



**DAĞITIK ÜRETİM KAYNAKLARI İÇİN MODEL ÖNGÖRÜLÜ
KONTROL YÖNTEMİ İLE YENİ BİR DA/DA ÇEVİRİCİ TASARIMI VE
UYGULAMASI**

Naki GÜLER

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

MART 2019

Naki GÜLER tarafından hazırlanan “DAĞITIK ÜRETİM KAYNAKLARI İÇİN MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİ İLE YENİ BİR DA/DA ÇEVİRİCİ TASARIMI VE UYGULAMASI” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. Erdal IRMAK

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Başkan: Prof. Dr. Ersan KABALCI

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Üye: Prof. Dr. İlyas ÇANKAYA

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Üye: Prof. Dr. Ramazan BAYINDIR

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Üye: Prof. Dr. Şevki DEMİRBAŞ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Tez Savunma Tarihi: 14/03/2019

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Doktora Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Sena YAŞYERLİ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Naki GÜLER

14/03/2019

DAĞITIK ÜRETİM KAYNAKLARI İÇİN MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİ İLE YENİ BİR DA/DA ÇEVİRİCİ TASARIMI VE UYGULAMASI

(Doktora Tezi)

Naki GÜLER

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Mart 2019

ÖZET

Rüzgâr türbinleri ve güneş panelleri gibi yaygın kullanılan yenilenebilir enerji kaynaklarının kesintili üretimleriyle ilgili zorluklar, güç akışı kontrolü için dönüştürücülerin kullanılmasını gerektirmektedir. Ayrıca, yükler bu kaynaklardaki kesintili üretimden olumsuz etkilenmektedir. Bu sorunu çözmek için genellikle ikinci bir enerji kaynağına ihtiyaç duyulmaktadır. Kaynakların birlikte çalışabilirliğini sağlamak için çok girişli çeviriciler, farklı güç akışı gerektiren baralar veya farklı gerilim seviyelerinde çalışan yüklerin bulunduğu sistemlerde ise çok çıkışlı çeviriciler kullanılmaktadır. Sunulan bu tez çalışmasında, bir veya iki giriş kaynağından iki farklı yükü beslemek ve kesinti durumlarında kaynak geçişlerini sağlamak için çok-giriş çok-çıkışlı ve tek-giriş çok-çıkışlı topolojiler bir DA/DA çeviricide birleştirilmiştir. Giriş kaynaklarına bağlı olarak güç akışını yönetmek için, iki katmanlı klasik yükselten çeviriciye anahtarlar eklenmiştir. Anahtar konumları, kaynak gerilimlerine bağlı bir algoritma ile kontrol edilmiş ve çeviricinin çalışma tipi otomatik olarak belirlenmiştir. Çeviricinin katman akımlarını bağımsız olarak kontrol etmek için, dönüştürücüye model öngörülü kontrol yöntemi uyarlanmıştır. Geliştirilen çeviricinin çalışma durumlarını ve kontrol yöntemini doğrulamak için benzetim ve uygulama çalışmaları yapılmıştır. Sonuçlar, çeviricinin bir veya iki giriş kaynağında üretilen gücü yüklere başarıyla aktarabildiğini, çevirici katman akımlarının model öngörülü yöntem ile bağımsız olarak kontrol edilebildiğini ve yöntemin hızlı ve kararlı bir dinamik davranış sergilediğini doğrulamıştır. Durum geçiş analizleri, geliştirilen modelin kaynak gerilimlerine bağlı olarak tek-giriş çok-çıkış ve çok-giriş tek-çıkış arasında çalışma durumunu otomatik olarak değiştirebildiğini göstermiştir. DA taraf analizlerine ek olarak, AA ile çalışan yükleri beslemek için 3 fazlı ve 3 seviyeli nötr kenetlemeli evirici tasarlanmıştır. Böylece, çeviricinin tüm çalışma durumları ve kontrol yapıları, farklı tipte yüklerde test edilmiş ve doğrulanmıştır. Ayrıca, toplam harmonik bozulma sonuçları, bozulmaların standartlarda belirtilen sınırın altında olduğunu göstermiştir.

Bilim Kodu : 90522

Anahtar Kelimeler : DA/DA Çevirici, Çok Girişli Çevirici, Çok Çıkışlı Çevirici, Model Öngörülü Kontrol, Nötr Kenetlemeli Evirici

Sayfa Adedi : 151

Danışman : Prof. Dr. Erdal IRMAK

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A NOVEL DC/DC CONVERTER USING
MODEL PREDICTIVE CONTROL METHOD FOR DISTRIBUTED GENERATION
SOURCES

(Ph. D. Thesis)

Naki GÜLER

GAZİ UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

March 2019

ABSTRACT

Some difficulties arising from intermittent generations of widely used renewable energy sources such as wind turbines and solar panels, require the use of converters for power flow control. Moreover, loads are also adversely affected from power interruptions originated from these sources. A second energy source is usually needed to solve these problems. In this case, while multi-input converters are used to ensure the interoperability of input energy sources, multi-output ones are used in systems those have buses requiring different power flows or consist of loads requiring different voltage levels. In this thesis, multi-input multi-output and single-input multi-output topologies are combined in only one DC/DC converter to feed two different loads from one or two input sources and to provide resource transitions in case of interruptions. In order to manage the power flow depending on the input sources, switches are added to the two-layer classical boost converter. The switch positions are controlled by an algorithm based on the input voltages and the operation type of the converter is determined automatically. The model predictive control method is adapted to the converter to independently control its layer currents. Simulation and experimental studies are carried out to verify the control method and operating modes of the proposed converter. Results show that the converter is able to successfully transfer the generated power from one or two input sources to the loads, and its layer currents can be independently controlled thanks to the model predictive method because of its fast and stable dynamic behavior. Moreover, state-transition analysis verified that the developed model can automatically change its operating status between single-input multi-output and multi-input single-output depending on the source voltages. In addition to the converter design, a 3-phase and 3-level neutral point clamped inverter is designed to feed the loads that are operating with AC. Thus, all operating conditions and control structures of the system are tested and verified in different types of loads. Besides, the results of total harmonic distortion show that the distortions are lower than specified limit in standards.

Science Code : 90522

Key Words : DC/DC Converter, Multi Input Converter, Multi Output Converter,
Model Predictive Control, Neutral Point Clamped Inverter

Page Number : 151

Supervisor : Prof. Dr. Erdal IRMAK

TEŞEKKÜR

Akademik çalışma sürecim boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren, bilgi ve tecrübelerini hiçbir zaman esirgemeyen danışmanım Sayın Prof. Dr. Erdal IRMAK'a, değerli görüş ve önerileriyle tez çalışmama yön veren hocalarım Sayın Prof. Dr. Ramazan BAYINDIR ve Sayın Prof. Dr. İlyas ÇANKAYA'ya, tez çalışmamın son halini almasında değerli fikirleriyle katkı sağlayan Sayın Prof. Dr. Şevki DEMİRBAŞ ve Sayın Prof. Dr. Ersan KABALCI'ya çalışmalarım boyunca destekleriyle her zaman yanımda olan eşime ve dostlarıma sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca çalışmalarına proje katkılarıyla maddi olarak destek sağlayan Gazi Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi Başkanlığına (07/2017-08 nolu proje) teşekkür ederim. Tez çalışmamın ilerlemesinde destek ve tecrübelerini hiçbir zaman esirgemeyen Sayın Ali İhsan ULUSOY'a teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	x
RESİMLERİN LİSTESİ	xv
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvi
1. GİRİŞ.....	1
2. GELİŞTİRİLEN ÇEVİRİCİ VE EVİRİCİ DEVRELERİNİN YAPISI VE DONANIM TASARIMI	11
2.1. Durum Değiştirebilen Çevirici Yapısı	11
2.1.1. İki kaynaklı çalışma durumu	15
2.1.2. Tek kaynaklı çalışma durumları	26
2.1.3. Geliştirilen çevirici modelinin donanım bileşenleri	32
2.2. Nötr Kenetlemeli 3 Seviyeli Evirici	36
2.2.1. Evirici filtre tasarımı.....	43
2.2.2. Evirici uygulama düzeneği	47
3. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİNİN UYARLANMASI.....	49
3.1. MPC Yönteminin Önerilen Çevirici Modeline Uyarlanması	55
3.1.1. Anahtar durumlarına göre durum denklemlerinin oluşturulması	55
3.1.2. Kontrol fonksiyonunun ayırık zamanlı olarak ifade edilmesi	58
3.1.3. Maliyet fonksiyonunun oluşturulması	58
4. BENZETİM ÇALIŞMALARI	63

Sayfa

4.1. Önerilen Çevirici Modelinin Akım Kontrollü Benzetim Çalışmaları.....	63
4.1.1. İki giriş iki çıkışlı çalışma durumuna ait benzetim sonuçları	66
4.1.2. Tek giriş iki çıkışlı çalışma durumuna ait benzetim sonuçları	71
4.1.3. İki girişli tek çıkışlı çalışma durumuna ait benzetim sonuçları	76
4.1.4. Geçiş durumlarına ait benzetim sonuçları	79
4.1.5. DA motor kullanılarak gerçekleştirilen benzetim çalışması sonuçları	81
4.2. Nötr Kenetlemeli 3 Seviyeli Evirici ve Kontrolüne Ait Benzetim Sonuçları	85
4.3. Rüzgâr Türbinli Tümlleşik Sistemin Benzetim Sonuçları	89
5. DENEYSEL SONUÇLAR	95
5.1. Önerilen Çevirici Modelinin MPC Yöntemiyle Akım Kontrolü	96
5.1.1. İki girişli çalışma durumunda akım kontrolü	97
5.1.2. Tek girişli çalışma durumlarında akım kontrolü	100
5.1.3. Çok girişli tek çıkışlı çalışma durumunda akım kontrolü.....	104
5.1.4. Geçiş durumlarına ait deneysel çalışma sonuçları.....	106
5.1.5. DA motor kullanılarak gerçekleştirilen deneysel çalışma sonuçları	109
5.2. Üç Seviyeli Nötr Kenetlemeli Evirici Deneysel Çalışmaları.....	113
5.3. Rüzgâr Türbinli Tümlleşik Sistem Deneysel Sonuçları.....	119
5.3.1. Sabit rüzgâr hızında çalışmaya ait deneysel çalışma sonuçları	121
5.3.2. Değişken rüzgâr hızında çalışmaya ait deneysel çalışma sonuçları	125
5.3.3. Rüzgâr türbinli çalışmada geçiş durumlarına ait deneysel sonuçlar.....	131
6. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME	137
KAYNAKLAR	141
ÖZGEÇMİŞ	149

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Anahtar durumları.....	12
Çizelge 2.2. Sistem tasarımında kullanılan parametreler.....	13
Çizelge 2.3. Benzetim parametreleri.....	22
Çizelge 2.4. Uygulama düzeneği parametreleri	33
Çizelge 4.1. Benzetim parametreleri.....	64
Çizelge 4.2. Benzetim parametreleri.....	86
Çizelge 5.1. Deneysel düzenek bileşenleri	95
Çizelge 6.1. Sistemin çalışma sınırları.....	140

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Geliştirilen çevirici modeli	12
Şekil 2.2. Sürekli iletim durumu akım sonuçları, a: Kritik endüktans değeriyle, b: Hesaplanan endüktans değeriyle.....	15
Şekil 2.3. İki kaynaklı çalışma durumu için devre modeli	16
Şekil 2.4. ÇGÇÇ modelinin anahtar durumlarına ait devre yapıları, a: anahtarlar iletimdeyken, b: anahtarlar kesimdeyken	17
Şekil 2.5. İki girişli modele ait grafiksel sonuçlar, a: Pozitif katman giriş akımı, b: Pozitif katman çıkış gerilimi, c: Negatif katman giriş akımı, d: Negatif katman çıkış gerilimi	22
Şekil 2.6. Bode diyagramı sonuçları, a: sabit doluluk oranında (0,4), b: farklı giriş gerilimlerinde, c: farklı doluluk oranlarında, d: farklı yük değerlerinde	26
Şekil 2.7. Birinci kaynaklı çalışma durumu için devre modelleri, a: TGÇÇ _{V1} devre modeli, b: TGÇÇ _{V2} devre modeli.....	27
Şekil 2.8. Tek kaynaklı çalışma yapısı için anahtar durumlarına göre devre modelleri, a: Anahtarların iletimde iken, b: Anahtarların kesimde iken	28
Şekil 2.9. Tek girişli modele ait grafiksel sonuçlar, a: Pozitif katman giriş akımı, b: Pozitif katman çıkış gerilimi, c: Negatif katman giriş akımı, d: Negatif katman çıkış gerilimi	31
Şekil 2.10. IGBT sürme devresi.....	34
Şekil 2.11. Akım sensörü devre şeması	34
Şekil 2.12. Gerilim sensörü devre şeması.....	36
Şekil 2.13. Nötr kenetlemeli eviriciler, a: Diyot kenetlemeli evirici, b: T Tip NKE, c: Gelişmiş T tip NKE.....	39
Şekil 2.14. 3 Fazlı 3 seviyeli nötr kenetlemeli evirici şeması.....	39
Şekil 2.15. U kolunun pozitif alternansı boyunca ($0 - T/2$) anahtar durumları, a: $0 - T/6$, b: $T/6 - 2T/6$, c: $2T/6 - 3T/6$	40
Şekil 2.16. U kolunun negatif alternansı boyunca ($T/2 - T$) anahtar durumları, a: $3T/6 - 4T/6$, b: $4T/6 - 5T/6$, c: $5T/6 - T$	41
Şekil 2.17. Bir faza ait sürücü sinyallerinin oluşturulması	42
Şekil 2.18. Filtresiz evirici çıkış gerilimi.....	43

Şekil	Sayfa
Şekil 2.19. LC filtre bağlantısı.....	44
Şekil 2.20. LC filtre bode diyagramı	46
Şekil 3.1 MPC tahmin yapısı	50
Şekil 3.2. MPC yönteminin uygulanmasına ait blok şema	60
Şekil 4.1. Çevirici modelinin benzetimine ait MATLAB/Simulink ekran alıntısı	63
Şekil 4.2. Kontrol algoritmalarının akış diyagramı	65
Şekil 4.3. Pozitif katman referans değişim sonuçları.....	66
Şekil 4.4. Negatif katman referans değişim sonuçları	68
Şekil 4.5. İki kaynaklı çalışma durumunda giriş ve çıkış gerilimleri, a: Pozitif katman, b: Negatif katman	69
Şekil 4.6. Değişken giriş gerilimleri altında sabit akım kontrolü sonuçları, a: Pozitif katman, b:Negatif katman	70
Şekil 4.7. Tek girişli çalışma durumunda katman akımları ve giriş akımı	71
Şekil 4.8. Tek kaynaklı çalışma durumunda pozitif katman referans değişim sonuçları	72
Şekil 4.9. Tek kaynaklı çalışma durumunda negatif katman referans değişim sonuçları	73
Şekil 4.10. Tek kaynaklı çalışma durumunda giriş ve çıkış gerilimleri, a: Pozitif katman, b: Negatif katman	74
Şekil 4.11. Tek kaynaklı çalışma durumunda değişken giriş gerilimleri altında sabit akım kontrolü sonuçları, a: Pozitif katman, b:Negatif katman	75
Şekil 4.12. İki girişli tek çıkışlı yapıda katman giriş akım ve gerilimleri, a: Pozitif katman, b: Negatif katman	76
Şekil 4.13. İki girişli tek çıkışlı çalışma durumunda güç sonuçları	77
Şekil 4.14. İki girişli tek çıkışlı çalışma durumunda çıkış akım ve gerilim grafikleri....	77
Şekil 4.15. Geçiş durumlarına ait benzetim sonuçları	79
Şekil 4.16. Geçiş durumlarında kaynak akımları.....	80
Şekil 4.17. DA motor ile çalışma durumunda kaynak geçişleri ve akım grafikleri.....	82
Şekil 4.18. DA motor ile çalışma durumunda kaynak geçişleri ve gerilim sonuçları	84

Şekil	Sayfa
Şekil 4.19. Evirici benzetim modeli.....	85
Şekil 4.20. Evirici gerilimleri, a: Filtre öncesi, b: Filtre sonrası.....	87
Şekil 4.21. Evirici gerilimine ait THD sonuçları, a: V_{A-B} , b: V_{B-C} , c: V_{C-A}	87
Şekil 4.22. Evirici gerilim kontrolüne ait sonuçlar	88
Şekil 4.23. THD sonuçları	89
Şekil 4.24. Tümlleşik sistemin benzetim modeli	89
Şekil 4.25. Tümlleşik sistemin giriş akım ve gerilimleri	90
Şekil 4.26. Pozitif katman çıkış akımı ve gerilimi	91
Şekil 4.27. Negatif katman çıkış akımı ve gerilimi	92
Şekil 4.28. 3 fazlı yük grubuna uygulanan gerilim ve akım sonuçları	93
Şekil 4.29. THD sonuçları, a: THD_V , b: THD_I	93
Şekil 5.1. Akım kontrolü deneysel çalışmalarındaki sistem modeli.....	96
Şekil 5.2. İki kaynaklı çalışma durumunda pozitif katman basamak değişim sonuçları.....	97
Şekil 5.3. İki kaynaklı çalışma durumunda negatif katman basamak değişim sonuçları.....	98
Şekil 5.4. İki kaynaklı çalışma durumunda sabit akım referanslı pozitif katman gerilim değişim sonuçları.....	99
Şekil 5.5. İki kaynaklı çalışma durumunda sabit akım referanslı negatif katman gerilim değişim sonuçları.....	100
Şekil 5.6. Tek kaynaklı çalışma durumunda giriş akımları	101
Şekil 5.7. Tek kaynaklı çalışma durumunda pozitif katman basamak değişim sonuçları.....	102
Şekil 5.8. Tek kaynaklı çalışma durumunda negatif katman basamak değişim sonuçları.....	103
Şekil 5.9. Tek kaynaklı çalışma durumunda giriş gerilimi değişimi	103
Şekil 5.10. Gerilim değişimi durumunda akım sonuçları, a: Giriş gerilimi 15V iken, b: Giriş gerilimi 30V iken	104
Şekil 5.11. Çok giriş tek çıkışlı çalışma durumunda, a: Gerilim sonuçları, b: Akım sonuçları.....	104

Şekil	Sayfa
Şekil 5.12. Çok giriş tek çıkışlı çalışma durumunda çıkış sonuçları	105
Şekil 5.13. Kaynakların devreye alınmasına ait sonuçlar	106
Şekil 5.14. ÇGÇÇ'den TGÇÇ _{V2} durumuna geçiş	108
Şekil 5.15. ÇGÇÇ'den TGÇÇ _{V1} durumuna geçiş	108
Şekil 5.16. DA motor ile gerçekleştirilen deneysel çalışmalardaki sistem modeli.....	110
Şekil 5.17. Kaynakların devreye girmesi esnasında çevirici gerilimleri	110
Şekil 5.18. Kaynakların devreden çıkış durumlarındaki gerilim sonuçları	111
Şekil 5.19. Kaynakların devreye girmesi esnasında bobin akımları	112
Şekil 5.20. Kaynakların devreden çıkış durumlarındaki akım sonuçları	112
Şekil 5.21. Evirici anahtarlama sinyalleri, a: T ₁ anahtarı için, b: T ₂ anahtarı için, c: T ₃ anahtarı için, d: T ₄ anahtarı için	114
Şekil 5.22. Evirici 3 faz filtresiz çıkış gerilimleri	115
Şekil 5.23. Filtre çıkış gerilimi	115
Şekil 5.24. Filtre edilmiş 3 faz gerilim ve THD sonuçları	116
Şekil 5.25. Gerilim THD'lerinin bileşenleri	116
Şekil 5.26. Akım sinyalleri ve THD sonuçları	116
Şekil 5.27. DA bara gerilimi ve transformatör çıkış gerilimleri	118
Şekil 5.28. Yük gerilimlerinin detaylı sonuçları, a: A süreci, b: B süreci, c: C süreci, d: D süreci	118
Şekil 5.29. THD sonuçları, a: En düşük THD sonuçları, b: En yüksek THD sonuçları	119
Şekil 5.30. Rüzgâr türbinli tümleşik sistemin blok gösterimi	120
Şekil 5.31. Rüzgâr türbini çıkış gerilimleri, a: Yüksüz, b: Yüklü	120
Şekil 5.32. Rüzgâr türbini çıkış gerilimleri, a: Düşük hızda, b: Yüksek hızda	121
Şekil 5.33. Çevirici giriş-çıkış sonuçları, a: Giriş akım ve gerilimleri, b: Çıkış akım ve gerilimi	122
Şekil 5.34. Evirici çıkış gerilimleri, a: Filtre öncesi, b: Filtre sonrası	122
Şekil 5.35. Evirici çıkış akımları ve THD sonuçları	123

Şekil	Sayfa
Şekil 5.36. Yük gerilimleri ve THD sonuçları.....	124
Şekil 5.37. Yük akımları ve THD sonuçları	124
Şekil 5.38. Değişken rüzgâr hızında çevirici giriş akım ve gerilimleri	126
Şekil 5.39. İkinci giriş kaynağı akım ve gerilim sonuçları, a: A süreci, b: B süreci, c: C süreci, d: D süreci	126
Şekil 5.40. Çevirici giriş ve çıkış değerleri.....	127
Şekil 5.41. Doğrultucu ve 3 fazlı yük grubu gerilimleri	128
Şekil 5.42. Yük geriliminin detaylı sonuçları, a: A süreci, b: B süreci, c: C süreci, d: D süreci	129
Şekil 5.43. Yük akımları	129
Şekil 5.44. Yük akımlarının detaylı sonuçları, a: A süreci, b: B süreci, c: C süreci, d: D süreci	130
Şekil 5.45. Faz akımlarına ait THD sonuçları, a: En düşük THD sonuçları, b: En yüksek THD sonuçları.....	130
Şekil 5.46. Çevirici giriş gerilimleri ve akımları	132
Şekil 5.47. Çevirici çıkış gerilimleri ve akımları.....	133
Şekil 5.48. Rüzgâr türbininin devreye girişi esnasında 3 fazlı yük grubu gerilimleri	134
Şekil 5.49. Doğru gerilim kaynağının devreden çıkışı esnasında 3 fazlı yük grubu gerilimleri.....	134
Şekil 5.50. Yük grubu akımları, a: Rüzgâr türbininin devreye girişi, b: Doğru gerilim kaynağının devreden çıkışı.....	135
Şekil 5.51. Faz akımlarına ait THD sonuçları, a: En düşük THD sonuçları, b: En yüksek THD sonuçları.....	136

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 2.1. Geliştirilen çevirici modelinin uygulama düzeneği	32
Resim 2.2. Mikrodenetleyici ve genişletme kartı	35
Resim 2.3. 3 seviyeli evirici uygulama düzeneği	47
Resim 5.1. Deneysel çalışmaların yapıldığı düzenek	95

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
C_f	Filtre kapasitansı (Farad)
d	Darbe genişlik oranı (%)
f	Frekans (Hz)
f_r	Rezonans frekansı (Hz)
f_s	Anahtarlama frekansı (Hz)
g_a	Toplam maliyet fonksiyonu
I_A, I_B, I_C	Faz akımları (Amper)
I_L	Bobin akımı (Amper)
J	Maliyet fonksiyonu
K	Örnek numarası
kd	Kaynak durumu
L_f	Filtre endüktansı (Henry)
N	İterasyon ufuk noktası
R_L	Bobin iç direnci (ohm)
S	Anahtar
T	Periyot süresi
T_s	Örnekleme süresi (Saniye)
U, V, W	Evirici faz kolu çıkışları
$V_{A-B}, V_{B-C}, V_{C-A}$	Fazlar arası gerilimler (Volt)
V_e	Eşik gerilim değeri (Volt)
V_{in}	Giriş gerilimi (Volt)
V_L	Bobin gerilimi (Volt)
V_{out}	Çıkış gerilimi (Volt)

Kısaltmalar**Açıklamalar****AA**

Alternatif akım

ADC

Analog-sayısal dönüştürücü

ÇGÇÇ

Çok giriş çok çıkış

ÇGTÇ

Çok giriş tek çıkış

DA

Doğru akım

DAC

Sayısal-analog dönüştürücü

DGM

Darbe genişlik modülasyonu

MPC

Model öngörülü kontrol

NKE

Nötr kenetlemeli evirici

PI

Oransal İntegral

SDGM

Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

T₁, T₂, T₃, T₄

Evirici anahtarları

TGÇÇ

Tek giriş çok çıkış

V_{DA}

Evirici bara gerilimi (V)

1. GİRİŞ

Enerji talebindeki hızlı artış, yenilenebilir enerji kaynaklarının ön plana çıkmasına neden olmuştur. Farklı türde enerji üretimi sağlayan bu kaynakların, birlikte çalıştırılarak kurulu gücün artırılması, tüm şebekelerde bir ihtiyaç haline gelmiştir. Birlikte çalışabilirlik kavramı, güç akışının yönlendirmesi ve güç kontrolü konularının birleşimi olarak ele alınabilir. Geleneksel sistemlerde kullanılan hidroelektrik santraller gibi giriş gücü yönetilebilen üreteçlerin, güç kontrolü giriş tarafından sağlanabilmektedir. Başta rüzgâr ve güneş olmak üzere, giriş gücü kontrol edilemeyen yenilenebilir enerji kaynaklarında güç kontrolü yapan bir mekanizma kullanılması zorunludur. Çünkü birçok yenilenebilir üreticinin çıkışındaki gerilim genliği, dalga formu ve frekansı, ortam koşullarına ve üreteç tipine göre değişkenlik göstermektedir. Alıcıların çok büyük kısmı, belirli bir genlik aralığında ve frekansta çalışmaktadır. Bu nedenle, giriş gücü kontrol edilemeyen üreteçlerin, doğrudan yüklere ya da şebekeye bağlanması mümkün değildir. Giriş kaynağından dolayı meydana gelen bu değişkenliklerin giderilmesi, güç elektroniğinin temel konusudur. Sistemde kullanılacak dönüştürücü tipi ise üreteç çıkış dalga formuna bağlılık göstermektedir. Yaygın olarak kullanılan güneş panelleri doğru akım üretirken, yüksek güçlü rüzgâr türbinlerinin çok büyük bir bölümü alternatif akım üretmektedir. Güneş panellerinin çıkışındaki doğru akımın alternatif akıma dönüştürülmesi için güç dönüştürücüsü olarak eviriciler kullanılmaktadır. Değişken genlik ve değişken frekansa sahip rüzgâr türbinlerinde ise, eviricinin önünde bir doğrultucu kullanılmaktadır. Yaygın kullanılan bu iki tip üreteç yapısında da bir doğru gerilim noktası yer almaktadır. Bu nedenlerden dolayı, enerji üretimi açısından büyük öneme sahip güç akışı ve güç yönlendirmesinin DA güç çevirici ile sağlanması son yılların yaygın olarak çalışılan konular arasına girmiştir.

Birden fazla kaynak bulunduran sistemlerde, güç akışının kontrol edilmesi ve enerji kaynaklarının birlikte çalışabilirliğinin sağlanması için çok girişli DA/DA çevirici yapıları tercih edilmektedir. Alçaltan – yükselten çevirici yapısına sahip çok girişli modeller farklı türde enerji kaynaklarında kullanılarak geniş bir kazanç bandı oluşturulmaktadır. Böylece farklı gerilim seviyesine sahip üreteçlerin birlikte çalışabilirliği sağlanmaktadır [1,2]. Benzer güç ve gerilim değerine sahip yapılar için yükselten çevirici tabanlı Çok Girişli Tek Çıkışlı (ÇGTÇ) çevirici modelleri de enerji kaynaklarının tek barada birleştirilmesi için kullanılan yöntemler arasında yer almaktadır. ÇGTÇ modelleri ile birden çok enerji kaynağı için

kullanılacak güç dönüştürücüsü sayısı azalmaktadır. Böylece maliyet azaltılmakta ve kontrol işlemleri tek merkezden yapılmaktadır [3,4]. Klasik çevirici topolojileri kullanılarak oluşturulan ÇGTÇ modelleri de çıkış ya da giriş tarafının seri veya paralel olmasına göre sınıflandırılmaktadır. Seri bağlı yapılarda tüm çeviricilerden geçecek akım miktarının aynı olması kullanılan elemanların kapasitesinin belirlenmesinde büyük önem taşımaktadır [5-7]. Bu durum sistem maliyetini artırmakta ve aynı güç kapasitesinde çalışmayı zorunlu hale getirmektedir. Ayrıca, seri bağlı kaynaklardan birini devre dışı bırakmak için harici bir devre yapısı ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. Bu nedenlerden dolayı seri bağlı sistemler ancak özel uygulamalar için çalışılan bir konu olmuştur [8]. Paralel çalışma yapısına sahip ÇGTÇ modellerinde ise her giriş üretici için ayrı çeviriciler kullanılarak çıkış kondansatöründe enerji birleşimi sağlanmaktadır [9-12]. Farklı güç katmanları bulunan bu yapılarda giriş kaynağı sayısı kadar güç kontrol sistemi kullanılması gerekmektedir. Böylece her giriş için ayrı güç seviyesi belirlenebilmektedir. Güç seviyesinin birbirinden bağımsız olması bu sistemlerin en büyük avantajı olarak ön plana çıkmaktadır [13]. Çıkış kondansatöründe paralel bağlantı gerçekleştiren bu sistemlerde bobin sayısının fazla olması maliyet ve sistem boyutu açısından dezavantaj olarak görülmektedir. Bu nedenle tek bobin üzerinde enerji birleşimi sağlayan ÇGTÇ yapıları üzerine çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen modellerde kaynaklar sıralı olarak devreye alınarak bir periyotluk güç akışı sağlanmaktadır [14,15]. Tek bobinli yapılarda anahtar sayısının artması ve giriş kaynaklarının gerilim ve güç seviyesinin benzer olması zorunluluğu büyük bir dezavantaj oluşturmaktadır. Bu olumsuz durumlar sistemin uygulanmasını zorlaştırmaktadır.

Farklı gerilim ve güç seviyesine sahip kaynakların ortak bir DA barada birleştirilmesi için yüksek frekanslarda çalışabilen transformatörler kullanılması da çalışılan yöntemler arasında yer almaktadır. Bu yapılarda her enerji kaynağına bir güç dönüştürücüsü bağlanarak transformatör üzerinde birleşim sağlanmaktadır. Bu teknik ile birleşim sağlayan yapılarda güç dönüştürücüsü sayısı giriş kaynaklarının sayısına bağlıdır [16-18]. Özel transformatör ihtiyacı ve anahtar sayısının fazla olması hem tasarım hem de maliyet açısından dezavantaj oluşturmaktadır. Farklı kaynakların H-Köprüleri kullanılarak sisteme dâhil edilmesi ya da sistemden çıkarılması da ÇGTÇ modellerinde kullanılan diğer bir tekniktir. Bu sistemlerde farklı gerilim seviyesine sahip kaynaklar tek barada birleştirilebilmektedir. Ancak, kaynak sayısı kadar H -Köprüsü kullanılması güç anahtarı sayısını artırmaktadır [19-21]. Bundan dolayı maliyet artmakta ve kontrol işlemleri zorlaştırmaktadır.

Üreteç tarafında olduğu gibi farklı türde yük barındıran sistemlerde, simetrik besleme gerektiren uygulamalarda ve birden çok baraya güç akışı sağlayan sistemlerde çok çıkışlı DA/DA çevirici modelleri kullanılmaktadır [22]. Farklı gerilim seviyesine sahip yüklerin beslenmesi için tek giriş kaynağına paralel çalışan çeviriciler eklenerek çıkış gerilim sayısı artırılmaktadır. Bu durumda her çevirici için ayrı bir kontrol yapısı kullanılmaktadır. Aynı zamanda giriş gerilimi çeviricilere yönlendirilirken, yüksek akımlara dayanabilecek seri kondansatör ihtiyacı ortaya çıkmaktadır [23]. Kontrol yapısı ve donanım üzerindeki olumsuzluklar bu yapıların uygulanabilirliğini kısıtlamaktadır [23-25]. Paralel çalışma yapısına benzer olarak, yükselten çevirici topolojilerinde giriş bobininin çıkışı, güç anahtarları ile bölünerek farklı çıkışlara güç akışı sağlanmaktadır [26]. Bu yapıdaki sistemler Tek Girişli Çok Çıkışlı (TGÇÇ) olarak adlandırılmaktadır. Tek bobin kullanan TGÇÇ modellerinde çıkış gerilimlerinin pozitif baraları aynı bobin üzerinde birleştiği için simetrik bir gerilim çıkışı elde edilememektedir. Bu nedenle gerilim kazancı sınırlanmaktadır [27]. Yüksek gerilim kazancı elde edilmesi için sıralı anahtarlama yükselten çevirici modelleri kullanılmaktadır. Tek kaynaklı modellerde, pozitif ve negatif barada ayrı yükselten çeviriciler kullanılarak gerilim kazanç bandı genişletilmektedir. Böylece güneş panelleri gibi düşük gerilim seviyesine sahip enerji kaynaklarının gerilimleri yüksek oranda artırılmaktadır [28]. Bu modeller çok katlı çalışmaya müsait olduğundan güç kapasitesine bağlı olarak çok katmanlı yapılar oluşturulabilmektedir [29,30]. Çok girişli sıralı artıran çevirici modellerinde her kaynak için ayrı güç dönüştürücüsü kullanılarak hem birlikte çalışabilirlik hem de yüksek gerilim kazancı elde edilmektedir [6]. Gerilim ve güç kapasitesi yüksek olan bu yapılarda eleman sayısının fazla olması bir dezavantaj olarak ön plana çıkmaktadır [11,29,30].

Literatürde çok çıkışlı veya çok girişli yapılar üzerine çalışmaların yanı sıra her iki özelliği de barındıran Çok Girişli Çok Çıkışlı (ÇGÇÇ) modeller de yer almaktadır. ÇGÇÇ modellerde temel amaç birden çok üreteçten, birden çok yüke güç akışı sağlamaktır. Bu nedenle, ÇGÇÇ modelleri ÇGTÇ ve TGÇÇ yapılarının birleşimi olarak da düşünülebilir. ÇGÇÇ yapılarının birçoğunda giriş ve çıkışlar ortak bir bobin üzerinde birleştirilmiştir. Giriş kaynaklarından bobine aktarılacak güç, anahtarlar aracılığıyla yönetilmektedir. Benzer olarak çıkış kısmı güç anahtarları ile ayrılarak darbeleme oranı kontrollü çıkış gerilim seviyesi ayarlanmaktadır [31-34]. Bu yapılarda ortak bobin kullanıldığından yüksek akımlar taşıyabilecek özel bir bobine ihtiyaç duyulmaktadır. Çok giriş – çok çıkış özelliği, temel topolojiler üzerine matris yapısında anahtarların eklenmesiyle de oluşturulmaktadır. Bu yapılarda güç akışı kontrolü matriste yer alan anahtar konumlandırmaları ile sağlanmaktadır [35]. Matris modellerin en

büyük avantajı çıkışa sürekli olarak enerji akışı sağlayabilmesidir. Modelde kullanılan anahtar sayısının fazla olması matris topolojilerin en büyük dezavantajlarıdır.

Enerji sistemlerinin güç akış kontrolü ve güç yönlendirmesi aşamalarına çözüm sunması için geliştirilen DA/DA çeviriciler her ne kadar bu alanlarda başarılı olsa da, alıcıların ve şebekelerin çok büyük kısmının alternatif gerilimle çalışması bu çeviricilerin tek başına kullanılabilmesini kısıtlamaktadır. Bu nedenle, güç sistemlerinde kullanılan çevirici çıkışlarının alternatif gerilime dönüştürülmesi için eviriciler kullanılmaktadır. Temel olarak tüm eviriciler DA/AA dönüşüm için kullanılmakla birlikte, uygulama yapılarındaki ihtiyaçlar, enerji kalitesi ve güç seviyesi kavramları birçok evirici modelinin oluşturulmasında temel faktörler olmuştur. Klasik evirici topolojisi olarak adlandırılan H-Köprü tipi eviriciler DA/AA dönüşüm için kullanılan yaygın evirici tipidir. Ancak, klasik modelin enerji kalitesinin iyileştirilmesi için büyük boyutlu filtre ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. Bu durum verim açısından problem yaratmaktadır. Anahtarlama frekansının yükseltilmesi filtre boyutunu küçültse de bu durum, yüksek güçlü sistemlerde uygulanabilirliği azalttığı gibi anahtarlama kayıplarını da artırmaktadır. Bu olumsuz durumların azaltılması doğrultusunda yapılan çalışmalar ile çok seviyeli evirici topolojileri oluşturulmuştur.

Yüksek güçlü uygulamalarda kullanılabilir güç yapısına sahip çok seviyeli eviriciler, enerji kalitesi açısından da büyük bir avantaja sahiptir. Ayrıca, düşük anahtarlama frekansında çalıştıklarından dolayı anahtarlama kayıpları azdır. Bu durumlar çok seviyeli eviricilerin son yıllarda yaygın çalışılmasına sebep olmuştur. Çok seviyeli eviricilerin avantajlarının yanı sıra, anahtar sayılarının çok olması ve kontrol yapılarının karmaşıklığı gibi temel dezavantajları vardır. Teknolojik gelişmeler sayesinde, yüksek güçlü anahtarlar ve yüksek işlem kapasitesine sahip mikrodenetleyiciler yaygınlaşmıştır. Bu gelişmeler, evirici kontrolü için gerekli anahtarlama sinyallerinin üretilmesi ve kontrol aşamalarının kolaylaşmasını sağlamıştır. Çok seviyeli evirici topolojileri, Kaskad H-Köprü (CHB), Uçan Kapasitörlü (FC) ve Nötr Kenetlemeli Evirici (NKE) mimarileri üzerine kurulmuştur [36,37].

CHB mimarisi birden çok H-Köprüsünün seri bağlanmasından oluşmaktadır. Her bir köprü ayrı bir izoleli DA kaynaktan beslenmektedir. Bu sayede giriş kaynağı sayısına bağlı gerilim seviyesi oluşturulmaktadır. Kaynak sayısının enerji kalitesini etkilemesi sebebiyle uygulanabilirlik zorlaşmaktadır [38,39]. Çok sayıda kaynak kullanımı farklı güç yönetim algoritması ihtiyacını da beraberinde getirmektedir. Seri bağlı bu yapıda enerji

kaynaklarından birinde üretimin durması çıkış geriliminin azalmasına ya da hiç üretilmemesine sebep olmaktadır [40,41]. Bu durum CHB topolojisinin en büyük dezavantajıdır.

FC ve NKE çok seviyeli eviriciler tek giriş kaynağından beslenerek çok seviyeli bir gerilim üretebilmektedir. Bu iki yapının doğrudan çok kaynaklı beslenmesi durumunda, kaynak gerilimleri arasındaki farklar uygulanabilirliği zorlaştırmaktadır [42,43]. Bunun yanı sıra FC tip eviricilerde çok sayıda kondansatör bulunması maliyeti ve boyutu artırmaktadır [44]. NKE eviricide ise anahtar sayısının fazla olması bir dezavantaj olarak ön plana çıkmaktadır. Ancak bu topolojide, pozitif ve negatif katman seri durumda bulunan iki anahtar üzerinden iletme ve kesime götürüldüğünden dolayı anahtarlar üzerindeki gerilim stresi diğer topolojilere göre yarıya düşmektedir [36,43]. Gerilim seviyesi düşük anahtarlar kullanılması diğer çok seviyeli topolojilerine göre maliyeti %15 azaltmaktadır [41,45]. NKE eviricilerde dengesiz yüklenme durumunda giriş kondansatörleri arasında gerilim dengesizliği problemi oluşmaktadır. Giriş kondansatörleri arasındaki bu gerilim dengesizliği Toplam Harmonik Bozulmaları (THD) artırmakta ve tek katmana yüksek gerilim uygulanmasına sebep olmaktadır [46]. Bu problemin giderilmesi amacıyla birçok başarılı çalışma yapılmıştır [47-49]. Çalışmalarda her iki giriş kondansatörlerinin gerilim dengesi, güç kontrol algoritmasına yeni bir kontrol parametresi eklenmesiyle sağlanmaktadır [50]. Böylece, enerji kalitesi korunmakta ve anahtarlar üzerindeki gerilim stresinin artması engellenmektedir.

DA/DA ve DA/AA güç dönüştürücülerinin donanım yapıları üzerine yapılan çalışmalar literatürde önemli bir yere sahiptir. Geliştirilmekte olan donanım yapıları ancak güçlü bir kontrol algoritmasıyla iyi sonuçlar vermektedir. Bu nedenle donanım yapılarına paralel olarak güç akış kontrolü çalışmaları sürdürülmektedir. Sistemlerin uygulama alanı kontrol yöntemi seçiminde önemli bir kriterdir. Güç dönüştürücülerinde hızlı tepki süresi ve doğruluk kavramları kontrol yöntemleri için önemli bir özellik olarak görülmektedir. Dinamik davranış istenilen uygulamalarda kayma kipli kontrol (SMC), model öngörülü kontrol (MPC) ve bulanık mantık denetleyicisi (FLC) gibi yöntemler yaygın olarak kullanılmaktadır. DA/AA güç dönüştürücülerinde bu yöntemler çoğunlukla şebeke etkileşimli sistemlere uygulanmaktadır [50-53]. Çünkü evirici çıkışının dinamik kabiliyetinin düşük olması ters güç akışı ve bundan kaynaklı anahtarlama elemanlarının zarar görmesi gibi durumlara yol açmaktadır. Şebekeden bağımsız çalışan ve yüksek dinamik kabiliyete ihtiyaç olmayan yapılarda uygulanması kolay olduğundan oransal integral (PI) gibi klasik kontrol yöntemleri

tercih edilmektedir. Ancak bu sistemlerde ani yük değişimleri ve gerilim yükselmeleri geçiş süreçlerinin giriş kaynağına olan etkisi sistem tasarımı aşamalarında dikkate alınması gereken hususlardır. Giriş tarafında herhangi bir güç dönüştürücüsü kullanmayan eviricilerin kaynaklara olan etkilerini en aza indirmek ancak kararlı bir kontrol mekanizmasıyla gerçekleştirilebilir. Giriş beslemesi farklı bir güç dönüştürücüsü üzerinden sağlanıyor ise, güç akışını yöneten ve kaynağına en yakın olan bu katmanın dinamik bir cevap vermesi gerekmektedir.

Bu tez çalışmasında olduğu gibi, kaynaktan eviriciye güç akışını yöneten DA/DA çevirici katmanında güç kontrolü için farklı yöntemler kullanılmaktadır. Kontrol yöntemleri genel olarak, uygulanabilirlik, doğruluk ve geçiş durumlarındaki performansları açısından karşılaştırılmaktadır. Son yıllarda hızlı bir ivme gösteren teknolojik gelişmeler, uygulama yapılarında kullanılan elemanların ve mikrodeneleyicilerin kabiliyetlerini önemli oranda artırmıştır. Böylece, birçok kontrol metodunun hem endüstriyel hem de bilimsel alanda uygulanabilirliği kolaylaşmıştır. Bu durum aynı zamanda, hassas ölçüm sistemlerinin de gelişmesine yol açmıştır. Mikrodeneleyici alanındaki gelişmeler ise kontrol yöntemlerinin cevap sürelerini minimuma indirmiştir. Bu gelişmeler doğrultusunda, eviricilerin kontrolünde kullanılan SMC, MPC ve FLC yöntemleri DA/DA çeviricilerin de kontrolünde kullanılan yaygın yöntemlerin başında yer almıştır [54-56].

Endüstriyel alanda da kullanımı oldukça yaygınlaşan bulanık mantık yöntemi, sisteme göre oluşturulan bir üyelik fonksiyonu ve kural tablosuna bağlı olarak kontrol işlemlerini gerçekleştirmektedir. Kontrol işleminin doğruluğu açısından oldukça büyük öneme sahip olan bu iki bileşenin oluşturulması için sistem davranışlarının iyi bilinmesi gerekmektedir. Sistem davranışları teorik aşamalar ile belirlenebildiği gibi uygulama yapısı üzerinden de belirlenebilmektedir. Bu nedenle sistem parametrelerinin tamamı bilinmese de bu kontrol yöntemi uygulanabilmektedir. Tüm sistem parametrelerine ihtiyaç duymaması klasik bulanık mantık yönteminin uygulanabilirlik açısından en büyük avantajıdır [57]. Ancak, klasik yöntemde dinamik davranış kabiliyetinin yavaş olduğu belirtilmektedir [58]. Dinamik davranış kabiliyetinin artırılması için yapılan çalışmalar hâlen güncel literatürün bir konusudur [58,59]. Bu performans kriterinin iyileştirilmesi kontrol yönteminin uygulanmasını zorlaştırmaktadır [58].

Dinamik sistem tepkisi açısından oldukça iyi bir performans sergileyen SMC tekniğı, geçiş

durumlarında kararlı bir davranış sergilemektedir. Bu yöntemde sayısal anahtarlama tekniğinin kullanılması dinamik performansın temel unsurlarındandır. Karşılaştırmacı kullanmadığından dolayı, güç dönüştürücüsünün kontrolü için gerekli anahtarlama sinyalinin doğrudan üretmektedir. Bu durum kontrol işlemindeki gecikmeleri engellemektedir. Ancak, değişken anahtarlama frekansı dezavantajını da beraberinde getirmektedir. Geçişler anında sergilediği yüksek dinamik performans, bu dezavantaja rağmen kayma kipli kontrolü son yıllarda yaygın çalışılan konular arasına taşımıştır. Bununla birlikte, sabit anahtarlama frekansına sahip kayma kipli kontrol tekniklerinin geliştirilmesi de halen çalışılan konular arasında yer almaktadır [55,60]. Bulanık mantık yönteminde olduğu gibi kayma kipli kontrolün de sistem parametrelerine duyarlılığı azdır. Bu nedenle, uygulama sistemlerine adaptasyonu kolaydır. Bu kontrol yönteminde iyi bir dinamik kabiliyet elde edilmesi için güçlü bir mikrodenetleyici gerekmektedir. Aksi halde dinamik kabiliyet de buna bağlı olarak azalacaktır [57].

Son yıllarda güç dönüştürücülerinde yaygın olarak kullanılan diğer bir kontrol yöntemi de MPC metodudur. MPC, sistem parametrelerini kullanarak kontrol değişkeninin bir sonraki değerini tahmin eder. Tahmin tabanlı bu metodun karşılaştırmacı kullanmaması hem de bir sonraki kontrol işaretini üretmesi dinamik kabiliyetini oldukça artırmaktadır. Güç dönüştürücülerinin kontrolü açısından, MPC metodunun birçok geleneksel kontrol yöntemlerine göre daha iyi sonuçlar verdiği karşılaştırma çalışmalarında vurgulanmıştır [61-65]. Kayma kipli kontrol metodu ile MPC arasındaki temel fark, sistem modelinin kullanılmasıdır. Bu iki metod oldukça benzer sonuçlar vermektedir. Kontrol edilecek sistemin matematik modeli elde edilemiyorsa kayma kipli kontrol tercih edilmektedir. Değişmez sistem parametrelerine sahip sistemler için kayma kipli model kolaylıkla uygulanabilir. Ancak sistem tasarımında değişiklik ya da ekleme yapılması kayma kipli kontrol parametrelerinin tekrar seçilmesini gerektirmektedir. MPC metodunda bileşen değerleri kolaylıkla değiştirilebilmekte ve gerçek model haricinde çok az uyarılama parametresi bulunmaktadır. Bu durum MPC metodunu daha uyarlanabilir kılmaktadır [57]. Aynı zamanda, birden çok parametreyi tek fonksiyon üzerinden kontrol edebilmesi MPC yönteminin diğer bir avantajı olarak görülmektedir [66,67]. Kontrol yönteminin bu avantajları güç dönüştürücülerinin enerji kalitelerini ve verimlerini doğrudan etkilemektedir. Yukarıda sıralanan avantajlar MPC metodunun endüstriyel ve bilimsel alanda tercih edilmesinde büyük rol oynamıştır. Bu nedenle birçok güç elektroniği dönüştürücü mimarisinin kontrolü MPC yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Diğer yenilikçi kontrol metodlarında olduğu gibi birçok

hesaplama ve ölçüm gerektiren MPC'nin performansı da mikrodnetleyici kapasitesine oldukça bağımlıdır [57]. Yüksek işlem kapasitesine sahip mikrodnetleyici ihtiyacı sürekli zamanlı MPC metodu ile ortadan kaldırılabilir. Ancak ayrık zamanlı MPC metodu daha iyi bir dinamik davranış sergilediğinden güç dönüştürücülerinde tercih sebebi olmaktadır [57,68].

Yukarıda detaylıca izah edildiği üzere, birden çok üreteç bulunduran sistemlerde çok girişli dönüştürücüler, farklı yük grubu barındıran sistemlerde ise çok çıkışlı dönüştürücüler kullanılabilir. Aynı zamanda, kararsız güç üretimi gerçekleştiren kaynakların devreye alınıp çıkarılması da güç akışının sürekliliği açısından büyük öneme sahiptir. Bu tez çalışmasında oluşturulan DA/DA çeviricinin donanımsal olarak aşağıdaki olası durumlara bir güç dönüştürücüsüyle çözüm sunması amaçlanmıştır:

- Giriş kaynaklarının durumuna göre otomatik geçiş sağlayarak enerji üretimi olan kaynak/kaynakları devreye alabilme,
- Sistemde her iki giriş kaynağı da aktifken iki ayrı çıkışa güç akışı sağlayabilme (ÇGÇÇ durumu),
- Sistemde herhangi bir giriş kaynağı aktifken iki ayrı çıkışa güç akışı sağlayabilme (TGÇÇ durumu)
- Sistemde her iki giriş kaynağı da aktifken ortak bir çıkışa güç akışı sağlayabilme (Bağlantı değişikliği ile uyarlanabilir).

Bu donanımsal kabiliyetlerle birlikte oluşturulan model öngörülü akım kontrol algoritmasıyla:

- Giriş kaynaklarından farklı oranlarda güç akışı sağlanması,
- Çıkış yüklerine farklı seviyede güç akışı sağlanması,

hedeflenmiştir.

Yukarıda sıralanan DA katman özellikleriyle birlikte, alternatif gerilime sahip yüklerin de beslenebilmesi için bir evirici tasarlanmıştır. Literatür özeti doğrultusunda, bağımsız güç kaynağı ihtiyacı olmaması, uygulama aşaması için üretilmiş özel modüllerin bulunması ve maliyetinin düşük olması nedeniyle çalışmada NKE evirici tercih edilmiştir. Evirici yapısı sadece uygulama alanının genişletilmesi için kullanıldığından literatür özetinde verilen gerilim dengesizliği problemi tez çalışması çerçevesinde incelenmemiştir. Bu nedenle, evirici testleri dengeli yüklenme durumunda gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, evirici şebekeden bağımsız çalıştığı için gerilim kontrolü aşamasında geleneksel bir kontrol metodu olan PI denetleyici

kullanılmıştır. Eviriciyi besleyen DA/DA çevirici katmanında ise geleneksel metotlara göre oldukça üstün bir davranış sergileyen MPC metodu kullanılmıştır. Dinamik kabiliyetinin yüksek olması ve tasarım aşamalarında sistem parametrelerindeki değişikliklerin kolay eklenebilir olması nedeniyle akım kontrolünde MPC metodu tercih edilmiştir.

Bu tez çalışmasının 2. bölümünde önerilen çevirici yapısı ve NKE eviricinin analizleri ve donanım bileşenleri sunulmuştur. Ayrıca, tasarım aşamaları kriterleri ve bileşen parametrelerinin hesaplanması da 2. bölümde verilmiştir. Önerilen çevirici modelinin akım kontrolü için kullanılan MPC algoritmasının oluşturulan çeviriciye uyarlanması 3. bölümde sunulmuştur. 4. bölümde önerilen sistemin benzetim çalışmaları yapılarak sonuçlar tartışılmıştır. 5. bölümde ise sistemin tüm çalışma durumlarını incelemek için gerçekleştirilen deneysel çalışmalara ait sonuçlar verilmiştir. 6. bölümde ise elde edilen sonuçların değerlendirilmesi ve öneriler sunulmuştur.

2. GELİŞTİRİLEN ÇEVİRİCİ VE EVİRİCİ DEVRELERİNİN YAPISI VE DONANIM TASARIMI

Bu tez çalışmasında, birden çok üretece sahip sistemler için kaynak durumlarına bağlı olarak çalışan bir DA/DA çevirici geliştirilmiştir. Önerilen çevirici modeli hem kaynaklar arası güç paylaşımını yönetebilmekte hem de üretim olmayan kaynağı devre dışı bırakarak yalnız diğer kaynak ile çalışmasını sürdürebilmektedir. Giriş kaynaklarına göre güç yönetiminin yanı sıra, çıkışta farklı gerilim seviyesine sahip yüklerin beslenebilmesi için çevirici modeli çok çıkışlı olarak tasarlanmıştır. Önerilen çevirici modelinin tasarımı;

- Kaynaklardan herhangi birinde üretimin durması halinde yalnız diğer kaynak ile çalışabilme,
- Farklı gerilim seviyesine sahip yüklerin beslenebilmesi,
- Bağlantı değişikliği ile ÇGTC çalışabilme,

durumları göz önünde bulundurularak gerçekleştirilmiştir. Kaynak durumlarına bağlı olarak çalışan kontrol mekanizması ile çevirici, çok giriş – çok çıkış, tek giriş – çok çıkış, çok giriş – tek çıkış durumları arasında geçiş yapabilmektedir.

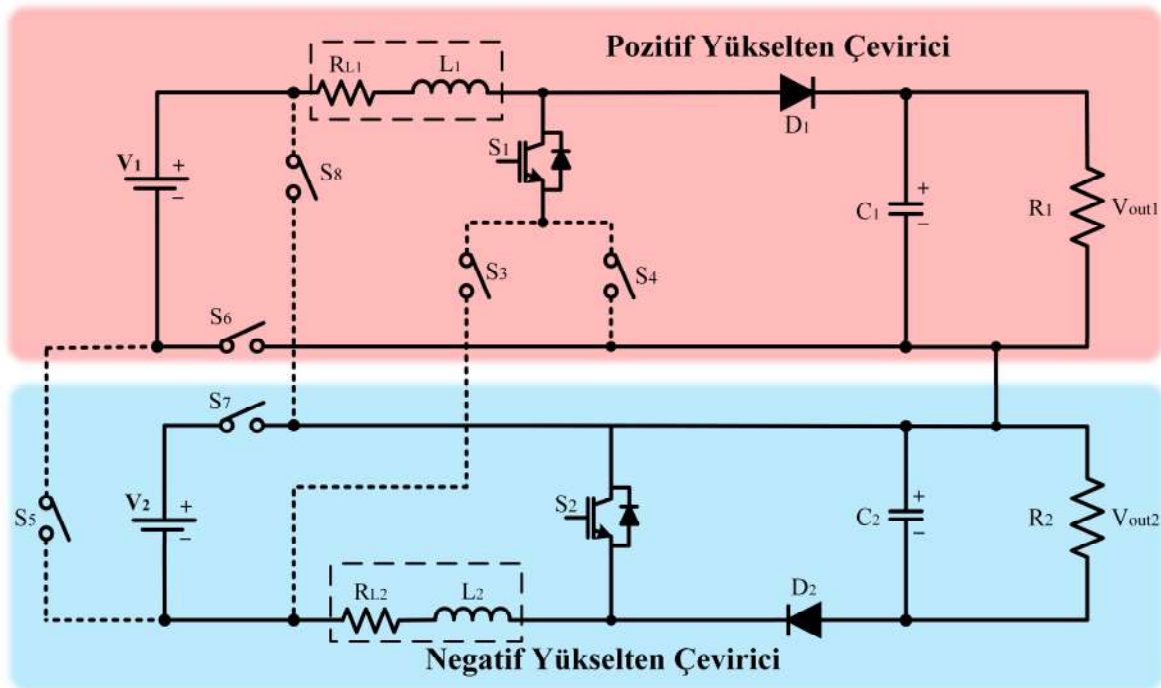
Çevirici çıkışında elde edilen gerilimlerin alternatif gerilime çevrilmesi için ikinci bir donanım bileşeni olarak nötr kenetlemeli üç seviyeli evirici kullanılmıştır. Tez çalışmasında kullanılan bu iki temel donanım bileşeninin analizleri ve uygulama yapısına ait detaylar bu bölüm altında sunulmuştur.

2.1. Durum Değiştirebilen Çevirici Yapısı

Geliştirilen çevirici temel olarak iki adet yükselten çeviriciden oluşmaktadır. Şekil 2.1’de verilen yapıdan görüldüğü üzere, pozitif katmanda klasik yükselten çevirici modeli kullanılmıştır. Negatif katmanda ise tek kaynaklı çalışma durumunda yüksek gerilim kazancı elde etmek için negatif taraf anahtarlamalı yükselten çevirici yapısı kullanılmıştır. Çift katmanlı bu yapıya röleler eklenerek kaynak durumlarına bağlı güç akışı yönlendirmesi ve her çalışma durumunda çoklu çıkış özelliğinin sürdürülmesi sağlanmıştır. İki giriş – iki çıkışlı bir sistem için oluşturulan durum değiştirebilir yapı Şekil 2.1’de verilmiştir. Devre yapısında, ÇGÇÇ, TGÇÇ_{V1} (yalnız birinci kaynak ile çalışma) ve TGÇÇ_{V2} (yalnız ikinci kaynak ile çalışma) olmak üzere üç olasılık bulunmaktadır. Bu üç çalışma durumu için anahtar pozisyonları Çizelge 2.1’de verilmiştir. Çalışma durumlarına ek olarak çıkış

bölümündeki orta nokta kullanılmamasıyla oluşturulabilecek seri çıkışlar sayesinde ÇGTÇ çalışma durumu da çevirici özelliklerine dâhil edilebilir.

Kaynaklarda üretilen gerilim seviyesine bağlı olarak röle pozisyonlarının değiştirilmesiyle çalışma durumları arasında geçişler sağlanmaktadır. Tüm durumlarda çıkışa bağlı yüklere güç akışı, her iki katmandaki bobinlerin şarj – deşarj sürelerini yöneten S_1 ve S_2 IGBT'leriyle kontrol edilmektedir. IGBT'lerin anahtarlama sinyallerinin doluluk oranları değiştirilerek bobinin şarj ve deşarj süresi artırılıp azaltılmaktadır. Bu sayede bobinden geçen akım değeri değiştirilmektedir. İki kaynaklı çalışma durumunda, her kaynak kendi katmanındaki yükü beslemektedir. Tek kaynaklı çalışma durumlarında ise anahtarlama sinyalleri sayesinde bir giriş kaynağından iki farklı seviyede gerilim elde edilebilmektedir.



Şekil 2.1. Geliştirilen çevirici modeli

Çizelge 2.1. Anahtar durumları

Durum	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8
TGÇÇV1	1	0	1	0	0	1
TGÇÇV2	1	0	0	0	1	1
ÇGÇÇ	0	1	0	1	1	0

Çizelgede;

TGÇÇ_{V1}: yalnızca birinci kaynak devrede iken,

TGÇÇ_{V2}: yalnızca ikinci kaynak devrede iken,

ÇGÇÇ: kaynakların her ikisi de devrede iken,

anahtar durumlarını göstermektedir.

Çizelge 2.2. Sistem tasarımında kullanılan parametreler

Parametre	Değeri
Minimum giriş gerilimi	10V
Nominal giriş gerilimi (V_{in})	50V
Nominal giriş gerilimi (V_{OUT})	100V
Maksimum çıkış akımı ($I_{OUT(max)}$)	8A
Anahtarlama frekansı (f_s)	5kHz
Yük direnci aralığı (R_L)	10 Ω -100 Ω

Şekil 2.1’de devre yapısı verilen çevirici modelindeki bileşenlerin değeri hesaplanarak tasarım gerçekleştirilmiştir. Her iki katman da, temel olarak yükselten çevirici modeli barındırdığından dolayı tasarım aşamasında yükselten çevirici için hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Bileşenlerin hesaplanabilmesi için sistemin Çizelge 2.2’de verilen parametreleri kullanılmıştır. Giriş gerilimi deneysel çalışmalarda değiştirilse de bileşen değerlerinin bulunması için sabit bir değer kullanılması gerekmektedir. Benzer durum diğer giriş ve çıkış parametreleri için de geçerlidir. Bu değerler temel olarak maksimum seviyeye yakın olarak seçilmiştir. Anahtarlama frekansı ise değişken olduğundan, değişim aralığının ortalama değeri olarak 5kHz seçilmiş ve hesaplamalar bu değerler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Devre modeli üzerinde yer alan L_1 ve L_2 bobinlerinin değerleri Eş. 2.1 kullanılarak hesaplanmıştır [69].

$$L = \frac{V_{in}(V_{OUT}-V_{in})}{\Delta I_L f_s V_{OUT}} \quad (2.1)$$

Eşitlikte yer alan ΔI_L terimi, bobin akımı üzerindeki salınımı ifade etmekle birlikte, Eş. 2.2’deki gibi hesaplanmaktadır. Eşitlikte yer alan I_F , akım üzerindeki salınım oranını ifade etmektedir. Bu değer %20 ile %40 arasında seçilmesi [69]’da belirtilmektedir. I_F değeri %30 seçilip, Çizelge 2.2’deki parametreler Eş. 2.2’de yerine konularak ΔI_L 4,8A olarak

hesaplanmıştır. Bu değer kullanılarak Eş. 2.1 ile bobin endüktansı 1mH olarak hesaplanmıştır.

$$\Delta I_L = I_F I_{OUT(max)} \frac{V_{OUT}}{V_{in}} \quad (2.2)$$

Çeviricinin diğer pasif devre bileşeni olan kondansatörün minimum kapasitesi ise Eş. 2.3 ile hesaplanmaktadır.

$$C_{(min)} = \frac{I_{OUT(max)} d}{f_s \Delta V_{OUT}} \quad (2.3)$$

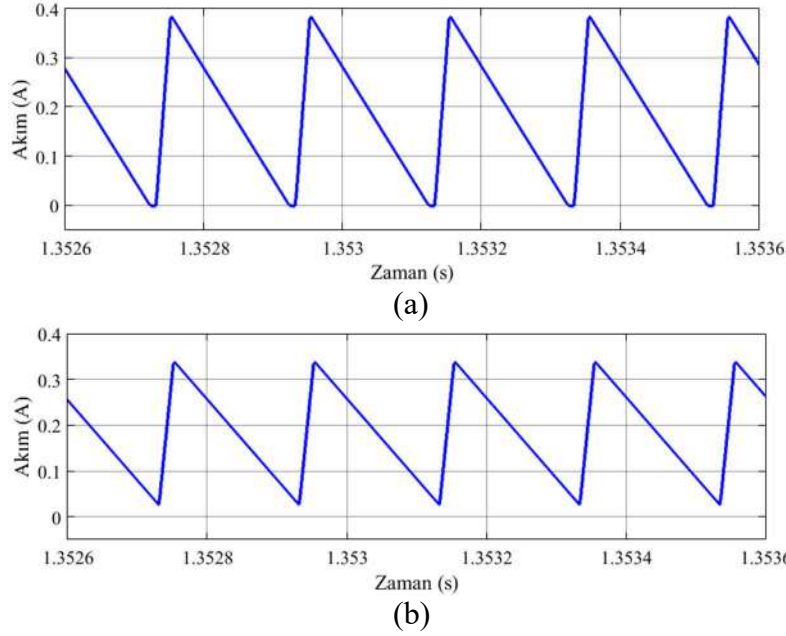
Eş. 2.3'te çıkış akımının maksimum değeri ($I_{OUT(MAX)}$) 8A, gerilim kazancını 2 kat yükseltmek için anahtarlama sinyalinin doluluk oranı (D) 0,5 ve çıkış gerilimi üzerindeki salınım ΔV_{OUT} %1 seçilerek minimum kondansatör kapasitesi 700uF olarak hesaplanmıştır. Uygulamada, hesaplanan minimum değer üzerinde ve üretim açısından standart olarak bulunabilen 1000uF kapasiteli kondansatörler kullanılmıştır.

Sistemin nominal değerlerine göre hesaplanan pasif bileşenlerin sürekli iletim durumu için uygun olup olmadığı kontrol aşamaları açısından önemlidir. Kontrol metodu sürekli iletim durumu için oluşturulduğundan dolayı donanım yapısının da sürekli iletim durumunu sağlaması gerekmektedir. Bobin akımının sürekli iletim durumunu koruması açısından kritik endüktans (L_C) değeri Eş. 2.4 ile hesaplanmaktadır [70].

$$L_C = \frac{R_L d(1-d)^2}{2f_s} \quad (2.4)$$

Çevirici çıkışına bağlı yük direnci yüksek olduğunda, bobin akımı süresiz iletim durumuna geçmektedir. Bununla birlikte düşük darbeleme oranı ($< \%10$), bobinin deşarj süresinin uzamasına yol açtığından çeviricinin süresiz duruma geçmesi açısından önemli bir faktördür. Bu iki kriter göz önünde bulundurularak, Eş. 2.4'te maksimum yük direnci olarak 100Ω ve minimum darbeleme oranı olarak $\%10$ seçilmiştir. Bu değerler ile kritik endüktans 0,81mH olarak hesaplanmıştır. Kritik endüktans değeriyle elde edilen bobin akımı sonucu Şekil 2.2(a)'da verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, bobin akımı kesintili duruma geçme sınırındadır. Aynı çalışma koşullarında, Eş. 2.1 ile hesaplanan 1mH endüktans değeriyle elde

edilen sonuçlar Şekil 2.2(b)'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, bobin akımı kesikli iletim sınırına (sıfır) ulaşmamaktadır.



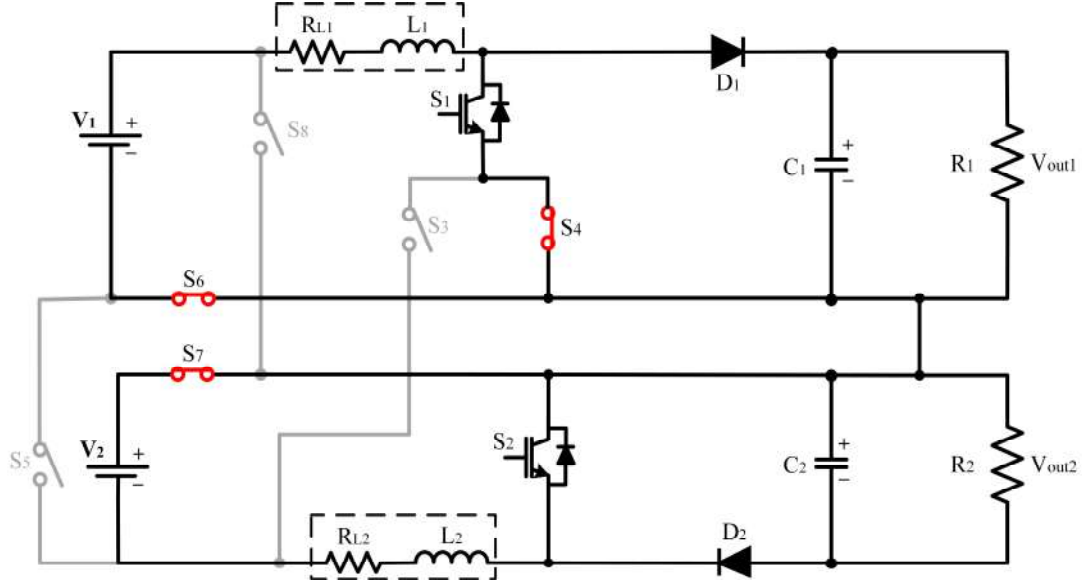
Şekil 2.2. Sürekli iletim durumu akım sonuçları, a: Kritik endüktans değeriyle, b: Hesaplanan endüktans değeriyle

Şekil 2.2'de elde edilen sonuçlar, en kritik çalışma sınırında dâhi bobin akımının sürekli iletim durumunda olduğunu göstermektedir. Temel çalışma yapısı ve tasarımı yukarıda verilen çevirici modeline ait detaylı devre analizleri ve matematiksel altyapı devam eden bölümlerde sunulmuştur.

2.1.1. İki kaynaklı çalışma durumu

Çevirici girişindeki her iki kaynakta da enerji üretimi olması durumunda çok girişli çalışma durumu oluşmakta ve üretilen enerji çıkışa bağlı yüklerle aktarılmaktadır. Şekil 2.3'te görüldüğü üzere, katmanların bağımsız kontrol edilebilmesi çıkışta farklı gerilim seviyesine sahip yüklerin beslenmesini sağlamaktadır.

Güç çeviricilerinde gerilim kazancı anahtarlama elemanlarının iletim – kesim sürelerine bağlı olarak değişmektedir. Bu nedenle analizler olası anahtar durumlarına göre gerçekleştirilmektedir. ÇGÇÇ modelindeki S_1 ve S_2 IGBT'lerinin durumlarına ait devre modelleri Şekil 2.4'te verilmiştir. Her katman bağımsız çalıştığından dolayı ters anahtar durumlarına ihtiyaç duyulmamıştır.



Şekil 2.3. İki kaynaklı çalışma durumu için devre modeli

Şekil 2.4(a)'da görüldüğü üzere, her iki anahtar da iletimdeyken bobinler giriş kaynaklarından şarj olmaktadır. Bu süreçte yükler ilgili çıkış kondansatörleri üzerinden beslenmektedir. Anahtarların kesimde olduğu durum için verilen Şekil 2.4(b)'de görüldüğü üzere, giriş kaynağı ve bobinlerde depolanan enerji diyot üzerinden çıkışa aktarılmaktadır. Deşarj durumunda giriş kaynağının da devrede olmasından dolayı ideal bir yükselten çevirici devresinde gerilim kazancı her zaman 1'den büyüktür. Çeviricilerde gerilim kazancı, ideal devre modeli üzerinde bir anahtarlama periyodu boyunca bobin gerilimi eşitlikleri kullanılarak hesaplanmaktadır. Anahtarların iletimde olduğu durumda L_1 ve L_2 bobinlerinin gerilimleri ($V_{L1(s_1=1)}$ ve $V_{L2(s_2=1)}$) ilgili kaynak gerilimlerine (V_1 , V_2) eşittir. Bobin gerilimleri sırasıyla Eş. 2.5 ve Eş. 2.6'da verilmiştir.

$$V_{L1(s_1=1)} = V_1 \quad (2.5)$$

$$V_{L2(s_2=1)} = V_2 \quad (2.6)$$

Burada;

$V_{L1(s_1=1)}$: Anahtar iletimdeyken L_1 bobini üzerindeki gerilim,

$V_{L2(s_2=1)}$: Anahtar iletimdeyken L_2 bobini üzerindeki gerilim,

V_1 : Pozitif katmana bağlı giriş kaynağının gerilim değerini,

V_2 : Negatif katmana bağlı giriş kaynağının gerilim değerini,

ifade etmektedir.

Anahtarların kesimde olduğu durumda ise ideal modelde her katmanın bobin gerilimi, çıkış gerilimi (V_{out1} ve V_{out2}) ile kaynak geriliminin farkına eşittir. Bu durumdaki bobin gerilimleri sırasıyla Eş. 2.7 ve Eş. 2.8 ile ifade edilir.

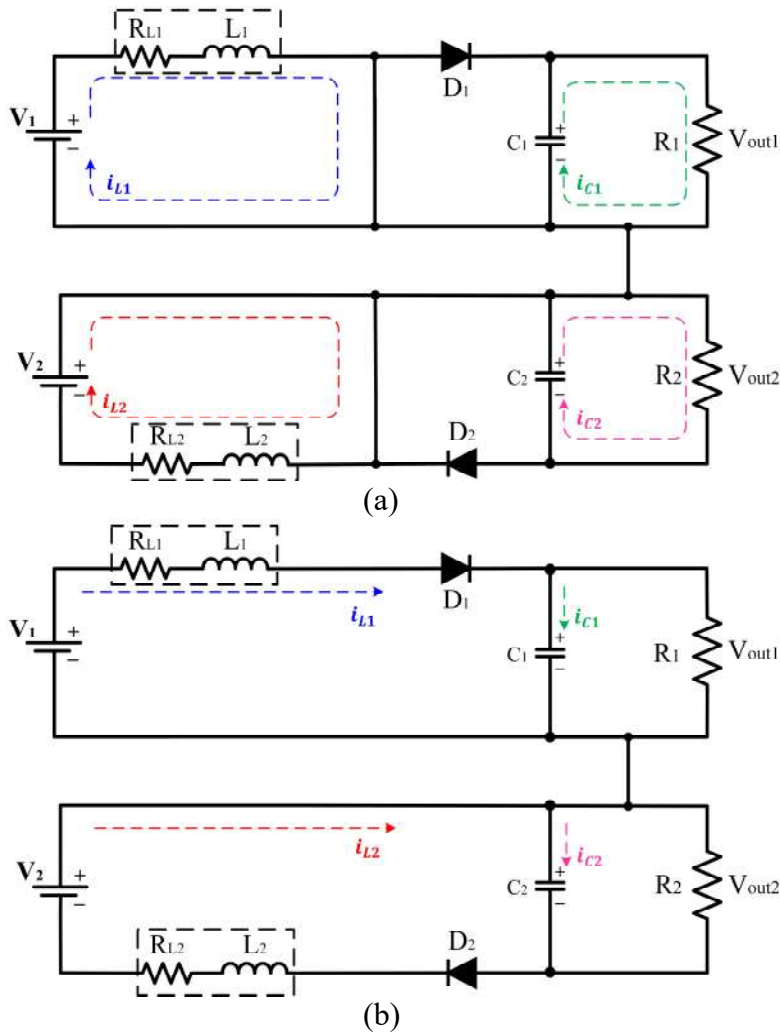
$$V_{L1(s_1=0)} = V_1 - V_{out1} \quad (2.7)$$

$$V_{L2(s_2=0)} = V_2 - V_{out2} \quad (2.8)$$

Burada;

$V_{L1(s_1=0)}$: Anahtar kesimdeyken L_1 bobini üzerindeki gerilimi,

$V_{L2(s_2=0)}$: Anahtar kesimdeyken L_2 bobini üzerindeki gerilimi, ifade etmektedir.



Şekil 2.4. ÇGÇÇ modelinin anahtar durumlarına ait devre yapıları, a: anahtarlar iletimdeyken, b: anahtarlar kesimdeyken

Anahtarlama sinyalinin bir periyodunda bobinin şarj edilme süresi (darbeleme oranı) doğrudan gerilim kazancını etkilemektedir. Bu nedenle gerilim kazancı darbeleme oranına göre hesaplanmaktadır. Çeviricilerde gerilim kazancı bir periyot boyunca bobin geriliminin sıfıra eşitlenmesi ile elde edilmektedir. Her iki katman için bu işlem uygulanacak olursa;

$$V_{L1(s_1=1)}d_1T_s + V_{L1(s_1=0)}(1 - d_1)T_s + V_{L2(s_2=1)}d_2T_s + V_{L2(s_2=0)}(1 - d_2)T_s = 0 \quad (2.9)$$

Burada;

d_1 : Pozitif katman kontrol sinyalinin darbeleme oranını,

d_2 : Negatif katman kontrol sinyalinin darbeleme oranını,

T_s : Anahtarlama sinyalinin periyot süresini,

ifade etmektedir.

Eş. 2.9'da T_s sadeleştirilerek, Eş. 2.5 – Eş. 2.8'de verilen bobin gerilimleri anahtar durumlarına göre yerine konulursa;

$$V_1d_1 + (V_1 - V_{out1})(1 - d_1) + V_2d_2 + (V_2 - V_{out2})(1 - d_2) = 0 \quad (2.10)$$

Eş. 2.10 sadeleştirilerek ÇGÇÇ modelinin gerilim kazancı, Eş. 2.11'deki gibi ifade edilebilir.

$$V_{out1}(1 - d_1) + V_{out2}(1 - d_2) = V_1 + V_2 \quad (2.11)$$

Kararlı durum modeli için elde edilen gerilim kazancı eşitlikleri çeviricilerin çalışma yapısını belirtmekte yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, kontrol yapılarında geçici durumların da ifade edilmesi için sistem bileşenlerini içeren durum denklemleri kullanılır. Anahtar durumuna bağlı olarak devre yapısı değiştiğinden dolayı durum denklemleri de ayrı ayrı incelenmektedir. Kontrol işlemlerinin doğruluğunu artırmak için genellikle ideal olmayan devre modelleri kullanılmaktadır. Özellikle bileşenlerin iç dirençleri sistem davranışını etkilemektedir. Bu nedenle diğer bileşenlere nispeten daha büyük değere sahip olan bobin iç direnci durum denklemlerine eklenmiştir. Anahtar iletimdeyken, bobin giriş kaynağından şarj olmaktadır. Eş. 2.12 ve Eş. 2.14'te görüldüğü üzere, bobin gerilimi, kaynak gerilimi ile iç direnç üzerinde düşen gerilimin farkına eşittir. Aynı süreçte, çıkışa bağlı yük,

kondansatör üzerinden beslenmektedir. Bu durumdaki kondansatör akımları ise Eş. 2.13 ve Eş. 2.15'te verilmiştir.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_1 - R_{L1} i_{L1} \quad (2.12)$$

$$C_1 \frac{dV_{out1}}{dt} = - \left(\frac{1}{R_1} \right) V_{out1} \quad (2.13)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_2 - R_{L2} i_{L2} \quad (2.14)$$

$$C_2 \frac{dV_{out2}}{dt} = - \left(\frac{1}{R_2} \right) V_{out2} \quad (2.15)$$

Burada;

L_1 : Birinci katmandaki bobin endüktansını,

L_2 : İkinci katmandaki bobin endüktansını,

i_{L1} : L_1 bobininden geçen akımı,

i_{L2} : L_2 bobininden geçen akımı,

R_{L1} : Birinci katmandaki bobinin iç direncini,

R_{L2} : İkinci katmandaki bobinin iç direncini,

C_1 : Birinci katmandaki kondansatör kapasitesini,

C_2 : İkinci katmandaki kondansatör kapasitesini,

R_1 : Birinci katman yük direncini,

R_2 : İkinci katman yük direncini,

ifade etmektedir.

İletim durumundaki giriş – çıkış eşitlikleri kesim durumu için de oluşturulmuştur. Anahtar kesimdeyken yükselten çevirici giriş kaynağı ve bobin üzerinde depolanan enerjiyi çıkışa aktarır. Eş. 2.16 ve Eş. 2.18'de verildiği üzere, girişten çıkışa kadar olan seri yol üzerinde bulunan bobin iç direncindeki gerilim düşümü denklemlere dâhil edilmiştir. Girişten gelen akımın bir kısmı ile kondansatör şarj olmakta, kalanı ise yüke aktarılmaktadır. Bu durum, Eş. 2.17 ve Eş. 2.19 ile ifade edilmiştir.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_1 - R_{L1} i_{L1} - V_{out1} \quad (2.16)$$

$$C_1 \frac{dV_{out1}}{dt} = i_{L1} - \left(\frac{1}{R_1}\right) V_{out1} \quad (2.17)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_2 - R_{L2} i_{L2} - V_{out2} \quad (2.18)$$

$$C_2 \frac{dV_{out2}}{dt} = i_{L2} - \left(\frac{1}{R_2}\right) V_{out2} \quad (2.19)$$

Anahtar durumları için verilen tüm durum değişkenlerinin analizi için durum uzay formu yaygın olarak kullanılmaktadır. Matris formundaki durum uzay gösterimin genel yapısı Eş. 2.20 ve Eş. 2.21'deki gibidir. Anahtarlama sinyalinin bir periyodu boyunca sistem davranışını analiz etmek için ortalama durum denklemleri kullanılmaktadır. Durum matrislerinin ortalama gösterimi ise Eş. 2.22 – Eş. 2.25'te verilmiştir.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \quad (2.21)$$

$$\mathbf{A}_{avg} = d\mathbf{A}_1 + (1 - d)\mathbf{A}_2 \quad (2.22)$$

$$\mathbf{B}_{avg} = d\mathbf{B}_1 + (1 - d)\mathbf{B}_2 \quad (2.23)$$

$$\mathbf{C}_{avg} = d\mathbf{C}_1 + (1 - d)\mathbf{C}_2 \quad (2.24)$$

$$\mathbf{D}_{avg} = d\mathbf{D}_1 + (1 - d)\mathbf{D}_2 \quad (2.25)$$

Burada;

$\dot{\mathbf{x}}$: Durum değişkenlerinin zamana göre türevleri

$\mathbf{x}$: Durum değişkenleri matrisi

$\mathbf{A}$: Sistem matrisi

$\mathbf{B}$: Giriş matrisi

$\mathbf{C}$: Çıkış matrisi

$\mathbf{D}$: İleri besleme matrisi

$\mathbf{y}$: Çıkış değişkenleri matrisi

u : Giriş değişkenleri matrisi

d : Darbeleme oranı

Durum denklemlerinde yer alan 1 alt indisli matrisler (A_1, B_1, C_1, D_1, K_1) iletim zamanındaki durum eşitliklerini ve birim matrisi, 2 alt indisli matrisler (A_2, B_2, C_2, D_2, K_2) kesim zamanındaki durum eşitliklerini ve birim matrisi ifade etmektedir. Anahtarın iletimde olduğu süreç için verilen durum denklemleri kullanılarak Eş. 2.26'daki durum uzay matrisi elde edilmiştir. Eş. 2.27'de verilen K_1 matrisi ise her katmanın anahtarlama sinyalinin doluluk oranlarını ifade etmek için kullanılmaktadır.

Kesim süresi için de durum denklemleri Eş. 2.28'de verilen matris yapısına getirilmiştir. Her katman için anahtarın kesim süresi ise Eş. 2.29'da verilen K_2 matrisi ile ifade edilmiştir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{out1} \\ i_{L2} \\ V_{out2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{L1}}{L_1}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{C_1 R_1}\right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\left(\frac{R_{L2}}{L_2}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\left(\frac{1}{C_2 R_2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{out1} \\ i_{L2} \\ V_{out2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ V_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$K_1 = \begin{bmatrix} d_1 & d_1 & d_1 & d_1 \\ d_1 & d_1 & d_1 & d_1 \\ d_2 & d_2 & d_2 & d_2 \\ d_2 & d_2 & d_2 & d_2 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{out1} \\ i_{L2} \\ V_{out2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{L1}}{L_1}\right) & -\left(\frac{1}{L_1}\right) & 0 & 0 \\ \left(\frac{1}{C_1}\right) & -\left(\frac{1}{C_1 R_1}\right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\left(\frac{R_{L2}}{L_2}\right) & -\left(\frac{1}{L_2}\right) \\ 0 & 0 & \left(\frac{1}{C_2}\right) & -\left(\frac{1}{C_2 R_2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{out1} \\ i_{L2} \\ V_{out2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ V_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$K_2 = \begin{bmatrix} (1-d_1) & (1-d_1) & (1-d_1) & (1-d_1) \\ (1-d_1) & (1-d_1) & (1-d_1) & (1-d_1) \\ (1-d_2) & (1-d_2) & (1-d_2) & (1-d_2) \\ (1-d_2) & (1-d_2) & (1-d_2) & (1-d_2) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

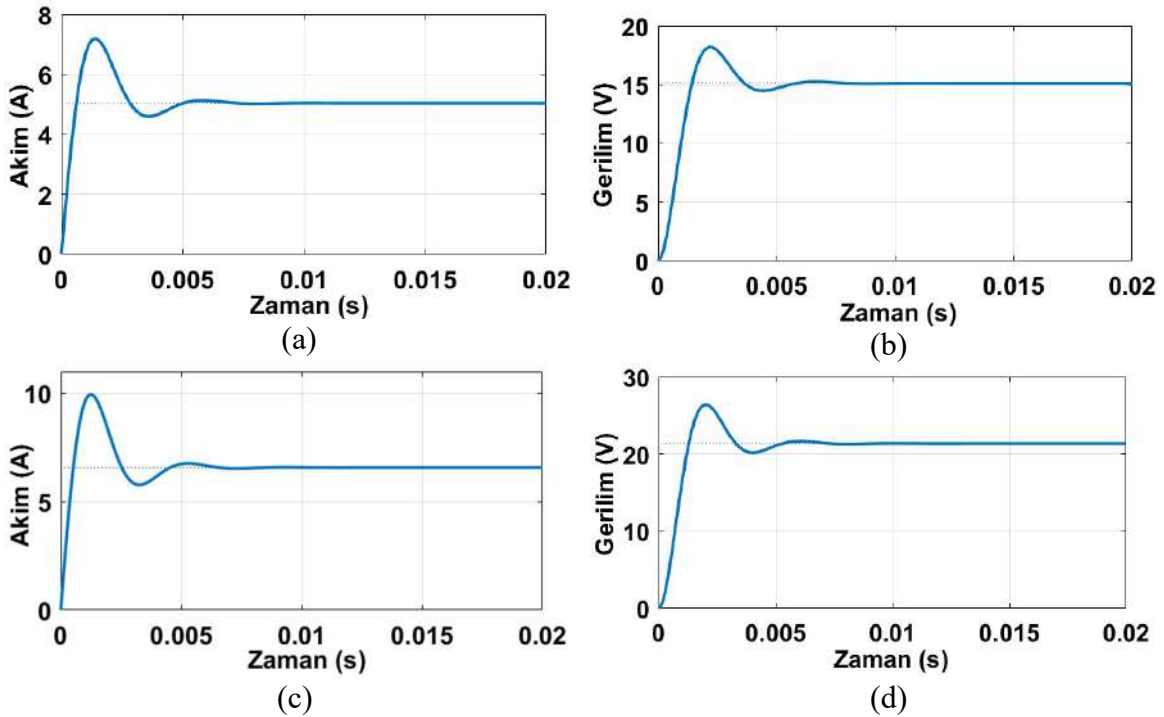
İletim ve kesim durumlarına ait her matris, darbeleme oranlarını içeren (K_1 ve K_2) matrisleri ile hücrel olarak çarpılarak Eş. 2.30 ve Eş. 2.31’de verilen ortalama durum matrisleri elde edilmiştir. Böylece, durum denklemlerine anahtarların darbeleme oranları eklenmiştir.

$$A_{avg} = K_1 * A_1 + K_2 * A_2 \quad (2.30)$$

$$B_{avg} = K_1 * B_1 + K_2 * B_2 \quad (2.31)$$

Çizelge 2.3. Benzetim parametreleri

Parametre	Değeri
V_1	10V
V_2	15V
L_1 ve L_2	1mH
R_{L1} ve R_{L2}	0.1 Ω
R_1 ve R_2	5 Ω
C_1 ve C_2	150 μ F
d_1	0.4
d_2	0.35



Şekil 2.5. İki girişli modele ait grafiksel sonuçlar, a: Pozitif katman giriş akımı, b: Pozitif katman çıkış gerilimi, c: Negatif katman giriş akımı, d: Negatif katman çıkış gerilimi

Eş. 2.30 ve 2.31'deki ortalama durum denklemleri Matlab ortamında çözümlenerek önerilen çevirici modelinin çalışma durumu incelenmiştir. Çözümlemede kullanılan sistem parametreleri Çizelge 2.3'te verilmiştir. Şekil 2.5'te verilen sonuçlardan görüldüğü üzere, her katman birbirinden farklı genliklerde çıkış gerilimi üretebilmektedir. Bu durum kaynakların güç akışlarının bağımsız yönetilebildiğini de doğrulamaktadır.

Çalışma durumları ispatlanan çevirici modelinin kararlılık analizleri için durum denklemleri ile transfer fonksiyonu oluşturulmuştur. Her iki katmanda da aynı değerlere sahip bileşenler kullanıldığından kararlılık analizleri sadece tek katman çeviricisi üzerinde gerçekleştirilmiştir. Durum uzay formundan transfer fonksiyonunu elde etmek için Eş. 2.32'deki gibi Laplace dönüşümü yapılmıştır.

$$s\mathbf{X}_{(s)} = \mathbf{A}\mathbf{X}_{(s)} + \mathbf{B}\mathbf{U}_{(s)} \quad (2.32)$$

Eş. 2.32'de benzer birimler aynı bölgeye alınarak I birim matris olmak üzere Eş. 2.33 elde edilmiştir.

$$\mathbf{X}_{(s)}[Is - \mathbf{A}] = \mathbf{B}\mathbf{U}_{(s)} \quad (2.33)$$

Eş. 2.33'te durum değişkenleri yalnız bırakılarak Eş. 2.34 elde edilmiştir.

$$\mathbf{X}_{(s)} = [Is - \mathbf{A}]^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}_{(s)} \quad (2.34)$$

Eş. 2.34 kullanılarak çıkış değişkenleri, C ($[0 \ 1]$) çıkış matrisi ile birlikte Eş. 2.35'teki gibi ifade edilebilir.

$$\mathbf{Y}_{(s)} = \mathbf{C}[Is - \mathbf{A}]^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}_{(s)} + \mathbf{D}\mathbf{U}_{(s)} \quad (2.35)$$

Laplace dönüşümü sonrasında transfer fonksiyonu ($G_{p(s)}$) Eş. 2.36 ile ifade edilir.

$$G_{p(s)} = \frac{Y_{(s)}}{U_{(s)}} = \mathbf{C}[Is - \mathbf{A}]^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (2.36)$$

Durum matrisleri Eş. 2.36'da yerine konularak Eş. 2.37'deki ifade elde edilmiştir.

$$G_{p(s)} = [0 \ 1] \left[\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} s - \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{L1}}{L_1}\right) & -\left(\frac{1}{L_1}\right)(1-d1) \\ \left(\frac{1}{C_1}\right)(1-d1) & -\left(\frac{1}{C_1 R_1}\right) \end{bmatrix} \right]^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ L_1 \\ 0 \end{bmatrix} + \mathbf{D} \quad (2.37)$$

Eş. 2.37'deki matrisin tersi Eş. 2.38'den Eş. 2.42'ye kadar olan bölümde verilmiştir.

$$[I s - \mathbf{A}]^{-1} = \begin{bmatrix} s + \left(\frac{R_{L1}}{L_1}\right) & \left(\frac{1}{L_1}\right)(1-d1) \\ -\left(\frac{1}{C_1}\right)(1-d1) & s + \left(\frac{1}{C_1 R_1}\right) \end{bmatrix}^{-1} \quad (2.38)$$

$$[I s - \mathbf{A}]^{-1} = \frac{1}{\det[I s - \mathbf{A}]} \begin{bmatrix} s + \left(\frac{1}{C_1 R_1}\right) & -\left(\frac{1}{L_1}\right)(1-d1) \\ \left(\frac{1}{C_1}\right)(1-d1) & s + \left(\frac{R_{L1}}{L_1}\right) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$d_T = 1 - d1 \quad (2.40)$$

$$[I s - \mathbf{A}]^{-1} = \frac{1}{\left(s + \frac{R_{L1}}{L_1}\right)\left(s + \left(\frac{1}{C_1 R_1}\right)\right) + \left(\frac{1}{L_1 C_1}\right)d_T^2} \begin{bmatrix} s + \left(\frac{1}{C_1 R_1}\right) & -\left(\frac{1}{L_1}\right)d_T \\ \left(\frac{1}{C_1}\right)d_T & s + \left(\frac{R_{L1}}{L_1}\right) \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$[I s - \mathbf{A}]^{-1} = \frac{1}{s^2 + s\left(\frac{L_1 + R_{L1} C_1 R_1}{L_1 C_1 R_1}\right) + \frac{R_{L1} + R_1 d_T^2}{C_1 R_1 L_1}} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C_1 R_1} & -\frac{1}{L_1} d_T \\ \frac{1}{C_1} d_T & s + \frac{R_{L1}}{L_1} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Eş. 2.42 transfer fonksiyonunda yerine konularak Eş. 2.43'teki ifade elde edilmiştir.

$$G_{p(s)} = [0 \ 1] \frac{1}{s^2 + s\left(\frac{L_1 + R_{L1} C_1 R_1}{L_1 C_1 R_1}\right) + \frac{R_{L1} + R_1 d_T^2}{C_1 R_1 L_1}} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C_1 R_1} & -\frac{1}{L_1} d_T \\ \frac{1}{C_1} d_T & s + \frac{R_{L1}}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ L_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Giriş matrisi ile durum matrisinin dönüşümünden elde edilen matris çarpılarak Eş. 2.44'teki ifade elde edilmiştir.

$$G_{p(s)} = [0 \ 1] \frac{1}{s^2 + s\left(\frac{L_1 + R_{L1} C_1 R_1}{L_1 C_1 R_1}\right) + \frac{R_{L1} + R_1 d_T^2}{C_1 R_1 L_1}} \begin{bmatrix} \frac{V_1}{L_1} \left(s + \frac{1}{C_1 R_1}\right) \\ \frac{V_1}{L_1} \left(\frac{1}{C_1} d_T\right) \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Eş. 2.42'deki çıkış matrisi ile elde edilen matris çarpılarak Eş. 2.45'teki transfer fonksiyon bulunmuştur.

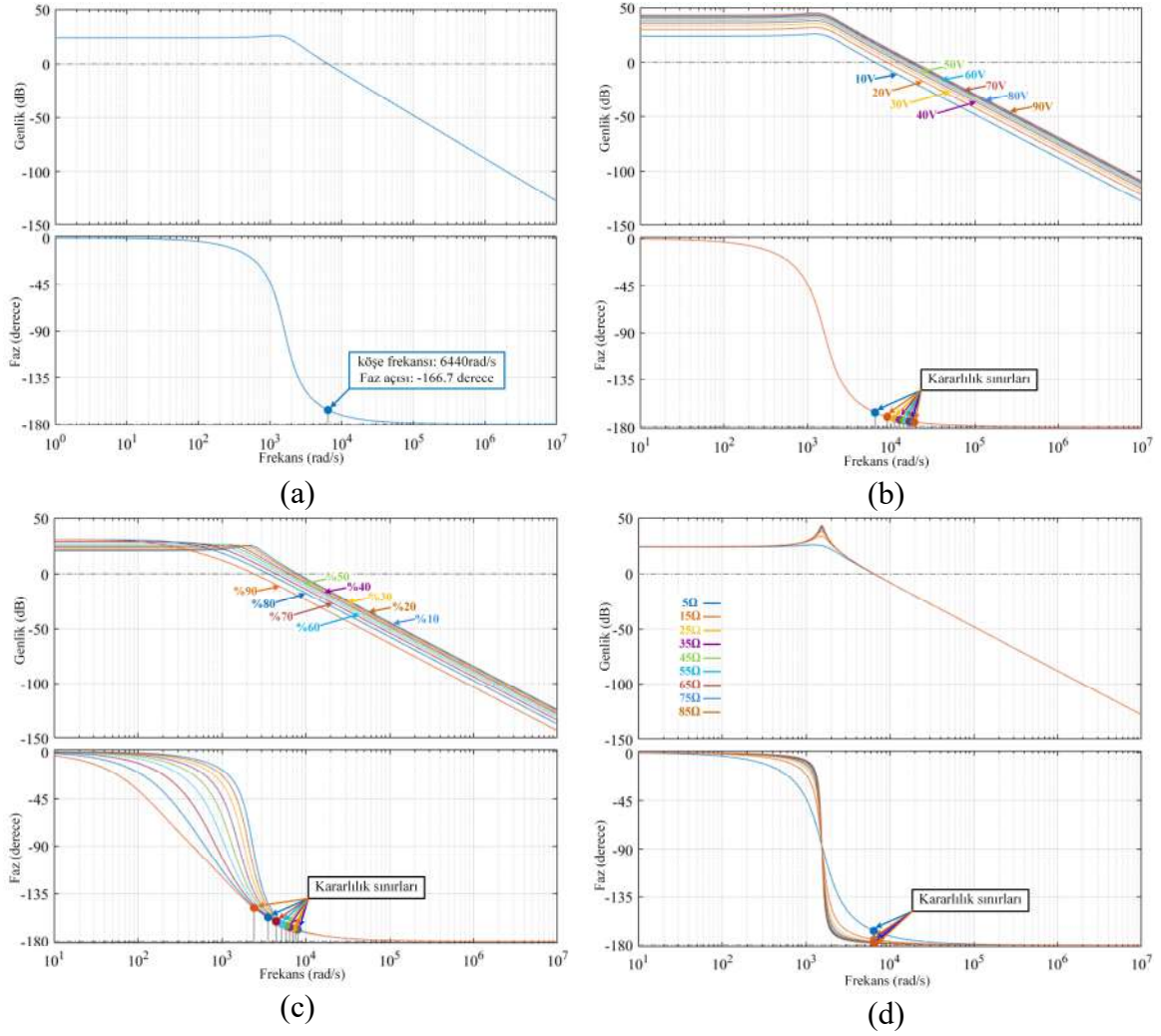
$$G_{p(s)} = \frac{1}{s^2 + s\left(\frac{L_1 + R_{L1}C_1R_1}{L_1C_1R_1}\right) + \frac{R_{L1} + R_1d_T^2}{C_1R_1L_1}} \left(\frac{V_1}{L_1C_1}d_T\right) \quad (2.45)$$

Eş. 2.45'teki transfer fonksiyonunda Çizelge 2.3'teki parametreler yerine konularak 0,4 darbeleme oranı için Eş. 2.46'daki ifade bulunmuştur.

$$G_{p(s)} = \frac{4 \times 10^7}{s^2 + 1433s + 2.533 \times 10^6} \quad (2.46)$$

Eş. 2.46 için bode çizimi MATLAB ortamında yaptırılarak elde edilen sonuç Şekil 2.6(a)'da verilmiştir. Sabit bir doluluk oranında çeviricinin köşe frekansındaki faz açısı $-166,7^\circ$ 'dir. Faz 180° 'ye ulaştıktan sonraki genlik 0dB'nin altında olduğundan belirlenen parametrelerde çeviricinin kararlı olduğu söylenebilir. Önerilen çevirici modelinin benzetim ve uygulama çalışmalarında farklı seviyelerde giriş gerilimleri kullanılmıştır. Bu nedenle giriş gerilimi 10V ile 90V arasında değiştirilip bode analizi tekrarlanmıştır. Giriş gerilimindeki değişimlere karşılık elde edilen sonuçlar Şekil 2.6(b)'de verilmiştir. Tüm gerilim değerleri için elde edilen faz sonuçları, genlik 0dB'ye ulaştıktan sonra negatif olduğundan dolayı çevirici 10V ile 90V aralığında kararlıdır. Gerilim değişimlerine benzer olarak çevirici güç akışını kontrol etmek için anahtara uygulanan sinyalin doluluk oranında da değişimler oluşmaktadır. Bu durumdaki kararlılık bölgesini incelemek için doluluk oranı %10 ile %90 arasında değiştirilerek bode çizimleri tekrarlanmıştır. Bu durumda da gerilim değişimlerine benzer sonuçlar elde edildiği Şekil 2.6(c)'teki sonuçlarda görülmektedir. Çeviriciye bağlanacak yük değeri de uygulamada yapılacak değişiklikler arasında yer almaktadır. Bu nedenle yük direnci 5Ω ile 95Ω arasında her basamakta 10Ω olmak üzere artırılmıştır. Bu durum için elde edilen sonuçlar Şekil 2.6(d)'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, bu değişim durumunda da çevirici kararlı bölgededir.

Bu bölümde sunulan ÇGÇÇ çalışma durumuna ait analizler ve durum uzay modeli çözümleme sonuçları, önerilen modelin iki girişten güç akışını sağlayabildiğini ve çıkışların bağımsız olarak kontrol edilebildiğini göstermiştir. Aynı zamanda, çıkışların seri bağlanması ile elde edilecek ÇGTÇ yapısında da bu bölümde sunulan teorik altyapı kullanılabilir.

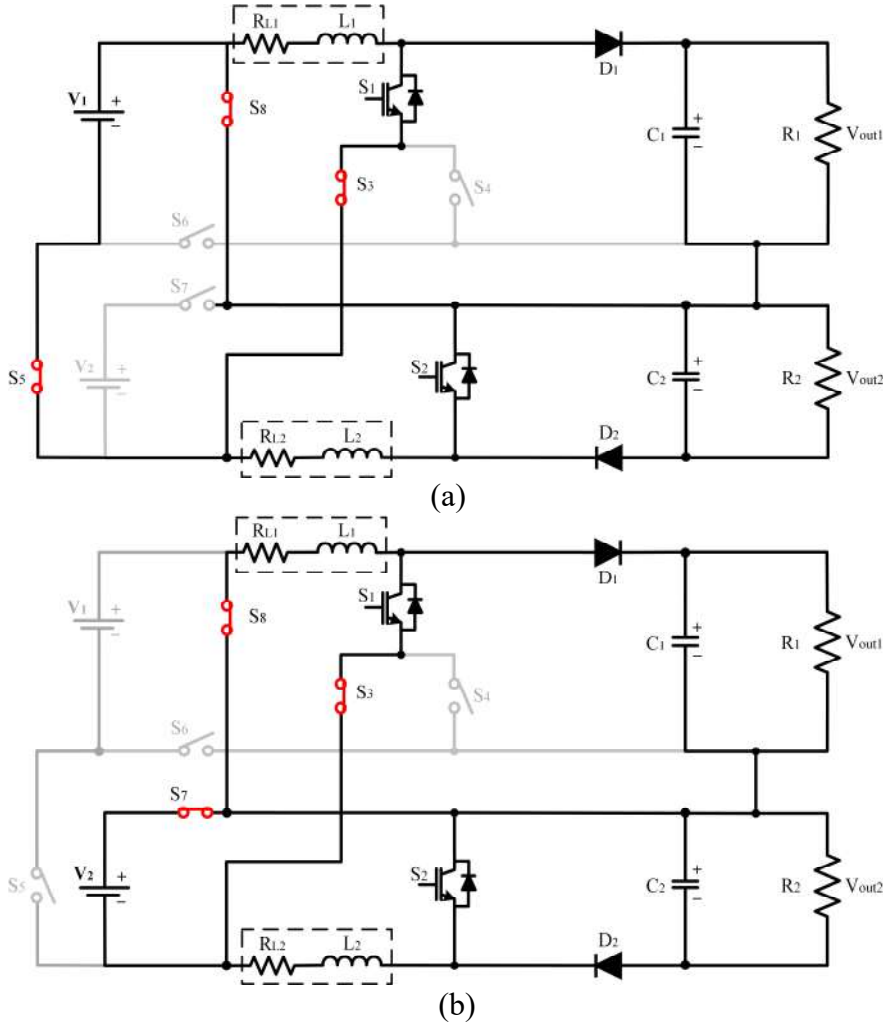


Şekil 2.6. Bode diyagramı sonuçları, a: sabit doluluk oranında (0,4), b: farklı giriş gerilimlerinde, c: farklı doluluk oranlarında, d: farklı yük değerlerinde

2.1.2. Tek kaynaklı çalışma durumları

Tasarlanan DA/DA çevirici yapısının diğer bir çalışma durumu da tek giriş kullanılarak birbirinden bağımsız kontrol edilebilen iki ayrı çıkış elde edilmesidir. Şekil 2.7’de görüldüğü üzere birinci veya ikinci giriş kaynağının kullanılması devre yapısını değiştirmemektedir. Her iki durumda da geliştirilen çeviricinin pozitif katmanı alçaltan – yükselten, negatif katmanı ise yükselten çevirici olarak çalışmaktadır. Çizelge 2.1’deki anahtar durumları V_1 kaynağı için seçildiğinde Şekil 2.7(a)’daki devre yapısı oluşmaktadır. Şekilden görüldüğü üzere her iki katman da yalnız V_1 kaynağından beslenmektedir. Pozitif katman L_1 bobini üzerinden V_{out1} çıkışına enerji aktarımı sağlarken, negatif katman L_2 bobini ve giriş kaynağı üzerinden V_{out2} çıkışına enerji akışı sağlamaktadır. Katmanlar arasındaki güç akışının bağımsız kontrol edilmesi ayrı bobinler kullanılmasıyla sağlanmıştır. Böylece çıkış

gerilimleri ayrı ayrı kontrol edilebilmektedir. Bu durum farklı güç ya da gerilim seviyesine sahip bara veya yüklerin beslenmesini mümkün kılmaktadır. Şekil 2.7(b)'de görüldüğü üzere, sistemin yalnız V_2 kaynağı ile beslenmesi halinde de çevirici katmanları özelliklerini korumaktadır.



Şekil 2.7. Birinci kaynaklı çalışma durumu için devre modelleri, a: TGÇÇV1 devre modeli, b: TGÇÇV2 devre modeli

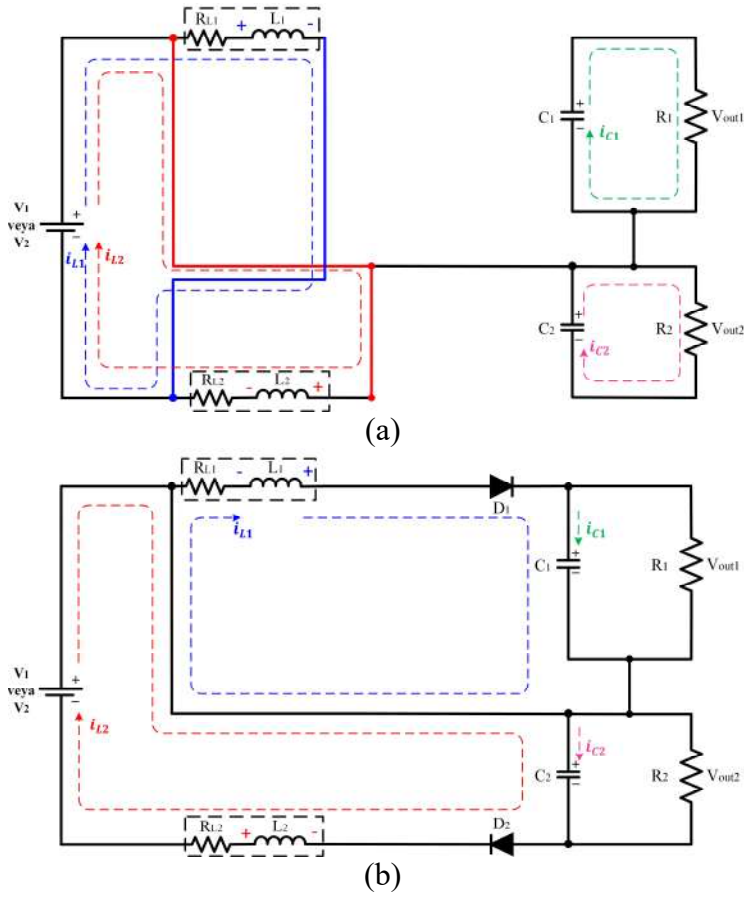
Yukarıda belirtildiği üzere, her iki TGÇÇ yapısında da katmanların devre yapısı değişmediğinden analizler birlikte gerçekleştirilmiştir. Çevirici modelinde yer alan S_1 ve S_2 anahtarlarının durumuna göre iletim ve kesim devre modelleri Şekil 2.8'de verilmiştir.

Şekil 2.8(a)'da görüldüğü üzere, anahtar kapalı durumdayken L_1 ve L_2 bobinleri giriş kaynağından şarj olmaktadır. Bu durum için bobin gerilimleri sırasıyla Eş. 2.47 ve Eş. 2.48 ile ifade edilir. Diyotlar ters polarmadan kaynaklı kesim durumundadır. Bu nedenle çıkışa bağlı yükler ilgili kondansatörler üzerinden beslenmektedir.

$$V_{L1(s_1=1)} = V_n \quad (2.47)$$

$$V_{L2(s_2=1)} = V_n \quad (2.48)$$

$$n = \begin{cases} 1, & \text{Sistem yalnız } V_1 \text{ kaynağı ile çalışıyorsa} \\ 2, & \text{Sistem yalnız } V_2 \text{ kaynağı ile çalışıyorsa} \end{cases}$$



Şekil 2.8. Tek kaynaklı çalışma yapısı için anahtar durumlarına göre devre modelleri, a: Anahtarların iletimde iken, b: Anahtarların kesimde iken

Şekil 2.8(b)'de verilen devre yapısından görüldüğü üzere, anahtar açık duruma getirildiğinde, pozitif katmandaki L_1 bobini çıkışa bağlı kondansatör ve yük üzerinden deşarj olmaktadır. Eş. 2.49'da görüldüğü üzere, L_1 bobini ve C_1 kondansatörü üzerindeki gerilimler eşittir. Giriş kaynağının pozitif katmanda devre dışı kalması sebebiyle bu katman alçaltan – yükselten durumunda çalışmaktadır. Negatif katmanın devre yapısı değişmediğinden dolayı L_2 bobini üzerindeki gerilim Eş. 2.50'deki gibi ifade edilebilir.

$$V_{L1(s_1=0)} = -V_{out1} \quad (2.49)$$

$$V_{L2(s_2=0)} = V_n - V_{out2} \quad (2.50)$$

Anahtarlama sinyalinin bir periyodu için ayrı ayrı yazılan eşitlikler birleştirilecek olursa;

$$V_{L1(s_1=1)}d_1T_s + V_{L1(s_1=0)}(1-d_1)T_s + V_{L2(s_2=1)}d_2T_s + V_{L2(s_2=0)}(1-d_2)T_s = 0 \quad (2.51)$$

TGÇÇ modeli için bobin gerilimleri Eş. 2.51’de yerine konularak, Eş. 2.52’de verilen kazanç eşitliği elde edilir.

$$V_nd_1 + V_nd_2 - V_{out1}(1-d_1) + (V_n - V_{out2})(1-d_2) = 0 \quad (2.52)$$

Eş. 2.52 sadeleştirilirse, TGÇÇ modeli için kazanç denklemi Eş. 2.53’teki gibi bulunur.

$$V_{out1}(1-d_1) + V_{out2}(1-d_2) = V_n(1+d_1) \quad (2.53)$$

Tek kaynaklı çalışma yapıları için de durum denklemleri oluşturularak çeviriciye ait matematiksel altyapı durum uzay formuna getirilmiştir. Anahtarın kapalı olduğu süreçte bobinler ilgili giriş kaynağından şarj olmaktadır. Diyotlar kesimde olduğundan, yükler çıkış kondansatörlerinden beslenmektedir. Bu süreç için durum denklemleri Eş. 2.54– Eş. 2.57’de verilmiştir.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_n - R_{L1}i_{L1} \quad (2.54)$$

$$C_1 \frac{dV_{out1}}{dt} = -\left(\frac{1}{R_1}\right)V_{out1} \quad (2.55)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_n - R_{L2}i_{L2} \quad (2.56)$$

$$C_2 \frac{dV_{out2}}{dt} = -\left(\frac{1}{R_2}\right)V_{out2} \quad (2.57)$$

Alçaltan – yükselten yapıda olan pozitif katmanın kesim sürecindeki bobin gerilimi Eş. 2.58 ile ifade edilebilir. Kondansatör akımı ise Eş. 2.59’da verildiği üzere, bobinden gelen akım ile yüke akan akım arasındaki farka eşittir.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -R_{L1}i_{L1} - V_{out1} \quad (2.58)$$

$$C_1 \frac{dV_{out1}}{dt} = i_{L1} - \left(\frac{1}{R_1}\right)V_{out1} \quad (2.59)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_n - R_{L2}i_{L2} - V_{out2} \quad (2.60)$$

$$C_2 \frac{dV_{out2}}{dt} = i_{L2} - \left(\frac{1}{R_2}\right)V_{out2} \quad (2.61)$$

Negatif katman yükselten çevirici olarak çalıştığından dolayı durum denklemleri ÇGÇÇ ile aynıdır. Yalnız aktif olan giriş kaynağının denkleme dâhil edilmesi ile Eş. 2.60 elde edilmiştir. Negatif katmandaki kondansatör akımı ise Eş. 2.61 ile ifade edilebilir. Anahtar durumlarına göre ifade edilen denklemler durum uzay formuna getirilmiştir.

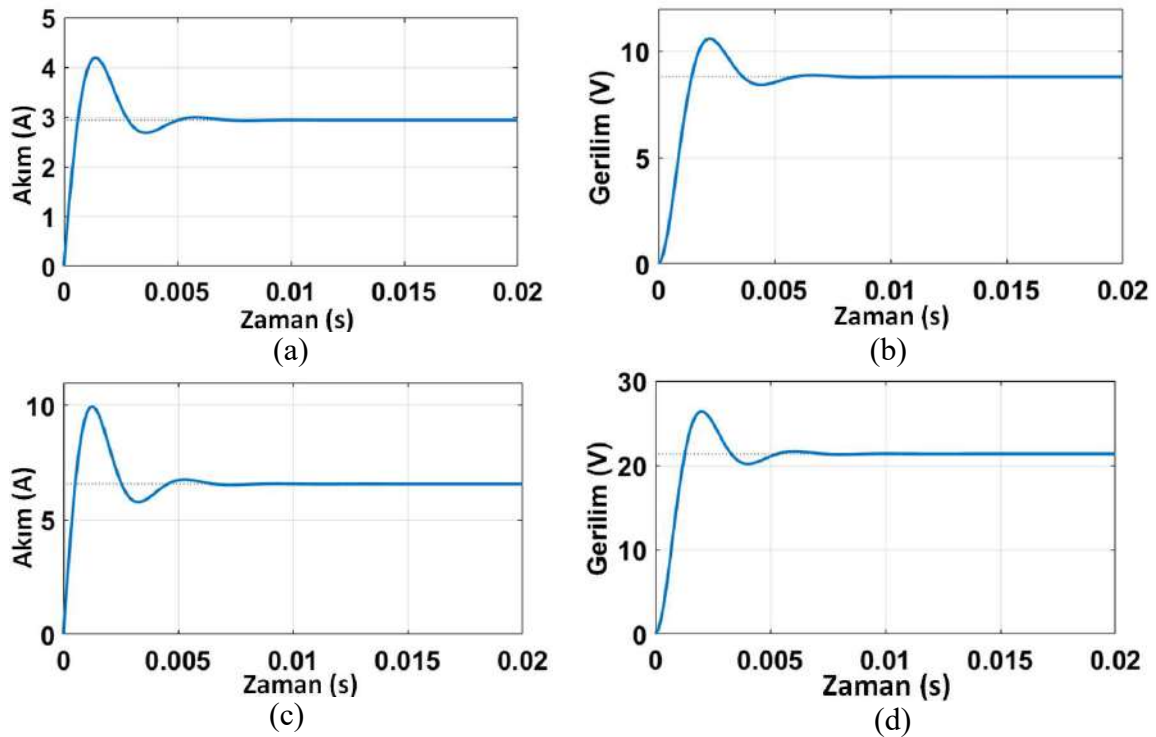
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{out1} \\ i_{L2} \\ V_{out2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{L1}}{L_1}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{C_1 R_1}\right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\left(\frac{R_{L2}}{L_2}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\left(\frac{1}{C_2 R_2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{out1} \\ i_{L2} \\ V_{out2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_n \\ 0 \\ V_n \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{out1} \\ i_{L2} \\ V_{out2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{L1}}{L_1}\right) & -\left(\frac{1}{L_1}\right) & 0 & 0 \\ \left(\frac{1}{C_1}\right) & -\left(\frac{1}{C_1 R_1}\right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\left(\frac{R_{L2}}{L_2}\right) & -\left(\frac{1}{L_2}\right) \\ 0 & 0 & \left(\frac{1}{C_2}\right) & -\left(\frac{1}{C_2 R_2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{out1} \\ i_{L2} \\ V_{out2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_n \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Durum matrislerinden görüldüğü üzere girişlere ait matriste (Eş. 2.62), yalnız bir kaynak kullanılmaktadır. ÇGÇÇ modeline göre iletim durumunda değişiklik olmadığından Eş.2.62'deki A_1 ve B_1 matrisleri değişmemiştir. TGÇÇ modellerinde pozitif katman alçaltan-yükselten yapısında olduğundan dolayı, anahtarların kesimde olduğu durum için verilen Eş. 2.63'teki B_2 matrisinde pozitif katman için giriş kaynağının etkisi olmamaktadır. İki kaynaklı modelde olduğu gibi tek kaynaklı çalışma durumu için de durum-uzay eşitliklerinin ortalama ifadeleri Matlab ortamında çözdürülerek çıkış değişkenleri analiz edilmiştir.

Çözümleme esnasında Çizelge 2.3'te verilen parametreler kullanılmıştır. İkinci katmanın çalışma yapısının değişmediğinin ispatlanması için giriş kaynağı 15V olarak seçilmiştir.

TGÇÇ modeli için elde edilen sonuçlar Şekil 2.9'da verilmiştir. Bu çalışma durumunda pozitif katman alçaltan – yükselten yapıda olduğundan dolayı giriş geriliminden daha düşük seviyede bir çıkış gerilimi elde edilebildiği Şekil 2.9(b)'de görülmektedir. L_1 bobininden geçen akım değeri Şekil 2.9(a)'da verilmiştir. Tek kaynaklı çalışma durumları için bu akım değeri giriş akımı olarak alınmamalıdır. Çünkü alçaltan – yükselten modelde yalnız anahtar kapalı iken giriş kaynağından akım çekilmektedir. Pozitif katmanın giriş kaynağından çektiği akım, darbeleme oranı (d_1) ile bobin akımı çarpılarak elde edilebilir. Negatif katmana ait sonuçlar Şekil 2.9(c) ve Şekil 2.9(d)'de verilmiştir. Şekillerden görüldüğü üzere, ÇGÇÇ modeli ile aynı giriş gerilimi ve yük koşulları altında çalışan negatif katmanda herhangi bir değişiklik olmamaktadır.



Şekil 2.9. Tek girişli modele ait grafiksel sonuçlar, a: Pozitif katman giriş akımı, b: Pozitif katman çıkış gerilimi, c: Negatif katman giriş akımı, d: Negatif katman çıkış gerilimi

Her iki çalışma durumu için oluşturulan durum eşitlikleri ve çözümlemeler, çevirici modelinin pozitif ve negatif katmanlarının bağımsız olarak kontrol edilebildiği göstermektedir. Ayrıca geliştirilen modelin literatürde mevcut ÇGÇÇ ve TGÇÇ çeviricilerin

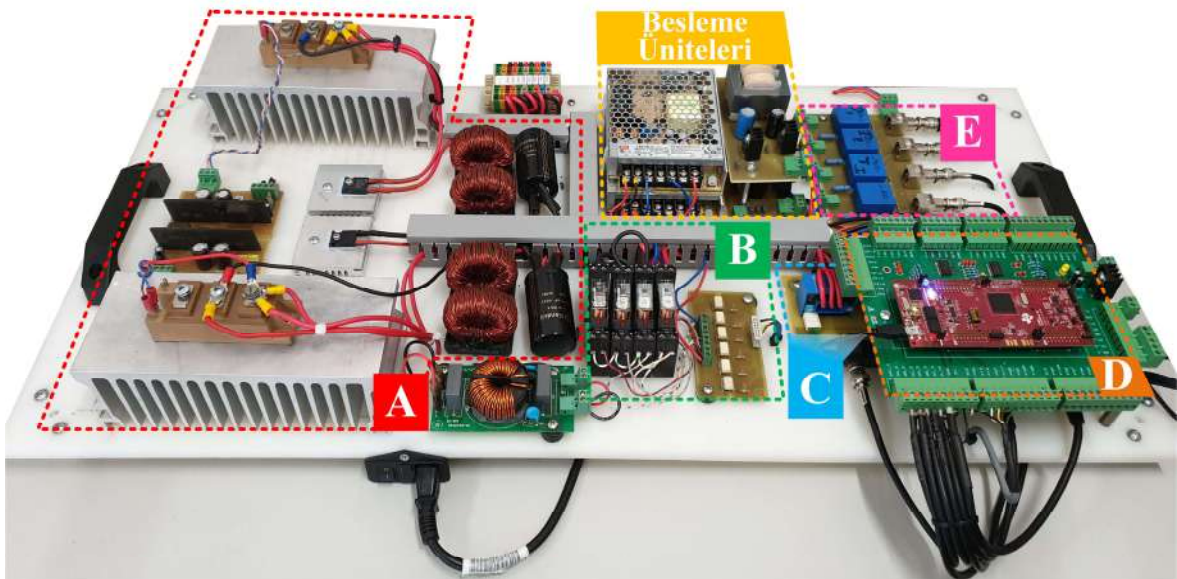
işlevlerini tek model üzerinden karşılayabileceği görülmüştür. Her iki çalışma durumunda da çıkış barasının orta ucunun kullanılmaması ile ÇGTÇ veya yüksek gerilim kazancına sahip TGTÇ modelleri de elde edilebilmektedir. Bu yapı özellikle hibrit sistemlerde tercih edilebilir.

Tez çalışmasında önerilen çevirici modeli;

- Simetrik çıkış gerilimine ihtiyaç duyulan yapılarda,
 - Birden çok kaynağın tek barada birleştirilmesinde,
 - Kesintili enerji kaynakları (rüzgâr, güneş vb.) barındıran sistemlerde,
 - Farklı genliklerde çıkış gerilimine ihtiyaç duyulan DA sistemler,
- gibi uygulama alanlarında kullanılabilecek güç akış yapısına sahiptir.

2.1.3. Geliştirilen çevirici modelinin donanım bileşenleri

Çalışma durumları ve teorik ispatlaması yapılan çevirici modelinin testi için uygulama düzeneği oluşturulmuştur. Resim 2.1’de verilen uygulama düzeneğinde kullanılan devre modellerine ait detaylar bu bölümde sunulmuştur. Uygulama düzeneği temel olarak güç katmanı, ölçüm ve mikrodenetleyici kısımlarından oluşmaktadır. Resimdeki dört ayrı güç kaynağı barındıran besleme üniteleri, akım sensörleri, gerilim sensörleri, IGBT sürme devreleri ve röleler için kullanılmıştır.



Resim 2.1. Geliştirilen çevirici modelinin uygulama düzeneği

Resim 2.1 üzerinde işaretlenen çevirici modelinin bileşenleri aşağıdaki gibidir:

A: Pozitif ve Negatif güç katmanları

B: Güç yönlendirme röleleri

C: Akım sensörleri

D: Mikrodenetleyici

E: Gerilim sensörleri

Güç katmanı ve ölçüm ünitelerinde kullanılan devre elemanlarının özellikleri Çizelge 2.4'te verilmiştir.

Çizelge 2.4. Uygulama düzeneği parametreleri

Parametre	Değeri
IGBT (2MBI100U4A-120-50)	1200V – 100A
IGBT Sürücüler (VLA502-01R)	60kHz
Diyot (DSEI-60-12A)	1200V-12A
L_1 ve L_2	1mH
R_{L1} ve R_{L2}	0.3Ω
C_1 ve C_2	1000 μ F
Gerilim Sensörü (LV 25P)	0-500V
Akım Sensörü (LEM HAS-50S)	0-50A

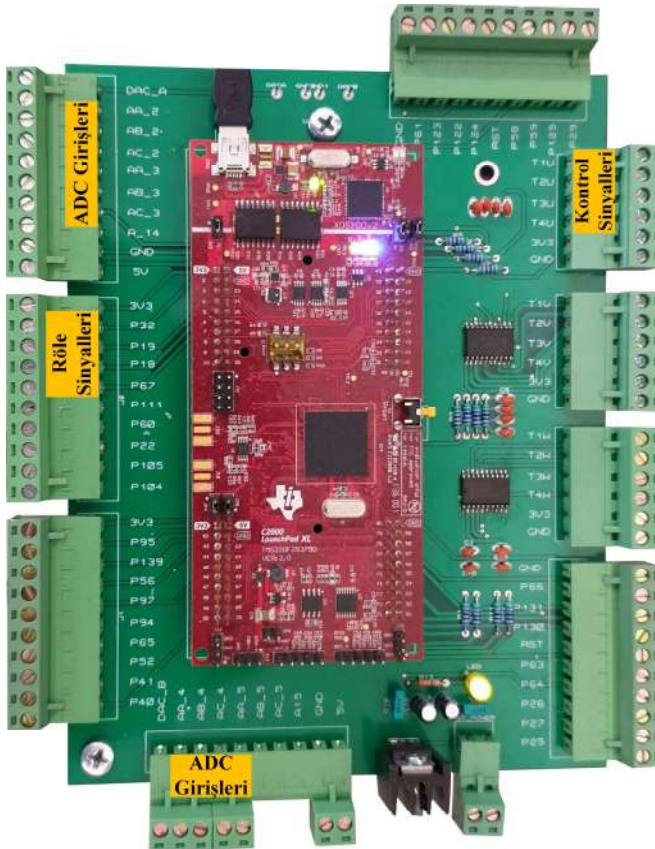
A: Pozitif ve Negatif güç katmanları

Önerilen çevirici yapısındaki her iki güç katmanında da anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanılmıştır. IGBT'ler girişindeki sürme sinyalinin seviyesine göre iletim ya da kesim durumuna geçerek bobinin şarj ve deşarj durumuna geçmesini sağlamaktadır. IGBT sürücüler ise bu anahtarların kontrolü için mikrodenetleyici tarafından üretilen sinyalleri gerekli gerilim seviyesine yükseltmek için kullanılmaktadır. Oluşturulan IGBT sürme devresinin şeması Şekil 2.10'da verilmiştir [71]. Kullanılan sürücü içyapısında opto izolatör ve izoleli DA/DA çevirici barındırmaktadır. Bu nedenle, her sürücü için harici bir izoleli gerilim kaynağına ve sürücü – mikrodenetleyici arasında yalıtım sağlayacak bir opto izolatöre ihtiyaç duyulmamıştır.

Şekil 2.11'deki devre şemasından görüldüğü üzere, ölçülmesi istenen akımın geçtiği iletken sensör içerisinden geçirilmektedir [72]. Sensör, iletken üzerinden geçen akım miktarına bağlı olarak bir çıkış akımı üretmektedir. Gerilim sensöründe olduğu gibi, bu akım bir direnç ile gerilime dönüştürülerek mikrodenetleyicinin ADC kanalına uygulanmaktadır.

D: Mikrodenetleyici

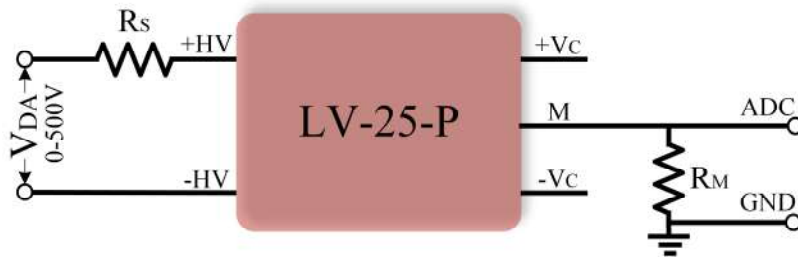
Önerilen çevirici modelinde güç akışının yönlendirmesi ve güç parametrelerinin kontrolü için TMS320F28379D mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Sensör çıkışları, röle kontrol bilgileri ve kontrol sinyallerinin mikrodenetleyici ile bağlantısını sağlamak için Resim 2.2'deki genişletme kartı tasarlanmıştır. Kontrol algoritmasının işletilmesi için akım ve gerilim sensörlerinden alınan 8 adet analog bilgi ADC girişlerine uygulanarak çeviricinin giriş-çıkış parametreleri ölçülmüştür. Oluşturulan mikrodenetleyici yazılımı, ölçülen bu verileri kullanarak hem rölelerin kontrolü için gerekli sinyalleri hem de çevirici katmanlarının güç seviyesini kontrol eden S_1 ve S_2 anahtarları için kontrol sinyallerini üretmektedir.



Resim 2.2. Mikrodenetleyici ve genişletme kartı

E: Gerilim sensörleri

Önerilen çevirici modeli ikisi girişte ikisi çıkışta olmak üzere toplam dört gerilim noktasına sahiptir. Giriş gerilimleri hem çevirici çalışma yapısını belirlemek hem de kontrol algoritması için ölçülmüştür. Çıkış gerilimleri ise yalnız kontrol işlemleri için ölçülmüştür. Bu dört gerilim noktası ayrı referansa sahip olduğundan izoleli olarak ölçülmesi gerekmektedir. Bu amaçla, Şekil 2.12’de devre şeması verilen LV-25P gerilim sensörleri kullanılmıştır [73].



Şekil 2.12. Gerilim sensörü devre şeması

Kullanılan gerilim sensörü girişinden geçen akım değerine bağlı olarak ölçüm ucundan (M) akım çıkışı vermektedir. Çıkışta üretilen akım değeri giriş akımını sınırlayan direnç (R_S) ve çıkış akımının gerilime dönüştürülmesinde kullanılan direnç (R_M) değerine bağlıdır. Sensörde kalıcı hasarlar meydana gelmemesi için maksimum giriş gerilimine göre giriş direnci belirlenmelidir. Bununla birlikte, ölçüm direnci (R_M) seçiminde mikrodenetleyicinin analog dijital dönüşüm (ADC) kanalının gerilim sınırı da göz önünde bulundurulmalıdır.

Yukarıda açıklanan bileşenler ile önerilen çevirici modelinin uygulama düzeneği kurulmuştur. Teorik analizlerde belirtildiği üzere, DA giriş kaynaklarında üretilen enerji kontrollü bir şekilde çevirici çıkışlarına aktarılmaktadır. Bu uygulama yapısının çıkışlarında elde edilen DA gerilimler şebeke koşullarında çalışan yüklerin beslenmesi için eviriciye bağlanarak alternatif gerilime dönüştürülmüştür.

2.2. Nötr Kenetlemeli 3 Seviyeli Evirici

Eviricilerin başlıca uygulama alanları, değişken gerilim – değişken frekans gerektiren motor kontrol sistemleri ve doğru gerilimden alternatif gerilime dönüşüm gerektiren uygulamalar olarak sıralanabilir. Her iki sistemde de temel amaç DA baradaki gerilimin alternatif gerilime

dönüştürülmesidir. Sistem ihtiyacına göre evirici çıkışında elde edilen gerilimin genliği ve frekansı kontrol işlemleri ile değiştirilmektedir. Bu tez çalışmasında evirici, DA baraya sahip bir sistemden sabit gerilim-sabit frekansa sahip bir AA gerilim elde edilmesi için kullanılmıştır.

Kontrol katmanındaki seçim kriterinin yanı sıra, kullanılacak evirici topolojisi de uygulama alanlarındaki ihtiyaca göre belirlenmektedir. Klasik evirici topolojileri endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak tercih edilmekle birlikte, günümüzde endüstriyel alanda kabul gören çok seviyeli evirici modelinin temeli 1980'lere dayanmaktadır. Günümüzde, çok seviyeli evirici modellerinin yaygınlaşmasının temel sebepleri yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler ve bu modellerin klasik topolojilere göre düşük THD seviyesine sahip olmasıdır. THD'lerin enerji iletim sistemleri ve alıcılar üzerindeki olumsuz etkileri enerji kalitesini ön plana çıkarmıştır.

Bu tez çalışmasında tercih edilen nötr kenetlemeli evirici topolojisi, klasik evirici topolojisi ve diğer çok seviyeli eviricilere göre aşağıdaki avantajlara sahiptir:

- Gerilim kapasitesi düşük anahtarlar kullanıldığından dolayı maliyeti azdır.
- Düşük anahtarlama frekansında dâhi enerji kalitesi yüksektir.
- Anahtarlama kayıpları azdır.
- Çok seviyeli çıkıştan dolayı küçük boyutlu filtreler kullanılır.

Yukarıda sıralanan avantajlarla birlikte nötr kenetlemeli eviriciler aşağıdaki dezavantajlara sahiptir:

- Klasik topolojiye göre anahtar sayısı fazladır.
- Anahtar sayısından kaynaklı kontrolü zordur.
- Yalnız tek kaynaktan beslemeye uygun bir modeldir.
- Nötr noktasındaki gerilim dengesizliği THD'yi artırır.
- Diyot kenetlemeli yapıda yüksek akım kapasitesine sahip diyotlara ihtiyaç duyar.

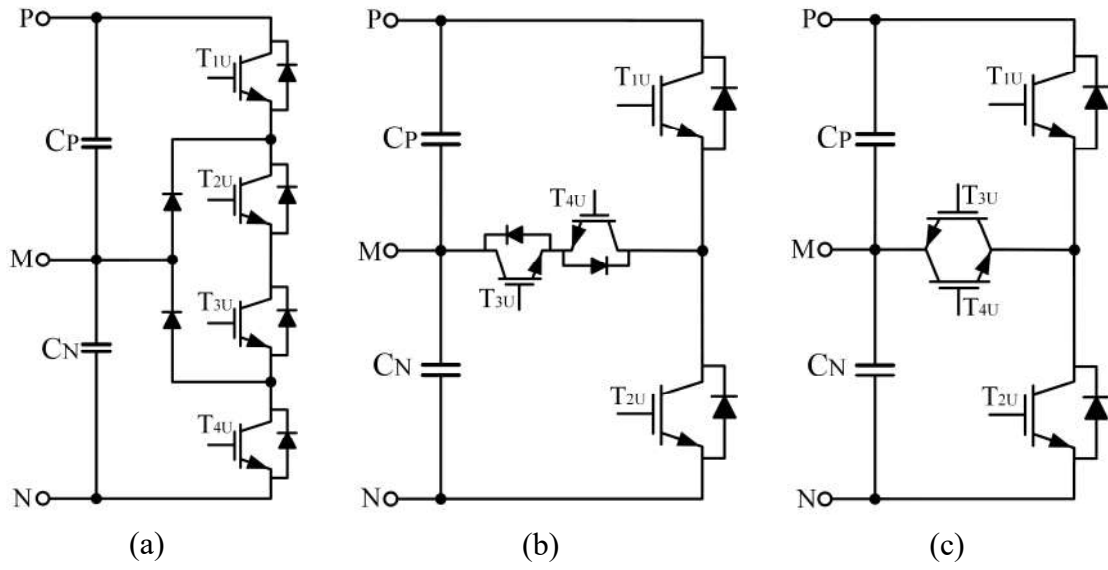
Anahtar sayısı ve kontrol işlemlerindeki dezavantajlar teknolojik gelişmeler sayesinde ortadan kalkmıştır. Günümüzde, yarı iletken teknolojisindeki hızlı büyüme yalnız evirici topolojilerini değil mikrodenetleyiciler gibi birçok alanın gelişmesine sebep olmuştur. Bu doğrultuda geliştirilen yüksek işlem ve hız kapasitesine sahip mikrodenetleyiciler kontrol

işlemlerinin kolaylaşmasını sağlamıştır. Bu gelişmeler çok seviyeli topolojilerin yaygınlaşmasında büyük rol oynamıştır.

Özellikle yenilenebilir enerji sistemlerinde yer alan farklı tipteki üreteçlerin birlikte çalışabilirliği güç kapasitesinin artırılması açısından önemlidir. Çok seviyeli evirici topolojilerinden biri olan Kaskat H-Köprüsü çok kaynaklı çalışmaya uygun bir modeldir. Fakat bu modelde kaynaklardan birinin devre dışı kalması, gerilim seviyelerinden birinin yok olmasına sebep olmaktadır. Ayrıca, yüksek gerilim kapasitesine sahip anahtar ihtiyacı da bu yapının dezavantajlarından biridir. Bu iki açıdan bakıldığında daha avantajlı olan NKE modelleri ise çok kaynaklı çalışabilirlikten yoksundur. Önceki bölümlerde açıklanan çevirici modeli ile bu dezavantaj ortadan kaldırılmıştır.

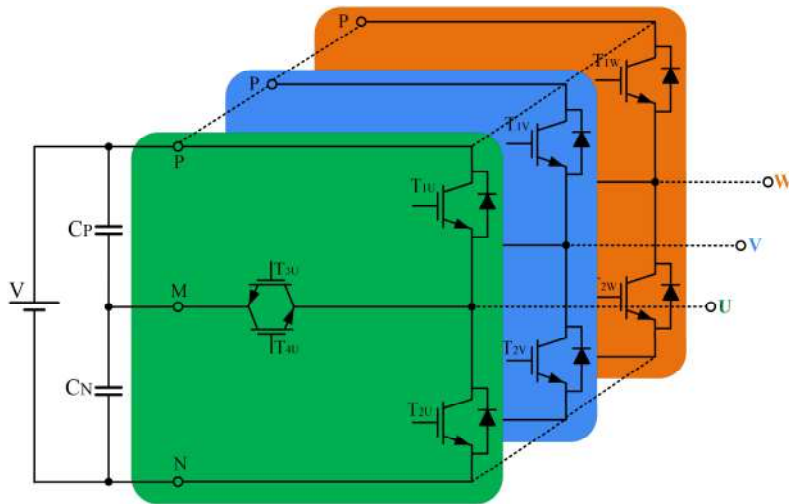
Nötr kenetlemeli eviricilerin diğer bir dezavantajı ise enerji kalitesini olumsuz etkileyen giriş kondansatörlerindeki gerilim dengesizliği durumudur. Dengesiz yüklenme durumunda akan sıfır bileşen akımları giriş kondansatörlerindeki gerilim eşitliğinin bozulmasına neden olmaktadır. Literatür özetinde detaylı olarak açıklandığı üzere, bu dezavantajın ortadan kaldırılması için birçok kontrol çalışması yapılmıştır. Bu tez çalışmasında evirici dengeli yüklenme koşullarında çalıştırıldığından dolayı gerilim dengelenmesi durumu incelenmemiştir.

Evirici üzerine gerçekleştirilen iyileştirme çalışmalarından bir diğeri de donanım düzeneğindeki olumsuzlukların giderilmesidir. Nötr noktasına güç akışı sağlayan yarı iletken sayısının azaltılması için yapılan çalışmalar sonucunda önerilen temel modeller sırası ile Şekil 2.13'te verilmiştir. İlk olarak 1981 yılında oluşturulan Şekil 2.13(a)'daki topolojinin yüksek akım kapasitesine sahip diyotlara ve seri kol üzerinde 4 adet tam güç akımı seviyesinde anahtara ihtiyaç duyması dezavantaj oluşturmaktadır [74]. Bu durum yarı iletken sayısını artırmakta ve buna bağlı olarak maliyet de artmaktadır. Bu nedenle, Şekil 2.13(b)'deki T tip NKE modeli literatürde yer almaktadır. Bu modelde ise nötr barasındaki anahtarlama elemanlarının blok diyotları üzerinden geçen akımlar güç kapasitesini sınırlandırmıştır. Bu yapıdaki problemin ortadan kaldırılması için literatürde yapılan çalışmalar sonucunda Şekil 2.13(c)'deki Gelişmiş T tip NKE (GT-NKE) modeli oluşturulmuştur [75]. Böylece, NKE modelinin minimum anahtarlama elemanı ile yüksek güçlü uygulamalarda çalışabilirliği sağlanmıştır.



Şekil 2.13. Nötr kenetlemeli eviriciler, a: Diyot kenetlemeli evirici, b: T Tip NKE, c: Gelişmiş T tip NKE

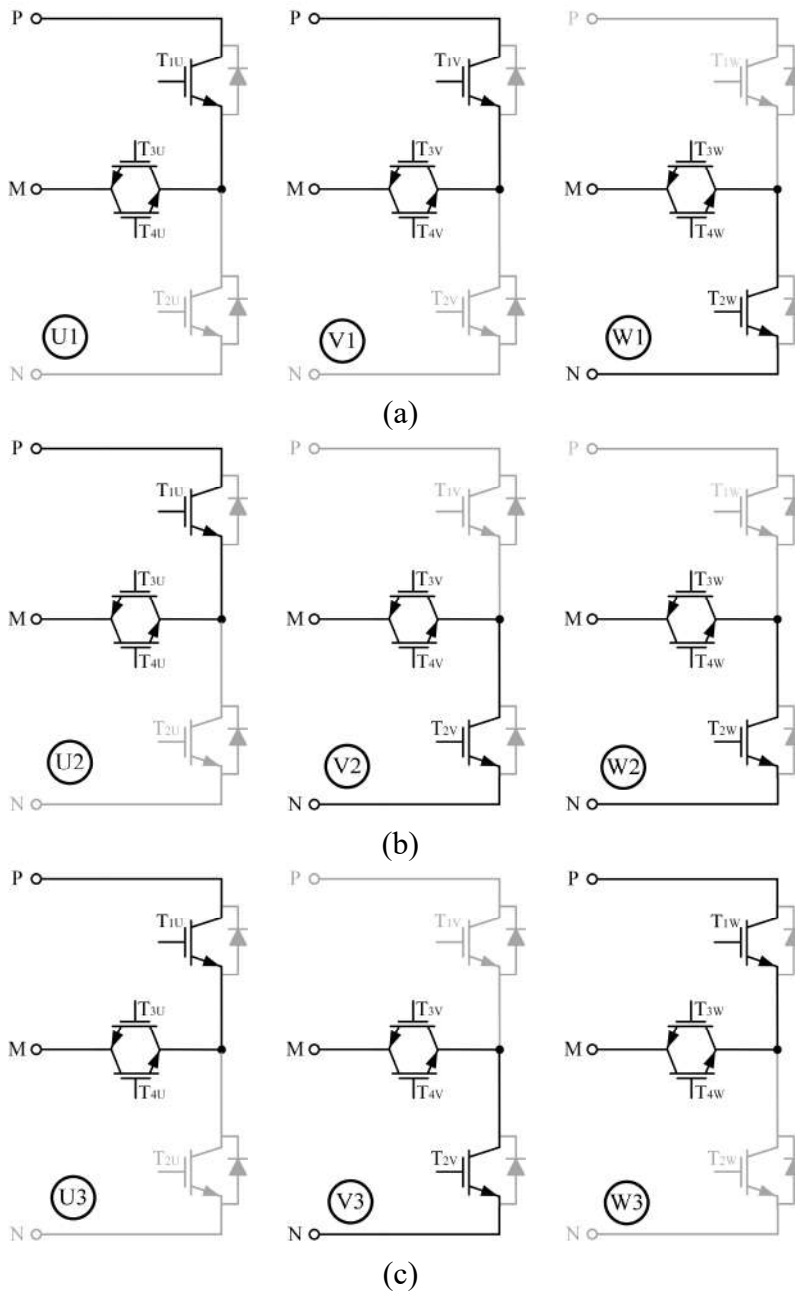
Yukarıda sıralanan avantajlar göz önünde bulundurularak, bu tez çalışmasında 3 fazlı 3 seviyeli GT-NKE modeli tercih edilmiştir. Şekil 2.14’te görüldüğü üzere, faz sayısı tek faza ait kolların DA girişe bağlanması ile artırılmaktadır.



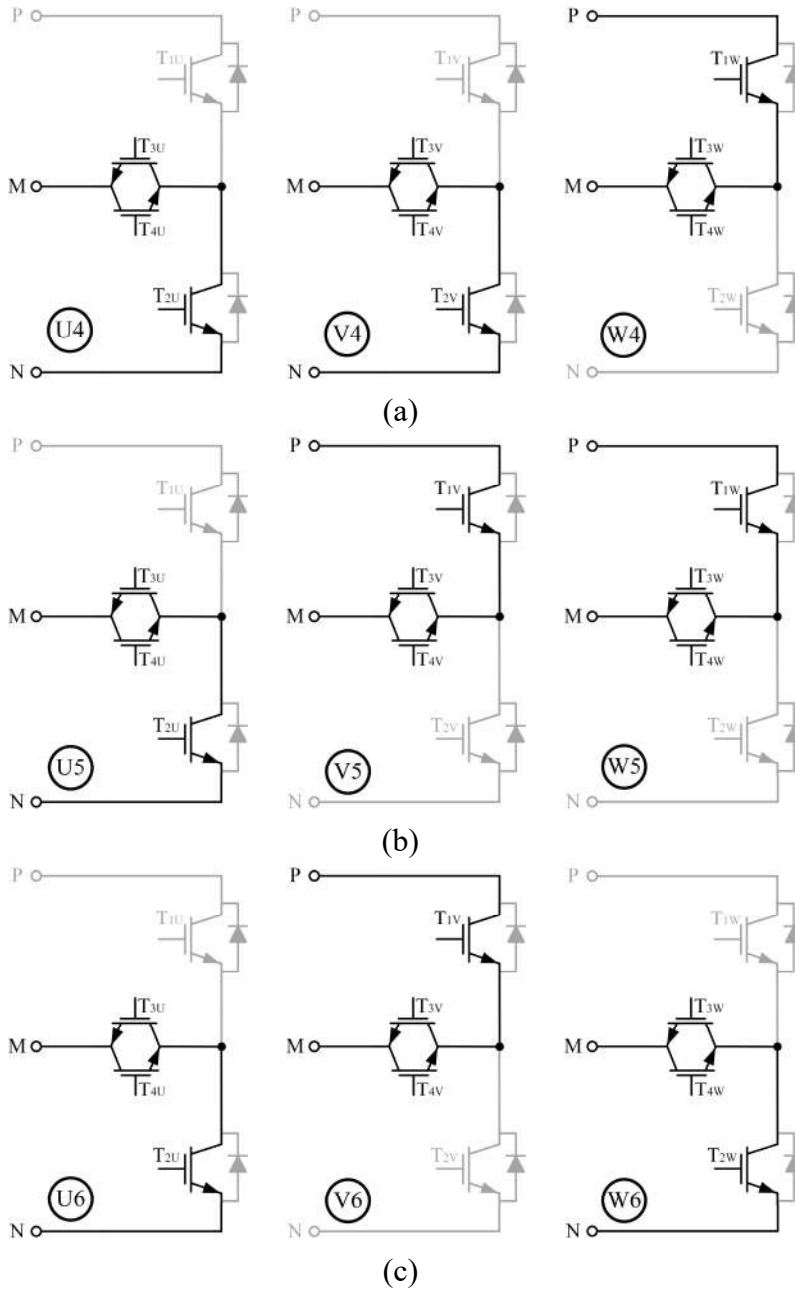
Şekil 2.14. 3 Fazlı 3 seviyeli nötr kenetlemeli evirici şeması

3 fazlı sistemlerin herhangi bir anında, fazlardan en az birinin pozitif ve en az birinin negatif olduğu bilinen en temel özelliğidir. Eviricilerde de bu koşulun sağlanması gerekmektedir. Nötr kenetlemeli eviricide 3 fazlı gerilimin elde edilmesi için her kolun 6 olası durumu vardır. Bu durumların incelenmesi için anahtarların iletim ve kesim durumlarına ait gösterimler Şekil 2.15 ve Şekil 2.16’da verilmiştir. “U” olarak isimlendirilen ilk faz kolunun

pozitif alternansı boyunca tüm faz kollarına ait anahtar durumları Şekil 2.15'te görülmektedir. Şekiller üzerinde koyu işaretli bölümler iletim durumunu, gri olanlar ise kesim durumunu ifade etmektedir. Şekil 2.15(a)'da verilen faz kollarına ait durumlardan görüldüğü üzere, U ve V kolu pozitifleyen W kolu negatif tarafta iletimdedir. Şekil 2.15(b)'de yalnız U kolu pozitif diğer kollar ise negatif tarafta iletimdedir. U kolunun pozitif alternansı için son olasılıkta ise W kolunun pozitifte, V kolunun ise negatifte olduğu Şekil 2.15(c)'de görülmektedir.



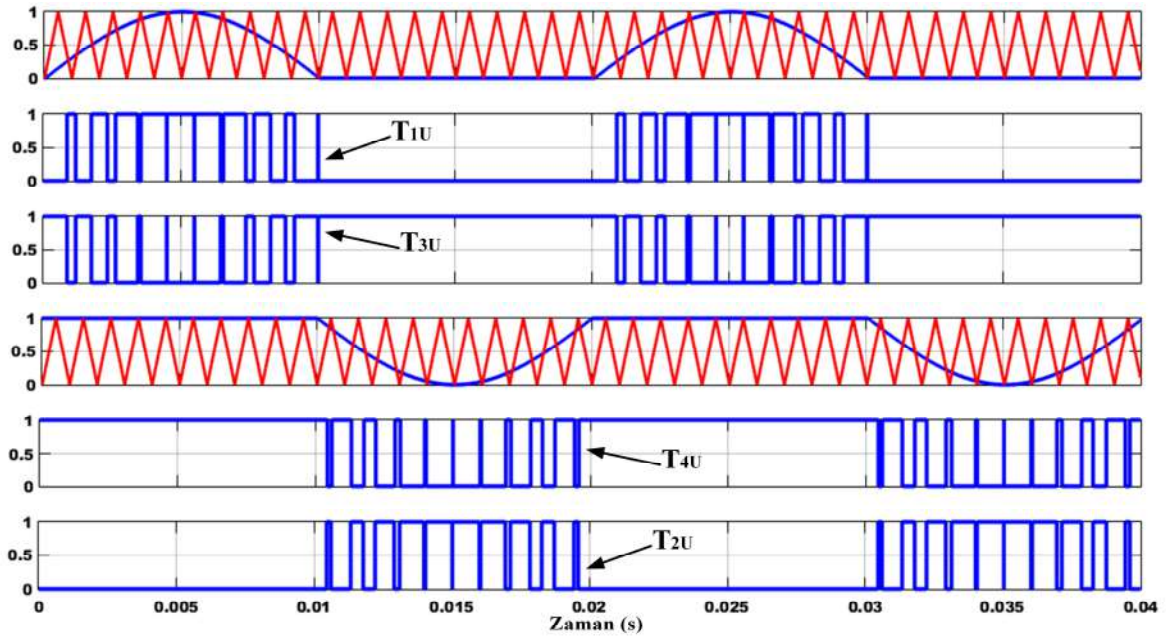
Şekil 2.15. U kolunun pozitif alternansı boyunca ($0 - T/2$) anahtar durumları, a: $0 - T/6$, b: $T/6 - 2T/6$, c: $2T/6 - 3T/6$



Şekil 2.16. U kolunun negatif alternansı boyunca ($T/2 - T$) anahtar durumları, a: $3T/6 - 4T/6$, b: $4T/6 - 5T/6$, c: $5T/6 - T$

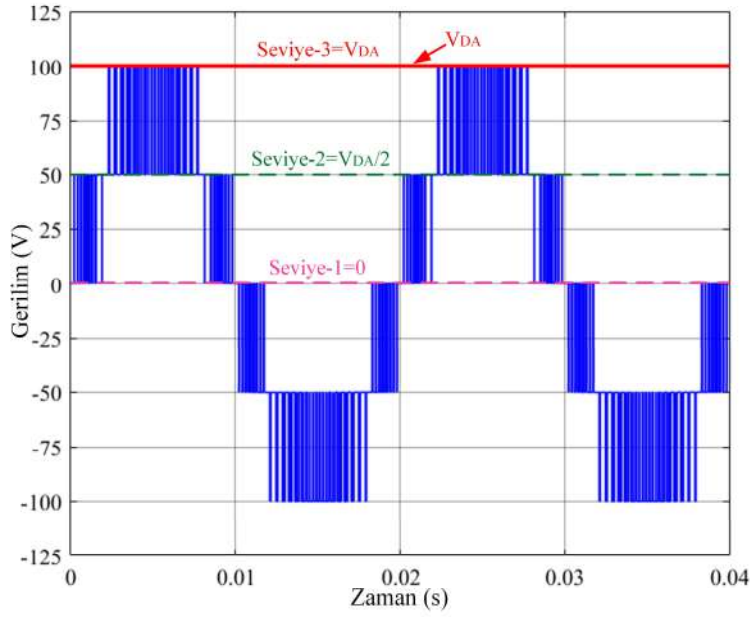
U konunun negatif alternansta olduğu sürece ait anahtar durumları ise Şekil 2.16'da verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere bu süreçte de 3 ayrı olası durum bulunmaktadır. Süreç boyunca faz kolları incelenecek olursa, tüm durumlarda 3 fazlı yapı için gerekli pozitif ve negatif iletimlerin sağlandığı görülecektir. Şekil 2.15 ve Şekil 2.16'daki anahtar durumlarından görüldüğü üzere, 3 fazlı sürecin her anında fazlardan en az biri pozitif en az biri negatif alternansta olmaktadır. Şekillerde yer alan anahtarların sürekli iletimde tutulması sinüs dalga formuna sahip bir sinyal üretmek için yeterli olmamaktadır. Evirici çıkışında

hem 3 seviyenin elde edilmesi hem de sinüzoidal yapının oluşturulması için anahtarlama sinyalleri kullanılmaktadır. Her faza ait güç katmanında bulunan 4 adet anahtarın sürücü sinyalleri, referans sinüs sinyalleri ile taşıyıcı bir sinyalin (üçgen dalgalar) karşılaştırılmasıyla elde edilmektedir. Bir faz için sürücü sinyallerinin oluşturulması Şekil 2.17’de görülmektedir. T_1 ve T_3 anahtarları aynı alternansta fakat birbirinin tersi sıralama ile sürülmektedir. Benzer şekilde negatif alternans için de T_2 ve T_4 anahtarlama sinyalleri üretilmiştir.



Şekil 2.17. Bir faza ait sürücü sinyallerinin oluşturulması

Diğer fazlar için anahtarlama sinyalleri üretilirken referans sinüs sinyalleri faz açılarına göre ($2\pi/3$ ve $4\pi/3$) kaydırılmıştır. Böylece 3 faz için gerekli toplam 12 adet anahtarın sürücü sinyalleri oluşturulmuştur. Tek faz için oluşturulan bu sürme sinyalleri klasik topolojide kullanılan ile benzer yapıdadır. Fakat, diğer faz kollarının nötr barası ile olan etkileşimi sayesinde faz – faz gerilimlerinde üçüncü bir seviye oluşturulmaktadır. 3 seviyeli bir evirici çıkışında elde edilen tipik bir gerilim sinyali Şekil 2.18’deki gibidir. Seviyeler sıfır noktasında, giriş geriliminin yarısında ($V_{DA}/2$) ve giriş gerilimi (V_{DA}) değerlerinde oluşmaktadır. Bu seviyeler doğrudan giriş DA kaynağına bağlıdır ve ancak giriş kaynağının gerilim seviyesi değiştirilerek ayarlanabilmektedir.



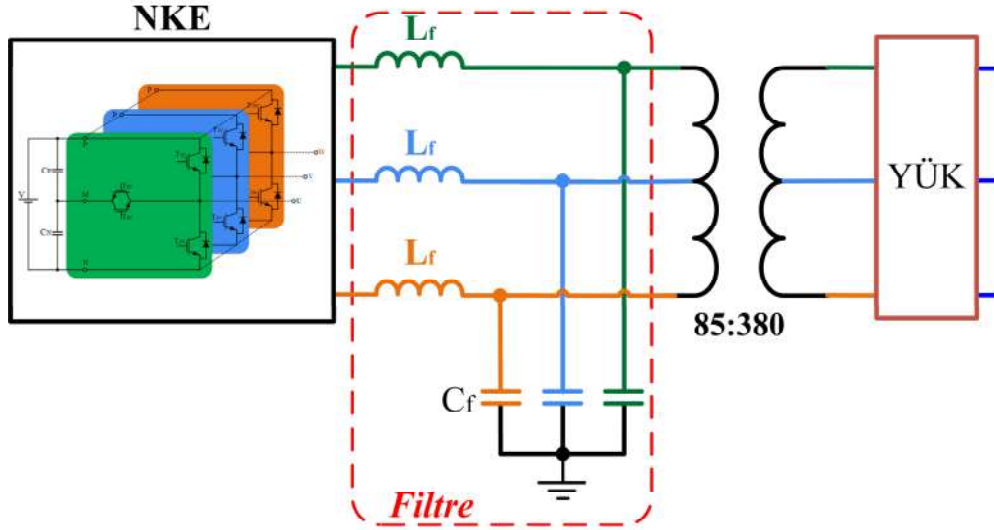
Şekil 2.18. Filtresiz evirici çıkış gerilimi

Filtre edilmemiş gerilim doğrudan giriş kaynağına bağlı iken, evirici çıkış gerilimi hem giriş kaynağına hem de evirici modülasyon indeksine (m_a) bağlıdır. Giriş gerilimini değiştirmek için harici devreler gerekmektedir. Bu nedenle modülasyon indeksinin ayarlanması ile evirici çıkış geriliminin genliği değiştirilmektedir. Modülasyon indeksi olarak ifade edilen katsayı, Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM) sinyallerini üretmek için kullanılan referans sinüs sinyallerinin genliklerini değiştirmektedir. Böylece, Şekil 2.17'deki karşılaştırma sonucuna göre bir alternanstaki en büyük doluluk oranı belirlenmektedir. Sinüs sinyalini oluşturan bu Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) sinyallerinde doluluk oranının değişmesi gerilim genliğini değiştirmektedir. Daha önce de belirtildiği üzere seviyelerin değişimi yalnız giriş kaynak gerilimi değiştirilerek sağlanabileceğinden, modülasyon indeksinin etkisi filtre edilmiş sinyaller üzerinden incelemelidir. Belirtilen gerilim genliği kontrol sonuçları benzetim çalışmaları ve uygulama çalışmalarında sunulduğundan burada verilmemiştir.

2.2.1. Evirici filtre tasarımı

Filtreler, sinüs dalga formundan oldukça uzak olan evirici çıkışındaki 3 seviyeli sinyallerin sinüzoidal yapıya getirilmesi için kullanılmaktadır. Bu nedenle, filtre seçimi enerji kalitesi açısından oldukça önemlidir. Evirici yapılarında bobin-kondansatör (LC) ve bobin-kondansatör-bobin (LCL) tipi filtreler kullanılmaktadır. LCL tipi filtreler şebeke endüktans

değişiminden kaynaklanan rezonans frekansı kaymasını büyük ölçüde engellediğinden, şebekeye bağlı sistemlerde daha çok tercih edilmektedir [76]. Fakat bu tez çalışmasında olduğu gibi şebekeden bağımsız çalışan eviricilerde maliyet ve boyut açısından LC filtreler yaygın olarak kullanılmaktadır. LC filtrenin evirici çıkışlarına bağlantısı Şekil 2.19’da verilmiştir.



Şekil 2.19. LC filtre bağlantısı

Filtre parametreleri hesaplanırken bazı kısıtlamalar göz önünde bulundurulmaktadır. Bunlardan ilki, güç katsayısının düşmesini engellemek için filtre kondansatörü üzerinde tüketilen reaktif güç değerinin seçilmesidir. Eş. 2.64’te görüldüğü üzere filtre kondansatörü üzerinde tüketilen maksimum reaktif güç, aktif güç bileşeninin %5’i olarak belirlenmektedir [77,78]. Bu değer kullanılarak kondansatörün maksimum kapasitesi Eş. 2.65 ile hesaplanabilir. Filtre noktasının gerilim değeri, transformatör dönüştürme oranı kullanılarak Eş. 2.66 ile hesaplanmıştır. Eş. 2.65 kullanılarak 1kW aktif güç için maksimum kapasite $66\mu F$ olarak hesaplanmıştır. Yüksek kapasite, reaktif güç tüketimini artırmakta, düşük kapasite ise yüksek endüktansa sahip bir filtre bobini ihtiyacına neden olmaktadır. Bu nedenle, bulunan kapasitenin yarısı değerli bir kondansatör seçilerek gerilim kalitesinin ölçülmesi önerilmektedir [77]. Eğer kapasite değeri gerilim üzerindeki yüksek frekanslı salınımları engellemiyorsa kapasite değeri artırılabilir. Tez çalışmasında oluşturulan evirici modelinde, hesaplanan değer yarısına yakın kapasitede ($40\mu F$) filtre kondansatörleri kullanılmıştır.

$$|Q_{cf}| \leq 0,05P \quad (2.64)$$

$$C_{fmax} = \frac{|Q_{cf}|}{2\pi f U^2} \quad (2.65)$$

$$U = \frac{U_{f-f}}{\frac{380}{85}\sqrt{3}} = \frac{380}{4,47\sqrt{3}} = 49V \quad (2.66)$$

Filtre bileşenlerinden ikincisi olan bobin endüktansı belirlenirken, çıkışa seri bağlı bu bobin üzerindeki gerilim düşümü dikkate alınmalıdır. Aksi durumda, yüksek giriş gerilimi ihtiyacı ve evirici veriminin düşmesi problemleri ortaya çıkmaktadır [76-78]. Bu nedenle, Eş. 2.67’de verildiği üzere hesaplanan değerinin %10’u kadarlık bir maksimum filtre endüktansı seçilmektedir. Tez çalışmasında oluşturulan evirici yapısı için filtre endüktansı $0.76mH$ olarak hesaplanmıştır. Uygulamada hazır olarak bulunabilen $0.5mH$ değerinde bobinler kullanılmıştır. Bu değer ile gerçekleştirilen deneysel çalışmalarda THD’ler limitlerin altında olduğundan özel bir bobin sarımına ihtiyaç duyulmamıştır.

$$L_f = \%10 \frac{U^2}{2\pi f P} = 0,1 \times \frac{49^2}{2\pi \times 50 \times 1000} = 0,76mH \quad (2.67)$$

Filtre parametreleri hesaplanırken yapılan kabullerden dolayı rezonans durumu kontrol edilerek parametreler doğrulanmalıdır. Aksi halde, filtreden kaynaklı rezonans oluşabilmektedir. Bu durumdan kaçınmak için Eş. 2.68’de verilen rezonans limitleri dikkate alınmalıdır. Filtrelerde, minimum rezonans frekansı temel bileşen frekansının 10 katından büyük, maksimum rezonans frekansı ise anahtarlama frekansının yarısından küçük seçilmektedir [76,77].

$$10f < f_r < \frac{f_s}{2} \quad (2.68)$$

Bir LC filtrenin rezonans frekansı Eş. 2.69’daki gibi hesaplanmaktadır. Yapılan hesaplamalar ve kabuller doğrultusunda bulunan filtre değerlerine göre rezonans frekansı 1,125kHz olarak hesaplanmıştır. Hesaplanan rezonans frekansına göre Eş. 2.68 yeniden yazılarak, Eş. 2.70’deki değerler elde edilmiştir.

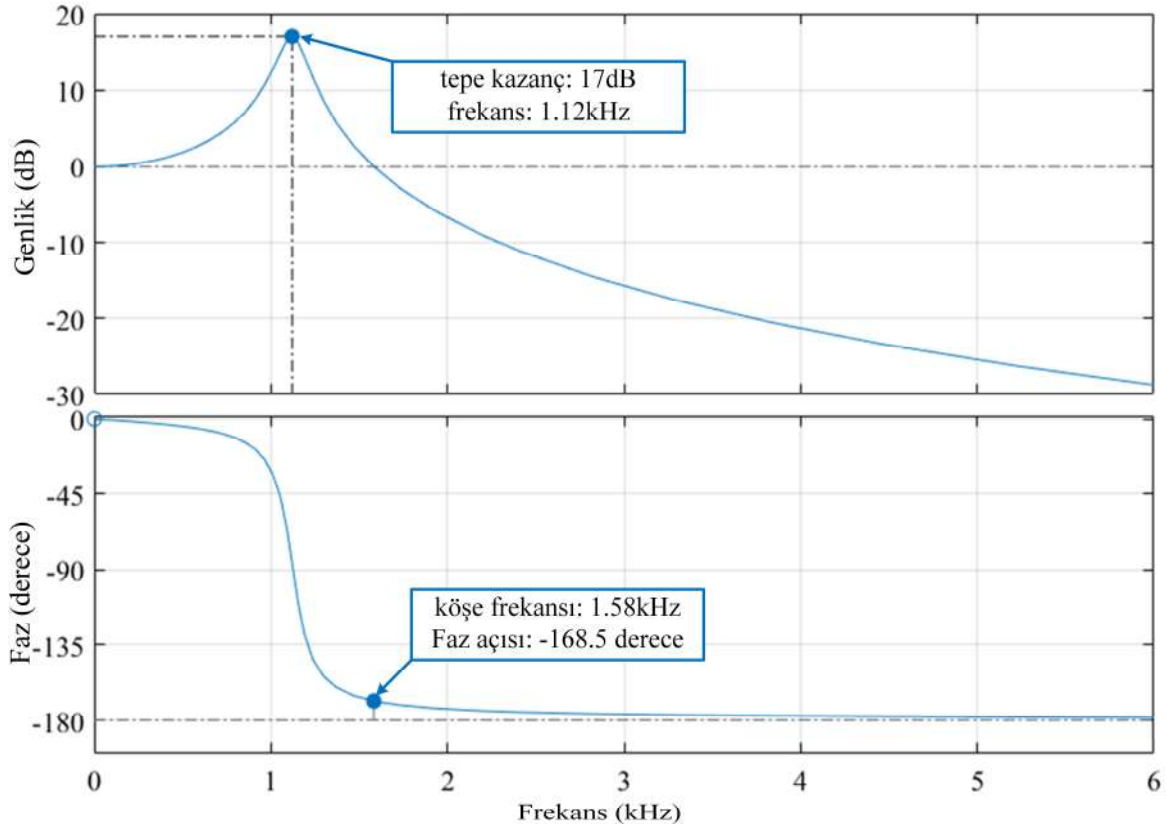
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.69)$$

$$10f = 500\text{Hz} < f_r = 1125\text{Hz} < \frac{f_s}{2} = 2500\text{Hz} \quad (2.70)$$

Elde edilen değerlerden görüldüğü üzere, bulunan filtre parametreleri rezonans limitlerinin arasında yer almaktadır. Kararlılık analizi için filtrenin giriş ve çıkışı arasındaki ilişkiyi veren transfer fonksiyonu oluşturulmuştur.

$$G(s) = \frac{U_C}{U_{inv}} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + s C_f R_L f + 1} \quad (2.71)$$

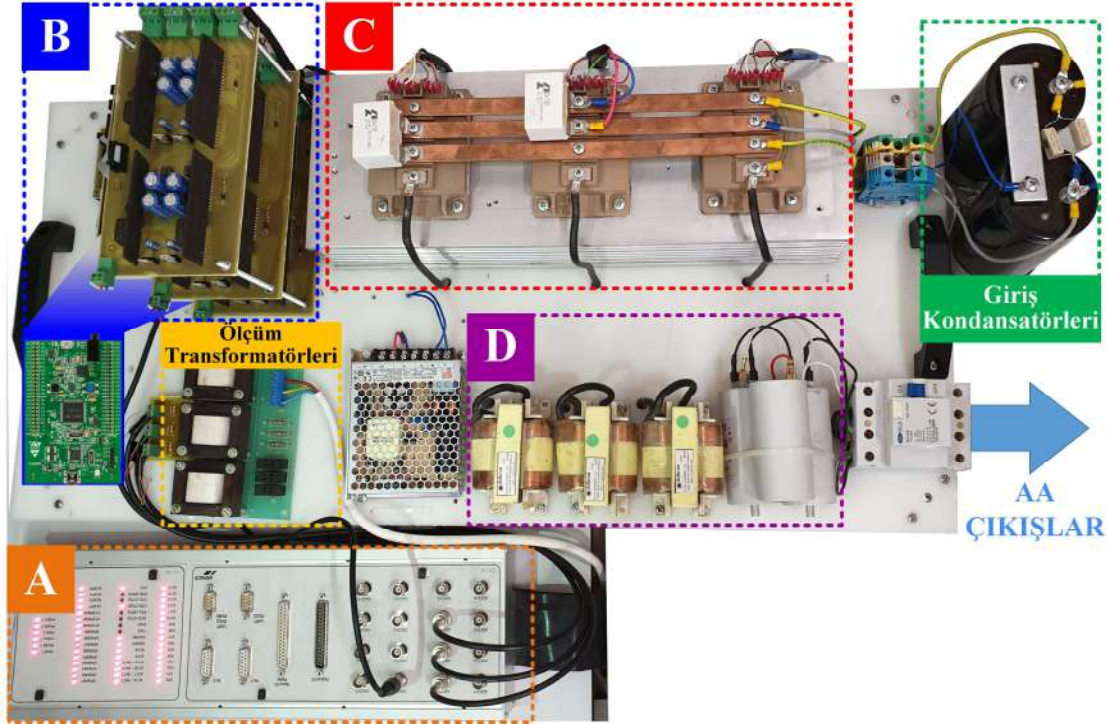
Filtre endüktansının direnci (R_{Lf}) 0.5Ω olarak ölçülmüş ve filtre değerleri kullanılarak Eş. 2.71'deki transfer fonksiyonunun bode diyagramı Matlab ortamında çizdirilmiştir. Şekil 2.20'de görüldüğü üzere tepe kazancı rezonans frekansında (f_r) oluşmaktadır. Genlik 0dB iken köşe frekansı 1.58kHz, faz açısı ise -168,5 derecedir. Bu noktadan itibaren genlik negatif bölgede olduğundan dolayı filtrenin kararlı olduğu söylenebilir.



Şekil 2.20. LC filtre bode diyagramı

2.2.2. Evirici uygulama düzeneği

Tasarım çalışmaları yapılan evirici modelinin uygulama düzeneği Resim 2.3'teki gibi oluşturulmuştur. Uygulama yapısı, evirici güç katmanı, kontrol birimleri, sürme devreleri ve filtreden meydana gelmektedir.



Resim 2.3. 3 seviyeli evirici uygulama düzeneği

Evirici prototipi üzerinde işaretli katmanlar;

- A: Mikrokontrolör modülü
- B: Sürme sinyalleri üretici ve sürme devreleri
- C: Güç katmanı
- D: LC Filtre

A: Mikrokontrolör modülü

Evirici modelinde, gerilim genliğinin kontrolü için dSPACE ds1104 kontrolörü kullanılmıştır. Alternatif gerilimle beslenen yüklere uygulanan gerilimler Resim 2.3'de görülen ölçüm transformatörlerinde düşürüldükten sonra dSPACE'in ADC kanallarına girilmiştir. Bu kontrolör için oluşturulan yazılım algoritması, analog çıkıştan evirici sinyallerinin modülasyon indeksi bilgisini üretmektedir. Kolay giriş-çıkış yapısı, pozitif ve

negatif ölçüm yapabilen ADC kanallarına sahip olması, MATLAB üzerinden yazılım geliştirmeye uygun olması ve kolay arayüz adaptasyonu nedeniyle bu tez çalışmasında dSPACE kullanılmıştır.

B: Sürme sinyalleri üretici ve sürme devreleri

dSPACE'in DGM kanalı sayısının yetersiz kalması sebebiyle, sadece anahtarlama sinyallerini üretmek için bir mikrodnetleyici (STM32F407 ARM) kullanılmıştır. dSPACE'den alınan modülasyon indeksi bilgisi bu mikrodnetleyiciye uygulanarak 12 adet DGM sinyalinin üretilmesi sağlanmıştır. Mikrodnetleyici çıkışında üretilen DGM sinyallerinin IGBT'leri sürmek için gerekli genliğe getirilmesinde izoleli sürücüler kullanılmıştır. Eviricide de çevirici uygulama yapısındakilerle aynı modelde 12 adet sürücü kullanılmıştır (Bkz. Şekil 2.10).

C: Güç katmanı

Güç katmanında anahtarlama elemanı olarak, GT-NKE yapıları için üretilmiş IGBT modüller (4MBI300VG 120R 50) kullanılmıştır. Kullanılan modül içerisinde 4 adet IGBT bulunmakta ve NKE topolojisi için gerekli bağlantılar yapılmış durumdadır. Resim 2.3'te görüldüğü gibi her faz kolu için bir adet kullanılan bu modüller baralar ile birbirine bağlanmıştır. Böylece, pozitif (P), negatif (N) ve nötr (M) noktaları tüm fazlara dağıtılmıştır. Giriş kondansatörlerinin aynı noktaları bu baralara bağlanarak NKE güç katmanı oluşturulmuştur.

D: LC Filtre

Anahtarlama sinyallerine göre üretilen 3 seviyeli gerilimler, tasarımı bir önceki bölümde anlatılan (Bkz. Bölüm 2.2.1) LC filtre aracılığıyla sinüs dalga formuna getirilmiştir. Filtre çıkışındaki gerilim, 3 fazlı bir transformatör ile yükseltilerek yüklere uygulanmıştır.

Bu bölümde, geliştirilen çevirici modelinin tüm çalışma durumları için analizler yapılarak matematik altyapısı sunulmuştur. Çevirici çıkışında kullanılan evirici modelinin de çalışma yapısı açıklanarak sistem bileşenlerinin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Yapılan analizler doğrultusunda gerçekleştirilen donanımsal tasarımlar da bu bölümde sunularak, kontrol işlemlerine geçilmiştir.

3. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİNİN UYARLANMASI

Kontrol yöntemleri, sistem parametrelerini belirli bir referansa göre ayarlamak için gerekli işaretleri üreten yapılardır. Kontrol yönteminin işletilmesi için algoritmayı uygulayabilecek bir mikrodnetleyici ya da donanım düzenekleri kullanılmaktadır. Mikrodnetleyicilerin yaygın olarak kullanılmaya başlanması, çoğu kontrol işlemlerinin yazılım yapısı üzerinden gerçekleştirilmesine yol açmıştır.

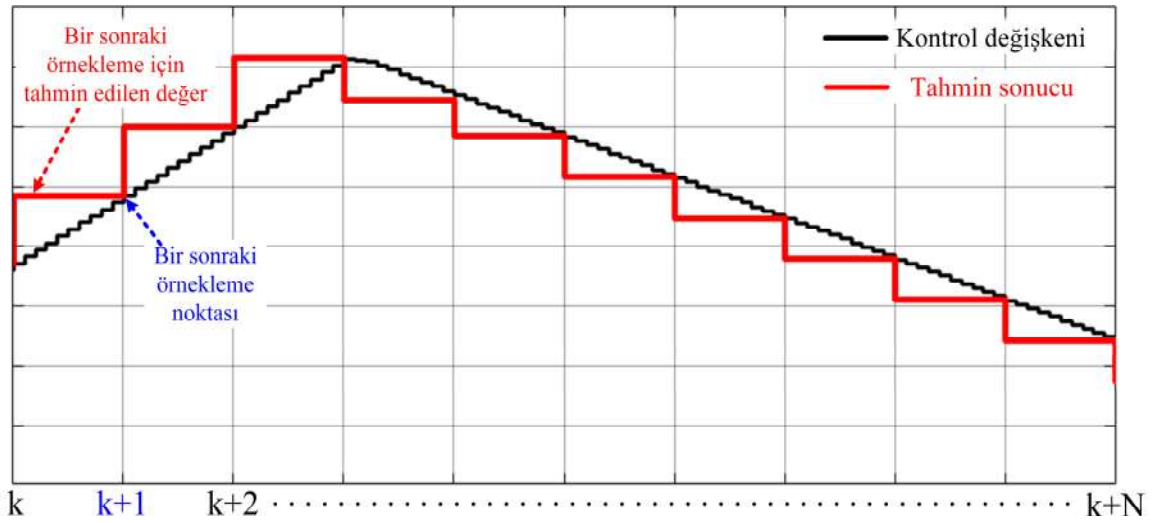
Kontrol işlemlerini gerçekleştirecek yazılım yapısında, sistemlerin özellikleri belirtilerek yonteme göre kontrol işaretleri üretilmektedir. Literatür özetinde detaylı olarak belirtildiği üzere, ayrık zamanlı model öngörülü kontrol yöntemi aşağıdaki özelliklerinden dolayı son yıllarda tercih sebebi olmuştur:

- Kolaylıkla uygulanabilir bir yapıya sahiptir.
- Birden fazla parametre tek maliyet fonksiyonu ile kontrol edilebilir.
- Doğrusal olmayan sistemlere kolaylıkla uygulanabilir.
- Hızlı dinamik tepki elde edilebilmektedir.

Yukarıda sıralanan temel özellikleri ile birlikte, MPC yönteminin uygulanabilirlik açısından aşağıdaki dezavantajları vardır:

- Fazla sayıdaki matematiksel hesaplamalardan kaynaklı yüksek işlem kapasitesine sahip mikrodnetleyiciye ihtiyaç duyar.
- Kontrol yapısı sistem parametrelerine aşırı duyarlıdır.

Mikrodnetleyici alanındaki teknolojik gelişmeler, MPC yönteminin uygulanması için en önemli problem olan yüksek kapasiteli mikrodnetleyici ihtiyacını ortadan kaldırmıştır. Bununla birlikte, MPC yöntemi dinamik ve yüksek doğruluk gerektiren birçok güç dönüştürücüsüne uygulanmıştır. Güç dönüştürücüleri, anahtar durumlarına bağlı sonlu olasılığa sahip olduklarından, sonlu kontrol set MPC yöntemi yaygın olarak kullanılmaktadır. Sürekli zaman kontrol yöntemlerindeki dinamik kabiliyetin düşük olması nedeniyle ayrık zamanlı MPC yöntemi daha fazla tercih edilmektedir. Model öngörülü kontrol yöntemi temel olarak, bir sonraki örnekleme zamanı için kontrol parametresinin tahminine dayalı çalışmaktadır. Şekil 3.1’de örnek bir tahmin sonucu verilmiştir.



Şekil 3.1 MPC tahmin yapısı

Şekil 3.1’de görüldüğü üzere, ölçülen bir parametre olan kontrol değişkeni zamana bağlı olarak farklı değerler almaktadır. Zamana bağlı bu değerler ölçülerek, sistem tipine bağlı oluşturulan tahmin algoritması sayesinde değişkenin bir sonraki örneklemedeki ($k+1$) değeri tahmin edilmektedir. Şekilden görüldüğü üzere, k noktasında yapılan tahmin ile kontrol değişkeninin bir sonraki örneklemede ulaşacağı değer bulunmaktadır. Tahmin sonuçlarının doğruluğu, ölçüm sisteminin hassasiyetine, sistem parametrelerinin gerçek değerler ile örtüşmesine ve sistemin matematiksel modelinin doğruluğuna bağlıdır. Kontrol sonuçlarını doğrudan etkileyen ölçme işlemlerinin gerçekleşmesi ve kontrol algoritmasının işletilmesi mikrodenetleyici tarafından belirli bir sürede yapılmaktadır. Bu nedenle mikrodenetleyiciler, işlem kapasitesine ve yazılım algoritmasının karmaşıklığına bağlı olan bu süreçte işlemlerini tekrarlayabilmektedir. Şekil 3.1’den görüldüğü üzere, kontrol değişkeni, tahmin sonuçlarına göre daha yüksek bir örneklemeye sahiptir. Kontrol algoritmalarının çalışma hızını etkileyen bu süreç döngü süresi olarak adlandırılmaktadır. Mikrodenetleyici içerisinde işletilen yazılım algoritmasının, herhangi bir nedenden dolayı gecikmesi durumunda tahmin işlemleri doğru yapılamamaktadır. Bu nedenle, MPC yönteminin önemli parametrelerinden biri olan örnekleme süresi (T_s) genellikle döngü süresinden daha büyük bir değer seçilmektedir. Böylece, kontrol algoritmasının belirtilen örnekleme süresinde doğru bir şekilde işlemlerini gerçekleştirmesi sağlanmaktadır [57].

Tahmin işlemleri sadece bir sonraki örnekleme için ($N=1$) yapılabileceği gibi, doğruluğu artırmak için değerlendirilecek örnekleme sayısı artırılabilir. Kontrol algoritmasının değerlendireceği bu iterasyon sayısı *ufuk* olarak adlandırılmaktadır. Eş. 3.1’de görüldüğü

üzere, kontrol işaretini belirleyen maliyet fonksiyonunun (g) işlem sayısı doğrudan ufuk noktasına bağlıdır. Çünkü değerlendirilecek tahmin sayısı bu parametre tarafından belirlenmektedir.

$$g = f(x(k), u(k), \dots, u(k + N)) \quad (3.1)$$

Eğer ufuk noktası yüksek seçilirse, kontrol yönteminin cevabı gecikmekte ve dinamik yanıt süresi artmaktadır. Bu nedenle, yüksek dinamik kabiliyet istenilen sistemlerde ufuk noktası oldukça az seçilerek dinamik tepki süresi azaltılmaktadır. Klasik kontrol metotlarının birçoğunda, hızlı dinamik tepki aşmalara neden olmaktadır. Bu olumsuz durum hem kontrol yönteme hem de ölçme işlemlerine bağlıdır. Genellikle ölçüm sürelerinin uzaması ve anlık sistem parametreleri yerine belirli bir hesaplama yöntemi kullanılarak ölçüm sonuçlarının değerlendirilmesi aşmaların temel nedeni olarak sıralanabilir. Ölçüm süresi doğrudan mikrodenetleyici kabiliyetine bağlı iken, ortalama veya etkin değer hesaplama ihtiyacı kontrol yönteminden kaynaklanmaktadır. Bu nedenle kontrol algoritmasında anlık sistem parametrelerinin kullanılması da dinamik davranış esnasında oluşan aşmalar açısından büyük öneme sahiptir. Aynı zamanda, MPC yönteminin tahmin tabanlı çalışması bir sonraki durumdaki kontrol işaretini belirlediğinden bu yöntemde dinamik kabiliyet çok iyidir.

Yukarıda açıklanan özelliklere sahip ayrık zamanlı MPC algoritmasının uygulanması için sistemin matematiksel modelinin oluşturulması gerekmektedir. Ayrık zamanlı MPC yöntemi, Eş. 3.2 ve Eş. 3.3'te verildiği gibi durum matrislerini ya da kontrol değişkeni denklemini kullanılarak tahminleri gerçekleştirmektedir.

$$\mathbf{x}(k + 1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \quad (3.2)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \quad (3.3)$$

Tahmin sonuçları Eş. 3.1'de verilen maliyet fonksiyonu tarafından değerlendirilerek bir sonraki optimum kontrol işareti üretilmektedir. Sürekli zaman MPC yönteminde kontrol değişkeninin ayrıklaştırılmasına ihtiyaç duyulmazken, ayrık zamanlı yöntemde kontrol parametresinin örnekleme süresine bağlı olarak ifade edilmesi ve tahminler için ayrıklaştırma yapılmaktadır. Düşük mertebeli sistemler için ileri Euler metodu Eş. 3.4'teki gibi kolaylıkla uygulanabilirken, yüksek mertebeli sistemlerde bu metottaki hatalar

artmaktadır. Bu nedenle yüksek mertebeli sistemlerde tam ayrıklaştırma kullanılmaktadır. Ayrıca, yüksek mertebeli sistemler karmaşık yapıya sahip olduğundan ayrıklaştırma Eş. 3.5 ve Eş. 3.6'daki gibi durum denklemleri üzerinden yapılmaktadır. Tez çalışmasında önerilen çevirici modeli birinci mertebeden denklemlere sahip olduğundan ileri Euler metodu ile ayrıklaştırma yapılmıştır.

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1)-x(k)}{T_s} \quad (3.4)$$

$$x(k+1) = (I + AT_s)x(k) + BT_s u(k) \quad (3.5)$$

$$y(k+1) = Cx(k+1) \quad (3.6)$$

Kontrol değişkeni ya da durum denklemlerindeki türevsel ifadeler Eş. 3.4, ve Eş. 3.5 kullanılarak ayrık zamanlı hale getirilmektedir. Burada x ifadesi için akım örnek verilebilir. Akımın türevine bağlı bir sistem çıkışı düşünülürse; akım fonksiyonu Eş. 3.4'teki türev ifadesi yerine yerleştirilebilir. Böylece, kontrol değişkeninin bir sonraki örneklemedeki değeri tahmin edilebilmektedir [57].

Elde edilen tahmin sonuçlarına göre kontrol işaretinin üretilmesi MPC yönteminin son aşamasıdır. Tahmin sonucunda elde edilen değer kullanılarak Eş. 3.7'de verilen maliyet fonksiyonu oluşturulmaktadır. MPC yöntemi maliyet fonksiyonunu minimuma indirgeyen bir optimizasyon problemi olarak tanımlanmaktadır. Bu aşama, Eş. 3.8'deki gibi maliyet fonksiyonunun olası anahtar durumlarına göre minimize edilmesiyle gerçekleştirilmektedir. Eş. 3.8 uygulanacak kontrol işaretini belirlemektedir. Bu nedenle minimizasyon işlemi, MPC yönteminin en önemli noktalarından biridir.

$$J = f(x(k), u(k), \dots, u(k+N)) \quad (3.7)$$

$$u(k) = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \arg \min_u J \quad (3.8)$$

Minimizasyonda kullanılan maliyet fonksiyonu çok aşamalı olduğunda ($N > 1$), iterasyonlar bir önceki tahmin değerine dayalı yapılmaktadır. Eş. 3.3'te yer alan çıkış ($y(k)$) için birinci tahmin basamağı Eş. 3.9'da verilmiştir.

$$\mathbf{y}(k + 1) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k + 1) \quad (3.9)$$

Eş. 3.2, Eş. 3.9'da yerine konulursa;

$$\mathbf{y}(k + 1) = \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{C}\mathbf{B}\mathbf{u}(k) \quad (3.10)$$

ifadesi elde edilir. Eş. 3.10'da çıkış değişkenlerinin bir sonraki tahmin sonucu elde edilmektedir. Benzer olarak durum değişkenleri matrisinin ikinci örnekleme süresi için tahmin Eş. 3.11 ile yapılabilir.

$$\mathbf{x}(k + 2) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k + 1) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k + 1) \quad (3.11)$$

Eş. 3.2, Eş. 3.11'de yerine konulursa;

$$\mathbf{x}(k + 2) = \mathbf{A}[\mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k)] + \mathbf{B}\mathbf{u}(k + 1) \quad (3.12)$$

$$\mathbf{x}(k + 2) = \mathbf{A}^2\mathbf{x}(k) + \mathbf{A}\mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k + 1) \quad (3.13)$$

Durum değişkenlerinin ikinci örnekleme süresi için tahmini Eş. 3.13 ile elde edilir. Durum denklemlerinde üçüncü adım Eş. 3.11'deki alt indislerin bir artırılması ile elde edilebilir. Daha önce açıklandığı gibi bu adımlar önceden belirlenen bir ufuk noktasına (N) kadar devam etmektedir. Buna göre denklemler genelleştirilecek olursa;

$$\mathbf{x}(k + N) = \mathbf{A}^N\mathbf{x}(k) + \mathbf{A}^{N-1}\mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{A}^{N-2}\mathbf{B}\mathbf{u}(k + 1) + \dots + \mathbf{B}\mathbf{u}(k + N - 1) \quad (3.14)$$

$$\mathbf{y}(k + N) = \mathbf{C}\mathbf{A}^N\mathbf{x}(k) + \mathbf{C}(\mathbf{A}^{N-1}\mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{A}^{N-2}\mathbf{B}\mathbf{u}(k + 1) + \dots + \mathbf{A}\mathbf{B}\mathbf{u}(k + N - 1)) \quad (3.15)$$

Eş. 3.14 ve Eş. 3.15, yazılım yapısı içerisinde matris formunda çözüm yaptırılarak ötelenmektedir. Durum değişkenleri genel denklemi (Eş. 3.14) adımları matris formunda gösterilecek olursa;

$$\xrightarrow{x(k+1)} = \begin{bmatrix} x(k+1) \\ x(k+2) \\ \vdots \\ x(k+N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ax(k) + Bu(k) \\ A^2x(k) + ABu(k) + Bu(k+1) \\ \vdots \\ A^Nx(k) + A^{N-1}Bu(k) + A^{N-2}Bu(k+1) + \dots + Bu(k+N-1) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Eş. 3.16 düzenlenecek olursa;

$$\xrightarrow{x(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} A \\ A^2 \\ \vdots \\ A^N \end{bmatrix}}_{P_x} x(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} B & 0 & \dots & 0 \\ AB & B & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (A^{N-1}B) & (A^{N-2}B) & \dots & B \end{bmatrix}}_{H_x} \underbrace{\begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ \vdots \\ u(k+N-1) \end{bmatrix}}_{u} \quad (3.17)$$

$$\xrightarrow{x(k+1)} = P_x x(k) + H_x u(k) \quad (3.18)$$

Eş. 3.18'den görüldüğü gibi bir sonraki tahmin değeri, önceki veriler ve sistem parametrelerine (H_x) bağlı olarak değişmektedir. Durum değişkenlerine benzer olarak çıkışlar için de aynı matris yapısı kullanılmaktadır. Eş. 3.19'da çıkış parametrelerin adımları matris formunda verilmiştir.

$$\xrightarrow{y_{k+1}} = \underbrace{\begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^N \end{bmatrix}}_P x_k + \underbrace{\begin{bmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (CA^{N-1}B) & (CA^{N-2}B) & \dots & CB \end{bmatrix}}_H \underbrace{\begin{bmatrix} u_k \\ u_{k+1} \\ \vdots \\ u_{k+N-1} \end{bmatrix}}_u \quad (3.19)$$

$$\xrightarrow{y_{k+1}} = P x(k) + H u(k) \quad (3.20)$$

Çıkışlara ait tahminlerin de bir önceki değer ve sistem parametrelerine bağlı olarak değiştiği Eş. 3.19 ve Eş. 3.20'den görülmektedir. Tahmin sonuçları bir fonksiyonda birleştirilerek toplam maliyet fonksiyonu tanımlanmaktadır. Toplam maliyet fonksiyonu Eş. 3.8'deki gibi minimize edilerek optimum kontrol işareti belirlenmektedir [57].

Verilen açıklamalardan görüldüğü üzere, MPC yönteminin uygulandığı sisteme ait parametrelerin doğruluğu, sistem modelinin iyi tanımlanması ve olası kontrol işaretlerinin belirlenmesi doğruluk açısından büyük öneme sahiptir.

3.1. MPC Yönteminin Önerilen Çevirici Modeline Uyarlanması

Önceki bölümde sunulan MPC yapısının güç dönüştürücülerine uygulanması için aşağıda sıralanan basamaklar sırasıyla gerçekleştirilmelidir.

- Olası anahtar durumlarına göre durum denklemi ya da durum matrisleri oluşturulmalıdır.
- Kontrol değişkeni ayrık zamanlı olarak ifade edilmesi.
- Maliyet fonksiyonu oluşturulmalıdır.

Yukarıda sıralanan basamaklar önerilen çevirici modelinin akım kontrolü için sırasıyla uygulanmıştır.

3.1.1. Anahtar durumlarına göre durum denklemlerinin oluşturulması

Tek çalışma durumuna sahip (alçaltan, yükselten veya alçaltan-yükselten) klasik DA/DA çevirici yapılarında, akım fonksiyonu anahtar durumlarına göre düzenlenerek doğrudan kullanılabilir. Anahtar durumlarının yanı sıra, çeviricilerin sürekli zaman ve kesintili zaman çalışma durumları da mevcuttur. Bu tez çalışmasında yalnız sürekli zaman durumlarına göre analizler ve kontrolör tasarımları gerçekleştirilmiştir. Çevirici modelinin analizinin yapıldığı bölümde (Bkz. Bölüm 2.1) sunulan akım denklemlerinin, kontrol yöntemi için yeniden ifade edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla ilk olarak, anahtar durumları için ayrı ayrı oluşturulan çevirici giriş akımı fonksiyonları anahtar durumlarına göre birleştirilmiştir. MPC tekniğinin uygulanması için yapılan basamakları daha detaylı incelemek için çevirici yapısının anlatıldığı bölümde verilen durum denklemleri Eş. 3.21 ve Eş. 3.22'de tekrar verilmiştir. Yükselten çevirici yapısı için verilen bu iki eşitlik, anahtar durumlarına göre birleştirilerek Eş. 3.23'teki tek fonksiyonla ifade edilebilir.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_1 - R_{L1} i_{L1} \quad (3.21)$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_1 - R_{L1} i_{L1} - V_{out1} \quad (3.22)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \left(\frac{1}{L_1}\right) (V_1 - R_{L1}i_{L1} - V_{out1}(1 - d_1)) \quad (3.23)$$

Negatif katmana ait bobin akımı eşitlikleri birleştirilerek Eş. 3.24 elde edilmiştir.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \left(\frac{1}{L_2}\right) (V_2 - R_{L2}i_{L2} - V_{out2}(1 - d_2)) \quad (3.24)$$

Eş. 3.23 ve Eş. 3.24 ile yalnız iki kaynaklı çalışma durumundaki yükselten çevirici katmanlarının giriş akımları hesaplanmaktadır. Ancak, bu tez çalışmasında önerilen çevirici modelinin pozitif katmanı, iki kaynaklı çalışmada yükselten çevirici, tek kaynaklı çalışma durumunda ise alçaltan-yükselten çevirici olarak çalışmaktadır. Aynı zamanda, katmanların giriş kaynağı da çalışma durumlarına göre değişkenlik göstermektedir. Bu nedenle, birinci katmanın alçaltan-yükselten çalışması için Eş. 3.25 ve Eş. 3.26'da yeniden verilen durum denklemleri Eş. 3.27'de birleştirilmiştir.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_n - R_{L1}i_{L1} \quad (3.25)$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -R_{L1}i_{L1} - V_{out1} \quad (3.26)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \left(\frac{1}{L_1}\right) (V_n(d_1) - R_{L1}i_{L1} - V_{out1}(1 - d_1)) \quad (3.27)$$

Burada;

$$n = \begin{cases} 1, & \text{Sistem yalnız } V_1 \text{ kaynağı ile çalışıyorsa} \\ 2, & \text{Sistem yalnız } V_2 \text{ kaynağı ile çalışıyorsa} \end{cases}$$

Eş. 3.27'de verildiği üzere pozitif katmanın bobin akımı, aktif olan giriş kaynağına göre hesaplanmaktadır. Tek kaynaklı çalışma durumlarında, negatif katman devre yapısı değişmez iken, giriş kaynağı değişebilmektedir. Bu nedenle, negatif katman bobin akımı tek kaynaklı durumlar için Eş. 3.28'deki gibi ifade edilmiştir.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \left(\frac{1}{L_2}\right) (V_n - R_{L2}i_{L2} - V_{out2}(1 - d_2)) \quad (3.28)$$

Negatif katman için verilen Eş. 3.24 ve Eş. 3.28 karşılaştırılacak olursa, eşitliklerde yalnız giriş kaynağı değişim göstermektedir. Pozitif katman için verilen Eş. 3.23 ve Eş. 3.27’de ise, giriş kaynağı ve anahtar durumunun fonksiyona dâhil edilmesi farklılıkları vardır. Her iki katman için de çevirici durumuna bağlı değişikliklerin ifade edilerek denklemlerin birleştirilmesi için giriş kaynaklarına bağlı matrisler tanımlanmıştır. Tüm çalışma durumlarında pozitif katmandaki değişikliklerin ifade edilmesi için Eş. 3.29’da verilen matris oluşturulmuştur.

$$V_{in1} = \begin{cases} V_1 d_1 & kd = 1 \text{ (TGÇÇ}_{V_1} \text{ durumu)} \\ V_2 d_1 & kd = 2 \text{ (TGÇÇ}_{V_2} \text{ durumu)} \\ V_1 & kd = 3 \text{ (ÇGÇÇ durumu)} \end{cases} \quad (3.29)$$

Burada;

$$kd = \begin{cases} 1, & \text{Sistem yalnız } V_1 \text{ kaynağından besleniyorsa} \\ 2, & \text{Sistem yalnız } V_2 \text{ kaynağından besleniyorsa} \\ 3, & \text{Sistem her iki giriş kaynağından da besleniyorsa} \end{cases}$$

Pozitif katmanın yükselten ve alçaltan-yükselten durumları için verilen Eş. 3.23 ve Eş. 3.27, Eş. 3.29’daki matrise göre düzenlenerek, pozitif katmanın genel akımı Eş. 3.30 ile ifade edilebilir.

$$\frac{di_L}{dt} = \left(\frac{1}{L_1}\right) (V_{in1}(kd) - R_{L1}i_{L1} - V_{out1}(1 - d_1)) \quad (3.30)$$

Negatif katman için de benzer aşamalar uygulanabilir. Eş. 3.24 ve Eş. 3.28’de sadece giriş kaynağı değişkenlik göstermektedir. Bu durumun ifade edilmesi için Eş. 3.31’deki matris tanımlanmıştır.

$$V_{in2} = \begin{cases} V_1 & kd = 1 \text{ (TGÇÇ}_{V_1} \text{ durumu)} \\ V_2 & kd = 2 \text{ (TGÇÇ}_{V_2} \text{ durumu)} \\ V_2 & kd = 3 \text{ (ÇGÇÇ durumu)} \end{cases} \quad (3.31)$$

Negatif katman akım denklemleri Eş. 3.31’deki matrise göre birleştirilerek, Eş. 3.32’deki genel akım eşitliği elde edilir.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \left(\frac{1}{L_2}\right) (V_{in} (kd) - R_{L2}i_{L2} - V_{out2}(1 - d_2)) \quad (3.32)$$

Eş. 3.30 ve Eş. 3.32’de verilen katmanlara ait giriş akımı denklemleri birleştirilerek, girişler için akımlar Eş. 3.33 ile ifade edilebilir.

$$\frac{di_{La}}{dt} = \left(\frac{1}{L_a}\right) (V_{in(a)}(kd) - R_{La}i_{La} - V_{outa}(1 - d_a)) \quad (3.33)$$

Burada;

$$a = \begin{cases} 1, & \text{Pozitif katman} \\ 2, & \text{Negatif katman} \end{cases}$$

Yukarıda sunulan analizler ile tüm çalışma durumları için giriş akımları Eş. 3.33’teki tek fonksiyon ile ifade edilmiştir.

3.1.2. Kontrol fonksiyonunun ayrık zamanlı olarak ifade edilmesi

Ayrık zamanlı MPC tekniğinin uygulanması için kontrol edilecek parametreye ait eşitliğin ayrıklaştırılması yöntemin ikinci basamağıdır. Daha önce belirtildiği üzere, birinci mertebeden sistemler için ileri Euler metodu (Bkz. Eş. 3.4) ile ayrıklaştırma yapılabilmektedir. Akım tahmini için verilen Eş. 3.34’teki Euler eşitliğindeki türev ifadesi yerine, Eş. 3.33’teki fonksiyon yazılarak Eş. 3.35’teki ayrıklaştırılmış ifade elde edilir. Kontrol işlemlerinde tahminler Eş. 3.35’te verilen ayrıklaştırılmış ifade ile yapılmaktadır.

$$\frac{di_{La}}{dt} \approx \frac{i_{La(k+1)} - i_{La(k)}}{T_s} \quad (3.34)$$

$$i_{La(k+1)} = \left[\left(\frac{T_s}{L_a}\right) (V_a(kd) - R_{La}i_{La(k)} - V_{outa(k)}(1 - d_a)) \right] + i_{La(k)} \quad (3.35)$$

Burada;

T_s = Örnekleme zamanı

3.1.3. Maliyet fonksiyonunun oluşturulması

Tahmin sonuçlarına göre kontrol işaretinin üretilmesi için bir maliyet fonksiyonu oluşturulması ve minimize edilmesi gerekmektedir. MPC tekniği tahmin edilen değer ile referans değer arasındaki farka göre bir kontrol işareti üretmektedir. Bu nedenle, akım

kontrolü için gerekli maliyet fonksiyonu, referans akım değeri ($i_{ref(a)}$) ile Eş. 3.35 kullanılarak hesaplanan tahmin sonucu ($i_{La(k+1)}$) arasındaki farka göre Eş. 3.36'daki gibi oluşturulmuştur.

$$g_{idc(a)} = |i_{ref(a)} - i_{La(k+1)}| \quad (3.36)$$

Eş. 3.36'daki maliyet fonksiyonu anahtar durumlarına göre minimize edilerek kontrol işareti üretilebilir. Ancak, ayrık zamanlı MPC tekniği sayısal bir kontrol işareti ürettiğinden anahtarlama frekansı değişken olmaktadır. Bu durum, bir karşılaştırma sinyali ihtiyacını ortadan kaldırmakta ve dinamik davranışın iyileşmesini sağlamaktadır. Ancak bu değişkenlik kontrol edilmemekle birlikte, sistemde kullanılan elamanların parametrelerine, giriş gerilimi, referans akım ve yük değerleri gibi değişken sistem parametrelerine bağlıdır. Mikrodenetleyici tarafından üretilen kontrol işaretinin frekansı azaltılmadığında, frekans belirli çalışma bölgelerinde örnekleme frekansının yarısı değerlere ulaşmaktadır. Bu durum kontrol algoritmasını, anahtarlama sinyalinin doluluk oranı yerine frekansını değiştirmeye zorlamaktadır. Bu nedenle sistemin anahtarlama frekansındaki değişim ve ölçüm hataları artmaktadır [79]. Anahtarlama frekansının maksimum değerini sınırlandırmak için anahtarlamanın değişim anları Eş. 3.37'deki eşitlikle ifade edilmiştir.

$$g_{sw_a}(k+1) = |d_{a(k)} - d_{a(old)}| \quad (3.37)$$

Anahtar durumu için de bir maliyet fonksiyonu oluşturulması ile sistem toplam iki adet maliyet fonksiyonuna sahip olmuştur. MPC yöntemi, birden çok parametreyi bir fonksiyonla kontrol edebilen önemli bir özelliğe sahiptir. Sisteme ait tüm maliyet fonksiyonları toplanarak, toplam maliyet fonksiyonu olarak isimlendirilen nihai bir fonksiyon elde edilmektedir. Birden çok fonksiyon bulunduran sistemlerde Eş. 3.36 ve Eş. 3.37'deki gibi mutlak hata kullanımı yerine, hataların karesinin kullanılması daha iyi sonuçlar vermektedir [57]. Bu nedenle, alt maliyet fonksiyonlarındaki hata değerlerinin kareleri alınarak yeniden yazılmıştır.

$$g_{idc_a}(k+1) = |i_{ref_a} - i_{La}(k+1)|^2 \quad (3.38)$$

$$g_{sw_a}(k+1) = \lambda |d_{a(k)} - d_{a(old)}|^2 \quad (3.39)$$

Toplam maliyet fonksiyonu oluşturulurken, her bileşenin toplam fonksiyon üzerindeki etkisini belirlemek için bir katsayı kullanılmaktadır. İki alt maliyet fonksiyonlarından birine katsayı verilmeyebilir. Bu nedenle sadece anahtarlama frekansını azaltan fonksiyona λ katsayısı eklenmiştir. Eş. 3.39'da kullanılan λ 'nın değeri maliyet fonksiyonu sınıflandırma tekniği kullanılarak bulunmuştur. Literatürde yaygın kullanılan bu teknik, λ 'nın sıfırdan başlatılarak adım adım artırılmasıyla uygulanmaktadır [57,79]. Eş. 3.40'taki toplam maliyet fonksiyonu Eş. 3.38 ve Eş. 3.39'un toplanması ile elde edilmiştir.

$$g_a(k+1) = g_{idc_a}(k+1) + g_{sw_a}(k+1) \quad (3.40)$$

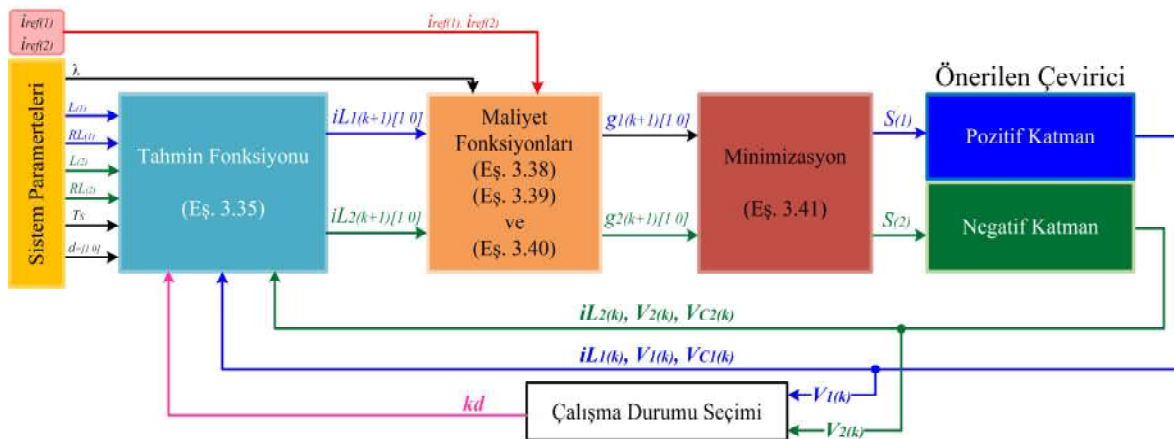
Eş. 3.40 anahtarın açık ve kapalı durumları için çalıştırılarak iki adet maliyet fonksiyonu değeri elde edilmektedir. Elde edilen bu maliyet fonksiyonlarından küçük olana göre kontrol işareti Eş. 3.41'deki gibi üretilmektedir.

$$s(k) = s \arg \min_s g_a(k+1) \quad (3.41)$$

Burada;

$s(k)$: kontrol işareti

s : $[1 \ 0]$ (olası anahtar durumları matrisi)



Şekil 3.2. MPC yönteminin uygulanmasına ait blok şema

Tez çalışmasında önerilen çevirici modelinin akım kontrolü için MPC yönteminin uyarlanmasına ait blok gösterim Şekil 3.2'de verilmiştir. Kontrol algoritması, önceden belirlenen sistem parametreleri, ölçüm sonuçları ve çalışma durumu kullanılarak bir sonraki örnekleme için tahmin yürütülmektedir. Çalışma durumlarının (kd) belirlenmesi için giriş

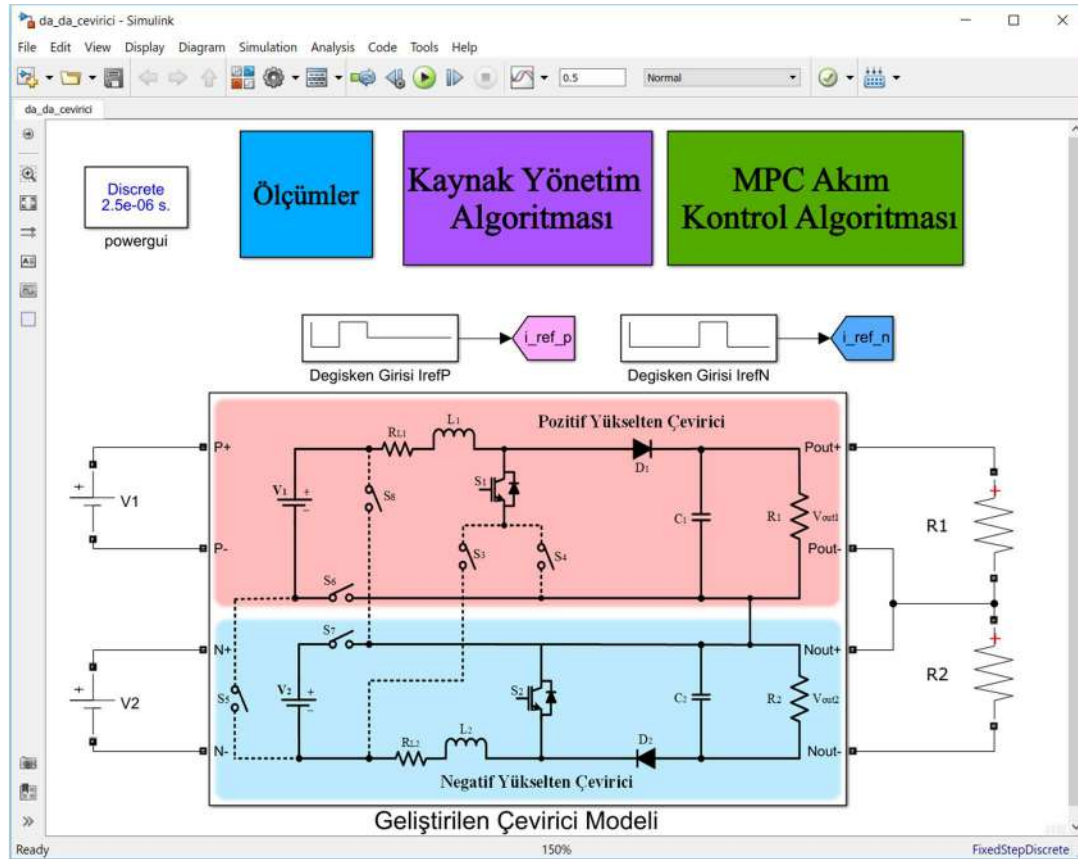
kaynaklarından ölçülen gerilimler bir eşik değeri ile karşılaştırılmıştır. Eşik değerinden yüksek gerilim üreten kaynak ya da kaynaklar sisteme dâhil edilerek çalışma durumu seçimi gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma durumuna göre tahmin fonksiyonları bir sonraki akım değerlerini hesaplamaktadır. Tahmin fonksiyonu olası anahtar durumları için hesaplandığından, her katman için ikişer sonuç ($i_{L1(k+1)[1\ 0]}$ ve $i_{L2(k+1)[1\ 0]}$) elde edilmektedir. Bu sonuçlar ve referans değerler kullanılarak her katman için maliyet fonksiyonları hesaplanmaktadır. Elde edilen maliyet fonksiyonlarından küçük olanın anahtar durumu seçilerek sayısal işaret, minimizasyon işlemi sonucunda üretilmektedir. Katmanların referans değerleri ve diğer sistem parametreleri farklı olduğundan minimizasyonlar bağımsız olarak gerçekleştirilmiştir. Böylece, MPC tekniği ile önerilen çevirici modelinde yer alan her iki katmanın akım kontrolü bağımsız olarak gerçekleştirilmiştir.

4. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Önerilen çevirici yapısının doğrulanması için MATLAB/Simulink platformunda benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bu bölüm altında sunulan benzetim çalışmalarında, çevirici çalışma durumları, MPC algoritmasının model üzerinde çalışabilirliğinin doğrulanması ve çevirici-evirici tümleşik çalışma durumları incelenmiştir. Önerilen çevirici modelinin tüm çalışma durumları için yapılan benzetim çalışmalarında oluşturulan MPC algoritmasının akım kontrol kabiliyeti de test edilmiştir.

4.1. Önerilen Çevirici Modelinin Akım Kontrollü Benzetim Çalışmaları

Kaynak durumlarına göre çalışma yapısını değiştirebilen çevirici modeli ve akım kontrolü için oluşturulan MPC fonksiyon bloğunu içeren benzetim modeline ait ekran alıntısı Şekil 4.1’de verilmiştir. Benzetim modeli, geliştirilen çevirici modeli, kaynak yönetim algoritması, akım kontrol algoritması ve sonuçların elde edilmesi için kullanılan ölçüm ve görüntüleme bileşenlerinden oluşmaktadır.



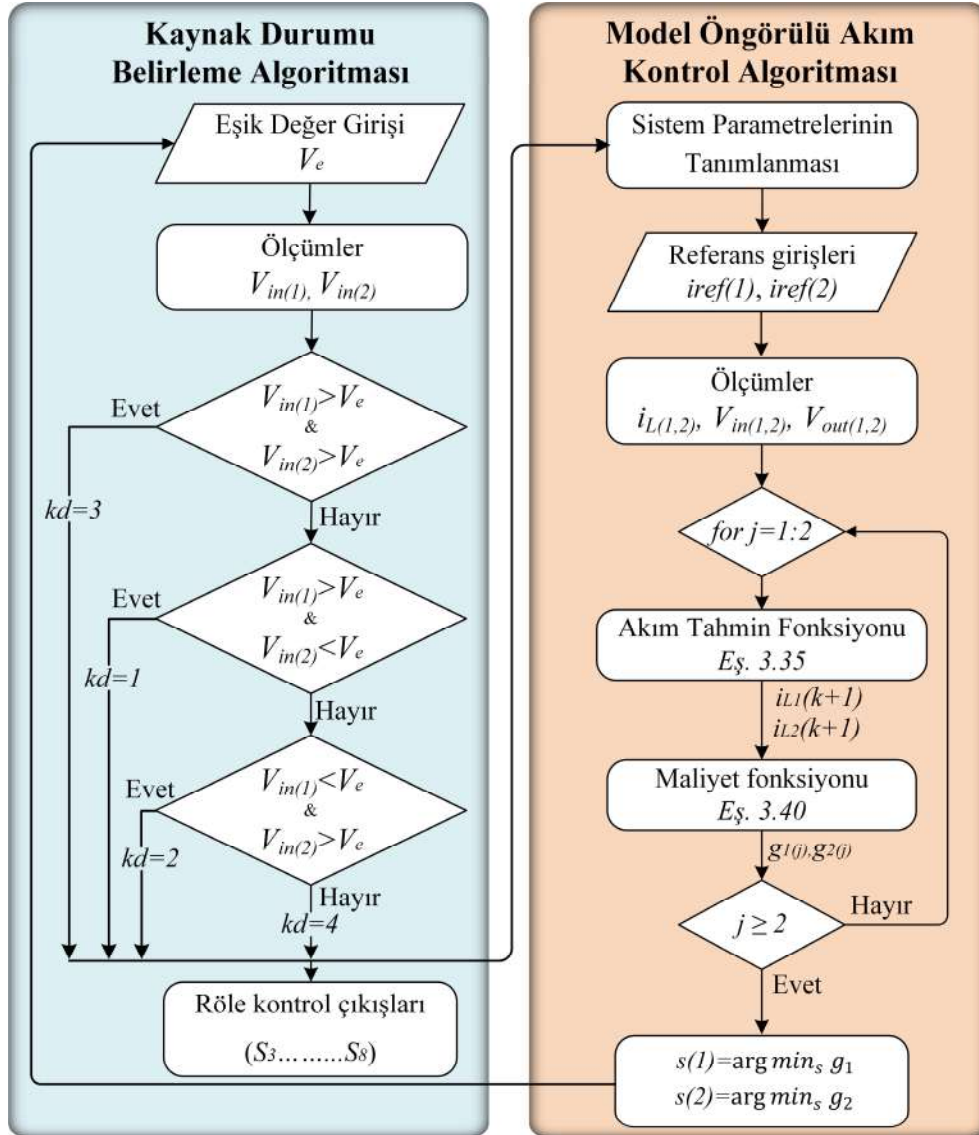
Şekil 4.1. Çevirici modelinin benzetimine ait MATLAB/Simulink ekran alıntısı

Çizelge 4.1. Benzetim parametreleri

Parametre	Değeri
Giriş gerilimi aralığı (V_1 ve V_2)	15V-60V
L_1 ve L_2	1mH
R_{L1} ve R_{L2}	0,3 Ω
R_1 ve R_2	30 Ω
C_1 ve C_2	1000 μ F
Anahtarlama frekansı aralığı	4kHz-10kHz
Model örnekleme süresi	2,5 μ s
MPC örnekleme süresi	10 μ s

Benzetim modelinde kullanılan parametre değerleri Çizelge 4.1’de verilmiştir. Sonuçların elde edilmesi ve güç akışının gerçekleştiği çevirici modeli 2,5 μ s örnekleme ile çalıştırılmıştır. MPC algoritması ise uygulama yapısıyla benzerlik göstermesi açısından 10 μ s örnekleme süresiyle çalıştırılmıştır. Çeviricinin kaynak durumlarına göre çalışma yapısını değiştirebilmesi ve akım kontrolü için kullanılan yazılım algoritmalarının tümleşik akış şeması Şekil 4.2’de verilmiştir. Akış şemasındaki “Kaynak Durumu Belirleme Algoritması” bölümünden görüldüğü üzere, giriş kaynaklarının gerilim değerleri eşik değerden (V_e) yüksek olması durumunda ilgili kaynak ile çıkış arasında bağlantı sağlanmaktadır. Eşik gerilim değeri, giriş kaynağının tipine bağlılık gösterebileceği gibi çevirici yapısı ile de ilişkilendirilebilir. Yükselten çeviricilerde gerilim kazancı teoride sonsuza gitse de uygulamada iki kattan daha fazla gerilim kazancı verim üzerinde aşırı bir düşüşe yol açtığından önerilmemektedir [80]. Gerilim kontrollü sistemlerde veya bir DA bara bulunduran yapılarda bu durum önemliyken, yalnız akım kontrolü yapılan uygulamalarda belirleyici bir referans bulunmamaktadır. Bu tez çalışmasında da akım tabanlı kontrol işlemleri gerçekleştirildiğinden eşik değer kullanıcı kontrollü olmak kaydıyla 10V olarak belirlenmiştir. Eşik değerden daha yüksek olan kaynağın sisteme dâhil edilmesi için uygun anahtar konumları (Bkz. Çizelge 2.1) seçilerek çeviricinin çalışma durumu değiştirilmektedir. Böylece, çevirici çalışma durumu seçimi yapılmaktadır.

Çalışma durumu sadece güç akışının yönlendirmesinde değil, çevirici katmanlarının akımlarını kontrol eden MPC algoritmasında da kullanılmaktadır. Şekil 4.2’de verilen akış şemasının “Model Öngörülü Akım Kontrol Algoritması” bölümünden görüldüğü üzere, kaynak durumları ve donanım sistemine ait parametrelerin tanımlanmasıyla kontrol algoritması başlamaktadır.



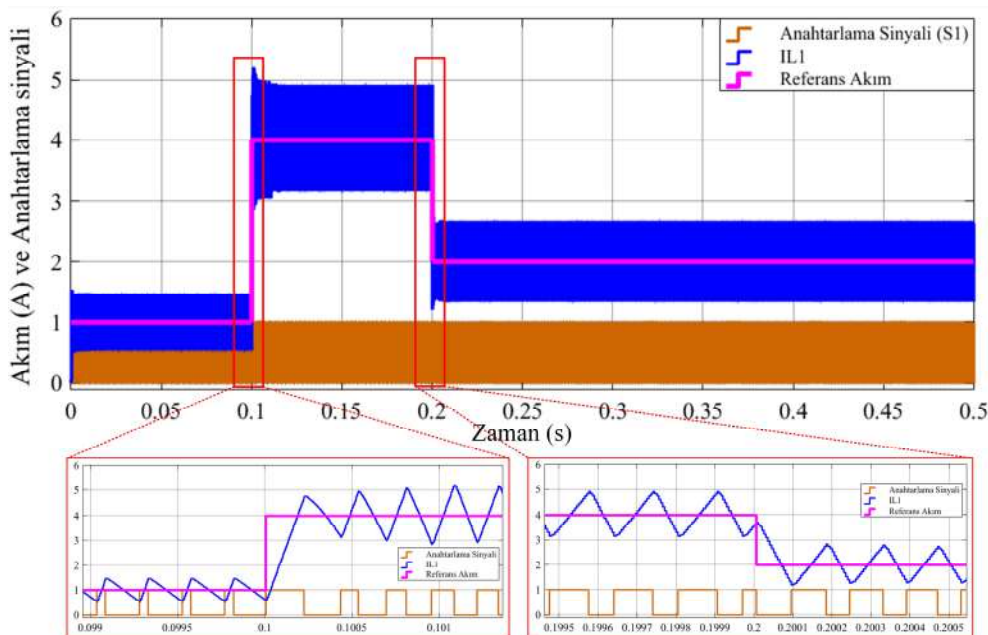
Şekil 4.2. Kontrol algoritmalarının akış diyagramı

Sistem parametrelerinin dışında, her katman için referans değerler ve ölçüm sonuçları kontrol algoritmasında kullanılan diğer değişkenlerdir. Kontrol algoritması bu değişkenleri kullanarak her iki katman için akım tahminlerini yapmaktadır. Tahmin sonuçları ve harici olarak girilen referans değerler her iki katmandaki anahtarın birinci durumu için (açık veya kapalı) değerlendirilerek ilk maliyet fonksiyonları oluşturulmaktadır. Sonrasında, döngü içerisindeki bu bölüm anahtarın ikinci durumu (açık veya kapalı) için de değerlendirilerek ikinci maliyet fonksiyonları hesaplanmaktadır. Her katman için elde edilen maliyet fonksiyonları ayrı ayrı minimize edilerek optimum kontrol işaretleri ($S_{(1)}$ ve $S_{(2)}$) belirlenip dijital çıkışlara aktarılmaktadır. Çıkışların üretilmesinin ardından kaynak durumları tekrar belirlenerek kontrol işlemleri gerçekleştirilmektedir. Bu sayede, hem kaynak durumları hem de akım kontrolü sağlanmaktadır.

Önerilen çevirici modelinin güç ve kontrol yapısına ait benzetim çalışmaları her çalışma durumu için ayrı ayrı yapılmıştır. Tüm benzetim çalışmalarında, başlangıçta çekilen yüksek değerli giriş akımlarının sonuçlarda görülmemesi için çevirici çıkış kondansatörlerinin ilgili giriş gerilimi kadar şarjlı olduğu kabullenmesi yapılmıştır.

4.1.1. İki giriş iki çıkışlı çalışma durumuna ait benzetim sonuçları

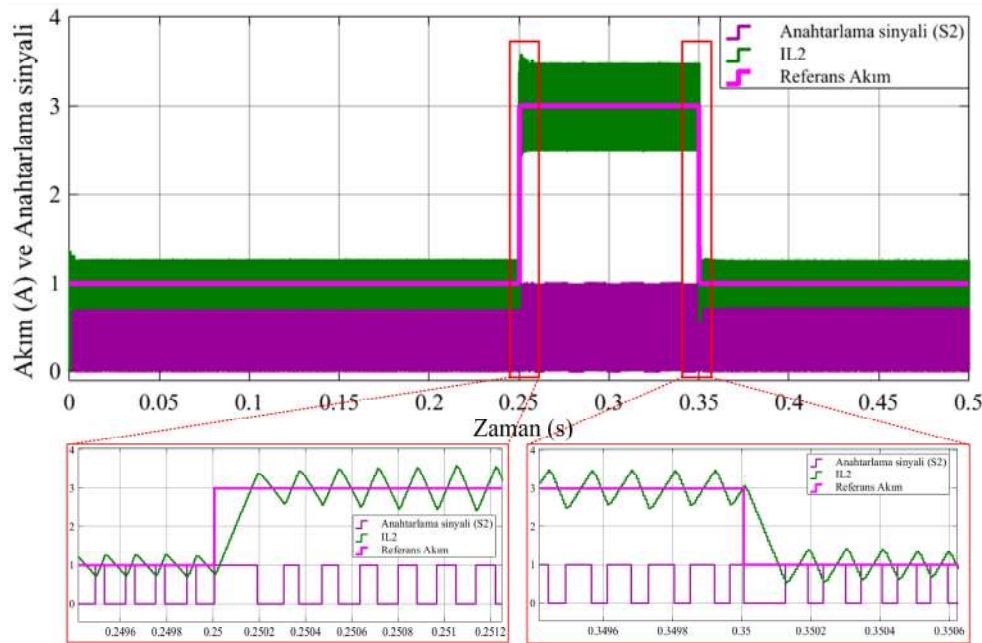
İki giriş kaynağıyla iki ayrı çıkışa güç akışı sağlayan çalışma durumunda değişken akım referanslı ve sabit akım referanslı senaryolar oluşturularak benzetim sonuçları elde edilmiştir. Çevirici pozitif ve negatif olmak üzere iki katmana sahip olduğundan tüm sonuçlar bu katmanlar için ayrı ayrı değerlendirilmiştir. İlk olarak çevirici katmanlarının referans akımları üzerinde basamak değişimler oluşturularak benzetim çalışması yapılmıştır. Sonuçlar üzerinden, çevirici katmanlarının birbirinden bağımsız çalışabilirliği ve kontrol algoritmasının dinamik cevabı yorumlanmıştır. Sabit giriş geriliminde pozitif katman akımı 1A'den 4A'ye ve sonrasında 2A'ye düşürülerek oluşturulan basamak değişimlere ait sonuçlar Şekil 4.3'te verilmiştir. Şekildeki ilk basamak değişime ait detaylı grafikten görüldüğü üzere, kontrol algoritması referansın artmasıyla anahtarı açık konumdan kapalı konuma getirmiştir. Bobin akımı (I_{L1}) referans değerinin maksimum salınım miktarına ulaşınca kadar kapalı konumda kalmıştır. 220 μ s'de gerçekleşen yükselmenin ardından çevirici yeni referans değeri olan 4A ile çalışmasını sürdürmüştür.



Şekil 4.3. Pozitif katman referans değişim sonuçları

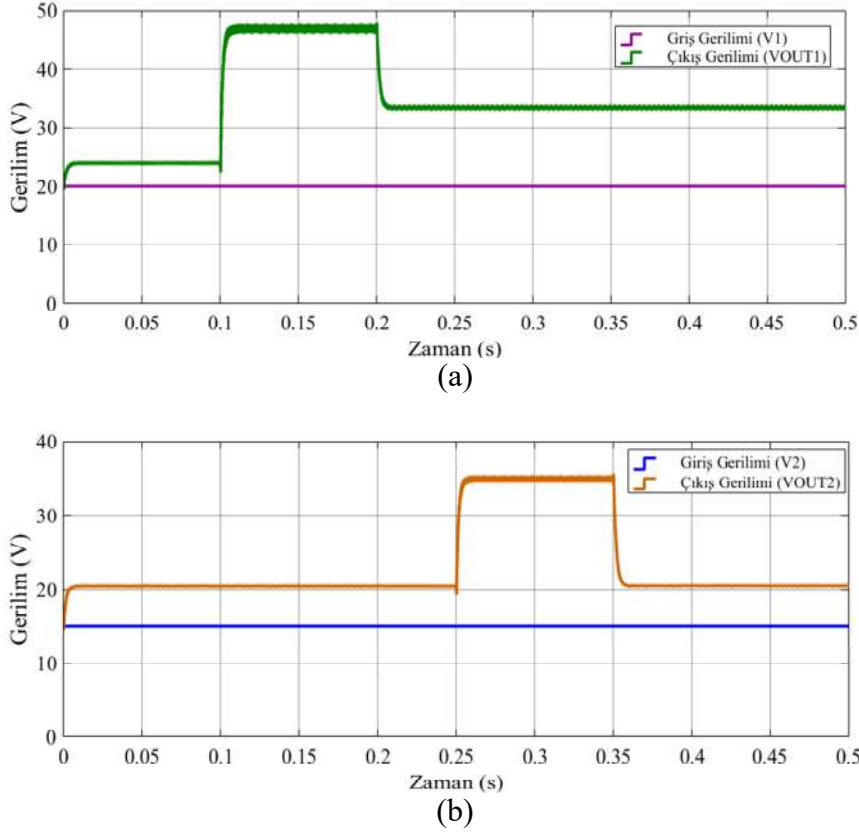
Şekil 4.3'te azalma durumu için oluşturulan ikinci basamakta ise referans akım 4A'den 2A'ye düşürüldüğünde, kontrol algoritması kapalı konumda olan anahtarı açık konuma getirmiştir. Bobin akımının minimum salınım miktarına ulaşması için geçen yaklaşık 100µs'lik bu sürecin ardından çevirici yeni referans değer ile çalışmasını sürdürmüştür. Pozitif katman üzerinde yapılan her iki basamak değişimi sonuçlarında kontrol algoritmasının oldukça iyi bir dinamik davranış sergilediği görülmektedir. Bu dinamik kabiliyet ayrık zamanlı MPC algoritmasının tahmine dayalı çalışması, yüksek örneklemedeki anlık ölçüm sonuçlarını kullanması ve bir karşılaştırmacı sinyale ihtiyaç duymamasından kaynaklanmaktadır. Bir sonraki örneklemedeki akım değerini bilmesi sayesinde, kontrol işaretini gecikme olmaksızın uygulayabilmektedir. Oluşturulan kontrol algoritmasında karşılaştırmacı kullanılmaması ise, geçiş anlarında oluşan zorunlu iletim-kesim durumlarını engellemektedir. Böylece, kontrol işaretinde herhangi bir değişim olmadan akımın doğrudan referans değere ulaşması sağlanmaktadır. Bu avantajlarla birlikte, her iki geçiş süreçlerinin öncesi ve sonrasındaki anahtarlama frekanslarında değişiklik olduğu Şekil 4.3'teki detaylı grafiklerden görülmektedir. Bunun sonucu olarak bobin akımı üzerindeki salınımların artması bir dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır. Giriş kaynağı ve model bileşenleri üzerindeki etkisi ihmal edilebiliyorsa bu değişkenlik kabul edilebilir. Aksi halde ani değerleri yüksek seviyelere ulaşan bu akımlar, giriş kaynağı ve çevirici elemanlarına zarar verebilir. İdeal kaynaklarda giriş akımı üzerindeki salınım kaynaklar üzerinde olumsuz etki oluşturmamaktadır. Ancak, özellikle güneş panelleri gibi bir güç akışı kontrolü gerektiren kaynaklarda bu salınımlar verimin düşmesine neden olmaktadır [81]. Bu salınımların azaltılması için pasif devre elemanları yükseltilmeli ya da anahtarlama frekansı artırılmalıdır. Pasif devre bileşenlerinin artırılması maliyet ve boyutları artırdığından dolayı bir dezavantaj olarak görülmektedir. Anahtarlama frekansının artırılması maliyet ve uygulama açısından uygun bir çözüm olmaktadır. Anahtarlama frekansının değiştirilmesi anahtarlama frekansının doluluk oranını belirleyen kontrol algoritmalarında kolaylıkla ayarlanabilirken, bu tez çalışmasındaki MPC algoritması gibi dijital olarak anahtarlama sinyali üreten metotlarda mümkün olmamaktadır. Dijital kontrol metotlarında doluluk oranı üretilmesi için ortalama alma metotları kullanılmaktadır. Ancak bu durum dinamik cevap süresini artırdığından dolayı dezavantaj oluşturmaktadır. [82]'de verilen çalışmada ortalama alınarak oluşturulan kontrol metodunda dinamik cevap 85ms gibi bir süreçte gerçekleşirken, bu tez çalışmasında elde edilen sonuçlar bu sürenin oldukça altındadır. Dijital kontrol metotlarında anahtarlama frekansının artırılması ve sabit frekanslı sinyaller üretilmesi son yıllarda çalışılan konular arasındadır [83].

Pozitif katmana benzer olarak negatif katmanda da basamak değişimler oluşturulmuştur. Negatif katman referans değeri 1A'den 3A'ye yükseltip ve tekrar 1A'ye azaltılarak oluşturulan basamak değişim sonuçları Şekil 4.4'te verilmiştir. Birinci basamak değişime ait detaylı grafikten görüldüğü üzere, kontrol algoritması pozitif katmandaki ile aynı davranışı sergileyerek akım yükselinceye kadar anahtarı kapalı konumda tutmuştur. Referans değerin azaltılması durumu için verilen Şekil 4.4'teki detaylı grafikten görüldüğü üzere, referansın 1A'ye düşmesinin ardından kontrol algoritması anahtarı açık konumda tutarak akımın azalmasını sağlamıştır. Yükselme ve azalma sırasıyla 200µs ve 120µs'de gerçekleşmiştir.



Şekil 4.4. Negatif katman referans değişim sonuçları

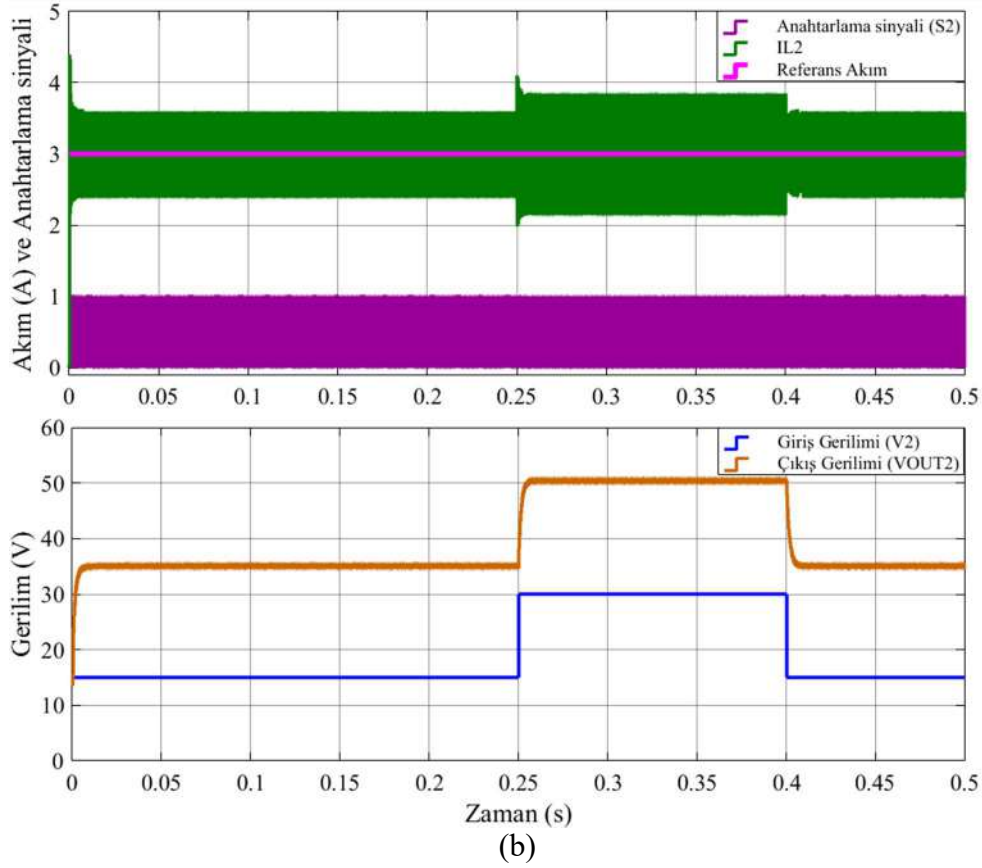
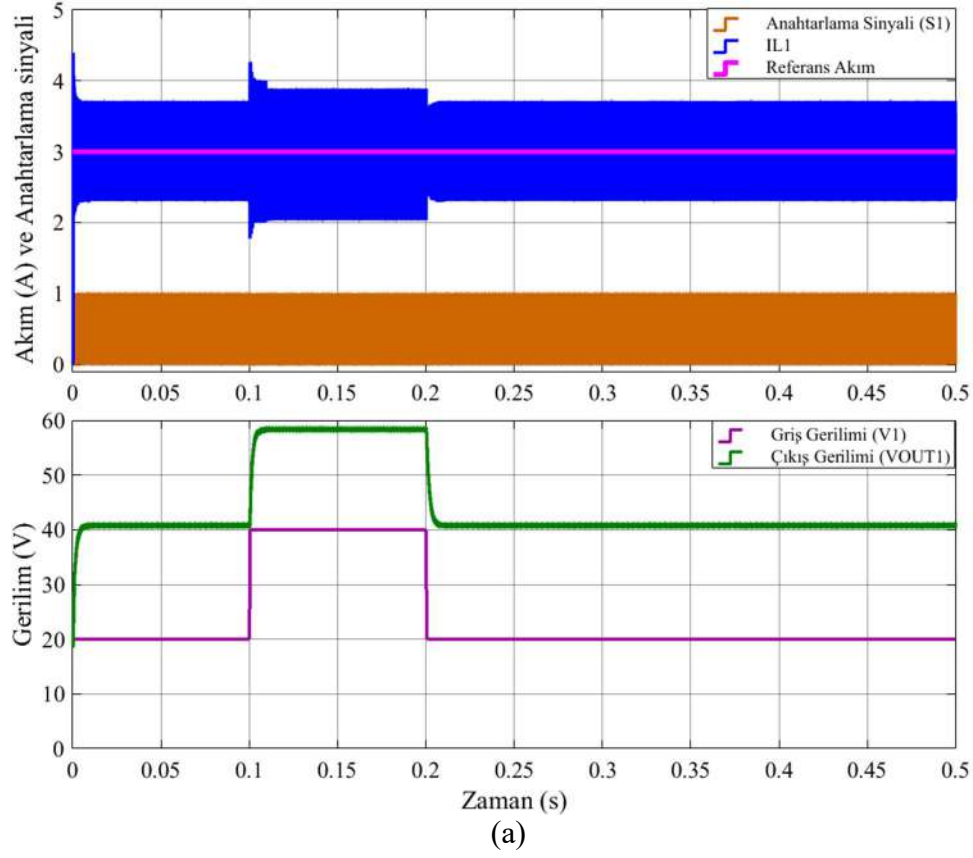
Aynı benzetimden elde edilen pozitif ve negatif katmandaki basamak değişimlerin yalnız ilgili girişi etkilediği akım sonuçlarında görülmüştür. Çıkış tarafında da bu bağımsız davranışın mevcut olduğu Şekil 4.5'te verilen gerilim sonuçlarında görülmektedir. Pozitif katman akımındaki değişikliklerden yalnız bu katmanın çıkış geriliminin (V_{OUT1}) değiştiği görülmektedir. Benzer şekilde negatif katman akımının değişmesi sadece bu katmanın çıkış gerilimini (V_{OUT2}) değiştirmiştir. Elde edilen bu sonuçlar, iki giriş - iki çıkışlı çalışma durumunda bağımsız güç akışının sağlanabildiğini göstermektedir.



Şekil 4.5. İki kaynaklı çalışma durumunda giriş ve çıkış gerilimleri, a: Pozitif katman, b: Negatif katman

Kontrol algoritmasının akım takip kabiliyetinin testi için, giriş gerilimleri değiştirilerek sabit akım referanslı çalışma koşulları incelenmiştir. Bu amaçla yapılan benzetim çalışmasında çevirici giriş gerilimleri sırasıyla değiştirilmiştir. Pozitif katman için verilen Şekil 4.6(a)'daki sonuçlardan görüldüğü üzere, giriş geriliminin iki katına çıkmasıyla çıkış gerilimi de artmıştır. Sabit akım referansından kaynaklı bu durumda, giriş akımının ortalama değeri değişmez iken, akım üzerindeki salınım miktarı artmıştır. Referans değişimine ait sonuçlarda da karşılaşılan bu durum, giriş geriliminin yükselmesi ve anahtarlama frekansının azalmasından kaynaklanmaktadır.

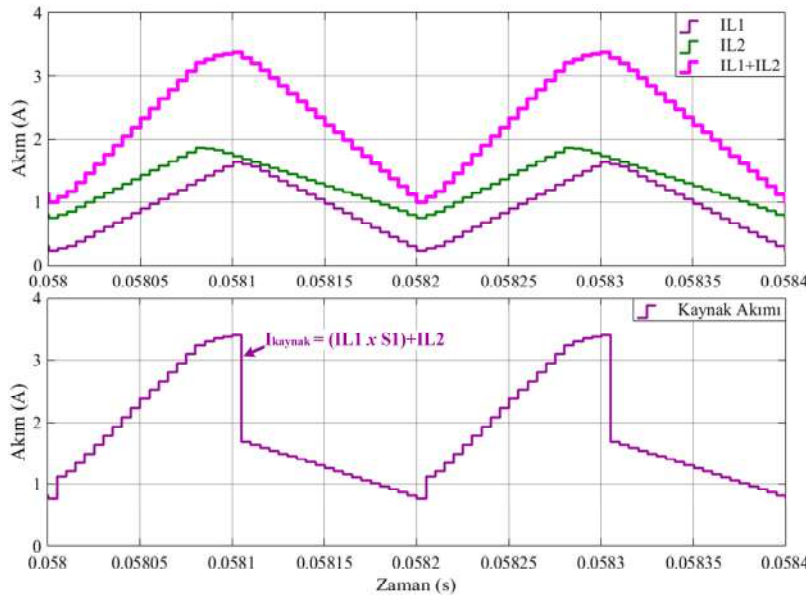
Negatif katman üzerinde yapılan giriş gerilimi değişimine ait sonuçlar Şekil 4.6(b)'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, değişim öncesi ve sonrasında ikinci katman giriş akımının ortalama değeri 3A'dır. Her iki katman üzerinde yapılan gerilim değişimi sonuçları, giriş gerilimleri iki katına çıksa dahi kontrol algoritmasının akımı referans değere sabitlediğini göstermiştir. Aynı zamanda katman girişlerinin birbirinden bağımsız olması sayesinde bu değişimler esnasında diğer katmanın etkilenmediği de sonuçlardan görülmüştür.



Şekil 4.6. Değişken giriş gerilimleri altında sabit akım kontrolü sonuçları, a: Pozitif katman, b:Negatif katman

4.1.2. Tek giriş iki çıkışlı çalışma durumuna ait benzetim sonuçları

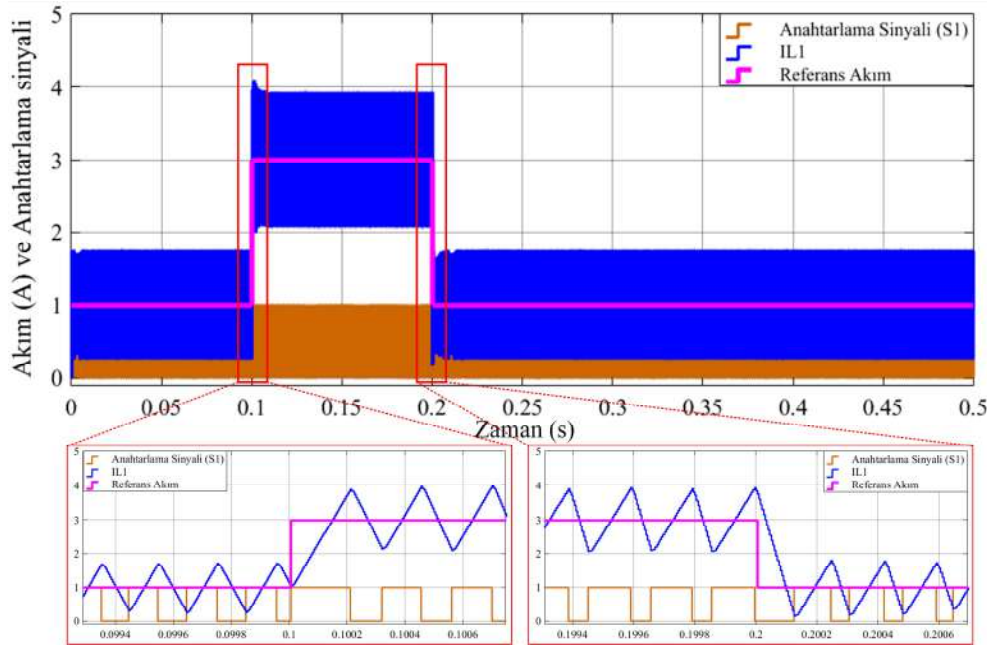
Çeviricinin diğer bir çalışma durumu olan tek girişli yapısı için iki çalışma olasılığı bulunmaktadır. Yalnız pozitif katmana bağlı birinci kaynaktan veya yalnız ikinci giriş kaynağından çıkışlara güç akışı sağlanabilmektedir. Önerilen çevirici modelinde yer alan güç akışı yönlendirme anahtarları giriş kaynağını aynı noktalara bağlamaktadır. Bu nedenle tek girişli çalışma durumlarında hangi kaynağın devreye alındığının aslında bir önemi olmamaktadır. Anahtar pozisyonlarının değiştirilmesiyle oluşan tek girişli devre modelinde, çok girişli modele göre yalnız pozitif katmandaki çevirici yükselten durumdan alçaltan-yükselten duruma geçiş yapmaktadır. Negatif katman kontrolü açısından herhangi bir değişiklik olmazken, pozitif katman kontrol yapısı değişmektedir. Çevirici katmanları arasındaki bağımsız çalışabilirlik durumu ve giriş kaynağına olan etkinin incelenmesi için her iki katman üzerinde de benzetim çalışmaları yapılmıştır. Çevirici katmanları arasındaki farklılıktan kaynaklı giriş kaynağından çekilen akım hesaplanırken, bobin akımlarını doğrudan kullanmak yanlış bir sonuç verecektir. Bu durumun açıklanması için katman akımları ve kaynaktan çekilen akımlara ait sonuçlar Şekil 4.7’de verilmiştir.



Şekil 4.7. Tek girişli çalışma durumunda katman akımları ve giriş akımı

Şekil 4.7’de görüldüğü üzere, bobin akımlarının toplamı, kaynak akımından farklı biçimdedir. Çünkü alçaltan-yükselten durumda olan pozitif katman yalnız anahtar (S_1) iletimdeyken giriş kaynağından akım çekmektedir. Bu durum hem kontrol hem de verim hesaplamaları açısından önemlidir.

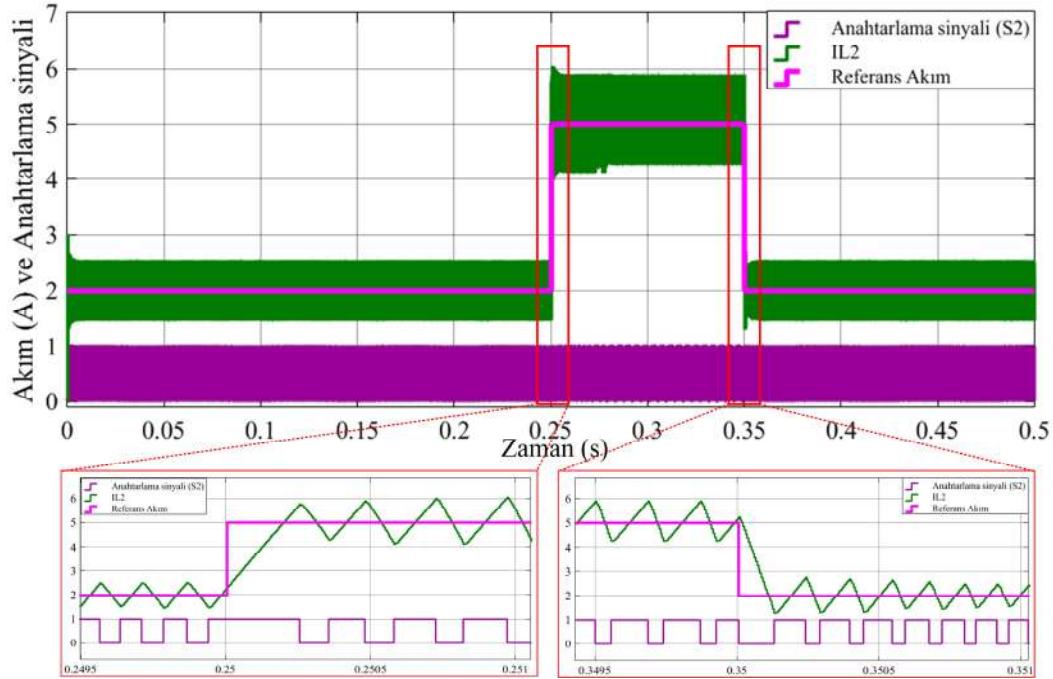
Tek girişli model üzerinde de akımların basamak değişimleri incelenerek kontrol algoritmasının takip kabiliyeti test edilmiştir. Pozitif katmanda yapılan basamak değişimlere ait sonuçlar Şekil 4.8’de verilmiştir.



Şekil 4.8. Tek kaynaklı çalışma durumunda pozitif katman referans değişim sonuçları

Referans akım 1A’den 3A’e çıkarıldığında kontrol algoritması, açık konumda olan anahtarı kapalı konuma getirmiştir. Anahtarın 200µs boyunca kapalı konumda kalmasıyla bobin akımının ortalama değeri referansa yükseltmiştir. Bu sürecin ardından pozitif katman yeni referans değer ile çalışmasını sürdürürken, referans akım 1A’e azaltılmıştır. Kontrol algoritması anahtarı açık pozisyonunda tutarak bobin akımının referans değere eşitlenmesini sağlamıştır.

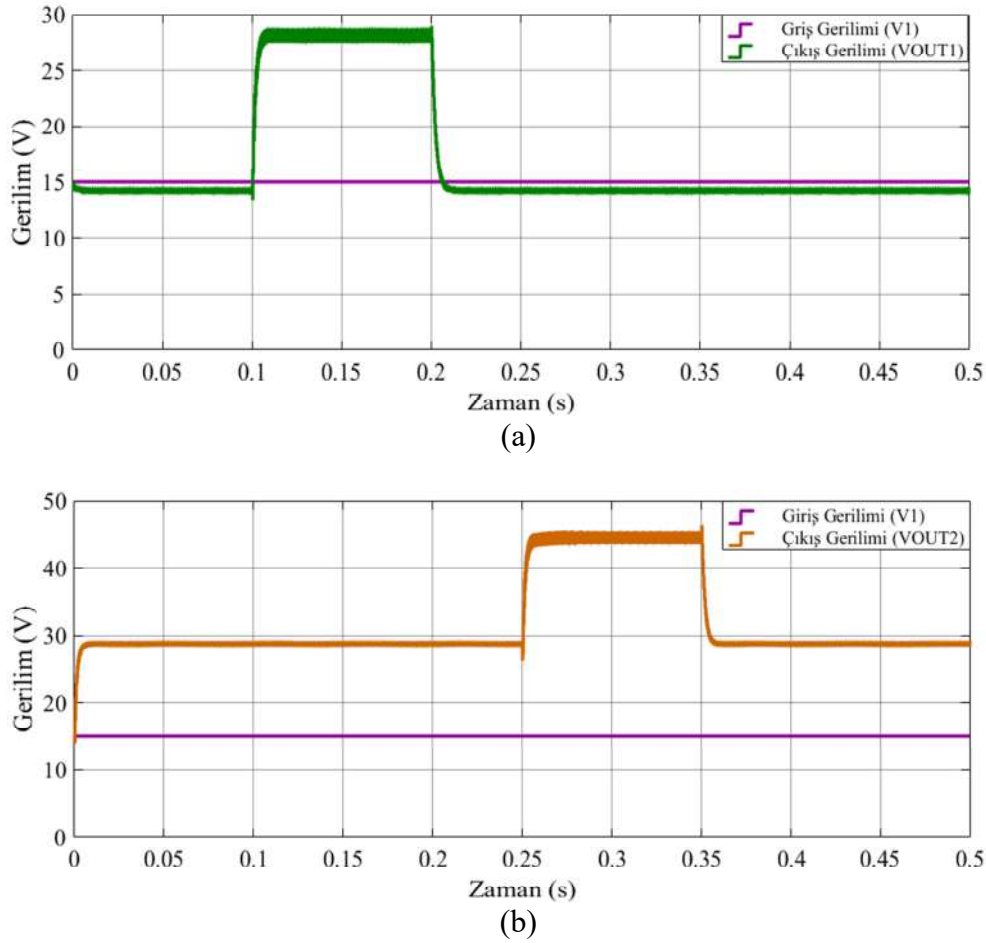
Pozitif katman çalışmasını sürdürürken negatif katmanın da referans değeri basamak şeklinde değiştirilerek kontrol algoritması test edilmiştir. Benzetim esnasında gerçekleşen bu durum için sonuçlar Şekil 4.9’da verilmiştir. Referans akım 2A’den 5A’e yükseltildiğinde kontrol algoritması, kapalı konumda olan anahtarı 250µs daha aynı pozisyonunda tutarak akımı yeni referansın maksimum salınım seviyesine yükseltmiştir. 5A referans ile çalışmasını sürdüren negatif katman referansı ani olarak 2A’e düşürüldüğünde ise kontrol algoritması, anahtar pozisyonunu kapalı konumdan açık konuma getirerek akımın azalmasını sağlamıştır. Kontrol algoritması 125µs boyunca anahtarı açık konumda tutarak, bobin akımını yeni referansa sabitlemiştir.



Şekil 4.9. Tek kaynaklı çalışma durumunda negatif katman referans değişim sonuçları

Her iki katman için yapılan referans değişimleri esnasında katmanlar arasında etkileşim olup olmadığının anlaşılması için çıkış gerilimlerinin incelenmesi gerekmektedir. Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'daki süreçler için çıkış gerilimleri (V_{OUT1} ve V_{OUT2}) ve giriş gerilimi (V_1) Şekil 4.10'da verilmiştir.

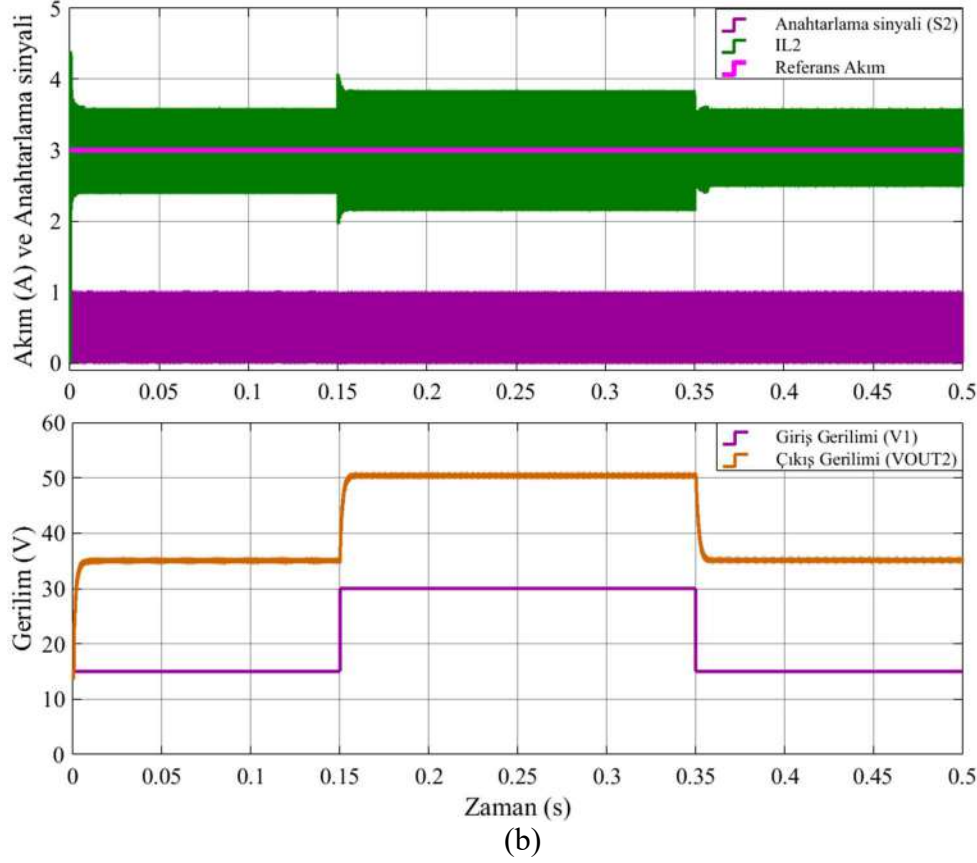
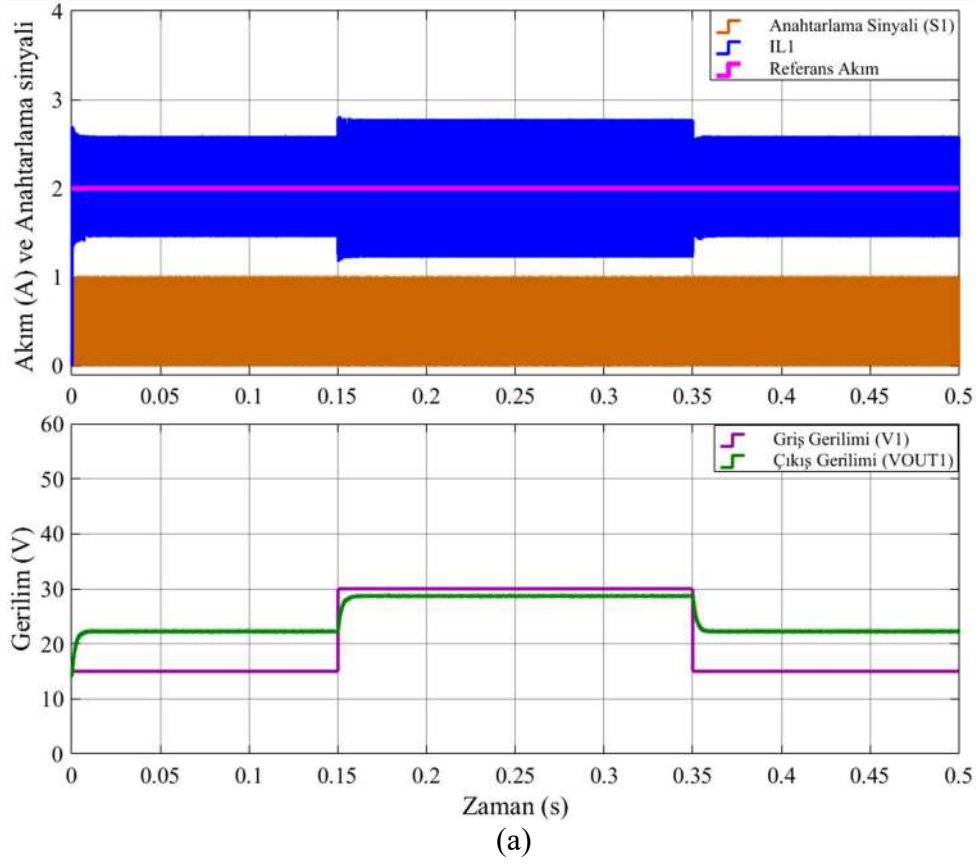
Çeviricinin her iki katman çıkışında da yük olarak 30Ω değerinde dirençler kullanıldığından dolayı giriş akımının artması çıkış gerilimini de artırmıştır. Şekil 4.10(a)'da verilen pozitif katman gerilim grafiğinden görüldüğü üzere, 1A akım değerinde çıkış gerilimi girişten daha küçük değerdedir. Bu durumda çevirici alçaltan durumda çalışmaktadır. Bobin akımının 3A'e yükselmesiyle çevirici yükselten duruma geçmiştir ve çıkış gerilimi girişten daha büyüktür. Negatif katmanda ise çevirici çalışma durumu her zaman yükselten olduğundan iki basamakta da giriş geriliminden daha büyük değerlerde çıkış gerilimi olduğu Şekil 4.10(b)'deki sonuçlardan görülmektedir. Her iki katmanda farklı zamanda meydana gelen bu değişikliklere rağmen tek giriş kaynaklı yapıda da katmanlar arası etkileşim olmadığı sonuçlardan görülmektedir.



Şekil 4.10. Tek kaynaklı çalışma durumunda giriş ve çıkış gerilimleri, a: Pozitif katman, b: Negatif katman

Tek kaynaklı çalışma durumunda giriş geriliminin katmanlar üzerindeki etkilerinin incelenmesi için sabit akımlı benzetim çalışması yapılmıştır. Referans akımlar sırasıyla, 2A ve 3A iken giriş kaynağının gerilimi 15V'tan 30V'a yükseltilerek yapılan benzetim çalışması sonuçları Şekil 4.11'de verilmiştir. Çalışma yapısında tek giriş kaynağı olduğundan, kaynaktaki değişikliğin her iki katmanı da etkilediği sonuçlardan görülmektedir. Bobin akımlarının ortalama değeri değişmezken, anahtarlama frekansı ve giriş geriliminden kaynaklı salınım miktarlarının değişmiştir.

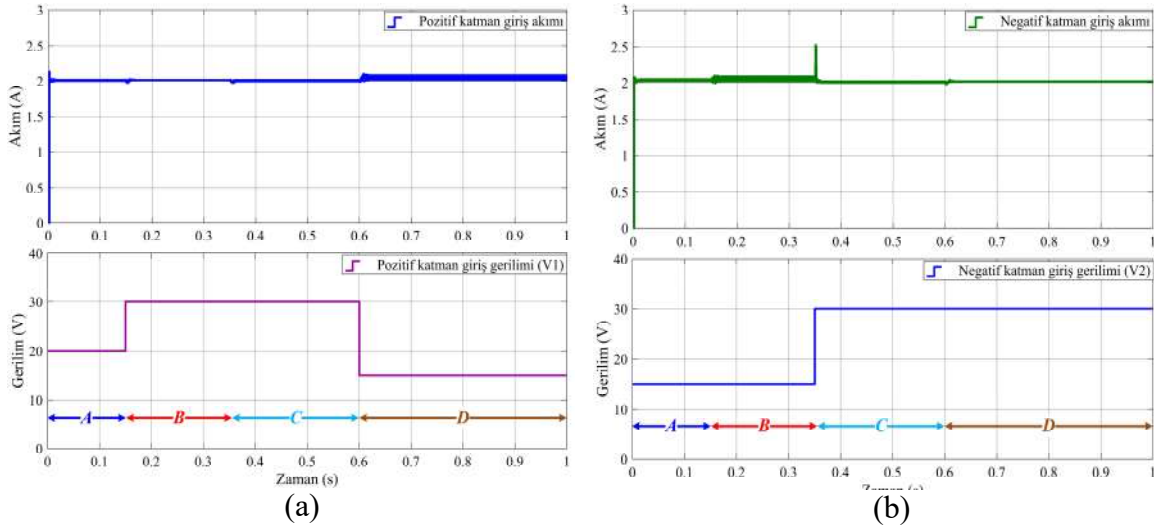
Tek giriş kaynağı ile yapılan benzetim sonuçlarında, katmanların birbirinden bağımsız olarak akım kontrolü yapabildiği ve buna bağlı olarak çıkış geriliminin de farklı genliklerde olabildiği görülmüştür. Ayrıca, pozitif katman çıkışında giriş geriliminden daha düşük değerlerde bir gerilim elde edilebileceği de benzetim çalışmaları sonuçlarından görülmüştür. Bu durum oldukça geniş bir gerilim bandında farklı yüklerin beslenebileceğini doğrulamıştır.



Şekil 4.11. Tek kaynaklı çalışma durumunda değişken giriş gerilimleri altında sabit akım kontrolü sonuçları, a: Pozitif katman, b:Negatif katman

4.1.3. İki girişli tek çıkışlı çalışma durumuna ait benzetim sonuçları

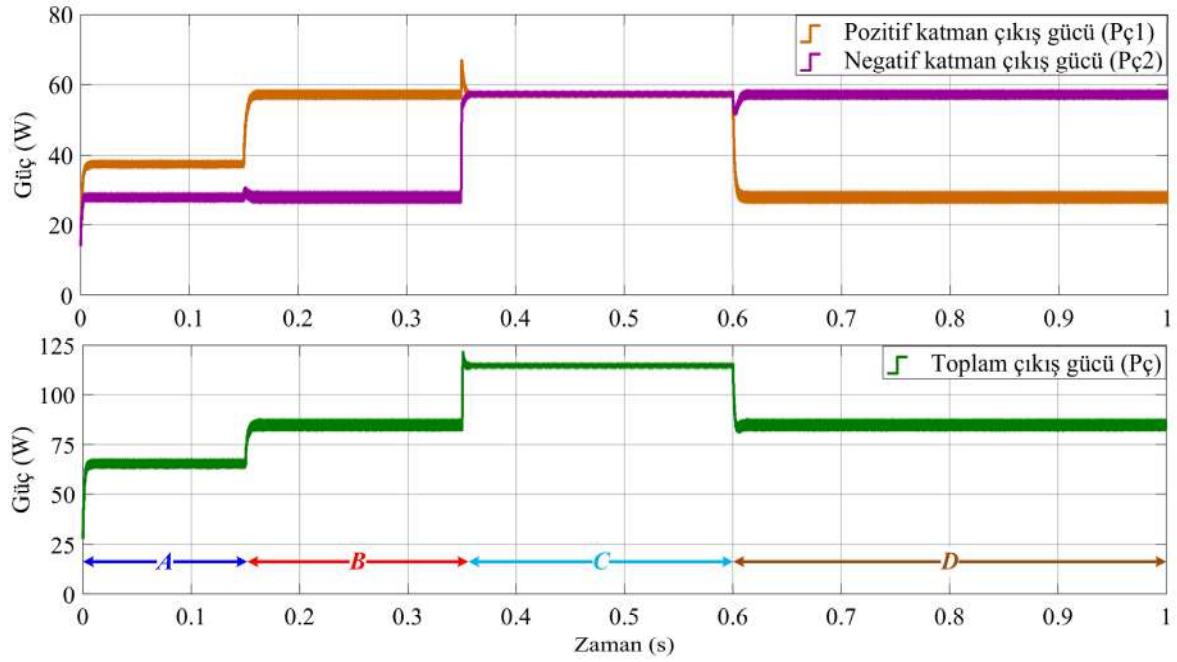
Önerilen çevirici modelinin iki girişli iki çıkışlı çalışma durumunda, çıkış kondansatörlerinin orta noktaları kullanılmayarak tek yük bağlantısı gerçekleştirilebilmektedir. Böylece iki farklı kaynaktan bir yükün beslenmesi sağlanmaktadır. Bu durumda, iki girişli iki çıkışlı yapıdaki kontrol algoritması kullanıldığından, basamak değişimi durumları yerine güç paylaşımı üzerinde durulmuştur. Çıkış tarafı seri olan bu yapıda, kaynaklar arasındaki güç dağılımının incelenmesi için benzetim çalışmaları yapılmıştır. Güç hesaplamalarında bobin akımlarının ortalama değerleri kullanılmıştır. Şekil 4.12’de verilen sonuçlarda görüldüğü üzere, her iki katman da benzetim süresi boyunca eşit ve 2A referans değerle çalıştırılmıştır. Giriş gerilimlerinde ise basamak değişimleri oluşturularak güç değişimleri incelenmiştir.



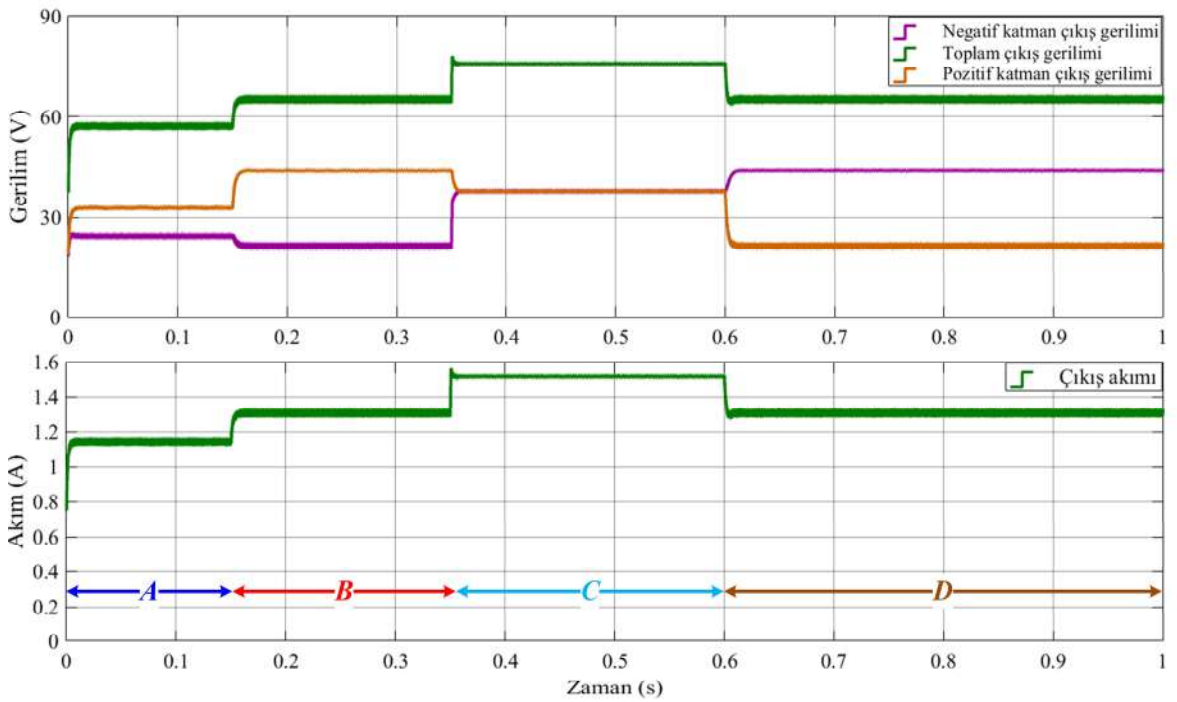
Şekil 4.12. İki girişli tek çıkışlı yapıda katman giriş akım ve gerilimleri, a: Pozitif katman, b: Negatif katman

Dört ayrı süreç içeren bu benzetim çalışmasına ait güç sonuçları Şekil 4.13’te verilmiştir. Aynı akım değeriyle çalışan çevirici katmanları arasındaki güç paylaşımı giriş gerilimleriyle doğru orantılı olarak değişmektedir.

A süreci: Bu süreçte pozitif katmanının giriş gerilimi negatif katmandan daha yüksektir. Katmanların eşit akım seviyesinde çalışması sebebiyle gerilimi yüksek olanın çıkış gücü de yüksek olmaktadır. Bu nedenle A süreci boyunca pozitif katman gücünü daha yüksek olduğu Şekil 4.13’te görülmektedir. Yüke aktarılan güç ise, her iki katman gücünün toplamına eşittir.



Şekil 4.13. İki girişli tek çıkışlı çalışma durumunda güç sonuçları



Şekil 4.14. İki girişli tek çıkışlı çalışma durumunda çıkış akım ve gerilim grafikleri

B süreci: Bu sürecin başında pozitif katmanın giriş gerilimi 20V'tan 30V'a yükseltilmiştir. Sabit akım kontrollü çalışan bu katmanın çıkış gücünün de gerilim değerine bağlı olarak arttığı Şekil 4.13'te görülmektedir. Geçiş anında çıkış kondansatörlerinin seri bağlı olması sebebiyle negatif katman çıkış gücünde kısa süreli bir değişim meydana gelmiştir. Toplam gücü artıran pozitif katman, Şekil 4.14'te görüldüğü gibi çıkış geriliminin ve akımının

artmasına sebep olmuştur. Çalışma analizinde yük olarak direnç kullanıldığından dolayı çıkış gerilimi giriş akımı ile orantılı olarak artmaktadır. Negatif katmanın referans değeri ve giriş geriliminde herhangi bir değişiklik olmadığından dolayı sabit güçte çalışmaktadır. Pozitif katmandan kaynaklı artan çıkış akımı aynı zamanda negatif katman çıkışı üzerinden de akmaktadır. Bu nedenle, negatif katman çıkış gücünün değişmemesi için çıkış gerilimi azalmıştır. Bu durum, negatif katman yük direncinin azalması olarak da düşünülebilir. Kondansatör geriliminin azalması için geçen bu sürede çıkış gücünde geçici bir artış meydana gelmiştir.

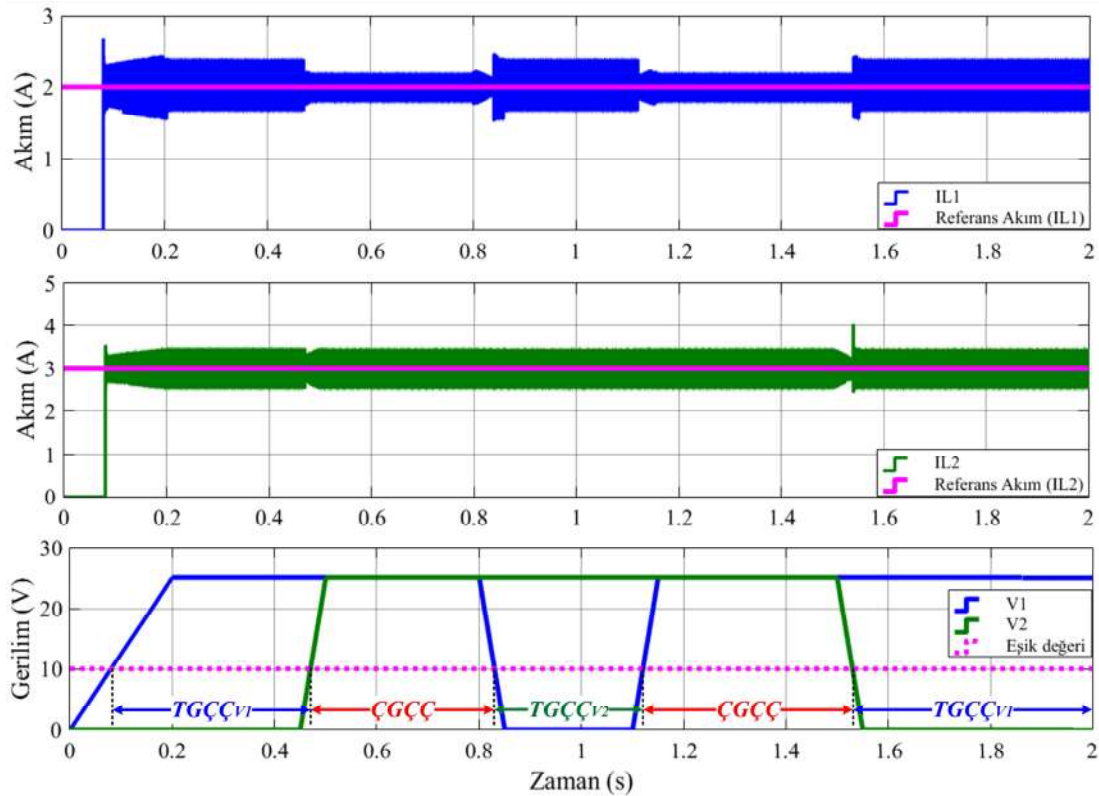
C süreci: Şekil 4.12(b)'de görüldüğü üzere, sürecin başlangıç anında negatif katmanın giriş gerilimi 15V'tan 30V'a yükseltilmiştir. Her iki katmanın giriş geriliminin eşitlenmesiyle çıkış güçlerinin de eşitlendiği Şekil 4.13'teki C sürecinde görülmektedir. Bu sürece geçiş anında, pozitif katman çıkışının da etkilendiği güç grafiğinden görülmektedir. Aynı zamanda Şekil 4.12(b)'deki akım grafiğinde de bir yükselme meydana gelmiştir. Bu iki grafik ilişkilendirildiğinde, artan güç değerinin seri bağlı çıkış nedeniyle pozitif katmanı da etkilediği söylenebilir. B sürecine benzer olarak bu durumda da toplam çıkış gücü negatif katmandan kaynaklı kısa süreli bir artış göstermiştir. Bu durum pozitif katmanın mevcut çıkış gücünü korumak için kondansatör gerilimini azaltması için geçen süreden kaynaklanmaktadır.

D süreci: Bu süreç başlangıcında pozitif katman giriş gerilimi 30V'tan 15V'a azaltılmıştır. Geçiş anındaki ani güç değişiminden negatif katmanın da etkilendiği Şekil 4.13'te görülmektedir. Bu durumun yine çıkış gerilimleriyle ilişkili olduğu Şekil 4.14'teki gerilim sonuçlarından görülmektedir. Geçiş sürecinde, çıkış akımının ani azalması nedeniyle negatif katman çıkış gerilimi artmış, pozitif katman gerilimi ise azalmıştır. Katmanlar arasındaki bu zıt davranış nedeniyle geçişten her ikisi de etkilenmektedir. Geçiş sürecinden sonra pozitif katmanın, negatif katmana göre yaklaşık yarı güçte yük üzerine aldığı grafikten görülmektedir.

Güç değişimlerinin incelenmesi için yapılan benzetim çalışmalarında, giriş tarafında bağımsız güç kontrolü sağlanabildiği görülmüştür. Çıkış tarafında ise birbirinden farklı seviyelerde olan kondansatör gerilimleri nedeniyle geçiş anlarında katmanların birbirini etkilediği söylenebilir.

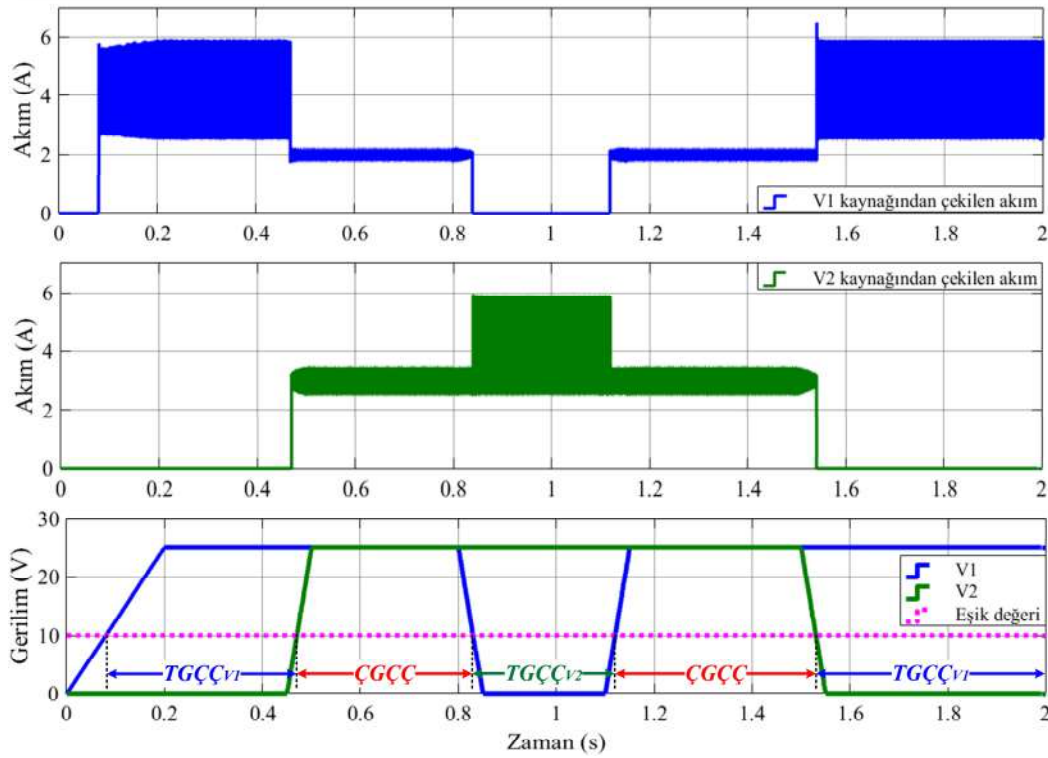
4.1.4. Geçiş durumlarına ait benzetim sonuçları

Önerilen çevirici modeli tek kaynaklı ve çok kaynaklı çalışma durumları arasında geçiş yapabilme özelliğine sahiptir. Bu özellik, çeviricinin her iki çıkışındaki yüklerin sürekli olarak beslenmesini sağlamaktadır. Devreye alınacak giriş kaynağının seçimi “Kaynak Durumu Belirleme Algoritması” ile yapılmaktadır. Algoritma, gerilim seviyesi 10V’un üzerinde olan kaynağı devreye almakta, tersi durumda ise devreden atmaktadır. Bu geçişleri gerçekleştirmek için güç yönlendirme anahtarları kullanılmıştır. Algoritma tarafından devreye alınacak kaynak/kaynaklar belirlendikten sonra, ilgili kaynağı devreye almak için her güç yönlendirme anahtarına lojik bilgiler gönderilmektedir. Böylece, güç yönlendirmeleri gerçekleştirilmektedir. Geçiş durumlarını incelemek için değişen giriş gerilimleri ve sabit akım kontrollü bir senaryo oluşturularak benzetim çalışması yapılmıştır. Şekil 4.15’te verilen sonuçlardan görüldüğü üzere, giriş kaynaklarının gerilimi, 0-25V aralığında değiştirilerek çeviricinin tüm çalışma durumlarına geçişi sağlanmıştır. Benzetim çalışmasının başlangıç anında her iki giriş kaynağının da gerilimi 10V’un altında olduğundan sistem çıkışa güç akışı sağlamamaktadır. Sonrasındaki süreçlerde kaynak durumlarına göre değişimler meydana gelmektedir.



Şekil 4.15. Geçiş durumlarına ait benzetim sonuçları

TGÇÇ_{V1}: Birinci giriş kaynağının gerilimi (V_1) 10V'a ulaştıktan sonra çevirici yalnız birinci kaynaktan güç akışını başlatmaktadır. Bu durum giriş kaynaklarından çekilen akım sonuçlarının verildiği Şekil 4.16'da görülmektedir. Birinci kaynağın devreye alınmasıyla birlikte her iki katman da bu kaynaktan akım çekmektedir.



Şekil 4.16. Geçiş durumlarında kaynak akımları

ÇGÇÇ: İkinci kaynak gerilimi 10V'un üzerine çıktığında çevirici durumu çok girişli çok çıkışlı yapıya geçmiştir. Bu duruma geçişten önce her iki katman da gerilimi 25V olan V_1 kaynağından beslenmektedir. Geçiş esnasında negatif katmanın giriş kaynağı değişmiş ve giriş gerilimi 10V seviyesine düşmüştür. Giriş geriliminin azalması hem anahtarlama frekansını artırmakta hem de bobin akımı üzerindeki salınımları azaltmaktadır. Bu nedenle V_2 gerilimi 25V seviyesine ulaşınca kadar I_{L2} üzerindeki salınım azalmıştır. Pozitif katman ise alçaltan-yükselten durumdan yükselten çalışmaya geçtiğinden dolayı bobin akımı üzerindeki salınımlar önemli oranda azalmıştır. Bu değişimlerle birlikte, geçiş esnasında herhangi bir ani yükselme ya da azalma olmadığı akım sonuçlarında görülmektedir. Her iki ÇGÇÇ sürecinde de pozitif katmanın çektiği 2A ortalama değere sahip akımın V_1 kaynağından, 3A seviyesinde olan negatif katman akımının ise V_2 kaynağından karşılandığı Şekil 4.16'daki sonuçlardan görülmektedir. Bu durum geçiş süreçlerinden sonra çeviricinin ÇGÇÇ durumunda çalıştığını göstermektedir.

TGÇÇ_{V2}: Yalnız ikinci kaynaklı çalışma durumunun oluşması için V_1 kaynağının gerilimi eşik değer olan 10V'un altına düşürülmüştür. Böylece, çeviricinin TGÇÇ_{V2} durumuna geçmesi sağlanmıştır. Geçiş esnasında I_{L1} akımı üzerindeki salınımların benzer davranış sergilediği Şekil 4.15'teki sonuçlarda görülmektedir. Negatif katmanın giriş kaynağında ve çalışma durumlarına herhangi bir değişim olmadığından dolayı akımı da değişmemiştir. Bu çalışma sürecinde katmanların çektiği toplam akımların yalnız V_2 kaynağından sağlandığı Şekil 4.16'da görülmektedir. Pozitif katmanın da bu kaynaktan beslenmesi nedeniyle kaynak akımı artmıştır. Alçaltan-yükselten çeviricinin bobin akımı üzerindeki salınımların fazla olması kaynaktan yüksek salınımlı akımlar çekilmesi neden olmuştur.

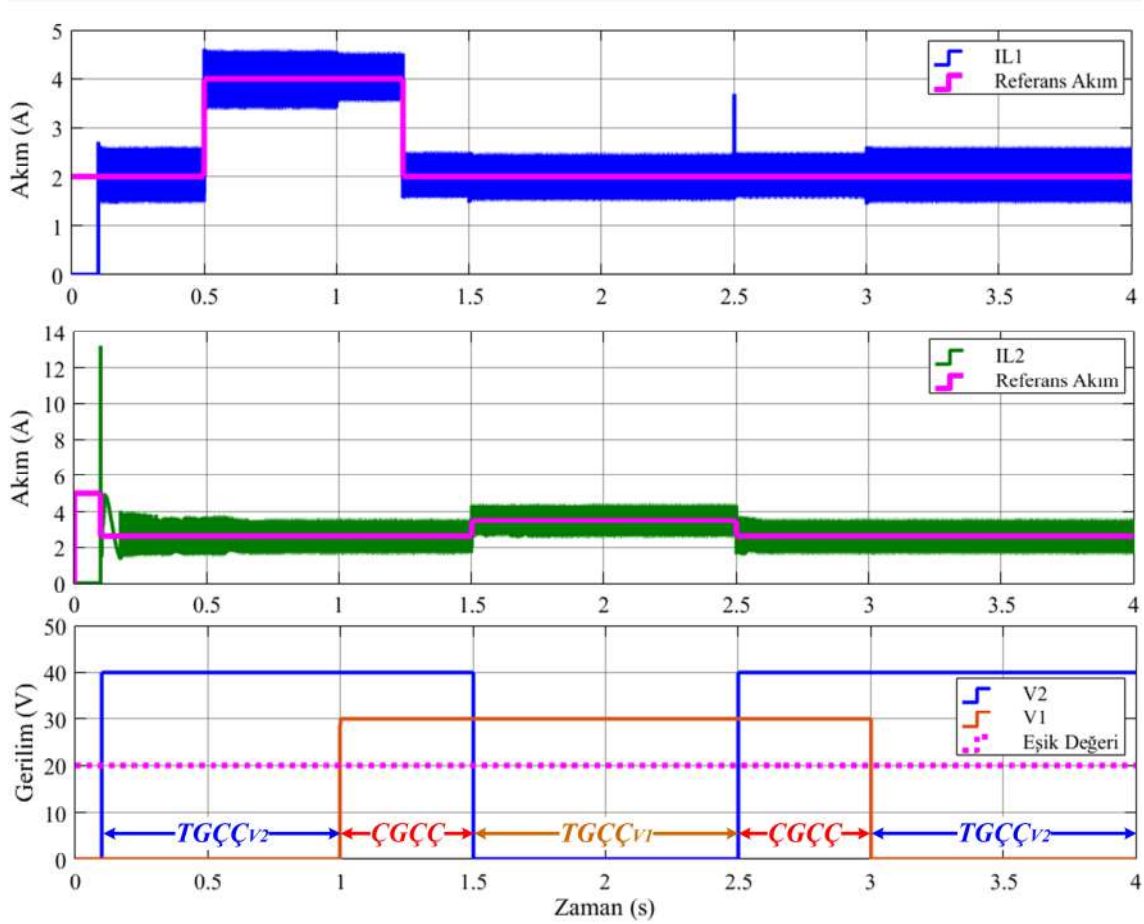
Bu üç sürecin sonrasındaki ÇGÇÇ ve TGÇÇ_{V1} durumlarında da sistem davranışı benzer yapıdadır. V_2 kaynağının devreden çıkışı esnasında hem V_1 kaynağından çekilen akımda hem de I_{L2} akımında 0,5A'lık bir sıçrama meydana gelmiştir. Bu durum, negatif katmanın geçiş öncesindeki gerilim değerinin 10V'a düşmesinden kaynaklanmaktadır. Düşük giriş geriliminde çekilen sabit akım, dolaylı olarak çıkış geriliminin de düşmesine neden olmaktadır. Geçiş sonrasında ise, giriş geriliminin ani olarak 25V'a yükseldiğinden dolayı çıkış kondansatörü yüksek akım çekmektedir. Geçiş sürecindeki bu artıştan sonra çevirici katmanları yine eski referans değerleriyle çalışmaya devam etmiştir.

Geçiş süreçlerinin incelenmesi için yapılan bu benzetim çalışmasıyla, önerilen çevirici modelinin kaynak durumlarına göre çalışma yapısını değiştirebildiğini göstermiştir. Aynı zamanda, sabit referans akımlarla çalışan MPC algoritması geçişlerde ve sonrasında ortalama akım kontrollerini gerçekleştirmiştir.

4.1.5. DA motor kullanılarak gerçekleştirilen benzetim çalışması sonuçları

Çevirici çalışma durumlarını farklı bir yük tipinde incelemek için DA motor kullanılarak bir benzetim modeli oluşturulmuştur. Yapılan benzetim çalışmasında, sabit mıknatıslı bir DA motor kullanılmış ve çeviricinin negatif katman çıkışına bağlanmıştır. Çeviricinin pozitif katman çıkışına ise yük olarak 20Ω değerinde bir direnç bağlanmıştır. Bu çalışma koşulları altında, çeviricinin kaynak geçişlerine tepkileri tekrar incelenmiştir. DA motorun bağlı bulunduğu pozitif katman 105W sabit giriş gücünde çalıştırılmıştır. Giriş gücünü sağlamak için referans akım değeri sürekli olarak hesaplanmış ve kaynak değişimleri esnasında sabit güçte çalışma sağlanmıştır. Şekil 4.17'de verilen sonuçlardan görüldüğü üzere, çevirici V_2

geriliminin artmasıyla birlikte $TG\check{C}\check{C}v_2$ çalışma durumuna geçiş yaparak her iki çıkışa da güç akışını başlatmıştır. Dinamik davranışlar benzer olduğundan burada tekrar ele alınmamıştır. Negatif katman referans akımı başlangıçta maksimum değer olan 5A iken, kaynağın devreye girmesiyle 105W güç için gerekli 2,625A'ye azalmıştır.



Şekil 4.17. DA motor ile çalışma durumunda kaynak geçişleri ve akım grafikleri

Kaynağın devreye alındığı anda motor başlangıç akımı 13A seviyesine ulaşsa da bu geçiş sürecinden sonra çevirici giriş akımı referans değere sabitlemiştir. Pozitif katman referans değeri başlangıçta 2A'dir. Kaynağın devreye alınmasıyla birlikte IL_1 bobin akımının referans değere eşitlendiği Şekil 4.17'de görülmektedir. $TG\check{C}\check{C}$ durumlarında çeviricinin alçaltan-yükselten çalışmasının doğrulanması için pozitif katman referans değeri 2A'den 4A'e yükseltilmiştir. Bu durumda da kontrol algoritmasının akımı başarılı bir şekilde referansa eşitlediği sonuçlarda görülmektedir. $\check{C}G\check{C}\check{C}$ çalışma durumunun incelenmesi için V_1 kaynağı da 30V ile devreye alınmıştır. Bu durumda çevirici çalışma durumunu $TG\check{C}\check{C}v_2$ 'den $\check{C}G\check{C}\check{C}$ 'ye değiştirmiştir. Bununla birlikte pozitif katman bobin akımı üzerindeki salınım

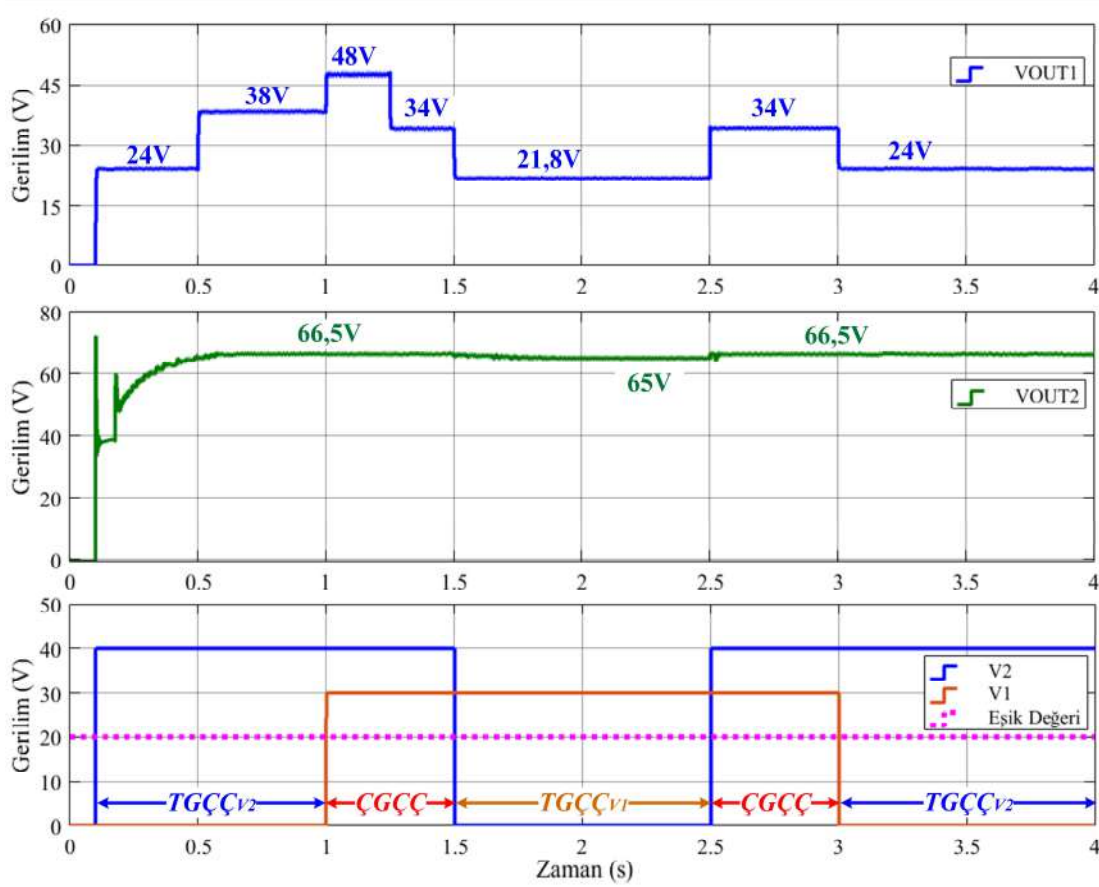
azalsa da ortalama değer az miktarda bir hata payı ile referansa sabitlenmiştir. Motorun bağlı olduğu negatif katmanda ise giriş kaynağı değişmediğinden dolayı herhangi bir etki meydana gelmemiştir.

V_2 kaynağı kapatıldığında çevirici çalışma durumunu $TG_{V1}$ olarak değiştirmiştir. Pozitif katman akım salınım oranı değişse de ortalama değerin sabit olduğu söylenebilir. Negatif katmanda ise giriş gerilimi 40V'tan 30V'a düştüğü için referans akım değeri 3,5A olarak belirlenmiştir. Bu durumda kontrol algoritmasının I_{L2} akımını artırarak yeni referans değere eşitlediği şekil 4.17'deki $TG_{V1}$ bölümünde görülmektedir. V_1 kaynağının devreden çıkma durumunu incelemek için çevirici tekrar G durumuna getirilmiştir. Geçiş esnasında, pozitif katman çıkış kondansatörüne uygulanan gerilim çevirici durum değişikliğinden kaynaklı ani olarak artmıştır. Bu nedenle kısa süreli olarak giriş akımı 3,7A seviyesine kadar yükselmiştir. Geçişteki bu yükselme çeviricinin doğal tepkisinden kaynaklanmaktadır. G durumu sonrasında V_1 kaynağı kapatılarak eviricinin $TG_{V2}$ durumuna geçmesi sağlanmıştır. Bu durumda pozitif katman bobin akımı üzerindeki salınım artarken, negatif katman üzerinde herhangi bir değişim olmamıştır.

Kaynak geçişlerinin bobin akımları üzerindeki etkilerinin yanı sıra, çevirici çıkış gerilimlerine ait sonuçlar şekil 4.18'de verilmiştir. Çeviricinin $TG_{V2}$ alışma durumuna geçişiyle birlikte motora uygulanan V_{OUT2} gerilimi artmış yükün başlangıç akımı nedeniyle kararsız durumda kaldıktan sonra 66,5V seviyesine kadar yükselmiştir. Pozitif katmanda ise 2A referans değerde çalışma esnasında yüke uygulanan gerilim 24V seviyesindedir. Giriş olarak bağlı V_2 kaynağından 40V gerilim uygulanırken, çevirici çıkışında bu değerin yarısına yakın değerde gerilim elde edilmesi çeviricinin alçaltan duruma geçebildiğini göstermektedir. Tek kaynaklı çalışma süresince çeviricinin yükselten duruma da geçebildiğini doğrulamak için referans akım 2A'den 4A'e artırılmıştır. Bu andan itibaren V_{OUT1} geriliminin 24V'tan 38V'a yükseldiği sonuçlarda görülmektedir. $TG_{V2}$ alışma durumunda yapılan bu değişim pozitif katmanın alçaltan-yükselten durumda çalışabildiğini göstermektedir.

V_1 kaynağının devreye alınmasıyla birlikte çevirici G durumuna geçiş yapmıştır. Bu esnada pozitif katman yükselten duruma geçiş yaptığından, 30V'luk giriş gerilimini 48V'a yükselterek yüke uygulamıştır. Sonrasında referans akımın 2A'e düşürülmesi ile gerilim

34V seviyesine azalmıştır. Negatif katmanda ise akım sonuçlarına benzer olarak herhangi bir değişim olmamıştır.



Şekil 4.18. DA motor ile çalışma durumunda kaynak geçişleri ve gerilim sonuçları

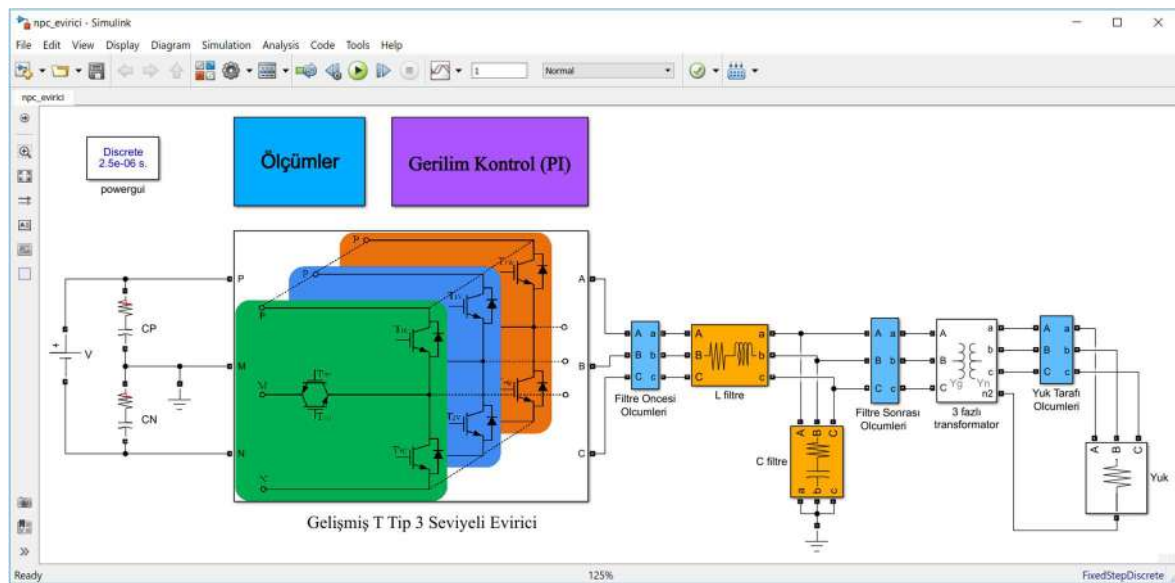
V_2 kaynağı kapatıldığında çevirici çalışma durumunu $TGÇÇ_{V1}$ olarak değiştirmiştir. Bu çalışma bölümünde motoru besleyen negatif katman referans akımı gerekli güç değerini karşılamak için artmıştır. Çıkış geriliminde verimden dolayı 1,5V'luk bir azalma meydana gelmiştir. Pozitif katmanın ise 30V'luk giriş gerilimini 21,8V'a azaltarak 20Ω 'luk yüke uyguladığı Şekil 4.18'deki $TGÇÇ_{V1}$ bölümünde görülmektedir.

$V1$ kaynağının da devreden çıkışını incelemek için V_2 kaynağı 40V ile devreye alınmış ve çevirici tekrar $ÇGÇÇ$ durumuna geçirilmiştir. Geçişten sonra bir önceki süreçteki $ÇGÇÇ$ durumuyla benzer sonuçlar elde edildiği Şekil 4.18'de görülmektedir. $V1$ kaynağının kapatılmasıyla çevirici $TGÇÇ_{V2}$ durumuna geçmiştir. Bu süreçte negatif katman giriş kaynağı değişmediğinden dolayı motora uygulanan gerilimde herhangi bir değişim olmamıştır. Pozitif katman ise tekrar alçaltan-yükselten çalışma durumuna geçiş yaptığından 40V giriş gerilimini 24V'a düşürerek çıkışına bağlı yüke uygulamıştır.

Yapılan bu benzetim çalışmasıyla, farklı bir yük üzerinde çevirici davranışları incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, çeviricinin tüm çalışma durumlarında sabit bir giriş gücünü motora aktarabildiği görülmüştür. Geçiş durumlarının bu yük tipinde de başarılı bir şekilde sağlandığı benzetim çalışmalarında görülmüştür. Bununla birlikte, pozitif katmandaki çalışma yapısı değişikliği de analiz edilmiştir. Bu amaçla çevirici çıkışına bağlanan 20Ω 'luk yüke uygulanan gerilim ve pozitif katman giriş akımındaki değişimler yorumlanmıştır. Elde edilen sonuçlar, çeviricinin TGÇÇ durumlarında alçaltan-yükselten, ÇGÇÇ durumunda ise yükselten tipte çalıştığını doğrulamıştır.

4.2. Nötr Kenetlemeli 3 Seviyeli Evirici ve Kontrolüne Ait Benzetim Sonuçları

Önerilen çeviricinin çıkışında elde edilen doğru gerilimin hem alternatif gerilime dönüştürülmesi hem de anahtarlama bir yük altında çeviricinin çalışma analizi için kullanılan 3 fazlı ve 3 seviyeli nötr kenetlemeli evirici ve kontrolüne ait benzetim çalışmaları yapılmış ve sonuçlar bu bölüm altında sunulmuştur. Yalnız evirici çalışma yapısının incelenmesi için yapılan bu benzetim çalışmalarında evirici-çevirici etkileşimi sağlanmamıştır. Bunun yerine evirici, gerilim değeri değiştirilebilen bir giriş kaynağından beslenmiştir. Bu sayede evirici yapısı aşama aşama incelenmiştir. Matlab/Simulink ortamından oluşturulan benzetim modeline ait ekran alıntısı Şekil 4.19'da verilmiştir. Benzetim modelinde kullanılan bileşenlerin değeri Çizelge 4.2'de verilmiştir.



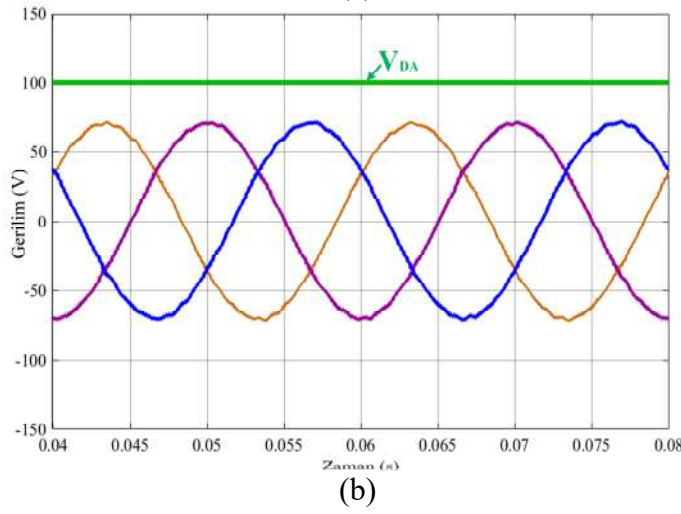
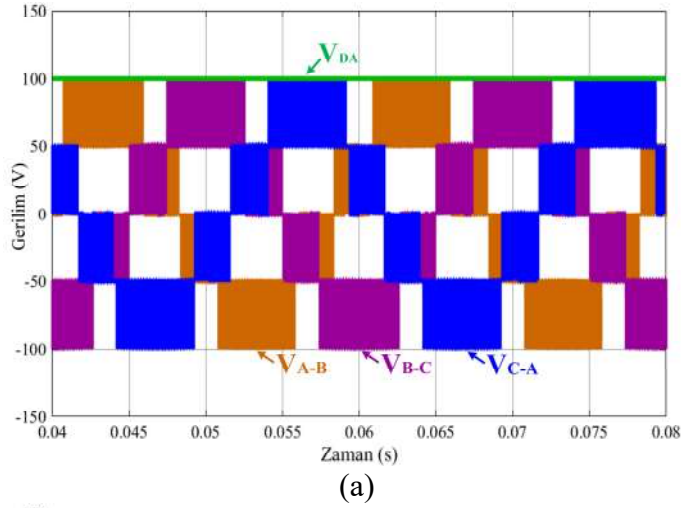
Şekil 4.19. Evirici benzetim modeli

Çizelge 4.2. Benzetim parametreleri

Parametre	Değeri
Anahtarlama frekansı	5kHz
L	0,5mH
R _L	0,1Ω
R _C	0,01Ω
C	40μF
Transformatör dönüştürme oranı	85:380
Model örnekleme süresi	2,5μs
PI denetleyici örnekleme süresi	60μs

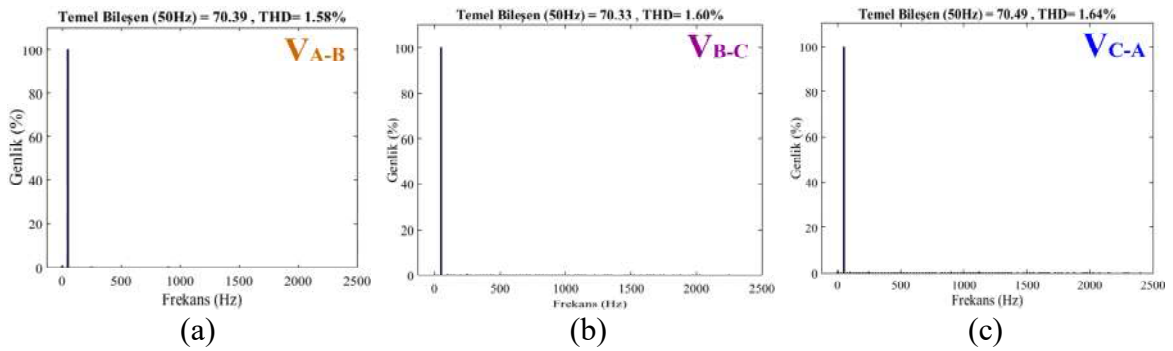
Evirici anahtarlama için gerekli referans sinüs sinyalleri kontrol bloğunda oluşturulmuş ve 60μs örnekleme ile çalışan PI denetleyici çıkışı bu referans sinyaller ile çarpılmıştır. Böylece, anahtarlama sinyalleri için gerekli referanslar oluşturulmuştur. Bu sinyaller 5kHz anahtarlama frekansında lojik sinyallere dönüştürülerek evirici anahtarlarına uygulanmıştır. Evirici çıkışında elde edilen gerilimler LC filtreye uygulanarak dalga formu sinüs yapısına getirilmiştir. Deneysel çalışmalarda kullanılan giriş kaynaklarının gerilim seviyelerinin yetersizliği sebebiyle evirici çıkış gerilimleri faz başına dönüştürme oranı 85:380 olan bir transformatör aracılığıyla yükseltilmiştir. Benzetim çalışmalarında da farklılık olmaması açısından aynı şekilde evirici çıkış gerilimleri yükseltilerek 3 fazlı omik yük grubuna uygulanmıştır. Evirici giriş gerilimi 100V iken, çıkışından elde edilen 3 seviyeli gerilimler Şekil 4.20(a)'da verilmiştir. Fazlar arası gerilimler 120°'şer derece ötelenmiş ve maksimum seviyeleri giriş gerilimine ulaşmaktadır.

Evirici anahtarlama bölgesine göre gerilimin tepe değeri nötr noktası ve DA bara olabilmektedir. Bu sayede 3 seviye elde edilmektedir. Anahtarlama yapıdaki bu gerilimler yüksek THD seviyesine sahip olduğundan filtrelenmesi gerekmektedir. Evirici tasarımında hesaplanan filtre parametreleriyle her faz için birer adet LC filtre oluşturulmuştur. Evirici 0,85 sabit modülasyon indeksi ve 100V DA bara geriliminde çalışırken elde edilen filtre edilmiş gerilim sonuçları Şekil 4.20(b)'de verilmiştir. Filtre öncesi ve sonrası sonuçlar karşılaştırılacak olursa, filtre çıkışındaki gerilimin sinüs dalga formuna geldiği görülecektir.



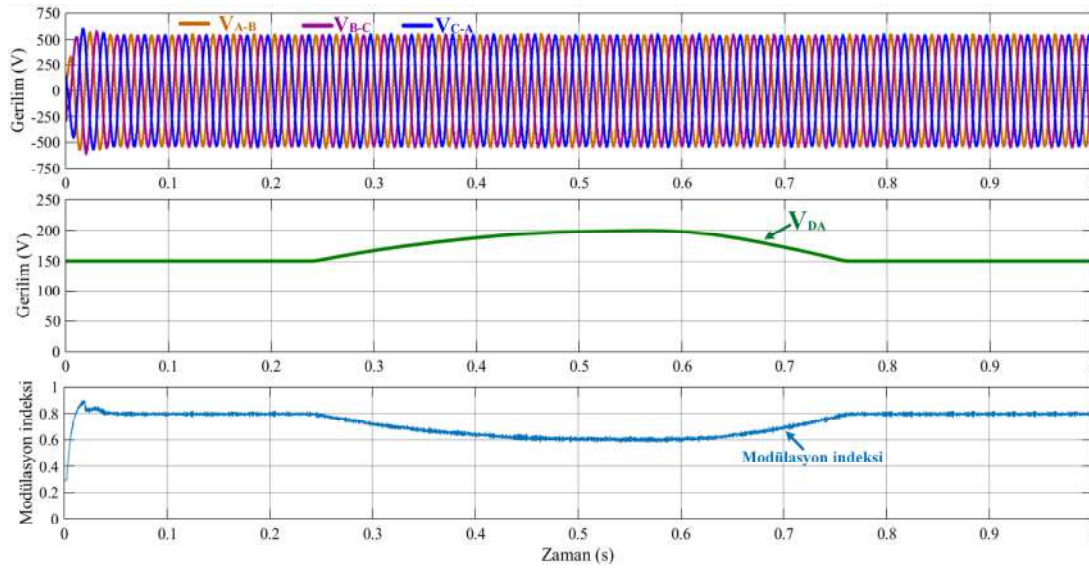
Şekil 4.20. Evirici gerilimleri, a: Filtre öncesi, b: Filtre sonrası

Filtre edilmiş gerilimler üzerindeki bozucu etkiler THD sonuçları üzerinden yorumlanmaktadır. Gerilim sinyallerine ait THD sonuçları Şekil 4.21’de verilmiştir. THD sonuçlarından görüldüğü üzere, bozulma en fazla %1,64 seviyesinde olup IEEE 519-2014 standartlarında belirtilen %8 limitinin oldukça altındadır [84].



Şekil 4.21. Evirici gerilimine ait THD sonuçları, a: V_{A-B} , b: V_{B-C} , c: V_{C-A}

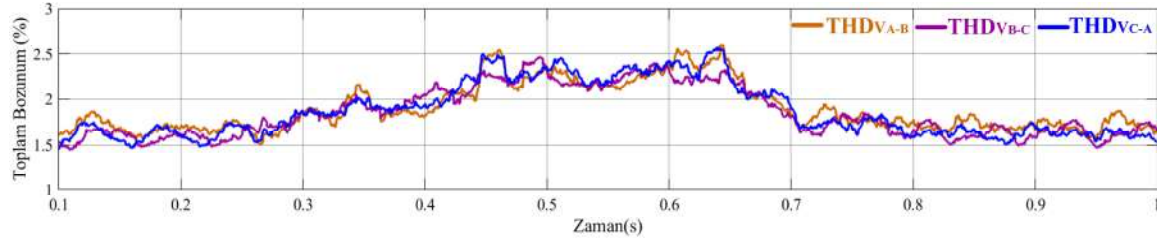
Eviriciler stabil bir giriş gerilimi ve sabit modülasyon indeksinde çalışırken düşük THD'ye sahip dalga şekilleri üretebilmektedir. Ancak, değişken giriş gerilimine sahip eviricilerde bir kontrol algoritmasıyla gerilim genliğinin ayarlanması gerekmektedir. Eviricilerde gerilim kontrolü, modülasyon indeksinin ayarlanmasıyla ya da DA bara geriliminin ayarlanmasıyla sağlanmaktadır. Gerilim kontrol noktası olarak yüklere uygulanan gerilimler seçilmiştir. Böylece, yüklenmeden kaynaklı transformatör dönüştürme oranında meydana gelebilecek farklılıklardan gerilim seviyelerinin etkilenmemesi sağlanmıştır. Transformatör çıkışında ölçülen gerilimlerin tepe değeri Clarke-Park dönüşümü kullanılarak hesaplanmıştır. Elde edilen tepe genlik ile referans değerin (380V) tepe değeri arasındaki fark hata sinyali olarak üretilmiştir. Bu hata sinyali PI denetleyiciye girilerek modülasyon indeksinin üretilmesi sağlanmıştır. Evirici kontrol yapısının incelenmesi için değişken DA bara gerilimi altında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Şekil 4.22'de verilen sonuçlardan görüldüğü üzere, DA bara gerilimi 150V-200V aralığında değişse de PI denetleyici modülasyon indeksini değiştirerek yüklere uygulanan gerilimlerin sabit kalmasını sağlamıştır. DA bara geriliminin yükseldiği zamanlarda denetleyicinin modülasyon indeksini azalttığı, gerilimin azaldığı zamanlarda ise modülasyon indeksinin arttığı şekilden görülmektedir.



Şekil 4.22. Evirici gerilim kontrolüne ait sonuçlar

Kontrol sürecinde DA bara gerilimi ve buna bağlı olarak modülasyon indeksindeki değişimlerinin gerilim kalitesi üzerindeki etkilerini incelemek için THD sonuçları Şekil 4.23'te verilmiştir. Evirici giriş geriliminin 150V ve sabit olduğu bölümlerde kontrolsüz çalışma ile benzer sonuçlar elde edilmiştir. Giriş geriliminin artış ve azalış gösterdiği

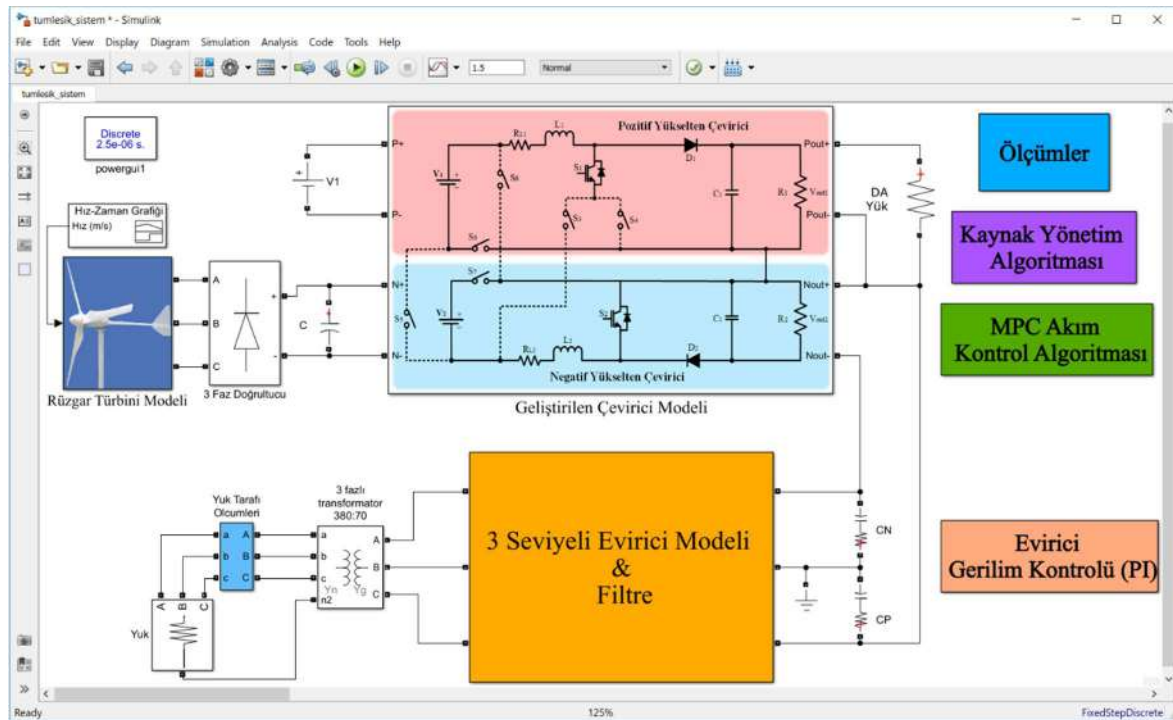
bölümlerde ise THD artış göstermektedir. Bu bölümlerde modülasyon indeksi değişmektedir ve gerilim genliğinde az da olsa değişimler olmaktadır. Bununla birlikte, anahtarlama sinyallerindeki doluluk oranının azalması da filtre üzerinde olumsuz etki oluşturmaktadır. Bu durumlara rağmen evirici gerilimlerindeki THD en fazla %2,5 seviyesindedir.



Şekil 4.23. THD sonuçları

4.3. Rüzgâr Türbinli Tümlşik Sistemin Benzetim Sonuçları

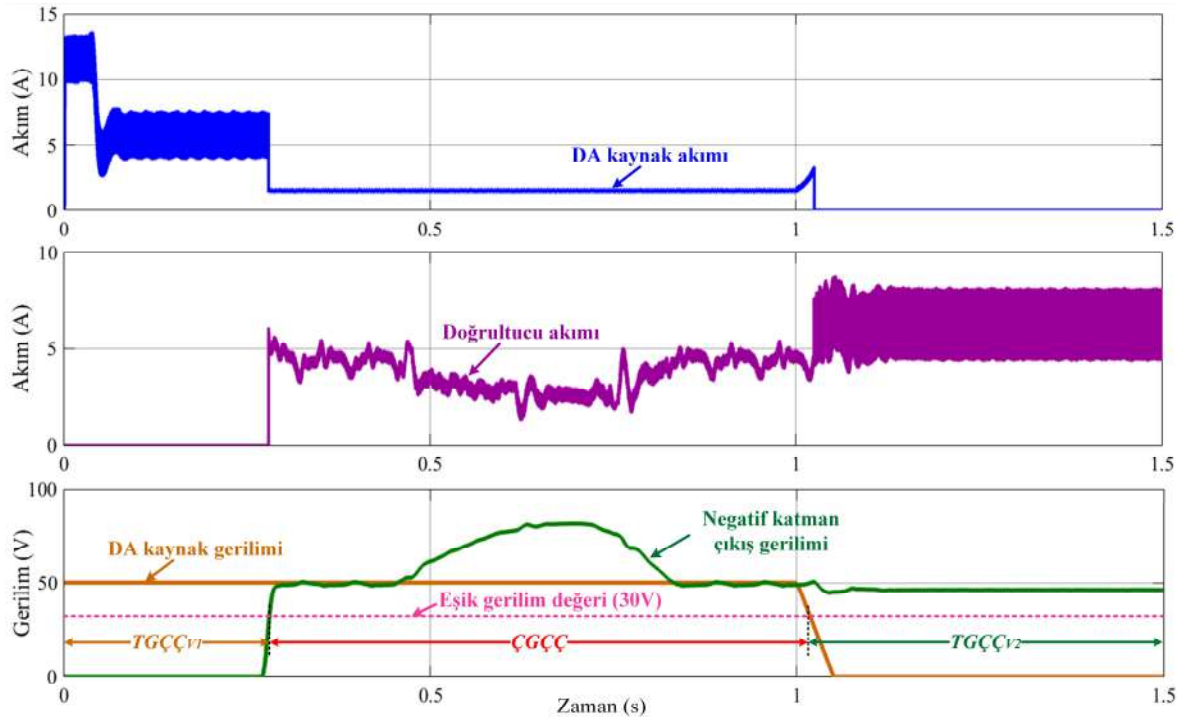
Önerilen çevirici modeli ve nötr kenetlemeli eviricinin tümlşik çalışmasını incelemek için gerçekleştirilen benzetimlerde, giriş kaynaklarından biri rüzgâr türbini diğeri ise doğru gerilim kaynağı kullanılmıştır. Böylece, türbinin devreye giriş-çıkışları esnasında önerilen çevirici modelinin davranışları incelenmiştir. Bu amaçla oluşturulan benzetim modelinin ekran alıntısı Şekil 4.24’te verilmiştir.



Şekil 4.24. Tümlşik sistemin benzetim modeli

Deneysel çalışmalarda kullanılan türbin simülatörünün generatör parametreleri benzetim ortamında fırçasız DA generatör modeline girilmiştir. Generatör çıkışındaki 3 fazlı gerilim önerilen çevirici modeline uygulanmak üzere, 3 fazlı bir doğrultucu ile doğru gerilime dönüştürülmüştür. Doğrultucu çıkışları çeviricinin negatif katman girişine bağlanmıştır. Çeviricinin pozitif katman çıkışı doğru gerilimle beslenen sabit bir yüke (72Ω), negatif katman çıkışı ise eviriciye bağlanmıştır. Böylece, farklı yük gruplarının beslenmesi sağlanmıştır. Benzetim çalışmasında, yalnız doğru gerilim kaynağıyla TGÇÇ çalışma durumu, rüzgâr türbininin devreye girmesiyle ÇGÇÇ durumu ve yalnız rüzgâr türbiniyle çalışma durumları incelenmiştir. Ayrıca, bu kaynakların devreye girip çıkmalarının yükler üzerindeki etkilerini incelemek için de sonuçlar bu bölümde sunulmuştur.

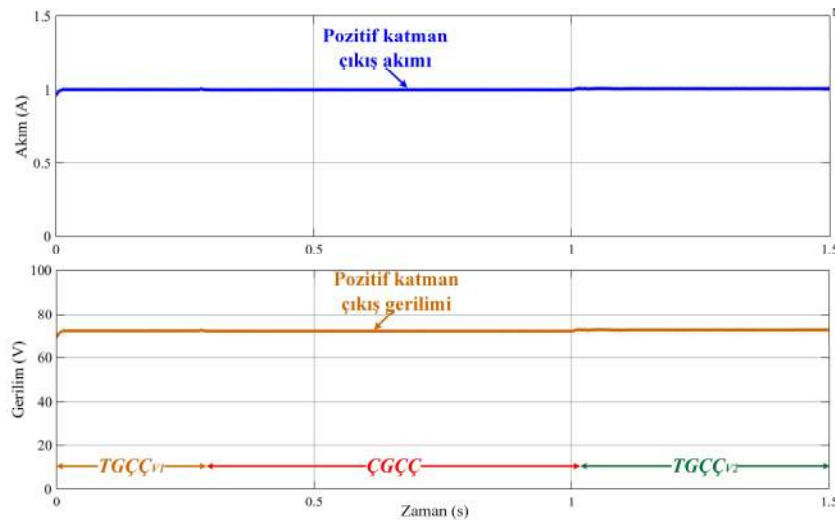
Yapılan benzetim çalışması süresince giriş akım ve gerilimlerine ait sonuçlar Şekil 4.25'te verilmiştir. Başlangıç anında kondansatörlerden kaynaklanan yüksek akımların sonuçlarda görülmemesi için kondansatörlerin şarjlı olduğu kabul edilmiştir. Sistemin yalnız DA kaynak ile çalıştığı başlangıç sürecinde ($TGÇÇ_{V1}$), çıkış yüklerine güç akışının yalnız DA kaynaktan gerçekleştiği akım sonuçlarında görülmektedir. Bu süreçte rüzgâr türbini çıkışına bağlı doğrultucudan akım çekilmez iken, türbin geriliminin artmasıyla çevirici çalışma durumunu $TGÇÇ_{V1}$ 'den ÇGÇÇ'ye değiştirmiştir.



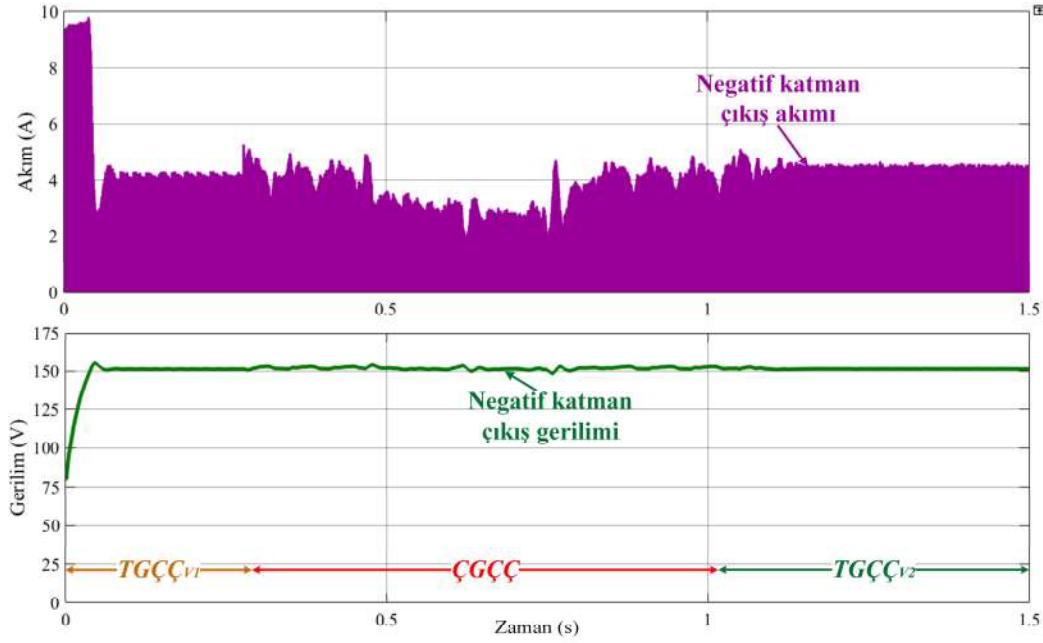
Şekil 4.25. Tümleşik sistemin giriş akım ve gerilimleri

Bu benzetim çalışmasında, giriş gerilimleri 50V ve üzerinde değerler aldığı için eşik gerilimi 30V olarak belirlenmiştir. Daha düşük bir eşik noktası belirlenebilir ancak bu durumda çevirici gerekli çıkış gerilimi sağlamak için yüksek seviyede akımlar çekecektir. ÇGÇÇ çalışma durumuna geçilmesinden itibaren negatif katman çıkışına bağlı evirici rüzgâr türbininden beslenmeye başlamıştır. Bu nedenle, DA kaynaktan çekilen akım azalmıştır. Sürecin devamında, değişken hızda çalışan rüzgâr türbininden dolayı doğrultucu çıkışındaki gerilim de değişmiştir. Doğrultucu çıkış gerilimi türbin hızına bağlı olarak artarken, çekilen akımın azaldığı Şekil 4.25'te görülmektedir. Benzetim çalışmasında, evirici sabit yük grubunu beslediğinden dolayı güç seviyesinin yönetilmesi gerekmektedir. Bu nedenle, çevirici katmanlarındaki çıkış gerilimi ve çıkış akımlarının ortalama değerleri sürekli olarak ölçülerek güç değerleri hesaplanmıştır. Değişken çıkış gerilimi ve değişken çıkış akımında kontrol algoritmaları başarılı sonuç vermediğinden dolayı her çıkış için referans bir gerilim değeri belirlenmiştir. Referans gerilim değerleri ve ölçüm sonucunda elde edilen anlık güçler kullanılarak çevirici girişinden çekilmesi gereken akımlar güç denklemi ile hesaplanmıştır. Elde edilen akım sonuçları MPC algoritmasında referans olarak kullanılarak, akım tabanlı gerilim kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Pozitif katmana bağlı DA yük için 72V gerilim referansı, negatif katman çıkışındaki evirici için ise 150V referans gerilim değerleri belirlenmiştir. Pozitif katmanın çıkış akım ve gerilimi Şekil 4.27'da verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, doğru gerilimle beslenen omik yüke uygulanan gerilim 72V seviyesindedir. Kaynak değişimleri yüke uygulanan gerilimde en fazla %2 salınımlara neden olmuştur.



Şekil 4.26. Pozitif katman çıkış akımı ve gerilimi

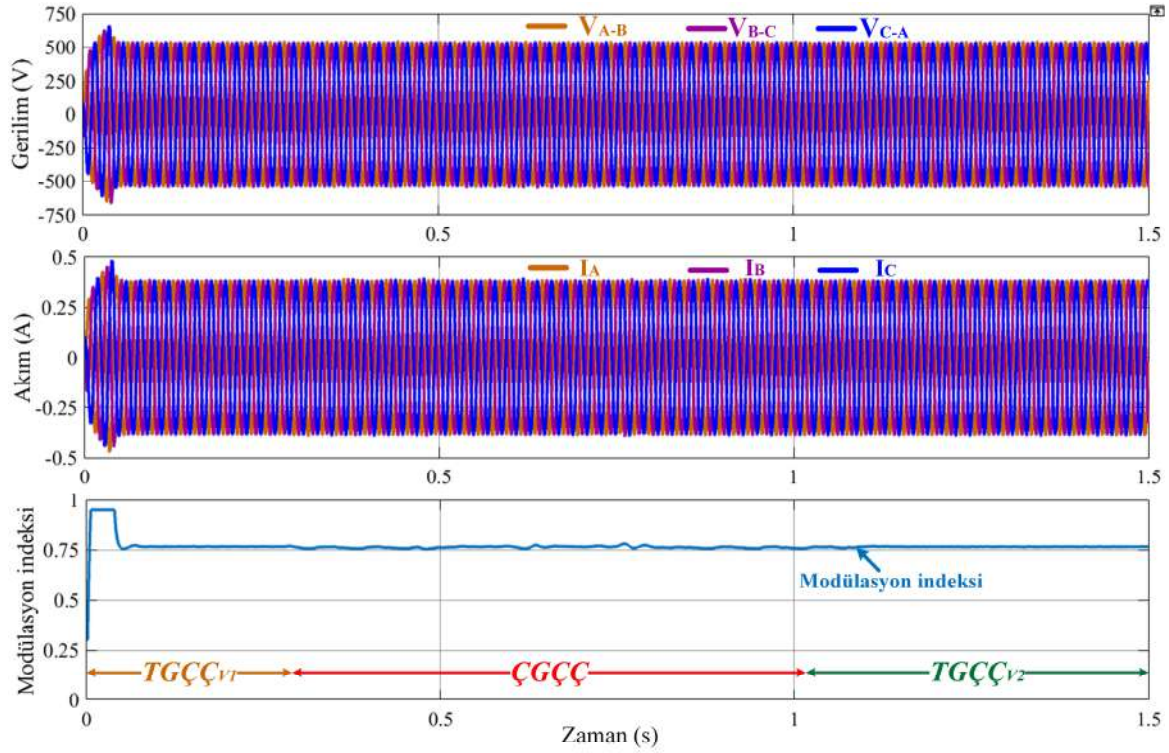


Şekil 4.27. Negatif katman çıkış akımı ve gerilimi

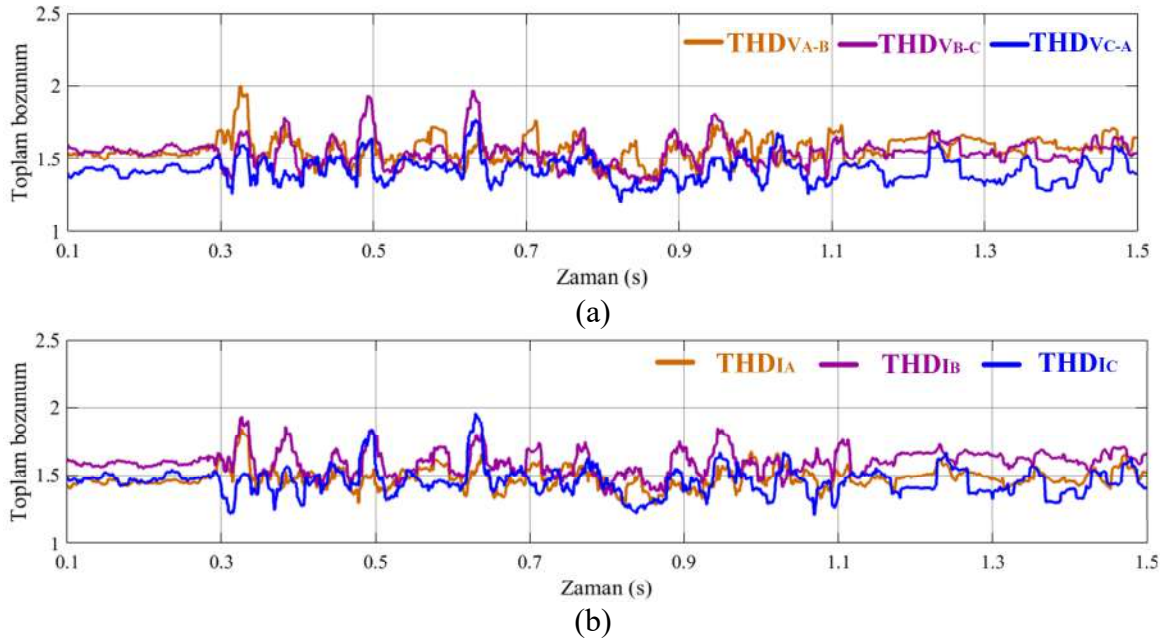
Şekil 4.27'deki negatif katman çıkış akımında ise eviricideki anahtarlardan dolayı yüksek frekanslı dalgalanmalar görülmektedir. Bundan dolayı eviriciye uygulanan gerilim üzerinde 148V-155V bandında değişen en fazla %4 sapmalar meydana gelmiştir. Evirici çıkış gerilimi kontrol edilmediğinde bu hatalar güç değerinden kaynaklı artış gösterecektir. Aynı zamanda, evirici girişindeki bu değişkenlik alternatif gerilimle beslenen yükleri de etkileyecektir.

Benzetim çalışması süresinde transformatör çıkışından yüklere uygulanan gerilim sonuçları Şekil 4.28'de verilmiştir. Başlangıç anında giriş geriliminin düşük olmasından dolayı modülasyon indeksi maksimum seviyededir. Bu nedenle çıkış gerilimi evirici girişine uygulanan gerilime bağlı olarak değişim göstermektedir. Gerilimdeki hızlı artış nedeniyle evirici çıkış gerilimi de ani olarak yükselmiştir. En fazla %20 aşımaya sahip olan 1 periyotluk süre sonrasında yüklere uygulanan gerilim referans değere sabitlenmiştir. Başlangıç anından sonraki süreç boyunca yük grubuna uygulanan gerilimlerin değişmediği uzun süreli bu sonuçlarda görülmektedir. Gerilimlerin ve yük değerlerinin değişmemesinden dolayı evirici çıkış akımları da benzetim süresince değişmemiştir.

Kaynak geçişleri ve giriş gerilimi değişikliğinin incelendiği bu benzetim süresi boyunca gerilim ve akım sinyalleri üzerindeki THD sonuçları Şekil 4.29'da verilmiştir. Şekil 4.29(a)'daki sonuçlardan görüldüğü üzere, benzetim boyunca gerilim üzerindeki THD %2 seviyesinin üzerine çıkmamaktadır.



Şekil 4.28. 3 fazlı yük grubuna uygulanan gerilim ve akım sonuçları



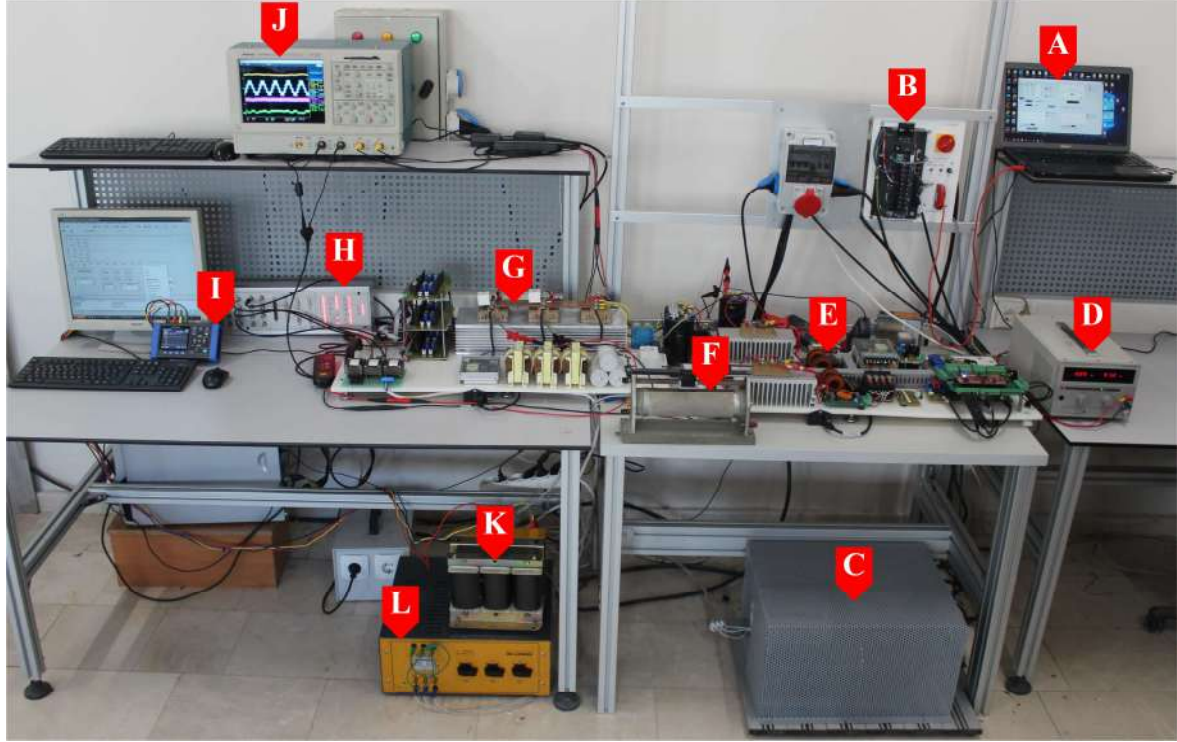
Şekil 4.29. THD sonuçları, a: THD_v, b: THD_i

Eviriciye uygulanan gerilim, çevirici tarafında sabitlendiğinden dolayı THD seviyesi düşüktür. Şekil 4.29(b)'de verilen akım sinyali üzerindeki THD sonuçları da benzer seviyelerdedir. Her iki grafikte elde edilen sonuçlar THD seviyesinin IEEE 519-2014 standartlarına uygun olduğunu göstermektedir.

Rüzgâr türbini ve doğru gerilim kaynağının birlikte kullanıldığı bu benzetim çalışmasında elde edilen sonuçlar, önerilen çevirici modeliyle kaynak geçişlerinin sağlanabildiğini göstermektedir. Ayrıca, oluşturulan kontrol mekanizmaları sayesinde çevirici çıkışında doğru gerilimle beslenen ve evirici çıkışında alternatif gerilimle beslenen yükler üzerindeki gerilimlerin kontrol edildiği görülmüştür. Benzetim çalışmalarında elde edilen bu sonuçlar doğrultusunda sistemin uygulama çalışmalarına geçilmiştir.

5. DENEYSEL SONUÇLAR

Önerilen DA/DA çevirici, NKE evirici ve kontrol işlemlerinin gerçek koşullar altında test edilmesi için oluşturulan prototiplerden elde edilen sonuçlar bu bölümde sunulmuştur. Tüm sistem bileşenlerini içeren deneysel düzenek Resim 5.1’de verilmiştir.



Resim 5.1. Deneysel çalışmaların yapıldığı düzenek

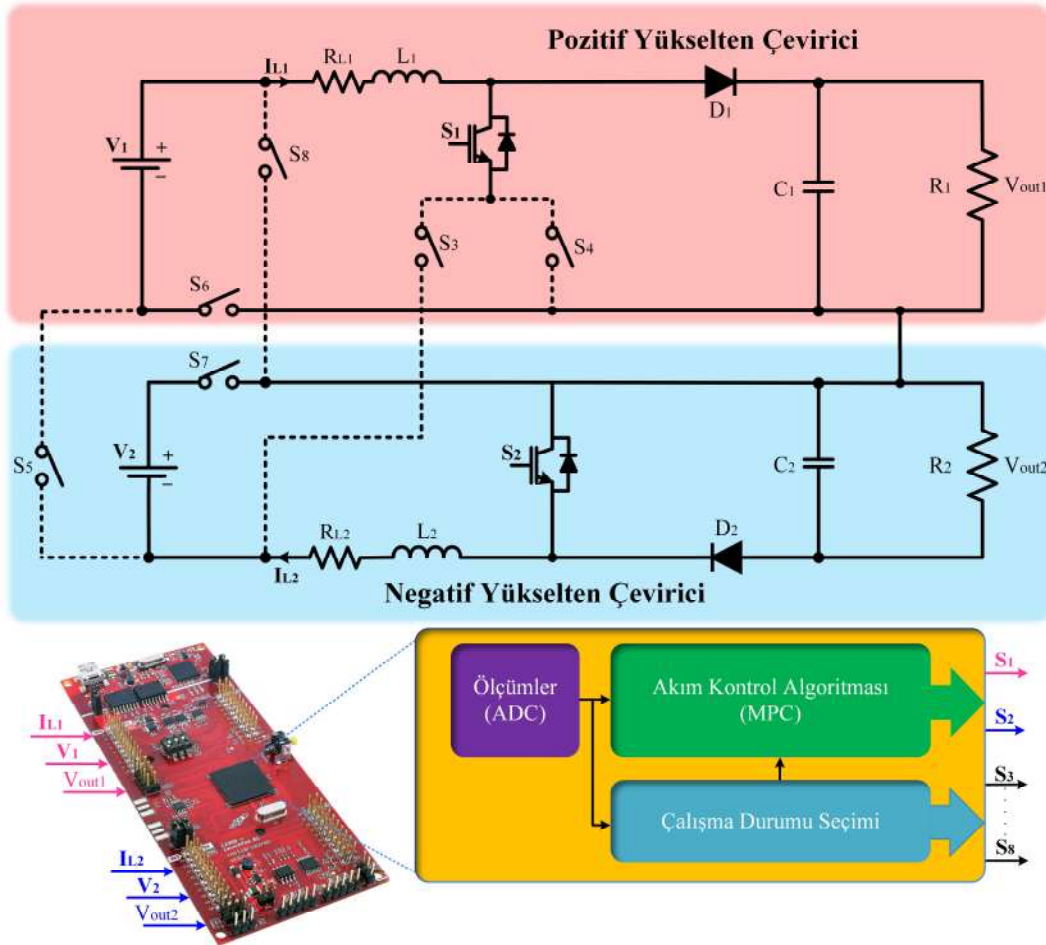
Çizelge 5.1. Deneysel düzenek bileşenleri

Bileşen	Açıklama
A	Simülatör arayüzü
B	Simülatör servo sürücüsü
C	Türbin generatörü ve servo motor
D	Ayarlı DA kaynak
E	Geliştirilen çevirici
F	DA yük
G	Nötr kenetlemeli evirici
H	dSPACE
I	Enerji analizörü
J	Osiloskop
K	3 fazlı transformatör
L	3 fazlı yük grubu

Deneyisel çalışmalar geliştirilen çevirici modeli, nötr kenetlemeli evirici, rüzgâr türbini simülatörü, yükler ve ölçüm cihazları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan donanım düzeneklerinin bağımsız çalışma durumlarını incelemek için Resim 5.1'deki deneysel düzenekte bağlantı değişiklikleri yapılmıştır. Tümüleşik çalışma testlerinde ise resimde görülen düzenek hiçbir değişiklik yapılmadan kullanılmıştır.

5.1. Önerilen Çevirici Modelinin MPC Yöntemiyle Akım Kontrolü

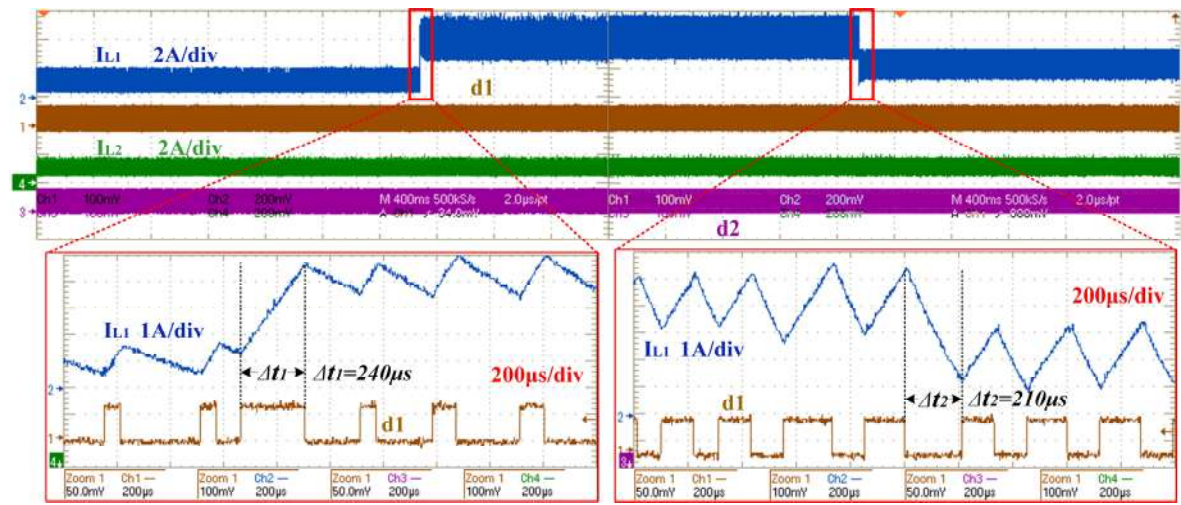
Önerilen çevirici modelinin uygulama düzeneğinde (Bkz. Bölüm 2.1.3) akım kontrolünün ve kaynak geçişlerinin incelenmesi için eviriciden bağımsız deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.1'de görüldüğü üzere, akım kontrolünün incelenmesi için yapılan deneysel çalışmalarda her katman çıkışına omik yükler bağlanmıştır. İki katmanın da bobin akımı MPC algoritmasıyla denetlenmiştir. Böylece çevirici çalışma yapısı ve kontrol algoritmasının tepkisi incelenmiştir.



Şekil 5.1. Akım kontrolü deneysel çalışmalarındaki sistem modeli

5.1.1. İki girişli çalışma durumunda akım kontrolü

Önerilen çevirici modeli her iki kaynak devrede iken katmanlar birbirinden bağımsız bir güç akışı sergilemektedir. Bu durumda her giriş kaynağından çekilen akımların bağımsız olarak incelenmesi gerekmektedir. Her katmanın referans akım değerlerinde basamak değişimleri oluşturularak dinamik cevap süresi ve takip kabiliyeti test edilmiştir. Sabit giriş gerilimleri ($V_1=20V$, $V_2=15V$) ile yapılan deneysel çalışmalarda, pozitif katman için basamak değişimi sonuçları Şekil 5.2’de verilmiştir.

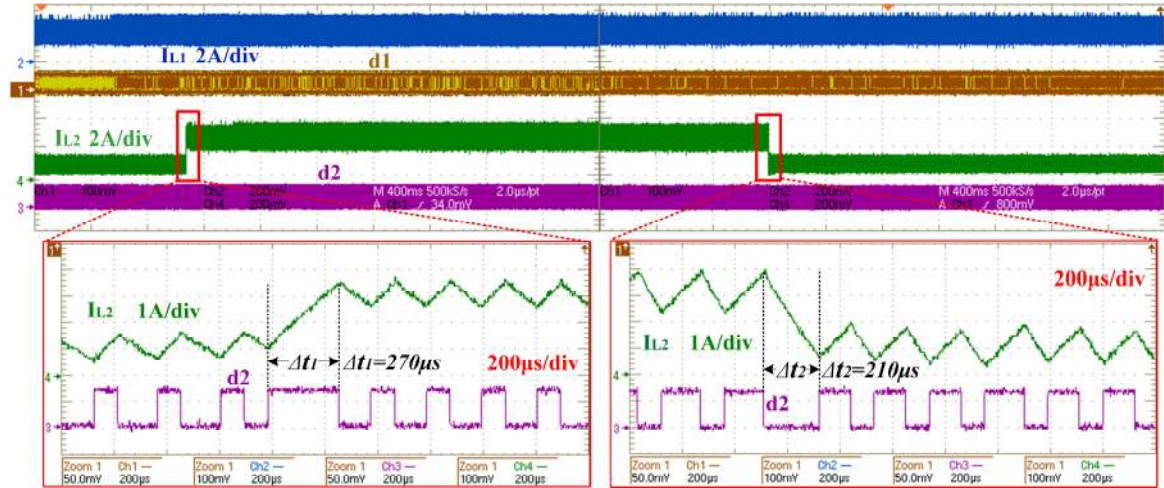


Şekil 5.2. İki kaynaklı çalışma durumunda pozitif katman basamak değişim sonuçları

Referans akım değerinin 1A’den 4A’ye yükseltildiği durum için verilen sonuçlardan görüldüğü üzere, bobin akımı referansın maksimum salınım miktarına ulaşınca kadar geçen $240\mu s$ süresince anahtar, kontrol algoritması tarafından kapalı konumda tutmuştur. Oluşturulan ayırık zamanlı MPC algoritmasının karşılaştırmacı kullanmamasından dolayı, geçiş süresince anahtar konumu değişmemiştir. Sabit anahtarlama frekansına sahip sistemlerde kullanılan taşıyıcı sinyal bu süreçte anahtarı küçük zamanlı da olsa kesime götürmektedir. Bu durum, basamak tepkisinin daha uzun zaman almasına sebep olmaktadır. Ancak çevirici kontrolünde kullanılan algoritmada olduğu gibi dijital kontrol metotlarında böyle bir durum söz konusu olmamaktadır. Bununla birlikte anahtarlama frekansında değişiklik olduğu detaylı grafiklerde görülmektedir. Akım yeni referans değeri olan 4A’ye yükseldiğinde anahtarlama sinyalinin frekansı 2,75kHz’den 3,1kHz’e yükselmiştir. Geçiş sürecinin ardından bu çalışma koşullarında 4A için anahtarlama frekansı 4,75kHz olmuştur. Anahtarlama frekansı değişse de pozitif katman giriş akımı yeni referans değeri olan 4A ile

çalışmaya devam etmektedir. Referansın artırılmasına benzer olarak azaltılması durumundaki kontrol tepkisine ait sonuç Şekil 5.2’de verilmiştir. Referansın 4A’den 2A’ye azaltılması esnasında elde edilen bu grafikte de kontrol algoritması anahtarı açık konuma getirerek giriş akımının azalmasını sağlamıştır. Bu süreçte de yükselmeye benzer olarak, giriş akımı referans değerin minimum salınım miktarına ulaşınca kadar anahtar açık konumda kalmıştır. $210\mu s$ süren geçiş zamanından sonra çevirici yeni referans değeriyle çalışmasını sürdürmüştür. Geçiş anından sonra anahtarlama frekansı 4,75kHz’den 3,78kHz’e azalmıştır. Her iki basamak tepkisi sonucunda da negatif katman akım değerinde herhangi bir değişiklik olmadığı Şekil 5.2’de görülmektedir.

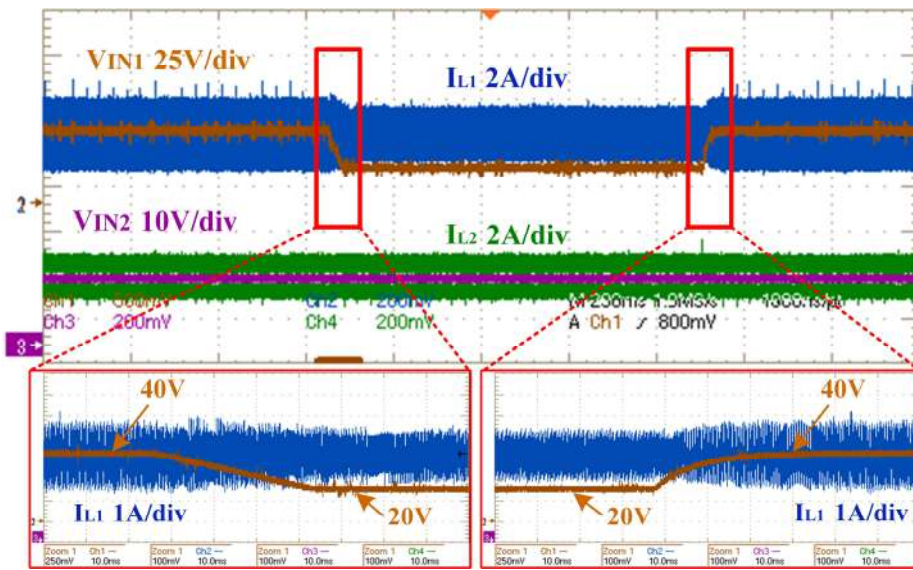
Pozitif katmana benzer basamak tepkisi durumları negatif katman üzerinde de incelenmiştir. Şekil 5.3’ten görüldüğü üzere, negatif katman 1A giriş akımı ile çalışırken, referans değeri ani olarak 3A’ye yükseltilmiştir. Pozitif katmanda olduğu gibi referansın yükseltilmesinden sonra kontrol algoritması anahtarı kapalı konumda tutarak giriş akımının artmasını sağlamıştır. $270\mu s$ sonra bobin akımı yeni referans değeri olan 3A’in maksimum salınım miktarına ulaşmıştır. Bu süreç sonrasında kontrol algoritması giriş akımını yeni referans değerinde tutmuştur.



Şekil 5.3. İki kaynaklı çalışma durumunda negatif katman basamak değişim sonuçları

Referans değerin azaltılmasına karşı kontrol algoritması davranışının incelenmesi için referans değeri ani olarak 3A’den tekrar 1A’ye düşürülmüştür. Şekil 5.3’te görüldüğü üzere, kontrol algoritması anahtarı $210\mu s$ açık konumda tutarak akımın azalmasını sağlamıştır. Sabit giriş gerilimleri altında yapılan her iki deneysel çalışma da kontrol yönteminin giriş akımını referans değerlere başarılı bir şekilde sabitlediğini göstermiştir.

Akım değişimi deneysel çalışmalarının yanı sıra, kontrol algoritmasının sabit referans akım koşullarında tepkileri de incelenmiştir. Bu amaçla katmanların giriş gerilimleri ani olarak yarıya düşürülerek ve iki katına yükseltilerek deneysel çalışmalar yapılmıştır. Pozitif katman referans akımı 3A iken giriş geriliminin değişmesine karşılık sonuçlar Şekil 5.4'te verilmiştir. Pozitif katman 40V giriş gerilimiyle çalışırken gerilim 20V'a düşürülmüştür. Bu durum için verilen detay grafiğinden görüldüğü üzere, gerilimin değişmesinden sonra giriş akımının ortalama değeri değişmemiştir. Anahtarlama frekansının artması ve giriş gerilimindeki azalmadan kaynaklı bobin akımı üzerindeki salınım azalmıştır.

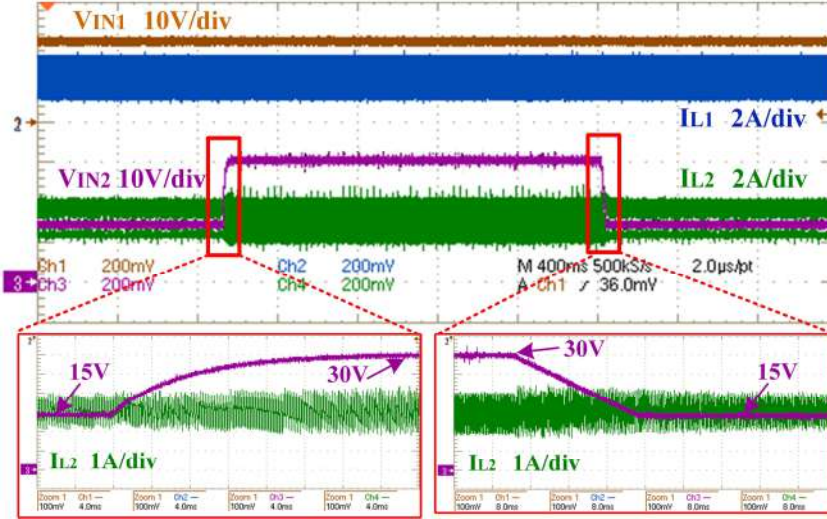


Şekil 5.4. İki kaynaklı çalışma durumunda sabit akım referanslı pozitif katman gerilim değişim sonuçları

Pozitif katman giriş geriliminin 20V'tan 40V'a yükseltildiği durum için Şekil 5.4'te verilen detay grafiği bu durumda da ortalama değer değişmediğini göstermektedir. Düşüş grafiğinin tersine bu durumda anahtarlama frekansının azalması ve giriş geriliminin artması bobin akımı üzerindeki salınımın artmasına sebep olmuştur.

Pozitif katmana benzer olarak, negatif katman üzerinde de sabit akım referanslı çalışma durumu incelenmiştir. Bu amaçla, negatif katman 3A referans değer ile çalışırken giriş gerilimi iki katı oranda değiştirilerek kontrol metodunun akım takip kabiliyeti test edilmiştir. Şekil 5.5'te görüldüğü üzere, giriş gerilimi 15V'tan 30V'a yükseltilmiştir. Bu durumda ortalama akım değerinin değişmediği detaylı grafikte görülmektedir. Gerilimdeki azalma durumunun da incelenmesi için giriş gerilimi 30V'tan tekrar 15V'a azaltılmıştır. Bu durum için verilen Şekil 5.5'teki detay grafiğinden görüldüğü üzere değişim sonrasında akımın

ortalama değeri küçük oranda yükselmiştir. Yapılan deneysel çalışmalarda, bu hatanın yüksek örneklemede ölçümlerden kaynaklı meydana geldiği tespit edilmiş ve hata değerinin maksimum %3 gibi bir oranda olduğu görülmüştür.



Şekil 5.5. İki kaynaklı çalışma durumunda sabit akım referanslı negatif katman gerilim değişim sonuçları

ÇGÇÇ çalışma durumunda katmanlar bağımsız kaynaklardan beslendiği için referans değişimleri ve giriş gerilimlerindeki değişimler diğer katmanı etkilememiştir. Deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar, önerilen çevirici yapısının bağımsız güç akışına olanak sağladığını ve her katmandan çıkışlara güç akışının kontrol edilebildiğini ispatlamaktadır.

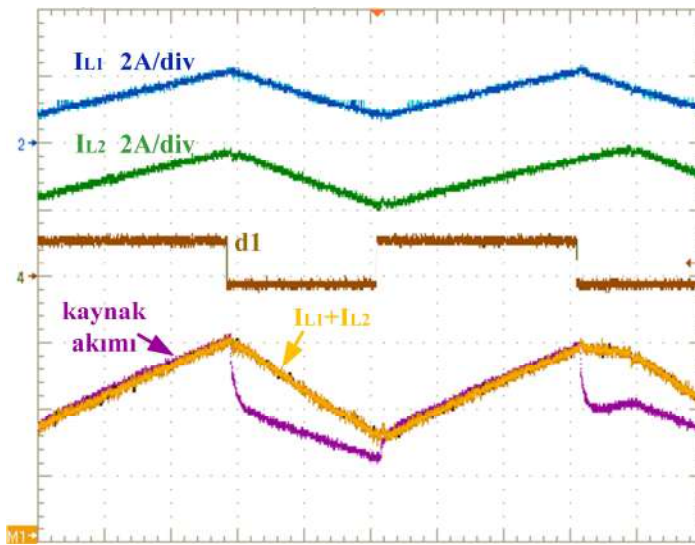
5.1.2. Tek girişli çalışma durumlarında akım kontrolü

Önerilen çevirici modelinin diğer bir çalışma durumu da tek giriş kaynağı ile bağımsız kontrol edilebilen iki çıkış elde edilmesidir. Önerilen yapı iki ayrı giriş noktasına sahiptir. Ancak, TGÇÇ çalışma durumlarında giriş kaynağının değişmesi, devre yapısını değiştirmemektedir. Bu nedenle, deneysel çalışmalar yalnız pozitif katmanı besleyen kaynak (V_{IN1}) kullanılarak yapılmıştır. Tek giriş kaynağıyla çalışma durumunda pozitif katman alçaltan-yükselten durumda olduğundan, yalnız anahtar kapalıyken girişten akım çekmektedir. Bu nedenle iki katmanın da giriş akımını doğrudan toplamak kaynaktan çekilen akım hesabı için yanlış bir yaklaşım olacaktır. Şekil 5.6'da iki katman akımının toplandığı sonuçtan görüldüğü üzere, elde edilen değer kaynaktan çekilen toplam akıma eşit değildir. Anahtar kapalıyken kaynaktan çekilen akım her iki katman akımının toplamına eşit iken, birinci katmanın anahtarı açık konuma geldiğinde girişten akım çekmediği şekilden açıkça

görülmektedir. Kaynaktan çekilen akım, ikinci katman akımı ile pozitif katman akımının yalnız anahtar kapalı olduğu süreçteki değeri toplanarak Eş. 5.1'deki gibi hesaplanır.

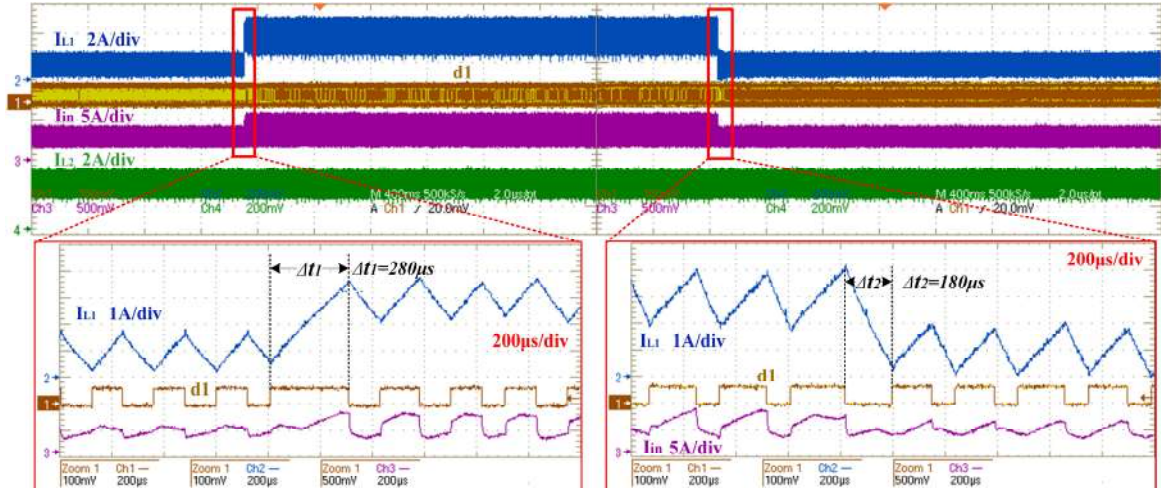
$$I_{inavg} = d_1 i_{L1} + i_{L2} \quad (5.1)$$

Şekil 5.6 ve Eş. 5.1'de görüldüğü üzere, giriş akımının her iki katmana bağlı olması sebebiyle, her katmanın kontrolü toplam giriş akımı ölçülmeden yalnız bobin akımları üzerinden gerçekleştirilmiştir.



Şekil 5.6. Tek kaynaklı çalışma durumunda giriş akımları

Kontrol algoritmasının akım takibi kabiliyetinin incelenmesi için çok girişli yapıya benzer deneysel çalışmalar tek girişli durum için de gerçekleştirilmiştir. İlk olarak sabit bir giriş geriliminde referanslarda gerçekleştirilen basamak değişimleri incelenmiştir. Alçaltan-yükselten durumda çalışan pozitif katman üzerinde yapılan basamak değişim sonuçları Şekil 5.7'de verilmiştir. Pozitif katman referans değeri 1A'den 3A'e yükseltilerek oluşturulan ilk basamakta, kontrol algoritması $280\mu s$ 'de akımın istenilen referansa yükseltmiştir. Çok girişli çalışma durumunda olduğu gibi burada da kontrol algoritması geçiş süreci boyunca anahtarı sürekli kapalı konumda tutmuştur. Bu basamak değişiminden negatif katman akımı etkilenmezken, toplam giriş akımının değiştiği detaylı grafikten görülmektedir. Bu durum pozitif katmanın bağımsız olarak kontrol edilebildiğini göstermektedir.

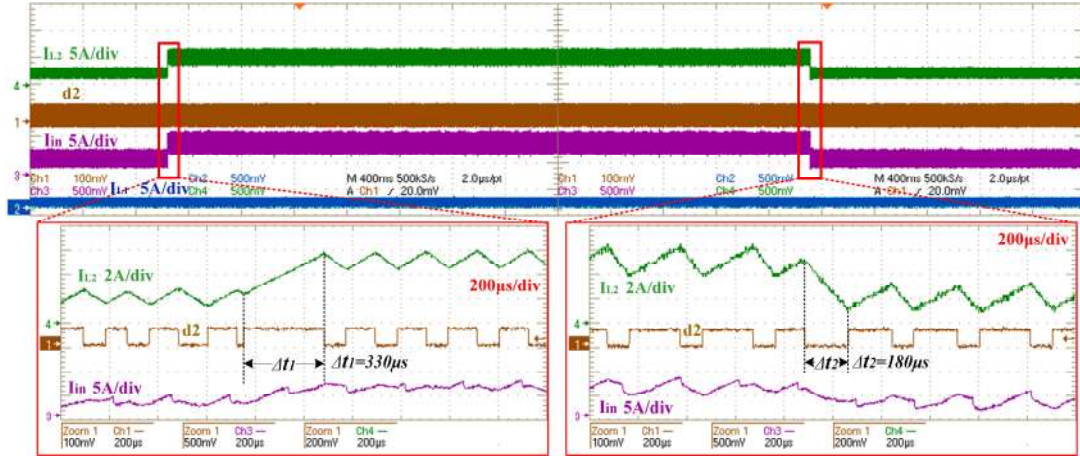


Şekil 5.7. Tek kaynaklı çalışma durumunda pozitif katman basamak değişim sonuçları

Şekil 5.7’de verilen ikinci basamak ise referans değerin 3A’den tekrar 1A’e düşürülmesi ile oluşturulmuştur. Detay grafiğinden görüldüğü üzere, kontrol algoritması $180\mu s$ ’de akımın 1A’in minimum salınım miktarına düşmesini sağlamıştır. Geçiş sürelerinde benzer davranış sergileyen kontrol algoritması, bu süreçten sonra pozitif katmanın yeni referans değer ile çalışmasını sağlamıştır.

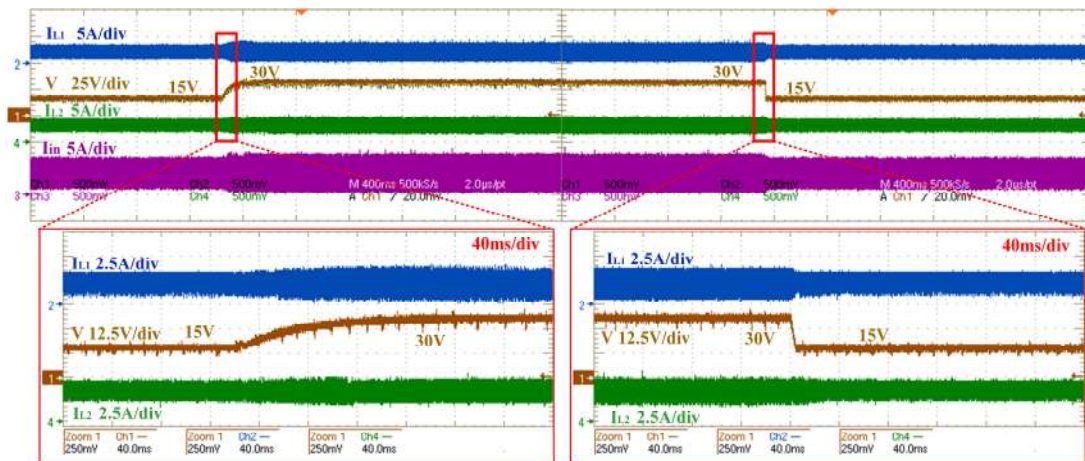
Tek kaynaklı çalışma durumunda negatif katman çevirici modeli değişmese de pozitif katmana etkisinin olmadığını göstermek için deneysel çalışmalar yapılmıştır. Bu amaçla yapılan basamak değişim sonuçları Şekil 5.8’de verilmiştir. Negatif katmanın referans değeri 2A’den 5A’e yükseltildiğinde anahtar pozisyonu kontrol algoritması tarafından değiştirilerek akımın yükselmesi sağlanmıştır. $330\mu s$ boyunca anahtarı kapalı konumda tuttukten sonra çeviricinin yeni referans değeri olan 5A ile çalışmaya devam ettiği şekilden görülmektedir. Ayrıca, negatif katman akımı, doğrudan kaynaktan çekilen akıma etki ettiğinden giriş akımının da ani olarak arttığı görülmektedir.

Referans değerin 5A’den 2A’e düşürülmesi ile yapılan basamak değişiminde ise, anahtar pozisyonunun kapalı konumdan açık konuma getirilerek akımın azalmasını sağlandığı Şekil 5.8’de görülmektedir. Akımın yeni referans değerin minimum salınım miktarına ulaşması $180\mu s$ sürmüştür. Kontrol algoritması davranışının tüm basamak durumlarında doğru olduğu deneysel çalışmalarda görülmektedir. Yükselme ve azalma durumlarındaki bu süreçler büyük oranda çevirici dinamikleri ve yük değerleriyle ilişkilidir. Önerilen çeviricinin farklı bileşen parametreleri kullanılarak yeniden tasarlanması, yük değerlerinin değişmesi ve basamak oranlarının farklı olması bu süreleri etkileyecek temel faktörlerdir.



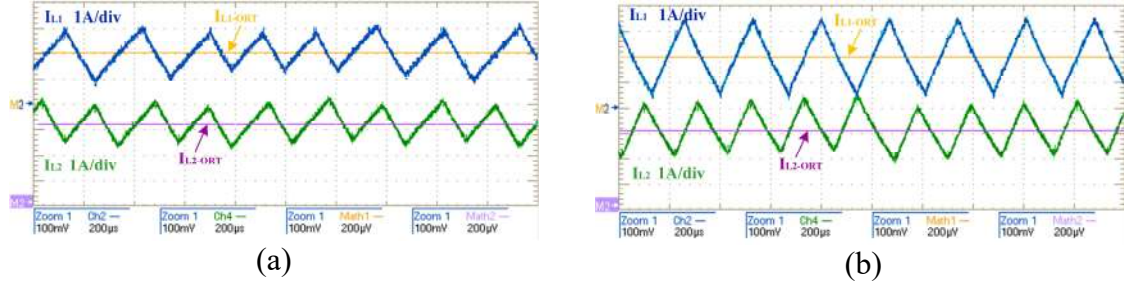
Şekil 5.8. Tek kaynaklı çalışma durumunda negatif katman basamak değişim sonuçları

Tek kaynaklı çalışma durumunda, giriş geriliminin değişmesine karşılık kontrol algoritmasının davranışı incelenmiştir. Bu amaçla, çeviricinin her iki katmanı sabit referans değerler (birinci katman 2A, ikinci katman 3A) ile çalışırken, giriş kaynağının gerilimi değiştirilmiştir. Şekil 5.9’da verilen sonuçlardan görüldüğü üzere, gerilimin 15V’tan 30V’a yükselmesiyle her iki katman akımı üzerindeki salınım artmıştır. Çok kaynaklı çalışma durumunda da açıklandığı üzere, bu durum giriş geriliminden ve frekans değişiminden kaynaklanmaktadır. Bu değişime rağmen ortalama akım değerlerinin değişmediği Şekil 5.10’da verilen sonuçlarda görülmektedir.



Şekil 5.9. Tek kaynaklı çalışma durumunda giriş gerilimi değişimi

Şekil 5.10(a)’daki akım sonuçları çevirici 15V’ta çalışırken elde edilmiştir. Bu durumdaki katman akımlarının ortalama değerleri sırasıyla 2A ve 3A’dır. Gerilim 30V’a yükseltildikten sonra elde edilen Şekil 5.10(b)’deki sonuçlar da, bobin akımları üzerindeki salınımların arttığını ancak, katman akımlarının ortalama değerlerinin değişmediğini göstermektedir.

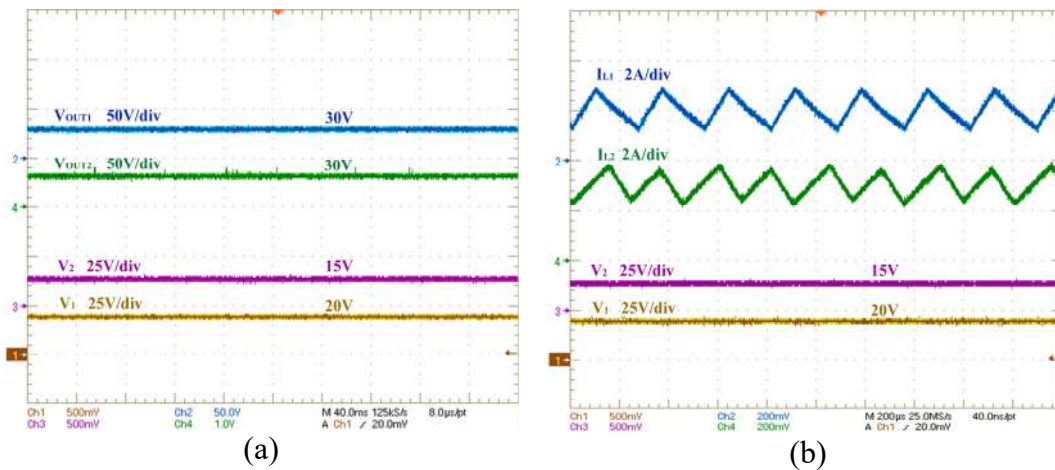


Şekil 5.10. Gerilim değişimi durumunda akım sonuçları, a: Giriş gerilimi 15V iken, b: Giriş gerilimi 30V iken

Tek kaynaklı çalışma durumunda elde edilen sonuçlar, önerilen çevirici modelinde yer alan katmanların birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebildiğini ve oluşturulan kontrol algoritması sayesinde ortalama akım kontrollerinin gerçekleştirildiğini göstermektedir. Referans değişimleri ve gerilim değişimleri ile gerçekleştirilen deneysel çalışmalar kontrol yönteminin geçiş durumlarında oldukça dinamik bir performans sergilediğini göstermiştir.

5.1.3. Çok girişli tek çıkışlı çalışma durumunda akım kontrolü

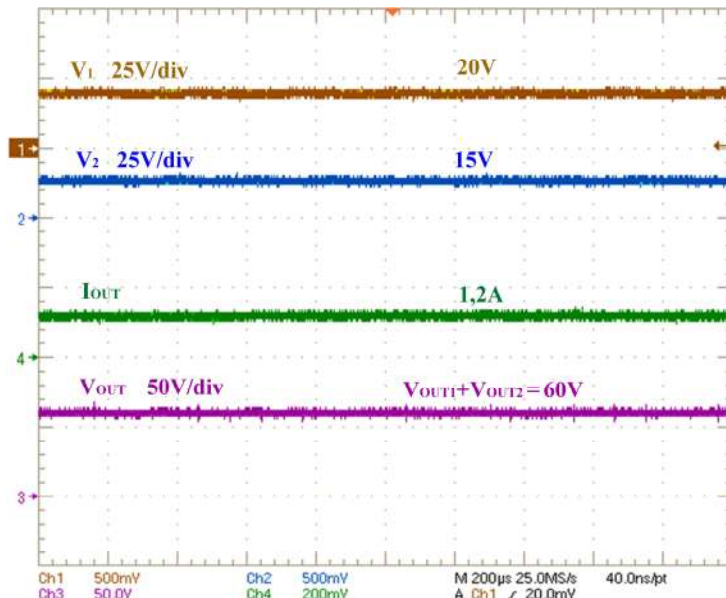
Önerilen çevirici çok girişli durumda çalışırken, çıkış tarafına iki yük bağlamak yerine tek yük bağlandığında model iki girişli ve tek çıkışlı olarak çalışabilmektedir. Bu durumda, çevirici katmanlarının çıkışları seri bağlı hale geldiğinden yük üzerindeki gerilim, katmanların çıkış gerilimlerinin toplamına eşit olacaktır. Şekil 5.11(a)'da görüldüğü üzere, çok kaynaklı çalışma durumunda olduğu gibi farklı giriş gerilimlerinde eşit çıkış gerilimleri elde edilebilmektedir. Farklı giriş gerilimleri uygulandığında çıkış gerilimlerini eşitlemek için katmanlardan geçen akımların ayarlanması gerekmektedir.



Şekil 5.11. Çok giriş tek çıkışlı çalışma durumunda, a: Gerilim sonuçları, b: Akım sonuçları

Şekil 5.11(b)'de görüldüğü üzere, pozitif katman girişinden çekilen akım 2A ortalama değere sahip iken, gerilimleri eşitlemek için negatif katmandan 3A akım çekilmektedir. Giriş tarafında bu farklılık olmasına rağmen, çıkış tarafı seri bağlı olduğundan dolayı tek çıkış akımından söz edilebilir.

Şekil 5.12'de verilen sonuçlardan görüldüğü üzere, çevirici toplam çıkış gerilimi 60V ve 50Ω'luk yük direnci üzerinden akan akım 1,2A'dır. Eşit çıkış gerilimlerine sahip katmanlardan aynı akımların geçmesi çıkış güç değerlerinin de eşit olduğunu bir göstergesidir.



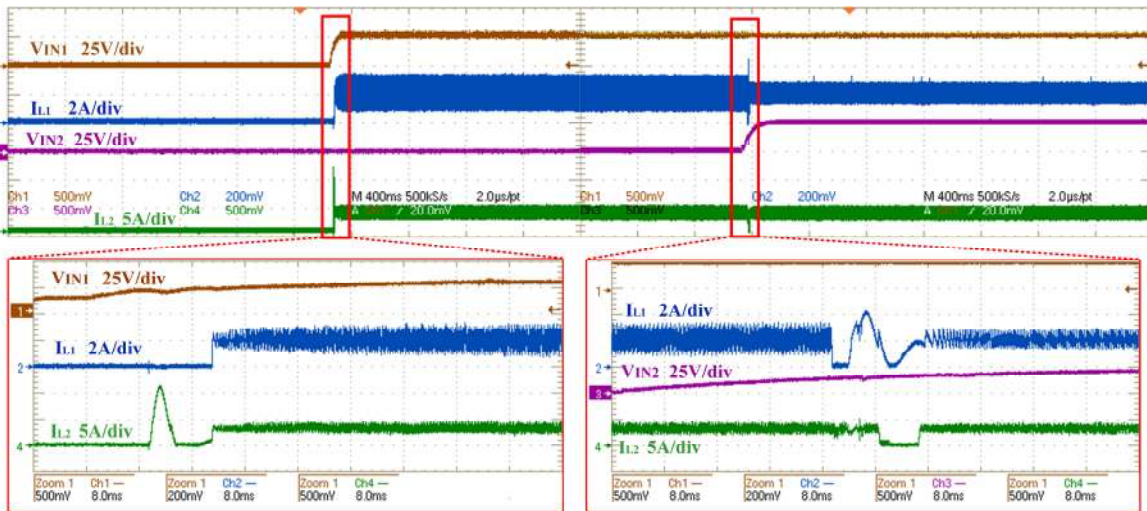
Şekil 5.12. Çok giriş tek çıkışlı çalışma durumunda çıkış sonuçları

Çıkış güçleri açısından bu durum doğru olsa da giriş-çıkış gücü arasındaki oran çevirici katmanlarının verimleriyle ilişkilidir. Ancak eşit verim değerine sahip çeviri katmanları bu koşullar altında çalışabilir. Bu açıdan bakıldığında, pozitif katmanın giriş gücü 40W, çıkış gücü ise 36W'tır. Negatif katman giriş gücü 45W, çıkış gücü 36W'tır. Bu değerler, eşit çıkış güçlerine sahip katmanlar arasında verim açısından farklılık olduğu göstermektedir. Verimlerin farklı olması yalnız çevirici tasarımıyla değil negatif katman giriş akımının yüksek, geriliminin ise pozitif katmana göre düşük olmasıyla da ilgilidir. Verim değerlerindeki bu farklılıkla birlikte tek çıkış akımı ve seri bağlı iki çıkış gerilimi bulunan bu çalışma durumunda güç paylaşımını etkileyen en önemli unsur çıkış gerilimleri olmaktadır. Çünkü aynı akım değerinde verim dışında gücü etkileyecek tek faktör gerilim değeridir.

ÇGÇÇ ve TGÇÇ çalışma durumları için yapılan güç akışı kontrol testleri her iki yapıda da gücün bağımsız yönetilebildiğini göstermiştir. Bu iki durum için deneysel çalışmalar esnasınca çevirici ilgili çalışmayı sürdürmüştür. Önerilen çevirici modelinin çalışması esnasında kaynakların devreye giriş-çıkışları da söz konusudur. Bu nedenle kontrol algoritmasının bu durumlardaki tepkisinin de incelenmesi gerekmektedir.

5.1.4. Geçiş durumlarına ait deneysel çalışma sonuçları

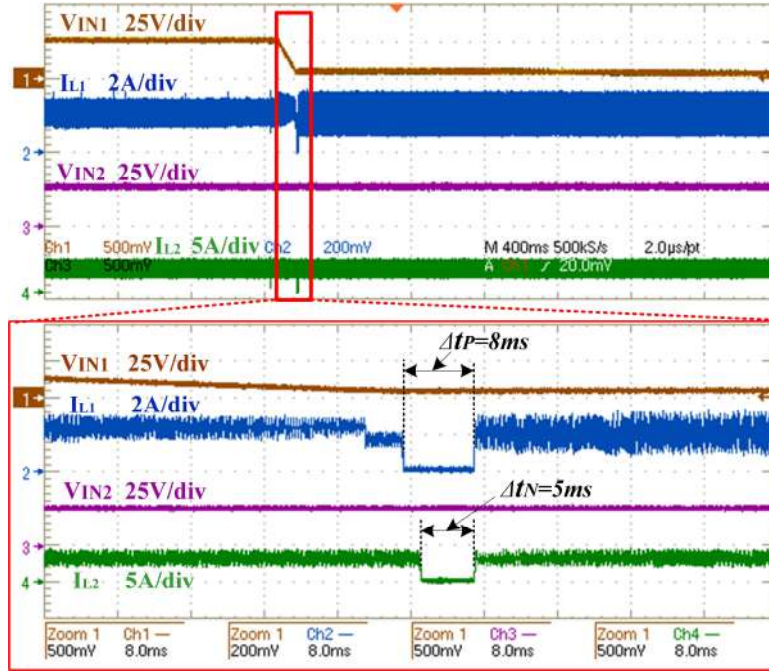
Önerilen çevirici yapısının başlıca özelliklerinden biri olan güç akışı yönlendirme kabiliyetinin incelenmesi için yapılan deneysel çalışmalara ait sonuçlar bu bölümde sunulmuştur. Geçiş durumlarında çevirici modelinin ve kontrol algoritmasının testi için kaynaklar sırasıyla devreye alınıp çıkarılmıştır. Kontrollü gerilim kaynaklarının açılıp kapatılmasıyla yapılan bu deneysel çalışmalarda, güç akışını yöneten kaynak yönetim algoritması röle pozisyonlarını değiştirerek çeviricinin çalışma durumları arasında geçiş yapmasını sağlamıştır. Tüm çalışma durumları için akım kontrol sonuçlarına ait detaylar diğer deneysel çalışmalarda verildiğinden geçiş incelemeleri sırasıyla 2A ve 3A olarak sabit akım referanslı yapılmıştır. Ayrıca, kaynak gerilimlerinden dolayı akımlar üzerindeki salınımların değişmemesi için her iki kaynağın da giriş gerilimleri eşit (25V) olarak ayarlanmıştır. Kaynakların sırasıyla devreye alınmasına ait sonuçlar Şekil 5.13'te verilmiştir. Her iki giriş kaynağı da kapalı iken birinci giriş kaynağı (V_{IN1}) devreye alınmıştır. Bu esnada giriş gerilimlerini denetleyen “Kaynak Durumu Yönetim Algoritması” röle pozisyonlarını değiştirerek çeviricinin TGÇÇ V_1 durumunda çalışmasını sağlamıştır.



Şekil 5.13. Kaynakların devreye alınmasına ait sonuçlar

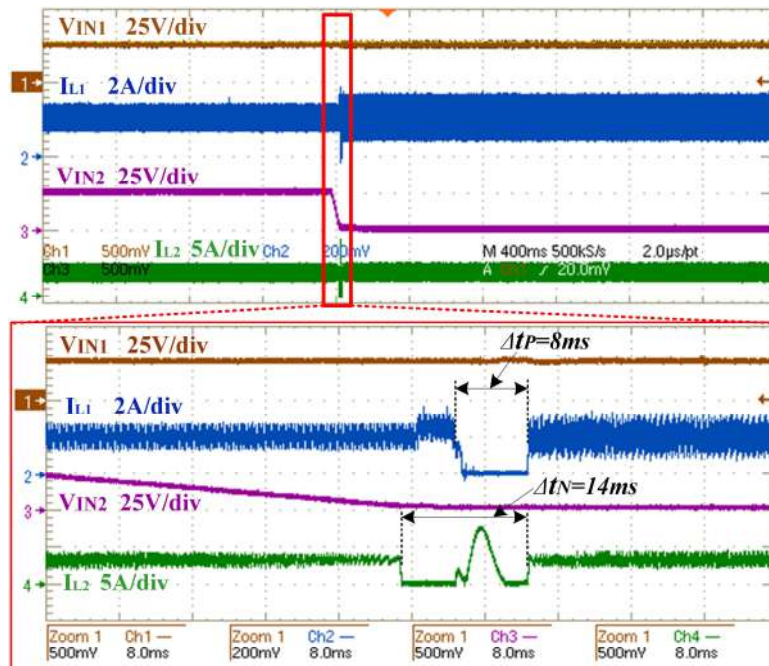
Başlangıç anına ait detaylı grafikten görüldüğü üzere, her iki katmanda da akım kontrolü sağlanmaktadır. Negatif katmanın başlangıçta yüksek akım çekmesi yükselten çevirici yapısından kaynaklanmaktadır. Yükselten çeviricilerde, başlangıçta boş olan çıkış kondansatörü kaynağın devreye alınmasıyla yüksek akımlar çekmektedir. Çünkü çevirici çıkış gerilimi giriş gerilimine eşitlenmeye zorlanmaktadır. Yükselten çeviricinin bu tipik davranışı yüksek başlangıç akımlarının temel nedenidir. Çevirici birinci giriş kaynağı ile çalışmasını sürdürürken ikinci giriş kaynağı (V_{IN2}) da devreye alınmıştır. Bu andan itibaren, röle pozisyonları “Kaynak Durumu Yönetim Algoritması” tarafından değiştirilerek çeviricinin ÇGÇÇ çalışma durumuna geçiş yapması sağlanmıştır. Bu geçiş anına ait Şekil 5.13’teki detaylı grafikten görüldüğü üzere, pozitif katmanın alçaltan-yükselten çalışma durumundan yükselten çalışma durumuna geçişi 14ms’de gerçekleşmiştir. Çevirici tipinin değişmesi giriş-çıkış arasındaki gerilim oranı değiştirdiğinden, geçiş sürecinde kısa süreli bir kontrolsüz akım meydana gelmiştir. Çevirici tipindeki bu değişiklik aynı zamanda bobin akımı üzerindeki salınımın da azalmasına neden olmuştur. Negatif katmanda ise geçiş durumunda çevirici tipi değişmediğinden kontrolsüz akım ve salınım miktarında değişiklik meydana gelmemiştir. Ancak, negatif katmanın giriş kaynağı değiştiğinden dolayı 6ms’lik bir kesinti meydana gelmiştir. Bu süreler, yalnız algılama-dönüştürme süreleriyle ilgili değil aynı zamanda, güç akışını yönlendiren rölelerin tepki süreleriyle de ilgilidir.

Kaynakların devreye alınmasının yanı sıra, devreden çıkmaları esnasında da güç akışının yönlendirmesi ve akım kontrolünün incelenmesi için deneysel çalışmalar yapılmıştır. Çevirici modeli ÇGÇÇ durumunda çalışırken kaynaklar sırasıyla kapatılarak geçişler incelenmiştir. Birinci kaynağın kapatılması esnasında elde edilen deneysel çalışmaya ait sonuçlar Şekil 5.14’te verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, giriş kaynağının kapatılmasından sonra TGÇÇ_{V2} durumuna geçiş sağlanmıştır. Katmanların yeni çalışma durumuna geçmeleri sırasıyla 8ms ve 5ms’de gerçekleşirken giriş akımlarında kontrolsüz bir davranış görülmemektedir. Çünkü pozitif katman kondansatörü ÇGÇÇ durumunda iken daha yüksek bir çıkış gerilimine sahiptir. Ancak gerilimin azalması anahtarlama frekansının artmasına yol açtığından dolayı, kontrol hatası da artmaktadır. Şekilden görüldüğü üzere, pozitif katmandaki kesintiden önce akım kısa süreliğine 2A ortalama değer altına düşmüştür. Negatif katmanda ise güç yönlendirmesi için kullanılan rölelerin pozisyonlarının değişimi esnasında kaynak bağlantısı olmadığından dolayı 5ms’lik bir kesinti meydana gelmiştir. Her iki katman da geçiş sürelerinden sonra eski referans değerleriyle çalışmasını sürdürmüştür.



Şekil 5.14. ÇGÇÇ'den TGÇÇ_{v2} durumuna geçiş

İkinci kaynağın devreden çıkış anının incelenmesi için yapılan deneysel çalışmadan önce sistem tekrar ÇGÇÇ durumuna getirilmiştir. Bu durumda ikinci kaynak kapatılarak yapılan deneysel çalışmaya ait sonuçlar Şekil 5.15'te verilmiştir. Kaynağın devre dışı kalmasıyla birlikte güç akışını yönlendiren algoritma çevirici çalışma yapısını ÇGÇÇ'den TGÇÇ_{v1} durumuna getirmiştir.



Şekil 5.15. ÇGÇÇ'den TGÇÇ_{v1} durumuna geçiş

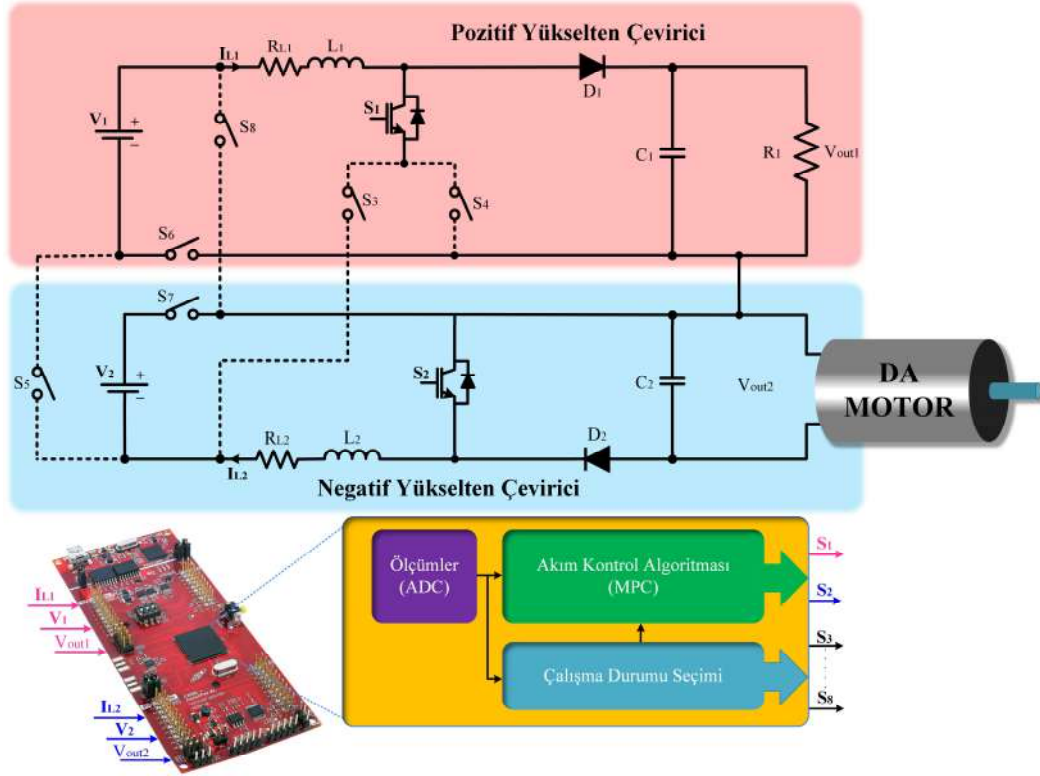
Pozitif katmanda giriş kaynağı değişmez iken, çevirici tipinin değişmesi için yapılan anahtar konumlandırmalarından dolayı 8ms süresince bir kesinti meydana gelmiştir. Diğer deneysel çalışmalarda olduğu gibi çeviricinin alçaltan-yükselten duruma geçmesiyle giriş akımı üzerindeki salınım artmıştır. Ancak ortalama değer değişmemiştir. Negatif katmanda ise, giriş kaynağının değişmesi için geçen sürede çıkış kondansatörü büyük oranda deşarj olmuş bu nedenle yeni çalışma durumuna geçiş esnasında kontrolsüz akımlar meydana gelmiştir. 14ms süren bu geçiş süresinden sonra kontrol algoritması akımı tekrar eski referans değere sabitlemeyi başarmıştır.

Geçiş durumlarının incelenmesi için gerçekleştirilen deneysel çalışmalar, önerilen çevirici modelinin kaynak yönetim algoritması sayesinde giriş gerilimlerine göre çalışma durumu seçimi yapabildiğini göstermiştir. Geçiş durumlarında kontrol algoritmalarının algılama-dönüştürme süreleri ve röle kontaklarının konum değiştirmesi için geçen süreler yapılan deneysel çalışmalar ile incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar geçişlerin maksimum 14ms zaman aldığını göstermiştir. Ayrıca bu geçişlerden sonra da akım kontrol algoritmasının referans takibini başarıyla gerçekleştirdiği yine deneysel çalışma sonuçlarında görülmüştür.

Önerilen çevirici modeli üzerinde yapılan deneysel çalışmalar özetlenecek olursa, modelin tüm çalışma durumlarında katmanlar arası bağımsız akım kontrolü ve kaynak durumlarına göre geçiş yapabilme kabiliyetlerine sahip olduğu söylenebilir. Ayrıca MPC algoritmasıyla ortalama giriş akımı kontrolünün tüm durumlarda başarılı bir şekilde gerçekleştirilerek DA yüklere güç akışının sağlandığı görülmüştür.

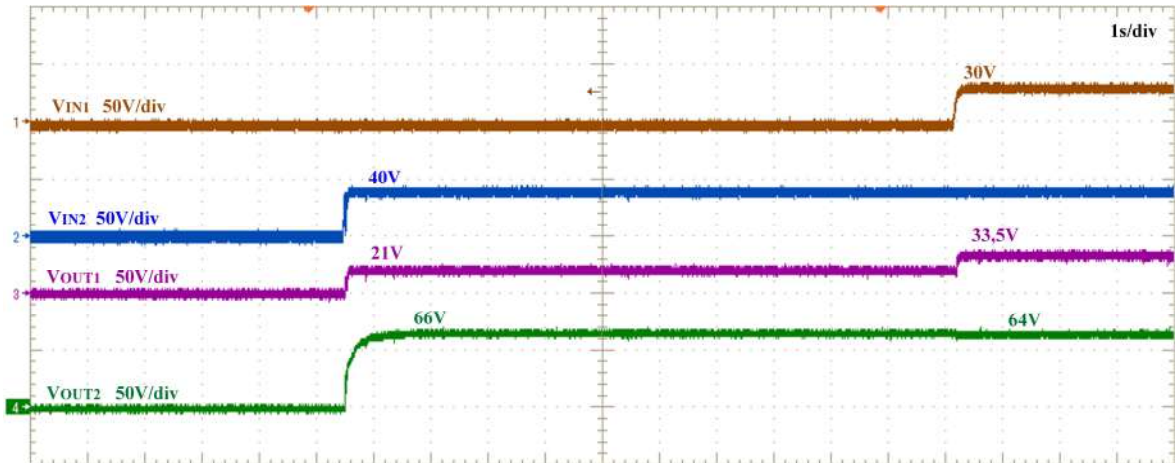
5.1.5. DA motor kullanılarak gerçekleştirilen deneysel çalışma sonuçları

Çevirici çalışma durumlarının farklı bir yük altında incelenmesi için bir DA motor ve 20Ω 'luk bir direnç kullanılarak deneysel çalışmalar yapılmıştır. Şekil 5.16'da görüldüğü üzere, direnç pozitif katman çıkışına, DA motor ise negatif katman çıkışına bağlanmıştır. Negatif katman sabit güçlü, pozitif katman ise sabit akımlı çalıştırılmıştır. Bu çalışma koşulları altında kaynak geçişleri yapılarak çeviricinin davranışları incelenmiştir. Kaynak geçişleri ve kontrol işlemlerinin birlikte incelenmesi için öncelikle kaynaklar devreye alınmıştır. Şekil 5.17'de görüldüğü üzere, V_{IN2} kaynağının 40V ile devreye alınmasıyla motora uygulanan V_{OUT2} gerilimi 66V seviyesine, diğer yüke uygulanan gerilim ise 21V seviyesine yükselmiştir.



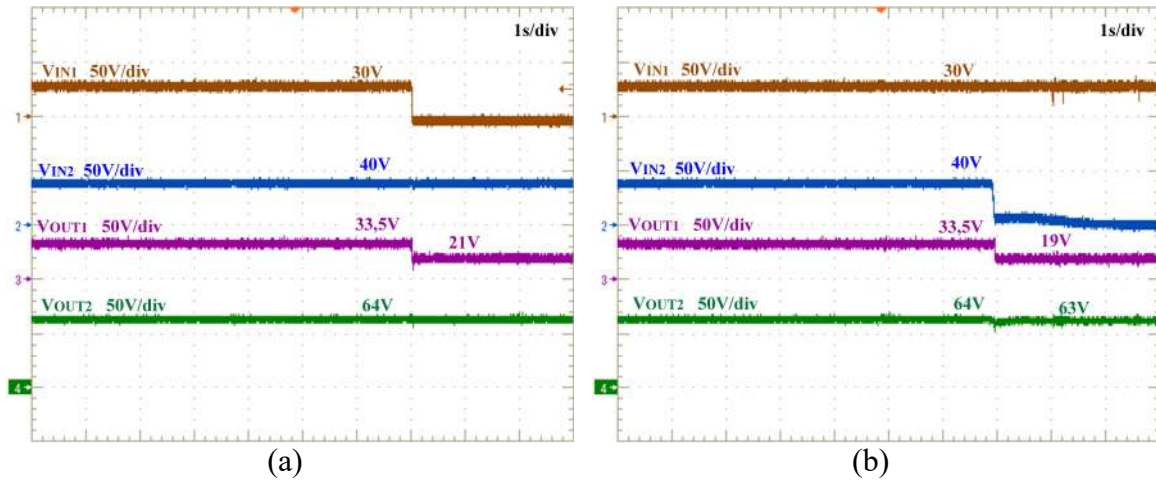
Şekil 5.16. DA motor ile gerçekleştirilen deneysel çalışmalarda sistem modeli

Deneysel çalışma boyunca motorun bağlı olduğu negatif katman 105W sabit giriş gücünde çalıştırılmıştır. Bu nedenle motora uygulanan gerilim üzerinde ölçüm hataları ve verime bağlı olarak az miktarda değişim meydana gelmiştir. 2A sabit referans akım değeri ile çalışan pozitif katmanda, kontrol algoritması bobin akımını sürekli olarak referans değerinde tutmuştur. Bu nedenle kaynak değişimlerinde pozitif katman çıkış gerilimi de değişmiştir. Bu deneysel çalışma ile aynı zamanda pozitif katmanın alçaltan-yükselten durumda çalışması da incelenmiştir.



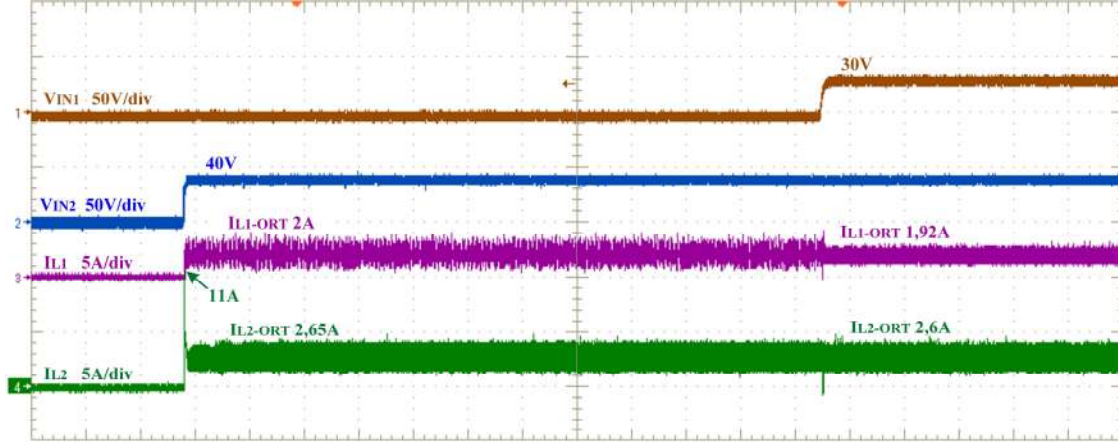
Şekil 5.17. Kaynakların devreye girmesi esnasında çevirici gerilimleri

Çeviricinin yalnız 40V seviyesindeki V_{IN2} kaynağı ile beslendiği durumda, pozitif katman çıkış geriliminin 21V olduğu Şekil 5.17'deki sonuçlarda görülmektedir. Bu durum pozitif katmanının alçaltan durumda çalışabildiğini doğrulamaktadır. V_{IN1} kaynağının 30V ile devreye girmesiyle birlikte çevirici çok girişli çok çıkışlı çalışma durumuna geçmiştir. Bu andan itibaren motora uygulanan gerilimde 2V'luk bir azalma meydana gelmiştir. Pozitif katman ise yükselten duruma geçtiğinden dolayı çıkış gerilimi 33,5V'a yükselmiştir. Kaynakların devreye girişlerinin yanı sıra, devreden çıkarılma durumundaki sistem tepkileri de incelenmiştir. V_{IN1} kaynağının devre dışı bırakıldığı duruma ait sonuçlar Şekil 5.18(a)'da verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, kaynağın kapatılmasıyla birlikte pozitif katman alçaltan yükselten duruma geçtiğinden dolayı çıkış gerilimi 33,5V'tan 21V'a azalmıştır. Motora uygulanan gerilimde (V_{OUT2}) ise herhangi bir değişim olmadığı sonuçlarda görülmektedir. Sistem çok girişli çok çıkışlı durumda çalışırken V_{IN2} kaynağı kapatılarak yapılan deneysel çalışma sonucu Şekil 5.18(b)'de verilmiştir. Bu durumda pozitif katman için benzer sonuçlar elde edildiği görülmektedir. Motora uygulanan gerilimde ise 1V'luk bir azalma meydana gelmiştir.



Şekil 5.18. Kaynakların devreden çıkış durumlarındaki gerilim sonuçları

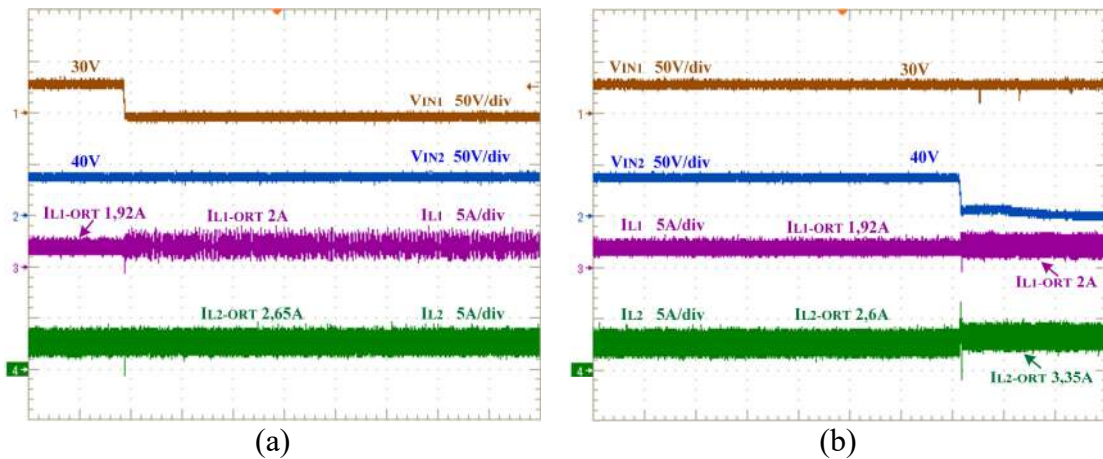
Gerilim sonuçlarından görüldüğü üzere, çevirici donanım düzeneği ve kontrol algoritması sayesinde geçiş durumlarının başarıyla gerçekleştirilmiştir. Geçişler esnasında bobin akımlarındaki değişimleri incelemek için sistem üzerinde değişiklik yapılmadan deneysel çalışma tekrarlanmıştır. Bobin akımları ve giriş gerilimine ait sonuçlar Şekil 5.19'da verilmiştir. V_{IN2} kaynağının devreye alınmasıyla birlikte, pozitif katman bobin akımı referans değer olan 2A seviyesine, motorun başlangıç akımından kaynaklı negatif katman akımının ise 11A seviyesine yükseldiği Şekil 5.19'da görülmektedir.



Şekil 5.19. Kaynakların devreye girmesi esnasında bobin akımları

Motorun kararlı duruma geçmesiyle kontrol algoritması, bobin akımını 105W güç seviyesinde çalışmak için 2,65A ortalama değere getirmiştir. İkinci kaynağın da devreye girmesiyle negatif katman akımı 2,6A ortalama değere azalmıştır. Pozitif katman akımı ise 1,92A seviyesine azalmıştır. Negatif katman bobin akımındaki hata, iki girişli çalışma esnasında çevirici darbeleme oranının az olmasından dolayı yüksektir.

Gerilim analizlerine benzer olarak, kaynakların devreden çıkmaları esnasındaki akım sonuçları Şekil 5.20’de verilmiştir. V_{IN1} kaynağının devreden çıkmasıyla kontrol algoritması çevirici çalışma yapısını TGÇÇ_{V2} durumuna geçirmiş ve yüklerin yalnız V_{IN2} kaynağından beslenmesini sağlamıştır. Şekil 5.20(a)’da görüldüğü üzere, kaynağın devreden çıkmasıyla her iki katmandaki bobin akımları da Şekil 5.19’daki ile benzer seviyeye gelmiştir. V_{IN2} kaynağının devreden çıkmasıyla çevirici TGÇÇ_{V1} durumuna geçtiğinden dolayı yükler güç akışı yalnız V_{IN1} kaynağından sağlanmaktadır.



Şekil 5.20. Kaynakların devreden çıkış durumlarındaki akım sonuçları

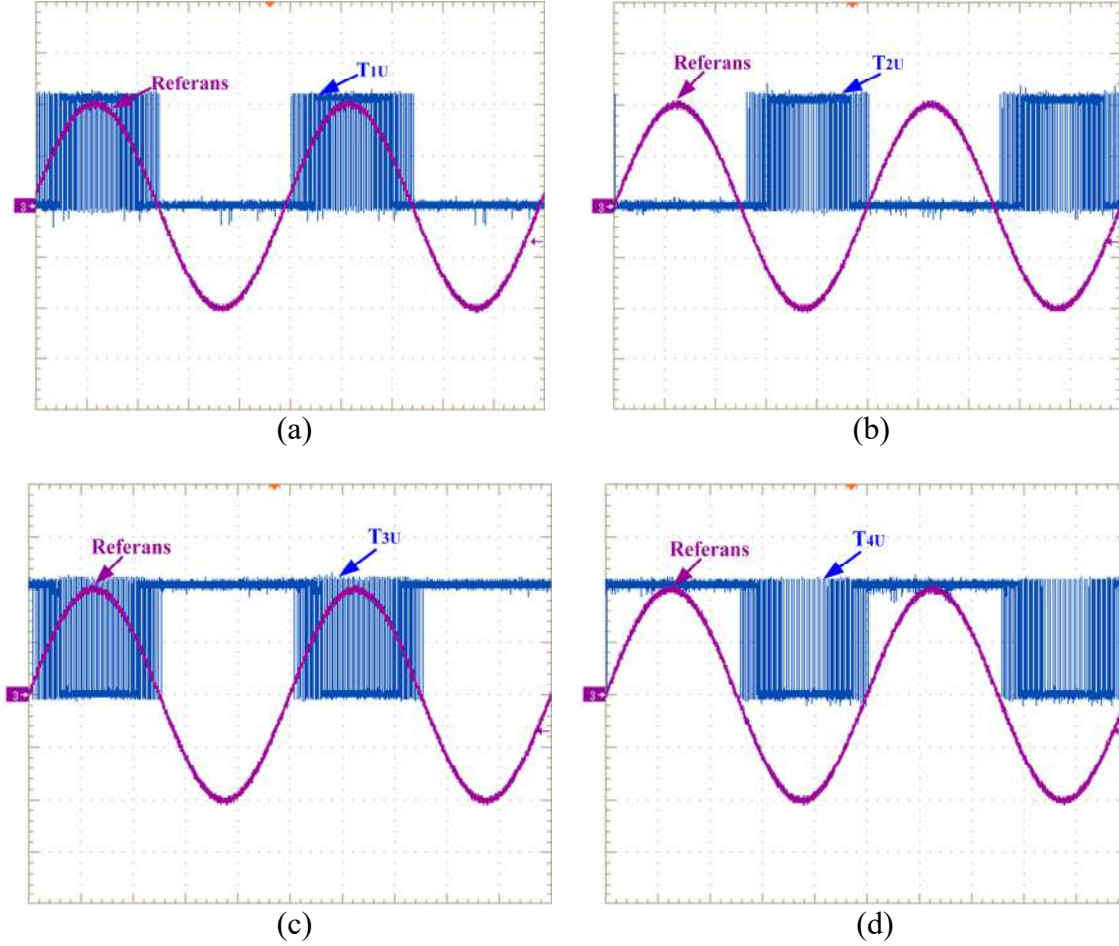
Şekil 5.20(b)'deki TGÇÇ_{V1} durumunda, V_{IN1} kaynağının gerilimi 30V olduğundan dolayı kontrol algoritması 105W güç değeri için negatif katman referans akımını 3,5A olarak belirlemiştir. Bu durumda negatif katman akımı %4 hata ile 3,35A'e sabitlenmiştir.

Bu deneysel çalışma ile çevirici çıkışına farklı bir yük olarak motor bağlandığında da benzer sonuçlar elde edildiği görülmüştür. Bununla birlikte çevirici çıkışından sabit güçlü olarak motorun çalıştırıldığı yine deneysel çalışma sonuçlarında görülmüştür. Pozitif katmanının alçaltan-yükselten duruma geçişleri sabit referans akımında çalışma durumuyla incelenmiştir. Yapılan deneysel çalışma her iki tek giriş çok çıkışlı çalışma durumunda da pozitif katmanın alçaltan durumda çalışabildiğini göstermiştir.

5.2. Üç Seviyeli Nötr Kenetlemeli Evirici Deneysel Çalışmaları

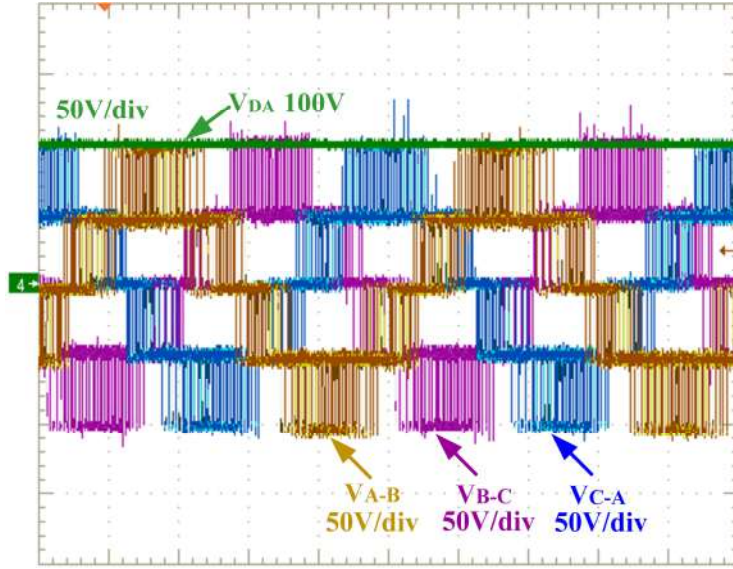
NKE evirici, önerilen çevirici çıkışında elde edilen doğru gerilimin alternatif gerilime dönüştürülmesi amacıyla kullanılmıştır. Sistemin ikinci donanım düzeneği olan eviriciye ait uygulama sonuçları bu bölüm altında sunulmuştur. Evirici uygulama modelinin aşamalarını incelemek için yapılan deneysel çalışmalarda ayarlanabilir DA kaynaklar kullanılmıştır. Tez çalışmasında ada durumda çalışan bir sistem tasarımı gerçekleştirildiğinden anahtarlama sinyallerinin üretilmesi için referans sinüs sinyalleri sabit frekanslı (50Hz) olarak mikrodnetleyici yazılımında oluşturulmuştur. Bir faza ait referans sinyal ve anahtarlama sinyallerine ait sonuçlar Şekil 5.21'de verilmiştir. Faz kolunun birinci anahtarı (T_{1U}) için referans sinyalin pozitif tarafı DGM bloğuna uygulanarak sinüzoidal anahtarlama sinyalleri Şekil 5.21(a)'daki gibi üretilmiştir. DGM kanalı girişindeki sinyali, sabit frekanslı bir taşıyıcı sinyal ile karşılaştırarak lojik bir çıkış üretmektedir. Negatif baraya bağlı olan ikinci anahtar (T_{2U}) için ise referans sinyalin negatif tarafı kullanılmıştır. Böylece pozitif ve negatif baraya doğrudan bağlı bu anahtarlar için gerekli sinyaller üretilmiştir. Bu iki anahtarın iletim-kesim durumları klasik evirici modeli ile aynıdır. Evirici çalışma yapısında açıklandığı üzere, NKE eviricide seviyelerin oluşması için kullanılan T_3 ve T_4 anahtarları ise sırasıyla T_1 ve T_2 'nin tersi şekilde iletimde tutulmaktadır. Evirici uygulamalarında kullanılan mikrodnetleyicilerin birçoğu DGM sinyallerinin tersini de üretmektedir. Bu çalışmada, yalnız anahtarlama sinyallerinin üretilmesi için kullanılan ARM mikrodnetleyicisinin bu özelliği kullanılarak T_3 ve T_4 anahtarı için gerekli sinyaller Şekil 5.21(c) ve Şekil 5.21(d)'deki gibi üretilmiştir. Diğer fazlara ait anahtarlama sinyallerinin üretilmesi için ise iki adet 120°'şer derece faz farklı referans sinyal kullanılmıştır. Diğer kollar için anahtarlama

sinyallerinin üretilmesinde de aynı yol izlenmiştir. 3 faz için üretilen 12 adet anahtarlama sinyali IGBT sürücülere uygulanarak, anahtarların iletim-kesim durumları için gerekli genliğe getirilmiştir.

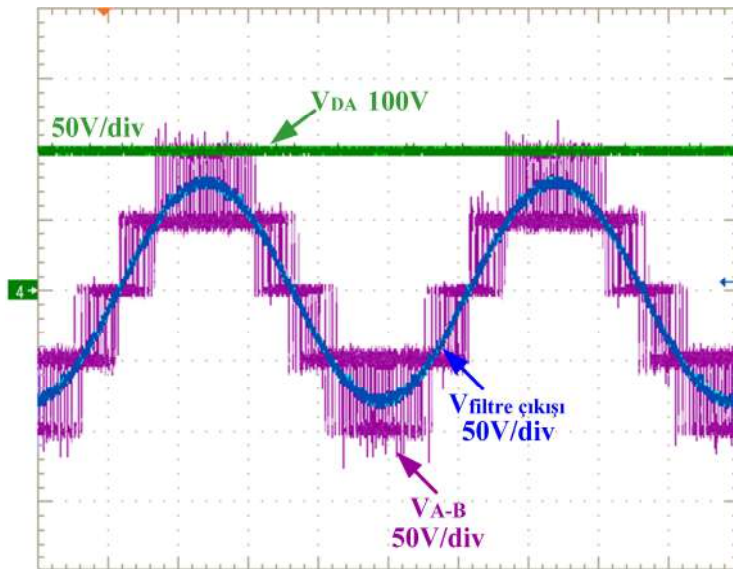


Şekil 5.21. Evirici anahtarlama sinyalleri, a: T_1 anahtarı için, b: T_2 anahtarı için, c: T_3 anahtarı için, d: T_4 anahtarı için

Anahtarlama sinyalleri kullanılarak evirici çıkışında üretilen 3 seviyeli sinyallerin incelenmesi için 100V giriş gerilimi, 0,9 modülasyon indeksi ve 5kHz anahtarlama frekansı koşullarında elde edilen sonuçlar Şekil 5.22’de verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, tipik bir 3 seviyeli sinyalde seviyeler sıfır noktası, giriş geriliminin yarı seviyesi ve giriş gerilimi seviyelerinde oluşmaktadır. Doğrudan anahtarlama sinyaline bağlı üretilen Şekil 5.22’deki gerilimler yüksek frekansta bileşenler içerdiğinden THD seviyesi de yüksektir. Evirici çıkışındaki bu sinyallerin sinüzoidal biçme getirilmesi için detayları uygulama düzeneğinde anlatılan (Bkz. Bölüm 2.2.1) filtre devresi kullanılmıştır. Kullanılan LC tipi filtrenin anahtarların çıkışındaki 3 seviyeli sinyali sinüzoidal yapıya getirdiği Şekil 5.23’te görülmektedir.

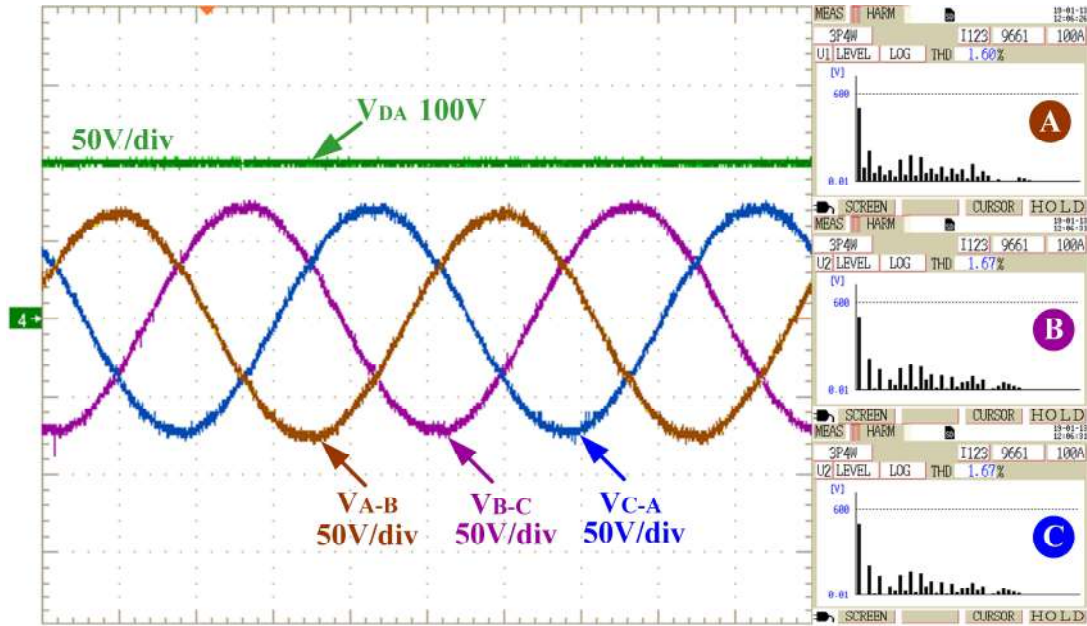


Şekil 5.22. Evirici 3 faz filtresiz çıkış gerilimleri



Şekil 5.23. Filtre çıkış gerilimi

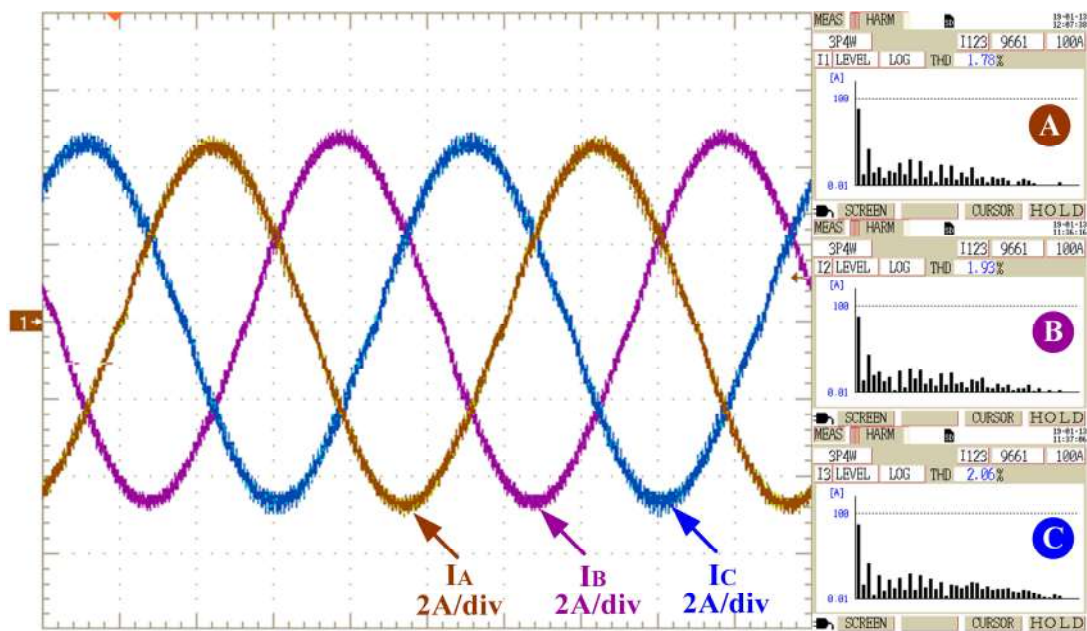
Filtre edilmiş sinyal üzerindeki yüksek frekanslı bileşenler yükler üzerinde olumsuz etki yaratacağından evirici çıkış THD'leri de incelenmiştir. Filtre çıkışındaki 3 faz gerilimleri ve THD sonuçları Şekil 5.24'te verilmiştir. THD sonuçlarından görüldüğü üzere, gerilim dalga şekilleri ideale oldukça yakın ve THD %1,60 ile %1,67 arasında değişmektedir. Şekil 5.25'te verilen THD bileşenlerinden görüldüğü üzere, 150Hz (3. bileşen) frekanslı bileşenin her fazdaki toplam bozulma üzerinde %1'e yakın etkisi bulunmaktadır. 5, 7 ve 11. bileşenlerin ise %0,5'in altında olduğu sonuçlarda görülmektedir. Bu bileşenlerin THD üzerindeki toplam etkisinin IEEE 519-2014 standartlarında belirtilen %5 sınırının altında olduğu görülmektedir [84].



Şekil 5.24. Filtre edilmiş 3 faz gerilim ve THD sonuçları

MEAS				HARM				MEAS				HARM				MEAS				HARM															
19-03-25 20:48:12				19-03-25 20:47:22				19-03-25 20:47:22				19-03-25 20:48:12				19-03-25 20:48:12																			
3P4W				VA				3P4W				VB				3P4W				VC															
U1/LEVEL				THD				1.60 %				[V]				U2/LEVEL				THD				1.67 %				[V]							
1	31.82	11	0.15	21	0.06	31	0.01	1	31.85	11	0.14	21	0.08	31	0.01	1	31.86	11	0.12	21	0.14	31	0.02												
2	0.04	12	0.03	22	0.05	32	0.03	2	0.03	12	0.03	22	0.04	32	0.02	2	0.08	12	0.05	22	0.05	32	0.02												
3	0.30	13	0.06	23	0.10	33	0.02	3	0.32	13	0.06	23	0.10	33	0.01	3	0.27	13	0.04	23	0.03	33	0.02												
4	0.02	14	0.01	24	0.03	34	0.02	4	0.03	14	0.03	24	0.04	34	0.02	4	0.03	14	0.04	24	0.05	34	0.02												
5	0.14	15	0.06	25	0.02	35	0.02	5	0.15	15	0.07	25	0.02	35	0.02	5	0.19	15	0.06	25	0.05	35	0.02												
6	0.02	16	0.02	26	0.04	36	0.02	6	0.02	16	0.04	26	0.03	36	0.02	6	0.05	16	0.02	26	0.03	36	0.02												
7	0.11	17	0.07	27	0.06	37	0.01	7	0.12	17	0.08	27	0.06	37	0.01	7	0.09	17	0.10	27	0.09	37	0.01												
8	0.01	18	0.03	28	0.03	38	0.03	8	0.02	18	0.04	28	0.02	38	0.02	8	0.04	18	0.06	28	0.03	38	0.02												
9	0.23	19	0.11	29	0.02	39	0.01	9	0.24	19	0.09	29	0.02	39	0.00	9	0.22	19	0.14	29	0.05	39	0.01												
10	0.03	20	0.06	30	0.02	40	0.01	10	0.03	20	0.04	30	0.02	40	0.01	10	0.03	20	0.03	30	0.02	40	0.01												
SCREEN				ORDER				HOLD				SCREEN				ORDER				HOLD				SCREEN				ORDER				HOLD			

Şekil 5.25. Gerilim THD'lerinin bileşenleri

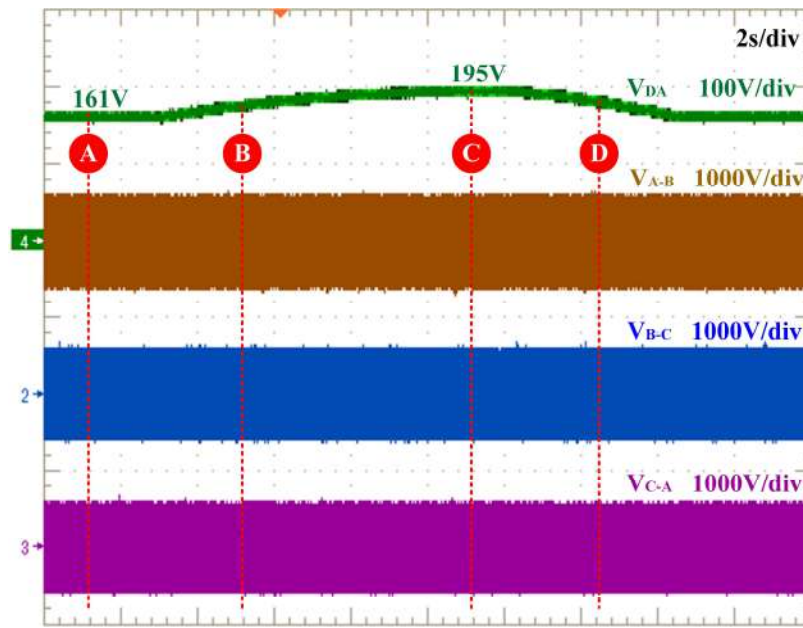


Şekil 5.26. Akım sinyalleri ve THD sonuçları

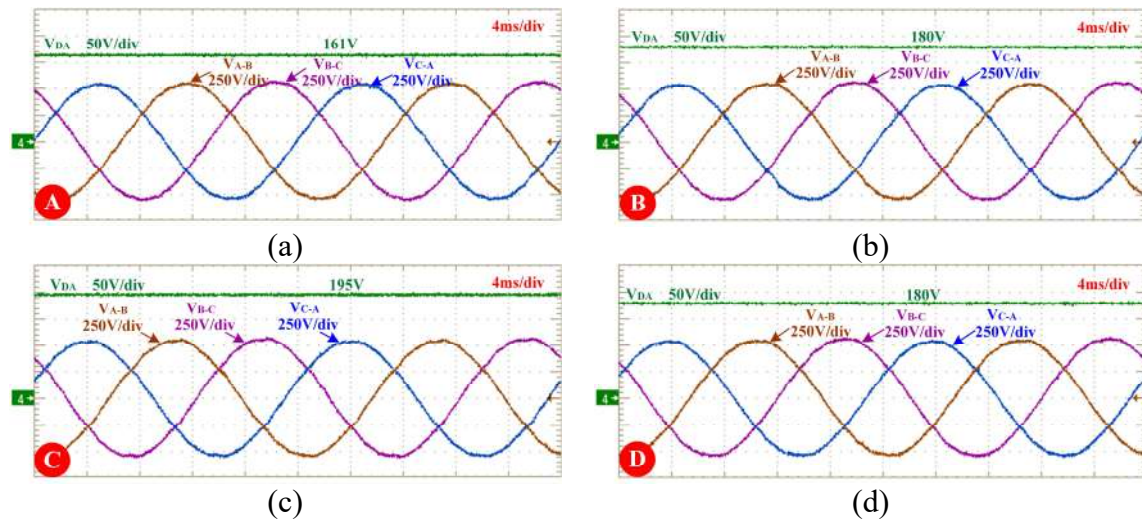
Aynı çalışma koşulları altında akım grafikleri ve THD sonuçları Şekil 5.26'da verilmiştir. Akım ve gerilim sinyalleri üzerindeki THD'lerin IEEE 519-2014 standartlarında 1kV'tan düşük gerilimle çalışan sistemler için belirtilen %8 limitinin oldukça altında olduğu görülmektedir [84]. Evirici çalışma yapısının incelenmesi için gerçekleştirilen deneysel çalışmalara ait sonuçlar, oluşturulan donanım ve yazılım düzenekleriyle 3 seviyeli ve 3 fazlı alternatif gerilim elde edilebildiğini göstermiştir. Ayrıca, akım ve gerilim sinyalleri üzerindeki THD standartlarda belirtilen limitlerin altındadır.

Sistem girişinde kullanılan kaynaklardan dolayı evirici girişindeki doğru gerilim seviyesi artırılmamıştır. Bu nedenle, evirici çıkış gerilimleri, faz başına dönüşüm oranı 85:380 olan bir transformatör aracılığıyla yükseltilmiştir. Transformatör çıkışından yüklere uygulanan gerilimin sabit tutulması için bu gerilimler 3 adet ölçüm transformatörü aracılığıyla düşürülmüştür. Tepe değeri ± 5 seviyesine düşürülen gerilimler dSPACE'in ADC kanallarına uygulanmıştır. Ölçülen gerilimlerin faz başına etkin değerleri yazılımsal olarak hesaplanmıştır. Yüklere uygulanan gerilimin sabit tutulması için ölçüm sonuçları ile referans değer (380V) arasındaki hata hesaplatılmıştır. Elde edilen hata sinyali PI kontrolöre girilerek modülasyon indeksi üretilmiştir. Modülasyon indeksi evirici anahtarlama sinyallerinin üretilmesinde kullanılan referans sinüs sinyallerinin tepe genliğini belirleyen bir katsayıdır. Kullanılan dSPACE'in DGM kanalı sayısı yetersiz olduğundan modülasyon indeksi bilgileri Dijital Analog Dönüştürücü (DAC) kanalından çıkışa aktarılmıştır. Bu analog sinyaller evirici için DGM üretici olarak kullanılan ARM tabanlı mikrodenetleyiciye gönderilmiş ve anahtarlama sinyallerinin üretilmesi sağlanmıştır. Gerilim kontrol sürecinin incelenmesi için evirici bağımsız olarak beslenmiştir. Evirici girişindeki doğru gerilim seviyesi değiştirilerek kontrol algoritmasının kabiliyeti test edilmiştir. Bu amaçla, doğru gerilim 161V-195V aralığında değiştirilmiştir. Bu süreçteki, transformatör çıkışından yüklere uygulanan gerilimler ve DA bara gerilimi Şekil 5.27'de verilmiştir. 20 saniyelik bu kontrol sürecine ait sonuçlardan görüldüğü üzere, giriş gerilimi değişse de yüklere uygulanan alternatif gerilimler değişmemektedir. Evirici giriş geriliminin yükseldiği süreçlerde PI denetleyici modülasyon indeksini azaltmış, gerilimin azaldığı süreçlerde ise modülasyon indeksini artırmıştır. Yapılan deneysel çalışmalarda evirici kontrol yapısının çıkış gerilimini $\pm 5\%$ fark ile referans değere eşitlediği görülmüştür. Doğru gerilim seviyesinin değiştiği dört ayrı süreç için detaylı sonuçlar Şekil 5.28'de verilmiştir. Fazlar arası genlik farkının daha detaylı görülmesi için gerilim sinyallerinin referans noktaları aynı seviyeye getirilerek sonuçlar alınmıştır. Giriş geriliminin en düşük seviyede (161V) olduğu duruma ait Şekil 5.28(a)'daki

detaylı grafikten görüldüğü üzere, yük gerilimleri dengeli ve etkin değerleri 380V seviyesindedir. DA bara geriliminin yükseldiği süreç içerisindeki B süreci için Şekil 5.28(b)'de verilen sonuçlarda bara geriliminin 180V'a yükselmesine rağmen yük gerilimlerinin önceki süreçtekiyle aynı olduğu görülmektedir. Giriş geriliminin en yüksek seviyesine ulaştığı Şekil 5.28(c)'deki sonuçlarda da gerilim genliğinin değişmediği görülmektedir. Bu durumda deneysel çalışma esnasındaki modülasyon indeksi en düşük değerdedir. DA bara geriliminin azaldığı bölgedeki D sürecinde de gerilimin sabit tutulduğu görülmektedir.

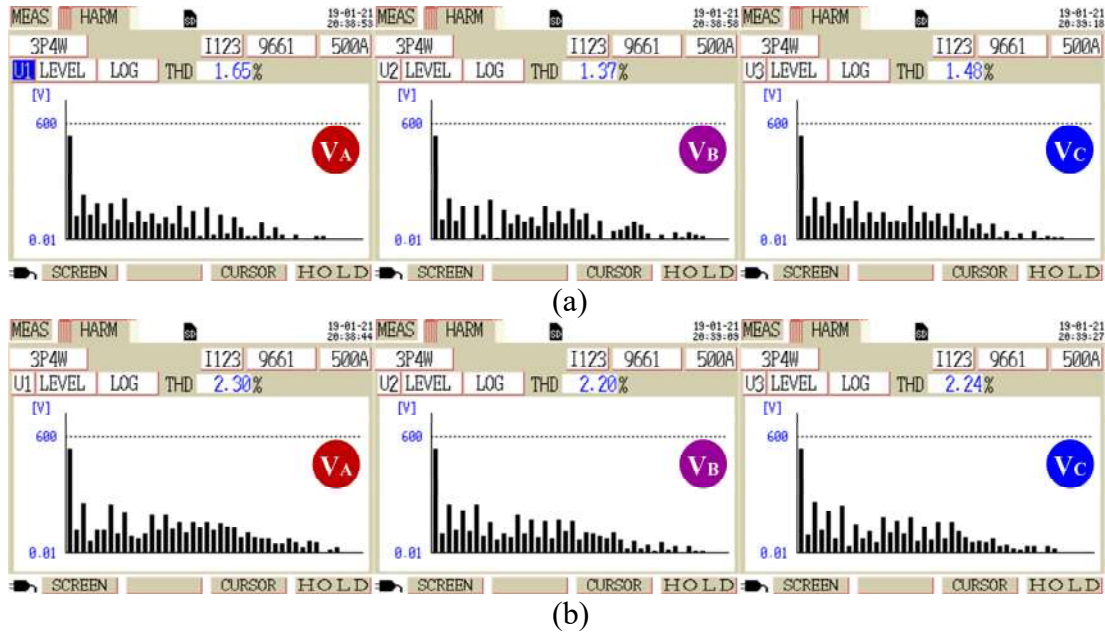


Şekil 5.27. DA bara gerilimi ve transformatör çıkış gerilimleri



Şekil 5.28. Yük gerilimlerinin detaylı sonuçları, a: A süreci, b: B süreci, c: C süreci, d: D süreci

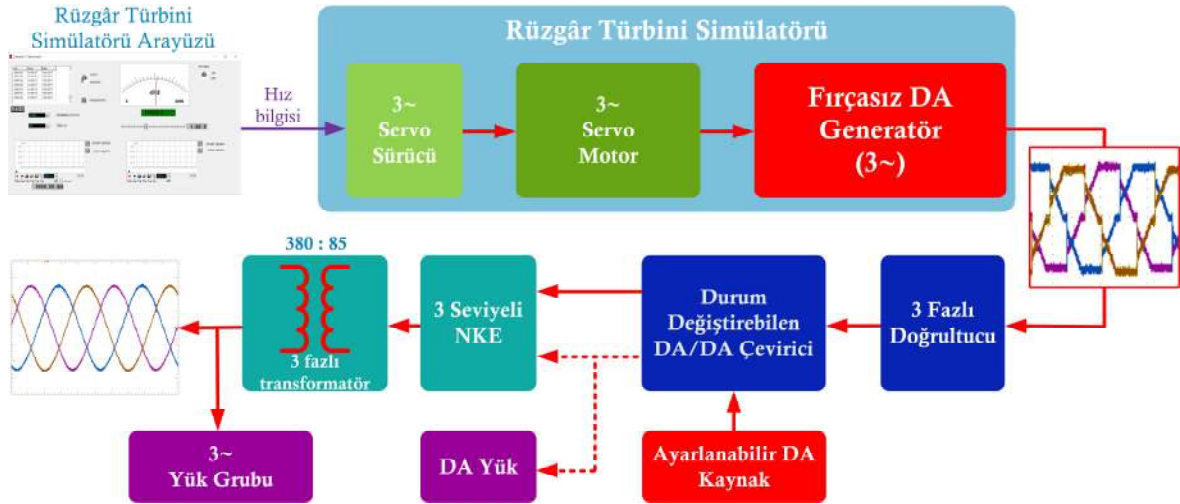
Gerilim kontrol sürecinin incelenmesi için yapılan deneysel çalışma süresince THD sonuçları kaydedilmiştir. Tüm fazlara ait sonuçların elde edilmesi için deneysel düzenekte hiçbir sistem parametresi değiştirilmeden süreç tekrarlanmıştır. Kaydedilen sonuçlar arasından en düşük ve en yüksek THD'ler Şekil 5.29'da verilmiştir. Şekil 5.29(a)'daki en düşük THD sonuçlarından görüldüğü üzere, fazlardaki THD %1,37 - %1,65 aralığındadır. En yüksek THD değerlerinin ise %2,20 - %2,30 aralığında olduğu Şekil 5.29(b)'deki sonuçlarda görülmektedir. Tüm süreç için verilen bu sonuçlar giriş geriliminin değişmesine rağmen THD seviyesinin IEEE 519-2014 standartlarında belirtilen %8 limitinin altında olduğunu göstermektedir. Evirici kontrol işlemlerinin ardından çevirici-evirici etkileşimi sağlanarak deneysel çalışmalar yapılmıştır.



Şekil 5.29. THD sonuçları, a: En düşük THD sonuçları, b: En yüksek THD sonuçları

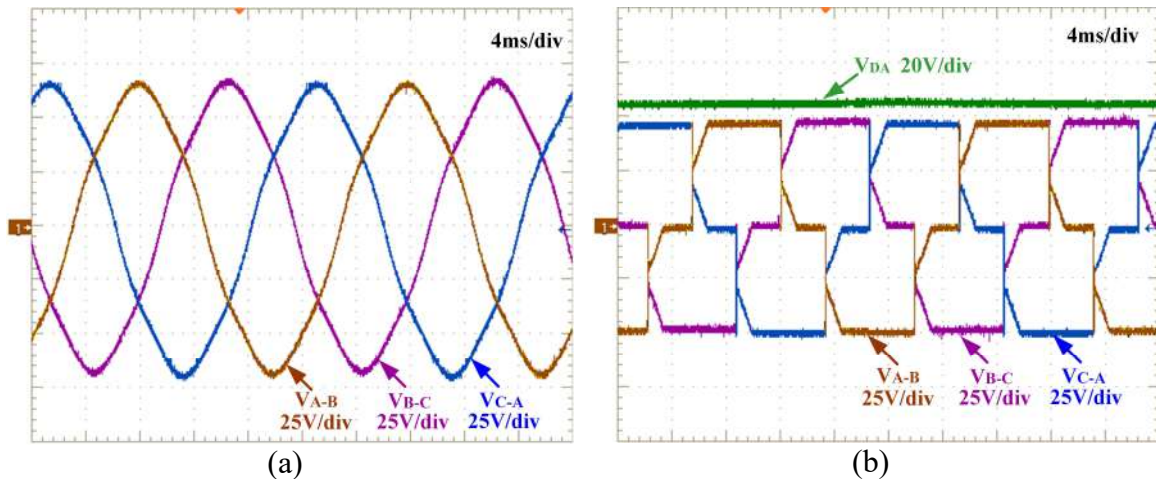
5.3. Rüzgâr Türbinli Tümlüşik Sistem Deneysel Sonuçları

Önerilen çevirici modeli ve eviricinin bağımsız çalışmasına ait deneysel çalışmalardan sonra rüzgâr türbini ve ayarlı DA kaynak ile örnek bir uygulama modeli oluşturulmuş ve bu model üzerinde deneysel çalışmalar yapılmıştır. Oluşturulan deneysel düzeneğe ait blok gösterim Şekil 5.30'da verilmiştir. Kullanılan rüzgâr türbini simülatörünün hız bilgisi Profilab ortamında oluşturulan bir yazılım aracılığıyla dijital-analog dönüştürücüye gönderilmektedir. Dönüştürücü çıkışındaki analog bilgi servo motor sürücüsü tarafından referans hız olarak kullanılmaktadır.



Şekil 5.30. Rüzgâr türbinli tümleşik sistemin blok gösterimi

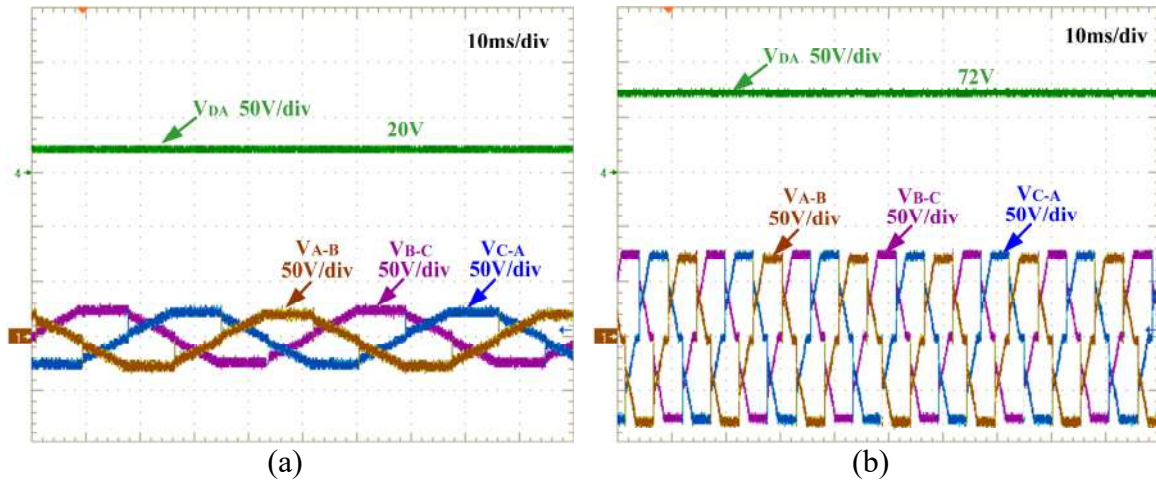
Tahrik makinası olarak kullanılan servo motor hız bilgisine göre çalışmaktadır. Böylece, servo motor miline akuple yapıdaki fırçasız DA genaratörün bilgisayar üzerinden gönderilen hız bilgisine göre çalışması sağlanmaktadır. Rüzgâr türbini yüksüz çalıştırılarak elde edilen gerilim sonuçları Şekil 5.31(a)'da verilmiştir. Türbin generatörü çıkışına doğrultucu ve yük bağlı iken elde edilen sonuçlar ise Şekil 5.31(b)'de verilmiştir. Kontrolsüz doğrultucu ve filtre kondansatörünün etkisinden kaynaklı generatör geriliminde bozulmalar olduğu şekilden görülmektedir. Ancak, doğru gerilim üzerindeki salınım miktarı düşük seviyededir. Bu nedenle generatör tarafı için herhangi bir düzelticiye ihtiyaç duyulmamıştır.



Şekil 5.31. Rüzgâr türbini çıkış gerilimleri, a: Yüksüz, b: Yüklü

Generatör çıkışındaki gerilim hız bilgisi ve yüklenme oranına göre değişkenlik göstermektedir. Farklı hız oranlarında elde generatör gerilimleri ve doğrultucu çıkış gerilimi

Şekil 5.32’de verilmiştir. Şekil 5.32(a) ve Şekil 5.32(b) birlikte incelenecek olursa, düşük hızda üretilen gerilimin frekansı yüksek hızdakine göre daha azdır. Hıza bağlı olarak gerilim genliğinin de değişim gösterdiği yine şekillerden görülmektedir. Türbin hızına bağlı olarak değişkenlik gösteren doğru gerilim önerilen çeviricinin negatif katman girişine uygulanmıştır. Diğer katman ise Şekil 5.30’da görüldüğü üzere, ayarlı bir DA kaynaktan beslenmiştir. Çevirici çıkışları ise 3 seviyeli eviriciye bağlanarak çıkışta sabit gerilim ve frekansa sahip 3 fazlı alternatif gerilimler üretilmiştir. Bu uygulama örneği üzerinde, sabit ve değişken rüzgâr hızları altında iki deneysel çalışma yapılmıştır. Kaynakların birlikte çalışabilirliğinin incelenmesi için yapılan bu deneysel çalışmalarda önerilen çevirici ÇGTÇ durumunda çalışmaktadır.



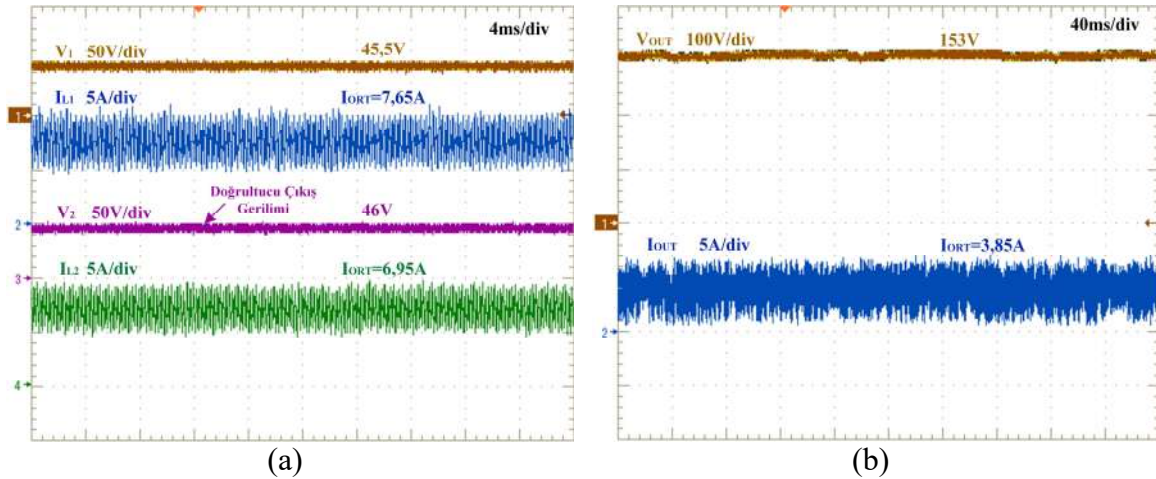
Şekil 5.32. Rüzgâr türbini çıkış gerilimleri, a: Düşük hızda, b: Yüksek hızda

5.3.1. Sabit rüzgâr hızında çalışmaya ait deneysel çalışma sonuçları

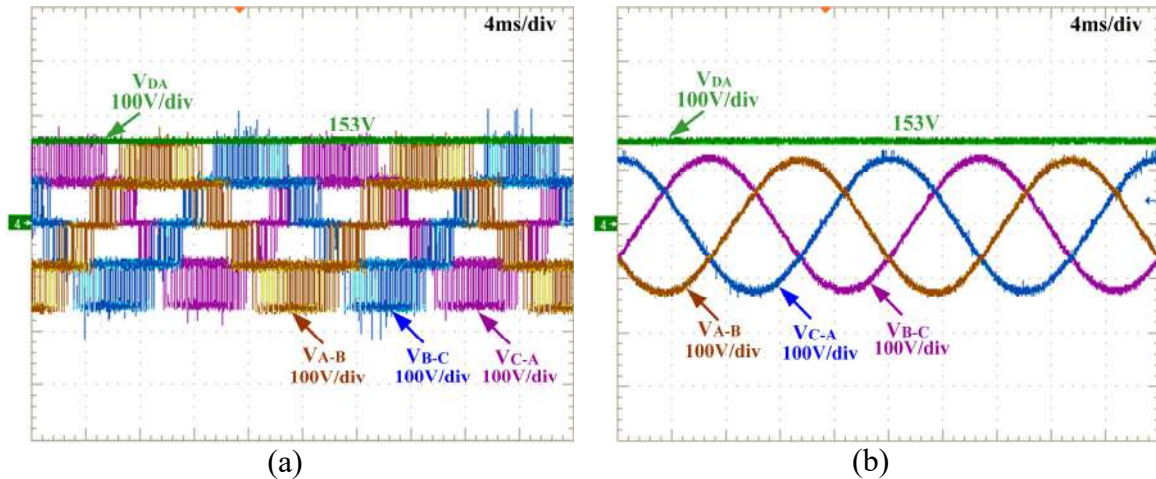
Rüzgâr türbini ve ayarlanabilir DA kaynağın kullanıldığı durumda sistem çıkış yükünü her iki kaynaktan beslemektedir. Tek çıkışlı olarak çalışan çeviricide çıkış gücünün gerilim değerleriyle orantılı olarak değiştiği benzetim çalışmalarında belirtilmişti. Uygulama düzeneği üzerinde de aynı durum söz konusudur. Bu nedenle, güç paylaşımını kontrol etmek için çevirici çıkış gerilimleri, akım tabanlı olarak kontrol edilmiştir. Bu durumda, akım yerine gerilim referans değerleri belirlenmiştir. Bu referans gerilime göre giriş akımlarının belirlenmesi için çıkış gerilimleri ve akımı sürekli olarak ölçülmüştür. Elde edilen sonuçlar üzerinden anlık direnç değeri hesaplanmıştır. Genel güç denklemleri kullanılarak direnç değeri üzerinden gerekli akım hesaplanmıştır. Bu akım, MPC algoritmasına referans değer olarak girilerek akım tabanlı gerilim kontrolü sağlanmıştır. Türbin ile ikinci bir kaynağın

birlikte çalışabilirliğini incelemek için öncelikle sabit bir rüzgâr hızında deneysel çalışmalar yapılmıştır.

Şekil 5.33(a)'da verilen sonuçlardan görüldüğü üzere, türbin çıkışında doğrultulan gerilim (V_2) 46V genliğe sahiptir. Birinci giriş kaynağı olarak kullanılan ayarlı DA kaynak gerilimi (V_1) 45,5V'tur. Rüzgâr türbininden çekilen akımın (I_{L2}) ortalama değeri 6,95A ve ayarlı kaynaktan çekilen akım (I_{L1}) 7,65A'dır. ÇGTÇ durumunda çalışan çeviricinin çıkış tarafında ise toplam DA bara gerilimi 153V ve eviricinin çektiği akımın ortalama değeri 3,85A'dır. Çeviricinin ortalama çıkış gücü yaklaşık 590W'tır. Deneysel çalışmadaki güç koşullarında %88 verimle çalışan çevirici toplam gücün 348W'ını ayarlı DA kaynaktan alırken, 320W'ını rüzgâr türbininden karşılamaktadır.



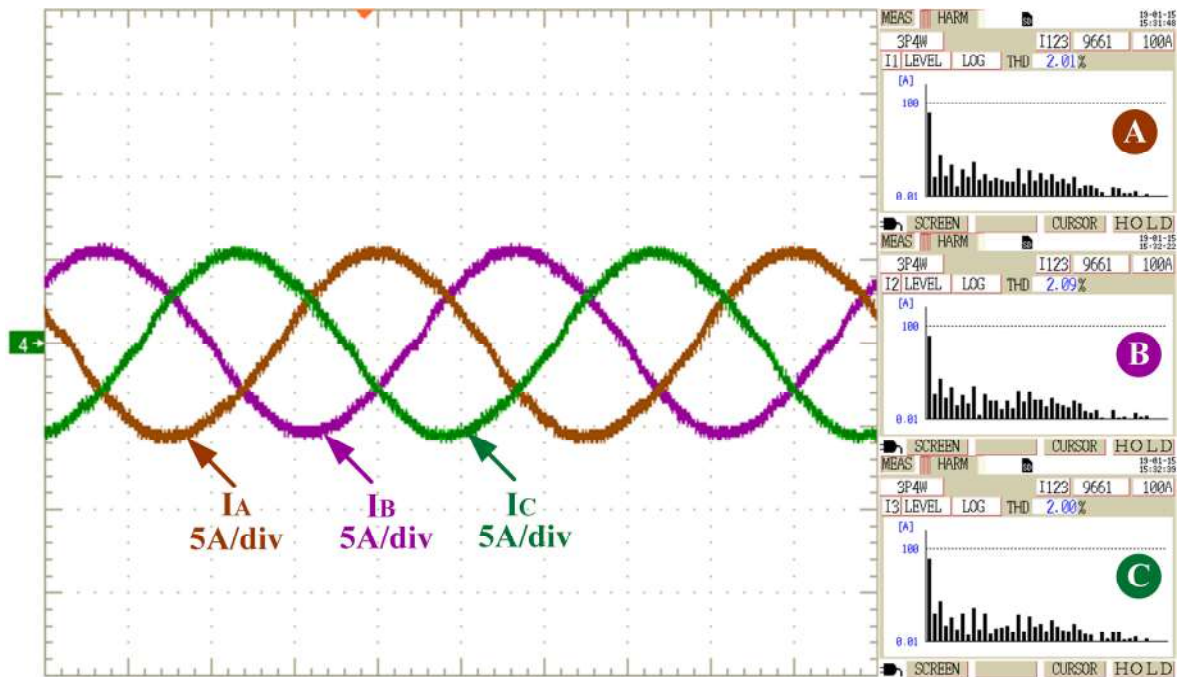
Şekil 5.33. Çevirici giriş-çıkış sonuçları, a: Giriş akım ve gerilimleri, b: Çıkış akım ve gerilimi



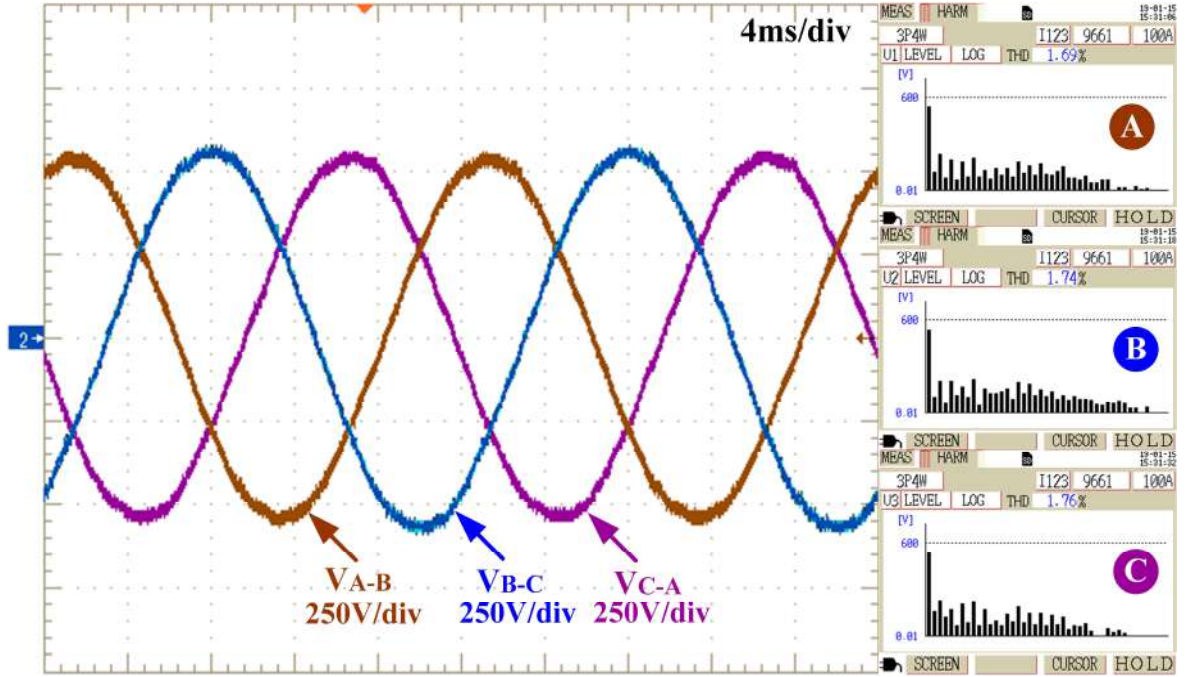
Şekil 5.34. Evirici çıkış gerilimleri, a: Filtre öncesi, b: Filtre sonrası

Giriş kaynaklarından yükseltilerek çevirici çıkışına aktarılan 153V doğru gerilim 3 seviyeli NKE evirici kullanılarak alternatif gerilime dönüştürülmüştür. Filtre öncesi evirici çıkışında elde edilen 3 seviyeli gerilimler Şekil 5.34(a)'da görülmektedir. Filtre çıkışında elde edilen gerilim ise Şekil 5.34(b)'de verilmiştir. Deneysel çalışmada evirici çıkışındaki faz-faz arası ölçülen gerilimin etkin değeri 85V'tur.

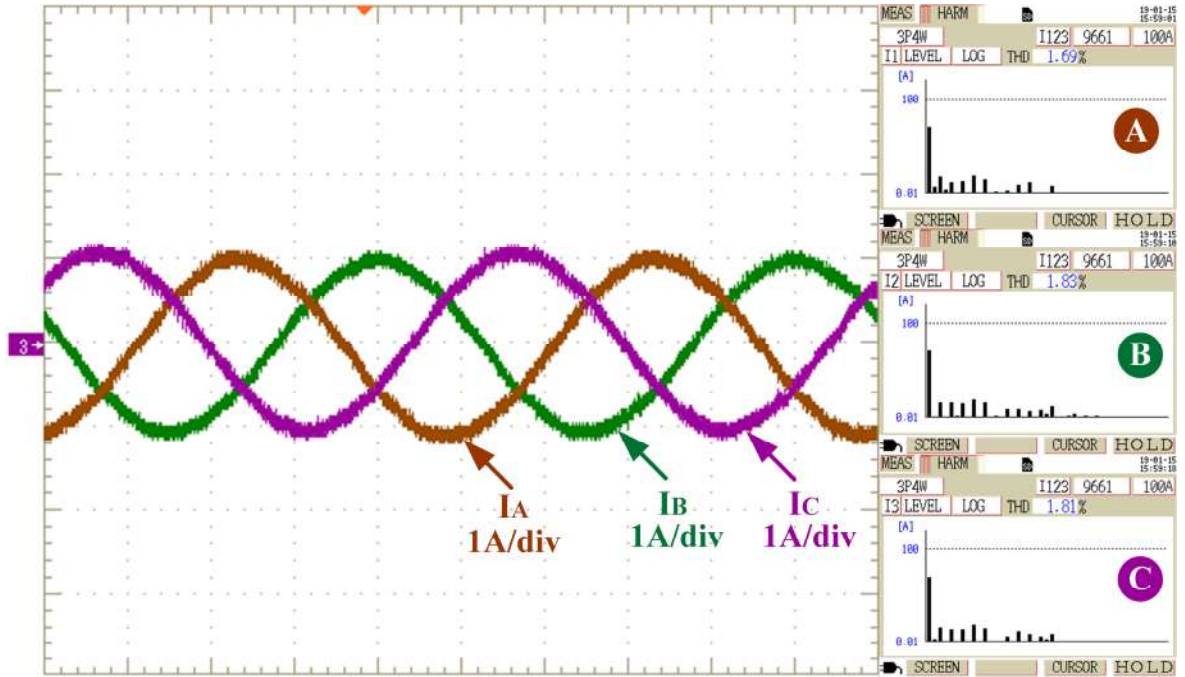
Deneysel çalışma esnasında elde edilen evirici çıkış akımlarına ait sonuçlar Şekil 5.35'te verilmiştir. Etkin değeri 3,6A olan bu dengeli akımlar üzerindeki THD %2 seviyelerindedir. Bu deneysel çalışmada evirici toplam çıkış gücü 530W'tır. Çevirici çıkışından beslenen eviricinin verimi ise %90'dır. Rüzgâr türbini ve ayarlı DA kaynağın gerilim seviyelerinin düşük olması sebebiyle evirici çıkışında bir transformatör kullanılmıştır. 3 faz yıldız-yıldız bağlı transformatör ile evirici çıkış gerilimleri 380V seviyesine yükseltilmiştir. Transformatör çıkışında üretilen gerilim genliği PI denetleyici ile kontrol edilerek sürekli 380V seviyesinde tutulmuştur. Transformatör çıkışındaki yüklere uygulanan gerilimler ve THD sonuçları Şekil 5.36'da verilmiştir. THD sonuçlarından görüldüğü üzere, gerilim sinyalleri üzerindeki bozulma %1,8'nin altındadır. Transformatör çıkışına bağlı yüklerinin çektiği akımlar ve THD sonuçları Şekil 5.37'de verilmiştir. Faz başına yük akımlarının etkin değeri 0,7A'dır. THD sonuçları gerilimler ile benzerlik göstermektedir.



Şekil 5.35. Evirici çıkış akımları ve THD sonuçları



Şekil 5.36. Yük gerilimleri ve THD sonuçları



Şekil 5.37. Yük akımları ve THD sonuçları

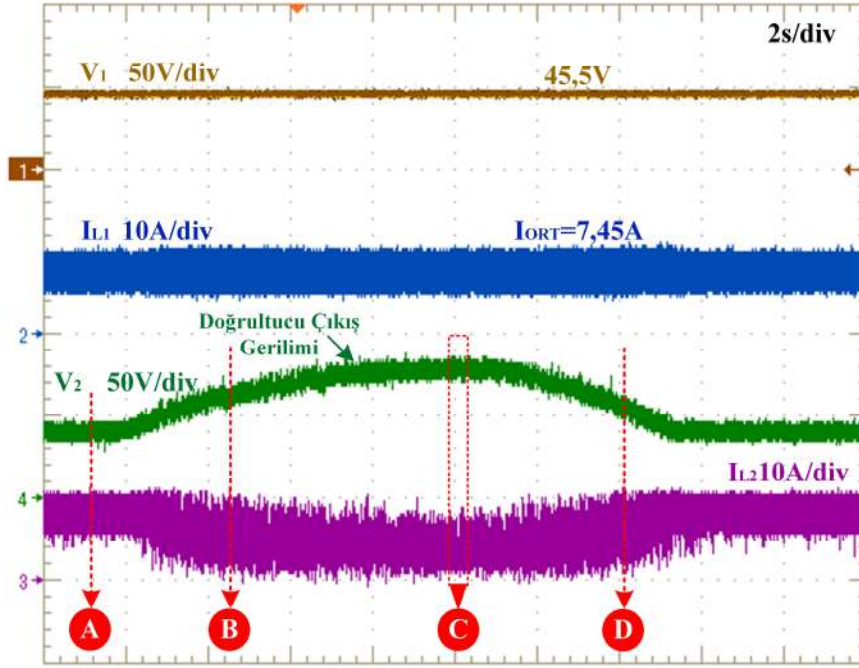
Evirici çıkışına bağlı transformatörün giriş gücü 530W, yüklere aktarılan toplam güç ise 460W'tır. Transformatör veriminin %87 olduğu evirici ve transformatör güç parametrelerinden görülmektedir. Kullanılan transformatör laboratuvar ortamındaki deneyler için tasarlanmış 1kVA güç kapasitesi ve 85:380 faz başına dönüştürme oranına sahiptir. Tam güç ve gerilim seviyesine çıkılamaması sebebiyle verimi düşüktür.

Yapılan bu deneysel çalışma ile rüzgâr türbini ve doğru gerilim kaynağının birlikte çalışabilirliği test edilmiştir. Bu iki giriş kaynağından çıkışa bağlı yüke kadar olan tüm noktalarda güç parametreleri ölçülmüş ve sistem davranışları incelenmiştir. Yapılan bu deneysel çalışmada toplam giriş gücü 668W, yüke aktarılan güç ise 460W'tır. Önerilen çevirici verimi %88, evirici verimi %90 ve transformatör verimi ise %87 olarak hesaplanmıştır. Sistemin girişten evirici çıkışına verimi %79 iken, giriş kaynaklarından transformatör çıkışına verim %69'dur.

5.3.2. Değişken rüzgâr hızında çalışmaya ait deneysel çalışma sonuçları

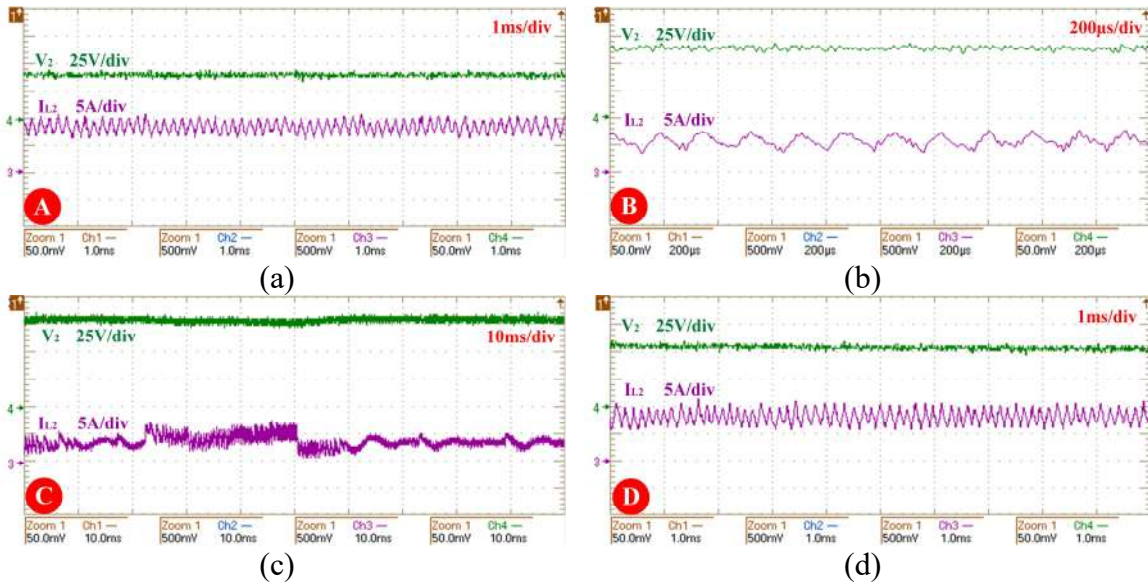
Rüzgâr türbini ile çalışan sistem üzerinde yapılan ikinci deneysel çalışmada ise değişken rüzgâr hızı koşulları altında sistem davranışı test edilmiştir. Bu amaçla türbin simülatör yazılımına bir rüzgar hızı haritası girilmiştir. Çok girişli çalışma durumu incelendiğinden türbinin devre dışı kalmasını engellemek için rüzgâr hızında bir alt seviye belirlenmiştir. Yüklenen rüzgâr haritası belirli sayıda veri içerdiğinden dolayı, tüm veriler gönderildikten sonra simülatör arayüz programı hız bilgisini baştan başlamak kaydıyla tekrar göndermektedir. Bu deneysel çalışmada tüm sonuç grafiklerini elde etmek için hiçbir sistem parametresi değiştirilmeden deney tekrarlanmıştır.

Çok girişli tek çıkışlı çalışma durumundaki bu deneysel çalışmada, birinci giriş kaynağı (V_1) olarak ayarlı doğru gerilim kaynağı kullanılmış ve gerilim seviyesi sabit tutulmuştur. İkinci giriş kaynağı (V_2) olarak ise rüzgâr türbini kullanılmıştır. Rüzgâr türbini yukarıda belirtildiği gibi değişken bir hız ile çalıştığından çıkış gerilimi de değişmektedir. Üretilen güce bağlı olarak bir şebekeye güç akışı sağlayan sistemlerde generatör geriliminde aşırı değişim olmamaktadır. Ancak, ada durumunda çalışan sistemlerde generatör gerilimi hıza bağlı olarak değişmektedir. Tez çalışmasında ada durumunda çalışan bir sistem ele alındığından doğrultucu çıkış geriliminde hıza bağlı olarak değişimler meydana gelmektedir. Çünkü çevirici çıkışına bağlı olan 3 fazlı evirici sabit bir yük grubunu beslemektedir. Bu koşullar altında gerçekleştirilen deneysel çalışmada çevirici girişindeki akım ve gerilim sonuçları Şekil 5.38'de verilmiştir. Türbin hızına bağlı olarak doğrultucu çıkış geriliminin (V_2) değiştiği şekilden görülmektedir. Buna bağlı olarak türbinden çekilen akımda değişimler meydana gelmektedir.



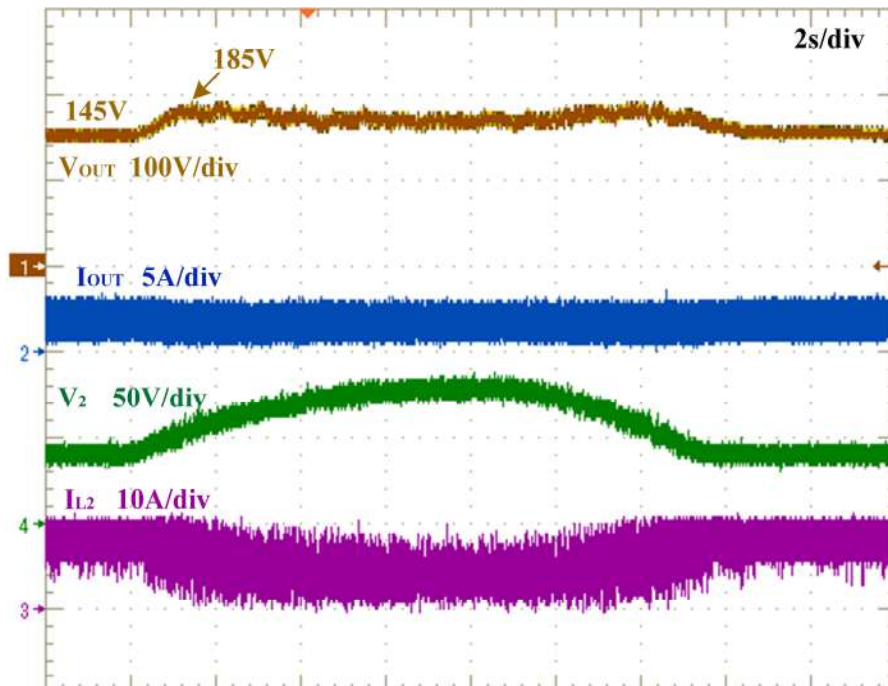
Şekil 5.38. Değişken rüzgâr hızında çevirici giriş akım ve gerilimleri

Türbin hızına göre akım ve gerilim sinyali üzerindeki değişimlerin incelenmesi için Şekil 5.38'deki dört ayrı süreç seçilmiştir. Bu noktalara ait detaylı grafikler Şekil 5.39'da verilmiştir. İlk süreç (A) için Şekil 5.39(a)'da verilen sonuçlardan görüldüğü üzere, çekilen akımın ortalama değeri yaklaşık 8A ve gerilim 40V seviyesindedir. Sistem çıkışına sabit yük bağlı olduğundan dolayı gerilim seviyesinin artmasıyla girişten çekilen akımın azaldığı Şekil 5.39(b)'de verilen sonuçlardan görülmektedir.



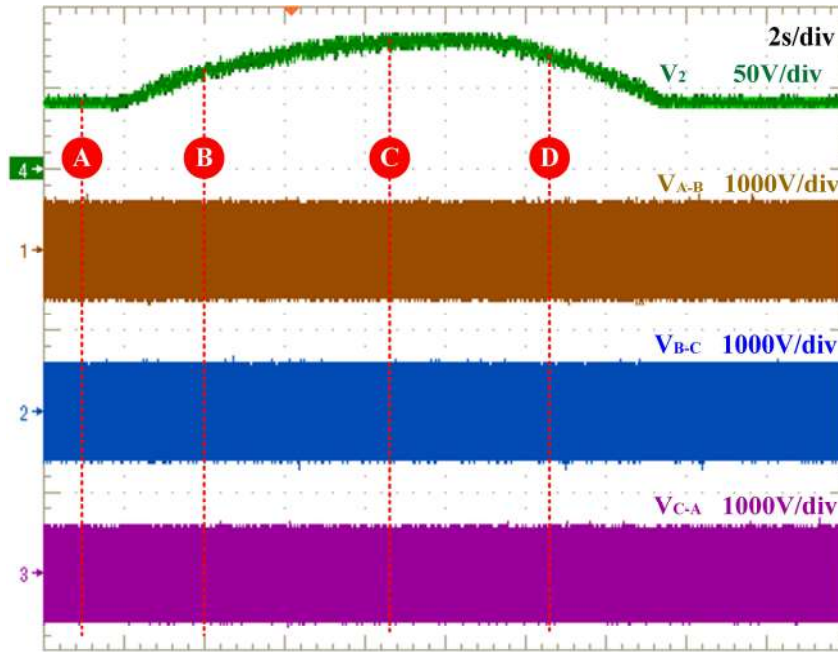
Şekil 5.39. İkinci giriş kaynağı akım ve gerilim sonuçları, a: A süreci, b: B süreci, c: C süreci, d: D süreci

Hızın maksimum seviyede olduğu C sürecine ait Şekil 5.39(c)'deki sonuçlardan görüldüğü üzere, giriş akımı bazı bölümlerde anahtarlama yapılmadan gelmektedir. Bu durumlarda gerekli çıkış gücü anahtarlama olmadan sağlanabildiğinden dolayı kontrol algoritması anahtarı sürekli sıfır konumunda tutmuştur. Bu nedenle bobin üzerinde iletim-kesim durumları oluşmamaktadır. Gerekli güç anahtarlama olmadan sağlandığından dolayı çıkış gerilimi artık çevirici kontrolüne değil giriş kaynağına bağlı olarak değişecektir. Bu durum yükselten çeviricinin tipik bir özelliğidir. Gerilim seviyesinin daha yüksek seviyelere çıkarılması toplam çıkış geriliminde aşırı artışlara neden olacağından dolayı doğrultucu çıkış gerilimi 85V'un üzerine çıkarılmamıştır. Bu seviyeden sonra türbin hızı tekrar azaltılmıştır. Bu esnada doğrultucu çıkış geriliminin azaldığı Şekil 5.38'de görülmektedir. Bu sürecin bir bölümü (D) için verilen Şekil 5.39(d)'deki sonuçlardan görüldüğü üzere, gerilim seviyesinin azalmasıyla bobin akımında şarj ve deşarj durumları tekrar meydana gelmiştir. Bu durumda kontrol algoritması gerekli çıkış gücünü sağlamak için tekrar anahtarlama sinyali üretmiştir. Şekil 5.40'ta verilen çevirici çıkış tarafına ait sonuçlar sistemin aynı koşullar altında tekrar çalıştırılmasıyla elde edilmiştir. Çevirici çıkışındaki toplam DA bara gerilimi (V_{OUT}) üzerinde türbin gerilimine bağlı değişimler olduğu şekilden görülmektedir. Bununla birlikte eviricinin çektiği akımda (I_{OUT}) küçük oranlı bir azalma olduğu da görülmektedir. Daha önce belirtildiği gibi, çevirici çıkışından beslenen evirici sabit bir yük grubunu beslediğinden dolayı çıkış gücü neredeyse hiç değişmemektedir.



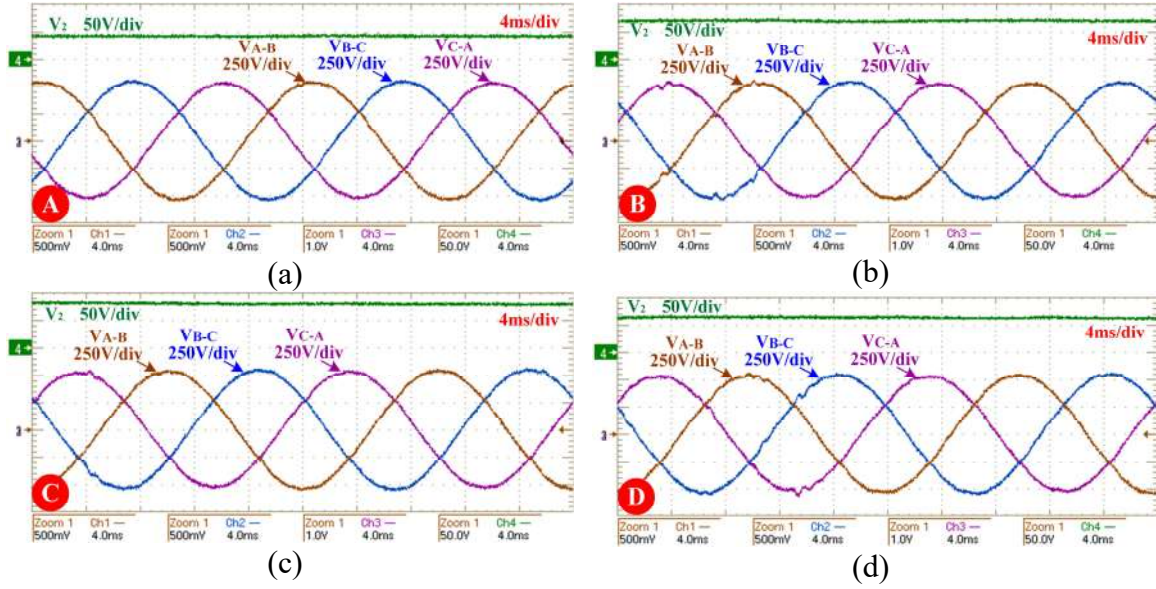
Şekil 5.40. Çevirici giriş ve çıkış değerleri

Değişken rüzgâr hızında yapılan bu deneysel çalışmada DA bara geriliminde az da olsa değişim meydana gelmektedir. Bu değişimlerden yüklerin etkilenmemesi için eviricinin PI kontrollü olarak çalıştığı önceki deneysel çalışmalarda belirtilmişti. Bu deneysel çalışma sürecinde yüklere uygulanan gerilimlere ait sonuçlar Şekil 5.41’de verilmiştir. 20 saniyelik süreç için verilen gerilim sonuçlarından görüldüğü üzere, rüzgâr hızı değişse de yüklere uygulanan gerilimler değişmemektedir.



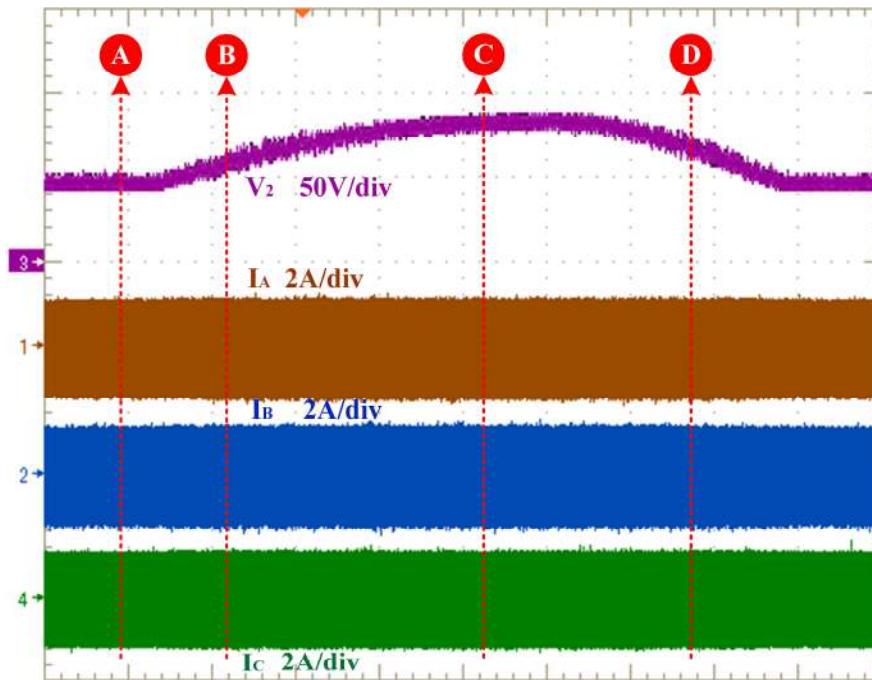
Şekil 5.41. Doğrultucu ve 3 fazlı yük grubu gerilimleri

Şekil 5.41’de verilen uzun zamanlı sonuçlarda değişim anlarının incelenmesi için ölçüm cihazının yakınlştırma özelliği kullanılarak elde edilen sonuçlar Şekil 5.42’de verilmiştir. İlk süreç (A) için verilen Şekil 5.42(a)’daki sonuçlardan görüldüğü üzere, transformatör çıkışından yüklere uygulanan gerilimler eşit genliğe sahiptir. Fazlar arası etkin değerin 380V olduğu bu durumun devamındaki B sürecinde türbin gerilimi artmıştır. Bu süreç için verilen Şekil 5.22(b)’deki sonuçlardan görüldüğü üzere, yüklere uygulanan gerilimler değişmemiştir. Türbin geriliminin maksimum seviyeye ulaştığı C sürecinde de yük gerilimlerinin değişmediği Şekil 5.42(c)’deki sonuçlardan görülmektedir. Bu süreçte yük gerilimlerini kontrol eden PI denetleyici modülasyon indeksini azaltarak gerilimin referans değerde kalmasını sağlamıştır. Son olarak türbin hızının azaldığı D sürecinde ise PI denetleyici modülasyon indeksini artırarak gerilim genliğini 380V’ta sabit tutmuştur. Özellikle türbin geriliminin arttığı ve azaldığı B ve D sürecinde gerilimler üzerinde sıçramalar görülmektedir. Bu anlar modülasyon indeksinin değişimlerine denk gelmektedir.

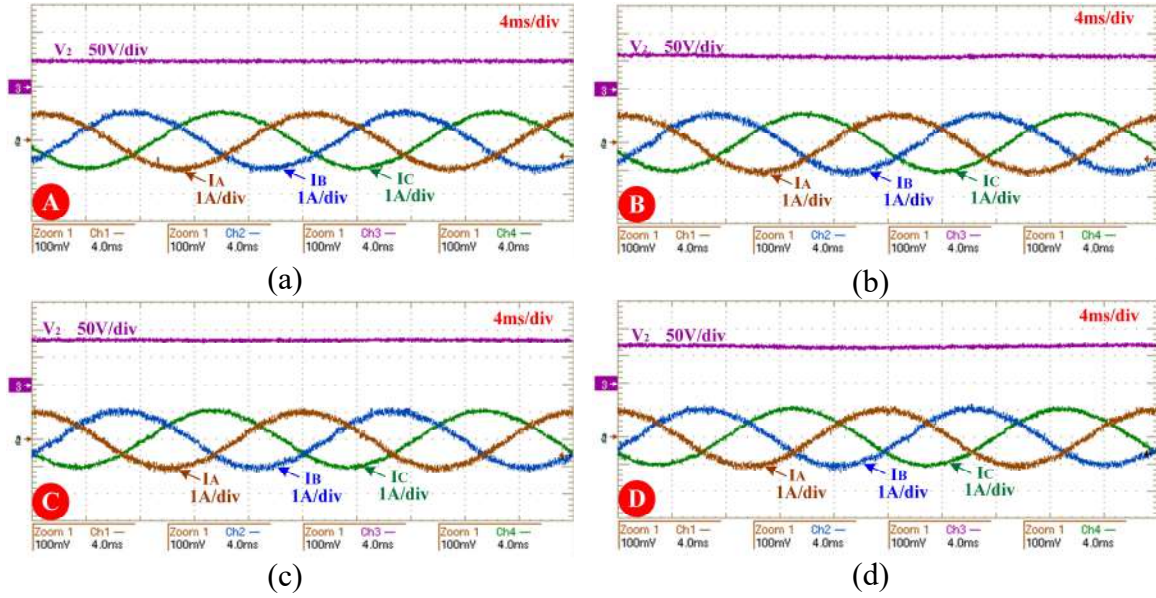


Şekil 5.42. Yük geriliminin detaylı sonuçları, a: A süreci, b: B süreci, c: C süreci, d: D süreci

Sabit yük grubuyla çalışan eviricide gerilim genliği değişmediğinden dolayı akımlarda da değişim olmamıştır. Deneysel çalışma süresince, transformatör çıkışına bağlı 460W'lık bir yük grubundan faz başına geçen akımlar Şekil 5.43'te verilmiştir. 20 saniyelik deneysel çalışma süreci için verilen akım sonuçlarının detaylı grafikleri Şekil 5.44'te verilmiştir. Gerilimlerde olduğu gibi akımlarda da değişim olmadığı detaylı sonuçlarda görülmektedir. Deneysel çalışma süresince yüklerin çektiği akımların tepe değerleri 1A seviyesindedir.

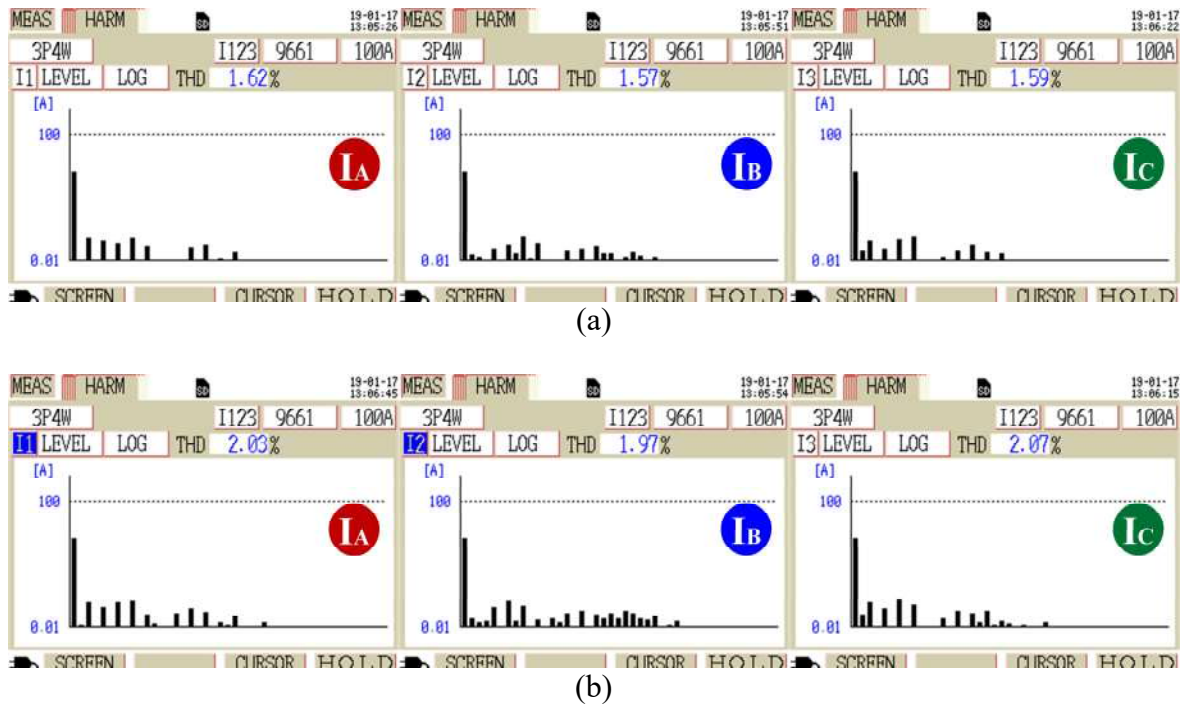


Şekil 5.43. Yük akımları



Şekil 5.44. Yük akımlarının detaylı sonuçları, a: A süreci, b: B süreci, c: C süreci, d: D süreci

20s boyunca akım sinyalleri üzerindeki en düşük ve en yüksek THD sonuçları Şekil 5.45'te verilmiştir. Kaydedilen THD sonuçları arasında en düşük değerlerden görüldüğü üzere, bozulma %1,57 seviyesine kadar azalmaktadır. Bununla birlikte geçiş süreçlerinde modülasyon indeksindeki değişimlerden kaynaklı THD %2,07 seviyesine kadar yükselmektedir.



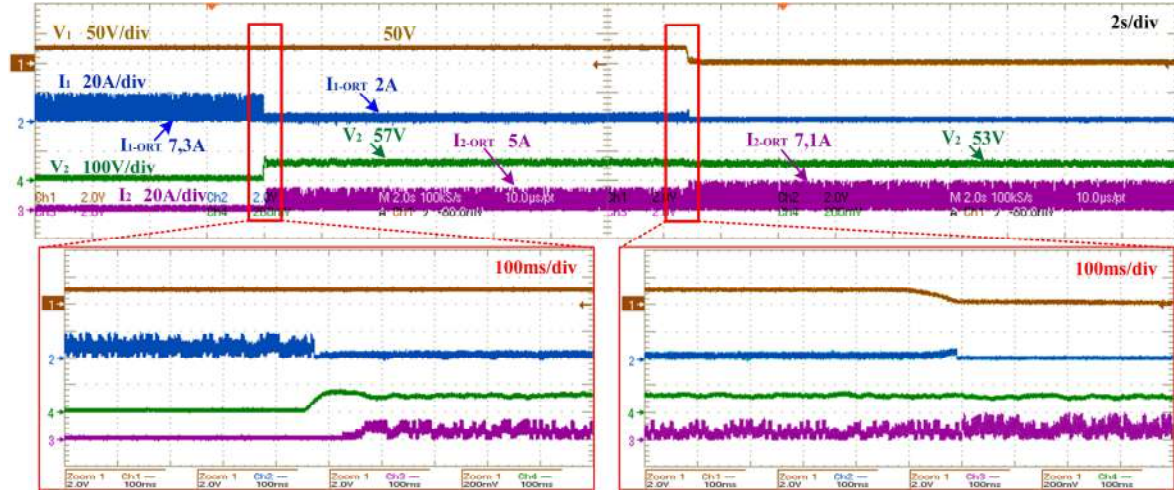
Şekil 5.45. Faz akımlarına ait THD sonuçları, a: En düşük THD sonuçları, b: En yüksek THD sonuçları

Faz akımları için verilen THD sonuçlarından görüldüğü üzere, yapılan deneysel çalışma boyunca sistem IEEE 519-2014 standartlarında belirtilen %8 limitinin altında bozulmaya sahip sinyaller üretmektedir. Önerilen çevirici modeli, değişken hızlı rüzgâr türbini ve evirici modeli kullanılarak yapılan bu deneysel çalışma sonucunda, çevirici girişindeki kaynaklardan birinde değişim olsa da ÇGTC çalışma yapısının sürdürülebildiği görülmüştür. Ayrıca, kontrol algoritmaları sayesinde, alternatif gerilim ile çalışan yükler için sabit genlikte ve düşük THD seviyesinde 3 fazlı gerilimler üretildiği yine deneysel çalışma sonuçlarında görülmüştür.

5.3.3. Rüzgâr türbinli çalışmada geçiş durumlarına ait deneysel sonuçlar

Rüzgâr türbini ile oluşturulan uygulama düzeneğinde, önerilen çevirici modeli çıkışlarından hem farklı yüklerin beslenmesi hem de kaynak geçişleri bu deneysel çalışmada incelenmiştir. Bu amaçla, çeviricinin pozitif katman çıkışına bir omik yük, negatif katman çıkışına ise evirici bağlanmıştır. Evirici çıkışı ise diğer deneysel çalışmalarda olduğu gibi transformatör ile yükseltilerek 3 fazlı yük grubuna uygulanmıştır. Bu çalışma koşullarında, birinci giriş kaynağı olarak ayarlı doğru gerilim kaynağı, ikinci giriş kaynağı olarak ise rüzgâr türbini kullanılmıştır. Oluşturulan bu deneysel yapı üzerinde geçiş durumları incelenmiştir. Her iki kaynak ile TGÇÇ durumları ve ÇGÇÇ durumuna ait sonuçlar bu bölümde sunulmuştur. Bu deneysel çalışmada da tüm güç akış noktalarından ölçümlerin aynı anda kaydedilmesi mümkün olmadığından, deney düzeneği üzerinde hiçbir parametre değişikliği yapılmadan çalışma tekrarlanarak sonuçlar kaydedilmiştir.

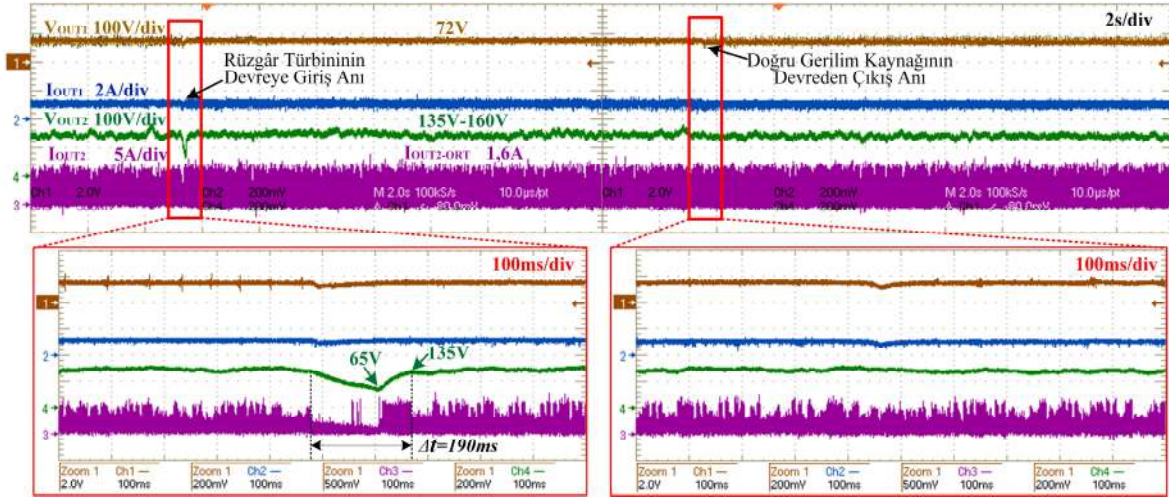
Deneysel çalışma sürecinde elde edilen giriş akım ve gerilimlerine ait sonuçlar Şekil 5.46'da verilmiştir. Sistem başlangıçta yalnız 50V'luk birinci giriş kaynağı (V_1) ile çalışmaktadır. Bu durumda, girişten ortalama 7,3A akım çekilmektedir. İkinci giriş kaynağı olan rüzgâr türbininin gerilim üretmesiyle (V_2) birlikte sistem ÇGÇÇ durumuna geçmiştir. Bu süreçte ait Şekil 5.46'daki detay grafiğinde birinci giriş kaynağından çekilen akımın çok büyük oranda azaldığı, türbinden ise güç akışının başladığı görülmektedir. Bu geçiş süreci sonrasında, DA kaynaktan ortalama 2A, türbinden ise ortalama 5A akım çekilmektedir. Pozitif katman giriş kaynağı olan DA kaynak sabit bir omik yükü beslemektedir. Rüzgâr türbininden beslenen negatif katman ise eviriciye güç akışı sağlamaktadır. Eviricinin doğal yapısından kaynaklı giriş akımındaki dalgalanma çevirici giriş tarafına da yansımaktadır. Çünkü bu durumda sistem gerilim kontrollü olarak çalışmaktadır.



Şekil 5.46. Çevirici giriş gerilimleri ve akımları

Sistem iki giriş kaynağından beslenirken, ayarlı doğru gerilim kaynağı kapatılmıştır. Bu andan itibaren sistem yalnız rüzgâr türbiniyle beslenmektedir. Geçiş anına ait Şekil 5.46'daki detay grafiğinde görüldüğü üzere, birinci giriş kaynağından hiç akım çekilmemektedir. Çıkışa bağlı evirici ve omik yük sadece türbinden beslendiğinden dolayı giriş akımı 7,1A'ye yükselmiştir. Yükleme oranının artması aynı zamanda türbin geriliminde 4V'luk bir düşüşe neden olmuştur. Kaynak durumlarındaki değişiklikler güç yönlendirmesinin doğru bir şekilde yapıldığını göstermektedir.

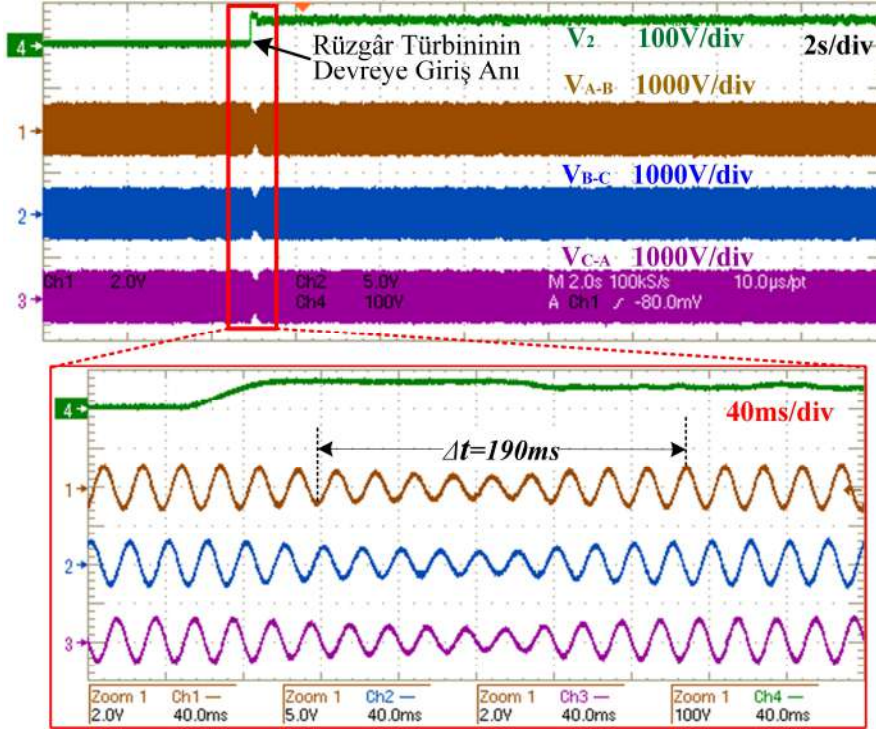
Giriş kaynaklarının güç değerleri sistemin çalışma durumuna göre değişkenlik gösterdiğinden dolayı bu deneysel çalışmada da rüzgâr türbinli diğer deneysel çalışmalarda olduğu gibi gerilim referanslı çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Pozitif katman çıkışında doğru gerilimle beslenen yük için referans gerilim olarak 72V, evirici için ise 145V belirlenmiştir. Kaynak geçişlerinin yükler üzerindeki etkilerini incelemek için çevirici çıkış akım ve gerilimleri Şekil 5.47'de verilmiştir. Sistemin yalnız doğru gerilim kaynağıyla beslendiği başlangıç sürecinde, pozitif katmana bağlı yük üzerindeki gerilim 72V seviyesindedir. Bu durumda yük 1A akım çekmektedir. Negatif katmana bağlı eviriciye uygulanan gerilimin ortalama değeri ise 145V seviyesindedir. Bu gerilim sinyali üzerinde, stabil olmayan evirici akımından kaynaklı 25V salınım mevcuttur. Bu deneysel çalışmada, 3 fazlı yük grubuna faz-faz arası 380V gerilim uygulanabilmesi için evirici girişindeki doğru gerilim en az 135V olmalıdır. Aksi halde evirici en büyük modülasyon indeksinde bile çıkış gerilimini istenilen seviyeye yükseltelememektedir. Evirici için eşik değer olan bu gerilim değerine göre rüzgâr türbininin devreye girmesi esnasında 190ms süresince gerilim azalması meydana gelmiştir.



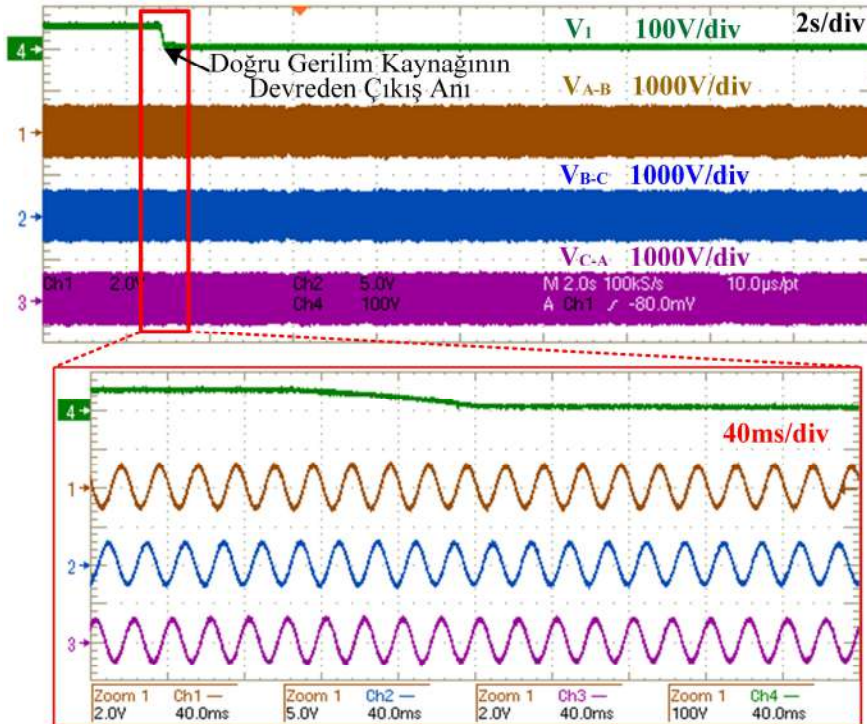
Şekil 5.47. Çevirici çıkış gerilimleri ve akımları

Şekil 5.47’deki detaylı sonuçlardan görüldüğü üzere bu süreç sonrasında eviriciye uygulanan gerilim 135V’un üzerine çıkmaktadır. Geçiş sürecindeki gerilim azalması, eviricinin bağlı olduğu negatif katmanın giriş kaynağının değişmesi, yeni referans akımın hesaplanması ve röle kontaklarının durum değiştirmesinden dolayı meydana gelmiştir. Geçişten sonra, pozitif katmana bağlı yük gerilimi ise yaklaşık 2V azalmıştır. Bu geçiş sürecinden itibaren sistem ÇGÇÇ durumunda çalışmaya başlamıştır. Sonrasında ise doğru gerilim kaynağı kapatılarak yalnız rüzgâr türbiniyle TGÇÇ çalışma durumuna geçiş sağlanmıştır. Bu süreçte pozitif katman alçaltan-yükselten çalışma durumuna geçmiştir. Pozitif katman çıkışındaki yüke uygulanan gerilim kısa süreli bir azalmanın ardından tekrar eski seviyesine gelmiştir. Bununla birlikte, alçaltan-yükselten durumlarda, yüksek frekanslı sıçramaların olduğu Şekil 5.47’deki detaylı sonuçlarda görülmektedir. Her iki çıkışta aynı kaynaktan beslendiğinde giriş gerilimlerindeki THD artış göstermektedir. Aynı zamanda, alçaltan yükselten durumdaki çeviricinin bobin akımı üzerindeki yüksek salınım da bu sıçramaların diğer bir nedenidir. Bu sıçramaların ÇGÇÇ durumunda kaybolması yukarıdaki nedenleri doğrulamaktadır. Geçiş esnasında, negatif katman bağlantısında herhangi bir değişiklik olmadığından çıkış gerilimi belirli bir salınım oranıyla 145V ortalama değerdedir.

Kaynak geçişlerindeki değişimlerin 3 fazlı yük grubu üzerindeki etkilerin incelenmesi için yüklere uygulanan gerilimlere ait sonuçlar Şekil 5.48’de verilmiştir. Yalnız doğru gerilim kaynağının devrede olduğu süreçte gerilimlerin faz-faz arası etkin değeri 380V’tur. Rüzgâr türbininin devreye girme anında, evirici çıkış gerilimleri önemli oranda azalmıştır. Bu etki, çevirici çıkış gerilimlerinde de görülmüştü. Bu süreçte gerilimler 170V’a kadar düşmüştür.



Şekil 5.48. Rüzgâr türbininin devreye girişi esnasında 3 fazlı yük grubu gerilimleri

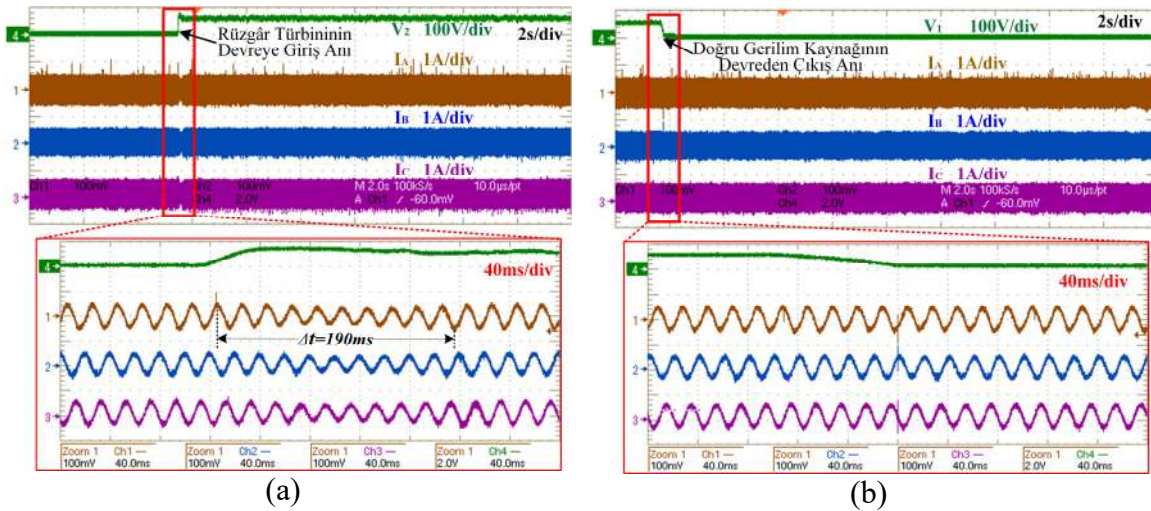


Şekil 5.49. Doğru gerilim kaynağının devreden çıkışı esnasında 3 fazlı yük grubu gerilimleri

Geçiş süreci, eviricide 190ms boyunca gerilim düşüşüne neden olmuştur. Çünkü sistem çıkışındaki alternatif gerilimin 380V'a ulaşması için evirici girişindeki gerilim değerinin 135V'u geçmesi gerekmektedir. Çevirici çıkış gerilimindeki azalma süresi de bu değere göre

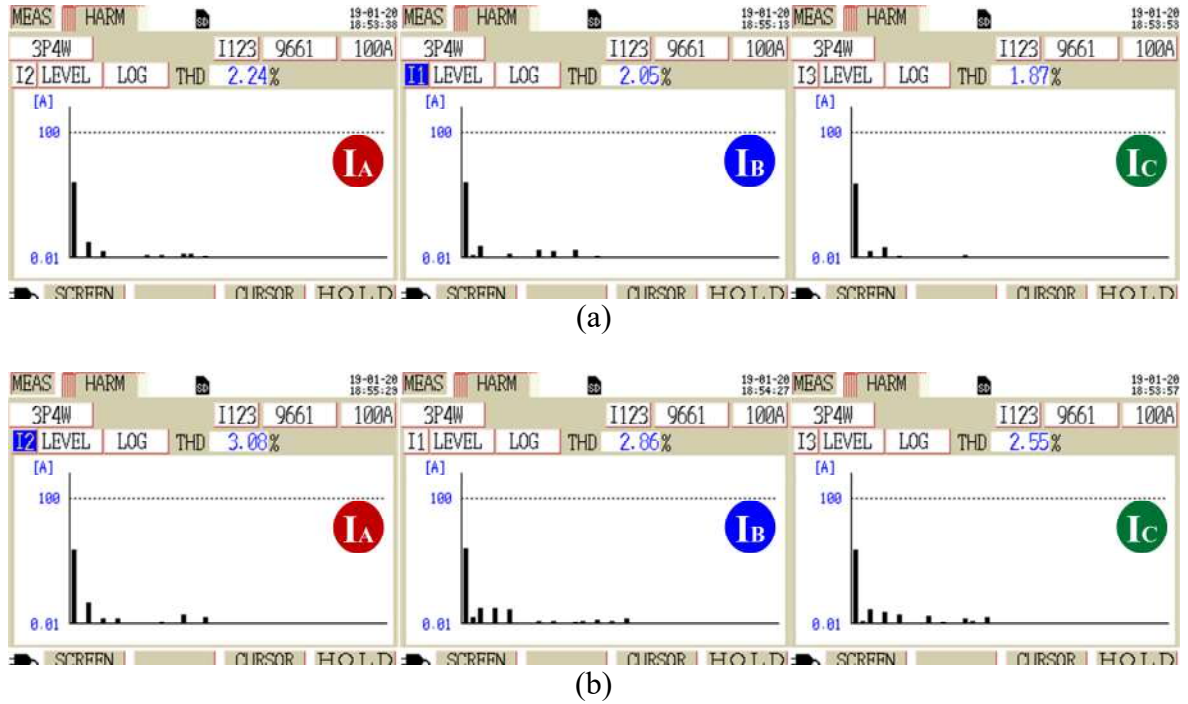
belirlenmiştir. Bu geçiş sürecinin ardından yük grubuna uygulanan gerilimler eski değerine ulaşmıştır. Doğru gerilim kaynağının devreden çıkması, evirici giriş geriliminde değişim oluşturmamıştır. Buna bağlı olarak, yük grubuna uygulanan gerilimde de değişim olmadığı Şekil 5.49'daki sonuçlardan görülmektedir.

Sistem ada durumunda çalıştığından dolayı, yük akımları da gerilimler ile benzerlik göstermektedir. Rüzgâr türbininin devreye girişi esnasında çıkış gerilimlerinde olduğu gibi yük akımlarında da azalma olduğu Şekil 5.50(a)'da görülmektedir. Doğru gerilim kaynağının çıkışı esnasında ise yük gerilimleri gibi yük akımlarının da değişmediği Şekil 5.50(b)'de görülmektedir. Her iki sonuçta da geçiş süreçlerinde kaynak değişiminden dolayı çok kısa süreli sıçramalar görülmektedir. Deneysel çalışmada kullanılan giriş kaynaklarının güç kapasitelerinden dolayı yüksek güçlere çıkılamamıştır. Bu nedenle yük akımlarının etkin değeri faz başına 0,27A'dır. Küçük değerli bu akımların sonuçlarında anahtarlama sinyallerinin etkisi büyük oranda görülmektedir. Bu durum, ölçüm sonuçları üzerindeki sürekli durumdaki sıçramaların temel nedenidir.



Şekil 5.50. Yük grubu akımları, a: Rüzgâr türbininin devreye girişi, b: Doğru gerilim kaynağının devreden çıkışı

Deneysel çalışma boyunca kaydedilen THD sonuçlarından en düşük ve en yüksek değerli olanlar Şekil 5.51'de verilmiştir. THD en az %1.87 seviyesindeyken, en yüksek %3.08 seviyesine yükselmektedir. Diğer deneysel çalışmalara göre daha yüksek THD olması hem akımların küçük değerli olması hem de TGÇÇ durumunda alçaltan-yükselten çalışan pozitif katmanın bozucu akımlarından kaynaklanmaktadır. Bu deneysel çalışmadaki THD sonuçları da IEEE 519-2014 standartlarında belirtilen %8 sınırının altındadır.



Şekil 5.51. Faz akımlarına ait THD sonuçları, a: En düşük THD sonuçları, b: En yüksek THD sonuçları

Yapılan bu deneysel çalışmada elde edilen sonuçlar, önerilen çevirici modeliyle farklı yüklerin beslenebileceğini göstermiştir. Aynı zamanda, çeviricinin tüm çalışma durumlarında yükleri besleyebildiği sonuçlarda görülmüştür. TGÇÇ çalışma durumlarında sorunsuz çalışma için kaynakların tek başına toplam sistem gücünü karşılayabilmesi gerekmektedir. Bu durum olumsuzluk yaratsa da, deneysel çalışma örneğindeki kaynaklardan biri rüzgâr türbini diğeri ise şebeke olarak düşünülebilir. Yapılacak kontrol eklemeleriyle sistem, rüzgâr türbininde üretim olmadığı durumda yalnız şebekeden, düşük miktarda üretim durumunda hem şebeke hem de türbinden, rüzgâr türbininde toplam gücü karşılayacak üretim olması durumunda ise yalnız türbinden besleme yapılabilir.

6. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME

Bu tez çalışmasında, dağıtık üretim sistemleri için iki ayrı çıkışa bağımsız güç akışı sağlayabilen ve iki girişli ya da tek girişli durumlarda bu güç akışını sürdürebilen bir çevirici modeli tasarlanmış ve uygulanmıştır. Girişlerden herhangi birinde üretim olması durumunda çevirici tek giriş iki çıkışlı olarak çalışmaktadır. Diğer kaynakta da üretim olması durumunda ise sistem otomatik olarak durum değiştirmekte ve iki girişli iki çıkışlı çalışmaya geçmektedir. Devreye alınacak giriş kaynağı, çevirici giriş gerilimleri ölçülerek belirlenmektedir. Ölçülen gerilim miktarı belirlenen bir eşik gerilim değerini aştığında ilgili kaynak sisteme dâhil edilmektedir. Böylece kaynak yönetimi sağlanmaktadır. Geliştirilen çevirici modeli iki kaynaklı bir model için olası üç durumda da çıkış yüklerini beslemektedir. Aynı zamanda kaynak durumlarını yöneten algoritma sayesinde, üretimi duran kaynağın bağlantısı kesilerek ilgili çıkışın üretim olan kaynaktan beslenmesini sağlamaktadır. Bu sayede çıkış tarafına iki ayrı noktadan güç akışı sağlanabilmektedir. Geliştirilen çevirici modeli tek giriş çok çıkışlı çalışma ve çok giriş tek çıkışlı çalışma durumlarını tek güç dönüştürücüsü üzerinden gerçekleştirmektedir. Aynı zamanda, model üzerinde bağlantı değişikliği yapılarak iki girişli tek çıkışlı yapı da oluşturulabilmektedir. Sistemde kullanılacak kaynakların tek girişli çalışma durumlarında çıkışa bağlı yükleri tek başına besleyebilecek kapasitede olması gerekmektedir. Aksi durumda, giriş gücü yetersiz kalacağından dolayı gerilim çökmeleri meydana gelecektir. Kesintisiz çalışma için giriş kaynaklarından biri şebeke diğeri ise bir yenilenebilir enerji kaynağı kullanılabilir. Böylece, yenilenebilir enerji kaynağının üretimi arttıkça şebeke devre dışı bırakılabilir. Ters durumda ise yenilenebilir enerji kaynağı devre dışı bırakılarak her iki çıkışın da şebekeden beslenmesi sağlanabilir.

Güç dönüştürücülerinin donanım yetenekleri kadar kontrol yapıları da güç akışı açısından büyük öneme sahiptir. Güç dönüştürücülerinde kullanılan kontrol yapılarında kararlılık, doğruluk ve hassasiyet kriterlerinin yanı sıra donanım yapısına adaptasyonu da oldukça önemlidir. Kullanılacak kontrol algoritmasının, donanım değişiklikleri veya çalışma esnasında meydana gelebilecek değişikliklere karşı doğru tepkiler vermesi gerekmektedir. Aksi hâlde hatalı kontrol süreçleri meydana gelebileceği gibi donanım yapısı üzerinde kalıcı hasarlar da ortaya çıkabilmektedir. Geliştirilen çevirici modelinde kaynak geçişlerinden dolayı ani değişimlerin meydana gelmesi söz konusudur. Dinamik performansı iyi bir

kontrol algoritması kullanılması geçiş durumlarında meydana gelebilecek olumsuzlukları çok büyük oranda azaltmaktadır. Son yıllarda güç dönüştürücülerindeki kullanımı gittikçe yaygınlaşan MPC algoritması dinamik davranış açısından oldukça iyi bir performansa sahiptir. MPC algoritması geliştirilen çevirici modeline uyarlanarak giriş akımlarının kontrolü sağlanmıştır.

Geliştirilen çevirici modeli ve kontrol algoritmalarının davranışlarının incelenmesi için uygulama çalışmaları yapılmıştır. İki giriş kaynağı ile çalışma durumunda her iki giriş kaynağından da güç akışı sağlanabildiği görülmüştür. Ayrıca, bu çalışma durumunda kontrol algoritmasının dinamik performansını test etmek için de deneysel çalışmalar yapılmıştır. Referans değerler değiştirilerek yapılan deneysel çalışmalar, $210\mu s$ ile $270\mu s$ gibi kısa sürelerde akımın iki kat artırıp azaltılabildiğini göstermiştir. Kontrol algoritmasının bu hızlı dinamik davranışına rağmen aşırı artış ya da azalmalar meydana gelmemiştir. Bununla birlikte sabit akım referansında giriş gerilimleri değiştirilerek yapılan deneysel çalışmalarda ortalama akım kontrolünün oldukça başarılı bir şekilde gerçekleştirildiği görülmüştür. Tek giriş kaynağıyla yapılan deneysel çalışmalarda da güç yapısı ve kontrol algoritmasının davranışları incelenmiştir. Deneysel çalışma sonuçları tek giriş kaynağından iki ayrı çıkışa güç akışı sağlanabildiğini göstermiştir. Aynı zamanda, çeviricinin iki katmanının farklı güç değerlerinde ve bağımsız olarak çalıştığı deneysel çalışma sonuçlarında görülmüştür. Tek girişli model için de yapılan referans değişimlerindeki dinamik performans sonuçları, değişimlerin iki girişli yapıda olduğu gibi kısa sürelerde gerçekleştiğini göstermiştir. Geliştirilen çevirici modelinin en önemli özelliklerinden olan kaynak geçişlerinin incelenmesi için de deneysel çalışmalar yapılmıştır. Uygulama modeli üzerinde yapılan deneysel çalışma sonuçları, kaynak geçişlerinin $5ms$ ile $14ms$ arasında değişen bir zamanda gerçekleştiğini göstermiştir.

Geliştirilen çevirici modeli ve kontrol algoritmasına ait deneysel çalışmaların haricinde, kaynak geçişleri ve çalışma durumlarının yükler üzerindeki etkilerini incelemek için de deneysel çalışmalar yapılmıştır. Sistemi gerçek çalışma koşulları altında test etmek için, giriş kaynaklarından biri olarak rüzgâr türbini simülatörü kullanılmıştır. Deneysel çalışmalarda, alternatif gerilimle çalışan yüklerin de beslenebilmesi için çevirici çıkışına, 3 fazlı ve 3 seviyeli nötr kenetlemeli evirici bağlanmıştır. Böylece, geliştirilen çevirici modelinin farklı çalışma durumları ve kaynak geçişlerinin alternatif gerilimle beslenen yükler üzerindeki etkileri de incelenmiştir. Bu donanım modeliyle yapılan deneysel çalışmalarda, giriş

kaynaklarından hem doğru gerilimle çalışan bir yükün beslenebildiği hem de evirici çıkışına bağlı 3 fazlı yük grubunun beslenebildiği görülmüştür. Aynı zamanda, kaynakların devreye girip çıkmalarının incelenmesi için de deneysel çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Rüzgâr türbininin devreye alınması esnasında, alternatif gerilimle beslenen yükler üzerinde dokuz periyotluk bir gerilim düşümü meydana gelirken, doğru gerilimle çalışan yük bu durumdan etkilenmemiştir. Doğru gerilim kaynağının devreden çıkışında ise hem doğru gerilimle hem de alternatif gerilimle beslenen yüklerin bu durumdan etkilenmediği deneysel çalışma sonuçlarında görülmüştür. Yapılan bu deneysel çalışma, evirici ve doğru gerilimle çalışan yükün yalnız bir giriş veya iki girişten birlikte beslenebildiğini göstermiştir.

Geliştirilen çevirici modelinde bağlantı değişikliği yapılarak iki farklı giriş kaynağından tek yük beslenebilmektedir. Bu durumdaki güç akışı ve kontrol sürecinin incelenmesi için çevirici çıkışına yalnız evirici bağlanarak deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Rüzgâr türbini simülatörü ve bir doğru gerilim kaynağı kullanılarak yapılan deneysel çalışmalarda, sabit ve değişken rüzgâr hızlarındaki güç akışı incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, rüzgâr hızına göre çevirici giriş gerilimi değişse de alternatif gerilimle beslenen yüklerin bu durumdan etkilenmediğini göstermiştir. Tüm çalışma durumlarında evirici çıkışındaki güç kalitesi incelenerek standartlara uygunluğu tartışılmıştır. Eviricinin kullanıldığı tüm deneysel çalışmalarda toplam gerilim THD'si %1,37 ile %2,3 arasında değişmiştir. Eviricinin bağımsız çalışma durumundaki toplam akım THD'si %1,78 ile %2,06 arasında iken, değişimlerin en çok olduğu kaynak geçişlerine ait deneysel çalışmada THD %1,87 ile %3,08 arasında değişmiştir. Elde edilen bu sonuçlar, oluşturulan tümleşik sistem çıkışındaki alternatif gerilim ve akım sinyalleri üzerindeki THD'nin IEEE 519-2014 standartlarında belirtilen limitin altında olduğunu göstermektedir.

Bu tez çalışmasında geliştirilen çevirici modelinin kontrol işlemleri sürekli iletim durumları için gerçekleştirilmiştir. Hem çeviricinin sürekli iletim durumunda kalması için hem de deneysel çalışmalarda kullanılan üreteçlerin yapısıyla ilgili kısıtlamalar doğrultusunda sistemin çalışma sınırları Çizelge 6.1'de verilmiştir. Deneysel çalışmalarda farklı yük koşulları altında sistem tepkileri incelendiğinden dolayı giriş gerilimlerinde yüke bağlı değişiklikler yapılmıştır. Deneysel çalışmalarda 15V ile 60V arasında giriş gerilimi aralığı kullanılmıştır. Yüke bağlı olarak bu gerilimin 300V seviyesine kadar yükseltilmesi çevirici donanım bileşenleri üzerinde olumsuz bir etki yaratmayacaktır. Çevirici iki kaynaklı durumda yükselten olarak çalıştığından, giriş gerilimi aralığı aynı zamanda evirici için de

kritik değer göz önünde bulundurularak belirlenmektedir. Evirici çıkışındaki transformatör nedeniyle DA bara geriliminin 195V seviyesinin üzerine çıkmaması gerekmektedir. Yüke uygulanacak gerilim sınırıyla birlikte çeviricinin sürekli iletim durumunda kalması için sınırlılıklar yük direnci ve anahtarlama frekansı ile belirtilmiştir. Anahtarlama frekansı y k direncine bağlı olarak değiştirildiğinde çevirici sürekli iletim durumunda tutulabilir.  evirici çıkışına bağlı yük ve giriş akımının değerine bağlı olarak anahtarlama frekansı 2,5kHz seviyesine kadar azalabilmektedir. Bu azalmaya rağmen çevirici sürekli iletim durumundan çıkmamaktadır. Ancak bu kısıtlamalar çeviricinin uygulama alanını kısıtlayarak dezavantaj oluşturmaktadır. İleride yapılacak çalışmalarda, kontrol yöntemine kesikli iletim durumları için eklemeler yapılması önerilmektedir.

Çizelge 6.1. Sistemin  alışma sınırları

Parametre	Değeri
Giriş gerilimi aralığı (V_1 ve V_2)	15V-60V
Maksimum �ıkış gerilimi	195V
Yük direnci aralığı	10�-100�
Minimum anahtarlama frekansı	2,5kHz

Çeviricinin iki girişli çalışması durumunda çıkış yüklerinin sadece ilgili katmana bağlı girişten beslenebilir olması da güç akışı açısından dezavantaj oluşturmaktadır. Bu durum üzerine de çalışmalar yürütülmesi gelecek çalışmaların bir konusu olarak düşünülmektedir. Kontrol aşamasındaki düşük anahtarlama frekansından dolayı, bobin akımı üzerindeki salınım miktarının fazla olması özellikle güneş panelleri gibi kaynaklarda güç akışı kontrol yapısında verimin düşmesine neden olan bir dezavantajdır. Salınım oranının azaltılması için anahtarlar frekansının artırılması gerekliliği tez içerisinde belirtilmiştir. Bu durumun uygulanması için, model öngörülü kontrol yönteminde uyarlamalar yapılarak anahtarlama sinyali için doluluk oranı üretilmesi de gelecek çalışmaların konusu olarak düşünülmektedir.

Yenilenebilir enerji kaynakları için büyük öneme sahip maksimum güç noktası takibinin de ileride yapılacak çalışmalarla sisteme eklenmesi planlanmaktadır. Bununla birlikte, gerilim seviyesi yüksek giriş kaynakları kullanılarak evirici çıkışındaki transformatörün kaldırılması ve evirici dengesiz yüklenme durumları için de kontrol işlemlerinin yapılması hedeflenmektedir. Evirici tarafına uyarlama çalışmaları yapılarak sistemin şebeke etkileşimli çalıştırılması da diğer bir uygulama önerisidir.

KAYNAKLAR

1. Rehman, Z., Al-Bahadly, I., Mukhopadhyay, S. (2015). Multiinput DC–DC converters in renewable energy applications – An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 41, 521-539.
2. Tong, Y., Jatskevich, J., Davoudi, A., (2015). Topology design of isolated multiport converters for smart DC distribution systems. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2678-2683.
3. Dhople, S. V., Ehlmann, J. L., Davoudi, A., Chapman, P. L. (2010). Multiple-input boost converter to minimize power losses due to partial shading in photovoltaic modules. *Energy Conversion Congress and Exposition*, 2633-2636.
4. Shi, C., Miller, B., Mayaram, K., Fiez, T. (2011). A Multiple-Input Boost Converter for Low-Power Energy Harvesting. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 58(12), 827-831.
5. Davari, M., Ale-Emran, S. M., Yazdanpanahi, H., Gharehpetian, G. B. (2009). Modeling the combination of UPQC and photovoltaic arrays with Multi-Input Single-Output DC-DC converter. *Power Systems Conference and Exposition*, 1-7.
6. Banaei, M. R., Ardi, H., Alizadeh, R., Farakhori, A. (2014). Non-isolated multi-input–single-output DC/DC converter for photovoltaic power generation systems. *IET Power Electronics*, 7(11), 2806-2816.
7. Muntean, N., Gavris, M., Cornea, O. (2011). Dual input hybrid DC-DC converters. *International Conference on Computer as a Tool*, 1-4.
8. Tran, Y., Dujic, D. (2016). A multiport medium voltage isolated DC-DC converter. *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 6983-6988.
9. Çolak İ., Sefa İ., Bayındır R., Demirbaş Ş., Demirtaş M. (2006). Hibrit Enerji Sistemleri İçin Paralel Çalışabilen Boost Konvertör Simülasyonu. *VI. Ulusal Temiz Enerji Sempozyumu*.
10. Akar, F., Tavlasoglu, Y., Ugur, E., Vural, B., Aksoy, I. (2015). A Bidirectional Non-Isolated Multi Input DC-DC Converter for Hybrid Energy Storage Systems in Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65(10), 7944-7955.
11. Nalini, S., Gijipriya, K. (2012). Development of an integrated converter topology for hybrid energy applications, *International Conference on Computing Electronics and Electrical Technologies*, 515-520.
12. Irmak, E., Güler, N. (2017). Application of A Boost Based Multi-Input Single-Output DC/DC Converter. *6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, 955-961.

13. Hosseini, S. H., Saadatizadeh, Z., Heris P. C. (2018). A New Multi-Input Multi-output DC-DC Bidirectional Converter with MPPT Control Applicable for PV, *18th International Conference on Control, Automation and Systems*, 1272-1277.
14. Poshtkouhi, S., Trescases O. (2011). Multi-input single-inductor dc-dc converter for MPPT in parallel-connected photovoltaic applications, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 41-47.
15. Wang, B., Xian L., Kanamarlapudi, V. R. K., Tseng, K. J., Ukil, A., Gooi, H. B. (2017). A Digital Method of Power-Sharing and Cross-Regulation Suppression for Single-Inductor Multiple-Input Multiple-Output DC-DC Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4), 2836-2847.
16. Zhang, Z., Thomsen, O. C., Andersen, M. A. E., Nielsen, H. R. (2012). Dual-input isolated full-bridge boost dc-dc converter based on the distributed transformers, *IET Power Electronics*, 5(7), 1074-1083.
17. Mangu, B., Fernandes B. G. (2014). Multi-input transformer coupled DC-DC converter for PV-wind based stand-alone single-phase power generating system. *Energy Conversion Congress and Exposition*, 5288-5295.
18. Masayuki, S., Matsuo, H., Hirakida, K., Nakkashima, R., Hamaguchi, R., Isizuka, Y., Lin, W. (2011). A novel multi-input DC-DC converter with high power efficiency. *33rd International Telecommunications Energy Conference*, 1-5.
19. Yancey, B. F. (2010). *Performance evaluation of a multi-port dc-dc current source converter for high power applications*, Yüksek Lisans Tezi, Texas A&M University, Houston, 30-34.
20. Hosseini, S. H., Danyali, S., Nejabatkhah, F., Niapoor, S. A. K. H. (2010). Multi-input DC boost converter for grid connected hybrid PV/FC/battery power system. *Electric Power and Energy Conference*, 1-6.
21. Düşmez, S. (2011). *Elektrikli taşıtlarda faydalı frenleme enerjisinin daha iyi kazanımı için bir güç dönüştürücü tasarımı ve uygulaması*. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 21-24.
22. Güler, N., Irmak, E. (2016). Design and Application of a Novel Single Input – Multi Output DC/DC Converter, *5th International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, 1039-1045.
23. Rao, B. U. M., Nagalingachari, K., Ram, L. S. (2015). Closed Loop Control of Single-Input Multiple-Output DC-DC Converter, *International Research Journal of Engineering and Technology*, 2(3), 782-788.
24. Filsoof, K., Lehn, P. W. (2013). Design and control of a bidirectional triangular modular multilevel DC-DC converter, *IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, 1-7.
25. Kondalaiah, J., Rahul, I. (2014). Photovoltaic based high-efficiency single-input multiple-output dc-dc converter. *International Journal of Computer Science and Mobile Computing*, 3(10), 483-496.

26. Ganjavi, A., Ghoreishy, H., Ahmad, A. A. (2018). A Novel Single-Input Dual-Output Three-Level DC–DC Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(10), 8101-8111.
27. Belloni M., Bonizzoni, E., Maloberti, F. (2009). *Analog Circuit Design, Single-Inductor Multiple-Output Dc-Dc Converters*, Dordrecht: Springer, 233-253.
28. Garcia, F.S., Pomilio, J.A., Spiazzi, G. (2013). Modeling and Control Design of the Interleaved Double Dual Boost Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(8), 3283-3290.
29. Hatsuyado, H., Hoshi, N. (2015). Characteristics comparison of interleaved inductor-coupled double dual boost converters. *17th European Conference on Power Electronics and Applications*, 1-9.
30. Danyali, S., Niapour, S. A. K. H., Hosseini, S. H., Gharehpetiand, G. B., Sabahi, M. (2015). New Single-Stage Single-Phase Three-Input DC-AC Boost Converter for Stand-Alone Hybrid PV/FC/UC Systems. *Electric Power Systems Research*, 127, 1-12.
31. Hamid, B., Davoudi, A. (2013). A multiple-input multiple-output DC–DC converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(3), 1464-1479.
32. Umamaheswari, N., Priya, B. M., Sengolan, M. (2014). Multi-input multi-output DC-DC converter with multilevel inverter application. *IEEE National Conference On Emerging Trends In New & Renewable Energy Sources and Energy Management*, 94-101.
33. Wang, B., Zhang, X., Ye, J., Gooi, H. B. (2019). Deadbeat Control for a Single-Inductor Multiple-Input Multiple-Output DC–DC Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(2), 1914-1924.
34. Babaei, E., Abbasi, O. (2016). Structure for multi-input multi-output dc–dc boost converter, *IET Power Electronics*, 9(1), 9-19.
35. Jafari, M., Hunter, G., Zhu, J. G. (2012). A new topology of multi-input multi-output Buck-Boost DC-DC Converter for microgrid applications, *IEEE International Conference on Power and Energy*, 286-291.
36. Khomfoi S., Tolbert L. M. (2007). *Multilevel Power Converters. Power Electronics Handbook (Second Edition)*. Editör: Academic Press, Burlington, 2007.
37. Babaei E., Kangarlu, M. F., Mazgar F. N. (2012). Symmetric and asymmetric multilevel inverter topologies with reduced switching devices, *Electric Power Systems Research*, 86, 122-130.
38. Colak, I., Kabalci, E., Bayindir R. (2011). Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes, *Energy Conversion and Management*, 52(2), 1114-1128.
39. Rani, P.S., Prasadaraao, K., Subbarao, K. (2014). Comparison of symmetrical and asymmetrical multilevel inverter topologies with reduced number of switches, *International Conference on Smart Electric Grid*, 1-5.

40. Babaei, E., Laali, S., Bayat, Z. (2015). A Single-Phase Cascaded Multilevel Inverter Based on a New Basic Unit With Reduced Number of Power Switches, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(2), 922-929.
41. Patrao, I., Figueres, E., González, F., Garcerá G. (2011). Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15(7), 3423-3431.
42. Abraham, B.T., Benny, A. (2014). Asymmetric multilevel hybrid inverter with reduced number of switches, *Annual International Conference on Emerging Research Areas: Magnetics, Machines and Drives*, 1-5.
43. Kakosimos, P., Abu-Rub, H. (2018). Predictive Control of a Grid-Tied Cascaded Full-Bridge NPC Inverter for Reducing High-Frequency Common-Mode Voltage Components, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 14(6), 2385-2394.
44. Amini, J., Viki, A. H., Radan, A., Moallem, M. (2016). A General Active Capacitor Voltage Regulating Method for L-Level M-Cell N-Phase Flying Capacitor Multilevel Inverter With Arbitrary DC Voltage Distribution, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 2659-2668.
45. Shukla, A., Ghosh, A., Joshi, A. (2012). Control of dc capacitor voltages in diode-clamped multilevel inverter using bidirectional buck-boost choppers, *IET Power Electronics*, 5(9), 1723-1732.
46. Mekhilef, S., Khudhur, H.I., Belkamel, H. (2012). DC link capacitor voltage balancing in three level neutral point clamped inverter, *IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, 1-4.
47. Zhang, L., Sun, K., Gu, M., Xu, D., Gu, Y. (2018). A Capacitor Voltage Balancing Control Method for Five-Level Full-Bridge Grid-Tied Inverters Without Split-Capacitor Voltage Sampling, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(4), 2042-2052.
48. Wang, C., Li, Z., Si, X., Xin, H. (2018). Control of neutral-point voltage in three-phase four-wire three-level NPC inverter based on the disassembly of zero level, *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 3(3), 213-222.
49. Hoon Y., Radzi, M. A. M., Hassan, M. K., Mailah, N. F. (2017). Neutral-point voltage deviation control for three-level inverter-based shunt active power filter with fuzzy-based dwell time allocation, *IET Power Electronics*, 10(4), 429-441.
50. Irmak, E., Güler, N. (2018). Model predictive control of grid-tied three level neutral point clamped inverter integrated with a double layer multi-input single output DC/DC converter, *IEEE 12th International Conference on Compatibility Power Electronics and Power Engineering*, 1-6.
51. Sebaaly, F., Vahedi, H., Kanaan, H. Y., Moubayed, N., Al-Haddad, K. (2016). Sliding Mode Fixed Frequency Current Controller Design for Grid-Connected NPC Inverter, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(4), 1397-1405.

52. Bayhan, S., Trabelsi, M., Abu-Rub, H., Malinowski, M. (2017). Finite-Control-Set Model-Predictive Control for a Quasi-Z-Source Four-Leg Inverter Under Unbalanced Load Condition, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4), 2560-2569.
53. Lin, F., Tan, K., Lai, Y., Luo, W. (2018). Intelligent PV Power System with Unbalanced Current Compensation Using CFNN-AMF, *IEEE Transactions on Power Electronics*, (Basım aşamasında).
54. Zainuri, M. M. A. A., Radzi, M. M. A., Soh, A. C., Rahim, N. A. (2014). Development of adaptive perturb and observe-fuzzy control maximum power point tracking for photovoltaic boost dc-dc converter, *IET Renewable Power Generation*, 8(2), 183-194.
55. Pandey, S. K., Patil, S. L., Phadke, S. B. (2018). Regulation of Nonminimum Phase DC–DC Converters Using Integral Sliding Mode Control Combined With a Disturbance Observer, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 65(11), 1649-1653.
56. Errouissi, R., Al-Durra, A., Mueeen, S. M. (2016). A Robust Continuous-Time MPC of a DC–DC Boost Converter Interfaced With a Grid-Connected Photovoltaic System, *IEEE Journal of Photovoltaics*, 6(6), 1619-1629.
57. Rodriguez, J., & Cortes, P. (2012). *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, John Wiley & Sons.
58. Tang, S., Sun, Y., Chen, Y., Zhao, Y., Yang, Y., Szeto, W. (2017). An Enhanced MPPT Method Combining Fractional-Order and Fuzzy Logic Control, *IEEE Journal of Photovoltaics*, 7(2), 640-650.
59. Raj, R. N., Purushothaman, K. V., Singh, N. A. (2017). Adaptive TSK-type neural fuzzy controller for boost DC-DC converter, *2017 IEEE International Conference on Circuits and Systems (ICCS)*, 441-446.
60. Chincholkar, S. H., Jiang, W., Chan, C. (2018). An Improved PWM-Based Sliding-Mode Controller for a DC–DC Cascade Boost Converter, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 65(11), 1639-1643.
61. Pastor, M., Dudrik J. (2014). Comparison of MPC and PI Controller for Grid-Connected Cascade Inverter, *Elektronika IR Elektrotehnika*, 20(6), 46-50.
62. Gan, L. (2014). *Model Predictive Control of Induction Motor Drive with Constraints*, Doktora Tezi, School of Electrical and Computer Engineering Royal Melbourne Institute of Technology, Victoria, Australia.
63. Kim, S., Choi, D., Lee, K., Lee, Y. (2015). Offset-Free Model Predictive Control for the Power Control of Three-Phase AC/DC Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(11), 7114-7126.
64. D'Antona, G., Faranda, R., Hafezi, H., Bugliesi, M. (2015). Experiment on bidirectional single phase converter applying simple model predictive control, *IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, 1019-1024.

65. Pu, L., Yue, W., Wulong, C., Wanjun, L. (2015). Grouping-sorting optimized model predictive control of modular multilevel converter with reduced computational load, *9th International Conference on Power Electronics*, 9-13.
66. Riar, B. S., Geyer, T., Madawala, U. K. (2013). Model Predictive Direct Current Control of Modular Multi-level Converters, *International Conference on Industrial Technology*, 582-587.
67. Riar, B. S., Geyer, T., Madawala, U. K. (2015). Model Predictive Direct Current Control of Modular Multilevel Converters: Modeling, Analysis, and Experimental Evaluation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1), 431-439.
68. Karamanakos, P., Geyer, T., Manias, S. (2014). Direct Voltage Control of DC–DC Boost Converters Using Enumeration-Based Model Predictive Control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(2), 968-978.
69. Hauke, B. (2014). Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage, Texas Instruments, Application Report.
70. Liu, S-L, Liu, J., Zhang, J. (2008). Research on Output Voltage Ripple of Boost DC/DC Converters, *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*, 19-21 March, 2008, Hong Kong.
71. Powerex Power Semiconductor Solutions. VLA502-01 Hybrid IC IGBT Gate Driver + DC/DC Converter, Powerex Inc.
72. LEM Electronics Co. Ltd. (2015). Current Transducer HAS 50 .. 600-S.
73. LEM Electronics Co. Ltd. (2014). Voltage Transducer LV 25-P.
74. Nabae, A., Takahashi, I., Akagi, H. (1981). A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 17(5), 518-523.
75. Komatsu, K., Yatsu, M., Miyashita, S., Okita, S., Nakazawa, H., Igarashi, S., Takahashi, Y., Okuma, Y., Seki, Y., Fujihira, T. (2010). New IGBT modules for advanced neutral-point-clamped 3-level power converters. *International Power Electronics Conference*, 523-527.
76. Özdemir, Ş. (2013). *Yenilenebilir Enerji Kaynakları için Tek Aşamalı Mppt Denetimli Çok Seviyeli Eviricinin Gerçekleştirilmesi*, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 83-86.
77. Said-Romdhane, M.B., Naouar, M.W., Belkhodja, I.S., Monmasson, E. (2017). An Improved LCL Filter Design in Order to Ensure Stability without Damping and Despite Large Grid Impedance Variations, *Energies*, 10(3), 1-19.
78. Güler, N., Irmak, E. (2019). Nötr Kenetlemeli Eviriciler için Çok Giriş – Çok Çıkışlı DA-DA Çevirici Tasarımı ve Kontrolü, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part:C Tasarım ve Teknoloji*, Basım aşamasında.
79. Irmak, E., Güler, N. (2019). A model predictive control based hybrid MPPT method for boost converters, *International Journal of Electronics*, Basım aşamasında.

80. Bulut, E. B., Cengiz, K. (2017). Determination the Effects of Duty Cycle and Switching Frequency on Efficiency of Boost Converter for Fixed Load Applications. *The Eurasia Proceedings of Science, Technology, Engineering & Mathematics*, 1, 69-75.
81. El Khateb, A. H., Rahim, N. A., Selvaraj, J., Williams, B. W. (2015). DC-to-DC Converter With Low Input Current Ripple for Maximum Photovoltaic Power Extraction, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(4), 2246-2256.
82. Wang, B., Xian, L., Kanamarlapudi, V. R. K., Tseng, K. J., Ukil, A., Gooi, H. B. (2017). A Digital Method of Power-Sharing and Cross-Regulation Suppression for Single-Inductor Multiple-Input Multiple-Output DC–DC Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4), 2836-2847.
83. Cheng, L., Acuna, P., Aguilera, R. P., Jiang, J., Wei, S., Fletcher E. J., Lu, D. D. C., (2018). Model Predictive Control for DC–DC Boost Converters With Reduced-Prediction Horizon and Constant Switching Frequency, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(10), 9064-9075.
84. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems (IEEE Std 519-2014). (2014). IEEE 3 Park Avenue New York, USA.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : GÜLER, Naki
 Uyuğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 01.12.1986, Ankara
 Medeni hali : Evli
 e-mail : gulern@gazi.edu.tr



Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Doktora	Gazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği	Devam ediyor
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Eğitimi	2012
Lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Öğretmenliği	2010
Lise	Abidinpaşa Endüstri Meslek Lisesi	2003

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2012-Halen	Gazi Üniversitesi	Öğretim Görevlisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

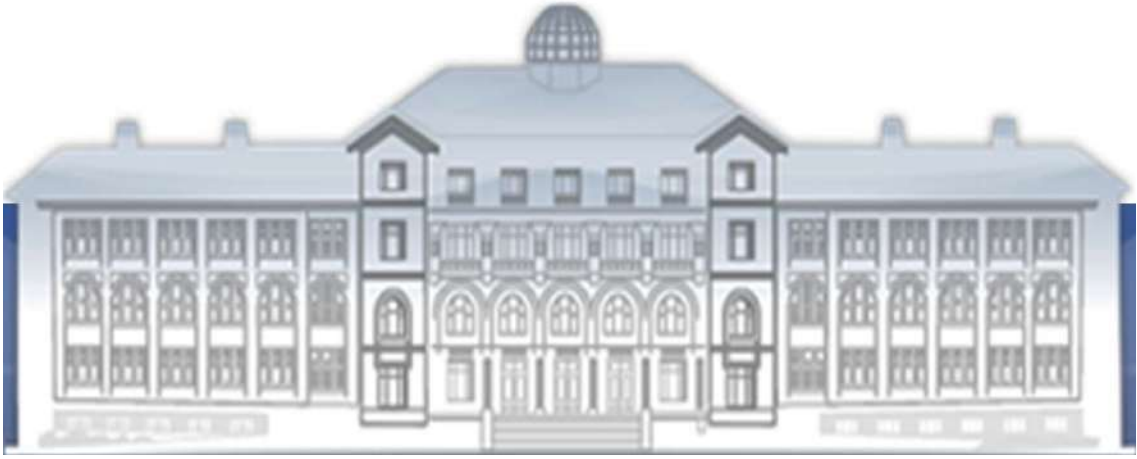
1. Irmak, E., Güler, N. (2019). A model predictive control based hybrid MPPT method for boost converters. *International Journal of Electronics (SCI)*, Basım aşamasında.
2. Güler, N., Irmak, E. (2019). Nötr kenetlemeli eviriciler için çok giriş – çok çıkışlı DA-DA çevirici tasarımı ve kontrolü. *G.Ü. Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji*, Basım aşamasında.
3. Güler, N., Irmak, E. (2017). Design, implementation and verification of computer interactive parallel connection system with load-sharing control for synchronous generators. *Electrical Engineering (Springer) (SCI)*, 99(1), 241-263.

4. Güler, N., Irmak, E., Gör, H., Kurt, E. (2017). An inverter design for a new permanent magnet synchronous generator. *International Journal of Hydrogen Energy (SCI)*, 42(28), 17713-17722.
5. Güler, N., Irmak, E. (2016). Use of dspic in microcontroller based systems and sample application development process. *G.Ü. Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji*, 4(2), 71-82.
6. Guler, N., Demirbas, Ş., Irmak, E. (2015). Design and analyse of a parallel connection model for hybrid energy systems. *Journal of Elektronika ir Elektrotechnika (KTU) (SCI-E)*, 21(2), 44-49.
7. Vadi, S., Güler, N., Bayındır, R. (2014). Endüstriyel alanlarda kullanılan veri iletim tekniklerinin karşılaştırılması. *G.Ü. Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji*, 2(1), 181-188, 2014.
8. Irmak, E., Güler, N. (2013). Application of a high-efficiency voltage regulation system with MPPT algorithm. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems (Elsevier) (SCI-E)*, 44(1), 703-712.
9. Irmak, E., Calpbinici, A., Güler, N. (2012). Design of an energy monitoring system for a medium-scale plant. *Pamukkale University Journal of Engineering Sciences*, 18(2), 123-131.
10. Irmak, E., Güler, N. (2018, 10-12 Nisan). Model predictive control of grid-tied three level neutral point clamped inverter integrated with a double layer multi-input single-output DC/DC converter. *IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering~IEEE CPE-POWERENG'2018*, Qatar.
11. Irmak, E., Güler, N. (2017, 05-08 Kasım). Application of a boost based multi-input single-output DC/DC converter. *6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications~ICRERA'2017*, USA.
12. Irmak, E., Güler, N., Ersan, M. (2017, 21-23 Ekim). Design and simulation of a string inverter and energy monitoring system for solar power systems. *Turkish National Conference on Automatic Control (TOK 2017)*, Türkiye.
13. Irmak, E., Güler, N., Ersan, M. (2016, 20-23 Kasım). PI controlled solar energy supported static excitation system for synchronous generators. *5th International Conference on Renewable Energy Research and Applications~ICRERA'2016*, UK.
14. Güler, N., Irmak, E. (2016, 20-23 Kasım). Design and application of a novel single input – multi output DC/DC converter. *5th International Conference on Renewable Energy Research and Applications~ICRERA'2016*, UK.

15. Bayındır, R., Irmak, E., Issı, F., Güler, N. (2015, 22-25 Kasım). Short circuit fault analysis on microgrid. *4th International Conference on Renewable Energy Research and Applications~ICRERA'2015*, Italy.
16. Irmak, E., Çolak, İ., Güler, N., Hazer, E., Kilisli, H. (2015, 18-22 Ekim). Design of a computer controlled speed control system for wound-rotor induction machines. *37th Int. Telecommunications & Energy Conference~INTELEC'2015*, Japan.
17. Irmak, E., Çolak, İ., Bülbül, H. İ., Güler, N., Calpbinici, A. (2012, 11-14 Kasım). FPGA based parallel connection system of separate voltage sources using cuk converters. *1st International Conference on Renewable Energy Research and Applications~ICRERA'12*, Japan.
18. Colak, İ., Irmak, E., Güler, N., Issı, F., Remote monitoring and reporting the parameters of a hybrid power system via internet. *International Conference & Exhibition on Ecological Devices and Renewable Energies~EVER, 2012*, Monaco.
19. Irmak, E., Çolak, İ., Kaplan, O., Güler, N. (2011, 11-13 Mayıs). Design and application of a novel zero-crossing detector circuit. *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives~POWERENG*, Spain.

Hobiler

Programlama ve Robotik Uygulamalar.



GAZİ GELECEKTİR..