

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARINDA MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL VE AKILLI KARAR
VERİCİ UYGULAMALARI**

DOKTORA TEZİ

Elektrik Yük. Müh. Yahya DANAYİYEN

**HAZİRAN 2021
TRABZON**



KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARINDA MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL VE AKILLI
KARAR VERİCİ UYGULAMALARI**

Elektrik Yüksek Mühendisi Yahya DANAYİYEN

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
DOKTOR (ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ)
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 28 / 04 / 2021

Tezin Savunma Tarihi : 07 / 06 / 2021

Tez Danışmanı : Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ

Trabzon 2021

ÖNSÖZ

“Kesintisiz Güç Kaynaklarında Model Öngörülü Kontrol ve Akıllı Karar Verici Uygulamaları” isimli bu çalışma, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda Doktora Tezi olarak hazırlanmıştır.

Bu tez çalışmasında, bozucu etki gözlemleyicisi geliştirilerek bozucu etki gözlemleyici tabanlı model öngörülü kontrolör tasarlanmış ve bir üç fazlı kesintisiz güç kaynağının çıkış gerilimleri kontrol edilmiştir.

Akademik çalışmalarına başladığım andan itibaren yönlendirmeleri ve destekleri ile yardımlarını benden esirgemeyen danışman hocam Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ’a şükranlarımı sunarım. Ayrıca doktora tezi çalışmalarımda değerli görüş ve katkılarını esirgemeyen Doç. Dr. Mehmet İTİK, Dr. Öğr. Üyesi Fatih Mehmet NUROĞLU ve Prof. Dr. Young IL LEE hocalarıma teşekkür ederim.

Tez çalışmam süresince 2214-A Yurt Dışı Doktora Araştırma Burs Programı kapsamında Güney Kore’deki araştırmalarımada maddi olarak beni destekleyen ve ayrıca 118E942 numaralı proje ile tez çalışmamı maddi olarak destekleyen TÜBİTAK’a teşekkür ederim.

COVID-19 salgın hastalığının dünyanın her yerine yayıldığı ve milyonlarca can kaybının yaşandığı bu süreçte bu çalışma boyunca desteklerini benden esirgemeyen başta annem ve babam olmak üzere tüm aileme teşekkür eder ve çalışmamın insanlığa faydalı olmasını temenni ederim.

Yahya DANAYİYEN

HAZİRAN 2021

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum “Kesintisiz Güç Kaynaklarında Model Öngörülü Kontrol ve Akıllı Karar Verici Uygulamaları” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ’ın sorumluluğunda tamamladığımı, verileri kendim topladığımı, deneyleri ilgili laboratuvarında yaptığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 07/06/2021

Yahya DANAYİYEN

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET	VIII
SUMMARY	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ	X
TABLolar DİZİNİ.....	XIV
SEMBOLLER DİZİNİ	XVI
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş	1
1.2. Kesintisiz Güç Kaynakları	8
1.2.1. Kesintisiz Güç Kaynaklarında Çıkış Gerilimi Performans Kriterleri.....	9
1.2.1.1. Tepe Faktörü	9
1.2.1.2. Gerilim Regülasyonu	10
1.2.1.3. Çıkış Gerilimindeki Toplam Harmonik Bozulmalar (%THD).....	10
1.2.1.4. Gerilim Dengesizliği.....	11
1.2.1.5. Dinamik Cevabı	11
1.3. Üç fazlı İki Seviyeli Kesintisiz Güç Kaynağı Modeli	12
1.3.1.1. Üç Fazlı İki Seviyeli Evirici	12
1.3.1.2. Üç Fazlı LC Filtre Devresi	17
1.3.1.3. Nominal LC Filtre Endüktans ve Kapasite Değerlerinin Belirlenmesi	20
1.3.2. Yük Akımı Bozucu Etki Modeli.....	26

1.3.3.	KGK Ayrık Zaman Modeli Elde Edilişi.....	29
1.3.4.	Model Belirsizlikleri.....	31
1.4.	Model Öngörülü Kontrol	35
1.4.1.	Model Öngörülü Kontrol’de Zaman Gecikmesi.....	40
1.4.2.	CCS-MPC.....	43
1.4.3.	FCS-MPC	43
1.4.3.1.	FCS-MPC’de Amaç Fonksiyonları	44
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR ve BULGULAR.....	49
2.1.	Teorik Çalışmalar	49
2.1.1.	Bozucu Etki Gözlemleyicisi Tasarımı	49
2.1.1.1.	Bozucu Etki Gözlemleyicisi Dinamikleri.....	50
2.1.1.2.	Gözlemleyici Kazanç Matrisinin Elde Edilişi	51
2.1.2.	Bozucu Etki Gözlemleyici Tabanlı CCS-MPC Kontrolör Tasarımı	57
2.1.2.1.	Referans Durumların Hesaplanması	58
2.1.2.2.	Öngörü Modeli.....	61
2.1.2.3.	Öngörü Hatası.....	61
2.1.2.4.	Amaç Fonksiyonu.....	62
2.1.2.5.	P_{cs} Matrisinin Optimal Hesabı.....	62
2.1.2.6.	Optimal Kontrol Girişinin Hesabı	65
2.1.2.7.	Kısıtlamalar ve SVPWM Modülatör	66
2.1.2.8.	CCS-MPC’de Zaman Gecikmesi Kompanzasyonu.....	68
2.1.2.9.	CCS-MPC Kontrol Algoritması Akış Diyagramı.....	69
2.1.3.	Bozucu Etki Gözlemleyici Tabanlı FCS-MPC Kontrolör Tasarımı.....	70
2.1.3.1.	Modülasyon İndeksi Tanımı	71
2.1.3.2.	FCS-MPC’de Zaman Gecikmesi Kompanzasyonu	73
2.1.3.3.	FCS-MPC Kontrol Algoritmasına Ait Akış Şeması.....	74
2.1.3.4.	Yeni Bir Bozucu Etki Gözlemleyici ve FCS-MPC Tasarımı	77

2.2.	Benzetim Çalışmaları ve Bulgular.....	81
2.2.1.	Bozucu Etki Gözlemleyicisinin Performans Testi.....	82
2.2.2.	KGK Çıkış Gerilimi Kontrolü Benzetim Çalışması ve Bulgular	86
2.2.2.1.	CCS-MPC $u_o(k)$ ve $u^*(k)$ Kontrol Girişlerinin Karşılaştırılması	88
2.2.2.1.	CCS-MPC Kontrolörün Diğer Kontrol Yöntemleri ile Karşılaştırılması	89
2.2.2.2.	FCS-MPC ile KGK Çıkış Gerilimi Kontrolü	93
2.3.	DeneySEL Çalışmalar ve Bulgular	97
2.3.1.	Kesintisiz Güç Kaynağı Deney Seti	97
2.3.1.1.	Üç Fazlı Diyotlu Doğrultucu ve Evirici DA Bara Gerilimi.....	97
2.3.1.2.	LC Filtre.....	102
2.3.1.3.	Yük (Omik, Endüktif ve Doğrusal Olmayan Yükler)	106
2.3.1.4.	IGBT Sürücüler	107
2.3.1.5.	IGBT Modüller	111
2.3.1.6.	Ölçüm Devreleri	115
2.3.1.7.	Kontrol Kartı.....	129
2.3.2.	DeneySEL Çalışmalara ait Bulgular	137
2.3.2.1.	Ölçüm Devreleri Test İşlemi	138
2.3.2.2.	PWM Sinyalleri Test İşlemi ve Ölü Zaman Ayarı	139
2.3.2.3.	IGBT modül ve Açık Çevrim Test İşlemi	140
2.3.2.4.	Evirici Devreye Alınmadan Dalga Biçimlerinin İncelenmesi	141
2.3.2.5.	CCS-MPC ile KGK Çıkış Gerilimi Kontrolü.....	144
2.3.2.6.	FCS-MPC ile KGK Çıkış Gerilimi Kontrolü	154
3.	SONUÇLAR, TARTIŞMA ve ÖNERİLER	159
4.	KAYNAKLAR.....	168
5.	EKLER	177
ÖZGEÇMİŞ		

Doktora Tezi

ÖZET

KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARINDA MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL VE AKILLI KARAR VERİCİ UYGULAMALARI

Yahya DANAYİYEN

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. İsmail ALTAŞ
2021, 176 Sayfa, 6 Sayfa Ek

Bu tez çalışmasında, üç fazlı kesintisiz güç kaynağı (KGK) çıkış gerilimi kontrolü amaçlı bozucu etki gözlemleyici tabanlı model öngörülü kontrol yöntemleri kullanılarak kontrol sistemi tasarlanmış, tasarlanan bu kontrolörlerin performansları benzetim ve deneysel ortamda hazırlanan KGK sistem modelinde incelenmiştir. İlk önce bir üç fazlı iki seviyeli KGK modeli ayırık zamanda elde edilmiş ve elde edilen bu model kullanılarak KGK sistemindeki model belirsizlikleri politopik belirsizlikler sınıfı biçiminde modellenmiştir. Yük akımı bozucu etkisi ve model belirsizlikleri birleştirilerek toplu bozucular elde edilmiş ve elde edilen bu toplu bozucular KGK dinamik denklemlerine eklenmiştir. Eklenen bu toplu bozucuları kestirmek için model belirsizlikleri dikkate alınarak bir dayanıklı bozucu etki gözlemleyicisi önerilmiştir. Önerilen bu gözlemleyici tabanlı CCS-MPC (Continuous Control Set Model Predictive Control) ve FCS-MPC (Finite Control Set Model Predictive Control) kontrolörler tasarlanarak KGK çıkış gerilimi kontrol edilmiştir. Kontrol algoritması C programlama dilinde yazılmış ve dll (dynamic link library) fonksiyonu kullanılarak PSIM yazılımı ortamında elde edilen KGK benzetim modeline uygulanmış ve TMS320F28377D mikro denetleyicisi kullanılarak laboratuvar ortamında oluşturulan 6KW gücüne sahip KGK prototipinde gerçek zamanlı deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Model öngörülü kontrol, CCS-MPC, FCS-MPC, Kesintisiz güç kaynağı, dayanıklı kontrol, optimal kontrol, bozucu etki gözlemleyicisi, üç fazlı iki seviyeli evirici, LC filtre

PhD. Thesis

SUMMARY

MODEL PREDICTIVE CONTROL AND SMART DECISION MAKER APPLICATIONS IN UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES

Yahya DANAYİYEN

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical-Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Prof. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ
2021, 176 Pages, 6 Pages Appendix

In this thesis, disturbance observer based model predictive controllers were designed to control the output voltage of a three phase uninterruptible power supply (UPS). The performances of the predictive controllers were evaluated both simulation and experimental model of the designed UPS system. First, a discrete time model of a three phase UPS device was designed, and the model uncertainties were modelled as a polytopic uncertain class using the discrete time of the UPS model. The disturbance effect of the load current and the model uncertainties were combined as lumped disturbances and a robust disturbance observer was proposed to estimate these lumped disturbances. CCS-MPC (Continuous Control Set Model Predictive Control) and FCS-MPC (Finite Control Set Model Predictive Control) controllers were designed based on the proposed disturbance observer and the output voltages of the UPS device were controlled using the proposed controllers. The evaluation results showed that the %THD values obtained with the proposed method were in the range of international standards and it was concluded that the proposed disturbance observer could be used with the model predictive controllers. The control algorithm was written in C language and implemented in simulation model of a UPS in PSIM software using dll (dynamic link library) function. The real time application was carried out in a 6KW laboratory UPS prototype using TMS320F28377D microcontroller.

Key Words: Model predictive control, CCS-MPC, FCS-MPC, Uninterruptible power supply, Robust control, Optimal control, disturbance observer, three phase two level inverter, LC filter

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1. Örnek bir KGK sistemi.....	9
Şekil 2. Üç fazlı kesintisiz güç kaynağı modeli.....	12
Şekil 3. Evirici faz-nötr gerilimleri ve dal gerilimleri	14
Şekil 4. Evirici gerilim vektörlerinin alfa-beta eksen takımında gösterimi.....	17
Şekil 5. Yük akımı bozucu etkisi modeli.....	27
Şekil 6. Politopik belirsizlik sınıfı	33
Şekil 7. Model Öngörülü Kontrol genel ilkesi	38
Şekil 8. Simülasyon ortamında kontrol algoritmasını hesaplanması.....	42
Şekil 9. Gerçek zamanlı uygulamada kontrol algoritmasının uygulanması	42
Şekil 10. İki adım öteye öngörme işlemi	42
Şekil 11. FCS-MPC çalışma ilkesi	45
Şekil 12. Giriş gerilim vektörleri ve SVPWM doğrusal modülasyon aralığı.....	67
Şekil 13. CCS-MPC kontrol sistemi genel blok diyagramı.....	75
Şekil 14. FCS-MPC kontrol sistemine ait genel blok diyagram	75
Şekil 15. CCS-MPC kontrol algoritması akış şeması.....	76
Şekil 16. FCS-MPC kontrol algoritması akış şeması	77
Şekil 17. Özdeğerlerin z-düzleminde gösterimi	84
Şekil 18. Kestirilen bozucuların $\lambda=1.5$ için referans takip performansı.....	85
Şekil 19. Kestirilen bozucuların $\lambda=7$ için referans takip performansı.....	85
Şekil 20. Gerçek modelle öngörü modeli arasındaki hata	86
Şekil 21. PSIM'de oluşturulan KGK benzetim modeli.....	87
Şekil 22. Yükler: (a) doğrusal olmayan yük, (b) endüktif yük, (c) omik yük	87
Şekil 23. $u_o(k)$ ve $u^*(k)$ kontrol girişleri ile omik yük akımının geçiş cevabı.....	88
Şekil 24. $u_o(k)$ ile çıkış gerilimleri ($\eta=2.5$, THD = %2.5, $R = 10\Omega$).....	89
Şekil 25. $u^*(k)$ ile çıkış gerilimleri ($\eta=2.5$, THD = %1, $R = 10\Omega$).....	89
Şekil 26. Doğrusal olmayan yük altında üç farklı kontrol yönteminin geçiş cevabı.....	93
Şekil 27. Yük değişimi altında FCS-MPC geçiş performansı	94

Şekil 28. Farklı örnekleme frekanslarında Gözlemleyici-I	95
Şekil 29. Gözlemleyici-I ve Gözlemleyici- II (10kHz)	96
Şekil 30. Gözlemleyici-II tabanlı FCS-MPC (30 kHz)	96
Şekil 31. Kesintisiz güç kaynağı deney düzeneği blok şeması.....	97
Şekil 32. Üç fazlı tam dalga diyotlu doğrultucu yapısı	100
Şekil 33. Doğrultucu, DA kondansatör ve deşarj dirençleri bağlantısı	101
Şekil 34. Evirici devrede değilken DA bara gerilimi dalgalanmaları.....	101
Şekil 35. Evirici devrede ilen DA bara gerilimi dalgalanmaları	102
Şekil 36. LC filtre endüktörü (400V/1,3mH)	105
Şekil 37. LC filtre kondansatörü (450V).....	105
Şekil 38. Üç fazlı direnç yükü bağlantısı.....	106
Şekil 39. Üç fazlı endüktif yük bağlantı şekli	106
Şekil 40. Doğrusal olmayan yük bağlantı şekli	107
Şekil 41. SKM22BR IGBT sürücü devresi	108
Şekil 42. IGBT kapı sürme devresi	109
Şekil 43. Ölü zaman	109
Şekil 44. SKHI22BR IGBT sürücü	111
Şekil 45. SEMİKRON SKM200GB IGBT modül	112
Şekil 46. IGBT modüle ait bağlantı noktaları.....	113
Şekil 47. IGBT modüllerin DA baraya bağlantı şekli	113
Şekil 48. IGBT modül bara bağlantısı	114
Şekil 49. SKHI22BR çıkışı ile SKM200GB IGBT modül bağlantısı	114
Şekil 50. Gerilim ölçme devresi	118
Şekil 51. Gerilim ölçme devresi bağlantıları	118
Şekil 52. Akım ölçme devresi.....	120
Şekil 53. Akım ölçüm devresi bağlantıları	121
Şekil 54. LF210-S sarım oranı değişimi.....	121
Şekil 55. AMCQ1 pin bağlantıları ve giriş-çıkış sinyalleri	123
Şekil 56. AMC120Q1 pin giriş çıkışları.....	123
Şekil 57. Gerilim sensörü ve AMC1200Q1 bağlantısı	125
Şekil 58. Akım sensörü ve AMC1200Q1 bağlantısı	125
Şekil 59. LV25-P ve AMC1200Q1 giriş çıkış sinyalleri.....	126
Şekil 60. LF-210S ve AMC1200Q1 giriş çıkış sinyalleri	127

Şekil 61. OPA4192 ve AMC1200Q1 bağlantı şekli.....	130
Şekil 62. AMC1200Q1 girişi (a), çıkışı (b) ve OPA4192 girişi (b), OPA4192 çıkışı (c) .	130
Şekil 63. OPA4192 ve ADC bağlantısı	131
Şekil 64. ADC diferansiyel girişleri	132
Şekil 65. ADC tek taraflı sinyal girişi	133
Şekil 66. CAN haberleşme protokolü ve veri iletimi	136
Şekil 67. PCAN USB CAN haberleşme cihazı	136
Şekil 68. Akım ölçüm devresi test işlemi (AMC1200Q1 çıkışı).....	139
Şekil 69. PWM sinyalleri ölü zaman ayarı	140
Şekil 70. Faz-faz gerilimleri	141
Şekil 71. Denetleyici olmadan omik yük gerilimleri.....	142
Şekil 72. LF210-S akım sensörü devresi çıkışında ölçülen gerilim	142
Şekil 73. Gerilim THD bilgileri, gerilim harmonikleri (a), %THD (b).....	143
Şekil 74. Doğrusal olmayan yük altına LC filtre çıkış gerilimleri	143
Şekil 75. Doğrusal olmayan yük altına LC filtre faz akımı.....	144
Şekil 76. Doğrusal olmayan yük altına gerilim harmonikleri (a) ve %THD (b)	144
Şekil 77. $u_o(k)$ ve $u^*(k)$ kontrol girişleri ile omik yük akımın geçiş cevabı.....	145
Şekil 78. Yüksüz durumdan yüklü ($R = 10 \Omega$) duruma geçiş performansı	148
Şekil 79. Omik yük altında üç fazlı gerilimlerin CCS-MPC ile sürekli hal davranışı	148
Şekil 80. Doğrusal olmayan yük altında CCS-MPC'nin sürekli hal davranışı	149
Şekil 81. Doğrusal olmayan yük devreye alındığı anda CCS-MPC geçiş cevabı	149
Şekil 82. Endüktif yük altında üç farklı kontrolörün geçiş cevabı	150
Şekil 83. Doğrusal olmayan yük altında CCS-MPC, DK-BEG ve DK-LUG ile d-ekseni çıkış gerilimi geçiş cevabı davranışı	150
Şekil 84. Farklı filtre parametreleri ile iki kontrolörün karşılaştırılması.....	151
Şekil 85. CCS-MPC ile (a) KGK çıkış gerilimi THD'si, (b) akım ve gerilim dalga biçimi ($Cf = 33\mu F$)	152
Şekil 86. Doğrusal olmayan yük altında CCS-MPC ile KGK çıkış gerilimi performansı (a) ve yük akımı, çıkış gerilimi dalga biçimi (b)	152
Şekil 87. BEG-FCS-MPC ile KGK çıkış gerilimi performansı, $\eta=7$ için (a) doğrusal yük altında, (c) doğrusal olmayan yük altında ve $\eta=7.5$ için (b) doğrusal yük altında, (d) doğrusal olmayan yük altında	156
Şekil 88. KGK çıkış gerilimi ve bir faza ait akım (a) doğrusal yük altında, (b) doğrusal olmayan yük altında	156
Şekil 89. BEG-FCS-MPC ile doğrusal yük altında çıkış gerilimleri dalga biçimleri	157

Şekil 90. FCS-MPC yük değişimi cevabı (HMC8015 Güç Analizörü)	157
Şekil 91. CAN haberleşme ile alınan veri (PEAKCANView, 10kHz)	158
Şekil 92. FCS-MPC ile Doğrusal olmayan yük altında KGK çıkış gerilimleri.....	158



TABLolar DİZİNİ

Sayfa No

Tablo 1. Üç fazlı gerilim vektörleri ve iki seviyeli evirici anahtarlama durumları	13
Tablo 2. Politopik belirsizlik sınıfı matris çiftleri	34
Tablo 3. Güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılan bazı amaç fonksiyonalar	47
Tablo 4. Nominal sistem parametreleri	82
Tablo 5. Omik yük altında CCS-MPC, DK-BEG ve DK-LUG ile elde edilen çıkış gerilimi THD değerleri	91
Tablo 6. Doğrusal olmayan yük altında CCS-MPC, DK-BEG ve DK-LUG ile elde edilen çıkış gerilimi THD değerleri	91
Tablo 7. η 'nın küçük değerleri için %THD sonuçları	92
Tablo 8. DBEG tabanlı FCS-MPC ile elde edilen gerilim %THD değerleri	94
Tablo 9. Filtre endüktans ve kapasitesinin farklı değerlerine karşılık kesim frekansı, reaktif güç ve çıkış empedansı değişimi	103
Tablo 10. Farklı yük akımı ve çıkış gerilimi altında filtre oranı değişimi	104
Tablo 11. SKHI22BR sürücüsüne ait bazı katalog bilgileri	108
Tablo 12. Sürücü giriş/çıkış pin açıklamaları	111
Tablo 13. IGBT Modül bağlantı uçları	115
Tablo 14. LV25-P gerilim sensörü verileri	117
Tablo 15. LF-210S akım sensörü katalog değerleri	120
Tablo 16. AMC1200Q1 Pin açıklamaları	123
Tablo 17. AMC1200Q1 katalog bilgileri	124
Tablo 18. TMS320F28377D mikroişlemciye ait bazı özellikler	133
Tablo 19. 16 Bit mod için ADC dönüşüm formülleri	134
Tablo 20. Omik yük altında çıkış gerilimi THD değerleri	146
Tablo 21. Endüktif yük altında çıkış gerilimi THD değerleri	146
Tablo 22. Doğrusal olmayan yük altında çıkış gerilimi THD değerleri	146
Tablo 23. Doğrusal olmayan yük altında farklı filtre parametre değerleri için çıkış gerilimi THD değerleri	147
Tablo 24. Farklı DA bara ve KGK referans çıkış gerilimlerinde %THD değişimi	153

Tablo 25. Sabit DA bara gerilimi altında farklı referans çıkış gerilimleri ile elde edilen %THD değerleri	154
Tablo 26. Sabi referans çıkış gerilimi altında farklı DA bara gerilimi ile elde edilen %THD değerleri	154
Tablo 27. Uygulamada kullanılan cihazlar ve tasarlanan cihaza ait katalog bilgileri	165
Tablo 28. Tez çalışmasında kullanılan bilgisayar yazılımları	167



SEMBOLLER DİZİNİ

AA	: Alternatif akım
A_c	: Sürekli zaman nominal sistem durum matrisi
A_n	: Ayırık zaman nominal sistem durum matrisi
$\hat{A}$	: Ayırık zaman gerçek sistem durum matrisi
B_c	: Sürekli zaman nominal sistem kontrol matrisi
B_n	: Ayırık zaman nominal sistem kontrol matrisi
$\hat{B}$	: Ayırık zaman gerçek sistem kontrol matrisi
CCS	: Continuous Control Set
C_f	: Filtre kondansatörü
DA	: Doğru akım
d	: Gerçek sistem yük akımı bozucu etkisi
d_L	: Gerçek sisteme ait toplu bozucu vektörü
$\hat{d}_L$	: Kestirilen toplu bozucu vektörü
d_{oL}	: Sürekli haldeki toplu bozucu vektörü
DBEG	: Dayanıklı bozucu etki gözlemleyicisi
DSP	: Digital Signal Processor
DME	: Doğrusal matris eşitsizlikleri
f_{cut}	: Kesim frekansı
FCS	: Finite Control Set
g	: Amaç fonksiyonu
i_{fd}^*	: Referans d ekseni filtre akımı

i_{fq}^*	: Referans q ekseni filtre akımı
i_{fd}	: Ölçülen d ekseni filtre akımı
i_{fq}	: Ölçülen q ekseni filtre akımı
i_o	: ölçülen yük akımı
J	: Amaç fonksiyonu
J_{sel}	: Seçilen amaç fonksiyonu
k	: ayrık zaman indisi
K_{tr}	: Clarke dönüşüm matrisi
KGK	: Kesintisiz Güç Kaynağı
L_f	: Filtre endüktansı
L	: Dayanıklı bozucu etki gözlemleyici matrisi
L_n	: Ayrık zaman bozucu etki gözlemleyici matrisi
MÖK	: Model Öngörülü Kontrol
MPC	: Model Predictive Control
N_c	: Kontrol ufku
N_p	: Öngörü ufku
n_p	: Belirsizlik içeren toplam parametre sayısı
p	: Sistem kutupları
p_b	: toplam belirsiz matris çifti sayısını
P_{cs}	: Pozitif tanımlı simetrik CCS-MPC amaç fonksiyonu ağırlık matrisi
P_{fs}	: Pozitif tanımlı simetrik FCS-MPC amaç fonksiyonu ağırlık matrisi
P_{obv}	: Pozitif tanımlı simetrik gözlemleyici matrisi
R	: Yük direnci

r	: CCS-MPC amaç fonksiyonu kontrol işareti tasarım parametresi
$\bar{R}$	: CCS-MPC amaç fonksiyonu kontrol işareti tasarım matrisi
t	: Sürekli zaman indisi
TF	: Tepe faktörü
THD	: Toplam harmonik bozulma
T_s	: Örnekleme zamanı
u	: Kontrol işareti
u^*	: Referans kontrol işareti
u_o	: Sürekli hal kontrol işareti
u_{uc}^*	: Optimal kontrol işareti
U_h	: Anahtarlama fonksiyonu
V_d	: Ölçülen d eksen çıkış gerilimi
V_d^*	: Referans d eksen çıkış gerilimi
V_q	: Ölçülen q eksen çıkış gerilimi
V_q^*	: Referans q eksen çıkış gerilimi
V_{dc}	: Doğru gerilim
VR	: Gerilim regülasyonu
V_{unb}	: Gerilim dengesi
W_c	: Sürekli zaman nominal bozucu etki matrisi
W_n	: Ayrık zaman nominal bozucu etki matrisi
x	: Ölçülen sistem durum değişken vektörü
x^*	: Referans sistem durum değişken vektörü
x_{sel}	: Seçilen sistem durum değişken vektörü

ε	: Oturma zamanı
μ	: Modülasyon indeksi
η	: Belirsizlik normu
$\mathcal{P}$	: Politopik belirsizlik sınıfı
ω	: Açısal frekans
$\mathbb{R}$	: Reel sayılar
$\mathbb{Z}^+$	: Pozitif tam sayılar



1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Kesintisiz güç kaynakları (KGK) askeri radar ve güvenlik sistemleri, hastane, bankacılık, araştırma laboratuvarları vb. gibi sistemlerde kritik öneme sahip cihazlara (yüklerle) kesintisiz, kaliteli ve güvenilir enerji sağlar. Bu enerjinin kalitesi KGK çıkış geriliminin istenen değerde olması, geçiş performansı, tepe faktörü, gerilim dengesi ve içerdiği THD (toplam harmonik bozulma) oranı gibi kriterlerle ölçülür (Emadi vd., 2017; IEC 2011; IEEE, 1996). Bu çıkış geriliminin yükün gereksinimini karşılayacak seviyede, düşük harmonikli ve enerji kesintilerinde veya yük değişimleri karşısında yüksek geçiş performansına sahip olması istenir. İstenen seviyede ve düşük harmonikli bir çıkış gerilimi elde etmek için ise KGK çıkış gerilimi kontrol edilir (Mattavelli, 2005). Kontrol işlemini gerçekleştirmek için KGK sistemine ait bir matematiksel modelden yararlanılır. Uygun bir kontrolör tasarlayabilmek için bu model yüksek doğrulukta ve gerçek sisteme yakın olmalıdır. Bu yakınlığı elde edebilmek için gerçek sistemde oluşabilecek parametre belirsizlikleri ve modelleme hatalarından oluşan model belirsizlikleri ve yük akımından kaynaklanan bozucu etkiler kestirilerek KGK matematiksel modeline eklenmeli ve kontrolör tasarımında kullanılmalıdır. KGK matematiksel modeli ise yapısındaki evirici ve evirici çıkışındaki endüktör-kondansatör filtresi (LC filtre) kullanılarak elde edilir. Elde edilen bu matematiksel model kullanılarak literatürde KGK çıkış gerilimi kontrol amaçlı, model belirsizlikleri ve yük akımından kaynaklanan bozucu etkilerin dikkate alındığı gelişmiş kontrol yöntemlerini içeren çalışmalar yapılmıştır. Bunlar arasında dead-beat kontrol (Kawamura vd.,1988; Mattavelli, 2005), tekrarlamalı kontrol (Escobar vd., 2007; K. Zhang vd., 2003), dayanıklı kontrol (Ito ve Kawauchi, 1995; Lim vd., 2014; Valderrama vd., 2003; Willmann vd., 2007), model öngörülü kontrol yöntemleri önemli yere sahiptir. Dead-beat kontrol yöntemi, tek fazlı bir KGK'de yük akımı bozucu etkisi ve model belirsizliklerini kompanze etmek amacıyla tasarlanan durum ve bozucu etki gözlemleyicileri ile birlikte başarıyla kullanılmıştır (Mattavelli, 2005). Yük akımı Luenberger tip durum gözlemleyicisi ile kestirilmiş, model belirsizlikleri ise bir bozucu etki gözlemleyicisi ile kompanze edilmiştir. 15 kHz anahtarlama frekansı ve 30 kHz örnekleme frekansı ile gerçek zamanlı çalışma yapılarak önerilen kontrol sisteminin uygulanabilirliği gösterilmiştir. Tek fazlı bir KGK'de, en az kareler yöntemi ile parametre kestirimi yapılarak sistemdeki belirsizliklerin

kompanze edildiği ve dead-beat kontrol yöntemi ile çıkış geriliminin kontrol edildiği çalışmada (Kawamura vd., 1988) belirsizliklere ayrıca beyaz gürültü eklenmiş ve kontrol sistemi doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında test edilmiştir. Ancak dead-beat kontrol yönteminin yüksek örnekleme frekansına gereksinim duyması ve parametre değişimlerine karşı aşırı duyarlı olması ek yöntemlerle birlikte kullanılmasına sebep olur. Buda kontrol sistemini karmaşıktır ve gerçek zamanlı uygulamada mikroişlemci hesap yükünü artırır. Tekrarlamalı kontrol yöntemi, yük akımı gibi periyodik bozucu etkilerin varlığında istenilen performansı sağlayabilir (Escobar vd., 2007; K. Zhang vd., 2003). Escobar vd. (2007) üç fazlı bir KGK'de çıkış gerilimindeki harmonikleri azaltmak ve gerilimdeki dengesizlikleri kompanze etmek için tekrarlamalı kontrol yöntemi kullanmış, 12 kHz anahtarlama ve örnekleme frekansı kullanarak dSpace kontrol kartı ile gerçek zamanlı uygulama yapmışlardır. Yapılan bu çalışmada yük akımı bozucu etkisine karşı çıkış gerilimi kontrol edilmiş ve sinüzoidal bir çıkış gerilimi elde edilmeye çalışılmıştır. K. Zhang vd. (2003) ise tekrarlamalı kontrol yöntemini tek fazlı bir KGK'ye uygulamış ve parametre değişimlerini dikkate alarak KGK çıkış gerilimini kontrol etmişlerdir. DSP TMS320F240 mikroişlemcisi ile gerçek zamanlı uygulama yapılmış ve doğrultuculu doğrusal olmayan bir yük altında çıkış gerilim THD'si incelenmiştir. Escobar vd. (2007) ve K. Zhang vd. (2003) tekrarlamalı kontrol yöntemi ile KGK çıkış gerilimini kontrol ederek düşük harmonikli çıkış gerilimi ve hızlı cevap süresine sahip bir kontrol sistemi tasarlamışlardır. Buna rağmen bu kontrol yönteminin tasarımı, sistemin iç modeline dayalı olması ve bu iç modelin yüksek doğrulukta elde edilmesini gerektirir. Ayrıca bu yöntem büyük parametre değişimleri ve zaman gecikmesi karşısında etkisizdir. Bu tür problemlerle başa çıkmak için dayanıklı kontrol yöntemleri tekrarlamalı kontrol ile birlikte kullanılır (Ito ve Kawauchi, 1995). Ancak bu durumda ortaya çıkan kontrol sistemi gerçek zamanlı uygulamada hesaplama yükünü artırır ve kontrol sisteminin performansı düşer. Valderrama vd. (2003) doğrusal olmayan ve dengesiz yük karşısında üç fazlı bir KGK'de tam sinüzoidal ve dengeli bir çıkış gerilimi elde etme amaçlı yutucu (dissipativity) ve uyarlamalı kontrol yöntemlerinden oluşan bir kontrol sistemi tasarlamıştır. Tasarlanan bu kontrol sisteminde parametre belirsizlikleri ve yük akımı frekans domeninde tanımlanarak kompanze edilmiştir. DSP tabanlı bir mikroişlemciyle gerçek zamanlı uygulama yapılmış ancak dengeli bir çıkış gerilimi elde edilmesine rağmen istenilen seviyede çıkış gerilimi THD değeri elde edilememiştir. Ayrıca önerilen kontrol sisteminin KGK filtre parametrelerine yüksek oranda bağlı olması, yöntemin büyük parametre değişimleri karşısında düşük performans göstermesine sebep olur ve bu da sürekli

halde ofset hatasını ortaya çıkarır. Büyük parametre belirsizliklerine karşı daha dayanıklı bir kontrol sistemi tasarlamak için KGK sistemindeki model belirsizlikleri politopik belirsizlikler sınıfı biçiminde tanımlanabilir (Lim vd., 2014). Politopik sınıfta tanımlanan belirsizlikler, KGK sisteminde belirli sayıda belirsiz matrisler oluşturur ve bu matrisler dikkate alınarak çıkış gerilimi kontrolü amaçlı dayanıklı kontrolör tasarlanabilir. Lim vd. (2014) politopik belirsizlikler sınıfı kullanılarak dayanıklı kontrolör tasarlamış ve bu kontrolörün optimal kazanç matrisleri doğrusal matris eşitsizlikleri (DME) yöntemi ile çevrim dışı olarak hesaplamışlardır. Bu çalışmada yük akımı bozucu etkisini ortadan kaldırmak için bir Luenberger tip durum gözlemleyicisi tasarlanmış ve elde edilen kontrol sistemi 10kHz anahtarlama frekansı ve 10kHz örnekleme frekansında DSP TMS320F28335 mikroişlemcisi ile gerçek zamanlı gösterilmiştir. Doğrusal olmayan yük altında %4 gibi bir THD elde edilmiştir. Küçük parametre değişimlerine karşı dayanıklı bir davranış elde edilmesine rağmen büyük parametre değişimlerine karşı kontrolörün dayanıklılığı test edilmemiştir. Willmann vd. (2007) h-sonsuz dayanıklı kontrol yöntemi kullanılarak KGK çıkış gerilimini kontrol etmişlerdir. Bu çalışmada yine DME yöntemi ile kontrolör kazanç matrisleri hesaplanmıştır. Tasarlanan kontrol sistemi 20 kHz anahtarlama frekansında PCI-DAS1200 kontrol kartı kullanılarak gerçek zamanlı KGK sistemine uygulanmıştır. Doğrusal olmayan yük altında istenilen etkin değerde çıkış gerilimi elde edilmesine rağmen çıkış gerilimi THD oranı %12 hesaplanmıştır.

Son zamanlarda gelişen hızlı mikroişlemci teknolojisi, Model Öngörülü Kontrol (MÖK)'ün güç elektroniği dönüştürücülerindeki uygulamalarını arttırmıştır. Güç elektroniği dönüştürücülerindeki kısıtlamaların sistematik bir şekilde öngörülü kontrolör tasarımına eklenebilmesi, MÖK'ün hızlı cevap süresi ve düşük ofset hatası gibi önemli avantajları (Camacho ve Bordons, 2004; Kwon ve Han, 2005; Maciejowski, 2002; Rossiter, 2003) güç elektroniği uygulamalarında MÖK'ün kullanımını yaygınlaştırmıştır (Geyer, 2016; Rodríguez ve Cortés, 2012; L. Wang vd., 2014). Bu uygulamalarda MÖK genel olarak modülatör içermeyen öngörülü kontrol yöntemi FCS-MPC (Finite Control Set-Model Predictive Control) (Aguilera vd., 2013; Aguilera ve Quevedo, 2011b, 2011a; Aguirre vd., 2018; Ahmed vd., 2017; Bozorgi vd., 2018; P. Cortes vd., 2008, 2009; Patricio Cortes vd., 2009, 2008, 2012; Danayiyen, Altaş, vd., 2019; Dragicevic, 2018a, 2018b; Dragicevic ve Novak, 2019; Dragicevic vd., 2020; Geyer, 2011; Geyer ve Quevedo, 2014; Jiefeng Hu vd., 2013; Lezana vd., 2009; Majmunovic vd., 2020; Narimani vd., 2015; Nguyen vd., 2018, 2019; Norambuena vd., 2019; Novak vd., 2019; Ramirez vd., 2019; Rodriguez vd., 2009,

2013; Rojas vd., 2013; Tarisciotti vd., 2015; Vargas vd., 2007; Villarroel vd., 2013; Vyncke vd., 2011; J. Wang vd., 2017; Young vd., 2016; Zanchetta, 2011; Z. Zhang vd., 2018; Zheng vd., 2020; Zhou vd., 2016), ve modölatör içeren öngörölü kontrol yöntemi CCS-MPC (Continuous Control Set-Model Predictive Control) (Adel ve Abdelkader, 2016; Chunhacha ve Benjanarasuth, 2011; Danayiyen, Lee, vd., 2019; Faroni vd., 2017; Garriga ve Soroush, 2008; Gu vd., 2020; Hu vd., 2014; S.-K. Kim, Choi, vd., 2015; S.-K. Kim, Park, vd., 2015; Manxin Chen vd., 2016; Mariéthoz ve Morari, 2009; Quevedo vd., 2004; Sachs ve Sawodny, 2016; Silva ve Yuz, 2010; Waschl vd., 2015; Xia vd., 2012, 2010; Ye vd., 2019; X. Zhang vd., 2017; Y. Zhang vd., 2016) olmak üzere ikiye ayrılır. Her iki yöntemde ölçülen sistem durumları sisteme ait bir matematiksel modelde (Villarroel vd., 2013) değerlendirilerek sistem durumlarının öngörme işlemi yapılır (gelecekteki değerleri hesaplanır) ve amaç fonksiyonu kullanılarak en uygun anahtarlama durumu seçilir. Ancak, bu kontrol yöntemlerinin en önemli dezavantajı, parametre belirsizlikleri ve bozucu etkilerin sebep olduğu öngörü hatasından kaynaklanan sürekli hal hatasının oluşmasıdır. Bu hatayı azaltmak için Luenberger tip gözlemleyici (Luenberger, 1964), Kalaman filtresi (Chui ve Chen, 2007) ve çeşitli bozucu etki gözlemleyiciler (Li vd., 2014) tasarlanarak öngörölü kontrol yöntemleri ile kullanılır.

P. Cortes vd. (2009) Luenberger tip bir durum gözlemleyicisi tabanlı FCS-MPC yöntemini üç fazlı bir KGK'ye uygulamıştır. Yapılan bu çalışmada sistemdeki parametre belirsizlikleri dikkate alınmamış ve bu yüzden çıkış geriliminde yüksek THD elde edilmiştir. Young vd. (2016) üç fazlı iki seviyeli bir dönüştürücüde parametre değişimlerinden kaynaklanan belirsizlikleri sistemin öngörü modeline ekleyerek akım kontrolü yapmışlardır. Bu çalışmada direnç ve endüktördeki belirsizlik doğrudan akım denklemlerine eklenmiş, 20 kHz örnekleme frekansında dSPACE 1103 kontrol kartı kullanılarak gerçek zamanlı uygulama yapılmıştır. Parametrelerdeki değişimlere karşı hızlı bir geçiş süresi elde edilmesine rağmen sürekli hal hatası ortadan kaldırılamamıştır. Üç fazlı bir eviricide zaman gecikmesi, parametre belirsizlikleri ve yük akımının bozucu etkisinin dikkate alındığı ve dayanıklı bir bozucu etki gözlemleyici tasarlanarak FCS-MPC ile birlikte kullanıldığı bir çalışma J. Wang vd. (2017) tarafından yapılmış ve asenkron motora uygulanmıştır. Sürekli zamanda tasarlanan bu gözlemleyicide kazanç matrisi Lyapunov yöntemi ile elde edilmiş ancak optimal kazanç matrisinin nasıl elde edildiği açıklanmamıştır. Gözlemleyicinin sürekli zamanda tasarlanmış olması, gerçek zamanlı uygulama için ayrıklaştırma işleminden kaynaklanan modelleme belirsizliklerini ortaya çıkarmış bu da evirici çıkış akımında

dalgalanmalara sebep olmuştur. Ahmed vd. (2017) üç fazlı evirici matematiksel modeline bir integratör ekleyerek FCS-MPC kontrolör tasarlamış ve asenkron motorda tork kontrol amaçlı kullanmışlardır. Karesel bir amaç fonksiyonunun kullanıldığı bu çalışmada amaç fonksiyonunun optimal ağırlık matrisi DME yöntemi ile belirlenmiştir. Çıkıştaki dalgalanmaları azaltmak için ise bir modülasyon indeksi tanımlanmış ve zaman gecikmesini kompanze etmek için iki adım öteye öngörme yöntemi kullanılmıştır. 10 kHz örnekleme frekansında DSP TMS320F28335 mikroişlemcisi kullanılarak 5.5 kW'lık bir eviricide gerçek zamanlı uygulama yapılmıştır. Yapılan bu çalışmada sistem parametrelerindeki belirsizlikler dikkate alınmayışı sürekli hal hatasını ortadan kaldırmamış, amaç fonksiyonuna integratör eklenmesi ise gerçek zamanlı uygulamada mikroişlemci hesap yükünü arttırmıştır. Sürekli zamanlı bir bozucu etki gözlemleyicinin ayrık zamanda yeniden tasarlandığı, gözlemleyici kazanç matrislerinin optimal hesabı için bir DME matrisinin önerildiği ve FCS-MPC ile birlikte kullanılarak KGK çıkış geriliminin kontrol edildiği bir çalışma Danayiyen, Altaş, vd. (2019) tarafından yapılmıştır. Bu çalışmada ayrıca farklı örnekleme frekansı kullanılarak FCS-MPC kontrolör performansı incelenmiş ve önerilen dayanıklı bozucu etki gözlemleyicisinin etkinliği gözlemlenmiştir. Güç elektroniği dönüştürücülerinde bozucu etkilerin kompanzasyonu ve sürekli hal hatalarının azaltmasına yönelik yapılan bu çalışmaların yanında anahtarlama frekansının azaltılması (Nguyen vd., 2018; Vargas vd., 2007; Young vd., 2016), çok adımlı FCS-MPC (Geyer ve Quevedo, 2014), amaç fonksiyonunda akım, gerilim, anahtarlama frekansı gibi birden çok amacın bulunduğu çok amaçlı FCS-MPC çalışmaları (Ammann, 2015; Jiefeng Hu vd., 2013; Majmunovic vd., 2020; Norambuena vd., 2019; Rodriguez vd., 2009, 2013; Rojas vd., 2013; Villarroel vd., 2013; Vyncke vd., 2011; Zanchetta, 2011), amaç fonksiyonunda ağırlık parametrelerinin ve ağırlık matrislerinin tasarımına ve optimal hesaplanmasına yönelik çalışmalar (Patricio Cortes vd., 2009; Dragicevic ve Novak, 2019; Zanchetta, 2011; Zhou vd., 2016) yapılmıştır.

Güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılan bir diğer en önemli MÖK yöntemi CCS-MPC, akım ve gerilim kontrolü gibi çeşitli amaçlarla kullanılmıştır. Xia vd. (2012) parametre uyumsuzlukları ve model belirsizliklerinin kompanzasyonu için bir Leunberger gözlemleyicisi tabanlı CCS-MPC kontrolör tasarlamış ve üç fazlı gerilim kaynaklı PWM (darbe genişlik modüasyonu) doğrultucuda akım kontrolünü yapmışlardır. Çalışmada gözlemleyici kazanç matrisleri kök-yer eğrileri (root-locus) yöntemi ile hesaplanmış ve DSP TMS320F28335 mikroişlemcisi kullanılarak 1.1kW'lık doğrultucu prototipi üzerinde gerçek zamanlı kontrol yapılmıştır. 5kHz'de örneklemenin yapıldığı bu çalışmada bozucu etkilere

karşı hızlı performans alınmış ancak sürekli halde yüksek THD elde edilmiştir. Parametre belirsizlikleri ve yük akımının bozucu etkisine karşı dayanıklı bir kontrolör performansı elde etmek için bir dayanıklı bozucu etki gözlemleyici tabanlı CCS-MPC kontrolör, S.-K. Kim, Park, vd. (2015) tarafından tasarlanarak üç fazlı iki seviyeli bir KGK'ye başarıyla uygulanmıştır. KGK çıkış gerilim kontrolünün amaçlandığı bu çalışmada, yük akımı ve belirsizliklerin kestirimi için iki ayrı Luenberger tip gözlemleyici kullanılmış, Kalman filtresi yardımıyla optimal gözlemleyici matrisi belirlenmiştir. Kontrolör amaç fonksiyonu ağırlık matrisi ise DME yöntemi ile belirlenerek hesaplanmıştır. 10 kHz örnekleme ve anahtarlama frekansında DSP TMS320F28335 mikroişlemcisi ile gerçek zamanlı uygulama yapılmış, direnç yükü ve endüktif yük altında kontrol sistemin performansı incelenmiştir. Bu yükler altında istenilen kalitede KGK çıkış gerilimi THD'si elde edilmesine rağmen, doğrusal olmayan yük altında kontrol sisteminin performansı test edilmemiştir. Doğrudan güç kontrol yöntemi ile FCS-MPC'nin birleşiminden oluşan, optimal anahtarlama durumunun uygulanma süresinin ayarlandığı ve üç fazlı bir doğrultucuda aktif güç kontrolünün yapıldığı bir çalışma Y. Zhang vd. (2016) tarafından gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu çalışmada kontrolörün geçiş performansı arttırılmış, kayda değer bir aktif güç kontrolü yapılmıştır. Ancak sistemdeki bozucu etkilerin modellenmemesi ve gözlemleyici tasarımı yapılarak bu bozucuların kompanzasyonunun yapılmaması kontrolörün sürekli hal cevabının düşük olmasına sebep olmuştur. X. Zhang vd. (2017) çıkışına sabit mıknatıslı bir senkron motorun bağlı olduğu üç fazlı bir eviricide model belirsizlikleri ve zaman gecikmesinin etkilerini azaltmak için bir kayan kipli kontrol tabanlı bozucu etki gözlemleyici tasarlamışlar ve CCS-MPC ile kullanarak akım kontrolü yapmışlardır. Çalışmada hızlı geçiş cevabı alınmasına rağmen sürekli hal performansının düşük olduğu görülmüştür ve kayan kipli kontrol yöntemini içermesinden dolayı kontrolörün sistem modeline yüksek derecede bağlı olması, önerilen yöntemin parametre değişimleri karşısında etkisiz olabileceği görülmüştür.

KGK'lerde istenilen performans kriterlerini (Emadi vd., 2017; IEC, 2011; IEEE, 1996) elde etmek için literatürde yapılan çalışmalar incelenmiş ve bu performansları elde edebilmek için çeşitli kontrol yöntemlerinin yine çeşitli gözlemleyicilerle birlikte kullanıldığı görülmüştür. Özellikle bir güç elektroniği dönüştürücüsü olan KGK'de çıkış gerilimi kontrolü amaçlı yapılan çalışmalarda, yük akımı bozucu etkisi ve sistem parametrelerinden kaynaklanan parametre belirsizlikleri sürekli hal hatasına ve yüksek THD'li çıkış gerilimine sebep olduğu kanaatine varılmış ve bu bozucuların kestirilmesi için

çeşitli gözlemleyicilerin tasarlandığı sonucuna varılmıştır. Bu problemleri ortadan kaldırmak için yapılan çalışmaların birçoğunda birden fazla gözlemleyici kullanılmış ve bu da işlem karmaşıklığının yanında hesap yükünü arttırmıştır. Yine parametre belirsizliklerinin anlaşılır bir şekilde modellenmediği, gözlemleyici matrislerinin optimal olarak belirlenmediği ve özellikle Model Öngörülü Kontrolde (MÖK) sürekli hal hatasının ortadan kaldırılamadığı görülmüştür. Ayrıca parametre belirsizliklerini içeren çalışmalarda model belirsizliklerinin dikkate alınmadığı görülmüştür. Yine MÖK ile yapılan KGK çıkış gerilimi kontrolü amaçlı çalışmalarda yük akımı bozucu etkisi ve model belirsizliklerinin kestirimi için farklı gözlemleyicilerin ayrı ayrı tasarlandığı ve sistemin matematiksel modeline eklendiği gözlemlenmiştir.

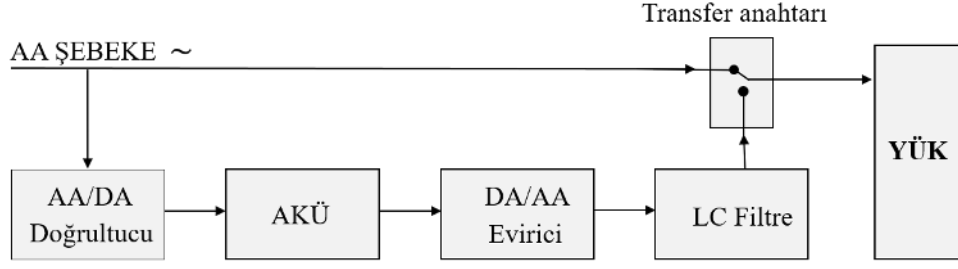
Literatürde tespit edile bu eksiklikler ve KGK sistemindeki problemler dikkate alınarak, bu çalışmada parametre değişimlerinden ve modelleme hatalarından kaynaklanan model belirsizlikleri ve yük akımı bozucu etkisi toplamından oluşan toplu bozucuları aynı anda kompanze eden ayrık zamanlı bir dayanıklı toplu bozucu etki gözlemleyicisi önerilmiş (Danayiyen, Lee, vd., 2019) ve bu gözlemleyici tabanlı KGK çıkış gerilim kontrolü amaçlı CCS-MPC ve FCS-MPC kontrolörler tasarlanmış ve gözlemleyicinin performansı incelenmiştir. Böylece model belirsizlikleri ve yük akımı bozucu etkisinden oluşan toplu bozucuları kestiren dayanıklı toplu bozucu etki gözlemleyicisi sayesinde MÖK'ün en önemli dezavantajlarından biri olan sürekli hal hatasının ortadan kaldırılması sağlanmıştır. Model belirsizlikleri politopik olarak sınıflandırılmış (Danayiyen, Lee, vd., 2019; Lim vd., 2014) ve doğrusal matris eşitsizlikleri (DME) yöntemi (Boyd vd., 1994) kullanılarak gözlemleyici ve kontrolör kazanç matrisleri çevrim dışı olarak MATLAB ortamında YALMIP yazılımı (Löfberg, 2004) kullanılarak optimal biçimde hesaplatılmıştır. Önerilen yöntemin etkinliği, KGK olarak kullanılan, çıkışında LC filtre bulunan üç fazlı iki seviyeli bir eviricide hem benzetim hem de deneysel olarak test edilmiştir. Doğrusal ve doğrusal olmayan farklı tipte yükler kullanılarak çıkış geriliminin sürekli halde toplam harmonik bozulumu (% THD) incelenmiş ve belirli zamanlarda yükler devreye alınarak ve çıkarılarak çıkış geriliminin geçiş performansı incelenmiştir. Benzetim çalışmasında kontrol sistemi Microsoft Visual Studio kullanılarak C programlama dilinde yazılmış ve PSIM programındaki dll (dynamic link library) bloğu kullanılarak yine PSIM'de elde edilen KGK benzetim modeline uygulanmıştır. Deneysel çalışmalarda kontrol sistemi yazılımı Code Composer Studio (CCS) programında gerçek zamanlı uygulamaya uygun hale getirilmiş ve bir emülatör aracılığı ile TMS320F28377D mikroişlemcisine aktırılmıştır. Mikroişlemci çıkışından alınan PWM

anahtarlama sinyalleri ise IGBT sürücülerine gönderilmiş ve evirici IGBT'leri anahtarlanmıştır.

Tezin geri kalan kısmında ise 1.2. bölümde KGK çıkış gerilim kriterleri, üç fazlı evirici modeli, LC filtre modeli, KGK matematiksel modeli ve yük akımı bozucu etkisi ile model belirsizliklerinin modellenmesi verilmiştir. 1.3. bölümde ise model öngörülü kontrol yöntemi tanıtılmış, FCS-MPC ve CCS-MPC yöntemlerinin detayları ve tasarım aşamaları açıklanmıştır. 2. bölümde yapılan çalışmalar ve bulgular verilmiş, 3. bölümde ise bulgular yorumlanarak elde edilen sonuçlar ve bu sonuçlardan yola çıkılarak öneriler verilmiştir.

1.2. Kesintisiz Güç Kaynakları

Kesintisiz güç kaynakları, askeri sistemler, hastane, bankacılık, uydu ve haberleşme, güvenlik, acil durum vb. gibi sistemlerde bulunan kritik yüklere kesintisiz, güvenilir ve kaliteli elektrik enerjisi sağlar. Bu enerjinin kesintisiz olması KGK yapısındaki statik transfer anahtarının hızı yanında giriş enerjisinin sürekliliği ve kapasitesiyle, kaliteli olması KGK çıkış geriliminin istenen seviyede ve düşük harmonikli olmasıyla, güvenilirliği ise yapısındaki evirici, akü, doğrultucu, mikroişlemci gibi elemanların sağlamlığı, uzun ömürlü olmaları ve arızalanma sayılarıyla ölçülür (Emadi vd., 2017). Şebekeden beslenen yük, şebeke enerjisinin kesilmesiyle enerjisiz kaldığı durumda statik geçiş anahtarı, KGK'yi devreye alarak yükün enerjisiz kalmasını engeller. Şekil 1'de verilen genel bir KGK sisteminde normal durumda şebeke enerjisi ile beslenen yük, şebeke enerjisi kesildiğinde transfer anahtarı otomatik olarak KGK cihazına bağlanır ve KGK'den yüke enerji sağlanmaya devam edilir. Burada AA/DA ile gösterilen blok bir doğrultuculu devredir ve şebekeden gelen AA (alternatif akım) gerilimi DA (doğru akım)'ya çevirerek aküleri şarj eder. Aküler ise KGK'ye gerekli olan DA enerjisi sağlar. Bu DA enerji ise KGK yapısında bulunan evirici ile AA'ya çevrilir. AA'ya çevrilen enerji yüksek harmonikler içerir ve bu harmonikler ise evirici çıkışına bağlı bir LC filtrede süzülerek yüke aktarılır. Yüke aktarılan bu enerjinin düşük harmonikli, istenen genlik ve frekans değerinde yüksek kalitede olması istenir. Bu kalite ise bir sonraki bölümde açıklanan belirli performans kriterleriyle ölçülür.



Şekil 1. Örnek bir KKK sistemi

1.2.1. Kesintisiz Güç Kaynaklarında Çıkış Gerilimi Performans Kriterleri

Kesintisiz güç kaynaklarının performansları çıkış geriliminin geçiş ve sürekli hal davranışlarıyla ölçülür. Bu davranışlar sürekli hal için Tepe faktörü (TF), Gerilim regülasyonu, çıkış gerilimindeki toplam harmonik bozuluma (% THD), üç fazlı gerilimlerde dengesizlik, geçici hal için ise geçiş süresi ve aşma olarak sıralanabilir (Emadi vd., 2017; IEC, 2011; IEEE, 1996).

1.2.1.1. Tepe Faktörü

Çıkışına bağlanan yük çeşidi, bu yükün dengeli veya dengesiz oluşu KKK çıkış geriliminin sürekli hal performansını etkiler. Özellikle doğrusal olmayan yük akımının yüksek harmonikleri çıkış geriliminde bozulmalara sebep olur. Bu akımın dalga şekli yük tipini ve çıkış gerilimini tanımlar. Bu tanım ise tepe faktörü (crest factor) ile yapılır (1). Tepe faktörü sinyaldeki tepeleri gösterir. Eğer tepe faktörü 1 ise sinyalde tepe yoktur (doğru akım gibi).

$$TF = \frac{I_{tepe}}{I_{rms}} \quad (1)$$

Burada I_{tepe} yük akımının tepe değeri, I_{rms} ise yük akımının etkin değeridir. Doğrusal olmayan yük altında genelde TF 3 ile 5 arasındadır. Tam sinüzoidal dalga biçimi için bu değer $\sqrt{2} = 1,4142$ 'dir .

1.2.1.2. Gerilim Regülasyonu

KGK yüksüz durumda iken çıkış gerilimi en yüksek değerdedir. Çıkışına yük bağlandığında bu değerde düşme olur. En büyük düşüş ise tam yükte olur. Bu düşüş yüzde olarak tam yükteki gerilim ile yüksüz durumdaki gerilim dikkate alınarak (2)'deki gibi hesaplanır.

$$\%VR = \frac{V_{yüksüz} - V_{tamyük}}{V_{tamyük}} \quad (2)$$

Burada %VR, yüzde olarak gerilim regülasyonu, $V_{yüksüz}$ KGK yüksüz durumda iken çıkış geriliminin temel bileşeninin (50Hz) etkin değeri (rms), $V_{tamyük}$ ise KGK tam yük altında iken çıkış geriliminin temel bileşeninin (50Hz) etkin değeridir. Genelde %VR = %1'dir, ancak dengeli yükler için %2 ve dengesiz yükler için %3 kabul edilir değerlerdir.

1.2.1.3. Çıkış Gerilimindeki Toplam Harmonik Bozulmalar (%THD)

KGK yapısındaki evirici yüksek frekanslarda gerilim darbeleri üretir ve bu darbeler evirici çıkışındaki LC filtre tarafından süzülür. Bu LC filtre ise KGK çıkışında sonlu bir empedans oluşmasına sebep olur. LC filtre çıkışına bağlanan yükün akımı ise bu empedanstan dolayı çıkış geriliminde bozulmalara sebep olur. Yük akımındaki ve eviriciden kaynaklanan yüksek frekanslı bileşenler ve ölü zaman çıkış geriliminde bozulmalara sebep olur. Bu bozulmalar ise sürekli halde %THD ile ölçülür (3).

$$\%THD = \sqrt{\frac{V_{mRMS}^2 - V_{1RMS}^2}{V_{1RMS}^2}} 100 \quad (3)$$

Burada V_{mRMS} çıkış gerilimi ana bileşeninin etkin değeri, V_{1RMS} ise çıkış gerilimi birinci bileşeninin etkin değeridir. $\%THD$ değeri doğrusal yükler (direnç) için $\%3$, doğrusal olmayan yükler için $\%5$ 'in altında olması kabul edilir değerlerdir.

1.2.1.4. Gerilim Dengesizliği

KGK çıkışına bağlı üç fazlı yükte fazlar arasında dengesiz yüklenme olabilir. Bu durumda çıkış gerilimindeki dengesizlik V_{unb} , % olarak hesaplanır ve bu hesaplama (4)'teki gibi yapılır. Bu dengesizlik faz-faz gerilimleri V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} 'nın ortalama değerindeki en büyük sapmanın bu faz-faz gerilimlerinin ortalama değerine oranına eşittir. En kötü yükleme durumlarında $\%V_{unb} < \%1$ 'den küçük olması istenir.

$$\%V_{unb} = \frac{V_{max}}{V_{ort}} 100 \quad (4)$$

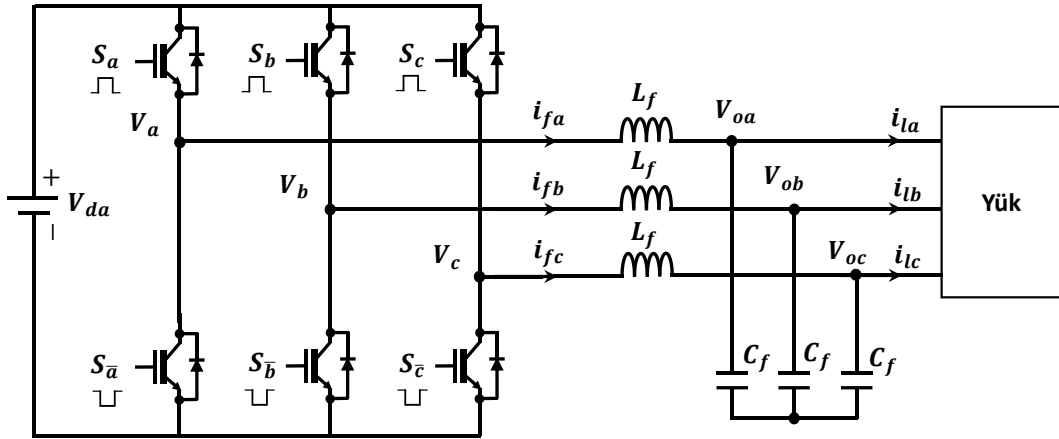
1.2.1.5. Dinamik Cevabı

Yükü devreye almak veya devreden çıkarmak, aniden azaltmak veya arttırmak, bir yükü devreden çıkarıp başka bir yükü devreye almak KGK çıkış geriliminde ani düşüşlere, yükselmelere ve salınımlara sebep olabilir. Buda KGK'nin durmasına veya zarar görmesine sebep olabilir. Bu geçiş dinamiği gerilimdeki maksimum sapma ile ölçülür. ΔV olarak gösterilen bu maksimum sapma sinüzoidal işaretin ani düşüşe geçtiği andaki değeri $V_{baş}$ ile bu işaretin düştüğü en küçük değer V_d arasındaki farktır. Yüzde olarak maksimum sapma (5)'te verilmiştir. Normal KGK'lerde $\%V_d$ 'nin $\%20$ 'nin altında olması istenir. Çıkış geriliminin ani olarak V_d değerine düştükten sonra normal değerine dönmesi için geçen sürede kısa olmalıdır. Eğer bu değer çok uzun olursa, KGK ve yük zarar görebilir. Standartlarca geçiş süresinin 5 milisaniyenin altında olması istenir.

$$\%V_d = \frac{V_{baş} - V_d}{V_{baş}} 100 = \frac{\Delta V}{V_{baş}} 100 \quad (5)$$

1.3. Üç fazlı İki Seviyeli Kesintisiz Güç Kaynağı Modeli

Bu tez çalışmasında çıkışında LC filtre bulunan bir üç fazlı iki seviyeli evirici, KGK modeli olarak kullanılmıştır (Cortes vd., 2012; Danayiyen, Altaş, vd., 2019; Danayiyen, Lee, vd., 2019). Şekil 2’de literatürde kullanılan üç fazlı bir KGK modeli verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi KGK içerisinde bir adet üç fazlı iki seviyeli evirici ve bir adet üç fazlı LC filtre bulunur. Evirici girişine ise DA gerilim kaynağı bağlanmıştır. Evirici çıkışına bağlanan LC filtre ise evirici çıkışında oluşan yüksek harmoniklerin filtrelenmesinde kullanılır. LC filtrede filtrelenen akım ve gerilimler daha sonra yüke aktarılır. Bu yükler omik (ısıtıcı, ampül vb.), omik-endüktif (asenkron motor vb.) veya doğrusal olmayan (doğrultucu vb.) bir yük modeli olabilir.



Şekil 2. Üç fazlı kesintisiz güç kaynağı modeli

1.3.1.1. Üç Fazlı İki Seviyeli Evirici

Şekil 2’de KGK modelinde bulunan üç fazlı eviricide altı adet IGBT (insulated gate bipolar transistor) yarı iletken anahtar bulunur. Bu anahtarlar ikişerli gruplar halinde şekildeki gibi bağlanarak girişteki doğru gerilimi çıkışta sinüzoidal gerilime çevirirler. Bu

çevirme işlemi IGBT kapılarına uygun tetikleme işaretleri ($S_a, S_{\bar{a}}, S_b, S_{\bar{b}}, S_c, S_{\bar{c}}$) gönderilerek gerçekleştirilir. Kısa devre oluşmaması için aynı dalda (bacak veya kol biçiminde adlandırılabilir) bulunan IGBT'ler aynı anda tetiklenmez, birbirlerinin tersi olacak şekilde tetiklenirler. Yani $S_a = 1$ iken $S_{\bar{a}} = 0$ olur. Burada 1'in anlamı, anahtar kapalıdır, yani iletimdedir, 0'ın anlamı ise anahtar açıktır yani iletimde değil kesimdedir. Üç fazlı iki seviyeli bir eviricide $2^n = 2^3 = 8$ (n faz sayısını temsil eder) adet anahtarlama durumu ve bu anahtarlama durumlarına karşılık gelen 8 adet gerilim vektörü bulunur. Bu gerilim vektörleri ile evirici çıkışındaki dal gerilimleri elde edilir. Bu gerilim vektörleri ile anahtarlama durumları, faz-faz ve faz-nötr gerilimleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Üç fazlı gerilim vektörleri ve iki seviyeli evirici anahtarlama durumları

Gerilim Vektörleri Sembolleri	Anahtarlama Durumu			Faz-Nötr Gerilimleri				Faz-Faz gerilimleri		
	S_a	S_b	S_c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	Gerilim Vektörleri $\vec{u} = \vec{v}_\alpha + j\vec{v}_\beta$	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
$\vec{u}_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\vec{u}_1$	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	$\frac{2}{3}V_{da}$	V_{da}	0	$-V_{da}$
$\vec{u}_2$	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	$\frac{1}{3}V_{da} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{da}$	0	V_{da}	$-V_{da}$
$\vec{u}_3$	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	$-\frac{1}{3}V_{da} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{da}$	$-V_{da}$	V_{da}	0
$\vec{u}_4$	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	$-\frac{2}{3}V_{da}$	$-V_{da}$	0	V_{da}
$\vec{u}_5$	0	0	1	$-1/3$	$1/3$	$2/3$	$-\frac{1}{3}V_{da} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{da}$	0	$-V_{da}$	V_{da}
$\vec{u}_6$	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	$\frac{1}{3}V_{da} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{da}$	V_{da}	$-V_{da}$	0
$\vec{u}_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

S_a, S_b, S_c her bir evirici dalını temsil etmek üzere evirici anahtarlama fonksiyonu U_h aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$U_h = \begin{cases} 1, & S_h = ON; S_{\bar{h}} = OFF \\ 0, & S_h = OFF; S_{\bar{h}} = ON \end{cases} \quad (h=a,b,c \text{ and } \bar{h}=\bar{a},\bar{b},\bar{c}) \quad (6)$$

U_h fonksiyonu kullanılarak evirici çıkış gerilimleri tanımlanır. V_a , V_b , V_c evirici dal gerilimleri olmak üzere bu gerilimler aşağıdaki gibi $V_h = V_{da}U_h$ olarak elde edilir.

$$V_a = V_{da}S_a$$

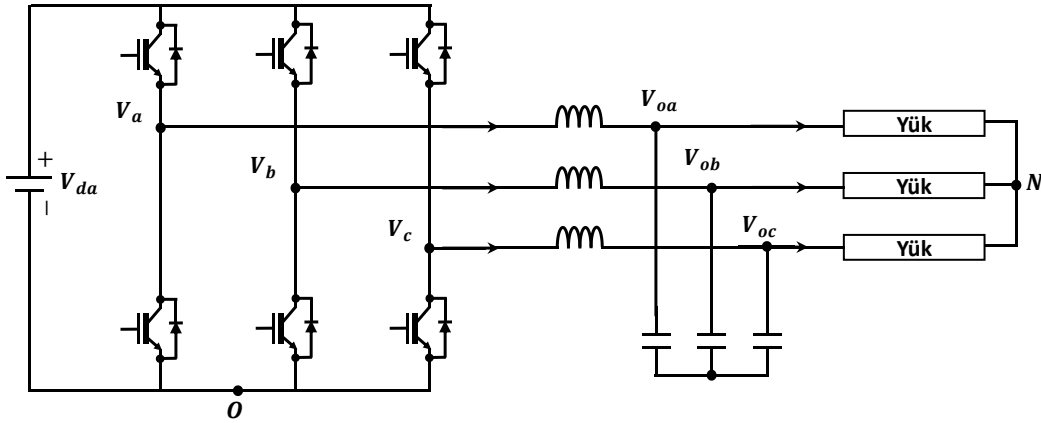
$$V_b = V_{da}S_b$$

$$V_c = V_{da}S_c$$

Yukardaki denklemler matris biçiminde aşağıdaki gibi yazılabilirler.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{da} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

Evirici dal gerilimleri V_a , V_b , V_c ile evirici çıkış gerilimleri V_{aN} , V_{bN} , V_{cN} (LC filtre giriş gerilimleri Şekil 3, dal gerilimleri ile N noktası arasındaki gerilimler) arasındaki ilişki aşağıdaki gibi açıklanabilir.



Şekil 3. Evirici faz-nötr gerilimleri ve dal gerilimleri

V_{NO} gerilimi yük ortak noktasında oluşan gerilim olmak üzere,

$$V_{NO} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (8)$$

ve ortak nokta gerilimi V_{NO} yerine koyularak evirici çıkış gerilimleri V_{aN} , V_{bN} , V_{cN} , aşağıdaki gibi elde edilir:

$$V_{aN} = V_a - V_{NO} = V_a - \frac{V_a + V_b + V_c}{3} = \frac{2}{3}V_a - \frac{1}{3}V_b - \frac{1}{3}V_c$$

$$V_{bN} = V_b - V_{NO} = V_b - \frac{V_a + V_b + V_c}{3} = -\frac{1}{3}V_a + \frac{1}{3}V_b - \frac{1}{3}V_c$$

$$V_{cN} = V_c - V_{NO} = V_c - \frac{V_a + V_b + V_c}{3} = -\frac{1}{3}V_a - \frac{1}{3}V_b + \frac{2}{3}V_c$$

ve bu ifadeler matris biçiminde düzenlenirse:

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

elde edilir. Dal gerilimleri V_a , V_b , V_c yukarda yerine yazılır ve aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = V_{da} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

(6)'daki anahtarlama fonksiyonu kullanılarak (9)'daki gerilimlerin değerleri hesaplanır. Hesaplanan bu değerler Tablo 1'de verilmiştir. Örneğin Tablo 1'de üç numaralı gerilim vektörüne karşılık gelen anahtarlama durumu (0,1,0) (9)'da yerine yazılırsa:

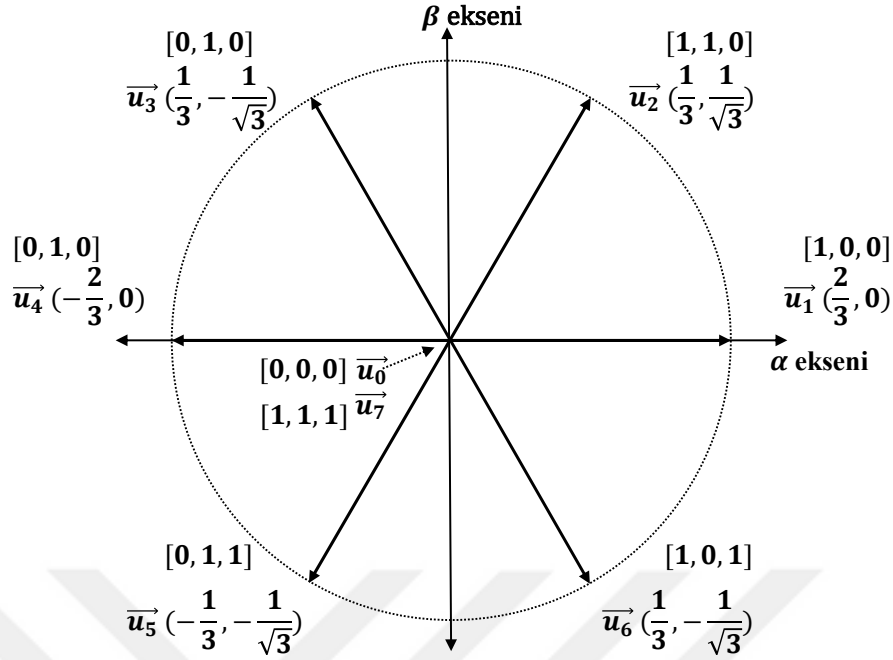
$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = V_{da} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$V_{aN} = -\frac{1}{3}V_{da}, \quad V_{bN} = \frac{2}{3}V_{da}, \quad V_{cN} = -\frac{1}{3}V_{da},$$

değerler görülür. Bu üç fazlı çıkış gerilimlerinin durağan alfa-beta eksen takımındaki karşılıkları alfa eksenine karşılık gelen gerilim V_α ve beta eksenine karşılık gelen gerilim V_β ise Clarke (Akagi vd., 2017) dönüşümü ile aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} \quad (10)$$

Bütün anahtarlama durumları ile elde edilen gerilim vektörleri ise Şekil 4'te alfa-beta ekseninde gösterilmiştir. Bu alfa-beta gerilim değerleri Tablo 1'de verilmiştir.



Şekil 4. Evirici gerilim vektörlerinin alfa-beta eksen takımında gösterimi

1.3.1.2. Üç Fazlı LC Filtre Devresi

Evirici anahtarlama işlemi veya KGK çıkışına bağlanan doğrusal olmayan yükler, evirici çıkışında elde edilen gerilimlerin yüksek harmonikler içermesine sebep olur ve bu yüzden çıkış gerilimi tam sinüs biçiminde olmaz. Tam bir sinüs gerilimi elde edebilmek için bu harmoniklerin filtrelenerek azaltılması veya ortadan kaldırılması gerekir. Harmoniklerin filtrelenmesi için LC (endüktör-kondansatör) filtreler kullanılır (Danayiyen, Lee, vd., 2019; Emadi vd., 2017; S.-K. Kim, Park, vd., 2015; Lim vd., 2014). Bu filtreler kullanılarak KGK sistemine ait matematiksel model elde edilir ve kontrolör tasarımında bu model kullanılır. Üç fazlı LC filtre modeli her biri eşit ve her bir fazda bulunan kondansatör ve endüktörlerden oluşur. Matematiksel model Kirchoff'un akım ve gerilim yasalarından faydalanılarak aşağıdaki gibi elde edilir.

V_{aN} , V_{bN} , V_{cN} evirici çıkış gerilimleri olmak üzere bu gerilimler bundan sonra $V_i^{abc}(t)$ (V_{aN} , V_{bN} , V_{cN}) olarak ifade edilecektir. Üç fazlı filtre akımları $i_f^{abc}(t)$ (i_{fa} , i_{fb} , i_{fc}), üç fazlı KGK çıkış gerilimleri (çıkış, yük veya kondansatör gerilimleri isimleriyle de anılabilirler) $V_o^{abc}(t)$ (V_{oa} , V_{ob} , V_{oc}) ve üç fazlı yük akımları $i_l^{abc}(t)$ (i_{la} , i_{lb} , i_{lc}) olmak üzere sürekli zamanda KGK akım ve gerilim denklemleri Kirchoff'un akım ve gerilim yasaları Şekil 2 'de

uygulanarak sırasıyla (11) ve (12)'deki gibi elde edilir (Danayiyen, Altaş, vd., 2019; Danayiyen, Lee, vd., 2019; Lim vd., 2014).

$$\frac{di_f^{abc}(t)}{dt} = \frac{V_i^{abc}(t) - V_o^{abc}(t)}{L_f} \quad (11)$$

$$\frac{dV_o^{abc}(t)}{dt} = \frac{i_f^{abc}(t) - i_l^{abc}(t)}{C_f} \quad (12)$$

(11) ve (12) bir faza ait denklemlerdir. Her bir faz için aynı denklemler kullanılır. Diferansiyel denklem olarak elde edilen bu üç fazlı KGK dinamikleri durum uzayı biçiminde (13) ve (14)'teki gibi yazılır. Denklemlerdeki değişkenler sürekli zamanlıdırlar ve zaman ifadesi (t) 'yi içerirler.

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_f x(t) + B_f v_i(t) + W_f i_l(t) \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{f(abc)}(t)}{dt} \\ \frac{dV_{o(abc)}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f(abc)}(t) \\ V_{c(abc)}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_i(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} i_l(t) \quad (14)$$

Evirici matematiksel ifadelerini basitleştirmek ve kontrolör tasarımını kolaylaştırmak için bu üç fazlı durağan eksen takımındaki bileşenler Park dönüşüm yöntemi (Akagi vd., 2017) ile d-q (direct-quadrature) döner eksen takımındaki bileşenlere dönüştürülürler. Dönüşüm işlemi için $K_{tr}(\omega t)$ ve M dönüşüm matrisleri aşağıdaki gibi kullanılır.

$$K_{tr}(\omega t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin \omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$M = K_{tr}(\omega t) \frac{dK^{-1}}{d} = w \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

K_{tr} ve M dönüşüm matrisleri kullanılarak d-q ekseninde filtre akımları, çıkış ve giriş gerilimleri sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{fd}}{dt} \\ \frac{di_{fq}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin \omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_d}{dt} \\ \frac{dV_q}{dt} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin \omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{oa} \\ V_{ob} \\ V_{oc} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \frac{du_d}{dt} \\ \frac{du_q}{dt} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin \omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix},$$

d-q bileşenleri arasındaki etkileşim dikkate alınarak yukarıdaki filtre akım ve çıkış gerilimleri (17) ve (18)'deki gibi düzenlenir.

$$\frac{di_f^{dq}(t)}{dt} = \omega M i_f^{dq}(t) + \frac{V_i^{dq}(t)}{L_f} - \frac{V_o^{dq}(t)}{L_f}, \quad (17)$$

$$\frac{dV_o^{dq}(t)}{dt} = \omega M V_o^{dq}(t) + \frac{i_f^{dq}(t)}{C_f} - \frac{i_l^{dq}(t)}{C_f}, \quad (18)$$

Burada $i_f^{dq}(t) = \begin{bmatrix} i_{fd}(t) \\ i_{fq}(t) \end{bmatrix} = K_{tr}(\omega t) i_f^{abc}(t)$, $V_o^{dq}(t) = \begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix} = K_{tr}(\omega t) V_o^{abc}(t)$,
 $V_i^{dq}(t) = \begin{bmatrix} V_{id}(t) \\ V_{iq}(t) \end{bmatrix} = K_{tr}(\omega t) V_i^{abc}(t)$, $i_l^{dq}(t) = \begin{bmatrix} i_{ld}(t) \\ i_{lq}(t) \end{bmatrix} = K_{tr}(\omega t) i_l^{abc}(t)$, $\omega = 2\pi f_s$ ve
sırasıyla ω açıl frekans ve f_s şebeke frekansıdır. (17) ve (18) durum uzayı biçiminde
(19)'daki gibi yazılır:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_c x(t) + B_c u(t) + W_c i_l(t) \quad (19)$$

burada $A_c = \begin{bmatrix} \omega M & -\frac{1}{L_f} I \\ \frac{1}{C_f} I & \omega M \end{bmatrix}$, $B_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} I \\ 0_{2 \times 2} \end{bmatrix}$, $W_c = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} \\ -\frac{1}{C_f} I \end{bmatrix}$, $u(t) = V_i^{dq}(t) = \begin{bmatrix} V_{id}(t) \\ V_{iq}(t) \end{bmatrix}$, $I \in$

$\mathbb{R}^{2 \times 2}$ birim matris, $0_{2 \times 2} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ sıfır matris, C_f ve L_f filtre kapasite ve endüktansdır. Böylece LC filtre dinamikleri kullanılarak KGK sistemine ait matematiksel model elde edilmiştir. Ancak bu dinamiklerde yük akımının bozucu etkisi yer almamaktadır. Daha sonraki bölümlerde yük akımı bozucu etkisi modellenerek KGK matematiksel modeline eklenecektir.

1.3.1.3. Nominal LC Filtre Endüktans ve Kapasite Değerlerinin Belirlenmesi

Eviricide yüksek frekanslardaki anahtarlama olayından dolayı evirici çıkışında oluşan yüksek frekanslı harmonikler (şebeke frekansından büyük olanlar) LC filtre tarafından süzülerek harmoniklerin (ana gerilim sinyali üzerine binen farklı frekanslardaki sinyaller) KGK çıkışına iletilmesi engellenir. Filtre kesim frekansı altındaki sinyaller KGK çıkışına aktarılır, üstündeki frekanslar ise süzülür ve çıkışa aktarılmaz. Bunun anlamı yüksek frekanslı sinyallerin genlikleri sıfıra yakınsar, kesim frekansına yakın sinyallerin genlikleri

ise 1'e yakınsar. Böylece gerilim harmonikleri azaltılarak çıkışta saf sinüs sinyali elde edilir. Bu durum filtre reaktansı üzerinden açıklanabilir. Filtre kondansatörü reaktansı X_c ve endüktör reaktansı X_L sırasıyla (20) ve (21)'de verilmiştir.

$$X_c = \frac{1}{j\omega C_f} \quad (20)$$

$$X_L = j\omega L_f \quad (21)$$

ω frekansı artarsa, veya sonsuza giderse X_c ifadesi sıfıra yaklaşır. Böylece kondansatörün bağlı olduğu iletkenin direnç sıfıra yaklaşır ve ω frekansındaki sinyaller kondansatör üzerinden akar ve böylece yüksek frekanslı sinyaller çıkışa aktarılmaz. Yine aynı şekilde düşük frekanslı sinyaller için veya ω frekansı sıfıra yaklaşırsa X_L 'de sıfıra yaklaşır ve böylece endüktör kısa devre özelliği gösterir. Dolayısıyla düşük frekanslı sinyaller çıkışa aktarılmış olur. Ana frekans dışındaki bu düşük frekanslı sinyaller ise uygun bir kontrolör tasarlanarak ortadan kaldırılır veya etkileri azaltılır. En iyi çıkış gerilimi elde edebilmek için kesim frekansı uygun seçilmelidir. Çünkü kesim frekansı kontrol sisteminin bant genişliğini etkiler. Kesim frekansının artması bant genişliğini azaltır. Bant genişliğinin azalması ise KGK çıkış gerilimi kontrol performansını düşürür ve gerilim harmonikleri artar. Ayrıca filtre değeri seçiminde kesim frekansı (22) seçerken filtre oranı $(\sqrt{L_f/C_f})$ küçük tutulmalıdır. Bu iki değeri seçerken evirici çıkış empedansının (25) idealde sıfır olmasına veya uygulamada sıfıra yakın olmasına dikkat edilmelidir. İdeale yakın çıkış empedansı Z_o elde etmek için (23)'ten görüldüğü üzere filtre endüktansı L_f oldukça küçük ve filtre kapasitesi C_f oldukça büyük seçilmelidir.

$$f_{cut} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (22)$$

$$Z_o = \omega L_f + \frac{1}{\omega C_f} \quad (23)$$

Ancak kondansatör değerinin artması LC filtre reaktif gücünü artırır ve bu da KGK evirici güç değerinin artmasına sebep olur. Dengeyi sağlayabilmek için kondansatör, belirli bir değerde sınırlanmalı ve kondansatör kapasitesinin azaltılması için endüktör arttırılabildiği kadar arttırılmalıdır. Ancak filtre kondansatör değerinin endüktans değerine göre çok küçük olması, çıkış geriliminin yük akımı bozucu etkisine karşı duyarlılığının artmasına sebep olur. Ayrıca endüktans değerinin artması endüktör boyutunu artırır ve bu durum maliyeti etkiler. Bununla birlikte yüksek endüktans değerleri evirici çıkışında gerilim stresine sebep olur. Çıkış empedansının büyük olması ise doğrusal olmayan yük altında çıkış geriliminde yüksek harmonikler oluşturur.

En uygun filtre endüktans ve kapasite değerlerinin seçimi için gelişmiş bir yöntem henüz mevcut değildir. Ancak literatürde bazı yaklaşımlar kullanılarak en uygun filtre değerleri seçilmeye çalışılmıştır. Dewan ve Ziogas (1979) tek fazlı bir KGK'de boyut ve fiyat parametreleri kullanarak bir minimizasyon problemi tanımlamış ve bu problemten yola çıkılarak optimum filtre parametrelerini belirlemişlerdir. Dahono vd. (1995a) çıkış gerilimindeki toplam harmonik bozulmaya ek olarak LC filtrenin minimum reaktif gücünü dikkate alarak filtre parametrelerini (24) ve (25)'teki gibi belirlemişlerdir.

$$L_f = \frac{V_o}{I_{yük} f_{sw}} \sqrt{K \frac{V_{dc}}{\tilde{V}_o} \left(1 + 4\pi^2 \left(\frac{f_{main}}{f_{sw}} \right)^2 K \frac{E_d}{\tilde{V}_o} \right)} \quad (24)$$

$$C_f = K \frac{E_d}{L_f f_{sw}^2 \tilde{V}_o} \quad (25)$$

Burada KGK DA giriş gerilimi kullanılarak modülasyon indeksi $k = \sqrt{2} \frac{V_o}{V_{dc}}$ biçiminde hesaplanmıştır. K ise modülasyon indeksi k 'ya bağlı katsayıdır ve (26)'da tanımlanmıştır.

f_{sw} anahtarlama frekansı, C_f filtre kapasitesi, L_f filtre endüktansı, V_o çıkış gerilimi faz-nötr etkin değeri, $I_{yük}$ yük akımı, E_d DA bara gerilimi ve $\tilde{V}_o$ kapasitör gerilimi harmonik değeridir.

$$K = \sqrt{\frac{k^2 - \frac{15}{4}k^4 + \frac{64}{5\pi}k^4 - \frac{5}{4}k^6}{1440}} \quad (26)$$

Çıkış gerilimindeki bozulmalar geri beslemeli bir kontrolör ile azaltılabilmese rağmen bu kontrolörün performansı, kontrolör zaman sabiti, evirici anahtarlama frekansı ve mikroişlemcinin örnekleme hızı ile sınırlıdır. Dolayısıyla kontrolör performansı yanında LC filtre değerleri de çıkış gerilimi bozulmalarını minimum seviyede tutacak şekilde ayarlanmalıdır. Kontrolör performansının arttırılması için genel olarak deneme yanılma yöntemiyle LC değerleri değiştirilebilir ve en iyi çıkış gerilimi elde edilebilir. Elde edilen bu çıkış gerilimindeki filtre parametre değerleri seçilebilir. Ayrıca verilen belirli şartlar çerçevesinde (%THD, kayıpsız LC filtre, güç faktörü, modülasyon indeksi) sistemin verilen zaman sabiti τ kullanılarak endüktans ve kapasite değerlerinin hesaplanabileceği J. Kim vd. (2000) tarafından gösterilmiştir. Örneğin evirici çıkış gerilimi V_i ile KGK çıkış gerilimi V_o arasındaki transfer fonksiyon (27) gibi hesaplansın ve toplam harmonik bozulmanın en fazla %3 olabileceği bilgisi verilsin.

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - L_f C_f \omega^2} \quad (27)$$

(27) denklemi harmonik bileşen cinsinden yeniden düzenlenirse:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\left| n^2 \frac{X_L}{X_C} \right| - 1} \quad (28)$$

elde edilir. $\%THD < \%3$ (0,03) kriteri dikkate alınırsa

$$\begin{aligned} \frac{1}{\left|n^2 \frac{X_L}{X_C}\right| - 1} &< 0,03 \\ 33,3 &< n^2 \frac{X_L}{X_C} - 1 \\ \frac{34,2}{n^2} &< \frac{X_L}{X_C} \end{aligned} \quad (29)$$

biçiminde bir filtre endüktif ve kapasitif reaktansı koşulu elde edilebilir. Yine bu çalışmada verilen bir zaman sabiti kullanılarak kapasitif reaktans için (30) tanımı verilmiştir.

$$\frac{34,2}{n^2} \leq \frac{X_L}{X_C}, \quad X_C \leq \frac{0,125}{n^2 \omega_o^3} \tau^3 \quad (30)$$

Böylece (29) ve (30) kullanılarak kapasite ve endüktans değerleri belirlenebilir. Yine birçok uygulamada LC filtrenin kapasite değeri, ana frekanstaki nominal yük akımının ($I_{yük}$) %20'si kondansatör üzerinden akacak (I_{cap}) şekilde tasarlanır ve kapasite değeri (31)'deki gibi (Çetinkaya, 2006) hesaplanır. Endüktans değeri ise belirli bir kesim frekansında bu kapasite değeri (31) kullanılarak hesaplanır.

$$C_f = \frac{I_{cap}}{2\pi f_{main} V_{out}} \quad (31)$$

Burada I_{cap} kondansatör üzerinden akan akım, f_{main} şebeke frekansı ve V_{out} ise çıkış gerilimidir. Örnek verilirse çıkış gerilimi $V_{out} = 120V$, $f_{main} = 50Hz$ ve $I_{yük}=10A$ için:

$I_{cap} = 0,2I_{yük}=2A$, $C_f = \frac{2}{2*\pi*50*120}$, $C_f = 53.0516\mu F$ olarak hesaplanır.

Filtre kesim frekansı f_{cut} kontrol sisteminin bant genişliğini etkiler. Kesim frekansının artması bant genişliğini azaltır. Bant genişliğinin azalması ise KGK çıkış gerilimi kontrol performansını düşürür ve gerilim harmonikleri artar. Verilen bir kesim frekansı için sonsuz sayıda farklı L_f, C_f ikili değerleri hesaplanabilir. Ancak endüktans değerinin büyük olması veya kapasite değerinin çok küçük olması çıkış gerilimi dalga biçimini bozabilir. Bunun için en uygun değerler seçilmelidir. H. Kim ve Sul (2011) tarafından yapılan çalışmada endüktans kapasite oranı (filtre oranı) $\sqrt{L_f/C_f}$ için (32)'deki aralık tanımlanmıştır.

$$\frac{R_{load}}{e^{\varepsilon_c}} \leq \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \leq \frac{R_{load}}{\varepsilon_c} \quad (32)$$

Burada ε_c sistemin istenen sönüm oranı, R_{load} KGK çıkışındaki omik yükün değeridir. $\frac{R_{load}}{e^{\varepsilon_c}}$ oranı endüktif veya doğrusal olmayan yük için, $\frac{R_{load}}{\varepsilon_c}$ ise omik yük için önerilen oranlardır. Dolayısıyla bu yöntemde $\sqrt{L_f/C_f}$ 'nin verilen aralıkta olması tavsiye edilmiştir. Ayrıca filtre kesim frekansı için ise

$$\omega_{cut} = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \leq \frac{\omega_{sw}}{10} \quad (33)$$

aralığı tanımlanmıştır. Burada $\omega_{cut} = 2\pi f_{cut}$ ve anahtarlama frekansı $\omega_{sw} = 2\pi f_{sw}$. (32) ve (33) tanım aralıkları kullanılarak C_f ve L_f belirlenebilir.

Literatürde LC filtre parametrelerinin belirlenmesine yönelik yukarıda bahsedilenlere benzer çalışmalarda mevcuttur (Nielsen, 2014; Pasterczyk vd., 2008; Rymarski, 2009). Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde bir LC filtrede beklenen özellikler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Kesim frekansının küçük olması
- KGK çıkış empedansının küçük olması

- Filtre reaktif gücün minimum olması
- Filtre oranının küçük olması

Bu beklenen özellikleri elde etmek için filtre kapasitesini ve endüktansını seçerken aşağıdaki durumların göz önünde bulundurulması gerekir.

Kapasite artarsa,

- Kesim frekansı azalır.
- KGK çıkış empedansı azalır.
- Filtre reaktif gücü artar.
- Filtre oranı azalır.

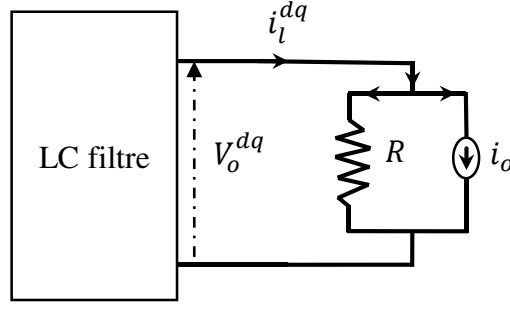
Endüktans artarsa,

- Kesim frekansı azalır.
- KGK çıkış empedansı artar.
- Filtre reaktif gücü artar.
- Filtre oranı artar.

Yukarıda literatürden çıkarılan sonuçlar incelenerek bu tez çalışmasında filtre parametrelerinin seçiminde tek bir yöntemle bağlı kalınmamıştır. Yapılan çalışmalara (Çetinkaya, 2006); Dahono vd., 1995b; H. Kim ve Sul, 2011) ait farklı yöntemler kullanılarak bunlar arasında en uygun olanı seçilmiştir. Bölüm 2.3.1.2’de parametre değerlerinin seçimi detaylı olarak açıklanmıştır.

1.3.2. Yük Akımı Bozucu Etki Modeli

KGK çıkışına bağlanan yükün çektiği akım, LC filtre için bir bozucu etki oluşturur. Yük modeli bilinmediğinden (doğrusal, doğrusal olmayan vb.) yük akımı bilinmez. Bu akımın ölçülmesi ya da kestirilmesi gerekir. Yükün bilinmemesi, akım ölçmek için kullanılacak sensörün seçimini zorlaştırır. Bundan dolayı bu akımın kestirilmesi en ideal yoldur. Kestirilebilmesi için ise uygun bir model kullanılmalıdır. Bu çalışmadaki bozucu etki akım modeli yükün baskın kısmı direnç olduğu varsayılarak elde edilmiştir (Danayiyen, Lee, vd., 2019; Lim vd., 2014). Şekil 5’te KGK çıkışına bağlanan yükte R direnci yükün baskın kısmı, akım kaynağı olarak gösterilen i_o akımı ise yük akımının bozucu etki yapan kısmı olarak varsayılmıştır.



Şekil 5. Yük akımını bozucu etkisi modeli

Şekil 5'teki bozucu etki modeli kullanılarak KGK akım ve gerilim denklemleri yeniden elde edilir. Bu modele göre yeni yük akımı (34)'teki gibi elde edilir.

$$i_o(t) = \frac{V_o^{dq}(t)}{R} \quad (34)$$

(34) kullanılarak Kirchhoff'un akım ve gerilim denklemleri yasası yardımıyla KGK akım ve gerilim denklemleri d-q eksen takımında (35) ve (36)'daki gibi elde edilir. Bu denklemlerin (17) ve (18)'den farkı R içermesidir. Yani yük akımının tamamı yerine akımın bozucu etki oluşturan kısmı dikkate alınmıştır.

$$\frac{di_f^{dq}(t)}{dt} = \omega M i_f + \frac{V_{inv}}{L_f} - \frac{V_o}{L_f} \quad (35)$$

$$\frac{dV_o^{dq}(t)}{dt} = \omega M V_o + \frac{i_f}{C_f} - \frac{V_o}{RC_f} - \frac{i_o}{C_f} \quad (36)$$

(35) ve (36) durum uzayı biçiminde aşağıdaki gibi yeniden yazılır:

$$\frac{dx(t)}{dt} = \hat{A}_c x(t) + \hat{B}_c u(t) + W_c i_o^{dq}(t), \quad (37)$$

burada

$$\hat{A}_c \in \mathbb{R}^{4 \times 4} = \begin{bmatrix} \omega M & -\frac{1}{L_f} I_u \\ -\frac{1}{C_f} I_u & \omega M - \frac{1}{RC_f} I_u \end{bmatrix}, \hat{B}_c = \mathbb{R}^{4 \times 2} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} I_u \\ 0_{2 \times 2} \end{bmatrix}, W_c = \mathbb{R}^{4 \times 2}, I_u = \mathbb{R}^{2 \times 2} \text{ birim}$$

matris, $0_{2 \times 2} = \mathbb{R}^{2 \times 2}$ sıfır matristir. $u(t) = V_i^{dq}(t) = \begin{bmatrix} V_{id}(t) \\ V_{iq}(t) \end{bmatrix}$, $i_o^{dq}(t) = \mathbb{R}^{2 \times 1} = \begin{bmatrix} i_{od}(t) \\ i_{oq}(t) \end{bmatrix}$.

M , I_u ve $0_{2 \times 2}$ matrisleri (37)'de yerine yazılırsa:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{fd}(t)}{dt} \\ \frac{di_{fq}(t)}{dt} \\ \frac{dV_d(t)}{dt} \\ \frac{dV_q(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{RC_f} & w \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega & -\frac{1}{RC_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd}(t) \\ i_{fq}(t) \\ V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od}(t) \\ i_{oq}(t) \end{bmatrix} \quad (38)$$

elde edilir. (38) açılarak akım ve gerilimlere ait diferansiyel denklemler (39)'daki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \frac{di_{fd}(t)}{dt} &= \omega i_{fq}(t) - \frac{V_d(t)}{L_f} + \frac{u_d}{L_f} \\ \frac{di_{fq}(t)}{dt} &= -\omega i_{fd}(t) - \frac{V_q(t)}{L_f} + \frac{u_q}{L_f} \\ \frac{dV_d(t)}{dt} &= \frac{1}{C_f} i_{fd}(t) - \frac{1}{RC_f} V_d(t) + \omega V_q(t) - \frac{1}{C_f} i_{od}(t) \\ \frac{dV_q(t)}{dt} &= \frac{1}{C_f} i_{fq}(t) - \frac{1}{RC_f} V_q(t) - \omega V_d(t) - \frac{1}{C_f} i_{oq}(t) \end{aligned} \quad (39)$$

Böylece yük akımı bozucu etkisi modellenmiş ve kesintisiz güç kaynağı matematiksel modeline eklenmiştir. Sürekli zamanda elde edilen bu modelin uygulamada mikroişlemcide gösterilebilmesi için ayrık zamana çevrilmesi gerekir. Bu ayrıklaştırma işlemi bir sonraki bölümde açıklanmıştır.

1.3.3. KGK Ayrık Zaman Modeli Elde Edilişi

Kontrol sisteminin gerçek zamanda gösterilebilmesi için sistemin ayrık zaman modeli gereklidir. Ayrık zaman modeli, sürekli zamanda elde edilen modelin çeşitli yöntemler kullanılarak ayrıklaştırılmasıyla elde edilir. Bu çalışmada Forward Euler Yaklaşım modeli kullanılmıştır (Danayiyen, Altaş, vd., 2019; Lim vd., 2014; Rodríguez ve Cortés, 2012; L. Wang vd., 2014). Ayrıklaştırma işleminde örnekleme aralığı ne kadar küçük olursa ayrık zaman modeli, sürekli zaman modeline o derecede yaklaşmış olur. Teorik olarak örnekleme aralığının sıfır olduğu durumda ayrık zaman modeli sürekli zaman modeline eşit olur. Örnekleme aralığı T_s olmak üzere, T_s sıfıra yaklaştığında ayrık zaman modeline sürekli zaman modeline yakınsar. (37)'de verilen $\frac{dx(t)}{dt} = \hat{A}_c x(t) + \hat{B}_c u(t) + W_c i_o^{dq}(t)$ ifadesi doğrusallaştırılmış bir sistemdir. Örnekleme anları $t_0 = 0, t_1 = T_s, t_2 = 2T_s, t_3 = 3T_s, \dots, t_i = iT_s$ olmak üzere, doğrusal sistem (37)'nin $t_1 = T_s$ anındaki analitik çözümü $x(0)$ başlangıç koşullarıyla aşağıdaki gibi yapılır (L. Wang vd., 2014).

$$x(t_1) = e^{\hat{A}_c T_s} x(0) + \int_0^{T_s} e^{\hat{A}_c (T_s - \tau)} \hat{B}_c u(\tau) d\tau + \int_0^{T_s} e^{\hat{A}_c (T_s - \tau)} W_c i_o(\tau) d\tau \quad (40)$$

Bir sonraki zaman adımı $t_2 = 2T_s$ de ise başlangıç koşulları $x(t_1)$ alınarak $x(t_2)$ aşağıdaki gibi çözülür.

$$x(t_2) = e^{\hat{A}_c T_s} x(t_1) + \int_{T_s}^{2T_s} e^{\hat{A}_c (2T_s - \tau)} \hat{B}_c u(\tau) d\tau + \int_{T_s}^{2T_s} e^{\hat{A}_c (2T_s - \tau)} W_c i_o(\tau) d\tau \quad (41)$$

Konvülsyon integralinin çözümü için bazı varsayımlar yapılır. Kontrol işaretinin iki örnekleme zamanı arasında sabit kaldığı $u(\tau) = u(\tau_{i-1})$ varsayılır. Bu varsayımla birlikte yük akımı $i_o(t)$ 'nin bir örnekleme periyodu boyunca sabit kaldığı varsayılarak Taylor serisi yardımıyla KGK sistemi (37)'nin ayrık zaman modeli (42)'deki gibi elde edilir.

$$x(k+1) = \hat{A}x(k) + \hat{B}u(k) + W_n i_o(k), \quad (42)$$

Burada $\hat{A} \in \mathbb{R}^{4 \times 4} = e^{\hat{A}_c T_s}$, $\hat{B} \in \mathbb{R}^{4 \times 2} = \int_0^{T_s} e^{\hat{A}_c t} \hat{B}_c dt$, $W_n \in \mathbb{R}^{4 \times 2} = \int_0^{T_s} e^{\hat{A}_c t} W_c dt$,

$$x(k) = [i_{fd}(k) \ i_{fq}(k) \ V_d(k) \ V_q(k)]^T, \quad u(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{id}(k) \\ V_{iq}(k) \end{bmatrix}, \quad i_o(k) = \begin{bmatrix} i_{od}(k) \\ i_{oq}(k) \end{bmatrix}.$$

$u(k)$ ve $x(k)$ sırasıyla kontrol giriş ve sistem durum vektörleridir. Üst indis T ise vektör veya matrisin transpozunu temsil eder. $V_o^{dq}(k) = \begin{bmatrix} V_d(k) \\ V_q(k) \end{bmatrix}$ ise kontrol edilecek KGK çıkış gerilim vektörüdür. Basitleştirilecek olursa (37)'in ayrık zaman modeli (43)'te verilen Forward Euler yöntemi kullanılarak (44)'teki gibi de elde edilebilir. Örnekleme aralığı T_s 'nin yeteri kadar küçük olduğu varsayılarak sürekli zamandaki sistem durumları

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (43)$$

biçiminde ayrıklaştırılabilir. (43) KGK modeline uygulanırsa sistem durumlarının ayrık zaman modeli

$$\begin{aligned} i_{fd}(k+1) &= i_{fd}(k) + T_s \omega i_{fq}(k) - \frac{T_s}{L_f} V_d(k) + \frac{T_s}{L_f} u_d(k) \\ i_{fq}(k+1) &= i_{fq}(k) - T_s \omega i_{fd}(k) - \frac{T_s}{L_f} V_q(k) + \frac{T_s}{L_f} u_q(k) \\ V_d(k+1) &= \frac{T_s}{C_f} i_{fd}(k) + \left(1 - \frac{T_s}{RC_f}\right) V_d(k) + T_s \omega V_q(k) - \frac{T_s}{C_f} i_{od}(k) \\ V_q(k+1) &= \frac{T_s}{C_f} i_{fq}(k) + \left(1 - \frac{T_s}{RC_f}\right) V_q(k) - T_s \omega V_d(k) - \frac{T_s}{C_f} i_{oq}(k) \end{aligned} \quad (44)$$

biçiminde elde edilir. (44) matris biçimde düzenlenirse $\hat{A}$, $\hat{B}$ ve W_n matrisleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\hat{A} = e^{\hat{A}_c T_s} \cong I + T_s \hat{A}_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} 0 & \omega & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{RC_f} & \omega \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega & -\frac{1}{RC_f} \end{bmatrix},$$

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} 1 & T_s \omega & -\frac{T_s}{L_f} & 0 \\ -T_s \omega & 1 & 0 & -\frac{T_s}{L_f} \\ \frac{T_s}{C_f} & 0 & 1 - \frac{T_s}{RC_f} & T_s \omega \\ 0 & \frac{T_s}{C_f} & -T_s \omega & 1 - \frac{T_s}{RC_f} \end{bmatrix}, \hat{B} = \int_0^{T_s} e^{\hat{A}_c t} \hat{B}_c \cong T_s \hat{B}_c = T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$W_n = \int_0^{T_s} e^{\hat{A}_c t} W_c \cong T_s W_c = T_s \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}.$$

1.3.4. Model Belirsizlikleri

Uygulamada KGK LC filtre parametreleri belirli bir nominal değere sahiptir ve bu değerler ekipmanların üzerinde yazılı olarak verilir. Ancak, gerçekte bu değerler tam olarak elde edilemeyebilir. Çünkü parametre değerleri zamanla değişime uğrayabilir, üretim esnasında istenilen değer tam olarak ayarlanamayabilir veya nominal değerler ölçülürken ölçüm hataları yapılabilir. Böylece LC filtre kondansatör ve endüktans parametre değerlerinde belirsizlikler oluşabilir. Bu belirsizliklerin yanında matematiksel modelleme ve ayrıklaştırma işlemi gibi etkenlerden kaynaklanan diğer belirsizliklerde oluşabilir. Parametre değişimi, modelleme ve ayrıklaştırma gibi iç etkenlerden kaynaklanan bu iç modele ait belirsizliklere model belirsizlikleri denebilir.

Bu model belirsizlikleri kontrol sisteminin kararsız duruma geçmesine, sürekli hal hatasının artmasına, geçiş süresinin uzamasına, çıkış geriliminde yüksek THD'lerin elde edilmesine sebep olabilir. Model belirsizliklerinden kaynaklanan bu tür problemlerin üstesinden gelmek ve tasarlanan kontrol sisteminden istenilen performansı alabilmek için bu belirsizliklerin modellenerek kontrolör tasarımına eklenmesi ve kompanze edilmesi gerekir. (37)'de verilen doğrusal zamanla değişmeyen belirsiz KGK sisteminde $\hat{A}$ ve $\hat{B}$ fiziksel sistemi (gerçek sistem) temsil eden ve belirsizlik içeren matrislerdir. Bu fiziksel sisteme ait matrislerin içerisinde R , L_f , C_f elemanları olduğu biliniyor ve bu elemanların değerlerinin belirsiz olduğu ancak belirli bir aralıkta olduğu varsayılarak elemanların en küçük, nominal ve en büyük değerleri ile bu belirli aralığın tanımı (45)'teki gibi yapılabilir.

$$\begin{aligned} R_1 &< R < R_2 \\ L_1 &< L_f < L_2 \\ C_1 &< C_f < C_2 \end{aligned} \tag{45}$$

Burada R_1 , L_1 , C_1 en küçük değerleri, R_2 , L_2 , C_2 en büyük değerleri ve R , L_f , C_f nominal değerleri temsil eder.

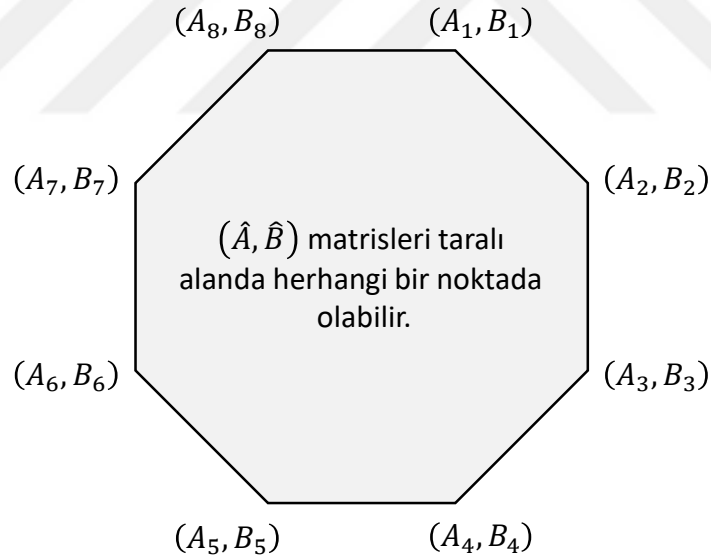
Özetlenecek olursa, KGK gerçek sistemindeki parametrelerin nominal değerleri biliniyor, ancak bu değerlerin kesin olmadığı ve belirli bir aralıkta olabilecekleri varsayılıyor. Böylece bu belirli aralıktaki R , L_f , C_f parametreleri ile çok sayıda $\hat{A}$, $\hat{B}$ matrisi elde edilebilir. Bu matrisler $(\hat{A}, \hat{B})$ (46)'daki gibi bir politopik belirsizlik sınıfı olarak tanımlanabilir (Danayiyen, Lee, vd., 2019; Lim vd., 2014).

$$\mathcal{P} = (\hat{A}, \hat{B}) := \sum_{i=1}^p \gamma(A_i, B_i), \gamma \geq 0, \quad \sum_{i=1}^p \gamma = 1 \tag{46}$$

Burada $\mathcal{P}$ politopik belirsizlik sınıfını, γ artırım miktarını, $p_b = 2^{n_p}$ toplam belirsiz matris çifti sayısını n_p ise belirsizlik içeren toplam parametre sayısını temsil eder. Örneğin $\hat{A}$ matrisinde üç adet belirsiz parametre vardır (R, L_f, C_f) ve $n_p = 3$, $p_b = 2^3 = 8$ olur.

Tolamda 8 adet $(\hat{A}, \hat{B})$ matris çifti elde edilir ve bu matris çifti birbirlerine dış bükeydirler (konveks) ve bir çokgene ait köşeleri oluştururlar. Örneğin $p_b = 8$ adet köşesi olan bir çokgen oluşur. Şekil 6'da gösterilen çokgende (konveks düzlem) matris çiftlerinin birbirlerine dış bükey oldukları görülmektedir. Yani bir köşeden başka bir köşeye çizgi çekildiğinde bu çizgi üçüncü bir noktadan geçmez. Böylece gerçek sisteme ait $(\hat{A}, \hat{B})$ matris çiftleri kararlı bir alanda bulunurlar. Çokgenin köşelerini oluşturan bu matris çiftleri, belirsiz parametrelerin uç noktaları yani en küçük ve en büyük değerleri ile elde edilir. Gerçek sisteme ait belirsiz matris çifti $(\hat{A}, \hat{B})$ ise çokgenin içerisinde herhangi bir noktada bulunur. Çokgenin kenarlarında veya köşelerinde bulunabilir. Bu kenarlar kararlılık sınırıdır. Bu sınırın dışına çıkıldığında belirsiz gerçek sistemin kararsız olduğu varsayılır.

R , L_f , C_f değerlerinin uç noktalarını belirlemek için bir başka değişle model belirsizliğinin büyüklüğünü belirlemek için bir belirsizlik normu η (eta) (47)'deki gibi tanımlanabilir (Danaiyen, vd., 2019; Lim vd., 2014).



Şekil 6. Politopik belirsizlik sınırı

$$L_1 = \frac{L_f}{\eta}, \quad L_2 = \eta * L_f$$

$$C_1 = \frac{C_f}{\eta}, \quad C_2 = \eta * C_f$$

$$R_1 = \frac{R}{\eta}, \quad R_2 = \eta * R$$

(47)

Burada $\eta > 1$ 'dir ve $\eta = 1$ olduğu durumda belirsiz sistem nominal sisteme eşit olur. η arttıkça model belirsizlik sınırı artar yani elemanların en büyük ve en küçük değerleri nominal değerden uzaklaşır. η 'nın farklı değerleriyle farklı $(\hat{A}, \hat{B})$ matrisleri elde edilir. (47)'de elde edilen sınır noktaları Tablo 2'de verilen parametre kombinasyonunu oluşturur ve bu kombinasyonlar ise Şekil 6'daki konveks çokgenin köşe noktalarına $(A_i, B_i, i = 1, 2, \dots, 8)$ karşılık gelir. Yani $\eta > 1$ için her bir farklı η değeri için farklı büyüklükte çokgen elde edilir.

Tablo 2. Politopik belirsizlik sınıfı matris çiftleri

i	L_f	C_f	R	(A_i, B_i)
1	L_1	C_1	R_1	(A_1, B_1)
2	L_1	C_1	R_2	(A_2, B_2)
3	L_1	C_2	R_1	(A_3, B_3)
4	L_1	C_2	R_2	(A_4, B_4)
5	L_2	C_1	R_1	(A_5, B_5)
6	L_2	C_1	R_2	(A_6, B_6)
7	L_2	C_2	R_1	(A_7, B_7)
8	L_2	C_2	R_2	(A_8, B_8)

Böylece $j = 1, 2$ ve $i = 1, 2, \dots, 8$ olmak üzere A_i, B_i matris çiftleri aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$A_i := \begin{bmatrix} \omega M & -\frac{1}{L_{[j]}} I \\ \frac{1}{C_{[j]}} I & \omega M - \frac{1}{R_{[j]} C_{[j]}} I \end{bmatrix}, \quad B_i := \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{[j]}} I \\ 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (48)$$

Burada $\eta = 1$ için maksimum ve minimum değerler nominal değerlere eşit olur. η değeri 2 olursa parametrelerin maksimum değeri iki kat artar ve minimum değeri 2 kat azalır. Yani %100 bir artış ve %50 bir azalış oluşur. $\eta = 7.8$ için parametrelerin maksimum değeri %680 artmış ve minimum değeri yaklaşık %87 azalmış olur. Bu çalışmada maksimum ve minimum değerlerin artış oranı yüzde olarak belirtilmemiştir. Bunun yerine bir belirsizlik normu η tanımlanmıştır. Uygulamada fiziksel olarak LC filtre parametrelerinin iki kat veya

daha fazla değişmesi mümkün değildir. Ancak bu çalışmada kontrol sisteminde yazılımsal olarak η değeri 7.8'lere kadar çıkarılmış ve önerilen yöntemin gürbüzlüğü test edilmiştir. Deneysel olarak ise nominal kondansatör değeri %40 azaltılmış ve sonuçlar incelenmiştir. Yüksek değerlere ıkılmasındaki asıl amaç önerilen kontrol sisteminin farklı nominal filtre parametre değerlerine sahip KGK cihazlarına uygulanabilir olduğunu göstermek, aynı zamanda filtre parametrelerinde oluşabilecek değişimler ve KGK sisteminde matematiksel modelleme ve ayrıklaştırma gibi içsel durumlardan kaynaklanan belirsizliklerin etkisi karşısında kontrol sisteminin dayanıklılığını arttırarak cihazın kararlı bir şekilde çalışmasını sağlamaktır. Bunun yanında uygulamada cihaz çıkışına herhangi bir değerde ve tipte yk bağlanabilir. Farklı tipte ve büyüklükte yüklerin çekeceği akımın sebep olabileceği bozulmaların en aza indirilmesi de ayrıca amaçlanmıştır.

1.4. Model ngrl Kontrol

Model ngrl Kontrol (MK), sistemin açık çevrim matematiksel modelinden yararlanılarak önceden belirlenen bir optimizasyon probleminin çözüldüğü kapalı çevrim kontrol yöntemidir. Belirli bir optimizasyon yöntemine göre sistemin gelecekteki davranışı hesaplanır. Bu optimizasyon işlemi her adımda tekrarlanır ve belirli bir zaman aralığında (ngr zamanı) gerçekleşir. k zaman adımıdaki sistem durumlarının $(x(k))$, $k + 1$ zaman adımıdaki $(x(k + 1|k))$ değerleri hesaplanır (Maciejowski, 2002; Rossiter, 2003).

ngrl kontrol terimi özel bir kontrol stratejisi olarak tanımlanmamaktadır. Sistemlerin ngr modelinden faydalanılarak amaç fonksiyonu optimize edilir ve optimal kontrol sinyali bu amaç fonksiyonu kullanılarak hesaplanır. Bu amaç fonksiyonu sistemlerin belirli gereksinimlerine göre belirlenir (referans gerilim takibi, referans hız takibi vb.). Buda farklı optimizasyon teknikleri ve farklı sistem modelleme tekniklerinin öngörülü kontrolde kullanılmasını sağlar. Bu farklılıklarda farklı öngörülü kontrol isimlerini ortaya çıkarır (Camacho ve Bordons, 2004).

Bu isimler:

- Model Predictive Control (Model ngrl Kontrol)
- Rolling Horizon Control (Yuvarlamalı Ufuk Kontrol)
- Receding Horizon Control (Kayan Ufuk Kontrol)
- Dynamic Matrix Control (Dinamik Matris Kontrol)
- Model Algorithmic Control (Model Algoritmik Kontrol)

- Dynamic Linear Programming (Dinamik Doğrusal Programlama)
- Generalized Predictive Control (Genelleştirilmiş Öngörülü Kontrol)
- Dead-Beat Control (Ölü Zaman Kontrol)
- Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC)
- Continuous Control Set Model Predictive Control (CCS-MPC)

olarak bilinir.

Farklı isimlerde kullanılan bu öngörülü kontrol yöntemlerinin genel olarak avantaj ve dezavantajları benzerdir. MÖK'ün avantajlar aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Ağırlık parametreleri uygun seçildiğinde sistemdeki birden çok değişken tek bir kontrol kuralı ile kontrol edilebilir.
- Doğrusal olmayan sistemler veya sistemlerdeki doğrusal olmayan yapılar kontrolör tasarımına kolayca eklenebilir.
- Sistemdeki kısıtlamalar kontrolör tasarımına sistematik biçimde eklenebilir.
- Çok değişkenli kontrol problemlerinin çözümü kolaydır.

Ölü zaman etkisi giderilebilir.

Bu avantajlarının yanında MÖK'ün dezavantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Modele dayalı bir kontrol yöntemi olması sistem modelinin yüksek doğrulukta olmasını gerektirir. Sistemde modellenemeyen bozucular (bozucu etkiler, model belirsizlikleri, parametre belirsizlikleri vb.) kontrolör performansını etiler.
- Sistem dinamiği (matematiksel modeli) değiştiğinde kontrolör parametreleri her örnekleme adımında hesaplanmalıdır. Parametre değişimlerinden etkilenir.

Yapısında yüksek boyutlu matrislerin olması hesaplama yükünü artırır. Bu hesaplama işleminin yapılabilmesi için yüksek hızlı mikroişlemciler gereklidir. Ancak gelişen teknoloji ile son zamanlarda yüksek hızlı işlemciler üretilmeye başlanmıştır.

MÖK'te kontrol amacına göre çeşitli tasarım parametreleri bulunur. Bunlar arasında en önemlisi öngörü ufku N_p ve kontrol ufku N_c 'dir. Optimizasyon işleminin gerçekleştirildiği zaman uzunluğu öngörü ufku olarak bilinir. Bunların yanında amaç fonksiyonunda kullanılan ağırlık parametrelerinin kontrolör tasarımındaki önemi büyüktür. Bu ağırlıklar hangi amacın daha önemli olduğunu ön plana çıkarmak için kullanılır. Örnek verilecek olursa, bir elektrik devresindeki kontrol amacı akım kontrolü olsun. Bu amaç için belirlenen amaç fonksiyonunda akım hatası ile birlikte başka bir değişkene (aktif güç, reaktif güç, gerilim, anahtarlama frekansı vb.) ait hatada bulunabilir. Ancak asıl amaç akım kontrolü olduğu için bu amacın ön planda tutulması gerekir. Hangi amacın ön planda tutulması o

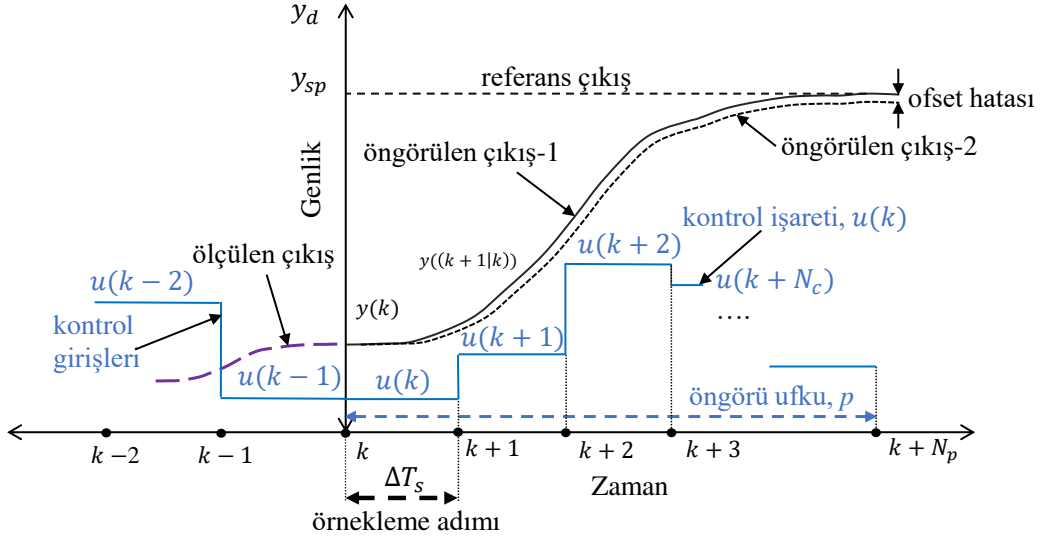
amaçla ilgili ağırlık parametresi ile belirlenir. Akım ile ilgili parametre büyük tutulurken, güçle veya diğer amaçlarla ilgili ağırlık parametreleri küçük tutulabilir. Böylece birden çok amaç tek bir amaç fonksiyonunda değerlendirilebilir.

MÖK'ün genel olarak çalışma ilkesi Şekil 7'de gösterilmiştir. Bu şekil üzerinden bu yöntemin çalışma ilkesi açıklanmıştır. k zaman adımı şu andaki an olmak üzere, k anında sistem durum bilgileri ölçülür ve sistemin matematiksel modeli kullanılarak bu durumların gelecekteki değerleri öngörülür. Öngörülen bu değerler belirlenen optimizasyon kriterine (amaç veya maliyet fonksiyonu) göre değerlendirilerek kontrol giriş vektörü $U \in \mathbb{R}^{m \times N_c}$ hesaplanır. $m \in \mathbb{Z}^+$, giriş sayısı, $N_c \in \mathbb{Z}^+$ ise kontrol ufku uzunluğudur. k zaman adımında her bir giriş için N_c tane değer hesaplanır. Örneğin tek girişli bir sistem için N_c tane kontrol giriş işareti hesaplanır. Hesaplanan bu kontrol vektörünün ilk girişi $u_0(k)$ alınarak sisteme kontrol girişi olarak uygulanır. Yani k anında hesaplanan $u_0(k)$, $k + 1$ anında giriş olarak sisteme uygulanır. U vektörünün (49) diğer elemanları göz ardı edilir. Bu işlem her zaman adımında tekrarlanır. Her zaman adımında tekrarlanan bu kaydırma işlemi Kayan Ufuk Kontrol (Receding Horizon Control) olarak bilinir. k zaman adımında hesaplanan $u_0(k)$, $k + 1$ zaman adımı gelene kadar sistemi etkilemez. Buda bir zaman gecikmesine sebep olur.

$$U = [u_0(k) \ u_1(k + 1) \ u_2(k + 2) \ \dots \ u_{N_c}(k + N_c - 1)] \quad (49)$$

$k + 1$ adımına geçildiğinde sistem durumları tekrar ölçülür ve ölçülen bu değerler başlangıç değerleri (koşulları) alınarak bir önceki adım tekrarlanır. Bu hesaplama işlemi $N_p \in \mathbb{Z}^+$ öngörü ufku uzunluğu kadar aşağıdaki gibi genelleme yapılarak hesaplanır:

$x(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ x_3(k) \ \dots \ x_n(k)]^T$, $n \in \mathbb{Z}^+$ adet durumdan oluşan durum vektörü ve zaman adımı indisi $i = 0, 1, 2, \dots, N_p$ olmak üzere, $x_1(k)$ durumu (50)'deki gibi öngörülür. $x_1(k)$ durumu için verilen öngörü ifadesi kullanılarak diğer durumlarda öngörülür. Böylece durum değişkenlerinin gelecekteki değerleri hesaplanır. Sistem çıkışlarının öngörülmesi ise öngörülen durumlar kullanılarak hesaplanır. $y(k) := [y_1(k) \ y_2(k) \ y_3(k) \ \dots \ y_r(k)]^T$, $r \in \mathbb{Z}^+$ adet çıkıştan oluşan çıkış vektörü olmak üzere $y_1(k)$ çıkışı (51)'deki gibi öngörülür.



Şekil 7. Model Öngörülü Kontrol genel ilkesi

$$x_1(k_i + 1|k_i) = Ax(k_i) + Bu(k_i)$$

$$x_1(k_i + 2|k_i) = Ax(k_i + 1) + Bu(k_i + 1)$$

$$x_1(k_i + 3|k_i) = Ax(k_i + 2) + Bu(k_i + 2)$$

.

.

$$x_1(k_i + N_p|k_i) = A^{N_p}x_1(k_i + 1|k_i) + A^{N_p-1}Bu(k_i + 1) + A^{N_p-N_u}Bu(k_i + N_u - 1) \quad (50)$$

$$y_1(k_i + 1|k_i) = CAx(k_i) + CBu(k_i)$$

$$y_1(k_i + 2|k_i) = CA^2x(k_i) + CABu(k_i) + CABu(k_i + 1)$$

.

.

$$y_1(k_i + N_p|k_i) = CA^{N_p}x_1(k_i + 1|k_i) + CA^{N_p-1}Bu(k_i + 1) + CA^{N_p-N_u}Bu(k_i + N_u - 1) \quad (51)$$

$y_1(k)$ çıkışına ait çıkış öngörü vektörü Y olmak üzere,

$Y = [y_1(k_i + 1|k_i) \ y_1(k_i + 1|k_i) \ . \ . \ . \ y_1(k_i + N_p|k_i)]^T$ olarak elde edilir. Hesaplan bu çıkış vektörü Y ile verilen çıkış referans R_s , bir amaç fonksiyonunda kullanılarak optimizasyon problemi çözülür. Bu amaç ile Y çıkışının referans değeri R_s 'yi takip etmesi istenir. Örnek bir amaç fonksiyonu (maliyet fonksiyonu) (52)'de verilmiştir.

$$J(k) = (R_s - Y)^T Q_w (R_o - Y)^T + U^T R_w U \quad (52)$$

Burada $J(k)$ amaç fonksiyonu, Q_w çıkış ile ilgili ve R_w kontrol işareti ile ilgili ağırlık matrisini temsil eder. Bu ağırlık matrisleri ile hangi amacın daha önemli olduğu belirlenir. (52)'deki amacın referans takibi olduğu görülmektedir. Burada kontrol işareti ile ilgili kullanılan ağırlık parametresi R_w , kontrol işaretini cezalandırmaya yöneliktir.

Özetlenecek olursa, model öngörülü kontrol yönteminde sistem durumları ölçülür ve sistemin matematiksel modeli kullanılarak durumların bir sonraki zaman adımındaki değerleri hesaplanır. Hesaplanan bu değerler ise bir amaç fonksiyonunda değerlendirilir. Amaç fonksiyonu kullanılarak kontrol giriş işareti hesaplanır. Kontrol amacını iyi bir şekilde gerçekleştirmek için sistemin matematiksel modeli yüksek doğrulukta olmalıdır. Aksi durumda çıkış değeri ile referans değer arasında Şekil 7'de görüldüğü gibi bir ofset hatası oluşur. Şekil 7'de görülen öngörülen çıkış-2 ile referans değeri arasında sürekli halde oluşan bu ofset hatasının oluşma sebebi, sistemin matematiksel modeli doğruluğunun düşük olması, ayrıklaştırma işlemi ile elde edilen modelin gerçek modelden çok uzak olması, sistemdeki parametre belirsizlikleri, model belirsizlikleri, zaman gecikmeleri ve bozucu etkilerden kaynaklanabilir. Bu hatanın ortadan kaldırılması için sistem modelinin yüksek doğrulukta elde edilmesi ve uygun gözlemleyici tasarlayarak bu belirsizliklerin ve bozucuların kestirilmesi gereklidir. Bunun için uygun gözlemleyiciler tasarlanır ve MÖK ile birlikte kullanılır (Danayiyen, Altaş, vd., 2019; Danayiyen, Lee, vd., 2019; Lim vd., 2014).

Yukarıda model öngörülü kontrol yöntemlerinin genel olarak ortak özellikleri verildi. Bu yöntemlerden güç elektroniğinde kullanılan MÖK'ler ise iki ana başlık altında toplanır. Bunlardan ilki genelleştirilmiş öngörülü kontrol modeline dayalı sürekli kontrol küme model öngörülü kontrol (continuous control set model precitive control, CCS-MPC), diğeri ise

sınırlı kontrol küme model öngörülü kontrol (finite control set model predictive control, FCS-MPC) olarak bilinir. Birincisinde öngörü modeli için güç elektroniği dönüştürücüsünün doğrusal modeli kullanılır ve bir modülatör kullanılarak anahtarlama işaretleri elde edilir, ikincisinde ise dönüştürücünün doğrusal olmayan modeli kullanılır ve anahtarlama işaretleri doğrudan elde edilir, herhangi bir modülatör kullanılmaz. Bu doğrusal olmayan sistem modeli dönüştürücü anahtarlama durumlarına karşılık gelen gerilim vektörleridir.

1.4.1. Model Öngörülü Kontrol’de Zaman Gecikmesi

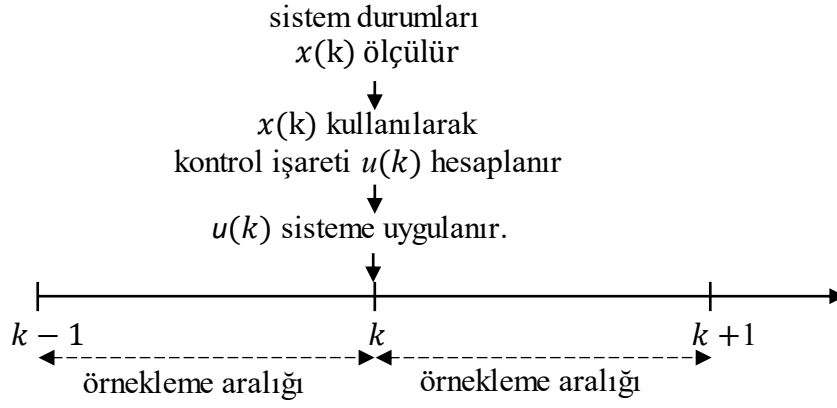
Gerçek zamanlı uygulamada örnekleme zamanının büyük bir bölümü kontrol sinyalinin hesaplanması için kullanılır. Hesaplanan kontrol sinyali ise bir sonraki zaman adımında sisteme giriş olarak uygulanır. Bu kontrol sinyali bir sonraki adımda uygulanana kadar sisteme etki etmez. Bu durum bir örnekleme adımı kadar bir zaman gecikmesine sebep olur (Aguilera vd., 2013; Ahmed vd., 2017; P. Cortes vd., 2008; Patricio Cortes vd., 2012; Danayiyen, Lee, vd., 2019; S.-K. Kim, Park, vd., 2015; Nguyen vd., 2018). Bu zaman gecikmesi bütün öngörülü kontrol yöntemlerinde ortaya çıkar. Bu problemi ortadan kaldırmak için bu zaman gecikmesi modellenerek kontrolör tasarımına eklenir veya zaman gecikmesi kompanzatörü kullanılır. Bu yöntemlerden en çok kullanılanı iki adım öteye öngörme işlemidir ve bu işlem ile gecikme modellenerek ortadan kaldırılır. MÖK’te $k + 1$ anındaki sistem durumlarının öngörülebilmesi için k anındaki sistem durumlarının ölçülmesi ve geri beslenmesi gerekir. Yani $k + 1$ zaman adımındaki durumların hesaplanabilmesi k zaman adımında sistem durumlarının mevcut olmasına bağlıdır. Bunun için sistem durum vektörü, $x(k)$ ölçülür. Ölçüm işlemi yapıldıktan sonra kontrol algoritmasına gönderilen $x(k)$, kestirim ve öngörü işlemlerinde kullanılır. Öngörülen sistem durum vektörü $x((k + 1|k))$ ise optimizasyon işleminde kullanılır. Optimizasyon sonucu elde edilen kontrol işareti $u(k)$ ise anahtarlama durumlarının elde edilmesinde kullanılır. Bütün bu işlemler, mikroişlemcide bir örnekleme periyodunda gerçekleştirilir ve bir sonraki örnekleme periyodundan önce bütün hesaplamaların bitmesi gerekir. Gerçek zamanlı uygulamalarda bu işlemlerin bir örnekleme zamanı içerisinde bitirilememesi istenmeyen sonuçları ortaya çıkarır. Bir örnekleme zamanı içerisinde yapılan işlemler, simülasyon ortamı için Şekil 8’de, gerçek zamanlı uygulama için Şekil 9’da sırasıyla gösterilmiştir. Şekil 8’de simülasyon ortamında bütün işlemlerin o anda gerçekleştirildiği görülmektedir. Ancak gerçek zamanlı uygulamada bu durum farklıdır. Şekil 9’da k anında $x(k)$ vektörü ölçülerek

bir önceki örnekleme aralığında hesaplanan kontrol giriş vektörü $u(k-1)$, $k+1$ zaman adımında uygulanacak olan kontrol girişi $u(k)$ vektörünün t_h süresi boyunca hesaplanmasında kullanılır. Böylece $u(k)$ vektörünün uygulanması bir zaman adımı kadar gecikmiş olur. Kontrolör tasarımı bu gecikme dikkate alınmalıdır. Şekil 9’da görüldüğü gibi bu zaman gecikmesini kompanze etmek için iki adım öteye öngörü yöntemi kullanılır. Şekil 9’da $x(k+1)$ hesaplanırken k anında ölçülen $x(k)$ ve bu $x(k)$ ile hesaplanan $u(k)$ kullanılır. Şekil 10’da ise $x(k+1)$ hesaplanırken k anında ölçülen $x(k)$ ve bir önceki örnekleme aralığı $k-1$ ’de hesaplanan $u(k-1)$ kullanılır. Sonra $x(k+1)$ kullanılarak $u(k)$ hesaplanır. Hesaplanan bu $u(k)$, $k+1$ adımında sisteme giriş olarak uygulanır. Sonuç olarak optimizasyon işlemi toplamda $k+2$ adımı aralığında bitirilmiş olur. Böylece dijital kontrol sisteminde bir örnekleme adımı kadar zaman gecikmesi ortadan kaldırılır (Cortes vd., 2012). Sistem durumlarının öngörü denklemleri Şekil 8 için (53), Şekil 9 için (54) ve Şekil 10 için (55) ile açıklanabilir.

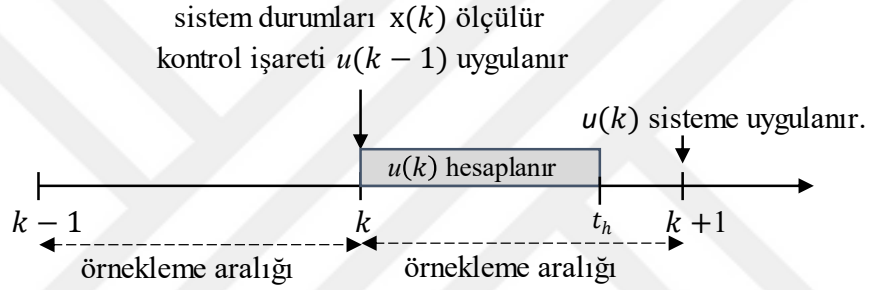
$$x(k+1|k) = Ax(k) + Bu(k) \quad (53)$$

$$x(k+1|k) = Ax(k) + Bu(k-1) \quad (54)$$

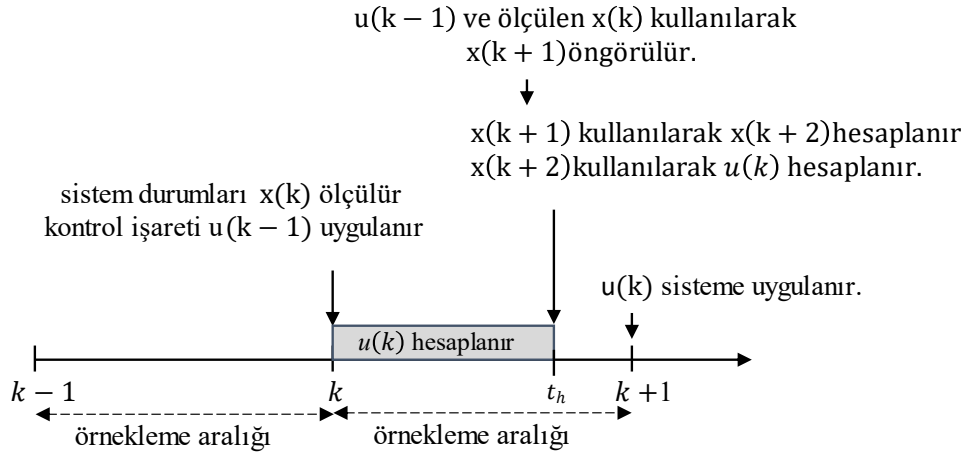
$$x(k+2|k) = Ax(k) + Bu(k) \quad (55)$$



Şekil 8. Simülasyon ortamında kontrol algoritmasını hesaplanması



Şekil 9. Gerçek zamanlı uygulamada kontrol algoritmasının uygulanması



Şekil 10. İki adım öteye öngörme işlemi

1.4.2. CCS-MPC

Güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılan öngörülü kontrol yöntemlerinden biri CCS-MPC (Continuous Control Set Model Predictive Control)'dir. Bu kontrol yönteminde SVPWM ve SPWM gibi modülatörler kullanılarak anahtarlama işaretleri dönüştürücüye uygulanır (Danayiyen, Lee, vd., 2019; Hu vd., 2014; S.-K. Kim, Choi, vd., 2015; S.-K. Kim, Park, vd., 2015; Xia vd., 2012). Sisteme ait doğrusal bir matematiksel model kullanılarak sistem durumları öngörülür ve öngörülen bu sistem durumları bir amaç fonksiyonuna gönderilerek belirlenen amaç doğrultusunda kontrol işareti hesaplanır. Örneğin örnek bir amaç fonksiyonu (56)'da verilmiştir.

$$J(u(k), x(k)) = (x(k) - x^*)^T P_c (x(k) - x^*) \quad (56)$$

Buradaki amaç ölçülen sistem durumları ile referans arasındaki hatanın P_c ağırlık matrisi kullanılarak cezalandırılmasıdır. Bu amaç bir gerilim referans takibi işlemi olabilir. Ölçülen gerilim ile referans gerilim arasındaki hatanın sıfır yapılması işlemi olarak düşünülebilir. (56)'ın kontrol işaretine göre türevi (57)'deki gibi alınarak optimal kontrol işareti hesaplanır ve bu işaret bir modülatöre gönderilerek uygun anahtarlama işaretleri elde edilir.

$$\frac{\delta J(u(k), x(k))}{\delta u(k)} = 0 \quad (57)$$

1.4.3. FCS-MPC

FCS-MPC'de dönüştürücülerin doğrusal olmayan yapılarından yararlanılır ve modülatöre ihtiyaç duyulmaz. Dönüştürücünün anahtarlama durumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri ile sistemin ayrık zaman modeli kullanılarak değişkenler öngörülür. Öngörülen bu değişkenlerle amaç fonksiyonu hesaplanır ve amaç fonksiyonunu en küçük yapan gerilim vektörüne karşılık gelen anahtarlama durumu seçilerek yarı iletken anahtarlara

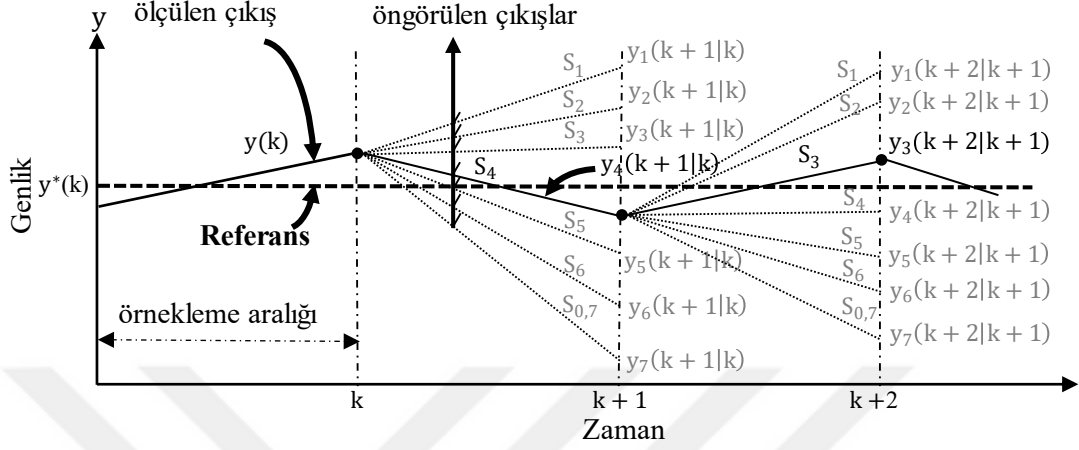
kapı sinyali olarak gönderilir (P. Cortes vd., 2008, 2009; Danayiyen, Altaş, vd., 2019; Jiefeng Hu vd., 2013; Ramirez vd., 2019; Z. Zhang vd., 2018). Bu yöntemin en önemli avantajı bir modülatöre ihtiyaç duymaması ve geçiş performansının hızlı olmasıdır. Anahtarlama frekansı ise değişkendir. Bunun sebebi, bir adet anahtarlama durumu iki veya daha fazla örnekleme periyodunda optimal olabileceği içindir (bir anahtarlama durumu birkaç örnekleme periyodunda maliyet fonksiyonunu en küçük yapabilir) (Rodriguez vd., 2009). Bu sebeple, yapılan çalışmalarda anahtarlama frekansı örnekleme frekansının yarısıyla sınırlıdır.

Şekil 11 FCS-MPC'nin genel çalışma ilkesini gösterir. Üç fazlı iki seviyeli eviricideki sekiz adet anahtarlama durumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri kullanılarak sistem çıkışları öngörülür. k zaman adımında ölçülen sistem çıkışı kullanılarak sekiz adet sistem çıkış öngörüsü yapılır. Şekil 11'de $y_0(k), y_2(k), \dots, y_7(k)$ aynı çıkış değişkeninin farklı gerilim vektörleri için elde edilen sonuçlarıdır. Yapılan bu öngörü değerleri sırasıyla amaç fonksiyonunda değerlendirilir. Amaç fonksiyonunda öngörülen çıkışla referans çıkış arasındaki hata hesaplanır. Hesaplanan bu sekiz değer arasından amaç fonksiyonunu en küçük yapan gerilim vektörüne karşılık gelen anahtarlama durumu seçilerek eviriciye bir sonraki adımda uygulanır. Bir sonraki adımda çıkış tekrar ölçülür ve aynı işlemler tekrarlanır. Eviricilerde anahtarlama durum sayısı evirici seviyesine göre artmaktadır. Bu durum sayısının artması kontrol sisteminin hesap yükünü artırır. Ancak günümüzdeki hızlı işlemciler bu tür problemlerin üstesinden gelebilmektedir. Amaç fonksiyonundaki ağırlık parametrelerinin belirlenmesi için ise gelişmiş bir yöntem mevcut değildir. Bu parametreler genel olarak deneme yanılma yöntemleri ile belirlenirler (Patricio Cortes vd., 2009). Kontrol amacına göre amaç fonksiyonları ise farklılık gösterebilir. Bir sonraki bölümde FCS-MPC'de kullanılan farklı amaç fonksiyonları açıklanmıştır.

1.4.3.1. FCS-MPC'de Amaç Fonksiyonları

MÖK'te sistem durumları, öngörüldükten sonra bir optimizasyon problemine gönderilerek problemin çözümünde kullanılırlar. Bu optimizasyon problemi kontrol amacına göre belirlenir. Bir veya birden çok kontrol amacı bu probleme dahil edilebilir. Bu amaçlar kullanılarak bir amaç fonksiyonu (maliyet fonksiyonu) belirlenir. Bu amaç fonksiyonu her zaman adımında yeniden hesaplanır ve optimal kontrol girişi elde edilir. Bu

optimal kontrol girişı ise bir sonraki adımda sisteme kontrol girişı olarak uygulanır. Örneğin hatanın mutlak değeri (58), karesi (59), integrali (60) amaç fonksiyonu olabilir.



Şekil 11. FCS-MPC çalışma ilkesi

$$g = |x^* - x^p| \quad (58)$$

$$g = (x^* - x^p)^2 \quad (59)$$

$$g = \frac{1}{T_s} \int^{T_s} (x^*(t) - x^p(t)) \quad (60)$$

(59)'da hatanın karesi alınır. Bunun anlamı daha büyük hatalar küçüklere göre daha fazla cezalandırılır. Bu fonksiyon referans değerin ölçülen değere yakın olduğu uygulamalarda kullanılabilir. Kontrolörün cevap süresi hızlıdır ancak anahtarlama frekansı yüksek olur. (60)'da ise bütün örnekleme aralığı dikkate alınır. k ile $k + 1$ aralığındaki değerler hesaba katılır. Böylece referans işaretin ortalama değeri öngörülen değere yakınsar ve daha iyi referans izleme yapılır. (58), (59) ve (60)'ın birbirlerine göre farklılık gösterecekleri de önemli

sayılacak büyük bir farklılıkları yoktur. Birbirlerinin yerlerine kullanılabilirler. Basit ve hızlı cevabı olmasından dolayı en çok (59) tercih edilir.

Güç elektroniğinde dönüştürücünün cinsine göre amaç fonksiyonları yukardaki gibi farklılık gösterebilir ve aynı zamanda farklı amaçlar içerebilirler. Örneğin üç fazlı iki seviyeli bir eviricide gerilim kontrolünün amaçlandığı bir amaç fonksiyonu (61)'de verilmiştir (Danayiyen, Altaş, vd., 2019; Rodriguez vd., 2013).

$$g_i = |v_\alpha^*(k) - v_\alpha^p(k+1)| + |v_\beta^*(k) - v_\beta^p(k+1)| \quad (61)$$

Alfa-Beta eksen takımında verilen bu amaç fonksiyonunda g_i amaç fonksiyonunu v_α^* ve v_β^* referans gerilimleri v_α^p ve v_β^p öngörülen gerilimleri temsil eder. i indisi ise dönüştürücü anahtarlama vektör sayısını temsil eder. (61)'de referans değerle öngörülen değer arasındaki hatanın mutlak değeri alınarak hata cezalandırılır. i adet g hesaplanır ve basit bir algoritmayla en küçük g 'ye karşılık gelen anahtarlama durumu seçilerek sisteme uygulanır. Bu seçim işlemi diğer maliyet fonksiyonlarında da aynıdır. (61) bir kesintisiz güç kaynağında veya da-da dönüştürücüde çıkış gerilim kontrolü amacıyla kullanılabilir (P. Cortes vd., 2009). Şebeke bağlantılı bir eviricide akım kontrolü amaçlı maliyet fonksiyonu (62)'deki gibi olabilir.

$$g_i = |i_\alpha^*(k) - i_\alpha^p(k+1)| + |i_\beta^*(k) - i_\beta^p(k+1)| \quad (62)$$

Burada $i_\alpha^*(k)$ ve $i_\beta^*(k)$ referans akımlar, $i_\alpha^p(k+1)$ ve $i_\beta^p(k+1)$ öngörülen akımlardır. Anahtarlama kayıplarını azaltmak için amaç fonksiyonuna (63)'teki gibi bir terim eklenebilir (Vargas vd., 2007).

$$g_i = |i_\alpha^*(k) - i_\alpha^p(k+1)| + |i_\beta^*(k) - i_\beta^p(k+1)| + \lambda_n n_c \quad (63)$$

Burada λ_n , anahtarlama frekansı ile ilgili ağırlık parametresi ve n_c ise ortalama anahtarlama frekansıdır. Doğrultuculu bir devrede aktif ve reaktif güç kontrolü amaçlı (64)'teki gibi bir amaç fonksiyonu kullanılabilir.

$$g_i = |P_i^*(k) - P_i^p(k+1)| + |Q_i^*(k) - Q_i^p(k+1)| \quad (64)$$

Bunların yanında güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılan diğer amaç fonksiyonları ise Tablo 3'te verilmiştir.

Tablo 3. Güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılan bazı amaç fonksiyonları

Uygulama	Amaç Fonksiyonu
Anahtarlama frekansı azaltma	$ i_\alpha^r - i_\alpha^p + i_\beta^r - i_\beta^p + \lambda_{sw} n_{sw}^p$
Ortak mod gerilim azaltma	$ i_\alpha^r - i_\alpha^p + i_\beta^r - i_\beta^p + \lambda_{cm} V_{cm}^p$
Reaktif güç azaltma	$ i_\alpha^r - i_\alpha^p + i_\beta^r - i_\beta^p + \lambda_Q Q^p $
AC/DC/AC güç kontrol	$ Q^p + P^r - P^p $

Doğrusal bir sistem modelinde karesel bir amaç fonksiyonu ise (65)'teki gibi kullanılabilir (Ahmed vd., 2017; Vargas vd., 2007). Karesel amaç fonksiyonlarında yine doğrusal amaç fonksiyonlarında olduğu gibi birden fazla amaç fonksiyona eklenebilir. (66)'da referans izleme amacı yanında kontrol işaretini cezalandırmaya yönelik bir amaç bulunur. Burada $u(k)$ kontrol işaretini, $u_0(k)$ kontrol işaretinin sürekli hal değerini ve $\bar{R}$ ağırlık matrisini P ise pozitif tanımlı ağırlık matrisini gösterir. (65) ve (66)'daki amaç fonksiyonları CCS-MPC yönteminde kullanılır. Bu amaç fonksiyonlarının en önemli

avantajı, sistemdeki model belirsizliklerinin sistematik bir biçimde hesaplamalara katılabilmesidir. Böylece optimal ağırlık matrisleri hesaplanarak dayanıklı kontrol sistemleri elde edilir.

$$J(k) = (x^* - x^p)^T P (x^* - x^p) \quad (65)$$

$$J(k) = (x^* - x^p)^T P (x^* - x^p) + (u(k) - u_0(k))^T \bar{R} (u(k) - u_0(k)) \quad (66)$$

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR ve BULGULAR

Bu bölümde yapılan teorik, benzetim ve deneysel çalışmalar verilmiştir. İlk kısımda önerilen bozucu etki gözlemleyicisi, CCS-MPC ve FCS-MPC kontrolör tasarımlarına ait teorik çalışmalar verilmiştir. İkinci kısımda benzetim çalışmaları ve benzetim çalışmalarına ait bulgular verilmiş, üçüncü kısımda ise deney düzeneği tanıtılmış ve deneysel çalışmalara ait bulgular verilmiştir.

2.1. Teorik Çalışmalar

Bu kısımda ilk olarak KGK sistemindeki model belirsizlikleri ve yük akımı bozucu etkisini kestirmek için önerilen bozucu etki gözlemleyicisi (BEG) tasarlanmıştır. İkinci olarak önerilen BEG tabanlı CCS-MPC kontrolör ve son olarak ise önerilen BEG tabanlı FCS-MPC kontrolör tasarlanmıştır.

2.1.1. Bozucu Etki Gözlemleyicisi Tasarımı

Birinci bölümün 1.3.2 ve 1.3.4 kısımlarında sırasıyla KGK sistemindeki yük akımının bozucu etkisi ve model belirsizlikleri modellenmişti. Bu kısımda ise belirtilen bozucu etkileri kestirmek için bir bozucu etki gözlemleyicisi tasarlanmıştır (Danayiyen vd., 2019). Model belirsizlikleri ve yük akımının oluşturduğu bozucular çıkış geriliminde bozulmalara, istenilen değerde olmamasına, kontrol sisteminin performansının düşmesine sebep olur. İstenilen şekilde yüksek performanslı kontrol sistemi ve istenilen kalitede çıkış gerilimi elde edebilmek için bu bozucu etkiler kestirilerek kompanze edilmeli ve sistemin matematiksel modeline eklenerek kontrolör performansı artırılmalıdır.

İlk kısımda model belirsizlikleri ve yük akımının sebep olduğu bozucular toplu olarak modellenmiş ve bozucu etki gözlemleyici dinamikleri verilmiştir. İkinci kısımda ise gözlemleyici kazanç matrisinin doğrusal matris eşitsizlikleri (DME) yöntemi ile elde edilmiş aşamaları verilmiştir.

2.1.1.1. Bozucu Etki Gözlemleyicisi Dinamikleri

Model öngörülü kontrol yöntemlerinde yüksek performanslı kontrolör elde edebilmek için sistemin matematiksel modeli yüksek doğrulukta olmalıdır. Yüksek doğrulukta bir model elde edebilmek için bozucular ve belirsizlikler matematiksel olarak modellenmeli ve sistem modeline eklenmelidir. Bu çalışmada model belirsizlikleri, filtre parametrelerindeki değişimlerden kaynaklanan belirsizlikler, matematiksel modelleme ve ayrıklaştırma gibi iç modellemelerden kaynaklanan belirsizliklerin toplamı olarak tanımlanmıştır. Bu model belirsizlikleri ve yük akımından kaynaklanan bozucu etkiler toplu olarak modellenerek kontrolör tasarımında kullanılmıştır. Bu iki bozucu etkeni toplayarak tek bir bozucu olarak tanımlamak mümkündür. Böylece her ikisi için ayrı ayrı gözlemleyici tasarlamak yerine tek bir gözlemleyici tasarlanabilir ve kontrol sisteminin karmaşıklığı azaltılabilir. Toplu bozucu olarak adlandırılan model belirsizlikleri ve yük akımı bozucu etkisi (67)'teki gibi tanımlanabilir (Danayiyen, Lee, vd., 2019; Li vd., 2014).

$$d_L(k) = \Delta Ax(k) + \Delta Bu(k) + \mathbf{d}(k) \quad (67)$$

Burada $d_L(k) \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ gerçek sisteme ait toplu bozucu etkileri temsil eder. $\Delta A \in \mathbb{R}^{4 \times 4} = \hat{A} - A_n$, $\Delta B \in \mathbb{R}^{4 \times 2} = \hat{B} - B_n$ ve $d(k) \in \mathbb{R}^{4 \times 1} = W_n i_o(k)$ olarak temsil edilir.

$\Delta Ax(k) + \Delta Bu(k)$ model belirsizliğinden $d(k)$ ise yük akımından kaynaklanan bozucu etkileri temsil eder. A_n ve B_n matrisleri nominal sistem parametreleriyle (R, L_f, C_f) elde edilen nominal matrisler, $\hat{A}$ ve $\hat{B}$ ise gerçek sisteme (belirsiz gerçek sistem) ait matrislerdir. Gerçek sistem dinamiği (42)'ye (67)'de tanımlanan toplu bozucular eklenip (42) yeniden düzenlenirse (68)'de ki gibi sistemdeki toplu bozucuların eklendiği bir matematiksel model elde edilir.

$$x(k+1) = A_n x(k) + B_n u(k) + \mathbf{d}_L(k) \quad (68)$$

(67)'de tanımlanan toplu bozucular gerçek değerlerdir. Bu değerlerin kestirilmesi için (69)'daki bozucu etki gözlemleyicisi önerilmiştir.

$$\begin{aligned} \hat{d}_L(k) = & \hat{d}_L(k-1) \\ & + L \left(x(k) - A_n x(k-1) - B_n u(k-1) - \hat{d}_L(k-1) \right) \end{aligned} \quad (69)$$

Burada $\hat{d}_L(k) = [\hat{d}_{L_1} \hat{d}_{L_2} \hat{d}_{L_3} \hat{d}_{L_4}]^T \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ kestirilen toplu bozucu etki vektörünü, $L \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ gözlemleyici kazanç matrisini temsil eder. BEG'in çalışma ilkesi basitçe açıklanacak olursa, ölçülen sistem durumları $x(k)$ ile öngörülen sistem durumları arasındaki hata $e_o(k)$, L matrisi kullanılarak cezalandırılır ve (70)'teki gibi sifıra yakınsaması sağlanır.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e_o(k) = 0 \quad (70)$$

(70)'teki yakınsama gerçekleştiğinde kestirilen toplu bozucu vektörü $\hat{d}_L(k)$, gerçek sisteme ait bozucu etki vektörü $d_L(k)$ 'kaya eşit olur. Böylece bozucular kompanze edilir. $\hat{d}_L(k)$ 'nın asimptotik olarak $d_L(k)$ 'ya yakınsaması için gözlemleyici kazanç matrisi L optimal biçimde seçilerek gerçek sistemle öngörülen sistem arasındaki hatanın (70)'teki gibi sürekli halde sifıra yakınması sağlanır. Bu çalışmada optimal L matrisi, doğrusal matris eşitsizlikleri (DME) yönteminden (Boyd vd., 1994) yararlanılarak belirlenmiştir. Bu belirleme işlemi bir sonraki bölümde detaylı olarak açıklanmıştır.

2.1.1.2. Gözlemleyici Kazanç Matrisinin Elde Edilişi

Sabit bir kontrol girişi u_o , sürekli hal sistem durumu x_o ve sürekli hal bozucu etkilerinin oluşmasını sağlar. Buradan yola çıkılarak (42) ve (68)'den aynı sisteme ait iki farklı gösterim (71) ve (72)'deki gibi elde edilebilir. (42) ve (68) aşağıda sırasıyla tekrar yazılsın.

$$x(k+1) = \hat{A}x(k) + \hat{B}u(k) + W_n i_o(k),$$

$$x(k+1) = A_n x(k) + B_n u(k) + d_L(k),$$

Sürekli hal kontrol girişi u_o kullanılarak yukarıdaki aynı sistemi temsil eden iki farklı denklem, (71) ve (72)'deki gibi iki farklı biçimde yazılabilir.

$$x_0 = \hat{A}x_0 + \hat{B}u_0 + d, \quad (71)$$

$$x_0 = A_n x_0 + B_n u_0 + d_L \quad (72)$$

Sürekli halde nominal sistem ile gerçek sistem arasında hatanın sıfır olduğu varsayılarak (72) dinamiği (71)'den çıkarılırsa:

$$\hat{A}x_0 + \hat{B}u_0 + d - A_n x_0 - B_n u_0 - d_L = 0$$

$$(\hat{A} - A_n)x_0 + (\hat{B} - B_n)u_0 + d - d_L = 0$$

$$\Delta A x_0 + \Delta B u_0 + d - d_L = 0, \quad (73)$$

elde edilir. (73) sıfıra eşit olduğu için bu ifadeyi (69)'a eklemek denklemde herhangi bir etkiye yol açmaz. Bu ekleme işlemi aşağıdaki gibi yapılmıştır.

$$\begin{aligned} \hat{d}_L(k) = \hat{d}_L(k-1) + L \Big(\hat{A}x(k-1) + \hat{B}u(k-1) + d - \Delta A x_0 - \Delta B u_0 - d + d_L - \\ A_n x(k-1) - B_n u(k-1) - \hat{d}_L(k-1) \Big), \end{aligned}$$

parantez içerisindeki $\hat{d}_L(k-1)$ terimi parantez dışına alınır ve yukarıdaki denklem yeniden düzenlenirse,

$$\hat{d}_L(k) = \hat{d}_L(k-1) + L\hat{d}_L(k-1) + L\left((\hat{A} - A_n)x(k-1) + (\hat{B} - B_n)u(k-1) - \Delta Ax_0 - \Delta Bu_0 + d_L(k)\right),$$

sonra $(\hat{A} - A_n) = \Delta A$ ve $(\hat{B} - B_n) = \Delta B$ yukarıdaki denklemde yerine yazılarak denklem yeniden düzenlenir,

$$\hat{d}_L(k) = (I - L)\hat{d}_L(k-1) + L(\Delta Ax(k-1) + \Delta Bu(k-1) - \Delta Ax_0 - \Delta Bu_0 + d_L(k)),$$

Yukarıdaki denklem ΔA ve ΔB parantezine alınarak aşağıdaki gibi yeniden yazılır,

$$\begin{aligned} \hat{d}_L(k) &= (I - L)\hat{d}_L(k-1) \\ &\quad + L(\Delta A(x(k-1) - x_0) + \Delta B(u(k-1) - u_0) + d_L(k)), \end{aligned}$$

$x_e(k-1) = x(k-1) - x_0$ ve $u_e(k-1) = u(k-1) - u_0$ yukarıdaki denklemde yerine yazılır ve

$$\hat{d}_L(k) = (I - L)\hat{d}_L(k-1) + L(\Delta Ax_e(k-1) + \Delta Bu_e(k-1) + d_L(k)) \quad (74)$$

elde edilir. Eğer sabit bir kontrol girişi u_0 kullanıldığını varsayılırsa, (74) ifadesi (75)'teki gibi yeniden yazılabilir.

$$\hat{d}_L(k) = (I - L)\hat{d}_L(k - 1) + L(\Delta Ax_e(k - 1) + d_L(k)) \quad (75)$$

Ek olarak (68)'den (71) çıkarılırsa:

$$x_e(k + 1) = x(k + 1) - x_0,$$

$$A_n x(k) + B_n u(k) + d_L(k) - \hat{A}x_0 - \hat{B}u_0 - d(k),$$

$d_L(k) = \Delta Ax(k) + \Delta Bu(k) + d(k)$ yerine yazılarak yukarıdaki ifade yeniden düzenlenir,

$$A_n x(k) + B_n u(k) + \Delta Ax(k) + \Delta Bu(k) + d(k) - \hat{A}x_0(k) - \hat{B}u_0(k) - d(k),$$

$$A_n x(k) + B_n u(k) + \Delta Ax(k) + \Delta Bu(k) - \hat{A}x_0(k) - \hat{B}u_0(k),$$

$\hat{A} = A_n + \Delta A$, $\hat{B} = B_n + \Delta B$ kullanılarak yukarıdaki ifade yeniden düzenlenir ve

$$\hat{A}x(k) + \hat{B}u(k) - \hat{A}x_0(k) - \hat{B}u_0(k),$$

$$\hat{A}(x(k) - x_0(k)) + \hat{B}(u(k) - u_0(k)),$$

$$x_e(k) = \hat{A}x_e(k - 1) + \hat{B}u_e(k - 1) \quad (76)$$

elde edilir, burada $u_e(k - 1) = u(k - 1) - u_0$. (75) ve (76), sabit bir kontrol girişi $u_0(k)$ kullanılarak (68)'e uygulandığındaki bozucu etki gözlemleyiciye (69) ait dinamiklerdir.

(75) ve (76) matris biçiminde düzenlenerek (77) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_L(k) \\ x_e(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (I - L) & L\Delta A \\ 0 & \hat{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_L(k-1) \\ x_e(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & \hat{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_L(k) \\ u_e(k) \end{bmatrix} \quad (77)$$

Yeni bir durum değişkeni $z(k)$ tanımlanarak (77) yeniden yazılırsa;

$$z(k) = \psi z(k-1) \quad (78)$$

burada $z(k) = \begin{bmatrix} \hat{d}_L(k) \\ x_e(k) \end{bmatrix}$, $\psi = \begin{bmatrix} (I - L) & L\Delta A \\ 0 & \hat{A} \end{bmatrix}$.

(78)'de asimtotik kararlılığı sağlamak için ψ matrisi Hurwitz olmalıdır. Hurwitz olması için L 'nin uygun birimde seçilmesi gerekir. Burada KGK sistemindeki model belirsizlikleri dikkate alınarak L matrisi dayanıklı (robust) biçimde hesaplanmıştır. Bu hesaplama işlemi için bir DME matrisi aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

Eğer pozitif tanımlı simetrik bir P_{obv} (79)'u sağlıyorsa ψ matrisi kararlıdır.

$$P_{obv} - \psi^T P_{obv} \psi > 0 \quad (79)$$

Burada $P_{obv} = \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix}$, (79) yeniden düzenlenirse:

$$\begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix} - \left[\begin{bmatrix} (I - L) & L\Delta A \\ 0 & \hat{A} \end{bmatrix} \right]^T \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (I - L) & L\Delta A \\ 0 & \hat{A} \end{bmatrix} > 0, \quad (80)$$

elde edilir. (80) Schur Complement yöntemi kullanılarak (81)'deki DME matrisine dönüştürülür. (80)'deki terimlerin her biri sağdan ve soldan $Q_{obv} = \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix}$ matrisi ile çarpılırsa ($Q_1 = P_1^{-1}$, $Q_2 = P_2^{-1}$):

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} (Q_1 - Y) & Y\Delta A \\ 0 & \hat{A}Q_2 \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} (Q_1 - Y) & Y\Delta A \\ 0 & \hat{A}Q_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix} \end{bmatrix} > 0, \quad (81)$$

elde edilir ve burada $Y = Q_1 L$. KGK sisteminde 'da tanımlanan model belirsizlikleri dikkate alınarak (81) eşitsizliği bütün belirsiz $(\hat{A}, \hat{B}) \in \mathcal{P}$ çiftleri için hesaplanmalıdır. KGK sisteminde sekiz adet belirsiz matris çifti vardır ve bu matrisler göze alınarak (81), (82)'deki gibi yeniden yazılır.

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} (Q_1 - Y) & Y\Delta A_i \\ 0 & \hat{A}_i Q_2 \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} (Q_1 - Y) & Y\Delta A_i \\ 0 & \hat{A}_i Q_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix} \end{bmatrix} > 0, \quad (82)$$

Burada $i = 1, 2, \dots, 8$, toplam belirsiz matris sayısını temsil eder. Bu belirsiz matrislerden dolayı (82) eşitsizliğinin çözümü tek değildir. Optimal çözümün elde edilebilmesi için bir optimizasyon problemi tanımlanmalıdır. Burada G_0 matrisi (83)'teki gibi bir G matrisine yakınsatılır ve bir Lyapunov fonksiyonu $V(k) = z(k)^T G z(k)$ 'nın hızlı bir şekilde azaltılması sağlanır (Danayiyen, Lee, vd., 2019).

$$G < \varepsilon G_0, \quad (83)$$

Burada G_0 ve G pozitif tanımlı simetrik matrisler, $0 < \varepsilon < 1$, ε ise oturma zamanı olarak düşünülebilir. Küçük ε değerleri $V(k)$ 'nın hızlı yakınsamasını sağlar. Sonuç olarak (84)'teki problem, ε minimize edilerek çözülür ve optimal G_0, G, L matrisleri hesaplanır.

$$\min_{\substack{G, G_0 > 0 \\ \varepsilon, L}} \gamma \text{ Bağlı kısıtlar (82) ve (83).} \quad (84)$$

(82) ve (84) denklemlerinin çözümleri MATLAB, YALMIP (Löfberg, 2004) gibi gelişmiş bilgisayar programlar ve yazılımları kullanılarak yapılır. Böylece toplu bozucuları kestiren bir bozucu etki gözlemleyicisi tasarlanmış ve KGK sistemindeki belirsizlikler dikkate alınarak gözlemleyici kazanç matrisi optimal biçimde hesaplanarak dayanıklı olması sağlanmıştır. Bundan dolayı önerilen bu toplu bozucu gözlemleyicisi bundan sonraki kısımlarda dayanıklı bozucu etki gözlemleyicisi (DBEG) olarak adlandırılacaktır.

2.1.2. Bozucu Etki Gözlemleyici Tabanlı CCS-MPC Kontrolör Tasarımı

Bu kısımda KGK çıkış gerilimi kontrolü için önerilen bozucu etki gözlemleyicisi (DBEG) kullanılarak CCS-MPC kontrolör tasarlanmıştır (Danayiyen, Lee, vd., 2019). Kontrol amacı olarak durum referans izleme problemi seçilmiş ve bu amaç (85)'teki gibi tanımlanmıştır.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} x(k) = x^*(k) \quad (85)$$

Burada $x(k) \in \mathbb{R}^{4 \times 1} = [i_{fd} \ i_{fq} \ V_d \ V_q]^T$ KGK filtre akım ve çıkış gerilimlerinden oluşan gerçek durum vektörü (ölçülen değerlerin d-q eksenindeki değerleri), $x^*(k) \in \mathbb{R}^{4 \times 1} = [i_{fd}^* \ i_{fq}^* \ V_d^* \ V_q^*]^T$ ise bu durum vektörüne ait referans vektördür. Daha iyi bir referans izleme işlemi için bütün sistem durumları kontrol amacına eklenmiş ve KGK çıkış gerilimi kontrol

edilmiştir. Referans vektöründe yalnızca gerilim referansları bilinmektedir ve akım referanslarının elde edilişi bir sonraki kısımda açıklanmıştır.

2.1.2.1. Referans Durumların Hesaplanması

(85)'te zamanla gerçek değerlerin referans değerlere eşit olması istenmektedir. Bu çalışmadaki amaç KGK çıkış gerilimlerini sürekli halde istenen referans değerde tutmaktır. Gerilimin d eksenindeki referans değeri V_d^* ve q eksenindeki referans değeri V_q^* bilinmektedir. Ancak filtre akım referansları bilinmemektedir. Filtre akım referanslarını bulmak için ise yük akımına ihtiyaç vardır. Yük akımı ise ölçülemediğinden bu akımın kestirilmesi gerekir. Kestirim işlemi için Luenberger tip gözlemleyici (P. Cortes vd. , 2009; S.-K. Kim, Park, vd., 2015) veya Kalman filtresi (Ahmed vd., 2017) kullanılabilir. Bu çalışmada ise önerilen DBEG kullanılarak yük akımı diğer belirsizliklerle birlikte kestirilir ve filtre akımı referanslarının hesaplanmasında kullanılır.

Hesaplamada sistem durumlarının sürekli halde olduğu ve referans değerlerine eşit olduğu varsayılmıştır. Bu varsayıma göre sürekli halde $x(k+1) = x^*(k+1)$ olur. Örnekleme aralığının yeteri kadar küçük olduğu varsayılırsa iki örnekleme adımı arasında $x^*(k+1) = x(k)$ olur. (68)'de verilen KGK dinamiği bu varsayıma göre sürekli hal için yeniden düzenlenirse,

$$x^*(k+1) = A_n x^*(k+1) + B_n u_o(k) + d_{Lo}(k) \quad (86)$$

elde edilir. Burada $u_o(k) = [u_{od}(k) \ u_{oq}(k)]^T$ kontrol girişinin sürekli haldeki değeri, $d_{oL}(k)$ ise toplu bozucuların sürekli haldeki değeridir. Toplu bozucular DBEG ile kestirileceği için $d_{Lo}(k)$ yerine $\hat{d}_L(k)$ kullanılabilir. (86) yeniden düzenlenirse:

$$x^*(k+1) = A_n x^*(k+1) + B_n u_o(k) + \hat{d}_L(k) \quad (87)$$

elde edilir. (87)'de A_n , B_n matrisleri, $x^*(k+1)$, $u_o(k)$ ve $\hat{d}_L(k)$ vektörleri yerine yazılsa:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_{fd}^*(k+1) \\ i_{fq}^*(k+1) \\ V_d^*(k+1) \\ V_q^*(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & T_s \omega & -\frac{T_s}{L_f} & 0 \\ -T_s \omega & 1 & 0 & -\frac{T_s}{L_f} \\ \frac{T_s}{C_f} & 0 & 1 - \frac{T_s}{RC_f} & T_s \omega \\ 0 & \frac{T_s}{C_f} & -T_s \omega & 1 - \frac{T_s}{RC_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd}^*(k+1) \\ i_{fq}^*(k+1) \\ V_d^*(k+1) \\ V_q^*(k+1) \end{bmatrix} + \\
&\quad \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{od} \\ u_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{d}_{L1} \\ \hat{d}_{L2} \\ \hat{d}_{L3} \\ \hat{d}_{L4} \end{bmatrix}, \tag{88}
\end{aligned}$$

elde edilir. (88)'deki gerilim denklemleri (89) ve (90)'daki gibi ayrı yazılır.

$$V_d^*(k+1) = \frac{T_s}{C_f} i_{fd}^*(k+1) + \left(1 - \frac{T_s}{RC_f}\right) V_d^*(k) + T_s \omega V_q^*(k) + \hat{d}_{L3} \tag{89}$$

$$V_q^*(k+1) = \frac{T_s}{C_f} i_{fq}^*(k+1) + \left(1 - \frac{T_s}{RC_f}\right) V_q^*(k) - T_s \omega V_d^*(k) + \hat{d}_{L4} \tag{90}$$

Gerilim referansları bilinmektedir ve $V_d^*(k+1) = V_d^*(k)$, $V_q^*(k+1) = V_q^*(k) = 0$ değerleri (89) ve (90)'da yerlerine yazılarak aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$V_d^*(k) = \frac{T_s}{C_f} i_{fd}^*(k+1) + \left(1 - \frac{T_s}{RC_f}\right) V_d^*(k) + \hat{d}_{L3} \tag{91}$$

$$0 = \frac{T_s}{C_f} i_{fq}^*(k+1) - T_s \omega V_d^*(k) + \hat{d}_{L4} \tag{92}$$

$T_s, C_f, \hat{d}_{L3}, \hat{d}_{L4}, \omega$ diğer bilinen parametrelerdir. Bilinmeyen akım referansları ise $i_{fd}^*(k+1) = i_{fd}^*(k)$ ve $i_{fq}^*(k+1) = i_{fq}^*(k)$, (91) ve (92)'de yalnız bırakılarak (93) ve (94)'teki gibi hesaplanır.

$$i_{fd}^*(k) = \frac{V_d^*}{R} - \frac{C_f}{T_s} \hat{d}_{L3}(k) \quad (93)$$

$$i_{fq}^*(k) = \omega C_f V_d^* - \frac{C_f}{T_s} \hat{d}_{L4}(k) \quad (94)$$

Böylece verilen gerilim referansları ve hesaplanan akım referansları kullanılarak referans durum vektörü $x^*(k)$ elde edilir.

Sürekli hal kontrol girişi $u_o(k) = [u_{od}(k) \ u_{oq}(k)]^T$ ise (88)'deki akım denklemlerinden bulunur. Bu akım denklemleri matristen çıkarılarak (95) ve (96)'daki gibi yazılır.

$$i_{fd}^*(k) = i_{fd}^*(k) + T_s \omega i_{fq}^*(k) - \frac{T_s}{L_f} V_d^*(k) + \frac{T_s}{L_f} u_{od}^o(k) + \hat{d}_{h1} \quad (95)$$

$$i_{fq}^*(k) = -T_s \omega i_{fd}^*(k) + i_{fq}^*(k) - \frac{T_s}{L_f} V_q^*(k) + \frac{T_s}{L_f} u_{oq}^o(k) + \hat{d}_{h2} \quad (96)$$

(93) ve (94)'te hesaplanan akım referansları ve bilinen gerilim referansları (95) ve (96)'da yerlerine yazılır. Sonra sürekli hal kontrol işaretleri $u_{od}(k)$ ve $u_{oq}(k)$ bu denklemlerde yalnız bırakılarak (97) ve (98)'deki gibi hesaplanır.

$$u_{od}(k) = V_d^* - \omega L_f i_{fq}^* - \frac{L_f}{T_s} \hat{d}_{L_1}(k) \quad (97)$$

$$u_{oq}(k) = \omega L_f i_{fd}^* - \frac{L_f}{T_s} \hat{d}_{L_2}(k) \quad (98)$$

2.1.2.2. Öngörü Modeli

KGK sistem durumlarının öngörülebilmesi için gerekli olan sistem modeli (68), DBEG ile kestirilen bozucular kullanılarak yeniden düzenlenir ve öngörü matematiksel modeli (99)'daki gibi elde edilir.

$$x(k+1|k) = A_n x(k) + B_n u(k) + \hat{d}_L(k) \quad (99)$$

Burada $x(k+1|k) \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ sistem durumlarının bir sonraki örnekleme adımı $k+1$ 'deki değerleridir ve k örnekleme adımında ölçülen $x(k) \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ durumları kullanılarak hesaplanmıştır.

2.1.2.3. Öngörü Hatası

Referans durum vektörü ile öngörülen durum vektörü arasındaki hata öngörü hatası olarak adlandırılır ve (100)'deki gibi tanımlanır.

$$e(k+1) = x(k+1|k) - x^*(k) \quad (100)$$

Burada $x^*(k) = \begin{bmatrix} i_{fd}^*(k) \\ i_{fd}^*(k) \\ V_d^*(k) \\ V_q^*(k) \end{bmatrix}$ ve $x(k+1|k) = \begin{bmatrix} i_{fd}(k+1|k) \\ i_{fd}(k+1|k) \\ V_d(k+1|k) \\ V_q(k+1|k) \end{bmatrix}$.

2.1.2.4. Amaç Fonksiyonu

(100)'deki öngörü hatasını minimize etmek (sıfıra yakınsatmak) ve kontrol girişini cezalandırmak için bir optimizasyon problemi (101)'deki gibi tanımlanır.

$$\min_{u(k)} J(x(k), u(k)) \quad (101)$$

Bu optimizasyon problemi çözülerek amaç fonksiyonu $J(x(k), u(k))$ 'yı minimize eden kontrol girişi $u(k)$ hesaplanır. Amaç fonksiyonu ise kuadratik olarak (102)'deki gibi tanımlanır.

$$J(x(k), u(k)) = (e(k+1))^T P_{cs} (e(k+1)) + (u(k) - u_o(k))^T \bar{R} (u(k) - u_o(k)) \quad (102)$$

Burada $J(x(k), u(k)) = J(k+1) \in \mathbb{R}^{1 \times 1}$, $e(k+1) \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ ve $P_{cs} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ pozitif tanımlı simetrik bir matris ve $\bar{R} = r I_u^{2 \times 2}$; kontrol işaretini cezalandıran ağırlık matrisi, r tasarım parametresi ($\bar{R}$ 'yi ayarlamak için kullanılır) ve $I_u^{2 \times 2}$ birim matristir.

2.1.2.5. P_{cs} Matrisinin Optimal Hesabı

(102)'de tanımlanan amaç fonksiyonu $J(k)$ 'nin $u(k) = u_o(k)$ olduğu durumda monotonik olarak azalan bir fonksiyon (bir önceki değeri bir sonraki değerinden büyük olan

fonksiyon, $J(k) - J(k + 1) > 0$) olabilmesi için ağırlık matrisi P_{cs} uygun bir biçimde seçilmelidir. (46)'da verilen model belirsizlikleri dikkate alınarak P_{cs} doğrusal matris eşitsizlikleri (DME) yöntemi ile optimal olarak hesaplanabilir. DME matrisinin elde edilebilmesi için hata dinamiği gereklidir. Bu dinamik, (87)'de verilen referans durum denkleminin (99)'da verilen öngörü denkleminden çıkarılmasıyla aşağıdaki gibi elde edilir.

$$e(k) = x(k) - x^*(k)$$

$$e(k + 1) = x(k + 1|k) - x^*(k)$$

$$e(k + 1) = A_n x(k) + B_n u(k) + \hat{d}_L(k) - A_n x^*(k) - B_n u_0(k) \hat{d}_L(k)$$

$$e(k + 1) = A_n x(k) + B_n u(k) - A_n x^*(k) - B_n u_0(k)$$

$$e(k + 1) = A_n (x(k) - x^*(k)) + B_n (u(k) - u_0(k))$$

$$e(k + 1) = A_n e(k) + B_n \Delta u(k) \quad (103)$$

Burada $e(k) = x(k) - x^*(k)$ ve $\Delta u(k) = u(k) - u_0(k)$ 'dır. $u(k) = u_0(k)$ (102) ve (103)'te yerine yazılarak amaç fonksiyonu ve hata dinamiği aşağıdaki gibi yeniden düzenlenir.

$$J(k + 1) = (e(k + 1))^T P_{cs} (e(k + 1)) \quad (104)$$

$$e(k + 1) = A_n e(k) \quad (105)$$

Monoton olarak azalan bir fonksiyon (106)'daki gibi tanımlanır.

$$J(k) - J(k + 1) > 0 \quad (106)$$

Amaç fonksiyonlarının ifadeleri kullanılarak (106) yeniden düzenlenirse:

$$J(k) - J(k + 1) = (e(k))^T P_{cs}(e(k)) - (e(k + 1))^T P_{cs}(e(k + 1)) > 0 \quad (107)$$

elde edilir ve hata dinamiği (105), (107)'de yerine yazılarak aşağıdaki ifade elde edilir.

$$J(k) - J(k + 1) = (e(k))^T P_{cs}(e(k)) - (A_n e(k))^T P_{cs}(A_n e(k)) > 0 \quad (108)$$

(108)'de denklemin sağ tarafındaki her iki terim sağdan ve soldan aşağıdaki gibi paranteze alınır.

$$J(k) - J(k + 1) = e(k)^T (P_{cs} - A_n^T P_{cs} A_n) e(k) > \quad (109)$$

Eğer (110)'un çözümünden pozitif tanımlı simetrik bir P_{cs} matrisi bulunabiliyorsa (109) eşitsizliği sağlanmış olur ve amaç fonksiyonunun monoton olarak azaldığı garantilenir.

$$P_0 - A_n^T P_{cs} A_n > 0 \quad (110)$$

Burada $P_{cs} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ ve $P_0 \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ pozitif tanımlı simetrik matrislerdir ve $P_0 < P_{cs}$ 'dir. Bir başka ifadeyle (109)'da $e(k)^T e(k)$ karesel çarpımı zaten sıfırdan büyüktür ve bütün

ifadenin sıfırdan büyük olabilmesi için $P_{cs} - A_n^T P_{cs} A_n$ terimide sıfırdan büyük olmalıdır. Bu terimin sıfırdan büyük olabilmesi için ise P_{cs} matrisi pozitif tanımlı simetrik bir matris olmalıdır. Schur complement yöntemi (110)'a uygulanarak (110), (111)'deki DME matrisine dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} Q_0 & A_n^T \\ A_n & Q \end{bmatrix} > 0, Q_0 > Q \quad (111)$$

Burada $Q = P_{cs}^{-1}$, $Q_0 = P_0^{-1}$. (111) çözülerek $P_{cs} = Q^{-1}$ olarak bulunur. Ancak KKG sistemi politopik belirsizlikler sınıfı olarak tanımlandığı için (111)'in çözümü tek değildir. Politopik belirsizlikler sınıfındaki bütün matrisler için P_{cs} 'in çözümü hesaplanmalıdır ve bir optimizasyon problemi belirlenerek hesaplanan bu değerler arasından en optimal olanı seçilmelidir. Politopik belirsizlikler sınıfını dikkate alınarak (111) yeniden düzenlenirse:

$$\begin{bmatrix} Q_0 & A_{ni}^T \\ A_{ni} & Q \end{bmatrix} > 0 \quad (112)$$

elde edilir ve burada $i = 1, 2, \dots, 8'$ dir. (83) ve (84)'teki yöntem takip edilerek optimizasyon problemi belirlenir ve optimal P_{cs} seçilir. Denklemler benzer olduğu için ifadeler tekrardan verilmemiştir.

2.1.2.6. Optimal Kontrol Girişinin Hesabı

(101)'de verilen minimizasyon işleminde amaç fonksiyonunu optimal kontrol işareti minimize eder. Bu optimal değer amaç fonksiyonunun birinci derece türevi alınıp sıfıra eşitlenerek aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\frac{dJ(u(k), x(k))}{du(k)} = 0,$$

$$\frac{d \left\{ (e(k+1))^T P_{cs} (e(k+1)) + (u(k) - u_o(k))^T \bar{R} (u(k) - u_o(k)) \right\}}{du(k)} = 0,$$

$$\frac{d \left\{ \begin{aligned} &(x(k+1|k) - x^*(k))^T P_{cs} (x(k+1|k) - x^*(k)) + \\ &(u(k) - u_o(k))^T \bar{R} (u(k) - u_o(k)) \end{aligned} \right\}}{du(k)} = 0,$$

(99)'da tanımlanan öngörü modeli $x(k+1|k)$ yukarıda yerine yazılarak türev işlemi çözülür ve optimal kontrol işareti (113)'teki gibi hesaplanır.

$$u_{uc}^*(k) = -\frac{(B_n^T P_{cs})(A_n(x(k) - x^*(k)))}{(B_n^T P_{cs} B_n + \bar{R})} + u_o(k) \quad (113)$$

Böylece MÖK kontrol giriş işareti elde edilmiş olur. Ancak sistemdeki kısıtlamalar dikkate alındığında hesaplanan bu kontrol işareti geçerli olmayabilir. Bir sonraki bölümde kısıtlamalar olduğu durumda kontrol işaretinin nasıl hesaplandığı açıklanmıştır.

2.1.2.7. Kısıtlamalar ve SVPWM Modülatör

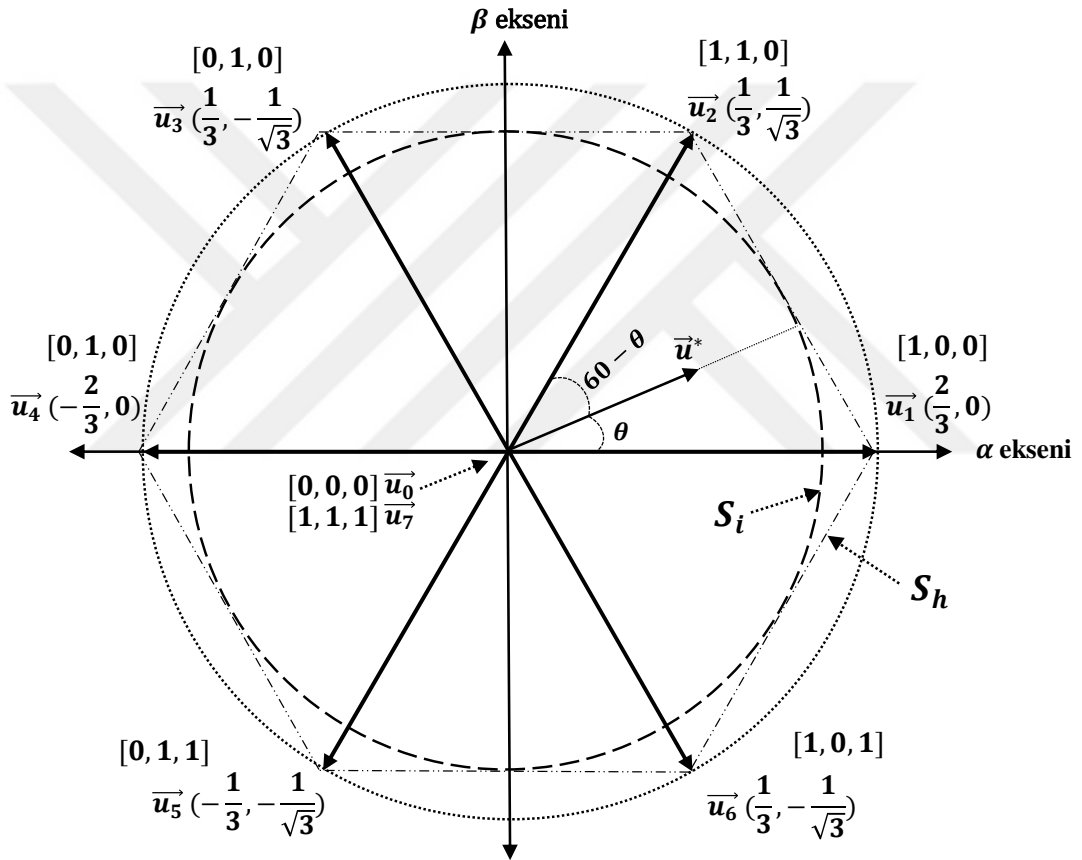
Kontrol işareti $u_{uc}^*(k)$ (114)'te tanımlanan küme ile sınırlıdır. Giriş işaretinin değerleri bu kümenin içinde bulunur.

$$S_i := \{u(k) \in \mathbb{R}^2 \mid \|u(k)\| \leq U_{max}\} \quad (114)$$

Burada S_i sınırlı kısıt kümesidir. Bu küme uzay vektör modülasyonunun (SVPWM) doğrusal modülasyon aralığını temsil eder. Bu modülasyon aralığı ise Şekil 12'de içteki çemberin yarıçapına denk gelir. U_{max} ise bu yarıçapla sınırlıdır ve sınırı (115)'te tanımlanmıştır.

$$\|u(k)\| = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq U_{max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (115)$$

Burada u_d ve u_q , u_{uc}^* 'nin d-q eksen bileşenleridir, V_{da} gerilimi evirici girişine uygulanan DA gerilimdir.



Şekil 12. Giriş gerilim vektörleri ve SVPWM doğrusal modülasyon aralığı

Şekil 12’de alfa-beta eksen takımında üç fazlı eviriciye ait gerilim vektörleri ve SVPWM modülatörüne ait doğrusal modülasyon aralıkları gösterilmiştir. Şekilde u^* optimal olarak (113)’te hesaplanan giriş gerilimidir. Bu gerilimin büyüklüğü (114)’te tanımlanan sınırlar arasında yani içteki çemberle sınırlandırılmıştır. Eğer hesaplanan bu gerilim vektörü çemberin dışına denk gelirse $\|u_{uc}^*(k)\| > U_{max}$ ($u_{uc}^*(k) \notin S_i$, S_i kümesinin dışına çıkarsa) bu durumda (113) ifadesi geçerli değildir, bu ifade sistemi kararlı yapamaz ve bu denklem

kullanılamaz. Bu durumda (113) yeniden düzenlenmelidir. (114)'deki gibi bir α katsayısı ile çarpılarak kısıtlama sınırı aşıldığı durumdaki optimal kontrol girişi hesaplanır (Danayiyen, Lee, vd., 2019; S.-K. Kim, Park, vd., 2015).

$$u^*(k) = \begin{cases} u_{uc}^*(k), & \text{Eğer } u_{uc}^* \in S_i \\ \alpha u_{uc}^*(k), & \text{Eğer } u_{uc}^* \notin S_i \end{cases} \quad (116)$$

Burada $\alpha = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\|u_{uc}^*(k)\|}$ dır. Böylece en uygun kontrol işareti seçilerek KGK sistemine giriş olarak uygulanır.

2.1.2.8. CCS-MPC'de Zaman Gecikmesi Kompanzasyonu

MÖK kontrol sisteminin gerçek zamanlı uygulanmasında ortaya çıkan zaman gecikmesinin kompanzasyonu ile ilgili tanımlar bölüm 1.4.1'de verilmişti. Bu kısımda ise bu dinamikler CCS-MPC için yeniden tanımlanmıştır. İki adım öteye öngörme işlemi olarak adlandırılan bu yöntemin matematiksel ifadeleri aşağıda verilmiştir.

k zaman adımında sistem durumları ölçülür ve böylece bu anda sistem durumu mevcut olur. Ancak k anında kontrol girişi bilinmemektedir. Bundan dolayı ölçülen sistem durumları ile öngörü yapabilmek için bir önceki zaman adımı $k - 1$ 'de hesaplanan kontrol girişi $u(k - 1)$ (117)'deki gibi kullanılır.

$$x(k + 1|k) = A_n x(k) + B_n u(k - 1) + \hat{d}_L(k) \quad (117)$$

$x(k + 1|k)$ 'ler hesaplandıktan sonra $u(k)$ hesaplanır. Hesaplanan bu $u(k)$, $k + 1$ anında sisteme giriş olarak uygulanır. Daha sonra $x(k + 1|k)$ ve $u(k)$ kullanılarak $x(k + 2|k)$ (118)'deki gibi hesaplanır.

$$x(k+2|k) = A_n x(k+1|k) + B_n u(k) + \hat{d}_L(k) \quad (118)$$

$x(k+2|k)$ 'ler kullanılarak amaç fonksiyonu(102), (119)'daki gibi yeniden düzenlenir.

$$J(x(k), u(k)) = (e(k+2|k))^T P_{cs} (e(k+2|k)) + (u(k) - u_o(k))^T \bar{R} (u(k) - u_o(k)), \quad (119)$$

(113)'te verilen optimal kontrol işareti $u^*(k)$ (119) kullanılarak hesaplanır ve (120)'deki gibi yeniden düzenlenerek zaman gecikmesi kompanzasyonu yapılmış olur.

$$u^*(k) = - \frac{(B_n^T P_{cs}) A_n (x(k+1|k) - x^*(k))}{(B_n^T P_{cs} B_n + \bar{R})} + u_o(k). \quad (120)$$

2.1.2.9. CCS-MPC Kontrol Algoritması Akış Diyagramı

CCS-MPC kontrol sistemine ait genel blok diyagram Şekil 13'te, akış diyagramı ise Şekil 15'te gösterilmiştir. İlk önce KGK üç fazlı akım ve gerilimleri ölçülerek d-q eksen takımına dönüştürülürler ve sistem durum vektörü elde edilir. Elde edilen bu durumlar DBEG'e gönderilir ve bozucu etkiler kestirilir. Kestirilen bu bozucular akım referanslarının hesabında ve sistem durumlarının öngörülmesinde kullanılır. Öngörülen sistem durumları ile referans ve referans durumlar çıkarılarak elde edilen durum hatası amaç fonksiyonun hesaplanmasında kullanılır. Amaç fonksiyonu minimize edilerek optimal kontrol girişi bulunur ve bu kontrol girişi SVPWM modülatörüne gönderilerek en uygun anahtarlama durumu seçilir. Seçilen bu anahtarlama durumları ise bir sonraki zaman adımında KGK eviricisine gönderilerek yarı iletken anahtarlar tetiklenir. Böylece bir örnekleme periyodunda kontrol algoritması döngüsü tamamlanmış olur.

2.1.3. Bozucu Etki Gözlemleyici Tabanlı FCS-MPC Kontrolör Tasarımı

Bu kısımda KGK çıkış gerilimi kontrolü için önerilen bozucu etki gözlemleyicisi (DBEG) kullanılarak FCS-MPC kontrolör tasarlanmıştır. Kontrol amacı olarak bir önceki kısımda (85)'te tanımlanan durum referans izleme problemi seçilmiştir. Benzer şekilde referans filtre akımları (93) ve (94)'teki gibi, sürekli hal kontrol giriş işaretleri ise (97) ve (98)'deki gibi hesaplanmıştır. DBEG ile kestirilen bozucular KGK modeline eklenir ve FCS-MPC öngörü modeli (121)'deki gibi elde edilir.

$$x_i(k+1|k) = A_n x_i(k) + B_n u_i(k) + \hat{d}_L(k) \quad (121)$$

Burada $i = 1, 2, \dots, 8$, Tablo 1'de verilen giriş gerilim vektörleri sayısını, $u_i(k) \in \mathbb{R}^{2 \times 1} := [u_{di} \ u_{qi}]^T$ ise bu gerilimleri temsil eder. Bu sistem durumları her bir gerilim vektörü kullanılarak her zaman adımında Şekil 11'deki gibi 8 kere hesaplanırlar. Hesaplanan bu değerler referans durumlardan (122)'deki gibi çıkarılarak öngörü hatası elde edilir ve bu hata kullanılarak (123)'te verilen amaç fonksiyonu hesaplanır.

$$e_i(k+1) = x_i(k+1|k) - x^*(k) \quad (122)$$

$$J_i(x(k), u(k)) = (e_i(k+1))^T P_{fs} (e_i(k+1)) \quad (123)$$

Burada $P_{fs} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ pozitif tanımlı simetrik bir matristir ve bu matrisi, CCS-MPC tasarımıdaki yöntemle (103)-(112) hesaplanır. (123)'te tanımlanan amaç fonksiyonu her bir durum için hesaplanır ve minimize edilerek optimal kontrol girişi $u^*(k) = u_{sel}(k)$ seçilir. Seçilen bu kontrol girişi $u_{sel}(k)$ bir örnekleme periyodu boyunca eviriciye uygulanır. Ancak bu gerilimin bir örnekleme periyodu boyunca uygulanması çıkış geriliminde dalgalanmalara

sebeplendir (Ahmed vd., 2017; Danayiyen, Lee, vd., 2019). Bunu engellemek için gerilimin uygulanma süresi ayarlanmalıdır. Bir sonraki kısımda bu durum detaylı olarak açıklanmıştır.

2.1.3.1. Modülasyon İndeksi Tanımı

Amaç fonksiyonunun minimize edilmesi ile seçilen gerilim vektörü $u_{sel}(k)$, normalde bir örnekleme aralığı boyunca uygulanır. Ancak seçilen bu optimal gerilim vektörünün bir örnekleme aralığı boyunca uygulanması çıkış geriliminde yüksek dalgalanmalara sebep olur. Bu dalgalanmaları azaltmak için seçilen optimal gerilim vektörünün bir örnekleme periyodundaki uygulanma zamanı ayarlanmalıdır. Bir örnekleme periyodu kadar uygulamak yerine optimal bir zaman hesaplanmalıdır. Bu çalışmada bir modülasyon indeksi $\mu \in \mathbb{R}^{1 \times 1}$, $0 < \mu < 1$, optimal gerilim vektörünün uygulanma zamanını ayarlamak için kullanılmıştır. Bu indeksin elde ediliş aşamaları aşağıda verilmiştir (Ahmed vd., 2017; Y. Danayiyen, Lee, vd., 2019).

Modülasyon indeksi μ kullanılarak (121)'de verilen ifade (124)'teki gibi yeniden yazılır.

$$x_{sel}(k+1|k) = A_n x(k) + B_n \mu u_{sel} + \hat{d}_L(k) \quad (124)$$

$x_{sel}(k+1|k)$ durum vektörü referans durumdan çıkarılarak hata elde edilir.

$$e_{sel}(k+1) = x_{sel}(k+1|k) - x^* \quad (125)$$

(125) kullanılarak (123)'teki amaç fonksiyonu seçilen gerilim vektörü u_{sel} 'e göre (126)'daki gibi düzenlenir.

$$J_{sel}(k) = (e_{sel}(k+1))^T P_{fs}(e_{sel}(k+1)) \quad (126)$$

(126)'da tanımlanan amaç fonksiyonunun μ 'ye göre birinci türevi (127)'deki gibi alınarak (128)-(130)'daki gibi optimal μ bulunur.

$$\begin{aligned} & \frac{dJ_{sel}(k)}{d\mu} \\ &= \frac{d \left[\left(A_n x(k) + B_n \mu u_{sel} + \hat{d}_L(k) \right)^T P_{fs} \left(A_n x(k) + B_n \mu u_{sel} + \hat{d}_L(k) \right) \right]}{d\mu} \end{aligned} \quad (127)$$

$$\begin{aligned} \mu_n = & BQ u_{sel} \left(x^{*T} - x^T A_n^T - \hat{d}_L^T(k) \right) \\ & + u_{sel}^T B_n^T Q \left(x^* - A_n x(k) - \hat{d}_L(k) \right) \end{aligned} \quad (128)$$

$$\mu_d = 2u_{sel} B_n^T Q B_n u_{sel} \quad (129)$$

$$\mu^* = \frac{\mu_n}{\mu_d} \quad (130)$$

Böylece kontrol girişi $u(k) = \mu^* u_{sel}(k)$ hesaplanır ve seçilen optimal gerilimin (u_{sel}) uygulanma süresi μ^* ile optimize edilir. Ancak öngörülü kontrolde ortaya çıkan zaman gecikmesinden dolayı amaç fonksiyonu ve modülasyon indeksi dinamikleri bu zaman gecikmesine göre yeniden düzenlenmelidir. Bir sonraki kısımda bu işlemler açıklanmıştır.

2.1.3.2. FCS-MPC’de Zaman Gecikmesi Kompanzasyonu

1.4.1’de tanımlanan zaman gecikmesi problemine göre FCS-MPC öngörü modeli (131)’deki gibi yeniden düzenlenir.

$$x_i(k+1|k) = A_n x_i(k) + B_n u_i(k-1) + \hat{d}_L(k) \quad (131)$$

$x_i(k+1|k)$ durumları kullanılarak $x_i(k+2|k)$ durumları (132)’deki gibi hesaplanır.

$$x_i(k+2|k) = A_n x_i(k+1|k) + B_n u_i(k-1) + \hat{d}_L(k) \quad (132)$$

Öngörülen durum vektörü ile referans durum vektörü arasındaki hata (133)’teki gibi tanımlanır.

$$e_i(k+2) = x_i(k+2|k) - x^*(k) \quad (133)$$

Amaç fonksiyonu (123), (133)’te kullanılarak (134)’teki gibi yeniden düzenlenir.

$$J_i(x(k), u(k)) = (e_i(k+2))^T P_{fs}(e_i(k+2)) \quad (134)$$

(134)'ün μ 'ye göre birinci derece türevi alınıp sıfıra eşitlenerek optimal μ^* (135)-(137)'deki gibi hesaplanır.

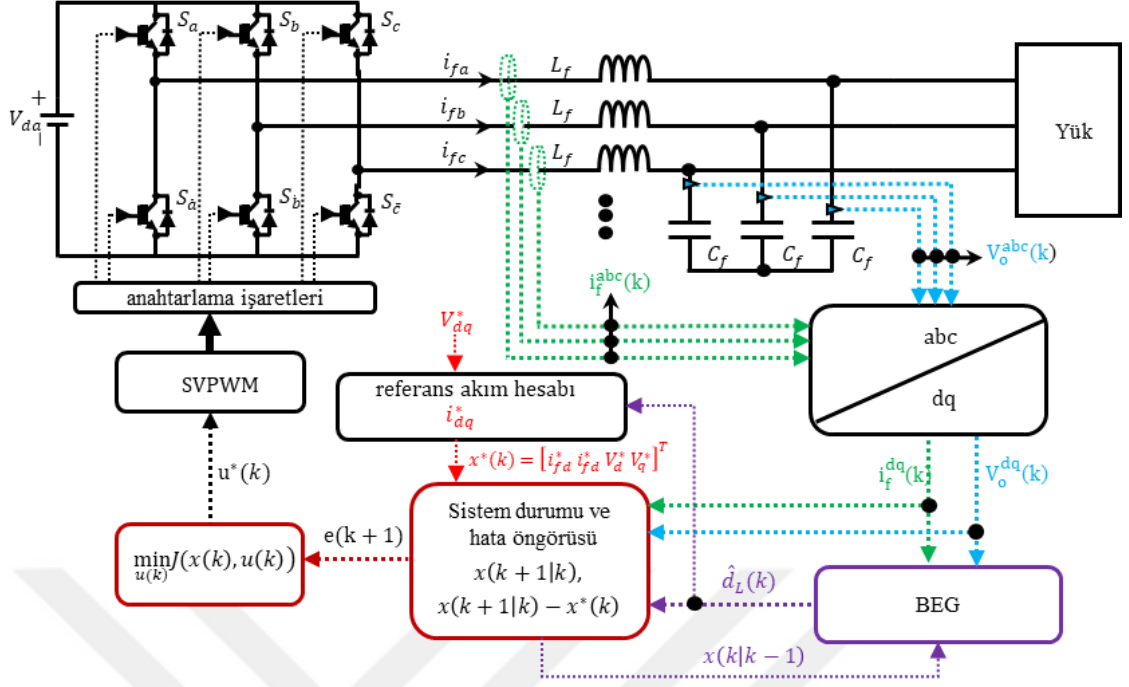
$$\begin{aligned} \mu_{n2} = & BQ u_{sel} \left(x^{*T} - x(k+1)^T A_n^T - \hat{d}_L^T(k) \right) \\ & + u_{sel}^T B_n^T Q \left(x^* - A_n x(k+1) - \hat{d}_L(k) \right) \end{aligned} \quad (135)$$

$$\mu_{d2} = 2u_{sel} B_n^T Q B_n u_{sel} \quad (136)$$

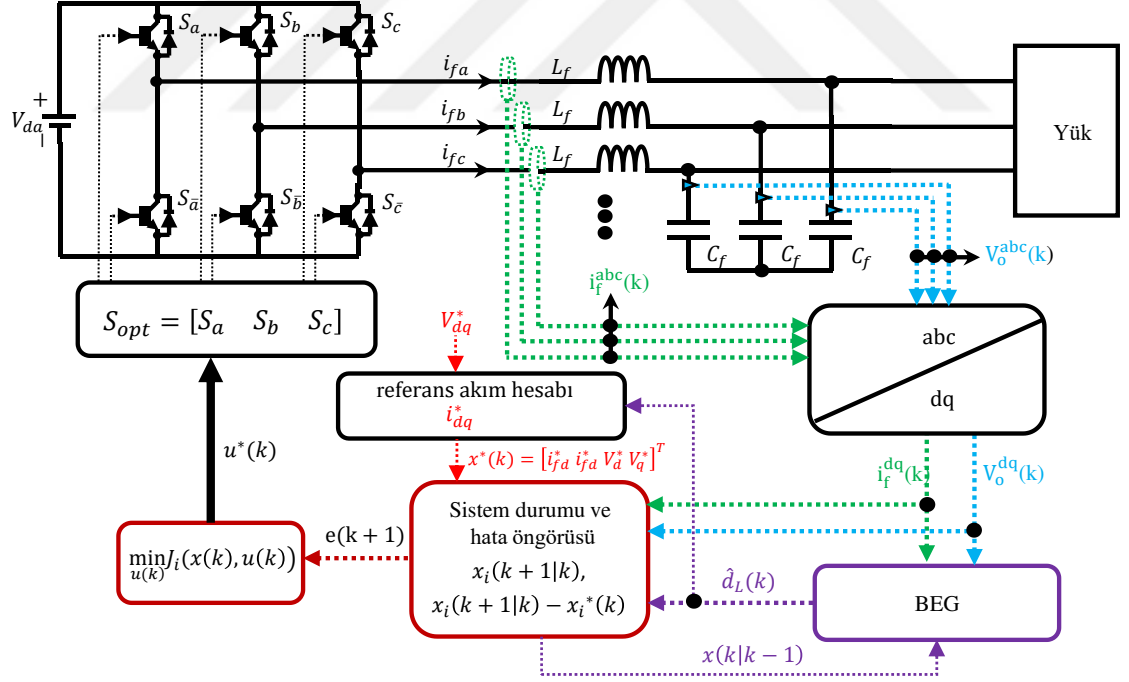
$$\mu^* = \frac{\mu_{n2}}{\mu_{d2}} \quad (137)$$

2.1.3.3. FCS-MPC Kontrol Algoritmasına Ait Akış Şeması

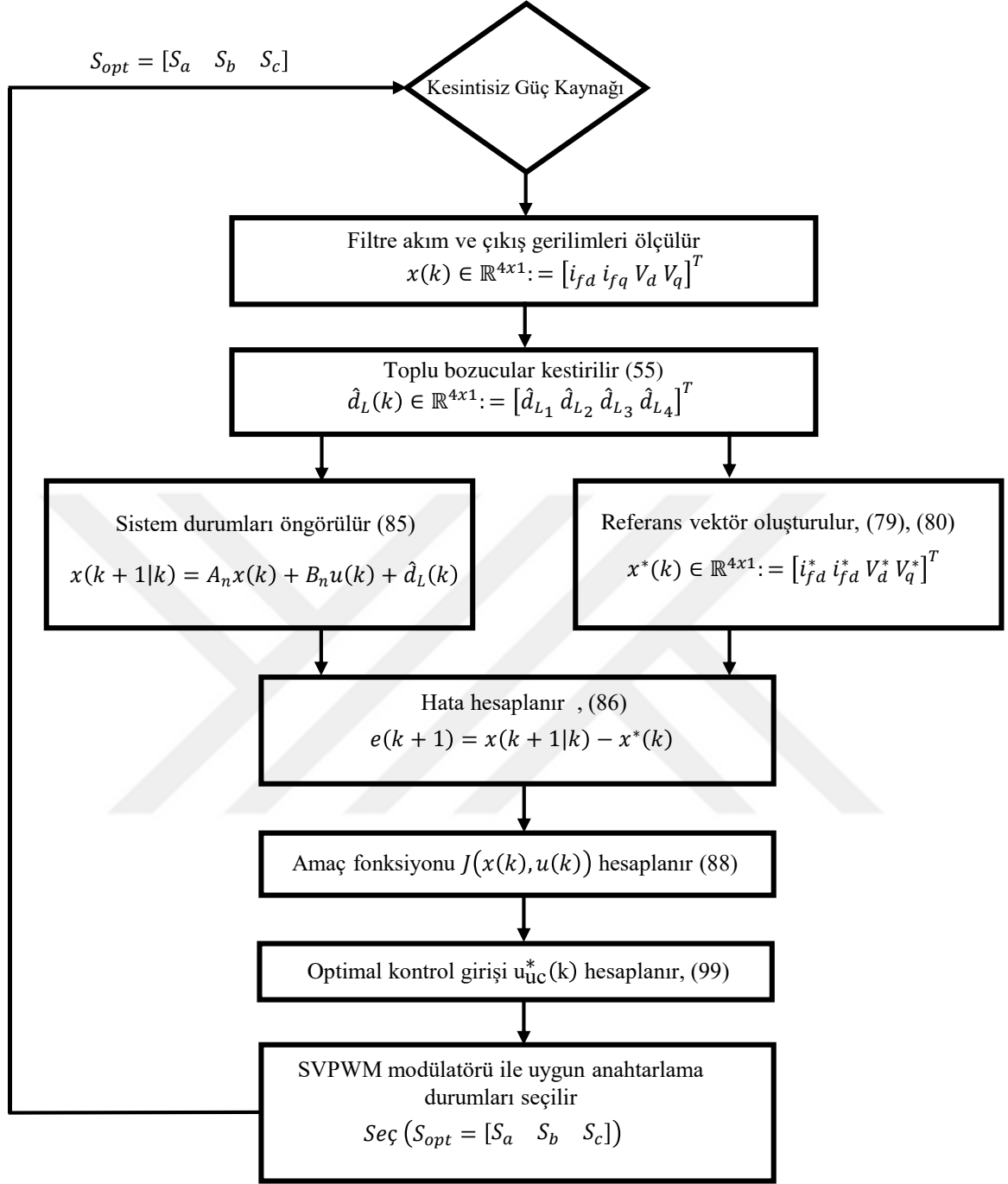
FCS-MPC kontrol sistemine ait genel blok diyagram Şekil 14'te akış diyagramı Şekil 16'da gösterilmiştir. İlk önce KGK üç fazlı akım ve gerilimleri ölçülerek d-q eksen takımına dönüştürülürler ve sistem durum vektörü elde edilir. Elde edilen bu durumlar DBEG'e gönderilir ve bozucu etkiler kestirilir. Kestirilen bu bozucular akım referanslarının hesabında ve sistem durumlarının öngörülmesinde kullanılır. Öngörülen sistem durumları ve referans durumları birbirinden çıkarılarak öngörü hatası öngörüsü yapılır. Öngörülen bu hata vektörü ile amaç fonksiyonu hesaplanır. Hesaplanan sekiz adet amaç fonksiyonu arasında en küçük olanın hesaplanmasında kullanılan gerilim vektörü seçilir. Daha sonra bu gerilim vektörüne karşılık gelen anahtarlama durumu seçilerek KGK eviricisine gönderilir. Böylece algoritma döngüsü tamamlanmış olur.



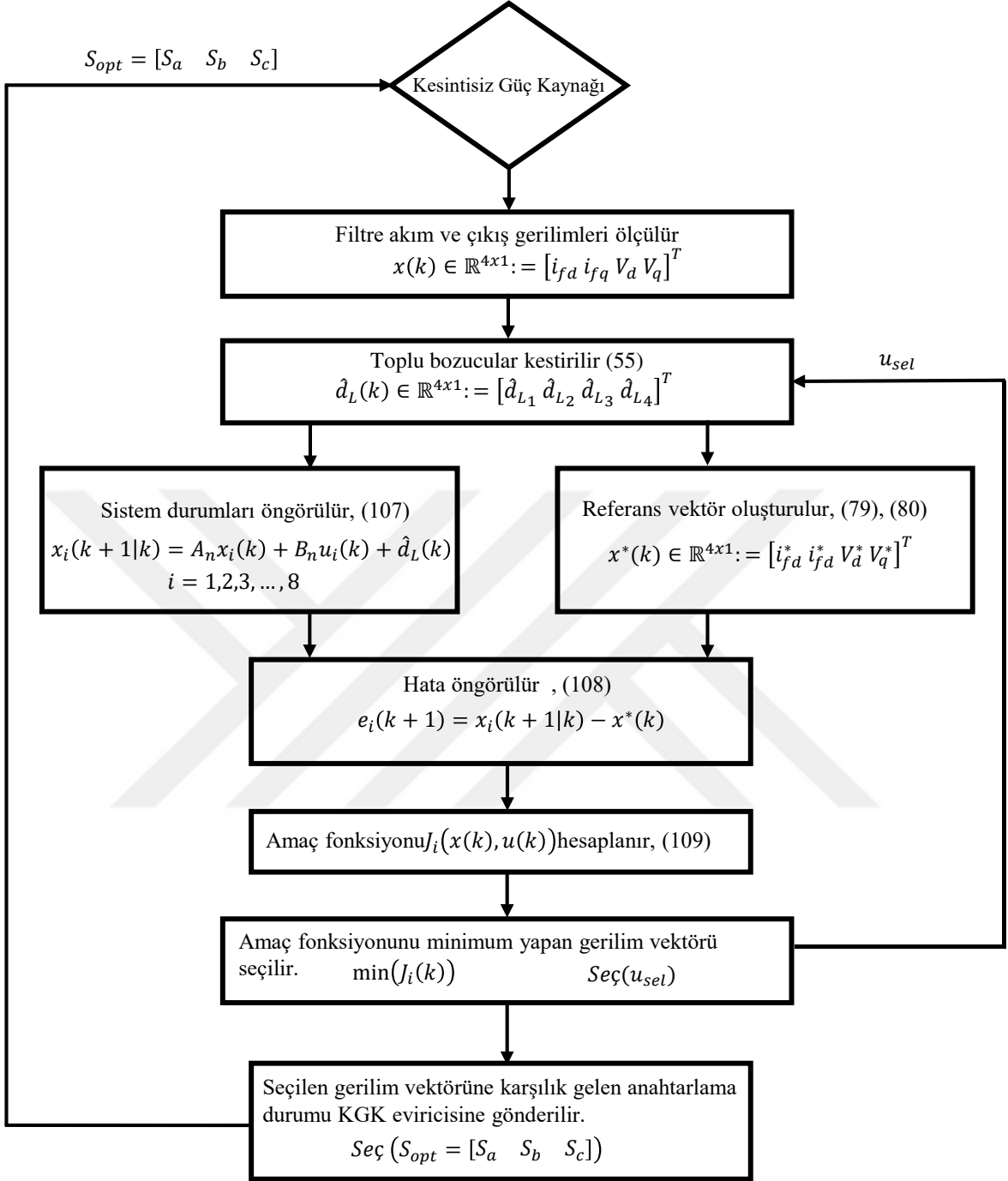
Şekil 13. CCS-MPC kontrol sistemi genel blok diyagramı



Şekil 14. FCS-MPC kontrol sistemine ait genel blok diyagram



Şekil 15. CCS-MPC kontrol algoritması akış şeması



Şekil 16. FCS-MPC kontrol algoritması akış şeması

2.1.3.4. Yeni Bir Bozucu Etki Gözlemleyici ve FCS-MPC Tasarımı

Bu kısımda farklı örnekleme frekansları kullanılarak FCS-MPC yönteminin bu frekanslardaki performansı incelenmiştir. Örnekleme frekansının yüksek olması iyi sonucun elde edilmesini sağlar ancak kontrol sistemindeki matrislerden dolayı işlem yükü artar, işlemci performansı düşer. Bundan dolayı yüksek örnekleme frekansından kaçınılır. Düşük

örnekleme frekansında ise kalıcı durum hatası artar, çıkış geriliminde yüksek THD'ler elde edilir (Danayiyen, Altaş, vd., 2019). Bu olumsuz etkiler, bozucu etki gözlemleyici tabanlı FCS-MPC yöntemleri kullanılarak ortadan kaldırılabılır. Bu bozucu etki gözlemleyicileri sürekli zamanda tasarlandığında (Aboudonia vd.; 2015; Chen vd., 2011; K.-S. Kim ve Rew, 2013; J. Wang vd., 2017) FCS-MPC ile kullanılabilmesi için ayrıklaştırılmaları gerekir. Buda modellemeden kaynaklanan belirsizlikleri arttırabilir. Bu kısımda bir ayrık zaman bozucu etki gözlemleyicisi (K.-S. Kim ve Rew, 2013) yeniden tasarlanarak ilk defa FCS-MPC ile birlikte kullanılmış ve (Danayiyen, Altaş vd., 2019) FCS-MPC'deki örnekleme frekansından kaynaklanan problemler çözülmeye çalışılmıştır. K.-S. Kim ve Rew (2013) tarafından yapılan çalışmada ayrık zamanlı sistemler için bir gözlemleyici önermişler (138) ve bu gözlemleyici kazanç matrisi seçimi için bir yöntem göstermemişlerdir. Bu kısımda bu kazanç matrisi için bir yöntem önerilmiştir ve ayrık zamanlı sistemler için tasarlanan gözlemleyici bu çalışmada KGK yük akımını kestirmek için yeniden düzenlenmiştir. K.-S. Kim ve Rew (2013) tarafından önerilen gözlemleyici Gözlemleyici-I olarak adlandırılmış ve KGK yük akımı kestirimi için yeniden düzenlenerek dinamikleri (138)'de verilmiştir.

Gözlemleyici-I:

$$z(k+1) = z(k) + L_n((A-I)x(k) + Bv_i(k) + W\hat{i}_o(k)) \quad (138)$$

Burada $z(k) \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ temsili bir durum değişkenidir, $\hat{i}_o(k) \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ kestirilen yük akım vektörü, L_n gözlemleyici kazanç matrisi, $I \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ birim matristir. Kestirilen akım $\hat{i}_o(k)$ ise (139)'daki gibi hesaplanır:

$$\hat{i}_o(k) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{o\alpha}(k) \\ \hat{i}_{o\beta}(k) \end{bmatrix} = L_n x(k) - z(k). \quad (139)$$

Gözlemleyici hata dinamikleri ise (140)'taki gibi hesaplanır:

$$\begin{aligned}
e(k) &= \hat{i}_o(k) - i_o(k) \\
e(k+1) &= \hat{i}_o(k+1) - i_o(k+1) \\
e(k+1) &= L_n x(k+1) - z(k+1) - i_o(k+1) \\
e(k+1) &= (I - L_n W)e(k), \tag{140}
\end{aligned}$$

burada $e(k)$ kestirilen akım ile ölçülen akım arasındaki fark hatasıdır. Gözlemleyicinin kararlılığı (140)'taki $(I - L_n W)$ terimine bağlıdır. Gözlemleyicili sistemin asimptotik kararlı olabilmesi için $(I - L_n W)$ matrisi Hurwitz matris olmalıdır. Hurwitz matris olabilmesi için gözlemleyici kazanç matrisi L_n uygun seçilmelidir. Bu tür gözlemleyicide bu matrisin belirlenmesine yönelik daha önce bir yöntem önerilmemiştir. Burada bu matrisin optimal olarak belirlenmesi için bir LMI matrisi aşağıdaki gibi elde edilmiştir (Danayiyen, Altaş, vd., 2019). Monotonik olarak azalan bir Lyapunow fonksiyonu $V(k+1) < V(k)$ 'deki tanımlanabilir:

$$\begin{aligned}
V(k) &= e(k)^T Q e(k), \\
V(k+1) &= e(k+1)^T Q e(k+1), \tag{141}
\end{aligned}$$

ve

$$\begin{aligned}
V(k+1) &< V(k) \\
e(k)^T (I - L_n W)^T Q (I - L_n W) e(k) - e(k)^T Q e(k) &< 0 \\
e(k)^T (I - L_n W)^T Q (I - L_n W) e(k) - e(k)^T Q e(k) &< 0 \\
e(k)^T ((I - L_n W)^T Q (I - L_n W) - Q) e(k) &< 0. \tag{142}
\end{aligned}$$

Eğer(142)'deki $(I - L_n W)$ matrisi kararlı ise pozitif tanımlı simetrik bir matris Q (143)'ten bulunabilir:

$$Q - (I - L_n W)^T Q (I - L_n W) > 0 \quad (143)$$

burada $Q \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ pozitif tanımlı simetrik matris, $L_n \in \mathbb{R}^{2 \times 4}$ gözlemleyici kazanç matrisidir. (143)'e Schur Complement yöntemi uygulanarak (144)'teki gibi LMI matrisi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} Q & (-YW + Q)^T \\ (-YW + Q) & Q \end{bmatrix} > 0 \quad (144)$$

(144) ifadesi bilgisayar ortamında çevrim dışı olarak çözülür ve gözlemleyici kazanç matrisi $L_n = Q^{-1}Y$ elde edilir. Elde edilen bu kazanç matrisi optimaldir. Daha önceki çalışmalarda L_n matrisi deneme yanılma yöntemi ile seçilmiş, bu tür bir gözlemleyicide bu matrisin hesaplanmasıyla ilgili herhangi bir yöntem geliştirilmemiştir. Bu çalışmada ise bu kazanç matrisinin hesaplanması için bir LMI matrisi (144) geliştirilmiştir (Danayiyen, Altaş, vd., 2019).

İkinci durumda ise Gözlemleyici-I'e integratör eklenerek sistem durumlarındaki dalgalanmaların azaltılması amaçlanmıştır. Elde edilen bu yeni tip gözlemleyici Gözlemleyici-II olarak adlandırılmıştır.

Gözlemleyici-II:

Gözlemleyici-I'de gözlemleyici durum değişkeni olarak ölçülen durumlar kullanıldı. Gözlemleyici-II'de ise durum değişkeni olarak ölçülen durum değişkeni ile referans durum değişkeni arasındaki hata vektörü kullanılmıştır. Bu referans durumlardan akım referansları $i_{f\alpha}^*(k)$, $i_{f\beta}^*(k)$ işaretlerinin hesaplanması için verilen gerilim referansları $V_{o\alpha}^*(k)$ ve $V_{o\beta}^*(k)$ kullanılarak ve sistemin sürekli halde olduğu varsayılarak aşağıdaki gibi yapılır:

$$i_{f\alpha}^*(k) = \frac{C_f(V_{o\alpha}(k+1) - V_{o\alpha}(k))}{T_s} + \frac{T_s}{C_f} \dot{i}_{o\alpha}(k) \quad (145)$$

$$i_{f\beta}^*(k) = \frac{C_f (V_{o\beta}(k+1) - V_{o\beta}(k))}{T_s} + \frac{T_s}{C_f} \hat{i}_{o\beta}(k) \quad (146)$$

buradan referans durum vektörü $x^*(k) = [\llbracket i_{f\alpha} \rrbracket^*(k) \ \llbracket i_{f\beta} \rrbracket^*(k) \ V_{o\alpha}^*(k) \ V_{o\beta}^*(k)]^T$ ve hata durum vektörü $x_e(k) = x^*(k) - x(k)$ elde edilir. $x(k)$ ölçülen durumlardır. T üst indisi ise vektör veya matrisin transpozudur. Bu hata durum vektörü (147)'deki gibi bir integratörle kullanılarak yeni bir durum değişkeni $x_m(k)$ elde edilir:

$$x_m(k) = x_m(k-1) + K_g x_e(k) \quad (147)$$

burada K_g kazanç matrisidir. Bu yeni durum değişkeni kullanılarak Gözlemleyici-II dinamiği (148)'deki gibi elde edilir:

$$z(k+1) = z(k) + L((A-I)x_m(k) + Bv_i(k) + W\hat{i}_o(k)) \quad (148)$$

Bir sonraki bölümde benzetim çalışmalarında bu gözlemleyicinin performansı incelenmiştir.

2.2. Benzetim Çalışmaları ve Bulgular

Bu kısımda önerilen bozucu etki gözlemleyicisinin (DBEG), DBEG tabanlı CCS-MPC ve FCS-MPC kontrolörlerin performanslarının incelenmesi için yapılan çalışmalar açıklanmış ve elde edilen bulgular verilmiştir. Bütün benzetim çalışmalarında optimal gözlemleyici kazanç matrisi L , CCS-MPC ve FCS-MPC amaç fonksiyonlarındaki ağırlık matrisleri P_{cs} ve P_{fs} , KGK sistemindeki model belirsizlikleri (82) dikkate alınarak MATLAB ve YALMIP yazılımları kullanılarak çevrim dışı olarak hesaplatılmıştır. Hesaplamalarda, benzetim modelinde ve deneysel çalışmalarda kullanılan kontrol

algoritmasında Tablo 4’te verilen nominal değerler kullanılmıştır. ’de tanımlanan belirsizlik normu λ ’nın farklı değerleri için sonuçlar karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

İlk olarak DBEG’nin etkinliği test edilerek bulgular verilmiş, ikinci olarak KGK kontrol sistemine ait benzetim modeli oluşturularak elde edilen bulgular incelenmiştir.

Tablo 4. Nominal sistem parametreleri

Parametre	Değer
DA giriş gerilimi V_{dc}	230 V
Referans gerilim V_d^*	110 V
Referans gerilim V_q^*	0
Çıkış frekansı f_s	50 Hz
Örnekleme periyodu T_s	100 μ s
Filtre endüktansı L_f	1.3 mH
Filtre kapasitesi C_f	50 μ F
Yük direnci R	10 Ω

2.2.1. Bozucu Etki Gözlemleyicisinin Performans Testi

Bu bölümde MATLAB ortamında oluşturulan benzetim modeli ile kısım 2.1.1’de tasarlan DBEG’nin açık çevrim performans testi yapılmıştır. Test işlemi için açık çevrim bir ikinci derece sisteme ait durum uzayı modeli kullanılmıştır. İlk olarak gerçek sisteme ait sabit bir referans bozucu etki vektörü ve sabit bir kontrol girişi kullanılarak tasarlanan gözlemleyicinin kestirdiği değerler ile referans değerler incelenmiş ve referans izleme performansı değerlendirilmiştir. Doğrusal zamanla değişmeyen gerçek bir sistem modeli (149) kullanılmıştır.

$$x(k+1) = A_n x(k) + B_n u_c(k) + d_L^*(k) \quad (149)$$

Burada $x(k+1) \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ gerçek sistem durum vektörü, $d_L^*(k) \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ referans toplu bozucu etki vektörü, $u_c(k) \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ sabit giriş vektörü, A_n ve B_n KGK sistemine ait nominal matrislerdir.

Tablo 4’te verilen nominal değerler ile ayrık zamanda elde edilen nominal matrisler aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

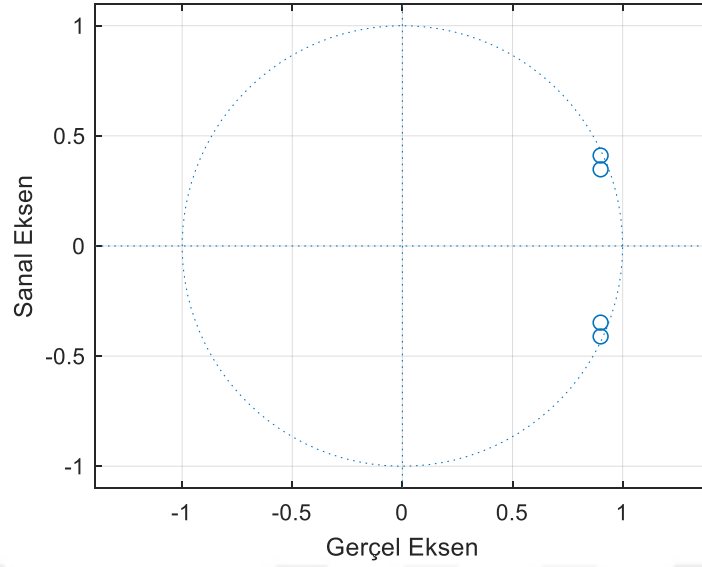
$$A_n = \begin{bmatrix} 1 & 0.0314 & -0.0769 & 0 \\ -0.0314 & 1 & 0 & -0.0769 \\ 2 & 0 & 0.8 & 0.0314 \\ 0 & 2 & -0.0314 & 0.8 \end{bmatrix}, B_n = \begin{bmatrix} 0.0769 & 0 \\ 0 & 0.0769 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

A_n matrisinin özdeğerleri $p = [p_1 \ p_2 \ p_3 \ p_4]^T = [0.9893 \ 0.9893 \ 0.9649 \ 0.9649]^T$ olarak hesaplanmıştır. MATLAB `zplane(p)` komutu ile çizdirilen özdeğerler ’de görüldüğü gibi birim çemberin içindedir ($p < 1$) ve sistem kararlıdır.

Sistem matrisinin kararlılığı incelendikten sonra açık çevrim test işlemi yapılır. Açık çevrim test işlemindeki amaç DBEG tarafından kestirilen bozucu etki vektörü (69) $\hat{d}_L(k)$ ’nın sürekli halde gerçek değeri (67) $d_L(k)$ ’yı takip etmesi, eşit olmasıdır. Bu amaç (150)’de tanımlanmıştır.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \hat{d}_L(k) = d_L(k) \quad (150)$$

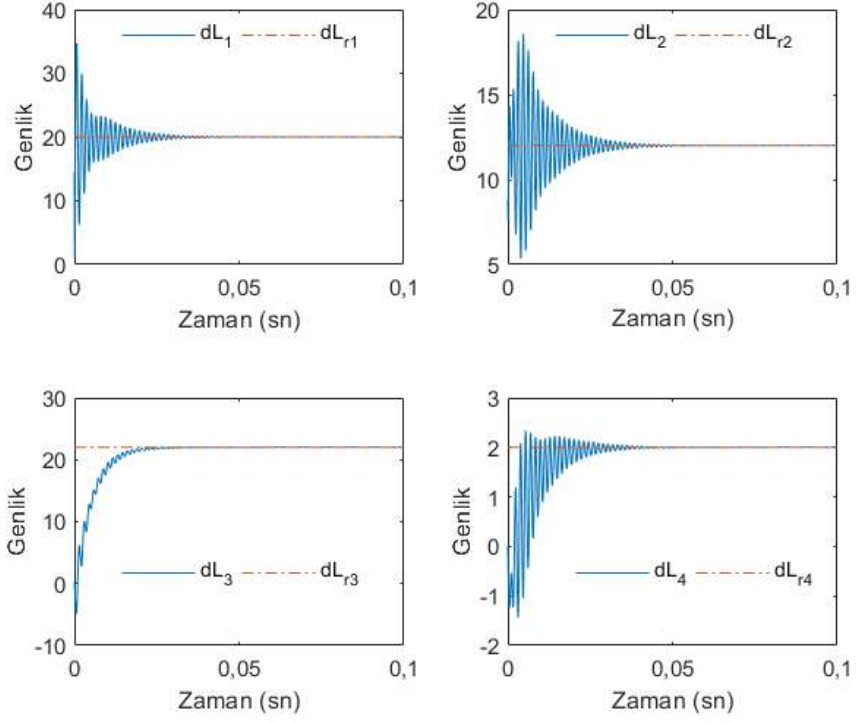
$d_L(k) = d_L^*(k) = [20 \ 12 \ 22 \ 2]^T = [dL_{r1} \ dL_{r2} \ dL_{r3} \ dL_{r4}]^T$ referans değeri kullanılarak Şekil 18’de belirsizlik normu $\lambda = 1.5$ için DBEG’in referans izleme performansı elde edilmiştir. $\lambda = 1.5$ için KGK parametrelerinin alt ve üst limitleri (47) ile $L_1 = 0.86 \text{ mH}$, $L_2 = 1.9 \text{ mH}$, $C_1 = 33.3 \mu\text{F}$, $C_2 = 75 \mu\text{F}$ olarak hesaplanmıştır. Böylece politopik model belirsizlikleri sınıfı bu limitlerle sınırlandırılmış ve optimal gözlemleyici kazanç matrisi bu sınıf için hesaplanmıştır (λ ’nın diğer değerleri içinde ayrıca hesaplanır).



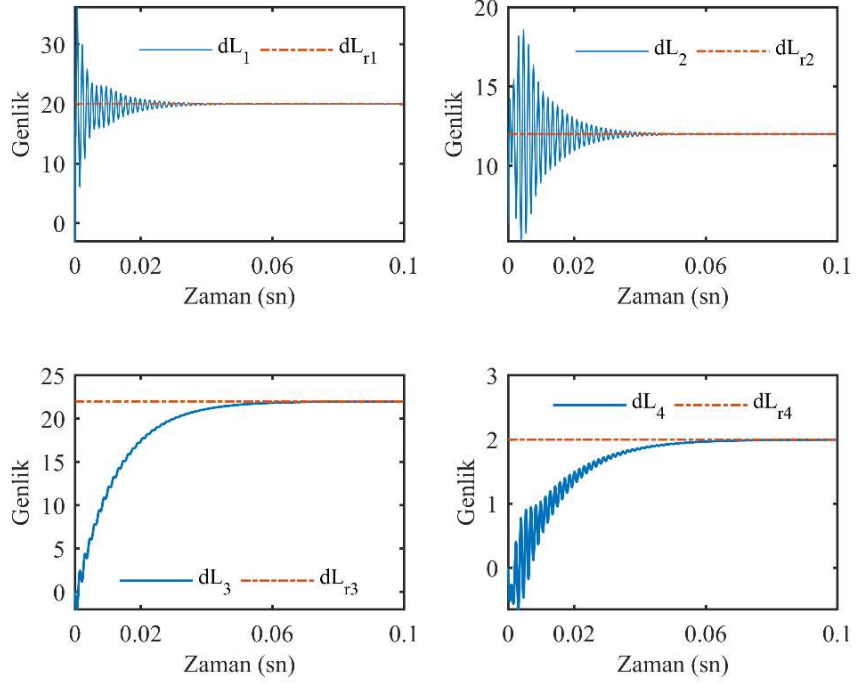
Şekil 17. Özdeğerlerin z-düzleminde gösterimi

$\lambda = 1.5$ için elde edilen referans izleme performansı incelendiğinde kestirilen bozucu etki vektörü $\hat{d}_L(k) = [dL_1 \ dL_2 \ dL_3 \ dL_4]^T$, sürekli halde referansına ulaşmakta ve takip etmektedir. Şekil 19 ise $\lambda = 7$ için elde edilen referans izleme performansını gösterir. Şekil 18 ile karşılaştırıldığında sürekli hale geçiş süresi artmakta ancak aşma azalmaktadır. Bunun anlamı küçük model belirsizliklerinde sistemin cevabı hızlı aşması fazla, büyük belirsizliklerde ise cevap süresi yavaş ancak daha dayanıklı ve aşması azdır. Bu durum tasarlanan gözlemleyicinin λ 'nın küçük değerleri için (örneğin $\lambda = 1.5$) daha az dayanıklı (robust) ama hızlı, büyük değerleri için (örneğin $\lambda = 7$) daha dayanıklı ama yavaş olduğunu gösterir. λ 'nın büyük değerleri için politopik sınıfa ait belirsiz matrisler kararsız olabilmektedir. Bunun için farklı λ değerlerinde belirsiz sistem matrislerinin kararlılığı kontrol edilmelidir.

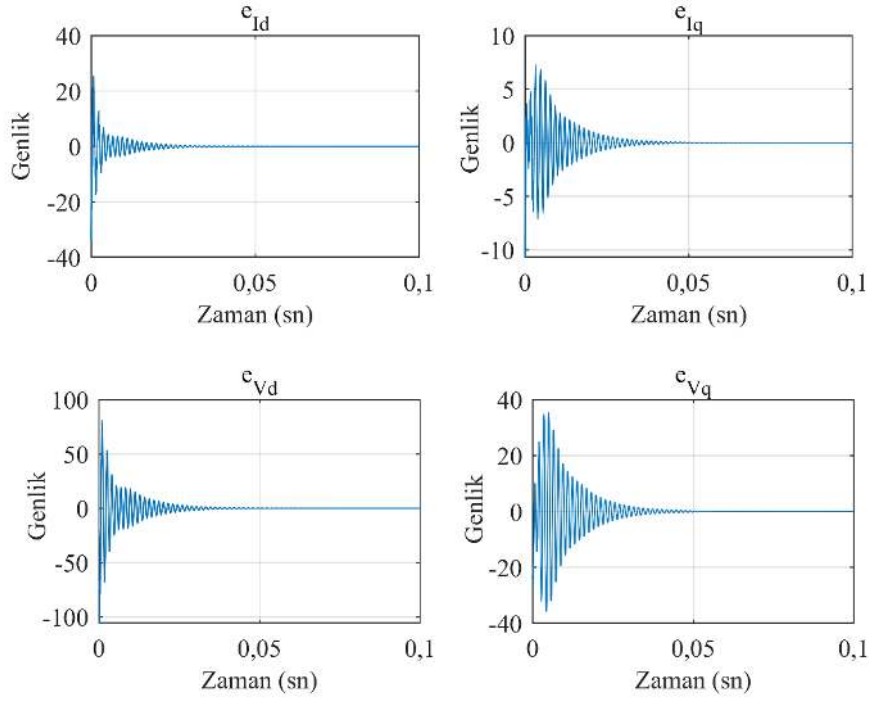
Şekil 20 ise $\lambda = 1.5$ için gerçek sistem modeli (68) ile öngörü modeli (99) arasındaki akım ve gerilim hatasını göstermektedir. Sürekli halde bu hata sifıra yakınsar. Böylece referans izleme işlemi yüksek performansta gerçekleşmiş ve sürekli halde hata sıfır olmuştur. Bu durum DBEG'in sistemdeki bozucuları etkin bir şekilde kestirdiğini göstermektedir.



Şekil 18. Kestirilen bozucuların $\lambda=1.5$ için referans takip performansı



Şekil 19. Kestirilen bozucuların $\lambda=7$ için referans takip performansı



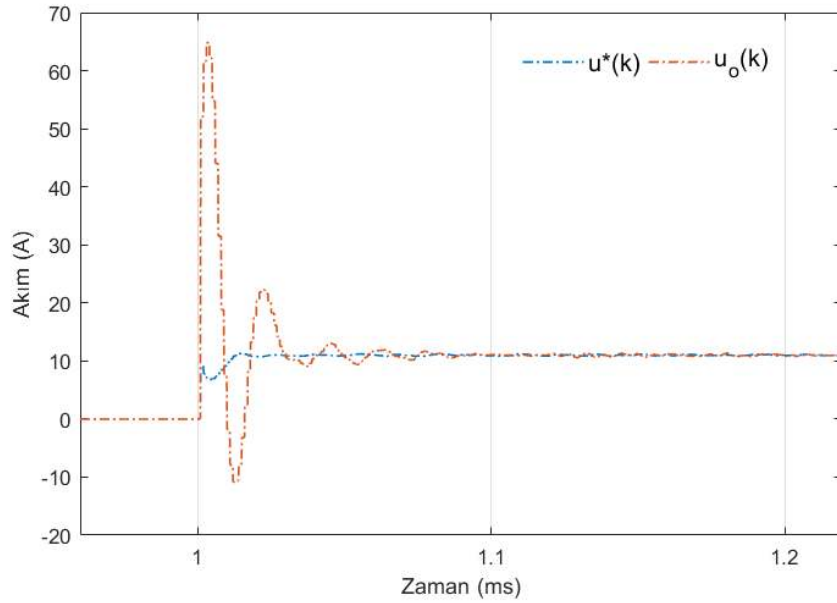
Şekil 20. Gerçek modelle öngörü modeli arasındaki hata

2.2.2. KGK Çıkış Gerilimi Kontrolü Benzetim Çalışması ve Bulgular

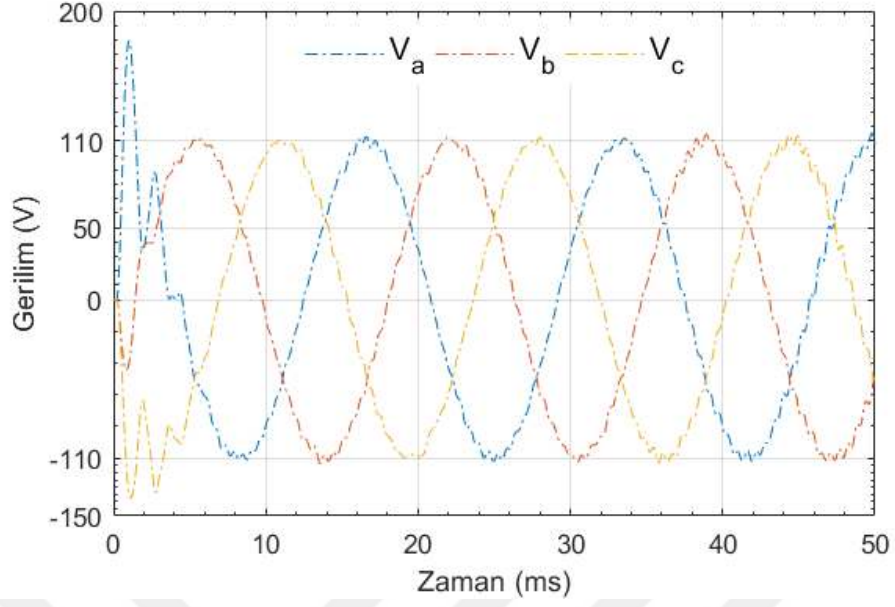
Bu kısımda kesintisiz güç kaynağı çıkış gerilimi kontrolü için oluşturulan benzetim modeli tanıtılmıştır. Benzetim modeli PSIM ortamında elde edilmiş, kontrol sistemi Microsoft Visual Studio kullanılarak C programlama dilinde yazılmıştır. Yazılan bu program ise PSIM dll (dynamic link library) bloğu kullanılarak KGK benzetim sistemine eklenmiştir. DBEG kazanç matrisi L , CCS-MPC ve FCS-MPC amaç fonksiyonu kazanç matrisleri P_{cs} ve P_{fs} farklı λ değerleri için çevrim dışı olarak MATLAB ve YALMIP kullanılarak hesaplatılmıştır. Farklı yük modelleri kullanılarak kontrol amacı “KGK çıkış gerilimi referans izleme” performansı model belirsizlikleri varlığında incelenmiş ve kontrol sisteminin performansı bu yükler altında ayrı ayrı değerlendirilmiştir. Yüksüz durumdan yüklü duruma geçerken geçiş cevabı ve sürekli halde çıkış gerilimindeki toplam harmonik bozulmalar (THD) değerlendirme kriteri olarak kullanılmıştır. Şekil 21’de PSIM ortamında oluşturulan KGK sistemi gösterilmiştir.

2.2.2.1. CCS-MPC $u_o(k)$ ve $u^*(k)$ Kontrol Girişlerinin Karşılaştırılması

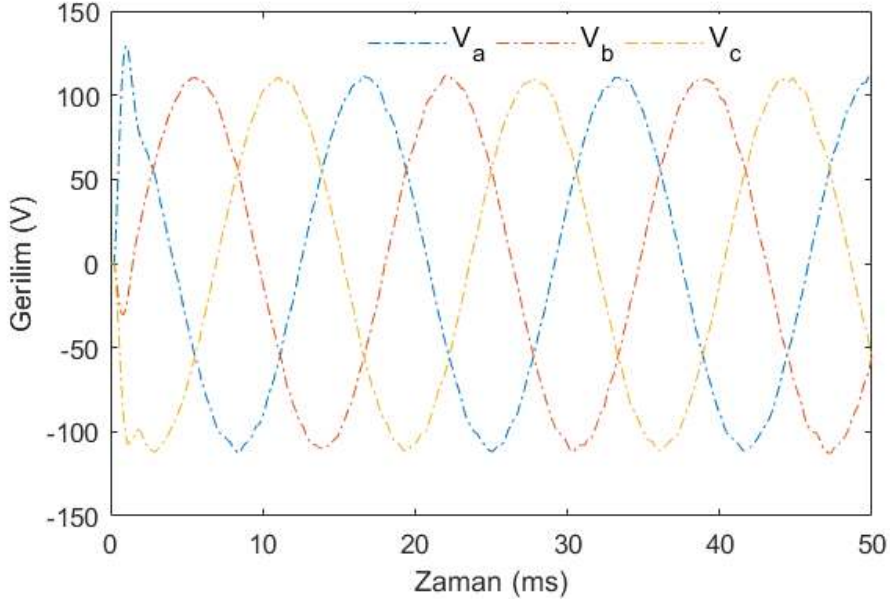
Bu kısımda (97) ve (98)'de hesaplanan sürekli hal kontrol girişi $u_o(k) = [u_{od}(k) \ u_{oq}(k)]^T$ ile CCS-MPC kontrol girişi $u^*(k) = [u_d(k) \ u_q(k)]^T$ (115) karşılaştırılmış ve $u^*(k)$ 'nin performansının $u_o(k)$ 'dan daha iyi olduğu gösterilmiştir. $\eta=2.5$ için 1. saniyede omik yük devreye alınarak yüksüz durumdan yüklü duruma geçişte her iki kontrol girişi karşısında yük akımının davranışı incelenerek performans değerlendirmesi yapılmıştır. Şekil 23'te $u_o(k)$, kontrol girişi olarak kullanıldığında $u^*(k)$ 'ya göre d-ekseni yük akımının geçiş cevabının yavaş olduğu ve sürekli halde yüksek dalgalanmaların olduğu görülmektedir. Şekil 24 ve Şekil 25'te ise sırasıyla $u_o(k)$ ve $u^*(k)$ için $R = 10\Omega$ 'luk direnç yükü ve 110V referans gerilimi altında $\eta=2.5$ için sürekli halde üç fazlı KGK çıkış gerilimleri ($V_a(t), V_b(t), V_c(t)$) görülmektedir. Çıkış gerilimindeki THD değerleri $u_o(k)$ ile %2.5, $u^*(k)$ ile %1 elde edilmiştir.



Şekil 23. $u_o(k)$ ve $u^*(k)$ kontrol girişleri ile omik yük akımının geçiş cevabı ($\eta=2.5$, $u^*(k)$ ile THD = %1, $u_o(k)$ ile THD = %2.2)



Şekil 24. $u_o(k)$ ile çıkış gerilimleri ($\eta=2.5$, THD = %2.5, $R = 10\Omega$)



Şekil 25. $u^*(k)$ ile çıkış gerilimleri ($\eta=2.5$, THD = %1, $R = 10\Omega$)

2.2.2.1. CCS-MPC Kontrolörün Diğer Kontrol Yöntemleri ile Karşılaştırılması

Bu kısımda DEBG tabanlı CCS-MPC kontrolör ile dayanıklı bir kontrolör ve Luenberger gözlemleyici tabanlı dayanıklı bir kontrolör karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. İnceleme işleminde KGK çıkış gerilimindeki THD değerleri farklı yükler ve farklı model

belirsizlikleri normu (η) altında değerlendirilmiştir. Bu karşılaştırma işlemi ilk olarak bu tez çalışmasında önerilen DBEG ile (Lim vd., 2014)'te önerilen dayanıklı bir kontrolör birlikte kullanılarak yeni bir kontrolör tasarlanmıştır. Lim vd. (2014) tarafından önerilen kontrol sistemi (151) ve (152)'de verilmiştir.

$$w(k+1) = w(k) + (V_*^{dq} - V^{dq}(k)) \quad (151)$$

$$u(k) = K\hat{x}(k+1|k) + Zw(k+1), \quad (152)$$

Burada $V^{dq}(k) = [V_d \ V_q]^T$ ve $V_*^{dq} = [V_d^* \ V_q^*]^T$ kontrol edilen çıkış gerilimi ve referansını gösterir. $w(k)$ bir integratör değişkenidir, K ve Z ise geribesleme kazanç matrisleridir. Bu kazanç matrisleri model belirsizlikleri dikkate alınarak çevrim dışı olarak hesaplatılmıştır. $\hat{x}(k+1|k)$ ise öngörülen sistem durumlarıdır ve (99)'daki öngörü modeli kullanılarak hesaplanırlar. Böylece (99)'daki modelin (152)'de kullanılması ile yeni bir kontrolcü ortaya çıkmıştır. Bundan sonra bu kontrolör için DK-BEG (bozucu etki gözlemleyici tabanlı dayanıklı kontrolör) kısaltması kullanılacaktır. Böylece önerilen bozucu etki gözlemleyicisi (DBEG) hem CCC-MPC ile hem de dayanıklı bir kontrolörle kullanılacak ve gözlemleyicinin farklı kontrolörlerdeki performansı incelenecektir.

İkinci olarak ise Luenberger tip bozucu etki gözlemleyicisi kullanılarak $\hat{x}(k+1|k)$ 'lerin öngörüsü Lim vd. (2014) önerdiği gibi yapılmıştır, Lim vd, (2014)'teki kontrolörün aynısı kullanılmıştır. Bu kontrolör için DK-LUG (Luenberger tip gözlemleyici tabanlı dayanıklı kontrolör) kısaltması kullanılacaktır.

Böylece önerilen bozucu etki gözlemleyicisinin (DBEG) performansı, CCS-MPC'den farklı bir kontrol yöntemi ile (Dayanıklı Kontrol) kullanılarak değerlendirilecektir. Sonuç olarak CCS-MPC, DK-BEG ve DK-LUG yöntemleri karşılaştırmalı olarak incelenecektir.

İlk olarak omik ve doğrusal olmayan yük altında KGK çıkış gerilimindeki THD değerleri her üç kontrolör için sırasıyla Tablo 5 ve Tablo 6'da verilmiştir. Tablolar

incelendiğinde en düşük THD omik yük için $\eta = 3.5$ 'ta CCS-MPC ile, doğrusal olmayan yük için ise $\eta = 7.8$ 'de yine CCS-MPC yöntemi ile elde edilmiştir. Doğrusal olmayan yük için kabul edilebilir THD aralığı CCS-MCP için $6.5 \leq \eta \leq 7.8$, DK-BEG ve DK-LUG için $3.5 \leq \eta \leq 7.5$ aralığında elde edilmiştir. Bu değerler doğrusal olmayan yük altında KGK çıkış gerilimi THD değerleriyle ilgili standartlarda (IEC, 2011) tanımlanan %5 değerinin altındadırlar. Böylece önerilen bozucu etki gözlemleyici tabanlı CCS-MPC yönteminin diğer yöntemlere göre doğrusal olmayan yük karşısında daha etkili olduğu gösterilmiştir. Bazı η değerleri için sistem kararsız olur ve THD değeri elde edilemez. Bu durumlar tablolarda NA (not available) olarak gösterilmiştir. Ayrıca bu çalışmada η değerleri çok yüksek seçilerek önerilen gözlemleyicinin öngörülü kontrolü daha dayanıklı yaptığı ispatlanmıştır. Böylece bu kontrol algoritmasının farklı nominal filtre parametrelere sahip KGK cihazlarında kullanılabileceği gösterilmiştir.

Tablo 5. Omik yük altında CCS-MPC, DK-BEG ve DK-LUG ile elde edilen çıkış gerilimi THD değerleri

η değerleri	1	3.5	6.5	7	7.5	7.8
CCS-MPC (THD%)	1.4	1.4	1.5	1.4	1.3	1.4
DK-BEG (THD%)	NA	1.3	2.3	2.5	2.5	2.4
DK-LUG(THD%)	NA	1.3	2.2	2.5	2.4	2.4

Tablo 6. Doğrusal olmayan yük altında CCS-MPC, DK-BEG ve DK-LUG ile elde edilen çıkış gerilimi THD değerleri

η değerleri	1	3.5	6.5	7	7.5	7.8
CCS-MPC (THD%)	NA	8.3	5.9	4.5	3.7	3.2
DK-BEG (THD%)	NA	6	5.1	4.8	4.4	7.7
DK-LUG(THD%)	NA	6.1	5.5	4.3	4.5	4.8

Uygulamada filtre parametrelerinin büyük oranlarda değişmesinin beklenmediği daha önce belirtilmişti. Yani $\eta = 7.8$ için endüktans, kapasite ve direnç değerleri çok büyük oranda değişime uğramış oluyor. Ancak bu durum yazılımsal olarak kontrol algoritmasında gerçekleştiriliyor. Bunun amacı önerilen gözlemleyicinin model öngörülü kontrolörü daha dayanıklı yaptığını göstermektir. Çünkü model belirsizlikleri parametre değişimlerinden

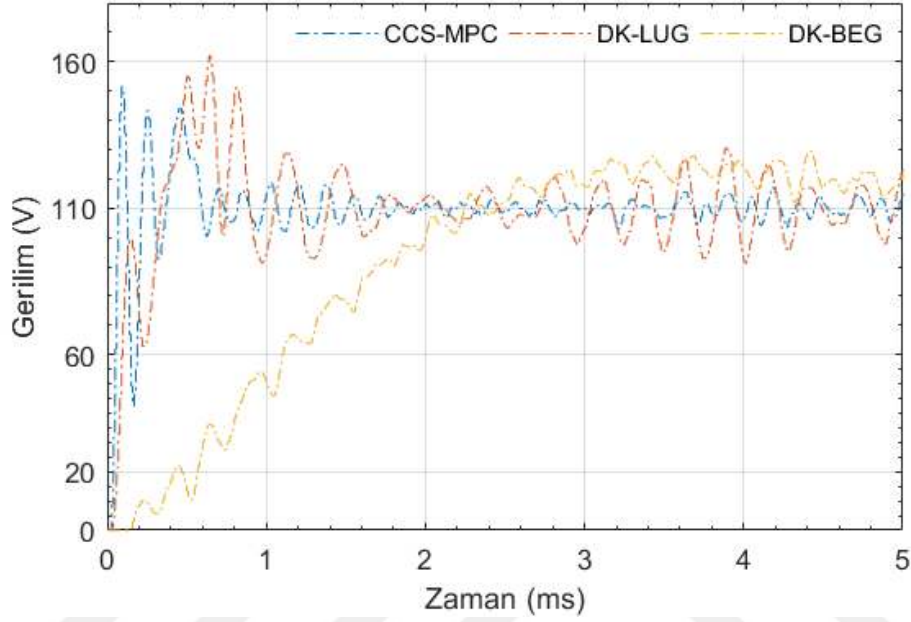
kaynaklanan belirsizliklerin yanında, ayırıklaştırma işlemi ve diğer modellemelerden kaynaklanan bütün belirsizliklerin toplamından oluşur. Örneğin Lim vd. (2014) yaptıkları çalışmada yazılımsal olarak $\eta = 3$ seçmiş ve parametre maksimum değerlerini üç kat arttırarak, minimum değerlerini ise üç kat azaltarak algoritmanın dayanıklılığını test etmişlerdir. Bu tez çalışmasında ise daha yüksek değerlere çıkılmıştır. Fiziksel sisteme uygunluğunu göstermek için ise $1 \leq \eta \leq 1.4$ aralığında gerilim %THD'leri incelererek üç kontrol sistemi karşılaştırılmış ve sonuçlar Tablo 7'de verilmiştir. Tablo 7'den görüldüğü gibi η 'nın küçük aralıklarla arttırıldığında CCS-MPC kontrolörün diğer yöntemlere göre daha iyi sonuç verdiği ancak diğer yöntemlerinde standartlara uygun sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Ayrıca Tablo 7'de her bir η değerine karşılık gelen maksimum ve minimum değerlerdeki % değişim verilmiştir.

Tablo 7. η 'nın küçük değerleri için %THD sonuçları

η değerleri		1	1.2	1.25	1.3	1.35	1.4
aralık değişimi (%)	minimum	0	16.7	20	23.1	26.2	29.2
	maksimum	0	20	25	30	35.4	40
CCS-MPC (THD%)		1.4	1.30	1.32	1.32	1.34	1.42
DK-BEG (THD%)		NA	1.32	1.36	1.36	1.48	1.67
DK-LUG(THD%)		NA	1.36	1.43	1.59	1.62	1.64

Son olarak d-ekseni çıkış geriliminin sürekli hale geçiş süresi incelenerek önerilen yöntemin etkinliği, doğrusal olmayan yük altında üç farklı kontrol yöntemi için değerlendirilmiştir. Şekil 26, doğrusal olmayan yük devreye alındığı andan itibaren, üç farklı kontrol sistemi karşısında 110 volt referans gerilimde d-ekseni çıkış geriliminin davranışını göstermektedir. Şekil incelendiğinde CCS-MPC ile daha hızlı bir geçiş cevabı elde edilmekte, DK-BEG kullanıldığında ise çok uzun bir geçiş süresi oluşmakta ancak düşük aşma elde edilmektedir. Aşmanın olmaması DK-BEG'in daha dayanıklı (robust) olduğunu gösterir. Ancak KGK sistemlerine şebeke kesintisi veya yük değişimi esnasına sistemin hızlı bir şekilde sürekli hale geçmesi istenir (Emadi vd., 2017; IEEE, 1996). Buda şekilden görüldüğü gibi CCS-MPC, diğer iki yönteme göre KGK sistemlerinde daha iyi performans sergilemektedir. Şekil 26'daki karşılaştırma için tasarım parametresi $\eta = 7.5$ seçilmiştir. Bu değerde, Tablo 6'dan görüldüğü gibi doğrusal olmayan yük altında her üç kontrol sistemi ile elde edilen gerilim THD değeri birbirine yakındır ve uygun karşılaştırma olması için $\eta =$

7.5 seçilmiştir. Bu karşılaştırma işleminde doğrusal olmayan yük kullanıldığı için ayrıca doğrusal yük için bir karşılaştırma yapılmamıştır. Deneysel çalışmalarda doğrusal olmayan yük ve endüktif yük için karşılaştırma işlemi yapılmıştır.



Şekil 26. Doğrusal olmayan yük altında üç farklı kontrol yönteminin geçiş cevabı
($R_{nl} = 200\Omega$, $L_{nl} = 10mH$, $C_{nl} = 2200\mu F$, $\eta = 7.5$, $T_s = 10kHz$)

2.2.2.2. FCS-MPC ile KGK Çıkış Gerilimi Kontrolü

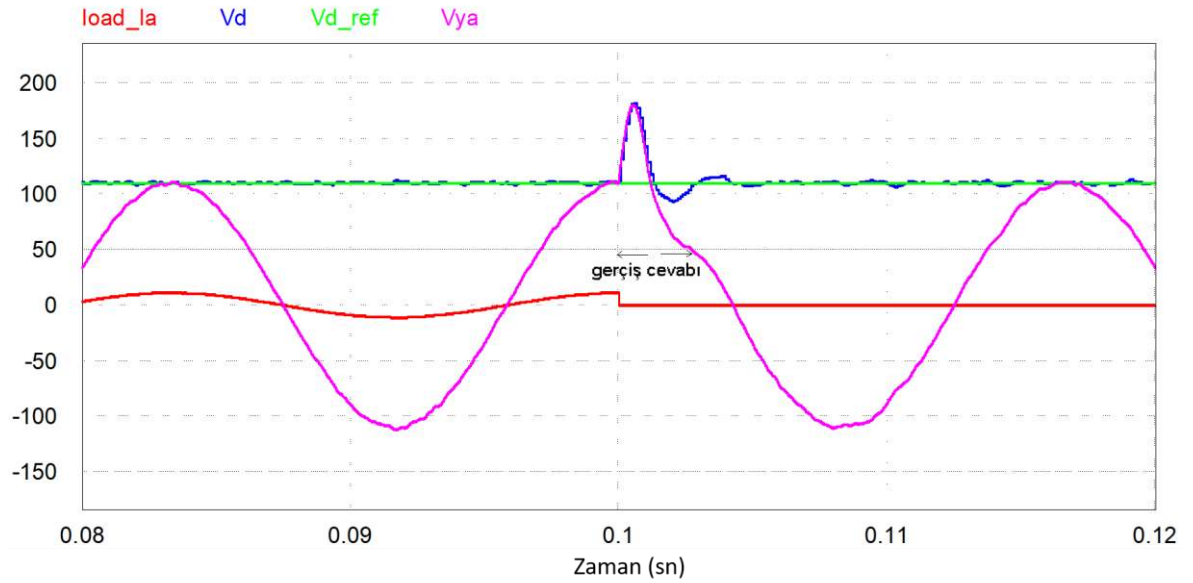
Bu kısımda (121)'de tanımlanan DBEG tabanlı FCS-MPC kontrolör öngörü modeli ve (126)'da verilen amaç fonksiyonu kullanılarak PSIM ortamında oluşturulan KGK benzetim modelinde (Şekil 21) KGK çıkış gerilimi kontrol edilmiştir. İlk olarak doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında belirsizlik normu η 'nın (47) farklı değerleri için çıkış gerilimi %THD değerleri incelenmiştir. İkinci olarak ise yüksüz durumdan yüklü duruma geçişteki performansı incelenmiştir.

η 'nın farklı değerleri için doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında elde edilen KGK çıkış gerilimi %THD değerleri Tablo 8'de verilmiştir. Tablodaki bulgular incelendiğinde FCS-MPC yöntemi ile standartlara uygun gerilim kalitesinin elde edildiği görülmüştür.

Tablo 8. DBEG tabanlı FCS-MPC ile elde edilen gerilim %THD değerleri

η değerleri	1	3.5	6.5	7	7.5	7.8
aralık değişimi (%)	0	350	650	700	750	780
Doğrusal yük	2	2	2.4	1.9	1.9	2
Doğrusal olmayan yük	NA	NA	6	5.5	5	4.6

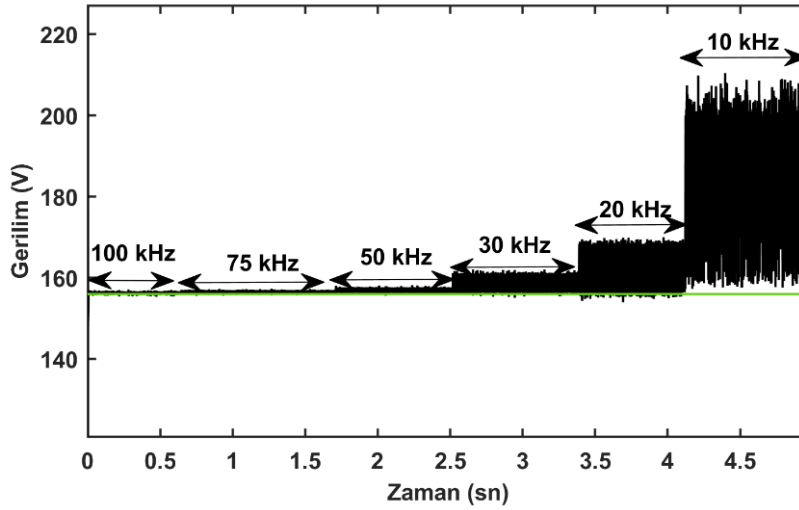
Doğrusal yük devrede değilken belirli bir anda yük devreye alınarak kontrol sisteminin geçiş performansı incelenmiştir. İlk önce yük devrede iken sistem çalıştırılmış ve 0.1 saniyede yük devre dışı bırakılarak KKG çıkış gerilimi geçiş performansı incelenmiştir. PSIM ortamında elde edilen ve Şekil 27’de verilen bu geçiş performansında görüldüğü üzere KKG sistemi kısa sürede sürekli hale geçmekte ve d eksen gerilimi 110V referans takibini gerçekleştirmektedir. Şekilde KKG ölçülen d eksen çıkış gerilimi V_d , referans d eksen gerilim V_{d_ref} , sinüzoidal çıkış gerilimi V_{ya} ve sinüzoidal yük akımı I_{load_Ia} olarak gösterilmiştir.



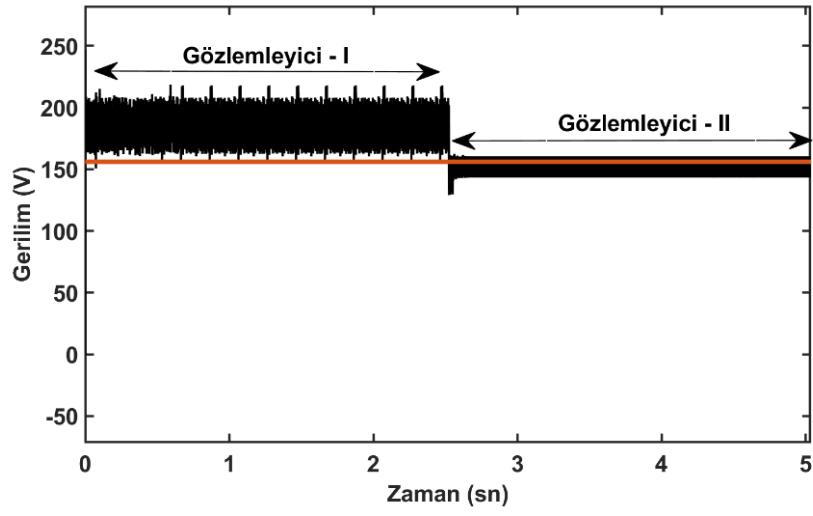
Şekil 27. Yük değişimi altında FCS-MPC geçiş performansı

Bölüm 2.1.3.4 tanımlanan yeni bir ayırık zamanlı dayanıklı bozucu etki gözlemleyici tabanlı FCS-MPC kontrolör ile KKG çıkış gerimi kontrolü benzetim çalışmasında farklı örnekleme frekansları altında kontrolörün performansı incelenmiştir. Bu performans ölçüm işlemi Matlab ortamında elde edilen benzetim çalışması üzerinde yapılmıştır. Kontrol sistemi m-file kodları ile yazılmış, Embedded Matlab Fonksiyon bloğu kullanılarak

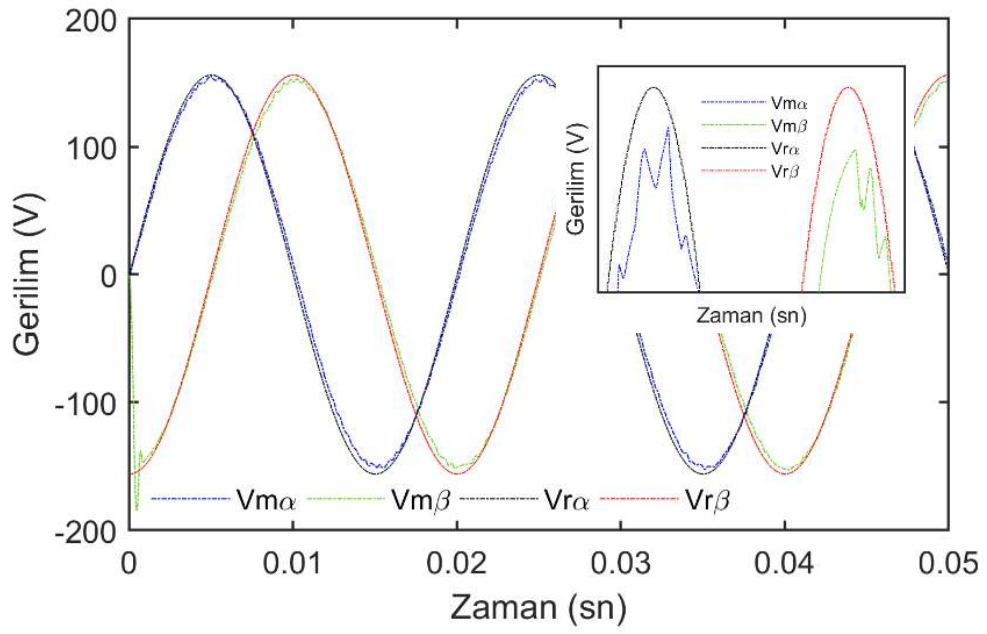
Simulink ortamında elde edilen KGK sistemine uygulanmıştır. İlk önce Gözlemleyici-1 (138) ile KGK d-ekseni çıkış gerilimi referans izleme performansı incelenmiştir. Şekil 28 incelendiğinde düşük örnekleme frekanslarında yüksek oranda gerilim dalgalanmaları oluşur ve bu durumu engellemek için yüksek örnekleme frekanslarına çıkılır. 100 kHz frekansındaki dalgalanmalar 10 kHz frekansına göre oldukça azdır. Ancak yüksek frekanslarda ise işlem yükü artmakta ve bu da geçiş performansını düşürmektedir. Düşük frekanslardaki gerilim dalgalanmalarını azaltmak için önerilen Gözlemleyici-II kullanıldığında Gözlemleyici-I'e göre çok daha iyi sonuç alındığı görülmüştür. Şekil 29 incelendiğinde 10 kHz örnekleme frekansında Gözlemleyici-II performansı oldukça yüksektir ve gerilim dalgalanmaları düşüktür. Böylece önerilen Gözlemleyici-II ile düşük örnekleme frekanslarında gerilim dalgalanmaları azaltılmıştır. 30kHz örnekleme frekansı kullanılarak önerilen Gözlemleyici-II tabanlı FCS-MPC ile KGK alfa-beta eksen gerilimleri kontrol edilmiş ve referans takip performansı Şekil 30'da gösterilmiştir. Şekil incelendiğinde ölçülen gerilimlerin ($V_{m\alpha}, V_{m\beta}$) referans gerilimleri ($V_{r\alpha}, V_{r\beta}$) takip edebildiği görülmüş ve böylece önerilen bu yeni gözlemleyicinin FCS-MPC ile birlikte KGK çıkış gerilimi kontrolü amaçlı kullanılabileceği gösterilmiştir (Danayiyen, Altaş, vd., 2019).



Şekil 28. Farklı örnekleme frekanslarında Gözlemleyici-I



Şekil 29. Gözlemleyici-I ve Gözlemleyici- II (10kHz)



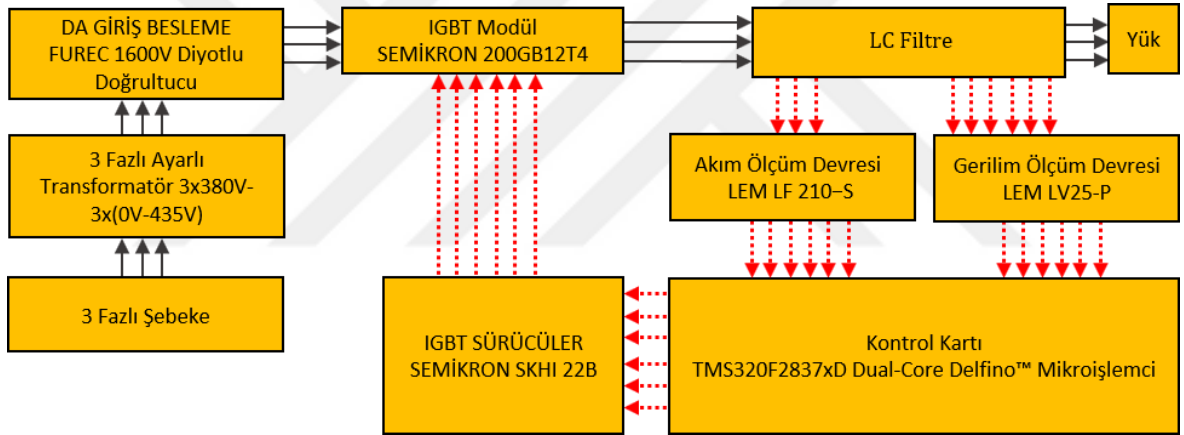
Şekil 30. Gözlemleyici-II tabanlı FCS-MPC (30 kHz)

2.3. Deneysel Çalışmalar ve Bulgular

Bu kısımda ilk önce kesintisiz güç kaynağı deney seti detaylı olarak tanıtılmış ve son olarak deneysel çalışmalardan elde edilen bulgular verilmiştir.

2.3.1. Kesintisiz Güç Kaynağı Deney Seti

Bu kısımda Şekil 31’de gösterilen KGK deney düzeneğine ait genel blok diyagram ve Ek Şekil 5’da gösterilen deney düzeneğine ait kısımlar detaylı olarak tanıtılmıştır. KGK deney düzeneği, üç adet IGBT modül ve sürücüleri, DSP kontrol kartı, akım ve gerilim ölçüm devreleri, LC filtre, üç fazlı tam köprü diyotlu doğrultucu ve evirici giriş kondansatöründen oluşur.



Şekil 31. Kesintisiz güç kaynağı deney düzeneği blok şeması

2.3.1.1. Üç Fazlı Diyotlu Doğrultucu ve Evirici DA Bara Gerilimi

Uygulamada evirici girişine uygulanan DA gerilim akülerden elde edilir. Bu çalışmanın amacı KGK çıkış gerilimi kontrolü olduğu için aküler dikkate alınmamış ve DA gerilimi üç fazlı şebekenin doğrultulmasıyla elde edilmiştir. Doğrultma işlemi için FUREC marka üç fazlı tam dalga diyotlu köprü doğrultucu kullanılmıştır. 1600V volt giriş ve 80 amper çıkış değerlerine sahip bu doğrultucunun çıkışına bağlanan bir DA kondansatör ile doğrultucu çıkışındaki gerilim düzenlenerek evirici girişine aktarılmıştır. Şekil 32’de V_{da} geriliminin elde edilmesine ait devre şeması verilmiştir. Üç fazlı şebeke gerilimi 3x380V giriş değerine, 3x(0-435V) ve 9A çıkış değerine sahip bir ayarlı transformatör aracılığı ile

doğrultuya bağlanmıştır. Bu ayarlı transformatör ile istenilen DA giriş gerilimi elde edilir. Böylece farklı referans değerlerde evirici çıkış gerilimi kontrolü yapma imkânı oluşur. Ayrıca ayarlı trafonun çıkış gerilimi, 0 volttan başlayarak istenilen gerilim değerine yavaş yavaş çıkarılarak güvenli bir deneysel çalışma ortamı oluşturulmuştur. Ayarlı transformatörün çıkışı ise doğrultucu üç faz girişine bağlıdır. Doğrultucunun çıkışına ise iki adet seri bağlı $5600\mu F$, $500V$ 'luk kutuplu vidalı tip Sirectifier marka elektrolit DA kondansatörü bağlanmıştır. Böylece değeri $1000V$, $2800\mu F$ 'lık kondansatör elde edilmiştir. DA kondansatör gerilim seviyesinin yüksel olması, evirici çıkışında yüksek referans değerlere çıkılmasını kolaylaştırır. Transformatöre ihtiyaç duymadan $220V$ AA gerilim değerleri rahatlıkla elde edilebilir. Yüksek değerli kapasitenin kullanılması DA bara gerilim dalgalanmalarını önemli ölçüde azaltır. Aynı zamanda depoladığı enerji sayesinde kısa süreli geçişlerde eviriciye ve böylece yüke enerji sağlar. Ancak kapasitenin artması kondansatör boyutunu ve böylece kapladığı alanı arttırır. Buda maliyeti arttırır. İstenildiği taktirde kondansatörler paralel bağlanarak kapasite oranları daha da arttırılabilir. Örneğin iki adet $500V$ 'luk, $5600\mu F$ 'lık kondansatörler paralel bağlanırsa DA barada $500V$ gerilim ve $11200\mu F$ değerleri elde edilebilir. Bu çalışmanın amacı evirici çıkış gerilimi kontrolü olduğu için DA barasında parametre değeri ve boyut optimizasyonu yapılmamıştır. Ancak $2200\mu F$ 'lık tek bir kondansatör kullanıldığında da iyi sonuç alınmıştır.

Üç fazlı kontrolsüz diyotlu doğrultucu çıkışında elde edilebilecek maksimum DA gerilimi, doğrultucu girişinde şebeke gerilimin faz-nötr maksimum değeri V_m 'ye bağlıdır. Bu ilişki (153)'te verilmiştir.

$$V_{DA} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \quad (153)$$

Örneğin faz-nötr etkin değeri $220V$ olan bir üç fazlı AA şebeke ile doğrudan üç fazlı doğrultucu beslensin. Doğrultucu çıkışında elde edilebilecek maksimum doğru gerilim:

$$V_{DA} = \frac{3\sqrt{3}220\sqrt{2}}{\pi} = 514,6V$$

olarak elde edilir. Deney setinde kullanılan ayarlı transformatör çıkışında 3x(0-435V) faz-faz geriliminin elde edildiği düşünülürse ve doğrultucu girişine 435V faz-faz etkin gerilimi (251.15 faz nötr etkin değer) uygulanırsa bu durumda doğrultucu çıkışında elde edilebilecek maksimum doğru gerilim:

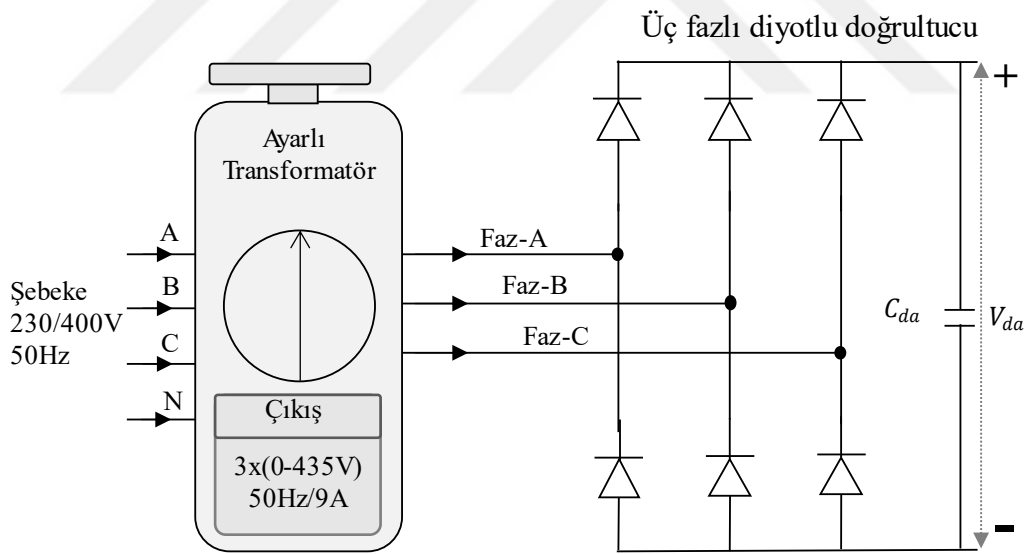
$$V_{DA} = \frac{3\sqrt{3}(251.15)\sqrt{2}}{\pi} = 587,46V$$

olarak hesaplanır. Bu çalışmada kullanılan DA kondansatör gerilimi 1000V'tur ve şebeke gerilimi ile beslenen doğrultucunun çıkışına bağlanabilir. İstenildiği takdirde bir yükselten transformatör yardımıyla şebeke gerilimi yükseltilerek doğrultucu çıkışında $V_{DA} = 1000V$ 'a kadar doğru gerilim elde edilebilir. Böylece evirici çıkışında istenildiğinde maksimum 427V faz-nötr etkin değere kadar (603,87V tepe değer) çıkış gerilimi elde edilebilir. Ancak evirici filtre endüktör ve kondansatör gerilim değerlerinin istenilen referans gerilim değerinden büyük olmasına dikkat edilmelidir. Aksi durumda filtre elemanları zarar görebilir ve KGK cihazı arızalanabilir.

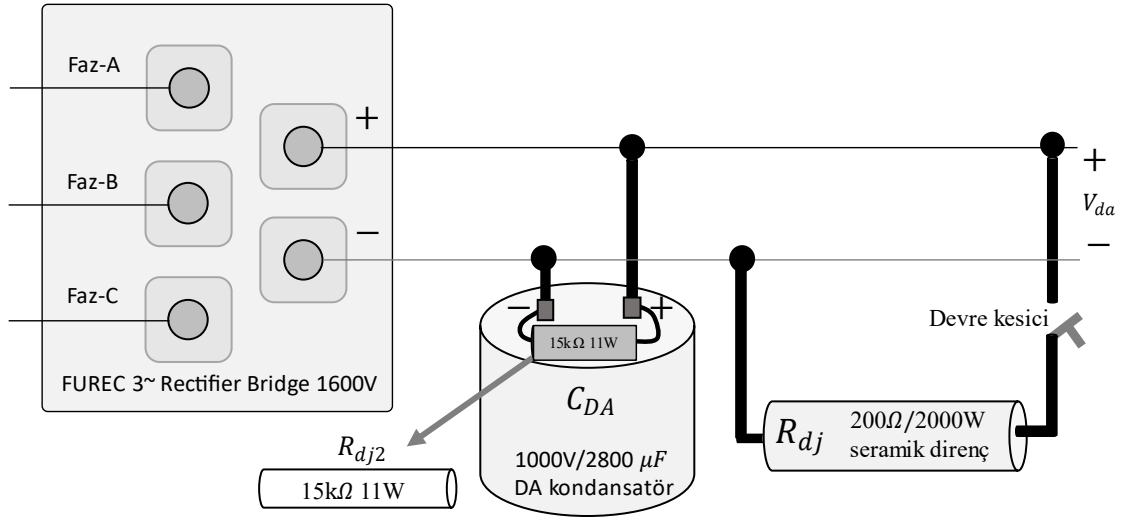
Devre enerjisi kesildiğinde DA kondansatör üzerinde biriken enerji yavaş bir şekilde boşalır ve bu durumda güvenlik sorunu oluşturur. Bu sorunu ortadan kaldırmak için kondansatöre paralel $R_{dj} = 200\Omega$ 'luk bir deşarj direnci bağlanmıştır. Üç fazlı diyota gelen enerji kesildiğinde deşarj direnci, bir devre kesici (anahtarlama otomatik sigorta) ile devreye alınır ve kondansatörün $t_{dj} = R_{dj}C_{da}$ süresinde deşarj edilmesi sağlanır. Deşarj işlemi biter bitmez devre kesici tekrar açılmalıdır. Eğer sigorta kapalı unutulursa, doğrultucuya enerji verildiğinde kondansatör üzerindeki enerji sürekli olarak direnç üzerinden akar ve bu durumda kabloların ve direncin ısınmasına veya zarar görmesine sebep olabilir. Ayarlı transformatörün enerjisi açıldığı anda DA kondansatör üzerinde anlık yüksek gerilimler oluşabilir. Bu yüksek gerilimlerin etkisini azaltmak için her bir vidalı kondansatörün ucuna ayrıca $R_{dj2} = 15k\Omega/11W$ 'lık deşarj dirençleri bağlanmıştır. Eğer $R_{dj} = 200\Omega$ 'lık direncin devreye alınması unutulursa DA gerilim R_{dj2} direnci üzerinden $t = R_{dj2}C_{da}$ (sn) süresinde boşalır. Bu iki direncin, kondansatörün ve doğrultucunun DA devresine bağlanış biçimi Şekil 33'te gösterilmiştir. Şekil 33'te bir adet R_{dj2} bağlantısı gösterilmiştir. Her bir kondansatörün artı ve eksi uçlarına birer adet deşarj direnci bağlanmıştır. Bazı çalışmalarda ayrıca bir şarj direnci kullanılarak kondansatörlerin yavaş yavaş şarj edilmesi sağlanır. Bu çalışmada ayarlı transformatör kullanılarak doğrultucu

girişine gerilim verilir. 0V'tan başlanıp yavaş yavaş arttırılarak gerilim verme işlemi gerçekleştirilir. Bundan dolayı fazladan bir şarj direnci kullanılmamıştır.

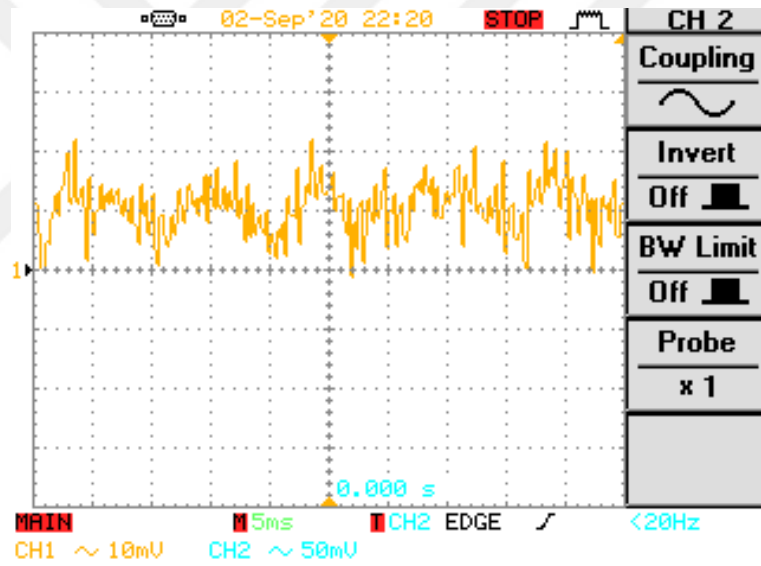
Bir dijital osiloskop ile DA bara gerilimi üzerindeki dalgalanmalar incelenmiştir ve bu dalgalanmaların evirici kontrolüne olumsuz etki edip etmeyeceğine karar verilmiştir. Bu inceleme işlemi için osiloskopun bir kanalına ait pozitif ucu DA baranın pozitif ucuna, toprak ucu ise baranın negatif ucuna bağlanmıştır. Coupling ayarı AC olarak değiştirilmiştir. Böylece sadece DA gerilim üzerinde dalgalanan AA gerilimlerin incelenmesi sağlanmıştır. Test işlemi evirici devrede ve devre dışı olmak üzere iki aşamada gerçekleştirilmiştir. DA baradaki gerilim dalgalanmaları, evirici çalışmadığında Şekil 34’te evirici devrede iken Şekil 35’teki gibi ölçülmüştür. Evirici devrede değilken osiloskopun gerilim kademesi 10mV’a ve zaman kademesi 5 milisaniyeye ayarlanmış ve gerilim dalgalanmalarının tepeden tepeye yaklaşık 20mV olduğu görülmüştür. Evirici devrede iken gerilim kademesi 100mV’a, zaman ise 5 milisaniyeye ayarlanmış ve dalgalanmalar tepeden tepeye yaklaşık 250mV ölçülmüştür. Böylece gerilim dalgalanmalarının oldukça küçük olduğu görülmüştür.



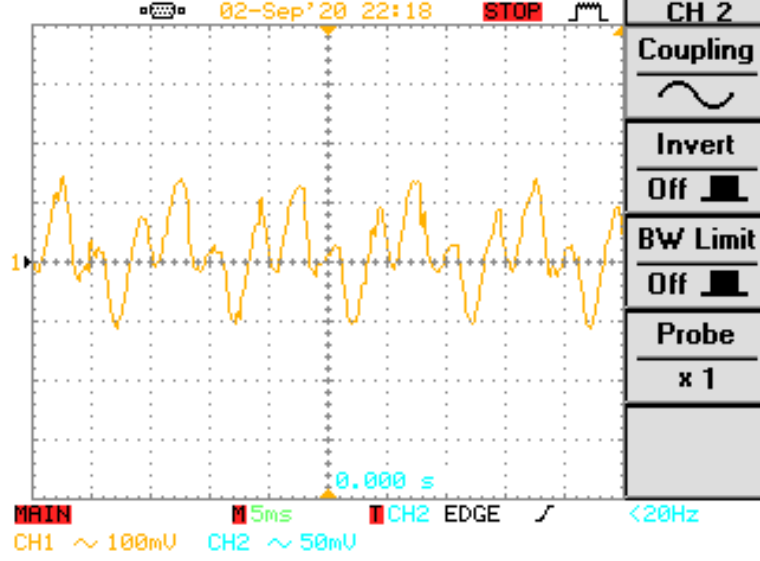
Şekil 32. Üç fazlı tam dalga diyotlu doğrultucu yapısı



Şekil 33. Doğrultucu, DA kondansatör ve deşarj dirençleri bağlantısı



Şekil 34. Evirici devrede değilken DA bara gerilimi dalgalanmaları



Şekil 35. Evirici devrede ilen DA bara gerilimi dalgalanmaları

2.3.1.2. LC Filtre

En uygun nominal filtre parametre değerleri seçilerek LC filtre evirici çıkışına bağlanmıştır. Filtre endüktans ve kapasite değerleri, 1.3.1.3 bölümünde verilen literatürdeki yöntemlerden faydalanarak belirlenmiştir. İlk önce filtre kondansatör ve filtre kapasite değerleri hesaplatılmadan rastgele farklı filtre değerleri için kesim frekansı, KGK çıkış empedansı Z_o , filtre reaktif gücü Q_f değişimleri incelenmiştir. Bunun yanında yine 1.3.1.3 bölümünde tanımlanan KGK çıkış empedansı (23) ve filtre oranının olması gereken aralık (32) incelenerek filtre endüktans ve kapasitesinin farklı değerlerine karşılık kesim frekansı, reaktif güç ve çıkış empedansı değişimi Tablo 9’da verilmiştir. Yine bu tabloda H. Kim ve Sul (2011) tarafından tanımlanan filtre oranı aralığı (32) dikkate alınarak girilen rastgele değerlerin bu çalışmada belirtilen koşulları sağlayıp sağlamadığı kontrol edilmiştir. Sönüm oranı $\varepsilon_c = 0,8$ sabit alınmıştır. Direnç yük değeri $R_{load} = 10\Omega$, şebeke frekans $f_{main} = 50Hz$, çıkış gerilimi $V_o = 100V$, anahtarlama frekansı $f_{cut} = 10kHz$ sabit alınmıştır. Tablonun daha iyi anlaşılması için $f_{cut} = a_1$, $\omega_{cut} = a_6$, $\omega_{sw}/10 = a_5$, $Z_o = a_7$, $Q_f = a_8$ ve, $\frac{R_{load}}{\varepsilon_c} = a_2$, $\sqrt{\frac{L_f}{C_f}} = a_3$, $\frac{R_{load}}{\varepsilon_c} = a_4$ eşleştirmeleri yapılmıştır.

Filtre tasarımında filtre oranı a_3 küçük tutulmalıdır. Bunun için kondansatör değeri C_f arttırılmalı ve endüktans değeri L_f değeri azaltılmalıdır. Bu işlemi yaparken filtre reaktif güç a_8 minimum olmalıdır. KGK çıkış empedansı a_7 ise ideale yani sıfıra yakın olmalıdır.

Ayrıca kesim frekansı a_6 ile anahtarlama frekansı arasındaki ilişki $a_6 \leq a_5$, filtre oranı a_3 ise $a_2 < a_3 < a_4$ aralığında olmalıdır. Tablo 9’da elde edilen verilere göre ve $C_f = 50\mu F$ için $L_f = 0.8mH$ ve $2mH$ değerlerinde en küçük çıkış empedansı Z_o elde edildiği görülür. Dolayısıyla en ideal filtre değerleri $C_f = 50\mu F$ ve $0.8 \leq L_f \leq 2 mH$ aralığında olduğu düşünülebilir.

İkinci olarak ise literatürdeki yöntemler ve Tablo 9’dan elde edilen çıkarımlar kullanılarak bu tez çalışmasında kullanılan filtre kapasite ve endüktans değerleri belirlenmiştir. Filtre oranını küçük tutmak için endüktans ve kapasite değerleri uygun seçilmelidir. Bu çalışmada endüktans değeri Dahono vd. (1995a) tarafından yapılan tanım, kapasite değeri için Çetinkaya (2006) tarafından önerilen tanım kullanılmıştır. Bunun sebebi filtre oranının daha küçük elde edilebilmesidir. Tablo 10’da $f_{main} = 50Hz$, $f_{sw} = 10kHz$ için farklı yük akımı ve çıkış gerilimleri için elde edilen filtre oranları verilmiştir. Tabloda “1” indisli değerler Dahono vd. (1995a) tarafından tanımlanan ve endüktans hesabı (154)’te verilen, “2” indisli değerler Çetinkaya (2006) tarafından tanımlanan ve kapasite hesabı (154)’te verilen filtre değerleridir. Tablo 10’da son sütun incelendiğinde filtre oranının daha küçük çıktığı görülür.

Tablo 9. Filtre endüktans ve kapasitesinin farklı değerlerine karşılık kesim frekansı, reaktif güç ve çıkış empedansı değişimi

L_f (mH)	C_f (μF)	f_{cut} (Hz)	ω_{cut} (Hz)	$\frac{\omega_{sw}}{10}$ (Hz)	$\frac{R_{load}}{e^{\varepsilon_c}}$	$\sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$	$\frac{R_{load}}{\varepsilon_c}$	Z_o (Ω)	Q_f (Var)
		a_1	a_6	a_5	a_4	a_3	a_2	a_7	a_8
1,30	50,00	624,00	3,92	6,28	4,49	5,10	12,50	64,07	198,00
1,30	30,00	805,91	5,06	6,28	4,49	6,58	12,50	106,50	135,45
1,30	20,00	987,03	6,21	6,28	4,49	8,06	12,50	159,56	103,83
0,80	20,00	1258,00	7,91	6,28	4,49	6,32	12,50	159,40	88,06
0,80	30,00	1027,00	6,45	6,28	4,49	5,16	12,50	106,35	119,60
0,80	50,00	795,77	5,00	6,28	4,49	4,00	12,50	63,91	182,83
2,00	50,00	503,00	3,16	6,28	4,49	6,32	12,50	64,29	221,00
2,00	30,00	649,00	4,08	6,28	4,49	8,17	12,50	106,73	157,64
2,00	20,00	795,77	5,00	6,28	4,49	10,00	12,50	159,78	125,91

KGK çıkış gerilimi referans değeri $V_o = 100V$, direnç yükü $R_{load} = 10\Omega$, ana frekans $f_{main} = 50Hz$, anahtarlama frekansı $f_{cut} = 10kHz$ nominal değerleri kullanılarak yük akımının %2'si kondansatörden akacak şekilde (Çetinkaya, 2006) kondansatör aralığı belirlenmiştir. Bu çalışmada bu değer %1 alınmıştır. Buna göre kapasite değeri (154)'teki gibi hesaplanır.

$$C_f = \frac{0.1I_{yük}}{2\pi f_{main}V_o} \quad (154)$$

Endüktans değeri hesabı için Dahono vd. (1995a) tarafından önerilen tanım kullanılmıştır. Bu tanımda KGK DA giriş gerilimi kullanılarak modülasyon indeksi $k = \sqrt{2} \frac{V_o}{V_{dc}}$ hesaplanmış ve bu indeks kullanılarak endüktans (24) ve kapasite (25) değerleri hesaplanmıştır.

Tablo 10. Farklı yük akımı ve çıkış gerilimi altında filtre oranı değişimi

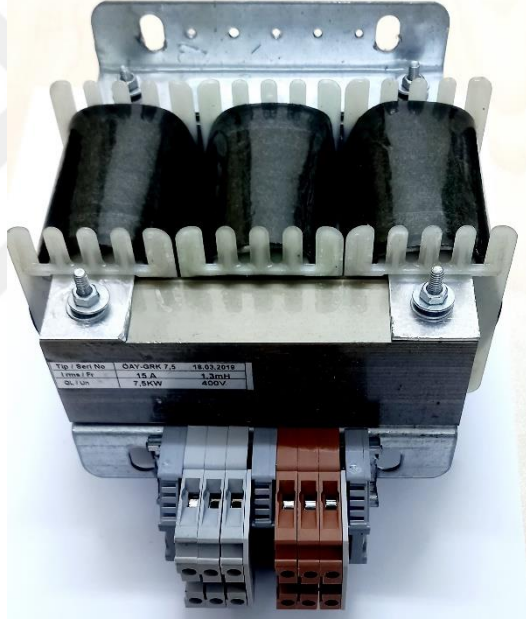
V_{dc}	$I_{yük}$	V_o	L_{f1} (mH)	L_{f2} (mH)	C_{f1} (μF)	C_{f2} (μF)	$\sqrt{\frac{L_{f1}}{C_{f1}}}$	$\sqrt{\frac{L_{f2}}{C_{f2}}}$	$\sqrt{\frac{L_{f1}}{C_{f2}}}$
300	5	100	2,72	168,91	5,00	15,92	23,33	103,02	13,07
300	10	100	1,36	84,46	9,99	31,83	11,66	51,51	6,54
300	16	100	0,85	52,79	15,99	50,93	7,29	32,19	4,08
300	10	50	0,43	42,22	19,99	63,66	4,62	25,75	2,59
300	10	156	2,16	131,75	6,41	20,40	18,37	80,36	10,29
300	10	220	2,31	185,78	4,54	14,47	22,54	113,31	12,63

Tablo 10 incelendiğinde filtre oranı için en küçük değerler, $\sqrt{\frac{L_{f1}}{C_{f2}}}$ için elde edilmiştir.

Tablo 9'daki çıkarımlar da dikkate alınarak bu tez çalışmasında filtre endüktans değeri mili Henry olarak $0,85 < L_f < 2,16$, ve filtre kapasite değeri mikro Farad olarak $20,40 < C_f < 50$ aralığında belirlenmiştir. Bu aralıklar ve tablolardaki veriler dikkate alınarak bu

çalışmada nominal filtre endüktans değeri $L_f = 1,3mH$, kapasite değeri ise $C_f = 50\mu F$ seçilmiştir.

Deneyisel çalışmalarda endüktör olarak üç fazlı $1,3mH, 400V/7,5kW$ 'lık şok bobini kullanılmıştır. Şok bobini demir nüvelidir ve akımdaki ani dalgalanmaları engeller ve akım darbelerine karşı filtre kondansatörünü korur. Deney setinde kullanılan endüktör Şekil 36'da verilmiştir. Kondansatör olarak ise Şekil 37'de gösterilen $40\mu F / 450V$ AA kutupsuz kondansatörün yanında Şekil 37'deki ile aynı gerilim seviyesine sahip $C_f = 50\mu F$ ve $C_f = 30\mu F$ değerlerinde kondansatörler kullanılmıştır. Parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin etkinliğini incelemek için farklı değerlerde kondansatörler kullanılarak kontrol sisteminin dayanıklılığı test edilmiştir.



Şekil 36. LC filtre endüktörü (400V/1,3mH)



Şekil 37. LC filtre kondansatörü (450V)

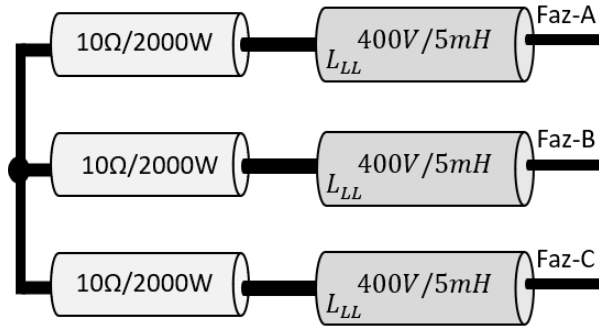
2.3.1.3. Yük (Omik, Endüktif ve Doğrusal Olmayan Yükler)

Bu kısımda KGK çıkışına bağlanan omik, endüktif ve doğrusal olmayan yükler tanıtılmıştır. Omik ve endüktif yükler için tek faz bilgileri verilmiştir. Her üç faz için aynı değerde direnç ve endüktans kullanılmıştır. Şekil 38’de üç fazlı direnç yükü bağlantı şeması gösterilmiştir. $2kW/10\Omega$ değerine sahip yükün nominal akımı tepe değeri $14,4A$ hesaplanmıştır. KGK referans çıkış gerilimi $V_o^* = 100V$ için yük üzerinden akan akım $I_o = \frac{V_o^*}{R} = \frac{100}{10} = 10A$ hesaplanmıştır. Dolayısıyla verilen referans gerilimde yük akımı nominal değerden düşüktür ve bu akım değerinde direnç daha geç ısınır.

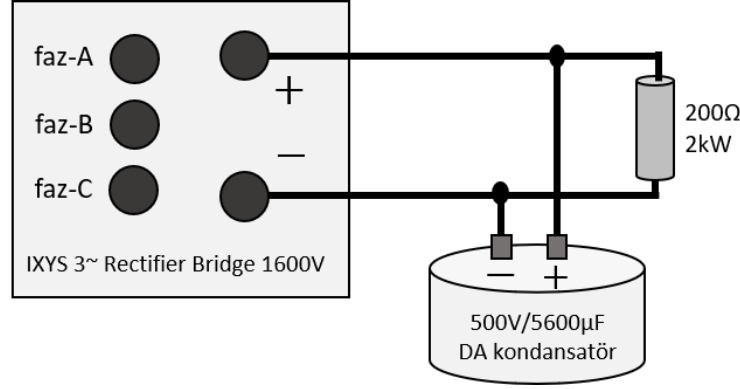
Bu çalışmada bir adet $2kW/10\Omega$ direnç yükü ile $400V/5mH$ ’lik endüktör seri bağlanarak tek faz için endüktif yük elde edilmiştir. Diğer iki faz için de aynı işlem yapılmıştır. Şekil 39’da endüktif yük bağlantı şekli gösterilmiştir. Şekil 40’da ise diyotlu doğrultucudan oluşan doğrusal olmayan yük verilmiştir.



Şekil 38. Üç fazlı direnç yükü bağlantısı



Şekil 39. Üç fazlı endüktif yük bağlantı şekli



Şekil 40. Doğrusal olmayan yük bağlantı şekli

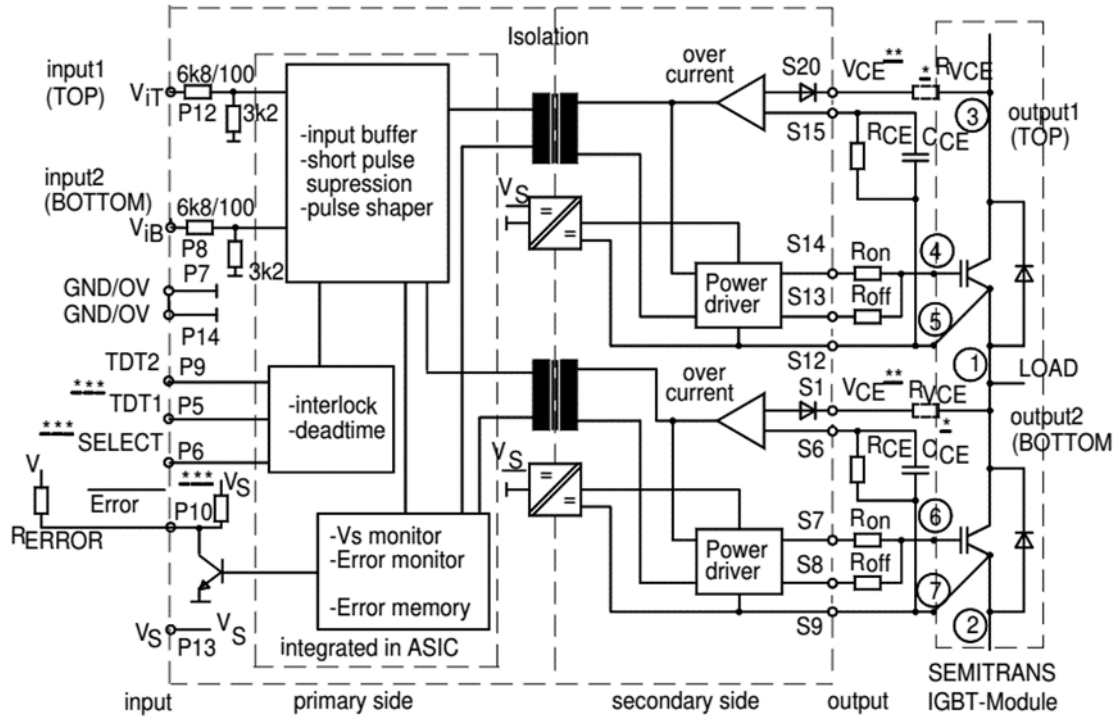
2.3.1.4. IGBT Sürücüler

Bu çalışmada SEMİKRON firmasına ait SKHI22BR IGBT sürücüsü kullanılmıştır. Sürücüler $V_{ss} = 15V$ DA gerilim ile girişlerinden beslenir. Kontrol kartı PWM çıkış sinyalleri sürücünün girişlerine bağlanır ve bu sinyaller $V_i = 5/0V$ kare dalga biçimindedir. Sürücü çıkışında elde edilen IGBT kapı tetikleme gerilimleri iletim için $V_G(on) = 15V$ ve kesim için $V_G(off) = -7V$ biçiminde IGBT kapılarına iletilir. Kontrol kartı çıkışındaki 5/0V PWM sinyali sürücü girişine verilir ve sürücüde yükseltilerek sürücü çıkışında $+15/-7V$ 'a çevrilerek tetikleme sinyali olarak IGBT'lere gönderilir. Sürücü tarafından kısa devrelere karşı kollektör-emiter gerilimi V_{CE} izlenmesi ve kontrol devresi ile IGBT modül arasında izolasyonun sağlanması için sinyallerin opto-coupler ile aktarılması SKHI22BR sürücüsünün en önemli özellikleri arasındadır. Eğer V_{CE} gerilimi referans gerilim V_{CEsat} değerini aşarsa hata devresi IGBT'yi kesime götürür ve devreyi olası zararlara karşı korur. Sürücüye ait bazı bilgiler Tablo 11'de verilmiştir (SEMIKRON, 2008).

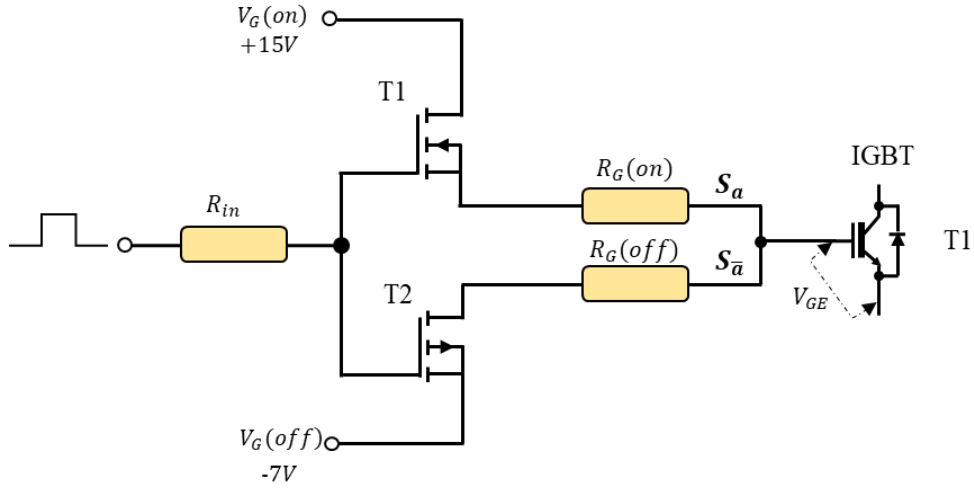
Statik çalışma koşullarında IGBT'ler gerilim kontrollü oldukları için IGTB kapıları tetikleme akımına ihtiyaç duymaz. Ancak kapıların yüksek kapasite değerlerine sahip olması, kapıların açık (turn-on) ve kapalı (turn-off) durumlarında kısa süreli darbeleri kapı sürme akımlarının üretilmesini zorunlu kılar. Bu kapı sürme akımları Şekil 41'deki power driver devresi ile elde edilir. Şekil 42'de detayı verilen bu devrede sürme akımları iki adet güç transistörü (T1, T2) ile üretilir ve IGBT kapıları $R_G(on)$ ve $R_G(off)$ dirençleri üzerinden tetiklenir. Böylece anahtar açık (turn-on) durumda oluşan aşırı akım ve anahtar kapalı (turn-off) durumda oluşan aşırı gerilim sıçramaları, kısa devre ve elektromanyetik girişim ayrı ayrı optimize edilir. Ayrıca R_G dirençleri ayarlanarak anahtarlama kayıpları azaltılabilir (M. Hermwille, 2007; P. Hermwille ve Markus, 2006; SEMIKRON, 2008).

Tablo 11. SKHI22BR sürücüsüne ait bazı katalog bilgileri

Sembol	Açıklama	en az	tipik	en fazla	birim
V_{ss}	Giriş tarafı besleme gerilimi	14,4	15	15,6	V
V_i	Girişteki sinyal (on/off)		5/0		V
V_{iT+}	Giriş eşik gerilimi(yüksek)			3,9	V
V_{iT-}	Giriş eşik gerilimi(düşük)	1,5			V
R_{in}	Giriş direnci		3,3		k Ω
$V_G(on)$	İletim durumu kapı gerilimi		+15		V
$V_G(off)$	Kesim durumu kapı gerilimi		-7		V
V_{CEsat}	Kollektor-Emiter arası gerilim izleme için referans gerilim		10		V

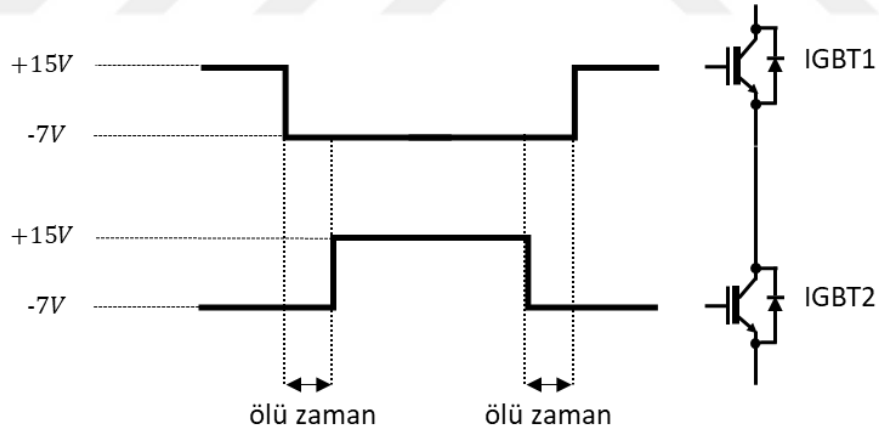


Şekil 41. SKM22BR IGBT sürücü devresi



Şekil 42. IGBT kapı sürme devresi

Aynı kol üzerindeki IGBT'lerin aynı anda tetiklenmelerini engellemek için Şekil 41'deki interlock-deadtime devresi ile ölü zaman oluşturulur. Böylece anahtarlama işleminden kaynaklanan kısa devre önlenir. Şekil 43'te IGBT1 ve IGBT2 kapılarına iletilen anahtarlama işaretleri ve ölü zaman gösterilmiştir.



Şekil 43. Ölü zaman

IGBT sürücü girişi kontrol sistemine (mikroişlemci çıkışı) ve çıkışı IGBT modüllere bağlanır. Giriş kısmı düşük güçlü ve çıkış kısmı yüksek güçlüdür. Her iki tarafın birbirini etkilememesi için birbirinden izole edilmelidir. İzole işlemi optokuplör veya yalıtım transformatörleriyle yapılır. İzolasyon transformatörleri, optokuplöre göre yüksek izolasyon gerilimi elde edilmesinde daha iyi performans sergilerler ve sinyal gürültülerine karşı daha

az duyarlıdalar. Şekil 41’de IGBT sürücü devresinde birincil kısım (primary side) ve ikincil kısım (secondary side) her bir IGBT için iki adet izolasyon transformatörü ile birbirinden yalıtılmıştır. Güç transistörlerini sürmek için DA/DA dönüştürücüler kullanılır. Bu dönüştürücüler yalıtım transformatörleriyle birlikte kullanılır ve böylece kompakt bir yapı oluştururlar, fazladan transformatör kullanılması gerekmez. Her bir IGBT için ayrı ayrı DA/DA dönüştürücü kullanılması ise anahtarlama sinyalleri arasındaki bağışıklığı arttırır.

IGBT besleme geriliminde düşüş olursa (13V altı) güç transistörleri tam olarak kontrol edilemez ve bu durumda düşük gerilimden dolayı IGBT’ler doğrusal bölgede çalışır. Doğrusal bölgede çalışıldığında ise IGBT’lerde aşırı ısınma olur ve anahtarlama kayıpları artar. Düşük gerilimler karşısında devreyi korumak ve anahtarlama darbelerini keserek IGBT’leri kapanmaya zorlamak için sürücü besleme gerilimi V_{ss} Şekil 41’deki düşük gerilim izleme devresi (Şekil 41’deki V_s monitör) tarafından sürekli olarak izlenir. Nominal değeri $V_{ss} = 15V$ olan giriş besleme gerilimi 13V’un altına düştüğünde hata çıkış sinyali elde edilir. IGBT’lerde kısa devre oluşursa hata sinyali elde edilir ve bu sinyal V_{CE} giriş devresi tarafından darbe transformatörleri aracılığı ile hata hafızasına (Şekil 41’deki error memory) iletilir. Hata hafıza birimi ise IGBT anahtarlarını kapatır ve sürücünün hata çıkışını tetikler (P_{10}). Oluşan hata sinyali bir transistör aracılığı ile toprağa aktarılır.

Kontrol devresinden gelen sinyaller sürücü birincil kısmına bağlanır ve bu sinyalleri IGBT anahtarlama olayından kaynaklanan gürültüler ve diğer bozucular olumsuz etkiler. Bu olumsuz etkileri en aza indirmek için sinyal kabloları,

- DA link kondansatöründen, güç ve topraklama kablolarından uzak olmalıdır,
- Boyları üç metreyi aşmamalıdır,
- Bükümlü olmalıdır,
- Topraklaması güç kaynağı topraklamasından ayrı olmalıdır,
- Güç kabloları ile paralel olmamalı ve eğer geçiş gerekliyse dik biçimde geçişler yapılmalıdır.
- Topraklaması ile sürücü güç kaynağı topraklaması arasına diferansiyel mod gürültüsünü bastırmak için düşük değerlerde ($1nF$) kondansatör bağlanmalı.

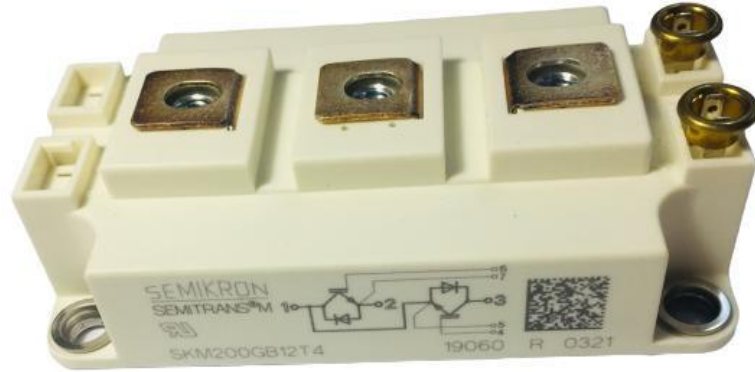
Tez çalışmasında kullanılan SKHI22BR IGBT sürücüsü Şekil 44’te gösterilmiştir.

gösterilmiştir. Bu IGBT modüle ait bağlantı numaraları Şekil 46’da, IGBT’lerin kablo bağlantıları ise Şekil 47’de verilmiştir.

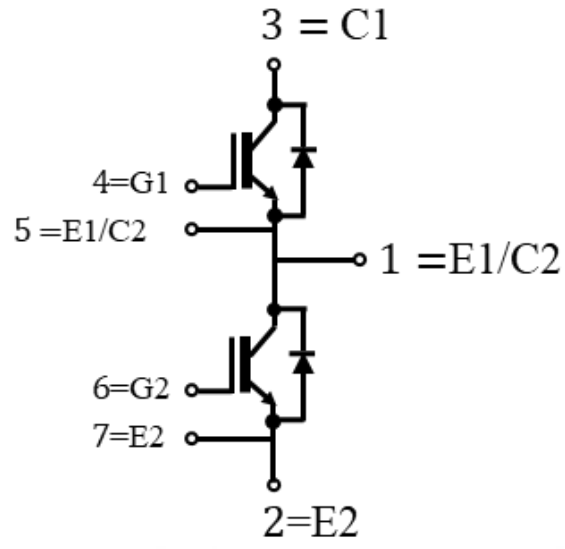
Bir IGBT modül iki adet IGBT’den oluşur ve birinin emitörü diğerinin kolektörüne bağlıdır ve bu bağlantı noktası 1 ve 5 numaralı uçlarla dışarı çıkarılmıştır. Şekil 46’da görüldüğü gibi IGBT modüllerin 3 numaralı uçları DA giriş geriliminin “+” (pozitif) ucuna, 2 numaralı uçları “-” (negatif) uca bağlanır. IGBT kapıları (gate) ise 4 ve 6 numaralı uçlarla dışarı çıkarılmıştır. 4 numaralı uç üstteki IGBT kapısı, 6 numaralı uç ise alttaki IGBT kapısına bağlıdır ve bu uçlar IGBT sürücüsüne bağlanır, anahtarlama sinyalleri bu uçlardan verilir. 4 numaralı uçtan “ON” sinyali verilirken 6 numaradan “OF” sinyali verilir. Yani bir IGB iletimde iken diğeri kesimdedir. 5 ve 7 numaralı uçlar ise IGBT emitörlerini temsil eder.

Üç fazlı evirici için üç adet IGBT Şekil 47’deki gibi bağlanır. Modüllerin C1 (3 numaralı uçları) uçları birbirine bağlanır ve bu uç DA giriş geriliminin “+” ucuna bağlanır. E2 uçları (2 numaralı uçlar) birbirine bağlanır ve bu uç ise DA giriş geriliminin “-” ucuna bağlanır. Evirici faz çıkışları ise E1/C2 uçlarından (1 numaralı uçlar) alınır.

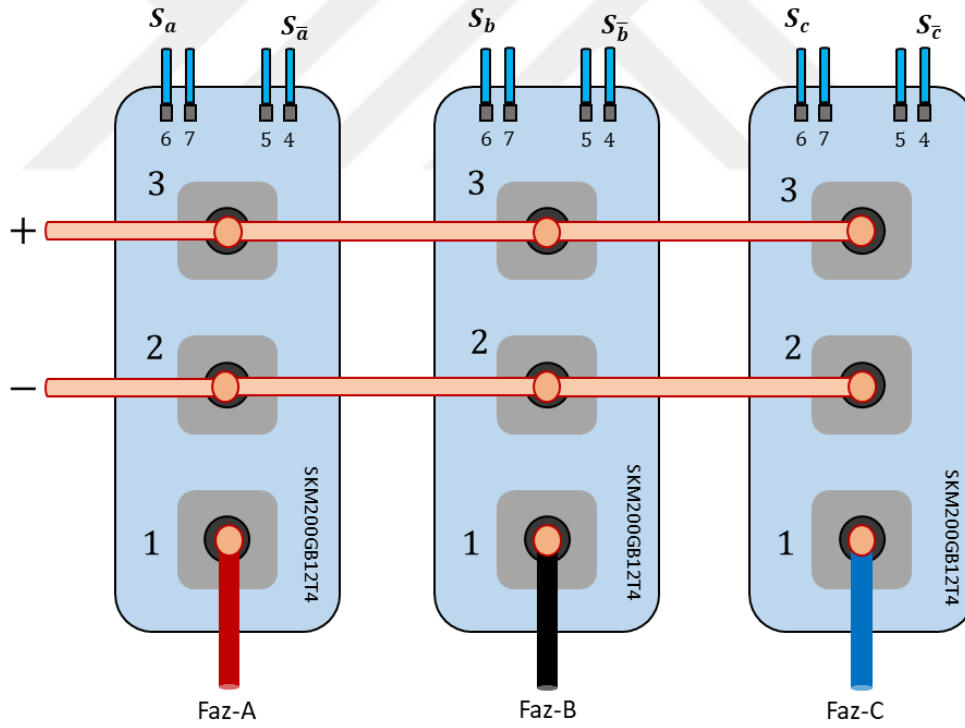
Kabloların oluşturduğu küçük endüktans değerlerinden kaynaklanan gerilim düşümü, IGBT’lerin anahtarlama sırasında modüllerin zarar görmesine ve yanmasına sebep olabilir. Bu endüktifliği azaltmak için IGBT’ler birbirlerine bakır bara ile bağlanır. Bakır baradaki kaçak endüktansın IGBT modüller üzerinde stresini azaltmak ve anahtarlama sırasında oluşan yüksek akım ve gerilimlerin modüllere zarar vermesini engellemek için $1\mu F$ ’lık snubber (şok giderici) kondansatörü kullanılmıştır. Deney setinde IGBT modüller, bara sistemi ve snubber kondansatörü bağlantıları Şekil 48’de gösterilmiştir. Şekil 49 ’da ise SKH122BR sürücü çıkış pini ile SKM299GB IGBT modül bağlantısı gösterilmiştir.



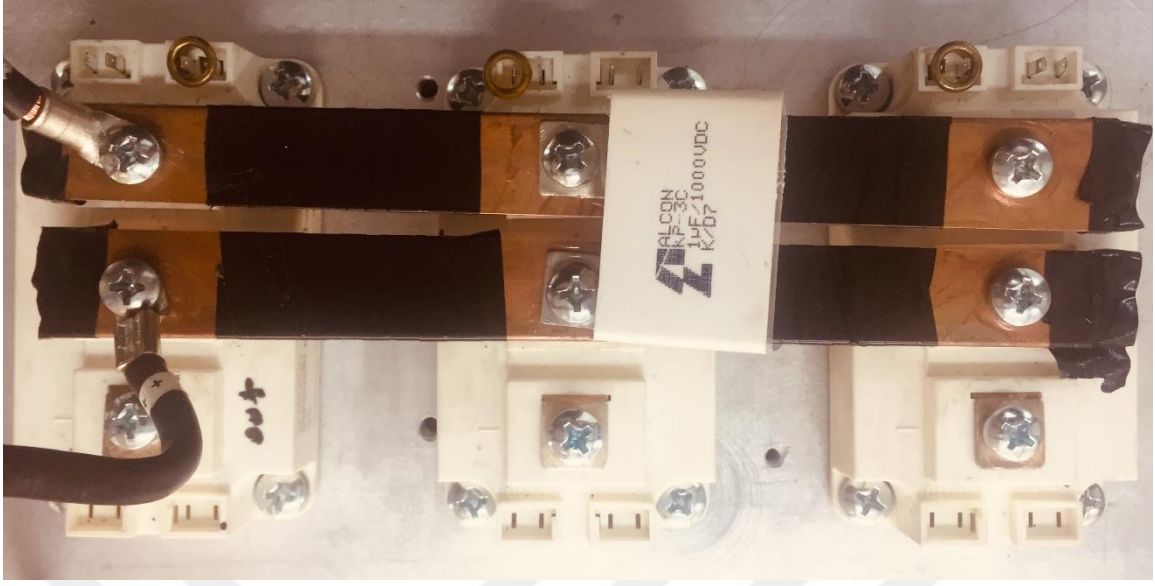
Şekil 45. SEMİKRON SKM200GB IGBT modül



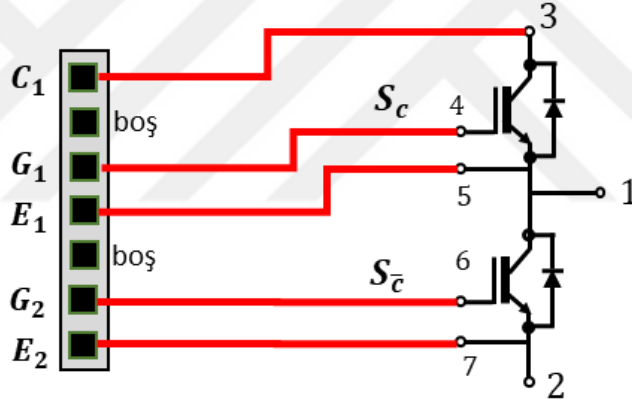
Şekil 46. IGBT modüle ait bağlantı noktaları



Şekil 47. IGBT modüllerin DA baraya bağlantı şekli



Şekil 48. IGBT modül bara bağlantısı



Şekil 49. SKHI22BR çıkışı ile SKM200GBIGBT modül bağlantısı

2.3.1.5.1. IGBT Modül Test İşlemi

Modüller devreye alınmadan önce test edilerek arızalı olup olmadıkları kontrol edilmelidir. Bu test işlemi için bir adet multimetre yeterlidir. Bu multimetre kullanılarak kollektör-emitör bağlantı noktası testi ve kapı (gate) ucu direnç testi işlemleri yapılabilir. Test işlemi için iki adet kablo multimetreye gerilim ölçer gibi bağlanır. Bir kablo gerilim ölçme probuna diğeri ortak uç probuna bağlanır. Pin numaraları yerine Tablo 13'teki kısaltmalar kullanılmıştır.

Tablo 13. IGBT Modül bağlantı uçları

C1	3 numaralı uç	Üstteki IGBT kollektörü
E1	1 veya 5 numaralı uç	Üstteki IGBT emitörü
C2	1 veya 5 numaralı uç	Alttaki IGTB kollektörü
E2	2 numaralı uç	Alttaki IGTB emitörü
G1	4 numaralı uç	Üstteki IGBT gate ucu
G2	6 numaralı uç	Alttaki IGTB gate ucu

Multimetre diyot ölçüm kademesine alınır ve multimetrenin + ucu C1'e ve "–" ucu E1/C2 ucuna bağlanır. Bu durumda ölçülen gerilim sıfır olmalıdır. İkinci olarak kabloların yeri değiştirilir, + ucu E1/C2'ye ve "–" ucu C1'e bağlanır. Bu durumda 0,37 volt kadar bir gerilim düşümü ölçülmelidir (IGBT diyotlarındaki eşik gerilim, katot-anot arası ölçülen gerilimdir). Aynı işlem diğer IGBT için yapılır. E1/C2 ve E2 arasındaki diyot test edilir.

Multimetre direnç ölçüm kademesine alınır ve multimetrenin + ucu C1'e ve "–" ucu E1/C2 ucuna bağlanır. İkinci olarak "+" ucu E1/C2'ye ve "–" ucu E2'ye bağlanır. Her iki durumda kollektör emitör arası direnç çok yüksek olmalıdır ($30k\Omega$ gibi tipik bir değerde olmalıdır.). Eğer çok küçük direnç ölçülüyorsa IGBT arızalı olabilir.

Kapasite kademesinde test yapmak için multimetre kapasite kademesine alınır. "+" uç 6 numaralı pine "–" uç ise 7 numaralı pine bağlanır ve E1/C2-E2 arasındaki kapasite ölçülür. Ölçülen değer en fazla $50nF$ civarında olmalıdır. Tipik değer $29nF$. Sonrasında kablolar ters çevrilerek E2-E1/C2 arasındaki kapasite ölçülür. Bu durumda en az $20nF$ ölçülmelidir. Tipik değer $38nF$. Aynı işlem C1-E1/C2 uçları için yapılır. Ölçümlerde $5nF$ gibi küçük değerler görülürse IGBT arızalıdır.

2.3.1.6. Ölçüm Devreleri

Kontrol algoritmasının gösterilmesi için üç fazlı filtre akımları ve üç fazlı çıkış gerilimleri (yük veya kondansatör gerilimleri) ölçülerek mikroişlemcinin bulunduğu kontrol kartına geri beslenmelidir. Bu çalışmada LEM firmasına ait kapalı çevrim hall etkili akım ve gerilim algılayıcıları kullanılarak akım ve gerilimler ölçülmüştür. Kapalı çevrim hall etkili bu algılayıcıların yüksek doğrulukta ölçüm yapabilme özelliğine ve geniş frekans bandına sahip olmaları ve kullanımlarının kolay olmaları sensörlerin bu çalışmada tercih

sebebi olmuştur. Ölçülen akım ve gerilimler, yükselteçli devreler kullanılarak kontrol kartı girişlerine uygun hale getirilirler. Bu çalışmada Texas Instruments firmasına ait yükselteçli devreler kullanılmış ve sensörlerden ölçülen sinyaller bu devreler ile kontrol kartı mikroişlemcisi girişlerine uygun hale getirilmiştir. EAGLE yazılımı kullanılarak ölçüm devresine ait Ek Şekil 1’de verilen baskı devre modeli elde edilmiş ve baskı deve lehimleme işlemlerinden sonra devre test edilerek kullanılmaya başlanmıştır.

Bu kısımda ilk önce gerilim ve akım ölçüm devreleri ve son olarak yükselteç devresi tanıtılmıştır.

2.3.1.6.1. Gerilim Ölçme Devresi

Bu çalışmada KGK faz-faz arası çıkış gerilimleri iki adet gerilim sensörü ile ölçülmüştür ve bu ölçüm işlemi Şekil 50’de gösterilmiştir. Şekil 51’de ise sensör ile yükselteç devresi bağlantısı gösterilmiştir. V_{ab} ve V_{bc} faz-faz uçları LV25-P gerilim sensörlerinin +HV ve -HV uçlarına bağlanmıştır. Sensörlerin maksimum giriş akımının 10 mA geçmemesi için giriş faz hattına (sensörün +HV ucuna) bir R_p direnci seri bağlanır. Bu direnç değeri hesaplanırken gerilim sensörüne ait veriler (LEM, 2014) dikkate alınır. Bazı veriler Tablo 14’te verilmiştir. Eğer ölçmek istenilen gerilim değeri V_{meas} ise, üretici firma tarafından verilen giriş akımı maksimum değeri 10mA kullanılarak ölçüm direnci R_p (155)’teki gibi hesaplanır.

$$R_p = \frac{V_{meas}}{I_{max}} = \frac{V_{meas}}{10mA} \quad (155)$$

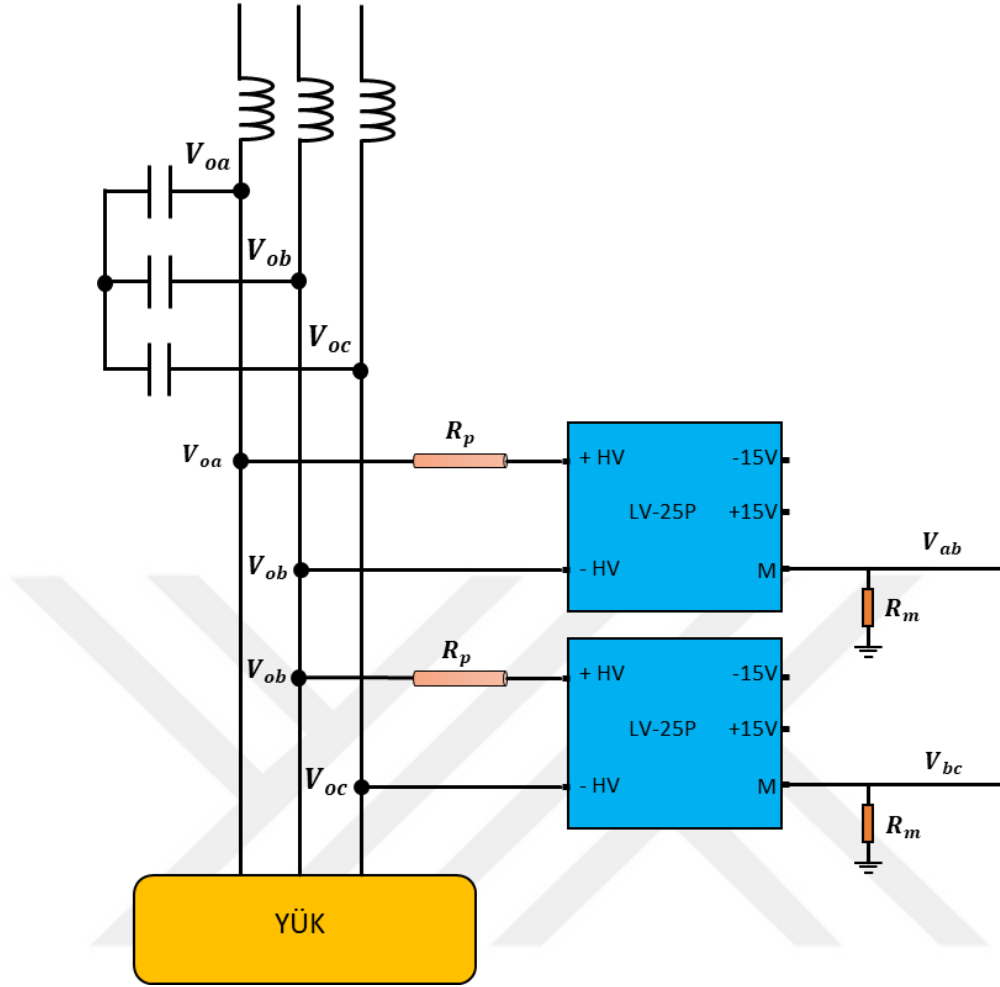
Deneyisel çalışmalarda çıkış gerilimi referansı 100V etkin değer seçilmiştir. Faz-faz arası gerilimin maksimum değeri $100\sqrt{2}\sqrt{3} \cong 244,92V$ dikkate alınarak $R_p = \frac{244,92V}{10mA} = 24,49k\Omega$ hesaplanmıştır. Sensörün dönüşüm oranı ise 2500/1000 olarak verilmiştir. Girişteki akım değeri çıkışta 2,5 katına çıkar. Örneğin ölçmek istediğimiz gerilimin etkin değeri 50 volt olsun. Bu durumda giriş akımı $\frac{50V}{24,49k\Omega} = 2,04mA$ olur. Dönüştürme oranı

kullanılarak sensörün çıkış akımı $2,04 \times 2,5 = 5,10 \text{mA}$ hesaplanır. Çıkış akımı ise uygun bir R_m ölçüm direnciyle gerilime çevrilir ve bu gerilimin değeri ise kontrol kartı mikroişlemci girişlerine uygun hale getirmek için yükselteçli devreye bağlanır.

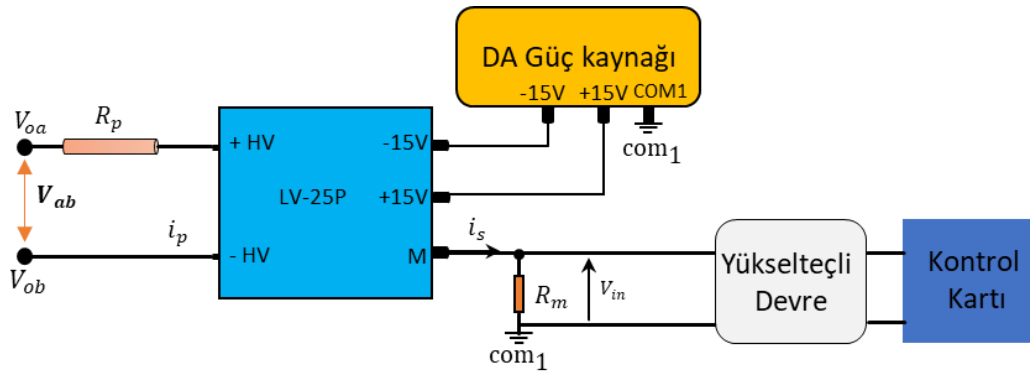
Tablo 14. LV25-P gerilim sensörü verileri

I_{PN}	Giriş tarafındaki maksimum akım	10mA
I_{SN}	Çıkışta ölçülen maksimum gerilim	25mA
K_N	Dönüştürme oranı	2500/1000
U_C	Sensör besleme gerilimi	$\pm 15V$ (+15 volt ve -15 volt DA besleme gerili bağlanır)
R_M	Ölçüm direnci	$R_{min} = 100\Omega$ $R_{max} = 190\Omega$

Giriş ölçüm direnci $R_p = 24,49 \text{ k}\Omega$ hesaplanmıştır. Daha yüksek gerilimleri ölçmek için daha yüksek direnç değerleri kullanılabilir. Örneğin $R_p = 33 \text{ k}\Omega$ seçilsin ve faz-faz arası gerilim ölçülsün. Şekil 51'de faz-faz arası V_{ab} geriliminin etkin değeri 173,21V (faz-nötr arası etkin değer (RMS) 100V, tepe değeri $100\sqrt{2} = 141,42V$, faz-faz arası etkin gerilim değeri $100\sqrt{3} \cong 173,21V$ ve faz-faz arası gerilimin tepe değeri $173,21\sqrt{2} = 244,96V$) olsun. Faz-faz arası gerilim ölçüldüğünde giriş akımı etkin değeri $i_p = \frac{V_{ab}}{R_p} = \frac{173,21}{33} = 5,25 \text{mA}$ olur. Bu akım değeri sensör sarım oranı 2,5 ile çarpılır ve sensör çıkışında i_s çıkış akımı $i_s = 2,5 \times i_p = 13,13 \text{mA}$ elde edilir. Bu akım değerini gerilime dönüştürmek için ölçüm direnci R_m kullanılır. $R_m = 22 \Omega$ seçilirse sensör çıkışındaki gerilim etkin değeri $V_{in} = 22 \times 13,13 = 288,86 \text{mV}$ ve tepe değeri ise $288,86\sqrt{2} = 408,51 \text{mV}$ olur. Böylece girişe 173,21V uygulanırsa çıkışta 288,86mV elde edilir. Ölçülen bu gerilim ise yükselteçli devreye iletilir. Yükselteçli devrenin giriş gerilim aralıkları aşılmamalıdır. Yükselteçli devre girişine uygun gerilim verebilmek için ölçüm direnci R_m uygun seçilmelidir. Bu durum *AMC1200Q1 İzolasyonlu Yükselteç Devresi* kısmında açıklanmıştır.



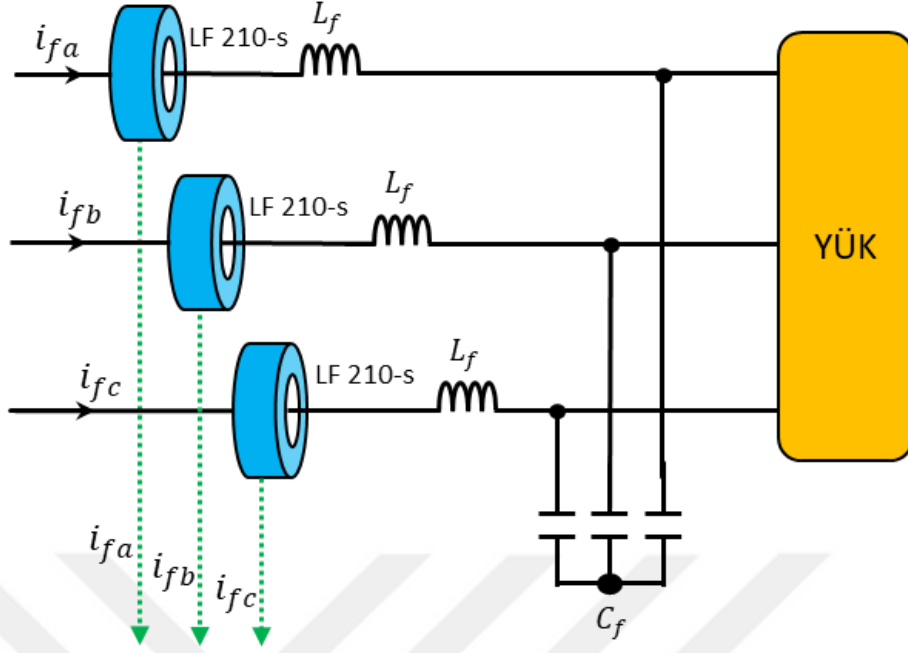
Şekil 50. Gerilim ölçme devresi



Şekil 51. Gerilim ölçme devresi bağlantıları

2.3.1.6.2. Akım Ölçüm Devresi

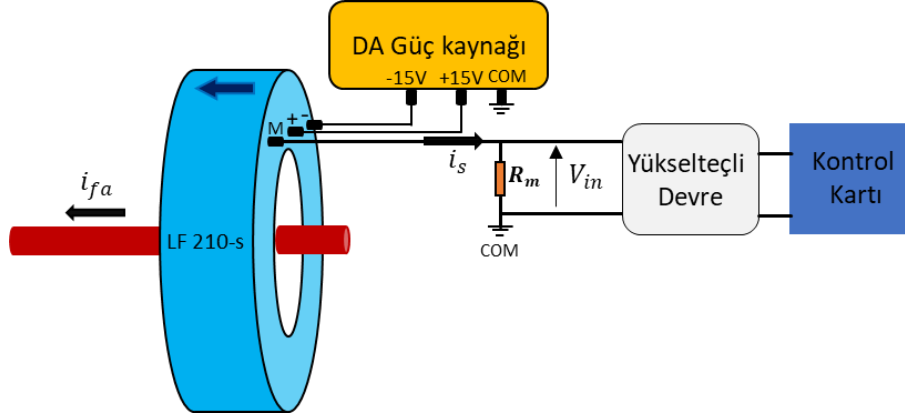
Üç fazlı filtre akımları LEM firmasına ait hall teknolojisine sahip LF-210S akım sensörleri ile ölçülerek kontrol kartına aktarılmıştır. Üç faz akımlarının ölçümü Şekil 52’de gösterilmiştir. Filtre akımları ölçülerek opamp’lı yükselteç devresine verilir ve bu devreden kontrol kartına aktarılır. Bir faza ait akım ölçüm devresi bağlantıları ise Şekil 53’te verilmiştir. LF-210S sensörü ile 200 ampere kadar etkin akım ölçülebilir ve $\pm 420A$ ölçüm aralığına sahiptir. Yani tepe değeri 420A olan bir sinüs gerilimi bu sensörle ölçülebilir. Sarım oranı 1/2000 olan sensörün çıkışında $\pm 0,1mA$ nominal etkin akım ve $\pm 0,21mA$ tepe değerlerinde akım elde edilir. Örnek olarak girişe 200A etkin değerde akım bağlanırsa çıkışta $200/2000=0,1A$ elde edilir. Çıkışta elde edilen bu akım değeri ise bir ölçüm direnci ile gerilime çevrilir ve yükselteçli devreye aktarılır. Şekil 53’te A fazı filtre akımı i_{fa} ölçümü işlemi ve ölçüm direnci R_m ile DA besleme gerilimi bağlantı şekli gösterilmiştir. i_{fa} akımı ölçülür ve sensör çıkışında, ikincil tarafta $i_{fa}/2000 = i_s$ akımı elde edilir. Bu akım ise ölçüm direnci R_m üzerinden akıtılır ve direnç üzerindeki gerilim düşümü yükselteçli devreye aktarılır. LF-210S akım sensörü $\pm 15V$ veya $\pm 12V$ DA gerilim ile beslenebilir. Bu çalışmada $\pm 15V$ besleme gerilimi kullanılmıştır. Sensöre ait bazı katalog bilgileri Tablo 15’te verilmiştir (LEM, 2018). Ölçülmek istenen faz akım yönü, sensör üzerindeki ok ile aynı yönde olmasına dikkat edilmelidir ve şekildeki gibi olmalıdır. LF 210-S sensörü ölçüm aralığı oldukça yüksektir. Eğer daha düşük akımlar ölçülmek istenirse daha düşük değerlere sahip sensörler kullanılabilir veya mevcut sensörün giriş, çıkış sarım oranları değiştirilir. Örneğin Şekil 54’te LF 210-S sensörü içinden geçen kablo bir tur daha sarılarak geçirilirse sensör sarım oranı $2/2000=1/1000$ olur. Kablo sensör içinden iki kere geçer (Şekil 54’te 1 ve 2 ile gösterilen kablo) ve birincil taraftaki sarım oranı iki olur, ikincil taraftaki sarım oranı sabit kalır. Bu durumda giriş akımı etkin değeri 200A ise sensör çıkışında 0,2A akım ölçülür.



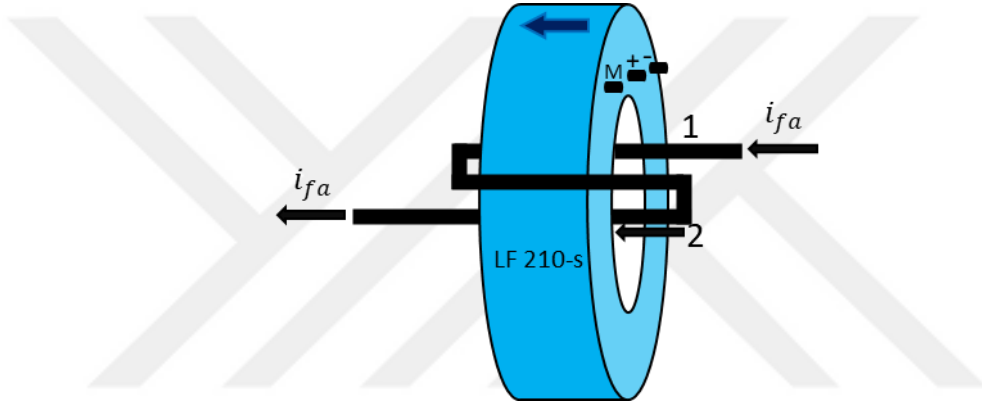
Şekil 52. Akım ölçme devresi

Tablo 15. LF-210S akım sensörü katalog değerleri

Parametre	Sembol	Birim	Min. değer	Tipik değer	Maks. değer
Birincil nominal etkin akımı	I_{PN}	A			200
Birincil taraf akım ölçüm aralığı	I_{PM}	A	-420		+420
İkincil nominal etkin akımı	I_{SN}	A	-0,1		+0,1
İkincil taraf akım aralığı	I_S	A	-0,21		+0,21
İkincil taraf sarım sayısı				2000	
DA besleme gerilimi	$\pm U_C$	V	$\pm 11,4$	$\pm 15, \pm 12$	$\pm 15,75$



Şekil 53. Akım ölçüm devresi bağlantıları



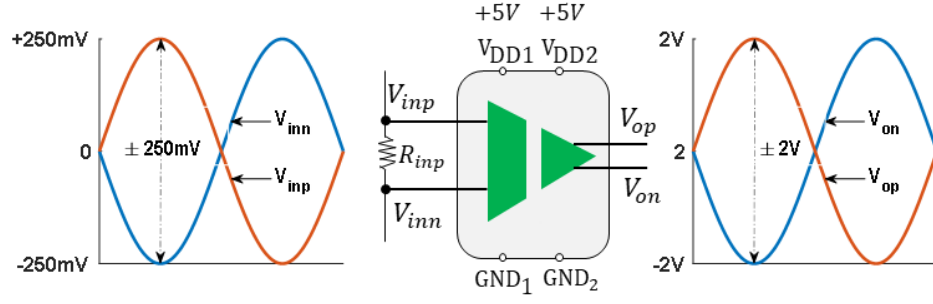
Şekil 54. LF210-S sarım oranı değişimi

2.3.1.6.3. AMC1200Q1 İzolasyonlu Yükselteç Devresi

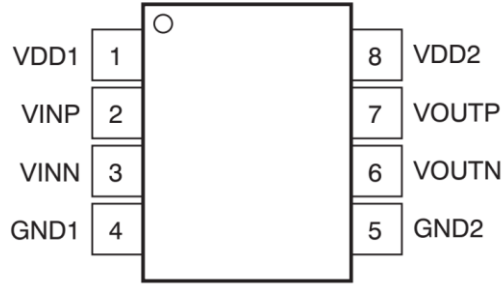
Mikroişlemcinin analog-dijital dönüştürücü (ADC) girişleri belirli bir aralıkta gerilim kabul eder. Akım ve gerilim sensör çıkışında sinüzoidal sinyal ölçülür ve bu sinyaller negatif alternansa sahip oldukları için ADC girişlerine uygun değildir. Negatif alternansa sahip sinyaller, kaydırma işlemi ile sıfır voltun üzerine kaydırılır ve ADC girişlerine uygun hale getirilir. Ayrıca ADC girişleri belirli değerlerin arasında sinyal kabul eder. Sıfır voltun üzerine kaydırılan sensör çıkışındaki sinyaller ayrıca ölçeklendirme işlemine tabi tutulur ve böylece bu sinyallerin minimum ve maksimum değerleri ADC girişlerine uygun olacak değerlerde ölçeklendirilir. Kaydırma ve ölçeklendirme işlemi dirençlerden oluşan gerilim bölücü devrelerle yapılabilir. Ancak ADC'ler belirli bir giriş direncine sahiptir ve bu giriş direnci gerilim bölücülerde kullanılan dirençlerden etkilenebilir ve yüksek değerlere sahip olabilir. Bu durumda ADC'lerde okuma hataları ortaya çıkabilir. Bu problemlerin ortaya

çıkamaması için işlemsel yükselteçler kullanılır. İşlemsel yükselteçler yüksek giriş düşük çıkış direncine sahiptir. Düşük çıkış direncinden dolayı ADC girişleri etkilenmez ve ADC'lerde daha verimli örnekleme yapılır.

Bu tez çalışmasında kullanılan TMS320F28377D işlemcisi ADC girişleri 0-3.3 volt arası giriş gerilim değerlerine sahiptir. Bundan dolayı LV25-P ve LS210-S gerilim ve akım sensörleri çıkışındaki sinyaller 0V'un üzerine kaydırılır ve 0-3,3V arasına ölçeklendirilir. Bu çalışmada Texas Instruments (TI) firmasına ait AMC1200Q1 izolasyonlu yükselteç kaydırma işlemi için, OPA4192 yükselteci ise ölçeklendirme ve filtreleme işlemi için kullanılmıştır. AMC120Q1'in yüksek doğruluğa ve düşük DA hatasına sahip olması, girişteki ortak mod sinyalleri engelleme kapasitesinin yüksek olması, yüksek gerilim tarafı giriş devresi ve düşük gerilim tarafı çıkış devresi silikon dioksit ile birbirinden yalıtılması sonucu manyetik girişimlere karşı yüksek direnç göstermesi ve yüksek gerilim izolasyonuna sahip olmasından dolayı bu çalışmada tercih edilmiştir. AMC1200Q1'in girişinde diferansiyel gerilim ölçülür ve bu sayede ölçülecek sinyaldeki gürültüler ve ortak mod gerilim etkisi en aza indirilir. Giriş ve çıkış devreleri besleme gerilimi +5V olan yükselteç girişi en fazla $\pm 250\text{mV}$ gerilim kabul eder. Bu sınırlar aşılmamalıdır. Yükselteç kazancı 8'dir ve $\pm 250\text{mV}$ giriş sinyalleri (kesin pozitif giriş V_{inp} ve kesin negatif giriş V_{inn}) çıkışta (pozitif çıkış V_{op} ve negatif çıkış V_{on}) $8 \times 250 = \pm 2\text{V}$ olur. Çıkış sinyali ise ikincil taraf besleme gerilim değerinin yarısına ($V_{DD2/2}$ DA) bindirilerek negatif alternas sıfır volt üzerine kaydırılır ve böylece mikroişlemci ADC girişlerine uygun hale getirilir. Şekil 55'te yükselteç giriş sinyalleri ve çıkış sinyalleri, Şekil 56'da giriş çıkış pinleri üstten görünümü, Tablo 16'te pin açıklamaları ve Tablo 17'de nominal besleme gerilimi, diferansiyel giriş gerilimi ve bazı katalog bilgileri verilmiştir (Texas Instruments Incorporated, 2019). Diferansiyel giriş gerilimi değeri $V_{indf} = V_{inp} - V_{inn}$, ve diferansiyel çıkış gerilimi değeri $V_{odf} = V_{op} - V_{on}$ olarak hesaplanır.



Şekil 55. AMCQ1 pin bağlantıları ve giriş-çıkış sinyalleri



Şekil 56. AMC120Q1 pin giriş çıkışları

Tablo 16. AMC1200Q1 Pin açıklamaları

Pin no	Pin adı	Açıklama	
1	VDD1	Yüksek taraf (giriş) besleme gerilimi	DA +5V
2	VINP	Evirmeyen analog giriş	ölçüm direnci üst ucu
3	VINN	Evire analog giriş	ölçüm direnci alt ucu
4	GND1	Yüksek taraf (giriş) topraklama	DA kaynak - ucu
5	GND2	Düşük taraf (çıkış) topraklama	DA kaynak - ucu
6	VOUTN	Düşük taraf (çıkış) eviren analog çıkış	
7	VOUTP	Düşük taraf (çıkış) evirmeyen analog çıkış	
8	VDD2	Düşük taraf (çıkış) besleme gerilimi	DA +5V

Tablo 17. AMC1200Q1 katalog bilgileri

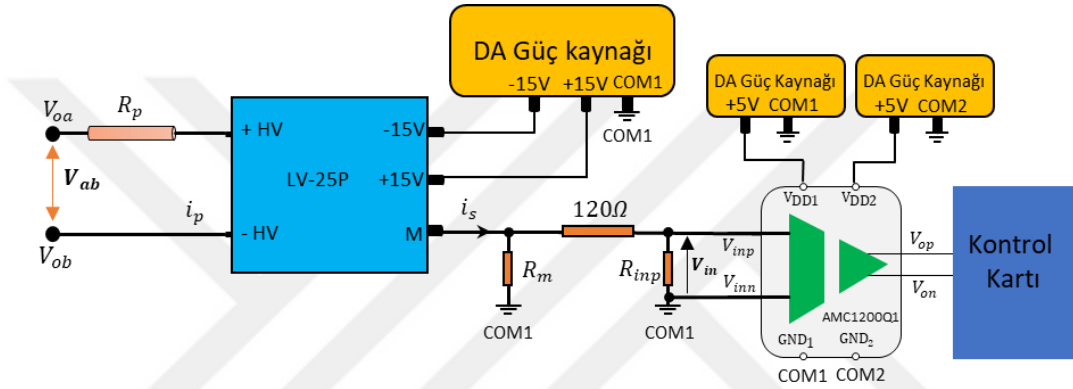
Sembol	Açıklama	Min	Nominal	Max	Birim
VDD1	Giriş tarafı besleme gerilimi	4,5	5	5,5	V
VDD2	Çıkış tarafı besleme gerilimi	2,7	5	5,5	V
VIN	Diferansiyel giriş gerilimi (VINP-VINN)	-250		+250	mV
VINP VINN	Kesin giriş gerilimleri	GND-0,32		VDD1+0,16	V
VCM	Ortak mod giriş gerilimi (VINP+VINN) /2	GND1-0,16		VDD1	V
VCL	Kırpılmış çıkış gerilimi ile giriş gerilimi (VINP-VINN)	-320		+320	mV
Gain				8	

Yükselteç giriş devresi akımı ise 10mA ile sınırlıdır. Sensör çıkışlarındaki akım değeri 10mA'ı aşıyorsa uygun değerde dirençler kullanılarak opamp giriş akımı sınırlanmalıdır.

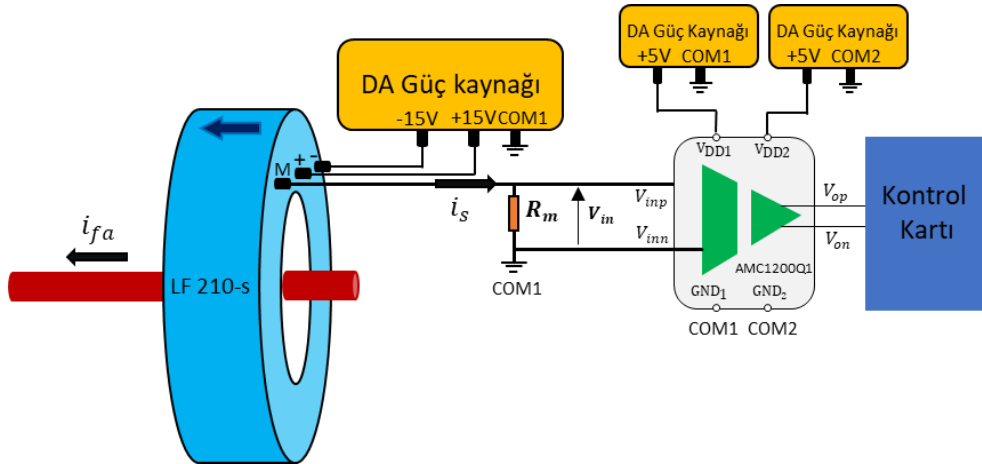
LV-25P gerilim sensörü ikincil tarafta ölçülen gerilim AMC1200Q1 giriş değerlerini aşmayacak şekilde ayarlanmalıdır. 173,21V giriş etkin gerilim değerini ölçmek için $R_p = 33k\Omega$ ölçüm direnci kullanıldığında gerilim sensör giriş akımı $i_p = 5,25mA$ ve çıkış akımı $i_s = 13,13mA$ hesaplanır. Şekil 57'de verilen LV25-P gerilim sensörü ve AMC1200Q1'in bağlantı şemasında $R_m = 220\Omega$, $R_{inp} = 22\Omega$ seçilirse R_m direnci üzerinden 5,15mA ve R_{inp} üzerinden 7,98mA akım akar. R_{inp} direnci üzerinde $7,98 \times 22 = 175,56mV$ etkin gerilim değeri ve $175,56\sqrt{2} = 248,78mV$ tepe gerilim değeri elde edilir. Böylece AMC1200Q1 giriş geriliminin ve akımının maksimum değeri aşılmamış olur (Texas Instruments Incorporated, 2019).

LF-210S akım sensörü ve AMC1200Q1 yükselteç devresi bağlantısı ise Şekil 58'de verilmiştir. Yine gerilim sensöründe olduğu gibi akım sensörü çıkış direncide AMC1200Q1 giriş değerlerine göre ayarlanmalıdır. KGK deney setinde bir faza $R_l = 10\Omega$ yük bağlanmıştır. A fazına 100V faz-nötr etkin gerilimi (173,21V faz-faz arası etkin değer) uygulanırsa bu faza bağlı R_l yükü üzerinden $i_{fa} = 10A$ akım akar. Bu akım Şekil 58'deki

devrede ölçülürse sensör çıkışında $i_s = \frac{10}{2000} = 5 \text{ mA}$ akım elde edilir. Bu değer AMC1200Q1'in maksimum giriş gerilimin etkin değerine bölünürse ölçüm direnci $R_m = \frac{176,78}{5} = 35,36 \Omega$ elde edilir. Katalog değeri olarak $R_m = 33 \Omega$ seçilirse yükselteç giriş geriliminin maksimum etkin değeri 165mV olur ve böylece AMC1200Q1 maksimum giriş gerilim değeri aşılmamış olur. Sonuç olarak devreden akan 10A akım değeri $R_m = 33 \Omega$ için yükselteç girişinde 165mV olarak elde edilir. Ancak bu çalışmada $R_m = 22 \Omega$ seçilmiştir. Böylece bu sensör devresi 22A 'a kadar akımların ölçülebilmesinin önü açılmıştır.



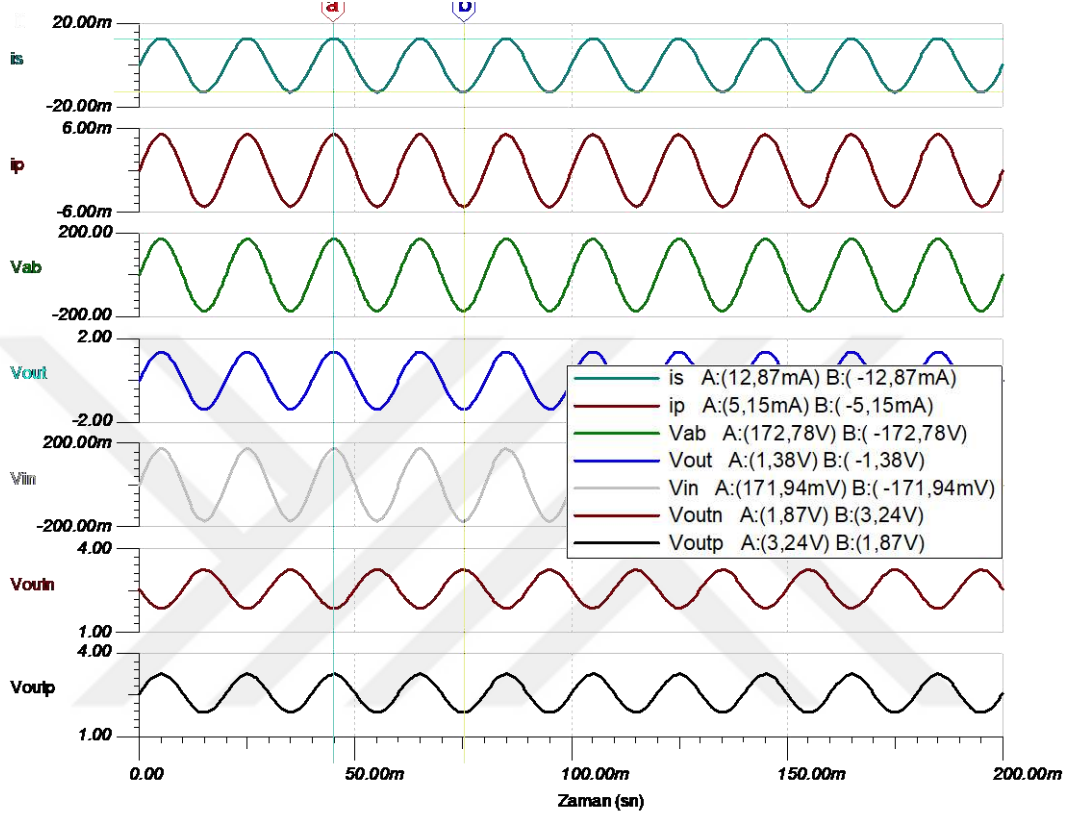
Şekil 57. Gerilim sensörü ve AMC1200Q1 bağlantısı



Şekil 58. Akım sensörü ve AMC1200Q1 bağlantısı

Şekil 57 ve Şekil 58'deki devreler TINA-TI (Design Soft-Texas Instruments, 2016) programında modellenerek sensör ve opamp giriş çıkışlarındaki sinyallerin dalga biçimleri test edilmiş ve bu test işleminden sonra uygulamaya geçilmiştir. Test işlemi sonucu Şekil 59

ve Şekil 60'ta verilmiştir. Bu şekillerden görüldüğü gibi sensör çıkışlarında elde edilen sinyaller AMC1200Q1 çıkışında sıfır voltun üstüne kaydırılır. Şekiller üzerinde sinyallerin maksimum (A) ve minimum (B) değerleri gösterilmiştir.

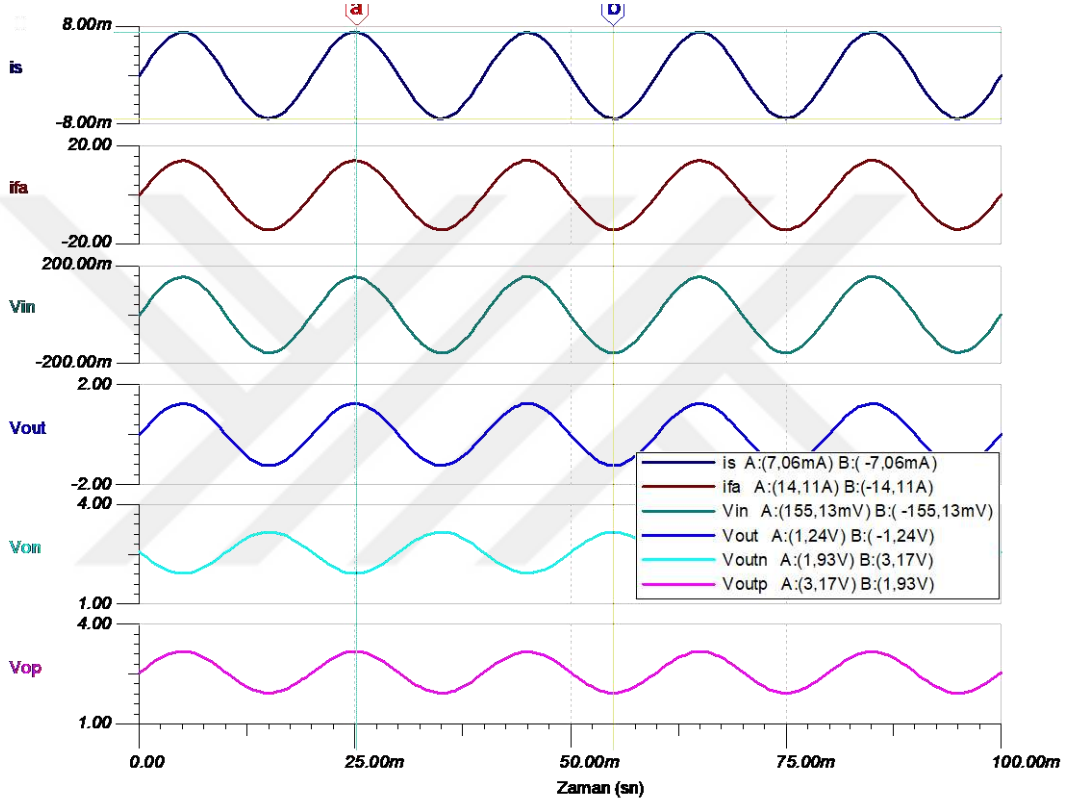


Şekil 59. LV25-P ve AMC1200Q1 giriş çıkış sinyalleri

Sonuç olarak gerilim ve akım ölçüm devrelerinde giriş değerleri dirençler ve opmap aracılığı ile belirli katsayılarla çarpılarak ölçülen gerilim ve akım değerleri elde edilir. Gerilim sensörü devresinde $R_p = 33k\Omega$, $R_m = 220\Omega$, 120Ω ve $R_{inp} = 22\Omega$ olmak üzere dört adet direnç bulunur. LV25P çıkışındaki toplam ölçüm direnci $R_m = 220\Omega$ ve bu dirence paralel bağlı $120\Omega + R_{inp} = 144\Omega$ dirençlerinden oluşur. Eş değer ölçüm direnci hesaplanırsa;

$$R_{mt} = \frac{220 \cdot (120 + 22)}{220 + 120 + 22} = \frac{220 \cdot 144}{362} = 87,03296703 \Omega \text{ olarak bulunur.}$$

Girişte ölçülecek faz faz arası gerilim V_{ab} olsun. LV25-P gerilim sensörü giriş akımı $i_p = \frac{V_{ab}}{R_p} = \frac{V_{ab}}{33k\Omega}$ olur. Akım sensörü ikincil taraftaki akım $i_s = 2,5x i_p = 2,5 \frac{V_{ab}}{33k\Omega} = 0,075757576V_{ab}$ olur. i_s akımı Şekil 57’de görüldüğü gibi iki kola ayrılır, birincisi i_1 $R_m = 220\Omega$ direnci üzerinden akar, ikincisi i_2 ise 120Ω ve $R_{inp} = 22\Omega$ dirençleri üzerinden akar ve bu akımların toplamı (156)’daki gibi olur.



Şekil 60. LF-210S ve AMC1200Q1 giriş çıkış sinyalleri

$$i_2 + i_1 = i_s = 0,075757576V_{ab} \quad (156)$$

220Ω ve $120\Omega + 22\Omega$ dirençleri paralel olduğundan bu dirençler üzerindeki gerilim düşümleri eşittir ve (157)’deki gibi tanımlanır.

$$i_1 220 = i_2 (120 + 22)$$

$$i_1 = 0,65456 i_2. \quad (157)$$

$i_2 = \frac{V_{in}}{22}$ eşitliği (157)'de yerine yazılırsa; $i_1 = \frac{V_{in}}{22} 0,65456$, $i_1 = 0,02975 V_{in}$ elde edilir.

V_{in} diferansiyel gerilimi AMC1200Q1 kazancı 8 ile çarpılarak çıkış gerilimi V_{out} elde edilir.

Dolayısıyla $V_{out} = 8V_{in}$ olur ve $i_1 = 0,02975 \frac{V_{out}}{8}$ elde edilir. $i_1 = 0,00371875 V_{out}$, $i_2 = 0,005681819 V_{out}$, çıkış gerilimleri cinsinden elde edilen i_1 ve i_2 (156)'da yerine yazılırsa

$$0,00371875 V_{out} + 0,005681819 V_{out} = 0,075757576 V_{ab}$$

$$V_{ab} = 0,1240874996 V_{out}, K_v = 0,1240874996. \quad (158)$$

elde edilir. Burada K_v gerilim ölçüm devresi katsayısıdır. Örneğin ölçülmek istenen $V_{ab} = 173,205V$ olsun. Bu durumda AMC1200Q1 çıkışında diferansiyel gerilim $V_{out} = 1395,830211mV$ ölçülür. Benzer şekilde akım ölçüm devresi içinde bir ölçüm katsayısı K_i elde edilebilir. Akım sensörü LF210-S'nin birincil akımı, ölçülmek istenen akımı i_p olsun. İkincil akım, ölçülen akım $i_s = i_p / 2000(ma)$ olur. Bu akım $R_m = 22\Omega$ direnci üzerinde (159)'daki gibi gerilim düşümüne sebep olur.

$$V_{in} = \frac{i_p}{2000} 22 = 0,011 i_p. \quad (159)$$

V_{in} gerilimi ise AMC1200Q1 kazancı 8 ile çarpılarak çıkış gerilimi $V_{out} = 8V_{in}$ elde edilir.

Bu değer (159)'da yerine yazılırsa,

$$\frac{V_{out}}{8} = 0,011i_p,$$

$$i_p = 11,3636364V_{out}, K_i = 11,3636364 \quad (160)$$

elde edilir. Burada K_i akım ölçüm devresi katsayısıdır. Örneğin AMC1200Q1 çıkışında $V_{out}=880\text{mV}$ ölçüldün. Bu durumda giriş akımı $i_p = 10\text{A}$ hesaplanır. Yani ölçülmek istenen 10A akım değeri opamp çıkışında 880mV gerilim değeri olarak elde edilir.

AMC1200Q1 çıkışındaki V_{outp} ve V_{outn} sinyalleri kontrol kartı girişinde bulunan $0,66$ kazançta sahip ve bir alçak geçiren filtre görevi gören OPA1492 yükselteçleri ile oluşturulmuş devreye gönderilir ve bu yükselteçlerde sinyaller $0-3.3\text{V}$ arasına ölçeklendirilerek ADC girişlerine aktarılır. OPA4192 yükselteci bir sonraki bölümde detaylı olarak açıklanmıştır.

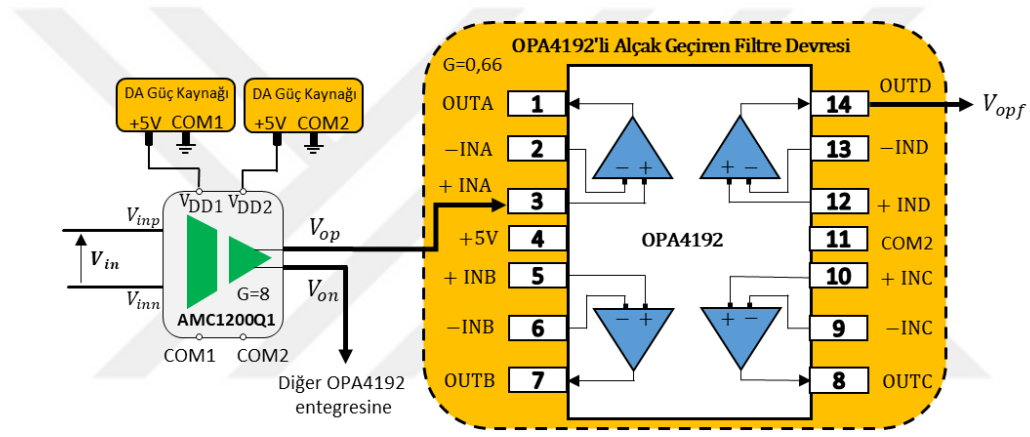
2.3.1.7. Kontrol Kartı

Akım ve gerilim ölçme devrelerinden gelen sinyaller, kontrol kartına aktarılır ve bu sinyaller kullanılarak mikroişlemciye yüklenen kontrol sistemine ait yazılımda gerekli hesaplamalar yapılır ve uygun anahtarlama sinyalleri üretilir. Bu anahtarlama sinyalleri (PWM) kontrol kartı çıkışından IGBT sürücü girişlerine iletilir. Böylece geri besleme döngüsü tamamlanmış olur. Bu işlem her zaman adımında tekrarlanır. Bu işlemlerin yapıldığı kontrol kartı mikroişlemci, analog dijital dönüştürücüler için (ADC) referans gerilim üretme devresi, alçak geçiren filtre devresi, CAN (Controlled Area Network) haberleşme birimi, PWM çıkış birimi ile giriş ve çıkış portlarından oluşur. Bu bölümde kontrol kartı birimleri tanıtılarak gerekli bilgiler verilmiştir. Detaylı bilgiler ise üretici firmalar tarafından sağlanan ilgili elemana ait katalog bilgilerinde verilmiştir.

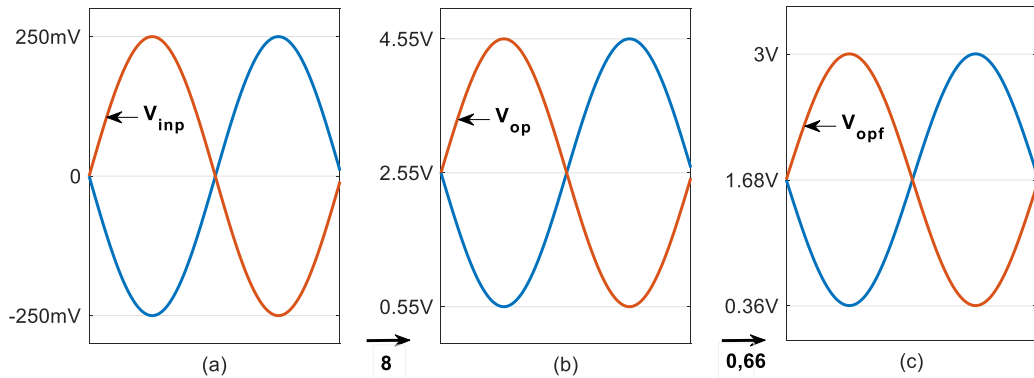
2.3.1.7.1. OPA4192 Tampon (Buffer) Devresi

Kontrol kartında sensör devrelerinden gelen sinyallerdeki gürültüleri azaltmak ve mikroişlemci ile ölçülen sinyaller arasında bir tapon oluşturmak için Texas Instruments firmasının OPA192 ailesine ait OPA4192 işlemsel yükselteç (Texas Instruments Incorporated, 2015) entegresinden oluşan bir alçak geçiren süzgeç devresi yer alır. OPA4192

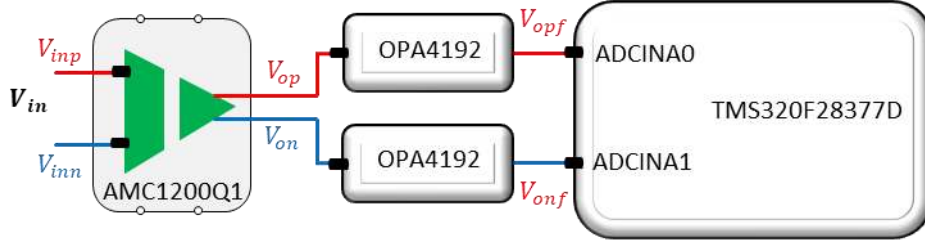
devresi AMC1200Q1 ile mikroişlemci arasında bulunur ve AMC1200Q1 çıkışından alınan diferansiyel gerilimlerden pozitif bileşen V_{op} , Şekil 61'deki gibi OPA4912 girişine bağlanır, negatif bileşen V_{on} ise başka bir OPA4192 girişine bağlanır. OPA4192 girişindeki sinyal, Şekil 62'deki gibi 0,66 kazanç ile çarpılarak çıkış sinyali V_{opf} sinyali elde edilir ve bu sinyal ADC girişine verilir. Farklı iki OPA4192 entegresi çıkışında elde edilen V_{opf} ve V_{onf} sinyalleri ADC'lerde Şekil 63'teki gibi aynı diferansiyel girişe bağlanır. Bu işlem tek bir geri besleme sinyali için gerçekleştirilir. Diğer geri besleme sinyalleri içinde aynı devreler kullanılır. Dolayısıyla 3 adet akım ve 2 adet gerilim ölçüm sinyali için toplamda 5 adet AMC1200Q1 entegresi ve 10 adet OPA4192 entegresi kullanılır.



Şekil 61. OPA4192 ve AMC1200Q1 bağlantı şekli



Şekil 62. AMC1200Q1 girişi (a), çıkışı (b) ve OPA4192 girişi (b), OPA4192 çıkışı (c)



Şekil 63. OPA4192 ve ADC bağlantısı

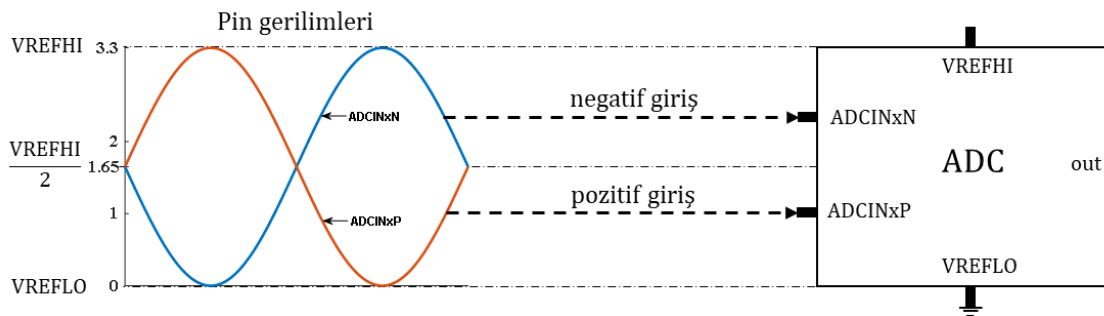
2.3.1.7.1. Mikrodenetleyici (TMS320F28377D Dual-Core Delfino™)

Bu çalışmada TI firmasına ait TMS320F28377D Dual-Core Delfino™ çift çekirdekli mikrodenetleyici kullanılmıştır. TMS320F28377D 32 bit kayan noktalı mikrodenetleyici (floating point processor) birimidir ve TI firması tarafından endüstriyel motor kontrol uygulamaları, güç elektroniği uygulamaları, elektrikli araçlar, ulaşım, ölçme ve sinyal işleme gibi gelişmiş kapalı çevrim kontrol sistemleri için geliştirilmiştir. C28x mikroişlemci (Texas Instruments, 2018a) yapısına sahiptir ve saat frekansı 200MHz'dir. Bu çalışmada TMS320F28377D Dual-Core Delfino™ 176 pin PTB paketi kullanılmıştır. Bu pakette toplamda 176 pin bulunur. 24 adet tip-4 ePWM (Enhanced Pulse Width Modulation) kanalı, 16 adet yüksek çözünürlüklü tip-4 ePWM kanalı, 2 adet CAN (Controlled Area Network) modülü, USB (Universal Serial Bus) kontrolör, uPP (Universal Parallel Port), iki adet harici bellek arayüz (External Memory Interface) modülü, yapılandırılabilir mantık bloğu (Configurable Logic Block), eCAP (Enhanced Capture) modülü, eQUEP (Enhanced Quadrature Encoder Pulse) modülü, SPI (Serial Peripheral Interface), SCI (Serial Communications Interface), I2C (Inter-Integrated Circuit Module), McBSP (Multichannel Buffered Serial Port), SDFM (Sigma Delta Filter Module) modülü bulunur (Texas Instruments, 2019b).

Bu tez çalışmasında 3 adet akım ve 2 adet gerilim sensörleri ile ölçülen sinyaller AMC1200Q1 tam diferansiyel yükselteç çıkışında pozitif ve negatif bileşen olmak üzere toplam 10 adet sinyale çevrilir. Dolayısıyla 5 çift diferansiyel sinyal elde edilir. TMS320F28377D mikroişlemcisinde 8 adet diferansiyel ADC girişi bulunur (Texas Instruments, 2018b) ve kesintisiz güç kaynağı sistemindeki 5 çift geri besleme sinyallerini karşılar. 3 fazlı iki seviyeli evirici için 6 adet anahtarlama sinyali gereklidir. Mikroişlemcide ise 24 adet ePWM kanalı bulunur. 6 adet anahtarlama sinyali için ise 3 adet ePWM modülü (6 adet ePWM kanalı) kullanılır. Bunlar ePWM1A, ePWM1B, ePWM2A, ePWM2B,

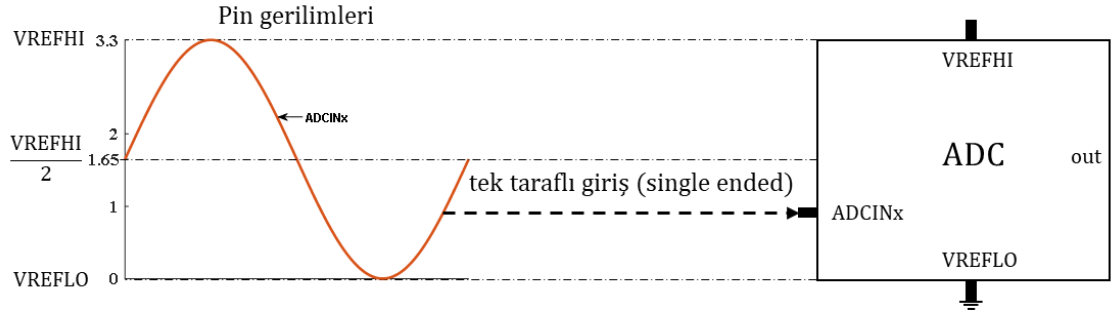
ePWM3A ve ePWM3B kanallarıdır. Burada ePWMx modül ismi, ePWMxA ve ePWMxB (Texas Instruments, 2009) kanal isimleridir ($x=1,2, 3, \dots,12$). Böylece Tablo 18’de özellikleri verilen TMS320F28377D mikroişlemcisinin, kesintisiz güç kaynağı (KGK) sistemindeki anahtarlama sinyalleri ve geri besleme sinyal sayılarını karşılayacak giriş-çıkış pinlerine yeteri kadar sahip olması, yukarda bahsedilen CAN gibi gelişmiş haberleşme modüllerine sahip olması ve gelişmiş kapalı çevrim sistemlerin kontrolü için özel olarak geliştirilmesi gibi avantajları TMS320F28377D’nin bu tez çalışmasında tercih sebepleri olmuştur.

Mikroişlemcide 16 veya 12 bit 4 adet analog dijital dönüştürücü (ADC) bulunur. Diferansiyel (differential mode) veya tek taraflı (single-ended mode) mod giriş sinyalleri ADC’lere bağlanabilir. Eğer diferansiyel mod sinyal kullanılacaksa ADC’ler 16 bit modda, tek taraflı sinyal kullanılacaksa 12 bit modda çalıştırılmalıdır. 16 bit modda 9 adet diferansiyel ADC kanalı, 12 bit modda 20 adet tek taraflı ADC kanalı bulunur. Giriş gerilim aralığı 0-3.3V olan ADC’lerin diferansiyel ve tek taraflı sinyal mod sinyal girişleri sırasıyla Şekil 64 ve Şekil 65’te gösterilmiştir. Şekillerde görüldüğü gibi giriş sinyalleri 0-3.3V aralığına ölçeklendirilmiştir. Şekil 64’te ADCINxP (ADC pozitif giriş) ve ADCINxN (ADC negatif giriş) kesin gerilim değerleridir ve bu gerilimler AMC1200Q1 çıkışında elde edilmiştir. ADCIN diferansiyel gerilimi kesin gerilimlerin farkına ($ADCINxP - ADCINxN$) eşittir.



Şekil 64. ADC diferansiyel girişleri

AMC1200Q1 çıkışlarında elde edilen diferansiyel mod sinyalleri (V_{op} ve V_{on} kesin gerilimleri) OPA4192’den oluşan tampon devrelerden ayrı ayrı geçirilerek ADC diferansiyel girişlerine (ADCINxP ve ADCINxN) bağlanır ve bu gerilimler ADC’lerde 16 bit modda (161)’de verilen çözünürlükle dijitale dönüştürülürler.



Şekil 65. ADC tek taraflı sinyal girişi

Tablo 18. TMS320F28377D mikroişlemciye ait bazı özellikler

İsim	Özellikleri
CPU	2 adet (Dual C28x, 32-Bit DSC, FPU)
CPU frekansı	200 MHz (5-ns Cycle Time)
CLA	2 adet Type-I, 200MHz
SRAM	204 KB
Flash	1024KB
Dijital I/O gerilim	3,3V
Dijital I/O pin	169 Genel Amaçlı I/O pin (GPIO)
Toplam ADC sayısı	4
12-bit ADC	20 kanal (single ended)
16-bit ADC	9 kanal (diferantial)
ADC dönüştürme zamanı	16 bit mod 915ns 12 bit mod 280ns
Harici osilatör girişi	1 adet
Dahili osilatör	2 adet
Harici kesme	5 adet
Dijital Analog Dönüştürücü	4 adet (Buffered DAC)
ePWM (Enhanced Pulse Width Modulator) kanalı	24 adet adet tip-4 ePWM kanalı

$$V_{ms} = \frac{V_{ref}}{2^{16}} = \frac{3,3V}{65536} = 50,354\mu V. \quad (161)$$

Mikroişlemcinin ADC girişine gelen diferansiyel gerilimler Tablo 19’da verilen formül (Texas Instruments, 2019b) ile dijital değere dönüştürülürler. Örneğin $ADCINxP - ADCINxN = 874mV$ ölçülsün. Bu değer dönüşüm sonucu $ADCRESULT = 65636x\left(\frac{874-3,3}{2x3,3}\right) = 8724615,576$ sayısal değerini alır ve ilgili $ADCRESULT$ kaydedicisine (register) atanır. Bu değer gerilim ölçüm devresi katsayısına bölünerek gerçek değer sayısal değeri $8724615,576x5,1919 = 1684230,137$ olarak hesaplanır. Hesaplanan bu gerçek değer ise kontrol algoritmasında kullanılır.

Tablo 19. 16 Bit mod için ADC dönüşüm formülleri

Mode	Analog Input	Digital Result
Single-ended	Invalid Mode	Invalid Mode
Differential	when $ADCINxP - ADCINxN \leq -VEFHI$	$ADCRESULTx = 0$
	$-VEFHI \leq ADCINxP - ADCINxN \leq VEFHI$	$ADCRESULTx = 65536 \frac{ADCINxP - ADCINxN + VEFHI}{2VEFHI}$
	$ADCINxP - ADCINxN \geq VEFHI$	$ADCRESULTx = 65535$

2.3.1.7.2. CAN (Controller Area Network) Haberleşme Protokolü

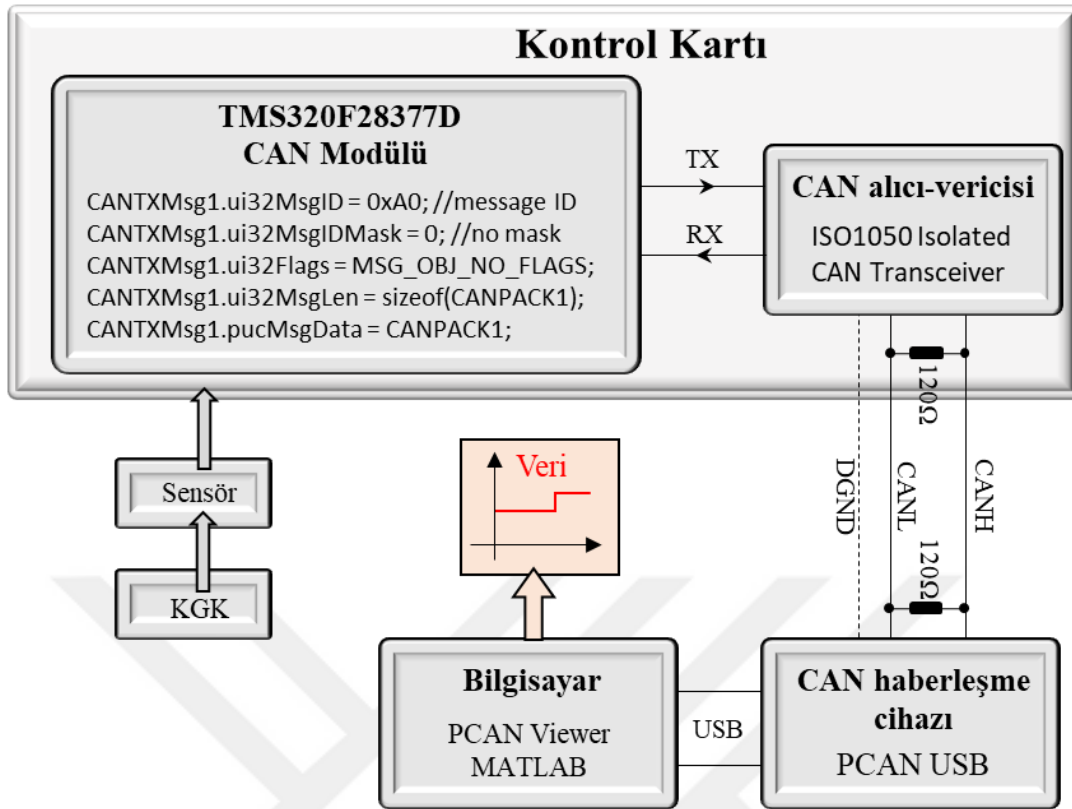
Bu çalışmada mikroişlemciye yüklenen kontrol algoritmasında hesaplanan verilerin bilgisayar ortamına aktarılması için CAN (Controller Area Network) haberleşme protokolü kullanılmıştır. CAN haberleşme protokolü ile bilgisayar ortamına aktarılan gerilim verileri

kullanılarak KGK çıkış gerilimi geçiş ve referans izleme performansı, yük değişiminden kaynaklanan geçiş durumları incelenmiş ve grafiksel olarak çizdirilmiştir.

CAN protokolü Bosch firması tarafından otomotiv sektörü için geliştirilmiş, iki hat üzerinden (CAN High ve CAN Low) gerçekleştirilen veri iletimi ile araçlardaki kablo yoğunluğunun azaltılması sağlanmıştır. Daha sonra ise diğer endüstri dallarında yoğun bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır. ISO 11898 (ISO/TC 22/SC 31 Data Communication, 2015) ile standartları belirlenen bu seri haberleşme protokolü güvenilir ve hızlı veri alışverişi için kullanılır ve birden çok protokol ile eş zamanlı olarak çalışabilir. Veriler ilk önce Şekil 66'daki gibi mikroışlemcide uygun bir haberleşme mesaj biçimine çevrilir ve işlemci içerisinde CAN modülündeki bu mesajlar bir CAN alıcı-vericisi (CAN Transceiver) fiziksel ortama (CAN BUS) çıkarılır. CAN Bus (CAN haberleşme cihazı) tarafından alınan veri ise bilgisayar ortamına aktarılır.

Bu çalışmada kontrol kartında kullanılan TI TMS320F28377D mikroışlemcisi bir CAN haberleşme modülüne sahiptir ve bu modül ISO 11898-1 (CAN2.0B) protokolünde belirtilen özelliklere sahiptir (Texas Instruments, 2019b). Bu modülde, bit oranı (bit rate) 1Megabit/saniye'ye kadar programlanabilir, 11 bit standart veya 29 bit genişletilmiş mesaj çerçevesi seçilebilir, mesaj göndermek veya almak için ayarlanabilir. Ayrıca mikroışlemci çıkışında iki adet CAN alıcı-verici entegresi bulunur ve veriler bu entegre aracılığı ile fiziksel ortama çıkarılır. Bu entegrelerin biri CAN2.0B ve diğeri CAN2.0A haberleşme protokolü için kullanılır. Bu çalışmada CAN2.0B haberleşme protokolü kullanılmıştır.

Doktora tezi çalışmasında KGK gerilim verileri, mikroışlemcide 32bit Hex biçiminde kodlanmış ve işlemci çıkışındaki TI firmasına ait ISO1050 Isolated CAN Transceiver (Texas Instruments, 2019a) alıcı-verici entegresine ve bu entegrenin çıkışına bağlı Şekil 67'de gösterilen PEAK System firmasına ait galvanik izolasyona sahip USB PEAK CAN Converter cihazıyla 1 megabit/saniye bit oranıyla bilgisayar ortamına aktarılmıştır. İşlemciden 32 bit 16'lık (hex) sayı biçiminde gelen bu gerilim verileri, bilgisayardaki PEAK CAN Viewer yazılımında anlık izlenerek bilgisayar ortamına kaydedilmiştir. Kaydedilen bu veriler, oluşturulan uygun bir kodla MATLAB ortamında 16'lık (hex) sayı biçiminden ikili (decimal) sayı biçimine dönüştürülmüş ve çizdirilmiştir. Çizdirilen grafikler üzerinden referans takibi, geçiş cevabı gibi kriterler incelenerek yorumlanmıştır.



Şekil 66. CAN haberleşme protokolü ve veri iletimi



Şekil 67. PCAN USB CAN haberleşme cihazı

2.3.2. Deneyisel Çalışmalara ait Bulgular

Bu kısımda KGK deney seti kullanılarak kontrol algoritmaları ile yapılan deneylere ait bulgular verilmiştir. Benzetim çalışmalarında elde edilen bulguların doğruluğu deneysel çalışmalarla doğrulanmıştır. İlk olarak LC filtre çıkışına doğrusal ve doğrusal olmayan yük bağlanarak evirici devreye alınmadan yük akım ve gerilimlerinin dalga biçimleri incelenmiştir. İkinci olarak evirici devreye alınarak açık çevrim sistemin performansı incelenmiş ve KGK çıkış gerilimleri dalga biçimleri verilmiştir. Son olarak kapalı çevrim sistemin performansı incelenmiş ve elde edilen bulgular verilmiştir. Model belirsizlikleri ve ani yük değişimleri dikkate alınarak kapalı çevrim sistemin performansı farklı senaryolar için incelenmiştir. Kontrol sisteminin sürekli hal davranışı KGK çıkış gerilimi referans takibi performansı ve THD değerleri üzerinden, geçici hal davranışı ise yüklü durumdan yüksüz duruma geçiş, yüksüz durumdan yüklü duruma geçiş ve yük değişimi sırasında oluşan geçiş parametreleri (aşma, oturma zamanı) üzerinden değerlendirilmiştir.

Gerilim THD değerleri, referans takibinin incelenmesi için çıkış gerilimi etkin değeri ve çıkış gerilimi frekans değeri ROHDE & SCHWARZ marka HMC8015 model güç analizör cihazı ile ölçülmüştür. Tek fazlı bu cihazın akım probu A fazına, akım-gerilim ortak nokta ise filtre kondansatörlerinin ortak noktasına bağlanmıştır. Veriler, cihazın ekranında anlık izlenmiş ve cihazın USB girişine bağlanan taşıyıcı bir bellek ile bilgisayar ortamına aktarılmıştır. Ayrıca cihazdaki diğer USB girişi bilgisayara bağlanarak markaya ait HMExplorer güç analizörü yazılımı üzerinden veriler anlık olarak izlenmiş ve bu yazılım üzerinden alınan değerlerle kontrol sisteminin geçiş performansı incelenmiştir. Yine ayrıca kontrol kartındaki CAN haberleşme protokolü kullanılarak veriler bilgisayar ortamına aktarılmış ve kontrol sisteminin performansı bu veriler üzerinden değerlendirilmiştir. KGK üç fazlı çıkış gerilimlerine ait dalga biçimleri, GW INSTEK marka GDS-2204 model 4 kanallı dijital osiloskopla filtre kondansatörleri üzerinden Ek Şekil 2'deki gibi ölçülmüş ve USB bellek kullanılarak bilgisayar ortamına aktarılmıştır. Bu ölçüm işlemi için ölçüm noktası ile osiloskop arasında herhangi bir ölçüm devresi yapılmamış ve doğrudan probalar kondansatörlere bağlanmıştır. Ayrıca çıkış frekansı, gerilim etkin değeri, faz farkı gibi bilgilerde bu osiloskop üzerinden incelenmiştir.

Akım ve gerilim sensörleri için gerekli olan $\pm 15V$ ve $0V$ doğru gerilimleri ROHDE & SCHWARZ marka 4 kanallı HMP4040 model 160W'lık gerilim kaynağından sağlanmıştır. $-15V$ elde etmek için cihaza ait 2. kanalın artı (-) ucu ile 3. kanalın (+) ucu birbirine bağlanmış ve 3. kanalın (-) ucu $-15V$, iki kanalın bağlantı noktası $0V$ ve 2. kanalın

(+) ucu ise +15V olarak sensörlere aktarılmıştır. AMC1200Q1'in yüksek gerilim tarafı aynı cihazın 4. kanalından +5V alınarak beslenmiştir. 4. kanalın ortak noktası (0V) ile 2. ve 3. kanalın ortak noktaları birbirine bağlanmıştır. AMC1200Q1'in düşük gerilim tarafı için gerekli olan +5V, DSP bord ve IGBT sürücüler için gerekli olan +15V doğru gerilim ise GW INSTEK marka 4 kanallı GPS4303 model doğru gerilim kaynağından alınmıştır.

Deney düzeneğinde kullanılan osiloskop, doğru gerilim kaynağı gibi cihazlar şebekeden doğrudan beslenmemiştir. Bu cihazlar tek bir prizden beslenmiş ve bu priz ile cihazlar arasına 220V/220V değerlerinde bir yalıtım transformatörü bağlanmıştır. Böylece bu cihazların şebeke ve ayarlı transformatörden kaynaklanan harmoniklerden etkilenmesi engellenmiştir.

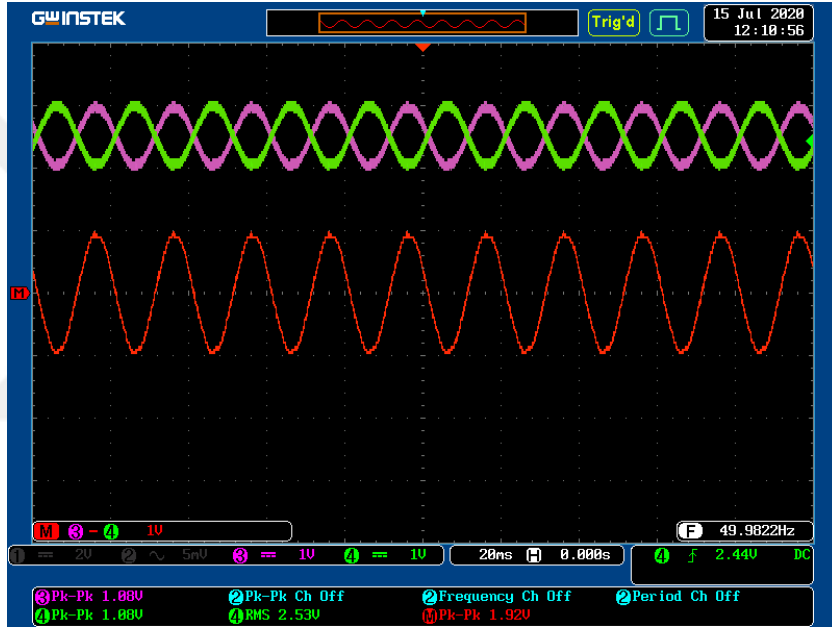
Deneyisel çalışmalarda kullanılan ayarlı transformatörün maksimum çıkış akımının 9A ve direnç yükünün $10\Omega/2KW$ olmasından dolayı, ayarlı transformatörün doyuma gitmemesi ve dirençlerin aşırı ısınmaması için KGK d-ekseni referans çıkış gerilim değerlerinde 110V aşılmamaya çalışılmıştır.

Deney düzeneğinde çevresel gürültüleri azaltmak için mümkün olduğunca kablolar bükümlü şekilde kullanılmıştır. Düzeneğin ticari amaçlı bir modele dönüştürülebileceği düşünüldükçe sinyal ve güç kablolarında uzunluk optimizasyonu yapılmamıştır ve kontrol sistemin performansı mevcut verilen ölçülerde test edilmiştir. Bu ölçülerden akım sensörleri ile ölçüm devresi arası sinyal kablolarının uzunluğu yaklaşık 40cm, ölçüm devresi çıkışı ile DSP bord girişi arası sinyal kablolarının uzunluğu ortalama 10cm, DSP bord ile IGBT sürücü girişleri arası sinyal kablolarının uzunluğu ortalama 40cm, IGBT sürücü çıkışları ile IGBT modüller arası sinyal kablolarının uzunluğu ortalama 30cm, kondansatör üzerinden ölçülen KGK çıkış gerilimleri ile osiloskop arası sinyal kablolarının uzunluğu yaklaşık 180cm ve IGBT modül çıkışları ile yük bankası arası güç kablolarının uzunluğu yaklaşık 300cm'dir.

2.3.2.1. Ölçüm Devreleri Test İşlemi

TINA programında oluşturulan ölçüm devresi benzetim modeli sonuçları deneysel olarak doğrulanmış ve edilen ölçümler Şekil 59 ve Şekil 60'ta verilmişti. Test işlemi için ölçüm devresi giriş çıkış sinyalleri osiloskopta incelenmiş ve bu kısımda sadece bir faza ait akım dalga biçimleri verilmiştir. Şekil 68'de osiloskopta ölçülen AMC1200Q1 opamp devresi çıkış gerilimleri gösterilmiştir. Tek bir faz akımı ölçülerek AMC1200Q1 girişine

verilmiş ve diferansiyel işaretin pozitif bileşeni V_{outp} ve negatif bileşeni V_{outn} elde edilmiştir. Aynı şekil üzerinde diferansiyel gerilim $V_{out} = V_{outp} - V_{outn}$ gösterilmiştir. Araştırma laboratuvarında diferansiyel ölçüm probu bulunmadığından V_{out} gerilimi osiloskobun matematik fonksiyonu ile hesaplatılarak ekranda gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi ölçülen işaretler opamp aracılığı ile 2,5V DA gerilim seviyesine kaydırılarak mikroişlemci ADC girişlerine uygun hale getirilmiştir. Deney setinde ölçüm devresi test işlemi 3 adet akım ve iki adet faz-faz gerilim ölçüm devreleri için yapılmış bu çalışmada sadece bir faz akımına ait test işlemi verilmiştir. Diğer test işlemleri de benzer sonuçlar göstermiştir.



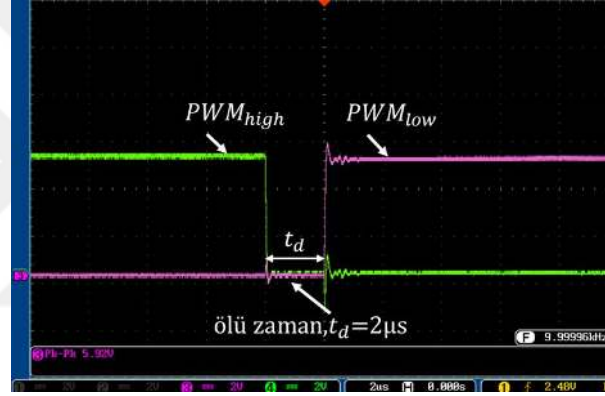
Şekil 68. Akım ölçüm devresi test işlemi (AMC1200Q1 çıkışı)

2.3.2.2. PWM Sinyalleri Test İşlemi ve Ölü Zaman Ayarı

Bu kısımda IGBT anahtarlama işaretlerinin test işlemi ve ölü zaman ayarı açıklanmıştır. Kontrol kartı PWM çıkışlarından anahtarlama sinyalleri osiloskopa ölçülmüş ve ölü zaman ayarı ise mikroişlemcide PWM ölü zaman ayarı ile ilgili kaydedici (register) üzerinden gerçekleştirilmiştir.

Üç fazlı iki seviyeli eviricide üç adet dal bulunur. Her bir dalda birbirinin tersi çalışan iki adet IGBT vardır. Bu IGBT'lerden biri iletimde iken diğeri kesimde olmalıdır. Eğer her ikisi aynı anda iletimde olursa bu anda eviricide kısa devre oluşur ve sistem bu durumdan zarar görür. IGBT'lerin aynı anda iletimde olmaması için yani biri iletime geçerken diğeri kesime geçtiğinde PWM anahtarlama işaretleri arasında çakışma olmaması için bu iki IGBT

PWM anahtarlama işaretleri arasına belirli bir ölü zaman koyularak çakışma önlenir. Şekil 69'da evirici bacağına üst tarafta bulunan IGBT'ye ait anahtarlama işareti PWM_{high} , alt tarafta bulunan IGBT anahtarlama işareti PWM_{low} ve bu iki işaret arasındaki ölü zaman t_d gösterilmiştir. F28377D mikroişlemcisinde DBRED (Dead-Band Generator Rising Edge Delay) ve DBFED (Dead-Band Generator Falling Edge Delay Count Register) ölü bant oluşturma kayıdedicileri (dead-band generator control register) kullanılarak $t_d = 2\mu s$ ayarlanmıştır. Ölü zamanın hangi anahtarlama sinyaline (PWM_{low} ya da PWM_{high}) uygulanacağı, yükselen kenara, düşen kenara veya hem yükselen hem düşen kenarlara mı uygulanacağı, hangi sinyalin ters çevrileceği gibi durumlar ise DBCTL (Dead-Band Control Register) kaydedicisi ile ayarlanır (Texas Instruments, 2019b).

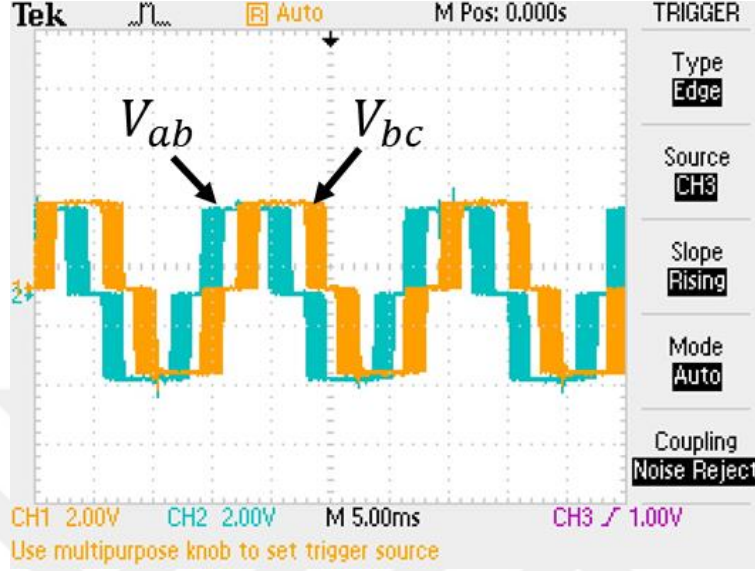


Şekil 69. PWM sinyalleri ölü zaman ayarı

2.3.2.3. IGBT modül ve Açık Çevrim Test İşlemi

IGBT modüllerinin ve sürücülerin arızalı olup olmadıkları test edilmiş ve test işlemi sonucu bu kısımda verilmiştir. Test işleminde açık çevrim kontrol kullanılmıştır. Mikroişlemcide üretilen ve kontrol kartı PWM çıkışlarında elde edilen +5V ve 0V genliklerindeki PWM sinyalleri IGBT sürücülere gönderilmiş ve bu sinyallerin sürücü çıkışlarında +15V ve -7V olup olmadıkları ölçülmüştür. Bu işlem doğrulandıktan sonra sürücü çıkışları IGBT modüllere bağlanmış ve faz-faz arası dalga biçimleri ölçülerek modüllerin çalışıp çalışmadığı incelenmiştir. Bu test işleminde IGBT çıkışlarında LC filtre ve 60 Ω 'luk üç fazlı direnç yükü kullanılmıştır. IGBT modüllerinden oluşan evirici barasına ise 30V DA gerilim uygulanmıştır. Şekil 70'te V_{ab} ve V_{bc} faz-faz gerilimleri gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi çıkış gerilimleri +30V DA ve -30V DA arası periyodik olarak

değişmekte ve bu durumda evirici ve sürücülerin doğru bir şekilde çalıştığını göstermektedir (Osiloskop probu 10x'e ayarlanmıştır, gerçek gerilim değeri şekildeki değerin 10 katıdır).



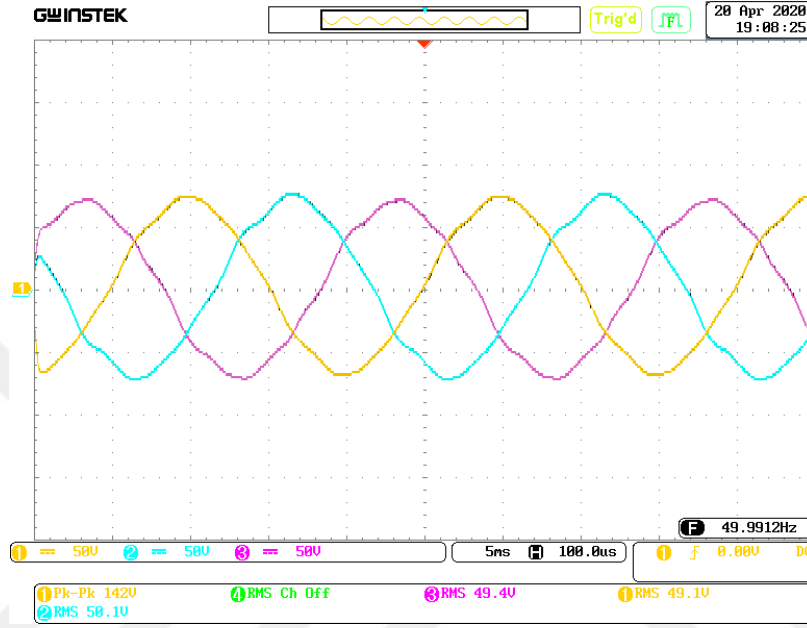
Şekil 70. Faz-faz gerilimleri

2.3.2.4. Evirici Devreye Alınmadan Dalga Biçimlerinin İncelenmesi

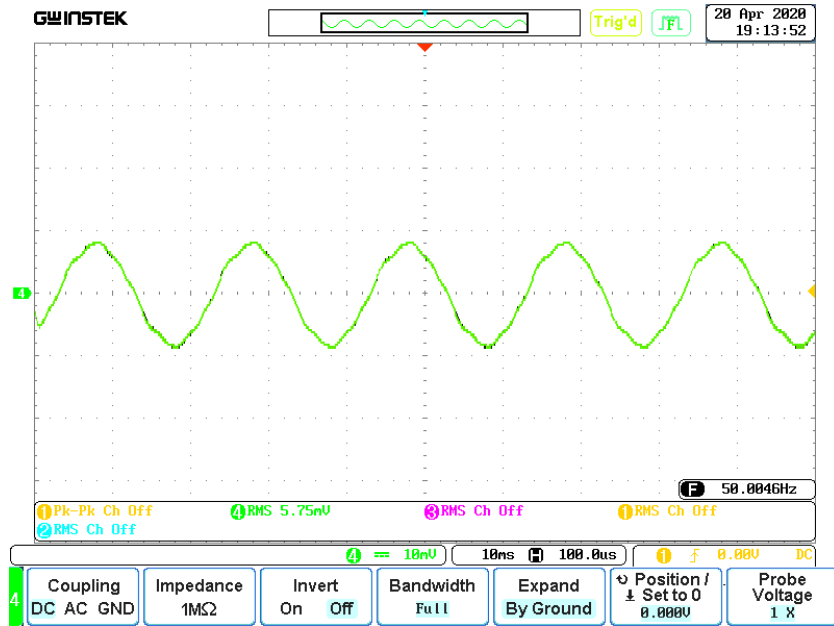
Açık çevrim ve kapalı çevrim kontrol algoritmalarının uygulanmasına geçmeden önce filtre endüktör ve kondansatör kararlılığı doğrusal yük altında test edilmiştir. Filtre girişine varyak, çıkışına doğrusal yük (direnç yük, $R_p = 10\Omega$) ve 2.3.1.1 kısmında tanıtılan doğrusal olmayan yük (üç fazlı diyotlu doğrultucu) bağlanarak filtre çıkışında gerilim THD değerleri incelenmiştir. Filtre girişine varyak aracılığı ile 50V etkin faz-nötr gerilimi uygulanmıştır. Bir faza ait akım dalga biçimi ise akım sensör devresi çıkışındaki gerilim ölçülerek incelenmiştir. Doğrusal yük altında filtre çıkış gerilimleri (yük gerilimi) dalga biçimleri Şekil 71'de, akım dalga biçimi Şekil 72'de, gerilim THD değerleri ise Şekil 73'te gösterilmiştir. Doğrusal yük altında üç fazlı çıkış gerilim harmonikleri %2,83 hesaplanmış ve bu değerin %5 standartın altında ancak omik yük için yüksek olduğu görülmüştür.

Doğrusal olmayan yük altında filtre çıkış gerilimleri (yük gerilimi) dalga biçimleri Şekil 74'te, akım dalga biçimi Şekil 75'te, gerilim THD bilgileri ise Şekil 76'da gösterilmiştir. Bu yük altında gerilim THD değeri %4,11 ölçülmüştür. Bu değer standartların altında ancak standart üst limiti %5'e yakındır. Fakat yükler varyak üzerinden beslendiğinden varyak çekirdeğindeki doyma nedeniyle gerilimlerdeki bozulma normal

değerinden yüksek çıkmaktadır. Yani daha kötü koşullar oluşturularak LC filtrenin performansı denenmiştir. Varyak çıkışından alınan harmonikli gerilimler aslında evirici çıkışındaki harmonikleri temsil etmektedir. Sonraki bölümlerde evirici ve önerilen denetim algoritmaları kullanılarak bu bölümde verilen sonuçlar iyileştirilecektir.



Şekil 71. Denetleyici olmadan omik yük gerilimleri



Şekil 72. LF210-S akım sensörü devresi çıkışında ölçülen gerilim

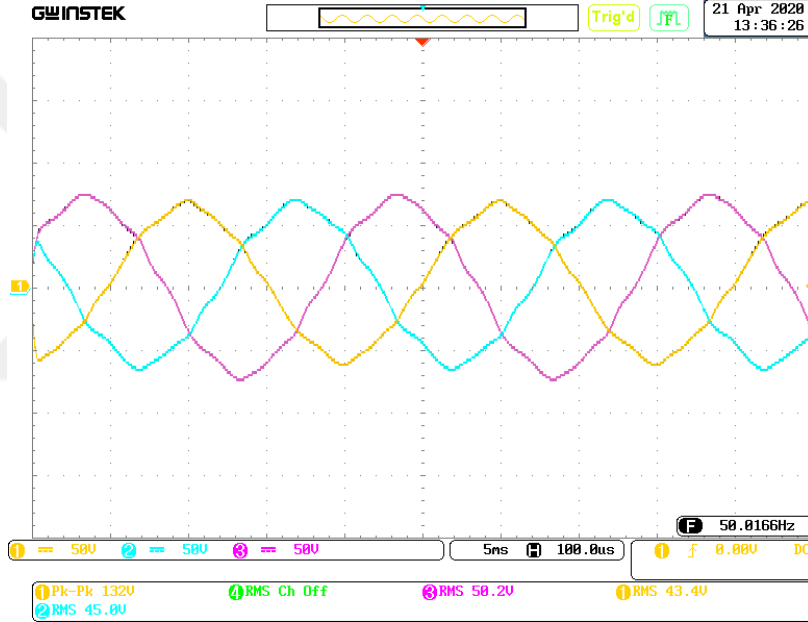


(a)

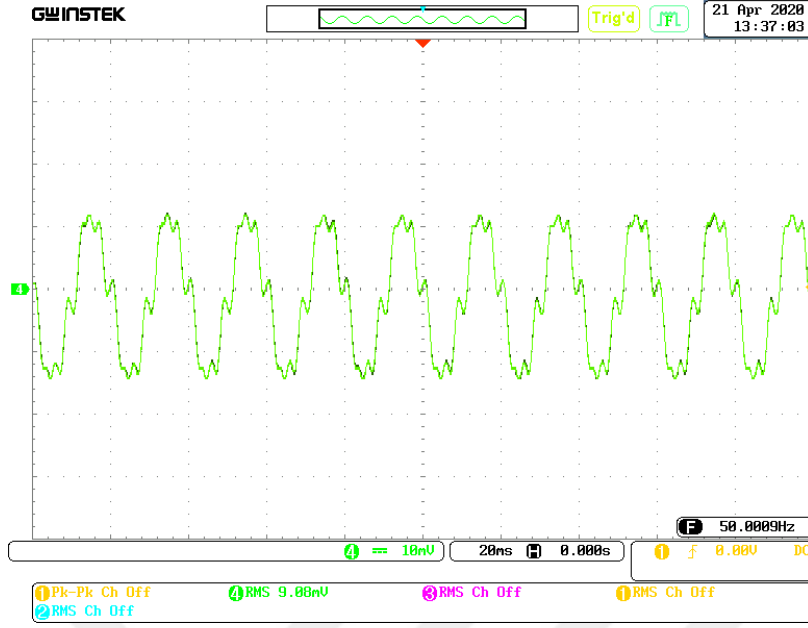


(b)

Şekil 73. Gerilim THD bilgileri, gerilim harmonikleri (a), %THD (b)



Şekil 74. Doğrusal olmayan yük altına LC filtre çıkış gerilimleri



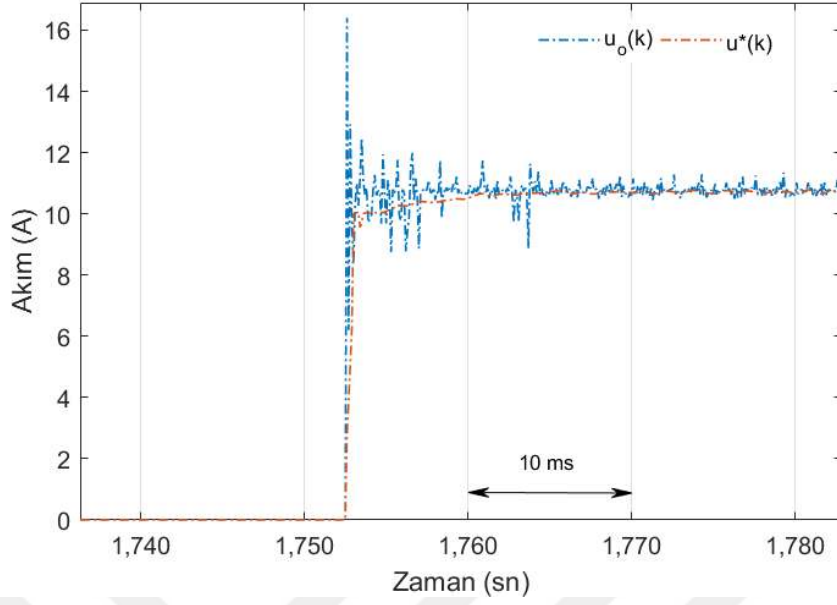
Şekil 75. Doğrusal olmayan yük altına LC filtre faz akımı



Şekil 76. Doğrusal olmayan yük altına gerilim harmonikleri (a) ve %THD (b)

2.3.2.5. CCS-MPC ile KGK Çıkış Gerilimi Kontrolü

İlk olarak benzetim çalışmalarında yapılan sürekli hal kontrol girişi $u_o(k)$ ile CCS-MPC kontrol girişi $u^*(k)$ karşılaştırma işlemi deney düzeneğinde yapılmış ve $u^*(k)$ 'nin daha etkin olduğu doğrulanmıştır. Şekil 77'de $u_o(k)-u^*(k)$ karşılaştırması gösterilmiştir. KGK yüksüz durumda iken omik yük devreye alınarak yük akımı geçiş cevabı incelenmiştir. $u^*(k)$ ile yük akımı sürekli hale daha hızlı geçmiş ve sürekli halde gerilim dalgalanmaları $u_o(k)$ 'ya göre daha az olduğu görülmüştür. Elde edilen bu deneysel sonuç, benzetim çalışmasında elde edilen sonucu (Şekil 23) doğrulamıştır.



Şekil 77. $u_o(k)$ ve $u^*(k)$ kontrol girişleri ile omik yük akımının geçiş cevabı ($\eta=2.5$, $u^*(k)$ ile THD = %1, $u_o(k)$ ile THD = %2.2)

İkinci olarak CCS-MPC, DK-LUG (152) ve önerilen gözlemleyici tabanlı dayanaklı kontrolörler (DK-BEG) farklı yükler altında farklı η değerleri için KGK çıkış gerilimi THD değerlerine göre karşılaştırılmış ve tablolar halinde verilmiştir. Bu karşılaştırmanın amacı farklı model belirsizlik oranları için önerilen yöntemin verdiği cevap ve diğer kontrolörlerle karşılaştırılmasıdır. Tablolarda verilen parametre belirsizliği normu η 'ın artması bölüm 1.3.4'te tanımlanan ve Şekil 6'da gösterilen politopik belirsizlikler sınıfında sistem matrislerinin değerlerinin değişmesidir. Yani filtre endüktör ve kondansatör değerlerinin değişmesi yanında modelleme hataları gibi bozucuların değerlerinin değişmesidir. Burada filtre endüktör ve kondansatör değerleri değiştiriliyor (belirli bir aralıkta kalmak şartıyla) ve bu değişime karşı önerilen yöntemin dayanıklılığı gösteriliyor. Elde edilen sonuçlar doğrusal yük ($R = 10 \Omega$) için Tablo 20'de, endüktif yük ($R_L = 10 \Omega$, $L_L = 10 mH$) için Tablo 21'de, doğrusal olmayan yük ($R_{nl} = 200 \Omega$, $L_{nl} = 10 mH$, $C_{nl} = 2200 \mu F$) için Tablo 22'de ve farklı filtre parametre değerleri ($R_{nl} = 200 \Omega$, $L_{nl} = 2.6 mH$, $C_{nl} = 2200 \mu F$, $L_f = 1.03 mH$, $C_f = 30 \mu F$) için Tablo 23'te gösterilmiştir.

Tablo 20'de görüldüğü gibi doğrusal yük altında η değeri arttıkça çıkış gerilimi THD değerinin azaldığı görülmüştür. En düşük THD değeri CCS-MPC ile elde edilmiş ve $\eta=7,8$ 'de THD=%1,2 ölçülmüştür. $3,5 \leq \eta \leq 7,8$ aralığında önerilen yöntemin iyi sonuç

verdiği, standartlara uygun olduğu gözlemlenmiştir. DK-BEG ve DK-LUG için $6,5 \leq \eta \leq 7,8$ aralığında THD değerlerinin standartlara uygun olduğu ve %3'ten küçük olduğu gözlemlenmiştir. Elde edilen bu sonuçlar benzetim çalışmalarını doğrulamıştır. Tablo 21 incelendiğinde yine doğrusal yükte olduğu gibi endüktif yük için benzer sonuçların alındığı görülmüştür. En düşük THD değeri CCS-MPC ile elde edilmiş ve $\eta=7,8$ 'de $\text{THD}=\%1,8$ ölçülmüştür. Tablo 22 incelendiğinde doğrusal olmayan yük altında en iyi THD değeri DK-BEG kontrolör ile elde edilmiş ve $\eta=7,5$ 'te $\text{THD}=\%2,7$ ölçülmüştür. CCS-MPC ile en düşük THD değeri $\eta=7,8$ 'de $\text{THD}=\%3,1$ elde edilmiştir. Doğrusal olmayan yük için standartlara uygun ($\% \text{THD} \leq \%5$) aralıklar CCS-MPC için $7,5 \leq \eta \leq 7,8$, DK-BEG için $7 \leq \eta \leq 7,5$ ve DK-LUG için $6 \leq \eta \leq 7,8$ olarak belirlenmiştir. Tablo 23 incelendiğinde ise kondansatör değeri %40 azaltılarak nominal değerlerin dışında farklı filtre değerleri kullanılmış ve doğrusal olmayan yük altında THD değerleri incelenmiştir. Tablo incelendiğinde önerilen yöntemin parametre değişimlerine karşı dayanaklılık gösterdiği gözlemlenmiş ve standartlara uygun ($\% \text{THD} \leq \%5$) THD değerleri elde edilmiştir. Bu filtre parametre değerlerinde DK-LUG ile sonuç alınamamış ve karşılaştırmada sadece CCS-MPC ve DK-BEG kullanılmıştır.

Tablo 20. Omik yük altında çıkış gerilimi THD değerleri

η değerleri	1	3.5	6.5	7	7.5	7.8
CCS-MPC (THD%)	NA	1.9	1.5	1.4	1.3	1.2
DK-BEG (THD%)	NA	5.2	2.6	2.5	2.4	2.4
DK-LUG(THD%)	NA	4.2	3	2.5	2.3	2.3

Tablo 21. Endüktif yük altında çıkış gerilimi THD değerleri

η değerleri	1	3.5	6.5	7	7.5	7.8
CCS-MPC (THD%)	NA	9.1	2.9	2.3	2.3	1.8
DK-BEG (THD%)	NA	6.1	2.6	2.4	2.4	2.4
DK-LUG(THD%)	NA	4.6	3.9	2.5	2.4	2.6

Tablo 22. Doğrusal olmayan yük altında çıkış gerilimi THD değerleri

η değerleri	1	3.5	6.5	7	7.5	7.8
CCS-MPC (THD%)	NA	10.2	7.7	5.4	4.1	3.1
DK-BEG (THD%)	NA	7.6	3.1	2.8	2.7	NA
DK-LUG(THD%)	NA	7.5	6	4.8	4.2	4.2

Tablo 23. Doğrusal olmayan yük altında farklı filtre parametre değerleri için çıkış gerilimi THD değerleri

η değerleri	1	3.5	6.5	7	7.5	7.8
CCS-MPC (THD%)	3.5	3.5	6.4	5.8	4.6	4.1
DK-BEG (THD%)	3.6	3.6	3.7	3.5	3.4	3.7

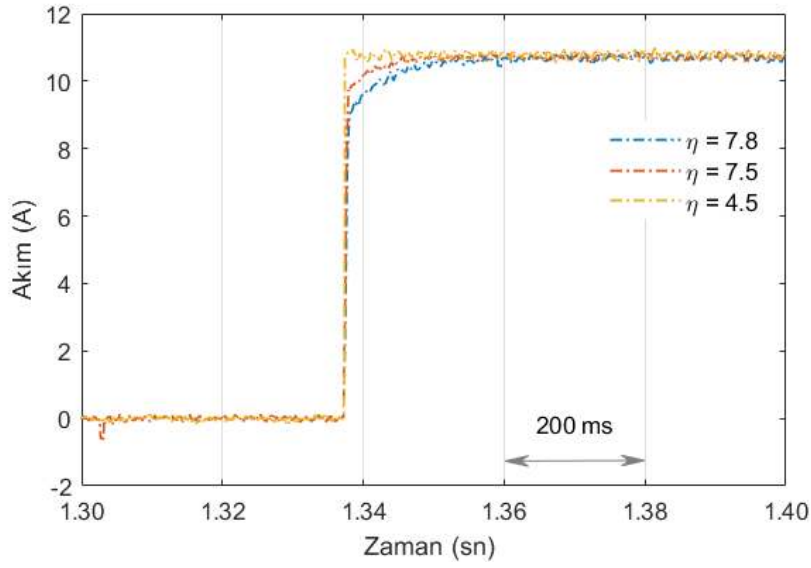
Üçüncü olarak, farklı model belirsizlikleri normu η karşısında, CCS-MPC'nin geçiş performansı incelenmiştir. Bu inceleme işlemi için KGK yüksüz durumdan yüklü duruma geçirilmiş ve bu geçiş esnasında bir faza ait yük akımının sürekli hale geçiş davranışı incelenerek kontrolörün performansı yorumlanmıştır ve bulgular Şekil 78'de gösterilmiştir. η değerinin artmasıyla kontrolörün cevabının daha dayanıklı olduğu, ancak sürekli hale geçiş süresinin arttığı, küçük η değerlerinde ise cevabın daha hızlı ama aşmanın arttığı gözlemlenmiştir. Böylece önerilen BEG tabanlı CCS-MPC kontrolörün, büyük parametre belirsizliklerine karşıda dayanıklı olduğu ve hızlı geçiş cevabına sahip olduğu gösterilmiştir.

CCS-MPC kontrolörün sürekli hal performansı ise üç fazlı çıkış gerilimleri üzerinden incelenmiştir. Şekil 79 doğrusal yük altında ($\eta = 7.8$, $R = 10 \Omega$), Şekil 80 ise doğrusal olmayan yük altında ($\eta = 7.8$, $R_{nl} = 200 \Omega$, $L_{nl} = 10 mH$, $C_{nl} = 2200 \mu F$) sürekli haldeki üç fazlı KGK çıkış gerilimlerini gösterir. Şekiller incelendiğinde $V_d^* = 110V$ d-ekseni referans gerilimi için çıkış gerilimlerinin istenen referans değerini sürekli hal hatası olmadan takip ettiği görülmüştür.

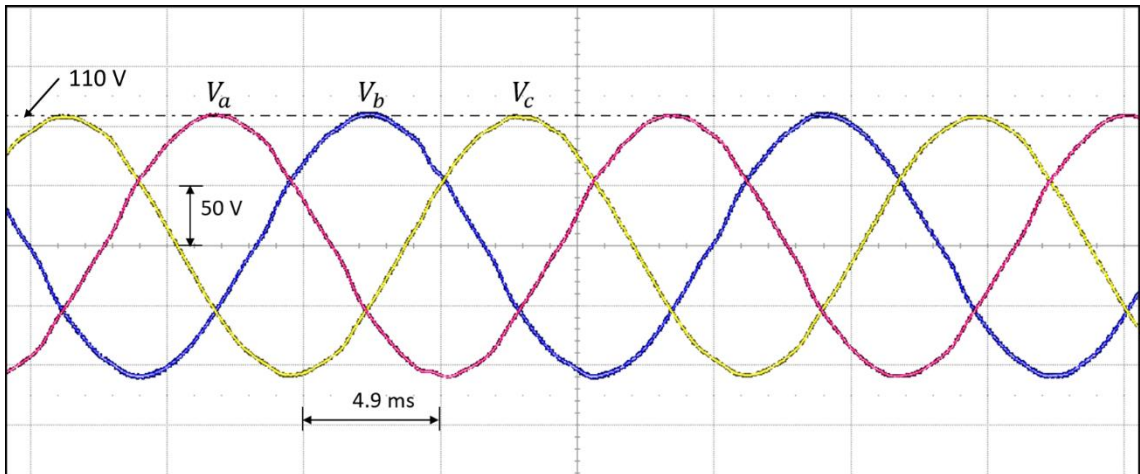
Yüksüz durumdan yüklü duruma geçişte CCS-MPC kontrolörün performansı incelenmiş ve doğrusal olmayan yük için alınan sonuç Şekil 81'de gösterilmiştir. 3 milisaniye (ms) gibi kısa sürede sürekli hale geçişin sağlandığı görülmüştür. Uygulamada bu değer genelde 2 ms ile 5 ms arasında değişir.

CCS-MPC, önerilen bozucu etki gözlemleyici (BEG) tabanlı dayanıklı kontrolör (DK) ve Luenberger gözlemleyici tabanlı dayanıklı kontrolör (DK) geçiş davranışları endüktif yük için Şekil 82'de, doğrusal olmayan yük için Şekil 83'te, farklı filtre parametre değerleri için Şekil 84'te gösterilmiştir. $V_d^* = 110V$ referans gerilimi altında KGK çıkış gerilimi d-ekseni bileşeninin geçiş cevabı incelenerek bu geçiş davranışları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma işleminin sağlıklı yapılabilmesi için DK-BEG ve DK-LUG kontrolörleri için $\eta = 7.5$ ve CCS-MPC için $\eta = 7.8$ alınmıştır. Bu değerler Tablo 21, Tablo 22 ve Tablo 23'te en küçük THD değerlerine karşılık gelir. Şekiller incelendiğinde CCS-MPC ile elde edilen geçiş süresi diğer

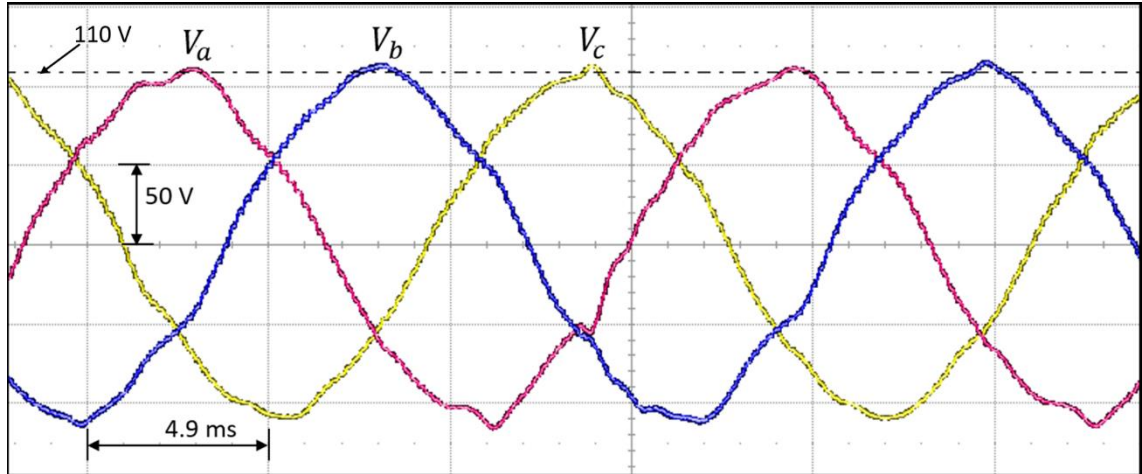
kontrolörlerle elde edilene göre daha kısadır (doğrusal yük için 1.5 ms, doğrusal olmayan yük için 3 ms) ve standartlarca belirlenen 5 ms'nin altındadır. Böylece CCS-MPC kontrolörün geçiş performansının daha iyi olduğu söylenebilir. Özellikle Şekil 84 incelendiğinde kondansatör değerinin %40 azalması karşısında, yani filtre parametrelerinde oluşabilecek değişim karşısında da önerilen yöntemin hızlı bir geçiş süresine sahip olduğu görülmektedir.



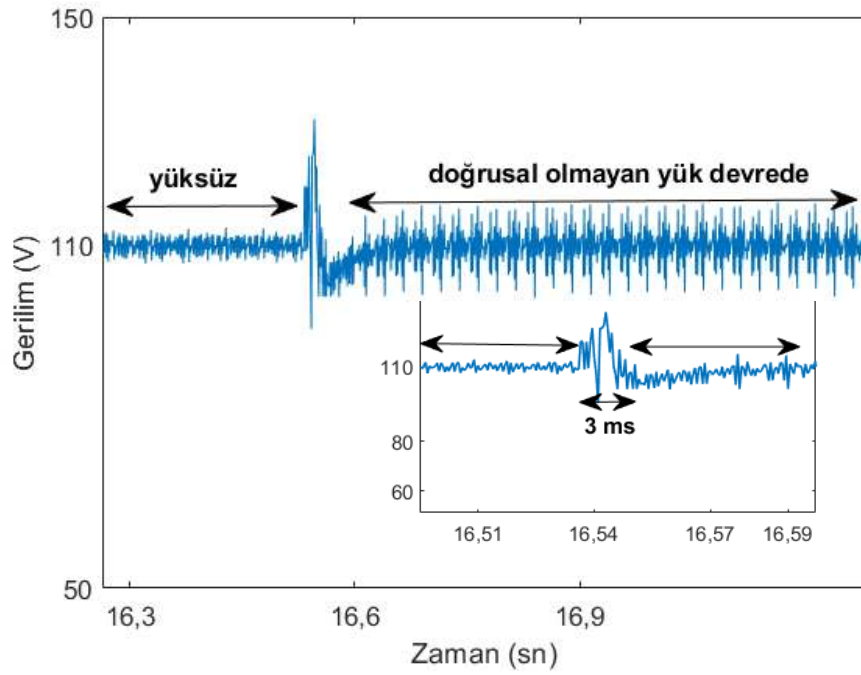
Şekil 78. Yüksüz durumdan yüklü ($R = 10 \Omega$) duruma geçiş performansı (farklı η değerleri için CCS-MPC'nin performansı, $T_s = 10kHz$)



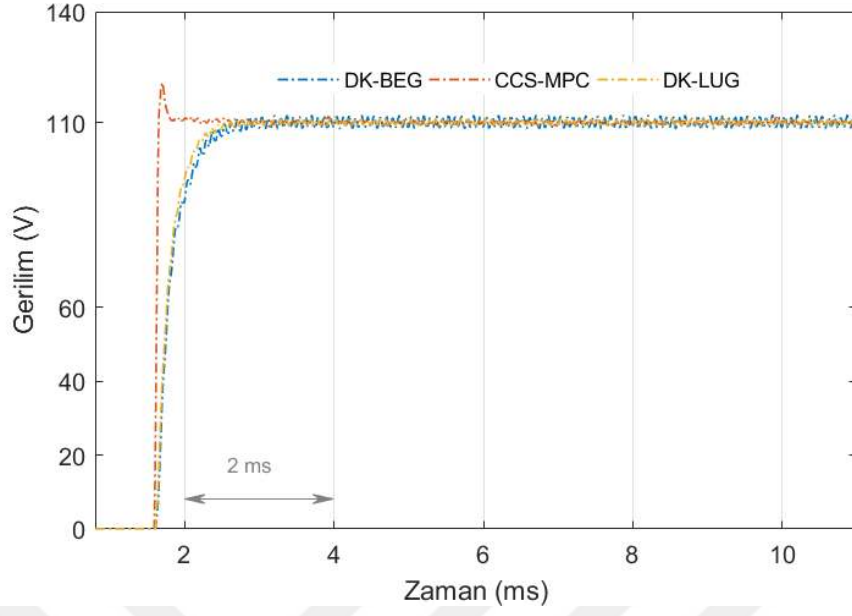
Şekil 79. Omik yük altında üç fazlı gerilimlerin CCS-MPC ile sürekli hal davranışı ($\eta = 7.8$, $R = 10 \Omega$, $THD = 1.2\%$)



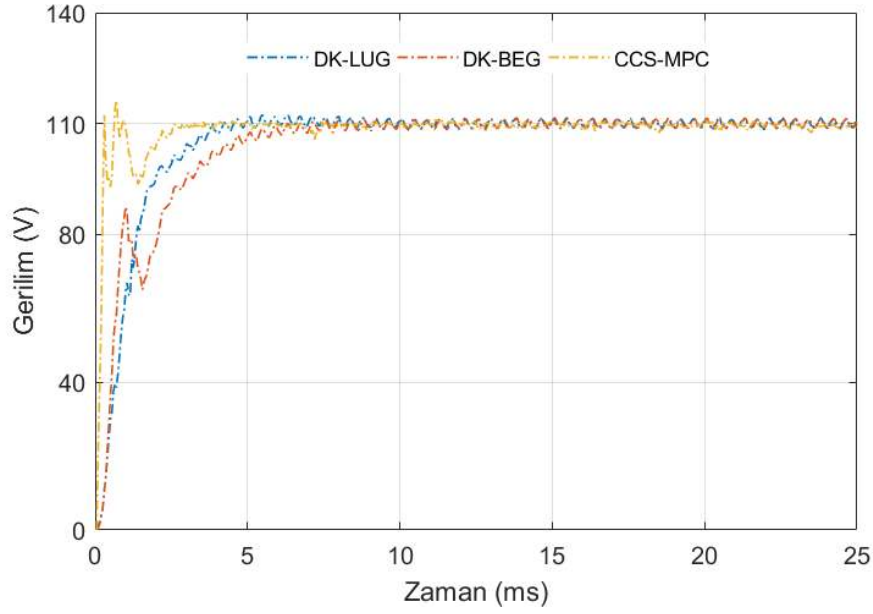
Şekil 80. Doğrusal olmayan yük altında CCS-MPC'nin sürekli hal davranışı
 $(\eta = 7.8, R_{nl} = 200 \Omega, L_{nl} = 10 \text{ mH}, C_{nl} = 2200 \mu\text{F} \text{ THD} = 3.1\%)$



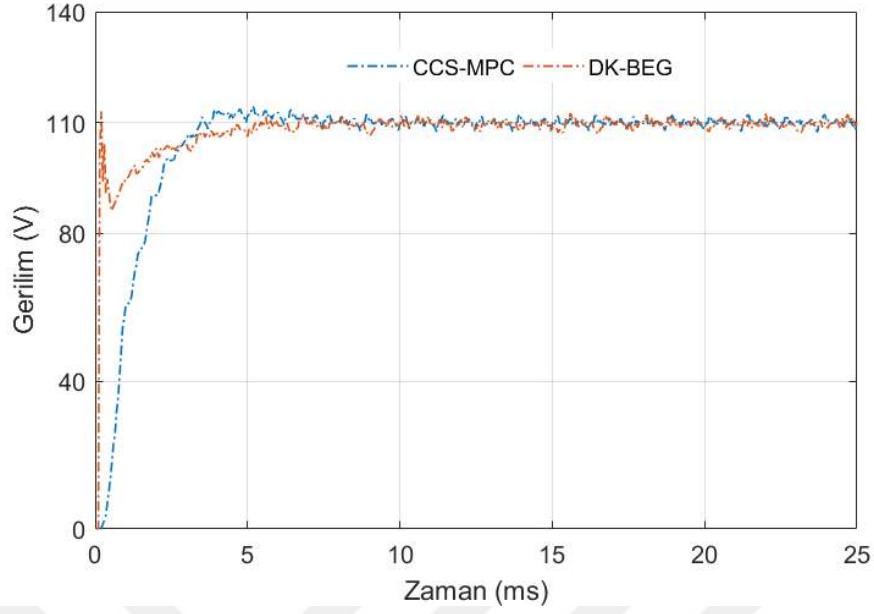
Şekil 81. Doğrusal olmayan yük devreye alındığı anda CCS-MPC geçiş cevabı
 $(\text{THD} = 3.1\%, \eta = 7.8, T_s = 10 \text{ kHz})$



Şekil 82. Endüktif yük altında üç farklı kontrolörün geçiş cevabı
($R_L = 10 \Omega$, $L_L = 10 \text{ mH}$, $T_s = 10 \text{ kHz}$)



Şekil 83. Doğrusal olmayan yük altında CCS-MPC, DK-BEG ve DK-LUG ile d-ekseni çıkış gerilimi geçiş cevabı davranışı
($R_{nl} = 200 \Omega$, $L_{nl} = 10 \text{ mH}$, $C_{nl} = 2200 \mu\text{F}$, $T_s = 10 \text{ kHz}$)



Şekil 84. Farklı filtre parametreleri ile iki kontrolörün karşılaştırılması
 $(L_f = 1.03 \text{ mH}, C_f = 30 \mu\text{F}, C_{nl} = 2200 \mu\text{F}, L_{nl} = 2.6 \text{ mH},$
 $R_{nl} = 200 \Omega, T_s = 10\text{kHz})$

Farklı kondansatör değeri kullanılarak CCS-MPC kontrolörün performansı doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında incelenmiştir. Bu incelemede kontrol algoritmasında nominal kondansatör değeri $C_f = 50 \mu\text{F}$ değeri değiştirilmemiş sadece deney setindeki kondansatörlerin değeri $50 \mu\text{F}$ yerine $C_f = 33 \mu\text{F}$ olarak değiştirilmiştir. Böylece kontrol algoritmasının parametre değişimine karşı dayanıklılığı test edilmiştir. Şekil 85'te $\eta = 7,8$, referans d-ekseni gerilimi $V_d^* = 35\text{V}$, referans q-ekseni gerilimi $V_q^* = 0$, $R = 10\Omega$ 'luk direnç yükü ve $V_{da} = 80\text{V}$ DA bara gerilimi değerleri kullanılarak elde edilen THD sonucu, akım ve gerilim dalga biçimleri gösterilmiştir. Doğrusal yük için gerilim harmoniği $\%THD = 1,58$ ölçülmüştür. Gerilim etkin değeri ise $V_{arms} = 25,344\text{V}$ ölçülmüştür. Bu değer tepe değeri referans değere eşittir ve böylece çıkış geriliminin referans gerilimi takip ettiği görülmüştür. Şekil 85 (b)'de ise akım ve gerilim dalga biçimlerinin tam sinüzoidal olduğu ve aralarında faz farkının olmadığı frekansın ise 50Hz olduğu görülmektedir. Şekil 86'da ise doğrusal olmayan yük altında $C_f = 33 \mu\text{F}$ için alınan sonuçlar gösterilmiştir. Burada $V_d^* = 50\text{V}$, $V_q^* = 0$, $\eta = 7,8$, doğrusal olmayan yük parametreleri $C_{NL} = 2200 \mu\text{F}$, $R_{NL} = 100\Omega$ alınmıştır. Bu değerler altında çıkış gerilim harmoniği $\%THD = 3.83$ ölçülmüştür. Şekil 86 (b)'de gerilim dalga biçiminde küçük bozulmaların olduğu görülür ve doğrusal olmayan yükü temsil eden diyotlu doğrultucudan dolayı akım dalga biçimi bozulur.



Şekil 85. CCS-MPC ile (a) KGK çıkış gerilimi THD'si, (b) akım ve gerilim dalga biçimi ($C_f = 33\mu F$)



Şekil 86. Doğrusal olmayan yük altında CCS-MPC ile KGK çıkış gerilimi performansı (a) ve yük akımı, çıkış gerilimi dalga biçimi (b), ($\eta=7.8$, $V_d^* = 50V$, $\%THD = 3.83$)

Kontrolör performansı farklı DA bara gerilimleri (V_{DA}) ve farklı KGK d-ekseni referans çıkış gerilimleri (V_d^*) altında incelemiştir. Bu inceleme işlemi için KGK çıkış gerilimi $\%THD$ değerleri ROHDE & SCHWARZ marka HMC 8015 model ve CHAUVIN ARNOUX marka C.A 8220 model iki ayrı güç analizörü ile ölçülmüş ve ölçülen bu değerler üzerinden kontrolör performansı değerlendirilmiştir. V_{DA} ve V_d^* yavaş yavaş arttırılmış ve Tablo 24'te verilen değerlerde KGK çıkış gerilimi $\%THD$ değerleri okunmuştur. İlk önce $V_{DA} = 80V$ ve $V_d^* = 35V$ alınmış ve bu değerlerde omik yük altında $\%THD = \%1,5$ ölçülmüştür. Bara gerilimi ve referans gerilim belirli değerlere çıkarıldığında $\%THD$ 'nin azaldığı görülmüştür. En son $V_{DA} = 300V$ ve $V_d^* = 145V$ yapılmış ve $\%THD = \%1,2$ ölçülmüştür. Tablo 24'teki değerler incelendiğinde farklı DA bara ve KGK referans çıkış gerilimleri altında CCS-MPC kontrolör performansının yüksek olduğu görülmüştür.

Tablo 24. Farklı DA bara ve KGK referans çıkış gerilimlerinde %THD değişimi

V_{DA} (V)	V_d^* (V)	V_{tepe} (V)	V_{rms} (V)	%THD HMC 8015	%THD CA8220
80	35	35,6	24,8	1,53	1,5
90	40	40,4	28,3	1,46	1,4
120	55	55,1	38,9	1,32	1,3
150	70	70,2	49,5	1,23	1,2
180	85	85,2	60	1,24	1,2
200	95	95,1	67	1,23	1,2
230	110	110,2	77,5	1,23	1,2
270	130	130,1	91,5	1,22	1,2
300	145	144,5	101,2	1,23	1,2

Sabit DA bara gerilimi ve farklı KGK referans çıkış gerilimleri kullanılarak çıkış gerilim %THD değerleri ölçülmüş ve kontrolör performansı değerlendirilmiştir. Buradaki amaç, sabit giriş gerilimi altında belirli aralıkta farklı değerlerde çıkış gerilim değerlerinin önerilen kontrolörle elde edilebileceğini göstermektir. Bunun için $V_{DA} = 300V$ ’ta sabit tutulup $V_d^* = 145V$ ve $50V$ arasında değiştirilmiş ve elde edilen %THD değerleri Tablo 25’te verilmiştir. Tablo 25’ten görüldüğü üzere doğrusal yük altında KGK çıkış referans değeri $V_d^* = 50V$ ’a kadar elde edilebilmektedir (doğrusal yük için standart değer %THD $\leq$ %3). KGK çıkış referans gerilimi $V_d^* = 80V$ ’ta sabit tutularak, evirici DA bara giriş gerilimi V_{DA} , $150V$ ve $300V$ arasında değiştirilmiş, elde edilen %THD değerleri Tablo 26’da verilmiştir. Bu değerler yorumlanarak CCS-MPC kontrolörün performansı değerlendirilmiştir. Tablo 26’daki değerler incelendiğinde, geniş giriş gerilimi aralığında sabit KGK çıkış geriliminin elde edilebileceği görülmüştür. Buna göre doğrusal yük altında $150 < V_{DA} \leq 300$ giriş gerilim aralıklarına $V_d^* = 80V$ çıkış geriliminin elde edilebileceği sonucuna varılmıştır.

Tablo 25. Sabit DA bara gerilimi altında farklı KGK referans çıkış gerilimleri ile elde edilen %THD değerleri

V_{DA} (V)	V_d^* (V)	V_{tepe} (V)	V_{rms} (V)	%THD HMC 8015	%THD CA8220
300	145	145,1	102,2	1,26	1,2
300	130	130,2	91,6	1,33	1,3
300	100	100,2	70,5	1,68	1,6
300	90	90,3	63,5	1,91	1,8
300	80	80,2	56,4	2,06	2
300	70	70,4	49,4	2,33	2,3
300	60	60,5	42,4	2,64	2,6
300	50	50,5	35,3	3,12	3,1

Tablo 26. Sabi referans çıkış gerilimi altında farklı DA bara gerilimi ile elde edilen %THD değerleri

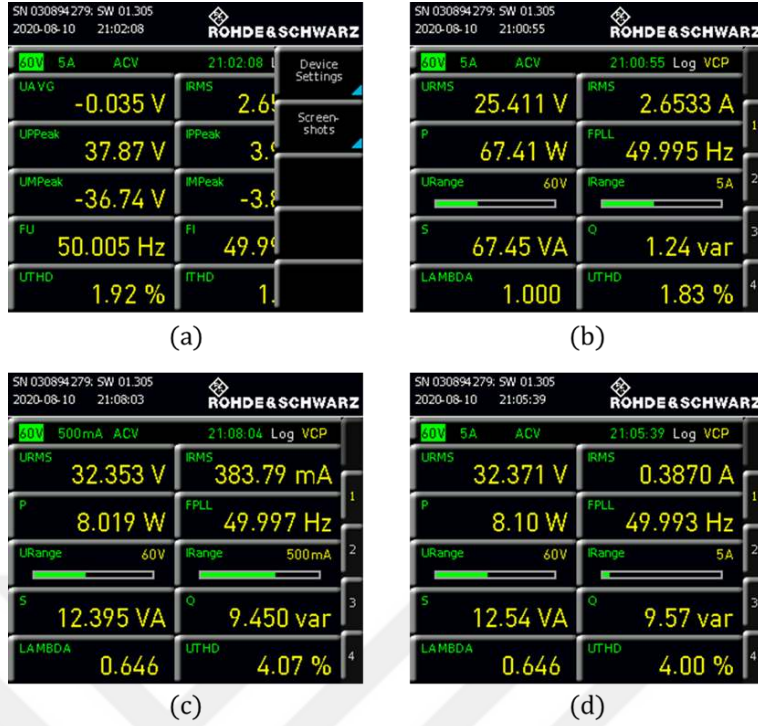
V_{ln_rms} (V)	V_{DA} (V)	V_d^* (V)	V_{tepe} (V)	V_{rms} (V)	%THD HMC 8015	%THD CA8220
164,36	355	80	82,16	58,1	3,01	3
136,36	300	80	82,17	58,1	2,12	2
113,64	250	80	82,17	58,1	1,83	1,8
85,50	200	80	82,17	58,1	1,63	1,5
72,73	160	80	82,02	58	1,83	1,8
64,12	150	80	79.34	56,1	3,69	3,5

2.3.2.6. FCS-MPC ile KGK Çıkış Gerilimi Kontrolü

Bu kısımda önerilen dayanıklı bozucu etki gözlemleyici tabanlı FCS-MPC kontrolör ile elde edilen deneysel bulgular verilmiştir. İlk önce doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında KGK çıkış gerilimi THD değerleri incelenmiş ve daha sonra kontrolörün sürekli hal ve geçiş cevabı performansı incelenmiştir. Doğrusal yük için çıkış gerilimi d eksen bileşeni referans değeri $V_d^* = 35V$, doğrusal olmayan yük için $V_d^* = 50V$ alınmıştır. $\eta=7$ ve $\eta=7.5$

seçilerek BEG-FCS-MPC ile KGK çıkış gerilimi performansı incelenerek doğrusal ve doğrusal olmayan yük için elde edilen bulgular Şekil 87’de gösterilmiştir. Yine akım ve gerilim dalga biçimleri Şekil 88’de, doğrusal yük altında üç fazlı gerilime ait dalga biçimi ise Şekil 89’da verilmiştir. $\eta=7$ ve $\eta=7.5$ değerleri için toplam gerilim harmonik bozulması, doğrusal yük altında sırasıyla (Şekil 87a ve b) $\%THD = 1,92$ ve $\%THD = 1,83$, doğrusal olmayan yük için sırasıyla (Şekil 87c ve d) $\%THD = 4,07$ ve $\%THD = 4$ ölçülmüştür. FCS-MPC ile doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında elde edilen sonuçlar standartları sağladığı görülmüştür. Böylece önerilen bozucu etki gözlemleyicinin FCS-MPC ile kullanılabileceği gösterilmiştir. Ancak gerilim THD performansının CCS-MPC’ye göre düşük olduğu tespit edilmiştir.

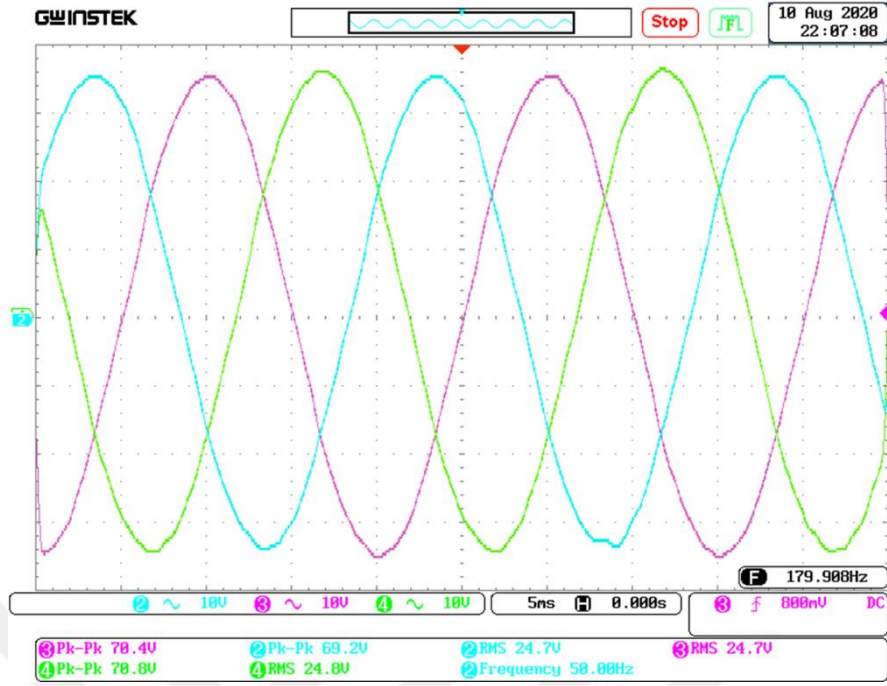
İkinci olarak BEG-FCS-MPC kontrolörün geçiş cevabı, doğrusal yüklü durumdan doğrusal olmayan yüklü duruma geçişte incelenmiş ve ani geçiş durumunda kontrol sistemin performansı değerlendirilmiştir. Bu geçiş işlemi ilk önce doğrusal yük devreye alınmış, sonrasında doğrusal olmayan yük devreye alınmış ve en sonunda doğrusal yük devreden çıkarılarak sadece doğrusal olmayan yükün devrede kalması sağlanmıştır. Her iki yük durumu için çıkış gerilimi d eksenini bileşeni referans değeri $V_d^* = 55V$ ve belirsizlik normu $\eta=7.8$ alınmıştır. HMC8015 güç analizörü cihazı ile ölçülen ve USB kablo aracılığı ile bilgisayar ortamına aktararak HMC Explorer yazılımı üzerinden izlenen bir faza ait etkin çıkış geriliminin doğrusal ve doğrusal olmayan yük altındaki davranışını göstermektedir. Şekil 91 ise kontrol kartındaki mikroişlemcide hesaplanan Şekil 90’daki çıkış geriliminin d-ekseni bileşenini göstermektedir. Mikroişlemcide hesaplanan bu d-ekseni gerilimi CAN haberleşme modülü aracılığı ile PEAKCAN cihazı kullanılarak bilgisayar ortamına aktarılmıştır. Her iki şekilde yük geçişleri incelendiğinde, gerilimler küçük bir aşma ile kısa sürede sürekli hale geçtiği görülmektedir. Buda kontrolör performansının yüksek olduğunu gösterir. Şekil 92 doğrusal olmayan yük altında KGK çıkış gerilimlerini gösterir. Bu gerilimlerdeki $\%THD = 4.7$ olarak ölçülmüştür.



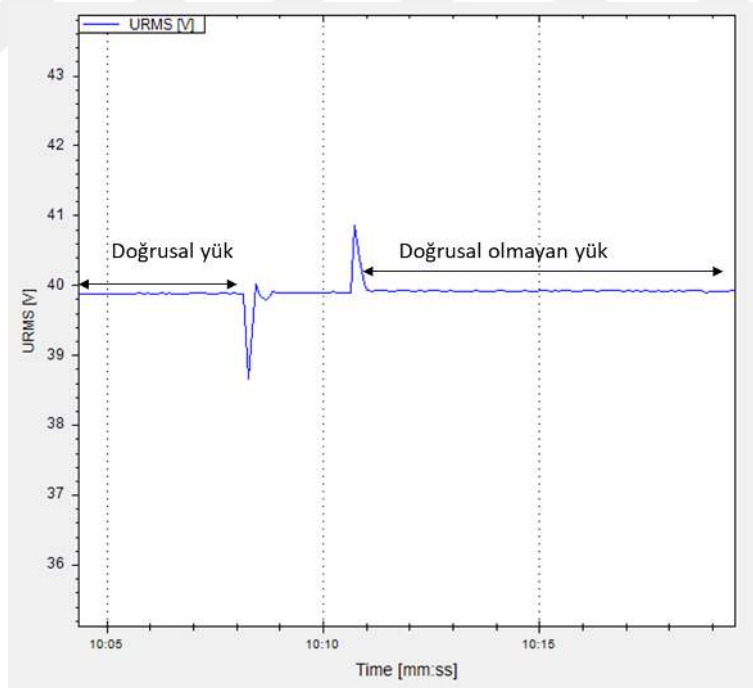
Şekil 87. BEG-FCS-MPC ile KGK çıkış gerilimi performansı, $\eta=7$ için (a) doğrusal yük altında, (c) doğrusal olmayan yük altında ve $\eta=7.5$ için (b) doğrusal yük altında, (d) doğrusal olmayan yük altında



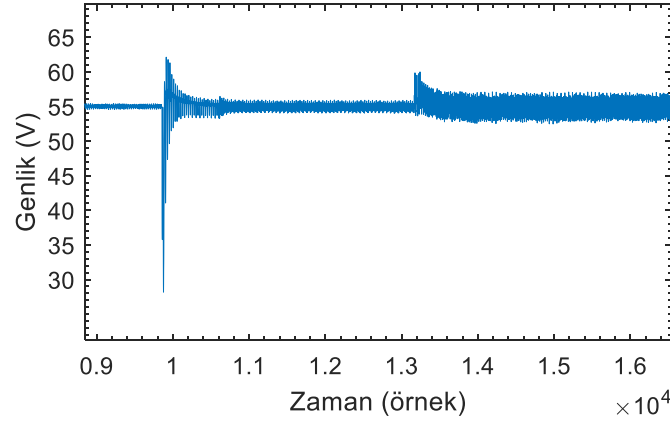
Şekil 88. KGK çıkış gerilimi ve bir faza ait akım (a) doğrusal yük altında, (b) doğrusal olmayan yük altında



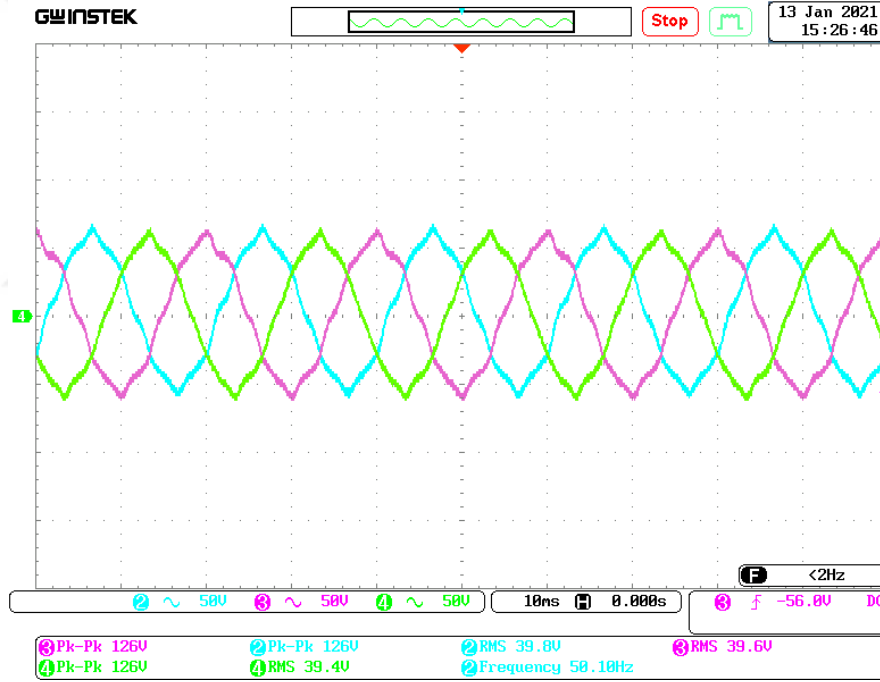
Şekil 89. BEG-FCS-MPC ile doğrusal yük altında KKG çıkış gerilimleri dalga biçimleri



Şekil 90. FCS-MPC yük değişimi cevabı (HMC8015 Güç Analizörü)



Şekil 91. CAN haberleşme ile alınan veri (PEAKCANView, 10kHz)



Şekil 92. FCS-MPC ile Doğrusal olmayan yük altında KKG çıkış gerilimleri

FCS-MPC ile elde edilen bulgular, CCS-MPC'nin önerilen bozucu etki gözlemleyicisi ile daha iyi çalıştığını ve CCS-MPC'nin sistemin kararlılığını sağlamada daha üstün olduğunu göstermektedir. Modülatörün olmaması, işlem yükünün CCS-MPC'ye göre fazla olması, FCS-MPC'nin performansını etkilemiştir. Ancak, FCS-MPC ile standartlara uygun değerler elde edildiği görülmüş ve bu durum FCS-MPC'nin önerilen gözlemleyici ile uygulamada KKG çıkış gerilimi kontrolü için kullanılabileceğini göstermiştir.

3. SONUÇLAR, TARTIŞMA ve ÖNERİLER

Doktora tezi çalışmasında üç fazlı bir kesintisiz güç kaynağının çıkış gerilimi kontrolü amaçlanmış ve bu amaca yönelik model belirsizlikleri varlığında dayanıklı bozucu etki gözlemleyici tabanlı CCS-MPC ve FCS-MPC kontrolörler tasarlanmıştır. Bu iki kontrolör KGK sistemine ayrı ayrı uygulanmış ve elde edilen bulgular incelenerek yorumlanmıştır.

İlk önce sürekli zamanda üç fazlı bir KGK matematiksel modeli (19) elde edilmiş ve elde edilen bu model Forward Euler yöntemi kullanılarak ayırık zaman modeline çevrilmiştir (42). Bu ayırık zaman modeli kullanılarak LC filtre parametrelerinden, ayırıklaştırma işleminden ve modelleme hatalarından kaynaklanan model belirsizlikleri modellenmiştir. Filtre kapasite ve endüktans (45)'teki gibi belirli bir aralıkta olduğu ve bu aralıkta hangi değerde olduklarının bilinmediği varsayılarak model belirsizlikleri politopik belirsizlikler sınıfı biçiminde (46)'daki gibi ve bu belirsizlik sınıfının uç noktalarını (Tablo 2) belirlemek için bir belirsizlik normu η (eta) (47)'deki gibi tanımlanmıştır. Daha sonra tanımlanan bu belirsizlikler (46) ve yük akımı bozucu etkisi (34) birleştirilerek KGK sistemindeki toplu bozucular modellenmiştir (67). Toplu bozucular KGK gerçek sistemine (68)'deki gibi eklenmiş ve elde edilen bu matematiksel model dikkate alınarak yük akımı bozucu etkisi ve model belirsizliklerinden oluşan toplu bozucuları ($d_L(k)$) kestirmek için bir dayanıklı bozucu etki gözlemleyicisi önerilmiştir (69). Önerilen bozucu etki gözlemleyicisinin kazanç matrislerini hesaplamak için bir DME matrisi (Boyd vd., 1994; Danayiyen, Lee, vd., 2019) elde edilmiş (82) ve bu matristeki gözlemleyici kazanç matrisi L , politopik belirsizlikler sınıfı dikkate alınarak MATLAB ve YALMIP yazılımları kullanılarak optimal biçimde hesaplanmıştır (84). Böylece önerilen gözlemleyicinin model belirsizlikleri karşısında dayanıklı olması sağlanmıştır ve bundan dolayı gözlemleyiciye Dayanıklı Bozucu Etki Gözlemleyicisi (DBEG) ismi verilmiştir.

İkinci olarak dayanıklı bozucu etki gözlemleyici dinamikleri KGK sistem modeline eklenerek (87), KGK çıkış gerilimi kontrolü amaçlı (85) DBEG tabanlı CCS-MPC kontrolör (116) ve DBEG tabanlı FCS-MPC kontrolör (123) tasarlanmıştır. Tasarlanan bu kontrolörler kullanılarak benzetim ve deneysel çalışmalar yapılmış ve deneysel çalışmalardan elde edilen bulgular incelenerek kontrolörlerin performansları değerlendirilmiştir. Ayrıca, önerilen kontrolör farklı kontrolörlerle (DK-BEG (152) ve DK-LUG (Lim vd., 2014) karşılaştırılarak

önerilen yöntemin üstünlüğü gösterilmiştir. Yapılan deneysel çalışmalarda elde edilen bulgular incelenerek aşağıdaki sonuçlar çıkarılmıştır.

Farklı η değerleri kullanılarak DBEG-CCS-MPC, DK-BEG ve DK-LUG kontrolörleri doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında karşılaştırılmış ve elde edilen KKG çıkış gerilimi THD değerleri sırasıyla Tablo 19, Tablo 20, Tablo 21 ve Tablo 22’de verilmiştir. Tablolar incelendiğinde önerilen yöntemin sürekli hal performansının diğer yöntemlere göre üstün olduğu gözlemlenmiştir. CCS-MPC kontrolör ile doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında standartları (IEC, 2011; IEEE, 1996) sağlayan gerilim THD değerleri elde edildiği görülmüş ve $\eta=7,8$ tasarım parametresi için bu kontrolörün uygulamada kullanılabileceği sonucuna varılmıştır. Burada belirtmesi gereken önemli bir husus fiziksel olarak uygulamada bir kesintisiz güç kaynağının parametrelerinin çok büyük değişimlere uğraması beklenmez. Yani %100’lük veya daha büyük değerlerde artış veya azalış göstermezler. Bu çalışmada yazılımsal olarak filtre parametreleri küçük oranların yanında yüksek oranda değiştirilerek kontrol algoritmasının performansı incelenmiştir. Yüksek oranda değiştirilmesinin sebebi ise model belirsizliklerinin; sadece parametre değişimlerinden kaynaklı olmadığı aynı zamanda sistemin matematiksel modellemesinden ve diğer iç etkenlerden kaynaklanan bozucu etkilerden kaynaklandığıdır. Ayrıca kontrol sisteminin farklı filtre parametrelerine sahip kesintisiz güç kaynaklarında kullanılabilir olduğunu göstermek için belirsizlik normu yüksek değerlere çıkarılmıştır. Deneysel olarak ise filtre parametreleri %40 gibi küçük oranlarda değiştirilmiş ve sonuçlar elde edilmiştir.

DBEG-CCS-MPC’nin dayanıklılığını ve geçiş performansını göstermek için farklı η değerleri kullanılarak yüksüz durumdan yüklü duruma geçiş anı incelenmiştir (Şekil 78). Bu inceleme sonucunda η değerinin artmasıyla kontrolörün cevabının daha dayanıklı olduğu, ancak sürekli hale geçiş süresinin arttığı, küçük η değerlerinde ise cevabın daha hızlı ama aşmanın arttığı gözlemlenmiştir. Böylece önerilen DBEG tabanlı CCS-MPC kontrolörün, büyük model belirsizliklerine karşıda dayanıklı olduğu ve hızlı geçiş cevabına sahip olduğu gösterilmiştir. DBEG-CCS-MPC kontrolörün geçiş cevabının DK-BEG ve DK-LUG kontrolörlere göre üstün olduğunu göstermek için doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında yüksüz durumdan yüklü duruma geçiş testi yapılmış ve elde edilen bulgular sırasıyla Şekil 82 ve Şekil 83’te verilmiştir. Bu bulgular incelenerek DBEG-CCS-MPC kontrolör ile elde edilen geçiş süresinin daha kısa olduğu, böylece CCS-MPC kontrolörün geçiş performansının diğer iki kontrolöre göre daha iyi olduğu sonucuna varılmıştır. Ayrıca elde edilen geçiş sürelerinin (endüktif yük için 1.5 ms, doğrusal olmayan yük için 3 ms)

standartlarca belirlenen 5 ms'nin çok altında olduğu ve uygulamada kullanılan KGK cihazlarına göre çok daha hızlı olduğu sonucuna varılmıştır.

DBEG-CCS-MPC'de referans gerilimi arttıkça çıkış gerilimi %THD değerinin düştüğü ve daha kaliteli KGK çıkış gerilimi elde edildiğini göstermek için farklı referans ve farklı DA bara gerilimleri altında %THD değerleri ölçülmüş ve bulgular Tablo 24'te verilmiştir. Elde edilen bulgular incelendiğinde gerilim seviyesi arttığında önerilen kontrolörün daha iyi sonuç verdiği gözlemlenmiştir.

DA bara gerilimi sabit tutulup farklı çıkış gerilimi referans değerleri altında %THD değerleri elde edilmiş ve elde edilen bu değerler Tablo 25'te verilmiştir. Bu değerler incelenerek CCS-MPC kontrolör ile sabit giriş gerilimi altında geniş bir çıkış gerilimi aralığı elde edilebileceği görülmüştür. Böylece önerilen yöntem ile tasarlanan bu KGK cihazının farklı gerilim seviyesine sahip yüklerde veya farklı gerilim standartlarına sahip ülkelerde (220V/50V, 110V/60Hz gibi) rahatlıkla kullanılabileceği sonucuna varılmıştır.

Şebeke gerilimindeki değişimlere karşı KGK çıkış geriliminin davranışını incelemek amacıyla KGK çıkış referans gerilimi sabit tutulup şebeke giriş gerilimi, dolayısıyla DA bara gerilimi değiştirilerek çıkış gerilimi davranışı incelenmiş ve elde edilen %THD değerleri Tablo 26'da verilmiştir. Bu değerler incelenerek CCS-MPC kontrolör ile geniş giriş gerilim aralığında standartlara uygun sabit çıkış geriliminin elde edilebileceği sonucuna varılmıştır. Önerilen bozucu etki gözlemleyici tabanlı tasarlanan FCS-MPC kontrolör ile yapılan deneysel çalışmalarda doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında standartlara uygun KGK çıkış gerilimi %THD değerleri elde edilmiştir. Doğrusal yük için çıkış gerilimi d eksen bileşeni referans değeri $V_d^* = 35V$, doğrusal olmayan yük için $V_d^* = 50V$ alınmış, $\eta=7$ ve $\eta=7.5$ için gerilim harmonik değerleri ölçülmüştür. Çıkış gerilimi toplam harmonik değerleri $\eta=7$ için doğrusal yük altında %THD = 1,92 (Şekil 87a), doğrusal olmayan yük altında %THD = 4,07 (Şekil 87c) ve $\eta=7.5$ için doğrusal yük altında %THD = 1,83 (Şekil 87b), doğrusal olmayan yük altında %THD = 4 (Şekil 87d) ölçülmüştür. Böylece DBEG-FCS-MPC yöntemi ile standartlara uygun KGK çıkış gerilimleri elde edilmiştir.

DBEG-FCS-MPC yönteminin geçiş cevabı $V_d^* = 55V$ referans gerilimi altında doğrusal yükten doğrusal olmayan yüke geçişte incelenmiştir. İnceleme işlemi iki farklı şekilde yapılmıştır. Birincisinde HMC8015 güç analizörü ölçülen etkin gerilim değeri (Şekil 90) bilgisayar ortamına aktarılmış ikincisinde ise mikro denetleyicide hesaplanan d-ekseni gerilim değeri (Şekil 91) CAN haberleşme modülü aracılığı ile bilgisayar ortamına aktarılmış ve her iki durum için kontrolörün geçiş performansı incelenmiştir. Her iki

durumda aynı gerilimin etkin değerini ve d-ekseni değerini gösterir. Yük değişimleri sırasında kontrolörün geçiş performansının standartlara uygun, hızlı olduğu sonucuna varılmıştır. Devre kesiciler el ile açılıp kapatılarak yük değişimi gerçekleştirilmiştir.

Ayrıca literatürde var olan sürekli zamanlı bir bozucu etki gözlemleyicisine (K.-S. Kim ve Rew, 2013) bir integratör eklenerek bu gözlemleyici geliştirilmiş ve FCS-MPC ile birlikte kullanılarak, FCS-MPC'deki örnekleme zamanından kaynaklanan problemlerin azaltılmasına yönelik bir benzetim çalışması yapılmıştır (Danayiyen, Altaş, vd., 2019). Bu çalışmada model belirsizlikleri dikkate alınarak gözlemleyici kazanç matrisi optimal biçimde hesaplanmıştır. Yapılan bu çalışmada KGK çıkış gerilimi kontrolü amaçlanmış ve farklı örnekleme frekanslarında FCS-MPC kontrolörün performansı incelenmiştir. Elde edilen benzetim bulguları incelenmiş ve önerilen bu yöntem ile daha düşük örnekleme frekanslarında FCS-MPC kullanılarak düşüş $\%THD$ 'li KGK çıkış geriliminin elde edilebileceği gösterilmiştir.

Sonuç olarak önerilen dayanıklı bozucu etki gözlemleyicisi (DBEG) tabanlı tasarlanan CCS-MPC ve FCS-MPC kontrolörler ile doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında standartlara uygun, düşük harmonikli KGK çıkış gerilimi elde edilmiştir. Ancak CCS-MPC ile elde edilen bulguların daha iyi olduğu görülmüştür. Yapılan deneysel çalışmalarda model belirsizlikleri dikkate alınmış ve bu belirsizlikler için tanımlanan belirsizlik normu η 'nın farklı değerlerine karşılık çıkış KGK gerilimi $\%THD$ değerleri incelenmiştir. İnceleme sonucu DBEG tabanlı CCS-MPC ile en iyi sonucun $\eta=7,8$ ile elde edildiği görülmüştür. Böylece bu değer bir tasarım parametresi seçilerek bu değer kullanıldığı kontrol algoritması KGK işlemcisine gömülebilir ve KGK cihazı ticari amaçlı kullanılabilir.

Ayrıca deney düzeneğinde sinyal ve güç kablolarının uzunluklarında optimizasyon yapılmamıştır. Bunun sebebi, cihazın deneysel düzenek yanında uygulamada da kullanılacak şekilde tasarlanmasıdır. Kontrol kartı çıkışı ile IGBT sürücü girişleri yaklaşık 40cm'dir. IGBT sürücü çıkışı ile IGBT modül girişleri arası yaklaşık 30cm'dir. Ölçüm devresi çıkışı ile kontrol kartı girişi yaklaşık 10cm'dir. Normal bir deneysel çalışma göz önüne alınırsa, bu kablo uzunlukları fazladır. Ancak bu uzunluklara rağmen standartlara uygun, yüksek kalitede çıkış gerilimi elde edilmiştir. Buda kontrol sisteminin dayanıklılığını ve üstün performansa sahip olduğunu gösterir.

Uygulamada kullanılan KGK'lerde, gerekli olan DA enerji, KGK evirici barasına bağlanan akü grupları ile elde edilir. Çevrim Dışı (Stand-By) KGK'lerde, KGK, şebeke enerjisi kesildiğinde devreye girer ve bağlı olduğu yükü besler. Gerekli olan DA enerji ise

akülerden elde edilir. Şebeke enerjisi varlığında ise KGK devreden çıkar, yük doğrudan şebekeden beslenmeye devam eder, aküler ise şebeke enerjisi ile tekrar şarj olur. Yüğü besleme süresi ise akü grubunun kapasitesine bağlıdır. Ne kadar çok akü grubu kullanılırsa KGK besleme süresi o kadar çok artar. Ancak akü sayısının artması maliyeti oldukça arttırır. Şebeke Etkileşimli (Line Interactive) KGK’lerde şebeke gerilimi dalga biçimi, harmonik gibi etkenler KGK içerisinde düzenlenerek doğrudan yüke aktarılır. Şebeke enerjisi kesildiğinde ise KGK için gerekli enerji akü grubundan sağlanır ve elde edilen AA enerji ile yük beslenir. Çevrim İçi (Online) KGK’lerde yük sürekli olarak KGK üzerinden beslenir. KGK için gerekli olan enerji AKÜ grupları ve şebekeden gelen enerjinin doğrultulması ile elde edilir. Doğrultulan DA gerilim ile Akü grupları aynı baraya ve bu barada KGK evirici barasına bağlıdır. Böylece aküler aynı anda hem şarj olurlar hem KGK’yi beslerler. Şebeke enerjisi kesildiğinde akü grubu üzerinden belirli bir süre KGK çalışmasına devam eder. Akü gruplarının sürekli devrede olmasından dolayı bu tür KGK’ler pahalıdır. Çok kritik yüklerin beslenmesi için tercih edilirler.

Yukarda bahsedilen KGK türleri (Çevrim İçi, Şebeke Etkileşimli, Çevrim Dışı) tek fazlı veya üç fazlı olabilirler. Genel olarak belirli bir çıkış gerilim değerlerine sahiptir. Örneğin Avrupa standartlarında üretilen KGK’ler 220/230V, 50Hz, Amerika standartlarında üretilen KGK’ler ise 110/120V, 60Hz çıkış özelliklerine sahiptirler. Ayrıca bu standartlar dışında farklı gerilim ve frekans seviyelerine sahip ülkelerde mevcuttur (Suudi Arabistan, Japonya, Brezilya) (240V AA vb.). Uygulamada KGK’lerin girişleri ise belirli gerilim aralığına sahiptir ve genel olarak bu aralık nominal değerin $\pm\%15$ ’i kadardır. Örneğin nominal giriş gerilimi 220V olan bir KGK için giriş gerilim aralığı (doğrultucu giriş AA gerilimi) 187V-253V aralığında olabilmektedir. Girişte bu aralıktaki gerilimlerde çıkış gerilimi değişmez ve nominal değer 220V’ta kalır. Belirtilen bu giriş gerilim aralığı KGK üzerinde veya kataloglarında detaylı olarak belirtilir. KGK’ler küçük güçlerde (0-1000KVA) tek fazlı üretilirler. Büyük güçlerde ise 3 fazlı giriş-3 fazlı çıkış olacak şekilde üretilmekle birlikte 3 fazlı giriş-1 fazlı çıkış gibi farklı konfigürasyonlarda da üretilirler. Doktora tezi kapsamında bu çalışmada tasarlanan kesintisiz güç kaynağı ise üç fazlı giriş ve üç fazlı çıkışa sahiptir.

Tasarlanan bu KGK, bir test düzeneği olarak düşünüldüğünde girişteki ayarlı transformatör sayesinde giriş gerilim aralığı (üç fazlı diyotlu doğrultucu giriş gerilimi) yaklaşık faz-nötr 0-251V (etkin) (3x(0-435V) faz-faz) arasında ve bu aralığa bağlı olarak yaklaşık 0-587V DA bara gerilim aralığı elde edilebilir. Bu aralıkların en yüksek değerleri,

ayarlı transformator ile elde edilebilecek en yüksek gerilim değerine bağlıdır. Cihazın çıkışında elde edilebilecek en yüksek gerilim değeri ise filtre endüktör ve kondansatör gerilim seviyesine, IGBT modül gerilim seviyesine ve dolaylı olarak DA bara gerilim seviyesine bağlıdır. Bu alışmada 1600V'luk doğrultucu, 1000V'luk DA bara kondansatörü, 3x1200V'luk IGBT modül, 3x400V'luk filtre endüktörü ve 3x450V'luk filtre kondansatörü kullanılmıştır. Böylece KGK ıkışında 400V faz-nötr etkin değerde gerilim elde edilebileceği anlaşılmaktadır.

Tasarlanan bu KGK, uygulamada veya ticari amaçlı kullanılacak bir KGK cihazı olarak dūřünüldüğünde 230V/50Hz (Avrupa standartları) şebeke değerleri dikkate alınır ve üç fazlı şebeke prizine bağlanırsa maksimum nominal giriş gerilimi 230V ve nominal frekansı 50Hz olacaktır. Yine uygulamadaki KGK cihazlarının ortalama 185V-250V giriş gerilimi aralığına sahip olduğu dūřünölürse, tasarlanan cihazın Tablo 26'da görüldüğü üzere geniş giriş gerilim aralığına sahip olduğu anlaşılır. Tablo 26'da değerler 80V d-ekseni referans gerilimi için elde edilmiştir. Tablo 25'ten görüleceği üzere çıkış gerilimi referansı artmakta ve %THD dūřmektedir. Bu durum ve Tablo 26'ın 56,7V'luk çıkış gerilimi etkin referans değeri için ölçülen harmonikleri gösterdiği dikkate alınır çıkış gerilimi referans değeri 220V etkin gerilim değerinde olduğunda cihazın uygulamadaki cihazlara benzer şekilde giriş gerilim aralığına sahip olduğu sonucu çıkarılabilir. Bu çalışmada yükün 10A'lik olması ve güvenlik açısından çok yüksek akımlara çıkılmamıştır. Bundan dolayı çıkış gerilimi referans etkin değeri 110V aşılmamıştır.

Aynı şekilde kontrol algoritmasında 60Hz seçilerek bu frekanstaki yükler içinde kullanılabilir. Dolayısıyla cihaz hem 50Hz hem de 60Hz ile çalışan yükler için uygun olabilir. Ticari olarak kullanılacaksa bir anahtar vasıtası ile kontrol algoritmasında kesme oluşturulabilir ve 60Hz seçilebilir. Böylece model belirsizlikleri dikkate alınarak tasarlanan gürbüz bir kontrol sistemi sayesinde bu cihazın çıkışındaki 50Hz'lik yük çıkarılıp 60Hz'lik yük bağlandığında herhangi bir müdahale olmadan kararlı bir şekilde çalışmasına devam eder ve yukarıda belirtilen geniş giriş gerilim aralığında standartlara uyun nominal çıkış gerilimi vermeye devam eder. Bu alışmada DA bara gerilimi kontrolü amaçlanmadığından evirici DA bara gerilimi doğrudan şebeke üzerinden doğrultularak elde edildi. Ancak DA baraya istenilen kapasitede ve uygun gerilim değerlerinde akü grubu bağlanarak şebeke yokluğunda cihazın akü üzerinden çalışması sürdürülebilir ve böylece kesintisiz bir enerji sağlanmaya devam edilir. Ayrıca akü grubuna bir şarj kontrol cihazı eklenerek şebeke varlığında cihazın sürekli olarak aküler üzerinden çalışması sağlanabilir.

Böylece cihaz, çevrim içi tür (online KGK) olarak çalışmasını sürdürür ve şebeke kesilmesinden etkilenmez. Şebeke kesildiğinde akülerin kapasitesine göre bir müddet çalışır. Dolayısıyla cihaza akü grubu eklenmesiyle, şebeke yokluğunda çevrim dışı tür (stand-by KGK) ve şebeke varlığında çevrim içi tür (online KGK) bir KGK cihazı olarak kullanılabilir. Bunun yanında akü grubu olmadığında ve şebeke varlığında doğrudan üç fazlı şebekeye bağlanarak kritik yüklerin beslenmesi sağlanabilir. Çünkü kritik yüklerin doğrudan şebekeye bağlanması önerilmez. Şebekede ani gerilim yükselmesi veya çökmesi, harmonik bozulmalar gibi etkenler kritik yüklerin arızalanmasına sebep olabilir. Şebeke tarafında oluşabilen bu tür olumsuz durumların etkilerini en aza indirmek için tasarlanan bu cihaz doğrudan şebekeye bağlanarak kritik yüklerin beslenmesinde kullanılabilir. Cihazın bu özellikleri dikkate alınarak uygulamada çevrim dışı tür cihazların özellikleri ile karşılaştırılmış ve bu özellikler Tablo 27’de verilmiştir. Bu tablodaki veriler uygulamada kullanılan benzer farklı marka cihazların katalog değerlerinden alınmış ve ortalama değerler kullanılmıştır. Tablo incelendiğinde tasarlanan KGK cihazının ticari bir ürün olabileceği anlaşılmaktadır.

Tablo 27. Uygulamada kullanılan cihazlar ve tasarlanan cihaza ait katalog bilgileri

	Açıklama		Uygulama	Tasarlanan KGK
Giriş Değerleri	Nominal Giriş Gerilimi (Faz-Nötr etkin değer)		220V	220V
	Giriş gerilim aralığı (Nominal 220V için)		180V-250V	175V-260V
	Frekans (50Hz, 60Hz, Hem 50 Hem 60Hz)		50/60 Hz	50/60 Hz
	Güç Katsayısı		0,9	0,9
Çıkış Değerleri	Çıkış gerilim değerleri		220V/50Hz	220V/50Hz
	Frekans (50Hz, 60Hz, Hem 50 Hem 60Hz)		50Hz/60Hz	50Hz/60Hz
	Güç Katsayısı		0,6-0,9	0,99
	Toplam Harmonik (%THD)	Linear load	<%2	%1.2
		Non-linear load	<%5	<3.8%
	Tepe (crest) Faktörü		3	2,36
	Geçiş Süresi (doğrusal olmayan yük için)		2-6 ms	<3ms
	Geçiş Esnasında Gerilim Regülasyonu		<%20	<%20
	Gerilim Regülasyonu ($\pm 1\%$ dengeli yük için, $\pm 3\%$ 100% dengesiz 3-fazlı yük için)		$\pm 1\%$	$\pm 1\%$
	Dalga biçimi (Kare, Sinüs)		Sinüs	Sinüs

Sonuç olarak bu doktora tezi çalışmasında kesintisiz güç kaynakları çıkış gerilimi kontrolü için;

- Kondansatör ve endüktör parametre değerlerinde oluşabilecek değişimler ve modelleme hataları politopik belirsizlikler sınıfı biçiminde modellenmiştir.
- Yük akımı bozucu etki modeli ve model belirsizlikleri KGK sistem modeline eklenmiş ve bu sistem modelinden yola çıkılarak bir gürbüz bozucu etki gözlemleyicisi tasarlanmıştır. Bu gözlemleyicinin kazanç matrislerini optimal hesaplamak için bir doğrusal matris eşitsizlikleri yöntemi geliştirilmiş ve model belirsizlikleri dikkate alınarak hesaplamalar MATLAB ortamında yapılmıştır.
- Önerilen gözlemleyici tabanlı bir CCS-MPC ve bir FCS-MPC kontrolör tasarlanmıştır ve KGK çıkış gerilimi kontrol edilmiştir.
- Deneysel düzenek kurularak bir üç fazlı kesintisiz güç kaynağı modeli elde edilmiş ve önerilen yöntemlerin doğruluğu ve uygulanabilirliği bu deney düzeneğinde test edilmiştir.

Elde edilen bu sonuçlar incelendiğinde, önerilen gözlemleyici tabanlı model öngörülü kontrol yöntemleri, kritik yüklere yüksek kalitede enerji sağlayan KGK cihazlarında çıkış gerilimi kontrolü için kullanılabileceği sonucuna varılmıştır. Ayrıca, önerilen yöntemin modele dayalı olması, bu yöntemin başka sistemlere (İnsansız hava araçları, robotik, tıbbi cihazlar, elektrikli araçlar, otonom araçlar vb.) kolayca uygulanabilir olduğunu gösterir. Bunun için sisteme ait bir matematiksel model çıkarılabilir ve bu matematiksel modelden yola çıkılarak DBEG tabanlı model öngörülü kontrolör tasarlanabilir.

Doktora tezi çalışmasında birçok gelişmiş yazılım kullanılmıştır. Önerilen gözlemleyicinin açık çevrim testi, gözlemleyici ve kontrolör amaç fonksiyonları kazanç matrislerinin hesaplanması MATLAB ortamında yapılmıştır. KGK sisteminin benzetim modeli PSIM ortamında, C programlama dilinde yazılan kontrol algoritmasına ait yazılım Visual Studio ortamında, mikroişlemciye aktarılan kod Code Composer Studio ortamında elde edilmiştir. Bunların yanında diğer amaçlar için kullanılan yazılımlar ve kullanım amaçları Tablo 28’de verilmiştir.

Tablo 28. Tez çalışmasında kullanılan bilgisayar yazılımları

Yazılım adı	Kullanım amacı
Visual Studio	C programlama dili ile kontrol algoritmasının yazımı
PSIM	KGK benzetim modelinin oluşturulması, benzetim çalışmalarının incelenmesi, sonuçlarının elde edilmesi
MATLAB	Gözlemleyici ve Öngörülü Kontrol kazanç matrislerinin hesaplatılması, Politopik belirsizlik sınıfının modellenmesi, gözlemleyici açık çevrim modeli testi
Code Composer Studio (CCS)	C programlama dilinde yazılan kontrol algoritmasının CCS'te gerçek zamanlı kontrole uygun hale getirilmesi, Kontrol kartı ayarlarının yapılması (PWM, ADC, DAC, CAN, ölü zaman, örnekleme zamanı vb.), Yazılan kodun mikroişlemciye aktarılması, anlık verilerin izlenmesi (akım, gerilim, açı vb..)
TINA	Baskı devre yapılmadan önce ölçüm devrelerinin benzetim modelinin oluşturulması ve test edilmesi
EAGLE	Ölçüm devrelerine ait baskı devre modelinin çizimi
PEAK CAN Viewer	CAN Haberleşme cihazından gelen verilerin (gerilim, akım, açı vb.) anlık izlenmesi, kaydedilmesi
HMEExplorer	HMC 8015 Güç Analizörü cihazından bilgisayar ortamına veri (THD, etkin değer, anlık değer, dalga biçimi, frekans, faz, güç) aktarılması, izlenmesi ve kaydedilmesi
NI Multism	DA Besleme kaynaklarının ve DA besleme devrelerinin benzetim modelinin elde edilmesi
AUTOCAD	KGK cihazı kasasının çizimi, ölçeklendirilmesi, cihaz bileşenlerinin yerlerinin ölçeklendirilmesi

4. KAYNAKLAR

- Aboudonia, A. Rashad, R. ve El-Badawy, A., 2015. Time Domain Disturbance Observer Based Control of a Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle, 2015 XXV International Conference on Information, Communication and Automation Technologies, Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, 1–6.
- Adel, T. ve Abdelkader, C., 2015. Optimal Tuning Strategy for Predictive Controllers, 7th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), Sousse, Tunisia, 1–5.
- Aguilera, R. P. Lezana, P. ve Quevedo, D. E., 2013. Finite-Control-Set Model Predictive Control with Improved Steady-State Performance, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 9, 2, 658–667.
- Aguilera, R. P. ve Quevedo, D. E., 2011a. On Stability and Performance of Finite Control Set MPC for Power Converters, 2011 Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics, Munich, Germany, 55–62.
- Aguilera, R. P. ve Quevedo, D. E., 2011b. On the Stability of MPC with a Finite Input Alphabet, IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline), 44, 1, 7975–7980.
- Aguirre, M. Kouro, S. Rojas, C. A. Rodriguez, J. ve Leon, J. I., 2018. Switching Frequency Regulation for FCS-MPC Based on a Period Control Approach, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 65, 7, 5764–5773.
- Ahmed, A. A. Koh, B. K. Park, H. S. Lee, K.-B. ve Lee, Y. Il, 2017. Finite-Control Set Model Predictive Control Method for Torque Control of Induction Motors Using a State Tracking Cost Index, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64, 3, 1916–1928.
- Akagi, H. Watanabe, E. H. ve Aredes, M., 2017. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning (1. baskı), John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA.
- Ammann, U., 2015. Using Assignment Figures to Evaluate Cost Functions in Predictive Inverter Control, International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), Valparaiso, Chile, , 1, 73–78.
- Boyd, S. El Ghaoui, L. Feron, E. ve Balakrishnan, V., 1994. Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory (1. baskı), Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, PA.
- Bozorgi, A. M. Gholami-Khesht, H. Farasat, M. Mehraeen, S. ve Monfared, M., 2018. Model Predictive Direct Power Control of Three-Phase Grid-Connected Converters with Fuzzy-Based Duty Cycle Modulation, IEEE Transactions on Industry Applications, 54, 5, 4875–4885.
- Camacho, E. F. ve Bordons, C., 2004. Model Predictive Control (1. baskı), Springer London, London.

- Çetinkaya, S., 2006. Repetitive Control Of A Three Phase Uninterruptible Power Supply with Isolation Transformer, Orta Doğu Teknik Üniversitesi.
- Chen, W.-H. Li, S. ve Yang, J., 2011. Non-Linear Disturbance Observer-Based Robust Control for Systems with Mismatched Disturbances/Uncertainties, IET Control Theory & Applications, 5, 18, 2053–2062.
- Chui, C. K. ve Chen, G., 2007. Kalman Filtering, İçinde (5. baskı, ss. 181–234), American Institute of Aeronautics and Astronautics, Reston ,VA.
- Chunhacha, P. ve Benjanarasuth, T., 2011. Parameters Tuning Effects in the Model Predictive Control of an Inverted Pendulum, IEEE Region 10 Annual International Conference, Proceedings/TENCON, , 3, 1080–1084.
- Cortes, P. Kazmierkowski, M. P. Kennel, R. M. Quevedo, D. E. ve Rodriguez, J., 2008. Predictive Control in Power Electronics and Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55, 12, 4312–4324.
- Cortes, P. Ortiz, G. Yuz, J. I. Rodriguez, J. Vazquez, S. ve Franquelo, L. G., 2009. Model Predictive Control of an Inverter With Output LC Filter for UPS Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56, 6, 1875–1883.
- Cortes, Patricio Kouro, S. La Rocca, B. Vargas, R. Rodriguez, J. Leon, J. I. Vazquez, S. ve Franquelo, L. G., 2009. Guidelines for Weighting Factors Design in Model Predictive Control of Power Converters and Drives, 2009 IEEE International Conference on Industrial Technology, Churchill, Victoria, Australia, 1–7.
- Cortes, Patricio Rodriguez, J. Quevedo, D. E. ve Silva, C., 2008. Predictive Current Control Strategy With Imposed Load Current Spectrum, IEEE Transactions on Power Electronics, 23, 2, 612–618.
- Cortes, Patricio Rodriguez, J. Silva, C. ve Flores, A., 2012. Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59, 2, 1323–1325.
- Dahono, P. A. Purwadi, A. ve Qamaruzzaman, 1995a. An LC filter design method for single-phase PWM inverters, İçinde Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95, Singapore (ss. 571–576), IEEE, Singapore.
- Dahono, P. A. Purwadi, A. ve Qamaruzzaman, 1995b. An LC Filter Design Method for Single-Phase PWM Inverters, Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, 571–576.
- Danaiyien, Y. Lee, K. Choi, M. ve Lee, Y. I., 2019. Model predictive control of uninterruptible power supply with robust disturbance observer, Energies, 12, 15.
- Danaiyien, Yahya Altaş, İ. H. ve Lee, Y. Il, 2019. Robust Discrete Time Disturbance Observer with Finite Control Set Model Predictive Control in UPS System, IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline), 52, 4, 51–56.

- Danaiyien, Yahya Altaş, İ. H. ve Şahin, E., 2017. Model Predictive Control of a DC-DC Buck Converter, Sigma Journal of Engineering and Natural Sciences, 8, 2, 91–97.
- Design Soft-Texas Instruments, 2016. TINA, The Complete Electronics Lab, Version 9.3.200.277 SF-TI.
- Dewan, S. B. ve Ziogas, P. D., 1979. Optimum Filter Design for a Single-Phase Solid-State UPS System, IEEE Transactions on Industry Applications, IA-15, 6, 664–669.
- Dragicevic, T., 2018a. Dynamic Stabilization of DC Microgrids with Predictive Control of Point-of-Load Converters, IEEE Transactions on Power Electronics, 33, 12, 10872–10884.
- Dragicevic, T., 2018b. Model Predictive Control of Power Converters for Robust and Fast Operation of AC Microgrids, IEEE Transactions on Power Electronics, 33, 7, 6304–6317.
- Dragicevic, T. ve Novak, M., 2019. Weighting Factor Design in Model Predictive Control of Power Electronic Converters: An Artificial Neural Network Approach, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 66, 11, 8870–8880.
- Dragicevic, T. Zheng, C. Rodriguez, J. ve Blaabjerg, F., 2020. Robust Quasi-Predictive Control of LCL Filtered Grid Converters, IEEE Transactions on Power Electronics, 35, 2, 1934–1946.
- Emadi, A. Nasiri, A. ve Bekiarov, S. B., 2017. Uninterruptible Power Supplies and Active Filters (A. Emadi, A. Nasiri, & S. B. Bekiarov, Ed.) (1. baskı), CRC Press, Boca Raton.
- Escobar, G. Valdez, A. A. Leyva-Ramos, J. ve Mattavelli, P., 2007. Repetitive-Based Controller for a UPS Inverter to Compensate Unbalance and Harmonic Distortion, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54, 1, 504–510.
- Faroni, M. Beschi, M. Berenguel, M. ve Visioli, A., 2017. Fast MPC with Staircase Parametrization of The Inputs: Continuous Input Blocking, IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation, ETFA, 1–8.
- Garriga, J. L. ve Soroush, M., 2008. Model Predictive Controller Tuning Via Eigenvalue Placement, American Control Conference, Seattle, WA, USA, 429–434.
- Geyer, T., 2011. A Comparison of Control and Modulation Schemes for Medium-Voltage Drives: Emerging Predictive Control Concepts Versus PWM-Based Schemes, IEEE Transactions on Industry Applications, 47, 3, 1380–1389.
- Geyer, T., 2016. Model Predictive Control of High Power Converters and Industrial Drives (1. baskı), John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK.
- Geyer, T. ve Quevedo, D. E., 2014. Performance of Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics, IEEE Transactions on Power Electronics, 30, 3, 1633–1644.

- Gu, B. Lee, H. Kang, C. Sung, D. Lee, S. Yun, S. Park, S. K. Cho, G.-Y. Kim, N. ve Cha, S. W., 2020. Receding Horizon Control of Cooling Systems for Large-Size Uninterruptible Power Supply Based on a Metal-Air Battery System, Energies, 13, 7, 1611.
- Hermwille, M., 2007. Technical Description TD-700 SEMIDRIVER™ – SEMIKRON IGBT Driver Electronics, Semikron, 1–8.
- Hermwille, P. ve Markus, B., 2006. Connection of Gate Drivers to IGBT and Controller Application Note, SEMIKRON, 1–4.
- Hu, J. Zhu, J. ve Dorrell, D. G., 2014. Model Predictive Control of Inverters for Both Islanded And Grid Connected Operations In Renewable Power Generations, IET Renewable Power Generation, 8, 3, 240–248.
- IEC, 2011. IEC 62040-3: Uninterruptible Power Systems (UPS), Geneva.
- IEEE, 1996. IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications (C. 1995), New York. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.1987.120315>
- ISO/TC 22/SC 31 Data Communication, 2015. ISO 11898-1:2015 Road Vehicles — Controller Area Network (CAN) — Part 1: Data Link Layer and Physical Signalling.
- Ito, Y. ve Kawauchi, S., 1995. Microprocessor-Based Robust Digital Control for UPS with Three-Phase PWM Inverter, IEEE Transactions on Power Electronics, 10, 2, 196–204.
- Jiefeng Hu Jianguo Zhu Gang Lei Platt, G. ve Dorrell, D. G., 2013. Multi-Objective Model-Predictive Control for High-Power Converters, IEEE Transactions on Energy Conversion, 28, 3, 652–663.
- Kawamura, A. Haneyoshi, T. ve Hoft, R. G., 1988. Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using Only Voltage Sensor, IEEE Transactions on Power Electronics, 3, 2, 118–125.
- Kim, H. ve Sul, S. K., 2011. A Novel Filter Design for Output LC Filters of PWM Inverters, Journal of Power Electronics, 11, 1, 74–81.
- Kim, J. Choi, J. ve Hong, H., 2000. Output LC Filter Design of Voltage Source Inverter Considering the Performance of Controller, 2000 International Conference on Power System Technology, Perth, WA, Australia, 3, 1659–1664.
- Kim, K.-S. ve Rew, K.-H., 2013. Reduced Order Disturbance Observer for Discrete -Time Linear Systems, Automatica, 49, 4, 968–975.
- Kim, S.-K. Choi, D.-K. Lee, K.-B. ve Lee, Y. Il, 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.

- Kim, S.-K. Park, C. R. Yoon, T.-W. ve Lee, Y. Il, 2015. Disturbance-Observer-Based Model Predictive Control for Output Voltage Regulation of Three-Phase Inverter for Uninterruptible Power Supply Applications, European Journal of Control, 23, 71–83.
- Kwon, W. H. ve Han, S. H., 2005. Receding Horizon Control: Model Predictive Control for State Models (1. baskı, C. 17), Springer-Verlag London, London.
- LEM, 2014. LEM Voltage Transducer LV 25-P Datasheet, LEM, 1–2.
- LEM, 2018. LEM Current Transducer LF 210-S Datasheet, LEM, 1–7.
- Lezana, P. Aguilera, R. ve Quevedo, D., 2009. Steady-State Issues with Finite Control Set Model Predictive Control, 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Porto, Portugal, 1776–1781.
- Li, S. Yang, J. Chen, W.-H. ve Chen, X., 2014. Disturbance Observer-Based Control: Methods and Applications (1. baskı), CRC Press, Boca Raton. Tarihinde adresinden erişildi <http://library1.nida.ac.th/termpaper6/sd/2554/19755.pdf>
- Lim, J. S. Park, C. Han, J. ve Lee, Y. Il, 2014. Robust Tracking Control of a Three-Phase DC-AC Inverter for UPS Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61, 8, 4142–4151.
- Löfberg, J., 2004. YALMIP: A Toolbox for Modeling and Optimization in MATLAB, Proceedings of the IEEE International Symposium on Computer-Aided Control System Design, Glasgow, UK, 284–289.
- Luenberger, D. G., 1964. Observing the State of a Linear System, IEEE Transactions on Military Electronics, 8, 2, 74–80.
- Maciejowski, J. M., 2002. Predictive Control with Constraints (1. baskı), Prentice Hall, London.
- Majmunovic, B. Dragicevic, T. ve Blaabjerg, F., 2020. Multi Objective Modulated Model Predictive Control of Stand-Alone Voltage Source Converters, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 8, 3, 2559–2571.
- Manxin Chen Hu, J. ve Kerui Li, 2016. A New Control Method of Parallel-Connected Inverters Using Receding-Horizon Prediction with Continuous Control Set, 28th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), Hefei, China, 2056–2062.
- Mariéthoz, S. ve Morari, M., 2009. Explicit Model-Predictive Control of a PWM Inverter with an LCL Filter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56, 2, 389–399.
- Mattavelli, P., 2005. An Improved Deadbeat Control for UPS Using Disturbance Observers, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 52, 1, 206–212.
- Narimani, M. Wu, B. Yaramasu, V. Zhongyuan, C. ve Reza Zargari, N., 2015. Finite Control-Set Model Predictive Control (FCS-MPC) of Nested Neutral Point-Clamped (NNPC) Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, 30, 12, 7262–7269.

- Nguyen, H. T. Kim, E.-K. Kim, I.-P. Choi, H. H. ve Jung, J.-W., 2018. Model Predictive Control with Modulated Optimal Vector for a Three-Phase Inverter with an LC Filter, IEEE Transactions on Power Electronics, 33, 3, 2690–2703.
- Nguyen, H. T. Kim, J. ve Jung, J.-W., 2019. Improved Model Predictive Control by Robust Prediction and Stability-Constrained Finite States for Three-Phase Inverters with an Output LC Filter, IEEE Access, 7, 12673–12685.
- Nielsen, E. B., 2014. Control of LC-Filter Connected PMSM Using Internal State Estimator, Aalborg University.
- Norambuena, M. Lezana, P. ve Rodriguez, J., 2019. A Method to Eliminate Steady-State Error of Model Predictive Control in Power Electronics, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 7, 4, 2525–2530.
- Novak, M. Dragicevic, T. ve Blaabjerg, F., 2019. Weighting Factor Design Based on Artificial Neural Network for Finite Set MPC Operated 3L-NPC Converter, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, 2019-March, June, 77–82.
- Pasterczyk, R. J. Guichon, J. Schanen, J. ve Atienza, E., 2008. PWM Inverter Output Filter Cost to Losses Trade Off and Optimal Design, Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Austin, TX, 476–482.
- Quevedo, D. E. Goodwin, G. C. ve De Doná, J. A., 2004. Finite Constraint Set Receding Horizon Quadratic Control, International Journal of Robust and Nonlinear Control, 14, 4, 355–377.
- Ramirez, R. O. Espinoza, J. R. Baier, C. R. Rivera, M. Villarroel, F. Guzman, J. I. ve Melin, P. E., 2019. Finite-State Model Predictive Control with Integral Action Applied to a Single-Phase Z-Source Inverter, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 7, 1, 228–239.
- Rodríguez, J. ve Cortés, P., 2012. Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives (1. baskı, C. 6), Wiley-IEEE Press, Chichester, UK.
- Rodriguez, J. Cortes, P. Kennel, R. ve Kazmierkowski, M., 2009. Model Predictive Control - A Simple and Powerful Method to Control Power Converters, 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, Gliwice, Poland, 56, 6, 41–49.
- Rodriguez, J. Kazmierkowski, M. P. Espinoza, J. R. Zanchetta, P. Abu-Rub, H. Young, H. A. ve Rojas, C. A., 2013. State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 9, 2, 1003–1016.
- Rojas, C. A. Rodriguez, J. Villarroel, F. Espinoza, J. R. Silva, C. A. ve Trincado, M., 2013. Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60, 2, 681–690.
- Rossiter, J. A., 2003. Model-Based Predictive Control (J. A. Rossiter, Ed.) (1. baskı), CRC Press, London.

- Rymarski, Z., 2009. Design Method of Single-Phase Inverters for UPS Systems, International Journal of Electronics, 96, 5, 521–535.
- Sachs, J. ve Sawodny, O., 2016. Multi-Objective Three Stage Design Optimization for Island Microgrids, Applied Energy, 165, 789–800.
- Semikron, 2008. Semidriver SKHI21A/B (R) Datasheet, Semikron, 12.
- Semikron, 2013. Semitrans® 3 SKM200GB12T4 Technical Datasheet, Semikron, 1–5.
- Silva, C. A. ve Yuz, J. I., 2010. On Sampled-Data Models for Model Predictive Control, 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, Arizona, USA, 2966–2971.
- Tarisciotti, L. Zanchetta, P. Watson, A. Clare, J. C. Degano, M. ve Bifaretti, S., 2015. Modulated Model Predictive Control for a Three-Phase Active Rectifier, IEEE Transactions on Industry Applications, 51, 2, 1610–1620.
- Texas Instruments, 2009. TMS320x280x, 2801x, 2804x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module Reference Guide, Texas Instruments Incorporated, , July, 110.
- Texas Instruments, 2018a. C2000 Real-Time Control Peripherals Reference Guide, Texas Instruments Incorporated, 6, 4, 45.
- Texas Instruments, 2018b. TMS320F2837xD Dual-Core Delfino™ Microcontrollers Datasheet, Texas Instruments Incorporated.
- Texas Instruments, 2019a. Isolated CAN Transceiver - ISO1050 Datasheet, Texas Instruments Incorporated, , September, 39.
- Texas Instruments, 2019b. TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers Technical Reference Manual, Texas Instruments Incorporated, , September, 2871.
- Texas Instruments Incorporated, 2015. OPAx4192 Rail-to-Rail Input/Output Fully-Differential Amplifier, Texas Instruments Incorporated, 52.
- Texas Instruments Incorporated, 2019. AMC1200-Q1 Fully-Differential Isolation Amplifier Datasheet, Texas Instruments Incorporated, 32.
- Valderrama, G. E. Stanković, A. M. ve Mattavelli, P., 2003. Dissipativity-Based Adaptive and Robust Control of UPS in Unbalanced Operation, IEEE Transactions on Power Electronics, 18, 4, 1056–1062.
- Vargas, R. Cortes, P. Ammann, U. Rodriguez, J. ve Pontt, J., 2007. Predictive Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54, 5, 2697–2705.
- Villarreal, F. Espinoza, J. R. Rojas, C. A. Rodriguez, J. Rivera, M. ve Sbarbaro, D., 2013. Multiobjective Switching State Selector for Finite-States Model Predictive Control Based on Fuzzy Decision Making in a Matrix Converter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60, 2, 589–599.

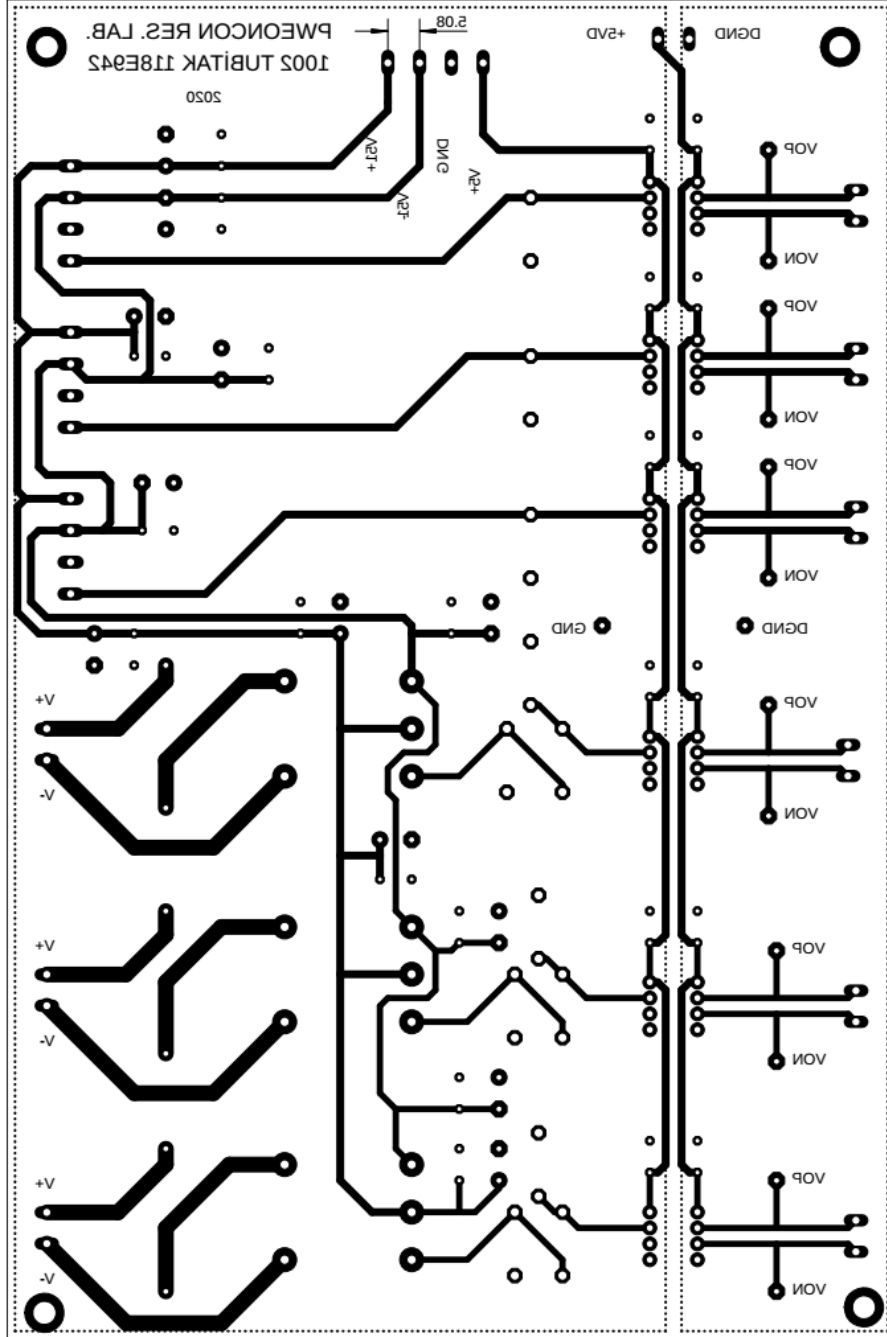
- Vyncke, T. J. Thielemans, S. Dierickx, T. Dewitte, R. Jacxsens, M. ve Melkebeek, J. A., 2011. Design Choices for the Prediction and Optimization Stage of Finite-Set Model Based Predictive Control, Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics, Munich, Germany, 47–54.
- Wang, J. Wang, F. Zhang, Z. Li, S. ve Rodriguez, J., 2017. Design and Implementation of Disturbance Compensation-Based Enhanced Robust Finite Control Set Predictive Torque Control for Induction Motor Systems, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 13, 5, 2645–2656.
- Wang, L. Chai, S. Yoo, D. Gan, L. ve Ng, K., 2014. PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters using Matlab®/Simulink® (1. baskı), John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd, Singapore.
- Waschl, H. Jorgensen, J. B. Huusom, J. K. ve del Re, L., 2015. A Novel Tuning Approach for Offset-Free MPC, European Control Conference (ECC), Linz, Austria, 545–550.
- Willmann, G. Coutinho, D. F. Pereira, L. F. A. ve Líbano, F. B., 2007. Multiple-Loop H-Infinity Control Design for Uninterruptible Power Supplies, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54, 3, 1591–1602.
- Xia, C. Wang, M. Song, Z. ve Liu, T., 2012. Robust Model Predictive Current Control of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier With Online Disturbance Observation, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 8, 3, 459–471.
- Xia Yang Shi ve Fu, 2010. Constrained Infinite-Horizon Model Predictive Control for Fuzzy Discrete-Time Systems, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 18, 2, 429–436.
- Ye, J. Gooi, H. B. Wang, B. ve Zhang, X., 2019. A New Flexible Power Quality Conditioner with Model Predictive Control, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 15, 5, 2569–2579.
- Young, H. A. Perez, M. A. ve Rodriguez, J., 2016. Analysis of Finite-Control-Set Model Predictive Current Control with Model Parameter Mismatch in a Three-Phase Inverter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63, 5, 3100–3107.
- Zanchetta, P., 2011. Heuristic Multi-Objective Optimization for Cost Function Weights Selection in Finite States Model Predictive Control, Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics, Munich, Germany, 70–75.
- Zhang, K. Kang, Y. Xiong, J. ve Chen, J., 2003. Direct Repetitive Control of SPWM inverter For UPS Purpose, IEEE Transactions on Power Electronics, 18, 3, 784–792.
- Zhang, X. Hou, B. ve Mei, Y., 2017. Deadbeat Predictive Current Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors with Stator Current and Disturbance Observer, IEEE Transactions on Power Electronics, 32, 5, 3818–3834.
- Zhang, Y. Peng, Y. ve Qu, C., 2016. Model Predictive Control and Direct Power Control for PWM Rectifiers with Active Power Ripple Minimization, IEEE Transactions on Industry Applications, 52, 6, 4909–4918.

- Zhang, Z. Li, Z. Kazmierkowski, M. P. Rodriguez, J. ve Kennel, R., 2018. Robust Predictive Control of Three-Level NPC Back-to-Back Power Converter PMSG Wind Turbine Systems With Revised Predictions, IEEE Transactions on Power Electronics, 33, 11, 9588–9598.
- Zheng, C. Dragicevic, T. ve Blaabjerg, F., 2020. Current-Sensorless Finite-Set Model Predictive Control for LC -Filtered Voltage Source Inverters, IEEE Transactions on Power Electronics, 35, 1, 1086–1095.
- Zhou, D. Zhao, J. ve Liu, Y., 2016. Online Tuning of Weighting Factors Based on Sugeno Fuzzy Method in Predictive Torque Control of Four-Switch Three-Phase Inverter-Fed IM, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Anacapri Capri Island , Italy, 734–739.



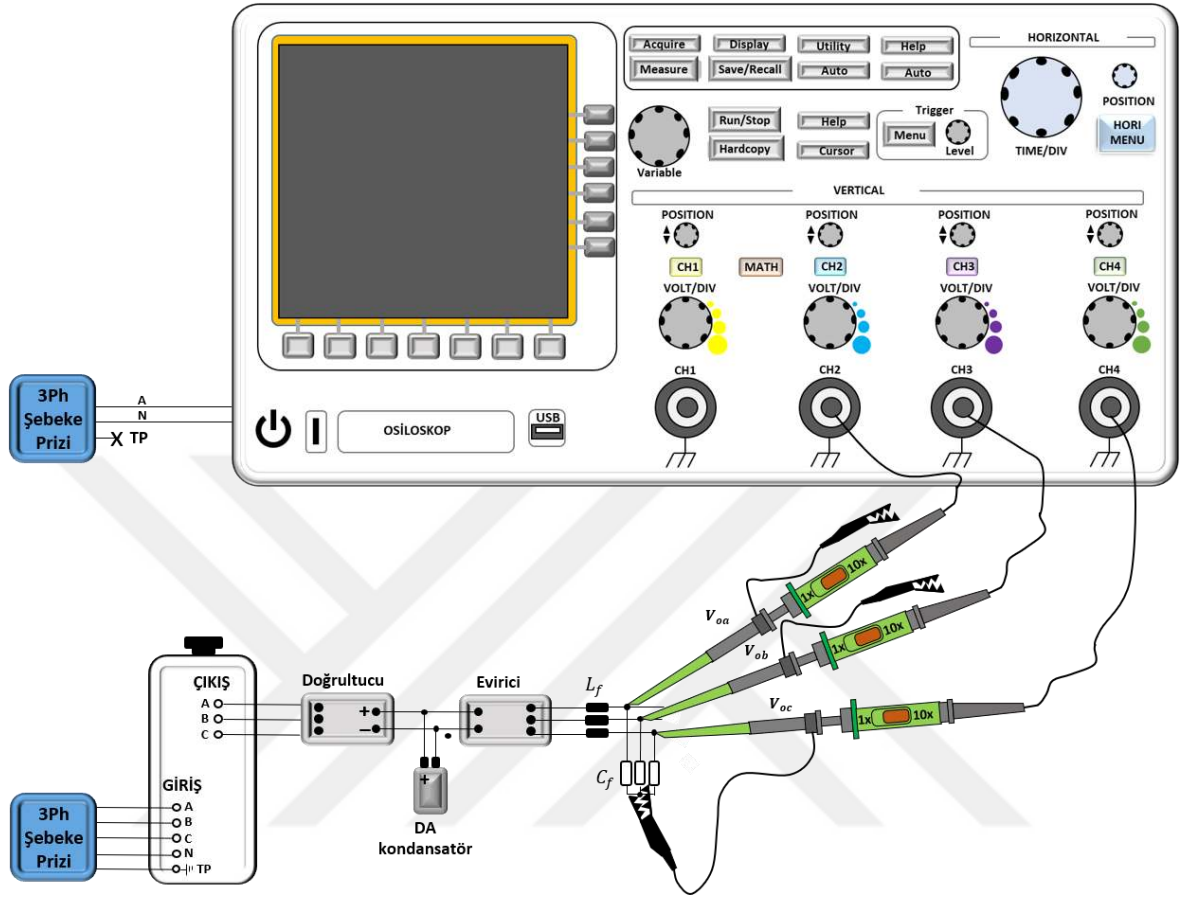
5. EKLER

5.1. Ek Şekil 1



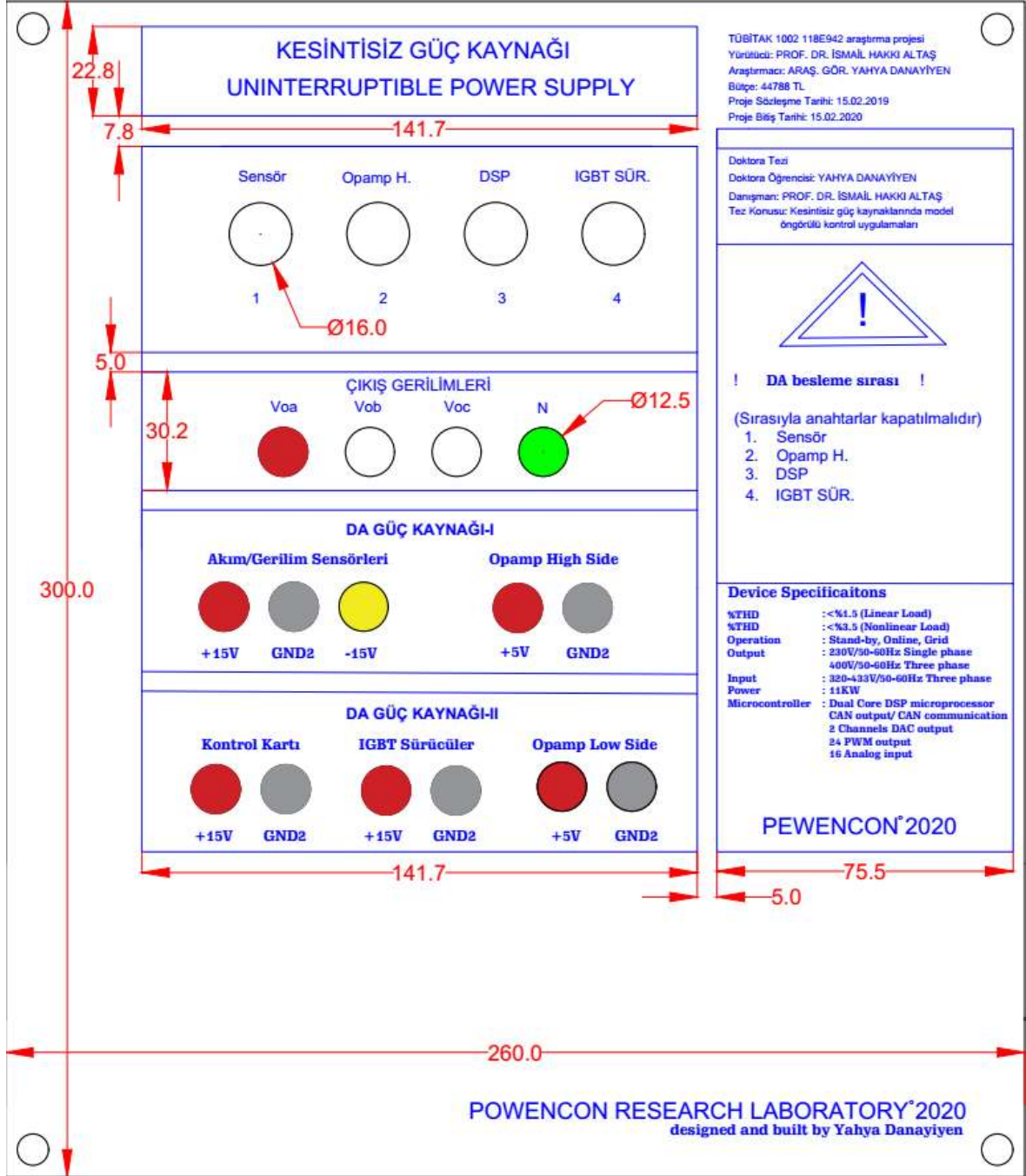
Ek Şekil 1. Ölçüm devresi baskı devre modeli

5.2. Ek Şekil 2



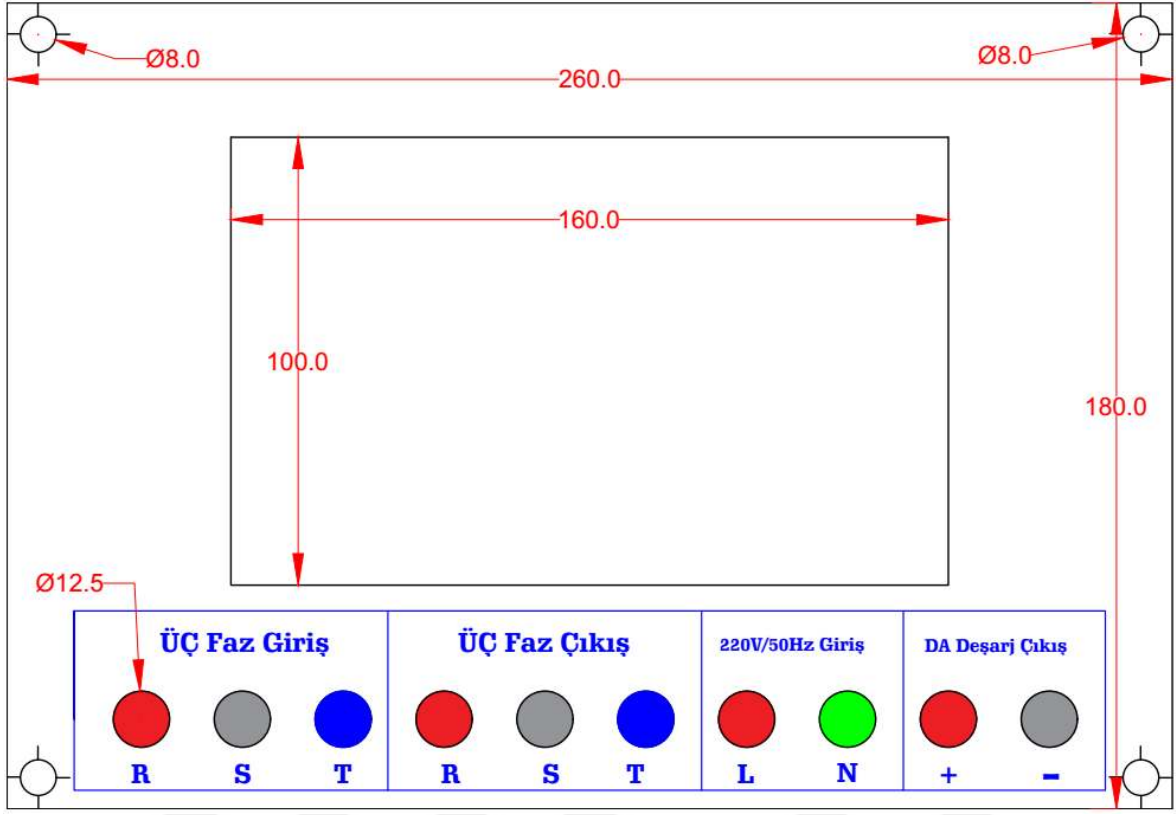
Ek Şekil 2. KKK çıkış gerilimleri ölçümü için osiloskop bağlantısı

5.3. Ek Şekil 3



Ek Şekil 3. KGK arka panel giriş ve çıkışları

5.4. Ek Şekil 4



Ek Şekil 4. KKK ön panel giriş ve çıkışları

5.5. Ek Şekil 5



Ek Şekil 6. Yük bankası

5.6. Ek Şekil 6



Ek Şekil 7. Deney Düzenneği (a) Ölçüm Seti (b) KGK cihazı

ÖZGEÇMİŞ

İlkokul öğrenimi Oruçbeyli Köyü İlkolu'nda, ortaokul öğrenimi Bayburt Anadolu İmam Hatip Lisesi orta okul kısmında, lise öğrenimini Trabzon Affan Kitapçıoğlu Lisesi'nde tamamladı. Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde lisans eğitimine başladı ve 2009 yılında mezun oldu. Aynı üniversitede 2009 yılında yüksek lisans eğitimine başladı ve 2012 yılında araştırma görevlisi oldu. 2011 yılında Erasmus programı kapsamında bir dönem Dalarna Üniversitesinde (İsveç) eğitim gördü ve 2013 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında yüksek lisansını tamamlayarak yine aynı üniversite ve anabilim dalında 2014 yılında doktora eğitimine başladı. Doktora eğitimi sırasında 2015 yaz döneminde ERASMUS staj programı kapsamında Southampton Üniversitesinde (İngiltere), 2017 Eylül-2018 Ekim tarihleri arasında TÜBİTAK 2214A Doktora Sırası Yurt Dışı Araştırma Bursu kapsamında Seul Ulusal Bilim ve Teknoloji Üniversitesinde (Güney Kore) doktora çalışması yaptı. İyi derece İngilizce ve başlangıç seviyede İsveççe ve Korece bilmektedir.

SCI/SCI-E kapsamındaki dergilerde yayınlanan makaleler

1. Danaiyien, Y., Lee, K., Choi, M., & Lee, Y. I. (2019). Model Predictive Control of Uninterruptible Power Supply with Robust Disturbance Observer. *Energies*, 12(15), 2871.

ESCI kapsamındaki dergilerde yayınlanan makaleler

1. Danaiyien, Y., Altas, I., & Sahin, E. (2017). Model Predictive Control of a DC-DC Buck Converter. *Sigma J Eng & Nat Sci*, 8(2), 91-97.

Hakemli uluslararası konferanslarda yayınlanan bildiriler

1. Danaiyien, Y., Altaş, İ. H., & Lee, Y. I. (2019). Robust Discrete Time Disturbance Observer with Finite Control Set Model Predictive Control in UPS System. *IFAC-PapersOnLine*, 52(4), 51-56.
2. Danaiyien, Y., Lee, Y. I., A Novel Robust Disturbance Observer for Uninterruptible Power Supplies, 18th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2018), Pyeongchang, South Korea, 17-20 October 2018, pp.44.

3. Danayiyen, Y., Altaş, İ.H., Output Current Control of An Uninterruptible Power Supply With Input PV Source, International Conference on Advanced Engineering Technologies (ICADET2017), 21-23 September 2017, Bayburt, Turkey.
4. Ayas, M. Ş., Danayiyen, Y., & Altaş, İ. H. (2013, November). Design of a fuzzy logic controller for a 2-DOF robot manipulator. In 2013 International Conference on Electronics, Computer and Computation (ICECCO) (pp. 265-268).

Hakemli ulusal konferanslarda yayınlanan bildiriler

1. Danayiyen, Y., Altaş, İ.H., Şahin, E., DA-DA Alçaltan Dönüştürücünün Model Öngörülü Kontrolü, Akıllı Sistemlerde Yenilikler ve Uygulamaları Sempozyumu (ASYU2016), 29 Eylül-1 Ekim 2016.
2. Şahin, E., Altaş, İ.H., Danayiyen, Y., Dalga/Ultra Kondansatör Enerji Sistemi için Bir DA-DA Artıran Çeviricinin Bulanık Mantık ile Denetimi, Akıllı Sistemlerde Yenilikler ve Uygulamaları Sempozyumu (ASYU2016), 29 Eylül-1 Ekim 2016.
3. Danayiyen, Y., Altaş, İ.H., Leguerre Fonksiyonları Kullanılarak Doğru Akım Motoru Hızının Sürekli Zamanlı Model Öngörülü Kontrolü, Akıllı Sistemlerde Yenilikler ve Uygulamaları Sempozyumu (ASYU2014), ASYU2014 Bildiriler Kitabı ss.128-131,9-10 Ekim 2014.

Çalıştay

Gençlik ve Enerji Çalıştayı 2013, Dünya Enerji Konseyi Türk Milli Komitesi
19 Mayıs, Ankara, Türkiye

Ödüller

TÜBİTAK 2214A Yurt Dışı Doktora Sırası Araştırma Bursu

Proje

TÜBİTAK 1002 118E942 Numaralı Araştırma Projesi (Araştırmacı)

TÜBİTAK 1001 115E943 Numaralı Araştırma Projesi (Bursiyer)