

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FENBİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**GÜÇ SİSTEMLERİNİN KARARLILIĞI İÇİN SENKRON
GENERATÖRÜN UYARTIMININ KAYMA KİPLİ KONTROLÜ**

Mustafa NALBANTOĞLU

**Doktora Tezi
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

ELAZIĞ 2009

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FENBİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**GÜÇ SİSTEMLERİNİN KARARLILIĞI İÇİN SENKRON
GENERATÖRÜN UYARTIMININ KAYMA KIPLI KONTROLÜ**

Mustafa NALBANTOĞLU

Doktora Tezi
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu tez,/...../..... tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği/
oyçokluğu ile başarılı/ başarısız olarak değerlendirilmiştir.

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN

Üye : Prof. Dr. A. Sefa AKPINAR

Üye : Prof. Dr. Mehmet CEBECİ

Üye : Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

Üye : Yrd. Doç. Dr. Mehmet İlyas BAYINDIR

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun tarih ve
.....sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŞEKKÜR

Tez ve tez öncesi her türlü çalışma aşamalarımda, desteğini ve değerli zamanını esirgemeyen danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN' a teşekkürü bir borç bilirim.

Bu çalışmanın değişik aşamalarında, yardım ve desteklerini gördüğüm Sayın Prof. Dr. Mehmet CEBECİ' ye ve Yrd. Doç. Dr. Mehmet İlyas BAYINDIR' a teşekkür ederim.

Değerli fikirlerini aldığım ve desteklerini gördüğüm, farklı Üniversitelerden Yrd. Doç. Dr. Metin DEMİRTAŞ' a, Yrd. Doç. Dr. S. Vakkas ÜSTÜN' e ve Yrd. Doç. Dr. Murat CANER' e teşekkür ederim.

Tez çalışmam süresince göstermiş oldukları özveri, anlayış ve sabırlarından dolayı eşime ve aileme teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
TEŞEKKÜR	
İÇİNDEKİLER.....	I
ŞEKİLLER LİSTESİ	V
TABLolar LİSTESİ.....	VIII
EKLER LİSTESİ.....	X
SİMGELER LİSTESİ.....	XI
KISALTMALAR LİSTESİ	XIV
ÖZET	XV
ABSTRACT	XVI
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Güç Sistemlerinin Yapısı.....	1
1.2. Generatör ve Güç Sistemi Kontrolü	2
1.3. Konuyla İlgili Yapılmış Çalışmalar	3
1.4. Tezin Organizasyonu.....	8
2. GÜÇ SİSTEMLERİNDE KARARLILIK	9
2.1. Genel Bilgi.....	9
2.2. Rotor Açısı Kararlılığı.....	10
2.2.1. Sonsuz Baraya Bağlı Senkron Generatörün Güç Karakteristiği.....	10
2.2.2. Salınım Denklemi.....	13
2.2.3. Salınımların Klasik Model Aracılığı İle İncelenmesi	16
2.2.3.1. Küçük İşaret Kararlılığı	19
2.2.3.2. Geçici Durum (Dinamik) Kararlılığı	21
2.3. Kararlılığı İyileştirme Yöntemleri.....	24
2.3.1. Frenleme Direnci.....	25
2.3.2. Hızlı Valflama	25
2.3.3. Yüksek Hızlı Uyarma Sistemleri.....	25
2.3.4. Sistem Reaktansının Zayıflatılması.....	26
2.3.5. Şönt Kompanzasyon.....	26
3. SENKRON GENERATÖR MODELLERİ	28
3.1. Senkron Generatörler.....	28

3.2.	Senkron Generatör Modeli.....	28
3.2.1.	Akı Bağı Denklemleri.....	31
3.2.2.	Gerilim Denklemleri.....	33
3.3.	Kararlılık İncelemelerinde Kullanılan Sonsuz Baraya Bağlı Senkron Generatör Modelleri	35
3.3.1.	Sonsuz Baraya Bağlı Senkron Generatörün Basitleştirilmiş modeli	35
3.3.2.	Sonsuz Baraya Bağlı Çıkık Kutuplu Senkron Generatörün Basitleştirilmiş Doğrusal Modeli.....	36
4.	UYARMA SİSTEMLERİ	40
4.1.	Genel Bilgi.....	40
4.2.	Kuvvetlendirici.....	42
4.3.	Uyarıcı	43
4.4.	Generatör Modeli	44
4.5.	Algılayıcı Modeli	44
4.6.	Oransal Geri Beslemeli Uyarma Sistemi Kararlayıcısı	45
4.7.	Güç Sistem Kararlayıcısı	46
4.8.	Basitleştirilmiş Doğrusal Modelin Durum Uzay Denklemleri.....	48
4.8.1.	Önerilen Kayma Kipli Güç Sistem Kararlayıcı için Durum Uzay Denklemi	49
4.8.2.	Önerilen Kayma Kipli Uyarma Kontrolörü için Durum Uzay Denklemi.....	51
4.8.3.	Önerilen Kayma Kipli Uyarma Kontrolörü için İndirgenmiş Durum Uzay Denklemi .	51
5.	KAYMA KIPLİ KONTROL YÖNTEMİ.....	53
5.1.	Genel Bilgi.....	53
5.2.	Temel Değişken Yapılı Kontrol Yöntemi.....	55
5.3.	Genel DYK Probleminin Çözümü	58
5.4.	Kayma Yüzeyi Tasarımı	59
5.4.1.	Kök Yerleştirme	60
5.4.2.	Optimal Kayma Yüzeyi Tasarımı.....	61
5.5.	Erişim Şartları Ve Erişim Kipi	62
5.5.1.	Doğrudan Anahtarlama Fonksiyonu Yaklaşımı	62
5.5.2.	Lyapunov Fonksiyonu Yaklaşımı	62
5.5.3.	Erişim Kuralı Yaklaşımı	62
5.6.	Kontrol İşaretinin Belirlenmesi.....	63
5.6.1.	Röle Kontrolü.....	63
5.6.2.	Anahtarlama Kazançlarla Doğrusal Geri Beslemeli Kontrolör.....	63

5.6.3.	Eşdeğer Kontrolün Genişletilmesi.....	63
5.6.4.	Erişim Kurallı Kontrolör.....	64
5.7.	Kayma Kipli Kontrolün Özellikleri.....	64
5.7.1.	Kayma Kipinin Özellikleri.....	65
5.7.2.	Kayma ve Sürekli Durum Kiplerinde Çatırtı Problemi	65
5.7.2.1.	Çatırtıya Karşı Süreklileştirme Yaklaşımı	66
5.7.2.2.	Çatırtıya Karşı Değişken Oran Kullanılması	68
6.	GENETİK ALGORİTMA İLE OPTİMİZASYON.....	70
6.1.	Giriş.....	70
6.2.	Genetik Algoritmalar ve Diğer Arama Yöntemleri	71
6.3.	Genetik Algoritmanın İşleyişi	74
6.3.1.	Kodlama.....	75
6.3.2.	Başlangıç Nesli	76
6.3.3.	Uygunluk Testi.....	76
6.3.4.	Doğal Seçim	76
6.3.4.1.	Rulet Çarkı.....	77
6.3.4.2.	Turnuva Yöntemi	77
6.3.4.3.	Sıralı (Rank) Seçim	77
6.3.5.	Çaprazlama	77
6.3.5.1.	Tek Noktalı Çaprazlama	78
6.3.5.2.	Çok Noktalı Çaprazlama.....	78
6.3.5.3.	Düzgün Çaprazlama	78
6.3.6.	Mutasyon	79
7.	BENZETİM ÇALIŞMALARI	80
7.1	Yapılan Çalışmalar	80
7.1.1.	SBSG Basitleştirilmiş Doğrusal Modelin Benzetimi	81
7.1.2.	SBSG Basitleştirilmiş Modelin Benzetimi	82
7.2.	Geleneksel Güç Sistem Kararlayıcı.....	82
7.3.	Önerilen Kayma Kipli Güç Sistem Kararlayıcı.....	87
7.3.1.	Kayma Yüzeyi Tasarımı	88
7.3.2.	Önerilen Erişim Kurallı Güç Sistem Kararlayıcı	90
7.3.3.	Önerilen Değişken Oranlı Erişim Kurallı Güç Sistem Kararlayıcı	92
7.3.4.	Önerilen Değişken Oranlı Eşdeğer Kontrollü Güç Sistem Kararlayıcı	93
7.4.	Kayma Kipli Uyarma Kontrolörleri	99

7.4.1. Önerilen Kayma Kipli Uyarma Kontrolörü (KK-UK)	99
7.4.1.1. KK-UK İçin Kayma Yüzeyi Tasarımı	100
7.4.1.2. Önerilen Erişim Kurallı Uyarma Kontrolörü (EK-UK)	101
7.4.1.3. Önerilen Değişken Oranlı Erişim Kurallı Uyarma Kontrolörü (DEK-UK)	102
7.4.1.4. Önerilen Değişken Oranlı Eşdeğer Kontrollü Uyarma Kontrolörü (DEQ-UK)	102
7.4.2. Önerilen İndirgenmiş Kayma Kipli Uyarma Kontrolörü (KK-UK _i)	105
7.4.2.1. KK-UK _i İçin Kayma Yüzeyi Tasarımı	105
7.4.2.2. Önerilen İndirgenmiş Modele Dayalı Erişim Kipli Uyarma Kontrolörü (EK-UK _i) ...	106
7.4.2.3. Önerilen Değişken Oranlı Erişim Kurallı Uyarma Kontrolörü (DEK-UK _i)	107
7.4.2.4. Önerilen Değişken Oranlı Eşdeğer Kontrollü Uyarma Kontrolörü (DEQ-UK _i)	107
7.5. Önerilen Kayma Kipli GSK ve Uyarma Kontrolörlerinin Model Belirsizliklerine Karşı Dayanıklılık İncelemesi	112
8. SONUÇ	126
8.1. Sonuçlar	126
8.2. Öneriler	127
KAYNAKLAR	128
ÖZGEÇMİŞ	137
EKLER	

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1	Bir güç sisteminin genel yapısı	1
Şekil 1.2	Bir senkron generatöre ilişkin kontrollerin şematik diyagramı	3
Şekil 2.1	Güç sistemlerinde kararlılık sınıflandırması	10
Şekil 2.2	Sonsuz baraya bağlı senkron generatörün bağlantı şeması	11
Şekil 2.3	SBSG sisteminin basit gösterimi	11
Şekil 2.4	SBSG sisteminin eşdeğer devre şeması	11
Şekil 2.5	SBSG sisteminin basitleştirilmiş eşdeğer devresi.....	11
Şekil 2.6	Basitleştirilmiş SBSG sisteminin fazör diyagramı	12
Şekil 2.7	SBSG sisteminin güç iletme karakteristiği.....	13
Şekil 2.8	X_e reaktansı üzerinden sonsuz baraya bağlı yuvarlak kutuplu senkron generatör ..	16
Şekil 2.9	Yuvarlak kutuplu senkron generatörün klasik modelinin blok diyagramı	18
Şekil 2.10	Küçük işaret kararlılığı durumunda a) δ açısı değişimi b) Güç-açı karakteristiği ..	20
Şekil 2.11	Eşdeğer şemalar, a) Normal işletme rejimi, b) Bir hattın açılması durumu.....	21
Şekil 2.12	Güç-açı karakteristiği ve δ açısının değişim eğrisi	22
Şekil 2.13	Geçici durum kararsızlığında karakteristik eğriler.....	23
Şekil 2.14	OGR ve GSK'nın senkronlama momenti üzerindeki etkileri	26
Şekil 2.15	Tristör anahtarlamalı seri kapasitör	26
Şekil 2.16	Statik Var Kompanzatör	27
Şekil 2.17	Gerçek zamanlı kontrolörlerin tepki zamanları göstergesi	27
Şekil 3.1	Çıkık kutuplu senkron generatör sargılarının gösterimi.....	29
Şekil 3.2	Senkron generatörün şematik gösterimi.....	33
Şekil 3.3	Senkron generatörün küçük işaret modeli.....	36
Şekil 3.4	SBSG basitleştirilmiş doğrusal modeli	38
Şekil 4.1	Bir uyarma devresinin bileşenlerinin blok diyagram gösterimi	40
Şekil 4.2	DA Uyarıcı bir OGR'nün yapısı.....	42
Şekil 4.3	IEEE ST1A uyarma sisteminin modeli.....	43
Şekil 4.4	Basitleştirilmiş bir otomatik gerilim regülatörü	44
Şekil 4.5	Teminal geriliminin yük kompanzasyonu ile birleşik olarak geri beslemesi	45
Şekil 4.6	Oransal geri beslemeli AVR sistemin blok diyagramı.....	46
Şekil 4.7	Farklı işaretleri kullanan GSK tipleri, a) Güç sapması ile GSK, b) frekans sapması ile GSK ve c) Hız sapması ile GSK.....	47
Şekil 4.8	Klasik GSK'nın blok diyagram gösterimi.....	47
Şekil 4.9	GSK kontrol işareti bulunan Phillips – Heffron modeli.....	49
Şekil 4.10	OGR + KK - GSK yapısında Uyarma Devresi Diyagramı	50

Şekil 4.11 KK – UK bulunan uyarma devresinin blok gösterimi	51
Şekil 4.12 KK – UK _i bulunan uyarma devresinin blok gösterimi	52
Şekil 5.1 Eşitlik (5.1) sisteminin blok diyagramı	55
Şekil 5.2 Eşitlik (5.1) sistemi için anahtarlama mantığıyla tanımlanan bölgeler	56
Şekil 5.3 (a) (5.5) sistemi için, (b) (5.6) sistemi için faz düzlemleri	56
Şekil 5.4 Değişken yapıli sistemin faz portresi	57
Şekil 5.5 (a) Kayma ve (b) yarı-kayma kipleri	67
Şekil 5.6 Anahtarlama fonksiyonları	67
Şekil 6.1 Tek tepe noktalı uzay	72
Şekil 6.2 Çok tepe noktalı uzay	72
Şekil 6.3 Parazit içeren bir uygunluk fonksiyonu	73
Şekil 6.4 Farklı arama yöntemlerinin verimlilikleri	74
Şekil 6.5 Basit bir GA algoritmasının blok diyagramı	75
Şekil 7.1 GSK için yapılan çalışmaların blok gösterimi	80
Şekil 7.2 KK - UK için yapılan çalışmaların blok gösterimi	81
Şekil 7.3 SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelinin Simulink benzetimi	81
Şekil 7.4 SBSG basitleştirilmiş modelinin Simulink benzetimi	82
Şekil 7.5 SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelde GSK uygulaması Simulink benzetimi ...	83
Şekil 7.6 SBSG basitleştirilmiş modelde GSK uygulaması Simulink benzetimi	83
Şekil 7.7 Bozucu-1 için GSK bulunan ve bulunmayan SBSG basitleştirilmiş doğrusal model cevapları	85
Şekil 7.8 Bozucu-2 için GSK bulunan ve bulunmayan SBSG basitleştirilmiş doğrusal model cevapları	86
Şekil 7.9 Bozucu-3 için GSK bulunan ve bulunmayan SBSG basitleştirilmiş doğrusal model cevapları	86
Şekil 7.10 KK – GSK içeren SBSG basitleştirilmiş doğrusal model benzetimi	87
Şekil 7.11 KK – GSK içeren SBSG basitleştirilmiş modelin benzetimi	88
Şekil 7.12 GA ile kayma yüzeyi optimizasyonuna ilişkin m-file programın akış şeması	90
Şekil 7.13 EK – GSK Simulink benzetimi	91
Şekil 7.14 DEK - GSK Simulink benzetimi	92
Şekil 7.15 DEQ – GSK Simulink benzetimi	93
Şekil 7.16 Bozucu-1 için SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelde GSK karşılaştırması	94
Şekil 7.17 Bozucu-2 için SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelde GSK karşılaştırması	95
Şekil 7.18 Bozucu-3 için SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelde GSK karşılaştırması	95
Şekil 7.19 Bozucu-1 için SBSG basitleştirilmiş modelde GSK karşılaştırması	97

Şekil 7.20	Bozucu-2 için SBSG basitleştirilmiş modelde GSK karşılaştırması	97
Şekil 7.21	Bozucu-3 için SBSG basitleştirilmiş modelde GSK karşılaştırması	98
Şekil 7.22	GSK ve KK – UK Simulink benzetimi	100
Şekil 7.23	GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-1 durumu için cevapları	103
Şekil 7.24	GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-2 durumu için cevapları	103
Şekil 7.25	GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-3 durumu için cevapları	104
Şekil 7.26	GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-1 durumu için cevapları	108
Şekil 7.27	GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-2 durumu için cevapları	109
Şekil 7.28	GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-3 durumu için cevapları	109
Şekil 7.29	Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin cevabı	113
Şekil 7.30	Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin cevabı	113
Şekil 7.31	Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin cevabı	114
Şekil 7.32	Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin cevabı	115
Şekil 7.33	Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin cevabı	116
Şekil 7.34	Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin cevabı	116
Şekil 7.35	Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin cevabı	118
Şekil 7.36	Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin cevabı	118
Şekil 7.37	Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin cevabı	119
Şekil 7.38	Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin cevabı	120
Şekil 7.39	Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin cevabı	121
Şekil 7.40	Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin cevabı	121
Şekil 7.41	Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin cevabı	123
Şekil 7.42	Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin cevabı	123
Şekil 7.43	Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin cevabı	124

Tablo 7.1	Benzetim çalışmalarında kullanılan senkron makinanın parametreleri.....	81
Tablo 7.2	Klasik GSK parametreleri	84
Tablo 7.3	Nominal çalışma şartları ve SBSG basitleştirilmiş doğrusal model katsayıları.....	84
Tablo 7.4	GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş doğrusal modeldeki Bozucu-1 için IAE performansları.....	96
Tablo 7.5	GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş doğrusal modeldeki Bozucu-2 için IAE Performansları.....	96
Tablo 7.6	GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş doğrusal modeldeki Bozucu-3 için IAE Performansları.....	96
Tablo 7.7	GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş modelde Bozucu-1 için IAE Performansları.....	98
Tablo 7.8	GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş modelde Bozucu-2 için IAE Performansları.....	98
Tablo 7.9	GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş modelde Bozucu-3 için IAE Performansları.....	98
Tablo 7.10	GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-1 için IAE performansları.....	104
Tablo 7.11	GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-2 için IAE performansları.....	104
Tablo 7.12	GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-3 için IAE performansları	105
Tablo 7.13	GSK ve KK - UKi yöntemlerinin Bozucu-1 için IAE performansları	108
Tablo 7.14	GSK ve KK - UKi yöntemlerinin Bozucu-2 için IAE performansları	110
Tablo 7.15	GSK ve KK - UKi yöntemlerinin Bozucu-3 için IAE performansları	110
Tablo 7.16	Çıkış değişkenlerinin; bozucu çeşitleri, kontrolörler ve kontrol işareti belirleme yöntemleri için IAE performans tabloları.....	111
Tablo 7.17	Kontrolörlerin ve kontrol yöntemlerinin optimize edildikleri çalışma noktasından farklı bir noktadaki çalışma performansları	111
Tablo 7.18	Belirsizlik tablosu	112
Tablo 7.19	Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları.....	114
Tablo 7.20	Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları.....	115
Tablo 7.21	Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları.....	115
Tablo 7.22	Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin IAE	

performansları.....	117
Tablo 7.23 Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin IAE	
performansları.....	117
Tablo 7.24 Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin IAE	
performansları.....	117
Tablo 7.25 Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin performansı.....	119
Tablo 7.26 Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin IAE	
performansları.....	119
Tablo 7.27 Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin IAE	
performansları.....	119
Tablo 7.28 Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin IAE	
performansları.....	122
Tablo 7.29 Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin IAE	
performansları.....	122
Tablo 7.30 Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin IAE	
performansları	122
Tablo 7.31 Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin IAE	
performansları.....	124
Tablo 7.32 Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin IAE	
performansları.....	124
Tablo 7.33 Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin IAE	
performansları.....	124

EKLER LİSTESİ

- EK1** : Kararlı Durum Çalışma Şartlarının hesabı
EK2 : OGR+GSK Kullanan SBSG Durum Uzay Modelinin Elde Edilmesi
EK3 : Başlangıç Değer Hesaplaması ve GA Optimizasyonu yapan Program
EK4 : MATLAB/Simulink Benzetim Detayları
EK – 4.1 : SBSG Basitleştirilmiş Doğrusal Model Bloğun İç Yapısı
EK – 4.2 : SBSG Basitleştirilmiş Model Bloğun İç Yapısı

EK1 Şekil Listesi

Şekil Ek1.1 Sonsuz baraya bağlı bir senkron generatörün eşdeğer devresi

Şekil Ek1.2 Uç geriliminin ve akımının q eksenini yerleşimi

EK2 Şekil Listesi

Şekil E2.1 SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelin blok gösterimi

Şekil Ek2.2 Uyarma devresi işaretlerinin gösterimi

EK4 Şekil Listesi

Şekil Ek4.1 SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelin bloğu benzetimi

Şekil Ek4.2 SBSG basitleştirilmiş modelin benzetimi

Şekil Ek4.3 Uyarma ve U_c Gerilimi bloğunun benzetimi

Şekil Ek4.4 Güç ve Akım bloğunun benzetimi

Şekil Ek 4.5 Mekanik bloğunun benzetimi

Şekil Ek 4.5 X_d+X_e ve X_q+X_e değerlerinin zamanla değişiminin benzetimi

SİMGE LİSTESİ

a, b, c	:Alt indisleri sırasıyla a,b,c fazları
A, B	:Durum uzay modeli katsayı matrisleri
C	:Kayma yüzeyi matrisi
$\bar{C}$	:Kanonik biçimdeki kayma yüzeyi matrisi
d, q	: Rotorun birbirine dik iki eksen
D	:Sönümleme Katsayısı
e_a, e_b, e_c	:Stator sargılarında indüklenen zıt EMK
E_{fd}	:Uyarma gerilimi
ΔE_{fd}	:Uyarma gerilimi sapma değeri
E_q	:İç EMK
E'_q	:Geçici durum (hal) reaktansı gerisindeki EMK
f	:Frekans
H, M	:Eylemsizlik sabiti
I_{sa}	:a fazı stator akımı
I_{sb}	:b-ekseni stator akımı
I_{sc}	:c-ekseni stator akımı
i_{sq}, i_{sd}	:Rotor referans düzleminde stator akımları
I	:Senkron generatör akımı
I_a	:Senkron generatör akımı aktif bileşeni
I_r	:Senkron generatör akımı reaktif bileşeni
I_d	:Senkron generatör akımının rotorun d eksen bileşeni
I_q	:Senkron generatör akımı rotorun q eksen bileşeni
J	:Eylemsizlik momenti
k	:Dönüştürme sabiti
$K_1, \dots, K_6$	:SBSG doğrusallaştırılmış model katsayıları
K_s	:Senkronlama moment katsayısı
K_A, K_E	:Uyarma devresi kuvvetlendirici katsayısı
K_d	:Sönümleme Moment katsayısı
L_{sd}, L_{sq}	:Motorun d ve q endüktansları
L_{aa}	:a fazı sargısı öz endüktansı
L_{bb}	:b fazı sargısı öz endüktansı
L_{cc}	:c fazı sargısı öz endüktansı
L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}	:fazlar arasındaki karşılıklı endüktansları
L_d, L_q	:d ve q eksen endüktansları

L_e	: Harici endüktans
L_F	: Uyarma sargısı öz endüktansı
L_D	: Sönümlleme sargısı d eksenı öz endüktansı
L_Q	: Sönümlleme sargısı q eksenı öz endüktansı
L_{ab}, L_{ac}, L_{bc}	:Faz sargıları ortak endüktans
L_{Fa}, L_{Fb}, L_{Fc}	:Uyarma sargısı ile faz sargıları ortak endüktansı
L_{Da}, L_{Dc}, L_{Db}	:d eksenı sönümlleme sargısı ile faz sargıları ortak endüktansı
L_{Qa}, L_{Qb}, L_{Qc}	:q eksenı sönümlleme sargısı ile faz sargıları ortak endüktansı
L_{FD}, L_{DF}, M_R	:Uyarma sargısı ile d eksenı sönümlleme sargısı ortak endüktansı
M	:Kontrol edilebilirlik matrisi
p	:Çift kutup sayısı
$\mathbf{P}$	:Park Dönüşüm Matrisi
P_d	:Sönümlleme gücü
P, P_e	:Elektriksel güç (Yük)
P_m	:İletim sisteminin maksimum güç kapasitesi
P_a	:Net ivmelendirme gücü
r	:Stator sargı direnci
r_F	:Uyarma sargısı a fazı direnci
r_D	:d eksenı sönümlleme sargısı direnci
r_Q	:q eksenı sönümlleme sargısı direnci
R_e	:Harici rezistans
S_B	:Baz güç
S	:Kayma yüzeyi
t	:Zaman
T	: kanonik biçime dönüşüm matrisi
T_a	:İvmelendirme momenti
T'_{d0}	:Senkron generatörün geçici durum açık devre zaman sabiti
T_1, T_2	:GSK kompanzasyon zaman sabitleri
T_e	:Elektriksel moment
$T_{e\phi}$	:Toplam elektriksel moment
T_m	:Mekaniksel (Türbin) moment
T_w	:Temizleme filtresi zaman sabiti
ΔT_e	:Elektriksel moment sapma değeri
ΔT_m	:Mekanik moment sapma değeri
T_A, T_E	:Uyarma devresi zaman sabitleri

T'_{d0}	: Senkron generatörün geçici durum açık devre zaman sabiti
U, V_s, V_∞	: Sonsuz bara gerilimi
U_s, u	: Kontrol işareti
U_{gsk}	: Gü sistem kararlayıcı çıkış işareti
V_{ref}	: Senkron generatörün referans gerilimi
V_d, V_q	: Senkron generatör uç geriliminin d q eksen bileşenleri
V_t	: Senkron generatör uç gerilimi
ΔV_t	: Senkron generatör uç gerilimi sapma değeri
X_d, X'_d	: Senkron generatör d eksenli reaktansı ve geçici reaktansı
X_{ds}	: SBSG sisteminde d eksenli toplam reaktansı
X'_{ds}	: SBSG sisteminde d eksenli toplam geçici reaktansı
X_e	: SBSG sisteminde harici empedans
X_h	: Hat endüktif reaktansın
X_q	: Senkron generatör q eksenli reaktansı
X_T	: Transformatörün endüktif reaktansın
λ_d, λ_q	: d ve q eksenli akıları
$\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$	: Sırası ile a, b ve c faz akıları
λ_F	: Alan sargısı akısı
λ_D, λ_Q	: Sırası ile Sönümlleme sargısı D eksenli ve Q eksenli akıları
W_k	: Kinetik enerji
ω_e, ω	: Elektriksel açısal hız
ω_o, ω_s	: Elektriksel senkron açısal hız
ω_{sm}	: Mekaniksen senkron açısal hız
ω_r	: Mekaniksen rotor hızı (rad/s)
$\Delta\omega$	: Rotor hızı sapma değeri (rad/s)
ω_n	: Doğal frekans
θ_m	: Duran stator referans çatıya göre rotorun açısal konumu
δ	: Yük (Güç) açısı (elektriksel)
δ_m	: Yük açısı (mekanik)
$\Delta\delta$	: Yük açısı sapma değeri
δ_0	: Çalışma noktası yük açısı
ξ	: Sönümlleme oranı
ε	: Erişim kurallı kontrol işareti doğrusal olmayan bileşenin katsayısı

KISALTMA LİSTESİ

AA	:Alternatif Akım
DA	:Doğru akım
DEK	:Değişken Oranlı Erişim Kipli
DEQ	:Değişken Oranlı Eşdeğer Kontrollü
DYK	:Değişken Yapılı Kontrolör
EK	:Erişim Kipli
GSK	:Güç Sistem Kararlayıcısı
KK	:Kayma Kipli
MRAC	:Model Referans Adaptif Kontrol
OGR	:Otomatik Gerilim Regülatörü
PI	:Orantılı – İntegral komperatörü
PID	:Orantılı – İntegral – Türev komperatörü
PSS	:Power System Stabilizer
SBSG	:Sonsuz Baraya Bağlı Senkron Generatör
UK	:Uyarma kontrolü
UK _i	:İndirgenmiş Durum Uzay Modeline Dayalı Uyarma Kontrolü
FACTS	:Esnek Alternatif Akım İletim Sistemi
HVDC	:Yüksek Gerilimli Doğru Akım

ÖZET

Doktora Tezi

GÜÇ SİSTEMLERİNİN KARARLILIĞI İÇİN SENKRON GENERATÖRÜN UYARTIMININ KAYMA KIPLI KONTROLÜ

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
2009, Sayfa: XVI+137

Güç sistemleri bozucularla karşılaştıkları zaman, sistemde bulunan generatörlerin rotor açıları ve uç gerilimlerinde salınımlar ortaya çıkar. Güç sistemlerinin kararlılığını sürdürebilmek için bu salınımların uygun bir şekilde sönümlenmesi gerekir. Senkron generatörlerin uyarma kontrolü aracılığı ile küçük genlikli ve düşük frekanslı (0.2–3 Hz) salınımların bastırılması tercih edilen bir yöntemdir.

Uyarma kontrolü aracılığı ile güç sistemi kararlılığının iyileştirilmesi için iki yaklaşım bulunmaktadır. Biri, güç sistem kararlayıcısı (GSK) ile uyarma kontrol çevrimine ikincil bir kontrol işareti ilave etmektir. Diğeri, güç sistem kararlılığını dikkate alan uyarma kontrolörü kullanmaktır.

Bu tez çalışmasında, her iki çözüm yöntemi de incelenmiştir. Kontrolör tasarımı sonsuz baraya bağlı bir senkron generatörün (SBSG) basitleştirilmiş 4. ve 3. mertebe doğrusal durum uzay modelleri çıkarılmıştır. Durum uzay modelleri ölçülebilir durum değişkenleri üzerine kurulmuştur. Güç sistemlerinde sıklıkla görülen, çalışma noktası değişimi, parametre belirsizliği ve bozuculara karşı dayanıklı kontrol elde etmek için, kayma kipli kontrol yöntemi kullanılmıştır. Bu çalışmada, uyarma aracılığı ile güç sistem kararlılığını iyileştirmek için üç yaklaşım önerilmektedir. Bunlar, kayma kipli GSK, 4. ve 3. derece durum uzay modellerine dayalı kayma kipli uyarma kontrolörleridir. Kayma kipli kontrolörün kayma yüzeyi, genetik algoritma ile optimize edilerek optimal performans sağlanmıştır.

Önerilen kontrolörlerin performansları, geniş bir çalışma aralığında değişik belirsizlik ve bozuculara karşı test edilmiştir. Önerilen yöntemlerin geleneksel GSK'ya göre rotor açısı ve gerilim kararlılığı yönlerinden daha iyi performans sağladığı benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir.

ANAHTAR KELİMELE: Senkron Generatör, Uyarma Kontrolörü, Güç Sistem Kararlayıcısı, Kayma Kipli Kontrol, Genetik Algoritmalar.

ABSTRACT

PhD Thesis

SLIDING MODE EXCITATION CONTROL of SYNCHRONOUS GENERATOR FOR POWER SYSTEMS STABILITY

Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical - Electronics Engineering
2009, Page: XVI+ 137

When power systems are affected by disturbances, oscillations occur in rotor angles and terminal voltages of generators in the system. In order to maintain the stability of power systems, the oscillations should be properly damped. It is convenient approach that excitation control of synchronous generators is used for suppressing low amplitude and low frequency (0.2 – 3 Hz) oscillations.

There are two approaches for improving power system stability via excitation control. The first approach is to add supplementary control signal to excitation control loop by using power system stabilizer (PSS). The other approach is to use an excitation controller regarding both voltage and power system stability.

In this study, both the approaches are investigated. For designing the controllers, simplified 4. and 3. order linear state-space models of single machine infinite bus system are obtained. The state-space models are built on measurable variables. Sliding mode control method is used to establish robust control against operation point variations, parameter uncertainty and disturbances, which are frequently seen in power systems. In this study, three methods have proposed for improving power systems stability via excitation control. They are a sliding mode PSS and two sliding mode excitation controllers based on fourth order and third order state space models. The switching surface giving the optimal performance is optimized by using Genetic Algorithm (GA).

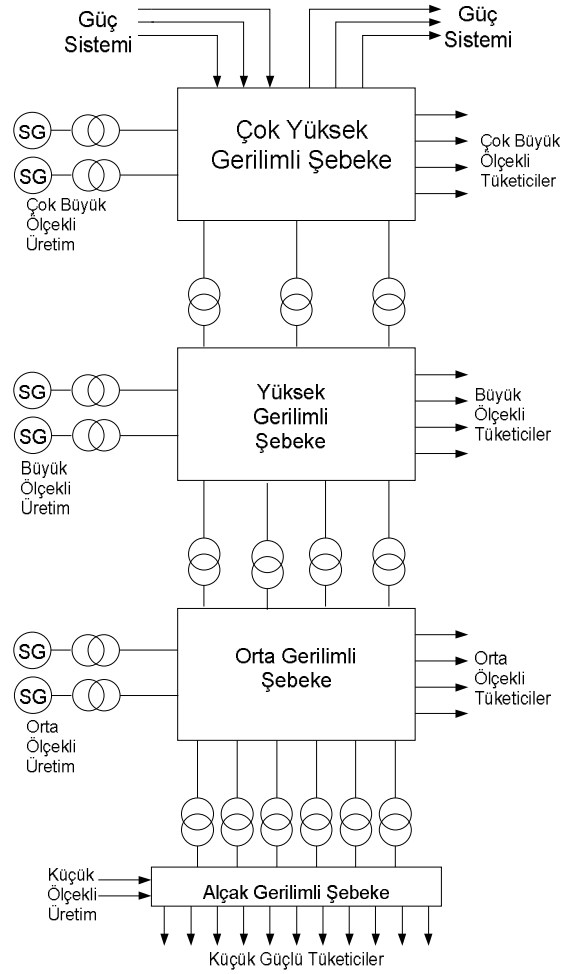
Performances of the proposed controllers are tested against disturbances in wide uncertainty range. It is shown that the proposed methods provide better rotor angle and voltage stability performance than conventional PSS as regarding simulation results.

KEYWORDS: Power System Stabilizer, Excitation Controller, Sliding Mode Controller, Synchronous Generator, Genetic Algorithms

1. GİRİŞ

1.1. Güç Sistemlerinin Yapısı

Günümüz güç sistemleri, bazen yüzlerce generatör ve binlerce bara içeren çok karmaşık bir yapıya sahiptir. Bu durum, güç talebindeki artışın yanında enerji üretim merkezleri ile büyük güçlü tüketim merkezlerinin bir birlerinden uzak olmalarının sonucudur. Yenilenebilir enerji kaynaklarının gün geçtikçe artarak uygulamaya girmesi ve enerji üretim yelpazesinin küçük güçlü üreticilere kadar uzanması ile bu yapı daha da çeşitlenerek karmaşıklaşmaktadır. Şekil 1.1’de güç sistemlerinin bir blok gösterimi verilmektedir.



Şekil 1.1 Bir güç sisteminin genel yapısı

Güç talebindeki artışı karşılamak ve üretim merkezi çeşitliliğini planlamak ve yürütmek için; var olan iletim sistemlerini büyütmek ve yenilerini yapmak yerine, mevcut olan üretim birimlerinin ve iletim sistemlerinin mümkün olan güç kapasitelerinin maksimum derecede kullanımına çalışılmaktadır. Bunun bir sonucu olarak güç sisteminin kontrol, koruma ve

işletilmesi ile ilgili çalışmalar artmaktadır [1]. Güç sistemlerinde böylesi sınır değerlere yakın çalışmanın yanında çok boyutlu enerji üretim ve tüketim değişiklikleri gibi sebepler, güç sistemlerinde kararlılık konusunu gündeme daha çok taşımıştır. Çünkü son 15-20 yıl içerisinde meydana gelen güç sistemi çökmeleri giderek yoğunluk kazanmaktadır. Kararlılık konusundaki çalışmaların artmasına sebep olan olaylardan kayda girebilenlerden bazıları; 1982 Belçika, 1983 İsveç, 1978, 1987, 1990 Fransa, 1987 Japonya, 1970, 1987, 1990 Amerika, 1986 İngiltere, 1996 Amerika –Kanada, 2003 İtalya, 2003 İsveç-Danimarka, 2004 Bahreyn, Amman, Yunanistan, 2005 Avustralya, Rusya (Moskova), 2006 Yeni Zelanda olarak ifade edilebilir [2].

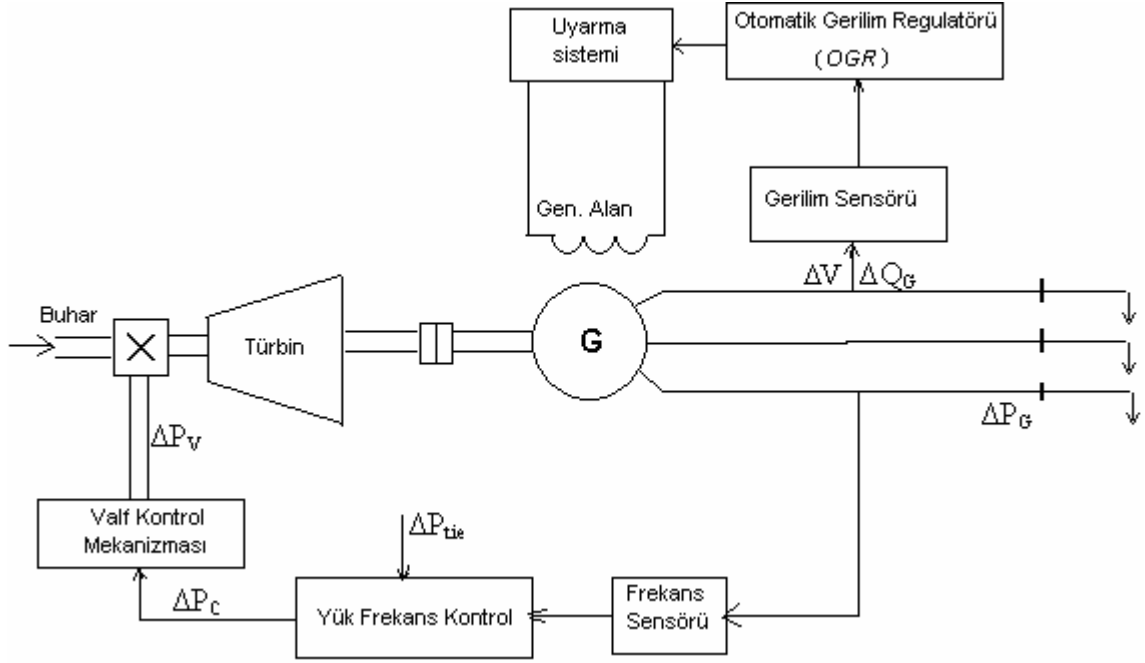
1.2. Generatör ve Güç Sistemi Kontrolü

Güç sistemlerindeki büyüme, enerji üretim yöntemleri ve merkezlerinin çeşitliliği, büyük yüklerin üretim merkezlerine olan uzaklığının yanında enerji piyasasında kalite ve verimliliğin ön plana çıkması ve sektördeki standartların yükselmesi, güç üretimi ve planlamasını doğrudan etkilemektedir. Bir güç sisteminden beklenen temel özellikler,

- Tüketicilere kesintisiz enerji sağlaması,
- Tüketicie sunulan elektrik enerjisinde gerilim ve frekansın belirlenen sınırlar içerisinde olması,
- Piyasa ile rekabet edebilecek maliyete sahip olmanın yanında çevre için minimum tehdit oluşturması

şeklinde ifade edilebilir [1].

Güç sisteminde üretim ve dağıtımla ilgili planlamanın yapıldığı merkezi kontroller yanında, güç üretim merkezinin kendisinde de senkron generatörlerin kontrol ve koruma işlemleri yürütülmektedir. Bir generatörde temel iki kontrolden söz edilebilir. Bunlar yük-frekans kontrolü ve reaktif güç-gerilim kontrolüdür. Yük frekans kontrolü, senkron generatörün tahrik edildiği türbin tarafında gerçekleştirilen bir kontrol işlemidir. Reaktif güç-gerilim kontrolü ise senkron generatörün uyarma devresi ile gerçekleştirilen bir kontrol işlemidir. Şekil 1.2’de blok diyagramı olarak verilen bu iki kontrol çevrimi ile üretilen enerjinin istenen değerlerde olmasına çalışılır [3]. Bölüm 2’de kararlılık konusunda bu iki kontrolörün görevleri ele alınmaktadır. Bu tez çalışmasının esasını oluşturan uyarma devresinin gerilim kontrol görevinin yanında güç sistem kararlılığını iyileştirme amacıyla sönümleme momenti üretmek için kullanıldığını vurgulamak yerinde olacaktır.



Şekil 1.2 Bir senkron generatöre ilişkin kontrollerin şematik diyagramı [3].

1.3. Konuyla İlgili Yapılmış Çalışmalar

Güç sisteminde ortaya çıkan ve sistemde senkronizma kayıplarına yol açan salınımların sönümlenmesi üzerine 1960'lı yıllarda DeMello ve Concordia'nın başta olmak üzere bir çok çalışma yapılmıştır [4-14].

DeMello ve Concordia [4], bu çalışmada, hızdaki değişim ile aynı fazda sönümleme momenti üretmek için uyarma devresine ikincil bir kontrol işareti sağlayarak kararlılığın iyileştirilebileceğini Phillips-Heffron modeli aracılığı ile açıklamışlardır.

Bundan sonra, bu alanda büyük bir çalışma yoğunluğu başlamış ancak uyardıya ikincil bir kontrol işareti temin edilmesine Güç Sistem Kararlayıcısı (GSK, Power System Stabilizer = PSS) adı konarak tasarımının sistematik hale getirilmesi Larsen ve Swan tarafından gerçekleştirilen üç bölümlük bir çalışma ile ortaya konulmuştur. [15-24].

Larsen ve Swan [24], faz gecikmelerinin kompanzasyonu için ileri-geri kompanzasyon içeren GSK'nın parametrelerinin belirlenmesi ve uygulanması üzerine çalışmışlardır. Bu şekilde rotorun hız sapması ile aynı fazda olacak şekilde bir sönümleme momenti elde edilerek salınımların bastırıldığı gösterilmektedir. Ancak GSK, tasarlandığı çalışma noktası için tatminkar bir cevaba sahip iken, çalışma şartlarının değişimi GSK performansını da değiştirmektedir.

DeMello ve diğ. [25], uyarım kontrolünde yardımcı sinyal olarak ivmelendirme momentini kullanmanın önemli bir avantaj sağladığını belirtmişlerdir. Mekanik moment ile elektriksel momentin farkı alınarak elde edilen ivmelendirme gücünün ölçümünde bazı

zorlukların olacağı dikkate alınıp, bu momentin daha pratik olarak yalnızca generatör güç değişimi ile ve hız değişimi yardımıyla elde edilebileceği gösterilmiştir.

Tse ve Tso [26], geleneksel GSK'nın parametrelerini optimize ederek çok makinalı bir sistemde test etmiş ve moment sapması gibi farklı işaretlere dayalı GSK çalışmalarında bulunmuşlardır. Senkron makinenin geniş çalışma aralığı için geliştirilen yöntemlerin iyi bir performans sağladığını ifade etmişlerdir.

Hsu ve Chen [27], GSK parametrelerinin Yapay Sinir Ağı ile çalışma şartlarına uyarlaması üzerine bir çalışma yürütmüşlerdir. Böylece GSK'nın, her çalışma şartı için iyi bir performans sergilemesi amaçlanmıştır. Benzer çalışma Zhang ve diğ. [28], tarafından da yapılmıştır. Yapılan çalışmada uyarlamalı GSK'da performans artışı göstermişlerdir.

Abido ve Abdel-Magid [29-32], farklı zamanlarda Genetik Algoritma ile hibrit kural tabanlı GSK uyarlama çalışması, çok makinalı sistemlerde dayanıklı GSK uyarlaması ve yine çok makinalı sistemler için hibrit nöral-bulanık GSK tasarımı ve bulanık mantık tabanlı GSK tasarımı üzerine çalışmalar yürütmüşlerdir. Yapılan çalışmalarda sistem kararlılığında iyileşme sağlandığı gösterilmiştir.

Hassan ve diğ. [33], 1993'de kendinden uyarlamalı bulanık mantık tabanlı bir GSK'nın laboratuvar şartlarında test sonuçlarının pratikte uygulanan PID tipi bir uyarma kontrolör performansı ile karşılaştırmasını literatüre sunmuşlardır.

Hsu ve diğ. [34], geleneksel GSK yerine PI GSK tasarımı gerçekleştirerek sonuçlarını yayınlamışlardır. Bu çalışmadaki sayısal PI GSK'nın katsayıları, köklerin yer eğrisi yöntemi ve suboptimal regülatör yöntemi ile belirlenmiştir. Tasarlanan GSK pratikte uygulanan PI uyarma kontrolörü ile karşılaştırılarak sonuçlar sunulmuştur.

Hsu ve Liou [35], kendini uyarlayan PID-GSK tasarımı üzerine yaptıkları çalışmayı yine PI uyarma kontrolörü ile karşılaştırmışlardır. Tasarlanan GSK, sonsuz baraya bağlı senkron generatörün (SBSG) doğrusallaştırılmış modeline dayandırılmıştır. PID-GSK'nın K_p , K_I ve K_D katsayıları tekrarlı en küçük kareler (Recursive least squares-RLS) yöntemi aracılığı ile çalışma şartlarına uyarlanmaktadır.

Hsu Ve Cheng [36], hız sapması ve hız sapmasının değişimini giriş işareti olarak kullanan bulanık mantık esaslı bir GSK tasarımı yapmışlardır. Giriş işaretleri ile çıkış kontrol işareti arasındaki ilişki mamdani yöntemi ile belirlenen bu GSK'nın performansını, çok makineli bir modelde test ederek etkinliğini göstermişlerdir.

Akhrif ve diğ. [37], hem türbinin servo-motor kontrol işaretini hem de uyarma kontrol işaretini aynı kontrolör ile kontrol etmişlerdir. SBSG sisteminin 9. dereceden modelini kullanarak ve IEEE type1 OGR, GSK ve PID hız ayarlayıcısı ile kıyaslayarak bu kontrolörün

performansının üstünlüğünü göstermişlerdir. Yük açısı sapmasının sapma değeri ile onun birinci ve ikinci türevini kullanarak kontrol işaretini elde etmişlerdir.

Jiang ve diğ. , [38] kayma kipli kontrole dayalı observer kullanarak geri besleme yöntemine dayalı GSK tasarlamışlardır. Tasarlanan yöntemi geri besleme esaslı GSK ile karşılaştırmışlardır. Bir güç sisteminde bazı parametrelerin ölçülemediğini ve bunların gözlemlenmesi gerektiği belirtilerek T'_{d0} , V_s ve X_e 'nin %20 değişimi için tasarlanan GSK'nın model üzerinden performans incelemesini gerçekleştirmişlerdir.

Abdelazim ve Malik [39], bulanık mantık esaslı model referans adaptif kontrolöre (MRAC) dayalı GSK tasarımı çalışmışlardır. Öğrenme yeteneğine sahip bulanık kontrolör ile sistemin belirlenen modeli izlemesini önermişlerdir. Önerilen yöntemi geleneksel GSK ve model referans adaptif GSK ile karşılaştırarak sonuçları vermişlerdir.

Gupta ve diğ. [40] tasarladıkları GSK'yı, Werner ve Furuta [41] tarafından önerilen hızlı çıkış geri besleme ile anlık kararlayıcı yöntemine dayandırmışlardır. Bu yöntemde ölçülemeyen büyüklüklerin gözlemlenme işlemini gerçekleştirmek için üretilen iki kontrol işareti arasında belirli sayıda sistem çıkış bilgisi örneklenmektedir. Alınan örnekler, sistem durum uzay denkleminde dayalı bir matris ile çarpılarak geri besleme işareti belirlenmektedir. Seçilen bir nokta için belirlenen matris, 16 farklı çalışma noktası için SBSG doğrusal modelinde test edilerek sonuçlar geleneksel GSK ile karşılaştırılmalı olarak verilmiştir.

Ramirez ve diğ. [42], modern çok çevrimli tasarım yöntemine dayandırılan uyarma kontrolörü önermişlerdir. Bu kontrolörün PI esaslı bir gerilim çevrimi ve ilaveten hız çevrimi bulunması ile OGR+GSK yapısını andırırsa da yapısal farklılık bulunmaktadır. Bu yöntem için yük açısının gözlemlenmesi ve hız değişiminin ölçülmesi gerekmektedir. Önerilen kontrolör sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak tasarlanmış olup, kısa devre durumunun dikkate alındığı simülasyon çalışmaları verilmektedir.

Wang ve diğ. [43], mekanik dinamiklerin yanında gücün değişiminin uyarma akımı ile ilişkilendirildiği bir elektriksel dinamik tanımı ile güç sistemini modellemişlerdir. Hız sapması, gerilim sapması, güç sapması ve çalışma gücü (Türbin gücü)'nün kullanıldığı doğrudan geri besleme yöntemi ile uyarma geriliminin değerinin belirlendiği bir kontrolör tasarlamışlardır. Bir bozucu sonrası ve çalışma noktası değişimi durumunda gerilimin olması gereken değere erişmesi gerektiğini vurgulamışlardır. Önerdikleri yöntemi büyük bozucu durumları için test ederek sonuçlarını diğer bazı yöntemlerle karşılaştırarak vermişlerdir.

Zhou ve diğ. [44], [43]'de verilen yöntemde oluşturulan dinamiklerin içeren bir durum uzay denkleminde dayandırılan ve dayanıklı kontrol esaslı bir uyarma kontrolörü tasarlamışlardır. Sonuçlarını önceki çalışma ile karşılaştırarak dayanıklı kontrol teorisinin bu uygulamasına dikkat çekmişler.

Yadaiah ve diğ. [45], yük açısı esaslı olan doğrusal geri besleme ile [43]'de verilen gerilim esaslı doğrusal geri beslemenin bulanık mantık koordineli kullanımı esasına dayalı bir uyarma kontrolörü tasarımıdır. Böylece her ikisinin iyi yönlerinin sergilendiği bir yöntem olarak önermişlerdir.

Zhang ve Wang [46], [45]'de bulanık mantıkla yapılan iki kontrol işareti elde etme yöntemlerinin koordineli kullanımını, üyelik fonksiyonu ile parçalı kontrolörlerin toplayarak global kontrol tasarımı yöntemi ile gerçekleştirmişlerdir. Önerilen yöntemlerini statik değiştirilebilir kapasitör ve generatör uyarma kontrolünde kullanarak bir güç sisteminin kararlılık iyileştirmesini model üzerinden çalışmışlardır. Farklı bozucu durumları için önerilen yönteme ilişkin sonuçları sunmuşlardır.

Abdel ve Abido [47], geleneksel GSK parametrelerini GA ile optimize ederek çok makineli bir benzetim sisteminde performans incelemesi yapmışlardır. Optimizasyon işleminde öz değer esaslı bir yaklaşım kullanılarak GSK parametreleri elde edilmiştir.

Wah-Chun ve Hsu [48], çalışmalarında SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelinin ölçülebilir durum değişkenleri ile tanımladığı durum uzay denklemini kullanmışlar. bu durum uzay denklemi ve doğrusal optimal kontrol teorisinin kullanıldığı bir kayma kipli GSK tasarımı gerçekleştirmişlerdir. Çok makinalı bir benzetim sisteminde birim basamak bozucuya karşı performansını test ederek sönümlenme momentinin GSK ve doğrusal optimal kararlayıcıdan daha iyi olduğunu göstermişlerdir.

Lee ve Park [49], geleneksel kayma kipli kontrol yönteminde kullanılan ancak ölçülemeyen durum değişkenleri problemini çözmek için 3 farklı GSK kontrolör önermişler. Bunlar, gözlemleyicili KK-GSK, gözlemleyicili model izleyen KK-GS ve H_∞ /KK-GSK olarak tanıtılmaktadır. Çalışmalarında Phillips-Heffron modeline dayalı ölçülemeyen durum değişkenli durum uzay modelini kullanmışlardır. Farklı yük şartları ve OGR kuvvetlendirici katsayısının değişmesi durumları için önerilen yöntemleri, geleneksel GSK ve H_∞ /geleneksel GSK ile karşılaştırmalı olarak test edip sonuçlarını rapor etmişlerdir.

Hsu ve Cheng [50], 9. dereceden SBSG modelinde bir PI kontrolör, bir Model referans adaptif kontrolör (MRAC) ve bir de değişken yapılı MRAC tasarlayıp, farklı çalışma noktalarında üç faz arızası için test etmişlerdir. Gerilim ve hız değişimini incelemişler. Sonuç olarak, en iyi performansın değişken yapılı MRAC kontrolör ile elde edildiğini ve PI kontrolörün ağır yük şartlarında kararsızlık oluşturduğunu göstermişlerdir.

Samarasinghe ve Pahawaththa [51], [48]'de kullanılan durum denklemleri ile eşdeğer kontrol yaklaşımına dayalı bir değişken yapılı kontrolör (DYK) tasarlamışlardır. Tasarımda, durum değişkenlerinin olası en büyük ve en küçük değerleri dikkate alınarak kontrol işaretinin

maksimum ve minimum değerleri belirlenmiş ve sonuçlar GSK ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Ancak birçok çalışmada olduğu gibi burada da gerilim değişimi verilmemektedir.

El-Khazali ve diğ. [52], [48]'de kullanılan durum denklemi aracılığı ile çıkış geri beslemeli DYK yöntemine dayalı GSK tasarlamışlar. Kontrolörün kayma kipinde eşdeğer kontrol yaklaşımı kullanılmaktadır. Verimlilik incelemesi farklı kararlayıcılar ile karşılaştırılarak yapılp benzetim sonuçları verilmektedir. Ancak bu yöntemde de çıkış geriliminin değişimi verilmemektedir.

Elshafei ve diğ. [53], bulanık mantık tabanlı bir GSK tasarım önermektedir. Önerilen kontrolör kuralları DYK adaptif özellik içermektedir. Önerilen kontrolör bir SBSG modelinde ve çok makineli bir sistem modelinde incelenmiş. Üç faz arızası için elde edilen sonuçlar yk açısının değişimi incelenerek verilmektedir. Uç gerilimi değişimi ile ilgili bir çalışma bulunmamaktadır.

Bandal ve Bandyopadhyay [54], KK-GSK tasarımını [40,41] ile verilen yönteme dayandırmışlardır. Önerilen GSK'yı 10 makinalı ve 39 baralı bir benzetim sisteminde geleneksel GSK ile karşılaştırmışlardır.

Edwards ve diğ. [55], doğrusal olmayan sistem modeline dayandırılan bir KK-GSK tasarlamışlardır. 3 makinalı bir benzetim çalışmasında bu GSK'nın üstün performans sağladığı gösterilmişlerdir.

Loukianov ve diğ. [56], blok kontrol yaklaşımına dayalı KK uyarma kontrolörü önermektedirler. Önerilen kontrolör iki adet kayma yüzeyi içermekte ancak tek kontrol işareti olduğundan kontrol işaretinin elde edilmesibu kayma yüzeyleri hiyerarşık koordineli kontrol yaklaşımı gerçekleştirilmektedir. Kayma yüzeylerinden biri yk açısı hatası diğeri ise gerilim hatasıdır. Mekanik moment ve yk açısı gözlemleyicisi kullanılarak senkron generatörde uyarma kontrolü yapılamaktadır. Önerilen yöntem, üç faz arızası, mekanik moment ve ortak empedans belirsizliği için test edilmiştir. Benzetim alışmaları doğrusal kontrol yöntemi ile karşılaştırılarak performansının üstünlüğü gösterilmektedir. Bu alışma ekibi, 2007 yılında iki kayma yüzeyinden birinde yk açısı değişimi yerine hız değişimini kullanarak uyarma kontrolörü tasarlamışlardır [57].

İncelenen bu çalışmalar üç kısımda sınıflandırılabilir. Bunlardan ilki ileri-geri faz kompanzasyonu içeren ve uyarma devresine ikincil kontrol işareti için hız sapmasını kullanan geleneksel GSK'nın optimizasyonu ve çalışma şartlarına uyarlanması çalışmalarıdır.

İkincisi ise, uyarma devresine ikincil kontrol işaretinin ileri-geri faz kompanzasyonu kullanmadan ve hız sapması dışında senkron generatörün başka büyüklüklerini kullanarak elde edilmesi üzerine yapılan çalışmalardır.

Sonuncusu ise uyarma devresine ikincil bir kontrol işareti üretmek yerine güç sistem kararlılığının dikkate alındığı uyarma kontrol yöntemleri geliştirme çalışmalarıdır.

1.4. Tezin Organizasyonu

Bu çalışmanın amacı; uyarma kontrolünün, güç sisteminde ortaya çıkan salınımların sönümleme momentini zayıflatma etkisini kayma kipli kontrol yöntemi aracılığıyla gidermek ve uyarma aracılığı ile sönümleme momentini artırmakla güç sistem kararlılığını iyileştirmektir. Bu amaçla gerçekleştirilen çalışmalar sonucunda tezin organizasyonu aşağıda açıklanan şekilde yapılmıştır.

2. Bölüm’de güç sistemlerinde kararlılık problemi ele alınmaktadır. Ardından salınım denklemleri aracılığı ile senkronlama ve sönümleme momenti kavramları incelenerek kararlılığı iyileştirme yöntemleri tanıtılmıştır.

3. Bölüm’de kararlılık iyileştirme yöntemlerinin incelendiği SBSG basitleştirilmiş 3. dereceden model ve SBSG basitleştirilmiş doğrusal model sunulmaktadır.

4. Bölüm’de uyarma sistemleri incelenmekte ve ardından güç sistem kararlılığın iyileştirmek için kullanılan geleneksel GSK yapıları tanıtılmaktadır. Bu bölümde önerilen kararlılık iyileştirme çalışmalarında kullanılmak üzere durum uzay modelleri türetilmektedir.

5. Bölüm’de önerilen kararlılık iyileştirme yöntemlerinin dayandığı kayma kipli kontrol yöntemi tanıtılmaktadır.

6. Bölüm’de güç sistem kararlılığını iyileştirme için önerilen yöntemlerin optimum performans vermesini sağlayacak kayma yüzeyinin belirlenmesi için kullanılan GA tanıtılmaktadır.

7. Bölüm’de güç sistem kararlılığını iyileştirmek için önerilen kararlılık iyileştirme yöntemlerinin tasarım aşamaları ve benzetim çalışmaları tanıtılmıştır. Önerilen kararlılık iyileştirme yöntemlerinin ve geleneksel GSK’nın benzetim çalışmalarından elde edilen bulgular ile performans incelemeleri sunulmaktadır.

8. Bölüm’de elde edilen bulgular ve sonuçlar değerlendirilmiş ve bundan sonra yapılacak çalışmalara önerilerde bulunulmuştur.

2. GÜÇ SİSTEMLERİNDE KARARLILIK

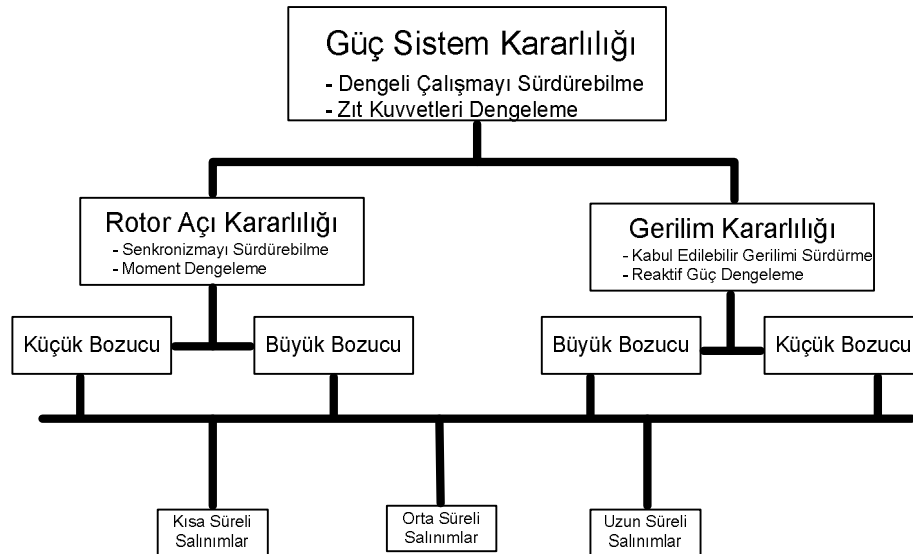
2.1. Genel Bilgi

Güç sistemlerinde kararlılık kavramı, güç sisteminin normal çalışma koşulları altında dengeli çalışmayı sürdürebilme ve ortaya çıkabilecek bozucu etkenlerin ardından dengeli bir çalışma noktasına yeniden ulaşabilme yeteneği olarak tanımlanabilir. Başka deyişle kararlılık, bir sistemde paralel çalışan senkron generatörlerin tahrik momentleri ile elektriksel momentleri arasındaki kararlı denge durumu demektir. Bir güç sisteminde kararsızlık problemi üzerine çalışmalar 1920'li yıllara dayanmaktadır. Bir güç sisteminde kararlılığın bozulmasına yol açan bozucular iki sınıfa ayrılır. Birincisi bazı tüketicilerin devreye girmesi, devreden çıkması, türbine giren su veya buhar parametrelerinin değişmesi ve uyarma akımının değişmesi gibi sistemde her zaman görülebilecek geçici küçük bozuculardır. İkinci bir grup ise kısa devreler, enerji iletim sistemlerindeki güçlü bir generatörün veya bir düğüm yükünün aniden devreden çıkması gibi geçici büyük bozuculardır. Kararlılık senkron çalışmayı sürdürme yeteneği gibi algılansa da senkronizma kaybı olmaksızın kararsızlık görülebilmektedir. Örneğin bir iletim hattı üzerinden bir asenkron motor yükünü besleyen bir generatörde yük gerilimindeki çökme nedeniyle kararsızlık oluşabilir [1,2].

Güç sisteminde bir bozucu ortaya çıktığında, sistemdeki birçok birim bu bozucunun etkilerine karşı tepki verecektir. Örneğin, koruma röleleri tarafından arızanın izolasyonu sonucu Güç sisteminde güç akışı değişikliği, senkron generatörlerin rotor konum değişikliği ve dolaylı olarak bara gerilimlerinde değişiklikler ortaya çıkacaktır. Gerilim değişimi, hem generatörde bulunan hem de iletim sistemi üzerinde bulunan gerilim regülâtörlerini harekete geçirirken hız değişimi hız regülâtörlerini harekete geçirecektir.

Güç sistemindeki yüklerde değişim olması üretim kontrolünü harekete geçirirken sisteme bağlı bulunan yükler ortaya çıkan bu gerilim ve frekans değişimlerinden kendi karakteristiklerine bağlı olarak etkileneceklerdir. Bunlara ek olarak her bir ekipmanı korumak için kullanılan cihazlar bu etkileşimler içerisinde çalışarak sistemin davranışını etkileyecektir. Çok büyük boyutlu elektromekanik bir sistem olan güç sistemi problemlerinin incelenmesinde, problemi basitleştirmek ve incelenen kararlılık problemini etkileyen faktörler üzerinde yoğunlaşabilmek için varsayımlar yapılması genel bir görüştür [58]. Güç sistemindeki kararlılık problemlerinin anlaşılabilmesini sağlayacak genel bir kararlılık sınıflandırılması Şekil 2.1'de gösterilmektedir. Şekil 2.1 den görüldüğü gibi kararlılık konusu rotor açısı kararlılığı ve gerilim kararlılığı olmak üzere iki ana kategoriye ayrılır [1,59–61]. Rotorda ortaya çıkan salınımlar 3 sınıfa ayrılmaktadır. Bunlar; 0 – 10 saniye aralığındakiler kısa süreli salınımlar, 10 saniye ile

birkaç dakika aralığındakiler orta süreli salınımlar ve birkaç dakika ile onlarca dakika zaman aralığındakiler uzun süreli salınımlardır.



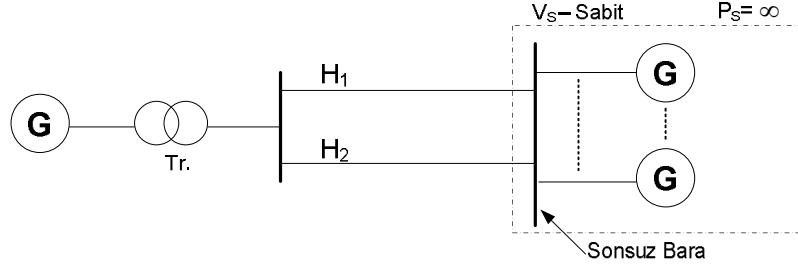
Şekil 2.1 Güç sistemlerinde kararlılık sınıflandırması

2.2. Rotor Açısı Kararlılığı

Rotor açısı kararlılığı güç sisteminde bulunan senkron generatörlerin senkronizme kalma yeteneğidir. Rotor açısı kararlılık analizi, güç sisteminde senkron generatörlerin rotorlarında meydana gelen salınımların incelenmesini kapsar. Burada temel konu rotora etki eden mekanik ve elektriksel momentler ile salınımların değişimidir. Bilindiği üzere senkron generatörde iki önemli sargı bulunmaktadır. Genelde uyarma sargısı rotorda, gerilim endüklendiği sargısı da statorda bulunur. Prensipte uyarma sargısı DA ile beslenir, bu akım hava aralığında bir manyetik alan meydana getirir ve türbin tarafından döndürülen rotor manyetik alanı statordaki üç fazlı endüvi sargılarında AA gerilim endükler. Endüklenen bu gerilim başka senkron generatörlerin stator devreleri ile bağlantı durumunda ise; sistemin çalışmasını sürdürebilmesi için, tüm senkron generatörlerin stator gerilim ve akımlarının aynı frekansa sahip olmaları ve her birinin rotorunun mekanik hızının bu frekansla senkronize olması gerekir [62,63].

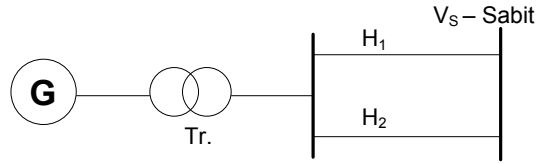
2.2.1. Sonsuz Baraya Bağlı Senkron Generatörün Güç Karakteristiği

Bir senkron generatörün (veya paralel çalışan senkron generatör grubunun) bir enerji iletim hattı üzerinden sonsuz barayı beslediğini kabul edelim. Bu durum Şekil 2.2’de gösterilmiştir.



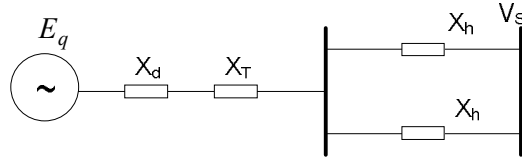
Şekil 2.2 Sonsuz baraya bağlı senkron generatörün bağlantı şeması.

Generatörün beslemiş olduğu güç sisteminin gücü, generatör gücünün 10 katı veya daha büyük ve gerilimi de sabit ise, bu güç sistemine generatöre nazaran sonsuz güçlü güç sistemi denir. Senkron generatörün bağlandığı baraya da sonsuz güçlü bara denir [64]. Bu baranın gerilimi ve faz açısının sabit olduğu kabul edilir. Yani bu gerilimin, sonsuz barayı besleyen senkron generatör ve iletim hattındaki olaylardan etkilenmediği varsayılır. Yuvarlak kutuplu bir generatör için en basit yapı Şekil 2.3 'de gösterilmiştir.

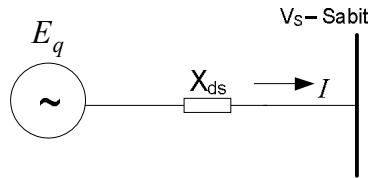


Şekil 2.3 SBSG sisteminin basit gösterimi

Böyle bir sistemin eşdeğer devre şeması ise Şekil 2.4 'de verilmiştir. Eşdeğer şemanın basitleştirilmiş devresi Şekil 2.5 'deki gibidir.



Şekil 2.4 SBSG sisteminin eşdeğer devre şeması



Şekil 2.5 SBSG sisteminin basitleştirilmiş eşdeğer devresi

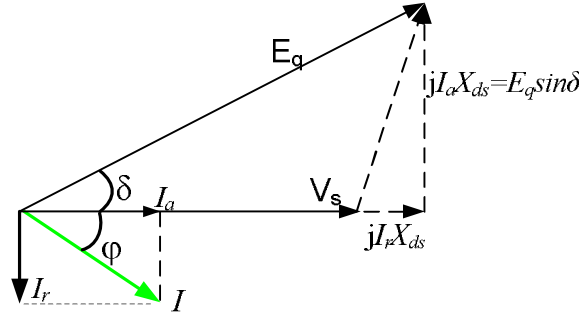
Burada, E_q yuvarlak kutuplu senkron generatör iç EMK'sı, V_s sonsuz bara gerilimidir.

$$X_e = X_T + X_h/2$$

$$X_{ds} = X_d + X_e$$

(2.1)

- X_T : Transformatörün endüktif reaktansını,
 X_e : Generatörden sonsuz baraya kadar olan devrenin endüktif reaktansını,
 X_h : Tek hat endüktif reaktansını,
 X_{ds} : E_q ile V_s gerilimleri arasındaki toplam endüktif reaktansını ifade etmektedir.
 δ : E_q ile V_s gerilimleri arasındaki açı farkı olup yük açısı olarak tanımlanmaktadır [64,65]. Bu sistemin vektör diyagramı Şekil 2.6 da gösterilmiştir.



Şekil 2.6 Basitleştirilmiş SBSG eşdeğer devresinin fazör diyagramı

Aktif gücün ifadesi,

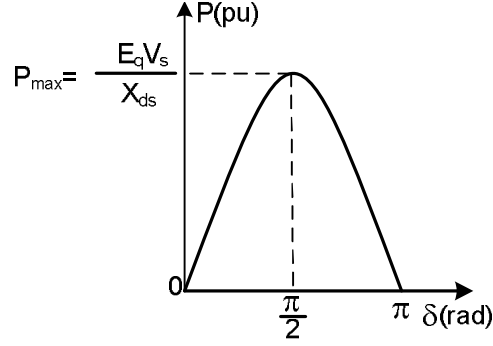
$$P_e = V_s \cdot I \cos \varphi = V_s \cdot I_a \quad (2.2)$$

şeklindedir. Bu ifade X_{ds}/X_{ds} ile çarpılır ve $I_a = E_q \sin \delta / X_{ds}$ karşılığı yerine konulur ise,

$$P = \frac{E_q \cdot V_s}{X_{ds}} \sin \delta \quad (2.3)$$

elde edilir. Bu ifadeye, sonsuz baraya bağlı yuvarlak kutuplu senkron generatörün güç karakteristiği adı verilir. $P_e = f(E_q, V_s, X_{ds}, \delta)$ şeklinde tanımlanan bir fonksiyondur. V_s ve X_{ds} , sabit kabul edilir. Böylece E_q değeri sadece generatörün uyarma akımı ile orantılı olur [1,64,65].

OGR olmayan senkron generatörlerde çalışma noktası yavaş değiştiğinden dolayı E_q sabit kabul edilebilirse, aktif güç (P_e) sadece yük açısı (δ) ile değişim gösterir [64,65]. Bu değişimi Şekil 2.7 karakterize etmektedir. Burada P_m , SBSG sistemin güç iletimi sınır değeridir.



Şekil 2.7 SBSG sisteminin güç iletme karakteristiği.

2.2.2. Salınım Denklemi

Kararlı hal çalışma durumunda rotor eksenini ile bileşke manyetik alan arasındaki bağıl açı (konum) sabittir. Bu açı, güç açısı veya yük açısı olarak bilinmektedir. Herhangi bir bozulma durumunda, rotor senkronizmden olan hava aralığı MMK'sına nazaran hızlanarak ya da yavaşlayarak bağıl bir hareket başlamaktadır. Bu bağıl hareketi tanımlayan eşitlik salınım (Swing) eşitliği olarak bilinir. Bu salınım süreci sonunda rotor hızı yeniden senkron hızda kalıyor ise, generatör kararlılığını devam ettirecek demektir. Bozulma herhangi bir güç değişimi içermiyor ise yani geçici bir durum ise, rotor orijinal konumuna döner. Eğer bozucu etken, üretim, yük veya güç sisteminin çalışma şartlarında bir değişiklik meydana getirir ise rotor senkron hızda dönmekte olan alanın konumuna göre yeni bir güç açısına oturur.

T_m mekanik moment ile döndürülen, T_e elektriksel momentini üreten, T_D sönümleme momentine sahip ve ω_s hızı ile dönmekte olan bir senkron generatörün salınım denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir:

Generatör ve türbinin bileşke atalet momenti J olmak üzere, dönen kütle için Newton'un ikinci kuralına göre aşağıdaki ifade yazılır.

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = T_a = T_m - T_e - T_D \quad (2.4)$$

Kararlı durumda kayıplar ihmal edilir ise mekanik moment elektriksel momente eşit ($T_m = T_e$) olacaktır.

Bir bozucu girişi, generatörü kararlı durumdan çıkaran ivmelendirme (T_a) momenti ile rotorun hızlanmasına ($T_m > T_e$) veya yavaşlamasına ($T_m < T_e$) yol açar.

$$T_a = T_m - T_e \quad (2.5)$$

Sürtünme ve sönümleme momenti ihmal edilirse (2.6) ifadesindeki ivmelendirme ifadesi elde edilir.

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = T_a = T_m - T_e \quad (2.6)$$

Burada, θ_m statorun duran referans eksenine göre rotorun açısal konumudur. Mekanik olarak senkron hız referans alınarak rotorun hızı gözlenirse, ω_{sm} senkron açısal hızı ile hareket eden bir referans eksene göre θ_m aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\theta_m = \omega_{sm} t + \delta_m \quad (2.7)$$

Burada δ_m , $t = 0$ anında bozucu öncesi senkron frekansa sahip sonsuz bara gerilim vektöründen referans eksenden ölçülen rotor pozisyonudur. (2.7) ifadesinin türevi rotor açısal hızını ve ikinci türevi ise rotor ivmesini verir.

$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_{sm} + \frac{d\delta_m}{dt} \quad (2.8)$$

$$\frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = \frac{d^2 \delta_m}{dt^2} \quad (2.9)$$

(2.9) ifadesi (2.6)'de yerine konularak ω_m ile çarpılır ise aşağıdaki ifade elde edilir.

$$J\omega_m \frac{d^2 \delta_m}{dt^2} = \omega_m T_m - \omega_m T_e \quad (2.10)$$

moment ile açısal hızın çarpımı, güce eşit olduğundan güç cinsinden denklem aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$J\omega_m \frac{d^2 \delta_m}{dt^2} = P_m - P_e \quad (2.11)$$

$J\omega_m$ büyüklüğü, eylemsizlik sabiti olarak adlandırılır ve M karakteri ile ifade edilir. Dönen bir kütlenin kinetik enerjisi W_k 'nın bağıntısı (2.12)'de verilmektedir.

$$W_k = \frac{1}{2} J\omega_m^2 = \frac{1}{2} M\omega_m^2 \quad (2.12)$$

Buradan

$$M = \frac{2W_k}{\omega_m^2} \quad (2.13)$$

M eylemsizlik sabiti olarak tanımlanmasına karşın rotor hızı senkron hızdan ayrıldığında M gerçekten sabit değildir. Ancak kararlılık kaybolmadığı sürece, ω_m çok büyük bir değişim göstermediği için M senkron hızdaymış gibi değerlendirilip sabit kabul edilebilir.

$$M = \frac{2W_k}{\omega_{sm}^2} \quad (2.14)$$

Eylemsizlik sabiti cinsinden salınım eşitliği aşağıda yazılmıştır.

$$M \frac{d^2 \delta_m}{dt^2} = P_m - P_e \quad (2.15)$$

Salınım eşitliğinin elektriksel güç açısı δ cinsinden yazılması daha yaygındır. Eğer senkron generatörün kutup sayısı p ise elektriksel güç açısı δ mekanik güç açısı δ_m ile ilişkilendirilerek

$$\delta = \frac{p}{2} \delta_m \quad (2.16)$$

ya da,

$$\omega = \frac{p}{2} \omega_m \quad (2.17)$$

şeklinde elektriksel hız ile mekanik hız arasındaki bağıntı yazılır. Eğer ihmal edilen sönümleme momenti dikkate alınırsa elektriksel yük açısı ile salınım eşitliği aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\frac{2}{p} M \frac{d^2 \delta}{dt^2} = P_m - P_e - P_D \quad (2.18)$$

Burada, P_d sistemde bulunan ve hızdaki değişime karşı yönde üretilen momenttir. $P_D = D d\delta/dt$ ve $D = 2D_m/p$ (Burada; D : elektriksel sönümleme momenti katsayısı ve D_m : mekanik sönümleme momenti katsayısı) dır [66].

Güç sistem analizlerinin birim değerinde (per unit) yapılmasından dolayı salınım eşitlikleri genelde per unit olarak ifade edilir. (2.18) S_B baz gücüne bölünerek M yerine (2.14)'deki ifade kullanılır ise aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\frac{2}{p} \frac{2W_k}{\omega_{sm} S_B} \frac{d^2 \delta}{dt^2} = \frac{P_T}{S_B} - \frac{P_e}{S_B} - \frac{P_d}{S_B} \quad (2.19)$$

Dönen kütlenin birim güç de biriktirdiği enerji, eylemsizlik sabiti (H) olarak aşağıdaki gibi tanımlanır [3,65,77].

$$H = \frac{\text{nominal hızda kinetik enerji}}{\text{generatör baz gücü}} = \frac{W_K}{S_B} \text{ (MJ/MVA)} \quad (2.20)$$

H sabitinin birimi saniyedir ve büyüklüğü ise generatörün tipine ve boyutuna bağlı olarak 1 sn ile 5 sn arasında değişmektedir [1,3,64]. (2.19) nolu ifade per unit cinsinden ve H parametresi ile bağıntı aşağıdaki gibi yazılır.

$$\frac{2}{p} \frac{2H}{\omega_{sm}} \frac{d^2 \delta}{dt^2} = P_{m(pu)} - P_{e(pu)} - P_{D(pu)} \quad (2.21)$$

Burada $P_{m(pu)}$, $P_{e(pu)}$ ve $P_{D(pu)}$ sırası ile per unit cinsinden mekanik güç, elektriksel güç ve sönümleme gücüdür. Elektriksel açısal hız mekanik açısal hız ile (2.17) bağıntısına uygun olarak $\omega_{sm} = (2/p)\omega_s$ olduğundan salınım denklemi,

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2\delta}{dt^2} = P_{m(pu)} - P_{e(pu)} - P_{d(pu)} \quad (2.22)$$

olur. (2.22) bağıntısı aşağıdaki şekilde yazılıp,

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d(d\delta/dt)}{dt} = P_{m(pu)} - P_{e(pu)} - D \frac{d\delta}{dt} \quad (2.23)$$

senkron generatör hızına ilişkin bağıntı elde edilebilir. Rotor açısının zamana göre türevi

$$\frac{d\delta}{dt} = \Delta\omega = \omega - \omega_s \quad (2.24)$$

elektriksel radyan cinsinden rotor hız sapmasıdır.

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d\omega}{dt} = P_{m(pu)} - P_{e(pu)} - D\Delta\omega_{(pu)} \quad (2.25)$$

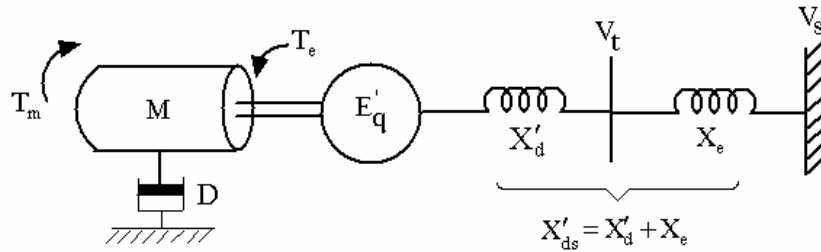
ω_s baz hız olarak kabul edilir ise, hız sapmasının per unit olarak ifade edildiği salınım denklemini aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta\omega_{(pu)}}{dt} &= \frac{1}{2H} (P_{m(pu)} - P_{e(pu)} - P_{D(pu)}) \\ \frac{d\Delta\delta}{dt} &= \omega_s \Delta\omega_{(pu)} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Hareket denklemi modeli olarak da isimlendirilen bu modelde, makinanın elektriksel gücü veya moment (pu ifadelerde elektriksel güç ve elektriksel moment eşittir) belirleme yaklaşımına göre senkron generatörün değişik seviyede modelleri ortaya çıkmaktadır.

2.2.3. Salınımların Klasik Model Aracılığı İle İncelenmesi

Klasik senkron makina modeli, geçici hal reaktansı gerisindeki sabit gerilim E' (yada E'_q) ve sabit geçici hal reaktansı X'_d ile temsil edilmektedir. Şekil 2.8 'de gösterilen sisteme ait denklemler (2.25) ve (2.26) ifadeleriyle verilmiştir [1,67,68].



Şekil 2.8 X_e reaktansı üzerinden sonsuz baraya bağlı yuvarlak kutuplu senkron generatör [68]

Sonsuz baraya bağlı yuvarlak kutuplu bir senkron generatörde elektriksel moment (2.27) ifadesine uygun olacaktır.

$$T_e = \frac{E'_q V_s}{X'_{ds}} \sin \delta_0 \quad (2.27)$$

$$M \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \frac{d\delta}{dt} + T_e = T_m \quad (2.28)$$

Bu eşitliğin $\delta = \delta_0$ çalışma noktasındaki doğrusallaştırılmış ifadesi (2.29) ile gösterilmiştir. Doğrusallaştırılmış ifadenin eğimini temsil eden kısım “senkronlama moment katsayısı” olarak isimlendirilir. Bu ifade (2.30) ‘da gösterilmiştir.

$$\Delta T_e = \left(\frac{E'_q V_s}{X'_{ds}} \cos \delta_0 \right) \Delta \delta \quad (2.29)$$

$$K_s = \frac{E'_q V_s}{X'_{ds}} \cos \delta_0 \quad (2.30)$$

Doğrusallaştırılmış ifadelerde kullanılan değişkenler Δ kadar değişimleri ile ifade edildiğinden T_m , T_e ve δ yerine ΔT_m , ΔT_e ve $\Delta \delta$ yazılırsa, çalışma noktası civarındaki küçük değişimler için doğrusal modele ilişkin sistem dinamikleri tanımlanabilir. Denklem (2.26) bu doğrultuda ele alınarak (2.31)’deki gibi ifade edilir [1]. Bundan sonraki yazılacak ifadelerde güç, hız ve momente ilişkin ifadeler pu cinsinden olup (pu) alt indisi gösterilmeyecektir.

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta\omega}{dt} &= \frac{1}{2H} (\Delta T_m - K_s \Delta \delta - K_D \Delta \omega) \\ \frac{d\Delta\delta}{dt} &= \omega_s \Delta \omega \end{aligned} \quad (2.31)$$

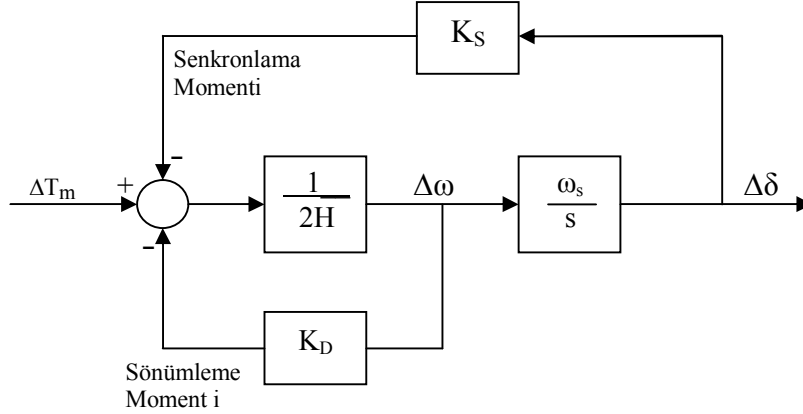
Burada tanımlanan $K_D = D$ sönümlleme momenti katsayısı, K_s ise (2.30) ifadesinde belirtilen senkronlama momenti katsayısıdır. Bu denklem takımı $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u$ gibi durum uzay matrisi formunda düzenlenir ise (2.32) eşitliği elde edilir [1].

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_D}{2H} & -\frac{K_s}{2H} \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{2H} \Delta T_m \quad (2.32)$$

Bu eşitliğin blok diyagram olarak gösterimi ise, Şekil 2.9 ’da verilmiştir. Buradaki A matrisinin elemanları, K_D , H , X_d değerlerinin yanında E'_q ve δ_0 değerleri ile belirlenen

çalışma şartlarına bağlıdır [1]. Şekil 2.9'daki blok diyagram gösterimi, küçük işaret kararlılığını tanımlamak için kullanılabilir.

Sisteme mekanik moment değişimi yoluyla bir bozucu etki uygulanırsa ($\Delta T_m \neq 0$), bu değişime karşılık yük açısı değişimi nedeniyle $\Delta \delta K_S$ kadar ve açısal hız değişiminden dolayı da $\Delta \omega K_D$ kadar iki çeşit zıt moment ortaya çıkar.



Şekil 2.9 Yuvarlak kutuplu senkron generatörün klasik modelinin blok diyagramı

Senkronlama momenti K_S enerji dönüşümünü (mekanik enerjiden elektrik enerjisine) temsil eden bir momenttir. Mekanik güçte pozitif yönde bir değişim olduğunda, oluşan mekanik güç artışı generatör tarafından elektrik enerjisine dönüştürülür ve böylece senkronizasyon korunmuş olur. Senkron makina ΔT_m mekanik moment artışını yeterli senkronlama momenti ile karşılayamaz duruma gelirse senkronizasyonu kaybeder. Mekanik giriş momentinde oluşan artış nedeniyle generatör shaftı hızlanmaya başlar. Senkronlama momenti oluşturma kabiliyeti kararlılık için büyük önem arz etmektedir. Sönümleme momenti olarak isimlendirilen moment ise enerji kaybını (kayıp momenti) temsil eder. Rotor osilasyonlarında ortaya çıkar ve zamanla azalır. Bu osilasyonlar $\Delta \delta$ ve $\Delta \omega$ de oluşan osilasyonlardır [1,64].

Şekil 2.9'da verilen hareket denkleminin ilişkin blok gösteriminde, elektriksel çıkış momenti tümüyle senkronlama momenti olarak gösterilmiştir. Sönümleme momentinin tek kaynağı olarak da mekanik shaft sistemindeki sönümleme momenti (2.33) ifadesiyle gösterilmiştir.

$$\Delta T_D = K_D \Delta \omega \quad (2.33)$$

Şekil 2.9 'daki blok diyagramından aşağıdaki ifadeye sahip olunabilir.

$$\begin{aligned} \Delta \delta &= \frac{\omega_s}{s} \left[\frac{1}{2Hs} (-K_S \Delta \delta - K_D \Delta \omega + \Delta T_m) \right] \\ &= \frac{\omega_s}{s} \left[\frac{1}{2Hs} (-K_S \Delta \delta - K_D s \frac{\Delta \delta}{\omega_s} + \Delta T_m) \right] \end{aligned} \quad (2.34)$$

Düzenleme yapılır ise,

$$s^2(\Delta\delta) + \frac{K_D}{2H}s(\Delta\delta) + \frac{K_S}{2H}\omega_s(\Delta\delta) = \frac{\omega_s}{2H}\Delta T_m \quad (2.35)$$

Böylece karakteristik eşitlik aşağıdaki gibi bulunur.

$$s^2 + \frac{K_D}{2H}s + \frac{K_S\omega_s}{2H} = 0 \quad (2.36)$$

Genel forma sahip denklem $s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0$ şeklinde ifade edilir [1]. Buradan, sönümlenmemiş doğal frekans,

$$\omega_n = \sqrt{K_S \frac{\omega_0}{2H}} \quad (2.35)$$

ve sönümlenme oranı ise,

$$\begin{aligned} \xi &= \frac{1}{2} \frac{K_D}{2H\omega_n} \\ &= \frac{1}{2} \frac{K_D}{\sqrt{2HK_S\omega_s}} \end{aligned} \quad (2.38)$$

olarak elde edilir. Senkronlama momenti katsayısı K_S arttığında doğal frekans artar ve sönümlenme oranı azalır. Sönümlenme momenti katsayısı K_D deki bir artış sönümlenme oranını artırırken, eylemsizlik sabitindeki bir artış hem ω_n hem de ξ in azalmasını sağlar.

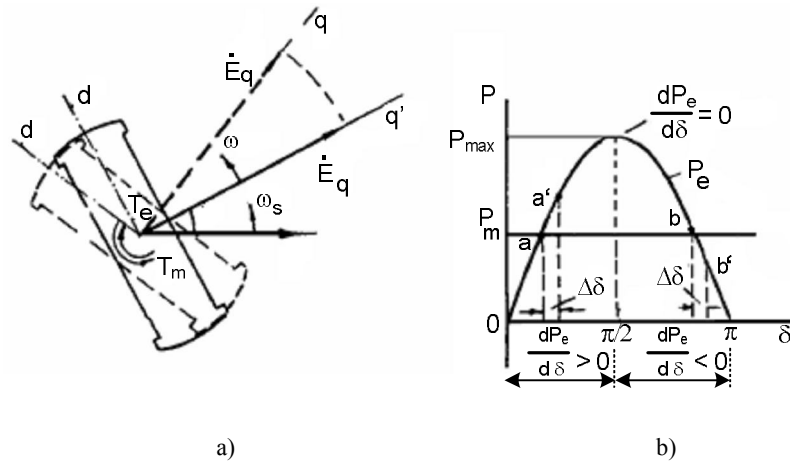
Bir senkron generatörde sistem kararlılığı, senkronlama ve sönümlenme momentlerinin varlığı ile mümkündür. Zayıf senkronlama momenti rotor açısında periyodik olmayan kayma nedeni ile kararsızlığa neden olur iken zayıf sönüm momenti ise salınımda kararsızlığa yol açar [58]. Literatürde değişik sınıflandırmalar bulunmakla birlikte genel olarak rotor açısı kararlılığı iki başlık altında incelenebilir. Bunlar küçük işaret kararlılığı ve geçici durum kararlılığıdır.

2.2.3.1. Küçük İşaret Kararlılığı

Senkron generatörün küçük bozucu etkenler altında senkronizmi devam ettirebilme yeteneğine küçük işaret veya küçük bozucu kararlılığı adı verilir. Yük ve üretimdeki küçük değişimler nedeni ile küçük bozucular sistemde daima meydana gelen bozuculardır. Normal şartlar altında güç sistemine ait çalışma aralığı içinde öyle ki en az $\dot{x} = f(x_0) = 0$ bir nokta mevcut olacaktır [64,65]. Eğer x_0 'dan uzaklaşan Δx kadar bozulma sistemde yeniden x_0 'a dönüşle neticeleniyorsa, böyle bir nokta kararlı bir denge noktasıdır. Küçük işaret kararlılığı, belirlenen bir çalışma noktası civarında güç sistemini tanımlayan ve doğrusal olmayan denklemlerin doğrusallaştırılması ile elde edilen doğrusal sistem için kararlılık teorisi uygulanması olarak tanımlanır [69]. Yapılacak analizlerde sistem eşitliklerinin doğrusallaştırması için yeterince küçük değerler dikkate alınır. Böyle bozucuların ortaya

çıkması durumunda kararsızlık iki nedenle gerçekleşebilir. Biri yetersiz senkronlama sebebi ile rotor açısının sürekli artması, diğeri ise yetersiz sönümleme momentinden dolayı rotordaki salınımların genliğinin büyümesi. Bu tip bozuculara sistem cevabı çalışma noktası başta olmak üzere birçok faktöre bağlıdır [58].

Geçici çalışmada, dengeler bozulur ve rotor hızı değişir. Bu değişimin δ açısına etkisi incelendiğinde, E_q vektörünün rotorla beraber ω_r hızı ile döndüğü ve U (ya da V_s sonsuz bara gerilimi) vektörünün dönüş hızının ise ω_s olduğu görülür (Şekil 2.10.a). Rotor senkron hız ile döndüğünde E_q ve V_s vektörlerinin dönme hızı eşit ve δ açısı sabit kalır. Rotorun hızı değiştiğinde E_q vektörünün dönüş hızı, V_s vektörünün dönüş hızından farklılık gösterir ve neticede δ açısı değişir. δ açısının değişimi, rotor dönme hızının değişmesine bağlıdır



Şekil 2.10 Küçük işaret kararlılığı durumunda a) δ açısı değişimi b) Güç-açı karakteristiği [64]

Rotor büyük bir eylemsizlik momentine sahip olduğundan rotorun hızı ve dolaylı olarak δ açısı ani olarak büyük bir değişim gösterememektedir. Bu nedenle δ açısının zamanla yavaş değişen bir parametre olduğu söylenebilir [65]. δ açısı, çalışma noktasındaki değişimin ilk anında sabit kalarak yeni çalışma şartları ile bir önceki çalışma noktası arasında bir ilişki kurulmasına olanak tanır. Şekil 2.10.b’de generatörün $P_e = f(\delta)$ güç-açı karakteristiği ve türbinin P_m güç eğrisi gösterilmiştir. Bu süreçte P_m ‘nin sabit olduğu yani türbin gücünün değişmediği kabul edilmiştir. Şekilden görülebileceği gibi bu eğriler a ve b noktalarında kesişirler. Yani a ve b noktalarında P_m ve P_e eşit olmaktadır. Bu durum hem a hem de b noktasında kararlı çalışma çalışma noktası olabileceğini ifade etse de gerçekte kararlı çalışma noktası sadece a noktasında olabilecektir b noktasında ise sistem kararsız olacaktır.

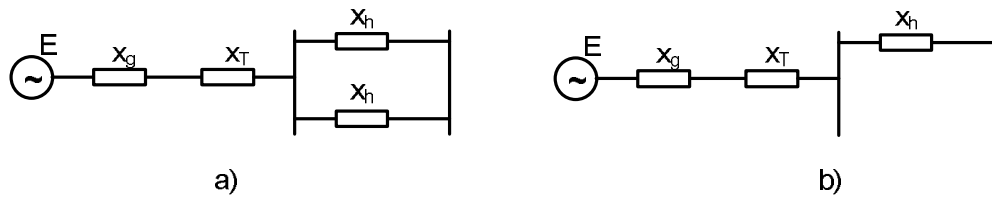
Sistemin ilk çalışma noktasının a olduğu ve herhangi bir sebepten dolayı δ açısının $\Delta\delta$ kadar küçük bir değişim gösterdiği kabul edildiğinde, çalışma noktası a' noktasına geçiş yapacak ve $P_e = f(\delta)$ ifadesine uygun olarak generatörün elektromanyetik gücü de artış

gösterecek yani $P_e > P_T$ olacaktır. Bu durumda makinanın eksenine ters yönde bir moment etki ederek rotor hızını yavaşlatıp δ açısını azaltır. Çalışma noktası yeniden a noktasına döner. Bu durumda a noktası kararlı çalışma noktası sayılmaktadır. Diğer bir durum için çalışma noktası b noktasında olduğu ve δ açısının $\Delta\delta$ kadar artış gösterdiği varsayalım; Bu durumda çalışma noktası b' noktasına geçer ve generatörün elektromanyetik gücü belirli bir oranda azalır. Makinanın eksenine bir döndürme momenti etki ederek rotorun hızını dolayısıyla δ açısını artırır. δ açısının artması P_e gücünü yeniden azaltır. Böylece çalışma noktası gittikçe b noktasından uzaklaşırken δ açısı da sürekli olarak artar. Sonuçta güç ve akım büyük değişim gösterdiğinden generatörün sistemle paralel çalışması mümkün olmayacaktır. Başka bir deyişle generatör senkronizmden çıkacaktır. Bu da generatörün b noktasında kararsız olduğunu göstermektedir [64].

Yukarıda güç karakteristiğinin a ve b noktaları için yürütülen varsayımlar diğer tüm noktalar için de geçerlidir. $P_e = f(\delta)$ sinüzoidal denkleminde $\delta < \pi/2$ kısmı statik kararlı çalışma noktalarına ve $\delta > \pi/2$ olan kısım ise kararsız çalışma noktalarına aittir. Kararsız kısım için $dP_e/d\delta < 0$ ve kararlı kısım için ise $dP_e/d\delta > 0$ şartları sağlanmaktadır. Güç karakteristiğinin tepe değeri ($\delta = \pi/2$) kararlılık sınırını gösterir. Burada $dP_e/d\delta$ Senkronlama momentini, P_{max} Generatörün statik kararlılığına göre iletebileceği maksimum gücü tanımlar ve sınır gücü olarak anılır.

2.2.3.2. Geçici Durum (Dinamik) Kararlılığı

Kısa devreler, enerji iletim sistemlerindeki güçlü bir generatörün veya bir düğüm yükünün aniden devreden çıkması veya kısa devre sonucu paralel iletim hatlarından birinin devre dışı kalması gibi büyük bozucuların ardından, sistemin kararlı çalışma noktasına dönebilme yeteneğine geçici durum kararlılığı (ya da dinamik kararlılık) denir. Temel enerji iletim sisteminde H_2 hattının aniden devreden çıktığı kabul edilir ise, generatörün çalışma noktasının nasıl değiştiği bu kısımda detaylı olarak ele alınmaktadır. Şekil 2.11'da normal çalışma ve hat açıldıktan sonraki çalışma durumu için SBSG sisteminin eşdeğer şeması gösterilmiştir.



Şekil 2.11 Eşdeğer şemalar, a) Normal işletme durumu, b) Bir hattın açılması durumu

$$P_e = \frac{E\mathcal{V}_s}{X_{ds}} \sin \delta \quad (2.39)$$

dir. H_l hattı açıldıktan sonraki arıza durumunda aktif güç ifadesi aşağıdaki gibi olur:

$$P_e = \frac{E V_s}{X_{ds}'} \sin \delta \quad (2.40)$$

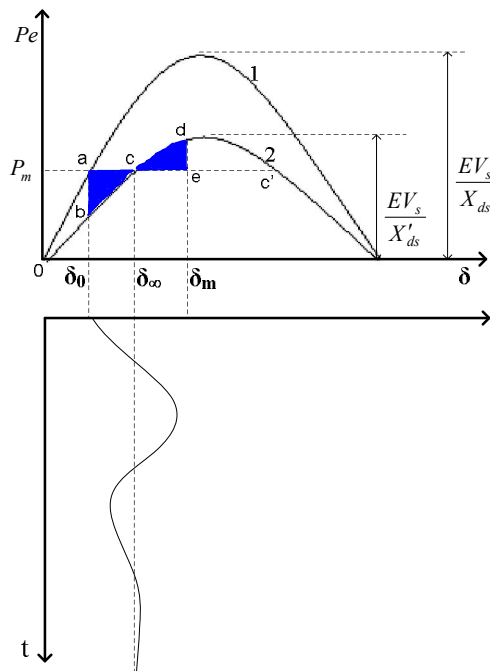
Burada δ , E ve V_s vektörleri arasındaki açıdır. X_{ds} ve X'_{ds} çalışma şartlarına uygun devrenin toplam reaktanslarını gösterir. Eşdeğer şemaya göre

$$X_{ds} = X_g + x_T + x_H / 2 \quad (2.41)$$

ve

$$X'_{ds} = X_g + X_T + X_H \quad (2.42)$$

yazılır ve $X'_{ds} > X_{ds}$ olduğu görülür. Yani hat açıldığında toplam reaktans artmakta ve buna karşılık güç karakteristiğinde düşüş görülmektedir. Bu durumda güç karakteristiği ve δ açısı değişim karakteristiği Şekil 2.12'de gösterilmiştir.



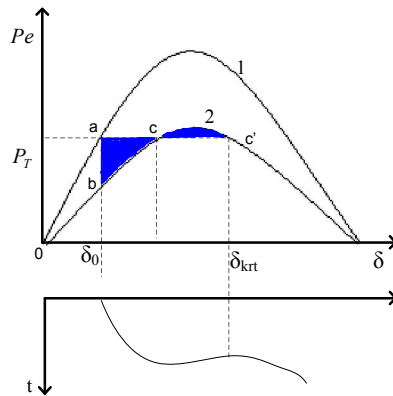
Şekil 2.12 Güç-açı karakteristiği ve δ açısının değişim eğrisi

İlk çalışma noktasının a noktasında olduğunu kabul edelim. Sistemde herhangi bir arıza oluştuğunda (Şekil 2.3 'de gösterilen H_2 hattı açıldığında) toplam reaktans arttığından, (2.18) ifadesine uygun olarak, elektromanyetik güç azalır. Ancak δ açısı yavaş değişen parametre

olduğundan ilk anda sabit kalır ve çalışma noktası ikinci karakteristiğin b noktasına geçer. Bu noktada, $P_m > P_e$ olduğundan generatörün miline dönme yönünde ivmelendirme momenti etki ederek rotor hızını artırır. Çalışma noktası c noktasına doğru hareket eder. Bu durumda P_e gücü artar ve c noktasında türbinin gücüne eşit olur. $b - c$ aralığında rotorun bağıl hızı ($\Delta\omega = \omega_r - \omega_s$) sürekli artar ve c noktasında $P_m = P_e$ olmasına rağmen bu noktada kararlı hale gelemmez ve bağıl hızın etkisiyle δ açısı artmaya devam eder. Böylece çalışma noktası c noktasını geçerek herhangi bir d noktasına doğru hareket eder. $c - d$ aralığında $P_e > P_m$ olduğundan rotorun miline yavaşlatıcı moment etki eder ve bağıl hız azalmaya başlar.

Şekil 2.12’de gösterildiği gibi, çalışma noktası d noktasına ulaştığında bağıl hızın sıfır olduğu kabul edilebilir. Bu noktada, E ve V_s vektörleri aynı hızla dönmesine rağmen sistem d noktasında da kararlı hale gelemmez, çünkü burada rotora yavaşlatıcı bir moment etki ettiği için $\Delta\omega$ azalmaya devam eder. Bu durumda $\omega_r < \omega_s$ olur, $\Delta\omega$ hız değişimi negatif işaretli olur ve δ açısı azalmaya başlar. Çalışma noktası d noktasından c noktasına doğru geriye döner. $d - c$ aralığında negatif değerlikli $\Delta\omega$ artar ve rotorun ataleti ile çalışma şartları c noktasını geçer. Bundan sonra yeniden $P_m > P_e$ olur. Negatif $\Delta\omega$ azalır. δ açısı c noktasının etrafında birkaç kez salınım yaptıktan sonra bu noktada yeni kararlı çalışma noktası oluşur. Yani $P_e = P_m$, $\omega_r = \omega_s$ ve δ sabit bir değere sahip olur. Böylece sistemde arıza sonucu H_2 hattı açıldığında generatör kararlı çalışma şartlarını sürdürmüş sayılır. Bu durum, arıza şartlarında sistemin geçici hal kararlılığını sağladığı (dinamik kararlı olduğu) anlamına gelir.

Eğer rotorun salınım açısı bir δ_{kritik} değerini aşarsa, çalışma noktası c' noktasını geçtiği için yeniden $P_e < P_m$ olur; bağıl hız artmaya başlar ve sonuçta δ açısı sürekli olarak artacağından senkron generatör senkronizmden çıkar, yani dinamik kararlılık bozulur [64,65]. Bu durum Şekil 2.13.’de gösterilmiştir.



Şekil 2.13 Geçici durum kararsızlığında karakteristik eğriler

2.3. Kararlılığı iyileştirme yöntemleri

Kararlılığı iyileştirme yöntemlerinin tümü bozulmuş bir sistemi yeniden kararlı bir dengeye getirmeyi amaçlar. Salınımlı kararsızlığa sebep olan bazı şartlarda negatif sönümleme momentinin ortaya çıkması muhtemel olduğu için yetersiz senkronlama momenti aperiyodik kararsızlığa yol açabilir. Bu durumlarda generatörün aktardığı gücün kontrol edilmesi ile güç sisteminin kararlılık sınırlarının artırılması diğer bir ifade ile kararlılığının iyileştirilmesi çalışmaları farklı yöntemler ve tedbirler ile yapılabilmektedir [66].

İletim için çift hat tesisi, her faz için ayrı kesici tesisi, iletim hatlarının uygun bir noktaya seri kondansatörler yerleştirilmesi ve tesiste kademe değiştiren transformatörlerin kullanılması güç sisteminin ilk kuruluş aşamasında alınan tedbirler olarak sayılabilir [1,64,66-69]. Bunların bir kısmı iletim sisteminin güç aktarım kapasitesini dolayısı ile kararlılık sınırını artırırken, bir kısmı da bir arıza durumunda aktarılan güç miktarının minimize olmasını önlemek ve dengelemek yönünde olan tedbirlerdir.

Diğer bir kısım kararlılık iyileştirme yöntemi ise senkron generatörün rotorundaki momentlerin dengelenmesi için yapılan hızlı buhar vanası kontrolü ve fren direnci kullanımıdır.

Üçüncü kısım kararlılık iyileştirme yöntemleri ise, geçici durumda denklem (2.3) ile tanımlanan güç ifadesindeki V_s , X_{ds} ve δ bileşenleri üzerinden senkron generatörün aktardığı güç miktarının kontrol edilmesidir. İletilen gücü belirleyen parametreler; sonsuz bara gerilimi, senkron generatör iç gerilimi, bu iki gerilim kaynağı arasındaki empedans değeri ve yük açısıdır. Geçici durumda iletilen güçteki salınımlar bu parametreler üzerinden bastırılabilir. Yük açısı, iletim hattı empedansı, hat başı ve hat sonu gerilimi gelişmiş güç elektroniği elemanları kullanılarak değiştirilebilir. Hat büyüklüklerinin bu şekilde değiştirildiği iletim sistemlerine FACTS (Flexible AC Transmission Systems) denmektedir. Enerji iletim sisteminde yüksek gerilimli doğru akım kullanarak yük açısı üzerinden yük akış kontrolü sağlayan yöntemlere ise HVDC sistem denmektedir [70]. FACTS'ler koruma elemanlarından sonra en yüksek hız karakteristiğine sahip güç sistemi kontrol yöntemleridir [71].

Denklem (2.3) güç ifadesinde bulunan bileşenlerden bir diğeri senkron generatör iç EMK'sının q eksenli bileşenidir. Bu faktörün değişimi ise uyarma kontrolü ile gerçekleştirilmektedir. Özellikle hızlı uyarma sistemleri kullanımı ile bu yöntem son yıllarda çok rağbet görmektedir. Bunun başlıca nedeni bir senkron generatörde uyarma kontrolü yapılması zaten zorunlu olduğundan bu yöntem diğer yöntemlere göre fazla bir ek maliyet ortaya çıkarmamasıdır [1].

2.3.1. Frenleme Direnci

Frenleme direnci kullanımının ardındaki temel fikir bozucu büyüklük ve bozucu büyüklük sonrası periyotlar süresince elektriksel yükü devam ettirme girişimidir. Bir frenleme direnci, generatörün aktif çıkış gücündeki ve yük açısındaki salınımı minimize edecek şekilde on-off anahtarlanır. Bu yöntem, genelde çıkık kutuplu generatörlerle kullanılmıştır [72]. Bu generatörlerin yapısı turbo generatörlerden daha sağlamdır ve frenleme direncinin anahtarlanması ile oluşan ani darbelere karşı daha dayanıklıdır. Turbo generatör ünitelerindeki uygulamalar için makina milinde oluşan burulma baskısının analiz edilmesi gerekir [69].

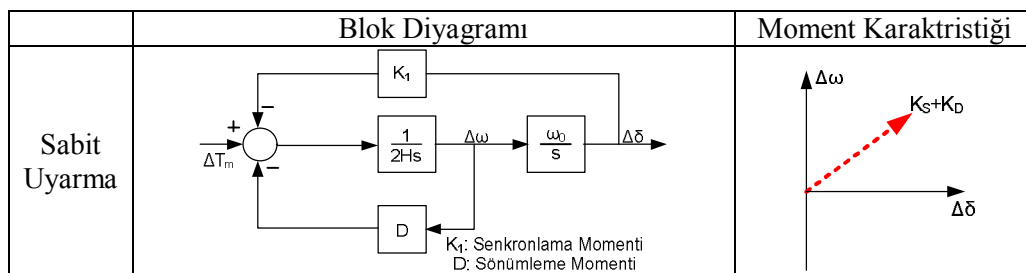
2.3.2. Hızlı Buhar Vanası Kontrolü

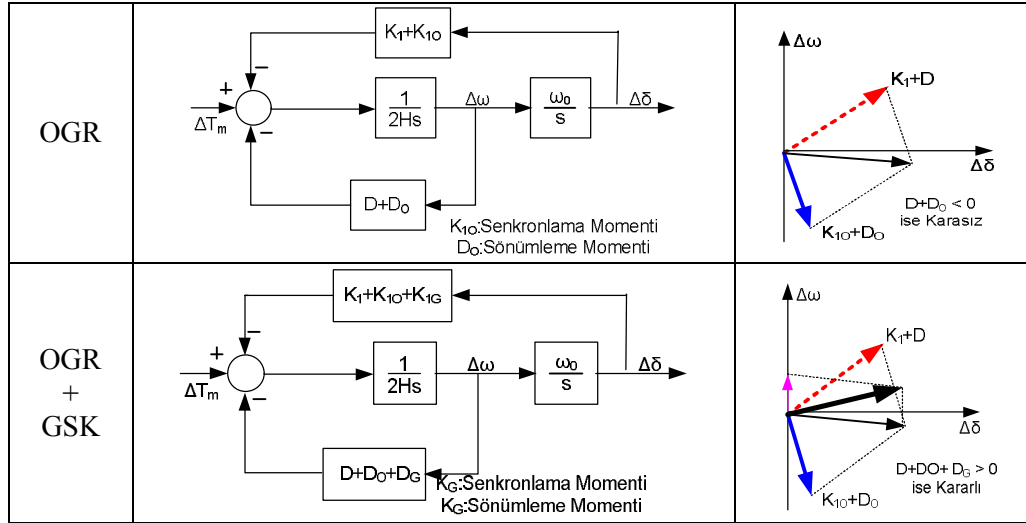
Bu yöntem, geçici durumlarda türbini tahrik eden buharın ani olarak salınması ile türbin mekanik gücünü zayıflatmaya dayandırılır. Hızlı vana kontrolü, bozulmayı izleyen 2 ile 4 saniyesindeki inter-area modları kararlı kılmak için gayet etkin olabileceği iddia edilmektedir [1]. Bununla birlikte türbinler üzerindeki aksi etkileri hakkındaki kaygılardan dolayı hızlı vana kontrolü kullanımı sınırlıdır [72,73].

2.3.3. Yüksek Hızlı Uyarma Sistemleri

Alan gerilimindeki ani bir artış senkronlama gücünü artırır ve bir sistemdeki ilk salınım kararlılığını kesinlikle iyileştirir. Bu kontrol yönteminin verimliliği şüphesiz uyarım geriliminin tayin edilen tavan değeri ile sınırlı ve aynı zamanda sönümleme momenti üzerinde zararlı etkileride muhtemeldir. İkincisi bazı durumlarda yüksek kazançlı bir uyarımla ortaya çıkarılan çok büyük boyutlu faz gecikmeleridir [1,4]. Sonsuz baraya bağlı bir senkron generatörde OGR'nin senkronlama momentinde zayıflatmaya sebep olarak hayati etkiye sahip olabilmektedir [14]. Şekil 2.9 OGR'nin senkronlama momentinde olası zayıflatma etkisini göstermektedir. Bu problemle baş edebilmek için Güç Sistem Kararlayıcı (GSK) olarak bilinen bir ileri (lead) kompanzator uyarma kontrol sistemine dahil edilmiştir. Bir GSK içeren uyarım kontrolünün etkin bir kararlılık iyileştirme aracı olduğu bulunmuş [4,24].

Senkronlama momentini artırmak ve küçük işaret kararlılığını iyileştirme yöntemlerinden belki de en yaygın olanı GSK kullanmaktır.





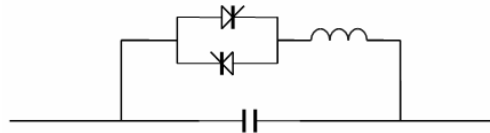
Şekil 2.14 OGR ve GSK'nın senkronlama momenti üzerindeki etkileri

2.2.4. Sistem Reaktansının Zayıflatılması

Bir iletim sisteminde, güç transfer kapasitesi iletim hattının endüktif reaktansı tarafından sınırlandırılır. Bu reaktansın zayıflatılması iletim sisteminin güç transfer kapasitesinin artırılmasına yol açar ve bunun sonucu olarak sistem kararlılığı üzerinde iyileştirme sağlanır. Bu yöntem, paralel iletkenlerin tesisini ve düşük kaçak reaktansa sahip transformatör kullanmayı ve iletim hatlarındaki direklerin tasarımını gerektirir.

Sistem reaktansını düşürmenin alternatif bir yolu doğrudan hat üzerine yerleştirilen kontrollü seri kondansatör (KSK) kullanmaktır. Yakın generatörlerle rezonanslara yol açabilmesi nedeniyle seri kondansatör kullanımı her durumda dikkatli tasarım gerektirir[1].

KSK kullanımı bir iletim hattı üzerinden güç akışının kontrolüne veya modülasyonuna imkân tanır. Güç elektroniğindeki gelişmeler KSK'nın hızlı anahtarlanmasına ve kontrolüne izin verir. Şekil 2.15'de görüldüğü gibi bir KSK, paraleline seri olarak bağlı tristörler ve sönümlleme reaktörü yerleştirilmiş kondansatörden ibarettir. Bazen bu şekilde birkaç birim seri olarak yerleştirilebilir. Kapasitans boyutunun üst sınırı olarak genelde hat reaktansının %80 'i alınır [69]

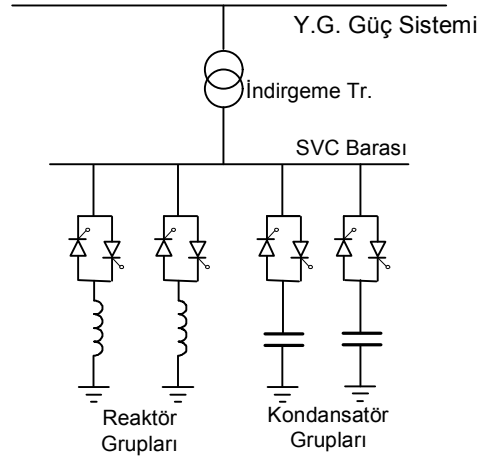


Şekil 2.15 Tristör anahtarlama seri kapasitör

2.2.5. Şönt Kompanzasyon

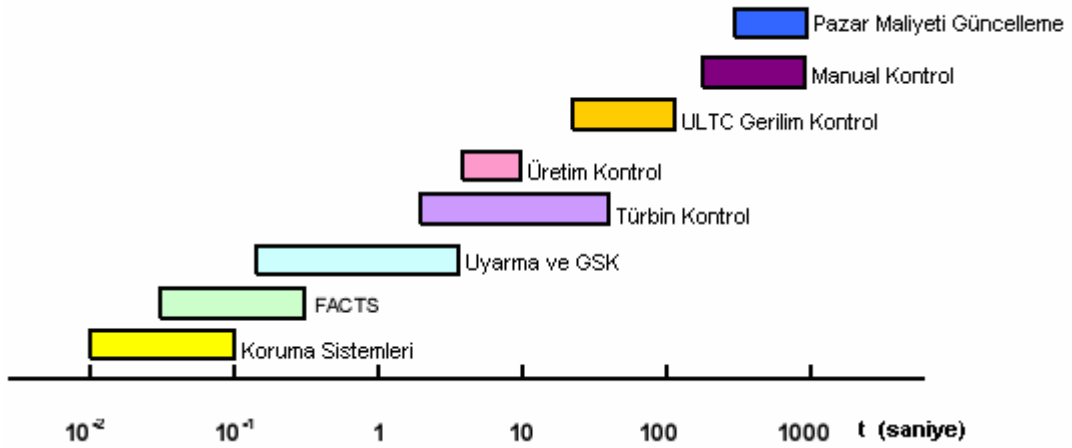
Kararlılığı iyileştirme yöntemi olarak paralel reaktif elemanların kullanımı, yük gerilimini kontrol ederek güç ihtiyacını hafifletme prensibine dayanır. Statik Var Kompansatör

(SVC) 'nın normal çalışırken tatmin edici bir sistemin gerilimini kontrol rolünün yanında bu amaçla kullanılması da yaygın bir uygulamadır [1,69]. Tipik bir SVC diyagramı aşağıda şekil 2.16'da gösterilmiştir. Seri bağlı tristörlerin tetikleme açısının basit bir kontrolü ile paralel reaktansların etkin değeri, belirli kapasitif ve endüktif sınırlar arasında değiştirilebilir.



Şekil 2.16 Statik Var Kompanzatör

Generatör koruma ve kontrol birimlerinin cevap karakteristikleri yönünden karşılaştırması Şekil 2.17 de gösterilmektedir.



Şekil 2.17 Gerçek zamanlı kontrolörlerin tepki zamanları göstergesi [71]

3. SENKRON GENERATÖR MODELLERİ

3.1. Senkron Generatörler

Elektrik enerjisi üretimi için en yaygın kullanılan elektrik makinasıdır. Bu nedenle, bir kaç MVA'dan binlerle ifade edilen MVA'ya kadar çok farklı boyutlarda üretilirler. Bu çalışmaya konu olan senkron generatörler büyük boyutlu senkron generatörlerdir. Büyük boyutlu senkron generatörde bir çok sebepten dolayı kutup (uyarma) sargıları rotora yerleştirilmektedir. Rotordaki kutup sargılarının yanında sönümlleme sargıları bulunmaktadır. Yuvarlak kutuplu senkron generatörlerde, geçici durumda rotor gövdesinin kendisinde bir sargı gibi davranmaktadır. Statorda ise AA'nın endüklendiği ve 120° açılı ile yerleştirilmiş olan endüvi sargıları bulunmaktadır [74].

Yapısal olarak iki farklı senkron generatör karşımıza çıkmaktadır. Bunlar, yuvarlak kutuplu ve çıkık kutuplu yapılardır. Turbo generatör olarak da bilinen yuvarlak kutuplu generatörler, buhar veya gaz türbinlerinde yatay konumda kullanılırlar. Bunların mil çapı küçük ancak mil boyları büyüktür. Aynı zamanda yüksek rotor hızına sahip ve rotora yerleştirilen kutup sayısı iki veya dördtür. Buna karşın, Hidrogeneratör olarak da bilinen çıkık kutuplu generatörler, düşey konumda ve düşük mil hızı ile çalışırlar. Rotor boyları kısa ancak çapları büyüktür ve çok kutuplu olarak imal edilirler [75].

3.2. Senkron Generatör Modeli

Kararlılık analizi yapmak için senkron generatörün matematiksel modelinin iyi bilinmesi gerekir. Bu kısımda senkron generatörün durum uzayı denklemleri çıkarılacaktır. Birinde akımların diğerinde ise ortak akı bağının kullanıldığı yaygın iki model bulunmaktadır. Ancak uyarma aracılığı ile kararlılık iyileştirme çalışmalarında tercih edilen model ise basitleştirilmiş model ve çoğunlukla basitleştirilmiş lineer modeldir. Burada incelenecek senkron generatörün üç adet stator sargısı, bir alan sargısı ve iki adet amortisör sargısı olduğu kabul edilmektedir. Literatürde daha fazla sayıda alan ve amortisör sargısı bulunan senkron makina modelleri bulunmaktadır [76]. Şekil 3.1'de gösterilen sargı yapısına sahip bir senkron generatör için matematiksel model geliştirilirken aşağıdaki kabuller yapılmaktadır [77].

1. Üç faz sargıları simetriktir.
2. Tüm sargı kapasiteleri ihmal edilebilir.
3. Dağıtılmış sargı yapısının kullanıldığı kabul edilmiştir.

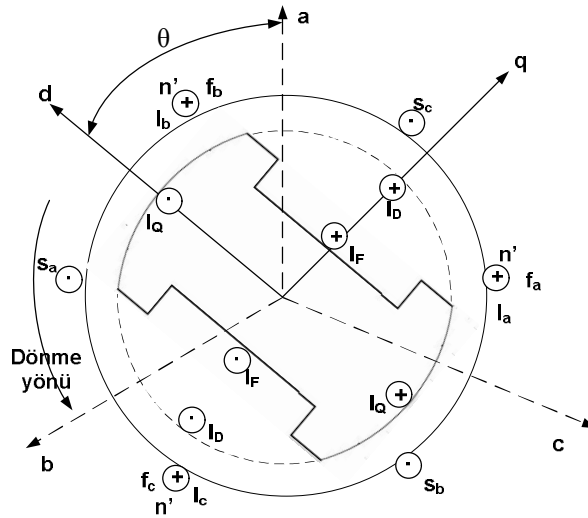
4. Rotorun pozisyonundan dolayı stator endüktansındaki değişim sinüzoidaldir ve yüksek harmonikler içermemektedir.
5. Histeresiz kayıpları ihmal edilmekte ancak girdap akımı (nüve) kayıpları sönümlenme sargılarının modeline katılabilir.
6. Geçici hal ve geçici hal öncesi durumlarında rotor hızı senkron hıza yakındır ($\omega \approx \omega_s$).
7. Manyetik devreler doğrusaldır (Doyma yoktur) ve endüktans değerleri akımdan bağımsızdır.

Sargılar arası manyetik ilişki, rotor konumunun fonksiyonudur. Bir sargıya ait uç geriliminin ani değeri

$$v = \pm \sum r i \pm \sum \dot{\lambda} \quad (3.1)$$

şeklinde verilir. Burada, pozitif olan stator akım yönü generatör uçlarından dışa doğrudur. λ akı, i akım ve r sargı direncidir. Akı (λ) rotor konumu ile değiştiği için (3.1) karmaşık bir eşitliktir.

Senkron generatör değişkenlerinde belirli bir dönüşüm yapılırsa, senkron generatörün matematiksel tanımlanmasında büyük bir basitleşme elde edilir. Bu amaçla kullanılan dönüşüm Park dönüşümü olarak bilinir [74,78]. Park dönüşümü matematiksel ifadesi (3.2) ile verilmektedir.



Şekil 3.1 Çıkık kutuplu senkron generatör sargılarının gösterimi

Park Dönüşüm matrisi aşağıdaki gibi tanımlanır [77]. Dönüşüm matrisi kullanılarak faz büyüklükleri ile d - q eksen büyüklükleri arasında karşılıklı dönüşüm yapılabilir.

Burada, referans konum seçimi için a fazı ekseninin uygun olduğuna dikkat edilmelidir, aksi halde a fazı ile belirlenen bir referans arasındaki aynı kayma açısı yukarıdaki tüm terimlerde ortaya çıkacaktır. Park dönüşümünün katkısı, tüm stator büyüklüklerinin a , b ve c fazlarından rotor referans çatılı yeni değişkenlere kolayca dönüştürülmesidir. Eğer i_a , i_b ve i_c gibi üç değişken var ise, üç yeni değişkene gereksinim duyulur [77]. Park Dönüşümü d ve q

olarak iki yeni değişkeni kullanmaktadır. Üçüncü değişken ise sıfır bileşenlerle orantılı olan ve sabit kalan bir değişkendir. Sayısal hesaplamaları kolaylaştırmak için $i_{0dq} = P i_{abc}$, $v_{0dq} = P v_{abc}$ ve $\lambda_{0dq} = P \lambda_{abc}$ gibi katsayı matrisi kullanılır.

$$P = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Burada akım, gerilim ve akı matrisleri olarak aşağıdaki ifadeler tanımlanır.

$$i_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad v_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \lambda_{abc} = \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix}$$

Ana alan sargısı akısı rotorun d eksenini doğrultusundadır. Bu akı 90° geri açı konumunda bir EMK üretir. Bu nedenle makina EMK'sı E , asıl olarak rotorun q eksenini doğrultusundadır. Sabit uç gerilimi V olan bir makina göz önüne alındığında, generatör çalışmaya göre $\bar{E}$ fazörü $\bar{V}$ fazöründen önde olmalıdır. Eğer $\bar{V}$ fazörü referans fazın (a fazı) doğrultusunda ise $\bar{E}$ ve $\bar{V}$ arasındaki açı generatörün moment açısıdır. $t = 0$ anında $\bar{V}$ fazörü a fazı ekseninde, yani referans ekseninde Şekil 1'deki gibi yerleştirilirken q eksenini δ açısı ile yerleştirilir ve d eksenini ise $\theta = \delta + \pi/2$ açısı ile yerleştirilir. $t > 0$ da, referans eksen a fazının eksenine göre bir $\omega_R t$ açısı ile yerleştirilir. Rotorun d eksenini bu nedenle aşağıda gösterilen açıda yerleştirilir.

$$\theta = \omega_R t + \delta + \pi/2 \quad \text{rad} \quad (3.3)$$

Burada, ω_R rad/s cinsinden nominal (senkron) açısal frekans ve δ elektriksel radyan cinsinden yük açısıdır. (3.3)'e benzer ifadeler, gerilim veya akı bağları içinde yazılabilir.

Eğer (3.2) dönüşümü tekil ise, bir ters dönüşümü de vardır ve şöyle yazılabilir:

$$i_{abc} = P^{-1} i_{0dq} \quad (3.4)$$

ve (3.2)'in tersi aşağıda gösterildiği gibi hesaplanabilir.

$$P^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos \theta & \sin \theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Burada, $P^{-1} = P^T$ olduğunu görülür, bunun anlamı P Ortogonaldır. P 'nin Ortogonal olması Park dönüşümünde gücün değişmemesi anlamına gelmektedir. Aynı güç ifadesi, hem a -

b - c hem de 0 - d - q sisteminde kullanılabilir [77]. Böylece güç eşitliği için aşağıdaki ifadeler yazılır.

$$\begin{aligned} P &= v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \mathbf{v}_{abc}^t \mathbf{i}_{abc} = (\mathbf{P}^{-1} \mathbf{v}_{0dq})^t (\mathbf{P}^{-1} \mathbf{i}_{0dq}) \\ &= \mathbf{v}_{0dq}^t (\mathbf{P}^{-1})^t \mathbf{P}^{-1} \mathbf{i}_{0dq} = \mathbf{v}_{0dq}^t \mathbf{P} \mathbf{P}^{-1} \mathbf{i}_{0dq} \\ &= \mathbf{v}_{0dq}^t \mathbf{i}_{0dq} = v_0 i_0 + v_d i_d + v_q i_q \end{aligned}$$

3.2.1. Akı Bağı Denklemleri

Şekil 3.1’de gösterildiği gibi, senkron generatörde ortak ilişkiye sahip altı bobinli bir devre bulunmaktadır. Üç adet faz sargıları; F - F' alan sargısı; ve D - D' ve Q - Q' olmak üzere iki adet sönümleme sargılarıdır ki bu sargılar çoğunlukla kd ve kq simgeleri ile gösterilir. Burada daha kısa olan ($D - Q$) kullanılacaktır. s ve f harfleri ise bu sargıların başlangıcını (s) ve sonunu (f) temsil etmektedir. Bu altı devreye ilişkin akı bağı denklemleri aşağıdaki şekilde yazılır.

$$\begin{array}{c} \text{stator} \\ \hline \text{rotor} \end{array} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \dots \\ \lambda_F \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & : & L_{aF} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & : & L_{bF} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & : & L_{cF} & L_{cD} & L_{cQ} \\ \dots & \dots & \dots & : & \dots & \dots & \dots \\ L_{Fa} & L_{Fb} & L_{Fc} & : & L_{FF} & L_{FD} & L_{FQ} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & : & L_{DF} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & : & L_{QF} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \dots \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Burada L_{jk} ise $j = k$ iken öz indüktans, $j \neq k$ ise ortak indüktans ve tüm durumlarda $L_{jk} = L_{kj}$ olmaktadır. (3.6) denklemindeki küçük harfli indisler stator büyüklükleri için ve büyük harfli indisler ise rotor büyüklükleri için kullanılmaktadır. (3.6) denklemindeki indüktansların çoğu rotor konum açısı olan θ ’nın fonksiyonlarıdır. Bu ifadelerin açılımı aşağıda açıklanmaktadır.

Çıkık kutuplu senkron generatörün faz sargısı öz indüktansları Henry cinsinden,

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_s + L_m \cos 2\theta \\ L_{bb} &= L_s + L_m \cos 2(\theta - 2\pi/3) \\ L_{cc} &= L_s + L_m \cos 2(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.7)$$

olarak verilir. Burada $L_s > L_m$ dir ve hem L_s hem de L_m sabittir. L_s veya M_s gibi tüm tek indisli indüktanslar sabit değerdendirler.

Doyma ve oluk etkisi ihmal edildiğinden dolayı tüm rotor öz indüktansları sabittir ve buradaki indis seçimine uygun olarak tek indis ile gösterilir.

$$L_{FF} = L_F \quad \text{H} \quad L_{DD} = L_D \quad \text{H} \quad L_{QQ} = L_Q \quad (3.8)$$

Fazlar arası ortak indüktanslar θ 'nın fonksiyonlarıdır ve simetriktr.

$$\begin{aligned} L_{ab} &= L_{ba} = -M_S - L_m \cos 2(\theta + \pi/6) \\ L_{bc} &= L_{cb} = -M_S - L_m \cos 2(\theta - \pi/2) \\ L_{ca} &= L_{ac} = -M_S - L_m \cos 2(\theta + 5\pi/6) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Burada $|M_S| > L_m$ olmaktadır. Ortak indüktans terimi işaretlerinin, kabul edilen akım yönlerine ve bobin yönlerine bağlı olduğu bilinmelidir.

F ve D sargıları arasındaki ortak indüktans sabittir ve θ ile değişmez. D ve Q eksenleri arasındaki kuplaj katsayısı sıfırdır ve konumları 90° olan tüm sargı çiftlerinin ortak indüktansları sıfırdır. Böylece,

$$L_{FD} = L_{DF} = M_R \quad L_{FQ} = L_{QF} = 0 \quad L_{DQ} = L_{QD} = 0 \quad (3.10)$$

tanımlanır. Son olarak rotor ve stator sargıları arasındaki Ortak İndüktanslar ele alındığında, tümünün rotor açısı θ 'nın fonksiyonu olduğu görülür. Faz sargıları ile alan sargısı arasında

$$\begin{aligned} L_{aF} &= L_{Fa} = M_F \cos \theta \\ L_{bF} &= L_{Fb} + M_F \cos(\theta - 2\pi/3) \\ L_{cF} &= L_{Fc} + M_F \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.11)$$

ifadeleri yazılır. Benzer şekilde faz sargıları ile sönümlleme sargısı D arasında

$$\begin{aligned} L_{aD} &= L_{Da} = M_D \cos \theta \\ L_{bD} &= L_{Db} = M_D \cos(\theta - 2\pi/3) \\ L_{cD} &= L_{Dc} = M_D \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.12)$$

ifadeleri ve son olarak faz sargıları ile sönümlleme sargısı Q arasında

$$\begin{aligned} L_{aQ} &= L_{Qa} = M_Q \sin \theta \\ L_{bQ} &= L_{Qb} = M_Q \sin(\theta - 2\pi/3) \\ L_{cQ} &= L_{Qc} = M_Q \sin(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.13)$$

ifadeleri yazılır. Ortak terimlerin işaretleri akım yönlerine ve bobinlerin yönlendirilmesine bağlıdır. θ zamana bağlı olduğu için (3.6) ifadesinde bulunan indüktansların nerede ise hepsi zamana bağlı olarak değişmektedir. (3.10) ifadesi dikkate alındığında, (3.6) ifadesinde bulunan indüktans matrisinde, köşegen olmayan terimlerin dördü hariç diğerleri yok olmaktadır. Bu nedenle (3.1) gerilim eşitliğindeki $\dot{\lambda}$ terimi basitçe $L\dot{i}$ şeklinde değil $\dot{\lambda} = L\dot{i} + \dot{L}i$ olarak hesaplanmalıdır.

Zamana bağlı indüktanslar içeren (3.6) ifadesi, 3 fazlı büyüklüklere Park dönüşümü uygulanarak tüm büyüklüklerin rotor referans çatıya dayandırılması ile basitleştirilebilir.

$$\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{aR} \\ L_{Ra} & L_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Burada, L_{aa} = Stator – Stator indüktansları, L_{aR}, L_{Ra} = Stator – Rotor indüktansları

L_{RR} = Rotor – Rotor indüktansları, P Park Dönüşümü ve U_3 ise 3*3 birim matristir ve (3.14) gösterilen işlem yürütülür ise aşağıdaki eşitlik elde edilir [77].

$$\begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_d \\ \lambda_q \\ - \\ \lambda_F \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 & | & kM_F & kM_D & 0 \\ 0 & 0 & L_q & | & 0 & 0 & kM_Q \\ - & - & - & - & - & - & - \\ 0 & kM_F & 0 & | & L_F & M_R & 0 \\ 0 & kM_D & 0 & | & M_R & L_D & 0 \\ 0 & 0 & kM_Q & | & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ - \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

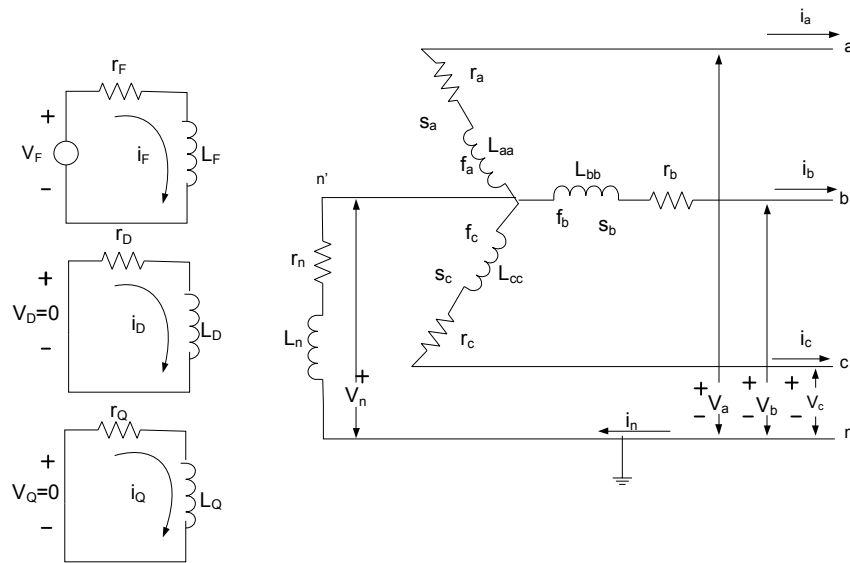
Buradaki yeni sabitler aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$\begin{aligned} L_d &= L_s + M_s + (3/2)L_m \quad H & L_q &= L_s + M_s - (3/2)L_m \quad H \\ L_0 &= L_s - 2M_s \quad H & k &= \sqrt{3/2} \end{aligned} \quad (3.16)$$

3.2.2. Gerilim Denklemleri

Generatör gerilim denklemleri (3.1) denklemi formundadır. Şekil 3.1'dekine benzer tanımlanan bobinlerin bulunduğu devreler, Şekil 3.2'de şematik olarak ve bobin uçlandırmaları ile gösterilmektedir. Denklemlerin karışmaması için ortak indüktanslar gösterilmemektedir.

Belirtilen şartlar için gerilim denklemleri, matris ifadesi olarak $v = -ri - \dot{\lambda} + v_n$ ya da denklem (3.17) ve (3.18) şeklinde yazılabilir. Stator büyüklüklerine Park dönüşümü uygulanarak gerekli işlemler yapıldığında, gerilim denklemleri (3.17) eşitliğinde gösterildiği gibi elde edilir [77].



Şekil 3.2 Senkron generatörün şematik gösterimi

$$\left. \begin{aligned} v_n &= -ri_n - \dot{\lambda}_n \\ v_d &= -ri_d - \dot{\lambda}_d - \omega\lambda_q \\ v_q &= -ri_q - \dot{\lambda}_q + \omega\lambda_d \end{aligned} \right\} \text{stator} \quad (3.17)$$

$$\left. \begin{aligned} v_F &= r_F i_F + \dot{\lambda}_F \\ 0 &= r_D i_D + \dot{\lambda}_D \\ 0 &= r_Q i_Q + \dot{\lambda}_Q \end{aligned} \right\} \text{rotor} \quad (3.18)$$

Bu denklemlerin çözümü ile senkron generatörün modellenmesi gerçekleştirilebilir. Ancak burada bulunan ω açısal hızının elde edilebilmesi için moment ifadesinin ve hareket denklemlerinin de yazılması gerekir. Üç fazın toplam moment ifadesi, aşağıda (3.19) eşitliği ile temsil edilmektedir.

$$T_{e\phi} = i_q \lambda_q - i_d \lambda_d \quad (3.19)$$

(3.19) ifadesi senkron generatördeki toplam elektriksel momenti tanımlamaktadır. Bu momentin hız denklemlerinde kullanılması durumunda birim değere (pu) indirgenirken baz alınan güç ile ilişkilendirilmesi gerekir. Literatürde farklı baz değer seçimleri bulunmaktadır [1,77,79]. Bu çalışma da birim değer olarak senkron generatörün MVA cinsinden bir faz gücü seçildiği için $T_e = T_{e\phi}/3$ alınması uygun olacaktır.

Bu doğrultuda bölüm 2’de verilmiş olan hareket denklemleri (2.24), moment cinsinden yeniden yazılır ise aşağıdaki ifade ile temsil edilmektedir.

$$\begin{aligned} \Delta\dot{\omega} &= \frac{1}{2H}(T_m - T_e - D \cdot \Delta\omega) \\ \Delta\dot{\delta} &= \omega_0 \cdot \Delta\omega \end{aligned} \quad (3.20)$$

Ancak sonsuz baraya bağlı senkron generatörün (SBSG) modeli uç gerilimi değerleri tanımlanmadığından henüz tamamlanmamıştır. Sonsuz bara gerilimi, hat parametreleri ve senkron generatörün stator akımları ile tanımlanacak olan uç gerilimi ifadesi, hat parametrelerindeki endüktans nedeniyle doğrusal olmayan bir ifade olacaktır. Sonsuz bara gerilimi aşağıdaki gibi gösterilerek generatörün uç gerilimi ifadesi (3.21) ile verilir [77].

$$\begin{aligned} V_{\infty 0dq} &= V_{\infty} \sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 \\ -\sin(\delta - \alpha) \\ \cos(\delta - \alpha) \end{bmatrix} \\ v_{0dq} &= V_{\infty} \sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 \\ -\sin(\delta - \alpha) \\ \cos(\delta - \alpha) \end{bmatrix} + R_e i_{0dq} + L_e \dot{i}_{0dq} - \omega L_e \begin{bmatrix} 0 \\ -i_q \\ i_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Böylece altı adet gerilim denklemi (3.17,18), iki adet hareket denklemi(3.20) ve iki adet uç gerilimi denklemi (3.21) çözümü ile SBSG modeli ortaya çıkmaktadır.

3.3. Kararlılık İncelemelerinde Kullanılan Sonsuz Baraya Bağlı Senkron Generatör Modelleri

Büyük boyutlu güç sistemlerinde hesaplama yükünün azaltılması ve birtakım analiz yöntemlerinin uygulanması için senkron generatör ve güç sistem bileşenlerinin modellenmesinde basitleştirmeye gidilmektedir [1,66,77]. Bu basitleştirme seviyesi yapılacak kararlılık analizi çalışmasında veri gereksinimi ve hesap yükünün azaltılması isteğine göre değişmektedir.

3.3.1. Sonsuz Baraya Bağlı Senkron Generatörün Basitleştirilmiş Modeli

Literatürde birçok farklı basitleştirilmiş model çalışması bulunmaktadır [1,66,77]. Ancak yaygın olarak kullanılan model, rotor mekanik dinamiklerine uyarma dinamiklerinin eklendiği 3. derece modeldir.

Basitleştirmenin seviyesini, yapılan kabuller ve ihmaller belirlemektedir. Bu ihmaller ve kabuller genel olarak aşağıdaki gibi sıralanabilir [1].

- Stator akı değişiminin ihmalı
- Hız değişiminin stator gerilimi üzerindeki etkisinin ihmalı yani bozucu durumda da generatörün açısal hızının değişmediğinin kabulü
- Sönümleme sargılarının ihmalı
- Sabit akı bağı modeli yani bozucu durumda akının sabit kaldığının kabulü
- Subtransient devrelerin etkilerini içeren sabit akı bağı modeli

Birim değere sahip stator EMK'larının rotor büyüklükleri cinsinden karşılığı dikkate alındığında, Bölüm 3.2'de verilen (3.15) akı denklemi ve (3.17-18), (3.21) gerilim denklemleri düzenlenerek sonsuz baraya bağlı senkron generatörün temsil edildiği 3. derece modelin elektriksel dinamiği aşağıdaki gibi elde edilir [1,77].

$$\dot{E}'_q = \frac{E_{fd} - E_q}{T'_{d0}} \quad (3.22)$$

$$E_q = E'_q + (x_d - x'_d)I_d \quad (3.23)$$

$$I_q = \frac{V_\infty \sin \delta}{x_e + x_q} \quad (3.24)$$

$$I_d = \frac{E_q - V_\infty \cos \delta}{x_e + x_d} \quad (3.25)$$

$$T_e = E_q I_q + (x_q - x_d)I_d I_q \quad (3.26)$$

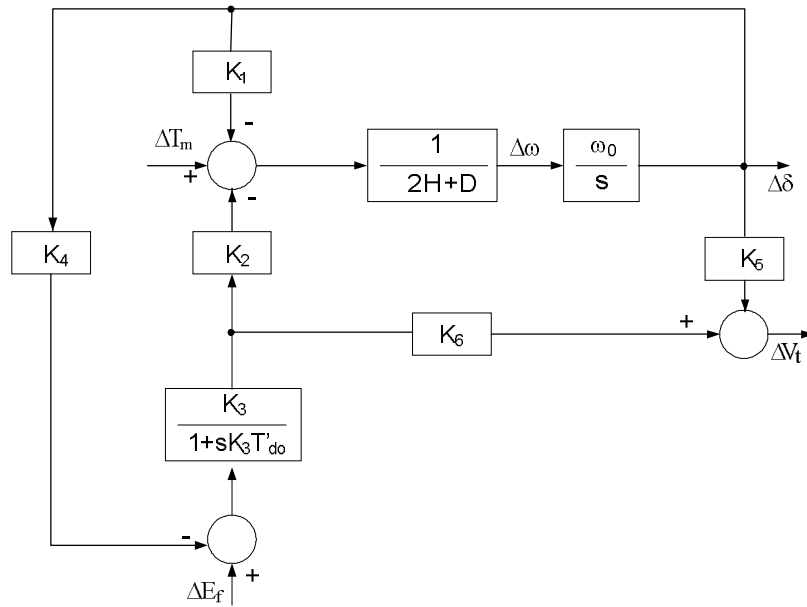
$$V_t = \sqrt{(E_q - x_d I_d)^2 + (x_q I_q)^2} \quad (3.27)$$

Uyarma devresi dinamikleri ise çalışılan uyarma tipi ve yapılan kabuller ile değişmektedir. Senkron generatörün mekanik dinamikleri (2.24) ve (2.25) eşitliklerine uygun olarak (3.28) ile ifade edilebilir.

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{2H}(T_m - T_e - D \cdot \Delta\omega) \\ \dot{\delta} &= \omega_0 \cdot \Delta\omega\end{aligned}\quad (3.28)$$

3.3.2. Sonsuz Baraya Bağlı Yuvarlak Kutuplu Senkron Generatörün Basitleştirilmiş Doğrusal Modeli

Özellikle küçük işaret kararlılığı analizlerinde doğrusallaştırılmış modeller tercih edilmektedir [77,79]. Kullanılan doğrusallaştırılmış modellerden en yaygın kullanılanı ilk kez 1952 yılında Phillips ve Heffron tarafından ortaya konan ve DeMello ve Concordia [4] tarafından uyarmanın kararlılık üzerindeki etkilerinin çalışıldığı modeldir. Bölüm 2 de tanımlanan klasik hareket denklemleri modeline uyarma alanı dinamikleri eklenerek doğrusallaştırıldığında Şekil 3.4’de görülen küçük işaret modeli elde edilir.



Şekil 3.3 Senkron generatörün küçük işaret modeli

Uyarma değerinde veya mekanik güç girişinde küçük bir değişimin diğer generatör büyüklüklerine olan etkileri bu model üzerinden analiz edilebilir. Küçük bozulmalar evresinde senkron generatörlerde sönümlenme ve kararlılık konusu elektriksel moment, hız, açı, uç gerilimi, alan gerilimi ve akı bağlarındaki uygun değişimleri ilişkilendiren blok diyagramlar yardımı ile anlaşılması kolaylaşmaktadır. Harici bir empedans üzerinden sonsuz barayı besleyen

tek generatörün küçük bozucu kararlılığına ilişkin olayları ve Şekil 3.3’de gösterilen bloklar arası etkileşimi tanımlayan K sabitleri aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır [4].

$$K_1 = \left. \frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} \right|_{E'_q} \quad d \text{ ekseninde sabit akı bağı durumunda, yük açısındaki değişime karşılık gelen}$$

elektriksel momentteki değişim. Burada, E'_q geçici durum reaktansı gerisindeki EMK’dır.

$$K_2 = \left. \frac{\Delta T_e}{\Delta E'_q} \right|_{\delta} \quad \text{Sabit yük açısı durumunda, } d \text{ eksen akı bağındaki bir değişime karşılık gelen}$$

elektriksel momentteki değişim,

K_3 Empedans faktörü.

$$K_4 = \frac{1}{K_3} \frac{\Delta E'_q}{\Delta \delta} \quad \text{Rotor açısındaki değişime ilişkin demagnetizma etkisi.}$$

$$K_5 = \left. \frac{\Delta V_t}{\Delta \delta} \right|_{E'_q} \quad \text{Sabit } E'_q \text{ için yük açısındaki değişime karşılık uç gerilimindeki değişim.}$$

$$K_6 = \left. \frac{\Delta V_t}{\Delta E'_q} \right|_{\delta} \quad \text{Sabit rotor açısı için } E'_q \text{ deki değişime karşılı uç gerilimindeki değişim.}$$

Burada sadece empedansların oranının bir fonksiyonu olan K_3 hariç diğer tüm parametrelerin yük ile değiştiğini ve farklı çalışma noktasında generatörün gayet farklı dinamik davranış sergilediğini belirtmek önemlidir. Bu parametreler çok karmaşık bir şekilde değiştiği için sadece bir çalışma noktasına ait parametre değerlerine dayandırılan genel sonuçlara ulaşmak zordur [4].

Yük açısının artması stator ve rotor akıları arasındaki ilişkinin zıt yönde artmasına neden olur. Bu akı değişimi de rotor alanında bir değişiklik meydana getirir. Faraday yasasına göre akı değişimi, endüklenen EMK’ya eşit olduğundan, buradan iki önemli sonuç ortaya çıkar.

- Yük açısı değişiminin büyük olması, rotor akı değişiminin de büyük olmasına neden olur. Bu da sönmlemede önemli bir etkiye sahip olan alan gerilimi ve alan akımlarının büyük olmasını sağlar.
- Yük açısında oluşan değişimin sonucu olarak alanın mıknatıslığı gider yani demanyetizasyon oluşur. Demanyetizasyonun etkisi ile üretilen zıt moment azalır. Bu faydalı bir etkidir. Açı değişimi nedeniyle oluşan bu küçük demanyetizasyon nedeniyle, senkronlama momenti, alan akısının sabit kaldığı duruma göre bir miktar azalır.

Alan devresi dinamiklerinin de modellendiği Şekil 3.3 blok gösterimine, gerilim regülatörü kontrolleri ve uyarıcı modeli de ilave edilir ve lineerizasyon işlemi yapılırsa yeni bir lineer model elde edilir. Bu model hem rotor osilasyonlarının, hem de harici uyartım

38

$$K_6 = \frac{1}{V_t} (V_{q0} (1 - K \cdot X_d' (X_q + X_e) \cos \delta_0) - V_{d0} K \cdot X_q R_e) \quad (3.37)$$

Bu ifadeler ile K sabitlerinin elde edilebilmesi için öncelikle çalışma şartlarına ait sonsuz bara gerilimi (V_s), yük açısı değeri (δ), senkron endüktans gerisindeki gerilim (E_{q0}) ve rotora indirgenmiş stator akımın d ve q bileşen değerlerinin hesaplanması gerekmektedir. Başlangıç şartlarının hesaplanması EK-1’de detaylı olarak anlatılmaktadır ve EK-3’de bu değerlerin hesaplandığı MATLAB/mfile program verilmiştir.

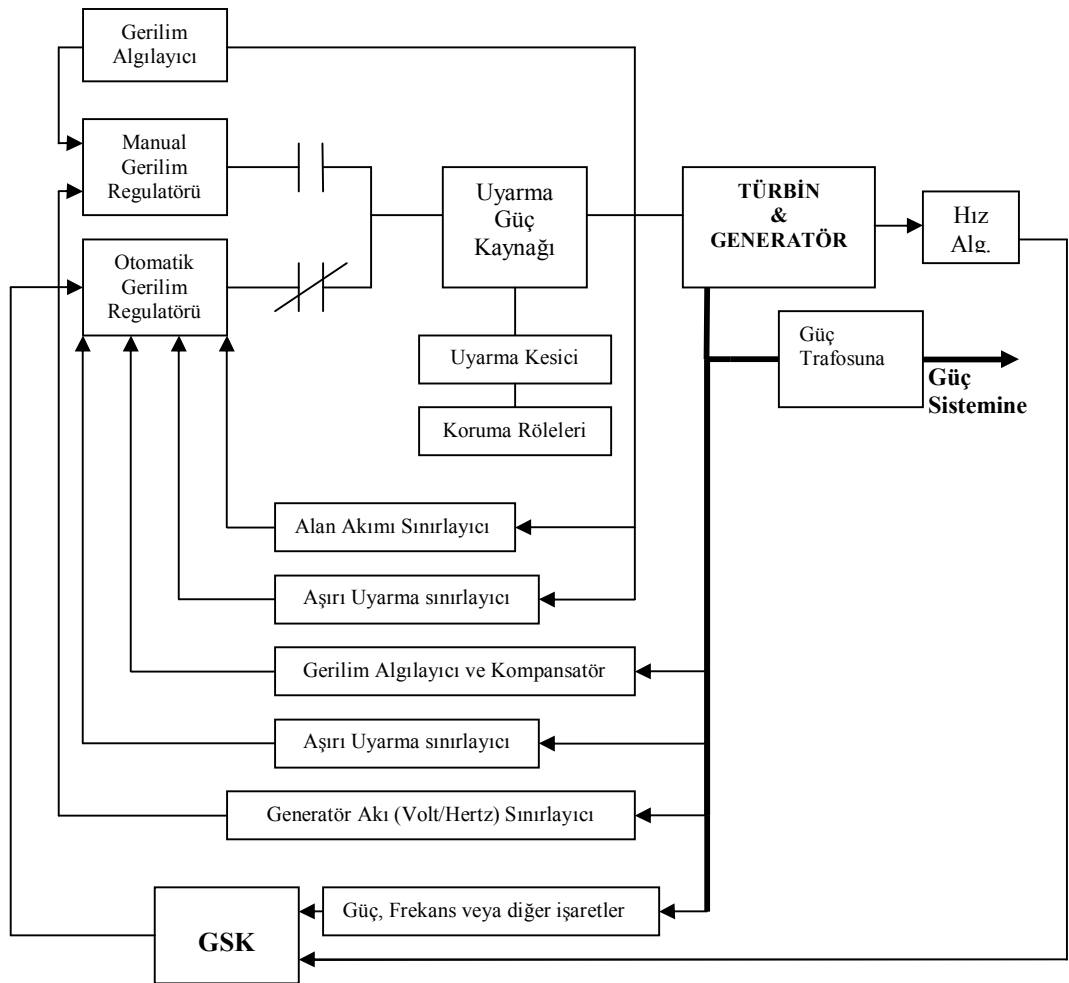
Elde elden bu ve SBSG sistemin doğrusallaştırılmış modelini tanımlayan K katsayılarının değerleri doğrusallaştırmanın yapıldığı çalışma noktası ile değişmektedir [1,77]. K sabitlerinin çalışma şartlarına uygun değerleri kullanılmaması durumunda, basitleştirilmiş lineerleştirilmiş modele dayanarak tasarlanan uyarma kontrolörlerin ve/veya GSK’ların performansı çalışma şartları ile değişmektedir. Bu durum tasarlanacak olan uyarma kontrolörü veya GSK’nın sistem şartlarına adapte olabilme ve parametre sapmalarına karşı dayanıklı olma yeteneğine sahip olmasını gerektirir [28,29].

4. UYARMA SİSTEMLERİ

4.1. Genel Bilgi

Bir senkron generatörde temel olarak iki kontrol çevrimi vardır. Bu kontrol çevrimlerinden biri Yük (Aktif Güç) – Frekans kontrol çevrimi, diğeri ise Gerilim – Reaktif Güç kontrol çevrimidir. Bu kontrol çevrimleri, frekansı ve gerilimi istenen referans değerlerde tutmak için tasarlanırlar [3].

Bir uyarma devresinin işlevleri şematik olarak Şekil 4.1'deki blok gösterimi ile ifade edilebilir [80].



Şekil 4.1 Bir uyarma devresi bileşenlerinin blok diyagram gösterimi

Bir uyarma sisteminin asıl görevi, senkron makinenin rotor devresi gücünü sağlamak ve alan sargılarına doğru akım temin etmektir. Uyarma sisteminin bu görevlerinin yanında bir diğer görevi de alan gerilimini dolayısı ile alan akımını kontrol ederek güç sistemini kontrol etmek ve güç sistemi birimlerinin yükleme sınırları içerisinde kalmasını sağlayarak sistemi korumaktır.

Güç sisteminin kontrolünden kasıt, çıkış gerilimi kontrolü, reaktif güç kontrolü ve sistem kararlılığını iyileştirme demektir. Koruma işlevinden kasıt, uyarma sisteminin kendisi de dahil olmak üzere kontrol edilen senkron makine ve diğer birimlerin sürekli çalışma sınırlarının dışına çıkmasını önlenmektir. Uyarma devresinin yükleme sınırları birkaç faktöre bağlıdır. Bunlar, generatörün yüksek alan geriliminin yol açabileceği yalıtım hatası ile yüksek alan akısı ve akımından dolayı ortaya çıkabilecek ısı faktörleridir. Isıl sınırlarda çalışma zaman ile ilişkilidir. İyi bir uyarma kontrolü, sistemin ihtiyaçlarını göz önüne alarak sistemin kısa süreli aşırı yüklenme zaman sınırlarını çok iyi kullanabilmelidir [1].

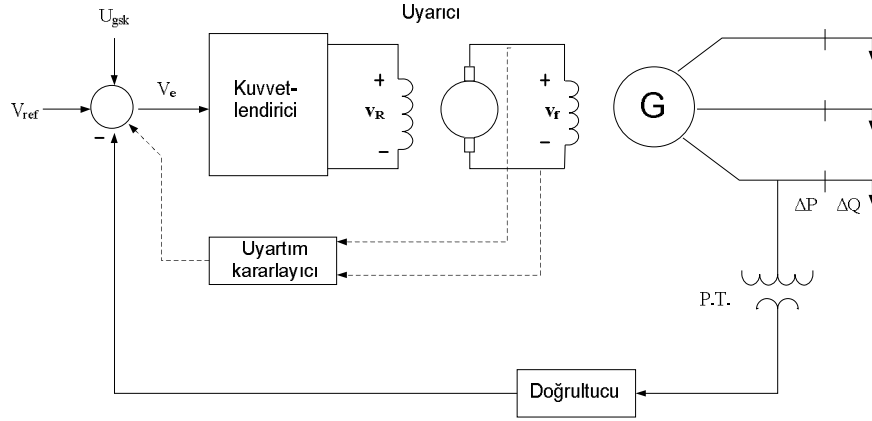
1900'lü yıllarda kullanılan ilk uyarım sistemleri terminal geriliminin kontrolünde el ile ayarlanabilen reostalar kullandığı için çok yavaş çalışmaktaydı ve sürekli olmayan bir çalışma sergiliyorlardı. 1930'lu yılların başlarında mekanik elemanlarla ayarlanan reostalar kullanılmaya başlanmış ve ardından daha hızlı, sürekli ve yumuşak cevap karakteristiğine sahip ilk elektronik OGR kullanılmıştır [77]. 1920'li yılların başlarında, sürekli ve hızlı çalışan regülatör kullanmanın küçük sinyal kararlılığını ve geçici hal kararlılığını iyileştirme potansiyeli keşfedilmiştir. 1930'lu yılların sonu ve 1940'lı yılların başlarında birkaç farklı elektronik ve statik regülatör geliştirilmiş ve test edilmiştir. Bu testlerle sürekli çalışan sabit geri besleme katsayısına sahip bu regülatörlerin reosta kullanılan regülatörlere kıyasla sistemin kararlılık sınırlarını iyileştirdiği gözlenmiştir. Bu gelişmelerin yanında sistemdeki salınımların sönümlenmesi için çıkış gerilimi hata sinyaline ilaveten yardımcı GSK sinyallerin kullanılması 1960'lı yıllarda gerçekleşmiştir. Böylece uyarım sistemlerinin rolü daha da önem kazanmıştır [1,77]. Yavaş karakteristikli uyarma sistemleri sadece hata işaretlerini kullanırken modern uyarım sistemleri hata işaretlerinin yanında hatanın türevini, hatta ikinci ve üçüncü dereceden türevini kullanmaya başlamışlardır [37]. Gerilim sınırı yüksek olan modern uyarma sistemleri ani cevap verme kapasitesine sahiptir. Bu yüksek alan gücüne sahip uyarma sistemleri ve ilave kararlayıcı sinyallerin kullanımı, tüm sistemin dinamik performansının artırılmasına tam bir katkı sağlamıştır [1].

Daha önce ele alındığı üzere, aktif güç talebindeki bir değişme esasta frekansı etkilemekte, oysa reaktif güçteki değişme esasen gerilimin genliğini etkilemektedir. Gerilim ve frekans kontrolleri arasındaki etkileşim, onların ayrı ayrı analiz edilmesini doğrulayacak kadar zayıftır [3]. Reaktif güç kaynakları generatörler, kapasitörler ve reaktörlerdir. Generatörlerin reaktif güçleri alan uyarımı ile kontrol edilir. Enerji iletim sistemlerinin gerilim saptamasını azaltmak için kullanılan diğer yöntemler:

- Anahtarlanan kapasitörler
- Kademeli gerilim regülatörleri
- Static VAr kontrol sistemi

- Transformatörlerde, gerilim seviyesini yüke göre otomatik ayarlayan değıştiricilerdir.

Generatörün reaktif güç kontrolünden öncelikle kastedilen OGR ile yapılan generatör uyarma kontrolüdür. Bir OGR'nin rolü senkron generatör çıkış geriliminin genliğini belirlenen bir seviyede tutmaktır. Temel bir OGR'nin şematik diyagramı Şekil 4.2'de gösterilmektedir.



Şekil 4.2 DA Uyarıcılı bir OGR'nin yapısı [3]

Şekil 4.2'deki sistemde, generatörün reaktif yükünde bir artış olduğunda çıkış geriliminin genliğinde bir düşüş meydana gelir. Bir faza konulan gerilim trafosu üzerinden gerilimin genliği algılanır. Bu gerilim doğrultulur ve bir DA referans gerilimi ile karşılaştırılır. Kuvvetlendirici hata işaretini yükselterek uyarma gerilimini artırır. Böylece üretilen EMK'yı artıracak şekilde generatör alan akımı artışı gerçekleştirilir. Yeni bir denge için reaktif güç üretimi artırılır ve terminal gerilimi arzu edilen değere ulaştırılır. Bir OGR sisteminin içerdiği bileşenler kuvvetlendirici, uyarıcı, algılayıcı, uyarma kararlayıcısı ve GSK olarak ifade edilebilir[1,3,77]. IEEE bünyesinde kurulan bir komite, kararlılık çalışmalarında kullanılması tavsiye edilen uyarma sistemlerine ait standart modelleme için çalışmaktadır. 1960'ta başlamış olan bu çalışmalar uzun yıllar devam etmiş ve en son revize edilerek 2006 yılında yayınlanmıştır [81].

4.2. Kuvvetlendirici

Bir uyarma sisteminde kontrol işaretinin kuvvetlendirilmesi bir manyetik kuvvetlendirici, dönen kuvvetlendirici veya modern elektronik kuvvetlendirici ile gerçekleştirilebilir.

Bu kuvvetlendirici bir K_A kazancı ve bir T_A zaman sabiti ile temsil edilir. Transfer fonksiyonu denklem (4.1) ile verilmiştir.

$$\frac{V_R(s)}{V_e(s)} = \frac{K_A}{1 + sT_A} \quad (4.1)$$

4.4. Generatör Modeli

Oransal kontrolörün tasarımı için genelde yüksüz durumdaki senkron generatörün basitleştirilmiş lineer modeli kullanılır. Bir senkron makinede üretilen EMK, makinenin mıknatıslanma eğrisinin bir fonksiyonudur ve terminal gerilimi generatör yüküne bağlıdır. Yüksüz bir generatörün basitleştirilmiş doğrusal modelinde çıkış gerilimini makinenin iç gerilimi ile ilişkilendiren transfer fonksiyonu bir K_G kazancı ve bir T_G zaman sabiti ile ifade edilebilir. Bu transfer fonksiyonu denklem (4.3) ile temsil edilir.

$$\frac{V_t(s)}{V_F(s)} = \frac{K_G}{1 + sT_G} \quad (4.3)$$

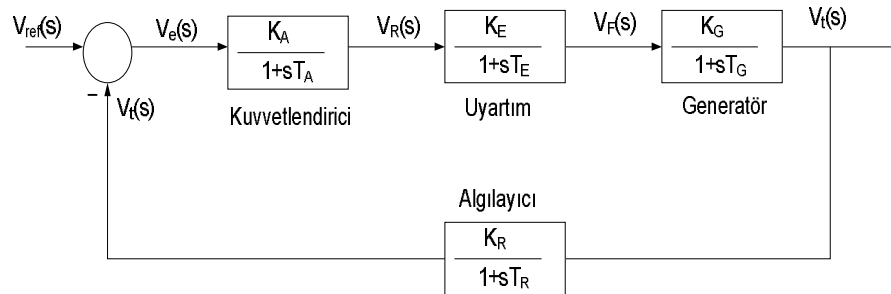
Bu zaman sabitleri yüke bağlıdır. Tam yükten yüksüz duruma K_G 0.3 ile 1.0 arasında ve T_G 1.0 ile 2.0 saniye arasında değişmektedir [3,77].

4.5. Algılayıcı Modeli

Senkron generatörün çıkış gerilimi bir gerilim trafosu üzerinden algılanır ve bir köprü doğrultucusu vasıtasıyla doğrultulur. Bu algılayıcı aşağıda verilen birinci dereceden bir transfer fonksiyonu ile modellenir.

$$\frac{V_S(s)}{V_t(s)} = \frac{K_R}{1 + sT_R} \quad (4.4)$$

T_R çok küçüktür ve bu 0.01 ile 0.06 saniye aralığında kabul edilebilir [3,77]. Önceki modellerden yararlanıldığında Şekil 4.4 'de gösterilen OGR blok diyagramı elde edilir.



Şekil 4.4 Basitleştirilmiş bir otomatik gerilim regülatörü [3].

Şekil 4.4'deki blok diyagramının açık çevrim transfer fonksiyonu,

$$KG(s)H(s) = \frac{K_A K_E K_G K_R}{(1 + sT_A)(1 + sT_E)(1 + sT_G)(1 + sT_R)} \quad (4.5)$$

ve referans gerilimi $V_{ref}(s)$ ile generatörün çıkış gerilimini ilişkilendiren kapalı çevrim transfer fonksiyonu,

$$\frac{V_t(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{K_A K_E K_G K_R (1 + \tau_R s)}{(1 + sT_A)(1 + sT_E)(1 + sT_G)(1 + sT_R) + K_A K_E K_G K_R} \quad (4.6)$$

veya

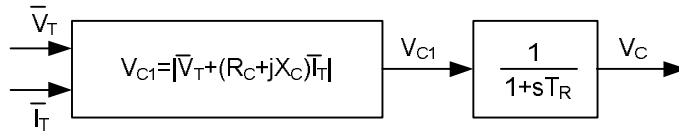
$$V_t(s) = T(s)V_{ref}(s) \quad (4.7)$$

birim basamak girişi için $V_{ref}(s) = \frac{1}{s}$ son değer teoremi kullanılır ise, kararlı hal cevabı

$$V_{tss} = \lim_{s \rightarrow 0} sV_t(s) = \frac{K_A}{1 + K_A} \quad (4.8)$$

olur. Bunun anlamı çıkış geriliminde bir kararlı hal hatası meydana geleceğidir[3]. Bu kararlı hal hatasının giderilmesi için uyarma sistemi kararlayıcısı kullanılabilir[3,77].

Gerilim algılayıcısı Şekil 4.3'deki IEEE ST1A tip uyarma sisteminde görülen V_c , iki farklı geri beslemeyi birlikte ifade eden bir işaret olabilir. Bu iki işaret terminal gerilimi ve generatör akımı ile ilişkilendirilen yük kompanzasyonu işaretleridir. Şekil 4.5'de bu geri besleme işaretinin blok gösterimi sunulmaktadır.

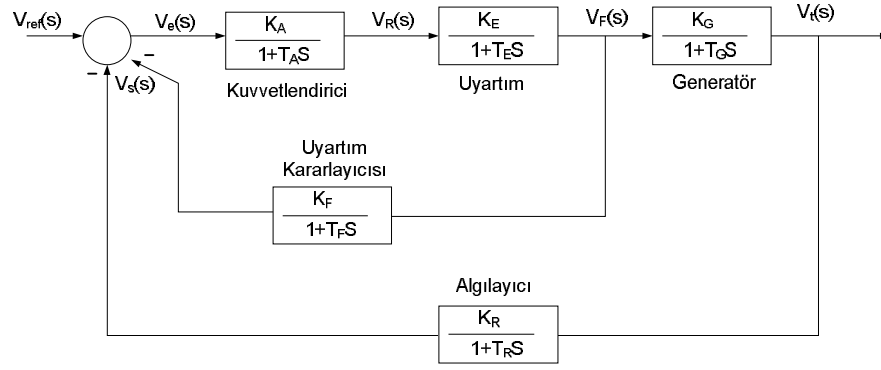


Şekil 4.5 Teminal geriliminin yük kompanzasyonu ile birleşik olarak geri beslemesi [81]

Buradaki $\bar{V}_T$ terminal gerilimi, $\bar{I}_T$ generatör akımı, R_c ve X_c ise arzu edilen kompanzasyon için seçilen omik direnç ve empedanslardır. Eğer kompanzasyon istenmez veya ihmal edilir ise geriye sadece generatörün uç gerilimi değeri geri besleme yapılmış olur[81].

4.6 Oransal Geri Beslemeli Uyarma Sistemi Kararlayıcısı

Araştırmalar göstermiştir ki, OGR 'deki K_A kazancının çok küçük değerlerinde bile tatmin edici bir sistem cevabı elde edilememektedir [3]. Bu nedenle OGR 'nün açık çevrim transfer fonksiyonuna bir sıfır ekleyecek bir kontrolör kullanılarak nispi kararlılık artışı sağlanabilir. Bunu yapmanın bir yolu Şekil 4.3'de gösterildiği gibi kontrol sistemine bir oransal geri besleme eklenmesidir. Bu geri besleme, uyarma kararlayıcısı olarak ifade edilmektedir. K_F ve T_F için uygun değer seçilerek tatmin edici bir cevap elde edilebilir [3,77].



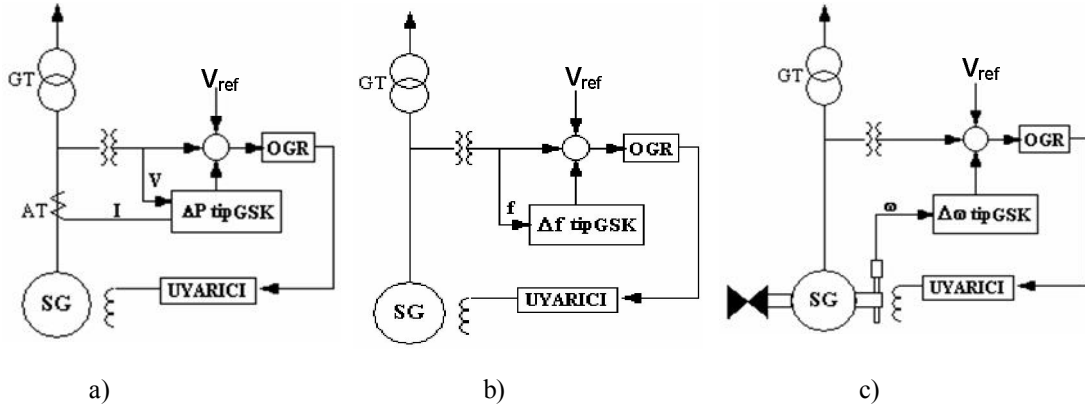
Şekil 4.6 Oransal geri beslemeli AVR sistemin blok diyagramı [3].

Pratikte kullanılan uyarma sistemleri çok detay içermekte ise de yapılan kararlılık iyileştirme çalışmalarında yukarıda verilen nispeten basit uyarma modelleri kullanılmaktadır [1,4,40,43,44,57,58].

4.7 Güç Sistem Kararlayıcısı

Güç sistem kararlayıcılar (GSK) uyarma kontrol çevrimine ikincil bir kontrol işareti üretirler. Bir bozucu sonrası ortaya çıkan 0.2 – 3.0 Hz aralığında küçük frekanslı ve küçük genlikli salınımlar meydana geldiğinde, OGR'ler bu salınımları bastırarak olan sönümleme momentini zayıflatacak ve hatta bazı durumlarda negatif sönümleme ortaya çıkaracak şekilde davranırlar. Bu da bu küçük salınımların gittikçe büyümesine ve senkron generatörün devreden çıkmasına sebep olabilmektedir [24,82]. Bu salınımları sönümlemek için generatör büyüklüklerinin biri veya birkaçı, gerilim kontrol çevrimine ikincil kontrol işareti üretmek için kullanılmaktadır.

GSK'ların temel fonksiyonu bozucu sonrası ortaya çıkan salınımların sönümlemesine yardımcı olmaktır. İlave kontrol işareti elde etmek için frekans sapmasını, elektriksel güç sapmasını ve hız sapmasını kullanan farklı tip GSK'ların blok gösterimleri Şekil 4.7'de sunulmaktadır. Ayrıca bu sapma bilgilerinden hız sapması ve güç sapmasının ve başka büyüklüklerin birlikte kullanıldığı GSK tipleri de bulunmaktadır [25,82]. Bütün bu yöntemler uyarma aracılığıyla salınımlarla aynı fazda bir sönümleme momenti üretmek için uyarma devresine ek bir kontrol işareti üretirler. Başka bir ifade ile sönümleme sonrası salınım olmadığı evrede, iyi bir GSK'nın ek kontrol işareti $U_{gsk} = 0$ olmalı ve gerilim referans değerine dönebilmelidir [4,43,44,56].



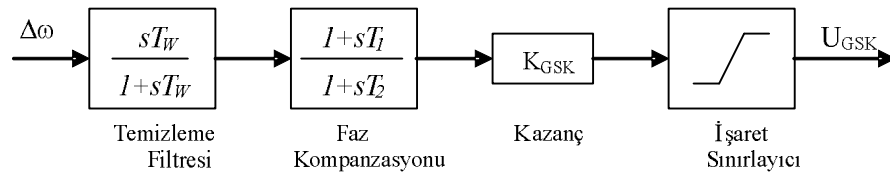
Şekil 4.7 Farklı işaretleri kullanan GSK tipleri [82].

a) Güç sapması ile GSK, b) Şebeke frekans sapması ile GSK ve c) Hız sapması ile GSK

Bu tez çalışmasında önerilen kayma kipli GSK ve kayma kipli uyarma kontrolörlerinin performansı, yaygın kullanıma sahip olan $\Delta\omega$ hız sapması tipindeki geleneksel GSK ile karşılaştırılacaktır.

Geleneksel bu GSK, salınımla aynı fazda olacak şekilde sönümleme momenti üretmek için birim değer cinsinden $\Delta\omega = \omega(t) - \omega_s$ büyüklüğünü kullanmaktadır. Burada $\omega(t)$, anlık elektriksel hız, ve ω_s , senkron hız olup bu değer pu olarak her zaman 1'e eşittir.

Bir adet alçak geçiren filtre, bir faz kompanzasyonu, bir kazanç katsayısı ve bir adet sınırlayıcı olmak üzere GSK'yı oluşturan temel dört kısım vardır. Klasik GSK'nın yapısını gösteren blok diyagram Şekil 4.8'de sunulmaktadır.



Şekil 4.8 Klasik GSK'nın blok diyagram gösterimi

Burada temizleyici filtre olarak adlandırılan filtre, yüksek geçiren bir filtredir. Generatörün mil hızı, elektriksel hız ile orantılı bir DA işaretine dönüştürülür. Salınım frekansı ancak belirli bir sınırı geçtiğinde GSK'nın etkin olması için yüksek geçiren filtre kullanılmaktadır. Bu filtrenin zaman sabiti T_w için 1 – 10 saniye arasında bir değer seçilir [1,58,82].

Faz kompanzasyon bloğu, generatör hava aralığı momenti ile uyarma gerilimi arasındaki faz gecikmesini telafi etmek için uygun faz ilerletici ve faz geriletici (lead-lag) karakteristik sağlar. Uygulamada istenen faz kompanzasyonunu elde etmek için iki veya daha fazla blok kullanılabilir. Eğer faz ilerletici devre ΔT_e ile U_{GSK} arasındaki faz gecikmesinden daha

fazla kompanzasyon sağlar ise GSK, söndürücü momentin yanında negatif senkronlama momenti de üretebilir. Ters durumda, yani düşük faz kompanzasyonu durumunda ise pozitif senkronlayıcı moment üretilcektir. Kompanze edilecek faz karakteristiği çalışma koşulları ile değişiklik arz ettiği için tasarımda farklı çalışma koşulları da dikkate alınarak seçilmelidir [1,58]. GSK tek frekanslı bir salınımdan daha çok bir frekans aralığında değişen salınımlar için kullanılmaktadır. Hatta çok bantlı (Multi-band) GSK'lar bulunmaktadır [81]. Buradaki zaman sabitleri olan T_1 ileri, T_2 ise geri faz kompanzasyonu sağlar. Bu zaman sabitlerinin tipik değeri 0.02 – 2 saniye arasında seçilebilir [58,82].

GSK kazancı olarak ifade edilen K_{GSK} üretilcek sönüm momentinin genliğini belirler. İdeal olan, kazancın en büyük sönümlemeye karşılık gelecek şekilde ayarlanmasıdır. Ancak kazancın seçimi başka parametrelerle de ilişkilidir.

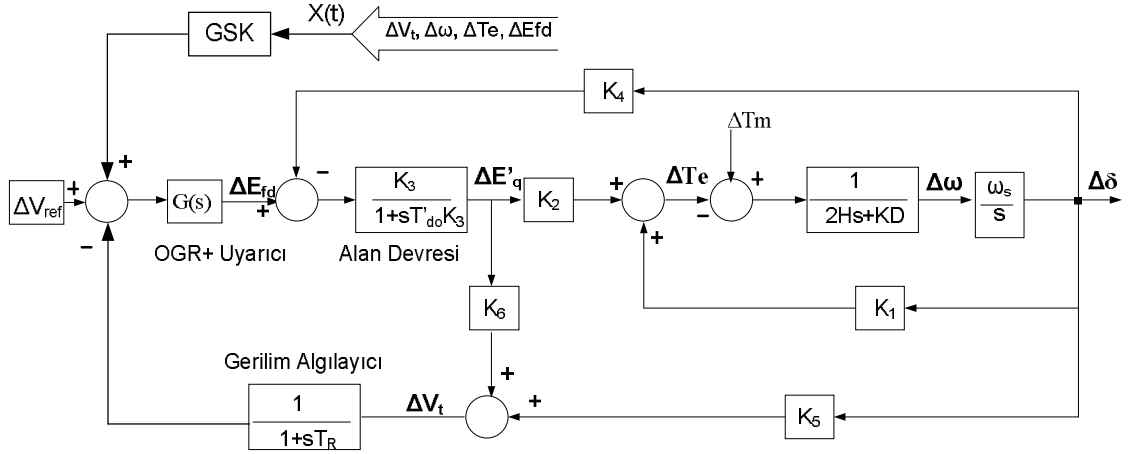
Geleneksel GSK olarak isimlendirilen ve en yaygın kullanılan bu GSK, güç sisteminin bir çalışma noktası için doğrusallaştırılmış modeline dayandırılır [83]. Bu tip GSK, güç sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır ve güç sistemi dinamik kararlılığı iyileştirmesinde büyük bir katkı sağlamıştır [1,24]. GSK, özel bir çalışma noktasına ait lineer modele dayalı tasarlandığından ayarlandığı çalışma şartlarında iyi performans verir. Ancak GSK performansı sistemin çalışma şartları ve yapısı değişirken kötüleşir. Ayrıca doymalı elemanlara ve stokastik doğaya sahip yüksek non lineerlik içeren güç sistemleri GSK 'nın kontrol görevini daha da zorlaştırır. Bu nedenle GSK aşağıda gösterilen problemlerle yüzleşir [28,29,57].

- Güç sisteminin doğrusal modelindeki eksiklikler
- Modele ilişkin parametre belirsizliği
- Model uyarlama gereksinimi
- Değişik makineler arasındaki etkileşim.

Bu problemleri çözmek için geniş boyutlu araştırma yürütülmektedir. Giriş bölümünde değinildiği gibi farklı sistemlerle ilgili farklı GSK transfer fonksiyonları önerilmektedir [1,81,82].

4.8. SBSG Basitleştirilmiş Doğrusal Modelinin Durum Uzay Denklemleri

Ölçülebilen durum değişkenlerine sahip bir durum uzay modeli, Şekil 4.9'da gösterilen Phillips – Heffron model aracılığı ile 1971 yılında Y. N. Yu ve C. Siggers tarafından tanımlanmıştır [23], ve optimal lineer geri besleme yöntemine dayalı GSK tasarımı için kullanılmıştır. Değişken yapıları GSK tasarımı için kullanılan bir başka durum uzay modeli ise Wah-Chunve Hsu tarafından geliştirilmiştir [48]. Bu modeli kullanarak değişken yapıları ve kayma kipli GSK tasarlamak için farklı çalışmalar gerçekleştirilmiştir [51,52,84-86].



Şekil 4.9 GSK kontrol işareti bulunan Phillips – Heffron modeli

Şekil 4.9 daki modele göre durum değişkenleri,

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad x = [\Delta\omega \quad \Delta V_t \quad \Delta E_{FD} \quad \Delta T_e]$$

ΔV_t : Uç gerilimi ile referans gerilim arasındaki fark ($V_t - V_{ref}$) pu,

$\Delta\omega$: Anlık açısal hız ile senkron hız arasındaki fark ($\omega - \omega_s$) pu,

ΔT_e : Elektriksel momentin sapma değeri pu,

ΔE_{FD} : uyarma gerilimi sapması pu,

$$u = U_{gsk},$$

olarak ve OGR bloğunun transfer fonksiyonu ise IEEE ST1A tipine göre $G(s) = \frac{K_A}{1 + sT_A}$ olarak tanımlanır.

Değişik durum değişkenlerin kullanıldığı durum uzay modelleri de bulunmaktadır [1]. Ancak eşitlik (4.15-17) ile verilen durum uzay denkleminin diğer durum uzay denklemlerine göre en büyük avantajı tüm durum değişkenlerinin ölçülebilir olmasıdır. Aksi halde ölçülemeyen $\Delta\delta$ ve $\Delta E'_q$ gibi durum değişkeni içeren durum uzay modelleri kullanılması, bu değişkenlerin gözlemlenmesini gerektirmektedir. Bu da kontrol işleminin pratikte uygulanabilir olmamasına yol açmaktadır [43,48,51].

4.8.1. Önerilen Kayma Kipli Güç Sistem Kararlayıcı için Durum Uzay Denklemi

SBSG için sürekli çalışma noktasında $\Delta T_m = 0$, $D = 0$ ve $\Delta V_{ref} = 0$ olduğu kabul edilir ise Şekil 4.9'dan aşağıdaki (4.9–14) ifadeleri doğrudan yazılabilir [23].

$$s\Delta\delta = \omega_0\Delta\omega \quad (4.9)$$

$$s\Delta\omega = -\Delta T_e / 2H \quad (4.10)$$

$$\Delta E'_q = \frac{K_3}{1 + sT'_{d0}K_3}(\Delta E_{fd} - K_4\Delta\delta) \quad (4.11)$$

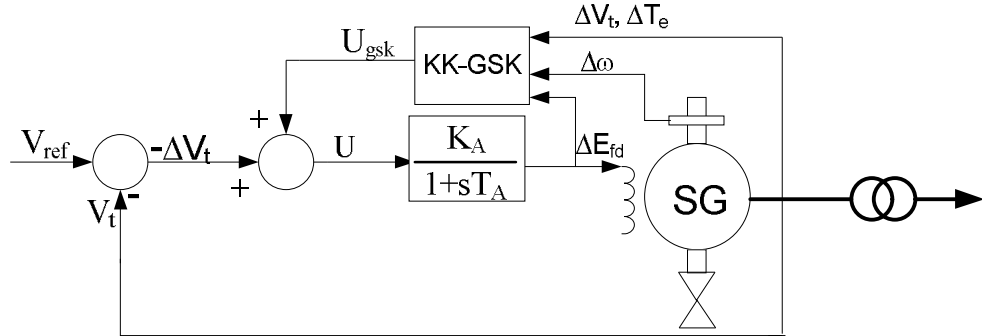
$$\Delta V_t = K_6\Delta E'_q + K_5\Delta\delta \quad (4.12)$$

$$\Delta E_{fd} = -\frac{K_A}{1 + sT_A}(\Delta V_t - U_{gsk}) \quad (4.13)$$

$$\Delta T_e = K_2\Delta E'_q + K_1\Delta\delta \quad (4.14)$$

Ardından durum uzay modelinde durum değişkeni olmayan parametreleri diğerleri cinsinden yazabilmek için gerekli işlemler yapılır ise eşitlik (4.15)'de verilen durum uzay denklemi elde edilir. Bu işlemin aşamaları EK – 2’de verilmektedir. Bu durum uzay matrisinde uyarma devresi Şekil 4.10’deki gibidir.

Durum uzay denkleminin kontrol işareti $-\Delta V_t$ ile toplanmaktadır. Dolayısı ile burada iki kontrol çevrimi bulunmaktadır. Yani uyarma kontrol giriş işareti $U = U_{gsk} - \Delta V_t$ olmaktadır.



Şekil 4.10 OGR + KK-GSK yapısında Uyarma Devresi Diyagramı

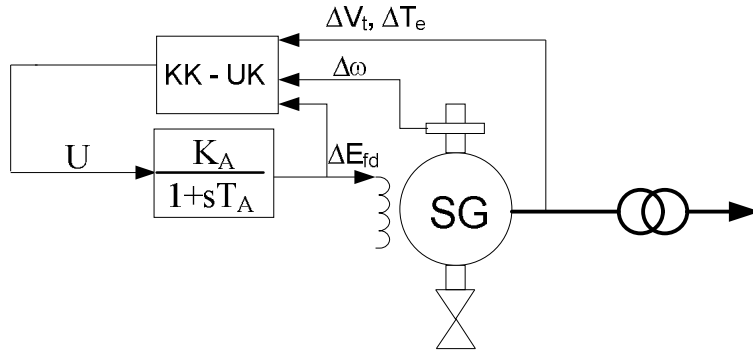
$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{V}_t \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{T}_e \\ \Delta \dot{E}_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(K_2 a - 1)}{T'_{d0} K_3} & K_5 \omega_0 & -a \frac{K_6}{T'_{d0} K_3} & \frac{K_6}{T'_{d0}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2H} & 0 \\ \frac{a_1 K_2}{T'_{d0} K_3} & \omega_0 K_1 & -(\frac{a_1 K_6}{T'_{d0} K_3} + 1) & \frac{K_2}{T'_{d0}} \\ -\frac{K_A}{T_A} & 0 & 0 & -\frac{1}{T_A} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t \\ \Delta \omega \\ \Delta T_e \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_A}{T_A} \end{bmatrix} \cdot U_{gsk} \quad (4.15)$$

$$a = \frac{K_5 - K_4 K_6 K_3}{K_2 K_5 - K_6 K_1} \quad a_1 = \frac{K_1 - K_2 K_3 K_4}{K_2 K_5 - K_6 K_1}$$

4.8.2. Önerilen Kayma Kipli Uyarma Kontrolörü için Durum Uzay Denklemi

(4.15) 'deki durum uzay denklemi, uyarma kontrolü için ikincil bir kontrol işareti üretecek olan GSK tasarımı için değil doğrudan bir KK - UK tasarlamak için düzenlenebilir. Bu durumda, Şekil 4.11'de gösterildiği gibi uyarma devresi girişi doğrudan KK-UK çıkışındaki kontrol işareti olacağından ($U=U_s$) uyarma devresine ilişkin (4.13) eşitliğinde $-\Delta V_t$ bulunmayacaktır. Bu yeni durum için uyarma devresine ilişkin ifade (4.16) eşitliğinde verilmektedir.

$$s\Delta E_{fd} = \frac{K_A}{T_A}U - \frac{\Delta E_{fd}}{T_A} \quad (4.16)$$



Şekil 4.11 KK – UK bulunan uyarma devresinin blok gösterimi

(4.16) denkleminde uygun olan A matrisinin son satırında ΔV_t ile ilgili herhangi bir eleman bulunmayacak ve durum uzay denklemi (4.17) eşitliğinde gösterildiği gibi olacaktır. Elde edilen durum uzay matrisi büyük gecikme zamanına sahip olan uyarma devreleri için uyarma kontrolörü tasarımında kullanılabilir.

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{V}_t \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{T}_e \\ \Delta \dot{E}_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(K_2 a - 1)}{T'_{d0} K_3} & K_5 \omega_0 & -a \frac{K_6}{T'_{d0} K_3} & \frac{K_6}{T'_{d0}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2H} & 0 \\ \frac{a_1 K_2}{T'_{d0} K_3} & \omega_0 K_1 & -(\frac{a_1 K_6}{T'_{d0} K_3} + 1) & \frac{K_2}{T'_{d0}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_A} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t \\ \Delta \omega \\ \Delta T_e \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_A}{T_A} \end{bmatrix} \cdot U \quad (4.17)$$

4.8.3. Önerilen Kayma Kipli Uyarma Kontrolörü için İndirgenmiş Durum Uzay Denklemi

Uyarma zaman sabiti çok küçük olması durumunda kontrolör tasarımı aşamasında ihmal edilebilmektedir [1,56]. Uyarma zaman sabiti ihmal edilmesi durumunda uyarma devresi gecikmesiz bir kuvvetlendirici olacaktır. Böylece uyarma devresini tanımlayan matematiksel

ifade daha basit olacaktır. Denklem (4.17) ile tanımlanan durum uzay modelin denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$s\Delta V_t = \frac{(aK_2 - 1)}{T'_{d0}K_3} \Delta V_t + K_5\omega_0\Delta\omega - \frac{aK_6}{T'_{d0}K_3} \Delta T_e + \frac{K_6}{T'_{d0}} \Delta E_{fd} \quad (4.18)$$

$$s\Delta\omega = -\Delta T_e / 2H \quad (4.19)$$

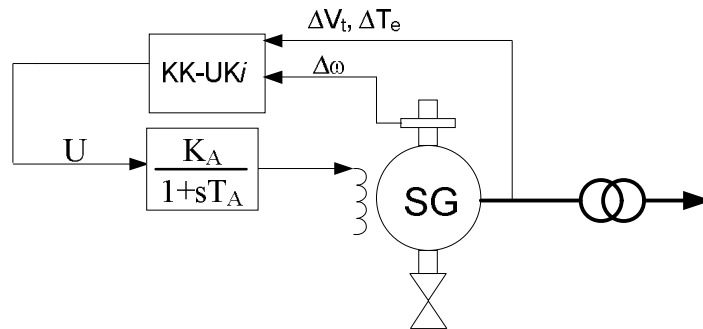
$$s\Delta T_e = \frac{a_1K_2}{T'_{d0}K_3} \Delta V_t + \omega_0K_1\Delta\omega - \left(\frac{a_1K_6}{T'_{d0}K_3} + 1\right)\Delta T_e + \frac{K_2}{T'_{d0}} \Delta E_{fd} \quad (4.20)$$

$$U \cdot K_A = \Delta E_{fd} \quad (4.21)$$

(4.18) ve (4.20) eşitliklerindeki ΔE_{fd} yerine (4.21) eşitliğindeki U cinsinden karşılığı konup yeniden durum uzay denklemi biçiminde yazılır ise (4.22) ile verilen denklem elde edilecektir. Durum değişken sayısını azalmaktadır. Bu çalışmada denklem (4.16) ile tanımlanan durum uzay denklemi ile karıştırmamak için (4.22) ile tanımlanan durum uzay denkleminde indirgenmiş durum uzay denklemi adı verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{V}_t \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{T}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(K_2a - 1)}{T'_{d0}K_3} & \omega_0K_5 & -a\frac{K_6}{T'_{d0}K_3} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2H} \\ \frac{a_1K_2}{T'_{d0}K_3} & \omega_0K_1 & -\left(\frac{a_1K_6}{T'_{d0}K_3} + 1\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t \\ \Delta \omega \\ \Delta T_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_6 \cdot K_A}{T'_{d0}} \\ 0 \\ \frac{K_2 \cdot K_A}{T'_{d0}} \end{bmatrix} \cdot U \quad (4.22)$$

Bu yapılan zaman sabiti ihmalı sadece kontrolör için olup gerçek sistem, zaman sabiti içermeye devam etmektedir. İndirgenmiş durum uzay denkleminde dayalı KK – UKi ve SBSG blok diyagramı Şekil 4.12’de sunulmaktadır.



Şekil 4.12 KK – UKi bulunan uyarma devresinin blok gösterimi

5. KAYMA KIPLİ KONTROL YÖNTEMİ

5.1. Genel Bilgi

Kayma kipli kontrol (KKK), değişken yapılı kontrol (DYK) sistemlerinin özel bir uygulamasıdır. DYK yöntemi, dayanıklı kontrol elde etmek için kullanılan iyi bir tasarım yöntemidir [87-92]. DYK sistemleri, Sovyetler Birliğinde Emelyanov [93] ve diğer bazı araştırmacıların 1960'lar ve öncesinde yaptığı çalışmaların ışığında gelişmeye başlamıştır [94]. DYK sistemleri üzerindeki bu çalışmalar batı dünyasında pek ilgi çekmemiştir. Batı dünyası bu süre zarfında daha çok doğrusal kontrol yaklaşımları, doğrusal çok değişkenli kontrol ve doğrusal yaklaşımlara dayanan sistem kuramını geliştirmek üzerinde çalışmıştır. Bu fikirler, Itkis'in 1976'da bir kitabının [89] ve Utkin'in 1977'de bir tarama makalesinin [90] İngilizce olarak çıktığı 1970'lerin ortalarına kadar Rusya dışında pek duyulmadı. DYK kavramları izleyen yıllar içinde dayanıklı regülatörlerin, model referanslı sistemlerin, uyarlamalı şemaların, izleme sistemlerinin durum gözleyicileri ve arıza tespiti şemalarının tasarımında kullanılmıştır. Bu yaklaşımlar, otomatik uçuş kontrolü, elektrik motorlarının kontrolü, kimyasal süreçler, helikopter kararlılığını artırma sistemlerinde, uzay ve robot sistemlerinde ve güç sistemlerinde başarıyla uygulanmıştır [48-57,94].

Kayma kipli kontrolün en çok üzerinde durulan özelliği, çok dayanıklı ve hatta değişmezlik özelliğine sahip kontrol sistemlerine götürebilmesidir. Burada kullanılan "değişmezlik" terimi, sistemin harici bozuculara ve parametre belirsizliklerine karşı bütünüyle duyarsız olması demektir.

Bir değişken yapılı sistem, süresiz bir kontrol yoluyla yapı adı verilen sürekli alt sistemler arasında anahtarlanarak kurulur [95]. Adından da anlaşılacağı gibi değişken yapılı sistemler birden fazla yapı adı verilen alt sistemin birleştirildiği sistemlerdir. Alt sistemlerin birleştirilmesiyle sistem belirli şartlarda ve sürede bunların birisi şeklinde davranır. Bu şartlar değiştikçe sistemin davranışı diğer bir yapıya geçecektir. Değişken yapılı sistemleri arzu edilir hale getiren özellik ise, birleştirilen alt sistemlerin istenen kısımlarının kullanılabilmesidir. Yani alt sistem yörüngeleri arasında uygun bir geçiş kuralı kullanılarak her bir alt sistemin yörüngesinin istenen kısımlarından oluşan bir sistem davranışı elde edilir. DYK sistemlerinin başlıca çalışma şekli olan KKK ise, yapılardan seçilen belirli yörüngelere sistemi zorlamakla ortaya çıkar.

KKK, durum uzayında tanımlanmış anahtarlama yüzeyinde hareketi sağlamak için yüksek frekanslı anahtarlamanın kullanıldığı bir DYK uygulamasıdır. Gerçekte bu anahtarlama yüzeyi alt sistemleri ayırır. KKK'un çalışma mantığı, sistemin davranışının istenen performansta olmasını sağlayan anahtarlama yüzeyine erişmesini, istenen referansa ulaşmaya

kadar bu yüzey üzerinde kaymasını sağlamaktır. Kontrol işareti, frekansı ideal şartlarda sonsuz olan yüksek frekanslı bir anahtarlama şeklinde oluşur. Sonsuz frekansta anahtarlama sayesinde sistem yörüngesi kayma yüzeyine mükemmel oturacak ve böylece sistem, tasarımda arzulanan davranışı gösterecektir. Yönteme adını veren kayma kelimesi de buradan gelmektedir.

Kayma kipinin var olabilmesi için üzerinde kayma olması istenen bir anahtarlama yüzeyi ve buna ait bir denklem olmalıdır. Bu yüzey ve denklem istenen davranışı temsil eder. Bu yüzeyin tasarlanması, arzulanan sistem performansı hakkında karar verilmesi demektir. Kayma yüzeyi tasarlanırken, kontrol girişi öyle düzenlenmelidir ki sistemin bu belirlenmiş yüzeye erişme ve üzerinde kayma yeteneği olmalıdır. Erişme şartı, göz önünde bulundurulacak önemli bir noktadır. Eğer mevcut kontrol işareti ile kayma yüzeyine erişilemezse sistem bu strateji ile kontrol edilemez demektir. KKK sistemlerinin incelenmesi ve tasarımında, ikinci derece dinamik sistemlerin incelemesinde çok güçlü bir grafiksel araç olan “faz düzlemi yöntemi” önemli yer tutar.

Kayma yüzeyine erişme sonrasında, sistemin bu yüzey boyunca kayma yeteneği de olmalıdır. Kontrol işareti veya bir anlamda geri besleme kazançları anahtarlanıp durum yörüngesi yüzeyin bir tarafından diğerine yönlendirilerek bu kayma meydana getirilir. Anahtarlama mantığı, tam kayma yüzeyindeyken sifıra eşit ve sistem durumlarının fonksiyonu olan anahtarlama denkleminde elde edilir. Kontrol işareti, bu fonksiyonun işaretine bağlı olarak yeterince hızlı anahtarlanamazsa, sistem yörüngesi kayma yüzeyine tam oturamayacaktır. Bu problemin oluşmaması yani kayma şartının yüzey boyunca sağlanması için anahtarlama frekansının yüksek tutulması gerekir.

Sistem kayma kipine geçip kayma yüzeyi denkleminin belirlediği performans özellikleri esas amaç korunduğunda şu üstünlükler elde edilir:

- a. Sistem sınırlı bir anlamda parametre belirsizliklerine duyarsız hale gelir.
- b. Sistem sınırlı bir anlamda harici bozuculara duyarsız hale gelir.
- c. Sistemin istenmeyen dinamiklerinden ve doğrusal olmayan yönlerinden etkilenilmeyebilir.

KKK’un bu avantajları birçok dinamik sistemin kontrolünde tercih edilmesine yol açmıştır. Parametre belirsizliklerine ve bozuculara karşı duyarsızlık özelliğine, hatta ideal şartlarda değişmezlik özelliğine sahip olan kayma kipli kontrol yöntemi, yüksek mertebeli diferansiyel denklemlerle yönetilen ve belirsizlikler hakkında sınırlı bilgiye sahip olunabilen karmaşık elektriksel ve mekanik süreçlerin kontrolü için etkili bir araç olarak ilgi çekmektedir [96].

5.2. Değişken Yapılı Kontrol Yöntemi

Değişken yapılı kontrolün (DYK) temel kavramları eşitlik (5.1)'deki ikinci dereceden bir sistem üzerinde açıklanabilir [93,94].

$$\begin{aligned}\dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y - x + u \\ u &= -\psi x\end{aligned}\tag{5.1}$$

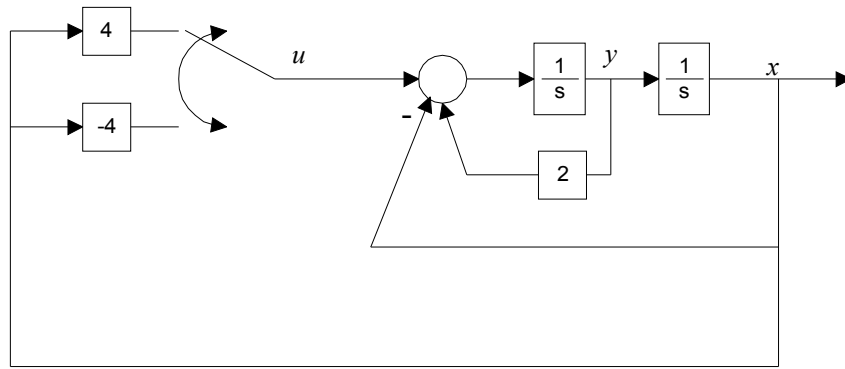
Burada,

$$\begin{aligned}s(x, y) > 0 & \text{ ise } \psi = 4 \\ s(x, y) < 0 & \text{ ise } \psi = -4\end{aligned}\tag{5.2}$$

ve

$$s(x, y) = x\sigma, \quad \sigma = 0.5x + y = 0\tag{5.3}$$

olmaktadır. Sistemin blok diyagramı Şekil 5.1'de görülmektedir.



Şekil 5.1 Eşitlik (5.1) sisteminin blok diyagramı

Eşitlik (5.3)'teki ifadede $s(x, y)$ değişkeni aşağıdaki iki fonksiyonun çarpımı olmaktadır.

$$x = 0, \quad \sigma = 0.5x + y = 0\tag{5.4}$$

Bu fonksiyonlar faz düzleminde (x - y düzlemi), Şekil 5.2 'de görüldüğü gibi $s(x, y)$ fonksiyonunun işaretinin değiştiği bölgeleri ayıran doğruları ifade etmektedir. Bu yüzden bu doğrulara anahtarlama çizgileri daha genel adıyla (farklı iki yapının kesişme-ayrışma gösterdiği) anahtarlama yüzeyleri, $s(x, y)$ denkleminde de anahtarlama fonksiyonu adı verilmektedir. Bu doğrular üzerinde $s(x, y) = 0$ olmaktadır. Dar anlamda, bu doğrulara yüzey denilemese de bu terimler dikkatlice seçilmiş olup yaygın olarak kullanılmaktadır [88].

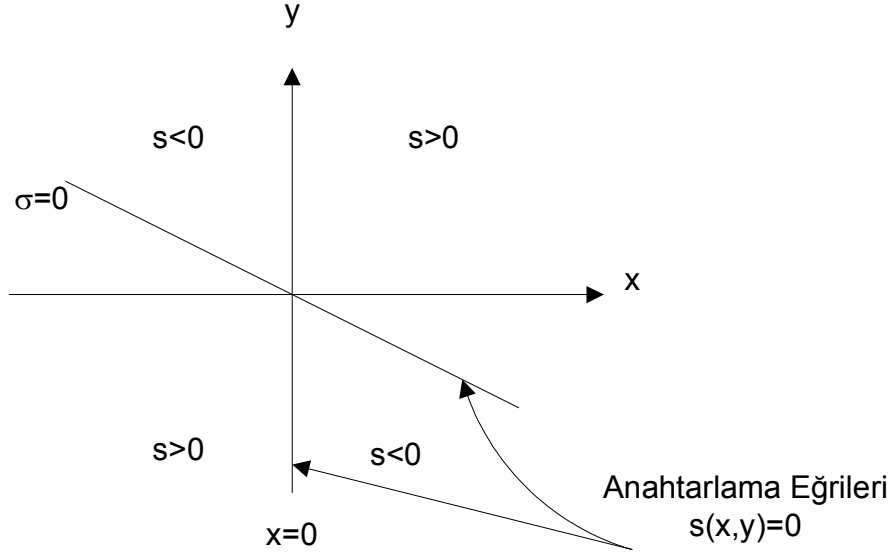
Geribesleme kazancı ψ , eşitlik (5.2) denkleminde göre yani $s(x, y)$ 'nin işaretine göre anahtarlanır. Dolayısıyla (5.1) sistemi, analitik olarak faz düzleminde iki farklı bölgede iki farklı matematiksel modelle tanımlanır. $s(x, y) > 0$ olan I. bölgede,

$$\begin{aligned}\dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y - x - 4x = 2y - 5x\end{aligned}\tag{5.5}$$

denklemleriyle; $s(x,y)<0$ olan II. bölgede ise,

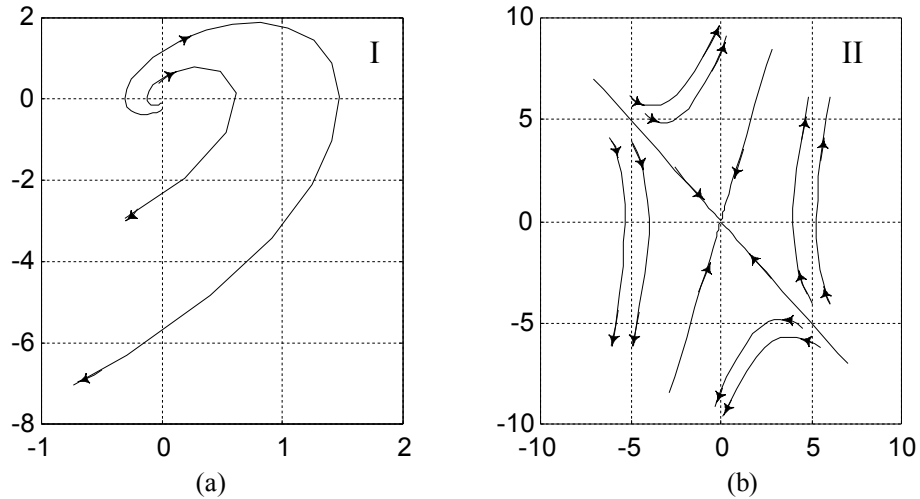
$$\begin{aligned}\dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y - x + 4x = 2y + 3x\end{aligned}\quad (5.6)$$

denklemleriyle tanımlanır.



Şekil 5.2 Eşitlik (5.1) sistemi için anahtarlama mantığıyla tanımlanan bölgeler

Şekil 5.3(a) ve (b)'de bu yapıların faz portreleri görülmektedir. (5.5) Sisteminin denge noktası orijinde kararsız bir odaktır. Eşitlik (5.6) için ise orijinde bir semer noktası denge noktasını oluştururken, bu semer noktası da kararsızdır.



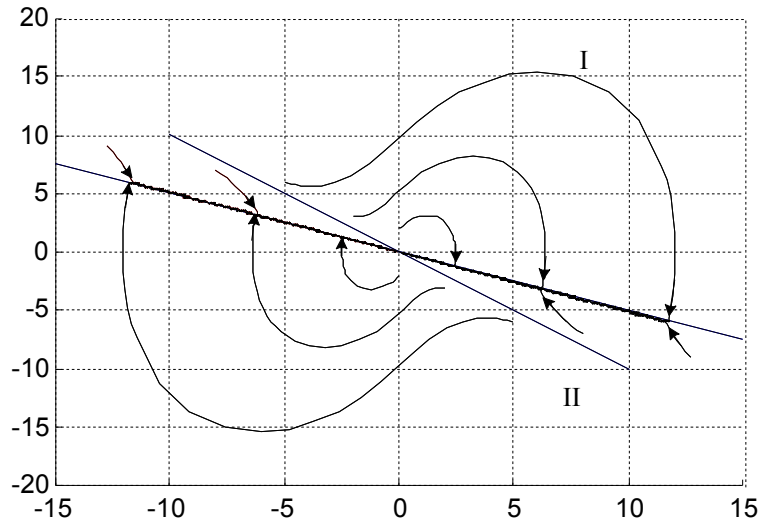
Şekil 5.3 (a) (5.5) sistemi için, (b) (5.6) sistemi için faz düzlemleri

(5.1) ve (5.2) eşitliklerinin oluşturduğu sisteminin faz portresi, I. bölgede (5.5) sisteminin; II. bölgede ise (5.6) sisteminin yörüngelerinin birleştirilmesiyle oluşacaktır. Bileşke

faz portresi Şekil 5.4'te görülmektedir. Faz portresini tam olarak elde etmek için, sistemin $s(x,y)=0$ kümesi üzerindeki yörüngesi de tanımlanmalıdır. $x=0$ doğrusu üzerinde I. ve II. bölge üzerindeki yörüngeler herhangi bir belirsizlik olmadan zaten birleşmektedir. $\sigma=0$ ifadesi ise (5.7) dinamik denklemini tanımlanmakta olup, bu denklemin Şekil 5.4'te faz portresinin, anahtarlama çizgisi üzerinde bir yörünge olduğu görülmektedir.

$$\sigma = 0.5x + y = 0.5x + \dot{x} = 0 \quad (5.7)$$

$\sigma=0$ doğrusu üzerinde birleşerek I ve II yörüngelerinin sonlandığı noktalardan oluşan özel yörünge “kayma kipi” adı verilen hareketi temsil etmektedir. Böylece bu sistemin bir faz yörüngesi genellikle sistemin iki kipini temsil eden iki kısımdan oluşmaktadır. İlk kısım erişim kipidir. Bu kipte yörünge, faz düzleminde herhangi bir yerden başlayarak anahtarlama düzlemine doğru hareket eder ve sınırlı bir zamanda ona ulaşır. İkinci kısım ise kayma kipidir. Kayma kipinde, (5.7) eşitliğinde tanımlandığı gibi sistem yörüngesi asimptotik olarak orijine yönelir.



Şekil 5.4 Değişken yapıli sistemin faz portresi

Bu örnek üzerinde yapılacak gözlemlerle DYK sistemleri hakkında dört temel fikre ulaşılabilir:

1. Faz düzleminin orijini sistemin denge noktasını gösterdiğinden dolayı kayma kipi, sistemin geçici rejimdeki davranışını temsil etmektedir. Bir başka deyişle, $\sigma=0$ doğrusu, kayma kipi boyunca sistemin geçici cevabını tanımlar.
2. Kayma kipi boyunca yörünge dinamiği (5.7) eşitliğinin mertebesi, orijinal sistem dinamiği (5.1) denkleminin mertebesinden bir mertebe daha düşüktür.
3. Kayma kipi boyunca, sistem dinamiği yalnızca $\sigma=0$ doğrusunu tanımlayan parametreler ile yönetilir.

4. Kayma kipinin yörüngesi ne (5.5) yapısının ne de (5.6) yapısının doğasında olmayan bir yörüngedir.

Kontrol süreci boyunca, kontrol sisteminin yapısı (5.5) yapısından (5.6) yapısına değişecektir. Bu yüzden de değişken yapılı kontrol adını almaktadır. Kayma kipinin önemli rolünü vurgulamak amacıyla bu kontrol yöntemine çoğu zaman Kayma Kipli Kontrol adı verilmektedir. Değişken yapılı bir sistem, kayma kipi olmadan da kurulabilir. Ancak yukarıda sayılan önemli avantajları bulunduramayacağına dikkat edilmelidir.

5.3. Genel DYK Probleminin Çözümü

Genel olarak DYK problemi,

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}(\mathbf{X}, t) + \mathbf{B}(\mathbf{X}, t)\mathbf{u} \quad (5.8)$$

olarak tanımlanan bir sistem için boyut($\mathbf{X}$)= n ve boyut($\mathbf{u}$)= m olmak üzere,

1. $s(\mathbf{X}) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X}(t)$ gibi vektör formunda temsil edilen m tane anahtarlama fonksiyonunu bulmak ve,
2. Aşağıdaki gibi,

$$s(\mathbf{X}) > 0 \text{ ise } u(\mathbf{X}, t) = u^+(\mathbf{X}, t)$$

$$s(\mathbf{X}) < 0 \text{ ise } u(\mathbf{X}, t) = u^-(\mathbf{X}, t)$$

değişken yapılı bir kontrolü, erişim şartını yani sınırlı zamanda anahtarlama yüzeyine erişmeyi sağlayacak biçimde bulmak olarak tanımlanabilir [88].

Yukarıdaki adımlar fiziksel olarak şöyle anlaşılabilir:

1. Burada amaç, $s(\mathbf{X})=0$ 'ın arzulanan sistem dinamiğini tanımladığı bir anahtarlama yüzeyini tasarlamaktır. $s(\mathbf{X})=0$ olunca kontrol edilecek sistemden daha düşük mertebeli bir davranış elde edilir. Buna mertebe düşürme özelliği de denilir.
2. Bir değişken yapılı kontrolü, $u(\mathbf{X}, t)$, tasarlayarak anahtarlama yüzeyi dışında herhangi bir durumun sınırlı bir zamanda bu yüzeye erişecek şekilde sürülmesinin sağlanması hedeflenmektedir. Anahtarlama yüzeyi üzerinde kayma kipi meydana gelecek ve sistem arzulanan dinamiği izleyecektir. Bu yöntemle, oluşturulan DYK sistemi global olarak asimptotik kararlı olacaktır.

KKK sistemlerinin matematiksel modellerinde sağ tarafının analitik çözümü olmayan diferansiyel denklemler ile karşılaşılır. Bunun sebebi kontrol büyüklüğü içinde röle tipi (signum fonksiyonu) bileşenlerin getirdiği süreksizlik durumlarının ortaya çıktığı kayma kipinde analitik çözüme imkân bulunamamasıdır. Bu problemin çözümü için değişik yaklaşımlar bulunmaktadır. Bunlardan en çok kullanılan iki yöntemden birisi sistemi kontrol edilebilir kanonik biçime

dönüştürüp durum değişkenlerine bağlı bir anahtarlama fonksiyonu kullanarak kayma kipinde süreksizlik içeren ifadeleri gidermektir.

Bu amaçla kullanılan diğer yaygın bir yöntem ise “eşdeğer kontrol” yöntemidir. Eşdeğer kontrol yönteminde, sistem yörüngesi kayma yüzeyine oturduğu zaman geçerli olacak bir $u_e(\mathbf{X})$ değeri bulunarak (5.8) eşitliğinde yerine konulmaktadır. Sistemin kayma yüzeyine oturmasının yeter şartı $\dot{s}(\mathbf{X}) = 0$ olmasıdır:

$$\dot{s}(\mathbf{X}) = \frac{\partial s}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{A}\mathbf{X} + \frac{\partial s}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{B}u = 0 \quad (5.9)$$

Yukarıdaki eşitlikten u teriminin çekilmesi ile eşdeğer kontrol büyüklüğü bulunacaktır:

$$u_e(\mathbf{X}) = -\left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{B}\right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{A}\mathbf{X} \quad (5.10)$$

Yukarıdaki ifadede matris tersinin bulunmasının gerekli şart olduğuna dikkat edilmelidir.

Eşdeğer kontrol kavramının fiziksel bir anlamı vardır. Pratik kontrol sistemlerinin doğası gereği barındırdığı her ne eksiklikten kaynaklanırsa kaynaklansın, gerçek bir kontrol sisteminde, üzerine yüksek oranda değişen bir bileşenin de eklenebildiği, yavaş değişen bir bileşen bulunur. Kontrol edilen sistem dinamik bir yapı olduğu için, yavaş değişen bileşen davranışı belirlerken, yüksek oranlı bileşene verdiği cevap ihmal edilebilir. Gerçek kontrol büyüklüğü süzülüp, yüksek oranlı bileşeni elenerek elde edilebilen ortalama değeri, diğer adıyla yavaş değişen bileşen, eşdeğer kontrole karşılık gelmektedir [95].

Geometrik bakış açısı ile eşdeğer kontrol yöntemi, anahtarlama yüzeyinin üzerindeyken süreksiz kontrol işaretinin yerine sürekli bir kontrol işaretini durum hız vektörü teğet olacak şekilde yerleştirmektir [98].

Kayma kipindeki davranışın kayma yüzeyi üzerinde hareket olduğu ideal şartlar için kabul edilse de, gerçekte tam anlamıyla kayma yüzeyi üzerinde değil etrafında (u^+, u) arasında titreşmekte olan kontrol işaretinin yavaş ve hızlı olarak ayrıştırılabilecek iki bileşeni vardır. Yüksek frekanslı bileşen, kontrol edilen sistem tarafından süzülür ve esas davranışı hızlı bileşen belirler. Kayma kipindeki davranış, gerçek kontrol işareti yerine eşdeğer kontrol işareti konularak bulunabilir. Fiziksel bakış açısı ile eşdeğer kontrol, gerçek kontrol işaretinin yavaş bileşenine yakın kabul edilebilir [98].

5.4. Kayma Yüzeyi Tasarımı

Kayma yüzeylerinin tasarlanması için literatürde farklı yöntemler geliştirilmiştir. Bunlardan en yaygın olarak bilinen, başlıca iki yöntem vardır. Kontrol sistemlerinin arzu edilen dinamik özelliklerini elde etmek için kullanılabilecek yöntemlerden birisi, doğrusal geri beslemeli kapalı çevrim bir kontrol sistemine kök değerlerinin atanmasıdır. Bu yöntemin esası,

kayma kipi süresindeki kök yapısının anahtarlama yüzeyi üzerinden atanmasıdır. Diğer önemli bir yöntem ise performans endeksi minimizasyonu yoluyla optimal kayma yüzeyi tasarlamaktır. Bu yöntemde anahtarlama yüzeyi bir performans endeksini minimize edecek değişkenlere bağımlı olarak tasarlanır. Böylece sistemin performansı, seçilen endekse göre optimize edilir [99].

5.4.1. Kök Yerleştirme

Kayma yüzeyi tasarımında tek girişli çok çıkışlı sistemler için kullanılan bir yöntem, ilk olarak sistemi (5.11) eşitliğine benzer kontrol edilebilir kanonik biçimde ifade etmektir [100].

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}}_1 &= \bar{x}_2 \\ \dot{\bar{x}}_2 &= \bar{x}_3 \\ &\vdots \\ \dot{\bar{x}}_n &= \sum_{i=1}^n a_i \bar{x}_i + u.\end{aligned}\tag{5.11}$$

Sistemin ifadesi bu biçimde iken $s(x) = \bar{c}_1 \cdot \bar{x}_1 + \bar{c}_2 \cdot \bar{x}_2 + \bar{c}_3 \cdot \bar{x}_3 + \dots + \bar{x}_n$ fonksiyonu

$$\bar{c}_1 \cdot \bar{x}_1 + \bar{c}_2 \cdot \bar{x}_2 + \bar{c}_3 \cdot \bar{x}_3 + \dots + \bar{x}_n = 0\tag{5.12}$$

$\bar{C} = [\bar{c}_1 \quad \bar{c}_2 \quad \dots \quad \bar{c}_{n-1} \quad 1]$ şeklinde bir kayma yüzeyini n boyutlu durum uzayında tanımlar.

Kayma kipinde $s(x)=0$ olması sağlandığı durumda, (5.12) eşitliği çözülüp (5.11) eşitliğinde yerine konulursa

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}}_1 &= \bar{x}_2 \\ \dot{\bar{x}}_2 &= \bar{x}_3 \\ &\vdots \\ \dot{\bar{x}}_n &= -\bar{c}_1 \cdot \bar{x}_1 - \bar{c}_2 \cdot \bar{x}_2 - \dots - \bar{c}_{n-1} \bar{x}_{n-1}\end{aligned}\tag{5.13}$$

sistemin kayma kipindeki diferansiyel denklemi bulunacaktır. (5.12) eşitliğindeki katsayılar kontrol edilebilir kanonik biçimdeki sistemin kayma kipindeki karakteristik denklemini tanımlar. Bu yaklaşım ile sistemdeki analitik çözüme engel oluşturan kontrol işaretinin doğrusal olmayan süreksizliği giderilmektedir [88].

Kontrol edilebilir kanonik biçime dönüştürme bir T dönüşüm matrisi aracılığı ile yapılır. T matrisi, kontrol edilebilirlik matrisinin A matrisinin karakteristik denklemindeki katsayılardan oluşturulan R matrisi ile çarpımından elde edilir. Kontrol edilebilirlik matrisi

$$M = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix}\tag{5.14}$$

olarak verilir. R matrisinde kullanılacak katsayıları içeren A matrisinin karakteristik denklemi

$$|\lambda I - A| = \lambda^n + a_{n-1}\lambda^{n-1} + \dots + a_1\lambda + a_0\tag{5.15}$$

şeklinde. (5.15) eşitliğine göre R matrisi aşağıdaki şekilde yazılır.

$$R = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \cdots & a_{n-1} & 1 \\ a_2 & a_3 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ a_{n-1} & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Bu aşamada, T dönüşüm matrisi

$$T = M \cdot R \quad (5.17)$$

olarak hesaplanıp $\bar{X} = T^{-1} \cdot X$ çarpımıyla kontrol edilebilir kanonik biçime dönüşüm yapılır. Böylece sistemin durum uzay denklemi,

$$\dot{\bar{X}} = \bar{A}\bar{X} + \bar{B}u \quad (5.18)$$

olarak elde edilir. Burada $\bar{A} = T^{-1}AT$, $\bar{B} = T^{-1}B$ olup, $\bar{X}$, $\bar{A}$, $\bar{B}$ gösterimi kontrol edilebilir kanonik biçimdeki durum denklemi matrisleridir [101].

Kontrol edilebilir sistemler için, sisteme istenen kökleri yerleştirecek bir $C = T^{-1} \cdot \bar{C}$ matrisi daima vardır [99]. C matrisi, süreksiz kayma yüzeyi denklemini belirleyen kök değerlerin atanması probleminin çözümüdür [102].

5.4.2. Optimal Kayma Yüzeyi Tasarımı

Süreksiz kontrol tasarımında izlenebilecek diğer yol, karesel bir performans ölçütünü minimize edecek şekilde bir tasarım gerçekleştirmektir [103].

$$J = \int_0^{t_0} [x^T Q x + u^T P u] dt \quad t_0 \leq \infty \quad (5.19)$$

Burada, Q ve P matrisleri simetrik, Q matrisi pozitif tanımlı veya pozitif yarı tanımlı, P matrisi ise mutlaka pozitif tanımlı olarak seçilir. Aşağıda belirtilen Riccati denkleminin R matrisi (simetrik, pozitif tanımlı) elde edilir.

$$\dot{R} + RA + A^T R - RBP^{-1}B^T R + Q = 0 \quad (5.20)$$

Böylece optimum kontrol aşağıdaki eşitlikle bulunur.

$$u_{opt} = -P^{-1}B^T R \cdot x \quad (5.21)$$

Kayma hareketinin optimum olduğu kayma yüzeyi denkleminin elde edilmesi için ise, eşitlik (5.19) deki kontrol teriminin ihmal edilmesiyle ortaya çıkan

$$J = \int_0^{t_0} x^T Q x dt, \quad Q \geq 0 \quad (5.22)$$

fonksiyonu minimize edilmeye çalışılır. Kontrol teriminin dâhil edilmemesinin sebebi, kayan kipli hareketin kontrolden bağımsız olarak gerçekleşmesidir.

5.5. Erişim Şartları ve Erişim Kipi

Erişme şartı, durum yörüngelerinin kayma yüzeyine doğru hareket etmesi ve erişmesi için sağlanması gereken şarttır. Erişme şartı altında iken sistemin yörüngesi erişme kipindedir denilir. Erişme şartını belirlemek için üç yaklaşım burada kısaca açıklanacaktır.

5.5.1. Doğrudan Anahtarlama Fonksiyonu Yaklaşımı

İlk DYK çalışmalarında sunulan erişme şartı,

$$\begin{aligned} s_i < 0 \quad \text{ise} \quad \dot{s}_i > 0 \\ s_i < 0 \quad \text{ise} \quad \dot{s}_i > 0 \quad i = 1, \dots, m \end{aligned} \quad (5.23)$$

olarak verilmiştir, bu ifadenin eşdeğeri olarak erişme şartı aşağıdaki şekilde yazılmaktadır.

$$s_i \cdot \dot{s}_i < 0 \quad i = 1, \dots, m \quad (5.24)$$

Bu erişme şartı global olmasına rağmen sınırlı erişme zamanını garanti edemez. Ayrıca, çok girişli sistemler için (5.24) eşitliğinin kullanımı çok zordur [88].

5.5.2. Lyapunov Fonksiyonu Yaklaşımı

Lyapunov aday fonksiyonu,

$$V(\mathbf{X}, t) = s^T s \quad (5.25)$$

şeklinde kesin pozitif olarak seçilirse, global erişme şartı,

$$s \neq 0 \quad \text{iken} \quad \dot{V}(\mathbf{X}, t) < 0 \quad (5.26)$$

Aday fonksiyonun türevinin kesin negatif olmasıdır [89]. Bu şartların sağlanması halinde sınırlı erişme zamanı,

$$s \neq 0 \quad \text{iken} \quad \dot{V}(\mathbf{X}, t) < -\eta, \quad \eta > 0 \quad (5.27)$$

olarak garanti edilir.

5.5.3. Erişim Kuralı Yaklaşımı

Bu yaklaşım daha yeni bir yaklaşım olup, doğrudan anahtarlama fonksiyonunun dinamiğini belirleme özelliğine sahiptir. Anahtarlama fonksiyonunun dinamiği,

$$\dot{s} = -q \cdot s - \varepsilon \cdot \text{sgn}(s) \quad (5.28)$$

şeklinde bir diferansiyel denklem olarak atandığı zaman, oransal artı sabit oranlı erişim kuralı;

$$\dot{s} = -\varepsilon \cdot \text{sgn}(s) \quad (5.29)$$

denklemleriyle de sabit oranlı erişim kuralı seçilmiş olur.

$$\dot{s} = -\varepsilon \cdot |s|^\alpha \cdot \text{sgn}(s) \quad 0 < \alpha < 1 \quad (5.30)$$

Eşitlik (5.30) ise üssel oranlı erişim kuralı olmaktadır.

Erişim kuralı yaklaşımı sadece erişim şartını kurmakla kalmaz, diğer yandan erişme safhası boyunca sistemin dinamik karakteristiklerini de belirler. Bu yaklaşımın ilave üstünlükleri arasında KKK'un çözümünü basitleştirmesi ve ileride ele alınacak olan çatırtı probleminin hafifletilmesi için bir ölçek olması sayılabilir [104].

5.6. Kontrol İşaretinin Belirlenmesi

DYK sistemlerinde kontrol işareti, kayma kipine geçişi ve kayma kipinde kalmayı sağlayacak anahtarlama bileşen barındıran bir fonksiyondur. Bu tür bir kontrol kuralının belirlenmesi için kullanılan dört yöntem sunulacaktır.

5.6.1. Röle Kontrolü

Bu yöntemde, kontrol vektörünün her bileşeni röle biçimindedir. Röle kazancı sabit veya durum değişkenlerine bağımlı olabilir.

$$\begin{aligned} \dot{s}_i(x) > 0 \quad \text{ise} \quad u_i(x) &= k_i^+ \\ \dot{s}_i(x) < 0 \quad \text{ise} \quad u_i(x) &= k_i^- \quad i = 1, \dots, m \end{aligned} \quad (5.31)$$

k_i^+ ve k_i^- değerleri istenen erişim şartını sağlayacak şekilde seçilir. Bu değerlerin belirlenmesi sistem yapısı için bir ön atama yapılması demektir [88].

5.6.2. Anahtarlama Kazançlarla Doğrusal Geribeslemeli Kontrol

$$\begin{aligned} \text{Bu yöntemde kontrol işareti,} \\ u(x) = \psi(x) \cdot x \end{aligned} \quad (5.32)$$

şeklinde yazılır. Burada $\psi = [\psi_{ij}(x)]$, $m \times n$ boyutlu durum değişkenlerine bağlı kazançlardan oluşan bir matristir. Bu kazançlar için tercih edilen bir yapı,

$$\begin{aligned} s_i(x) \cdot x_j > 0 \quad \text{ise} \quad \psi_{ij}(x) &= \alpha_{ij} \\ s_i(x) \cdot x_j < 0 \quad \text{ise} \quad \psi_{ij}(x) &= \beta_{ij} \end{aligned} \quad \begin{cases} i = 1, \dots, m \\ j = 1, \dots, n \end{cases} \quad (5.33)$$

olarak yazılmasıdır. α_{ij} ve β_{ij} parametreleri istenen erişim şartını sağlamak üzere seçilir. Problemin amacına göre (5.33) eşitliğinin ayrıntıları ele alındığında sistem yapısı için ön atama yapılmış olacaktır. Erişim kuralı yaklaşımı bu yöntemi kapsayan daha genel ve daha kolay bir yöntemdir [88].

5.6.3. Eşdeğer Kontrolün Genişletilmesi

Bu yöntemde DYK kontrol işareti

$$u = u_e + \Delta u \quad (5.34)$$

biçiminde yazılır. Burada u_e eşdeğer kayma kipli kontrol olup, Δu ise erişim şartını sağlamak için eklenen bileşendir. Δu bileşeni için yaygın olarak röle kontrolü kullanılır [88].

5.6.4. Erişim Kuralı Kontrolör

Bu yöntemde kontrol işareti, doğrudan eşitlik (5.28) ile belirlenen erişim kuralı ile çözülür.

$$\dot{s}(\mathbf{X}) = \frac{\partial s}{\partial \mathbf{X}}(\mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}u) = -q \cdot s - \varepsilon \cdot \text{sgn}(s) \quad (5.35)$$

Yukarıdaki eşitlik kolayca çözülerek,

$$u(\mathbf{X}) = -\left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{B}\right)^{-1} \cdot \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{A}\mathbf{X} + q \cdot s + \varepsilon \cdot \text{sgn}(s)\right) \quad (5.36)$$

kontrol işaretinin ifadesi çıkarılır.

5.7. Kayma Kipli Kontrolün Özellikleri

Bir KKK sisteminin tüm cevabı farklı kiplerden oluşan üç safhadan ibarettir:

1. Erişme kipi
2. Kayma kipi
3. Sürekli durum kipi

Burada bir sistemin sürekli durumu, özel bir durum olarak sabit durum değerinde sistemin son periyodik durumu olarak tanımlanmaktadır. Sürekli durumun; sıfır-hata durumu, sabit-hata (offset) durumu ve limit-çevrim gibi farklı şekilleri de vardır.

Tüm fiziksel aktüatörlerde sınırlı gecikmeler doğal olduğundan kayma ve sürekli durum kipleri, daima dikkati çekebilecek çatırtıyla meydana gelmektedir [94]. Bu nedenle bir KKK sisteminin performansı değerlendirilirken cevap karakteristiklerine, dayanıklılığına ve çatırtının şiddetine bakılır.

Erişme kipinin karakteristiklerinin tam olarak bilinebilmesi erişim kuralı sayesinde mümkün olabilmektedir. Öyle ki anahtarlama fonksiyonunun dinamiğini ifade eden diferansiyel denklem üzerinden izlenecek yörünge ve bir başlangıç değerinden kayma yüzeyine ne kadar sürede erişileceği bulunabilmektedir [104].

Doğrusal sistemler için kayma kipinin davranışı Bölüm 5.2’de tartışılmıştır. Ortaya çıkan sonuçlardan birisi, arzulanan kayma kipi dinamiğinin, anahtarlama fonksiyonunun uygun tasarımıyla başarılabileceği olmuştur. Burada, özellikle kayma kipinin bir diğer önemli karakteristiği olan modelleme hatalarına ve bozuculara dayanıklı veya duyarsız olması üzerinde durulmalıdır.

5.7.1. Kayma Kipinin Özellikleri

Dayanıklılık, KKK sistemlerinin en ayırt edici özelliğidir. Doğrusal veya doğrusal olmayan yüksek mertebeli bir diferansiyel denklemle gösterilen bir sistem için, kayma kipinin diferansiyel denklemi, modelleme hataları ve harici bozucuların etkisinden tümüyle bağımsız olabilir. Böylece kayma kipi için, parametre belirsizliğine ve bozuculara karşı “değişmez” (dayanıklılıktan daha iyi) olduğu söylenebilmektedir [88]. Değişmezlik özelliğinin oluşması için bazı karşılama şartlarının sağlanması gerekmektedir.

Eşitlik 5.37’deki gibi genel bir doğrusal sistemi göz önüne alalım:

$$\dot{\mathbf{X}} = (\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A})\mathbf{X} + \mathbf{B}u + \mathbf{f}(t) \quad (5.37)$$

Burada, $\Delta\mathbf{A}$ modelleme hatası veya parametre belirsizliğini, $\mathbf{f}(t)$ harici bozucuyu göstermektedir. Eğer aşağıdaki karşılama şartlarını sağlayan $\Delta\tilde{\mathbf{A}}$, $\tilde{\mathbf{f}}(t)$ mevcut ise,

$$\Delta\mathbf{A} = \mathbf{B}\Delta\tilde{\mathbf{A}} \text{ ve } \mathbf{f}(t) = \mathbf{B}\tilde{\mathbf{f}} \quad (5.38)$$

kayma kipinin değişmez olduğu söylenir. Burada üzerinde $\sim$ işareti bulunan değişkenler, belirsizlik veya bozucu büyüklüklerinin karşılama şartını sağlayan eşdeğerlerini göstermektedir. (5.38) ifadesinden, fiziksel olarak, tüm modelleme hataları ve bozucuların sisteme kontrol kanalından geldiği anlamı çıkmaktadır.

Aynı sonuç doğrusal olmayan sistemler için genişletilecek olursa,

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}(\mathbf{X}) + \Delta\mathbf{A}(\mathbf{X}) + \mathbf{B}(\mathbf{X})u + \mathbf{f}(\mathbf{X}, t) \quad (5.39)$$

ifadesi yazılabilir [103]. Gerçekte karşılaşılabilen $\mathbf{B}$ matrisinde oluşan sapmalar da göz önüne alınarak,

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}(\mathbf{X}, t) + \Delta\mathbf{A}(\mathbf{X}, \mathbf{p}, t) + \mathbf{B}(\mathbf{X})u + \Delta\mathbf{B}(\mathbf{X}, \mathbf{p}, t)u + \mathbf{f}(\mathbf{X}, \mathbf{p}, t) \quad (5.40)$$

denklemleri yazılır. Burada $\mathbf{p}$, bir belirsiz parametre vektörüdür. Eğer $\Delta\tilde{\mathbf{A}}$, $\Delta\tilde{\mathbf{B}}$ ve $\tilde{\mathbf{f}}$ için aşağıdaki karşılama şartları,

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{A}(\mathbf{X}, \mathbf{p}, t) &= \mathbf{B}(\mathbf{X}, t)\Delta\tilde{\mathbf{A}}(\mathbf{X}, \mathbf{p}, t) \\ \Delta\mathbf{B}(\mathbf{X}, \mathbf{p}, t) &= \mathbf{B}(\mathbf{X}, t)\Delta\tilde{\mathbf{B}}(\mathbf{X}, \mathbf{p}, t) \\ \mathbf{f}(\mathbf{X}, \mathbf{p}, t) &= \mathbf{B}(\mathbf{X}, t)\tilde{\mathbf{f}}(\mathbf{X}, \mathbf{p}, t) \end{aligned} \quad (5.41)$$

sağlanıyorsa değişmezliğin devam edeceği kaynak [104]’de gösterilmiştir.

5.7.2. Kayma ve Sürekli Durum Kiplerinde Çatırtı Problemi

KKK sistemlerinin analiz ve tasarımının altında yatan kabullerden biri de kontrol işaretinin sonsuz hızda bir değerden diğerine anahtarlanabileceğidir. Ancak pratik sistemlerde, çoğu KKK tasarımında gerekli olan bu yüksek anahtarlama özelliğine sahip kontrol işaretini üretmek imkânsızdır [88]. Gerçekleştirilen ilk uygulamalarından bu yana, bazı kayma kipli

kontrolörlerin işitilebilir gürültüler doğurması, kontrol mühendislerini rahatsız etmiştir. Bu gürültülerin kaynağı, iyi bilinen ve çözümü için önemli araştırmalar yapılan çatırtı problemidir. Ancak burada önemli bir tanımlamaya vurgu yapmak gereklidir. Anahtarlamanın kendisi doğal bir olay olarak görülür, öyle ki ideal KKK tasarımında frekansı sonsuza giden bir anahtarlama arzu edilir. Çatırtı probleminden kastedilen, sistem durumlarında meydana gelen, frekansı ve genliği sınırlı salınımlardır [98]. Bu da gerçek fiziksel sistemlerin özelliklerinden kaynaklanmaktadır.

Çatırtı sebeplerinden birincisi, kontrol büyüklüğünün hesaplanması için sınırlı gecikmelerin araya girmesidir. Sayısal gerçeklemlerde örnekleme oranlarının sınırlı olması ayırıklaştırma çatırtısını doğurur. İkinci bir sebep ise algılayıcılar ve aktüatörlerdeki fiziksel sınırlamalar veya modellenmemiş dinamiklerdir. Aslında bu bileşenler, ana sistemin dinamiğine oranla genel olarak oldukça hızlı olduğundan modelleme sürecinde ihmal edilirler. İdeal KKK, sonsuz hızda olduğundan tüm dinamiklerin modellenmesi daha mantıklı olabilirdi. Yine de, çatırtı probleminin önemli bir kaynağı olan bu dinamiklerin modellenmesi, çatırtının çözümü için bir ön şart oluşturmamaktadır [98].

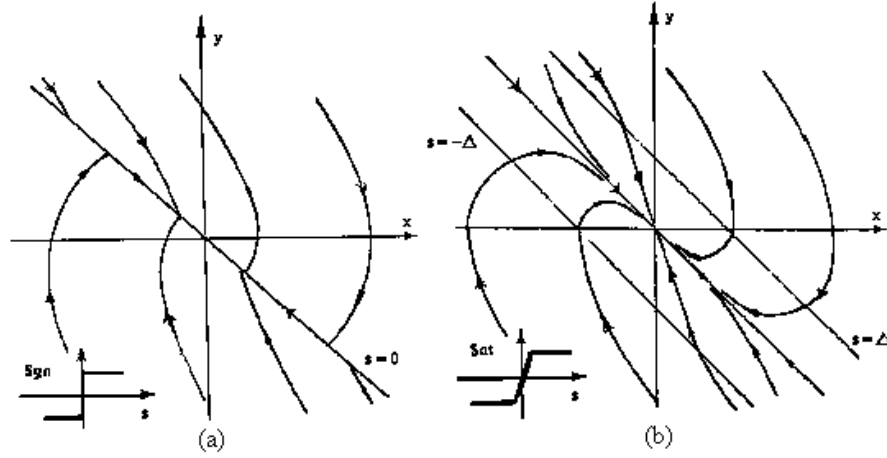
Çatırtı probleminin oluşmasına bir örnek olarak, genellikle sistem girişinin akım olarak kabul edildiği DA servo-motor kontrol tasarımı verilebilir. Sargı indüktansları nedeniyle akımı sonsuz hızda anahtarlama mümkün değildir. Kontrol işaretini sonsuz hızda anahtarlama mümkün olmadığı için, KKK sistemlerinin kayma ve sürekli durum kiplerinde çatırtı daima ortaya çıkacaktır. Sürekli durumda çatırtı, arzulanan denge noktası etrafında yüksek frekanslı salınımlar şeklinde ortaya çıkar. Ayrıca, sistemin modellenmemiş yüksek frekanslı dinamiklerini uyaran bir kaynak olarak görev yapabilir [105,108].

5.7.2.1. Çatırtıya Karşı Süreklileştirme Yaklaşımı

Çatırtı istenmese de hemen her zaman oluşan ve tasarımda tedbiri alınması gerektiğinden, üzerinde önemli araştırmalar yapılmış, kaldırılmasına veya düşürülmesine çalışılmıştır [109-111]. Burada, bunlardan en yaygın ve bilinen bir çözüm olan süreklileştirme yaklaşımına, ayrıca diğer yeni ve etkin bir yaklaşıma değinilecektir.

Çoğu KKK sisteminin tasarımında kontrol büyüklüğünün hesaplanması için sisteme etkisi Şekil 5.5.(a)'daki gibi olan röle tipi bileşenler bulunmaktadır. İdeal röle karakteristiğinin pratik gerçeklemleri imkânsız olunca, çatırtıyı düşüren bir yaklaşım olarak, Şekil 5.(b)'de etkisi görülen doymalı tipte bir röle veya süreklileştirilmiş bir yaklaşımı yerine konulabilir [111, 112]. Bu takdirde durum uzayında, anahtarlama yüzeyi etrafında bir sınırlayıcı tabaka oluşacaktır. Sistem yörüngesi sınırlayıcı tabaka içinde bulunduğu zaman kontrol büyüklüğü, anahtarlama

fonksiyonunun süreklileştirilmiş bir yaklaşımı olmaktadır. Bu durum, kayma yüzeyi civarında yüksek kazançlı kontrol oluşması diye yorumlanabilir.



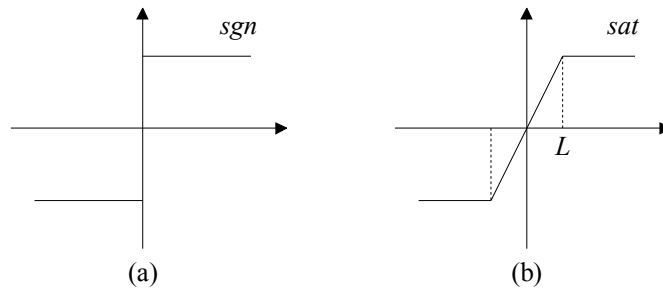
Şekil 5.5 (a) Kayma ve (b) yarı-kayma kipleri

Süreklileştirme yönteminin bir sonucu değişmezliğin kaybedilmesidir. Sistem, sınırlayıcı tabakanın kalınlığının bir fonksiyonu olan bir dayanıklılığa sahip olacaktır.

Diğer bir süreklileştirme yöntemi ise, minimum-maksimum (sgn fonksiyonu) türü yerine,

$$u = \frac{C^T X}{|C^T X|} \text{ yerine } u = \frac{C^T X}{|C^T X| + \delta} \quad (5.42)$$

şeklinde bir değişikliği yapmaktır. Burada δ , kontrol işaretini süreklileştiren pozitif sabit bir sayıdır. Şekil 5.6'da gösterilen anahtarlama karakteristiklerinin kayma kipli kontrolün gerçek uygulamasındaki genel etkileri karşılaştırmalı olarak incelenmeli ve süreklileştirmenin etkisi açıklanmalıdır.



Şekil 5.6 Anahtarlama fonksiyonları

a) İdeal röle kontrolü

Şekil 5.6 (a)'da görülen bu kontrol karakteristiği aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$u(s) = \text{sgn}(s) = \begin{cases} s > 0 & \text{ise } +1 \\ s < 0 & \text{ise } -1 \end{cases}$$

Bu şekildeki kontrol işareti ideal olup $s=0$ anında anahtarlama yapmaktadır. Bu durum için kesin çözümün bulunmasıyla elde edilen faz portresi Şekil 5.5 (a) da verilmiştir. Bu durumun incelenmesinden aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir:

- $s=0$ çizgisi üzerinde ideal yani çatırtısız bir kayma kipi mevcuttur. Çünkü $s=0$ yakınlarında kontrol işareti, sonsuz hızda anahtarlanabilmektedir.
- Sürekli durum hatası bulunmamaktadır.
- Kontrol büyüklüğü, sistemi $s=0$ çizgisinde tutabildiği için değişmezlik özelliği sağlanmaktadır.

b) İdeal doymalı kontrol

En basit doymalı kontrol işareti aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$u(s) = sat(s) = \begin{cases} s > L & \text{ise } +1 \\ |s| \leq L & \text{ise } \frac{s}{L} \\ s < -L & \text{ise } -1 \end{cases} \quad (5.43)$$

Burada $L>0$ olup $\pm L$ sınırlayıcı tabakaya giriş için eşik değerleri olmaktadır. Sınırlayıcı tabakanın dışında kontrol işareti ideal röleyle özdeş karakteristik göstermektedir. Sınırlayıcı tabaka içinde ise yüksek kazançlı doğrusal bir kontrol halini almaktadır. Sonuç olarak sistemin yörüngesi sınırlayıcı tabakanın içine sürülecektir fakat $s=0$ çizgisini izlemeye zorlanamayacaktır. Bu durumda da sistemin tam faz portresi elde edilirse (Şekil 5.5 (b)) çıkarılacak sonuçlar şöyle sıralanabilir:

- Tam anlamıyla bir kayma kipi mevcut değildir. Çünkü sistem yörüngesi, $s=0$ yüzeyinde kalmak üzere zorlanmamaktadır.
- Sınırlayıcı tabaka içinde sürekli bir kontrol kullanıldığı için çatırtı oluşmaz.
- Bozucular bulunmaması kaydıyla, sürekli durum hatası yoktur.
- Değişmezlik özelliği mevcut değildir.

Sistem dinamiğindeki belirsizlik derecesini karşılamak için sınırlayıcı tabaka kalınlığının uyarlamalı şekilde ayarlanması tarzında sınırlayıcı tabaka yaklaşımının daha geliştirildiği başka çalışmalar da yapılmıştır [113].

5.7.2.2. Çatırtıya karşı değişken oran kullanılması

Erişim kuralının (5.28) içinde yer alan q ve ε parametreleri veya (5.34) eşdeğer kontrol ifadesindeki Δu bileşeninin katsayısı ayarlanarak çatırtı düşürülebilir.

Literatürde röle kontrolünün katsayısı olarak sabit değer yerine değişken oranlı değer kullanıldığı farklı çatırtı giderme yaklaşımları bulunmaktadır. Örneğin, (5.8–10) eşitliklerine göre anahtarlama fonksiyonu $s(\mathbf{X}) = C\mathbf{X}$ olmak üzere, (5.34) ifadesi için,

$$u = u_e + \Delta u = -(CB)^{-1} \cdot (CAX + k \cdot |C| \cdot |X| \cdot \text{sign}(s)), \quad k > 0 \quad (5.44)$$

yazılması, yani hata veya durum matrisinin mutlak değerine bağımlı bir anahtarlama bileşenin kullanılması önerilmiştir [114-116]. Bu yaklaşıma benzer şekilde erişim kurallı kontrolöre ait eşitlik (5.27) ifadesi için

$$u(X) = -(CB)^{-1} \cdot (CAX + q \cdot s + k \cdot |C| \cdot |X| \cdot \text{sgn}(s)) \quad k > 0 \quad (5.45)$$

değişken oranlı erişim kuralı kullanılması bu çalışmada önerilmektedir.

6. GENETİK ALGORİTMA İLE OPTİMİZASYON

6.1. Genetik Algoritmaya Giriş

Kayma Kipli Kontrol yönteminin stratejisi, seçilen kayma yüzeyinin gerektirdiği davranışı sağlamak üzere kontrol işareti üretmektir. Sistemden istenen performansı elde etmek amacı ile optimum kayma yüzeyinin belirlenmesi için Genetik Algoritma (GA) kullanılmaktadır. Optimum kayma yüzeyinin belirlenebilmesi için kullanılan program EK-3’de verilmektedir. Bu bölümde, genetik algoritmanın tarihçesi, esasları ve uygulamaları ile bu çalışmadaki uygulaması ele alınmaktadır.

Bu bölümde kullanılan GA yöntemine ait temel kavramlar aşağıdaki gibi sıralanabilir.

Kromozom: Araştırılan problemin çözümü için aday olan her bir bireydir. Nesli meydana getiren her birey bir kromozomdur.

Nesil (Populasyon, Gen havuzu): kromozomların (birey) oluşturduğu topluluktur.

Doğal Seçim (ayıklama): Nesildeki bireylerden hangisinin yeni nesle aktarılacağı, çaprazlanacağı ve mutasyona uğratılacağını belirleme işlemidir.

Gen: kromozomda bulunan ve tek başına anlamlı bilgi taşıyan en küçük birimdir.

Çaprazlama: Neslin seçilen bireyleri arasında karşılıklı gen değişimidir.

Mutasyon: Yeni nesilden rasgele seçilen bireyin genlerinde ortaya çıkarılan rastlantısal değişimdir.

Uygunluk (Amaç) fonksiyonu: Her bir bireyin, araştırılan problemin çözümündeki performansını değerlendirme ölçütüdür.

Elitizm: Nesildeki en iyi uygunluk değerine sahip bireyin seçim aşamasında korunarak bir sonraki nesilde birey yapılmasıdır.

Genetik algoritmalar, gerçek yaşamdaki doğal seçim ve doğal üreme kurallarına dayanır. Doğanın zorlu koşullarına uyum sağlayabilen türün yaşamlarını sürdürmesi ve uyum sağlayamamış olan türlerin ise elenmesi bir doğal seçimdir (ayıklama) [117]. Seçilen bu türün bireyleri çiftleşerek yeni nesil meydana getirirler. Bu süreçte bireylerin genleri, başka genlerle birleşir, değişir ve yeni genleri oluştururlar. Genetik algoritmalar, hayatın bu iki olgusunu birleştirerek en iyiyi (optimal noktayı) arama yöntemidir. Burada önce çözüm uzayına rasgele yayılmış başlangıç noktaları atanır. Çözüm uzayına atanan bu başlangıç değerleri, kromozomları temsil edecek şekilde kodlanmış sayılardır. Bu başlangıç noktalarının uygunluk (hedef) fonksiyon ölçütü dikkate alınarak doğal seçim sonucunda, en uygun üyelere sonraki nesle gen aktarımı için daha fazla şans tanınarak yeni nesil üretilir. GA olasılık esaslı olmasına karşın buradaki rasgelelik klasik anlamından çok farklıdır [118].

Genetik algoritmaların bilgisayar ortamındaki ilk çalışmaları 1960'lı yıllara dayanmaktadır. Ancak bu çalışmalarda yeni gen elde etme işlemi için mutasyonun çok ön plana çıkarılması ve çiftleşmenin etkisi geri plana atıldığından başarılı olamamış ve tatmin edici sonuçlara ulaşamamıştır [120].

Aynı yıllarda GA'nın kurucusu olan John H. Holland, arkadaşları ve öğrencileri ile uyum sürecinin matematiksel tanımlamaları üzerinde çalışmakta iken gen gruplarının yeniden bir araya getirilmesinin uyum sürecinde önemli yeri olduğunu keşfetti. Holland 1960'ların ortalarında, evrim sürecine uyarlamak için çiftleşme ve mutasyon işlemlerinin kullanıldığı GA tekniğini geliştirdi [119]. Bunun ardından bilgisayar çalışmaları için genetik kodlama yöntemleri üzerinde çalışmalar sürdürüldü. 1975 yılında "doğal ve yapay sistemlerde adaptasyon" isimli kitap ile mutasyon, çiftleşme ve seçim gibi işlemlere dayalı genetik algoritmaların bir arada kullanımı gösterildi. Bu yöntemin yaygın olarak kullanılmaya başlanması ise Illinois Üniversitesi'nden Prof. David Goldberg sayesinde olmuştur [120].

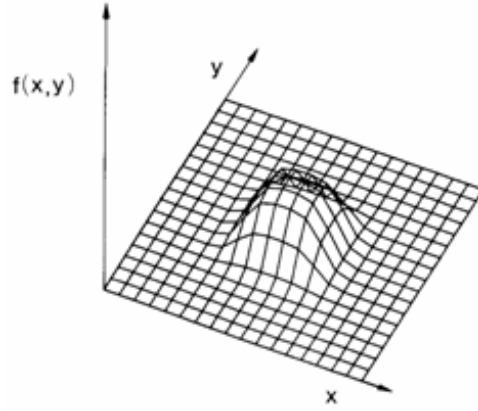
6.2. Genetik Algoritmalar ve Diğer Arama Yöntemleri

GA'lar farklı alt kümeler ile biyolojik gelişimi temsil edecek şekilde çok karmaşık olan hedef fonksiyonlarını modellemek için kullanılırlar. Nesil oluşturma, doğal seçim, üreme ve mutasyon gibi işlemler kullanan ve rasgeleliğin öne çıktığı en iyinin belirlenmesi yönteminin diğer en iyileme yöntemleri ile karşılaştırmak için önce geleneksel arama yöntemlerini ele almak gerekir. Geleneksel en iyi arama yöntemleri, sistematik hesaba dayalı, listeli ve rastlantısal olarak üç gruba ayrılabilir [121].

Üzerinde bir çok çalışma yapılmış olan hesaba dayalı yöntemler doğrudan ve dolaylı arama olarak ikiye ayrılırlar. Dolaylı yöntem uygunluk fonksiyonunun Gradyanının sıfıra eşitlenerek elde edilecek doğrusal olmayan denklem takımının çözümüne dayanır. Şekil 6.1 'de n-parçalı yüzey üzerindeki yerel maksimum gösterilmektedir. Arama bir tepe veya bir çukur olması muhtemel olan her yöndeki türevi sıfıra yakın noktalar civarında yapılır. Doğrudan arama yöntemleri ise yerel türevlerin değerlerine bakılıp uygun yönde tahmini ilerlemeler yaparak arama sürdürülür. Bu arama yöntemine tepe tırmanma (hill-climbing) denmektedir [122]. Bulunulan nokta civarındaki komşu noktaların uygunluk fonksiyonunda en iyi değeri yeni başlangıç noktası olarak seçilir. Aynı işlemler bu nokta içinde gerçekleştirilerek en dik eğimli yönde işlem akışı sürdürülür. Bu arama işlemi daha ileriye gidilemeyecek bir zirveye kadar devam eder. Bu zirve yerel optimum nokta olarak tanımlanır.

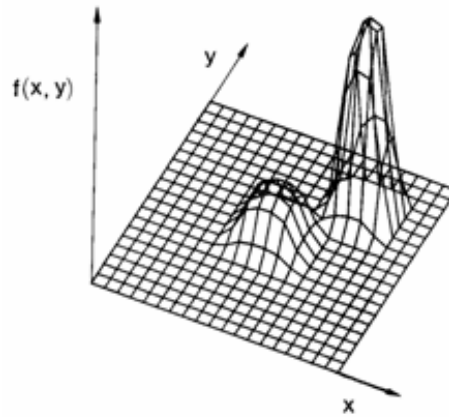
Bu yöntemin en büyük eksikliği, araştırmanın başlangıç şartlarına bağımlı olmasıdır. Araştırmaya başlanan hareket noktasına en yakınındaki yerel zirvenin optimum olarak seçilmesidir. Örneğin, Şekil 6.1 'de gösterilen, tek tepe noktalı arama uzayında yapılan bir

aramada yerel maksimum olarak bulunan nokta araştırmanın yapıldığı uzayında maksimum noktası olacaktır.



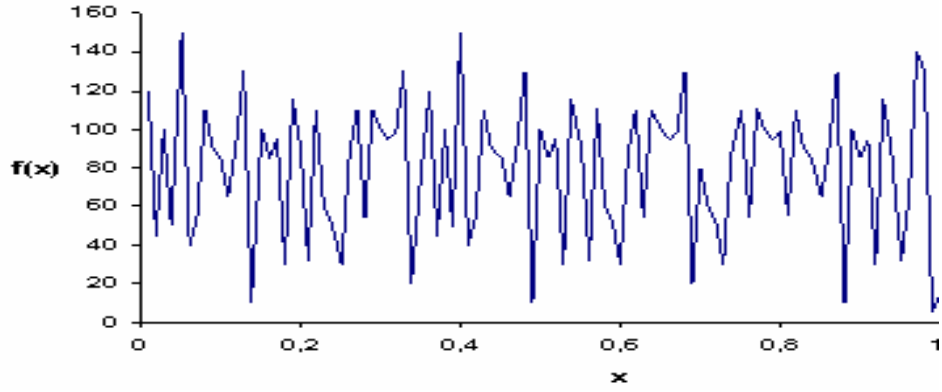
Şekil 6.1 Tek tepe noktalı uzay

Ancak Şekil 6.2.'de verilmiş olan çok tepeli bir arama uzayında aramaya alçak tepenin yanından aramaya başlanırsa, en iyi nokta olarak alçak tepenin üzerinde kalınacaktır. Halbuki bulunacak bu noktadan daha iyi bir nokta vardır ve aynı zamanda daha yüksek olan ikinci tepe noktasıdır. Buna bir çözüm olarak, rasgele seçilmiş başka bir noktadan tekrar başlanabilir. Şekil 6.1. deki gibi tek tepe noktalı fonksiyonlar hesaba dayalı arama yöntemleri için kolay olmasına rağmen Şekil 6.2.'deki gibi fonksiyonlarında hangi tepeye tırmanılacağı ayrı bir problemdir.



Şekil 6.2 Çok tepe noktalı uzay [122]

Diğer yandan sistematik hesaplama dayalı yöntemlerin uygunluk fonksiyonunun türevine gereksinim duymalarıdır. Ancak gerçekte yapılan inceleme süreksizlik içeren ve Şekil 6.3'deki gibi gürültü içerdiği için birden fazla çok tepe değerine sahip olabilmektedir. Bu nedenle sistematik hesaba dayalı yöntemler sınırlı uygulamalarda kullanışlıdır [122].



Şekil 6.3 Parazit içeren bir uygunluk fonksiyonu [120]

Listeli yaklaşımdaki temel düşünce, sınırlı veya ayrıştırılabilir bir çözüm uzayındaki noktaların uygunluk fonksiyon değerlerine bakıp ona göre yeni noktaların bulunmasıdır. Ancak bu tip arama yöntemlerinin dezavantajı pratikte arama uzayının geniş olması ve bundan dolayı noktaların birer birer ele alınmasının mümkün olamamasıdır. Bu yöntemin en çok çalışılan bir dalı olan dinamik programlama yönteminde bile orta seviyedeki karmaşıklığa sahip bir problemin çözümünde başarı sağlanamamaktadır [121].

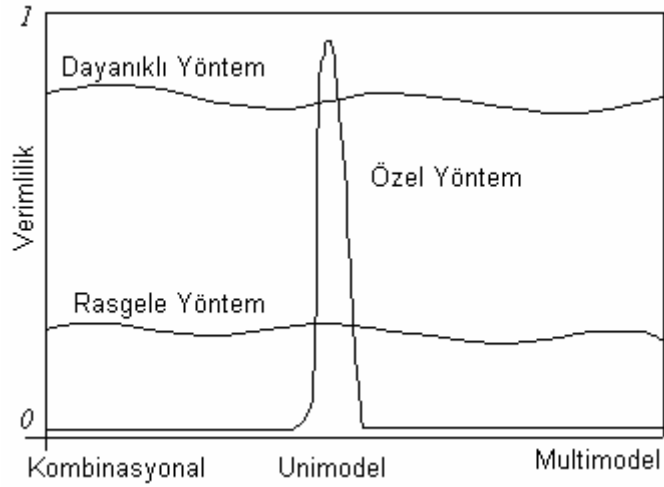
Diğer arama yöntemlerinin bu zayıf yönlerinden dolayı rasgele arama yöntemleri artan bir ilgiyle sahip olmuştur. Ancak rasgele bir yönde tepe tırmanma veya rasgele noktalar seçerek bunların uygunluk fonksiyonlarını bulma gibi yaklaşımlar etkin olmadıkları için rasgele arama yöntemlerinin dışında tutulmalıdır. Genetik algoritmalar, bu gibi rasgele arama yöntemlerinden farklı olarak, olasılığı, kodlanmış parametre uzayında işlem yapmada bir araç olarak kullanırlar. Bir arama algoritmasında olasılığı kullanmak başta şaşırtıcı gelse de doğada bunun sayısız örneği bulunmaktadır [122].

Şekil 6.4’de kullanılabilecek çeşitli yöntemlerin problem tipine göre verimlilikleri görülmektedir. Türevsel yöntemler dar bir alanda olan problem sınıfı için iyi sonuç verir. Ancak diğer problemler için kullanıldıklarında verimlilikleri çok düşmektedir. Listeli veya rasgele arama yöntemleri bütün spektrum için yeterli verimliliğe sahip değildir. Dayanıklı yöntemler bütün spektrum için yeterli verimliliğe sahiptir.

Genetik algoritmaların (Bundan sonra GA ile gösterilecektir) temel özellikleri, aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- GA parametrelerin kendileri ile değil parametrelerin kodlanmış karşılıklarını kullanır.
- GA arama işlemini tek bir nokta ile değil noktalar topluluğu ile yürütür.
- GA türev ve daha farklı bilgileri değil sadece uygunluk fonksiyonunu kullanır.
- Çok fazla sayıda değişkenle en iyiyi arama işlemi yapabilir.
- Paralel hesaplamalara uygundur.

- GA deterministik kurallı değil, olasılık kurallıdır [118].

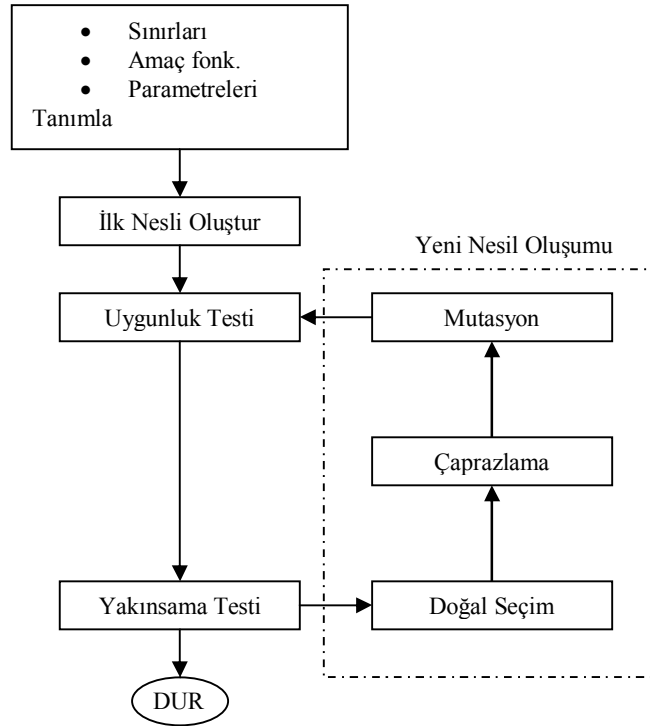


Şekil 6.4. Farklı arama yöntemlerinin verimlilikleri [120]

Genetik algoritma bir veri gurubundan özel bir veriyi bulmak için kullanılır. Bu özelliği ile ideal bir optimizasyon metodudur. Doğal süreçteki en iyinin yaşaması ve zayıf olanın elenmesi kuralına bağlı olarak, algoritma sürekli iyileşen çözümler üretir. Kötü olan çözümler ise elenir [123]. Olasılık kurallı olması nedeniyle aynı problem için aynı GA modeli ile en iyinin araştırması yapılması durumunda her defasında farklı sonuçlar verebilir. Diğer hesaba dayalı yöntemler ve listeleme yöntemleri için durum böyle değildir. Aynı model ve değerlerde aynı sonuca ulaşılır. GA 'lar arama ve optimizasyon için sezgisel yöntemlerdir. Genetik algoritmalar geniş arama algoritmalarının aksine, en iyiyi seçmek için tüm farklı durumları üretmez. Bundan dolayı, mükemmel çözüme ulaşamayabilir. Fakat zaman kısıtlamalarını hesaba katan en yakın çözümlerden biridir [118].

6.3. Genetik Algoritmanın İşleyişi

Genetik algoritmaların genel olarak işleyişi Şekil 6.5'de gösterilmektedir. Şekilden de görüleceği gibi aşamalar; başlangıç değerlerinin oluşumu, ilk neslin tayini, uygunluk ve yakınsama testinden sonra yeni neslin oluşturulması aşamalarından ibarettir. Bu döngü yakınsama testinin doğru olmasına kadar devam eder. Yeni neslin oluşturulması doğal seçim (Kopyalama) çaprazlama ve mutasyon olmak üzere üç aşamadan meydana gelmektedir. Bu aşamalardan doğal seçim, evrimsel süreç olarak da adlandırılır iken çaprazlama ve mutasyon ise genetik işlem olarak ifade edilebilmektedir.



Şekil 6.5 Basit bir GA algoritmasının blok diyagramı

6.3.1. Kodlama

Problemin olası çözümü olan bireyler GA'ya başlarken, gen ve kromozomlardan oluşan belirli şekillerde kodlanırlar [120]. Problem türüne göre değişik kodlamalar gerçekleştirilebilir.

a) İkili (Binary) kodlama: GA ile yapılan ilk çalışmalarda ikili kodlama kullanıldığı için en yaygın kullanılan kodlama yöntemidir. Bu kodlama yönteminde her birey "0" ve "1" bitlerinden oluşan bir dizi olarak kodlanır. Bu yöntem parametre optimizasyonu veya belli bir uzaya belirli şekil ve hacmi olan nesnelerin optimum yerleştirilmesi için kullanılabilir.

b) Dizilim (Permutasyon) kodlama: Bu yöntemde ikili kodlamadan farklı olarak bireyin temsil edildiği dizi reel sayılardan oluşturulur. Bu sayılar bir iş akışı veya bir hedefe giderken kullanılabilecek farklı nokta geçişlerinde alternatif yollar olması durumunda en kısa yolu bulmak için kullanılırlar. Buradaki birey geni hedefe giderken kullanılacak noktaların sırasını verecek şekilde tasarlanırlar.

c) Reel kodlama: İkilik tabandaki kodlamanın karmaşıklığı artırdığı yerlerde tercih edilir. Örneğin bir yapay sinir ağının girişlerindeki ağırlıklandırma optimizasyonunda kullanılmaktadır. Ancak bu kodlama türünün kullanılması halinde çaprazlama ve mutasyon tanımlamalarının bu yapıya uygun şekilde tanımlanması gerekmektedir.

d) Ağaç Kodlama: Genetik programlama için gereken ifadelerin daha kolay gerçekleştirilmesi ve geliştirilmesi için tercih edilen bir yöntemdir. Her bireydeki genler

programlama dilindeki bir fonksiyon ya da komut ile ifade edilir. Çaprazlama ve mutasyon durumunda ağaç yapı nedeniyle bireylerin bölünmesi ve parçalanması kolaylaşır.

6.3.2. Başlangıç Nesli

Optimize edilecek parametreleri ifade eden bireylerin kodlama seçiminden sonra, iş bireylerin bir araya geldiği başlangıç neslini oluşturmaya gelmiştir. Başlangıç neslinin oluşturulması için ikili kodlama kullanılması durumunda elemanları 0 ve 1'ler olan bir nesil elde edilir [124]. Bu neslin büyüklüğü optimizasyon çözümü aranan uygunluk fonksiyonunun değişken sayısına, değişkenlerin değer aralığına ve değişim aralığında öngörülen eleman sayısına bağlıdır. Bu ilk nesil genelde rasgele oluşturulur. Ardından Şekil 6.5'de gösterildiği gibi bu neslin elemanlarına uygunluk testinin uygulanması gelmektedir.

6.3.3. Uygunluk Testi

Uygunluk fonksiyonu, bir amaç fonksiyonu ve ceza fonksiyonu olarak çözüme ilişkin sistem parametrelerini ilişkilendirir. Bu fonksiyon matematiksel veya deneysel olabilir. Örneğin banyo küveti doldurulurken farkında olmadan optimizasyon yapılır. Giriş parametreleri, sıcak ve soğuk su çeşmeleridir. Amaç fonksiyonu deneysel sonuçlardır. Çünkü el, suyun içine sokularak suyun sıcaklığı ayarlanır [125]. Bir nesildeki tüm bireylerin aranan problem için aranan çözüm olma seviyesini anlamak için uygunluk fonksiyonu ölçütü yüksek olanın belirlenmesi işlemine uygunluk testi denmektedir.

Burada ki amaç veya ceza fonksiyonu bir veya birden fazla parametreyi içerebilir. Amaç ve ceza fonksiyonuna giren parametre sayısının artması GA'nın sonuca gitme süresini (iterasyonu) artırmaktadır. Bu parametreler bağımlı parametreler ise, optimizasyon algoritmaları için özel problemler meydana getirir. Çünkü bir parametrenin değişimi diğer parametreleri de etkileyecektir. GA literatüründe parametre etkileşimi, "epistasis" olarak adlandırılır. Biyolojide epistasis, genlerin birbirini etkilemesi olarak tanımlanır. Epistasis çok az olursa, minimum araştırma algoritmaları iyi sonuçlar üretir. GA'da Epistasis orta ve yüksek derecede olursa iyi sonuç vermektedir, çok yüksek veya çok düşük olursa iyi sonuç vermemektedir [123,125].

6.3.4. Doğal Seçim

Doğal seçim işlemi, her yeni nesil oluşumunun ilk adımıdır. Buna üremede denebilmektedir [122]. Temel kıstas, en uygun bireylerin genlerini bir sonraki nesle aktararak devam edebilmeleri ve uygunluğu düşük olan bireylerin ise genini devam ettirme şansının

düşük olmasıdır. Bu işlem aynı zamanda bir doğal ayıklamadır. Genetik algoritma ile optimizasyon yapıldığında en iyi veya en uygun birey, uygunluk fonksiyonu değeri en büyük olan birey demektir. Elitizm operatörünün kullanılması ile neslin en iyi uygunluk fonksiyonu değerine sahip olan bireyin bir sonraki nesilde yer almasını garanti etmek amacı için bu değer belirlenir ve korunur [126,127]. Yeni oluşturulan nesil de ilk olarak kopyalanırlar. Böylece en uygun çözüme sahip olan birey bir sonraki jenerasyonda yaşamını sürdürebilmeleri garanti edilmiş olur [128]. Yeni nesle geçiş için farklı seçim işlemleri bulunmaktadır.

6.3.4.1. Rulet Çarkı

Bu yöntemde nesle ilişkin tüm uygunluk ölçütleri toplanır ve bu toplam bireyin uygunluk ölçütüne bölündüğünde o bireyin rulet çarkı üzerindeki kaplayacağı dilim elde edilir. Ardından bu toplam değer 1 normunda tanımlanarak bireylerin uygunluk ölçütleri bu norma uyarlanır. Bilgisayar yardımı ile sıfır ile 1 arasında rasgele sayı üretilerek yeni nesil için birey seçimi gerçekleştirilir. Elit olan birey veya bireyler hariç neslin tüm üyeleri bu şekilde yeni nesli oluşturmak için seçilmiş olur.

6.3.4.2. Turnuva Yöntemi

Bu yöntemde nesil içerisinde tamamen rasgele bir grup seçilir. Seçilen bu gruptaki belirli sayıdaki en iyi birey yeni nesle aktarılır. Ancak henüz yeni nesil tamamlanmamıştır. Seçilemeyenler, yeni grup seçiminde şansları olması için yeniden eski nesle katılarak yeni grup seçimi gerçekleştirilir. Turnuva büyüklüğü, oluşturulan rasgele grup sayısı kadardır. Genelde turnuva büyüklüğü iki olarak seçilir. Bu şekilde yeni nesil birey sayısına ulaşınca kadar devam eder [129,130,123]. Böylece her bireye eşit seçilme şansı tanınmış olur.

6.3.4.3. Sıralı (Rank) Seçim

Eğer bir nesildeki uygunluk ölçütü en iyi bireyin uygunluk toplamındaki payı %90'larda ve diğerleri çok düşük ise, bu yöntem tercih edilmektedir. Bu yöntemde eski neslin bireyleri, uygunluk ölçütü en düşükten en büyüğe doğru sıralanır. İlk bireyden sonuncu bireye doğru gidildikçe azalan seçilme şansı tanıyan algoritma kurularak, düşük uygunluk ölçütü olan bireylerin seçilme şansı artırılır. Bu yöntemde sonuca gitmek için iterasyon sayısı artar [123].

6.3.5. Çaprazlama

Bir önceki nesilden yeni nesle aktarılan her birey bir ebeveyndir ve bu ebeveynler çaprazlanarak (çiftleşerek) yeni neslin elemanlarını yani çocukları üretirler. Çaprazlama, ebeveynlerinin özelliklerini taşıyan bireyleri oluşturmayı amaçlamaktadır. Bu işleme gen takası

da denmektedir. Bu işlemde amaç, ebeveynlerin genlerinin farklı kombinasyonlarından oluşan ve daha iyi çözümü sağlayacak bireylerin elde edilmesidir. Bu işlem için farklı çaprazlama yöntemleri geliştirilmiştir. İkili kodlanmış bireyler için tek noktalı, çok noktalı çaprazlama ve düzgün çaprazlama yöntemleri geliştirilmiştir [123]. Reel kodlamalı bireyler için ise ayrık çaprazlama, ara çaprazlama ve doğrusal çaprazlama yöntemleri geliştirilmiştir [131]. Ancak burada en yaygın kullanıma sahip olan ikili kodlama ele alınmaktadır.

6.3.5.1. Tek Noktalı Çaprazlama

Bu çaprazlama yönteminde bireylerin rasgele belirlenen bir noktadan sonraki genleri karşılıklı olarak yer değiştirir. Aşağıdaki örnekte iki ebeveyn den elde edilecek yeni bireyler için rasgele seçilen çaprazlama noktasının 4 olduğu kabul edilirse,

Ebeveyn (Birey)-1 = 1 0 1 0 1 0 0 1 0

Ebeveyn (Birey)-2 = 1 1 0 1 0 1 1 1 0

Çocuk (Birey)-1 = 1 0 1 0 0 1 1 1 0

Çocuk (Birey)-2 = 1 1 0 1 1 0 0 1 0

çocuklar (yeni bireyler) çaprazlama noktasından önceki genlerini ebeveynlerin birinden almışlar ise geriye kalan genlerini diğer ebeveyn den almaktadırlar.

6.3.5.2. Çok Noktalı Çaprazlama

Bu yöntemde çaprazlama için n adet nokta belirlenir ve çaprazlanacak kromozomlar bu noktalardan genlerine ayrılarak çaprazlama gerçekleştirilir. Böylece yeni nesilde daha fazla çeşitlilik elde edilerek arama uzayında daha farklı alanlarda da arama gerçekleştirilmiş olur. Yukarıdaki örnek ebeveyn için n=2 nokta 2 ve 7 olsun bu durumda yeni nesil çocuklar aşağıda gösterildiği şekilde olacaktır.

Ebeveyn (Birey)-1 = 1 0 1 0 1 0 0 1 0

Ebeveyn (Birey)-2 = 1 1 0 1 0 1 1 1 0

Çocuk (Birey)-1 = 1 0 0 1 0 1 0 1 0

Çocuk (Birey)-2 = 1 1 1 0 1 0 1 1 0

6.3.5.3. Düzgün Çaprazlama

Bu yöntemde çaprazlama yapılacak her birey çifti için bireylerin gen uzunluğunda olan ve rasgele 0 ve 1 rakamlarından oluşturulan bir yönlendirici maske (mask) oluşturulur. Bu yönlendirici maske hangi çocuğun hangi ebeveyn den gen alacağını belirler. Örneğin yönlendirici maskenin 0 olan biti birinci çocuğun birinci ebeveyn den gen alacağını ve 1 olması ise birinci çocuğun ikinci ebeveyn den gen alacağını ifade etmektedir. İkinci çocuk için tam tersi

uygulama yapılır, yani yönetici maskesinde 0 olan bit için ikinci çocuk ikinci ebeveynin genini alır iken yönetici maskede 1 biti için çocuğun birinci ebeveyninden gen alır [123]. Bu çaprazlama yöntemi aşağıdaki örnekle daha iyi anlaşılabilir.

Yönlendirici Maske = 1 1 0 1 0 1 0 1 1

Ebeveyn (Birey)-1 = 1 0 1 0 1 0 0 1 0

Ebeveyn (Birey)-2 = 1 1 0 1 0 1 1 1 0

Çocuk (Birey)-1 = 1 1 1 1 1 1 0 1 0

Çocuk (Birey)-2 = 1 0 0 0 0 0 1 1 0

6.3.6. Mutasyon

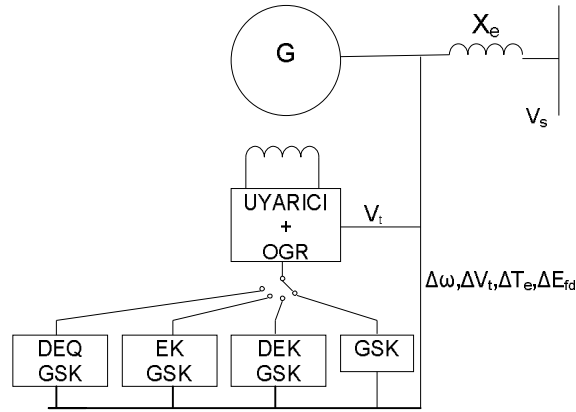
Mutasyon işlemi, çaprazlama sonrası yeni nesil elemanlarından rasgele seçilen belirli sayıdaki bireyin yine rasgele şekilde genlerinde yapılan değişikliktir. Seçilen bu bireyler ikili kodlu mutasyon yönteminde bu bireyin rasgele bir genini 0 ise 1 yapmak ya da 1 ise 0 yapmak yani ters çevirmek şeklindedir. Yeni nesilde kaç bireyin mutasyona uğratılacağı mutasyon oranı ile belirtilir. Bu oran %10'un altında ve genelde %1-5 arasında seçilir. Eğer mutasyon olmaz ise bir süre sonra aynı gen yapısına sahip bireyler elde edilir ve arama kısıtlı bir alana sıkışır. Ancak mutasyon nesilde bulunan bireylerden çok değişik çözümlerin geçekleşeceği yeni bireyler elde edilmesini sağlar. Mutasyonun ters çevirme yanında gen ekleme, yer değişikliği ve karşılıklı gen değişimi gibi farklı çeşitleri de vardır [123].

7. BENZETİM ÇALIŞMALARI

7.1. Yapılan Çalışmalar

Bu bölümde, güç sistem kararlılığını iyileştirmek için önerilen kontrolörler, bu kontrolörlerin dayandırıldığı yöntemler, bu kontrolörlerin tasarımı ve benzetimi ele alınmaktadır. Bu yöntemlerin güç sistemindeki benzetim sonuçları ve performansları grafikler ve sayısal değerlerle verilmektedir. Önerilen kararlılık iyileştirme yöntemleri kendi aralarında ve geleneksel GSK ile karşılaştırmalı olarak sunulmaktadır.

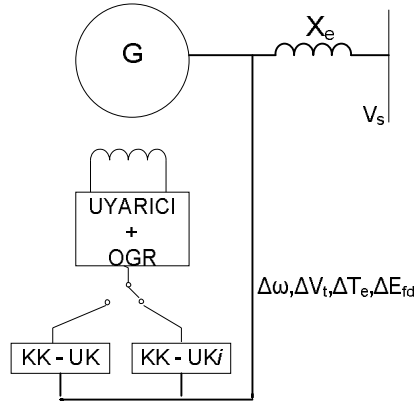
SBSG’de bir bozucu etki sonrası ortaya çıkan salınımların bastırılarak senkron generatörün kararlılığının iyileştirilmesi için önerilen yöntemler; Kayma Kipli Güç Sistem Kararlayıcıları (KK-GSK) tasarım çalışması (Şekil 7.1) ve Kayma Kipli Uyarma Kontrolörleri (KK-UK) tasarım çalışması (Şekil 7.2) olmak üzere iki başlık altında sunulmaktadır.



Şekil 7.1 GSK için yapılan çalışmaların blok gösterimi

Bu KK-UK’lerinden biri 4. bölümde anlatılan SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelin 4. dereceden durum uzay modeline dayandırılır iken diğeri 3. dereceye indirgenen durum uzay denkleminde dayandırılmaktadır. İndirgenmiş durum uzay denkleminde dayandırılan kontrolörü diğerinden ayırmak için sonuna italik küçük *i* harfi eklenmiştir. İlerleyen kısımlarda KK-GSK, KK-UK ve KK-UK*i* tasarım aşamaları detaylı anlatılmaktadır. Benzetimi yapılan yöntemlere ait performanslar, farklı bozucu ve belirsizlik çeşitleri için incelenmiştir.

Bu bölümde benzetim çalışmalarında kullanmak üzere oluşturulan SBSG basitleştirilmiş modeli ve SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelinin MATLAB/Simulink benzetimleri yapılmıştır. Tablo 7.1’de benzetim çalışmalarında kullanılan yuvarlak kutuplu senkron generatörün parametreleri verilmiştir.



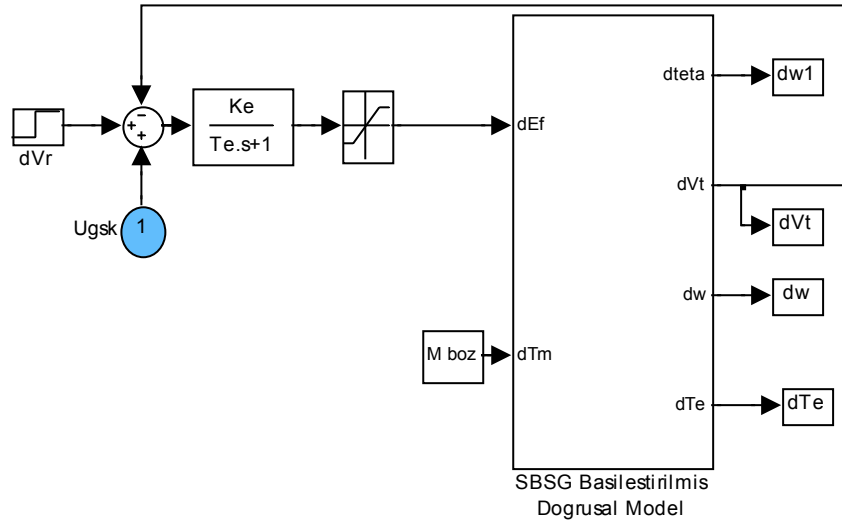
Şekil 7.2 KK - UK için yapılan çalışmaların blok gösterimi

Tablo 7.1 Benzetim çalışmalarında kullanılan yuvarlak kutuplu senkron generatörün parametreleri

$X_d (pu)$	$X_q (pu)$	$X_d' (pu)$	$r (pu)$	$X_e (pu)$	R_e	$T_{do} (sn)$	$H (sn)$
1.6	1.55	0.32	0	0.2	0	6.0	5.0

7.1.1. SBSG Basitleştirilmiş Doğrusal Modelin Benzetimi

Güç sistem kararlılığını iyileştirme ve GSK tasarımı çalışmalarında yaygın kullanıma sahip olan SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelin MATLAB/Simulink benzetim blok diyagramı Şekil 7.3’de [4,40,54,] ve bu modelin içyapısı da EK – 4.1’de verilmiştir.



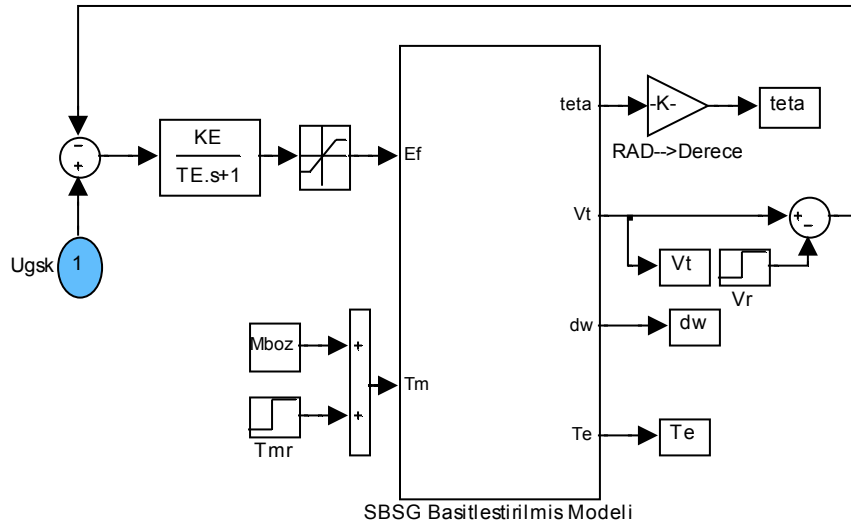
Şekil 7.3 SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelinin Simulink benzetimi

Şekil 7.3’den görüleceği gibi doğrusal modelin çıkış büyüklükleri senkron makinanın kontrolünde kullanılacak olan büyüklüklerdir. Bu büyüklüklerin çalışma noktasından yaptıkları sapma miktarları çıkıştan ölçülebilmektedir. Giriş büyüklükleri ise uyarma geriliminin sapma

değeri ve mekanik momentteki sapma miktarıdır. Uyarma girişi Bölüm 4’de anlatılan IEEE ST1A tipine uygun bir uyarma devresinden beslenmektedir. Mekanik moment girişine ise mekanik momentteki değişim ve bozucu işaretin toplamı girilmektedir. Bu modelde uyarma devresinin karşılaştırıcı girişi, gerilim referansındaki değişim, generatör uç geriliminin çalışma noktasından sapma değeri ve GSK kontrol işaretidir.

7.1.2. SBSG Basitleştirilmiş Modelin Benzetimi

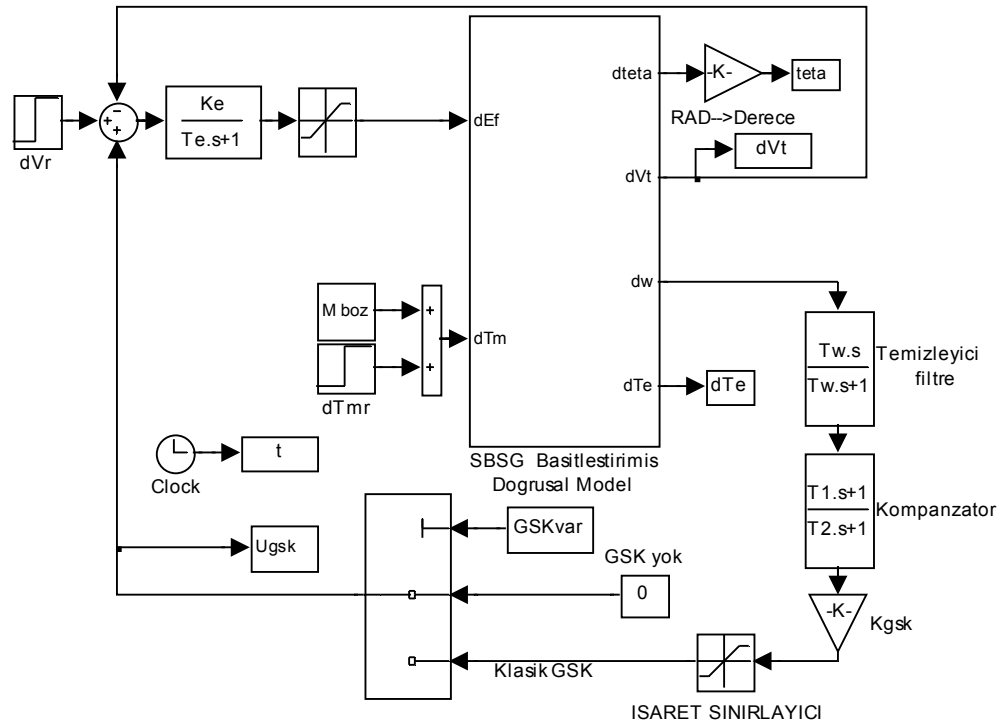
Şekil 7.4, SBSG basitleştirilmiş modelin Simulink benzetimine ait blok yapısını, OGR ve uyarma devresi ile birlikte göstermektedir. SBSG basitleştirilmiş model içyapısı Ek – 4.2’de verilmektedir. Şekil 7.4’den görüleceği gibi basitleştirilmiş modelde herhangi bir çalışma noktası etrafında doğrusallaştırma yapılmadığından model giriş ve çıkış büyüklükleri anlık değere sahip olmaktadır. GSK çalışmalarında kolaylık olması ve senkron hız çalışma noktası ile değişmediği için hız bilgisi yerine hız sapma değeri çıkış büyüklüğü olarak tercih edilmiştir.



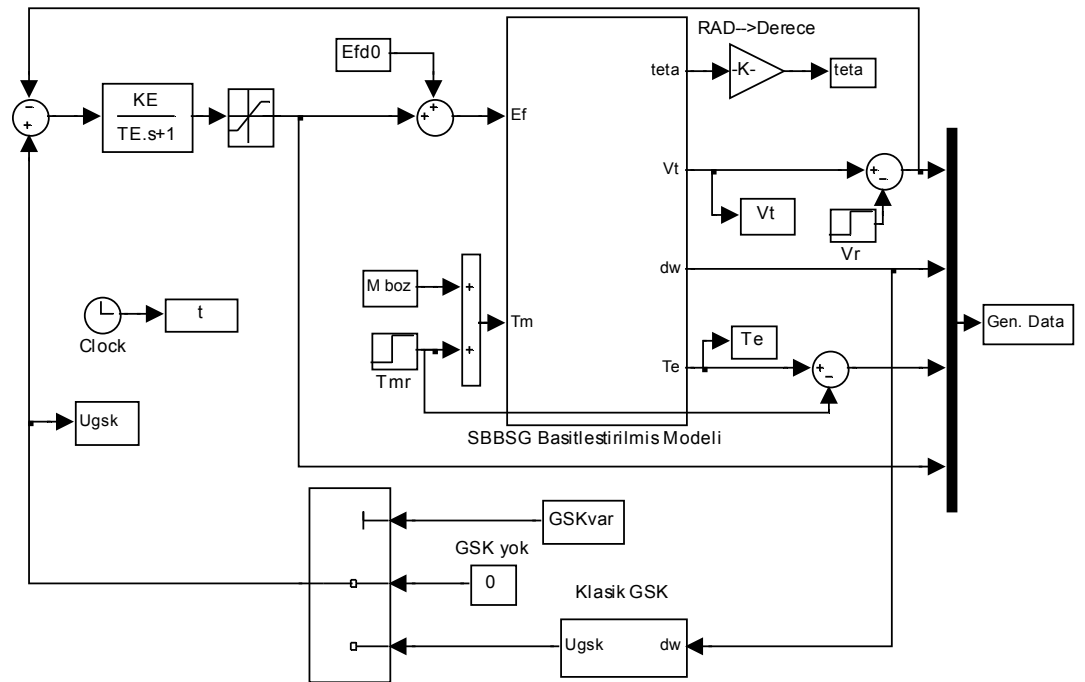
Şekil 7.4 SBSG basitleştirilmiş modelinin Simulink benzetimi

7.2. Geleneksel Güç Sistemi Kararlayıcısı

Şekil 7.5 GSK’nın SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelde uygulanmasına ilişkin Simulink benzetimini göstermektedir. Burada elektriksel hızın senkron hızdan yaptığı sapma GSK’nın girişidir. Şekil 7.6 ise, SBSG basitleştirilmiş modelde GSK uygulamasına ait Simulink benzetimini göstermektedir.



Şekil 7.5 SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelde GSK uygulaması Simulink benzetimi



Şekil 7.6 SBSG basitleştirilmiş modelde GSK kullanımının Simulink benzetimi

Burada kullanılan geleneksel GSK yaygın kullanıma sahip olup tasarlandığı çalışma noktası için iyi performans sağlamaktadır [1]. K_{stab} , T_w , T_1 ve T_2 değerlerin belirlenmesi için

literatürde çalışmalar bulunmaktadır ve bazı araştırmacıların bu parametrelere ilişkin değerleri Tablo 7.2’de verilmiştir[40,54].

Tablo 7.2 Klasik GSK parametreleri

K_{GSK}	T_w (sn)	T_1 (sn)	T_2 (sn)	U_{GSK} max/min (pu)
16	2	0.08	0.027	± 0.25

Bu çalışmada önerilen kontrolörlerin dayanıklılık incelemesi için aşağıdaki bozucu durumları kullanılacaktır.

Bozucu-1: 0.2 sn süren 0.25 pu değerinde bozucu mekanik moment artışı,

Bozucu-2: Gerilim referansında (V_{ref}) ani olarak 0.05 pu artışın meydana gelmesi ve

Bozucu-3: Mekanik momentte 0.05 pu değerinde bir ani artımın ortaya çıkmasıdır.

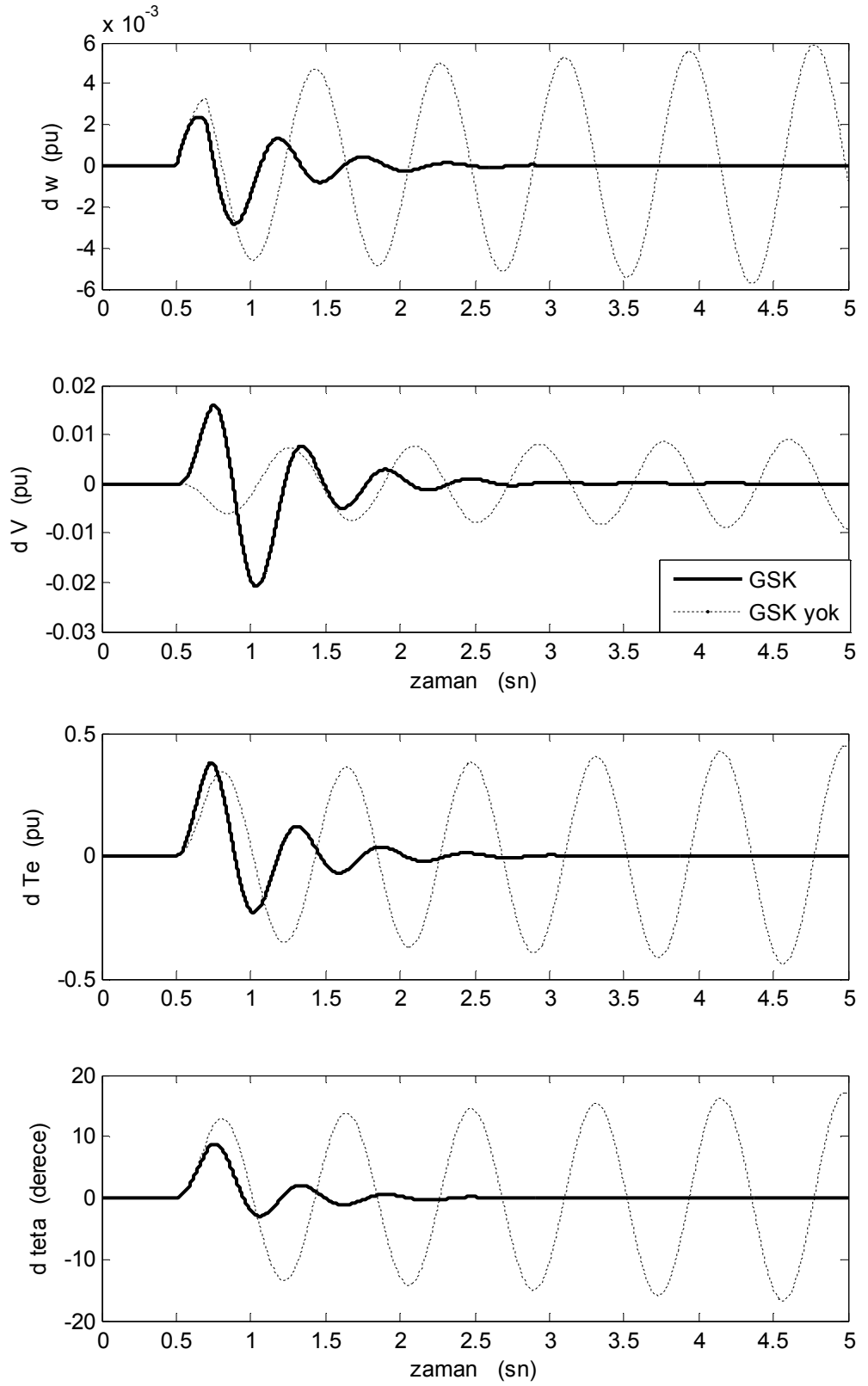
Burada verilmeyen ancak güç sistemi için bozucu ve kontrolör için model belirsizliği anlamına gelen harici empedansın değişimi, Bölüm 7.4 de model belirsizlikleri olarak ele alınmıştır. İncelemenin yapıldığı çalışma şartları ve bu şartlar için SBSG basitleştirilmiş doğrusal modeli temsil eden $K_1, K_2, \dots K_6$ sabitlerinin (3.31-37) eşitliklerinden elde edilen değerleri Tablo 7.3’de verilmektedir. Bu katsayılar SBSG durum uzay denklemindeki matris parametrelerinin hesabı için ve doğrusallaştırılmış modelin işletilmesi için kullanılmaktadır. İlerleyen aşamalarda SBSG basitleştirilmiş modeli kullanılacağından başka bir çalışma noktası için herhangi bir katsayı hesabı yapılmamaktadır.

Tablo 7.3 Nominal çalışma şartları ve SBSG basitleştirilmiş doğrusal model katsayıları

P_e (pu)	Q (pu)	X_e (pu)	V_s (pu)	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6	E_{fd} max/min (pu)
1.0	0.2	0.2	1.0	1.5465	1.6583	0.2889	2.1226	0.0267	0.2483	± 6

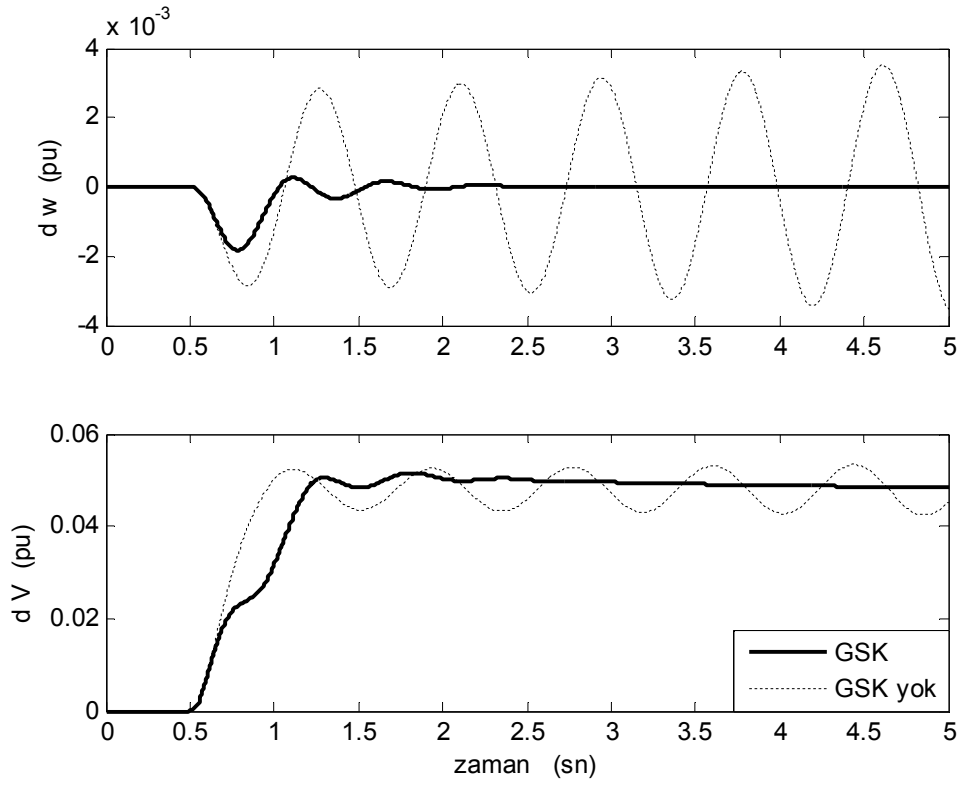
Şekil 7.7’de, Tablo 3’de verilmiş olan çalışma şartları için GSK’lı ve GSK’sız güç sisteminde Bozucu-1 ortaya çıkması durumunda, senkron generatörün çıkış büyüklüklerinin değişimleri gösterilmektedir.

Ancak hız sapması ve gerilim değişimi bozucu durum ve sonrası için yeterli bir gözlem sağladığından Şekil 7.7’de verilmiş olan elektriksel moment değişimi ve yük açısı değişimleri sonraki şekillerde verilmeyecektir.

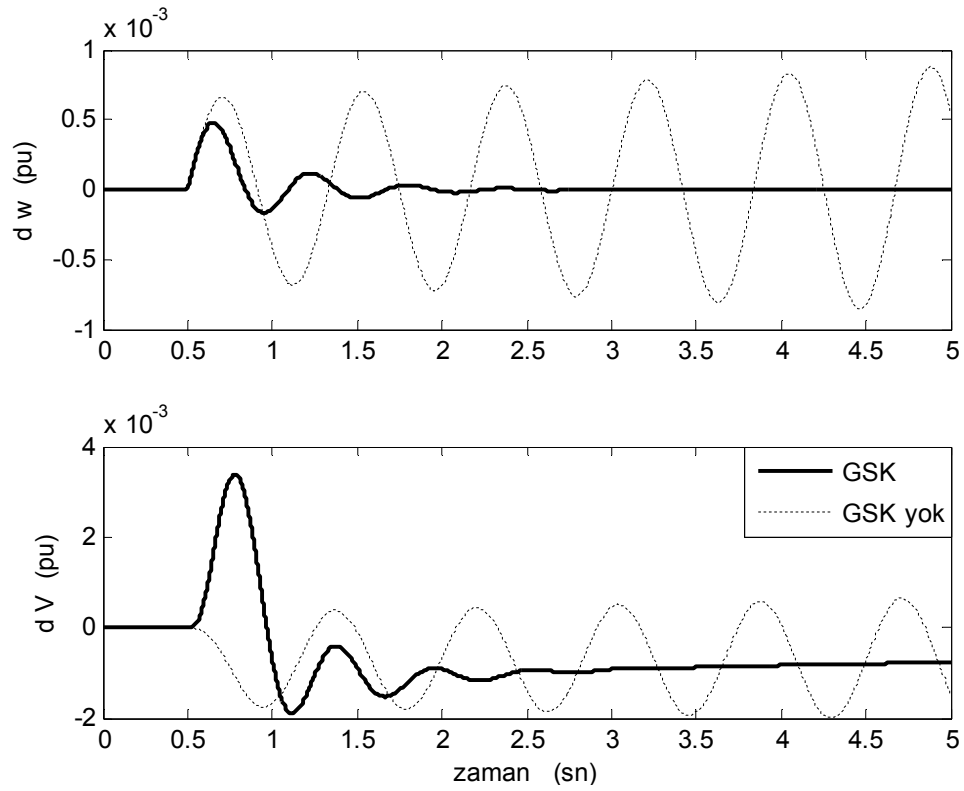


Şekil 7.7 Bozucu-1 için GSK bulunan ve bulunmayan SBSG basitleştirilmiş doğrusal model cevapları

Şekil 7.8 Bozucu-2 ve şekil 7.9 ise Bozucu-3 durumları için senkron generatör çıkış büyüklüklerinin değişimlerini göstermektedir.



Şekil 7.8 Bozucu-2 için GSK bulunan ve bulunmayan SBSG basitleştirilmiş doğrusal model cevapları

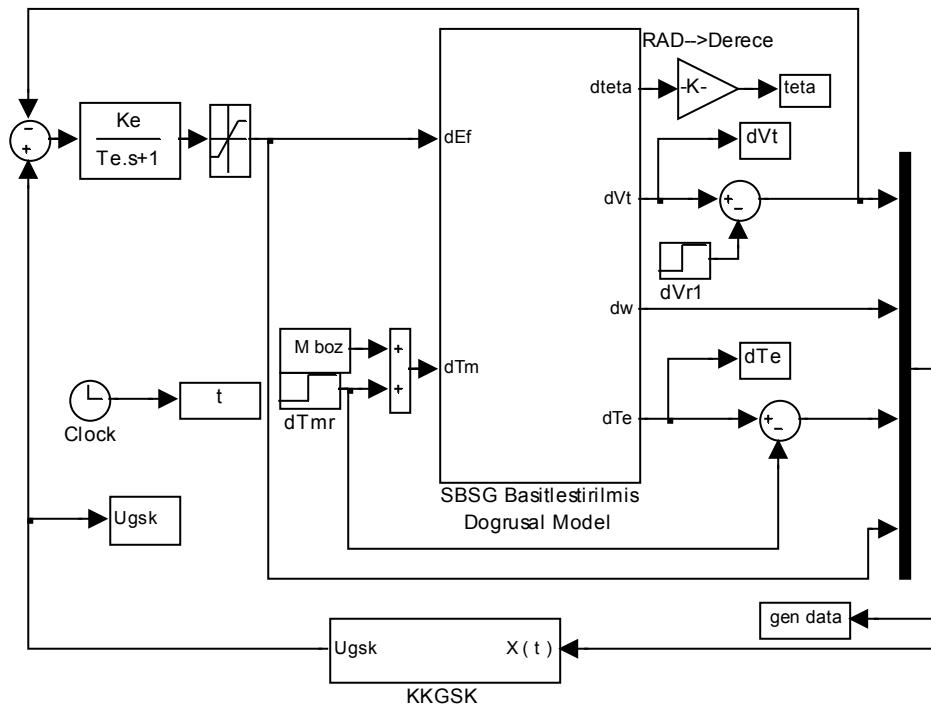


Şekil 7.9 Bozucu-3 için GSK bulunan ve bulunmayan SBSG basitleştirilmiş doğrusal model cevapları

GSK olmayan bir uyarma devresine sahip SBSG de bozucu sonrası ortaya çıkan küçük salınımların sönümlenmediği ve giderek salınımların büyüdüğü Şekil 7.7-9'dan görülmektedir. Güç sisteminde, Tablo 7.2'de parametreleri verilen geleneksel GSK bulunması durumunda bozucu sonrası ortaya çıkan salınımların uyarma gerilimi aracılığı ile bastırıldığı ve SBSG'nin senkronizmadan çıkmasının önlendiği aynı şekillerden görülmektedir.

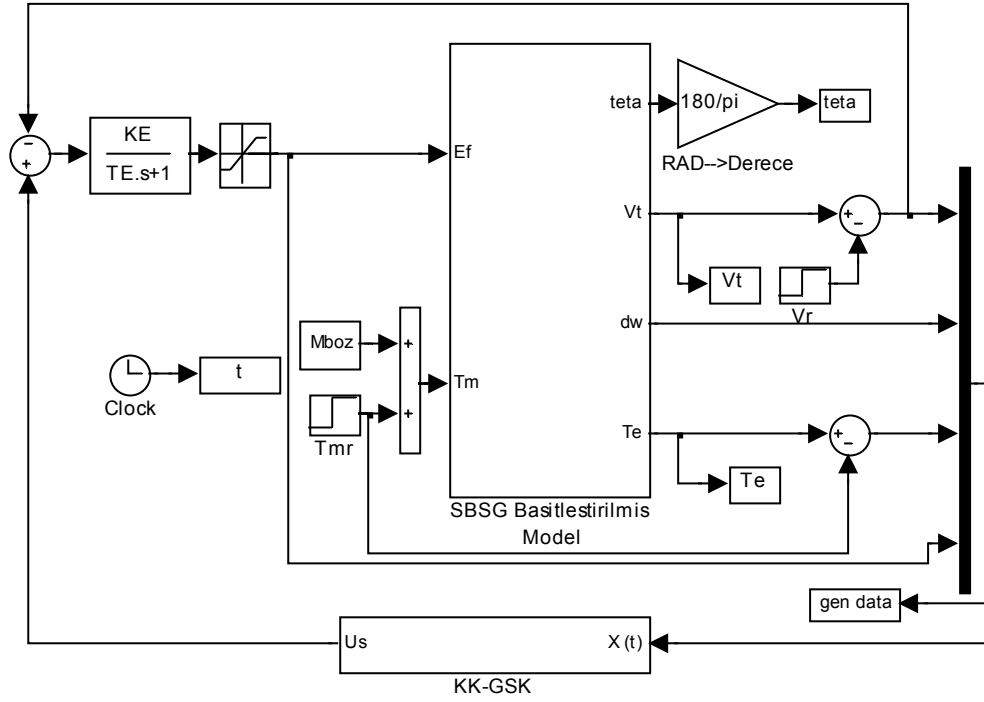
7.3. Önerilen Kayma Kipli Güç Sistem Kararlayıcı

Bu bölümde aynı kayma yüzeyine (anahtarlama yüzeyi) sahip olan farklı KK-GSK tasarım aşamaları ve Simulink benzetim çalışmaları sunulmaktadır. Tablo 7.3'de verilen çalışma noktası için bu KK-GSK'lara ait performansların kendi aralarındaki ve GSK ile karşılaştırmaları verilmektedir. Şekil 7.10'da SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelde KK-GSK uygulamasına ilişkin Simulink benzetimi görülmektedir.



Şekil 7.10 KK – GSK içeren SBSG basitleştirilmiş doğrusal model benzetimi

Buradaki KK – GSK bloğun içyapısı kullanılacak kontrolör yöntemine göre farklılık arz etmektedir. SBSG basitleştirilmiş modeldeki KK – GSK uygulama benzetimi ise, Şekil 7.11'de sunulmaktadır.



Şekil 7.11 KK – GSK içeren SMSG basitleştirilmiş modelin benzetimi

7.3.1. Kayma Yüzeyi Tasarımı

Bölüm 5’de ifade edildiği gibi KK kontrolör tasarımı iki aşamadan meydana gelmektedir.

1. Aşama: Kayma yüzeyi tasarımı
2. Aşama: Kontrol işaretini üretme yönteminin belirlenmesidir.

KK–GSK tasarımında öncelikle durum uzay matrisi hesaplanmalıdır. Bölüm 3’de verilen durum uzay denkleminin A ve B matrislerinin değerleri, Tablo 7.2’de verilen parametreler ve Tablo 7.3 ile verilmiş olan çalışma şartları için aşağıdaki gibi elde edilir.

$$A = \begin{bmatrix} -0.1772 & -10.055 & -0.0599 & 0.04138 \\ 0 & 0 & -0.1 & 0 \\ -1.1835 & 583.03 & -0.3997 & 0.2764 \\ -5000 & 0 & 0 & -50 \end{bmatrix}$$

$$B = [0 \ 0 \ 0 \ 5000]^T$$

Bölüm 5’de belirtildiği gibi, durum uzay denkleminin kontrol edilebilir kanonik biçime dönüşüm matrisini elde etmek için gerekten iki matristen biri kontrol edilebilirlik matrisidir. Hesaplanan A ve B matrislerinin kontrol edilebilirlik matrisi (5.14) ifadesi ile aşağıdaki gibi elde edilir.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 206.89 & -10464 & 481850 \\ 0 & 0 & -138.19 & 6989.3 \\ 0 & 1381.9 & -69893 & 3128.6e+3 \\ 5000 & -250000 & 1146.6e+4 & -5209.6e+5 \end{bmatrix}$$

Dönüşüm matrisinin elde edilmesi için gerekli ikinci matris olan R matrisi, (5.16) eşitliğine uygun olarak A matrisinin karakteristik denklemindeki katsayılar aracılığı ile aşağıdaki gibi matris elde edilmiştir.

$$R = \begin{bmatrix} 2926.7 & 294.04 & 50.577 & 1 \\ 294.04 & 50.577 & 1 & 0 \\ 50.577 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Bu iki matrisin belirlenmesinin ardından (5.17) eşitliği ile T dönüşüm matrisi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T = \begin{bmatrix} 13452 & 1.8190e-12 & 2068.9 & 0 \\ -9.0949e-13 & -138.19 & 0 & 0 \\ -4.6566e-10 & 1.4552e-11 & 1381.9 & 0 \\ 57602 & 291520 & 2884.6 & 5000 \end{bmatrix}$$

Ardından en kritik aşama olan kanonik biçimdeki kayma yüzeyini ifade eden $\bar{C}$ matrisinin değerlerinin belirlenmesi gelmektedir. Bu çalışmada en uygun kayma yüzeyinin belirlenmesinde kriter olarak Bozucu-1 durumunda elektriksel hız hatası mutlak değerinin integralinin (Integral of Absolute Error - IAE) minimize edilmesi amaçlanmaktadır [132].

$IAE = \int |\Delta\omega|$ esas alan uygunluk fonksiyonu,

$$\text{Uygunluk} = 1/(1 + \int |\Delta\omega|) \quad (7.1)$$

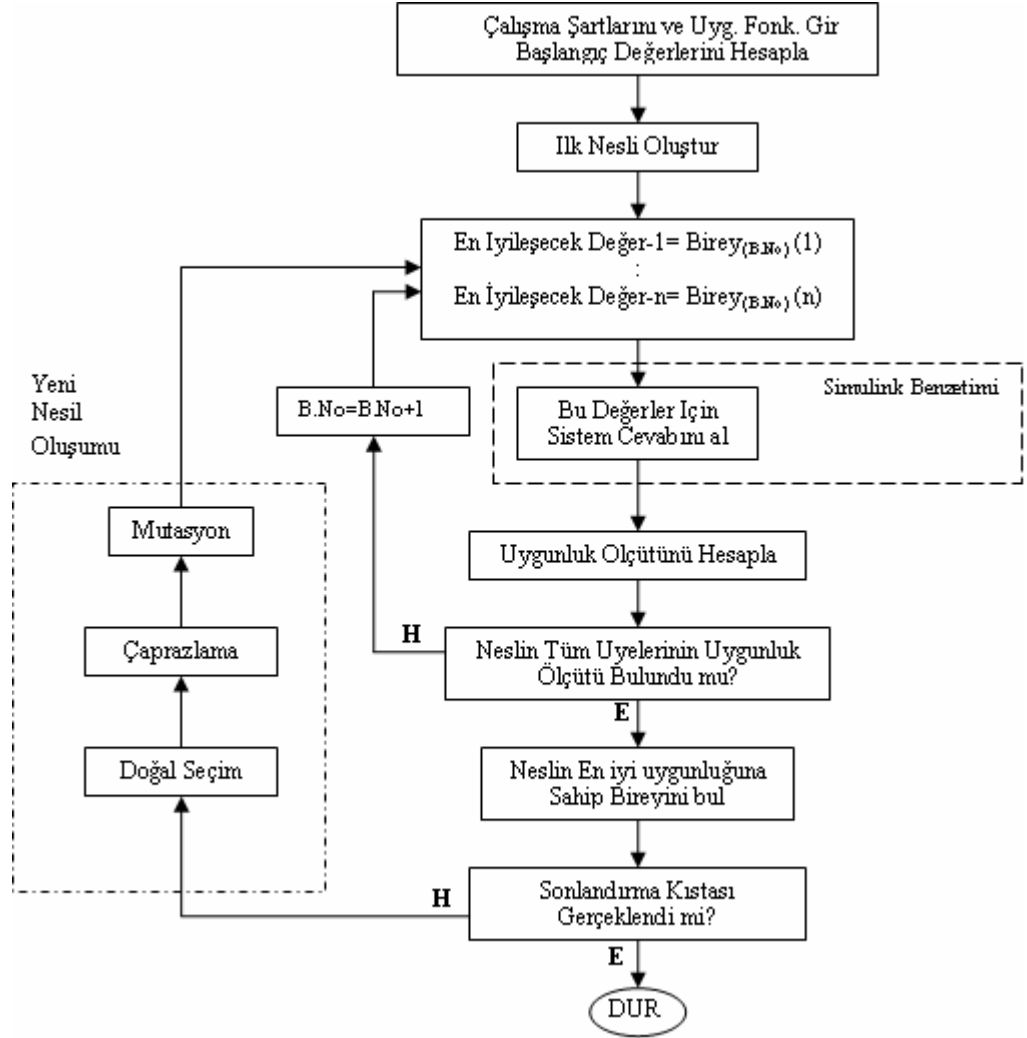
için Genetik Algoritma (GA) ile optimize edilen kayma yüzeyinin kanonik formdaki değeri $\bar{C} = [821.6291 \ 499.7696 \ 29.4801 \ 1]$ olarak elde edilmiştir.

Gerçek sisteme ait anahtarlama yüzeyi ise Bölüm 5’de anlatıldığı gibi $C = T^{-1} \cdot \bar{C}$ ifadesi ile

$$C = [0.0602 \ -3.1946 \ 0.0119 \ 0.0002]$$

olarak elde edilir.

GA optimizasyonu için geliştirilen MATLAB m-file türü program EK- 1’de verilmektedir. Bu programın çalışmasını tanımlayan akış diyagramı Şekil 7.12 ile sunulmaktadır.



Şekil 7.12 GA ile kayma yüzeyi optimizasyonuna ilişkin m-file programın akış şeması

Optimum kayma yüzeyi bu şekilde belirlendikten sonra, GSK tasarımının dayandırılacağı kontrol işaretinin belirlenmesi gelmektedir. Bu çalışmada üç çeşit kayma kipli kontrol işareti belirleme yöntemine dayandırılan GSK'nın tasarım aşamaları ve performansları incelenmektedir. Bunlar; Değişken Oranlı Eşdeğer (EQUAL) Kontrollü GSK (DEQ – GSK), Erişim Kurallı GSK (EK – GSK) ve Değişken Oranlı Erişim Kurallı GSK (DEK – GSK) dır.

İlerleyen bölümlerde, geliştirilen bu KK-GSK'lar ile ilgili parametreler ve Simulink benzetimleri verilerek performansları karşılaştırılacaktır.

7.3.2. Önerilen Erişim Kurallı Güç Sistem Kararlayıcı

Şekil 7.10'de SBSG basitleştirilmiş doğrusal modeli benzetimindeki KK-GSK bloğunun EK-GSK bulundurma durumu içyapısı Şekil 7.13 ile gösterilmektedir. Güç sisteminin kararlılığını iyileştirmek amacıyla doğrudan ölçülebilen durum değişkenlerini kullanan durum

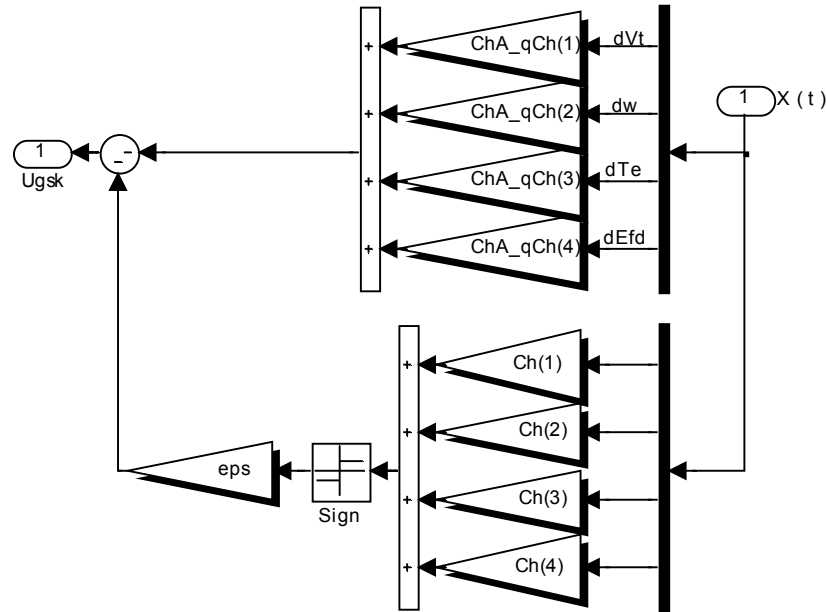
uzay denkleminde dayalı EK-GSK, uyarma devresine ek bir kontrol işareti temin etmektedir. Şekil 7.13'den görüleceği gibi bu kontrol işareti iki kısımdan oluşmaktadır. Bunlardan biri durum değişkenleri ile sabit katsayıların çarpımından bulunur. Bu kontrol işaretinin doğrusal bileşenidir. Diğer ise $Sgn(s)$ bileşenidir ki, kontrol işaretinin süreksiz ya da doğrusal olmayan bileşenidir. Bölüm 5.5.4'de detaylı olarak anlatıldığı üzere kontrol işareti, (5.36) ifadesine uygun olarak $C = [0.0602 \quad -3.1946 \quad 0.0119 \quad 0.0002]$ elde edilmektedir.

$$U_{gsk} = -(C \cdot B)^{-1} \cdot [(C \cdot A + q \cdot C) \cdot X + \varepsilon \cdot sign(s)] \quad (7.2)$$

Yukarıdaki ifadede kayma yüzeyi kanonik biçime dönüşüm yöntemi ile elde edildiğinden dolayı C ve B matrisinin çarpımı $C \cdot B = 1$ her zaman 1 olacaktır. Böylece ifade (7.2) basitleşerek aşağıdaki gibi yazılabilir [112].

$$U_{gsk} = -(C \cdot A + q \cdot C) \cdot X - \varepsilon \cdot sign(s) \quad (7.3)$$

Simulink benzetim çalışmasında, kontrol işaretindeki ε - eps olarak ve $C_h A + q C_h$ ise $C \cdot A + q \cdot C$ olarak tanımlanmıştır.



Şekil 7.13 EK – GSK Simulink benzetimi

Erişim kipi karakteristiğini belirleyen q ve kayma kipindeki davranışı belirleyen ε değerleri ise özellikle yük açısı sapma değerinin maksimum değeri ve oturma zamanı dikkate alınarak bu değerler $\varepsilon = 0.05$, $q = 200$ olarak seçilmiştir. q nun bu değeri ve Tablo 3 de verilen çalışma şartları için hesaplanan A matrisi aracılığı ile kontrol işaretinin doğrusal kısmını belirleyen katsayı hesaplandığında $C \cdot A + q \cdot C = [11.0197 \quad -632.5915 \quad 2.6910 \quad 0.0358]$

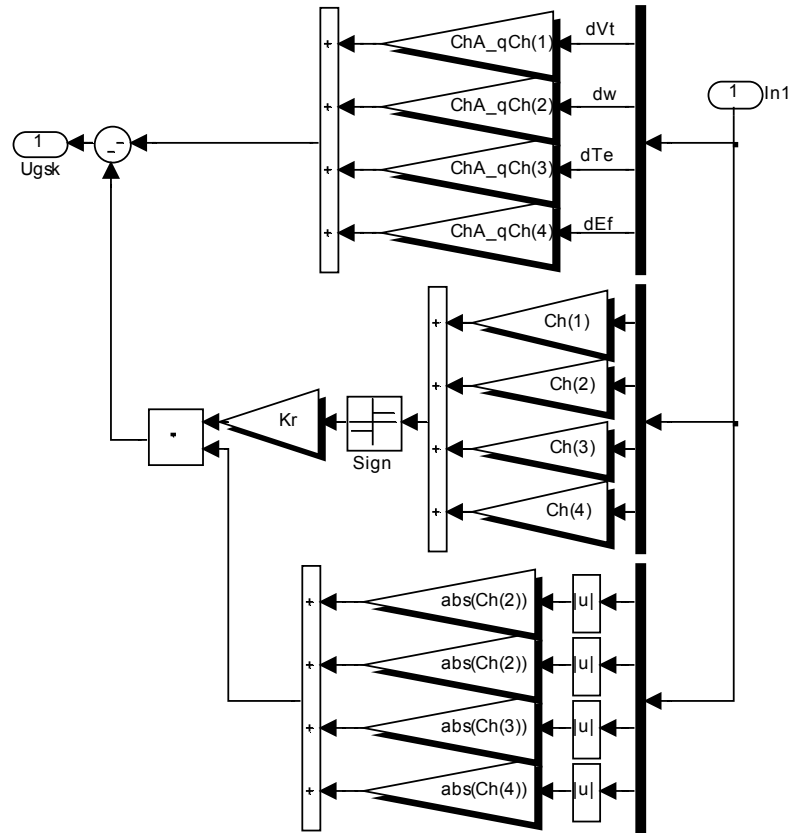
olarak bulunur. Kontrol işareti, Bölüm 5.5.4'deki (5.36) eşitliğine uygun olarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$s = C \cdot X(t) = \begin{bmatrix} 0.0602 & -3.1946 & 0.0119 & 0.0002 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t(t) \\ \Delta \omega(t) \\ \Delta T_e(t) \\ \Delta E_{fd}(t) \end{bmatrix}$$

$$U_{gsk} = -\begin{bmatrix} 11.0197 & -632.5915 & 2.6910 & 0.0358 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t(t) \\ \Delta \omega(t) \\ \Delta T_e(t) \\ \Delta E_{fd}(t) \end{bmatrix} - 0.05 \text{Sgn}(s)$$

7.3.3. Önerilen Değişken Oranlı Erişim Kuralı Güç Sistem Kararlayıcı

DEK – GSK, temelde EK – GSK ile benzerdir, ancak çatırtı problemi ile baş etmek için kontrol işaretinin doğrusal olmayan bileşeninde ε yerine durum değişkenlerindeki sapma değerleri ile orantılı bir büyüklük bulunmaktadır. DEK – GSK'nın Simulink benzetimi Şekil 7.14 ile verilmektedir.



Şekil 7.14 DEK - GSK Simulink benzetimi

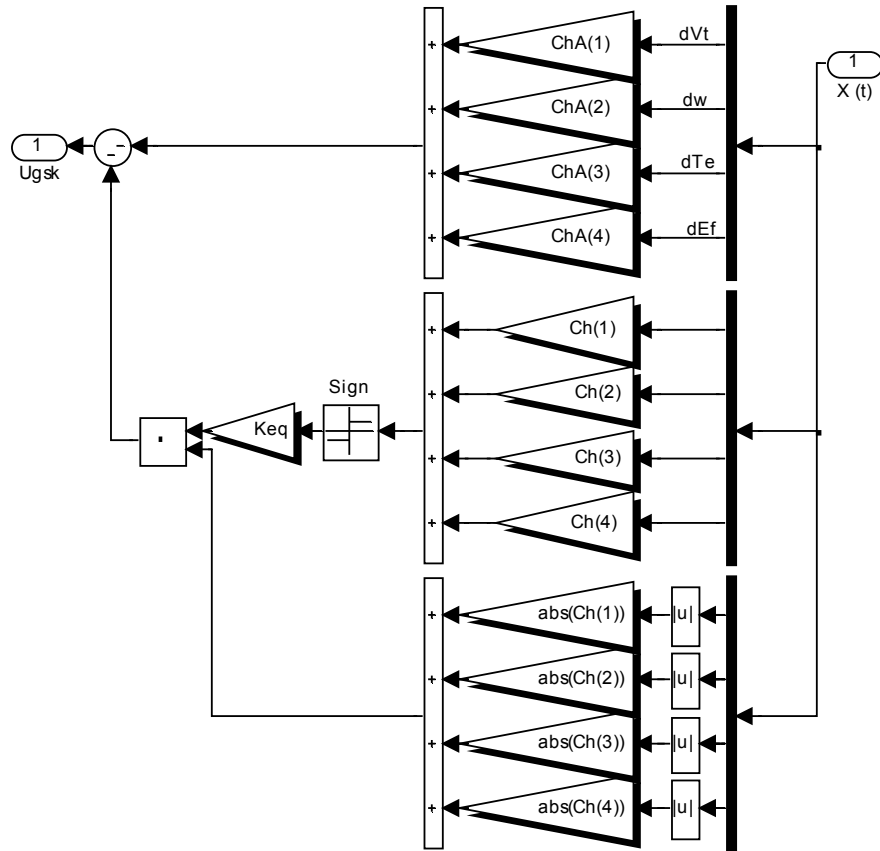
Benzetim çalışmasında (5.44) ifadesindeki k yerine DEQ – GSK ile karışmaması için K_r kullanılmaktadır. Belirlenmiş olan optimum kayma yüzeyi için erişim kipi karakteristiğini belirleyen q ve kayma kipini belirleyen K_r katsayıları gerilimin oturma süresi ve yük açısının en büyük değeri $K_r = 1$, $q = 200$ olarak seçilmiştir. Bu durumda, DEK – GSK kontrol işareti ise Bölüm 5’de verilen (5.44) eşitliğine uygun olarak

$$U_{gsk} = -[11.0197 - 632.5915 \quad 2.6910 \quad 0.0358] \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t(t) \\ \Delta \omega(t) \\ \Delta T_e(t) \\ \Delta E_{fd}(t) \end{bmatrix} - |C| \cdot |X(t)| \cdot \text{sign}(s)$$

hesaplanmaktadır. İfadeden görüleceği gibi kontrol işaretinin doğrusal olmayan kısmı durum değişkenlerine bağımlı bir değere sahip olmaktadır.

7.3.4. Önerilen Değişken Oranlı Eşdeğer Kontrollü Güç Sistem Kararlayıcı

Şekil 7.15’de Simulink benzetimi verilen DEQ – GSK yapısı gösterilmektedir.



Şekil 7.15 DEQ – GSK Simulink benzetimi

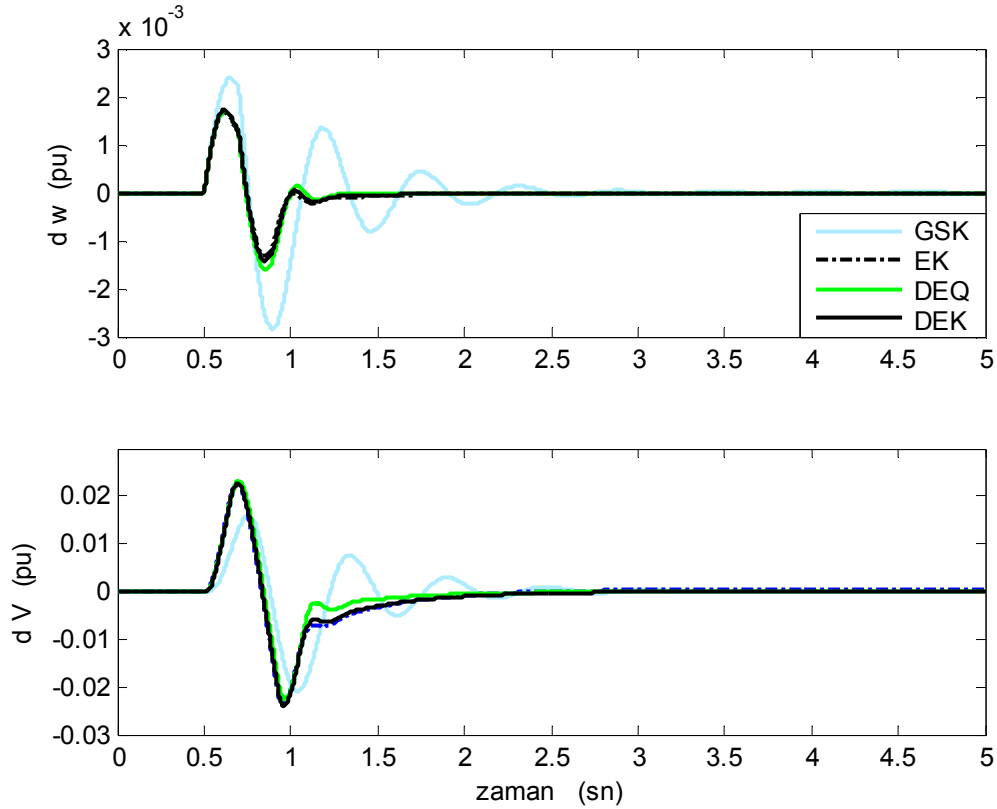
Burada değişken oranlı kısımda bir adet K_{eq} 'nın değerinin belirlenmesi işlemi gerekmektedir. Daha önce belirlenmiş olan optimum kayma yüzeyi için yine gerilim ve yük açısına ait maksimum sapma ve oturma zamanı dikkate alınarak $K_{eq} = 70$ olarak seçilmiştir.

Böylece kontrol işareti (5.43) ifadesine uygun olarak aşağıdaki gibi olacaktır.

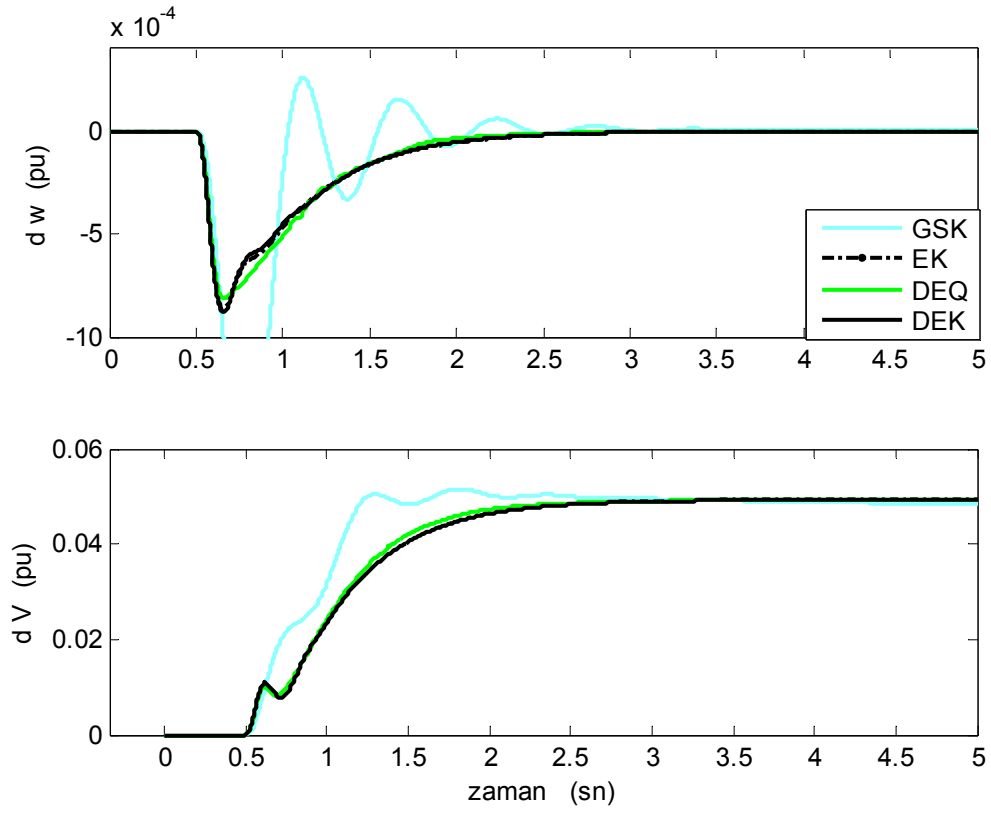
$$C \cdot A = [-1.0248 \quad 6.3321 \quad 0.3111 \quad -0.0042]$$

$$U_{gsk} = -[-1.0248 \quad 6.3321 \quad 0.3111 \quad -0.0042] \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t \\ \Delta \omega \\ \Delta T_e \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} - 70 \cdot |C| \cdot |X(t)| \text{sign}(s)$$

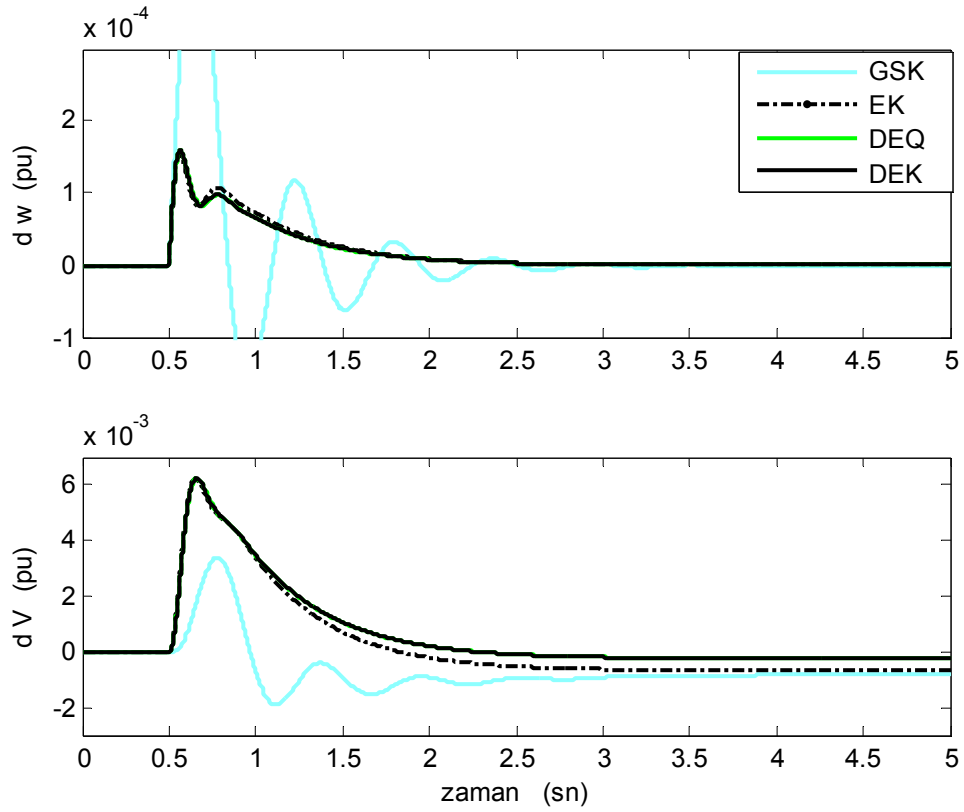
Şekil 7.16, Şekil 7.17 ve Şekil 7.18; Tablo 7.3'de verilen şartlara sahip SBSG basitleştirilmiş doğrusal model için GSK ile KK – GSK yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 için performanslarını karşılaştırmalı olarak göstermektedir.



Şekil 7.16 Bozucu-1 için SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelde GSK karşılaştırması



Şekil 7.17 Bozucu-2 için SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelde GSK karşılaştırması



Şekil 7.18 Bozucu-3 için SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelde GSK karşılaştırması

Tablo 7.4, Tablo 7.5 ve Tablo 7.6; Tablo 7.3’de verilen çalışma şartlarına sahip SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelde GSK ile KK-GSK yaklaşımlarının, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 için $\Delta\omega$, ΔV_t ve ΔT_e IAE performanslarını ve yük açısının maksimum değişimini vermektedir.

Tablo 7.4 GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş doğrusal modelde Bozucu-1 için IAE performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_t (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$	$\Delta\delta_{\max}$ (Derece)
GSK	15.098e	108.18	1696.4	8.7822
EK – GSK	5.6613	121.22	805.33	6.0669
DEQ – GSK	5.7974	95.407	881.19	6.0838
DEK – GSK	5.7420	112.92	833.04	6.1710

Tablo 7.5 GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş doğrusal modelde Bozucu-2 için performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_t (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$
GSK	6.7386	2047.2	552.78
EK – GSK	5.1004	327.08	173.55
DEQ – GSK	5.0616e	322.81	164.32
DEK – GSK	5.0633e	339.95	176.31

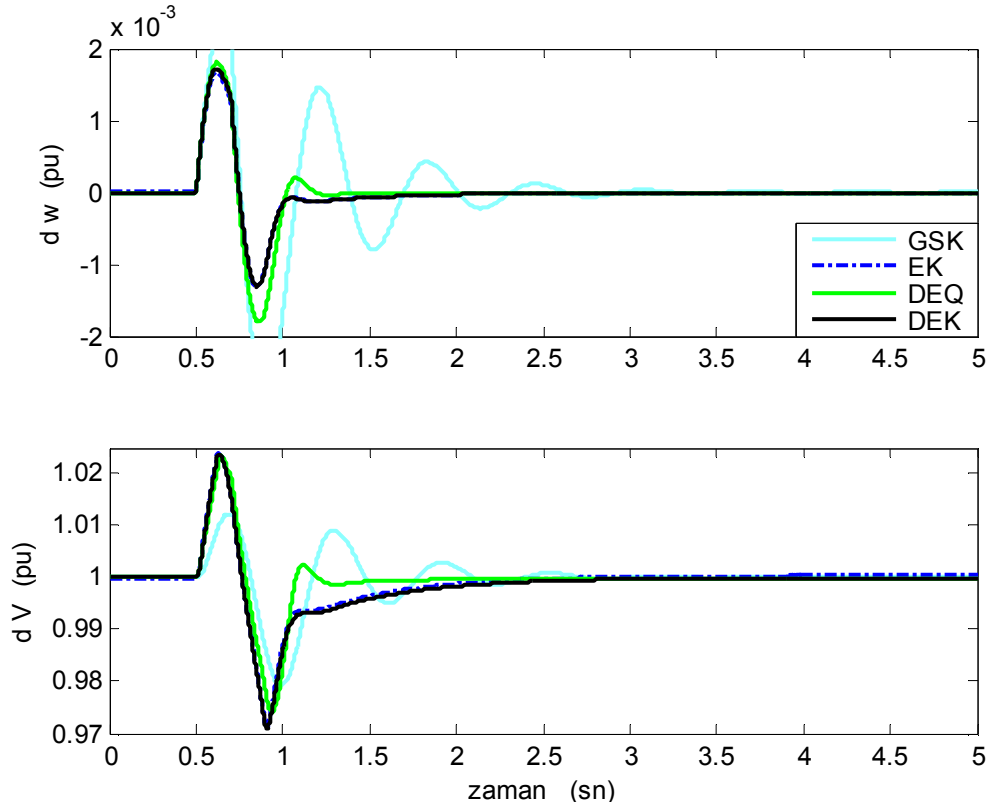
Tablo 7.6 GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş doğrusal modelde Bozucu-3 için performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_t (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$	$\Delta\delta_{\max}$ (Derece)
GSK	1.7498e	46.528	2250.1	2.1735
EK – GSK	0.83890	50.365	356.24	1.8120
DEQ – GSK	0.79408	40.684	347.25	1.7152
DEK – GSK	0.79360	40.762	350.77	1.7142

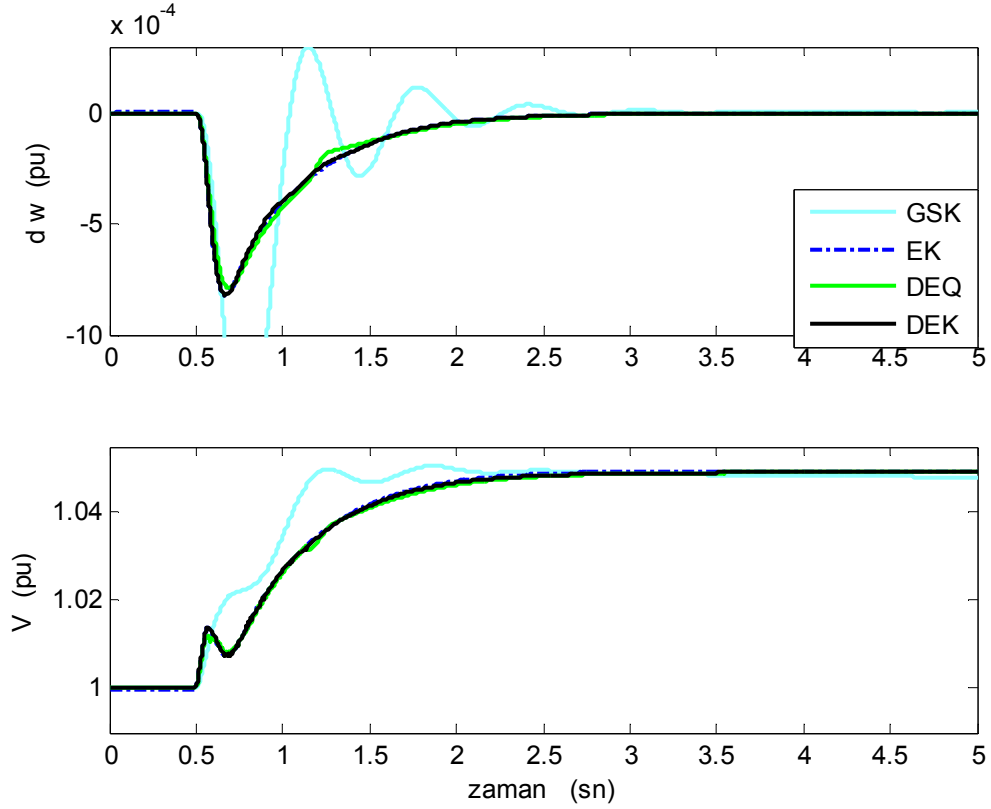
Tüm EK-GSK’ların, geleneksel GSK’ya nazaran her bozucu durumlarında hız sapmasını azaltılma ve salınımları bastırma yönü ile daha iyi performans sağladığı Şekil 7.16-19’dan ve Tablo 7.4-6’da verilen benzetim sonuçlarından görülmektedir. EK-GSK yaklaşımlarına ait performanslarının birbirlerine yakın olduğu anlaşılmaktadır. KK-GSK’ların hız sapması ile ilgili performansları GSK’ya göre daha iyi iken gerilim sapması ile ilgili performansları GSK’dan daha düşük kalmaktadır. Moment sapmasına ilişkin performanslar ve yük açısında meydana gelen maksimum sapma değeri dikkate alınarak yapılan bir karşılaştırmada, kayma kipli GSK yaklaşımlarının geleneksel GSK’dan daha iyi bir performansa sahip olduğu benzetim sonuçlarından anlaşılmaktadır.

Şekil 7.19, Şekil 7.20 ve Şekil 7.21; Tablo 7.3’de verilen şartlara sahip SBSG basitleştirilmiş model için GSK ile KK – GSK yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 için performanslarını karşılaştırmalı olarak göstermektedir.

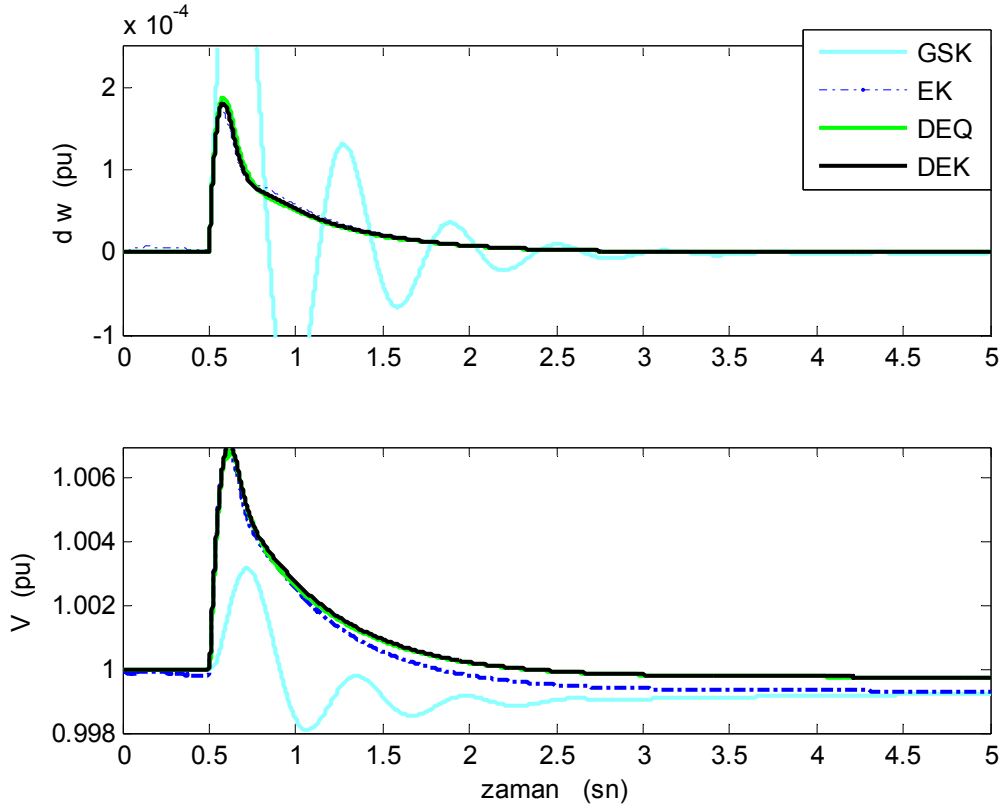
Tablo 7.7, Tablo 7.8 ve Tablo 7.9; Tablo 7.3’de verilen çalışma şartlarına sahip SBSG basitleştirilmiş model için GSK ile KK-GSK yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 için IAE performanslarını ve yük açısının maksimum değişimini vermektedir. Bu tablolar ilgili şekillerin ardından verilmektedir.



Şekil 7.19 Bozucu-1 için SBSG basitleştirilmiş modelde GSK karşılaştırması



Şekil 7.20 Bozucu-2 için SBSG basitleştirilmiş modelde GSK karşılaştırması



Şekil 7.21 Bozucu-3 için SBSG basitleştirilmiş modelde GSK karşılaştırması

Tablo 7.7 GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş modelde Bozucu-1 için *IAE* performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_t (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$	$\delta_{\max}$ (Derece)
GSK	16.191	106.31	1724.3	70.357
EK – GSK	5.7245	125.76	783.52	67.701
DEQ – GSK	6.4017	87.187	913.38	68.020
DEK – GSK	5.8112	128.86	782.20	67.842

Tablo 7.8 GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş modelde Bozucu-2 için *IAE* performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_t (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$
GSK	6.2012	211.43	483.70
EK – GSK	4.6084	301.88	165.43
DEQ – GSK	4.5291	321.73	158.17
DEK – GSK	4.5297	314.07	164.16

Tablo 7.9 GSK yaklaşımlarının basitleştirilmiş modelde Bozucu-3 için *IAE* performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_t (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$	$\delta_{\max}$ (Derece)
GSK	1.9650	45.428	193.15	63.809
EK – GSK	0.81765	47.968	35.053	63.331
DEQ – GSK	0.77359	37.990	37.551	63.236
DEK – GSK	0.77593	39.383	36.378	63.241

Şekil 7.19, Şekil 7.20 ve Şekil 7.21 ile Tablo 7.7, Tablo 7.8 ve Tablo 7.9 ile verilen benzetim sonuçları incelendiğinde, doğrusallaştırılmış modelde olduğu gibi kayma kipli GSK

yaklaşımına salınımları daha kısa sürede sönümlediği ve daha düşük hız hatası IAE performansının daha iyi olduğu görülmektedir. Moment sapmasına ilişkin performanslar ve yük açısında meydana gelen maksimum sapma değeri dikkate alınarak yapılan bir karşılaştırmada, yine kayma kipli GSK yaklaşımlarının geleneksel GSK'dan daha iyi bir performansa sahip olduğu benzetim sonuçlarından anlaşılmaktadır.

Şekil 7.16-18 ile Şekil 7.19-21 ve Tablo 7.4-6 ile Tablo 7.7-9 karşılaştırıldığında, doğrusallaştırılan modelin, aynı çalışma şartları ve aynı bozuculara karşı vermiş olduğu cevabın farklı olduğu görülmektedir. Bu durum, doğrusallaştırılan modelin tam sistem cevabını yansıtmadığı ancak kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması için fikir verebileceği göstermektedir. Bu nedenle, bu aşamadan sonra çalışmalar ve incelemeler için doğrusal olmayan SBSG basitleştirilmiş model benzetimi kullanılacaktır.

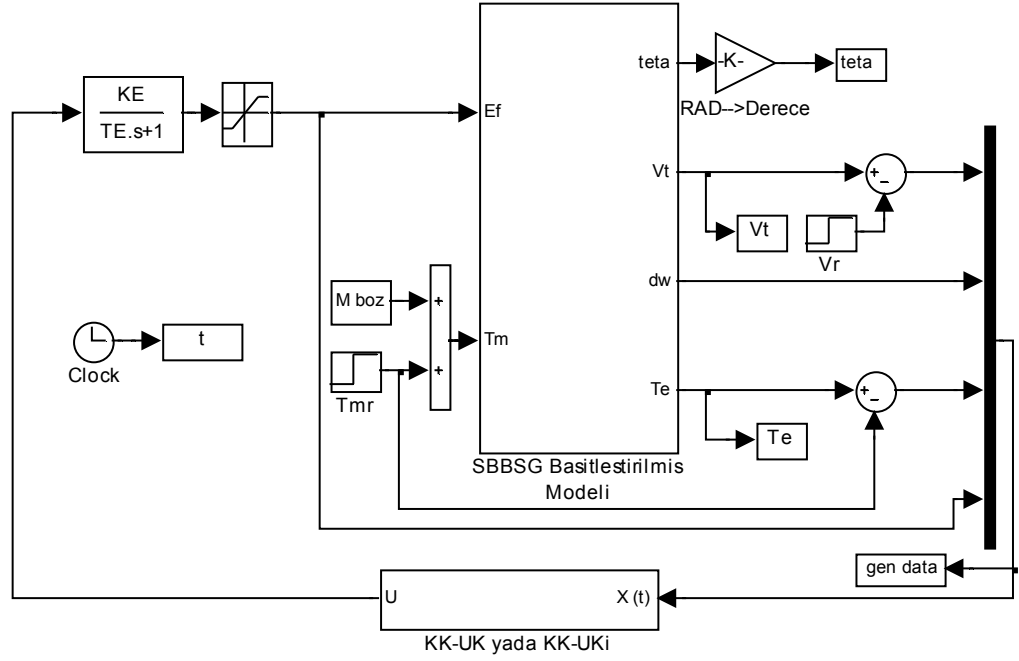
7.4. Önerilen Kayma Kipli Uyarma Kontrolörleri

Uyarma kontrolü üzerinden güç sistemi kararlılığını iyileştirme yöntemlerinden biri GSK kullanımıdır. Diğerleri ise uyarmanın kontrol işaretini gerilimin referans değerden sapmasının yanında senkron generatöre ilişkin başka değişkenleri de dikkate alan uyarma kontrolörü tasarımıdır.

Bu çalışmada önerilen iki kontrolör tasarımına ilişkin benzetimler sunulmaktadır. Bunlardan biri uyarma devresi zaman sabitinin dikkate alındığı dördüncü derece durum uzay denkleminde dayandırılan KK-UK ve uyarma zaman sabiti ihmal edilerek üçüncü dereceye indirgenmiş durum uzay denkleminde dayalı KK-UK_i dir. SBSG-BM için uygulanan dört durum değişkenli KK-UK Simulink benzetimi Şekil 7.22'de verilmektedir. KK-UK bloğunun içyapısı kontrol yaklaşımına göre Bölüm 7.3 de anlatılmış olan KK-GSK iç yapıları ile aynı gösterime ve özelliğe sahiptir. Ancak KK-GSK bloğunun çıkış kontrol işareti U_{gsk} olarak ifade edilirken KK-UK bloğunun çıkış işareti U_s olarak tanımlanmıştır.

7.4.1. Önerilen Kayma Kipli Uyarma Kontrolörü (KK-UK)

Bu kontrolörün tasarımı, temel olarak bir çalışma noktası için SBSG sisteminin doğrusallaştırılmış modelini ifade eden dört durum değişkenine sahip bir durum uzay denkleminde dayandırılmaktadır. KK-GSK tasarımında olduğu gibi durum uzay denklemi kullanılarak tasarlanacak KK-UK'nün kayma yüzeyi tasarlanmakta ve kontrol işaretleri türetilmektedir. Kontrolör tasarım aşamaları daha önce belirtildiği gibi yine iki aşamadan oluşmaktadır. Bunlar kayma yüzeyinin belirlenmesi ve kontrolör yaklaşımının seçimidir.



Şekil 7.22 KK – UK Simulink benzetimi

7.4.1.1. KK-UK İçin Kayma Yüzeyi Tasarımı

Aynı çalışma şartları için KK – UK’nün dayandırıldığı durum uzay denklemindeki A ve B matrisleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$A = \begin{bmatrix} -0.1772 & -10.055 & -0.0599 & 0.04138 \\ 0 & 0 & -0.1 & 0 \\ -1.1835 & 583.03 & -0.3997 & 0.2764 \\ 0 & 0 & 0 & -50 \end{bmatrix}$$

$$B = [0 \ 0 \ 0 \ 5000]^T$$

A ve B matrislerinin bu değerleri için kontrol edilebilirlik matrisi, (5.14) ifadesi kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilir.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 206.89 & -10464 & 524650 \\ 0 & 0 & -138.19 & 6989.3 \\ 0 & 1381.9 & -69893 & 3414500 \\ 5000 & -250000 & 12500000 & -625000000 \end{bmatrix}$$

R matrisi, (5.16) eşitliğine uygun olarak A matrisinin karakteristik denklemindeki katsayılar kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$R = \begin{bmatrix} 2926.7 & 87.149 & 50.577 & 1 \\ 87.149 & 50.577 & 1 & 0 \\ 50.577 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

T dönüşüm matrisi ise M ve R matrislerinin çarpımından aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$T = \begin{bmatrix} 13452 & 0 & 2068.9 & 0 \\ -9.0949e-13 & -138.19 & 0 & 0 \\ -4.6566e-10 & 0 & 1381.9 & 0 \\ 57602 & 291520 & 2884.6 & 5000 \end{bmatrix}$$

Bölüm 7.3.1 de optimize edilen Kayma yüzeyi burada da kullanılmaktadır. Kanonik biçime ilişkin bu kayma yüzeyi aşağıda yeniden verilmektedir.

$$\bar{C} = [821.6291 \quad 499.7696 \quad 29.4801 \quad 1]$$

Gerçek sistemdeki anahtarlama yüzeyi ise Bölüm 5’de anlatıldığı gibi $C = T^{-1}\bar{C}$ ifadesi ile aşağıdaki değeri elde edilir.

$$C = [0.0602 \quad -3.1890 \quad 0.0119 \quad 0.0002]$$

Bu aşamadan sonra kontrolör tasarımına geçilmektedir. Geliştirilen bu KK – UK’lerin tasarımı sıra ile ele alınacaktır.

7.4.1.2. Önerilen Erişim Kurallı Uyarma Kontrolörü (EK-UK)

EK – UK, yapısal olarak Bölüm 7.3.2 ile verilen EK-GSK ile aynı yapıya sahiptir. Her ne kadar kontrol edilebilir kanonik biçimdeki kayma yüzeyleri aynı olsa da gerçek sistemdeki kayma yüzeyi ve oluşturulan durum uzay matrisindeki A matrisleri farklıdır. Bu nedenle kontrol işaretlerinin elde edilmesi işlemindeki çarpanlar farklılık göstermektedir. KK-UK için elde edilen anahtarlama yüzeyi $C = [0.0602 \quad -3.1890 \quad 0.0119 \quad 0.0002]$ olarak elde edilmişti. Bu kayma yüzeyine dayanan kontrol işareti (5.36) ifadesine uygun olarak elde edilebilir. Burada kullanılan q ve ε değerleri kanonik biçime ilişkin kayma yüzeyinde olduğu gibi Bölüm 7.3.2’deki değerlerin aynı alınmıştır.

$$q = 200$$

$$\varepsilon = 0.05$$

Bu değerler ile hesaplanan $C_h A_{-q} C_h$ değeri ise aşağıda verilmektedir.

$$C \cdot A_{-q} \cdot C = [12.0104 \quad -631.4732 \quad 2.6918 \quad 0.0358]$$

Bu değerler ve durum değişkenleri ile EK-UK kontrol işareti aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$U_s = -[12.0104 \quad -631.4732 \quad 2.6918 \quad 0.0358] \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t(t) \\ \Delta \omega(t) \\ \Delta T_e(t) \\ \Delta E_{fd}(t) \end{bmatrix} - 0.05 \text{sign}(s)$$

7.4.1.3. Önerilen Değişken Oranlı Erişim Kurallı Uyarma Kontrolörü (DEK-UK)

DEK – UK, yapısal olarak, tasarım aşaması olarak ve benzetim çalışması olarak Bölüm 7.3.3 de anlatılan DEK-GSK ile aynı olup matrislerinin değerleri farklıdır. Bu kontrolörde kullanılan $\bar{C}$ ve $C \cdot A_{-q} \cdot C$ değeri Bölüm 7.4.1.2’de kullanılan değerlerinin aynısı olup değişiklik sadece kontrol işaretinin doğrusal olmayan $\text{Sgn}(s)$ ifadesi çarpanında sabit bir ε yerine durum değişkenleri ile orantılı bir $K_r |C| \cdot |X(t)|$ çarpanı bulundurmasıdır. Bu kontrolör Bölüm 5’de verilen (5.44) eşitliğine uygun olarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$U_s = -[12.0104 \quad -631.4732 \quad 2.6918 \quad 0.0358] \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t(t) \\ \Delta \omega(t) \\ \Delta T_e(t) \\ \Delta E_{fd}(t) \end{bmatrix} - K_r |C| \cdot |X(t)| \cdot \text{sign}(s)$$

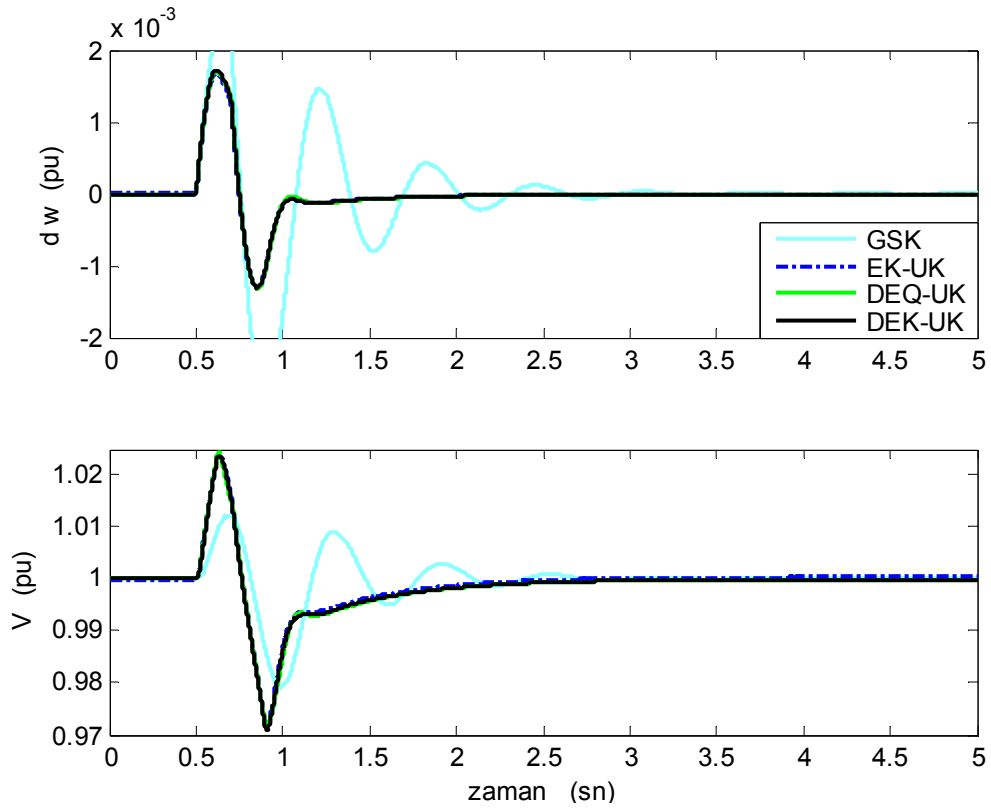
7.4.1.4 Önerilen Değişken Oranlı Eşdeğer Kontrollü Uyarma Kontrolörü (DEQ-UK)

DEQ – UK, yapısal olarak, tasarım aşaması ve benzetim çalışması olarak Bölüm 7.3.4 de anlatılan DEQ – GSK ile aynı olup matrislerinin değerleri farklıdır. Bölüm 7.4.1.1’de verilen değerlere sahip A ve C matrisleri ile kontrolör işaretinin elde edilmesinde kullanılan $C \cdot A = [-0.0248 \quad 6.3366 \quad 0.3105 \quad 0.0042]$ olarak bulunur. Daha önce belirlenmiş olan optimum kayma yüzeyi için yine gerilim ve yük açısına ait maksimum sapma ve oturma zamanı dikkate alınarak $K_{eq} = 70$ olarak seçilmiştir.

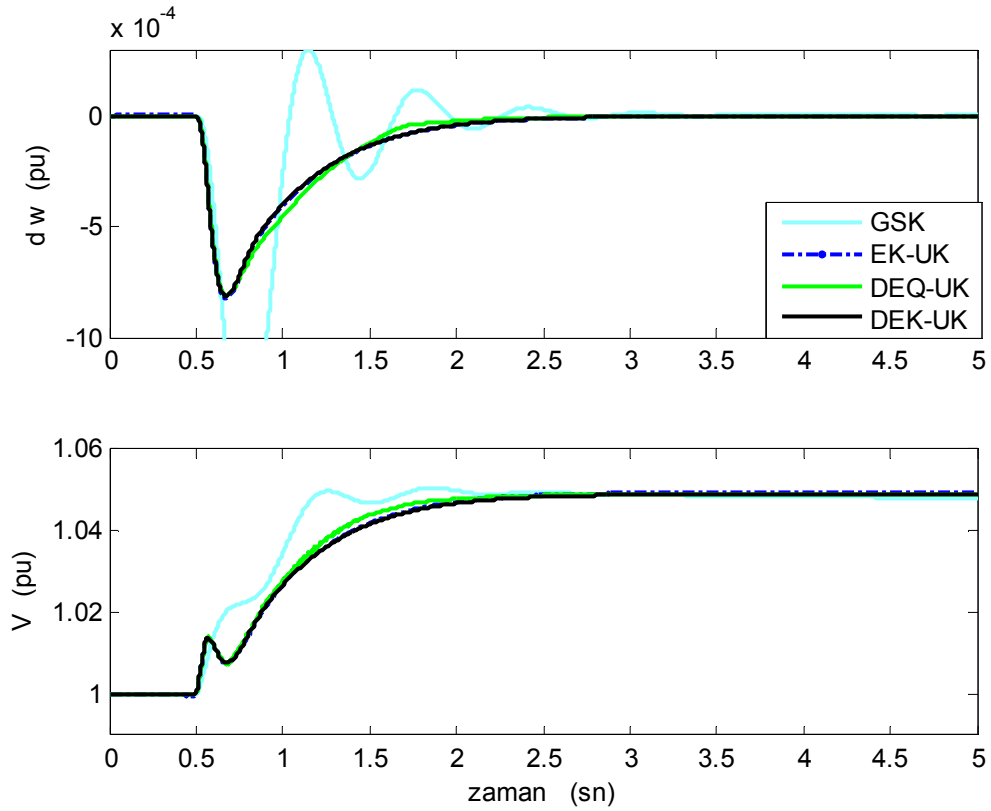
Bu kontrolör (5.43) eşitliğine uygun olarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$U_s = -[-0.0248 \quad 6.3366 \quad 0.3105 \quad 0.0042] \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t(t) \\ \Delta \omega(t) \\ \Delta T_e(t) \\ \Delta E_{fd}(t) \end{bmatrix} - 70 \cdot |C| \cdot |X(t)| \cdot \text{sign}(s)$$

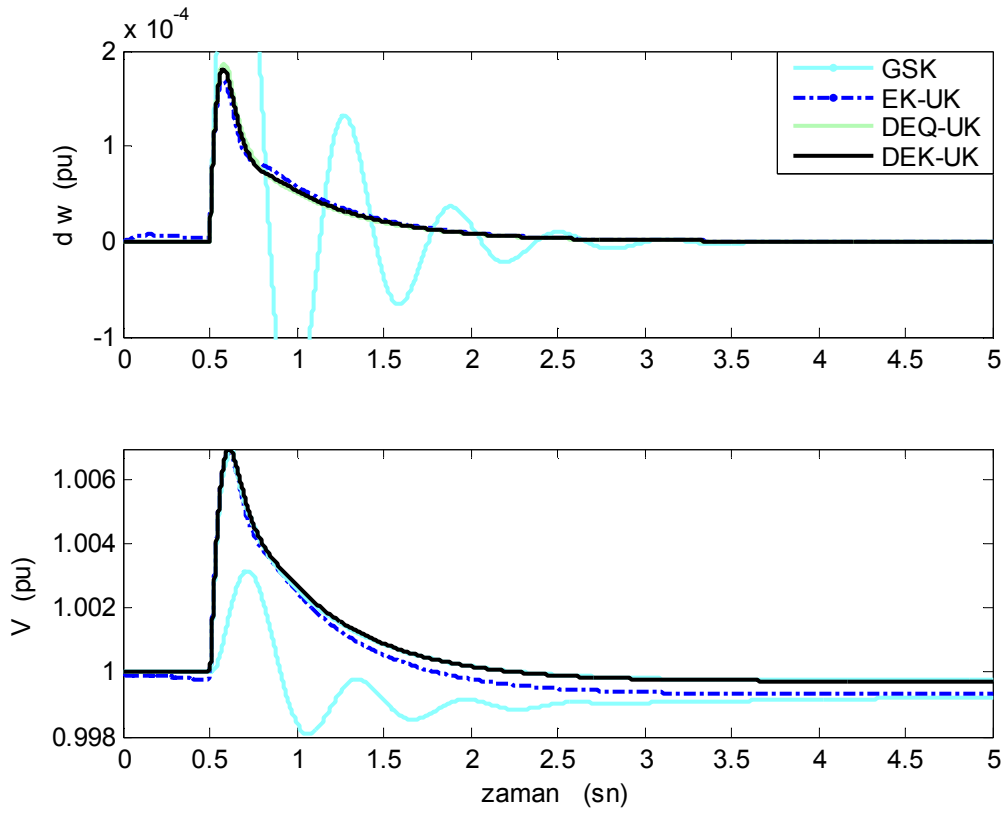
Şekil 7.23, Şekil 7.24 ve Şekil 7.25; Tablo 7.3’de verilen şartlarda çalışan SBSG basitleştirilmiş model için GSK ile KK-UK yaklaşımlarının, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 durumları için performanslarını karşılaştırmalı olarak göstermektedir.



Şekil 7.23 GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-1 durumu için cevapları



Şekil 7.24 GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-2 durumu için cevapları



Şekil 7.25 GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-3 durumu için cevapları

Yukarıda belirtilen şekillere ilişkin; Tablo 7.10, Tablo 7.11 ve Tablo 7.12; Tablo 7.3’de verilen şartlarda çalışan SBSG basitleştirilmiş model için GSK ile KK-UK yaklaşımlarının, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 durumları için performanslarını karşılaştırmalı olarak göstermektedir.

Tablo 7.10 GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-1 için IAE performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_t (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$	$\delta_{\max}$ (Derece)
GSK	16.191	106.31	1724.3	70.357
EK – UK	5.7735e	129.40	773.30	67.754
DEQ – UK	5.8465	133.43	782.72	67.880
DEK – UK	5.8619	132.70	772.27	67.897

Tablo 7.11 GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-2 için IAE performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_t (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$
GSK	6.2012	211.43	483.70
EK – UK	4.6082	301.09	166.44
DEQ - UK	4.5291	289.47	162.32
DEK - UK	4.5225	315.22	163.48

Tablo 7.12 GSK ve KK – UK yöntemlerinin Bozucu-3 için IAE performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_i (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$	$\delta_{\max}$ (Derece)
GSK	1.9650	45.428	193.15	63.809
EK – UK	0.81781	48.030	34.800	63.332
DEQ – UK	0.77362	38.009	37.380	63.236
DEK – UK	0.77603	39.372	36.089	63.241

Şekil 7.23-25 ve Tablo 7.10-12 ile verilen benzetim sonuçları incelendiğinde, önerilen KK-UK 'lünün GSK'ya göre hız sapması IAE performansında %64.34' varan bir iyileşme sağladığı ve her bozucu için daha düşük yük açısı sapmasına sahip olduğu görülmektedir. Bozucu-3 durumu dışında gerilim sapması IAE performansının ise geleneksel GSK'dan daha düşük olduğu görülmektedir

7.4.2. Önerilen İndirgenmiş Modele Dayalı Uyarma Kontrolörü (KK-UK_i)

KK-UK_i, Bölüm 5'de detaylı olarak anlatılan indirgenmiş durum uzay denklemine dayalı bir uyarma kontrolörüdür. Bu nedenle KK-UK ile ayırım olması için *i* harfi eklenerek indirgenmiş olan durum uzay modeline dayalı olduğu vurgulanmaktadır. İndirgenmiş durum uzay denklemine dayandırılan KK-UK_i nün kayma yüzeyinin belirlenmesi ve kontrol işaretleri türetilmesi KK-GSK tasarım aşaması ile aynı tarzda gerçekleştirilmektedir.

7.4.2.1.KK-UK_i İçin Kayma Yüzeyi Tasarımı

Yukarıdaki çalışma şartları için SBSG'ü temsil eden indirgenmiş durum uzay denklemindeki A ve B matrisleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$A = \begin{bmatrix} -0.1772 & -10.0550 & -0.0598 \\ 0 & 0 & -0.1 \\ -1.1835 & 583.0324 & -0.3997 \end{bmatrix}$$

$$B = [0.041378 \quad 0 \quad 0.276381]^T$$

Bu çalışma koşullarındaki A ve B matrislerinin tanımladığı kontrol edilebilirlik matrisi M, (3.14) eşitliğine uygun olarak aşağıdaki gibi elde edilir.

$$M = \begin{bmatrix} 0.041378 & -0.023872 & 0.29167 \\ 0 & -0.027638 & 0.015945 \\ 0.27638 & -0.15945 & -16.022 \end{bmatrix}$$

R matrisi, (5.16) eşitliğine uygun olarak A matrisinin karakteristik denklemindeki katsayılar aracılığı ile aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$R = \begin{bmatrix} 58.303 & 0.57692 & 1 \\ 0.57692 & 1 & \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

T dönüşüm matrisi ise M ve R matrislerinin çarpımından aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$T = \begin{bmatrix} 2.6904 & -6.2172e-017 & 0.041378 \\ 3.8164e-017 & -0.027638 & 0 \\ -3.5527e-015 & -4.1633e-016 & 0.27638 \end{bmatrix}$$

Bölüm 7.3.1 de optimum kayma yüzeyinin GA ile belirlenmesi işlemi burada da kullanılmaktadır. GA ile belirlenen elektriksel hızın minimum IAE değerini veren bu kayma yüzeyi aşağıda verilmektedir.

$$\bar{C} = [882.9958 \quad 59.4449 \quad 1]$$

Gerçek sistemdeki kayma yüzeyi ise Bölüm 5’de anlatıldığı gibi $C = T^{-1}\bar{C}$ ifadesi ile aşağıdaki gibi elde edilir.

$$C = [328.20 \quad -2150.83 \quad -45.52]$$

Daha önceki tasarımlarda olduğu gibi bu aşamadan sonra kontrol işaretinin belirlenmesi aşamasına geçilmektedir. Geliştirilen üç durum değişkenli KK – UKi yaklaşımları tasarımı sıra ile ele alınacaktır.

7.4.2.2. Önerilen İndirgenmiş Modele Dayalı Erişim Kipli Uyarma Kontrolörü (EK-UKi)

EK-UKi, yapısal olarak Bölüm 7.3.2 ile verilen EK-GSK benzer yapıya sahiptir. İndirgenmiş durum uzay denkleminde dayandırıldığından dE_{fd} büyüklüğünün çarpanları bulunmayacaktır. Optimize edilen $C = [328.20 \quad -2150.83 \quad -45.52]$ kayma yüzeyine dayandırılan kontrol işareti (5.35) ifadesine uygun olarak elde edilebilir. Burada kullanılan q ve ε değerleri gerilim hatasının ve yük açısının maksimum değerleri ve oturma zamanları dikkate alınarak seçilmiştir.

$$q = 1$$

$$\varepsilon = 0.05$$

Bu değerler ile hesaplanan $C_h A_{-q} C_h$ değeri ise aşağıda verilmektedir.

$$C \cdot A_{-q} \cdot C = [323.92 \quad -31990 \quad 168.12]$$

Bu değerler ve durum değişkenleri ile kontrol işareti aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$U_s = -[323.92 \quad -31990 \quad 168.12] \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t(t) \\ \Delta \omega(t) \\ \Delta T_e(t) \end{bmatrix} - 0.05 \text{sign}(s)$$

EK – UKi Simulink benzetimi Şekil 7.13 ile benzer yapıdadır ancak burada bir durum değişkeni eksiktir.

7.4.2.3. Önerilen Değişken Oranlı Erişim Kuralı Uyarı Kontrolörü (DEK-UKi)

DEK-UKi, yapısal olarak, tasarım aşaması ve benzetim çalışması olarak Bölüm 7.4.2.2 de anlatılan DEK-GSK ile aynı olup matrislerinin boyutları ve değerleri farklıdır. Bu kontrolörde kullanılan C ve $C \cdot A_{-q} \cdot C$ matrislerinin değerleri bölüm 7.4.2.2 de kullanılan değerlerin aynısı olup değişiklik sadece kontrol işaretinin doğrusal olmayan $sign(s)$ ifadesi çarpanında sabit bir ε yerine durum değişkenleri ile orantılı olan $K_r |C| \cdot |X(t)|$ çarpanı bulundurmasıdır. Optimize edilen $C = [328.20 \quad -2150.83 \quad -45.52]$ kayma yüzeyinin kullanıldığı kontrolörde gerilim sapma miktarı ve yük açısının maksimum değerleri ve oturma zamanları dikkate alınarak $K_r = 0.7$ olarak seçilmiştir. Kontrol işareti, (5.44) ifadesine uygun olarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$U_s = -[323.92 \quad -31990 \quad 168.12] \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t(t) \\ \Delta \omega(t) \\ \Delta T_e(t) \end{bmatrix} - 0.7 \cdot |C| \cdot |X(t)| \cdot sign(s)$$

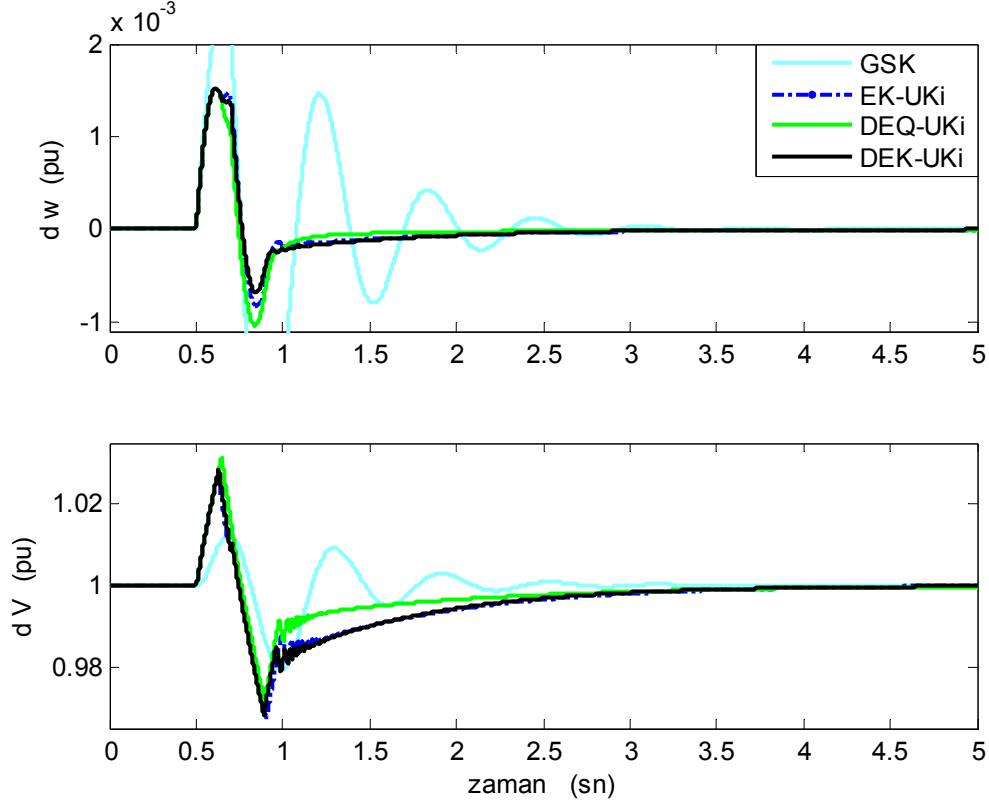
DEK – UKi Simulink benzetimi Şekil 7.14 ile benzer yapıdadır. Ancak dE_{fd} çarpanı olmayacaktır.

7.4.2.4. Önerilen Değişken Oranlı Eşdeğer Kontrollü Uyarı Kontrolörü (DEQ-UKi)

İndirgenmiş durum uzay denkleminde dayandırılan DEQ-UKi, yapısal olarak, tasarım aşaması ve benzetim çalışması olarak Bölüm 7.4.1.4 de anlatılan DEQ – GSK ile aynı olup matris boyutları farklıdır. KK-UKi için optimize edilen $C = [328.20 \quad -2150.83 \quad -45.52]$ kayma yüzeyi değerlerinin kullanıldığı kontrolörde K_{eq} değeri, yük açısı ve gerilim sapmasının maksimum değerleri ve oturma zamanları dikkate alınarak $K_{eq} = 0.7$ seçilmiştir. Benzetim çalışmasında kullanılan $CA = [-4.2820 \quad -29838.94 \quad 213.64]$ olarak elde edilmiştir. Bu kontrolörün kontrol işareti (5.43) denkleminde uygun olarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$U_s = -[-4.2820 \quad -29838.94 \quad 213.64] \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_t(t) \\ \Delta \omega(t) \\ \Delta T_e(t) \end{bmatrix} - 0.7 \cdot |C| \cdot |X(t)| \cdot sign(s)$$

Şekil 7.26, Şekil 7.27 ve Şekil 7.28; Tablo 7.3’de belirtilen şartlarda çalışmakta olan güç sisteminde GSK ile KK-UKi yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumundaki cevaplarını karşılaştırmalı olarak göstermektedir.

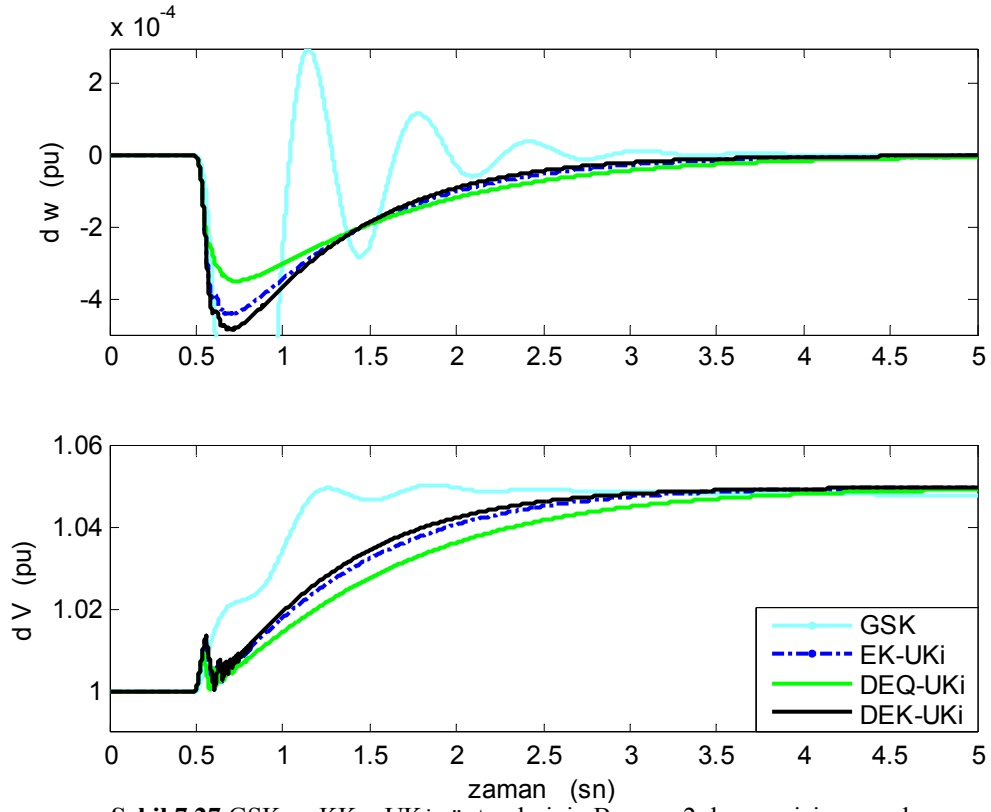


Şekil 7.26 GSK ve KK – UKi yöntemlerinin Bozucu-1 durumu için cevapları

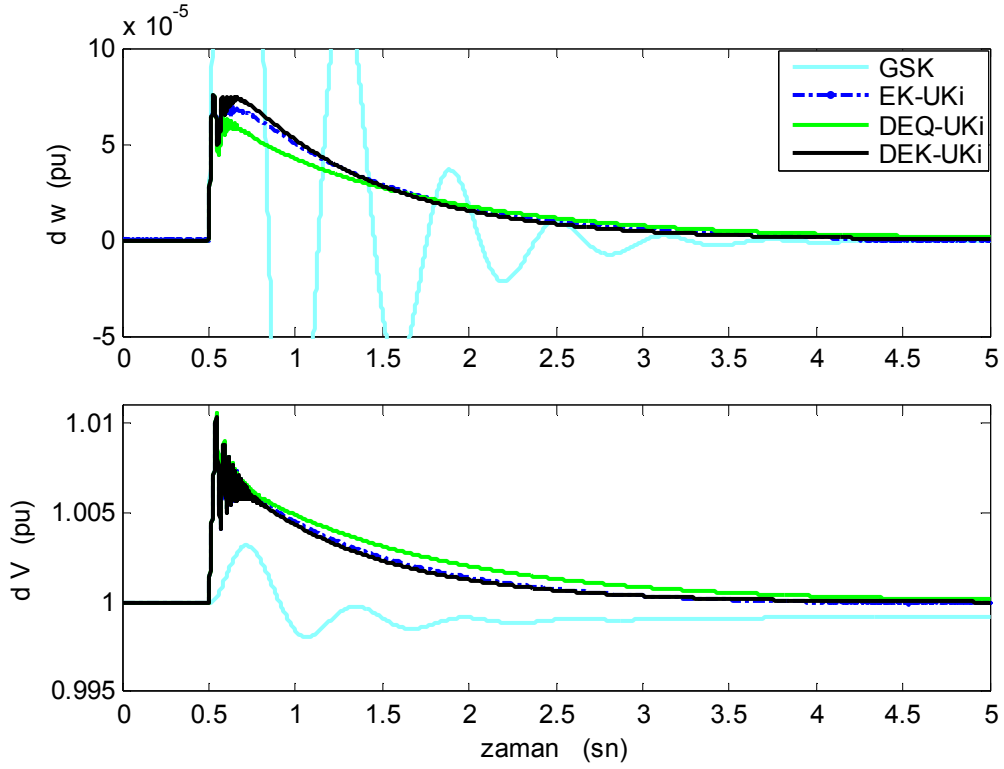
Tablo 7.13, Tablo 7.3’de belirtilen şartlarda çalışmakta olan güç sisteminde GSK ile KK-UKi yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, ortaya çıkması durumunda salınım sönümlemeye ilişkin IAE performanslarını ve maksimum yük açısı sapma değerlerini göstermektedir.

Tablo 7.13 GSK ve KK - UKi yöntemlerinin Bozucu-1 için IAE performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_t (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$	$\delta_{\max}$ (Derece)
GSK	16.191	106.31	1724.3	70.357
EK – UKi	5.6508	234.90	686.70	67.679
DEQ - UKi	4.9710	173.58	708.97	66.964
DEK - UKi	5.5628	234.02	645.94	67.590



Şekil 7.27 GSK ve KK – UKi yöntemlerinin Bozucu-2 durumu için cevapları



Şekil 7.28 GSK ve KK – UKi yöntemlerinin Bozucu-3 durumu için cevapları

Tablo 7.15; Tablo 7.3’de belirtilen şartlarda çalışmakta olan güç sisteminde GSK ile KK-UKi yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumunda salınım sönümlemeye ilişkin IAE performanslarını ve maksimum yük açısı sapma değerlerini göstermektedir.

Tablo 7.14 GSK ve KK - UKi yöntemlerinin Bozucu-2 için IAE performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_i (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$
GSK	6.2012	211.43	483.70
EK – UKi	4.5976	452.19	93.408
DEQ - UKi	4.5538	566.36	70.561
DEK - UKi	4.5919	413.33	101.85

Tablo 7.15 GSK ve KK - UKi yöntemlerinin Bozucu-3 için IAE performansları

	$\Delta\omega (10^{-4})$	$\Delta V_i (10^{-4})$	$\Delta T_e (10^{-4})$	$\delta_{\max}$ (Derece)
GSK	1.9650	45.428	193.15	63.809
EK – UKi	0.74909	66.153	27.929	63.183
DEQ - UKi	0.73369	84.634	23.104	63.150
DEK - UKi	0.74571	63.765	25.120	63.176

Önerilen KK-UKi yaklaşımlarının bozuculara dayanıklılık açısından geleneksel GSK’ya göre daha iyi sonuç verdiği hem Şekil 7.26-28’den hem de Tablo 7.13-15’de verilen benzetim sonuçlarından görülmektedir.

Tablo 7.17, önerilen KK-GSK, KK-UK ve KK-UKi yaklaşımları ve GSK performanslarının karşılaştırılması amacı ile yapılan bozucu çeşitleri için performans incelemelerini değişkenlere göre vermektedir.

Kontrolörlerin performanslarının, optimize edildikleri çalışma noktasından farklı çalışma noktalarında ve belirsizlikler karşısında da incelenerek tek bir kontrol işareti elde etme yaklaşımını belirlendi. Bu farklı çalışma noktası, P_e ’nin 0.8, Q ’nun 0.3 ve X_e ’nin 0.2 olduğu nokta seçildi ve kontrolörlerin optimize edildiği çalışma noktasından farklı bir çalışma noktasında test edildi. Bu çalışma noktasında kontrolörlerin performansları için düzenlenen Tablo 7.17 aşağıda verilmektedir.

Tablo 7.16 Çıkış değişkenlerinin; bozucu çeşitleri, kontrolörler ve kontrol işareti belirleme yöntemleri için IAE performans tabloları (Tablo değerleri*10⁻⁴)

$\Delta\omega$	GSK	EK-GSK	EK-UK	EK-UK _i	DEQ-GSK	DEQ-UK	DEQ-UK _i	DEK-GSK	DEK-UK	DEK-UK _i
Bozucu-1	16.191	5.7245	5.7735	5.6508	6.4017	5.8465	4.9710	5.8112	5.8619	5.5628
Bozucu-2	6.2012	4.6084	4.6082	4.597	4.5291	4.5291	4.5538	4.5297	4.5225	4.5919
Bozucu-3	1.9650	0.81765	0.81781	0.74909	0.77359	0.77362	0.73369	0.77593	0.77603	0.74571
TOPLAM	24.3572	11.15055	11.19951	10.79689	11.704391	11.14922	10.25849	11.11683	11.16043	10.90

ΔV_i	GSK	EK-GSK	EK-UK	EK-UK _i	DEQ-GSK	DEQ-UK	DEQ-UK _i	DEK-GSK	DEK-UK	DEK-UK _i
Bozucu-1	106.31	125.76	129.40	234.9	87.187	133.43	173.58	128.86	132.70	234.02
Bozucu-2	211.43	301.88	301.09	452.19	321.73	289.47	566.36	314.07	315.22	41.333
Bozucu-3	45.428	47.968	48.030	66.153	37.990	38.009	84.634	39.383	39.372	63.765
TOPLAM	363.168	475.608	478.52	753.243	446.907	460.909	824.574	482.313	487.292	339.118

ΔT_e	GSK	EK-GSK	EK-UK	EK-UK _i	DEQ-GSK	DEQ-UK	DEQ-UK _i	DEK-GSK	DEK-UK	DEK-UK _i
Bozucu-1	1724.3	783.52	773.30	686.7	913.38	782.72	708.97	782.20	772.27	645.94
Bozucu-2	483.70	165.43	166.44	93.408	158.17	162.32	70.561	164.16	163.480	101.85
Bozucu-3	193.15	35.053	34.80	27.929	37.551	37.380	23.104	36.378	36.089	25.21
TOPLAM	2401.15	984.003	974.54	808.037	1109.081	882.42	802.635	982.738	971.839	773

$\delta_{\max}$ (Derece)	GSK	EK-GSK	EK-UK	EK-UK _i	DEQ-GSK	DEQ-UK	DEQ-UK _i	DEK-GSK	DEK-UK	DEK-UK _i
Bozucu-1	70.357	67.701	67.754	67.659	68.020	67.880	66.964	67.842	67.897	67.590
Bozucu-2	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Bozucu-3	63.809	63.331	63.332	63.183	63.236	63.236	63.150	63.241	63.241	63.176

Tablo 7.17 Kontrolörlerin ve kontrol yöntemlerinin optimize edildikleri çalışma noktasından farklı noktadaki çalışma performansları (Tablo değerleri*10⁻⁴)

Bozucu-1	GSK	EK-GSK	EK-UK	EK-UK _i	DEQ-GSK	DEQ-UK	DEQ-UK _i	DEK-GSK	DEK-UK	DEK-UK _i
$\Delta\omega$	15.446	6.4079	6.4503	6.1456	7.2594	6.4632	7.4524	6.5083	6.5522	5.9452
ΔV_i	145.76	144.62	148.19	268.23	120.39	124.77	153.10	145.28	149.28	219.59
ΔT_e	1507.9	822.58	812.21	690.56	930.51	862.19	1046.7	821.56	811.35	737.16
$\delta_{\max}$	59.573	56.732	56.77	56.545	57.242	56.811	55.799	56.934	56.982	56.333

Kontrol işaretinin belirlenmesi için Tablo 7.16 incelendiğinde IAE performansı olarak gerilim IAE performans değeri yüksek olan yöntemin hız IAE performans değeri düşmektedir. Bunun anlamı gerilimden ödün verildiği nispette hız IAE değeri düşmektedir. Bu durum hız değişimi – zaman ve gerilim – zaman grafiklerinden görülebilmektedir. İncelemelerde DEQ-KK yönteminin kontrolör yapısına göre farklı cevaplara sahip olduğu görülmektedir.

P_e 'nin 0.8, Q 'nun 0.3 ve X_e 'nin 0.2 olduğu farklı bir çalışma noktasında bozucu-1 için düzenlenen Tablo 7.17'de performansın değiştiği gözlenmektedir. Oturma zamanı ve yük açısının maksimum değeri göz önüne alındığında göreceli olarak daha iyi olan KK kontrol yönteminin değişken oranlı erişim kuralı yaklaşımı olduğu söylenebilir. Bu aşamadan itibaren belirsizlik incelemeleri DEK-KK ile sürdürülecektir.

7.5. Önerilen Kayma Kipli GSK ve Uyarma Kontrolörlerinin Model Belirsizliklerine Karşı Dayanıklılık İncelemesi

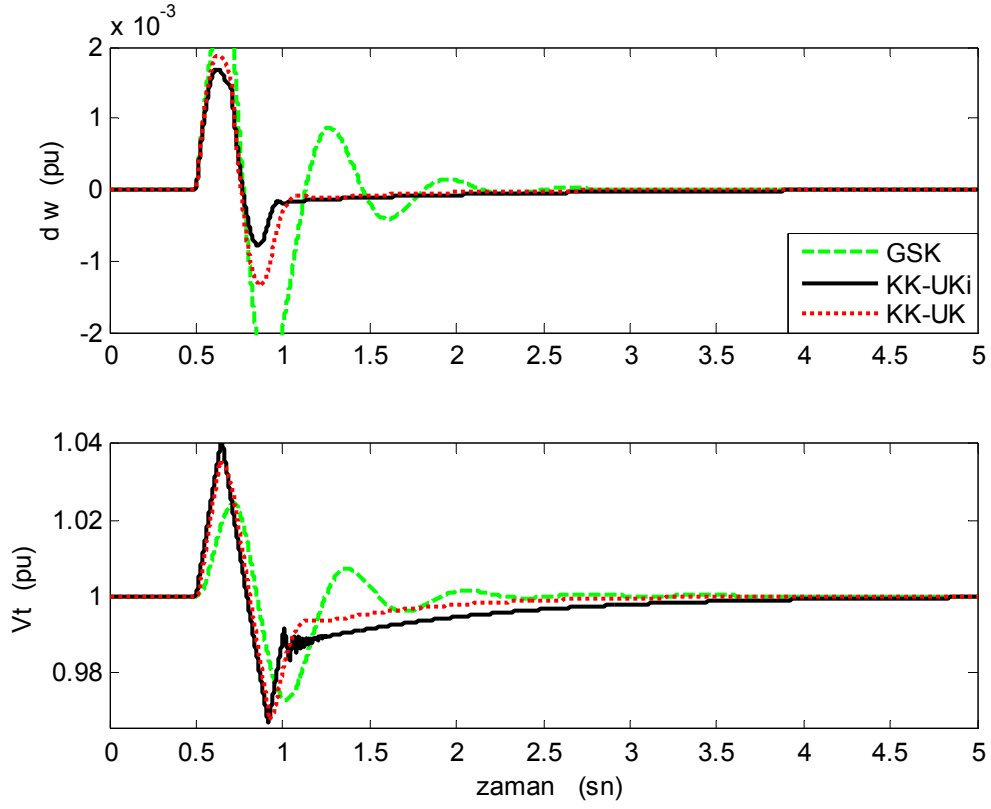
Sistem, kontrolörün optimize edildiği çalışma noktasından farklı bir çalışma noktasında çalışması durumu yukarıda tasarlanan kontrolörler için belirsizlik oluşturmaktadır. yani aktif gücün, reaktif gücün ve harici empedansın değişmesi modeli tanımlayan K_1 , K_2 , K_6 katsayılarının değişmesi demektir. Bu durum kontrolör açısından bir belirsizliktir. Önerilen KK – KU ve KK – UKi'nün belirsizliklere karşı dayanıklılığını test amacı ile düzenlenen bir belirsizlik tablosu Tablo 7.18'de verilmektedir.

Tablo 7.18 Belirsizlik tablosu

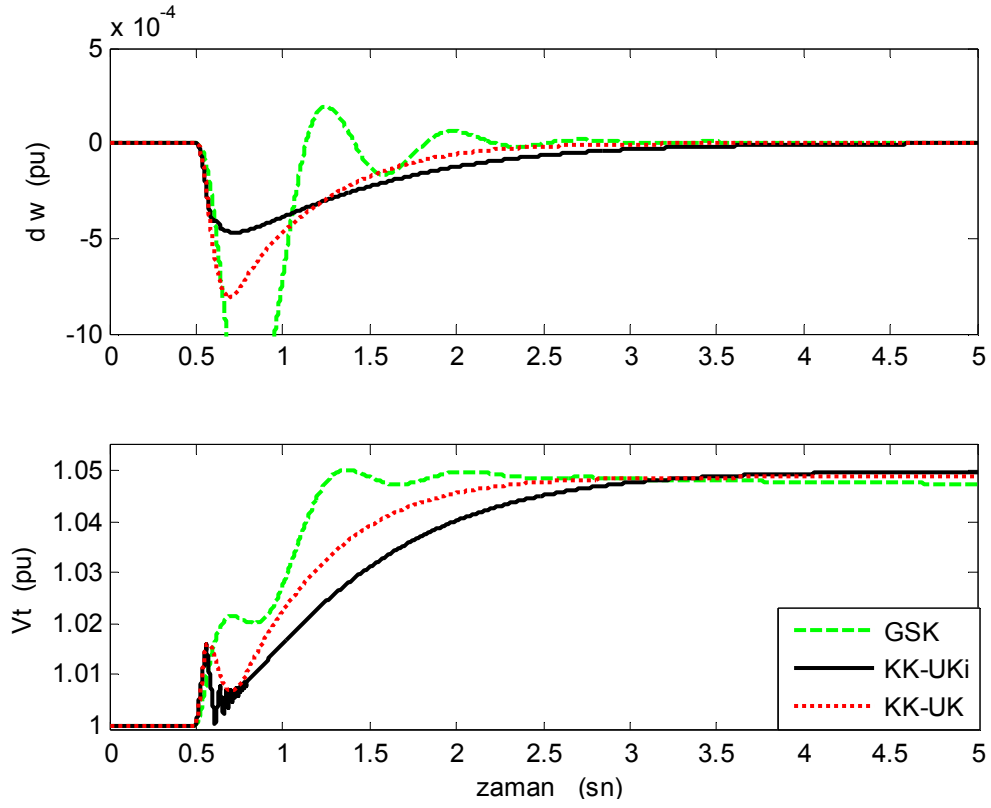
	Aktif Güç P_e (pu)	Reaktif Güç Q (pu)	Harici Emp. $X_e=0.2$ pu
Belirsizlik – 1	0.6	0.02	X_e
Belirsizlik – 2	0.8	0.1	X_e*2
Belirsizlik – 3	1.0	0.2	X_e*2
Belirsizlik – 4	1.2	0.3	X_e*2
Belirsizlik – 5	0.9	-0.3	X_e

Belirsizlik-2, Belirsizlik-3 ve Belirsizlik-4 durumlarında SBSG sisteminin harici empedansının 0.25'inci saniyeye kadar normal 0.2 pu de olduğu ve 0.25'inci saniyede iki katına çıktığı ve benzetim çalışması süresince iki katı değerinde kaldığı kabul edilmektedir. Harici empedansın iki katına çıkması bozucu-2 ve bozucu3'den daha fazla bir bozulmaya yol açtığı şekillerden ve performans tablolarından görülmektedir. Bu değişimler gerçekleşir iken kontrolör parametreleri belirlenen değerlerde sabit kalmaktadır. Kontrolörlerin çalışma koşullarına herhangi bir uyarlaması bulunmamaktadır.

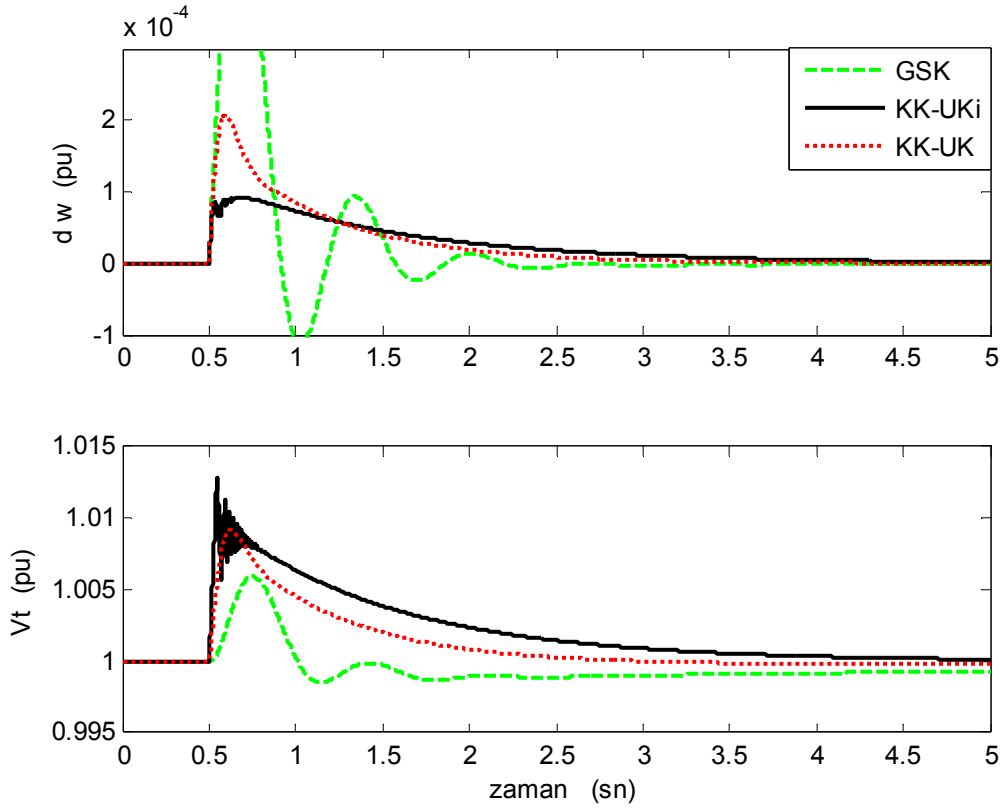
Şekil 7.29, Şekil 7.30 ve Şekil 7.31; Belirsizlik-1 şartlarında çalışan SBSG için GSK ile önerilen KK-UK ve KK-UKi yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumunda salınım sönümleme performanslarını karşılaştırmalı olarak göstermektedir.



Şekil 7.29 Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin cevabı



Şekil 7.30 Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin cevabı



Şekil 7.31 Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin cevabı

Tablo 7.19, Tablo 7.20 ve Tablo 7.21; Belirsizlik-1 şartlarında çalışan SBSG için GSK ile önerilen KK-UK ve KK-UKi yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumunda salınım sönümleme IAE performanslarını ve maksimum yük açısı sapma değerlerini göstermektedir. İyileşme olarak ifade edilen sütun, önerilen KK-UK ve KK-UKi yöntemlerin GSK esas alınarak sağladıkları iyileşmeyi yüzde olarak ifade eder.

Tablodan da görüleceği gibi önerilen yöntemler, hız sapmasının IAE performansında bozucunun türüne göre %51.1 ve %55.2 gibi önemli bir iyileşme sağlamaktadır. Yine tablolardan görüldüğü gibi hız sapmasının performansında iyileşme arttıkça gerilim sapması performansı düşmektedir.

Tablo 7.19 Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	ΔT_e ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	13.485	-	142.98	-	1321.0	-	58.784
KK-UK	6.5896	51.10	166.75	-16.73	778.03	41.03	56.042
KK-UKi	6.0413	55.20	269.60	-88.59	665.30	49.62	55.508

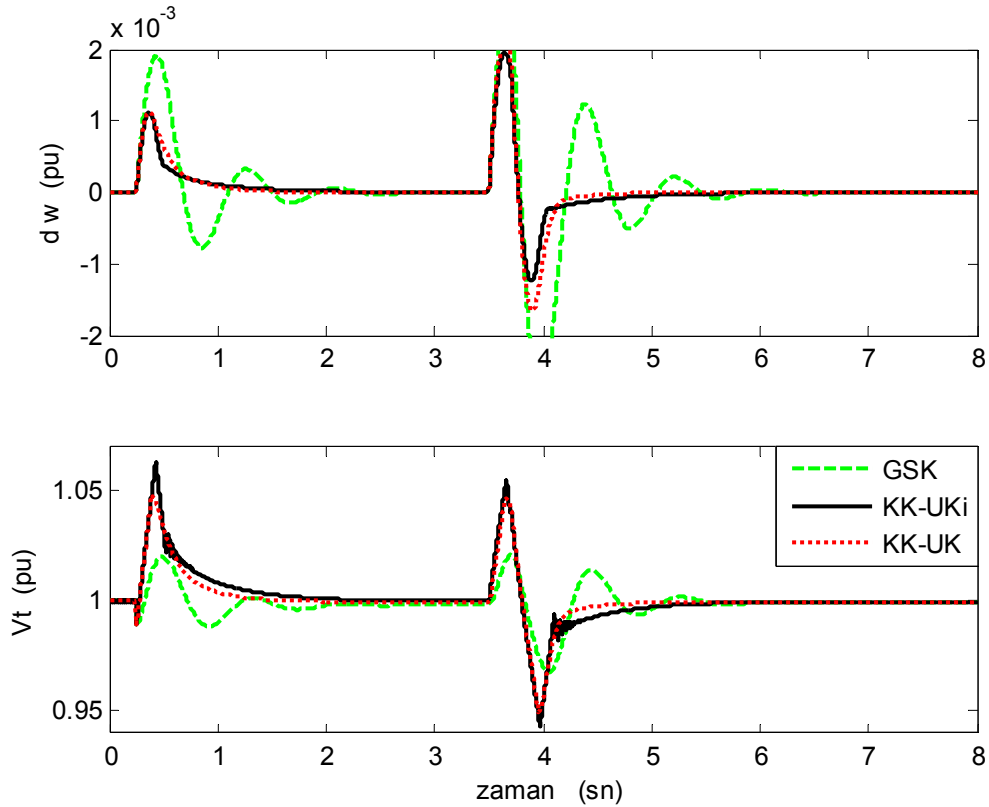
Tablo 7.20 Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

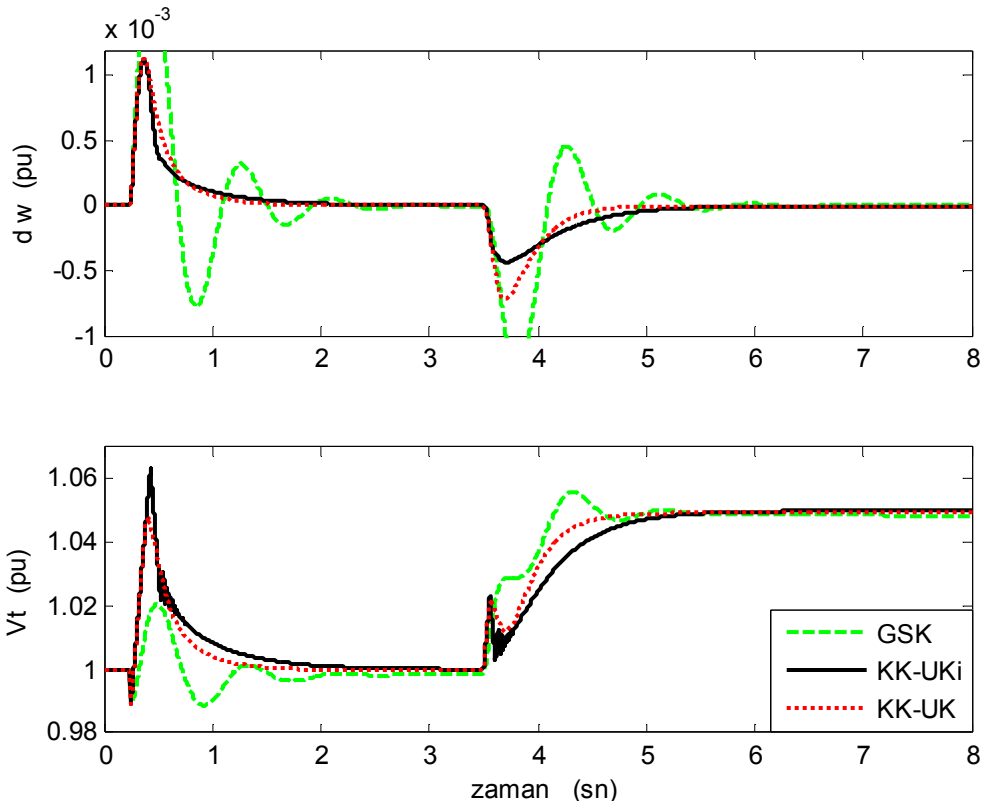
	$\Delta\omega$ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	ΔT_e ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %
GSK	6.2887	-	249.15	-	405.03	-
KK-UK	5.1696	17.80	489.69	-96.56	96.342	76.16
KK-UKi	5.0812	19.15	358.32	-43.84	161.84	59.84

Tablo 7. 21 Belirsizlik-1 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

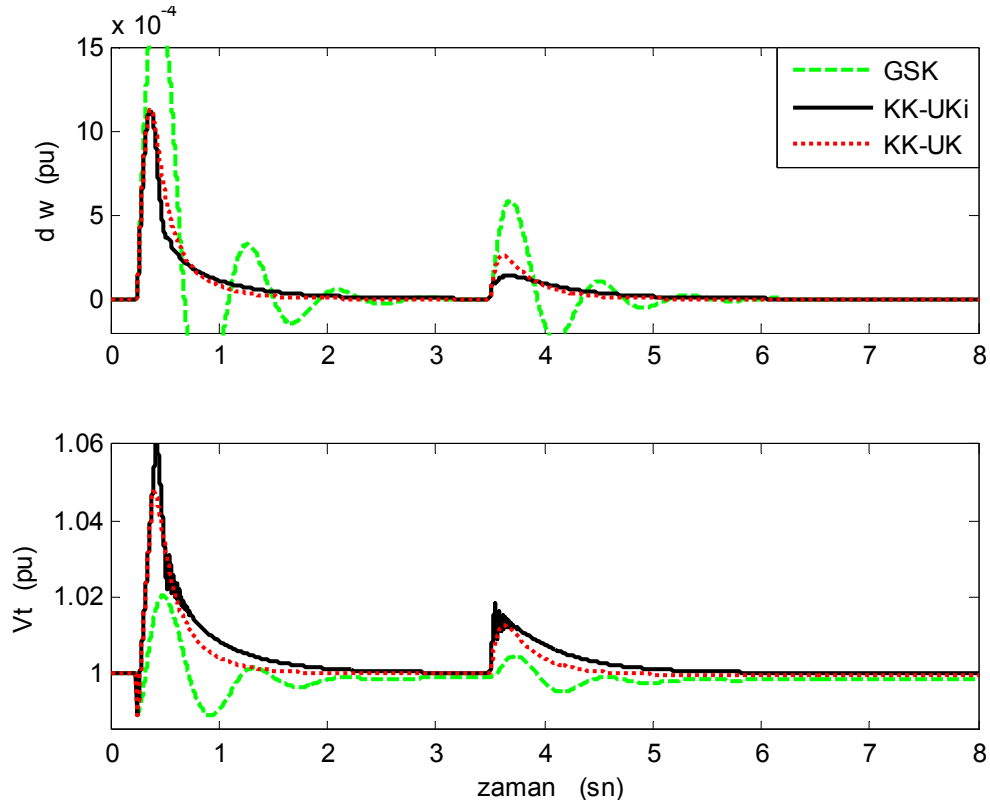
	$\Delta\omega$ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	ΔT_e ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	1.8832	-	52.709	-	157.40	-	51.878
KK-UK	1.2290	34.34	61.006	-16.3	41.378	73.16	51.576
KK-UKi	1.1806	37.30	107.59	-104.22	26.913	82.76	51.472

Şekil 7.32, Şekil 7.33 ve Şekil 7.34; Belirsizlik-2 şartlarında çalışan SBSG için GSK ile önerilen KK-UK ve KK-UKi yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumunda salınım sönümleme performanslarını göstermektedir.

**Şekil 7.32** Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin cevabı



Şekil 7.33 Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin cevabı



Şekil 7.34 Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin cevabı

Şekillerin ardından verilen Tablo 7.22, Tablo 7.23 ve Tablo 7.24; Belirsizlik-1 şartlarında çalışan SBSG için GSK ile önerilen KK-UK ve KK-UKi yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumunda salınım sönümleme IAE performanslarını ve maksimum yük açısı sapma değerlerini göstermektedir.

Tablo 7.22 Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ (*10 ⁻⁴)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	ΔT_e (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	$\Delta\delta_{maks}$
GSK	26.922	-	328.00	-	2157.8	-	75.413
KK-UK	11.186	58.42	358.04	-9.266	1057.7	50.93	72.235
KK-UKi	10.562	60.77	504.14	-53.71	979.43	54.60	71.548

Tablo 7.23 Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ (*10 ⁻⁴)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	ΔT_e (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	14.919	-	319.34	-	1069.0	-	67.384
KK-UK	6.8190	54.30	384.26	-20.44	370.35	65.25	64.005
KK-UKi	6.8094	54.36	531.02	-66.30	311.87	70.80	63.960

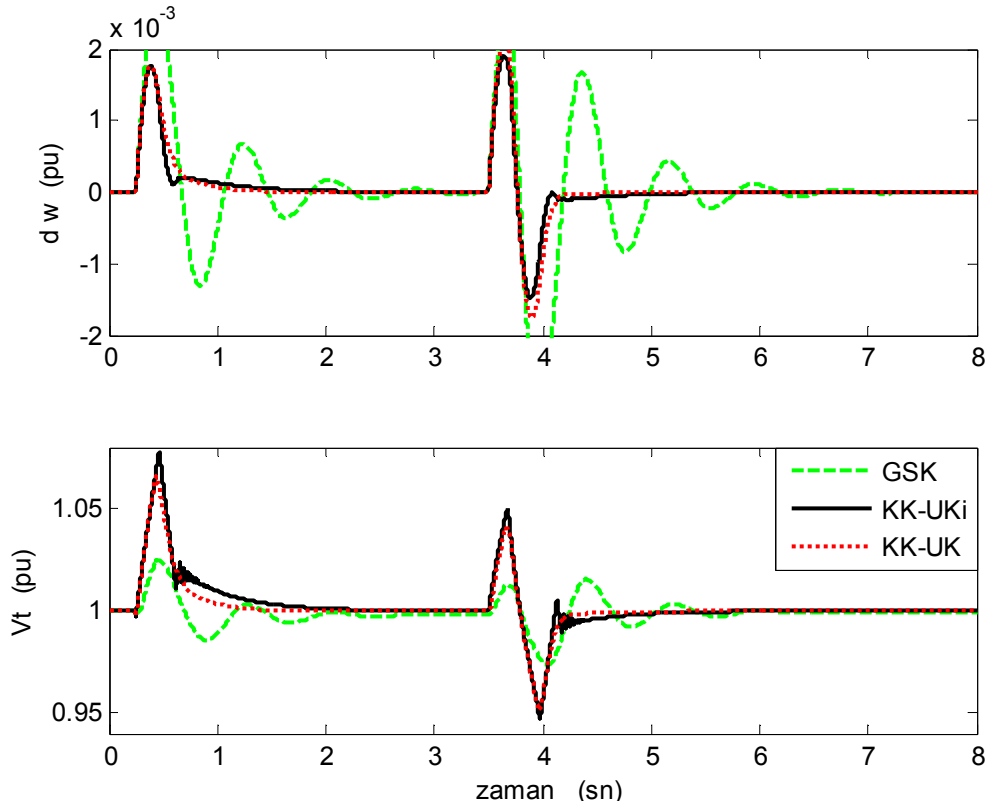
Tablo 7.24 Belirsizlik-2 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ (*10 ⁻⁴)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	ΔT_e (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	112.79	-	319.34	-	853.74	-	67.384
KK-UK	46.642	58.56	220.22	-21.99	277.75	67.33	66.380
KK-UKi	46.298	58.95	317.45	-47.10	255.29	70.06	66.306

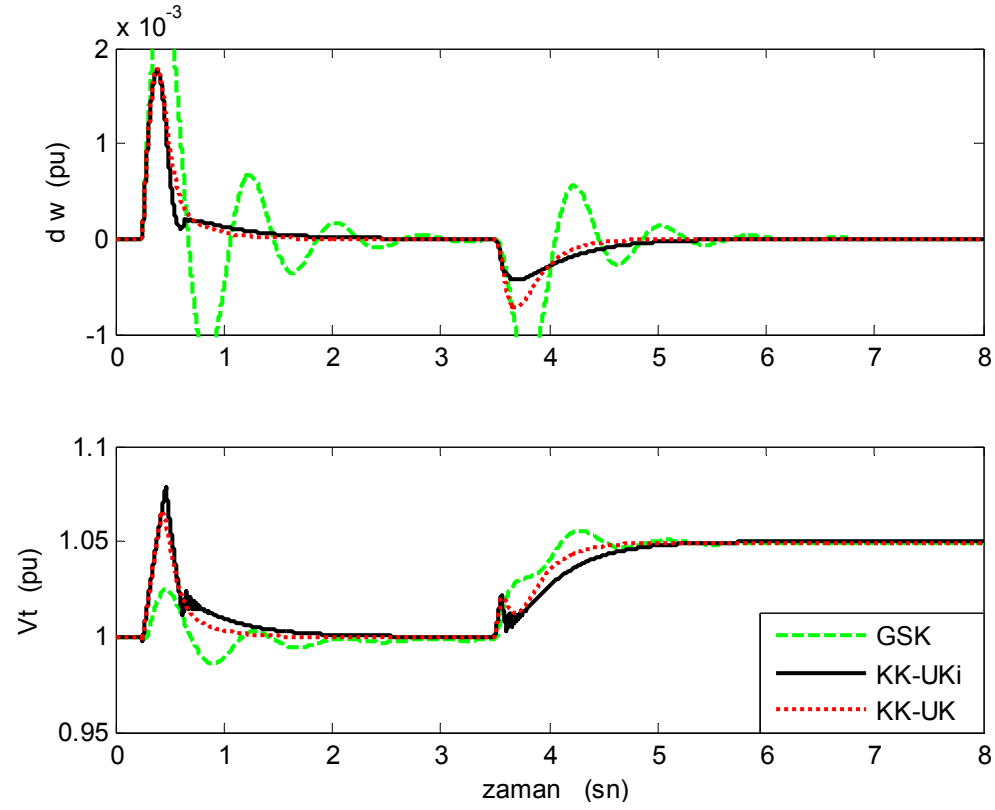
Şekil 7.32, Şekil 7.33 ve Şekil 7.34 ile Tablo 7.22, Tablo 7.23 ve Tablo 7.24 incelendiğinde; KK-UKi'nin hız sapması IAE değerinde % 60.77 seviyesine varan iyileştirme sağladığı görülmektedir. KK-UK ve KK-UKi'nin yük açısının maksimum sapmasına ilişkin performansları biri birine çok yakındır. Önerilen her iki yöntemin gerilim IAE performansları geleneksel GSK'ya göre daha düşüktür.

Şekil 7.35, Şekil 7.36 ve Şekil 7.37; Belirsizlik-3 şartlarında çalışan SBSG için GSK ile önerilen KK-UK ve KK-UKi yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumunda salınım sönümleme performanslarını göstermektedir.

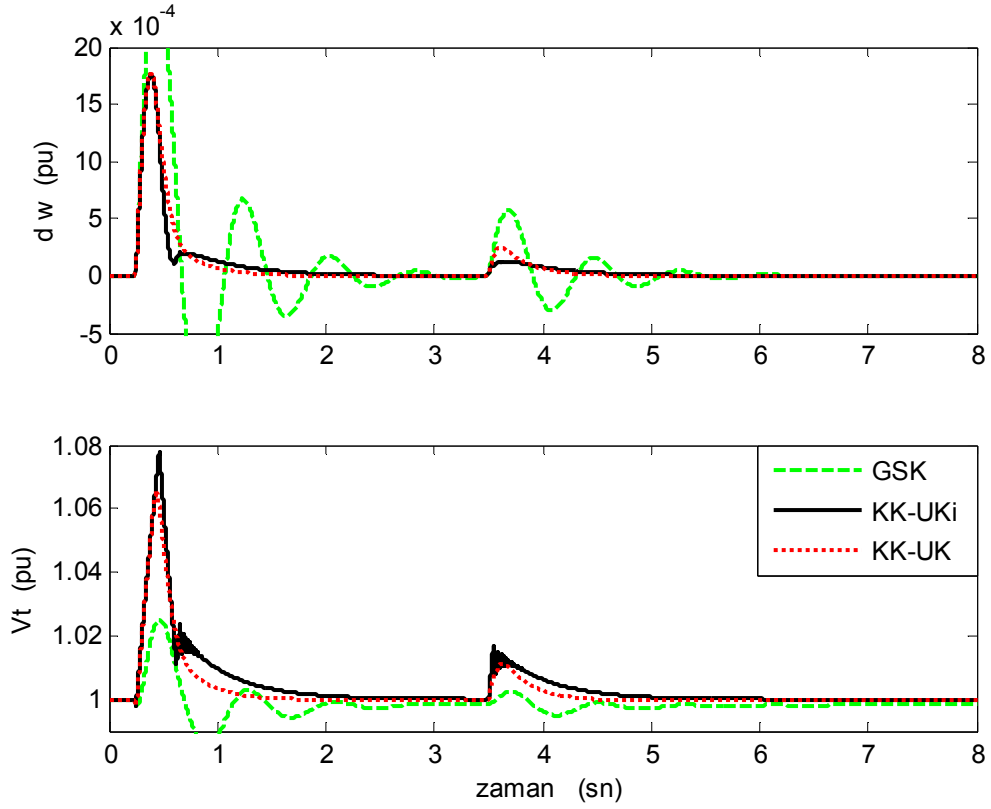
Tablo 7.25, Tablo 7.26 ve Tablo 7.27; Belirsizlik-3 şartlarında çalışan SBSG için GSK ile önerilen KK-UK ve KK-UKi yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumunda salınım sönümleme IAE performanslarını ve maksimum yük açısı sapma değerlerini göstermektedir.



Şekil 7.35 Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin cevabı



Şekil 7.36 Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin cevabı



Şekil 7.37 Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin cevabı

Tablo 7.25 Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	ΔT_e ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	35.484		338.60		28.944		83.119
KK-UK	12.197	%65.63	360.73	%-65.36	12.060	%58.33	79.895
KK-UKi	11.455	%67.72	495.23	%-46.26	11.974	%58.63	79.089

Tablo 7.26 Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	ΔT_e ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	2.0.577	-	336.05	-	1558.3	-	76.847
KK-UK	7.8436	%61.88	309.909	%-18.76	500.86	%67.86	71.861
KK-UKi	7.8278	%61.96	559.99	%-66.64	463.40	%70.26	71.903

Tablo 7.27 Belirsizlik-3 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

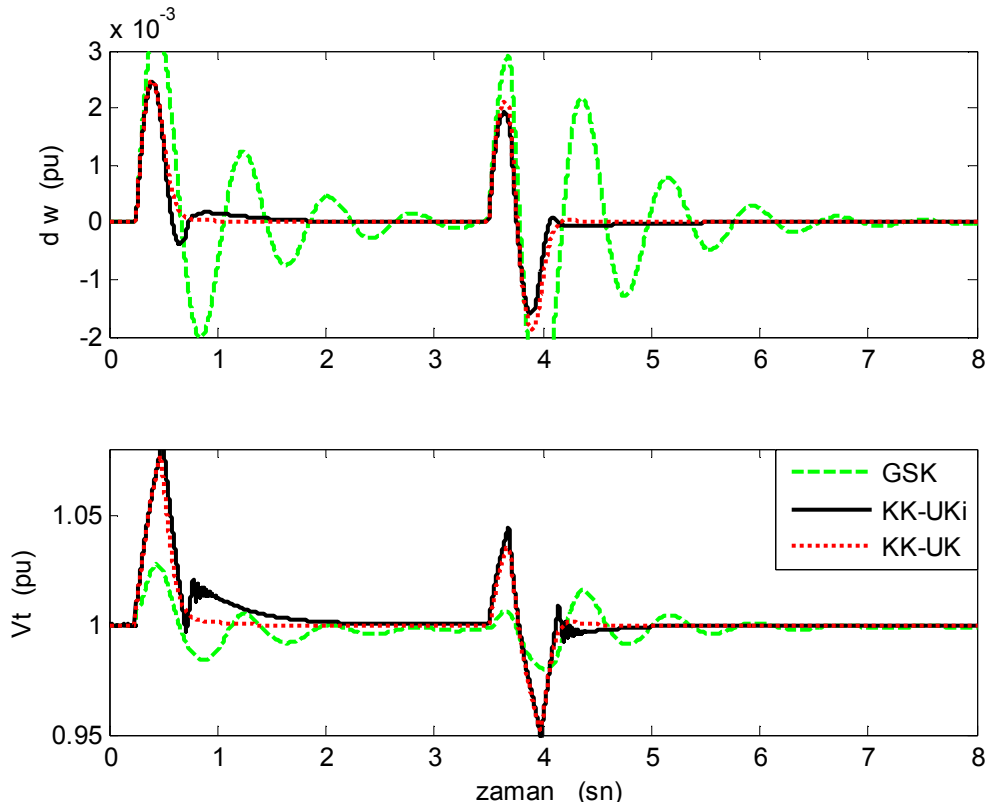
	$\Delta\omega$ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	ΔT_e ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	16.863	-	247.67	-	1318.5	-	76.847
KK-UK	5.7257	66.05	243.97	1.493	404.07	69.355	73.908
KK-UKi	5.6795	66.32	349.65	-41.17	405.22	69.267	73.832

Şekil 7.35, Şekil 7.36 ve Şekil 7.37 ile Tablo 7.25, Tablo 7.26 ve Tablo 7.27 incelendiğinde; KK-UKi'nin hız sapması IAE değerinde % 67.72 seviyesine varan iyileştirme

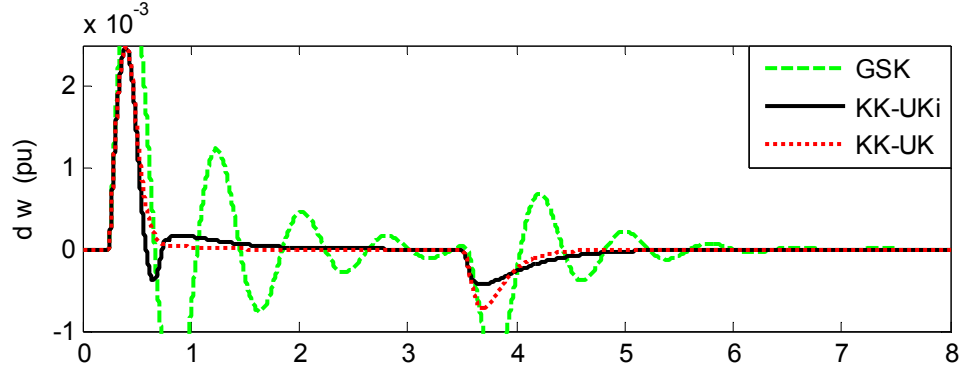
sağladığı görülmektedir. KK-UK ve KK-UKi'nin yük açısının maksimum sapmasına ilişkin performansları biri birine çok yakındır. Önerilen her iki yöntemin gerilim IAE performansları geleneksel GSK'ya göre daha düşüktür. Bozucu-3 durumunda, KK-UK'ün gerilime ilişkin IAE performansının geleneksel GSK'dan daha iyi olduğu benzetim sonuçlarından görülmektedir.

Şekil 7.38, Şekil 7.39 ve Şekil 7.40; Belirsizlik-4 şartlarında çalışan SBSG için GSK ile önerilen KK-UK ve KK-UKi yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumunda salınım sönümleme performanslarının incelendiği benzetim çalışmalarının sonuçlarını göstermektedir.

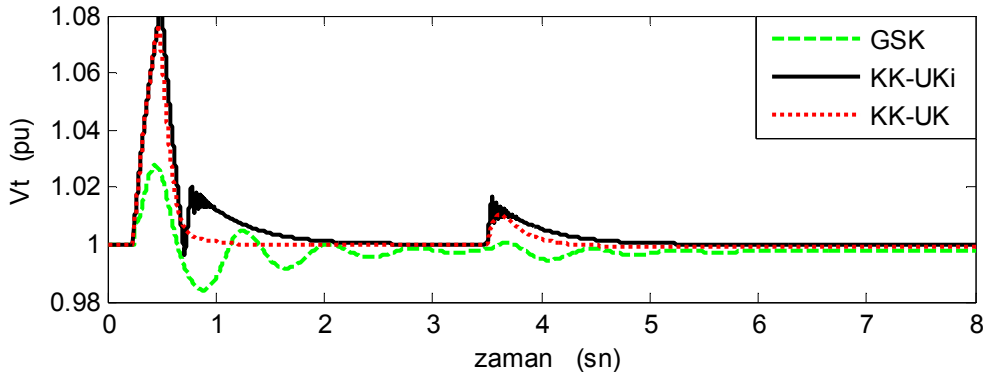
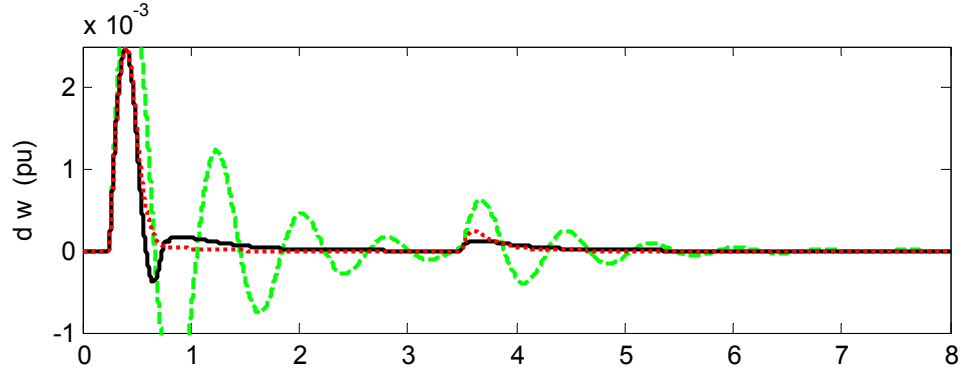
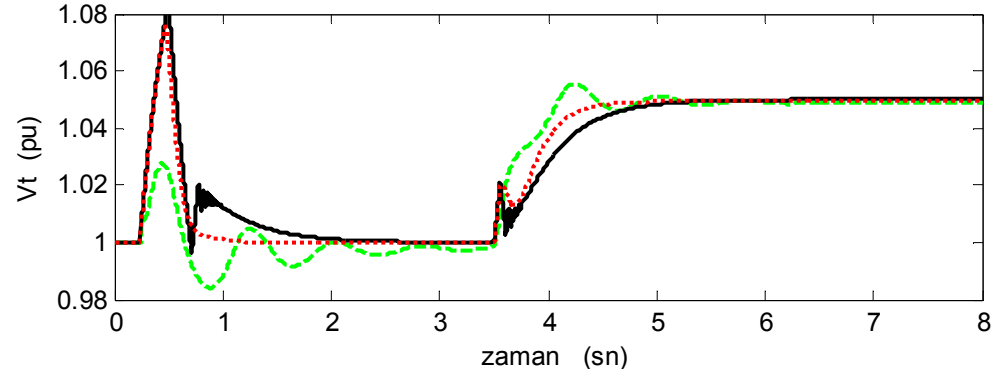
Şekillerin ardından verilen Tablo 7.28, Tablo 7.29 ve Tablo 7.30; Belirsizlik-4 şartlarında çalışan SBSG için GSK ile önerilen KK-UK ve KK-UKi yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumunda salınım sönümleme IAE performanslarını ve maksimum yük açısı sapma değerlerini göstermektedir.



Şekil 7.38 Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin cevabı



Şekil 7.39 Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin cevabı



Şekil 7.40 Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin cevabı

Tablo 7.28 Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ (*10 ⁻⁴)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	ΔT_e (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	49.185		367.62		3997.8		90.269
KK-UK	13.503	72.55	356.82	2.936	1379.5	65.49	86.837
KK-UK _i	13.374	72.81	517.22	-40.07	1464.4	63.37	86.017

Tablo 7.29 Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ (*10 ⁻⁴)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	ΔT_e (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	29.503	-	363.98	-	2296.8	-	85.856
KK-UK	8.7779	70.247	397.82	-9.2973	642.98	72.005	78.855
KK-UK _i	9.4865	67.845	588.96	-61.812	695.38	69.724	78.803

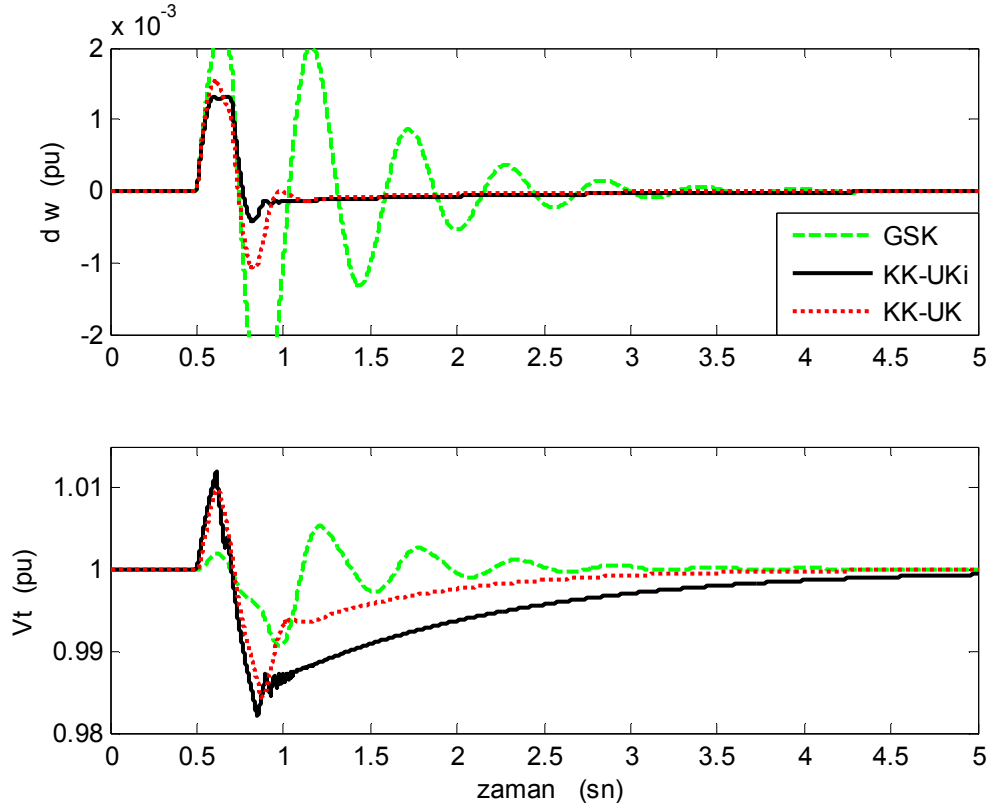
Tablo 7.30 Belirsizlik-4 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ (*10 ⁻⁴)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	ΔT_e (x10 ⁻⁴)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	25.813	-	296.51	-	2036.5	-	85.856
KK-UK	6.7432	73.88	253.66	14.45	544.14	73.28	80.634
KK-UK _i	7.4262	71.23	387.08	-30.55	636.61	68.74	80.547

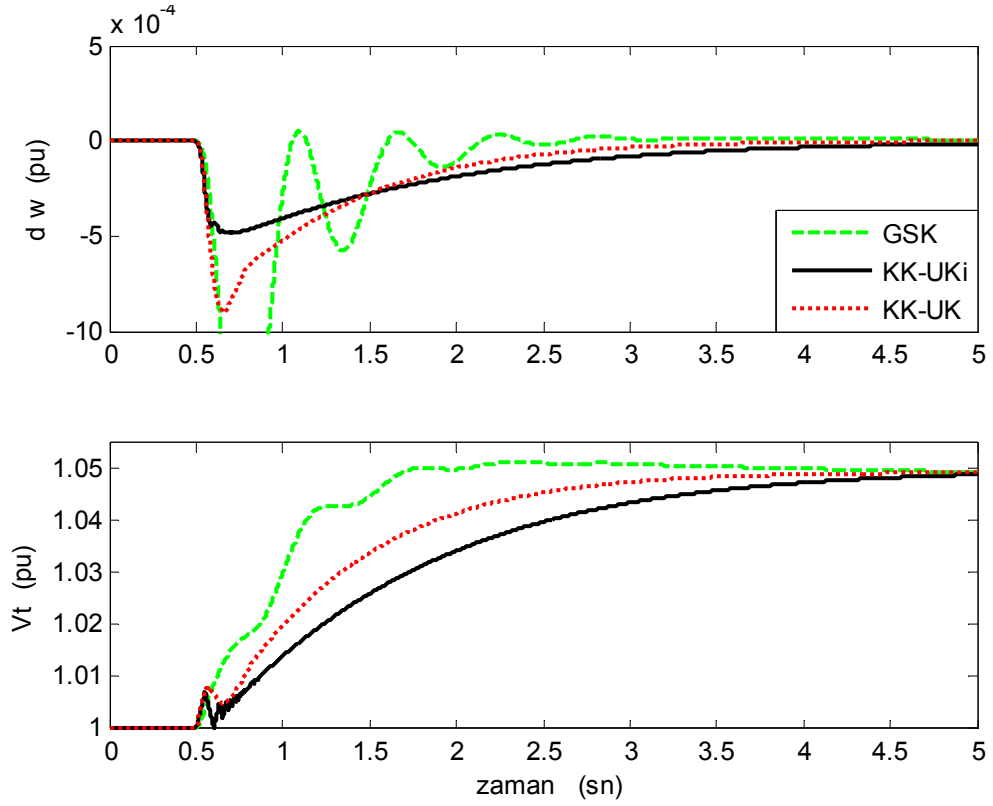
Şekil 7.38, Şekil 7.39 ve Şekil 7.40 ile Tablo 7.28, Tablo 7.29 ve Tablo 7.30 ile verilen benzetim sonuçları incelendiğinde; KK-UK_i'nin hız sapması IAE değerinde % 73.88'e seviyesine varan iyileştirme sağladığı görülmektedir. KK-UK ve KK-UK_i'nin yük açısının maksimum sapmasına ilişkin performansları biri birine çok yakındır. Bozucu-2 için önerilen her iki yöntemin gerilim IAE performansları geleneksel GSK'ya göre daha düşüktür. Bozucu-1 ve Bozucu-3 durumu için yapılan benzetim çalışmasında, KK-UK'ün gerilime ilişkin IAE performansının geleneksel GSK'dan daha iyi olduğu görülmektedir. Genel olarak KK-UK'ün gerilime ilişkin IAE performansı KK-UK_i'den daha iyidir.

Şekil 7.40, Şekil 7.41 ve Şekil 7.42; Belirsizlik-5 şartlarında çalışan SBSG için GSK ile önerilen KK-UK ve KK-UK_i yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumunda salınım sönümleme performanslarını göstermektedir.

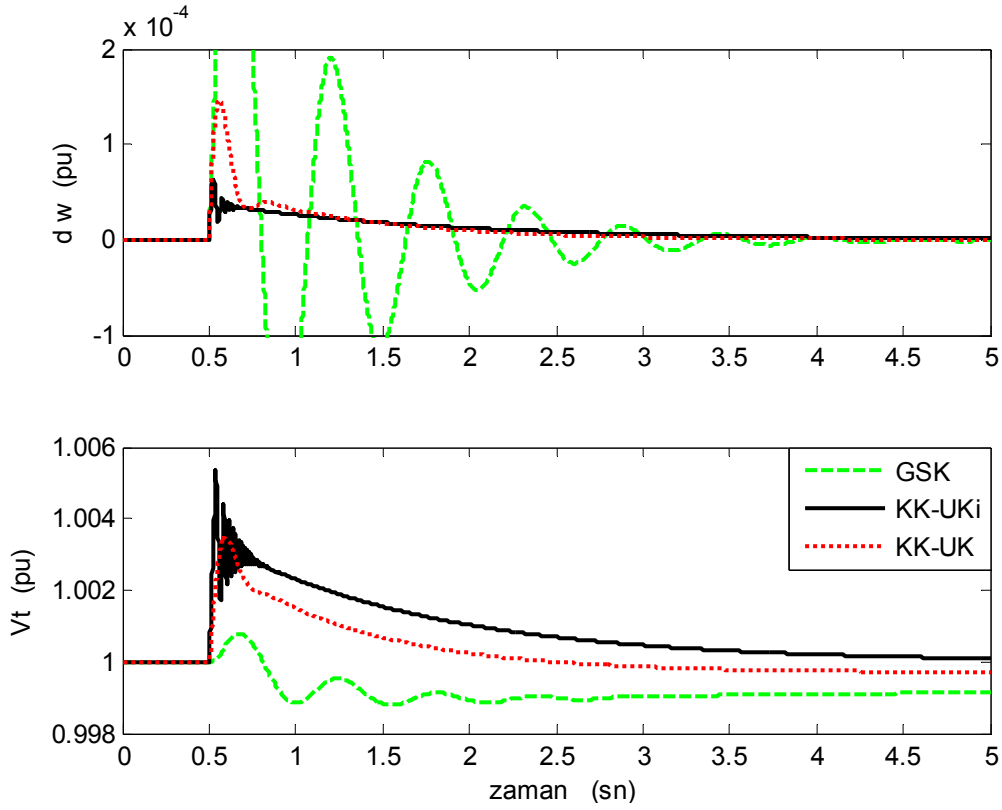
Tablo 7.31, Tablo 7.32 ve Tablo 7.33; Belirsizlik-5 şartlarında çalışan SBSG için GSK ile önerilen KK-UK ve KK-UK_i yöntemlerinin, sırasıyla Bozucu-1, Bozucu-2 ve Bozucu-3 ortaya çıkması durumunda salınım sönümleme IAE performanslarını ve maksimum yük açısı sapma değerlerini göstermektedir.



Şekil 7.41 Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin cevabı



Şekil 7.42 Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin cevabı



Şekil 7.43 Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin cevabı

Tablo 7.31 Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-1 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	ΔT_e ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	19.744	-	48.118	-	2300.5	-	86.481
KK-UK	5.0253	74.55	104.52	-11.72	741.99	67.75	84.085
KK-UKi	5.0139	74.61	220.67	-35.86	601.33	73.86	84.194

Tablo 7.32 Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-2 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	ΔT_e ($\times 10^{-4}$)	İyileşme
GSK	7.7616	-	242.24	-	574.11	-
KK-UK	7.0395	9.30	443.22	-82.97	180.93	68.45
KK-UKi	6.9545	10.40	655.89	-170.76	104.81	81.75

Tablo 7.33 Belirsizlik-5 durumunda Bozucu-3 için önerilen kontrolörlerin IAE performansları

	$\Delta\omega$ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	$ \Delta V_t $ ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	ΔT_e ($\times 10^{-4}$)	İyileşme %	δ_{maks}
GSK	2.2412	-	40.297	-	247.34	-	80.471
UK-UK	0.55698	75.15	24.251	39.82	31.753	87.16	79.839
UK-UKi	0.48938	78.65	43.656	-83.34	24.281	90.18	79.712

Şekil 7.41, Şekil 7.42 ve Şekil 7.43 ile Tablo 7.31, Tablo 7.32 ve Tablo 7.3 ile verilen benzetim sonuçları incelendiğinde; KK-UKi'nin hız sapması IAE değerinde % 78.61'e

seviyesine varan iyileştirme sağladığı görülmektedir. KK-UK ve KK-UK_i'nin yük açısının maksimum sapmasına ilişkin performansları biri birine çok yakındır. Bozucu-1 ve Bozucu-2 için önerilen her iki yöntemin gerilim IAE performansları geleneksel GSK'ya göre daha düşüktür. Bozucu-3 durumunda, KK-UK'ün gerilime ilişkin IAE performansının geleneksel GSK'dan daha iyi olduğu görülmektedir. Genel olarak KK-UK'ün gerilime ilişkin IAE performansı KK-UK_i'den daha iyidir.

8. SONUÇ

8.1. Sonuçlar

Uyarma kontrolü, insanlığın yapmış olduğu en büyük elektromekanik sistemin kararlılığı açısından çok önemli bir konudur. Uyarma kontrolü aracılığıyla kararlılık iyileştirme çalışmaları artarak ve çeşitlenerek devam etmektedir. Uyarma kontrolü yapılırken sadece gerilim dikkate alınırsa, güç sisteminde sıklıkla ortaya çıkan 0.2 – 3 Hz aralığındaki salınımlar sönümlenmeyerek tüm sistemi tehdit eder. Bu salınımların sönümlenmesi için gerilim dışındaki büyüklükleri de dikkate alarak uyarma kontrolü yapılması gerekir. Güç sisteminin karmaşık yapıya ve davranışa sahip olması seçilen uyarma kontrol yaklaşımının belirsizliklere ve bozuculara karşı dayanıklı olmasını gerektirmektedir.

Yukarıda sunulan tespitler doğrultusunda yürütülen bu çalışmada uyarma kontrolü KK kontrol yaklaşımına dayandırılmıştır. KK kontrol yaklaşımı parametre belirsizliklerine ve bozuculara karşı dayanıklı bir yöntem olduğu için tercih edilmiştir. Önerilen kontrol yöntemlerinden istenen en iyi sonucu elde etmek için kayma yüzeyi GA ile optimize edilmiştir. Tüm durum değişkenleri ölçülebilen üç adet durum uzay modeli SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelden türetilmiştir. Bunlar, OGR+GSK yapısına ait, uyarma zaman sabitinin dikkate alındığı duruma ait ve uyarma zaman sabitinin dikkate alınmadığı duruma ait durum uzay modelleridir. Bu modellere dayandırılan sırası ile önerilen OGR+KK-GSK, KK-UK ve KK-UKi tasarımı çalışıldı. Kontrolörlerin tasarım aşamasında, Hız hatası IAE değerini minimum yapan kayma yüzeyi matrisi değerleri GA ile optimize edildi. Önerilen uyarma kontrol yöntemlerinin her biri için EK, DEK ve DEQ olmak üzere üç farklı kontrol işareti elde etme yaklaşımı incelendi. Bu yaklaşımlara ilişkin kontrolör katsayıları, yük açısının maksimum değeri ve gerilimin oturma zamanı dikkate alınarak belirlendi.

Yapılan benzetim çalışmalarında, önerilen her kontrol yöntemi ve kontrol işareti belirleme yaklaşımı, 0.25 pu değerinde geçici bir moment değişikliği, sürekli %5 gerilim değişikliği ve sürekli %5 moment değişikliği için tasarımın yapıldığı çalışma noktasında performansları GSK ile karşılaştırılarak görsel ve IAE performansı olarak incelendi. Tüm kontrol yöntemleri kontrol işareti belirleme yaklaşımlarının hepsi için GSK'dan daha iyi bir performansa sahip olduğu görüldü. OGR+KK-GSK ile KK-UK performanslarının bir birine çok yakın olduğu anlamlı bir fark bulunmadığı görüldü.

Önerilen Uyarma kontrol yöntemleri farklı çalışma noktalarında parametre belirsizliği için yukarıda belirtilen bozucular ile test edilerek performansları GSK ve bir birleri ile karşılaştırılmalı olarak verildi.

Yapılan benzetim çalışmaları sonuçlarından, KK-UK ve KK-UK_i, GSK'ya göre her şartta çok daha iyi performans sergilediği görüldü. Ayrıca yapılan tüm benzetim çalışmalarda, KK kontrol yönteminin parametre değişimlerine ve bozuculara karşı dayanıklı olduğu görüldü. Ayrıca KK kontrol yönteminin yapısının sade ve uygulanmasının kolay bir yöntem olduğu görüldü.

KK-UK gerilim oturma zamanı olarak daha iyi performansa sahip iken KK-UK_i daha düşük maksimum hız sapmasına sahip olmaktadır. Önerilen iki yönteminde hız sapması IAE değerleri ve yük açısı maksimum sapma değerleri birbirine çok yakın olup anlamlı bir fark görülmemiştir.

Tüm sonuçlardan, gerilim hatası iyileşmesi elde edildiğinde hız hatasının arttığı veya hız hatasında iyileşme elde edildiğinde gerilim hatasında büyüme olduğu gözlemlenmiştir. Bu tasarımda optimizasyonun önemini ortaya koymaktadır.

8.2. Öneriler

Bu tez çalışmasında türetilen durum uzay modeller ile örneğin nöral adaptif gibi farklı kontrol yöntemlerin çalışılması uygun olabilir. Farklı optimizasyon yöntemi ve yaklaşım kriterleri uygulanarak benzer çalışmalar geliştirilebilir.

Bu çalışmada önerilen yöntemlerin performansları SBSG benzetimi üzerinde incelenmiştir. Önerilen bu yöntemlerin, çok makinalı güç sistemlerindeki performansları incelenebilir.

KAYNAKLAR

1. Kundur, P., 1994, Power System Stability and Control, McGraw-Hill, Inc. Newyork.
2. Öztürk, A., 2007, Güç Sistemlerindeki Gerilim Kararlılığının Genetik Algoritma İle İncelenmesi, Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Ens.
3. Sadat H., 1999, Power System Analysis, WCB McGraw-Hill, ISBN:0-07-561634-3.
4. Demello, F. P. and Concordia, C. A., 1969, Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control, IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. PAS-88, no. 4, pp. 316-329.
5. Undrill, J. M. and Woodward, J. L., 1967, Nonlinear hydro-governing model and improved calculation for detemining temporary droop , IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-86, no. 4, pp. 443- 453.
6. Bobo, P. O. Skooglundo, J. W. and Wagner, C. L., 1968, Perfomance of excitation system under abnormal conditions, IEEE Trans. on Power Apparatuw and Systems, vol. PAS-87, pp. 547-553.
7. Dindey, J. L. Morris, A. J. and Preece, C., 1968, Optimal transient stability from excitation control of synchronous generators, IEEE Tram. On Power Apparutw and Systems, vol. PAS-87, pp. 1696-1705.
8. Schlieff, F. R. and Angell, R. R., 1967, Damping of system oscillations with a hydrogenerating unit, IEEE Transanctions on Power Apparatus and Systems, PAS-86: 438-442.
9. Hanson, O. W. Goodwin, C. J. and Dandeno, P. L., 1968, Influence of excitation and speed control parameters in stabilizing inter-system oscillations, IEEE Trans. on Pover Apparatus and Systems, vol. PAS-87, pp. 1306-1313.
10. Mittelstadt, W. A., 1968, Four methods of power system darnping, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-87, pp. 1323-1329.
11. Smith, O. J., 1969, Power system transient control by capacitor switching, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-88, pp. 27-35.
12. Kimbark, E. W., 1969, Improvement of power system stability by changes in the network, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-88, pp. 773-781.
13. Jacovides, L. J. and Adkins, B., 1966, Effect of excitation regulation on synchronous machine stability, Proceedings IEE, vol. 113, pp. 1021- 1034.
14. Dandeno, P. L. Karas, A. N. and Mcclymont, K. R., 1968, Effect of high speed rectifier excitation system on generator stability limits, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-87, pp. 190-200.
15. Krause, P. C. and Towel, J. N., 1969, Synchronous machine damping by excitation control with direct and quadrature axis field windings, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-88, pp. 1266-1274.

16. Byerly, R. T. Keay, F. W. and Skooglund, J. W., 1970, Damping of power oscillations in salient-pole machines with static exciters, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, pp. 1009-1021.
17. Brown, P. G. demello, F. P. Lenfest, E. H. and Mills, R. J., 1970, Effects of excitation turbine energy control and transmission on transient stability, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, pp. 1247-1252.
18. Bayne, J. P. Kundur, P. and Watson, W., 1975, Static excitation control to improve transient stability, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-94, pp. 1141-1146.
19. Iyer, S. N. and Cory, B. J., 1971, Optimal control of a turbo-generator including as exciter and governor, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-90, pp. 2142-2149.
20. Mittelstandt, W. A. and Saugen, J. L., 1970, A method of improving power system transient stability using controllable parameters, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, pp. 23-27.
21. Subramaniam, P. and Malik, O. P., 1973, Closed loop optimization of power systems with two-axis excitation control, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-92, pp. 167-176.
22. Demello, F. P. Nolan, P. J. Laskowski, T. F. and Undrill, J.M., 1980, Co-ordinated application of stabilizers in multi-machine power systems, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-99:892-901.
23. Yu, Y. N. and Siggers, C., 1971, Stabilization and optimal control signals for a power system, IEEE Transactions on Power and Apparatus Systems, Vol PAS-90, pp. 1469-1481, July/August
24. Larsen, E. V. and Swann, D. A., 1981, Applying power system stabilizers, Part I: General concepts, Part II: Performance Objectives and Tuning Concepts, Part III: Practical Considerations. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-100(6):3017-3046.
25. DeMello F.P., Hannet, L.N., and Undrill, J.M., 1978, Practical approach to supplementary stabilizing from accelerating power, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-97(6):1515-1522.
26. Tse, G. T. and Tso, S. K., 1993, Refinement of Conventional PSS Design in multimachine System by Modal Analysis, IEEE Trans. PWRD, Vol. 8, No. 2, pp. 598-605.
27. Hsu, Y.Y. and Chen, C.R., 1991, Tuning of Power System Stabilizers Using an Artificial Neural Network, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 6, No. 4, pp. 612-619.
28. Zhang, Y., Chen G.P., Malik O.P., and Hope G.S., 1993, An artificial neural network based adaptive power system stabilizer, IEEE Transactions on Energy Conversion , Vol.8, No.1, pp. 71-77.

29. Abdel-Magid, Y.L., Abido M. A., and Mantawy A. H., 2000, Robust Tuning of Power System Stabilizers in Multimachine Power Systems, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 15, No. 2, pp. 735-740.
30. Abido, M. A. and Abdel-Magid, Y. L., 1999, Hybridizing rule-based power system stabilizers with genetic algorithms, IEEE Trans. on PWRs, Vol.14, pp: 600-607.
31. Abido, M. A. and Abdel-Magid, Y. L., 1998, A hybrid neuro-fuzzy power system stabilizer for multimachine power systems, IEEE Trans. on PWRs, Vol. 13, No. 4, pp. 1323-1230.
32. Abido, M. A. and Abdel-Magid, Y. L., 1997, A fuzzy basis function network based power system stabilizer for generator excitation control, Proceedings of the Sixth IEEE International conference, Vol.3 , pp. 1445 -1450.
33. Hassan, M. O. Malik, P. and Hope, G., 1993, Implementation and Laboratory Test Results for a Fuzzy Logic Based Self-Tuned Power System Stabilizer, IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol. 8, No. 2, 221.
34. Hsu, Y.Y. and Hsu, C.Y., 1986, Design of a Proportional-Integral Power System Stabilizer, IEEE Trans. PWRs, Vol. 1, No. 2, pp. 46-53.
35. Hsu Y.Y. and Liou, K.L., 1987, Design of Self-Tuning PID Power System Stabilizers for Synchronous Generators, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 2, No. 3, pp. 343-348.
36. Hsu, Y. Y. and Cheng, C. H., 1990, Design of Fuzzy Power System Stabilizers for Multimachine Power Systems, IEE Proceedings, 137, Part C, No.3, pp. 233-238.
37. Akhrif, O.; Okou, F.-A.; Dessaint, L.A., 1999, Champagne, R., Application of a multivariable feedback linearization scheme for rotor angle stability and voltage regulation of power systems, Power Systems, IEEE Transactions on Volume 14, Issue 2, pp. 620 - 628
38. Jiang, L., Wu, Q.H., Zhang, C. and Zhou, X., 2001, Observer-based nonlinear control of synchronous generators with perturbation estimation, Electrical Power and Energy Systems 23, 359-367
39. Abdelazim, T. and Malik, O.P., 2005, Power System Stabilizer Based on Model Reference Adaptive Fuzzy Control, Electric Power Components and Systems, 33, pp. 985–998.
40. Gupta, R. Bandyopadhyay, B. and Kulkarni, A.M., 2003, Power system stabilizer for single-machine system using robust periodic output feedback controller , IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., 150, 2, pp. 211-216.
41. Werner, H. Furuta, K., 1995, Simultaneous stabilisation based on output measurement, Kybernetika 31 pp. 395-411.
42. Ramirez, J.A., Cervantes and I., Perez, R.E., 2005, G.E., A two-loop excitation control system for synchronous generators, Electrical Power and Energy Systems Vol 27, pp. 556–566,
43. Wang, Y., Hill, D. J., Gao, L. and Middleton, R. H., 1993, Transient stability

- enhancement and voltage regulation of power system, IEEE Trans. Power Syst., Vol 8, No 2, pp.620-627
44. Zhu, C., Zhou, R., and Wang, Y., 1997, A new nonlinear voltage controller for power systems, Int. J. of Electrical Power and Energy Systems, Vol. 19, pp. 19-27
 45. Yadaiah, N., Ganga Dinesh Kumar, A. and Bhattacharya, J.L., 2004, Fuzzy based coordinated controller for power system Stability and voltage regulation, Electric Power Systems Research 69, pp. 169–177
 46. Zhang, G. H. And Wang, Y., 2005, Global Control of power system for transient stability enhancement and voltage regulation, 15th PSCC, Liege, session 20, paper 2, pp. 1-7
 47. Abdel, Y.L., Abido, M.A., 2003, Optimal multiobjective design of robust power system stabilizers using genetic algorithms, IEEE Transactions on Power Systems, 18, 3, pp.1125-1132,
 48. Wah-Chun, C. and Hsu,Y. Y., 1983, an optimal variable structure stabilizer for power system stabilization, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-102, No. 6,
 49. Lee, S.S. and Park, J.K., 1998, Design of power system stabilizer using observer/sliding mode, observer/sliding mode-model following and H /sliding mode controllers for small-signal stability study, Electrical Power and Energy Systems, 20, 8, pp. 543–553.
 50. Hsu, Y.Y. and Cheng, C. H., 1988, Variable Structure and Adaptive Control of a Synchronous Generator, IEEE Transactions On Aerospace And Electronic Systems, Vol. 24, No. 4
 51. Samarasinghe, V.G.D.C. and Pahalawaththa, N.C., 1997, Damping of multimodal oscillations in power systems using variable structure control techniques , IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., 144, 3, pp. 323-331
 52. El-Khazali, R., Heydt, G. And DeCarlo R., 1994, Stabilization of Power System Using Variable Structure Output Feedback Control, ACC. Vol. 1, 29 June-1 July 1994, pp. 1183-1187
 53. Elshafei, A.L., El-Metwally, K.A. and Shaltout, A.A., 2005, A variable-structure adaptive fuzzy-logic stabilizer for single and multi-machine power systems, Control Engineering Practice13, pp. 413–423
 54. Bandal, V., and Bandyopadhyay, B., 2007, Robust decentralized output feedback sliding mode control technique-based power system stabilizer (PSS) for multimachine power system, IET Control Theory Appl., 1, 5, pp. 1512-1522,
 55. Edwards, Y. X.G., C., Spurgeon, S.K., and Bleijs, J.A.M., 2004, Decentralized sliding-mode control for multimachine power systems using only output information , IEE Proc.- Control Theory Appl., 151, 5, September pp. 627-635,
 56. Loukianov, A.G., Cañedo, J., Utkin, V.I. And Cabreara-Vázquez, J., 2004, Discontinuous controller for power systems: Sliding-Mode block control

approach, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol.51, No.2,

57. Cabreara-Vázquez, J., Loukianov, A. G., Cañedo, J., and Utkin, V. I., 2007, Robust controller for synchronous generator with local load via VSC, Electrical Power and Energy System 29, 348-359
58. Demirören, A. Ve Zeynelgil, L., 2004, Elektrik Enerji Sistemlerinin Kararlılığı Kontrolü ve Çalışması, Birsan Yayınevi, İstanbul,
59. Huang, J.S., Chang, C.S., 1998, Worst-Case Identification of Reactive Power Margin and Local Weakness of Power Sytem” , Electric Power Research 44, 77-83,
60. IEEE Committee Report, 1990, Voltage Stability of Power System : Concepts. Analytical Tools, and Industry Experience, IEEE/PES 90TH0358-2-PWR.
61. Kundur, P., Paserba J., Ajarapu V., Anderson G., Bose A., Can Zares C., Hatz Argyr Ou N., H Li D., Stankov C. A., Taylo C., Cutsem T.V. and V Ttal V., 2003, Definition And Classification Of Power System Stability, IEEE Transaction Of Power System, Vol 19, No 2, pp 1387-1401,
62. Çakır, H., 1986, Elektrik Güç Sistemleri Analizi., İstanbul
63. Tacer, M.E., 1990, Enerji Sistemlerinde Kararlılık., İstanbul, İTÜ
64. Venikov, V.A., 1980, Transient Proses in Electrical Power Systems, Mir Publishers, Moscow
65. Süleymanlı, E.H., Kalantarov V.A., 1985, Enerji İletim Sistemlerinde Geçiş Prosesleri: cilt I, Bakü,
66. Machowski, J., Bialek, J. And Bumby J.R., 1997, Power System Dynamics and Stability, John Wiley & Sons, first edition,
67. Enel4ssh2, (2005), Power System Stability Course Notes. School of Electrical, Electronics and Computer Engineering, University of KwaZulu-Natal King George V Avenue, Durban, South Africa. (<http://coursemain.ee.ukzn.ac.za/enel4ssh2/index.asp?Code=ENEL4SSH2>)
68. Caner, M., 1996, Hiyerarşik fuzzy yöntemiyle senkron generatörlerde uyartım kontrolü, Doktora Tezi, Yıldız Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
69. Palmer, E.W., 1998, Multi-mod Damping of Power System Oscillations, PhD, The Universty of Newcastle, Departman of Electrical and Computer Engineering.
70. Breuer, W., Povh, D., Retzmann, D., 2004, Teltsch, E. and Lei, X., Role of HVDC and FACTS in future Power Systems, CEPsi 2004, Shanghai.
71. Transmission Reliability Program Office of Power Technologies, 1999, Consortium for Electric Reliability Technology Solutions Grid of the Future White Paper on Real Time Security Monitoring and Control of Power Systems, U.S. Department of Energy.
72. CIGRE SC38-WG02 Report, 1988, State the art in non-classical means to improve power system stability, Electra, No. 118, pp 88-113

73. IEEE Working Group Report of Panel Discussion, 1986, Turbine fast valving to aid power system stability: benefits and other considerations, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. PWRD-1, No. 1, pp. 143-153
74. Sarioğlu, M.K., 2002, Elektrik makinelerinin temelleri, senkron makineler, Birsen Yayınevi, pp. 1-140
75. Mergen A.F., Zorlu, S., 2006, Elektrik makineleri III, Senkron makineler, Birsen Yayınevi, pp.1-120,
76. Küçük S. M., 1990 , Kararlılık analizinde kullanılan senkron makina modelleri, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü
77. Anderson, P.M. ve Fouad, A.A., 1977, Power System Control and Stability, IEEE Press, New York.
78. Park, R.H., 1929, Two-reaction theory of synchronous machines-generalized method of analysis, AIEE Trans., 48, pp. 716- 727,
79. Krause, P.C., Wasynczuk, O., 2002, Sudhoff, S.D., Analysis of electric machinery and drive systems, John Wiley and Sons, pp.1-120
80. Boldea, I., 2006, Synchronous Generators, CRC Press Taylor & Francis Group 6000 Broken Sound Parkway NW, Suite 300 Boca Raton, FL 33487-2742
81. IEEE Power eng. soc., 2005, Recommended practice for excitation system models for power system stability studies, IEEE Std 421.5
82. Power system stabilizer, Mitsubishi Electric,
<http://www.meppi.com/Products/Generator%20Excitation%20Products%20Documents/Power%20System%20Stabilizer.pdf>
83. Bollinger, K., Laha, A., Hamilton R., Harras T., Power stabilizer design using root locus methods , IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, 94, 5, pp. 1484-1488, 1975.
84. Samarasinghe, V.G.D.C. and Pahalawaththa, N.C., 1993, Application Of Variable Structure Control Techniques for Improving Power System Dynamic Stability, IEEE TENCON'93, Beijing, pp. 175-178
85. Negm, M.M.M.; Nasab, T.M., 1999, Stability of power system using variable structure controller with free chattering, *AFRICON, 1999 IEEE* Volume 1, 28 Sept.- 1 Oct. 1999 Page(s):479 vol.1 Digital Object Identifier 10.1109/AFRCON. 820922
86. Negm, M.M.M.; Nasab, T.M., 2000, Application of optimal stabilizer and variable structure controller for power system stability with free chattering, Power System Technology, 2000 Proceedings. Powercon 2000, International Conference on Volume 3, 4-7 Dec. 2000 pp. 1173-1177
87. Perrucietti, W., Barbot, J. P., 2002, Sliding mode control in engineering, Marcel Deccer, Inc., New York, Basel

88. Hung, J.Y., Gao, W.B. and Hung, J.C., 1993, Variable structure control : A survey, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 40, no. 1, 2-22
89. Utkin, V.I., 1976, Y. *Control Systems of Variable Structure*. New York: Wiley, 214s
90. Utkin, V.I., 1977, Variable Structure Systems with Sliding Modes, IEEE Trans. On Automatic Control, Vol. 22, No 2, 212-222
91. Utkin, V.I., 1987, Discontinuous Control Systems: State of the Art in theory and Application, Proc. 10th IFAC, 25-44
92. DeCarlo, R. A., Zak, S. H., and Mathews, G. P., 1988, Variable Structure Control Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial, in Proc. IEEE, Vol 76 no.3, 212-232.
93. Emelyanov, S. Y., 1967, *Variable Structure Control Systems*, Moskova, Nauk, (Rusça), 316s
94. Spurgeon, S. K., Edwards, C., 1998, *Sliding Mode Control Theory and Applications*, Taylor&Francis, 237s
95. Utkin., V. I., 1992, *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, 286s
96. Utkin., V. I., 1993, Sliding Mode Control Design Principles an Applications to Electrics Drives, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 40, no. 1, 23-30
97. Bartolini, G., Ferrara, A., Utkin, V. I., 1995, Adaptive Sliding Mode control in Discrete-Time Systems, Automatica Vol 31, No.5, 769-73
98. Utkin V. I., Guldner, J., Shi, J., 1999, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor&Francis, 326s.
99. Utkin, V. I., and Young, K.-K. D., 1978, Methods for constructing discontinuity planes in multidimensional variable structure systems, Automation and Remote Contr., vol. 39, no. 10, 1466- 1470
100. J.K. Pieper, 1992, discrete-time sliding mode control, PhD, Queen's University Machine Engineering. Kingston, Canada
101. Kuo, B. C., Golnaraghi, F., 2002, Automatic Control Systems, John Wiley & Sons,
102. Utkin., V. I., 1993, Sliding Mode Control Design Principles an Applications to Electric Drives, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 40, no. 1, 23-30.
103. Lewis, F.L., Vassilis, L.S., 1995, Optimal Control, 2nd Edition., Wiley, New York, 189-203
104. Gao, W.B., and Hung, J.C., 1993, Variable structure control of nonlinear systems : A new approach, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 40, no. 1, 45-55.
105. Sira-Ramirez, H., 1988, Differential geometric methods in variable structure control, Int. Jour. Control, Vol. 48 no 4, 1359-1390

106. Adronov, A. A., Vitt, A. A., Khaikin, S. E., 1959, *Theory of Oscillation.*, Moscow: Fizmatgiz. (Rusça), 286s.
107. Flugge-lotz, I., 1953, *Discontinuous Automatic Control*. Princeton, NJ:Princeton University Press, 273s.
108. Kwatny H. G., and Siu, T. L., 1987, Chattering in variable structure feedback systems, in Proc. IFAC 10th World Congr., vol. 8, 307-314.
109. Bartolini, G. Ferrara, A. Usai, E., 1998, Chattering avoidance by second-order sliding mode control, *IEEE-Transactions-on-Automatic-Control*. V. 43 No.2
110. Wu-Chung Su., Drakunov, S.V., Ozguner, U., Young, K.D., 1993, Sliding mode with chattering reduction in sampled data systems, *Decision and Control, Proceedings of the 32nd IEEE Conference on*, vol.3, 2452 -2457
111. Golo, G., Milosavljevic, C., 2000, Robust discrete-time chattering free sliding mode control, *Systems & Control Letters*, Vol. 41, Issue 1, 15, 19-28.
112. Slotine, J.-J. E. and Sastry, S. S., 1983, Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces with application to robot manipulators, *Int. J. Contr.*, vol. 38, no. 2, 465-492.
113. Slotine, J.-J. E., 1984, Sliding Controller design for nonlinear systems, *Int. J. Contr.*, vol. 40, no. 2, 421-434.
114. Duy-Ky Nguyen, M.E., 1998, sliding mode control: Advanced Design Techniques, PHD Thesis, University of Technology, Sydney,
115. Li H.; Song L, 2007, Discrete Variable Structure Control Design And Its Application to A Power System, *Industrial Electronics and Applications*, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on 23-25, pp. 990 – 993
116. Zheng, Y. and Jing, Y., 2006, Approximation law for discrete-time variable structure control systems *Journal of Control Theory and Applications* Volum 4, Number3
117. Holland, J.H., 1975, *Adaptation in Natural and Artificial System* Ann Arbor, The University of Michigan, USA
118. Şen, Z., 2004, *Genetik Algoritmalar ve En İyileme Yöntemleri*, Su Vakfı, İstanbul
119. Dinger, R.H., 1998, Engineering Design optimization with Genetic Algorithms, *Nortcon/98 Conference Proceeding*, pp114-119
120. Goldenberg, D.E., 1989, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, Addison-Wesley Longman.
121. Karr, C.L. 1999, Freeman, M., *Industrial Applications of Genetic Algorithms*, CRC Pres, New York

122. Üstün, S.V, 2001, “Asenkron Motorun DSP (Sayısal İşaret İşlemci) Temelli Kontrolunda Yapay Sinir Ağları ve Genetik Algoritmalar Kullanılarak PI Katsayılarının Optimizasyonu”, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, F.B.E.
123. Öztürk, A., 2007, Güç Sistemlerindeki Gerilim Kararlılığının Genetik Algoritma İle İncelenmesi, Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Ens.,
124. Michalewicz, Z., 1999, Genetic Algorithms + Data Structures = Evolution Programs, Springer -Verlag Berlin Heidelberg, New York,
125. Haupt Randy L., 1998, Haupt Sue E., Practical Genetic Algorithms, A Willey-Interscience Publication, USA
126. Davis, L., 1991, Handbook of Genetic Algorithms, New York, Van Nostrand
127. Wook, C., Ramakr Shna, R.S., 2003, Elitism-Based Compact Genetic Algorithms, IEEE Transactions on Evolutionary Computation, Vol.7, No.4, pp. 367-385
128. SHEBLE, G.B., MAIFELD, T.T., BR TT RG K., FAHD, G., “Unit Commitment by Genetic Algorithm with penalty method and a Comparison of Lagrangian Search and Genetic Algorithm-Economic Dispatch Algorithm”, Int. Journal of Electric Power Energy Systems, Vol.18, No.6
129. Park, J.B., Park, Y.M., Won, J.R. and Lee, K.Y., 2000, An Improved Genetic Algorithm for Generation Expansion Planning, IEEE Transaction on Power Systems, Vol.15, No3, pp. 916-922
130. Sr N Vas, N. and Deg, K., 1994, Multiobjective Optimization Using Nondominated Subrouting in Genetic Algorithms, Evol. Comput., Vol.2, No3 ,pp. 221-248
131. Küçüktezcan, F., 2008, Genetik Algoritmalar İle Optimize Edilmiş Bulanık Güç Sistemi Kararlılığının Sistem Kararlılığına Etkisi, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü
132. Li, H-X., ve Tso, S.K., (2000), Quantitative Design And Analysis Of Fuzzy Proportional- İntegral-Derivative Control A Step Towards Autotuning, Taylor&Francis, International Journal of Systems Science, volume 31,number 5, pp. 545-553

Mustafa NALBANTOĞLU

nalbant@dicle.edu.tr

ÖZGEÇMİŞ

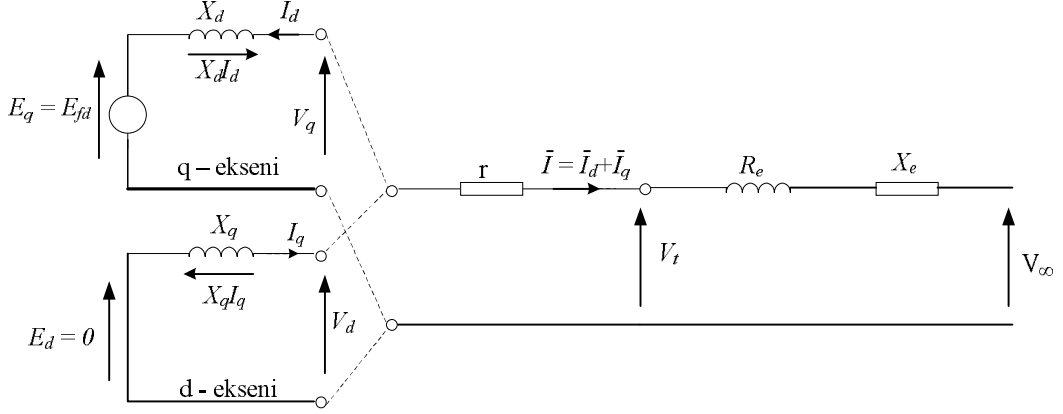
Doğum Tarihi	10.12.1965	
Doğum Yeri	Kırıkhan/HATAY	
Lise	1979 – 1982	Kırıkhan Gazi Lisesi
Lisans	1982 – 1987	Yıldız Üniversitesi Kocaeli Mühendislik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	1998 – 2001	Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı
Doktora	2003 – 2009	Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Müh. Ana Bilim Dalı Elektrik Makinaları Bilim Dalı

DENEYİMİ

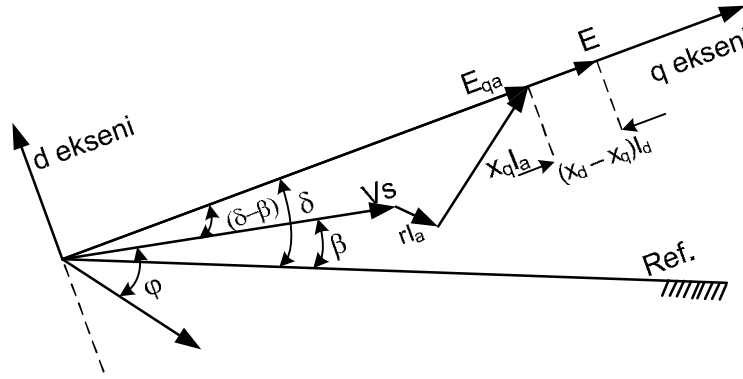
1987 – 1988	Erel Mühendislik
1988 – 1989	52071 Mühimmat Bölüğü Takım komutanı
1990 – 1991	Yıldız Sunta ve Ağaç San. ve Tic. A.Ş.
1991 – 1991	Kastamonu Entegre Ağaç Sanayi A.Ş.
1991 –	Dicle Üniversitesi Diyarbakır Meslek Yüksekokulun'da Öğretim Görevlisi

EK – 1. Kararlı Durum Çalışma Şartlarının Hesabı

SBSG 'ün kararlı durumdaki iki eksenli devre şeması Şekil Ek1.1'de verilmektedir. Bu devreye ilişkin fazör diyagramı ise Şekil Ek1.2 'de verilmiştir.



Şekil Ek1.1 Sonsuz baraya bağlı bir senkron generatörün eşdeğer devresi [66].



Şekil Ek1.2 Uç geriliminin ve akımının q eksenine yerleşimi

Sistemin kararlı haldeki durumunu belirlerken sistemdeki bazı parametrelerin bilinmesi gereklidir. Hesaplamaya farklı parametrelerle başlama seçenekleri vardır. Burada önemli olan başlangıç parametreleri ile sistemde aktif gücün, en az bir noktanın geriliminin ve reaktif güç veya akım faz farkının başlangıç parametresi için kullanımıdır ve en az üç parametre verilmelidir. Bu çalışmada kararlı hal için senkron generatörün terminalindeki aktif güç, reaktif güç ve gerilimin bilindiği kabul edilmektedir. Öncelikle, verilen parametreler kullanılarak stator akımının terminal gerilimindeki I_r reel bileşeni, I_x imajiner bileşenini ve bu akımın terminal gerilimine göre faz farkı elde edilir.

$$\bar{I} = (P_0 - jQ_0) / V_{t0} \quad (\text{Ek1.1})$$

$$\bar{Z}_{hat} = R_e + jX_e \quad (\text{Ek1.2})$$

$$\bar{I} = I_r + jI_x \quad (\text{Ek1.3})$$

Burada; I_x : $\bar{I}$ akımının sanal bileşeni ve I_r : $\bar{I}$ akımının gerçekte bileşenidir.

$$I = \sqrt{I_r^2 + I_x^2} \quad (\text{Ek1.4})$$

I ise $\bar{I}$ akımının genliğidir.

$$\varphi = \tan^{-1}(I_x/I_r) \quad (\text{Ek1.5})$$

φ : I akımının terminal gerilimine göre faz açısıdır. Gerilime ait stator EMK'sı ise,

$$\bar{E} = V_{t0} + \bar{I}(r + X_q) \quad (\text{Ek1.6})$$

ifadesi ile bulunur. Bu EMK'nın terminal gerilimine göre faz açısı

$$(\delta_0 - \beta) = \tan^{-1}\left(\frac{X_q I_r + r I_x}{V_{t0} + r I_r + X_q I_x}\right) \quad (\text{Ek1.7})$$

Bu açı kullanılarak terminal gerilimin rotor çatısındaki izdüşümleri bulunup terminal geriliminin rotora göre ifade edilmesi sağlanabilir.

$$\begin{aligned} V_{q0} &= V_{t0} \cos(\delta_0 - \beta) \\ V_{d0} &= -V_{t0} \sin(\delta_0 - \beta) \end{aligned} \quad (\text{Ek1.8})$$

$(\delta_0 - \beta)$ açısına stator akımının terminal gerilimine göre faz açısı eklenir ise $(\delta_0 - \beta + \varphi)$ stator akımının rotorun q eksenine ya da rotorda endüklenen EMK'ya olan faz farkı elde edilir. Böylece stator akımının rotordaki $d - q$ eksenindeki bileşenleri elde edilmiş olur.

$$\begin{aligned} I_{q0} &= I \cdot \cos(\delta_0 - \beta + \varphi) \\ I_{d0} &= -I \cdot \sin(\delta_0 - \beta + \varphi) \end{aligned} \quad (\text{Ek1.9})$$

Bu aşamada artık rotor ve statorun ortak akısı ile oluşan $E_{q0} = E_{fd0}$ gerilimi elde edilebilir.

$$E_{q0} = V_q + r I_{q0} - X_d I_{d0} \quad (\text{Ek1.10})$$

Bu gerilime çıkık yapıdan kaynaklanan gerilim ifadesi eklenir ise,

$$E_{qa0} = E_{q0} + (X_d - X_q) I_{d0} \quad (\text{Ek1.11})$$

Sonsuz bara gerilimi ise senkron makinenin terminal gerilimine iletim sisteminde meydana gelen gerilim düşümü eklenerek elde edilmektedir.

$$\bar{V}_\infty = V_{t0} - \bar{I} \cdot \bar{Z}_{hat} \quad (\text{Ek1.12})$$

$$V_\infty = \sqrt{(V_{t0} + I_x X_e - R_e I_r)^2 + (X_e I_r + R_e I_x)^2} \quad (\text{Ek1.13})$$

Bu gerilim ifadesi yardımı ile terminal gerilimi ile sonsuz bara gerilimi arasındaki β açısı aşağıda gösterilen ifade ile hesaplanabilir.

$$\beta = -\tan^{-1} \frac{(X_e I_r + R_e I_x)}{(V_{t0} + I_x X_e - R_e I_r)} \quad (\text{Ek1.14})$$

Böylece sonsuz bara gerilimi ile rotor konumu arasındaki yük açısı δ_0 aşağıdaki ifade ile elde edilir.

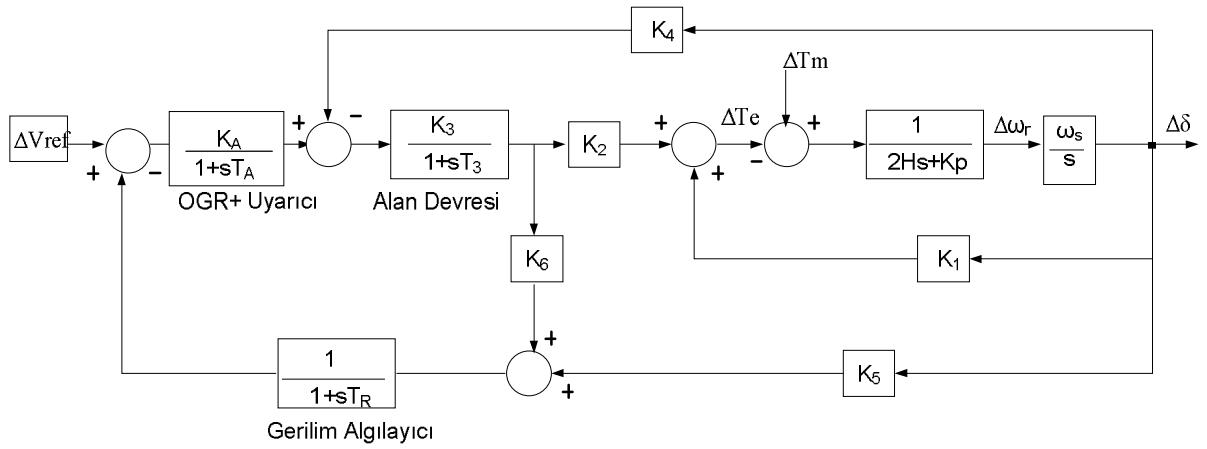
$$\delta_0 = (\delta_0 - \beta) + \beta \quad (\text{Ek1.15})$$

Burada:

δ_0 : Kararlı durum yük açısı (rad),

β : terminal gerilimi ile sonsuz bara gerilimi arasındaki açıdır (rad).

EK – 2. OGR+GSK Denetimli SBSG Durum Uzay Modelinin Elde Edilmesi



Şekil Ek2.1 SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelin blok gösterimi [4].

Aşağıda verilen denklemler Şekil Ek2.1 ‘den doğrudan yazılabilir [23].

$$s\Delta\delta = \omega_0\Delta\omega \quad (\text{Ek2.1})$$

$$s\Delta\omega = -\Delta T_e / 2H \quad (\text{Ek2.2})$$

$$\Delta E'_q = \frac{K_3}{1 + sT'_{d0}K_3} (\Delta E_{fd} - K_4\Delta\delta) \quad (\text{Ek2.3})$$

$$\Delta V_t = K_6\Delta E'_q + K_5\Delta\delta \quad (\text{Ek2.4})$$

$$\Delta E_{fd} = -\frac{K_A}{1 + sT_A} (\Delta V_t - U_s) \quad (\text{Ek2.5})$$

$$\Delta T_e = K_2\Delta E'_q + K_1\Delta\delta \quad (\text{Ek2.6})$$

Yukarıdaki altı adet denklem doğrudan ŞekilEk2.1’e bakılarak yazılabilir. Ardından durum uzay modelinde durum değişkeni olmayan parametreleri diğerleri cinsinden yazabilmek için gerekli işlemler yapılır. Önce (Ek2.4) ve (Ek2.6) denklemlerinde durum değişkeni olarak kullanılacak olanlar ile diğerleri eşitliğin farklı tarafına alınır.

Önce (Ek2.4) ve (Ek2.6) denklemlerinde durum değişkeni olarak kullanılacak olanlar ile diğerleri eşitliğin farklı tarafına alınır.

$$K_6\Delta E'_q + K_5\Delta\delta = \Delta V_t$$

$$K_2\Delta E'_q + K_1\Delta\delta = \Delta T_e$$

Bu denklemler, iki bilinmeyenli iki denklem çözümü yöntemi kullanılarak kullanılmayacak olan $\Delta\delta$ parametresinin diğer durum değişkenleri cinsinden karşılığı elde edilir.

$$(K_6K_1 - K_2K_5)\Delta\delta = -K_2\Delta V_t + K_6\Delta T_e$$

elde edilir basit olması için $K_7 = K_2 K_5 - K_6 K_1$ tanımlaması yapıldığında $\Delta\delta$ parametresinin diğer durum değişkenleri cinsinden eşitliği aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\Delta\delta = (K_2 \Delta V_t - K_6 \Delta T_e) / K_7 \quad (\text{Ek2.7})$$

denklem (Ek2.3) ve $\Delta\delta$ parametresinin kullanılan durum değişkenleri cinsinden karşılığı denklem (Ek2.4)'de yerine konur ise,

$$\Delta V_t = K_6 \Delta E'_q + K_5 \Delta\delta$$

$$\Delta V_t = K_6 \frac{K_3}{1 + sT'_{d0} K_3} (\Delta E_{fd} - K_4 \Delta\delta) + K_5 \Delta\delta$$

$$s\Delta V_t T'_{d0} K_3 = K_6 K_3 \Delta E_{fd} + (K_5 - K_4 K_6 K_3) \Delta\delta + s\Delta\delta T'_{d0} K_3 K_5 - \Delta V_t$$

olarak elde edilir. Burada, $K_8 = K_5 - K_4 K_6 K_3$ tanımlaması yapılmaktadır.

$$s\Delta V_t T'_{d0} K_3 = K_6 K_3 \Delta E_{fd} + K_8 (K_2 \Delta V_t - K_6 \Delta T_e) / K_7 + s\Delta\delta T'_{d0} K_3 K_5 - \Delta V_t$$

$$a = \frac{K_8}{K_7} = \frac{K_5 - K_4 K_6 K_3}{K_2 K_5 - K_6 K_1} \text{ şeklinde tanımlanır ise,}$$

$$s\Delta V_t = \frac{(a * K_2 - 1)}{T'_{d0} K_3} \Delta V_t + K_5 \omega_0 \Delta\omega - a \frac{K_6}{T'_{d0} K_3} \Delta T_e + \frac{K_6}{T'_{d0}} \Delta E_{fd} \quad (\text{Ek2.8})$$

ifadesi elde edilir. Bunun ardından 4. durum değişkeni olarak kullanılacak olan ΔT_e 'nin türev ifadesi ise denklem (Ek2.6) esas alınarak aşağıdaki şekilde elde edilebilir.

$$\Delta T_e = K_2 \Delta E'_q + K_1 \Delta\delta$$

$$\Delta T_e = K_2 \frac{K_3}{1 + sT'_{d0} K_3} (\Delta E_{fd} - K_4 \Delta\delta) + K_1 \Delta\delta$$

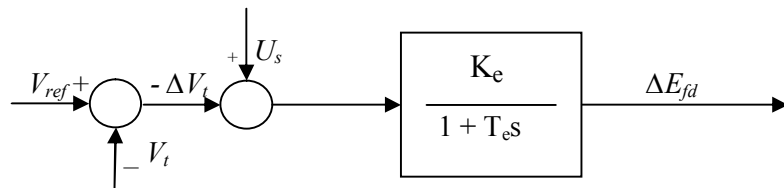
$$\Delta T_e + s\Delta T_e T'_{d0} K_3 = K_2 K_3 \Delta E_{fd} + (K_1 - K_2 K_3 K_4) (K_2 \Delta V_t - K_6 \Delta T_e) / K_7 + \omega_0 \Delta\omega T'_{d0} K_1 K_3$$

$$K_9 = K_1 - K_2 K_3 K_4 \text{ olarak tanımlanır ve}$$

$$a_1 = \frac{K_9}{K_7} = \frac{K_1 - K_2 K_3 K_4}{K_2 K_5 - K_6 K_1} \text{ tanımlaması yapıldığında,}$$

$$s\Delta T_e = \frac{a_1 K_2}{T'_{d0} K_3} \Delta V_t + \omega_0 K_1 \Delta\omega - \left(\frac{a_1 K_6}{T'_{d0} K_3} + 1 \right) \Delta T_e + \frac{K_2}{T'_{d0}} \Delta E_{fd} \quad (\text{Ek2.9})$$

elde edilir. Denklem (Ek2.5) düzenlenerek ΔE_{fd} 'nin ΔV_t ve U_s cinsinden karşılığı elde edilir.



Şekil Ek2.2 Uyarma devresi işaretlerinin gösterimi

$$\begin{aligned}
\Delta E_{fd}(1 + sT_A) &= -K_A(\Delta V_t - U_s) \\
s\Delta E_{fd}T_A &= -K_A(\Delta V_t - U_s) - \Delta E_{fd} \\
s\Delta E_{fd} &= -\frac{K_A}{T_A}\Delta V_t + \frac{K_A}{T_A}U_s - \frac{\Delta E_{fd}}{T_A}
\end{aligned} \tag{Ek2.10}$$

(Ek2.8-10), ve (Ek2.2) denklemleri bir durum uzay matrisi formunda düzenlenir ise aşağıda gösterilen (Ek2.11) ifadesi elde edilir.

$$\begin{aligned}
s\Delta V_t &= \frac{(aK_2 - 1)}{T'_{d0}K_3}\Delta V_t + K_5\omega_0\Delta\omega - \frac{aK_6}{T'_{d0}K_3}\Delta Te + \frac{K_6}{T'_{d0}}\Delta E_{fd} \\
s\Delta\omega &= -\Delta Te / 2H \\
s\Delta Te &= \frac{a_1K_2}{T'_{d0}K_3}\Delta V_t + \omega_0K_1\Delta\omega - \left(\frac{a_1K_6}{T'_{d0}K_3} + 1\right)\Delta Te + \frac{K_2}{T'_{d0}}\Delta E_{fd} \\
s\Delta E_{fd} &= -\frac{K_A}{T_A}\Delta V_t + \frac{K_A}{T_A}U_s - \frac{\Delta E_{fd}}{T_A}
\end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{V}_t \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{Te} \\ \Delta \dot{E}_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(aK_2 - 1)}{T'_{d0}K_3} & K_5\omega_0 & -\frac{aK_6}{T'_{d0}K_3} & \frac{K_6}{T'_{d0}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2H} & 0 \\ \frac{a_1K_2}{T'_{d0}K_3} & \omega_0K_1 & -\left(\frac{a_1K_6}{T'_{d0}K_3} + 1\right) & \frac{K_2}{T'_{d0}} \\ -\frac{K_A}{T_A} & 0 & 0 & -\frac{1}{T_A} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_A}{T_A} \end{bmatrix} U_s \tag{Ek2.11}$$

$$a = \frac{K_5 - K_4K_6K_3}{K_2K_5 - K_6K_1} \qquad a_1 = \frac{K_1 - K_2K_3K_4}{K_2K_5 - K_6K_1}$$

$$x = [\Delta V_t \quad \Delta\omega \quad \Delta Te \quad \Delta E_{fd}]^t$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{(K_2a - 1)}{T'_{d0}K_3} & (K_5\omega_0 + a\frac{K_6}{T'_{d0}K_3}) & -a\frac{K_6}{T'_{d0}K_3} & \frac{K_6}{T'_{d0}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2H} & 0 \\ \frac{a_1K_2}{T'_{d0}K_3} & (\frac{D(a_1K_6 + 1)}{T'_{d0}K_3} + \omega_0K_1) & -(\frac{a_1K_6}{T'_{d0}K_3} + 1 + \frac{D}{2H}) & \frac{K_2}{T'_{d0}} \\ -\frac{K_A}{T_A} & 0 & 0 & -\frac{1}{T_A} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{K_A}{T_A} \end{bmatrix}^T$$

$$\dot{x} = Ax + Bu \qquad u = U_s$$

EK – 3 Başlangıç Değer Hesaplaması ve GA Optimizasyonu yapan Program

Başlangıç değerlerinin ve K sabitlerinin hesaplandığı ayrıca, GA ile optimum kayma yüzeyinin elde edildiği MATLAB/m-file programı.

```
%Bu Program optimum kayma yüzeyi C'yi bulur
clear
%%%%%%%%başlangıç değerlerini ve K sabitlerinin Hesabı%%%%%%%%
format short e
Vt0=1;
r=0
Pe=input('aktif güç değerini girin (pu) :')
Q=input('Reaktif güç değerini girin (pu) :')
Xe=input('harici empedans değerini girin (pu) :')
kontrolortercihi=input('kontrol matrisi 4*4 için 4 \n3*3 için 3 değeri girin ')
Tm0=Pe;
Xd=1.6;
Xdu=0.32;
Xq=1.55;
XXd=Xd+Xe;
XXq=Xq+Xe;
Re=0;
Tdou=6;
Zhat=(Re+Xe*j);
Zhat_acisi=angle(Zhat);
I=(Pe-j*Q)/Vt0;
Ix=imag(I);
Ir=real(I);
fi=angle(I);
Eqa=Vt0+I*(r+j*Xq);
teta_beta=atan(imag(Eqa)/real(Eqa));
Iq=abs(I)*cos(teta_beta-1*(fi));
Id=-abs(I)*sin(teta_beta-1*(fi));
Vq=Vt0*cos(teta_beta);
Vd=-Vt0*sin(teta_beta);
Eq0=Vq+r*Iq-Xd*Id;
Efd0=Eq0;
Vsonsuz_complex=Vt0-I*Zhat;
Vs=abs(Vsonsuz_complex);
teta_alfa=angle(Vsonsuz_complex);
teta0=abs((teta_beta)+abs(teta_alfa));
tetaderece=teta0*180/pi;
Eqa0=Eq0+(Xd-Xq)*Id;
Eqs0=Eq0+(Xd-Xdu)*Id
K=1/(Re^2+(Xq+Xe)*(Xdu+Xe));
K1=K*Vs*(Eqa0*(Re*sin(teta0)+(Xdu+Xe)*cos(teta0))+(Xq-Xdu)*Iq*((Xq+Xe)*sin(teta0)-Re*cos(teta0)))
K2=K*(Iq*(Re^2+(Xq+Xe)^2)+Eqa0*Re)
K3=1/(1+K*(Xd-Xdu)*(Xq+Xe))
K4=K*Vs*(Xd-Xdu)*((Xq+Xe)*sin(teta0)-Re*cos(teta0))
K5=(K*Vs*Xdu*Vq/Vt0)*(-(Xq+Xe)*sin(teta0)+Re*cos(teta0))-
(K*Vs*Xq*Vd/Vt0)*((Xdu+Xe)*cos(teta0)+Re*sin(teta0))
```

```

K6=(1-K*Xdu*(Xq+Xe))*Vq/Vt0-Vd*K*Xq*Re/Vt0
K7=(K1-K2*K3*K4)/(K3*Tdou*(K5*K2-K1*K6));
K8=(K3*K4*K6-K5)/(K3*Tdou*(K5*K2-K1*K6));
KE=100;
Ke=KE;
TE=0.02;
Te=TE;
H=5;
f = 60;
wo=2*pi*f;
wbase=wo;
T3=K3*Tdou;
D=0;
Tsmpl=0.001;
Tw =2;
T1 =0.08;
T2 = 0.027;
Kstab= 16;
ttop = 5;
datapoint=ttop/Tsmpl;
Mboz=0.25;
tboz_bas=0.5;
tboz_son=0.7;
Tr=0.02;
dUref=0;
dTmref=0;
a=(K5-K3*K4*K6)/(K5*K2-K1*K6);
a1=(K1-K2*K3*K4)/(K5*K2-K1*K6);
%%%%%%%%GA Optimizasyonu Başlasın%%%%%%%%
if kontrolortercihi==4

```

```

A=[ (a*K2-1)/(Tdou*K3) wo*K5 -K6*a/(Tdou*K3) K6/Tdou
    0 0 -1/(2*H) 0
    K2*a1/(Tdou*K3) wo*K1 -(K6*a1+1)/(Tdou*K3) K2/Tdou
    0 0 0 -1/Te ];

```

```

B = [ 0
      0
      0
      Ke/Te];

```

```

Co=ctrb(A,B);

```

```

l=poly(A);

```

```

M=[l(4) l(3) l(2) 1
    l(3) l(2) 1 0
    l(2) 1 0 0
    1 0 0 0];

```

```

P=Co*M;

```

```

NUM_TRAITS=3; % Number of traits in each individual

```

```

HIGHTRAIT(1)=2000; % Upper limit of a trait

```

```

LOWTRAIT(1)= 0; % Lower limit of a trait

```

```

HIGHTRAIT(2)=1000; % Upper limit of a trait

```

```

LOWTRAIT(2)= 0; % Lower limit of a trait

```

```

HIGHTRAIT(3)=1000; % Upper limit of a trait

```

```

LOWTRAIT(3)= 0; % Lower limit of a trait
SIG_FIGS(1)=7;
SIG_FIGS(2)=7;
SIG_FIGS(3)=7;
DECIMAL(1)=3; % Order of magnitude the trait
DECIMAL(2)=3;
DECIMAL(3)=3;
end

if kontrolortercihi==3
A=[ (a*K2-1)/(Tdou*K3) wo*K5 -K6*a/(Tdou*K3)
0 0 -1/(2*H)
K2*a1/(Tdou*K3) wo*K1 -(K6*a1+1)/(Tdou*K3) ];
B = [ K6*Ke/Tdou
0
K2*Ke/Tdou];
Co=ctrb(A,B);
l=poly(A);
M=[ l(3) l(2) 1
l(2) 1 0
1 0 0];
P=Co*M;
NUM_TRAITS=2; % Number of traits in each individual
HIGHTRAIT(1)=500; % Upper limit of a trait
LOWTRAIT(1)= 0; % Lower limit of a trait
HIGHTRAIT(2)=1000; % Upper limit of a trait
LOWTRAIT(2)= 0; % Lower limit of a trait
SIG_FIGS(1)=7;
SIG_FIGS(2)=7;
DECIMAL(1)=3; % Order of magnitude the trait
DECIMAL(2)=3;
end
MUTAT_PROB=0.08;
CROSS_PROB=0.9
SELF_ENTERED=0
POP_SIZE=40
ELITISM=1
DELTA=10
EPSILON = 0.0001;
MAX_GENERATION=100
clear SIG;
popcount=1;
g1=1; g2=1; g0=1000;
if SELF_ENTERED == 0
for pop_member = 1:POP_SIZE
for current_trait = 1:NUM_TRAITS,
trait(current_trait,pop_member,popcount)=
(1/2)*(HIGHTRAIT(current_trait)+LOWTRAIT(current_trait));
end
end
else
for pop_member = 1:POP_SIZE
for current_trait = 1:NUM_TRAITS,

```

```

        trait(current_trait,pop_member,popcount)=0;
    end
end
end
    CHROM_LENGTH=sum(SIG_FIGS)+NUM_TRAITS;
    TRAIT_START(1)=1;
    for current_trait=1:NUM_TRAITS,
        TRAIT_START(current_trait+1)=...
            TRAIT_START(current_trait)+SIG_FIGS(current_trait)+1;
    end
    while popcount <= MAX_GENERATION
        popcount
        for pop_member = 1:POP_SIZE
            for current_trait = 1:NUM_TRAITS,
                if trait(current_trait,pop_member,popcount)>HIGHTRAIT(current_trait)
                    trait(current_trait,pop_member,popcount)=HIGHTRAIT(current_trait);
                elseif trait(current_trait,pop_member,popcount)<LOWTRAIT(current_trait)
                    trait(current_trait,pop_member,popcount)=LOWTRAIT(current_trait);
                end
                if trait(current_trait,pop_member,popcount) < 0
                    pop(TRAIT_START(current_trait),pop_member)=0;
                else
                    pop(TRAIT_START(current_trait),pop_member)=9;
                end
                temp_trait(current_trait,pop_member)=...
                    abs(trait(current_trait,pop_member,popcount));
            for counter=1:DECIMAL(current_trait)-1,
                temp_trait(current_trait,pop_member)=...
                    temp_trait(current_trait,pop_member)/10;
            end
            for make_gene = TRAIT_START(current_trait)+1:TRAIT_START(current_trait+1)-1,
                pop(make_gene,pop_member)=temp_trait(current_trait,pop_member)-...
                    rem(temp_trait(current_trait,pop_member),1);
                (temp_trait(current_trait,pop_member)-pop(make_gene,pop_member))*10;
            end
        end
        sumfitness = 0; % FITNESS FONKSİYONUN KULLANILDIGI YER%=====
        fit=zeros(POP_SIZE);
        fit_bar=fit(1,:);
        for chrom_number = 1:POP_SIZE, % Test fitness
            kromozom=trait(:,chrom_number,popcount);
            if kontrolortercihi==4 % kromozomların sisteme uygulanması
                C1=kromozom(1); C2=kromozom(2); C3=kromozom(3);
                Ckanon=[C3 C2 C1 1];
            end
            if kontrolortercihi==3
                C1=kromozom(1); C2=kromozom(2);
                Ckanon=[C2 C1 1];
            end
            Ch=Ckanon/P; b=1/(Ch*B); ChA=Ch*A*b;
            if kontrolortercihi==3
                ChA=[ChA 0];
            end
        end
    end
end

```

```

        sim('SNKONopt');
        fit_bar(chrom_number)=1/(1+100*dwint);
    end
    for chrom_number = 1:POP_SIZE, % Test fitness
        fitness(chrom_number)=fit_bar(chrom_number);
        sumfitness = sumfitness + fitness(chrom_number);
    end
    [bestfitness(popcount),bestmember]=max(fitness);
    [worstfitness(popcount),worstmember]=min(fitness);
    bestfitness(popcount);
    bestindividual(:,popcount)=trait(:,bestmember,popcount);
    best_kromozom=trait(:,bestmember,popcount)
    if kontrolortercihi==4
        C1=best_kromozom(1);    C2=best_kromozom(2);    C3=best_kromozom(3);
        Ckanon=[C3 C2 C1 1];
    end
    if kontrolortercihi==3
        C1=best_kromozom(1);    C2=best_kromozom(2);
        Ckanon=[C2 C1 1];
    end
    Ch=Ckanon/P;    b=1/(Ch*B);    ChA=Ch*A*b;
    if kontrolortercihi==3
        ChA=[ChA 0];
    end
    sim('SNKONopt');
    uygunluk=1/(1+100*dwint)
    avefitness(popcount) = sumfitness / POP_SIZE;
    for pop_member = 1:POP_SIZE,
        if ELITISM ==1 & pop_member==bestmember
            parent_chrom(:,pop_member)=pop(:,pop_member);
        else
            pointer=rand*sumfitness;
            member_count=1;
            total=fitness(1);
            while total < pointer,
                member_count=member_count+1;
                total=total+fitness(member_count);
            end
            parent_chrom(:,pop_member)=pop(:,member_count);
        end
    end
    for parent_number1 = 1:POP_SIZE
        if ELITISM ==1 & parent_number1==bestmember
            child(:,parent_number1)=parent_chrom(:,parent_number1);
        else
            parent_number2=parent_number1;
            while parent_number2 == parent_number1
                parent_number2 = rand*POP_SIZE; % Choose parent number 2
                parent_number2 = parent_number2-rem(parent_number2,1)+1;
            end
        end
        if CROSS_PROB > rand
            site = rand*CHROM_LENGTH;
            site = site-rem(site,1)+1;

```

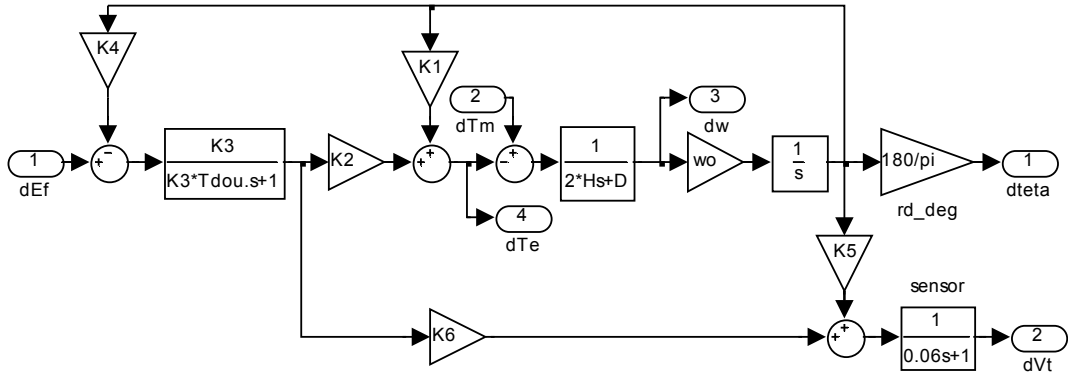
```

        child(1:site,parent_number1)=parent_chrom(1:site,parent_number1);
        parent_chrom(site+1:CHROM_LENGTH,parent_number2);
    else
        child(:,parent_number1)=parent_chrom(:,parent_number1);
    end
end
end
for pop_member= 1:POP_SIZE,
    if ELITISM ==1 & pop_member==bestmember
        child(:,pop_member)=child(:,pop_member);
    else
        for site = 1:CHROM_LENGTH,
            if MUTAT_PROB >
                rand_gene=rand*10;
                while child(site,pop_member) == rand_gene-rem(rand_gene,1),
                    rand_gene=rand*10;
                end;
                child(site,pop_member)=rand_gene-rem(rand_gene,1);
            if rand_gene == 10
                site=site-1;
            end
        end
    end
end
pop=child
popcount=popcount+1;
for pop_member = 1:POP_SIZE
    for current_trait = 1:NUM_TRAITS,
        trait(current_trait,pop_member,popcount)=0;
        place_pointer=1;
        for gene=TRAIT_START(current_trait)+1:TRAIT_START(current_trait+1)-1,
            place=DECIMAL(current_trait)-place_pointer;
            trait(current_trait,pop_member,popcount)=...
            trait(current_trait,pop_member,popcount)+...
            (pop(gene,pop_member))*10^place;
            place_pointer=place_pointer+1;
        end
        if pop(TRAIT_START(current_trait),pop_member) < 5
            trait(current_trait,pop_member,popcount)=...
            -trait(current_trait,pop_member,popcount);
        end
    end
end
if 1-abs(bestfitness(popcount-1)) < EPSILON
    break;
end
end % End of program

```

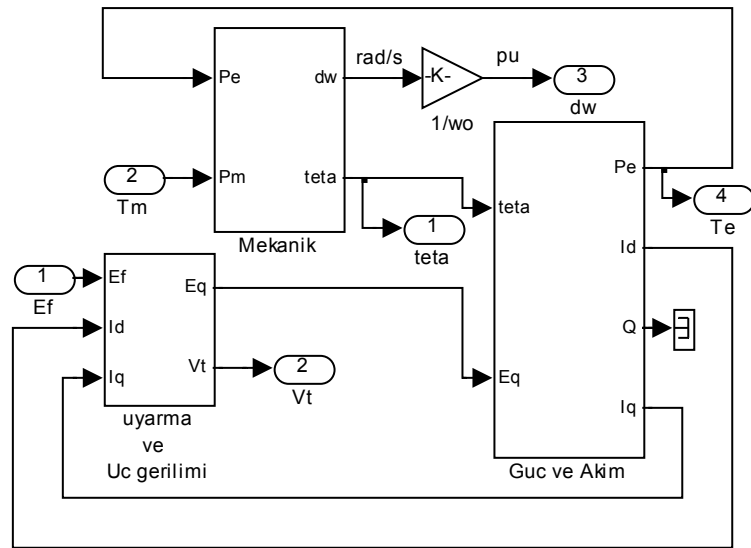
EK – 4 MATLAB/Simulink Benzetim Detayları

EK – 4.1 SBSG Basitleştirilmiş Doğrusal Model Bloğun İç Yapısı

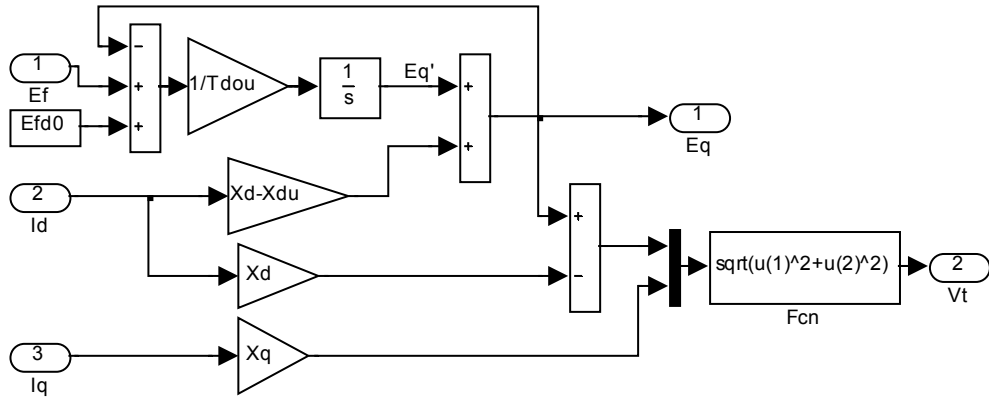


Şekil Ek4.1 SBSG basitleştirilmiş doğrusal modelin bloğu benzetimi

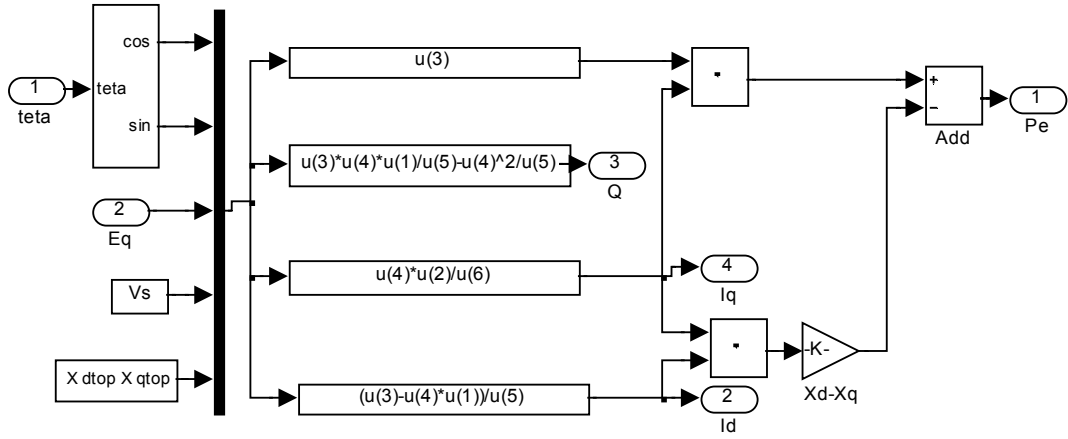
EK – 4.2 SBSG Basitleştirilmiş Model Bloğun İç Yapısı



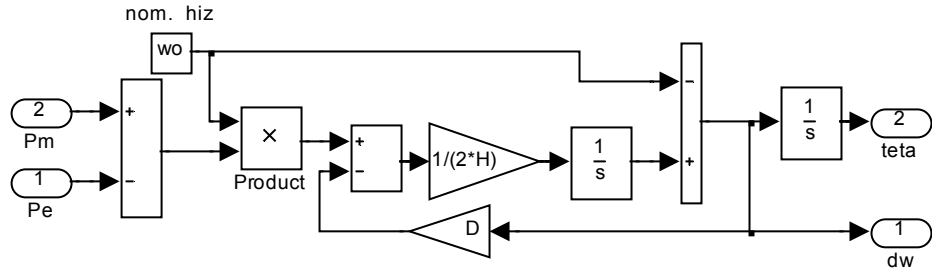
Şekil Ek4.2 SBSG basitleştirilmiş modelin benzetimi



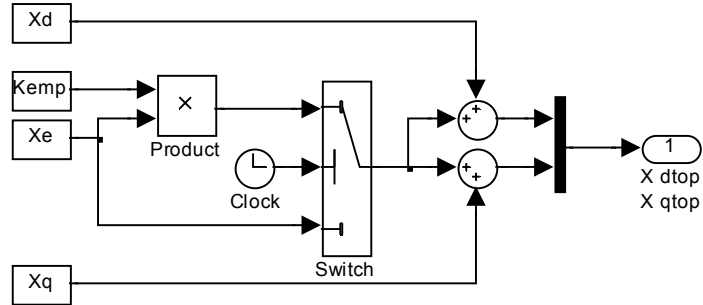
Şekil Ek4.3 Uyarma ve U_c Gerilimi bloğunun benzetimi



Şekil Ek4.4 Güç ve Akım bloğunun benzetimi



Şekil Ek 4.5 Mekanik bloğunun benzetimi



Şekil Ek 4.5 $X_d + X_e$ ve $X_q + X_e$ değerlerinin zamanla değişiminin benzetimi