



**DÜŞÜK GERİLİM İLE BESLENEN SENKRON
RELÜKTANS MOTOR VE SÜRÜCÜ TASARIMI**

**Güllü BOZTAŞ
DOKTORA TEZİ**

**Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği Teknolojileri
Programı: Elektronik**

**Danışman: Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR
İkinci Tez Danışmanı: Doç. Dr. Ömür AYDOĞMUŞ**

HAZİRAN 2019

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DÜŞÜK GERİLİM İLE BESLENEN SENKRON RELÜKTANS MOTOR VE
SÜRÜCÜ TASARIMI

DOKTORA TEZİ

Yük Müh. Güllü BOZTAŞ

(142138203)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 7 Mayıs 2019

Tezin Savunulduğu Tarih : 10 Haziran 2019

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

Diğer Jüri Üyeleri: Prof. Dr. Servet TUNCER (F.Ü) 

Prof. Dr. Müslüm ARKAN (İ.Ü) 

Dr. Öğr. Üyesi Cafer BAL (F.Ü) 

Dr. Öğr. Üyesi Reşat ÇELİKEL (B.Ü) 

HAZİRAN-2019

ÖNSÖZ

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren tez danışman hocam Sayın Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR'e teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışması süresince desteğini esirgemeyen ve fikirleriyle çalışmama katkıda bulunan ikinci tez danışmanım Sayın Doç. Dr. Ömür AYDOĞMUŞ'a teşekkür eder, şükranlarımı sunarım.

Hayatım boyunca desteklerini her zaman hissettiğim başta abim Oğuz BOZTAŞ ve annem olmak üzere tüm aileme en içten teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmalarım boyunca desteklerini esirgemeyen değerli arkadaşlarıma çok teşekkür ederim.

Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumuna (TUBİTAK)-116E116 nolu proje ile vermiş oldukları finansal destekten dolayı teşekkür ederim.

Güllü BOZTAŞ
ELAZIĞ-2019

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET	V
SUMMARY	VII
ŞEKİLLER LİSTESİ	IX
TABLolar LİSTESİ	XIV
SEMBOLLER LİSTESİ	XV
KISALTMALAR LİSTESİ	XVII
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı.....	1
1.2. Tezin Organizasyonu	3
2. SENKRON RELÜKTANS MOTOR	5
2.1. Giriş	5
2.2. SynRM'nin Temel Yapısı.....	7
2.2.1. SynRM'nin Eşdeğer Devresi ve Vektör Diyagramı	8
2.3. SynRM'nin Tarihsel Gelişimi ve Rotor Geometrilere	13
2.3.1. Geleneksel Tasarım	17
2.3.2. Segmental Tasarım	18
2.3.3. Çift Bariyerli Tasarım.....	19
2.3.4. Eksenel- Laminasyon Tasarımı	20
2.3.5. Enine Laminasyonlu Tasarım	20
2.3.6. Daimi Mıknatıs Destekli SynRM	21
2.4. TLA ve ALA'nın Karşılaştırılması.....	22
2.5. SynRM ve IM'lerin Karşılaştırılması	23
3. SYNRM TASARIMI VE OPTİMİZASYONU	27
3.1. SynRM Tasarımı.....	27
3.1.1. Motor Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi	27
3.2. Optimizasyon	30
3.3. Geleneksel Optimizasyon Yöntemleri	31
3.4. Genetik Algoritma	33
3.4.1. Çaprazlama	35
3.4.2. Mutasyon	36
3.4.3. Genotip-Fenotip Planlama	37
3.4.4. Uygunluk	37
3.4.5. Seleksiyon.....	38
3.4.6. Sonlandırma.....	39
3.5. SynRM Optimizasyonu	39
3.5.1. Rotor Geometrisinin Belirlenmesi	40
3.5.2. Optimize Edilmiş Motorun Analizi	43
3.6. SynRM prototip üretimi.....	47
4. SYNRM KONTROLÜ	49
4.1. SynRM Kontrol Yöntemleri	49
4.2. SynRM Kontrolü	51
4.2.1. Sabit i_d Kontrol	51

4.2.2. Sabit Açılı Kontrol.....	52
4.3. SynRM Parametrelerinin Elde Edilmesi.....	53
4.4. SynRM'nin MTPA Algoritması	56
4.5. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	56
5. FOTOVOLTAİK SİSTEMLER.....	61
5.1. Giriş	61
5.2. Güneş Hücresi.....	62
5.2.1. Çalışma Prensipleri	62
5.2.2. Eşdeğer Devresi	64
5.2.3. Açık Devre Gerilimi, Kısa Devre Akımı ve Maksimum Güç Noktası.....	65
5.2.4. Doluluk Faktörü.....	65
5.2.5. Sıcaklık ve Işıma Etkileri.....	65
5.2.6. Güneş Hücre Türleri	68
5.3. Fotovoltaik Modüller	68
5.4. Fotovoltaik Sistem Konfigürasyonu	69
5.4.1. İnverter Dizisi	70
5.4.2. Çoklu İnverter Dizisi	70
5.4.3. Merkezi İnverter	71
5.4.4. Modül Entegreli İnverter	72
6. MPPT ALGORİTMALARI.....	73
6.1. Tepe Tırmanma (Hill-Climbing) Tekniği	74
6.1.1. Değiştir ve Gözetle (Perturb and Observe- P&O)	74
6.1.2. Artımsal İletkenlik	75
6.1.3. Diğer Tepe-Tırmanma MPPT Metotları	78
6.2. Bulanık Mantık Kontrolü.....	79
6.3. Yapay Sinir Ağları (YSA)	80
6.4. Kesirli Açık Devre Gerilimi	81
6.5. Kesirli Kısa Devre Akımı	81
6.6. Süpürme Akımı.....	82
6.7. Maksimum Güç Noktası Akım ve Gerilimini Hesaplama.....	82
6.8. MPPT Tekniğine Dayalı Durum.....	83
6.9. Çoklu Maksimum Bulma.....	83
7. BENZETİM SONUÇLARI.....	84
7.1. SynRM'nin MTPA ile Kontrolü.....	84
7.2. SynRM'nin MTPA ve MPPT ile Kontrolü.....	89
8. SÜRÜCÜ TASARIMI VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	95
8.1. İnverter Tasarımı	95
8.2. İnverter Test Sonuçları	101
8.3. Tasarlanan Motor için Deneysel Sonuçlar.....	102
SONUÇLAR.....	116
KAYNAKLAR.....	118
ÖZGEÇMİŞ	127

ÖZET

Elektrik enerjisi tüketimi gün geçtikçe hızlı bir şekilde artmaktadır. Buna bağlı olarak sınırlı enerji kaynakları aynı oranda azalmaktadır. Bu durum, verimli sistemlerin kullanılmasını ve/veya alternatif enerji kaynaklarının kullanılmasını kaçınılmaz hale getirmiştir. Güneş ve rüzgâr gücünün yüksek enerji potansiyeline sahip olmasından dolayı bu tür enerji kaynaklarının kullanımının önemini arttırmaktadır. Ülkemizin coğrafi konumu, birçok ülkeye göre güneş enerjisi potansiyelinin önemli ölçüde yüksek olmasını sağlamaktadır. Türkiye Güneş Enerjisi Potansiyeli Atlasına (GEPA) göre, yıllık toplam güneşlenme süresi 2.741 saat (günlük ortalama 7,5 saat), yıllık toplam gelen güneş enerjisi 1.527 kWh/m².yıl (günlük ortalama 4,18 kWh/m².gün) olduğu tespit edilmiştir. Diğer bölgelere kıyasla Güneydoğu Anadolu Bölgesi güneş enerjisinden en fazla faydalanan bölgedir. Ayrıca, bu bölgede tarımsal sulama ihtiyacı yüksektir. Bu bölgenin bazı şehirlerinde biriken borç nedeniyle enerji dağıtım firması tarafından elektrik kesintileri yapılmakta ve tarımsal alanlar sulama yapılamamasından dolayı zarar görmektedir. Bu yüzden bu tür elektrik enerjisinin bulunmadığı yerleşim yerlerinden uzak yerler için güneş enerjisiyle doğrudan çalışabilen sulama sistemleri önem arz etmektedir.

Günümüzde birçok güneş enerjili sulama sistemleri mevcuttur. Bu sistemler güneş paneli, batarya, sürücü, motor ve pompadan oluşmaktadır. Bu ürünler birbirinden bağımsız firmalar tarafından üretilmektedir. Fotovoltaik (PV) sistemlerde yaygın olarak indüksiyon motorları (IM) ve Doğru Akım (DA) motorları kullanılmaktadır. Son zamanlarda fırçasız DA motorlar daha yüksek verimli olmalarından dolayı tercih edilmektedirler. Ancak PV panellerden üretilen gerilim seviyeleri, mevcut ticari motorların gerilim seviyelerinden düşük olduğundan dolayı yükseltici (boost) çevirici yardımıyla yükseltilmesi gerekmektedir. Ayrıca bu sistemlerde batarya grubu ve batarya şarj yönetim sistemine de ihtiyaç duyulmaktadır. Sistemde batarya kullanılması sistem kurulum maliyetini arttırırken dayanıklılığı azaltmaktadır. Bununla birlikte sistemden daha yüksek verim elde etmek için maksimum güç noktasında (MPP) çalışma sağlanmalıdır. Bundan dolayı, maksimum güç noktası izleme (MPPT) yapılması gerekmektedir.

Batarya grubu, batarya şarj yönetim sistemi ve yükseltici çevirici kullanmadan sadece panel, sürücü ve motor yapısı ile sistemi çalıştırmak mümkündür. Böylece sistem maliyeti büyük ölçüde azaltılabilir. İlave olarak, bataryanın bakım gerektirmesi ve ömrünün az olması

gibi problemlerin ortadan kaldırılması sayesinde sistemin dayanıklılığı arttırılmış olacaktır. Sürücü ve motorun diğer cihazlara ihtiyaç duymadan çalışabilmesi için bunların yeniden tasarlanması gerekmektedir. Ayrıca, motor hız referansını ayarlayabilecek modifiye edilmiş bir MPPT algoritması ile kontrol edilmesi sağlanmalıdır.

Bu tezde, PV panelin üretebileceği düşük gerilim seviyelerinde, standart motor gövdesine uygun dış ölçülere sahip bir Senkron Relüktans Motor (SynRM), Genetik Algoritma (GA) optimizasyon tekniği kullanılarak tasarlanmıştır. Ayrıca bu motor için motor sürücüsü ve kontrol algoritması tasarlanmış ve geliştirilmiştir. SynRM, rotorunda mıknatıs ve sargı bulundurmadığından dolayı diğer motorlarla kıyaslandığında rotorun üretim maliyetleri ve sağlamlığı çok daha yüksek olacaktır. Bu motorlar hızdan bağımsız olarak hemen hemen sabit verim ve momente sahiptirler. Ayrıca motorun sürekli olarak maksimum hızda çalışmasını sağlayacak şekilde motor sürücüsüne MPPT algoritması eklenerek benzetim ortamında test edilmiştir. Fakat deneysel sonuçlar düşük gerilim seviyeli DA kaynağı ile elde edilmiştir. Bu çalışma ile daha verimli, daha kompakt ve kullanım kolaylığı sağlayan bir sistem elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: AA Motor Sürücüsü, Genetik Algoritma Optimizasyonu, Maksimum Güç Noktası Takibi, Senkron Relüktans Motor, Yenilenebilir Enerji.

SUMMARY

Design of Synchronous Reluctance Motor and Drive Fed by Low Voltage

In day by day, electric energy consumption rapidly increases and limited energy sources decrease at the same rate. In this case, the use of efficient systems and/or alternative energy sources have become inevitable. The use of such energy sources increases the importance of solar and wind power because of high energy potential. The geographical location of our country makes solar energy potential considerably higher compared to many countries. The average annual sunshine time of Turkey is 2741 hours (7.5 hours per day) and its average total irradiation is 1527 kWh/m²-year (4.18 kWh/m².day) according to Solar Energy Potential Atlas of Turkey (GEPA). Compared to other regions, Southeastern Anatolia Region is the region that benefits most from solar energy. Additionally, the agriculture irrigation needs are high for this region. In some cities of this region, the electricity outages are performed by the energy distribution company due to the accumulated debts and so agricultural lands are damaged due to lack of irrigation. Therefore, the pump systems which can operate directly by solar energy are important for these type regions.

Nowadays, many solar-powered irrigation systems are available. These systems consist of solar panel, battery, drive, motor and pump. All of these products are manufactured by independent company. The IMs and DC motors are widely used in photovoltaic systems. Recently, brushless DC motors are preferred because of their high efficiency. However, a boost converter must be used to increase the voltage levels generated by photovoltaic panels because they are lower than the voltage level of the available commercial motor. In addition, the battery pack and battery charge management system are needed in these systems. The system installation costs increase and the system reliability reduces because of the battery. Also, it must be operated at the maximum power point to obtain higher efficiency from system. For this purpose, maximum power point tracking (MPPT) must be performed.

The system can be operated by using only the panel, motor and drive without battery pack, battery management system and boost converter. Thus, the system cost can be significantly reduced. In addition, the durability of the system will be increased by eliminating the problems such as maintenance and low life of the battery. The motor and its drive must be redesigned to operate without need the other devices. In addition, it must be controlled by a modified MPPT algorithm which can adjust the motor speed reference.

In this thesis, Synchronous Reluctance Motor (SynRM) having standard motor case was designed for low voltage level which can be produced by PV panel. The motor has been optimized by using Genetic Algorithm (GA) optimization technique. Additionally, motor drive and control algorithm were designed and developed for this motor. Production costs and robustness of SynRM rotor will be much higher compared to other motors because the motor does not contain magnets and windings on its rotor. In addition, these motors have virtually constant efficiency and torque independent of the speed. An MPPT algorithm has been added to the motor drive to ensure motor to run at maximum speed continuously and analyzed in simulation environment. However, the prototype motor has been experimentally tested under low voltage level DC source. Consequently, more efficient, more compact and user friendly system has been obtained in this thesis.

Keywords: AC Motor Drive, Genetic Algorithm Optimization, Maximum Power Point Tracking, Synchronous Reluctance Motor, Renewable Energy.

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1 PV panel ile beslenen geleneksel motor sürücü sistemi	1
Şekil 1.2 Doğrudan PV panel ile beslenen motor sürücü sistemi	2
Şekil 2.1 Elektrik motorlarının sınıflandırma şeması [2]	5
Şekil 2.2 Anizotropik geometrilili “a” nesnesi ve izotropik geometrilili “b”nin magnetik alan dağılımı ve relüktans moment üretimi [13]	8
Şekil 2.3 SynRM'nin eşdeğer devresi	9
Şekil 2.4 d ve q eksenindeki SynRM eşdeğer devreleri	10
Şekil 2.5 SynRM'nin vektör diyagramı [13], [14].....	11
Şekil 2.6 SynRM'nin rotor tasarımları a) Basit çıkık kutuplu rotor, b) ALA rotor, c) TLA rotor [28].....	14
Şekil 2.7 Alternatif rotor geometrisinin tarihsel gelişimi [3], [23].....	15
Şekil 2.8 SynRM a) Tek çıkıntılı, b) Çift taraf çıkıntılı, c) Akı bariyerli	16
Şekil 2.9 Geleneksel çıkık kutuplu tasarım	18
Şekil 2.10 Segmental rotor tasarımı.....	18
Şekil 2.11 Çift bariyerli rotor tasarımı.....	19
Şekil 2.12 ALA rotor tasarımı	20
Şekil 2.13 TLA rotor tasarımı.....	21
Şekil 2.14 Tasarlanan TLA rotor ve dq -eksenleri.....	21
Şekil 2.15 TLA yapılı Daimi Mıknatıs Destekli SynRM rotor tasarımı.....	22
Şekil 2.16 Anizotropik rotor yapıları a)ALA, b)TLA [60].....	23
Şekil 2.17 Rotor geometrisi parametrelerinin karşılaştırılması a) SynRM, b) IM	24
Şekil 2.18 Başlangıç momenti-Optimum hava boşluğunun dış yarıçapa oranı eğrisi	25
Şekil 3.1 Stator zıt-EMK sinyalleri; a) 24 oluk, b) 30 oluk, c) 36 oluk.....	28
Şekil 3.2 Stator geometrisi.....	28
Şekil 3.3 Stator sarım şeması.....	29
Şekil 3.4 İlerleme açısının hız-moment karakteristiğine etkisi.....	30
Şekil 3.5 Optimizasyon tekniklerinin sınıflandırması [68].....	30
Şekil 3.6 GA akış diyagramı.....	35
Şekil 3.7 n -noktası çaprazlaması	36

Şekil 3.8	Optimizasyon işlem adımlarına ait akış diyagramı	40
Şekil 3.9	Optimizasyon için kullanılan rotor geometrisi	41
Şekil 3.10	GA nesilleri; a) 1.nesil saat: 09:56, b) 279.nesil orta saat: 15:41, c) 1157. Nesil saat: 21:42.....	42
Şekil 3.11	GA performans analizi a) Moment, b) Salınım, c) Moment-Salınım, d) <i>stb-wb</i> değerleri.....	43
Şekil 3.12	<i>Sol</i> : Motor ızgara görünümü, <i>Sağ</i> : Motor akı çizgisi dağılımı	44
Şekil 3.13	Optimize motorun sürekli durum moment grafiği.....	45
Şekil 3.14	Optimize edilen motorun; moment, verim ve çıkış gücünün hıza göre değişim eğrileri.....	45
Şekil 3.15	Tasarlanan motorun verim haritası	46
Şekil 3.16	Motorda kullanılan malzemeler ve motorun 3 boyutlu görünüşü	46
Şekil 3.17	a) Rotor ve mil üretimi, b) Stator paketinin üretimi	47
Şekil 3.18	Paketlenmiş stator ve rotor yapısı.....	48
Şekil 3.19	a) Prototip motor görünümü, b) U-fazının yerleştirilmiş stator görünümü	48
Şekil 4.1	SynRM konumunun belirlenmesi	54
Şekil 4.2	SynRM parametrelerinin belirlenmesi.....	54
Şekil 4.3	Rotor konumuna göre fazlar arası indüktans değişimi	55
Şekil 4.4	Gerilim kontrollü temel bir inverter yapısı.....	59
Şekil 4.5	Uzay vektör düzlemi.....	59
Şekil 4.6	Sektörlere göre 7-segmentli anahtarlama sıraları	60
Şekil 5.1	Bir güneş hücresi	63
Şekil 5.2	Bir güneş hücresinin eşdeğer devresi	64
Şekil 5.3	Sabit sıcaklıkta (25°C) 3 farklı güneşlenme değerleri için V-I ve V-P eğrileri. 66	
Şekil 5.4	Sabit ışınyımda (1kW/m ²) farklı sıcaklık değerleri için V-I ve V-P eğrileri.....	67
Şekil 5.5	PV modüllerin tipik yapıları	68
Şekil 5.6	Hücre, seri modül hücreleri, seri dize modül ve paralel dize dizileri gösterimi 70	
Şekil 5.7	Dize konfigürasyonu.....	70
Şekil 5.8	Çoklu dize konfigürasyonu.....	71
Şekil 5.9	Merkezi konfigürasyon.....	71
Şekil 5.10	Tekli inverterli konfigürasyon	72
Şekil 6.1	Termal kamera ile gölgelenme durumunun incelenmesi.....	73
Şekil 6.2	PV panelin karakteristik eğrileri.....	74

Şekil 6.3	P&O algoritmasının akış diyagramı	75
Şekil 6.4	Artımsal iletkenlik algoritması	76
Şekil 6.5	P-V eğrisinin ışınlıma bağılı olarak değişimi	77
Şekil 6.6	Üyelik fonksiyonları	79
Şekil 6.7	Sinir ağı.....	80
Şekil 7.1	Benzetim için hazırlanan blok diyagramları.....	84
Şekil 7.2	Kontrol blok şeması.....	85
Şekil 7.3	<i>Sabit i_d kontrolü</i> ; a) Hız, i_d , i_q , b) Stator akımları, <i>MTPA kontrolü</i> ; c) Hız, i_d , i_q , d) Stator akımları	86
Şekil 7.4	<i>Sabit i_d kontrolü</i> ; a) i_a akımı, b) i_a akımına ilişkin harmonik spektrumu,	87
Şekil 7.5	Sabit hız, değişken moment için; a) Hız, Moment, b) Stator sargı akımları, c) i_{dq} akımları,	88
Şekil 7.6	Sabit moment, değişken hız için; a) Hız ve Moment, b) Stator sargı akımları, c) i_{dq} akımları	89
Şekil 7.7	PV panel için oluşturulan benzetim ortamı	90
Şekil 7.8	2-seri PV panel sıcaklık 25°C ve ışınlı 1000W/m ² için; a) Hız ve Işınlı, b) Stator akımları ve verim, c) i_d , i_q ve T_m momenti, d) PV panele ait akım, gerilim ve güç eğrileri	91
Şekil 7.9	25°C sabit sıcaklık için; a) Hız ve Işınlı, b) Stator akımları ve verim, c) i_d , i_q ve T_m momenti,	92
Şekil 7.10	60°C sabit sıcaklık için; a) Hız ve Işınlı, b) Stator akımları ve verim, c) i_d , i_q ve T_m momenti,	93
Şekil 7.11	Farklı ışınlı koşullarında MPPT tarafından belirlenen maksimum güç noktaları; a) 25°C için farklı ışınlılardaki P_{PV} gücü değişimi, b) 60°C için farklı ışınlılardaki P_{PV} gücü değişimi, c) 25°C ve 250 W/m ² için MPP noktası, d) 25°C ve 400 W/m ² için MPP noktası, e) 60°C ve 250 W/m ² için MPP noktası, f) 60°C ve 400 W/m ² için MPP noktası.....	94
Şekil 8.1	Tasarlanan inverterin şematik görünümü	95
Şekil 8.2	İnverterin baskı devre tasarımı	96
Şekil 8.3	Giriş/Çıkış Zamanlama Diyagramı.....	96
Şekil 8.4	Anahtar sürme entegresinin blok diyagramı.....	97
Şekil 8.5	Akım koruma devresi	98
Şekil 8.6	Motor akım ölçümü modülü	98

Şekil 8.7	Tasarlanan motor sürücü kartı	99
Şekil 8.8	Mikrodenetleyici bağlantı şeması	100
Şekil 8.9	MOSFET sıçrama (<i>bouncing</i>) problemi <i>Kanal-A</i>) Q_1 anahtarı, <i>Kanal-B</i>) Q_4 anahtarı; a/b) $R_g=33\Omega$ için anahtar geçişleri, c/d) $R_g=100\Omega$ için anahtar geçişleri	101
Şekil 8.10	İnverter V_{ab} çıkış gerilimi; a) 50 Hz çıkış frekansı, b) 100 Hz çıkış frekansı .	102
Şekil 8.11	V_{ab} gerilim sinyali ve FFT analizi; a) 50 Hz çıkış frekansı, b) 100 Hz çıkış frekansı	102
Şekil 8.12	Deney seti	103
Şekil 8.13	1000 d/d hız için rotor konum değişim grafiği	103
Şekil 8.14	15V, 1000 d/d hız için <i>Kanal-A</i>) V_{ab} gerilimi, <i>Kanal-B</i>) DA-Link gerilimi, <i>Kanal-D</i>) Stator akımı	104
Şekil 8.15	15V, 1000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı	104
Şekil 8.16	15V, 2000 d/d hız için <i>Kanal-A</i>) V_{ab} gerilimi, <i>Kanal-B</i>) DA-Link gerilimi, <i>Kanal-D</i>) Stator akımı	105
Şekil 8.17	15V, 2000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı	105
Şekil 8.18	15V, 3000 d/d hız için <i>Kanal-A</i>) V_{ab} gerilimi, <i>Kanal-B</i>) DA-Link gerilimi, <i>Kanal-D</i>) Stator akımı	106
Şekil 8.19	15V, 3000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı	106
Şekil 8.20	60V, 1000 d/d hız için <i>Kanal-A</i>) V_{ab} gerilimi, <i>Kanal-B</i>) DA-Link gerilimi, <i>Kanal-D</i>) Stator akımı	107
Şekil 8.21	60 V, 1000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı	107
Şekil 8.22	60V, 2000 d/d hız için <i>Kanal-A</i>) V_{ab} gerilimi, <i>Kanal-B</i>) DA-Link gerilimi, <i>Kanal-D</i>) Stator akımı	108
Şekil 8.23	60 V, 2000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı	108
Şekil 8.24	60V, 3000 d/d hız için <i>Kanal-A</i>) V_{ab} gerilimi, <i>Kanal-B</i>) DA-Link gerilimi, <i>Kanal-D</i>) Stator akımı	109
Şekil 8.25	60 V, 3000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı	109
Şekil 8.26	Farklı çalışma koşulları için termal görüntüler; a) Enerjisiz, b) 20A, c) 35 A	110
Şekil 8.27	0,5 Nm - 1000 d/d için; <i>Kanal-A</i>) Hız, <i>Kanal-C</i>) Moment, <i>Kanal-D</i>) Motor faz akımı	111
Şekil 8.28	0,5 Nm - 2000 d/d için; <i>Kanal-A</i>) Hız, <i>Kanal-C</i>) Moment, <i>Kanal-D</i>) Motor faz akımı	111

Şekil 8.29 0,5 Nm - 3000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı	112
Şekil 8.30 1 Nm - 1000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı	112
Şekil 8.31 1 Nm - 2000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı	113
Şekil 8.32 1 Nm - 3000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı	113
Şekil 8.33 Farklı yük - 1000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı	114
Şekil 8.34 Farklı yük - 2000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı	114
Şekil 8.35 Farklı yük - 3000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı	115
Şekil 8.36 Nominal yük ve hız için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı	115

TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 3.1 Stator geometrisine ait parametreler	29
Tablo 3.2 Tasarımda kullanılan GA parametreleri	41
Tablo 4.1 İnverterin anahtarlama durumları	58
Tablo 7.1 Farklı ortam koşulları için MPP, n_{ref} , T_m , P_{out} ve verim değerleri	91
Tablo 8.1 Lojik kontrol bloğuna ait doğruluk tablosu	97



SEMBOLLER LİSTESİ

V_s	: Stator gerilimi
V_{sd}	: Stator d -eksen gerilimi
V_{sq}	: Stator q -eksen gerilimi
i_s	: Stator akımı
i_d	: Stator d -eksen akımı
i_q	: Stator q -eksen akımı
i_d^*	: Stator referans d -eksen akımı
i_q^*	: Stator referans q -eksen akımı
e_m	: Hava boşluğu elektromotor gerilimi (stator sargısının iç gerilimi)
R_s	: Sargı direnci
ω_r	: Referans çatıda elektriksel açısal hız
L_s	: Stator indüktansı
L_{sd}	: Stator d -eksen indüktansı
L_{sq}	: Stator q -eksen indüktansı
L_{sl}	: Toplam sargı sızıntı indüktansı
L_m	: Mıknatıslanma indüktansı
L_{md}	: d -eksen mıknatıslanma indüktansı
L_{mq}	: q -eksen mıknatıslanma indüktansı
R_{cm-s}	: Stator demir direnci
R_{cm-r}	: Rotor demir direnci
i_{cs}	: Stator demir akımı
i_m	: Mıknatıslanma akımı
i_{dm}	: d -eksen mıknatıslanma akımı
i_{qm}	: q -eksen mıknatıslanma akımı
λ	: Hava boşluğu bağlantı akısı
δ	: Yük açısı (d ve q -eksen akıları arasındaki açı)
ϕ_i	: Mıknatıslanma gerilimi ile mıknatıslanma akımı arasındaki açı (zıt EMK vektörü ile akım vektörü arasındaki açı)
ϕ	: Stator gerilimi ile akımı arasındaki açı
θ	: Akım açısı (d ve q -eksen akımları arasındaki açı)
β	: Moment açısı (akı ve akım vektörleri arasındaki açı)
p	: Kutup Sayısı
ξ	: Çıkıntı Oranı
M	: Ortak indüktans
T_e	: Elektriksel moment
T_e^*	: Referans elektriksel moment
T_L	: Yük momenti
j	: Atalet
B	: Sürtünme katsayısı
nos	: Stator oluk sayısı
sor	: Stator dış yarıçapı
sir	: Stator iç yarıçapı
ag	: Hava aralığı
sd	: Oluk genişliği

sow	: Oluk açıklık genişliği
$\alpha 1$	: Oluk dış açısı
$\alpha 2$	: Oluk yarım yay açısı
$\alpha 3$	: P6 – P7 arası açısı
ttt	: Dış ucu kalınlığı
tw	: Dış kalınlığı
bfr	: Alt köşe yarıçapı
tfr	: Üst köşe yarıçapı
rir	: Mil yarıçapı
stb	: Bariyer boşluğu
wb	: Bariyer kalınlığı
γ	: Bariyer açısı
τ	: Boşluk açısı
I_{ph}	: Foton akısı
I_o	: Gölge doyum akımı
q	: Elektron yükü
A	: Diyot kalite faktörü
k	: Boltzman sabiti
R_{SS}	: Güneş hücresinin seri dirençleri
R_{SH}	: Güneş hücresinin paralel dirençleri
n_s	: Seri bağlanan güneş panelleri sayısı
n_p	: Paralel bağlanan güneş panelleri sayısı
V_{oc}	: Açık devre gerilimi
I_{sc}	: Kısa devre akımı
I_{MPP}	: Maksimum güç noktasındaki akım
V_{MPP}	: Maksimum güç noktasındaki gerilim
P	: Güç
ΔP	: Güçteki değişim
V	: Gerilimi
ΔV	: Gerilimdeki değişim
I	: Akım
ΔI	: Akımdaki değişim
k_v	: Gerilimin sıcaklık katsayısı
k_1	: PV panel dizisinin karakteristiğine bağlı olan sabit
k_2	: Orantı katsayısı
R_g	: Kapı direnci

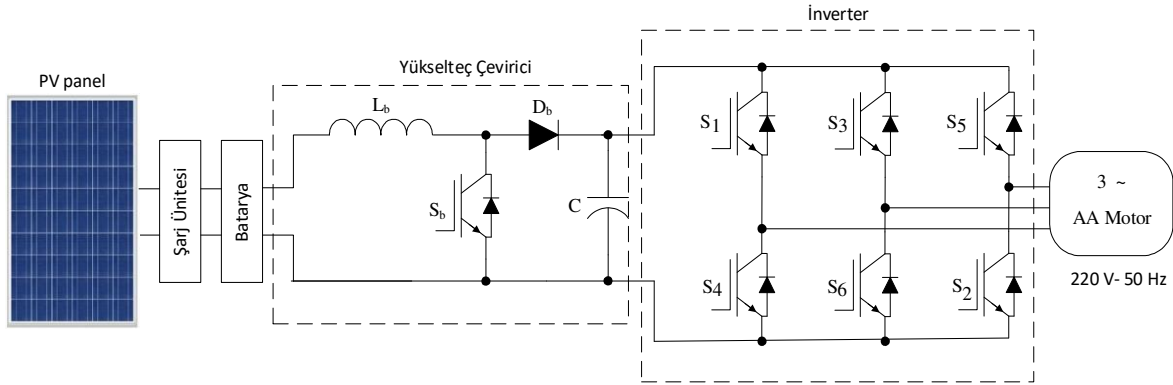
KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif Akım
ALA	: Eksenel Laminasyonlu Anizotropi
DA	: Doğru Akım
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
DMSM	: Daimi Mıknatıslı Senkron Motor
DO	: Doluluk oranı
EMK	: Elektromotor Kuvveti
GA	: Genetik Algoritma
GDM	: Gömülü Daimi Mıknatıs
IM	: İndüksiyon Motor
InCond	: Artımsal İletkenlik
MMK	: Magnetomotor Kuvveti
MPP	: Maksimum Güç Noktası
MPPT	: Maksimum Güç Noktası Takibi
P&O	: Değiştir ve Gözetle
PV	: Fotovoltaik
RM	: Relüktans Motor
RSM	: Relüktans Senkron Motor
SDGM	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
SEM	: Sonlu Elemanlar Metodu
SRM	: Senkron Relüktans Motor
SynRM	: Senkron Relüktans Motor
TLA	: Enine Laminasyonlu Anizotropi
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
YSA	: Yapay Sinir Ağları

1. GİRİŞ

1.1. Tezin Amacı

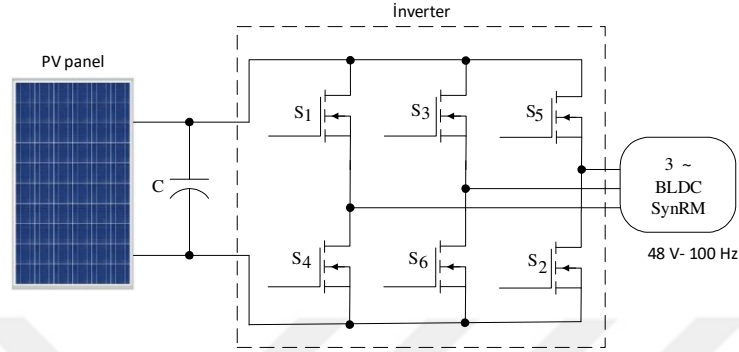
Teknolojik gelişmeler ve nüfus artışına bağlı olarak dünyamızda elektrik enerjisinin tüketim miktarları hızlı bir şekilde artarken enerji kaynakları da aynı hızda azalmaktadır. Bu yüzden birçok gelişmiş ülkede olduğu gibi ülkemizde de alternatif enerji kaynakları kullanımının yaygınlaştırılması gerekmektedir. Ayrıca, lokal olarak çalışabilen düşük güçlü sistemlerin şebekeden bağımsız olarak güneş enerjisi yardımıyla üretilen elektrik enerjisinden beslenmesi büyük bir avantaj sağlamaktadır. Bilindiği gibi güneş enerjisini elektrik enerjisine çevirmek için PV hücreler kullanılmaktadır. Bu hücrelerin ürettikleri gerilim seviyesi çok düşük ve DA gerilim olduğu için günlük yaşantımızda kullanılan 220 V, 50 Hz AA (Alternatif Akım) gerilime çıkarılması ve ayarlanması gerekmektedir. Bunun için PV hücrelerden elde edilen DA gerilimler Şekil 1.1’de gösterildiği gibi yükselteç çeviricileri (boost-converter) ile yükseltilmekte ve bir inverter ile 50 Hz’lik bir AA gerilime dönüştürülmektedir. Bununla birlikte sistemden daha yüksek verim elde etmek için MPP’de çalışma sağlanmalıdır. MPPT, yükseltici çevirici veya batarya şarj cihazı yardımıyla gerçekleştirilmektedir. Yüksek maliyetli ve karmaşık bir yapıya sahip olan bu sistemler, birçok firma tarafından üretilmektedir [1].



Şekil 1.1 PV panel ile beslenen geleneksel motor sürücü sistemi

PV sistemlerin en çok tercih edildiği alanlardan biri sulama sistemleridir. Günümüzde bu sistemlerin birçoğunda IM kullanılmaktadır. Bu motorlar düşük verim ve düşük gerilimde istenilen momenti üretememesi gibi dezavantajlara sahiptir. Bundan dolayı son zamanlarda daha yüksek verimli ve düşük gerilimde yüksek moment üretebilen Fırçasız DA Motorlar tercih edilmektedir. Bu motorlar da tıpkı IM’ler gibi üç fazlı stator sargılarına

sahiptir. Fark olarak rotorlarında daimi mıknatıslar mevcuttur. Bu motorlar düşük gerilimlerde de yüksek verim ve performans sağlayabildiklerinden dolayı PV sistemlerde gerilimin yükseltilmesine gerek kalmadan düşük gerilim seviyelerinde çalıştırılabilirler. Bu yüzden Şekil 1.2’de önerilen sistem kullanılarak daha verimli bir yapı elde edilebilir.



Şekil 1.2 Doğrudan PV panel ile beslenen motor sürücü sistemi

Fırçasız DA Motorlar, rotorunda mıknatısa ihtiyaç duyduklarından dolayı ekstra maliyet ve ısıklık gerektirmektedir. Son zamanlarda bazı uygulamalar için Fırçasız DA Motorlar gibi yüksek verim ve performansa sahip SynRM’ler üzerinde çalışmalar yoğunlaşmıştır. Çünkü bu motorların rotorunda herhangi bir sargı, mıknatıs ve sincap kafes gibi bir bileşene ihtiyaç duymadan rotorun geometrik yapısından faydalanılarak benzer özellikler elde edilebilmektedir. Gelecekte bu motorlar hem IM hem de Fırçasız DA Motorlar yerine kullanılabilir bir potansiyele sahip olduğu düşünülmektedir.

Bu tezin amacı; batarya, batarya şarj yönetim sistemi ve yükseltici çevirici kullanılmadan sadece motor ve sürücü yapısı kullanılarak düşük gerilimle çalışabilen bir sistem tasarlamaktır. Bu sistemde güneşten elde edilen düşük gerilim seviyesini artırmaya gerek kalmamaktadır. Böylece yükseltici çevirici ve karmaşık güç elektroniği yapısının bir kısmı ortadan kalkmaktadır. Elde edilen bu sistem, şebekeden bağımsız olarak düşük gerilimle çalışabilen bir elektrik motorundan ve inverterden oluşmaktadır. Böylece daha sağlam, daha ucuz ve daha kompakt bir yapı elde edilebilmektedir. Düşük bir gerilim ile yüksek moment üretilmesi oldukça zordur. Bu yüzden iyi bir dinamiğe sahip, yüksek kalkış momentli ve yüksek verimli bir SynRM tasarlanmıştır ve optimize edilmiştir. Ayrıca panellerden maksimum güç elde edilebilmesi için MPPT algoritması motorun hız-referans bilgisini otomatik olarak değiştirerek sistemin maksimum verimde çalışmasını sağlamıştır. Tasarlanan motor ve sürücü sistemi MPPT algoritması kullanılarak benzetim ortamında analiz edilmiştir. Daha sonra analiz sonuçlarında elde edilen akım ve gerilim değerleri göz önünde bulundurularak üretilen prototip motor ve sürücü sistemi; ayarlanabilir, düşük

gerilim seviyeli, akım sınırlandırılmalı DA kaynağı ile deneysel olarak farklı çalışma koşulları altında test edilmiştir.

1.2. Tezin Organizasyonu

Tez bölümleri ile ilgili kısa açıklamalar aşağıdaki gibidir.

İkinci bölümde; SynRM'lerin temel yapısı, tarihsel gelişimleri hakkında detaylı bilgiler verilmiştir. SynRM'ler; geleneksel, segmental, çift bariyerli, eksenel-laminasyonlu, daimi mıknatıs destekli, enine dilimlenmiş ve eksenel dilimlenmiş anizotropi olmak üzere farklı rotor geometrilere sahiptir. Bu rotor yapıları detaylı olarak açıklanmıştır. Ayrıca SynRM'ler IM'ler için bir alternatif teşkil ettiği için iki motor türünün karşılaştırılması yapılmıştır.

Üçüncü bölümde; önerilen sistem için gerekli olan düşük gerilimli bir SynRM tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu tasarımı gerçekleştirmeden önce motorun stator ve rotor geometrisi belirlenmiştir. Motorun stator geometrisi sabit tutularak uygun rotor yapısının optimizasyon yardımıyla elde edilmesi amaçlanmıştır. Geleneksel optimizasyon yöntemleri hakkında ayrıntılı olarak bilgi verilmiştir. GA kullanılarak uygun rotor yapısı belirlenmiştir. Belirlenen rotor yapısına sahip SynRM'nin MotorSolve ve MAGNET programlarıyla analizi yapılmıştır. Daha sonra motorun prototip üretimi gerçekleştirilmiştir.

Dördüncü bölümde; SynRM'nin kontrol yöntemleri hakkında bilgi verilmiştir. SynRM parametrelerinin nasıl belirlendiğine dair açıklama yapılmıştır. Ayrıca bu çalışmada kullanılan Maksimum moment/akım (MTPA) kontrolü ve Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) hakkında bilgilendirme yapılmıştır.

Beşinci bölümde; PV sistemler hakkında detaylı bilgi verilmiştir. Güneş hücrelerinin çalışma prensibi ve eşdeğer devresi hakkında değerlendirme yapılmıştır. PV sistemlerde önemli olan; doluluk faktörü, sıcaklık ve ısıma etkisi gibi bazı parametreler üzerine durulmuştur. Farklı hücre türleri hakkında bilgi verilerek PV sistemlerin inverter bağlantısına göre sınıflandırılması açıklanmıştır.

Altıncı bölümde; MPPT algoritmaları hakkında detaylı bilgi verilmiştir. Tepe tırmanma, artımsal iletkenlik tekniği gibi MPPT metotları açıklanmıştır. Bulanık mantık kontrolü ve yapay sinir ağları kullanan MPPT algoritmaları hakkında kısa bilgi verilmiştir. Ayrıca kesirli açık devre akımı ve kesirli kısa devre akımı tekniklerini kullanan MPPT metotları hakkında bilgiler sunulmuştur.

Yedinci bölümde; tasarlanan motor sabit i_d kontrol ve MTPA kontrol algoritmaları ile birlikte MATLAB benzetim ortamında ayrı ayrı test edilmiştir. Motorun hızı, i_d - i_q akımları,

stator akımları ve a-fazı için harmonik spektrumları, her iki algoritma için de elde edilmiştir ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. MTPA algoritması kullanılarak farklı hız ve farklı yükler için motorun performansı analiz edilmiştir. Ayrıca motora PV panel bağlanarak kontrol algoritmasına MPPT algoritması eklenmiştir. Farklı ısıtım ve sıcaklık koşulları için motor performansı değerlendirilmiştir.

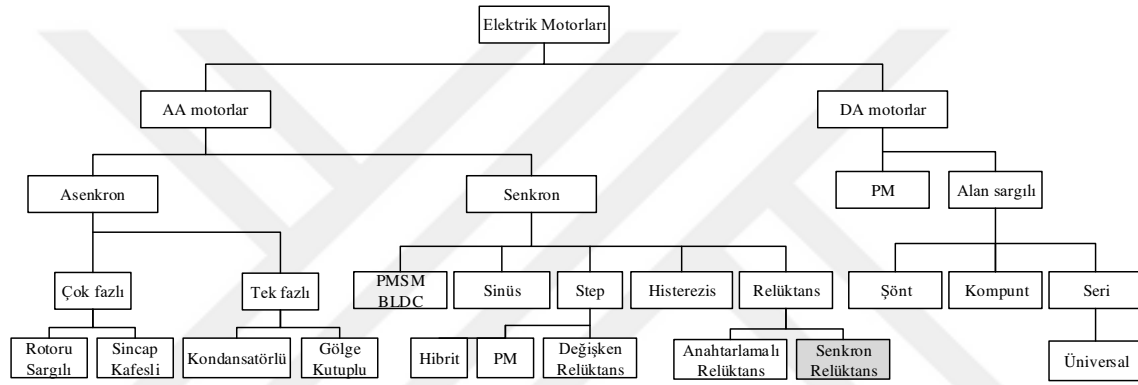
Sekizinci bölümde; tasarlanan motorun akım ve gerilimine uygun olarak inverter baskı devre kart tasarımı Autodesk-Eagle yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan inverter ayrıntılı olarak R yükü için test edilmiştir. Tasarlanan motor ve sürücü, geliştirilen kontrol algoritması ile birlikte test edilerek farklı gerilim ve farklı referans hız değerleri için giriş gerilimi, motor fazlar arası gerilim ve motor faz akım grafikleri detaylı olarak analiz edilmiştir. Ayrıca motorun farklı yük altında, farklı hız referansları için hız, moment ve akım grafikleri incelenmiştir.

Bu çalışma; mevcut sistemlere önemli bir alternatif sunmuştur. PV paneller veya batarya ile doğrudan beslenebilen yüksek verime sahip bir motor ve sürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir.

2. SENKRON RELÜKTANS MOTOR

2.1. Giriş

Teknolojideki gelişmelerle birlikte enerji ihtiyacının her geçen gün artması, enerjinin daha verimli kullanılmasını gerektirmektedir. Elektrik enerjisi tüketiminin önemli bir kısmını elektrik motorları oluşturduğundan dolayı motorun ve kontrolünün verimliliği enerji tüketimini doğrudan etkilemektedir. Elektrik motorları Şekil 2.1’de gösterildiği gibi temel olarak AA ve DA motorlar olarak sınıflandırılabilirler [2].



Şekil 2.1 Elektrik motorlarının sınıflandırma şeması [2]

Motor kontrolünün modern çağı 1950’lerde güç yarıiletkenlerinin kullanılması ile başlamıştır. Hız kontrolü gerektiren endüstriyel uygulamalarda, daha önceleri DA motorları kullanılmıştır. AA motorlar ise sabit-hız sürücü sistemlerinde kullanılmıştır. Değişken hızlı sürücü sistemlerinde AA motorların kullanılabilmesi için pahalı ve karmaşık sistemlere ihtiyaç duyulmuştur. Vektör kontrol teorisinin gelişmesiyle birlikte bir AA motoru, basit olarak DA motorunun kontrolüne benzer şekilde kontrol edilmiştir. Böylece AA sürücülerinin düşen fiyatlarının yanı sıra performansları ve endüstrideki kullanımı da her geçen gün artmaya başlamıştır [2].

İndüksiyon motorlar (IM) endüstriyel motorlar arasından en ucuz motorlardır. Bu motorlar endüstride hala kullanılmaktadır. İndüksiyon motorların üretimi neredeyse bir yüzyıl boyunca devam etmektedir. Fakat IM’lerdeki kayma, motor verimliliğini azaltır ve hız/konum geri bildirimi olmaksızın hızı kontrol etmek oldukça zordur. Sonuç olarak, SynRM gibi daha iyi özelliklere sahip diğer motor türleri, endüstriyel uygulamalarda önem kazanmaya başlamıştır.

SynRM'nin ilk teorik ve teknolojik girişimini gerçekleştirme, 1923'te Kostko tarafından yapılmıştır [3]. Fakat bu motor düşük verim ve zayıf moment karakteristiğinden dolayı endüstriyel amaç için uygun olmamıştır. Sadece diskler, kasetler ve yazıcı kafaları için sürücü olarak kullanılmışlardır. Bu yüzden bu motorlar uzun bir süre diğer elektrik motorlarına göre daha önemsiz olduğu düşünülmüştür [3]. Miller, Cruickshank gibi bazı araştırmacılar çalışmalarında relüktans motorun potansiyelinin farkına varmışlardır [4]. Fakat Alan Yönlendirme Kontrolün (FOC, Field Oriented Control) bu çalışmaların yapıldığı zamanlarda olmamasından dolayı bu araştırmacılar pratikte relüktans motoru elde edememişlerdir. IM'lere benzer stator yapısına sahip SynRM'ler üzerine ilgi 1960'lara dayanmaktadır. Bu motorun o dönemde stabilite sorunu vardı. Ayrıca motorun kalkış yapabilmesi için kafes sargılarına ihtiyaç duyuluyordu. Güç elektroniği teknolojisinin gelişmesiyle birlikte tüm bu problemler giderilmiştir. Elektrik enerjisinin tasarrufu için artan ihtiyaçlar ile birlikte endüstriyel üreticilerin SynRM'lere olan ilgisi artmıştır [5]. Daha sonraki yıllarda değişken frekanslı sürücülerin kullanılmasıyla birlikte SynRM'lerin daha doğru analiz edilmesi ve daha doğru motor tasarımı yapılması sağlanmıştır. 1960 ve 1980 yılları arasında Enine Laminasyonlu Anizotropi (TLA) ve Eksenel Laminasyonlu Anizotropi (ALA) yapısı üzerine çalışmalar yapılmıştır [4], [6].

Son zamanlarda tasarımdaki gelişmeler sayesinde SynRM'nin moment kapasitesi ve enerji verimliliği arttırılmıştır. Ancak SynRM'lerin ek rotor sargıları olmadan şebekeye doğrudan bağlantı yaparak kalkış yapması mümkün değildir. Enerji kayıplarını minimize etmek ve sistemin performansını arttırmak için elektrik motorlarının frekans çeviricileri tarafından beslenmesi son zamanlarda popüler hale gelmiştir. Değişken hız uygulamalarında SynRM'lerin frekans çeviriciyle birlikte kullanılması geleneksel IM'lerin yerini almasını mümkün kılmıştır. SynRM'lerin yapısı IM'lerin yapısından daha basittir. SynRM, basit, lamineli ve sargısız rotor ile donatılmıştır. Daha basit yapı, motor tipini birçok amaç için ideal hale getirir. Enerji kayıplarının düşük olmasından dolayı bu motorların verimleri IM'lere göre daha yüksektir. SynRM'nin düşük enerji kayıplarından dolayı aynı boyuttaki IM'lerin momentinden % (15–20) daha fazla moment üretilebilir [7]. Ayrıca SynRM hız kontrolü, enkoder geri bildirimi olmaksızın algılayıcısız olarak yapılabilir. Genel olarak, SynRM, IM'lerin popülerliğini aşma potansiyeline sahiptir.

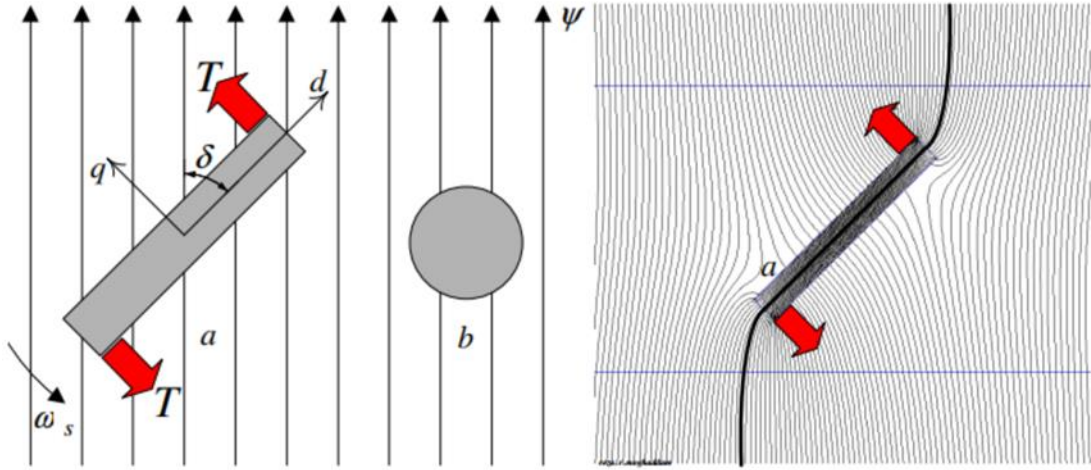
Güç elektroniği tabanlı sürücülerin gelişimiyle elde edilen yeni imkânlardan dolayı SynRM, kapalı çevrim kontrolü altında kolayca kontrol edilebilir ve çalıştırılabilir [8]–[11]. Alan Yönlendirmeli Kontrol [10], Doğrudan Moment Kontrolü (DTC-Direct Torque

Control) veya benzer yöntemler SynRM için literatürde sunulmuştur [8]. Bu kontrol metotlarında rotor konum veya akı açısının bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Konum ölçülür veya tahmin edilebilir. Mekaniksel konum enkoderleri pahalı ve arıza vermeye neden olabildiğinden dolayı algılayıcısız kontrol metotları sıklıkla tercih edilmektedir. Ek olarak bazı durumlarda mekanik sensörlerin kullanımı mümkün değildir. Kapalı çevrim kontrolü altında SynRM'nin, yüksek verimlilikle değişken hız çalışması istenildiğinde SynRM'nin güçlü endüstriyel rakibi olan IM ile karşılaştırıldığında bazı avantajları olduğu gösterilmiştir.

Rotorun dönmesiyle oluşan zıt elektromotor kuvveti (EMK) tabanlı konum tahmini yapılabilir. Bu temel uyartım tabanlı metotların doğruluğu genellikle motorun eşdeğer devre modelindeki parametrelere bağlıdır. Hatalı parametre tahmini sonucunda yanlış konum tahmini yüzünden sürücünün performansı ve stabilitesi bozulur. Zıt EMK hızın azalması ile birlikte azalır ve tahminin hassasiyeti ölçüm ve model hatalarına daha duyarlı olmasına neden olur. SynRM'deki moment üretimi rotorun konumsal değişken relüktansına bağlıdır. SynRM'ler doğal olarak çıkıntılı yapıya sahip olmasından dolayı rotor konumunu bulmak için yüksek frekans uyartım tabanlı metot kullanılabilir. Fakat sinyal enjeksiyon metodu ek gürültü ve kayıplara neden olur. SynRM'lerin manyetik devresi tipik olarak normal çalışma şartları altında aşırı doyuma girer. Örneğin, eşdeğer devre modelinin indüktansları çalışma noktasına bağlıdır. Değişen model parametreleri özellikle algılayıcısız kontrol için yanlış cevaplara sebep olur. Doyum oluştuğunda sürücü performansı artmaktadır ve doyum modelleri kayıp minimizasyonu kontrolünde kullanılabilir. Demir kayıpları ve inverterin doğrusal olmayan yapısı sürücünün performansını etkiler [12].

2.2. SynRM'nin Temel Yapısı

SynRM; moment üretimi için, relüktans konseptini ve geleneksel IM tarafından üretilen döner sinüzoidal magnetomotor kuvveti (MMK) konseptini kullanır. Relüktans konsepti Şekil 2.2'de gösterildiği gibi açıklanabilir [13]. “a”, d -ekseninde ve q -ekseninde farklı relüktansa sahip olan bir anizotropik manyetik malzemedir. “b”, her yönden aynı relüktansa sahip olan izotropik manyetik malzemedir. d -ekseni ve alan arasında bir açı (δ) farkı varsa anizotropik nesne olan a'ya uygulanan manyetik alan (ψ) moment üretir. “a” nesnesi, d -ekseni alan ile hizalı değilse, temel alanda bir alan bozulmasına yol açacaktır. Bu bozulma alanının temel yönü, nesnenin q -ekseni boyunca hizalanır.



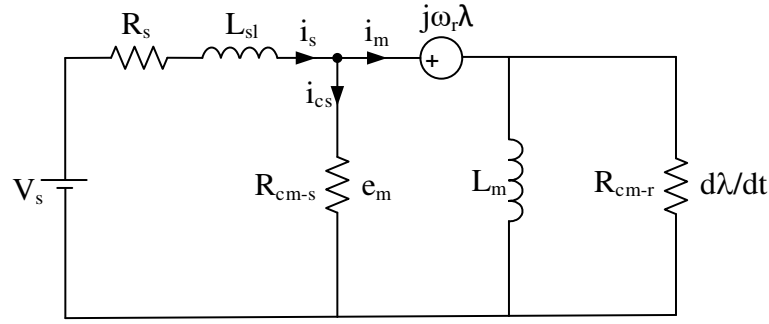
Şekil 2.2 Anizotropik geometrili “a” nesnesi ve izotropik geometrili “b”nin magnetik alan dağılımı ve relüktans moment üretimi [13]

SynRM’deki stator akımı, stator oluklarına dağıtılmış sargılarla alan üretir. Bu durum rotordan geçen hiçbir akımın olmadığı anlamına gelmektedir. Bu nedenle, rotor ve stator arasındaki tek bağlantı, küçük hava boşluğundan geçen manyetik alandır. Rotor kendi başına bir alan üretmediğinden dolayı stator tarafından oluşturulan sinüzoidal manyetik alan ile kendisini hizalamaya çalışacaktır. Rotor, stator manyetik alanın dönmesi ile kendisini hizaladıktan sonra rotor senkron bir hızda dönmektedir [13]. Stator akımı hem mıknatıslanma hem de alan bozulmasını azaltmaya çalışan moment üretiminden sorumludur. Referans çatıda bu senkronizasyon, rotor d -ekseni ve stator sargılarının akım vektörü arasındaki açı olan akım açısı kontrol edilerek yapılabilir [14].

SynRM’nin stator sargısı sinüzoidal dağılımlı olduğunda dolayı hava boşluğundaki akı harmonikleri stator sızıntı indüktansında ek bir terim ortaya çıkarır. Bu yüzden SynRM’nin davranışını tanımlayan denklemler geleneksel Park denklemleriyle tanımlanabilir.

2.2.1. SynRM’nin Eşdeğer Devresi ve Vektör Diyagramı

SynRM’nin stator sargısı sinüzoidal şekilde dağıldığından dolayı hava boşluğundaki akı harmonikleri sadece stator sızıntı indüktansında ek bir terime sebep olur. Dolayısıyla, SynRM’nin davranışını tanımlayan denklemler, geleneksel alan sargılı senkron makineyi ifade eden geleneksel denklemlerden elde edilebilir. SynRM’de, alan sargısı mevcut değildir. Ayrıca, rotordaki motor kafesi çıkarılmıştır ve motor uygun sürücü kontrolü ile sıfır hızdan senkron olarak başlatılabilir. SynRM’nin eşdeğer devresi Şekil 2.3’te verilmiştir [15].



Şekil 2.3 SynRM'nin eşdeğer devresi

Hem alan hem de damper sargı olmayan SynRM’de vektör denklemleri Şekil 2.3’e göre Denklem (2.1)-(2.3) yazılabilir.

$$V_s = R_s i_s + j\omega_r L_{sl} i_s + e_m \quad (2.1)$$

$$e_m = \frac{d\lambda}{dt} + j\omega_r \lambda \quad (2.2)$$

$$i_s = i_{cs} + i_m \quad (2.3)$$

V_s : Stator gerilimi,

i_s : Stator akımı,

R_s : Sargı direnci,

L_{sl} : Toplam sargı sızıntı indüktansı,

e_m : Hava boşluğu elektromotor gerilimi (stator sargısının iç gerilimi),

i_{cs} : Stator demir akımı,

R_{cm-s} : Stator demir direnci,

ω_r : Referans çatıda elektriksel açısal hız,

λ : Hava boşluğu bağlantı akısı,

i_m : Mıknatıslanma akımı,

R_{cm-r} : Rotor demir direnci,

L_m : Mıknatıslanma indüktansı

Sürekli durumda $d\lambda_m/dt$ değeri yaklaşık olarak sıfıra eşittir. Bu çalışmada tüm demir kayıpları stator yanına transfer edilmiştir ve eşdeğer rotor demir kayıpları (R_{cm-r}) kolaylık için göz önünde bulundurulmamıştır [9], [11], [16]. Ayrıca Denklem (2.4)’te verildiği gibi sızıntı indüktansı L_{sl} , L_m indüktansına ilave edilmiştir.

$$L_s = L_{sl} + L_m \quad (2.4)$$

Sızıntı indüktans, neredeyse doyumdan bağımsızdır. Fakat L_m indüktansı doyumdan ve çapraz eşleşmeden (cross-coupling) bağımsız değildir. Ayrıca stator sargısı sinüzoidal

dağılımlı olduğu için hava boşluğundaki akı harmonikleri stator sızıntı indüktansında ek bir terim ortaya çıkarır.

Belirtilen kabullerden sonra stator gerilimi Denklem (2.5)'te verildiği gibi yazılabilir.

$$V_s = R_s i_s + j(\omega_r) \lambda + j\omega L_s i_m \quad (2.5)$$

Denklem (2.5) d - q eksenine göre yazılırsa; Denklem (2.6)-(2.8) elde edilir. Ayrıca Denklem-(2.9)'da akı ifadesi verilmiştir.

$$V_s = R_s (i_{sd} + j i_{sq}) + j\omega_r (\lambda_d + j \lambda_q) + j\omega i_m (L_s) \quad (2.6)$$

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_r \lambda_q + j\omega L_s i_{md} \quad (2.7)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_r \lambda_d + j\omega L_s i_{mq} \quad (2.8)$$

$$\lambda = L_{sd} \cdot i_{dm} + j \cdot L_{sq} \cdot i_{qm} \quad (2.9)$$

V_{sd}, V_{sq} : Stator d ve q -eksen gerilimleri,

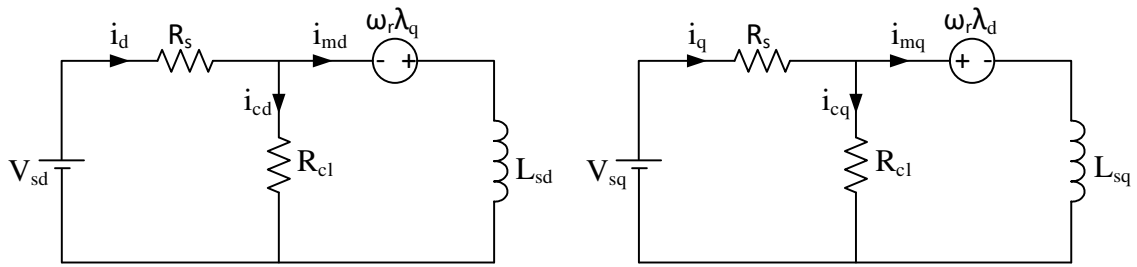
i_d, i_q : Stator d ve q -eksen akımları,

i_{md}, i_{mq} : d ve q -eksen mıknatıslanma akımları,

λ_d, λ_q : Hava boşluğu d ve q -eksen bağlantı akıları,

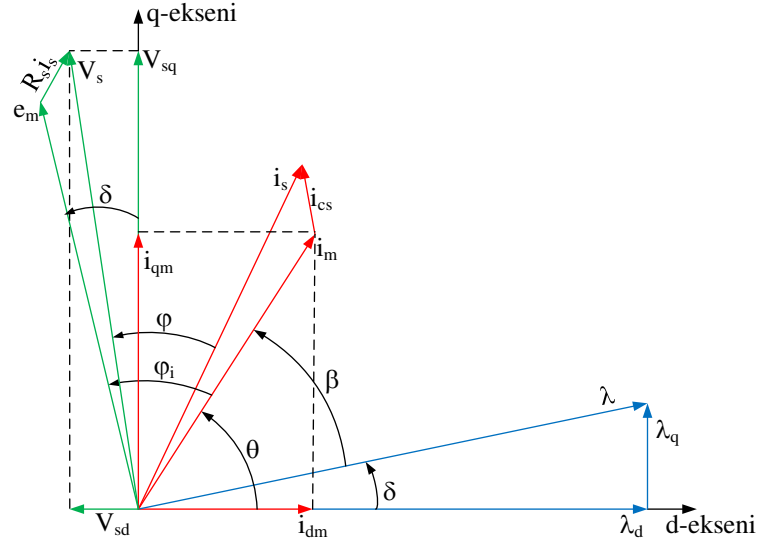
L_{sd}, L_{sq} : Hava boşluğu d ve q -eksen indüktansları

Denklem (2.7)-(2.8)'e göre d ve q -eksenindeki SynRM eşdeğer devreleri Şekil 2.4'te verilmiştir.



Şekil 2.4 d ve q eksenindeki SynRM eşdeğer devreleri

Şekil 2.5'te SynRM'nin fazör diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.5 SynRM'nin vektör diyagramı [13], [14]

δ : Yük açısı (d ve q -eksen akıları arasındaki açı),

φ_i : Mıknatıslanma gerilimi ile mıknatıslanma akımı arasındaki açı (zıt EMK vektörü ile akım vektörü arasındaki açı),

φ : Stator gerilimi ile akımı arasındaki açı,

θ : Akım açısı (d ve q -eksen mıknatıslanma akımları arasındaki açı),

β : Moment açısı (akı ve akım vektörleri arasındaki açı)

SynRM'nin rotoru; manyetik relüktansı fazla bir d -ekseninden ve manyetik relüktansı düşük olan q -ekseninden oluşur. Güç uygulandığı zaman rotor dönmeye başlar ve rotor stator manyetik alanı yönünde hizalanmaya çalışır. Böylece moment üretilir. Üretilen momentin kuvveti doğrudan çıkıntı oranı ξ ile orantılıdır. Moment denklemi, Denklem (2.11)-(2.17)'de olduğu gibi ifade edilebilir [17].

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot |\lambda| \cdot |i_m| \cdot \sin \beta \quad (2.10)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\lambda_d i_{mq} - \lambda_q i_{md}) \quad (2.11)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (L_{sd} i_{md} i_{mq} - L_{sq} i_{mq} i_{md}) \quad (2.12)$$

$$i_{md} = i_m \cdot \cos \theta, i_{mq} = i_m \cdot \sin \theta \quad (2.13)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (L_{sd} i_m \cdot \cos \theta \cdot i_m \cdot \sin \theta - L_{sq} i_m \cdot \sin \theta \cdot i_m \cdot \cos \theta) \quad (2.14)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_m^2 \cdot \frac{\sin 2\theta}{2} \quad (2.15)$$

$$M = \sqrt{L_{sd}L_{sq}} \quad (2.16)$$

$$T_e = \frac{3}{4} \cdot p \cdot \frac{(L_{sd} - L_{sq})}{L_{sd} \cdot L_{sq}} \lambda^2 \cdot \sin 2\theta \quad (2.17)$$

Burada; p , kutup çifti ve M , ortak indüktanstır.

Ayrıca hava boşluğu güç faktörü ve terminal güç faktör ifadesi Denklem (2.18)-(2.19)'da verilmiştir. Ayrıca SynRM'nin mekaniksel denklemi diğer elektrik motorları ile aynı olup Denklem (2.20)'de gösterildiği gibidir.

$$\text{IPF} = \cos \mathcal{G}_i = \sin \beta = \cos\left(\frac{\pi}{2} + \delta - \theta\right) \quad (2.18)$$

$$\text{PF} = \cos(\mathcal{G}) = \frac{V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq}}{|V_s| * |i_s|} \quad (2.19)$$

$$T_e = T_L + j \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (2.20)$$

burada, T_e elektriksel moment, T_L yük moment, j atalet, ω açısal hız ve B sürtünme katsayısıdır.

Bu çalışmada mıknatıslanma indüktansları dışındaki tüm makine indüktansları sabit olarak alınmıştır. Yani d ve q -eksen stator sızıntı indüktansları birbirine eşit ve sabittir. Bu elemanlar üzerindeki karşılıklı-kuplaj, doyum ve oluk etkisi dikkate alınmamıştır.

Moment üzerinde mıknatıslanma indüktanslarının direkt etkisini Denklem (2.17)'de görülebilir. Bu indüktanslar; hem d hem de q -eksen akı yollarındaki yüksek demir miktarından dolayı makinenin demir çekirdeğinde doyum seviyesinden oldukça fazla etkilenir. Ancak q -eksen akı çizgilerini kesen izolasyon bariyerlerinden dolayı q -ekseni akısında doyum etkisi d -ekseninden çok daha düşüktür. q -eksenindeki doyum etkisinden sorumlu olan, rotor yapısındaki kırışların varlığıdır [18], [19].

Her bir eksen akısının diğer eksen akımına olan bağıllığına karşılıklı-kuplaj denir. Bu durum endüvi reaksiyonuna benzer bir özellik gösterir. Özellikle büyük q -eksen akımından dolayı d -eksenin manyetiklik özelliği azalır [20]. Karşılıklı-kuplaj ağırlıklı olarak d ve q -eksenleri arasında rotorun paylaşılan demir parçalarından dolayı meydana gelir [18]. Ayrıca rotor kırışlarının varlığı da bu etkiyi artırır. Ayrıca karşılıklı-kuplaj etkili bir biçimde q -eksen akısını azaltır. Hem doyum hem de endüvi reaksiyon etkileri d -eksen indüktansını azaltarak motor momentini azaltır. Karşılıklı-kuplaj, motorun algılayıcısız kontrol sistem performansı üzerinde önemli bir etkiye sahip olduğundan dolayı SynRM için algılayıcısız kontrol sistemleri geliştirilirken bu durum dikkate alınması gerekmektedir [21].

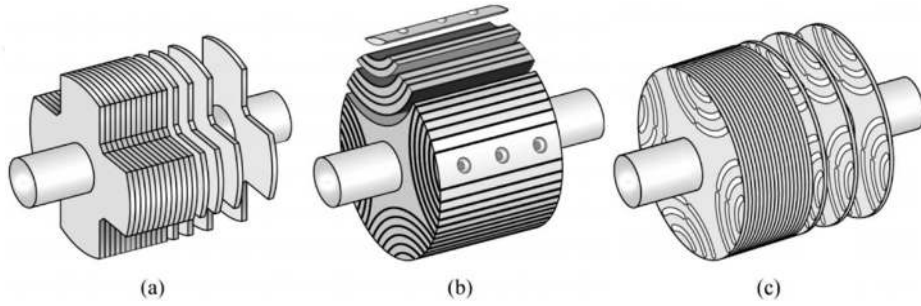
SynRM’de oluk etkisi; d ve q -eksen indüktanslarının rotor konumuna olan bağımlılığını ifade eder. Rotor dönerken iki önemli durum söz konusudur. Birinci durum; stator dişleri ve rotor segmentler hizalanırsa akı yolunun toplam relüktansı minimumdur ve bu nedenle L_{sd} maksimum değerdedir. İkinci durum; stator dişlerinin ve rotor segmentlerinin zıt hizalandığı durumda toplam hava boşluğu relüktansı maksimumdur ve L_{sd} minimum değerdedir. Rotor segmenti, stator dişinin ve oyuğunun yarısını paylaştığı durumda d -eksen akısı q -eksen akısına neden olur. Böylece stator oluklarının d ve q -eksen indüktansları arasında ara bir bağlantı etkisinin olduğunu gösterir. Bu durum; ortalama değeri sıfır olan ortak indüktans (M) teriminin ortaya çıkmasını sağlar. Rotor konumundan dolayı indüktansların değişimi moment salınımları ve rotor segmentlerinin derinlerinde yüksek akı dalgalanmaları üretir. Sonuç olarak; rotorda demir kayıplarına neden olur [22]. Eğer rotor tasarımında oluk etkisi hesaba katılmazsa rotordaki demir kayıpları, eşdeğer bir IM’nin bakır kayıpları ile karşılaştırılabilir duruma gelir.

2.3. SynRM’nin Tarihsel Gelişimi ve Rotor Geometrilere

Relüktansların değişimlerinin kullanımı ile moment üretimi prensibi yaklaşık bir buçuk asırdan daha fazla bir süredir bilinmektedir. Tesla tarafından 1887 yılında dönen manyetik alanının bulunmasından önce ilk relüktans motor günümüzde anahtarlama relüktans motor olarak bilinen çift çıkık kutuplu SynRM yapısına benzer bir yapıya sahipti. Fakat bu motor tipi ilk olarak 1923’de Kostko tarafından sunulmuştur. Literatürde Senkron Relüktans Motor için farklı isimler kullanılmıştır. Bu motor için en yaygın isimler Relüktans Motor (RM), Senkron Relüktans Motor (SRM, Sychrel, SynRM) ve Relüktans Senkron Motor (RSM). Bu çalışmada Senkron Relüktans Motor-SynRM ifadesi kullanılmıştır.

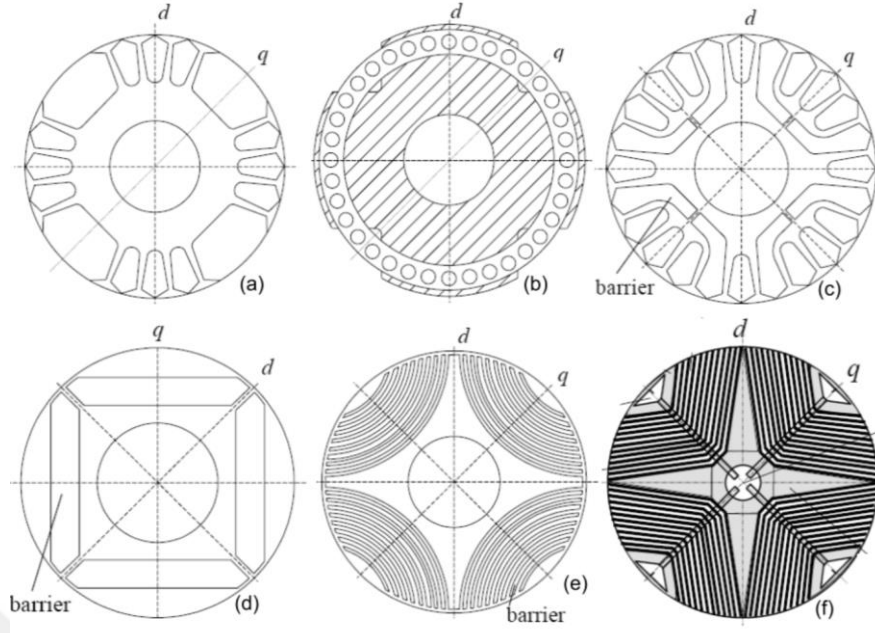
Genel olarak anizotrop rotor yapıları SynRM’nin Şekil 2.6’da görüldüğü üç temel tipi vardır. Bunların tarihsel gelişimleri hakkındaki kısa bilgi [23]’de sunulmuştur. İlk rotor tipi çıkık kutupludur. Şekil 2.6a’da görüldüğü gibi rotorun enine olarak bazı kısımlarının kesilmesiyle çıkık kutuplu rotorun ilk tipi oluşturulmuştur. Bu rotorlar diğer alternatif rotorlar ile karşılaştırıldığında zayıf özelliklere sahip olduğu bilinmektedir. SynRM’nin ikinci tipi de ALA rotor tipidir. Rotor montajdan sonra kutupları oluşturmak için şekillendirilen metal laminasyon saclardan oluşturulur. Bu laminasyonların yalıtımı kendi aralarında uygun izolasyon malzemeleri ile elde edilerek bu parçalar kutup boyunca merkeze doğru Şekil 2.6b’de görüldüğü gibi mile tutturulur. Mil üzerine monte edilen rotor iç parçaları sabitlendikten sonra rotorun bütünlüğü sağlanır. Fakat bu yapı üretim zorluklarına

sahiptir. Bu rotor yapısında, demir bölümlerinin sayısı artırılarak çıkıntı oranını arttırılması sağlanır. Fakat arzu edilen yüksek verimlilik ise hava boşluğu yakınında yoğunlaşan yüksek rotor demir kayıpları ile azalır [24], [25]. Bu rotor türüne ait SynRM tasarımı ve analizi hakkındaki çalışmalar [26]'te verilmiştir. ALA rotor yapısının üretimi geleneksel makinelere göre daha zor olduğu için bu rotor yapısı hiçbir zaman gerçek bir ticarileşme aşamasına girememiştir [27]. Rotorun diğer bir tipi ise TLA rotor tipidir. Geleneksel olarak Şekil 2.6c'de görüldüğü gibi sincap kafesli IM'lerin rotor tipine benzer bir yapıya sahiptir ve üretimi laminasyon presi yardımıyla yapılabilir. Bu yüzden TLA rotor yapısının üretimi oldukça kolaydır.



Şekil 2.6 SynRM'nin rotor tasarımları a) Basit çıkık kutuplu rotor, b) ALA rotor, c) TLA rotor [28]

Kullanılan alternatif rotor geometrileri Şekil 2.7'de gösterilmiştir. Bu rotor tipleri günümüzde kullanılmamaktadır. Şekil 2.7a ve Şekil 2.7b'de basit çıkık kutuplu rotor yapısı verilmiştir. Bu rotor tipleri çok basit bir yapıya sahiptir. Fakat çıkıntı oranı çok küçüktür. Şekil 2.7c ve Şekil 2.7d'de tek bariyerli rotor yapısı verilmiştir. Motor performansını iyileştirmek için tek bariyerli yapı yeterli değildir. Şekil 2.7d'de gösterilen rotor tipi Gömülü Tip Daimi Mıknatıslı Senkron Motor-DMSM tipinden türetilmiştir. Burada mıknatıslar çıkarılarak bariyer boşluklar elde edilmiştir. Tek bariyerli yapı arzu edilen çıkıntı oranını elde etmek için yeterli bir yapı değildir. Bu yüzden motorun performansını arttırmak için bariyer sayısının da arttırılması gerekmektedir. 1923 yılında Kostko [3] Şekil 2.7e ve Şekil 2.7f'de gösterilen çoklu bariyer yapısını tasarlamıştır. Çoklu akı bariyerleri, segmental geometri ve bir q -eksen kanalı eklenerek yeni bir rotor türü geliştirilmiştir. Aynı zamanda Kostko çıkık kutup tasarımının temel limitlerine dikkat çekmiştir.

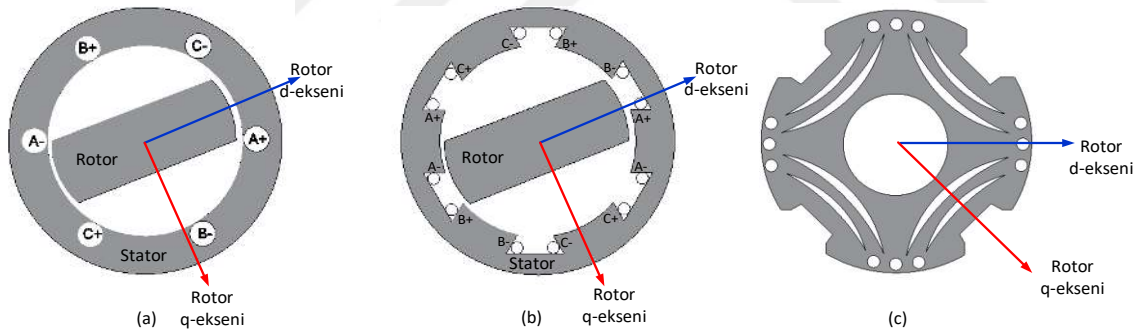


Şekil 2.7 Alternatif rotor geometrisinin tarihsel gelişimi [3], [23]

Rotor laminasyon saclarından kesilen hava bariyerlerinden dolayı rotorun mekanik dayanımını arttırmak için rotora dar köprüler eklenir. Rotorun mekanik dayanımını arttırmak için hava bariyerleri içine epoksi doldurulabilir. Bu tür rotor geometrisine sahip tasarımlar [13], [14], [16], [19]'de verilmiştir. Bu rotor türü endüstriyel üretim için en iyi çözümdür. Çünkü bu geometri geleneksel IM'lerin üretiminde kullanılan laminasyon pres makinesi ile elde edilmesi mümkündür. Ayrıca moment salınımını azaltmak için rotora açi vermek oldukça kolay bir süreçtir [29].

Şekil 2.8a'da çıkık kutuplu olmayan stator ve iki çıkık kutuplu rotora sahip tek çıkıntılı SynRM'nin kesit görünüşü verilmiştir. Burada stator ve rotor yüksek geçirgenliğe sahip manyetik malzemeden yapılmıştır. Şekil 2.8b'de 3 faz çift çıkıntılı SynRM'nin kesit görünüşü sunulmuştur. Prensipde SynRM geleneksel çıkık kutuplu senkron motor yapısına benzer. Fakat rotorda uyarım sargılarına sahip değildir. Bu durumda rotor sadece çıkık kutuplardan oluşmuştur. Statorun iç yüzeyi silindriktir ve tipik olarak değişken relüktans motorların özelliklerine sahiptir. Aynı zamanda bazı dezavantajlarını da ortadan kaldırır. Günümüzde AA motor sürücülerinin gelişiminden önce değişken hız sürücülerinde motor sabit frekanslı güç kaynağından beslenmekteydi. Bu yüzden SynRM'nin şebekeyle kalkış momenti üretilmesini sağlayabilmek için rotora sincap kafes yerleştirilmesi gerekiyordu. Aksi durumda motor ivmelenemez ve şebekeyle senkron olamazdı. Aynı zamanda sincap kafes damper sargıları gibi anlık yük momenti değişimi durumlarında senkronizasyonu garanti etmek için kullanılması gerekmektedir.

Şekil 2.8c’de verilen akı bariyerli SynRM yapısında, polar (d -ekseni) ve interpolar eksen (q -ekseni) arasındaki çıkıntıda farklılık şekillendirmek için akı bariyerlerinden faydalanılır. Birçok durumda bu motorların inverterleri 10 Hz’in altında çalışmaya müsait değildir. Bu yüzden motorlar yaklaşık 10 Hz çıkış frekansına sahip inverterle set edilerek şebeke başlamalı yapılır. Kaynak frekansı senkron olduktan sonra inverter frekansı 10 Hz’in üzerinde çalışma devam edebilir. Arzu edilen hız aralığının üzerinde hava aralığındaki akıyı sabit tutmak için inverterde sabit V/f kontrolü sağlanır. İnverter frekansı genellikle yük salınımlarını sönmölemek için kontrol edilmez. Sabit 50 Hz’lik kaynaktan çalışan senkron makinenin salınımları ilişkili olarak stabilite problemleri oluşur. Nominal hız etrafında sürekli hız salınımları ile sonuçlanan tam kararsızlık düzeltme yapılmadığı durumda meydana gelebilir. Ek olarak yük altında motor kalkış yaptığında motorun kalkış yapamama durumu olan kilitlenme meydana gelir. Bu durumda kalkış momenti indüktif bir momenttir ve tamamlanmamış bir kafes tarafından üretildiğinden dolayı Şekil 2.8c’de gösterildiği gibi inverter ile senkronizasyon her zaman asenkron kalkış boyunca elde edilmeyebilir. Bu yüzden senkron motor gibi davranmak yerine bir IM gibi çalışmasını sürdürmeyle sonuçlanabilir. Bu durumda üretilen moment geniş moment titreşimine sahip olur.



Şekil 2.8 SynRM a) Tek çıkıntılı, b) Çift taraf çıkıntılı, c) Akı bariyerli

Sonuç olarak büyük moment titreşimi önemli hız salınımlarına neden olur. Sonuçta motor yükündeki ani değişimler güç kaynağının frekansı ile senkronizasyonun kaybedilmesiyle sonuçlanır. Kusursuz bir hız kontrolünün istenildiği uygulamalarda büyük problemler oluşturabilir. Ek olarak bu tür motorların d ve q -ekseni indüktanslarının oranı 2:1’den daha fazla bir değere ulaşamayabilir. Düşük çıkıntı oranından dolayı bu motorun boyutu eşdeğer bir IM’nin boyutundan daha büyüktür. Buna rağmen bu motorlar uzun bir süre boyunca kullanılmaya ve üretilmeye devam etmiştir.

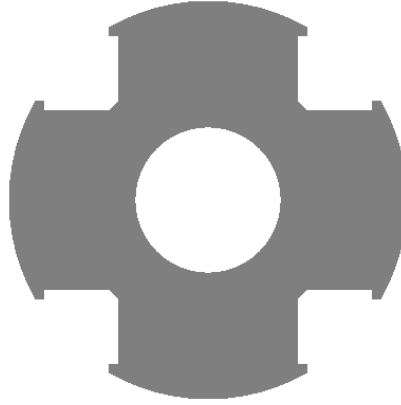
SynRM kalkış moment karakteristiğine sahip değildir ve rotor yapısına geleneksel kafes eklenerek asenkron kalkış momenti elde edilebilir. Fakat güç elektroniğindeki gelişmeler

tasarımcıların başlangıç için kullandıkları kafesin yapısına ihtiyaç duyulmamasını sağlamıştır. Modern inverter teknolojisi kullanarak; Alan Yönlendirmeli Kontrol, Doğrudan Moment Kontrolü ve Darbe Genişlik Modülasyon (DGM) gibi teknikler kullanılarak motorun kalkış yapması sağlanabilir.

Çıkıntı oranı (L_d/L_q) ve d ve q -eksen indüktanslarının farkı (L_d-L_q) SynRM'nin performansında önemli bir role sahiptir ve diğer parametrelerin motorun performansı üzerindeki etkisi hemen hemen aynıdır [10], [17], [23], [30], [31]. Eğer bu iki parametrenin değeri mümkün olduğu kadar büyük yapılırsa daha iyi performans elde edilebileceği literatürde gösterilmiştir. Yüksek performans için hedeflenen tasarım, yüksek L_d elde etmek için d -eksendeki akıyı yönlendirmeyi sağlayarak ve L_q parametresini düşürmek için q -eksenine akı bariyeri koyarak yapılır [23]. Eğer laminasyondan kesilip çıkartılan kısım q -eksen indüktansı olan L_q 'yu azaltmak için genişletilirse kutup kavislerinin daraldığı yerlerde L_d indüktansında istenmeyen azalmalar oluşur. Birkaç uygulamada SynRM rotorunun tasarımı üzerine rotor konfigürasyonları yapılmıştır [3], [23].

2.3.1. Geleneksel Tasarım

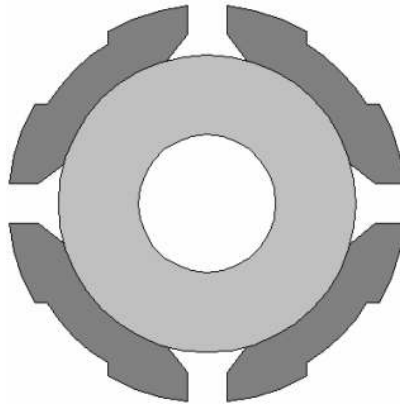
Rotor tasarım gelişiminin başlangıç noktası basit çıkık kutup veya geleneksel düzenleme Şekil 2.9'da gösterilmiştir. 1940'ların ortalarından 1960'ların ortalarına kadar sunulan ilk çalışmalarının çoğu sadece teorikti ve bu çalışmalarda rotor kafesinin varlığında bu tür motorların sabit frekans çalışmasının değişken performansları araştırılmıştır. Bu çalışmalar hakkında kısa bilgiler 1960 ve 1970'lerde yapılan çalışmalarda bulunabilir [4], [32], [33]. Basit, sağlam yapıları ve üretim maliyetlerinin düşük olmasına rağmen düşük çıkıntı oranı ve sonuç olarak bu motorların düşük performansa sahip olması nedeniyle neredeyse hiç kullanılmamıştır. 1960'ların ortaları ve 1970'lerin başlarına kadar genellikle tek hızlı olarak şebeke başlatmalı tür olarak kullanılmışlardır [4], [34]–[36]. Ayrıca, iki hızlı uygulamalarda da kullanılmışlardır [37], [38]. Takip eden 20 yıl içinde popülaritesini kaybetmiştir. Literatürde bu döneme ait sadece iki uygulama bulunmaktadır [39], [40]. Bu durumun asıl nedeni diğer motorlara göre performanslarının büyük ölçüde az olması ve vektör kontrolörlerinin bu dönemde olmamasıdır. Daha sonra zamanla değişken hız uygulamalarında ve işmili (spindle) sürücülerde kafes yapısı olmayan çıkık kutuplu vektör kontrollü makineler kullanılmaya başlanmıştır [31], [41]–[43].



Şekil 2.9 Geleneksel çıkık kutuplu tasarım

2.3.2. Segmental Tasarım

SynRM'nin ikinci tür rotor tipi Şekil 2.10'da gösterilmiştir. Bu rotor segmental (bölümlere ayrılmış) bir yapı kullanır. Bu tasarım makinenin kalkış yapmasını sağlamak için kullanılan rotor kafesine ihtiyaç duymaz. Bu motor inverter frekansı ile senkronizasyonu sağlayarak kalkış yapar. 5 veya daha fazla çıkıntı oranı ile makineler elde edilir. Bu çıkıntı oranı aynı büyüklükteki bir IM ile karşılaştırıldığında benzer boyuta sahip olmasına olanak verir. 1963'den beri Lawrenson ve Agu [32], [44], [45] Şekil 2.10'da gösterilen segmental rotor tasarımı üzerine detaylı çalışmalar yapmıştır. Yüksek moment/atalet oranına gereksinim duyan bazı uygulamalar için düşük ataletle sahip kafes yapılı uygun prototipler oluşturulmuştur [46].



Şekil 2.10 Segmental rotor tasarımı

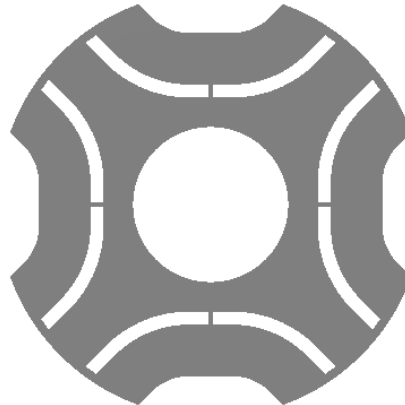
Lawrenson q -eksen kanallarını tanıtarak segmental rotor yapısını geliştirmiştir. Ayrıca tek hız ve çoklu hız uygulamaları için kullanmıştır. Büyük çıkıntı oranından dolayı geleneksel makine tasarımından daha iyi performans elde etmiştir. Ancak karmaşık rotor yapısı ve yüksek üretim maliyetleri SynRM rotorunun bu tipinin gelişmesine bir sınırlama

getirmiştir. Bu tip segmental makineler literatürde birkaç referans hariç 1960’lardan sonraki dönemlerde hemen hemen hiç kullanılmamıştır [39], [46], [47].

2.3.3. Çift Bariyerli Tasarım

Çift bariyerli rotor yapısı Şekil 2.11’de gösterilmiştir. Bu yapı ile ilgili olarak Honsinger tarafından bazı çalışmalar yapılmıştır [33]. Her kutup için iki bariyer kullanılmıştır ve kalkış için kullanılan kafes ile birlikte yerleştirilmiştir. Geleneksel ve segmental motora benzemeyen bu tip SynRM’ler V/f kontrollü inverter sürücüler ile kullanılmıştır. Şebeke ile doğrudan kalkış yapabilen motor uygulamaları için tek bariyerli rotor geometrisine benzer bir yapı aynı dönemde geliştirilmiştir [48].

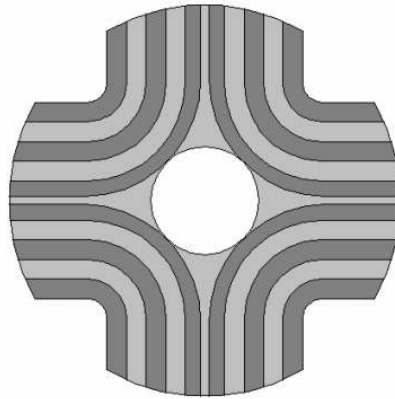
Çift bariyerli tasarımın segmental tasarım üzerindeki temel avantajı akı bariyerlerinin üstün tasarımı ile elde edilen daha iyi çıkıntı oranı ve daha iyi performans sunmasıdır. Bu yapı diğer yapılar gibi çok popüler olmamıştır. Sadece Klingshirn [36], Wung [49] ve Kamper [50] tarafından incelenmiştir. Daha sonraki çalışmalarda; vektör kontrollü kafessiz tip motorlarla bir IM ile karşılaştırılabilir bir çıkış momenti elde edilmiştir. Tek bariyerli rotor düzeni kafessiz rotor tasarımının en son türlerinden birini temsil eder. Bu rotor yapısı gömülü daimi mıknatıslı (GDM) motorlar için bir temel oluşturmuştur [51]. Mıknatısların olmaması durumunda GDM’ler SynRM’ler gibi davranır. Bu motorlar üzerine birçok çalışma yapılmıştır ve 1990’ların başında Miller ve Staton tarafından yapılan çalışmalarda bu motorların bazı performans yönleriyle IM’lerle karşılaştırılabilir bir motor olduğunu göstermişlerdir [23],[52]. Tasarım sırasında göz önünde bulundurulması gereken önemli bir optimizasyon faktörü manyetik malzemenin anizotropisidir [3]. Manyetik malzemenin anizotropisi doğrudan d-ekseninin indüktansı olan L_d ’nin karakteristiğini etkiler.



Şekil 2.11 Çift bariyerli rotor tasarımı

2.3.4. Eksenel- Laminasyon Tasarımı

Şekil 2.12’de verilen ALA rotor yapısı tanecik yönlendirmeli çelik laminasyon ile yapılır ve SynRM’nin temel prensibini sağlar. SynRM’nin bu tipinde rotor "u" veya "v" şeklinde eğilen eksenel lamineli çelik saclardan oluşur ve daha sonra rotor radyal yönde üst üste birleştirilir. Bir mil üzerine dört tane birleştirilmiş yığın şekli kullanılabilir. Bu durumda kutup çıkıntılarından (d -eksen) oluklar yönünde indüktans yüksektir ve oluklar yönünde bir akı yolu oluşturur. Bir sincap kafesli ilk ALA motor 1966 yılında İskoçya’da Cruickshank ve Menzies tarafından yapılmıştır [4], [6], [53]. 1970’lerin ortalarında ise Rao tarafından aynı rotor tipi üzerine çalışmalar yapılmıştır [46]. Kalkış için kullanılan kafes tarafından oluşan bazı tasarım kısıtlamalarından dolayı ALA makinenin büyük potansiyeli çıkıntı oranı açısından tam olarak faydalanılamamıştır. Bu makinenin performansı benzer bir IM performansının oldukça altında kalmıştır. Bu durum sonraki yıllarda bu makineye olan ilginin azalmasına sebep olmuştur. 1980’lerin sonunda modern kafessiz ALA makineler çok yüksek çıkıntı oranına sahiptir ve bu makineler gelişmiş bir performans sergilemiştir [23], [29], [54]–[58]. O dönemde bu makineler diğer elektrik makineleri için alternatif olarak düşünülebilirdi.



Şekil 2.12 ALA rotor tasarımı

2.3.5. Enine Laminasyonlu Tasarım

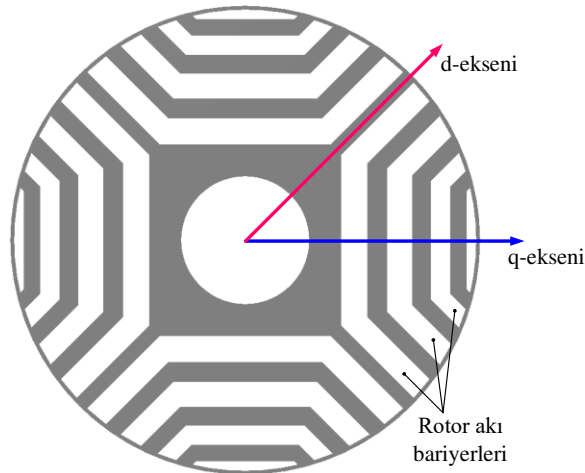
Bu rotor tipi çoklu akı bariyerler rotoru olarak isimlendirilebilir. Şekil 2.13’te gösterilen 4 kutuplu TLA rotor her bir kutup için iki akı bariyerine sahiptir. Yüksek hız ve/veya büyük rotor yarıçapı için rotor laminasyonun iç kısmında ve hava boşluğunda konumlandırılmış ince kırımlar sayesinde mekanik dayanımı garanti edilmektedir. Rotor laminasyonları geleneksel laminasyon presi veya tel erozyon makinesi ile üretilir. Sonuç olarak bu rotor

yapısı ucuz ve basit elde edilebilir. Fakat ALA rotor tipi ile karşılaştırıldığında, TLA rotor tipi daha fazla kaçak akıya sahiptir. Bu yüzden ALA rotorlu SynRM'lere göre TLA rotorlu SynRM'lerde üretilen moment ve güç faktörü daha düşüktür.



Şekil 2.13 TLA rotor tasarımı

TLA rotor seri üretim için uygun olması ve rotora açılı verilebilmesi gibi bazı avantajlara sahiptir. Ek olarak, hava aralığı harmoniklerinin ve moment titreşimlerinin etkilerini minimize etmek için doğru bir tasarım ile TLA tipi rotor optimize edilebilir. Bu optimizasyon hem değişken akı bariyerlerinin uygun olarak şekillendirilmesi hem de hava aralığındaki erişim noktalarının uygun seçilmesi ile gerçekleştirilebilir. Bu tezde Şekil 2.14'te verilen TLA rotor yapısı kullanılmıştır.

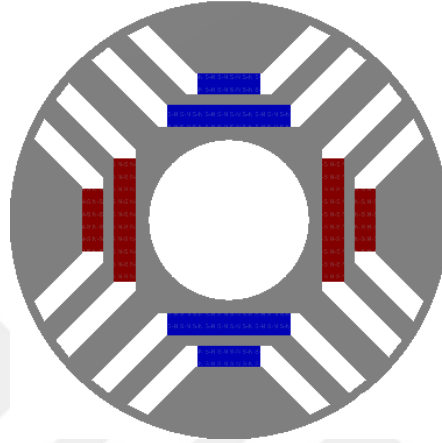


Şekil 2.14 Tasarlanan TLA rotor ve dq -eksenleri

2.3.6. Daimi Mıknatıs Destekli SynRM

SynRM'nin rotor akı bariyerlerinin içerisine mıknatıs yerleştirildiğinde Daimi Mıknatıs Destekli SynRM oluşur. ALA ve TLA yapısının rotor çekirdeğinin içerisine mıknatıslar

yerleştirilebilir. Şekil 2.15'te TLA Daimi Mıknatıs Destekli SynRM yapısı gösterilmiştir. Mıknatısların polaritesi nominal yükte SynRM'nin q -ekseni akısına zıt olarak seçilir. d ve q -eksenleri aynı seçilirse bu yapı gömülü daimi mıknatıslı motor halini alır. Fakat Daimi Mıknatıs Destekli SynRM'nin yüksek anizotropik rotor yapısı önemli bir farktır. Sonuç olarak daimi mıknatısların akısı düşük değere sahip olur. Mıknatıs akısının miktarı nominal akının miktarından oldukça küçüktür.

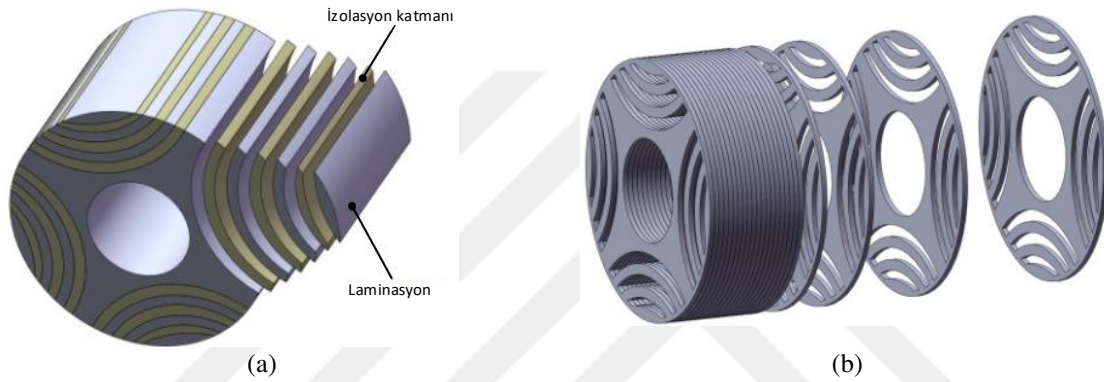


Şekil 2.15 TLA yapılı Daimi Mıknatıs Destekli SynRM rotor tasarımı

2.4. TLA ve ALA'nın Karşılaştırılması

[18], [59]'de iki temel rotor yapısı karşılaştırılmıştır. Şekil 2.16'da her iki rotor yapısı da verilmiştir [60]. Şekil 2.16a'daki ALA rotorunda, eksenel laminasyon katmanlarının ve eksenel yalıtım katmanlarının istiflenerek milin bağlandığı orta kısma monte edilir. Bu rotor yapısında çıkıntı oranı yüksektir [60]. Fakat ALA rotor yapısının iki temel sorunu vardır. İlk sorun, rotor yapısının karmaşık olması ve bu tip rotora sahip olan motorun imalat ve montaj maliyeti yüksektir. İkinci sorun ise; rotor mekanik olarak güçlü değildir ve motor yüksek hızda çalışamayabilir. TLA rotorunun Şekil 2.16b'deki çıkıntısı q -ekseninde hava akı bariyerlerinin birkaç katmanının presle delinmesiyle elde edilir. Rotorun mekanik dayanımını arttırmak için, kırılganlara yerleştirilen demir parçalar akı sızıntısının artmasına neden olur. TLA rotorunu üretmek zor değildir. TLA rotorunda akı bariyer katmanlarının sayısı az olduğunda, demir bölümlerinin genişliği büyüktür. q -eksenindeki akı çizgileri demir bölümleri boyunca geçebilmektedir. Akı bariyerleri q -ekseni akı hattını yeterince ayrı tutamaz ve böylece rotor çıkıntısı azalır. [19], [61]'de çok katmanlı akı bariyerli TLA rotoru ile SynRM performansının artırılabilceği gösterilmiştir.

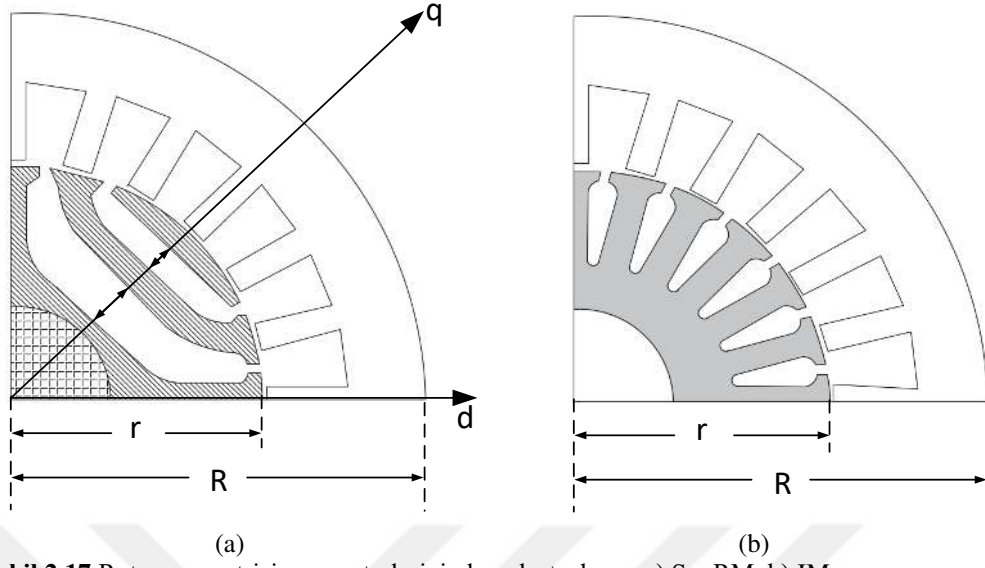
Motorun stator oluk harmonikleri, rotorun manyetik reaksiyonunu etkilediğinden dolayı hem ALA hem de TLA rotor yapısında moment salınımları görülür [62]. TLA yapısındaki moment salınımları rotorun basit bir şekilde açılandırılmasıyla en aza indirilebilir. Fakat bu çözüm ALA yapısı için uygun değildir. Ayrıca ALA yapısında, TLA yapısından çok daha kalın olan rotor laminasyonlarındaki akı salınımlarından dolayı ek demir kayıpları meydana gelir. Bu sebeplerden dolayı ALA rotor yapısı sadece teorik açıdan çalışılan bir rotor yapısıdır. Fakat endüstriyel olarak üretimi çok zor olduğundan tercih edilmez. TLA yapısı endüstriyel üretim için oldukça uygundur. Ayrıca genel amaçlı sürücüler için TLA yapısı rotor dökümüne ihtiyaç duymadığından dolayı IM'lerden daha ucuzdur [18].



Şekil 2.16 Anizotropik rotor yapıları a)ALA, b)TLA [60]

2.5. SynRM ve IM'lerin Karşılaştırılması

IM'ler endüstriyel uygulamalarda düşük fiyat, sağlamlık ve güç elektroniği çeviricisine ihtiyaç duymaksızın şebekeye doğrudan bağlanarak çalışabilme yeteneğinden dolayı en çok kullanılan motor türüdür. Fakat hız regülasyonuna ihtiyaç duyulan bazı uygulamalarda moment/hacim, verim ve kontrol basitliği önem arz etmektedir [63]. Bu durumda farklı tip motorlar kullanılabilir. SynRM ve IM arasında motor parametrelerinin karşılaştırılması Şekil 2.17'de verilmiştir. TLA tipine sahip SynRM için üretim maliyeti IM ile karşılaştırıldığında; rotordaki kafes yapısının ve döküm işleminin olmamasından dolayı SynRM'nin maliyeti IM'ye göre daha düşük olabilir. Eğer aynı büyüklükte bir stator seçilirse aynı üretim hattında SynRM üretimi yapılabilir. Aynı zamanda TLA rotor tipine sahip SynRM'de, IM'lerde olduğu gibi basit bir şekilde açılandırılarak moment salınımı azaltılabilir.



Şekil 2.17 Rotor geometrisi parametrelerinin karşılaştırılması a) SynRM, b) IM

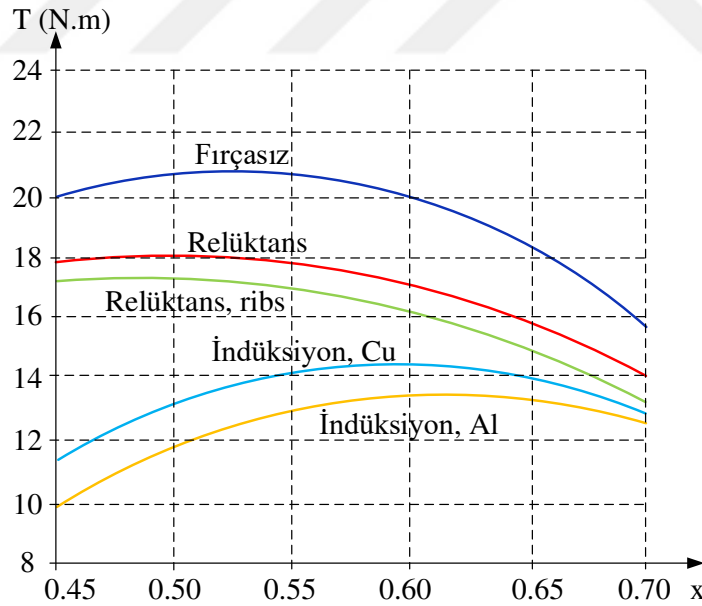
Dönen stator MMK'sına göre rotorun dönüşü asenkron olduğundan dolayı IM'deki stator akısı normalde önceden delinmiş rotor yarıklarına döküm alüminyumdan yapılan kısa devre kafesinde akımı indükler. Rotor kafesinde indüklenen akım, stator MMK'sına senkron olarak ve rotorun mekanik dönme hızına göre küçük bir kayma ile dönen başka bir hava boşluğu MMK'sını oluşturur. Elde edilen MMK, stator akımı yüklemesiyle etkileşime giren bir hava boşluğu yoğunluğunu indükler. Bu durumda motorda bir elektromekanik moment meydana gelir. IM kaymadan dolayı başlangıçta bir moment üretebilir. Aynı zamanda kaymayı kendi kendine ayarlayarak farklı mil momentleri üretebilir. Rotor kafesinde indüklenen akım, motorda ekstra kayıplar meydana getirir. Böylece motor sıcaklığı yükselir. Rotor ve mil ısınır. Böylece motor verimliliği düşer. Ayrıca rotor direnci sıcaklığa bağlı olarak artacağından dolayı kayma değeri artar.

SynRM'deki moment üretim mekanizması IM'den farklıdır. Bu motor moment üretiminde IM statoru tarafından üretilen dönen sinüsoidal MMK ve relüktans kavramını kullanır. Sinüsoidal olarak dağıtılmış bir stator akımı hava boşluğu akısı oluşturur. Rotor içine uygun manyetik olan bir yalıtım malzemesi eklenmesi ile d -ekseninde, daha yüksek manyetik geçirgenlik elde edilir. Bu anizotropik rotor yapısı, dönen stator MMK'sı ile reaksiyona girer. Böylece elektromekanik moment meydana gelir. Moment, tüm sistemin elektromanyetik potansiyel enerjisini azaltacak şekilde hareket eder.

SynRM, ilk kez 1923'te J. K. Kostko tarafından analiz edilmiştir [3]. Geleneksel çıkık kutuplu motorlar, zayıf anizotropik yapıya sahip olduğundan dolayı düşük moment yoğunluğuna sahiptirler. Kostko, rotora izolasyon tabakaları eklenerek motor tasarımın

gerçekleştirmiştir. Tasarlanan bu motorun IM'ler ile neredeyse her bir amper için aynı momente sahip olduğunu göstermiştir. SynRM'nin dezavantajlarından biri, doğrudan şebekeye bağlı (Direct-Online-DOL) işlemlerde başlangıç momentinin bulunmamasıdır. Fakat güç elektroniği tabanlı değişken hızlı sürücülerin geliştirilmesiyle birlikte kapalı çevrim kontrolü altında SynRM kolayca kontrol edilebilir ve çalıştırılabilir.

Eğer stator yapısı ve hava aralığı yarıçapı her iki motor için de sabit tutulursa motor performanslarını karşılaştırmak daha kolay olur [17], [22]. Bazı deneysel değerler kullanılarak iki motor arasında analiz yapılmıştır. SynRM'nin rotorunda kafes olmamasından dolayı rotor bakır kayıplarından söz edilemez. Böylece her motor için benzer güç tüketimi veya benzer sıcaklık artışı için nominal akım arttırılabilir. Bu durumda SynRM, IM'lere göre %20-40 daha yüksek moment üretebilir. Aynı stator akımında $\xi \approx 10$, %50 daha az toplam kayıp ile IM momentinin yaklaşık %90-100'ünü üretir. Sonuç olarak %5-8 daha fazla verime sahiptir. IM'lerin momentini arttırmak için alüminyum kafes yerine bakır kafes kullanılır. SynRM'lerde ise bunu sağlayabilmek için stator yapısının değiştirilmesi gerekir [64]. Şekil 2.18'de her bir makine için başlangıç momentleri gösterilmiştir. Burada (x) optimum hava boşluğunun dış yarıçapa oranıdır. Bu değer IM için 0,6, SynRM için 0,5'tir.



Şekil 2.18 Başlangıç momentleri-Optimum hava boşluğunun dış yarıçapa oranı eğrisi

Analitik hesaplamalar, ölçümler ile doğrulanmıştır [65], [66]. SynRM'nin rotorunda bakır kayıpları olmamasından dolayı bu durum mil ve rulmanların daha soğuk olması ile sonuçlanır. SynRM, aynı boyuttaki IM'ler ile karşılaştırıldığında daha yüksek yük kapasitesine sahiptir ve bu değer nominal yükün 3 katına ulaşabilir. Motorun yüksek çıkıntı ve anizotropik rotor yapısı ile algılayıcısız ve sıfır hız kontrol teknikleri için kullanılabilir

[63]. SynRM'nin güç faktörü IM'lerinkinden %5-10 daha düşüktür. Bu durum q -ekseni indüktansının daha büyük olması ve çapraz-eşleşme etkisinin birleşmesinden dolayı meydana gelir. Büyük q -eksen indüktansı SynRM için bir dezavantajdır. Bu indüktans değeri, rotordaki farklı alan dağılımlarına bağlıdır ve bunu engellemek mümkün değildir. Ek olarak rotordaki çubukların akısı bu etkilere eklenir. Eğer uygulama geniş sabit güç-hız bölgesine ihtiyaç duyarsa bu olumsuzluk pratikte önemli olur. İnverterin boyutu, motorun d ve q -eksen akı oranına (λ_q/λ_d) bağlıdır. Bu oran arttıkça inverterin boyutu da artar. Fakat bu olumsuzluk rotora daimi mıknatıslar eklenerek giderilebilir [13], [63], [67]. Böylece, TLA SynRM tipi Daimi Mıknatıs Destekli SynRM ile değiştirilir. İnverterlerin boyutu motorun verimi ile ilişkilidir. Bu yüzden inverterin boyutuna verim ve güç faktörünün çarpımı ile karar verilebilir.

3. SYNRM TASARIMI VE OPTİMİZASYONU

3.1. SynRM Tasarımı

Elektrik motor tasarımında ilk olarak motorun mekanik kısıtlamalarının belirlenmesi gerekmektedir. Motor gövdesinin belirlenmesi, kullanılacağı uygulama için önemli bir parametredir. Motor gövdesi; sargıları, rulman yataklarını ve diğer mekanik parçaları dış ortamdaki nemden, kimyasallardan, mekanik hasarlardan ve aşınmaya karşı korumak için kullanılmaktadır. NEMA (National Electrical Manufacturers Association) ve IEC (International Electrotechnical Commission) Standartları elektrik motorlarının standart ölçülerini belirlemiştir. Genel amaçlı motorların yanı sıra özel amaçlar için tasarlanan motorlarda mevcuttur. Bu tez çalışmasında; özel amaçlı bir motor olan dalgıç pompa motoru için tasarım yapılmasına karar verilmiştir. Dalgıç pompa motorları genellikle 4, 6 ve 8-inç olarak standart dış çaplara sahip motorlardır. 4-inçlik motorlar 3-fazlı şebekeler için 0.37 kW ile 7.5 kW arasında tasarlanabilmektedir. Motor tasarımının ikinci evresinde motordan elde edilmesi gereken güç miktarına karar verilmesi gerekmektedir. Ancak bunun belirlenmesi için motorun çalıştırılacağı giriş gerilim değerine karar verilmesi önceliklidir. Motor şebeke ile çalışacaksa standart değerlerde bir gerilim seviyesine ayarlanmalıdır. Ayrıca motor bir inverter veya çevirici ile çalışacaksa gerilim seviyesi standart değerlerden farklı olabilir.

3.1.1. Motor Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi

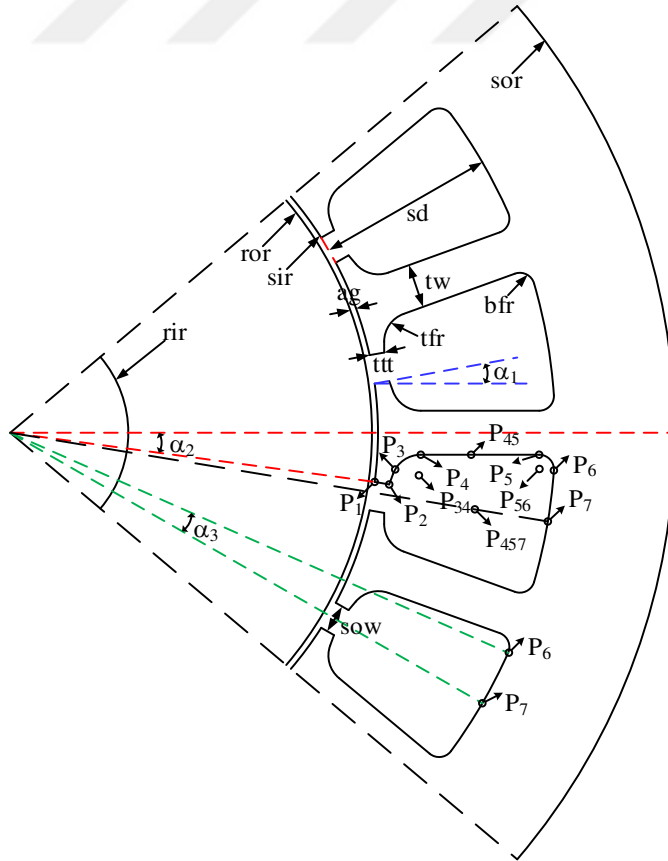
Tezde tasarlanan motor yaklaşık 0,65 kW değerinde olduğu için 4-inç boyutlarına uygun olacak şekilde tasarlanmasına karar verilmiştir. Bu güç değerine en yakın IM güçleri ticari olarak 0,55 kW ve 0,75 kW standart değerlerinde üretilmektedir. Stator dış çapı, motor gövdesinin iç çapı ile belirlenen tolerans değerinde uygunluğunun sağlanabilmesi için 90,35 mm olarak belirlenmiştir. Stator oluk sayısı 24, 30 ve 36 için MotorSolve programı ile test edilmiştir. Bir stator oyuğunun toplam alanı; 24 oluklu için 65,21 mm², 30 oluklu için 52,37 mm² ve 36 oluklu için 43,76 mm² olarak hesaplanmıştır. Oluk sayısı 36 olarak alındığında, sarım alanı oluk doluluk faktörü açısından yeterli olmamaktadır. 24 oluk seçilirse, istenilen düzgün sarım dağılımı elde edilemediği Şekil 3.1'de görülmektedir. Bu nedenle, 30 oluklu statorda hem yeterli sarım alanı ve hem de düzgün sarım dağılımı elde etmek mümkündür.

Şekil 3.1’de farklı oluk sayıları için sargı dağılımına ait dalga şekilleri ve bu sargılara ait hat gerilimi zıt-EMK sinyalleri gösterilmiştir.



Şekil 3.1 Stator zıt-EMK sinyalleri; a) 24 oluk, b) 30 oluk, c) 36 oluk

Motorun stator dış çapı standart motor gövdesi için sabit tutulmak zorundadır. Ayrıca stator iç çapı ise sargı dağılımına ve oluk doluluk oranına göre belirlendiğinden dolayı stator geometrisi optimizasyon adımından önce sabitlenmiştir. Tezde kullanılan stator geometrisi Şekil 3.2’de gösterildiği gibi belirlenmiştir. Stator değişkenlerine ait değerler Tablo 3.1’de verilmiştir. P noktaları çizim sırasında tezde geliştirilen program tarafından otomatik olarak hesaplanarak tasarım programına ön hazırlık yapmaktadır.

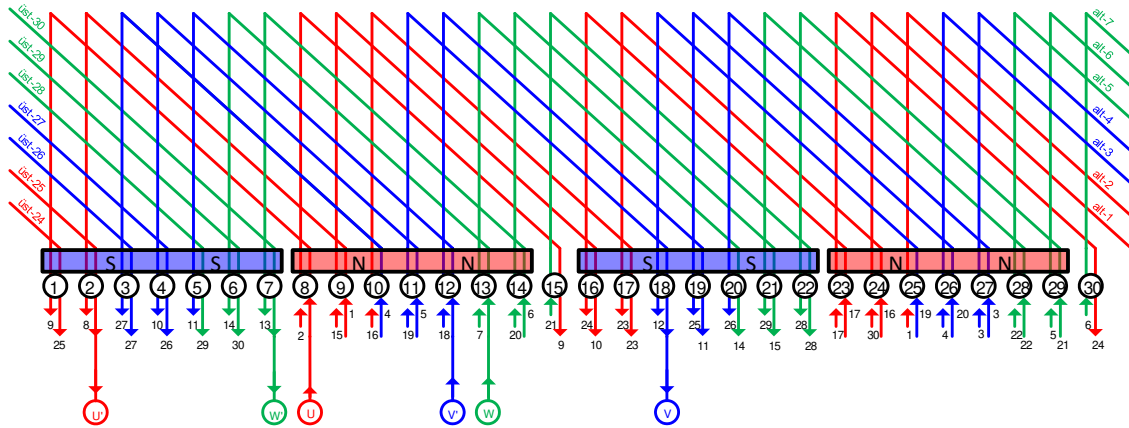


Şekil 3.2 Stator geometrisi

Tablo 3.1 Stator geometrisine ait parametreler

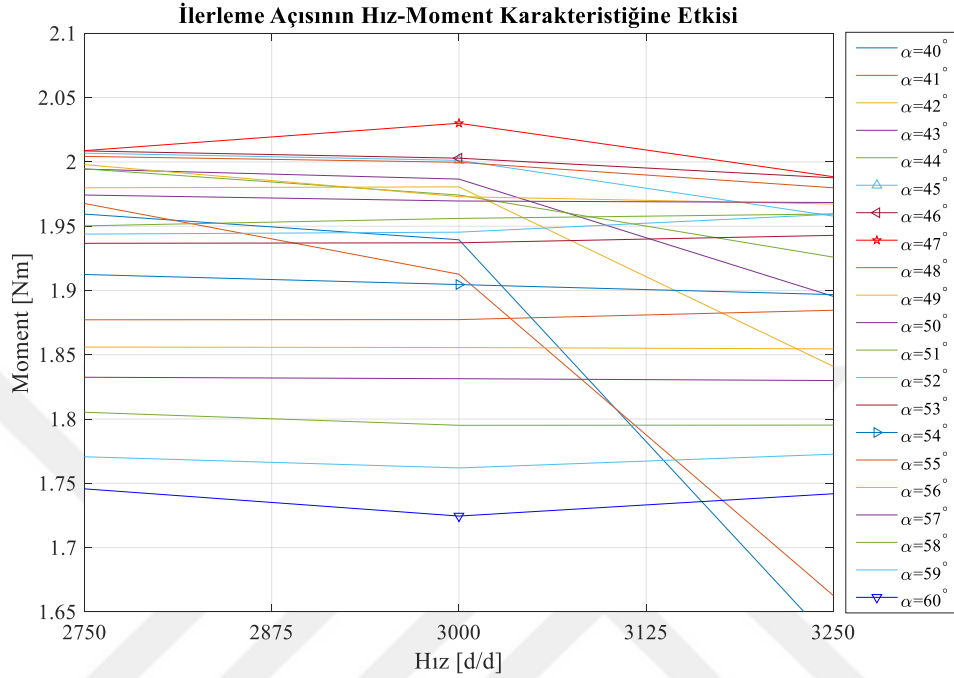
Kısaltma	Açıklama	Değer	Noktalar	x (mm)	y (mm)
nos	Stator oluk sayısı	30	P1	44,826	3,9573
sor	Stator dış yarıçapı	45 mm	P2	45,074	-3,9834
sir	Stator iç yarıçapı	25 mm	P3	45,550	-1,7441
ag	Hava aralığı	0,5 mm	P4	46,284	1,1500
sd	Oluk genişliği	10,5 mm	P5	54,458	1,1500
sow	Oluk açıklık genişliği	1,5 mm	P6	55,457	2,1894
α_1	Oluk dış açısı	6°	P7	55,190	5,8565
α_2	Oluk yarım yay açısı	5,0451°	P34	46,284	1,9000
α_3	P6 – P7 arası açı	3,7391°	P45	50,371	1,1500
ttd	Dış ucu kalınlığı	0,25 mm	P457	50,108	5,2665
tw	Dış kalınlığı	2,3 mm			
bfr	Alt köşe yarıçapı	1 mm			
tfr	Üst köşe yarıçapı	0,75 mm			
rir	Mil yarıçapı	8 mm			

Stator sarım düzenine ait bobin şeması Şekil 3.3'te gösterildiği gibi 1-8, 2-9, 15-8, 16-9, 17-10, 16-23, 17-24, 30-23, 1-24, 2-25 olarak belirlenmiştir. Motor bobinleri el sarım tekniği ile yapıldığından dolayı oluk doluluk oranı %38 olarak belirlenmiştir. Stator ve rotor laminasyon sacları M530-50A olarak seçilmiştir.

**Şekil 3.3** Stator sarım şeması

SynRM moment üretiminde en büyük etkiyi rotor geometrisi oluşturmaktadır. SynRM'den yüksek moment elde edebilmesi için genellikle ilerleme açısını 45°'ye ayarlamak pratik bir çözümdür. Ancak ilerleme açısının üretilen moment üzerinde etkisi oldukça önemli bir parametredir. Bundan dolayı optimizasyon öncesinde 40° ile 60° arasındaki açılar için hız-moment eğrileri incelenerek en doğru açı değeri belirlenmiştir. Bu tez çalışmasında tasarlanan motor için en iyi ilerleme açısının Şekil 3.4'te gösterilen

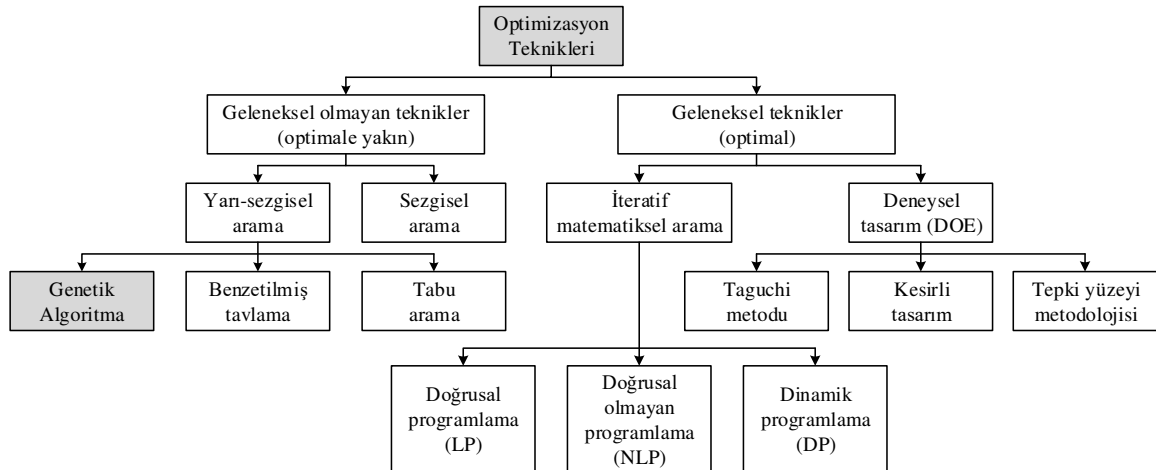
sonuçlara göre 47° olmasına karar verilmiştir. Elektriksel derece cinsinden rotorun d -ekseni ile a -fazı sargısının merkezi arasındaki açı ilerleme açısına eşit olduğu zaman a -fazının akımı maksimum olur.



Şekil 3.4 İlerleme açısının hız-moment karakteristiğine etkisi

3.2. Optimizasyon

Mühendislik alanındaki birçok çalışmada optimizasyon yapılarak en uygun tasarım elde edilmeye çalışılmaktadır. Şekil 3.5'te gösterildiği gibi optimizasyon teknikleri temel olarak geleneksel teknikler ve geleneksel olmayan teknikler şeklinde iki farklı kategoride sınıflandırılabilir.



Şekil 3.5 Optimizasyon tekniklerinin sınıflandırması [68]

Geleneksel optimizasyon teknikleri, lokal optimal bir çözüm sunmaya çalıştığından dolayı lokal arama teknikleri olarak da isimlendirilebilir. Öte yandan, geleneksel olmayan teknikler önceden belirlenmiş amaç fonksiyonlarına dayanmaktadır. Bu nedenle, tasarım parametrelerinin optimum çözüme en yakın uygun kombinasyonunu sağlayan bir yaklaşım tekniğidir. Geleneksel optimizasyon teknikleri iki kategoride sınıflandırılabilir. Birincisi iteratif matematiksel arama teknikleri olarak isimlendirilir. Bunlar; doğrusal programlama, doğrusal olmayan programlama ve dinamik programlama algoritmalarıdır. İkincisi ise Taguchi metodu ve tepki yüzeyi metodolojisi metodu gibi deneylerin istatistiksel tasarımlarını içeren deneysel tasarım tekniklerini içerir. Son zamanlardaki çalışmalarda; yaygın olarak, geleneksel olmayan yarı-sezgisel araştırma tabanlı teknikler, benzetilmiş tavlama [69], tabu araması [70] ve GA [71] kullanılmaktadır.

3.3. Geleneksel Optimizasyon Yöntemleri

Geleneksel optimizasyon yöntemleri doğrudan ve gradyan-tabanlı yöntemler olmak üzere iki farklı gruba ayrılabilir [72], [73]. Doğrudan yöntemlerde yalnızca amaç fonksiyonu ve kısıtlamalar kullanılırken, gradyan tabanlı yöntemlerde amaç fonksiyonunun ve/veya kısıtlamaların ilk ve/veya ikinci dereceden türevleri kullanılır. Doğrudan yöntemlerde türev bilgileri kullanılmadığından dolayı genellikle bu yöntemler yavaş olup, yakınsama için birçok fonksiyonun değerlendirmesini gerektirir. Bu tür algoritmalarda büyük bir değişiklik yapmadan birçok probleme uygulanabilirler. Öte yandan, gradyan tabanlı yöntemler hızlı bir şekilde en uygun çözüme yakınsar. Fakat süreksiz olmayan problemlerde etkili değildir. Ek olarak, geleneksel doğrudan ve gradyan tabanlı yöntemlerin çoğunda aşağıda belirtilen bazı ortak zorluklar vardır:

- En uygun çözüme yakınsama, seçilen başlangıç çözümüne bağlıdır.
- Algoritmaların çoğu uygun olmayan bir çözüme takılma eğilimindedirler.
- Optimizasyon problemini çözmede etkili olan bir algoritma, farklı bir problem çözümünde yeterli olmayabilir.
- Algoritmalar, ayrık değişkenleri olan problemlerde kullanılmasında etkili değildir.
- Algoritmalar paralel çalışabilen sistemlerde verimli bir şekilde kullanılamazlar.

Doğrusalsızlık ve problem değişkenleri arasındaki karmaşık etkileşimler nedeniyle, çoğu zaman karmaşık optimizasyon problemlerinde kullanılırlar. En düşük amaç fonksiyon değerlerine sahip lokal olarak birçok optimal çözüme sahip olabilirler. Bu problemleri

geleneksel yöntemler ile çözerken lokal optimumlardan herhangi birine takılmak kaçınılmaz olabilir. Birçok geleneksel yöntem, belirli bir optimizasyon problemini çözmek için tasarlanmıştır. Örneğin, geometrik programlama metodu sadece polinom tipteki amaç fonksiyon ve kısıtlamaları çözmek için tasarlanmıştır [74]. Geometrik programlama bu tür problemleri çözmede etkilidir ancak diğer fonksiyon türlerini çözmek için uygun şekilde kullanılamaz. Eşlenik yön yöntemi, ikinci dereceden fonksiyonları çözmek için bir yakınsama doğrulamasına sahiptir, ancak birden fazla optimal çözüme sahip problemlerde iyi çalışması beklenmez. Frank-Wolfe yöntemi [73] doğrusala benzer fonksiyonlarda ve kısıtlamalar üzerinde verimli bir şekilde çalışırken performansı ise büyük ölçüde seçilen başlangıç koşullarına bağlıdır. Bundan dolayı, bir algoritma bir problem için en uygun olabilir. Fakat farklı bir problem için geçerli olmayabilir. Bu durum, tasarımcıların bir dizi optimizasyon algoritması bilmesini gerektirir.

Birçok optimizasyon probleminde, problem değişkenleri çoğunlukla sadece ayrık değerlerle sınırlıdır. Bu tür problemleri çözmek için problem değişkenlerinin reel değerli olduğunu varsaymak genellikle kullanılan bir yöntemdir. Reel değerli bir çözüm bulmak için daha sonra klasik bir yöntem uygulanabilir. Optimizasyon problemlerinin çoğunda, amaç fonksiyonu ve kısıtlamaları hesaplamak için sonlu elemanlar tekniği, hesaplamalı akışkanlar mekaniği yaklaşımı, doğrusal olmayan denklemlerin çözümü ve diğerlerini içeren bir simülasyon yazılımına ihtiyaç duyulur. Bu tür yazılımların kullanımı zaman alıcıdır ve bir çözümü değerlendirmek için birkaç dakika ile birkaç saat arasında bir süre gerektirebilir. Bu tez çalışmasındaki optimizasyon probleminin bir çözümün değerlendirilmesi 4,2 GHz hızındaki bir işlemcide yaklaşık 40 sn sürmüştür. Günümüzde paralel çalışabilen işlemciler sayesinde karmaşık optimizasyon problemleri kısa bir sürede çözülebilmektedir. Ancak geleneksel birçok yöntemler noktadan noktaya yaklaşım kullandıkları için her bir iterasyonda sadece tek bir çözüm güncellenebilir ve dolayısıyla bu tür algoritmalarda hızlı paralel işlem yapabilen işlemciler kullanılamamaktadır. Bahsedilen problemlerden dolayı geleneksel yöntemler optimizasyon algoritması açısından iyi bir tercih değildir. Doğal genetik prensiplerine göre çalışan ve çeşitli optimizasyon problemlerini çözebildiği kanıtlanmış GA daha etkili bir yöntemdir. Bundan dolayı bu tez çalışmasında optimizasyon tekniği olarak GA kullanılmaya karar verilmiştir.

3.4. Genetik Algoritma

Doğal süreç canlı mekanizmalar için iki temel prensip üzerine çalışır. Eğer genetik işlem sonucunda ortalamanın üstünde bir yavru doğarsa, ortalama bir bireyden daha uzun süre hayatta kalacaktır ve bazı özelliklere sahip çocuklar ortalama bir bireyden daha fazla üreme fırsatına sahip olacaktır. Eğer ortalamanın altında bir yavru doğarsa, uzun süre hayatta kalamaz ve bu nedenle popülasyondan elimine edilir [75], [76]. Bu prensiplerden yola çıkılarak doğal süreç algoritmalarının optimizasyon problemlerinde kullanılabileceği düşünülmüştür. GA her ne kadar karmaşık doğal genetiğin ve doğal seleksiyon sürecinin bir soyutlaması olsa da çalışma prensibi açısından sağlamdır ve mühendislik optimizasyon problemlerinde doğru çözümleme yapabilme yeteneğine sahip olduğu ispatlanmıştır.

GA, evrimsel hesaplamaların genel yapısının bir alt sınıfıdır. GA tekniği, 1965'te Michigan Üniversitesi'nden Profesör John Holland tarafından tasarlanmıştır. Konuyla ilgili ilk kitabı 1975'te [77] ortaya çıkmıştır. GA 1985'e kadar, Holland ve öğrencileri [78]–[81] tarafından geliştirilmiştir. 1985'te düzenlenen GA'lar konulu ilk uluslararası konferansın hemen ardından daha fazla sayıda araştırmacı GA ile ilgilenmeye başlamıştır. Her yıl, dünyanın çeşitli yerlerinde konuyla ilgili en az 15-20 konferans ve çalıştay düzenlenmektedir. Günümüzde mühendislik tasarımlarında optimizasyon tekniklerine ihtiyaç duyulması kaçınılmazdır [82]. GA tekniği; seleksiyon, çaprazlama ve mutasyon olmak üzere üç temel operatör kullanarak genetik bilim ile ilişkilendirilmiştir. GA'nın çalışma mantığı aşağıdaki adımlarla açıklanabilir;

- ✓ Rastgele bir grup birey (çözüm) grubu oluşturmak ve onları bir popülasyona yerleştirmek
- ✓ Bireylerin görev performansına dayalı olarak bir değerlendirme amaç fonksiyonu veya puanlar paylaşılır
- ✓ Uygunluğa bağlı olarak, iki birey seçilir. Zindeliği yüksek olan bireylerin seçilme şansı daha yüksektir
- ✓ Seçilen bireyler çoğalır, daha sonra rasgele mutasyona uğramış bir veya daha fazla yavru oluştururlar,
- ✓ Programcının gereksinimlerine bağlı olarak, uygun bir çözüm bulunana veya belirli nesil sayısına ulaşıncaya kadar süreç devam ettirilir.

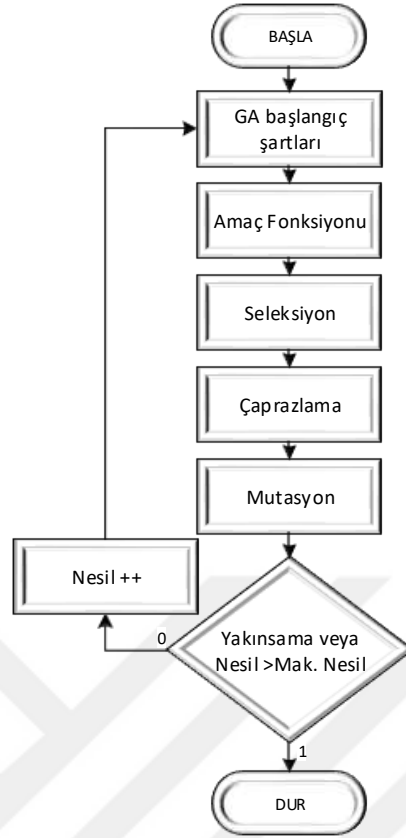
GA, tek ve çok amaçlı optimizasyon problemlerini karşılamak için çok uygundur. Matematiksel arama teknikleriyle karşılaştırıldığında, GA'nın birçok avantajı vardır [71]. GA'nın avantajlarından bazıları aşağıdaki gibi sıralanabilir;

- ✓ GA algoritması, gradyan-tabanlı bilgilere dayanmamasından dolayı tasarım alanının sürekliliğini ya da dışbükeylik özelliğinin olmasına ihtiyacı yoktur.
- ✓ GA, deterministik kurallardan ziyade olasılıklı geçiş kurallarını kullanarak geniş bir arama alanını kontrol etme imkanı sunduğundan dolayı global optimum çözüme ulaşma şansı önemli ölçüde artırmış olur.
- ✓ Geleneksel tekniklerde olduğu gibi tek bir çözüm yerine çözüm alanı boyunca çalıştığından, lokal optimuma takılma problemini en aza indirir.
- ✓ Çok boyutlu, diferansiyel olmayan, sürekli olmayan ve parametrik olmayan problemler, GA kullanılarak çözülebilir.

Bir dizi araştırmacı yapısal tasarım için [83]–[86] veya operasyonel tasarım için [87]–[89] veya her ikisini de [90] optimize etmek için GA kullanmıştır. Her ne kadar GA birçok durumda karmaşık çözüm alanlarını etkin biçimde arayabildiği kanıtlanmış olsa da, bu tekniğin doğasında aşağıda belirtilen bazı sınırlamalar vardır;

- ✓ Yakınsama garanti edilmez.
- ✓ GA'nın en uygun çözüme ulaşabilmesi için daha fazla program döngü süresine ihtiyaç duyar ve bazı problemler için GA'nın yakınsama hızı düşük olabilir.
- ✓ Amaç fonksiyonu; GA performansını etkilediğinden dolayı dikkatli olarak belirlenmelidir. Birçok durumda, eğer amaç fonksiyonu yetersiz veya kesin olarak tanımlanmamışsa, GA optimum bir çözüm bulamayabilir.
- ✓ Optimizasyon problemleri için evrensel bir kural bulunmadığından; popülasyon boyutu, değerlendirilecek nesil sayısı, çaprazlama olasılığı, mutasyon olasılığı ve dizi uzunluğu gibi GA parametreleri özenle seçilmelidir.

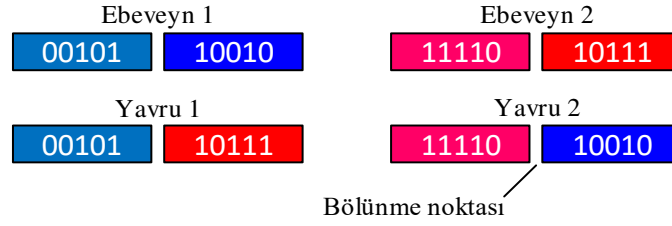
Temel olarak GA Şekil 3.6'da gösterildiği gibi temel bir akış diyagramına sahiptir.



Şekil 3.6 GA akış diyagramı

3.4.1. Çaprazlama

Çaprazlama (Crossover), iki veya daha fazla çözümün genetik materyalinin kombinasyonuna imkân sağlayan bir operatördür [91]. Doğada bazı canlılar hariç tüm türlerin iki ebeveyni vardır. GA’da ise çaprazlama operatörü ile iki ebeveyninden daha fazlası mümkündür. Doğadaki ilk adım, potansiyel bir eş partnerinin seçilmesidir. Pek çok tür, partner seçimi için ve partnerlerini cezbetme stratejileri için çok fazla kaynak harcar. Eş seçiminden sonra eşleştirme bir sonraki doğal adımdır. Biyolojik açıdan bakıldığında, aynı türün iki partnerinin genetik bilgilerini yavrularına kalıtım sayesinde devreder. Çaprazlama operatörleri ebeveynlerin genetik materyallerini melezleştiren bir mekanizmadır. Bit dizisi gösterimi için en çok kullanılan temsil n-noktası çaprazlamasıdır. Şekil 3.7’de gösterildiği gibi iki çözüm ayırır ve sırası ile yenisiyle birleştirir. Örneğin, birinci ebeveyn 0010110010 ve ikinci ebeveyn 1111010111 olsun, nokta çaprazlama konumunu 5 kabul edelim ve iki yavru aday çözümü 00101-10111 ve 11110-10010 şeklinde oluşturalım. Her iki dizinin ebeveynlerinden daha iyi performans gösteren yavru çözümler oluşabilir. Bu operatör, çözümlerin bölündüğü ve sırası ile birleştirildiği daha fazla noktaya kolayca genişletilebilir.



Şekil 3.7 n-noktası çaprazlaması

Zincirleme olarak devam edebilmek için çaprazlama operatörleri sayısal işlemler ile devam ettirilir. Ara çaprazlama olarak da bilinen aritmetik çaprazlama, bileşen olarak tüm ebeveynlere ait çözümlerin aritmetik ortalamasını hesaplar. Örnek olarak iki ebeveyn sırasıyla (1 - 4 - 2) ve (3 - 2 - 3) olduğunu varsayalım bu durumda yavru çözüm için çözüm kümesi (2 - 3 - 2,5) olur. Bu çaprazlama operatörü ikiden fazla ebeveyne genişletilebilir. Baskın olan çaprazlama, her bir bileşeni ardışık olarak ebeveyn çözümlerinden birinden seçer. [91]'de tek tip çaprazlama, ebeveynlerden herhangi birinden rasgele bir parça seçim yapmak için 0,5 gibi bir sabit karışım oranı kullanır. Bu durum, yeni çözümlerin üretilmesinde ebeveyn çözümlerinden hangisinin yer aldığı sorusunu gündeme getirir. Birçok GA'da, bu adımı basitleştirir ve rastgele dağılımlı geçiş işlemi için ebeveynleri rastgele seçer.

3.4.2. Mutasyon

GA'daki ikinci önemli adım mutasyondur. Mutasyon (Mutation) operatörleri, elde edilen çözümleri rastgele şekilde harmanlayarak onları değiştirmekle görevlidir. Bu değişime karşı oluşan güce mutasyon oranı denir. Sürekli çözüm uzayında, mutasyon hızı ayrıca adım büyüklüğü olarak da bilinir. Mutasyon operatörleri için üç ana koşul vardır.

İlk koşul, çözüm alanındaki her noktaya çözüm uzayına keyfi bir noktadan ulaşılabilir olmalıdır. Tüm çözüm alanının uygun bir alt kümeye daraltılmasında kısıtlamalar vardır. Çözüm uzayının her bölümüne ulaşmak için asgari bir olasılığın olması şarttır. Aksi durumda, bulunabilen optimum olasılık pozitif olmayacaktır. Her mutasyon operatörü bu şartı garanti edemez.

İkinci olan koşul önyargısız olma durumudur. Mutasyon operatörü, aramanın belirli bir yöne doğru sürüklenmesini, en azından düzlüklerin olmadığı sınırsız çözüm uzaylarına doğru bir sonuç çıkarmaması beklenmektedir. Sınırlı çözüm uzayına sapma avantajlı olabilir [92], [93]. Ayrıca henüz keşfedilmemiş çözüm uzayının bazı kısımlarını aramaya çalışan yenilik arayışı fikri, mutasyon operatöründe tek yanlılığa sapmaya neden olur.

Mutasyon operatörleri için üçüncü tasarım prensibi ölçeklenebilirliktir. Her mutasyon operatörü, dayanıklılığın uyarlanabilir olduğu bir serbestlik derecesi sunmalıdır. Bu durum, genellikle olasılık yayılımına dayanan mutasyon operatörleri için mümkündür. Örneğin, Gauss yayılımına dayanan Gauss mutasyonu için standart sapma, rastgele çizilen numuneleri tüm çözüm uzayında ölçeklendirebilir. Mutasyon operatörlerinin uygulanması, kullanılan temsile bağlıdır. Bit dizileri için bit çevirme mutasyonu genellikle kullanılır. Bit çevirme mutasyonu, sıfır bitini bir bitine çevirir ve bunun tersi, tanımlanmış bir olasılıkla mutasyon oranının rolünü oynar. Genellikle temsil uzunluğuna göre seçilir. N , bit dizisinin uzunluğu olarak her bit $1/N$ mutasyon oranıyla çevrilir. Temsil, rastgele öğelerin bir listesi veya dizesiyse, mutasyon rastgele olarak her öğenin yerini alır. Bu mutasyon operatörü, rastgele sıfırlama olarak isimlendirilir. Sürekli temsiller için, Gauss mutasyonu en popüler operatördür. Doğadaki çoğu süreç bir Gauss dağılımını izler. Bu, başarılı çözümlerin dağıtımını için makul bir varsayımdır. Gauss gürültüsünün bir vektörü, sürekli bir çözüm vektörüne eklenir [94].

3.4.3. Genotip-Fenotip Planlama

Genotip kalıtsal yapı, Fenotip ise kalıtımla oluşan dış görünüş anlamında tanımlanmaktadır. Çaprazlama ve mutasyondan sonra, yeni yavru popülasyonunun değerlendirilmesi gerekir. Her aday çözümü, optimizasyon problemini çözme kabiliyeti açısından değerlendirilmelidir. Kromozomun planlanmasına bağlı olan genotip, fenotip olarak bilinen asıl çözüm ile eşleşmesi gereklidir. Önyargılı bir planlama, genotip uzayının çoğunluğunu küçük bir fenotip grubuyla eşleyebilir. Genotip-fenotip planlaması her zaman gerekli değildir. Örneğin, sürekli optimizasyonda, genotip çözümün kendisidir. Ancak diğer pek çok evrimsel modelleme süreci bu planlamaya ihtiyaç duyar. Ayrıca algoritmanın bu kısmı bireyler arası mesafe ölçüm fonksiyonu olarak da bilinir. Bu çalışmada fenotip planlama kullanılmıştır.

3.4.4. Uygunluk

Uygunluk hesaplama adımı bir sonucun fenotipi amaç fonksiyonu üzerinde değerlendirilir. Amaç fonksiyonu, GA'nın ürettiği çözümlerin kalitesini ölçer. Amaç fonksiyonunun tasarımı, tüm optimizasyon yaklaşımının modelleme sürecinin bir parçasıdır. Uygulayıcı, amaç fonksiyonunun tasarım seçimleri üzerinde bir etkiye sahip olabilir ve bu nedenle aramayı yönlendirebilir. Aynı anda optimize edilmesi gereken çoklu amaç

fonksiyonu olması durumunda, her bir hedefin amaç fonksiyon değerleri, örneğin ağırlıklı toplamı hesaplayarak birleştirilebilir. Bu teknik aynı anda çoklu amaç fonksiyonunun üstesinden gelebilecek bir stratejidir. Birçok optimizasyon yaklaşımında amaç fonksiyonun sayısını minimize etmek amaçlanmaktadır. GA'nın bir problemi çözmedeki performansı, genellikle optimum olanı istenen bir hassasiyetle bulunana veya yaklaştırılıncaya kadar gerekli amaç fonksiyon değerlendirmeleri sayısı cinsinden ölçülür [95].

3.4.5. Seleksiyon

Seleksiyonda, optimal çözümlere yakınsamaya izin vermek için, en iyi yavru çözümlerin yeni ebeveyn popülasyonunda ebeveyn olarak seçilmesi gerekir. Yavru çözümlerinin bir fazlası üretilir ve en uygun ilerlemeyi sağlamak için en iyisi seçilir. Bu seçim süreci, nüfustaki uygunluk değerlerine dayanmaktadır. Minimizasyon problemleri durumunda, düşük uygunluk değerleri tercih edilir ve maksimizasyon problemleri için tam tersi geçerlidir. Minimizasyon problemleri, tersi alınarak kolayca maksimizasyon problemlerine dönüştürülebilir. Bu durum aynı zamanda maksimizasyon problemlerini minimizasyon problemlerine dönüştürmek için de kullanılabilir. Elitist seçim operatörleri yavru çözümlerin en iyi çözümlerini ebeveyn olarak seçerler. Birçok seçim algoritması rastgeledir. Uygunluk orantılı seleksiyon olarak da bilinen rulet çarkı, eşit dağılımlı rastgele ebeveyn çözümlerini seçer. Seçilme olasılığı, çözümün uygunluğuna bağlıdır. Bu nedenle, çözümlerin göreceli uygunluğu bir popülasyondaki tüm uygunluk değerlerinin toplamıyla, genellikle bölünmeyle normalleştirilir. Zindeliğin bu kesri, seçilen bir çözüm için olasılık olarak anlaşılabilir. Uygunluk-orantılı seçim operatörlerinin avantajı, her bir çözümün seçilme olasılığının pozitif olmasıdır. Virgül seçimi durumunda iyi ebeveynler unutulabilir. Ayrıca, uygunluk-orantılı seçimin rastgeleliği, en iyi çözümlerin unutulabileceğini hesaba katmak gerekir. Her ne kadar bu ilk başta optimizasyon süreci için çelişkili gelse de, unutmak lokal optimumu yenmek için makul bir strateji olabilir. Bir diğer popüler seçim operatörü, bir dizi çözümün rastgele seçildiği ve bu rekabet alt kümesinde en iyi çözümlerin nihayet yeni ebeveynler olarak seçildiği turnuva seçimidir. İkinci adım, tipik bir örnek olarak uygunluk orantılı seçim ile yapılabilir. Turnuva seçimi, diğer çözümlerden daha kötü zindelik değerlerine sahip olsa bile, her bir çözümün hayatta kalması için olumlu bir olasılık sunar [95].

3.4.6. Sonlandırma

Sürecin sonlandırma koşulu, GA çalışmasının ne zaman biteceğini belirlemede önemlidir. Başlangıçta, GA'nın birkaç yinelemede daha iyi çözümler ile çok hızlı ilerlediği görülebilir. Fakat bu gelişmelerin çok küçük olduğu sonraki aşamalarda ise ilerlemenin doyuma girmesi söz konusudur. Genellikle, GA sürecinin sonunda çözümün optimal seviyeye yakın olması için bir sonlandırma koşulu istenmektedir. Aşağıdaki koşullar GA sürecinin sonlandırması için kullanılabilir;

- ✓ Belirli bir iterasyondan sonra popülasyonda gelişme olmadığında
- ✓ Nesillerin belirlenen maksimum değerine ulaşıldığında
- ✓ Amaç fonksiyonu değeri önceden belirlenmiş bir değere ulaştığında

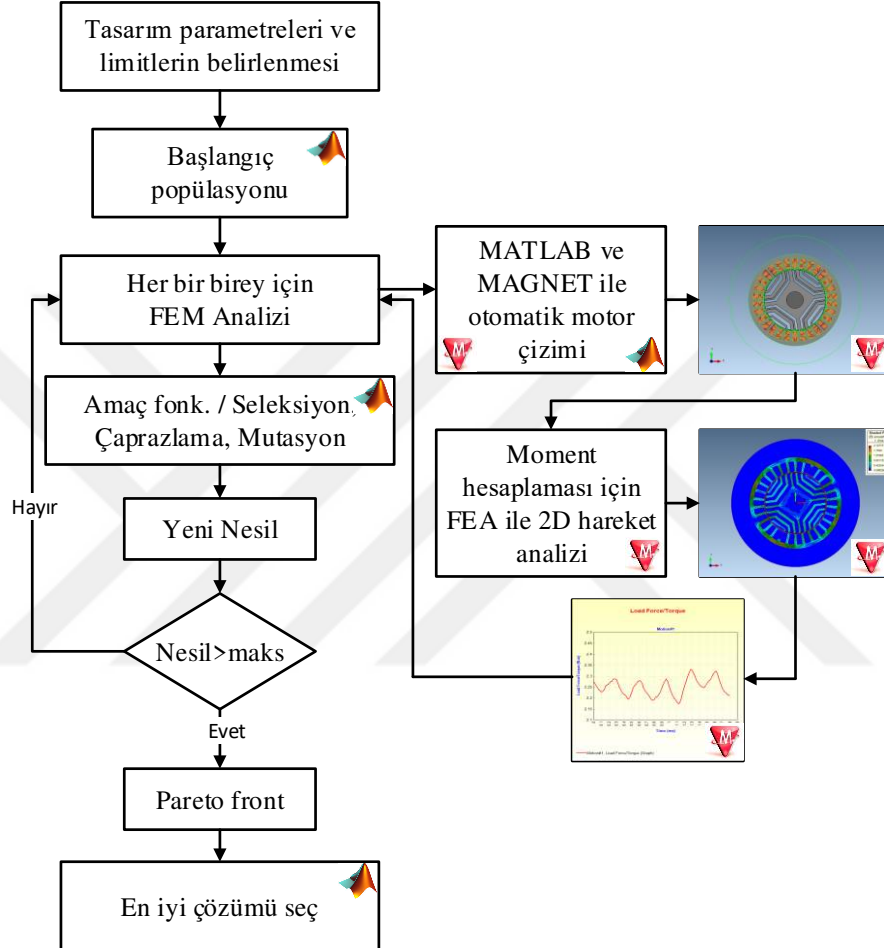
Örneğin, popülasyonda iyileşme olmayan nesiller için sayaç tutulabilir. Başlangıçta, bu sayacı sıfır olarak belirlenir ve daha sonra popülasyondaki yavrulardan daha iyi bireyler üretilmediğinde sayacı +1 arttırarak kontrol sağlanmaktadır. Bununla birlikte, yavrulardan herhangi birinin uygunluğu daha iyi ise, sayaç sıfırlanır. Sonlandırma sayacı önceden belirlenmiş bir değere ulaştığında ise algoritma sonlandırılır. Bir GA'nın diğer parametreleri gibi, sonlandırma koşulu da son derece problemlidir. GA tasarımcısı kendi problemine en uygun olanı görmek için çeşitli seçenekleri denemelidir.

3.5. SynRM Optimizasyonu

Optimizasyon problemlerinde bazı durumlarda tek bir amaç fonksiyonu yeterli olmayabilir. Çünkü birçok mühendislik optimizasyon problemlerinde birden fazla tasarım parametresinin optimize edilmesi gerekmektedir. Bu tez çalışmasında; motorun moment ve moment salınımlarının optimize edilmesi üzerinde durulmuştur. Bundan dolayı motorun optimizasyonu için çok amaçlı GA kullanılmıştır. Literatürde çok amaçlı optimizasyon; çok amaçlı programlama, vektörel optimizasyon, çok kriterli optimizasyon, çok özellikli optimizasyon veya Pareto optimizasyonu olarak da isimlendirilmektedir.

Bu tezde optimizasyon probleminin çözümü için MATLAB ve MAGNET ticari programları kullanılmıştır. Her iki programın birlikte çalıştırılabilmesi için MATLAB ortamında bir program geliştirilmiştir. Geliştirilen bu program sayesinde; motor çizimi, elektriksel devre ve MAGNET için gerekli tüm parametreler otomatik olarak belirlenmektedir. GA sonucunda elde edilen parametreler ile otomatik olarak

güncellenmektedir. MAGNET ise motorun sonlu elemanlar analizi kısmını gerçekleştirerek motorun moment sonucunun elde edilmesi için kullanılmıştır. Elde edilen motor moment sonucu MATLAB ortamına geri gönderilerek GA'nın süreç döngüsü devam ettirilmektedir. Tezde geliştirilen optimizasyon sürecine ait akış şeması Şekil 3.8'de gösterilmiştir.



Şekil 3.8 Optimizasyon işlem adımlarına ait akış diyagramı

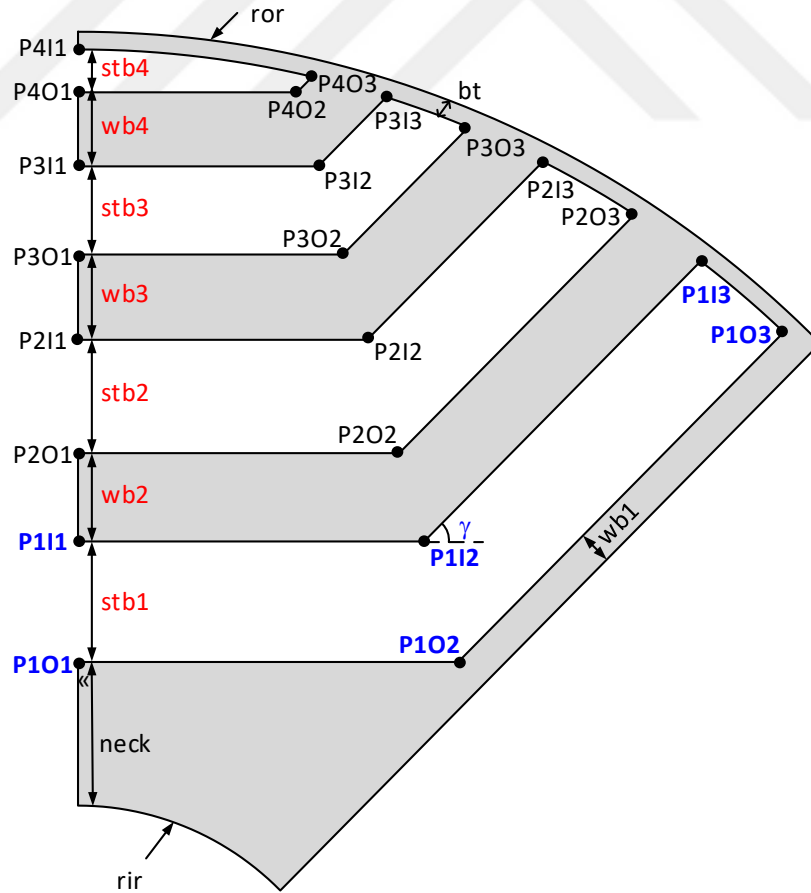
3.5.1. Rotor Geometrisinin Belirlenmesi

Bu tezde, MATLAB GA toolbox kullanılarak rotor geometrisi optimize edilmiştir. İki adet optimizasyon amaç fonksiyonu belirlenmiştir. İlk olarak amaçlanan motorun sürekli durumda çalışması sırasında moment ortalamasının maksimum yapılmasıdır. İkinci amaç ise; moment salınımının minimum seviyede olmasını sağlamaktır. GA'ya ait parametreler Tablo 3.2'de verilmiştir [96].

Tablo 3.2 Tasarımda kullanılan GA parametreleri

Tasarım değişken sayısı	8
Popülasyon boyutu	90
Kromozom boyutu	8
Nesil	20
Nesil sonlandırma	100
Çaprazlama kesri	0,75
Pareto kesri	0,7
Göç aralığı	10
Mutasyon fonksiyonu	"@Adaptation feasible"

Tablo 3.2’de gösterilen kromozom sayısı, optimize edilecek parametre sayısını göstermektedir. Şekil 3.9’da gösterilen stb (bariyer boşluğu) ve wb (bariyer kalınlığı) değişkenleri optimize edilmiştir. ror (rotor dış yarıçapı), rir (rotor iç yarıçapı) ve bt (köprü kalınlığı) değerleri sabit tutulmuştur. GA’nın belirlediği bariyer boşluğu ve bariyer kalınlıklarına göre Şekil 3.9’da gösterilen P noktaları Denklem (3.1)-(3.9)’da kullanılan denklemlerin sadece bir kısmı verilmiştir. Diğer noktalar da bu denklemlere bağlı olarak hesaplanmaktadır.

**Şekil 3.9** Optimizasyon için kullanılan rotor geometrisi

$$P101(x, y) = (pw, (rir + neck)) \quad (3.1)$$

$$P102(x, y) = \left(\frac{rir + neck}{\sin(\gamma)} \cos(\gamma) - \frac{wb1}{\sin(\gamma)}, (rir + neck) \right) \quad (3.2)$$

$$P103r = -wb1 + \sqrt{wb1^2 - \left(\frac{wb1}{\cos(\gamma)} \right)^2 + (ror - bt)^2} \quad (3.3)$$

$$P103(x, y) = \left(P103r * \cos(\gamma), P103r * \sin(\gamma) + \frac{wb1}{\cos(\gamma)} \right) \quad (3.4)$$

$$P111(x, y) = (pw, (rir + neck + stb1)) \quad (3.5)$$

$$P112(x, y) = \left(P102(x) - \frac{stb1}{\sin\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right)} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \tau\right), P102(y) + stb1 \right) \quad (3.6)$$

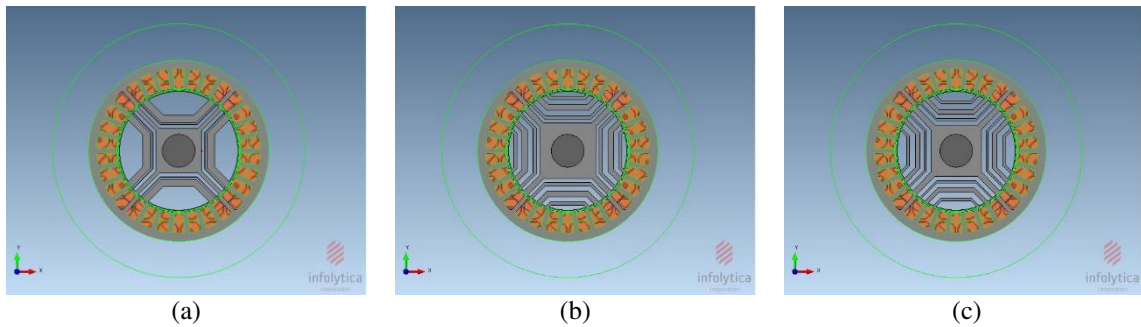
$$stbw1 = \left(\frac{stb1}{\cos(\beta)} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \gamma + \tau\right) \right) \quad (3.7)$$

$$P113r = -(stbw1 + wb1) + \sqrt{\left((stbw1 + wb1)^2 - \left(\frac{(stbw1 + wb1)}{\cos(\gamma)} \right)^2 + (ror - bt)^2 \right)} \quad (3.8)$$

$$P113(x, y) = \left(P113r * \cos(\gamma), P113r * \sin(\gamma) + \frac{(stbw1 + wb1)}{\cos(\gamma)} \right) \quad (3.9)$$

Burada; γ bariyer açısı 45° , τ boşluk açısı 16° olarak sabit alınmıştır.

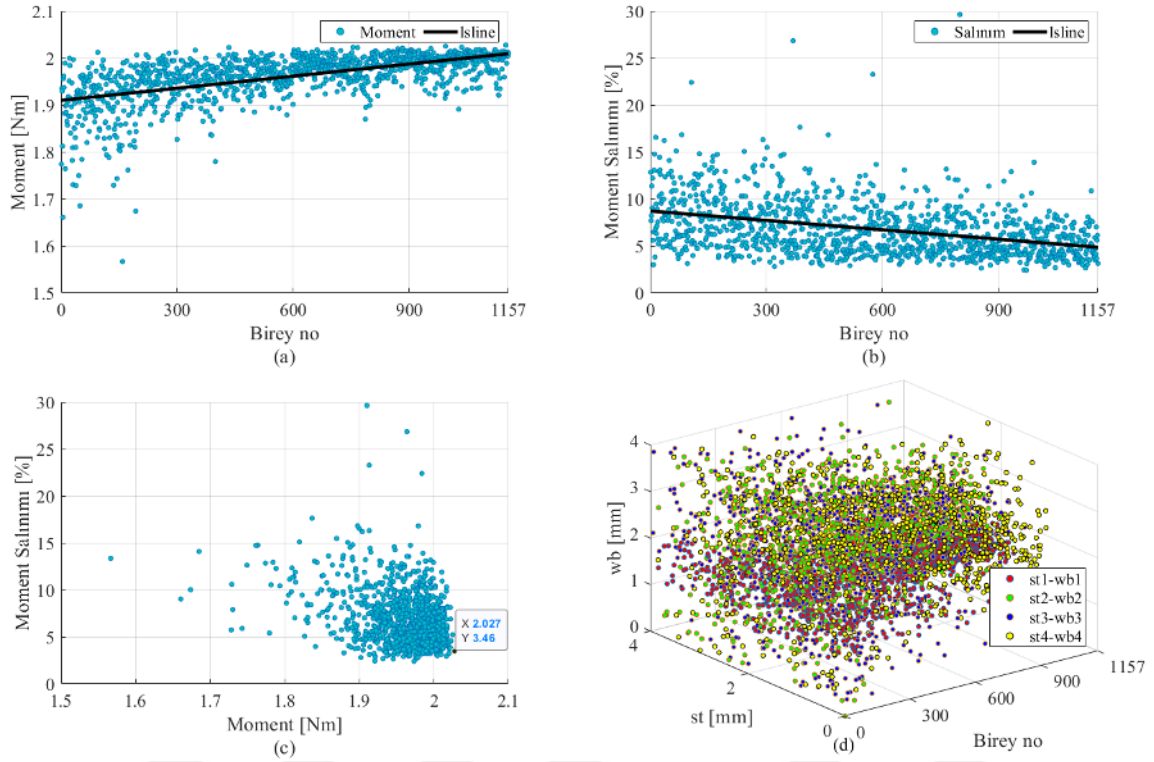
GA çalışırken MAGNET programında çizilen stator ve rotor yapıları tezde geliştirilen program sayesinde Şekil 3.10'da gösterildiği gibi “jpg” formatında kaydedilebilmektedir. Şekil 3.10'da gösterilen 1157. motorun elde edilmesi için geçen süre yaklaşık 12 saat sürmüştür. Ayrıca bu tezde geliştirilen motor optimizasyon yazılımı, motor çizimlerinin daha sonra kullanılabilmesi için çizimleri “dxf” formatında kaydetmektedir.



Şekil 3.10 GA nesilleri; a) 1.nesil saat: 09:56, b) 279.nesil orta saat: 15:41, c) 1157. Nesil saat: 21:42

GA performansına ait grafikler Şekil 3.11'de sunulmuştur. GA amaç fonksiyonu olarak seçilen maksimum momente ulaşma eğrisi Şekil 3.11a'da gösterildiği gibi doğru bir şekilde ilerlemiştir. İkinci amaç fonksiyonu olarak seçilen moment salınımının minimize edilmesi ise Şekil 3.11b'de gösterildiği gibi azalma yönelimindedir. Moment-moment salınımı arasındaki ilerlemenin değişimi Şekil 3.11c'de verilmiştir. Özellikle bireylerin yoğun olduğu bölge maksimum moment ve minimum moment salınımının kesiştiği kısımlarda

yoğunlaşmıştır. GA ile optimize edilen *stb1*, *stb2*, *stb3*, *stb4*, *wb1*, *wb2*, *wb3* ve *wb4* rotorun geometrik parametreleri Şekil 3.11d’de gösterilmiştir.

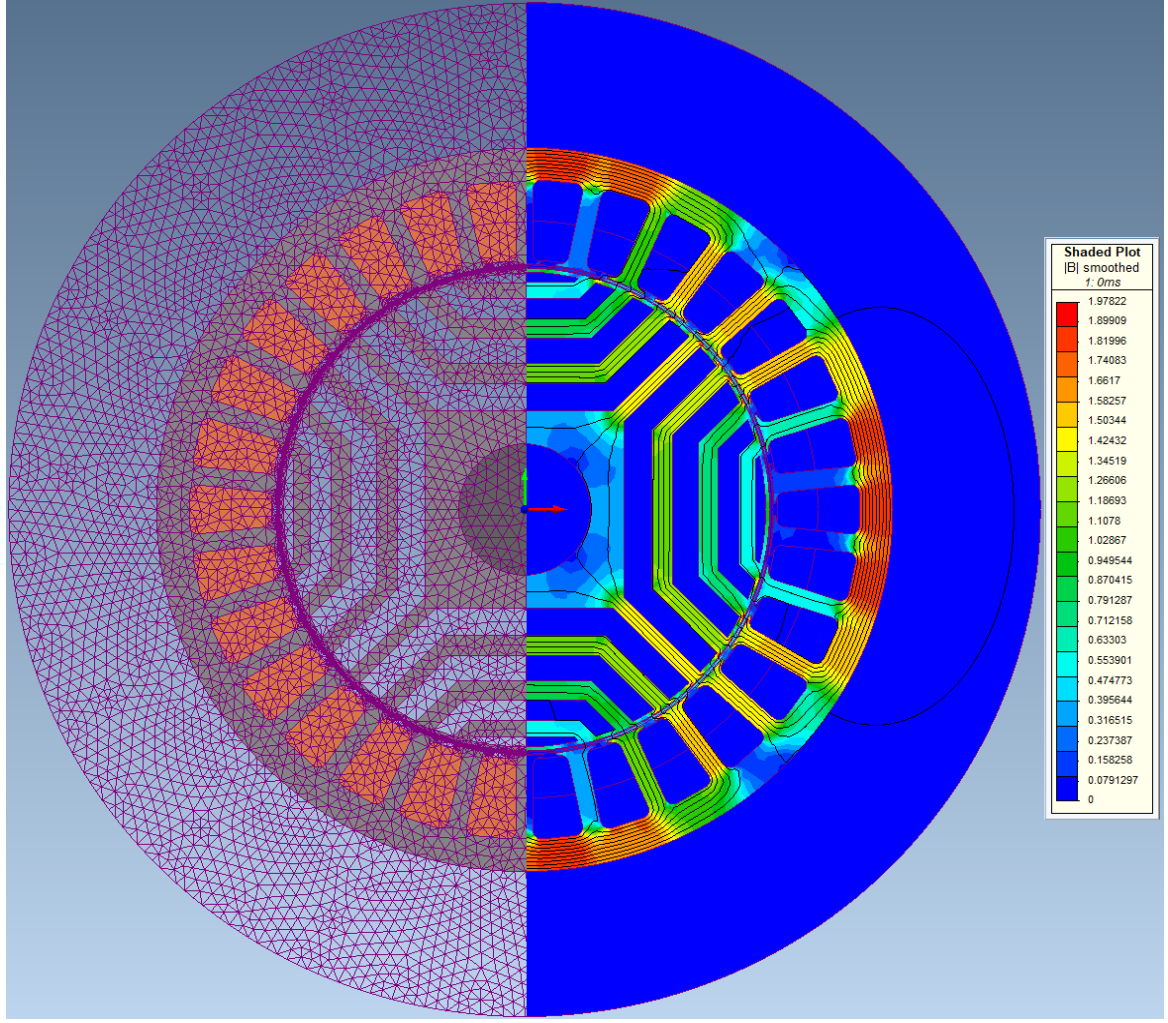


Şekil 3.11 GA performans analizi a) Moment, b) Salınım, c) Moment-Salınım, d) *stb*-*wb* değerleri

GA sonucunda optimize edilen *stb* ve *wb* rotor geometrisine ait parametreler kullanılarak rotor yapısı elde edilmiştir. Optimumum değer olarak; 2,027 Nm moment ve %3,46 moment salınımına sahip olan nokta belirlenmiştir.

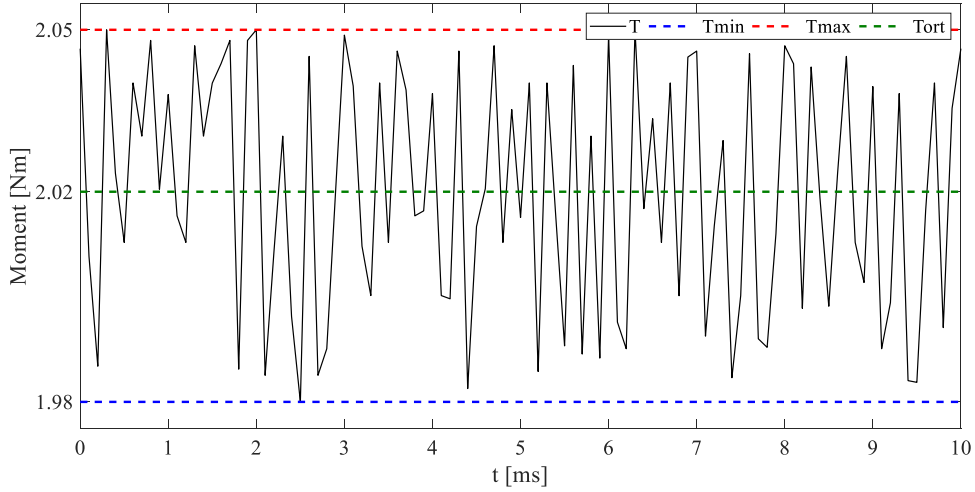
3.5.2. Optimize Edilmiş Motorun Analizi

Optimize edilen motor daha sonra ayrıntılı olarak Sonlu Elemanlar Metodu (Finite Element Method)-Newton Raphson iterasyonu kullanarak MAGNET programında analiz edilmiştir. Motorun SEM için ızgaralama ve akı yoğunluğu dağılımına ait analiz sonucu Şekil 3.12’de verilmiştir. Maksimum akı değeri maksimum 1,97 T civarındadır. Motor akı dağılımı ve yönlendirmeleri arzu edildiği şekilde gerçekleşmiştir. Özellikle kutup akıları kendi rotor kirişlerinden geçerek yolunu tamamlamıştır ve kaçak akı neredeyse hiç oluşmamıştır.



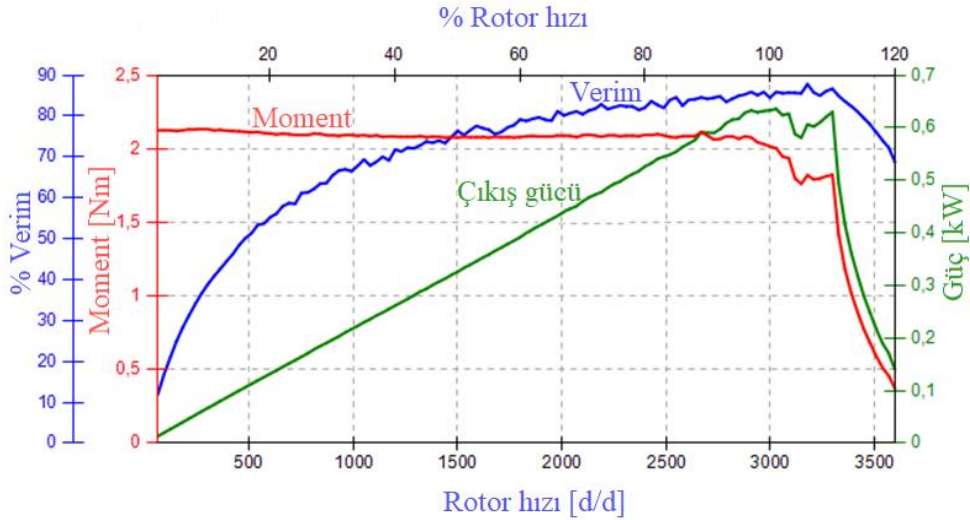
Şekil 3.12 Sol: Motor ızgara görünümü, Sağ: Motor akı çizgisi dağılımı

Motorun yarım tur dönerken ürettiği moment analiz sonucu Şekil 3.13'te sunulmuştur. Motor ortalama 2,02 Nm moment üretmektedir. Moment salınımı ise kabul edilebilen %5 değerinin altında olduğu görülebilmektedir. Motor nominal frekansı 100 Hz olduğundan dolayı motor mekanik bir turunu 20 ms'de, elektriksel 1 turunu ise 10 ms gerçekleştirmektedir. Analizlerde motorun simetrik yapıda olmasından dolayı tam tur analizi yerine yarım turdaki analizi yapılmıştır. Böylece optimizasyon için geçen toplam süresi yaklaşık 12 saate kadar düşürülebilmektedir.



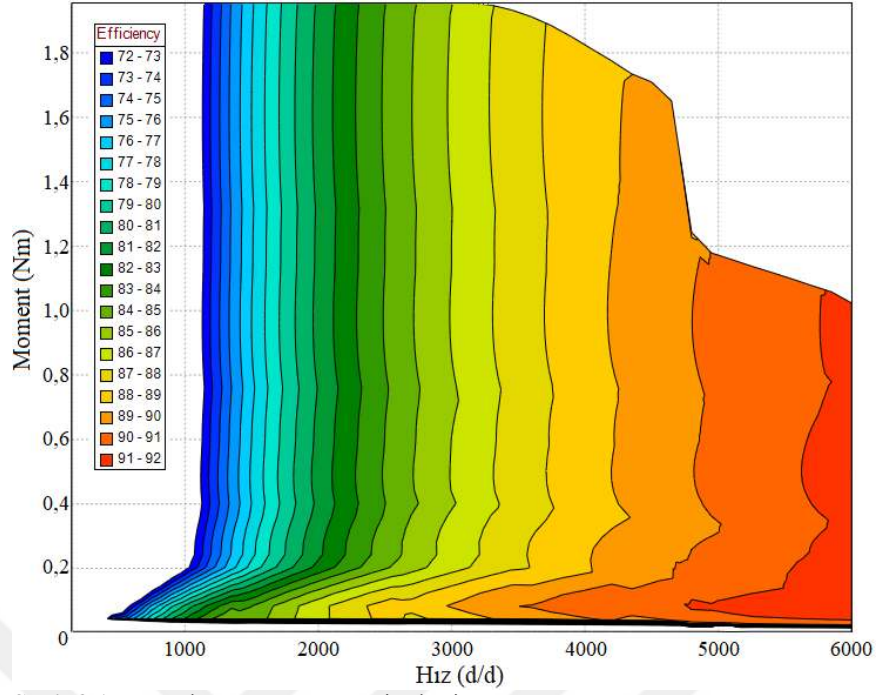
Şekil 3.13 Optimize motorun sürekli durum moment grafiği

Moment, verim ve çıkış gücü açısından 10 kHz anahtarlama frekansı için motor analizi Şekil 3.14'te gösterildiği gibi MotorSolve programı ile elde edilmiştir. Motor sabit moment bölgesinde çalıştırılmıştır. Motor sürekli durumda nominal hıza kadar yaklaşık 2 Nm momenti sabit olarak üretebilmiştir. Motor çıkış gücü yaklaşık 633 W olarak ölçülmüştür. Motor verimi tam yük koşulları altında yaklaşık %85 civarındadır. Özellikle elde edilen verim değerinin, küçük güçlü motorlar açısından oldukça yüksek bir değerde olduğu söylenebilir. Sürtünme ve vantilasyon kayıpları ihmal edilmiştir. Sargı kayıpları 88,2W, demir kayıpları 19,8 W ve DGM sürücü kayıpları 18,4 W olarak hesaplanmıştır.



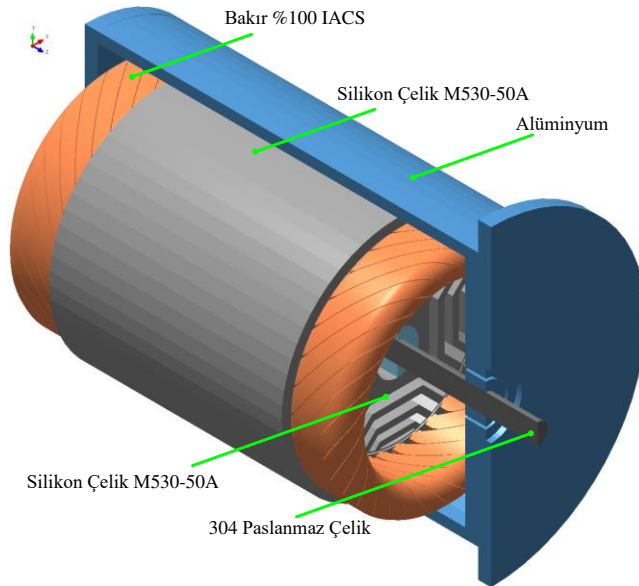
Şekil 3.14 Optimize edilen motorun; moment, verim ve çıkış gücünün hıza göre değişim eğrileri

Şekil 3.15'de tasarlanan motora ait verim haritası verilmiştir. Motor nominal hızda çalışırken; %10 yük değerinde ve üstündeki değerlerde yaklaşık %85-87 arasında verime sahip olduğu görülmektedir. Ayrıca motor veriminin hız ile doğru orantılı olarak değiştiği gözlemlenmiştir. Özellikle çok düşük hızlarda motor verimi %70 civarındadır.



Şekil 3.15 Tasarlanan motorun verim haritası

Motor tasarımında kullanılan malzemeler Şekil 3.16’da gösterildiği gibi seçilmiştir. Motorun stator ve rotor çekirdeği M530-50A kodlu silikon çelik ile oluşturulmuştur. Stator bobinleri %100 IACS Bakır olarak belirlenmiştir. Motorun mili 304-Paslanmaz çelikten yapılmıştır. Ayrıca motorun daha iyi soğuyabilmesini sağlamak için dış gövdesi alüminyumdan yapılmıştır.



Şekil 3.16 Motorda kullanılan malzemeler ve motorun 3 boyutlu görünüşü

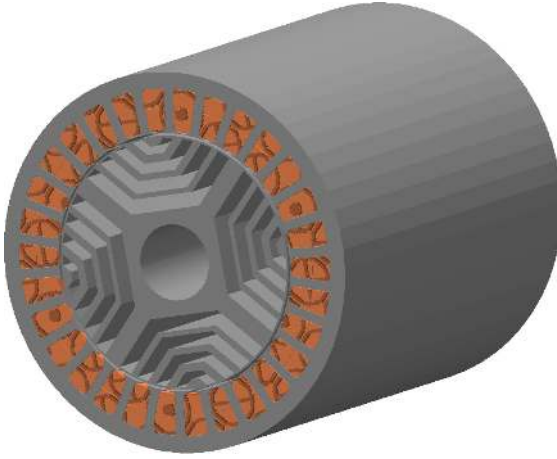
3.6. SynRM prototip üretimi

Üretimi yapılan motorun rotor ve stator laminasyon sacları Şekil 3.17’de görüldüğü gibi paketlenmiştir. Motorun laminasyon saclar lazer kesim ile üretilmiştir. Bu yüzden laminasyon saclarının kesim bölgelerinde manyetik dipollerin bir miktar bozulması beklenmektedir.



Şekil 3.17 a) Rotor ve mil üretimi, b) Stator paketinin üretimi

Motorun stator ve rotor yapısı Şekil 3.18’de gösterilmiştir. Laminasyon sacları paketlenirken standart kaynaklama operasyonu kullanıldığında, sacların manyetik özelliği zarar gördüğünden dolayı stator laminasyonları, soğuk lazer kaynağı ile birleştirilmiştir. Böylece stator tabakaları minimum deformasyon ile elde edilmeye çalışılmıştır. Fakat seri üretimde laminasyon sacları birbirine kilitleme tekniği ile paketlenildiğinden dolayı herhangi bir birleştirme işlemine gerek kalmayacaktır. Bu durum verim açısından olumlu bir etki sağlayacaktır. Diğer motorlarda olduğu gibi tasarlanan rotor yapısında laminasyon saclarını bir arada tutacak mıknatıs, alüminyum çubuk ve sargı gibi bir yapı yoktur. Bu yüzden rotor laminasyon sacları, manyetik olmayan paralel iki plaka arasına sıkıştırılarak rotor yapısı elde edilmiştir. Rotor mili ve bahsedilen halkalar 304-paslanmaz çelikten imal edilmiştir.

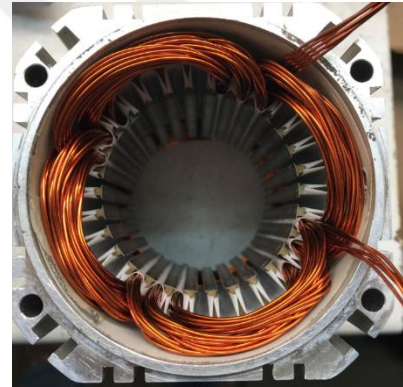


Şekil 3.18 Paketlenmiş stator ve rotor yapısı

Motorun görünümü Şekil 3.19’da verilmiştir. Motor, alüminyum çekme gövde içine yerleştirilmiştir. Ayrıca motor arka miline Şekil 3.19a’da görüldüğü gibi resolver takılmıştır. Ayrıca U fazının statora yerleşimi Şekil 3.19b’de gösterilmiştir. Motor sarımına ait detay bölüm başında Şekil 3.3’te daha önce sunulmuştur.



(a)



(b)

Şekil 3.19 a) Prototip motor görünümü, b) U-fazının yerleştirilmiş stator görünümü

4. SYNRM KONTROLÜ

4.1. SynRM Kontrol Yöntemleri

1900'lü yıllarda, SynRM'ler ve sürücüleri hakkında birçok akademik araştırma yapılmıştır. SynRM'nin karakteristiğini öğrenmeye ilk katkı sağlayanlar Vagati ve Fratta olmuştur [97]. İlk SynRM'ler düşük moment/akımı oranları, düşük güç faktörleri, düşük verim ve aşırı moment dalgalanmalarına sahiptirler. SynRM'nin bu performansından dolayı elektrik motorlu tahrik sistemleri arasında ciddi bir alternatif olmasını engellemiştir. Daha sonraki dönemlerde güç elektroniği tabanlı sürücülerin gelişmesiyle birlikte SynRM'lere olan ilgi artmıştır. SynRM'nin statoru IM'ninkiyle aynıdır ve kontrol sistemi benzer bileşenleri içerir. Fakat SynRM uygulaması daha basittir. SynRM'nin relüktans rotoru, çelik laminasyonlardan yapılır. Rotor herhangi bir sargıya veya mıknatısa sahip değildir. Sağlam ve basit yapı, düşük maliyetli üretim, birim hacim başına yüksek moment imkânı, kontrol basitliği, alan zayıflatma kabiliyeti ve rotor sargılarının bulunmaması nedeniyle azalan kayıplardan dolayı SynRM'ler çok sayıda endüstriyel ve otomotiv uygulamalar için ilgi çekici hale gelmeyi başlamıştır.

SynRM [3], moment üretimi için relüktans kavramını kullanır. Geleneksel IM'lerde veya alan sargılı senkron motorlarda olduğu gibi statorda sinüzoidal olarak dağıtılmış sargıları kullanan ve sonuç olarak sinüzoidal dalga formu akımlarıyla beslenen bir AA motordur. Rotor, yüksek bir çıkıntı oranı elde etmek için dağılmış hava bariyerleri ile sadece demirden yapılmıştır. Bu durumda, motor şebekeye bağlandığında çok zayıf çalıştırma kabiliyetine sahip olur. Bu yüzden rotor kafes yapısının kullanılması gerekir. İnverter sürücüleri sayesinde verimli senkron çalışma elde etmek için kafesiz rotor kullanımını mümkün kılar. Kafesiz rotor, motor verimliliğini artıran ve ataleti azaltan daha yüksek bir çıkıntı oranı sağlar. Düşük atalet, geçici tepki süresini iyileştirir. Eğer çıkıntı oranı ve $d-q$ eksen indüktansları arasındaki fark büyükse SynRM'nin moment yoğunluğu, güç faktörü ve verimi de yüksek olur.

SynRM sürücülerinin kontrolü için çok sayıda çözüm önerilmiştir [17], [98]–[102]. Kapalı çevrim kontrolü altındaki SynRM, güç elektroniği tabanlı sürücülerin geliştirilmesiyle elde edilen tamamen yeni yöntemler ile kolayca kontrol edilebilir ve çalıştırılabilir. Uzay-vektör denklemlerine dayanan moment kontrol yöntemleri daha verimlidir ve elektrik makinelerinin kontrol edilmesini mümkün kılar. Üç fazlı bir elektrik

motoru, üç faz akımını ayrı ayrı kontrol etmek yerine bu fazların tamamını içeren uzay vektörü kullanılarak kontrol edilebilir. Hem Alan Yönlendirmeli Kontrol hem de Doğrudan Moment Kontrolü veya benzer yöntemler SynRM için literatürde sunulmuştur [8], [10].

Doğrudan Moment Kontrolü; hızlı tepki, basit ve sağlam yapı sunar. Bu kontrol tekniğinde; moment kontrol döngüsü ve akı kontrol döngüsü bulunmaktadır. Kontrolün temel prensibi, sürücünün anahtarlama durumlarını doğru seçerek moment hatasını ve histerezis bantlardaki akı hatasını sınırlamaktır. Bu amaca ulaşmak için, gerilim vektör düzlemi altı sektöre ayrılmıştır ve uygun bir anahtarlama durumu her bir sektörle ilişkilidir. Sonuç olarak, gerilim vektörü döndüğünde, anahtarlama durumu vektör konumuna göre otomatik olarak değiştirilebilir. Gerçek stator akı konumu, stator gerilimlerini ve motor akımlarını algılayarak elde edilir. Ardından, hangi sektörde çalışacağı belirlenir. Sektörün çözünürlüğü sektör başına 60° 'dir. Doğrudan Moment Kontrolü, moment ve akı regülasyonunda iyi bir dinamik performans gösterir. SynRM, Doğrudan Moment Kontrol uygulanmasını biraz karmaşık hale getiren özel bir özelliğe sahiptir. Bir SynRM sürücüsünde maksimum kabul edilebilir statik yük açısı sadece 45° olduğundan dolayı sürücünün tepe momentini, IM'nin tepe momentine kıyasla sınırlı olduğundan dolayı kontrolör yüksek güçlü SynRM sürücü çalışmasının periyodu boyunca doğru olarak izlenmesi gerekmektedir. Moment ve akının yüksek frekanslı salınımları, düşük hızda yüksek gürültü seviyesine sahip olması bu kontrol tekniğinin dezavantajlarıdır. Bu durum sürücü sisteminin performansını düşürebilir. Bu dezavantajların üstesinden gelmek için, bazı araştırmacılar birkaç farklı Doğrudan Moment Kontrolü teknikleri önermeye ya da anahtarlama durumu modellerini iyileştirmeye çalışmışlardır [101], [102].

Alan Yönlendirmeli Kontrol tekniği ilk olarak 1970'lerin başında IM'leri kontrol etmek için F. Blaschke tarafından önerilmiştir. Bu yöntem, birkaç yıl süren çalışmalar ile kullanılabilir bir sisteme dönüştürülmüştür. Güç elektroniği, bilgisayar ve mikroelektronik alanındaki hızlı ilerlemeler nedeniyle, vektör kontrol teknolojisi son zamanlarda yüksek performanslı AA sürücülerde daha geniş ve yaygın olarak kullanılmıştır [103], [104]. Alan Yönlendirmeli Kontrol tekniği, DA motorunkine benzer şekilde akı ve moment bileşenlerinin ayrılmasını sağlar. Bu kontrol tekniğinde; AA motor akımları istenen bir akı bağlantısı ve moment üretmek üzere kontrol edilir. Kontrol, konum veya hız geri bildirimi gibi rotor açısı bilgisi gerektirir. Sensörsüz kontrol yöntemleri, her biri önemli hesaplama kapasitesi gerektiren birkaç farklı sayısal tahmin ediciyi kullanır Alan Yönlendirmeli Kontrol geçici durumlarda iyi sonuç vermeyebilir. Akım modeli, bir geçici süre boyunca

değişebilen motor indüktans değerlerine dayanmaktadır. Bu hızlı indüktans değişimleri, akıya bağlı tahminlerde önemli hatalara neden olabilir. Alan Yönlendirmeli Kontrolünün ana amacı, statorun manyetik alanını senkronize etmektir. Böylece bu kontrolör motor akımlarının akı ve moment bileşenlerini ayrı ayrı kontrol edebilmektedir [105]. Bu kontrol, tüm hızlarda hızlı dinamik tepki ve verimli çalışma imkânı sağlar. Ayrıca hızın ve momentin hassas dinamik kontrolünü sağlar. Alan Yönlendirmeli Kontrol, bir uzay vektörüyle temsil edilen stator akımlarını kontrol eder. Üç fazlı stator akımları, zamanla değişen sisteme ($\alpha\beta$) dönüştürülür. Daha sonra $\alpha\beta$ 'dan zamanla değişmeyen sistem (dq) elde edilir. Bu yapıda motor akısını üreten kısım d -eksenidir. Motor momentini üreten kısım ise q -eksenidir [106].

4.2. SynRM Kontrolü

Bu tezde SynRM kontrolü için Alan Yönlendirmeli Kontrol tekniği kullanılmıştır. Bu çalışmada; i_m, i_s 'ye eşit olarak alınmıştır. SynRM kontrolünde referans olarak, d ve q eksenli elektrik akımı bileşenleri olan i_d^* ve i_q^* kullanılır. Bu referanslar genellikle doğrudan T_e^* elektriksel moment referansından elde edilir. Fakat alan zayıflaması gibi bazı durumlarda, mevcut referanslar, ölçülen dönme hızına veya hızı kontrolörü tarafından verilen moment referansına dayanarak oluşturulur. Moment kontrol bloğu seçilen kontrol stratejisine göre mevcut referansları üretir. Bu stratejiler, sabit akım açısı (θ) kontrolü veya sabit i_d kontrolü olarak sınıflandırılabilir [107]. Sabit i_d kontrolü, nominal hızın altındaki hızlar için uygundur. Referans 3-faz akım değerleri, dq/abc dönüşümü kullanılarak elde edilir.

4.2.1. Sabit i_d Kontrol

Motoru uyarmak için uygun armatür akımının kullanılması gerektiğinden dolayı bu yaklaşım SynRM sürücü için oldukça uygundur. Eğer i_d akımı sabit tutulursa SynRM güvenli bir şekilde uyarılır. Denklem (2.9) kullanılarak akı bağlantısının genliği Denklem (4.1)'de verildiği gibi ifade edilebilir [108].

$$|\bar{\lambda}| = \sqrt{(L_{sd}i_d)^2 + (L_{sq}i_q)^2} \quad (4.1)$$

$$i_q = \frac{\sqrt{|\bar{\lambda}|^2 - (L_{sd}i_d)^2}}{L_{sq}} \quad (4.2)$$

Denklem (2.11)'deki moment ifadesine Denklem (4.2) ifadesi yerine yazılırsa Denklem (4.3) elde edilir.

$$T_e = \frac{3p \cdot (L_{sd} - L_{sq}) i_d \sqrt{|\bar{\lambda}|^2 - (L_{sd} i_d)^2}}{2L_{sq}} \quad (4.3)$$

Denklem (4.3)'deki moment ifadesinin i_d 'ye göre türevi alınıp sıfıra eşitlenerek elde edilen i_d ifadesi ile maksimum moment elde edilir. Referans stator d -eksen akımı i_d^* ifadesi Denklem (4.4)'de verildiği gibi elde edilir.

$$i_d^* = \frac{|\bar{\lambda}|}{L_{sd}\sqrt{2}} \quad (4.4)$$

Denklem (4.3) kullanılarak Denklem (4.5)'de verildiği gibi referans stator akısı λ^* elde edilir.

$$\lambda_{max}^* = \sqrt{\left[\frac{4|T_e^*|L_{sd}L_{sq}}{3p(L_{sd} - L_{sq})} \right]} \quad (4.5)$$

Genel olarak, L_{sd} indüktansı sabittir. Bu indüktans büyük ölçüde i_d 'ye ve çapraz-eşleşmeden dolayı i_q 'ya bağlıdır. Çapraz eşleşme etkisi ihmal edildiğinde, L_{sd} sadece i_d 'ye bağlıdır. Referans d -eksen akımı i_{sq}^* ifadesi Denklem (4.6)'da verilmiştir.

$$i_q^* = \frac{2 * T_e^*}{3p(L_{sd} - L_{sq})i_{sd}^*} \quad (4.6)$$

Referans i_d değiştiği zaman L_{sd} indüktansı da değişir. Bu yüzden referans elektriksel moment T_e^* , i_q ile doğru orantılı değildir. Bu yüzden parametre değerinin etkisini ortadan kaldırmak için referans i_q akımını üretmek için daha karmaşık tekniklerin kullanılması gerekmektedir.

4.2.2. Sabit Açılı Kontrol

SynRM kontrolünde kullanılan sabit açılı üç tür kontrol stratejisi vardır. Bunlar,

- En hızlı moment kontrolü,
- Maksimum moment/amper kontrolü,
- Maksimum güç faktörü kontrolü

En hızlı moment kontrolünde; akım açısı Denklem (4.7)-(4.8)'de verildiği gibi gösterilir.

$$\frac{i_q}{i_d} = \frac{|\bar{\lambda}|/(L_{sd}\sqrt{2})}{|\bar{\lambda}|/(L_{sq}\sqrt{2})} = \frac{L_{sd}}{L_{sq}} = \tan(\theta) \quad (4.7)$$

$$\theta = \tan^{-1}(L_{sd}/L_{sq}) \quad (4.8)$$

Denklem (4.4)'den λ akısı, Denklem (4.9)'da verildiği gibi elde edilir. Denklem (4.5), (4.7) ve (4.9)'dan Denklem (4.10)-(4.11) elde edilir.

$$|\bar{\lambda}| = i_d^* * L_{sd} \sqrt{2} \quad (4.9)$$

$$i_d^* = \sqrt{\frac{2|T_e^*|}{3p(L_{sd} - L_{sq})\tan(\theta)}} \quad (4.10)$$

$$i_q^* = \frac{i_{sd}^* * \text{sgn}(T_e^*)}{\tan(\theta)} \quad (4.11)$$

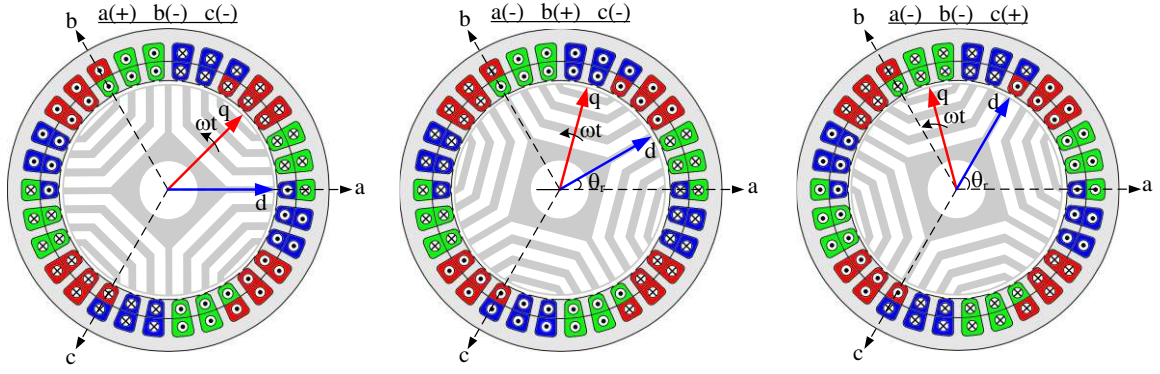
MTPA stratejisinde; θ açısı $\pi/4$ olduğunda moment/akım oranı maksimum olur.

Maksimum güç faktörü kontrol stratejisinde ise; stator eksenleri arasındaki açı Denklem (4.12)'de verildiği gibi ifade edildiğinde güç faktörü maksimum olur.

$$\theta = \tan^{-1} \sqrt{\frac{L_d}{L_q}} \quad (4.12)$$

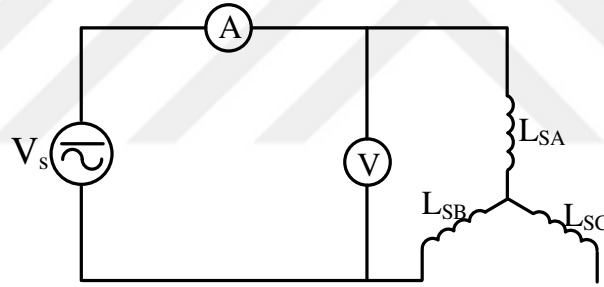
4.3. SynRM Parametrelerinin Elde Edilmesi

SynRM'nin faz direnci ve senkron indüktansı, motor davranışını tanımlayan temel parametrelerdir. Sürücü sisteminin performansı senkron PI akım kontrolör parametrelerine bağlıdır ve elektriksel parametrelerden hesaplanırlar [109]. Bu nedenle, senkron indüktansların tam olarak ölçülmesi, motor sürücü sisteminin performansı için çok önemlidir. SynRM'de d ve q -eksenlerindeki manyetik doyumdan dolayı stator indüktansları ve akımları arasında doğrusal olmayan bir ilişki vardır. Bu durum SynRM'nin doğru kontrolü için bazı sorunlara neden olur [49], [110], [111]. Doyum etkisi dikkate alındığında bir SynRM'nin tam indüktans parametrelerini ölçmek kolay değildir. Parametrelerin ölçülmesi için konum bilgisine de ihtiyaç duyulur. Rotorun konumunu tespit etmek için öncelikle motorun herhangi bir fazına DA gerilim kaynağının “+” ucu bağlanır. Diğer iki faz kısa devre edilerek kaynağın “-” ucuna bağlanır. Şekil 4.1'de 3-faza ayrı ayrı gerilim verilerek rotorun kilitlenmesi sağlanmıştır ve rotorun konumları gösterilmiştir. Örneğin; sadece a-fazına enerji verildiğinde rotorun d-ekseni a-fazıyla birlikte hizalanıp kilitlendiği görülmektedir. Buna bağlı olarak rotor konumunun başlangıç noktası belirlenebilir.



Şekil 4.1 SynRM konumunun belirlenmesi

Motorun R_s ve L_s parametre değerlerini bulmak için Şekil 4.2’de görüldüğü gibi ölçüm devresi oluşturulur. R_s direnç değerini ölçmek için; iki faz arasına DA gerilim kaynağı bağlanır. Sargı uçlarına DA gerilim verilerek ampermetreden ve voltmetreden değerler okunur. Gerilim kaynağının farklı birkaç değeri için ölçümler tekrarlanır. Her ölçüm için direnç değeri hesaplanır. Denklem (4.13)’e göre elde edilen sonucun ortalaması alınarak $2R_s$ direnç değeri hesaplanmış olunur [112].



Şekil 4.2 SynRM parametrelerinin belirlenmesi

$$R_s = \frac{R_{AB,avg}}{2} \quad (4.13)$$

SynRM’de rotor çıkıntısından dolayı stator self ve ortak indüktans değerleri rotor konumuna bağlıdır. Örneğin; histerezis akım kontrollü bir SynRM sürücüsünde, stator akımlarının değişim hızı rotor konumuna bağlıdır. Böylece rotor konumu, stator akımlarının değişim hızından tahmin edilebilir. Düşük hızlarda (sıfır hız dahil) bu tahmin kullanılabilir. Fakat yüksek hızlarda tahmin doğruluğu azalır. Rotor çıkıntısından dolayı d ve q -eksen indüktansları birbirinden farklıdır. Çıkıntıdan dolayı tüm stator indüktansları, $2\theta_r$ rotor açısı (θ_r) ile birlikte değişir. SynRM’nin d - q eksen indüktansları Denklem (4.14)-(4.15)’de verilmiştir.

$$L_{sd} = L_s - L_{ms} + 1.5L_m \quad (4.14)$$

$$L_{sq} = L_s - L_{ms} - 1.5L_m \quad (4.15)$$

Stator fazları arasındaki indüktanslar, rotor açısının iki katı açıya sahiptir. Fazlar arası indüktansların denklemleri Denklem(4.16)-(4.18)'de verilmiştir.

$$L_{AB} = 2L_s - 2L_{ms} - 3L_m \cos(2p\theta_r - 2\pi/3) \quad (4.16)$$

$$L_{BC} = 2L_s - 2L_{ms} - 3L_m \cos(2p\theta_r) \quad (4.17)$$

$$L_{AC} = 2L_s - 2L_{ms} - 3L_m \cos(2p\theta_r + 2\pi/3) \quad (4.18)$$

L_s : Ortalama stator self-indüktansı

L_{ms} : Stator ortak indüktansı

L_m : Rotor çıkıntısından dolayı stator indüktanslarından biri

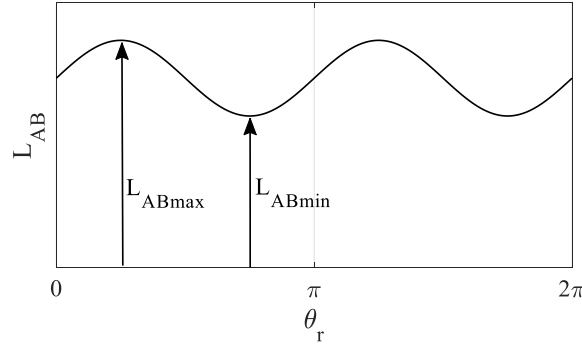
L_{AB}, L_{BC}, L_{AC} : Statorun fazlar arası indüktansları

Denklem (4.14)-(4.16)'dan Denklem (4.19)-(4.20) elde edilir. Burada L_{AB} 'nin maksimum değerinin $2L_{sd}$ 'ye eşit olduğu görülür. Benzer şekilde L_{AB} 'nin minimum değerinin $2L_{sq}$ 'ya eşit olduğu görülmektedir.

$$L_{sd} = \frac{L_{ABmax}}{2} \quad (4.19)$$

$$L_{sq} = \frac{L_{ABmin}}{2} \quad (4.20)$$

Rotor konumuna göre L_{AB} 'nin değişimi Şekil 4.3'te verilmiştir.



Şekil 4.3 Rotor konumuna göre fazlar arası indüktans değişimi

L_{AB} indüktans değerini elde etmek için Şekil 4.2'de görüldüğü gibi AA gerilim kaynağı iki faz arasına bağlanır. Motorun konumu L_{AB} indüktansının maksimum olduğu değere getirilir. Bu noktada motorun konumu sabit tutularak a ve b sargı uçlarına AA gerilim verilerek L_{AB} indüktansı üzerine düşen gerilim ve bu indüktanstan geçen akım ölçülür. Ölçümler birkaç kez tekrarlanır. Denklem (4.21) kullanılarak her bir ölçüm için L_{AB} 'nin maksimum değeri elde edilir. Hesaplanan L_{AB} indüktans değerlerinin ortalaması alınır. Aynı işlemler motorun konumu L_{AB} indüktansının minimum olduğu değere getirilip tekrarlanır. Böylece L_{AB} 'nin minimum değeri de elde edilmiş olur. Motor tasarım programında optimize

edilen motorun parametreleri sırasıyla $L_{sd}=1,72$ mH, $L_{sq}=0,452$ mH ve $R_s = 53,5$ m Ω olarak hesaplanmıştır. Bu parametreler üretilen prototip motorun parametreleri ile aynı değildir. Bunun sebebi kullanılan malzemeler, üretim ve montajdan kaynaklanmaktadır. Gerçek motor parametreleri sırasıyla $L_{sd} = 2,0427$ mH, $L_{sq} = 0,635$ mH ve $R_s = 61,27$ m Ω olarak ölçülmüştür.

$$L_{AB} = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\left(\frac{V}{I}\right)^2 - 4R_s^2} \quad (4.21)$$

4.4. SynRM'nin MTPA Algoritması

Prensip olarak MTPA stratejilerinin hedefi, en düşük akım ile maksimum elektromanyetik momenti elde etmektir. MTPA stratejileri verimlilik için önemli bir konudur. Yüksek performanslı sürücü sistemlerinde moment/akım oranını maksimum değerde tutulması istenir. Bu şartlar altında bakır kayıpları minimize edilir ve verimlilik artar. Bu yaklaşım, demir kayıplarının bakır kayıplarından küçük olduğu düşük hız koşulları için uygundur [113].

Genellikle dq akımlar (i_d , i_q) düzleminde ifade edilen MTPA eğrisi, manyetik motor parametrelerine bağlıdır. MTPA uygulamalarında, senkron referans çatısında akım referanslarının online hesaplanması, moment talebine ve motor parametrelerine dayanır [51]. Motor parametreleri; genellikle manyetik doyum ve sıcaklık değişimi gibi durumlardan etkilenir. Parametre hataları; ek kayıplara ve azalan moment yoğunluğuna neden olur. Son yıllarda parametre tahminine, [51], [114], [115] veya MTPA koşulunun dinamik izlenmesine dayanan [116]–[118] çeşitli çevrimiçi yaklaşımlar önerilmiştir.

4.5. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

İnverterler, DA gerilimi AA gerilime dönüştürerek çıkışta istenen çıkış gerilimi ve frekansını elde etmek için kullanılır. Çıkış geriliminin dalga şekli, inverterde kullanılan anahtarların anahtarlama durumlarına bağlıdır. Birçok çalışmada; darbe genişlik modülasyonlu (DGM) inverter üzerine çalışmalar yoğunlaşmıştır. DGM inverterler endüstriyel uygulamalarda diğer inverter tiplerini devralmıştır. En popüler DGM teknikleri sinüsoidal DGM (SDGM) ve UVDGM'dir. DGM teknikleri sabit genlikli darbelerle karakterize edilir. Bu darbelerin genişliği, inverter çıkış geriliminin kontrolünü sağlamak için ve harmonik içeriğini azaltmak için modüle edilir.

SDGM tekniği, değişen genişlikte bir çıkış darbe dalga formunu filtreleyerek bir sinüzoidal dalga formu üretir. İyi filtrelenmiş bir sinüzoidal çıkış dalga formu yüksek bir anahtarlama frekansı ile elde edilir. Arzu edilen çıkış gerilimi, referans gerilimin frekansı ve genişliği değiştirilerek elde edilir. Referans geriliminin genişliği ve frekansındaki değişimler, çıkış gerilimin darbe genişliğini değiştirir. Fakat sinüzoidal modülasyonu korur.

UVDGM, 1980'lerin ortasında doğal ve düzenli olarak rneklenmiş SDGM'ye kıyasla daha verimli olan bir DGM şeklidir. UVDGM'nin amacı; istenen herhangi bir açıda bir vektör retilerebilmek için uygun DGM sinyalleri elde etmektir. Bu DGM tekniği, üç fazlı bir elektrik motoruna verilen bir gerilim vektörünü uygulamak için kullanılan modülasyon şemasıdır. Amaç, sabit bir DA gerilimi kullanmak ve altı anahtar aracılığıyla frekans ve genişliğin ayarlanabilir olduğu üç fazlı bir sinüzoidal dalga elde etmektir. Bu teknikte Uzak-vektör kavramı, anahtarların görev döngüsünü hesaplamak için kullanılır. Uzak-vektör modülasyonun (SVM) en gelişmiş özellikleri; basit olarak elde edilen dijital çıkış ve hat-hat gerilimleri için geniş doğrusal modülasyon aralığıdır. Bu yöntemde, sürücüye sabit bir DA giriş gerilimi verilir ve inverter anahtarlarının açık ve kapalı periyotlarını ayarlayarak kontrollü bir AA ıkış gerilimi elde edilir. UVDGM, DA giriş gerilim kullanımını en st düzeye çıkarır ve harmonik içeriğinin en aza indirilmesine yol açan "en yakın" vektörleri kullanır. Literatürde farklı UVDGM algoritmaları vardır [116]–[119]. Her modülasyon algoritmasında amaç, anahtarlama kayıplarını azaltmak, giriş gerilim kullanımını en st düzeye çıkarmak, harmonik içeriği azaltmak ve hassas kontrol sağlamaktır. UVDGM'nin klasik uygulaması Alan Yönlendirmeli Kontrol olarak adlandırılan iki ortogonal koordinatta akımları kontrolüne dayanan vektör kontrolüdür [119]. Bu kontrol tekniği değişken frekanslı sürücü uygulamaları için en iyi tekniklerden biridir. UVDGM tekniğinde, üç fazın her biri için ayrı bir modülasyon kullanmak yerine, karmaşık referans gerilim vektörü bir bütün olarak görev alır. Böylece motor  fazı arasındaki etkileşim göz önünde bulundurulur. UVDGM, ıkış gerilimlerinde ve motor yükünün sargılarındaki akımlarda daha az harmonik bozulma oluşturur. Ayrıca DA besleme geriliminin sinüzoidal modülasyon tekniklerine kıyasla daha verimli kullanılmasını sağlar. UVDGM sabit bir anahtarlama frekansı sağladığından dolayı anahtarlama frekansı kolayca ayarlanabilir. Her ne kadar UVDGM, sinüzoidal DGM'den daha karmaşık olsa da, modern mikrodenetleyicilerin gelişmesiyle birlikte SVM, üç fazlı gerilim kaynaklı inverterler için en önemli DGM tekniklerinden biri haline gelmiştir [120]–[125]. UVDGM, geleneksel SDGM'ye göre %15 daha fazla gerilim seviyesi üretebilmektedir.

UVDGM, 3 fazlı bir gerilim sisteminde sadece iki bağımsız değişken olduğu gerçeğine dayanmaktadır. Fazör diyagramında 3-faz gerilimini temsil etmek için ortogonal koordinatlar kullanılır. Üç fazlı gerilim vektörü Denklem (4.22)'de görüldüğü gibi ifade edilebilir.

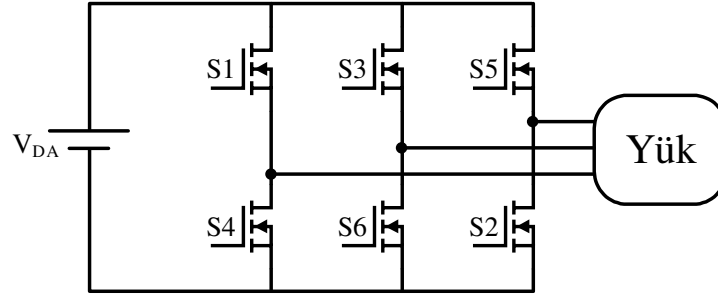
$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

UVDGM'de, 3-faz çıkış gerilimleri, uzayda $\omega=2\pi f$ açısal hızında dönen bir referans vektörü tarafından temsil edilir. Uzay vektör modülasyonun görevi, referans vektörünün (V_{ref}) yerini yaklaşık olarak belirlemek için anahtarlama durumlarının kombinasyonlarını kullanmaktır. V_{ref} 'in yerini yaklaşık olarak bulmak için, inverterin sekiz olası anahtarlama durumu vardır. Bunların ikisi sıfır vektördür (V_0, V_7). Altı vektör (V_1-V_6) ise aktif vektörlerdir. Tablo 4.1'de inverterin anahtarlama durumları verilmiştir.

Tablo 4.1 İnverterin anahtarlama durumları

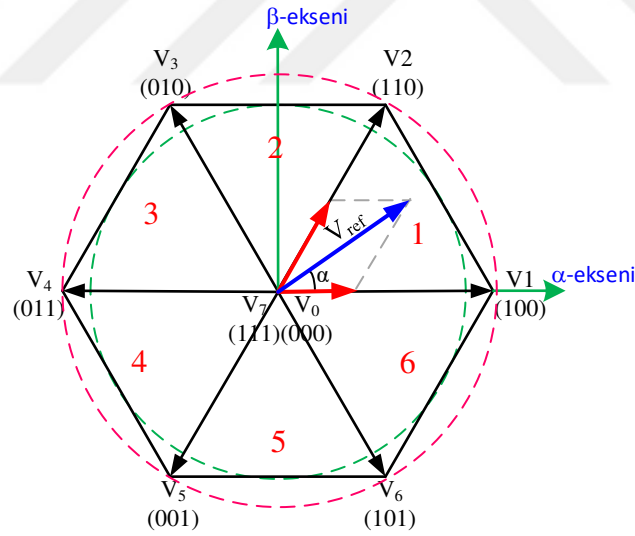
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
V_0	0	1	0	1	0	1
V_1	0	0	0	1	1	1
V_2	0	1	1	1	0	0
V_3	0	0	1	1	1	0
V_4	1	1	0	0	0	1
V_5	1	0	0	0	1	1
V_6	1	1	1	0	0	0
V_7	1	0	1	0	1	0

Tipik bir iki seviyeli inverter, üç faz çıkış gerilimleri üreten 6 güç anahtarına sahiptir. Devre, Şekil 4.4'te görüldüğü gibi her biri iki güç anahtarından oluşan üç inverter bacağı ile tam köprü topolojisine sahiptir. Anahtarlama elemanının seçimi istenen çalışma gücü seviyesine, istenen anahtarlama frekansına ve inverter güç kayıplarına dayanır. Bir üst anahtar açıldığında, ilgili alt anahtar kapatılır.



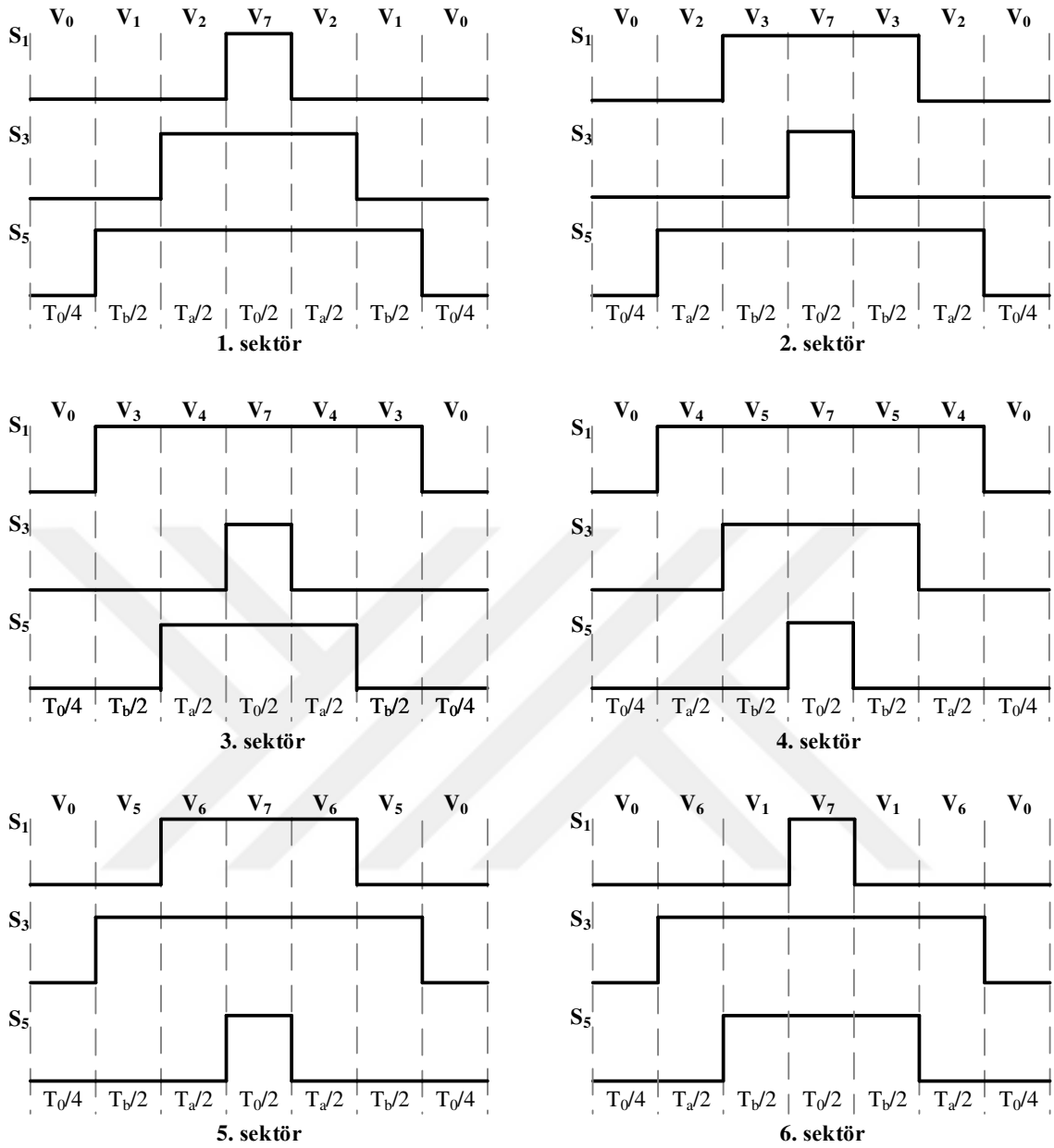
Şekil 4.4 Gerilim kontrollü temel bir inverter yapısı

Üç fazlı altı adımlı bir inverterin çıkış gerilimleri bir uzay vektörüne dönüştürüldüğünde ve karmaşık düzlemde çizildiğinde, karşılık gelen uzay vektörü, Şekil 4.5'te görüldüğü gibi zaman arttıkça altı ayrı açıdan birini alır. Herhangi bir zamanda uzay vektörü büyüklüğünü korur. Zaman arttıkça, uzay vektörünün açısı artar ve vektörün sinüzoidal dalga formlarına eşit bir frekansla dönmesine neden olur. Dönen referans vektörü, her bir anahtarlama döngüsünde bitişik iki aktif vektör ve sıfır vektörler arasında geçiş yaparak yaklaşık olarak hesaplanabilir. Efektif anahtarlama frekansını minimum bir değerde tutmak için, bu vektörler arasındaki geçiş sırası, her adımda sadece bir bacak etkilenecek şekilde düzenlenir.



Şekil 4.5 Uzay vektör düzlemi

Simetrik 7 segmentli SVM tekniğinde; her bir döngüde sıfır vektör değişir ve her sıfır vektörden sonraki sıra tersine çevrilir. Şekil 4.6'da sektörlerin 7-segmentli anahtarlama sıraları verilmiştir. 1.Sektör incelendiğinde ilk $T_s/2$ 'de V_0 - V_1 - V_2 - V_7 sırası kullanılırken ikinci $T_s/2$ 'de ise V_7 - V_2 - V_1 - V_0 sırasının kullanıldığı görülmektedir. Diğer sektörlerin de anahtarlama sıralamaları Şekil 4.6'da verilmiştir. Burada anahtarlama frekansı, inverterin örnekleme frekansı ile aynıdır. Süre hesaplamaları ile ilgili gerekli denklemler, Denklem (4.24)-(4.28)'de verilmiştir.



Şekil 4.6 Sektörlere göre 7-segmentli anahtarlama sıraları

$$m = \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{(U_a^2 + U_\beta^2)}}{V_{dc}} \quad (4.23)$$

$$\theta = \alpha - \left((\text{sektör} - 1) \cdot \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.24)$$

$$T_a = m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) \quad (4.25)$$

$$T_a = m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) \quad (4.26)$$

$$T_b = m \cdot \sin(\theta) \quad (4.27)$$

$$T_0 = T_s - T_a - T_b \quad (4.28)$$

Burada; m, modülasyon indeksidir.

5. FOTOVOLTAİK SİSTEMLER

5.1. Giriş

Küresel ısınma ve enerji politikaları son yıllarda uluslararası gündemde önemli bir konu olmaya başlamıştır. Gelişmiş ülkeler sera gazı emisyonlarını azaltmak için çalışmaktadır. Örneğin; Avrupa 1990 yılında sera gazı emisyonunu %20'nin altına düşürmeyi kararlaştırmış ve 2020'ye kadar tüketilen enerjinin en az %20'sini yenilenebilir kaynaklarından sağlamayı hedeflemiştir. PV güç üretimi yeşil bir kaynak olduğundan dolayı büyük bir öneme sahiptir. PV paneller sera gazı yaymadan güneş ışınımından elektrik enerjisi üretebilirler. Ömürleri boyunca (≈ 25 yıl) PV paneller imalatları sırasında tüketilen enerjiden çok daha fazla enerji üretirler [126], [127]. Ayrıca PV paneller elektrik enerjisinin taşınmadığı uzak yerler için oldukça uygun bir çözümdür. Özellikle bu tür enerji üreten tesislere şebeke etkileşimsiz (off-grid) tesisler denilir. Fakat PV güç üretiminin çoğu şebeke etkileşimli olarak kullanılır. 2010 yılında Almanya gibi gelişmiş ülkelerde büyüyen bir sektördür ve şimdiye kadar PV güç üretimde Dünya liderleri olan İspanya, Japonya, ABD ve İtalya tarafından takip edilmiştir. Öte yandan teçhizat gereksiniminden dolayı PV güç üretimi diğer kaynaklara göre daha pahalıdır. Hükümetler gelecekte diğer kaynaklar ile rekabet edebilmesi için teknolojinin gelişmesini destekleyen yatırımlar yapmaktadırlar [128], [129]. Ülkemizde de güneş enerjisine yönelik birçok proje Sanayi Bakanlığı ve TÜBİTAK projeleri tarafından desteklenmektedir.

Bir PV tesisin verimi temel olarak 3 faktöre bağlıdır. Bunlar: PV panelin verimi (ticari PV panellerin verimi %8-15 [128]), inverterin verimi (%95-98 [130]) ve MPPT'nin verimidir (%98'in üzerinde [131]). Verim teknolojik imkânlarla bağlı olduğundan ve kurulum maliyetini arttıran daha iyi elemanlara ihtiyaç duyduğundan dolayı PV panelin ve inverterin verimini iyileştirmek kolay değildir. Bunun yerine yeni kontrol algoritmalarıyla MPPT'yi düzeltmek daha kolaydır.

PV panel dizileri üretilen gücün maksimum olduğu tek bir yer ile birlikte lineer olmayan bir gerilim-akım (V-I) karakteristiğine sahip olduğundan dolayı MPPT algoritmaları gereklidir [132]. Bu nokta panellerin sıcaklığına ve ışınım koşullarına bağlıdır. Gün boyunca ve yılın mevsimleri boyunca koşullar değişmektedir. Ek olarak bulutlar gibi atmosferik koşullar değiştiğinden dolayı ışınım hızlı olarak değişmektedir. Arzu edilen maksimum gücü elde etmek için tüm koşullar altından doğru olarak MPP'yi takip etmek çok önemlidir.

Geçmiş yıllarda çok sayıda MPPT algoritmaları geliştirilmiştir [133]. Bu algoritmalar, karmaşıklık, sensör gereksinimi, maliyet veya verim gibi çoğu yönlerle birbirinden farklıdır. Fakat benzer sonuçları elde etmek için daha basit ve daha ucuz bir algoritma kullanılırsa daha karmaşık ve pahalı olanı kullanmak anlamsızdır. Bu sebeplerden dolayı önerilen tekniklerin bazıları kullanılmaz.

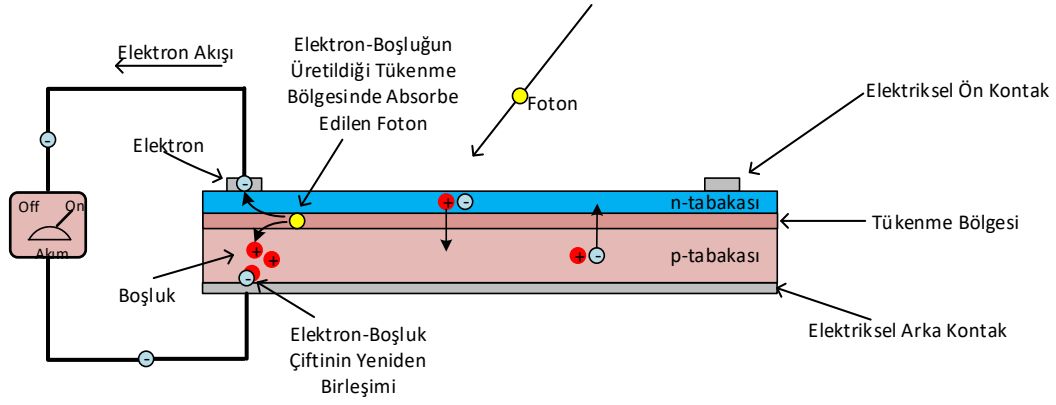
Avrupa Standartları EN 50530 2010 yılı Mayıs ayının sonunda yayınlanana kadar MPPT algoritmalarının verimini ölçen herhangi standart yoktu. Bu standartla hem statik hem de dinamik olarak MPPT metotlarının verim testlerinin nasıl olduğu belirlenmiştir.

5.2. Güneş Hücresi

5.2.1. Çalışma Prensibi

Güneş hücreleri PV panellerin temel bileşenleridir. Birçoğu silikon materyalinden yapılırken aynı zamanda farklı malzeme türleri de kullanılmaktadır. Bazı yarı iletkenler kullanarak güneş hücrelerinin fotoelektrik etkisi ile elektromanyetik ışınımı direkt olarak elektrik akımına dönüştürmeyi sağlar. Işınım tarafından üretilen yüklenmiş parçacıklar güneş pillerinin yapısının uygun bir tasarımı ile elektrik akımını üretmek için uygun bir şekilde sıralanırlar [129], [134].

Bir güneş hücresi temel olarak saf olmayan atomların küçük parçacıkları ile birlikte katkılanmış silikonun iki farklı tabakasından oluşturulan bir p-n birleşimidir. n tabakasındaki birden fazla değerlikli elektronlarından oluşan atomlar donör olarak adlandırılır. p tabakasındaki birden daha az değerlikli elektronlar alıcı olarak adlandırılır. İki tabaka birleştirildiği zaman n-tabakasında ara yüze yakın serbest elektronlar donörler tarafından pozitif olarak yüklenen bir alanı geride bırakarak p-tabakasına yayılır. Benzer şekilde, p-tabakasındaki serbest boşluklar alıcılar tarafından negatif olarak yüklenen bir bölgeyi geride bırakarak n-tabakasına yayılır. Bu iki kenar arasında bir elektriksel alan meydana gelir. Elektronlar ve boşluklar potansiyel sınırı aşmadığı zaman birleşimde dengeye ulaşılır ve sonuç olarak elektronlar ve boşluklar hareket edemezler. Bu elektriksel alan elektronları ve boşlukları zıt yönde çeker. Bu yüzden akım sadece bir yönde akabilir: Elektronlar p-tabakasından n-tabakasına doğru hareket edebilir. Boşluklar ise elektronların tam tersi yönde hareket eder. Bahsedilen elektriksel alanının etkilerini gösteren p-n birleşim diyagramı Şekil 5.1’de gösterilmiştir.



Şekil 5.1 Bir güneş hücresi

Her hücredeki metal bağlantılar elektronları ve boşlukları toplamak için her iki tarafa eklenir. Böylece akım akabilir. n-tabakasındaki kontaklar “parmak/finger” olarak adlandırılan çok sayıda metal şeritten oluşur. Bunlar ışığın güneş piline geçmesine müsaade etmelidirler.

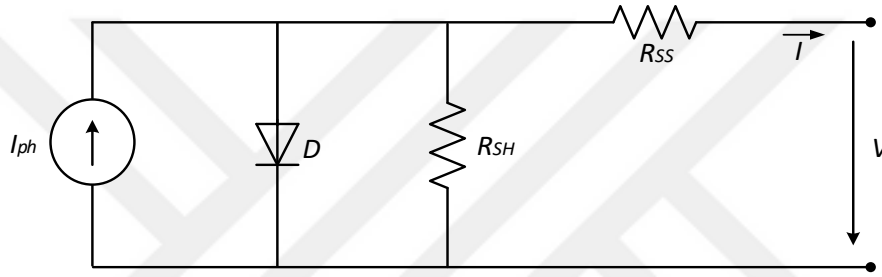
Güneş ışınının fotonları hücrenin üzerinde ışık saçarken 3 farklı durum meydana gelir. Fotonların bir kısmı hücrenin üst yüzeyinden ve metal parmaklardan yansıtılır. Bir kısmı alt tabakada kalarak yansıtılmaz. Diğer kısmı ise genellikle daha az enerjilidir ve herhangi bir etki olmaksızın hücreye geçer. Sadece silikon bant aralığı üzerinde enerji seviyesine sahip olanlar elektron-boşluk çifti oluşturabilir. Bu çiftler p-n birleşiminin her iki tarafında üretilir. Şekil 5.1’de görüldüğü azınlık yükler (p-tabakasındaki elektronlar, n-tabakasındaki boşluklar) birleşime yayılır ve her iki tabakada metal bağlantılar tarafından toplanılan hücrede bir akım üreten elektrik alanı tarafından karşı yöne süpürülür (n-tabakaya doğru elektronlar, p-tabakasına doğru boşluklar). Işınıma direk olarak bağlı olan akım ışık tarafından üretilir. Eğer ışık daha yüksek ise daha fazla elektron-boşluk çiftlerini oluşturmak için yeterince enerjiyle birlikte daha fazla foton içerir ve sonuç olarak daha fazla akım güneş hücresi tarafından üretilir.

Güneş hücresinde akımın üretilmesi 2 süreç içerir. Elektron boşluk çifti oluşturmak için gelen fotonların absorbe edilmesi ilk süreçtir. Gelen foton bant aralığının fotonundan daha büyük bir enerjiye sahipse elektron-boşluk çifti güneş hücresinde üretilecektir. Fakat elektronlar (p-tipi materyal) ve boşluklar (n-tipi materyal) yarı-kalıcıdır ve onlar sadece yeniden birleşmeden önce ortalama olarak azınlık taşıyıcı ömrüne eşit bir zaman süresi için var olacaktır. Eğer taşıyıcı yeniden birleşirse güneş hücresinde üretilen elektron-boşluk çifti kaybolur ve akım veya güç üretilemeyebilir. İkinci süreç, elektron ve boşluğun konumsal olarak ayırmak için p-n birleşimini kullanarak yeniden birleşme önlenir. Taşıyıcılar p-n

birleşiminde var olan elektriksel alanın etkisi tarafından ayrılırlar. Eğer güneş hücresinde üretilen azınlık taşıyıcılar p-n birleşimine ulaşırsa çoğunluk taşıyıcıların bulunduğu birleşimdeki elektrik alanı tarafından süpürülür. Eğer güneş hücresinin emiter ve bazı (base) birleştirilirse (Örneğin, eğer güneş hücresi kısa devreyse) güneş hücresinde üretilen taşıyıcılar devre dışına doğru akar.

5.2.2. Eşdeğer Devresi

Güneş hücresi Şekil 5.2’de gösterilen elektriksel bir model tarafından ifade edilebilir. Güneş hücresinin akım-gerilim karakteristiği Denklem (5.1)’de ifade edilmiştir.



Şekil 5.2 Bir güneş hücresinin eşdeğer devresi

$$I = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{q(V-I.R_{SS})}{A.k.T}} - 1 \right) - \frac{V - I.R_{SS}}{R_{SH}} \quad (5.1)$$

Burada I ve V sırasıyla güneş hücresinin çıkış akım ve gerilimidir. I_0 gölge doyum akımı (diyot doyum akımı) ve I_{ph} hücreye gelen foton akısı ile ilişkilidir. q elektron yükü, A diyot kalite faktörü, k Boltzmann sabiti, T mutlak sıcaklık, R_{SS} ve R_{SH} güneş hücresinin sırasıyla seri ve paralel dirençleridir. R_{SS} , hem bağlantıların oluşturduğu hem de güneş hücresinin yarıiletken malzeme yığınının direncidir. Paralel direnç R_{SH} , p-n birleşiminin ideal olmayan doğasıyla ve birleşim etrafındaki kısa-devre yolunu üreten hücrenin kenarlarına yakın yerlerde yabancı maddelerin varlığıyla ilişkilidir [129]. İdeal durumda R_{SS} sıfır ve R_{SH} sonsuz kabul edilebilir. Fakat bu ideal durum gerçekte mümkün olmadığından dolayı üreticiler üretimlerini düzenleyerek her iki direncin etkilerini minimum yapmaya çalışmaktadırlar.

Bazı durumlarda [135]’deki gibi modeli basitleştirmek için paralel direnç R_{SH} sonsuz alınarak Denklem (5.1)’deki son terim ihmal edilebilir.

Bir PV panel seri ve paralel bağlanan birçok güneş hücresinden oluşur. Böylece PV panelin çıkış akım ve gerilimi şebekenin gereksinimleri için yeterince yüksek olması sağlanır. Yukarıda söylenildiği gibi sadeleştirme dikkate alınarak bir PV panelin çıkış akım-gerilim karakteristiği Denklem (5.2)’de ifade edilmiştir [135].

$$I \approx n_p \cdot I_{ph} - n_p \cdot I_0 \left(e^{\frac{q(V-I.R_{SS})}{A.k.T.n_s}} - 1 \right) \quad (5.2)$$

burada n_p ve n_s , sırasıyla paralel ve seri bağlanan güneş panellerinin sayısıdır [135].

5.2.3. Açık Devre Gerilimi, Kısa Devre Akımı ve Maksimum Güç Noktası

Akım-gerilim karakteristiğinin iki önemli noktası: açık devre gerilimi (V_{oc}) ve kısa devre akımı (I_{sc})'dir. Üretilen güç her iki noktada sıfırdır. Hücrenin çıkış akımı sıfır olduğu zaman çıkış gerilimi V_{oc} 'ye yaklaşabilir. Örneğin, $I=0$ ve paralel R_{sh} direnci ihmal edilirse Denklem (5.3) elde edilir. I_{sc} kısa devre akımı $V=0$ 'daki akımdır ve Denklem (5.4)'te gösterildiği gibi ışıyım tarafından üretilen I_L akımına yaklaşık olarak eşittir.

$$V_{oc} \approx \frac{A.k.T}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_0} + 1 \right) \quad (5.3)$$

$$I_{sc} \approx I_{ph} \quad (5.4)$$

Maksimum güç, akım-gerilim karakteristiğindeki $V.I$ 'nin maksimum olduğu noktada güneş hücresi tarafından üretilir. Bu nokta MPP olarak bilinir ve bu nokta bir tanedir. Şekil 5.3'te V_{oc} , I_{sc} ve MPP gösterilmiştir.

5.2.4. Doluluk Faktörü

MPP'deki akım (I_{MPP}), gerilim (V_{MPP}), açık devre gerilimi ve kısa devre akımı, kullanılarak Doluluk Faktörü (DF) Denklem (5.5)'te olduğu gibi hesaplanır.

$$DF = \frac{I_{MPP} \cdot V_{MPP}}{I_{sc} \cdot V_{oc}} \quad (5.5)$$

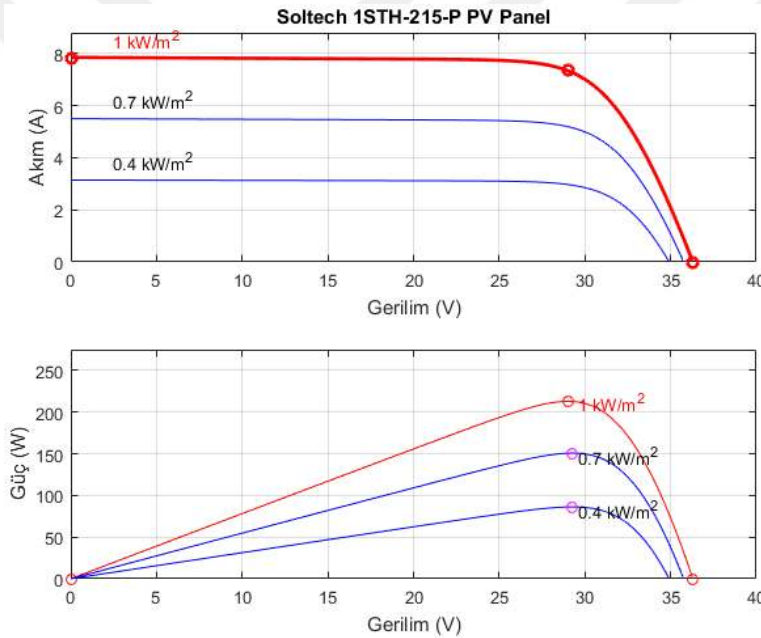
DF , güneş hücresinin genel kalitesini ölçmek için yaygın olarak kullanılır [129]. Şekil 5.3'te gösterilen seri, paralel direnç ve diyottan dolayı MPP'nin gerilimi açık devre geriliminden daha düşüktür. Benzer şekilde akımı kısa devre akımından daha düşüktür. Ayrıca Şekil 5.3'teki MPP'ye ait gerilim ve akım değerleri V_{oc} ve I_{sc} 'den küçük olduğu görülür. Ticari güneş hücrelerinin doluluk oranı genel olarak 0,7'nin üzerindedir.

5.2.5. Sıcaklık ve Işıma Etkileri

Işıyım ve sıcaklık dikkate alınması gereken iki önemli faktördür. Bu faktörler güneş modüllerinin karakteristiklerini güçlü şekilde etkiler. Sonuç olarak, gün boyunca MPP

değişir ve bu durum MPP'nin sürekli olarak takip edilmesini ve güneş panelinden uygun maksimum gücün elde edilmesini önemli kılar.

Gerilim-akım ($V-I$) ve gerilim-güç ($V-P$) karakteristikleri üzerindeki ışıının etkisi Şekil 5.3'te verilmiştir. Burada, $V-I$ ve $V-P$ eğrilerinin üzerindeki ışıının etkilerini daha iyi gözlemlemek için V_{oc} ve I_{sc} kullanılarak akım ve gerilim eğrileri gösterilmiştir. Üretilen akım ışıının seviyesiyle doğrudan orantılıdır. Bu yüzden ışıındaki artış daha yüksek foto-akımın üretilmesine neden olur. Ek olarak kısa devre akımı direkt olarak üretilen I_{ph} dolayısıyla ışıınla orantılıdır. Çalışma noktası kısa devre olmadığında güç üretilmez. Bu noktadaki I_{ph} değeri PV panel akımı için önemli bir parametredir. Bu durum Denklem (5.1) ve (5.2)'de açıklanmıştır. Açık devre gerilim etkisi nispeten küçük olmasına rağmen, üretilen akıma bağıllığı logaritmiktir.

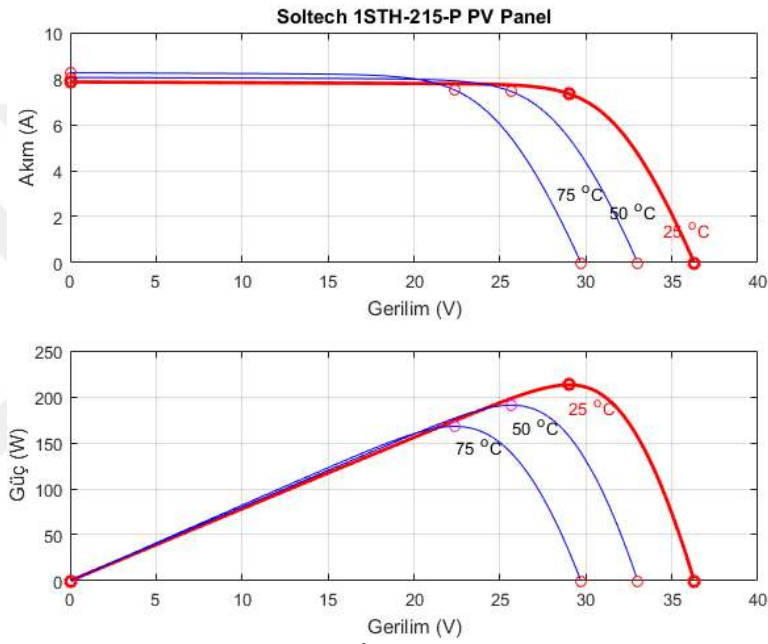


Şekil 5.3 Sabit sıcaklıkta (25°C) 3 farklı güneşlenme değerleri için $V-I$ ve $V-P$ eğrileri

Şekil 5.3'te gösterildiği gibi akımdaki değişim gerilimden daha büyüktür. Pratikte, gerilimin ışıına olan bağıllığı genellikle ihmal edilir [134]. Akım ve gerilim üzerindeki etkiler pozitifdir. Örneğin ışıının arttığı zaman akım ve gerilim de artar. Ayrıca güç üzerindeki etkisi de pozitifdir. Başka bir deyişle ışıının ne kadar fazlaysa o kadar güç üretilir. Ayrıca sıcaklık, gerilimi genellikle etkilemektedir. Açık devre geriliminin sıcaklığa bağıllılığı Denklem (5.6)'da gösterildiği gibi lineerdir.

$$V_{oc}(T) = V_{oc}^{STC} + \frac{K_{V,\%}}{100} (T - 273.15) \quad (5.6)$$

Denklem (5.6)'ya göre K_V negatif olduğundan dolayı sıcaklığın V_{oc} üzerindeki etkisi negatiftir. Örneğin, sıcaklık arttığı zaman gerilim düşer. Akım sıcaklıkla birlikte artar. Fakat bu artış çok düşüktür ve verilen sıcaklık artışı nedeniyle gerilimdeki düşme miktarıyla eşit değildir. Bu durumda güç azalır. PV panel üreticileri sıcaklık değiştiğinde açık devre gerilimi, kısa devre akımı ve maksimum güç değişiminin nasıl olduğunu belirleyen parametrelerin sıcaklık katsayılarını katalog değerlerinde belirtirler. Sıcaklığın akım üzerindeki etkisi çok küçüktür ve genellikle ihmal edilir [134]. Gerilim-akım ve gerilim-güç karakteristikleri sıcaklıkla birlikte nasıl değiştiği Şekil 5.4'te gösterilmiştir.



Şekil 5.4 Sabit ışınlımda (1kW/m²) farklı sıcaklık değerleri için V-I ve V-P eğrileri

Daha önceden de bahsedildiği gibi sıcaklık ve ışınlım yıl boyunca ve bir gün boyunca bile sabit olmayan atmosferik koşullara bağlıdır. Bulutlar gibi hızlı değişim durumlarında dolayı, atmosferik koşulların değişimi çok hızlı olabilir. Bu durumda sıcaklık ve ışınlım koşullarına bağlı olarak MPP'nin sürekli hareket etmesine neden olur. Eğer çalışma noktası MPP'ye yakın değilse daha fazla güç kaybı meydana gelir. Bu yüzden PV panelden elde edilen uygun maksimum gücü sağlamak için her koşulda MPP'nin takip edilmesi gerekir. Modern güneş güç çeviricisinde, bu görevi MPPT algoritmaları üstlenir.

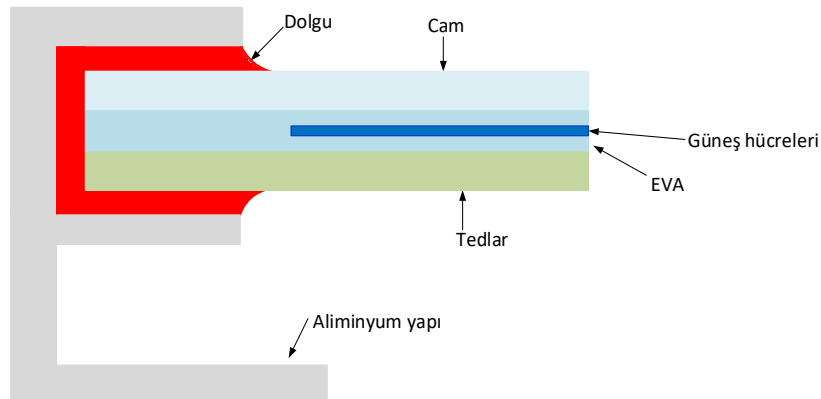
5.2.6. Güneş Hücre Türleri

Geçmiş yıllarda güneş hücrelerinin üretimi için sadece silikon kullanılırdı. Diğer materyaller ve teknikler geliştirilmesine rağmen üretimin %80'den fazlasında silikon bulunurdu [129]. Silikon, silikondioksit formunda olup zehirli olmadığı ve bulunması kolay olduğu için oldukça popülerdir. Monocrystalline ve polycrystalline silikon güneş hücrelerinin iki temel tipidir ve üçüncü bir tipi de amorf silikondur. Fakat diğer iki tipe göre verimliliği daha kötü olduğundan dolayı çok az kullanılır. Diğer yeni güneş hücreleri copper indium gallium (di)selenide (CIGS) veya cadmium telluride (CdTe)'den oluşur. Bazı araştırmalar ve gelişmeler (Ar-Ge) yeni materyaller geliştirmek için yapılmaktadır. Fakat şimdiye kadar yukarıda belirtilen güneş hücre tiplerinin yerini alacak başka ticari bir ürün yoktur.

Güneş hücrelerinin en önemli karakteristiklerinden biri elektriğe dönüştürülen güneş ışınımının yüzdesi yani verimliliğidir. Standart test koşulları (STC) altında ışıyım 1000 W/m^2 , hava kütle katsayısı 1,5 ve bir pil birleşim sıcaklığı 25°C 'dir. Burada hava kütlesi katsayısı; atmosfer boyunca doğrudan optik yol uzunluğu olarak tanımlanır. Genellikle enerji üretiminde kullanılan panelleri karakterize etmek için hava kütlesi 1,5 olarak kabul edilir. Yüksek verim sayesinde daha küçük yüzey kullanılarak güç elde etmek mümkündür.

5.3. Fotovoltaik Modüller

PV modüller arzu edilen akım ve gerilim seviyelerini elde etmek için seri ve paralel bağlanan güneş hücrelerinden oluşur. Güneş hücreleri kötü hava koşullarına dayanıklı ve elektrik bağlantılarının sağlam olması gerekmektedir. Bu hücreler korozyondan daha az etkilenmelidir. Bir PV modülün tipik yapısı Şekil 5.5'te gösterilmiştir.



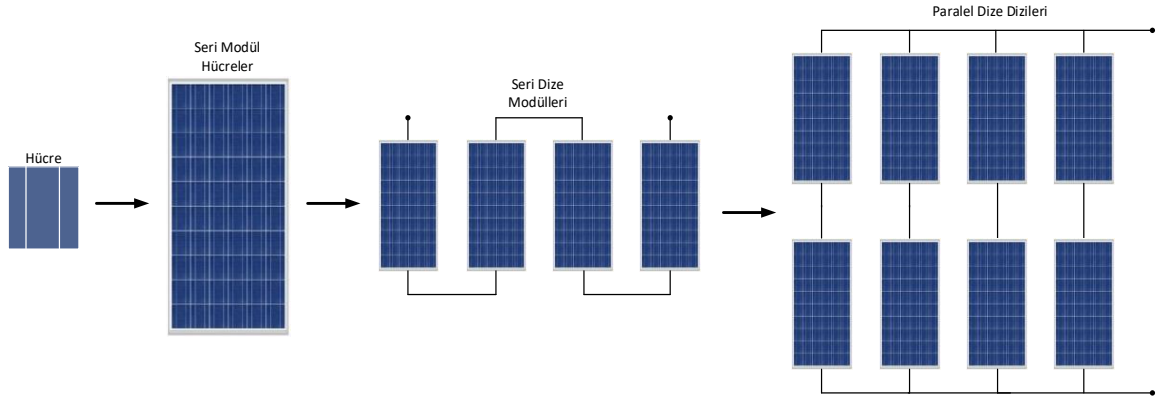
Şekil 5.5 PV modüllerin tipik yapıları

Hücreler hassas olduğunda dolayı, bir polimer olan etilen vinil asetat (EVA)'dan oluşan hava geçirmez bir kapsül içindedir. Böylece hücrelerin sarsıntısı giderilir ve bu şekilde taşıma ve kullanımı sırasında hücreler korunur. Üst kapak, yansıma önleyici bir tabaka ile işlenilen sertleştirilmiş bir camdır. Böylece maksimum ışık hücrelere iletilmiş olur. Tedlar olarak bilinen polyvinyl fluoride (PVF) sentetik polimer (CH_2CHF) sayesinde neme karşı bir bariyer oluşturur ve hücreyi kimyasal etkilerden korur. Montaj ve taşıma kolaylığı için alüminyum bir çerçeve kullanılır ve bu yapı ekstra bir koruma sağlar. Bazen estetik nedenlerden dolayı dış cephelere montaj yapılan paneller çerçevesiz olarak kullanılır. PV modülün farklı hava koşulları altında ve bazı olağanüstü şartlar altında en az 20-25 yıl açık havada çalışabilmesi için bu yapı kullanılır [129]. PV panel üreticileri en az 20 yıllık bir garanti sağlamaktadırlar.

5.4. Fotovoltaik Sistem Konfigürasyonu

PV modüller DA akım ve gerilim üretir. Fakat şebeke AA akım ve gerilime ihtiyaç duyar. Bundan dolayı üretilen DA gerilimi AA şebekeye dönüştürmek için inverter yapısı kullanılır. İnvertere ek olarak PV panel dizisinin çalışma noktasını MPP'de tutmakla yükümlüdür. Bu durumu genellikle MPPT algoritmasının hesaplaması ile yapılır.

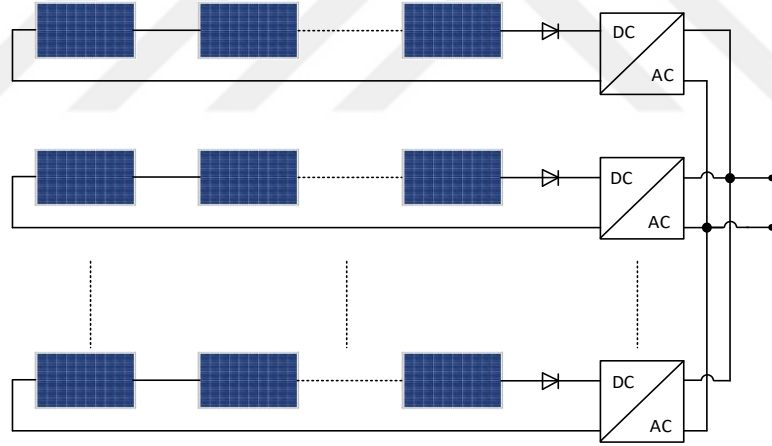
PV modüllerin invertere bağlanma şekillerine göre farklı inverter konfigürasyonları vardır [129]. Hangi konfigürasyonun kullanılması gerektiği çevresel ve ekonomik ihtiyaçlara bakılarak karar verilmelidir. Her bir panelin ayrı şartlar altında çalışması probleminden dolayı farklı MPP değerleri oluşur ve sonuç olarak gerilim-güç karakteristiği çoklu maksimuma sahiptir. Birçok MPPT algoritmaları başlangıç noktasına bağlı olan yerel bir maksimum noktasına yakınsar. Eğer çalışma noktası MPP değilse gücün şebekeyi beslemesi tamamıyla mümkün değildir. Maksimum performans elde etmek için tesisin optimizasyonu üzerine dikkatli bir çalışma yapılması gerekmektedir. Şekil 5.6'da hücre, seri modül, seri dize modül ve paralel dize dizileri ile ilgili bilgi verilmiştir. Hücreler seri modül hücrelerini oluşturmaktadır. Seri modül hücreleri birbirine seri bağlanarak seri dize modülleri elde edilmektedir. Seri modül hücreleri de Şekil 5.6'da gösterildiği gibi bağlanarak paralel dize dizileri oluşturulmaktadır.



Şekil 5.6 Hücre, seri modül hücreleri, seri dize modül ve paralel dize dizileri gösterimi

5.4.1. İnverter Dizisi

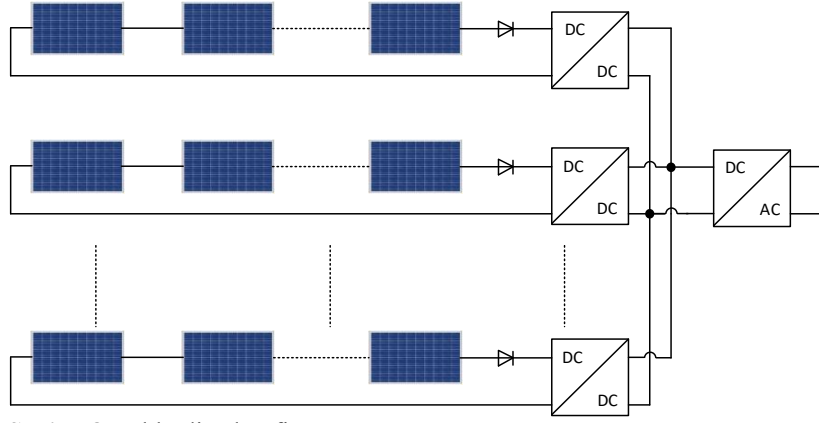
Bu konfigürasyonda seri bağlanan her bir PV panel dizeleri Şekil 5.7’de görüldüğü gibi farklı bir invertere bağlıdır. Her dize birbirinden farklı bir MPP’de çalışabildiğinden dolayı gölgelenme ve uyumsuzluk durumlarında eğer gerekliyse MPPT düzeltilebilir. Her bir dize için bir inverter kullanıldığından dolayı kurulum maliyetinin yanı sıra sistemin eleman sayısı artar.



Şekil 5.7 Dize konfigürasyonu

5.4.2. Çoklu İnverter Dizisi

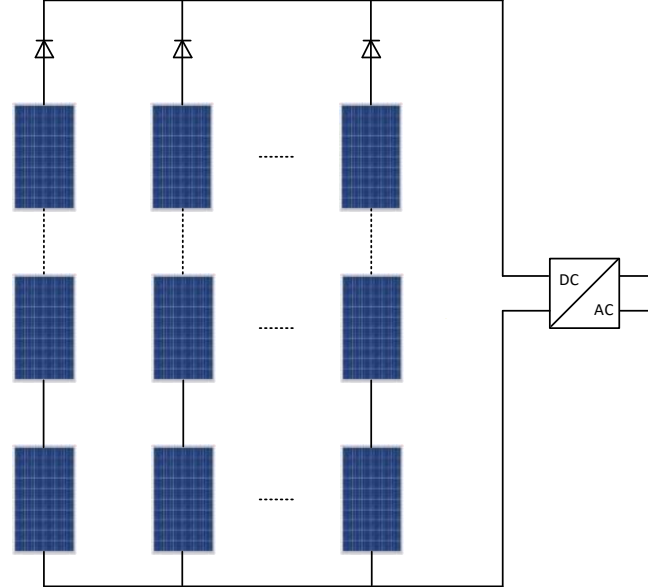
Çoklu inverter dizisinde; her bir dize, dizinin MPPT’sinden sorumlu olan farklı bir DA-DA çeviriciye bağlıdır ve çeviriciler Şekil 5.8’de görüldüğü gibi tek bir invertere bağlıdır. Her bir dize farklı bir MPP’ye sahip olabilir. Her bir dize için bir çevirici kullanıldığında dolayı merkezi invetere göre fiyat artışı vardır.



Şekil 5.8 Çoklu dize konfigürasyonu

5.4.3. Merkezi İnverter

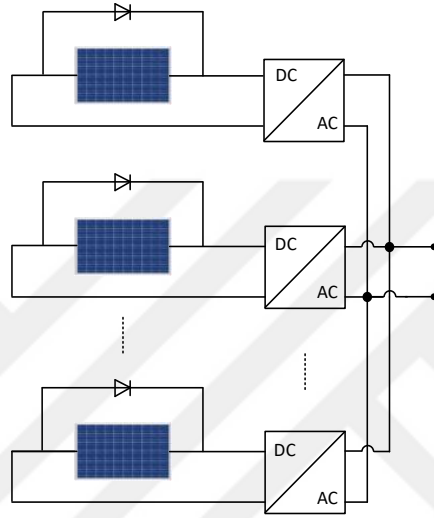
En basit konfigürasyon şeklidir. PV panellere seri bağlanılan PV dizeleri arzu edilen çıkış gücünü elde etmek için paralel olarak bağlanarak PV panel dizisini oluşturur. PV panel dizisi Şekil 5.9’da gösterildiği gibi tek bir invertere bağlanmıştır. Bu konfigürasyonda tüm PV panel dizeleri aynı gerilimde çalışır. Ancak dizelerin tümü için MPP gerilimleri aynı olmayabilir. Bu konfigürasyonun problemi farklı PV modüller arasında uyumsuzlukların olmasıdır. Eğer gölgelenme veya diğer sorunlardan dolayı farklı ışınımlar alınıyorsa doğru MPP’yi bulmak zordur ve sonuç olarak güç kaybı vardır. Böylece PV modüllerden faydalanma oranı düşer.



Şekil 5.9 Merkezi konfigürasyon

5.4.4. Modül Entegreli İnverter

Şekil 5.10’da gösterilen bu konfigürasyonda her bir PV modül farklı bir invertere bağlıdır ve sonuç olarak her bir bireysel MPP bir inverter tarafından takip edildiğinden dolayı maksimum güç her bir panelde birbirinden bağımsız olarak elde edilir. Modüllerin çalışma koşullarındaki farklılıkları fazla olduğu durumlarda bu konfigürasyon tercih edilebilir. Fakat her bir panel kendi inverterine sahip olduğu için pahalıdır.



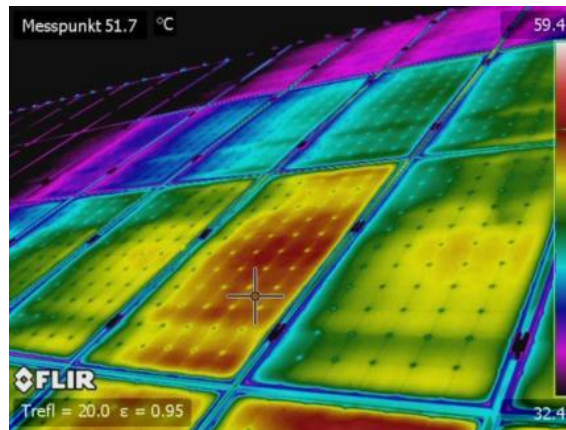
Şekil 5.10 Tekli inverterli konfigürasyon

6. MPPT ALGORİTMALARI

Işınım ve sıcaklıkla birlikte güneş hücrelerinin değişken MPP'lerinden dolayı MPPT algoritmaları PV uygulamaları için gereklidir. Geçmiş yıllarda MPP'yi bulmak için bazı metotlar geliştirilmiş ve yayınlanmıştır. Bu teknikler, ışıınım ve/veya sıcaklığın değişimine bağlı olarak doğru izlemeyi gerçekleştirmek için sensörler, basitlik, fiyat ve yakınsama hızı gibi konular üzerine yoğunlaşmıştır ve bu yönleriyle birbirinden farklılıklar arz ederler. Yaklaşık 19 farklı MPPT algoritmalar mevcuttur [133].

Bu teknikler arasında, Değiştir ve Gözetle (Perturb and Observe (P&O)) ve Artımsal İletkenlik (Incremental Conductance (InCond)) algoritmaları en yaygın kullanılanlarıdır. Bu teknikler kolay uygulama gibi avantajlarının yanında bazı dezavantajları da vardır. Bulanık mantık, yapay sinir ağları, kesirli açık devre gerilimi veya kısa devre akımı, süpürme akımı gibi prensiplere dayanan farklı teknikler de vardır. Bu metotların bazıları yerel maksimum elde eder. Bu da yaklaşık MPP'yi verir ve gerçek değeri bulamaz. Normal şartlarda P-V eğrisi sadece bir maksimum noktaya sahiptir. Fakat PV panel dizisi kısmi gölgelenmeye girdiği zaman bu durumda birden fazla maksimum nokta oluşur. Bu problemi gidermek için bazı algoritmalar geliştirilmiştir [136].

Şekil 6.1'de her bir PV panelin gölgelenme faktöründen dolayı farklı sıcaklık ve ışıınıma maruz kalması gösterilmiştir. Bu durumda MPP'yi ayarlamak oldukça zor bir işlemdir. Bununla ilgili detaylar bu bölümde incelenecektir.



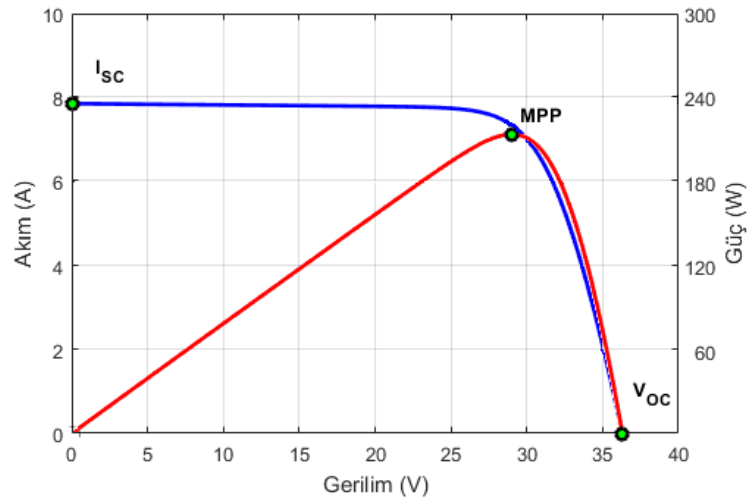
Şekil 6.1 Termal kamera ile gölgelenme durumunun incelenmesi

6.1. Tepe Tırmanma (Hill-Climbing) Tekniği

Hem P&O hem de InCond algoritmaları PV panel dizilerinin çalışma noktasının gücünü arttırma yönünde hareketle oluşan Tepe-Tırmanma prensibine dayanır [136], [137]. Işınım sabit olduğunda Tepe-Tırmanma Tekniğinin uygulama kolaylığı ve iyi performansından dolayı bu teknik en yaygın MPPT metodudur [137]. Bu metodun avantajı, kolaylığı ve ihtiyaç duyduğu düşük işlem gücüne sahip olmasıdır. Bu metodların eksikliklerinden biri MPP çevresinde salınımlar oluşmasıdır. Diğer bir eksiklik ise, bu metodlar hızla değişen atmosferik koşullar esnasında MPP kaybedebilirler ve yanlış yönde MPP'yi izleyebilirler [132], [137]–[142].

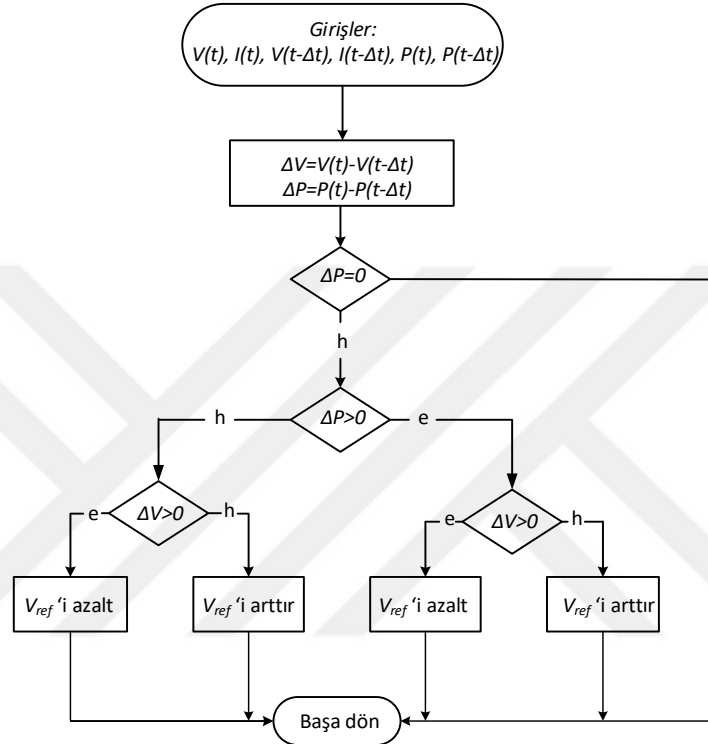
6.1.1. Değiştir ve Gözetle (Perturb and Observe- P&O)

P&O algoritması “Tepe Tırmanma” olarak da adlandırılır. Fakat her iki isim de nasıl uygulandığına bağlı olarak benzer algoritmaları referans alır. Tepe-Tırmanma güç çeviricinin görev periyodu üzerinde bir değişim oluşturur. P&O’da ise güç çevirici ve PV panel dizisi arasındaki DA link gerilimini olumsuz etkiler [133]. Tepe-Tırmanma durumunda, güç çeviricinin görev periyodundaki değişimi, güç çeviricisi ve PV panel dizisi arasındaki DA link geriliminin değişimi anlamına gelir. Böylece her iki isim benzer teknikten referans alır. Bu metotta son bozulma işareti ve güçteki son artış işareti, bir sonraki bozulmanın ne olması gerektiğine karar vermek için kullanılır. Şekil 6.2’de görüldüğü gibi grafiğin sol tarafında güç artışına karşılık gerilim artarken, grafiğin sağ tarafında güç düşerken gerilimin arttığı görülmektedir.



Şekil 6.2 PV panelin karakteristik eğrileri

Eğer güçte bir artış varsa aynı yönde değişim sağlanmalıdır. Güçte azalma varsa değişim zıt yönde sağlanmalıdır. Bu durumlar göz önüne alınarak algoritmaya uygulanır [133]. MPP'ye ulaşılan kadar süreç tekrarlanır. Daha sonra çalışma noktası MPP etrafında salınır. Bu problem InCond metodu ile de yaygındır. Bu metoda ilişkin algoritma şeması Şekil 6.3'te verilmiştir.



Şekil 6.3 P&O algoritmasının akış diyagramı

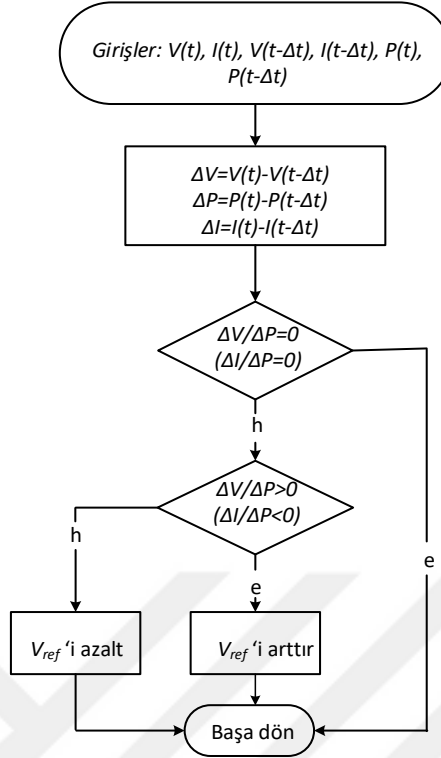
6.1.2. Artımsal İletkenlik

MPP, PV panelin güç-gerilim/akım eğrisinde eğimin sıfır olduğu yerde oluşur. Ardışık iki örnek arasındaki gerilim/akım artışına karşılık güç artışı karşılaştırıldığında, MPP'deki gerilim değişmesine karar verilebilir. Artımsal İletkenlik algoritma şeması Şekil 6.4'te verilmiştir.

$\Delta V/\Delta P=0$ ($\Delta I/\Delta P=0$), maksimum güç noktasında

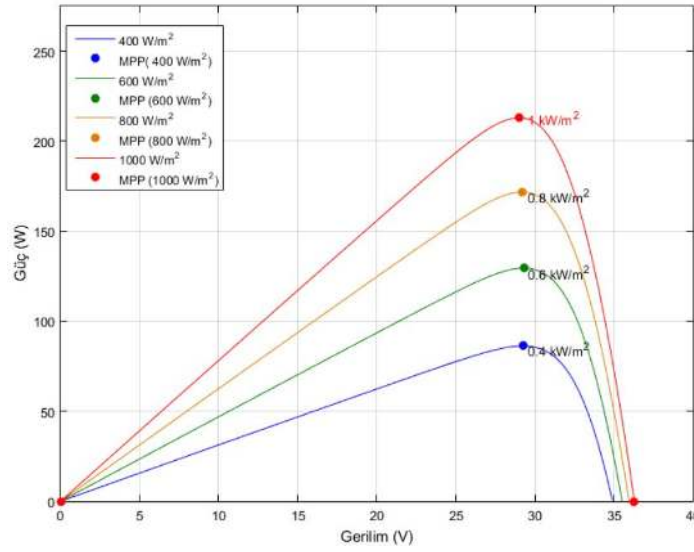
$\Delta V/\Delta P>0$ ($\Delta I/\Delta P<0$), eğrinin sol tarafında

$\Delta V/\Delta P<0$ ($\Delta I/\Delta P>0$), eğrinin sağ tarafında



Şekil 6.4 Artımsal iletkenlik algoritması

Hem P&O hem de InCond şemalarında, MPP'ye nasıl hızlı ulaşıldığı referans gerilimin artım miktarına bağlıdır. Bu tekniklerin iki eksikliği bulunmaktadır. Bunların ilk ve temeli, ışınlım hızlı bir şekilde değişirse MPP'nin izlenmesini kolayca kaybedebilir [132], [137]–[140]. Değişim anlık ve eğri sürekli olmadığından dolayı adım değişikliği durumunda bu teknikler MPP'yi çok iyi izlerler. Fakat ışınlım aşağı bir eğimle değiştiği zaman algoritmaların temel aldığı eğri ışınlımla birlikte Şekil 6.5'te gösterildiği gibi sürekli olarak değişir. Bu yüzden gerilim ve akımdaki değişiklikler sadece gerilimin değişmesinden dolayı meydana gelmez. Sonuç olarak gerilim artışından veya ışınlımdaki değişmeden dolayı güçte değişim olup olmadığını belirlemek bu algoritmalarla mümkün olmayabilir.



Şekil 6.5 P-V eğrisinin ışınlıma bağlı olarak değişimi

Her iki metodun diğer yetersizliği, kontrol ayırık olduğundan ve MPP’de gerilim ve akım sabit olmadığından dolayı, sürekli durumda MPP etrafında akım ve gerilim salınımları oluşur [132], [139], [141], [142]. Salınımın boyutu referans gerilimin değişim oranının boyutuna bağlıdır. Oran ne kadar büyükse salınımın genliği o kadar yüksektir. Fakat MPP’ye ulaşma hızının nasıl olduğu bu değişim oranına bağlıdır ve bu bağımlılık gerilim artışının büyüklüğü ile ters orantılıdır. Geleneksel çözümlerde, salınımı azaltmak için gerilim artışı küçükse MPP’ye ulaşmak oldukça yavaş olur ve bunun tam tersi durum da söz konusudur.

Bu yetersizliklerin üstesinden gelmek için bazı çözümler son yıllarda yayınlanmıştır. Işınım koşullarının hızlı değişmesi ile ilgili olarak P&O metodu geliştirilmiştir. Gerilim ve akımdaki değişimler olmaksızın ek bir ölçüm uygulanarak “dP-P&O” metodu elde edilmiştir [137], [138]. Atmosferik koşullardaki ve gerilimdeki değişimlerin etkileri ardışık her üç örnekle elde edilebilir. Böylece algoritmada kullanılan güçteki artış sadece MPPT algoritmasının neden olduğu etkileri içerir. Daha sonra gelecek bozulmanın yönü hakkındaki doğru karar verilebilir. Takibin etkinliği geliştirilir. Metot ışınım eğimlerini kullanarak test edilmesine rağmen ışınım eğimleri amaçlanan yeni Avrupa Standartlarından EN 50530 biri değildir.

Farklı bir çözümde ise geleneksel P&O algoritması dikkate alınmıştır. Bu çözümde, güçteki önceki değişiklikler göz önüne alınarak değişme genliği sürekli olarak ayarlanır [142]. Bu çözümde, eğer güç artışı ışınlımdaki bir değişikliğe bağlı olursa güçteki en son artışa karar vermek için en son değişme genliğiyle karşılaştırılır. Gerilim değişimi güç koşulundaki değişiklik olarak benzer yönde ayarlanır. Sürekli durum hata ve izleme hızı

geliştirilir. Fakat algoritma ışınlam adım değişiklikleri ile test edilir. Amaçlanan ışınlam eğitimleriyle test edilmez.

[141]'de sürekli durumda MPP etrafındaki salınımları azaltmak için P&O algoritması için bir değişken değişim adımı amaçlanmıştır. Çalışma noktasının MPP'ye yakın veya uzak olup olmadığına modifiye edilmiş P&O metodu karar verir ve buna göre değişim boyutu ayarlanır. Eğer çalışma noktası MPP'ye yakınsa değişim boyutu azaltılır. Eğer bu nokta MPP'ye uzaksa değişim boyutu artırılır. Bu teknik yakınsama hızını geliştirir ve MPP çevresindeki salınımları azaltır. Benzer başka bir teknikte gerilim değişiminin genliği gerçek çalışma koşullarına ayarlanmıştır. Küçük değişim genlikleri MPP'ye yakın kullanılırken büyük değişim genliklerinde MPP'den uzakta seçilir [131]. Amaçlanan algoritma başlangıç panel tanımlama gerektirir ve bu algoritma her bir tesis için kapalı çevrim olması gerekir. Bu teknikle birlikte dinamik cevap ve kararlı durum stabilitesi geliştirilir. Ne yazık ki, en son algoritma değişen ışınlam koşulları altında izlemeyi geliştiremez. Araştırmacılar performansın daha iyi olduğunu açıklamalarına rağmen algoritmalar sadece ışınlam adım değişiklikleriyle birlikte test edilir. Avrupa Standartlarında bahsedilen ışınlam rampalarıyla birlikte test edilemez.

Çoğu çalışmada farklı donanım konfigürasyonları için bu algoritmaların optimizasyonu hakkında bilgiler verilmiştir. [132]'de P&O için örnek frekans optimize edilmiştir ve [139]'de P&O metodundaki MPPT parametrelerinin kabul edilen özel çeviricinin dinamik davranışının nasıl özelleştirilmesi gerektiği gösterilmiştir. Ayrıca [139]'de InCond algoritma performansının P&O'dan daha iyi olduğundan bahsedilir. Eğer P&O metodunun parametreleri optimize edilirse [132] ve [139]'deki performanslar benzerdir. Her durumda her iki algoritma benzer prensiplere dayanır ve benzer dezavantajlara sahiptir. Bu yüzden onlar birlikte analiz edilmiştir.

6.1.3. Diğer Tepe-Tırmanma MPPT Metotları

Referans [133]'da gözden geçirilen diğer üç teknik vardır. Bu teknikler Tepe-Tırmanma algoritmalarıyla birlikte gruplandırılabilir. Bu teknikler: dalgalanmaya ilişkin kontrol, dP/dV veya dP/dI 'nin geri besleme kontrolü ve kayma kontrolüdür. Dalgalanmaya ilişkin kontrol, MPPT için PV panel dizisi üzerindeki güç çeviricisinin oluşturduğu dalgalanmayı kullanır.

[143]'a göre MPP'nin solu için $\frac{dP}{dt} \cdot \frac{dI}{dt}$ ve $\frac{dP}{dt} \cdot \frac{dV}{dt}$ pozitif, sağı için negatif ve MPP'de sıfırdır. Aslında benzer kriter InCond algoritmasında da kullanılır. Fakat farklı bir şekilde

ifade edilir. Bu yüzden bu iki algoritma benzer problemlere maruz kalırlar. Aslında sadece dinamik performansı test etmek için uygun olmayan ışınlam adımlarıyla birlikte test edilmiştir. Ek olarak yeterli dalgalanmaya sahip olmak için düşük anahtarlama frekansına ihtiyaç duyar. Böylece doğru kararlar alınabilir ve bu bir analog tekniktir. Aksine inverterler günümüzde mikrodnetleyiciler ile birlikte dijital olarak kontrol edilir ve bu metot P&O veya InCond'a göre herhangi bir avantaj sağlamaz.

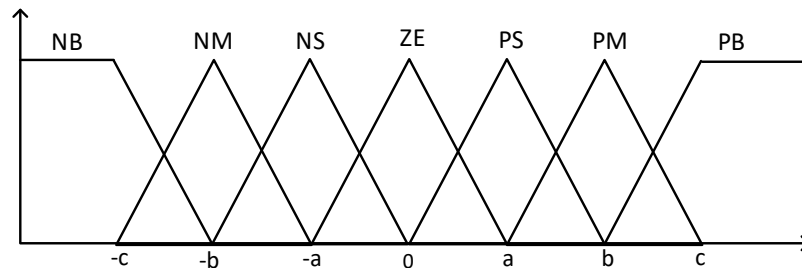
dP/dV veya dP/dI geribesleme kontrolü $P-V$ veya $P-I$ karakteristik eğrilerinin eğimlerini hesaplayan ve bu eğimlerin sıfır olduğu durumda MPP'ye ulaşıldığından dolayı eğimleri sıfıra götürmek için geri besleme yapan bir tekniktir. InCond algoritmasının başka bir uygulamasıdır. Bu nedenle avantajları ve dezavantajları benzerdir.

Kayma kontrolünde ise kullanılan anahtarlama fonksiyonu dP/dV 'dir ve değişen ışınlamlarda InCond algoritmasında beklenen sorunlara benzer problemler ortaya çıkar.

Özetleyecek olursak, son üç MPPT metodu, P&O ve InCond algoritmalarıyla aynı prensiplere dayanmaktadır. Tüm Tepe-Tırmanma metotları PV panel dizisinin farklı sıcaklık ve ışınlamlarda değişen $V-P$ veya $I-P$ karakteristiklerine bağlıdır. Işınlam ve sıcaklık değiştiği zaman bu MPPT metotları bozulur [137]. Sonuç olarak diğer tüm Tepe-Tırmanma MPPT metotları orijinal P&O ve InCond algoritmalarının geliştirilmesi için herhangi bir öneri sunmamaktadır.

6.2. Bulanık Mantık Kontrolü

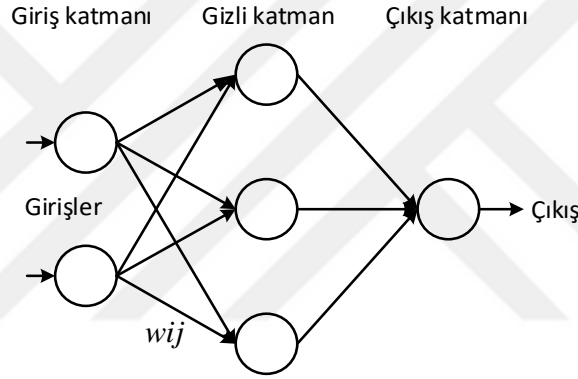
Şekil 6.6'da verilen bu kontrol tekniğinde, kesin olmayan girişle uğraşabildiğinden, bir matematiksel modele ihtiyaç duymadığından ve lineer olmayan özelliği kullanabildiğinden dolayı kullanılması geçmiş yıllarda oldukça yaygındır. Ancak mikroişlemci temelli sistemlerde uygulanabilirliği sınırlı olduğundan dolayı pratik çalışmalarda tercih edilmesi zordur. Özellikle karşılaştırma algoritmaları yüzünden işlemci döngü hızını önemli ölçüde düşürmektedir [144], [145].



Şekil 6.6 Üyelik fonksiyonları

6.3. Yapay Sinir Ağları (YSA)

Mikrodenetleyici uyum sağlayan diğer MPPT metodu YSA'dır [133]. YSA Bulanık Mantıkla birlikte ortaya çıkmıştır ve her ikisi de “Yumuşak Hesaplama” olarak adlandırılan yapının bir parçasıdır. YSA'nın en basit örneği, Şekil 6.7'de gösterildiği gibi giriş katmanı, gizli katman ve çıkış katmanı olmak üzere üç katmandan oluşur. YSA'nın daha karmaşık yapısı daha fazla gizli katman eklenerek oluşturulur. Her katmanda kullanılan fonksiyonun yanı sıra katmanların sayısı ve her katmandaki düğüm sayısı farklıdır ve bunlar kullanıcı bilgisine bağlıdır. V_{oc} , I_{sc} ışınlım ve sıcaklık gibi bilgilere veya bunların kombinasyonu PV panel dizisinin giriş değişkenleri olabilir. Çıkış genellikle görev periyodu veya DA-link referans gerilimi gibi bir veya daha fazla referans işaretidir.



Şekil 6.7 Sinir ağı

YSA'nın performansı gizli katman tarafından kullanılan fonksiyonlara ve sinir ağı'nın ne kadar iyi eğitildiğine bağlıdır. Düğümler arasındaki bağlantıların tüm ağırlıkları elde edilir. Şekil 6.7'de düğümler arasındaki ağırlıklar i ve j , w_{ij} olarak sınıflandırılır. Ağırlıklar eğitime sürecinde ayarlanabilir. Bu eğitime sürecini yürütmek için YSA'nın girişleri ve çıkışları arasındaki örnekleme bilgilerini MPP'yi doğru bir şekilde izlemesi için zamanın uzun bir periyodunda kaydedilir.

Bu MPPT tekniğinin temel dezavantajı, her PV panel dizisi ve konum için özel olarak elde edilmesi gereken eğitim süreci için ihtiyaç duyulan bilgilerdir. PV panel dizisinin karakteristiği konuma bağlı olan atmosferik koşullara ve modele bağlı olarak değişir. Bu karakteristikler zamanla değişmektedir. Bu yüzden YSA'nın periyodik olarak eğitilmesi gerekir [146], [147].

6.4. Kesirli Açık Devre Gerilimi

Bu metot ışınlm ve sıcaklıkla birlikte değişen V_{OC} ve V_{MPP} arasındaki yaklaşık lineer ilişki Denklem (6.1)'de verildiği gibidir [133].

$$V_{MPP} \approx k_1 V_{OC} \quad (6.1)$$

burada, k_1 , PV panel dizisinin karakteristiklerine bağlı olan bir sabittir. Farklı sıcaklık ve ışınlmın farklı seviyeleri için V_{MPP} ve V_{OC} 'ye karar verilerek önceden belirlenmesi gerekir. Referans [133]'e göre k_1 sabiti 0,71 ve 0,78 arasında belirlenmiştir.

Orantı sabiti k_1 bilindiğinde V_{oc} periyodik olarak llerek V_{MPP} 'ye karar verilebilir. V_{oc} gerilimini ölçmek için gevirisinin anlık olarak kapatılması gerekir. Bu yüzden her bir ölçümde bir g kaybı meydana gelir. Bu metodun diğer bir problemi V_{MPP} sürekli olarak belirlenemediğinden dolayı ışınlm eğimleri altında MPPT'nin elverişsiz olmasıdır. Diğer bir dezavantajı ise ilişki sadece tahmin olduğundan dolayı ulaşılan MPP gerçek değildir.

Bu dezavantajların üstesinden gelmek için bazı çözümler önerilmiştir [133]. Örneğin; V_{oc} 'yi elde etmek için kontrol amaçlı kılavuz pilleri kullanılır. Bu piller g üretmek için kullanılmazlar. Sadece PV panel dizisinin karakteristik parametrelerini elde etmek için kullanılırlar Bu piller sistemin maliyetini arttırır.

Mikrodenetleyicilere ihtiyaç duymaz ve sadece bir gerilim sensörü kullanılmasıdan dolayı hem maliyet düşer hem de uygulaması kolay olur [133]. Fakat k_1 sabiti zamanla değişeceğinden dolayı bu metot PV panel dizisinin kısmi olarak gölgelenmesi durumunda geçerli değildir. k_1 'i güncellemek için bir süpürme gerilimi önerilmiştir. Bu durum sistemin karmaşıklığını arttırır ve süpürme esnasında daha fazla g kaybına neden olur.

6.5. Kesirli Kısa Devre Akımı

Denklem (6.2)'de farklı koşullar altında I_{sc} ve I_{MPP} arasındaki ilişki verilmiştir.

$$I_{MPP} \approx k_2 \cdot I_{SC} \quad (6.2)$$

k_2 orantı katsayısına, k_1 'e uygulanan metot gibi, her bir PV panel dizisine göre karar verilmesi gerekir. k_2 sabiti [133]'de 0,78 ve 0,92 arasında olduğu belirlenmiştir.

Sistem çalışırken kısa devre akımını (I_{sc}) lmek bir problemdir. PV panel dizisini periyodik olarak kısa devre yapmak ve I_{sc} akımını ölçmek için geviricisine ek bir anahtarın ilave edilmesi gerekir. PV panel dizisi ve DA-link arasına ilave edilen ek bir anahtar ile birlikte PV panel dizisini kısa devre yaparak I_{sc} ölçülür [148]. Alternatif olarak;

bir yükseltici çevirici anahtarı PV panel dizisini kısa devre etmek için kullanılır. PV panelin kısa devre edilmesi güç kaybına yol açar. İlişki oranı sadece tahmin olduğundan dolayı MPP gerçek değerine ulaşamaz. Ek olarak eğer PV panel dizisi kısmi olarak gölgelenirse k_2 değişir [149]. Bu problemin üstesinden gelmek için [148]'te k_2 'de online olarak ayarlama yapılması gerektiğini önerir ve [150]'da k_2 'yi güncellemek için açık devreden kısa devreye kadar PV panel gerilimi periyodik olarak taranır ve gerçek MPP'ye sistemin karmaşıklığını arttıran birden fazla maksimumun varlığında ulaşılır. Yayınların çoğunda MPPT teknikleri için kontrolör olarak mikrodenetleyiciler kullanılır [133].

6.6. Süpürme Akımı

Bu metotta I-V karakteristik eğrisi PV panel dizisinin akımı için bir süpürme dalga şekli kullanarak elde edilir. Süpürme sabit zaman aralıklarında tekrarlanır. Bu yüzden I-V eğrisi periyodik olarak güncellenir ve V_{MPP} bu aynı aralıklardan belirlenir. Süpürme dalgası için I-V eğrisine nasıl karar verildiği ve fonksiyonun nasıl seçildiği [151]'de verilmiştir. Gerçek MPP bu metotla elde edilir. Öte yandan, süpürme belirli bir zaman boyunca sürer ve MPP'ye ulaşamaz. Bu yüzden bazı güç kayıpları oluşur. Sadece Süpürme anlık olursa global MPP bulunabilir. Fakat bu durum mümkün değildir. Ek olarak uygulama karmaşıklığı gerektirir. Hız yakınsaması yavaştır ve hem gerilim hem akım ölçümüne ihtiyaç duyulur. Sadece güç tüketimi güçteki artıştan daha yavaş olursa ve tüm PV sistemi bir araya getirirse [151]'da değinilen MPPT metodu değer kazanır.

Yukarıda bahsedilen dezavantajlar ve karmaşıklıktan dolayı bu metot sürekli olarak MPP takibi için iyi bir metot değildir. Fakat bu metot, diğer metotlar için bir tamamlayıcı olarak kullanılabilir. Örneğin sabah PV sistem başlatılırken, gerçek MPP'yi takip etmeye başlamak için ve daha sonra diğer algoritmaya geçmek için veya sistem gerçek MPP'de çalışıyorsa gün boyunca belirli periyotlarla kontrol etmek için tamamlayıcı olarak kullanılır.

6.7. Maksimum Güç Noktası Akım ve Gerilimini Hesaplama

I_{MPP} ve V_{MPP} hesaplama PV modülün bir modelinin kullanarak ışıınım ve sıcaklığın ölçümüne bağlı olarak MPP'yi hesaplayan bir tekniktir [133]. Dezavantajları ekstra ölçüme ihtiyaç duyulur ve bu ölçümü bazen elde etmek zordur. Ayrıca PV panel dizisinin doğru bir modeli gereklidir. Öte yandan MPP değişen atmosferik koşullar altında bile doğru olarak takip edilebilir. Büyük bir ekonomik yatırımın olduğu geniş tesislerde kullanılabilir ve güneş dizilerinden arzu edilen maksimum gücü elde etmek için iyi bir izlemeye ihtiyaç duyulur.

6.8. MPPT Tekniğine Dayalı Durum

MPP tekniğine dayalı durum tesisin bir durum-uzay gösterimini ve bir lineer olmayan zaman -değişken dinamik geri beslemeli kontrolünü temel alır. Bu tekniğin değişen ışınlımlar altında ve birden fazla maksimumun varlığında bile MPP'yi izlediği savunulur. Bu metodun durum-uzay gösterimi her bir PV tesis için kurulması ve standarda göre test edilemeyen değişen ışınlım koşulları altında çalıştırılması gerektiğinden dolayı metodun uygulama karmaşıklığı fazladır.

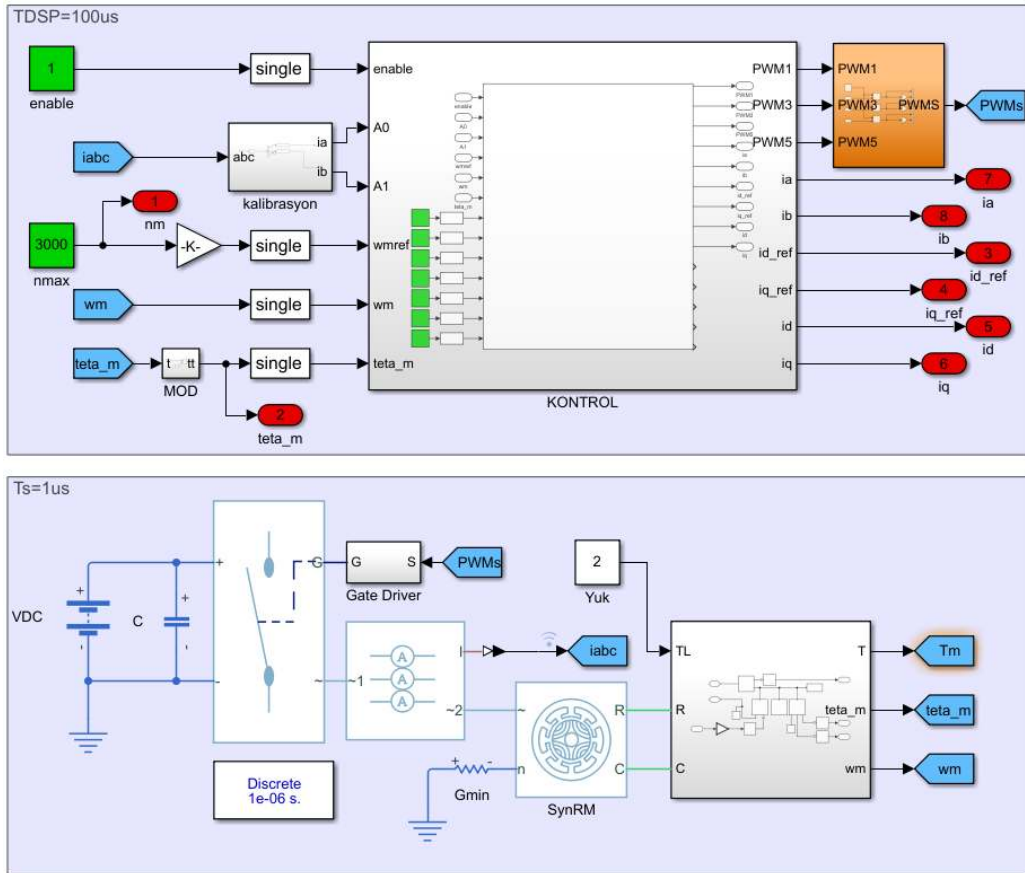
6.9. Çoklu Maksimum Bulma

PV panel dizisi gölgelendiği zamana P-V eğrisinde birden fazla maksimum nokta oluşur ve P&O, InCond ve Bulanık Mantık Kontrolünü içeren çoğu MPPT algoritmaları global maksimuma karar veremez. Genellikle algoritmanın başlangıç noktasına bağlı olan bir yerel MPP bulunur [136]. Son zamanlarda bazı algoritmalar bu sınırın üstesinden gelmeyi önermişlerdir. Eğer bu metot MPP'yi izlemek için sürekli olarak kullanılırsa bildirilen maksimum verim %97'dir [136]. Fakat global maksimumun nerde olduğuna karar vermek için periyodik olarak kullanılabilir ve daha sonra verimi %99'un üzerinde olan geleneksel bir algoritma oluşturulabilir [131]. Gölge gün boyunca yavaş hareket ederse bu yöntem etkili olabilir. Çoğu geleneksel algoritmaların bir olumsuzluğu olan global MPP'nin yerine bir yerel MPP'ye yakınsamasından dolayı meydana gelen kayıplar önlenabilir.

7. BENZETİM SONUÇLARI

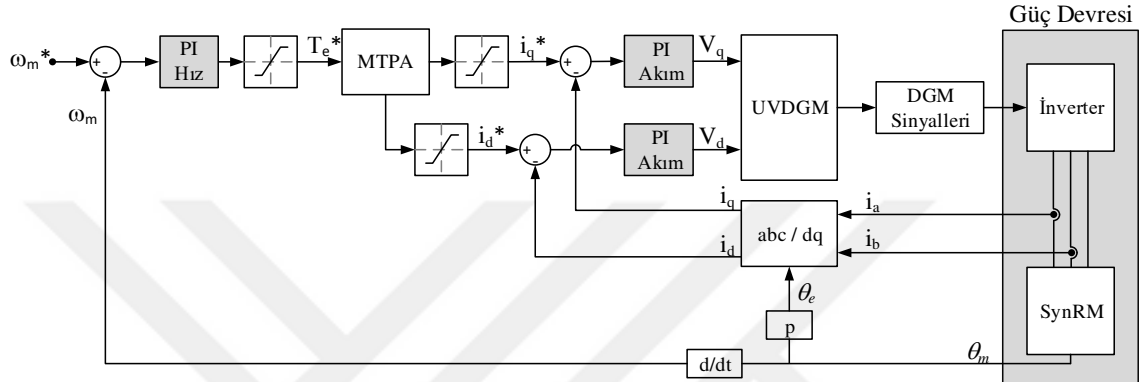
7.1. SynRM'nin MTPA ile Kontrolü

Tasarlanan motor ve kontrolü Şekil 7.1'de gösterilen MATLAB benzetim ortamında test edilmiştir. Gerçeğe yakın sonuç alınabilmesi için kontrol blokları mikrodenetleyicinin çalışma frekansında, diğer bloklar ise mümkün olduğu kadar yüksek çalışma frekansında çalıştırılmıştır. Böylece kontrolörün tepki süresi ve gecikmeleri gerçeğe yakın olarak incelenebilmiştir. Şekil 7.1'de gösterildiği gibi kontrol kısmına ait bloklar 100 μ s ile motor-sürücü kısmı ise 1 μ s örnekleme zamanı ile çalıştırılmıştır. Oluşturulan kontrol programı C programlama dilinde yazılmıştır. Benzetim ortamında kullanılan kontrol programında değişiklik yapılmadan C programlama dilini destekleyen herhangi bir mikrodenetleyicide alt program olarak çağrılabilir yapıda hazırlanmıştır. Simülasyonda kullanılan motor parametreleri sırasıyla $L_{sd} = 2,0427$ mH, $L_{sq} = 0,635$ mH, $R_s = 61,27$ m Ω ve $j = 0,000433$ kg.m²'dir.



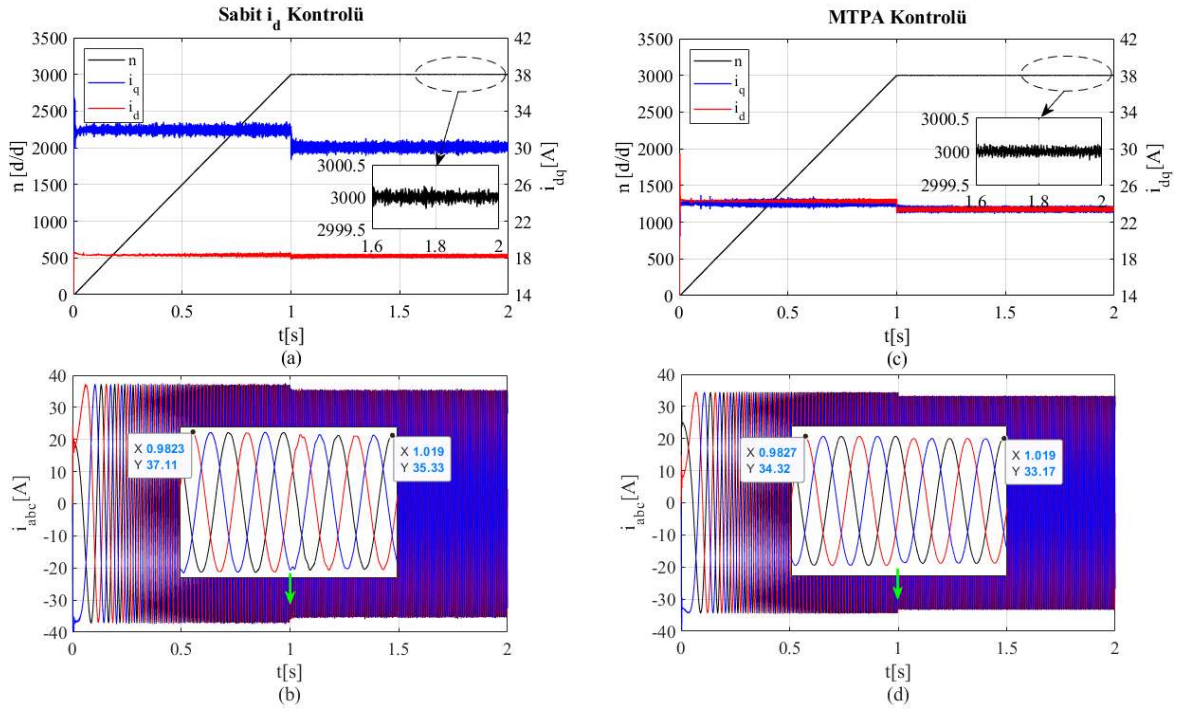
Şekil 7.1 Benzetim için hazırlanan blok diyagramları

AA motorların kontrolü i_d ve i_q akımlarının kontrolü ile sağlanmaktadır. Bu tez çalışmasında, SynRM kontrolü için iki farklı yaklaşım üzerinde durulmuştur. Birinci kontrol yaklaşımı sabit i_d akımı kontrolü, ikinci kontrol yaklaşımı ise i_d akımı ile i_q akımının eşitlenme prensibine dayanan MTPA kontrolüdür. Şekil 7.2’de kontrol algoritmasına ait blok şeması gösterilmiştir. PI hız kontrolör parametreleri $k_p = 1,5$ ve $k_i = 12$ ’dir. PI akım kontrolörlerine ait parametreler $k_{pd} = k_{pq} = 5$ ve $k_{id} = k_{iq} = 200$ ’dür.



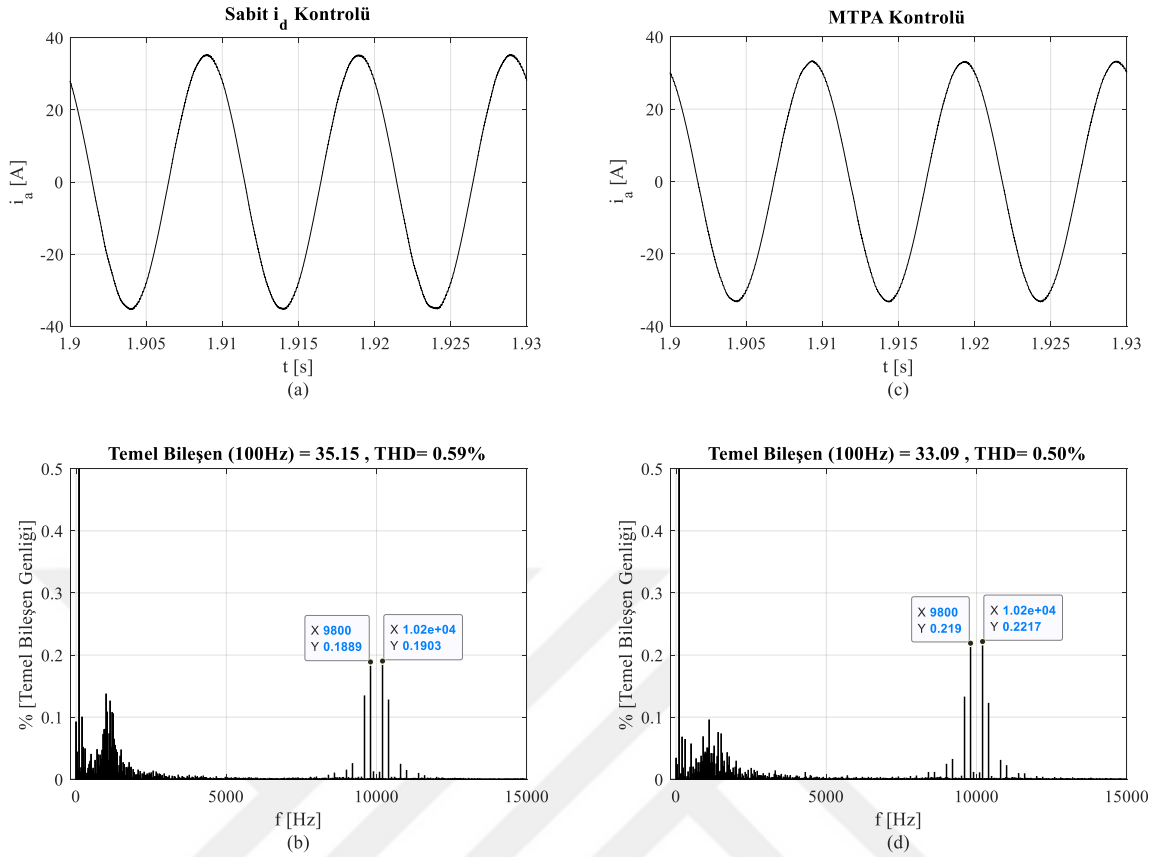
Şekil 7.2 Kontrol blok şeması

Şekil 7.3’te iki farklı kontrol algoritması için sonuçlar sunulmuştur. Her iki kontrol algoritması 2 Nm yük ve sabit 3000 d/d hız referansı için aynı koşullar altında karşılaştırılmıştır. Şekil 7.3a’da sabit i_d kontrol algoritmasının performansı incelenmiştir. i_d akımı sabit tutulurken i_q akımı da istenilen momenti üretmek için kontrol edilmiştir. Motorun set değerine ulaşma anı ayrıntılı olarak Şekil 7.3b’de stator akımları üzerinden incelenmiştir. Motor referans değerine gelmeden ve geldikten sonraki akımları 0,9823 sn ve 1,019 sn aralığı için detaylı olarak gösterilmiştir. Stator akımını tepe değeri yaklaşık olarak 1-2 A kadar düşmüştür. MTPA algoritmasının performansına ait sonuçlar Şekil 7.3c’de gösterilmiştir. Şekil 7.3c’de görüldüğü gibi akımlar birbirine eşit tutularak MTPA algoritması gerçekleştirilmiştir. MTPA kontrolünün amacı elde edilen moment değerinin olabilecek en küçük akım değeri ile elde etmektir. Şekil 7.3d’de motorun diğer kontrole göre kalkış sırasında 2,79 A sürekli durumda ise 2,16 A daha az akım çektiği görülmüştür. Ayrıca sürekli durumda MTPA kontrolündeki hız dalgalanması daha düşüktür.



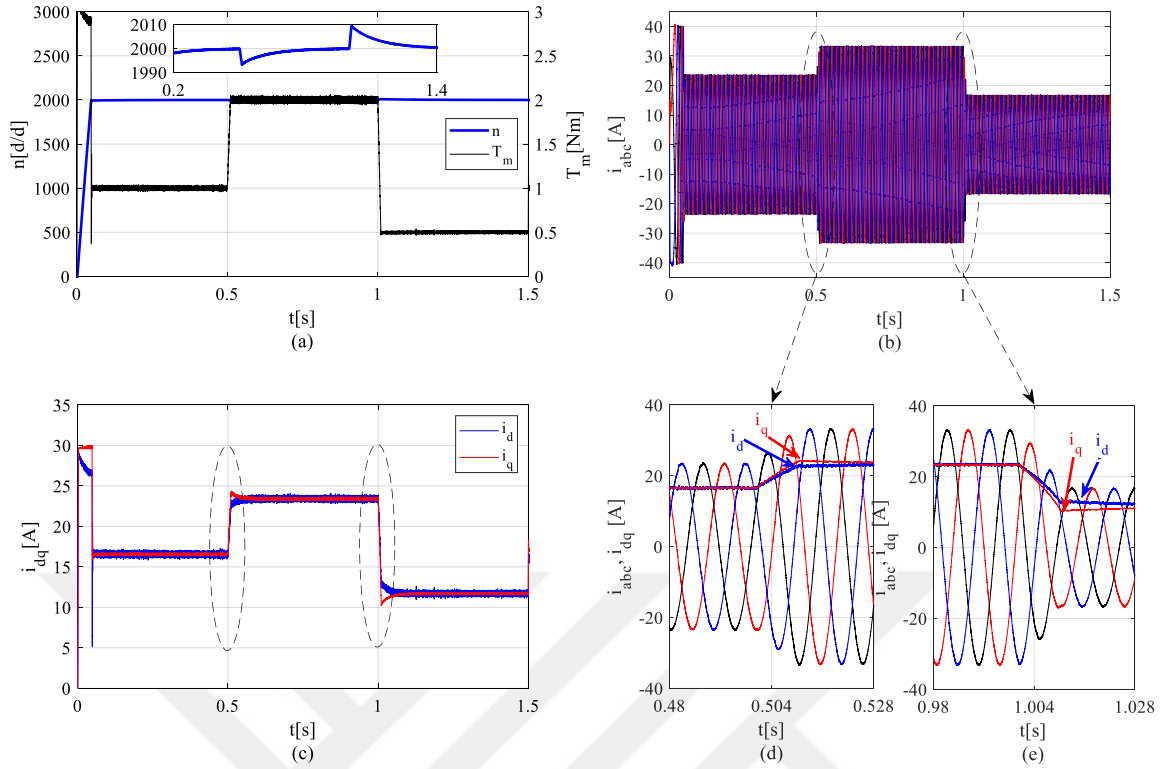
Şekil 7.3 Sabit i_d kontrolü; a) Hız, i_d , i_q , b) Stator akımları, MTPA kontrolü; c) Hız, i_d , i_q , d) Stator akımları

Her iki kontrol algoritmasına ait sürekli durum akımları detaylı olarak Şekil 7.4'te incelenmiştir. Motorun sürekli durumdaki a fazına ait akımlar sabit i_d ve MTPA kontrolü için sırasıyla Şekil 7.4a ve Şekil 7.4c'de verilmiştir. Bu akımlara ait FFT analizleri sonucunda MTPA kontrolü ile elde edilen sonucun genlik ve THD açısından daha iyi olduğu gözlemlenmiştir. Akım THD değeri her iki kontrol algoritması için %1'in altında elde edilmiştir. Ayrıca baskın harmoniklerde 11. harmonik civarında ve anahtarlama frekansı yan bantlarında oluşan harmoniklere ait bilgiler Şekil 7.4b ve Şekil 7.4d'de ayrıntılı olarak gösterilmiştir. Ana harmonik bileşeni 100 Hz ve anahtarlama frekansı 10 kHz olduğu için anahtarlama frekansının yan bantlarında 9,8 kHz ve 10,2 kHz'de oluştuğu görülmektedir.



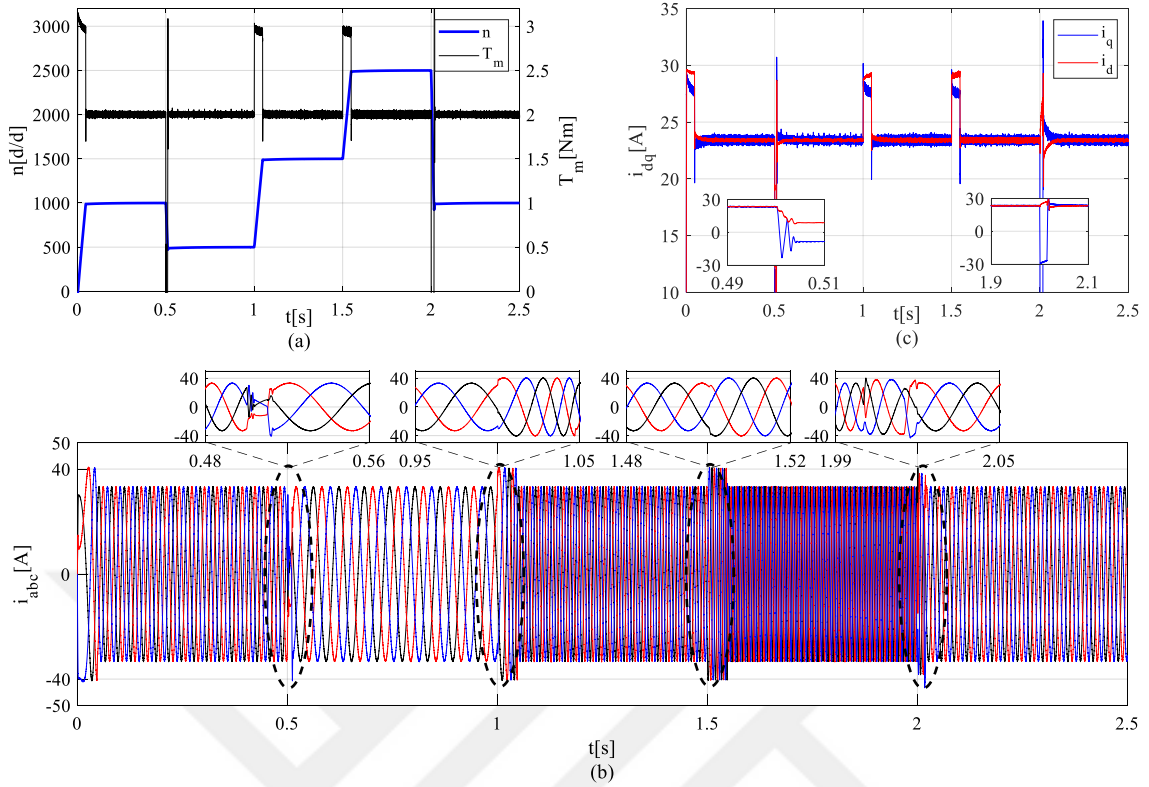
Şekil 7.4 Sabit i_d kontrolü; a) i_a akımı, b) i_a akımına ilişkin harmonik spektrumu, MTPA kontrolü; c) i_a akımı, d) i_a akımına ilişkin harmonik spektrumu

Motor önce sabit hız ve farklı moment değerleri için test edilmiştir. Şekil 7.5a’da görüldüğü gibi motorun hız değeri 2000 d/d olarak sabitlenmiştir. Ayrıca Şekil 7.5a’da motorun ürettiği moment değişimi de gösterilmiştir. Burada yük moment değerleri; 0-0,5. saniyeler arasında 1 Nm, 0,5-1. saniyeler arasında 2 Nm ve 1-1,5. saniyeler arasında 0,5 Nm olarak değiştirilmiştir. Kontrol algoritması, yük değişimleri sırasında istenilen cevabı verdiği Şekil 7.5b’de ölçülen i_d ve i_q akımları ile gözlemlenmiştir. Üç-faz stator akımları Şekil 7.5c’de verilmiştir. Yük değişimleri sırasındaki akımlar detaylı olarak Şekil 7.5d ve Şekil 7.5e’de incelenmiştir. i_d ve i_q akımları; MTPA kontrolörü sayesinde (farklı momentlerde bile) birbirine hızlı bir şekilde eşitlenebilmiştir. Kontrol ile ilgili bilgiler daha önce 4. Bölümde SynRM Kontrolü başlığı altında ayrıntılı olarak anlatılmıştır.



Şekil 7.5 Sabit hız, değişken moment için; a) Hız, Moment, b) Stator sargı akımları, c) i_{dq} akımları, d,e) Yük değişimlerinde stator akımları ve i_{dq} akımları

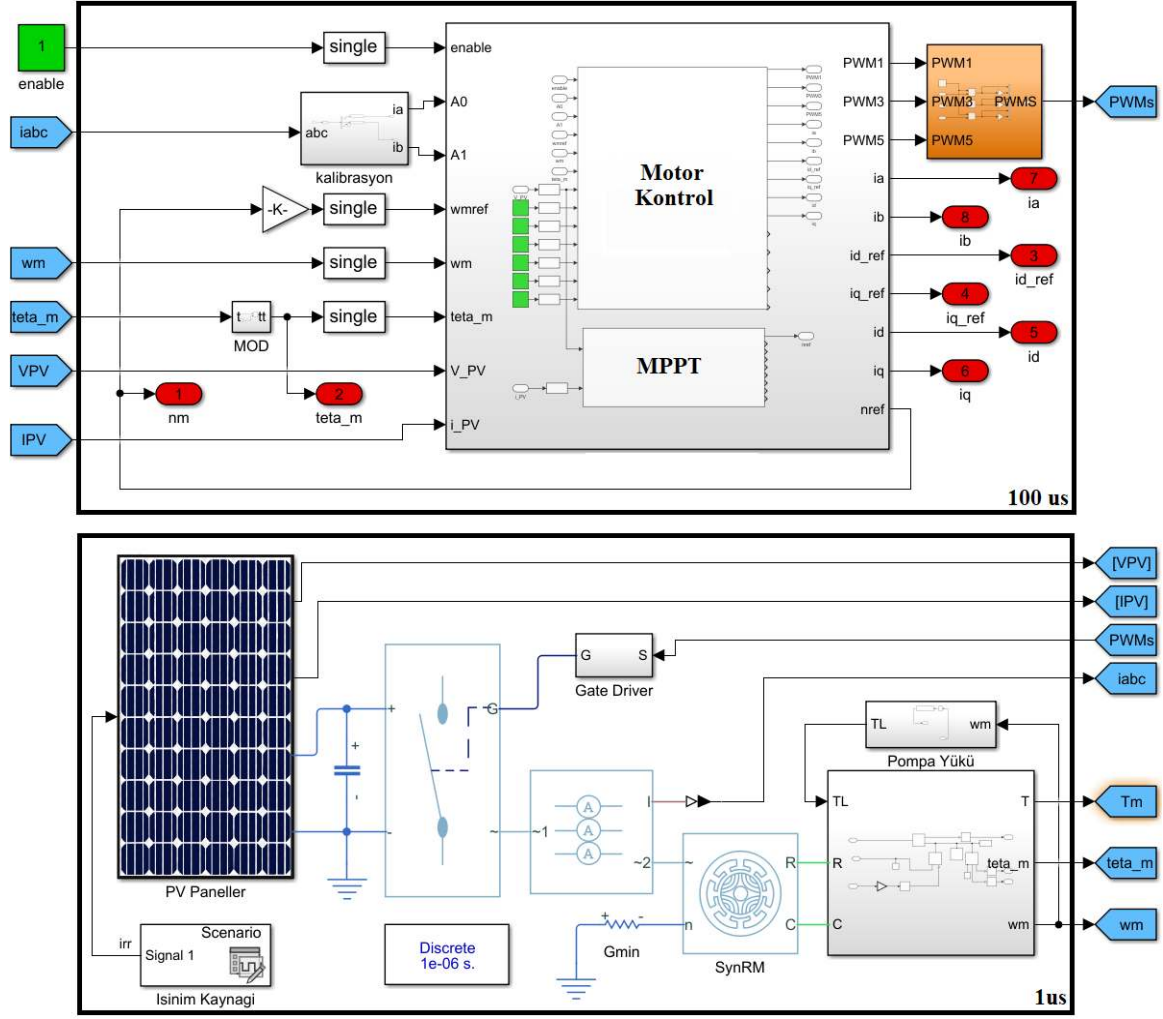
İkinci çalışma olarak; motor nominal moment değerinde sabit tutularak farklı hız referansları için test edilmiştir. Motorun hız geçişleri ve moment değişimlerine ait grafikler Şekil 7.6a'da verilmiştir. Motor hız referansları sırasıyla; 1000 d/d, 500 d/d, 1500 d/d, 2500d/d ve 1000 d/d olarak 0,5 sn aralıklarla değiştirilmiştir. Burada motor performansının artırılabilmesi servo motor sürücülerinde de kullanıldığı gibi geçiş sırasında nominal moment değerinin üstüne çıkılmasına müsaade edilmiştir. Bu değer, konum kontrolünde kullanılan endüstriyel servo motorlarda kısa süreli olarak yaklaşık %300 gibi yüksek bir değerdir. Bu tez çalışmasında konum kontrolü yapılmadığından dolayı %50 değerinin üzerine çıkılmamıştır. Çünkü bu değer artmasına bağlı olarak kullanılan yarı-iletken anahtarların ve koruma elemanlarının nominal değerlerinin daha yüksek seçilmesi gerekmektedir. Şekil 7.6b'de i_d ve i_q akımları incelenmiştir. Burada özellikle hızın düştüğü anlarda motor ikinci bölgeye geçerek frenleme yapması için i_q değeri negatif değere düşerek hızlı bir frenleme sağlanmıştır ve referans hız değerine ulaşılmıştır. Şekil 7.6b'de ayrıca geçici durumlara ilişkin ayrıntılarda verilmiştir. Stator akımları ve geçiş anlarındaki akım değişimleri Şekil 7.6c'de gösterilmiştir.



Şekil 7.6 Sabit moment, değişken hız için; a) Hız ve Moment, b) Stator sargı akımları, c) i_{dq} akımları

7.2. SynRM'nin MTPA ve MPPT ile Kontrolü

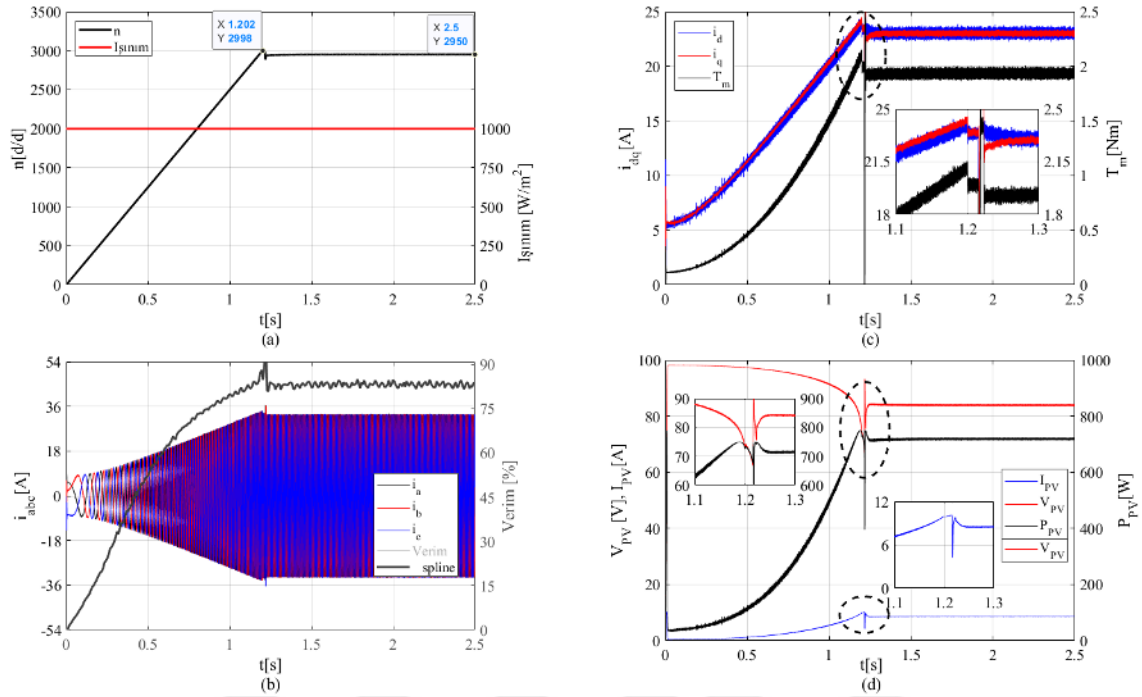
Motor ve kontrol kısmı benzetim ortamında test edildikten sonra MPPT algoritmasını test etmek için benzetim bloklarına pompa yükü, PV panel ve MPPT algoritması Şekil 7.7'de gösterildiği gibi eklenmiştir. Daha önceki benzetim çalışmalarında hem moment hem de hız referansları farklı değerler için ayarlanmıştı. Bu kısımda ise motor yükü olarak pompa seçilmiştir ve hızın karesine ve moment katsayısına bağlı olarak $T_{yük} = k.n^2$ şeklinde elde edilmiştir. Motor nominal hıza çıktığında nominal yük değerine gelecek şekilde k katsayısının ayarlanması gerekmektedir. PV panel olarak LG395N2T-A5 modeline ait parametreler kullanılmıştır. Tezde P&O MPPT algoritması modifiye edilerek motor kontrolüne uygun hale getirilmiştir. Bu algoritma PV panelin MPP'sine kadar motor hız referansını arttırmaktadır. Böylece motor, PV panellerin üretebilecekleri maksimum güç değerinde çalışabilmektedir. PV panellerin farklı bağlantı kombinasyonları için sonuçlar alınarak incelenmiştir.



Şekil 7.7 PV panel için oluşturulan benzetim ortamı

Sistem performansı; ilk olarak 2 adet PV panelin seri olarak bağlanması durumu için incelenmiştir. Işınım 1000 W/m^2 ve sıcaklık 25°C için sistem çalıştırılarak Şekil 7.8'de gösterilen sonuçlar elde edilmiştir. MPPT algoritması her örnekleme zamanında motor hızını 0,25 d/d hızla arttırmakta ve anlık olarak güç eğrisini izlemektedir. MPP tespit edildikten sonra motor 50 d/d alt referans hıza çekilerek güvenli çalışması sağlanmaktadır. Şekil 7.8a'da gösterildiği gibi motorun nominal hız değerine çıktığı nokta aynı zamanda PV panellerin üretebilecekleri MPP'ye eşittir. MPP noktası tespit edilmiştir ve motor hız referansı buna bağlı olarak ayarlanmıştır. Motor ve sürücünün toplam verimi ile stator akımları Şekil 7.8b'de verilmiştir. Motor ve sürücünün toplam verimi yaklaşık %84 olarak hesaplanmıştır. Özellikle küçük güçlü sistemler için bu değer oldukça tatminkâr bir sonuç olduğu söylenebilir. Motor kontrolü sırasında MTPA kontrol algoritması kullanılarak akım başına düşen maksimum moment elde edilmeye çalışılmıştır. MTPA algoritmasının sonucunda elde edilen sonuçlar Şekil 7.8c'de analiz edilmiştir. Sistemi besleyen PV

panellere ait akım, gerilim ve güç eğrileri Şekil 7.8d’de incelenmiştir. PV panelin MPP değeri 750 W olarak elde edilmiştir.



Şekil 7.8 2-seri PV panel sıcaklık 25°C ve ışınlam 1000W/m² için; a) Hız ve Işınlam, b) Stator akımları ve verim, c) i_d , i_q ve T_m momenti, d) PV panele ait akım, gerilim ve güç eğrileri

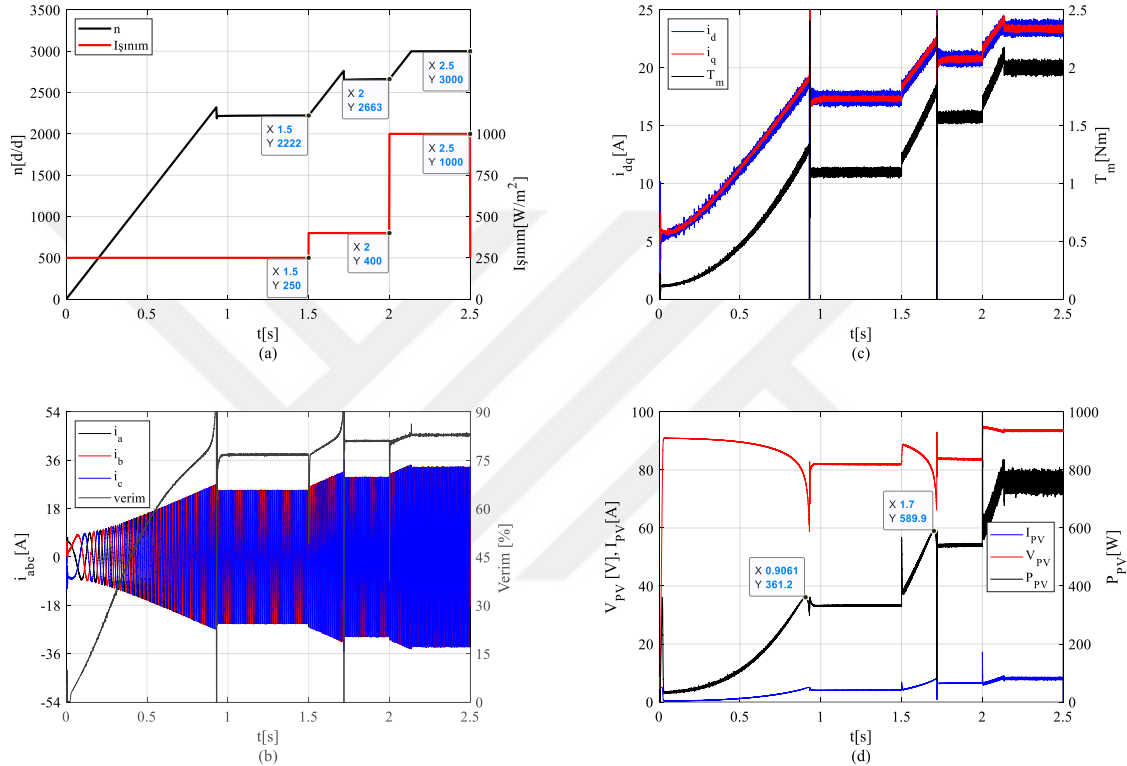
Farklı sıcaklık ve ışınlam koşulları için elde edilen sonuçlar Tablo 7.1’de sunulmuştur. Işınlam miktarı MPP noktasını oldukça etkilemektedir. Ancak motor 2000 d/d hızın altına düşmemiştir. Ayrıca sistem verimi tüm koşullarda %80’in üzerinde tutulabilmektedir.

Tablo 7.1 Farklı ortam koşulları için MPP, n_{ref} , T_m , P_{out} ve verim değerleri

Sıcaklık (°C)	25	25	25	60	60	60
Işınlam (W/m ²)	1000	800	500	1000	800	500
MPP (W)	750	600	371	665	532	328
n_{ref} (d/d)	2999	2780	2346	2890	2670	2254
T_m (Nm)	1,999	1,717	1,223	1,856	1,584	1,129
P_{out} (W)	627,7	500,0	300,5	561,7	442,9	266,5
Verim (%)	83,7	83,3	81,0	84,5	83,3	81,2

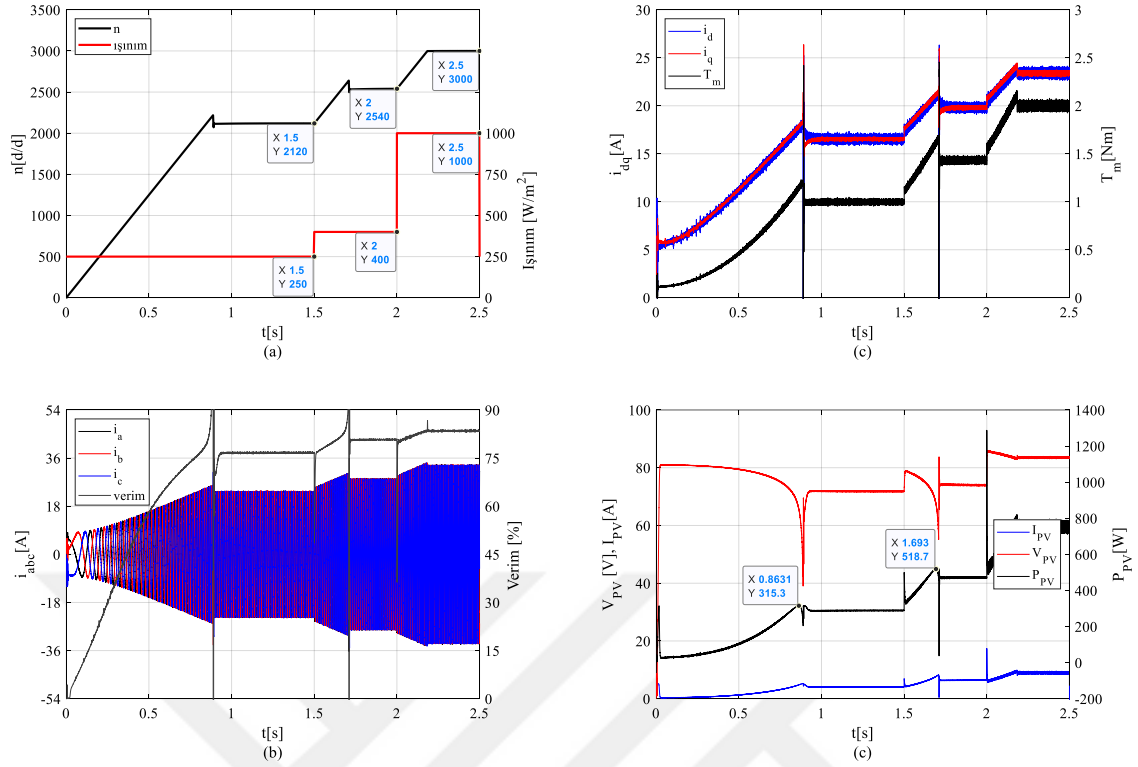
Eğer sistem yüksek sıcaklık ve düşük ışınlam gibi kötü hava koşulları altında çalıştırılacaksa bu durumda panel sayısının artırılması gerekmektedir. Panel sayısı 2 seri ve 2 paralel olmak üzere toplam 4’e çıkarılarak Şekil 7.9’da farklı ışınlam koşulları altında test edilmiştir. Sırasıyla 250 W/m², 400 W/m² ve 1000 W/m² ışınlam koşulları altında sistem çalıştırılmıştır. Motor hızları ışınlamın değişimine göre MPPT algoritması ile ayarlanmıştır.

Işınım koşullarının değişimi ile değişen hız grafikleri Şekil 7.9a’da verilmiştir. 4 adet panel kullanıldığından dolayı ışıınım 250 W/m^2 değerine düşse bile motor 2222 d/d hızda çalışabilmiştir. Bu durumda bile PV güç çıkışı maksimum 361 W civarında olduğu Şekil 7.9d’de görülmektedir. Motor üç-faz akım ile birlikte verim eğrisi Şekil 7.9b’de i_d , i_q akım ve T_m momentine ait değişim grafikleri Şekil 7.9c’de ve PV panele ait grafikler Şekil 7.9d’de ayrıntılı olarak gösterilmiştir.



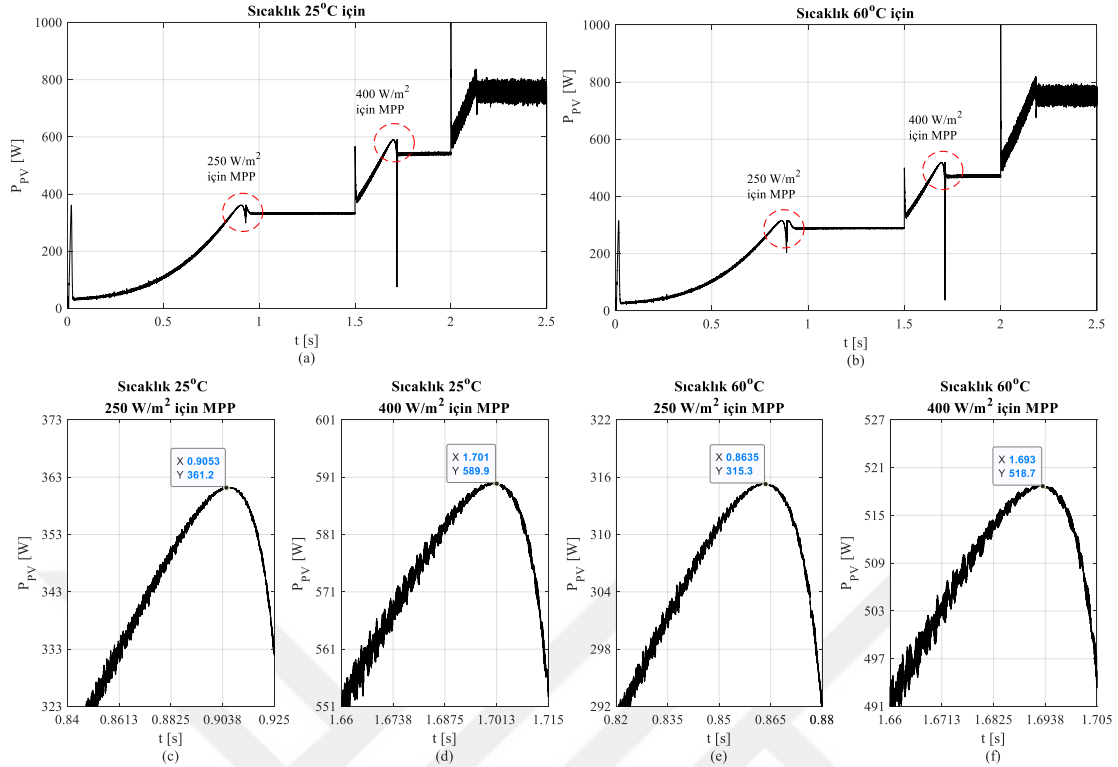
Şekil 7.9 25°C sabit sıcaklık için; a) Hız ve Işınım, b) Stator akımları ve verim, c) i_d , i_q ve T_m momenti, d) PV panele ait akım, gerilim ve güç eğrileri

Aynı ışıınım koşullarında sıcaklık 60°C’ye çıkarılarak benzer çalışma durumları Şekil 7.10’da gösterildiği gibi elde edilmiştir. Sıcaklığın artması ile birlikte ters orantılı olarak motor referans hızlarının da azaldığı Şekil 7.10a’da gözlemlenmiştir. Yaklaşık 100 d/d gibi bir hız düşüşü yaşanmıştır. 4 panelli çalışmalarda MPP noktası bulunduktan sonra o andaki hız değerinin altında bir değere set edilerek güvenli çalışma sağlanmıştır. Bu değer sistem dinamiklerine bağlı olarak değişebileceğinden dolayı bu çalışma için 100 d/d gibi bir band genişliği ile çalışılmıştır. Motor verimi diğer çalışmalarda da olduğu gibi %76 ile %84 arasında değişmiştir. Ayrıca bir önceki çalışmadaki gibi i_d , i_q akım ve T_m momentine ait değişimler ile PV panel akım, gerilim ve güç eğrileri sırasıyla Şekil 7.10c ve Şekil 7.10d’de sunulmuştur.



Şekil 7.10 60°C sabit sıcaklık için; a) Hız ve Işınım, b) Stator akımları ve verim, c) i_d , i_q ve T_m momenti, d) PV panele ait akım, gerilim ve güç eğrileri

25°C ve 60°C derece için yapılan çalışmalara ait grafikler incelenmiş ve Şekil 7.11’de sunulmuştur. Sıcaklık farkından dolayı 250 W/m^2 ışıınımda 45 W’lık bir güç farkı olduğu Şekil 7.11c ve Şekil 7.11e görülmektedir. Ayrıca 400 W/m^2 ışıınımda ise 25°C ile 60°C arasında 72 W’lık bir fark olduğu Şekil 7.11d ve Şekil 7.11f’den görülebilir. Tüm bu durumlar değerlendirildiğinde motorun farklı ışıını ve sıcaklıklarda en yüksek güç değerinde çalışabildiği ispatlanmıştır. Simülasyon sonuçları hem MTPA hem de MPPT algoritmalarının doğru çalıştığını göstermektedir. Bu bilgiler ışığında tezde tasarlanan motorun herhangi bir yükseltici çeviriciye ihtiyaç duymaksızın doğrudan PV panellere bağlı olarak çalışabileceği gösterilmiştir. Benzetim sonuçlarından da görüldüğü üzere düşük gerilim ile çalışabilecek bir motor tasarımında akım kısıtlamaları göz önüne alınarak gerilim seviyesinin çok küçük değerlere düşürülmesi mantıklı bir çözüm olmayacaktır. Bu tez çalışmasında gerilim seviyesi minimize edilerek elde edilmiştir. Bu güç değerlerinde daha düşük gerilim seviyesinde bir motorun tasarlanması efektif olmayacaktır. Bundan dolayı motor akımı ve gerilim seviyesi PV panel sayısına bağlı olduğu gibi ortam koşullarına da doğrudan bağlı olduğu söylenebilir.

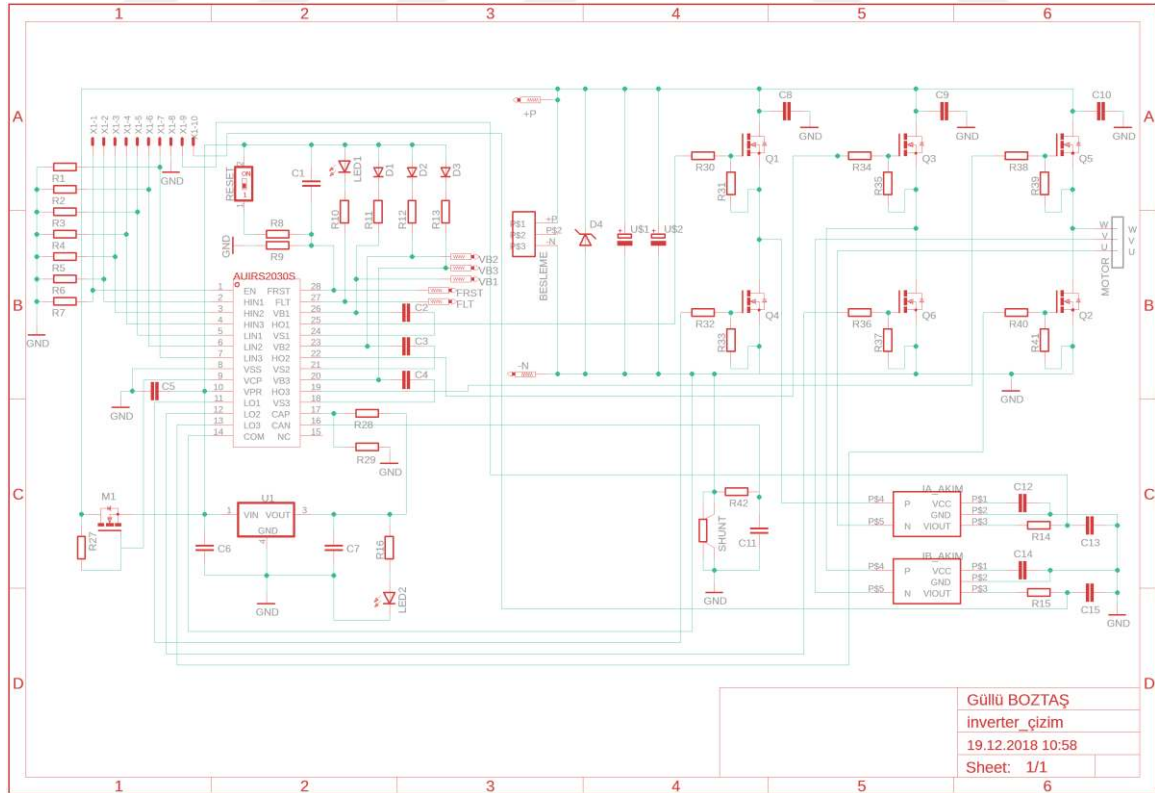


Şekil 7.11 Farklı ışınlam koşullarında MPPT tarafından belirlenen maksimum güç noktaları; a) 25°C için farklı ışınlamlardaki P_{PV} gücü değişimi, b) 60°C için farklı ışınlamlardaki P_{PV} gücü değişimi, c) 25°C ve 250 W/m² için MPP noktası, d) 25°C ve 400 W/m² için MPP noktası, e) 60°C ve 250 W/m² için MPP noktası, f) 60°C ve 400 W/m² için MPP noktası

8. SÜRÜCÜ TASARIMI VE DENEYSEL SONUÇLAR

8.1. İnverter Tasarımı

Bu tezde, tasarlanan motorun gerilim ve akımına göre yeni bir inverter tasarlanmıştır. Tasarlanan inverter sürücü sisteminin şematik gösterimi Şekil 8.1’de verilmiştir. Anahtarlama elemanı olarak MOSFET (IRFS4115PBF) kullanılmıştır. Anahtarlar 150 V ve maksimum 99 A akım taşıma kapasitesine sahiptir. Anahtarların $R_{DS(on)}$ değeri 10,3 m Ω civarındadır. Anahtar sürme devresi için 20302S entegresi kullanılmıştır. 6 adet anahtar kapı sinyalleri için gerekli 10-15 V DA gerilim beslemesini üstteki anahtarlar için ayrı ayrı ve alttaki anahtarlar için bütünleşik olarak DA-hat gerilimini kullanarak sağlamaktadır. Böylece harici bir izoleli DA kaynak kullanılmaya gerek kalmamıştır. 15 V-150 V arasında AA motor sürücüsü olarak kullanılabilir bir inverter tasarımı gerçekleştirilmiştir. Alt ve üst anahtarlar arasında donanımsal olarak 0,7 μ s ölü zaman geçiş bekleme süresi sabit olarak mevcuttur. Ayrıca bu süreye ek olarak mikrodenetleyici ile istenilen değerin eklenmesi mümkündür.

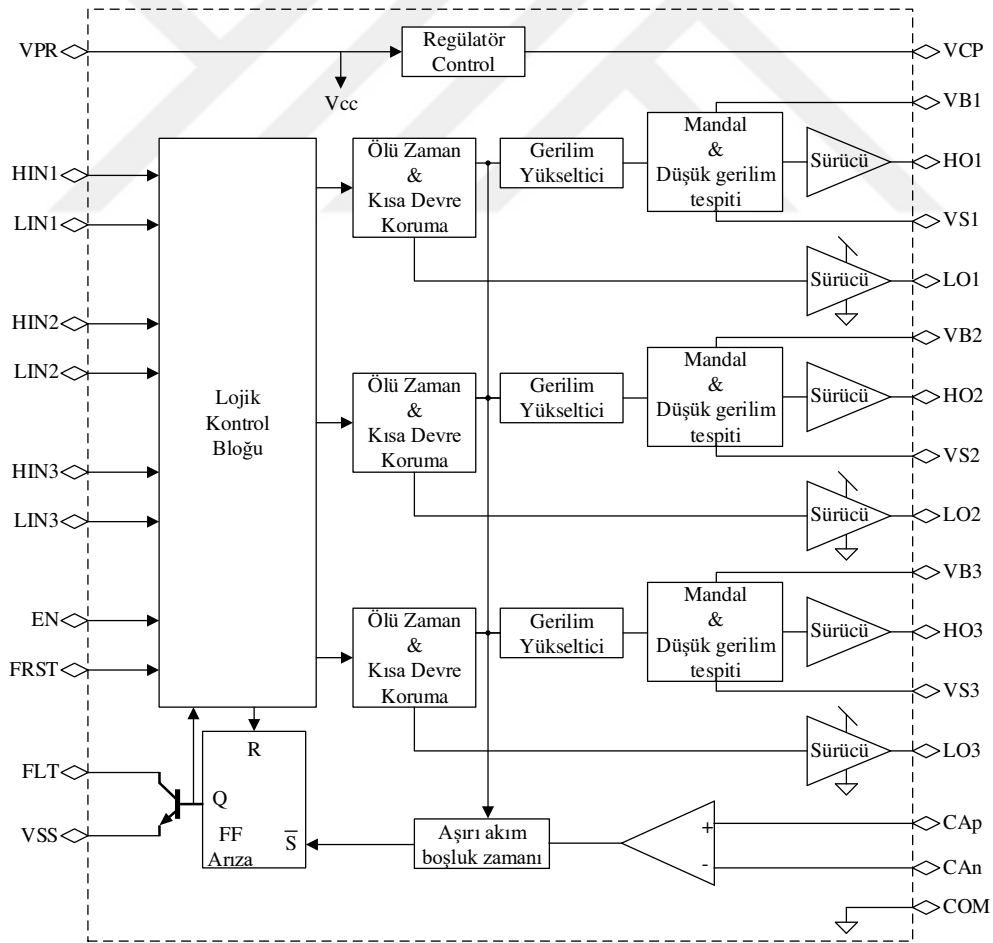


Lojik kontrol bloğuna ait doğruluk tablosu Tablo 8.1’de gösterilmiştir. Normal çalışma durumu sadece **ENABLE=1** ve **CAN>CAP=0** olduğu durumda geçerlidir.

Tablo 8.1 Lojik kontrol bloğuna ait doğruluk tablosu

GİRİŞLER				ÇIKIŞLAR		AÇIKLAMA
ENABLE	CAN>CAP	FRST	LIN#/HIN#	LO#/HO#	FLT	
0	0	0	X	0	Değişmez	Önceki durum
0	1	0	X	0	Vss	Arıza resetlenmeli
0	0	1	X	0	Açık	Resetleme durumu
0	1	1	X	0	Vss	Arıza resetlenmeli
1	0	X	LINx/HINx	LOx/HOx	Açık	Normal Çalışma
1	1	0	LINx/HINx	0	Vss	Aşırı akım
1	1	1	LINx/HINx	LOx/HOx	Açık	Tavsiye edilmiyor

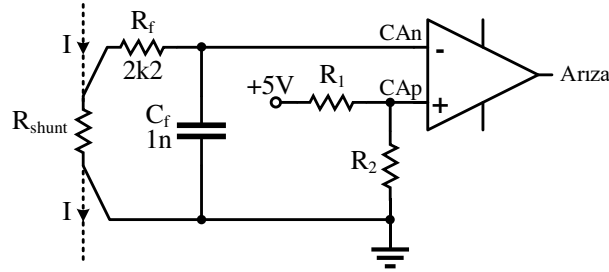
Kullanılan sürücü entegresinin detaylı içyapısına ait blok diyagramı Şekil 8.4’te gösterilmiştir.



Şekil 8.4 Anahtar sürme entegresinin blok diyagramı

Donanımsal aşırı akıma karşı korumak için CAP ve CAn karşılaştırmacı uçlarına güç devresine seri bağlı şönt direnç ile maksimum akım değerinin ayarlanması gerekmektedir.

Şekil 8.5'te gösterildiği gibi bir devre tasarlanmıştır. Şönt ölçümü, 72 kHz kesme frekansına sahip bir alçak geçiren filtreden geçirilerek karşılaştırıcıya gönderilmiştir. Bu değer üretici firma tarafından tavsiye edilmiş bir değerdir.

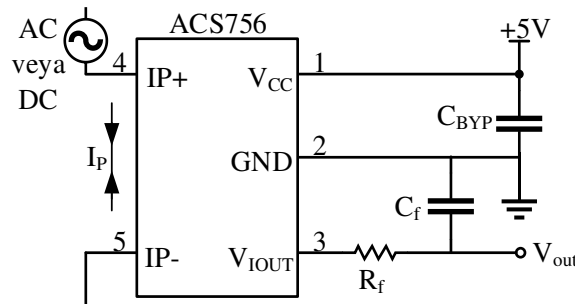


Şekil 8.5 Akım koruma devresi

Maksimum akım değeri Denklem (8.1)'de gösterildiği gibi hesaplanabilir. Bu tez çalışmasında; $R_1 = 11 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 6,8 \text{ k}\Omega$ ve $R_{shunt} = 25 \text{ m}\Omega$ olarak belirlenerek maksimum akım 76 A değerine sınırlandırılmıştır.

$$I_{max} = \left(\frac{5 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) / R_{shunt} \quad (8.1)$$

Ayrıca vektör kontrol için gerekli olan motor iki faz akımı Şekil 8.6'da gösterilen ACS756 akım modülü ile ölçülerek mikrodenetleyiciye girilmiştir. Akım modülü hall-etkisi ile ölçüm yapan doğrusal bir çıkışa sahip 5 pinli bir entegredir. Giriş akımı kısmındaki iç direnci $100 \mu\Omega$ değerinde olduğu için çok küçük güç kaybına sahiptir. Ayrıca nominal akımın 5 katına kadar akım taşıma kapasitesine sahip pinleri bulunmaktadır.



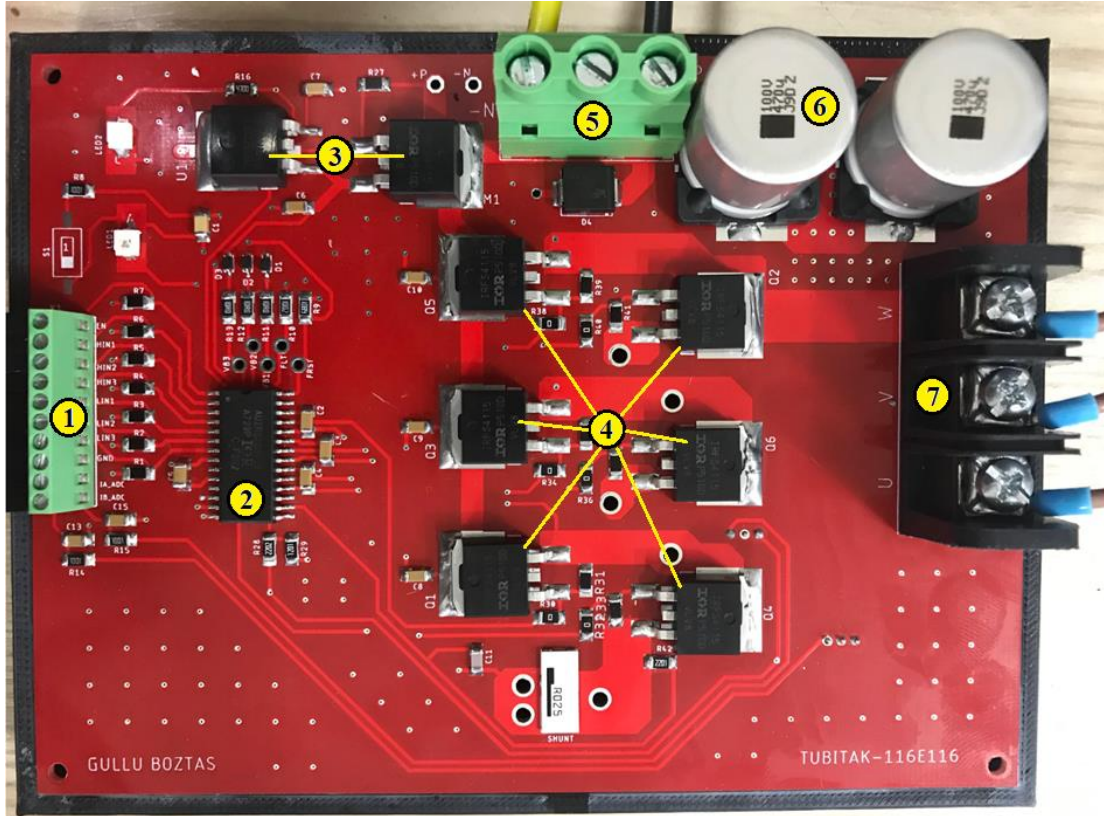
Şekil 8.6 Motor akım ölçümü modülü

Akım modülünün çıkışı -100 A'de 0 V ve +100 A'de 5V olarak doğrusal olarak değişmektedir. Akım modülünün çıkışı Denklem (8.2)'de gösterildiği gibidir.

$$V_{out} = \frac{25(I_p + 100)}{1000} \quad (8.2)$$

Tez çalışmasında tasarlanan sürücü kartın fotoğrafı Şekil 8.7’de etiket numaraları ile birlikte verilmiştir. Etiketler aşağıda açıklanmıştır;

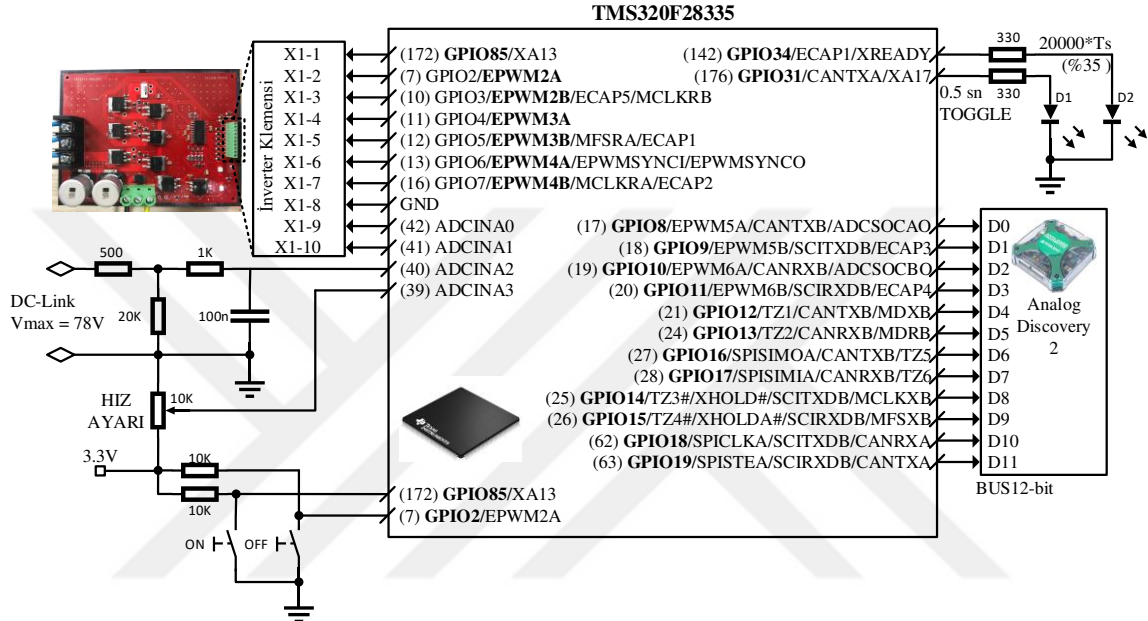
- (1) Mikrodenetleyici bağlantı klemensi,
- (2) Kapı sürme entegresi,
- (3) Regülatör 5-15 V,
- (4) İnverter için kullanılan MOSFET anahtarları,
- (5) DA besleme giriş klemensi,
- (6) DA-link kondansatörleri,
- (7) İnverter 3-faz çıkış klemensi.



Şekil 8.7 Tasarlanan motor sürücü kartı

Motor sürücü sisteminin kontrolü için yüksek performanslı statik CMOS teknolojisine sahip TMS320F28335 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Bu kontrolörün başlıca kullanım alanları; endüstriyel AA sürücüler, servo sistemlerdir. 150MHz çalışma frekansına sahip işlemci çekirdek kısmı 1.9 V/1.8 V iken giriş çıkış modülleri 3.3 V olarak tasarlanmıştır. IEEE 754 “Single-Precision Floating-Point Unit” standartında 32-bitlik işlemci 256Kx16 Flash özelliğine sahiptir. 16 adet 12-bitlik analog-dijital dönüşüm modülüne sahip olup 80 ns dönüştürme oranına sahiptir. İnverter için kullanılan donanımsal DGM çıkışları 150 ps

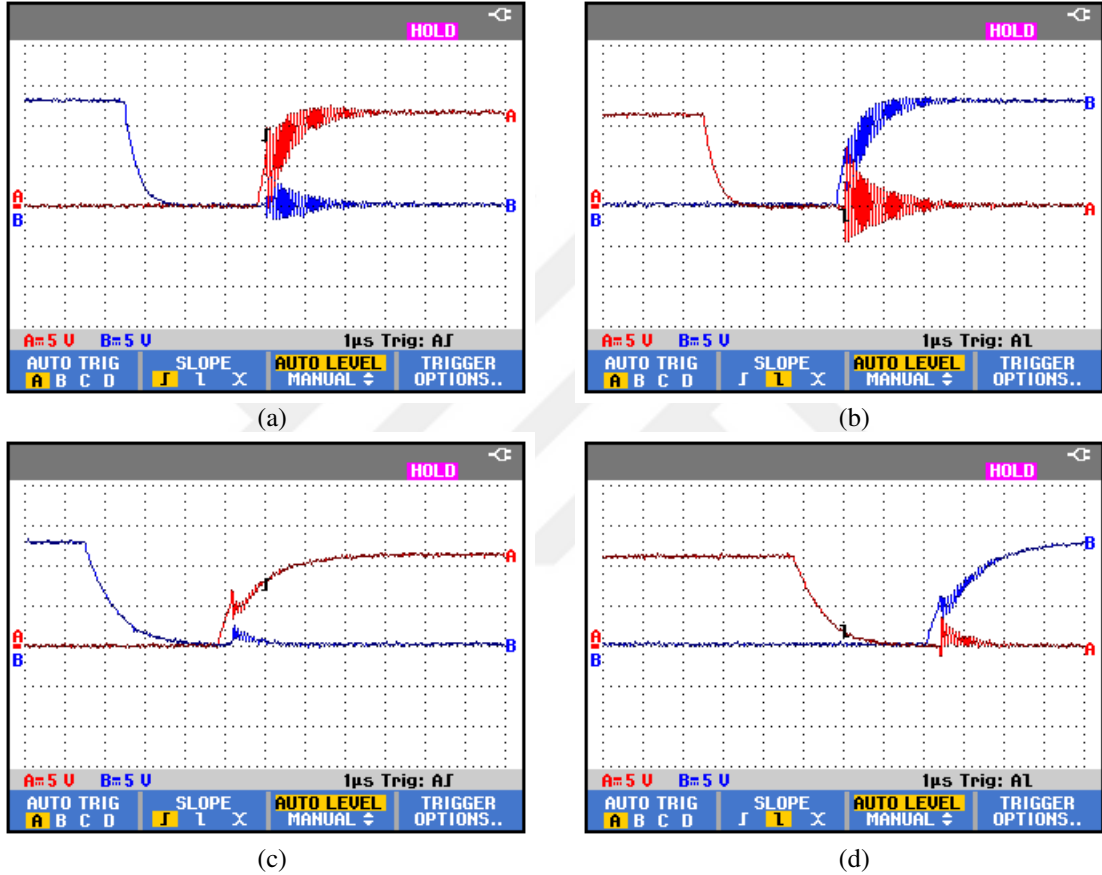
MEP (Micro Edge Positioning, “mikro kenar konumlandırma”) çözünürlüğüne sahiptir. Tezde kullanılan dijital sistemin genel bağlantı şeması Şekil 8.8’de gösterilmiştir. Mikrodenetleyicinin giriş/çıkış pinleri birden fazla amaç için kullanılabildiği için kullanılan kısımları koyu renkli olarak gösterilmiştir. 6 adet donanımsal DGM çıkışı, 4 adet analog giriş, 12-bit paralel haberleşme için 12 adet GPIO, 2 adet bilgi amaçlı çıkış ve 2 adet buton için giriş kullanılmıştır.



Şekil 8.8 Mikrodenetleyici bağlantı şeması

Akıllı Güç Modülü; 6 adet anahtar ve sürücü devresini birlikte barındıran yapılardır. Genellikle bu modüllerin gerilim seviyeleri ya 600 V ya da 1200 V aralığında değişmektedir. Bu tezde yüksek akım düşük gerilim ihtiyacı olduğundan dolayı bu değerler için ticari bir ürün bulunmamaktadır. Ayrıca deneysel çalışmalar sırasında anahtarlarda oluşabilecek arızalardan dolayı tümleşik modül yapıları kullanılmaz hale gelebilmektedir. 75 A/1200 V bir modülün fiyatı yaklaşık 2000-2500 TL aralığındadır. Bu çalışmada; 99 A/150 V’luk 6 adet anahtar ve kapı sürücüsü kullanılmıştır. Bunların toplam maliyeti 250 TL civarındadır. Bu yüzden maliyet açısından modül tercih edilmemiştir. Fakat ayrı anahtarlar ve sürücü kullanıldığında ise parazitik etkilerin üstesinden gelinmesi gerekmektedir. Bu yüzden anahtarlar mümkün olduğu kadar birbirine yakın konumlandırılmalıdır. Ayrıca MOSFET’lerdeki, kapı direncinin (R_g) düşük olması; kapı üzerinde görülen salınımları artırır. Şekil 8.9’da görüldüğü gibi aynı bacak üzerindeki alt ve üst anahtarlardan herhangi biri yükselen kenar olduğunda anahtarlar arasında ölü zaman olmasına rağmen diğer anahtar bu geçişten etkilenir. Bu durumda iki anahtar kısa bir süre iletimde kalır (shoot-through) ve

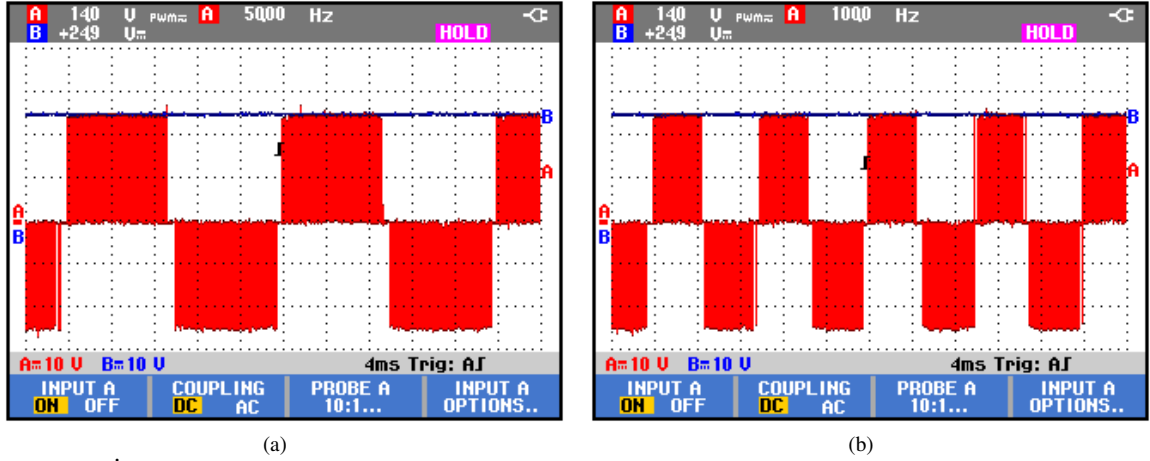
bu durumda sistem kısa devre akımı çeker. Şekil 8.9.a ve Şekil 8.9.b’de R_g direncinin 33Ω olması durumunda Q_1 anahtarı veya Q_4 anahtarı yükselen kenar olduğunda iki anahtarın yaklaşık 400 ns birlikte iletimde kaldığı gözlemlenmiştir. Bu durumun üstesinden gelmek için R_g direncinin değeri 100Ω olarak seçilmiştir. Bu direnç değeri için anahtarların yükselen ve düşen kenarları Şekil 8.9.c ve Şekil 8.9.d’de verilmiştir. Anahtarlar arasındaki etkileşimin giderildiği görülmüştür.



Şekil 8.9 MOSFET sıçrama (*bouncing*) problemi Kanal-A) Q_1 anahtarı, Kanal-B) Q_4 anahtarı; a/b) $R_g=33\Omega$ için anahtar geçişleri, c/d) $R_g=100\Omega$ için anahtar geçişleri

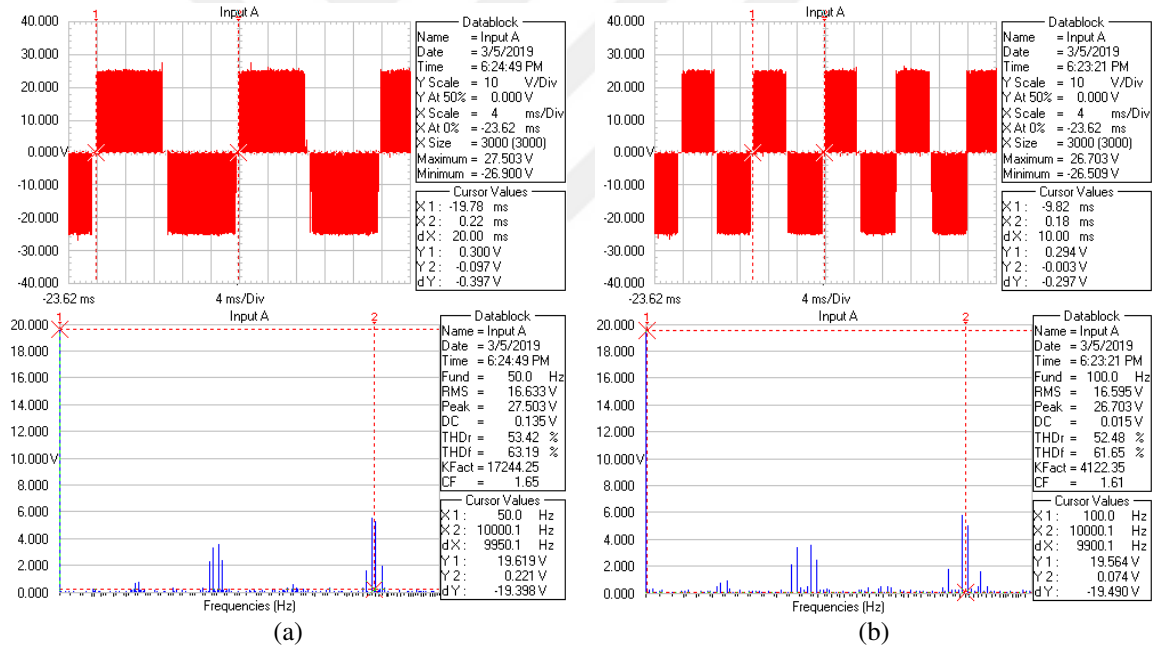
8.2. İnverter Test Sonuçları

İnverter motora bağlanmadan önce sabit 0,8 modülasyon indeksine ayarlanan UVDGM algoritması kullanılarak yıldız bağlı $R=22 \Omega$ direnç yükü için test edilmiştir. İnverter anahtarlama frekansı 10 kHz olarak ayarlanmıştır. Şekil 8.10’da gösterildiği gibi inverter çıkışı hem 50 Hz hem de 100 Hz çıkış frekansı için test edilmiştir. İnverter çıkış gerilimi istenildiği gibi düzgün bir şekilde elde edildiği gözlemlenmiştir. Şekil 8.10’da gösterilen osiloskop ekranında A kanalı inverterin V_{ab} çıkış gerilimine ve B kanalı ise DA-hat gerilimine bağlanmıştır.



Şekil 8.10 İnverter V_{ab} çıkış gerilimi; a) 50 Hz çıkış frekansı, b) 100 Hz çıkış frekansı

Şekil 8.11’de osiloskop ekranındaki sinyal detaylı olarak incelenerek gerekli hesaplamalar yapılmıştır. FFT analizi yapılarak harmonik spektrumu incelenmiştir. Böylece hem inverterin çalışması hem de UVDGM algoritması doğrulanmıştır.

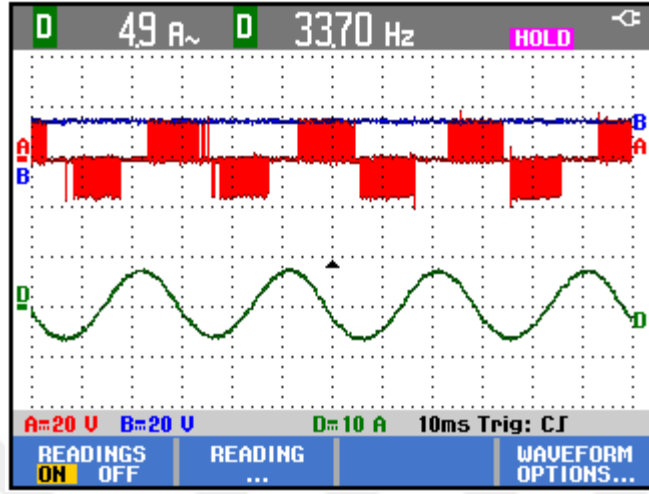


Şekil 8.11 V_{ab} gerilim sinyali ve FFT analizi; a) 50 Hz çıkış frekansı, b) 100 Hz çıkış frekansı

8.3. Tasarlanan Motor için Deneyel Sonuçlar

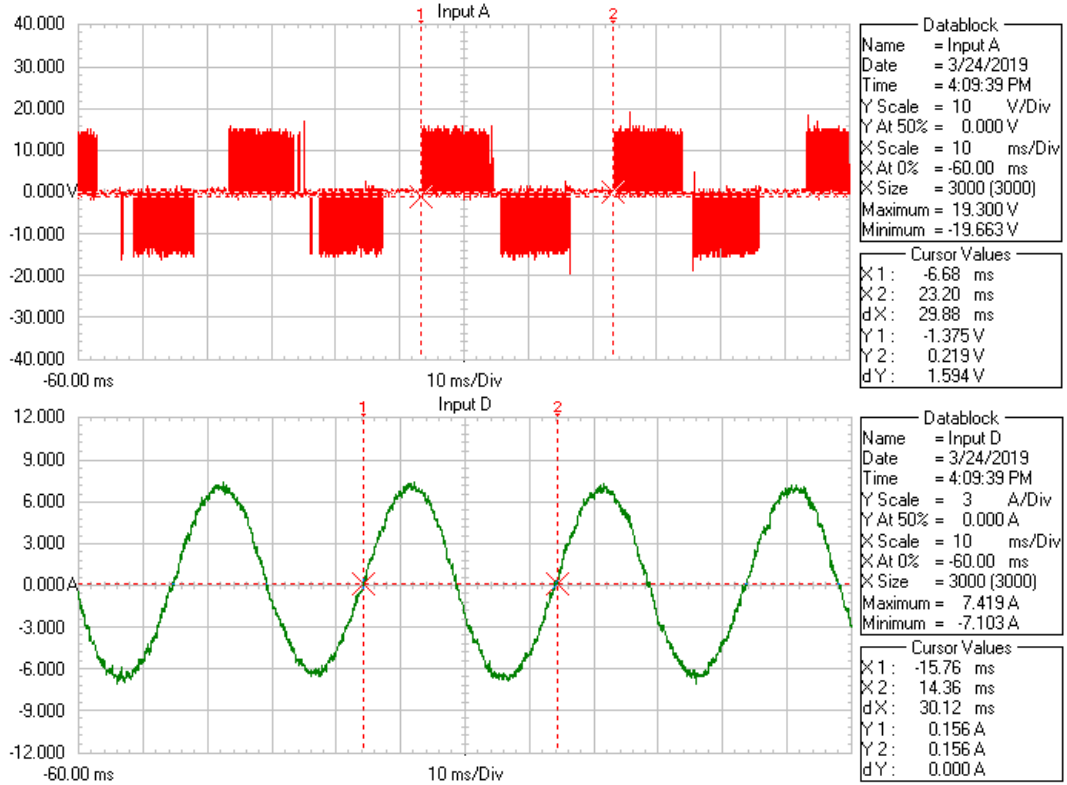
Tasarlanan motor, tasarlanan sürücü ve geliştirilen yazılımın birlikte test edildiği deney seti Şekil 8.12’de gösterilmiştir. Etiket numaralarına göre sırasıyla; 1) SynRM motor ve resolver, 2) Moment ölçüm sensörü, 3) Yük için manyetik toz freni, 4) Resolver analog bilgisinin dijital bilgiye dönüştürülmesi için ADC kartı, 5) Motor sürücüsü (inverter), 6)

referans hızda dönerken; DA-link gerilimi, fazlar arası V_{ab} gerilimi ve stator faz akımı Şekil 8.14'te gösterilmiştir. Bu sonuçlar alınırken analog veya dijital bir filtre kullanılmamıştır.



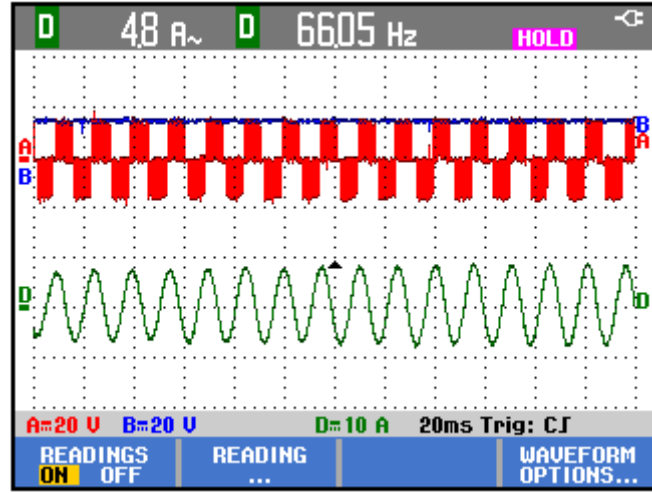
Şekil 8.14 15V, 1000 d/d hız için Kanal-A) V_{ab} gerilimi, Kanal-B) DA-Link gerilimi, Kanal-D) Stator akımı

Sinyallere ait detaylı grafikler Şekil 8.15'te incelenmiştir. Motora uygulanan elektriksel frekans değeri 33 Hz civarındadır. Motor akımı 4,851 A olarak ölçülmüştür. V_{ab} gerilimine ait THD değeri %66,96 iken i_a stator akımına ait THD değeri %4,97 olarak hesaplanmıştır.



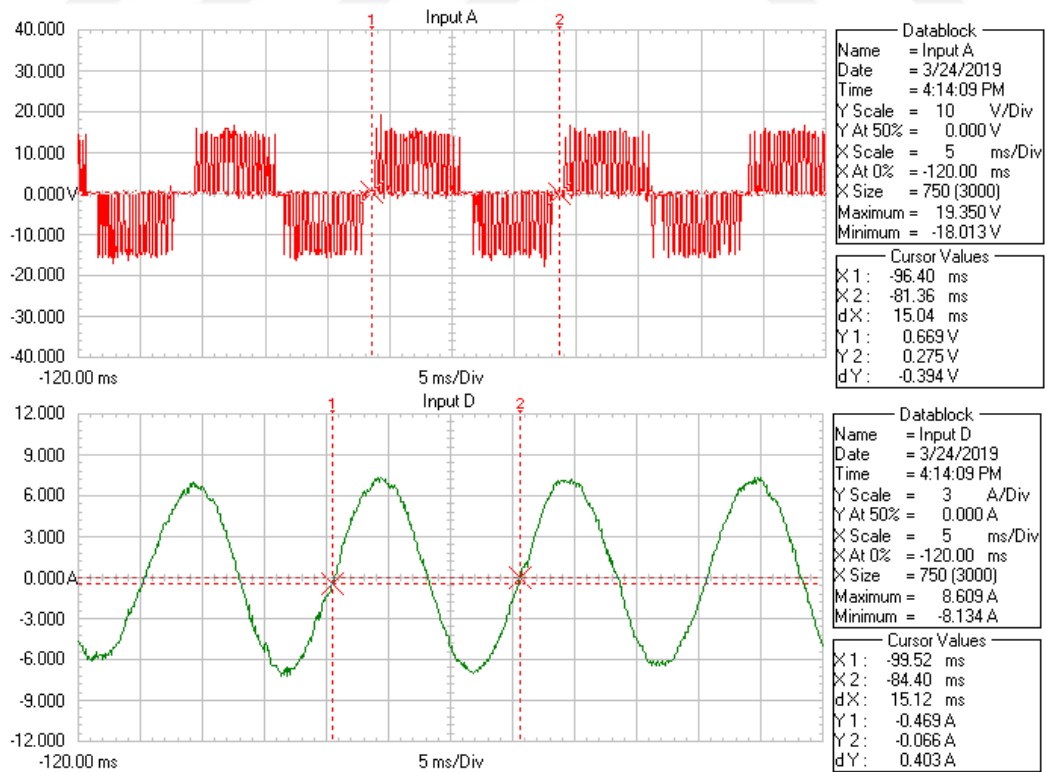
Şekil 8.15 15V, 1000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı

Motor 2000 d/d referans hıza çıkarılarak sürekli durumdaki gerilim ve akım sinyalleri Şekil 8.16’da gösterildiği gibi elde edilmiştir.



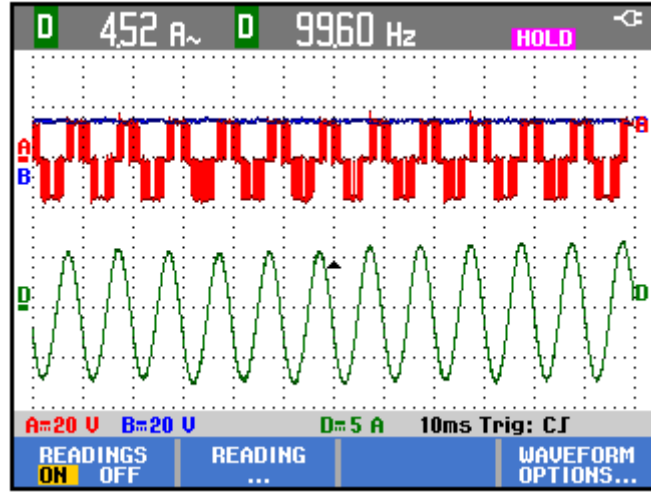
Şekil 8.16 15V, 2000 d/d hız için Kanal-A) V_{ab} gerilimi, Kanal-B) DA-Link gerilimi, Kanal-D) Stator akımı

Motor 2000 d/d hızda dönerken 5 A civarında bir akım çekmeye devam etmiştir. Gerilimin THD değeri %12,94 değerinde iken stator akımı THD değeri %2.38 değerine kadar düşmüştür. Şekil 8.17’de görüldüğü gibi akım oldukça düzgün elde edilmiştir.



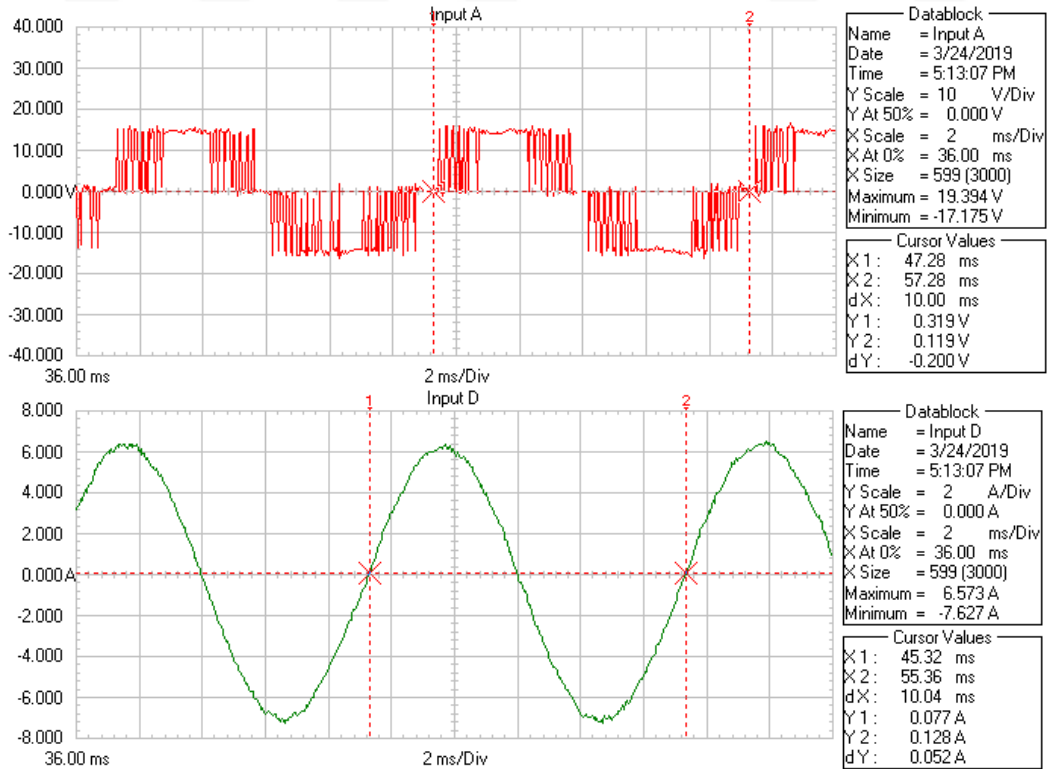
Şekil 8.17 15V, 2000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı

Motor nominal hız için 3000 d/d referans değerinde çalıştırılmıştır. Motorun elektriksel frekansının yaklaşık 100 Hz olduğu Şekil 8.18’de gösterilmiştir.



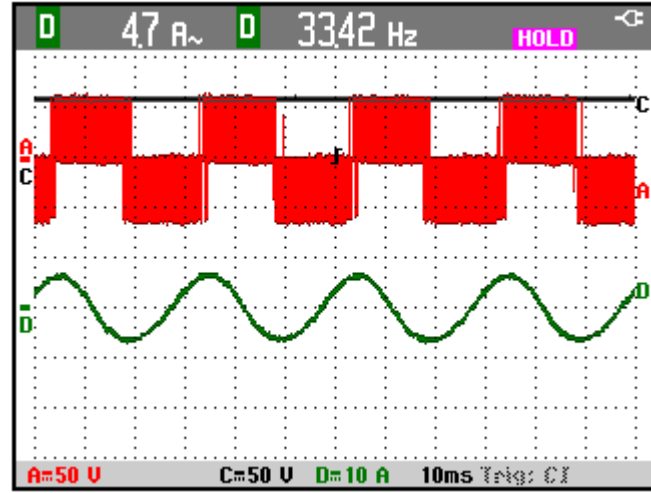
Şekil 8.18 15V, 3000 d/d hız için Kanal-A) V_{ab} gerilimi, Kanal-B) DA-Link gerilimi, Kanal-D) Stator akımı

3000 d/d hızda çalışırken motor %2,36 THD’li akım çekmiştir. Şekil 8.19’da gösterilen fazlar arası gerilimin THD değeri %11,84 olarak hesaplanmıştır. Gerilim istenilen seviyeye çıkabilmesi için sistemin aşırı modülasyonda çalıştığı gerilim sinyalinden gözlemlenmiştir.



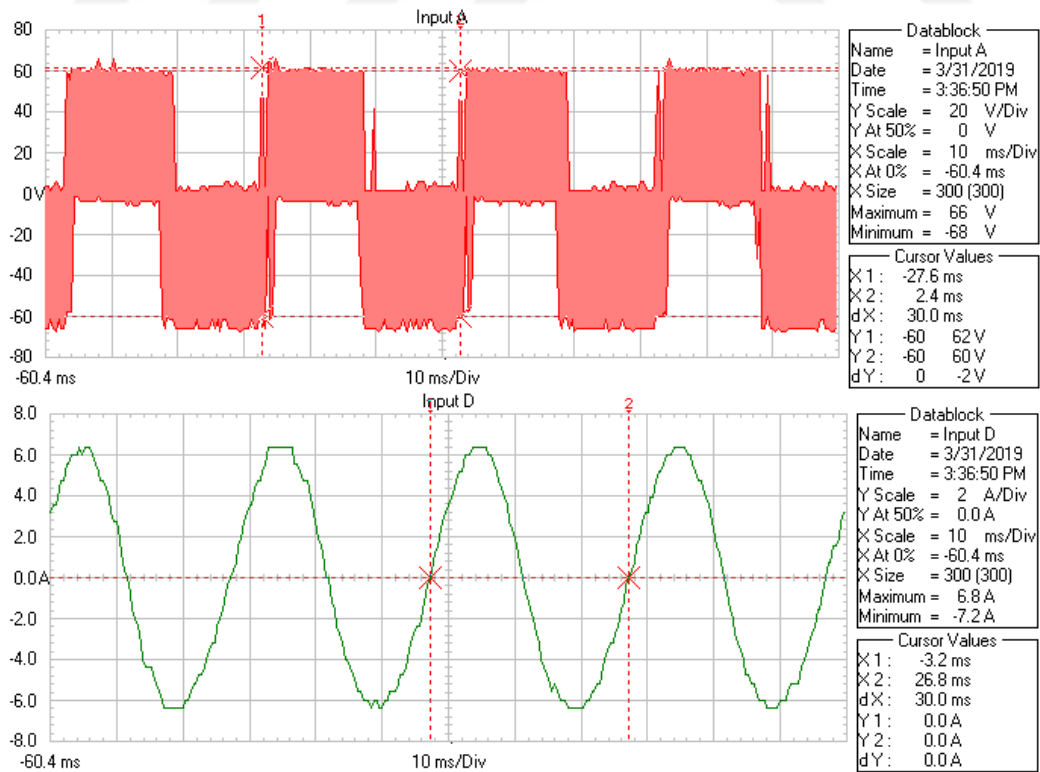
Şekil 8.19 15V, 3000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı

60 V DA gerilim ve 1000 d/d referans hız için elde edilen fazlar arası gerilim, DA-link gerilimi ve a-fazı stator akımı Şekil 8.20’de gösterilmiştir.



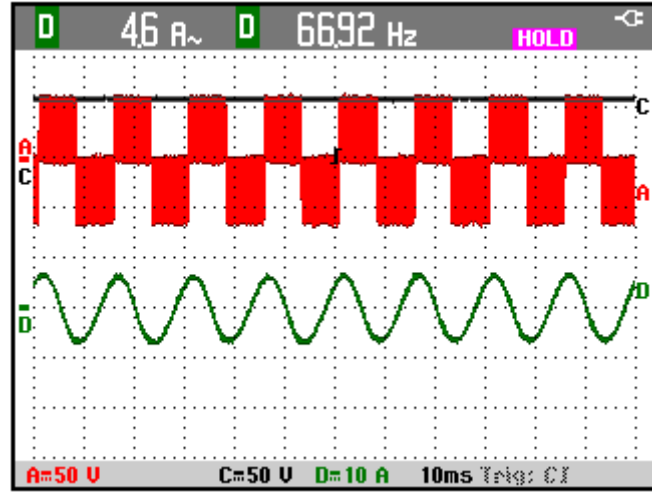
Şekil 8.20 60V, 1000 d/d hız için Kanal-A) V_{ab} gerilimi, Kanal-B) DA-Link gerilimi, Kanal-D) Stator akımı

Şekil 8.20’de gösterilen motor fazlar arası gerilim ve faz akımı Şekil 8.21’de detaylı olarak incelenmiştir. Motor akımı 4,7 A olarak ölçülmüştür. V_{ab} gerilimine ait THD değeri %32,74 iken i_a stator akımına ait THD değeri %6,62 olarak hesaplanmıştır.



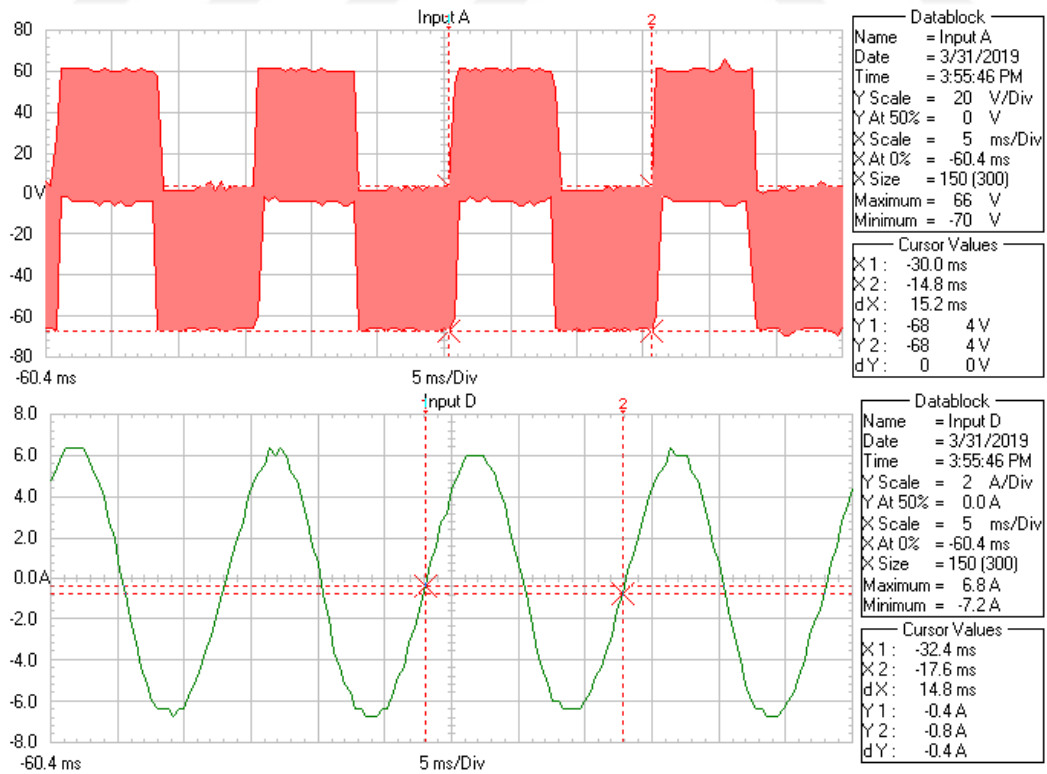
Şekil 8.21 60 V, 1000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı

2000 d/d referans hız ve 60 V DA gerilim için elde edilen osiloskop görüntüsü Şekil 8.22’de verilmiştir.



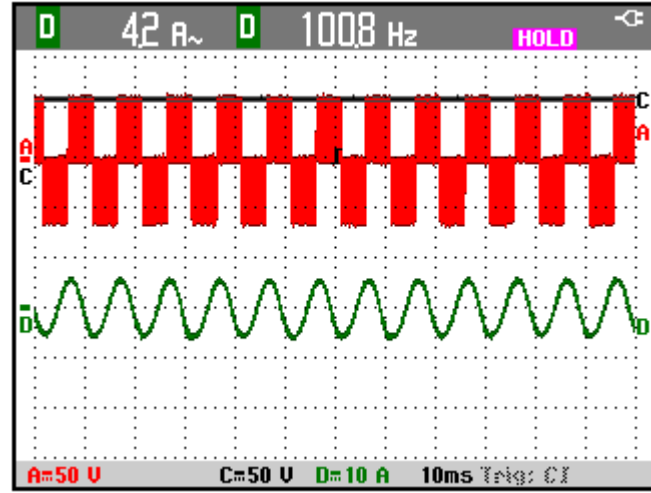
Şekil 8.22 60V, 2000 d/d hız için Kanal-A) V_{ab} gerilimi, Kanal-B) DA-Link gerilimi, Kanal-D) Stator akımı

Motora ait detaylı grafikler Şekil 8.23’te verilmiştir. Motor 60 V gerilim ve 2000 d/d hız ile dönerken inverter fazlar arası çıkış geriliminin THD değeri % 37.42’dir. Motor faz akımına ait sinyalin THD’si ise %5.36 olarak ölçülmüştür.



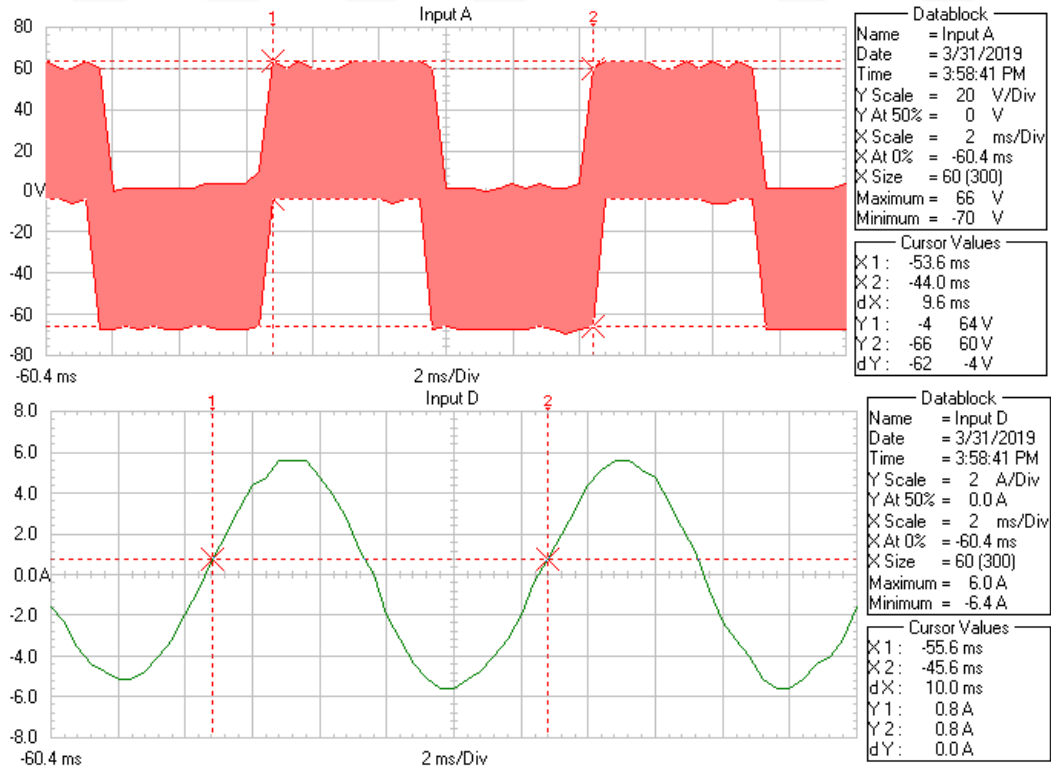
Şekil 8.23 60 V, 2000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı

3000 d/d referans hız ve 60 V DA gerilim için elde edilen grafikler Şekil 8.24'te verilmiştir. Motorun faz akımı 4.2 A ve elektriksel frekansı 100.8 Hz'dir.

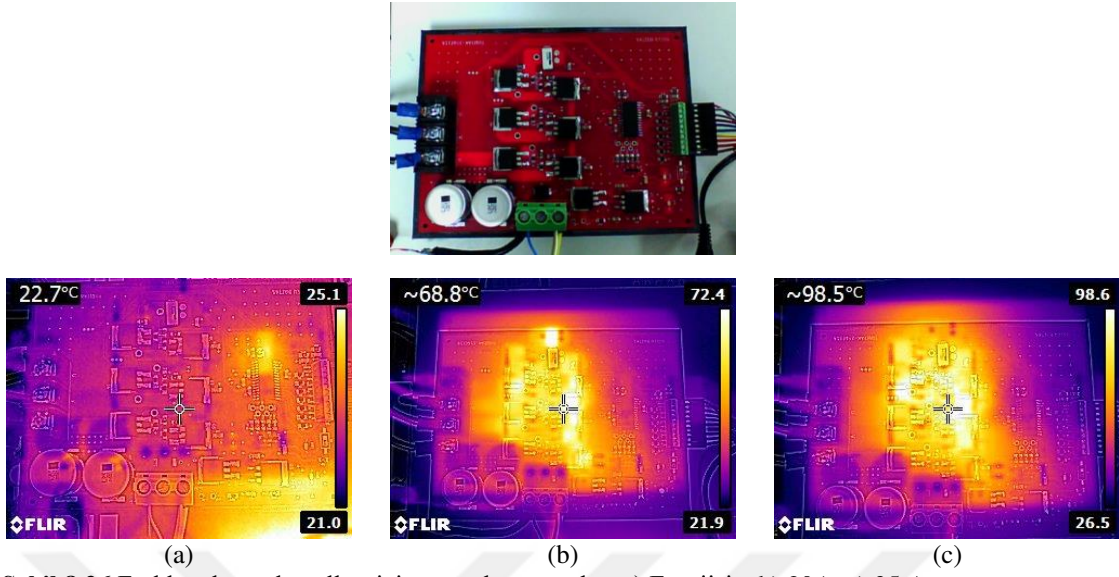


Şekil 8.24 60V, 3000 d/d hız için Kanal-A) V_{ab} gerilimi, Kanal-B) DA-Link gerilimi, Kanal-D) Stator akımı

3000 d/d motor hızı için detaylı grafikler Şekil 8.25'te verilmiştir. Motor 60 V gerilim ve nominal hız ile dönerken inverter fazlar arası çıkış geriliminin THD değeri % 33.77'dir. Motor faz akımına ait sinyalin THD'si ise %5.51 olarak ölçülmüştür.



Şekil 8.25 60 V, 3000 d/d hız için sürekli durum; a) V_{ab} gerilimi, b) i_a stator akımı

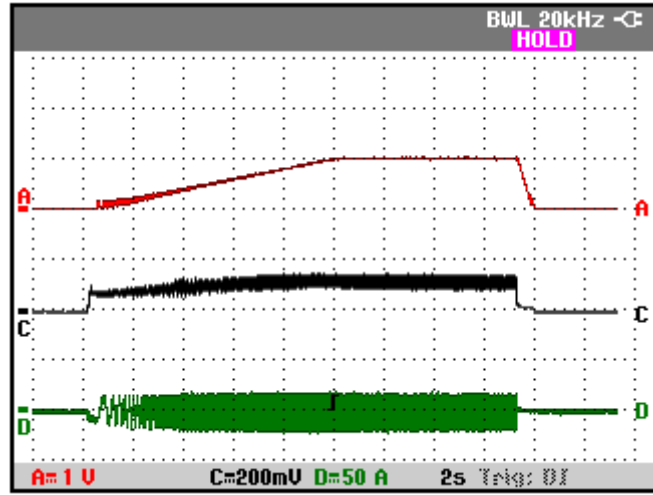


Şekil 8.26 Farklı çalışma koşulları için termal görüntüler; a) Enerjisiz, b) 20A, c) 35 A

Anahtarlar üzerindeki sıcaklık dağılımını ve sürücü üzerindeki diğer bileşenlerin sıcaklıklarını ölçmek için soğutucu bağlamadan termal sonuçlar incelenmiştir. Tasarlanan sürücünün farklı çalışma koşulları altındaki termal görüntüleri Şekil 8.26'da verilmiştir. Motora enerji verilmeden önce sürücünün 25,1 °C ortam sıcaklığına sahip olduğu Şekil 8.26a'da gösterilmiştir. Motor stator faz akımı 20 A iken sürücü sıcaklığı 72,4 °C'ye kadar yükseldiği Şekil 8.26b'de gösterilmiştir. Motor stator akımı 35 A'e ayarlanarak maksimum çalışma koşulu sağlanmıştır. Bu durumda ise MOSFET'lerin paket sıcaklıkları 98,6 °C'ye çıkmıştır. Anahtarların birleşim sıcaklığı maksimum 175 °C'ye kadar dayanabilmektedir. Termal sonuçlar incelendiğinde; sürücüde kullanılan anahtarlar uygun sıcaklıkta olduğu görülmüştür. Fakat koruma amaçlı olarak deneysel çalışmalar sırasında anahtarlar üzerine soğutucu eklenmiştir.

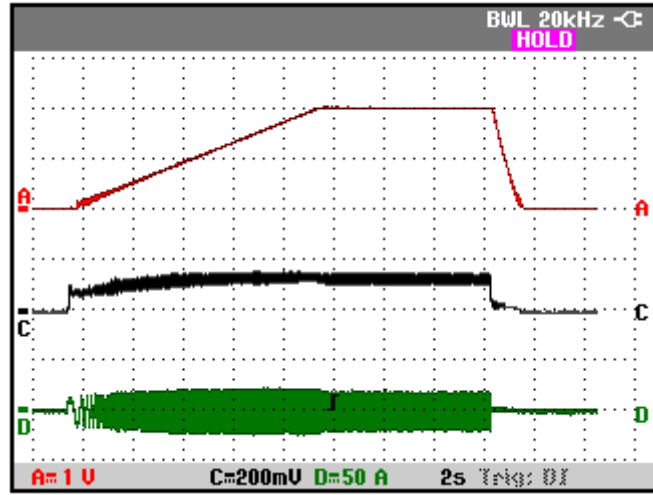
Motor hızı analog bilgi olarak osiloskop ekranına 1000 (d/d)/V olarak aktarılmıştır. Ayrıca yük ölçümü, moment ölçüm cihazıyla osiloskop ekranına 4 Nm/V oranı ile aktarılmıştır. Farklı yük koşulları ve farklı referans hızları için motorun hız, moment ve stator akımı incelenmiştir. Motora 10 s'lik rampa referans hız fonksiyonu ile yol verilmiştir.

Şekil 8.27'de görüldüğü gibi 0,5 Nm yük ve 1000 d/d referans hız için motor çalıştırılmıştır. Motor referans hızı arzu edildiği şekilde takip ederek 1000 d/d hıza ulaşmıştır. Kontrolör; motorun hızlanması sırasında yükün ihtiyaç duyduğu akım değerini düzgün bir şekilde kontrol edebildiği gözlemlenmiştir.



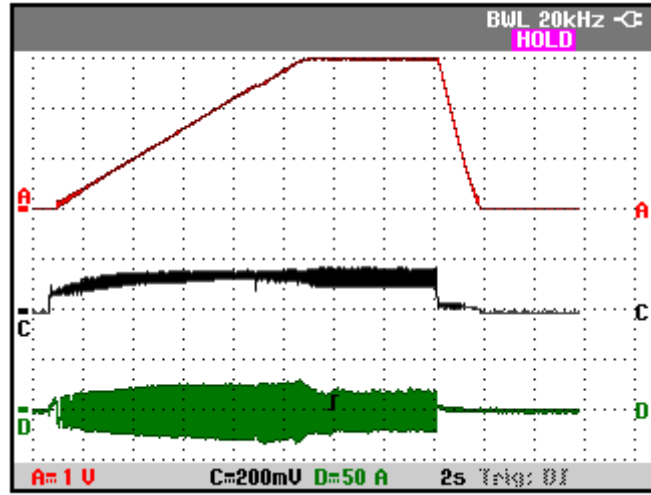
Şekil 8.27 0,5 Nm - 1000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı

2000 d/d motor referans hızı ve 0,5 Nm yük için motora ait hız, moment ve akım dalga şekilleri Şekil 8.28’de gösterilmiştir. Motor kalkış sırasında mekanik olarak darbe oluşturmaması için rampa şeklinde bir referans hız fonksiyonu tercih edilmiştir.



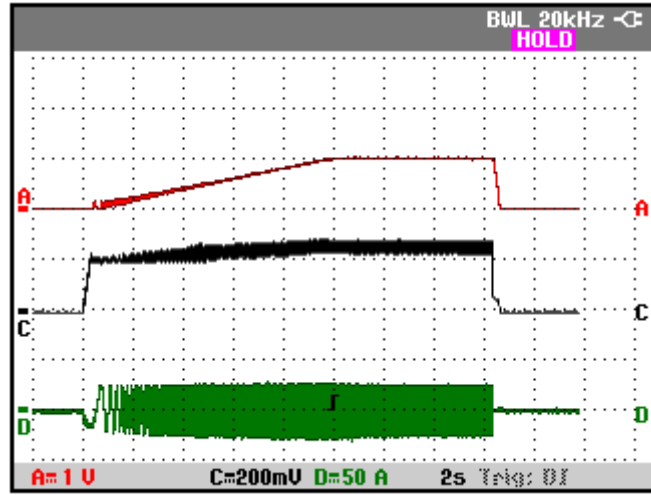
Şekil 8.28 0,5 Nm - 2000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı

Aynı yük koşulunda motor referans hızı 3000 d/d’ya çıkarılarak Şekil 8.29’da verilen motor sonuçları elde edilmiştir. Motor akımı kalkış sırasında 3000 d/d hıza yaklaşırken sürekli durumdaki akımından bir miktar daha fazla akım ihtiyacı duyduğu gözlemlenmiştir. Bu durum mekanik yükün lineer olarak yükleme yapamamasından kaynaklanmaktadır.



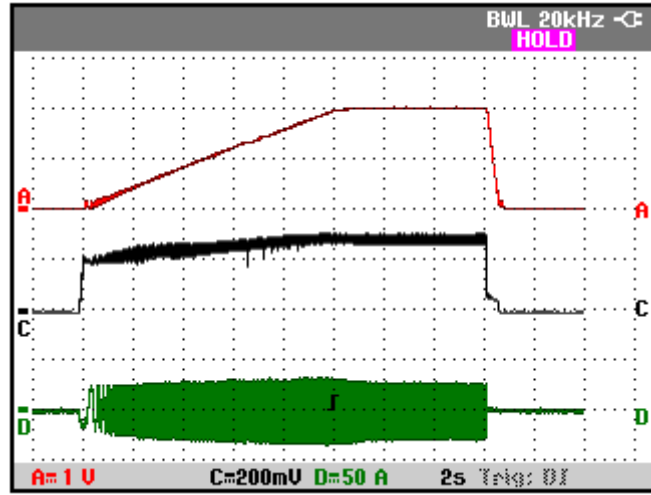
Şekil 8.29 0,5 Nm - 3000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı

1 Nm yük ve 1000 d/d referans hızı için motor çalıştırılarak benzer sonuçlar Şekil 8.30'da gösterildiği gibi elde edilmiştir. Tüm sonuçlardan da görüldüğü gibi yük cihazı belirli bir hızın üzerinde ayarlanan yükü üretebildiği görülmüştür.



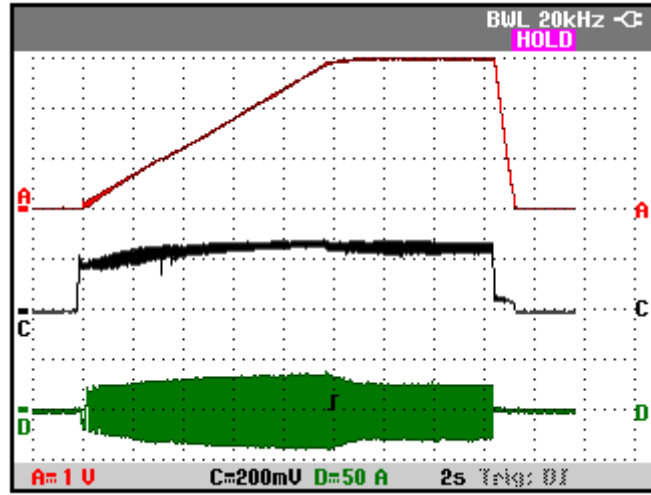
Şekil 8.30 1 Nm - 1000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı

1 Nm yük için motor referans hızı 2000 d/d çıkarılarak Şekil 8.31'de gösterilen sonuçlar elde edilmiştir. Yükleme sonuçları alınırken bazen motor ve yük arasındaki bağlantı mekaniğinde titreşimler oluşabildiğinden dolayı yük sonuçlarında istenmeyen titreşimler oluşabilmektedir. Bu durumun yaklaşık 1200 d/d hızda meydana geldiği Şekil 8.31'de görülmektedir.



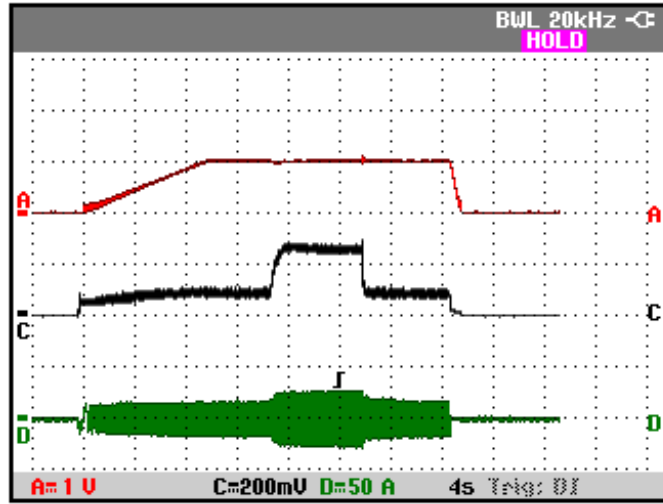
Şekil 8.31 1 Nm - 2000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı

3000 d/d referans hız ve 1 Nm yük için Şekil 8.32’de verilen motor sonuçları elde edilmiştir. Motor referans hıza ulaştıktan sonra motor akımı ve moment salınımlarının minimize olduğu görülmüştür.



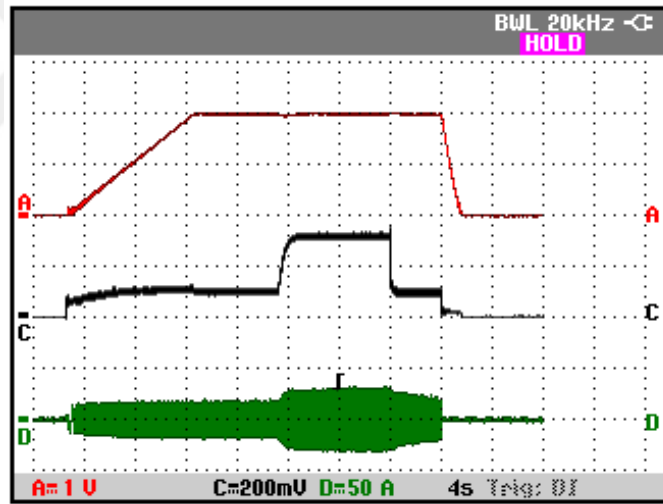
Şekil 8.32 1 Nm - 3000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı

Farklı yük geçişleri için 1000 d/d referans hız için elde edilen sonuçlar Şekil 8.33’te verilmiştir. Diğer sonuçlar ile karşılaştırıldığında; motor yükü arttığından dolayı talep edilen motor akımının da arttığı görülmüştür.



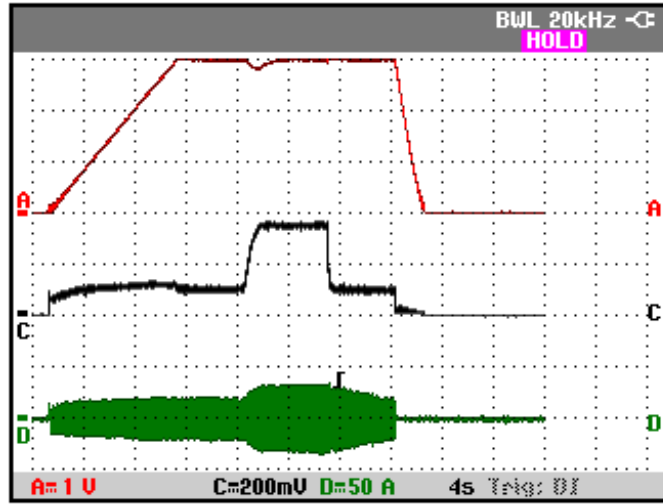
Şekil 8.33 Farklı yük - 1000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı

2000 d/d motor referans hızında farklı yük geçişlerindeki motor sonuçları Şekil 8.34’te gösterildiği gibi elde edilmiştir.



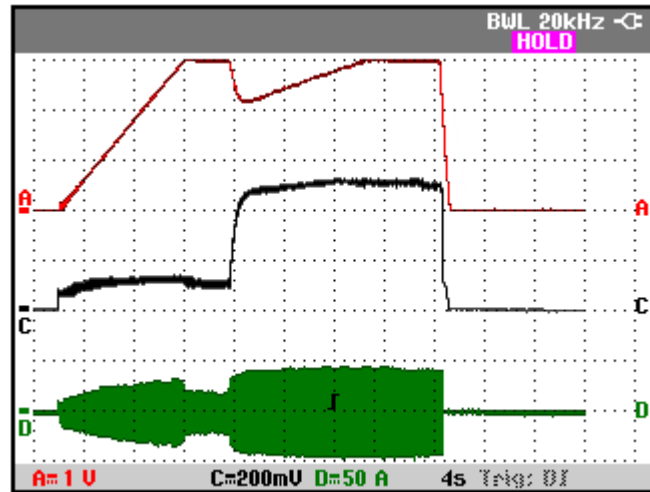
Şekil 8.34 Farklı yük - 2000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı

Şekil 8.35’te gösterildiği gibi motor nominal hız değerinde 0,5 Nm yükte çalışırken yük aniden yaklaşık 3 katına çıkarılmıştır. Daha sonra tekrar yük aniden 0,5 Nm’ye düşürülmüştür. Motor istenilen dinamiği sağlayabilmiştir. Ani yük artışında motor hızı bir miktar düşükten sonra tekrar 3000 d/d hız değerine ulaşabilmiştir.



Şekil 8.35 Farklı yük - 3000 d/d için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı

Şekil 8.36’da gösterildiği gibi motor nominal hız değerinde ve nominal moment değerinde çalıştırılmıştır. Motor 0,5 Nm yükte çalışırken yük aniden 2,1 Nm’ye çıkarılmıştır. Motor dinamiğinin geç cevap vermesinin sebebi; motor momentinin kontrolör kısmında sınırlandırılması ve dolayısıyla motorun akım sınırından dolayı geç cevap vermesidir. Motor ve sürücü bir pompa yüküne göre tasarlandığı için pompa yükünün bu şekilde bir davranış sergileyemeyeceği söylenebilir.



Şekil 8.36 Nominal yük ve hız için; Kanal-A) Hız, Kanal-C) Moment, Kanal-D) Motor faz akımı

Tüm deneysel sonuçlar incelendiğinde; akım kontrolörleri ve hız kontrolörü sayesinde motorun arzu edilen referans değerlerine düzgün bir şekilde ulaştığı görülmüştür. Böylece tasarlanan motor, geliştirilen yazılım ve tasarlanan sürücü sisteminin yük koşulları altında testleri yapılmıştır ve tezin amacına uygun tatminkâr sonuçlar elde edilmiştir.

SONUÇLAR

Endüstriyel ve diğer uygulamalarda kullanılan elektrik enerjisi tüketiminin büyük bir kısmını elektrik motorları oluşturmaktadır. Elektrik motorlarının kullanım alanlarının başında pompa sistemleri gelmektedir. Bundan dolayı bu tür uygulamalar için yapılacak her türlü katkı toplam enerji tüketimi üzerinde önemli bir rol oynayacaktır. Son zamanlarda PV paneller ile beslenen sulama sistemleri üzerine birçok uygulama yapılmaya başlanmıştır. Ayrıca bu tür sistemlerde kullanılan motor ve sürücünün verimi de önem arz etmektedir. Birçok gelişmiş ülkede olduğu gibi ülkemizde de alternatif enerji kaynakları kullanımının yaygınlaştırılması gerekmektedir. Ayrıca, lokal olarak çalışabilen düşük güçlü sistemlerin şebekeden bağımsız olarak güneş enerjisi yardımıyla üretilen elektrik enerjisinden beslenmesi büyük bir avantaj sağlamaktadır. Güneş enerjisinden elektrik enerjisi elde etmek için kullanılan PV panellerin verimleri %20'den daha fazla olamamasından dolayı PV panelden elektrik enerjisi üretmenin en verimli yolu MPPT'nin yapılarak çalışmanın sağlanmasıdır.

Bu tezde; yenilenebilir enerji kaynaklarının başında gelen güneş enerjisinden maksimum fayda sağlayabilmek için mevcut sistemlere alternatif olarak yeni bir motor tasarımı ve sürücü sistemi geliştirilmiştir. Geleneksel sistemlerde, PV panel geriliminin yükseltici çevirici yardımıyla yükseltilmesi ve bir inverter ile IM'nin kontrol edilmesi gerekmektedir. Fakat bu yapının daha karmaşık, daha maliyetli ve daha düşük verimli bir sistem olduğu söylenebilir. Bu yüzden bu sisteme alternatif olarak düşük gerilim ile çalışabilen yeni bir motor ve sürücü yapısı önerilmiştir. Son zamanlarda, özellikle sürücülü sistemlerinde IM'lere alternatif olarak düşük gerilim ile çalışabilen DMSM / Fırçasız DA Motorlar ve SynRM'ler ön plana çıkmaya başlamıştır. Bu motorlar hem verim hem de motor dinamiği açısından yüksek değerlere sahiptirler. Ancak DMSM'ler rotorlarındaki daimi mıknatıslardan dolayı sisteme ek maliyet getirmektedir. SynRM'ler IM'lerden daha düşük üretim maliyetlerine sahiptirler. Bu çalışmada; PV panel veya akü ile doğrudan çalışabilecek düşük gerilimli bir SynRM tasarlanmıştır. Böylece hem düşük maliyetli hem de yüksek verimli bir sistem elde edilmiştir.

Düşük gerilim ile çalışabilen bir SynRM, GA optimizasyon tekniğiyle tasarlanmıştır. Tasarlanan motor için gerekli analizler motor tasarım programı yardımıyla gerçekleştirilmiştir ve sunulmuştur. SynRM'nin kontrol edilmesi için gerekli olan vektör

kontrolü benzetim sonuçları ile test edilmiştir. SynRM ve sürücü kontrol sistemi MATLAB ortamında analiz edilmiştir. Ayrıca tasarlanan motor ve sürücü sistemi, MPPT algoritması ile benzetim ortamında test edilmiştir. Daha sonra tasarlanan motor ve inverter, PV panelin üretebileceği gerilim seviyelerindeki bir DA kaynak kullanılarak deneysel ortamda farklı gerilim seviyelerinde test edilmiştir. Benzetim sonuçları ile deneysel sonuçların benzer olduğu gözlemlenmiştir. Bu tez çalışmasının asıl amacı olan motor tasarımı ve sürücü tasarımı başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar doğrultusunda bu tasarımların ticari platforma taşınabileceği söylenebilir. Motor optimizasyonu sırasında kullanılan tasarım ve analiz programlarında motor verimi %87,9 olarak tasarlanmıştır. Analiz sonuçlarında; motor Ultra-Premium Verim (IE5) sınıfında görülmesine rağmen deneysel sonuçlarda motor verimi %81,2 olarak Premium Verim (IE3) sınıfında elde edilebilmiştir. Bunun sebebi; kullanılan malzemeler, üretim ve montajdan kaynaklandığı söylenebilir.

Bu tez çalışması sayesinde; mevcut sistemlere önemli bir alternatif olarak PV panel, batarya veya herhangi bir düşük gerilimli DA kaynağı ile doğrudan beslenebilen yüksek verime sahip düşük gerilim seviyeli motor ve sürücü sisteminin elde edilebileceği gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Aydogmus, O.**, 2012. Design of a solar motor drive system fed by a direct-connected photovoltaic array, *Adv. Electr. Comput. Eng.*, **12(3)**, 53–58.
- [2] **Aydogmus, O.**, 2011. Matris çevirici ile beslenen sürekli mıknatıslı senkron motor sürücü tasarımı ve algılayıcısız hız denetimi, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [3] **Kostko, J.K.**, 1923. Polyphase reaction synchronous motors, *J. Am. Inst. Electr. Eng.*, **42(11)**, 1162–1168.
- [4] **Cruickshank, A.J.O. Anderson, A.F. and Menzies, R.W.**, 1971. Theory and performance of reluctance motors with axially laminated anisotropic rotors, *Proc. Inst. Electr. Eng.*, **118(7)**, 887-894.
- [5] **Douglas, J.F.H.**, 1960. Pull-in criterion for reluctance motors, *Trans. Am. Inst. Electr. Eng. Part II Appl. Ind.*, 79(3), 139–142.
- [6] **Cruickshank, A.J.O. Menzies, R.W. and Anderson, A.F.**, 1966. Axially laminated anisotropic rotors for reluctance motors, *Proc. Inst. Electr. Eng.*, **113(12)**, 2058-2060.
- [7] **Boglietti, A. Pastorelli, M.**, 2008. Induction and synchronous reluctance motors comparison, *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2041–2044.
- [8] **Boldea, I.**, 1996. Reluctance synchronous machines and drives, Clarendon Press, Oxford, England.
- [9] **Fernandez-Bernal, F. Garcia-Cerrada, A., and Faure, R.**, 1998. Efficient control of reluctance synchronous machines, *IECON '98. Proc. 24th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, **2**, 923–928.
- [10] **Betz, R.E.**, 1992. Theoretical aspects of control of synchronous reluctance machines, *IEE Proc. B Electr. Power Appl.*, **139(4)**, 355-364.
- [11] **Xu, L. Xu, X. Lipo, T.A. and Novotny, D.W.**, 1991. Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **27(5)**, 977–985.
- [12] **Tuovinen, T.**, 2014. Model-based position estimation for synchronous reluctance motor drives, *PhD Thesis*, Aalto University, School of Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering and Automation, Finland.
- [13] **Moghaddam, R.R.**, 2007. Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design, *Master Thesis*, Royal Institute of Technology, Department of Electrical Engineering, Stockholm.
- [14] **Haataja, J.**, 2003. A comparative performance study of four-pole induction motors and synchronous reluctance motors in variable speed drives, *PhD Thesis*, Lappeenranta University of Technology, Finland.
- [15] **Kiriyama, H. Kawano, S. Honda, Y. Higaki, T. Morimoto, S. and Takeda, Y.** 1998, High performance synchronous reluctance motor with multi-flux barrier for the appliance industry, in *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting*, USA, October 1998, 111–117.
- [16] **Kamper, M.J. Van Der Merwe, F.S. and Williamson, S.** 1996. Direct finite element design optimisation of the cageless reluctance synchronous machine, *IEEE Trans. Energy Convers.*, **11(3)**, 547–553.
- [17] **Lipo, T.A.**, 1991. Synchronous Reluctance Machines-A Viable Alternative for AC Drives?, *Electr. Mach. Power Syst.*, **19(6)**, 659–671.
- [18] **Vagati, A. Pastorelli, M. Guglielmi, P. and Canova, A.**, 2002. Synchronous reluctance motor based sensorless drive for general purpose application, Polytechnic

- of Torino, **1** TO1-TO14.
- [19] **Matsuo, T. and Lipo, T.A.**, 1994. Rotor design optimization of synchronous reluctance machine, *IEEE Trans. Energy Convers.*, **9(2)**, 359–365.
 - [20] **Vagati, A.**, 1994. The synchronous reluctance solution: a new alternative in A.C. drives, *Proceedings of IECON'94-20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Bologna, Italy, September 1994, 1–13.
 - [21] **Armando, E. Guglielmi, P. Pellegrino, G. Pastorelli, M. and Vagati, A.**, 2009. Accurate Modeling and Performance Analysis of IPM-PMASR Motors, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **45(1)**, 123–130.
 - [22] **Fratta, A. and Vagati, A.**, 1992. Synchronous reluctance vs induction motor: a comparison, *PICM Power conversion & Intelligent Motion*, Nurnberg, April 1992, 179–186.
 - [23] **Staton, D.A. Miller, T.J.E. and Wood, S.E.**, 1993. Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor, *IEE Proc. B Electr. Power Appl.*, **140(4)**, 249–259.
 - [24] **Marongiu, I. and Vagati, A.**, 1991. Improved modelling of a distributed anisotropy synchronous reluctance machine, in *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, USA, 28 Sept-4 Oct. 1991, 238–243.
 - [25] **Di Nardo, M.**, 2017. Design of high speed synchronous reluctance machine, *PhD Thesis*, University of Nottingham,
 - [26] **Sathyan, S.**, 2013. Synchronous Reluctance Motor for Household Application, *Master Thesis*, Aalto University, School of Electrical Engineering, Finland.
 - [27] **Pellegrino, G. Jahns, T.M. Bianchi, N. Soong, W. and Cupertino, F.**, 2016. The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Wisconsin-Madison, USA.
 - [28] **Yokoi, M. Fukami, T. Shima, K. Hanaoka, R. and Takata, S.**, 2008. Performance Evaluation of a Dual-Winding Reluctance Generator with a Multiple-Barrier Rotor, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **128(1)**, 64–70.
 - [29] **Barta, J. Ondrusek, C.**, 2015. Rotor design and optimization of synchronous reluctance machine, *Science Journal*, 555–559.
 - [30] **Betz, R.E. Lagerquist, R. Jovanovic, M. Miller, T.J.E. and Middleton, R.H.**, 1993. Control of synchronous reluctance machines, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **29(6)**, 1110–1122.
 - [31] **Chiba, A. and Fukao, T.**, 1992. A closed-loop operation of super high-speed reluctance motor for quick torque response, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **28(3)**, 600–606.
 - [32] **Lawrenson, P.J. and Agu, L.A.**, 1964. Theory and performance of polyphase reluctance machines, *Proc. Inst. Electr. Eng.*, **111(8)**, 1435–1445.
 - [33] **Honsinger, V.**, 1971. Steady-State Performance of Reluctance Machines, *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, **PAS-90(1)**, 305–317.
 - [34] **Honsinger, V.**, 1971. The Inductances L_d and L_q of Reluctance Machines, *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, **PAS-90(1)**, 298–304.
 - [35] **Honsinger, V.**, 1972. Inherently Stable Reluctance Motors Having Improved Performance, *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, **PAS-91(4)**, 1544–1554.
 - [36] **Klingshirn, E.A.**, 1978. DC Standstill Torque Used to Measure L_q of Reluctance and Synchronous Machines, *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, **PAS-97(5)**, 1862–1869.
 - [37] **Lawrenson, P.J.**, 1965. Two-speed operation of salient-pole reluctance machines, *Proc. Inst. Electr. Eng.*, **112(12)**, 2311–2316.
 - [38] **Fong, W.**, 1967. Change-speed reluctance motors, *Proc. Inst. Electr. Eng.*, **114(6)**,

- 797-801.
- [39] **Hassan, S.A. Osheiba, A.M.F. and Mohamadein, A.L.,** 1980. Performance of Different Types of Reluctance Motors, Experimental Comparative Study, *Electr. Mach. Power Syst.*, **5(3)**, 225–236.
 - [40] **Mohamadein, A.L. Rahim, Y.H.A. and Al-khalaf A.S.,** 1990. Steady-state performance of self-excited reluctance generators, *IEE Proc. B Electr. Power Appl.*, **137(5)**, 293-298.
 - [41] **Toliat, H.A. Xu, L. and Lipo, T.A.,** 1992. A five-phase reluctance motor with high specific torque, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **28(3)**, 659–667.
 - [42] **Fukao, T. Chiba, A. and Matsui, M.,** 1989. Test results on a super-high-speed amorphous-iron reluctance motor, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **25(1)**, 119–125.
 - [43] **Chiba, A. Nakamura, F. Fukao, T. and Rahman, M.A.,** 1991. Inductances of cageless reluctance-synchronous machines having nonsinusoidal space distributions, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **27(1)**, 44–51.
 - [44] **Lawrenson P.J. and Agu L.A.,** 1963. A new unexcited synchronous machine, *Proc. Inst. Electr. Eng.*, **110 (7)**, 1275.
 - [45] **Lawrenson P.J. and Agu, L.A.,** 1964, Low-inertia reluctance machines,” *Proc. Inst. Electr. Eng.*, **111(12)**, 2017-2025.
 - [46] **Rao, S.C.,** 1976. Dynamic performance of reluctance motors with magnetically anisotropic rotors, *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, **95(4)**, 1369–1376.
 - [47] **Ramamoorthy, M. and Rao, P.J.,** 1979. Optimization of Polyphase Segmented-Rotor Reluctance Motor Design: A Nonlinear Programming Approach, *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, **PAS-98(2)**, 527–535.
 - [48] **Chalmers, B.J. Musaba, L.,** 1998. Design and field-weakening performance of a synchronous reluctance motor with axially laminated rotor, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **34(5)**, 1035-1041.
 - [49] **Wung, P.Y.P. Puttgen H.B.,** 1992. Synchronous reluctance motor operating point dependent parameter determination, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **28(2)**, 358-363.
 - [50] **Park, J.M. Kim, S.I. Hong, J.P. and Lee, J.H.,** 2006. Rotor Design on Torque Ripple Reduction for a Synchronous Reluctance Motor With Concentrated Winding Using Response Surface Methodology, *IEEE Trans. Magn.*, **42(10)**, 3479–3481.
 - [51] **Jahns, T.M. Kliman, G.B. and Neumann, T.W.,** 1986. Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **IA-22(4)**, 738–747.
 - [52] **Miller, T.J.E. Hutton, A. Cossar, C. and Staton, D.A.,** 1991. Design of a synchronous reluctance motor drive, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **27(4)**, 741–749.
 - [53] **Menzies, R.,** 1972. Theory and Operation of Reluctance Motors with Magnetically Anisotropic Rotors Part I Analysis, *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, **PAS-91(1)**, 35–41.
 - [54] **Boldea, I. Fu, Z.X. and Nasar, S.A.,** 1993. High-performance reluctance generator, *IEE Proc. B Electr. Power Appl.*, **140(2)**, 124-130.
 - [55] **Platt, D.,** 1992. Reluctance motor with strong rotor anisotropy, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **28(3)**, 652–658.
 - [56] **Boldea, I. Fu, Z.X. and Nasar, S.A.,** Performance evaluation of axially-laminated anisotropic (ALA) rotor reluctance synchronous motors, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **30(4)**, 977–985.
 - [57] **W. L. Soong,** 1994. Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives, *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, **141(6)**, 331-340.
 - [58] **Soong, W.L. Staton, D.A. and Miller, T.J.E.,** 1995. Design of a new axially-

- laminated interior permanent magnet motor, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **31(2)**, 358–367.
- [59] **Vagati, A.**, 1994. The synchronous reluctance solution: a new alternative in AC drives, *Proceedings of IECON'94-20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Bologna, Italy, September 1994, 1-13
 - [60] **Cai, S. Shen, J. Hao, H. and Jin, M.**, 2017. Design methods of transversally laminated synchronous reluctance machines, *CES Trans. Electr. Mach. Syst.*, **1(2)**, 164–173.
 - [61] **Wang, K. Zhu, Z.Q. Ombach, G. Koch, M. Zhang, S. and Xu, J.**, 2013. Optimal slot/pole and flux-barrier layer number combinations for synchronous reluctance machines, *2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monte Carlo, Monaco, March 2013, 1–8.
 - [62] **Fratta, A. Troglia, G. Vagati, A. and Villata, F.**, 1993. Evaluation of torque ripple in high performance synchronous reluctance machines, *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, Toronto, Ontario, Canada, October 1993, 163-170.
 - [63] **Boglietti, A. Cavagnino, A. Pastorelli, M. and Vagati, A.**, 2005. Experimental comparison of induction and synchronous reluctance motors performance, *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, Kowloon, Hong Kong, China, October 2005, 474–479.
 - [64] **Vagati, A. Fratta, A. Franceschini, G. and Rosso, P.M.**, 1995. AC motors for high-performance drives: a design-based comparison, *IAS '95 Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, Orlando, FL, USA, October 1995, 725–733.
 - [65] **Boglietti, A. Cavagnino, A. Pastorelli, M. Staton, D. and Vagati, A.**, 2006. Thermal analysis of induction and synchronous reluctance motors, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **42(3)**, 675-680.
 - [66] **Germishuizen, J.J. Van der Merwe, F.S. Van der Westhuizen, K. and Kamper, M.J.**, 2000. Performance comparison of reluctance synchronous and induction traction drives for electrical multiple units, *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*, Rome, Italy, October 2000, 316–323.
 - [67] **A. Fratta, A. Vagati, and F. Villata**, 1989. On the evolution of AC machines for spindle drive applications,” in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, San Diego, CA, USA, October 1989, 699–704.
 - [68] **Al-Zuheri, A. Luong, L. and Xing, K.**, 2014. A Framework for the Modelling and Optimisation of a Lean Assembly System Design with Multiple Objectives, *Smart Manufacturing Innovation and Transformation: Interconnection and Intelligence*, 96–125.
 - [69] **Kirkpatrick, S. Gelatt, C.D. and Vecchi, M.P.**, 1983. Optimization by simulated annealing, *Science*, **220**, 671–680.
 - [70] **Glover, F.**, 1989. Tabu Search—Part I, *ORSA J. Comput.*, **1(3)**, 190–206.
 - [71] **Goldberg, D.E.**, 1989. Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning, Addison-Wesley Longman Publishing, Boston, USA.
 - [72] **Deb, K.**, 2012. *Optimization for engineering design: algorithms and examples*, Prentice Hall of India.
 - [73] **Reklaitis, A Ravindran K. Ragsdell, M.**, 1985. Engineering Optimization. Methods And Applications G V, *Eng. Optim.*, **8(4)**, 333–334.
 - [74] **Perlumutter, D.D.**, 1967. Geometric programming, *AIChE J.*, **13(4)**, 829–830.
 - [75] **Gibson, J.**, 1977. The selfish gene, *Aggress. Behav.*, Oxford University, London, **3(4)**, 393–394.

- [76] **Beals, K.L.**, 1988. The blind watchmaker, *Am. J. Phys. Anthropol.*, **76(4)**, 561–561.
- [77] **Holland J.H.**, 1975. Adaptation in natural and artificial systems : an introductory analysis with applications to biology, control, and artificial intelligence, The University of Michigan Press, USA.
- [78] **Bagley, J.D.**, 1967. The behavior of adaptive systems which employ genetic and correlation algorithms, *PhD Thesis*, University of Michigan, USA.
- [79] **Cavicchio, D.J.**, 1970. Adaptive search using simulated evolution, *PhD Thesis*, University of Michigan, USA.
- [80] **De Jong, K.A.**, 1975. Analysis of the behavior of a class of genetic adaptive systems, *PhD Thesis*, University of Michigan, USA.
- [81] **Bethke, A.D.**, 1980. Genetic algorithms as function optimizers, *PhD Thesis*, Department of Computer and Communication Sciences, University of Michigan, USA.
- [82] **Deb, K.**, 1997. Genetic Algorithm in Search and Optimization: The Technique and Applications, *PROC. INT. Work. SOFT Comput. Intell. Syst.*, 58-87.
- [83] **Banerjee, P. Zhou, Y. and Montreuil, B.**, 1997. Genetically assisted optimization of cell layout and material flow path skeleton, *IIE Trans.*, **29(4)**, 277–291.
- [84] **Dikos, A. Nelson, P.C. Tirpak, T.M. and Wang, W.**, 1997. Optimization of high-mix printed circuit card assembly using genetic algorithms, *Ann. Oper. Res.*, **75**, 303–324.
- [85] **Khoo, L.P. Lee, S.G. and Yin, X.F.**, 2000. A Prototype Genetic Algorithm-Enhanced Multi-Objective Scheduler for Manufacturing Systems, *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, **16(2)**, 131–138.
- [86] **Manzini, R. Gamberi, M. Regattieri, A. and Persona, A.**, 2004. Framework for designing a flexible cellular assembly system, *Int. J. Prod. Res.*, **42(17)**, 3505–3528.
- [87] **Feyzbakhsh, S.A. and Matsui, M.**, 1999. Adam–Eve-like genetic algorithm: a methodology for optimal design of a simple flexible assembly system, *Comput. Ind. Eng.*, **36(2)**, 233–258.
- [88] **Ho, W. and Ji, P.**, 2006. A genetic algorithm approach to optimising component placement and retrieval sequence for chip shooter machines, *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, **28**, 556–560.
- [89] **Wong, W.K. Chan, C.K. Kwong, C.K. Mok, P.Y. and Ip, W.H.**, 2005. Optimization of manual fabric-cutting process in apparel manufacture using genetic algorithms, *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, **27**, 152–158.
- [90] **Rekiek, B. De Lit, P. and Delchambre, A.**, 2002. Hybrid assembly line design and user's preferences, *Int. J. Prod. Res.*, **40(5)**, 1095–1111.
- [91] **Syswerda, G.**, 1993. Simulated Crossover in Genetic Algorithms, *Foundations of Genetic Algorithms*, **2**, 239–255.
- [92] **Kramer, O.**, 2008. Self-adaptive heuristics for evolutionary computation, *Studies in Computational Intelligence*, Springer.
- [93] **Kramer, O. and Schwefel, H.P.**, 2006. On three new approaches to handle constraints within evolution strategies, *Nat. Comput.*, **5(4)**, 363–385.
- [94] **Beyer H.G. and Schwefel, H.P.**, 2002. Evolution strategies—A comprehensive introduction, *Nat. Comput.*, **1(1)**, 3–52.
- [95] **Kramer, O.**, 2017. *Genetic algorithm essentials*, Studies in Computational, Springer International Publishing.
- [96] **Boztas, G. Aydogmus, O. Caner, M. and Guldemir, H.**, 2019. Design, optimization, and implementation of low-voltage synchronous reluctance motor for solar-powered systems, *IET Power Electr.*, DOI:10.1049/iet-pel.2018.5895.

- [97] **Vagati, A. Franceschini, G. Marongiu, I. and Trogia, G.P.**, 1992. Design criteria of high performance synchronous reluctance motors, *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Houston, TX, USA, 66–73,
- [98] **Hofmann, H.F. Sanders, S.R. and EL-Antably, A.**, 2004. Stator-Flux-Oriented Vector ontrl of Synchronous Reluctance Machines With Maximized Efficiency, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **51(5)**, 1066–1072.
- [99] **Morales-Caporal, R. and Pacas, M.**, 2008. Encoderless Predictive Direct Torque Control for Synchronous Reluctance Machines at Very Low and Zero Speed, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **55(12)**, 4408–4416.
- [100] **Liu, T.H. and Hsu, H.H.**, 2007. Adaptive controller design for a synchronous reluctance motor drive system with direct torque control, *IET Electr. Power Appl.*, **1(5)**, 815–824.
- [101] **Morales-Caporal, R. and Pacas, M.**, 2007. A Predictive Torque Control for the Synchronous Reluctance Machine Taking Into Account the Magnetic Cross Saturation, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **54(2)**, 1161–1167.
- [102] **Lee, H.D. Kang, S.J. and Sul, S.K.**, 1999. Efficiency-optimized direct torque control of synchronous reluctance motor using feedback linearization, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **46(1)**, 192–198.
- [103] **Lee, S. Song, B.M. and Won, T.H.**, 2010. Evaluation of a software configurable digital controller for the permanent magnet synchronous motor using field-oriented control, *42nd Southeastern Symposium on System Theory (SSST 2010)*, March 2010, 302–306.
- [104] **P. Vas**, 1990. Vector control of AC machines. Clarendon Press, Oxford University Press in Oxford, New York.
- [105] **Saroka, V. and Autou, S.**, 2018. Use FOC vector control to optimize the control of a galvanic robot manipulator, in *2018 Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream)*, Vilnius, Lithuania, April 2018, 1–4.
- [106] **Marufuzzaman, M. Reaz, M.B.I. and Ali, M.A.M.**, FPGA implementation of an intelligent current dq PI controller for FOC PMSM drive, in *2010 International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics*, Kuala Lumpur, Malaysia, December 2010, 602–605.
- [107] **Pyrhonen, J. Hrabovcova, V. and Semken, S.R.**, 2016. *Electrical Machine Drives Control: An Introduction*. Chichester, UK: John Wiley & Sons Ltd.
- [108] **Vas, P.**, 1998. Sensorless vector and direct torque control, Oxford University Press.
- [109] **Briz, F. Degner, M.W. and Lorenz, R.D.**, 2000. Analysis and design of current regulators using complex vectors, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **36(3)**, 817–825.
- [110] **Lubin, T. Razik, H. and Rezzoug, A.**, 2002. Magnetic saturation effects on the control of a synchronous reluctance machine, *IEEE Trans. Energy Convers.*, **17(3)**, 356–362.
- [111] **Zheng, P. Thelin, P. Chen, A. and Nordlund, E.**, 2006. Influence of saturation and saliency on the inductance of a four-quadrant transducer prototype machine, *IEEE Trans. Magn.*, **42(4)**, 1319–1322.
- [112] **Hwang, S.H. Kim, J.M. Van Khang, H. and Ahn, J.W.**, 2010. Parameter Identification of a Synchronous Reluctance Motor by using a Synchronous PI Current Regulator at a Standstill, *J. Power Electron.*, **10(5)**, 491–497.
- [113] **Rashad, E.M. Radwan, T.S. and Rahman, M.A.**, 2004. A maximum torque per ampere vector control strategy for synchronous reluctance motors considering saturation and iron losses, in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*, Seattle, WA, USA,

- October 2004*, 2411–2417.
- [114] **Mohamed, Y.A.R.I. and Lee, T.K.**, 2006. Adaptive Self-Tuning MTPA Vector Controller for IPMSM Drive System, *IEEE Trans. Energy Convers.*, **21(3)**, 636–644.
 - [115] **Underwood, S.J. and Husain, I.**, 2010. Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **57(7)**, 2435–2443.
 - [116] **Bolognani, S. Petrella, R. Prearo, A. and Sgarbossa, L.**, 2011. Automatic Tracking of MTPA Trajectory in IPM Motor Drives Based on AC Current Injection, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **47(1)**, 105–114.
 - [117] **Bolognani, S. Peretti, L. and Zigliotto, M.**, 2011. Online MTPA Control Strategy for DTC Synchronous-Reluctance-Motor Drives, *IEEE Trans. Power Electron.*, **26(1)**, 20–28.
 - [118] **Antonello, R. Carraro, M. and Zigliotto, M.**, 2014. Maximum-Torque-Per-Ampere Operation of Anisotropic Synchronous Permanent-Magnet Motors Based on Extremum Seeking Control, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **61(9)**, 5086–5093.
 - [119] **Yakkundi, P.H. Devadas, K. and Suryasen, K.**, 2014. Design and Simulation of Space Vector PWM for Three-Phase Induction Motor, *Journal of Electr. and Electron. Engineering*, **9(3)**, 1–8.
 - [120] **Wang, B. and Cathey, J.J.**, 2003. DSP-controlled, space-vector PWM, current source converter for STATCOM application, *Electr. Power Syst. Res.*, **67(2)**, 123–131.
 - [121] **Benslimane, T. and Aliouane, K.**, 2004. A new optimized SVPWM technique control for autonomous parallel active filter, *11th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Lake Placid, USA, September 2004, 112–116.
 - [122] **Moreira, C.S. Freire, R.C.S. Melcher, E.U.K. Deep, G.S. Catunda, S.Y.C. and Alves, R.N.C.**, 2000. FPGA-based SVPWM trigger generator for a 3 ϕ voltage source inverter, in *Proceedings of the 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Baltimore, USA, May 2000, 174–178.
 - [123] **Trzynadlowski, A.M.**, 1996. An overview of modern PWM techniques for three-phase, voltage-controlled, voltage-source inverters, *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Warsaw, Poland, June 1996, 25–39.
 - [124] **Van der Broeck, H.W. Skudelny, H.C. and Stanke, G.V.**, 1988. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **24(1)**, 142–150, 1988.
 - [125] **Zhang, W. and Yu, Y.**, 2007. Comparison of Three SVPWM Strategies, *Journal of Electronic Science and Technology of China*, **5(1)**, 283–287.
 - [126] **Morales D.S.**, 2010. Maximum Power Point Tracking (MPPT) Algorithms for Photovoltaic Applications, *Master Thesis*, Aalto University, Faculty of Electronics, Communications and Automation, Finland.
 - [127] **MacKay, D.J.**, 2009. Sustainable Energy-without the hot air, *UIT Cambridge Ltd*.
 - [128] **International Energy Agency**, 2010. Trends in photovoltaic applications. Survey report of selected IEA countries between 1992 and 2009.
 - [129] **Lynn, P.A.**, 2010. Electricity from sunlight : an introduction to photovoltaics. Wiley.
 - [130] **SMA**, 2010. The future of solar technology.
 - [131] **Piegari, L. and Rizzo, R.**, 2010. Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking, *IET Renew. Power Gener.*, **4(4)**, 317–328,
 - [132] **Femia, N. Petrone, G. Spagnuolo, G. and Vitelli, M.**, 2004. Optimizing sampling

- rate of P&O MPPT technique, *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, June 2004, 1945–1949.
- [133] **Esram, T. and Chapman, P.L.**, 2007. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques, *IEEE Trans. Energy Convers.*, **22(2)**, 439–449.
 - [134] **Markvart, T.**, 2000. Solar electricity, Wiley.
 - [135] **Azevedo, G.M.S. Cavalcanti, M.C. Oliveira, K.C. Neves, F.A.S. and Lins, Z.D.**, 2008. Evaluation of maximum power point tracking methods for grid connected photovoltaic systems, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Greece, June 2008, 1456–1462.
 - [136] **Nguyen, T.L. and Low, K.S.**, 2010. A Global Maximum Power Point Tracking Scheme Employing Direct Search Algorithm for Photovoltaic Systems, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **57(10)**, 3456–3467.
 - [137] **Sera, D. Kerekes, T. Teodorescu, R. and Blaabjerg, F.**, 2006. Improved MPPT Algorithms for Rapidly Changing Environmental Conditions, *12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Portoroz, Slovenia, September 2006, 1614–1619.
 - [138] **Sera, D. Kerekes, T. Teodorescu, R. and Blaabjerg, F.**, 2006. Improved MPPT method for rapidly changing environmental conditions, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Montreal, Canada, July 2006, 1420–1425.
 - [139] **Femia, N. Petrone, G. Spagnuolo, G. and Vitelli, M.**, 2005. Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method, *IEEE Trans. Power Electron.*, **20(4)**, 963–973.
 - [140] **Hussein, K.H. Muta, I. Hoshino, T. and Osakada, M.**, 1995. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions, *Gener. Transm. Distrib. IEE Proceedings*, **142(1)**, 59–64.
 - [141] **Zhang, C. Zhao, D. Wang, J. and Chen, G.**, 2009. A modified MPPT method with variable perturbation step for photovoltaic system, *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Wuhan, China, May 2009, 2096–2099.
 - [142] **Xiao, W. and Dunford, W.G.**, 2004. A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems, *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, June 2004, 1957–1963.
 - [143] **Midya, P. Krein, P.T. Turnbull, R.J. Reppa, R. and Kimball, J.**, 1996. Dynamic maximum power point tracker for photovoltaic applications, *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Baveno, Italy, June 1996, 1710–1716.
 - [144] **Gounden, N.A. Peter, S.A. Nallandula, H. and Krithiga, S.**, 2009. Fuzzy logic controller with MPPT using line-commutated inverter for three-phase grid-connected photovoltaic systems, *Renew. Energy*, **34(3)**, 909–915.
 - [145] **Rahim ,N.A. Soh, A.C. Radzi, M.A.M. and Zainuri, M.A.A.M.**, 2014. Development of adaptive perturb and observe-fuzzy control maximum power point tracking for photovoltaic boost dc–dc converter, *IET Renew. Power Gener.*, **8(2)**, 183–194.
 - [146] **Rizzo, S.A. and Scelba, G.**, 2015. ANN based MPPT method for rapidly variable shading conditions, *Appl. Energy*, **145**, 124–132.
 - [147] **Elobaid, L.M. Abdelsalam, A.K. and Zakzouk, E.E.**, 2015. Artificial neural network-based photovoltaic maximum power point tracking techniques: a survey, *IET Renew. Power Gener.*, **9(8)**, 1043–1063.
 - [148] **Noguchi, T. Togashi, S. and Nakamoto, R.**, 2002. Short-current pulse-based maximum-power-point tracking method for multiple photovoltaic-and-converter module system, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **49(1)**, 217–223.

- [149] **Yuvarajan, S. and Xu, S.,** 2003. Photo-voltaic power converter with a simple maximum-power-point-tracker, *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems*, Bangkok, Thailand, May 2003, 399-402.
- [150] **Bekker, B. and Beukes, H.J.,** 2004. Finding an optimal PV panel maximum power point tracking method, *7th Africon Conference in Africa*, Gaborone, Botswana, September 2004, 1125–1129.
- [151] **Bodur, M. and Ermis, M.,** 1994. Maximum power point tracking for low power photovoltaic solar panels, in *Proceedings of MELECON '94. Mediterranean Electrotechnical Conference*, Antalya, Turkey, April 1994, 758–761.



ÖZGEÇMİŞ

Güllü BOZTAŞ

Fırat Üniversitesi
Teknoloji Fakültesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Elazığ
gboztas@firat.edu.tr

1989 Elazığ'da doğdu.

2007-2011 Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliğinden mezun oldu.

2013-Devam Fırat Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaya devam etmektedir.

2011-2015 Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliğinde yüksek lisans eğitimini tamamladı.

2015-2019 Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Teknolojileri Programında doktora eğitimine başladı.