

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

**DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE GÜRBÜZ KONTROL
UYGULAMALARI**

FARZİN ASADI

KOCAELİ 2019

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ






MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE GÜRBÜZ KONTROL
UYGULAMALARI

FARZİN ASADI

Prof.Dr. Nurettin ABUT
Danışman, Kocaeli Üniversitesi
Dr. Öğretim Üyesi Tarık ERFİDAN
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi
Dr. Öğretim Üyesi Banu ATAŞLAR AYYILDIZ
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi
Prof.Dr. Fikret ÇALIŞKAN
Jüri Üyesi, İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof.Dr. Cemil ÖZ
Jüri Üyesi, Sakarya Üniversitesi


.....

.....

.....

.....

.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 17.07.2019

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Anahtarlamalı DA-DA dönüştürücüler, teknolojinin ayrılmaz bir parçasıdır. DA-DA dönüştürücünün çıkış gerilimi, giriş DA kaynağının değişimleri ve/veya çıkış yük değişimleri gibi faktörlerden etkilenebilir. Sabit bir çıkış gerilimi elde etmek istenirse, kapalı çevrim bir kontrol sisteminin kullanılması gerekir.

Pratik açıdan, DA-DA dönüştürücüler için, PI tipi kontrolör kullanımı yapısal ve kontrol basitliği vardır. Bu tez çalışmasında, Kharitonov teoremi ile DA-DA dönüştürücüler için gürbüz PI kontrolör tasarlanmaktadır. Gürbüz kontrolör, Kharitonov teoremi ile tasarlanan kontrolör ile birlikte dönüştürücünün çıkış empedansı da minimize edilebilir.

Doktora eğitimim boyunca bana desteklerini esirgemeyen, yoğun çalışma temposuna rağmen beni hiç geri çevirmeyen, zorlandığım anlarda problemleri çözmeme yardımcı olan değerli hocam ve danışmanım sayın Prof.Dr. Nurettin ABUT'a, doktora tezim sürecinde beni takip eden ve yol gösteren sayın Dr. Öğretim Üyesi Tarık ERFİDAN'a ve Dr. Öğretim Üyesi Banu ATAŞLAR AYYILDIZ'a teşekkürlerimi sunarım.

Bana bütün ömrüm boyunca destek verip sahip çıkan ve akademik hayatımı destekleyen, haklarını asla ödeyemeyeceğim sevgili aileme ve benim bugünlere gelmeme katkısı olan tüm hocalarıma ve dostlarıma teşekkürü borç bilirim.

Haziran 2019

Farzin ASADI

İÇİNDEKİLER

GİRİŞ	1
1. DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN BELİRSİZLİK VE DİNAMİK MODELİ	
1.1. Parametrik Belirsizlik Modellemesi Ve Gürbüz Kontrol Yöntemleri	5
1.2. Uzay Durum Ortalaması.....	6
1.3. Buck Dönüştürücünün Dinamik Modeli	8
2.3.1 DİNAMİK DENKLEMLERİN ORTALAMASI	10
2.3.2 DENKLEMLERİN DOĞRUSALLAŞTIRILMASI	13
1.4. Boost Dönüştürücünün Dinamik Modeli.....	17
1.5. Matlab Araç Kutusu Geliştirilmesi.....	19
2. DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE BELİRSİZLİK MODELLEME	
2.1. Giriş.....	21
2.2. Buck Dönüştürücünün Nominal Modeli	21
2.3. Elemanların Tolerans Etkisi	25
2.4. Boost Dönüştürücünün Belirsiz Modeli	29
3. KHARİTONOV TEOREMİ	
3.1. Giriş.....	34
3.2. Tanımlar	34
4.2.1. TANIM 1: KARARLILIK (STABİLİTY)	34
4.2.2. TANIM 2: ARA POLİNOM	34
4.2.3. TANIM 3: KHARİTONOV POLİNOMLAR.....	35
3.3. Kharitonov Teoremi	35
3.4. Ara Sistemler İçin Kontrolör Tasarımı.....	36
4.4.1. KHARİTONOV TEOREMİYLE KONTROLÖR TASARIMI	37
4.4.2. ON ALTI SİSTEM TEOREM YARDIMIYLA KONTROLÖR TASARIMI	38
4.4.2.1. Tanım 1: On altı Kharitonov Sistemi.....	38
4.4.2.2. On Altı Sistem Teoremi.....	39
3.5. On Altı Sistem Teoremine Bağlı Konum Kontrolörü Tasarımı	39
4. KHARİTONOV TEOREMİ KULLANILARAK DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN GÜRBÜZ KONTROLÖR TASARIMI	
4.1. Giriş.....	43
4.2. Quadratic Buck Dönüştürücü için Gürbüz Kontrolör Tasarımı.....	43
4.3. Quadratic Boost Dönüştürücü için Gürbüz Kontrolör Tasarımı.....	50
4.4. Super Buck Dönüştürücü için Gürbüz Kontrolör Tasarımı	55
5. ÇIKIŞ EMPEDANSININ AZALTILMASI	
5.1. Giriş.....	62

5.2. Açık Çevrim Bir Buck Dönüştürücünün Çıkış Empedansı	62
5.3. Geri Beslemeli Bir Buck Dönüştürücünün Çıkış Empedansı	66
5.4. Simülasyon Sonuçları.....	71
5.5. Boost Dönüştürücünün Çıkış Empedansının Azaltılması.....	74
6. DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN GÜRBÜZ KONTROLÖR TASARIMI	
6.1. Giriş.....	79
6.2. Sisteminin Modellemesi	79
6.3. Nominal Sistemin Kararlı Hale Getirilmesi	82
6.4. Dönüştürücü Elemanlarının Değerlerinin Değişimi	83
6.5. Gürbüz Kontrolör Tasarımı	84
6.6. Çıkış Empedansının Azaltılması	85
6.7. Simülasyon Sonuçları.....	91
6.8. Döngü Şekillendirme (Loop Shaping) Kontrolör İle Karşılaştırılması	94
6.9. Kharitonov Kontrolör Ve Lineer Bir Kontrolörün Karşılaştırılması	102
6.10. Boost Dönüştürücü İçin Uygulama Sonuçları	106
6.11. Buck Dönüştürücü İçin Gürbüz Kontrolör Tasarımı	121
6.12. Buck Dönüştürücü Elemanların Değerlerinin Değişimi.....	123
6.13. Kharitonov Teorem İle Gürbüz Kontrolör Tasarımı	124
6.14. Buck Dönüştürücünün Çıkış Empedansının Azaltılması.....	124
6.15. Simülasyon Sonuçları.....	125
6.16. Kharitonov Kontrolör İle H_{∞} Kontrolör Karşılaştırılması	128
6.17. Simülasyon Sonuçları.....	130
6.18. Buck Dönüştürücü İçin Uygulama Sonuçları	133
SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	144
KAYNAKLAR	146
EK A	150
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER.....	220
ÖZGEÇMİŞ	225

ŞEKİLLERİN DİZİNİ

Şekil 1.1. Basit bir RLC devresi	5
Şekil 1.2. Buck dönüştürücünün devre şeması	7
Şekil 1.3. a)Kapalı MOSFET için eşdeğer devre b)Açık MOSFET için eşdeğer devre.....	7
Şekil 1.4. Buck dönüştürücü devresi.....	8
Şekil 1.5. MOSFET için gate kontrol darbeleri	9
Şekil 1.6. Buck dönüştürücünün eşdeğer devresi	9
Şekil 1.7. Buck dönüştürücünün eşdeğer devresi. MOSFET kesimdedir	9
Şekil 1.8. $G_1(s)$ transfer fonksiyonunun Bode diyagramı	16
Şekil 1.9. $G_2(s)$ transfer fonksiyonunun Bode diyagramı	16
Şekil 1.10. Boost dönüştürücünün devre şeması.....	17
Şekil 1.11. Şekil 1.11. MOSFET in iletim durumunda Boost dönüştürücünün eşdeğer devresi	17
Şekil 1.12. MOSFET'in kesim durumunda Boost dönüştürücünün eşdeğer devresi.	18
Şekil 1.13. Boost dönüştürücünün dinamik modeli	19
Şekil 1.14. Geliştirilmiş araç kutusunun giriş penceresi	20
Şekil 1.15: Geliştirilen araç kutusunun SEPIC kısmı	20
Şekil 2.1. Buck dönüştürücünün devre şeması	21
Şekil 2.2. Buck dönüştürücünün eşdeğer devresi. MOSFET iletimdedir	22
Şekil 2.3. Buck dönüştürücünün eşdeğer devresi. MOSFET kesimdedir	22
Şekil 2.4. Denklem (2.7) de verilen transfer fonksiyonunun Bode diyagramı	24
Şekil 2.5 Denklem (2.8) de verilen transfer fonksiyonunun Bode diyagramı	25
Şekil 2.6 Denklem (2.9) da verilen transfer fonksiyonunun Bode diyagramı	25
Şekil 2.7. Buck dönüştürücünün dinamik modeli	27
Şekil 2.8. Örnek bir kondansatörün eşdeğer seri direncinin frekans ile değişimi.....	26
Şekil 2.9. Elemanların değerinin değişimi $\frac{v_o(s)}{d(s)}$ transfer fonksiyonun üzerindeki etkisi	27
Şekil 2.10. Eleman değerlerinin değişiminin $\frac{v_o(s)}{i_o(s)}$ transfer fonksiyonun üzerindeki etkisi	28
Şekil 2.11. Elemanların değerinin değişimi $\frac{v_o(s)}{v_g(s)}$ transfer fonksiyonun üzerindeki etkisi	28
Şekil 2.12. Boost dönüştürücü devre şeması.....	29
Şekil 2.13. MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir.....	30
Şekil 2.14. MOSFET kesimde iken, diyot iletimdedir.....	30
Şekil 2.15. Eleman değerlerinin değişiminin $\frac{v_o(s)}{d(s)}$ transfer fonksiyonu üzerindeki etkisi	32
Şekil 2.16. Eleman değerlerinin değişiminin $\frac{v_o(s)}{v_g(s)}$ transfer fonksiyonu üzerindeki etkisi	32
Şekil 2.17. Eleman değerlerinin değişiminin $\frac{v_o(s)}{i_o(s)}$ transfer fonksiyonu üzerindeki etkisi	33

Şekil 3.1. Ara sistemin geri beslemeli kontrolü	37
Şekil 3.2. Konum kontrol sisteminin blok diyagramı	39
Şekil 3.3. Gürbüz kararlılığını sağlayan kontrolör parametreleri	42
Şekil 3.4. $K_p=0.06$ ve $K_i=0.01$ için kapalı çevrim birim basamak cevabı	42
Şekil 4.1. Quadratic Buck dönüştürücünün devre şeması.....	43
Şekil 4.2. Kapalı MOSFET durumunun eşdeğer devresi.....	44
Şekil 4.3. Açık MOSFET durumunun eşdeğer devresi.....	44
Şekil 4.4. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonun frekans cevabı.	45
Şekil 4.5. Quadratic Buck dönüştürücünün kontrol döngüsü	46
Şekil 4.6. Gürbüz kararlılığı sağlayan uygun kontrol parametreleri ($k_p_delta=0.001$)	47
Şekil 4.7. Gürbüz kararlılığı sağlayan kontrol parametreleri	48
Şekil 4.8. Tablo 4.3'deki senaryonun simülasyon sonucu	49
Şekil 4.9. Simülasyon sonucu	49
Şekil 4.10. Quadratic Boost dönüştürücünün devre şeması.....	50
Şekil 4.11. Kapalı MOSFET durumun eşdeğer devresi.....	51
Şekil 4.12. Açık MOSFET durumun eşdeğer devresi.....	51
Şekil 4.13. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonun frekans cevabı.....	52
Şekil 4.14. Gürbüz kararlılığı sağlayan uygun kontrol parametreleri	54
Şekil 4.15. Tablo 4.6 daki örnek senaryonun simülasyon sonucu	55
Şekil 4.16. Super Buck dönüştürücünün devre şeması	55
Şekil 4.17. Kapalı MOSFET durumunun eşdeğer devresi.....	56
Şekil 4.18. Açık MOSFET durumunun eşdeğer devresi.....	56
Şekil 4.19. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonunun frekans cevabı	57
Şekil 4.20. Gürbüz kararlılığı sağlayan kontrol parametreleri	59
Şekil 4.21. Super Buck dönüştürücünün simülasyon sonucu	60
Şekil 4.22. Şekil 4.20'deki sonucun 100 ms civarındaki dalga şekli.....	60
Şekil 4.23. Şekil 4.20'deki sonucun 150 ms civarındaki dalga şekli.....	61
Şekil 4.24. Şekil 4.20'deki sonucun 250 ms civarındaki dalga şekli.....	61
Şekil 5.1. Buck Dönüştürücünün devre şeması.....	62
Şekil 5.2. MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir.....	62
Şekil 5.3. MOSFET kesimde iken, diyot iletme girer. rD ve vD sıra ile diyotun seri direncini ve diyotun iletimde gerilim düşümünü gösterir	63
Şekil 5.4. Denklem (5.7) deki transfer fonksiyonun Bode diyagramı	64
Şekil 5.5. Denklem (5.8) deki transfer fonksiyonun Bode diyagramı	65
Şekil 5.6. Denklem (5.9) daki transfer fonksiyonun Bode diyagramı	65
Şekil 5.7. Buck dönüştürücünün dinamik modeli	66
Şekil 5.8. Buck dönüştürücünün kapalı çevrim kontrol blokları	67
Şekil 5.9. Örnek alınan transfer fonksiyon için Bode diyagramı	68
Şekil 5.10. Örnek alınan transfer fonksiyon için Bode diyagramının maksimum genliği.....	69
Şekil 5.11. GA şematik gösterimi	70
Şekil 5.12. Kapalı ve açık çevrim çıkış empedanslarının karşılaştırılması.....	71
Şekil 5.13. Kapalı çevrim dönüştürücünün simülasyon diyagramı	71
Şekil 5.14. Dönüştürücünün çıkış geriliminin dalga şekli	72
Şekil 5.15. $t=25$ ms civarındaki dalga şekli	72
Şekil 5.16. Dönüştürücünün çıkış geriliminin dalga şekli	73

Şekil 5.17. $t=25$ ms civarındaki dalga şekli	73
Şekil 5.18. Açık çevrim ve kapalı çevrim çıkış empedanslarının karşılaştırılması	75
Şekil 5.19. Boost dönüştürücünün Simulink diyagramı	76
Şekil 5.20. Çıkış gerilimin 50 ms civarındaki dalga şekli.....	77
Şekil 5.21. Çıkış gerilimin 70 ms civarındaki dalga şekli.....	78
Şekil 6.1. Boost dönüştürücünün devre şeması.....	79
Şekil 6.2. MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir.....	79
Şekil 6.3. MOSFET kesimde iken, diyot iletimdedir.....	80
Şekil 6.4. Dönüştürücünün nominal dinamik modeli	81
Şekil 6.5. Dönüştürücünün kapalı çevrim kontrolü	82
Şekil 6.6. Kontrol döngüsünün kararlılığını sağlayan bölge.....	82
Şekil 6.7. Denklem (6.10) daki ara sistemin bazı üyeleri.	84
Şekil 6.8. Kontrol döngüsünün şeması.....	85
Şekil 6.9. PI kontrolör parametrelerinin, gürbüz kararlılık sağlanması için seçilmesi gereken taralı bölge	85
Şekil 6.10. Kapalı çevrim kontrol döngüsü.....	86
Şekil 6.11. Bulunan bölgeden seçilen test noktaları	86
Şekil 6.12. Seçilen test noktaları için, çıkış empedansının frekans cevabı	87
Şekil 6.13. Frekans cevabının Şekil 6.12’de n alınan yakın görünümü.....	87
Şekil 6.14. Şekil 6.12’deki düşük frekans bölgesinin yakın görünümü.....	88
Şekil 6.15. Kapalı çevrim çıkış empedansının $\omega=0.001$ rad/s değerini minimum yapan K_p ve K_i değerleri	89
Şekil 6.16. Kapalı çevrim ve açık çevrim çıkış empedanslarının karşılaştırılması....	90
Şekil 6.17. Belirsiz sistemin birim basamak cevabı.....	91
Şekil 6.18. Boost dönüştürücünün simülasyon diyagramı	92
Şekil 6.19. Şekil 6.18 ve Tablo 6.3’teki verilere göre hazırlanan senaryoda simülasyon sonucu	92
Şekil 6.20. Şekil 6.19’da verilen çıkış gerilimin yakınlştırılmış görünümü	93
Şekil 6.21. Şekil 6.19’daki çıkış gerilimin yakınlştırılmış görünümü	93
Şekil 6.22. Tipik bir kontrol döngüsü	94
Şekil 6.23. Kapalı çevrim üzerinde ζ nın etkisi	95
Şekil 6.24. Control System Designer uygulama penceresi	96
Şekil 6.25. Loop shaping penceresi	96
Şekil 6.26. Tasarlanan kontrolörün MATLAB ortamına aktarılması	97
Şekil 6.27. $C(s).P(s)=\frac{1500}{s}$ için tasarlanan kontrolörün transfer fonksiyonu	97
Şekil 6.28 Döngü şekillendirme kontrolörün gürbüz kararlılığını gösteren komut penceresi.....	98
Şekil 6.29. Döngü şekillendirme kontrolörün birim basamak cevabı.....	98
Şekil 6.30. Döngü şekillendirme ve Kharitonov kontrolörlerin karşılaştırılması	99
Şekil 6.31. $t= 250$ ms’de dönüştürücünün çıkış yükü, 50Ω ’dan 30Ω ’a düşer	100
Şekil 6.32. $t= 500$ ms’de kontrol sistemin referansı, 30 V’tan 35 V’a artar	101
Şekil 6.33. MATLAB’ın PID Tuner uygulaması ile gerçekleştirilen, PID kontrolörler çıkış cevabı.....	102
Şekil 6.34. LowerBound, 1’den küçük olan PI kontrolörün komut penceresi.....	103
Şekil 6.35. $t= 250$ ms’de dönüştürücünün çıkış yükü, 50Ω ’dan 30Ω ’a düşer	104
Şekil 6.36. $t= 500$ ms’de kontrol sistemin referansı, 30 V’tan 35 V’a artar	105
Şekil 6.37. PI kontrolör prensip devre şeması	106
Şekil 6.38. Dönüştürücünün çıkış geriliminin düşürülmesi.....	107
Şekil 6.39. Şekil 6.33’deki devrenin eşdeğeri.....	107

Şekil 6.40. Gerilim bölücü ile istenilen referans sinyali üretmek	108
Şekil 6.41. Şekil 6.35'deki devrenin blok diyagramı.....	108
Şekil 6.42. Modülatör devresi	109
Şekil 6.43. Şekil 6.37'deki modülatör için örnek bir giriş ve çıkış.....	109
Şekil 6.44. Deneysel olarak gerçekleştirilen DA-DA Boost dönüştürücü devre kartı	110
Şekil 6.45. Boost dönüştürücünün devre şeması.....	111
Şekil 6.46. 50 Ω 'luk yük için çıkış gerilim	112
Şekil 6.47. 50 Ω 'luk yük için MOSFET'in gate-source darbeleri	112
Şekil 6.48. 20 Ω 'luk yük için çıkış gerilim	113
Şekil 6.49. 20 Ω 'luk yük için MOSFET'in gate-source darbeleri	113
Şekil 6.50. 50 Ω 'luk yük için çıkış gerilim	113
Şekil 6.51. 50 Ω 'luk yük için MOSFET'in gate-source darbeleri	114
Şekil 6.52. 100 Ω 'luk yük için çıkış gerilim	114
Şekil 6.53. 100 Ω 'luk yük için MOSFET'in gate-source darbeleri	114
Şekil 6.54. DA-DA dönüştürücünün basitleşmiş modeli	115
Şekil 6.55. 9 V'luk giriş için dönüştürücünün çıkış gerilimi	116
Şekil 6.56. 9 V'luk giriş için gate-source darbeleri	116
Şekil 6.57. 10 V'luk giriş için dönüştürücünün çıkış gerilimi	117
Şekil 6.58. 10 V'luk giriş için gate-source darbeleri	117
Şekil 6.59. 12 V'luk giriş için dönüştürücünün çıkış gerilimi	117
Şekil 6.60. 12 V'luk giriş için gate-source darbeleri	118
Şekil 6.61. 14 V'luk giriş için dönüştürücünün çıkış gerilimi	118
Şekil 6.62. 14 V'luk giriş için gate-source darbeleri	118
Şekil 6.63. 16 V'luk giriş için dönüştürücünün çıkış gerilimi	119
Şekil 6.64. 16 V'luk giriş için gate-source darbeleri	119
Şekil 6.65. 320 μ H'lik bobin için dönüştürücünün çıkışı gerilimi.....	120
Şekil 6.66. 150 μ F'lık kondansatör için dönüştürücünün çıkışı gerilimi	120
Şekil 6.67. Buck dönüştürücünün devre şeması.....	121
Şekil 6.68. Buck dönüştürücünün iletimde MOSFET eşdeğer devresi.....	121
Şekil 6.69. Buck dönüştürücünün kesimde MOSFET eşdeğer devresi	122
Şekil 6.70. Buck dönüştürücünün nominal dinamik modeli	123
Şekil 6.71. Buck dönüştürücünün kontrol döngüsü	124
Şekil 6.72. PI kontrolörün gürbüz olması için parametrelerinin seçileceği alan	124
Şekil 6.73. Kapalı çevrim çıkış empedansı minimum eden kontrol parametreleri	125
Şekil 6.74. Buck dönüştürücünün simülasyon diyagramı	126
Şekil 6.75. Simülasyon sonucu	126
Şekil 6.76. Şekil 6.70'deki çıkış gerilimin yakınlaştırılmış görünümü	127
Şekil 6.77. Şekil 6.70'deki çıkış gerilimin yakın görünümü.....	127
Şekil 6.78. Genel bir kontrol sistemin şeması.....	128
Şekil 6.79. Denklem (6.39) de tanımlı optimizasyon probleminin blok diyagramı.....	129
Şekil 6.80. Denklem (6.41) deki optimizasyon problemin blok diyagramı	129
Şekil 6.81. Tasarlanan karışık hassasiyet kontrolörün transfer fonksiyonu.....	130
Şekil 6.82. Simülasyon sonucu	131
Şekil 6.83. Şekil 6.77 deki çıkış gerilimin yakınlaştırılmış görünümü.....	131
Şekil 6.84. Şekil 6.77'deki çıkış gerilimin yakınlaştırılmış görünümü	132
Şekil 6.85. Şekil 6.77'deki çıkış gerilimin yakınlaştırılmış görünümü	132

Şekil 6.86. Yapılan Buck dönüştürücü.....	133
Şekil 6.87. Buck dönüştürücünün devre şeması.....	134
Şekil 6.88. Buck dönüştürücünün kontrol sistemi	135
Şekil 6.89. 10 Ω 'luk yük için çıkış gerilim	135
Şekil 6.90. 10 Ω 'luk yük için gate source darbeleri.....	136
Şekil 6.91. 3 Ω 'luk yük için çıkış gerilim	136
Şekil 6.92. 3 Ω 'luk yük için gate-source darbeleri	136
Şekil 6.93. 5 Ω 'luk yük için çıkış gerilimi.....	137
Şekil 6.94. 5 Ω 'luk yük için gate-source darbeleri	137
Şekil 6.95. 15 Ω 'luk yük için çıkış gerilimi.....	137
Şekil 6.96. 15 Ω 'luk yük için gate-source darbeleri	138
Şekil 6.97. 20 Ω 'luk yük için çıkış gerilimi.....	138
Şekil 6.98. 20 Ω 'luk yük için gate-source darbeleri.....	138
Şekil 6.99. 9 V'luk giriş gerilim için dönüştürücünün çıkış gerilimi	140
Şekil 6.100. 9 V'luk giriş gerilim için gate-source darbeleri.....	140
Şekil 6.101. 10 V'luk giriş gerilim için dönüştürücünün çıkış gerilimi	140
Şekil 6.102. 10 V'luk giriş gerilim için gate-source darbeleri.....	141
Şekil 6.103. 14 V'luk giriş gerilim için dönüştürücünün çıkış gerilimi	141
Şekil 6.104. 14 V'luk giriş gerilim için gate-source darbeleri.....	141
Şekil 6.105. 16 V'luk giriş gerilim için dönüştürücünün çıkış gerilimi	142
Şekil 6.106. 16 V'luk giriş gerilim için gate-source darbeleri.....	142
Şekil 6.107. $V_{in}= 12\text{ V}$, $L=320\ \mu\text{H}$, $R=3\ \Omega$ ve $C=100\ \mu\text{F}$ için çıkış gerilim	143
Şekil 6.108. $V_{in}= 12\text{ V}$, $L=320\ \mu\text{H}$, $R=3\ \Omega$ ve $C=220\ \mu\text{F}$ için çıkış gerilim	143

TABLolar DİZİNİ

Tablo 1.1. Fiktif iki öğrencinin puanları	6
Tablo 1.2. Şekil 2.10’da gösterilen Boost dönüştürücünün parametreleri.....	18
Tablo 2.1. Şekil 3.1’de gösterilen Buck dönüştürücünün parametreleri.....	23
Tablo 2.2. Buck dönüştürücü parametreleri.....	26
Tablo 2.3. İncelenen Buck dönüştürücü ara sistem modelleri	29
Tablo 2.4. Elemanların toleransları	30
Tablo 2.5. İncelenen Boost dönüştürücü ara sistem modelleri	31
Tablo 3.1. Paydaki katsayıların minimum ve maksimum değerleri	37
Tablo 3.2. DA motorun parametreleri.....	40
Tablo 3.3. Transfer fonksiyonu katsayılarının maksimum ve minimum değerleri....	40
Tablo 3.4. DA motorun Kharitonov sistemleri	41
Tablo 4.1. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonu katsayılarının minimum ve maksimumu.....	46
Tablo 4.2. Kapalı çevrim paydanın katsayılarının minimum ve maksimumu	47
Tablo 4.3. Quadratic Buck dönüştürücü kontrol sisteminin test senaryosu.....	48
Tablo 4.4. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyon katsayılarının minimum ve maksimum değerleri.....	53
Tablo 4.5. Denklem (5.13) teki katsayıların minimum ve maksimumu	53
Tablo 4.6. Quadratic Boost dönüştürücü kontrol sisteminin test senaryosu	54
Tablo 4.7. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonu katsayılarının minimum ve maksimumu.....	58
Tablo 4.8. Denklem (5.13) teki katsayıların minimum ve maksimumu	58
Tablo 4.9. Super Buck dönüştürücü kontrol sisteminin test senaryosu	59
Tablo 5.1. Buck Dönüştürücü elemanlarının değerleri	64
Tablo 6.1. Boost dönüştürücünün nominal değerleri.....	81
Tablo 6.2. Elemanların toleransları	83
Tablo 6.3. Örnek test senaryosu	91
Tablo 6.4. Örnek test senaryosu için değerler.....	99
Tablo 6.5. Örnek test senaryosu değerleri.....	103
Tablo 6.6. Yapılan Boost dönüştürücü elemanlarının nominal değerleri	110
Tablo 6.7. Farklı yükler için gate-source sinyalinin görev oranı	115
Tablo 6.8. Giriş kaynağın değerleri ve görev oranı değişimi.....	119
Tablo 6.9. Buck dönüştürücü elemanlarının nominal değerleri.....	122
Tablo 6.10. Buck dönüştürücü elemanlarının toleransları	123
Tablo 6.11. Örnek test senaryosu.....	125
Tablo 6.12. Yapılan Buck dönüştürücü elemanlarının nominal değerleri	133
Tablo 6.13. Farklı yükler için gate source sinyalinin görev oranı	139
Tablo 6.14. Giriş kaynağın değerleri ve görev oranı değişimi.....	142

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

\sim : Küçük sinyal değişkeni

D: Görev oranının büyük sinyal bileşeni

I_L : Bobin akımının kararlı durum değeri, (A)

V_C : Kondansatör geriliminin kararlı durum değeri, (V)

d veya \tilde{d} : Görev oranının küçük sinyal bileşeni

i_L veya \tilde{i}_L : Bobin akımının küçük sinyal bileşeni, (A)

v_C veya \tilde{v}_C : Kondansatör geriliminin küçük sinyal bileşeni, (V)

r_D : Diyot seri direnci, (Ω)

r_C : Kondansatörün eşdeğer seri direnci, (Ω)

r_L : Bobinin eşdeğer seri direnci, (Ω)

f_{sw} : Anahtarlama frekansı, (Hz)

T: Anahtarlama periyodu, (s)

■: Teorem veya tanımlamaların bittiğini gösteren işaret

N: $\{1,2,3,\dots\}$ doğal sayılar kümesi

Kısaltmalar

CCM: Continuous Current Mode (Sürekli Akım Modu)

DA: Doğru Akım

DGM: Darbe Genişlik Modülasyonu

DO: Devre Ortalaması

UDO: Uzay Durum Ortalaması

KUCA: Kocaeli University Converter Analysis suit

SEPIC: Single Ended Primary Inductor Converter (Tek Uçlu Birincil Endüktif Dönüştürücü)

DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE GÜRBÜZ KONTROL UYGULAMALARI

ÖZET

Anahtarlamalı DA-DA dönüştürücüler, teknolojinin ayrılmaz bir parçasıdır. DA-DA dönüştürücünün çıkış gerilimi, giriş DA kaynağının değişimleri ve/veya çıkış yük değişimleri gibi faktörlerden etkilenebilir. Sabit bir çıkış gerilimi elde etmek istenirse, kapalı çevrim bir kontrol sistemi kullanılabilir.

Literatürde, DA-DA dönüştürücünün kontrolör tasarımı için, farklı yöntemler önerilmiştir. Ancak tezde önerilen uygulama devresinde, DA-DA dönüştürücüler için, PI tipi kontrolör önerilmektedir. Bu tez çalışmasında, Kharitonov teoremi ile DA-DA dönüştürücüler için gürbüz PI kontrolör tasarımı hedeflenmektedir.

Bu amaçla, önce dönüştürücünün belirsiz modeli çıkartılmıştır. DA-DA dönüştürücünün belirsiz modeli elde edildikten sonra, Kharitonov teorem ile gürbüz kararlılığı sağlayan, PI kontrolör parametreleri hesaplanır. Bir DA-DA dönüştürücünün çıkış empedansı ne kadar küçük ise, DA-DA dönüştürücü o kadar yüksek değerli akım üretebilir. Dolayısıyla, DA-DA dönüştürücülerinin çıkış empedansının azaltması, iyi bir amaçtır. Önerilen bir yöntemle, elde edilen gürbüz kararlılığı sağlayan bölgenin DA-DA dönüştürücünün çıkış empedansını minimize eden kontrol parametreleri bulunur.

Kharitonov teorem ile tasarlanan kontrolör, H_∞ veya μ kontrolörlerle karşılaştırıldığında, Kharitonov kontrolörünün mertebesi daha az ve gerçekleştirilmesi daha kolay olduğu anlaşılmaktadır.

Anahtar Kelimeler: DA-DA Dönüştürücü, Gürbüz kontrol, Kharitonov teorem, Parametrik belirsizlik, Uzay durum ortalaması.

APPLICATION OF ROBUST CONTROL TECHNIQUES IN DC-DC CONVERTERS

ABSTARCT

Switching DC-DC power supplies are an important part of modern technology. Variations of input voltage and/or output load affect the output voltage of DC-DC converters. Closed loop feedback control is required to obtain a regulated constant voltage in presence of such disturbances.

Different control techniques are used to regulate the output voltage of DC-DC converters successfully. However, the best control technique, from the practical point of view is PI controller. This thesis uses Kharitonov theorem to design robust PI controller for DC-DC converters.

Design of robust controller starts with the extraction of uncertain model of converter. After the uncertain model is extracted, Kharitonov theorem is used to calculate the PI controller parameters which robustly stabilize the system. Output impedance of a DC-DC converter is a good figure of merit. The lower output impedance means that the converter can provide more current for the load. This thesis suggests a method to obtain the robust control parameters which minimize the output impedance of converter.

The controller designed with Kharitonov theorem has a lower degree in comparison with H_∞ or μ . This is one of the main advantages of Kharitonov method over the other methods.

Keywords: DC-DC converter, Kharitonov theorem, Parametric uncertainty, Robust control, State space averaging.

GİRİŞ

DA-DA dönüştürücüler, bobin, kondansatör, yarı iletken anahtarlar, yük ve gerilim kaynağından oluşan bir sistemdir. DA-DA dönüştürücü, elektrikli bir taşıt ve basit RLC devre gibi, belirsiz bir dinamik sistemdir. Dolayısıyla, gürbüz kontrolör tasarlama yöntemleri yardımıyla, DA-DA dönüştürücü için kontrolör tasarlanabilir.

Gürbüz kontrolör tasarlama yöntemlerinden biri, Kharitonov teoremi kullanarak kontrolör tasarımıdır. Literatürde, Kharitonov teoremi ile kontrol edilen az sayıda DA-DA dönüştürücü bulunmaktadır. Bu tezde, doğrusal olmayan sisteme gürbüz kontrolör ve algoritma geliştirme hedeflenmektedir. Dolayısıyla Kharitonov yöntemi ile incelenmemiş bazı DA-DA dönüştürücüler için, gürbüz kontrolör tasarlanmıştır. Ayrıca çıkış empedans azaltımı için öneriler sunulmaktadır. Örneğin H_∞ gibi daha gelişmiş gürbüz kontrol yöntemlerle, çıkış empedansının azaltılması mümkündür. Ancak bugüne kadar yayınlanan literatürde Kharitonov yöntemi ile çıkış empedans azaltma çalışmaları gerçekleştirilmemiştir. Bu tez çalışmasında; yeni öneri olarak, daha önce tasarımı yapılmamış Quadratic Boost ve Super Buck dönüştürücüler için Kharitonov Teoremi kullanılarak gürbüz kontrolör tasarlanmıştır. Ayrıca yeni öneri olarak Kharitonov kontrolör ile DA/DA dönüştürücünün çıkış empedansının azaltılması için, bir yöntem önerilmiştir.

Bir DA-DA dönüştürücünün kontrolör tasarım problemini çözebilmek için, önce dönüştürücünün dinamik modeli çıkartılır. Ticari güç elektroniği yazılımlarla, sadece dönüştürücünün Bode diyagramı elde edilebilir. Dönüştürücünün transfer fonksiyonlarının dinamik denklemleri elde edilememektedir. DA-DA dönüştürücülerinin dinamik transfer fonksiyonlarının el ile hesaplanması, zor ve hata potansiyeli yüksektir. Bu yüzden, bu tez çalışmasında; “Kocaeli University Converter Analysis suit (KUCA)” isimli bir MATLAB araç kutusu geliştirilmiştir. Geliştirilmiş araç kutusu ile DA-DA dönüştürücülerin transfer fonksiyonlarının denklemleri elde edilebilir.

Matematiksel model, bir sistemin matematiksel kavramlar ve dil kullanılarak tanımlanmasıdır. Matematiksel model her zaman gerçek sistemin bir tahminidir. Belirsizlik (uncertainty), matematiksel model ve gerçek sistem arasındaki farkları temsil eder. Belirsizlikler iki gruba ayrılır:

- Dinamik belirsizlik
- Parametrik belirsizlik

Dinamik belirsizlik, modellenmemiş ve ihmal edilmiş dinamikleri kapsar. Örnek olarak, bir sistemin belirsiz modeli $G(s)=G_0(s)+\Delta(s)$ veya $G(s)=G_0(s)\times(1+\Delta(s))$ şeklinde ele alınmış olabilir. $G_0(s)$ sistemin nominal modeli, $\Delta(s)$ bilinmeyen ve H

sonsuz normu sınırlı olan bir transfer fonksiyonudur. Genellikle, $\|\Delta(s)\|_\infty < 1$ dir. Sistemlerin yüksek frekans bölgesinin bilgi eksiklikleri, histeresis, zaman gecikmeleri ve diğer doğrusal olmayan etkiler, dinamik belirsizlikler yardımı ile gösterilir.

Parametrik belirsizlik ise, bir sistemin parametreleri hakkında bilgi eksiklerini gösterir. Örnek olarak, bir aracın dinamik modeli basitçe, $F - \mu \frac{dx(t)}{dt} = m \frac{d^2x(t)}{dt^2}$ şeklinde yazılabilir. Burada; F, motorun ürettiği kuvvet, μ hava sürtünme katsayısı, $x(t)$ arabanın konumu ve m, arabanın ağırlığıdır. Arabanın ağırlığı, bilinen bir değer değildir ve arabada olan kişilere bağlıdır. Arabada sadece sürücü var iken, bir değer ve yolcu olunca başka bir değerdir.

Bir sistemde kullanılan elemanların değerleri, farklı nedenlerden dolayı değişebilir. Böyle bir durum da parametrik belirsizlik yardımı ile gösterilebilir. Eleman değerlerinin değişim nedenlerinden bazıları:

- Sıcaklık değişimi.
- Sistemde bir eleman bozulduğunda, yenisi ile değiştirilir. Yeni elemanın anma değeri, önceki ile aynı olmayabilir.
- Gerçek bir elemanın ömrü sınırlıdır. Elemanın ömrü azaldığında, sürtünme, aşınma, ısınma gibi farklı nedenlerden dolayı, elemanın değeri değişebilir.
- Gerçek elemanlar, %100 doğrusal değildir doğrusal olmayan davranışlar gösterirler. Örneğin bir kondansatörün değeri, frekans ile değişir sabit bir değer değildir.

Tez çalışmasında kullanılmakta olan Kharitonov teoremi, ilk kez, 1978'de Rusça dergilerde tanıtılmıştır. Kharitonov teoremi, 1984'te Barmish tarafından İngilizce olarak yayınlanmıştır [8]. Kharitonov'un kanıtlanması, oldukça karmaşık tanımlamalar içermektedir. Fakat Kharitonov teoremi ile ilgili İngilizce literatürde daha kolay kanıtlama olanakları önerilmiştir [9-12].

Kharitonov teoremi ile katsayıları değişken olan bir polinomun kökleri, sol yarı düzlemde yer alıp almadığı incelenebilir. Pay ve/veya paydadaki polinomunun katsayıları değişken olan bir transfer fonksiyonuna, ara sistem (interval system) denir. Kharitonov teoremi ile ara sistemler için, kontrolör tasarlanabilir. MATLAB'da, ara sistemlerin analizi için hazır araç kutusu yoktur. Bu amaçla literatürde, ara sistemlerin analizi için, bir araç kutusu geliştirilmiştir [13]. Kharitonov teoreminin kontrol mühendisliğindeki uygulamaları incelenerek yorumlanmıştır [14-15].

Kharitonov teoremi, güç elektroniği uygulamalarında çok az sayıda kullanılmıştır. Bu teorem ile [16], Quadratic Buck dönüştürücü için bir gürbüz PI ve bir Buck dönüştürücü için gürbüz bir Lead-Lag tasarlanmıştır [17] . Farklı bir uygulama olarak endüksiyon motor için gürbüz bir PI hız kontrolörü tasarlanmıştır [18]. Benzer

şekilde, izole bir mikrogrid için gürbüz kontrolör tasarlanmıştır [19,20]. RF bir amplifikatör için gürbüz kontrolör tasarım örneği çalışılmıştır [21].

Gürbüz kontrolör tasarımı için diğer önemli yöntemlerden biri, H_∞ dir. H_∞ kontrol ilk kez, tanıtılarak kullanılmıştır [22]. H_∞ yöntemi incelenerek teorisi nümerik örneklerle açıklanmıştır [23-25]. H_∞ kontrolünde, istenilen amaç, bir frekans uzayı optimizasyon problemine çevrilir ve optimum kontrolü hesaplanır. H_∞ kontrolörünün tasarlanması için, hazır MATLAB araç kutusu vardır. Bu yüzden, matematiksel hesaplamalar, MATLAB'a aktarılabilir [26]. [27], H_∞ kontrolörün MATLAB ortamında nasıl tasarlanabileceği hakkında bilgi vermektedir. Ayrıca, dinamik belirsizliklerin modellenmesi hakkında yararlanılacak çalışmalar yapılmıştır [27].

H_∞ kontrolör tasarımının en zor adımı, uygun ağırlıkların seçilmesidir. Bu amaçla uygun ağırlıkların belirtilmesi için genel genel bilgiler içeren çalışmalar yapılmıştır [28-30]. Benzer çalışmalarda ağırlıkların belirtilmesi için yapay zeka yöntemi kullanılmıştır [31-32].

H_∞ güç elektroniği devreleri için bazı uygulamaları [31-32], H_∞ yönteminin ilk güç elektroniği uygulamalarından sayılabilir [33]. Boost dönüştürücü [33-35] için, [Buck-Boost dönüştürücü [35, 36], yüksek kazançlı bir Boost dönüştürücü için [37], paralel bağlanmış Buck dönüştürücü uygulamaları için [38, 39], H_∞ kontrolör tasarlanmıştır. H_∞ yöntemi kullanıldığında, kapalı çevrim çıkış empedansının azaltılması, tasarım amaçlarından biri olarak tanıtılabilir. Dolayısıyla, bu yöntemle, dönüştürücünün çıkış empedansının azaltılması mümkündür.

μ sentezi (μ synthesis) yöntemde D-K veya μ -K iterasyon yardımıyla, kapalı çevrim döngüsünün yapısal tekil değeri (Structured Singular Value), minimize edilir. Genelde, μ sentezi yöntemi ile tasarlanan kontrolörün derecesi, H_∞ yöntemine göre yüksektir. Dolayısıyla, μ sentezi kontrolörün gerçekleştirilmesi, H_∞ kontrolöre göre zordur. μ sentezi yöntem, MATLAB'ın gürbüz kontrol araç kutusu tarafından desteklenir.

μ sentezi yöntemiyle DA-DA dönüştürücülerin kontrol olanakları hakkında bilgi verilmektedir [40]. Güç elektroniği dönüştürücüleri için kullanılan μ sentezi yönteminin bazı uygulamaları [41], Buck-Boost dönüştürücü ve sürekli akım modunda çalışan bir kısmi rezonanslı DA-DA dönüştürücü (Quasi Resonant Converter), μ sentezi yöntemle kontrol edilmiştir [42]. μ sentezi yöntemle, dönüştürücünün çıkış empedansının azaltılması mümkündür. Kontrolör tasarım yönteminden bağımsız olarak, DA-DA dönüştürücünün dinamik modeli gereklidir. DA-DA dönüştürücüler, doğrusal olmayan ve zamanla değişen (Nonlinear Time Variant) bir sistemdir. Dönüştürücünün doğrusal zamanla değişmeyen (Linear Time Invariant) modelini elde etmek için, iki önemli yöntem vardır: Bunlar Devre Ortalaması (DO) ve Uzay Durum Ortalaması (UDO) dur.

DA-DA dönüştürücüler, bobin, kondansatör, yarı iletken anahtarlar, DA kaynak ve yükten oluşan bir sistemdir. Teori açısından, bobin, kondansatör ve yük doğrusal olarak ele alınır ve tek doğrusal olmayan eleman, yarı iletken anahtardır. DO'da, yarı iletken anahtarın yerine bağımlı akım/gerilim kaynak konup devrenin doğrusal modeli elde edilir.

UDO yöntemi ve uygulama çalışmaları yapılarak tanıtılmıştır [43]. Daha sonra yapılan araştırmalarda daha geniş bilgiler verilerek çalışmalar genişletilmiştir [44-46]. UDO'da, devrenin dinamik denklemleri, yarı iletken anahtarların farklı durumlarına göre yazılır. Daha sonra, elde edilen dinamik denklemlerin ortalaması hesaplanır. Elde edilen ortalama dinamik denklem doğrusallaştırıldıktan sonra, dönüştürücünün doğrusal zamanla değişmeyen transfer fonksiyonu elde edilir. UDO ile hem dönüştürücünün dinamik transfer fonksiyonları, hem de kararlı durum çalışma noktası hesaplanabilir. Ayrıca UDO algoritması, bilgisayar ortamında daha kolay gerçekleştirilebilir. Bu tez çalışmasındaki modellemeler, UDO ile yapılmıştır.

Genellikle dönüştürücüler, sürekli akım modunda çalışır. [46] süreksiz akım modunda çalışan dönüştürücülerin modellemesi konusunda gerekli bilgiler verilmektedir. UDO yöntemi için yararlı bilgiler içeren çalışmalar yapılmıştır [47].

Bu tez çalışmasında;

Bölüm 1'de, DA-DA dönüştürücülerin dinamik modellemesi hakkında bilgi verilmektedir. Bu bölümde, KUCA tanıtılmıştır.

Bölüm 2'de, DA-DA dönüştürücülerin belirsiz modellemesi hakkında bilgi verilmektedir.

Bölüm 3'te, Kharitonov teoremi ve diğer ilgili teoremler tanıtılmıştır.

Bölüm 4'te, Kharitonov teoremi yardımı ile Quadratic Buck, Quadratic Boost ve Super Buck dönüştürücüler için, gürbüz kontrolör tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolörler, simülasyon ortamında test edilmiştir. Kharitonov teoremi ile Quadratic Boost ve Super Buck dönüştürücülere uygulanma çalışmaları denenmektedir.

Bölüm 5'te, DA-DA dönüştürücülerin çıkış empedansını azaltma konusu hakkında bilgi verilmektedir. Kharitonov teoremi ile elde edilen gürbüz kararlılığı sağlayan bölgenin, en düşük çıkış empedansı üreten kontrol parametrelerinin bulunması için bir yöntem önerilmektedir.

Bölüm 6'da, Kharitonov teoremi ve önerilen çıkış empedansını azaltma yöntemi ile Boost dönüştürücü için kontrolör tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolör, diğer kontrol tasarım yöntemleriyle karşılaştırılıp pratik sonuçlar verilmektedir.

1. DA/DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN BELİRSİZLİK VE DİNAMİK MODELİ

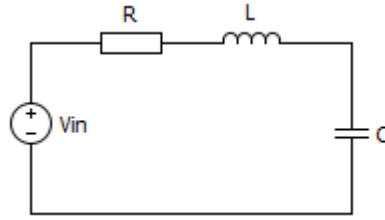
DA-DA dönüştürücüler, bilindiği gibi, dinamik ve lineer olmayan sistemlerdir. Kontrolör tasarımı için, bu sistemlerin dinamik denklemleri çıkartılmalıdır.

Bu bölümde, bir DA-DA dönüştürücünün dinamik denkleminin çıkartılması için genel prensipler verilmektedir. DA-DA dönüştürücülerin dinamik denklemini çıkartmak için, en önemli yöntem, Uzak Durum Ortalamasıdır (UDO).

Güç elektroniği dönüştürücü devreleri için tasarlanan yazılımlar (örneğin PSIM veya PLECS) yardımı ile de bir dönüştürücünün frekans cevabı elde edilebilir. Piyasadaki yazılımlar, sadece dönüştürücünün Bode diyagramını vermekte ancak dönüştürücünün dinamik denklemini verememektedirler. Bu yüzden, dönüştürücülerin dinamik denklemini çıkartmak için, bir MATLAB araç kutusu tasarlanmıştır. Tasarlanan araç kutusu, UDO yöntemi ile dönüştürücünün dinamik denklemini çıkartmaktadır.

1.1. Parametrik Belirsizlik Modellemesi ve Gürbüz Kontrol Yöntemleri

Sistemde kullanılan eleman değerleri değiştiğinde sistem, parametrik belirsizlik yardımı ile gösterilebilir. Örnek olarak, Şekil 1.1'deki basit RLC devresinde devrenin transfer fonksiyonu,



Şekil 1.1. Basit bir RLC devresi.

$$\frac{V_c(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} = \frac{a}{s^2 + bs + a} \quad (1.1)$$

şeklinde yazılabilir. Denklem (1.1) de, $a = \frac{1}{LC}$ ve $b = \frac{R}{L}$ dir.

R, L ve C Denklem (1.2), (1.3) ve (1.4) gibi yazılabilir:

$$R = R_0 + \delta_R \quad (1.2)$$

$$L = L_0 + \delta_L \quad (1.3)$$

$$C=C_0+\delta_C \quad (1.4)$$

Burada; R_0 , L_0 ve C_0 elemanlarının nominal değerlerini ve δ_R , δ_L ve δ_C ise elemanlardaki değişimleri göstermektedir. Dolayısıyla, a ve b de,

$$a=a_0+\delta_a \quad (1.5)$$

$$b=b_0+\delta_b \quad (1.6)$$

şeklinde yazılabilir. a_0 ve b_0 , sıra ile a ve b'nin nominal değerlerini ($a_0=\frac{1}{L_0C_0}$ ve $b_0=\frac{R_0}{L_0}$) ve δ_a ve δ_b , sıra ile a ve b'nin değişimini göstermektedir. Denklem (1.5) ve (1.6) ya göre,

$$a_{\min}<a<a_{\max} \quad (1.7)$$

$$b_{\min}<b<b_{\max} \quad (1.8)$$

gibi tanımlanabilir. Eğer elemanların değişimleri göz önüne alınmazsa, yani $\delta_R=\delta_L=\delta_C=0$ iken, Denklem (1.1) tek bir transfer fonksiyonu temsil eder. Elemanların değişimleri göz önüne alındığında, Denklem (1.1) bir transfer fonksiyon ailesini temsil eder. Gürbüz kontrol teknikleri yardımı ile elde edilen transfer fonksiyon ailesi için kontrolör tasarlanabilir.

Bu amaçla yapılan çalışmalarda, güç elektroniği dönüştürücüler [1-3], DC-DC dönüştürücüler [4,5] ve dönüştürücülerin kontrolü [6,7] ile ilgili bilgiler çok detaylı olarak sunulmaktadır. Bu konuda yayınlanmış tez ve makaleler mevcuttur.

1.2 Uzay Durum Ortalaması

Uzay durum ortalaması, normal puan ortalama işlemine benzer. Örnek olarak, aşağıdaki Tablo 1.1'de notları verilen iki öğrenci ele alınmıştır.

Tablo 1.1. Fiktif iki öğrencinin puanları.

Öğrenci	Matematik (4 kredi)	Fizik (3 kredi)	Biyoloji (2 kredi)
A	75	70	55
B	80	65	60

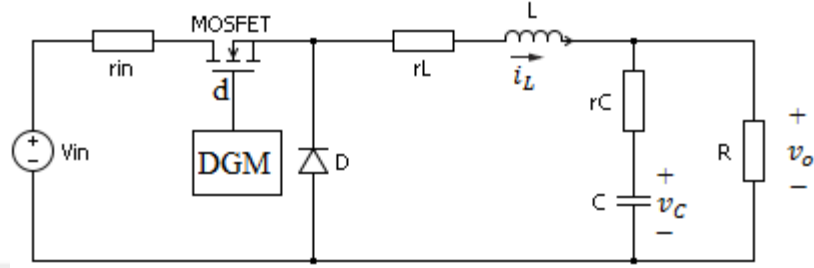
Öğrencilerin performansını karşılaştırmak için, ortalama iyi bir araçtır. Ortalamanın hesaplanması için, alınan puanlar, dersin kredisi ile çarpılır ve sonuçlar birlikte toplanır. Daha sonra, toplam, kredilerin toplamına bölünür.

$$\frac{75 \times 4 + 70 \times 3 + 55 \times 2}{4 + 3 + 2} = 68.89 \quad (1.9)$$

$$\frac{80 \times 4 + 65 \times 3 + 60 \times 2}{4 + 3 + 2} = 70.55 \quad (1.10)$$

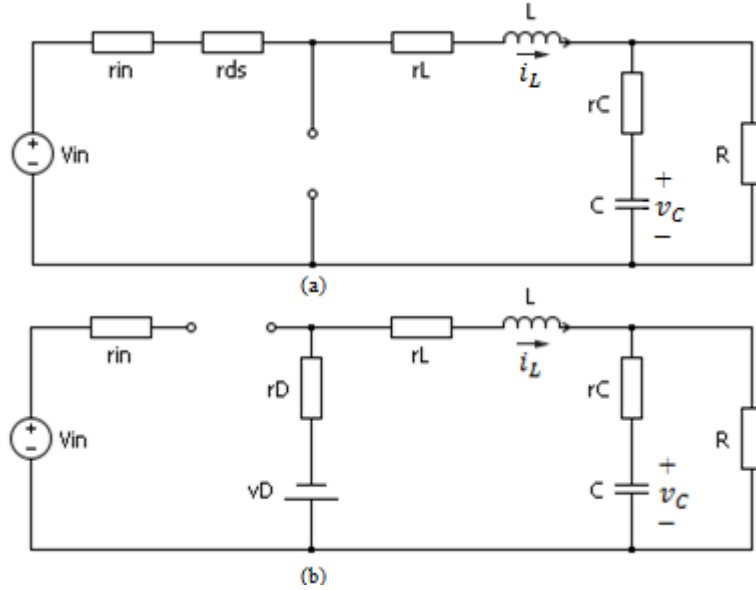
Dolayısıyla, B etiketli öğrenci, A etiketli öğrenciye göre daha başarılıdır. Puan ortalama işleminde, derslerin önemi, kredi sayısı ile gösterilir.

UDO yönteminde puan rolü, devrenin dinamik denklemleri tarafından ve kredi rolü, görev oranı tarafından oynanır. UDO yöntemi mantığı basit bir örnek ile incelenmiştir. Şekil 1.2’de gösterilen dönüştürücüde, r_{in} , r_L ve r_C sıra ile girişteki DA kaynağın iç direnci, bobin seri direnci ve kondansatör seri direncidir.



Şekil 1.2. Buck dönüştürücünün devre şeması.

MOSFET’in durumuna göre, iki eşdeğer devre çizilebilir. Şekil 1.3’te, r_D ve v_D diyotun seri direnci ve gerilim düşümü gösterilmektedir.



Şekil 1.3. a)Kapalı MOSFET için eşdeğer devre b)Açık MOSFET için eşdeğer devre.

Örnek olarak, dönüştürücü Şekil 1.3.a’da gösterildiği gibi, anahtarlama periyodunun %80’ini kapalı MOSFET durumunda ve kalan %20’sini Şekil 1.3.b’de gösterildiği gibi, açık MOSFET durumunda olarak alınmaktadır. Bu durumda, dönüştürücü daha çok kapalı MOSFET durumundadır. Dolayısıyla, kapalı MOSFET devrenin dinamik denklemi, açık MOSFET devrenin dinamik denklemine göre daha önemlidir. Basit not ortalama hesaplama işlemi ile karşılaştırıldığında, Şekil 1.3’teki devreler, puanlar gibi ve %80 ve %20 derslerin kredilerine benzer.

UDO yönteminde, devrelerin ortalamasının hesaplanması için, her devre anahtarlama periyodun geçerli olduğu yüzde göz önüne alınır. Örnek olarak eğer dönüştürücü anahtarlama periyodunun %80'inde kapalı MOSFET durumunda ve kalan %20'sinde de açık MOSFET durumunda ise, kapalı MOSFET durumunun dinamik denklemi 0.8 ile ve açık MOSFET durumunun dinamik denklemi 0.2 ile çarpılır. Devrenin ortalama dinamik denkleminin elde edilmesi için, iki sonuç birlikte toplanıp $0.8+0.2=1$ 'e bölünür.

Dönüştürücünün doğrusal modelini elde etmek için, önceki aşamadaki ortalama denklem, doğrusallaştırılmalıdır. Doğrusallaştırmada kararlı çalışma noktası (Steady State Operating Point) bulunur. Bunun için, ortalama denklemde olan türevli terimler yerine sıfır konmalıdır. Çünkü sistem kararlı çalışma durumuna gelince, değişimler durdurulur yani türevli terimler sıfır olur.

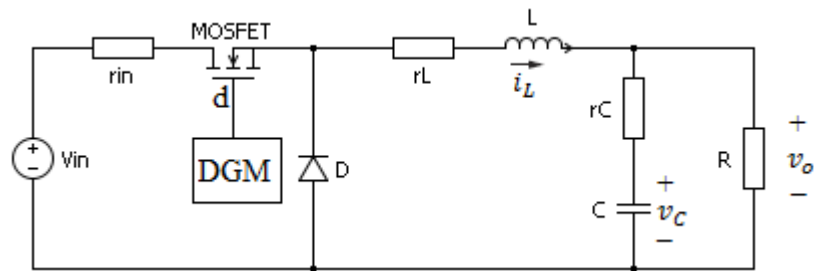
UDO yöntemin adımları, aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- 1- Dönüştürücü devresi, yarı iletken anahtarların durumuna göre analiz edilir ve her devre için, uzay durum modeli çıkartılır.
- 2- Devrenin ortalama dinamik denkleminin elde edilmesi için, bir önceki adımda elde edilen denklemler, görev oranı ile çarpılır ve sonuçlar birlikte toplanır. Elde edilen ortalama denklemde, türevli terimler yerine sıfır konur ve kararlı çalışma noktası bulunur.
- 3- Önceki adımda elde edilen ortalama denklem, doğrusallaştırılmalıdır.

Bu bölümde, büyük harfler, kararlı durum kısmı ve üssü (\sim) simgesi olan küçük harfler, değişimleri (Perturbation) gösterir. Örnek olarak, MOSFET'in görev oranı, $d=D+\tilde{d}$ şeklinde yazılabilir. D görev oranının büyük sinyal kısmı (Large Signal Part) ve \tilde{d} görev oranının küçük sinyal kısmıdır (Small Signal Part). Küçük sinyal kısmı, büyük sinyal kısmından çok küçüktür, yani: $\tilde{d}\ll D$.

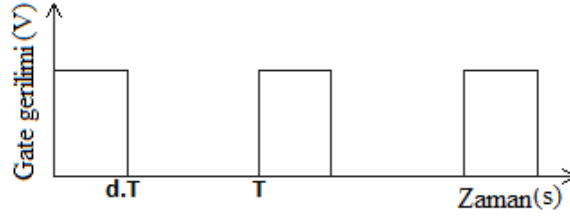
1.3 Buck Dönüştürücünün Dinamik Modeli

Şekil 1.4'te gösterilen Buck dönüştürücüde;



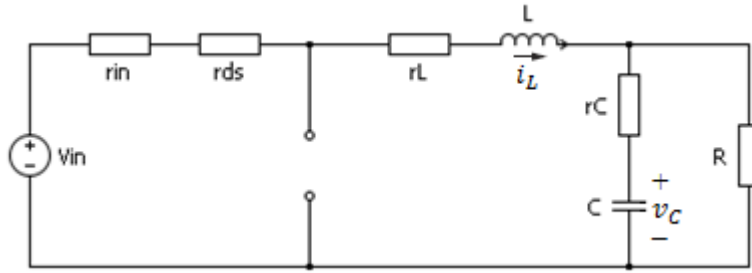
Şekil 1.4. Buck dönüştürücü devresi.

r_{in} , r_L ve r_C değerleri sıra ile giriş DA kaynağın iç direnci, bobinin seri eşdeğer direnci ve kondansatörün seri eşdeğer direncini gösterir. MOSFET Şekil 1.5'teki darbeler ile kontrol edilir. Kontrol darbesi yüksek iken MOSFET kapalı durumda ve düşük iken MOSFET açık durumundadır. MOSFET, $n.T < t < n.T + d.T$ $n=1,2,3, \dots$ zamanlarda iletimde ve $n.T + d.T < t < (n+1).T$ $n=1,2,3, \dots$ zamanlarda kesimdedir. Şekil 1.5'e göre, MOSFET $d \times T$ saniye boyunca kapalı ve $T - d \times T = (1-d) \times T$ saniye boyunca açıktır. T ve d sıra ile anahtarlama periyodu ve görev oranını gösterir.



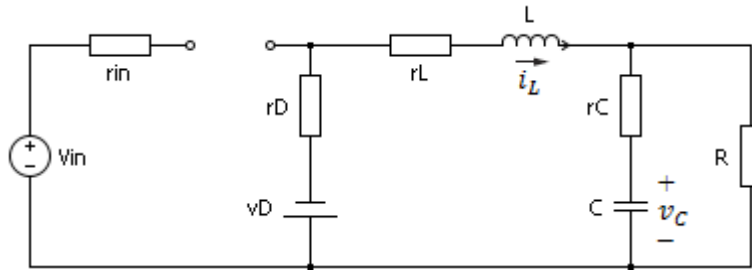
Şekil 1.5. MOSFET için gate kontrol darbeleri.

MOSFET iletimde iken, Şekil 1.6'da gösterilen eşdeğer devre çizilebilir.



Şekil 1.6. Buck dönüştürücünün eşdeğer devresi.

Ayrıca, MOSFET kesimde iken, Şekil 1.7'de gösterilen eşdeğer devre çizilir. r_D ve v_D diyotun seri direnci ve diyotun gerilim düşümünü gösterir.



Şekil 1.7. Buck dönüştürücünün eşdeğer devresi. MOSFET kesimdedir.

Şekil 1.6'daki gibi, MOSFET iletimde iken,

$$(r_{in} + r_{ds} + r_L)i_L + L \frac{di_L}{dt} + R \left(i_L - C \frac{dv_C}{dt} \right) = v_{in} \quad (1.11)$$

$$r_C C \frac{dv_C}{dt} + v_C = R \left(i_L - C \frac{dv_C}{dt} \right) \quad (1.12)$$

Denklemler, Denklem (1.13) ve (1.14) gibi sadeleştirilebilir:

$$L \frac{di_L}{dt} = -(r_{in} + r_{ds} + r_L + R) i_L + \frac{R^2}{R+r_C} i_L - \frac{R}{R+r_C} v_C + v_{in} \quad (1.13)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{R+r_C} (R i_L - v_C) \quad (1.14)$$

Çıkış gerilim, Denklem (1.15) gibi yazılabilir:

$$v_o = R \left(i_L - C \frac{dv_C}{dt} \right) = R \left(\frac{r_C}{r_C + R} i_L + \frac{1}{R+r_C} v_C \right) \quad (1.15)$$

MOSFET kesimde iken,

$$V_D + (r_D + r_L) i_L + L \frac{di_L(t)}{dt} + r_C C \frac{dv_C}{dt} + v_C = 0 \quad (1.16)$$

$$r_C C \frac{dv_C}{dt} + v_C = R \left(i_L - C \frac{dv_C}{dt} \right) \quad (1.17)$$

Denklemler, (1.18) ve (1.19) deki gibi sadeleştirilebilir:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = - \left(r_D + r_L + \frac{R \cdot r_C}{R+r_C} \right) i_L - \frac{R}{R+r_C} v_C - V_D \quad (1.18)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{R}{R+r_C} i_L - \frac{1}{R+r_C} v_C \quad (1.19)$$

Çıkış gerilim, Denklem (1.20) gibi yazılabilir:

$$v_o = R \left(i_L - C \frac{dv_C}{dt} \right) = R \left(\frac{r_C}{r_C + R} i_L + \frac{1}{R+r_C} v_C \right) \quad (1.20)$$

1.3.1 Dinamik Denklemlerin Ortalaması

MOSFET d.T süresi boyunca iletimde ve (1-d).T süresi boyunca, kesimdedir. Dönüştürücünün ortalama dinamik denkleminin elde edilmesi için, MOSFET iletimdeki dinamik denklemler d.T ile çarpılır ve MOSFET kesimindeki dinamik denklemler, (1-d).T ile çarpılır. Daha sonra sonuçlar birlikte toplanır ve d.T+(1-d).T=T'ye bölünür.

Önce, bobin akımının ortalama dinamik denklemini hesaplanır. Bobinin akımı için denklemler,

$$L \frac{di_L}{dt} = - \left(r_{in} + r_{ds} + r_L + R - \frac{R^2}{R+r_C} \right) i_L - \frac{R}{R+r_C} v_C + v_{in}, \quad n.T < t < n.T + d.T, \quad n \in \mathbb{N} \quad (1.21)$$

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = - \left(r_D + r_L + \frac{R \cdot r_C}{R+r_C} \right) i_L - \frac{R}{R+r_C} v_C - V_D, \quad n.T + d.T < t < (n+1).T, \quad n \in \mathbb{N} \quad (1.22)$$

şeklinde elde edilir. Denklemlerin sağ ve sol tarafı, d.T ve (1-d).T ile çarpılır:

$$L \frac{di_L}{dt} \times d.T = \left(-(r_{in} + r_{ds} + r_L + R) i_L + \frac{R^2}{R+r_C} i_L - \frac{R}{R+r_C} v_C + v_{in} \right) \times d.T \quad (1.23)$$

$$L \frac{di_L(t)}{dt} \times (1-d).T = \left(-(r_D + r_L + \frac{R.r_C}{R+r_C}) i_L - \frac{R}{R+r_C} v_C - V_D \right) \times (1-d).T \quad (1.24)$$

Elde edilen sonuçlar birlikte toplanır:

$$d.T \times L \frac{di_L}{dt} + (1-d).T \times L \frac{di_L}{dt} = d.T \times \left(-(r_{in} + r_{ds} + r_L + R) i_L + \frac{R^2}{R+r_C} i_L - \frac{R}{R+r_C} v_C + v_{in} \right) + (1-d).T \times \left(-(r_D + r_L + \frac{R.r_C}{R+r_C}) i_L - \frac{R}{R+r_C} v_C - V_D \right) \quad (1.25)$$

Ortalama dinamik denklemin elde edilmesi için, her iki taraf $d.T + (1-d).T = T$ 'ye bölünür:

$$d \times L \frac{di_L}{dt} + (1-d) \times L \frac{di_L}{dt} = d \times \left(-(r_{in} + r_{ds} + r_L + R) i_L + \frac{R^2}{R+r_C} i_L - \frac{R}{R+r_C} v_C + v_{in} \right) + (1-d) \times \left(-(r_D + r_L + \frac{R.r_C}{R+r_C}) i_L - \frac{R}{R+r_C} v_C - V_D \right) \quad (1.26)$$

Denklem sadeleştirildiğinde,

$$L \frac{di_L}{dt} = -d \times R_1 i_L - (1-d) \times R_2 i_L - \frac{R}{R+r_C} v_C - (1-d) V_D + dv_{in} \quad (1.27)$$

elde edilir. R_1 ve R_2 değişkenlerinin değerleri, sıra ile Denklem (1.28) ve (1.29) da verilmektedir.

$$R_1 = r_{in} + r_{ds} + r_L + R - \frac{R^2}{R+r_C} \quad (1.28)$$

ve

$$R_2 = r_D + r_L + \frac{R.r_C}{R+r_C} \quad (1.29)$$

Aynı şekilde, kondansatör geriliminin ortalama dinamik denklemini elde edilebilir. Kondansatör gerilimi,

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{R}{R+r_C} i_L - \frac{1}{R+r_C} v_C \quad n.T < t < n.T + d.T, n \in \mathbb{N} \quad (1.30)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{R}{R+r_C} i_L - \frac{1}{R+r_C} v_C \quad n.T + d.T < t < (n+1)T, n \in \mathbb{N} \quad (1.31)$$

şekilde elde edilir. Denklemler $d.T$ ve $(1-d).T$ ile çarpılmalı, elde edilen iki sonuç birlikte toplanmalı ve toplam, T 'ye bölünmelidir. Kondansatör geriliminin ortalama dinamik denklemini,

$$d \times C \frac{dv_C}{dt} + (1-d) \times C \frac{dv_C}{dt} = d \times \left(\frac{R}{R+r_C} i_L - \frac{1}{R+r_C} v_C \right) + (1-d) \left(\frac{R}{R+r_C} i_L - \frac{1}{R+r_C} v_C \right) \Rightarrow$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \left(\frac{R}{R+r_C} i_L - \frac{1}{R+r_C} v_C \right) \quad (1.32)$$

şeklinde elde edilir. Eğer türevli terimlerin yerine sıfır konulursa, bobin akımının kararlı durum değeri ve kondansatör geriliminin kararlı durum değeri elde edilir. Kararlı durum değerler, büyük harf ile gösterilmiştir.

$$0 = -D \times R_1 I_L - (1-D) \times R_2 I_L + \frac{R}{R+r_C} V_C - (1-D) V_D + D V_{IN} \quad (1.33)$$

$$0 = \frac{R}{R+r_C} I_L - \frac{1}{R+r_C} V_C \quad (1.34)$$

Elde edilen denklem sistemi, çözüldükten sonra,

$$I_L = \frac{(R+r_C)(D V_{IN} - (1-D) V_D)}{(R+r_C)R_2 + R^2 + D(R+r_C)(R_1 - R_2)} \quad (1.35)$$

$$V_C = \frac{R(R+r_C)(D V_{IN} - (1-D) V_D)}{(R+r_C)R_2 + (1-2D)R^2 + D(R+r_C)(R_1 - R_2)} \quad (1.36)$$

olur. Eğer giriş kaynağının iç direnci (r_{in}), MOSFET drain-source direnci (r_{ds}), diyot seri direnç (r_D), diyot gerilim düşümü (V_D) yerine sıfır konursa,

$$I_L = \frac{D \times V_{IN}}{R} \quad (1.37)$$

$$V_C = D \times V_{IN} \quad (1.38)$$

elde edilir. Bu denklemler, ideal yani %100 performansı olan bir Buck dönüştürücünün kararlı durum denklemleridir.

Çıkış geriliminin ortalama dinamik denklemi,

$$d \times v_o + (1-d) \times v_o = d \times R \left(\frac{r_C}{r_C+R} i_L + \frac{1}{R+r_C} v_C \right) + (1-d) \times R \left(\frac{r_C}{r_C+R} i_L + \frac{1}{R+r_C} v_C \right) \quad (1.39)$$

olur. Denklem sadeleştirildiğinde,

$$v_o = R \left(\frac{r_C}{r_C+R} i_L + \frac{1}{R+r_C} v_C \right) \quad (1.40)$$

elde edilir.

1.3.2 Denklemlerin Doğrusallaştırılması

Dönüştürücünün ortalama dinamik denklemi, Denklem (1.27) ve (1.32) de elde edilmiştir. Bu denklemde, $R_1=r_{in}+r_{ds}+r_L+R-\frac{R^2}{R+r_C}$ ve $R_2=r_D+r_L+\frac{R \times r_C}{R+r_C}$ dir. Ortalama dinamik denkleminin doğrusallaştırılması için, Taylor teoremi kullanılır. Taylor teoremine göre, $f(x_0+\Delta x) \cong f(x_0)+\Delta x \times f'(x_0)$. Δx küçük bir değişim ($\Delta x \ll x_0$) ve ' ' simgesi, türevi göstermektedir.

Dönüştürücünün dinamik denkleminin doğrusallaştırılması için, değişkenler Denklem (1.41), (1.42) ve (1.43) şeklinde yazılır.

$$\dot{I}_L = I_L + \tilde{I}_L \quad (1.41)$$

$$v_C = V_C + \tilde{v}_C \quad (1.42)$$

$$d = D + \tilde{d} \quad (1.43)$$

Büyük harf ile gösterilen değişkenler, değişkenin kararlı durum değerini gösterir. Üssü simgesi olan değişkenler, küçük değişimi göstermektedir ($\tilde{I}_L \ll I_L$, $\tilde{v}_C \ll V_C$ ve $\tilde{d} \ll D$). Örnek olarak, $d = D + \tilde{d}$ denklemine göre, görev oranı (d) iki bileşenden oluşmuştur. Biri kararlı durum bileşeni (D) ve diğeri küçük değişim bileşeni (\tilde{d}) dir. Değişkenlerinin kararlı durum değerinin elde etmek için, ortalama denklemdeki türev terimlerin yerine sıfır konmalıdır.

Yeni tanımlanan değişkenler, elde edilen ortalama denklemde yerine konur:

$$L \frac{d(I_L + \tilde{I}_L)}{dt} = -(D + \tilde{d}) \times R_1 (I_L + \tilde{I}_L) - (1 - (D + \tilde{d})) \times R_2 (I_L + \tilde{I}_L) - \frac{R}{R+r_C} (V_C + \tilde{v}_C) - (1 - (D + \tilde{d})) V_D + (D + \tilde{d}) (V_{IN} + \tilde{v}_{in}) \quad (1.44)$$

$$C \frac{d(V_C + \tilde{v}_C)}{dt} = \frac{R}{R+r_C} (I_L + \tilde{I}_L) - \frac{1}{R+r_C} (V_C + \tilde{v}_C) \quad (1.45)$$

Denklem (1.44) sadeleştirildikten sonra,

$$L \frac{d(I_L + \tilde{I}_L)}{dt} = -(D + \tilde{d}) \times R_1 (I_L + \tilde{I}_L) - (1 - (D + \tilde{d})) \times R_2 (I_L + \tilde{I}_L) - \frac{R}{R+r_C} (V_C + \tilde{v}_C) - (1 - (D + \tilde{d})) V_D + (D + \tilde{d}) (V_{IN} + \tilde{v}_{in}) \Rightarrow$$

$$L \frac{d(I_L + \tilde{I}_L)}{dt} = -R_1 D I_L - R_1 D \tilde{I}_L - R_1 I_L \tilde{d} - R_1 \tilde{I}_L \tilde{d} + R_2 (D-1) I_L + R_2 (D-1) \tilde{I}_L + R_2 I_L \tilde{d} + R_2 \tilde{I}_L \tilde{d} - \frac{R}{R+r_C} V_C - \frac{R}{R+r_C} \tilde{v}_C + (D-1) V_D + V_D \tilde{d} + D V_{IN} + D \tilde{v}_{in} + V_{IN} \tilde{d} + \tilde{v}_{in} \tilde{d} \Rightarrow$$

$$L \frac{d(I_L + \tilde{I}_L)}{dt} = -R_1 D I_L + R_2 (D-1) I_L + (D-1) V_D - \frac{R}{R+r_C} V_C + D V_{IN} + \tilde{v}_{in} \tilde{d}$$

$$+R_2\tilde{I}_L\tilde{d}-R_1\tilde{I}_L\tilde{d}+(R_2(D-1)-R_1D)\tilde{I}_L-\frac{R}{R+r_C}\tilde{v}_c+(V_{IN}+V_D+(R_2-R_1)I_L)\tilde{d}+D\tilde{v}_{in} \quad (1.46)$$

elde edilir. $L\frac{d(I_L+\tilde{I}_L)}{dt}=L\frac{d(\tilde{I}_L)}{dt}$ olur. Eşitliğin sağ tarafındaki terimler üç gruba ayrılabilir:

- $-R_1DI_L+R_2(D-1)I_L+(D-1)V_D-\frac{R}{R+r_C}V_C+DV_{IN}$
- $\tilde{v}_{in}\tilde{d}+R_2\tilde{I}_L\tilde{d}-R_1\tilde{I}_L\tilde{d}$
- $+(R_2(D-1)-R_1D)\tilde{I}_L-\frac{R}{R+r_C}\tilde{v}_c+(V_{IN}+V_D+(R_2-R_1)I_L)\tilde{d}+D\tilde{v}_{in}$

Eğer $-R_1DI_L+R_2(D-1)I_L+(D-1)V_D-\frac{R}{R+r_C}V_C+DV_{IN}$ denkleminde, değişkenlerinin kararlı durum değerleri konulursa, sonuç sıfır olur. İkinci gruptaki terimler de ihmal edilebilir. Çünkü birden küçük değerlerin çarpımı daha küçük bir değer üretir. Böylece, sadece üçüncü gruptaki terimler kalır. Dolayısıyla,

$$L\frac{d(\tilde{I}_L)}{dt}\approx+(R_2(D-1)-R_1D)\tilde{I}_L-\frac{R}{R+r_C}\tilde{v}_c+(V_{IN}+V_D+(R_2-R_1)I_L)\tilde{d}+D\tilde{v}_{in} \quad (1.47)$$

olur.

Benzer şekilde, Denklem (1.45) deki kondansatörün gerilim denklemi de doğrusallaştırılabilir:

$$C\frac{d(V_C+\tilde{v}_C)}{dt}=\frac{R}{R+r_C}(I_L+\tilde{I}_L)-\frac{1}{R+r_C}(V_C+\tilde{v}_C)\Rightarrow$$

$$C\frac{d(V_C+\tilde{v}_C)}{dt}=\frac{R}{R+r_C}I_L-\frac{1}{R+r_C}V_C+\frac{R}{R+r_C}\tilde{I}_L-\frac{1}{R+r_C}\tilde{v}_C \quad (1.48)$$

V_C sabittir, dolayısıyla türevi sıfırdır:

$$C\frac{d(\tilde{v}_C)}{dt}=\frac{R}{R+r_C}I_L-\frac{1}{R+r_C}V_C+\frac{R}{R+r_C}\tilde{I}_L-\frac{1}{R+r_C}\tilde{v}_C \quad (1.49)$$

Sağdaki terimler iki gruba ayrılabilir:

- $\frac{R}{R+r_C}I_L-\frac{1}{R+r_C}V_C$
- $\frac{R}{R+r_C}\tilde{I}_L-\frac{1}{R+r_C}\tilde{v}_C$

Eğer I_L ve V_C 'nin kararlı durum değerleri, $\frac{R}{R+r_C}I_L-\frac{1}{R+r_C}V_C$ ifadesinde yerlerine konulursa, sonuç sıfır olur. Dolayısıyla,

$$C\frac{d(\tilde{v}_C)}{dt}=\frac{R}{R+r_C}\tilde{I}_L-\frac{1}{R+r_C}\tilde{v}_C \quad (1.50)$$

olur. Çıkış geriliminin denklemi de aynı şekilde doğrusallaştırılabilir. Bunun için önce, çıkış gerilim, $v_o = V_o + \tilde{v}_o$ şeklinde tanımlanır. V_o ve \tilde{v}_o sırası ile çıkış geriliminin kararlı durum değeri ve çıkış geriliminin değişimini göstermektedir ($\tilde{v}_o \ll V_o$).

Çıkış geriliminin denklemini doğrusallaştırmak için:

$$v_o = R \left(\frac{r_c}{r_c + R} i_L + \frac{1}{R + r_c} v_C \right) \Rightarrow$$

$$V_o + \tilde{v}_o = R \left(\frac{r_c}{r_c + R} (I_L + \tilde{i}_L) + \frac{1}{R + r_c} (V_C + \tilde{v}_C) \right) \Rightarrow$$

$$V_o + \tilde{v}_o = \frac{R r_c}{r_c + R} I_L + \frac{R}{R + r_c} V_C + \frac{R r_c}{r_c + R} \tilde{i}_L + \frac{R}{R + r_c} \tilde{v}_C \quad (1.51)$$

Çıkış geriliminin kararlı durum değeri,

$$V_o = \frac{R r_c}{r_c + R} I_L + \frac{R}{R + r_c} V_C \quad (1.52)$$

olur. Küçük sinyal kısmı ise,

$$\tilde{v}_o = \frac{R r_c}{r_c + R} \tilde{i}_L + \frac{R}{R + r_c} \tilde{v}_C \quad (1.53)$$

olur.

Dolayısıyla, Buck dönüştürücünün doğrusal modeli Denklem 1.46, Denklem 1.50, Denklem 1.53, Denklem 1.28 ve Denklem 1.29'dan yararlanarak elde edilen doğrusal denklem, uzay durum modeli olarak da yazılabilir. Doğrusal dinamik bir sistemin uzay durum modeli,

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Kx \end{cases} \quad (1.54)$$

şeklinde yazılabilir. x vektörü durum uzay değişkenlerini, u giriş sinyali ve y çıkışı göstermektedir. İncelenen Buck dönüştürücüde:

$$x = \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_C \end{bmatrix}, \quad (1.55)$$

$$u = \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{v}_{in} \end{bmatrix}, \quad (1.56)$$

$$y = v_o, \quad (1.57)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_2(D-1) - R_1 D}{L} & -\frac{R}{(R+r_c)L} \\ \frac{R}{(R+r_c)C} & -\frac{1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix} \quad (1.58)$$

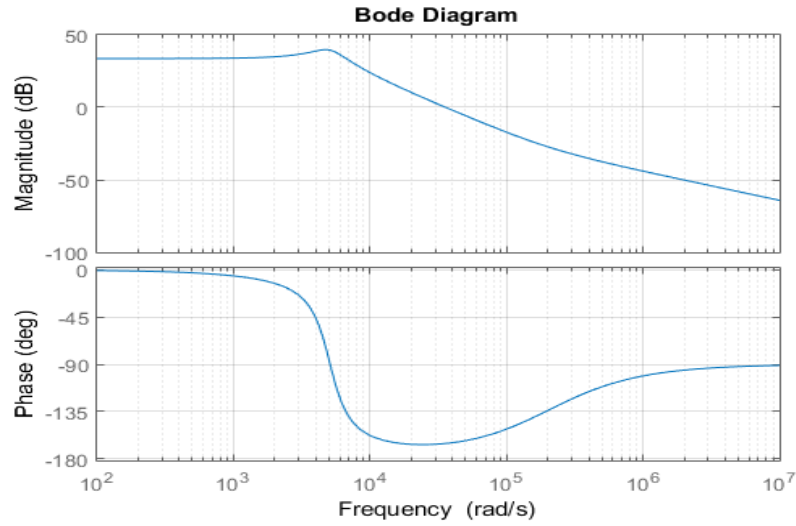
$$B = \begin{bmatrix} \frac{(V_{IN} + V_D + (R_2 - R_1)L)}{L} & D \\ 0 & L \\ C & C \end{bmatrix} \quad (1.59)$$

$$\kappa = \begin{bmatrix} \frac{R_{rC}}{r_C + R} & R \\ r_C + R & r_C + R \end{bmatrix} \quad (1.60)$$

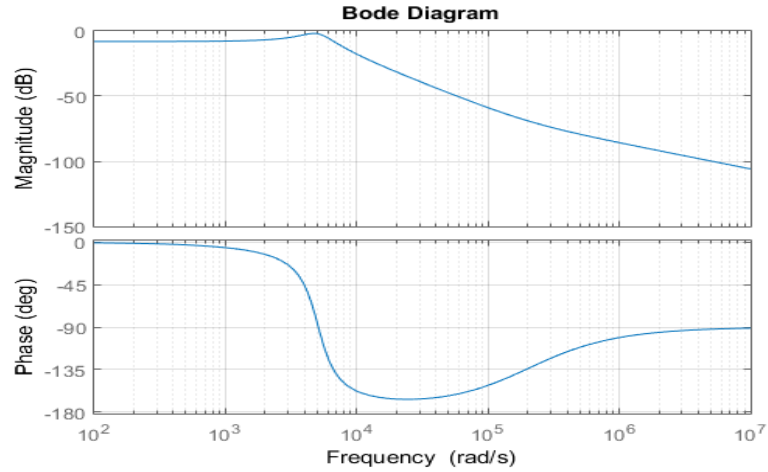
Hesaplamalar MATLAB yardımı ile yapılabilir. Örnek olarak, Şekil 1.2'deki gibi bir Buck dönüştürücü devresinde;

$R = 5 \Omega$, $V_{in} = 50 \text{ V}$, $r_{in} = 0.1 \Omega$, $L = 400 \mu\text{H}$, $r_L = 0.1 \Omega$, $C = 100 \mu\text{F}$, $r_C = 0.05 \Omega$, $D = 0.41$, $r_{ds} = 0.1 \Omega$, $r_D = 0.1 \Omega$ ve $V_D = 0.7 \text{ V}$.

Ekteki program 1.1 yardımıyla, $G_1(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{6184s + 1.237 \times 10^9}{s^2 + 2574s + 2.568 \times 10^7}$ ve $G_2(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{in}(s)} = \frac{50.74s + 1.015 \times 10^7}{s^2 + 2574s + 2.568 \times 10^7}$ olarak elde edilir. Bu transfer fonksiyonların Bode diyagramı, Şekil 1.8 ve 1.9'da gösterilmektedir.



Şekil 1.8. $G_1(s)$ transfer fonksiyonunun Bode diyagramı.

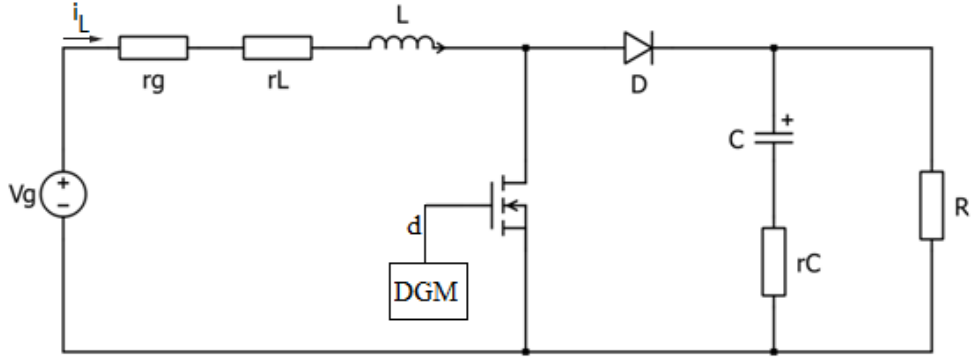


Şekil 1.9. $G_2(s)$ transfer fonksiyonunun Bode diyagramı.

1.4 Boost Dönüştürücünün Dinamik Modeli

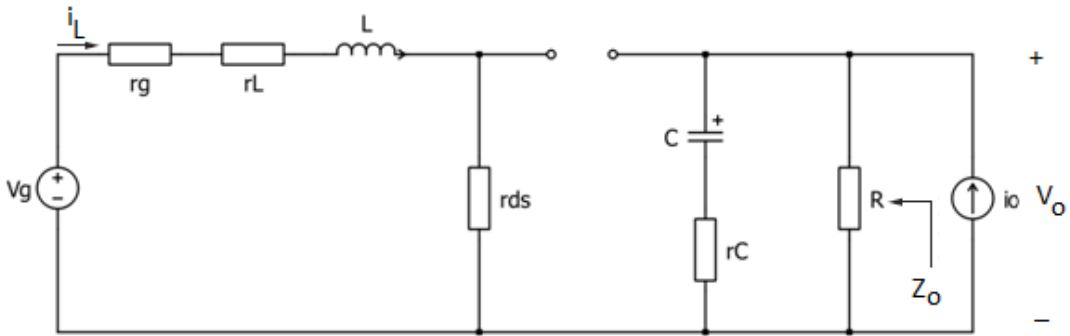
Bilimsel hesaplamaların büyük bir kısmında MATLAB yazılımı kullanılmaktadır. Bölüm 1.3'te açıklanan manüel yöntem ile dönüştürücünün dinamik denklemini çıkartmak, zor olabilir. Özellikle dönüştürücünün mertebesi arttığında, dinamik denklemlerin sayısı artar ve daha çok hesap gerekebilir. Hesaplama sayısı arttığında, hata ihtimali de artar. Dolayısıyla, otomatik yöntemlerle dönüştürücünün dinamik denkleminin çıkartılması önerilir. Bu bölümde, bir Boost dönüştürücünün dinamik modeli, MATLAB yardımı ile elde edilmiştir.

Bir Boost dönüştürücünün devre şeması, Şekil 1.10'da gösterilmektedir. r_g , r_L ve r_C , sıra ile DA kaynağının iç direnci, bobinin eşdeğer seri direnci ve kondansatörün eşdeğer seri direncini göstermektedir.



Şekil 1.10. Boost dönüştürücünün devre şeması.

MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir. Şekil 1.10'da gösterilen devre, bu durumun eşdeğeridir. i_o , fiktif bir akım kaynağıdır ve dönüştürücünün çıkış empedansının hesaplanması için eklenmiştir. Dönüştürücünün çıkış empedansı, $Z_o = \frac{v_o}{i_o}$ şeklinde hesaplanabilir. v_o , fiktif akım kaynağının gerilimidir.



Şekil 1.11. MOSFET in iletim durumunda Boost dönüştürücünün eşdeğer devresi.

Şekil 1.11'deki devrenin dinamik denklemleri,

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \left(-(r_g + r_{ds} + r_L) i_L + v_g \right) \quad (1.61)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left(-\frac{1}{R+r_C} v_C + \frac{R}{R+r_C} i_o \right) \quad (1.62)$$

Ekteki program 1.2, üç kısımdan oluşmaktadır. Bunlar:

- Dönüştürücünün parametreleri olan eleman değerlerinin olduğu kısım,
- Ortalama ve doğrusallaştırma işlemleri dönüştürücü dinamik denklemlerine uygulanan kısım,
- Transfer fonksiyonlarının çıkartıldığı kısım.

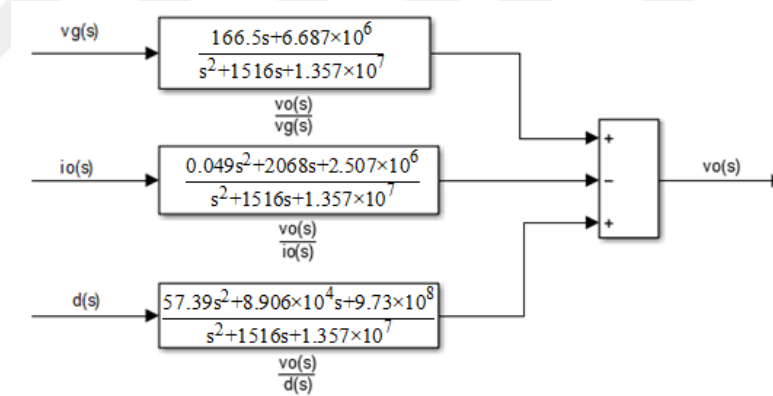
Program 1.2'deki açıklamalar yardımı ile program kolayca anlaşılabilir. Program çalıştırıldıktan sonra

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{57.39s^2 + 8.906 \times 10^4 s + 9.73 \times 10^8}{s^2 + 1516s + 1.357 \times 10^7} \quad (1.67)$$

$$\frac{v_o(s)}{v_g(s)} = \frac{166.5s + 6.687 \times 10^6}{s^2 + 1516s + 1.357 \times 10^7} \quad (1.68)$$

$$Z_o(s) = \frac{v_o(s)}{i_o(s)} = \frac{0.049s^2 + 2068s + 2.507 \times 10^6}{s^2 + 1516s + 1.357 \times 10^7} \quad (1.69)$$

olarak elde edilir. $Z_o(s)$, dönüştürücünün çıkış empedansını gösterir. Elde edilen transfer fonksiyonlara göre, Boost dönüştürücünün dinamik modeli, Şekil 1.13'teki gibi olur.

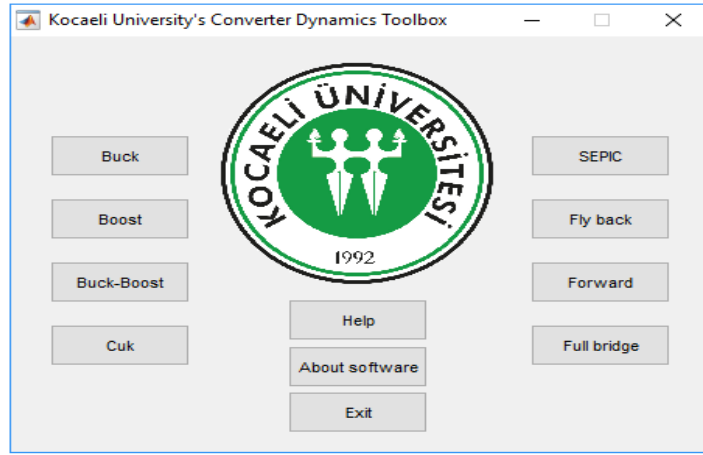


Şekil 1.13. Boost dönüştürücünün dinamik modeli.

1.5 MATLAB Araç Kutusu Geliştirilmesi

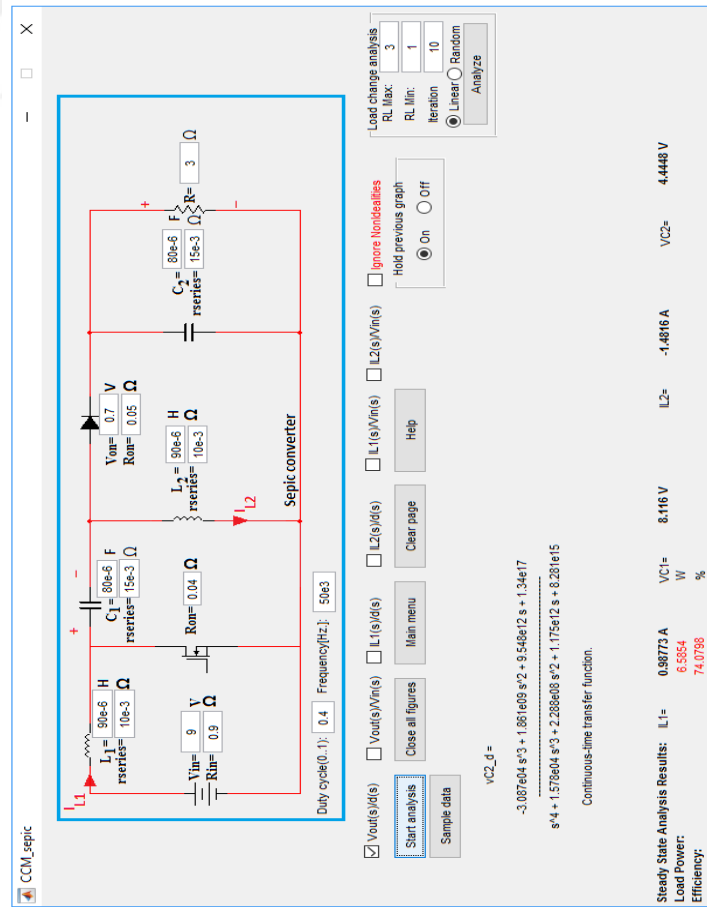
Kullanılmakta olan ticari yazılımlar yardımı ile dönüştürücülerin frekans cevabının grafiği elde edilebilir. Bu yazılımlar, dönüştürücünün transfer fonksiyonunun dinamik denklemini vermezler. Eğer dönüştürücünün kontrolörü, bu ticari yazılımlar ile tasarlanırsa, frekans uzayı benzeri yöntemler kullanılır.

Kullanışlı DA-DA topolojilerin dinamik denklemlerini elde etmek için, bir MATLAB araç kutusu tasarlanmıştır [50]. Tasarlanan araç kutusunun giriş görseli, Şekil 1.14'te gösterilmektedir. Bu araç kutusu, ekteki program 1.2 gibi, tez çalışmaları sürecinde kodları yazılan dönüştürücülere özgü hesaplamaların yapılması amacı ile geliştirilmiştir.



Şekil 1.14. Geliştirilmiş araç kutusunun giriş penceresi.

Örnek olarak, Şekil 1.15'te, geliştiren araç kutusunun SEPIC dönüştürücü hesaplama kısmı gösterilmiştir. Kullanıcı, araç kutusuna sadece dönüştürücünün eleman değerlerini girer. Araç kutusu, dönüştürücünün tüm dinamik denklemlerini $(\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}, \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{in}(s)}, \frac{\tilde{i}_{L1}(s)}{\tilde{d}(s)}, \frac{\tilde{i}_{L2}(s)}{\tilde{d}(s)}, \frac{\tilde{i}_{L1}(s)}{\tilde{v}_{in}(s)}, \frac{\tilde{i}_{L2}(s)}{\tilde{v}_{in}(s)})$ şeklinde verir. Transfer fonksiyonlara ek olarak, bobinlerinin kararlı durum akımı, kondansatörlerinin kararlı durum gerilimi, ve verim gibi bilgiler de verilmektedir.



Şekil 2.15: Geliştirilen araç kutusunun SEPIC kısmı.

2. DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE BELİRSİZLİK MODELLEME

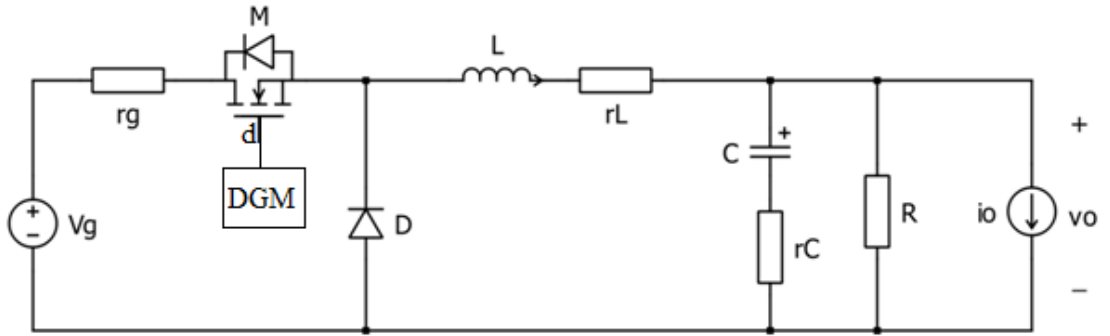
2.1 Giriş

Bölüm 2’de, bir dönüştürücünün dinamik modelinin, UDO yardımıyla çıkartılmasını açıklamaktadır. Bu bölümde, bir dönüştürücünün belirsiz modelinin çıkartılması tartışılmaktadır.

Bir DA-DA dönüştürücü, bobinler, kondansatörler, yük, yarı iletken anahtarlar, dönüştürücüyü besleyen gerilim kaynağı ve bir kontrol sisteminden oluşur. Dönüştürücüyü oluşturan tüm elemanların belli bir toleransı vardır. Örneğin, %10 toleranslı 100 μF nominal değeri olan bir kondansatörün gerçek değeri, 90 μF ile 110 μF arasında değişir. Ayrıca, kondansatörün değeri sıcaklık ve frekans ile değişir. Gerçek bir kondansatörün değeri sadece sıcaklık ve frekansın fonksiyonu değildir. Örneğin, zaman geçtikçe, kondansatörün dielektriği bozulur ve kondansatörün kapasite değeri azalır. Dolayısıyla, gerçek bir kondansatörün kapasite değeri, belirli bir aralıkta değişir. Diğer elemanların değeri de aynı şekilde belirli aralıklarda değişir. Dolayısıyla, bir DA-DA dönüştürücüye, belirsiz bir sistem gibi bakılabilir. Bu bölümün amacı, dönüştürücünün belirsiz modelini çıkartmaktır. Yöntem iki örnek yardımı ile açıklanmaktadır.

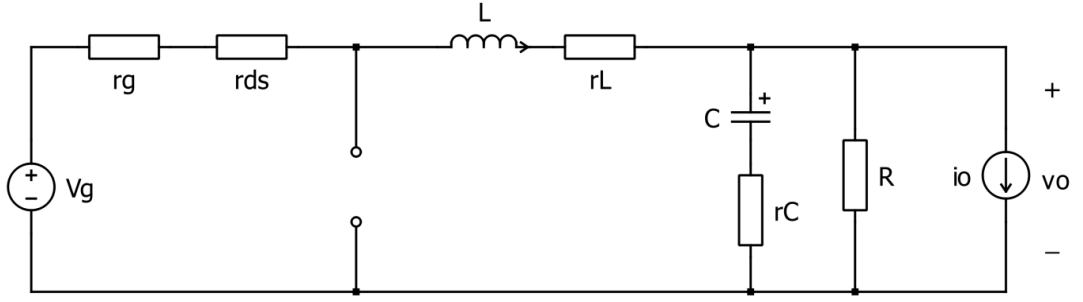
2.2 Buck Dönüştürücünün Nominal Modeli

Bir Buck dönüştürücü devresi, Şekil 2.1’de gösterilmektedir. V_g , r_g , L , r_L , C , r_C ve R sıra ile giriş kaynak gerilimi, giriş kaynağının iç direnci, bobin değeri, bobinin eşdeğeri seri direnci, kondansatörün değeri, kondansatörün eşdeğer seri direnci ve yükü gösterir. i_O , fiktif bir akım kaynağıdır ve dönüştürücünün çıkış empedansı hesaplamak için eklenmiştir. MOSFET D.T saniye boyunca iletimde ve $(1-D).T$ saniye boyunca kesimdedir. Dönüştürücünün çalışma modu, CCM ele alınmıştır.



Şekil 2.1. Buck dönüştürücünün devre şeması.

Şekil 2.2’de gösterildiği gibi, MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir.



Şekil 2.2. Buck dönüştürücünün eşdeğer devresi. MOSFET iletimdedir.

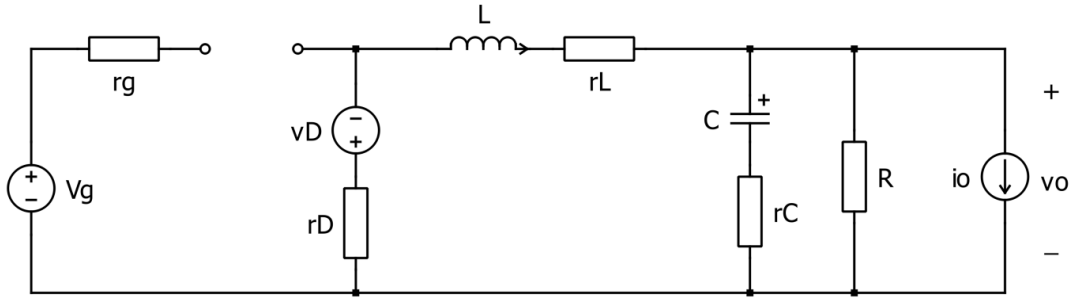
Şekil 2.2'deki devreye göre,

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \left(- \left(r_g + r_{ds} + r_L + \frac{R \times r_C}{R + r_C} \right) i_L - \frac{R}{R + r_C} v_C + \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_O + v_g \right) \quad (2.1)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{R}{R + r_C} i_L - \frac{1}{R + r_C} v_C - \frac{R}{R + r_C} i_O \right) \quad (2.2)$$

$$v_o = r_C C \frac{dv_C}{dt} + v_C = \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_L + \frac{R}{R + r_C} v_C - \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_O \quad (2.3)$$

olur. Şekil 2.3'te gösterildiği gibi, MOSFET kesimde iken, diyot iletimdedir.



Şekil 2.3. Buck dönüştürücünün eşdeğer devresi. MOSFET kesimdedir.

Şekil 2.3'teki devreye göre,

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \left(- \left(r_D + r_L + \frac{R \times r_C}{R + r_C} \right) i_L - \frac{R}{R + r_C} v_C + \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_O - v_D \right) \quad (2.4)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{R}{R + r_C} i_L - \frac{1}{R + r_C} v_C - \frac{R}{R + r_C} i_O \right) \quad (2.5)$$

$$v_o = r_C C \frac{dv_C}{dt} + v_C = \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_L + \frac{R}{R + r_C} v_C - \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_O \quad (2.6)$$

olur.

Burada devre elemanları, toleranssız ele alınır. Devre elemanlarının değerleri, Tablo 2.1'de gösterilmiştir.

Tablo 2.1. Şekil 2.1’de gösterilen Buck dönüştürücünün parametreleri.

	Nominal değer
Çıkış gerilimi, V_o	20 V
Görev oranı, D	0.4
DA kaynak gerilimi, V_g	50 V
Giriş DA kaynak iç direnci, r_g	0.5 Ω
MOSFET drain-source direnci, r_{ds}	40 m Ω
Kondansatör, C	100 μ F
Kondansatörün eşdeğer seri direnci, r_C	0.05 Ω
Bobin, L	400 μ H
Bobinin eşdeğer seri direnci, r_L	10 m Ω
Diyot iletim gerilim düşümü, v_D	0.7 V
Diyot seri direnci, r_D	10 m Ω
Yük, R	20 Ω
Anahtarlama frekansı, F_{sw}	20 kHz

Toleranssız elemanları olan Buck dönüştürücünün transfer fonksiyonları, UDO yöntemin yardımı ile çıkartılır. Bunun için, ekteki program 2.1 kullanılabilir.

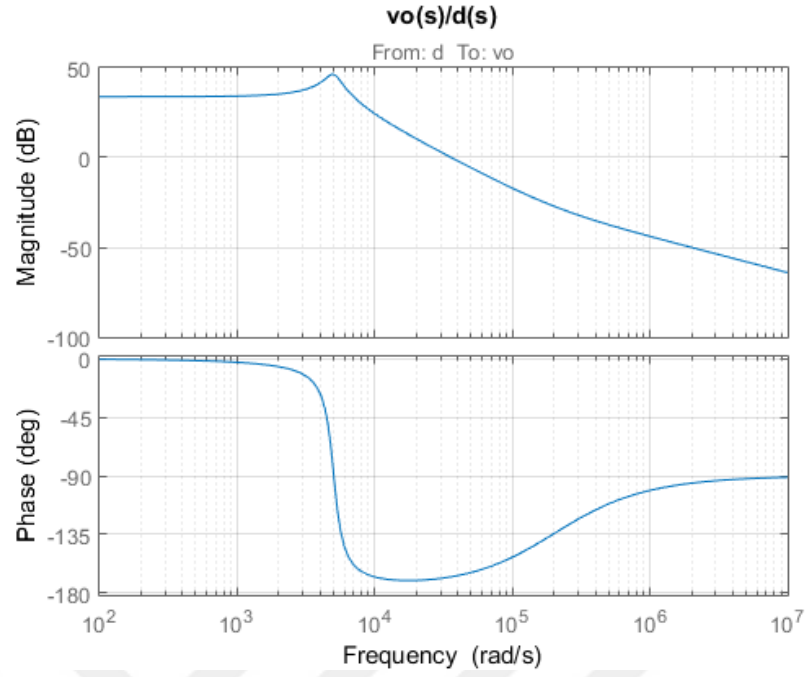
Program çalıştırıldıktan sonra,

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = 6257.7 \frac{s+2 \times 10^5}{s^2+1203s+2.523 \times 10^7} \quad (2.7)$$

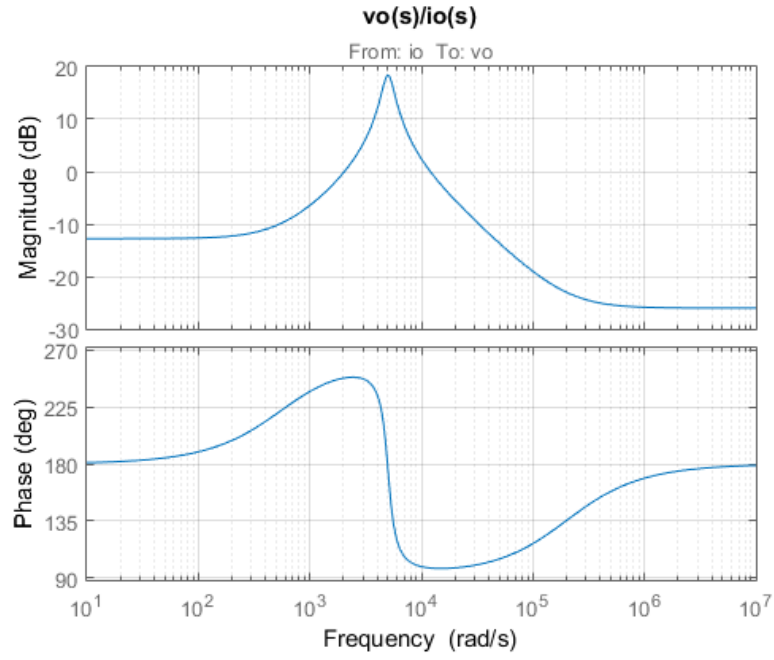
$$\frac{v_o(s)}{i_o(s)} = -0.0499 \frac{(s+2 \times 10^5)(s+580)}{s^2+1203s+2.523 \times 10^7} \quad (2.8)$$

$$\frac{v_o(s)}{v_g(s)} = 49.875 \frac{(s+2 \times 10^5)}{s^2+1203s+2.523 \times 10^7} \quad (2.9)$$

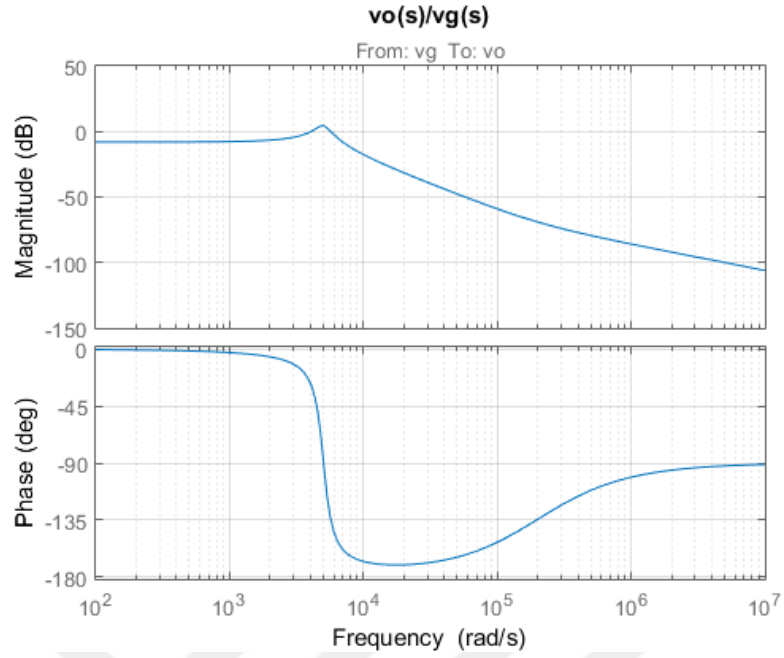
olur. Şekil 2.4, 2.5 ve 2.6 da, bu transfer fonksiyonlarının frekans cevapları gösterilmiştir. Bunlar, sistemin nominal frekans cevaplarıdır.



Şekil 2.4. Denklem (2.7) de verilen transfer fonksiyonun Bode diyagramı.

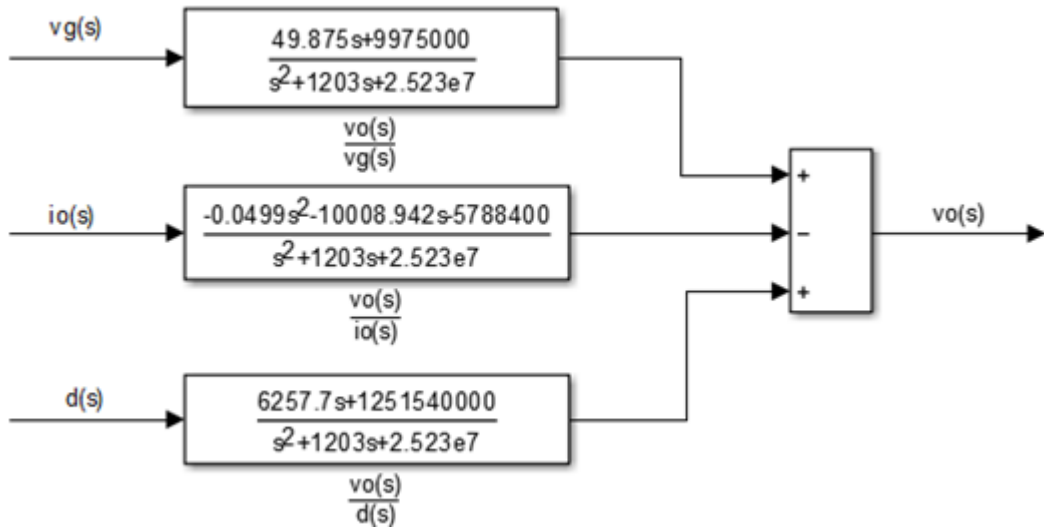


Şekil 2.5 Denklem (2.8) de verilen transfer fonksiyonunun Bode diyagramı.



Şekil 2.6 Denklem (2.9) da verilen transfer fonksiyonun Bode diyagramı.

Programın verdiği transfer fonksiyonlara göre, aşağıdaki blok diyagram çizilebilir.



Şekil 2.7. Buck dönüştürücünün dinamik modeli.

2.3 Elemanların Tolerans Etkisi

Bölüm 2.2'deki hesaplamalarda, dönüştürücü elemanlarının toleranssız olduğu kabul edilmiştir. Bu bölümde, dönüştürücü elemanlarının toleransları göz önüne alınmaktadır. Toleranslar, Tablo 2.2'deki gibi değerler olarak alınmıştır.

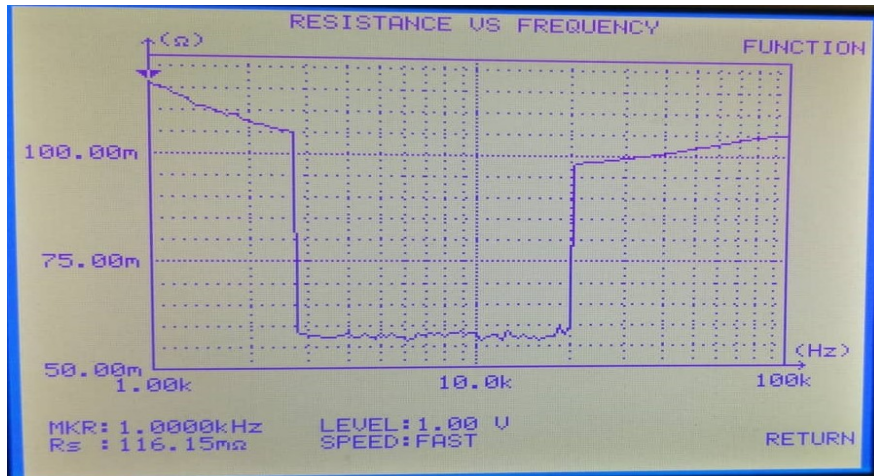
Tablo 2.2. Buck dönüştürücü parametreleri.

	Nominal değer	Değişim (yüzde)
Çıkış gerilimi, V_o	20 V	0
Giriş DA kaynak gerilimi, V_g	50 V	± 20
Giriş DA kaynak iç direnci, r_g	0.5 Ω	± 20
MOSFET drain-source direnci, r_{ds}	40 m Ω	± 20
Kondansatör değeri, C	100 μ F	± 20
Kondansatör eşdeğer seri direnci, rC	0.05 Ω	-10, +90
Bobin değeri, L	400 μ H	± 10
Bobin eşdeğer seri direnci, rL	10 m Ω	-10, +90
Diyot gerilim düşümü, vD	0.7 V	± 30
Diyot seri direnci, rD	10 m Ω	-10, +50
Yük direnci, R	20 Ω	± 20

Örnek olarak bobinin eşdeğer seri direncinin nominal değeri, 10 m Ω ve değişimi -10%, +90% olarak alınmıştır. Burada, bobinin eşdeğer seri direnci, $10 \text{ m}\Omega \times (1-0.1) = 9 \text{ m}\Omega$ ve $10 \text{ m}\Omega \times (1+0.9) = 19 \text{ m}\Omega$ aralığında değişebilir demektir.

Dönüştürücü elemanlarının toleransları belirtilirken, elemanın datasheet'i kullanılabilir. Elemanların değişimleri laboratuvar ortamında da belirlenebilir. Örneğin bir diyodun gerilim düşüm değişimi belirlenirken, diyot farklı değeri olan akımlar ile iletilmesi sağlanır. Sonra elde edilen gerilim düşmelerinin maksimum ve minimumu belirlenerek diyodun gerilim düşüm değişimi olarak kabul edilir. Deneme ve kullanılan diyot sayılarının çokluğu ile elde edilen değişim miktarının gerçekliği artar.

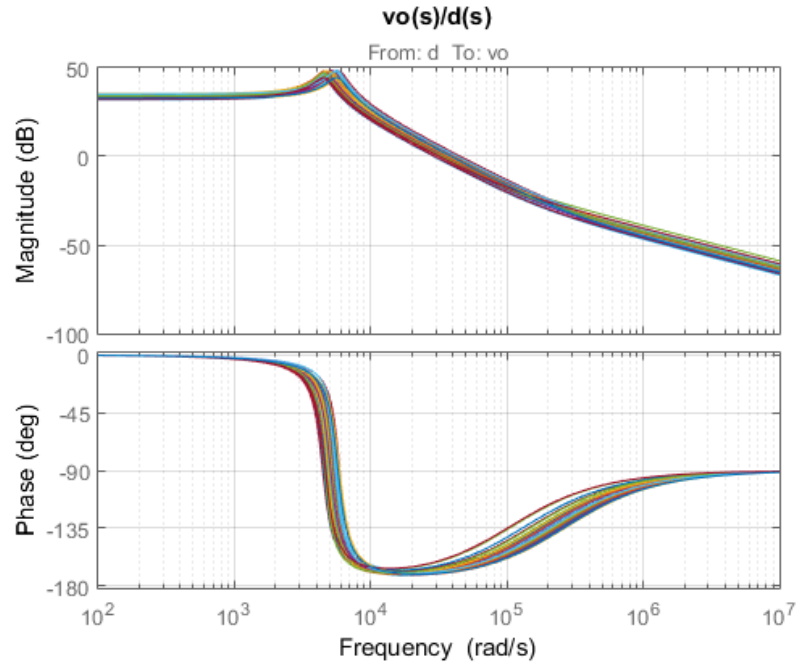
Elemanlarını eşdeğer seri direncinin değişimlerinin belirtilmesi için, RLC analizör kullanılabilir. Örnek olarak, Şekil 2.8'de, 100 μ F'lık bir kondansatörün eş değer seri direncinin frekans ile değişimi gösterilmiştir. Grafiğin maksimum ve minimumu, test altında olan kondansatörün eşdeğer seri direncinin değişimini gösterir.



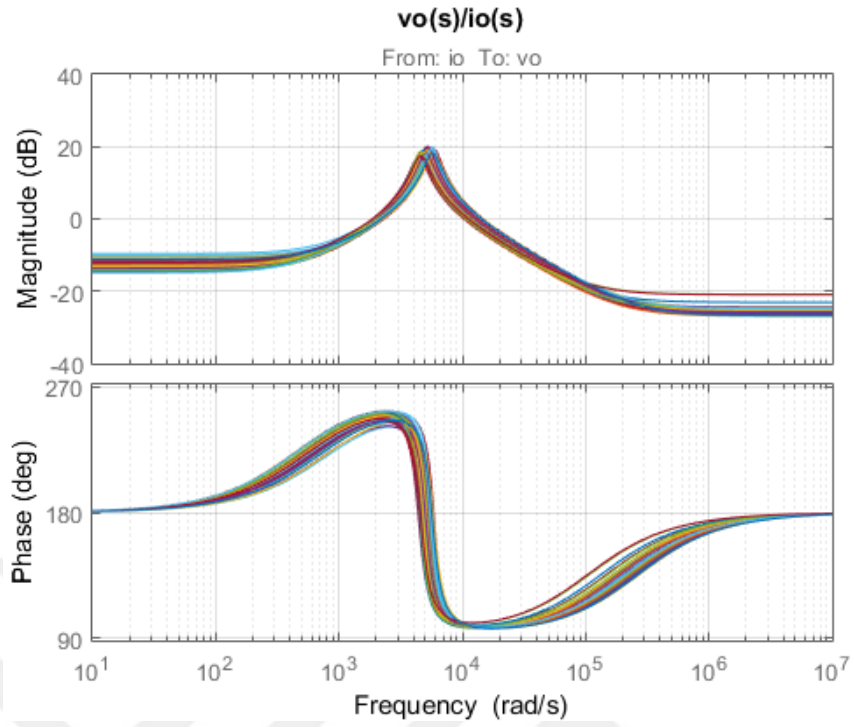
Şekil 2.8. Örnek bir kondansatörün eşdeğer seri direncinin frekans ile değişimi.

Dönüştürücü ara sistem modelinin çıkartılması için, ekteki program 2.1 değiştirilir. Ekteki program 2.2, önceki programın değiştirilmiş halini göstermektedir. Programda, Tablo 2.2’de verilen toleranslara göre, dönüştürücünün parametreleri belirlir. Böylece bir iterasyon biter ve döngü başlangıca geri dönerek bir sonraki itersyon başlatılır. Tüm iterasyonlar bittikten sonra, kaydedilmiş transfer fonksiyonlarının katsayılarının minimumu ve maksimumu hesaplanır ve ara sistem model ele alınır. İterasyon sayısını kullanıcı belirler. Bu sayının büyük seçilmesi durumunda, elde edilen ara sistem modelin hassasiyeti artar.

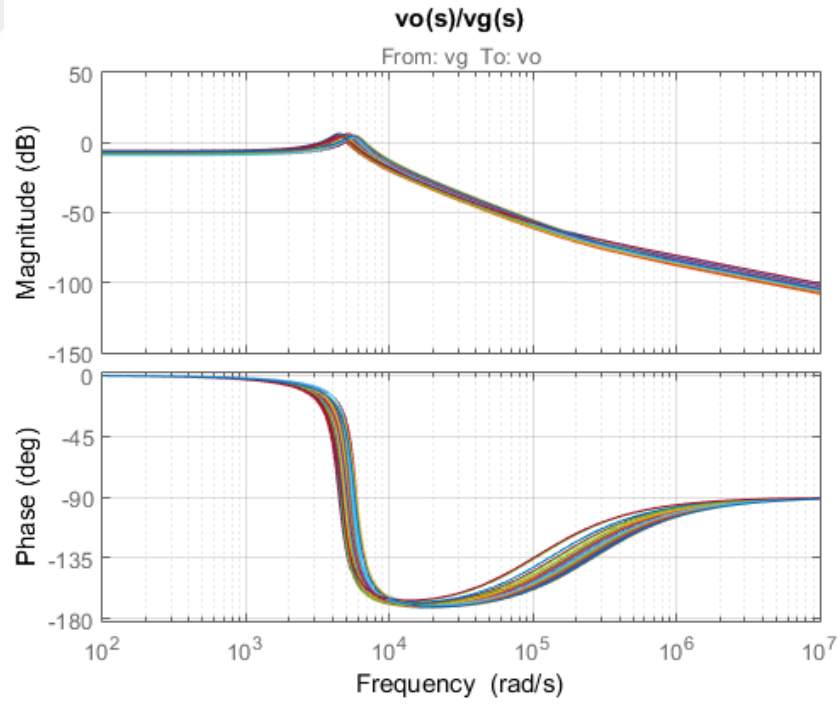
Elemanların Tablo 2.2’de gösterilen değişiminin etkisi, Şekil 2.9, 2.10 ve 2.11’de verilen Bode diyagramı şekillerinde gösterilmektedir. Görüldüğü gibi, elemanların değeri değişikçe, dönüştürücünün transfer fonksiyonlarının frekans cevabı da değişmektedir. Dolayısıyla eleman toleransları göz önüne alarak, dönüştürücü bir belirsiz dinamik sistem gibi görünür. Eleman değerlerinin değişimi ihmal edildiği zaman, sadece bir transfer fonksiyon ele alınır ve sistem belirli bir dinamik sistem gibi görünür.



Şekil 2.9. Elemanların değerinin değişimi $\frac{v_o(s)}{d(s)}$ transfer fonksiyonunun üzerindeki etkisi.



Şekil 2.10. Eleman değerlerinin değişiminin $\frac{v_o(s)}{i_o(s)}$ transfer fonksiyonunun üzerindeki etkisi.



Şekil 2.11. Elemanların değerinin değişimi $\frac{v_o(s)}{v_g(s)}$ transfer fonksiyonunun üzerindeki etkisi.

Ekteki program 2.2 çalıştırıldıktan sonra, Tablo 2.3 te gösterilen sonuçlar elde edilir.

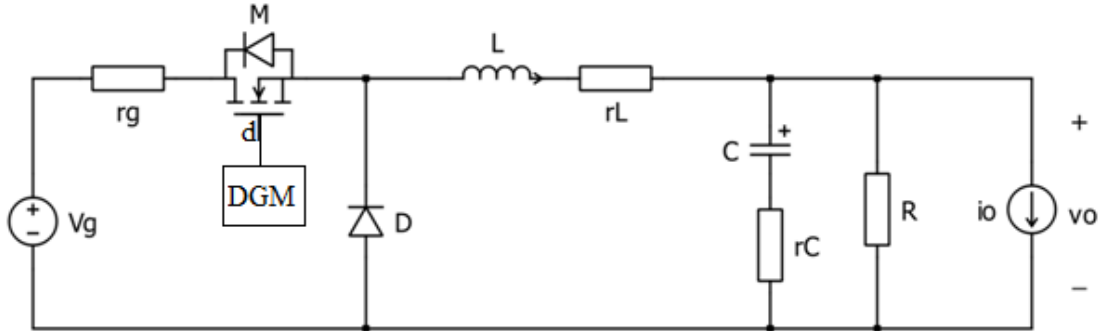
Tablo 2.3. İncelenen Buck dönüştürücü ara sistem modelleri.

$\frac{v_o(s)}{d(s)}$	$\frac{v_o(s)}{i_o(s)}$	$\frac{v_o(s)}{v_g(s)}$
$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{b_1s+b_0}{s^2+a_1s+a_0}$	$\frac{v_o(s)}{i_o(s)} = \frac{b_2s^2+b_1s+b_0}{s^2+a_1s+a_0}$	$\frac{v_o(s)}{v_g(s)} = \frac{b_1s+b_0}{s^2+a_1s+a_0}$
$4.2793 \times 10^3 < b_1 < 1.1302 \times 10^4$ $7.9196 \times 10^8 < b_0 < 1.9482 \times 10^9$ $1.0076 \times 10^3 < a_1 < 1.6746 \times 10^3$ $1.9979 \times 10^7 < a_0 < 3.3958 \times 10^7$	$-0.0883 < b_2 < -0.045$ $-1.2407 \times 10^4 < b_1 < -8.3366 \times 10^3$ $-1.0087 \times 10^7 < b_0 < -3.8357 \times 10^6$ $1.0076 \times 10^3 < a_1 < 1.6746 \times 10^3$ $1.9979 \times 10^7 < a_0 < 3.3958 \times 10^7$	$38.4197 < b_1 < 118.2969$ $7.4277 \times 10^6 < b_0 < 1.6682 \times 10^7$ $1.0076 \times 10^3 < a_1 < 1.6746 \times 10^3$ $1.9979 \times 10^7 < a_0 < 3.3958 \times 10^7$

Diğer dönüştürücülerin ara sistem modeli, aynı yöntem ile çıkartılabilir. Dönüştürücünün ara sistem modeli çıkartıldıktan sonra, gürbüz kontrolör, Kharitonov teorem yardımı ile tasarlanabilir.

2.4 Boost Dönüştürücünün Belirsiz Modeli

Boost dönüştürücünün belirsiz modeli de, Bölüm 2.3'te açıklanan yöntem ile hesaplanabilir. Belirsiz modeli elde etmek için; Şekil 2.12'deki gibi bir Boost dönüştürücü incelenmektedir.



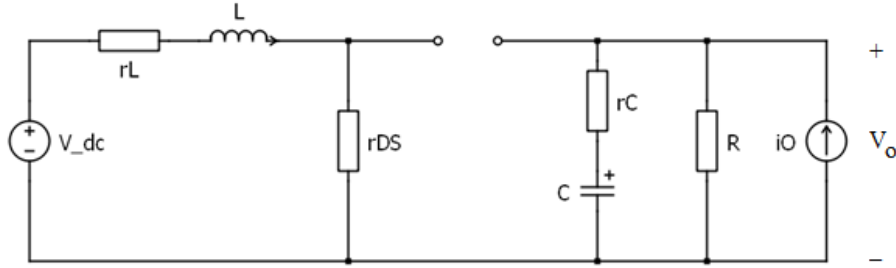
Şekil 2.12. Boost dönüştürücü devre şeması.

Elemanların nominal değer ve toleransları, Tablo 2.4'te verildiği gibi ele alınmıştır.

Tablo 2.4. Elemanların toleransları.

	Nominal değer	Değişim (yüzde)
Çıkış gerilimi, V_o	30 V	0
Giriş DC kaynağının değeri, V_g	12 V	± 30
MOSFET drain-source direnci, r_{DS}	40 m Ω	± 80
Kondansatör, C	100 μ F	± 10
Kondansatörün eşdeğer seri direnci, r_C	0.025 Ω	± 80
Bobin, L	200 μ H	± 20
Bobinin eşdeğer seri direnci, r_L	50 m Ω	± 80
Diyotun gerilim düşümü, v_D	0.8 V	± 50
Diyotun seri direnci, r_D	10 m Ω	± 50
Yük direnci, R	50 Ω	$30 < R < 80$

MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir. Şekil 2.13'te, bu durumun eşdeğer devresi gösterilmiştir. r_{DS} , drain-source arasındaki direnci göstermektedir.



Şekil 2.13. MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir.

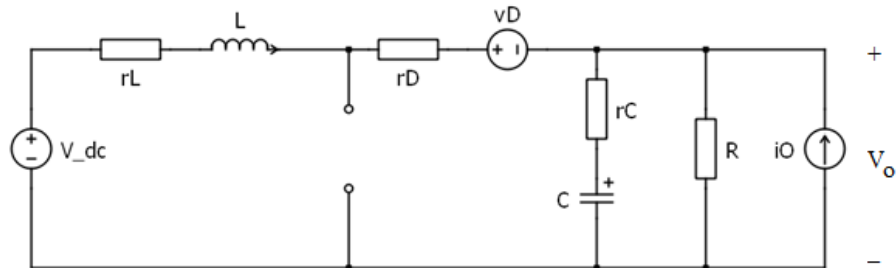
Şekil 2.13'teki devrenin dinamik denklemleri:

$$L \frac{di_L}{dt} = -(r_L + r_{ds})i_L + v_{in} \quad (2.10)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{R}{R+r_C} \left(i_O - \frac{v_C}{R} \right) \quad (2.11)$$

$$v_O = \frac{R \times r_C}{R+r_C} i_O + \frac{R}{R+r_C} v_C \quad (2.12)$$

olur. MOSFET kesimde iken, diyot iletimdedir. Şekil 2.14'te, bu durumun eşdeğer devresi gösterilmiştir. r_D ve v_D sıra ile diyotun seri direnci ve iletimdeki gerilim düşümünü göstermektedir.



Şekil 2.14. MOSFET kesimde iken, diyot iletimdedir.

Şekil 2.14'teki devrenin dinamik denklemleri:

$$L \frac{di_L}{dt} = - \left(r_L + r_D + \frac{r_C \times R}{r_C + R} \right) i_L - \frac{r_C \times R}{r_C + R} i_O - \frac{R}{R + r_C} v_C - v_D + v_{in} \quad (2.13)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{R}{R + r_C} (i_L + i_O) - \frac{1}{R + r_C} v_C \quad (2.14)$$

$$v_O = \frac{R \times r_C}{R + r_C} (i_L + i_O) + \frac{R}{R + r_C} v_C \quad (2.15)$$

olur.

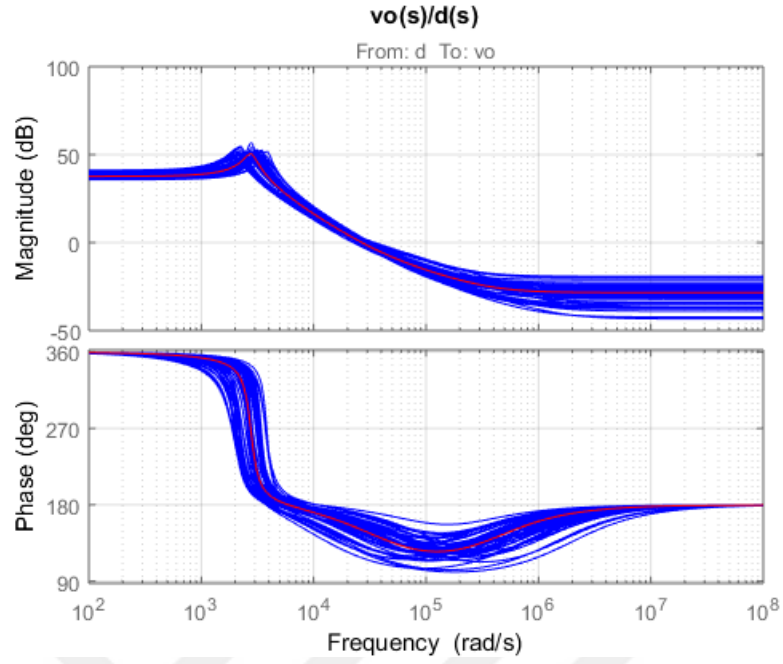
Ekteki program 2.3 ile Boost dönüştürücünün ara sistem modeli hesaplanabilir. Bu programın mantığı, program 2.2 ile aynıdır. Sadece Buck dinamik denklemlerin yerine, Boost dönüştürücü dinamik denklemleri olan Denklem (2.10)-(2.15) kullanılmıştır.

Program çalıştırıldıktan sonra, Tablo 2.5'te gösterilmiş ara sistemler elde edilir.

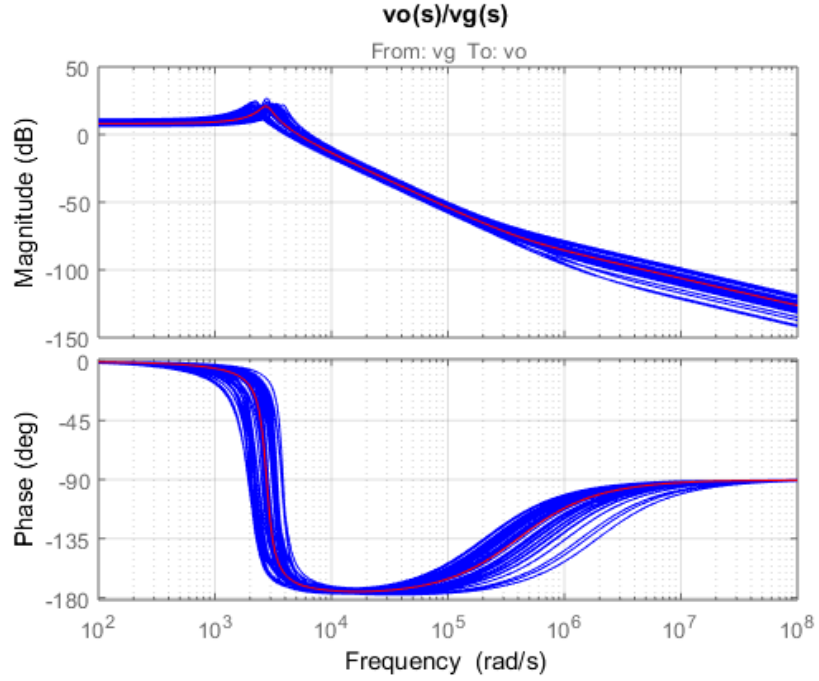
Tablo 2.5. İncelenen Boost dönüştürücü ara sistem modelleri.

$\frac{v_o(s)}{d(s)}$	$\frac{v_o(s)}{i_o(s)}$	$\frac{v_o(s)}{v_g(s)}$
$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0}$	$\frac{v_o(s)}{i_o(s)} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0}$	$\frac{v_o(s)}{v_g(s)} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0}$
-0.1304 < b ₂ < -0.0158 -2.9625 × 10 ⁴ < b ₁ < -7.2534 × 10 ³ 5.6343 × 10 ⁸ < b ₀ < 8.72 × 10 ⁸ 316.6851 < a ₁ < 936.41 1.0076 × 10 ³ < a ₁ < 1.6746 × 10 ³ 6.1976 × 10 ⁶ < a ₀ < 1.2862 × 10 ⁷	0.0051 < b ₂ < 0.0442 9.103 × 10 ³ < b ₁ < 1.1103 × 10 ⁴ 1.757 × 10 ⁷ < b ₀ < 7.1567 × 10 ⁶ 325.16 < a ₁ < 994.06 3.704 × 10 ⁶ < a ₀ < 1.47 × 10 ⁷	12.39 < b ₁ < 1.282 × 10 ⁷ 1.282 × 10 ⁷ < b ₀ < 3.142 × 10 ⁷ 398 < a ₁ < 938.98 3.8 × 10 ⁶ < a ₀ < 1.56 × 10 ⁷

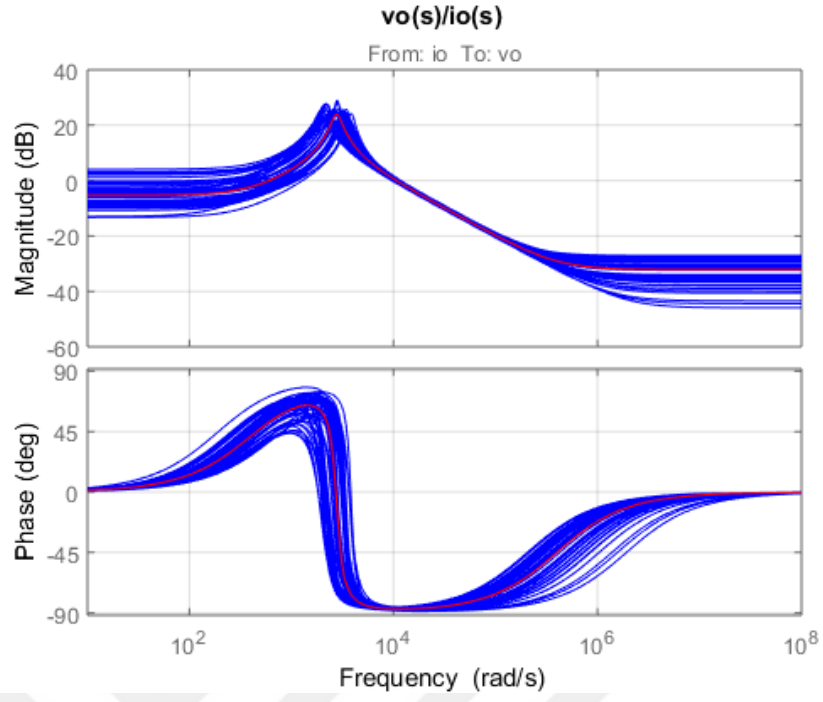
Elemanların değişiminin etkisi, Şekil 2.15-2.17'de gösterilmektedir. Bu şekillerde, dönüştürücünün nominal transfer fonksiyonu gösterilmektedir. Görüldüğü gibi, elemanların değişimleri göz önüne alındığında, dönüştürücü tek bir transfer fonksiyonu ile tanımlanamaz.



Şekil 2.15. Eleman değerlerinin değişiminin $\frac{v_o(s)}{d(s)}$ transfer fonksiyonu üzerindeki etkisi.



Şekil 2.16. Eleman değerlerinin değişiminin $\frac{v_o(s)}{v_g(s)}$ transfer fonksiyonu üzerindeki etkisi.



Şekil 2.17. Eleman değerlerinin değişiminin $\frac{v_o(s)}{i_o(s)}$ transfer fonksiyonu üzerindeki etkisi.

Bu bölümde açıklanan yöntemle, diğer dönüştürücülerin ara sistem modeli elde edilebilir. Bu amaçla, dönüştürücünün dinamik denklemleri yazılarak ve ekteki program 2.2 veya 2.3'teki gibi bir program ile katsayılarının maksimum ve minimumları hesaplanabilir.

3. KHARITONOV TEOREMİ

3.1 Giriş

Doğrusal bir dinamik sistemin kararlılığı incelenirken, paydadaki polinomun köklerinin reel kısmına bakılır. Reel kısmı, negatifse sistem karardır. Routh-Hurwitz tablosu yardımı ile paydadaki polinomun kökleri bulunmadan, sistemin kararlı olup olmadığı öngörülebilir. Routh-Hurwitz tablosu, sadece sabit katsayısı olan polinomlar için oluşturulabilir. Değişken katsayılı polinomların kararlılığı için, Kharitonov teoremi kullanılabilir. Bu bölümde, Kharitonov teoremi ve diğer ilgili matematiksel araçlar tanıtılmaktadır. Ayrıca, Kharitonov teoremi yardımı ile uygun kontrolör tasarımı örnekler ile gösterilmektedir.

3.2 Tanımlar

Kharitonov teoreminin anlaşılması için yararlı tanımlardır.

3.2.1 Tanım 1: Kararlılık (Stability)

Eğer sabit katsayılı bir $P(s)$ polinomun tüm kökleri, sol yarı s -düzleminde (Strict left half plane) yer alırsa, bu polinoma kararlı veya Hurwitz denir.

Örnek olarak, $p(s)=s^2+2s+5$ şeklindeki polinom için karardır denebilir. Çünkü $p(s)$ polinomunun kökleri $(-1\pm 2j)$ sol yarı s -düzleminde yer alır.

3.2.2 Tanım 2: Ara polinom

Ara polinomu incelemek için, Denklem (3.1) de gösterilen bir polinom olan;

$$p(s)=a_0+a_1s^1+a_2s^2+\dots+a_ns^n \quad (3.1)$$

polinomunun katsayıları bilinen aralıklarda değişebilir, yani: $\forall i, a_i \in [l_i, u_i]$ ve $0 \notin [l_n, u_n]$. Böyle bir polinoma, ara polinom denir. ■

Bu tanımda, l_i ve u_i sıra ile s^i katsayısının minimum ve maksimumunu göstermektedir. $0 \notin [l_n, u_n]$ tüm ara polinomun üyelerinin derecesi, n olduğunu garanti eder.

Benzer şekilde, $p(s)=[1,2]s^5+[3,4]s^4+[5,6]s^3+[7,8]s^2+[9,10]s+[11,12]$ bir ara polinomdur ve $p(s)=1.2s^5+3.9s^4+5s^3+7.1s^2+9.13s+12$ verilen ara polinomun bir

üyesidir. Burada, $[5,6]s^3$, s^3 terimin katsayısının minimumu 5 ve maksimumu 6 olduğunu gösterir.

3.2.3 Tanım 3: Kharitonov Polinomlar

Verilen $p(s,q)=\sum_{i=0}^n [q_i^-,q_i^+] s^i$ ara polinoma göre, dört adet Kharitonov polinom tanımlanabilir:

$$K_1(s)=q_0^-+q_1^-s+q_2^+s^2+q_3^+s^3+q_4^-s^4+q_5^-s^5+q_6^+s^6+\dots \quad (3.2)$$

$$K_2(s)=q_0^++q_1^+s+q_2^-s^2+q_3^-s^3+q_4^+s^4+q_5^+s^5+q_6^-s^6+\dots \quad (3.3)$$

$$K_3(s)=q_0^++q_1^-s+q_2^-s^2+q_3^+s^3+q_4^+s^4+q_5^-s^5+q_6^-s^6+\dots \quad (3.4)$$

$$K_4(s)=q_0^-+q_1^+s+q_2^+s^2+q_3^-s^3+q_4^-s^4+q_5^+s^5+q_6^+s^6+\dots \quad (3.5)$$

■

Örneğin, $p(s,q)=[1,2]s^5+[3,4]s^4+[5,6]s^3+[7,8]s^2+[9,10]s+[11,12]$ için, dört adet Kharitonov polinom:

$$K_1(s)=11+9s+8s^2+6s^3+3s^4+s^5 \quad (3.6)$$

$$K_2(s)=12+10s+7s^2+5s^3+4s^4+2s^5 \quad (3.7)$$

$$K_3(s)=12+9s+7s^2+6s^3+4s^4+s^5 \quad (3.8)$$

$$K_4(s)=11+10s+8s^2+5s^3+3s^4+2s^5 \quad (3.9)$$

olur.

3.3 Kharitonov Teoremi

Verilen ara polinom p gürbüz kararlı ise, dört Kharitonov polinomu da kararlıdır. Benzer şekilde, dört Kharitonov polinomu kararlı ise, ara polinom P da kararlı olur. ■

Örneğin, $p(s,q)=[1,2]s^5+[3,4]s^4+[5,6]s^3+[7,8]s^2+[9,10]s+[11,12]$ kararlılığını incelemek için, önce dört Kharitonov polinom çıkartılır:

$$K_1(s)=11+9s+8s^2+6s^3+3s^4+s^5 \quad (3.10)$$

$$K_2(s)=12+10s+7s^2+5s^3+4s^4+2s^5 \quad (3.11)$$

$$K_3(s)=12+9s+7s^2+6s^3+4s^4+s^5 \quad (3.12)$$

$$K_4(s)=11+10s+8s^2+5s^3+3s^4+2s^5 \quad (3.13)$$

Elde edilen dört Kharitonov polinom Hurwitz değildir, dolayısıyla verilen ara polinom gürbüz kararlı değildir. Kharitonov polinomların kararlı olup olmadığı Routh-Hurwitz tablosu ile veya MATLAB gibi yazılımlar ile kontrol edilebilir.

Kharitonov teoremi, karmaşık katsayısı olan polinomlara da uygulanabilir. $p(s,q,r)=\sum_{i=0}^n (q_i+jr_i)s^i$ ara polinom ve $q_i^- \leq q_i \leq q_i^+$, $r_i^- \leq r_i \leq r_i^+$ imajiner ve reel kısmın sınırları olarak kabul edilebilir. Bu durumda, sekiz adet Kharitonov polinom tanımlanabilir.

$$K_1^+(s)=(q_0^-+jr_0^-)+(q_1^-+jr_1^+)s+(q_2^++jr_2^+)s^2+(q_3^++jr_3^-)s^3+\dots \quad (3.14)$$

$$K_2^+(s)=(q_0^++jr_0^+)+(q_1^++jr_1^-)s+(q_2^-+jr_2^-)s^2+(q_3^-+jr_3^+)s^3+\dots \quad (3.15)$$

$$K_3^+(s)=(q_0^++jr_0^-)+(q_1^-+jr_1^-)s+(q_2^-+jr_2^+)s^2+(q_3^++jr_3^+)s^3+\dots \quad (3.16)$$

$$K_4^+(s)=(q_0^-+jr_0^+)+(q_1^++jr_1^+)s+(q_2^++jr_2^-)s^2+(q_3^-+jr_3^-)s^3+\dots \quad (3.17)$$

$$K_1^-(s)=(q_0^-+jr_0^-)+(q_1^++jr_1^-)s+(q_2^++jr_2^+)s^2+(q_3^-+jr_3^+)s^3+\dots \quad (3.18)$$

$$K_2^-(s)=(q_0^++jr_0^+)+(q_1^-+jr_1^+)s+(q_2^-+jr_2^-)s^2+(q_3^++jr_3^-)s^3+\dots \quad (3.19)$$

$$K_3^-(s)=(q_0^++jr_0^-)+(q_1^++jr_1^+)s+(q_2^-+jr_2^+)s^2+(q_3^-+jr_3^-)s^3+\dots \quad (3.20)$$

$$K_4^-(s)=(q_0^-+jr_0^+)+(q_1^-+jr_1^-)s+(q_2^++jr_2^-)s^2+(q_3^++jr_3^+)s^3+\dots \quad (3.21)$$

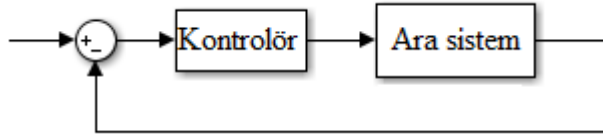
Eğer sekiz adet Kharitonov polinom kararlıysa, verilen ara polinom gürbüz kararlıdır. Benzer şekilde, verilen ara polinom gürbüz kararlı ise, sekiz adet Kharitonov polinom kararlıdır.

3.4 Ara Sistemler İçin Kontrolör Tasarımı

Payı ve paydası ara polinomlardan oluşan bir transfer fonksiyona, ara sistem denir:

$$p(s,q,r)=\frac{N(s,q)}{D(s,r)}=\frac{\sum_{i=0}^m [q_i^-,q_i^+]s^i}{s^n+\sum_{i=0}^{n-1} [r_i^-,r_i^+]s^i} \quad (3.22)$$

$p(s,q,r)$, kesin düzgün ele alınır. Şekil 3.1'deki gibi bir kontrol sistem ele alınarak incelenebilir.



Şekil 3.1. Ara sistemin geri beslemeli kontrolü.

Buradaki amaç, kontrolör bloğunu tasarlamaktır. Kontrolör, tüm ara sistemleri kararlı yapmalıdır. Yani, gürbüz kararlılığı sağlamalıdır. Kontrolörün tasarımı için iki yöntem vardır:

- Kharitonov teoremi kullanmak
- 16 sistem teoremi kullanmak.

3.3.1 Kharitonov Teoremiyle Kontrolör Tasarımı

Şekil 3.1'deki gibi bir kontrol döngüsü kabul edilirse, kontrolörün tasarımı için başlangıçta bir kontrolör ele alınır (PI, PID, Lead, Lag gibi). Daha sonra, kapalı çevrim transfer fonksiyonu çıkartılır. Elde edilen kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydası, Kharitonov teoremi yardımı ile bir gürbüz kararlı polinoma çevrilir.

Örneğin, ara sistem $H_p(s) = \frac{as+b}{s^2+cs+d}$, $1 < a < 2$, $3 < b < 4$, $-5 < c < 6$ ve $7 < d < 8$ ve kontrolör, PI olarak $H_C(s) = K_p + \frac{K_I}{s}$, ele alınabilir. Burada K_p ve K_I tasarım parametreleridir. Şekil 3.1'e göre, kapalı çevrim transfer fonksiyonu;

$$H_{CL}(s) = \frac{H_p(s) \times H_C(s)}{1 + H_p(s) \times H_C(s)} = \frac{\frac{as+b}{s^2+cs+d} \times (K_p + \frac{K_I}{s})}{1 + \frac{as+b}{s^2+cs+d} \times (K_p + \frac{K_I}{s})} = \frac{(as+b)(K_I + K_p s)}{s^3 + (c+aK_p)s^2 + (d+aK_I+bK_p)s + bK_I} \quad (3.23)$$

olur. Paydada $s^3 + (c+a.K_p)s^2 + (d+a.K_I+b.K_p)s + b.K_I$ ifadesi olup, K_p ve K_I şeklinde iki kontrolör parametresinin fonksiyonudur. K_p ve K_I parametreleri, paydaki ifadenin gürbüz kararlı bir polinoma çevrilebileceği şekilde Kharitonov teoremi ile seçilir. Bunun için önce, katsayıların minimum ve maksimumu çıkartılmalıdır. Katsayıların minimum ve maksimumu Tablo 3.1'de verilmiştir.

Tablo 3.1. Paydaki katsayıların minimum ve maksimum değerleri.

Terim	Minimum	Maksimum
$1s^3$	1	1
$(c+aK_p)s^2$	$-5+1 \times K_p$	$6+2 \times K_p$
$(d+aK_I+bK_p)s^1$	$7+1 \times K_I+3 \times K_p$	$8+2 \times K_I+4 \times K_p$
$bK_I s^0$	$3 \times K_I$	$4 \times K_I$

$s^3+(c+aK_p)s^2+(d+aK_I+bK_p)s+bK_I$ dört Kharitonov polinomu, Tablo 3.1'e göre, çıkartılır:

$$K_1(s)=3K_I+(7+K_I+3K_p)s+(6+2K_p)s^2+s^3 \quad (3.24)$$

$$K_2(s)=4K_I+(8+2K_I+4K_p)s+(-5+1K_p)s^2+s^3 \quad (3.25)$$

$$K_3(s)=4K_I+(7+1K_I+3K_p)s+(6+2K_p)s^2+s^3 \quad (3.26)$$

$$K_4(s)=3K_I+(8+2K_I+4K_p)s+(-5+1K_p)s^2+s^3 \quad (3.27)$$

Buradaki dört Kharitonov polinom Hurwitz olacak şekilde K_p ve K_I seçilmelidir. Dört Kharitonov polinom Hurwitz olduğunda, kapalı çevrim transfer fonksiyonu gürbüz kararlı olur. Uygun K_p ve K_I 'nin değerlerini bulmak için,

for $K_p=K_{p,min}:K_{p,step}:K_{p,max}$

for $K_I=K_{I,min}:K_{I,step}:K_{I,max}$

if 4 Kharitonov polynoms are Hurwitz, put the K_p and K_I in the acceptable set.

next K_I

next K_p

şeklinde sözde kod kullanılabilir:

3.4.2 On Altı Sistem Teorem Yardımıyla Kontrolör Tasarımı

16 sistem teoremi için gerekli tanımlar;

3.4.2.1 Tanım 1: On altı Kharitonov Sistemi (Sixteen Kharitonov's Plants)

Denklem (3.28) deki gibi bir ara sistem için;

$$p(s,q,r)=\frac{N(s,q)}{D(s,r)}=\frac{\sum_{i=0}^m [q_i^- \cdot q_i^+] s^i}{s^n + \sum_{i=0}^{n-1} [r_i^- \cdot r_i^+] s^i} \quad (3.28)$$

paydaki dört Kharitonov polinomu $N_1(s)$, $N_2(s)$, $N_3(s)$, $N_4(s)$ ve paydadaki dört Kharitonov polinomu $D_1(s)$, $D_2(s)$, $D_3(s)$ ve $D_4(s)$ ile gösterilebilir. 16 Kharitonov sistemi:

$$p_{i_1,i_2} = \frac{N_{i_1}(s)}{D_{i_2}(s)} \quad (3.29)$$

şeklinde tanımlanır ($i_1, i_2 \in \{1,2,3,4\}$). ■

Örneğin, $p(s)=\frac{[4.5,5.5]s^3+[3.5,4.5]s^2+[2.5,3.5]s+[6.5,7.5]}{s^3+[4.5,5.5]s^2+[5.5,6.5]s+[7.5,8.5]}$ için $p_{2,3}(s)=\frac{4.5s^3+3.5s^2+3.5s+7.5}{s^3+4.5s^2+5.5s+8.5}$ olur.

3.4.2.2 On Altı Sistem Teoremi

Şekil 3.1'deki gibi bir kontrol döngüsünde, ara sistem, kesin düzgün ve kontrolör $C(s)=k \frac{s-z}{s-p}$ olarak alınır. Kapalı çevrim kontrol döngüsü kararlı ise, kontrolör ara sisteminin onaltı Kharitonov sistemini kararlı yapar. Benzer şekilde, kontrolör ara sisteminin onaltı Kharitonov sistemini kararlı yaparsa, ara sistemini de kararlı hale getirir [48]. ■

Sözde kod, onaltı plant teoreme ile tasarım yöntemi için;

```
for k=kmin:kstep:kmax
```

```
  for z=zmin:zstep:zmax
```

```
    for p=pmin:pstep:pmax
```

```
      if 16 Kharitonov plants are Hurwitz, put the k, z and p in the acceptable set.
```

```
    next p
```

```
  next z
```

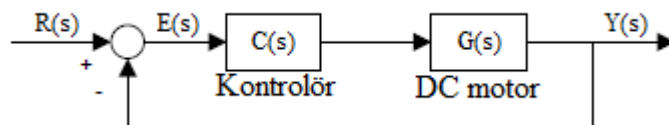
```
next k
```

şeklinde tasarım yöntemi tanımlanabilir. 16 sistem teoremi yardımıyla kontrolör tasarlarken;

- 1) Verilen ara sistemin onaltı Kharitonov sistemi $(p_{i_1, i_2} = \frac{N_{i_1}(s)}{D_{i_2}(s)}, i_1, i_2 \in \{1, 2, 3, 4\})$ çıkartılır.
- 2) Birinci mertebeden bir kontrolör ele alınır.
- 3) Her Kharitonov sistem için, kapalı çevrim döngüsünü kararlı yapan uygun kontrolör parametreleri çıkartılır. Uygun kontrolör parametrelerini çıkartmak için, Routh-Hurwitz tablosu veya yazılımsal yöntemler kullanılabilir.
- 4) Elde edilen 16 uygun kümenin kesişimi hesaplanır.

3.5 On Altı sistem Teoremine Bağlı Konum Kontrolörü Tasarımı

Şekil 3.2'de gösterildiği gibi bir konum kontrol sisteminde;



Şekil 3.2. Konum kontrol sisteminin blok diyagramı.

DA motorun transfer fonksiyonu:

$$G(s) = \frac{K_m}{s(Js+b)(L_a s + R_a)} = \frac{K_m}{L_a J s^3 + (bL_a + JR_a)s^2 + bR_a s} \quad (3.30)$$

olur. Burada; R_a , L_a , K_m , b ve J sıra ile armatür direnci, armatür endüktansı, motorun tork sabiti, viskoz sürtünme sabiti ve rotor ataletini göstermektedir. Tablo 3.2 de verildiği gibi bir DA motor ele alınmaktadır.

Tablo 3.2. DA motorun parametreleri.

Değişken	Nominal değeri	Değişim (yüzde)	Değişim
R_a	1.5 Ω	± 10	[1.35 Ω , 1.65 Ω]
L_a	15 mH	± 20	[12 mH, 18 mH]
K_m	$60 \times 10^{-3} \frac{\text{N.m}}{\text{A}}$	± 10	$[54 \times 10^{-3} \frac{\text{N.m}}{\text{A}}, 66 \times 10^{-3} \frac{\text{N.m}}{\text{A}}]$
b	$2 \times 10^{-3} \text{ N.m.s}$	± 15	$[1.7 \times 10^{-3} \text{ N.m.s}, 2.3 \times 10^{-3} \text{ N.m.s}]$
J	$1.7 \times 10^{-3} \text{ kg.m}^2$	± 40	$[1.02 \times 10^{-3} \text{ kg.m}^2, 2.38 \times 10^{-3} \text{ kg.m}^2]$

Motorun nominal transfer fonksiyonu:

$$G_0(s) = \frac{0.06}{2.55 \times 10^{-5} s^3 + 0.00258 s^2 + 0.003 s} \quad (3.31)$$

olur. Transfer fonksiyonun katsayılarının maksimum ve minimum değerleri, Tablo 3.2'ye göre çıkartılır. Katsayılarının maksimum ve minimum değerleri, Tablo 3.3'te verilmiştir.

Tablo 3.3. Transfer fonksiyonu katsayılarının maksimum ve minimum değerleri.

Değişken	Minimum	Maksimum
K_m	54×10^{-3}	66×10^{-3}
$L_a J$	12.24×10^{-5}	42.83×10^{-5}
$bL_a + JR_a$	0.0014	0.004
bR_a	0.0023	0.0038

DA motorun ara sistem modeli,

$$G(s) = \frac{q_0}{p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0} \quad (3.32)$$

$$q_0 \in [54 \times 10^{-3}, 66 \times 10^{-3}] \quad (3.33)$$

$$p_3 \in [12.24 \times 10^{-3}, 42.83 \times 10^{-3}] \quad (3.34)$$

$$p_2 \in [0.0014, 0.004] \quad (3.35)$$

$$p_1 \in [0.0023, 0.0038] \quad (3.36)$$

$$p_0 \in [0,0] \quad (3.37)$$

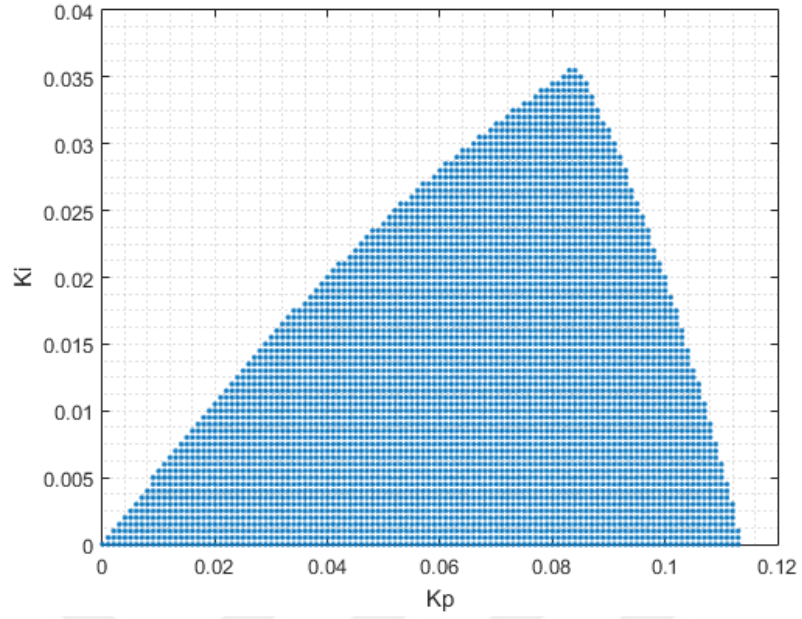
şekilde yazılabilir.

Transfer fonksiyonu ifadesinin payında sadece q_0 vardır. Bu nedenle, 16 Kharitonov sistemi, 8 Kharitonov sistemine düşer. Tablo 3.4'te, Kharitonov sistemlerinin denklemi verilmiştir.

Bu hesaplama işlemlerinde amaç, gürbüz bir PI kontrolör tasarlamaktır. Bu PI kontrolörü için uygun olan yani gürbüz kararlı kontrolör parametrelerini bulmak için Ek A'da verilen program 3.1 kullanılabilir. Program tarafından bulunan bölge, Şekil 3.3 te gösterilmiştir.

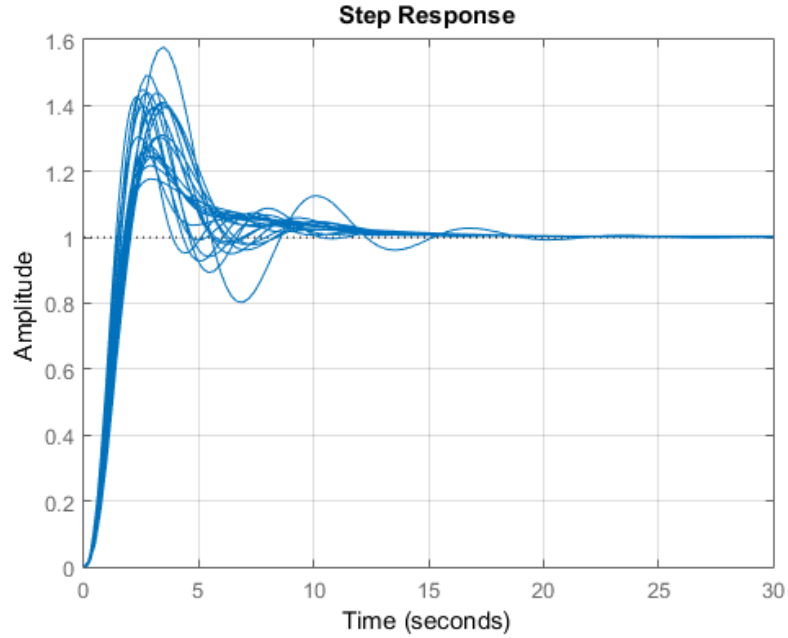
Tablo 3.4. DA motorun Kharitonov sistemleri.

$G_1(s) = \frac{0.054}{42.83 \times 10^{-5} s^3 + 0.004 s^2 + 0.0023 s}$
$G_2(s) = \frac{0.054}{12.24 \times 10^{-5} s^3 + 0.004 s^2 + 0.0038 s}$
$G_3(s) = \frac{0.054}{42.83 \times 10^{-5} s^3 + 0.0014 s^2 + 0.0023 s}$
$G_4(s) = \frac{0.054}{12.24 \times 10^{-5} s^3 + 0.0014 s^2 + 0.0038 s}$
$G_5(s) = \frac{0.066}{42.83 \times 10^{-5} s^3 + 0.004 s^2 + 0.0023 s}$
$G_6(s) = \frac{0.066}{12.24 \times 10^{-5} s^3 + 0.004 s^2 + 0.0038 s}$
$G_7(s) = \frac{0.066}{42.83 \times 10^{-5} s^3 + 0.0014 s^2 + 0.0023 s}$
$G_8(s) = \frac{0.066}{12.24 \times 10^{-5} s^3 + 0.0014 s^2 + 0.0038 s}$

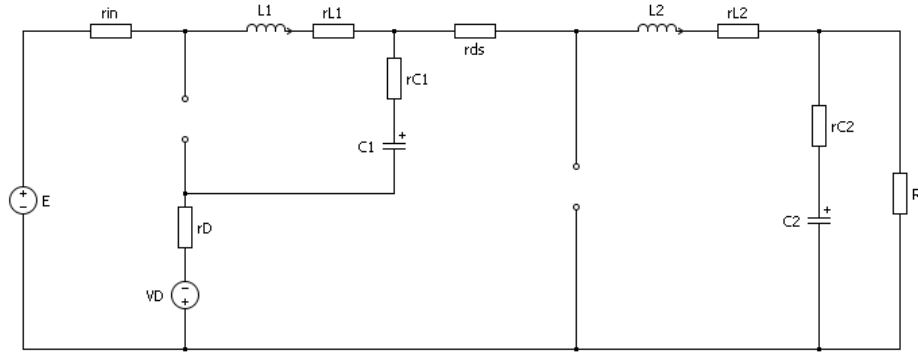


Şekil 3.3. Gürbüz kararlılığını sağlayan kontrolör parametreleri.

Örneğin, seçilen $K_p=0.06$ ve $K_i=0.01$ değerleri için, Şekil 3.4'te, kontrol sisteminin kapalı çevrim birim basamak cevabı gösterilmiştir. Tüm cevaplar, referansı sıfır hatayla takip etmiş oldukları görülmektedir. Şekil 3.4, ekteki program 3.2 yardımıyla elde edilmiştir.



Şekil 3.4. $K_p=0.06$ ve $K_i=0.01$ için kapalı çevrim birim basamak cevabı.



Şekil 4.2. Kapalı MOSFET durumunun eşdeğer devresi.

Şekil 4.2'deki devrenin diferansiyel denklemleri;

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = -(r_{in} + r_{L1} + r_{C1} + r_D) i_{L1} + (r_{C1} + r_D) i_{L2} - v_{C1} + E + V_D \quad (4.1)$$

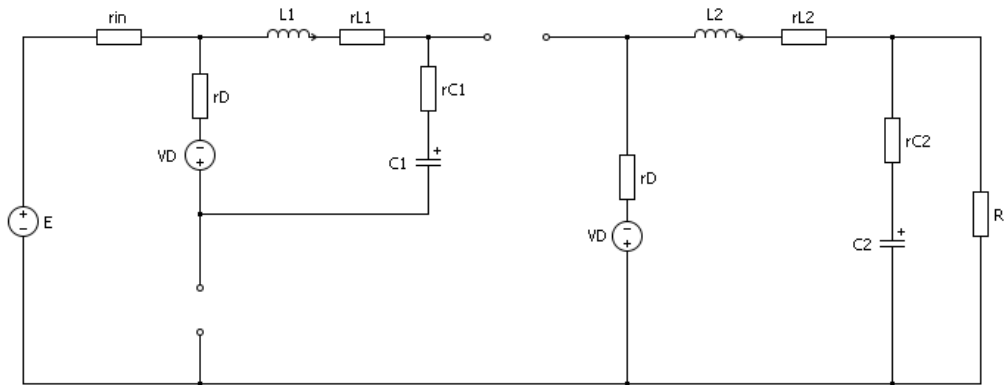
$$L_2 \frac{di_2}{dt} = - \left(r_{ds} + r_{L2} + r_{C1} + r_D + \frac{r_{C2}R}{r_{C2} + R} \right) i_{L2} + (r_{C1} + r_D) i_{L1} + v_{C1} - \left(\frac{R}{R + r_{C2}} \right) v_{C2} - V_D \quad (4.2)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{L2} \quad (4.3)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{R}{R + r_{C2}} i_{L1} - \frac{1}{R + r_{C2}} v_{C2} \quad (4.4)$$

$$V_{load} = \frac{R r_{C2}}{R + r_{C2}} i_{L2} + \frac{R}{R + r_{C2}} v_{C2} \quad (4.5)$$

şeklinde yazılabilir. MOSFET açık iken, D1, D2 ve D3 diyotlarının durumu sıra ile ileri yönde kutuplanmış, ters kutuplanmış ve ters kutuplanmış olur. Bu durumun eşdeğer devresi, Şekil 4.3'te gösterilmiştir.



Şekil 4.3. Açık MOSFET durumunun eşdeğer devresi.

Şekil 4.3'teki devrenin diferansiyel denklemleri;

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = -(r_{L1} + r_D) i_{L1} - v_{C1} - V_D \quad (4.6)$$

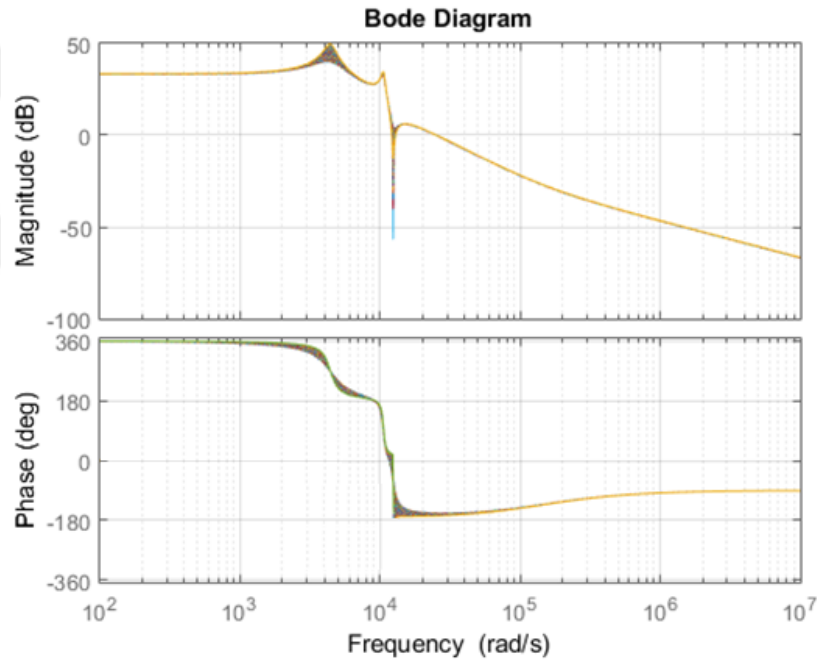
$$L_2 \frac{di_2}{dt} = - \left(r_{L2} + r_D + \frac{r_{C2}R}{r_{C2} + R} \right) i_{L2} - \left(\frac{R}{R + r_{C2}} \right) v_{C2} - V_D \quad (4.7)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} \quad (4.8)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{R}{R+r_{C2}} i_{L2} - \frac{1}{R+r_{C2}} v_{C2} \quad (4.9)$$

$$v_{load} = \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} i_{L2} + \frac{R}{R+r_{C2}} v_{C2} \quad (4.10)$$

şeklinde yazılabilir. Örneğin bir Quadratic Buck dönüştürücüde; $E=42\text{ V}$, $r_{in}=0.1\ \Omega$, $L1=350\ \mu\text{H}$, $r_{L1}=50\ \text{m}\Omega$, $L2=350\ \mu\text{H}$, $r_{L2}=30\ \text{m}\Omega$, $r_D=0.1\ \Omega$, $V_D=0.7$, $r_{ds}=60\ \text{m}\Omega$, $5\ \Omega < R < 25\ \Omega$, $F_{sw}=50\ \text{kHz}$ ve $D=0.554$. D ve F_{sw} sırayla görev oranı ve dönüştürücünün anahtarlama frekansını gösterir. Yük $5\ \Omega$ ile $25\ \Omega$ arasında değiştiği durumda, dönüştürücü CCM modda çalışır. Şekil 4.4'te, dönüştürücünün frekans cevabı, farklı yükler için gösterilmektedir. Beklendiği gibi, yük değiştiği zaman, dönüştürücünün frekans cevabı da değişir. Dolayısıyla dönüştürücüye belirsiz bir dinamik sistem gibi bakılabilir.



Şekil 4.4. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonunun frekans cevabı.

Quadratic Buck dönüştürücünün $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonunun paydası, dördüncü mertebeden bir polinomdur. Dördüncü mertebeden bir transfer fonksiyonunun genel formu:

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{n_3s^3 + n_2s^2 + n_1s + n_0}{s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0} \quad (4.11)$$

gibidir. Transfer fonksiyonunun katsayılarının maksimumu ve minimum değerlerini elde etmek için, yük $0.2\ \Omega$ 'luk adımlarla, $5\ \Omega$ 'dan $25\ \Omega$ 'a doğru değiştirilmiştir. Adımlar ne kadar küçük seçilirse, elde edilen model o kadar hassastır. $0.2\ \Omega$

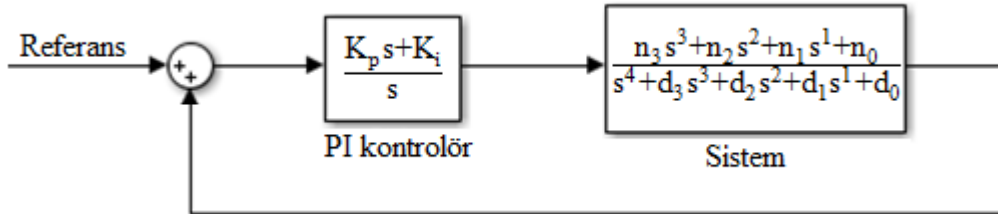
yeterince küçük bir adımdır. Her yük için, UDO yardımıyla, $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonu denklemini hesaplanır. Elde edilen transfer fonksiyonlarına göre, katsayılarının maksimum ve minimum değerleri hesaplanır.

Ekteki program 4.1 yardımı ile dönüştürücünün ara sistem modeli çıkartılır. Programın ürettiği sonuçlar, Tablo 4.1’de gösterilmiştir. Program 4.1, pay ve paydadaki katsayıların minimum ve maksimumunu, num_min, num_max, den_min ve den_max isimli değişkenler olarak kaydeder.

Tablo 4.1. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonu katsayılarının minimum ve maksimumu.

Katsayı	Minimum	Maksimum
n_3	4.5778×10^3	4.6571×10^3
n_2	6.5189×10^8	6.6678×10^8
n_1	4.0827×10^{11}	9.2743×10^{11}
n_0	1.0069×10^{17}	1.0234×10^{17}
d_4	1	1
d_3	1.2452×10^3	2.8165×10^3
d_2	1.3134×10^8	1.3205×10^8
d_1	8.9629×10^{10}	2.5067×10^{11}
d_0	2.1678×10^{15}	2.1808×10^{15}

Şekil 4.5’teki gibi bir kontrol döngüsünde, bir PI kontrolör kullanılmaktadır.



Şekil 4.5. Quadratic Buck dönüştürücünün kontrol döngüsü.

Şekil 4.5’e göre, kapalı çevrim transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{\frac{K_p s + K_i}{s} \times \frac{n_3 s^3 + n_2 s^2 + n_1 s^1 + n_0}{s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s^1 + d_0}}{1 + \frac{K_p s + K_i}{s} \times \frac{n_3 s^3 + n_2 s^2 + n_1 s^1 + n_0}{s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s^1 + d_0}} \quad (4.12)$$

olur. Basit cebirsel işlemlerden sonra, kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydası:

$$s^5 + (d_3 + n_3 K_p) s^4 + (d_2 + n_2 K_p + n_3 K_i) s^3 + (d_1 + n_1 K_p + n_2 K_i) s^2 + (d_0 + n_0 K_p + n_1 K_i) s + n_0 K_i \quad (4.13)$$

olur.

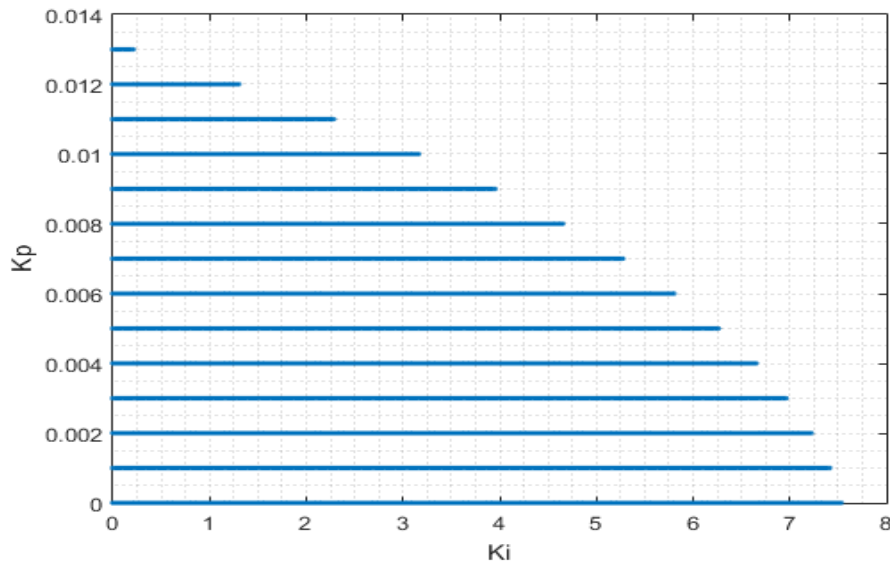
Tablo 4.1 yardımıyla, Denklem (4.13)'ün katsayılarının minimum ve maksimum değerleri çıkartılır. Katsayılarının minimum ve maksimum değerleri, Tablo 4.2'de gösterilmiştir.

Tablo 4.2. Kapalı çevrim paydanın katsayılarının minimum ve maksimumu.

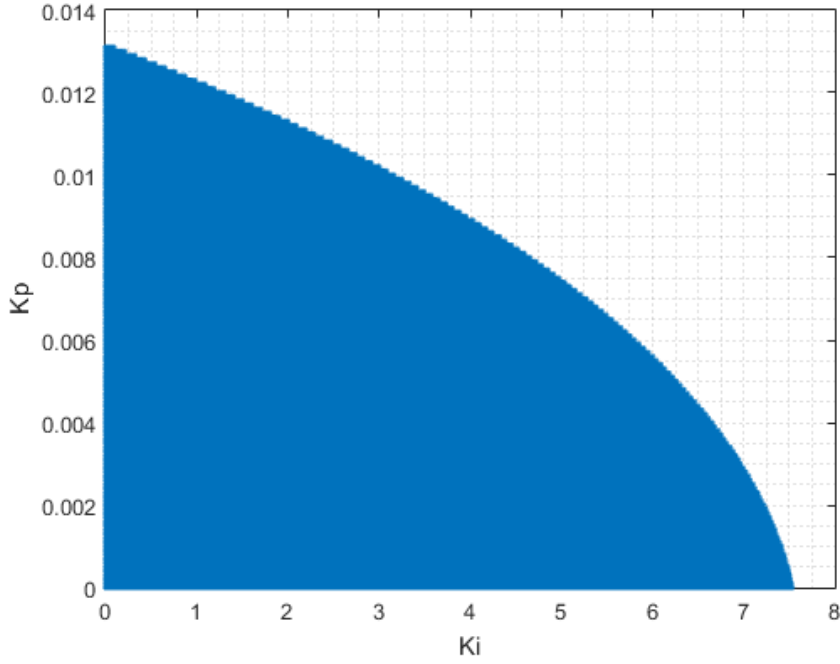
Katsayı	Minimum	Maksimum
$d_3+n_3K_p$	$1.2452 \times 10^3+$ $4.5778 \times 10^3 K_p$	$2.8165 \times 10^3+$ $4.6571 \times 10^3 K_p$
$d_2+n_2K_p+n_3K_i$	$1.3134 \times 10^8+$ $6.5189 \times 10^8 K_p+$ $4.5778 \times 10^3 K_i$	$1.3205 \times 10^8+$ $6.6678 \times 10^8 K_p+$ $4.6571 \times 10^3 K_i$
$d_1+n_1K_p+n_2K_i$	$8.9629 \times 10^{10}+$ $4.0827 \times 10^{11} K_p+$ $6.5189 \times 10^8 K_i$	$2.5067 \times 10^{11}+$ $9.2743 \times 10^{11} K_p+$ $6.6678 \times 10^8 K_i$
$d_0+n_0K_p+n_1K_i$	$2.1678 \times 10^{15}+$ $1.0069 \times 10^{17} K_p+$ $4.0827 \times 10^{11} K_i$	$2.1808 \times 10^{15}+$ $1.0234 \times 10^{17} K_p+$ $9.2743 \times 10^{11} K_i$
n_0K_i	$1.0069 \times 10^{17} K_i$	$1.0234 \times 10^{17} K_i$

Kharitonov polinomları, Tablo 4.2'ye göre çıkartılır. Ekteki program 4.2 yardımı ile K_p ve K_i kontrol parametrelerinin uygun değerleri bulunur. Program 4.2 yardımıyla, Kharitonov polinomlarını Hurwitz polinoma dönüştürecek şekilde K_p ve K_i katsayıları seçilmektedir.

Program tarafından bulunan bölge, Şekil 4.6'da gösterilmiştir. Eğer program 4.2'deki kp_delta , 0.0001 değerinde ise, iç içe döngülerin sayısı artar ve Şekil 4.7'de gösterilen daha hassas bir bölge elde edilir. Şekil 4.7'deki grafiğin üretilmesi için daha fazla zaman kullanılır. Bulunan bölgeden seçilen kontrol parametreleri, gürbüz kararlılığı sağlamaktadır.



Şekil 4.6. Gürbüz kararlılığı sağlayan uygun kontrol parametreleri



Şekil 4.7. Gürbüz kararlılığı sağlayan kontrol parametreleri.

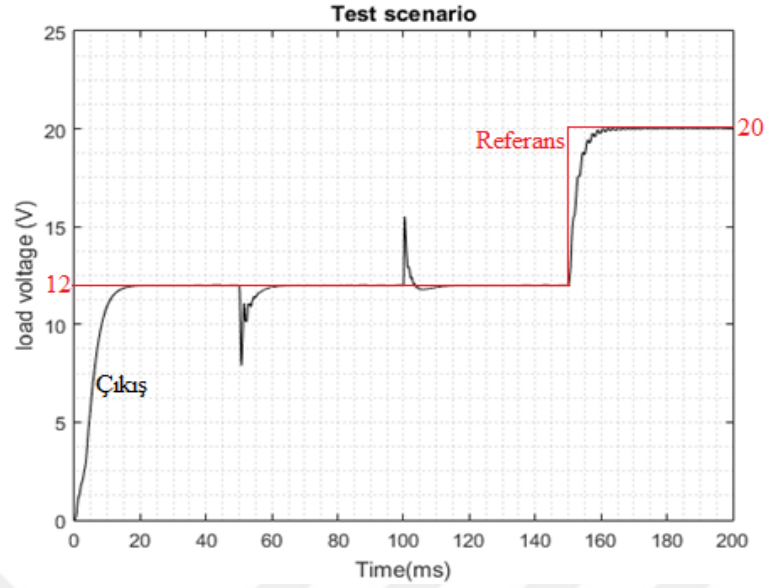
Program 4.2'deki k_p _delta değişken değeri ne kadar daha küçükse, o oranda daha hassas bir bölge elde edilir.

Kapalı çevrim kontrol döngüsünü test etmek için kullanılacak bir senaryo; Giriş kaynak gerilimi $t = 50$ ms'de 42 V değerinden 54 V'a kadar arttırılır. Dönüştürücünün çıkış yükü, $t = 100$ ms'de, 5 Ω 'dan 25 Ω 'a ve kontrol sisteminin referansı, $t = 150$ ms'de 12 V'tan 20 V'a değiştirilir. Tablo 4.3'te verilenler test senaryosunu özetlemektedir.

Tablo 4.3. Quadratic Buck dönüştürücü kontrol sisteminin test senaryosu.

Değişken	Zaman	Başlangıç değeri	Sonuç değeri	Değişim (yüzde)
V_{in}	50 ms	42	54	28
R_{load}	100 ms	5	25	400
V_{ref}	150 ms	12	20	66

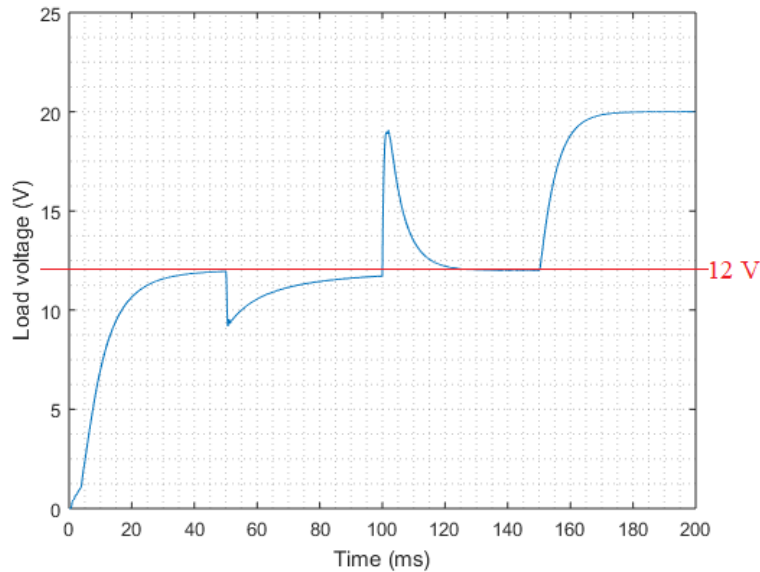
Şekil 4.7, kontrolör parametrelerinin seçilmesi için kullanılır. Örnek olarak, $K_p=0$ ve $K_i=7$ seçilmiş olsun. Bu seçimle, Şekil 4.8'deki sonuç elde edilir. Görüldüğü gibi, kontrol sistemi, gelen bozunumlara rağmen, referans değeri sıfır hatayla takip eder.



Şekil 4.8. Tablo 4.3'teki senaryonun simülasyon sonucu.

Tasarlanan Kharitonov kontrolör, doğrusal bir kontrolör ile karşılaştırılabilir. Bunun için, dönüştürücünün belirsizlikleri ihmal edilerek, bir PI kontrolör tasarlanır. İncelenen Quadratic Buck dönüştürücünün nominal transfer fonksiyonu $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{4578s^3 + 6.519 \times 10^8 s^2 + 4.083 \times 10^{11} s + 1.007 \times 10^{17}}{s^4 + 2816s^3 + 1.32 \times 10^8 s^2 + 2.507 \times 10^{11} s + 2.181 \times 10^{15}}$ olur. MATLAB'ın PidTuner uygulaması ile Denklem (4.14.a) için bir PI kontrolör tasarlanabilir. Güç elektroniği uygulamalarda, genellikle en az 45°'lik bir faz marjini istenir. 60°'lik faz marjini, güç elektroniği uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. 60°'lik bir faz marjini elde edilmesi için, $K_p=0.05$ ve $K_i=4.09$ şeklinde seçilebilir.

Kontrolörün test edilmesi için, Tablo 4.3'teki test senaryosu kullanılmıştır. Simülasyon sonucu, Şekil 4.9'da verilmiştir. Burada, 12 V'luk referans çizgi ile gösterilmiştir.



Şekil 4.9. Simülasyon sonucu.

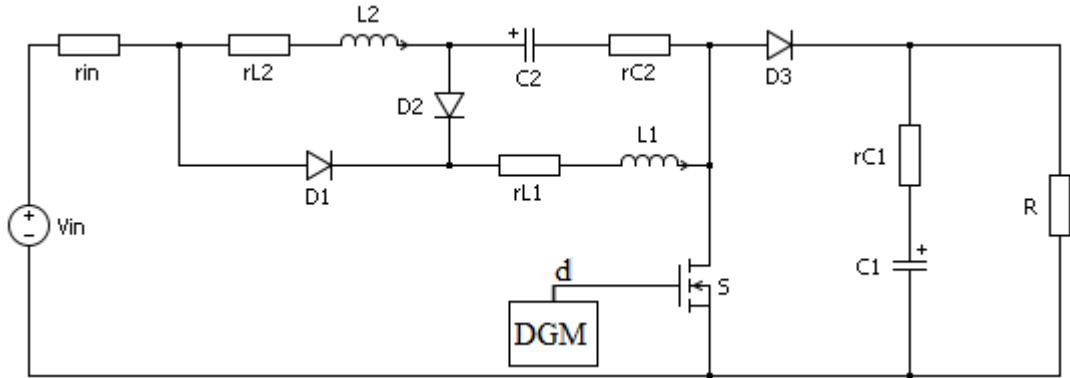
$t=50$ ms'de, giriş gerilimin değeri değişir. Şekil 4.9'daki $50 \text{ ms} \leq t \leq 100 \text{ ms}$ arasındaki dalga şekline göre, tasarlanan doğrusal kontrolör, tekrar çıkış gerilimin değerini 12 V'da sabit tutmaya çalışır. Fakat, 50 ms'lik sürede, çıkış gerilimi tekrar 12 V'luk referansa oturmamıştır. Şekil 4.8'e göre, Kharitonov kontrolör, 10 ms içinde çıkışı tekrar 12 V referansa oturtur. Dolayısıyla, Kharitonov kontrolör, tasarlanan doğrusal kontrolöre göre daha hızlı olduğu gözlenmiş olur.

$t=100$ ms'de, yük 5Ω 'dan 25Ω 'a artar. $100 \text{ ms} \leq t \leq 150 \text{ ms}$ 'deki dalga şekline göre, çıkış gerilimin aşımı, yaklaşık olarak 7 V ve oturma zamanı 20 ms dir. Şekil 4.8'deki $100 \text{ ms} \leq t \leq 150 \text{ ms}$ arasındaki dalga şekline göre, Kharitonov kontrolörün gerilim aşması ve oturma zamanı, sıra ile 3.75 V ve 15 ms dir. Dolayısıyla Kharitonov kontrolör hem daha az aşması vardır, hem de daha hızlıdır.

Şekil 4.8 ve 4.9'daki, $150 \text{ ms} \leq t \leq 200 \text{ ms}$ arasındaki dalga şekiller karşılaştırıldığında, doğrusal kontrolörün oturma zamanı 25 ms ve Kharitonov kontrolörün oturma zamanı, 15 ms olduğu anlaşılmaktadır. Başka bir deyişle, Kharitonov kontrollü dönüştürücü, daha hızlı yeni referansı takip etmektedir.

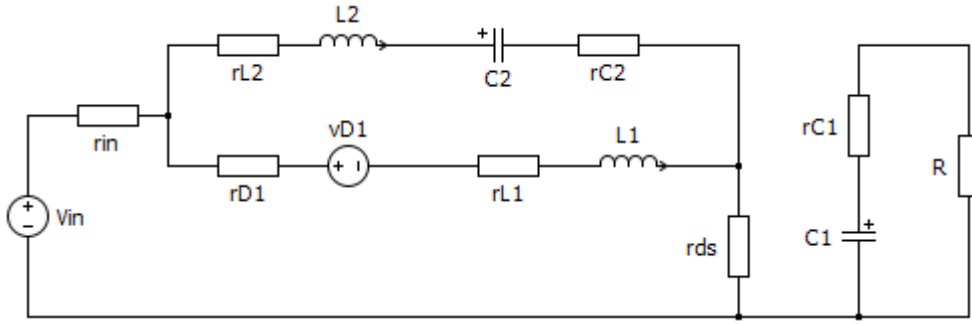
4.3 Quadratic Boost Dönüştürücü için Gürbüz Kontrolör Tasarımı

Şekil 4.10'de, Quadratic Boost dönüştürücünün devre şeması gösterilmiştir.



Şekil 4.10. Quadratic Boost dönüştürücünün devre şeması.

MOSFET kapalı iken, D1, D2 ve D3 diyotları sıra ile iletimde, kesimde ve kesimde olur. Şekil 4.11'de, bu durumun eşdeğer devresi gösterilmektedir.



Şekil 4.11. Kapalı MOSFET durumun eşdeğer devresi.

Şekil 4.11'deki devrenin diferansiyel denklemleri, aşağıdaki gibi yazılabilir:

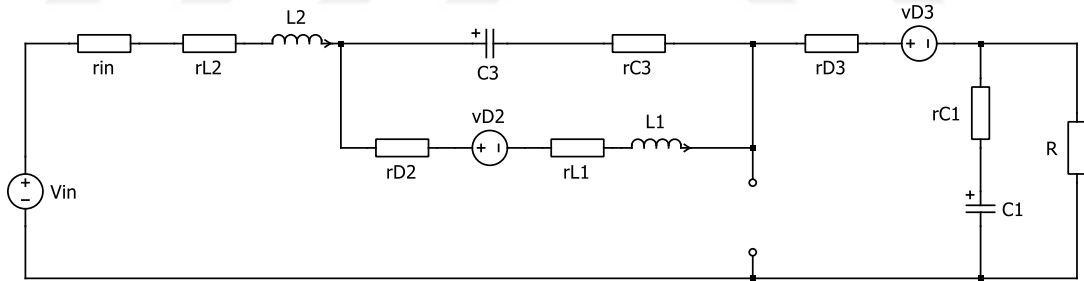
$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -(r_{D1} + r_{L1} + r_{in} + r_{ds})i_{L1} - (r_{in} + r_{ds})i_{L2} - v_{D1} + v_{in} \quad (4.14)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -(r_{in} + r_{ds})i_{L1} - (r_{L2} + r_{C2} + r_{in} + r_{ds})i_{L2} - v_{C2} + v_{in} \quad (4.15)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{v_{C1}}{R + r_{C1}} \quad (4.16)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2} \quad (4.17)$$

MOSFET açık iken, D1, D2 ve D3 diyotları sıra ile kesimde, iletimde ve iletimde olur. Şekil 4.12'de bu durumun eşdeğer devresi gösterilmektedir.



Şekil 4.12. Açık MOSFET durumun eşdeğer devresi.

Şekil 4.12'deki devrenin diferansiyel denklemleri, aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -(r_{D2} + r_{L1} + r_{C2})i_{L1} + r_{C2}i_{L2} + v_{C2} - v_{D2} \quad (4.18)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{R}{R + r_{C1}}v_{C1} - v_{C2} + v_{in} - v_{D3} \quad (4.19)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{R}{R + r_{C1}}i_{L2} - \frac{v_{C1}}{R + r_{C1}} \quad (4.20)$$

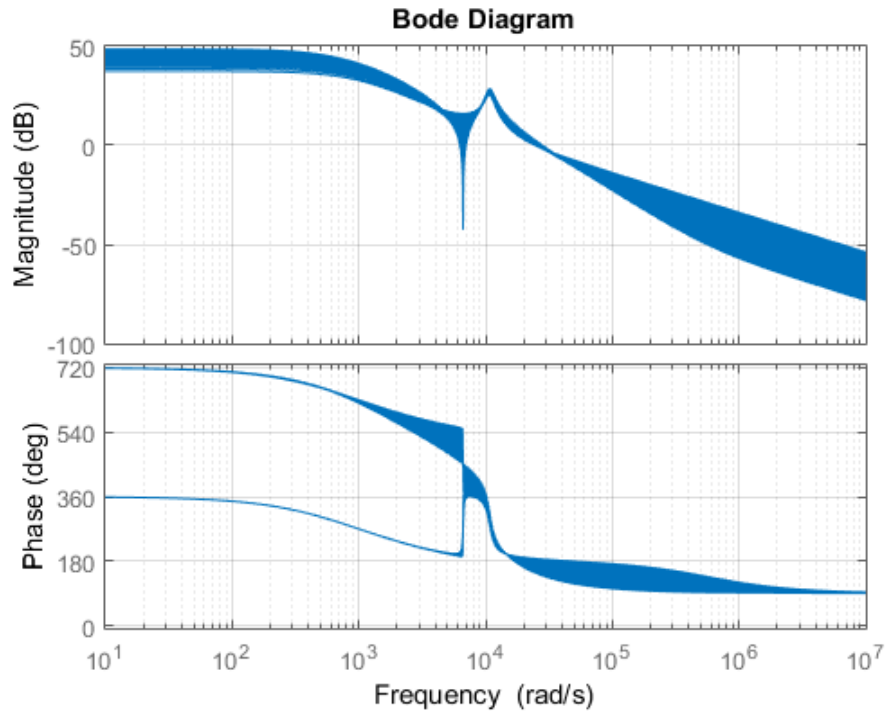
$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2} - i_{L1} \quad (4.21)$$

Örneğin bir Quadratic Boost dönüştürücüde;

$V_{in}=20$ V, $r_{in}=1$ Ω , $L1=500$ μ H, $rL1=20$ m Ω , $L2=500$ μ H, $rL2=20$ m Ω , $C1=100$ μ F, $rC1=25$ m Ω , $C2=22$ μ F, $rC2=150$ m Ω , $F_{sw}=100$ kHz, $rD(on)=10$ m Ω , $VD(on)=0.8$ V, $r_{ds}=100$ m Ω and 48 $\Omega < R < 480$ Ω .

Burada, $rD(on)$, $VD(on)$ ve r_{ds} sıra ile diyotun seri direnci, diyotun gerilim düşümü ve MOSFET'in drain-source direncini göstermektedir. Yük direnci R , 48 $\Omega < R < 480$ Ω aralığında olduğunda, dönüştürücü CCM modda çalışır.

Dönüştürücünün $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonu, çıkış yükünün fonksiyonudur. Çıkış yükü değiştiği zaman $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonu da değişir. Şekil 4.13'te, $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonunun değişimi gösterilmiştir.



Şekil 4.13. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonunun frekans cevabı.

Quadratic Boost dönüştürücünün $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonunun paydası, dördüncü mertebeden bir polinomdur. Dördüncü mertebeden bir transfer fonksiyonunun genel formu, Denklem (4.11) de verilmiştir.

Ekteki program 4.3 yardımı ile Quadratic Boost dönüştürücünün ara sistem modeli çıkartılır.

Programın verdiği sonuçlar, Tablo 4.4 te özetlenmiştir.

Tablo 4.4. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyon katsayılarının minimum ve maksimum değerleri.

Katsayı	Minimum	Maksimum
n_3	-2.0219×10^4	-1.2205×10^3
n_2	3.8177×10^8	7.1462×10^8
n_1	-3.9968×10^{12}	5.8382×10^{10}
n_0	1.2446×10^{16}	3.1724×10^{16}
d_4	1	1
d_3	3.8059×10^3	3.9932×10^3
d_2	1.2105×10^8	1.2176×10^8
d_1	2.7068×10^{11}	2.9240×10^{11}
d_0	1.1910×10^{14}	1.6801×10^{14}

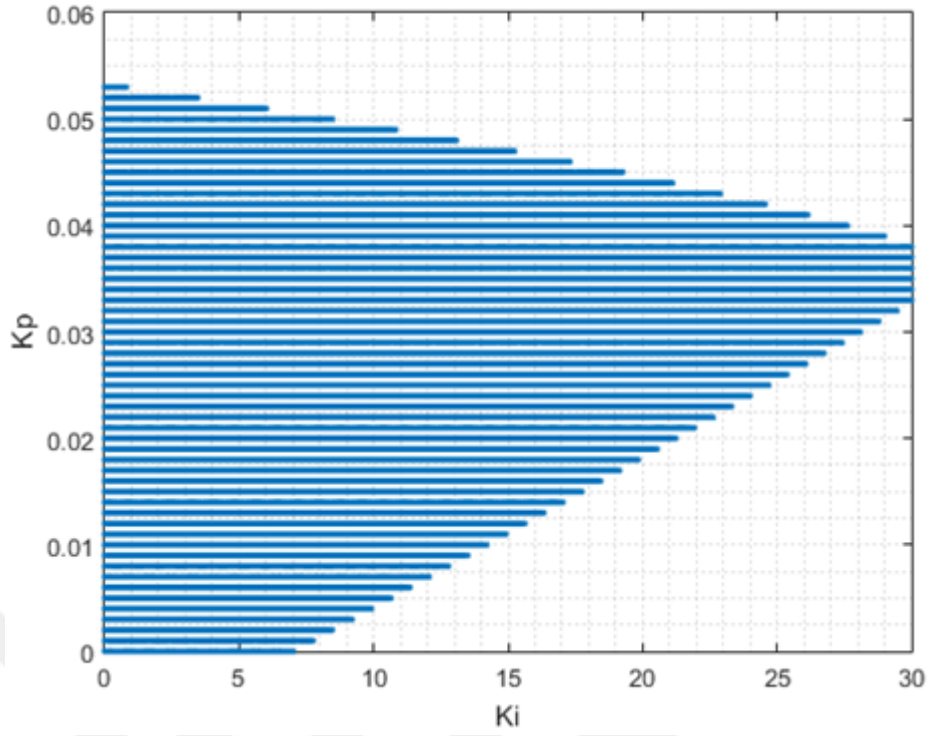
Buradaki amaç, elde edilen ara sistem model için gürbüz bir PI kontrolör tasarlamaktır. Kontrol döngüsü, Şekil 4.5'teki gibi ele alınır. Kapalı çevrim transfer fonksiyonu, Denklem (4.13) deki gibi hesaplanabilir.

Tablo 4.4 yardımıyla, Denklem (4.13) deki katsayıların minimum ve maksimum değerleri hesaplanır. Katsayılarının minimum ve maksimumu, Tablo 4.5'te gösterilmiştir.

Tablo 4.5. Denklem (4.13) teki katsayıların minimum ve maksimumu.

Katsayı	Minimum	Maksimum
$d_3+n_3K_p$	$3.8059 \times 10^3 -$ $2.0219 \times 10^4 K_p$	$3.9932 \times 10^3 -$ $1.2205 \times 10^3 K_p$
$d_2+n_2K_p+n_3K_i$	$1.2105 \times 10^8 +$ $3.8177 \times 10^8 K_p -$ $2.0219 \times 10^4 K_i$	$1.2176 \times 10^8 +$ $7.1462 \times 10^8 K_p -$ $1.2205 \times 10^3 K_i$
$d_1+n_1K_p+n_2K_i$	$2.7068 \times 10^{11} -$ $3.9968 \times 10^{12} K_p +$ $3.8177 \times 10^8 K_i$	$2.9240 \times 10^{11} +$ $5.8382 \times 10^{10} K_p +$ $7.1462 \times 10^8 K_i$
$d_0+n_0K_p+n_1K_i$	$1.1910 \times 10^{14} +$ $1.2446 \times 10^{16} K_p -$ $3.9968 \times 10^{12} K_i$	$1.6801 \times 10^{14} +$ $3.1724 \times 10^{16} K_p +$ $5.8382 \times 10^{10} K_i$
n_0K_i	$1.2446 \times 10^{16} K_i$	$3.1724 \times 10^{16} K_i$

Uygun kontrolör parametreleri bulmak için, ekteki program 4.4 kullanılır. Bu program ile Kharitonov polinomlarını Hurwitz'e dönüştüren K_p ve K_i katsayıları bulunur. Program tarafından bulunan uygun bölge, Şekil 4.14'te gösterilmiştir. Kharitonov teoremine göre, kontrolör parametreleri bu bölgeden seçildiği takdirde, kontrol sistemi gürbüz kararlı olur.



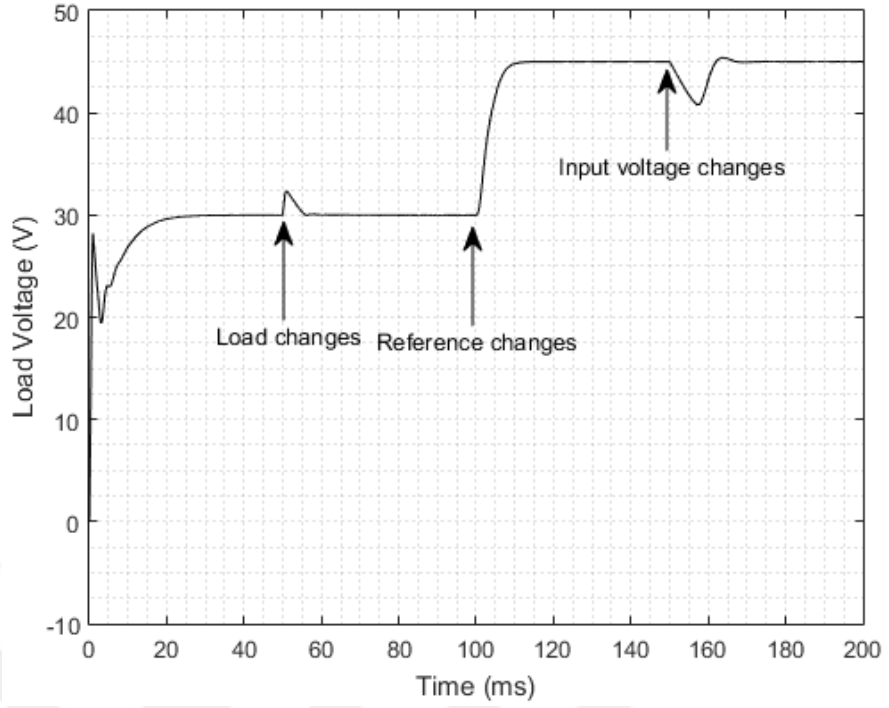
Şekil 4.14. Gürbüz kararlılığı sağlayan uygun kontrol parametreleri.

Örneğin kapalı çevrim kontrol döngüsünü test senaryosu için dönüştürücünün çıkış yükü, $t = 50 \text{ ms}$ 'de, 48Ω 'dan 480Ω 'a, kontrol sistemin referansı, $t = 100 \text{ ms}$ 'de 30 V 'tan 45 V 'a ve giriş kaynak gerilimi $t = 150 \text{ ms}$ 'de 20 V 'tan 16 V 'a değiştirilir. Tablo 4.6, test senaryosunu özetler.

Tablo 4.6. Quadratic Boost dönüştürücü kontrol sisteminin test senaryosu.

Değişken	Zaman	Başlangıç değeri	Sonuç değeri	Değişim (yüzde)
Rload	50 ms	48	480	900
Vref	100 ms	30	45	50
Vin	150 ms	20	16	20

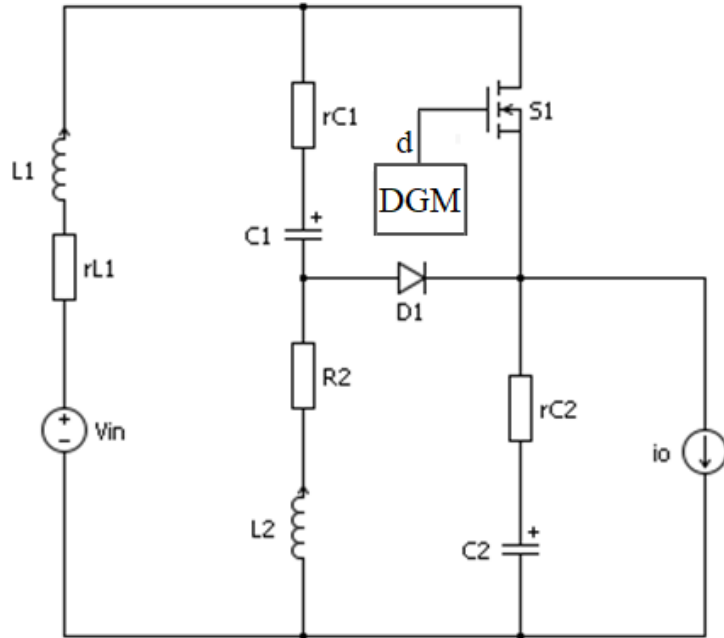
Şekil 4.14, kontrolör parametrelerinin seçilmesi için kullanılır. Örneğin, $K_p=0$ ve $K_i=2.8$ seçilerek Şekil 4.15'teki sonuç elde edilir. Görüldüğü gibi, kontrol sistemi, gelen bozunumlara rağmen, referans değeri sıfır hatayla takip etmektedir.



Şekil 4.15. Tablo 4.6 daki örnek senaryonun simülasyon sonucu.

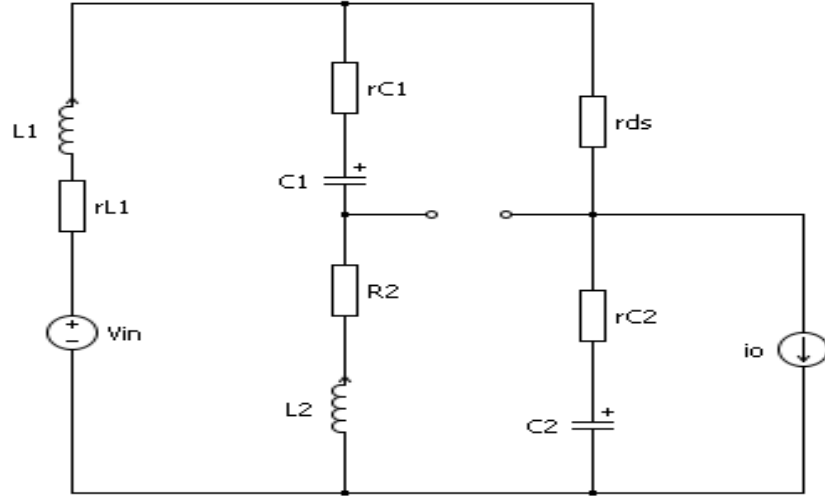
4.4 Super Buck Dönüştürücü için Gürbüz Kontrolör Tasarımı

Super Buck dönüştürücünün devre şeması, Şekil 4.16'da gösterilmiştir.



Şekil 4.16. Super Buck dönüştürücünün devre şeması.

MOSFET kapalı iken, D1 diyodu kesimdedir. Bu durumun eşdeğer devresi, Şekil 4.17'de gösterilmiştir.



Şekil 4.17. Kapalı MOSFET durumunun eşdeğer devresi.

Şekil 4.17'deki devrenin diferansiyel denklemleri,

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{r_{L1}+r_{ds}+r_{C2}}{L_1} i_{L1} - \frac{r_{ds}+r_{C2}}{L_1} i_{L2} - \frac{v_{C2}}{L_1} + \frac{v_{in}}{L_1} + \frac{r_{C2}}{L_1} i_o \quad (4.22)$$

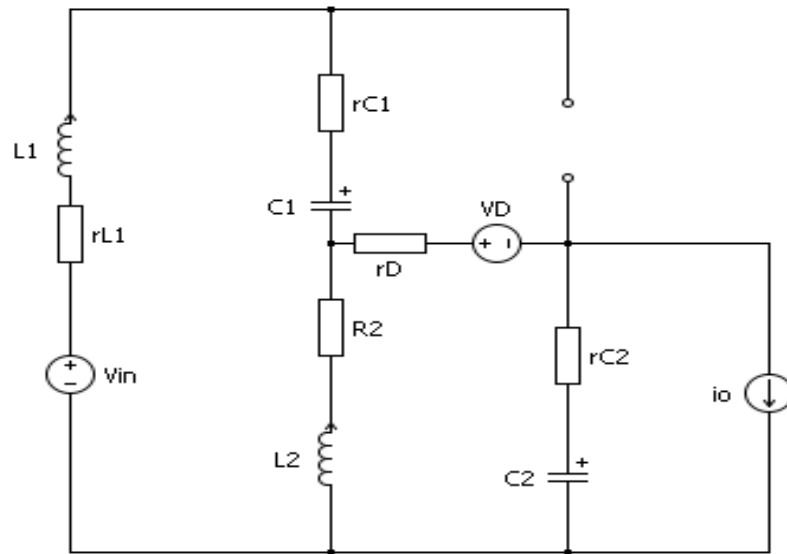
$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{r_{ds}+r_{C2}}{L_2} i_{L1} - \frac{r_{L2}+r_{ds}+r_{C1}+r_{C2}}{L_2} i_{L2} + \frac{v_{C1}}{L_2} - \frac{v_{C2}}{L_2} + \frac{r_{C2}}{L_2} i_o \quad (4.23)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1} \quad (4.24)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_2} + \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{i_o}{C_2} \quad (4.25)$$

şeklinde yazılabilir.

MOSFET açık iken, D1 diyot iletimdedir. Şekil 4.18'de bu durumun eşdeğer devresi gösterilmektedir.



Şekil 4.18. Açık MOSFET durumunun eşdeğer devresi.

Şekil 4.18'deki devrenin diferansiyel denklemleri,

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{r_{L1}+r_{C1}+r_d+r_{C2}}{L_1} i_{L1} - \frac{r_D+r_{C2}}{L_1} i_{L2} - \frac{v_{C1}}{L_1} - \frac{v_{C2}}{L_1} + \frac{v_{in}}{L_1} + \frac{r_{C2}}{L_1} i_o - \frac{V_D}{L_1} \quad (4.26)$$

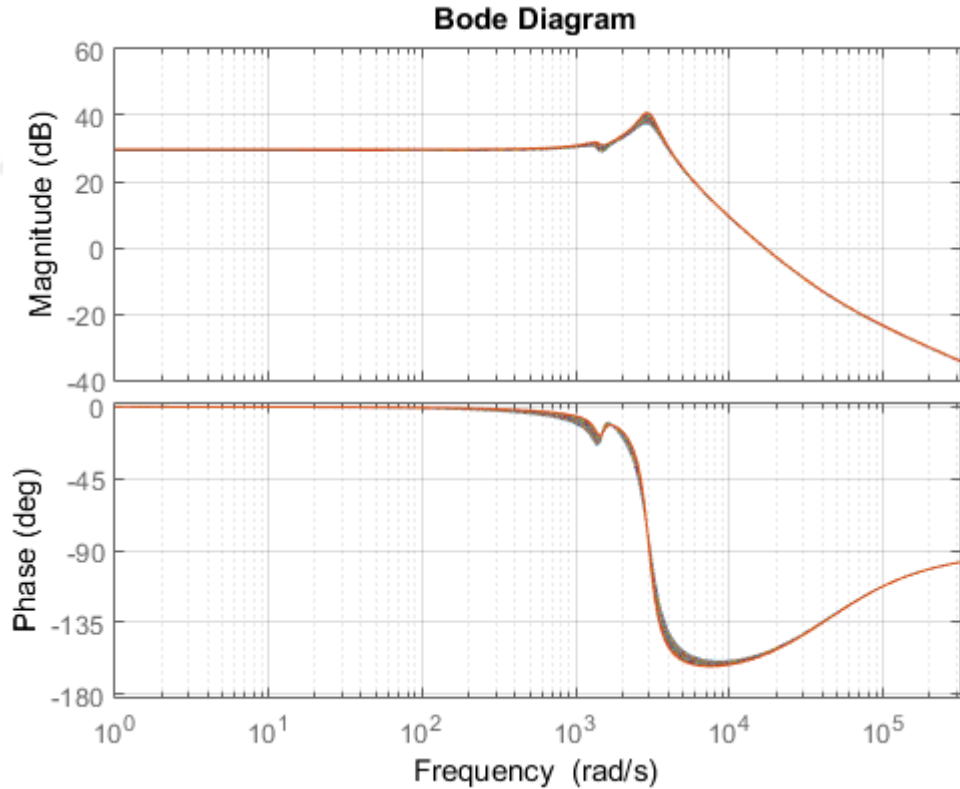
$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{r_D+r_{C2}}{L_2} i_{L1} - \frac{r_{L2}+r_D+r_{C2}}{L_2} i_{L2} - \frac{v_{C2}}{L_2} + \frac{r_{C2}}{L_2} i_o - \frac{V_D}{L_2} \quad (4.27)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_1} \quad (4.28)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_2} + \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{i_o}{C_2} \quad (4.29)$$

şeklinde yazılabilir.

Örneğin, $V_{in}= 30 \text{ V}$, $L_1= 500\mu\text{H}$, $r_{L1}= 0.1 \Omega$, $L_2=500 \mu\text{H}$, $r_{L2}= 0.1 \Omega$, $C_1= 470 \mu\text{F}$, $r_{C1}= 0.05\Omega$, $C_2= 470 \mu\text{F}$, $r_{C2}= 0.05 \Omega$, $5 \Omega < R < 25 \Omega$, $D=0.66$, $F_{sw}= 50 \text{ kHz}$ gibi bir süper Buck dönüştürücüsünde, D ve F_{sw} sıra ile görev oranı ve anahtarlama frekansını göstermektedir. Yük değiştiği zaman, $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonu da değişir. Şekil 4.19'da, bu değişim gösterilmiştir.



Şekil 4.19. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonunun frekans cevabı.

Super Buck dönüştürücü devresinde dört adet bağımsız enerji depolama elemanı vardır. Dolayısıyla, $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonu, dördüncü mertebeden olur. Dördüncü mertebeden bir transfer fonksiyonunun genel formu, Denklem (4.11) de verilmiştir.

Ekteki program 4.5 yardımı ile Denklem (4.11) katsayılarının minimumu ve maksimumu bulunur. Programın verdiği sonuç, Tablo 4.7’de gösterilmiştir.

Tablo 4.7. $\frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)}$ transfer fonksiyonu katsayılarının minimum ve maksimumu.

Katsayı	Minimum	Maksimum
n_3	5.9932×10^3	6.1026×10^3
n_2	2.5627×10^8	2.6114×10^8
n_1	6.5557×10^{10}	7.5091×10^{10}
n_0	5.4098×10^{14}	5.521×10^{14}
d_4	1	1
d_3	1.0832×10^3	1.3969×10^3
d_2	1.1099×10^7	1.1281×10^7
d_1	3.9649×10^9	4.7268×10^9
d_0	1.8185×10^{13}	1.8415×10^{13}

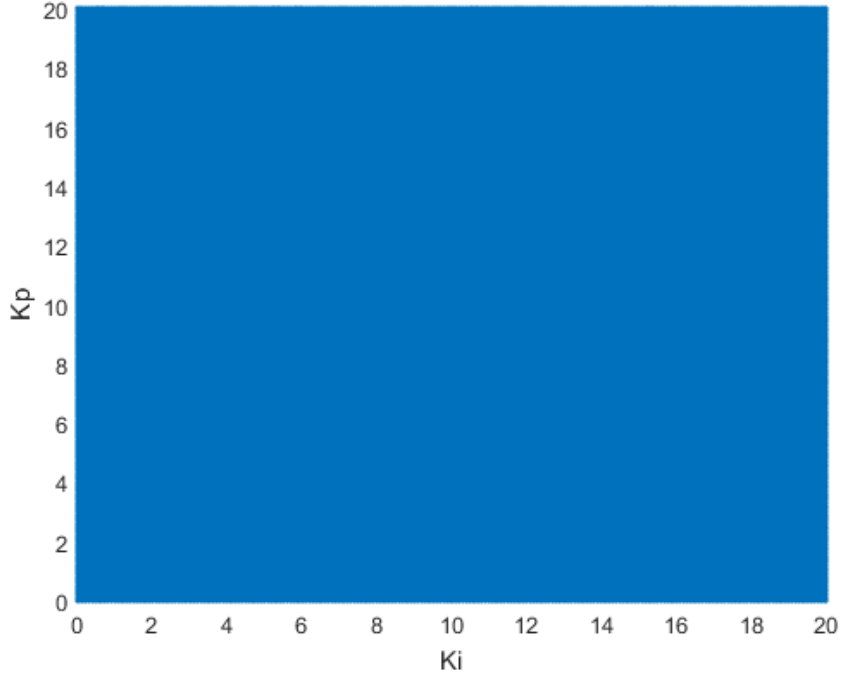
Super Buck dönüştürücünün kontrol döngüsü, Şekil 4.5’te gösterilmiştir. Kontrolör PI tipi olarak ele alınmaktadır.

Tablo 4.7 yardımıyla, Denklem (4.13) teki katsayılarının minimum ve maksimumu, hesaplanır. Katsayıların minimumu ve maksimumu, Tablo 4.8’de gösterilmiştir.

Tablo 4.8. Denklem (4.13) teki katsayıların minimum ve maksimumu.

Katsayı	Minimum	Maksimum
$d_3 + n_3 K_p$	$1.0832 \times 10^3 +$ $5.9932 \times 10^3 K_p$	$1.3969 \times 10^3 +$ $6.1026 \times 10^3 K_p$
$d_2 + n_2 K_p + n_3 K_i$	$1.1099 \times 10^7 +$ $2.5627 \times 10^8 K_p +$ $5.9932 \times 10^3 K_i$	$1.1281 \times 10^7 +$ $2.6114 \times 10^8 K_p +$ $6.1026 \times 10^3 K_i$
$d_1 + n_1 K_p + n_2 K_i$	$3.9649 \times 10^9 +$ $6.5557 \times 10^{10} K_p +$ $2.5627 \times 10^8 K_i$	$4.7268 \times 10^9 +$ $7.5091 \times 10^{10} K_p +$ $6.6114 \times 10^8 K_i$
$d_0 + n_0 K_p + n_1 K_i$	$1.8185 \times 10^{13} +$ $5.4098 \times 10^{14} K_p +$ $6.5557 \times 10^{10} K_i$	$1.8415 \times 10^{13} +$ $5.521 \times 10^{14} K_p +$ $7.5091 \times 10^{10} K_i$
$n_0 K_i$	$5.4098 \times 10^{14} K_i$	$5.521 \times 10^{14} K_i$

Uygun olan kontrolör parametrelerinin bulunması için, ekteki program 4.6 kullanılır. Bu program, Kharitonov polinomların yardımı ile gürbüz kararlığı sağlayan bölge bulunur. Programın ürettiği sonuç, Şekil 4.20’de gösterilmiştir. Bu devrede, tüm uzay noktaları, gürbüz kararlığı sağlar.



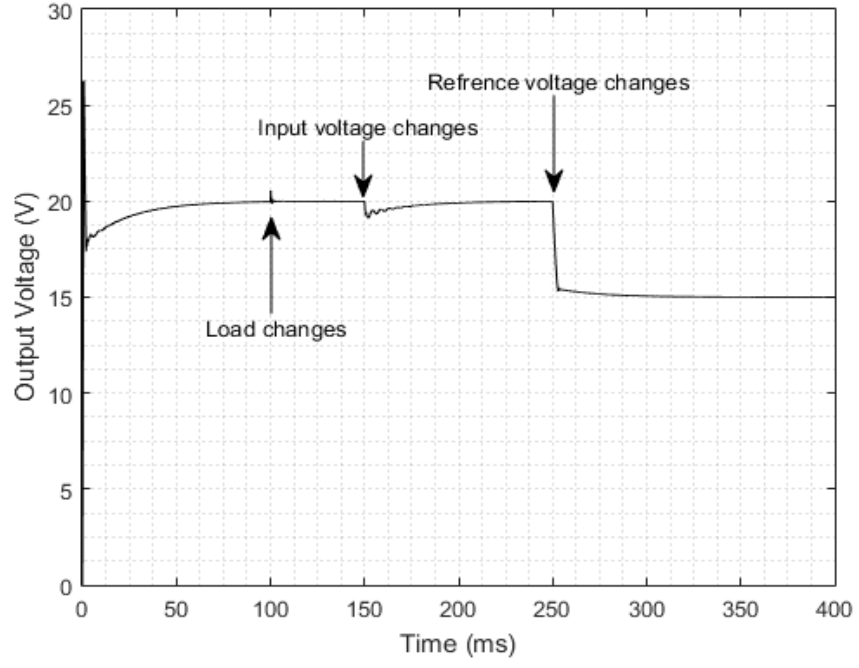
Şekil 4.20. Gürbüz kararlılığı sağlayan kontrol parametreleri.

Renkli bölge, gürbüz kararlılığı sağlar. Görüldüğü gibi kararlı bölge, bütün arama uzayını kaplamaktadır. Örneğin kapalı çevrim kontrol döngüsünü test etmek amacı ile kullanılacak senaryo için dönüştürücünün çıkış yükü, $t=100$ ms'de, 5Ω 'dan 25Ω 'a, kontrol sisteminin referansı, $t=150$ ms'de 30 V'tan 40 V'a ve giriş kaynağının gerilimi $t=250$ ms'de 20 V'tan 15 V'a değiştirilmektedir. Senaryonun özeti, Tablo 4.9'da verilmektedir.

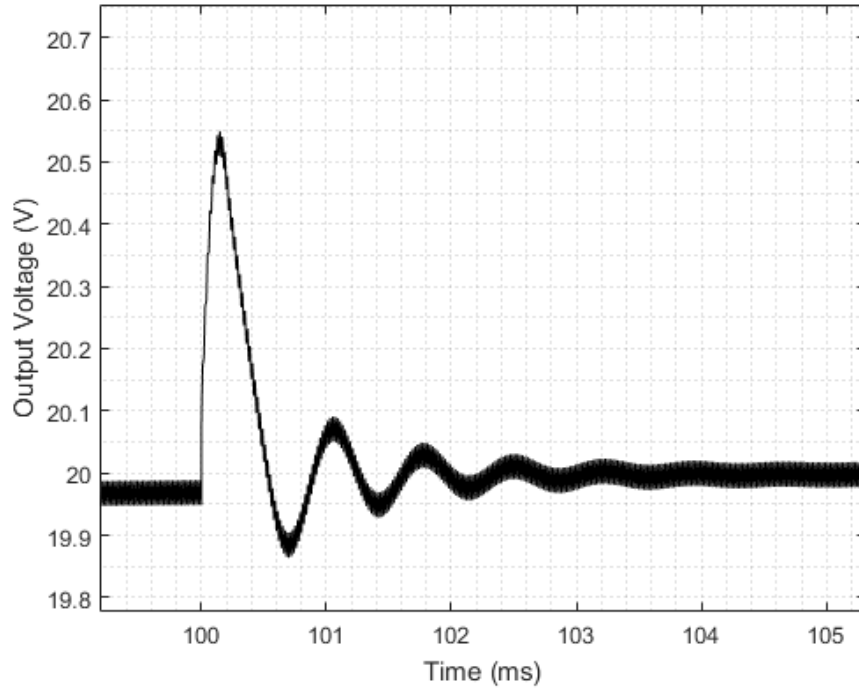
Tablo 4.9. Super Buck dönüştürücü kontrol sisteminin test senaryosu.

Değişim	Zaman	Başlangıç değeri	Sonuç değeri	Değişim (yüzde)
Rload	100 ms	5	20	300
Vin	150 ms	30	40	28
Vref	250 ms	20	15	25

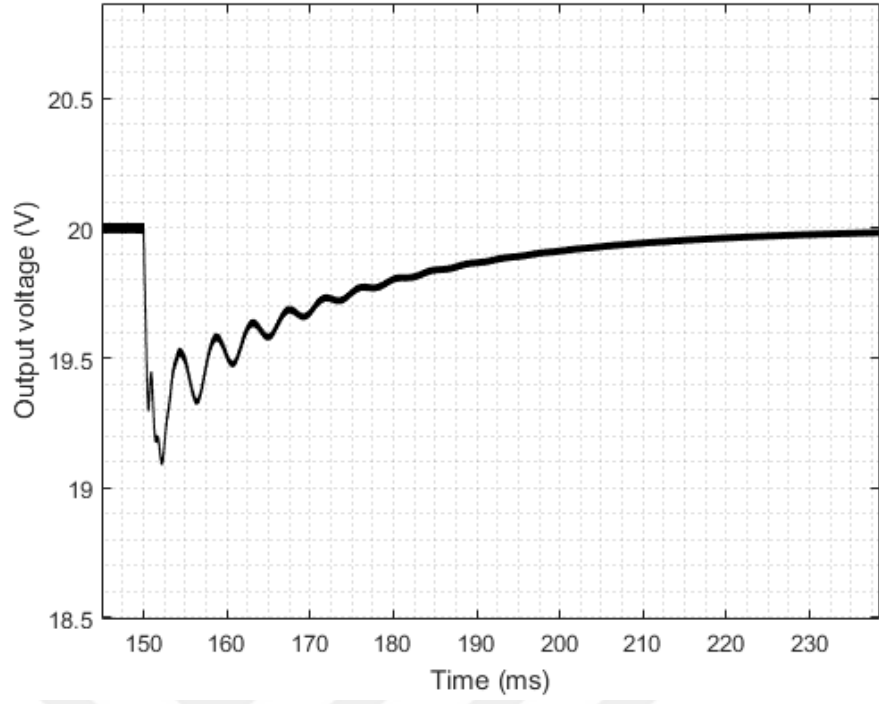
Şekil 4.20, kontrolör parametrelerinin seçilmesinde kullanılabilir. Örneğin, $K_p=0.2$ ve $K_i=9.7$ seçilerek, Şekil 4.21'deki sonuç elde edilir. Görüldüğü gibi, kontrol sistemi, gelen bozunumlara rağmen, referans değeri, sıfır hatayla takip etmektedir.



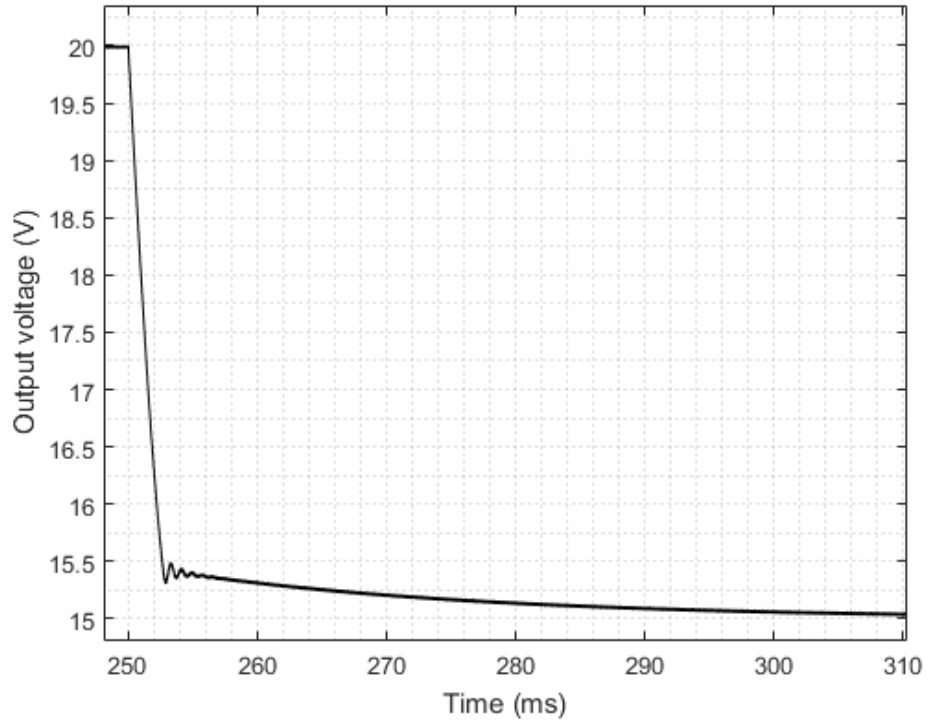
Şekil 4.21. Super Buck dönüştürücünün simülasyonu sonucu.



Şekil 4.22. Şekil 4.21'deki sonucun 100 ms civarındaki dalga şekli.



Şekil 4.23. Şekil 4.21'deki sonucun 150 ms civarındaki dalga şekli.



Şekil 4.24. Şekil 4.21'deki sonucun 250 ms civarındaki dalga şekli.

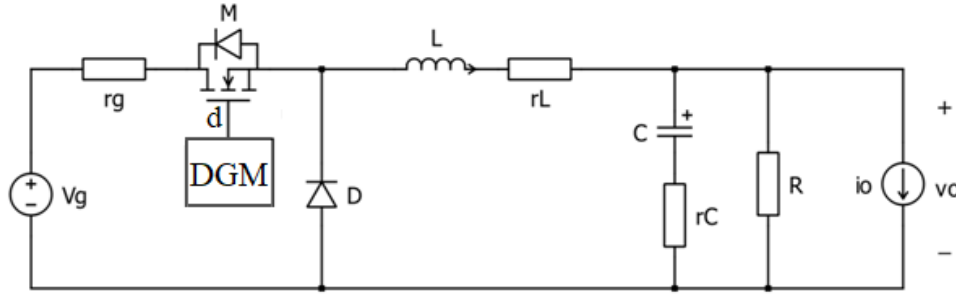
5. ÇIKIŞ EMPEDANSININ AZALTILMASI

5.1 Giriş

Bir DC-DC dönüştürücünün çıkış empedansı, ne kadar küçük ise, dönüştürücü o kadar büyük akımlar verebilir. Bu yüzden DC-DC dönüştürücülerinin çıkış empedansı olası minimum değerde olması istenir. Bu bölümde, bir DC-DC dönüştürücünün çıkış empedansının azaltılması için bir algoritma önerilmiştir. Önerilen algoritma yardımı ile bir Buck dönüştürücünün çıkış empedansı azaltılmıştır. Dönüştürücünün belirli dinamik modeli, ele alınmıştır ve dinamik modelin belirsizlikleri ihmal edilmiştir. Bir sonraki bölümde, dönüştürücüde belirsizlikler göz önüne alınmaktadır.

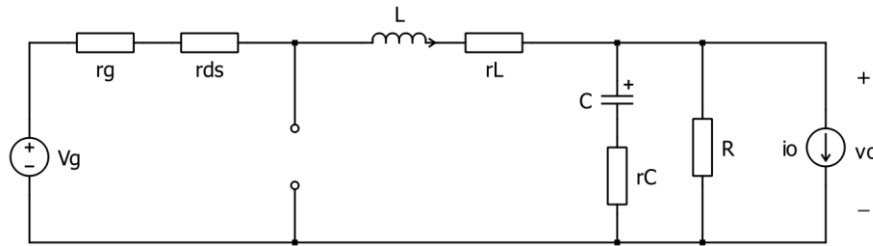
5.2 Açık Çevrim Bir Buck Dönüştürücünün Çıkış Empedansı

Bir Buck dönüştürücünün devre şeması, Şekil 5.1'de gösterilmiştir. r_g , r_L ve r_C sıra ile girişteki DC kaynağının iç direnci, bobinin seri eşdeğer direnci ve kondansatörün seri eşdeğer direncini göstermektedir. i_o fiktif bir akım kaynağıdır ve dönüştürücünün çıkış empedansının çıkartılması için eklenmiştir.



Şekil 5.1. Buck Dönüştürücünün devre şeması.

MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir. Bu durumun eşdeğer devresi, Şekil 5.2'de gösterilmiştir.



Şekil 5.2. MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir.

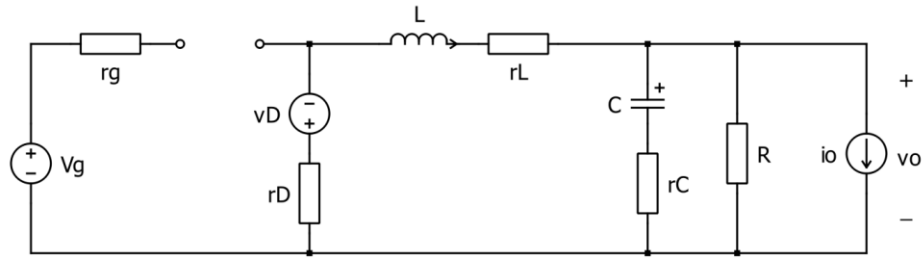
Şekil 5.2'deki devrenin dinamik denklemleri:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \left(- \left(r_g + r_{ds} + r_L + \frac{R \times r_C}{R + r_C} \right) i_L - \frac{R}{R + r_C} v_C + \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_O + v_g \right) \quad (5.1)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{R}{R + r_C} i_L - \frac{1}{R + r_C} v_C - \frac{R}{R + r_C} i_O \right) \quad (5.2)$$

$$v_o = r_C C \frac{dv_C}{dt} + v_C = \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_L + \frac{R}{R + r_C} v_C - \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_O \quad (5.3)$$

şeklinde yazılabilir. MOSFET kesimde iken, diyot iletme girer. Bu durumun eşdeğer devresi, Şekil 5.3'te gösterilmiştir. r_D ve v_D sıra ile diyotun seri direncini ve diyotun iletimde gerilim düşümünü gösterir.



Şekil 5.3. MOSFET kesimde iken, diyot iletme girer.

Şekil 5.3'teki devrenin dinamik denklemleri:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \left(- \left(r_D + r_L + \frac{R \times r_C}{R + r_C} \right) i_L - \frac{R}{R + r_C} v_C + \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_O - v_D \right) \quad (5.4)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{R}{R + r_C} i_L - \frac{1}{R + r_C} v_C - \frac{R}{R + r_C} i_O \right) \quad (5.5)$$

$$v_o = r_C C \frac{dv_C}{dt} + v_C = \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_L + \frac{R}{R + r_C} v_C - \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_O \quad (5.6)$$

şeklinde yazılabilir. $\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_o}$, $\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g}$ ve $\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}}$ transfer fonksiyonlar, UDO yöntemi yardımı ile hesaplanabilir. Hesaplamalar, ekteki program (5.1) yardımı ile yapılır. Elemanlarının değerleri, Tablo 5.1'de gösterildiği gibi ele alınmaktadır.

Tablo 5.1. Buck Dönüştürücü elemanlarının değerleri.

	Nominal değer
Çıkış gerilimi, V_o	1.5 V
Görev oranı, D	0.156
DA kaynak gerilimi, V_g	12 V
Giriş DA kaynak iç direnci, r_g	0 Ω
MOSFET drain-source direnci, r_{ds}	15 m Ω
Kondansatör, C	3290 μ F
Kondansatörün eşdeğer seri direnci, r_C	1.4 m Ω
Bobin, L	13 μ H
Bobinin eşdeğer seri direnci, r_L	9 m Ω
Diyyot iletim gerilimi, v_D	0.39 V
Diyyot seri direnci, r_D	15 m Ω
Yük R değişimi	0.2-3 Ω
Nominal yük	1 Ω
Anahtarlama frekansı, F_{sw}	200 kHz

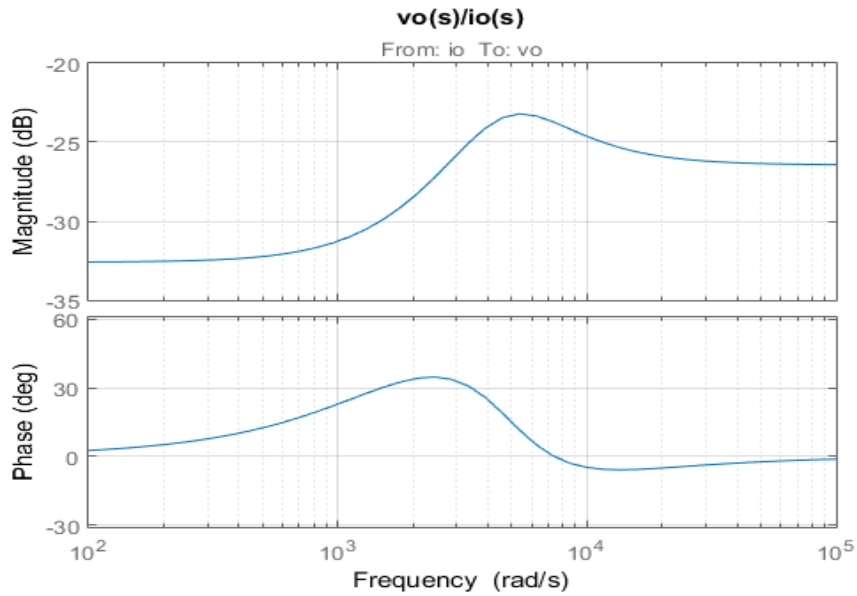
Program çalıştırıldıktan sonra,

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_o} = 0.0476 \frac{(s+6079)(s+1846)}{s^2+5799s+2.28 \times 10^7} \quad (5.7)$$

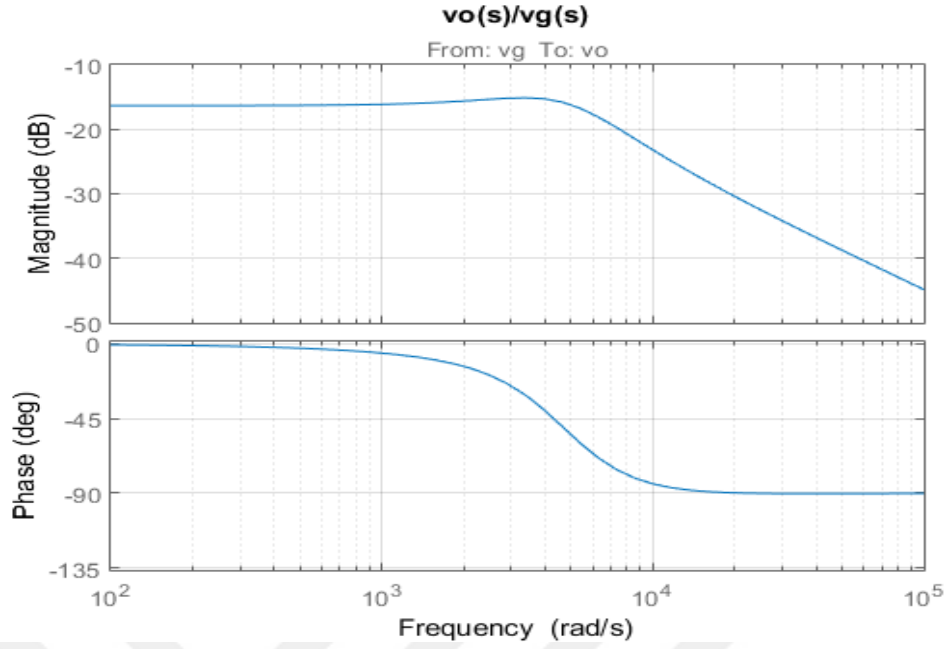
$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g} = 571.43 \frac{(s+6079)}{s^2+5799s+2.28 \times 10^7} \quad (5.8)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = 45385 \frac{(s+6079)}{s^2+5799s+2.28 \times 10^7} \quad (5.9)$$

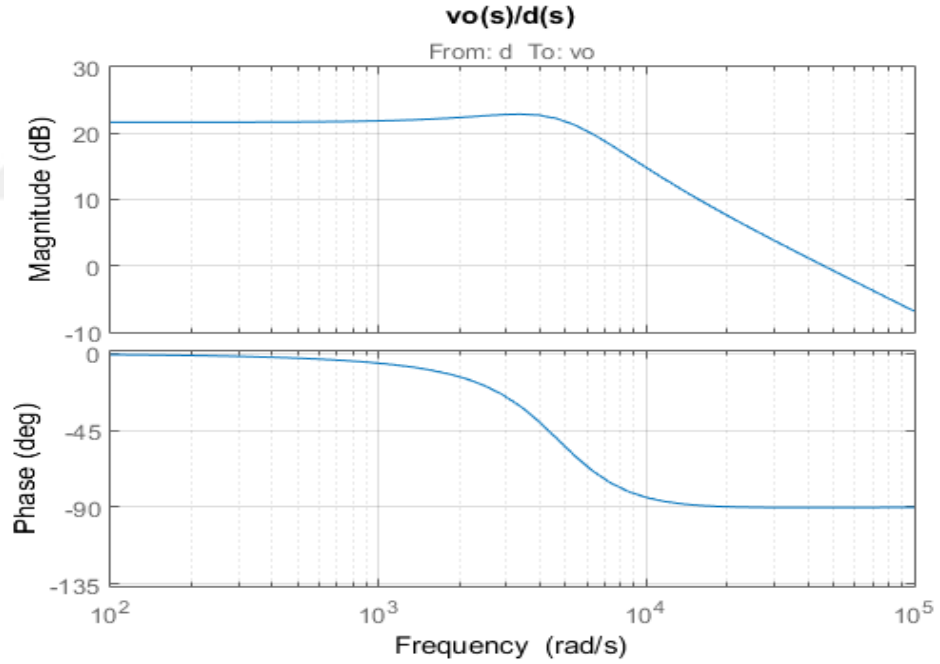
Denklem (5.7), (5.8) ve (5.9) daki transfer fonksiyonlarının Bode diyagramları, Şekil 5.4-5.6'da gösterilmiştir.



Şekil 5.4. Denklem (5.7) deki transfer fonksiyonun Bode diyagramı.

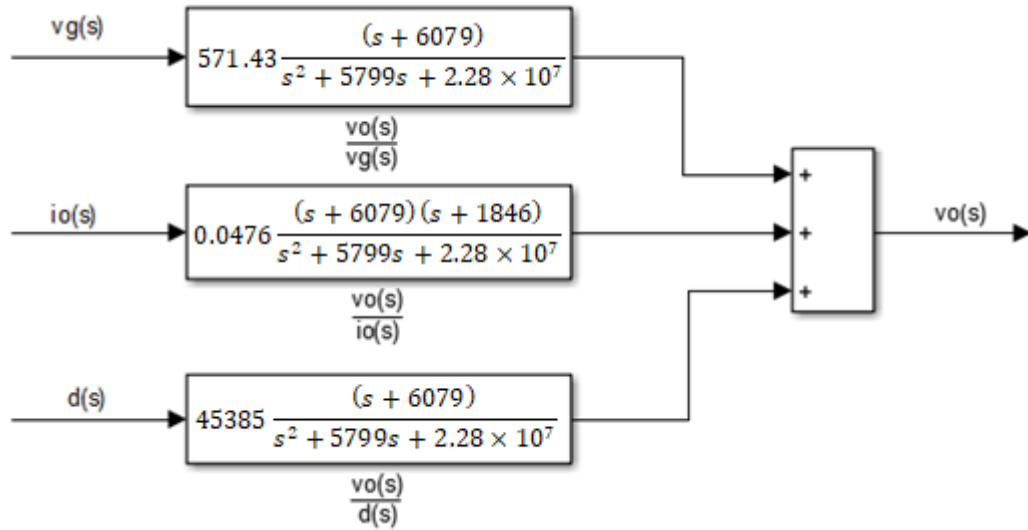


Şekil 5.5. Denklem (5.8) deki transfer fonksiyonunun Bode diyagramı.



Şekil 5.6. Denklem (5.9) daki transfer fonksiyonunun Bode diyagramı.

olarak ele alınır. Dolayısıyla, dönüştürücünün dinamik modeli, Şekil 5.7'de gösterildiği gibi olur. $v_g(s)$ ve $i_o(s)$ sıra ile girişteki DC kaynağının küçük sinyal değişimleri ve çıkış yükünün küçük sinyal değişimlerini gösterir. Bu girişler, bozunum gibi davranır. $d(s)$, görev oranının küçük sinyal değişimlerini gösterir. İstenilen çıkış gerilimin elde edilmesi için, kontrolör görev oranı değiştirir.



Şekil 5.7. Buck dönüştürücünün dinamik modeli.

Şekil 5.7. Buck dönüştürücünün dinamik modeli için gerekli elemanların değerleri, örnek bir uygulama yapmak üzere, Tablo 5.1'de gösterildiği gibi alınarak gerçekleştirilmiştir.

5.3 Geri Beslemeli Bir Buck Dönüştürücünün Çıkış Empedansı

Şekil 5.7'deki gibi oluşturulan dinamik model, açık çevrim bir Buck dönüştürücüye aittir. Şekil 5.7'den anlaşılacağı gibi, $i_o(s)$ giriş ve $v_o(s)$ çıkış arasındaki transfer fonksiyonu, açık çevrim çıkış empedansını gösterir ve değeri $Z_{OL}(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = 0.0476 \frac{(s+6079)(s+1846)}{s^2+5799s+2.28 \times 10^7}$ olur, çünkü:

$$v_o(s) = 571.43 \frac{s+6079}{s^2+5799s+2.28 \times 10^7} v_g(s) + 0.0476 \frac{(s+6079)(s+1846)}{s^2+5799s+2.28 \times 10^7} i_o(s) + 45385 \frac{s+6079}{s^2+5799s+2.28 \times 10^7} d(s) \quad (5.10)$$

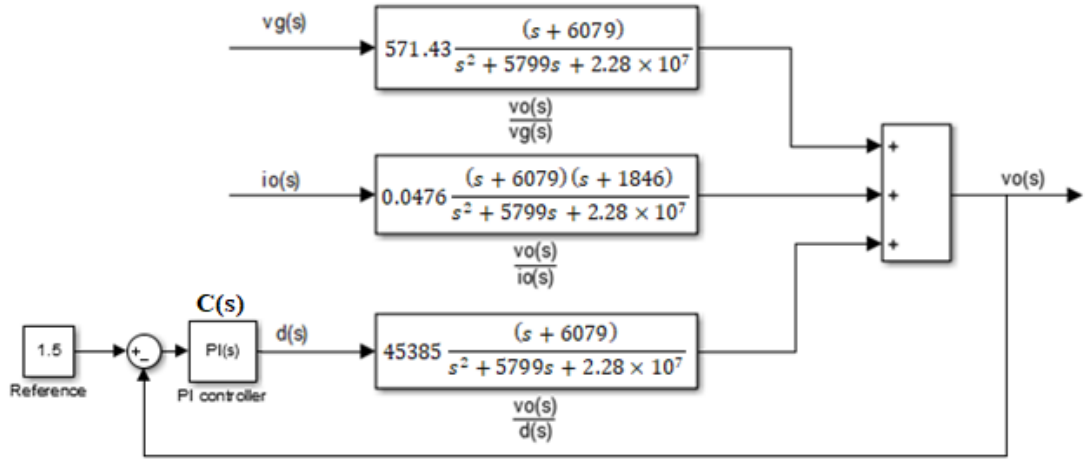
Eğer Şekil 5.8'deki gibi bir kapalı çevrim kontrol sistem kullanılırsa, $i_o(s)$ giriş ve $v_o(s)$ çıkış arasındaki transfer fonksiyonu, $0.0476 \frac{(s+6079)(s+1846)}{s^2+5799s+2.28 \times 10^7}$ olmaz. Şekil 5.8'deki blok diyagrama göre, kapalı çevrim çıkış empedansı,

$$Z_{CL}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_o(s)} \times \frac{1}{1+C(s) \cdot \frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)}} \quad (5.11)$$

veya

$$Z_{CL}(s) = 0.0476 \frac{(s+6079)(s+1846)}{s^2+5799s+2.28 \times 10^7} \times \frac{1}{1+(k_p + \frac{k_i}{s}) \cdot 45385 \frac{(s+6079)}{s^2+5799s+2.28 \times 10^7}} \quad (5.12)$$

olur. Kapalı çevrim çıkış empedansı olan $Z_{CL}(s)$, kontrolörün parametreleri olan k_p ve k_i değerlerinin fonksiyonudur. k_p ve k_i değiştiğinde, $Z_{CL}(s)$ değişir.



Şekil 5.8. Buck dönüştürücünün kapalı çevrim kontrol blokları.

Şekil 5.8’de verilen Buck dönüştürücünün kapalı çevrim kontrolünde, kontrolör PI olarak $C(s)=k_p+\frac{k_i}{s}$ ve referans 1.5 V olarak alınmıştır. Routh-Hurwitz tablosuna göre, Şekil 5.8’deki kontrol döngüsünün kararlı olması için,

$$(a.d+b.c)k_p+(a.c-b)k_i+c.d+a^2.k_p k_i+a.b.k_p^2>0 \quad (5.13)$$

olmalıdır. $a=45385$, $b=45385 \times 6079=275895415$, $c=5799$ ve $d=2.28 \times 10^7$. k_p ve k_i kontrolörün parametrelerini göstermektedir.

Kapalı çevrim çıkış empedansı, k_p ve k_i parametrelerin fonksiyonu olduğundan k_p ve k_i değiştiğinde, kapalı çevrim çıkış empedans da değişir. Burada amaç, en düşük çıkış empedansı elde etmektir. Bu amaç, k_p ve k_i değerlerinin ayarlanması ile elde edilebilir.

Başlangıçta, farklı çıkış empedanslarının karşılaştırılması için, bir maliyet fonksiyonu tanımlanmalıdır. Kapalı çevrim çıkış empedansının H_∞ normu, iyi bir maliyet fonksiyonu olarak kullanılabilir.

Kararlı tek girişli, tek çıkışlı sistemlerde, H_∞ normunu göstermek üzere Denklem (5.14) daki gibi bir sistem ele alınmıştır.

$$\begin{cases} \dot{x}=Ax+Bu \\ y=Cx \end{cases} \quad (5.14)$$

Bu örnek sistemin transfer fonksiyonu,

$$G(s)=C(sI-A)^{-1}B \quad (5.15)$$

olur. I , birim matrisi göstermektedir. Giriş $u(t)=a.\sin(\omega t+\varphi)$ şeklinde tanımlanır. $a, \omega, \varphi \in \mathbb{R}$, $a \neq 0$. Bu durumda çıkışın kararlı durum cevabı,

$$y_{ss}(t)=|G(j\omega)|.a.\sin(\omega t+\varphi+\arg G(j\omega)) \quad (5.16)$$

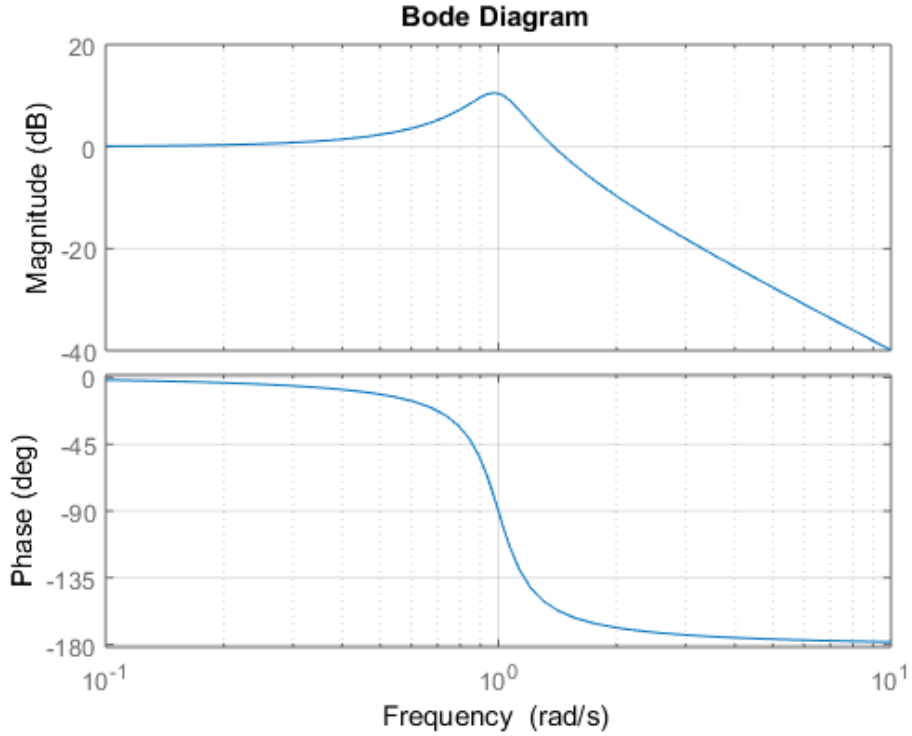
ve çıkışın Laplace transformu,

$$Y(s)=G(s).U(s) \quad (5.17)$$

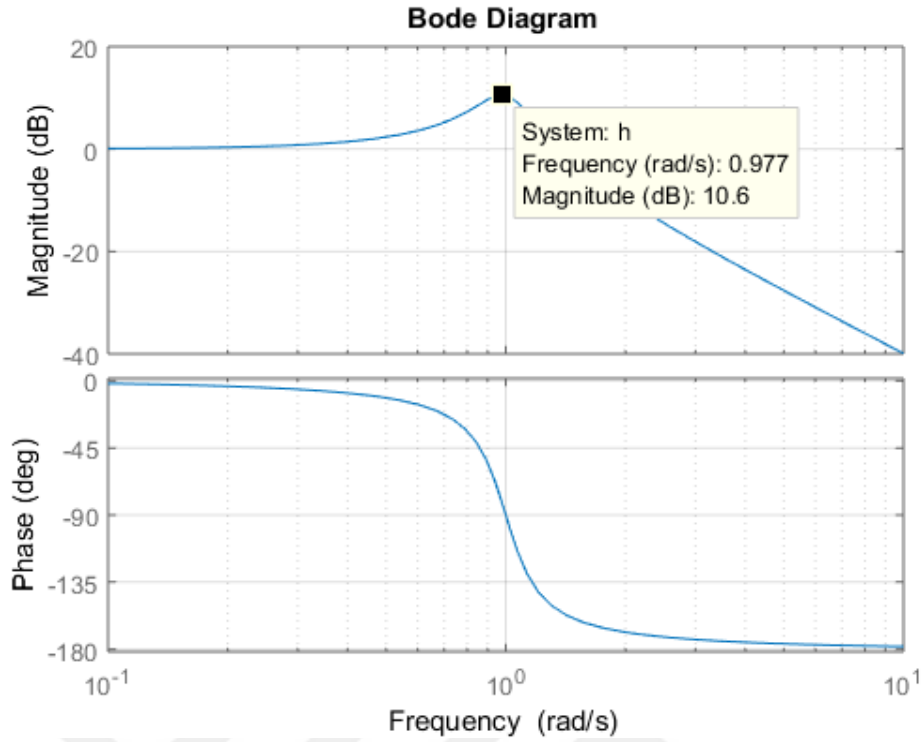
olur. $G(s)$ 'in H_∞ normu,

$$\|G(\cdot)\|_\infty = \frac{\sup_{\omega \in \mathbb{R}} |Y(j\omega)|}{\sup_{\omega \in \mathbb{R}} |U(j\omega)|} = \sup_{\omega \in \mathbb{R}} |G(j\omega)| \quad (5.18)$$

şeklinde tanımlanabilir. Başka bir değişle incelenen bu örnek için, H_∞ normu, bu sistemin mümkün olan en yüksek kazancını göstermektedir. Örneğin, $H(s)=\frac{1}{s^2+0.3s+1}$ transfer fonksiyonunun H_∞ normu, yaklaşık olarak 3.37 olur. $H(s)$ transfer fonksiyonunun Bode diyagramı, Şekil 5.9'da göstermektedir. Şekil 5.10' da gösterildiği gibi, Bode diyagramının maksimumu, yaklaşık olarak 10.6 dB şeklinde gerçekteleşmiştir. 10.6 dB, normal kazançla çevrildiğinde, $10^{\frac{10.6}{20}} \approx 3.37$ elde edilir. Dolayısıyla, örnekte verilen tek girişli tek çıkışlı sistemin H_∞ normu, Bode diyagramının maksimum genliğini oluşturmaktadır.



Şekil 5.9. Örnek alınan transfer fonksiyon için Bode diyagramı.



Şekil 5.10.Örnek alınan transfer fonksiyon için Bode diyagramının maksimum genliği.

Uygun k_p ve k_i değerlerinin bulunması için literatürde farklı algoritmalar kullanılabilir. Örneğin Genetik Algoritma (GA) bunlardan biridir. MATLAB'ın Optimizasyon araç kutusu yardımı ile herhangi bir kod yazmadan, GA algoritması ile istenilen maliyet fonksiyonu optimize edilebilir [49].

Dolayısıyla, çıkış empedansının azaltılması için, Denklem (5.19) da verilen optimizasyon problemi çözümünde farklı algoritmalar kullanılabilir.

$$\begin{aligned} & \min \|Z_{CL}\|_{\infty} \\ & \text{s.t. } C(s) \text{ stabilize } \frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)} \end{aligned} \quad (5.19)$$

Bu optimizasyon probleminin çözülmesi için, GA kullanılırsa, $C(s)$ kontrolörü, döngüyü kararlı yapması için, eşitsizlik (5.13) sağlanmalıdır. GA yardımı ile çözümde, $k_p=3.733$ ve $k_i=1.108 \times 10^4$ değerleri ele alınarak $\min \|Z_{CL}\|_{\infty}=0.476 \Omega$ olur.

GA temelleri, 1970'li yıllarda J. Holland tarafından ortaya atılmıştır. GA, Darwin'in doğal seçim ve evrim teorisi ilkelerine dayanan bir arama ve optimizasyon yöntemidir.

GA uygulamalarında yapılacaklar;

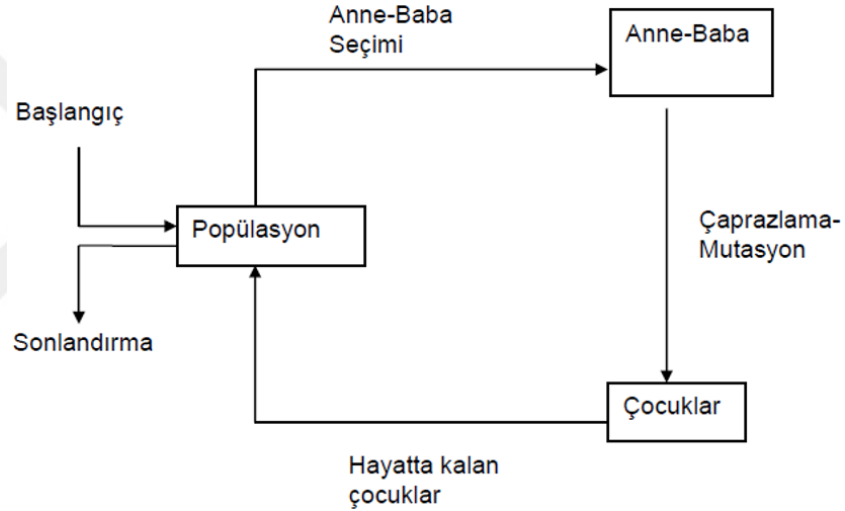
1. Uygunluk (fitness) fonksiyonunun tanımlanması,
2. Kodlama (genetik kodlama),

3. Rastgele bireylerden oluşacak şekilde başlangıç popülasyonunun seçilmesi,
4. Tekrarla (yeterince iyi bir çözüm bulunana kadar),
5. En iyi çözümün bulunması.

Dördüncü adım, aşağıdaki işlemlerden oluşur.

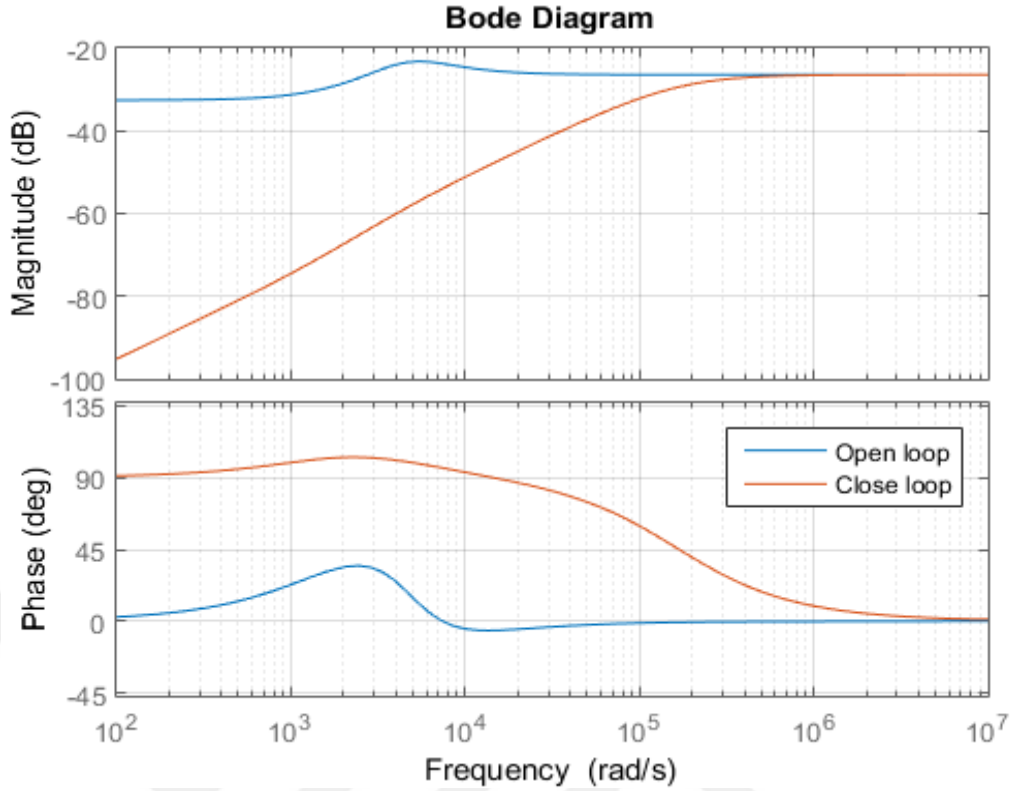
- a) Popülasyondaki bütün bireylerin uygunluk fonksiyonunun hesaplanması
- b) Yeni nesil için en iyi bireylerin seçilmesi
- c) Çaprazlama ve mutasyon ile yeni neslin oluşturulması
- d) Kromozomların yeni neslini popülasyona eklemek

GA'nın pratik gösterim şeması, Şekil 5.11'de gösterilmektedir.



Şekil 5.11. GA şematik gösterimi.

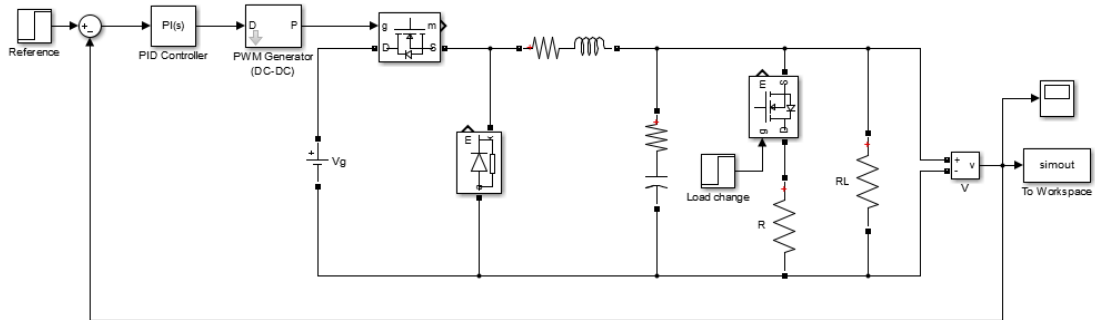
Şekil 5.12'de, kapalı çevrim çıkış empedansı ile açık çevrim çıkış empedansı karşılaştırılmıştır. Görüldüğü gibi, kapalı çevrim çıkış empedansı özellikle düşük frekanslarda azaltılmıştır.



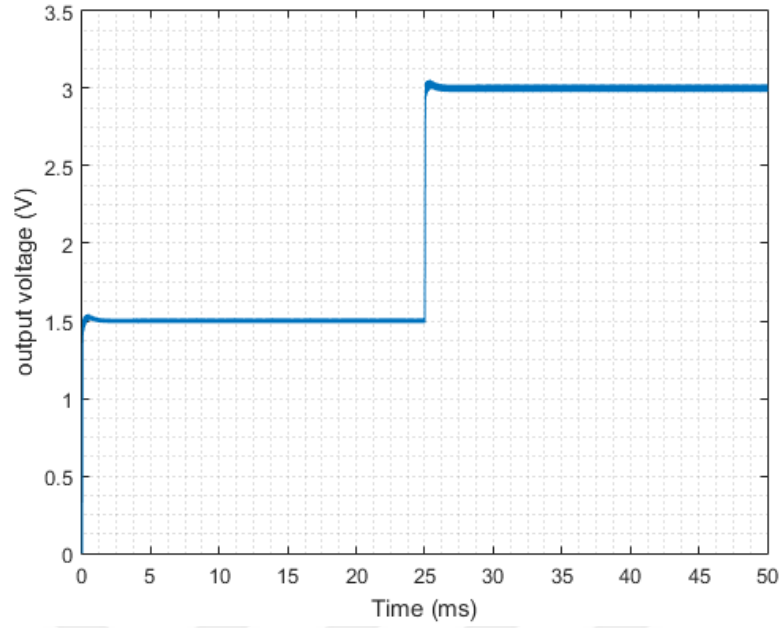
Şekil 5.12 Kapalı ve açık çevrim çıkış empedanslarının karşılaştırılması.

5.4 Simülasyon Sonuçları

Tasarlanan kontrolör ($k_p=3.733$ ve $k_i=1.108 \times 10^4$), Simulink ortamında test edilmiştir. Simülasyon diyagramı, Şekil 5.13'te gösterilmiştir. “Reference” blok yardımıyla, kontrol sistemin referansı değiştirebilir. “Load change” blok yardımıyla, dönüştürücünün çıkış yükü değiştirebilir. “Load change”, sıfır iken, çıkış MOSFET, kesimde kalır ve dönüştürücünün çıkışında sadece RL yük vardır. “Load change”, bir iken, çıkış MOSFET, iletme girer ve dönüştürücünün çıkışında $R \parallel RL = \frac{R \times RL}{R + RL}$ gibi bir yük vardır. Birinci test senaryosunda, $t= 25$ ms’de, referans 1.5 V’tan 3 V’a değişmiştir. Simülasyon sonucu, Şekil 5.14 ve 5.15’te gösterilmiştir. Görüldüğü gibi, çıkış gerilim, sıfır hatası ile referansı takip etmektedir.

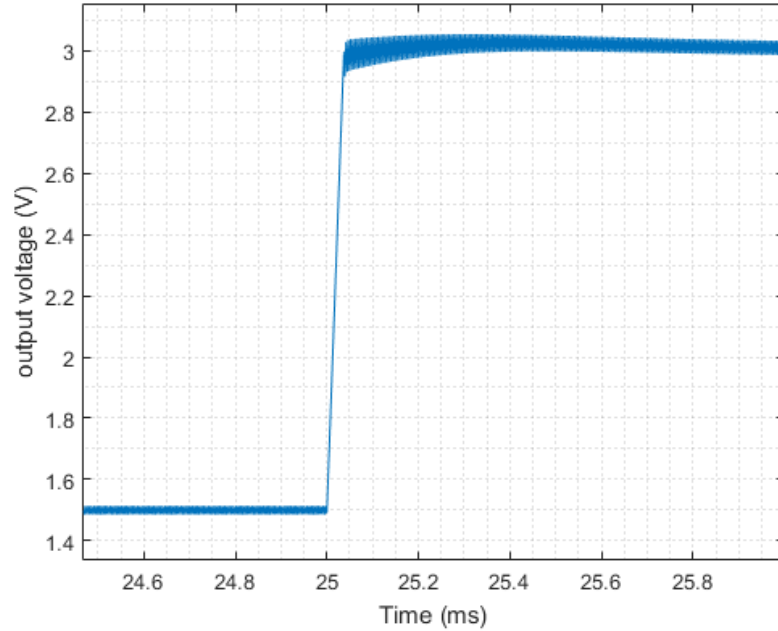


Şekil 5.13. Kapalı çevrim dönüştürücünün simülasyon diyagramı.



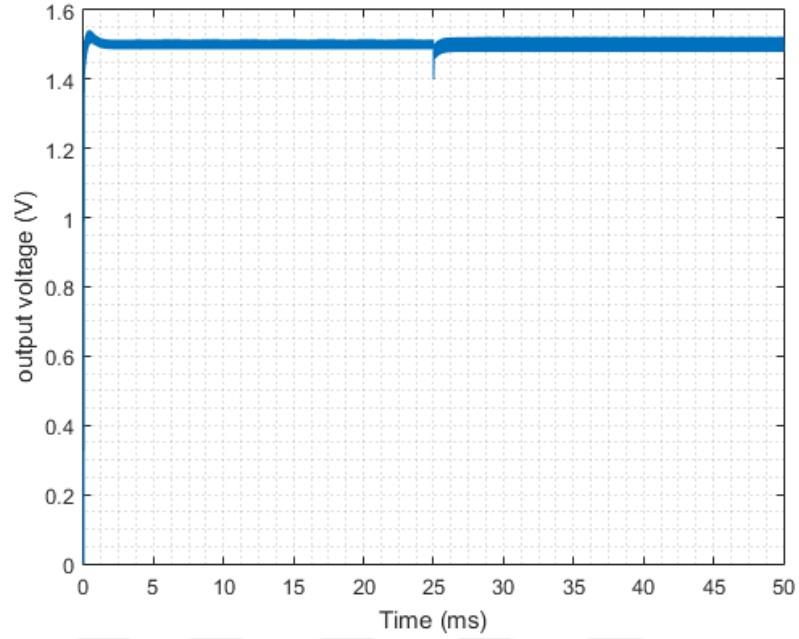
Şekil 5.14. Dönüştürücünün çıkış geriliminin dalga şekli.

Şekil 5.14'te gösterilen dönüştürücünün çıkış gerilimi çıkartılırken; referans, $t=25$ ms'de, 1.5 V'tan 3 V'a değiştirilmektedir. Çıkış gerilimi, referans sinyali sıfır kabul edilebilecek bir hata ile takip eder. $t=25$ ms çevresindeki dalga şekli, Şekil 5.15'te tekrar gösterilmiştir.



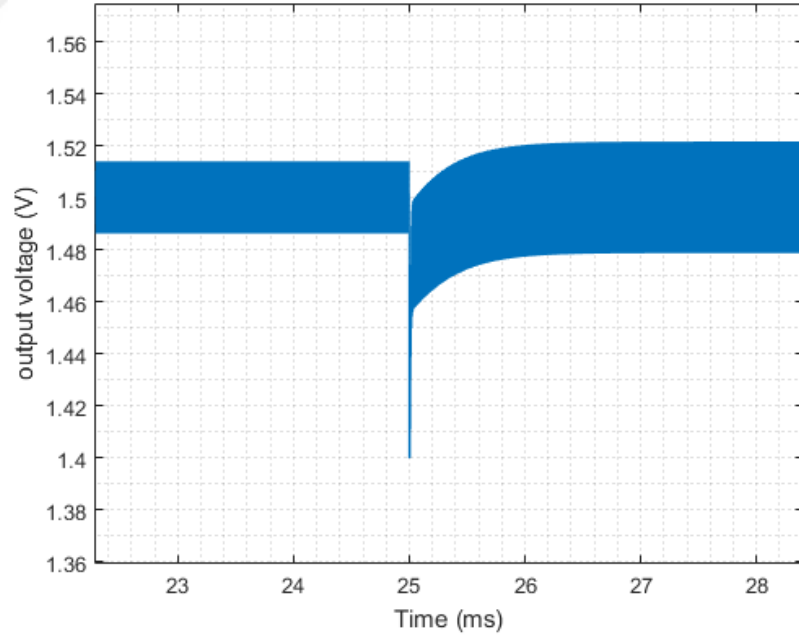
Şekil 5.15. $t=25$ ms civarındaki dalga şekli.

İkinci test senaryosunda, $t=25$ ms'de yük akımı, 0.5 A'den 5 A'a değiştirilmiştir. Simülasyon sonucu, Şekil 5.16 ve 5.17'de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi, çıkış gerilim tekrar 1.5 V'luk referansı, sıfır hatasıyla takip etmektedir.



Şekil 5.16. Dönüştürücünün çıkış geriliminin dalga şekli.

Şekil 5.16'da gösterilen dönüştürücünün çıkış gerilimi dalga şekli elde edilirken, çıkış yükü, $t=25$ ms'de, 3Ω 'dan 0.3Ω 'a değiştirilmektedir. Çıkış gerilimi, referans sinyali sıfır kabul edilebilecek hata ile takip eder. $t=25$ ms çevresindeki dalga şekli, Şekil 5.17'de tekrar gösterilmiştir.



Şekil 5.17. $t=25$ ms civarındaki dalga şekli.

Bu bölümde hesaplama ve işlemlerde, elemanlar toleranssız kabul edilmiştir. Dönüştürücünün belirsizlikleri göz önüne alındığında, çıkış empedansını minimize eden kontrol parametrelerinin bulunması için;

1- Kharitonov teoremi ile gürbüz kararlılığı sağlayan bölge bulunur. Bu adımda, Şekil 5.7'deki gibi bir bölge elde edilir.

2- Kharitonov teoremine göre, bulunan bölgenin tüm üyeleri, gürbüz kararlılığı sağlar. Dönüştürücünün nominal dinamik modeli göz önüne alınarak, uygun bir maliyet fonksiyonu ile kapalı çevrim çıkış empedansını minimize eden kontrol parametreleri bulunur. Arama, sadece 1. adımda bulunan bölgede yapılır.

Dönüştürücünün nominal dinamik modeli yerine, elde edilen belirsiz modelden seçilen başka transfer fonksiyonları da kullanılabilir. Çünkü 1. adımda bulunan kontrol parametreleri, tüm belirsiz modelin transfer fonksiyonlarını kararlı yapar.

5.5 Boost Dönüştürücünün Çıkış Empedansının Azaltılması

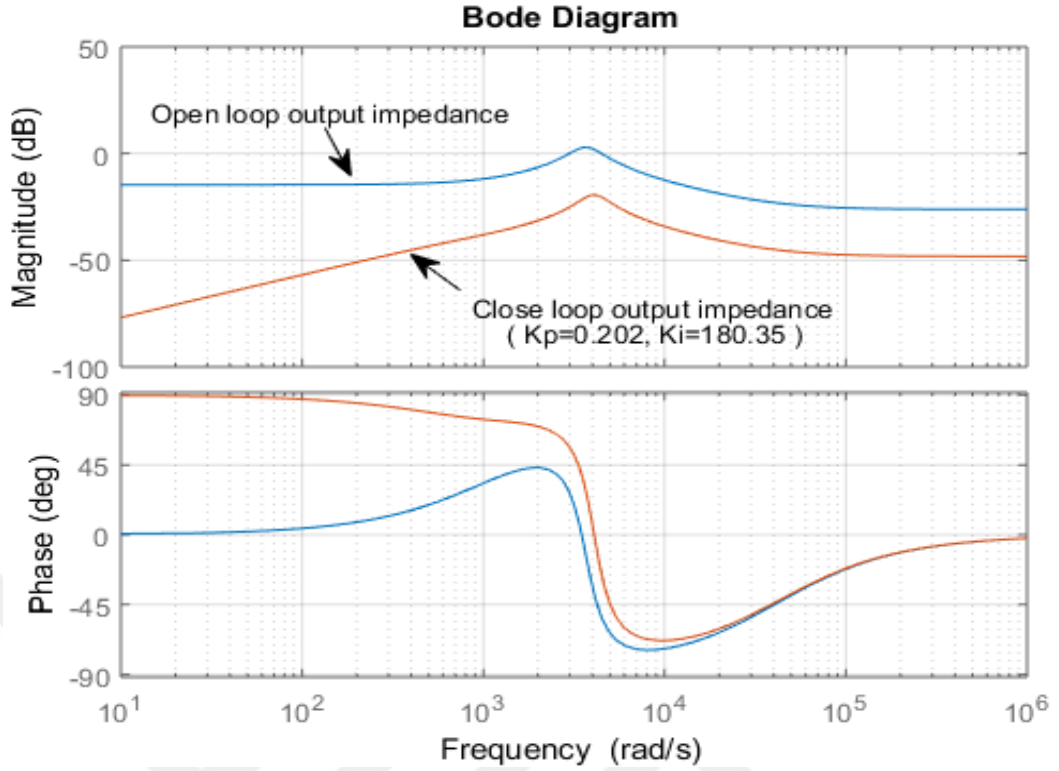
Bu bölümde açıklanan yöntem ile Boost dönüştürücünün çıkış empedansı azaltılabilir. Bölüm 2.4'te, Boost dönüştürücünün dinamik modeli elde edilmiştir. Dönüştürücü elemanlarının değerleri, Tablo 2.2'de gösterildiği gibi ele alındığında, dinamik denklemler,

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{57.39s^2 + 8.906 \times 10^4 s + 9.73 \times 10^8}{s^2 + 1516s + 1.357 \times 10^7} \quad (2.59)$$

$$\frac{v_o(s)}{v_g(s)} = \frac{166.5s + 6.687 \times 10^6}{s^2 + 1516s + 1.357 \times 10^7} \quad (2.60)$$

$$Z_o(s) = \frac{v_o(s)}{i_o(s)} = \frac{0.049s^2 + 2068s + 2.507 \times 10^6}{s^2 + 1516s + 1.357 \times 10^7} \quad (2.61)$$

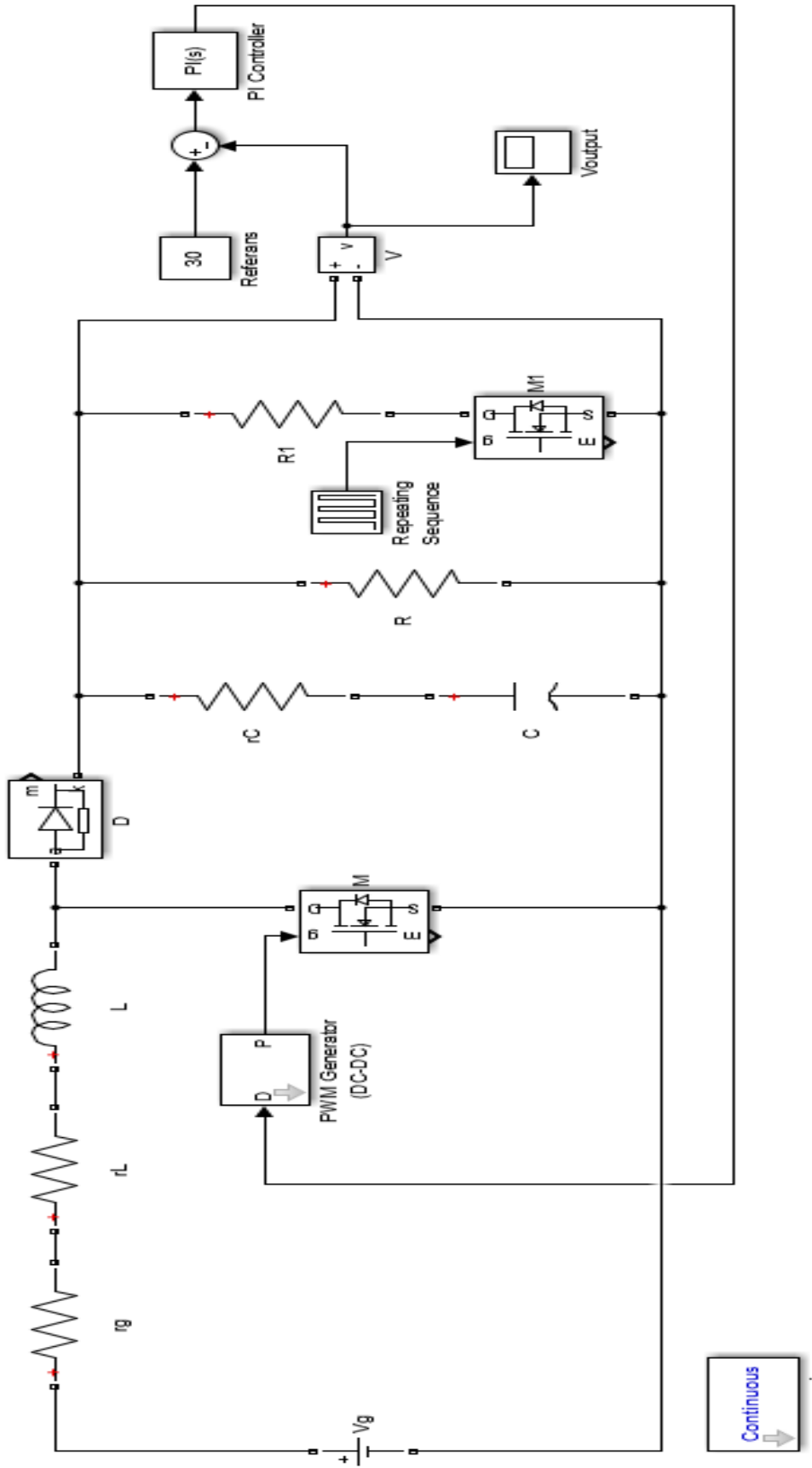
şeklinde olur. Bu bölümde açıklanan çıkış empedans azaltma yöntemi dinamik denklemlere uygulandığında, $K_p=0.202$, $K_i=180.35$ ve $\min \|Z_{CL}\|_{\infty} = 0.107 \Omega$ olarak ele alınır. Şekil 5.18'de, açık çevrim ve kapalı çevrim çıkış empedansları karşılaştırılmıştır. Görüldüğü gibi, tasarlanan kontrolör, dönüştürücünün çıkış empedansını azaltmıştır.



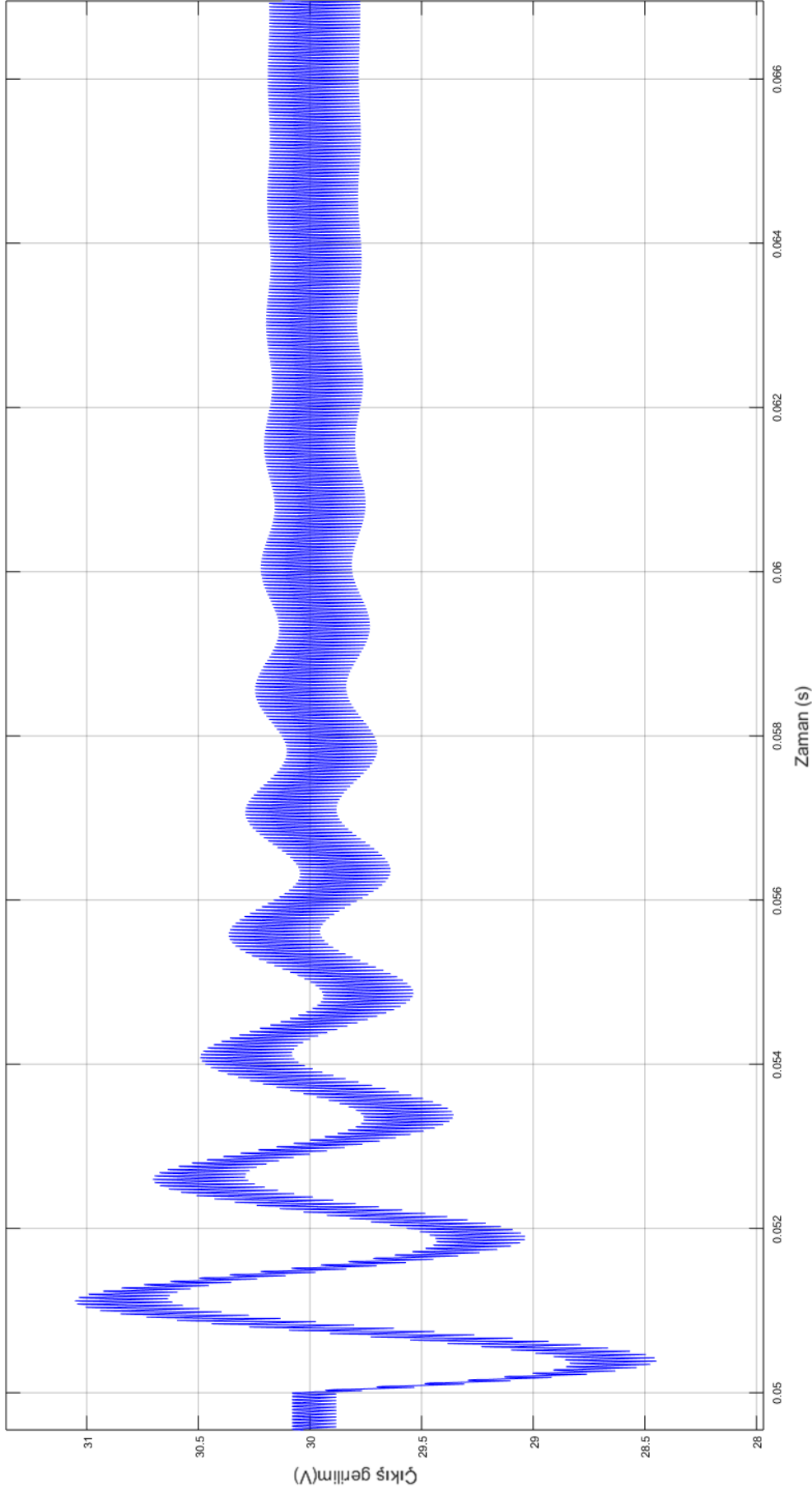
Şekil 5.18. Açık ve kapalı çevrim çıkış empedanslarının karşılaştırılması.

Dönüştürücü Simulink diyagramı, Şekil 5.19’da gösterilmiştir. Kontrolörün test edilmesi için; Çıkış yükü $t= 50$ ms’de, 50Ω ’dan, 25Ω ’a azaltılıp $t=80$ ms’de 25Ω ’dan 50Ω ’a arttırılmıştır. Simülasyon sonuçları, Şekil 5.20 ve 5.21’de gösterilmiştir. Çıkış gerilimindeki aşımın maksimumu, yaklaşık 1.5 V’tur. Ayrıca, çıkış 6 ms’de 30 V’a oturmuştur

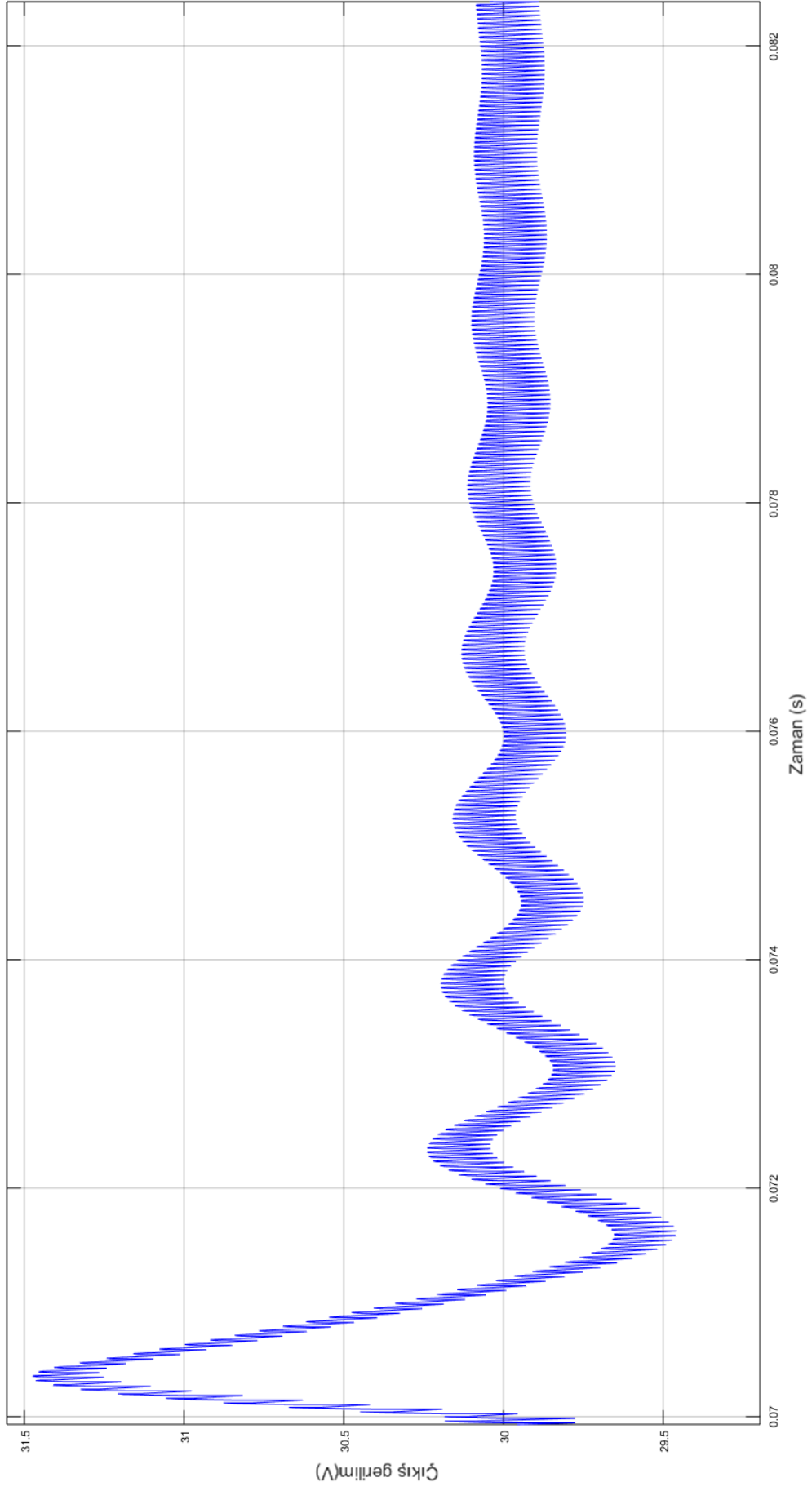
Şekil 5.20’de çıkış dalga şekli verilen dönüştürücü çıkış geriliminin simülasyonu yapılırken, $t=50$ ms’de, yük değeri 50Ω ’dan, 25Ω ’a düşürülmüştür. Benzer şekilde, Şekil 5.21’de çıkış dalga şekli verilen dönüştürücü çıkış geriliminin simülasyonu yapılırken, $t=70$ ms’de, yük değeri 25Ω ’dan, 50Ω ’a arttırılmıştır.



Şekil 6.18. Boost dönüştürücünün Simulink diyagramı.



Şekil 6.19. Çıkış geriliminin 50 ms civarındaki dalga şekli. $t = 50$ ms'de, yük 50Ω 'dan, 25Ω 'a düşürülmüştür.



Şekil 6.20. Çıkış geriliminin 70 ms civarındaki dalga şekli. $t = 70$ ms'de, yük 25Ω 'dan, 50Ω 'a arttırılır.

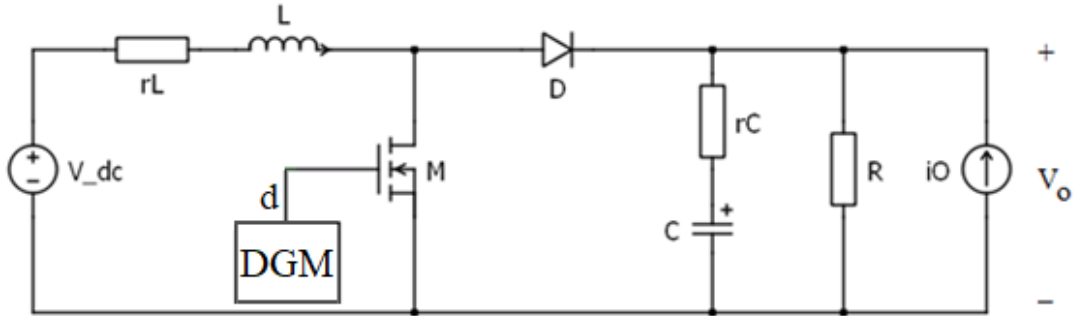
6. BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜ İÇİN GÜRBÜZ KONTROLÖR TASARIMI

6.1 Giriş

Bu bölümde, önce Kharitonov teoremi ile Boost dönüştürücü için bir kontrolör tasarımı yapılmaktadır. Kharitonov teoremi ile gürbüz kararlılığı sağlayan ve yapısı basit olan PI kontrolör parametreleri bulunur. Daha sonra, dönüştürücünün çıkış empedansını minimize eden PI kontrolör parametreleri, uygun bir maliyet fonksiyonu kullanılarak bulunabilir.

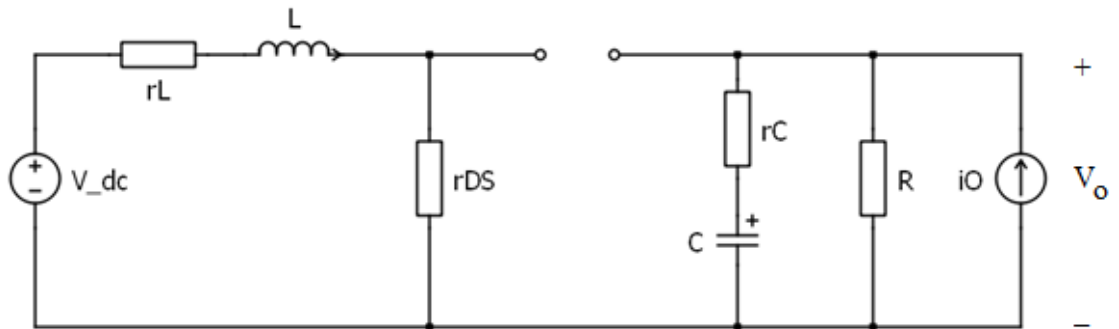
6.2 Sisteminin Modellemesi

Bir Boost dönüştürücünün devre şeması, Şekil 6.1’de gösterilmiştir. r_L ve r_C sıra ile bobinin eşdeğer seri direncini ve kondansatörün eşdeğer seri direncini gösterir. i_O fiktif bir akım kaynağıdır ve çıkış empedansının ($Z_O = \frac{V_o}{i_O}$) hesaplanması için devre şemasına eklenmiştir.



Şekil 6.1. Boost dönüştürücünün devre şeması.

MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir. Şekil 6.2’de, bu durumun eşdeğer devresi gösterilmiştir. r_{DS} , drain-source arasındaki direnci gösterir.



Şekil 6.2. MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir.

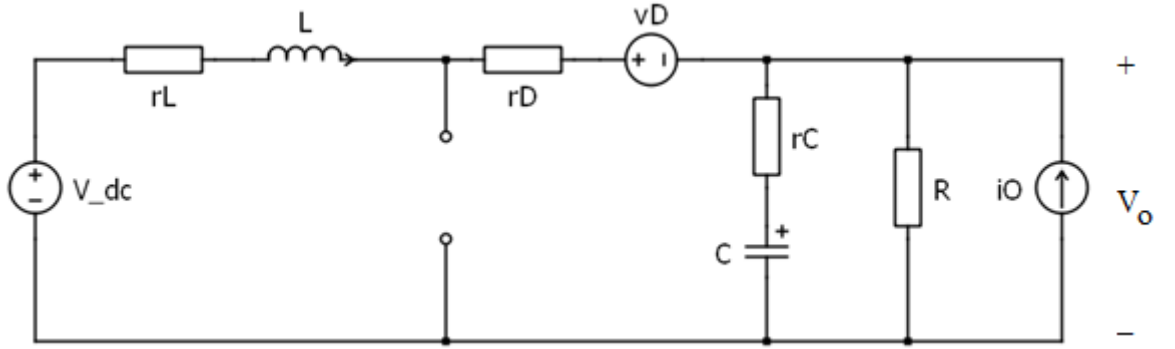
Şekil 6.2'deki devrenin dinamik denklemleri:

$$L \frac{di_L}{dt} = -(r_L + r_{ds})i_L + v_{in} \quad (6.1)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{R}{R+r_C} \left(i_O - \frac{v_C}{R} \right) \quad (6.2)$$

$$v_O = \frac{R \times r_C}{R+r_C} i_O + \frac{R}{R+r_C} v_C \quad (6.3)$$

olur. MOSFET kesimde iken, diyot iletimdedir. Şekil 6.32'de, bu durumun eşdeğer devresi gösterilmiştir. r_D ve v_D sıra ile diyotun seri direnci ve iletimdeki gerilim düşümünü göstermektedir.



Şekil 6.3. MOSFET kesimde iken, diyot iletimdedir.

Şekil 6.3'teki devrenin dinamik denklemleri:

$$L \frac{di_L}{dt} = - \left(r_L + r_D + \frac{r_C \times R}{r_C + R} \right) i_L - \frac{r_C \times R}{r_C + R} i_O - \frac{R}{R+r_C} v_C - v_D + v_{in} \quad (6.4)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{R}{R+r_C} (i_L + i_O) - \frac{1}{R+r_C} v_C \quad (6.5)$$

$$v_O = \frac{R \times r_C}{R+r_C} (i_L + i_O) + \frac{R}{R+r_C} v_C \quad (6.6)$$

olur.

Dönüştürücü elemanlarının nominal değerleri, Tablo 6.1'de gösterilmiştir. Dönüştürücünün nominal dinamik modeli, UDO yönteminin yardımıyla, çıkartılabilir. Nominal dinamik model, ekteki program 6.1 yardımı ile çıkartılır.

Tablo 6.1. Boost dönüştürücünün nominal değerleri.

	Nominal değer
Çıkış gerilim, V_o	30 V
Giriş DC kaynağının değeri, V_g	12 V
MOSFET drain-source direnci, r_{ds}	40 m Ω
Kondansatör, C	100 μ F
Kondansatörün Eşdeğer Seri Direnci, r_C	0.025 Ω
Bobin, L	200 μ H
Bobinin eşdeğer seri direnci, r_L	50 m Ω
Diyotun gerilim düşümü, v_D	0.8 V
Diyotun seri direnci, r_D	10 m Ω
Yük direnci, R	50 Ω
Anahtarlama frekansı, f_s	50 kHz

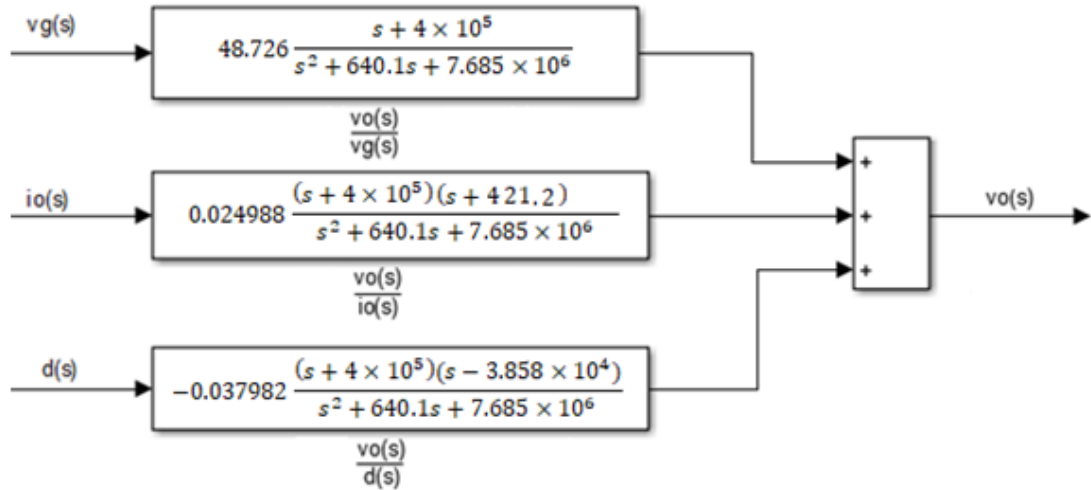
Ekteki program çalıştırıldıktan sonra,

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = -0.037982 \frac{(s+4 \times 10^5)(s-3.858 \times 10^4)}{s^2+640.1s+7.685 \times 10^6} \quad (6.7)$$

$$\frac{v_o(s)}{v_g(s)} = 48.726 \frac{s+4 \times 10^5}{s^2+640.1s+7.685 \times 10^6} \quad (6.8)$$

$$\frac{v_o(s)}{i_o(s)} = 0.024988 \frac{(s+4 \times 10^5)(s+421.2)}{s^2+640.1s+7.685 \times 10^6} \quad (6.9)$$

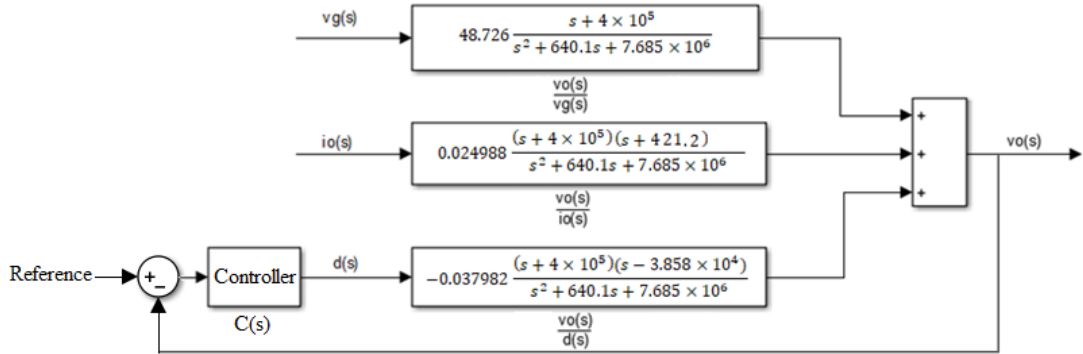
olarak ele alınır. Şekil 6.4'te, nominal sistemin dinamik modeli, gösterilmiştir.



Şekil 6.4. Dönüştürücünün nominal dinamik modeli.

Şekil 6.4'te, $v_g(s)$, $i_o(s)$ ve $d(s)$ sıra ile giriş gerilim kaynağının değişimleri, çıkış akımının değişimleri ve görev oranının değişimlerini gösterir. Kontrolör, istenilen çıkış geriliminin üretmek için, görev oranını ayarlar.

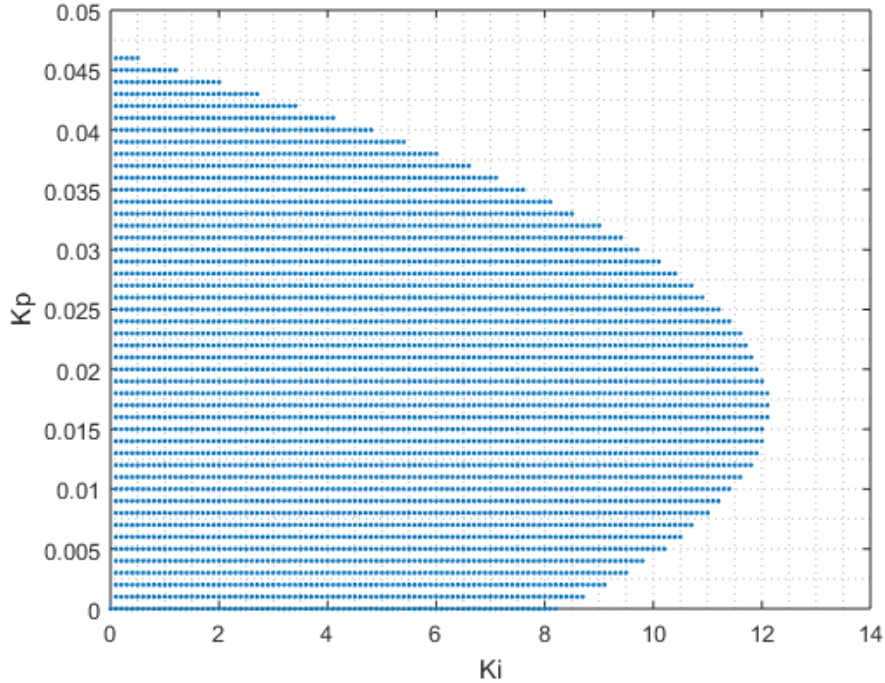
Kapalı çevrim kontrol sistemin şeması, Şekil 6.5'te gösterilmiştir. $v_g(s)$ ve $i_o(s)$ bozunum etkisi oluşturur.



Şekil 6.5. Dönüştürücünün kapalı çevrim kontrolü.

6.3 Nominal Sistemin Kararlı Hale Getirilmesi

Şekil 6.5'teki kontrolör bloğu, PI olarak $C(s)=K_p+\frac{K_I}{s}$ ele alınmaktadır. Kapalı çevrim kontrol döngüsünün kararlı olması için, uygun K_p ve K_i değerler bulunmalıdır. Uygun değerler, ekteki program (6.2), yardımı ile bulunur. Program çalıştırdıktan sonra, Şekil 6.6'daki grafik ele alınır. Eğer K_p ve K_i değerleri, program tarafından belirtilen bölgeden seçilirse, Şekil 6.5'teki kontrol döngüsü, kararlı olmaktadır.



Şekil 6.6. Kontrol döngüsünün kararlılığını sağlayan bölge.

Şekil 6.6’da verilen koyu bölge sınırlarında seçilen kontrol parametreleri ile Şekil 6.5’teki kontrol döngüsünün kararlı olmasını sağlayan K_p ve K_i değerleri buradaki koyu renkli bölgeden seçilir.

6.4 Dönüştürücü Elemanlarının Değerlerinin Değişimi

Bölüm 5’te yapılan analizlerde, elemanların toleransları göz önüne alınmamıştır. Bölüm 6.2 de elde edilen dinamik model, nominal modeldir. Bu bölümde ise, elemanların toleransları göz önüne alınarak analiz yapılmaktadır. Elemanların değerlerinin değişimleri, Tablo 6.2’de gösterildiği gibi kullanılmaktadır.

Tablo 6.2. Elemanların toleransları.

	Nominal değer	Değişim (yüzde)
Çıkış gerilimi, V_o	30 V	0
Giriş DC kaynağının değeri, V_g	12 V	± 30
MOSFET drain-source direnci, r_{ds}	40 m Ω	± 80
Kondansatör, C	100 μ F	± 10
Kondansatörün eşdeğer seri direnci, r_C	0.025 Ω	± 80
Bobin, L	200 μ H	± 20
Bobinin eşdeğer seri direnci, r_L	50 m Ω	± 80
Diyotun gerilim düşümü, v_D	0.8 V	± 50
Diyotun seri direnci, r_D	10 m Ω	± 50
Yük direnci, R	50 Ω	$30 < R < 80$

Örneğin Tablo 6.2’de kondansatörün değişimi, $\pm 10\%$ olacak bir değişim aralığında ele alınmıştır. Bunun anlamı, kondansatörün değeri, $100 \mu\text{F} \times 0.9 = 90 \mu\text{F}$ ile $100 \mu\text{F} \times 1.1 = 110 \mu\text{F}$ arasında değişebilir demektir.

Bölüm 3.4’te, dönüştürücünün ara sistem modeli elde edilmiştir. Tablo 3.5’e göre,

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{b_2s^2 + b_1s + b_0}{s^2 + a_1s + a_0} \quad (6.10)$$

$$-0.1304 < b_2 < -0.0158 \quad (6.11)$$

$$-2.9625 \times 10^4 < b_1 < -7.2534 \times 10^3 \quad (6.12)$$

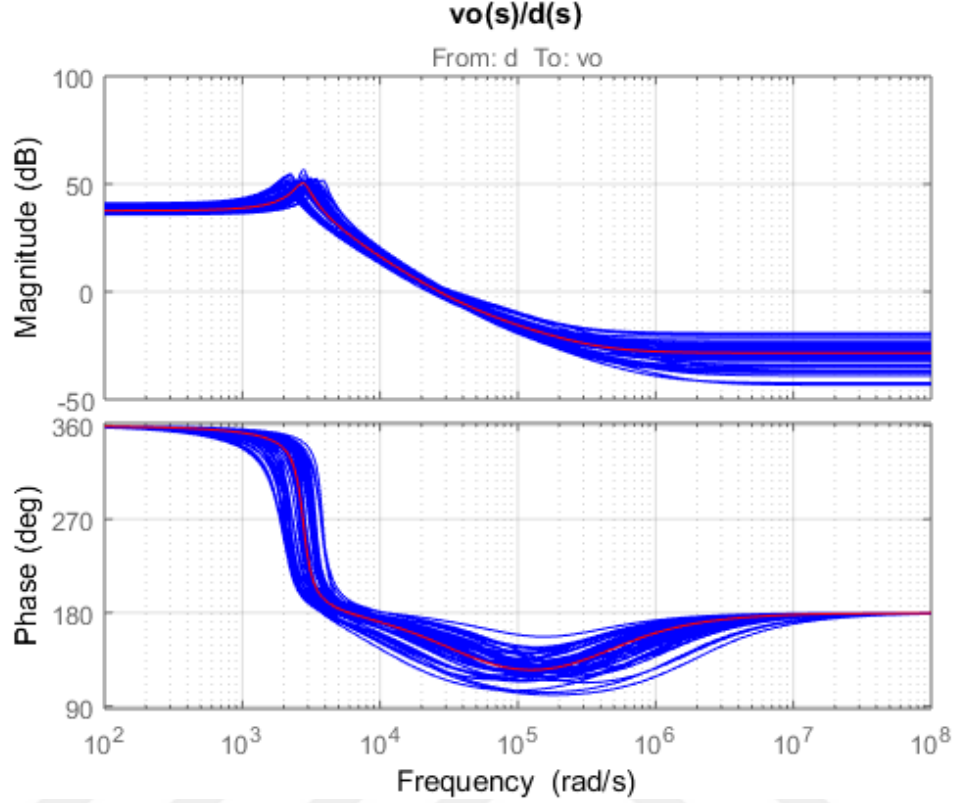
$$5.6343 \times 10^8 < b_0 < 8.72 \times 10^8 \quad (6.13)$$

$$316.6851 < a_1 < 936.41 \quad (6.14)$$

$$6.1976 \times 10^6 < a_0 < 1.2862 \times 10^7 \quad (6.15)$$

şekline elde edilen ara sistemin bazı üyeleri, Şekil 6.7’de gösterilmiştir. Toleranslar göz önüne alındığında, sistemin dinamik modeli, tek bir fonksiyondan ibaret

olmadığı görülür. Dolayısıyla toleranslarla, dönüştürücü bir transfer fonksiyon ailesi ile tanımlanır.



Şekil 6.7. Denklem (6.10) daki ara sistemin bazı üyeleri.

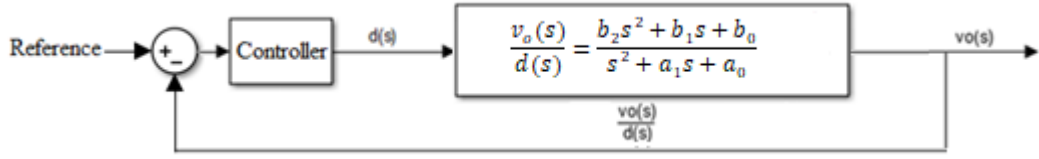
6.5 Gürbüz Kontrolör Tasarımı

Kharitonov teorem yardımıyla, elde edilen belirsiz model için bir kontrolör tasarlanabilir. Kontrol döngüsü, Şekil 6.8’de gösterildiği gibi ele alınır. Kontrolör, PI tipi olarak ele alınır ve ekteki program (6.4) yardımı ile tasarlanır.

Programın mantığının özeti: Şekil 6.8’e göre, kapalı çevrim transfer fonksiyonun denklemini,

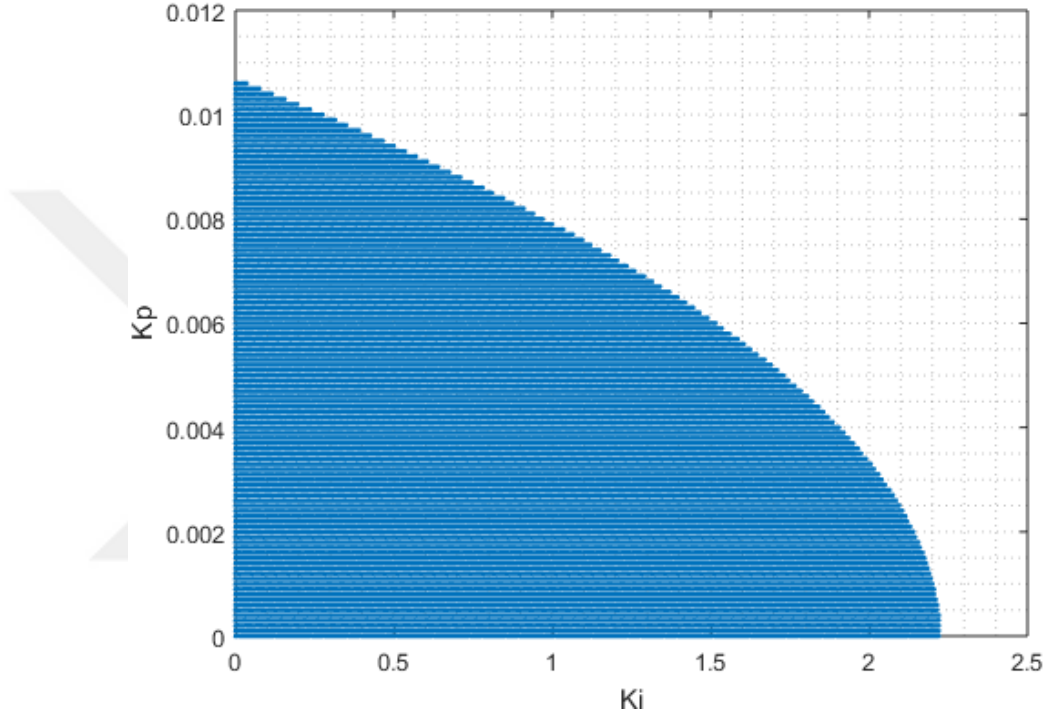
$$\frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0}\right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0}\right)} = \frac{K_p b_2 s^3 + (K_p b_1 + K_i b_2) s^2 + (K_p b_0 + K_i b_1) s + K_i b_0}{(1 + K_p b_2) s^3 + (a_1 + K_p b_1 + K_i b_2) s^2 + (a_0 + K_p b_0 + K_i b_1) s + K_i b_0} \quad (6.16)$$

olur. K_p ve K_i değerleri, $(1 + K_p b_2) s^3 + (a_1 + K_p b_1 + K_i b_2) s^2 + (a_0 + K_p b_0 + K_i b_1) s + K_i b_0$ ifadenin dört Kharitonov polinomunun kararlı (Hurwitz) olacağı şekilde seçilir.



Şekil 6.8. Kontrol döngüsünün şeması.

Program çalıştırıldıktan sonra, Şekil 6.9’da gösterilen koyu renkli bölge bulunur. Eğer K_p ve K_i değerleri, bulunan bölgeden seçilirse, kontrol döngüsü, gürbüz kararlı olur.



Şekil 6.9. PI kontrolör parametrelerinin, gürbüz kararlılık sağlanması için seçilmesi gereken taralı bölge.

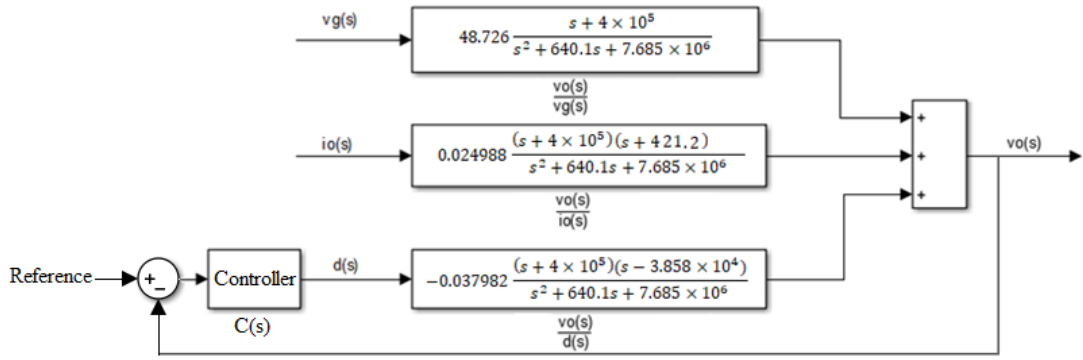
6.6 Çıkış Empedansının Azaltılması

Eğer kontrolörün parametreleri, Şekil 6.9’daki siyah bölgeden seçilirse, gürbüz kararlılık sağlanır. Çıkış empedansının minimum değerde olacağı noktada uygun kontrol parametreleri belirlenir.

Bu amaçla, Şekil 6.10’daki diyagramdan yararlanılır. Kullanılan transfer fonksiyonlar, nominal transfer fonksiyonlardır. Şekil 6.10’a göre, kapalı çevrim çıkış empedansı:

$$Z_{o,CL}(s) = \frac{1}{1 + C(s) \times \frac{v_o(s)}{d(s)}} \times \frac{v_o(s)}{i_o(s)} \quad (6.17)$$

olur. Burada, $C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$ kontrolörün transfer fonksiyonunu gösterir.

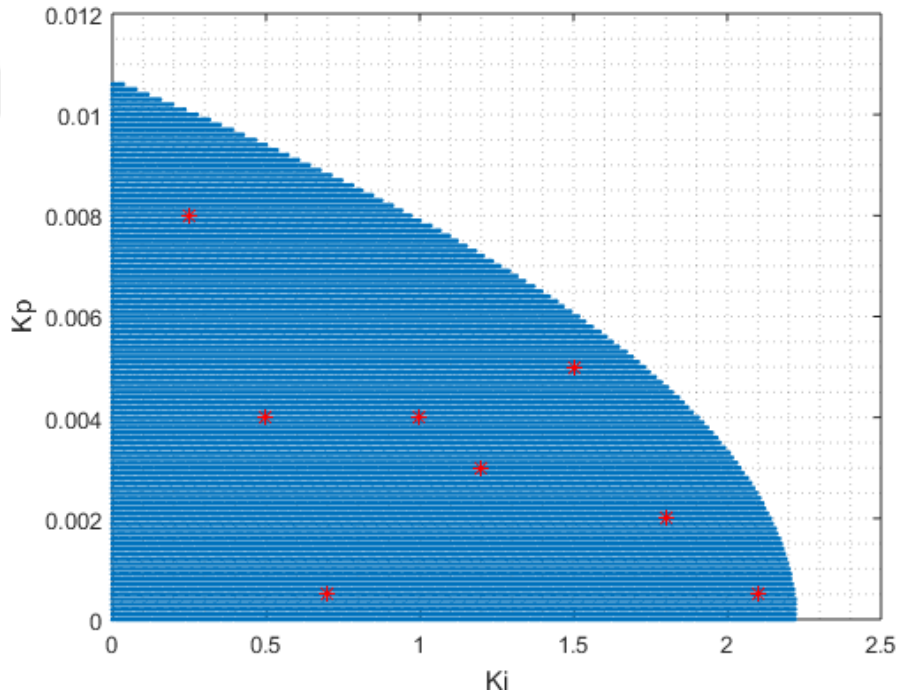


Şekil 6.10. Kapalı çevrim kontrol döngüsü.

Şekil 6.10. Kapalı çevrim kontrol döngüsünde, $io(s)$ giriş ve $vo(s)$ çıkış arasındaki oran olan transfer fonksiyonu kapalı çevrim çıkış empedansını verir.

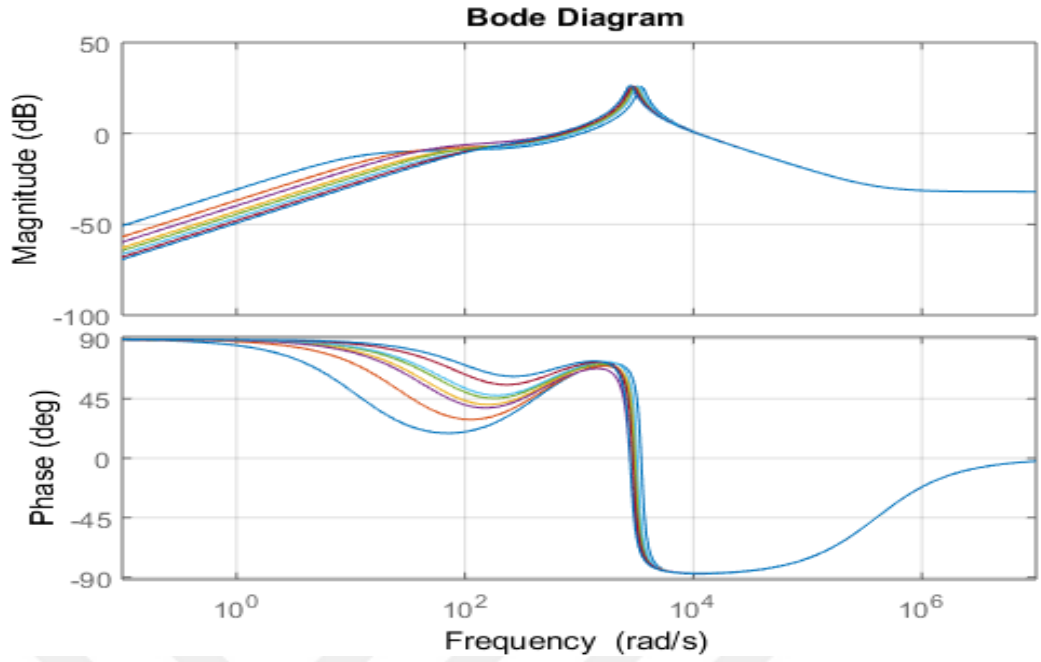
Kontrolörün parametreleri, Şekil 6.9'da gösterilen taralı bölgeden seçilir. Çünkü sadece bu bölge, gürbüz karalılığı sağlar. Çıkış empedansının azaltılması için, uygun bir maliyet fonksiyonu tanımlanmalıdır.

Uygun bir maliyet fonksiyonunun tanımlanması için, önce taralı bölgeden bir kaç test noktası seçilir. Örnek alınan test noktaları, Şekil 6.11'de gösterilmiştir.



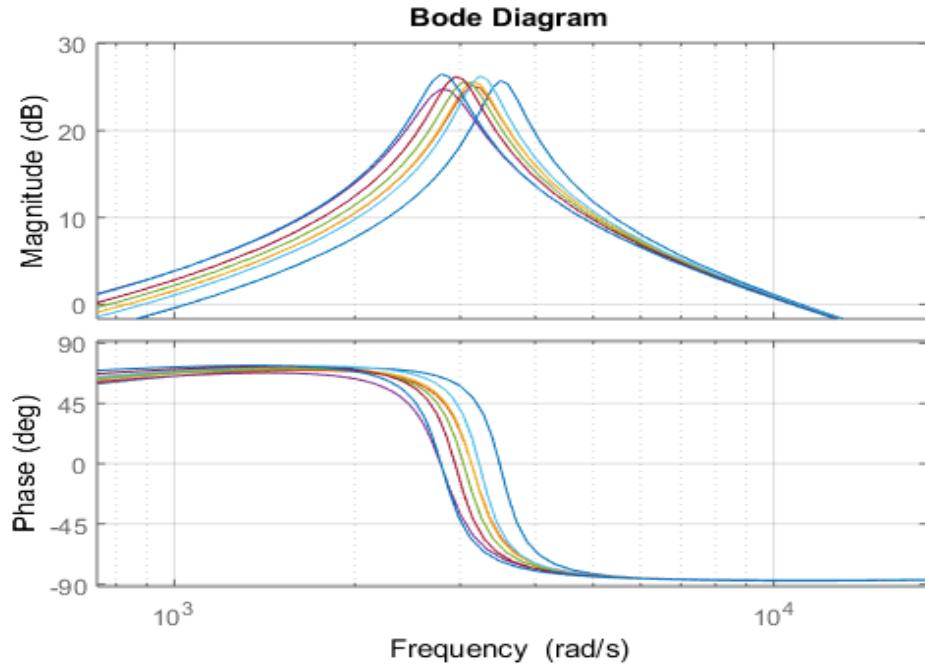
Şekil 6.11. Bulunan bölgeden seçilen test noktaları.

Seçilen test noktaları, Denklem (6.17) de yerine konarak Şekil 6.12'deki çıkış empedansının frekans cevabı çizdirilir.



Şekil 6.12. Seçilen test noktaları için, çıkış empedansının frekans cevabı.

Şekil 6.12’de verilen cevabın, yakın görünümü, Şekil 6.13’te gösterilmiştir.

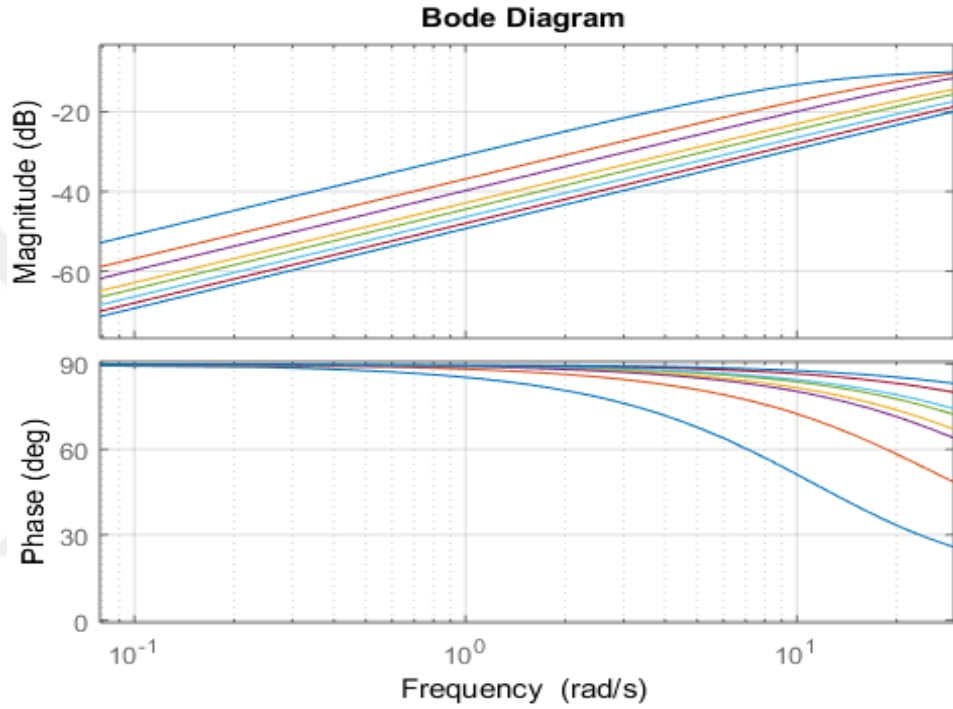


Şekil 6.13. Frekans cevabının Şekil 6.12’de n alınan yakın görünümü.

Şekil 6.13 ten anlaşıldığı gibi, farklı test noktaları için, çıkış empedansının tepe değerlerinin değişmemiş olduğu gözlenmiştir. Dolayısıyla, bu örnek analiz ile H_{∞} norm iyi bir maliyet fonksiyonu olmadığı değerlendirilmektedir. Çünkü SISO sistemlerde, H_{∞} norm, frekans cevabın tepe değeri olur.

Eğer, Şekil 6.13’teki düşük frekansların bölgesine bakılırsa, değişim görülebilir. Dolayısıyla, farklı noktalarının karşılaştırılması için, çıkış empedansının düşük

frekans bölgesi iyi bir kriter olarak kabul edilebilir. Örneğin, maliyet fonksiyonu, kapalı çevrim çıkış empedansının $\omega=0.01$ rad/s'deki değeri olarak tanımlanabilir. $\omega=0.01$ rad/s yerine, sıfıra (DC) yakın diğer küçük frekanslar da kullanılabilir. Örneğin seçilen $\omega=0.01$ rad/s frekanstaki kapalı çevrim çıkış empedansının değeri, minimize edilmelidir. Dönüştürücünün çıkış empedansının azaltılması problemi için. Kharitonov teoremi yardımı ile bulunan bölgeden, $Z_{o,CL}(j\omega) = \frac{1}{1+C(j\omega) \times \frac{v_o(j\omega)}{d(j\omega)}} \times \frac{v_o(j\omega)}{i_o(j\omega)}$ transfer fonksiyonunun $\omega=0.01$ rad/s değeri minimize edilecek K_p ve K_i değerleri seçilir.



Şekil 6.14. Şekil 6.12'deki düşük frekans bölgesinin yakın görünümü.

Ekteki program 6.5 yardımı ile incelenen Boost dönüştürücünün çıkış empedansının $\omega=0.001$ rad/s değeri minimize edilmiş olur. Bu programda, Kharitonov teoremi yardımı ile uygun K_p ve K_i 'ler bulunur. Kharitonov tarafından bulunan uygun K_p ve K_i 'ler için, $Z_{o,CL}(j\omega) = \frac{1}{1+C(j\omega) \times \frac{v_o(j\omega)}{d(j\omega)}} \times \frac{v_o(j\omega)}{i_o(j\omega)}$ transfer fonksiyonunun $\omega=0.001$ rad/s değeri bulunur. Tüm iterasyonlar bittikten sonra, bulunan değerlerin minimumu bulunur ve minimumu üreten K_p ve K_i değerler gösterilir. Bölüm 6'da, optimum kontrolör parametrelerinin bulunması için, yararlı olası algoritmalarından örneğin GA kullanılmıştır. Çünkü Bölüm 6'da, optimum kontrolör parametrelerinin bulunması için, sonsuz bir uzay ($0 < K_p < \infty$ ve $0 < K_i < \infty$) aranmalıdır. Kharitonov teoremi açısından uygun olan kontrolör parametreleri ise, sonsuz değildir. Dolayısıyla, aşağıdaki örneklendirilen bir sözde kod ile optimum kontrolör parametreleri bulunabilir:

n=0

for $K_p=K_{p,\min}:K_{p,\text{step}}:K_{p,\max}$

for $K_i=K_{i,\min}:K_{i,\text{step}}:K_{i,\max}$

if 4 Kharitonov polynoms are Hurwitz,

{put the K_p and K_i in the acceptable set

n=n+1

save K_p, K_i and $M(n+1)=Z_{o,CL}(j\omega)=\frac{1}{1+C(j\omega)\times\frac{v_o(j\omega)}{d(j\omega)}}\times\frac{v_o(j\omega)}{i_o(j\omega)}\Big|_{\omega=0.001\frac{\text{rad}}{\text{s}}}$

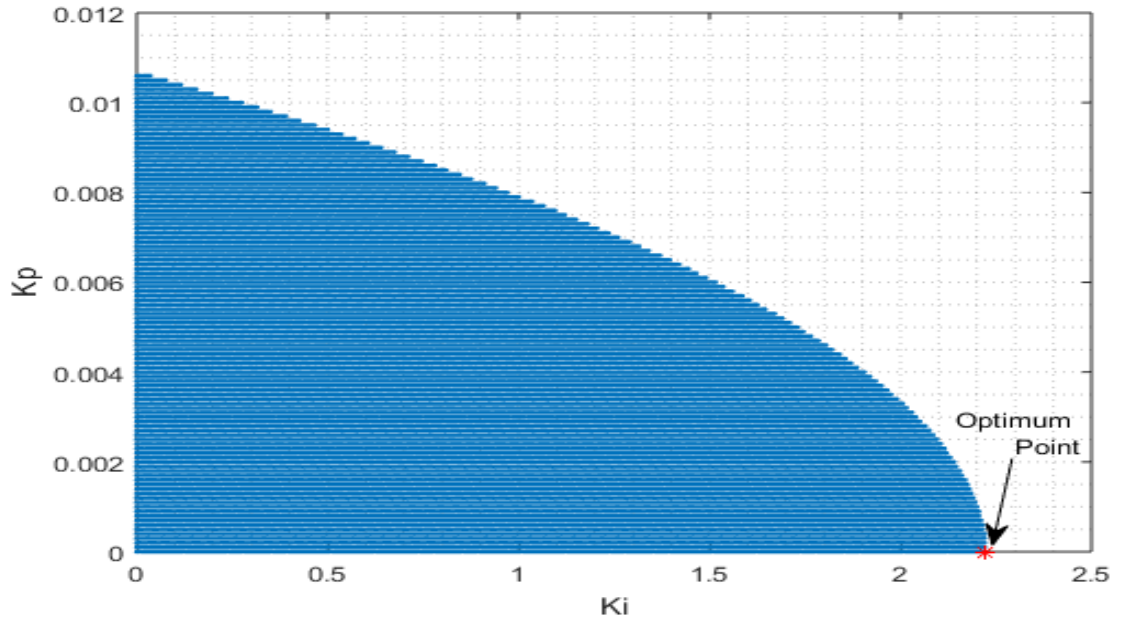
}

next K_i

next K_p

find the minimum of M array and show the corresponding K_p and K_i .

Program 6.5 çalıştırılınca, kapalı çevrim çıkış empedansının $\omega=0.001$ rad/s değerini minimum eden K_p ve K_i 'nin tanımladığı optimum nokta için $K_p=0$ ve $K_i=2.22$ olarak bulunur.

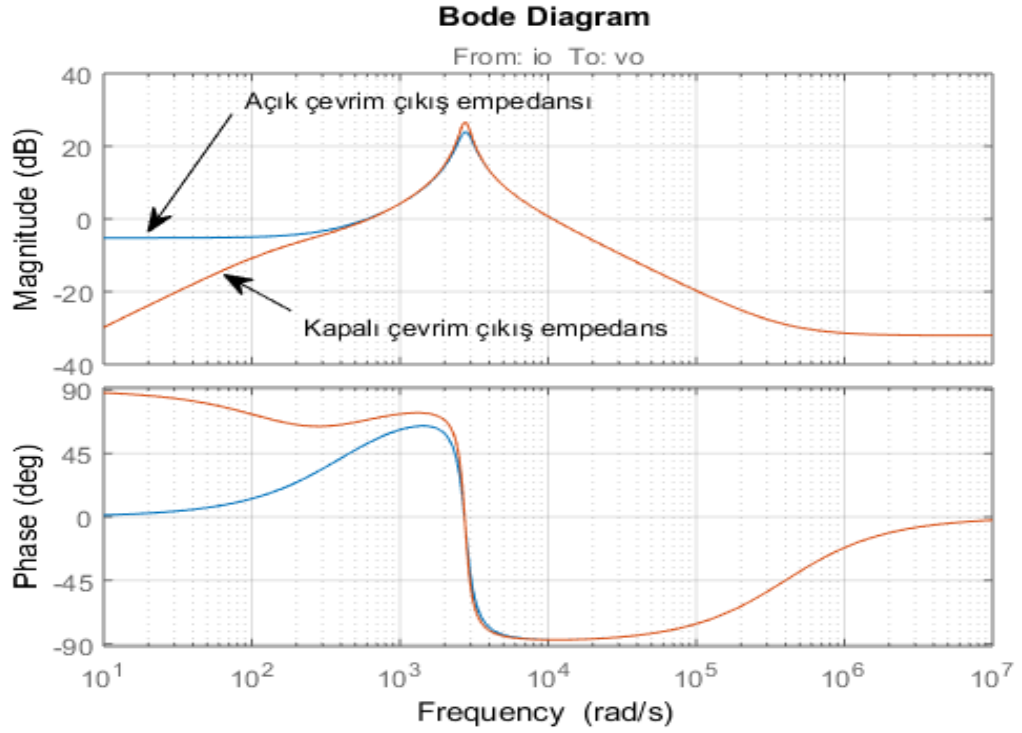


Şekil 6.15. Kapalı çevrim çıkış empedansının $\omega=0.001$ rad/s değerini minimum yapan K_p ve K_i değerleri

Şekil 6.15'te bu minimum değer yıldız ile gösterilmiştir. Burada, Kharitonov teoremi ile bulunan uygun K_p ve K_i parametrelerin seçileceği bölge, koyu renk ile

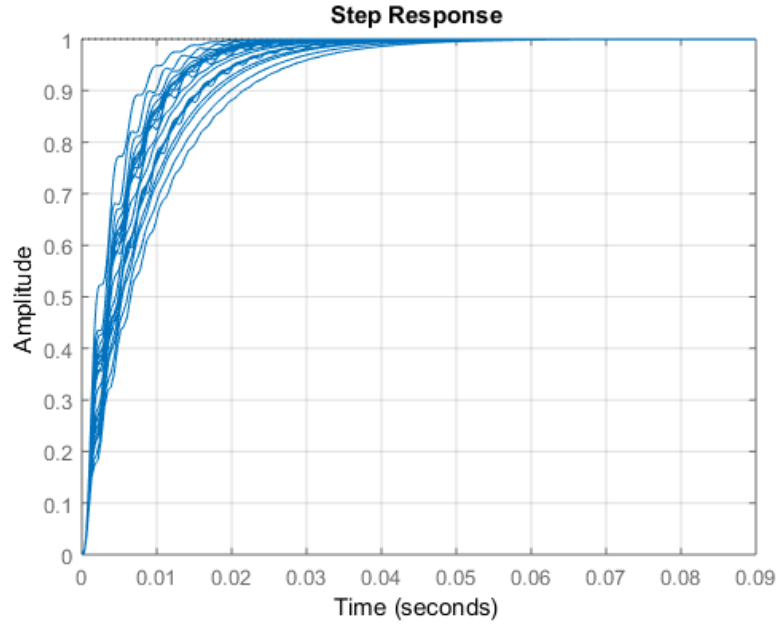
gösterilmiştir. Kapalı çevrim çıkış empedansının $\omega=0.001$ rad/s değerini minimum yapan K_p ve K_i değerleri yıldız ile gösterilmiştir.

$K_p=0$ ve $K_i=2.22$ için kapalı çevrim çıkış empedansı frekans cevabı, Şekil 6.16 da gösterilmiştir. Görüldüğü gibi, Şekil 6.13 ve 6.14'teki verilen sonuçlarla karşılaştırıldığında kapalı çevrim çıkış empedansı, düşük frekanslarda, düşürülmüştür.



Şekil 6.16. Kapalı ve açık çevrim çıkış empedanslarının karşılaştırılması.

Şekil 6.8'de verilen belirsiz sistemin birim basamak cevabı, MATLAB Robust Control Toolbox komutları ile incelenmiştir. Bu amaç için, ekteki program 6.6 kullanılmaktadır. Belirsiz sistemin birim basamak cevabı, Şekil 6.17'de gösterilmiştir. Bu grafiğin çizimi için, elde edilen belirsiz modelin rastgele olarak alınan farklı üyeleri seçilir. Şekil 6.8'de gösterildiği gibi bir kontrol döngüsü ele alınır ve birim basamak cevabı çizilir. Şekil 6.17'de gösterilen sonuca göre, $K_p=0$ ve $K_i=2.22$ alınarak yerleşme zamanı 20 ms ile 50 ms arasında değiştiği gözlenmiştir.



Şekil 6.17. Belirsiz sistemin birim basamak cevabı.

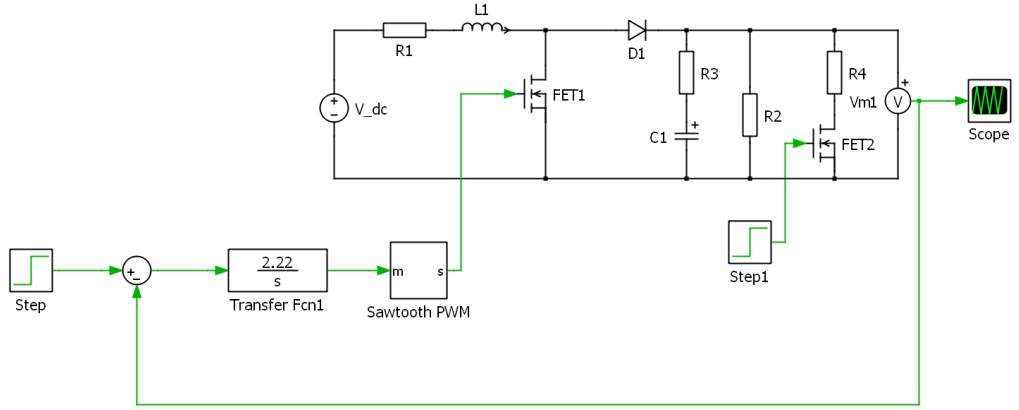
Şekil 6.17’de verilen belirsiz sistemin birim basamak cevabının kontrol döngüsü, Şekil 6.8’de gösterildiği gibi kontrolör parametreleri, $K_p=0$ ve $K_i=2.22$ olarak ayarlanmıştır.

6.7 Simülasyon Sonuçları

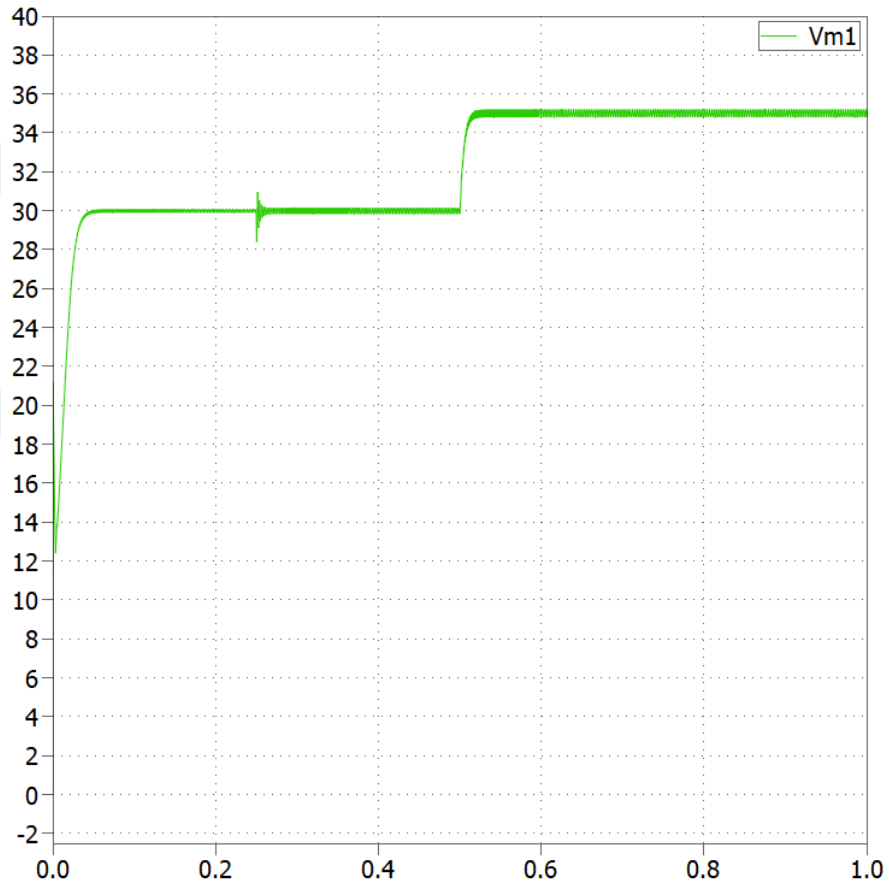
Simülasyonlar Şekil 6.18’de gösterildiği gibi, PLECS ortamında yapılmıştır. Tasarlanan kontrolörün test edilmesi için kullanılan senaryoda: Dönüştürücünün çıkış yükü, $t=250$ ms’de, 50Ω ’dan 30Ω ’a azaltılmaktadır. Ayrıca, kontrol sisteminin referansı, $t=500$ ms’de 30 V’tan 35 V’a arttırılmıştır. Test senaryosu, Tablo 6.3’te özetlenmiş ve simülasyon sonucu, Şekil 6.19-6.21 arasındaki şekillerde gösterilmiştir.

Tablo 6.3. Örnek test senaryosu.

Zaman	Değişken	Başlangıç değeri	Son değeri	Değişim (yüzde)
250 ms	Çıkış yükü	50Ω	30Ω	-40
500 ms	Referans	30 V	35 V	+17

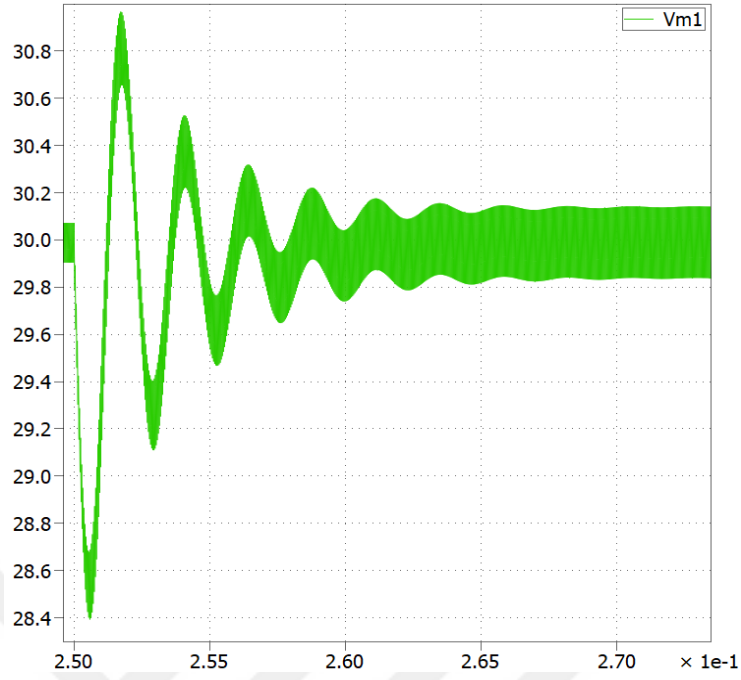


Şekil 6.18. Boost dönüştürücünün simülasyon diyagramı.



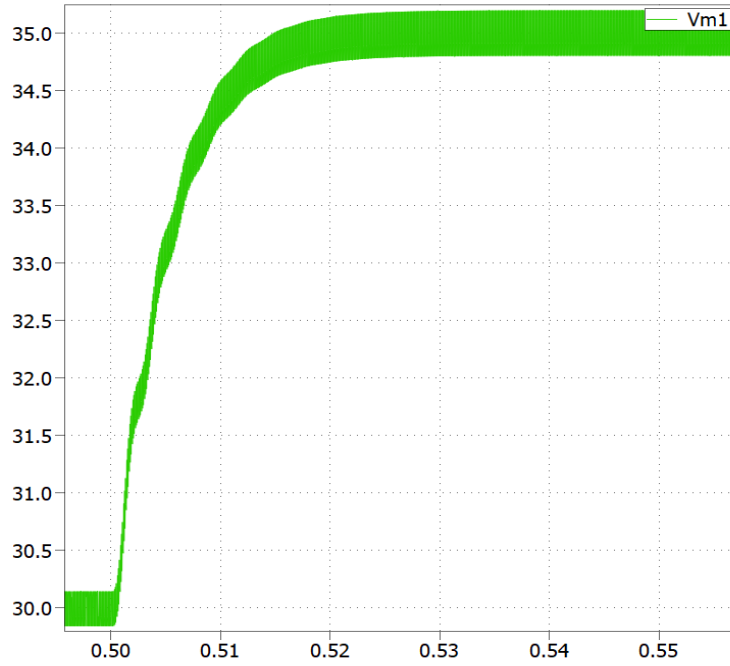
Şekil 6.19. Şekil 6.18 ve Tablo 6.3'teki verilere göre hazırlanan senaryoda simülasyon sonucu.

Şekil 6.19'da verilen simülasyon sonucunun yakınlaştırılmış görünümü, Şekil 6.20 ve 6.21'de gösterilmiştir.



Şekil 6.20. Şekil 6.19'da verilen çıkış gerilimin yakınlaştırmış görünümü

Şekil 6.19 ve dolayısıyla Şekil 6.20'de elde edilen sonuçlarda $t=250$ ms civarındaki dalga şekil gösterilmektedir. $t=250$ ms'de, çıkış yükü 50Ω 'dan 30Ω 'a azaltılmıştır. Görüldüğü gibi, çıkış gerilimi tekrar 30 V'ta kararlı hale gelmektedir.

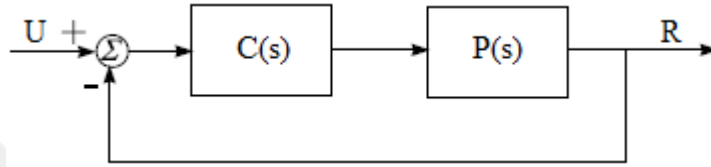


Şekil 6.21. Şekil 6.19'daki çıkış gerilimin yakınlaştırmış görünümü

Şekil 6.19’da elde edilen sonuçlarda $t=250$ ms civarındaki dalga şekil gösterilmektedir. Şekil 6.21’de verilen sonuçta, $t=500$ ms anında kontrol sisteminin referansı, 30 V’tan, 35 V’a arttırılmıştır. Görüldüğü gibi çıkış gerilim, referansı sıfır kabul edilebilecek hata ile takip etmektedir.

6.8 Döngü Şekillendirme (Loop Shaping) Kontrolör ile Karşılaştırılması

Şekil 6.22’de gösterildiği gibi bir kontrol döngüsü için, $C(s)$ ve $P(s)$, sıra ile kontrolörün transfer fonksiyonu ve sistemin transfer fonksiyonunu göstermektedir.



Şekil 6.22. Tipik bir kontrol döngüsü.

Kapalı çevrim transfer fonksiyonu:

$$H_{CL}(s) = \frac{R(s)}{U(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)} \quad (6.18)$$

olur. $H_L(s)=C(s) \times P(s)$, döngü transfer fonksiyonu (Loop transfer function) denir. $H_L(s)$ uygun bir şekilde seçilirse, sistemin kapalı çevrim cevabı, istenilen cevap olur. Örneğin düşük frekanslarda çıkış, referansı takip etmelidir. $H_L(s) \gg 1$ iken, $H_{CL}(s) \rightarrow 1$ ve çıkış, girişi takip eder.

Döngü şekillendirmede, önce $H_L(s)$ için uygun bir transfer fonksiyon seçilir. Daha sonra, $H_{L,desird}(s)-C(s)P(s)$, minimize olacak şekilde kontrolör $C(s)$ tasarlanır. $H_{L,desird}(s)$, seçilen uygun transfer fonksiyonunu gösterir. Bazı literatürde sıkça kullanılan $H_{L,desird}(s)$;

1) $H_{L,desired}(s)=C(s) \times P(s)=\frac{K}{s}$ olarak seçilirse, kapalı çevrim transfer fonksiyonu,

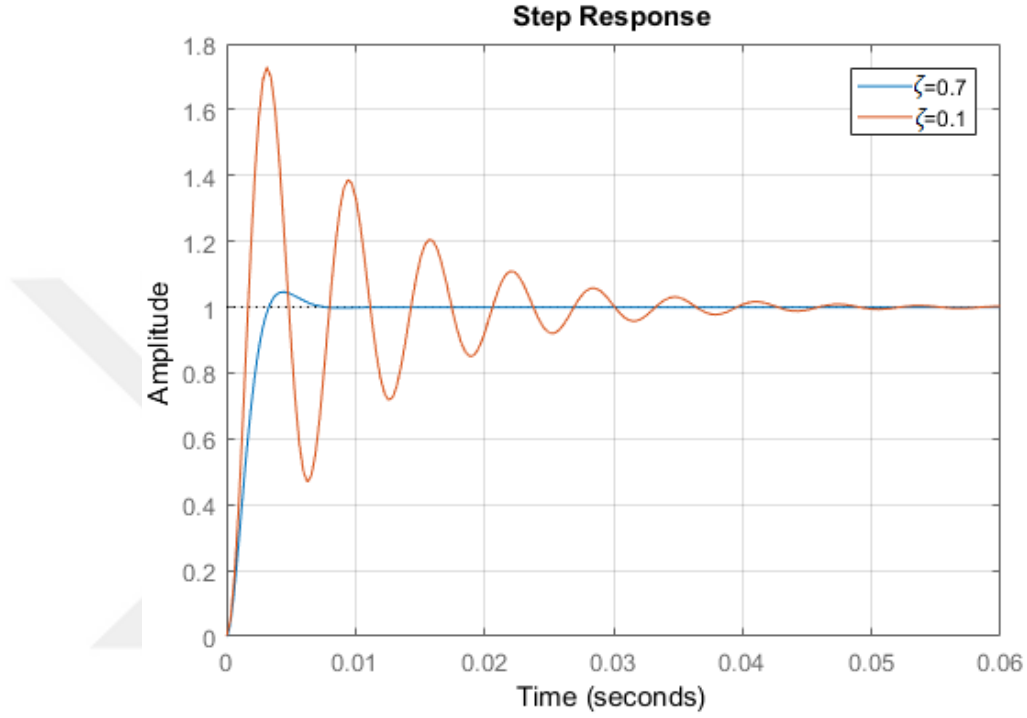
$$H_{CL}(s) = \frac{R(s)}{U(s)} = \frac{\frac{K}{s}}{1+\frac{K}{s}} = \frac{K}{s+K} \quad (6.19)$$

olur. K , sabit bir değerdir. Böyle bir sistem, birim basamak referans sinyalini sıfır hata ile takip eder. Ayrıca aşımı (overshoot) sıfırdır ve kararlı hale gelme süresi $\frac{5}{K}$ ’dir. Örneğin $C(s)P(s)=\frac{1000}{s}$ iken kararlı hale gelme süresi 5 ms olur.

2) $H_{L,desired}(s)=C(s)P(s)=\frac{\omega_n^2}{s(s+2\zeta\omega_n)}$ şeklinde seçildiğinde, kapalı çevrim transfer fonksiyonu,

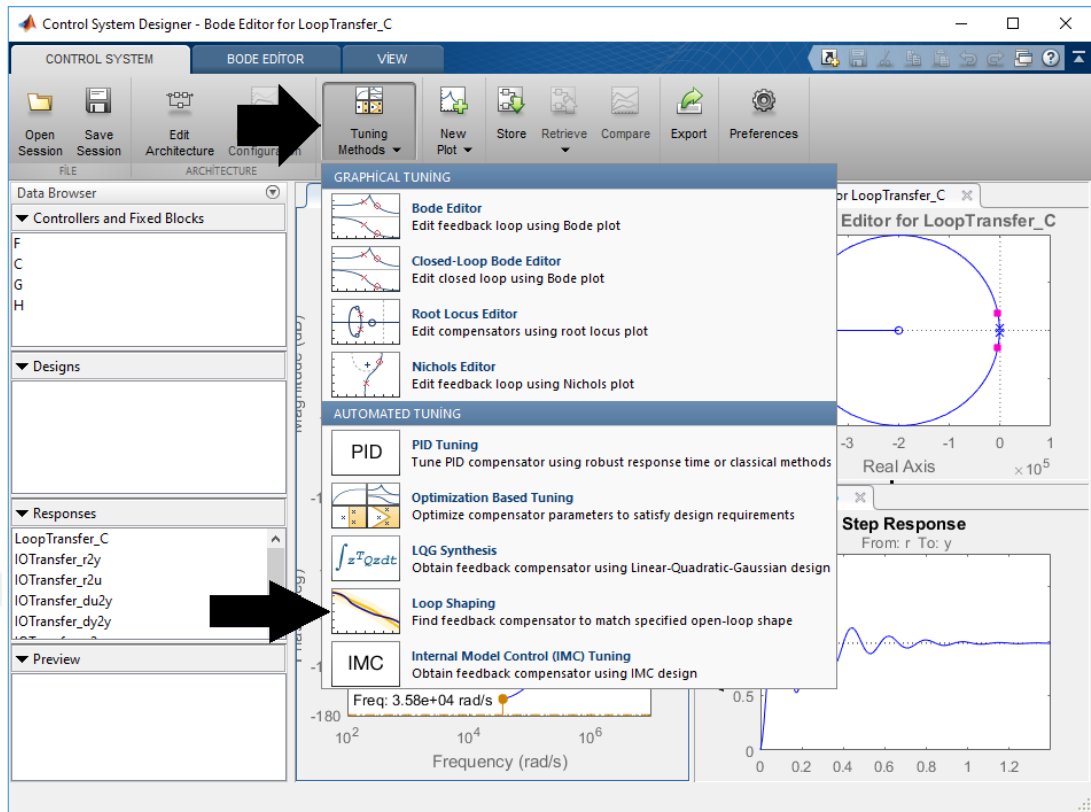
$$H_{CL}(s) = \frac{R(s)}{U(s)} = \frac{\frac{\omega_n^2}{s(s+2\zeta\omega_n)}}{1 + \frac{\omega_n^2}{s(s+2\zeta\omega_n)}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6.20)$$

olur. Burada ζ ve ω_n sabit bir değerdir. ζ ve ω_n değerlerine göre, kapalı çevrim kararlı hale gelme süresi ve aşımı ayarlanabilir. ζ nın değeri arttığında, aşım azalmaktadır.

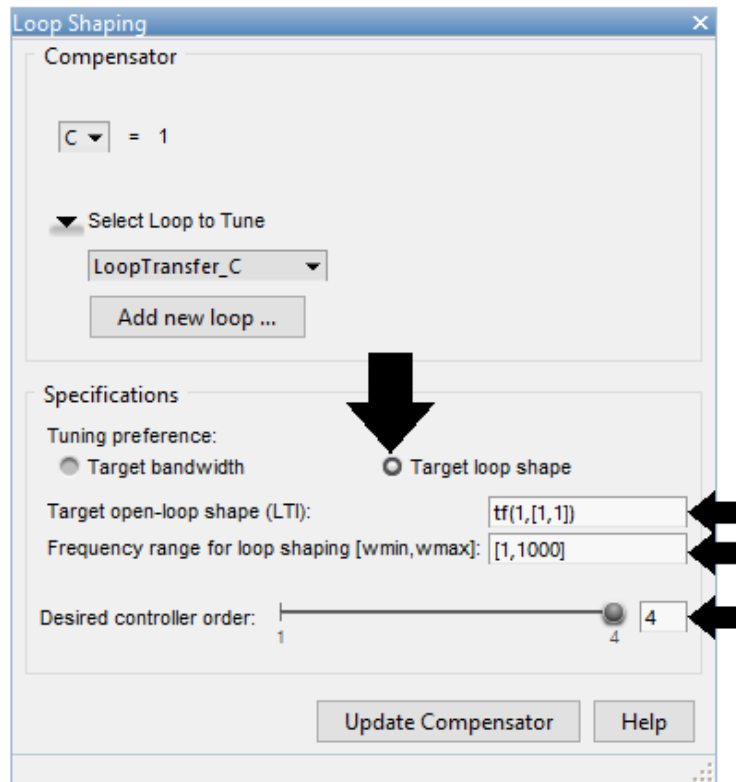


Şekil 6.23. Kapalı çevrim üzerinde ζ nın etkisi.

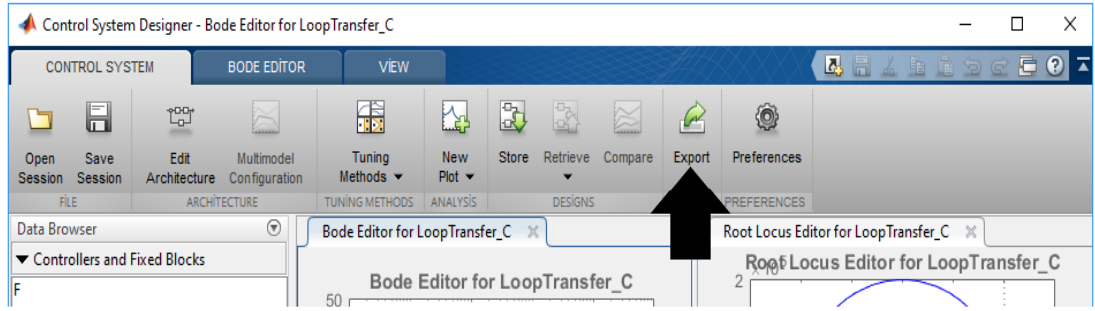
MATLAB Control System Designer uygulaması yardımı ile döngü şekillendirme kontrolörü tasarlanabilir. Bunun için, Tuning Methods kısmından, Loop Shaping seçilir. Daha sonra, açılan pencerede, Target Loop Shape seçilip istenilen $H_{L,desird}(s)$, Target Open Loop Shape (LTI) kutucuğuna yazılır. Tasarlanan kontrolör, Export butonu ile MATLAB ortamına aktarılabilir.



Şekil 6.24. Control System Designer uygulama penceresi.



Şekil 6.25. Loop shaping penceresi.



Şekil 6.26. Tasarlanan kontrolörün MATLAB ortamına aktarılması.

Bu bölümdeki çalışmada, döngü şekillendirme yöntemi ile incelenen Boost dönüştürücü için bir kontrolör tasarlanmaktadır. Döngü şekillendirme kontrolörü, ekteki program 6.7 yardımı ile tasarlanır. Bu kodda, $C(s).P(s)=\frac{1500}{s}$ olarak ele alınmıştır. $P(s)$, dönüştürücünün nominal $\frac{v_o(s)}{d(s)}$ transfer fonksiyonudur. Tasarım, nominal transfer fonksiyon için yapılır ve tasarlanan kontrolörün gürbüzlüğü, MATLAB Control Toolbox komutları ile incelenir.

Eğer, $C(s).P(s)=\frac{1500}{s}$ olarak seçilirse, kapalı çevrim kontrol sisteminin transfer fonksiyonu, $H_{CL}(s)=\frac{C(s).P(s)}{1+C(s).P(s)}=\frac{\frac{1500}{s}}{1+\frac{1500}{s}}=\frac{1500}{s+1500}$ olur. $H_{CL}(s)=\frac{1500}{s+1500}$ transfer fonksiyonu, birim basamak cevabını sıfır hata ile takip eder ve kararlı hale gelme süresi, yaklaşık olarak, $5 \times \frac{1}{1500}=3.3$ ms olur. MATLAB ile tasarlanan kontrolörün transfer fonksiyonu, Şekil 6.27’de gösterilmiştir. Kontrolörün mertebesi 3 ve katsayıları, çok büyüktür. Böyle bir kontrolörün gerçekleştirilmesi basit değildir.

```

Command Window
>> minreal(tf(K))

ans =

      4.246e04 s^2 + 2.718e07 s + 3.263e11
-----
      s^3 + 4.446e05 s^2 + 1.784e10 s

Continuous-time transfer function.
fx >>

```

Şekil 6.27. $C(s).P(s)=\frac{1500}{s}$ için tasarlanan kontrolörün transfer fonksiyonu.

Tasarlanan döngü şekillendirme kontrolörünün gürbüz olup olmadığını öğrenmek için, MATLAB’ın Robust Control Toolbox kullanılabilir. Ekteki program 6.8 yardımı ile tasarlanan döngü şekillendirme kontrolörün gürbüz olup olmadığı

incelenebilir. Programın sonucu, Şekil 6.28’de gösterilmiştir. LowerBound, 1’den daha büyüktür [26, 27]. Dolayısıyla, döngü şekillendirme ile tasarlanan kontrolör gürbüzdür.

```
Command Window
>> stabmarg

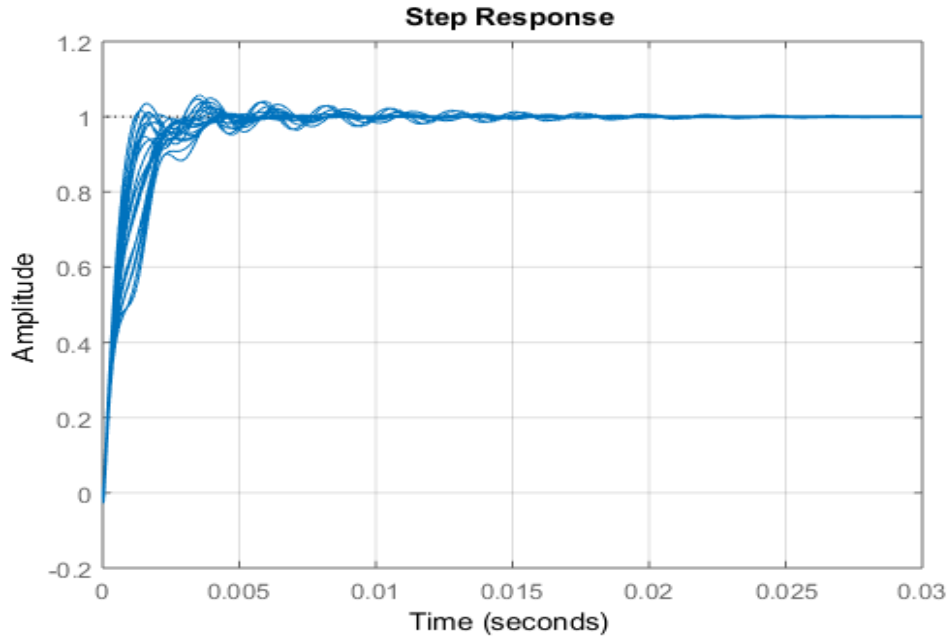
stabmarg =

                LowerBound: 1.1799
                UpperBound: 1.2048
DestabilizingFrequency: 2.8994e+03

fx >>
```

Şekil 6.28. Döngü şekillendirme kontrolörün gürbüz kararlılığını gösteren komut penceresi.

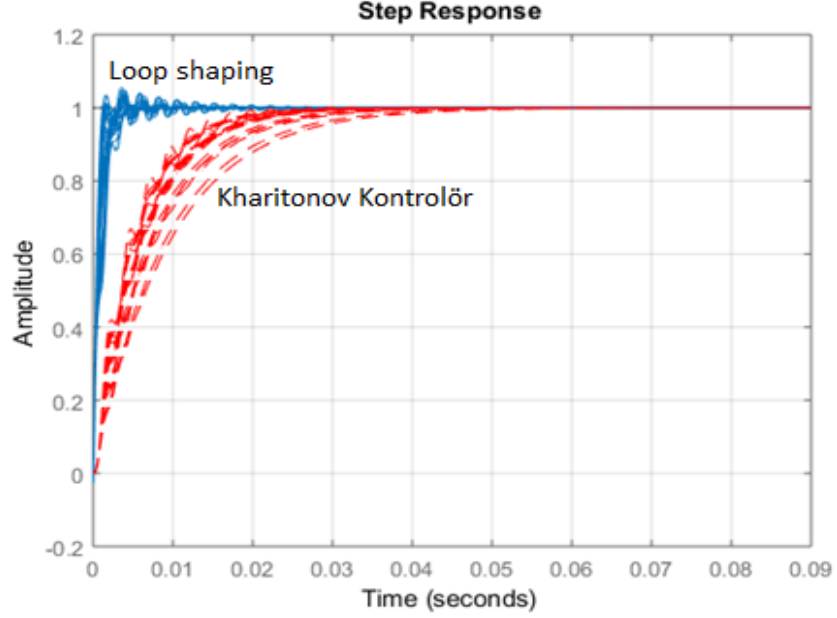
Şekil 6.28’de LowerBound, 1’den daha büyük alınarak tasarlanan döngü şekillendirme kontrolörünün gürbüz kararlılığının gösterilebilmesi için uygun pencerelerden giriş yapmak gerekir. Şekil 6.29’da, döngü şekillendirme kontrolörün birim basamak cevabı gösterilmiştir. Bu grafiğin üretilmesi için, elde edilen belirsiz modelin farklı üyeleri rastgele seçilir. Örneğin Şekil 6.8’de gösterildiği gibi bir kontrol döngüsü ele alınır ve birim basamak cevabı çizilir. Kararlı duruma ulaşma süresi yaklaşık 10 ms gibidir.



Şekil 6.29. Döngü şekillendirme kontrolörün birim basamak cevabı.

Şekil 6.30’da, döngü şekillendirme kontrolörü ve Kharitonov kontrolörünün birim basamak cevapları karşılaştırılmıştır. Görüldüğü gibi, döngü şekillendirme

kontrolörün ürettiği sonuçlar, Kharitonov kontrolöre göre daha hızlıdır. Kharitonov kontrolörün ürettiği sonuçlarda aşma görülmemektedir. Fakat döngü şekillendirme kontrolöründe, aşma görülmektedir.

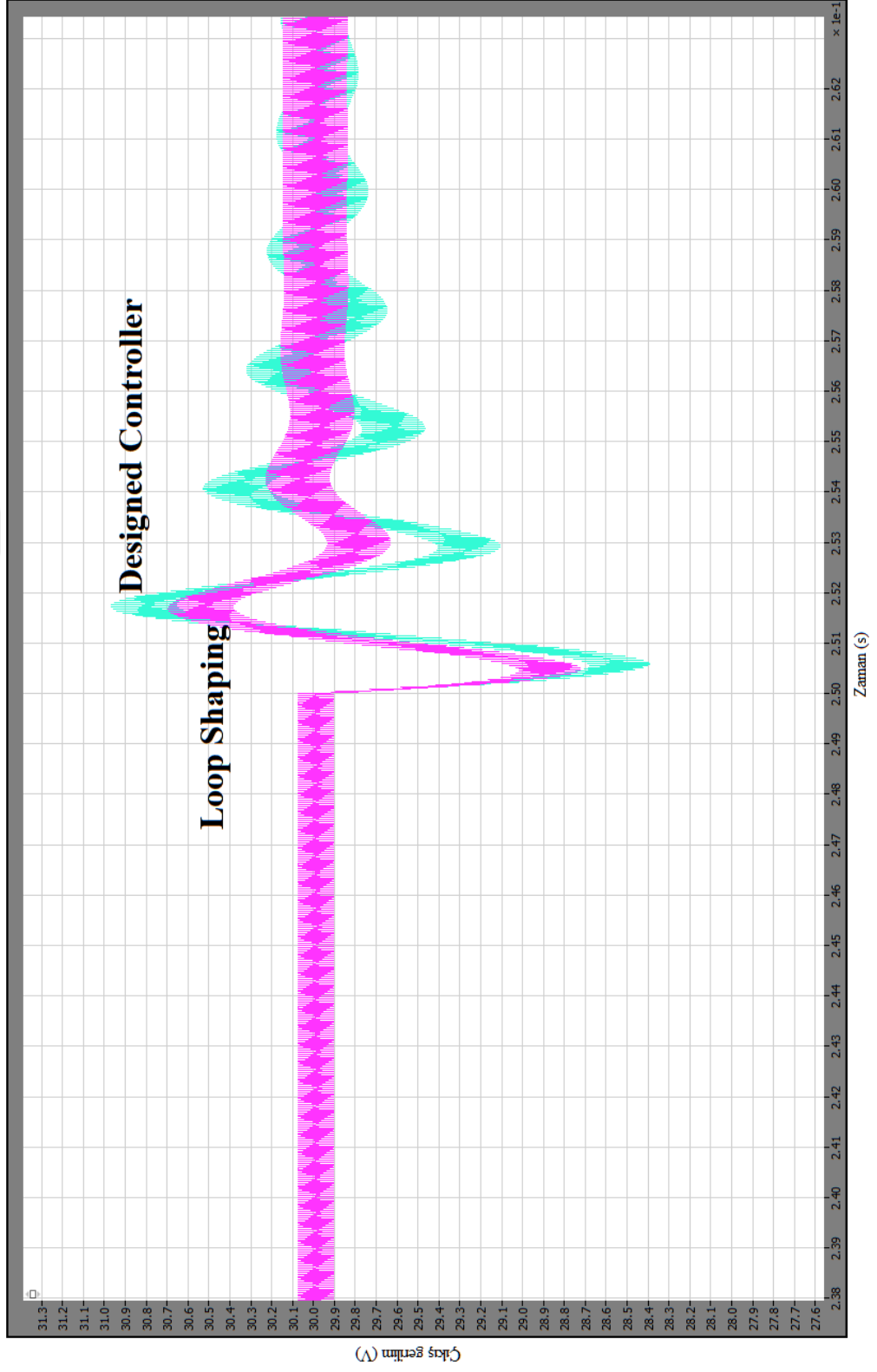


Şekil 6.30. Döngü şekillendirme ve Kharitonov kontrolörlerin karşılaştırılması.

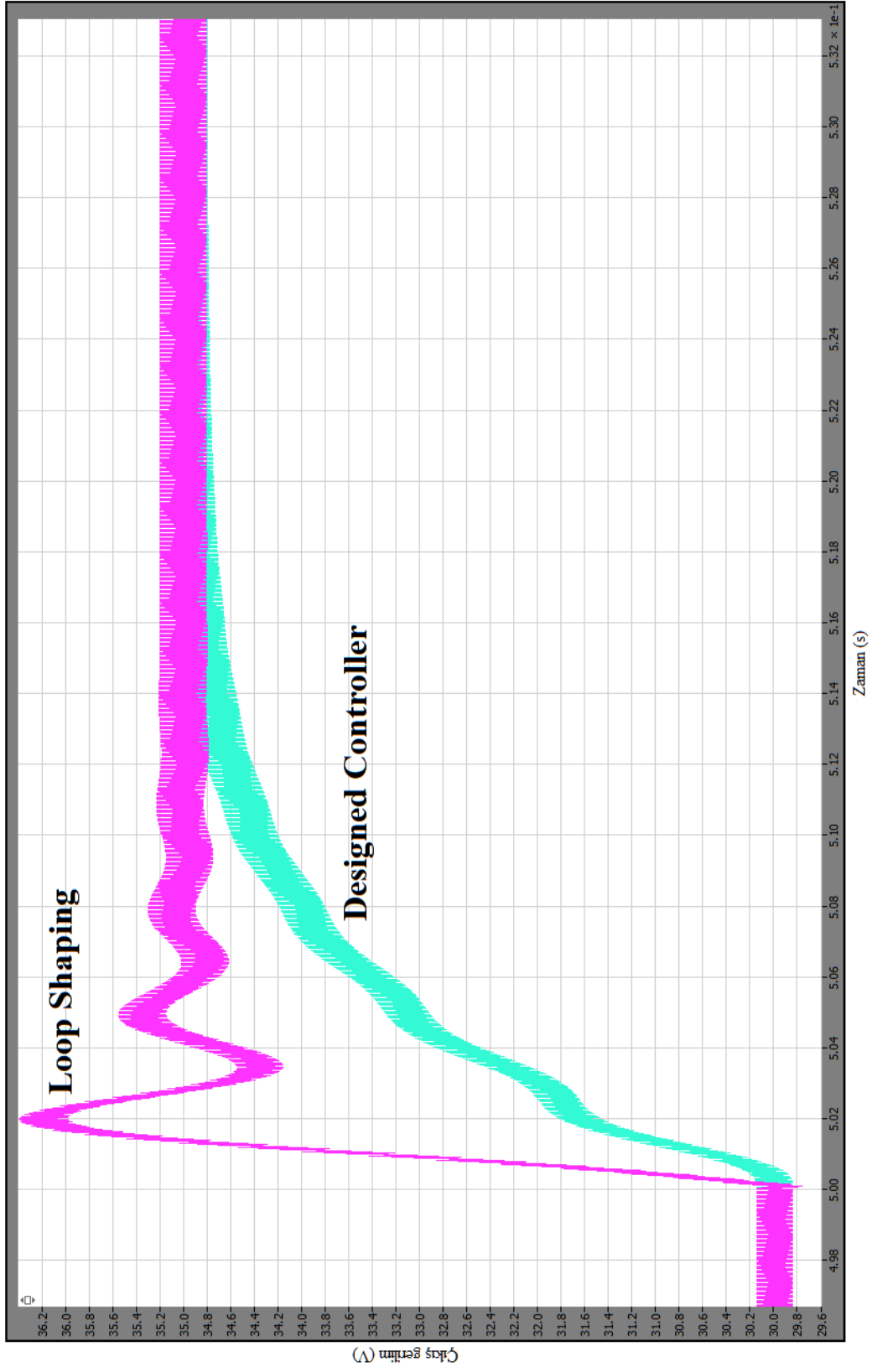
Tasarlanan döngü şekillendirme ve Kharitonov kontrolörler, PLECS ortamında karşılaştırılmıştır. Test için örnek bir senaryo ile dönüştürücünün çıkış yükü, $t=250$ ms'de, 50Ω 'dan 30Ω 'a azaltılmıştır. Ayrıca, kontrol sisteminin referansı, $t=500$ ms'de 30 V'tan 35 V'a arttırılmıştır. Test senaryosu, Tablo 6.4'te özetlenmiş ve simülasyon sonucu, Şekil 6.31 ile 6.32'de gösterilmiştir.

Tablo 6.4. Örnek test senaryosu için değerler.

Zaman	Değişken	Başlangıç değeri	Son değeri	Değişim (yüzde)
250 ms	Çıkış yük	50Ω	30Ω	-40
500 ms	Referans	30 V	35 V	+17



Şekil 6.31. $t = 250$ ms'de dönüştürücünün çıkış yükü, 50Ω 'dan 30Ω 'a düşer.



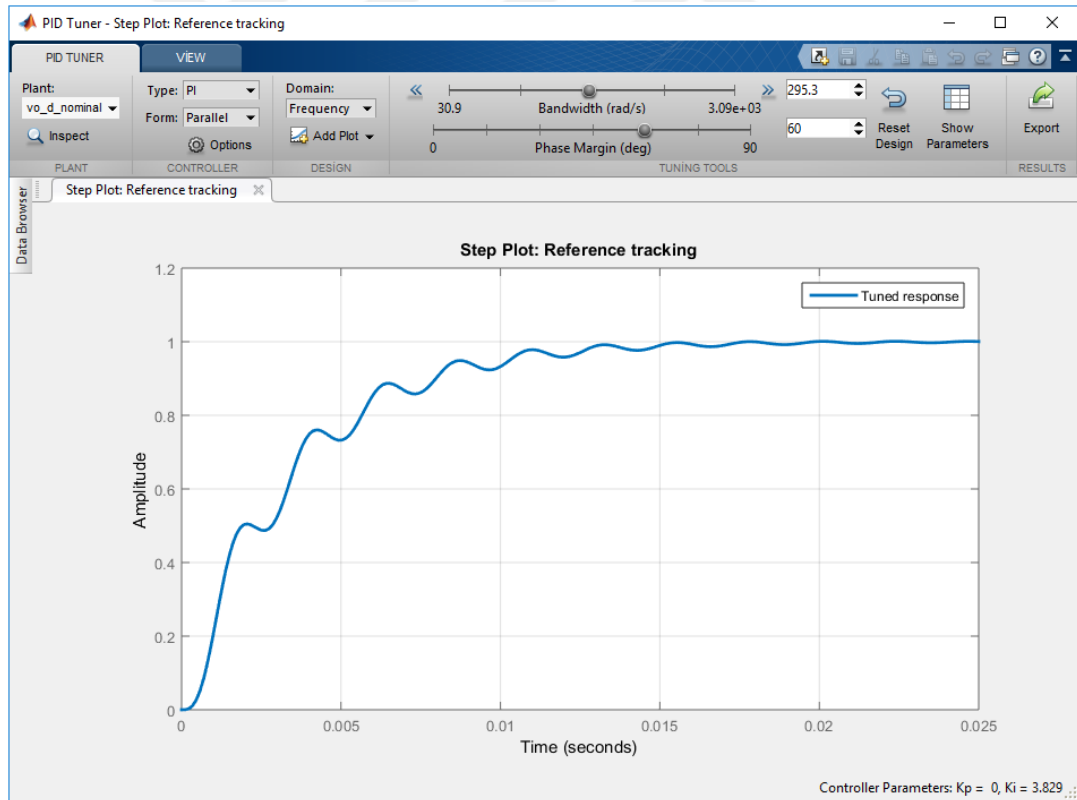
Şekil 6.32. $t = 500 \text{ ms}$ 'de kontrol sistemin referansı, 30 V 'tan 35 V 'a artar.

Şekil 6.31’de verilen kontrolörlerin çıkış fonksiyonlarına göre, yük değişmesine rağmen, dönüştürücünün çıkış 30 V’ta sabit tutulmuştur. Her iki kontrolörün aşması birbirine yakın olduğu gözlenmektedir.

Şekil 6.32’de verilen kontrolörlerin çıkış fonksiyonlarına göre, her iki kontrolörde çıkışlar, referansı sıfır hata ile takip etmektedirler. Döngü şekillendirme kontrolöründe görülen aşma Kharitonov kontrolörde görülmektedir. Kharitonov kontrolörü, döngü şekillendirme kontrolörüne göre daha yavaş olduğu gözlenmektedir.

6.9 Kharitonov Kontrolör ve Linear Bir Kontrolörün Karşılaştırılması

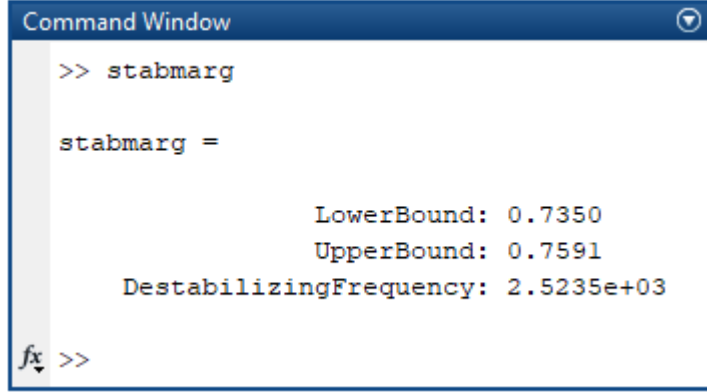
MATLAB yardımı ile nominal $\frac{V_o(s)}{d(s)}$ için, bir PI kontrolör tasarlanmıştır. Şekil 6.33’te gösterilen çıkış için, $K_p=0$ ve $K_i=3.829$ olarak seçildiğinde, 60° lik bir faz margin elde edilmektedir. Şekil 6.9’da gösterilen çıkışa göre, $K_p=0$ ve $K_i=3.829$, Kharitonov bölgesinde yer almamaktadır. Dolayısıyla, bu kontrolör gürbüz değildir.



Şekil 6.33. MATLAB’ın PID Tuner uygulaması ile gerçekleştirilen, PID kontrolörler çıkış cevabı.

Şekil 6.33’te gösterilen MATLAB ortamında kullanılan PID Tuner uygulaması ile gerçekleştirilen, PID kontrolörlerin ayarlanmaları çok kolay yapılabilmektedir.

Tasarlanan lineer PI kontrolörün gürbüzlüğü, ekteki program 6.9 yardımı ile incelenebilir. Program çalıştırıldıktan sonra, Şekil 6.34'teki sonuç elde edilir. LowerBound, 1'den daha küçük olduğu için, kontrolör gürbüz değildir.



```
Command Window
>> stabmarg

stabmarg =

                LowerBound: 0.7350
                UpperBound: 0.7591
DestabilizingFrequency: 2.5235e+03

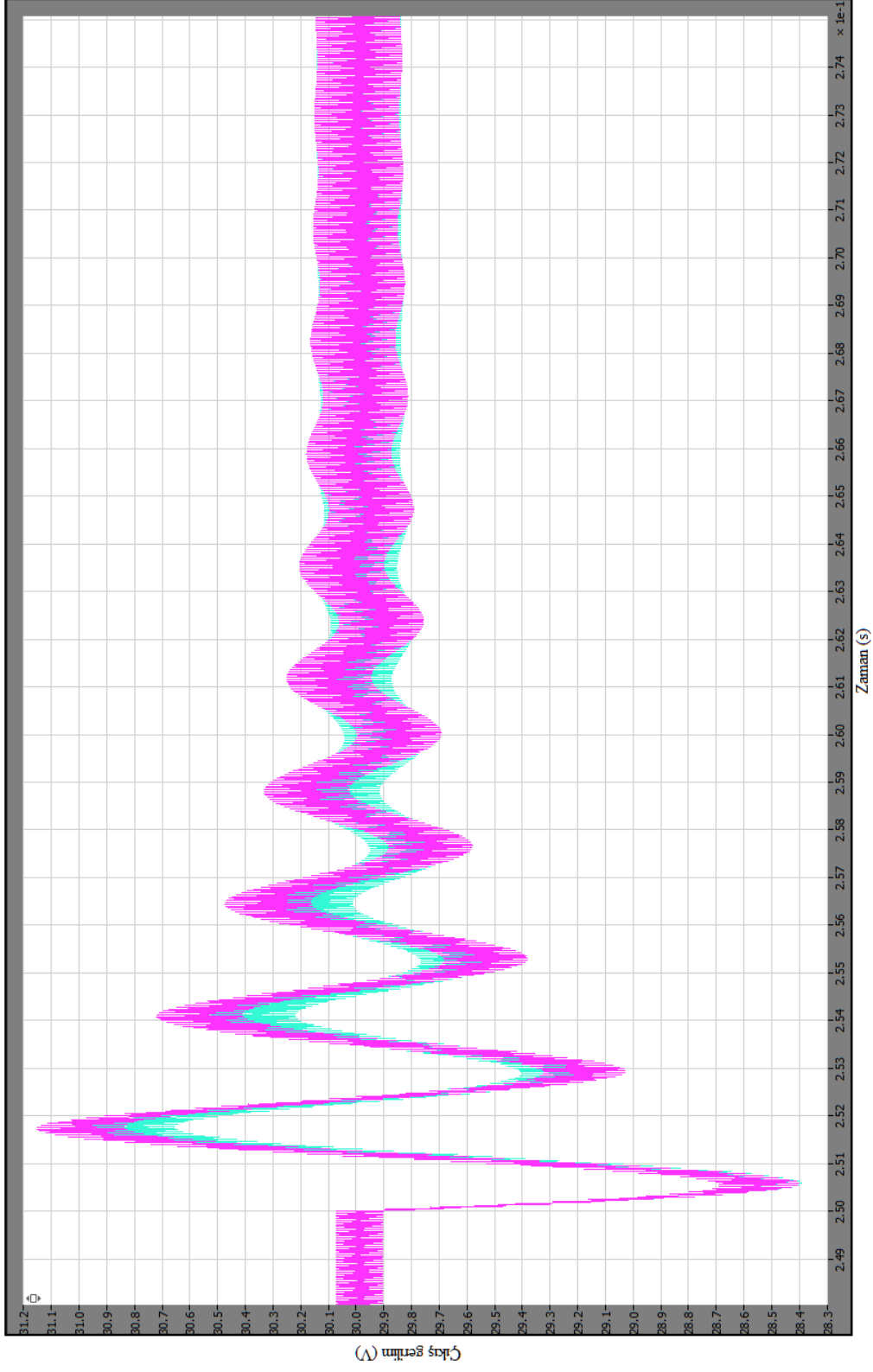
fx >>
```

Şekil 6.34. LowerBound, 1'den küçük olan PI kontrolörün komut penceresi.

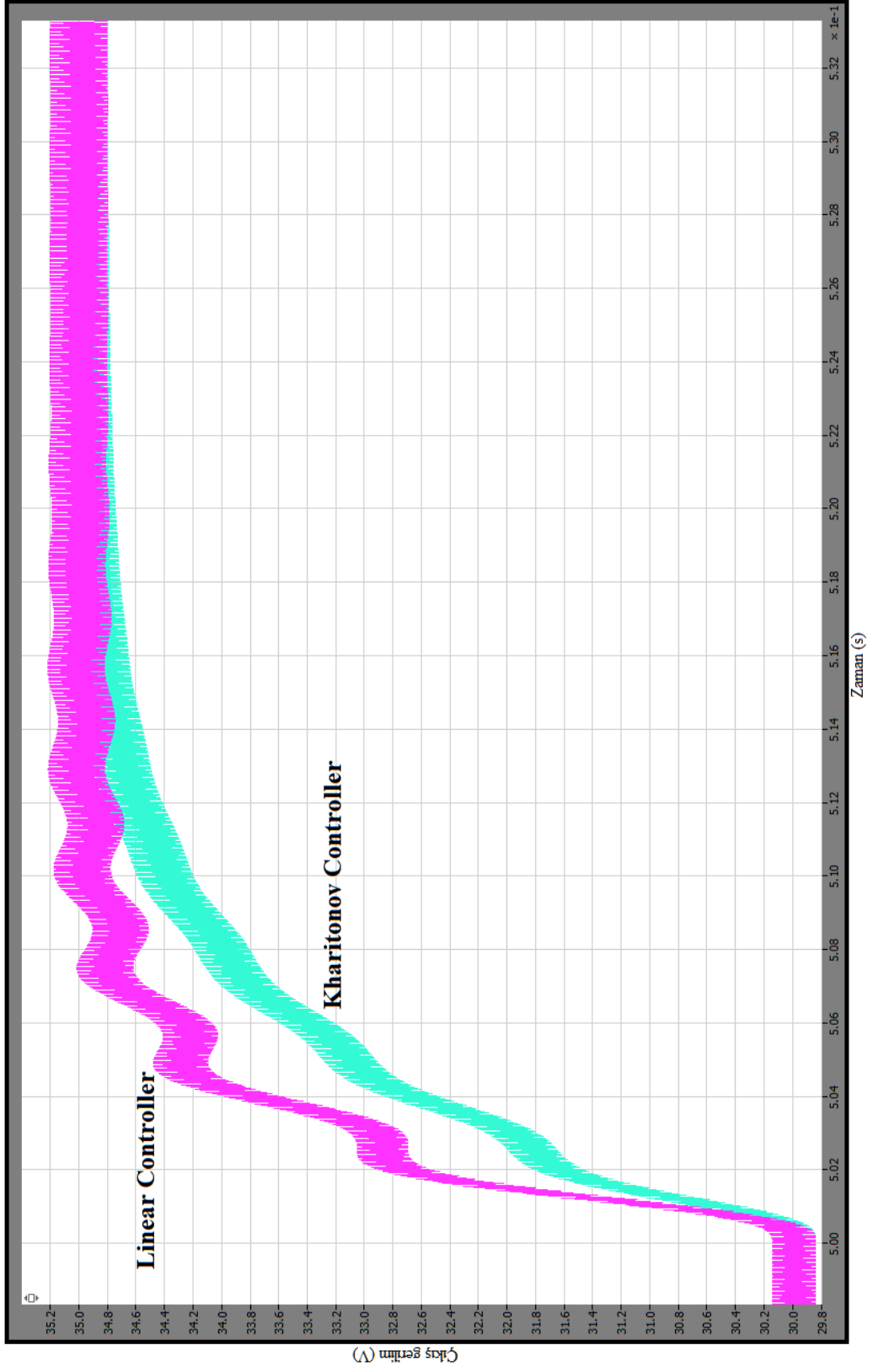
Şekil 6.34'te LowerBound, 1'den daha küçük olan tasarlanmış PI kontrolöründe $K_i=3.8$ ve $K_p=0$ alınarak analiz yapılmış ve kontrolörün gürbüz olmadığı görülmektedir. Tasarlanan bu kontrolör, Kharitonov kontrolör ile karşılaştırılmıştır. Test için kullanılan senaryoda dönüştürücünün çıkış yükü, $t=250$ ms'de, 50Ω 'dan 30Ω 'a azaltılmıştır. Ayrıca, kontrol sisteminin referansı, $t=500$ ms'de 30 V'tan 35 V'a arttırılmıştır. Test senaryosu, Tablo 6.5'te özetlenmiş olup simülasyon sonucu, Şekil 6.35 ve 6.36'da gösterilmiştir.

Tablo 6.5. Örnek test senaryosu değerleri.

Zaman	Değişken	Başlangıç değeri	Son değeri	Değişim (yüzde)
250 ms	Yük	50Ω	30Ω	-40
500 ms	Referans	30 V	35 V	+17



Şekil 6.35. $t = 250$ ms'de dönüştürücünün çıkış yükü, 50Ω 'dan 30Ω 'a düşer.

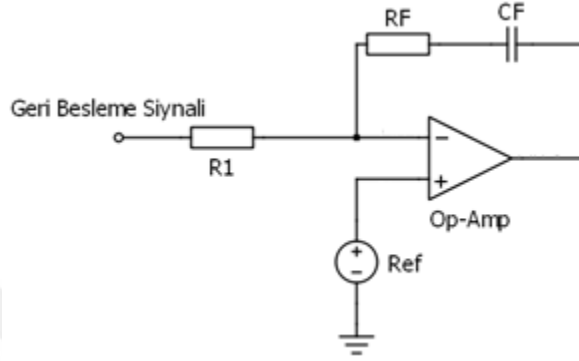


Şekil 6.36. $t=500$ ms'de kontrol sistemin referansı, 30 V'tan 35 V'ya artar.

Şekil 6.35 ve 6.36 dan görüldüğü gibi, sonuçlar, birbirlerine yakındır. Çünkü lineer kontrolörün katsayıları, Kharitonov kontrolörün katsayılarına yakındır.

6.10 Boost Dönüştürücü için Uygulama Sonuçları

PI kontrolörün gerçekleştirilmesi için, Şekil 6.37'de verilen prensip devre kullanılabilir.



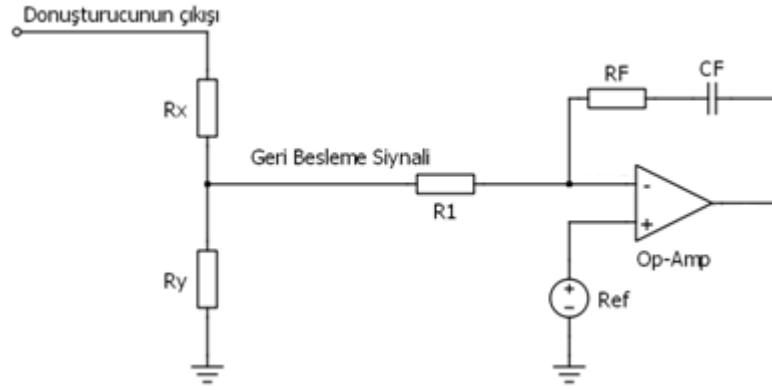
Şekil 6.37. PI kontrolör prensip devre şeması.

Şekil 6.38'deki devrenin küçük sinyal transfer fonksiyonu,

$$-\left(\frac{R_F}{R_1} + \frac{1}{R_1 C_F s}\right) \quad (6.21)$$

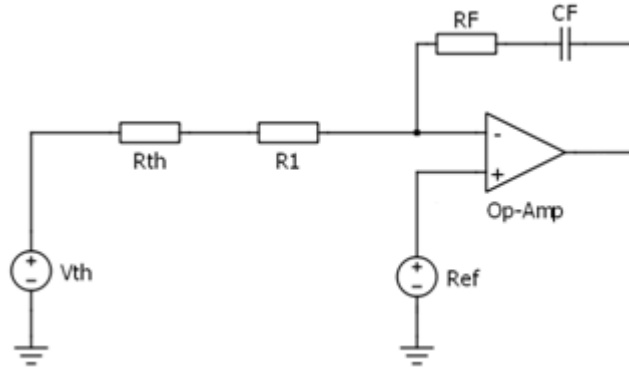
denklemleri ile hesaplanır. Dolayısıyla, PI kontrolörün parametreleri $K_p = \frac{R_F}{R_1}$ ve $K_i = \frac{1}{R_1 C_F}$ şeklinde hesaplanır. R_1 , $k\Omega$ mertebesinde seçilir. R_1 , $10\text{ k}\Omega$ ise, $K_i=2.2$ elde etmek için, kondansatör değeri yaklaşık olarak $45\text{ }\mu\text{F}$ alınır. $K_p=0$ elde etmek için, R_F yerine $1\text{ }\Omega$ 'luk bir direnç kullanılır ($\frac{1}{10k}=0.0001\approx 0$).

Şekil 6.37'deki Geri Besleme Sinyali, bir gerilim bölücü devresi (Şekil 6.38) ile üretilebilir ve dönüştürücünün çıkış geriliminin azaltılmış versiyonudur. Genellikle dönüştürücünün çıkış gerilimi, doğrudan kontrol devresine uygulanmaz. Çünkü elektronik kontrol devreleri için bu gerilimler yüksek değerlerdir. Kontrol devresinin hasar görmemesi için, önce çıkış sinyalinin zayıflatılmış versiyonu üretilmelidir. Örnek olarak, dönüştürücünün istenilen çıkış gerilimi 33 V ise, uygun R_x ve R_y direnç değerleri ile örneğin, $R_x = 56\text{ }\Omega$ ve $R_y=680\text{ }\Omega$ seçilmesi ile 2.5 V 'luk bir geri besleme sinyali üretilir.



Şekil 6.38. Dönüştürücünün çıkış geriliminin düşürülmesi.

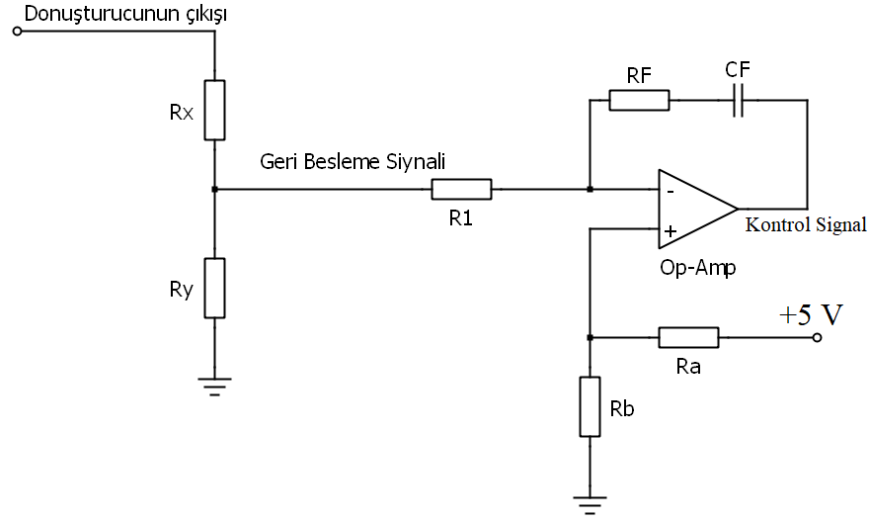
Şekil 6.39'daki devre, Şekil 6.38'deki devrenin eşdeğeridir. V_{th} ve R_{th} sıra ile Thevenin gerilim kaynağı ve Thevenin direnci göstermektedir. $V_{th} = \frac{R_y}{R_y + R_x} V_O$ ve $R_{th} = \frac{R_x R_y}{R_x + R_y} \cdot V_O$, dönüştürücünün çıkış gerilimini göstermektedir.



Şekil 6.39. Şekil 6.38'deki devrenin eşdeğeri.

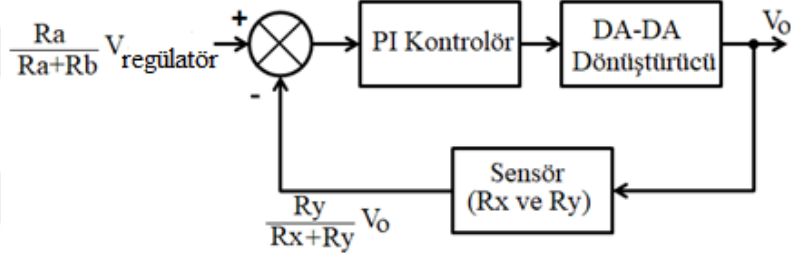
Şekil 6.39'deki devrenin transfer fonksiyonu, $-\left(\frac{R_F}{R_1 + R_{th}} + \frac{1}{(R_1 + R_{th}) \cdot C_F \cdot s}\right)$ olur. Eğer, $R_1 \gg R_{th}$ ise, $-\left(\frac{R_F}{R_1 + R_{th}} + \frac{1}{(R_1 + R_{th}) \cdot C_F \cdot s}\right) \approx -\left(\frac{R_F}{R_1} + \frac{1}{R_1 \cdot C_F \cdot s}\right)$ olur. Örneğin, $R_x = 56 \Omega$ ve $R_y = 680 \Omega$ ise, $R_{th} = \frac{56 \times 680}{56 + 680} = 51 \Omega$ olur. $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ seçildiğinde de, $R_1 \gg R_{th}$ koşulu sağlanır.

Kontrol sistemi için gereken referans sinyal, Şekil 6.38'deki Ref etiketli kaynak tarafından üretilir. Bu sinyalin üretilmesi için, dönüştürücünün giriş sinyali, LM 7805 gerilim regülatörü tüm devresi veya bir zener diyot ile +5 V'luk bir gerilim üretilir. Daha sonra, bu 5 V'luk sabit gerilim, gerilim bölücü ile istenilen gerilime dönüştürür. Eğer Şekil 6.40'teki, $R_a = R_b = 1 \text{ k}\Omega$ seçilirse, istenilen +2.5 V'luk referans üretilir.



şekil 6.40. Gerilim bölücü ile istenilen referans sinyali üretmek.

şekil 6.40'teki devrenin blok diyagramı, şekil 6.41'de gösterilmiştir.



şekil 6.41. şekil 6.40'teki devrenin blok diyagramı.

PI kontrolör ile kalıcı durumda, sabit referansların sıfır hatasıyla takip edilmesi mümkündür. Hata sıfır olunca,

$$\frac{R_y}{R_x+R_y} V_O - \frac{R_b}{R_a+R_b} V_{\text{regülatör}} = 0 \quad (6.22)$$

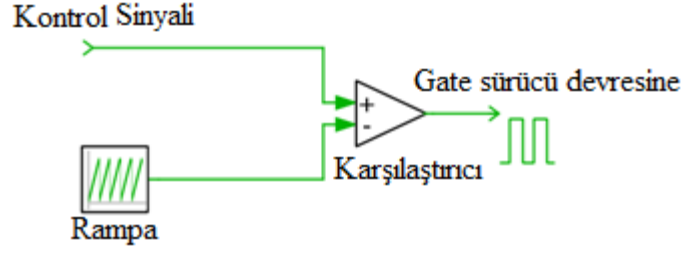
veya

$$V_O = \frac{R_x+R_y}{R_y} \times \frac{R_b}{R_a+R_b} V_{\text{regülatör}} \quad (6.23)$$

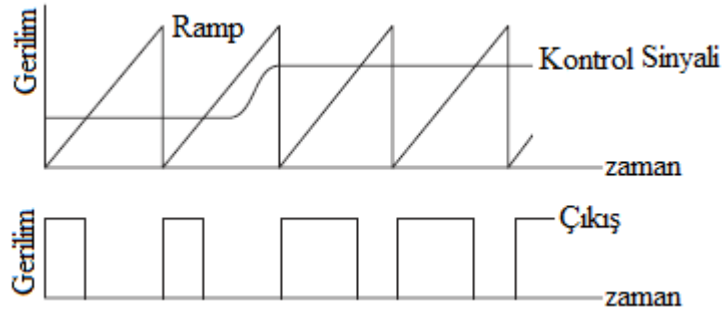
olur. Burada, V_O ve $V_{\text{regülatör}}$ sırasıyla dönüştürücünün çıkış geriliminin kalıcı durum değeri ve kullanılan regülatör entegresinin çıkış gerilimini göstermektedir. LM 7805 kullanıldığında, $V_{\text{regülatör}}=5$ V tur.

şekil 6.40'teki opamp'ın ürettiği gerilim, sürekli bir sinyaldir. MOSFET'in sürülmesi için gerekli darbeleri üretmek için, bir modülatör devresine gereksinim vardır. Modülatör devresinin genel şeması şekil 6.42'de gösterilmiştir. şekil 6.40'teki opamp tarafından üretilen kontrol sinyali, rampa sinyalinden daha büyük iken, karşılaştırıcının çıkışı, yüksek ve üretilen kontrol sinyali, rampa sinyalinden daha küçük iken, karşılaştırıcının çıkışı düşüktür. Karşılaştırma işleminin

gerçekleştirilmesi için, LM 311 tüm devresi kullanılabilir. Ayrıca, gerekli rampa, bir sinyal jeneratörü ile üretilebilir.



Şekil 6.42. Modülasyon devresi.



Şekil 6.43. Şekil 6.42'deki modülasyon için örnek bir giriş ve çıkış.

Dönüştürücü MOSFET'i kesimden iletme ve iletimden kesime gitme hızı, gate source arasındaki kondansatörünün şarj deşarj hızına bağlıdır. MOSFET'in gate source arasındaki kondansatörün hızlı şarj veya deşarjı için, amperler değerinde yüksek akımlar gerekir. Karşılaştırıcının çıkışı, bu kadar akım üretilmez. Dolayısıyla, karşılaştırıcı tarafından üretilen kontrol sinyali, IR 2101 gibi kapı sürücü tüm devreleri ile MOSFET'e uygulanmalıdır.

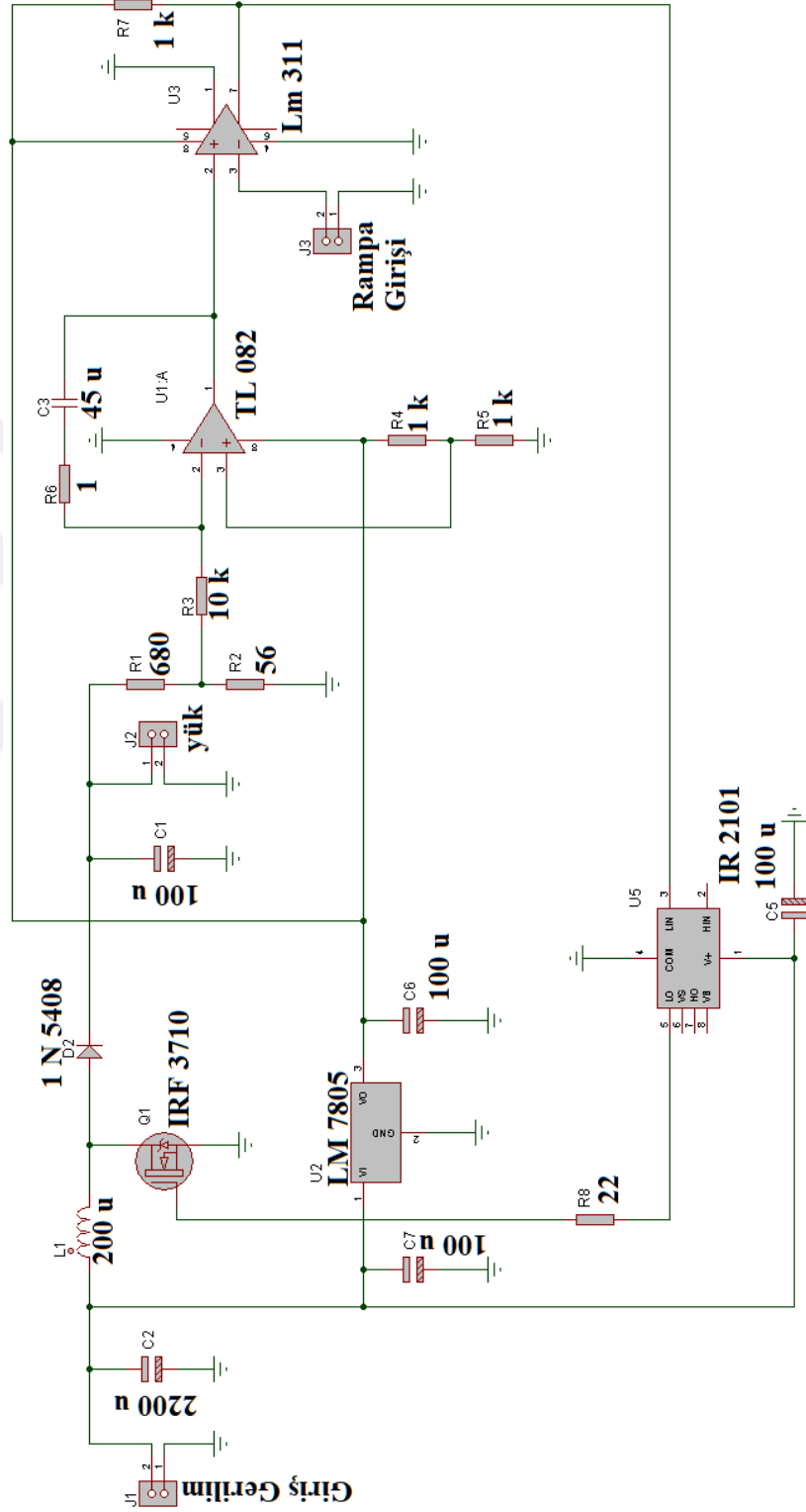
Şekil 6.44'te gerçekleştiren DA-DA Boost dönüştürücü gösterilmiştir. Devre elemanlarının nominal değerleri, Tablo 6.6'da verilmiştir. Dönüştürücünün devre şeması, Şekil 6.45'te gösterilmiştir.



Şekil 6.44. Deneysel olarak gerçekleştirilen DA-DA Boost dönüştürücü devre kartı.

Tablo 6.6. Yapılan Boost dönüştürücü elemanlarının nominal değerleri.

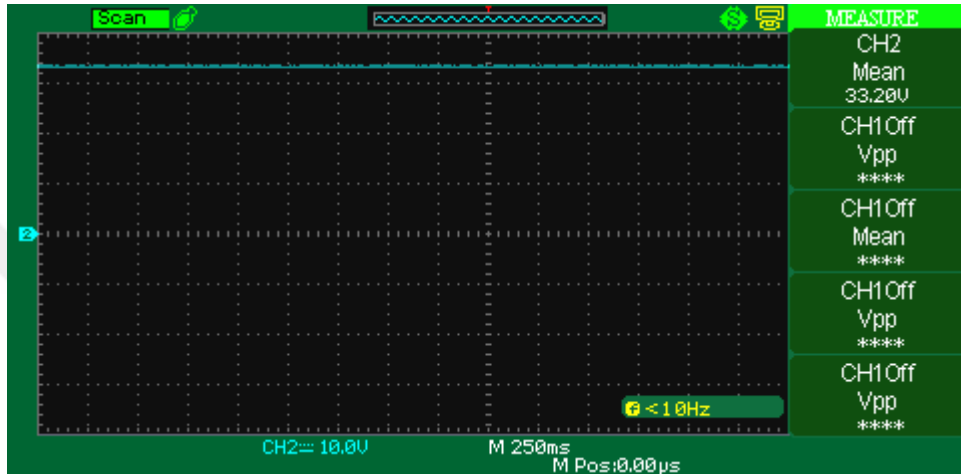
	Nominal değer
Çıkış gerilim, V_o	≈ 33 V
Giriş DC kaynağının değeri, V_g	12 V
MOSFET drain-source direnci, r_{ds}	40 m Ω
Kondansatör, C	100 μ F
Kondansatörün Eşdeğer Seri Direnci, r_C	0.025 Ω
Bobin, L	200 μ H
Bobinin eşdeğer seri direnci, r_L	50 m Ω
Diyotun gerilim düşümü, v_D	0.8 V
Diyotun seri direnci, r_D	10 m Ω
Yük direnci, R	50 Ω
Anahtarlama frekansı, F_{sw}	50 kHz



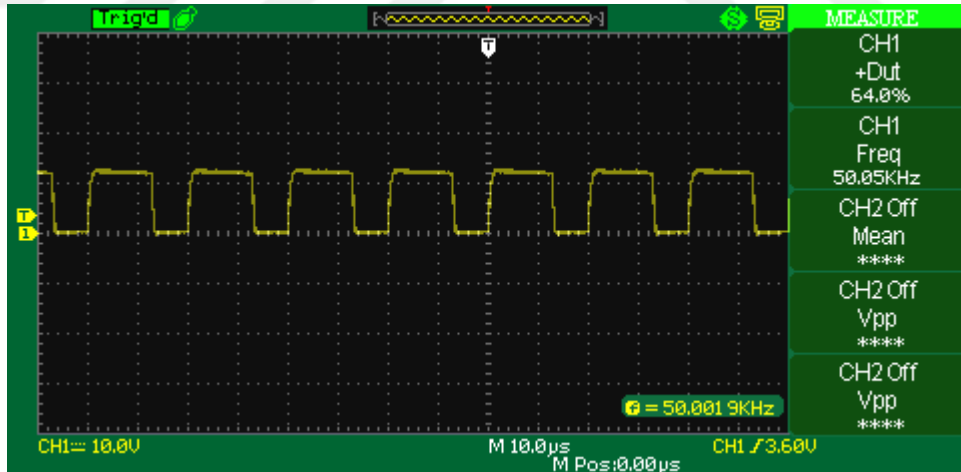
Şekil 6.40. Boost dönüştürücünün devre şeması.

Dönüştürücü, 50 Ω 'luk nominal yük ile ve 12V'luk nominal giriş gerilim ile beslenir. Bu durumda, dönüştürücünün çıkış gerilimi, Şekil 6.46'daki gibi olur. Ayrıca, MOSFET'in gate-source sinyali Şekil 6.47'de gösterilmiştir.

Şekil 6.46'da gösterildiği gibi, çıkış geriliminin ortalama değeri, 33.2 V olmuştur. Kullanılan dirençlerin gerçek değerleri, $R_x=55\Omega$, $R_y=678 \Omega$ ve $R_a=R_b=0.98 \text{ k}\Omega$ 'dir. $V_{\text{regülötör}}=5.01 \text{ V}$ tur. Denklem (6.23) ile tanımlanan teoriye göre dönüştürücünün çıkış gerilimi, 33.38 V olmalıdır. Elde edilen değer, teorik değere yakındır.

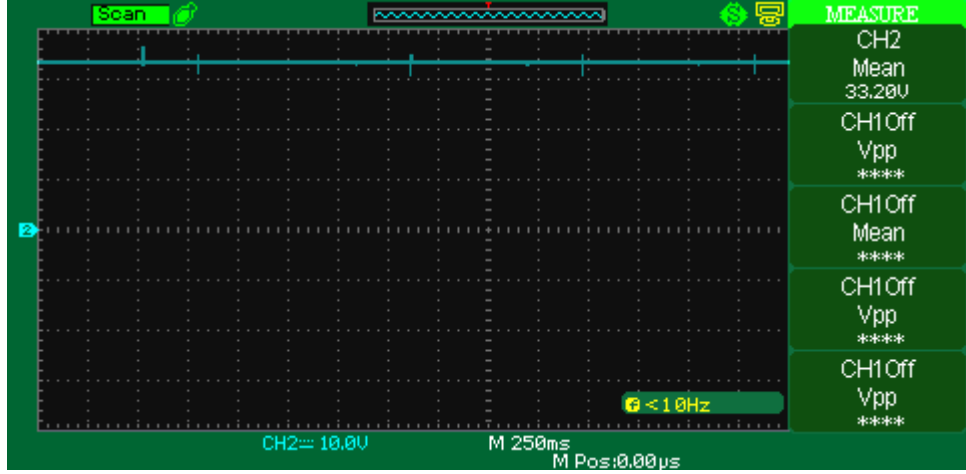


Şekil 6.46. 50 Ω 'luk yük için çıkış gerilim.

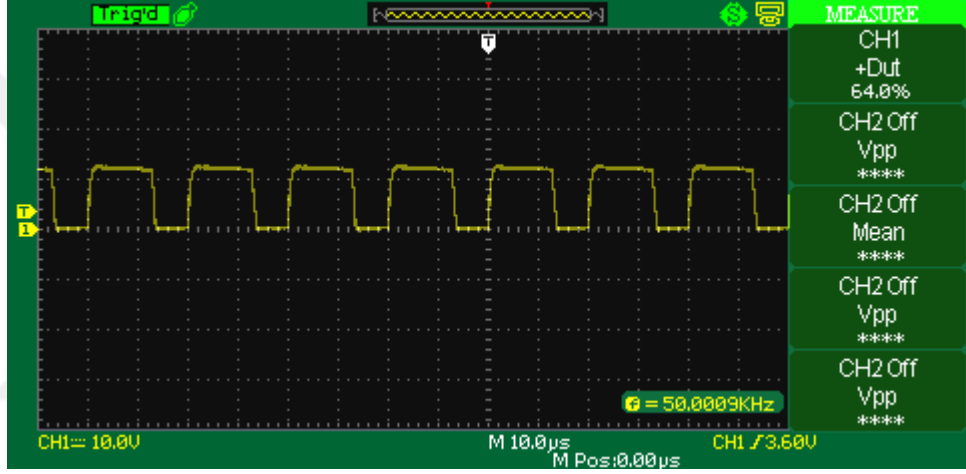


Şekil 6.47. 50 Ω 'luk yük için MOSFET'in gate-source darbeleri.

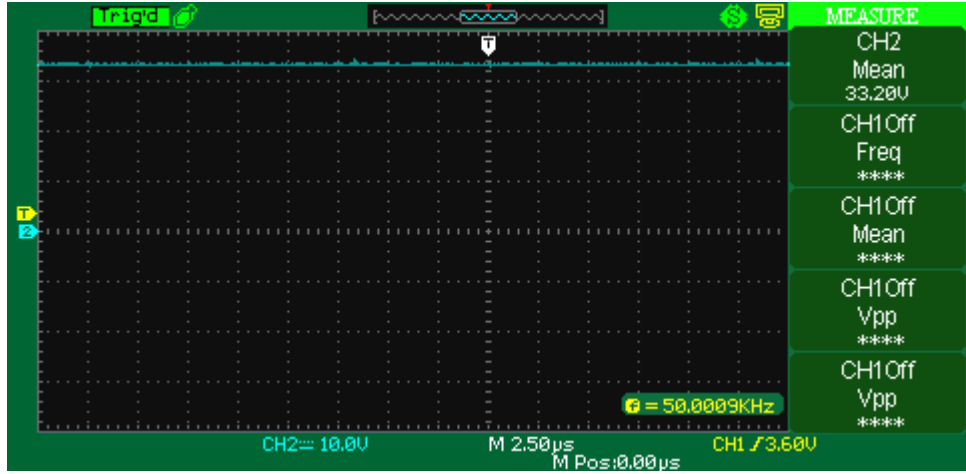
Dönüştürücünün çıkışı bir reostaya bağlanmıştır. Böylece, çıkıştaki yükün değiştirilmesi mümkündür. Dönüştürücünün çıkış gerilimi ve MOSFET'in gate-source sinyali, farklı yükler için, Şekil 6.48'den 6.53'e kadar olan şekillerde gösterilmiştir.



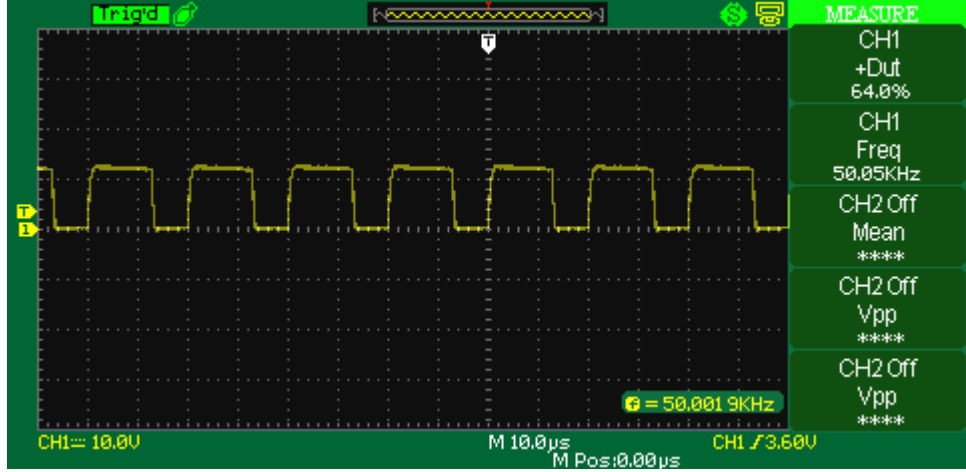
Şekil 6.48. 20 Ω 'luk yük için çıkış gerilim.



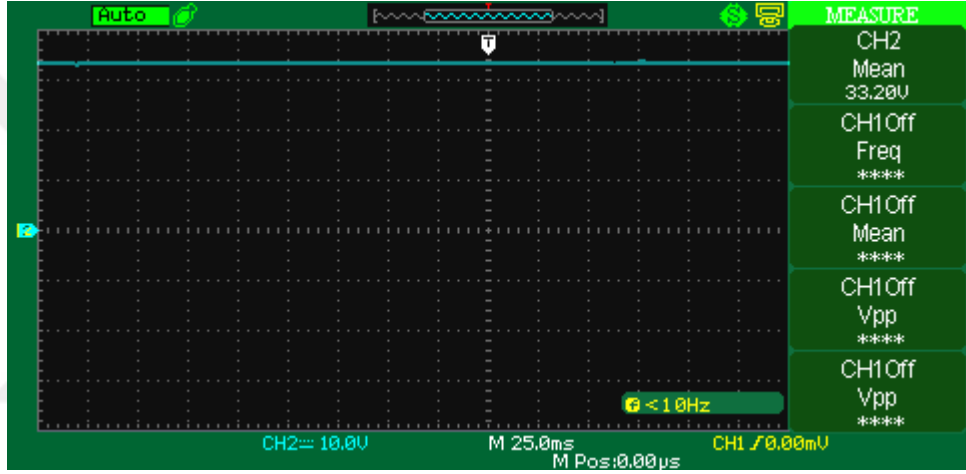
Şekil 6.49. 20 Ω 'luk yük için MOSFET'in gate-source darbeleri.



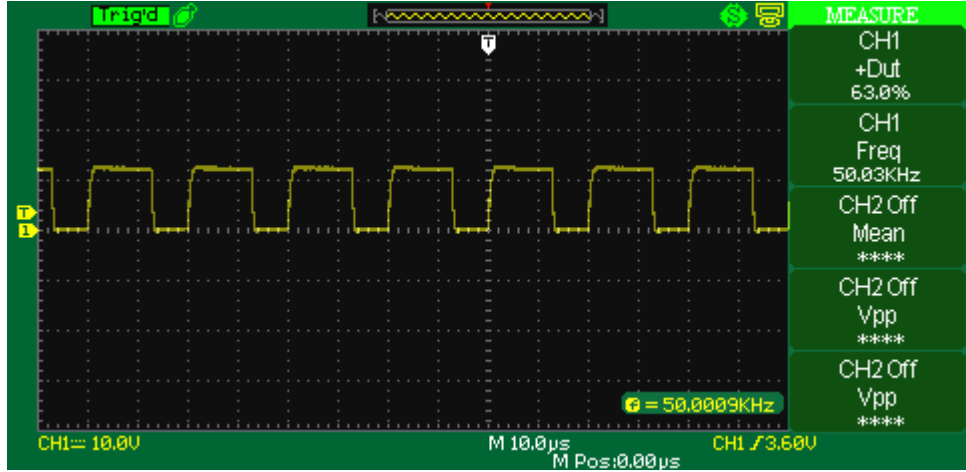
Şekil 6.50. 50 Ω 'luk yük için çıkış gerilim.



Şekil 6.51. 50 Ω 'luk yük için MOSFET'in gate-source darbeleri.



Şekil 6.52. 100 Ω 'luk yük için çıkış gerilim.



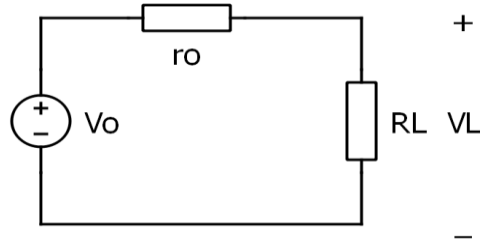
Şekil 6.53. 100 Ω 'luk yük için MOSFET'in gate-source darbeleri.

Şekil 6.48, Şekil 6.50 ve Şekil 6.52'ye göre, yük değişimlerine rağmen, kontrolör çıkıştaki gerilimi sabit tutmuştur. Tablo 6.7 de, farklı yükler için, gate-source sinyalinin görev oranı verilmiştir.

Tablo 6.7. Farklı yükler için gate-source sinyalinin görev oranı.

Çıkıştaki yük	Çıkış akımı	Yaklaşık gate-Source sinyali görev oranı
20 Ω	1.66 A	%64
50 Ω	0.66 A	%64
100 Ω	0.33 A	%63

Tablo 6.7'ye göre, gate-source sinyalinin görev oranı, farklı yükler için, örneğin 80 Ω'luk yük değişimi için, %1 değişerek sabit kaldığı kabul edilebilir. Bunun nedeni, Şekil 6.54'teki devreden görüldüğü gibi,



Şekil 6.54. DA-DA dönüştürücünün basitleşmiş modeli.

Çıkıştaki yük açısından, DA-DA dönüştürücü, bir gerilim kaynağı ve seri bir çıkış empedansı ile modellenir. Şekil 6.54'te gösterilen VL yük gerilimi, kontrolör tarafından sabit tutulmaya çalışılır. Dolayısıyla, Şekil 6.54'e göre,

$$V_L = V_o - r_o \times \frac{V_L}{R_L} \quad (6.24)$$

veya

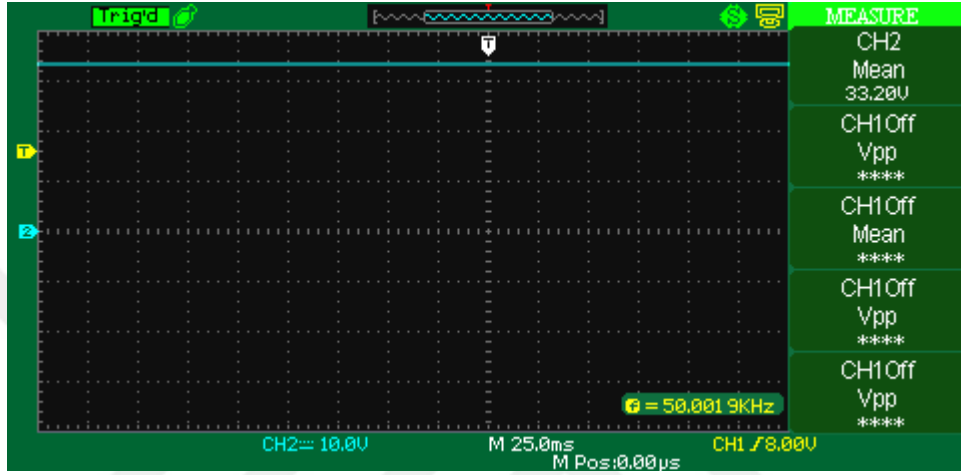
$$V_o = \left(1 + \frac{r_o}{R_L}\right) V_L = V_L + \frac{r_o}{R_L} V_L \quad (6.25)$$

olur. Denklem (6.22) ye göre, RL azaldığında, yük geriliminin sabit tutulması için, Vo'nun değeri arttırılmalıdır. Denklem (6.25) ye göre, arttırılması gereken değer, $\frac{r_o}{R_L} V_L$ 'dir ve dönüştürücünün çıkış empedansı, çıkıştaki yük ve istenilen yük geriliminin fonksiyonudur. Dönüştürücünün çıkış empedansının küçüklüğü oranında, arttırılması gereken gerilim de aynı oranda küçültülür. Ayrıca, arttırılması gereken gerilim, dönüştürücünün çıkışındaki yük ile ters orantılıdır.

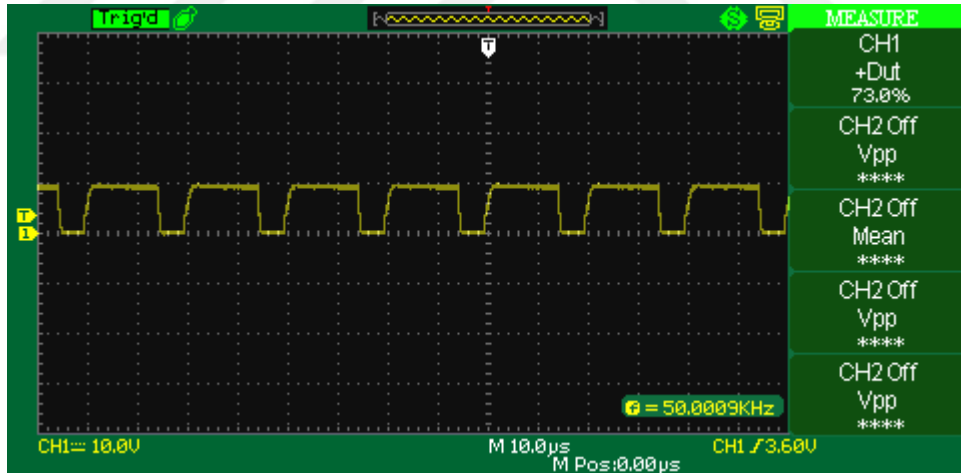
Bu tezde incelenen kontrolör tasarlama yöntemi, dönüştürücünün çıkış empedansını azaltmaya çalışır. Dolayısıyla, ro, küçük bir miktar olup yük değiştiğinde, arttırılması gereken gerilim de küçültülmüş olur. Boost dönüştürücüde çıkış gerilimi, MOSFET'in gate-source sinyali görev oranı ile doğru orantılıdır [1,2,4]. Görev oranı arttığında, çıkış gerilimi de artar. Görev oranı azaldığında, çıkış gerilimi de azalır. Dolayısıyla arttırılması gereken gerilim küçük bir değer olduğu için, kontrolör, MOSFET'in gate source sinyalinin görev oranını az miktarda arttırmış olur. Örneğin,

Tablo 6.7'ye göre, 100 Ω 'luk bir yük için, görev oranı %63 olmuştur. Yük %50 azaltılarak 50 Ω ayarlandığında, görev oranı, %1.5 artarak %64 olur.

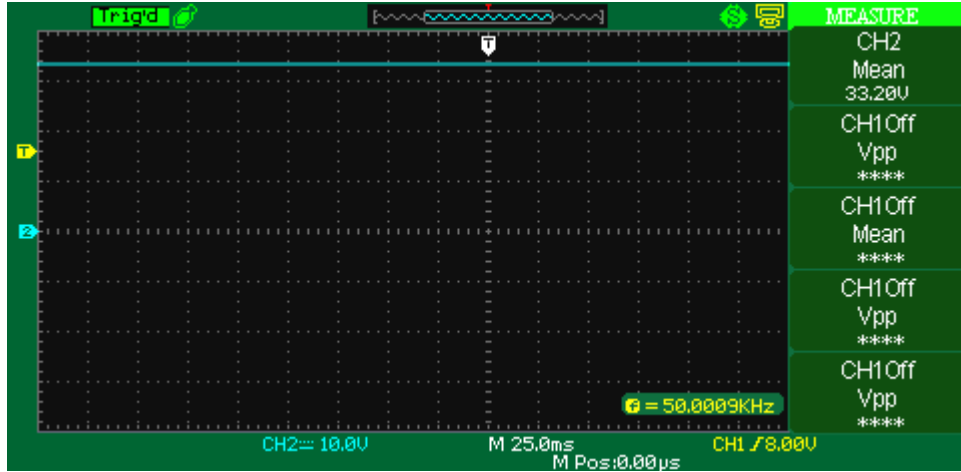
Şekil 6.55'ten Şekil 6.64'e kadar olan şekillerde, dönüştürücünün giriş gerilimi değiştirilip, çıkıştaki gerilimin değişimi ve MOSFET'in gate-source kapısına uygulanan darbenin değişimi incelenmektedir. Şekil 6.55, 6.57, 6.59, 6.61 ve 6.63'e göre, giriş gerilimlerinin değişimlerine rağmen, çıkıştaki gerilimin değeri değişmemiştir.



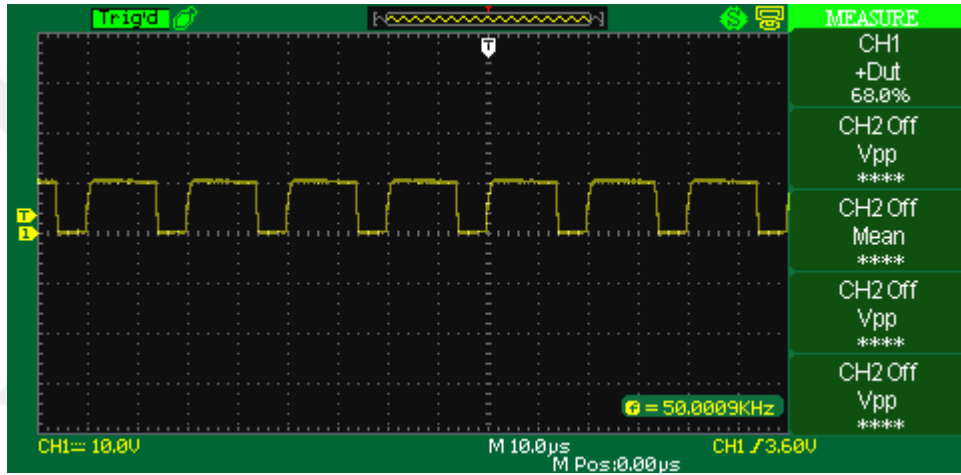
Şekil 6.55. 9 V'luk giriş için dönüştürücünün çıkış gerilimi.



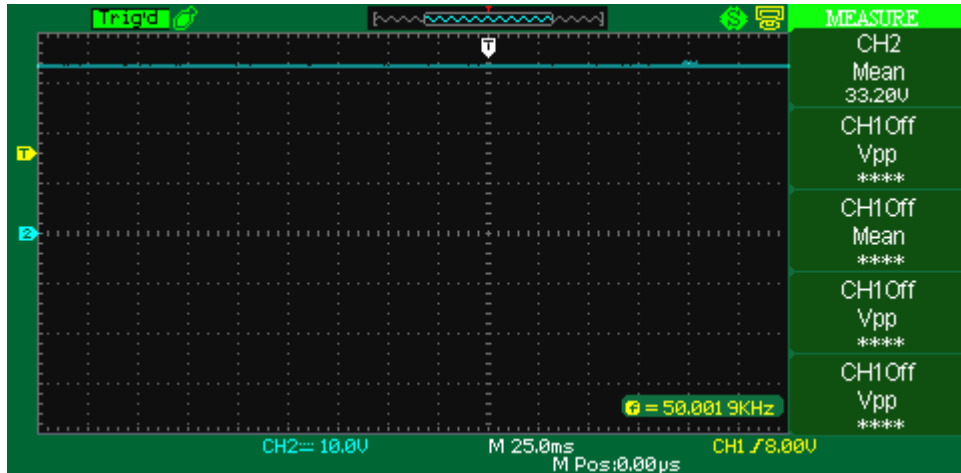
Şekil 6.56. 9 V'luk giriş için gate-source darbeleri.



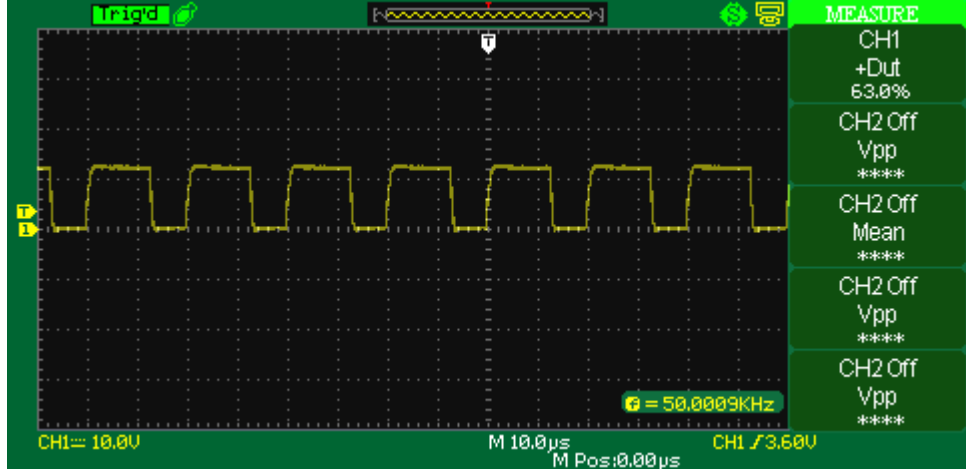
Şekil 6.57. 10 V'luk giriş için dönüştürücünün çıkış gerilimi.



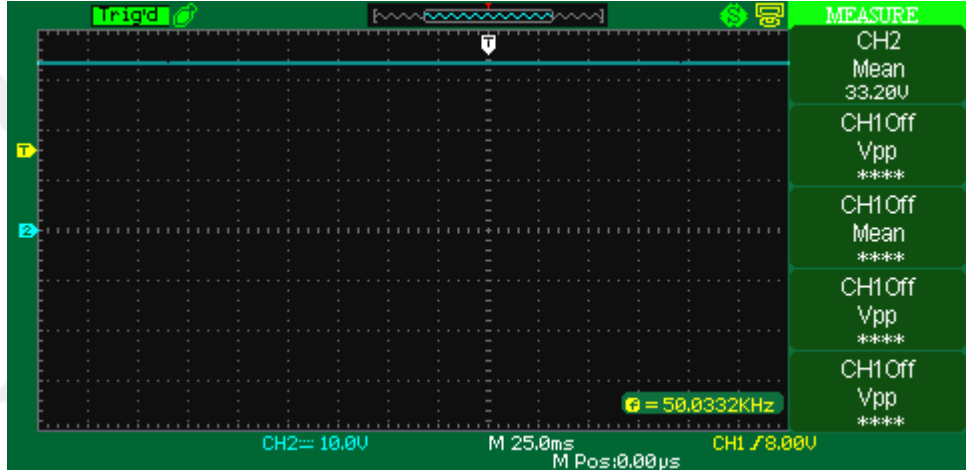
Şekil 6.58. 10 V'luk giriş için gate-source darbeleri.



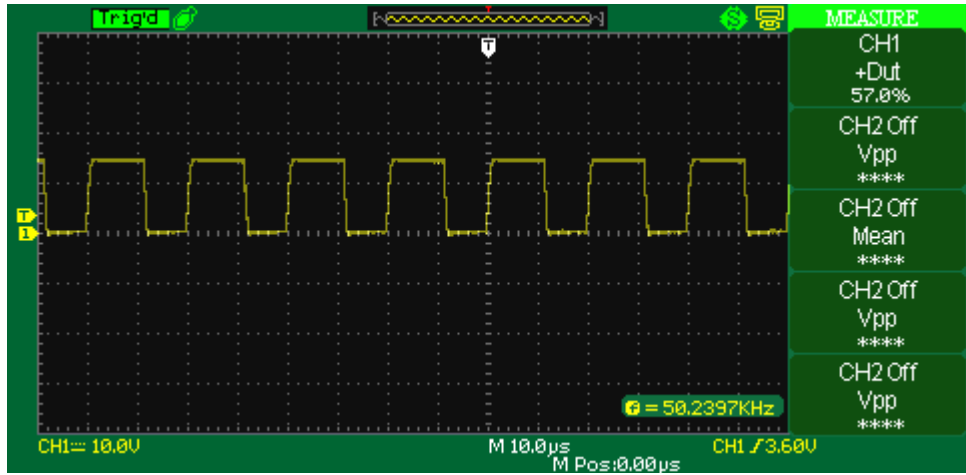
Şekil 6.59. 12 V'luk giriş için dönüştürücünün çıkış gerilimi.



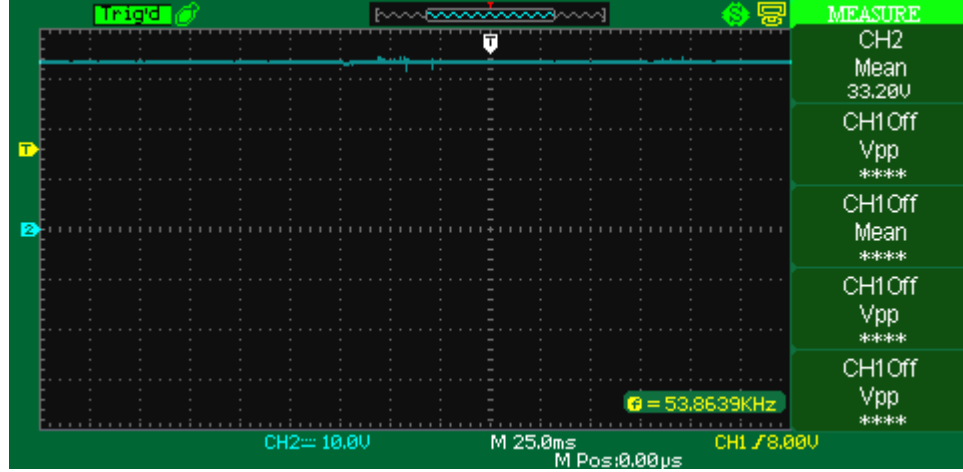
Şekil 6.60. 12 V'luk giriş için gate-source darbeleri.



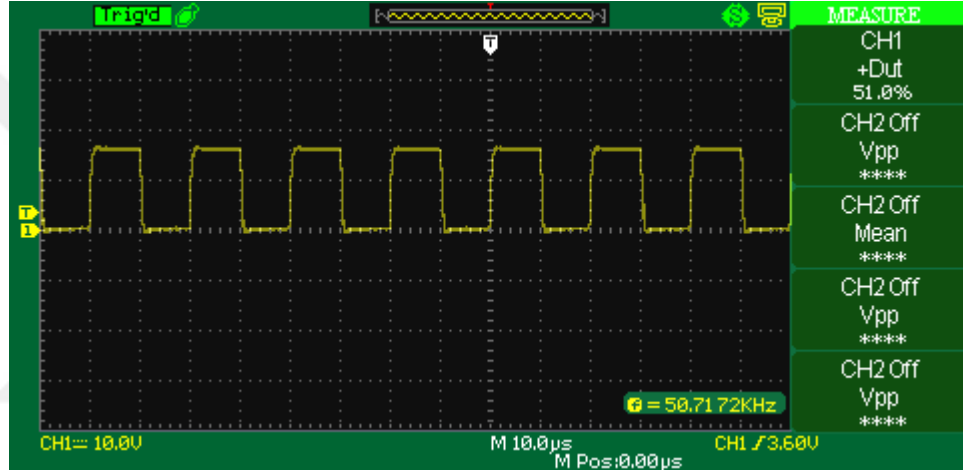
Şekil 6.61. 14 V'luk giriş için dönüştürücünün çıkış gerilimi.



Şekil 6.62. 14 V'luk giriş için gate-source darbeleri.



Şekil 6.63. 16 V'luk giriş için dönüştürücünün çıkış gerilimi.



Şekil 6.64. 16 V'luk giriş için gate-source darbeleri.

Tablo 6.8'de, giriş kaynağının değeri ve MOSFET'in gate-source'e uygulanan darbenin görev oranı verilmiştir.

Tablo 6.8. Giriş kaynağın değerleri ve görev oranı değişimi.

Giriş gerilimi (V)	MOSFET'e uygulanan darbenin görev oranı
9	%73
10	%68
12	%63
14	%57
16	%51

Tablo 6.8'e göre, dönüştürücünün giriş gerilimi düştüğünde, görev oranı arttırılmıştır. İdeal bir Boost dönüştürücünün kalıcı durum çıkış gerilimi olan V_o ;

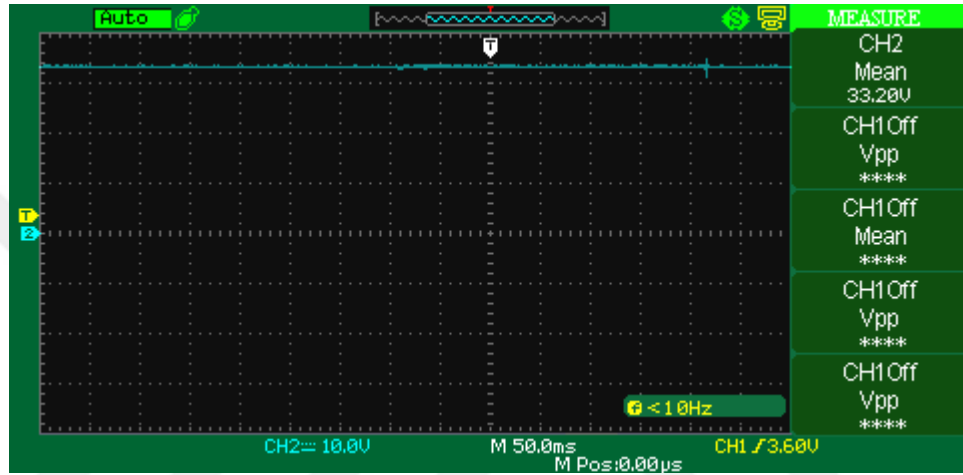
$$V_o = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (6.26)$$

denkleminde hesaplanır [1,2,4]. V_{in} , dönüştürücünün giriş gerilimi ve D , görev oranını göstermektedir. Denklem (6.26) ye göre, gerekli görev oranı,

$$D=1-\frac{V_{in}}{V_o} \quad (6.27)$$

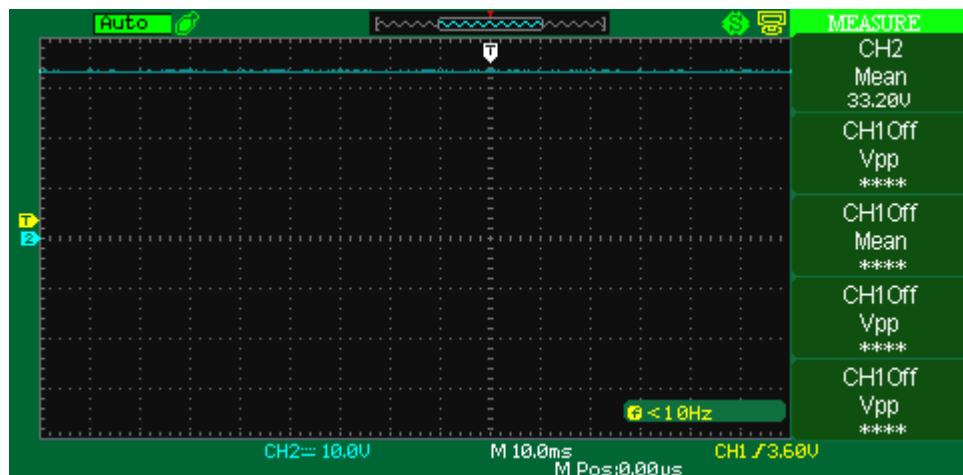
şeklinde hesaplanır. Denklem (6.27) ye göre, V_{in} azaldığında, sabit bir çıkış gerilim V_o elde etmek için, gerekli görev oranı artırılmalıdır.

Dönüştürücünün bobini yerine $320 \mu H$ 'lik bir bobin konduğunda, Şekil 6.65'teki çıkış gerilim elde edilir. Görüldüğü gibi, çıkış gerilim değişmemiştir.



Şekil 6.65. $320 \mu H$ 'lik bobin için dönüştürücünün çıkış gerilimi.

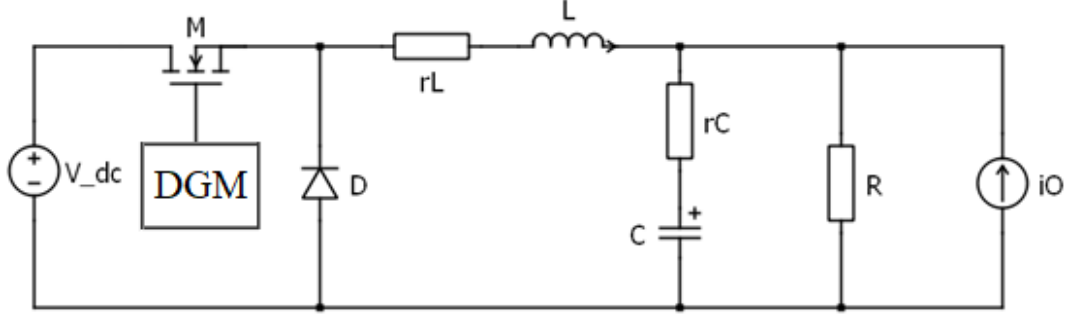
Dönüştürücünün kondansatörünün yerine, $150 \mu F$ 'lık bir kondansatör konduğunda, Şekil 6.66'daki çıkış dalga şekli elde edilir. Görüldüğü gibi, çıkış gerilim değişmemiştir. Başka bir deyişle, sistemin parametrelerin değişimlerine rağmen, sistem hala $33 V$ 'luk referansı takip etmektedir.



Şekil 6.66. $150 \mu F$ 'lık kondansatör için dönüştürücünün çıkış gerilimi.

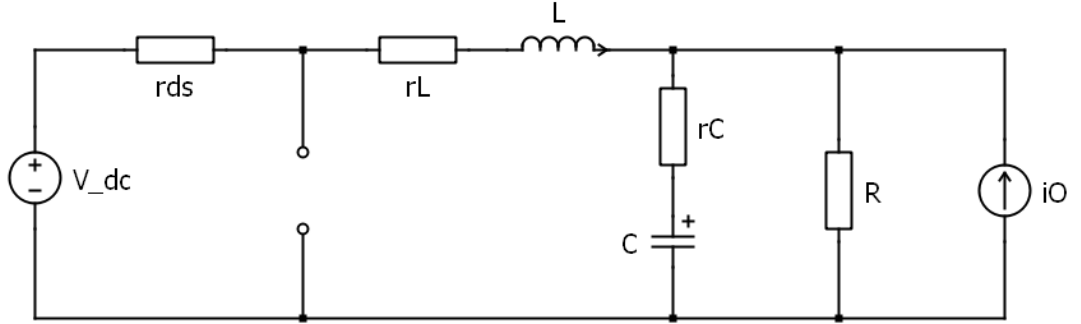
6.11 Buck Dönüştürücü için Gürbüz Kontrolör Tasarımı

Şekil 6.67’de, bir Buck dönüştürücünün devre şeması gösterilmiştir. r_L ve r_C sıra ile bobinin ve kondansatörün eşdeğer seri direnci gösterir. i_O , fiktif bir akım kaynağıdır ve dönüştürücünün çıkış empedansının hesaplanması için kullanılır.



Şekil 6.67. Buck dönüştürücünün devre şeması.

MOSFET iletimde iken, diyot kesimdedir. Bu durumun eşdeğer devresi, Şekil 6.68’de gösterilmiştir. r_{DS} , MOSFET’in drain-source direncini göstermektedir.



Şekil 6.68. Buck dönüştürücünün iletimde MOSFET eşdeğer devresi.

Şekil 6.68’deki devrenin dinamik denklemleri,

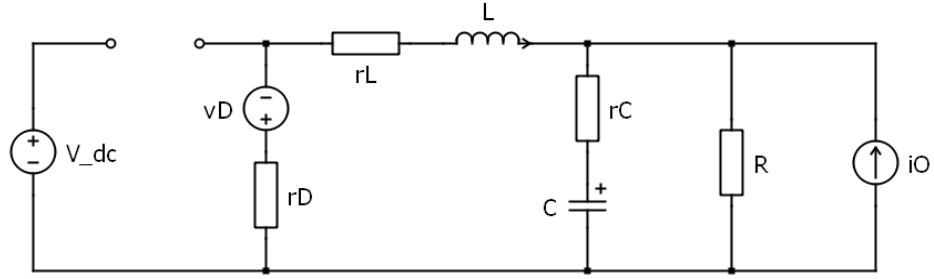
$$L \frac{di_L}{dt} = - \left(r_{in} + \frac{R \times r_C}{R + r_C} + r_L + r_{ds} \right) i_L - \frac{R}{R + r_C} v_C - \frac{R \times r_C}{R + r_C} i_O + v_{in} \quad (6.28)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{R}{R + r_C} (i_L + i_O) - \frac{1}{R + r_C} v_C \quad (6.29)$$

$$v_O = \frac{R \times r_C}{R + r_C} (i_L + i_O) + \frac{R}{R + r_C} v_C \quad (6.30)$$

olur. r_{in} , giriş DC kaynağının iç direncini gösterir.

MOSFET kesimde iken, diyot iletimdedir. Bu durumun eşdeğer devresi, Şekil 6.69’da gösterilmiştir.



Şekil 6.69. Buck dönüştürücünün kesimde MOSFET eşdeğer devresi.

Şekil 6.69'daki devrenin dinamik denklemleri,

$$L \frac{di_L}{dt} = - \left(r_L + r_D + \frac{r_C \times R}{r_C + R} \right) i_L - \frac{r_C \times R}{r_C + R} i_O - \frac{R}{R + r_C} v_C - v_D \quad (6.31)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{R}{R + r_C} (i_L + i_O) - \frac{1}{R + r_C} v_C \quad (6.32)$$

$$v_O = \frac{R \times r_C}{R + r_C} (i_L + i_O) + \frac{R}{R + r_C} v_C \quad (6.33)$$

olur. r_D ve v_D sıra ile diyot seri direnci ve diyotun gerilim düşümünü gösterir.

Dönüştürücünün nominal dinamik modeli ekteki program (6.10) yardımı ile elde edilebilir. Devre elemanlarının nominal değerleri, Tablo 6.9'da verilmiştir.

Tablo 6.9. Buck dönüştürücü elemanlarının nominal değerleri.

	Nominal değerler
Çıkış gerilimi, V_o	5 V
Giriş DC kaynağının gerilimi, V_g	12 V
MOSFET drain-source direnci, r_{ds}	40 m Ω
Kondansatör kapasite değeri, C	100 μ F
Kondansatör seri eşdeğer direnci, r_C	0.025 Ω
Bobin değeri, L	200 μ H
Bobin seri eşdeğer direnci, r_L	50 m Ω
Diyot gerilim düşümü, v_D	0.8 V
Diyot seri direnci, r_D	10 m Ω
Yük direnci, R	10 Ω

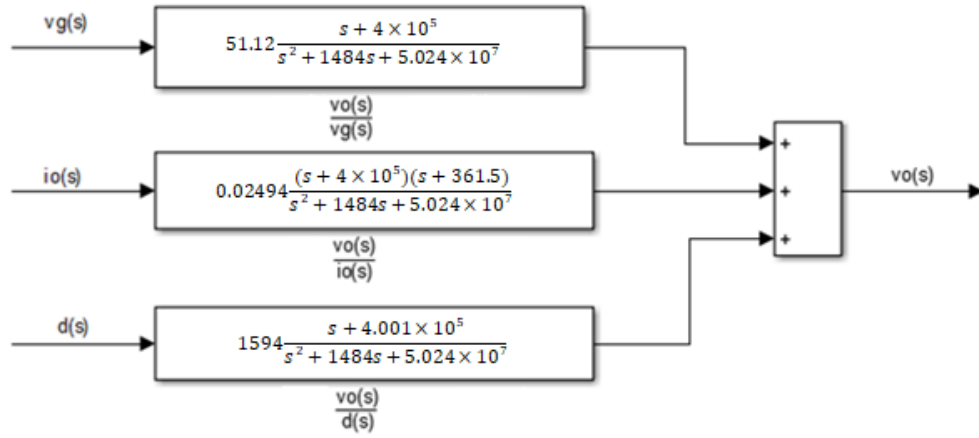
Program çalıştırıldığında,

$$\frac{v_o(s)}{i_o(s)} = 0.02494 \frac{(s+4 \times 10^5)(s+361.5)}{s^2+1484s+5.024 \times 10^7} \quad (6.34)$$

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = 51.12 \frac{s+4 \times 10^5}{s^2+1484s+5.024 \times 10^7} \quad (6.35)$$

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = 1594 \frac{s+4.001 \times 10^5}{s^2+1484s+5.024 \times 10^7} \quad (6.36)$$

denklemleri elde edilir. Sistemin nominal dinamik modeli, Şekil 6.70’te gösterilmiştir.



Şekil 6.70. Buck dönüştürücünün nominal dinamik modeli.

6.12 Buck Dönüştürücü Elemanların Değerlerinin Değişimi

Elemanlarının değerlerinin değişimleri, Tablo 6.10’da gösterildiği gibi ele alınır.

Tablo 6.10. Buck dönüştürücü elemanlarının toleransları.

	Nominal Değer	Değişim Oranı
Çıkış gerilimi, Vo	5 V	0 %
Giriş DA kaynak gerilimi, Vg	12 V	± 30 %
MOSFET drain-source direnci, rds	40 mΩ	± 80 %
Kondansatör kapasite değeri, C	100 µF	± 10 %
Kondansatör eşdeğer seri direnci, rC	0.025 Ω	± 80 %
Bobin, L	200 µH	± 20 %
Bobin eşdeğer seri direnci, rL	50 mΩ	± 80 %
Diyot gerilim düşümü, vD	0.8 V	± 50 %
Diyot seri direnci, rD	10 mΩ	± 50 %
Yük direnci, R	10 Ω	5 Ω < R < 20 Ω

Ekteki program 6.11 yardımı ile dönüştürücünün ara sistem modeli elde edilebilir. Program çalıştırdıktan sonra, dönüştürücünün ara sistem modeli,

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{b_1s + b_0}{s^2 + a_1s + a_0} \quad (6.37)$$

$$413.09 < b_1 < 2.84 \times 10^3 \quad (6.38)$$

$$5.046 \times 10^8 < b_0 < 8.26 \times 10^8 \quad (6.39)$$

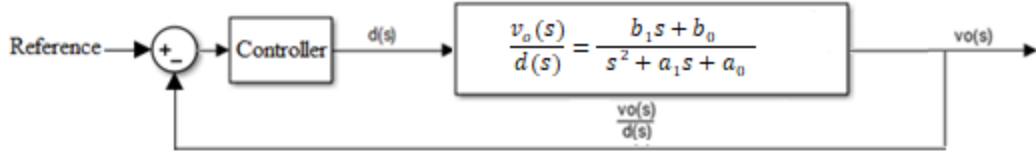
$$939.39 < a_1 < 2.67 \times 10^3 \quad (6.40)$$

$$4.11 \times 10^7 < a_0 < 6.28 \times 10^7 \quad (6.41)$$

olarak elde edilir.

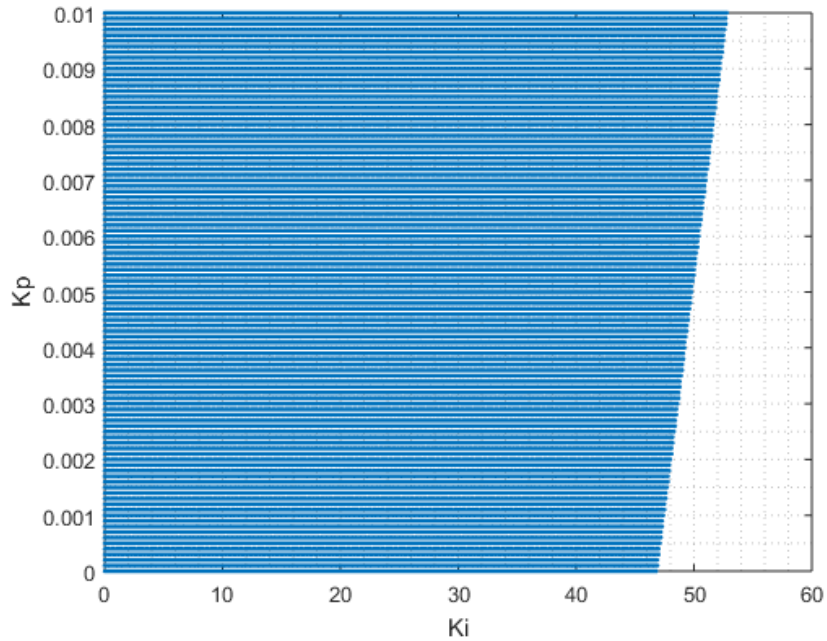
6.13 Kharitonov Teorem ile Gürbüz Kontrolör Tasarımı

Buck dönüştürücünün kontrol döngüsü, Şekil 6.71'da gösterildiği gibi ele alınır. Kontrolör, PI tipi olarak ele alınır.



Şekil 6.71. Buck dönüştürücünün kontrol döngüsü.

Gürbüz kararlılığı sağlayan kontrol parametrelerinin bulunması için, ekteki program 6.12 kullanılır. Program 6.12 çalıştırıldığında, Şekil 6.72'de gösterilen bölge bulunur. Eğer K_p ve K_i değerleri, bulunan bölgeden seçilirse, kontrol döngüsü, gürbüz kararlı olur.

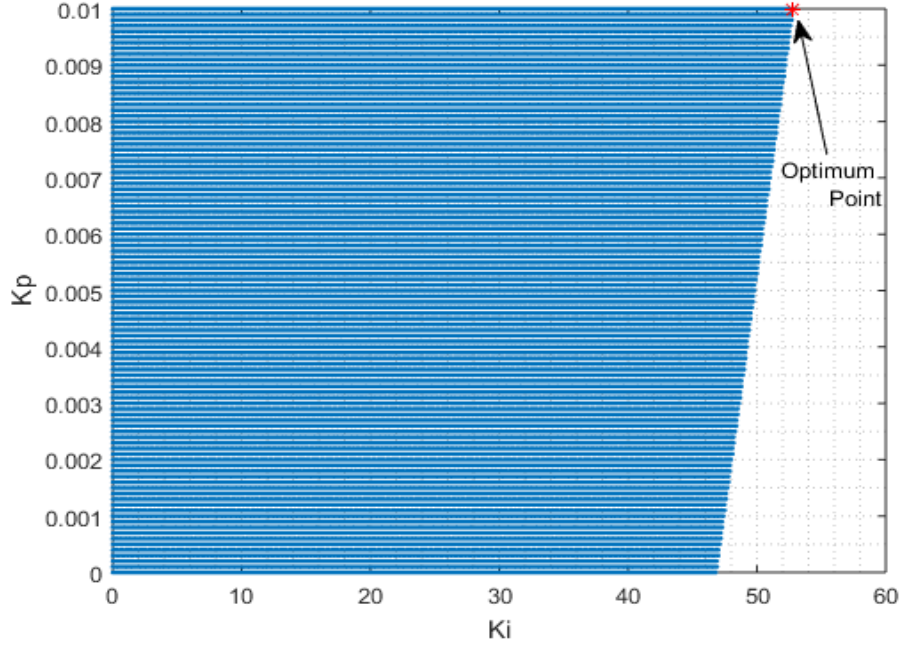


Şekil 6.72. PI kontrolörün gürbüz olması için parametrelerinin seçileceği alan.

6.14 Buck Dönüştürücünün Çıkış Empedansının Azaltılması

Boost dönüştürücü gibi, kapalı çevrim çıkış empedansının H_∞ normu yerine, kapalı çevrim çıkış empedansının $\omega=0.001$ rad/s değeri, maliyet fonksiyonu olarak

tanımlanır. Ekteki program 6.13 yardımı ile optimum nokta bulunur. Optimum nokta Şekil 6.73'te yıldız ile işaretlenmiş olan $K_i=52.8$ ve $K_p=0.01$ değerleridir.



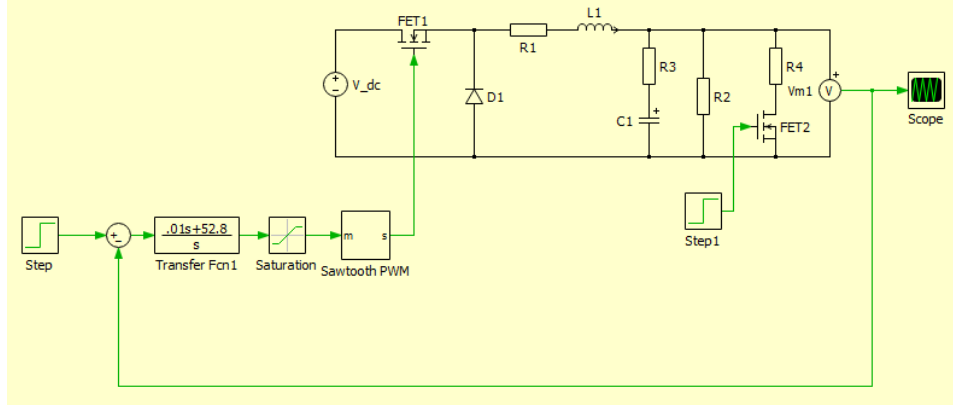
Şekil 6.73. Kapalı çevrim çıkış empedansını minimum eden kontrol parametreleri.

6.15 Simülasyon Sonuçları

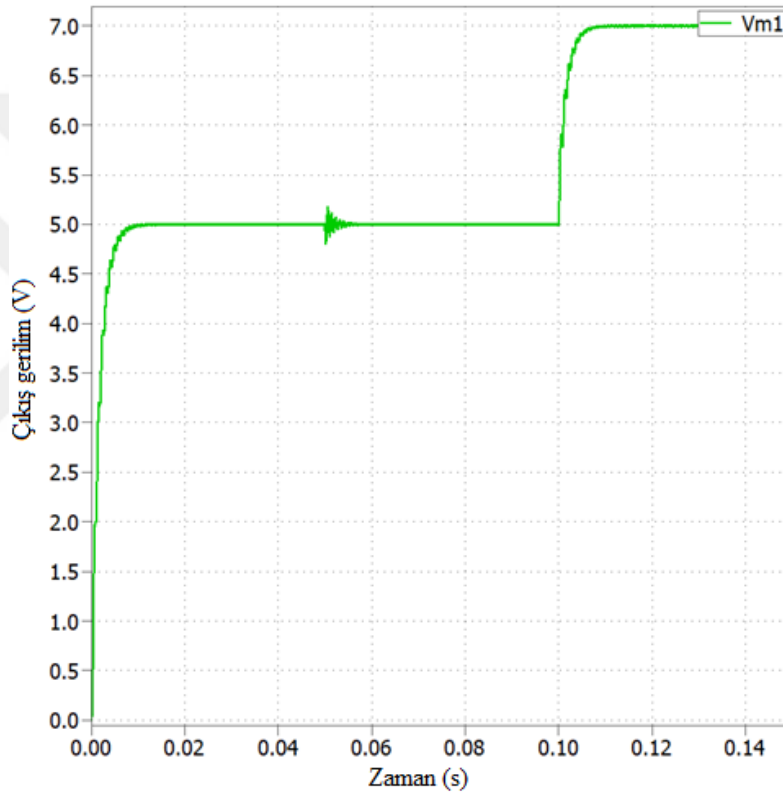
Tasarlanan kontrolörün test edilmesi için, uygun senaryo: Dönüştürücünün çıkış yükü, $t= 50$ ms'de, 10Ω 'dan 7.5Ω 'a azalır. Ayrıca, kontrol sisteminin referansı, $t= 100$ ms'de 5 V'tan 7 V'a artar. Örnek test senaryosu, Tablo 6.11'de özetlenmiş olup simülasyon diyagramı ve simülasyon sonucu, sıra ile Şekil 6.74 ve 6.75'te gösterilmiştir. Ayrıca simülasyon sonucunun yakın görünümü, Şekil 6.76 ve 6.77'de gösterilmiştir.

Tablo 6.11. Örnek test senaryosu.

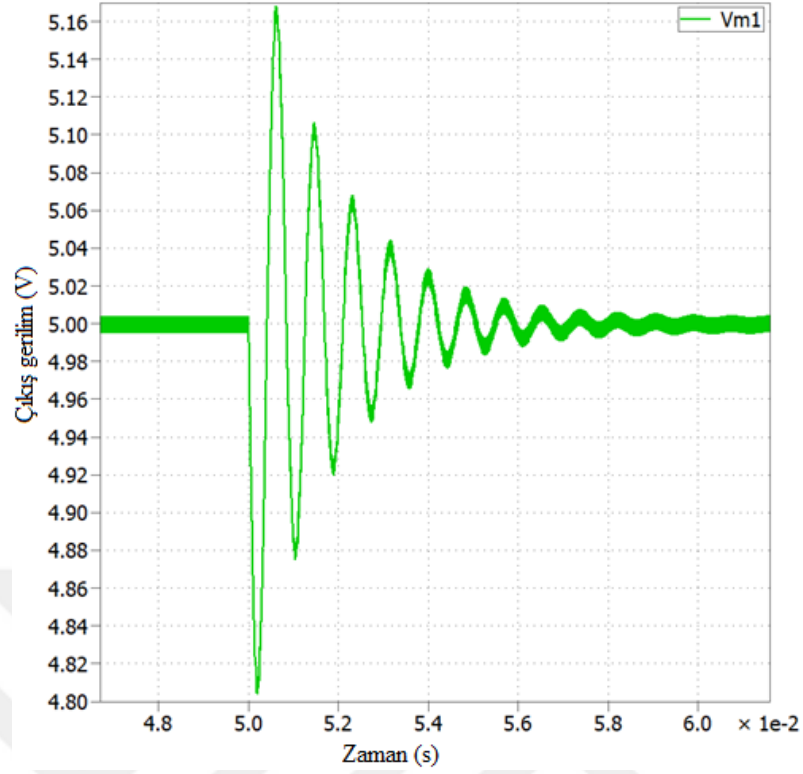
Zaman	Değişim	Başlangıç değeri	Son değer	Değişim oranı
50 ms	Yük	10Ω	7.5Ω	-25%
100 ms	Referans	5 V	7 V	+40%



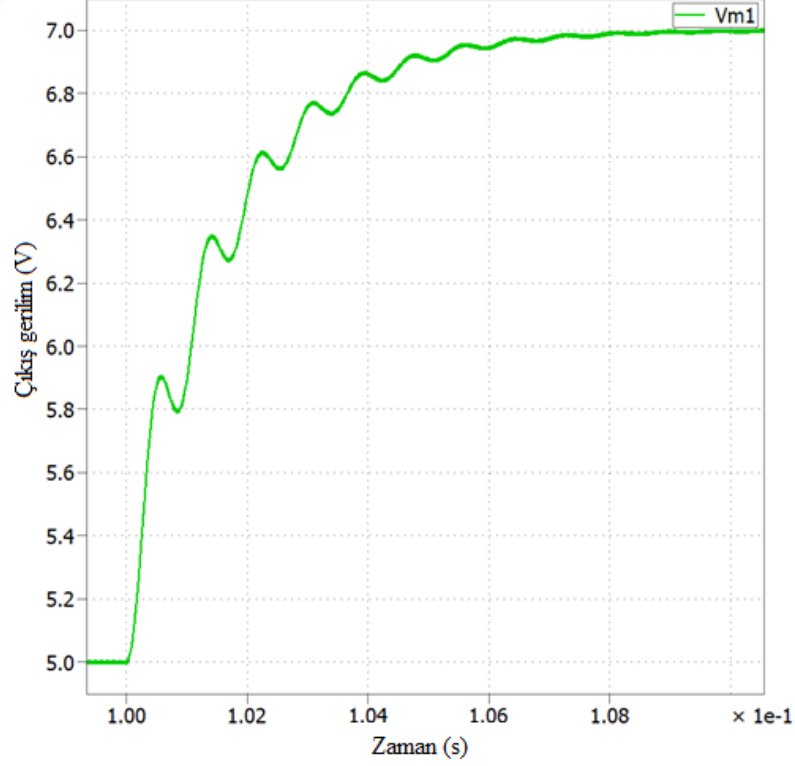
Şekil 6.74. Buck dönüştürücünün simülasyon diyagramı.



Şekil 6.75. Simülasyon sonucu.



Şekil 6.76. Şekil 6.75'teki çıkış gerilimin yakınlaştırılmış görünümü.



Şekil 6.77. Şekil 6.75'teki çıkış gerilimin yakın görünümü.

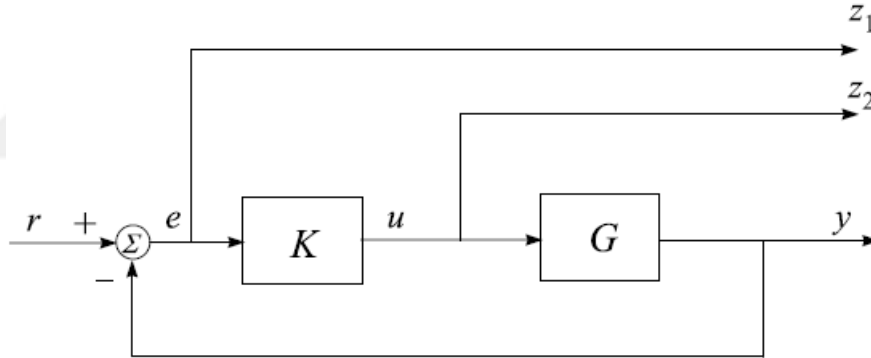
Test senaryosuna göre, $t=50$ ms'de, çıkış yük 10Ω 'dan 7.5Ω 'a azalır. Şekil 6.76'da görüldüğü gibi, çıkış gerilimin maksimum aşması 0.16 V'tur. Çıkış gerilim yaklaşık

10 ms boyunca tekrar 5 V'a oturmuştur. Dolayısıyla, kontrolör girilen bozunuma rağmen, 5 V'luk referansı takip etmektedir.

Test senaryosuna göre, $t=100$ ms'de, kontrol sistemin referansı, 5 V'tan, 7 V'a artar. Şekil 6.77'de görüldüğü gibi, çıkış gerilim, yaklaşık olarak 10 ms boyunca, yeni 7 V'luk referansı takip etmiştir.

6.16 Kharitonov Kontrolör ile H_∞ Kontrolör Karşılaştırılması

Genel bir kontrol sistemin blok şeması Şekil 6.78'de gösterilmiştir. Bu blok diyagramda $z_1=e$ hata sinyali, yani referans ve sistemin çıkışın farkı ve $z_2=u$, kontrolörün ürettiği sinyali gösterir. z_1 ve z_2 mümkün olana kadar küçük olmalıdır. z_1 küçük iken, sistemin çıkışı, istenilen referansı iyice takip etmiş anlamına gelir. Ayrıca, z_2 sinyali, kontrol sistem tarafından harcanan enerjiyi ile orantılıdır. Bu yüzden, z_2 sinyalin değeri mümkün olana kadar küçük olmalıdır. Dolayısıyla, Şekil 6.78'deki z_1 ve z_2 sinyaller, kontrol sistemin performans göstergesi olarak kullanılabilir.



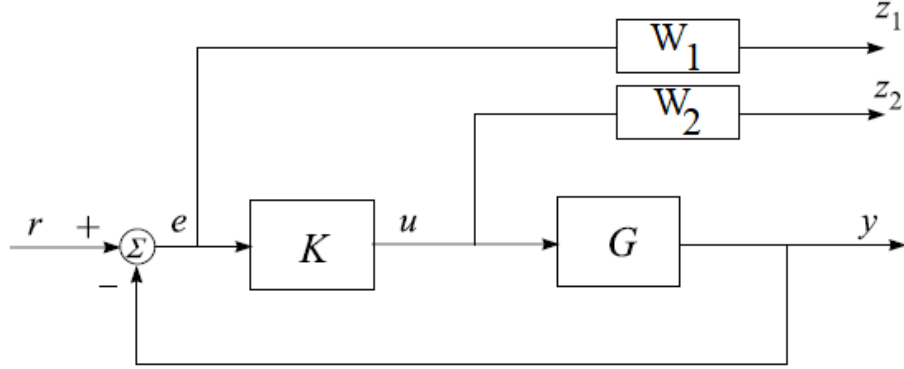
Şekil 6.78. Genel bir kontrol sistemin şeması.

Kontrol sistemlerinin tasarımında, bazen tek bir maliyet fonksiyon yetmez. Örnek olarak, kontrol sistem hem referans sinyali iyice takip etmeli, hem de kontrolör tarafından üretilen kontrol sinyalinin enerjisi, minimum olmalıdır. Böyle bir amaca ulaşmak için, Denklem (6.42) deki optimizasyon problemi çözülmelidir.

$$\min_{K \text{ stabilizing}} \left\| \begin{matrix} (I+GK)^{-1} \\ K(I+GK)^{-1} \end{matrix} \right\|_{\infty} \quad (6.42)$$

Denklem (6.42) deki minimizasyon probleme göre, kontrolör tasarımında, z_1 ve z_2 sinyaller, tüm frekanslarda ($0 < \omega < \infty$) minimize edilmelidir. Gerçek problemlerde, böyle bir geniş bant minimizasyona gerek yoktur. İstenilen bant genişliği, Şekil 6.79'daki $W_1(s)$ ve $W_2(s)$ transfer fonksiyonları ile belirtebilir. Örnek olarak, genellikle kontrol sistemi, düşük frekanslı olan referansları takip etmesi gerekir. Yani Şekil 6.78'deki e hata sinyalinin düşük frekans değerleri, küçük olmalıdır. Böyle bir

amaca ulaşmak için, W_1 'in düşük frekans değerleri yüksek olmalıdır. W_1 'in düşük frekans değerleri yüksek olduğunda, e hata sinyalinin düşük frekans bileşenlerine daha çok önem verilir. Aksi halde, düşük frekanslarda W_1 transfer fonksiyonunun büyük genliğe sahip olmasından dolayı, büyük bir z_1 sinyali üretilir.



Şekil 6.79. Denklem (6.42) de tanımlı optimizasyon probleminin blok diyagramı.

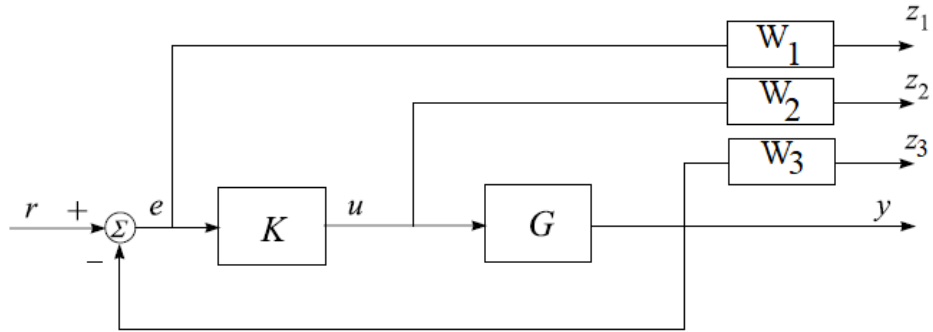
Şekil 6.79'daki kontrolör bloğunun tasarlanması için,

$$\min_{K \text{ stabilizing}} \left\| \begin{array}{c} W_1(I+GK)^{-1} \\ W_2K(I+GK)^{-1} \end{array} \right\|_{\infty} \quad (6.43)$$

optimizasyon problemi çözümlenmelidir. Denklem (6.43) teki optimizasyon problemi,

$$\min_{K \text{ stabilizing}} \left\| \begin{array}{c} W_1(I+GK)^{-1} \\ W_2K(I+GK)^{-1} \\ W_3GK(I+GK)^{-1} \end{array} \right\|_{\infty} \quad (6.44)$$

şeklinde genişletebilir. Bu optimizasyon problemin blok diyagramı, Şekil 6.80'de gösterilmiştir. Şekil 6.80'deki W_3 ile kapalı çevrim sisteminin bant genişliği ayarlanabilir. Denklem (6.44) teki minimizasyon problemi, MATLAB'ın mixsyn komutu ile çözülebilir.



Şekil 6.80. Denklem (6.44) teki optimizasyon problemin blok diyagramı.

Karışık hassasiyet yönteminin yardımı ile incelenen Buck dönüştürücü için bir kontrolör tasarlanmaktadır. Kontrolörün tasarımı, Ek A daki program 6.14 yardımı ile yapılır. Tasarlanan kontrolörün transfer fonksiyonu, Şekil 6.81’de gösterilmiştir. Şekil 6.81’e göre, tasarlanan kontrolörün mertebesi, 4’tür. Ayrıca, transfer fonksiyonun katsayıları büyüktür. Böyle bir kontrolörün gerçekleştirilmesi kolay değildir.

```

Command Window
>> tf(K)

ans =

      1.433e08 s^3 + 9.217e12 s^2 + 2.056e16 s + 4.524e20
-----
      s^4 + 1.599e08 s^3 + 8.673e13 s^2 + 9.164e18 s + 5.735e19

Continuous-time transfer function.

fx >>

```

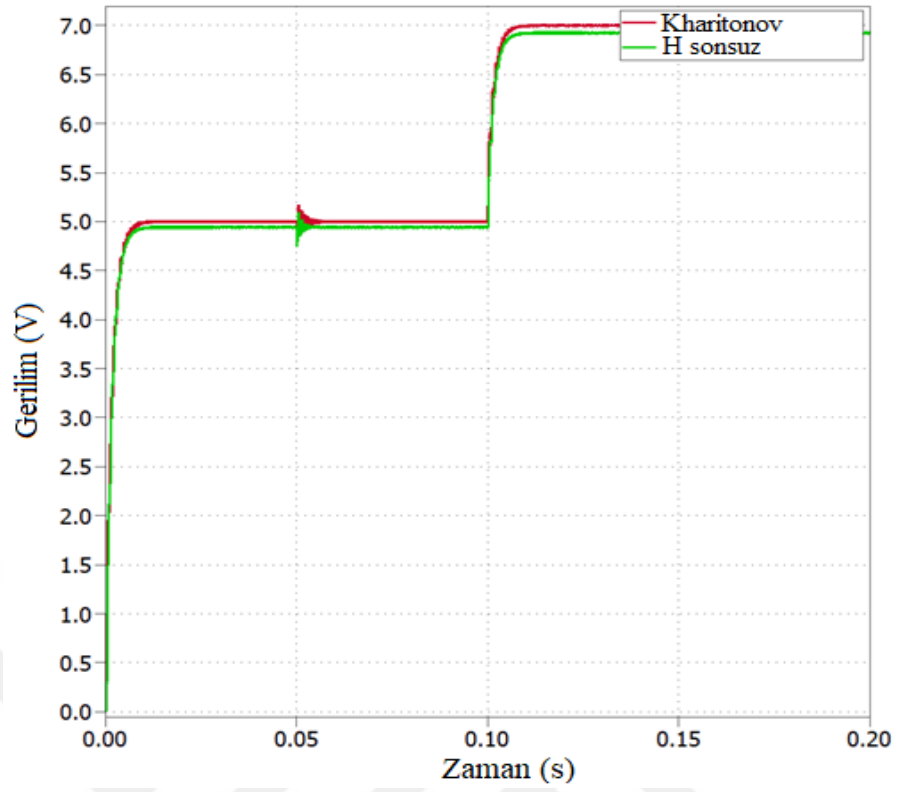
Şekil 6.81. Tasarlanan karışık hassasiyet kontrolörün transfer fonksiyonu.

6.17 Simülasyon Sonuçları

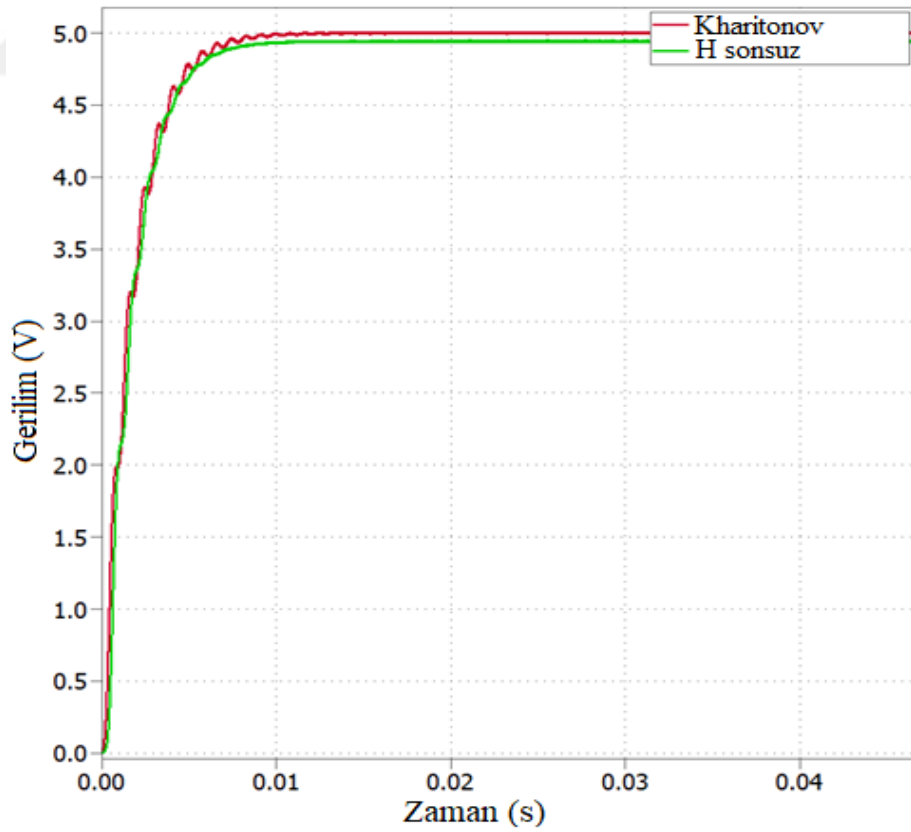
Tasarlanan H_∞ kontrolörün test edilmesi için, Tablo 6.11’deki test senaryosu kullanılır. Simülasyon sonuçları, Şekil 6.82’de gösterilmiştir. Şekil 6.82’deki yakın görünümü, Şekil 6.83, 6.84 ve 6.85 te gösterilmiştir.

Şekil 6.83’e göre, H_∞ kontrolör kullanılan dönüştürücü, 5 V’luk referansı sıfır kalıcı durum hatası ile takip etmemiştir. Bunun nedeni; sabit bir referans sinyali sıfır kalıcı durum hatası ile takip edilmesi için, döngü transfer fonksiyonun, $s=0$ ’da bir kutbunun olması gerekir. Başka bir deyişle, döngü transfer fonksiyonun $s=0$ ’değeri, sonsuz olmalıdır. Döngü transfer fonksiyonun $s=0$ değeri sınırlı olduğunda, sabit bir referans sıfır kalıcı durum hatası ile takip edilmez. Hata değeri, döngünün $s=0$ daki değerle ters orantılıdır. Döngünün $s=0$ değeri ne kadar büyükse, o kadar kalıcı durum hatası azalır.

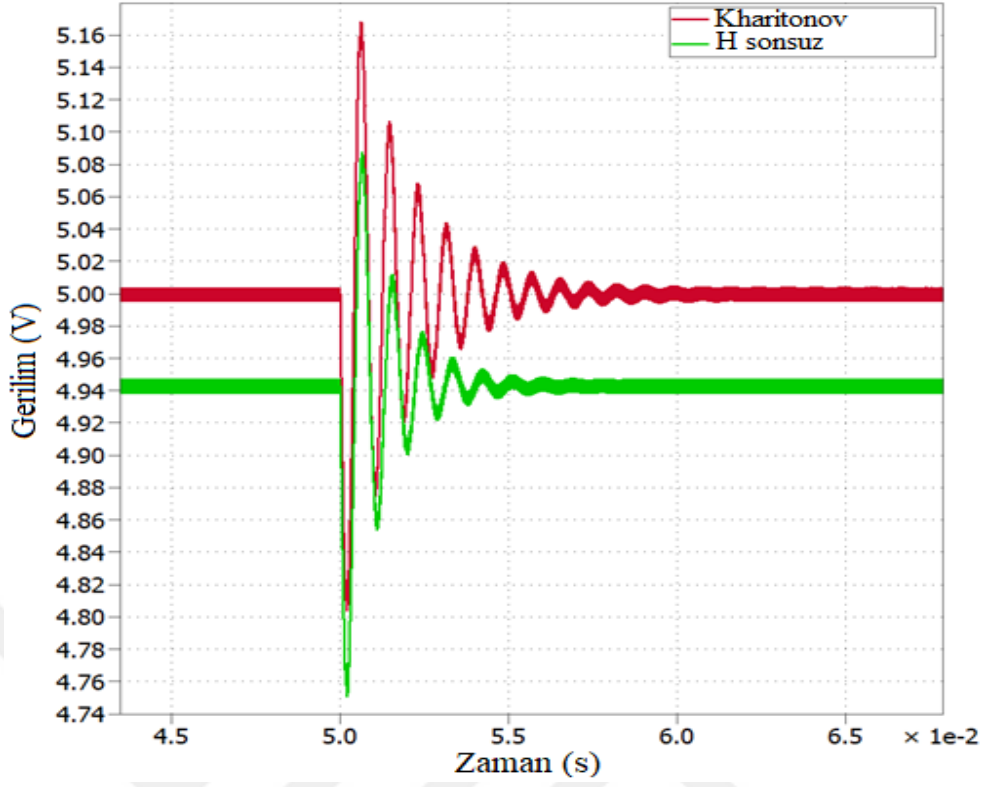
Tablo 6.11’deki senaryoya göre, $t=50$ s’de, yük değişmektedir. Şekil 6.84’e göre, her iki kontrolör, yaklaşık olarak 10 ms’de, çıkış gerilimi, önceki değerine getirmektedir. Tablo 6.11’deki senaryoya göre, $t=100$ s’de, kontrol sistemin referansı değişiyor. Şekil 6.85’e göre, Kharitonov kontrolörlü dönüştürücü, 7 V’luk referansı sıfır kalıcı durum hatası ile takip etmiş fakat H_∞ kontrolörlü dönüştürücünün çıkışın kalıcı durum değeri, yaklaşık olarak 6.9 V’tur. Yani, 0.1 V hata vardır. Bunun nedeni, daha önce açıklandığı gibi, döngü transfer fonksiyonun $s=0$ değeridir. Kharitonov kontrollü döngünün $s=0$ değeri, sonsuzdur. Bu yüzden, sabit referanslar, sıfır kalıcı durum hatası ile takip edilir.



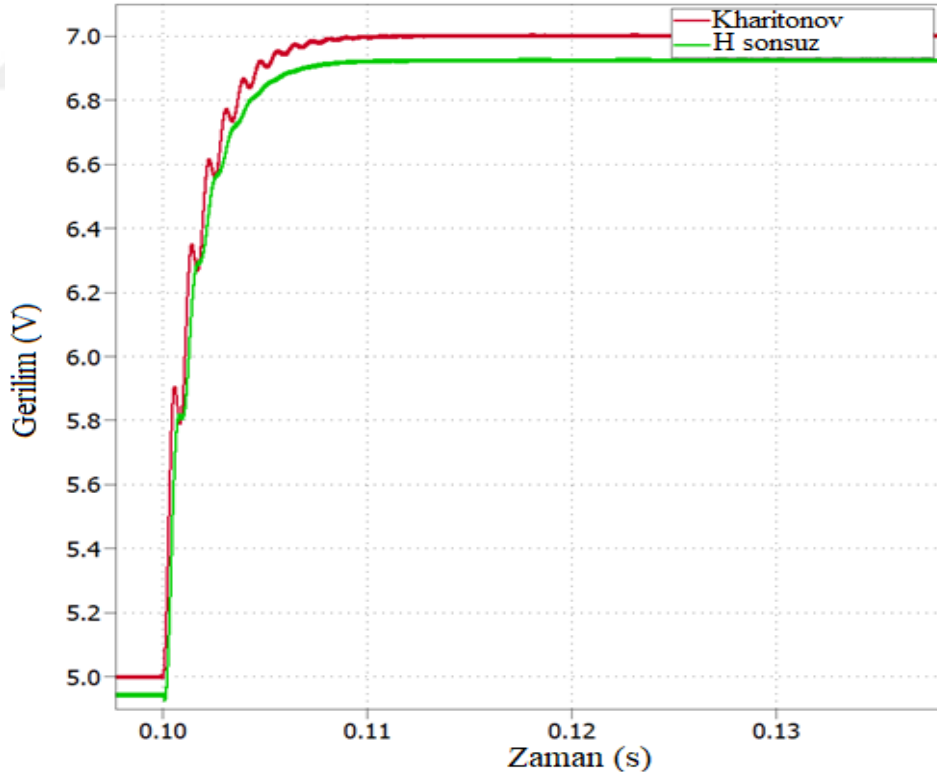
Şekil 6.82. Simülasyon sonucu.



Şekil 6.83. Şekil 6.82'deki çıkış gerilimin yakınlaştırılmış görünümü.



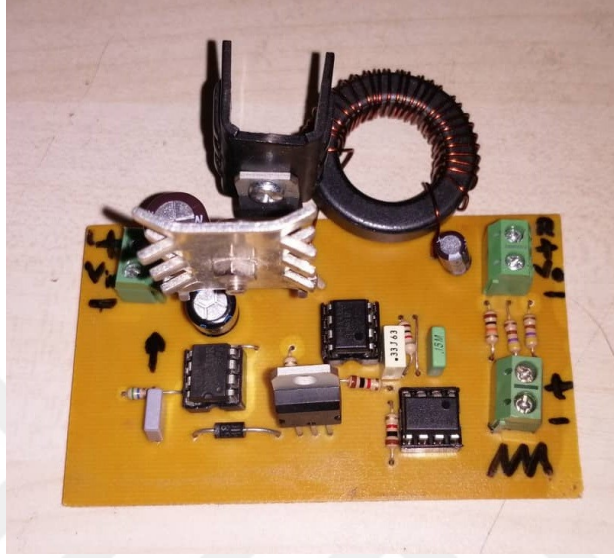
Şekil 6.84. Şekil 6.82’deki çıkış gerilimin yakınlaştırılmış görünümü.



Şekil 6.85. Şekil 6.82’deki çıkış gerilimin yakınlaştırılmış görünümü.

6.18 Buck Dönüştürücü için Uygulama Sonuçları

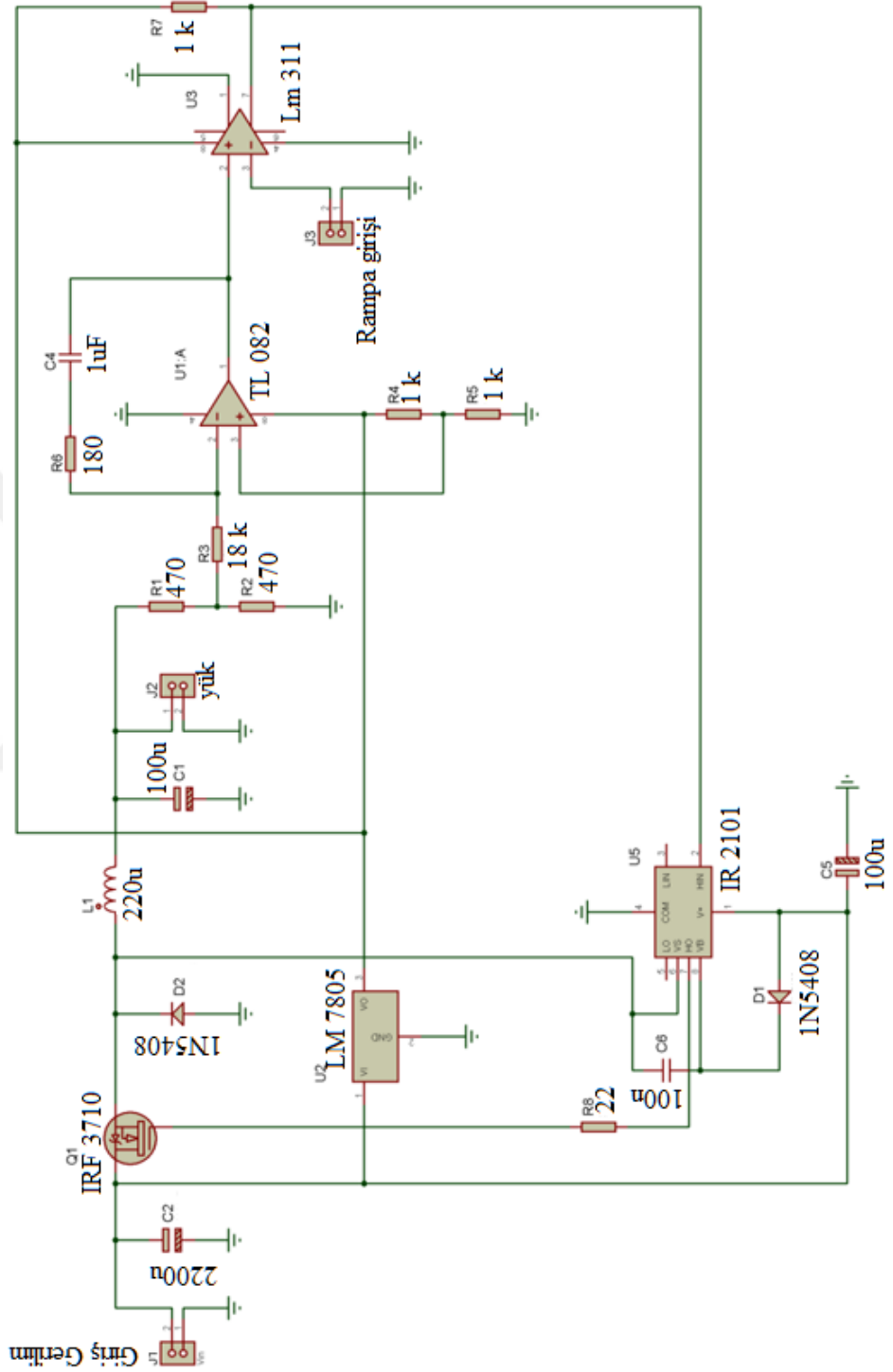
Tasarlanan Kharitonov kontrolörün test edilmesi için, Şekil 6.86'da verilen bir Buck dönüştürücü gerçekleştirilmiştir. Dönüştürücünün elemanlarının değerleri, Tablo 6.12'de verilmiştir. Ayrıca, dönüştürücünün devre şeması Şekil 6.87'de gösterilmiştir.



Şekil 6.86. Yapılan Buck dönüştürücü.

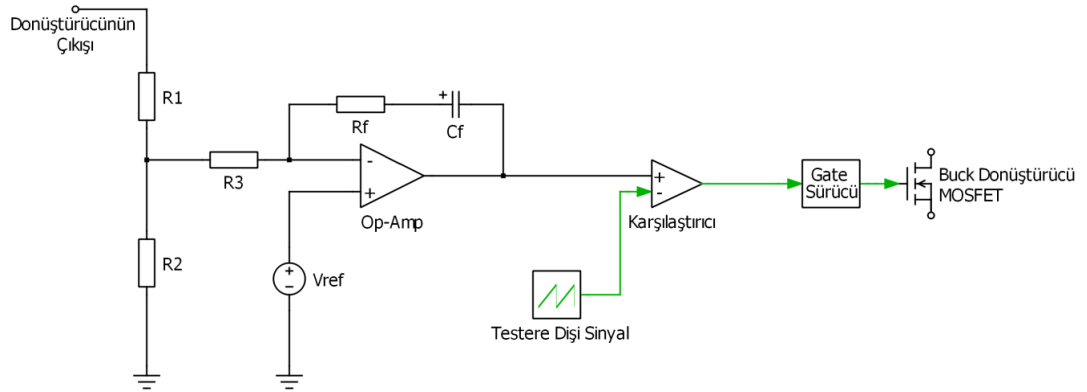
Tablo 6.12. Yapılan Buck dönüştürücü elemanlarının nominal değerleri.

	Değer
Çıkış gerilim, V_o	5 V
Giriş DC kaynağının gerilimi, V_g	12 V
MOSFET drain-source direnci, r_{ds}	23 m Ω
Kondansatör değeri, C	100 μ F
Kondansatör seri eşdeğer direnci, r_C	0.1 Ω
Bobin değeri, L	220 μ H
Bobin seri eşdeğer direnci, r_L	40 m Ω
Diyot gerilim düşümü, v_D	0.46 V
Diyot seri direnci, r_D	10 m Ω
Yük direnci, R	10 Ω



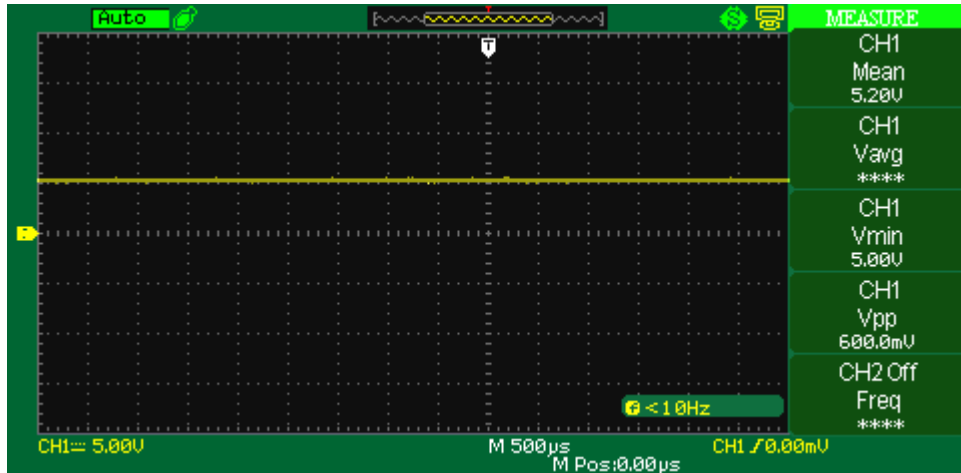
Şekil 6.82. Buck dönüştürücünün devre şeması.

Şekil 6.87'deki devrenin basitleşmiş blok diyagramı, Şekil 6.88'de gösterilmiştir. Şekil 6.88'de, V_{ref} etiketli kaynak, kontrol sisteminin referansını gösterir ve 2.5 V'tur. R_1 ve R_2 , kontrol sisteminde sensör görevi yapar. $R_1=R_2=470 \Omega$ olarak seçilir. Eğer $R_3=18 \text{ k}\Omega$ olarak seçilirse, $K_p=0.01$ ve $K_i=52.8$ 'i elde etmek için, $R_f=180 \Omega$ ve $C_f=1 \mu\text{F}$ şeklinde seçilmelidir. Darbe genişlik modülasyonu için gerekli karşılaştırma işlemi, LM 311 tüm devresi ile ve MOSFET'in sürülmesi için, IR2101 sürücü tüm devresi kullanılmıştır.

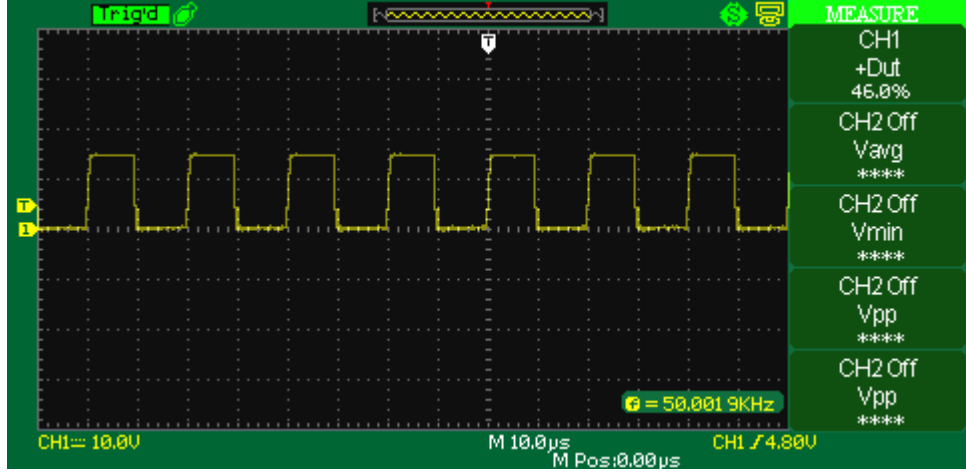


Şekil 6.88. Buck dönüştürücünün kontrol sistemi.

Dönüştürücü 10Ω 'luk nominal yükü beslerken, çıkış gerilim ve MOSFET'e uygulanan kontrol sinyali, sıra ile Şekil 6.89 ve 6.90'daki gibi olur. Görüldüğü gibi, dönüştürücünün çıkışı, 5 V'tur.

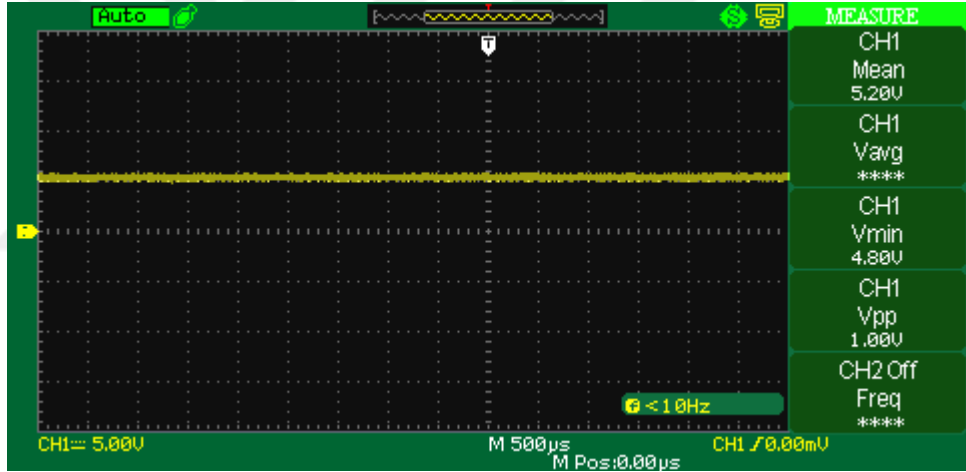


Şekil 6.89. 10Ω 'luk yük için çıkış gerilim.

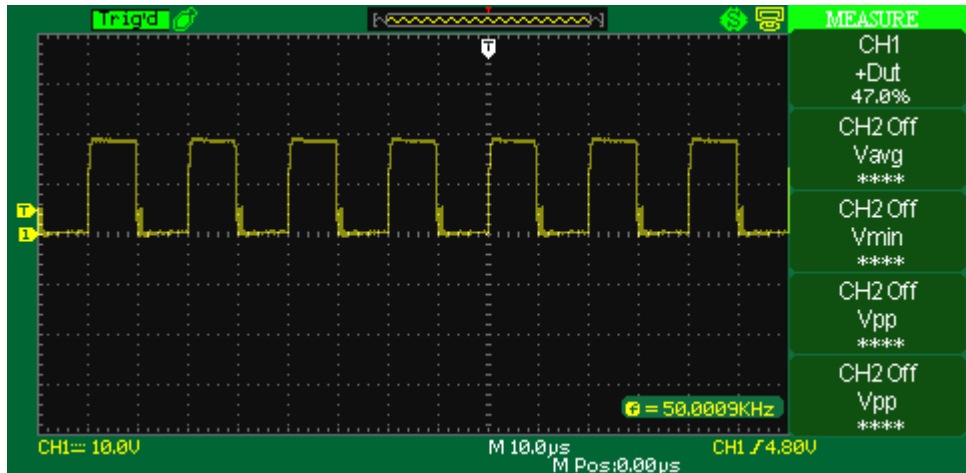


Şekil 6.90. 10 Ω 'luk yük için gate source darbeleri.

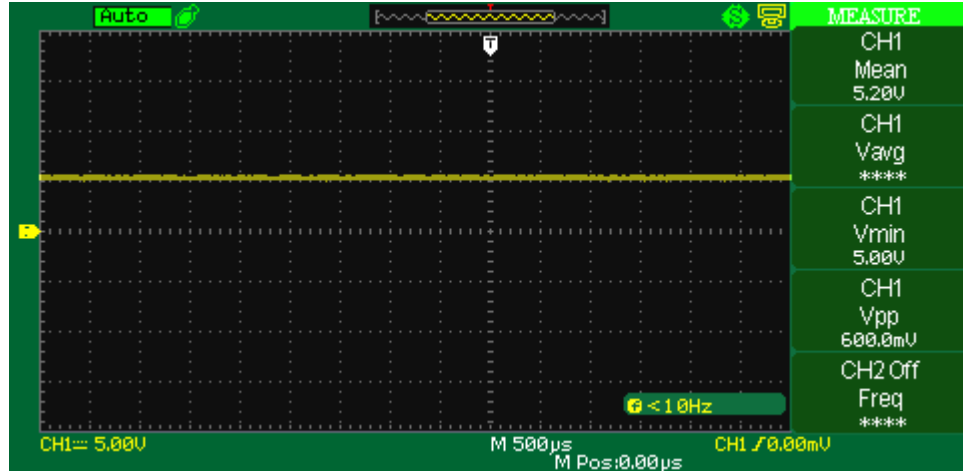
Dönüştürücünün çıkıştaki yükünün değiştirilmesi için, reosta kullanılır. Şekil 6.91-6.98'de, dönüştürücünün çıkış gerilimi ve MOSFET'in gate-source darbeleri, farklı yükler için gösterilmiştir.



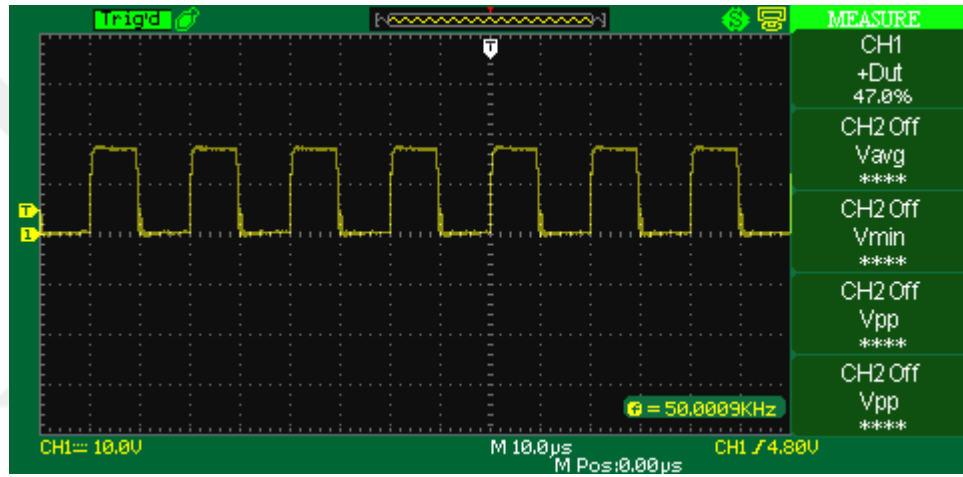
Şekil 6.91. 3 Ω 'luk yük için çıkış gerilim.



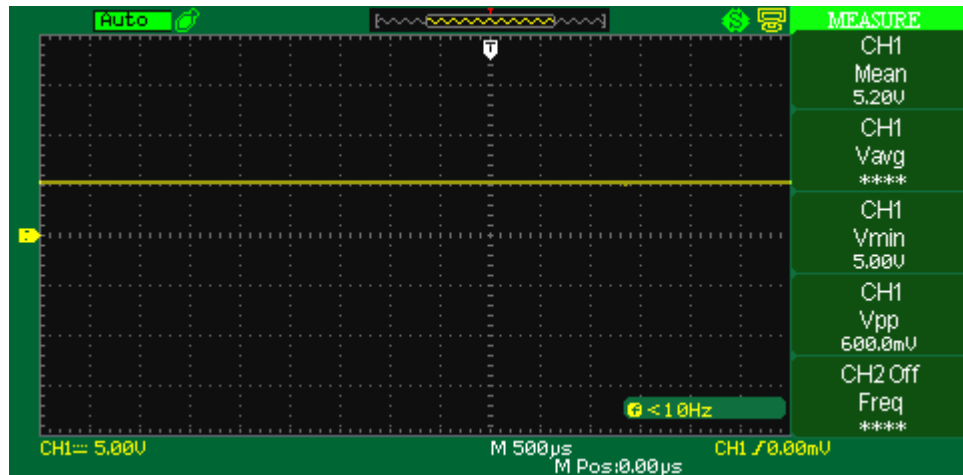
Şekil 6.92. 3 Ω 'luk yük için gate-source darbeleri.



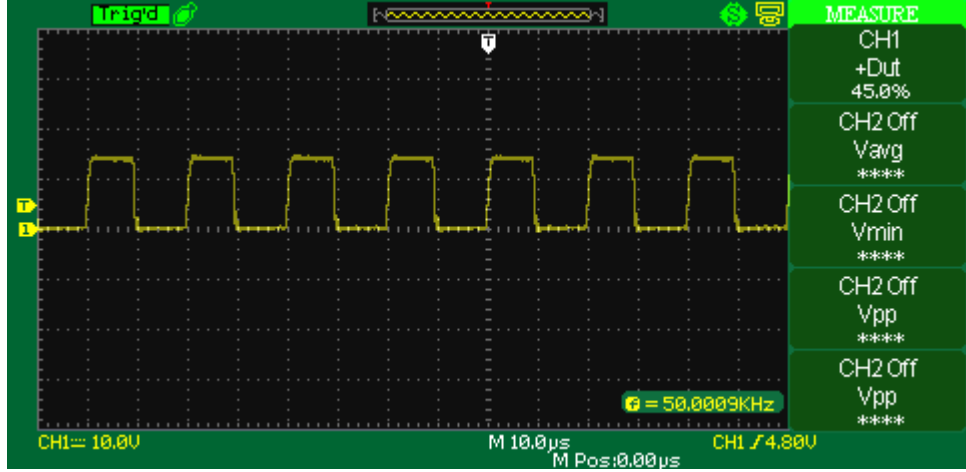
Şekil 6.93. 5 Ω 'luk yük için çıkış gerilimi.



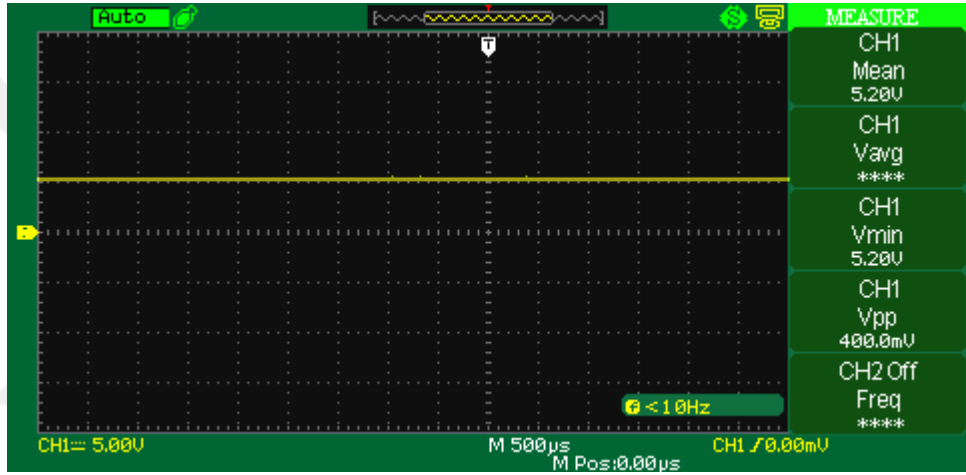
Şekil 6.94. 5 Ω 'luk yük için gate-source darbeleri.



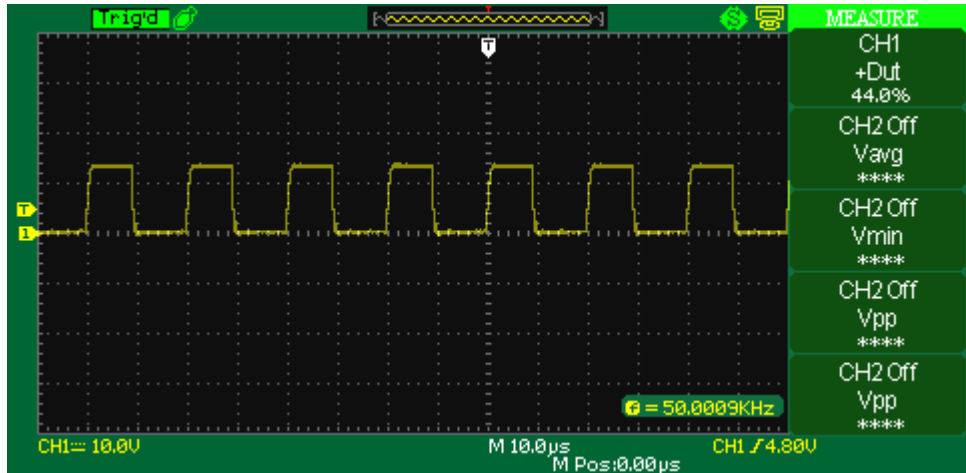
Şekil 6.95. 15 Ω 'luk yük için çıkış gerilimi.



Şekil 6.96. 15 Ω 'luk yük için gate-source darbeleri.



Şekil 6.97. 20 Ω 'luk yük için çıkış gerilimi.



Şekil 6.98. 20 Ω 'luk yük için gate-source darbeleri.

Şekil 6.89, 6.91, 6.93, 6.95 ve 6.97 ye göre, yük değişimlerine rağmen, kontrolör çıkıştaki gerilimi sabit tutmuştur. Tablo 6.13'te, farklı yükler için, gate-source sinyalinin görev oranı verilmiştir.

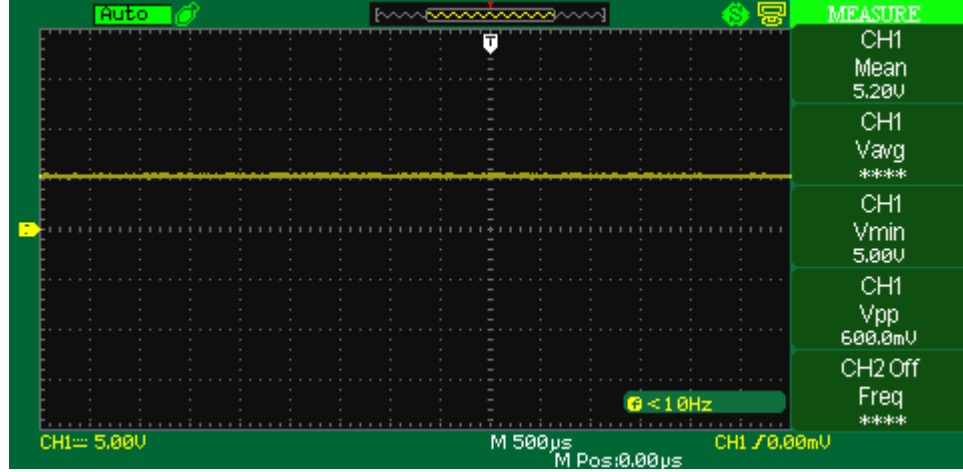
Tablo 6.13. Farklı yükler için gate source sinyalinin görev oranı.

Çıkıştaki yük (Ω)	Çıkıştaki akım (A)	Yaklaşık gate-source sinyalinin görev oranı
3	1.73	%47
5	1.04	%47
15	0.35	%45
20	0.26	%44

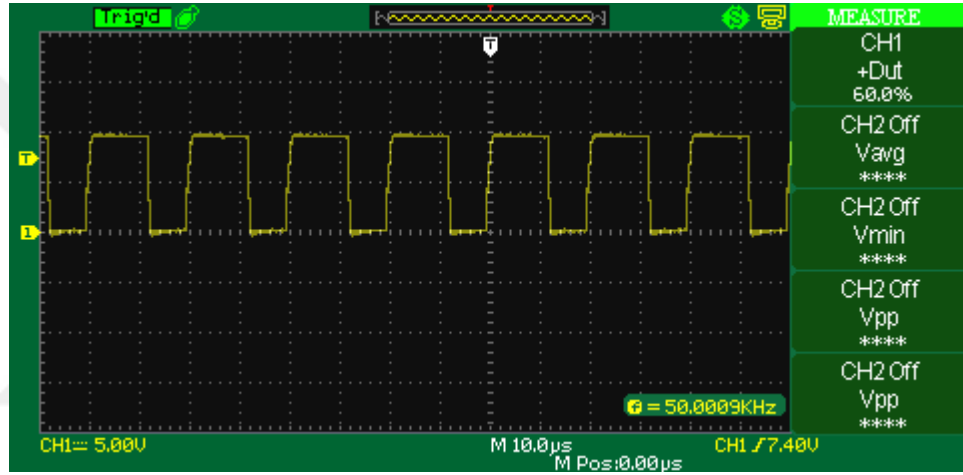
Tablo 6.13'e göre, gate-source sinyalinin görev oranı, farklı yükler için, hemen hemen sabittir. Nedenini anlamak için, Şekil 6.54'teki gibi bir devre ele alınır. Kontrolör, Şekil 6.54'teki V_L gerilim olan yük gerilimini sabit tutmaya çalışır. Dolayısıyla, Şekil 6.54'e göre, $V_o = (1 + \frac{r_o}{R_L})V_L = V_L + \frac{r_o}{R_L}V_L$ olur. R_L azaldığında, yük geriliminin sabit tutulması için, V_o 'nun değeri artırılmalıdır. Arttırılması gereken değer, $\frac{r_o}{R_L}V_L$ dir ve dönüştürücünün çıkış empedansı, çıkıştaki yük ve istenilen yük geriliminin fonksiyonudur. Dönüştürücünün çıkış empedansının küçüklüğü oranında, artırılması gereken gerilim de küçültülür. Arttırılması gereken gerilim, dönüştürücünün çıkıştaki yük değeri ile ters orantılıdır.

Bu tezde incelenen kontrolör tasarlama yöntemi, dönüştürücünün çıkış empedansını azaltma amaçlıdır. Dolayısıyla r_o , küçük değerlerde olup yük değiştiğinde artırılması gereken gerilim miktarı da sınırlı kalır. Buck dönüştürücüde, çıkış gerilimi ile MOSFET'in gate-source sinyali ile doğru orantılıdır [1, 2, 4]. Görev oranı arttığında, çıkış gerilimi artar ve görev oranı azaldığında, çıkış gerilimi de azalır. Dolayısıyla arttırılması gereken gerilim miktarı sınırlı kalacağından, kontrolör MOSFET'in gate-source sinyalinin görev oranını daha sınırlı değerlerde arttırmış olur. Örneğin, Tablo 6.13'e göre, 15 Ω 'luk bir yük için, görev oranı %45 olmuştur. Yük %33 artırılarak 20 Ω olduğunda, görev oranı, %2.3 azalarak %44 olur.

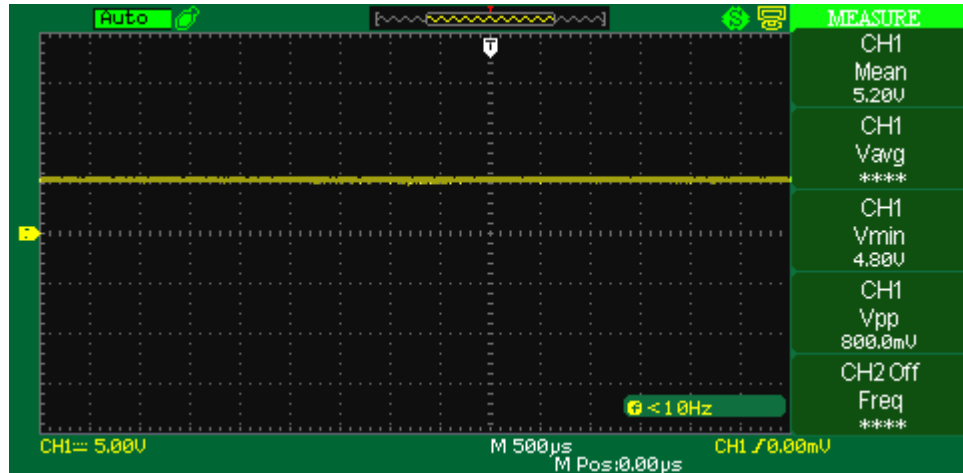
Şekil 6.99'den 6.106'ya kadar olan şekillerde, dönüştürücünün giriş gerilimi değiştirilip, çıkıştaki gerilimin değişimi ve MOSFET'in gate-source uygulanan darbenin değişimi incelenmektedir. Şekil 6.99, 6.101, 6.103 ve 6.105'e kadar olan şekillerde, giriş gerilimin değişimlerine rağmen, çıkıştaki gerilimin değeri 5 V'ta sabit tutulmuştur. Bu çalışmada, dönüştürücünün yükü 5 Ω 'dur.



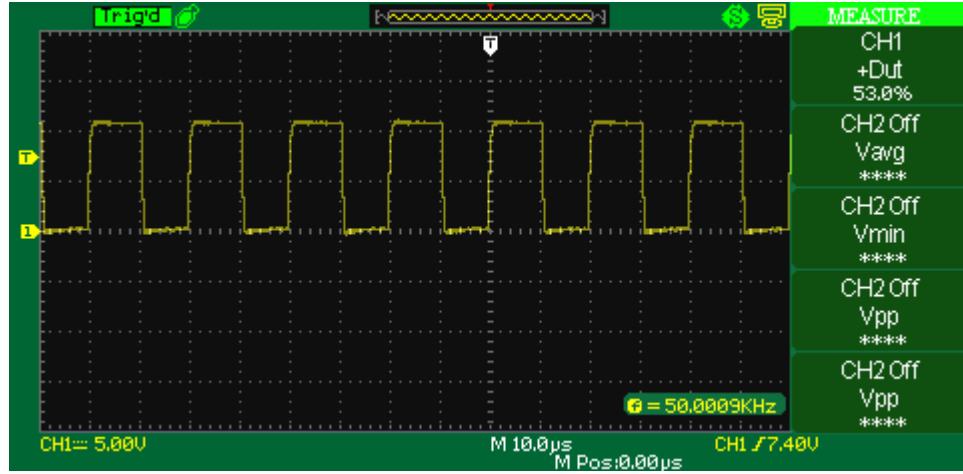
Şekil 6.99. 9 V'luk giriş gerilim için dönüştürücünün çıkış gerilimi.



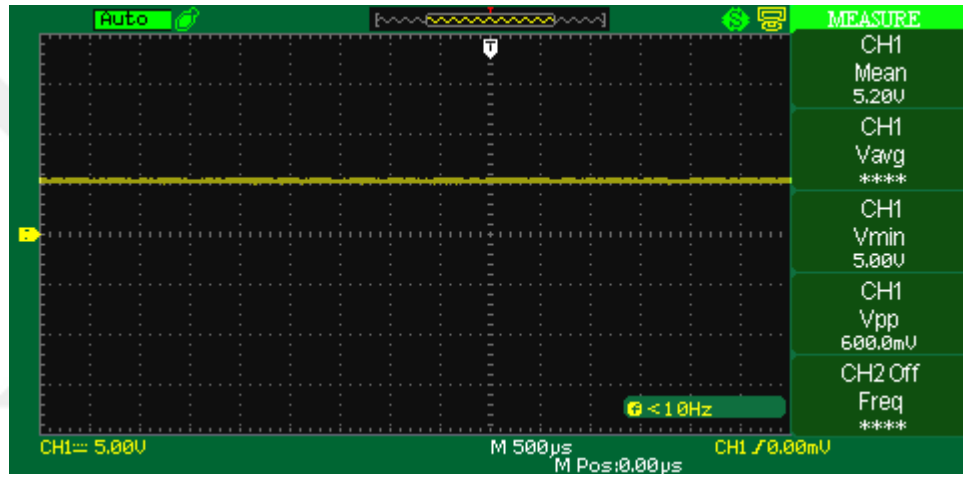
Şekil 6.100. 9 V'luk giriş gerilim için gate-source darbeleri.



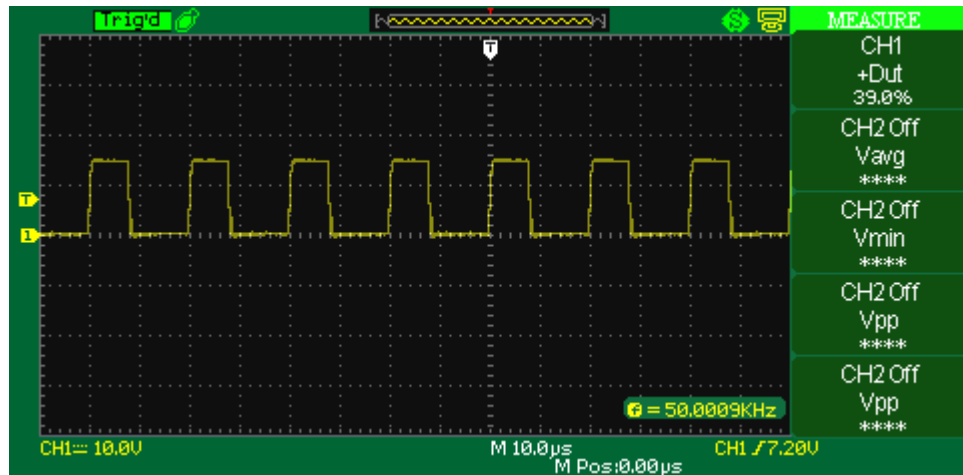
Şekil 6.101. 10 V'luk giriş gerilim için dönüştürücünün çıkış gerilimi.



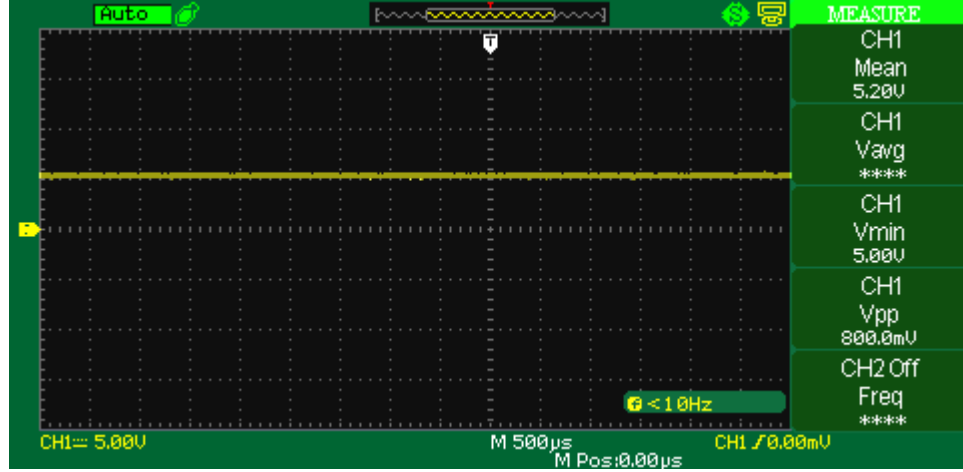
Şekil 6.102. 10 V'luk giriş gerilim için gate-source darbeleri.



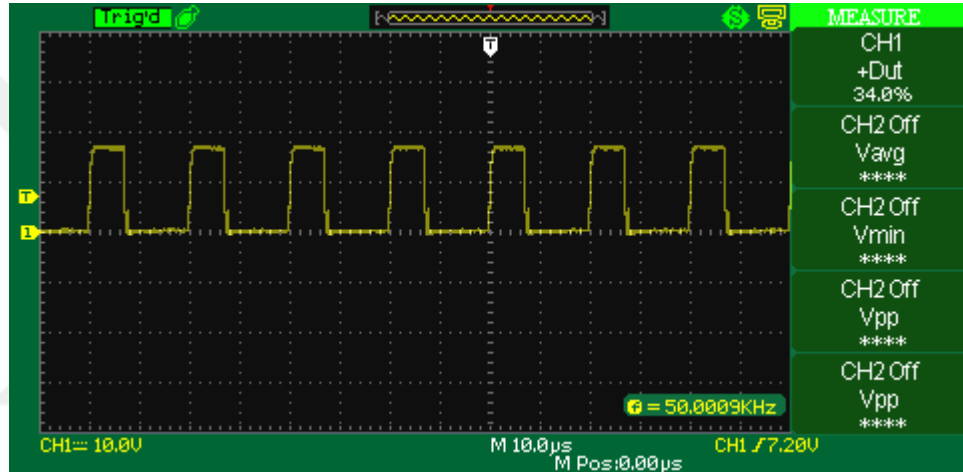
Şekil 6.103. 14 V'luk giriş gerilim için dönüştürücünün çıkış gerilimi.



Şekil 6.104. 14 V'luk giriş gerilim için gate-source darbeleri.



Şekil 6.105. 16 V'luk giriş gerilim için dönüştürücünün çıkış gerilimi.



Şekil 6.106. 16 V'luk giriş gerilim için gate-source darbeleri.

Tablo 6.14'te, giriş kaynağının değeri ve MOSFET'in gate-source'e uygulanan darbenin görev oranı verilmiştir.

Tablo 6.14. Giriş kaynağın değerleri ve görev oranı değişimi.

Giriş gerilimi (V)	MOSFET'e uygulanan darbenin görev oranı
9	60%
10	53%
14	39%
16	34%

Tablo 6.14'e göre, dönüştürücünün giriş gerilimi düştüğünde, görev oranı arttırılmıştır. İdeal bir Buck dönüştürücünün kalıcı durum çıkış gerilimi (V_o),

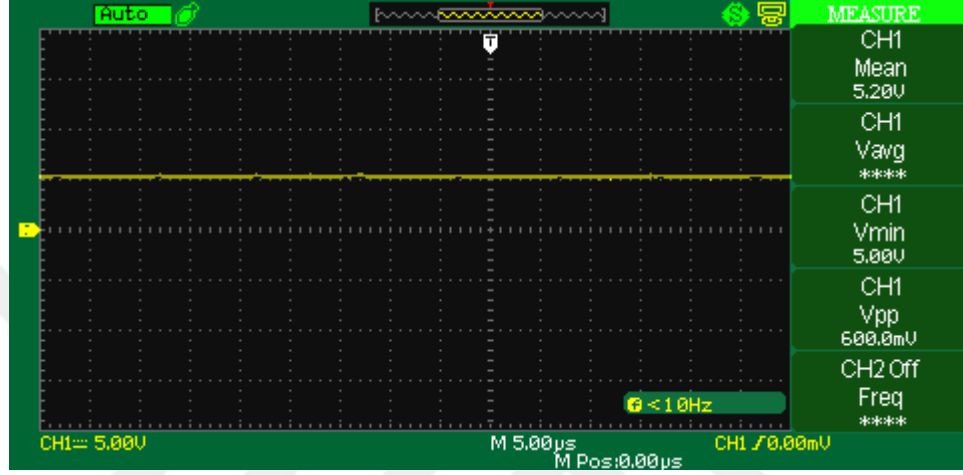
$$V_o = D \cdot V_{in} \quad (6.45)$$

denkleminde hesaplanır. V_{in} , dönüştürücünün giriş gerilimi ve D , görev oranını göstermektedir. Denklem (6.45) e göre, gerekli görev oranı,

$$D = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (6.46)$$

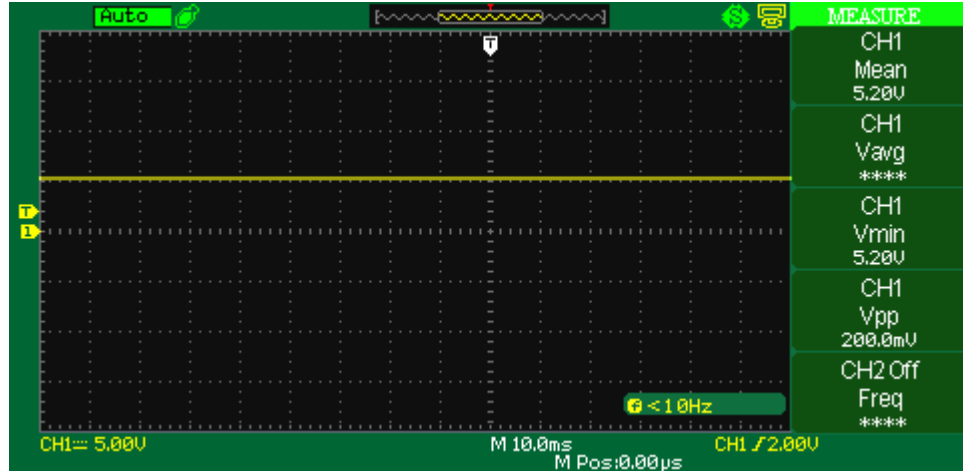
şeklinde hesaplanır. Denklem (6.46) ya göre, V_{in} azaldığında, sabit bir çıkış gerilim V_o elde etmek için, gerekli görev oranı artırılmalıdır.

Eğer $220 \mu\text{H}$ bobin yerine, $320 \mu\text{H}$ bir bobin kullanılırsa, çıkış dalga şekli, Şekil 6.107'deki gibi olur. Görüldüğü gibi, çıkış 5 V 'ta sabit tutulmuştur. Yani, kontrolör, sistemin parametrelerinin değişmesine rağmen, yine de referansı takip etmektedir.



Şekil 6.107. $V_{in} = 12 \text{ V}$, $L = 320 \mu\text{H}$, $R = 3 \Omega$ ve $C = 100 \mu\text{F}$ için çıkış gerilim.

Eğer $310 \mu\text{H}$ 'lik bobin devrede iken, çıkıştaki $100 \mu\text{F}$ yerine, $220 \mu\text{F}$ 'lık bir kondansatör bağlanırsa, çıkış dalga şekli, Şekil 6.108'deki gibi olur. Görüldüğü gibi, sistemin parametrelerinin değişmesine rağmen, çıkış 5 V 'ta sabit tutulmuştur.



Şekil 6.108. $V_{in} = 12 \text{ V}$, $L = 320 \mu\text{H}$, $R = 3 \Omega$ ve $C = 220 \mu\text{F}$ için çıkış gerilim.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Tez çalışmasında Kharitonov teoremi kullanılarak uygun bir maliyet fonksiyon ile DA-DA dönüştürücüler için gürbüz kontrolör tasarımı hedeflenmiş ve teorik olarak gerçekleştirilmiştir. Bu teorik tasarım ile birlikte Bölüm 7’de görüldüğü gibi deneysel olarak benzer dönüştürücü kontrolörleri tasarlanarak karşılaştırılmıştır.

Kontrolör bloğunun tasarımı için, önce sistemin dinamik modeli elde edilmektedir. Piyasada mevcut olan güç elektroniği yazılımları yardımı ile DA-DA dönüştürücülerin Bode diyagramları elde edilmektedir. Dönüştürücünün transfer fonksiyonunun denkleminin elde edilebilmesi için Bölüm 2’deki KUCA isimli MATLAB araç kutusu tasarlanmıştır. Bu kutu ile DA-DA dönüştürücülerinin transfer fonksiyon denklemleri elde edilebilir.

Bilindiği gibi DA-DA dönüştürücüler belirsiz dinamik sistemlerdir. Dolayısıyla, DA-DA dönüştürücülere, H_∞ veya μ sentezi gibi önemli gürbüz kontrolör tasarlama yöntemleri uygulanabilir. Fakat tasarlanan kontrolörün mertebesi ve katsayıları büyük çıkar. Başka bir ifade ile tasarlanan kontrolörün gerçekleştirilmesi zordur. Ayrıca, bu yöntemlerin uygulanması için, tasarımda iyi derecede matematiksel yetenek ve bilgiye sahip olmak gerekir. Üstelik tasarımcı yeterince deneyimli olmalıdır. Örnek olarak, H_∞ yöntem için uygun ağırlıkların belirtilmesi için, deneyim ve deneme yanılma gerekmektedir.

Kharitonov teoremi ile gürbüz kontrolör tasarımı, kolay bir matematiğe sahiptir. Kharitonov teoremi ile tasarlanan kontrolörün polinomal mertebesi düşüktür. Dolayısıyla, gerçekleştirilmesi kolaydır. Bu teoremlerle gerçekleştirilen DA-DA dönüştürücüler için PI kontrolör yeterli sonuçlar vermektedir. Bu tür kontrolörlerde Kharitonov teoremi yardımıyla, basit PI kontrolöre gürbüzlük özelliği eklenebileceği teorik olarak tezin 4., 5. ve 6. Bölümlerinde teorik olarak, Bölüm 7’de ise deneysel örneklerle tartışılarak gösterilmektedir.

Şekil 7.44 ve 7.86 uygulama devrelerine bakıldığında, tasarlanan kontrolörün, kolaylıkla pratik olarak gerçekleştirilebildiği görülmektedir.

Bölüm 7.8 ile, döngü şekillendirme ve önerilen kontrolör transfer fonksiyonlara bakıldığında, önerilen kontrolörün mertebesinin ve katsayılarının küçük olması nedeni ile gerçekleştirilebilmesi çok daha kolaydır. Aynı sonuçlar Bölüm 7.16 da görülmektedir. Bölüm 7.16 da, H ve önerilen kontrolör transfer fonksiyonlara bakıldığında, önerilen kontrolörün mertebesinin ve katsayılarının küçük olduğu anlaşılmaktadır.

Şekil 7.46'dan 7.53'e kadar, Şekil 7.55'ten 7.64'e kadar ve Şekil 7.89'dan 7.106'ya kadar olan şekillere bakıldığında, giriş gerilim değişimleri ve yük değişimi gibi bozunum etkilerin, çıkış gerilimini etkileyemeyeceği görülmektedir.

Şekil 7.65, 7.66, Şekil 7.107 ve 7.108 bakıldığında, sistem parametrelerinin değişimine rağmen, çıkış gerilim sabit tutulmaktadır.

Dolayısıyla, Kharitonov teorem ile, daha gelişmiş yöntemler kullanarak yüksek mertebeli bir kontrol ile elde edilen gürbüz kararlılık özelliği, birinci mertebeli bir kontrol ile elde edebilir. Birinci mertebeli bir kontrolörün gerçekleştirilmesi, pratik açılarından kolay ve ucuzdur.

Bu çalışmanın devamında yapılabilecek ve önerilen çalışmalar aşağıdaki gibi sıralanabilir.

1. Kharitonov teoremi ile sadece DA-DA dönüştürücüler için değil, diğer güç elektroniği dönüştürücüler için de kontrolör tasarlanabilir. Örneğin darbe genişlik ayarlı bir üç faz doğrultucu için kontrolör tasarımı yapılabilir. Üç fazlı gerilim kaynağının iç empedansı, genellikle RL olarak modellenir. İç empedansın değeri, her şebekede farklı olabilir. Yani, iç empedans değerine, belirsiz bir parametre gibi bakılabilir. Dolayısıyla, böyle bir sistem için Kharitonov teoremi ile kontrolör tasarım çalışması yapılabilecek çalışmalardan biri olarak önerilir.

2. Günümüzde güneş panelli sistemler, yaygınlaşmıştır. Kharitonov teoremi kullanılarak bu sistemler için kontrolör tasarlanabilir. Güneş panelinden beslenen bir DA-DA dönüştürücü sistemi için gürbüz Kharitonov kontrolör tasarlarırken, çıkış empedansını azaltma ve $\frac{v_o(s)}{v_{in}(s)}$ transfer fonksiyonu hesabı kullanılabilir. Çünkü güneş paneli, ışınım seviyesine göre farklı gerilimler üretir. Panelin ürettiği gerilim, güneşli bir günde, yüksek ve bulutlu bir günde, düşüktür. Dolayısıyla, $\frac{v_o(s)}{v_{in}(s)}$ ile tanımlanan transfer fonksiyonu bulunarak, giriş geriliminin değişimlerinin çıkış gerilimini etkileme oranı optimize edilebilir. Bu ve benzer sistemler için, Kharitonov teoremi ile gürbüz bir kontrolörün tasarımında, gürbüz kararlılığı sağlayan bölge elde edildikten sonra, $\frac{v_o(s)}{i_o(s)}$ yerine, $\frac{v_o(s)}{v_{in}(s)}$ optimize edilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Hart D., Power Electronics, McGraw-Hill, 1 edition, 2010.
- [2] Robert W. Erickson, Dragan Maksimović, Fundamental of Power Electronics, Springer, 2001.
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, Power Electronics, Wiley, 2002.
- [4] Marian K. Kazimierczuk, Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters, Wiley, 2015.
- [5] Keng Chih Wu, Pulse Width Modulated DC-DC Converters: Analysis and Design Springer, 2012.
- [6] Katsuhiko Ogata, Modern Control Engineering, Pearson, 2009.
- [7] Richard C Dorf, Modern Control Systems, Pearson, 2016.
- [8] Barmish, B.R (1984). Invariance of the strict Hurwitz property for polynomials with perturbed coefficients, IEEE Trans. on Automat. Contr., **29**, 935-936.
- [9] Bose, N.K. and Shi, Y. Q. (1987). A simple general proof of Kharitonov's generalized stability criterion, IEEE Trans. on Circuit and Systems, **34**, 1233-1237.
- [10] Chapellat, H. and Bhattacharyya, S. P. (1989). An alternative proof of Kharitonov's theorem, IEEE Trans. on Automat. Contr., **34**, 448-450.
- [11] Dasgupta, S. (1988). Kharitonov's theorem revisited, Syst. Contr. Lett., **11**, 381-384
- [12] Minnichalli, R J., Anagnost, J. J. and Desoer, C. A. (1989). An elementary proof of Kharitonov's stability theorem with extensions, IEEE Trans. on Automat. Contr., **34**, 995-998
- [13] A user friendly toolbox for the analysis of interval systems, Nusret Tan, IFAC Robust Control Conference, Prague, 2000.
- [14] Barmish R. New tools for robustness of linear systems. 1st edition, USA: Macmillan, 1993.
- [15] Bhattacharyya S, Chapellat H, Keel L. Robust control the parametric approach. USA: Prentice Hall PTR, 1995.

- [16] Bevrani H, Babahajyani P, Habibi F, Hiyama T. Robust control design and implementation for a quadratic buck converter. The 2010 International Power Electronics Conference ECCE ASIA. 2010; Sapporo: 99-103.
- [17] Chang C. Robust control of DC-DC converters: the buck converter. Power Electronics Specialists Conference 1995, Atlanta, 1094-1097.
- [18] Bijan MOAVENI, Mojtaba KHORSHIDI, Robust speed controller design for induction motors based on IFOC and Kharitonov theorem, Turkish Journal of Electrical and Computer Engineering, 2013.
- [19] Farshid Habibi, Ali Hesami Naghshbandy, Hassan Bevrani, Robust voltage controller design for an isolated microgrid using Kharitonov's theorem and D-stability concept, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2013.
- [20] Ali Hesami, Farshid Habibi, Hasan Bevrani, Robust control design for stabilizing of microgrid voltage in different operating conditions, journal of Iranian association of electrical and electronics engineers, 2013.
- [21] H. Bevrani and S. Shokoohi, "Robust stabilizer feedback loop design for a radio-frequency amplifier," 2010 IEEE International Conference on Control Applications, Yokohama, 2010.
- [22] Zames G. Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative semi norms, and approximate inverses. IEEE Trans. Automatic Control 1981, 301–320.
- [23] Kwakernak H. Robust control and H_∞ optimization. Automatica 1993, 255-273.
- [24] Zhou K, Doyle J. Essential of robust control. Pearson. 1997.
- [25] Green M, Limbeer D. Linear robust control. Dover publications, 2012.
- [26] Chiang R, Safonov M, Balas G, Packard A. Robust Control Toolbox, 3rd edition, USA: The MathWorks Inc, 2007.
- [27] Gu D, Petkov P, Konstantinov M. Robust Control Design with MATLAB. 2nd edition, London: Springer-Verlag. 2013.
- [28] Lundstron P, Skogestad S, Wang Z. Performance weight selection for H_∞ and μ -control method. Transaction on Instrumentation and Control 1991; 241-252.
- [29] Skogestad S, Postlethwaite I. Multivariable Feedback Control-Analysis and Design. 2nd edition, USA: John Wiley & Sons, 2005.

- [30] Beaven R, Wright M, Seaward D. Weighting function selection in the H_∞ design process. *Control Engineering Practice* 1996, 625–633.
- [31] Donha D, Katebi M. Automatic weight selection for H_∞ controller synthesis. *Int. J. Systems Science* 2007, 651–664.
- [32] Alfaro-Cid E, McGookin E, Murray-Smith D. Optimization of the weighting functions of an H_∞ controller using genetic algorithms and structured genetic algorithms. *Int. J. Systems Science* 2008, 335–347.
- [33] Naim R, Weiss G, Ben-Yaakov S. H_∞ control applied to boost power converters. *IEEE Transaction on Power Electronics* 1997, 677–683.
- [34] Khayat Y, Naderi M, Shafiee Q, et al. Robust control of a DC-DC boost converter: H_2 and H_∞ techniques. 8th power electronics, drive systems and technologies conference (PEDSTC 2017). 2017. 407-412.
- [35] Vidal-Idiarte E, Martinez-Salamero L, Valderrama-Blavi H, Guinjoan F, Maixe J. Analysis and design of H_∞ control of nonminimum phase-switching converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. 2003, 1316-1323.
- [36] Hernandez W. Robust control applied to improve the performance of a buck-boost converter. *WSEAS transaction on circuit and systems*. 2008. 450-459.
- [37] Shaw P, Veerachary M. Mixed-sensitivity Based Robust H_∞ Controller Design for High-gain Boost Converter. 2017 International Conference on Computer, Communications and Electronics (Comptelix). 2017, 612-617.
- [38] Gadoura I, Suntio T, Zenger K.. Dynamic System Modeling and Analysis for Multiloop Operation of Paralleled DC/DC Converters. *Proc. of the International Conference on Power Electronics and Intelligent Motion*. 2001, 443-448.
- [39] Gadoura I, Suntio T, Zenger K. Model uncertainty and robust control of paralleled DC/DC converters. 2002 International Conference on Power Electronics, Machines and Drives. 2002, 74-79.
- [40] Wallis G, Tymerski R. Generalized approach for μ -synthesis of robust switching regulators. *IEEE transaction on aerospace and electronic systems* 2000, 422–431.
- [41] Buso S. Synthesis of a robust voltage controller for a buck–boost converter. *IEEE power electronics specialists conference (PESC)* 1996, 766–772.

- [42] Bevrani H, Ise T, Mitani Y, et al. A robust approach to controller design for DC-DC quasi –resonant converter. IEEJ transaction on industry application 2004. 91-100.
- [43] Middlebrook R, Cuk S. General unified approach to modelling switching-converter power stages. International Journal of Electronics Theoretical and Experimental 1977, **42**(6): 521-550.
- [44] Tymerski R, Vorperian V. Generation, classification and analysis of switched-mode DC-DC converters by the use of converter cells. Telecommunications Energy Conference. 1986.
- [45] Chen J, Ngo K.D.T. Alternate forms of the PWM switch model in discontinuous conduction mode. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 2001.p. 754-758.
- [46] Sun J, Mitchell DM, Greuel MF, Krein PT, Bass RM. Average modeling of PWM converters in discontinuous modes. IEEE Trans. Power Electron. 2001.p. 482–492.
- [47] Suntio T. Dynamic profile of switched mode converter: modeling, analysis and control. New Jersey: John Wiley & Sons. 2009. p. 17-37.
- [48] Barmish PR, Hollot CV, Kraus FJ, Tempo R, Extreme point results for robust stabilization of interval plantes with first order compensators, IEEE Transaction on Automatic Control, vol. **37**, pp. 707-714, 1992.
- [49] Optimization Toolbox User’s Guid, The MathWorks, Inc. 1 Apple Hill Drive Natick, MA 01760-2098, 2018.
- [50] Development of a power electronics converter dynamics toolbox for MATLAB, Farzin Asadi, Abut N., Akça U., International Journal of Advanced and Applied Sciences, 2017.



EKLER

Ek-A

Program 1.1

```
%This program calculate the small signal transfer
%functions for Buck converter
R=5;

VIN=50;
rin=.1;

L=400e-6;
rL=.1;

C=100e-6;
rC=.05;

rD=.01;
VD=.7;

rds=.1;

D=.41;

R1=rin+rds+rL+R*rC/(R+rC);
R2=rD+rL+R*rC/(R+rC);

IL=(R+rC)*(D*VIN-(1-D)*VD)/((R+rC)*R2+R^2+D*(R+rC)*(R1-R2));

A=[(R2*(D-1)-R1*D)/L -R/(R+rC)/L;R/(R+rC)/C -1/(R+rC)/C];
B=[(VIN+VD+(R2-R1)*IL)/L D/L;0 0];
CC=[R*rC/(rC+R) R/(R+rC)]; %C shows the capacitance so CC is used
for matrix
H=tf(ss(A,B,CC,0));
vO_d=H(1)% transfer function between output voltage and duty ratio
vO_vin=H(2) %transfer function between output voltage and input
source
figure(1)
bode(vO_d), grid on
figure(2)
bode(vO_vin), grid on
```

Program 1.2

```
% This program extract the small signal transfer function of Boost
converter
clc

clear all
syms vg rg d rL L rC C R vC iL rds rD vD io

%Converter Dynamical equations
%M1: diL/dt for closed MOSFET.
%M2: dvC/dt for closed MOSFET.
%M3: current of input DC source for closed MOSFET.
%M4: output voltage of converter for closed MOSFET.

%M5: diL/dt for open MOSFET.
%M6: dvC/dt for open MOSFET.
%M7: current of input DC source for open MOSFET.
%M8: output voltage of converter for open MOSFET.

M1=(-(rg+rL+rds)*iL+vg)/L;
M2=(-vC/(R+rC)+R/(R+rC)*io)/C;
M3=iL;
M4=R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*io;

M5=(-(rg+rL+rD+R*rC/(R+rC))*iL-R/(R+rC)*vC-R*rC/(R+rC)*io+vg-vD)/L;
M6=((R/(R+rC))*iL-vC/(R+rC)+R/(R+rC)*io)/C;
M7=iL;
M8=R*rC/(R+rC)*iL-R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*io;

%Averaged Equations
diL_dt_ave=simplify(M1*d+M5*(1-d));
dvC_dt_ave=simplify(M2*d+M6*(1-d));
ig_ave=simplify(M3*d+M7*(1-d));
vo_ave=simplify(M4*d+M8*(1-d));

%DC Operating Point
DC=solve(diL_dt_ave==0,dvC_dt_ave==0,'iL','vC');
IL=DC.iL;
VC=DC.vC;

%Linearization
A11=simplify(subs(diff(diL_dt_ave,iL),[iL vC io],[IL VC 0]));
A12=simplify(subs(diff(diL_dt_ave,vC),[iL vC io],[IL VC 0]));
A21=simplify(subs(diff(dvC_dt_ave,iL),[iL vC io],[IL VC 0]));
A22=simplify(subs(diff(dvC_dt_ave,vC),[iL vC io],[IL VC 0]));
AA=[A11 A12;A21 A22];

B11=simplify(subs(diff(diL_dt_ave,io),[iL vC io],[IL VC 0]));
B12=simplify(subs(diff(diL_dt_ave,vg),[iL vC io],[IL VC 0]));
B13=simplify(subs(diff(diL_dt_ave,d),[iL vC io],[IL VC 0]));

B21=simplify(subs(diff(dvC_dt_ave,io),[iL vC io],[IL VC 0]));
B22=simplify(subs(diff(dvC_dt_ave,vg),[iL vC io],[IL VC 0]));
B23=simplify(subs(diff(dvC_dt_ave,d),[iL vC io],[IL VC 0]));

BB=[B11 B12 B13;B21 B22 B23];
```

```

C11=simplify(subs(diff(ig_ave,iL),[iL vC io],[IL VC 0]));
C12=simplify(subs(diff(ig_ave,vC),[iL vC io],[IL VC 0]));

C21=simplify(subs(diff(vo_ave,iL),[iL vC io],[IL VC 0]));
C22=simplify(subs(diff(vo_ave,vC),[iL vC io],[IL VC 0]));
CC=[C11 C12; C21 C22];

D11=simplify(subs(diff(ig_ave,io),[iL vC io],[IL VC 0 ]));
D12=simplify(subs(diff(ig_ave,vg),[iL vC io],[IL VC 0]));
D13=simplify(subs(diff(ig_ave,d),[iL vC io],[IL VC 0]));

D21=simplify(subs(diff(vo_ave,io),[iL vC io],[IL VC 0 ]));
D22=simplify(subs(diff(vo_ave,vg),[iL vC io],[IL VC 0]));
D23=simplify(subs(diff(vo_ave,d),[iL vC io],[IL VC 0]));
DD=[D11 D12 D13;D21 D22 D23];

%Components Values
%Variables have underline are used to store the numeric values of
components
%Variables without underline are symbolic variables.
%for example:
%L: symbolic vvariable shows the inductor inductance
%L_: numeric variable shows the inductor inductance value.
L_=120e-6;
rL_=.01;
C_=100e-6;
rC_=.05;
rds_=.04;
rD_=.01;
VD_=.7;
D_=.6;
VG_=12;
rg_=0.1;
R_=50;

AA_=eval(subs(AA,[vg rg rds rD vD rL L rC C R d io],[VG_ rg_ rds_
rD_ VD_ rL_ L_ rC_ C_ R_ D_ 0]));
BB_=eval(subs(BB,[vg rg rds rD vD rL L rC C R d io],[VG_ rg_ rds_
rD_ VD_ rL_ L_ rC_ C_ R_ D_ 0]));
CC_=eval(subs(CC,[vg rg rds rD vD rL L rC C R d io],[VG_ rg_ rds_
rD_ VD_ rL_ L_ rC_ C_ R_ D_ 0]));
DD_=eval(subs(DD,[vg rg rds rD vD rL L rC C R d io],[VG_ rg_ rds_
rD_ VD_ rL_ L_ rC_ C_ R_ D_ 0]));

sys=ss(AA_,BB_,CC_,DD_);
sys.stateName={'iL','vC'};
sys.inputname={'io','vg','d'};
sys.outputname={'ig','vo'};

ig_io=sys(1,1);
ig_vg=sys(1,2);
ig_d=sys(1,3);

vo_io=tf(sys(2,1));
vo_vg=tf(sys(2,2));
vo_d=tf(sys(2,3));

```

```

Zin=1/ig_vg; %input impedance
Zout=vo_io; %output impedance

%Draws the bode diagram of input/output impedance
figure(1)
bode(Zin), grid minor

figure(2)
bode(Zout), grid minor

%Display the DC operating point of converter
disp('steady state operating point of converter')
disp('IL')
disp(eval(subs(IL,[vg rg rds rD vD rL L rC C R d io],[VG_ rg_ rds_
rD_ VD_ rL_ L_ rC_ C_ R_ D_ 0])));
disp('VC')
disp(eval(subs(VC,[vg rg rds rD vD rL L rC C R d io],[VG_ rg_ rds_
rD_ VD_ rL_ L_ rC_ C_ R_ D_ 0])));

```


Program 2.1

```
%This program extracts the small signal transfer functions
% of a Buck converter
clc
clear all

%converter components values
%fsw= 20 kHz
VG=50; %input DC source voltage
rg=0.5; %input DC source internal resistance
rds=0.04; %MOSFET drain-source resistance
rD=0.01; %Diode series resistance
VD=0.7; %Diode voltage drop
rL=10e-3; %Inductor Equivalent Series Resistance (ESR)
L=400e-6; %Inductor value
rC=0.05; %Capacitor ESR
C=100e-6; %Capacitor value
R=20; %Load resistor
D=0.4; %Duty ratio
IO=0; %Average value of output current source

syms iL vC io vg vD d
% iL : Inductor L1 current
% vC : Capacitor C1 voltage
% io : Output current source
% vg : Input DC source
% vD : Diode voltage drop
% d : Duty cycle

%Closed MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_close=(-(rg+rds+rL+R*rC/(R+rC))*iL-
R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*io+vg)/L;
dvC_dt_MOSFET_close=(R/(R+rC)*iL-1/(R+rC)*vC-R/(R+rC)*io)/C;
vo_MOSFET_close=R*rC/(R+rC)*iL+R/(R+rC)*vC-R*rC/(R+rC)*io;

%Opened MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_open=(-(rD+rL+rC*R/(R+rC))*iL-
R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*io-vD)/L;
dvC_dt_MOSFET_open=(R/(R+rC)*iL-1/(R+rC)*vC-R/(R+rC)*io)/C;
vo_MOSFET_open=R*rC/(R+rC)*iL+R/(R+rC)*vC-R*rC/(R+rC)*io;

%Averaging
averaged_diL_dt=simplify(d*diL_dt_MOSFET_close+(1-
d)*diL_dt_MOSFET_open);
averaged_dvC_dt=simplify(d*dvC_dt_MOSFET_close+(1-
d)*dvC_dt_MOSFET_open);
averaged_vo=simplify(d*vo_MOSFET_close+(1-d)*vo_MOSFET_open);

%Substituting the steady values of: input DC voltage source, Diode
voltage
%drop, Duty cycle and output current source and calculating the DC
operating point(IL and VC)
right_side_of_averaged_diL_dt=subs(averaged_diL_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);
right_side_of_averaged_dvC_dt=subs(averaged_dvC_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);
```

```

DC_OPERATING_POINT=
solve(right_side_of_averaged_diL_dt==0,right_side_of_averaged_dvC_dt
==0, 'iL', 'vC');

IL=eval(DC_OPERATING_POINT.iL);
VC=eval(DC_OPERATING_POINT.vC);
VO=eval(subs(averaged_vo,[iL vC io],[IL VC IO]));

disp('Operating point of converter')
disp('-----')
disp('IL(A)=')
disp(IL)
disp('VC(V)=')
disp(VC)
disp('VO(V)=')
disp(VO)
disp('-----')

%Linearizing the averaged equations around the DC operating point.
%We want to obtain the matrix A,B,C and D
%
%      .
%      x=Ax+Bu
%      y=Cx+Du
%
%where,
%      x=[iL vC]'
%      u=[io vg d]'
%since we used the variables D for steady state duty ratio and C to
%show the capacitors values we use AA, BB, CC and DD instead of A,
%B, C and D.

% Calculating the matrix A
A11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

A21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

AA=eval([A11 A12;
        A21 A22]);

% Calculating the matrix B
B11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B13=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);

B21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);

```

```

B22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vg)),[iL vC d vD io vg],[IL
VC D VD IO VG]);
B23=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,d)),[iL vC d vD io vg],[IL
VC D VD IO VG]);

BB=eval([B11 B12 B13;
        B21 B22 B23]);

% Calculating the matrix C
C11=subs(simplify(diff(averaged_vo,iL)),[iL vC d io],[IL VC D IO]);
C12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vC)),[iL vC d io],[IL VC D IO]);

CC=eval([C11 C12]);

D11=subs(simplify(diff(averaged_vo,io)),[iL vC d vD io vg],[IL VC D
VD IO VG]);
D12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vg)),[iL vC d vD io vg],[IL VC D
VD IO VG]);
D13=subs(simplify(diff(averaged_vo,d)),[iL vC d vD io vg],[IL VC D
VD IO VG]);

% Calculating the matrix D
DD=eval([D11 D12 D13]);

% Producing the State Space Model and obtaining the small signal
transfer
% functions
sys=ss(AA,BB,CC,DD);
sys.inputname={'io';'vg';'d'};
sys.outputname={'vo'};

vo_io=tf(sys(1,1)); % Output impedance transfer function vo(s)/io(s)
vo_vg=tf(sys(1,2)); % vo(s)/vg(s)
vo_d=tf(sys(1,3)); % Control-to-output(vo(s)/d(s))

%drawing the Bode diagrams
figure(1)
bode(vo_io),grid minor,title('vo(s)/io(s)')

figure(2)
bode(vo_vg),grid minor,title('vo(s)/vg(s)')

figure(3)
bode(vo_d),grid minor,title('vo(s)/d(s)')

```

Program 2.2

```
%This program calculates the small signal transfer functions of Buck
converter
%and extracts the upper/lower bounds for transfer function
coefficients.
%this program helps you design the controller using Kharitonov's
theorem
```

```
clc
clear all
```

```
NumberOfIteration=150;
DesiredOutputVoltage=20;
```

```
s=tf('s');
vo_io_nominal=-0.049875*(s+2e5)*(s+580)/(s^2+1203*s+2.523e7);
%Nominal vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=49.875*(s+2e5)/(s^2+1203*s+2.523e7);
%Nominal vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=6257.7*(s+2e5)/(s^2+1203*s+2.523e7);
%Nominal vo(s)/d(s)
```

```
n=0;
for i=1:NumberOfIteration
n=n+1;
%Definition of uncertainty in parameters
VG_unc=ureal('VG_unc',50,'Percentage',[-20 +20]); % Average
value of input DC source is in the range of 40..60
rg_unc=ureal('rds_unc',.5,'Percentage',[-20 +20]); % Input DC
source resistance
rds_unc=ureal('rds_unc',.04,'Percentage',[-20 +20]); % MOSFET on
resistance
C_unc=ureal('C_unc',100e-6,'Percentage',[-20 +20]); % Capacitor
value
rC_unc=ureal('rC_unc',.05,'Percentage',[-10 +90]); % Capacitor
Equivalent Series Resistance (ESR)
L_unc=ureal('L_unc',400e-6,'Percentage',[-10 +10]); % Inductor
value
rL_unc=ureal('rL_unc',0.01,'Percentage',[-10 +90]); % Inductor
Equivalent Series Resistance (ESR)
rD_unc=ureal('rD_unc',.01,'Percentage',[-10 +50]); % Diode series
resistance
VD_unc=ureal('VD_unc',.7,'Percentage',[-30 +30]); % Diode
voltage drop
R_unc=ureal('R_unc',20,'Percentage',[-20 +20]); % Load
resistance
IO=0; % Average
value of output current source
```

```
%Sampling the uncertain set
%for instance usample(VG_unc,1) takes one sample of uncertain
%parameter VG_unc
```

```
VG=usample(VG_unc,1); % Sampled
average value of input DC source
rg=usample(rg_unc,1); % Sampled
internal resistance of input DC source
```

```

rds=usample(rds_unc,1); % Sampled
MOSFET on resistance
C=usample(C_unc,1); % Sampled
capacitor value
rC=usample(rC_unc,1); % Sampled
capacitor Equivalent Series Resistance (ESR)
L=usample(L_unc,1); % Sampled
inductor value
rL=usample(rL_unc,1); % Sampled
inductor Equivalent Series Resistance (ESR)
rD=usample(rD_unc,1); % Sampled
diode series resistance
VD=usample(VD_unc,1); % Sampled
diode voltage drop
R=usample(R_unc,1); % Sampled load
resistance

%output voltage of an IDEAL(i.e. no losses) Buck converter operating
in CCM is given by:
%VO=D.VG
%where
%VO: average value of output voltage
%D: Duty Ratio
%VG: Input DC voltage
%So, for a IDEAL converter
% VO
%D=-----
% VG
%Since our converter has losses we use a bigger duty ratio, for
instance:
% VO
%D=1.05 -----
% VG

D=1.05*DesiredOutputVoltage/(VG); % Duty cycle

syms iL vC io vg vD d
% iL : Inductor L1 current
% vC : Capacitor C1 voltage
% io : Output current source
% vg : Input DC source
% vD : Diode voltage drop
% d : Duty cycle

%Closed MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_close=(-(rg+rds+rL+R*rC/(R+rC))*iL-
R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*io+vg)/L;
dvC_dt_MOSFET_close=(R/(R+rC)*iL-1/(R+rC)*vC-R/(R+rC)*io)/C;
vo_MOSFET_close=R*rC/(R+rC)*iL+R/(R+rC)*vC-R*rC/(R+rC)*io;

%Opened MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_open=(-(rD+rL+rC*R/(R+rC))*iL-
R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*io-vD)/L;
dvC_dt_MOSFET_open=(R/(R+rC)*iL-1/(R+rC)*vC-R/(R+rC)*io)/C;
vo_MOSFET_open=R*rC/(R+rC)*iL+R/(R+rC)*vC-R*rC/(R+rC)*io;

%Averaging
averaged_diL_dt=simplify(d*diL_dt_MOSFET_close+(1-
d)*diL_dt_MOSFET_open);

```

```

averaged_dvC_dt=simplify(d*dvC_dt_MOSFET_close+(1-
d)*dvC_dt_MOSFET_open);
averaged_vo=simplify(d*vo_MOSFET_close+(1-d)*vo_MOSFET_open);

%Substituting the steady values of: input DC voltage source, Diode
voltage
%drop, Duty cycle and output current source and calculating the DC
%operating point(IL and VC)
right_side_of_averaged_diL_dt=subs(averaged_diL_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);
right_side_of_averaged_dvC_dt=subs(averaged_dvC_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

DC_OPERATING_POINT=
solve(right_side_of_averaged_diL_dt==0,right_side_of_averaged_dvC_dt
==0,'iL','vC');

IL=eval(DC_OPERATING_POINT.iL);
VC=eval(DC_OPERATING_POINT.vC);
VO=eval(subs(averaged_vo,[iL vC io],[IL VC IO]));

disp('Operating point of converter')
disp('-----')
disp('IL(A)=')
disp(IL)
disp('VC(V)=')
disp(VC)
disp('VO(V)=')
disp(VO)
disp('-----')

%Linearizing the averaged equations around the DC operating point.
%We want to obtain the matrix A,B,C and D
%
%      .
%      x=Ax+Bu
%      y=Cx+Du
%
%where,
%      x=[iL vC]'
%      u=[io vg d]'
%since we used the variables D for steady state duty ratio and C to
%show the capacitors values we use AA, BB, CC and DD instead of A,
%B, C and D.

% Calculating the matrix A
A11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,iL)),[iL vC d io],[IL VC D
IO]);
A12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vC)),[iL vC d io],[IL VC D
IO]);

A21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,iL)),[iL vC d io],[IL VC D
IO]);
A22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vC)),[iL vC d io],[IL VC D
IO]);

AA=eval([A11 A12;
        A21 A22]);

```

```

% Calculating the matrix B
B11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B13=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);

B21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B23=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);

BB=eval([B11 B12 B13;
         B21 B22 B23]);

% Calculating the matrix C
C11=subs(simplify(diff(averaged_vo,iL)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);
C12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vC)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);

CC=eval([C11 C12]);

D11=subs(simplify(diff(averaged_vo,io)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);
D12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);
D13=subs(simplify(diff(averaged_vo,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);

% Calculating the matrix D
DD=eval([D11 D12 D13]);

% Producing the State Space Model and obtaining the small signal
transfer
% functions
sys=ss(AA,BB,CC,DD);
sys.inputname={'io';'vg';'d'};
sys.outputname={'vo'};

vo_io=tf(sys(1,1)); % Output impedance transfer function vo(s)/io(s)
vo_vg=tf(sys(1,2)); % vo(s)/vg(s)
vo_d=tf(sys(1,3)); % Control-to-output (vo(s)/d(s))

%Extracts the transfer function coefficients
if n==1
    [num_vo_io,den_vo_io]=tfdata(vo_io,'v');
    [num_vo_vg,den_vo_vg]=tfdata(vo_vg,'v');
    [num_vo_d,den_vo_d]=tfdata(vo_d,'v');
else
    [num1,den1]=tfdata(vo_io,'v'); %extracts the numerator and
denominator of vo(s)/io(s)
    num_vo_io=[num_vo_io;num1]; %numerator of vo(s)/io(s)
    den_vo_io=[den_vo_io;den1]; %denominator of vo(s)/io(s)

    [num2,den2]=tfdata(vo_vg,'v');

```

```

num_vo_vg=[num_vo_vg;num2];
den_vo_vg=[den_vo_vg;den2];

[num3,den3]=tfdata(vo_d,'v');
num_vo_d=[num_vo_d;num3];
den_vo_d=[den_vo_d;den3];
end
disp('Percentage of work done:')
disp(n/NumberOfIteration*100) %shows the progress of the loop
disp('')
end
disp('')
disp('vo(s)/d(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_d))
disp('minimum of numerator coefficients:')
disp(min(num_vo_d))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_d))
disp('minimum of denominator coefficients:')
disp(min(den_vo_d))
disp('-----')
disp('vo(s)/io(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_io))
disp('minimum of numerator coefficients:')
disp(min(num_vo_io))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_io))
disp('minimum of denominator coefficients:')
disp(min(den_vo_io))
disp('-----')
disp('vo(s)/vg(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_vg))
disp('minimum of numerator coefficients:')
disp(min(num_vo_vg))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_vg))
disp('minimum of denominator coefficients:')
disp(min(den_vo_vg))
disp('-----')

```


Program 2.3

```

% This program calculates the uncertain model of Boost converter
clc
clear all

s=tf('s');
vo_io_nominal=0.024988*(s+4e5)*(s+421.2)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal
vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=48.726*(s+4e5)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal
vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=-.037982*(s+4e5)*(s-
3.858e4)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/d(s)

n=0;
R_ustep=1;

for R_u=30:R_ustep:80
N=(80-30)/R_ustep+1;
n=n+1;
disp('Percentage of work done:')
100*n/N
rg=0;
R=R_u;
VG_u=ureal('VG',12,'percent',30); % Value of input DC source
rds_u=ureal('rds',.04,'percent',80); % MOSFET on resistance

C_u=ureal('C',100e-6,'percent',10); % Capacitor C1 value
rC_u=ureal('rC1',.025,'percent',80); % Capacitor C1 Equivalent
Series Resistance (ESR)

L_u=ureal('L',200e-6,'percent',20); % Inductor L1 value
rL_u=ureal('rL',50e-3,'percent',80); % Inductor L1 Equivalent
Series Resistance (ESR)

rD_u=ureal('rD',.01,'percent',50); % Diode series resistance
VD_u=ureal('VD',.8,'percent',50); % Diode voltage drop

VG=usample(VG_u,1); % Value of input DC source
rds=usample(rds_u,1); % MOSFET on resistance

C=usample(C_u,1); % Capacitor C value
rC=usample(rC_u,1); % Capacitor C Equivalent Series
Resistance (ESR)

L=usample(L_u,1); % Inductor L value
rL=usample(rL_u,1); % Inductor L Equivalent Series
Resistance (ESR)

rD=usample(rD_u,1); % Diode series resistance
VD=usample(VD_u,1); % Diode voltage drop

Vo_desired=30;
D=1.03*(1-(VG/Vo_desired)); % Duty cycle
IO=0; % Average value of output current source
fsw=25e3; % Switching frequency

```

```

% This program calculates the small signal transfer functions of
Boost converter

syms iL vC io vg vD d
% iL: Inductor L current
% vC: Capacitor C voltage
% io : Output current source
% vg : Input DC source
% vD : Diode voltage drop
% d  : Duty cycle

%Closed MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_close=(-(rL+rds)*iL+vg)/L;
dvC_dt_MOSFET_close=(R/(R+rC)*(io-(vC/R)))/C;
vo_MOSFET_close=(R*rC/(R+rC)*io+R/(R+rC)*vC);

%Opened MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_open=(-(rL+rD+rC*R/(rC+R))*iL-(R*rC/(R+rC))*io-
R/(R+rC)*vC-vD+vg)/L;

dvC_dt_MOSFET_open=(R/(R+rC)*iL+R/(R+rC)*io-1/(R+rC)*vC)/C;

vo_MOSFET_open=(R*rC)/(R+rC)*(iL+io)+R/(R+rC)*vC;

%Averaging
averaged_diL_dt=simplify(d*diL_dt_MOSFET_close+(1-
d)*diL_dt_MOSFET_open);

averaged_dvC_dt=simplify(d*dvC_dt_MOSFET_close+(1-
d)*dvC_dt_MOSFET_open);

averaged_vo=simplify(d*vo_MOSFET_close+(1-d)*vo_MOSFET_open);

%Substituting the steady values of input DC voltage source, Diode
voltage
%drop, Duty cycle and output current source and calculating the DC
operating point
right_side_of_averaged_diL_dt=subs(averaged_diL_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

right_side_of_averaged_dvC_dt=subs(averaged_dvC_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

DC_OPERATING_POINT=
solve(right_side_of_averaged_diL_dt==0,right_side_of_averaged_diL_dt
==0,right_side_of_averaged_dvC_dt==0,right_side_of_averaged_dvC_dt==
0,'iL','vC');

IL=eval(DC_OPERATING_POINT.iL);

VC=eval(DC_OPERATING_POINT.vC);

VO=eval(subs(averaged_vo,[iL vC io d],[IL VC IO D]));

%Linearizing the averaged equations around the DC operating point.

```

```

%We want to obtain the matrix A,B,C and D
%
%      .
%      x=Ax+Bu
%      y=Cx+Du
%
%where,
%      x=[iL1 iL2 vC1 vC2]'
%      u=[io vg d]'
%Since we used the variables D for steady state duty ratio and C to
%show the capacitors values we use AA, BB, CC and DD instead of A,
%B, C and D.

% Calculating the matrix A
A11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

A21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

AA=eval([A11 A12 ;
         A21 A22 ;
         ]);

% Calculating the matrix B
B11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B13=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC
D VD IO VG]);

B21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B23=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC
D VD IO VG]);

BB=eval([B11 B12 B13;
         B21 B22 B23;
         ]);

% Calculating the matrix C
C11=subs(simplify(diff(averaged_vo,iL)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);
C12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vC)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);

CC=eval([C11 C12]);

D11=subs(simplify(diff(averaged_vo,io)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);
D12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);
D13=subs(simplify(diff(averaged_vo,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);

```

```

% Calculating the matrix D
DD=eval(['D11 D12 D13']);

% Producing the State Space Model and obtaining the small signal
transfer
% functions
sys=ss(AA,BB,CC,DD);
sys.inputname={'io';'vg';'d'};
sys.outputname={'vo'};

vo_io=tf(sys(1,1)); % Output impedance transfer function vo(s)/io(s)
vo_vg=tf(sys(1,2)); % vo(s)/vg(s)
vo_d=tf(sys(1,3)); % Control-to-output vo(s)/d(s)
%Extracts the transfer function coefficients
figure(1)
bode(vo_d, 'b'),hold on
title('vo(s)/d(s)')

figure(2)
bode(vo_vg, 'b'),hold on
title('vo(s)/vg(s)')

figure(3)
bode(vo_io, 'b'),hold on
title('vo(s)/io(s)')

if(n==1)
    [num_vo_io,den_vo_io]=tfdata(vo_io, 'v');
    [num_vo_vg,den_vo_vg]=tfdata(vo_vg, 'v');
    [num_vo_d,den_vo_d]=tfdata(vo_d, 'v');
else
    [num1,den1]=tfdata(vo_io, 'v'); %extracts the numerator and
denominator of vo(s)/io(s)
    num_vo_io=[num_vo_io;num1]; %numerator of vo(s)/io(s)
    den_vo_io=[den_vo_io;den1]; %denominator of vo(s)/io(s)

    [num2,den2]=tfdata(vo_vg, 'v');
    num_vo_vg=[num_vo_vg;num2];
    den_vo_vg=[den_vo_vg;den2];

    [num3,den3]=tfdata(vo_d, 'v');
    num_vo_d=[num_vo_d;num3];
    den_vo_d=[den_vo_d;den3];
end
end

disp('')
disp('vo(s)/d(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_d))
disp('minimum of numerator coefficients:')
disp(min(num_vo_d))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_d))
disp('minimum of denominator coefficients:')
disp(min(den_vo_d))

```

```

disp('-----')
disp('vo(s)/io(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_io))
disp('minimum of numerator coefficients:')
disp(min(num_vo_io))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_io))
disp('minimum of denominator coefficients:')
disp(min(den_vo_io))
disp('-----')
disp('vo(s)/vg(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_vg))
disp('minimum of numerator coefficients:')
disp(min(num_vo_vg))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_vg))
disp('minimum of denominator coefficients:')
disp(min(den_vo_vg))
disp('-----')

figure(1)
bode(vo_d_nominal, 'r'), hold on
title('vo(s)/d(s)')
grid minor

figure(2)
bode(vo_vg_nominal, 'r'), hold on
title('vo(s)/vg(s)')
grid minor

figure(3)
bode(vo_io_nominal, 'r'), hold on
title('vo(s)/io(s)')
grid minor

```

Program 3.1

```
%This program finds the proportional gain and integral gain values
%to stabilize all the 8 Kharitonov plant
clc

%Search interval
Kpmin=0;
Kpstep=.001;
Kpmax=.16;

Kimin=0;
Kistep=.0005;
Kimax=.05;

%Kharitonov plants
G1=tf(.054,[42.83e-5 .004 .0023 0]);
G2=tf(.054,[12.24e-5 .004 .0038 0]);
G3=tf(.054,[42.83e-5 .0014 .0023 0]);
G4=tf(.054,[12.24e-5 .0014 .0038 0]);

G5=tf(.066,[42.83e-5 .004 .0023 0]);
G6=tf(.066,[12.24e-5 .004 .0038 0]);
G7=tf(.066,[42.83e-5 .0014 .0023 0]);
G8=tf(.066,[12.24e-5 .0014 .0038 0]);

%Acceptable values of proportional gain and integral gains are
%stored in variables KP and KI respectively.
KP=0;
KI=0;

%n is used to show the progress of the loop to the user.
%N is the total number of iterations
n=0;
N=length(Kpmin:Kpstep:Kpmax)*length(Kimin:Kistep:Kimax);

for Kp=Kpmin:Kpstep:Kpmax
    for Ki=Kimin:Kistep:Kimax
        n=n+1;
        disp('percentage of work done: ')
        disp(100*n/N)

        C=tf([Kp Ki],[1 0]);
        P11=pole(feedback(C*G1,1));
        P12=pole(feedback(C*G2,1));
        P13=pole(feedback(C*G3,1));
        P14=pole(feedback(C*G4,1));
        P21=pole(feedback(C*G5,1));
        P22=pole(feedback(C*G6,1));
        P23=pole(feedback(C*G7,1));
        P24=pole(feedback(C*G8,1));

        NumberOfUnstablePoles=sum(real(P11)>0)+sum(real(P12)>0)+sum(real(P13)
        )>0)...
        +sum(real(P14)>0)+sum(real(P21)>0)+sum(real(P22)>0)...
        +sum(real(P23)>0)+sum(real(P24)>0);
```

```
        if NumberOfUnstablePoles==0
            KP=[KP;Kp];
            KI=[KI;Ki];
        end
    end
end
plot(KP,KI, '.'),grid minor
xlabel('Kp')
ylabel('Ki')
```



Program 3.2

```
clc

%uncertain DC motor plant
q0min=54e-3;
q0max=66e-3;

p0min=0;
p0max=0;
p0=0;

p1min=2.3e-3;
p1max=3.8e-3;

p2min=1.4e-3;
p2max=4e-3;

p3min=12.24e-5;
p3max=42.83e-5;

q0=ureal('q0',.5*(q0min+q0max),'Range',[q0min q0max]);
p1=ureal('p1',.5*(p1min+p1max),'Range',[p1min p1max]);
p2=ureal('p2',.5*(p2min+p2max),'Range',[p2min p2max]);
p3=ureal('p3',.5*(p3min+p3max),'Range',[p3min p3max]);

G=tf(q0,[p3 p2 p1 p0]);

%Controller
Kp=.06;
Ki=.01;
s=tf('s');
C=Kp+Ki/s;
step(feedback(G*C,1)), grid minor
```


Program 4.1

```
% This code is used to obtain the change
%in transfer function coefficients of
%a quadratic Buck converter when output load
%changes in the [5-25] ohm range.

clc
clear all;

Rmin=5; %Load resistor minimum value
delta_R=.2; %Load changes is 0.2 ohm steps
Rmax=25; %Load resistor maximum value

% NUM and DEN keeps the numerator and denominator
%coefficients. Since denominator has degree of four,
%five coefficients are required. So, DEN has five
%elements to keep d0, d1, d2, d3, d4. for instance
%d1 is the coefficient of s^1 term in the denominator.
%Numerator is of degree three and an array with four
%elements are enough. But an array of size five (the same
%size as denominator) is used. The unnecessary element
%is filled with zero.
%The NUM and DEN are initialized to zero as well.
NUM=zeros(1,5);
DEN=zeros(1,5);
N=(Rmax-Rmin)/delta_R; % number of required iteration
n=0; %counter variable

for R=Rmin:delta_R:Rmax
n=n+1;
clc
disp('Percentage of work done...')
disp(100*n/N)

%Converter parameters
VIN=42; %input source voltage
rin=.1; %input source internal resistance

L1=400e-6; %Inductor L1
rL1=.05; %Equivalent Series Resistance of C1

L2=350e-6;
rL2=.03;

C1=33e-6;% Capacitance of capacitor C1
rC1=.05; %Equivalent Series Resistance of C1

C2=100e-6;
rC2=.07;

rD=.01; %Diode resistance
VD=.7; %Diode voltage drop

rds=.06; %drain-source resistance

D=.555; %Duty ratio
```

```

% Symbolic equations
syms iL1 iL2 vC1 vC2 vin vD d
%iL1 shows the current in inductor named L1
%vC1 shows the voltage of capacitor named C1

%CLOSED MOSFET EQUATIONS
M1=(-(rin+rL1+rC1+rD)*iL1+(rC1+rD)*iL2-vC1+vin+vD)/L1;
M2=(-(rds+rL2+rC1+rD+(R*rC2/(R+rC2)))*iL2+(rC1+rD)*iL1+vC1-(1-(rC2/(R+rC2)))*vC2-vD)/L2;
M3=(iL1-iL2)/C1;
M4=((R*iL2)-vC2)/(R+rC2)/C2;

%OPENED MOSFET EQUATIONS
M5=(-(rL1+rD)*iL1-vC1-vD)/L1;
M6=(-(rD+rL2+(R*rC2/(R+rC2)))*iL2-(R/(R+rC2)*vC2)-vD)/L2;
M7=iL1/C1;
M8=(R/(R+rC2)*iL2-1/(R+rC2)*vC2)/C2;

%AVERAGING
MA1= simplify(d*M1+(1-d)*M5);
MA2= simplify(d*M2+(1-d)*M6);
MA3= simplify(d*M3+(1-d)*M7);
MA4= simplify(d*M4+(1-d)*M8);

% DC OPERATING POINT CALCULATION
MA_DC_1=subs(MA1,[vin vD d],[VIN VD D]);
MA_DC_2=subs(MA2,[vin vD d],[VIN VD D]);
MA_DC_3=subs(MA3,[vin vD d],[VIN VD D]);
MA_DC_4=subs(MA4,[vin vD d],[VIN VD D]);

DC_SOL=
solve(MA_DC_1==0,MA_DC_2==0,MA_DC_3==0,MA_DC_4==0,'iL1','iL2','vC1','vC2');

IL1=eval(DC_SOL.iL1);
IL2=eval(DC_SOL.iL2);
VC1=eval(DC_SOL.vC1);
VC2=eval(DC_SOL.vC2);

%LINEARIZATION
% x=[iL1;iL2;vC1;vC2]
%u=[vin;d] where d=duty and vin= change in input voltage
A11=subs(simplify(diff(MA1,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1 VC1 VC2 D VD VIN]);
A12=subs(simplify(diff(MA1,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1 VC1 VC2 D VD VIN]);
A13=subs(simplify(diff(MA1,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1 VC1 VC2 D VD VIN]);
A14=subs(simplify(diff(MA1,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1 VC1 VC2 D VD VIN]);

A21=subs(simplify(diff(MA2,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1 VC1 VC2 D VD VIN]);
A22=subs(simplify(diff(MA2,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1 VC1 VC2 D VD VIN]);
A23=subs(simplify(diff(MA2,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1 VC1 VC2 D VD VIN]);

```

```
A24=subs(simplify(diff(MA2,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
A31=subs(simplify(diff(MA3,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
A32=subs(simplify(diff(MA3,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
A33=subs(simplify(diff(MA3,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
A34=subs(simplify(diff(MA3,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
A41=subs(simplify(diff(MA4,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
A42=subs(simplify(diff(MA4,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
A43=subs(simplify(diff(MA4,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
A44=subs(simplify(diff(MA4,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
A=eval([A11 A12 A13 A14;
        A21 A22 A23 A24;
        A31 A32 A33 A34;
        A41 A42 A43 A44]);
```

```
B11=subs(simplify(diff(MA1,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
B12=subs(simplify(diff(MA1,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
B21=subs(simplify(diff(MA2,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
B22=subs(simplify(diff(MA2,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
B31=subs(simplify(diff(MA3,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
B32=subs(simplify(diff(MA3,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
B41=subs(simplify(diff(MA4,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
B42=subs(simplify(diff(MA4,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL1
VC1 VC2 D VD VIN]);
```

```
B=eval([B11 B12 ;
        B21 B22 ;
        B31 B32 ;
        B41 B42]);
```

```
%output equation needs no averaging since it has the
%same form for both cases(MOSFET closed and MOSFET opened).
```

```

%So we can write the output voltage as:
%C_vR*x where x=[iL1;iL2;vC1;vC2] and C_vR is:
C_vR=[0 rC2*R/(R+rC2) 0 R/(R+rC2)];

H_vR=tf(ss(A,B,C_vR,0));
vR_d=H_vR(1,2); %vR_d is the control to output transfer function
since we
           %assumed u as u=[vin;d], the transfer function from
           %second input(duty ratio) to the output voltage is
the
           %desired control-to-output transfer function.

[num,den] = tfdata(vR_d,'v');
NUM=[NUM;num];
DEN=[DEN;den];
end

NUM(1,:)=[]; % first row is our initialization [0 0 0 0 0], so we
cleaned it.
DEN(1,:)=[]; % first row is our initialization [0 0 0 0 0], so we
cleaned it.

%Results
num_min=min(NUM);% min of numerator coefficients when load changes
in the [5-25] ohm range
num_max=max(NUM);% max of numerator coefficients when load changes
in the [5-25] ohm range

den_min=min(DEN);% min of denominator coefficients when load changes
in the [5-25] ohm range
den_max=max(DEN);% max of denominator coefficients when load changes
in the [5-25] ohm range
%End of code

```

Program 4.2

```
% Robust PI controller design for quadratic Buck converter
clear all
clc

kp_min=0;
kp_max=.015;
kp_delta=.001;% decrease it to .0001 if you want a take a better view

ki_min=0;
ki_max=10;
ki_delta=.01;

sol=[0 0]; %sol=[kp ki] keeps the acceptable gains for PI controller

N=(kp_max-kp_min)/kp_delta*(ki_max-ki_min)/ki_delta;
n=0;

nAcceptable=0; %nAcceptable keeps the number of acceptable solutions
found.

for kp=kp_min:kp_delta:kp_max
    for ki=ki_min:ki_delta:ki_max

        n=n+1;
        disp('percentage of work done')
        100*n/N
        disp('---')

        k1=roots([1 2.8165e3+4.6571e3*kp
1.3134e8+6.5189e8*kp+4.5778e3*ki 8.9629e10+4.0827e11*kp+6.5189e8*ki
2.1808e15+1.0234e17*kp+9.2743e11*ki 1.0234e17*ki]);
        k1_real=real(k1);
        T1=sum(k1_real>0); %T1 keeps the number of unstable poles in
k1

        k2=roots([1 2.8165e3+4.6571e3*kp
1.3134e8+6.5189e8*kp+4.5778e3*ki 2.5067e11+9.2743e11*kp+6.6678e8*ki
2.1678e15+1.0069e17*kp+4.0827e11*ki 1.0234e17*ki]);
        k2_real=real(k2);
        T2=sum(k2_real>0);%T2 keeps the number of unstable poles in
k2

        k3=roots([1 1.2452e3+4.5778e3*kp
1.3205e8+6.6678e8*kp+4.6571e3*ki 8.9629e10+4.0827e11*kp+6.5189e8*ki
2.1808e15+1.0234e17*kp+9.2743e11*ki 1.0069e17*ki]);
        k3_real=real(k3);
        T3=sum(k3_real>0);%T3 keeps the number of unstable poles in
k3

        if ((T1+T2+T3)==0)
            nAcceptable=nAcceptable+1;
            disp('kp=')
            kp
            disp('ki=')
            ki
        end
    end
end
```

```
        disp('*****')
        sol=[sol;[kp ki]];
    end
end
end

sol(1,:)=[];% first row is initialization[0 0].So, we remove it.

plot(sol(:,2),sol(:,1),'.'), xlabel('Ki'), ylabel ('Kp'), grid minor

%End of code
```



Program 4.3

```
%This program extract the changes in coefficients of a
%Quadratic Boost Converter.
%48<R<480
clc
clear all;

Rmin=48;
delta_R=5;
Rmax=480;

NUM=zeros(1,5);
DEN=zeros(1,5);
N=(Rmax-Rmin)/delta_R+2;
n=0;

for R=Rmin:delta_R:Rmax
n=n+1;
clc
disp('percentage of work done:');
disp(100*n/N)

D=.5;%Duty

VIN=20;
rin=1;

L1=500e-6;
rL1=.02;

L2=500e-6;
rL2=.02;

C1=100e-6;
rC1=.025;

C2=22e-6;
rC2=.15;

rD1=.01;
VD1=.8;
rD2=.01;
VD2=.8;
rD3=.01;
VD3=.8;

rds=.1;

% Symbolic equations
syms iL1 iL2 vC1 vC2 vin vD1 vD2 vD3 d

%CLOSED MOSFET EQUATIONS
x=(-(rds+rin)*(iL1+iL2)-(rL1+rD1)*iL1-vD1+vin);
M1=x/L1;
```

```

M2=(-(rL2+rC2)*iL2-vC2+(rD1+rL1)*iL1+vD1+x)/L2;
M3=-vC1/(R+rC1)/C1;
M4=iL2/C2;

%OPENED MOSFET EQUATIONS
y=iL2-iL1;
z=(iL2-(vC1/R))/(1+rC1/R);
t=-(rD2+rL1)*iL1-vD2+vC2+rC2*y;

M5=t/L1;
M6=(vin-(rin+rL2+rD3)*iL2-(rD2+rL1)*iL1-t-vD2-vD3-rC1*z-vC1)/L2;
M7=z/C1;
M8=y/C2;

%x=[iL1;iL2;vC1;vC2]

%AVERAGING
MA1= simplify(d*M1+(1-d)*M5);
MA2= simplify(d*M2+(1-d)*M6);
MA3= simplify(d*M3+(1-d)*M7);
MA4= simplify(d*M4+(1-d)*M8);

% DC OPERATING POINT CALCULATION
MA_DC_1=subs(MA1,[vin vD1 vD2 vD3 d],[VIN VD1 VD2 VD3 D]);
MA_DC_2=subs(MA2,[vin vD1 vD2 vD3 d],[VIN VD1 VD2 VD3 D]);
MA_DC_3=subs(MA3,[vin vD1 vD2 vD3 d],[VIN VD1 VD2 VD3 D]);
MA_DC_4=subs(MA4,[vin vD1 vD2 vD3 d],[VIN VD1 VD2 VD3 D]);

DC_SOL=
solve(MA_DC_1==0,MA_DC_2==0,MA_DC_3==0,MA_DC_4==0,'iL1','iL2','vC1',
'vC2');

IL1=eval(DC_SOL.iL1);
IL2=eval(DC_SOL.iL2);
VC1=eval(DC_SOL.vC1);
VC2=eval(DC_SOL.vC2);

%LINEARIZATION
%.
%x=Ax+Bu
%x=[iL1;iL2;vC1;vC2]
%u=[vin;d] where d=duty and vin=small change in input voltage
A11=subs(simplify(diff(MA1,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
A12=subs(simplify(diff(MA1,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
A13=subs(simplify(diff(MA1,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
A14=subs(simplify(diff(MA1,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);

A21=subs(simplify(diff(MA2,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
A22=subs(simplify(diff(MA2,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
A23=subs(simplify(diff(MA2,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);

```



```
A24=subs(simplify(diff(MA2,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
```

```
A31=subs(simplify(diff(MA3,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
A32=subs(simplify(diff(MA3,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
A33=subs(simplify(diff(MA3,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
A34=subs(simplify(diff(MA3,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
```

```
A41=subs(simplify(diff(MA4,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
A42=subs(simplify(diff(MA4,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
A43=subs(simplify(diff(MA4,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
A44=subs(simplify(diff(MA4,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
```

```
A=eval([A11 A12 A13 A14;
        A21 A22 A23 A24;
        A31 A32 A33 A34;
        A41 A42 A43 A44]);
```

```
B11=subs(simplify(diff(MA1,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
B12=subs(simplify(diff(MA1,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
```

```
B21=subs(simplify(diff(MA2,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
B22=subs(simplify(diff(MA2,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
```

```
B31=subs(simplify(diff(MA3,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
B32=subs(simplify(diff(MA3,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
```

```
B41=subs(simplify(diff(MA4,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
B42=subs(simplify(diff(MA4,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
```

```
B=eval([B11 B12 ;
        B21 B22 ;
        B31 B32 ;
        B41 B42 ]);
```

```
yout=R/(R+rC1)*vC1*d+(iL2-z)*R*(1-d);%Averaged output equation
%Linearizing the averaged output equation
C_vR_1=subs(simplify(diff(yout,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
C_vR_2=subs(simplify(diff(yout,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
```

```

C_vR_3=subs(simplify(diff(yout,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);
C_vR_4=subs(simplify(diff(yout,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD1 vD2 vD3
vin],[IL1 IL2 VC1 VC2 D VD1 VD2 VD3 VIN]);

C_vR=eval([C_vR_1 C_vR_2 C_vR_3 C_vR_4]);

H_vR=tf(ss(A,B,C_vR,0));
vR_d=H_vR(1,2);%transfer function between duty ratio and output
voltage(i.e. control-to-output transfer function)
%TF(:, :,n)=vR_d;
[num,den] = tfdata(vR_d,'v'); %extract the numerator and denominator
of calculated transfer function
NUM=[NUM;num];
DEN=[DEN;den];
end

NUM(1,:)=[];
DEN(1,:)=[];

num_min=min(NUM); %minimum of numerator coefficients
num_max=max(NUM); %maximum pf numerator coefficients

den_min=min(DEN); %minimum of denominator coefficients
den_max=max(DEN); %maximum pf denominator coefficients
%End of code

```

Program 4.4

```
clc

kp_min=0;
kp_max=.06;
kp_delta=.001;

ki_min=0;
ki_max=30;
ki_delta=.01;

sol=[0 0]; %sol=[kp ki]

N=(kp_max-kp_min)/kp_delta*(ki_max-ki_min)/ki_delta;
n=0;

for kp=kp_min:kp_delta:kp_max
    for ki=ki_min:ki_delta:ki_max

        n=n+1;
        disp('percentage of work done')
        100*n/N
        disp('----')
        %           5       4       3       2       1
        % denominator is :s +z4*s +z3*s +z2*s +z1*s +z0
        %maximum is shown with p
        %minimum is shown with n
        %For example, z4_p shows the z4 maximum. z4 is s^4
        coefficient.
        %z4_n shows the z4 minimum. z4 is s^4 coefficient.
        z4_p=3.9932e3-1.2205e3*kp;
        z4_n=3.8059e3-20.219e3*kp;

        z3_p=1.2176e8+7.1462e8*kp-1.2205e3*ki;
        z3_n=1.2105e8+3.8177e8*kp-20.219e3*ki;

        z2_p=2.924e11+5.8382e10*kp+7.1462e8*ki;
        z2_n=2.7065e11-3.9968e12*kp+3.8177e8*ki;

        z1_p=1.6801e14+3.1724e16*kp+5.8382e10*ki;
        z1_n=1.191e14+1.2446e16*kp-3.9968e12*ki;

        z0_p=3.1724e16*ki;
        z0_n=1.2446e16*ki;

        %Since the interval polynomial is of 5th order
        %stabilization of K2(s), K3(s) and K4(s) is enough.
        %See Lemma 2.1

        k2=roots([1 z4_p z3_n z2_n z1_p z0_p]); %K2(s)
        k2_real=real(k2);
        T2=sum(k2_real>0); % number of unstable roots in K2(s)

        k3=roots([1 z4_n z3_p z2_n z1_p z0_n]);
        k3_real=real(k3);
```

```

T3=sum(k3_real>0); % number of unstable roots in K3(s)

k4=roots([1 z4_p z3_n z2_p z1_n z0_p]);
k4_real=real(k4);
T4=sum(k4_real>0);% number of unstable roots in K4(s)

% When T2+T3+T4 equals to zero K2(s), K3(s) and K4(s) are
Hurwitz.
% The associated kp and ki are acceptable.
if ((T2+T3+T4)==0)
    sol=[sol;[kp ki]];
end

end

end

sol(1,:)=[]; %Removes the initialization([0 0])

plot(sol(:,2),sol(:,1),'.'), xlabel('Ki'), ylabel ('Kp'), grid minor
%End of code

```

Program 4.5

```
clc
clear all;

%R=5..20

R_min=5;
R_step=.2;
R_max=25;

NUM=zeros(1,5);
DEN=zeros(1,5);

N=(R_max-R_min)/R_step;
n=0;

for R=R_min:R_step:R_max
n=n+1;
disp('percentage of work done:')
disp(n/N*100)

VIN=30;
rin=.1;

L1=500e-6;
rL1=.1;

L2=500e-6;
rL2=.1;

C1=470e-6;
rC1=.05;

C2=470e-6;
rC2=.05;

rD=.01;
VD=.7;

rds=.1;

D=.66;

% Symbolic equations
syms iL1 iL2 vC1 vC2 vin vD d

%CLOSED MOSFET EQUATIONS
y=(iL1+iL2-(vC2/R))/(1+(rC2/R));
x=(rC1+rL2)*iL2-vC1+rds*(iL1+iL2)+rC2*y+vC2;
M1=(vin-x-vC1+(rL2+rC1)*iL2-rL1*iL1)/L1;
M2=(-(rC1+rL2)*iL2+vC1-rds*(iL1+iL2)-rC2*y-vC2)/L2;
M3=(-iL2)/C1;
M4=(y)/C2;
```

```

%OPENED MOSFET EQUATIONS
z=vD+rD*(iL1+iL2)+rC2*y+vC2+rL2*iL2;
M5=(vin-(rL1+rC1)*iL1-vC1+rL2*iL2-z)/L1;
M6=(-vD-rD*(iL1+iL2)-rC2*y-vC2-rL2*iL2)/L2;
M7=(iL1)/C1;
M8=(y)/C2;

%AVERAGING
MA1= simplify(d*M1+(1-d)*M5);
MA2= simplify(d*M2+(1-d)*M6);
MA3= simplify(d*M3+(1-d)*M7);
MA4= simplify(d*M4+(1-d)*M8);

% DC OPERATING POINT CALCULATION
MA_DC_1=subs(MA1,[vin vD d],[VIN VD D]);
MA_DC_2=subs(MA2,[vin vD d],[VIN VD D]);
MA_DC_3=subs(MA3,[vin vD d],[VIN VD D]);
MA_DC_4=subs(MA4,[vin vD d],[VIN VD D]);

DC_SOL=
solve(MA_DC_1==0,MA_DC_2==0,MA_DC_3==0,MA_DC_4==0,'iL1','iL2','vC1',
'vC2');

IL1=eval(DC_SOL.iL1);
IL2=eval(DC_SOL.iL2);
VC1=eval(DC_SOL.vC1);
VC2=eval(DC_SOL.vC2);

%LINEARIZATION
% x=[iL1;iL2;vC1;vC2]
%u=[vin;d] where d=duty and vin=input voltage changes
A11=subs(simplify(diff(MA1,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A12=subs(simplify(diff(MA1,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A13=subs(simplify(diff(MA1,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A14=subs(simplify(diff(MA1,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);

A21=subs(simplify(diff(MA2,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A22=subs(simplify(diff(MA2,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A23=subs(simplify(diff(MA2,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A24=subs(simplify(diff(MA2,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);

A31=subs(simplify(diff(MA3,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A32=subs(simplify(diff(MA3,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A33=subs(simplify(diff(MA3,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A34=subs(simplify(diff(MA3,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);

```

```

A41=subs(simplify(diff(MA4,iL1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A42=subs(simplify(diff(MA4,iL2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A43=subs(simplify(diff(MA4,vC1)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);
A44=subs(simplify(diff(MA4,vC2)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1
IL2 VC1 VC2 D VD VIN]);

A=eval([A11 A12 A13 A14;
        A21 A22 A23 A24;
        A31 A32 A33 A34;
        A41 A42 A43 A44
        ]);

B11=subs(simplify(diff(MA1,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL2
VC1 VC2 D VD VIN]);
B12=subs(simplify(diff(MA1,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL2
VC1 VC2 D VD VIN]);

B21=subs(simplify(diff(MA2,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL2
VC1 VC2 D VD VIN]);
B22=subs(simplify(diff(MA2,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL2
VC1 VC2 D VD VIN]);

B31=subs(simplify(diff(MA3,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL2
VC1 VC2 D VD VIN]);
B32=subs(simplify(diff(MA3,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL2
VC1 VC2 D VD VIN]);

B41=subs(simplify(diff(MA4,vin)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL2
VC1 VC2 D VD VIN]);
B42=subs(simplify(diff(MA4,d)),[iL1 iL2 vC1 vC2 d vD vin],[IL1 IL2
VC1 VC2 D VD VIN]);

B=eval([B11 B12 ;
        B21 B22 ;
        B31 B32 ;
        B41 B42
        ]);

C_vR=R*[1-(1/(1+rC2/R)) 1-(1/(1+rC2/R)) 0 1/R/(1+(rC2/R))];

H_vR=tf(ss(A,B,C_vR,0));
vR_d=H_vR(1,2);

[num,den] = tfdata(vR_d,'v');
NUM=[NUM;num];
DEN=[DEN;den];
end

NUM(1,:)=[];
DEN(1,:)=[];

num_min=min(NUM);%minimum of numerator coefficients
num_max=max(NUM);%maximum pf numerator coefficients

```

```
den_min=min(DEN);%minimum of denominator coefficients  
den_max=max(DEN);%maximum pf denominator coefficients
```



Program 4.6

```
clc

kp_min=0;
kp_max=20;
kp_delta=.1;

ki_min=0;
ki_max=20;
ki_delta=.1;

sol=[0 0]; %sol=[kp ki]

N=(kp_max-kp_min)/kp_delta*(ki_max-ki_min)/ki_delta;
n=0;

jevab=0;
for kp=kp_min:kp_delta:kp_max
    for ki=ki_min:ki_delta:ki_max

        n=n+1;
        disp('percentage of work done')
        100*n/N
        disp('----')
        %           5       4       3       2       1
        % denominator is :s +z4*s +z3*s +z2*s +z1*s +z0
        %maximum is shown with p
        %minimum is shown with n
        %For example, z4_p shows the z4 maximum. z4 is s^4
        coefficient.
        %z4_n shows the z4 minimum. z4 is s^4 coefficient.

        z4_p=1.3969e3+6.1026e3*kp;
        z4_n=1.0832e3+5.9932e3*kp;

        z3_p=1.1281e7+2.6114e8*kp+6.1026e3*ki;
        z3_n=1.1099e7+2.5627e8*kp+5.9932e3*ki;

        z2_p=4.7268e9+7.5091e10*kp+2.6114e8*ki;
        z2_n=3.9649e9+6.5557e10*kp+2.5627e8*ki;

        z1_p=1.8415e13+5.521e14*kp+7.5091e10*ki;
        z1_n=1.8185e13+5.4098e14*kp+6.5557e10*ki;

        z0_p=5.521e14*ki;
        z0_n=5.4098e14*ki;

        %Since the interval polynomial is of 5th order
        %stabilization of K2(s), K3(s) and K4(s) is enough.
        %See Lemma 2.1

        k2=roots([1 z4_p z3_n z2_n z1_p z0_p]);
        k2_real=real(k2);
        T2=sum(k2_real>0);% number of unstable roots in K2(s)
```

```

k3=roots([1 z4_n z3_p z2_n z1_p z0_n]);
k3_real=real(k3);
T3=sum(k3_real>0);% number of unstable roots in K3(s)

k4=roots([1 z4_p z3_n z2_p z1_n z0_p]);
k4_real=real(k4);
T4=sum(k4_real>0);% number of unstable roots in K4(s)

% When T2+T3+T4 equals to zero K2(s), K3(s) and K4(s) are
Hurwitz.
% The associated kp and ki are acceptable.
if ((T2+T3+T4)==0)
    sol=[sol;[kp ki]];
end

end
end

sol(1,:)=[]; %Removes the initialization([0 0])

plot(sol(:,2),sol(:,1),'.'), xlabel('Ki'), ylabel ('Kp'), grid minor

```

Program 5.1

```

%This program extracts the small signal transfer functions
% of a Buck converter
clc
clear all

%converter components values
%fsw= 200 kHz
VG=12;      %input DC source voltage
rg=0;      %input DC source internal resistance
rds=0.015; %MOSFET drain-source resistance
rD=0.015;  %Diode series resistance
VD=0.39;   %Diode voltage drop
rL=9e-3;   %Inductor Equivalent Series Resistance(ESR)
L=13e-6;   %Inductor value
rC=0.05;   %Capacitor ESR
C=3290e-6; %Capacitor value
R=1;       %Load resistor
D=0.156;   %Duty ratio
IO=0;      %Average value of output current source

syms iL vC io vg vD d
% iL : Inductor L1 current
% vC : Capacitor C1 voltage
% io : Output current source
% vg : Input DC source
% vD : Diode voltage drop
% d : Duty cycle

%Closed MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_close=(-(rg+rds+rL+R*rC/(R+rC))*iL-
R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*io+vg)/L;
dvC_dt_MOSFET_close=(R/(R+rC)*iL-1/(R+rC)*vC-R/(R+rC)*io)/C;
vo_MOSFET_close=R*rC/(R+rC)*iL+R/(R+rC)*vC-R*rC/(R+rC)*io;

%Opened MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_open=(-(rD+rL+rC*R/(R+rC))*iL-
R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*io-vD)/L;
dvC_dt_MOSFET_open=(R/(R+rC)*iL-1/(R+rC)*vC-R/(R+rC)*io)/C;
vo_MOSFET_open=R*rC/(R+rC)*iL+R/(R+rC)*vC-R*rC/(R+rC)*io;

%Averaging
averaged_diL_dt=simplify(d*diL_dt_MOSFET_close+(1-
d)*diL_dt_MOSFET_open);
averaged_dvC_dt=simplify(d*dvC_dt_MOSFET_close+(1-
d)*dvC_dt_MOSFET_open);
averaged_vo=simplify(d*vo_MOSFET_close+(1-d)*vo_MOSFET_open);

%Substituting the steady values of: input DC voltage source, Diode
voltage
%drop, Duty cycle and output current source and calculating the DC
operating point(IL and VC)
right_side_of_averaged_diL_dt=subs(averaged_diL_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);
right_side_of_averaged_dvC_dt=subs(averaged_dvC_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

```

```

DC_OPERATING_POINT=
solve(right_side_of_averaged_diL_dt==0,right_side_of_averaged_dvC_dt
==0, 'iL', 'vC');

IL=eval(DC_OPERATING_POINT.iL);
VC=eval(DC_OPERATING_POINT.vC);
VO=eval(subs(averaged_vo,[iL vC io],[IL VC IO]));

disp('Operating point of converter')
disp('-----')
disp('IL(A)=')
disp(IL)
disp('VC(V)=')
disp(VC)
disp('VO(V)=')
disp(VO)
disp('-----')

%Linearizing the averaged equations around the DC operating point.
%We want to obtain the matrix A,B,C and D
%
%      .
%      x=Ax+Bu
%      y=Cx+Du
%
%where,
%      x=[iL vC]'
%      u=[io vg d]'
%since we used the variables D for steady state duty ratio and C to
%show the capacitors values we use AA, BB, CC and DD instead of A,
%B, C and D.

% Calculating the matrix A
A11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

A21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

AA=eval([A11 A12;
         A21 A22]);

% Calculating the matrix B
B11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B13=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);

B21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);

```

```

B23=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,d)),[iL vC d vD io vg],[IL
VC D VD IO VG]);

BB=eval([B11 B12 B13;
         B21 B22 B23]);

% Calculating the matrix C
C11=subs(simplify(diff(averaged_vo,iL)),[iL vC d io],[IL VC D IO]);
C12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vC)),[iL vC d io],[IL VC D IO]);

CC=eval([C11 C12]);

D11=subs(simplify(diff(averaged_vo,io)),[iL vC d vD io vg],[IL VC D
VD IO VG]);
D12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vg)),[iL vC d vD io vg],[IL VC D
VD IO VG]);
D13=subs(simplify(diff(averaged_vo,d)),[iL vC d vD io vg],[IL VC D
VD IO VG]);

% Calculating the matrix D
DD=eval([D11 D12 D13]);

% Producing the State Space Model and obtaining the small signal
transfer
% functions
sys=ss(AA,BB,CC,DD);
sys.inputname={'io';'vg';'d'};
sys.outputname={'vo'};

vo_io=tf(sys(1,1)); % Output impedance transfer function vo(s)/io(s)
vo_vg=tf(sys(1,2)); % vo(s)/vg(s)
vo_d=tf(sys(1,3)); % Control-to-output (vo(s)/d(s))

%drawing the Bode diagrams
figure(1)
bode(-vo_io),grid minor,title('vo(s)/io(s)')

figure(2)
bode(vo_vg),grid minor,title('vo(s)/vg(s)')

figure(3)
bode(vo_d),grid minor,title('vo(s)/d(s)')

```

Program 6.1

```

% This program calculates the small signal transfer functions of
Boost converter
clc
clear all

VG=12;      % Value of input DC source
rg=0;      % Internal resistance of input DC source
rds=.04;   % MOSFET on resistance

C=100e-6;  % Capacitor C value
rC=25e-3;  % Capacitor C Equivalent Series Resistance(ESR)

L=200e-6;  % Inductor L value
rL=50e-3;  % Inductor L Equivalent Series Resistance(ESR)

rD=.01;    % Diode series resistance
VD=.8;     % Diode voltage drop

R=50;      % Load resistance
D=.61;     % Duty cycle
IO=0;      % Average value of output current source
fsw=50e3;  % Switching frequency

syms iL vC io vg vD d
% iL: Inductor L current
% vC: Capacitor C voltage
% io : Output current source
% vg : Input DC source
% vD : Diode voltage drop
% d : Duty cycle

%Closed MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_close=(-(rL+rds)*iL+vg)/L;
dvC_dt_MOSFET_close=(R/(R+rC)*(io-(vC/R)))/C;
vo_MOSFET_close=(R*rC/(R+rC)*io+R/(R+rC)*vC);

%Opened MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_open=(-(rL+rD+rC*R/(rC+R))*iL-(R*rC/(R+rC))*io-
R/(R+rC)*vC-vD+vg)/L;

dvC_dt_MOSFET_open=(R/(R+rC)*iL+R/(R+rC)*io-1/(R+rC)*vC)/C;

vo_MOSFET_open=(R*rC)/(R+rC)*(iL+io)+R/(R+rC)*vC;

%Averaging
averaged_diL_dt=simplify(d*diL_dt_MOSFET_close+(1-
d)*diL_dt_MOSFET_open);

averaged_dvC_dt=simplify(d*dvC_dt_MOSFET_close+(1-
d)*dvC_dt_MOSFET_open);

averaged_vo=simplify(d*vo_MOSFET_close+(1-d)*vo_MOSFET_open);

%Substituting the steady values of input DC voltage source, Diode
voltage

```

```

%drop, Duty cycle and output current source and calculating the DC
%operating point
right_side_of_averaged_diL_dt=subs(averaged_diL_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

right_side_of_averaged_dvC_dt=subs(averaged_dvC_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

DC_OPERATING_POINT=
solve(right_side_of_averaged_diL_dt==0,right_side_of_averaged_diL_dt
==0,right_side_of_averaged_dvC_dt==0,right_side_of_averaged_dvC_dt==
0,'iL','vC');

IL=eval(DC_OPERATING_POINT.iL);

VC=eval(DC_OPERATING_POINT.vC);

VO=eval(subs(averaged_vo,[iL vC io d],[IL VC IO D]));

disp('Operating point of converter')
disp('-----')
disp('IL(A)=')
disp(IL)

disp('VC(V)=')
disp(VC)

disp('VO(V)=')
disp(VO)
disp('-----')

%Linearizing the averaged equations around the DC operating point.
%We want to obtain the matrix A,B,C and D
%
%      .
%      x=Ax+Bu
%      y=Cx+Du
%
%where,
%      x=[iL1 iL2 vC1 vC2]'
%      u=[io vg d]'
%Since we used the variables D for steady state duty ratio and C to
%show the capacitors values we use AA, BB, CC and DD instead of A,
%B, C and D.

% Calculating the matrix A
A11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

A21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

AA=eval([A11 A12 ;

```

```

        A21 A22 ;
    ]);

% Calculating the matrix B
B11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B13=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC
D VD IO VG]);

B21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B23=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC
D VD IO VG]);

BB=eval([B11 B12 B13;
        B21 B22 B23;
        ]);

% Calculating the matrix C
C11=subs(simplify(diff(averaged_vo,iL)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);
C12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vC)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);

CC=eval([C11 C12]);

D11=subs(simplify(diff(averaged_vo,io)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);
D12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);
D13=subs(simplify(diff(averaged_vo,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);

% Calculating the matrix D
DD=eval([D11 D12 D13]);

% Producing the State Space Model and obtaining the small signal
transfer
% functions
sys=ss(AA,BB,CC,DD);
sys.inputname={'io';'vg';'d'};
sys.outputname={'vo'};

vo_io=tf(sys(1,1)); % Output impedance transfer function vo(s)/io(s)
vo_vg=tf(sys(1,2)); % vo(s)/vg(s)
vo_d=tf(sys(1,3)); % Control-to-output (vo(s)/d(s))

%drawing the Bode diagrams
figure(1)
bode(vo_io),grid minor,title('vo(s)/io(s)')

figure(2)
bode(vo_vg),grid minor,title('vo(s)/vg(s)')

figure(3)
bode(vo_d),grid minor,title('vo(s)/d(s)')

```


Program 6.2

```
%This code calculates the stability region for proportional and
integral
%gains

clc
kp_min=0;
kp_max=.05;
kp_delta=.001;
ki_min=0;
ki_max=15;
ki_delta=.1;

s=tf('s');
vo_io_nominal=0.024988*(s+4e5)*(s+421.2)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=48.726*(s+4e5)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=-.037982*(s+4e5)*(s-3.858e4)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/d(s)

sol=[0 0]; %acceptable region is saved in the sol matrix

for kp=kp_min:kp_delta:kp_max
    for ki=ki_min:ki_delta:ki_max
        %C=kp+ki/s;
        if isstable(feedback(vo_d_nominal*tf([kp ki],[1 0]),1))
            sol=[sol;[kp ki]];
        end
    end
end

sol(1,:)=[];
plot(sol(:,2),sol(:,1),'.'), xlabel('Ki'), ylabel('Kp'), grid minor
```

Program 6.3

```

% This program calculates the uncertain model of Boost converter
clc
clear all

s=tf('s');
vo_io_nominal=0.024988*(s+4e5)*(s+421.2)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal
vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=48.726*(s+4e5)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal
vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=-.037982*(s+4e5)*(s-
3.858e4)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/d(s)

n=0;
R_ustep=5;

for R_u=30:R_ustep:80
n=n+1;
rg=0;
R=R_u;
VG_u=ureal('VG',12,'percent',30); % Value of input DC source
rds_u=ureal('rds',.04,'percent',80); % MOSFET on resistance

C_u=ureal('C',100e-6,'percent',10); % Capacitor C1 value
rC_u=ureal('rC1',.025,'percent',80); % Capacitor C1 Equivalent
Series Resistance (ESR)

L_u=ureal('L',200e-6,'percent',20); % Inductor L1 value
rL_u=ureal('rL',50e-3,'percent',80); % Inductor L1 Equivalent
Series Resistance (ESR)

rD_u=ureal('rD',.01,'percent',50); % Diode series resistance
VD_u=ureal('VD',.8,'percent',50); % Diode voltage drop

VG=usample(VG_u,1); % Value of input DC source
rds=usample(rds_u,1); % MOSFET on resistance

C=usample(C_u,1); % Capacitor C value
rC=usample(rC_u,1); % Capacitor C Equivalent Series
Resistance (ESR)

L=usample(L_u,1); % Inductor L value
rL=usample(rL_u,1); % Inductor L Equivalent Series
Resistance (ESR)

rD=usample(rD_u,1); % Diode series resistance
VD=usample(VD_u,1); % Diode voltage drop

Vo_desired=30;
D=1.03*(1-(VG/Vo_desired)); % Duty cycle
IO=0; % Average value of output current source
fsw=25e3; % Switching frequency

% This program calculates the small signal transfer functions of
Boost converter

```

```

syms iL vC io vg vD d
% iL: Inductor L current
% vC: Capacitor C voltage
% io : Output current source
% vg : Input DC source
% vD : Diode voltage drop
% d : Duty cycle

%Closed MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_close=(-(rL+rds)*iL+vg)/L;
dvC_dt_MOSFET_close=(R/(R+rC)*(io-(vC/R)))/C;
vo_MOSFET_close=(R*rC/(R+rC)*io+R/(R+rC)*vC);

%Opened MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_open=(-(rL+rD+rC*R/(rC+R))*iL-(R*rC/(R+rC))*io-
R/(R+rC)*vC-vD+vg)/L;

dvC_dt_MOSFET_open=(R/(R+rC)*iL+R/(R+rC)*io-1/(R+rC)*vC)/C;

vo_MOSFET_open=(R*rC)/(R+rC)*(iL+io)+R/(R+rC)*vC;

%Averaging
averaged_diL_dt=simplify(d*diL_dt_MOSFET_close+(1-
d)*diL_dt_MOSFET_open);

averaged_dvC_dt=simplify(d*dvC_dt_MOSFET_close+(1-
d)*dvC_dt_MOSFET_open);

averaged_vo=simplify(d*vo_MOSFET_close+(1-d)*vo_MOSFET_open);

%Substituting the steady values of input DC voltage source, Diode
voltage
%drop, Duty cycle and output current source and calculating the DC
operating point
right_side_of_averaged_diL_dt=subs(averaged_diL_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

right_side_of_averaged_dvC_dt=subs(averaged_dvC_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

DC_OPERATING_POINT=
solve(right_side_of_averaged_diL_dt==0,right_side_of_averaged_diL_dt
==0,right_side_of_averaged_dvC_dt==0,right_side_of_averaged_dvC_dt==
0,'iL','vC');

IL=eval(DC_OPERATING_POINT.iL);

VC=eval(DC_OPERATING_POINT.vC);

VO=eval(subs(averaged_vo,[iL vC io d],[IL VC IO D]));

disp('Operating point of converter')
disp('-----')
disp('IL (A) =')
disp(IL)

```

```

disp('VC(V)=')
disp(VC)

disp('VO(V)=')
disp(VO)
disp('-----')

%Linearizing the averaged equations around the DC operating point.
%We want to obtain the matrix A,B,C and D
%
%      .
%      x=Ax+Bu
%      y=Cx+Du
%
%where,
%      x=[iL1 iL2 vC1 vC2]'
%      u=[io vg d]'
%Since we used the variables D for steady state duty ratio and C to
%show the capacitors values we use AA, BB, CC and DD instead of A,
%B, C and D.

% Calculating the matrix A
A11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

A21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

AA=eval([A11 A12 ;
        A21 A22 ;
        ]);

% Calculating the matrix B
B11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B13=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC
D VD IO VG]);

B21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B23=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC
D VD IO VG]);

BB=eval([B11 B12 B13;
        B21 B22 B23;
        ]);

% Calculating the matrix C
C11=subs(simplify(diff(averaged_vo,iL)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);
C12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vC)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);

```

```

CC=eval([C11 C12]);

D11=subs(simplify(diff(averaged_vo,io)),[iL vC d vD io vg],[IL VC D
VD IO VG]);
D12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vg)),[iL vC d vD io vg],[IL VC D
VD IO VG]);
D13=subs(simplify(diff(averaged_vo,d)),[iL vC d vD io vg],[IL VC D
VD IO VG]);

% Calculating the matrix D
DD=eval([D11 D12 D13]);

% Producing the State Space Model and obtaining the small signal
transfer
% functions
sys=ss(AA,BB,CC,DD);
sys.inputname={'io';'vg';'d'};
sys.outputname={'vo'};

vo_io=tf(sys(1,1)); % Output impedance transfer function vo(s)/io(s)
vo_vg=tf(sys(1,2)); % vo(s)/vg(s)
vo_d=tf(sys(1,3)); % Control-to-output(vo(s)/d(s))
%Extracts the transfer function coefficients
if(n==1)
    [num_vo_io,den_vo_io]=tfdata(vo_io,'v');
    [num_vo_vg,den_vo_vg]=tfdata(vo_vg,'v');
    [num_vo_d,den_vo_d]=tfdata(vo_d,'v');
else
    [num1,den1]=tfdata(vo_io,'v'); %extracts the numerator and
denominator of vo(s)/io(s)
    num_vo_io=[num_vo_io;num1]; %numerator of vo(s)/io(s)
    den_vo_io=[den_vo_io;den1]; %denominator of vo(s)/io(s)

    [num2,den2]=tfdata(vo_vg,'v');
    num_vo_vg=[num_vo_vg;num2];
    den_vo_vg=[den_vo_vg;den2];

    [num3,den3]=tfdata(vo_d,'v');
    num_vo_d=[num_vo_d;num3];
    den_vo_d=[den_vo_d;den3];
end
end

disp('')
disp('vo(s)/d(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_d))
disp('minimum of numerator coefficients:')
disp(min(num_vo_d))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_d))
disp('minimum of denominator coefficients:')
disp(min(den_vo_d))
disp('-----')
disp('vo(s)/io(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_io))
disp('minimum of numerator coefficients:')

```

```
disp(min(num_vo_io))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_io))
disp('minimum of denominator coefficients:')
disp(min(den_vo_io))
disp('-----')
disp('vo(s)/vg(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_vg))
disp('minimum of numerator coefficients:')
disp(min(num_vo_vg))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_vg))
disp('minimum of denominator coefficients:')
disp(min(den_vo_vg))
disp('-----')
```



Program 6.4

```
clc
kp_min=0;
kp_max=.07;
kp_delta=.0001;
ki_min=0;
ki_max=2.6;
ki_delta=.005;
sol=[0 0]; %sol=[kp ki]
N=(kp_max-kp_min)/kp_delta*(ki_max-ki_min)/ki_delta;
n=0;

s=tf('s');
vo_io_nominal=0.024988*(s+4e5)*(s+421.2)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=48.726*(s+4e5)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=-.037982*(s+4e5)*(s-3.858e4)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/d(s)

for kp=kp_min:kp_delta:kp_max
for ki=ki_min:ki_delta:ki_max
n=n+1;
disp('percentage of work done')
100*n/N
disp('----')

z3_p=1-.0158*kp;
z3_n=1-.1304*kp;

z2_p=-7.2534e3*kp-.0158*ki+936.41;
z2_n=-2.9625e4*kp-.1304*ki+316.6851;

z1_p=-7.2534e3*ki+8.72e8*kp+1.2862e7;
z1_n=-2.9625e4*ki+5.6343e8*kp+6.1976e6;

z0_p=8.72e8*ki;
z0_n=5.6343e8*ki;

k3=roots([z3_p z2_n z1_n z0_p]);
k3_real=real(k3);
T3=sum(k3_real>0);% number of unstable roots in K3(s)

if (T3==0)
sol=[sol;[kp ki]];
end

end
end
sol(1,:)=[]; %Removes the initialization([0 0])

figure(1)
plot(sol(:,2),sol(:,1),'.'), xlabel('Ki'), ylabel ('Kp'), grid minor

%End of code
```

Program 6.5

```

clc
kp_min=0;
kp_max=.07;
kp_delta=.0001;
ki_min=0;
ki_max=2.6;
ki_delta=.005;
sol=[0 0]; %sol=[kp ki]
MAG=0;
N=(kp_max-kp_min)/kp_delta*(ki_max-ki_min)/ki_delta;
n=0;

s=tf('s');
vo_io_nominal=0.024988*(s+4e5)*(s+421.2)/(s^2+640.1*s+7.685e6); %Nominal vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=48.726*(s+4e5)/(s^2+640.1*s+7.685e6); %Nominal vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=-.037982*(s+4e5)*(s-3.858e4)/(s^2+640.1*s+7.685e6); %Nominal vo(s)/d(s)

for kp=kp_min:kp_delta:kp_max
for ki=ki_min:ki_delta:ki_max
n=n+1;
disp('percentage of work done')
100*n/N
disp('----')

z3_p=1-.0158*kp;
z3_n=1-.1304*kp;

z2_p=-7.2534e3*kp-.0158*ki+936.41;
z2_n=-2.9625e4*kp-.1304*ki+316.6851;

z1_p=-7.2534e3*ki+8.72e8*kp+1.2862e7;
z1_n=-2.9625e4*ki+5.6343e8*kp+6.1976e6;

z0_p=8.72e8*ki;
z0_n=5.6343e8*ki;

k3=roots([z3_p z2_n z1_n z0_p]);
k3_real=real(k3);
T3=sum(k3_real>0); % number of unstable roots in K3(s)

if (T3==0)
sol=[sol;[kp ki]];
Zo_closedLoop=vo_io_nominal*feedback(1,vo_d_nominal*tf([kp ki],[1 0]));
[mag phase]=bode(Zo_closedLoop,.001);
MAG=[MAG;mag];
end

end
end
MAG(1)=[];
sol(1,:)=[]; %Removes the initialization([0 0])

```



```
figure(1)
plot(sol(:,2),sol(:,1),'.'), xlabel('Ki'), ylabel ('Kp'), grid minor

[value index]=min(MAG);
disp('the solution which minimize the output impedance:')
sol(index,:)
%End of code
```



Program 6.6

```
clc

s=tf('s');
vo_io_nominal=0.024988*(s+4e5)*(s+421.2)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=48.726*(s+4e5)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=-.037982*(s+4e5)*(s-3.858e4)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/d(s)

a=ureal('a',-.03798,'Range',[-.1304 -.0158]);
b=ureal('b',-1.373e4,'Range',[-2.9625e4 -7.2534e3]);
c=ureal('c',5.862e8,'Range',[5.6343e8 8.72e8]);
d=1;
e=ureal('e',640.1,'Range',[316.6851 936.41]);
f=ureal('f',7.685e6,'Range',[6.1976e6 1.2862e7]);

H=tf([a b c],[d e f]);

K=tf([0 2.22],[1 0]);
step(feedback(H*K,1))
```

Program 6.7

```
clc

s=tf('s');
vo_io_nominal=0.024988*(s+4e5)*(s+421.2)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=48.726*(s+4e5)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=-.037982*(s+4e5)*(s-3.858e4)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/d(s)

Delta=ultidyn('Delta',[1 1]);
G=vo_d_nominal*(1+Delta);

Gd = 1500/s;
[K,cls,gam] = loopsyn(vo_d_nominal,Gd);

step(feedback(K*G,1)),grid minor
```

Program 6.8

```
clc

s=tf('s');
vo_io_nominal=0.024988*(s+4e5)*(s+421.2)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal
vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=48.726*(s+4e5)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal
vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=-.037982*(s+4e5)*(s-
3.858e4)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/d(s)

a=ureal('a',-.03798,'Range',[-.1304 -.0158]);
b=ureal('b',-1.373e4,'Range',[-2.9625e4 -7.2534e3]);
c=ureal('c',5.862e8,'Range',[5.6343e8 8.72e8]);
d=1;
e=ureal('e',640.1,'Range',[316.6851 936.41]);
f=ureal('f',7.685e6,'Range',[6.1976e6 1.2862e7]);

G=tf([a b c],[d e f]);
hold on
%K=tf([0 2.22],[1 0]);
K=tf([4.246e04 2.718e07 3.263e11],[1 4.446e5 1.784e10 0]);

looptransfer = loopsens(G,K);
Ti = looptransfer.Ti;
omega = logspace(-1,5,200);
Ti_g = ufrd(Ti,omega);
opt = robopt('Display','on');
[stabmarg,destabunc,report,info] = robuststab(Ti_g,opt);
```

Program 6.9

```
clc

s=tf('s');
vo_io_nominal=0.024988*(s+4e5)*(s+421.2)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal
vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=48.726*(s+4e5)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal
vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=-.037982*(s+4e5)*(s-
3.858e4)/(s^2+640.1*s+7.685e6);%Nominal vo(s)/d(s)

a=ureal('a',-.03798,'Range',[-.1304 -.0158]);
b=ureal('b',-1.373e4,'Range',[-2.9625e4 -7.2534e3]);
c=ureal('c',5.862e8,'Range',[5.6343e8 8.72e8]);
d=1;
e=ureal('e',640.1,'Range',[316.6851 936.41]);
f=ureal('f',7.685e6,'Range',[6.1976e6 1.2862e7]);

G=tf([a b c],[d e f]);
hold on
K=tf([0 3.8],[1 0]);

looptransfer = loopsens(G,K);
Ti = looptransfer.Ti;
omega = logspace(-1,5,200);
Ti_g = ufrd(Ti,omega);
opt = robopt('Display','on');
[stabmarg,destabunc,report,info] = robuststab(Ti_g,opt);
```

Program 6.10

```

% This program calculates the small signal transfer functions of
Buck converter
clc
clear all

VG=12;      % Value of input DC source
rg=0;      % Internal resistance of input DC source
rds=.04;   % MOSFET on resistance

C=100e-6;  % Capacitor C value
rC=.025;   % Capacitor C Equivalent Series Resistance (ESR)

L=200e-6;  % Inductor L value
rL=50e-3;  % Inductor L Equivalent Series Resistance (ESR)

rD=.01;    % Diode series resistance
VD=.8;     % Diode voltage drop

R=10;      % Load resistance
D=.41;     % Duty cycle
IO=0;      % Average value of output current source
fsw=50e3;  % Switching frequency

syms iL vC io vg vD d
% iL: Inductor L current
% vC: Capacitor C voltage
% io : Output current source
% vg : Input DC source
% vD : Diode voltage drop
% d  : Duty cycle

%Closed MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_close=(-(rg+rds+rL+rC*R/(rC+R))*iL-R/(R+rC)*vC-
(R*rC/(R+rC))*io+vg)/L;
dvC_dt_MOSFET_close=(R/(R+rC)*(io+iL)-vC/(R+rC))/C;
vo_MOSFET_close=(R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*(iL+io));

%Opened MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_open=(-(rD+rL+R*rC/(R+rC))*iL-R/(R+rC)*vC-vD-
(R*rC/(R+rC))*io)/L;
dvC_dt_MOSFET_open=(R/(R+rC)*(io+iL)-vC/(R+rC))/C;
vo_MOSFET_open=(R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*(iL+io));

%Averaging
averaged_diL_dt=simplify(d*diL_dt_MOSFET_close+(1-
d)*diL_dt_MOSFET_open);

averaged_dvC_dt=simplify(d*dvC_dt_MOSFET_close+(1-
d)*dvC_dt_MOSFET_open);

averaged_vo=simplify(d*vo_MOSFET_close+(1-d)*vo_MOSFET_open);

%Substituting the steady values of input DC voltage source, Diode
voltage
%drop, Duty cycle and output current source and calculating the DC

```

```

%operating point
right_side_of_averaged_diL_dt=subs(averaged_diL_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

right_side_of_averaged_dvC_dt=subs(averaged_dvC_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

DC_OPERATING_POINT=
solve(right_side_of_averaged_diL_dt==0,right_side_of_averaged_diL_dt
==0,right_side_of_averaged_dvC_dt==0,right_side_of_averaged_dvC_dt==
0,'iL','vC');

IL=eval(DC_OPERATING_POINT.iL);

VC=eval(DC_OPERATING_POINT.vC);

VO=eval(subs(averaged_vo,[iL vC io d],[IL VC IO D]));

disp('Operating point of converter')
disp('-----')
disp('IL(A)=')
disp(IL)

disp('VC(V)=')
disp(VC)

disp('VO(V)=')
disp(VO)
disp('-----')

%Linearizing the averaged equations around the DC operating point.
%We want to obtain the matrix A,B,C and D
%
%      .
%      x=Ax+Bu
%      y=Cx+Du
%
%where,
%      x=[iL1 iL2 vC1 vC2]'
%      u=[io vg d]'
%Since we used the variables D for steady state duty ratio and C to
%show the capacitors values we use AA, BB, CC and DD instead of A,
%B, C and D.

% Calculating the matrix A
A11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,iL)),[iL vC d io],[IL VC D
IO]);
A12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vC)),[iL vC d io],[IL VC D
IO]);

A21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,iL)),[iL vC d io],[IL VC D
IO]);
A22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vC)),[iL vC d io],[IL VC D
IO]);

AA=eval([A11 A12 ;
        A21 A22 ;

```

```

    ]);

% Calculating the matrix B
B11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B13=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC
D VD IO VG]);

B21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B23=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC
D VD IO VG]);

BB=eval([B11 B12 B13;
         B21 B22 B23;
         ]);

% Calculating the matrix C
C11=subs(simplify(diff(averaged_vo,iL)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);
C12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vC)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);

CC=eval([C11 C12]);

D11=subs(simplify(diff(averaged_vo,io)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);
D12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);
D13=subs(simplify(diff(averaged_vo,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);

% Calculating the matrix D
DD=eval([D11 D12 D13]);

% Producing the State Space Model and obtaining the small signal
transfer
% functions
sys=ss(AA,BB,CC,DD);
sys.inputname={'io';'vg';'d'};
sys.outputname={'vo'};

vo_io=tf(sys(1,1)); % Output impedance transfer function vo(s)/io(s)
vo_vg=tf(sys(1,2)); % vo(s)/vg(s)
vo_d=tf(sys(1,3)); % Control-to-output (vo(s)/d(s))

%drawing the Bode diagrams
figure(1)
bode(vo_io),grid minor,title('vo(s)/io(s)')

figure(2)
bode(vo_vg),grid minor,title('vo(s)/vg(s)')

figure(3)
bode(vo_d),grid minor,title('vo(s)/d(s)')

```


Program 6.11

```

% This program calculates the uncertain model of Buck converter
clc
clear all

s=tf('s');

n=0;
R_ustep=1;

for R_u=5:R_ustep:20
n=n+1;
rg=0;
R=R_u;
VG_u=ureal('VG',12,'percent',30); % Value of input DC source
rds_u=ureal('rds',.04,'percent',80); % MOSFET on resistance

C_u=ureal('C',100e-6,'percent',10); % Capacitor C1 value
rC_u=ureal('rC1',.025,'percent',80); % Capacitor C1 Equivalent
Series Resistance (ESR)

L_u=ureal('L',200e-6,'percent',20); % Inductor L1 value
rL_u=ureal('rL',50e-3,'percent',80); % Inductor L1 Equivalent
Series Resistance (ESR)

rD_u=ureal('rD',.01,'percent',50); % Diode series resistance
VD_u=ureal('VD',.8,'percent',50); % Diode voltage drop

VG=usample(VG_u,1); % Value of input DC source
rds=usample(rds_u,1); % MOSFET on resistance

C=usample(C_u,1); % Capacitor C value
rC=usample(rC_u,1); % Capacitor C Equivalent Series
Resistance (ESR)

L=usample(L_u,1); % Inductor L value
rL=usample(rL_u,1); % Inductor L Equivalent Series
Resistance (ESR)

rD=usample(rD_u,1); % Diode series resistance
VD=usample(VD_u,1); % Diode voltage drop

Vo_desired=30;
D=1.03*(1-(VG/Vo_desired)); % Duty cycle
IO=0; % Average value of output current source
fsw=50e3; % Switching frequency

% This program calculates the small signal transfer functions of
Buck converter

syms iL vC io vg vD d
% iL: Inductor L current
% vC: Capacitor C voltage
% io : Output current source
% vg : Input DC source
% vD : Diode voltage drop

```

```

% d : Duty cycle

%Closed MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_close=(-(rg+rds+rL+rC*R/(rC+R))*iL-R/(R+rC)*vC-
(R*rC/(R+rC))*io+vg)/L;
dvC_dt_MOSFET_close=(R/(R+rC)*(io+iL)-vC/(R+rC))/C;
vo_MOSFET_close=(R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*(iL+io));

%Opened MOSFET Equations
diL_dt_MOSFET_open=(-(rD+rL+R*rC/(R+rC))*iL-R/(R+rC)*vC-vD-
(R*rC/(R+rC))*io)/L;
dvC_dt_MOSFET_open=(R/(R+rC)*(io+iL)-vC/(R+rC))/C;
vo_MOSFET_open=(R/(R+rC)*vC+R*rC/(R+rC)*(iL+io));

%Averaging
averaged_diL_dt=simplify(d*diL_dt_MOSFET_close+(1-
d)*diL_dt_MOSFET_open);

averaged_dvC_dt=simplify(d*dvC_dt_MOSFET_close+(1-
d)*dvC_dt_MOSFET_open);

averaged_vo=simplify(d*vo_MOSFET_close+(1-d)*vo_MOSFET_open);

%Substituting the steady values of input DC voltage source, Diode
voltage
%drop, Duty cycle and output current source and calculating the DC
operating point
right_side_of_averaged_diL_dt=subs(averaged_diL_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

right_side_of_averaged_dvC_dt=subs(averaged_dvC_dt,[vg vD d io],[VG
VD D IO]);

DC_OPERATING_POINT=
solve(right_side_of_averaged_diL_dt==0,right_side_of_averaged_diL_dt
==0,right_side_of_averaged_dvC_dt==0,right_side_of_averaged_dvC_dt==
0,'iL','vC');

IL=eval(DC_OPERATING_POINT.iL);

VC=eval(DC_OPERATING_POINT.vC);

VO=eval(subs(averaged_vo,[iL vC io d],[IL VC IO D]));

disp('Operating point of converter')
disp('-----')
disp('IL (A) =')
disp(IL)

disp('VC (V) =')
disp(VC)

disp('VO (V) =')
disp(VO)
disp('-----')

```

```

%Linearizing the averaged equations around the DC operating point.
%We want to obtain the matrix A,B,C and D
%
%      .
%      x=Ax+Bu
%      y=Cx+Du
%
%where,
%      x=[iL1 iL2 vC1 vC2]'
%      u=[io vg d]
%Since we used the variables D for steady state duty ratio and C to
%show the capacitors values we use AA, BB, CC and DD instead of A,
%B, C and D.

% Calculating the matrix A
A11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

A21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,iL)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);
A22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vC)), [iL vC d io], [IL VC D
IO]);

AA=eval([A11 A12 ;
         A21 A22 ;
         ]);

% Calculating the matrix B
B11=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B12=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B13=subs(simplify(diff(averaged_diL_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC
D VD IO VG]);

B21=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,io)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B22=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL
VC D VD IO VG]);
B23=subs(simplify(diff(averaged_dvC_dt,d)), [iL vC d vD io vg], [IL VC
D VD IO VG]);

BB=eval([B11 B12 B13;
         B21 B22 B23;
         ]);

% Calculating the matrix C
C11=subs(simplify(diff(averaged_vo,iL)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);
C12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vC)), [iL vC d io], [IL VC D IO]);

CC=eval([C11 C12]);

D11=subs(simplify(diff(averaged_vo,io)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);
D12=subs(simplify(diff(averaged_vo,vg)), [iL vC d vD io vg], [IL VC D
VD IO VG]);

```

```

D13=subs(simplify(diff(averaged_vo,d)),[iL vC d vD io vg],[IL VC D
VD IO VG]);

% Calculating the matrix D
DD=eval([D11 D12 D13]);

% Producing the State Space Model and obtaining the small signal
transfer
% functions
sys=ss(AA,BB,CC,DD);
sys.inputname={'io';'vg';'d'};
sys.outputname={'vo'};

vo_io=tf(sys(1,1)); % Output impedance transfer function vo(s)/io(s)
vo_vg=tf(sys(1,2)); % vo(s)/vg(s)
vo_d=tf(sys(1,3)); % Control-to-output(vo(s)/d(s))

%Extracts the transfer function coefficients
if(n==1)
    [num_vo_io,den_vo_io]=tfdata(vo_io,'v');
    [num_vo_vg,den_vo_vg]=tfdata(vo_vg,'v');
    [num_vo_d,den_vo_d]=tfdata(vo_d,'v');
else
    [num1,den1]=tfdata(vo_io,'v'); %extracts the numerator and
denominator of vo(s)/io(s)
    num_vo_io=[num_vo_io;num1]; %numerator of vo(s)/io(s)
    den_vo_io=[den_vo_io;den1]; %denominator of vo(s)/io(s)

    [num2,den2]=tfdata(vo_vg,'v');
    num_vo_vg=[num_vo_vg;num2];
    den_vo_vg=[den_vo_vg;den2];

    [num3,den3]=tfdata(vo_d,'v');
    num_vo_d=[num_vo_d;num3];
    den_vo_d=[den_vo_d;den3];
end
end

disp('')
disp('vo(s)/d(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_d))
disp('minimum of numerator coefficients:')
disp(min(num_vo_d))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_d))
disp('minimum of denominator coefficients:')
disp(min(den_vo_d))
disp('-----')
disp('vo(s)/io(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_io))
disp('minimum of numerator coefficients:')
disp(min(num_vo_io))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_io))
disp('minimum of denominator coefficients:')

```

```
disp(min(den_vo_io))
disp('-----')
disp('vo(s)/vg(s)')
disp('maximum of numerator coefficients:')
disp(max(num_vo_vg))
disp('minimum of numerator coefficients:')
disp(min(num_vo_vg))
disp('')
disp('maximum of denominator coefficients:')
disp(max(den_vo_vg))
disp('minimum of denominator coefficients:')
disp(min(den_vo_vg))
disp('-----')
```



Program 6.12

```
clc
kp_min=0;
kp_max=.01;
kp_delta=.0001;
ki_min=0;
ki_max=60;
ki_delta=.1;
sol=[0 0]; %sol=[kp ki]

N=(kp_max-kp_min)/kp_delta*(ki_max-ki_min)/ki_delta;
n=0;

s=tf('s');
vo_io_nominal=tf([.02494 9984 3.606e6],[1 1484 5.024e7]);%Nominal
vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=tf([51.12 2.045e7],[1 1484 5.024e7]);%Nominal
vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=tf([1594 6.377e8],[1 1484 5.024e7]);%Nominal vo(s)/d(s)

for kp=kp_min:kp_delta:kp_max
for ki=ki_min:ki_delta:ki_max
n=n+1;
disp('percentage of work done')
100*n/N
disp('----')

z3_p=1;
z3_n=1;

z2_p=2.8428e3*kp+2.6756e3;
z2_n=413.09*kp+939.39;

z1_p=2.8428e3*ki+8.2608e8*kp+6.2864e7;
z1_n=413.09*ki+5.046e8*kp+4.1185e7;

z0_p=8.2608e8*ki;
z0_n=5.0469e8*ki;

k3=roots([z3_p z2_n z1_n z0_p]);
k3_real=real(k3);
T3=sum(k3_real>0);% number of unstable roots in K3(s)

if (T3==0)
sol=[sol;[kp ki]];
end
end
end

W(1)=[];
sol(1,:)=[]; %Removes the initialization([0 0])
figure(1)
plot(sol(:,2),sol(:,1),'.'), xlabel('Ki'), ylabel ('Kp'), grid minor
```

Program 6.13

```
clc
kp_min=0;
kp_max=.01;
kp_delta=.0001;
ki_min=0;
ki_max=60;
ki_delta=.1;
sol=[0 0]; %sol=[kp ki]
W=0;

N=(kp_max-kp_min)/kp_delta*(ki_max-ki_min)/ki_delta;
n=0;

s=tf('s');
vo_io_nominal=tf([.02494 9984 3.606e6],[1 1484 5.024e7]);%Nominal
vo(s)/io(s)
vo_vg_nominal=tf([51.12 2.045e7],[1 1484 5.024e7]);%Nominal
vo(s)/vg(s)
vo_d_nominal=tf([1594 6.377e8],[1 1484 5.024e7]);%Nominal vo(s)/d(s)

for kp=kp_min:kp_delta:kp_max
for ki=ki_min:ki_delta:ki_max
n=n+1;
disp('percentage of work done')
100*n/N
disp('----')

z3_p=1;
z3_n=1;

z2_p=2.8428e3*kp+2.6756e3;
z2_n=413.09*kp+939.39;

z1_p=2.8428e3*ki+8.2608e8*kp+6.2864e7;
z1_n=413.09*ki+5.046e8*kp+4.1185e7;

z0_p=8.2608e8*ki;
z0_n=5.0469e8*ki;

k3=roots([z3_p z2_n z1_n z0_p]);
k3_real=real(k3);
T3=sum(k3_real>0);% number of unstable roots in K3(s)

if (T3==0)
sol=[sol;[kp ki]];
C=tf([kp ki],[1 0]);
[mag phase]=bode(vo_io_nominal*feedback(1,vo_d_nominal*C),.001);
W=[W;mag];
end
end
end

W(1)=[];
sol(1,:)=[]; %Removes the initialization([0 0])
figure(1)
plot(sol(:,2),sol(:,1),'.'), xlabel('Ki'), ylabel ('Kp'), grid minor
```

```
[a b]=min(W);  
disp('desired kp and ki')  
sol(b,:)
```



Program 6.14

```
vo_d=tf([1594 6.377e8],[1 1484 5.024e7]);%Nominal vo(s)/d(s)
M=2;
A=.01;
w0=2*pi*100;
%weights are selected with the aid of following paper:
%Design of Robust H2/H-infinity Controllers of DC-DC SEPIC
%Converter for Effective Set Point Tracking
%By: Vignesh Sundaramoorthy, Sudharson Jeyakumar,
%    Venkatesh Rajakumar, Veerapandiyar Veerasamy
%Journal of Pure and applied mathematics

W1=(s/M+w0)/(s+w0*A);
W3=(s+w0/M)/(A*s+w0);

K=mixsyn(vo_d,W1,[],W3)
```



KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

A. Kitaplar

- 1- Simulink ve Waijung Blok Set ile ST Mikrodenetleyicilerin Programlaması ve Kontrol, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Umuttepe yayınevi, (ISBN: 978-605-2012-15-4), Turkey, 2017.
- 2- Güç Elektroniği Devrelerinin PSIM ile Simulasyonü, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Umuttepe yayınevi, (ISBN: 978-605-2012-30-7), Turkey, 2018.
- 3- Dynamics and control of DC-DC converters, **Farzin Asadi**, Kei Eguchi, Morgan & Claypool, (ISBN: 978-168-1732-98-5), USA, 2018.
- 4- Güç Elektroniği Devrelerinin Matlab/Simulink ile Simulasyonü, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Umuttepe yayınevi , (ISBN: 978-605-2012-65-9), Turkey, 2018.
- 5- Güç Elektroniği, **Farzin Asadi**, Umuttepe yayınevi, (ISBN: 978-605-2012-68-0), Turkey, 2018.
- 6- Elektriksel Ölçme ve Ölçüm Cihazları, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Umuttepe yayınevi, (ISBN: 978-605-2012-73-4), Turkey, 2018.
- 7- Robust control of DC-DC converters: The Kharitonov's theorem approach, **Farzin Asadi**, Morgan & Claypool, (ISBN: 978-168-1734-14-9), USA, 2018.
- 8- Computer techniques for dynamic modelling of DC-DC power converters, **Farzin Asadi**, Morgan & Claypool, (ISBN: 978-168-1734-19-4), USA, 2018.
- 9- Modeling Uncertainties in DC-DC Converters with MATLAB and PLECS, **Farzin Asadi**, Sawai Pongswatd, Kei Eguchi, Ngo Lam Trung, Morgan & Claypool, (ISBN: 978-168-1734-39-2), USA, 2018.
- 10- Feedback control systems: MATLAB/Simulink approach, **Farzin Asadi**, Robert E. Bolanos, Jorge Rodriguez, Morgan & Claypool, (ISBN: 978-168-1735-41-2), USA, 2019.

B. Uluslararası Hakemli Dergi Yayınları (SCIE)

- 1- Kharitonov's theorem: A good starting point for robust control, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, The International Journal of Electrical Engineering & Education, 2019.
- 2- Hybrid Spiral STC-Hedge Algebras Model in Knowledge Reasonings for Robot Coverage Path Planning and Its Applications, Hai Van Pham, Farzin Asadi, Nurettin Abut, İsmet Kandilli, Applied Sciences, 2019.

3- A new analysis way of three-phase switched capacitor converters, Wanglok Do, **Farzin Asadi**, Kei Eguchi, Journal of circuits, systems and computers, 2018.

C. Uluslararası Hakemli Dergi Yayınları (ESCI)

1- ITAE criterion based controller for Buck converter, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, International Journal of Advanced and Applied Sciences, 2017.

2- A simple method for electrical machine's mechanical parameter extraction, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Ismet Kandilli, International Journal of Advanced and Applied Sciences, 2017.

3- A novel Buck-Boost converter, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Ismet Kandilli, International Journal of Advanced and Applied Sciences, 2017.

4- Development of a power electronics converter dynamics toolbox for MATLAB, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Üzeyir Akça, International Journal of Advanced and Applied Sciences, 2017.

5- Designing a PI controller for Cuk converter using converter dynamics toolbox for MATLAB, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Üzeyir Akça, International Journal of Advanced and Applied Sciences, 2017.

6- Joy of controller design: Controller design based on Kocaeli university's converter dynamics toolbox for MATLAB, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, İsmet Kandilli, International Journal of Advanced and Applied Sciences, 2017.

7- Linear controller design for a large dc gain converter, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Üzeyir Akça, International Journal of Advanced and Applied Sciences, 2017.

8- Dynamics and control of a novel Buck-Boost converter with low stresses on switches and diodes, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, İsmet Kandilli, International Journal of Advanced and Applied Sciences, 2017.

9- KUCA: Kocaeli University Converter Analysis simulation software in power electronics, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, International Journal of Advanced and Applied Sciences, 2016.

10- Pole placement based on derivative of states, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, International Journal of Advanced and Applied Sciences, 2016.

11- Design of a non-thermal food processing system utilizing wire discharge of dual electrodes in underwater, Kei Eguchi, Anurak Jaiwanglok, Amphawan Julsereewong, **Farzin Asadi**, Hiroto Abel and Ichirou Oota, International Journal of Innovative Computing, Information and Control(ICIC), 2018.

12- Design of an inductor-less direct AC-AC converter realizing 1/4x and 4x conversion, Kei Eguchi, **Farzin Asadi**, K Kuwahara and I Oota, Journal of Physics: Conference Series, 2018.

13- A small direct sc ac-ac converter with cascade topology, Kei Eguchi, **Farzin Asadi**, Kyoka Kuwahara, Takaaki Ishibashi and Ichirou Oota, International Journal of Innovative Computing, Information and Control, 2018.

14- Development of a simple direct switched-capacitor ac-ac converter using cascade connection, Kei Eguchi, **Farzin Asadi**, Hiroto Abe, Takaaki Ishibashi and Hirofumi Sasaki, International Journal of Innovative Computing, Information and Control, 2018.

15- A cross-connected charge pump for energy harvesting applications, Wanlok Do, Haruka Fujisaki, **Farzin Asadi** and Kei Eguchi, International Journal of Innovative Computing, Information and Control, 2018.

16- Experiment of a high voltage gain switched capacitor dc-dc converter based on a cross-connected fibonacci-type converter, Ratanabool Rubpongse, **Farzin Asadi**, Wanglok Do and Kei Eguchi, ICIC Express Letters, 2018.

D. Uluslararası Hakemli Dergi Yayınları (Diğer)

1- A Method for System Order Reduction based on Genetic Algorithm and FFT, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 2016.

2- A Simple Method for Power Diodes Parameter Measurement, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 2016.

3- A Simple Method for a Capacitor's ESR Measurement, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, www.powerelectronics.com, 2017.

4- Flyback transformer modelling, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, European Passive Components Institute, 2017.

5- Controller Design for DCM-Operated Boost Converter Using System Identification, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, www.powerelectronics.com, 2017.

6- Developing a MATLAB toolbox for MWM Buck Boost converter analysis and design, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Journal of Electronic Research and Application, 2017.

7- Comparison of Different DC Motor Modeling Techniques, **Farzin Asadi**, Kei Eguchi, Journal of Electronic Research and Application, 2018

8- On the Extraction of Input and Output Impedance of PWM DC-DC Converters, **Farzin Asadi**, Kei Eguchi, Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering, 2019.

E. Uluslararası Bilimsel Toplantılarda Sunulan ve Bildiri Kitabında Basılan Bildiriler

1- Comparison of Different DC Motor Modeling Techniques, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Mehmet Keskin Kilic, 1st International Turkish World Engineering and Science Congress, Antalya, Turkey, 2017.

2- Developing a Simple Method for Capacitors ESR Measurements, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut, Üzeyir AKÇA, National Conference on Energy Conversion, Elazığ, Turkey, 2017.

3- Developing a Software for Analyzing and Designing Charge Pump Based Boost Converters, **Farzin Asadi**, Nurettin Abut and Mehmet Keskin Kılıç, First international conference on energy systems engineering, Karabuk, Turkey, 2017.

4- Experimental Evaluation of Water Contamination in a NonThermal Food Processing System Utilizing an Underwater Shockwave, Kei Eguchi, **Farzin Asadi**, Hiroto Abe and Ichirou Oota, 7th International Conference on Advances in Science, Engineering, Technology and Natural Resources(ASETNR-17), Pattaya, Thailand, 2018.

5- A Multi-Input Cross-Connected Charge Pump for Mobile Applications, Kei Eguchi, **Farzin Asadi**, Takaaki Ishibashi, Ichirou Oota, 6th IIAE International Conference on Industrial Application Engineering, Okinawa, Japan, 2018.

6- Design of a Cross-Connected Charge Pump for Energy Harvesting Systems, K Eguchi, H Fujisaki, **Farzin Asadi**, I Oota, 6th International Conference on Power Science and Engineering(ICPSE 2017), Petersburg, Russia, 2018.

7- Development of a Simple Direct SC AC-AC Converter Using Cascade Connection, Kei Eguchi, **Farzin Asadi**, Hiroto Abe, Takaaki Ishibashi and Hirofumi Sasaki, 13th International Conference on Innovative Computing, Information and Control (ICICIC 2018), to be held in Lianyungang, China, 2018.

8- A High Voltage Gain SC DC-DC Converter Based on Cross-Connected Fibonacci-Type Converter, Haruka Fujisaki, Sawai Pongwatd, **Farzin Asadi**, Kei Eguchi, The Fourth International Conference on Engineering, Applied Sciences and Technology (ICEAST 2018), Phuket, Thailand, 2018.

9- Experiment of a High Voltage Gain SC DC-DC Converter Based on Cross-Connected Fibonacci-Type Converter, Rubpongse Ratanaubol, **Farzin Asadi**, Do

Wanglok and Kei Eguchi, 13th International Conference on Innovative Computing, Information and Control (ICICIC2018), Lianyungang, China, August 20-23, 2018.



ÖZGEÇMİŞ

Farzin Asadi, 1985'te İran'ın Tahran kentinde doğdu. Lisans eğitimini, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği üzerinde ve yüksek lisansını Kontrol Mühendisliği üzerinde tamamladı.

2009-2014 yıllar arasında, İranın farklı üniversitelerinde, sözleşmeli okutman olarak, lisans ve ön lisans öğrencilerinin teorik derslerini verdi. 2014'te Türkiye'ye gelip bir senelik Türkçe hazırlığı tamamladıktan sonra, Kocaeli Üniversitesinin Mekatronik Mühendisliği Anabilim dalında doktora eğitimine başladı.

