

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ**

TEK FAZLI ASENKRON MOTORLARIN VEKTÖR DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Selma TUNCER

(Enstitü No: 102131111)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 28 Ocak 2015

Tezin Savunulduğu Tarih : 20 Şubat 2015

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR (F.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri: Doç. Dr. Beşir DANDIL (F.Ü)

Doç. Dr. Arif GÜLTEN (F.Ü)

MART-2015

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması süresince bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, tez çalışmasının her aşamasında bana yol gösteren ve destek olan danışman hocam Sayın Prof.Dr. Hanifi GÜLDEMİR'e teşekkür eder, şükranlarımı sunarım.

Ayrıca tez çalışması boyunca tüm zorlukları benimle göğüsleyen ve hayatımın her evresinde bana destek olan aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Selma TUNCER

ELAZIĞ-2015

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET	V
SUMMARY	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ	VII
TABLolar LİSTESİ	X
SEMBOLLER LİSTESİ	XI
KISALTMALAR LİSTESİ	XII
1.GİRİŞ.....	1
1.1.Tezin Amacı	3
1.2.Tezin Yapısı.....	3
2. TEK FAZLI ASENKRON MOTORLAR.....	4
2.1. Tek-Fazlı Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi	6
2.2. Tek-Fazlı Asenkron Motorlara Yol Verme	9
2.2.1. Yardımcı sargılı motorlar	10
2.2.2. Kondansatör yol vermeli motorlar	12
2.2.2.1. Sürekli kondansatörlü tek-fazlı asenkron motorlar	13
2.2.2.2. İki kondansatörlü tek-fazlı asenkron motorlar	14
2.2.2.3. Gölge kutuplu tek-fazlı asenkron motorlar	15
2.3. Tek-Fazlı Motorlarda Devir Yönü Değişikliği	16
2.4. Tek-Fazlı Motorlarda Devir Ayarı	17
3. TEK FAZLI ASENKRON MOTORLAR İÇİN EVİRİCİ TOPOLOJİLERİ	18
3.1. Tek-Fazlı AA/AA Kıyıcı	18
3.2. Tek-Fazlı AA/AA Cyclo Dönüştürücü	20

3.3. Tek-Fazlı Tam Köprü DGM Evirici Sürücü	20
3.4. Yarım Köprü Doğrultuculu Tek-Fazlı Tam Köprü DGM Evirici	21
3.5. Kontrollü Doğrultuculu Tam Köprü DGM Evirici	21
3.6. Yarım Köprü Doğrultuculu Yarım Köprü DGM Evirici	22
3.7. İki-Fazlı Tam Köprü DGM Evirici	23
3.8. İki-Fazlı Yarım Köprü DGM Evirici	23
3.9. İki-Faz DGM Evirici	24
3.10. Kontrollü Doğrultuculu İki-Faz DGM Evirici	25
3.11. DGM’li işaret üretimi	25
4. TEK FAZLI ASENKRON MOTORUN MODELİ	29
4.1. Dolaylı Rotor Akı Yönlendirmeli Kontrol	33
4.1.1. İleri kenetlemesiz denetleyici	35
4.1.2. Integral+Oransal (IP) denetleyici	37
5. BENZETİM ÇALIŞMALARI	40
5.1. Tek-Fazlı Asenkron Motorun Dolaylı Rotor Akı Yönlendirmeli Denetimine İlişkin Benzetim Sonuçları	42
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	54
KAYNAKLAR	55
ÖZGEÇMİŞ	59

ÖZET

Tek-fazlı asenkron motorlar; ucuz ve basit yapılı olmaları sebebi ile gerek endüstriyel sahada gerekse evlerimizde birçok sistem ve düzenek içerisinde yoğun olarak kullanılmaktadırlar. Tek-fazlı asenkron motorların yapısı gereğince, yol alma esnasında ana sargıya ilave olarak yardımcı sargı ve/veya kondansatörler kullanılmaktadır. Motor nominal hızına eriştikten sonra seri bağlı bir anahtar yardımıyla bu sargı devreden çıkartılmaktadır.

Motorun verimini düşürmeden yol verme momentini artıracak sürücü yaklaşımının getirilmesi, matematiksel modelinin oluşturulması ve hız denetiminin gerçekleştirilmesi bu tezin konusu olmuştur. Bunun için tek-fazlı asenkron motorun matematiksel modeli oluşturularak, dolaylı rotor akı yönlendirme metoduna göre motorun hız denetimi gerçekleştirilmiştir.

Benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Farklı referans hız değerleri ve yük momentleri değişimlerine göre motorun referans hız değerini takip etme başarımı incelenmiştir.

Anahtar kelimeler: Tek fazlı asenkron motor, vektör denetimi, dolaylı rotor alan yönlendirmeli denetim, DGM evirici, SDGM.

SUMMARY

Vector Control of Single-Phase Induction Motors

Because of cheap and simple design, single-phase induction motors are extensively used both industrial and domestic applications in several electro-mechanical systems. The single-phase induction motor is used with an auxiliary winding and/or a series connected capacitors. After reaching the nominal speed, the auxiliary winding is deactivated via a switch in series with this auxiliary winding.

The subject of this thesis is introduction of a single-phase induction motor drive that is increased the starting torque without reducing the efficiency of the motor. In thesis, mathematical model of the motor is obtained and its speed control is realized. Indirect rotor field oriented method is used to control of the speed of the motor.

Simulation studies are realized in MATLAB/Simulink environment. The speed tracking performance of the motor is investigated according to the different speed reference values and load disturbances.

Keywords: Single-phase induction motor, vector control, indirect rotor field oriented control, PWM inverter, SPWM.

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1. 4-kutuplu tek-fazlı asenkron motorun ana ve yardımcı sargılarının yerleştirilmesi	4
Şekil 2.2. Tek-fazlı asenkron motorun hız-moment karakteristiği.....	5
Şekil 2.3. Tek-fazlı asenkron motorun eşdeğer devresi. (a) Durma halinde ($s=1$), b)Normal hızda çalışma durumu için ($0<s<1$)	7
Şekil 2.4. Tek-fazlı asenkron motorun güç akış diyagramı.....	8
Şekil 2.5. Yardımcı sargılı tek-fazlı asenkron motor. (a) Eşdeğer devresi, (b) Fazör diyagramı	11
Şekil 2.6. Yardımcı sargılı tek-fazlı asenkron motorun hız-moment karakteristiği	12
Şekil 2.7. Kondansatör yol vermeli motorun hız-moment karakteristiği	13
Şekil 2.8. Tek-fazlı sürekli kondansatörlü motor. (a) Eşdeğer devre, (b) Hız-moment karakteristiği	14
Şekil 2.9. Tek- fazlı iki kondansatörlü motor. a) Eşdeğer devre,b) Hız-moment karakteristiği	15
Şekil 2.10. Gölge kutuplu asenkron motor. (a) Yapısı, (b) Hız-moment karakteristiği	16
Şekil 3.1. TFAM denetimi için AA/AA alçaltıcı (buck) dönüştürücü	19
Şekil 3.2. AA/AA dönüştürücü	19
Şekil 3.3. Tek-fazlı AA/AA cyclo dönüştürücü	20
Şekil 3.4. Tek-fazlı DGM evirici devresi	21
Şekil 3.5. Yarım köprü doğrultuculu tek- fazlı tam köprü DGM evirici konfigürasyonu ..	21
Şekil 3.6. Kontrollü yarım köprü doğrultuculu tek- fazlı tam köprü DGM evirici.....	22
Şekil 3.7. Yarım köprü doğrultuculu tek- fazlı köprü DGM evirici.....	22
Şekil 3.8. Kontrollü yarım köprü doğrultuculu tek-fazlı DGM evirici	23
Şekil 3.9. İki-fazlı tam köprü DGM evirici	23
Şekil 3.10. İki-fazlı yarım köprü DGM evirici.....	24
Şekil 3.11. İki-faz DGM evirici.....	24
Şekil 3.12. Kontrollü doğrultuculu iki-faz DGM evirici.....	25

Şekil 3.13. SDGM tekniği kullanılarak üretilen DGM'li anahtarlama işaretleri	27
Şekil 3.14. İki-fazlı yarım köprü DGM evirici için Matlab/Simulink modeli	27
Şekil 3.15. İki-fazlı yarım köprü DGM evirici için benzetim sonuçları	28
Şekil 3.16. İki-fazlı yarım köprü DGM evirici üzerinden üretilen gerilimler	28
Şekil 4.1. İki-fazlı asenkron motoru beslemek için üç-kollu evirici devresi.....	29
Şekil 4.2. İki kutuplu, simetrik olmayan iki-fazlı asenkron motor	30
Şekil 4.3. Tek-fazlı asenkron motorun d-q eksen eşdeğer devreleri. (a) d-eksen eşdeğer devresi, (b) q-eksen eşdeğer devresi.....	31
Şekil 4.4. İleri kenetlemesiz denetleyicinin blok diyagramı	36
Şekil 4.5. IP denetleyicinin blok diyagramı	37
Şekil 4.6. Dolaylı rotor akı yönlendirmeli kontrolün genel blok şeması	38
Şekil 4.7. Dolaylı rotor akı yönlendirmeli kontrolün kapsamlı blok şeması.....	39
Şekil 5.1. Senkron referans çatıda tek- fazlı asenkron motorun simulink modeli	41
Şekil 5.2. Dolaylı rotor akı yönlendirmeli kontrolün blok şeması	42
Şekil 5.3. IRFOC olarak verilen bloğun içyapısı	43
Şekil 5.4. IP hız denetleyicinin simulink modeli	44
Şekil 5.5. Dönüşüm matrisinin simulink modeli.....	44
Şekil 5.6. Kenetlemesiz Ed ve Eq terimleri hesaplamak için oluşturulan model.....	44
Şekil 5.7. Evirici devresi ve SDGM tekniği için oluşturulan simulink modeli.....	45
Şekil 5.8. Yüksüz durumda başlatılmasına ilişkin sonuçlar	46
Şekil 5.9. Yüksüz durumda duran ve senkron dönen çatıda rotor akısının değişimleri	46
Şekil 5.10. Yüksüz durumda dq eksen stator sargı akımları ve rotor akı değişimleri.....	47
Şekil 5.11. Devir yöne değişikliği yapılarak elde edilen sonuçlar	48
Şekil 5.12. Yük değişikliği yapılarak elde edilen sonuçlar	49
Şekil 5.13. Basamak şeklinde hız referansı için elde edilen sonuçlar	50
Şekil 5.14. 50 dev/dk'lık referans hız değeri için elde edilen sonuçlar.....	45
Şekil 5.15. 10 dev/dk'lık referans hız değeri için elde edilen sonuçlar.....	45

Şekil 5.16. Yüksüz durumda 4-bölgeli çalışmaya ilişkin benzetim sonuçları.....	46
Şekil 5.17. Yüklü durumda 4-bölgeli çalışmaya ilişkin benzetim sonuçları.....	47

TABLÖLAR LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 5.1 Tek-fazlı asenkron motorun parametreleri	40
---	----

SEMBOLLER LİSTESİ

V_{sd}, V_{sq}	d, q-eksen stator gerilim bileşenleri
i_{sd}, i_{sq}	d, q-eksen stator akım bileşenleri
V_{rd}, V_{rq}	d, q-eksen rotor gerilim bileşenleri
$\dot{I}_{rd}, i_{rq}$	d, q-eksen rotor akım bileşenleri
$\lambda_{sd}, \lambda_{sq}$	d, q-eksen stator akı bileşenleri
$\lambda_{rd}, \lambda_{rq}$	d, q-eksen rotor akı bileşenleri
r_{sd}, r_{sq}	stator sargı dirençleri
r_r	rotor direnci
L_{sd}, L_{sq}	stator öz indüktansları
L_r	rotor öz indüktansı
M_{srd}, M_{srq}	ortak indüktanslar
T_e	elektromanyetik moment
T_L	yük momenti
$s=d/dt$	türev operatörü
ω_s	senkron açısal hız
ω_r	rotor açısal hızı
ω_{sl}	kayma açısal hızı
n_p	kutup çifti sayısı
B	sürtünme katsayısı
j	toplam atalet
τ_{sd}, τ_{sq}	stator zaman sabitleri
τ_r	rotor zaman sabiti

KISALTMALAR LİSTESİ

DGM	Darbe genişlik modülasyonu
EMI	Elektromanyetik etkileşim
SDGM	Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu
UVDGM	Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu
IPM	Akıllı güç modülleri
M	Modülasyon indeksi
THB	Toplam harmonik bozulma
PI	Oransal+ Integral denetleyici
IP	Integral+Oransal denetleyici
AA	Alternatif akım
DA	Doğru akım
IRFOC	Dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrol
SFOC	Stator alan yönlendirmeli kontrol
DTC	Doğrudan moment denetimi
M	Modülasyon indeksi
THD	Toplam harmonik distorsiyonu
Matlab	Matris Laboratuvarı

1.GİRİŞ

Tek-fazlı asenkron motorlar, üç-fazlı gerilimin olmadığı ev içi aletlerde, bürolarda ve endüstrideki düşük güçlü uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bu uygulamalarda bu kadar çok kullanılmalarının başlıca sebepleri; üretim teknolojilerinin gelişmiş ve yerleşmiş olması, basit ve dayanıklı bir yapıya sahip olmaları nedeniyle az arıza yapmaları, bakım gerektirmemesi ve işletme maliyetlerinin düşük olmasıdır [1-5]. Tek-fazlı motorlar genellikle sabit frekansta düşük verim ve düşük güç faktöründe çalıştırılır ve herhangi bir kontrol stratejisi olmaksızın doğrudan bir fazlı şebekeden beslenmektedirler. Tek-fazlı asenkron motorlar, asimetrik yapıda birbiri ile 90 derece olarak yerleştirilen ve kutup sayıları aynı olan bir ana ve bir yardımcı stator sargılarına sahiptirler. Ana sargı kalın kesitli ve çok sarımlı, yardımcı sargı ise ince kesitli az sarımlıdır. Stator sargıların elektriksel farklılığından kaynaklanan bu asimetrik yapı ile sargılardan geçen akımlar arasındaki fark bir başlangıç momentinin üretilmesini sağlamaktadır. Motorun rotoru genellikle sincap kafeslidir. Bu motorların rotorlarında hem güçlerinin düşük olması ve hem de gereksiz yere maliyet artışına sebep olunmaması için bilezikler kullanılmamaktadır [1].

Tek-fazlı asenkron motorların yapısı gereğince, yol alma kullanılan yardımcı sargı ve/veya kondansatörler, motor nominal hızına eriştikten sonra bu sargıya seri bağlı bir merkezkaç anahtarı veya elektromekanik röleler yardımıyla devreden çıkartılmaktadır. Ancak merkezkaç anahtarında mekanik hareketli parçaların olması ömrünü sınırlandırmakta ve arıza yapma olasılığını artırmaktadır. Ayrıca, çevresel etkilere (toz, kimyasal etkiler v.b.) karşı hassas olan merkezkaç anahtarı, motor hacminin büyük tutulmasını gerektirmektedir. Bütün bunlara ek olarak, merkezkaç anahtarı sadece belirli hızda işlevini yerine getirdiğinden, besleme gerilimindeki değişikliklere karşı cevap verme yeteneği bulunmamaktadır [4]. Bahsedilen mekanik ve elektriksel kısıtlamalar evirici temelli yeni sürücü devreler ile ortadan kaldırabilmektedir.

Klasik tek-fazlı asenkron motor sürücü sisteminde, motorun ana ve yardımcı sargıları bir evirici devresi üzerinden beslenilmektedir. Son yıllarda, enerji maliyetlerindeki artış ve yarı iletken güç anahtarların fiyatlarındaki azalmalar, araştırmacıları en etkin sürücü şemalarını geliştirmeye yönlendirmiştir. Bu durum klasik uygulamalardaki enerji verimi ve

performans artırımını sağlamanın yanı sıra yeni uygulamalara da kapı açmaktadır. Literatürde, tek-fazlı asenkron motorları sürmek için farklı statik dönüştürücü topolojileri kullanılmaktadır [6]. Bu şemalar üzerinden beslenen motor, başlangıç ve daimi kondansatörler olmadan asimetrik iki fazlı makine gibi davranmaktadır. Yüksek performanslı düşük güçlü tek-fazlı motor sürücü sisteminin geliştirilmesi ile yüke daha yüksek kalitede elektromanyetik moment sağlanmasının yanı sıra, değişken frekanslı çalışma mümkün kılınarak uygulamanın verimliliği iyileştirilmektedir. Bu topolojiler arasında en çok kullanılanları tam-köprü evirici (H-köprü) ve üç kollu evirici yapılarıdır. Üç kollu evirici topolojisi ile giriş Doğru Akım (DA) hat geriliminin optimum kullanımı sağlanmaktadır.

Daha etkin sürücü topolojileri geliştirilmesinin yanı sıra tek-fazlı asenkron motorları denetlemek için literatürde birçok denetim strateji önerilmiştir [7-13]. Bunlar arasında vektör denetimi etkin ve pratik olabilecek bir yöntemdir. Tek-fazlı asenkron motorlar için vektör denetimi; rotor akı kontrolü [7,9,12,13], stator akı kontrolü [7,8] ve doğrudan moment kontrolü [7,10] vs yöntemlerinden birinin kullanılması ile gerçekleştirilmektedir. İlk iki yöntemde motor hız bilgisini almak için bir hız algılayıcı kullanılması gerekmektedir. Doğrudan tork denetim yöntemi ise hız ve konumun algılanmasına gereksinim olmamasına karşın akım ve moment dalgalanmaları, değişken anahtarlama frekansı ve düşük hızlarda hız denetiminin zorluğu gibi dezavantajlara sahip olmaktadır.

Sürücü topolojileri ve denetim stratejileri birlikte, pek çok araştırmacı tek-fazlı asenkron motor sürücülerine uygulanan modülasyon tekniklerini optimize etmenin yollarını araştırmaktadırlar [9-11]. Kullanılan darbe genişlik modülasyon tekniği ile motorun performansı artırılması amaçlanmaktadır. Stator sargılarının asimetrik yapısı iki sargı arasında ekstra kenetlemeye, zamanla değişen parametrelere ve dengesiz makine çalışmasına sebep olmaktadır. Bu problemin üstesinden gelmek için histerezis akım denetiminin kullanılması önerilmektedir [13]. Bununla birlikte hafif yük koşullarında bu yöntem ile istenen sistem performansı sağlanamamaktadır. Son yıllarda, Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon (UVDGM) ve Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyon (SDGM) teknikleri kullanılarak hız denetimlerini gerçekleştirmek ve moment dalgalanmalarını azaltmak için kullanılmaktadır [10,11,14,15]. Bu DGM teknikleri sayesinde motora uygulanan gerilimin ve motorun çektiği akımın düşük harmonik içeriklere sahip olması

sağlanılmaktadır. Oldukça iyi bir sürücü performansı sağlayan SDGM tekniği daha çok üç-fazlı eviricilere uygulanmaktadır. Bu tezde, evirici beslemeli tek-fazlı asenkron motorun SDGM tekniği kullanılarak hız denetimini tanıtılmaktadır.

1.1. Tezin Amacı

Tek-fazlı asenkron motorların her geçen gün kullanım alanlarının genişlemesi nedeniyle bu motorların daha iyi performansla çalışabilmeleri için mevcut kontrol algoritmalarının geliştirilmesi ve yeni algoritmaların türetilmesi gündeme gelmektedir.

Bu tezin amacı, evirici üzerinden beslenen tek-fazlı asenkron motorun vektör denetim stratejisi kullanılarak hız denetiminin gerçekleştirilmesidir. Benzetim çalışmaları ile motorun referans hız değişikliklerinde ve yüklemelerindeki hız, moment ve akım değişimleri verilerek önerilen vektör denetimin performansı incelenmiştir.

1.2. Tezin Yapısı

Bu tez çalışmasında; ikinci bölümde tek-fazlı asenkron motorların yapıları, karakteristikleri ve eşdeğer devreleri tanıtılmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde, bu motorları sürmek için kullanılan sürücü devre topolojilerine yer verilmiştir.

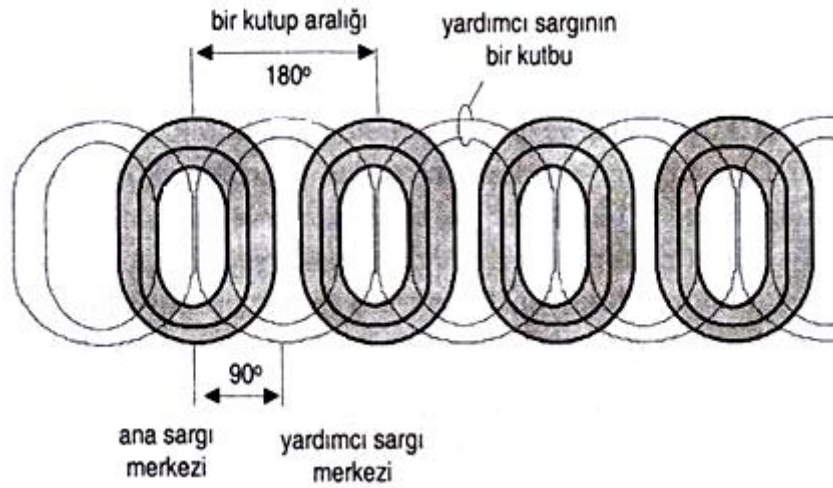
Dördüncü bölümünde, tek-fazlı asenkron motorlar için kullanılan vektör denetim metotları hakkında bilgiler verilmiştir. Ayrıca, motorun d-q dönüşümleri kullanılarak matematiksel ifadeleri elde edilmiştir.

Beşinci bölümde, dördüncü bölümde elde edilen matematiksel ifadelerden faydalanılarak tek-fazlı asenkron motorun simulink modeli oluşturulmuştur. Matlab/Simulink ortamında oluşturulan rotor akı yönlendirme ile sürücü sisteminin değişken hız ve yükler için benzetim sonuçları verilmiştir.

Tezin sonuçları altıncı ve son bölümde yer almaktadır.

2. TEK FAZLI ASENKRON MOTORLAR

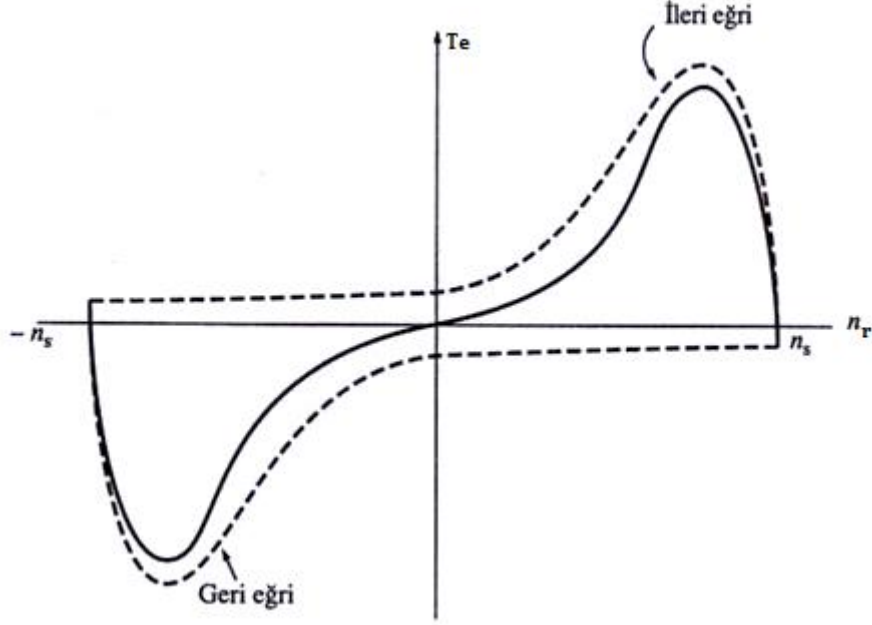
Tek-fazlı asenkron motorlar 2.2kW'ın altındaki düşük güçler için imal edilirler ve yapı olarak üç-fazlı asenkron motorlara benzerdirler [1]. Aralarındaki tek fark, statorlarına yerleştirilen sargıdan kaynaklanmaktadır. Tek-fazlı asenkron motorların statoru mıknatıslanmayı sağlayan bir ana sargı ve motorun yol alma süresince devrede olan bir yardımcı sargıdan oluşmaktadır. Yardımcı sargının kutup sayısı ana sargı ile aynıdır [2,16]. Üç fazlı motorların statorunda fazlar arasında 120° elektriksel açı olacak şekilde yapılan yerleştirme, tek-fazlı motorlarda faz sayısının bir olması nedeniyle bu şekilde uygulanamaz. Statorun sarım işleminde yalıtılmış oluklara önce ana sargı yerleştirilir ve daha sonra yardımcı sargılar yerleştirilir. Şekil 1.1'de 4 kutuplu bir motor için ana ve yardımcı sargının birbirine 90° 'lik açı farkıyla yerleştirilmiş düzeni görülmektedir.



Şekil 2.1..4-kutuplu tek-fazlı asenkron motorun ana ve yardımcı sargılarının yerleştirilmesi [2].

Tek-fazlı motorun statoru alternatif akımla beslenilmesi halinde meydana gelen manyetik alan üç fazlı motorunkinden farklıdır. Üç fazlı motorda üç fazlı akımlar stator sargılarından geçerek dönen manyetik alan oluştururlar. Hâlbuki tek-fazlıda gerek akımların faz sayısı ve gerekse sargının tek-fazlı olmasından dolayı, dönen manyetik alan meydana gelmez. Bu nedenle motorun kendi kendine yol alma özelliği yoktur. Çünkü sargıya uygulanan alternatif akımın sargıda meydana getirdiği alan zamanla ve akımın genliğine bağlı olarak değişir. Bu nedenle stator çevresinde bulunan herhangi bir noktada, manyetik alan ileri maksimum ile geri maksimum arasında titreşir. Böylece, birbirine zıt yönde dönen

ve genlikleri eşit olan iki döner manyetik alan etkisinde kalan rotor, üretilen zıt momentlerin etkisinden dolayı hareketsiz kalır [1,16,17]. Şekil 2.2’de tek-fazlı asenkron motor için hız-moment karakteristiği görülmektedir.



Şekil 2.2. Tek-fazlı asenkron motorun hız-moment karakteristiği [16].

Şekil 2.2’den görüleceği üzere hızın sıfır olduğu noktada motorun ürettiği yol alma momenti sıfırdır. Bu noktada ileri moment ters momente eşit ve zıt yönlü olmaktadır. Bu nedenden dolayı motor duruyorken moment üretemez ve kendi kendine yol alamaz. Bu durumda şebekeye bağlanmış motor kısa devre durumunda çalışır. Rotorun dönme işlemini sağlamak için var olan kuvvet dengesini herhangi bir bileşenin lehine bozmak gerekmektedir. Bunun için harici bir kuvvet ile motorun miline verilen küçük bir ilave moment dengesini bozacaktır. Hareket, harici kuvvetin verildiği yönde başlar. Motor yol almaya başlar başlamaz ileri moment üretmektedir. Motorun hızı senkron hızın altında sürekli çalışma noktası olan n_r hızına kadar yükselir ve bu hız değerinde zıt yönlü döner alanlar için farklı kayma değerleri meydana gelir. İleri döner alan bileşeni referans alındığında ve rotor n_r hızı ile döndüğü kabul edilirse, kayma 2.1 denkleminde belirtildiği gibi olacaktır [1].

$$s = s_i = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (2.1)$$

Geri döner alan bileşenine göre n_r hızı ile dönen rotorun dönme hızı ters olduğundan hız negatif değer alır ve bu durumdaki kayma denklem 2.2’de verildiği gibi olur.

$$s_g = \frac{n_s + n_r}{n_s} \quad (2.2)$$

Denklem 2.2’ki n_r yerine denklem 2.1’de verilen $(1-s)n_s$ eşitliği yazıldığı takdirde; negatif kayma:

$$s_g = 2 - s \quad (2.3)$$

olarak bulunur. İleri kayma $0 < s_i < 1$ aralığındadır ve ileri döner alan bileşeninin motor çalışma bölgesinde çalıştırarak milden çıkış gücü alınmasını sağlamaktadır. Diğer taraftan geri kayma $1 < (2-s)$ olduğundan, geri döner alan bileşeni frenleme bölgesinde çalıştırarak frenleyici etki yapar ve çıkış gücünün düşmesine neden olur. Bu nedenle tek-fazlı motorun verimi üç-fazlı motorun verimine göre çok düşük kalır (%54-80) [1,2,4].

2.1.Tek-fazlı Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi

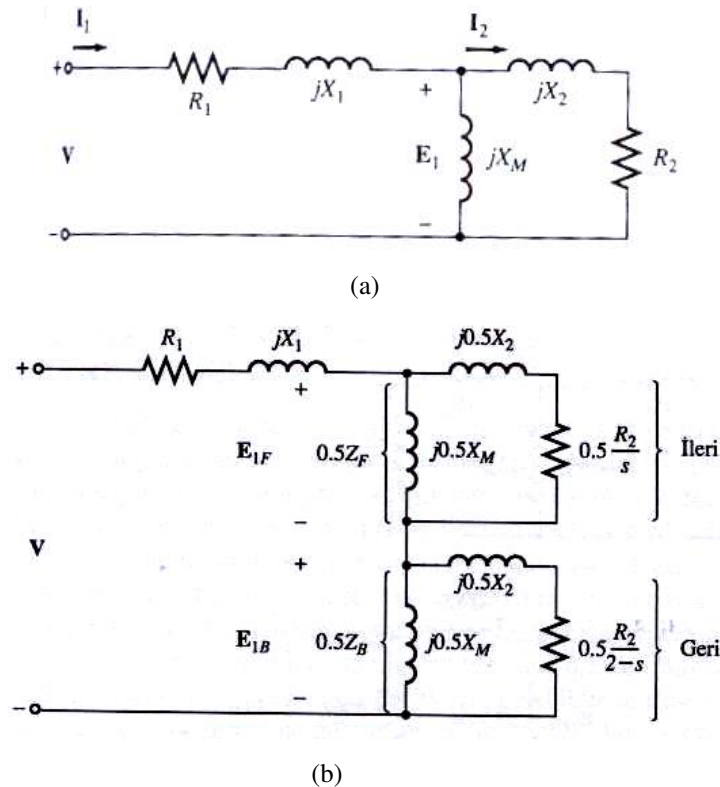
Tek-fazlı motorun eşdeğer devresi motorun durmakta olduğu ya da sabit hızla döndüğü kabul edilerek çıkarılmaktadır. Bu bölümde motorun duruyorken ele alınarak eşdeğer devresi çıkarılmış olup, kalkış, hızlanma ve yavaşlama durumları burada incelenmiştir. Bu kabul doğrultusunda, bir motorun kendi kendine kalkış yapabilmesi için en az iki sargıya ihtiyaç vardır. Bu kural motor tasarımında önemli rol oynamaktadır. Motora enerji verildiğinde dönmesini sağlayan momentin oluşumu “çift döner alan teorisi” ile tarif edilmektedir [17]. Teoriye göre, rotor durağan halde iken motorda üretilen manyetik alan, zamanla değişmektedir ve manyetik alanın herhangi bir andaki genliği;

$$B = B_m \cos \omega t \quad (2.4)$$

olarak yazılır. B_m motordaki en yüksek manyetik alan yoğunluğudur. B manyetik alan yoğunluğu B_1 ve B_2 gibi genlikleri birbirine zıt iki bileşene ayrılabilir [17]. Rotorda indüklenen gerilimi de bu iki zıt manyetik alan yoğunluğu meydana getirmektedir.

Durağan haldeki tek-fazlı asenkron motorun sekonderi kısa devre edilmiş bir transformatör gibi davrandığı için eşdeğer devresi transformatörün eşdeğer devresi gibidir. Bu eşdeğer devre Şekil 2.3a'da gösterilmektedir. Burada stator sargısına uygulanan gerilimin meydana getirdiği akım mıknatıslanmayı sağlamaktadır. Şekil 2.3a'da R_1 ve X_1 stator sargısının direnç ve reaktansını, X_M mıknatıslanma reaktansı ve R_2 ve X_2 rotorun direnç ve reaktansının indirgenmiş değerleridir. Eşdeğer devrede çekirdek kayıpları gösterilmemiştir.

Motor duruyorken motorun hava aralığında titreşen akının motordaki iki eşit ve zıt manyetik alana ayrıldığı bir önceki bölümde belirtilmişti. Zıt yönde dönen bu alanların genlikleri bir fazda üretilen alan genliğinin yarısı olmaktadır. Bunlar rotor devresinde eşit miktarda omik ve reaktif gerilim düşümleri meydana getirirler ve akımları kendilerine ait devrelerden akar. Şekil 2.2b'de verilen tek-fazlı asenkron motorun eşdeğer devresi, güç ve momentin hem ileri ve hemde geri yön bileşenlerinin olması haricinde üç-fazlı eşdeğer devreye benzerdir. Üç fazlı motorlar için uygulanan genel güç ve moment bağıntıları tek-fazlı motorun ileri yada geri yön bileşenleri içinde uygulanır ve motordaki net moment ve güç, ileri ve geri yön bileşenleri arasındaki farktır [16,18,19].



Şekil 2.3. Tek-fazlı asenkron motorun eşdeğer devresi (a) Durma halinde ($s=1$), (b) Normal hızda çalışma durumu için ($0 < s < 1$).

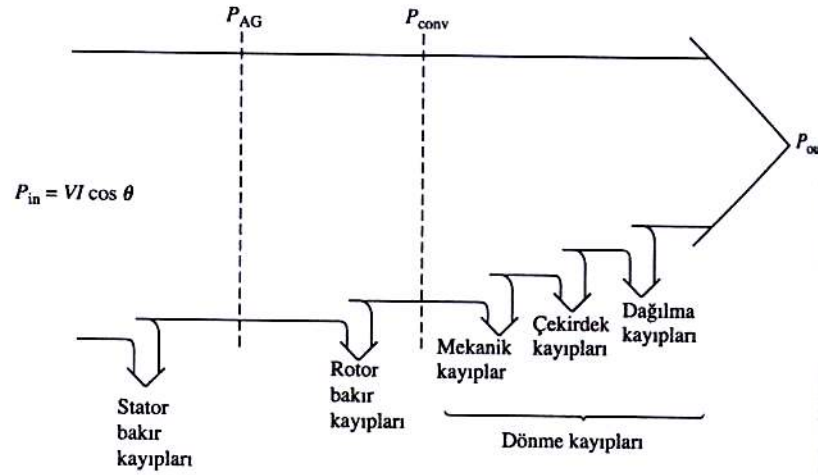
Tek-fazlı asenkron motorun güç akış diyagramı ise Şekil 2.4’de verilmiştir. Motorun giriş akımının hesabını yapmak için pozitif ve negatif bileşenlere ait rotor devrelerinin eşdeğer empedansları aşağıdaki gibidir [1,16].

$$Z_F = R_F + jX_F = \frac{(R_2/s + jX_2)(jX_M)}{(R_2/s + jX_2) + jX_M} \quad (2.5)$$

$$Z_B = R_B + jX_{BF} = \frac{(R_2/(2-s) + jX_2)(jX_M)}{(R_2/(2-s) + jX_2) + jX_M} \quad (2.6)$$

İleri yön rotor devresi modeli Z_F çok basittir. Çünkü bu durumda bir indüksiyon motor prensibi oluşmakta ve rotorun hızı ve yönü statorun senkron hızı ve yönüne bağlı olmaktadır. Yukarıdaki empedans denklemlerinden motor duruyorken ($n_r=0$ ve $s=1$) $Z_F=Z_B$ olmaktadır. Tek-fazlı asenkron motorun stator sargılarından akan akım Z_F ve Z_B cinsinden aşağıdaki gibi olacaktır.

$$I_1 = \frac{V}{R_1 + jX_1 + 0.5Z_F + 0.5Z_B} \quad (2.7)$$



Şekil 2.4. Tek-fazlı asenkron motorun güç akış diyagramı [16].

Tek-fazlı asenkron motorun eşdeğer devresinden yararlanılarak stator giriş gücü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_{in} = VI_1 \cos \theta_1 \quad (2.8)$$

Burada θ_1 ; V ile I_1 arasındaki açıdır. Bu giriş gücünün bir kısmı stator sargı dirençleri üzerinde harcanır ve stator bakır kayıpları olarak ifade edilir.

$$P_{ls} = I_1^2 R_1 \quad (2.9)$$

Hava aralığında statordan rotora geçen güç, pozitif ve negatif bileşenlerin toplamıdır. İleri yön hava aralığı gücü $0.5R_2/s$ tarafından tüketilen güçtür ve geri yön hava aralığı gücü ise $0.5R_2/(2-s)$ tarafından tüketilen güç olmaktadır.

$$P_{AG} = P_{AG,F} + P_{AG,B} \quad (2.10)$$

$$P_{AG} = \frac{I_1^2 R_2}{s} + \frac{I_1^2 R_2}{2-s} = \frac{2I_1^2 R_2}{s(2-s)} \quad (2.11)$$

Hava aralığı elektromanyetik momente karşılık gelen güç ise, ileri ve geri bileşen güçleri arasındaki farktır. Çünkü bileşenlerden biri frenleme etkisi yapmaktadır. Hava aralığındaki moment ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_e = \frac{P_{AG,F} - P_{AG,B}}{\omega_s} = \left(\frac{I_1^2 R_2}{s} - \frac{I_1^2 R_2}{2-s} \right) \frac{1}{\omega_s} \quad (2.12)$$

Rotor bakır kayıpları ileri manyetik alan nedeniyle oluşan rotor bakır kayıpları ile ters manyetik alan sayesindeki rotor bakır kayıplarının toplamı olarak bulunabilir.

$$P_{lr} = P_{lr,F} + P_{lr,B} \quad (2.13)$$

$$P_{lr,F} = sP_{AG,F} \quad (2.14)$$

$$P_{lr,B} = (2-s)P_{AG,B} \quad (2.15)$$

2.2.Tek-fazlı Asenkron Motorlara Yol Verme

Tek-fazlı asenkron motorun kendiliğinden yol alma momentine sahip olmadığı bir önceki bölümde açıklanmıştı. Motora yol verebilmek için birbirine ters dönen iki manyetik

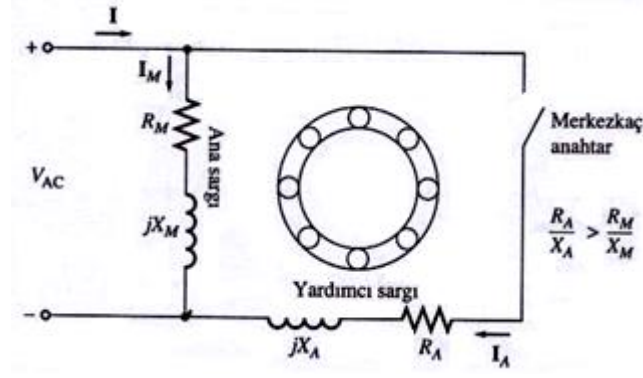
alanın meydana getirdiği dengenin bozulması gerekmektedir. Bunun için aralarında ψ açısı kadar fark olan iki vektörün genliklerinin, açılarının veya her ikisinin birden eşitlik durumundan çıkartılması gerekir. Tek-fazlı asenkron motorlarda bu işlemi gerçekleştirmek için en çok kullanılan yol verme yöntemleri aşağıda verilmiştir.

- i. Yardımcı sargılar
- ii. Kondansatörlü sargılar
- iii. Gölge stator sargıları

2.2.1. Yardımcı sargılı motorlar

Yardımcı sargılı bir motor bir ana sargı diğeri yardımcı sargı olmak üzere iki stator sargısı olan tek-fazlı asenkron motordur. Motorun ana sargısı stator oluklarının $2/3$ 'üne ve yardımcı sargısı ise $1/3$ 'üne aralarında 90° elektriksel açı olacak şekilde yerleştirilmektedir.

Yardımcı sargının X_y/R_y oranı küçük yapılarak yardımcı sargı akımı ile ana sargı akımı arasında bir faz farkı üretilir. Sargı eksenleri arasında bir faz farkı olduğundan bir döner alan meydana gelir ve motor yol alır. Motorun ilk kalkınması anında yardımcı sargı, ana sargının manyetik alanını destekleyecek yöndedir. Fakat rotor devri, nominal devrine yaklaştıkça bu kez yardımcı sargı hem ana sargı ve hem de rotor sargısı üzerinde ters etki yapar. Motorun normal çalışmasını engellemesi nedeniyle, yardımcı sargı merkezkaç anahtarı ile motor devri senkron hızın $\%60-80$ 'nine ulaştığında devreden çıkartılacak şekilde tasarlanır. Eğer motor, normal devrine ulaştığı halde yardımcı sargı devreden çıkartılmazsa ince kesitli yardımcı sargıdan fazla akım geçeceğinden sargılar ısınır ve bir süre sonra da yanar. Yol alma süresince iki sargı birbirine ve aynı zamanda besleme kaynağına paralel bağlı durumdadır. Şekil 2.5'de bu tip motorun elektriksel devresi ve yol alma süresince motordaki akımları gösteren fazör diyagramı verilmiştir [16].



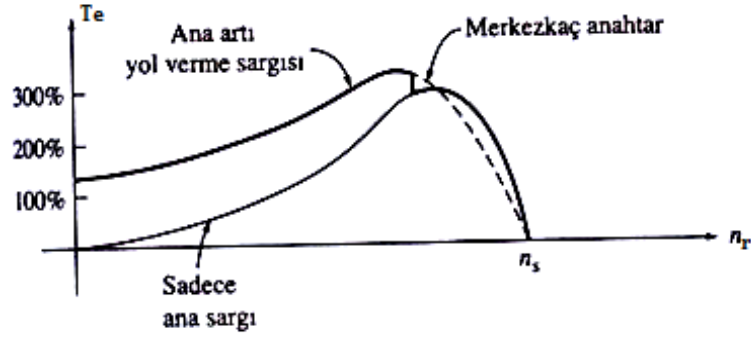
(a)



(b)

Şekil 2.5. Yardımcı sargılı tek-fazlı asenkron motor. (a) Eşdeğer devresi, (b) Fazör diyagramı

X_y/R_y oranının küçük yapmak için, yardımcı sargı küçük çaplı ince iletkenlerden imal edilerek direnci büyük yapılır. Öte yandan yardımcı sargılar olukların ağzına yakın yerleştirilerek X_y reaktansıda küçük yapılır. Bu şekilde sargıdaki akımın ana sargıdaki akımın ilerisinde olması sağlanır. Böylece yardımcı sargı akımı ile ana sargı arasındaki bu faz farkı başlama momentini üretir ve motor hızlanmaya başlar. Hat akımı I , I_M ve I_A 'nın fazör toplamına eşittir. Bu tip bir motorun hız-moment karakteristiği Şekil 2.6'da verilmiştir. Başlangıçta elde edilen moment tam yük momentinin %150'si kadardır. Motorun hızı artığında momente artar ve tam yükün %250'ine kadar ulaşabilmektedir. Merkezkaç anahtarı ile yardımcı sargı devre dışına alındığında sadece ana sargı devrede kalır. Motorun dönüş yönünü değiştirmek için yardımcı sargının ürettiği manyetik alanın yönünü değiştirmek gerekir. Bunun için yardımcı sargının içinden geçen akımın yönü değiştirilir.



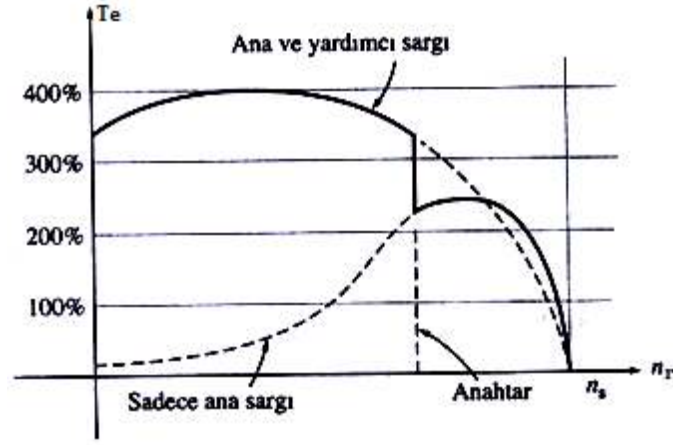
Şekil 2.6. Yardımcı sargılı tek-fazlı asenkron motorun hız-moment karakteristiği [16].

Yardımcı sargılı motorlar düşük yol alma akımı ile düşük başlatma momentine sahiptirler. Çok fazla yol alma momenti istenmeyen düşük güçlü uygulamalar için kullanılmaktadırlar.

2.2.2. Kondansatör yol vermeli motorlar

Birbirine zıt dönen iki alan vektörünün aralarındaki açığı 90° 'den farklı yapmanın bir yolu; yardımcı sargıya seri olarak bobin veya kondansatör bağlamaktır. Birinci seçenek sargı empedansının artmasına ve sargı akımının azalmasına neden olur. Bu durumda yardımcı sargı tarafından üretilen moment de azalır. İkinci seçenekte ise, kondansatörün sığası yeterli büyüklükte seçilirse, yardımcı sargının bulunduğu devrenin empedansı azalır ve sargıdan geçen akım büyür. Dolayısıyla moment de artmış olur. Bu şekildeki bir yol verme yöntemi ile tam yük momentinin %300'ünden daha fazla başlangıç momentü üretilebilir [16].

Kondansatör yol vermeli tek-fazlı asenkron motor için hız-moment karakteristiği şekil 2.7'de verilmiştir. Kalkış süresince ana ve yardımcı sargılar birlikte çok yüksek başlatma momentü üretirler. Motor yeterli hıza ulaştıktan sonra merkezkaç anahtar yardımıyla yardımcı sargı ve kondansatör devre dışı bırakılır. Bu noktadan sonra sadece ana sargı moment üretmeye devam eder.



Şekil 2.7. Kondansatör yol vermeli motorun hız-moment karakteristiği

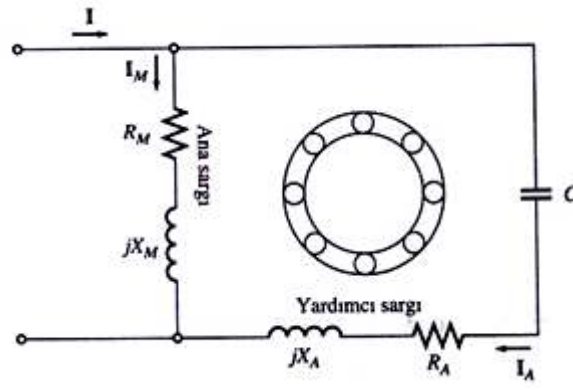
Yardımcı sargıya seri bağlanan kondansatörün durumuna göre 3 farklı bağlantı seçeneği vardır [1]:

- i. Kondansatör sadece yol vermek için devrededir.
- ii. Kondansatör sürekli olarak devrededir.
- iii. İki kondansatör kullanılır. Bunlardan biri sürekli devrede tutulur, diğeri ise sadece yol vermek için geçici olarak devrededir.

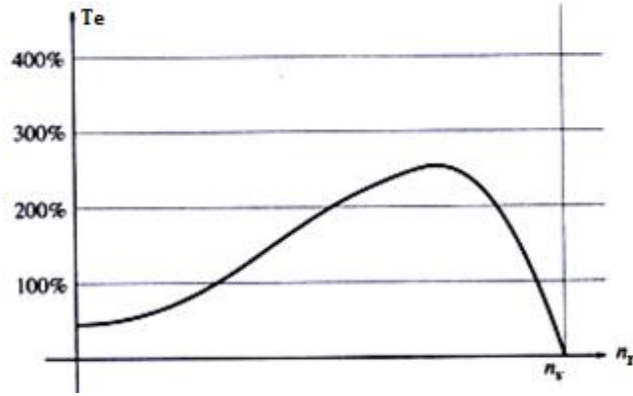
Yüksek başlatma momentine sahip olan kondansatör yol vermeli motorlar çok sık devir yönü değişikliği istenen veya yüklü olarak başlatma gerektiren uygulamalarda kullanılmaktadır.

2.2.2.1. Sürekli kondansatörlü tek-fazlı asenkron motorlar

Bu tip motorlarda yardımcı sargıya seri bağlı kondansatör çalışma süresi boyunca hep devrede kalmaktadır. Sürekli kondansatörlü motor iki fazlı motor gibi olmasına karşın tek-fazlı şebekeden beslenmektedir. Kondansatörün iki amacı vardır; motora yol vermek ve sürekli duruma eriştikten sonra düşük olan güç faktörünü yükseltmek. Bu motorların başlangıç momentleri kondansatör yol vermeli motorlardan daha düşük yol verme momentlerine sahip olmaktadır ve herhangi bir merkezkaç anahtar gerektirmemektedirler. Şekil 2.8'de sürekli kondansatörlü motorun eşdeğer devresi ile birlikte hız moment karakteristiği verilmiştir [16].



(a)

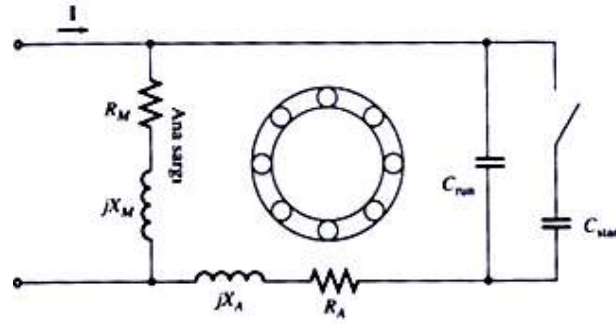


(b)

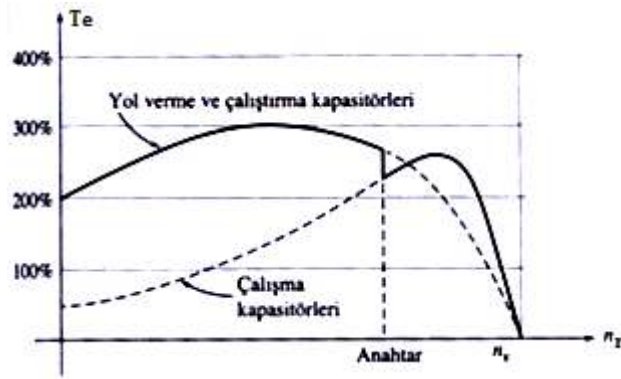
Şekil 2.8. Tek-fazlı sürekli kondansatörlü motor. (a) Eşdeğer devre, (b) Hız-moment karakteristiği

2.2.2.2. İki kondansatörlü tek-fazlı asenkron motorlar

İki kondansatörlü motorlarda, kondansatörlerden bir tanesi sürekli olarak devrede tutulurken, buna paralel bağlı olan ikincisi merkezkaç anahtar yardımıyla motor hızı belirli bir devire ulaştıktan sonra devreden çıkartılmaktadır. Bu tip motorlarda yol alma süresince yüksek kapasitans değerinde, normal çalışma anında ise düşük bir kapasitans değerinde çalıştırılırlar. Böylece yol alma anında yüksek başlatma momenti sağlanılmasının yanı sıra normal çalışma anında ise güç faktörü artırılmaktadır. Şekil 2.9’da iki kondansatörlü tek-fazlı asenkron motorun eşdeğer devresi ve hız-moment karakteristiği verilmiştir [16].



(a)



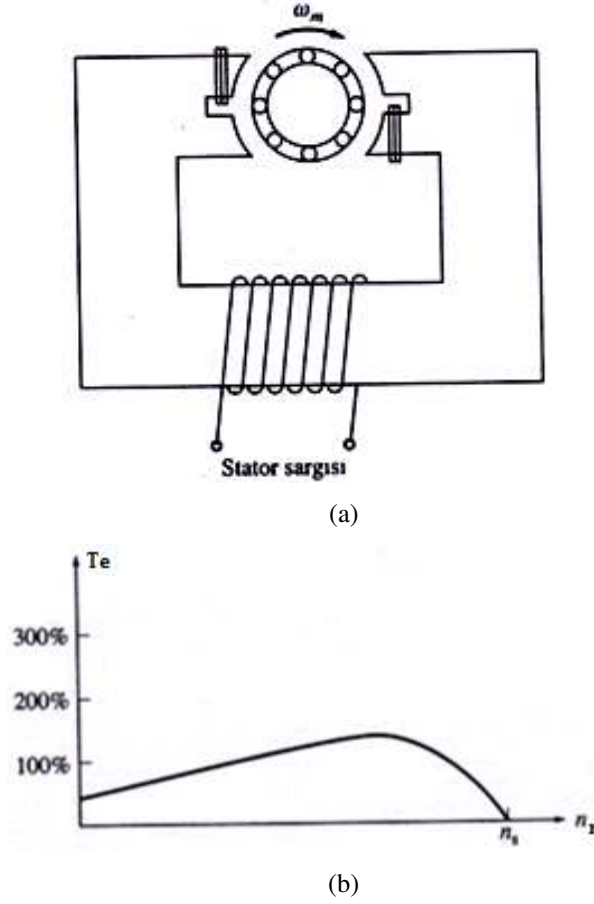
(b)

Şekil 2.9. Tek-fazlı iki kondansatörlü motor. (a) Eşdeğer devre, (b) Hız-moment karakteristiği

2.2.2.3. Gölge kutuplu tek-fazlı asenkron motorlar

Gölge kutuplu tek-fazlı asenkron motor sadece ana sargısı olan bir motordur. Yardımcı sargı yerine çıkık kutuplara sahiptir ve ana sargılar çıkık kutuplar üzerine sarılmıştır. Gölge kutuplar kısa devre edilmiş bakır halkalardan yapılır ve stator kutuplarının belli bir kısmına yerleştirilir. Gölge kutup kullanılmasının amacı ana kutuptan geçen manyetik akının belirli bir bölgedeki kısmının fazını geciktirmektir. Böylece ana kutbun gölge kutup dışında kalan kısmındaki manyetik akı maksimum değerine gölge kutup akısından önce ulaşır. Gölge kutup ve ana kutbun geri kalan kısmının manyetik akıları arasında faz farkının oluşmasından dolayı motor bir yol alma momenti üretir. Dönme hareketi her zaman, kısa devre edilmiş halkanın bulunmadığı taraftan bakır halkaların bulunduğu tarafa doğrudur. Bu motorlarda bir kutupta bir adet kısa devre edilmiş halka olduğundan devir yönü değiştirmek olanaksızdır. Devir yönünü değiştirmek için her bir kutup yüzeyinde iki gölgelendirme sargısı yerleştirilmelidir. İstenen devir yönüne göre, kutuplardaki gölge sargılarının uçları

kısa devre edilir. Diğer gölge sargılarının uçları açık devre bırakılır. Gölge kutuplu motorun hız-moment karakteristiği Şekil 2.10'da verilmiştir.



Şekil 2.10. Gölge kutuplu asenkron motor. (a) Yapısı, (b) Hız-moment karakteristiği [16]

Gölge kutuplu asenkron motorlar diğer tek-fazlı asenkron motorlara göre daha küçük yol verme momenti üretirler ve verimleri düşük olmaktadır.

2.3. Tek-fazlı Motorlarda Devir Yönü Değişikliği

Tek-fazlı motorların devir yönünü değiştirmek için ana sargının veya yardımcı sargının uçlarını yer değiştirmek yeterli olmaktadır. Bu sargılardan herhangi birinin uçlarının yer değiştirilmesi ile stator alanının dönüş yönü ters çevrilir. Sonuç olarak da rotorun dönüş yönü değiştirilir. Merkezkaç anahtarı ile kontrol edilen yardımcı sargılı tek-fazlı motorun devir yönü değiştirilemez. Eğer ana sargı uçları yer değiştirilirse motor aynı yönde dönmesine devam edecektir. Devir yönünü değiştirmek için önce motor durdurulmalı, sonrada sargılardan sadece birinin uçları yer değiştirilmelidir. Sürekli kondansatörlü tek-fazlı motorlarda ise motor çalışırken devir yönü değiştirilebilir [2].

2.4.Tek-fazlı Motorlarda Devir Ayarı

Üç fazlı asenkron motorlarda olduğu gibi yardımcı sargılı motorların devir sayıları, kutup sayılarına ve şebeke frekansına bağlıdır. Bunların dışında besleme gerilimi değiştirilerek de devir ayarı yapılabilir. Ancak $M = K \times U^2$ formülünden de görüleceği gibi motorun momenti gerilimin karesi ile doğru orantılıdır. Gerilim azaltılırsa moment de azalır. Momentin düşmesinde sakınca olmayan uygulamalarda bu yöntem kullanılabilir. Yardımcı sargılı motorların boştaki devir sayıları ile tam yük altındaki devir sayıları %2.5 ile %5 arasında değişir. Bunun için üç fazlı asenkron motorlarda olduğu gibi bu motorların da devirleri sabittir.

İki devirli yardımcı sargılı motor elde edebilmek için iki ayrı ana sargıya ve iki ayrı yardımcı sargıya ihtiyaç vardır. Örneğin, statora 4 kutuplu ana ve yardımcı sargılar yerleştirildikten sonra 2 kutuplu ana ve yardımcı sargılar yerleştirilir. Böylece İki değişik devir elde edilir.

Tek-fazlı motorlar 0 ile 650 Hz arasındaki frekanslarda çalıştırılarak geniş aralıklı bir devir ayarı imkânı vardır. Tek-fazlı motorlar, küçük güçlü olarak yapıldıklarından devir ayarı problemi üç fazlı olan motorlara göre zordur ve besleme geriliminin frekansını değiştirilmesi yoluyla devir ayarı masraflı olmaktadır. Bu nedenle tek-fazlı motorlarda frekans değiştirilerek devir ayarının pek yapılmamaktadır.

Çok küçük güçteki tek-fazlı motorlarda bazen statora seri bağlanan dirençle devir ayarı yapılır. Ancak besleme geriliminin karesi ile motorun devrilme ve kalkış momenti düşer. Bu nedenle bu tür devir ayarı da kullanılmamaktadır.

Yük altında çalışan bir yardımcı sargılı motora uygulanan gerilim azaltılırsa motorun döndürme momenti, uygulanan gerilimin karesine bağlı olarak azalacaktır. Döndürme momentinin azalması, motorun devrinin düşmesine, kaymanın büyümesine neden olur. Kaymanın artması, rotordaki bakır kayıplarının artmasına sebep olduğu halde, küçük motorlarda bu kayıp ihmal edilebilir (Rotor bakır kaybı önemsenmeyecek bir değerdedir.). Bu da motorun devrinin düşmesine neden olur.

3. TEK FAZLI ASENKRON MOTORLAR İÇİN EVİRİCİ TOPOLOJİLERİ

Son yıllarda ayarlanabilir hızlı tek-fazlı asenkron motor sürücülerinde gözle görülebilir çalışmalar yapılmaktadır. Literatürde, düşük güçlü yüksek performanslı tek-fazlı asenkron motorlar için farklı evirici topolojileri önerilmiştir [20,21]. Bu topolojilerde kullanılan güç elektroniği devre elemanlarının kontrol edilmesiyle motora uygulanan gerilimin denetimi sağlanarak motorun hız denetimi gerçekleştirilmektedir. Yapılan ilk çalışmalarda, AA hat kömütasyonlu tristörler kullanılmıştır. Ancak tristör elemanı içeren topolojilerde; geride güç faktörü, hem motor sargılarında ve hem de kaynak gerilimi/akımında harmonik bozulmalar ve motora güç akışının süreksizliği gibi bir takım dezavantajları mevcut olmaktadır [20]. Son yıllarda hat kömütasyonlu AA kıyıcıların yerini Darbe Genişlik Modülasyonlu (DGM) işaretler ile denetlenen AA kıyıcı devreler almaktadır. Bu devrelerde akımın serbest dolaşım yolu eklentisi ile (boşluk yolu) yukarıda bahsedilen problemler iyileştirilmiş ve toplam devre performansı artırılmıştır. DGM denetimli AA kıyıcılar tristör teknoloji AA kıyıcılar ile kıyaslandığında; sinüzoidal giriş-çıkış akım/gerilim dalga şekilleri, daha küçük giriş-çıkış filtre parametreleri, iyileştirilmiş giriş güç faktörü, daha iyi bir geçici cevap karakteristiği ve harmonik içeriklerde önemli bir azalma sağlanabilmektedir.

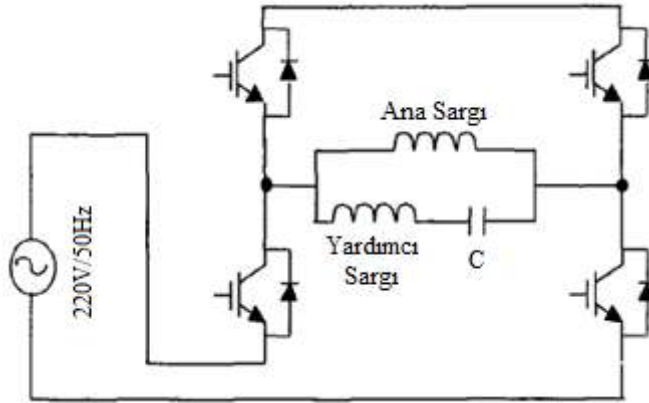
Aşağıda tek-fazlı asenkron motorları beslemek için kullanılan evirici topolojilerin; devre yapıları, çalışma prensipleri ve avantaj dezavantajlarına göre tanıtımı yapılmıştır.

3.1. Tek-fazlı AA/AA Kıyıcı

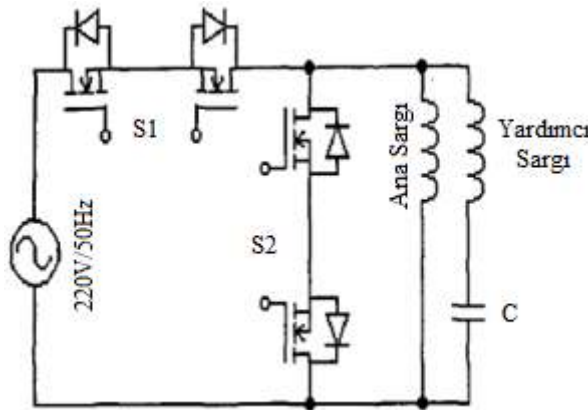
Tek-fazlı asenkron motorun değişken hızlarda çalışması triak veya antiparalel bağlı tristörler kullanılarak motora uygulanan gerilimin denetlenmesi yoluyla gerçekleştirilebilmektedir. Ancak bu yolla gerilim denetimi yapıldığında, kaynağa harmonik ekleme ve düşük güç faktörü ve bunlara ek olarak sınırlı hız değerlerinde çalışma gibi problemler olmaktadır [20]. Harmonik eklemeyi minimize etmek için önerilen topolojiler Şekil 3.1 ve Şekil 3.2’de verilmiştir. Bu şekildeki yapılarda sadece 4 güç anahtarı kullanılarak tek-fazlı asenkron motor beslenilmektedir. Bununla birlikte önerilen bu topolojilerde, endüktif yük akımını iki yönlü anahtarlardan birinden diğerine geçişini

sağlamak anahtarların sonlu iletim/kesime gitme sürelerine sahip olmaları nedeniyle bir takım zorluklar içermektedir.

Şekil 3.2’de S_1 ve S_2 çift yönlü gerilim denetimli güç anahtarlarıdır. S_1 ’in denetlenmesiyle giriş AA geriliminin motor uçlarına uygulanıp uygulanmaması sağlanmaktadır. S_2 anahtarı ise motor akımı için serbest dolaşım yolunu (boşluk yolu) oluşturmaktadır. Devre; aktif, ölü zaman ve boşluk yolu olmak üzere üç çalışma moduna sahiptir. Aktif çalışma modunda, girişten çıkışa doğru S_1 anahtarı yoluyla motora enerji sağlanır. S_1 kesime alındığında S_2 yoluyla stator devresi boşluk yoluyla kısa devre edilmektedir. Motor uçlarındaki gerilim sıfır olmakta ve motor akımı S_2 üzerinden devresini tamamlamaktadır. S_1 ve S_2 çift yönlü anahtarlar olduğu için uygulanan DGM sinyalleri ölü-zaman süreleri dikkate alınarak oluşturulmalıdır. Çünkü akım yolu aynı olan anahtarların eş zamanlı olarak iletme girmesini önlemek için bu şekilde bir önlem zorunludur. Bu şekilde yapılan bir düzenleme ölü-zaman çalışma modu olarak adlandırılmaktadır.



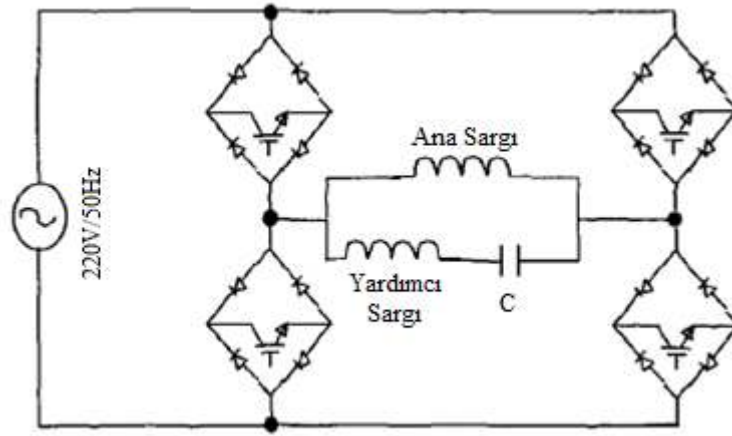
Şekil 3.1. TFAM denetimi için AA/AA alçaltıcı (buck) dönüştürücü



Şekil 3.2. AA/AA dönüştürücü

3.2. Tek-fazlı AA/AA Cyclo Dönüştürücü

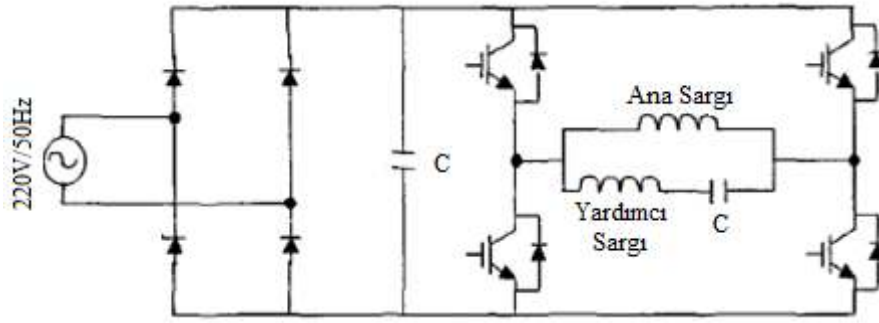
Şekil 3.3’de verilen bu topoloji, bir önceki topolojinin genişletilmiş halidir. Motora uygulanan gerilimin frekansını ve genliğini denetlemek için giriş AA sinyali doğrudan dönüştürülmektedir. Burada da bir DA hat kondansatörünün kullanılmasına gerek yoktur. Tek-fazlı AA/AA cyclo dönüştürücü ile motor momenti ve akımı bir önceki topolojiden çok daha iyi bir şekilde denetlenebilir ve hızın değişimi daha geniş bir aralıkta elde edilebilir. Bununla birlikte, bir önceki devreye göre 12 adet ekstra diyot kullanılması ve düşük hız değerlerinde verimin daha düşük olması gibi dezavantajları mevcuttur. Düşük hızlarda, Toplam Harmonik Bozulma (THB) oldukça önemlidir ve motor akımı önemli bir süreksizliğe sahip olmaktadır [20].



Şekil 3.3. Bir-fazlı AA/AA cyclo dönüştürücü

3.3. Tek-fazlı Tam Köprü DGM Evirici Sürücü

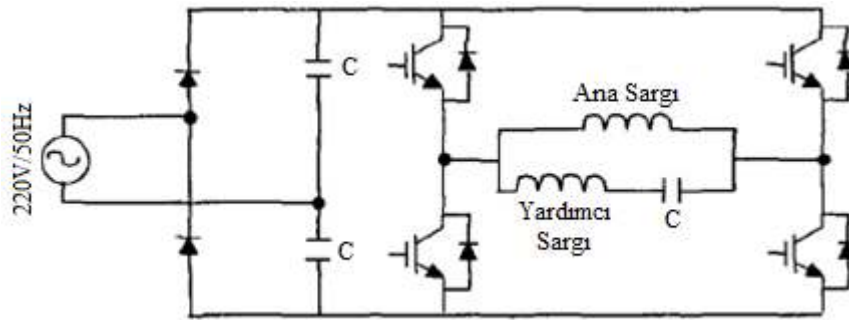
Şekil 3.4’te tam köprü diyot doğrultucu ve tam köprü IGBT evirici devresi verilmiştir. Devrede motor tarafından ihtiyaç duyulan reaktif gücün karşılanması için DA hatta bir kondansatörün kullanılması gereklidir. Ayrıca bu topolojide, bir başlangıç kondansatörü de kullanılmaktadır.



Şekil 3.4. Tek-fazlı DGM evirici devresi

3.4. Yarım Köprü Doğrultuculu Tek-Fazlı Tam Köprü DGM Evirici

Devre topolojisi Şekil 3.4’de verilen devreye benzerdir ancak burada yarım köprü doğrultucu kullanılmıştır. Şekil 3.5’de verilen devrede, iki adet diyotun eksiltilmesinin yanında aynı DA hat gerilim dalgalanmasını elde etmek için daha yüksek kapasite değerine sahip olan kondansatörler kullanılmalıdır. Bu topoloji ile moment ve hız dalgalanmaları azaltılmakta, daha düşük titreşimler ve daha düşük gürültü sağlamak mümkün olmaktadır.

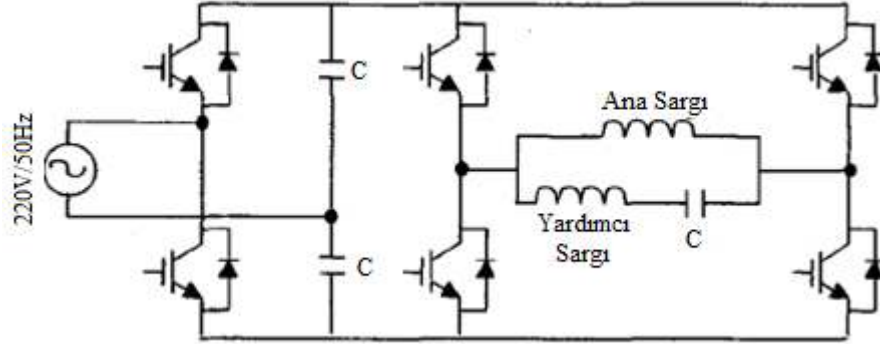


Şekil 3.5. Yarım köprü doğrultuculu tek-fazlı tam köprü DGM evirici konfigürasyonu

3.5. Kontrollü Doğrultuculu Tam Köprü DGM Evirici

Şekil 3.6’da verilen devre topolojisi, Şekil 3.5’in genişletilmiş devresidir. Bu devre bir önceki devreye göre ekstra avantajlara sahiptir. Aktif doğrultucu olarak kullanılan iki adet IGBT ile kaynak akımı denetlenebilmektedir. Bu durumda, kontrollü doğrultucunun giriş akımının THB’si iyileştirilir ve aynı zamanda giriş güç faktörü artırılabilir. Bu sürücü sistemi sayesinde tek-fazlı asenkron motor, ileri yönde ve ters yönde geniş hız

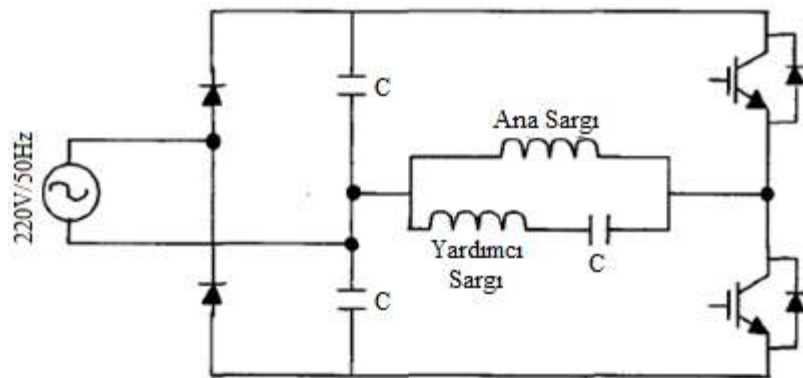
aralığında denetlenebilir, yaklaşık birim güç faktöründe ve aynı zamanda regeneratif çalışma sağlanabilmektedir [20].



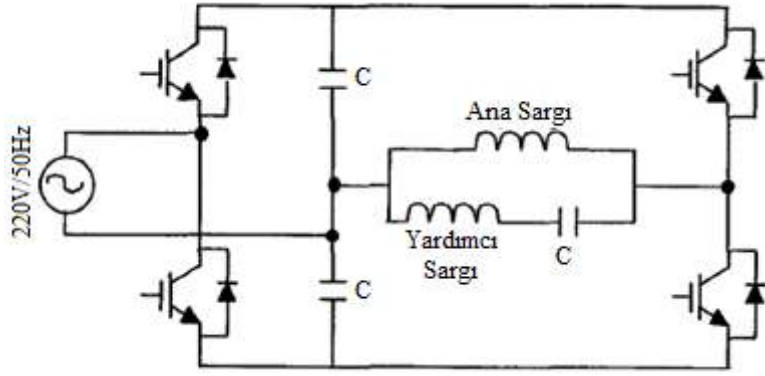
Şekil 3.6. Kontrollü yarım köprü doğrultuculu tek-fazlı tam köprü DGM evirici

3.6. Yarım Köprü Doğrultuculu Yarım Köprü DGM Evirici

Şekil 3.7’de verilen bu topolojide bir yarım köprü doğrultucu kullanılmıştır. Eğer kondansatörlerin gerilim dengesinin sağlanması istenirse devre Şekil 3.8’de verildiği gibi düzenlenmelidir. Bu durumda girişte kullanılan iki diyot doğrultucu yerine paralel diyot konfigürasyonlu iki IGBT anahtarı kullanılmalıdır.



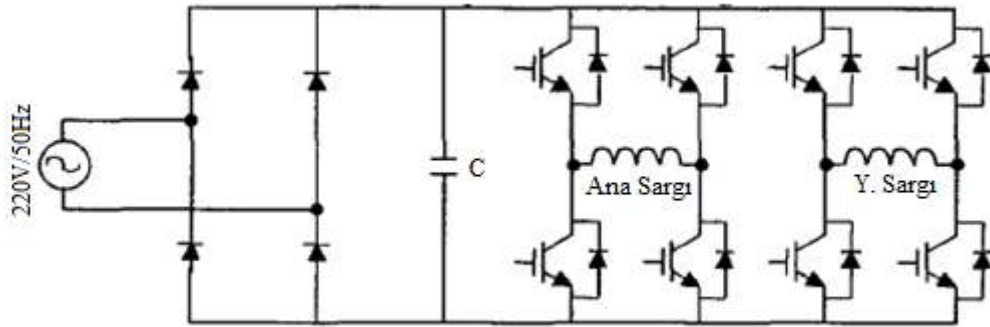
Şekil 3.7. Yarım köprü doğrultuculu tek-fazlı köprü DGM evirici



Şekil 3.8. Kontrollü yarım köprü doğrultuculu tek-fazlı DGM evirici

3.7. İki-Fazlı Tam Köprü DGM Evirici

Şekil 3.9’da verilen iki-fazlı DGM evirici motor sürücü devresinde, her bir sargıyı beslemek için birer H-köprü kullanılmaktadır. Böylece, iki-fazlı gerilimler ve akımlar birbirinden bağımsız olarak denetlenebilmektedir. Bu topoloji ile alan yönlendirmeli kontrolü gerçekleştirmek mümkün olmaktadır. Şekle dikkat edilirse, 8 adet güç anahtarı kullanılmıştır. Bununla birlikte, ana ve yardımcı sargılar ayrı olarak beslenilmekte ve motor için herhangi bir başlangıç AA kondansatörü gerektirmemektedir.

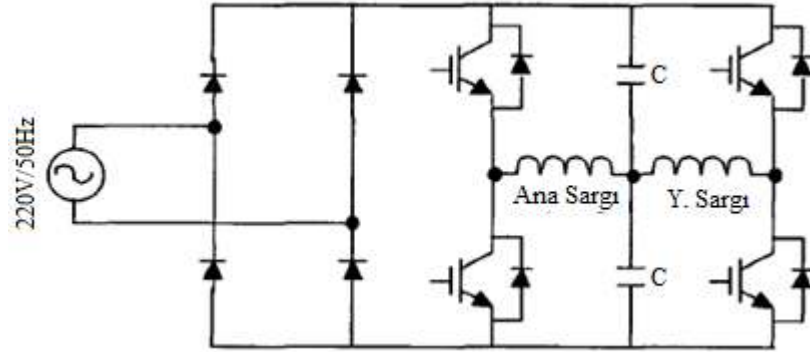


Şekil 3.9. İki-fazlı tam köprü DGM evirici

3.8. İki-Fazlı Yarım Köprü DGM Evirici

Bu topoloji Şekil 3.9’da verilen devrenin yarım köprü versiyonudur. İki fazlı yarım köprü DGM eviricide 4 anahtar kullanılmaktadır (Şekil 3.10). Burada, motor sargılarına karşılık gelen gerilim DA hat geriliminin yarısı olmaktadır. Bu durumda motor, nominal

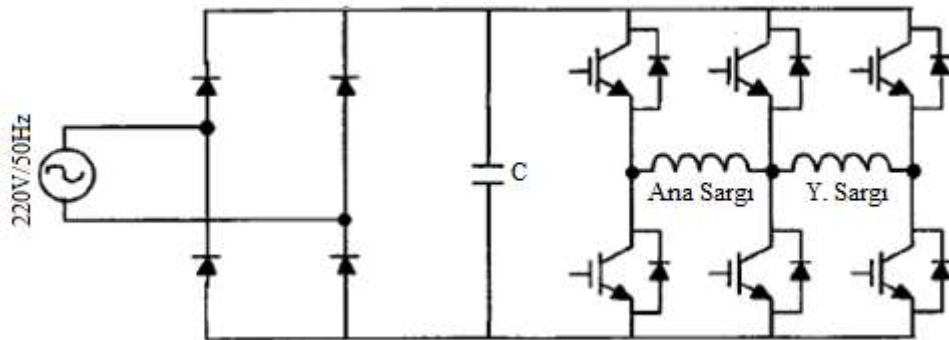
gerilimin yarısı altında çalışacaktır. Aynı zamanda bu topoloji ile DA hat kondansatörlerine karşılık gelen gerilimler dengeli yapılabilmektedir.



Şekil 3.10. İki-fazlı yarım köprü DGM evirici

3.9. İki-Faz DGM Evirici

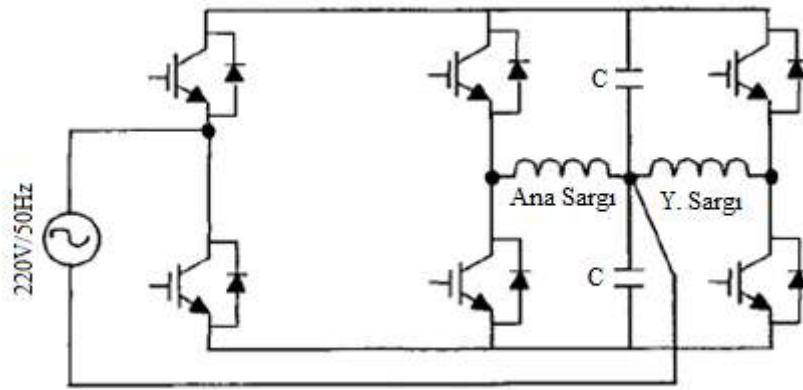
Şekil 3.11’de verilen bu topoloji altılı paket akıllı güç modülü (IPM) kullanmaktadır. Devrede 6 adet IGBT güç anahtarı bulunmaktadır. Bu yapıda DA hat gerilimini bölmeye gerek yoktur. Bununla birlikte motor sargılarına karşılık gelen gerilim doğrultulmuş gerilimin yarısı olduğundan bir önceki topoloji ile aynı probleme sahiptir [20]. Bu evirici topolojisinde, kullanılan DGM stratejilerine bağlı olarak dönüştürücünün maksimum kullanımı sağlanarak iki fazlı çıkış gerilimleri (dengeli veya dengesiz) elde edilebilmektedir.



Şekil 3.11. İki faz DGM evirici

3.10. Kontrollü Doğrultuculu İki-Faz DGM Evirici

Şekil 3.11'deki diyotlar yerine IGBT anahtarları kullanılması durumunda giriş akımı ve buna bağlı olarak giriş güç faktörü ve THB değerleri denetlenebilmektedir (Şekil 3.12). Bu topolojide kullanılan DGM tekniğine bağlı olarak motor tam yük değerlerinde çalıştırılabilmektedir. Bununla birlikte bu topolojide, DA hat kondansatörlerinin dengeli tutulması çok önemli olmaktadır. Bunun için kondansatörlerin gerilimlerini dengelemek için ekstra algoritmalar geliştirilmelidir.



Şekil 3.12. Kontrollü doğrultuculu iki-faz DGM evirici

3.11. DGM'li işaret üretimi

Tek fazlı asenkron motorların ana ve yardımcı sargıları yukarıda bahsedilen evirici yapıları üzerinden beslemek için en sık kullanılan Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) teknikleri şunlardır:

- Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM),
- Harmonik Eliminasyonu Darbe Genişlik Modülasyonu (HEDGM),
- Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM).

Geliştirilen bu DGM teknikleri ile aşağıdaki kriterler sağlanmaya çalışılır.

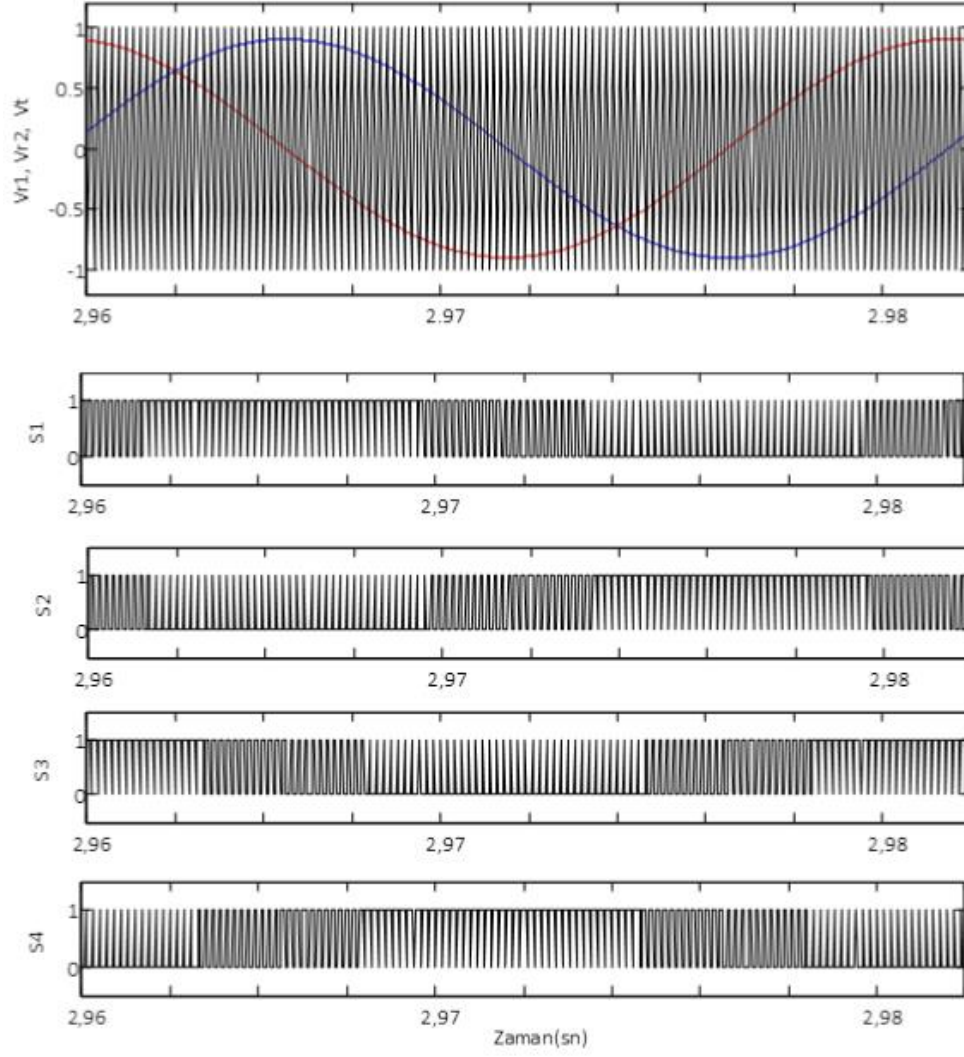
- Evirici çıkışında elde edilen dalga şeklindeki harmoniklerin azaltılması ve temel harmonik bileşenin kontrolü,
- Lineer modülasyon aralığını genişletmek,
- Anahtarlama kayıplarını azaltmak,
- Kolay gerçekleştirebilme özelliği

Eviriciler için taşıyıcı temelli DGM teknikleri içerisinde en çok kullanılan sinüzoidal DGM tekniği (SDGM) tekniğidir. SDGM tekniği kare dalga içerisindeki harmonikleri elimine eden en eski tekniklerden birisidir. Bu teknikte, taşıyıcı işaret ile referans işaretler karşılaştırılarak evirici devresindeki anahtarlar için gerekli tetikleme işaretleri elde edilir. Taşıyıcı işaret olarak çoğunlukla üçgen dalga şekli kullanılır. Bu teknikte, düşük dereceden harmonikler yok edilmekte fakat taşıyıcı işaretin frekansında ve yan bant frekanslarda harmonikler oluşmaktadır. Taşıyıcı işaretin frekansı temel frekanstan oldukça yüksek seçildiğinden bu harmonikler çıkış geriliminde büyüklük açısından önem arz etmezler. Bununla birlikte, taşıyıcı işaretin frekansı yüksek değerlerde seçilmesi bir periyottaki anahtarlama sayısını artıracığından beraberinde güç kayıpları artmaktadır. Tekniğinin uygulanışı aşağıdaki kurallara göre gerçekleştirilmektedir.

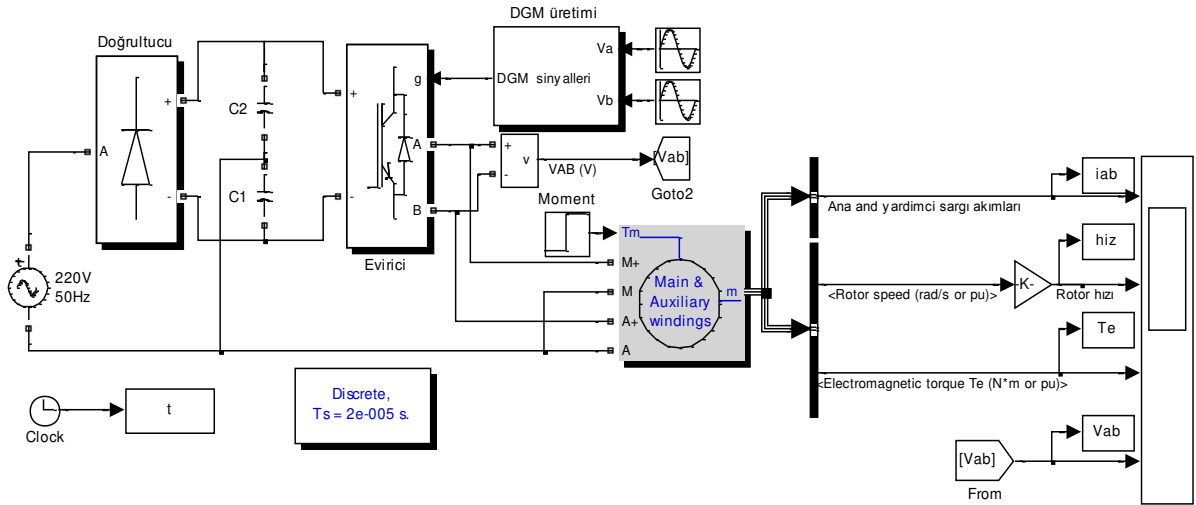
- Anahtarlama frekansı, temel frekansın tam katı olmalıdır.
- Çeyrek veya yarım dalga simetrisi kullanılarak çift sayılı harmonik bileşenlerin yok edilmesi sağlanmalıdır.
- Temel frekansın altındaki frekanslarda harmonik bileşenler olmamalıdır.

Taşıyıcı temelli DGM tekniklerinin gerçek-zamanlı uygulamaları için yüksek hızlı mikroişlemcilere ihtiyaç vardır. Bu durum basit yapılarına karşın bu tekniğin dezavantajını oluşturur. Bununla birlikte, mikroişlemcilerdeki son yıllardaki gelişmelere paralel olarak artık taşıyıcı temelli DGM tekniklerinin bu dezavantajı da ortadan kalkmaktadır.

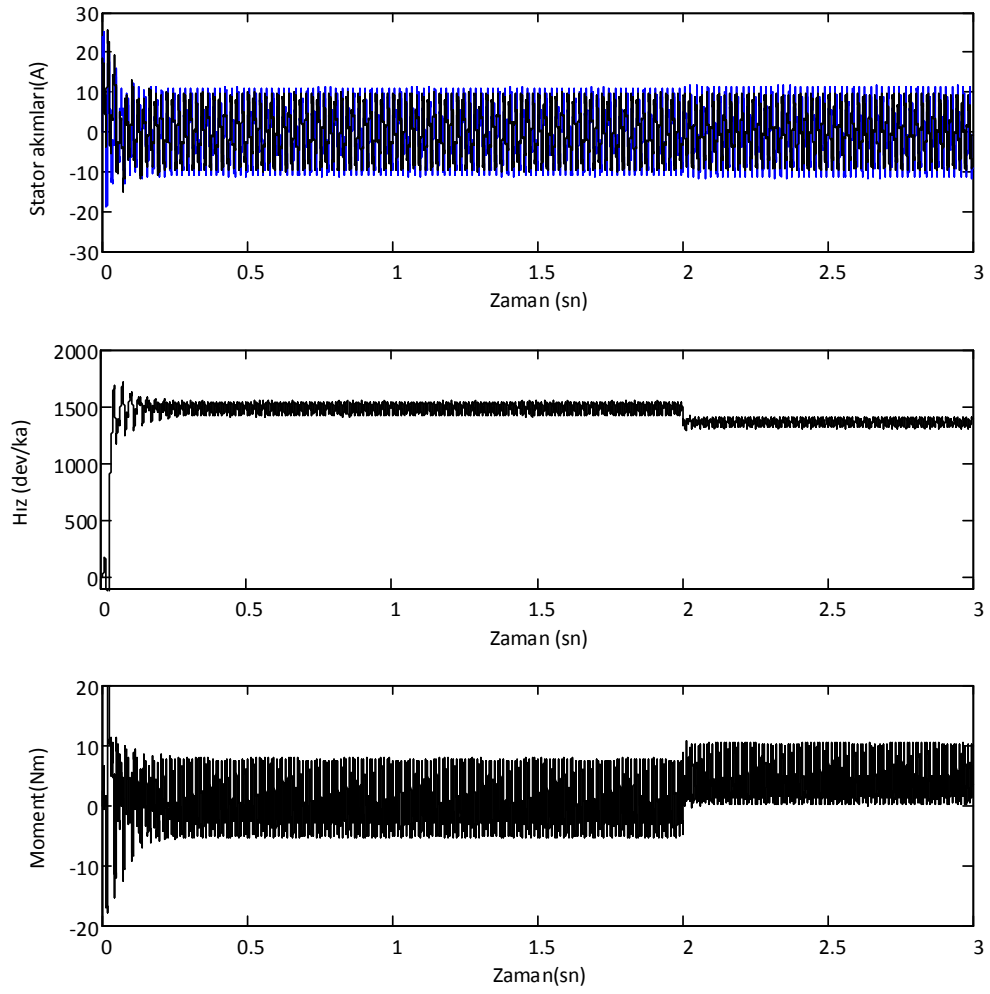
Şekil 3.13’de SDGM tekniği kullanılarak üretilen DGM’li anahtarlama işaretleri görülmektedir. Bu teknikle üretilen anahtarlama işaretleri Şekil 3.10’da verilen evirici devresine uygulanmıştır. Bu amaç için oluşturulan Matlab/Simulink modeli Şekil 3.14’de görülmektedir. Burada akım ve hız için herhangi bir denetim algoritması mevcut değildir ve tek-fazlı asenkron motor açık-çevrim olarak beslenilmiştir. Yapılan benzetimde, modülasyon indeksi $M=0.9$, anahtarlama frekansı 10kHz olarak seçilmiştir. Motora, $t=2s$ ’de 4Nm’lik bir yük uygulanmış olup elde edilen benzetim sonuçları Şekil 3.15 ve Şekil 3.16’da verilmiştir.



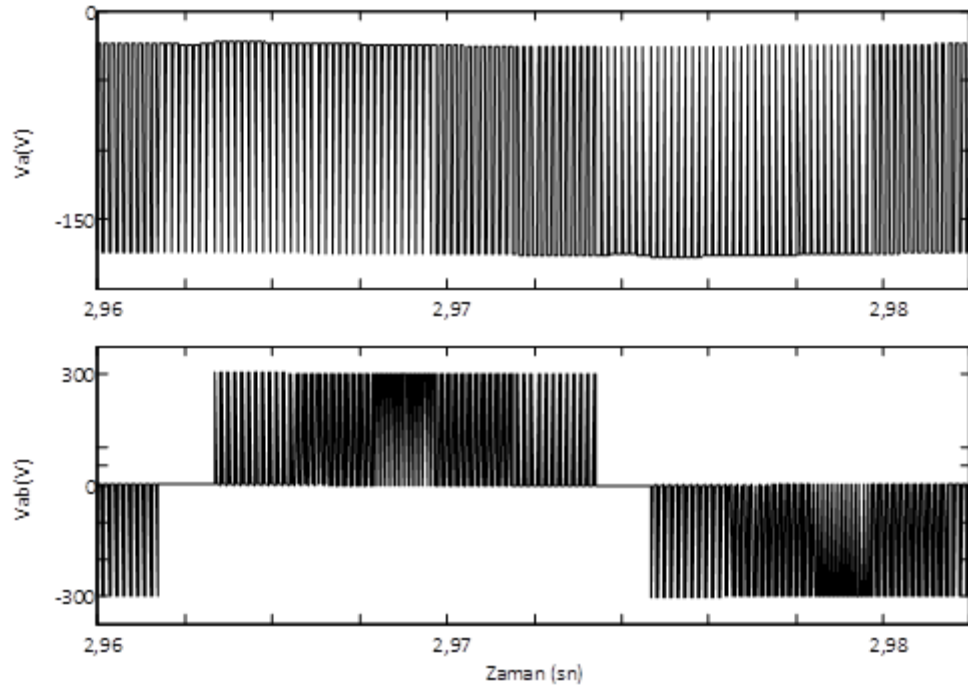
Şekil 3.13 SDGM tekniği kullanılarak üretilen DGM’li anahtarlama işaretleri



Şekil 3.10. İki-fazlı yarım köprü DGM evirici için oluşturulan Matlab/Simulink modeli



Şekil 3.15. İki-fazlı yarım köprü DGM evirici için benzetim sonuçları



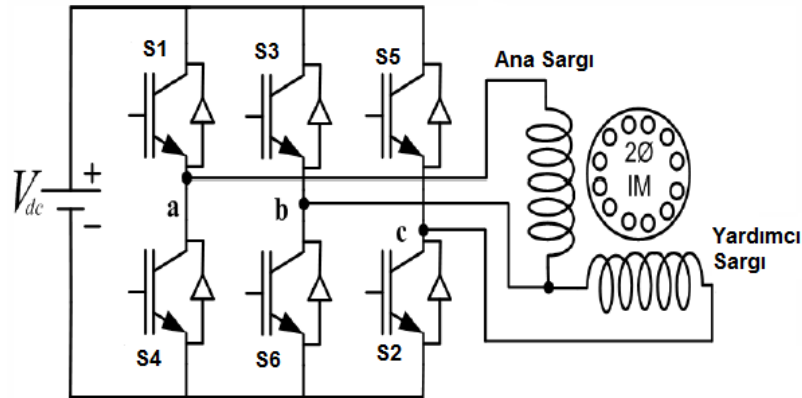
Şekil 3.16. İki fazlı yarım köprü DGM evirici üzerinden üretilen gerilimler.

4. TEK FAZLI ASENKRON MOTORUN MODELİ

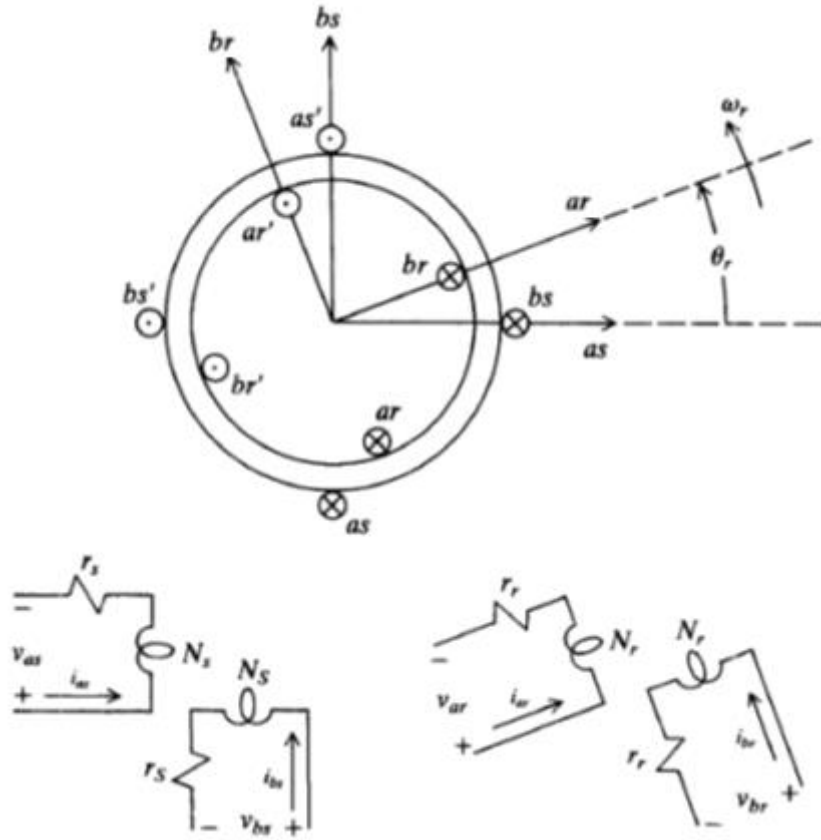
Tek-fazlı asenkron motorun yüksek performanslı hız denetimi ve değişken hız denetimi gibi uygulamalarda motorun sürekli ve geçici durum davranışını tanımlayan dinamik modeli önem kazanmaktadır. Eksen dönüşümleri kullanılarak asenkron motorların dinamik (vektör) denklemleri elde edilebilmekte ve bu dinamik denklemler kullanılarak motorun sürekli ve geçici durum davranışlarının denetlenebildiği denetim yapıları oluşturulabilmektedir.

Tek-fazlı asenkron motorların rotor sargıları, stator sargılarına göre hareket ettiğinden dinamik devre modelleri, doğrusal olmayan ve zamanla değişen diferansiyel denklemler ile tanımlanabilir. Bu durum motor devre modelinin çözümünün karmaşık ve zor bir hal almasına neden olur. Bu nedenle üç fazlı asenkron motorların dinamik analizinde uzay fazör veya iki eksen teorisi ile elde edilen iki faza dönüştürülmüş durum uzay modeli kullanılır.

Tek-fazlı asenkron motorun sargıları bağımsız olarak beslenildiğinde (örneğin bir gerilim kaynağı evirici ile), motor simetrik olmayan iki-fazlı asenkron motor gibi düşünülebilir (Şekil 4.1). Simetrik olmayan iki kutuplu, iki-fazlı bir asenkron motorun iki fazlı eşdeğeri Şekil 4.2’de görülmektedir. Bu motorlarda sabit katsayılı gerilim denklemlerini elde etmek için tüm değişkenler stator referans çatıya dönüştürülmesi gerekmektedir.



Şekil 4.1. İki-fazlı asenkron motoru beslemek için üç-kollu evirici devresi

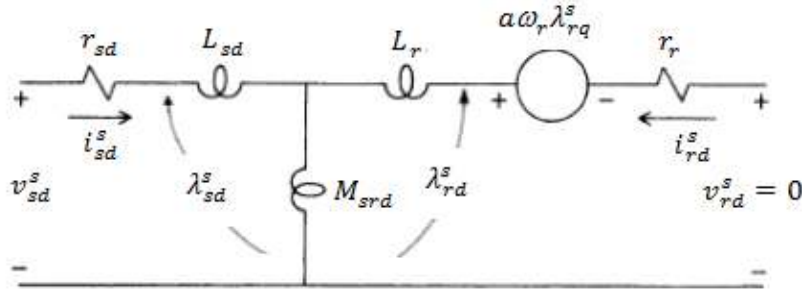


Şekil 4.2. İki kutuplu, simetrik olmayan iki-fazlı asenkron motor.

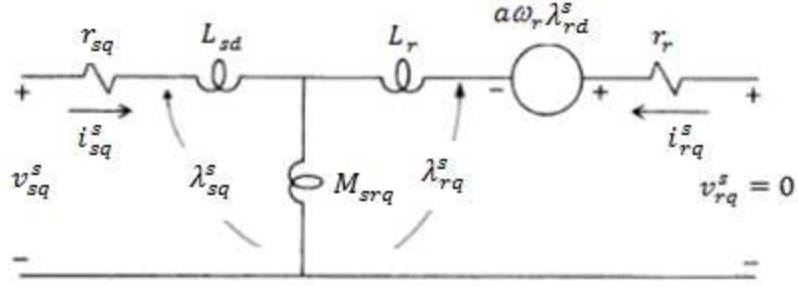
Bu bölümde, tek-fazlı asenkron motorun matematiksel modeli aşağıdaki varsayımlara göre türetilcektir [22-25];

- i. Manyetik devrenin doğrusal olduğu ve hava aralığı uzunluğunun sabit olduğu
- ii. Hava aralığında, motor sargıları tarafından üretilmiş manyetik alan dağılımının sinüzoidal olduğu
- iii. Rotor sargılarının simetrik olduğu,
- iv. Rotorun sincap kafesli tip olduğu, bu yüzden rotor geriliminin sıfır olduğu
- v. Histeresis ve fuko kayıplarının ihmal edildiği.

Şekil 4.3’de dir fazlı asenkron motorun duran çatıda eşdeğer devre yapıları verilmiştir [14].



(a)



(b)

Şekil 4.3. Tek-fazlı asenkron motorun d-q eksen eşdeğer devreleri. (a) d-eksen eşdeğer devresi, (b) q-eksen eşdeğer devresi

Bu eşdeğer devre yapıları kullanılarak motorun dinamik modeli duran referans çatıda aşağıda verilen denklemler yardımıyla türetilir [26-30]:

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{sd} & 0 \\ 0 & r_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{sd}^s \\ \lambda_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{rd}^s \\ \lambda_{rq}^s \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{rd}^s \\ \lambda_{rq}^s \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Stator ve rotor akı bileşenleri:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sd}^s \\ \lambda_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{srd} & 0 \\ 0 & M_{srq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{rd}^s \\ \lambda_{rq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{srd} & 0 \\ 0 & M_{srq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Mekanik denklem ve elektromanyetik moment [27,28]:

$$n_p(T_e - T_L) = J \frac{d\omega_r}{dt} + B \omega_r \quad (4.5)$$

$$T_e = n_p(M_{srq}i_{sq}^s i_{rd}^s - M_{srd}i_{sd}^s i_{rq}^s) \quad (4.6)$$

Burada; $v_{sd}^s, v_{sq}^s, i_{sd}^s, i_{sq}^s, i_{rd}^s, i_{rq}^s, \lambda_{sd}^s, \lambda_{sq}^s, \lambda_{rd}^s$ ve λ_{rq}^s stator referans çatıda statorun ve rotorun d-q eksen gerilimleri, akımları ve akılarıdır. Ayrıca, r_{sd}, r_{sq} ; stator direncini, r_r ; rotor direncini, L_{sd}, L_{sq}, L_r ; sırasıyla dq stator ve rotor öz indüktansları ve M_{srd}, M_{srq} ise dq ortak indüktansı belirtmektedir. n_p ; motorun kutup çifti sayısını, T_e ; elektromanyetik momenti ve T_L ise yük momentidir. J, B ve ω_r sırasıyla atalet momenti, sürtünme ve motor hızını ifade etmektedirler.

Tek-fazlı asenkron motorun kontrolünü gerçekleştirmek için durum-uzay çatıdaki denklemi de kullanılabilir. Tek-fazlı asenkron motorun giriş-çıkış durum uzay modeli senkron referans çatıda aşağıda verilmiştir [27].

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} = & \left[-\frac{1}{\sigma_d \tau_{sd}} - \frac{1 - \sigma_d}{\sigma_d \tau_r} \right] i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \left[\frac{1 - \sigma_d}{\sigma_d M_{srd} \tau_r} \right] \lambda_{rd} + \left[\frac{1 - \sigma_d}{\sigma_d M_{srd} \tau_r} \right] \omega_r \lambda_{rq} \\ & + \left[\frac{1}{\sigma_d L_{sd}} \right] V_{sd} \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{sq}}{dt} = & -\omega_s i_{sd} + \left[-\frac{1}{\sigma_q \tau_{sq}} - \frac{1 - \sigma_q}{\sigma_q \tau_r} \right] i_{sq} + \left[-\frac{1 - \sigma_d}{\sigma_d M_{srd} \tau_r} \right] \omega_r \lambda_{rd} + \left[\frac{1 - \sigma_q}{\sigma_q M_{srq} \tau_r} \right] \lambda_{rq} \\ & + \left[\frac{1}{\sigma_q L_{sq}} \right] V_{sq} \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\frac{d\lambda_{rd}}{dt} = \frac{M_{srd}}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{rd} + \omega_{sl} \lambda_{rq} \quad (4.9)$$

$$\frac{d\lambda_{rq}}{dt} = \frac{M_{srq}}{\tau_r} i_{sq} - \omega_{sl} \lambda_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{rq} \quad (4.10)$$

Burada;

$$\sigma_d = 1 - \frac{M_{srd}^2}{L_{sd}L_r}, \sigma_q = 1 - \frac{M_{srq}^2}{L_{sq}L_r}, \tau_{sd} = \frac{L_{sd}}{r_{sd}}, \tau_{sq} = \frac{L_{sq}}{r_{sq}}, \tau_r = \frac{L_r}{r_r}$$

Bölüm 3’de tek-fazlı asenkron motoru sürmek için kullanılan evirici topolojileri tanıtılmıştı. Etkin bir sürücü topolojisi geliştirilmesinin yanı sıra, motorun hız ve konum denetimi için birçok kontrol stratejisi önerilmiştir [26-33]. Yüksek performanslı bir asenkron motor sürücü sistemi için ana kriter; parametre değişimlerine duyarsız ve bozucu girişlere karşılık motor hızının hızlı cevap karakteristiğine sahip olmasıdır. Günümüzde bu performans kriterleri, alan-yönlendirme metotlarının kullanılması ile kolaylıkla sağlanabilmektedir. Rotor alan yönlendirme (RFOC), stator alan yönlendirme (SFOC) ve doğrudan moment denetimi (DTC) vs. gibi. Alan yönlendirme metotları kullanılarak, moment ve akı bileşenleri arasındaki kenetlenmenin kaldırılması ile motorun momenti ve akısı birbirinden bağımsız olarak denetlenebilmektedir [34,35]. İlk iki alan yönlendirme metodunun dezavantajı, hız bilgisini algılamak için bir hız algılayıcı elaman kullanmalarıdır. DTC yönteminde ise hız ve konum bilgisini algılamaya gerek duyulmaması nedeniyle iyi bir çözüm seçeneği olarak gözükmektedir. Ancak, bu yöntemin akım ve moment dalgalanmalarının fazlalığı, değişken anahtarlama frekansı ve düşük hızlarda çalışma problemlerine sahip olmaktadır. Bu kontrol stratejilerden rotor alan yönlendirme metodu aşağıda tanıtılmıştır.

4.1. Dolaylı Rotor Akı Yönlendirmeli Kontrol

Tek-fazlı asenkron motorun stator ve rotor sargılarının asimetrik yapısından dolayı alan yönlendirme prensiplerinin kullanılması özel dikkat gerektirmektedir ve vektör modelinin standart bir tanımlaması mevcut değildir [28,29]. Asimetri, standart tek-fazlı motorlar için bilinen d ve q eksen parametrelerinin bir sonucudur. Bu asimetri elektromanyetik momente bir osilasyon terimine sebep olmaktadır. Hatta, i_{sd}^s ve i_{sq}^s eşit büyüklükte ve fazı 90° kaydırıldığı zaman dahi momente bir AA terim mevcuttur. Alan yönlendirme stratejini uygulamak için moment ifadesindeki AA terim elemine edilmelidir. Denklem (4.6)’da verilen moment ifadesine dikkat edilirse moment dalgalanması ortak endüktanstaki asimetriden kaynaklanmaktadır ($M_{srd} \neq M_{srq}$). Bu durumun üstesinden

gelmek için rotor akımlarını ve rotor akılarını dengeleyen ve bunun sonucu olarak osilasyon terimini yok eden ortak endüktanslar arasında bir $k = M_{srd}/M_{srq}$ bağıntısı önerilmektedir [27]. Moment denklemini dengelemek için bağıntılar aşağıdaki gibi yazılacaktır:

$$\begin{aligned} i_{sd}^s &= i_{sd1}^s; & i_{sq}^s &= k i_{sq1}^s \\ \lambda_{sd}^s &= \lambda_{sd1}^s; & \lambda_{sq}^s &= \frac{\lambda_{sq1}^s}{k} \\ v_{sd}^s &= v_{sd1}^s; & v_{sq}^s &= \frac{v_{sq1}^s}{k} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Osilasyon terimi olmadan moment için yeni bir tanımlama aşağıda belirtildiği gibi yazılabilir:

$$T_e = \frac{n_p}{L_r} M_{srd} (i_{sq1}^s \lambda_{rd}^s - i_{sd1}^s \lambda_{rq}^s) \quad (4.12)$$

Elektromanyetik momentin bu yeni ifadesi simetrik makinalara benzerdir. Böylece, motor moment dalgalanmalarını üretmeyecek ve bunun sonucu olarak ta mıknatıslanma akısı dengelenecektir. Böylelikle, (4.11) denklemi kullanılarak, duran referans çatıda rotor akı bileşenleri ile stator akımları arasındaki bağıntı yeniden şu şekilde yazılabilir [27]:

$$\frac{d\lambda_{rd}^s}{dt} = \frac{1}{\tau_r} \lambda_{rd}^s + \omega_r \lambda_{rq}^s + \frac{M_{srd}}{\tau_r} i_{sd1}^s \quad (4.13)$$

$$\frac{d\lambda_{rq}^s}{dt} = \frac{1}{\tau_r} \lambda_{rq}^s - \omega_r \lambda_{rd}^s + \frac{M_{srd}}{\tau_r} i_{sq1}^s \quad (4.14)$$

(4.13) ve (4.14) denklemleri kullanılarak “a” olarak gösterilen keyfi bir referans çatıda yeni rotor-akı modeli aşağıda verilmiştir.

$$\frac{d\lambda_r^a}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \lambda_r^a - (\omega_r - \omega_s) \lambda_r^a + \frac{M_{srd}}{\tau_r} i_{s1}^a \quad (4.15)$$

Keyfi referans çatıdaki değişkenler aşağıdaki ifadeler yoluyla duran referans çatıdaki değişkenlerden hesaplanmaktadır.

$$\lambda_r^a = \lambda_{rd}^a + j\lambda_{rq}^a = (\lambda_{rd}^s + j\lambda_{rq}^s)e^{-j\theta} \quad (4.16)$$

$$i_{s1}^a = i_{sd1}^a + ji_{sq1}^a = (i_{sd1}^s + ji_{sq1}^s)e^{-j\theta} \quad (4.17)$$

ve keyfî referans çatının hızı $\omega_a = \frac{d\theta}{dt}$ olarak tanımlanabilir. Rotor akı yönlendirmeli kontrolün koşulu, rotor akı vektörünü dönen çatının d-ekseni üzerindeki akı vektörüne çakıştırmaktır. Böylece:

$$\lambda_{dr}^{rf} = \lambda_r ; \lambda_{qr}^{rf} = 0$$

olacaktır. Böylece, Denklem (4.15) yeniden yazılırsa:

$$\frac{M_{srd}}{\tau_r} i_{sd1}^{rf} = \frac{\lambda_r}{\tau_r} + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (4.18)$$

$$\frac{M_{srd}}{\tau_r} i_{sq1}^{rf} = \omega_{sl} \lambda_r \quad (4.19)$$

Denklem (4.12) kullanılarak moment ifadesi aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$T_e = \frac{n_p}{L_r} M_{srd} i_{sq1}^{rf} \lambda_r \quad (4.20)$$

Burada; λ_r rotor akısı, ω_{sl} kayma frekansı ve θ rotor akı vektörünün konumudur. Denklemde verilen i_{sd1}^{rf} rotor akısı kontrol eder ve i_{sq1}^{rf} ise elektromanyetik momenti kontrol etmektedir.

4.1.1. İleri kenetlemesiz denetleyici

Dolaylı rotor akı yönlendirmeli kontrol için, rotor akı vektörü d-ekseni ile çakıştırılır ve rotor akısı nominal akıya eşit olacak şekilde ayarlanmaktadır ($\lambda_{dr} = \lambda_r ; \lambda_{qr} = 0$). Denklem (4.7)-(4.10) arasında verilen sistem denklemleri yeniden düzenlendiğinde, tek-fazlı asenkron motorun dinamik modeli senkron dönen çatıda d ve q eksen bileşenleri olarak aşağıdaki gibi gösterilmektedir:

$$V_{sd} = \sigma_d L_{sd} \left[s + \frac{1}{\sigma_d \tau_{sd}} + \frac{1-\sigma_d}{\sigma_d \tau_r} \right] i_{sd} - \sigma_d L_{sd} \omega_s i_{sq} - \frac{M_{srd}}{L_r \tau_r} \lambda_r \quad (4.21)$$

$$V_{sq} = \sigma_q L_{sq} \left[s + \frac{1}{\sigma_q \tau_{sq}} + \frac{1-\sigma_q}{\sigma_q \tau_r} \right] i_{sq} + \sigma_q L_{sq} \omega_s i_{sd} + \frac{M_{srq}}{L_r \tau_r} \omega_r \lambda_r \quad (4.22)$$

Böylece sistem denklemi bir DA makinasına benzer olacaktır [27,35]. Bu sistem;

$$V_{sd} = V_d - E_d \quad (4.23)$$

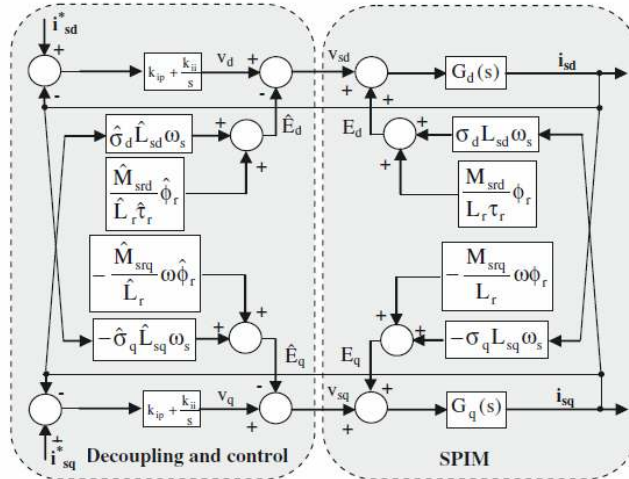
$$V_{sq} = V_q - E_q \quad (4.24)$$

Burada, E_d ve E_q kenetlemesiz terimleri temsil etmektedir ve denklem (4.21) ve (4.22) yardımıyla aşağıdaki gibi yazılabilir [36]:

$$E_d = \sigma_d L_{sd} \omega_s i_{sq} + \frac{M_{srd}}{L_r \tau_r} \lambda_r \quad (4.25)$$

$$E_q = -\sigma_q L_{sq} \omega_s i_{sd} - \frac{M_{srq}}{L_r \tau_r} \omega_r \lambda_r \quad (4.26)$$

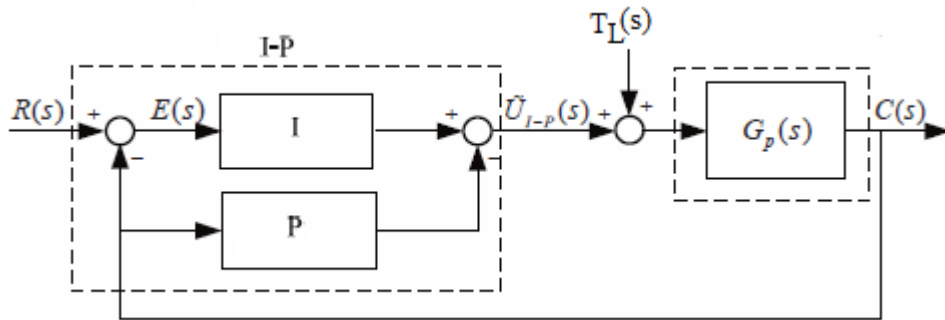
Böylece, d eksen ve q eksen akımlarının dinamikleri artık basit doğrusal birinci dereceden diferansiyel denklemler ile gösterilmiş olunacaktır. Şekil 4.4’de ileri kenetlemesiz denetleyicinin blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.4. İleri kenetlemesiz denetleyicinin blok diyagramı [27].

4.1.2. Integral+Oransal (IP) denetleyici

Tek fazlı asenkron motorların dolaylı akı yönlendirmeli denetiminde, üç-fazlı motorlara benzer olarak, stator akımları kontrol edilmelidir. Eğer kullanılan evirici gerilim kontrollü DGM evirici ise referans gerilim değerleri akım denetleyicilerin çıkışları olarak üretilmelidir. Tek-fazlı asenkron motor sürücü sistemlerinde kullanılan denetleyiciler, performans karakteristiklerini karşılamada önemli rol oynamaktadır. Denetleyiciler önceden belirlenen referans hız/konum takibini; yüklenme, doyum ve parametre değişimlerini dikkate alarak her zaman sağlamalıdır. PI ve PID gibi geleneksel denetleyiciler, asenkron motor sürücülerinde sıklıkla kullanılırlar. PI denetleyiciler basamak şeklindeki bir referans giriş için sürekli-durum hatasını sıfır yapabilme yeteneğine sahiptir ve doğasında ileri beslemeli mikroişlemci uygulamaları için oldukça uygun olmaktadır. Bununla birlikte PI denetleyicinin bazı dezavantajları da vardır: istenmeyen maksimum aşma, ani yük değişimlerine yavaş cevap karakteristiği ve denetleyici parametrelerine hassasiyet olarak belirtilebilir. Son yıllarda, PI denetleyicideki bu temel sorunları üstesinden gelmesi için Integral+Oransal (IP) denetleyiciler önerilmiş olup birçok alanda kullanılmaya başlanmıştır. Şekil 4.5’de bir IP denetleyicinin yapısı verilmiştir. Burada, PI denetleyicideki oransal terim geri besleme çevrimine taşınması ile bir geri besleme kompanzasyonu sağlanmıştır.

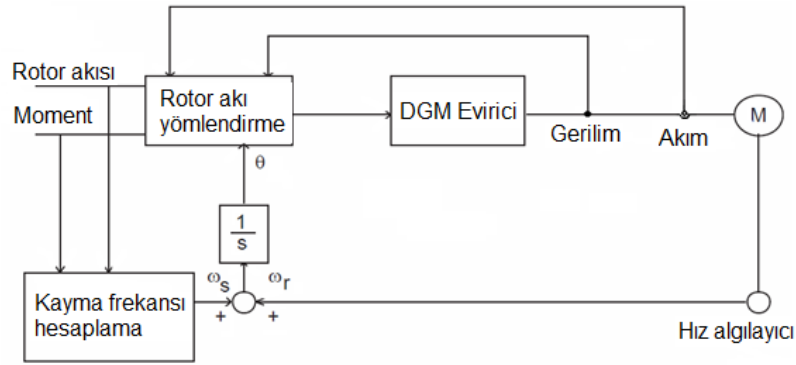


Şekil 4.5. IP denetleyicinin blok diyagramı.

IP denetleyicinin transfer fonksiyonu denklem 4.27’de verilmiştir. Bu denetleyicinin transfer fonksiyonu, PI denetleyicinin transfer fonksiyonundan farklı olarak pay kısmında “sıfır” içermemektedir.

$$U(s) = \frac{K_i}{s} E(s) - K_p C(s) \quad (4.27)$$

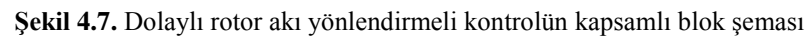
Şekil 4.6’da dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrolün genel blok şeması verilmiştir. Bu blokların daha açık gösterimi Şekil 4.7’de görülmektedir. Burada, T_e^* ve λ_r^* sırasıyla referans elektromanyetik momenti ve referans rotor akısının genliğini temsil etmektedir. $e^{j\theta}$ bloğu rotor akı vektörü ile yönlendirilmiş dönen referans çatıdan duran referans çatıya koordinat dönüşümü gerçekleştirmektedir. Şekilden görüleceği üzere V_d ve V_q denetim gerilimlerini üretmektedir. Bu gerilimler istenen referans gerilimleri oluşturmak için E_d ve E_q kenetlemesiz gerilimler ile desteklenmektedir. Şekildeki DGM bloğu ise eviricinin her bir güç anahtarı için kapı gerilimlerini üretmektedir. Burada, motorun ana ve yardımcı sargıları IGBT güç anahtarları kullanan iki-seviyeli eviricinin ayrı bir kolu üzerinden bağlı durumda bulunmaktadır.



Şekil 4.6. Dolaylı rotor akı yönlendirmeli kontrolün genel blok şeması

Tek-fazlı asenkron motor sürücüsünün akım dalgalanmasını azaltmak için üç-kollu iki-fazlı eviricinin uygun bir DGM stratejisi geliştirilmelidir. Bu tezde sinüzoidal DGM tekniği kullanılmıştır. Üç-kollu eviricide; iki kol tek-fazlı asenkron motorun ana ve yardımcı sargısını kontrol etmektedir. Burada, ana ve yardımcı sargı arasında 90° faz farkı yapılmaktadır. Diğer üçüncü kol ise offset gerilimini kontrol etmektedir. Eviricinin güç anahtarları için DGM işaretlerinin üretimi aşağıdaki yolla gerçekleştirilmektedir [8].

- i. Birinci kol için V_{sdref} 'e göre DGM görev periyodu hesaplanır,
- ii. İkinci kol için V_{sqref} 'e göre DGM görev periyodu hesaplanır,
- iii. Üçüncü kol için DGM görev periyodu; sıfır referans gerilimini sağlamak için sabit olarak 0.5 alınmaktadır.

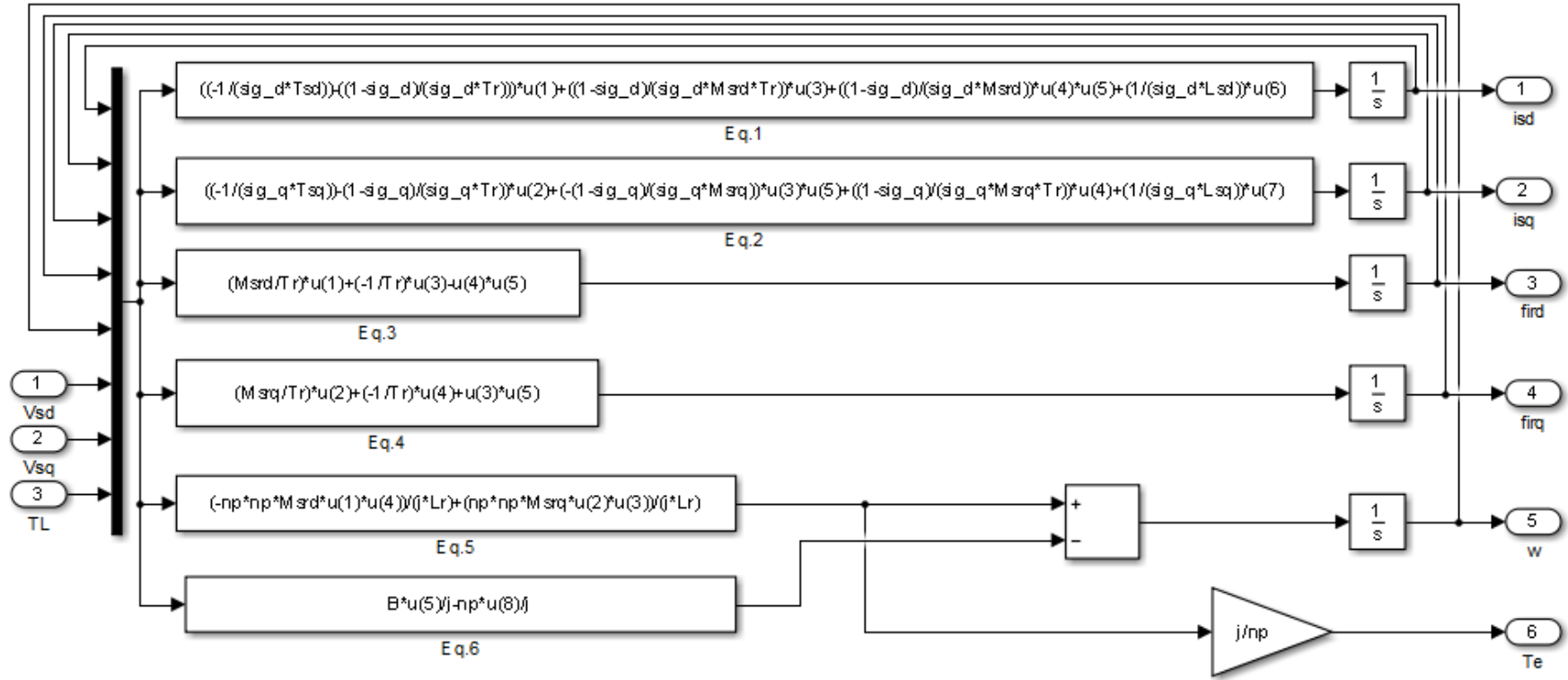


5. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu bölümde Matlab/Simulink blokları kullanılarak yapılan benzetim çalışmaları yer almaktadır. Matlab/Simulink ortamı içerisine Matlab/Power System Blockset’indeki blokların yerleştirilmesi ile güç elektroniği devrelerinin benzetimi kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir. Benzetimlerde kullanılan motorun parametreleri Tablo 5.1 ‘de verilmiştir. Matlab/Simulink ortamında yapılan benzetimlerde evirici devresi için simulink modeli oluşturulmuş olup SDGM tekniği ile denetlenmiştir. Yapılan benzetimlerde DGM’li işaret üretiminde eviricinin aynı kolu üzerindeki güç anahtarları için gerekli olan ölü-zaman dikkate alınmamış ve anahtarlama frekansı 10kHz olarak seçilmiştir. Kullanılan tek-fazlı asenkron motorun parametreleri ise Tablo 5.1’de verilmiştir. Bölüm 4’de verilen (4.7)-(4.10) denklemleri kullanılarak tek-fazlı asenkron motor için oluşturulan simulink modeli görülmektedir. Bu modellemede giriş değişkenleri motora uygulanan ve aralarında 90° faz farkı bulunan iki-fazlı stator gerilimleridir. Çıkış değişkenleri ise duran çatıdaki stator akımları, rotor akıları ve rotor hızı olarak belirlenmiştir. Şekil 5.1’de senkron referans çatıda tek-fazlı asenkron motorun simulink modeli verilmiştir.

Tablo 5.1. Tek-fazlı asenkron motorun parametreleri

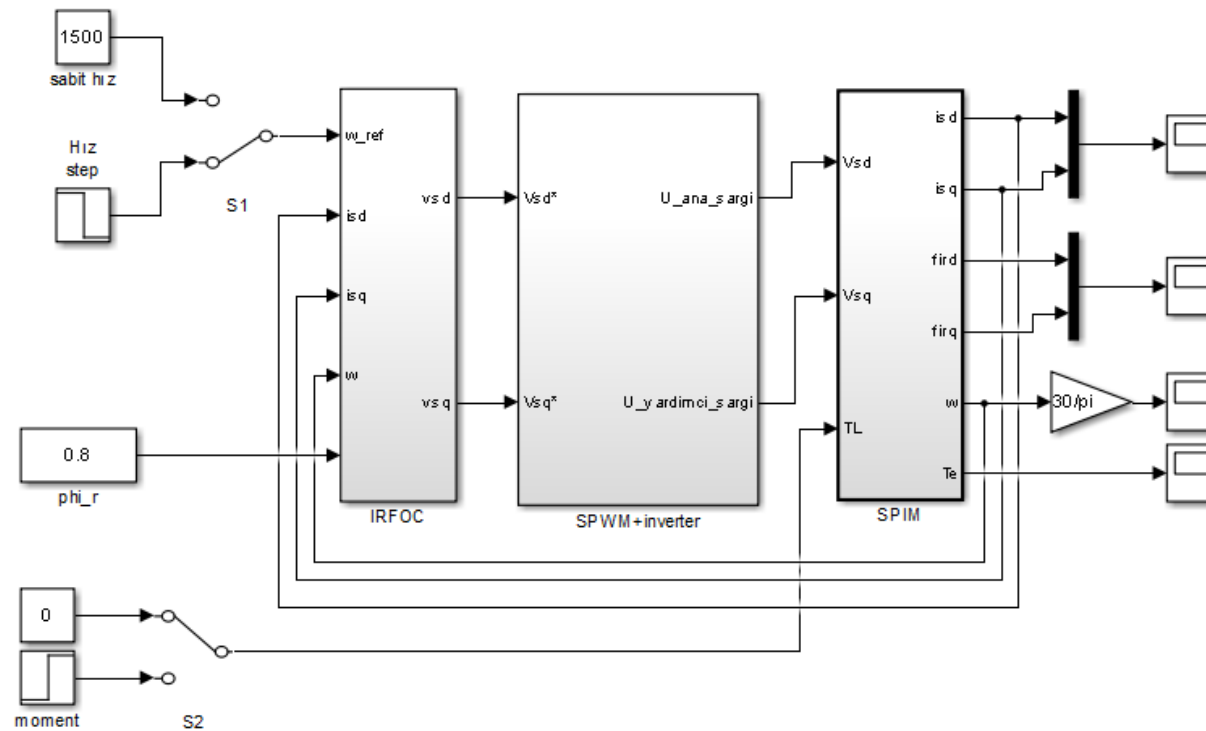
<i>Parametre</i>	<i>Değeri</i>
Etiket değerleri	1.1kW, 50Hz, 220V, 5.1A, 1430 dev/dak,
Güç faktörü	0.98
Kutup çifti, n_p	2
d-eksen stator direnci, R_{sd}	2.473 Ω
q-eksen stator direnci, R_{sq}	6.274 Ω
Rotor direnci, R_r	5.514 Ω
d-eksen stator indüktansı, L_{sd}	90.9 mH
q-eksen stator indüktansı, L_{sq}	115 mH
Rotor indüktansı, L_r	90.4 mH
M_{srd}	81.7 mH
M_{srq}	71.5 mH
Atalet momenti, J	$1.2 \cdot 10^{-3}$ kg.m ²
Sürtünme, B	$0.9 \cdot 10^{-3}$ kg.m ² /s



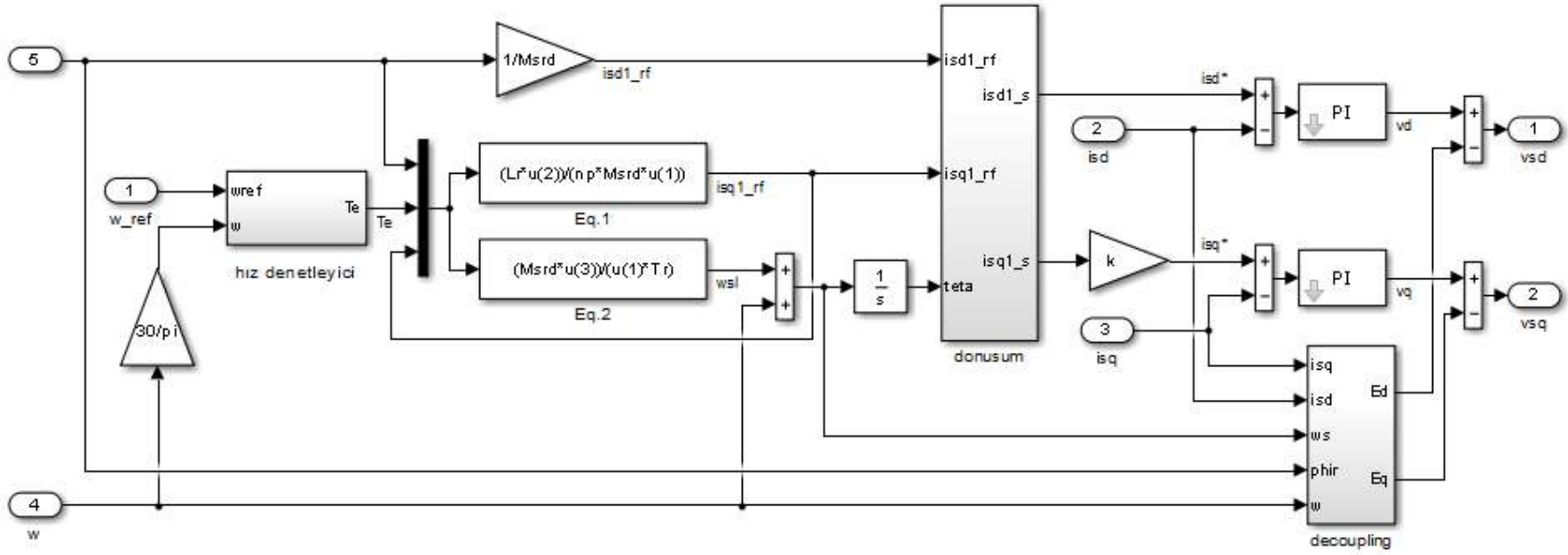
Şekil 5.1. Senkron referans çatıda tek-fazlı asenkron motorun simulink modeli

5.1. Tek-fazlı Asenkron Motorun Dolaylı Rotor Akı Yönlendirmeli Denetimine İlişkin Benzetim Sonuçları

Tek-fazlı asenkron motorun dolaylı vektör denetim stratejisi için Matlab/Simulink ortamında oluşturulan modeller Şekil 5.1-Şekil 5.7 arasında verilmiştir. Şekil 5.2’de verilen ve IRFOC olarak isimlendirilen bloğun iç yapısı Şekil 5.3’de görülmektedir.

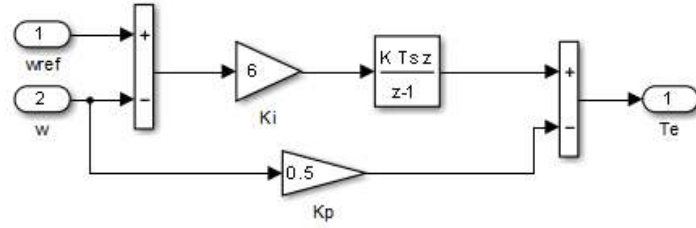


Şekil 5.2. Dolaylı rotor akı yönlendirme için oluşturulan simulink modeli

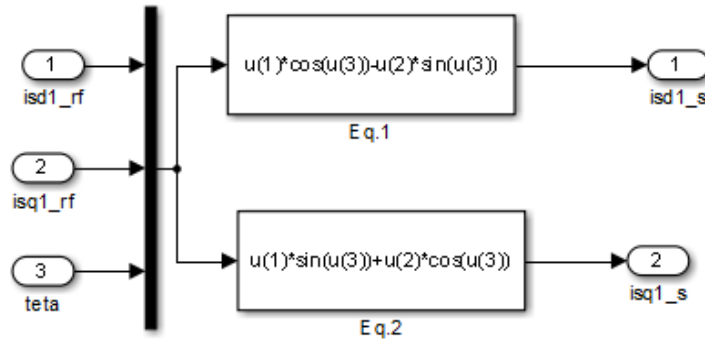


Şekil 5.3. IRFOC olarak verilen bloğun iç yapısı.

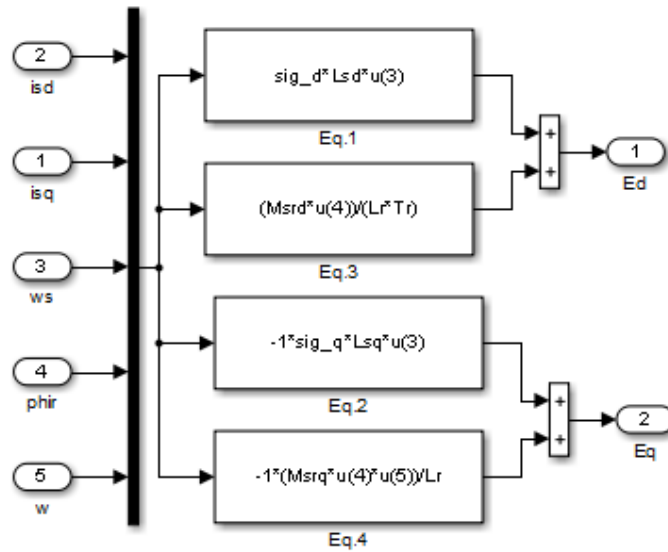
Dolaylı rotor akı yönlendirme algoritmasında hız denetleyici olarak İntegral+Oransal (Integral+Proportional, IP) denetleyici kullanılmıştır. Bu denetleyiciye ilişkin simulink modeli Şekil 5.4’de verilmiştir. Denetleyicinin parametreleri $K_i=6$ ve $K_p=0.5$ olarak alınmıştır. Senkron dönen çatıdan duran çatıya dönüşümü gerçekleştiren blok Şekil 5.5’de görülmektedir. Denklem (4.25) ve (4.26)’da verilen kenetlemesiz terimleri hesaplayan blok Şekil 5.6’da verilmiştir.



Şekil 5.4. IP hız denetleyicinin simulink modeli

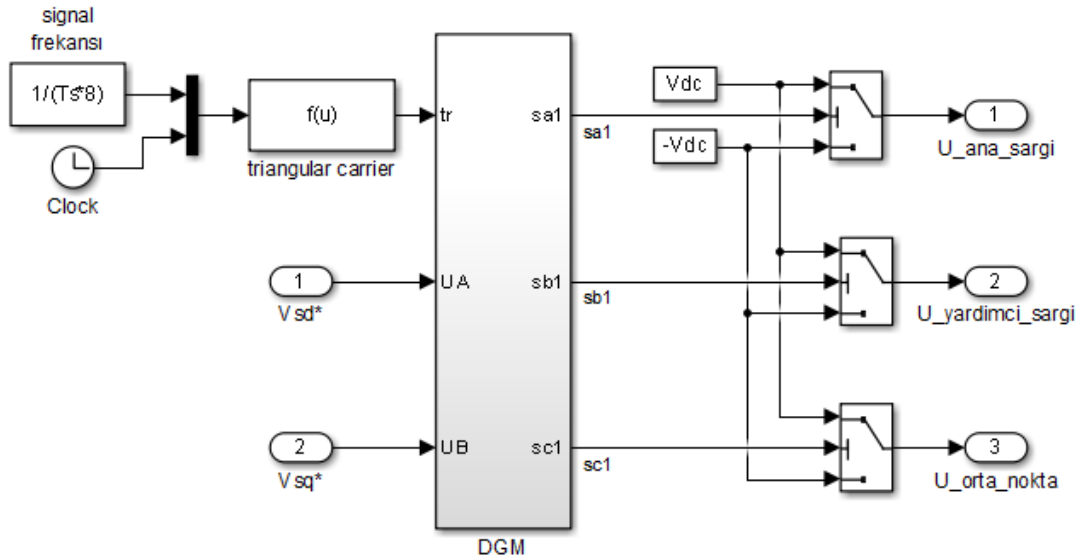


Şekil 5.5. Dönüşüm matrisinin simulink modeli



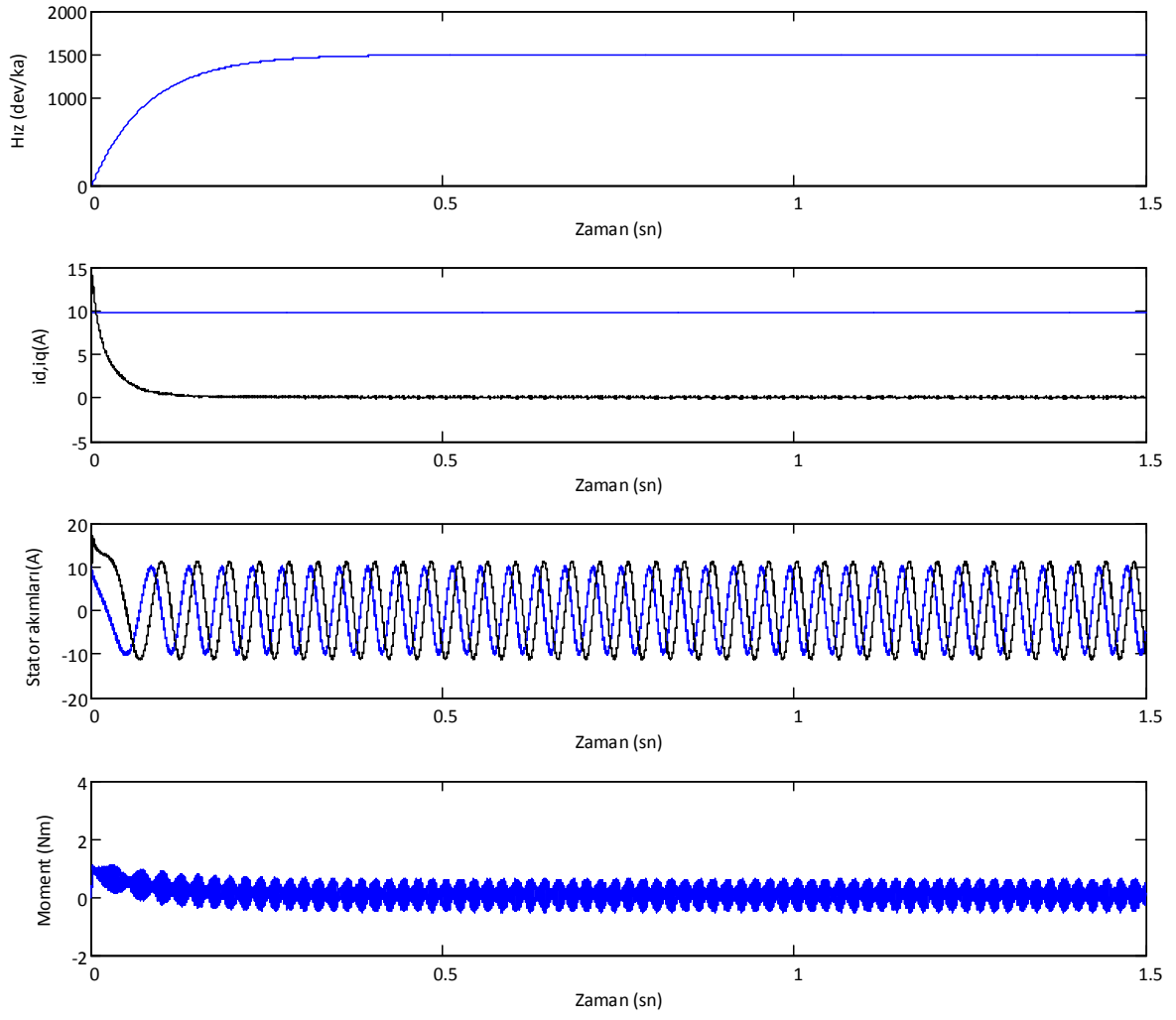
Şekil 5.6. Kenetlemesiz Ed ve Eq terimleri hesaplamak için oluşturulan model

Tek-fazlı asenkron motorun evirici sürücü devresi ve SDGM tekniğine göre işaret üretimi için oluşturulan model Şekil 5.6’da görülmektedir. Burada, senkron çatıdaki referans gerilimlerin bir taşıyıcı işaret ile karşılaştırılmasına dayanan SDGM tekniğine göre üretilmiş işaretler ile evirici devresindeki anahtarlar kontrol edilmektedir. Eviricinin çıkışı, motorun ana ve yardımcı sargılarını besleyen ve aralarında faz farkı olana gerilimlerdir.

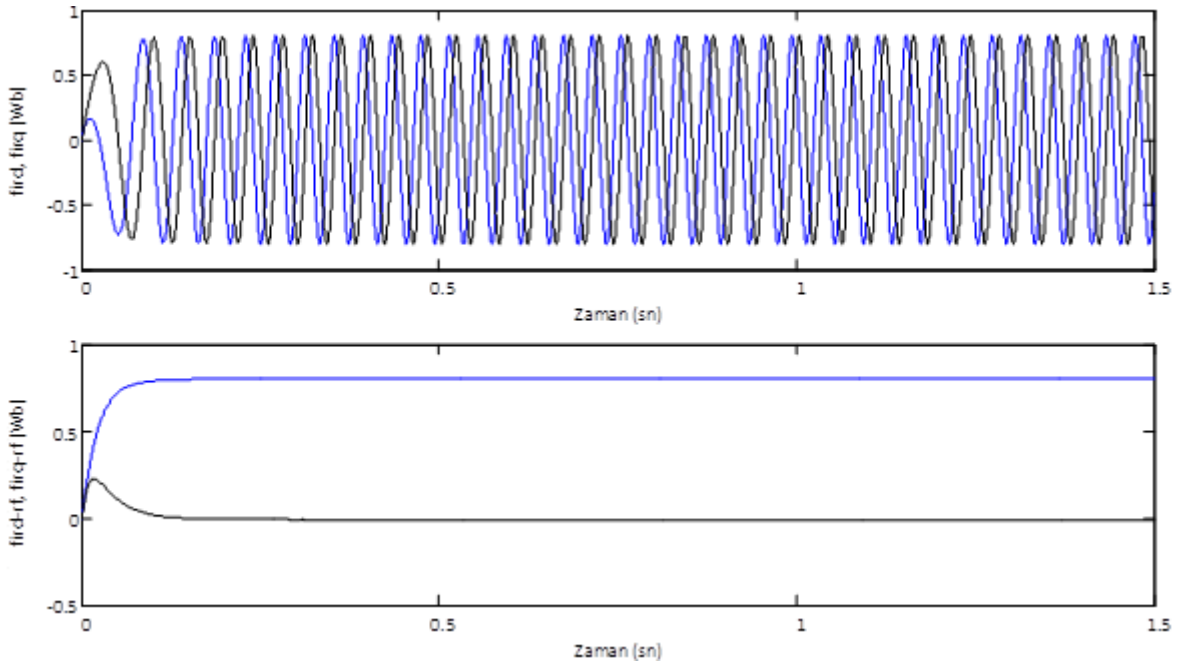


Şekil 5.7. Evirici devresi ve SDGM tekniği için oluşturulan simulink modeli

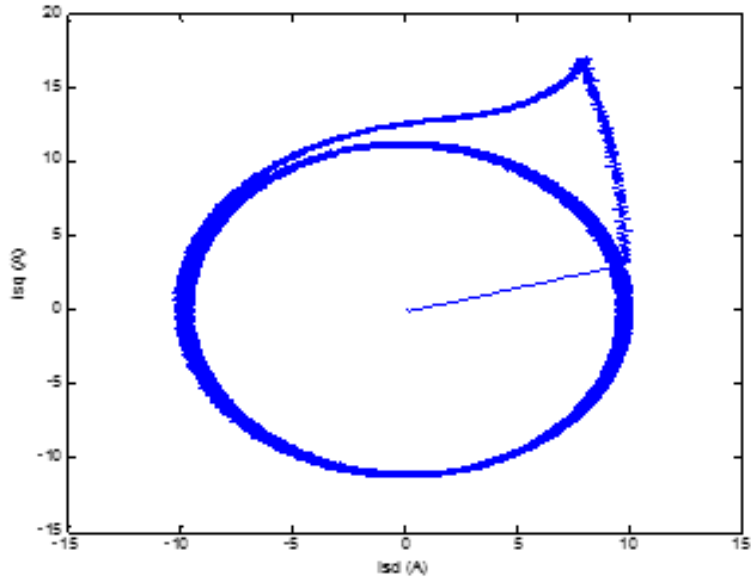
Tek-fazlı asenkron motorun dolaylı vektör denetim stratejisi ile elde edilmiş benzetim sonuçları Şekil 5.8-Şekil 5.17 arasında verilmiştir. Tüm benzetimler çalışmaları için rotor akı referansı 0.8 olarak alınmıştır. Benzetimler için ilk olarak, sürücünün yüksüz durumda başlatılmasına ilişkin performansı incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 5.8-Şekil 5.10 arasında verilmiştir. Şekil 5.8’den görüleceği üzere, motor hızı kendi referans değerine sürekli durum hatası olmadan çok hızlı bir şekilde erişmiştir. Burada basamak hız referansı 1500 dev/dk’dır. Tek-fazlı asenkron motorun duran ve senkron dönen çatıdaki rotor akısı değişimleri Şekil 5.9’da görülmektedir. Burada, motor rotor akı referansı 0.8 değerine hızlı bir şekilde erişmiştir. Şekil 5.10’da yüksüz durumda elde edilen benzetim sonuçlarından stator akımlarının dengeli olduğu, bunun sonucu olarak ta moment dalgalanmasının Bölüm 3’de doğrudan beslemeli evirici yapısına göre oldukça azaldığı görülmektedir.



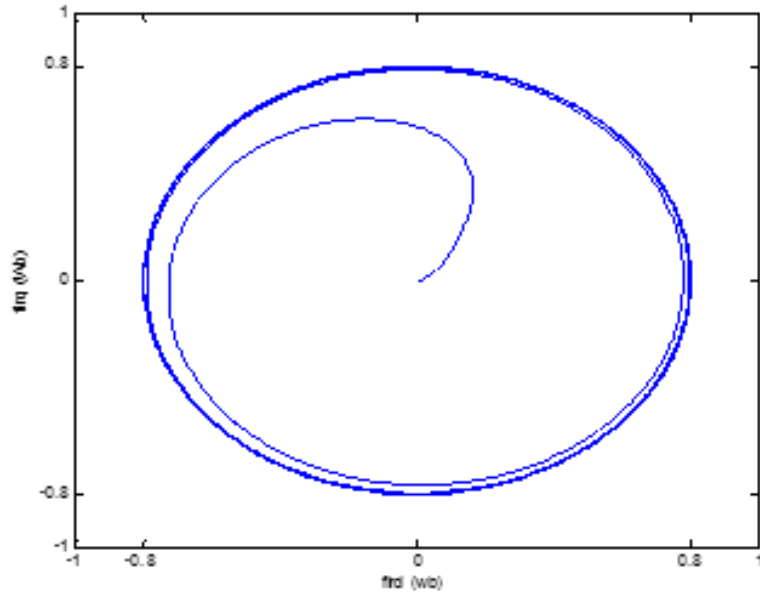
Şekil 5.8. Yüksüz durumda başlatılmasına ilişkin sonuçlar



Şekil 5.9. Yüksüz durumda duran ve senkron dönen çatıda rotor akısının değişimleri



(a)



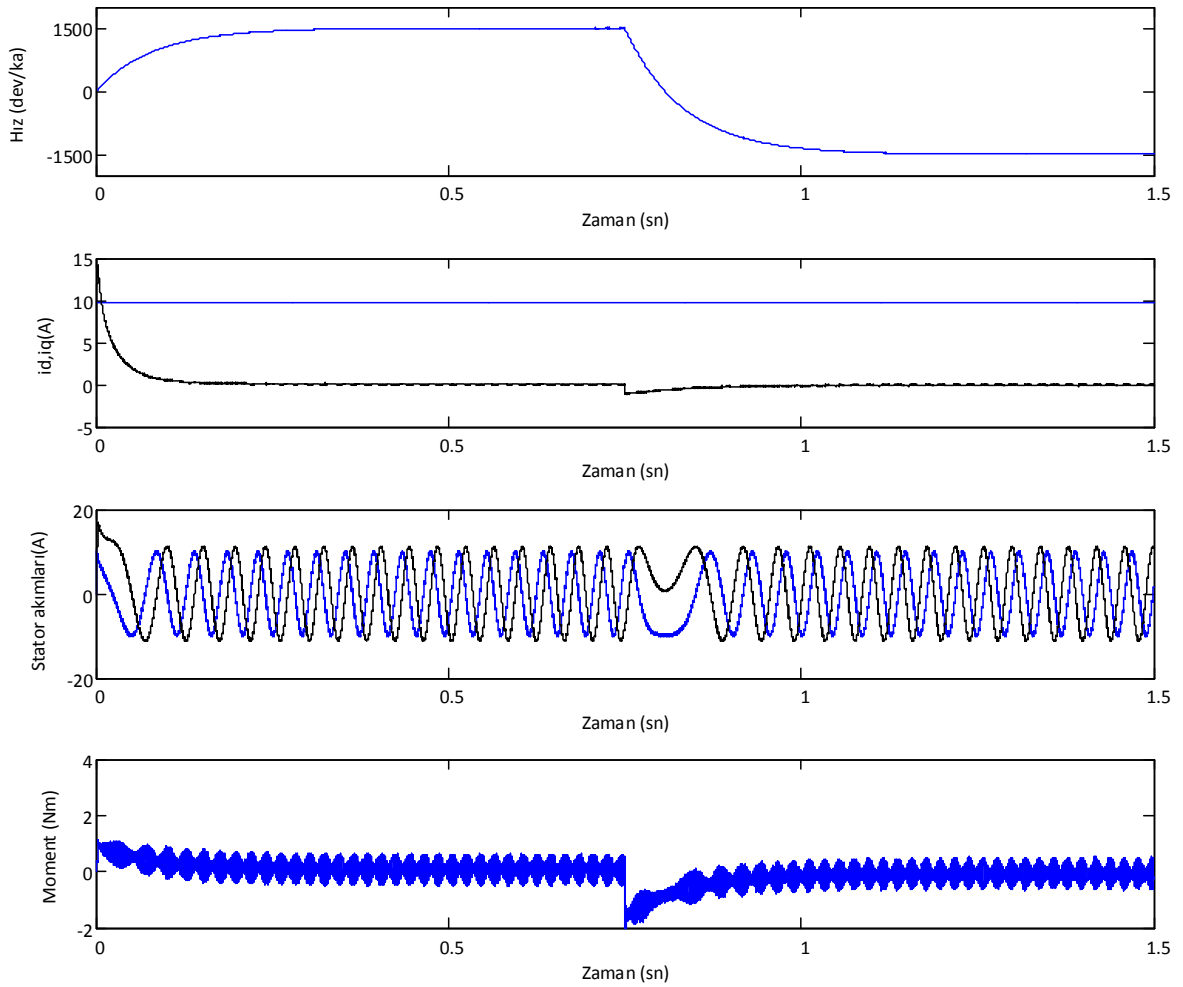
(b)

Şekil 5.10. Yüksüz durumda dq eksen stator sargı akımları ve rotor akı değişimleri

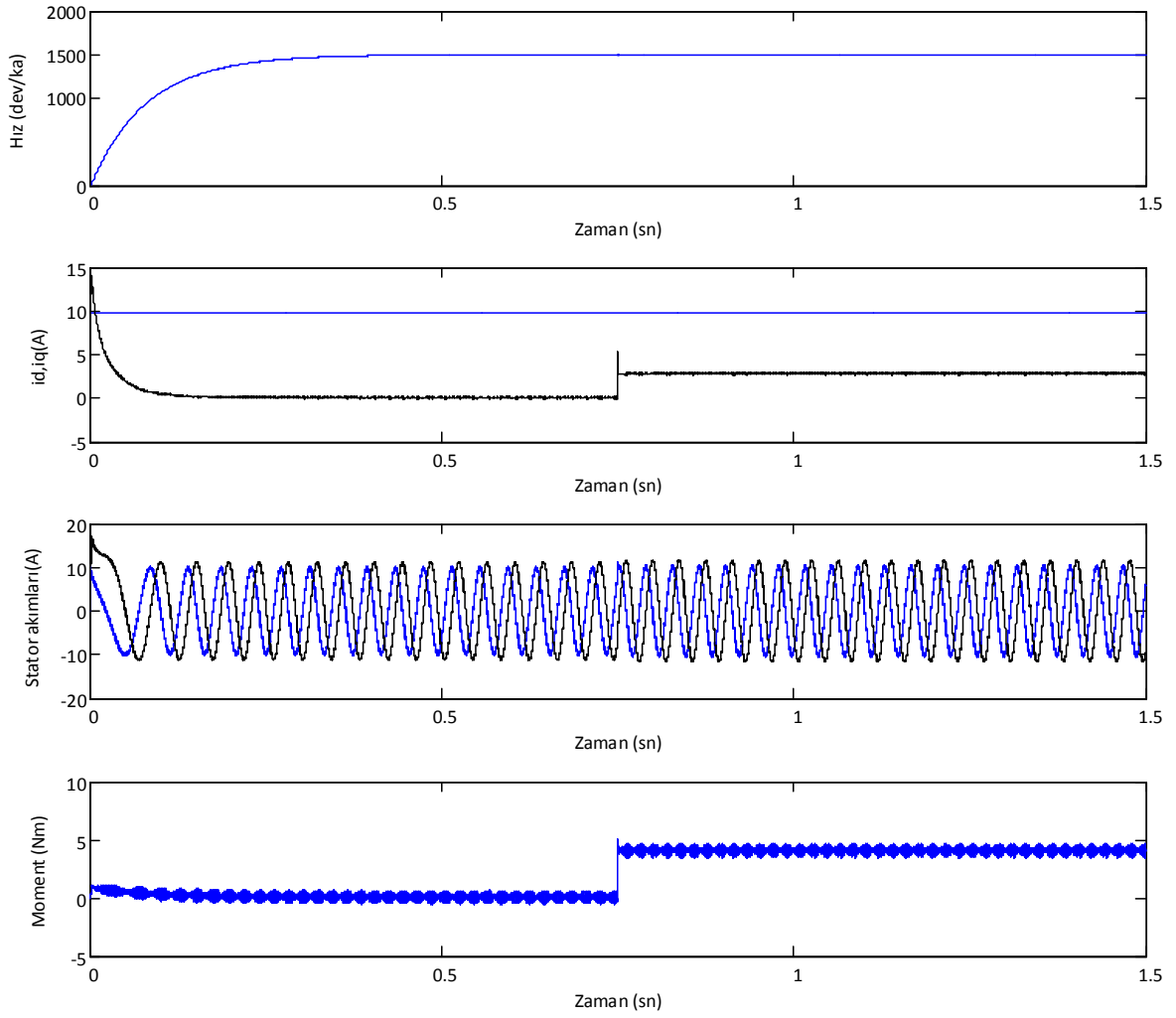
Önerilen dolaylı rotor alan yönlendirme algoritmasının devir yönü değişikliklerine göre performansının incelemek amacıyla motor yüksüz durumda ve hızı sürekli durumda 1500 dev/dk iken, $t=0.75\text{sn}$ 'de -1500 dev/dk olarak değiştirilmiştir. Bu duruma ilişkin

benzetim sonuçları Şekil 5.11’de görülmektedir. Şekilden görüleceği üzere motor hızı yaklaşık 0.25sn gibi bir süre ve aşma olmadan devir yönü değişikliğini gerçekleştirmiştir.

Dolaylı vektör denetimli tek-fazlı asenkron motor sürücü sisteminde hız ve moment akımı izleme performansına etki eden en önemli parametreler; rotor ataleti, sürtünme ve yük momentindeki değişimlerdir. Burada, yük değişimleri altında önerilen dolaylı vektör denetim sisteminin nasıl cevap verdiğini incelemek amacıyla bazı incelemeler yapılmıştır. Bu amaçla, başlangıçta motor yüksüz olarak yol almıştır. Sonra, sürekli durumda motor hızı 1500dev/dk’lık referans hıza eriştiğinde ve $t=0.75$ sn’de 4 Nm’lik bir yük momenti uygulanmıştır. Bu duruma ilişkin elde edilen benzetim sonuçları Şekil 5.12’de verilmiştir. Şekil 5.12’den görüleceği üzere, sürücünün hız izleme performansı oldukça başarılıdır.

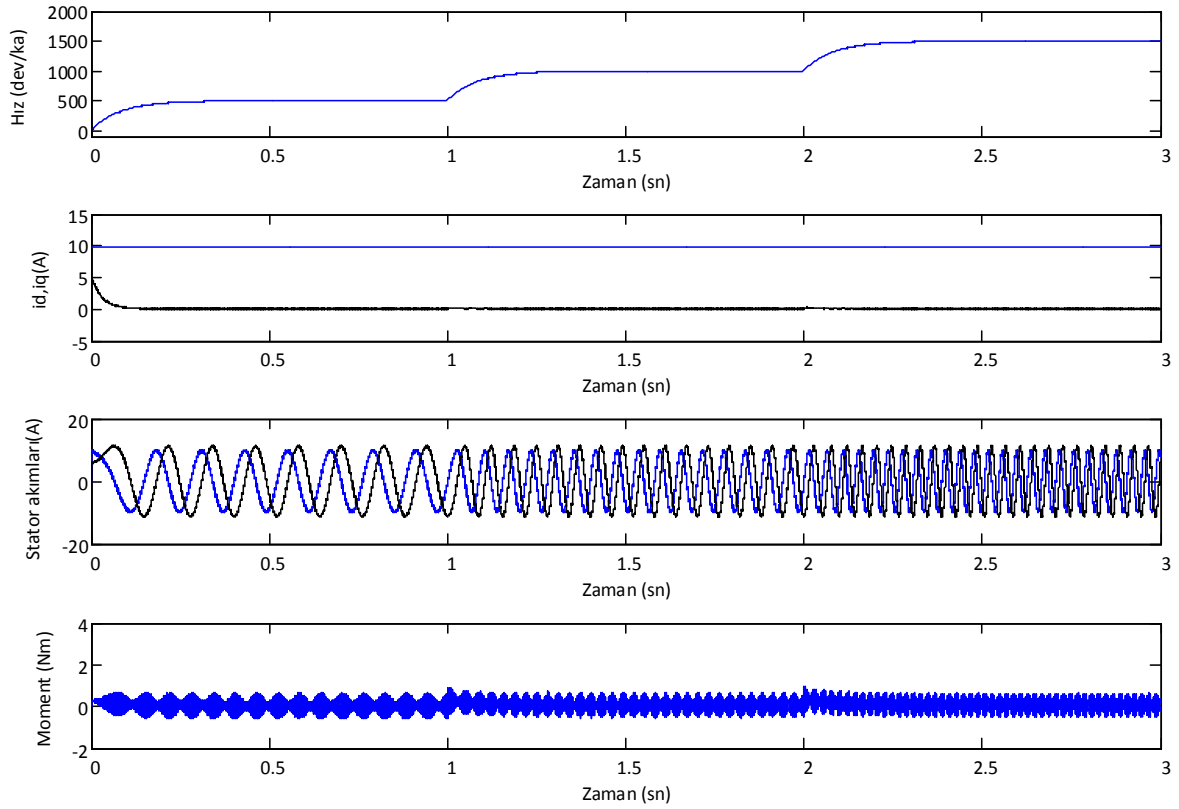


Şekil 5.11. Devir yöne değişikliği yapılarak elde edilen sonuçlar.



Şekil 5.12. Yük değişikliği yapılarak elde edilen sonuçlar.

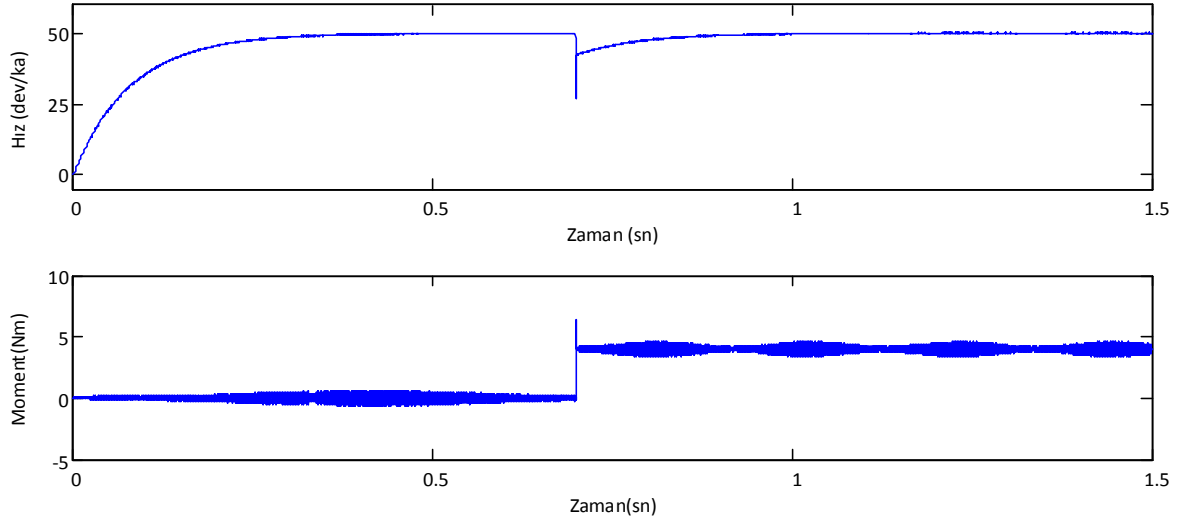
Şekil 5.13’de motor hızının referans değerleri basamak şeklinde artırılarak elde edilen benzetim sonuçları görülmektedir. Bu analizde motor hızının referans değeri ilk olarak 500 dev/dk olarak ayarlanmış ve $t=1\text{sn}$ ’de 1000 dev/dk olarak artırılmıştır. Benzer bir artış $t=2\text{sn}$ ’de gerçekleştirilerek referans hız değeri 1500 dev/dk olacak şekilde giriş sağlanmıştır. Bu analizde motor yüksüz durumdadır ve tüm hızlara kalıcı durum hatası ve maksimum aşma olmadan referans değerlerini takip ettiği görülmüştür.



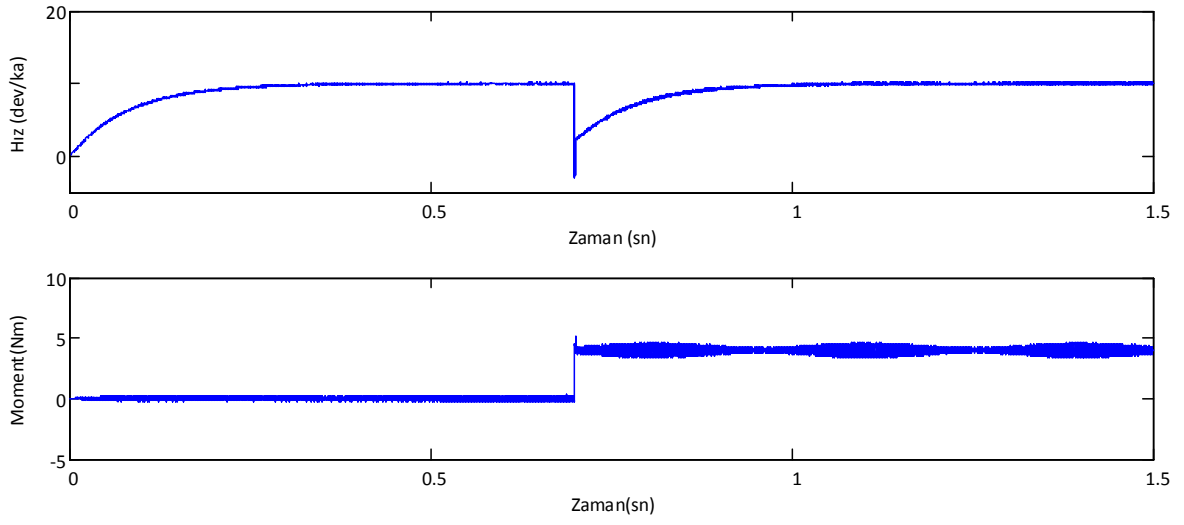
Şekil 5.13. Basamak şeklinde hız referansı için elde edilen sonuçlar.

Dolaylı vektör denetimli tek-fazlı asenkron motor sürücü sisteminin düşük hızlardaki performansı 10dev/dk ve 50 dev/dk referans hız değerleri için incelenmiş ve elde edilen benzetim sonuçları sırasıyla Şekil 5.14 ve Şekil 5.15’de verilmiştir. Şekillerden görüleceği üzere önerilen dolaylı vektör denetimli sürücü sistemi düşük hız değerlerinde de oldukça iyi hız izleme performansına sahip olmaktadır.

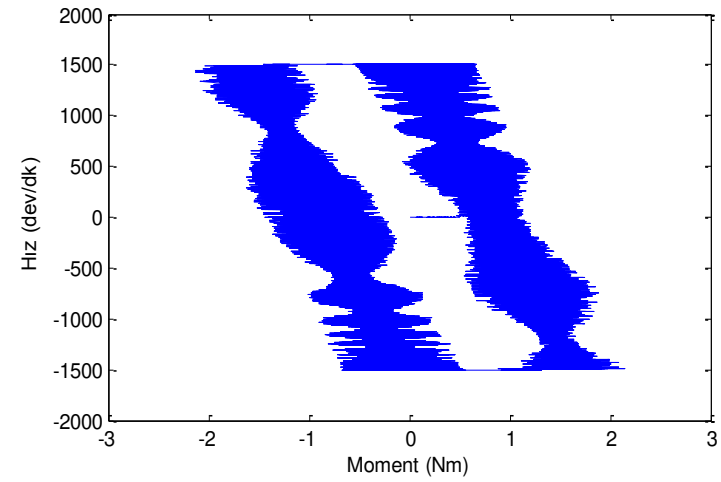
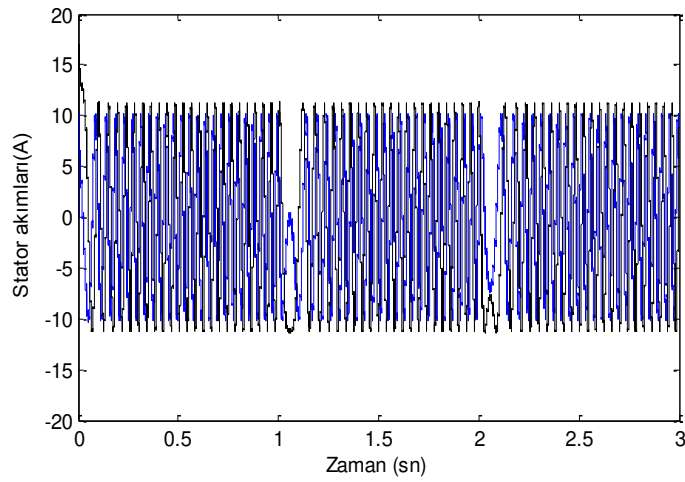
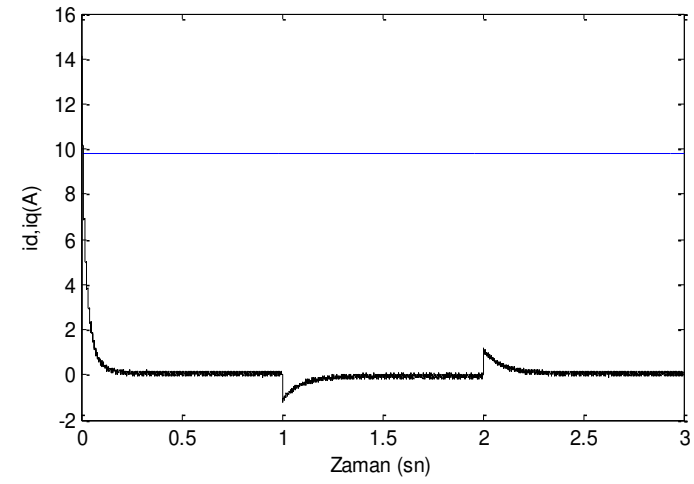
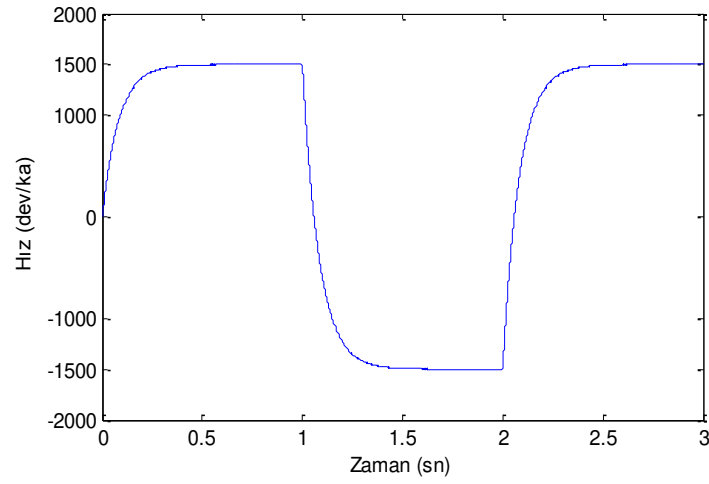
Son olarak, sürücünün 4-bölgeli çalışmasını test etmek için hız referansı ± 1500 dev/dk olarak değiştirilmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 5.16 ve Şekil 5.17’de verilmiştir. Şekil 5.16’da motor yüksüz durumdadır ve Şekil 5.17’de ise 4Nm’lik bir yük momenti uygulanmıştır. Elde edilen benzetim sonuçlardan görüleceği üzere önerilen dolaylı vektör denetimli sürücü sisteminin dinamik performansı oldukça tatmin edicidir.



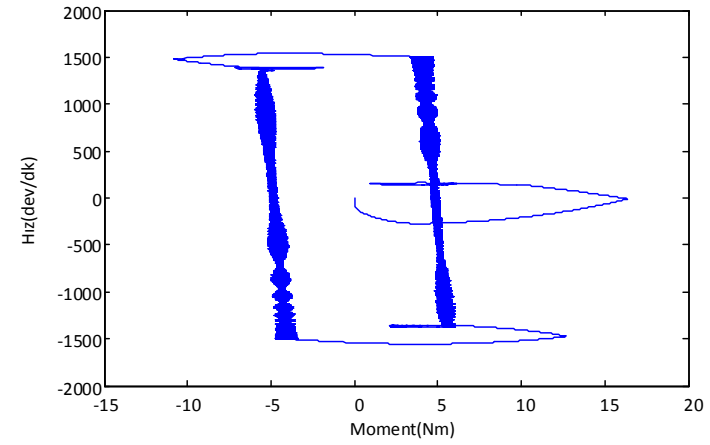
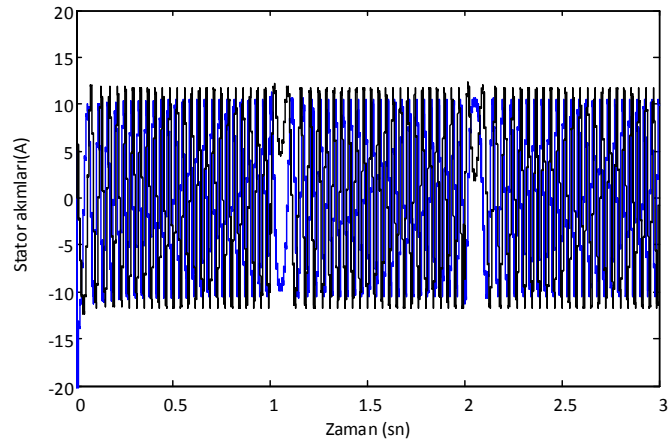
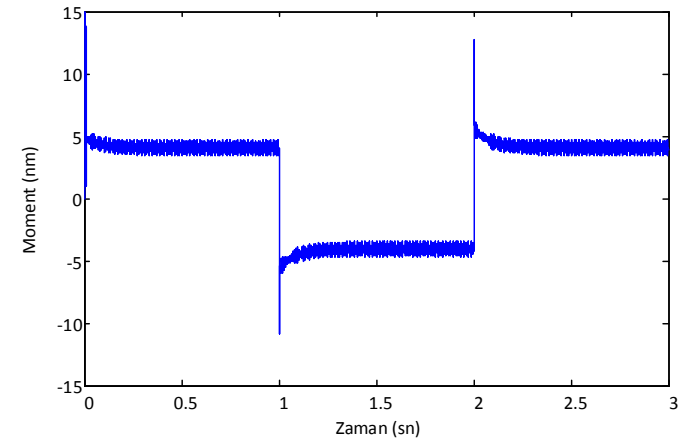
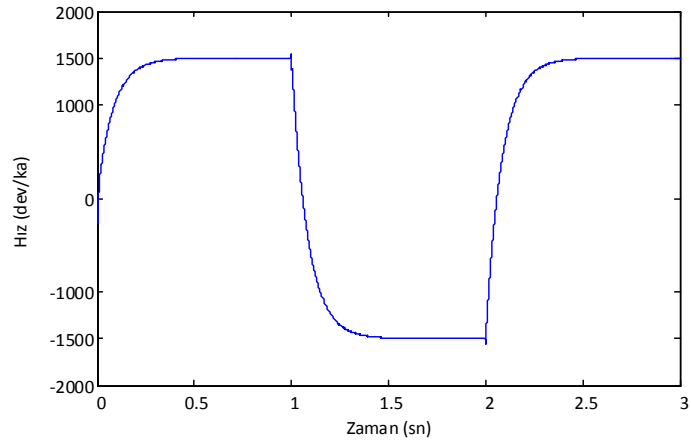
Şekil 5.14. 50 dev/dk'lık referans hız değeri için elde edilen sonuçlar.



Şekil 5.15. 10 dev/dk'lık referans hız değeri için elde edilen sonuçlar.



Şekil 5.16. Yüksüz durumda 4-bölgeli çalışmaya ilişkin benzetim sonuçları.



Şekil 5.17. Yüklü durumda 4-bölgeli çalışmaya ilişkin benzetim sonuçları.

6. SONUÇLAR

Bu tezde tek-fazlı asenkron motorlara genel bir bakış yapılarak sürücü devreleri olarak kullanılan evirici yapılarından bahsedilmiştir. Daha sonra benzetim çalışmalarını yapabilmek için motorun d-q eksen matematiksel denklemleri elde edilmiştir.

Tezde, evirici üzerinden beslenen tek-fazlı asenkron motor sürücü sisteminin hız denetimi için yüksek performansı dolaylı vektör denetimi incelenmiştir. Önerilen sürücü sisteminde, hız denetleyici olarak bir İntegral+Oransal (IP) denetleyici yapısı kullanılmıştır. Bu IP hız denetleyici, sürücü sistemine iyi bir dinamik cevap karakteristiği kazandırmıştır. Eviricinin güç anahtarlarının denetimi için SDGM algoritması kullanılmıştır.

Önerilen sürücü sisteminin performansı benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlardan, önerilen tek-fazlı asenkron motor sürücü sisteminin dinamik performansı oldukça tatmin edicidir.

KAYNAKLAR

- [1] **Mergen A.F., ve Zorlu S.,** Elektrik Makinaları II: Asenkron Makineler, Birsen Yayınevi, 2005.
- [2] **Bal, G.** 2006, Özel Elektrik Makinaları, Seçkin Yayıncılık.
- [3] **Bilgic, M.,** 2007, Single Phase Induction Motor Speed Control Using PWM AC Chopper for Fan Applications, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [4] **Dalkılıç, Ö.,** 2007, Bir Fazlı Asenkron Motorlarda Yeni Yol Verme Mekanizması Yaklaşımı, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
- [5] **Taştan, D.,** 2006, Tek Fazlı Asenkron Motorların Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
- [6] **Bowling, S.,** 2005. An Introduction to AC induction motor using the dsPIC30F MCU, *Microchip Technology*.
- [7] **Correa, M.B.R., Jacobina, C. B., Silva, E.R.C. and Lima A.M.N.,** 2004. “Vector Control Strategies for Single-Phase Induction Motor Drive Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **51(5)**, 1073-1080.
- [8] **Jemli M., Azza H.B., Bousak M. and Gossa M.,** 2009, “Sensorless Indirect Stator Field Orientation Speed Control for Single-Phase Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **24(6)**, 1618-1627.
- [9] **Correa, M.B.R., Jacobina, C. B., Lima A.M.N., and Silva, E.R.C.,** 1998, “Field Oriented Control of a Single-phase Induction Motor Drive”, *Power Electronics Specialists Conference PESC 98*, 990-996, May 17-22, Fukuoka, Japan.
- [10] **Nied, A., Oliveira J., Campos F., Seleme, S.I., and Marques L.C.S.,** 2011, “Space Vector PWM-DTC Strategy for Single-Phase Induction Motor Control”, *Electric Machines and Drives*, InTech Publisher.
- [11] **Anugrah, A., Sulaiman M.B., and Omar R.,** 2009, “Space Vector Analysis In Electrical Drives for Single-Phase Induction Motor Using Matlab/Simulink”, *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, 710-719.
- [12] **Salo, M., and Tuusa H.,** 2005, “A Vector-Controlled PWM Current-Source-Inverter-Fed Induction Motor Drive With a New Stator Current Control Method”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **52(2)**, 523-531.

- [13] **Reicy S.H. and Zadeh S.V.**, 2005, "Vector Control of Single-Phase Induction Machine with Maximum Torque Operation", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2005*, 923-928, June 20-23, Dubrovnik, Croatia
- [14] **Golwala, H. and Chudamani, R.** 2011, "A Modified Three Dimensional Space Vector based PWM Method four-Leg Voltage Source Inverter Fed Asymmetrical Two-Phase Induction Motor", *International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2011*, 573-578, December, 5-8.
- [15] **Charumit, C.H., and Kinnares, V.**, 2009, "Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives", *Electric Power Systems Research*, **79**, 1127-1135.
- [16] **Akın, E. ve Orhan A.**, 2007. Elektrik Makinelerinin Temelleri, Çağlayan Kitapevi.
- [17] **Özen, A.**, 1999, Anahtarlama Açılarının Kapasitör Tip Tek Fazlı Asenkron Motorların Dinamik Davranışı Üzerine Etkisi, Yüksek Lisans Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
- [18] **Metwally, H.M.B.**, 2001, "New Method for Speed Control of Single Phase Induction Motor with Improved Motor Performance", *Energy Conversion and Management*, **42**, 941-950.
- [19] **Faiz, J., Jafarian, A., and Neekzad, M.**, 2003, "PSPICE Simulation of a Capacitor Start Single Phase Induction Motor During Steady State and Transient Operations and its Experimental Verifications", *Energy Conversion and Management*, **44**, 479-495.
- [20] **Nabil, A.A., Kenji A., and Sakui M.**, "AC Chopper Voltage Controller-Fed Single-Phase Induction Motor Employing Symmetrical PWM Control Technique",
- [21] **Bathunya A.S., Khopkar R., Wei, K., and Toliyat H.A.**, 2001. Single Phase Induction Motor Drives- A Literature Survey, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'2001*, 911-914, June 17-20, Cambridge, MA, USA.
- [22] Krause, **P.C.** 1995, Analysis of Electric Machinery, IEEE Press.
- [23] **Craciunas, G.**, 2007, "Simulink Implementation of Two-Phase Induction Motor", 6th *International Conference on Electromechanical and Power Systems*, 69-72, October 4-6, Chisinau, Moldova
- [24] **Lee, K.J., Kim, H.G., Lee, D.K., Chun, T.W., and Nho, E.C.**, 2001, "High Performance Drive of Single-Phase Induction Motor", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2001*, 938-988.
- [25] **Nied, A., Oliveira, J., Sa, F. L., Campos, R.F., Seleme, I.S., and Marques, C.S.M.** 2011, "Space Vector PWM-DTC Strategy for Single-Phase Induction Motor

Control”, *Electric Machinery and Drives*, chapter 11, book edited by Mirosław Chomat, 217-232.

- [26] **Azza, H.B., Jemli, M., Boussak, M., and Gossa, M.**, 2011, “High Performance Sensorless Speed Control of SPIM Drives with on-line Stator Resistance Estimation”, *Simulation Modelling Practice and Theory*, **19**, 271-282.
- [27] **Jemli, M., Azza, H.B., and Gossa, M.**, 2009, “Real-Time Implementation of IRFOC for Single-Phase Induction Motor Drive Using dSPACE DS1104 Control Board”, *Simulation Modelling Practice and Theory*, **17**, 1071-1080.
- [28] **Correa, M.B.R., Jacobina, C. B., Silva, E.R.C., Lima A.M.N. and Silva, E.R.C.**, 2002, “A Three-Leg Voltage Source Inverter for Two-Phase AC Motor Drive Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **17(4)**, 517-523.
- [29] **Correa, M.B.R., Jacobina, C. B., Silva, E.R.C., Lima A.M.N. and Silva, E.R.C.**, 2000, “Rotor-Flux-Oriented Control of a Single-Phase Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **47(4)**, 832-841.
- [30] **Zaidi, N., Azza, H.B., Jemli, M., Boussak, M., and Chaari, A.**, 2013, “DSP Implementation of Speed Control for Single-Phase Induction Motor Based on Proportional Sliding Mode Control Law”, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, **9(7)**, 2727-2740.
- [31] **Liu, T.H., Lin, M.T., and Wu, H.C.**, 1998, “A Single Phase Induction Motor Drive with Improved Performance”, *Electric Power System Research*, **47**, 29-38.
- [32] **Nied, A., Oliveira, J., Sa, F. L., Campos, R.F. and Stival, L.H.R.C.** 2009, “Single-Phase Induction Motor Indirect Field Oriented Control Under Nominal Load”, *International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2009*, 789-793, November, 2-5.
- [33] **Feraga, C.E., and Boldjedri, A.**, 2012, “Indirect Rotor Field Oriented Control Strategy for Single Phase Induction Motor Drives”, *Przeglad Elektrotechniczny*, **R.88**, 222-225.
- [34] **Kascak, S., Zaskalicky, P., Dobrucky, B., and Prazenica, M.** 2012, “Two-Phase Space Vector Modulation of FOC Controlled ASM Fed by 2-Phase VSI Inverter”, *15th International Conference on Power Electronics and Motion Control, (EPE/PEMC)*, **13**, 1-5,
- [35] **Khader, S.H.**, 2009, “Modeling and Simulation of Single Phase Double Capacitors Induction Motor”, *2nd WSEAS International Conference on Biomedical Electronics and Biomedical Informatics (BEBI'09)*, 21-27,
- [36] **Zadeh, S.V., and Harooni, S.R.**, 2005, “Decoupling Vector Control of Single-Phase Induction Motor”, *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC'05* 733-738.

- [36] **Cunha, B.S., Camacho, J.R., and Bissochi, C.A.**, 2001, “Single-Phase Induction Motor Speed Control Through a PIC Controlled Sinusoidal PWM Inverter-The Mathematical Model and Various Load Conditions”, *IEEE Power Tech Proceedings, Porto 2001*, 6 pp.

ÖZGEÇMİŞ

1979 yılında Elazığ'da doğdu. İlköğrenimini İzmir Ertuğrul Gazi İlkokulu'nda, ortaokulu İzmir Sabiha Gökçen Ortaokulu'nda, liseyi İzmir Kız Lisesi'nde tamamladı. Daha sonra Fırat Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü, Elektronik Öğretmenliğini kazandı ve 2001 yılında buradan mezun oldu. 2004 yılında Mardin Yatılı Bölge İlköğretim okulunda Bilişim Teknolojileri öğretmeni olarak göreve başladı. Daha sonra sırasıyla; Hıdır Sever Lisesi, Cumhuriyet İlköğretim Okulu, Cumhuriyet Kız İmam Hatip Lisesi ve Hıdır Sever Anadolu Lisesinde görev yaptı. Halen Hıdır Sever Anadolu Lisesinde bu görevi devam ettirmektedir. Aynı Zamanda Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Anabilim dalı, Elektronik Eğitimi bilim dalında yüksek lisans yapmaktadır.