KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MATRİS ÇEVİRİCİLERDE DOLAYLI UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİ VE MATRİS ÇEVİRİCİ İLE BESLENEN BİR ASENKRON CER MOTORUNUN KONTROLÜ

HALİL DEVECİ

KOCAELİ 2019

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MATRİS ÇEVİRİCİLERDE DOLAYLI UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİ VE MATRİS ÇEVİRİCİ İLE BESLENEN BİR ASENKRON CER MOTORUNUN KONTOLÜ

HALİL DEVECİ

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: 19.07.2019

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Yüksek lisans öğrenimim boyunca lisans öğrenimimde edindiğim akademik bilgileri pekiştirmenin yanı sıra, alanımla ilgili derin bir akademik öğrenme sürecinden geçtim. Bu süreç, akademik öğrenmenin temel gereksinimleri olan literatür tarama, doğru ve nitelikli bilgiye ulaşma ve bu bilgiyi amaç doğrultusunda kullanma konularında olgunlaştırıcı etkileri beraberinde getirdi.

Bu zorlu süreçte bana gerek teknik, gerekse beşeri konularda büyük destek olan tez danışmanım Prof. Dr. Hüseyin Tarık DURU' ya rehberliği, anlayışlılığı ve katkılarından dolayı canı gönülden teşekkürlerimi ve minnetimi sunarım. Vermiş oldukları derslerle yolumuzu aydınlatan, labaratuvar ve teknik imkanlarının tamamını çalışmalarımızda kullanmamızda desteğini esirgemeyen Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği ailesine teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca çalışmalarım süresince benden anlayışlarını ve desteklerini esirgemeyen Türkiye Lokomotif ve Motor Sanayi A.Ş' deki yönetici ve meslektaşlarıma teşekkür ederim. Deneysel çalışmalarda gerekli teknik altyapıyı ve imkanları sağladığından TÜLOMSAŞ Ar-Ge Dairesi Başkanlığı ve Elektrik Makinaları Fabrikası Müdürlüğü' ne minnet borcum olduğunu ayrıca belirtmek isterim.

Son olarak, girdiğim her yolda maddi manevi desteklerinden dolayı ve bu süreçte bana özveri ve sabır gösterdikleri için başta hayat arkadaşım Gözde DEVECİ olmak üzere tüm aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Temmuz – 2019 Halil DEVECİ

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR i
İÇİNDEKİLER ii
ŞEKİLLER DİZİNİ iv
TABLOLAR DİZİNİ vii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ viii
ÖZET xiii
ABSTRACT xiv
GİRİŞ 1
1. AA-AA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER 2
1.1. Gerilim Kaynaklı Eviricilere Genel Bir Bakış 3
1.2. Doğrudan AA-AA Dönüşüm Üzerine 6
1.3. Matris Çeviriciler Üzerine 7
1.4. Tezin Amacı ve Bölümlerin İçeriği 10
2. MATRİS ÇEVİRİCİ TEMELLERİ 12
2.1. Matris Çeviricilerin Yapısı ve Komütasyon Teknikleri 12
2.1.1. Doğrudan matris çeviriciler 13
2.1.2. Dolaylı matris çeviriciler 14
2.1.3. Çift yönlü anahtarlar 15
2.1.3.1. Köprü diyotlu çift yönlü anahtarlar 16
2.1.3.2. Ortak emiter bağlantılı çift yönlü anahtarlar 17
2.1.3.3. Ortak kollektör bağlantılı çift yönlü anahtarlar 17
2.1.4. Komütasyon yöntemleri 17
2.1.5. Koruma devreleri 20
2.1.5.1. Aşırı gerilime karşı koruma 21
2.1.5.2. Aşırı akıma karşı koruma 23
2.2. Matris Çeviricilerin Çalışma Prensibi 23
2.3. Matris Çeviricilerde Kullanılan Modülasyon Algoritmaları 25
2.3.1. Alesina-Venturini yöntemi 27
2.3.2. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu 31
2.3.2.1. Doğrudan ve dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemleri 32
2.3.2.2. Dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yönteminin detayları 37
2.3.3. Dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu algoritmasında doğrultma ve evirme aşamaları arasında senkronizasyonun sağlanması 46
2.3.4. Dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu algoritmasının doğrudan matris çeviriciye uygulanması 46
3. DOLAYLI UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİ KULLANILAN MATRİS ÇEVİRİCİNİN MODELLEME VE SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI 53
3.1. Doğrudan Matris Çevirici Modeli ve Simülasyon Çalışmaları 53

4. MATRİS ÇEVİRİCİ İLE SÜRÜLMESİ HEDEFLENEN 3-FAZLI KAFES ROTORLU ASENKRON CER MOTORUNUN MODELLENMESİ 62
4.1. İstenen qd0 Referans Sistemine Göre Asenkron Makine Modeli 62
4.2. Durağan ve Senkron Hızla Dönen Referans Sistemleri 64
4.3. Durağan Referans Sistemine Göre Asenkron Makine Modeli 64
4.4. Motor Parametrelerinin Elde Edilmesi 75
4.4.1. Boşta çalışma testleri yardımı ile 75
4.4.2. Kilitli rotor testleri yardımı ile 77
4.5. Manevra Lokomotifi Cer Motorunun Simülasyonu 81
5. MODELLENEN CER MOTORUNUN MATRİS ÇEVİRİCİ İLE KONTROLÜ 85
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 92
KAYNAKLAR 93
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER 97
ÖZGEÇMİŞ 98

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. AA-AA Çevirici blok diyagramı....2
Şekil 1.2. Sürücü olarak kullanılan güç dönüştürücülerinin sınıflandırılması....2
Şekil 1.3. Üç fazlı iki seviyeli gerilim kaynaklı evirici topolojisi....3
Şekil 1.4. Diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı eviricinin doğrultucu kısmı....4
Şekil 1.5. Diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı evirici....4
Şekil 1.6. Sırt sırta gerilim kaynaklı çevirici(BBVSC) yapısı....5
Şekil 1.7. Tristörlü üç-fazdan üç-faza doğrudan frekans çevirici ile motor sürme uygulaması....7
Şekil 1.8. Üç-fazdan üç-faza doğrudan matris çevirici....8
Şekil 2.1. Doğrudan matris çevirici yapısı....13
Şekil 2.2. Üç fazdan üç faza dolaylı matris çevirici....14
Şekil 2.3. Doğrudan ve dolaylı matris çevirici için eşdeğer anahtarlama durumlarından biri....15
Şekil 2.4. Çift yönlü anahtar yapıları a) Ortak emiter bağlantılı b) Ortak kollektör bağlantılı c) Köprü diyotlu....16
Şekil 2.5. Doğrudan matris çeviricide faz-faz kısa devresi durumu....18
Şekil 2.6. Çıkış akımının kesintiye uğraması sebebiyle aşır gerilim endüklenmesi durumu....19
Şekil 2.7. (a) İki faza tek faz matris çevirici (b) 4 adımlı komütasyon için anahtarlama sinyalleri....19
Şekil 2.8. Doğrudan matris çeviricide kenetleme devresi uygulaması....22
Şekil 2.9. Giriş ve çıkışta varistör/baskılama diyotları ile koruma yapılan doğrudan matris çevirici uygulaması....22
Şekil 2.10. Üç fazdan üç faza doğrudan matris çevirici topolojisi (ideal anahtarlar ile)....23
Şekil 2.11. Bir periyot için örnek bir anahtarlama sırası....28
Şekil 2.12. Matris çeviricinin üç faz giris gerilimlerinden elde edilen çıkış gerilimi (q≤0,5)....30
Şekil 2.13. Matris çeviricinin üç faz giris geriliminden elde edilen çıkıs gerilimi (q≤0,866)....30
Şekil 2.14. Üç fazlı dengeli bir sistemde değişkenler....31
Şekil 2.15. $\bar{X}_s$ uzay vektörünün elde edilmesi....32
Şekil 2.16. Gerilim referans vektörü sentezine bir örnek(α-β düzleminde)....33
Şekil 2.17. (a) çıkış faz gerilimi referans vektörü (b) giriş hat akımı referans vektörü....35
Şekil 2.18. Dolaylı matris çevirici topolojisi....37
Şekil 2.19. Aktif akım vektörleri ve sektörler ile referans giriş akım vektörünün karmaşık düzlemde gösterimi....39
Şekil 2.20. Giriş faz akım dalga şekillerinin ve sektörlerin zaman domeninde gösterimi....39
Şekil 2.21. Referans giriş akım vektörünün oluşturulması....40

Şekil 2.22. Aktif gerilim uzay vektörleri, sektörler ve referans çıkış faz gerilim vektörünün karmaşık düzlemde gösterimi.....43
Şekil 2.23. Çıkış faz gerilim dalga şekilleri ve sektörler arasındaki ilişkinin zaman domeninde gösterimi.....44
Şekil 2.24. Referans çıkış faz gerilim vektörünün oluştulması.....44
Şekil 2.25. Matris çeviricide bir çıkış fazının birden fazla şekilde aynı giriş fazı bağlanabileceğinin göstermi.....47
Şekil 2.26. Doğrultma ve evirme aşamasının bir konumunun doğrudan matris çeviricideki karşılığı.....47
Şekil 2.27. Testere dişi taşıyıcı sinyal ile anahtarlama sinyallerinin üretilmesi..... 51
Şekil 2.28. Üçgen dalga taşıyıcı sinyal kullanılarak anahtarlama sinyallerinin üretilmesi.....52
Şekil 3.1. Giriş akım ve çıkış gerilim referans vektörlerinin sentezlendiği bloklar.....53
Şekil 3.2. Giriş akım referans vektörünün genlik ve açı cinsinden elde edilmesi..... 54
Şekil 3.3. Çıkış gerilim referans vektörünün genlik ve açı cinsinden ifade edilmesi..... 54
Şekil 3.4. Giriş akım referans vektörünün bulunduğu sektörün belirlenmesi..... 55
Şekil 3.5. Çıkış gerilim referans vektörünün bulunduğu sektörün belirlenmesi..... 55
Şekil 3.6. Referans vektörlerin bulundukları sektörlerin çarpımı..... 56
Şekil 3.7. Sektör çiftlerinin aldıkları değerlere göre hangi sektör çiftinin seçildiğinin belirlendiği blokların bir bölümü..... ...56
Şekil 3.8. Referans vektörleri oluşturacak aktif vektörlerin doluluk oranlarının hesaplanması..... 57
Şekil 3.9. Doluluk oranlarının taşıyıcı sinyaller ile karşılaştıran blokların bir bölümü(DYA ve DXA için).....58
Şekil 3.10. Anahtarlama sinyallerinin üretilmesi ve güç devresine uygulanması..... 59
Şekil 3.11. Omik durumda kurulan modelde çıkış fazlararası gerilim ve faz akımları..... 60
Şekil 3.12. Omik durumda kurulan modelde giriş hat gerilim ve akımları.....60
Şekil 3.13. Omik-endüktif durumda kurulan modelde çıkış fazlararası gerilim ve faz akımları..... 61
Şekil 3.14. Omik-endüktif durumda kurulan modelde giriş hat gerilim ve akımları.....61
Şekil 4.1. abc ve istenen qd0 referansları arasındaki ilişki.....63
Şekil 4.2. Stator ve rotor bağlantıları.....65
Şekil 4.3. Durağan referans sistemine göre abc sargıları ve dq eksenleri 67
Şekil 4.4. Kaynak gerilimlerinin oluşturulması ve qd0 bileşenlerine dönüşümü 71
Şekil 4.5. Akımların elde edildiği blokların genel görünümü.....72
Şekil 4.6. Endüklenen gerilimler yardımıyla akımların q ekseni bileşenlerinin oluşturulduğu bloklar.....72

Şekil 4.7. Endüklenen gerilimler yardımıyla akımların d ekseni bileşenlerinin oluşturulduğu bloklar....73
Şekil 4.8. Elektromanyetik momentin üretilmesi ve rotor akımlarının temel elektriksel açısal hız ile çarpımının q ve d ekseni bileşenlerine geri besleme olarak alınması....74
Şekil 4.9. Akımların faz akımları cinsinden ifade edilmesi....74
Şekil 4.10. Tülomsaş cer motoru ve karşısında yük motorundan oluşan dinamometre düzeneği.... 81
Şekil 4.11. Motor parametrelerinin callbacks sekmesine yazılması ile Simulink' de parametrik çalışılması....82
Şekil 4.12. Boşta doğrudan yol verme uygulanan motorun açısal hız-zaman grafiği....83
Şekil 4.13. Boşta çalışma akımları....83
Şekil 4.14. Yükte doğrudan yol verme uygulanan motorun açısal hız-zaman grafiği....84
Şekil 4.15. Yükte doğrudan yol verilen motorun çektiği akımlar....84
Şekil 5.1. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru hız-zaman grafiği(60 Hz)....85
Şekil 5.2. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(60 Hz, geçici durum)....86
Şekil 5.3. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(60 Hz, kalıcı durum)....86
Şekil 5.4. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru hız-zaman grafiği(162 Hz).... ..87
Şekil 5.5. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(162Hz, geçici durum)....87
Şekil 5.6. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(162 Hz, kalıcı durum)....93
Şekil 5.7. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru hız-zaman grafiği(19,5 Hz)....89
Şekil 5.8. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(19.5 Hz, geçici durum)....89
Şekil 5.9. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(19.5 Hz, kalıcı durum)....90
Şekil 5.10. Matris çevirici ile hız kontrolü sağlanan asenkron cer motoru hız-zaman grafiği(0-162 Hz arası tanımlanan rampa boyunca).....90
Şekil 5.11. Matris çevirici ile kontrolü sağlanan asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(0-162 Hz arası tanımlanan rampa boyunca).....91
Şekil 5.12. Doğrudan matris çevirici ile durağan referans sisteminde modellenmiş asenkron cer motorunun sürüldüğü sistem....91

TABLOLAR DİZİNİ

Tablo 1.1. İncelenen topolojilerin kullanılan ana ekpiman sayıları bakımından karşılaştırılması.....10
Tablo 2.1. Doğrudan matris çeviricide güvenli anahtarlama durumları.....34
Tablo 2.2. Anahtarlama kombinasyoanlarına göre DA bara gerilimleri, giriş faz akımları ve karşılık gelen vektörler.....38
Tablo 2.3. Evirme aşaması için izin verilen anahtarlama durumları ve bunlara karşılık gelen vektörler.....42
Tablo 2.4. Referans vektörlerin bulunabileceği sektör çifti kombinasyonuna göre referans vektörleri oluşturmak için gereken aktif vektörler.....50
Tablo 4.1. Asenkron motorlarda kaçak reaktansların ampirik dağılımı.....80

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

$\bar{I}_0$: Referans giriş akım vektörünün oluşturulmasında kullanılan sıfır vektör

$\bar{I}_i$: Giriş hat akımı vektörü

$\bar{I}_{ix}$: Referans giriş akım vektörünün oluşturulmasında kullanılan x aktif vektörünün belli dolulukta uygulanması ile elde edilen bileşen vektör

$\bar{I}_{iy}$: Referans giriş akım vektörünün oluşturulmasında kullanılan y aktif vektörünün belli dolulukta uygulanması ile elde edilen bileşen vektör

$\bar{I}_o$: Çıkış faz akımı vektörü

$\bar{I}_x$: Referans giriş akım vektörünün oluşturulmasında kullanılan aktif vektör bileşenlerinden x bileşenine karşılık gelen aktif vektör

$\bar{I}_y$: Referans giriş akım vektörünün oluşturulmasında kullanılan aktif vektör bileşenlerinden y bileşenine karşılık gelen aktif vektör

$\bar{V}_0$: Referans faz gerilim vektörünün oluşturulmasında kullanılan sıfır vektör

$\bar{V}_i$: Giriş faz gerilimi vektörü

$\bar{V}_o$: Çıkış faz gerilimi vektörü

$\bar{V}_{o\alpha}$: Referans faz gerilim vektörünün oluşturulmasında kullanılan α aktif vektörünün belli dolulukta uygulanması ile elde edilen bileşen vektör

$\bar{V}_{o\beta}$: Referans faz gerilim vektörünün oluşturulmasında kullanılan β aktif vektörünün belli dolulukta uygulanması ile elde edilen bileşen vektör

$\bar{V}_\alpha$: Referans faz gerilim vektörünün oluşturulmasında kullanılan aktif vektör bileşenlerinden α bileşenine karşılık gelen aktif vektör

$\bar{V}_\beta$: Referans faz gerilim vektörünün oluşturulmasında kullanılan aktif vektör bileşenlerinden β bileşenine karşılık gelen aktif vektör

$\bar{X}_s$: Verilen örnekteki vektörler kullanılarak sentezlenen uzay vektörü

$\bar{x}_k$: Üç-fazlı dengeli bir sistemdeki uzay vektörlerinin genel gösterimi

$[T_{qd0}(\theta)]$: qd0 ve abc referans sistemleri arasındaki dönüşüm matrisi

I_{1bl} : Kilitli rotor akımı, (A)

I_{1nl} : Boşta çalışma akımı, (A)

I_{DC} : Kurgusal DA bara akımı, (A)

I_i : Giriş faz akımları tepe değeri, (A)

I_o : Çıkış faz akımları tepe değeri, (A)

L_{sg} : Yıldız noktası ile toprak arası endüktans, (H)

P_{core} : Nüve kayıpları, (W)

P_{nl} : Boşta çalışma aktif gücü, (W)

P_{nl} : Boşta çalışma kayıpları (W)

P_{rot} : Dönme kayıpları, (W)

Q_{bl} : Boşta çalışma reaktif gücü, (VAr)

Q_{nl} : Boşta çalışma reaktif gücü, (VAr)

R_{sg} : Yıldız noktası ile toprak arası direnç, (Ω)

S_1 : Dolaylı matris çeviricide girişteki A fazına bağlı (üst)anahtar durumu

S_{10} : Dolaylı matris çeviricide çıkıştaki b fazına bağlı (alt)anahtar durumu
S_{11} : Dolaylı matris çeviricide çıkıştaki c fazına bağlı (üst)anahtar durumu
S_{12} : Dolaylı matris çeviricide çıkıştaki c fazına bağlı (alt)anahtar durumu
S_2 : Dolaylı matris çeviricide girişteki A fazına bağlı (alt)anahtar durumu
S_3 : Dolaylı matris çeviricide girişteki B fazına bağlı (üst)anahtar durumu
S_4 : Dolaylı matris çeviricide girişteki B fazına bağlı (alt)anahtar durumu
S_5 : Dolaylı matris çeviricide girişteki C fazına bağlı (üst)anahtar durumu
S_6 : Dolaylı matris çeviricide girişteki C fazına bağlı (alt)anahtar durumu
S_7 : Dolaylı matris çeviricide çıkıştaki a fazına bağlı (üst)anahtar durumu
S_8 : Dolaylı matris çeviricide çıkıştaki a fazına bağlı (alt)anahtar durumu
S_9 : Dolaylı matris çeviricide çıkıştaki b fazına bağlı (üst)anahtar durumu
$S_{Aa}(t)$: Girişteki A fazını çıkıştaki a fazına bağlayan çift yönlü anahtarın anlık durumu
$S_{Ab}(t)$: Girişteki A fazını çıkıştaki b fazına bağlayan çift yönlü anahtarın anlık durumu
$S_{Ba}(t)$: Girişteki B fazını çıkıştaki a fazına bağlayan çift yönlü anahtarın anlık durumu
$S_{Bb}(t)$: Girişteki B fazını çıkıştaki b fazına bağlayan çift yönlü anahtarın anlık durumu
$S_{Ca}(t)$: Girişteki A fazını çıkıştaki c fazına bağlayan çift yönlü anahtarın anlık durumu
$S_{Ca}(t)$: Girişteki C fazını çıkıştaki a fazına bağlayan çift yönlü anahtarın anlık durumu
$S_{Cb}(t)$: Girişteki B fazını çıkıştaki c fazına bağlayan çift yönlü anahtarın anlık durumu
$S_{Cb}(t)$: Girişteki C fazını çıkıştaki b fazına bağlayan çift yönlü anahtarın anlık durumu
$S_{Cc}(t)$: Girişteki C fazını çıkıştaki c fazına bağlayan çift yönlü anahtarın anlık durumu
S_{bl} : Kilitli rotor görünür gücü, (VA)
S_{nl} : Girişteki boşta çalışma görünür gücü, (VA)
T_{DMC} : Doğrudan matris çevirici anahtarlama fonksiyonu
T_{VSI} : Evirme aşaması anahtarlama fonksiyonu
T_{VSR} : Doğrultma aşaması anahtarlama fonksiyonu
T_{c0} : 0 vektörün bir anahtarlama periyodunda uygulanma süresi, (s)
T_{damp} : Sürtünmeden kaynaklı sönümleme momenti, (Nm)
T_{em} : Elektromanyetik moment, (Nm)
T_{mech} : Rotora uygulanan mekanik moment(motor çalışmada yük momenti)
T_s : Anahtarlama periyodu, (s)
T_{v0} : 0 vektörün bir anahtarlama periyodunda uygulanma süresi, (s)
T_x : x aktif vektörünün bir anahtarlama periyodunda uygulanma süresi, (s)
T_y : y aktif vektörünün bir anahtarlama periyodunda uygulanma süresi, (s)
T_α : α aktif vektörünün bir anahtarlama periyodunda uygulanma süresi, (s)
T_β : β aktif vektörünün bir anahtarlama periyodunda uygulanma süresi, (s)
V_{1nl} : Boşta çalışma gerilimi, (V)
V_{1nl} : Kilitli rotor gerilimi, (V)
$V_A(t)$: A giriş faz geriliminin anlık değeri, (V)
$V_{AB}(t)$: A ve B terminalleri arası giriş geriliminin anlık değeri, (V)

$V_B(t)$: B giriş faz geriliminin anlık değeri, (V)
$V_{BC}(t)$: B ve C terminalleri arası giriş geriliminin anlık değeri, (V)
$V_C(t)$: C giriş faz geriliminin anlık değeri, (V)
$V_{CA}(t)$: C ve A terminalleri arası giriş geriliminin anlık değeri, (V)
V_{DC} : Kurgusal DA bara ortalama gerilimi, (V)
$V_a(t)$: a çıkış faz geriliminin anlık değeri, (V)
$V_b(t)$: b çıkış faz geriliminin anlık değeri, (V)
$V_c(t)$: c çıkış faz geriliminin anlık değeri, (V)
V_i : Giriş faz gerilimleri tepe değeri, (V)
V_{inputs} : Giriş faz gerilimlerinin anlık değerleri matrisi
V_o : Çıkış faz gerilimleri tepe değeri, (V)
$V_o(t)$: Çıkış faz gerilim vektörü genliği, (V)
$V_{outputs}$: Çıkış faz gerilimlerinin anlık değerleri matrisi
X_{11} : Stator öz-reaktansı, (Ω)
X_{bl} : Boşta çalışma reaktansı, (Ω)
X_{nl} : Boşta çalışma reaktansı, (Ω)
Z_{bl} : Kilitli rotor empedansı, (Ω)
d_0 : Doğrudan matris çeviricide sıfır vektörün doluluk oranı
d_{c0} : 0 akım vektörünün uygulanacağı doluluk oranı
d_{v0} : 0 gerilim vektörünün uygulanacağı doluluk oranı
d_x : x aktif vektörünün uygulanacağı doluluk oranı
$d_{x\alpha}$: 1. aktif vektörün uygulanacağı doluluk oranı
$d_{x\beta}$: 3. aktif vektörün uygulanacağı doluluk oranı
d_y : y aktif vektörünün uygulanacağı doluluk oranı
$d_{y\alpha}$: 2. aktif vektörün uygulanacağı doluluk oranı
$d_{y\beta}$: 4. aktif vektörün uygulanacağı doluluk oranı
d_α : α aktif vektörünün uygulanacağı doluluk oranı
d_β : β aktif vektörünün uygulanacağı doluluk oranı
$i_A(t)$: A giriş faz akımının anlık değeri, (A)
$i_B(t)$: B giriş faz akımının anlık değeri, (A)
$i_C(t)$: C giriş faz akımının anlık değeri, (A)
$i_a(t)$: a çıkış faz akımının anlık değeri, (A)
i_{as} : Stator giriş a fazı akımı, (A)
$i_b(t)$: b çıkış faz akımının anlık değeri, (A)
i_{bs} : Stator giriş b fazı akımı, (A)
$i_c(t)$: c çıkış faz akımının anlık değeri, (A)
i_{cs} : Stator giriş c fazı akımı, (A)
$i_i(t)$: Giriş hat akım vektörü genliği, (A)
i_{inputs} : Giriş faz akımlarının anlık değerleri matrisi
$i_{outputs}$: Çıkış faz akımlarının anlık değerleri matrisi
$m_{Yx}(t)$: Hizmet çevrimi doluluk oranı
m_c : Akım modülasyon indeksi
m_v : Gerilim modülasyon indeksi
n_{ph} : Faz sayısı
t_{Ax} : A giriş fazının herhangi bir çıkış fazına bağlı olduğu durumun anahtarlama süresi, (s)

t_{Bx} : B giriş fazının herhangi bir çıkış fazına bağlı olduğu durumun anahtarlama süresi, (s)
t_{Cx} : C giriş fazının herhangi bir çıkış fazına bağlı olduğu durumun anahtarlama süresi, (s)
t_{Yx} : Doğrudan matris çeviricide herhangi bir giriş fazının herhangi bir çıkış fazına bağlı olduğu ilgili anahtarlama elemanının iletimde kalma süresi, (s)
v_{as} : Stator giriş a fazı gerilimi, (V)
v_{bs} : Stator giriş b fazı gerilimi, (V)
v_{cs} : Stator giriş c fazı gerilimi, (V)
v_{sg} : Yıldız noktası ile toprak arası gerilim, (V)
w_i : Giriş elektriksel açısal hızı, (rad/s)
w_m : Rotor mekanik açısal hızı, (rad/s)
w_o : Çıkış elektriksel açısal hızı, (rad/s)
$w_r(t)$: Rotor mekanik açısal hızı, (rad/s)
x_M : Bileşke kaçak reaktans, (Ω)
x_a : a uzay vektörünün genliği
x_b : b uzay vektörünün genliği
x_c : c uzay vektörünün genliği
x'_{lr} : Statora indirgenmiş rotor kaçak reaktansı, (Ω)
x_{ls} : Stator kaçak reaktansı, (Ω)
x_m : Ortak kaçak reaktans, (Ω)
Ψ'^{s}_{dr} : Rotorda endüklenen gerilimin d bileşeninin statora indirgenmişi, (V)
Ψ^{s}_{ds} : Statorda endüklenen gerilimin d bileşeni, (V)
Ψ^{s}_{md} : Stator ve rotor akımlarının ortak endüktans sebebi ile endüklediği gerilimin d bileşeni, (V)
Ψ^{s}_{mq} : Stator ve rotor akımlarının ortak endüktans sebebi ile endüklediği gerilimin q bileşeni, (V)
Ψ'^{s}_{qr} : Rotorda endüklenen gerilimin q bileşeninin statora indirgenmişi, (V)
Ψ^{s}_{qs} : Statorda endüklenen gerilimin q bileşeni, (V)
$\alpha_0(t)$: Çıkış faz gerilim vektörü açısı
$\beta_i(t)$: Giriş hat akım vektörü açısı
$\theta_r(0)$: Rotorun başlangıç konumu
$\theta_r(t)$: Rotor açısı
φ_i : Giriş yük açısı
φ_o : Çıkış yük açısı
H : Dönen bir kütlenin kinetik enerjisinin anma gücüne oranı
J : Eylemsizlik momenti, (kgm^2)
M(t) : Anlık değerlere göre modülasyon matrisi
q : Giriş ve çıkış gerilimi arası dönüştürme oranı
$\theta(t)$: Belli bir hızla dönen referans sisteminin q ekseni ile stator durağan stator sargılarının a ekseni arasındaki dönüştürme açısı

Kısaltmalar

AA : Alternatif Akım

BBVSC	: Back to back Voltage Source Converter (Sırt Sırta Gerilim Kaynaklı Çevirici)
DA	: Doğru Akım
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
IEEE	: The Institute of Electrical and Electronics Engineers (Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü)
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (Yalıtılmış Kapılı Çift Kutuplu Transistör)
IGCT	: Integrated Gate Commutated Thyristor (Tümleşik Kapı Kontrollü Tristör)
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör)
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
TCDD	: Türkiye Cumhuriyeti Devlet Demir Yolları
THB	: Toplam Harmonik Bozunum
TÜLOMSAŞ	: Türkiye Lokomotif ve Motor Sanayii A.Ş

MATRİS ÇEVİRİCİLERDE DOLAYLI UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİ VE MATRİS ÇEVİRİCİ İLE BESLENEN BİR ASENKRON CER MOTORUNUN KONTROLÜ

ÖZET

Bu çalışmada, alternatif akımdan alternatif akıma değişken genlik ve frekansta doğrudan dönüşüm yapan bir çeşit güç dönüştürücüsü olan matris çeviriciler anlatılmakta, matris çevirici tarafından sürülen bir üç fazlı kafes rotorlu asenkron motor modellenmektedir. Ticari işletmedeki manevra lokomotiflerinde kullanılan bir asenkron cer motoru, parametreleri belirlenerek bu modele uygulanmakta ve elde edilen sonuçlar deneysel sonuçlarla karşılaştırılmaktadır. Matris çeviricilerin endüstride kullanıldığı ve kullanılabileceği uygulama alanlarının yanı sıra; bu alanlarda sunduğu imkanlar ve yaratacağı etkiler incelenmiş, gerilim kaynaklı eviriciler ile benzerlikleri ve farkları ortaya konulmuştur. Gerilim kaynaklı eviricilere göre üstünlükleri ve zayıflıklarından söz edilmiştir. Farklı matris çevirici topolojileri ile bunların birbirine avantaj ve dezavantajları açıklanmıştır. Matris çeviricilerde kullanılan farklı modülasyon ve komütasyon stratejilerine ve bunların avantaj ve dezavantajlarına değinilmiştir. Matris çeviricilerde güvenli anahtarlama kombinasyonları anlatılmıştır. Uzay vektör kavramı ve matris çevirici modelinde kullanılacak referans uzay vektörlerinin Park-Clarke dönüşümleri kullanılarak oluşturulması anlatılmıştır. Dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemi ile sürülen üç fazlı matris çeviricinin Simulink ortamında benzetimleri yapılmıştır. Dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yönteminin doğrudan matris çevirici topolojisine uygulanması detaylı olarak anlatılmıştır. Oluşturulan modele omik ve endüktif yükler bağlanmış ve ayrı ayrı çalışılmıştır.
Bu tez çalışması ile; ticari işletmedeki manevra lokomotiflerinde kullanılan bir asenkron cer motorunun parametrelerinin belirlenmesi, parametreleri belirlenen bu asenkron cer motorunun dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemi kullanılan bir matris çevirici yardımı ile kapalı çevrim hız kontrolünün sağlanması ve sonuçların analiz edilmesi amaçlanmıştır. Tezin birinci bölümünde, AA-AA çeviriciler anlatılmış, matris çevirici bu çeviriciler arasında sınıflandırılıp karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. İkinci bölümde matris çeviricilerin temelleri ve çalışma prensibi detaylı olarak anlatılmış, matris çevirici kontrol algoritmaları üzerinde durulmuştur. Üçüncü bölümde özgün bir matris çevirici modellemesi ve simülasyonları MATLAB Simulink ortamında gerçeklenmiştir. Dördüncü bölümde matris çevirici ile sürülmesi hedeflenen asenkron motor modellenmiş, deneysel çalışmalar ile karşılaştırmalı olarak kurulan cer motoru modelleri incelenmiştir. Beşinci bölümde matris çevirici ile bu makinelerin sürülmesi ile ilgili çalışmalarda bulunulmuş ve çeşitli sistemler modellenip simülasyonları yapılmıştır. Altıncı bölüm ise sonuç ve değerlendirmelere ayrılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Cer Motoru, Gerilim Kaynaklı Evirici, Kurgusal DA Bara, Matris Çevirici, Motor Sürücü.

INDIRECT SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION METHOD IN MATRIX CONVERTERS AND CONTROL OF AN ASYNCHRONOUS TRACTION MOTOR FED BY MATRIX CONVERTER

ABSTRACT

In this paper, a kind of direct frequency converter which can convert AC to AC with variable frequency and amplitude, matrix converter has been introduced, and a squirrel cage induction motor which driven by matrix converter has been modelled. An induction motor which used as a traction motor in commercial shunting locomotives has been implemented to this model and compared with expiremental results. In addition to the using fields of the matrix converter in industry, the opportunities it offers in these fields and the impacts it is going to create are examined. Similarities and differences of the matrix converters with Voltage Source Inverters are exhibited. Supremacies and weaknesses of the matrix converters according to Voltage Source Inverters are revealed. Matrix converters are reviewed with regard to using fields that they could find on the complex excitation and traction systems. The advantages that they could provide in these areas are explained. Powertrain systems involving matrix converters are given with explanations and block diagrams. Frontier works done in this field, applications, the concepts, and the prototypes are explained. Different matrix converter topologies have been explained. Different modulation and commutation strategies in the matrix converters and the advantages-disadvantages of these are mentioned. Safe switching combinations in matrix converters are expressed. Space vector concept and creating of the reference space vectors via Park-Clarke transformations have been explained. Simulink model of a three-phase matrix converter which is driving with indirect space vector pulse width modulation method has been done. In the models, direct and indirect matrix converter topologies have been constructed separately with using ideal switches, and these topologies are examined comparatively. Application of indirect space vector modulation technique to the direct matrix converter topology has been showed with details. Resistive and inductive loads are connected and studied separately.

With this thesis, parameter determination of an asynchronous traction motor used in commercially used shunting locomotives, and control of this traction motor with a matrix converter controlled with indirect space vector modulation algorithm has been aimed. In the first chapter, AC-AC converters have been explained, matrix converter has been categorized among these converters, and compared with others. In the second chapter, the basics of the matrix converter and operation principles of it, have been described with details, control algorithms of matrix converters have been pointed on. In the third chapter, an original matrix converter modeling and simulations have been realized in MATLAB Simulink environment. In the fourth chapter, the traction motor has been modeled which has been aimed to be controlled by matrix converter, the traction motor models which is compared with experimental works have been

analyzed. In the fifth chapter, driving of this machine by matrix converter has been tried, and assorted systems have been modeled and simulated. And, the sixth chapter, has been reserved for the conclusions and evaluations.

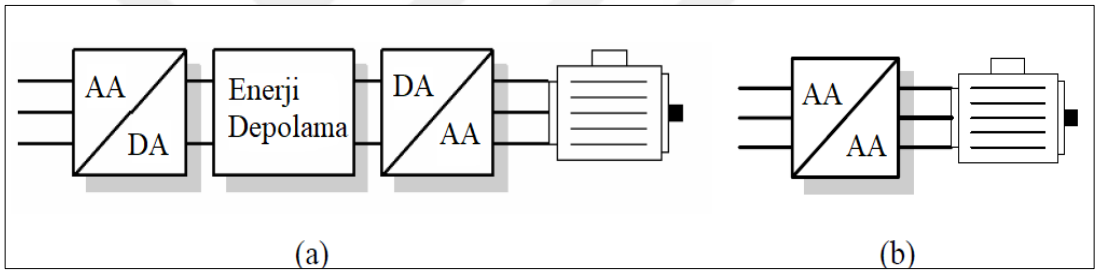
Keywords: Traction Motor, Voltage Source Inverter, Fictitous DC Link, Matrix Converter, Motor Driver.

GİRİŞ

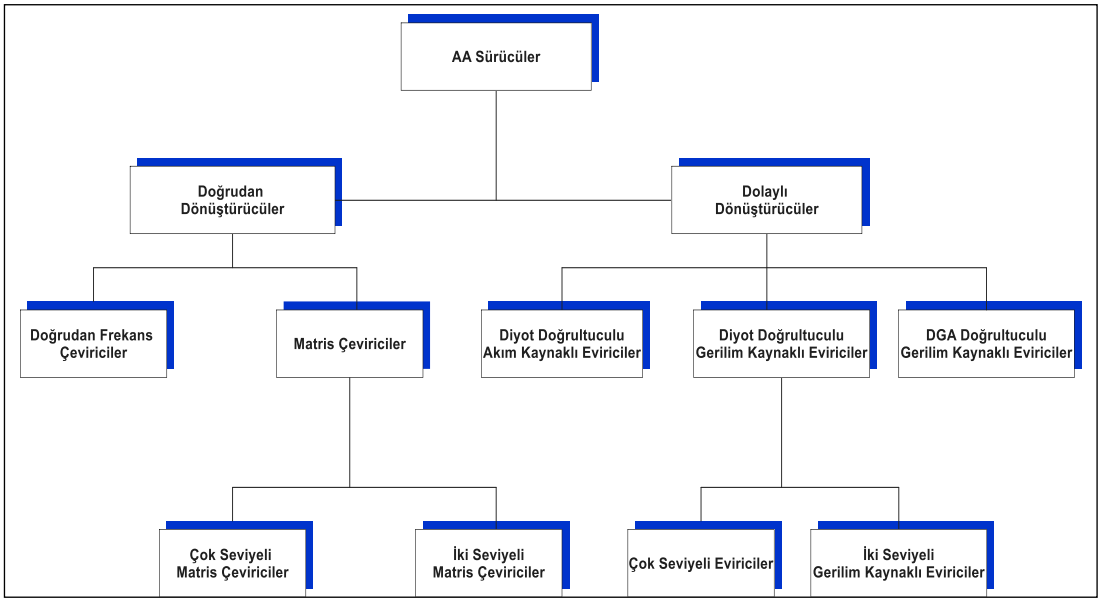
Yarıiletkenlerin ortaya çıkışından itibaren güç elektroniği bilim dalının doğuşu ile birlikte kontrolü kolaylaşan alternatif akım makineleri, endüstride ve evsel kullanımda hemen her güçteki uygulamada en çok tercih edilen elektrik makineleri haline gelmişlerdir. Bu makinelerin çıkışında değişken hız ve momentlerde tahrik sağlaması ancak girişine uygulanan alternatif gerilimin genlik ve frekansının değişken olması ile mümkün olmaktadır. Bu ihtiyacın giderilmesi için yıllar içerisinde çeşitli güç dönüştürücüleri ve kontrolcülerini içeren sürücüler ortaya çıkmıştır. Modern bir çeşit güç dönüştürücüsü olan matris çeviriciler, endüstride bu amaçla hali hazırda yaygın olarak kullanılan konvansiyonel güç dönüştürücülerine göre bir çok yönden sahip olduğu teknik üstünlükleri sebebi ile bir çok mali üstünlüğü de beraberinde getirmektedir. Bu çalışmada, bir güç dönüştürücüsü olarak matris çeviriciler incelenmekte ve matris çeviricilerin çeşitli elektrik makineleri ile farklı endüstriyel uygulamalarda farklı görevlerdeki kullanımı modelleme ve benzetimler ile kurgulanmaktadır. Bu sayede matris çeviriciler hakkında teorik olarak derinlemesine bilgi verilmesinin yanı sıra, endüstrideki muadilleri ile karşılaştırmalı olarak ele alınmaları amaçlanmış, bu bağlamda deneysel yöntemlerle yapılan bir takım çalışmalar da referans alınarak konunun güvenilir sonuçlarla analiz edilmesi hedeflenmiştir. Matris çeviricilerin teknik açıdan sunduğu imkanların yanı sıra avantajlarının ve dezavantajlarının daha iyi anlaşılması için mevcut AA-AA güç dönüştürücülerinin genel anlamda tanınması gereklidir. Bu bağlamda; birinci bölümün girişle bir bütün halinde değerlendirilmesi okuyucudan beklenmektedir. Tez çalışmasındaki bölümlerin içerikleri hakkında detaylı bilgi verilmesinin bu kısıma bırakılmasının konunun bütünlüğü ve okuyucunun takibi açısından kolaylık sağlayacağı düşünülmüştür.

1. AA-AA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Alternatif akımdan alternatif akıma(AA-AA) dönüşüm yapan güç dönüştürücülerini temelde; iki AA sistem arasında DA bara bileşenlerini barındıran dolaylı dönüştürücüler ve doğrudan AA-AA dönüşümü sağlayan doğrudan dönüştürücüler olarak iki grupta incelemek mümkündür[1]. -Bu noktada ters paralel bağlı tristörler içeren ve daha ilkel yapılar olan AA kıyıcıları ihmal edilmiştir ki bunlar da bir çok uygulamada yumuşak yol verici olarak kullanılmaktadırlar.- Doğrudan ve dolaylı güç dönüştürücüsü kullanılarak yapılan bir alternatif akım motoru sürme uygulaması genel anlamda Şekil 1.1' de verilen diyagramdaki gibi ifade edilebilir[3].

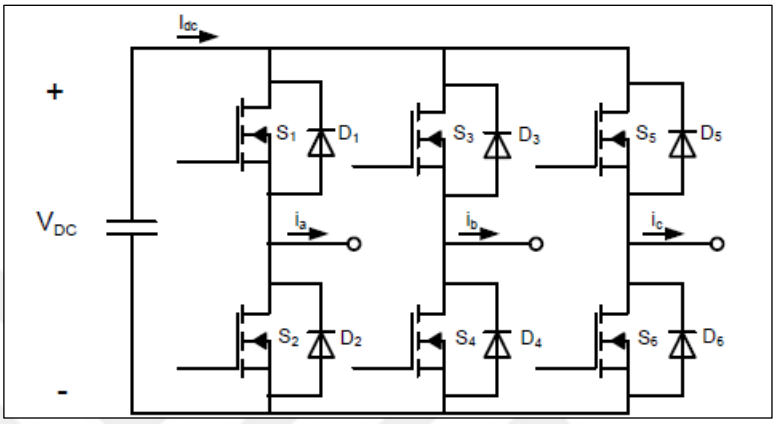


Şekil 1.1. AA-AA Çevirici Blok Diyagramı (a) dolaylı AA-AA çevirici (b) doğrudan AA-AA çevirci



Şekil 1.2. Sürücü olarak kullanılan güç dönüştürücülerinin sınıflandırılması

Tüm dolaylı güç dönüştürücülerinin içinde son günlerde en yaygın olarak kullanılan diyot doğrultuculu iki seviyeli gerilim kaynaklı eviricilerdir[1]. Gerilim kaynaklı evirici, bir DA giriş geriliminden AA çıkış gerilimi üreten bir DA-AA dönüştürücü olarak tanımlanabilir. Şekil 1.2' de üç-faz uygulamalarda en yaygın kullanılan evirici topolojilerden biri olan üç-fazlı iki-seviyeli bir gerilim kaynaklı evirici görülmektedir.



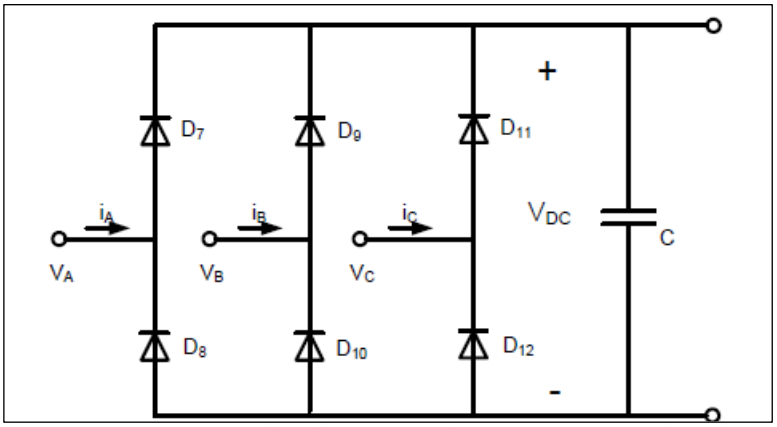
Şekil 1.3. Üç fazlı iki seviyeli gerilim kaynaklı evirici topolojisi

Doğrudan AA-AA dönüştürücüler içerisinde üç-fazdan üç-faza uygulamalarda en yaygın olarak çalışılan topoloji doğrudan frekans çeviricilerdir[1]. Doğrudan frekans çeviriciler, kaynağı yüke doğrudan bağlamak için yarıiletken anahtarlar kullanarak girişindeki alternatif gerilimi yüke değişken genlik ve frekansta bir alternatif gerilim olarak aktarırlar. Çift yönlü enerji akışına izin veren doğrudan frekans çeviricilerde çıkış frekansının giriş frekansından az olması gerekmektedir[1]. Bu çeviricilerde çıkış frekansı giriş frekansının 1/3' üne kadar ayarlanabilirdir[2]. Tıpkı doğrudan frekans çeviriciler gibi matris çeviriciler de doğrudan dönüştürücüler olup son yıllarda oldukça ilgi toplamaktadır. Literatürde son on yılda matris çeviriciler üzerine yapılan çalışmalar incelendiğinde bu ilgi açıkça görülmektedir.

1.1. Gerilim Kaynaklı Eviricilere Genel Bir Bakış

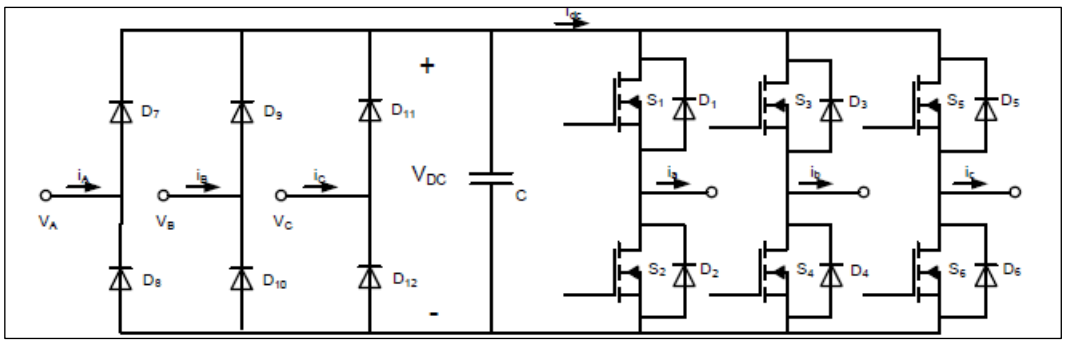
Gerilim kaynaklı eviriciler DA-AA dönüşüm yaptıklarından yukarıda anlatılan AA-AA dönüşümünü dolaylı olarak sağlayabilmeleri için girişlerinde bir doğrultucu ile beraber kullanılırlar. Gerilim kaynaklı evirici uygulamalarında girişte en fazla kullanılan doğrultucu yapısı üç-fazlı tam dalga tam köprü doğrultuculardır. Şekil 1.3'

de diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı eviricinin doğrultucu kısmı ve DA barası görülmektedir.



Şekil 1.4. Diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı eviricinin doğrultucu kısmı

Diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı evirici topolojisi, ayrıca DA-bara kondansatörlerini içerisinde bulundurur ki bu sayede üretilen DA gerilimin dalgalılığı azaltılmaktadır. Bugün endüstride kullanılan alternatif akım motor sürücüleri incelendiğinde en büyük bölümünü diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı eviricilerin oluşturduğu görülecektir. Bunda en önemli etkenin basit ve görece sağlam yapıda olmalarının yanı sıra düşük maliyetleri olduğu bilinmektedir. Şekil 1.4' de diyot doğrultuculu iki seviyeli gerilim kaynaklı evirici yapısı görülmektedir. Artık bir bütün haline gelen ve dolaylı AA dönüştürücüleri içerisinde sınıflandırdığımız bu yapının AA-DA-AA dönüşümü yaptığı kolayca anlaşılabilmektedir. Böylece dolaylı dönüştürücülerin neden dolaylı olarak isimlendirildikleri de anlam kazanmaktadır.



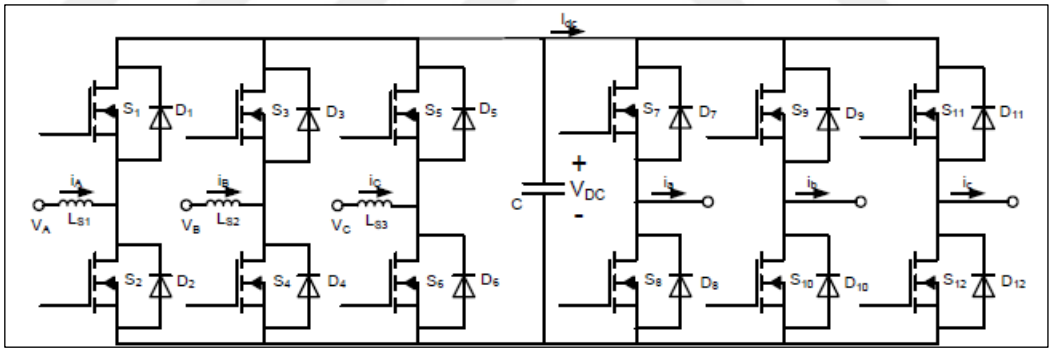
Şekil 1.5. Diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı evirici

Diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı eviricilerin başlıca iki dezavantajı aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Girişten non-sinuzoidal akım çektiklerinden akım harmoniklerine yol açarlar.
- Diyot tek yönlü bir yarı-iletken olduğundan bu yapılar çift yönlü enerji akışına izin vermezler.

Sadece yük akımı için düşünüldüğünde gerilim kaynaklı eviriciler iyi bir çözüm olabilirler, ancak yukarıda da belirtildiği gibi girişte yol açtığı harmoniklerden dolayı giriş akımları oldukça bozuktur ki bu da sistemden beslenen diğer cihazlar için ciddi sorunlara yol açabilir.

Bu dezavantajların giderilmesi için diyot doğrultucu gerilim kaynaklı eviricilerin yerine konvansiyonel bir çözüm olarak girişinde kontrollü doğrultucu içeren sırt sırta gerilim kaynaklı çevirici(BBVSC) denilen yapılar ortaya çıkmıştır. Şekil 1.5' de bir BBVSC topolojisi görülmektedir. Bu yapılar 1970' lerin sonlarından itibaren kullanılmaya başlanmışlardır[1].



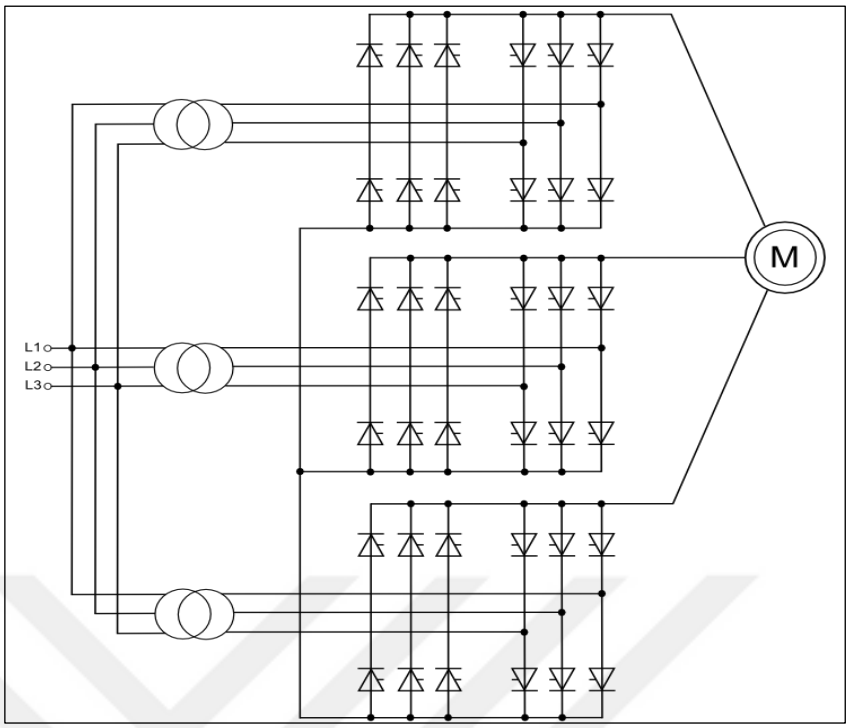
Şekil 1.6. Sırt sırta gerilim kaynaklı çevirici(BBVSC) yapısı

Bu tip sürücüler girişlerindeki AA kaynaktan sinüzoidal akım çekerler. Diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı eviricilerdekine benzer şekilde doğrultucu ve evirici kısımları arasında DA bara kondansatörleri içerirler. Ayrıca Şekil 1.5' de görüldüğü gibi girişte filtre vazifesi gören bobinlerin kullanılması yaygındır. Bu yapı diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı eviricilerin aksine artık çift yönlü enerji akışına izin vermekte olduğundan doğrultucu ve evirici kısımları rejeneratif çalışma esnasında rolleri değişebilir. Bu yapının ismini de doğasındaki bu simetriden aldığını söylemek çok da yanlış olmayacaktır.

Ancak ne var ki, endüstriyel sürücü uygulamalarında BBVSC topolojisi de doğası gereği bir takım olumsuzlukarı beraberinde getirir. Diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı eviricilerde olduğu gibi DA bara kondansatörlerine sahip olmasının bu olumsuzlukların başında geldiği söylenebilir. Bu kondansatörler sınırlı işletme ömrüne sahip olmalarının yanı sıra büyük ve ağır elemanlardır. Ayrıca giriş filtresi olarak kullanılan bobinler de, en az bu kondansatörler kadar büyük ve ağır yapıdadırlar. Dolayısıyla BBVSC içeren endüstriyel sürücülerin hacim yönünden görece büyük oldukları söylenebilir.

1.2. Doğrudan AA-AA Dönüşüm Üzerine

Doğrudan AA-AA dönüştürücüler yukarıda açıklanan sebeplerden ve dolaylı dönüştürücülerin dezavantajlarından dolayı sürücü uygulamalarında ve diğer uygulamalarda oldukça cazip hale gelmektedirler. Doğrudan frekans dönüşümü fikri 1920' lere dayanmaktadır[6]. Tristörün icadından sonra ilk yarıiletken tabanlı doğrudan frekans çevirici ise 1960' larda geliştirilmiştir. En fazla üç-fazdan üç-faza uygulamalarda kullanılmış olan doğrudan frekans çeviricilerde giriş geriliminin genliği ve frekansı sabitken çıkış gerilimlerinde hem gerilim hem de frekansın değişken olduğu bilinmektedir. Ayrıca, yük gerilimlerinin ve giriş akım dalga şekillerinin oldukça bozuk oldukları görülmektedir. Buna karşın kullanılan anahtarlama elemanı sayısının artması ile çıkış dalga şekillerinin kalitesi artırılabilmektedir. Ayrıca; giriş ve çıkış arasındaki frekans dönüştürme oranının yüksek olmasından kaynaklı gerilim bozulmalarını normal yükler tolere edemediğinden çıkış frekansı, giriş frekansının yarısı ile sınırlı olmaktadır[1]. (Bu oranın farklı kaynaklarda farklı verildiği görülmüştür.) Bu sebeple, doğrudan frekans çeviricilerin geriye kalan tek avantajı, tristörlerin sağlamlığı ve düşük kayıplardır. Şekil 1.7' de bir üç-fazdan üç-faza doğrudan frekans çevirici ile motor sürme uygulaması görülmektedir.



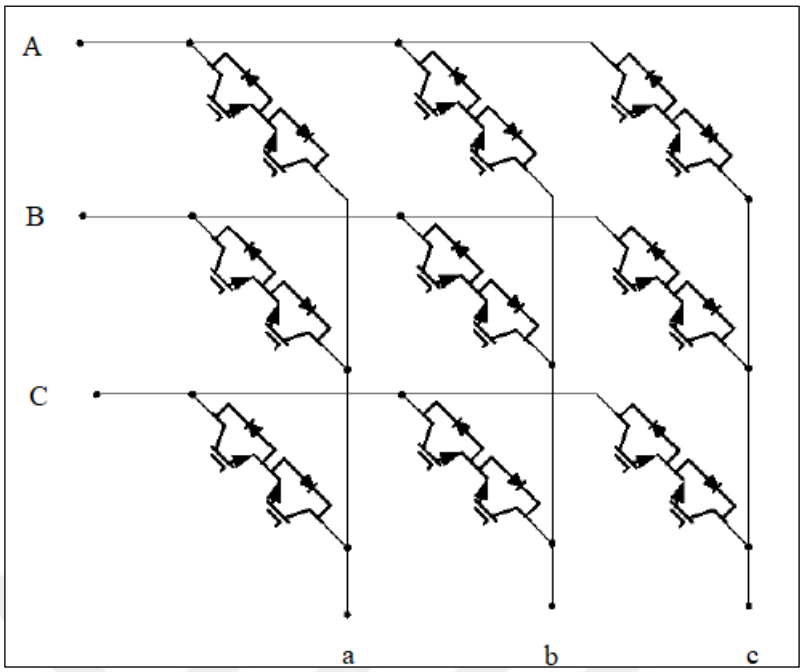
Şekil 1.7. Tristörlü üç-fazdan üç-faza doğrudan frekans çevirici ile motor sürme uygulaması

Bütün bunlar göz önünde bulundurulduğunda doğrudan frekans çeviriciler, düşük ve orta güçteki uygulamalarda çıkış frekansındaki kısıtlılık ve kötü harmonik performansı sebebi ile en uygun çözüm olmaktan çok uzaktır. Ancak yüksek güçlerde düşük kayıpları ve sağlamlığı nedeniyle halen tercih sebebi olabilmektedir.

Bir diğer doğrudan AA-AA dönüştürücüsü olan matris çeviriciler çıkış frekansında herhangi bir sınırlama olmaması bakımından oldukça avantajlı hale gelmektedirler.

1.3. Matris Çeviriciler Üzerine

Matris çeviriciler herhangi bir DA bara, DA enerji depolama elemanı veya AA-DA dönüşümü gerçekleştirmeksizin doğrudan AA-AA dönüşüm yaparlar. Bu sebeple dolaylı güç dönüştürücülerine göre ağırlık ve hacim yönünden kayda değer oranda küçüktürler. Kendi içlerinde de doğrudan matris çevirici ve dolaylı matris çevirici gibi farklı topolojilerde bulunabilen matris çeviricilerin farklı sayıda anahtarlama elemanı ile gerçeklenen çok sayıda varyasyonu mevcuttur. Şekil 1.8’ de ortak emiter montajlı IGBT(insulated gate bipolar transistor)’ ler ve diyotlar ile kurlmuş doğrudan matris çevirici topolojisi görülmektedir.



Şekil 1.8. Üç-fazdan üç-faza doğrudan matris çevirici

Burada A B C giriş fazlarını a b c ise çıkış fazlarını göstermektedir. Matris çeviricler aşağıda sunduğu avantajlar bakımından giderek daha fazla ilgi görmekte ve daha önceki bölümlerde anlatılan BBVSC, iki seviyeli gerilim kaynaklı evirici gibi yapılara ciddi bir alternatif olmaktadır.

- Birim hacimde daha fazla güç dönüşümü yapabilmesi
- Dört bölgeli çalışmaya doğal olarak izin vermesi
- İki yönlü enerji akışına izin vermesi
- Sinüzoidal dalga şekilli giriş ve çıkış akımları üretmesi(giriş akımlarında düşük harmonik bileşen)
- Giriş güç faktörünün kontrolüne olanak tanıması
- Kompakt tasarımı sayesinde sistem güvenilirliğini arttırması
- DA bara kondansatörleri içermemesi sayesinde daha yüksek sıcaklık, titreşim içeren endüstriyel ortamlarda daha sorunsuz çalışabilmesi.

Matris çeviricilerde çift yönlü kontrollü anahtarlama elemanları kaynağı yüke doğrudan bağladığından giriş ve çıkış tarafları direk bağlantılıdır. Dolayısı ile değişken genlik ve frekanslı çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri tek aşamalı güç dönüşümü ile

senezlenmelidir. Bu sebeple matris çeviricilerde modülasyon kontrolü karmaşık yapıda ve görece zordur.

Matris çeviricilerden ilk olarak 1980' lerin başında Alesina ve Venturini tarafından söz edilmiştir[9]. Bu ikili matris çeviricilerin kesin bir matematiksel modelini çıkardı ve ve hizmet-çevrimli modülasyon matrisi kavramını ortaya attı. Bu darbe genişlik ayarlama metodu Venturini metodu olarak bilinmektedir. Bu yöntemin malesef giriş çıkış arasındaki gerilim dönüştürme oranının en fazla %50 ile sınırlı olması gibi bir dezavantajı bulunmaktaydı. Alesina ve Venturini daha sonra çıkış gerilim dalga şekline 3. Harmonik ekleyerek bu oranı %86,6' ya çıkarmayı başarmıştır.

Farklı bir dalga şekli sentezi yaklaşımı P.Ziogas ve arkadaşları tarafından önerilmiştir[7]. Bu yaklaşımda matris çevirici, kurgusal doğrultma ve kurgusal evirme aşaması olarak iki aşamaya bölünmektedir. Böylece giriş gerilimi, önce kurgusal bir DA bara oluşturulup doğrultulur ve daha sonra istenen çıkış frekansında evirilir. Bu yöntem, dolaylı matris çevirici yaklaşımı olarak literatüre geçmiştir ve kurgusal DA bara ve eviricinin kontrolü için literatürde iyi bilinen ispatlanmış tekniklerin kullanımına olanak tanır.

Matris çeviricilerde uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemi(UVDGM) ise ilk olarak 1989 yılında Huber ve arkadaşları tarafından önerilmiştir[10]. Bu yöntem matris çeviricinin giriş-çıkış performansında tatmin edici sonuçlar vermektedir. Bu yöntemde maksimum giriş-çıkış gerilim oranının(0,86) üretilmesi için doğrultma ve evirme aşamasında ayrı ayrı vektör kontrolü uygulanırken sinüzoidal giriş akımları ve girişteki güç faktörünün kontrolü de sağlanmış olur.

Elektrik makineleri açısından incelendiğinde matris çeviriciler yukarıda verilenlere ek olarak aşağıdaki avantajlara sahiptir[2]:

- Çıkış gerilimi sinüse daha yakın olduğundan ek kayıplar ve darbelenme momentleri azalır.
- Dolaylı güç dönüştürücüleri ile sürülen elektrik makinelerinde enerji kaynağa geri dönmeyip DA barada depolandığından hızda ve momentte dalgalanmalar oluşmaktadır. Matris çeviricilerde ise çift yönlü anahtarlar kullanıldığından enerji kaynağa geri dönebilmektedir.

- Matris çeviricilerde giriş filtre ihtiyacı minimumdur.

Bunlarla birlikte topolojik açıdan incelendiğinde matris çeviricilerin dezavantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir[2]:

- Dolaylı güç dönüştürücülerine göre kullanılan yarıiletken eleman sayısı fazladır.
- Çıkış gerilimi, giriş geriliminin %86,6' sı kadardır.
- Anahtarlama algoritmalarını gerçekleştirmek görece zordur.
- Özellikle yüksek güç uygulamalarda anahtarlama kayıpları kayda değer seviyelere çıkar.
- Anahtarlama kayıpları ve giriş ve çıkış akımlarındaki harmonikler kontrol algoritmaları ile oldukça ilgilidir.

Yukarıda anlatılan üç temel topolojinin içerdikleri ana devre elemanları bakımından karşılaştırılması Tablo 1.1' de verilmektedir.

Tablo 1.1 İncelenen topolojilerin kullanılan ana ekpiman sayıları bakımından karşılaştırılması

Topoloji	Tam kontrollü devre elemanı	Hızlı diyotlar	Doğrultucu diyotlar	Büyük elektrolitik kondansatörler	Büyük bobinler
Doğrudan matris çevirici	18	18	0	0	0
BBVSC	12	12	0	1	3
Diyot doğrultuculu gerilim kaynaklı evirici	6	6	6	1	0 veya 1

Tablo 1.1 incelenirse BBVSC' de kullanılan giriş bobinleri ve DA bara kondansatörlerinin yerine doğrudan matris çeviricide fazladan altı anahtarlama elemanının geçtiği görülmektedir.

1.4. Tezin Amacı ve Bölümlerin İçeriği

Bu çalışma dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonü yöntemi ile kontrol edilen doğrudan matris çeviricinin asenkron motorlar için "MATLAB 2016b Simulink"

modülü ile modellenmiş sürüş uygulamaları üzerinde yoğunlaşmaktadır. Çalışmada kullanılan asenkron makine modeli genelleştirilmiş makine teorisi kullanılarak "isteğe bağlı dönen referans sistemi" ve "durağan referans sistemi" gibi kontrol için gerekli sistemlerde modellenmiştir. Bu makine modeline TÜLOMSAŞ üretimi, TCDD tarafından ticari işletmedeki manevra lokomotiflerinde kullanılan bir cer motorunun parametreleri girilmiştir. Bu motor modellenirken teorik ve deneysel çalışmalar ile parametreleri elde edilmiş, elde edilen dinamik modellerin simülasyon sonuçları TÜLOMSAŞ Elektrik Makinaları Fabrikası Cer Motor Test Atölyesinde yapılan deneysel çalışmalarla karşılaştırılarak birebir modeller olduğu doğrulanmıştır.

Tezin birinci bölümünde, AA-AA çeviriciler anlatılmış, matris çevirici bu çeviriciler arasında sınıflandırıldıktan sonra farklı topolojiler karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. İkinci bölümde matris çeviricilerin temelleri ve çalışma prensibi detaylı olarak anlatılmış, matris çevirici kontrol algoritmaları üzerinde durulmuştur. Üçüncü bölümde özgün bir matris çevirici modelleme ve simülasyonları MATLAB Simulink ortamında gerçeklenmiştir. Dördüncü bölümde matris çevirici ile sürülmesi hedeflenen asenkron cer motoru modellenmiş, deneysel çalışmalar ile karşılaştırmalı olarak kurulan cer motoru modelleri incelenmiştir. Beşinci bölümde, modellenen cer motorunun matris çevirici tarafından sürülmesi ile ilgili çalışmalarda bulunulmuş ve çeşitli sistemler modellenip simülasyonları yapılmıştır. Altıncı bölüm ise sonuç ve değerlendirmelere ayrılmıştır.

2. MATRİS ÇEVİRİCİ TEMELLERİ

Önceki bölümlerde anlatıldığı üzere, matris çeviricilerde giriş fazlarının çıkış fazlarına istenilen süre boyunca bağlanması ile arada herhangi bir enerji depolama elemanına ihtiyaç kalmamaktadır. Bu sırada dikkat edilmesi gereken ve anahtarlama kombinasyonlarını sınırlayan iki temel unsur vardır[5]. Bu unsurlar bütün matris çevirici topolojilerinde korunması gereken prensipler olup temel elektroteknik bilgisinden de çıkarılabilirler.

- Giriş fazları kısa devre edilmemelidir.
- Çıkış fazları açık devre bırakılmamalıdır.

Bu ilkeler şekil 1.8' de verilen üç fazlı doğrudan matris çevirici yapısı üzerinden incelenebilir. Konseptin kolay anlaşılması adına komütasyon problemleri bir kenara bırakılıp bu topolojinin 9 adet çift yönlü ideal anahtardan oluştuğu düşünülebilir[5]. Bu unsurları açacak olursak şekilde verilen üç fazlı matris çeviricide:

Faz-Faz kısa devresine karşı giriş fazları(A B C) kısa devre edilmemelidir. Yani iki giriş fazı aynı çıkış fazına eş zamanlı bağlanmamalıdır.

Yükün endüktif yapısı göz önüne alınarak oluşturacağı gerilim darbelerine karşı çıkış fazları (a b c) açık devre edilmemelidir. Yani çıkış hatları anahtarlama süresince herhangi bir anda açık bırakılmamalıdır.

9 adet çift yönlü ideal anahtarlama elemanından oluşan bir doğrudan matris çevirici topolojisinde 512 anahtarlama kombinasyonu olduğu halde, bu koşullar güvenli anahtarlama durumlarını 27 olarak sınırlar[5].

2.1. Matris Çeviricilerin Yapısı ve Komütasyon Teknikleri

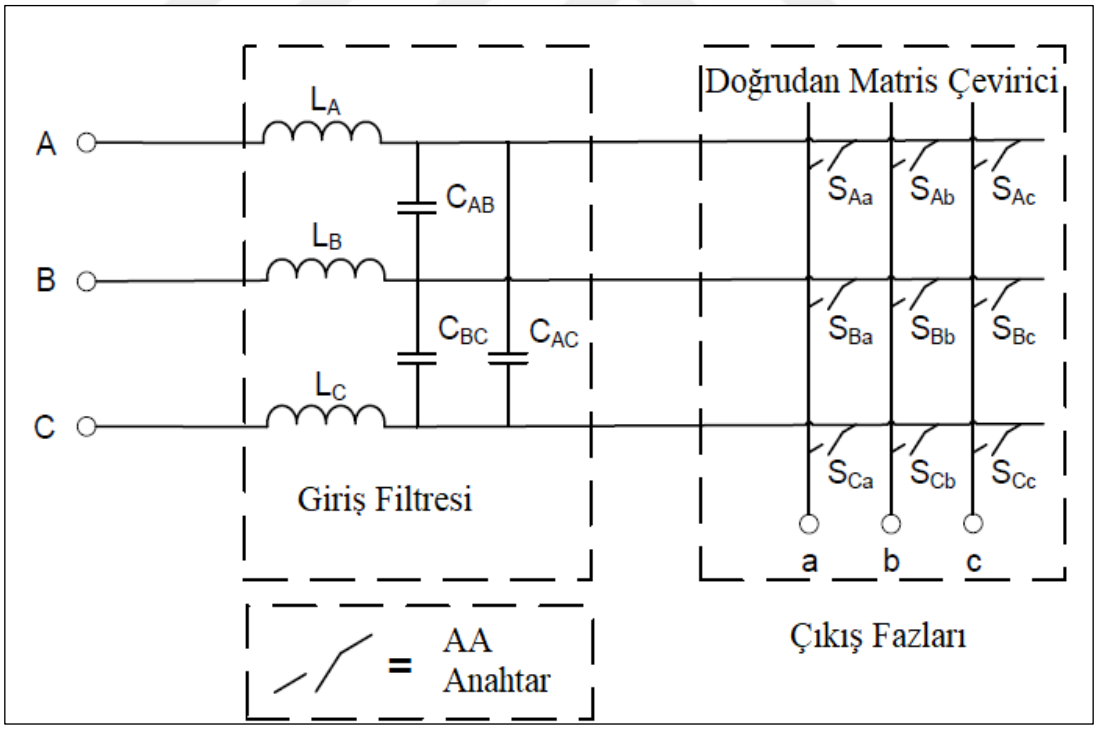
Bu bölüm matris çeviricilerin yapısı hakkındaki incelemelere ayrılmıştır. Sırasıyla doğrudan ve dolaylı matris çevirici topolojileri incelenmiş olup komütasyon yöntemleri ve detayları açıklanmıştır.

Daha önce de bahsedildiği gibi matris çeviriciler çift yönlü statik anahtarlama elemanlarından oluşurlar[1]. Açacak olursak; bu anahtarlar her iki polaritede gerilimi durdurma ve her iki yönde akımı iletme kapasitesine sahip olmalıdırlar. Pratikte bu tip anahtarlar var olmadığından var olan yarı-iletken anahtarlama elemanlarının ve diyotların doğru kombinasyonla birleştirilmesi ile elde edilirler[35, 36]. Mümkün olan çift yönlü anahtarlama yapıları ve uygulamada karşılaşılan problemlere bu bölümde değinilmiştir.

Bu bölüm ayrıca; çeviricide olan komütasyon problemlerine odaklanır. Normal dışı koşullarda bile komütasyonun doğru gerçekleştiğinden emin olmak için bazı koruma teknikleri anlatılmıştır. Son olarak matris çeviricilere uygulanabilir komütasyon stratejilerine yer verilmiştir.

2.1.1. Doğrudan matris çeviriciler

Şekil 2.1' de doğrudan matris çevirici yapısı giriş ve çıkış fazları ile görülmektedir.



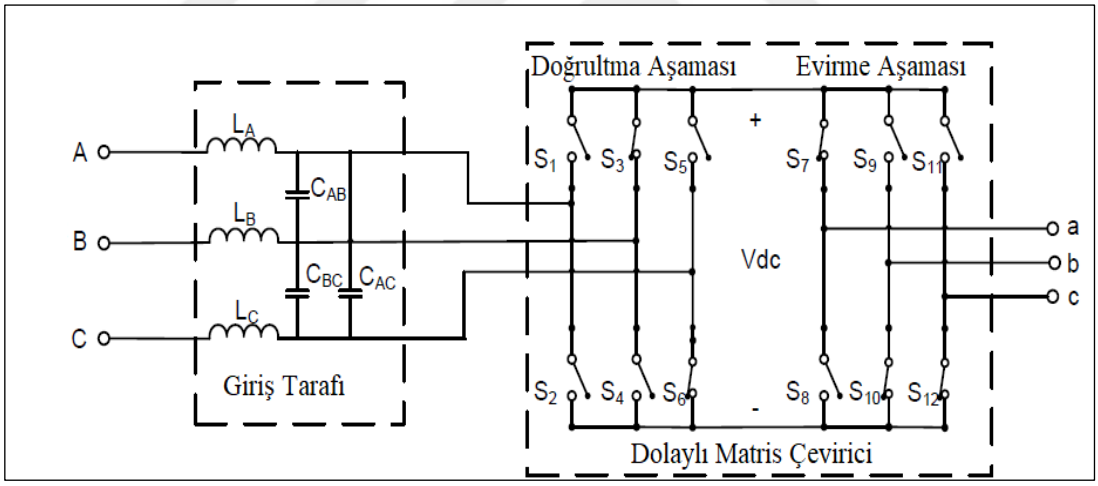
Şekil 2.1. Doğrudan matris çevirici yapısı

Bu yapı 9 adet çift yönlü anahtardan ve üç faz giriş filtresinden oluşmaktadır. Giriş filtresi kaynağa doğru akan istenmeyen akım harmonikleri için kullanılmaktadır. Şekilde görülen matris çevirici doğrudan matris çevirici için mümkün tek topoloji

değildir. Genel olarak doğrudan matris çevirici; mxn elemanlı çift yönlü güç anahtarlarından oluşan girişteki kaynağın "m" adet fazını çıkıştaki yükün "n" adet fazına doğrudan bağlayan bir dizi olarak tanımlanabilir[12]. Tek fazdan tek faza ve tek fazdan iki faza matris çeviriciler için de bir çok çalışma yapılmıştır[37, 38]. Üç fazdan daha fazla çıkış fazı istenen yük durumları için üç faza dört faz matris çeviriciler önerilmiştir ve uygulanmıştır.[39, 40]. Ancak üç fazdan üç faza matris çeviriciler, üç faz şebekeyi üç faz yüke bağlamakta kullanıldıklarından(motor uygulamaları vb.) pratikte daha fazla uygulama alanı bulurlar.

2.1.2. Dolaylı matris çeviriciler

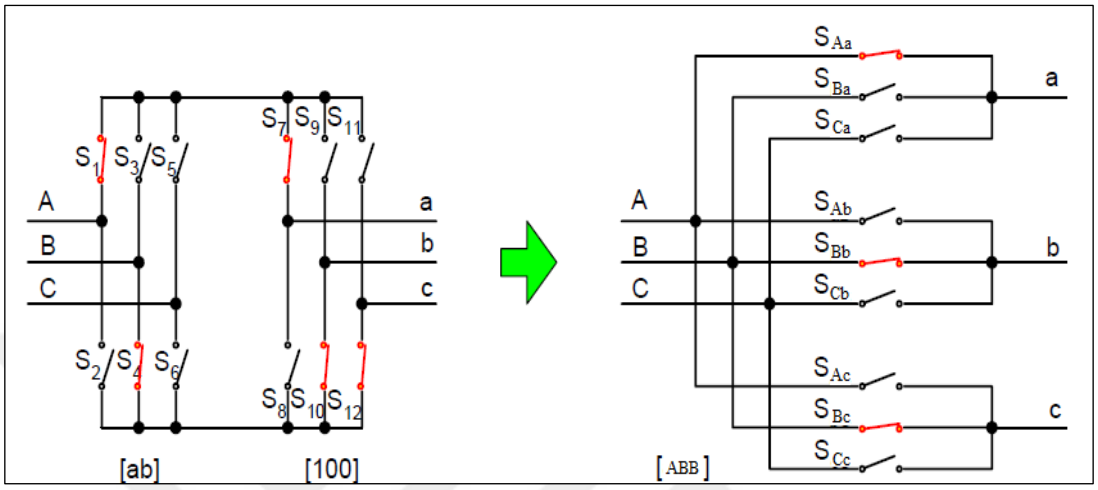
Dolaylı matris çevirici(iki aşamalı) yapısı BBVSC yapısına benzer olarak anahtarlama elemanlarının sırt sırta bağlanması ile oluşur, ancak arada DA bara kondansatörleri içermez. Dolaylı matris çeviricilerin çalışması doğrultma ve evirme olarak iki aşamada tanımlanabilir. Şekil 2.2' de dolaylı matris çevirici yapısı görülmektedir.



Şekil 2.2. Üç fazdan üç faza dolaylı matris çevirici

Dolaylı matris çeviricilerde giriş fazlarının çıkış fazlarına anlık olarak doğrudan bağlanması mümkün değildir. Dolaylı matris çeviricinin mümkün anahtarlama durumlarında bir takım kısıtlamalar vardır. Doğrultma aşaması sebebiyle en fazla iki farklı giriş fazı aynı anda çıkış fazlarına bağlanabilir. Doğrudan matris çeviricideki esneklik dolaylı matris çeviricilerde bulunmasa da bu iki çeşit matris çeviricinin performansı pratikte neredeyse aynıdır. Şekil 2.3' de; girişteki "A" fazının çıkışta "a" fazına, girişteki "B" fazının ise çıkıştaki "b" ve "c" fazlarına bağlandığı durum için dolaylı matris çeviricinin doğrudan matris çeviricideki karşılığına yer verilmiştir. Bu

tip eşleşmeler yapıldığında doğrudan matris çeviricideki her durumun dolaylı matris çeviricide iki eşdeğer durumu olduğu ve bunun da uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemindeki etkilerine ilerideki bölümlerde detaylı olarak yer verilmiştir.

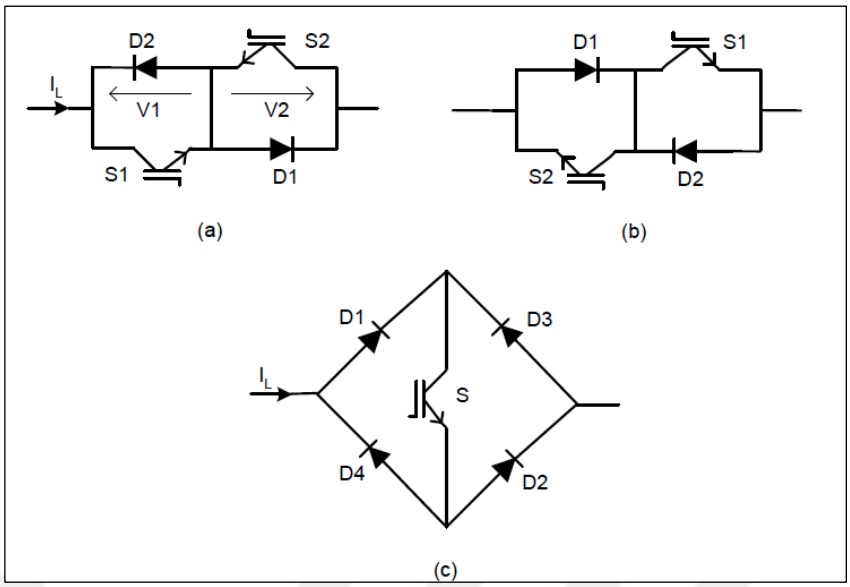


Şekil 2.3. Doğrudan ve dolaylı matris çevirici için eşdeğer anahtarlama durumlarından biri

Dolaylı matris çeviriciler; BBVSC yapısına karşı iyi bir alternatif sunduğundan, çift yönlü enerji akışına yapısı gereği doğal olarak olanak sağladığından, giriş akım dalga formu sinüzoidal ve minimum harmonikli olduğundan, sinüzoidal çıkış dalga şekillerinden, DA bara reaktif elemanları içermediği için kompakt bir tasarıma imkan sağladığından ve yapıları sayesinde çıkış akımının faz açısından bağımsız olarak kontrol edilebilir giriş güç faktörü elde edilebileceğinden kayda değer bir ilgi kazanmıştır[13].

2.1.3. Çift yönlü anahtarlar

Önceki bölümlerde ideal anahtarlar olarak verilen anahtarlama bloklarını oluşturmak için farklı anahtarlama elemanları kullanılır. Şekil 2.4' de ihtiyaç duyulan çift yönlü anahtarları elde etmek için en yaygın olarak kullanılan anahtarlama yapıları görülmektedir[2]. Bu yapılarda kontrollü eleman olarak IGBT' ler kullanılmış ve bu bölümdeki kavramlar bu yapı üzerinden açıklanmıştır. İhtiyaca göre IGCT(Integrated Gate Commutated Thyristor), MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) veya diğer anahtarlama elemanları kullanılabilir[1].



Şekil 2.4. Çift yönlü anahtar yapıları a) Ortak emiter bağlantılı b) Ortak kollektör bağlantılı c) Köprü diyotlu

2.1.3.1. Köprü diyotlu çift yönlü anahtarlar

Şekil 2.4 (c)' de gösterildiği gibi bir diyot köprüsünün içerisine yerleştirilmiş kontrollü bir anahtarla köprü diyotlu çift yönlü anahtar gerçeklenebilir. Şekilde görülen I_L akımı pozitif yöndeyken sırasıyla D1, S, D2 elemanları üzerinden geçerek çift yönlü anahtarın iletimde olduğu bir yönü oluşturur. Akım diğer yöne doğruyken ise sırası ile D3, S, D4 elemanları üzerinden olacaktır. Akımın her iki yönde de tek bir kontrollü eleman üzerinden taşınması dolayısı ile sadece bir kontrol işaretine ihtiyaç duyması bu yapının en önemli avantajıdır[2]. Bunun bir sonucu olarak güç devresinin maliyeti düşer, kontrol devresinin karmaşıklığı azalır ve kontrol kolaylaşır[1]. Her iki alternansta da bir kontrollü eleman, iki diyot olmak üzere toplam üç eleman iletimde olduğundan gerilim düşümünün ve iletim kayıplarının fazla olması gibi dezavantajlara sahiptir. Burada anahtarlama elemanının her iki alternansta da akımı taşıdığı için diğer elemanlardan büyük seçilmesi gerektiği unutulmamalıdır. Ayrıca kullanılan anahtarlama frekansına göre seçilen diyotlatın hızlı toparlanan diyotlar olması önem arz etmektedir[29, 30, 31]. Ayrıca bu yapının bir dezavantajı da akım yönünün bağımsız olarak kontrol edilememesidir[14].

2.1.3.2. Ortak emiter bağlantılı çift yönlü anahtarlar

Şekil 2.4(a)' da ortak emiter bağlantılı çift yönlü anahtar yapısı görülmektedir. Bu yapı ters paralel bağlı iki diyot ve emiter uçları birbirine bağlanmış iki adet IGBT' den oluşur. Diyotlar, anahtarın ters polaritede durduracağı gerilimin seviyesini arttırmaya yaramaktadır[2]. Şekilde görülen I_L akımı pozitif yöndeyken sırasıyla S1 ve D1 üzerinden geçerken S2 ve D2 ters polaritede gerilimlenir. Akım yönü tersine döndüğünde ise sırasıyla S2 ve D2 üzerinden geçerken S1 ve D1 ters polaritede gerilimlenir. Bu yapının bir önceki yapıya göre başlıca avantajları; akım yönünün bağımsız olarak kontrolüne imkan vermesi ve herhangi bir anda akım taşıyan eleman sayısı ikiye düştüğünden iletim kayıplarının azalması olarak sıralanabilir. Ayrıca; oluşturulan çift yönlü anahtarın sürülmesi için tek bir kontrol sinyaline ihtiyaç duyması bu yapının görece avantajı olarak sayılabilir. Buna olanak tanıyan her bir anahtardaki IGBT' lerin aynı düğüm olan ortak emiter noktasına göre iletime geçirilebilmesidir. Bu yapı kullanılan doğrudan matris çeviricilerde çift yönlü anahtarları sürmek için toplam 9 adet bağımsız güç kaynağı gerekmektedir[2].

2.1.3.3.Ortak kollektör bağlantılı çift yönlü anahtarlar

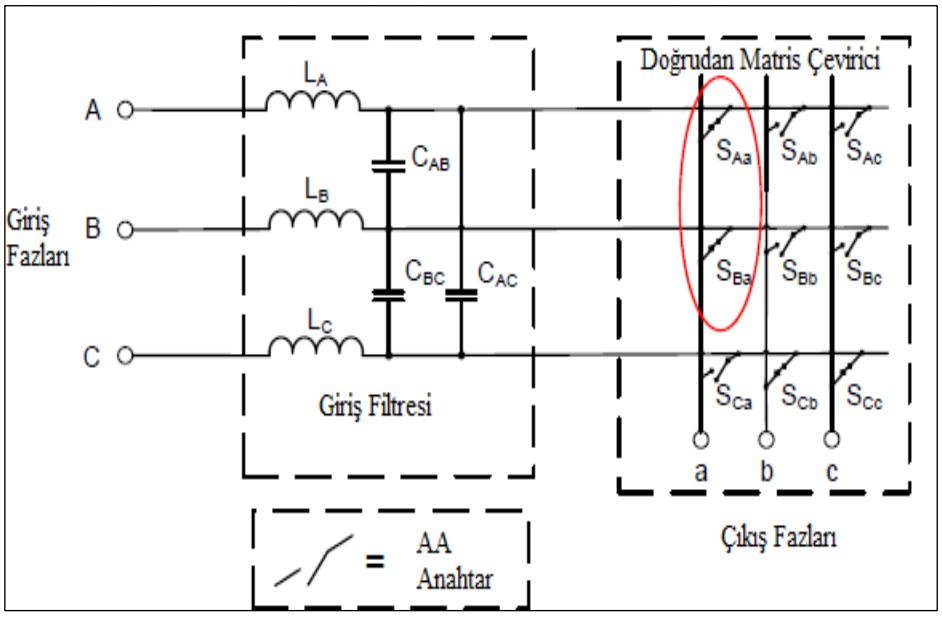
Bir önceki yapıdan farklı olarak bu yapıda IGBT' ler ortak kollektörlü olarak bağlanmışlardır. Şekil 2.4(b)' de ortak kollektör bağlantılı çift yönlü anahtar yapısı görülmektedir. İletim kayıpları ortak emiter bağlantılı yapı ile aynı olmakla birlikte bu yapının başlıca avantajı olarak çift yönlü anahtarları sürmek için gerekli bağımsız güç kaynağı sayısının düşürülebilmesidir[1]. Bu yapı kullanılan doğrudan matris çeviricilerde 6 adet bağımsız güç kaynağı yeterli olmaktadır[2]. Her bir çıkış fazını oluşturan 3 adet çift yönlü anahtarın emiterlerinin girişin aynı fazına bağlanması sebebi ile bu mümkün olmaktadır. Ancak komütasyon hücreleri arasındaki endüktans problemlere yol açtığından bu yapı pratikte yaygın olarak uygulanmamaktadır. Bu sebeple ortak emiterli yapının daha fazla tercih edildiği bilinmektedir[14, 41].

2.1.4. Komütasyon yöntemleri

Matris çeviricilerde serbest geçiş diyotları bulunmadığından komütasyon problemleri yaşanır[1]. Gerilim kaynaklı eviricilerde ve daha önce söz edilen konvansiyonel topolojilerde bu diyotlar vardır. Pratikte saf omik yükler var olmadığından yük akımı

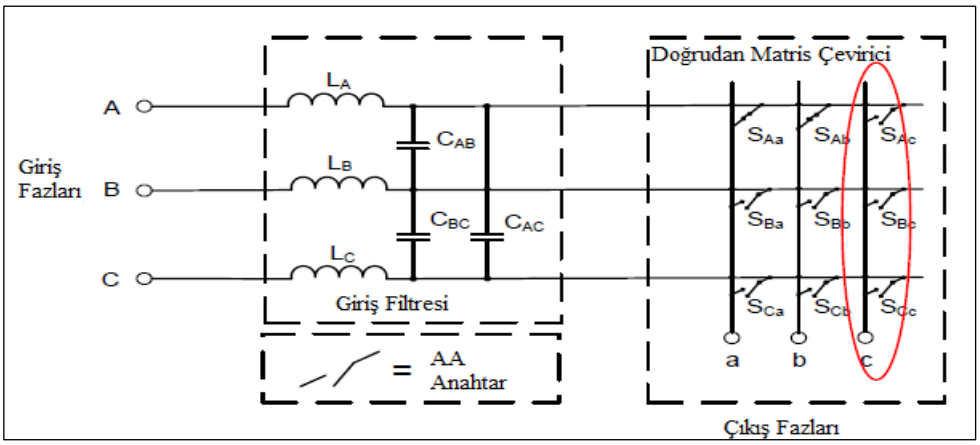
yolu yarıiletken anahtarlama elemanların aktif kontrolü ile daima sağlanmalıdır. Dolayısı ile çıkış kollarından herhangi birisi daima akımı iletmelidir. Ayrıca; matris çeviriciler genellikle 2 – 10 kHz arası anahtarlama frekansında çalıştığından anahtarlama elemanları arasında güvenilir ve hızlı komütasyon kritik önem kazanmakta ve akımın bir çift yönlü anahtardan diğerine güvenli komütasyonu zorlaşmaktadır. Bu sebeple anahtarlama sinyallerinin senkronizasyonu için ayrı bir çalışma yapılması gerekmektedir[15].

Akımın bir koldan diğerine geçisi sırasında ilgili iki anahtar iletimde iken girişte faz-faz kısa devresi oluşur ve bu süre boyunca kısa devre akımları akar[2]. Her iki anahtarın açık devre olduğu durumda ise L.di/dt doğrultusunda endüklenen gerilimlerin fazla olması sebebi ile anahtarlama elemanları zarar görebilir. Bu iki durumun önüne geçilmesi daha önce açıklandığı üzere matris çeviricinin temel çalışma ilkeleridir. Bu iki durumun doğrudan matris çevirici topolojisinde oluşması sırası ile Şekil 2.5 ve Şekil 2.6' da verilmektedir. Şekil 2.5' de "a" fazına bağlı iki çift yönlü anahtar aynı anda iletime geçirildiğinden bu durum faz-faz kısadevresine yol açmakta ve anahtarlama elemanları aşırı akım yüzünden yanabilmektedir.



Şekil 2.5. Doğrudan matris çeviricide faz-faz kısa devresi durumu

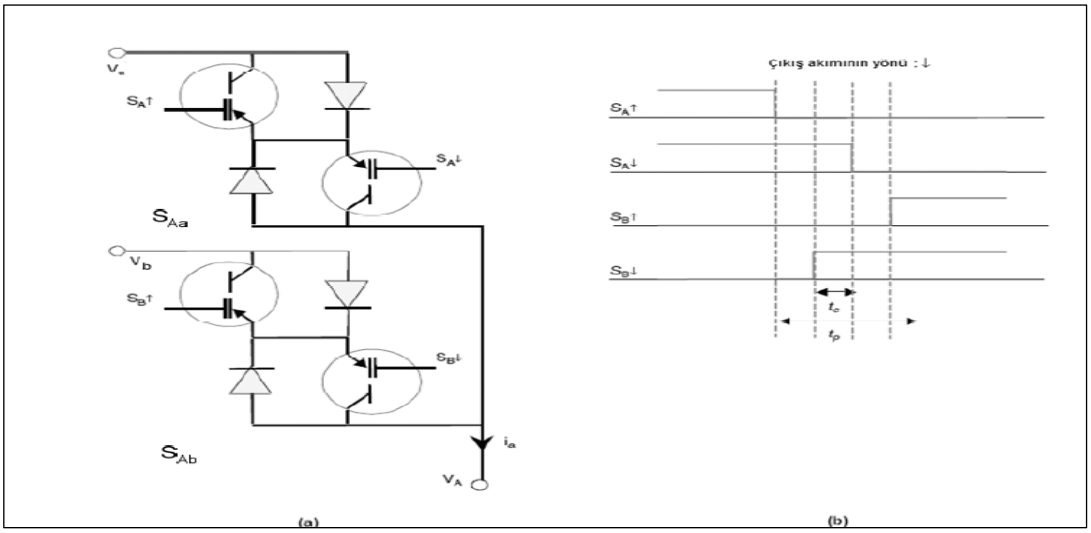
Şekil 2.6' da "c" fazı için herhangi bir akım yolu bulunmaması durumu ani gerilim yükselmelerine sebep olmakta ve bu durum sonucunda anahtarlama elemanları aşırı gerilim sebebiyle yanabilmektedir.



Şekil 2.6. Çıkış akımının kesintiye uğraması sebebiyle aşır gerilim endüklenmesi durumu

Güvenli bir komütasyon sağlanması için en çok kullanılan iki metot iki adımlı ve dört adımlı komütasyondur. Bu yöntemler çıkış akımlarının yönüne veya giriş gerilimlerinin genliklerine göre çalışırlar[32, 33]. Şekil 2.4(a) 'dan I_L akımı pozitifken S1 ve D1' in iletimde, S2 ve D2' nin kesimde olduğu ve ters yönde gerilimlendiği bilinmektedir. Aynı şekilde I_L negatif olduğunda ise bu durumun tam tersi oluşmaktadır. Dolayısı ile çift yönlü anahtardaki eleman akımlarının doğrudan ölçümüne dayanarak(akım yönü bilgisine göre) iletimde olmayan elemanların tamamına kesim işareti uygulanır.

Şekil 2.7(a)' da verilen iki faza tek faz matris çevirici incelenirse bütün olası komütasyon durumları kolaylıkla görülecektir.



Şekil 2.7. (a) İki faza tek faz matris çevirici (b) 4 adımlı komütasyon için anahtarlama sinyalleri

s_{Av} ve $s_{A\wedge}$ anahtarlarının iletimde ve $s_{B\vee}$ ve $s_{B\wedge}$ anahtarlarının kesimde olduğu durumdan tersi duruma doğru bir komütasyon istendiği varsayılırsa aşağıdaki gibi bir yol izlenmelidir. Bu durumda I_a akımının s_{Aa} anahtarından s_{Ab} anahtarına aktarılmak istediği açıktır. Burada $s_{A\wedge}$ anahtarına akım taşımadığından kesim sinyali ve hemen sonra s_{Bv} anahtarına iletim sinyali uygulanır. Daha sonra ilk olarak s_{Av} anahtarına kesim sinyali uygulanır ve hemen sonrasında $s_{B\wedge}$ anahtarına iletim sinyali uygulanır. Akım yolunun burada artık $s_{B\vee}$ üzerinde olduğuna dikkat edilmelidir. Şekil 2.7(b)' de bu sinyaller grafiksel olarak gösterilmiştir.

Dört adımlı komütasyon yöntemi, her çıkış hattı için akım yön bilgisine ihtiyaç duyduğundan kontrollü elemanların bağımsız olarak sürülmesi için gereken sürme devrelerinin ve kontrol mantığının görece karmaşık olmasına yol açmaktadır[2]. Buna karşılık komütasyonların yarısı yumuşak komütasyon olmakta ve çıkış akımının yön değiştirmesinde bile herhangi bir ek tedbire ihtiyaç duyulmamaktadır.

İki adımlı komütasyon yönteminde ise herhangi bir anda sadece o yöndeki akımı taşıyacak anahtarın sürülmesi ile komütasyon gerçekleştirilir. Bu yöntemin kullanıldığı durumlarda çıkış akımı yön değiştirirken çift yönlü anahtardaki iki eleman arasındaki akım geçişini sağlamak için önlem alınması gerekmektedir[33]. Anlatılan bu metodlarda yumuşak hesaplama tekniği kullanıldığından anahtarlama kayıplarının azaltılması için kritik komütasyon zamanı t_c minimize edilmelidir. Her iki yöntemde de, çift yönlü anahtarlardaki kontrollü elemanlar birbirinden bağımsız kontrol edildiğinden ve akım yönü bilinmesi gerektiğinden kontrol devreleri görece karmaşık olmaktadır[2].

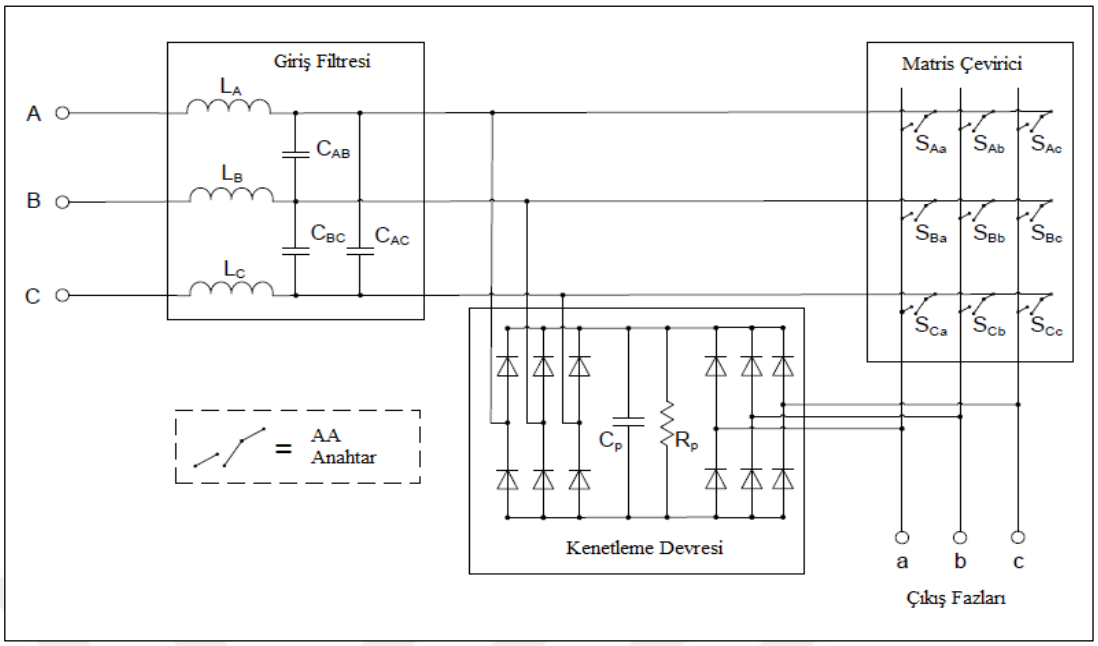
2.1.5. Koruma devreleri

Diğer bütün çeviricilerde olduğu gibi, matris çeviricilerde de yarıiletken elemanların kısıtlı kapasiteleri sebebiyle aşırı akım ve aşırı gerilime karşı korumaya ihtiyaç vardır. Dolayısıyla, güvenilir çalışmada etkili bir korumanın önemli bir rolü vardır. Konvansiyonel motor sürücülerinde, doğrultucudaki diyotlar, DA bara kondansatörleri ve eviricideki diyotlar tarafından sağlanan serbest dolaşım yollarının tamamı özellikle çevirici giriş gücü kesildiğinde devre korumasına doğrudan yardımcı olurlar[2]. Bu elemanlar matris çeviricilerde bulunmadığından farklı arızaların üstesinden gelebilmek için yeni yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır.

2.1.5.1. Aşırı gerilime karşı koruma

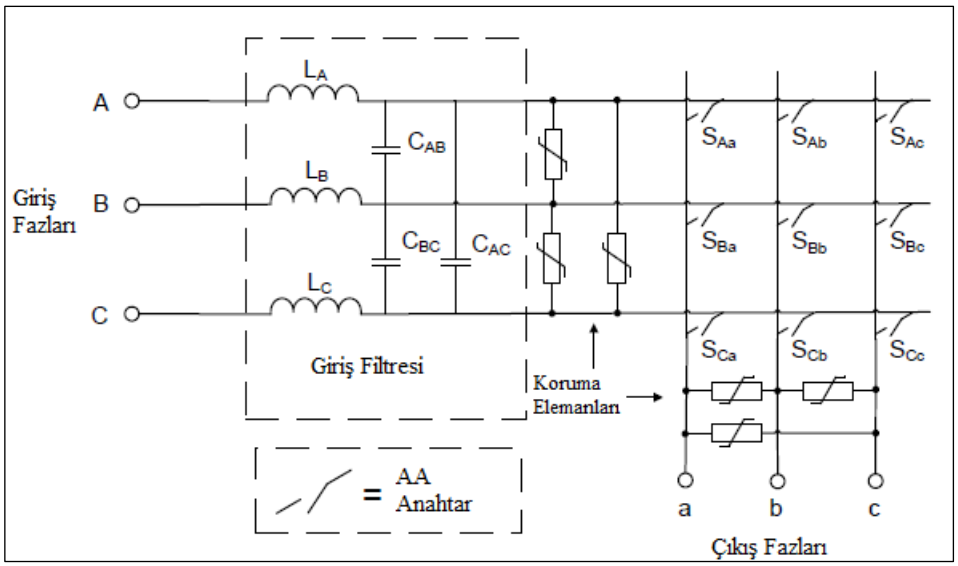
Matris çeviricilerde bütün anahtarları aynı anda kesime sokmak endüktif yükü açık devre edeceğinden ani gerilim yükselmelerine sebep olacağı daha önce anlatılanlardan çıkarılabilir. Dolayısıyla matris çeviricilerde koruma için baskılama ve kenetleme devrelerinden yararlanılmaktadır[2]. Aşağıda her iki çözüm de anlatılmıştır. Bunlardan ilki olan kenetleme devresi içeren çözüm, ani gerilim yükselmelerini önlemek için kenetleme devresi kullanırken ikinci çözüm, giriş ve çıkış terminallerinde varistör/baskılama diyotları kullanmaktadır[16].

Şekil 2.8' de verilen kenetleme devresi; bir kondansatör, iki üç-fazlı tam köprü kontrolsüz doğrultucu ve deşarj dirençleri kullanmaktadır[1]. Bu devre, 9 adet çift yönlü anahtarın her birini şebekeden gelen darbelere ve acil stop veya yük arızası durumlarında oluşan gerilim yükselmelerine karşı korumaktadır. Endüktif yükten geçen akımın bir acil durumda veya yük arızasında kesilmesi halinde yük endüktansında depolanan enerji kenetleme kondansatörlerine aktarılır. Bu nedenle, kenetleme kondansatörleri yeterince büyük olursa herhangi bir aşırı gerilim oluşmayacaktır. Ayrıca, güç anahtarlarının parazitik endüktansları ve anahtarlamadaki zamanlama hataları tarafından üretilen çıkıştaki ani gerilim yükselmelerinin de önüne geçilmiş olunur. Kenetleme kondansatörünün gerilimi her hatalı anahtarlamada ve şebekeden gelen darbelerde artacağından bu kondansatörün deşarjı için bir akım yoluna ihtiyaç vardır. Bu nedenle, her ne kadar verimli bir çözüm olmasa da kenetleme kondansatörlerini deşarj etmek için bir direnç kullanılmaktadır. Bu devrenin avantajı çok basit olmasıdır. Tüm çalışma koşullarında koruma sağlamasının yanı sıra basit donanım gereksinimleri ile ön plana çıkar. Ancak ne yazık ki toplamda kullanılan yarı-iletken ve reaktif ekipman sayısını arttırması dezavantajlarıdır[17].



Şekil 2.8. Doğrudan matris çeviricide kenetleme devresi uygulaması

Diğer bir yöntem olan giriş ve çıkış terminallerinde varistör/baskılama diyotları kullanılması yönteminde aşırı gerilim koruma varistör ve diyotlar kullanılarak yapılır[18]. Şekil 2.9' da bu yöntemin uygulandığı devre şeması görülmektedir. Bu varistör/baskılama diyotları aşırı gerilim koşulları altındaki maksimum gerilimi sınırlamaya yarar. Bu metod düşük güçler için uygun olmakla birlikte yüksek güçlerde kenetleme devreleri kullanılmalıdır.



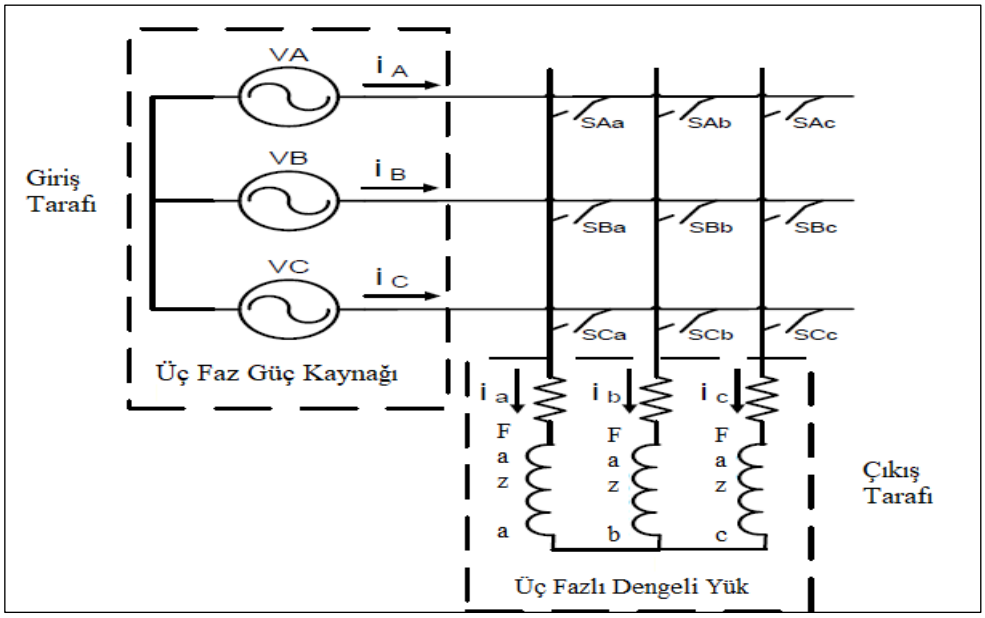
Şekil 2.9. Giriş ve çıkışta varistör/baskılama diyotları ile koruma yapılan doğrudan matris çevirici uygulaması

2.1.5.2. Aşırı akıma karşı koruma

Aşırı akım iki veya daha fazla sayıda giriş ya da çıkış fazının kısa devre olmasının bir sonucu olarak gerçekleşebilir. Her iki durumda da aşırı akım sebebi ile oluşacak hasarın önüne geçilmesi için yakın yöntemler uygulanır. Temelde yapılan giriş ve çıkış akımlarının izlenmesi ve herhangi bir faz akımının daha önce belirlenen güvenli değerin üstünde olması halinde güç devresindeki tüm çift yönlü anahtarların kesime zorlanması işlemidir. Serbest geçiş yolları yarı-iletken anahtarların aktif kontrolü ile sağlandığından böyle bir durumda yok olacaklardır. Dolayısı ile yükün endüktif doğasından dolayı daha önce açıklanan ani gerilim yükselmelerinin olmaması için aşırı akım korumanın daima aşırı gerilim koruma ile birlikte kullanılması gerekmektedir[15].

2.2. Matris Çeviricilerin Çalışma Prensibi

İdeal anahtarlarla oluşturulmuş üç fazdan üç faza doğrudan matris çevirici topolojisi Şekil 2.10' da verilmiştir. Bu topoloji 9 adet çift yönlü ideal anahtar yardımı ile giriş ve çıkış fazlarını daha önce belirtilen prensipler doğrultusunda doğrudan bağlantılandırmaktadır. Sonuç olarak bu topoloji kullanılarak farklı kontrol algoritmaları ile çıkışta istenilen genlik ve frekansta gerilim girişteki şebekeden sentezlenebilmektedir.



Şekil 2.10. Üç fazdan üç faza doğrudan matris çevirici topolojisi(ideal anahtarlar ile)

Matris çevirici durum uzay modeli ifade edilmeden önce bundan sonraki denklemlerde aksi belirtilmediği sürece referans kabul edilecek şebeke gerilim ve akımına değinilmiştir. Anlık giriş faz gerilimleri ve akımları aşağıdaki denklem sistemleri ile verilmektedir:

$$V_{inputs}=\begin{bmatrix}V_a\\V_b\\V_c\end{bmatrix}=\frac{V_i}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix}\cos(w_i t-\frac{\pi}{6})\\\cos(w_i t-\frac{\pi}{6}-\frac{2\pi}{3})\\\cos(w_i t-\frac{\pi}{6}-\frac{4\pi}{3})\end{bmatrix} \tag{2.1}$$

O halde giriş fazlararası gerilimleri aşağıdaki gibi yazılır:

$$\begin{bmatrix}V_{AB}\\V_{BC}\\V_{CA}\end{bmatrix}=V_i\begin{bmatrix}\cos(w_i t-\frac{\pi}{6})\\\cos(w_i t-\frac{2\pi}{3})\\\cos(w_i t-\frac{4\pi}{3})\end{bmatrix} \tag{2.2}$$

Burada V_i giriş fazlararası gerilimlerinin tepe değerini gösterirken w_i giriş elektriksel açısal hızını göstermektedir.

Giriş faz akımları ise aşağıda verildiği gibidir:

$$i_{inputs}=\begin{bmatrix}i_A(t)\\i_B(t)\\i_C(t)\end{bmatrix}=I_i\begin{bmatrix}\cos(w_i t-\frac{\pi}{6}-\varphi_i)\\\cos(w_i t-\frac{\pi}{6}-\varphi_i-\frac{2\pi}{3})\\\cos(w_i t-\frac{\pi}{6}-\varphi_i-\frac{4\pi}{3})\end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Burada I_i üç faz giriş akımlarının tepe değeridir. Yükün endüktif doğası gereği giriş akımlarının, giriş faz gerilimlerine göre φ_i açısı kadar geri fazlı olması beklenmektedir. Bu açı matris çeviricide kontrol ile 0' a ayarlanarak birim güç faktörü elde edilebilir. Yine yukarıdaki denklemler referans kabul edilerek matris çeviricilerde çıkış faz gerilimleri ve akımları ise aşağıda verilmiştir;

$$V_{outputs}=\begin{bmatrix}V_a(t)\\V_b(t)\\V_c(t)\end{bmatrix}=V_o\begin{bmatrix}\cos(w_o t)\\\cos(w_o t-\frac{2\pi}{3})\\\cos(w_o t-\frac{4\pi}{3})\end{bmatrix} \tag{2.4}$$

$$i_{outputs} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = I_o \begin{bmatrix} \cos(w_o t - \varphi_o) \\ \cos(w_o t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(w_o t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Burada V_o çıkış faz gerilimlerinin tepe değerini, I_o çıkış faz akımlarının tepe değerini, w_o çıkış elektriksel açısal hızını ve φ_o çıkış gerilimleri ve akımlarının faz farkını göstermektedir.

Öyleyse, anlık giriş ve çıkış gerilimleri aşağıdaki şekilde ifade edilir;

$$V_{outputs} = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Giriş ve çıkış akımlarının anlık değerleri ise (2.7)' de verilmiştir.

$$i_{inputs} = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

(2.6) ve (2.7) denklem sistemlerinde kullanılan anahtarlama fonksiyonları alt indislerde belirtilen çift yönlü anahtarların(doğrudan matris çevirici topolojisi) iletimde veya kesimde olma durumlarını göstermektedir. Anahtarlar iletimdeyken anahtarlama fonksiyonu matrisininin ilgili elemanı "1" kesimdeyken "0" değerini alır.

Matris çeviricinin çalışmasında temel prensipler olarak açıklanan giriş fazlarının kısa devre edilmemesi ve çıkış fazlarının açık devre edilmemesi unsurları matematiksel olarak ifade edilmek istenirse aşağıdaki denklem ortaya çıkar:

$$S_{Ax} + S_{Bx} + S_{Cx} = 1, \qquad x \in \{a, b, c\} \quad (2.8)$$

2.3. Matris Çeviricilerde Kullanılan Modülasyon Algoritmaları

Bütün modülasyon yöntemleri, çevirici giriş ve çıkış uçlarında hedef dalga şeklini elde etmek için kullanılır. Her yöntem bu isterlere ulaşmada farklı kalitede başarı göstermekle birlikte birbirlerine üstünlük ve zayıflıklar taşırlar. Bütün bunlar göz önünde bulundurulduğunda ideal bir modülasyon yönteminden aşağıdaki özelliklere sahip olması beklenir[42, 29, 43, 44]:

- Üretilen çıkış gerilimlerinin frekans ve genliklerinin bağımsız kontrolü

- Güç faktörünün tam kontrolü
- Güç faktörünün kontrolü esnasında sinüzoidal giriş akımlarının sağlanması
- Maksimum giriş-çıkış gerilim dönüştürme oranı
- Minimum düşük mertebeden harmonik, düşük THB(toplam harmonik bozunum) ve minimum anahtarlama kayıpları

Matris çevirici kontrol algoritmalarının ilk olarak Alesina ve Venturini tarafından ortaya konulduğuna önceki bölümlerde değinilmişti. Akım ve gerilim dalga şekillerinin üretilmesi için ilk modülasyon yöntemi 1980 yılında Venturini tarafından önerilmiştir[35]. Ancak ne yazık ki bu yöntem çıkış geriliminin girişin en fazla 0,5 katı olabilmesi gibi bir dezavantaja sahipti.

1985 yılında farklı bir yaklaşıma dayanan yeni bir yöntem önerildi[7, 36]. Bu yöntemde giriş gerilimleri önce fiktif bir DA bara üretmek için doğrultuluyor, daha sonra bu DA baradan evirme işlemi yardımıyla istenilen çıkış gerilimleri üretiliyordu. Bu yöntem daha yüksek bir giriş-çıkış dönüştürme oranı sağlamakla birlikte(0,86) giriş güç faktörü kontrolünde kısıtlamalar hala çözülebilmiş değildi.

1988 yılında Alesina ve Venturini yeni bir DGM(Darbe Genişlik Modülasyonu) yöntemi önerdi[20]. Bu yöntem ilk yöntemin dezavantajlarını içermemektedir ve "Optimum Venturini Yöntemi" olarak bilinmektedir. Bu yöntemle maksimum dönüştürme oranı 0,86' ya çıkmıştır. 1989' da Roy ve April matris çeviricide giriş-çıkış dalga şekillerinin üretilmesi için bir alternatif olarak Skaler bir DGM yöntemi önermişlerdir[21].

UVDGM yöntemi matris çeviriciler için ilk önerildiğinde iki ayrı kontrol aşamasına sahipti[22]. Bunlar kurgusal bir DA bara yaratan doğrultma aşaması ve hedeflenen üç-faz gerilimlerini üreten evirici aşamasıdır. Bu modülasyon yöntemi literatüre dolaylı/iki-aşamalı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemi olarak geçmiştir. Bu yöntemde de giriş güç faktörünün kontrolü mümkün değildir. Giriş güç faktörünün kontrolünün mümkün olduğu daha gelişmiş bir UVDGM algoritması ancak 1991' de önerilmiştir[10].

1993 yılında Casadei, Grandi, Serra, ve Tani matris çeviriciler için bir UVDGM algoritması önermişlerdir[23]. Bu yöntem herhangi bir doğrutlma ve evirme aşaması

içermemekte, bu sayede doğrudan bir AA-AA dönüşümüne dayanan bir kontrol yapılmaktaydı.

Alesina-Venturini yöntemi, doğrudan(tek aşamalı) uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemi ve skaler DGM yöntemleri, doğrudan DGM yaklaşımlarındandır. Dolaylı(iki-aşamalı) UVDGM yöntemini kullananlar ise literatürde dolaylı DGM yaklaşımları altında toplanırlar.

2.3.1. Alesina-Venturini yöntemi

Alesina ve Venturini tarafından önerilen ilk modülasyon metodunda en yüksek giriş-çıkış gerilim oranının 0,5 olmasının sebebi üretilen gerilimin dalga şeklinin temel bileşeninin giriş gerilim dalga şeklinin pozitif ve negatif zarfında kalması olarak açıklanabilir. Bu yöntemi kullanmaktaki temel amaç bir modülasyon matrisi elde etmektir[24]. Giriş gerilimleri ve çıkış akımları aşağıdaki şekilde yazılabilir:

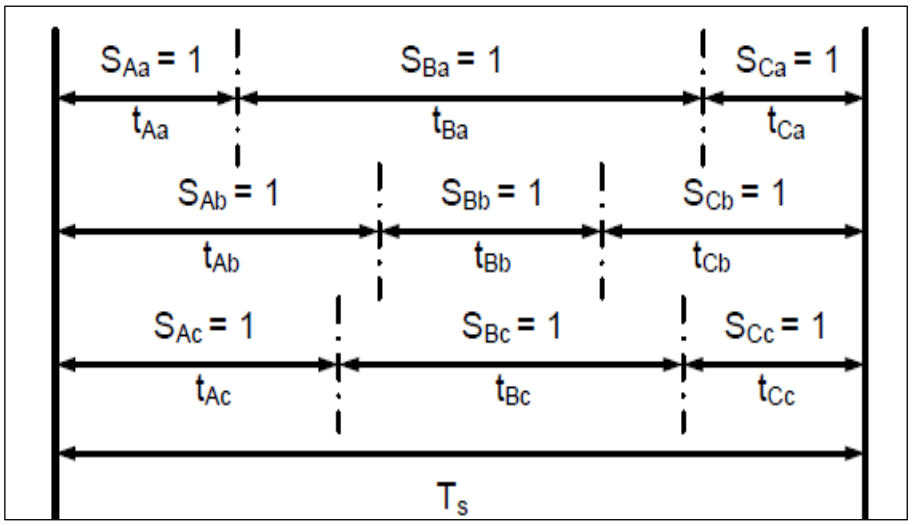
$$V_{outputs} = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

$$i_{inputs} = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = [M(t)]^T \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

Modülasyon matrisi ise aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

Anahtarların durumunu anahtarlama sırasında anlık olarak değiştirebildiği varsayımıyla çıkış gerilimlerinin elde edilmesi için bir anahtarlama modeli Şekil 2.11' de gösterilmiştir.



Şekil 2.11. Bir periyot için örnek bir anahtarlama sırası

Burada T_s anahtarlama periyodunu gösterirken t_{Yx} ilgili anahtarın iletimde kalma süresini göstermektedir. Burada;

$$t_{Ax}+t_{Bx}+t_{Cx}=T_s \tag{2.12}$$

denkleminin sağlandığı ve x∈(a,b,c) olduğu bilinmelidir. Öyle ise hizmet çevrimi doluluk oranı aşağıdaki şekilde tanımlanabilir;

$$m_{Yx}(t) = \frac{t_{Yx}}{t_s} \tag{2.13}$$

Burada bilinmesi gereken en önemli nokta, sezgisel olarak da çıkarılabileceği gibi (2.14) denklemi ve (2.15) eşitsizliğinin sağlanması gerektiğidir.

$$0 \leq m_{Yx}(t) \leq 1 \tag{2.14}$$

$$\Sigma_x m_{Yx}(t) = 1 \tag{2.15}$$

Ayrıca, Y ∈ (A,B,C) ve x ∈ (a,b,c) olduğu unutulmamalıdır. DGM ile üretilen dalga şekillerinin Alesina-Venturini yoluyla üretimi modülasyon matrisinin doğrudan hesaplanmasına dayanır[19].

$$M(t) = \frac{1}{3}a_1 M(t) + \frac{1}{3}a_2 M(t) \tag{2.16}$$

$M_1(t)$ ve $M_2(t)$ ise aşağıdaki şekilde elde edilmiş matrislerdir.

$$M_1(t) =$$

$$\begin{bmatrix} 1+2q\cos(w_m t) & 1+2q\cos(w_m t-\frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(w_m t+\frac{2\pi}{3}) \\ 1+2q\cos(w_m t+\frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(w_m t) & 1+2q\cos(w_m t-\frac{2\pi}{3}) \\ 1+2q\cos(w_m t-\frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(w_m t+\frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(w_m t) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$M_2(t) =$$

$$\begin{bmatrix} 1+2q\cos(w_n t) & 1+2q\cos(w_n t-\frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(w_n t+\frac{2\pi}{3}) \\ 1+2q\cos(w_n t-\frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(w_n t+\frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(w_n t) \\ 1+2q\cos(w_n t+\frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(w_n t) & 1+2q\cos(w_n t-\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Burada w_0 çıkış elektriksel açısal hızı, w_i ise giriş elektriksel açısal hızıdır. Modülasyon matrisinde geçen diğer parametreler ise şimdiye kadar verilenlerden aşağıda verilen denklemlerdeki gibi türetilebilir;

$$w_m = w_0 - w_i \quad (2.19)$$

$$w_n = w_0 + w_i \quad (2.20)$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{2}\left[1 + \frac{\tan(\varphi_i)}{\tan(\varphi_o)}\right] \quad (2.21)$$

$$\alpha_2 = 1 - \alpha_1 \quad (2.22)$$

$$q = \frac{V_0}{V_i} \quad (2.23)$$

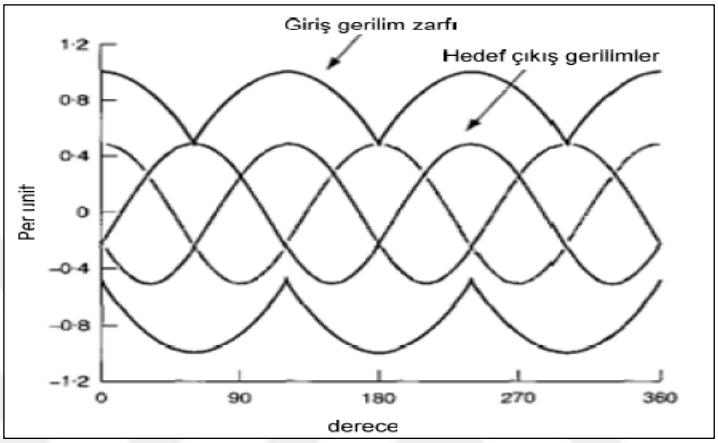
Ancak burada belli kısıtlamalar unutulmamalıdır.

$$\alpha_1 \geq 0, \alpha_2 \geq 0,\ 0 \leq q \leq \frac{1}{2} \quad (2.24)$$

Daha önce de belirtildiği gibi bu yöntemde dönüştürme oranının 0,5’ den küçük olduğu burada görülmektedir. 1988 yılında yine Alesina-Venturini ikilisi tarafından önerilen gelişmiş DGM tekniğinde ise maksimum giriş çıkış dönüştürme oranının 0,86’ ya çıkarıldığına değinilmişti. Bu yöntem giriş ve çıkış gerilimlerinin 3. harmonik bileşenlerinin çıkış referans gerilimine eklenmesine dayanmaktadır[11]. Bu 3. harmonik bileşenlerin genlikleri doğru seçildiğinde gerilim dönüştürme oranı 0,86’ ya

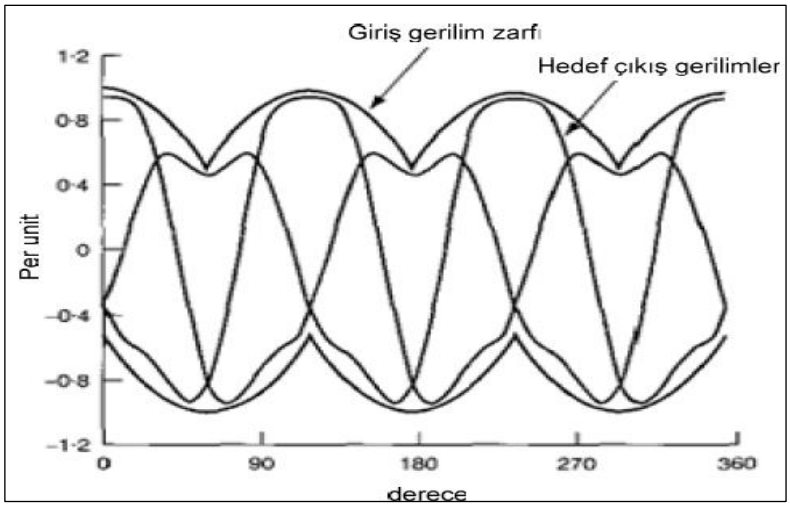
çıkabilmektedir. Sonuç itibarıyla matris çevirici çıkış gerilimleri aşağıda verildiği gibi olmaktadır;

$$V_{outputs} = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = V_o \begin{bmatrix} \cos(w_o t) + \frac{1}{4}\cos(3w_i t) - \frac{1}{6}\cos(3w_o t) \\ \cos(w_o t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{4}\cos(3w_i t) - \frac{1}{6}\cos(3w_o t) \\ \cos(w_o t - \frac{4\pi}{3}) + \frac{1}{4}\cos(3w_i t) - \frac{1}{6}\cos(3w_o t) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$



Şekil 2.12. Matris çeviricinin üç faz giris gerilimlerinden elde edilen çıkıs gerilimi (q≤0,5)

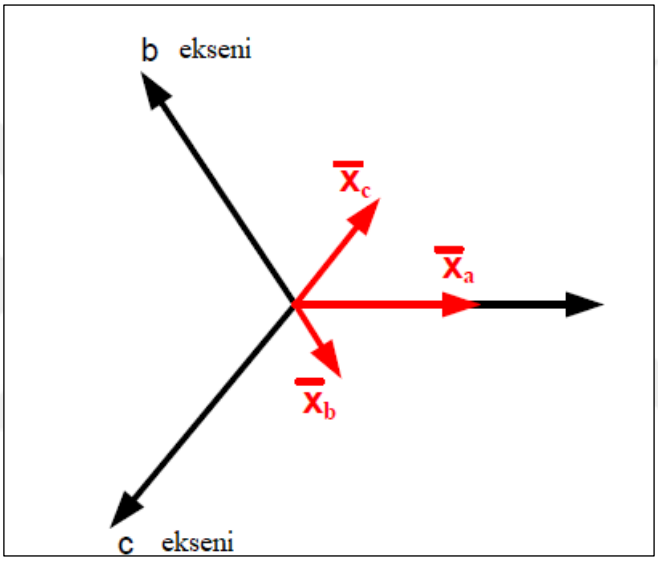
Şekil 2.12' de matris çevirici çıkış gerilimleri birim değer cinsinden görülmektedir. Şekil 2.13' de ise geliştirilmiş DGM yöntemi ile elde edilen 3. harmonik eklenmiş çıkış gerilimleri yine birim değer olarak görülmektedir[2]. Bu grafikler incelendiğinde ilgili maksimum dönüştürme oranları görülebilir.



Şekil 2.13 Matris çeviricinin üç faz giris geriliminden elde edilen çıkıs gerilimi (q≤0,866)

2.3.2. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yönteminin matris çeviricilerde uygulanmasına geçilmeden önce uzay vektör kavramının daha net anlaşılmasında fayda vardır. Üç fazlı dengeli bir sistemde x_a, x_b ve x_c olarak adlandırdığımız üç ayrı büyüklük olduğunu düşünelim. Bu büyüklüklerin vektör formunu $\bar{x}_k$ ile ifade edebiliriz. $\bar{x}_k \in$ (a,b,c) koşulu olduğunu varsayalım. Şekil 2.14' de bu vektörler görülmektedir.

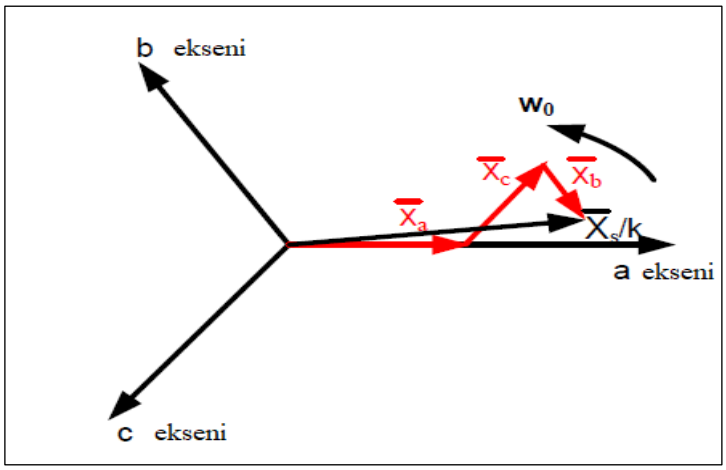


Şekil 2.14. Üç fazlı dengeli bir sistemde değişkenler

Burada $\bar{X}_s$ uzay vektörünü aşağıdaki denklemdeki gibi tanımlayabiliriz.

$$\bar{X}_s = k(x_a + ax_b + a^2x_c) \tag{2.26}$$

Bu denklemde k=2/3 olup dönüşüm sabitini göstermekte "a" operatörü ise $e^{j2\pi/3}$ olarak tanımlanmaktadır. Öyleyse $\bar{X}_s$ uzay vektörü Şekil 2.15' de verildiği gibi elde edilebilir.



Şekil 2.15. $\bar{X}_s$ uzay vektörünün elde edilmesi

Üç fazlı değişkenlerin saf sinus formunda, simetrik ve w_0 elektriksel açısal hızında döndüğü kabul edilirse $\overline{X}_s$ aşağıdaki şekilde yazılabilir;

$$\overline{X}_s = |\overline{X}_s|\, e^{jw_o t} \tag{2.27}$$

Burada "X_s" genliği ve "t" zamanı göstermektedir. Üç fazlı değişkenlerin simetrik olmaması durumunda bir sıfır bileşen eklenmesi gerekmektedir[1]. Buradaki geçişlerin daha anlamlı hale gelmesi ve kavramların anlaşılması için sinus ve cosinus fonksiyonlarının eksponansiyel formunun bilinmesinde fayda vardır:

$$\sin\theta = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2j}, \quad \theta \in R \tag{2.28}$$

$$\cos\theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}, \quad \theta \in R \tag{2.29}$$

2.3.2.1. Doğrudan ve dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemleri

Bu yöntemin gerilim kaynaklı eviricilerde uygulandığı bilinmektedir. Daha sonra ise gerilim kaynaklı eviricilerdekine benzer şekilde matris çeviricilerdeki modülasyon problemini çözmek için farklı uygulamaları geliştirilmiştir[4].

Doğrudan UVDGM yönteminin üç fazlı doğrudan matris çevirici topolojisine uygulanması, üç faz giriş akımlarının üç faz çıkış akımlarından; üç faz çıkış gerilimlerinin ise üç faz giriş gerilimlerinden elde edilmesine dayanmaktadır[25]. Matris çeviricilerde UVDGM algoritmaları çıkış faz gerilim vektörünün ve anlık giriş

faz yer değiştirme açısının kontrolüne doğal olarak olanak tanımaktadır. Simetrik ve dengeli bir üç fazlı sistemde, matris çeviricinin giriş ve çıkış büyüklükleri karmaşık düzlemde dört adet vektörle ifade edilebilir:

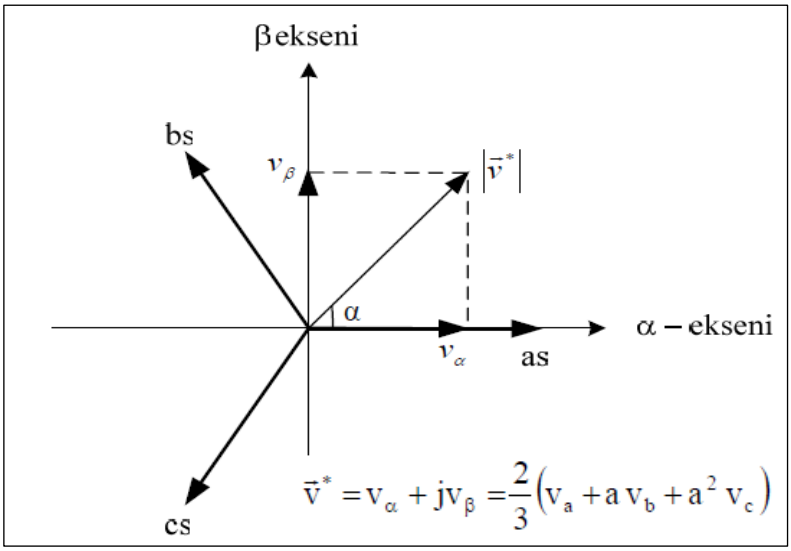
$$\overline{V}_i = \frac{2}{3} v_A(t) + a v_B(t) + a^2 v_C(t) = v_i(t)\, e^{j a_i(t)} \tag{2.30}$$

$$\overline{V}_o = \frac{2}{3} v_a(t) + a v_b(t) + a^2 v_c(t) = v(t)\, e^{j a_o(t)} \tag{2.31}$$

$$\overline{I}_i = \frac{2}{3} i_A(t) + a i_B(t) + a^2 i_C(t) = i_i(t)\, e^{j\beta_i(t)} \tag{2.32}$$

$$\overline{I}_o = \frac{2}{3} i_a(t) + a i_b(t) + a^2 i_c(t) = i(t)\, e^{j\beta_o(t)} \tag{2.33}$$

Burada $\bar{V}_i$ giriş faz gerilimi vektörü, $\bar{V}_o$ çıkış faz gerilimi vektörü, $\bar{I}_i$ giriş hat akımı vektörü $\bar{I}_o$ ise çıkış faz akımı vektörünü göstermektedir. Matris çeviricide modülasyonun sağlanabilmesi için $\bar{V}_o$ ve $\bar{I}_i$ sentezlenmesi gereken referans vektörleridir. Bu vektörler yardımıyla çıkış gerilim ayarı, giriş güç faktörünün kontrolü ve rejeneratif çalışma başarıyla gerçekleştiriliebilir[4]. İhtiyaç duyulan bu referans vektörlerin sentezlenmesi yukarıda belirtilen matematiksel esaslar yoluyla Clarke dönüşümü yapılarak gerçekleştirilir. Bu dönüşümde üç-fazlı bir sistem iki faz düzlemine taşınmaktadır. Şekil 2.16' da α-β düzleminde örnek bir referans gerilim vektörü sentezlemesi gösterilmektedir. Bu dönüşümlerin uygulamada kullanımına ve gerekli trigonometrik detaylara sonraki bölümlerde girilecektir.



Şekil 2.16. Gerilim referans vektörü sentezine bir örnek(α-β düzleminde)

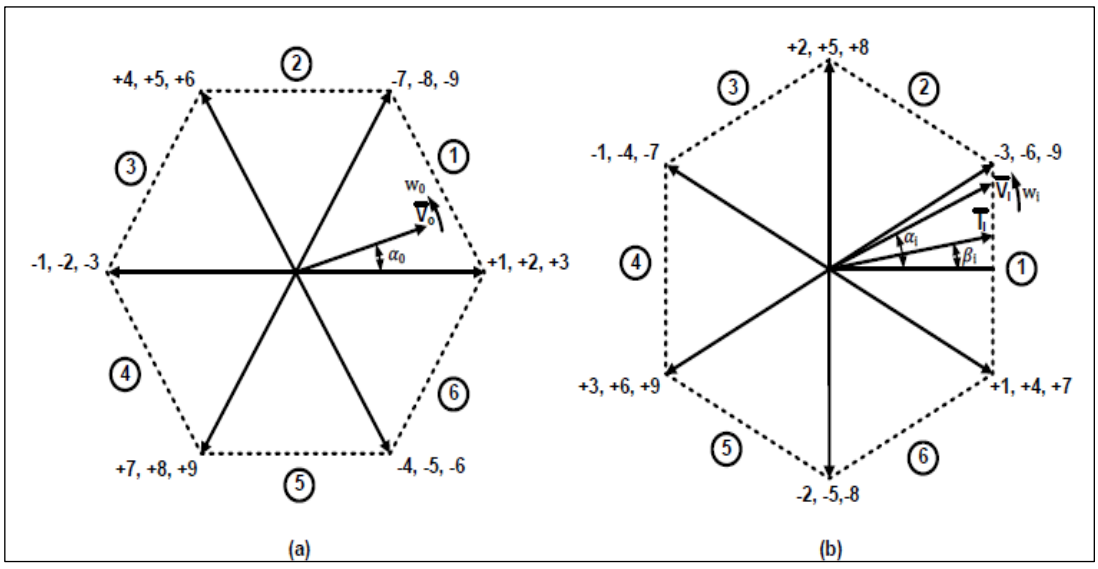
Matris çeviricilerde güvenli anahtarlama durumlarından ikinci bölümün girişinde bahsedilmişti. Bir doğrudan matris çevirici topolojisi için 27 güvenli anahtarlama durumu Tablo 2.1' verilmiştir.

Tablo 2.1. Doğrudan matris çeviricide güvenli anahtarlama durumları

Grup	Anahtarlama Kombinasyonu				Çıkış Fazlararası Gerilimi			Çıkış Faz Gerilimi Vektörü		Giriş Faz Akımları			Giriş Hat Akımı Vektörü	
	Vektör	İletimdeki Anahtarlar			V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	V_o	α_0	i_A	i_B	i_C	I_i	βi
1	NA	SAa	SBb	SCc	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	X	X	i_a	i_b	i_c	X	X
	NA	SAa	SCb	SBc	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	X	X	i_a	i_c	i_b	X	X
	NA	SBa	SAb	SCc	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	X	X	i_b	i_a	i_c	X	X
	NA	SBa	SCb	SAc	V_{BC}	V_{CA}	V_{AB}	X	X	i_c	i_a	i_b	X	X
	NA	SCa	SAb	SBc	V_{CA}	V_{AB}	V_{BC}	X	X	i_b	i_c	i_a	X	X
	NA	SCa	SBb	SAc	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	X	X	i_c	i_b	i_a	X	X
2	0a	SAa	SAb	SAc	0	0	0	0	X	0	0	0	0	X
	0b	SBa	SBb	SBc	0	0	0	0	X	0	0	0	0	X
	0c	SCa	SCb	SCc	0	0	0	0	X	0	0	0	0	X
3	+1	SAa	SBb	SBc	V_{AB}	0	$-V_{AB}$	$2/3\ V_{AB}$	0	i_a	$-i_a$	0	$2/\sqrt{3}i_a$	$-\pi/6$
	-1	SBa	SAb	SAc	$-V_{AB}$	0	V_{AB}	$-2/3\ V_{AB}$	0	$-i_a$	i_a	0	$-2/\sqrt{3}i_a$	$-\pi/6$
	+2	SBa	SCb	SCc	V_{BC}	0	$-V_{BC}$	$2/3\ V_{BC}$	0	0	i_a	$-i_a$	$2/\sqrt{3}i_a$	$\pi/2$
	-2	SCa	SBb	SBc	$-V_{BC}$	0	V_{BC}	$-2/3\ V_{BC}$	0	0	$-i_a$	i_a	$2/\sqrt{3}i_a$	$\pi/2$
	+3	SCa	SAb	SAc	V_{CA}	0	$-V_{CA}$	$2/3\ V_{CA}$	0	$-i_a$	0	i_a	$2/\sqrt{3}i_a$	$7\pi/6$
	-3	SAa	SCb	SCc	$-V_{CA}$	0	V_{CA}	$-2/3\ V_{CA}$	0	i_a	0	$-i_a$	$-2/\sqrt{3}i_a$	$7\pi/6$
	+4	SBa	SAb	SBc	$-V_{AB}$	V_{AB}	0	$2/3\ V_{AB}$	$2\pi/3$	i_b	$-i_b$	0	$2/\sqrt{3}i_b$	$-\pi/6$
	-4	SAa	SBb	SAc	V_{AB}	$-V_{AB}$	0	$-2/3\ V_{AB}$	$2\pi/3$	$-i_b$	i_b	0	$-2/\sqrt{3}i_b$	$-\pi/6$
	+5	SCa	SBb	SCc	$-V_{BC}$	V_{BC}	0	$2/3\ V_{BC}$	$2\pi/3$	0	i_b	$-i_b$	$2/\sqrt{3}i_b$	$\pi/2$
	-5	SBa	SCb	SBc	V_{BC}	$-V_{BC}$	0	$-2/3\ V_{BC}$	$2\pi/3$	0	$-i_b$	i_b	$2/\sqrt{3}i_b$	$\pi/2$
	+6	SAa	SCb	SAc	$-V_{CA}$	V_{CA}	0	$2/3\ V_{CA}$	$2\pi/3$	$-i_b$	0	i_b	$2/\sqrt{3}i_b$	$7\pi/6$
	-6	SCa	SAb	SCc	V_{CA}	$-V_{CA}$	0	$-2/3\ V_{CA}$	$2\pi/3$	i_b	0	$-i_b$	$-2/\sqrt{3}i_b$	$7\pi/6$
	+7	SBa	SBb	SAc	0	$-V_{AB}$	V_{AB}	$2/3\ V_{AB}$	$4\pi/3$	i_c	$-i_c$	0	$2/\sqrt{3}i_c$	$-\pi/6$
	-7	SAa	SAb	SBc	0	V_{AB}	$-V_{AB}$	$-2/3\ V_{AB}$	$4\pi/3$	$-i_c$	i_c	0	$-2/\sqrt{3}i_c$	$-\pi/6$
	+8	SCa	SCb	SBc	0	$-V_{BC}$	V_{BC}	$2/3\ V_{BC}$	$4\pi/3$	0	i_c	$-i_c$	$2/\sqrt{3}i_c$	$\pi/2$
	-8	SBa	SBb	SCc	0	V_{BC}	$-V_{BC}$	$-2/3\ V_{BC}$	$4\pi/3$	0	$-i_c$	i_c	$2/\sqrt{3}i_c$	$\pi/2$
	+9	SAa	SAb	SCc	0	$-V_{CA}$	V_{CA}	$2/3\ V_{CA}$	$4\pi/3$	$-i_c$	0	i_c	$2/\sqrt{3}i_c$	$7\pi/6$
	-9	SCa	SCb	SAc	0	V_{CA}	$-V_{CA}$	$-2/3\ V_{CA}$	$4\pi/3$	i_c	0	$-i_c$	$-2/\sqrt{3}i_c$	$7\pi/6$

Bu anahtarlama kombinasyonları üç farklı grupta incelenebilirler. Birinci gruptaki 6 durumda her çıkış fazına karşılık farklı bir giriş fazının bağlandığı görülmektedir. Anahtarlama durumlarına göre temel vektörler oluştuğundan ve her bir duruma karşılık gelen referans vektörler(akım ve gerilim) olduğundan durumlar bundan sonra

gerektiğinde vektör olarak adlandırılacaktır. Dolayısıyla tabloda 27 farklı vektöre karşılık gelen anahtarlama durumu bulunmaktadır. Birinci gruptaki anahtarlama durumlarında çıkış faz gerilim vektörünün faz açısı kaynağın faz açısına bağlıdır. Bu grupta üretilen anahtarlama durumlarında(vektörlerde) hem genlik hem de açı değişkendir. Bu sebeple 1. gruptaki anahtarlama kombinasyonları matris çeviricilerde genelde tercih edilmemektedir. İkinci gruptaki 3 durumda bütün çıkış fazları aynı giriş fazına bağlandığından bu durumlar sıfır vektörlere karşılık gelmektedir. Geriye kalan 18 durum ise UVDGM algoritmasının temelini oluşturacak olan aktif vektörlere karşılık gelmektedir. Bu durumlarda iki çıkış fazı bir giriş fazına bağlı, kalan bir çıkış fazı ise kalan iki giriş fazından herhangi birine bağlıdır. Bu grupta çıkış gerilim uzay vektörleri değişken genlik ve frekansta sentezlenirken giriş akım uzay vektörleri değişken genlik ve giriş gerilimi frekansında oluşturulabilirler[26]. Bu aktif vektörler birbirlerine komşu ve aralarında 60° olan vektörler olduklarından uçları düzgün bir altıgen oluşturacaktır. (Bu anahtarlama durumları ayrı ayrı incelendiğinde gerçekten de aralarında 60° olan aktif vektörleri ürettikleri görülecektir.) Bu sayede uzay vektör düzlemi/diyagramı 6 farklı sektöre bölünecektir. Şekil 2.17' de çıkış faz gerilim vektörü ve giriş hat akımı vektörü bu düzlemlerde görülmektedir.



Şekil 2.17. (a) çıkış faz gerilimi referans vektörü (b) giriş hat akımı referans vektörü

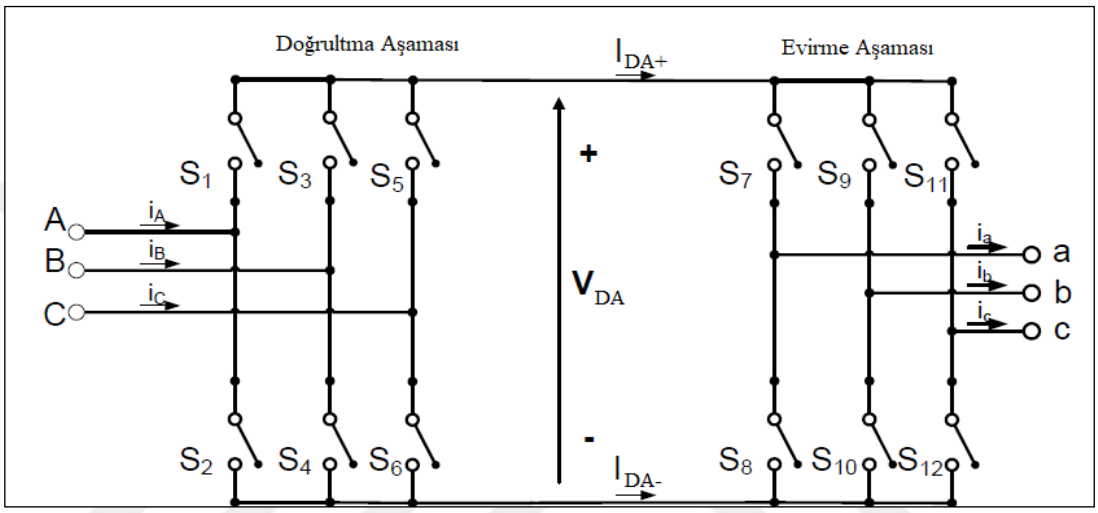
Teoride, doğrudan UVDGM algoritması bir periyotta uygun zaman aralıklarında uygulanan 4 anahtarlama kombinasyonunun seçimine dayanmaktadır. Bu sayede referans giriş faz akımı ve referans giriş faz gerilimi vektörleri sentezlenebilmektedir.

Bu 4 farklı anahtarlama durumunun(4 uygun vektörün) seçilebilmesi için çıkış gerilim referans vektörünün ve giriş akım referans vektörünün bulundukları sektörlerin bilinmesi gerekmektedir. Vektör düzlemleri incelendiğinde her iki referans vektörün bulunabileceği sektörlerin kombinasyonundan toplamda 36 farklı mümkün sektör çifti olacağı açıktır. Doğru aktif vektörlerin anlık olarak bilinebilmesi için sektörler, akım ve gerilim referans vektörlerinin açısına göre belirlenir. Dolayısıyla uygulanan aktif ve sıfır vektörler, sektör bilgisine ve çıkış akımı gereksinimlerine göre periyodik olarak değişirler[4]. Bu algoritmanın daha iyi anlaşılması için dolaylı UVDGM algoritmasının bilinmesinde fayda vardır.

Dolaylı UVDGM yöntemi istenilen çıkış fazlararası gerilimlerini üretmek ve giriş hat akım vektörleri ile bunların giriş gerilimine göre açısını kontrol edilebilir tutmak için kullanılır. Faz açısının belirlenmesi giriş güç faktörünün kontrolü için gereklidir[42, 45]. Dolaylı UVDGM algoritmasında ihtiyaç duyulan çıkış gerilimleri ve giriş akımları dalga şekilleri; doğrultma ve evirme olarak adlandırılan iki kurgusal aşamaya ayrılır. Bu aşamalardan "dolaylı matris çeviriciler" ve "matris çeviricilerde kullanılan modülasyon algoritmaları" bölümlerinde bahsedilmişti. Dolaylı UVDGM algoritması uygulanırken başlangıçta, kullanılan matris çevirici topolojisinden bağımsız olarak(ister doğrudan ister dolaylı matris çevirici olsun) dolaylı matris çevirici topolojisinde çalışılıyormuşçasına kurgu oluşturulur. Bu bağlamda girişteki AA gerilimlerin kurgusal DA barayı oluşturmak adına doğrultulduğu varsayılır. Daha sonra ise evirme aşaması istenilen çıkış gerilimlerini üretir. Giriş-çıkış gerilim dönüştürme oranını mümkün olan en yüksek düzeyde tutmak adına, doğrultma aşaması sürekli olarak maksimum giriş fazlararası gerilimlerini seçer. Yukarıda incelendiği üzere 18 adet aktif vektör ve 3 adet sıfır vektör kullanılarak dolaylı matris çeviricilerde modülasyon başarı ile yapılabilmektedir. Birinci grupta incelenen 6 vektörün dolaylı UVDGM algoritmasında kullanılamama sebebi olarak kurgusal DA bara(doğrultma evresi) dolayısıyla modülasyon periyodu sırasında sadece iki giriş fazının kullanılması kısıtı olarak açıklanabilir. Doğrudan UVDGM ve Dolaylı UVDGM arasındaki en önemli fark Doğrudan UVDGM algoritması yalnızca doğrudan matris çevirici topolojisinde uygulamak mümkünken Dolaylı UVDGM yönteminin her iki topolojide de uygulanabilmesidir.

2.3.2.2. Dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yönteminin detayları

Dolaylı UVDGM yönteminin daha iyi anlaşılması için bir önceki bölümde belirtildiği üzere dolaylı matris çevirici topolojisinde çalışıldığı düşünülerek kurgu yapılacaktır. Sonraki bölümlerde bu yöntemin doğrudan matris çevirici topolojisine uygulanmasındaki esaslar ve simülasyon çalışmalarına yer verilecektir. Şekil 2.18' de dolaylı matris çevirici topolojisi görülmektedir.



Şekil 2.18. Dolaylı matris çevirici topolojisi

Giriş ve çıkışta dengeli sinüzoidal dalga şekilleri elde etmek için doğrultucu ve evirici kısımlarına ayrı ayrı UVDGM algoritması uygulanır. Şekil 2.17' de gösterilen referans vektörlerin sırasıyla evirme ve doğrultma aşamalarında kullanıldığı düşübülebilir. Evirme aşamasında çıkış faz gerilim referans vektörü doğrultma aşamasında ise giriş faz akım referans vekörü sentezlenmektedir. (Bu vektörlerin açıları en başta giriş dalga şekillerine göre belirlenen referansa göre alınmakta, daha sonra bulundukları sektörlere göre anahtarlama yapılarak vektörler oluşturulmaktadır.) Doğrultma aşaması sabit bir kurgusal DA bara gerilimini sürekli olarak sağlarken evirme aşaması üç-faz çıkış gerilimlerini DGM ile üretecektir. Bu nedenle UVDGM anahtarlama durumlarını belirlemenin yanı sıra kurgusal DA baradaki güç akışına göre anahtarların iletim süresini de belirler. Herhangi bir anda çıkış faz gerilim vektörü V_0 ve anlık giriş akım yer değiştirme açısı φ_0 giriş faz gerilimleri referans alınarak belirlenir. Her iki aşamada da istenilen referans vektörleri üretmek için uygun aktif vektörler anlık olarak seçilirler.

Şekil 2.18' de görüldüğü gibi doğrultma aşaması (burada yapı gerilim kaynak eviricideki gibi düşünülebilir.) kurgusal DA baranın sol tarafında kalan 6 adet çift yönlü anahtarın kontrolü ile gerçekleştirilir. Önceki bölümlerde verilen matris çevirici temel çalışma ilkelerine göre giriş fazlarının kısa devre olmaması gözetilmelidir. Bir periyot için bu anahtarların iletimde kalma süresi aşağıdaki denklem çiftine uymalıdır.

$$s_1 + s_3 + s_5 = 1$$
$$s_2 + s_4 + s_6 = 1 \qquad (2.34)$$

Tablo 2.2' de izin verilen anahtarlama durumları ve buna karşılık gelen aktif vektörler gösterilmektedir.

Tablo 2.2. Anahtarlama kombinasyoanlarına göre DA bara gerilimleri, giriş faz akımları ve karşılık gelen vektörler

Anahtarlama Kombinasyonu	Anahtarların İletim Durumu	Giriş Faz Akımları			Giriş Faz Akım Vektörü		DA Bara Gerilimi
	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}$	i_A	i_B	i_C	$\lvert\bar{I}_i\rvert$	$\angle\bar{I}_i$	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_{AC}
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_{BA}
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_{CB}
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

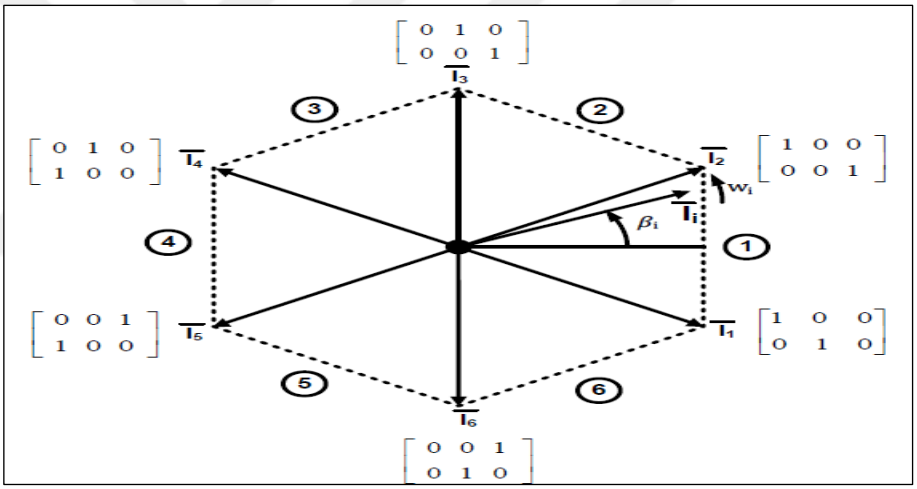
Tablo 2.2 incelenirse vektörlerin Şekil 2.17' de verilenlerle eşleştiği görülecektir. Doğrultma aşaması DA bara gerilimini ve sinüzoidal giriş faz akımlarını kontrol edilebilir bir φ_i yer değiştirme açısını giriş faz gerilimlerine göre üretmelidir.

Sinüzoidal giriş faz akımları ve kontrol edilebilir φ_i yer değiştirme açısının üretilebilmesi için giriş hat akım referans vektörü giriş faz gerilimleri ile senkronize olmalıdır. Uzay vektör dönüşümü esaslarına göre dengeli üç faz giriş akımlarına göre giriş akım referans vektörü aşağıdaki gibi elde edilir:

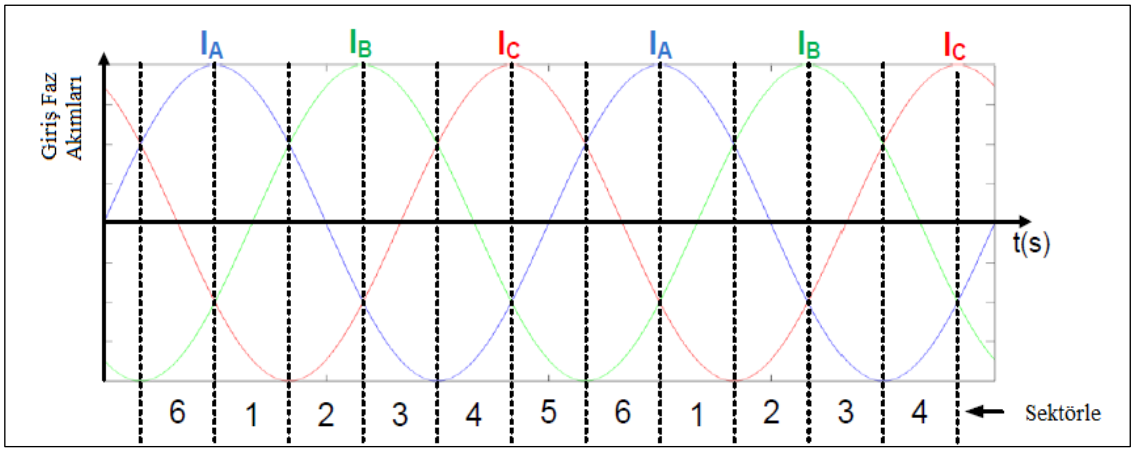
$$\bar{I}_i = \frac{2}{3} i_A(t) + a i_B(t) + a^2 i_C(t) = i_i(t)\, e^{j\beta_i(t)} \qquad (2.35)$$

Burada $i_i(t)$ giriş akım referans vektörü $\bar{I}_i$' nin anlık genliğini $\beta_i(t)$ ise anlık açısını göstermektedir.

Şekil 2.19' da aktif akım vektörleri karmaşık düzlemde verilmiştir. Sektörler ve giriş akım dalga şekilleri arasındaki senkronizasyon ilişkisi Şekil 2.20' de zaman domeninde verilmiştir.

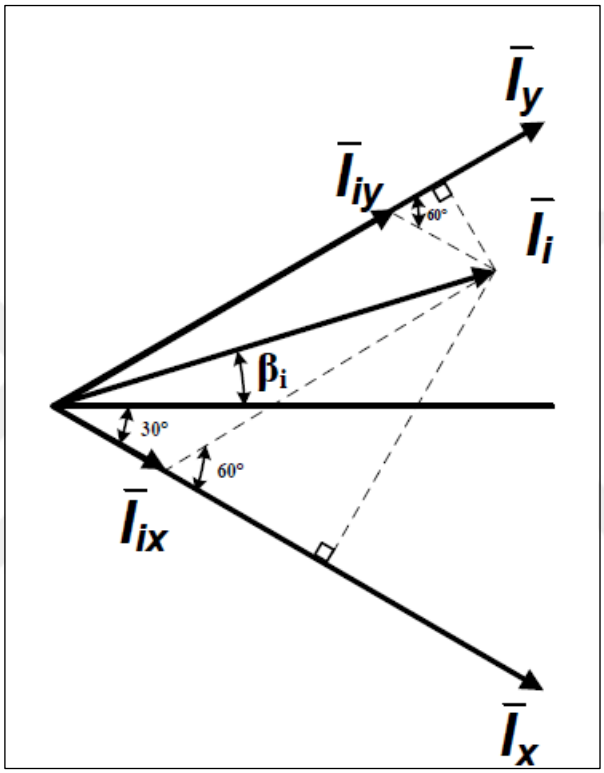


Şekil 2.19. Aktif akım vektörleri ve sektörler ile referans hat akım vektörünün karmaşık düzlemde gösterimi



Şekil 2.20. Giriş faz akım dalga şekillerinin ve sektörlerin zaman domeninde gösterimi

Referans giriş akım vektörünün bulunduğu sektöre göre kendisine komşu iki aktif vektörün ve uygun bir sıfır vektörün bileşkesi ile sentezlenmesi aşağıdaki gibi olmaktadır. Sentezlenecek vektörün açısal pozisyonu aktif vektörlere göre belirlenirken genliği aktif vektörler ile birlikte uygulanan sıfır vektör miktarına da bağlı olacaktır. Şekil 2.21' de referans hat akım vektörünün oluşturulması vektör diyagramı ile gösterilmiştir.



Şekil 2.21. Referans giriş hat akım vektörünün oluşturulması

Referans hat akım vektörü $\bar{I}_i$ kendine komşu vektörler olan $\bar{I}_x$ ve $\bar{I}_y$ ' nin bir periyotta sırası ile d_x ve d_y kadar dolulukta(uygulanma süresinin bir periyoda oranı) uygulanması ve $\bar{I}_0$ sıfır vektörünün d_0 dolulukta uygulanması ile oluşturulur. Bu vektör dönen bir referans vektörü olduğundan her an farklı genlik ve fazda olabilir. Dolayısıyla dolulukların her anahtarlama periyodunda sürekli olarak hesaplanması gerekmektedir. Vektörel olarak hat akım referans vektörünün oluşturulması Denklem (2.36) ile ifade edilir:

$$\bar{I}_{ix} + \bar{I}_{iy} = \bar{I}_i \tag{2.36}$$

Denklem (2.37) ise aktif vektörlerin belli doluluklarda uygulanarak referans vektörünün iki temel bileşenini oluşturmasını göstermektedir:

$$\bar{I}_{ix} = \bar{I}_x d_x, \quad \bar{I}_{iy} = \bar{I}_y d_y \tag{2.37}$$

Öyle ise doluluk oranları;

$$d_x = \frac{|\bar{I}_{ix}|}{\bar{I}_x}, \quad d_y = \frac{|\bar{I}_{iy}|}{\bar{I}_y} \tag{2.38}$$

olarak elde edilir. Trigonometrik eşitliklerle bu bileşenler $\bar{I}_i$ cinsinden ifade edilirse:

$$|\bar{I}_{ix}| = \frac{|\bar{I}_i|\sin\left(\frac{\pi}{6}-\beta_i\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)}, \quad |\bar{I}_{iy}| = \frac{|\bar{I}_i|\sin\left(\frac{\pi}{6}+\beta_i\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \tag{2.39}$$

$$d_x = \frac{|\bar{I}_i|}{\frac{\sqrt{3}}{2}|\bar{I}_x|}\sin\left(\frac{\pi}{6}-\beta_i\right), \quad d_y = \frac{|\bar{I}_i|}{\frac{\sqrt{3}}{2}|\bar{I}_y|}\sin\left(\frac{\pi}{6}+\beta_i\right) \tag{2.40}$$

$$|\bar{I}_x| = |\bar{I}_y| = \frac{2}{\sqrt{3}}|I_{DC}|, \quad \frac{|\bar{I}_i|}{|I_{DC}|} = m_c, \quad 0 \le m_c \le 1 \tag{2.41}$$

Burada m_c akım dönüştürme oranını temsil eden akım modülasyon indeksi, I_{DC} ise DA bara akımının ortalama değeridir. Dolayısıyla, aktif vektörlerin ve sıfır vektörün doluluk oranı aşağıda verilen denklemlerdeki gibi yazılabilir;

$$d_x = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6}-\beta_i\right) = \frac{T_x}{T_s} \tag{2.42}$$

$$d_y = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6}+\beta_i\right) = \frac{T_y}{T_s} \tag{2.43}$$

$$d_{c0} = 1 - d_x - d_y = \frac{T_y}{T_s} \tag{2.44}$$

Burada T_x , T_y ve T_{c0} sırasıyla; x ve y indisli aktif vektörler ve sıfır vektörün bir anahtarlama periyodundaki uygulanma süreleridir.

Evirme aşamasının çalışma prensibini açıklamak için de buna benzer bir analiz yapılabilir. Şekil 2.18' de görüldüğü gibi evirme aşaması iki seviyeli gerilim kaynaklı evirici topolojisi ile eş yapıdadır. Önceki bölümlerde açıklanan matris çevirici temel çalışma ilkelerine göre çıkış fazlarının hiçbir anda açık devre olmaması gözetilmelidir.

Dolayısıyla herhangi bir çıkış fazına bağlı bir bacaktaki iki anahtarlama elemanı aynı anda açık devre olamaz. Ayrıca kurgusal DA bara kısa devresinden kaçınmak için(yapı girişten bağımsız incelendiğinde) bir çıkış fazına bağlı olan bacaktaki iki eleman aynı anda iletimde olmamalıdır. Dolayısı ile bir periyot için bu anahtarların iletimde kalma süresi aşağıdaki denklem üçlüsüne uymalıdır.

$$s_7 + s_8 = 1$$
$$s_9 + s_{10} = 1$$
$$s_{11} + s_{12} = 1 \qquad (2.45)$$

Tablo 2.3 evirme aşaması için izin verilen anahtarlama durumlarını ve bunlara karşılık gelen aktif vektörler ile sıfır vektörleri göstermektedir.

Tablo 2.3 Evirme aşaması için izin verilen anahtarlama durumları ve bunlara karşılık gelen vektörler

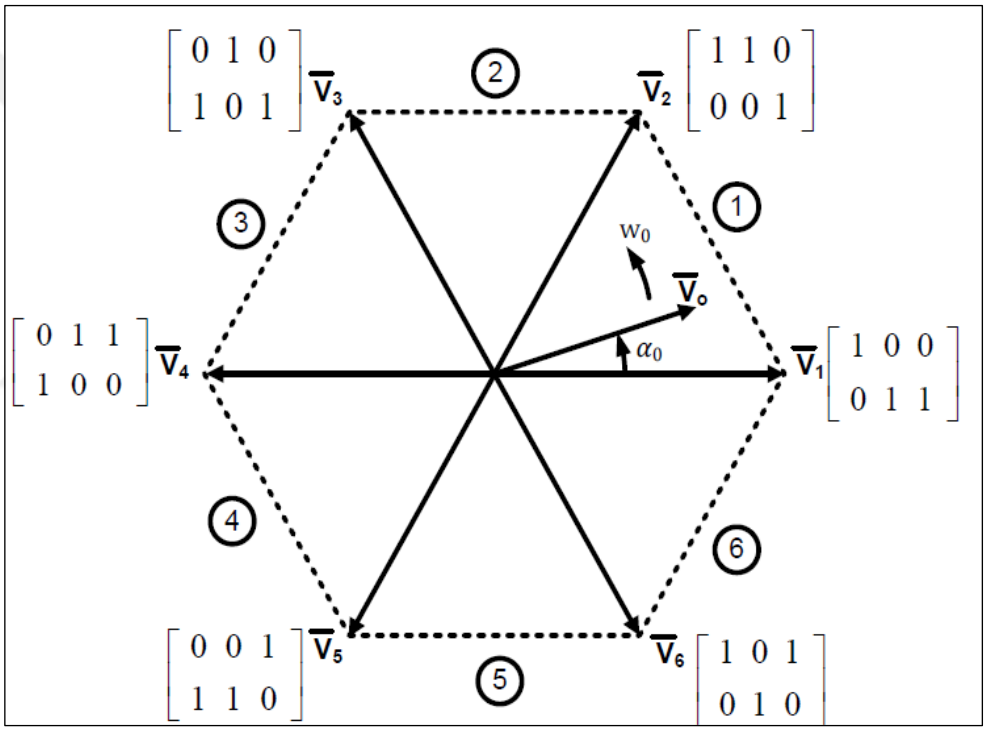
Anahtarlama Kombinasyonu	Anahtarların İletim Durumu $\begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix}$	Çıkış Fazlararası Gerilimleri			Çıkış Faz Gerilim Vektörü		DA Bara Akımı
		V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	$\lvert\bar{V}_o\rvert$	$\angle\bar{V}_o$	I_{DC+}
1	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	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

Tablo 2.3 incelendiğinde ilk 6 vektörün aktif vektör, son iki vektörün ise sıfır vektörlere karşılık geldiği görülmektedir. Bu 6 vektörün karmaşık düzlemdeki yerleri

Şekil 2.22' de verilmiştir. Dengeli ve sinüzoidal çıkış akımları üretmek için çıkış faz gerilim vektörü $\bar{V}_0$ gerilim uzay vektörlerini kullanarak sentezlenmelidir. Üretilecek çıkış faz gerilim vektörünün genliği aynı zamanda DA vara gerilimi ile de orantılıdır. Clarke dönüşümü kullanılarak dengeli ve sinüzoidal üç-fazlı çıkış faz gerilimleri ile çıkış gerilim referans vektörü aşağıdaki gibi elde edilir.

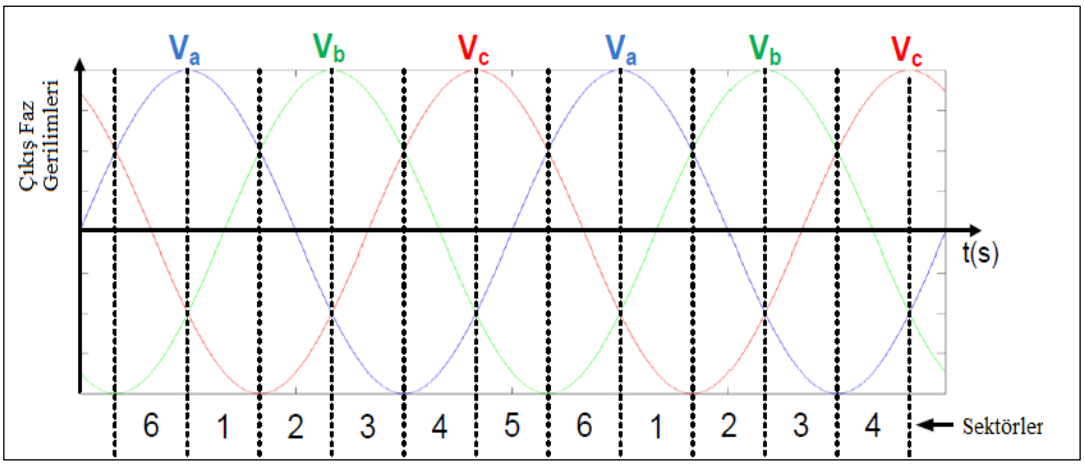
$$\overline{V}_o = \frac{2}{3} v_a(t) + a v_b(t) + a^2 v_c(t) = v(t)\, e^{j a_o(t)} \tag{2.46}$$

Burada $v_0(t)$ referans vektörün anlık genliğini $\alpha_0(t)$ ise anlık açısal pozisyonunu karmaşık düzlemde göstermektedir.



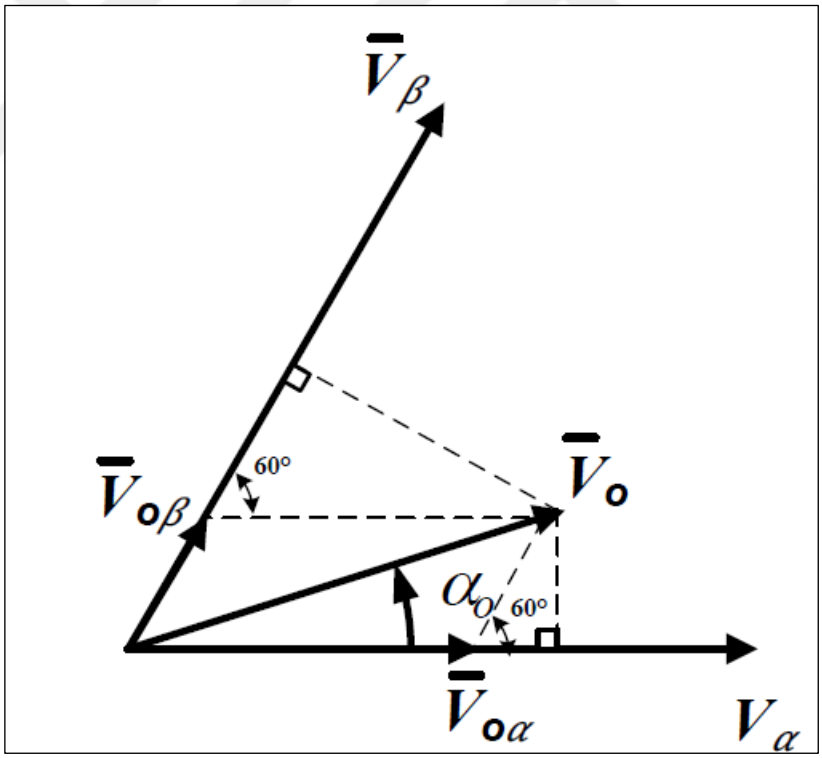
Şekil 2.22. Aktif gerilim uzay vektörleri, sektörler ve referans çıkış faz gerilim vektörünün karmaşık düzlemde gösterimi

Referans çıkış gerilim vektörü doğrultma aşamasındakine benzer şekilde kendisine komşu iki aktif vektör ve bir adet sıfır vektör kullanılarak sentezlenir. Referans faz gerilim vektörünün açısal konumu aktif vektörler tarafından belirlenirken genliği ise sıfır vektörler ve aktif vektörler tarafından belirlenir. Çıkış faz gerilimlerinin zaman domeninde gösterimi ve sektörler ile arasındaki ilişki Şekil 2.23' de verildiği gibidir.



Şekil 2.23. Çıkış faz gerilim dalga şekilleri ve sektörler arasındaki ilişkinin zaman domeninde gösterimi

Şekil 2.24' de faz gerilim referans vektörünün aktif ve sıfır vektörler kullanılarak sentezlenmesi görülmektedir.



Şekil 2.24 Referans çıkış faz gerilim vektörünün oluştulması

Çıkış faz gerilim referans vektörü $\bar{V}_0$ ' sentezlenirken bulunduğu sektöre göre kendisine komşu iki aktif vektörün($\bar{V}_\alpha$ ve $\bar{V}_\beta$) ve uygun sıfır vektörün belli doluluklarda(d_α, d_β, d_{v0}) uygulanması yöntemi kullanılır. Dönen bir referans gerilim

vektörünü üretmek için (farklı genlik ve fazlarda) temel bileşen olan aktif vektörlerin her anahtarlama periyodundaki doluluk oranlarının hesaplanması gerekmektedir. Referans vektör iki aktif vektör bileşeninin toplamı olarak Denlem (2.47)' deki gibi ifade edilir;

$$\overline{V}_o = \overline{V}_{o\alpha} + \overline{V}_{o\beta} \tag{2.47}$$

Aktif vektör bileşenleri ise referans vektörü oluşturan aktif vektörlerin belli doluluklarla çarpımıdır:

$$\overline{V}_{o\alpha} = \overline{V}_{\alpha} d_{\alpha}, \quad \overline{V}_{o\beta} = \overline{V}_{\beta} d_{\beta} \tag{2.48}$$

O halde doluluk oranları;

$$d_{\alpha} = \frac{|\overline{V}_{o\alpha}|}{\overline{V}_{\alpha}}, \quad d_{\beta} = \frac{|\overline{V}_{o\beta}|}{\overline{V}_{\beta}} \tag{2.49}$$

Aktif vektör bileşenleri referans gerilim vektörü cinsinden ifade edilirse:

$$|\overline{V}_{o\alpha}| = \frac{|\overline{V}_o|\sin(\frac{\pi}{3}-\alpha_0)}{\sin(\frac{\pi}{3})}, \quad |\overline{V}_{o\beta}| = \frac{|\overline{V}_o|\sin(\alpha_0)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \tag{2.50}$$

O halde doluluk oranları;

$$d_{\alpha} = \frac{|\overline{V}_o|}{\frac{\sqrt{3}}{2}|\overline{V}_{\alpha}|}\sin\left(\frac{\pi}{3}-\alpha_0\right), \quad d_{\beta} = \frac{|\overline{V}_o|}{\frac{\sqrt{3}}{2}|\overline{V}_{\beta}|}\sin(\alpha_0) \tag{2.51}$$

$$|\overline{V}_{\alpha}| = |\overline{V}_{\beta}| = \frac{2}{3}|V_{DC}|, \quad \frac{\sqrt{3}|\overline{V}_o|}{|V_{DC}|} = m_v, \quad 0 \le m_v \le 1 \tag{2.52}$$

Burada m_v giriş çıkış arasındaki gerilim dönüştürme oranı olarak tanımlanan modülasyon indeksini gösterir. V_{DC} ise DA baranın ortalama gerilimidir. Bu nedenle doluluk oranları;

$$d_{\alpha} = m_v \sin\left(\frac{\pi}{3}-\alpha_0\right) = \frac{T_{\alpha}}{T_s} \tag{2.53}$$

$$d_{\beta} = m_v \sin(\alpha_0) = \frac{T_{\beta}}{T_s} \tag{2.54}$$

olarak ifade edilebilir. Aktif vektörlerin doluluk oranları hesaplandıktan sonra sıfır vektör doluluk oranı(periyodun kalan kısmında uygulandığından);

$$\mathrm{d_{v0}} = 1 - \mathrm{d_\alpha} - \mathrm{d_\beta} = \frac{\mathrm{T_{v0}}}{\mathrm{T_s}} \tag{2.55}$$

eşitliği yardımı ile bulunur.

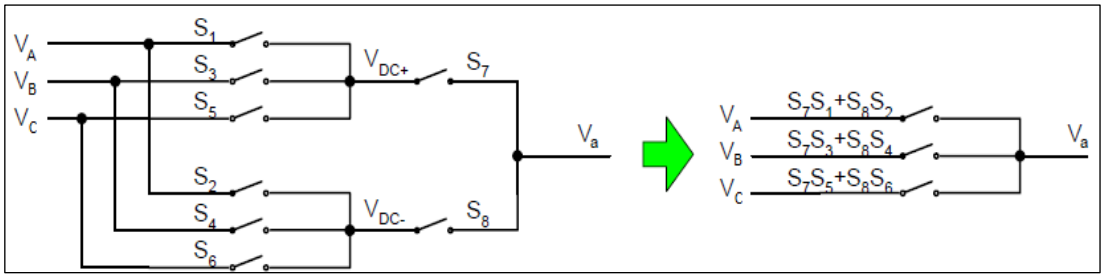
2.3.3. Dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu algoritmasında doğrultma ve evirme aşamaları arasında senkronizasyonun sağlanması

Kullanılan topolojinin doğrudan veya dolaylı matris çevirici olması farketmeksizin UVDGM algoritmasında doğrultma ve evirme aşamalarının tam olarak senkronize olması gerekmektedir. Kurgusal DA baradaki güç akışı bunun temel sebebi olarak düşünülebilir. Herhangi bir enerji depolama elemanı bulunmadığından anahtarlama kayıpları ihmal edildiğinde girişten çıkışa doğru akan güç eşit kabul edilir. Doğrultma aşamasına UVDGM algoritması uygulanırken maksimum ortalama DA bara geriliminin sağlanması ve bu sayede giriş çıkış gerilim oranının maksimize edilmesi amaçlanmaktadır[1]. Bunun anlamı doğrultma aşamasındaki akım modülasyon indeksi m_c' nin "1" de tutulmasıdır. Öte yandan doğrultma aşaması DA bara ve giriş terminalleri arasında sürekli bir akım yolu sağlamaktadır. Dolayısıyla giriş akımlarının genliği DA bara akımına bağlı olmaktadır. Ayrıca DA bara akımı I_{DC}; çıkış yük akımlarının genliğine, gerilim modülasyon indeksi m_v' ye ve çıkış yük yer değiştirme açısı φ_0' a bağlıdır. Bu sebeplerle her iki aşama arasındaki senkronizasyon doğrultma aşamasının modülasyon indeksi aynı anahtarlama periyodunda(T_s) bire ayarlandığında kendiliğinden gerçekleşmiş olacaktır[27].

2.3.4. Dolaylı uzay vektör darbe genişlik modülasyonu algoritmasının doğrudan matris çeviriciye uygulanması

Doğrudan matris çeviricilerde doğrultma ve evirme aşamalarındaki 6' şar adet aktif vektörün 36 adet kombinasyonu olduğu görülmektedir. Ancak bu 36 durum her çıkış fazına hangi giriş fazının bağlandığı yönünden tek tek incelendiğinde simetriden dolayı 18 farklı anahtarlama durumuna düşer. Bu 18 farklı anahtarlama durumu daha önce anlatılan 18 aktif vektöre karşılık gelmektedir. Dolaylı UVDGM algoritmasının doğrudan matris çeviriciye uygulanması bu temel yaklaşım gözetilerek yapılmalıdır.

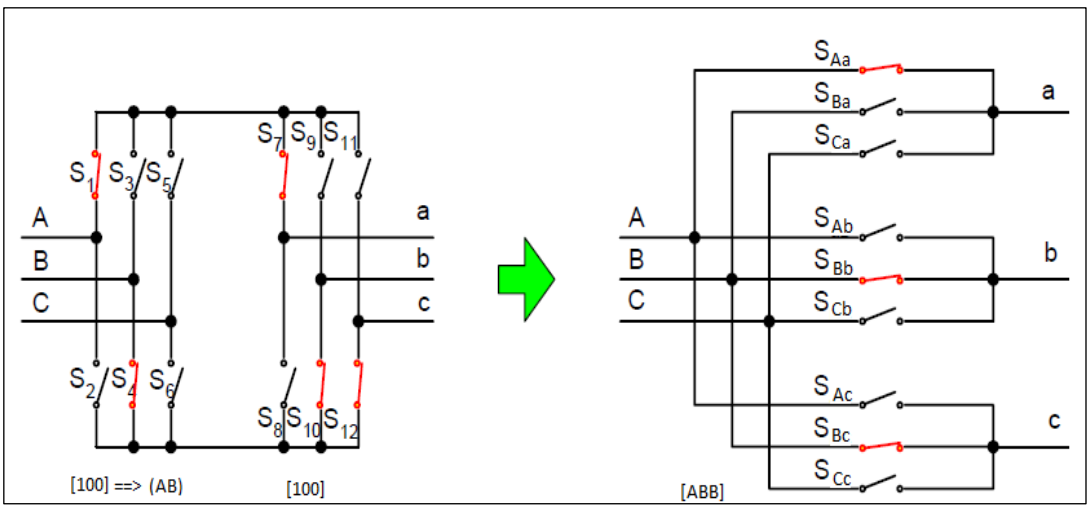
Bu durumun sebebini daha detaylı açıklayacak olursak çıkıştaki “a” fazına girişteki “A, B, C” fazlarından herhangi birinin bağlanabilmesi için ikişer farklı yol olduğunu söyleyebiliriz. Bu durum Şekil 2.25’ de açıkça görülmektedir. Buradaki gösterim Şekil 2.18’ de verilen dolaylı matris çevirici topolojisi referans alınarak yapılmıştır.



Şekil 2.25. Matris çeviricide bir çıkış fazının birden fazla şekilde aynı giriş fazı bağlanabileceğinin göstermi

Bu yaklaşım doğrudan matris çeviricide dolaylı UVDGM algoritmasına göre bir modülasyon yapılacağında doğrultma ve evirme aşamasındaki doluluk oranlarının çarpımlarının kullanılması gerekliliğini göstermektedir[34]. Bu durum bölümün ilerleyen kısımlarında daha net anlaşılacaktır.

Bu modülasyon stratejisinin amacı çıkış gerilimlerini giriş gerilimlerinden, giriş akımlarını ise çıkış gerilimlerinden sentezlemektir[3]. Bu işlemlerin matematiksel ifadesine geçilmeden önce dolaylı matris çeviricide yapılan anahtarlamaların doğrudan matris çeviricideki karşılığının anlaşılması için Şekil 2.26’ nın incelenmesinde fayda vardır.



Şekil 2.26 Doğrultma ve evirme aşamasının bir konumunun doğrudan matris çeviricideki karşılığı

Burada anahtarların durumları Tablo 2.2 ve Tablo 2.3' e göre üst satırdaki anahtarlar olarak yazılmıştır. Şekil 2.27' de her bir anahtar yerine aynı koldaki diğer anahtar iletimde olsaydı(iletimde olan her anahtarın kendisi yerine altındaki veya üstündeki anahtarın iletimde olması) çıkışın yine aynı olacağı görülecektir. İşte bu simetriden dolayı, dolaylı UVDGM algoritmasındaki 36 farklı aktif vektör çifti kombinasyonu 18 farklı aktif vektör üretir. Bu durum hem doğrudan hem dolaylı matris çevirici topolojisinde geçerlidir.

Dolaylı UVDGM algoritmasının doğrudan matris çeviriciye uygulanması için doğrultma ve evirme aşamalarının tek bir anahtarlama(transfer) fonksiyonunda birleştirilmesi gerekmektedir. Bu anahtarlama fonksiyonu, her iki aşamaya ait anahtarlama fonsiyonlarının çarpımı şeklinde yazılabilir.

$$T_{DMC} = T_{VSI}T_{VSR} \tag{2.56}$$

Burada T_{DMC} bütün matris çeviriciye ait anahtarlama fonksiyonu iken T_{VSI} ve T_{VSR} sırası ile evirme ve doğrultma aşamasına ait anahtarlama fonksiyonlarıdır. Doğrultma ve evirme aşamaları için anahtarların durumlarını gösteren matrislerin aşağıdaki gibi olduğu bilinmektedir:

$$T_{VSR} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_4 & s_5 & s_6 \end{bmatrix} \tag{2.57}$$

$$T_{VSI} = \begin{bmatrix} s_7 & s_9 & s_{11} \\ s_8 & s_{10} & s_{12} \end{bmatrix}^T \tag{2.58}$$

Çıkış akımlarından kurgusal DA bara akımları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix} = {T_{VSI}}^T \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \tag{2.59}$$

Giriş gerilimlerinden kurgusal DA bara gerilimleri ise:

$$\begin{bmatrix} V_{DC+} \\ V_{DC-} \end{bmatrix} = T_{VSR} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \tag{2.60}$$

denklemi yardımı ile bulunur.

Bulunan bu kurgusal DA bara büyüklükleri yardımı ile giriş akımları ve çıkış gerilimleri aşağıdaki gibi yazılabilmektedir.

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = {T_{VSR}}^T \begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix} \tag{2.61}$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = T_{VSI} \begin{bmatrix} V_{DC+} \\ V_{DC-} \end{bmatrix} \tag{2.62}$$

O halde, doğrudan matris çevirici için giriş akımı ve çıkış gerilimi büyüklükleri aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = T_{VSI} T_{VSR} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad , \quad \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = {T_{VSR}}^T {T_{VSI}}^T \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \tag{2.63}$$

Hem giriş akım referans vektörü, hem de çıkış gerilim referans vektörü her anahtarlama periyodunda sentezlenmelidir[1]. Bunun mümkün olması için doğrultma ve evirme aşamalarının kontrolünde doğru anahtarlama durumlarının doğrudan matris çevirici topolojisinde seçilmesi gerekmektedir. UVDGM algoritmasının doğru anlaşılması için giriş akım referans vektörü ve çıkış gerilim referans vektörü Şekil 2.17' de verildiği gibi varsayılır. Burada hem gerilim, hem de akım vektör düzleminde 6' şar adet sektör bulunduğu görülmektedir. Dolayısıyla toplamda 36 adet sektör çifti kombinasyonu olacaktır. Bu bilgi referans vektörler birbirinden bağımsız şekilde herhangi bir sektörde bulunabileceğinden önemlidir.

Çıkış gerilim referans vektörü $\bar{V}_o$ ve giriş akım referans vektörü $\bar{I}_o$ bir anahtarlama periyodunda aşağıda verilen 4 aktif vektör ve 1 adet sıfır vektör kullanılarak çıkış gerilimlerini beklenen temel faz gerilimine olabildiğince yakın üretecek ve eşzamanlı olarak giriş akım yer değiştirme açısını bire olabildiğince yakın tutacak şekilde üretilebilir[48]. Bulunulan sektör kombinasyonuna göre bu 4 aktif vektör aşağıda Tablo 2.4' de verilmiştir.

Tablo 2.4. Referans vektörlerin bulunabileceği sektör çifti kombinasyonuna göre referans vektörleri oluşturmak için gereken aktif vektörler

		Çıkış Faz Gerilim Vektörünün Bulunabileceği Sektörler					
		1	2	3	4	5	6
Giriş Faz Akım Vektörünün Bulunabileceği Sektörler	1	-3 1 9 -7	9 -7 -6 4	-6 4 3 -1	3 -1 -9 7	-9 7 6 -4	6 -4 -3 1
	2	2 -3 -8 9	-8 9 5 -6	5 -6 -2 3	-2 3 8 -9	8 -9 -5 6	-5 6 2 -3
	3	-1 2 7 -8	7 -8 -4 5	-4 5 1 -2	1 -2 -7 8	-7 8 4 -5	4 -5 -1 2
	4	3 -1 -9 7	-9 7 6 -4	6 -4 -3 1	-3 1 9 -7	9 -7 -6 4	-6 4 3 -1
	5	-2 3 8 -9	8 -9 -5 6	-5 6 2 -3	2 -3 -8 9	-8 9 5 -6	5 -6 -2 3
	6	1 -2 -7 8	-7 8 4 -5	4 -5 -1 2	-1 2 7 -8	7 -8 -4 5	-4 5 1 -2

Bu dört aktif vektörden ikisi giriş akım referans vektörünü oluştururken diğer ikisi çıkış gerilim referans vektörünü oluşturmaktadır.

Oluşacak yeni doluluk oranları ise artık:

$$d_{x\alpha} = d_x d_\alpha = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6} - \beta_i\right) m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_0\right) = \frac{T_{x\alpha}}{T_s} \tag{2.64}$$

$$d_{x\beta} = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6} - \beta_i\right) m_v \sin(\alpha_0) = \frac{T_{x\beta}}{T_s} \tag{2.65}$$

$$d_{y\alpha} = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6} + \beta_i\right) m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_0\right) = \frac{T_{y\alpha}}{T_s} \tag{2.66}$$

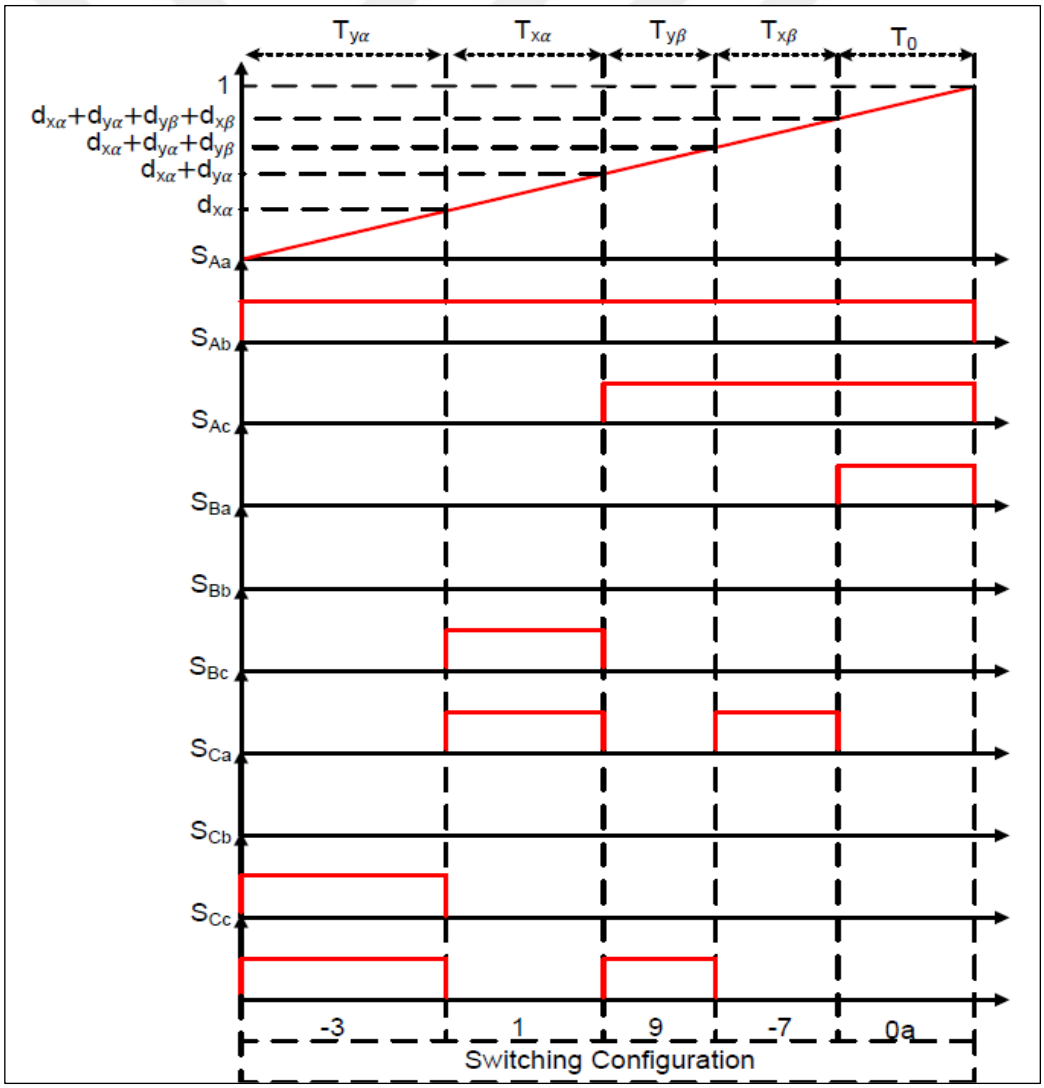
$$d_{y\beta} = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6} + \beta_i\right) m_v \sin(\alpha_0) = \frac{T_\beta}{T_s} \tag{2.67}$$

Sıfır vektörün doluluk oranı ise periyodun kalan kısmı kadar olacaktır.

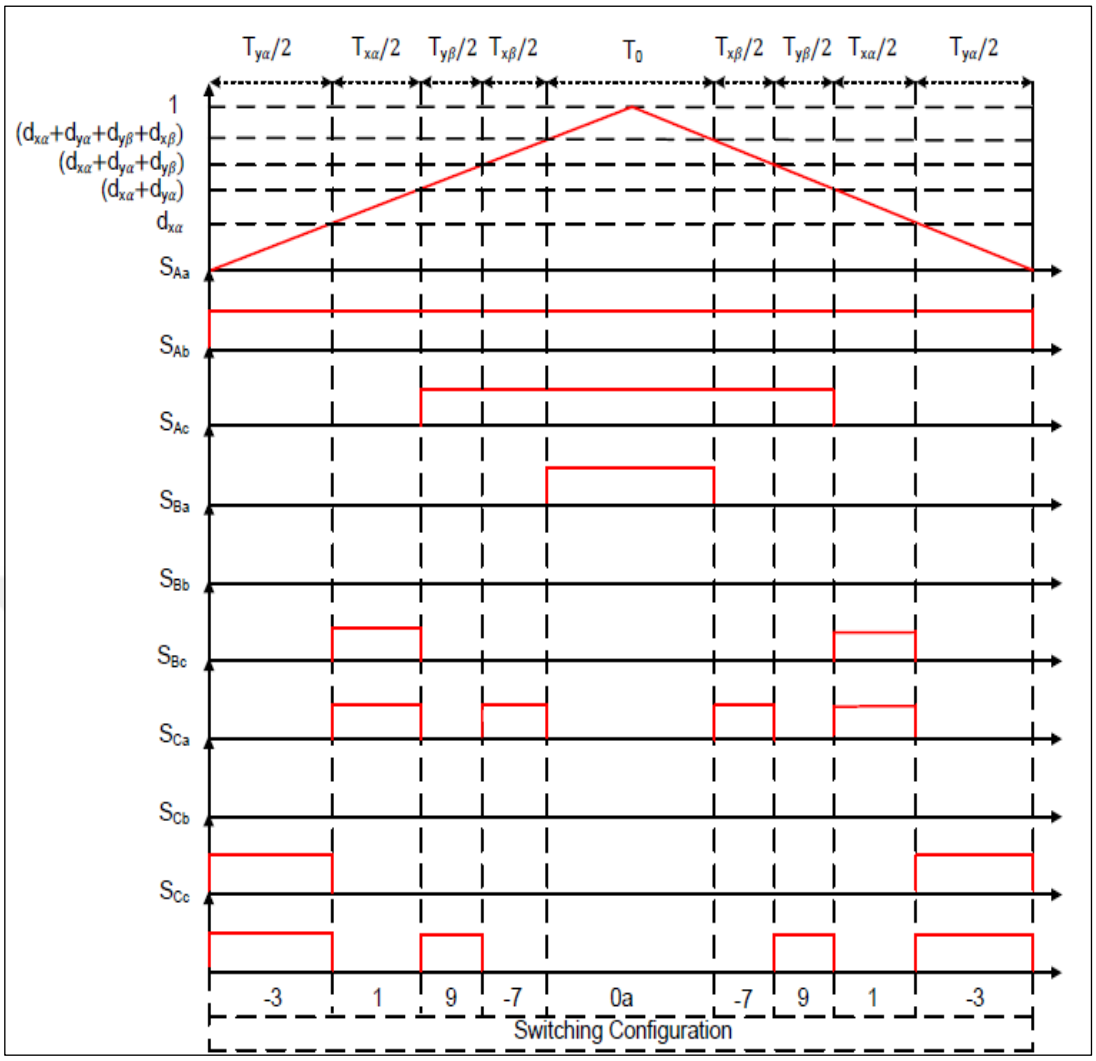
$$d_0 = 1 - d_{x\alpha} - d_{x\beta} - d_{y\alpha} - d_{y\beta} = \frac{T_0}{T_s} \tag{2.68}$$

Bu modülasyon yönteminin uygulanması dijital olarak kolay olmakla birlikte bu yöntem, giriş güç faktörünün kontrolüne ve maksimum giriş çıkış dönüştürme oranı 0,866' ya ulaşılmasına olanak sağlamaktadır[28].

Elde edilen doluluk oranlarında referans vektörlerin bulundukları sektörlere uygun aktif vektörler uygulanarak anahtarlama sinyallerinin üretilmesinde taşıyıcı sinyal olarak testere dişi veya üçgen dalga kullanılabilir. Bu seçim çevirici verimini ve performansında önemli bir rol oynayacaktır. Seçim yaparken değerlendirmeye alınan başlıca kriterler; çeviricinin harmonik performansı ve anahtarlama kayıpları olmaktadır. Testere dişi taşıyıcı sinyal anahtarlama kayıplarını minimize etmek için kullanılırken üçgen dalga ise giriş ve çıkışta daha iyi bir harmonik performansı için kullanılır[8]. Şekil 2.27' de testere dişi taşıyıcı sinyal ile, Şekil 2.28' de ise üçgen dalga taşıyıcı sinyal ile anahtarlama sinyallerinin üretimi gösterilmektedir. Üçgen dalga taşıyıcı sinyal kullanılması durumunda anahtarlama periyodunun iki aralığa bölünmesi ve uygulanacak vektörlerin bu aralıklarda simetrik olarak dağılması gerekmektedir.



Şekil 2.27. Testere dişi taşıyıcı sinyal ile anahtarlama sinyallerinin üretilmesi



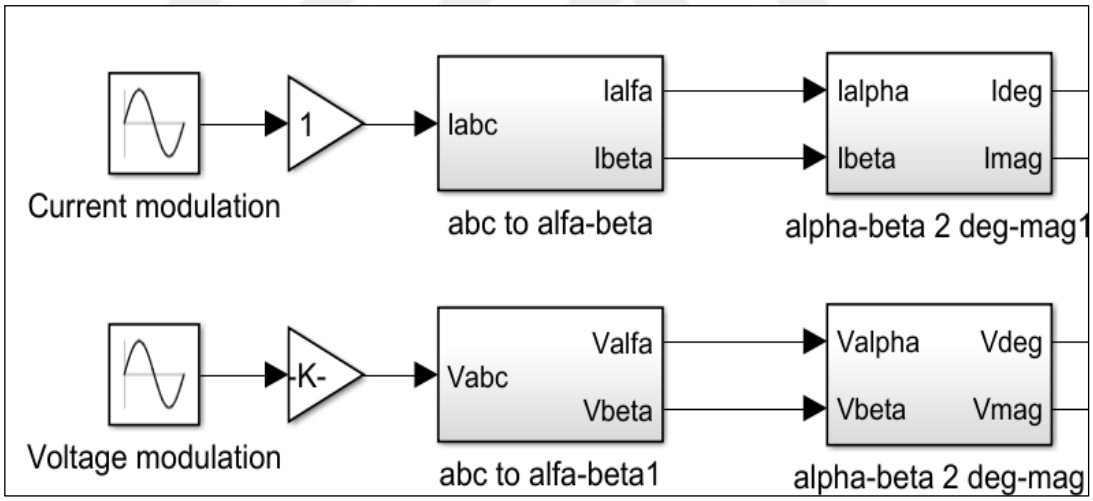
Şekil 2.28. Üçgen dalga taşıyıcı sinyal kullanılarak anahtarlama sinyallerinin üretilmesi

3. DOLAYLI UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİ KULLANILAN MATRİS ÇEVİRİCİNİN MODELLEME VE SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

Bu bölümde dolaylı UVDGM algoritması ile çalışan doğrudan matris çevirici modellenmiştir. Modelleme ve simülasyonlarda MATLAB Simulink 2016b kullanılmıştır.

3.1. Doğrudan Matris Çevirici Modeli ve Simülasyon Çalışmaları

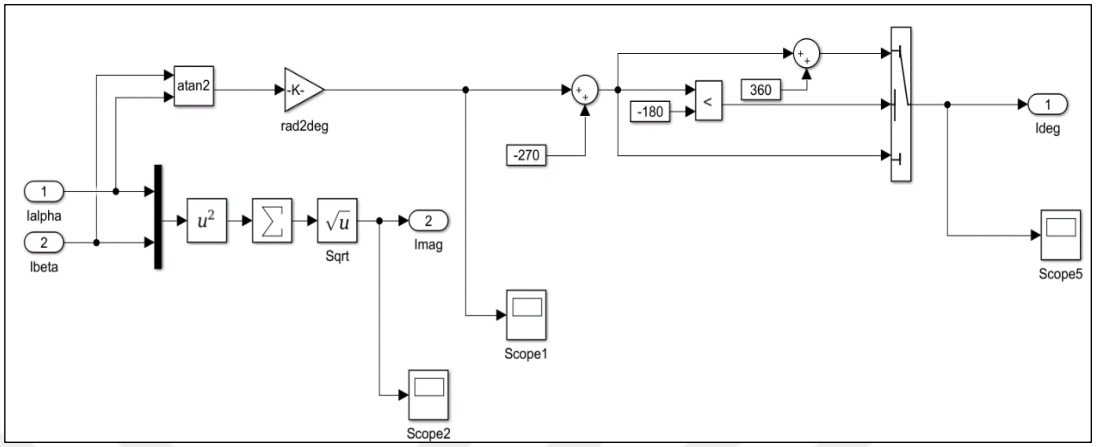
Doğrudan matris çevirici modellenirken ideal çift yönlü anahtarlar kullanılmıştır. Simülasyona öncelikli olarak referans uzay vektörlerinin sentezlenmesi ile başlanmıştır. Şekil 3.1' de giriş akım ve çıkış gerilim referans uzay vektörlerinin sentezlenmesi görülmektedir.



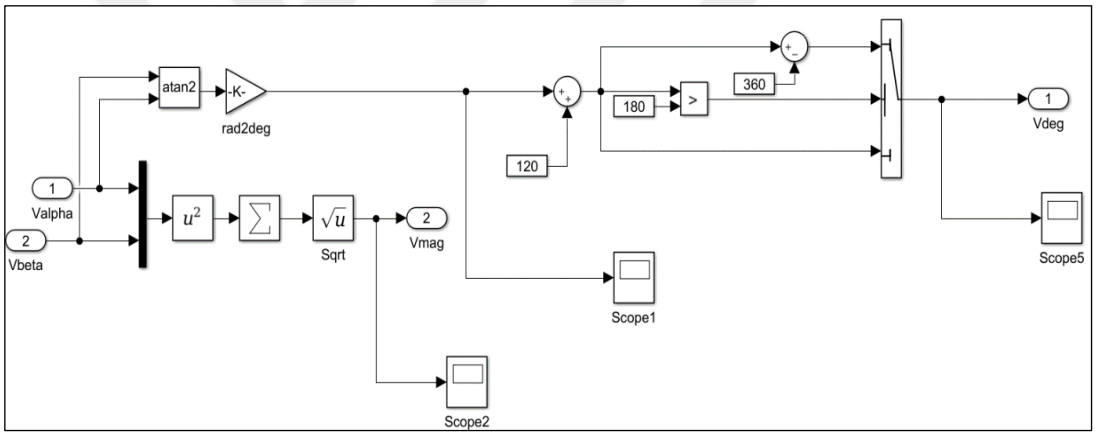
Şekil 3.1. Giriş akım ve çıkış gerilim referans vektörlerinin sentezlendiği bloklar

Bu bloklarda gerçekleştirilen işlem, açıları uygun şekilde belirlenmiş sinüs fonksiyonlarının sırasıyla Clarke dönüşümü yardımı ile α-β ekseninde ifade edilmesi ve sonrasında belli bir genliğe ve açıya sahip olan ve karmaşık düzlemde dönen bir referans vektör formuna getirilmesidir. Bu işlemin ilk kısmına ait matematiksel detaylar önceki bölümlerde tanımlanmıştır. α-β düzleminden genlik ve açı gösterimine geçiş için oluşturulan bloklar ise Şekil 3.2 ' ve Şekil 3.3' de verildiği gibidir. Burada eklenen ve çıkarılan açılar, elde edilen referans vektör açılarının

senkronizasyonunun sağlanması ve üretilen testere dişi sinyalin -180° ile 180° arasında tekrarlanmasını sağlamaktadır.



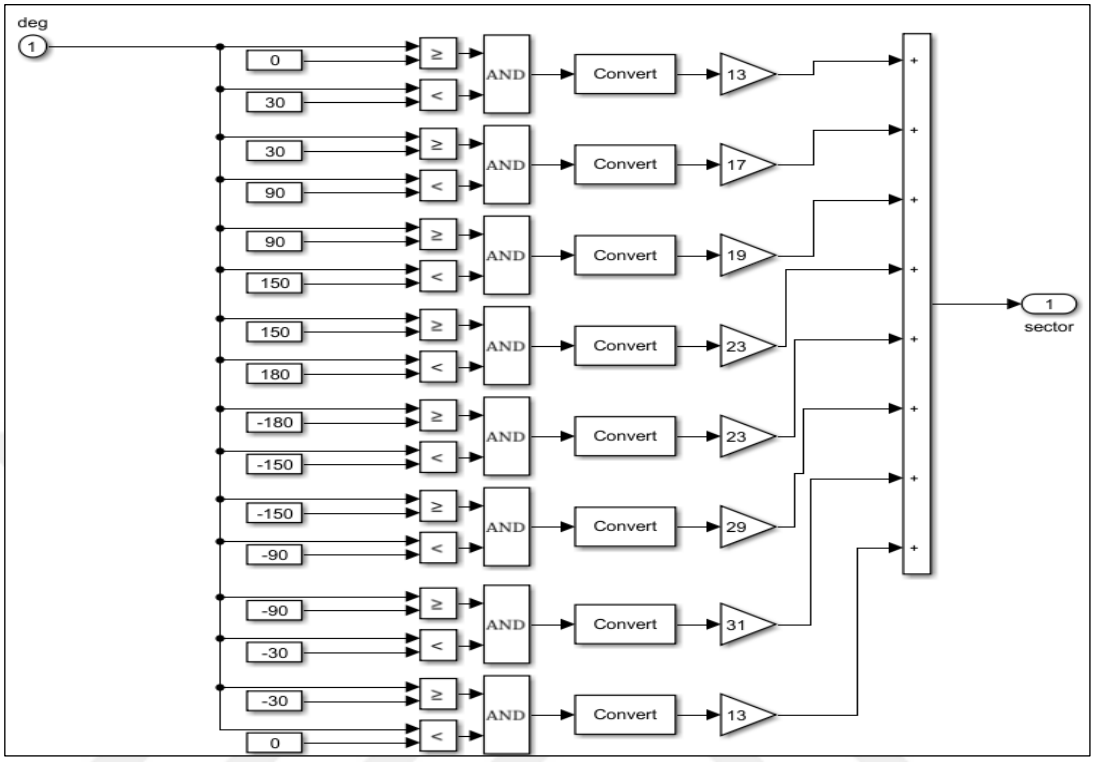
Şekil 3.2. Giriş akım referans vektörünün genlik ve açı cinsinden elde edilmesi



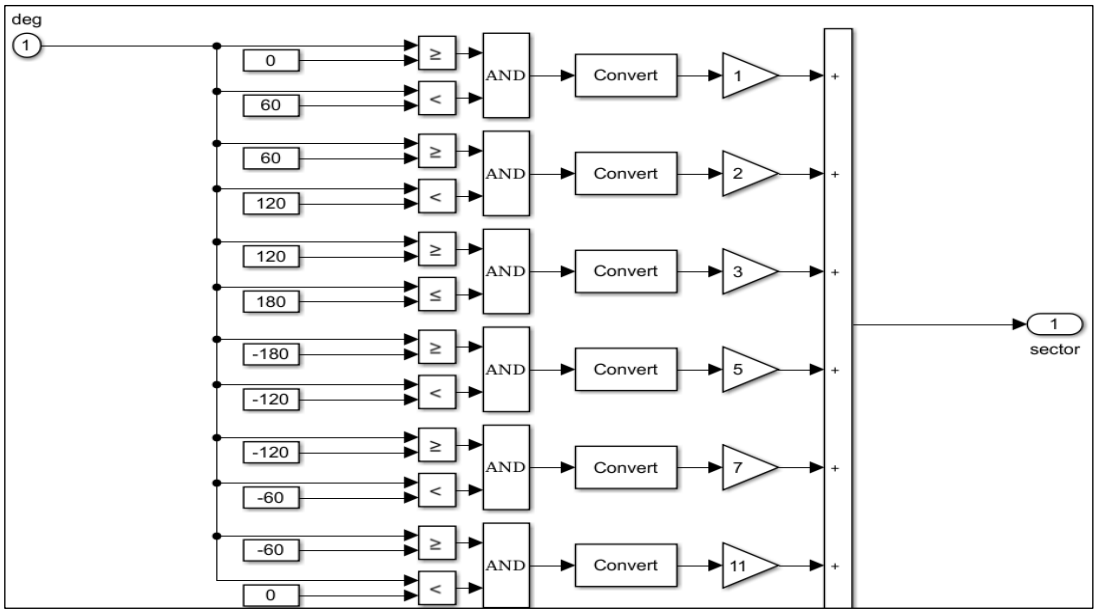
Şekil 3.3. Çıkış gerilim referans vektörünün genlik ve açı cinsinden ifade edilmesi

Referans vektörlerin açılarına göre bulundukları sektörlerin belirlenmesinde ise aşağıdaki gibi bir yöntem izlenmiştir. Bu yönteme göre karmaşık düzlemde önceki bölümde verildiği gibi yerleşimi yapılan sektörler belirlenir. Şeki 3.4 ve Şekil 3.5 ‘ de sırasıyla giriş akım referans vektörünün ve çıkış gerilim referans vektörünün sektörlere ayrılması gösterilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta; sektör çifti kombinasyonları sektörlerin aldıkları değerlerin çarpımına göre belirleneceğinden 36 adet sektör çiftinin eşsiz şekilde ifade edilebilmesidir. Bu amaçla her sektör bir asal sayı ile gösterilmiştir. Bu sayede her sektör çifti farklı bir sayısal değerde olacaktır. Böylece, sektör çiftlerinin belirlenmesi için bitlerle işlem yapılması ve daha karmaşık

bir kontrol sistemi kullanılmasının önüne MATLAB' in işlem gücünden de faydalanılarak geçilmiştir.



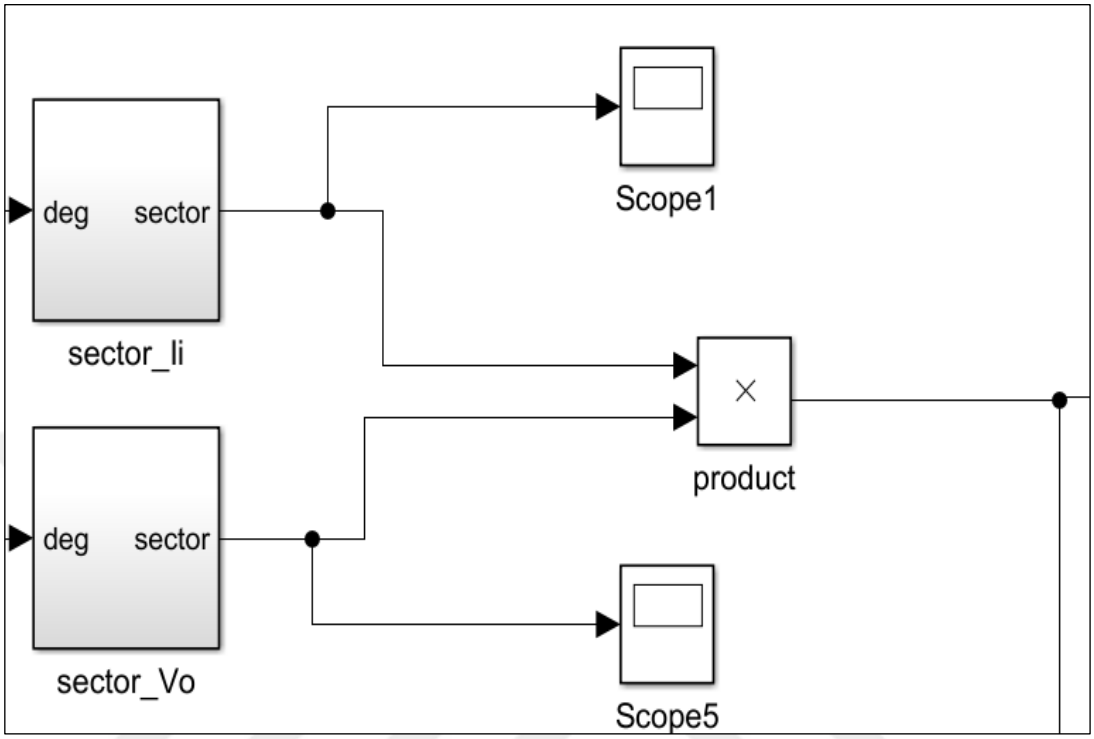
Şekil 3.4. Giriş akım referans vektörünün bulunduğu sektörün belirlenmesi



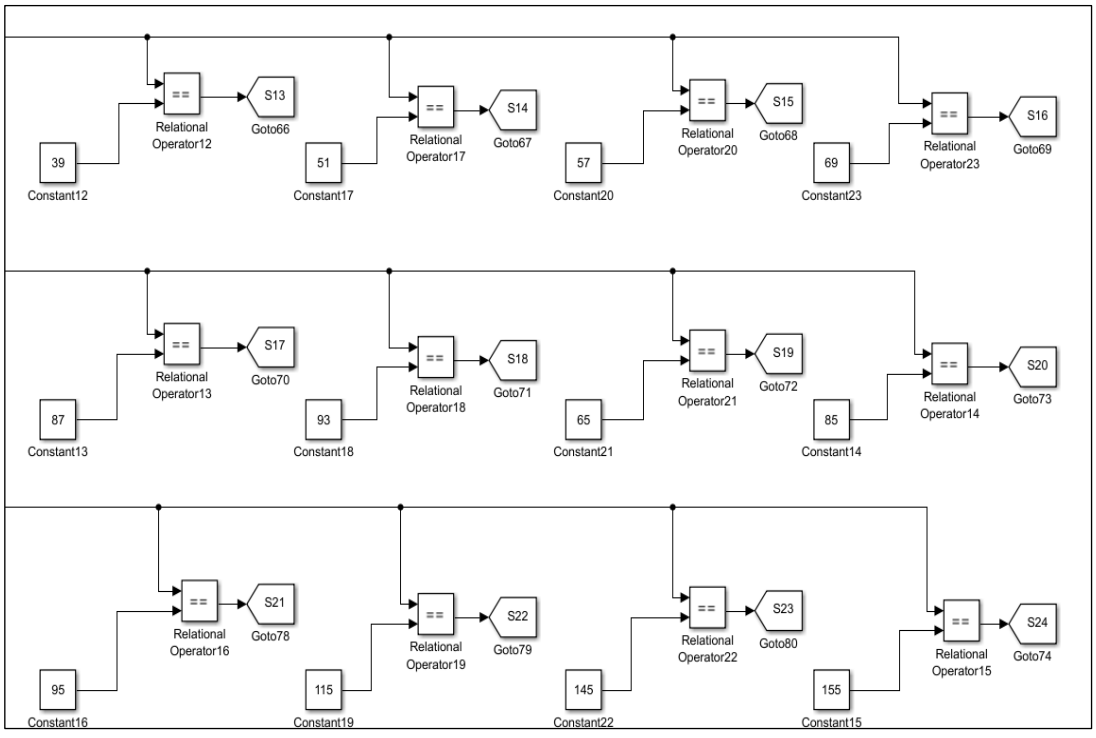
Şekil 3.5. Çıkış gerilim referans vektörünün bulunduğu sektörün belirlenmesi

Şekil 3.6 ve Şekil 3.7' de sektörlerin aldığı değerlerin çarpımına göre sektör çiftlerinin belirlenmesinde kullanılan bloklar gösterilmektedir. Bu sayede referans vektörlerin

herhangi bir anda aldıkları açılara ve bulundukları sektörlere göre seçilen sektör çiftleri de simülasyon esnasında dinamik olarak değişecektir.

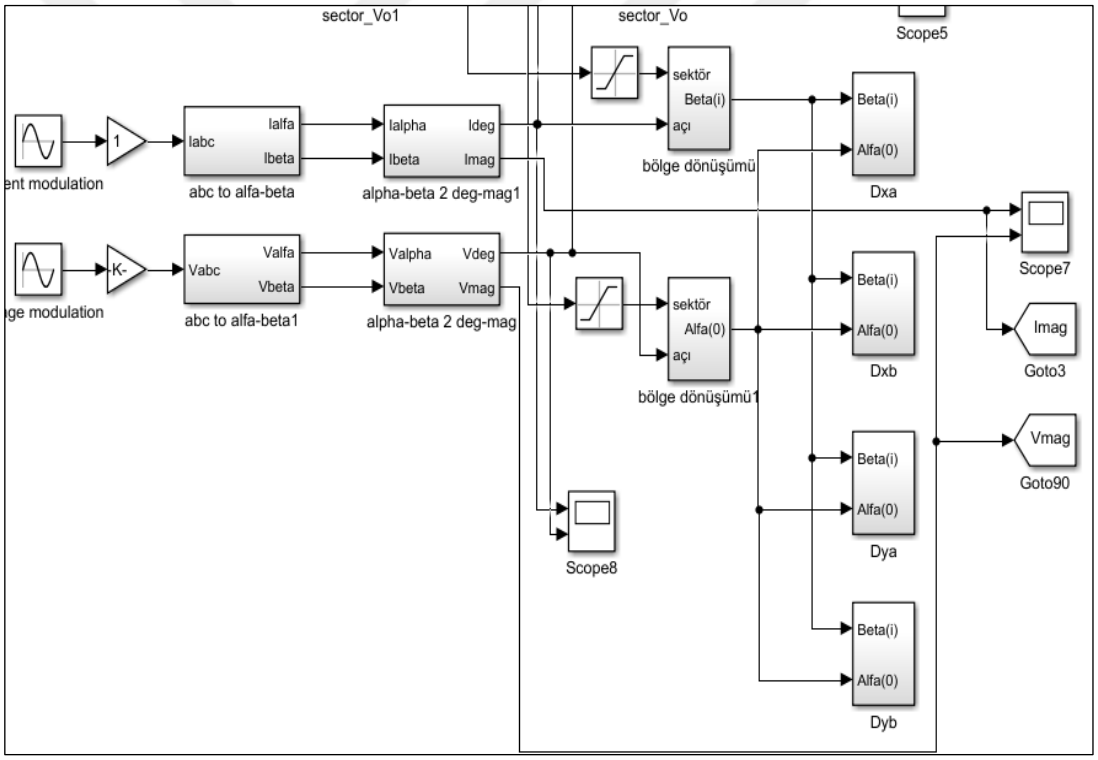


Şekil 3.6. Referans vektörlerin bulundukları sektörlerin çarpımı



Şekil 3.7. Sektör çiftlerinin aldıkları değerlere göre hangi sektör çiftinin seçildiğinin belirlendiği blokların bir bölümü

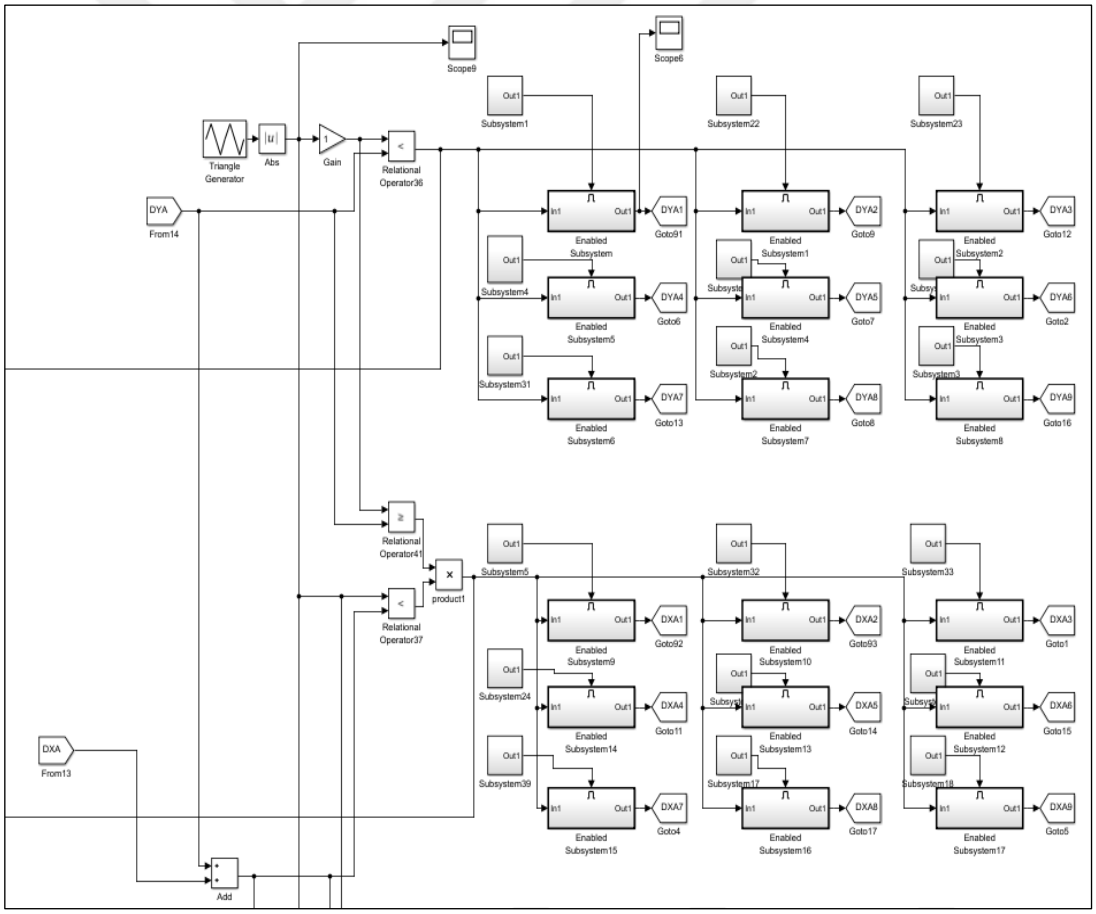
Bir sonraki aşama 2. bölümde verilen matematiksel hesaplar esas alınarak doluluk oranlarının referans vektörlerin açıları kullanılarak elde edilmesidir. Şekil 3.8' de bu işlemlerin gerçekleştirildiği bloklar görülmektedir. Buradaki satürasyon ve bölge dönüşümü blokları hesaplama kolaylığı açısından referans vektörü oluşturmakta kullanılacak aktif vektörlerin ağırlıklarının her sektör için ayrı ayrı hesaplanması yerine tüm sektörler için 1. sektördeymişçesine hesaplanmasını sağlamaktadır. Böylece referans vektörlerin α- β ve x-y bileşenlerinin ağırlıkları sektör geçişlerinde açının 1. sektördeki eşdeğerine gelecek kadar kaydırılarak hesaplanması yoluyla her sektör için bulunmaktadır. Burada sektörleri belirten sinyallerin asal sayılar yerine rakamlarla belirtilmesi yeterlidir.



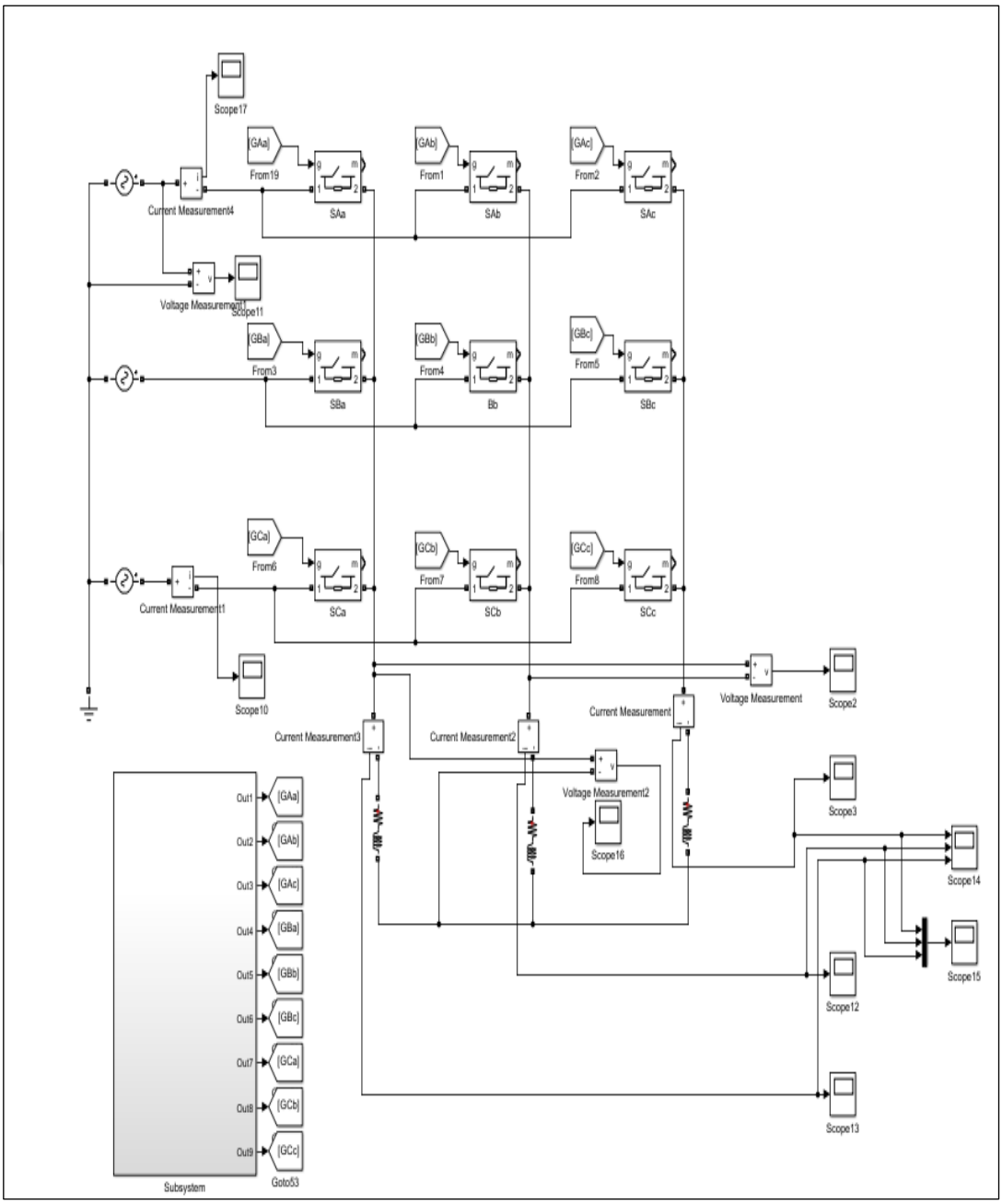
Şekil 3.8. Referans vektörleri oluşturacak aktif vektörlerin doluluk oranlarının hesaplanması

Hesaplanan doluluk oranları birbirleri ile çarpıldıktan sonra taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılarak bir periyotta uygulanacak 4 aktif vektörün uygulanma süreleri bulunmuş olur. Buradaki durumu sözlü olarak ifade etmek gerekirse Dxa büyüklüğü giriş akım vektörünün "x" bileşeni uygulanırken çıkış gerilim vektörünün "α" bileşeninin uygulandığı durum, Dxb büyüklüğü giriş akım vektörünün "x" bileşeni

uygulanırken çıkış gerilim vektörünün “β” bileşeninin uygulandığı durum, Dya büyüklüğü girş akım vektörünün “y” bileşeni uygulanırken çıkış gerilim vektörünün “α” bileşeninin uygulandığı durum ve Dyb büyüklüğü giriş akım vektörünün “y” bileşeni uygulanırken çıkış gerilim vektörünün “β” bileşeninin uygulandığı durumdur. Dolayısı ile her bir büyüklük için dolaylı UVDGM algoritmasına göre hangi aktif vektörün uygulanması gerektiği hem doğrudan matris çevirici hem de dolaylı matris çevirici topolojisinde bellidir. Burada unutlmaması gereken bir nokta $\alpha - \beta$ ve x – y bileşenlerine karşılık gelen evirme ve doğrultma aşaması aktif vektörlerinin o anda referans vektörün bulunduğu sektöre göre değiştiğidir. Şekil 3.9 üretilen doluluk oranı çiftlerinin taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılarak anahtarlama sürelerinin elde edilmesini Şekil 3.10 ise bu anahtarlama süreleri boyunca güç devresine tetikleme sinyallerinin uygulanmasını göstermektedir.



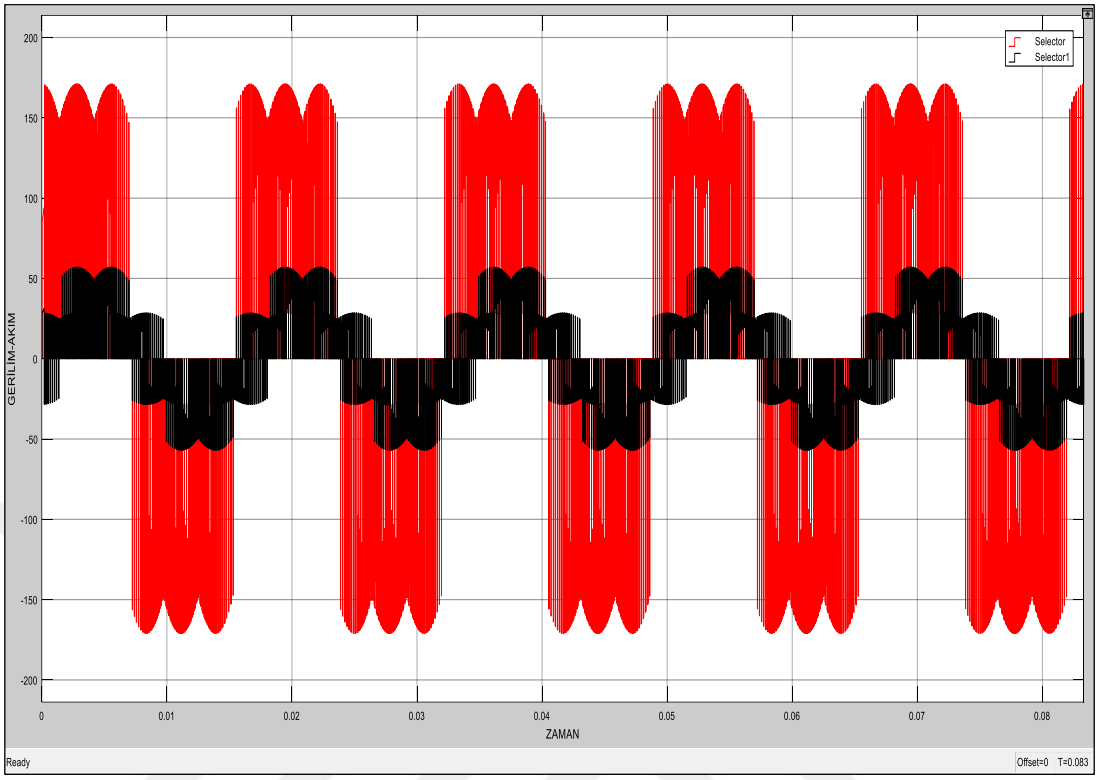
Şekil 3.9. Doluluk oranlarının taşıyıcı sinyaller ile karşılaştıran blokların bir bölümü(DYA ve DXA için)



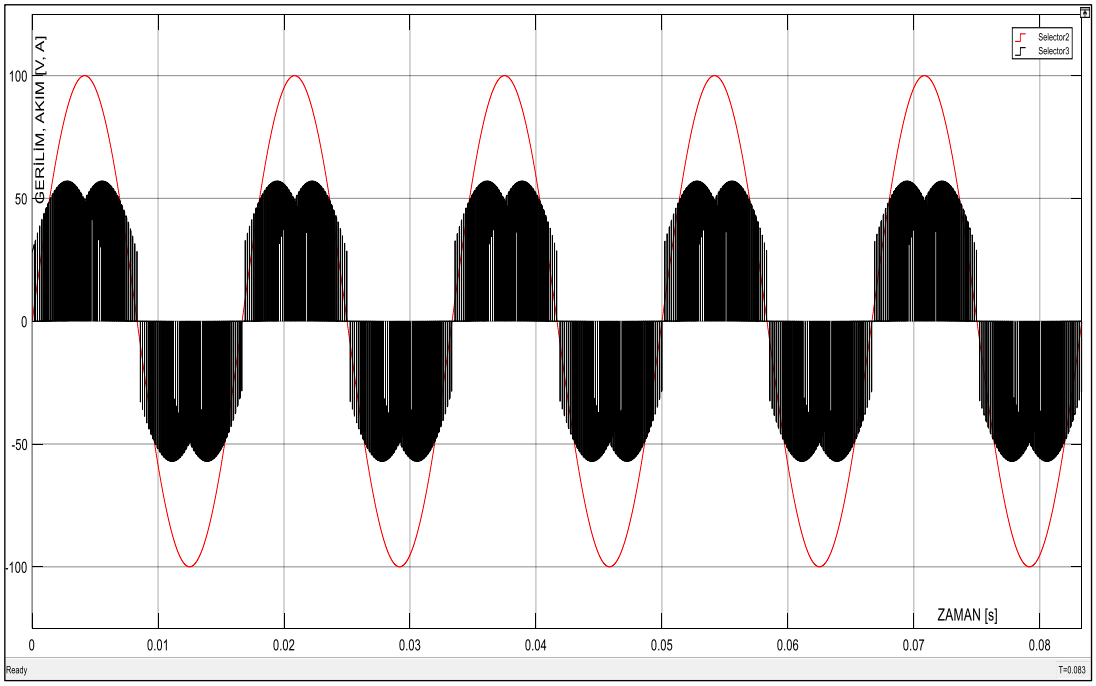
Şekil 3.10. Anahtarlama sinyallerinin üretilmesi ve güç devresine uygulanması

Giriş gerilimi tepe değeri, Vm=100 V, f=60 Hz olan üç fazlı simetrik bir sistemde matris çeviriciden alınan çıkış fazlararası gerilimleri ve faz akımları ile giriş faz gerilimleri ve akımları sırasıyla aşağıda verildiği gibidir.

R= 2**Ω** yıldız bağlı yük için:

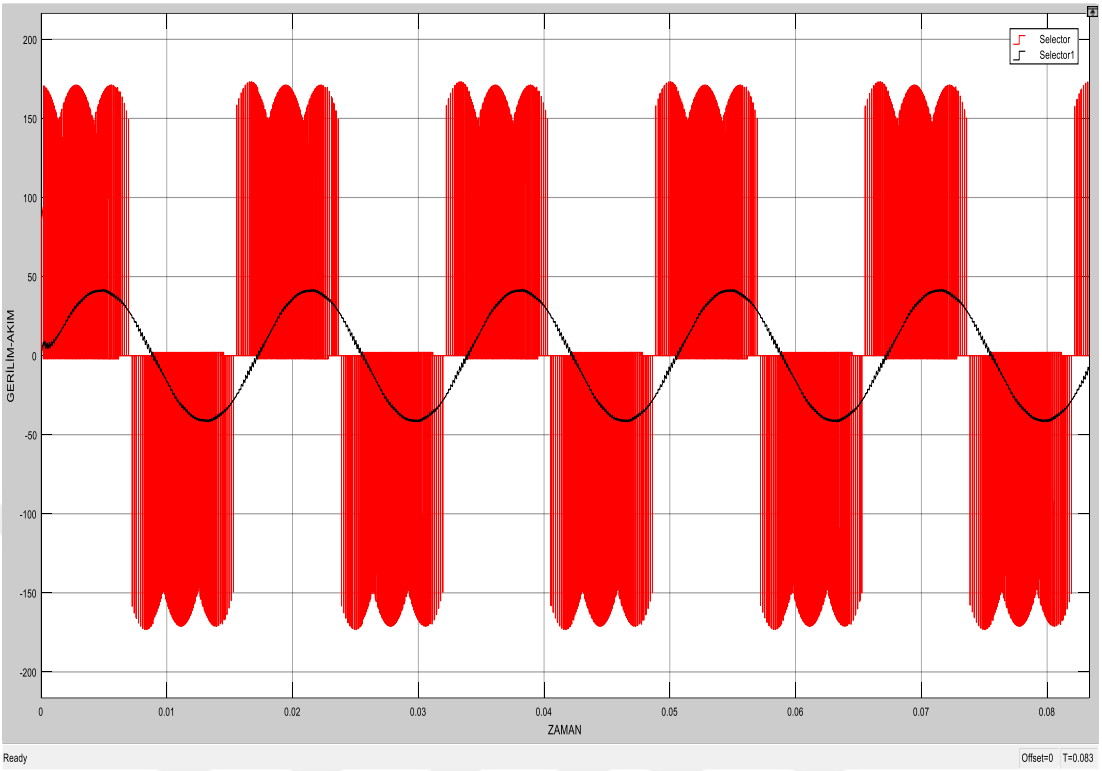


Şekil 3.11. Omik durumda kurulan modelde çıkış fazlararası gerilim ve faz akımları

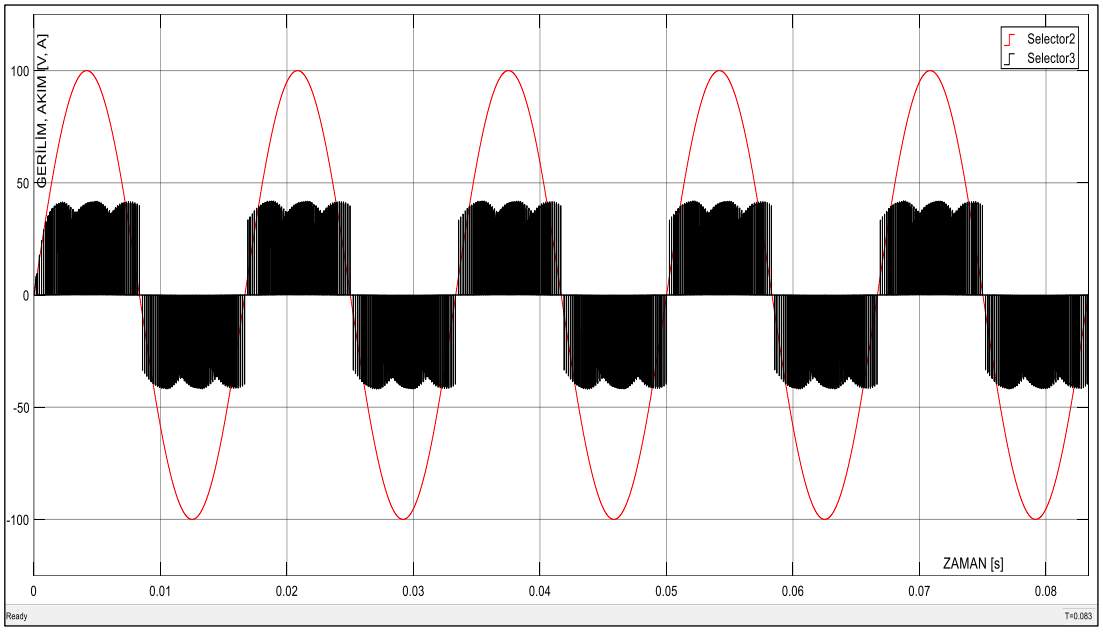


Şekil 3.12. Omik durumda kurulan modelde giriş faz gerilim ve akımları

R=2 **Ω** L = 1mH yıldız bağlı yük için:



Şekil 3.13. Omik-endüktif durumda kurulan modelde çıkış fazlararası gerilim ve faz akımları



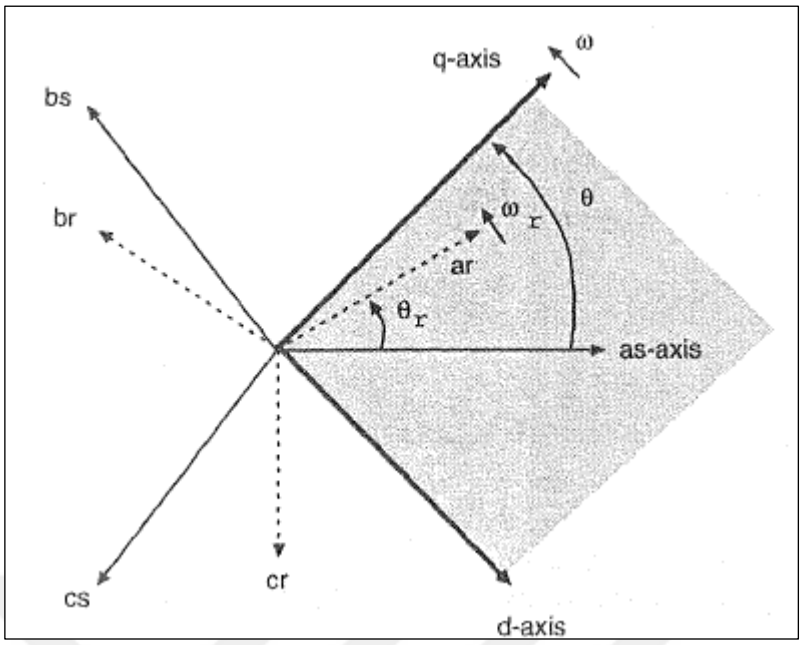
Şekil 3.14. Omik-endüktif durumda kurulan modelde giriş faz gerilim ve akımları

4. MATRİS ÇEVİRİCİ İLE SÜRÜLMESİ HEDEFLENEN 3-FAZLI KAFES ROTORLU ASENKRON CER MOTORUNUN MODELLENMESİ

Bu bölümde TÜLOMSAŞ tarafından üretilen bir asenkron cer motorunun MATLAB Simulink 2016b' de genelleştirilmiş makine teorisi kullanılarak oluşturulan modeli ve simülasyon sonuçlarının deneysel sonuçlarla karşılaştırılması yapılmıştır. İncelenen motor TÜLOMSAŞ tarafından üretilen dizel elektrikli manevra lokomotiflerinde cer motoru olarak kullanılmakta olan 6 kutuplu bir asenkron motordur. Dokümantasyon eksiğinden dolayı bilinmeyen motor parametrelerinin elde edilmesinde bir takım deneysel ve teorik yöntemler kullanılmış olup model oluşturulduktan sonra elde edilen simülasyon sonuçları motordan deneysel yöntemle elde edilen sonuçlarla, rutin ve tip test föyleri ile karşılaştırılarak oluşturulan model optimum forma getirilmiştir.

4.1. İstenen qd0 Referans Sistemine Göre Asenkron Makine Modeli

İdeal 3-fazlı asenkron makinelerin simetrik bir hava aralığına sahip olduğu varsayılır[46]. Genellikle "qd0" referansının seçilmesindeki tercih sebebi diğer sistemlerle kolay entegre olabilimesidir. Asenkron makina modelinde en sık kullanılan referans sistemleri "durağan referans sistemi" ve "senkron hızla dönen referans sistemi" dir. Bunlardan her birinin diğerine göre belli avantajları vardır. Durağan referans sisteminde, makinenin "dq" değişkenleri kaynakla aynı çerçevede olduğundan kaynağın büyük ve karmaşık bir şebeke olması durumunda güvenilir bir seçimdir. Senkron hızla dönen referans sisteminde "dq" değişkenleri kalıcı durumdadır-ki bu istenen bir çalışma noktası için küçük sinyal analizi yapılacaksa önkoşul olmaktadır-. Şekil 4.1' de abc ve qd0 referans sistemleri arasındaki ilişki verilmiştir.



Şekil 4.1. abc ve istenen qd0 referansları arasındaki ilişki

Öncelikle asenkron makine isteğe bağlı referans sisteminde w hızı ile rotor yönünde dönen bir sistem olarak denklemlerle ifade edilir. Burada w yerine 0 koyulduğunda sistem durağan referans sistemi "w_e" koyulduğunda senkron hızla dönen referans sistemi olacaktır. Gerilim ve moment denklemlerine geçilmeden önce isteğe bağlı "qd0" referans sistemi ve "abc" büyüklükleri arasındaki ilişki aşağıda verildiği gibi açıklanmıştır.

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = [T_{qd0}(\theta)] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

Burada verilen "f" değişkeni faz gerilimleri, akımları veya makinenin halkalama akıları olabilir. Açıklık adına, isteğe bağlı hızda dönen referans sisteminin ilk çeyreği Şekil 4.1' de taralı alanla gösterilmiştir. w hızıyla dönen referans sisteminin q ekseni ile durağan stator sargılarının a ekseni arasındaki dönüştürme açısı $\theta(t)$ Deklem (4.2)' de verildiği gibi ifade edilebilir.

$$\theta(t) = \int_0^t w(t)dt + \theta(0) \tag{4.2}$$

Aynı şekilde, rotor açısı(statorun ve $w_r(t)$ hızı ile dönen rotorun "a" fazlarının arasındaki açı), $\theta_r(t)$ aşağıdaki şekildedir.

$$\theta_r(t) = \int_0^t w_r(t)dt + \theta_r(t) \tag{4.3}$$

Burada θ_0 ve $\theta_r(0)$ "t" anının başındaki başlangıç değerleridir. O halde Clarke dönüşümüne göre $[T_{qd0}(\theta)]$ ve tersi aşağıdaki gibi olur.

$$[T_{qd0}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

$$[T_{qd0}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

4.2. Durağan ve Senkron Hızla Dönen Referans Sistemleri

Bir önceki bölümde anlatıldığı üzere bir asenkron motorun isteğe bağlı dönen referans sisteminde modellenmesi nadir bir ihtiyaçtır. Asenkron motorun diğer yüklerle birlikte yer aldığı güç sistemi çalışmalarında genellikle senkron hızda dönen referans sisteminde modelleme yapılır. Ancak, değişken hızlı sürücü uygulamaları gibi geçici durum analizlerinin önem kazandığı uygulamalarda genellikle asenkron motoru ve sürücü olarak kullanılan güç dönüştürücüsünü durağan referans sisteminde modellemek daha güvenlidir[46]. Genel durumdaki denklemler isteğe bağlı dönen referans sistemi için türetildiğinden bu denklemlerde durağan ve sabit hızla dönen referans sistemine geçilmesi için w yerine sırasıyla "0" ve "w_e" koyulması yeterlidir[46].

4.3. Durağan Referans Sistemine Göre Asenkron Makine Modeli

Bu bölümde önceki bölümlerde verilen bilgiler ışığında üç fazlı P kutuplu bir asenkron makinenin durağan referans sistemine göre modeli oluşturulmuştur. Giriş gerilimlerinin birbirinden bağımsız olarak faz-nötr gerilimleri şeklinde yazılışı aşağıdaki gibidir.

$$v_{as} = v_{ag} - v_{sg}$$
$$v_{bs} = v_{bg} - v_{sg}$$
$$v_{cs} = v_{cg} - v_{sg} \quad (4.6)$$

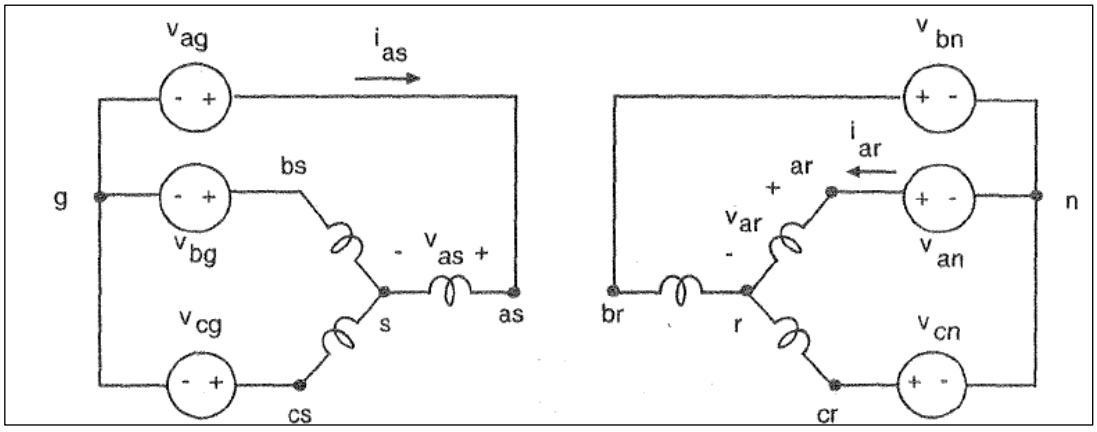
O halde;

$$3v_{sg} = (v_{as} + v_{bs} + v_{cs}) - (v_{ag} + v_{bg} + v_{cg}) \quad (4.7)$$

geçerli olur. Simülasyonda v_{sg} nötr bağlantısındaki faz akımlarından çıkarılabilir.

$$v_{sg} = R_{sg}(i_{as} + i_{bs} + i_{cs}) + L_{sg}\frac{d}{dt}(i_{as} + i_{bs} + i_{cs}) = 3(R_{sg} + L_{sg}\frac{d}{dt})i_{0s} \quad (4.8)$$

Burada R_{sg} ve L_{sg} sırasıyla "s" ve "g" nötr noktaları arasındaki direnç ve endüktans değerleridir. Stator ve rotor bağlantılarının gösterildiği Şekil 4.2 incelenirse bu kısım daha iyi anlaşılacaktır. Açıkça görülmektedir ki "s" noktası "g" ile bağlandığında v_{sg} sıfır olacaktır. Ayrıca Denklem (4.7) kaynak ve stator faz gerilimlerinin her ikisinin de sıfır empedans bileşenleri sıfır olduğunda(dengeli çalışmada) yine v_{sg}' nin sıfır olacağını göstermektedir. Ancak stator yıldız noktasının yüzer durumda olduğu çalışma koşullarında uygulanan gerilimlerin sinüzoidal ve dengeli olup olmadığına göre v_{sg} sıfır olmayabilir.



Şekil 4.2. Stator ve rotor bağlantıları

Motorun evirici ile beslendiği durumlar gibi uygulanan gerilimler sinüzoidal olmadığında uygulanan gerilimlerin sıfır empedans bileşeni sıfır olmayabilir.

Stator faz gerilimlerinin qd0 durağan referans sistemine dönüştürüldüğünü, qd referansının statorun a fazı ekseniyle daima çakışık olduğunu ve elektriksel açısal hız "w" nın sıfır olduğunu düşünelim. Denklem (4.4)' de verilen dönüşüm matrisinde θ yerine 0 yazarsak ve bu dönüşümü uygularsak aşağıdaki denklemleri elde ederiz.

$$v_{qs}^{s} = \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} = \frac{2}{3}v_{ag} - \frac{1}{3}v_{bg} - \frac{1}{3}v_{cg} - v_{sg} \tag{4.9}$$

$$v_{ds}^{s} = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{cs} - v_{bs}) = \frac{1}{\sqrt{3}}\left(v_{cg} - v_{bg}\right) \tag{4.10}$$

$$v_{0s} = \frac{1}{3}(v_{as} + v_{bs} + v_{cs}) + (v_{ag} + v_{bg} + v_{cg}) - v_{sg} \tag{4.11}$$

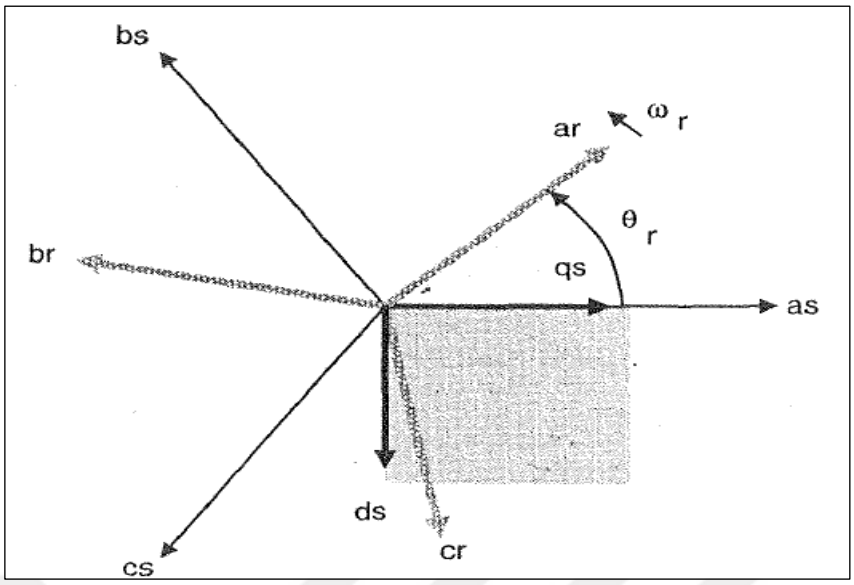
Rotor sargı gerilimlerinin ise aynı durağan qd0 referans sistemine dönüşümü dönüşüm matrisinde θ yerine $\theta_r(t)$ yazılarak bir aşamada veya aşağıda verildiği gibi iki aşamada gerçekleştirilir. Öncelikle, rotor faz gerilimlerinin, q ekseni rotor faz sargılarından a fazının eksenine çakışık olan bir qd0 referans sistemine dönüşümü yapılır. Sonuçta elde edilen denklemler stator için yapılan dönüşümde elde edilenlere benzer şekildedir.

$$v_{qr}^{\prime r} = \frac{2}{3}v_{ar}^{\prime} - \frac{1}{3}v_{br}^{\prime} - \frac{1}{3}v_{cr}^{\prime} = \frac{2}{3}v_{an}^{\prime} - \frac{1}{3}v_{bn}^{\prime} - \frac{1}{3}v_{cn}^{\prime} - v_{rn}^{\prime} \tag{4.12}$$

$$v_{dr}^{\prime r} = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{cr}^{\prime} - v_{br}^{\prime}) = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{cn}^{\prime} - v_{bn}^{\prime}) \tag{4.13}$$

$$v_{0r}^{\prime} = \frac{1}{3}(v_{ar}^{\prime} + v_{br}^{\prime} + v_{cr}^{\prime}) = \frac{1}{3}(v_{ar}^{\prime} + v_{br}^{\prime} + v_{cr}^{\prime}) - v_{rn}^{\prime} \tag{4.14}$$

Burada $v_{rn}^{\prime}$ parametresi "r" ve "n" düğümleri arasındaki gerilimi göstermektedir. Üs işareti parametrenin statora indirgenmiş olduğunu gösterir. Ancak $v_{qr}^{\prime r}$ ve $v_{dr}^{\prime r}$ gerilimleri hala kayma frekansındadır. Daha sonra yukarıdaki dq rotor büyüklüklerine statorla aynı durağan referans sisteminde olacak şekilde rotasyonel dönüşüm uygulanır. Yani rotor referans sisteminin açısı statorla çakışacak şekilde kaydırılır. Şekil 4.3' de abc sargıları ve durağan referans sistemi eksenleri grafiksel olarak görülmektedir.



Şekil 4.3. Durağan referans sistemine göre abc sargıları ve dq eksenleri

$$v'^{s}_{qr} = v'^{r}_{qr}\cos\theta_r(t) + v'^{r}_{dr}\sin\theta_r(t) \tag{4.15}$$

$$v'^{s}_{dr} = -v'^{r}_{qr}\sin\theta_r(t) + v'^{r}_{dr}\cos\theta_r(t) \tag{4.16}$$

$$\theta_r(t) = \int_0^t w_r(t)dt + \theta_r(0) \tag{4.17}$$

Şekil 4.3' de görülen $\theta_r(t)$ rotor açısı $\theta_r(0)$ ise bu açının başlangıç(rotorun ilk konumu) değeridir. Burada $w_r(t)$ ise rotor açısal hızının anlık değeridir. Artık stator ve rotor terminalleriindeki qd0 formunda yazılmış gerilimler giriş büyüklüğü olarak kullanılabilir. Böylece durağan referans sisteminde bu gerilimlere karşılık gelen qd0 akımları bulunabilir. Genellikle durağan qd0 stator ve rotor akımları simülasyonun diğer bölümlerinde kullanılmak üzere faz akımlarına tekrar dönüştürülür. Bu sayede stator faz akımları ters dönüşüm kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_{as} = i^{s}_{qs} + i_{0s} \tag{4.18}$$

$$i_{bs} = -\frac{1}{2}i^{s}_{qs} - \frac{\sqrt{3}}{2}i^{s}_{ds} + i_{0s} \tag{4.19}$$

$$i_{cs} = -\frac{1}{2}i^{s}_{qs} + \frac{\sqrt{3}}{2}i^{s}_{ds} + i_{0s} \tag{4.20}$$

Rotor akımlarının faz akımları olarak elde edilmesi ise rotor gerilimlerinde olduğu gibi dönüşüm matrisinde θ yerine $\theta_r(t)$ yazılarak bir veya aşağıda verilen denklemler yardımı ile iki aşamada gerçekleştirilir. İlk aşamada durağan qd rotor akımları rotora sabitlenmiş qd referans sistemine geçirilir:

$$i'^{r}_{qr} = i'^{s}_{qr} \cos\theta_r(t) - i'^{s}_{dr} \sin\theta_r(t) \tag{4.21}$$

$$i'^{r}_{dr} = i'^{s}_{qr} \sin\theta_r(t) - i'^{s}_{dr} \cos\theta_r(t) \tag{4.22}$$

Daha sonra, qd rotor akımlarından rotor referans sisteminde istenilen abc faz akılmlarına ters dönüşüm kullanılarak geçilir[46].

$$i'_{ar} = i'^{r}_{qr} + i'^{r}_{0} \tag{4.23}$$

$$i'_{br} = -\frac{1}{2} i'^{r}_{qr} - \frac{\sqrt{3}}{2} i'^{r}_{dr} + i'^{r}_{0} \tag{4.24}$$

$$i'_{cr} = -\frac{1}{2} i'^{r}_{qr} + \frac{\sqrt{3}}{2} i'^{r}_{dr} + i'^{r}_{0} \tag{4.25}$$

Asenkron makinenin durağan referans sistemindeki denklemlerinin simülasyonda kullanılmak üzere düzenlenmiş halleri ile aşağıdaki formda yazılır.

$$\Psi^{s}_{qs} = w_b \int (v^{s}_{qs} \frac{r_s}{x_{ls}} (\Psi^{s}_{mq} - \Psi^{s}_{qs}) \tag{4.26}$$

$$\Psi^{s}_{ds} = w_b \int (v^{s}_{ds} \frac{r_s}{x_{ls}} (\Psi^{s}_{md} - \Psi^{s}_{ds}) \tag{4.27}$$

$$i_{0s} = \frac{w_b}{x_{ls}} \int (v_{0s} - i_{0s} r_s) dt \tag{4.28}$$

Burada Ψ^{s}_{qs} statorda endüklenen gerilimin q bileşeni, Ψ^{s}_{ds} ise d bileşenidir. i_{0s} ise stator akımının sıfır bileşenini göstermektedir.

$$\Psi^{s}_{qr} = w_b \int (v'^{s}_{qr} + \frac{w_r}{w_b} \Psi'^{s}_{dr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\Psi^{s}_{mq} - \Psi'^{s}_{qr}) dt \tag{4.29}$$

$$\Psi'^{s}_{dr} = w_b \int (v'^{s}_{dr} - \frac{w_r}{w_b} \Psi'^{s}_{qr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\Psi^{s}_{md} - \Psi'^{s}_{dr}) dt \tag{4.30}$$

$$i'_{0r} = \frac{w_b}{x'_{lr}} \int (v'_{0r} - i'_{0r} r'_r) dt \tag{4.31}$$

Burada Ψ'^{s}_{qr} ve Ψ'^{s}_{dr} bileşenleri rotorda endüklenen gerilimlerin statora indirgenmiş bileşenlerini, i'_{0r} akımı ise rotor akımının sıfır bileşenini göstermektedir.

$$\Psi^{s}_{mq} = x_m(i^{s}_{qs}+i'^{s}_{qr}) \tag{4.32}$$

$$\Psi^{s}_{md} = x_m(i^{s}_{ds}+i'^{s}_{dr}) \tag{4.33}$$

Burada Ψ^{s}_{mq} ve Ψ^{s}_{md} bileşenleri stator ve statora indirgenmiş rotor akımlarının ortak endüktans sebebi ile endükledikleri gerilimin dq bileşenleridir.

$$\Psi^{s}_{qs} = x_{ls}i^{s}_{qs} + \Psi^{s}_{mq} \tag{4.34}$$

$$\Psi^{s}_{ds} = x_{ls}i^{s}_{ds} + \Psi^{s}_{md} \tag{4.35}$$

$$\Psi'^{s}_{qr} = x'_{lr}i'^{s}_{qr} + \Psi^{s}_{mq} \tag{4.36}$$

$$\Psi'^{s}_{dr} = x'_{lr}i'^{s}_{dr} + \Psi^{s}_{md} \tag{4.37}$$

Denklem (4.34) ‘ den Denklem (4.37)’ ye kadar olan kısım stator ve rotor gerilimlerinin akımlar cinsinden ifadesidir.

$$i^{s}_{qs} = \frac{\Psi^{s}_{qs}-\Psi^{s}_{mq}}{x_{ls}} \tag{4.38}$$

$$i^{s}_{ds} = \frac{\Psi^{s}_{ds}-\Psi^{s}_{md}}{x_{ls}} \tag{4.39}$$

$$i'^{s}_{qr} = \frac{\Psi'^{s}_{qr}-\Psi^{s}_{mq}}{x'_{lr}} \tag{4.40}$$

$$i'^{s}_{dr} = \frac{\Psi'^{s}_{dr}-\Psi^{s}_{md}}{x'_{lr}} \tag{4.41}$$

Buradan akımlar Denklem (4.38)’ den Denklem (4.41)’ e kadar olan denklemlerle bulunur.

Bileşke reaktansı stator ve rotor kaçak reaktanslarını paralel kabul ederek hesaplarsak:

$$\frac{1}{x_M} = \frac{1}{x_m} + \frac{1}{x_{ls}} + \frac{1}{x'_{lr}} \tag{4.42}$$

denklemi elde edilir. Bileşke reaktanslar cinsinden stator ve rotorda endüklenen gerilimlerin ifadesi ise:

$$\Psi_{qs}^{s} = x_M\left(\frac{\Psi_{qs}^{s}}{x_{ls}} + \frac{\Psi'^{s}_{qr}}{x'_{lr}}\right) \tag{4.43}$$

$$\Psi_{md}^{s} = x_M\left(\frac{\Psi_{ds}^{s}}{x_{ls}} + \frac{\Psi'^{s}_{dr}}{x'_{lr}}\right) \tag{4.44}$$

denklemlerinde verildiği gibi olur. Moment denklemi ise:

$$T_{em} = \frac{3}{2}\frac{P}{2w_b}\left(\Psi_{ds}^{s} i_{qs}^{s} + \Psi_{qs}^{s} i_{ds}^{s}\right) \tag{4.45}$$

ile verildiği gibidir. Üretilen momentle rotorun hareketi ilişkisi ise; üretilen elektromanyetik moment ile yük momenti arasındaki farktan sürtünme ve mekanik kayıplar da çıkarıldıktan sonra kalan net momentle doğru orantılı, rotor eylemsizlik momenti ile ters orantılı şekilde ivmelenmesi şeklinde olacaktır. Denklem (4.46) bu durumu matematiksel olarak ortaya koymaktadır. Buradaki denklem makinenin motor ve alternatör olarak çalışmasını birlikte modellediğinden ve alternatör çalışma referans alındığından T_{mech} pozitif gösterildiği halde, motor çalışmada bu ifadenin negatif olacağı unutulmamalıdır.

$$J\frac{dw_{rm}}{dt} = T_{em} + T_{mech} - T_{damp} \tag{4.46}$$

Bu ifade makinenin modellemesinde faydalı hale getirilmek adına (4.26)' dan (4.31)' e kadar olan denklemlerde kullanılan elektriksel açısal hızın birim değeri formunda yazılırsa:

$$\frac{2Jw_b}{P}\frac{d(w_r/w_b)}{dt} = T_{em} + T_{mech} - T_{damp} \tag{4.47}$$

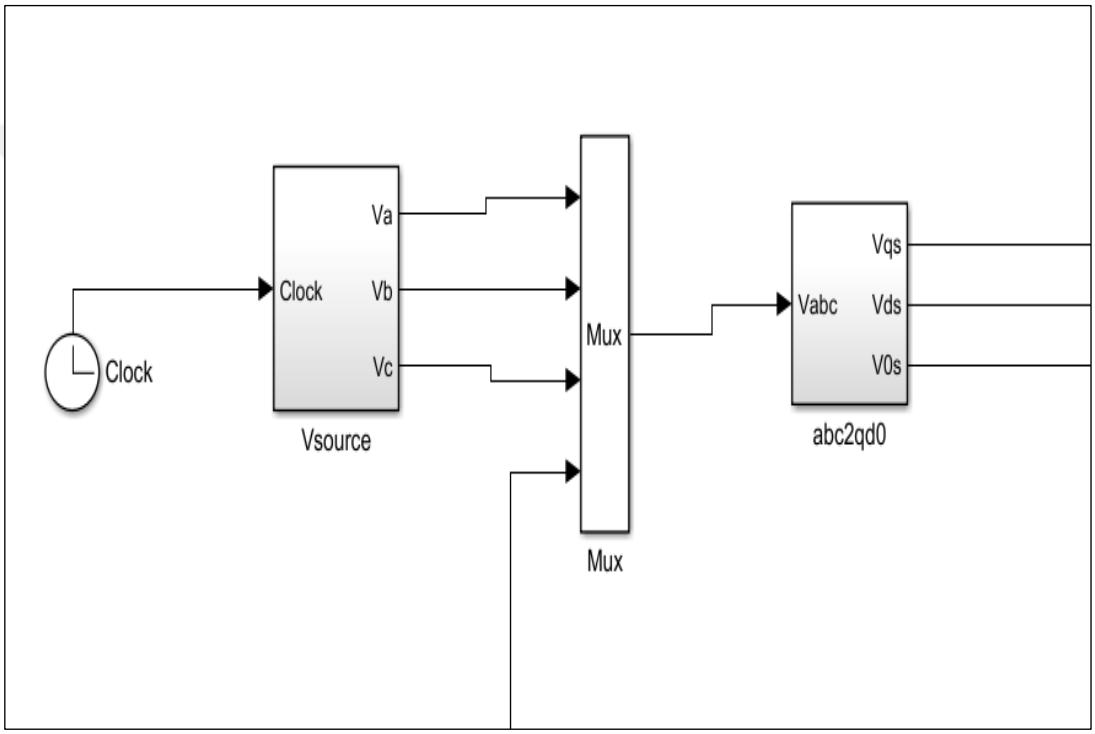
denklemi elde edilir. Bu denklemi ise modeli parametrik hale getirmek ve denklemi basitleştirmek adına yeni bir tanım ekleyerek Denklem (4.49)' daki şekle getirmek iyi bir yaklaşım olacaktır. Burada karşımıza eylemsizlik sabiti olarak anılan ve dönen bir kütlenin kinetik enerjisinin anma gücüne oranı olarak tanımlanan "H" sabiti çıkar. Bu tanım Denklem (4.48)' de matematiksel olarak verilmektedir.

$$H = \frac{J{w_{bm}}^2}{2S_b} \tag{4.48}$$

Öyle ise makinenin temel gücü ve gerilimi referans alınarak birim değer cinsinden hareket denklemi aşağıdaki gibi olur:

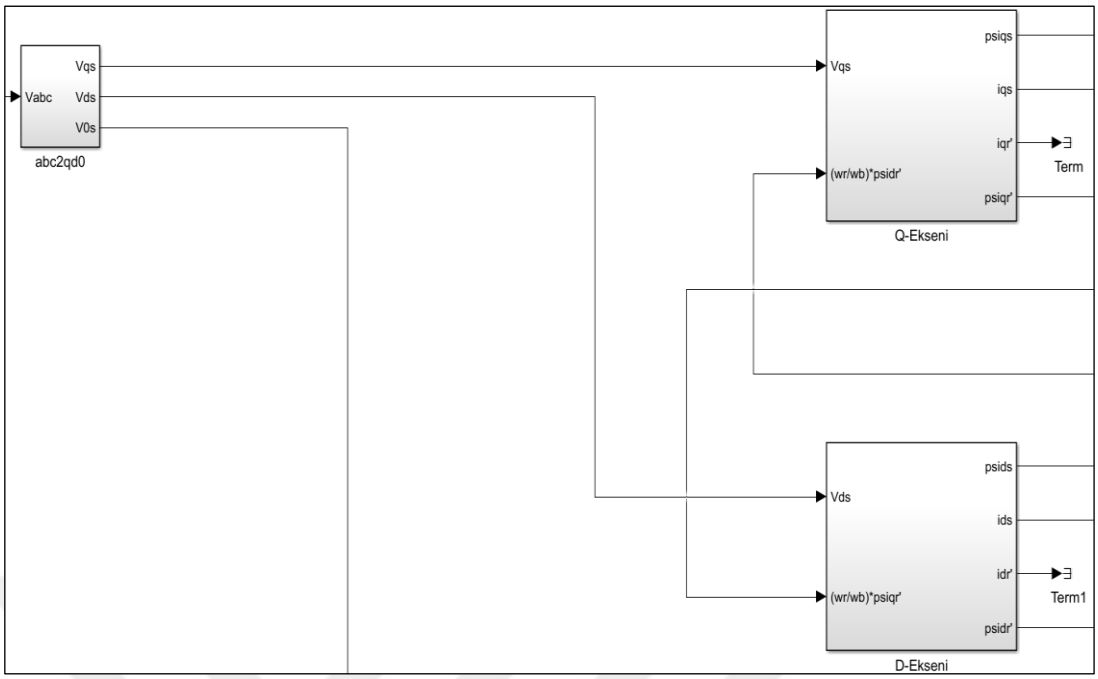
$$2H\frac{d(w_r/w_b)}{dt} = T_{em} + T_{mech} - T_{damp} \tag{4.49}$$

Bu denklemler yardımı ile modelin oluşturulması aşağıda gösterildiği gibidir.

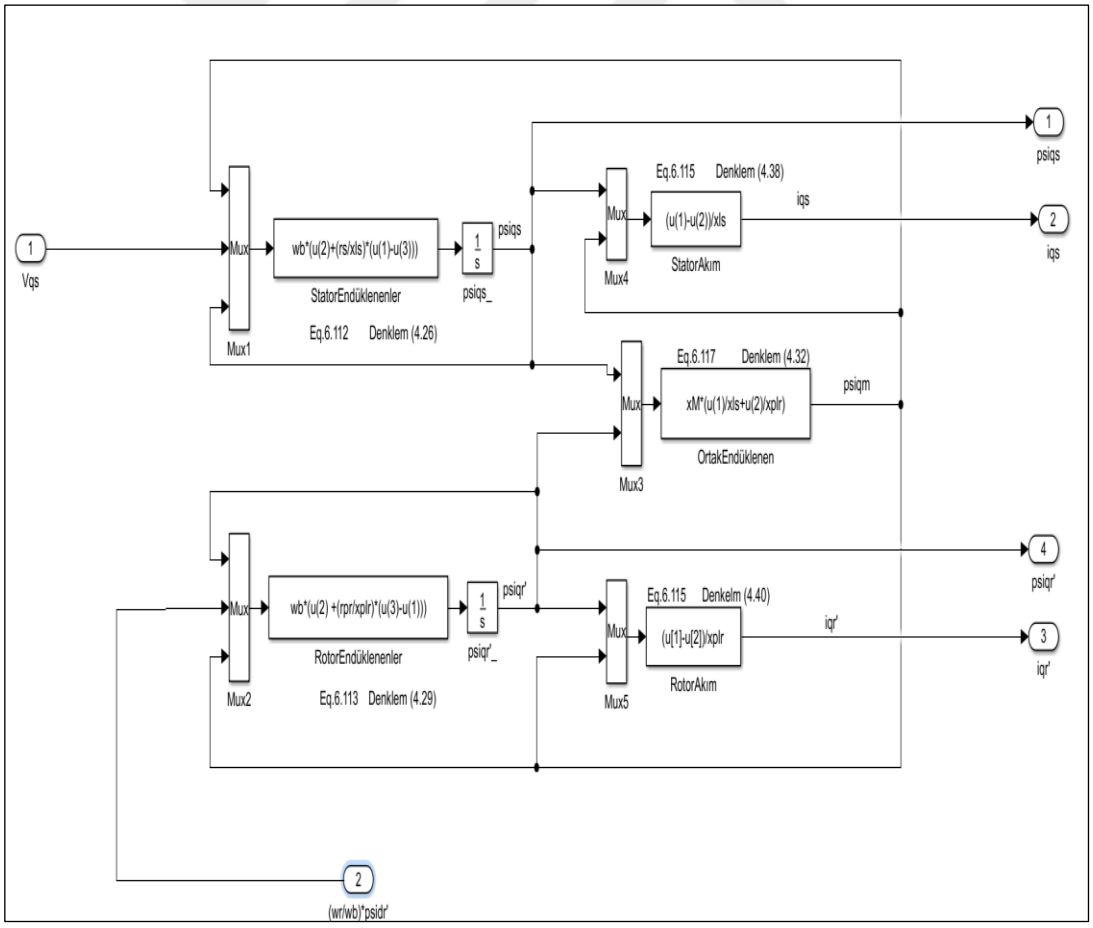


Şekil 4.4. Kaynak gerilimlerinin oluşturulması ve qd0 bileşenlerine dönüşümü

Şekil 4.4' de kaynak gerilimleri oluşturulup qd0 bileşenleri cinsinden ifade edilir. Daha sonra bu gerilimlerden q ve d eksenindeki akımların oluşturulması Şekil 4.5'deki gibi olur. Bu bloklara gelen geri beslemeler ve blokların iç yapısı ise aşağıda açıklandığı gibidir.



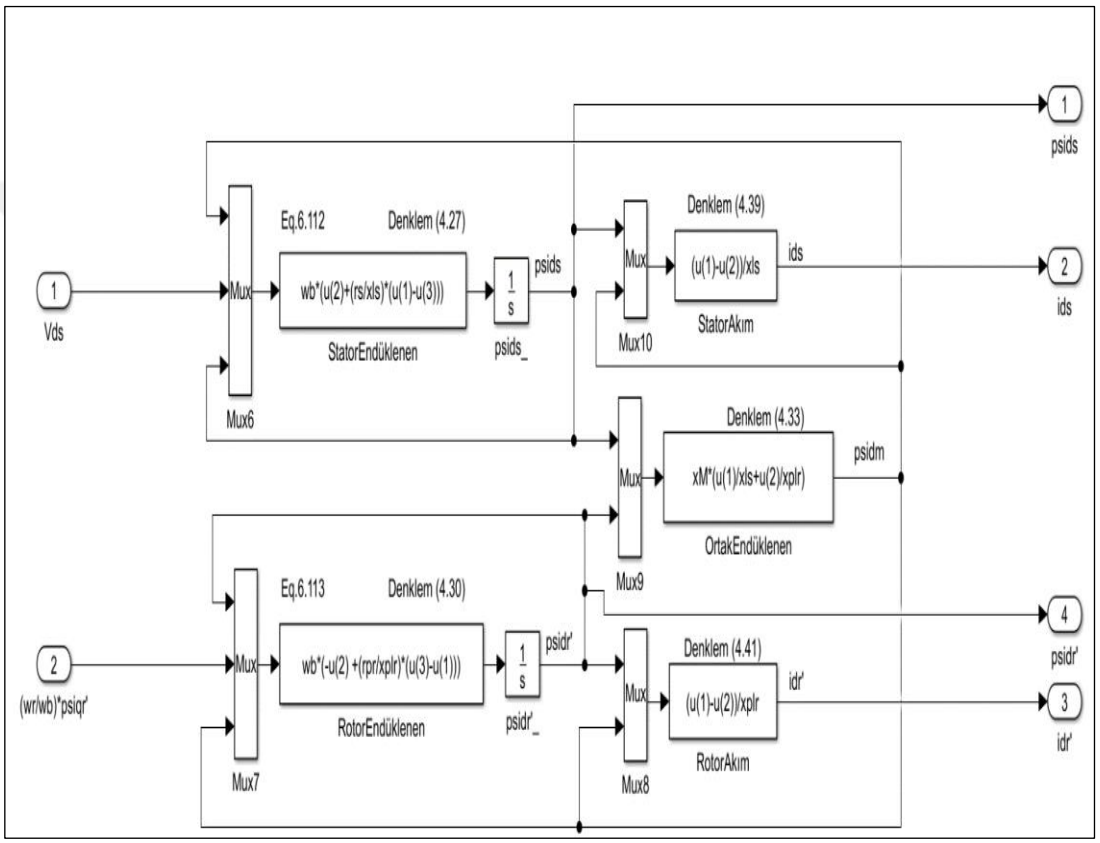
Şekil 4.5. Akımların elde edildiği blokların genel görünümü



Şekil 4.6. Endüklenen gerilimler yardımıyla akımların q ekseni bileşenlerinin oluşturulduğu bloklar

Öncelikle q ekseni bileşenlerinin elde edilmesini gösteren bloklar incelenmiştir. Bu blokların bu bölümde verilen denklemler ile ilişkilendirilmesi Şekil 4.6' da verildiği gibidir.

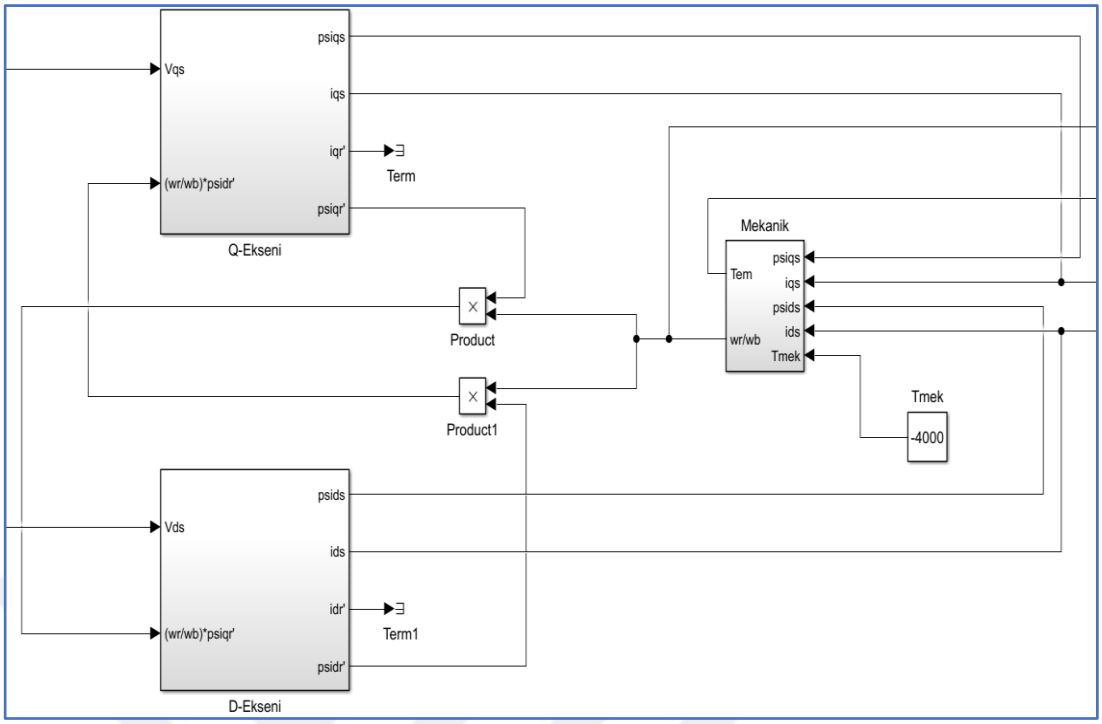
Burada gözden kaçırılmaması gereken nokta rotorda endüklenen gerilimler için sisteme dışarıdan dahil olan 2 numaralı giriştir. Aynı şekilde d ekseni bileşenleri ve oluşturulmasında referans olan denklemler Şekil 4.8' de verilmiştir.



Şekil 4.7 Endüklenen gerilimler yardımıyla akımların d ekseni bileşenlerinin oluşturulduğu bloklar

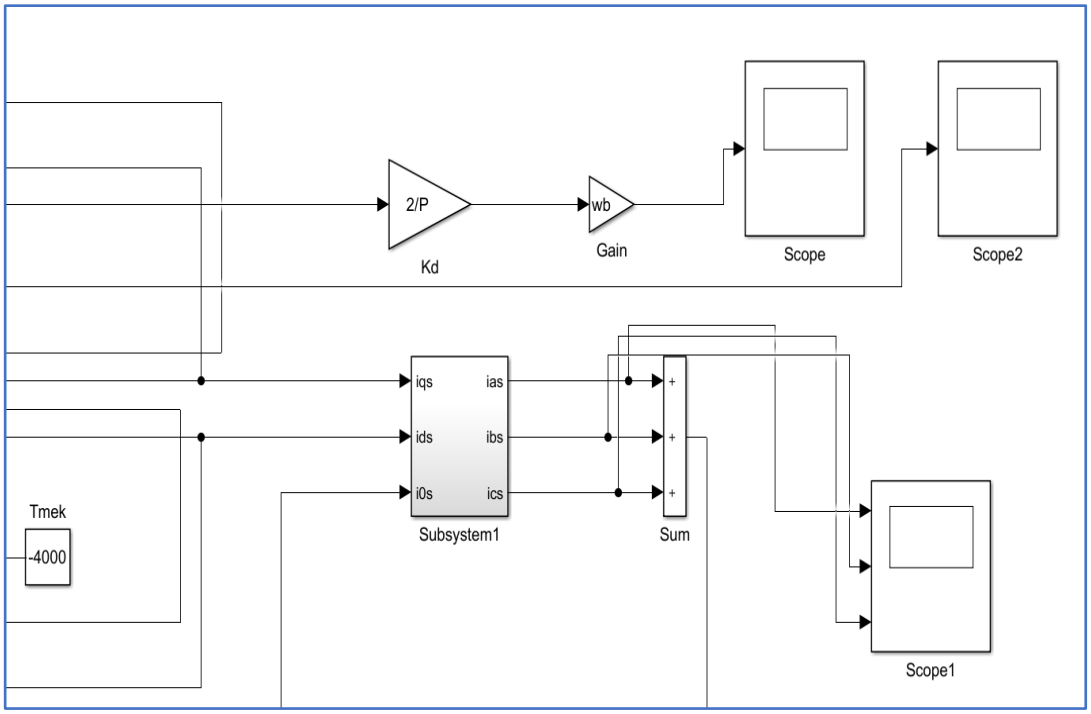
Burada gözden kaçırılmaması gereken nokta ise yine 2 numaralı girişin rotorda endüklenen gerilimler için sisteme dışarıdan dahil olmasıdır.

Elde edilen akımlar hem elektromaynetik momentin üretilmesi ve hareket denklemlerini içeren mekanik bloğa hem de kendilerinin elde edilmesinde kullanılan bloklara (geri besleme olarak) girerler. Şekil 4.8' de momentlerin üretildiği kısım ve geri besleme alınan sinyaller görülmektedir.



Şekil 4.8. Elektromanyetik momentin üretilmesi ve rotor akımlarının temel elektriksel açısal hız ile çarpımının q ve d ekseni bileşenlerine geri besleme olarak alınması

Son olarak elde edilen akımlar ters dönüşüm yoluyla tekrar faz akımları cinsinden ifade edilir.



Şekil 4.9. Akımların faz akımları cinsinden ifade edilmesi

4.4. Motor Parametrelerinin Elde Edilmesi

Bir çok fazlı asenkron makinenin simülasyonda ihtiyaç duyulan eşdeğer devre parametreleri; boşta çalışma deneyi, kilitli rotor deneyi ve stator sargılarının DA dirençlerinin ölçümü ile bulunabilir[47].

4.4.1. Boşta çalışma testleri yardımı ile

Tıpkı bir transformatörün açık devre edilmesi gibi asenkron motorun boşta çalışma testi, uyartım akımı ile boşta çalışma akımına hakkında bilgi verir. Bu testlerle parametre belirlenmesi için testin anma frekansında yapılması ve aşağıdakilerin ölçülebilir olması gerekmektedir.

- Faz-nötr gerilimi
- Faz akımı
- Toplam giriş gücü

Transformatördekinin aksine manyetik devrenin hava aralığı içermesi asenkron makinelerde gerekli uyartım akımını kayda değer miktarda artmaktadır. Bu sebeple, stator bakır kayıpları ihmal edilebilir düzeyde değildir.

Rotor bakır kayıpları ise görece küçük olduğundan ihmal edilebilir düzeydedir.

Öyle ise dönme kayıpları, boşta çalışma kayıplarından aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$P_{rot} = P_{nl} - n_{ph} I_{1nl}^2 R_1 \tag{4.50}$$

Burada n_{ph} faz sayısını göstermektedir. Nominal gerilim ve frekanstaki dönme kayıpları genellikle boşta çalışmadaki ile eşit kabul edilir. Ancak burada stator direncinin stator sargı sıcaklığı ile değiştiği göz önünde bulundurulmalıdır[47]. Buradaki denklemlerin nüve kaypıları ihmal edilerek türetildiği unutulmamalıdır. Motor boşta çalışmada anma hızında dönerken kaynaktan aniden ayrılırsa motor hızındaki azalma dönme kayıpları tarafından belirleneceğinden:

$$J\frac{dw_m}{dt} = -T_{rot} = \frac{-P_{rot}}{w_m} \tag{4.51}$$

denklemi yazılabilir. Öyle ise Dönme kayıpları:

$$P_{rot}(w_m) = -w_m\, J \frac{dw_m}{dt} \tag{4.52}$$

denkleminde verildiği gibidir. Buradan boşta çalışma dönme kayıpları belirlenirse nüve kaybı:

$$P_{core} = P_{nl} - P_{rot} - n_{ph} I_{1nl}^2 R_1 \tag{4.53}$$

Boşta çalışmada, stator akımı görece düşük olduğundan, stator empedansı üzerindeki gerilim düşümü ihmal edilir. Nüve kaybı direnci üzerine düşen gerilim, boştaki faz-nötr gerilimine eşit kabul edilir.

$$R_c = \frac{n_{ph} V_{1nl}^2}{P_{core}} \tag{4.54}$$

Makine nominal hız ve gerilimde çalışırken, nüve kaybı direncini ayırmak analizde önemli bir değişiklik yaratmayacağından nüve kaybı direnci genelde ihmal edilip nüve kaybı dönme kaybına eşit alınır. Boşta çalışmada kayma çok küçük olduğundan rotor direnci $\frac{R_2}{s_{nl}}$ çok büyük olacaktır. Rotor ve mıknatıslanma dallarının paralel kombinasyonu (j x_m) // (x_2+ $\frac{R_2}{s_{nl}}$) olacağından yaklaşık olarak x_m'ye eşit olacaktır. Sonuçta stator uçlarından ölçülen reaktans:

x_{nl} çok yaklaşık olarak stator özreaktansına eşit olır. Bu durum Denklem (4.55)' de görülmektedir.

$$x_{nl} = x_{11} = x_1 + x_m \tag{4.55}$$

Stator özreaktansı bu yolla boşta çalışma ölçümlerinden belirlenir. Reaktif güç ise:

$$Q_{nl} = \sqrt{{S_{nl}}^2 - {P_{nl}}^2} \tag{4.56}$$

denklemi ile bulunur. Burada S_{nl} girişteki boşta çalışma görünür gücü olup aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$S_{nl} = n_{ph} V_{1nl} I_{1nl} \tag{4.57}$$

Böylece, boşta çalışma reaktansı X_{nl} Denklem (4.58)' de verildiği gibi olur.

$$X_{nl} = \frac{Q_{nl}}{n_{ph} I_{1nl}^2} \tag{4.58}$$

Genellikle boştaki güç faktörü küçük olduğundan boşta çalışma reaktansı yaklaşık olarak:

$$X_{nl} \approx \frac{V_{1nl}}{I_{1nl}} \tag{4.59}$$

4.4.2. Kilitli rotor testleri yardımı ile

Tıpkı transformatörlerdeki kısa devre deneyinde olduğu gibi asenkron motorlarda kilitli rotor deneyi kaçak empedansı hakkında bilgi verir. Kilitli rotor testi ile parametre belirlemek için aşağıdaki parametrelerin ölçümünün mümkün olması gerekmektedir.

- Faz-nötr gerilimi
- Faz akımı
- Toplam giriş gücü
- Kilitli rotor testi frekansı

Asenkron motorun kilitli rotor durumu eşdeğer devresinin kısa devre durumundaki transformatöre benzediği bilinmektedir. Ancak, kaçak akı yollarındaki manyetik doyma ve rotor frekansı kaçak empedansı etkilediğinden asenkron makine, transformatöre göre daha karmaşık yapıdadır. Kilitli rotor empedansı rotor pozisyonundan da etklienmektedir ancak yapısındaki simetri gereği bu etki sincap kafes rotorlarda azdır. Bu çalışmada incelenen motorun da bir sincap kafes asenkron motor olduğundan hata oranımız görece düşük olacaktır. IEEE 112 standardına göre kilitli rotor deneyi frekansı olarak anma frekansının %25' i önerilmektedir. 25 hp gücünden küçük motorlarda frekans etkisi genellikle ihmal edilebileceğinden kilitli rotor empedansı anma frekansında ölçülebilir. Test akımlarını nominal akımlar seviyesinde tutmanın önemi kaçak reaktansların doymadan kolayca etkilenmesidir. Kilitli rotor reaktansı, kilitli rotor reaktif gücünden belirlenebilir:

$$Q_{bl} = \sqrt{S_{bl}{}^2 - P_{bl}{}^2} \tag{4.60}$$

Burada S_{bl} kilitli rotor görünür gücü olup aşağıdaki denklemle ifade edilebilir.

$$S_{bl} = n_{ph} V_{1bl} I_{1bl} \tag{4.61}$$

O halde kilitli rotor reaktansı nominal frekansa düzeltilerek:

$$X_{bl} = \left(\frac{f_r}{f_{bl}}\right)\left(\frac{Q_{bl}}{n_{ph} I_{1nl}^2}\right) \tag{4.62}$$

Kilitli rotor direnci ise kilitli rotor deneyi giriş gücünden:

$$R_{bl} = \left(\frac{P_{bl}}{n_{ph} I_{1nl}^2}\right) \tag{4.63}$$

Bu büyüklükler belirlendikten sonra eşdeğer devre parametreleri bulunabilir. Kilitli rotor konumunda stator giriş empedansı:

$$Z_{bl} = R_1 + jX_1 + (R_2 + jX_2)//jX_m$$

$$= R_1 + R_2\left(\frac{X_m{}^2}{R_2{}^2 + (X_m + X_2{}^2)}\right) + j\left(X_1 + \frac{X_m(R_2{}^2 + X_2(X_m + X_2))}{R_2{}^2 + (X_m + X_2)^2}\right) \tag{4.64}$$

Burada reaktanslar nominal frekanslarında kabul edilir ve uygun ihmaller yapılarak ($R_2 \ll X_m$):

$$Z_{bl} = R_1 + R_2\left(\frac{X_m}{X_2 + X_m}\right)^2 + j\left(X_1 + X_2\left(\frac{X_m}{X_2 + X_m}\right)\right) \tag{4.65}$$

denklemi elde edilir. Dolayısıyla kilitli rotor koşullarında görülen direnç;

$$R_{bl} = R_1 + R_2\left(\frac{X_m}{X_2 + X_m}\right)^2 \tag{4.66}$$

ile ifade edilir. Nominal frekansta reaktans ise;

$$X_{bl} = X_1 + X_2\left(\frac{X_m}{X_2 + X_m}\right) \tag{4.67}$$

olarak bulunur. Bu verilerden rotor kaçak reaktansı ve direnci sırasıyla;

$$X_2 = (X_{bl} - X_1)\left(\frac{X_m}{X_m + X_1 - X_{bl}}\right) \quad (4.68)$$

ve

$$R_2 = (R_{bl} - R_1)\left(\frac{X_2 + X_m}{X_m}\right)^2 \quad (4.69)$$

denklemlerinde verildiği gibi olur.

Optimum sonuçlar için Denklem (4.69)' da R_1 kilitli rotor testindeki sıcaklığına göre düzeltilmiş olarak alınmalıdır.

Denklem Denklem (4.68)' de (4.55)' yerine konulursa;

$$X_2 = (X_{bl} - X_1)\left(\frac{X_{nl} - X_1}{X_{nl} - X_{bl}}\right) \quad (4.70)$$

elde edilir. Ekstra bir ölçüm yaparak stator ve rotor kaçak reaktanslarını birbirinden bağımsız olarak bulmak mümkün değildir. Neyse ki toplam reaktans stator ve rotor arasında dağıldığından motor performansı görece düşük etkilenir. Tablo 4.1 ' de kaçak reaktansların paylaştırılması ile ilgili ampirik değerler IEEE 112 standardına göre verilmiştir.

Tablo 4.1 Asenkron motorlarda kaçak reaktansların ampirik dağılımı

		Kaçak Reaktans Paylaşımı $X_1 + X_2$	
Motor Tipi	Tanım	X_1	X_2
A	Normal kalkış momenti ve akımı	0.5	0.5
B	Normal kalkış momenti, düşük kalkış akımı	0.4	0.6
C	Yüksek kalkış momenti, düşük kalkış akımı	0.3	0.7
D	Yüksek kalkış momenti, yüksek kayma	0.5	0.5
Bilezikli rotor	Rotor direncine bağlı performans	0.5	0.5

Kaynak: IEEE Standard 112.

Bu standarda göre motor sınıfı bilinmiyorsa kaçak reaktansın stator ve rotor arasında eşit paylaşıldığı varsayılır[47]. Mıknatıslanma reaktansı ise artık boşta çalışma reaktansından bulunabilir:

$$X_m = X_{nl} - X_1 \quad (4.71)$$

Son olarak X_m ve X_2 artık bilindiğinden R_1 Denklem (4.69) yardımı ile bulunabilir. İncelenecek manevra lokomotifi cer motoruna ait veriler bu yöntemler yardımı ile Bölüm 4.5' de verildiği gibi elde edilmiştir. Şekil 4.72' de testlerden bir fotoğraf görülmektedir.

Atelet(eylemsizlik) momenti ise iki yöntemle hesaplanabilir. Bunlardan biri motor nominal hızında dönerken enerjiyi aniden keserek rotasyonel kayıplar yardımı ile hesaplamak, ikincisi ise rotor geometrisinden hacmi ve yoğunlukları bilinen parçalar yolu ile kütleyi hesaplayarak aşağıdaki gibi verilen:

$$\frac{1}{2}\mathrm{m}.\mathrm{r}^2 \tag{4.72}$$

denklemini kullanmaktır. Her iki yolla da atalet momenti hesaplanmış olup deneysel yolla hesaplanan atalet momenti 32,145 kg.m^2 formül ile hesaplanan ise 9,43 kg.m^2 bulunmuştur. Güvenilir olan sonuç, motorun konstriksiyonu ve kullanılan malzemeler net olarak bilindiğinden formül ile hesaplanandır. Aradaki oluşma sebebi aşağıdaki gibi belirlenmiştir. Motor nominal hızla dönerken acil stop butonuna basıldıktan sonra tam olarak durması beklenmiş ve 1061(17 dakika 41 saniye) saniyede durduğu gözlemlenmiştir. Dolayısıyla denklemdeki dt/dw yerine $\Delta t/\Delta w$ konularak denklem çözülmüş ve bu sonuca ulaşılmıştır. Ancak rulmanlar dolayısıyla motor çok yavaş hızlarda kendi ataleti ile dönmeye çok uzun süre devam etmiştir. Bu yöntemin sağlıklı sonuç vermesi için açısal hız için belli bir limit tanımlanmalı ve motorun dönüş hızı bu limitin altına indiğinde durmuş kabul edilmelidir. Gerçekten de bu limit nominal hızın %2' si kabul edilirse elde edilen değerler birbirine tatmin edici derecede yakın çıkmaktadır.

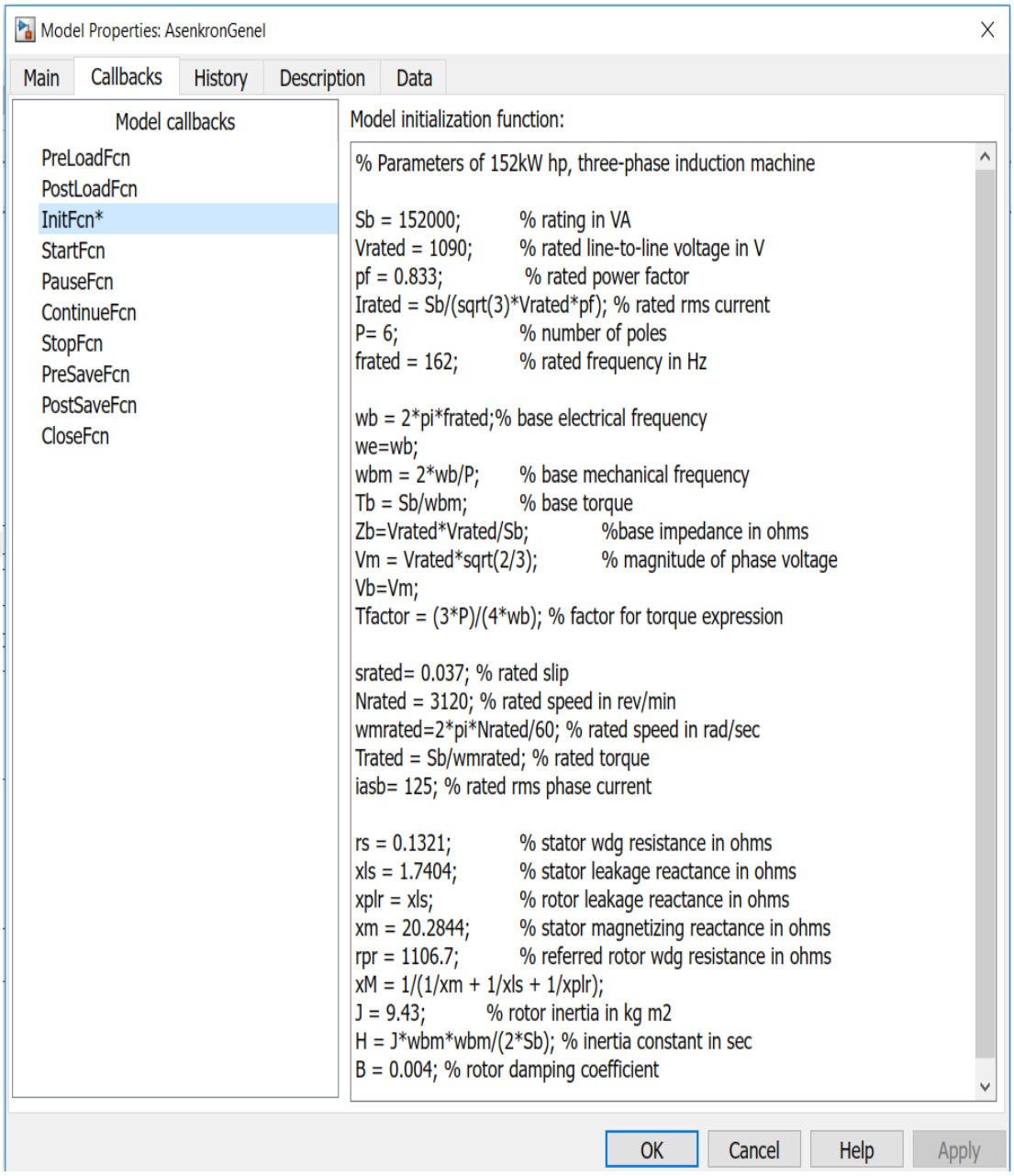


Şekil 4.10. Tülomsaş cer motoru ve karşısında yük motorundan oluşan dinamometre düzeneği

4.5. Manevra Lokomotifi Cer Motorunun Simülasyonu

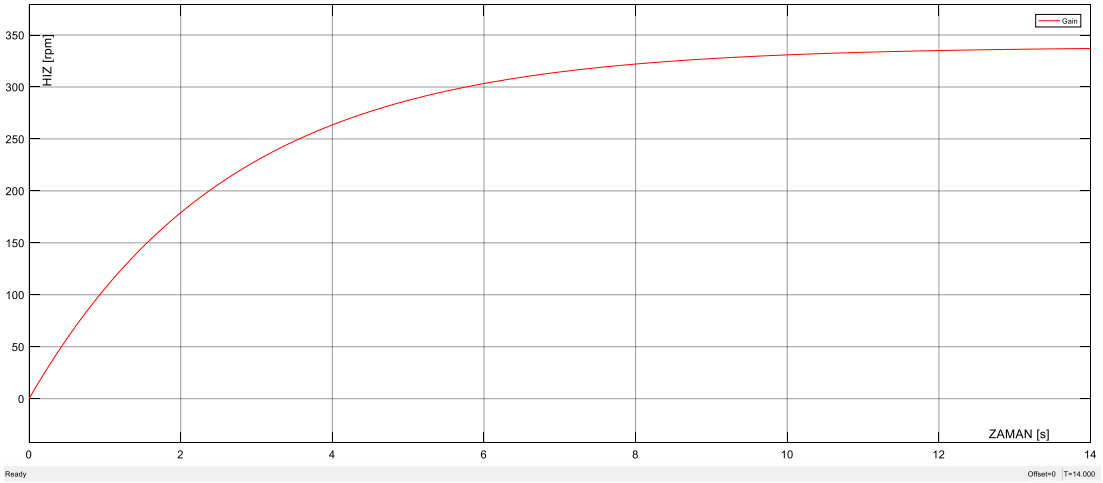
Bu bölümde Bölüm 4.4' de elde edilen cer motoru parametreleri Bölüm 4.3' de oluşturulan modele girilerek TÜLOMSAŞ üretimi manevra lokomotifinin cer motoru simülasyonları yapılmıştır. Aşağıda simülasyonu yapılacak cer motorunun parametreleri verilmektedir. Motorun normal çalışma noktası 19,5 Hz 790 V olmakla birilikte alan zayıflatma bölgesinde 1090 V ve 162 Hz. değerlerinde çalışmak üzere tasarlanmıştır.

Sb = 152 kVA	pf = 0,833	frated = 162 Hz.
Vrated = 1090 V	P = 6	srated = 0,037
Nrated = 3120 rpm	iasb = 125 A	rs = 0,1321
Xls = 1,7404	xlpr = xls	xm = 20,2844
Rpr = 1106,7	J = 9,43 kg.m^2	B = 0,004



Şekil 4.11. Motor parametrelerinin callbacks sekmesine yazılması ile Simulink' de parametrik çalışılması

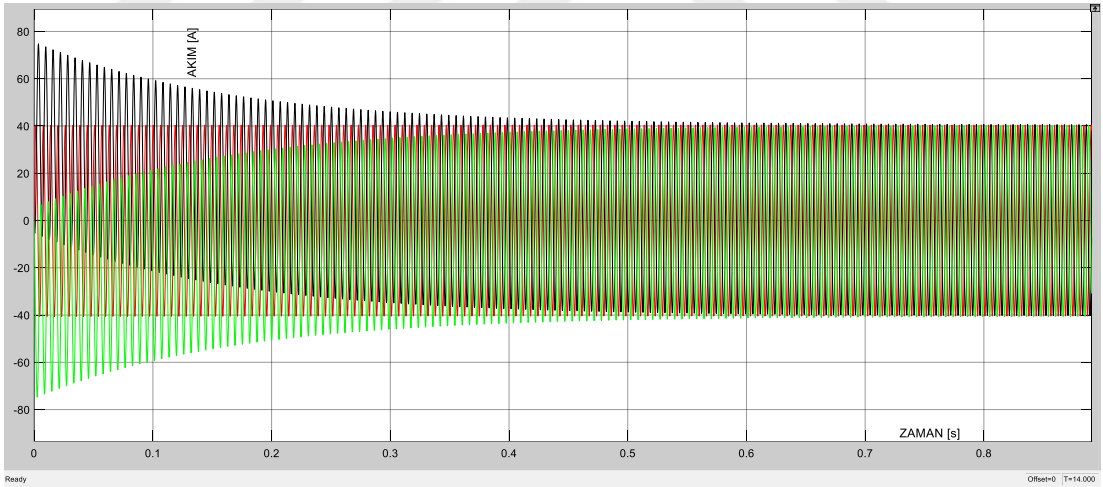
Şekil 4.11' de elde edilen motor parametrelerinin durağan referans sisteminde kurulan Simulik modelinde girilmesi gösterilmektedir.



Şekil 4.12. Boşta doğrudan yol verme uygulanan motorun açısal hız-zaman grafiği

Motora boşta doğrudan yol verilmiş ve beklendiği gibi senkron hız olan 330 rad/s, yani 3240 rpm ‘ den kayma kadar bir farkla 3150 rpm civarında bir hıza çıkmıştır. Bu durum Şekil 4.12’ de görülmektedir.

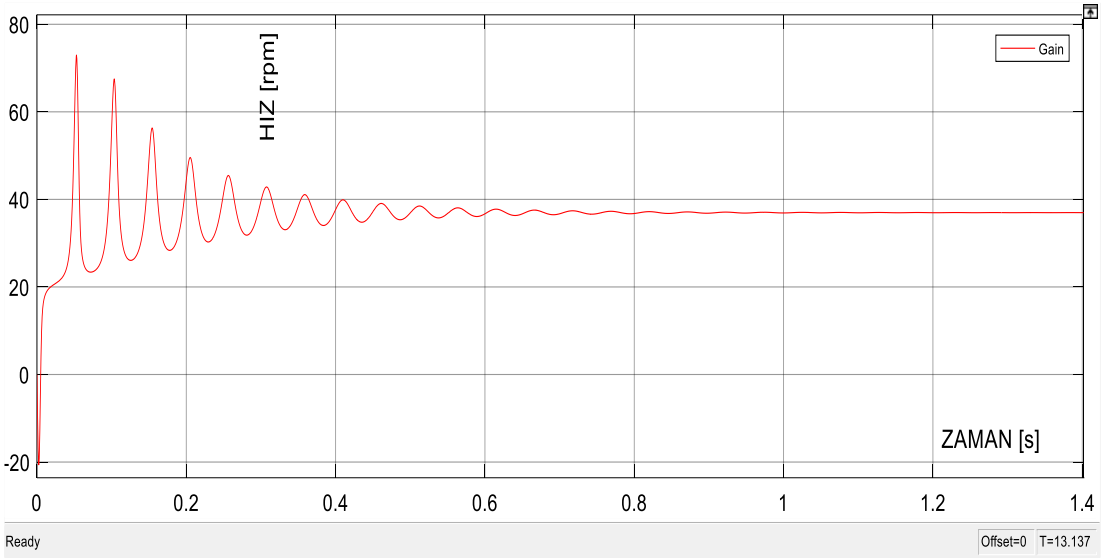
Akım grafikleri ise aşağıda Şekil 4.13’ de verildiği gibidir.



Şekil 4.13 Boşta çalışma akımları

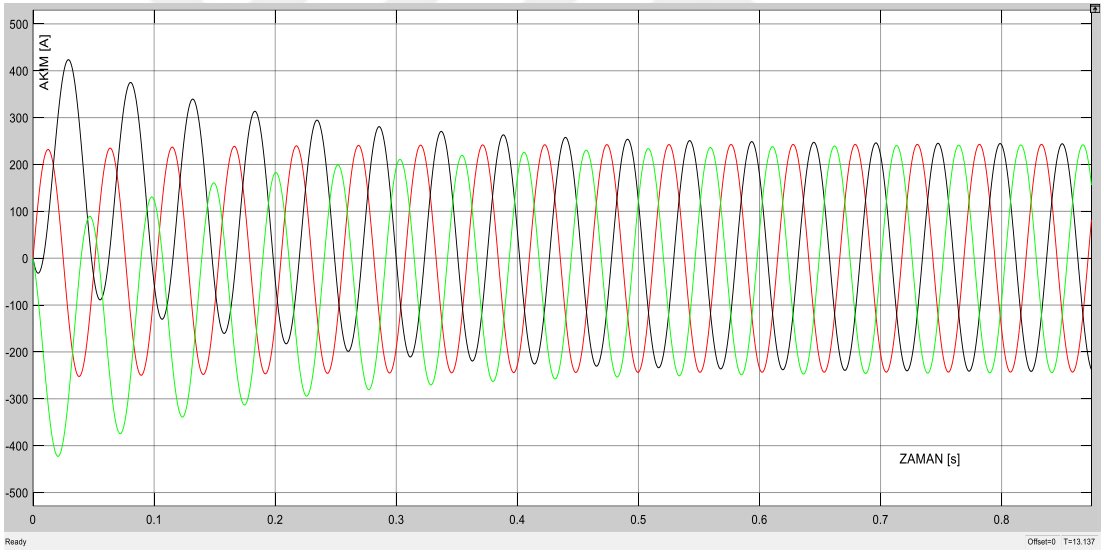
Boşta çalışma akımı ise 28 A civarında elde edilmiştir. Bu değer görece yüksek gözükmekle birlikte bu hızlardaki rotasyonel kayıplar düşünüldüğünde makul olduğu anlaşılacaktır.

Motor alan zayıflatma bölgesine geçilmeden önceki son noktası olan 790 V 19,5 Hz değerinde 250 N.m yükü sürücüsüz kaldırması istendiğinde ise aşağıda verilen Şekil 4.14’ deki gibi bir cevap vermektedir.



Şekil 4.14. Yükte doğrudan yol verme uygulanan motorun açısal hız- zaman grafiği

Bu durumda çekilen akımlar ise:

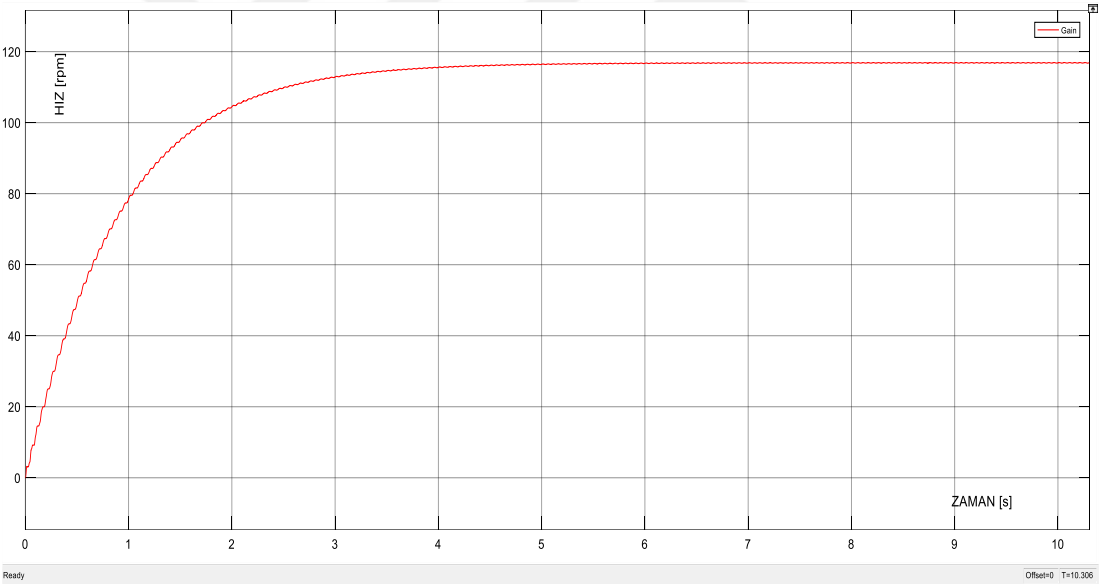


Şekil 4.15. Yükte doğrudan yol verilen motorun çektiği akımlar

Bu değerlerin oturdukları yerler incelendiğinde motorun gerçek karakteristikleri ile birebire yakın örtüştükleri Şekil 4.14 ve Şekil 4.15' deki grafiklerde görülmektedir.

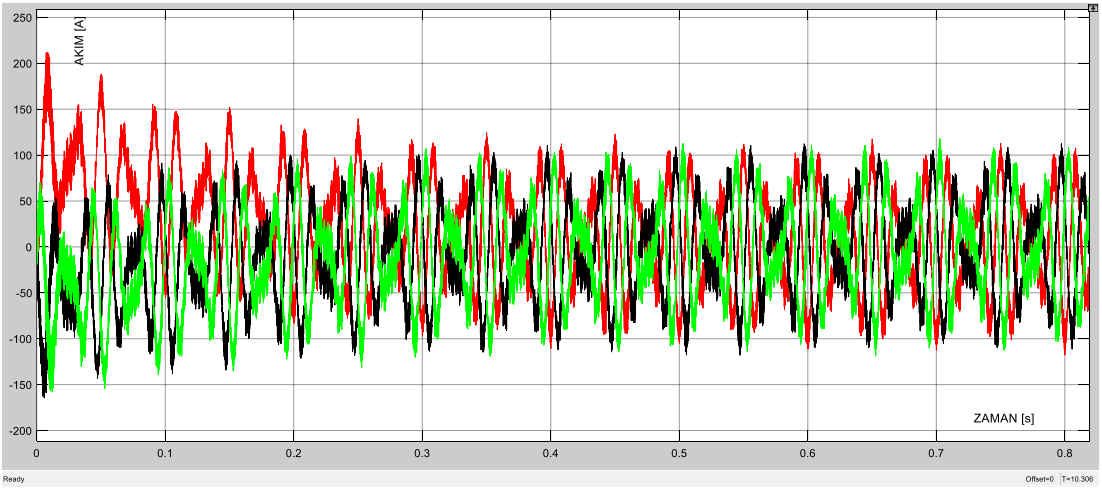
5. MODELLENEN CER MOTORUNUN MATRİS ÇEVİRİCİ İLE KONTROLÜ

Modeli tamamlanan cer motoru, matris çevirici ile boşta sürülmüş ve motora nominal gerilimi uygulanıp 60 Hz' de, 19,5 Hz' de ve 162 Hz' de aşağıdaki grafikler elde edilmiştir. Ayrıca bu modellerin birleştirilmesiyle oluşan simülasyonun fazla işlem gücüne ihtiyaç duyduğu ve her koşturmanın normalden uzun sürdüğü gözlemlenmiştir. (Bunun bir sebebi de örnekleme zamanının $2x10^{-6}$ ya ayarlanarak hassasiyetin arttırılmasının amaçlanmış olmasıdır.) Ancak bu dezavantajın yanı sıra elde edilen modeldeki bütün blokların ulaşılabilir ve müdahale edilebilir olması büyük bir esneklik sağlamakta ve daha ileri çalışmalara açık bir model elde edilmektedir.



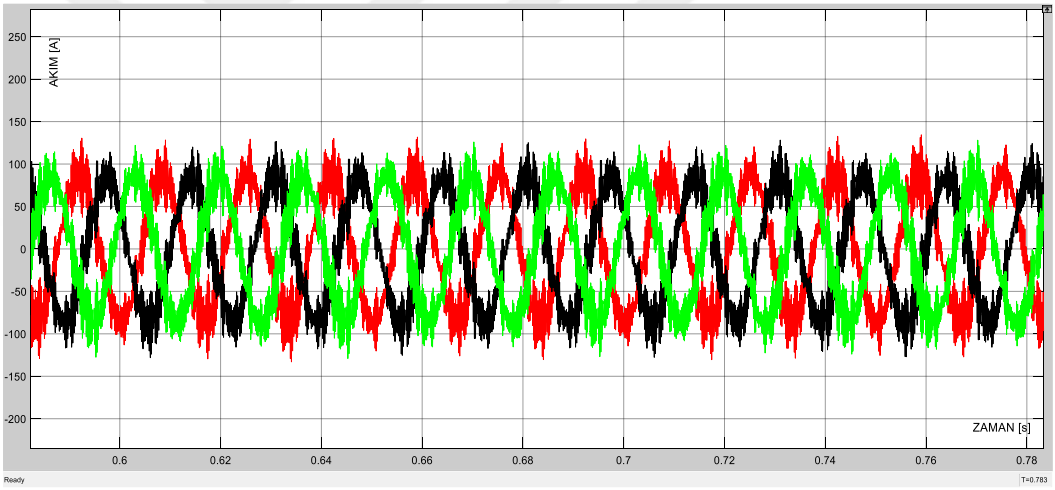
Şekil 5.1. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru hız-zaman grafiği(60 Hz)

Hız beklendiği gibi bu frekans için senkron hız olan 126 rad/s (1200 rpm) den biraz daha aşağıda 117 rad/s (1117 rpm) civarına oturmuştur. Bu durum Şekil 5.1' de görülmektedir. Akımlar ise(geçici durum dahil) Şekil 5.2' de verildiği gibi olmaktadır.



Şekil 5.2. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(60 Hz, geçici durum)

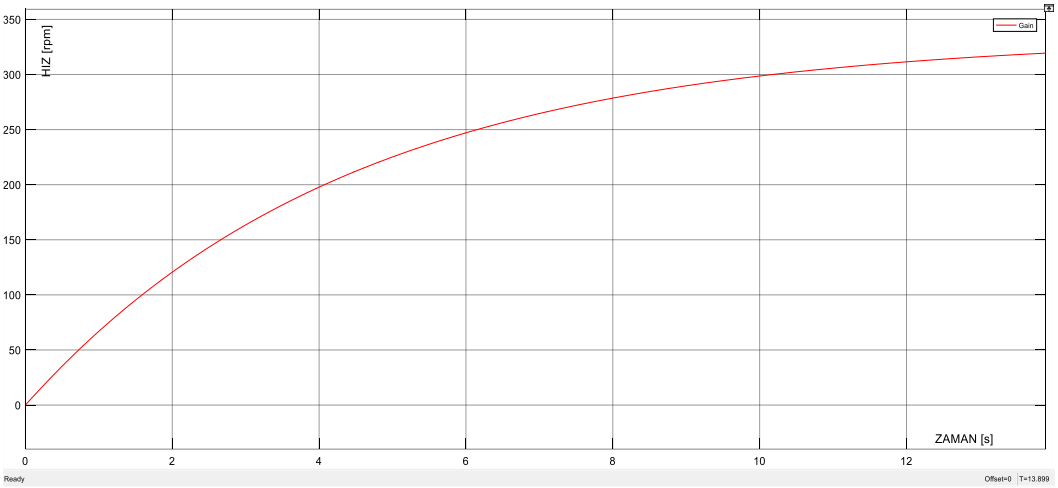
Bu dalga şeklinin kalıcı durumda yakından görüntüsü Şekil 5.3’ de verildiği gibidir.



Şekil 5.3. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(60 Hz, kalıcı durum)

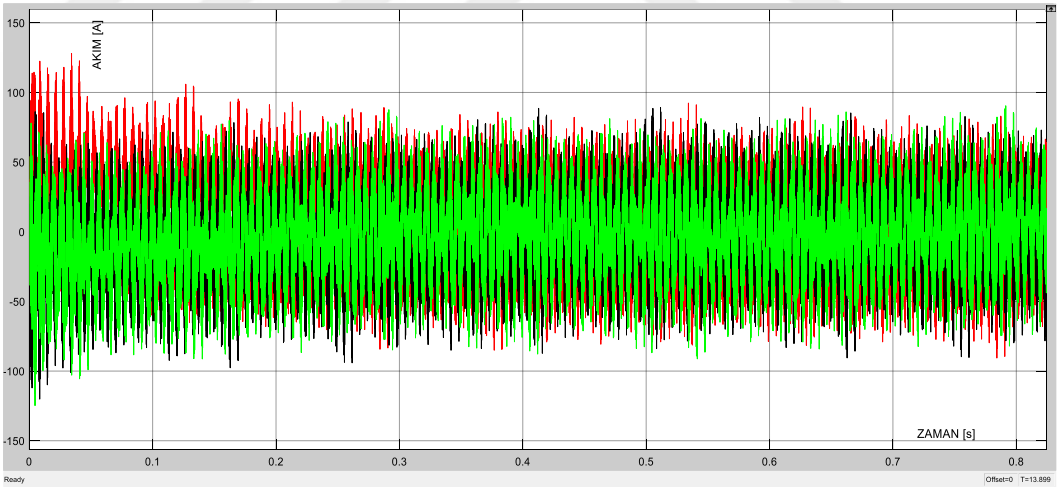
Burada akımların boşta çalışılmasına karşın yüksek olduğu ve görece bozuk bir dalga şekline sahip olduğu gözlenmiştir.

Bir sonraki aşamada ise matris çeviriciden sürülen cer motoruna alan zayıflatmadaki nominal frekansı olan 162 Hz uygulanmış ve Şekil 5.4’ deki gibi bir hız-zaman grafiği elde edilmiştir.



Şekil 5.4. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru hız-zaman grafiği(162 Hz)

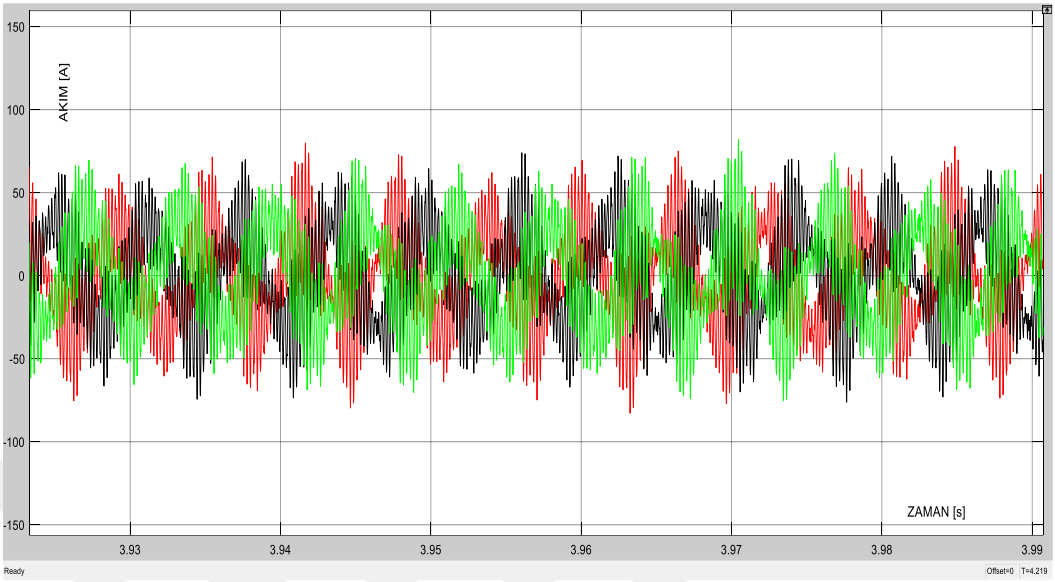
Nominal frekansta doğrudan yol vermeye nazaran hızın daha geç oturduğu ve daha düşük bir değerde(yaklaşık 320 rad/s) olduğu gözlenmektedir. Bu, motorun görece yüksek bir kaymada çalıştığını göstermekte ve Şekil 5.5' de görülen akımların doğrudan yol vermeye göre daha fazla olması ile örtüşmektedir



Şekil 5.5. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(162 Hz, geçici durum)

Bu dalga şekli kalıcı durumda yakından incelendiğinde 60 Hz' e göre daha düşük bir tepe değerine sahip olmasının yanısıra harmonik bozunum açısından bir öncekinden kötü kalitede olduğu Şekil 5.6' da görülmektedir. Genlikteki bu farklılığın motor 162 Hz' de kendi etiket değerindeki gerilimle çalıştırıldığı halde 60 Hz' de uygulanan Vm geriliminin lineer olarak veya herhangi bir yaklaşımla azaltılmayıp motora 1090V verilmesinden kaynaklandığı düşünülebilir. 60 Hz için

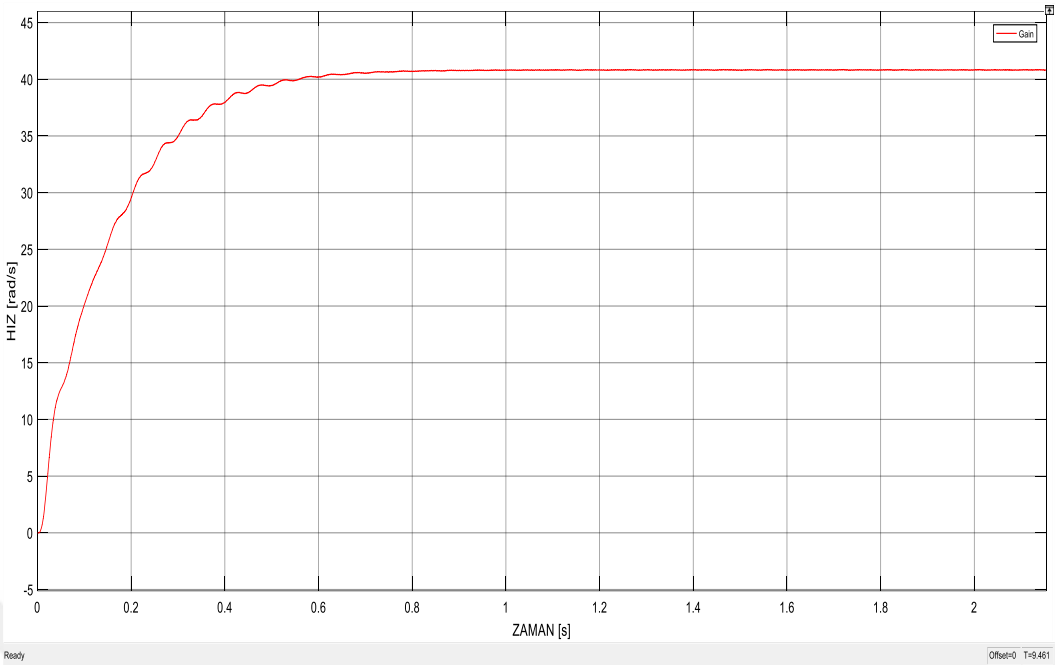
elde edilen hız-zaman grafiğindeki az miktarda dalgalanmanın da bundan kaynaklandığı düşünülebilir.



Şekil 5.6. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(162 Hz, kalıcı durum)

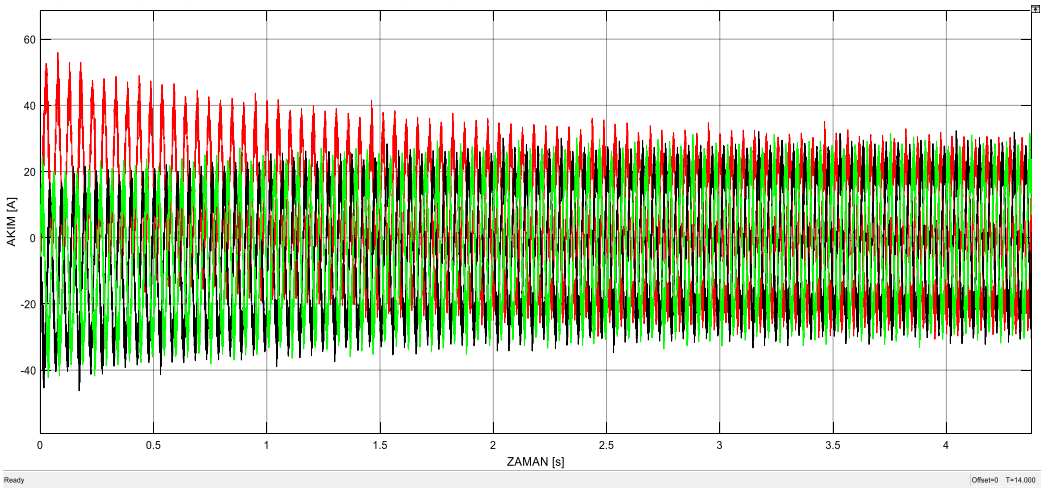
Uygun bir kontrolden veya yumuşak yol vermeden söz etmek gerekirse 790 V ve 19,5 Hz' e kadar olan çalışma bölgesinde V/f oranı korunarak gerilim uygulanması daha sonra ise(alan zayıflatma bölgesinde) 19,5 Hz – 162 Hz aralığında 790 V' dan 1090 V' a kadar lineer enterpolasyon veya başka bir yöntem ile optimum gerilimin uygulanması gerekmektedir.

Motor, matris çevirici üzerinden alan zayıflatma bölgesine geçilmediği ilk nominal çalışma noktası olan 19,5 Hz frekans ve 790 V gerilim ile sürüldüğünde aşağıdaki grafikler elde edilmiştir. Şekil 5.7' de hız-zaman grafiği, Şekil 5.8' de çıkış akımları görülmekte; Şekil 5.9' da ise çıkış akımlarının dalga formunun kalıcı durumda daha yakından görünümüne yer verilmektedir. Grafiklerde görüldüğü gibi cer motoru nominal çalışma noktasında matris çevirici ile sürüldüğünde öncekilerden çok daha iyi bir çıkış vermektedir. Anahtarlama frekansının yükseltilmesi ve giriş filtresi kullanılması gibi yöntemlerle hem çıkış grafiklerinin daha optimum olduğu hem de giriş akımlarının düzeltildiği etkin sistemlerin tasarlanabileceği açıktır.

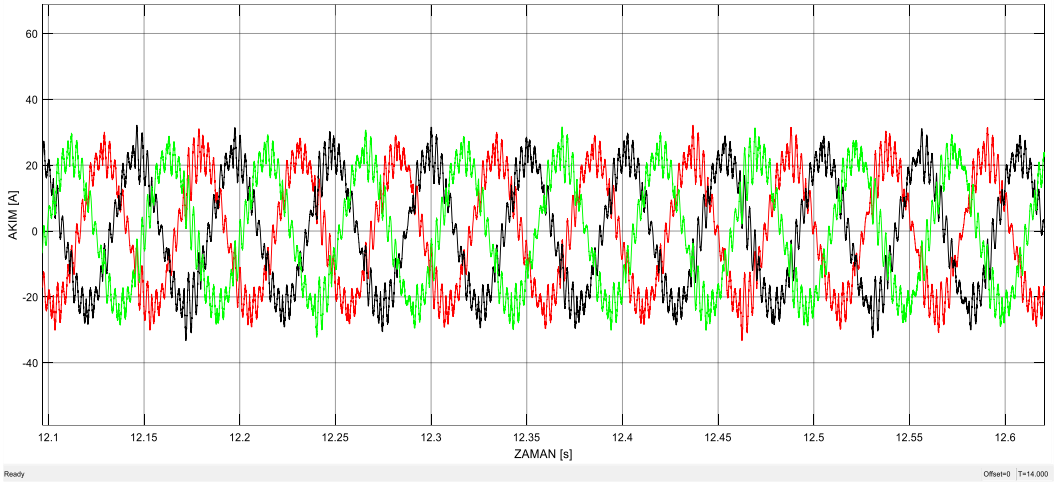


Şekil 5.7. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru hız-zaman grafiği(19,5 Hz)

Burada hızın yaklaşık 40,8 rad/s 389,5 rpm civarında olduğu görülmüştür. Beklenildiği üzere cer motoru çok düşük bir kaymada çalışmaktadır.

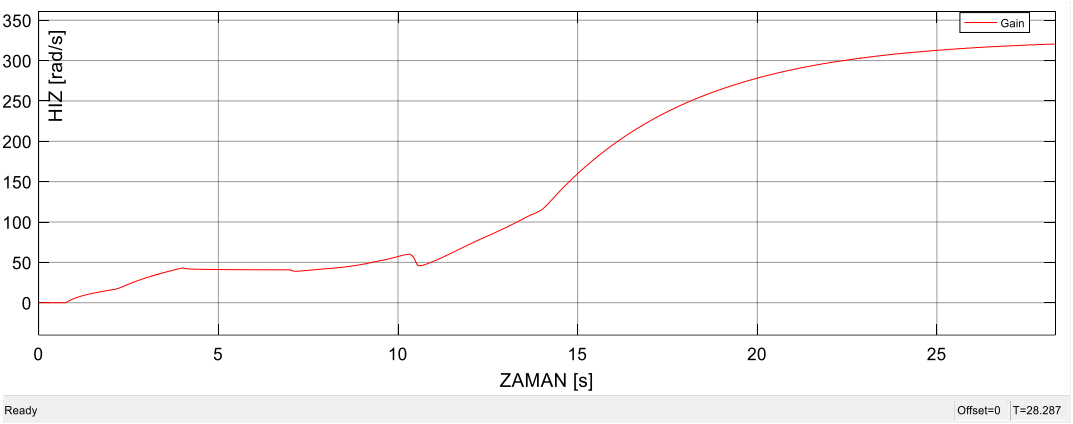


Şekil 5.8. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(19.5 Hz, geçici durum)



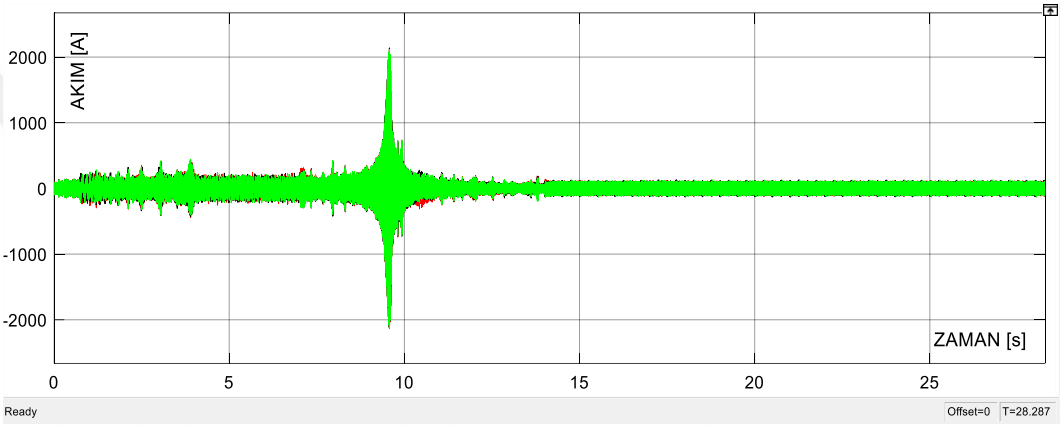
Şekil 5.9. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği(19.5 Hz, kalıcı durum)

Son olarak matris çevirici üzerinde açık ve kapalı çevrim kontrol yöntemleri denenmiş, cer motoruna önce ilk nominal çalışma noktası olan 19,5 Hz' e kadar gerilim/frekans oranı sabit tutularak kontrollü bir gerilim uygulanarak yol verilmiş, daha sonra ise alan zayıflatma bölgesine geçilip yine gerilim/frekans oranı kontrollü bir gerilim uygulanarak motorun maksimum devirdeki çalışma noktası olan 162 Hz' e kadar çıkması sağlanmış ve aşağıdaki grafikler elde edilmiştir. Şekil 5.10' daki hız-zaman grafiği incelenirse motorun istenen şekilde kontrolünün sağlandığı görülecektir. Motora nominal çalışma bölgesine kadar 4 saniyede yol verilmesi ve 3 saniye boyunca o hızla çalışmasının ardından maksimum hıza çıkması yönünde bir çalışma rejimi tanımlanmış ve bu rejimi izlemesi sağlanmıştır.



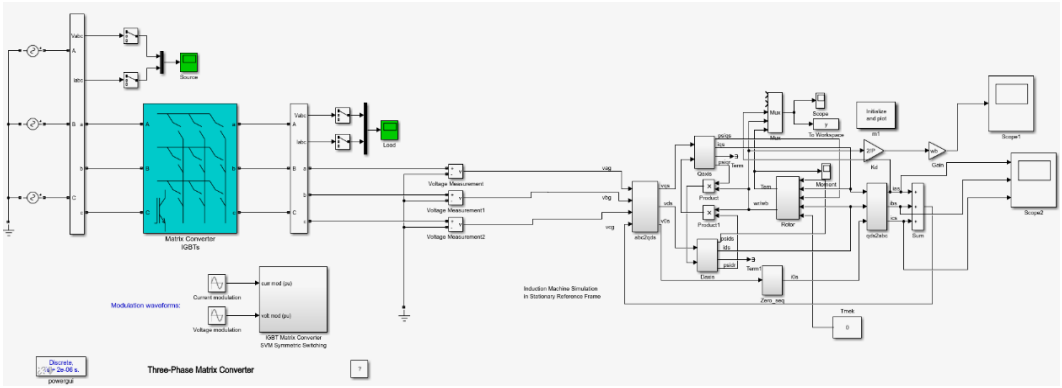
Şekil 5.10. Matris çevirici ile hız kontrolü sağlanan asenkron cer motoru hız-zaman grafiği(0-162 Hz arası tanımlanan rampa boyunca)

Akım-zaman grafiği ise tanımlanan rampa boyunca Şekil 5.11' de görüldüğü gibi olmaktadır. Burada motora kontrollü bir yol verme uygulandığı başlangıç akımlarından anlaşılabilmektedir. Ancak bu kez de başlangıç akımlarında kontrollü bir artış olduğu halde izlenmesi gereken hız-zaman grafiği rampasının kırılma noktalarındaki anlık aşırı akımların problemlere yol açacağı görülmektedir. Kontrol parametrelerinin iyileştirilmesi ile bu akımların düştüğü gözlemlenmiştir. Dolayısıyla gerekli optimizasyon çalışmaları ile bu akımlar kabul edilebilir düzeylere düşürülebilecektir. Kalıcı durum akımları ise beklenildiği üzere Şekil 5.6' dakilere benzer dalga şeklinde elde edilmiştir.



Şekil 5.11. Matris çeviriciden sürülen asenkron cer motoru akım-zaman grafiği (0-162 Hz arası tanımlanan rampa boyunca)

Şekil 5.12' de matis çevirici ile durağan referans sisteminde oluşturulan cer motorunun sürüldüğü sistemin genel yapısı görülmektedir.



Şekil 5.12. Doğrudan matris çevirici ile durağan referans sisteminde modellenmiş asenkron cer motorunun sürüldüğü sistem

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada doğrudan matris çeviricinin dolaylı UVDGM algoritması ile kontrolü amaçlanmış ve bu doğrultuda simülasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Ayrıca; 152 kW gücünde bir asenkron cer motorunun parametreleri deneysel yöntemlerle belirlenip durağan referans sisteminde matematiksel modeli oluşturulmuştur. Modelden alınan çıktılarla, kurulan dinamometre düzenekleri yardımı ile deneysel yöntemlerle elde edilen sonuçlar arasında kayda değer düzeyde yakınsama sağlanmıştır. Kurulan matris çevirici modelinden omik ve omik-endüktif yükte başarılı sonuçlar alınsa da oluşturulan kontrol algoritmasında matris çevirici modelinin giriş akım referans vektörü ve çıkış gerilim referans vektörü arasında tam bir senkronizasyon(her durumda) sağlanamadığından cer motoru modeline tasarlanan matris çevirici ile istenen tüm kontrol çalışmaları(doğrudan moment kontrol vs.) yapılamamıştır.

Ancak oluşturulan cer motoru modeli matris çevirici ile farklı frekanslarda boşta ve yükte sürülmüş ve simülasyon sonuçlarına yer verilmiştir. Ayrıca; cer motoruna istenilen bir hız-zaman grafiği rampası tanımlanarak bu rampayı takip etmesi sağlanmış ve hız kontrolünde başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar matris çevirici ile asenkron cer motoru kontrolü yapılabileceğini göstermekte, dolayısıyla matris çeviricinin lokomotif gibi bir raylı taşıma aracında cer motorlarını sürmekte kullanılması için yapılacak daha ileri düzey teorik ve pratik çalışmaların önünü açmaktadır.

Matris çeviriciler; özellikle hacim yönünden gerilim kaynaklı eviricilere(sırt sırta gerilim kaynaklı çeviriciler dahil) göre üstün olmaları ve DA bara kondansatörleri içermediklerinden daha dayanıklı bir yapıya sahip olmaları sebepleri ile çekiş sistemlerinde sürücü olarak kullanılmaları ve raylı taşıma araçlarının çekiş sistemlerine de girmeleri gelecekte kaçınılmaz olacaktır.

KAYNAKLAR

[1] Yıldırım D., Field Oriented Control Of A Permanent Magnet Synchronous Motor Using Space Vector Modulated Direct Ac-Ac Matrix Converter, Msc. Thesis, Middle East Technical Unuversity, The Graduate School Of Applied Science Ankara, 2012, 313636

[2] Erdem E., Matris Çeviriciden Beslenen Bir Asenkron Motor Sürücüsünün Tasarımı ve Kontrol Algoritmalarının Uygulamasında Yeni Bir Yaklaşım, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2007, 106452

[3] Cha H. J., Analysis And Design Of Matrix Converters For Adjustable Speed Drives And Distrıbuted Power Sources, Phd. Thesis, Texas A&M University, Office of Graduate Studies, Texas, 2004, 3141394

[4] Yuchen L., An Optimization -Based Space Vector Modulation Methodfor the Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter, Phd. Thesis, Idaho University, College of Graduate Studies, Idaho, 2007, 3298957

[5] Deveci H., Duru T., *Modeling of Matrix Converter with Indirect Space Vector Pulse Width Modulation Method*, ISENSA, Kocaeli, 02-04.05.2019

[6] Gyugyi L., Generalized Theory of Static Power Frequency Changers, University of Salford, UK, 1970.

[7] Ziogas P. D., Khan S. I., and Rashid M. H., "Some improved forced commutated cycloconverter structures", *IEEE Trans. On Industry Applications*, 1985, 1242–1253.

[8] Helle L., Larsen K. B., Jorgensen A. H., and Nielsen S. M., Evaluation of Modulation Schemes for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter, *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, 2004, **51**(1).

[9] Alesina A. and Venturini M. G. B., Solid-state conversion: A fourier analysis approach to generalized transformer synthesis, *IEEE Trans. On Circuits and Systems*, 1981, **(28)**4, 319-330.

[10] Huber L. and Borojevic D., Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters, in Conference Record of the 1991, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1991, **(1)**, 1032–41.

[11] 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.

[12] Tenti P., Malesani L. and Rossetto L., Optimum Control of N-Input K-Output Matrix Converters, *IEEE Trans. On Power Electronics*, 1992, **(7)**4, 707-713.

[13] Klumpner C. and 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.

[14] Arevalo S. L., Matrix Converter for Frequency Changing Power Supply Applications, Ph.D. Thesis, University of Nottingham, Nottingham UK, 2008.

[15] Beasant R.R., Beattie W.C., Refsum A., An Approach to the Realisation of a High Power Venturini Converter, *Proc. of IEEE/PESC'90*, 1990, 291-297.

[16] Mahlein J., Braun M., A Matrix Converter without Diode clamped Over-Voltage Protection, *Proc. of IEEE-IPEMC 2000*, 2000, **(2)**, 817-822.

[17] Nielsen P., Blaabjerg F., Pedersen J.K., New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1999, **(35)**5, 1150-1161.

[18] Mahlein J., Bruckmann M. and Braun M., Passive Protection Strategy for a Drive System With a Matrix Converter and an Induction Machine, *IEEE Trans. On Industrial Electronic*s, 2002, **(49)**2.

[19] Venturini M., A new sine wave in, sine wave out conversion technique which eliminates reactive elements, *Proc. of Powercon'07*, 1980, 310-315.

[20] Alesina A. and Venturini M., Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of 9-Switches Direct PWM AC-AC Converters, *Proceedings of IEEE/PESC'88*, 1988, **(2)**, 1284-1291,1988.

[21] Roy G., and April G.E., Cycloconverter Operation Under a New Scalar Control Algorithm, *Conference Records of IEEE PESC 1989*, Milwaukee, WI, 368-375, 1989.

[22] Huber L., Borojevic D., "Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters" *Proceedings of IEEE/PESC'89*, 871-876, 1989.

[23] Casadei D., Grandi G., Serra G., Tani A., Space Vector Control of Matrix Converters with Unity Input Power Factor and Sinusoidal Input/Output Waveforms, *Proceedings of IEEE PE'93*, 1993, **(7),** 170-175.

[24] Kolar J.W., Baumann M., Schafmeister F. and Ertl H., Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter, *Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2002, **(2)**, 777 – 791.

[25] Tadano Y., Urushibata S., Nomura M., Sato Y., and Ishida M., Direct Space Vector PWM Strategies for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter, *Power Conversion Conference- Nagoya*, Nagoya, Japan, 1064-1071, 2-5 April 2007.

[26] Casadei D., Serra G., Tani A., and Zarri L., Matrix Converter Modulation Strategies: A New General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2002, **(49)**2, 370-381.

[27] Klumpner C., and Blaabjerg F., Two Stage direct Power converter: An alternative to Matrix converter, *IEE seminar on matrix converters*, Aalborg, Denmark, April 2003.

[28] You K., and 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 Theor, *IEEE International Symposium*, **(2)**, 943-948, July 2006.

[29] Sunter S., A vector controlled matrix converter induction motor drive, PhD. Thesis, University of Nottingham, Nottingham U.K, 1995.

[30] Wheeler P., Rodriguez J., Clare J, Empringham L., Weinstein A., 2002, Matrix converter: A technology review, *IEEE Transactions on industrial electronics*, **(49)**2, 276-288.

[31] Wheeler P., Clare J, Empringham L., Apap M., Bland M., Matrix converters, *Power Engineering journal*, 2002, 273-282

[32] Casadei D., Serra G., Tani A., Zari L., 2005, Experimental behavior of a matrix converter prototype based on new power modules, *Automatika*, **46**(1-2), 83-91

[33] Wheeler P., Clare J. C., Empringham L., 2002, A vector Controlled MCT matrix converter induction motor drive with minimized commutation times and enhanced waveform quality, *Industry Applications Conference*, **(1)**, 466-472.

[34] H. Cha, and P. N. Enjeti, An approach to reduce common-mode voltage in matrix converter, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2003, **(39)**, 1151-1159.

[35] Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P., *Power Electronics*, 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2003.

[36] Burany N., Safe Control of Four-Quadrant Switches, *Conference Records of IEEE-IAS Annual Meeting*, **(1)**, 1190-1194, California, 1-5 Oct. 1989.

[37] Zuckerberger A., Weinstck D., and Alexandrovitz A., Single-Phase Matrix Converter, *IEE Proc. of Electric Power Applications*, , 1997, **(144)**4, 235-240.

[38] Idris Z., Hamzah M.K. and Saidon M. F., Implementation of Single-Phase Matrix Converter as a Direct AC-AC Converter with Commutation Strategies, *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea, June 18-22 2006.

[39] Wheeler P. W., Clare J. C., and Mason N., Space Vector Modulation for a 4-Leg Matrix Converter, *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, PESC'05 31-38, Recife, Brazil, June 12-16 2005.

[40] Katsis D., Wheeler P. W., Clare J. C., and Empringham L., A Utility Power Supply Based on a Four-Output Leg Matrix Converter, *Proc. of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, IAS 2005, **(4)**, 2355-2359, Hong Kong, China, October 2-6, 2005.

[41] Jussila M., Tuusa H.,Comparison of Direct and Indirect Matrix Converters in Induction Motor Drive, *Proc. of IEEE-IECON'06*, 2006, 1621-1626.

[42] Matteini M., Control Techniques For Matrix Converter Adjustable Speed Drives, Ph.D. Thesis, University of Bologna, Bologna, 2001.

[43] Venturini M., A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements, *Proceedings of Powercon 7*, CA,E3-1-E3-15, San Diego, 1980.

[44] Venturini, M., Alesina, A., The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor, *Proc. IEEE PESC'80*, 1980, 242–252.

[45] Ziogas P.D., Khan S.I., and Rashid M.H., Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1986, **(IE-33)**3, 271-280.

[46] Ong C.M., *Dynamic Simulation of Electrical Machinery Using MATLAB Simulink*, ISBN 0-13-723785-5, Prentice Hall, New Jersey, 1997

[47] Fitzgerald A.E., Kingsley C., Umans S., *Electric Machinery*, 6th ed., Mc Graw Hill, New York, 2003.

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

[1] **Deveci H.**, Duru T., Modeling of Matrix Converter with Indirect Space Vector Pulse Width Modulation Method, *ISENSA*, Kocaeli, Türkiye, 2-4 Mayıs 2019.

ÖZGEÇMİŞ

1993 yılında Isparta' da doğdu. İlköğrenimini; Isparta Ülkü İlköğretim Okulunda, lise öğrenimini ise Isparta Anadolu Öğretmen Lisesi' nde tamamladı. 2012 yılında başladığı Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünündeki lisans öğrenimini 2016 yılında tamamladı. Aynı yıl Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilimdalında yüksek lisansa başlamıştır. Lisans mezuniyetinden sonra Sönmez Transformatör A.Ş' de satın alma mühendisi olarak çalışmıştır. 2017 yılı Aralık ayı itibarıyla Türkiye Lokomotif ve Motor Sanayi A.Ş ' de ar-ge mühendisi olarak göreve başlamıştır. Halen bu kurumda ar-ge tahrik sistemleri tasarım ve projelendirme şefi olarak görevini sürdürmektedir.