

**T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**MODEL REFERANS KAYAN KIPLI KONTROLÖR  
TABANLI GÜÇ SİSTEM KARARLAYICI TASARIMI**

**DOKTORA TEZİ**

**Elk.Yük. Müh. İrfan YAZICI**

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH.**  
**Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK**  
**Tez Danışmanı : Doç. Dr. Ayhan ÖZDEMİR**

**Haziran 2008**

T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MODEL REFERANS KAYAN KIPLI KONTROLÖR  
TABANLI GÜÇ SİSTEM KARARLAYICI TASARIMI

DOKTORA TEZİ

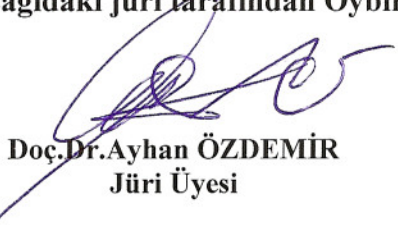
Elk.Yük. Müh. İrfan YAZICI

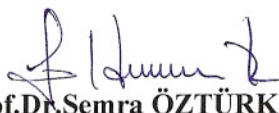
Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH.


Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK


Bu tez 10/ 07/ 2008 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.

  
Prof. Dr. Uğur ARİFOĞLU  
Jüri Başkanı

  
Doç. Dr. Ayhan ÖZDEMİR  
Jüri Üyesi

  
Prof. Dr. Semra ÖZTÜRK  
Jüri Üyesi

  
Yrd. Doç. Dr. İlyas ÇANKAYA  
Jüri Üyesi

  
Yrd. Doç. Dr. A. Faruk BAKAN  
Jüri Üyesi

Bu tez Sakarya Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Komisyon Başkanlığı tarafından 2006-FBD-030 numaralı proje kapsamında desteklenmiştir

## **TEŞEKKÜR**

Bu tezin hazırlanmasında ve akademik hayatımın her aŐamasında değerli yardımlarını hiç bir zaman esirgemeyen, destek ve teŐviklerini her zaman Őükranla andığım danıŐman hocam Sayın Doç.Dr. Ayhan ÖZDEMİR' e teŐekkürü bir borç bilirim.

Bu tez çalışmasının farklı aŐamalarında desteklerini gördüğüm değerli hocalarıma ve mesai arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Tez çalıŐmam süresince göstermiŐ oldukları özveri, anlayıŐ ve sabırlarından dolayı eŐime ve aileme çok teşekkür ederim.

## İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	ii
İÇİNDEKİLER .....	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ .....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ .....	viii
TABLolar LİSTESİ .....	x
ÖZET.....	xi
ABSTRACT .....	xii

### BÖLÜM 1.

GİRİŞ .....	1
1.1. Güç Sistemlerinin Genel Yapısı.....	3
1.2. Güç Sistemlerinde Kararlılık.....	4
1.3. Senkron Generatör Salınım Denklemleri .....	8
1.4. Güç Sistemlerinin Kontrolü .....	10
1.5. Güç Sistemlerinde Salınım Problemi ve Sönümlenme Kontrolü.....	13
1.5.1. İletim hattında sönümlenme kontrolü .....	13
1.5.2. Üretim biriminde sönümlenme kontrolü.....	14
1.6. GSK Tasarımına Yönelik Yapılan Çalışmalar .....	15
1.6.1. Doğrusallaştırılmış modele dayalı yöntemler .....	15
1.6.2. Doğrusal olmayan modele dayalı yöntemler.....	17
1.6.3. Sezgisel yöntemler .....	18

### BÖLÜM 2.

TEK MAKİNE SONSUZ GÜÇLÜ BARA SİSTEMİ.....	21
2.1. Uyarma Sistemleri.....	21
2.1.1. Uyarma sisteminin yapısı .....	25
2.1.1.1. Uyarıcı.....	25

2.1.1.2. Otomatik gerilim regülatörü.....	26
2.1.1.3. Güç sistem kararlaştırıcısı .....	26
2.1.1.4. Sınırlayıcı ve koruyucu devreler .....	27
2.1.2. Uyarma sistemlerinin modellenmesi .....	27
2.2. Senkron Generatörler .....	28
2.2.1. Senkron generatör modeli .....	29
2.2.2. Rotor referans çevresi dönüşüm matrisi.....	31
2.2.3. Rotor referans çevre dönüşümü .....	33
2.2.4. Kararlılık çalışmalarında kullanılan SG modelleri .....	36
2.2.4.1. III. derece model .....	36
2.3. TMSGB Sistemi Blok Diyagram Gösterimi ve Durum-Uzay Modeli.....	40

### BÖLÜM 3.

KLASİK VE OPTİMAL KUTUP YERLEŞTİRME TABANLI GSK TASARIMI .	42
3.1. Klasik GSK Tasarımı .....	42
3.2. Kutup Yerleştirme Yöntemi .....	43
3.2.1. Ackerman formülü .....	45
3.3. Optimal Kutup Yerleştirme Tabanlı GSK Tasarımı .....	46
3.3.1. Ayrık Riccati denkleminin çözümü .....	49
3.3.2. Ağırlık matrislerinin seçimi .....	49

### BÖLÜM 4.

KAYAN KİPLİ KONTROLÖR .....	51
4.1. Faz Düzlemi .....	52
4.2. Değişken Yapılı Sistemler.....	55
4.3. Sürekli-Zaman KKK Tasarım Problemi .....	59
4.3.1. Kayma yüzeyi tasarımı.....	61
4.3.1.1. Düzenli form yaklaşımı .....	61
4.3.2. Kontrol kuralı tasarımı .....	63
4.3.3. Erişim koşulları ve erişim kipi .....	64
4.3.3.1. Doğrudan anahtarlama fonksiyonu yaklaşımı.....	64
4.3.3.2. Lyapunov fonksiyonu yaklaşımı .....	64
4.3.3.3. Erişim kuralı yaklaşımı .....	65

4.4. Ayrık-Zaman KKK Tasarımı .....	66
4.4.1. Ayrık-zaman KKK tasarım problemi .....	68
4.4.2. Ayrık-zaman KKK sisteminde kayma yüzeyi tasarımı .....	68
4.4.3. Ayrık-zaman KKK sisteminde kontrol kuralının tasarımı .....	69
4.4.3.1. Ayrıklaştırılmış sürekli zaman yaklaşımı.....	69
4.4.3.2. Sarptürk erişim kuralı.....	70
4.4.3.3. Gao erişim kuralı.....	70
4.4.3.4. Doğrusal erişim kuralı.....	71
4.4.3.5. Değişken yapılı erişim kuralı .....	72
4.5. Model-Referans KKK Tasarımı .....	73
4.5.1. Kayma yüzeyi tasarımı.....	75
4.5.2. Kontrol kuralının belirlenmesi .....	76

## BÖLÜM 5.

BENZETİM ÇALIŞMALARı .....	77
5.1. TMSGB Sistemi İçin Nominal Parametreler .....	78
5.2. Klasik GSK .....	80
5.3. LQR Tabanlı GSK Tasarımı .....	83
5.4. KKK Tabanlı GSK Tasarımı.....	86
5.4.1. Anahtarlama yüzeyinin tasarımı .....	87
5.4.2. Kontrol kuralının belirlenmesi .....	87
5.5. MR-KKK Tabanlı GSK Tasarımı .....	94
5.6. Tasarlanan GSK Yapılarının Performans Değerlendirmesi .....	99

## BÖLÜM 6.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....	101
KAYNAKLAR .....	104
EKLER.....	111
ÖZGEÇMİŞ .....	115

## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

$r_s$	:	Stator sargı direnci
$r_f$	:	Uyarma sargı direnci
$r_{kd}$	:	$d$ -ekseni sönüm sargı direnci
$r_{kq}$	:	$q$ -ekseni sönüm sargı direnci
$L_s$	:	Stator sargı kaçak endüktansı
$L_{fd}$	:	Uyarma sargısı kaçak endüktansı
$L_{kd}$	:	$d$ -ekseni sönüm sargı endüktansı
$L_{kq}$	:	$q$ -ekseni sönüm sargı endüktansı
$L_{md}$	:	$d$ -ekseni stator sargı mıknatıslanma endüktansı
$L_{mq}$	:	$q$ -ekseni stator sargı mıknatıslanma endüktansı
$L_{mfd}$	:	Uyarma sargısı mıknatıslanma endüktansı
$L_{mkd}$	:	$d$ -ekseni sönüm sargı mıknatıslanma endüktansı
$L_{mkq}$	:	$q$ -ekseni sönüm sargı mıknatıslanma endüktansı
$T_{qd0}$	:	Dönüşüm matrisi
$I_t$	:	Hat akımı
$x'_d$	:	$d$ -ekseni geçici reaktansı
$r_e$	:	İletim hattı direnci
$x_e$	:	İletim hattı empedansı
$T'_{do}$	:	$d$ -ekseni geçici zaman sabiti
$V_t$	:	Generatör uç gerilimi
$V_\infty$	:	Sonsuz bara gerilimi
$T_m$	:	Tahrik momenti
$T_e$	:	Elektrik momenti



$u_E$	:	Destekleyici kontrol işareti
$w$	:	Açısal hız
$\delta$	:	Güç (Rotor) açısı
$E_{fd}$	:	Uyarma gerilimi
$H$	:	Senkron generatör atalet sabiti
$T_A$	:	Uyarıcı Zaman Sabiti
$K_A$	:	Uyarıcı Kazancı
$K_1...K_6$	:	Senkron generatör dinamik model katsayıları

GSK	:	Güç Sistem Kararlayıcısı
TMSGB	:	Tek Makine Sonsuz Güçlü Bara
OGR	:	Otomatik Gerilim Regülatörü
SG	:	Senkron Generatör
KKK	:	Kayan Kipli Kontrol
MR	:	Model Referans

## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Güç sistemlerinin genel yapısı .....	4
Şekil 1.2. 10 Ağustos 1996 USA/Kanada güç sistemi güç akışı .....	7
Şekil 1.3. Güç sistemi yapısı ve ilgili kontrol sistemleri.....	12
Şekil 1.4. Bir güç sistemine ait alt birimler ve ilgili kontrol sistemleri .....	13
Şekil 2.1. TMSGB sistemi blok diyagram gösterimi .....	28
Şekil 2.2. TMSGB sistemi senkron empedans arkası sabit EMF modeli .....	29
Şekil 2.3. İncelenen sistem için başlangıç durumunu gösteren fazör diyagramı .....	30
Şekil 2.4. $P$ =sabit ve $V_t$ =sabit koşullarında uyarma geriliminin artırılması .....	30
Şekil 2.5. $P$ =sabit ve $V_t$ =sabit koşullarında uyarma geriliminin düşürülmesi .....	31
Şekil 2.6. SG uyarım sistemi için blok diyagram gösterimi .....	31
Şekil 2.7. AC-statik tip uyarma sistemi .....	32
Şekil 2.8. ST1A tipi uyarma sistemi blok diyagramı .....	33
Şekil 2.9. İdeal senkron makine devre gösterimi .....	35
Şekil 2.10. Senkron generatör d-q eksenli eşdeğer devreleri .....	42
Şekil 2.11. Doğrusallaştırılmış TMSGB sistemi blok diyagramı .....	46
Şekil 3.1. Klasik GSK blok diyagram gösterimi.....	48
Şekil 3.2. Kapalı çevrim kontrol sistemi.....	50
Şekil 3.3. Optimal kontrol sistem yapısı .....	54
Şekil 4.1. Kütle-yay sistemi .....	58
Şekil 4.2. Kütle-yay sistemi için faz-düzlem gösterimi .....	59
Şekil 4.3. (4.1) ifadesi ile tanımlanan sistem için çeşitli faz-düzlem yörüngeleri ....	60
Şekil 4.4. (4.2) ifadesinde verilen örnek sisteme ait blok diyagramı .....	61
Şekil 4.5. Anahtarlama fonksiyonunun faz-düzleminde belirlediği bölgeler.....	62
Şekil 4.6. Faz-düzlem grafikleri .....	63
Şekil 4.7. Faz-yörüngesinin hareketi.....	64
Şekil 4.8. Ayrık-zaman KKK sistemleri için faz-düzlem gösterimi .....	72
Şekil 5.1. GSK ilave edilmiş TMSGB sistemi.....	83

Şekil 5.2. TMSGGB sistemi için simulinkte oluşturulan model.....	83
Şekil 5.3. Klasik GSK ve GSK' sız TMSGGB sistemi için simulink model .....	85
Şekil 5.4. Klasik GSK'lı ve GSK' sız TMSGGB sisteminde $\Delta w$ değişimi.....	86
Şekil 5.5. Klasik GSK'lı ve GSK' sız TMSGGB sisteminde $\Delta \delta$ değişimi.....	87
Şekil 5.6. LQR tabanlı ve klasik GSK'lı TMSGGB sistem için simulink model.....	89
Şekil 5.7. LQR tabanlı ve klasik GSK'lı TMSGGB sisteminde $\Delta w$ değişimi.....	90
Şekil 5.8. Gao yaklaşım kurallı KKK tabanlı GSK için simulink model .....	94
Şekil 5.9. Doğrusal yaklaşım kurallı KKK tabanlı GSK için simulink model .....	94
Şekil 5.10. Hibrid yaklaşım kurallı KKK tabanlı GSK için simulink model.....	95
Şekil 5.11. LQR ve KKK tabanlı GSK'lı TMSGGB sisteminde $\Delta w$ değişimi.....	97
Şekil 5.12. KKK tabanlı GSK'lı TMSGGB sisteminde $\Delta w$ değişimi .....	98
Şekil 5.13. MR-KKK tabanlı GSK için simulink model .....	100
Şekil 5.13. MR-KKK tabanlı GSK'lı TMSGGB sisteminde $\Delta w$ değişimi.....	101

## TABLolar LİSTESİ

Tablo 1.1. Son yıllarda oluşın güç çökmeleri .....	8
Tablo 5.1. Benzetim çalışmaları için nominal parametreler .....	84
Tablo 5.2. Seçilen çalışma noktaları ve bu noktalara ait $K_1...K_6$ katsayıları .....	84
Tablo 5.3. Gao,doğrusal ve hibrid kurallar için hız sapmasının mutlak integrali .....	93
Tablo 5.4. Maksimum aşım.....	99
Tablo 5.5. Yerleşme zamanı.....	99
Tablo 5.6. Mutlak hız sapmasının integrali.....	99

## ÖZET

Anahtar kelimeler: Güç sistem kararlayıcısı, kayan kipli kontrol, model referans kontrol, senkron generatör, uyarma kontrolü, tek makine sonsuz güçlü bara sistemi.

Güç sistemlerinin doğası gereği sıklıkla ve rastgele meydana gelen yük değişimleri sistemde küçük genlikli ve düşük frekanslı, 0.2-3 Hz, salınımların oluşmasına neden olur. Güç sistemlerinin kararlı çalışmayı sürdürebilmesi için bu salınımların uygun bir şekilde sönümlenmesi gerekmektedir. Güç sistemlerinde görülen salınımların sönümlenmesi amacı ile senkron generatörlerin uyarma sistemine destekleyici kontrol işareti sağlayan yardımcı kontrol sistemleri literatürde güç sistem kararlayıcısı (GSK) olarak adlandırılır.

Bu tez çalışmasında GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak ayrık-zaman model-referans kayan kipli kontrolör tabanlı (MR-KKK) bir yapı sunulmuştur. Farklı çalışma noktaları ve sistem parametreleri için yapılan benzetim çalışmalarında sunulan MR-KKK tabanlı GSK yapısının literatürde mevcut olan klasik GSK, LQR tabanlı GSK, KKK tabanlı GSK yapılarına oranla güç sistemlerinde görülen salınımları daha az aşımli ve daha hızlı bir şekilde sönümlendiği, sistem parametrelerindeki değişimlere daha az duyarlı olduğu dolayısıyla daha dayanıklı (robust) bir yapıda olduğu gösterilmiştir.

# **POWER SYSTEM STABILIZER DESIGN BASED ON MODEL REFERENCE SLIDING MODE CONTROLLER**

## **ABSTRACT**

**Keywords:** Power system stabilizer, sliding mode control, model reference control, synchronous generator, excitation control, single machine infinite bus system.

Due to nature of power systems, random load changes seen frequently have resulted in small magnitude and low frequency oscillations. These oscillations shall be damped appropriately to sustain stability of power systems. Power System Stabilizers (PSSs) added to excitation systems to enhance the damping of electric power system during low frequency oscillations.

In this thesis, as a new approach to design of PSS, a discrete time model reference sliding mode controller (MR-SMC) based structure have been represented. In simulation studies for different operating points and system parameters, it has been seen that the proposed MR-SMC has better performance in terms of over-shoot and setting time compared to existed PSS structures such as, classical, LQR and SMC. In addition, it has been shown that the proposed approach is less insensitive to changes in system parameters and therefore it has robust property.

## **BÖLÜM 1. GİRİŞ**

Güç sistemlerinde küçük değerli yük değişimleri güç sisteminin doğal yapısından dolayı kaçınılmaz olarak, sürekli ve rastgele meydana gelir. Bir güç sisteminin normal çalışma anında sisteme ilave yük girmesi veya sistemden yük çıkması durumunda güç sisteminde düşük genlikli ve düşük frekanslı, (0.2 - 3.0Hz), salınımlar oluşur. Bu salınımlar gerektiği gibi sönümlenmediğinde güç sisteminin kararsızlığa gitmesine ve neticede geniş bir bölgede enerji kesintilerine neden olabilir. Ani enerji kesintileri teknik problemlere neden olabildiği gibi hem tüketici konforunu bozar hem de ekonomik kayıplara neden olur.

Güç sistemlerinde görülen salınımların sönümlenmesi ve böylece güç sisteminin dinamik kararlılığının iyileştirilmesi amacı ile senkron generatör (SG) uyarım sistemine destekleyici bir kontrol işaretinin uygulanması uzun yıllardır kullanılan etkili bir yöntemdir. Bu destekleyici kontrol işaretinin elde edildiği kontrol sistemleri literatürde güç sistem kararlayıcısı (GSK) olarak adlandırılır. Uyarım sistemine eklenen GSK'lar güç sistemlerinde görülen salınımların sönümlenmesinde etkili bir araç olarak kabul edilirler. Güç sistemlerinde GSK' nın temel fonksiyonu, sisteme etkileyen küçük bozucular sonrasında SG rotorunda oluşan düşük genlikli ve düşük frekanslı salınımların sönümlenmesi ve güç sisteminin kararlılığının iyileştirilmesi amacı ile SG uyarım sistemi üzerinden destekleyici sönümleme momenti üretmektir.

Uzun yıllardır aktif bir araştırma konusu olan GSK tasarımına yönelik çok sayıda çalışma yapılmıştır [1-43]. Bu çalışmaların bir çoğunda güç sisteminin seçilen bir çalışma noktası için elde edilen doğrusallaştırılmış modeli kullanılmıştır [6-29]. Doğrusallaştırılmış model kullanılarak tasarlanan klasik GSK'lar seçilen çalışma noktasında beklenen performansı sağlarlar. Ancak güç sistemlerinde çalışma noktasının değişmesi güç sisteminin doğası gereği sürekli ve rastgele oluşan kaçınılmaz bir durumdur. Çalışma noktasının değiştiği durumlarda klasik GSK

yapıları önemli derecede performans kaybına uğrar. Bu nedenle güç sistemlerinde çalışma noktasının ve/veya hat empedansı gibi diğer bazı sistem parametrelerinin değişmesi durumunda performans kaybına uğramayan, dayanıklı (robust) yapıya sahip GSK tasarımı üzerinde araştırmaların devam ettiği aktif bir çalışma alanıdır [18-21,25,29,43].

Değişken yapıli kontrol (Variable Structure Control, VSC) olarak da adlandırılan kayan kipli kontrol (KKK), (Sliding Mode Controller-SMC) sistemleri sistem parametrelerinin değişimlerine olan duyarsızlığı ve uygulama kolaylığı gibi özellikleri ile son yıllarda üzerinde yoğun olarak çalışılan bir kontrol teorisidir. Son on yıl içerisinde büyük bir çoğunluğu sürekli-zamanda olmak üzere, dayanıklı yapıya sahip KKK yöntemi kullanılarak çeşitli GSK yapıları tasarlanmıştır [4,6,25-29]. Ancak modern kontrol yöntemlerinde kullanılan kestirim, adaptif, model referans vb. yapıların sürekli zamanda analog sistemlerle gerçekleştirilmesi zor hatta imkansızdır. Dolayısıyla, modern kontrol yöntemlerinin gerçek zaman uygulamalarının ayırık-zaman kontrol sistemleri ile gerçekleştirilmesi bir zorunluluk olarak karşımıza çıkmaktadır. Diğer yandan gerçek zaman uygulamalarında ayırık-zaman kontrol sistemleri sürekli-zaman kontrol sistemlerine oranla önemli avantajlara sahiptir. Tasarlanan kontrolcünün daha az karmaşık donanıma sahip olması, aynı donanım üzerinde mevcut kontrol yapısının kolaylıkla güncellenebilmesi veya farklı kontrolör yapılarının uygulanabilmesi, düşük maliyetle üretilebilmesi, parametre değişimlerine ve bozucu etkilere daha az duyarlı olması, karmaşık hesaplamaların kolaylıkla yapılabilmesi, daha güvenilir yapıda olması bu avantajların başlıcaları olarak sayılabilir. Bütün bu avantajlarından dolayı günümüzde kontrol sistemlerinin gerçek zaman uygulamalarında ayırık-zamanlı kontrol sistemleri kullanılmaktadır.

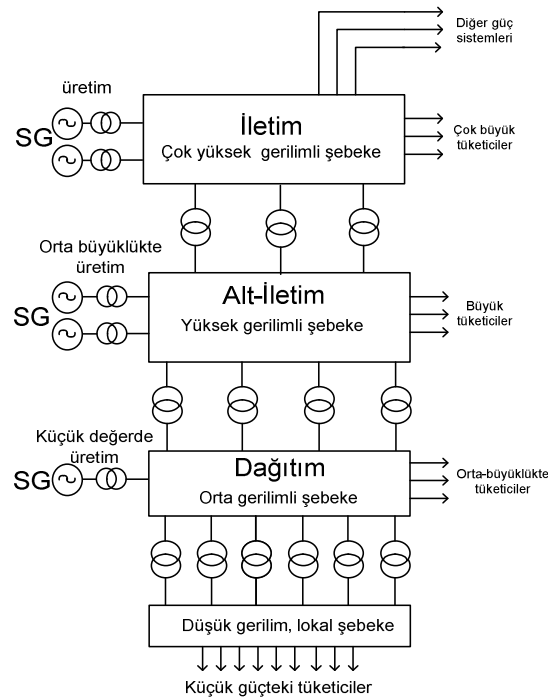
Yapılan literatür incelemesinde, ayırık-zaman model referans KKK (MR-KKK) yönteminin GSK tasarımında uygulanmadığı görülmüş [1-42] ve bu tez çalışmasında KKK sistemlerinin yukarıda belirtilen özelliklerinden faydalanarak GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak ayırık-zaman MR-KKK tabanlı bir GSK yapısı tasarlanmıştır. Tasarlanan ayırık zaman MR-KKK tabanlı GSK yapısının bir SG' nin iletim hattı üzerinden sonsuz güçlü baraya bağlı olduğu, literatürde tek makine sonsuz güçlü bara (TMSGB) olarak adlandırılan, güç sistemindeki performansı



bilgisayar ortamında yapılan benzetim çalışmaları ile incelenmiştir. Benzetim çalışmalarında klasik GSK, LQR tabanlı GSK ve KKK tabanlı GSK yapıları ile bu tez çalışmasında önerilen MR-KKK tabanlı GSK yapısı TMSGB sisteminde farklı çalışma noktaları ve hat empedansının değiştiği durumlar için kıyaslamalı olarak incelenmiştir. Yapılan benzetim çalışmalarında GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan ayrık zaman MR-KKK tabanlı GSK'nın güç sistem salınımlarının sönümlenmesinde aşım ve yerleşme zamanı kriterleri açısından yukarıda ifade edilen GSK yapılarına oranla daha üstün bir performansa sahip olduğu gösterilmiştir.

### 1.1. Güç Sistemlerinin Genel Yapısı

Günümüzde elektrik enerjisi insan yaşamının her alanına girmiş ve modern toplumlar için vazgeçilmez bir enerji kaynağı olmuştur. Elektrik güç sistemleri; kömür, petrol, doğalgaz, uranyum, su, rüzgar, jeotermal vb. doğal enerji kaynaklarından elektrik enerjisinin üretildiği, üretilen enerjinin uzun iletim hatları ile dağıtım merkezlerine iletildiği ve buradan da tüketicilere dağıtıldığı koruma, kontrol vb. değişik fonksiyonları yürüten binlerce elemanı içeren, geniş bir coğrafyaya yayılmış son derece büyük ve karmaşık sistemlerdir, Şekil 1.1 [44-50].



Şekil 1.1. Güç sistemlerinin genel yapısı

Bir güç sisteminin etkin çalışması tüketicilerin güvenilir elektrik enerjisi ile beslenmelerine bağlıdır. Güç sisteminin güvenilirliği üretilen elektrik enerjisinin sürekli erişilebilir olması ile ilgilidir. Günümüzde elektrik enerjisinin uzun süreli kesintiye uğraması hem tüketici konforuna hem de ekonomiye ciddi zararlar verebilir. Güç sistemlerinde gerilim ve frekansın nominal değerlerinde sabit tutulması güvenilirlik açısından sağlanması gereken bir diğer kriterdir. Burada ideal durumu belirten “sabit” ifadesi pratikte gerilim ve frekansın nominal değerlerinden sapmalarının sistemden beslenen cihazların çalışmasını etkilemeyeceği bir aralıkta olması gerektiğini ifade eder. Güç sistemi gerilimindeki %10-15’lik bir artma/azalma veya sistem frekansının nominal değerinden birkaç Hz’lik sapması sistemden beslenen yüklerin durmasına ve/veya sistemdeki cihazların zarar görmesine neden olabilir [46-47].

Bugün dünyada tüketilen elektrik enerjisinin büyük bir çoğunluğu senkron generatörler (SG) tarafından üretilmektedir. SG’ler rotor miline bağlı olan tahrik makinesinden aldıkları mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştüren elektromekanik sistemlerdir. Güvenilir bir güç sisteminin sağlaması gereken temel kriterler; sistemdeki bütün SG’lerin senkronizmada kalmalarını sağlamak ve sürekli değişen güç tüketimini karşılayacak miktarda güç üretmektir. Sistemdeki SG’lerden birinin senkronizmadan ayrılması iletim hattında önemli derecede gerilim ve akım dalgalanmalarına neden olur. Ayrıca senkronizmadan ayrılan generatör, gerekli önlemler alınmadığı takdirde, yüksek hızlara ulaşarak ciddi zarar görebilir. Normal çalışma koşulları altında bir SG’nin senkronizmadan ayrılması zordur. SG rotoru hızlanmaya veya yavaşlamaya başladığında, senkronlayıcı kuvvetler SG’yi nominal hızında tutmaya çalışır. Ancak senkronlayıcı momentin yetersiz olduğu durumlarda veya bozucu etkiler sonucunda senkronizma bozulabilir [44-50].

## **1.2. Güç Sistemlerinde Kararlılık**

İlk olarak 1920’li yıllarda fark edilen güç sistemlerinde kararlılık problemi halen üzerinde çalışmaların devam ettiği karmaşık ve önemli bir konudur. Güç sistemlerinin sürekli gelişmesi, güvenilir elektrik enerjisine olan talebin artarak

devam etmesi güç sistemlerinde kararlılık probleminin karmaşıklığını ve önemini artırmaktadır [44-52].

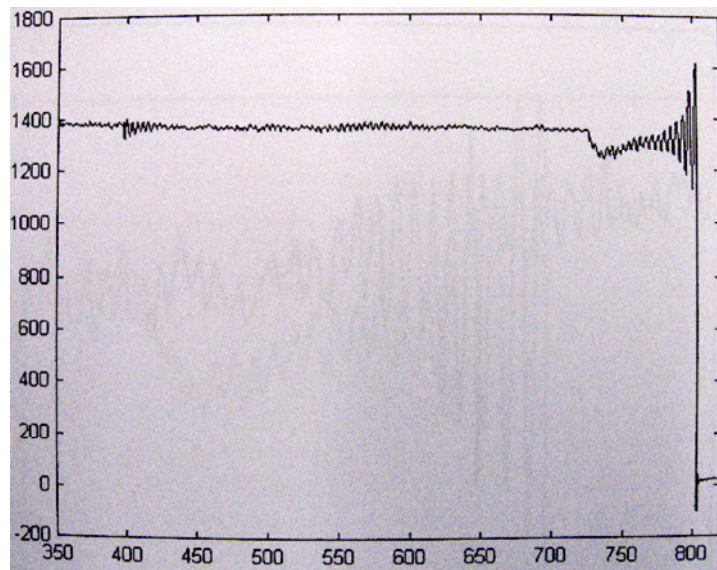
Güç sistemleri için kararlılık; bir güç sisteminin normal çalışma koşulları altında denge noktasında kalmasını, maruz kaldığı herhangi bir bozucu etki sonrasında ise bozucu etkinin neden olduğu salınımların sonlu bir zamanda sönümlenmesini ve sistemin yeniden kabul edilebilir bir denge noktasına varabilmesini sağlayan özellik olarak tanımlanabilir. Bozucu etki sonrasında sistemin üretim tüketim dengesinde bir değişiklik olmaz ise sistem başlangıçtaki denge noktasına dönmelidir. Üretim tüketim arasındaki güç dengesi bozulur ise sistem yeni bir kararlı çalışma noktasına yerleşmelidir. Kararlı sistemlerde her iki durumda da sistemdeki bütün SG'ler senkron çalışmaya devam ederler.

Kararlılık problemi SG' nin bozucu etki sonrasındaki davranışı ile ilgilidir. Denge halinde çalışan bir sistemde, sistem değişkenlerinden birinde veya bir kaçında ani olarak ortaya çıkan değişimler sistemin bozucu etkiye maruz kaldığını gösterir. Güç sistemlerinde bozucular genel olarak küçük ve büyük bozucular başlıkları altında iki grupta incelenir. Küçük bozucular güç sisteminin doğası gereği normal çalışma koşullarında sürekli ve rastgele oluşan, sistem kapasitesinin %10'nu geçmeyen yük değişimlerini belirtir. Büyük bozucular ise iletim hattındaki kısa devreler, bir iletim hattının kopması, büyük güçlü bir üretim biriminin veya yüksek kapasiteli bir yükün sistemden ayrılması şeklinde ortaya çıkar [52].

Küçük veya büyük bütün bozucu etkiler sonrasında güç sisteminin geçici davranışı salınımlıdır. Bu salınımlar; generatörün sisteme verdiği güç, generatör rotor hızı dolayısıyla güç sistem frekansı, hat gerilimi ve hat akımı gibi sistem değişkenlerinde görülür. Güç sistemlerinde salınımlar güç sisteminin doğası gereği kaçınılmaz olarak ortaya çıkar. Burada önemli olan, oluşan salınımların sonlu bir zamanda sönümlenmesi ve sistem kararlılığının korunmasıdır. Bir iletim hattı üzerinden sisteme aktarılan güçte oluşan salınımlar belirli bir değeri aştığında güç sisteminin yapısında bulunan koruyucu sistemler, iletim hattını devre dışı bırakarak iki üretim birimini birbirinden ayırır ve neticede bu durumda bir çok tüketicinin elektrik enerjisi kesilmiş olur [44,47-52].

Güç sistemlerinde görülen salınımlar, elektrik enerjisinin üretim maliyetini düşürmek, güç sistemlerinin üretim kapasitesini ve güvenilirliğini artırmak vb. amaçlarla üretim birimlerinin birbirine bağlanması sonucunda oluşmuştur. 1950'lerde elektrik enerjisini daha güvenilir ve daha ekonomik bir şekilde üretmek amacı ile farklı coğrafi bölgelerdeki üretim birimleri uzun iletim hatları ile birbirine bağlanmaya başlanmıştır. Ancak, üretim birimlerinin bu şekilde birbirine bağlanması güç sistemlerinde yeni problemlerin oluşmasına neden olmuştur. Üretim birimlerini birbirine bağlayan iletim hatlarının üretim birimlerinin kendi iç yapısındaki bağlantılara oranla göreceli olarak daha zayıf (yüksek empedans) olması üretim birimleri arasında 0.2-3 Hz frekans aralığında salınımların oluşmasına neden olmuştur [1,44,52].

Güç sistemlerinde görülen salınımlar gerektiği gibi sönümlenmez ve/veya sisteme bu esnada başka bir bozucu etki eder ise güç sistemi kararsızlığa gidebilir. Şekil 1.2'de 10 Ağustos 1996'da batı ABD enterkonnekte sisteminde ana iletim hattındaki güç akışı gösterilmiştir. Şekil 1.2'den görüldüğü gibi 400 s civarında sistem küçük bir bozucuya maruz kalmış ve yaklaşık 0.26 Hz' lik salınımlar oluşmuştur. Devam eden bozucuların etkisiyle salınımların genliği zamanla artmış ve sonuçta bütün sistem çökmüştür. Neticede enterkonnekte güç sistemi iki ayrı bölgeye ayrılmış ve birçok tüketici uzun süre enerjisiz kalmıştır [52].



Şekil 1.2. 10 Ağustos 1996 USA/Kanada güç sistemi güç akışı [10].

Tablo 1.1’de son yıllarda çeşitli ülkelerde görülen benzer güç sistem çökmeleri verilmiştir [2].

Tablo 1.1. Son yıllarda oluşan güç çökmeleri

Yer	Tarih
Yunanistan	12 Temmuz 2005
Moskova	25 Mayıs 2005
Avusturya	14 Mart 2005
Şili	7 Kasım 2004
Bahreyn	23 Ağustos 2004
İtalya	28 Eylül 2003
Danimarka/İsveç	23 Eylül 2003
Londra	28 Ağustos 2003
NE Kuzey Amerika	14 Ağustos 2003

Şekil 1.2 ve Tablo 1.1 incelendiğinde güç sistemlerinde bozucuların neden olduğu olumsuz etkilerin giderilmesinin önemi daha iyi anlaşılır. Gerekli koruma ve kontrol önlemleri alınmadığında bozucu etki sonrasında güç sistemindeki cihazlar zarar görebilir ve yukarıdaki örneklerde olduğu gibi geniş bir bölgeyi kapsayan enerji kesintileri neticesinde önemli ekonomik kayıplar oluşabilir.

Güç sistemlerinin kararlılığı veya kararsızlığı, kararsızlık sonucu ortaya çıkabilecek problemin doğasına göre iki ayrı grupta incelenir [44-48]:

1. gerilim çökmesi
2. senkronizmanın bozulması

Bu iki problem literatürde sırasıyla gerilim kararlılığı ve açığı kararlılığı olarak incelenir.

Enterkonnekte güç sistemindeki generatörlerin senkronizmada kalabilme yeteneği olarak tanımlanan açığı kararlılığı bozucu etkinin büyüklüğüne bağlı olarak; geçici kararlılık ve dinamik kararlılık başlıkları altında iki grupta incelenir [44-46].

Geçici kararlılık; yukarıda tanımlanan büyük bozucu etkilerden sonra sistemin senkronizma da kalıp kalmayacağı ile ilgilidir. Sistemin kararlılığı bozucu etki

öncesindeki çalışma noktasına ve bozucunun şiddetine bağlıdır. Genellikle bozucu etki öncesinde ve sonrasındaki sürekli hal çalışma noktası farklıdır. Geçici kararlılık analizlerinde sistemin doğrusal olmayan modeli kullanılır.

Dinamik kararlılık; literatürde küçük işaret kararlılığı veya sürekli hal kararlılığı olarak da bilinir ve küçük bozucuya maruz kalan güç sisteminin senkronizmayı koruyabilmesi ile ilgilidir. Sistemin küçük bozucular sonrasındaki davranışı, çalışma noktası, iletim hattı, generatör uyarma tipi vb. bir çok faktöre bağlıdır. Güç sistemlerinde küçük bozucular iki türlü kararsızlığa neden olabilirler:

1. senkronlayıcı momentin yetersiz olması sonucunda rotor açısının sürekli olarak artması
2. sönümleyici momentin yetersiz olması sonucunda artan genlikli rotor salınımlarının oluşması

Normalde güç sistemleri doğrusal olmayan sistemlerdir. Ancak bozucu etkinin küçük olmasından dolayı dinamik kararlılık çalışmalarında doğrusallaştırılmış model kullanılabilir [44-46].

Bu tez çalışmasının konusu, küçük değerli bozucuya maruz kalmış bir TMSGB sisteminin dinamik kararlılığının incelenmesi ve bozucunun neden olduğu salınımların sönümlenerek güç sisteminin dinamik kararlılığının iyileştirilmesi amacı ile kullanılan GSK' ların tasarımına yeni bir yaklaşım getirilmesidir.

### **1.3. Senkron Generatör Salınım Denklemleri**

Güç sistemlerinde salınımların sönümlenmesi ve bu şekilde kararlılığının artırılması amacı ile kullanılan GSK sistemlerinin güç sisteminin kararlılığına olan etkisi SG salınım denklemleri yardımı ile daha iyi anlaşılır. Güç sistemlerinde görülen salınımlar SG dinamiği, türbin tahrik sistemi ve uyarma sistemiyle ilişkilidir. Bu ilişki seçilen bir çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılmış SG salınım denklemleri ile aşağıdaki gibi gösterilebilir [44,45];

$$\frac{d}{dt}\Delta w_r = \frac{1}{2H}(\Delta T_m - \Delta T_e - D\Delta w_r) \quad (1.1)$$

$$\frac{d}{dt}\Delta \delta = w_0\Delta w_r \quad (1.2)$$

1.1 ve 1.2 ifadelerinde,

$\Delta w_r$  = rotor hız sapması (radyan/s)

$\Delta \delta$  = rotor açı sapması (radyan)

$w_0$  = rotor elektriksel hız (radyan/s)

$\Delta T_m, \Delta T_e$  = mekanik ve elektriksel momentte oluşan değişimler

$H$  = SG atalet sabiti

$D$  = SG sönümleme katsayısı

olarak tanımlıdır.

Sistemde güç üretim ve tüketimi arasındaki dengenin bozulması durumunda rotora etkiyen net moment,  $\Delta T_{net} = \Delta T_m - \Delta T_e$  sıfırdan farklı bir değer alacak ve bunun sonucunda SG rotorunda “kayma” oluşacaktır. Generatör rotorunda oluşan kayma uygun şekilde kontrol edilmez ve büyük değerlere ulaşırsa SG senkronizmadan çıkabilir. Bozucu etki sonrasında SG rotoruna etkiyen elektriksel moment  $\Delta T_e$ , senkronlayıcı moment ve sönümleyici moment şeklinde iki kısımda incelenebilir [44-46];

$$\Delta T_e = K_s\Delta \delta + K_D\Delta w_r \quad (1.3)$$

(1.3) ifadesinde  $K_s\Delta \delta$  rotor açısındaki  $\Delta \delta$  değişimle, aynı fazda olan moment bileşenidir ve senkronlayıcı moment olarak adlandırılır.  $K_D\Delta w$  ise rotor hız değişimi  $\Delta w$  ile aynı fazda olan sönümleyici moment bileşenidir. Her iki moment bileşenide SG’in çalışma noktasına, güç sistemi parametrelerine ve uyartım sisteminin parametrelerine bağlıdır. (1.1), (1.2) ve (1.3) denklemleri  $\Delta \delta$  ve  $\Delta T_m$  için düzenlenir ve Laplace dönüşümü alınırsa [44-46],

$$s^2\Delta \delta + \frac{K_D + D}{2H}s\Delta \delta + \frac{K_s}{2H}w_0\Delta \delta = \frac{w_0}{2H}\Delta T_m \quad (1.4)$$

(1.4) ifadesi için karakteristik denklem aşağıdaki gibi yazılabilir [44-46];

$$s^2 + \frac{K_D + D}{2H} s + \frac{K_S W_0}{2H} = 0 \quad (1.5)$$

Sistemin kararlı olabilmesi için (1.5)' e ait bütün köklerin sol s yarı düzleminde olması gerekir. (1.5) ifadesinde,  $K_D + D$  ve  $K_S$  'in pozitif olması ile sistemin kararlı olması için gerek ve yeter şart sağlanır.  $K_S$  'in negatif olması durumunda sistemin sağ yarı s düzleminde en az 1 tane reel kökü bulunacak dolayısıyla sistem salınım yapmadan senkronizmadan çıkarak kararsız olacaktır.  $K_D + D$  ' in negatif değerlerinde ise sistem köklerinden en az bir tanesi pozitif gerçek kısma sahip olacaktır. Otomatik gerilim regülatörünün (OGR) uyarma sistemine olan etkisi pozitif senkronlayıcı moment ve negatif sönümleyici moment şeklindedir. Bu durumda  $K_S$  pozitif  $K_D + D$  ise negatif olur ve sistemin sağ yarı s düzleminde kompleks kökleri bulunacaktır. Bundan dolayı sistemde oluşan düşük frekanslı, artan genlikli salınımlar sistemin güç iletimini sınırlandıracak ve neticede sistem kararsızlığa sürüklenecektir [1,44].

Bozucu etki sonrasında sistemin kararlılığı, her iki moment bileşeninin yeterli seviyede olup olmaması ile ilgilidir. Senkronlayıcı moment SG rotorunun hızlanmasını engelleyerek mekanik ve elektrik momentin eşit olduğu denge noktasına getirmeye çalışır. Senkronlayıcı momentin yetersizliğinde SG rotoru hızlanmaya başlar ve rotor açısı sürekli artar. Gerekli önlem alınmadığında SG senkronizmadan çıkar. Sönümleyici momentin yetersiz olduğu durumlarda ise SG rotorunda artan genlikli salınımlar oluşur. Bu salınımlar SG'nin sisteme verdiği gücü sınırlar ve gerekli biçimde müdahale edilmediğinde sistem kararsızlığa gidebilir. OGR'li generatörlerde problem çoğunlukla sönümleyici momentin yetersizliğinden kaynaklanmaktadır.

#### 1.4. Güç Sistemlerinin Kontrolü

Bir güç sisteminin sağlanması gereken temel kriterler aşağıdaki gibi özetlenebilir [44].

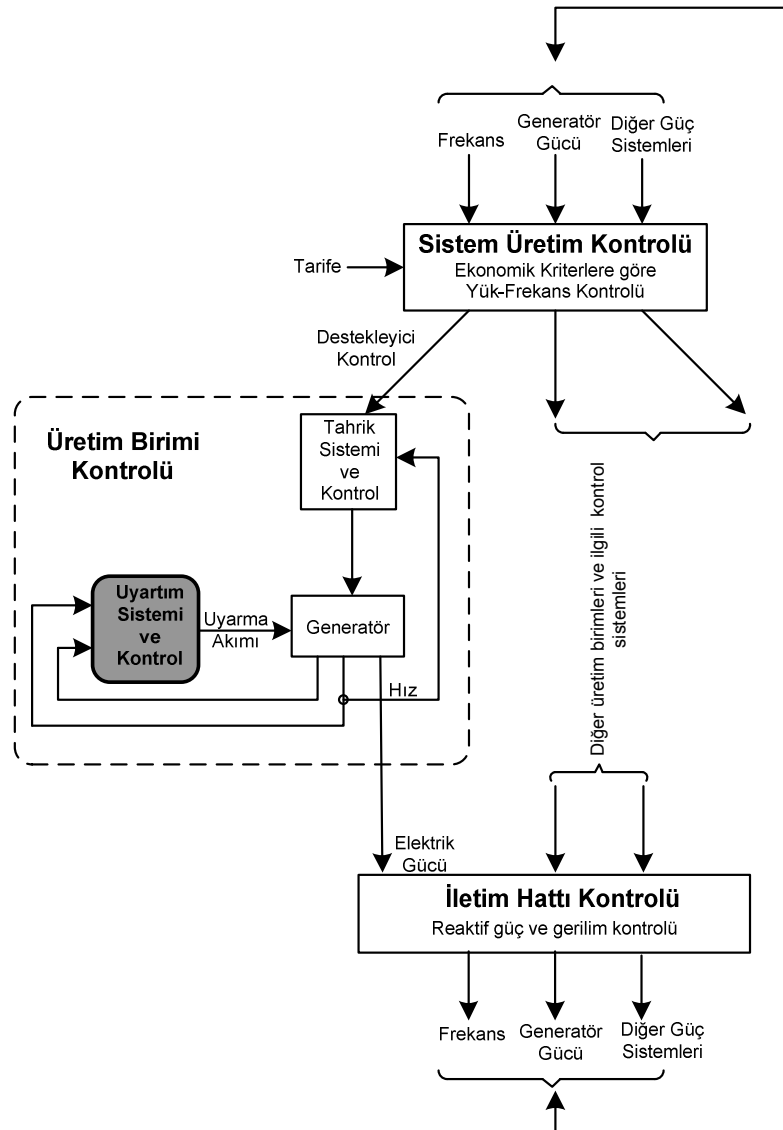
1. Elektrik enerjisini diğer enerji kaynaklarından ayıran en temel fark elektrik enerjisinin yeterli miktarda depolanamamasıdır. Bu yüzden sürekli olarak



değişen tüketici talebini karşılayacak güç her zaman üretilmeli ve uygun şekilde kontrol edilmelidir.

2. Üretilen enerjinin üretim maliyeti ve çevreye olan etkisi minimum düzeyde olmalıdır.
3. Frekans ve gerilim değerleri belirlenmiş toleranslar dahilinde sabit kalmalıdır.

Yukarıda belirtilen kriterleri sağlamak amacı ile güç sistemlerinde Şekil 1.3'de gösterildiği gibi farklı seviyelerde çeşitli kontrol sistemleri kullanılır. Şekil 1.3'de verilen güç sistemine ait kontrol yapısı aşağıda kısaca özetlenmiştir [44].



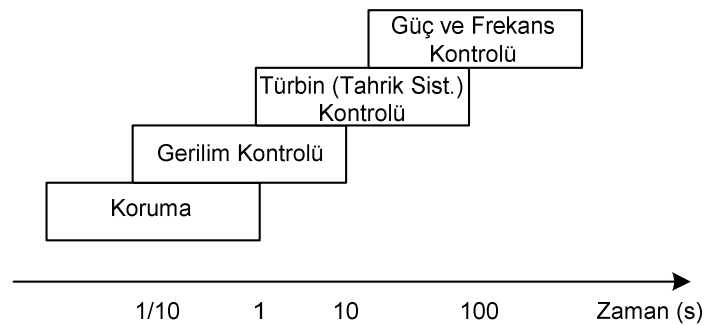
Şekil 1.3. Güç sistemi yapısı ve ilgili kontrol sistemleri, [44]

Sistem üretim kontrolünün temel amacı sistemdeki toplam üretim ile tüketim arasındaki dengeyi koruyarak sistem frekansını belirlenen toleranslar dahilinde nominal değerinde sabit tutmak ve diğer güç sistemleri ile güç alış verişini sağlamaktır. Her bir üretim biriminin üreteceği MW değeri sistem üretim kontrolü tarafından belirlenir.

İletim hattı kontrolü ise reaktif güç ve gerilim kontrolü sağlamak amacı ile kullanılan statik VAR kompozatörü, seri kondansatör vb. sistemler içerir.

Üretim biriminde gerçekleştirilen kontrol uygulamaları ise tahrik sisteminin ve uyarma sisteminin kontrolüdür. Tahrik sisteminin kontrolü (governor) hız regülasyon problemi olarak bilinir. Uyarma sisteminin kontrolü ile gerilim genlik değeri ve üretilen reaktif güç regüle edilir. Uyarma sistemleri aynı zamanda güç sistemlerinde oluşan ve güç sistemini kararsızlığa sürükleyen düşük frekanslı, küçük genlikli salınımların sönümlenmesi için gerekli sönümleme momentinin destekleyici kontrol sistemleri tarafından üretildiği kısımdır.

Tüm bu kontrol sistemleri güç sisteminin gerilim ve frekans değerini kabul edilebilir sınırlar dahilinde tutarak sistemin güvenilir bir şekilde çalışmasını sağlar. Şekil 1.3’de verilen farklı seviyelerdeki kontrol sistemlerinin zaman sabitleri de Şekil 1.4’de gösterildiği gibi farklıdır. Dolayısıyla güç sistemlerinde farklı seviyelerdeki kontrol çevrimleri birbirinden bağımsız olarak incelenebilir [44,51].



Şekil 1.4. Bir güç sistemine ait alt birimler ve ilgili kontrol sistemleri

## 1.5. Güç Sistemlerinde Salınım Problemi ve Sönümlenme Kontrolü

Yukarıda ifade edildiği gibi bozucu etkiye maruz kalan bir güç sisteminde düşük genlikli ve düşük frekanslı, 0.2-3.0 Hz, salınımlar oluşur. Gereği gibi sönümlenmediklerinde, bu salınımlar güç sisteminin kararsızlığa gitmesine neden olabilirler. Güç sistemlerinde bozucu etki sonucunda oluşan salınımların sönümlenmesi ve böylece güç sistemlerinin kararlılığının iyileştirilmesine yönelik çalışmaları; iletim hattı üzerinde yapılan sönümlenme çalışmaları ve üretim biriminde yapılan sönümlenme kontrol çalışmaları şeklinde iki ana grupta incelemek mümkündür.

### 1.5.1. İletim hattında sönümlenme kontrolü

Salınımların sönümlenmesi için iletim hattında yapılan çalışmalar yüksek gerilimli doğru akım (High Voltage Direct Current-HVDC) ve esnek alternatif akım iletim sistemleri (Flexible AC Transmission System-FACTS) şeklinde iki kısımda incelenir [4-6].

HVDC sistemleri, senkronizmanın korunması problemini doğal olarak ortadan kaldırdığından, güç sisteminin dinamik kararlılığını artırmada önemli bir role sahiptir [3]. HVDC sistemlerinde çözüm bekleyen en büyük problem doğrultucu evirici sistemlerinin karmaşıklığı ve maliyetidir. HVDC sistemlerinde bir diğer problem ise AC sistemlerinde harmoniğe neden olmalarıdır [4-6].

FACTS sistemleri iletim hattı boyunca çeşitli noktalara yerleştirilen ve hattın empedans değerini değiştiren pasif yapıdaki elemanlardan oluşur. Günümüzde kullanılan başlıca FACTS sistemleri; statik VAR kompozatörü, (Static VAR Compensator, SVC); tristör anahtarlamalı seri kondansatör, (Thyristor controlled series capacitor, TCSC) olarak sayılabilir. FACTS sistemlerinin temel problemi, HVDC sistemlerinde olduğu gibi, yüksek maliyettir.

Literatürde iletim hattından salınımların sönümlenmesine yönelik çalışmalar çoğunlukla FACTS sistemleri üzerinde yoğunlaşmıştır. Hem HVDC hem de FACTS

sistemleri yüksek maliyetlerinden dolayı gerçek zaman uygulamalarında çok fazla tercih edilmemektedir [4-6].

### 1.5.2. Üretim biriminde sönümleme kontrolü

Şekil 1.3’de kesikli çizgilerle çerçevelenen üretim birimi, rotor hızını senkron hızda sabit tutmak için tahrik gücünü kontrol eden tahrik kontrol sistemini (governor) ve uyarma gerilimini kontrol eden uyarım kontrol sistemini içerir. Pratikte her generatör bir governor ve bir uyarım kontrol sistemine sahiptir. Governor sistemlerinin zaman sabitleri, mekanik elemanlardan (türbin, elektromekanik valfler vb.) dolayı, uyarma sistemlerine oranla çok daha büyüktür.

Aşağıda verilen avantajlarından dolayı güç sistemlerinde küçük genlikli, düşük frekanslı, 0.2-3 Hz, salınımların sönümlenmesi çoğunlukla uyarım sistemleri üzerinden gerçekleştirilir [4-6,44-47].

1. Uyarma sistemlerinin zaman sabiti governor sistemlerine oranla çok küçüktür.
2. Uyarma kontrol sistemleri governor sistemlerine oranla daha ekonomik ve uygulaması daha basit yapıya sahiptir.
3. Zaman sabitinin küçük olmasından dolayı uyarma kontrol sistemi daha düzgün bir cevaba sahiptir.

Güç sistemlerinde görülen küçük genlikli, düşük frekanslı (0.2...3 Hz) salınımların sönümlenmesi ve bu şekilde güç sisteminin dinamik kararlılığının iyileştirilmesi amacı ile uyarım sistemlerine destekleyici kontrol işareti sağlayan kontrol sistemleri güç sistem kararlayıcıları (GSK) olarak adlandırılır. Düşük maliyet ve uygulama kolaylığından dolayı güç sisteminin dinamik kararlılığını artırmada ilk tercih olarak kullanılan GSK’ların tasarımında ilk kullanımlarından günümüze kadar birçok yöntem önerilmiştir. GSK tasarımı için literatürde bulunan çalışmalardan başlıcaları aşağıda özetlenmiştir.

## 1.6. GSK Tasarımına Yönelik Yapılan Çalışmalar

GSK'ların tasarımına yönelik yapılan ve literatürde bulunan çalışmaları 3 ana grupta incelemek mümkündür;

1. Doğrusallaştırılmış modele dayalı yöntemler,
2. Doğrusal olmayan modele dayalı yöntemler,
3. Sezgisel yöntemler.

Bu 3 grup GSK yapısı için literatür incelemesi aşağıda sırasıyla verilmiştir.

### 1.6.1. Doğrusallaştırılmış modele dayalı yöntemler

DeMello ve Concordia [7] güç sistemlerinde görülen düşük frekanslı ve küçük genlikli salınımların analizinde TMSGB sistemini kullanmışlardır. Bu çalışma, güç sistemleri salınımlarının senkronlayıcı ve sönümleyici moment açısından incelendiği, sönümleyici momentin yetersiz kalması durumunda artan genlikli salınımların oluşacağı ve bu durumda sistemin kararsızlığa gidebileceğinin belirtildiği ilk çalışmadır. DeMello ve Concordia, bu çalışmalarında sonsuz güçlü baraya bağlı senkron generatörün, uyarma sistemi ile birlikte, doğrusallaştırılmış modelini blok diyagramı formunda vermişlerdir. Ayrıca, yazarlar bu blok diyagramına dayanarak uyarma sistemlerinde kullanılan OGR sistemlerinin senkronlayıcı momenti artırırken sönümleyici momenti azalttığını belirterek OGR sistemlerinin güç sistemi dinamik kararlılığına olan olumsuz etkilerini göstermişlerdir.

Larsen ve Swann [8], DeMello ve Concordia' nın geliştirdiği blok diyagramını kullanarak klasik faz ilerletici/geriletici GSK' ların tasarımında referans kabul edilen bir çalışma sunmuşlardır. Bu çalışmada, uyarma sisteminden kaynaklanan faz gecikmesini telafi edebilen bir kontrolör kullanılarak rotor hız sapması ile aynı fazda sönümleyici elektrik momenti üretilerek elektromekanik salınımlar bastırılmıştır.

Referans [9-11] de GSK tasarımında literatürde uzun yıllardır bilinen klasik kutup yerleştirme yöntemi kullanılmıştır. Klasik kutup yerleştirme yöntemi ile tasarlanan GSK tasarlandığı çalışma noktasında istenen performansı sağlarken çalışma noktasının değişmesi ile birlikte performans kaybına uğramıştır.

Optimal kontrol teorisi (LQR) GSK tasarımı yaygın olarak kullanılan yöntemlerden biridir [12-16]. Doğrusallaştırılmış TMSGGB modeli kullanılarak tasarlanan LQR tabanlı optimal GSK'lar seçilen çalışma noktası için yüksek bir performans sağlarken çalışma noktasının değişmesi durumunda performans kaybına uğramışlardır.

Adaptif kontrol yöntemleri, çalışma noktasındaki değişimlerin neden olduğu performans kaybını önlemek amacı ile önerilmiş yöntemlerden biridir [17-20]. Adaptif yapıya sahip GSK'lar için yapılan benzetim çalışmalarında çalışma noktasının değiştiği durumlarda etkili sonuçlar elde edilmiştir. Ancak adaptif kontrol yöntemleri karmaşık yapıları ve hesaplama işlemlerinin fazlalığından dolayı gerçek zaman uygulamalarında fazla tercih edilmemektedir [21,22 ].

Abul ve İbrahim [23] çalışmalarında frekans cevabına dayalı bir optimal adaptif GSK yapısı sunmuşlardır. Temel düşünceleri moment ile hız sapması arasındaki faz farkını azaltmak olan yazarlar çalışmalarında Lyapunov fonksiyonu kullanarak model referans adaptasyon şeması tasarlamışlardır.

$H_{\infty}$  ve ağırlıklı geri besleme teorisi (Quantitative Feedback Theory, QFT) güç sisteminin çalışma noktası ve parametre değişimlerine karşı dayanıklı (robust) GSK tasarlamak amacı ile önerilmiş yöntemlerdendir. Referans [24]'de TMSGGB sistemi için  $H_{\infty}$  yöntemi ile bir GSK yapısı tasarlanmış, yapılan benzetim çalışmalarında tasarlanan GSK'nın performansı incelenmiştir.  $H_{\infty}$  yöntemlerinde en büyük dezavantaj kontrolcü derecesinin sistem derecesine eşit olmasıdır ki bu durum özellikle yüksek dereceli sistemler için gerçek zaman uygulamalarında hesaplama yükünü artırır [25].

Rao ve Sen [22] klasik GSK'ların parametrelerinin belirlenmesinde QFT yöntemini kullanmışlardır. Yapılan benzetim çalışmalarında QFT yönteminin değişen çalışma noktalarında klasik GSK'lara oranla daha üstün bir performans sağladığı gösterilmiştir.

Gupta, Bandyopadhyay ve Kulkarni [25] TMSGGB sistemi için periyodik çıkış geri beslemeli GSK yapısı sunmuşlardır. Çalışmalarında TMSGGB sistemi için 16 farklı noktada doğrusallaştırma yapılarak 16 farklı model elde edilmiş, ardından bu çalışma noktalarından biri için doğrusal matris eşitsizliği (Linear matrix inequality, LMI) yöntemi ile optimal kazanç matrisi hesaplanmıştır. Bu şekilde tasarlanan GSK bütün çalışma noktalarında incelenerek dayanıklı yapıda olduğu gösterilmiştir.

M.L.Kothari, J.Nanda ve K.Bhattacharya [26] KKK tabanlı GSK tasarımında sistematik bir yaklaşım sundukları çalışmalarında iteratif yolla istenen performans kriterleri sağlayan kapalı çevrim kutuplarını belirlemeye çalışmışlardır. Tasarlanan GSK'nın sistem parametrelerinin  $(x_e, K_A, T_{d0}')$  %20 - %30 oranlarında değiştiği durumlarda performans kaybına uğramadığı gösterilmiştir.

Samarasinghe ve Pahalawaththa [27] çalışmalarında sürekli zaman KKK yöntemini kullanarak çoklu makine sistemleri için çalışma noktasındaki değişimlere karşı dayanıklı bir GSK tasarlamışlardır. Benzetim çalışmaları ile tasarlanan KKK tabanlı GSK'nın klasik GSK ile karşılaştırması yapılarak üstünlüğü gösterilmiştir.

Lee ve Park [28] sürekli zamanda gerçekleştirdikleri çalışmalarında; KKK, model referans KKK ve  $H_\infty$ / KKK tabanlı GSK tasarlamış, tasarladığı GSK yapılarının performansını klasik GSK ve LQR tabanlı GSK ile değişik koşullarda karşılaştırmıştır. Yapılan benzetim çalışmalarında KKK tabanlı üç GSK'nın da güç sistem salınımlarını sönmülemeye ve dinamik kararlılığı artırmada klasik ve LQR tabanlı GSK'ya oranla daha üstün bir performans sağladığı gösterilmiştir.

Bandal ve Bandyopadhyay [29] çalışmalarında çıkış geri beslemeli KKK tabanlı bir GSK tasarlamış ve 10-makine, 39-bara sistemi için test ederek klasik GSK'ya karşı olan üstünlüğünü göstermişlerdir.

### 1.6.2. Doğrusal olmayan modele dayalı yöntemler

İsodori [66] tarafından tanımlanan diferansiyel geometrik doğrusallaştırma yaklaşımı, doğrusal olmayan bir sistemi koordinat dönüşümü kullanarak

doğrusallaştırmayı hedefler. Bu şekilde elde edilen doğrusal sistem üzerinde çalışılan doğrusal olmayan sistem hakkında klasik doğrusallaştırma tekniği ile elde edilen modele oranla daha fazla bilgi sağlar. Bu tekniğe dayanarak tasarlanan GSK yapıları aşağıda özetlenmiştir.

Rajkumar ve Mohler [30] doğrusal olmayan ayırık zaman öngörülü kontrol ve geri beslemeli doğrusallaştırmaya dayalı kontrol olmak üzere 2 farklı kontrol tekniğini incelemiştir. Yapılan benzetim çalışmalarında doğrusal olmayan ayırık zaman öngörülü kontrolörün, sınırlı kontrol işareti ve model parametrelerinde belirsizlik koşulları altında, geri beslemeli doğrusallaştırmaya dayalı kontrolör ve standart LQR' ye oranla daha iyi bir sönümleme sağladığı gösterilmiştir.

Kennedy, Miller ve Quintana [31] kapsamlı çalışmalarında TMSGGB sistemi için durum geri besleme doğrusallaştırma tekniğine dayalı uyarma kontrolü ve güç sistem kararlayıcısını birlikte tasarlamışlardır. Doğrusal olmayan sistemin kesin durum dönüşümü ile doğrusallaştırılmasının ardından GSK tasarımı klasik doğrusal teknikler yardımı ile yapılmıştır. Benzetim çalışmalarında tasarlanan doğrusal olmayan uyarma kontrolü ve güç sistem kararlayıcısının klasik GSK' lara oranla çok daha üstün bir performans sağladığı gösterilmiştir.

Yan, Edwards, Spurgeon ve Bleijs [32] çoklu makine sistemleri doğrusal olmayan sistem modeline dayalı sadece çıkış işaretlerini kullanan kayan kipli bir GSK yapısı sunmuşlardır. 3-makineli sistemler için yapılan benzetim çalışmalarında sunulan GSK yapısının etkin bir performans sağladığı gösterilmiştir.

Ramirez, Cervantes, R. Perez ve G.E.Perez [33] çalışmalarında TMSGGB sistemi için geribesleme doğrusallaştırma tekniğine dayalı, gerilim regülatörü ve sönümleme kontrolü için iki ayrı çevrim içeren bir kontrolör tasarlamışlardır.

### **1.6.3. Sezgisel yöntemler**

Yapay sinir ağları, bulanık mantık ve genetik algoritma GSK tasarımında kullanılan sezgisel yöntemlerdendir. Aşağıda bu yöntemler kullanılarak GSK tasarımına yönelik



çalışmalardan başlıcaları verilmiştir.

Hsu ve Cheng [35] hız sapması  $\Delta w$  ve ivmelenme  $\Delta \dot{w}$  nin giriş işareti olarak kullanıldığı bulanık mantık tabanlı bir GSK yapısı sunmuşlardır. Çalışmada giriş işaretleri ile kontrol çıkışı arasındaki ilişki klasik Mamdani tipi bulanık sistemi ile kurulmuştur. Benzetim çalışmalarında önerilen GSK'nın klasik GSK' lara oranla daha iyi sönümlenme sağladığı gösterilmiştir.

Hosseinzadeh ve Kalam [36] yapay sinir ağları ile ayarlanan bulanık mantık tabanlı hibrid bir yapı sunmuşlardır. Hız sapması  $\Delta w$  ve ivmelendirici gücün  $\Delta P_{acc}$  giriş işareti olarak kullanıldığı çalışmada, yapay sinir ağları ile bulanık yapı ayarlanmış, bu sayede adaptif yapıda bir GSK elde edilerek çalışma noktasındaki değişimlerin GSK performansına olan etkisinin klasik GSK'lara oranla daha az olduğu benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

K.A. El-Metwally [37] klasik bulanık mantıklı GSK'ların aksine sadece hız sapmasının  $\Delta w$  giriş işareti olarak kullanıldığı bulanık mantık + PID tabanlı hibrid bir GSK yapısı sunmuştur. Çalışmada ayrıca klasik PID kazançları (P ve D için) doğrusal olmayan bir fonksiyon olarak verilmiş böylece klasik PID' lerin sabit kazanç değerlerinin çalışma noktasının değiştiği durumlardaki performans kaybı giderilmeye çalışılmıştır. Farklı çalışma noktaları için yapılan benzetim çalışmalarında önerilen GSK' nın güç sistemi salınımlarının sönümlenmesinde klasik bulanık mantık tabanlı GSK ve klasik PID tabanlı GSK'lara oranla daha iyi performans sağladığı gösterilmiştir.

Shamsollahi ve Malik [38] 5-makineli bir sistem için yapay sinir ağı tabanlı adaptif bir GSK tasarlamıştır. Sunulan çalışmada GSK, adaptif yapay sinir ağı tabanlı iki katmandan oluşturulmuştur. Bu katmanların eğitimi için geri yayılım tekniği kullanılmıştır. Tasarlanan GSK' nın adaptif yapısı sayesinde güç sistemindeki değişimleri izleyebilme kabiliyeti benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

Abdelazim ve Malik [39] GSK tasarımı için model referanslı adaptif bulanık kontrolör önermişlerdir. Sistemin önceden belirlenen referans modeli izlemesi amacı

ile “steepest descent” algoritmasına dayalı kendinden öğrenme kabiliyeti olan bulanık kontrolör kullanılmıştır. Farklı çalışma noktaları için yapılan benzetim çalışmalarında tasarlanan GSK’ nın klasik GSK ve model referans adaptif kontrole oranla daha iyi bir performans sağladığı gösterilmiştir.

Abido ve Abdel [40] çalışmalarında genetik algoritma tabanlı bir hibrid GSK yapısı sunmuşlardır. Sunulan çalışmada genetik algoritma kullanımı ile kural tabanlı optimal GSK tasarlamışlardır. Tasarlanan GSK’ nın SMIB sistemi için farklı çalışma noktalarında ve değişik değerli yük değişimleri koşullarında klasik GSK ve standart kural tabanlı GSK’ ya oranla daha iyi bir performans sağladığı gösterilmiştir.

Abdel ve Abido [41] bir diğer çalışmalarında çok makineli sistem için klasik faz ilerletici/geriletici GSK sisteminin performansını artırmak amacı ile genetik algoritma kullanmışlardır. Tasarlanan genetik algoritma tabanlı GSK’ nın çok makineli bir sistemde salınımları sönmülemeadaki performansı öz değerler analizi ve benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

Andreoiu ve Bhattachawa [42] GSK parametrelerinin belirlenmesinde genetik algoritmayı kullandıkları çalışmalarında, klasik faz ilerletici/geriletici GSK ve türev tabanlı GSK ile kıyaslama yaptıkları çalışmalarında sunulan yöntemin, farklı yük değişim değerleri ve çalışma noktaları için daha üstün bir performans sağladığını göstermişlerdir.

Yapılan tez çalışmasının organizasyonu şu şekildedir:

II. Bölümde tasarlanan GSK yapılarının performansının incelendiği tek makine sonsuz güçlü bara (TMSGB) sistemini oluşturan senkron generatör ve uyarma sistemleri ve sistemin durum uzay modeli elde edilmiştir.

III. Bölümde GSK tasarımı için yaygın olarak kullanılan klasik faz ilerletici-geriletici GSK yapısı, GSK tasarımında kullanılan klasik kutup yerleştirme ve optimal kutup yerleştirme teknikleri tanıtılmıştır.

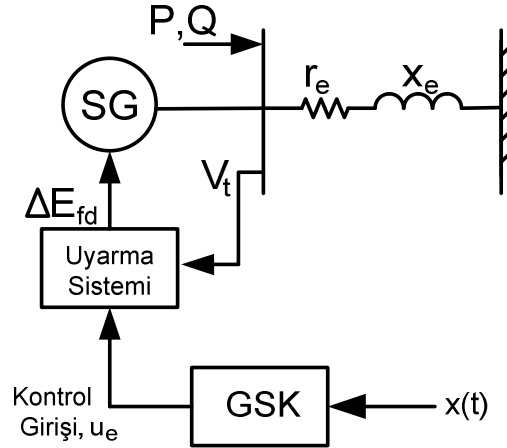
IV. Bölümde sürekli zaman ve ayrık zaman kayan kip kontrolör sistemleri açıklanmış, GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan ayrık-zaman model referans kayan kipli kontrolcü (MR-KKK) tanıtılmıştır.

V. Bölümde III. ve IV. bölümlerde açıklanan klasik GSK, LQR tabanlı GSK, ayrık zaman KKK tabanlı GSK ve önerilen ayrık zaman MR-KKK tabanlı GSK yapılarının TMSGB sistemindeki performansı bilgisayar ortamında yapılan benzetim çalışmaları ile incelenmiştir.

VI. Bölümde benzetim çalışmalarında elde edilen sonuçlar değerlendirilmiş ve bu konuda bundan sonra yapılacak olan çalışmalar için çeşitli önerilerde bulunulmuştur.

## BÖLÜM 2. TEK MAKİNE SONSUZ GÜÇLÜ BARA SİSTEMİ

Güç sistemlerinin dinamik kararlılığını iyileştirmek amacı ile tasarlanan GSK yapılarının performansı çoğunlukla bir SG'nin iletim hattı üzerinden sonsuz güçlü baraya bağlandığı, tek makine sonsuz güçlü bara (TMSGB), sistemlerinde incelenir. Bu tez çalışmasında önerilen ayırık-zaman MR-KKK tabanlı GSK ve kıyaslama yapabilmek amacı ile tasarlanacak olan klasik GSK, LQR tabanlı GSK ve KKK tabanlı GSK yapılarının performansı Şekil 2.1'de basitleştirilmiş blok diyagramı gösterilen TMSGB sisteminde incelenecektir.



Şekil 2.1. TMSGB sistemi blok diyagram gösterimi

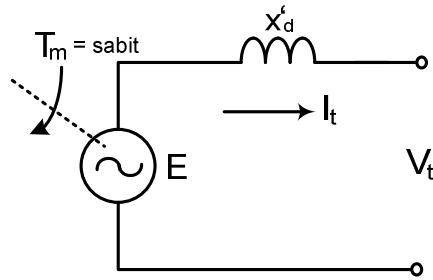
Çalışmanın bu bölümünde Şekil 2.1'de gösterilen uyarma sistemi ve SG tanıtılacak ardından TMSGB sisteminin matematik modeli elde edilecektir.

### 2.1. Uyarma Sistemleri

Uyarma sistemleri SG'ün rotor milinden aldığı mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürebilmesi için uyarma (alan) sargılarından akması gereken DC akımı üreten sistemlerdir. SG uç geriliminin nominal değerinde sabit tutulması, reaktif güç

akışımın kontrolü ve bozucu etkilere karşı sistem kararlılığının iyileştirilmesi modern uyarma sistemleri tarafından yürütülen, güç sistemi için kritik öneme sahip başlıca fonksiyonlardır. Uyarma sistemi SG de üretilen EMF' yi kontrol ettiğinden, SG çıkış geriliminin yanı sıra güç faktörü  $\theta$ , yük açısı  $\delta$  ve hat akımı  $I_t$  değerleri de uyarma sistemi ile değiştirilebilir. Uyarma sisteminin bu değişkenlere olan etkisi aşağıda basitleştirilmiş bir faz modeli verilen SG ile anlatılmıştır [45,54].

Şekil 2.2'de TMSGB sistemi için basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli verilmiştir. Burada SG, literatürde klasik model olarak da adlandırılan geçici reaktans  $x'_d$  arkası sabit EMF  $E$  modeli ile gösterilmiştir. Şekil 2.2'de terminal gerilimi  $V_t$ , generatör iç gerilimi  $E$  ve generatör rotoruna uygulanan tahrik momenti  $T_m$  olarak belirtilmiştir.



Şekil 2.2. TMSGB sistemi senkron empedans arkası sabit EMF modeli

Verilen örnek sistemde  $T_m$ 'nin sabit tutulduğu, hat geriliminin de sistemdeki diğer generatörlerce sabit tutulduğu kabul edilip uyarma sistemi aracılığı ile generatör iç gerilimi  $E$ ,  $E \neq E_n$  olacak şekilde ( $E_n$  generatörün yeni iç gerilim değeri) değiştirilsin. Bu durumda güç faktörü  $\theta$ , yük açısı  $\delta$  ve hat akımı  $I_t$  nin değişimi kolay anlaşılabilir olması amacı ile Şekil 2.3-5'de fazör diyagramları yardımı ile açıklanmıştır. Şekil 2.2'de gösterilen sistemde SG nin güç sistemine ilettiği aktif güç,

$$P = V_t I_t \cos \theta \quad (2.1)$$

veya,

$$P = \frac{V_t E}{X_s} \sin \delta \quad (2.2)$$

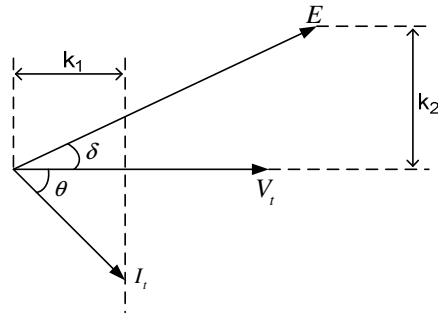
şeklinde ifade edilir [58].

Tahrik momenti sabit tutulduğundan SG'nin sisteme verdiği aktif güç  $P$ 'de sabit kalacaktır. Hat gerilimi  $V_t$ ' da sabit tutulduğundan (2.1) ve (2.2) ifadelerinden sırasıyla,

$$k_1 = I_t \cos \theta = \text{sabit} \quad (2.3)$$

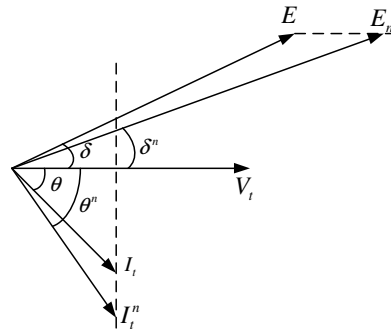
$$k_2 = E \sin \delta = \text{sabit} \quad (2.4)$$

ifadeleri yazılır. Sistemin başlangıç durumu için fazör diyagramı aşağıdaki gibi çizilmiş olsun.



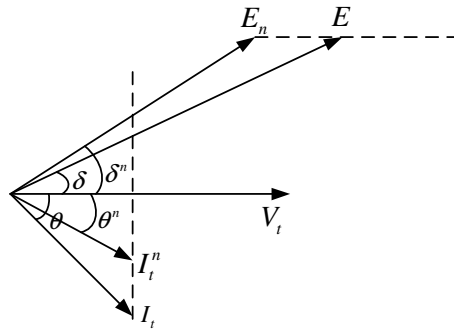
Şekil 2.3. İncelenen sistem için başlangıç durumunu gösteren fazör diyagramı

Şekil 2.3'de verilen fazör diyagramında sabit  $P$  ve  $V_t$  değerleri için elde edilen  $k_1$  ve  $k_2$  değerleri gösterilmiştir. Şekil 2.3'den  $P = \text{sabit}$  ve  $V_t = \text{sabit}$  koşullar için generatör iç gerilimi  $E$  nin  $k_2$  ile belirlenen yatay eksendeki kesikli çizgiyi, hat akımı  $I_t$  da  $k_1$  ile belirlenen dikey eksendeki kesikli çizgiyi takip etmesi gerektiği anlaşılır [45,54]. Bu koşullar altında  $E_n > E$  olacak şekilde uyarma gerilimi artırıldığında incelenen sisteme ait fazör diyagramı aşağıdaki gibi değişecektir.



Şekil 2.4.  $P = \text{sabit}$  ve  $V_t = \text{sabit}$  koşullarında uyarma geriliminin artırılması

Benzer şekilde  $E_n < E$  olacak şekilde uyarma gerilimi düşürüldüğünde incelenen sisteme ait için fazör diyagramı aşağıdaki gibi değişecektir [45,54].

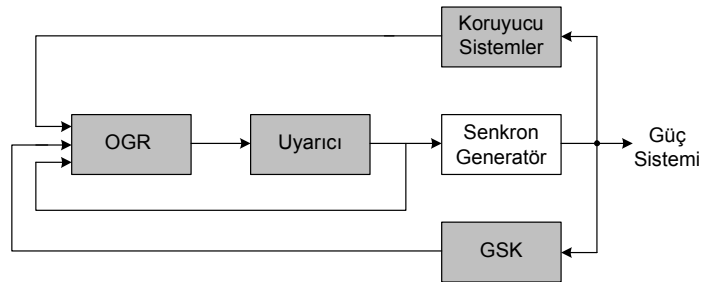


Şekil 2.5.  $P = \text{sabit}$  ve  $V_t = \text{sabit}$  koşullarında uyarma geriliminin düşürülmesi

Şekil 2.4'ten görüldüğü gibi uyarma geriliminin artırılması  $E_n > E$  ile yük açısı azalmakta  $\delta^n < \delta$ , güç faktörü  $\theta$  ve hat akımı da sırasıyla  $\theta^n > \theta$  ve  $I_t^n > I_t$  şeklinde artmaktadır.  $E_n < E$  yapılması halinde ise  $\delta$ ,  $\theta$  ve  $I_t$  parametreleri Şekil 2.5'de gösterildiği gibi  $\delta^n > \delta$ ,  $\theta^n < \theta$ ,  $I_t^n < I_t$  şeklinde değişecektir.

### 2.1.1. Uyarma sisteminin yapısı

Şekil 2.6'da tipik bir uyarma sistemine ait fonksiyonel blok diyagramı gösterilmiştir [44,45].



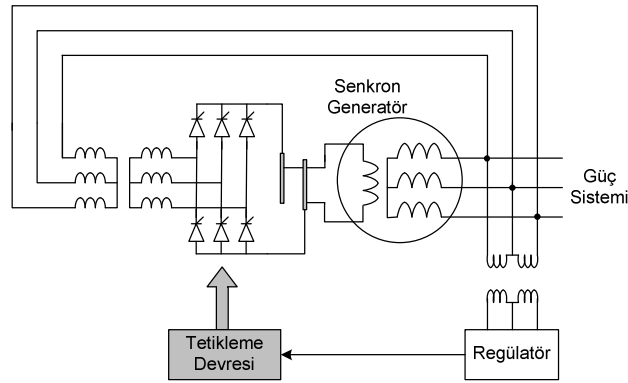
Şekil 2.6. SG uyarım sistemi blok diyagram gösterimi

Uyarma sistemi için Şekil 2.6'da verilen blok diyagramında yer alan blokların işlevi kısaca aşağıda tanıtılmıştır.

#### 2.1.1.1. Uyarıcı

Uyarıcı senkron generatörün uyarma sargıları için gerekli olan DC akımı üreten, uyarma sisteminin güç katını oluşturan kısımdır. Uyarma gücünün sağlandığı

kaynağa bağlı olarak uyarma sistemleri DC, AC ve statik olmak üzere üç ana gruba ayrılır [55]. Günümüzde tristörlerle oluşturulan düşük maliyetli, bakım gerektirmeyen ve uyarma sisteminin güvenilirliğini artıran statik tipli uyarıcılar yaygın olarak kullanılan uyarma sistemleridir. Şekil 2.7’de tipik bir statik uyarma sistemine ait prensip şeması verilmiştir [56].



Şekil 2.7. AC-statik tip uyarma sistemi

### 2.1.1.2. Otomatik gerilim regülâtörü

Otomatik gerilim regülâtörü (OGR), uyarma akımını kontrol ederek generatör uç geriliminin ve reaktif gücün belirlenen değerlerde sabit kalmasını sağlar. Yüksek kazanç ve küçük zaman sabitine sahip modern OGR sistemleri güç sisteminin kararlılığı üzerine birbirine zıt iki etkiye sahiptir. OGR’ ler yüksek çalışma hızları sayesinde bir yandan senkronlayıcı moment değerini artırarak güç sisteminin senkronizmasını korumasına destek olurken diğer yandan sönümleyici momenti azaltıcı etkilerinden dolayı güç sisteminin dinamik kararlılığının bozulmasına neden olurlar. OGR’lerin güç sisteminin dinamik kararlılığına olan negatif etkilerini gidermek amacı ile uyarma sistemlerine güç sistem kararlaştırıcıları olarak adlandırılan destekleyici kontrol işareti üreten kontrol sistemleri eklenmiştir [44,45].

### 2.1.1.3. Güç sistem kararlaştırıcısı

OGR’ ye destekleyici işaret ekleyerek güç sisteminin dinamik kararlılığının artırılması yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir. Güç sistem kararlaştırıcıları (GSK), OGR sistemlerine destekleyici kontrol işareti sağlayarak güç sistemlerinde



çeşitli şekilde ortaya çıkan bozucuların etkisini gideren ve bu şekilde güç sisteminin dinamik kararlılığını artıran, fiyat-performans açısından en etkin sistemlerdir. GSK'nın temel fonksiyonu, senkron generatörün rotorunda görülen salınımları sönmüleyerek güç sisteminin kararlılığını artırmaktır. Burada bahsi geçen salınımlar 0.2-3 Hz frekans aralığında küçük genlikli salınımlardır [44-50].

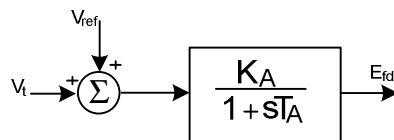
#### 2.1.1.4. Sınırlayıcı ve koruyucu sistemler

Uyarma sistemlerinde, uyarma sistemini, generatörü ve sistemdeki diğer cihazları korumak amacı ile uyarma-akımı sınırlayıcısı, uç gerilimi sınırlayıcısı vb. koruyucu elemanların bulunması gerekmektedir.

#### 2.1.2. Uyarma sistemlerinin modellenmesi

Çeşitli tipteki uyarma sistemlerinin standartlaştırılması için IEEE tarafından yapılan çalışmalar sonucunda kararlılık çalışmalarında kullanılmak üzere IEEE Std., 421.5-2005 standardı [55] ile tanımlanan 12 adet uyarım sistem modeli belirlenmiştir. IEEE tarafından STIA olarak adlandırılan, beslemesini SG uçlarından alan ve Şekil 2.8'de basitleştirilmiş devre şeması gösterilen kontrollü-doğrultuculu statik uyarma sistemleri basit yapıları, yüksek güvenilirlikleri ve düşük maliyetlerinden dolayı günümüzde yaygın olarak kullanılmaktadır.

Bu tez çalışmasında tasarlanan GSK yapılarının TMSGGB sistemindeki performansını incelemek amacı ile bilgisayar ortamında yapılan benzetim çalışmalarında STIA tipi uyarma sistemi için literatürde yaygın olarak tercih edilen ve Şekil 2.8'de gösterilen basitleştirilmiş model [44] kullanılmıştır.



Şekil 2.8. ST1A tipi uyarma sistemi blok diyagramı

## 2.2. Senkron Generatörler

Senkron makinelerin imalat maliyetleri asenkron makinelere oranla daha yüksektir. Ancak senkron makineler yüksek verimlerinden dolayı özellikle büyük güç değerlerinde önemli avantaja sahiptirler. Bugün dünyada tüketilen elektrik enerjisinin çok büyük bir kısmı SG' ler tarafından üretilir. SG' ler rotor miline bağlı olan su veya buhar türbinleri tarafından sağlanan mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştüren elektromekanik sistemlerdir.

Senkron makine yapısal olarak, çoğu elektrik makineleri gibi, rotor ve stator olarak adlandırılan iki temel kısımdan oluşur. Uyarma (alan) sargıları rotor üzerine yerleştirilir. Statora 120° lik elektrik açıyla yerleştirilen sargılar ise endüvi sargıları veya stator sargıları olarak adlandırılır. Uyarma sargılarından DC akım akıtılıp tahrik sistemi ile SG rotorunun döndürülmesi sonucunda rotorda oluşan manyetik döner alan stator sargılarında gerilim endükler. Stator sargılarında endüklenen gerilimin frekansı, güç sistem frekansı, rotorun dönüş hızına dolayısıyla tahrik momentine bağlıdır. Senkron makinenin enerji dönüşümünü gerçekleştirebilmesi için uyarma (alan) sargısının oluşturduğu rotor manyetik alanı stator akımlarının oluşturduğu stator manyetik alanı ile aynı hızda dönmelidir. Bundan dolayı bu yapıdaki makinelere “senkron=eş zamanlı” ismi verilmiştir [57-60].

Senkron makinenin rotorunda uyarma sargılarına ilave olarak güç sistemi salınımlarının sönümlenmesinde yardımcı olması amacı ile kendi üzerine kısa devre edilmiş sönüm sargıları bulunur. Sürekli sinüsoidal çalışmada, SG rotor ve stator döner alanı aynı hızla döndüğünden dolayı, sönüm sargılarının etkisi yoktur. Ancak bozucu etki sonrasında senkron makinede iki döner alan arasında hız farkı oluşur. Bu durumda sönüm sargıları senkronizasyonu koruyacak yönde iki döner alan arasındaki hız farkı ile orantılı senkronlayıcı elektriki moment üretir [57-60].

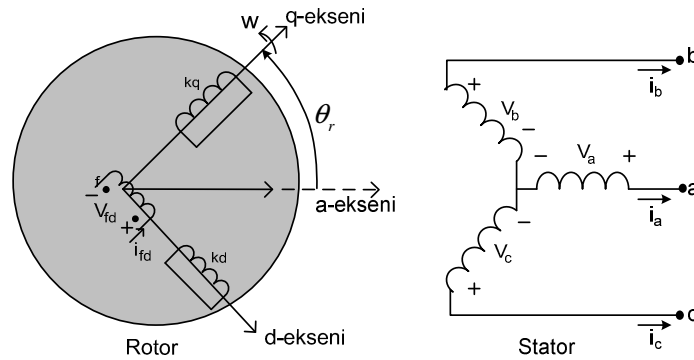
SG' ler çalışma hızlarına bağlı olarak; yüksek hızlı (turbo generatörler) ve düşük hızlı, rotorun fiziksel yapısına bağlı olarak da silindirik rotorlu ve çıkık kutuplu olarak iki gruba ayrılırlar. Buhar türbinleri tarafından tahrik edilen ve 3600 devir/dk gibi yüksek hızlarda çalışan turbo generatörler merkezkaç kuvvetini azaltmak amacı

ile rotor çapı küçük, aksenal boyu uzun olarak imal edilirler. Silindirik rotorlu generatör olarak da bilinen turbo generatörler çoğunlukla 2 veya 4 kutuplu olarak üretilirler. Çıkık kutuplu düşük hızlı generatörler ise tipik olarak 300-500 devir/dk devirle su türbinleri ile tahrik edilirler. Çapı büyük, aksenal boyu kısa olan çıkık kutuplu generatörlerde güç sisteminin nominal frekans değerini sağlayabilmek amacı ile manyetik kutup sayısı (12-24) fazladır.

### 2.2.1. Senkron generatör modeli

Bu kısımda SG' ler için elde edilecek olan matematiksel model iki kutuplu ideal senkron makine yapısına dayalıdır. Güç sistemlerinin analizine yönelik uzun yıllardır yapılan çalışmalarda SG'ün modellenmesinde, rotorunda uyarma sargısına ilave olarak  $dq$  eksenlerinde bir veya iki adet sönüm sargısı içeren, eşdeğer ideal senkron makine yapısının kullanılabilceği gösterilmiştir [57-59].

Bu kısımda Şekil 2.9'da gösterildiği gibi,  $120^\circ$  lik elektrik açıyla yerleştirilmiş 3 adet stator sargısı ( $a, b, c$ ), 1 adet uyarma sargısı ( $fd$ ) ve 2 adet sönüm sargısı ( $kd, kq$ ) bulunan SG için matematiksel model aşağıdaki gibi elde edilmiştir.



Şekil 2.9. İdeal senkron makine devre gösterimi

Çalışmalarda SG' ler inceleneceğinden matematiksel modelin elde edilmişinde pozitif stator akım yönünün terminal uçlarından dışarı doğru alınması uygundur. Bu koşul altında senkron makinenin stator ve rotor sargı gerilimleri aşağıdaki gibi yazılabilir [57-59].

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_s \\ \mathbf{V}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{r}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{r}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Lambda_s \\ \Lambda_r \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

(2.5) denkleminde,

$$\mathbf{V}_s = [v_a \ v_b \ v_c]^t$$

$$\mathbf{V}_r = [v_{fd} \ v_{kd} \ v_{kq}]^t$$

$$\mathbf{i}_s = [i_a \ i_b \ i_c]^t$$

$$\mathbf{i}_r = [i_{fd} \ i_{kd} \ i_{kq}]^t$$

$$\mathbf{r}_s = \text{diag}[r_a \ r_b \ r_c]$$

$$\mathbf{r}_r = \text{diag}[r_{fd} \ r_{kd} \ r_{kq}]$$

$$\Lambda_s = [\lambda_a \ \lambda_b \ \lambda_c]^t$$

$$\Lambda_r = [\lambda_{fd} \ \lambda_{kd} \ \lambda_{kq}]^t$$

Stator ve rotor sargı akıları  $\Lambda_s$ ,  $\Lambda_r$  aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \Lambda_s \\ \Lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ [L_{sr}]^t & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

(2.6) denkleminde  $L_{ss}$  matrisi stator sargılarının öz-endüktanslarını ( $L_{aa}$ ,  $L_{bb}$ ,  $L_{cc}$ ) ve stator sargıları arasındaki ortak endüktansları (mutual inductance),  $L_{ab} = L_{ba}$ ,  $L_{ac} = L_{ca}$  ve  $L_{bc} = L_{cb}$ ), belirten katsayılardan oluşur.

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_s + L_0 - L_{ms} \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_s + L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & L_s + L_0 - L_{ms} \cos 2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Benzer şekilde  $L_{rr}$  matrisi rotor sargılarının öz-endüktansları ( $L_{fdfd}$ ,  $L_{kdkd}$ ,  $L_{kqkq}$ ) ve alan sargısı ile d-ekseni sönüm sargısı arasındaki ortak endüktansı ( $L_{fdkd} = L_{kdfd}$ ) gösteren katsayılardan oluşur. Alan sargısı ile q-ekseni ve d-q eksenleri birbirine dik olduğundan bu sargılar arasındaki ortak endüktans sıfırdır ( $L_{fdkq} = L_{kqfd} = L_{kdkq} = L_{kqkd} = 0$ ).

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{jf} + L_{mfd} & L_{fdkd} & 0 \\ L_{kdfd} & L_{lkd} + L_{mkd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{lkq} + L_{mkq} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$L_{sr}$  matrisi ise stator-rotor sargıları arasındaki ortak endüktanslardan oluşur..

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{sfd} \sin \theta_r & L_{skd} \sin \theta_r & L_{skq} \cos \theta_r \\ L_{sfd} \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{skd} \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{skq} \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{sfd} \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{skd} \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{skq} \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.7 ve 2.9 ifadelerinden görüldüğü gibi  $L_{ss}$  ve  $L_{sr}$  endüktans matrislerine ait katsayılar rotor açısı  $\theta_r$ ' nin birer fonksiyonudur.  $\theta_r$  zamanla değiştiğinden dolayı bu katsayılar da zamanla değişecektir.  $L_{ss}$ ,  $L_{sr}$  matrislerinin zamanla değişen katsayılarından oluşması, (2.5) denklemi ile ifade edilen faz büyüklüklerinin hesaplanmasını zorlaştırır. Çünkü her hesaplama için bu matris katsayılarının yeniden bulunması gerekir [57-59].

### 2.2.2. Rotor referans çevresi dönüşüm matrisi

R.H.Park [61] tarafından 1929 yılında elektrik makinelerinin analizini kolaylaştıran bir yaklaşım geliştirilmiştir. Park dönüşümü olarak adlandırılan bu yaklaşım stator sargı değişkenlerini (gerilim, akım ve akı) rotora kilitli kabul edilen hayali bir referans eksen takımı üzerinde tanımlar. Bu dönüşüm gerçek stator değişkenlerinin  $d$  ve  $q$  eksenleri olarak adlandırılan hayali 2 eksen üzerindeki izdüşümlerinin hesaplanması ile gerçekleştirilir. Park dönüşümü (2.7) ve (2.9) da tanımlanan değişken katsayılı endüktans matrislerinin sabit katsayılı matrislere dönüşmesini sağlar. Böylece 2.5 denklemi ile ifade edilen faz büyüklüklerinin hesaplanmasındaki zorluk giderilmiş olur.

Elektrik makinelerinin analizinde kullanılan 3 temel referans eksen vardır. Bunlar; durağan referans eksen, senkron hızla dönen referans eksen ve rotora kilitli referans eksen olarak adlandırılır. Senkron makinelerde zamanla değişen katsayılarla sahip

endüktans matrislerinin sabit katsayılı matrislere dönüştürülebilmesi için rotora kilitli referans eksenin kullanılması gerekmektedir [59].

Park dönüşümü senkron makinelerin gerilim denklemlerinde bulunan zamanla değişen katsayıları elimine etmesi özelliği ile senkron makinelerinin analizinde büyük kolaylık sağlamıştır. Stator sargılarına ait değişkenler, gerilim, akım ve akı, park dönüşümü yardımı ile rotor referans çevresine indirildiğinde (2.7) ve (2.9) ile verilen ve zamanla değişen katsayılardan oluşan  $L_{ss}$  ve  $L_{sr}$  endüktans matrisleri sabit katsayılı matrislere dönüşür. Böylece (2.5) ifadesinin hesaplanmasındaki problem giderilmiş olur. R.H.Park tarafından önerilen dönüşüm matrisi (2.10) ifadesinde verilmiştir.

$$T_{qd0}(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_r & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

(2.10) ifadesinde verilen dönüşüm matrisinin tersi aşağıdaki gibi bulunur.

$$\left[T_{qd0}(\theta_r)\right]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

SG için toplam anlık güç; gerçek faz değişkenleri cinsinden,

$$P_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (2.12)$$

$d - q$  bileşenleri cinsinden ise,

$$P_{dq0} = P_{abc} = \frac{3}{2} (v_q i_q + v_d i_d + 2v_0 i_0) \quad (2.13)$$

olarak yazılabilir. (2.13) ifadesinde  $3/2$  katsayısı dönüşüm sonrası güç korunumunu sağlamak için kullanılmıştır.

Literatürde elektrik makinelerinin analizi için önerilmiş çeşitli dönüşüm matrisleri vardır. Bunlardan, Lewis [62] tarafından sunulan güç korunumunu sağlayan dönüşüm matrisi aşağıda verilmiştir.

$$\mathbf{T}_{qd0}(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_r & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

(2.14) ifadesi görüldüğü gibi Park dönüşümündeki bazı katsayıların değiştirilmesi ile elde edilmiştir. Bundan dolayı bu dönüşüm matrisi modifiye edilmiş park dönüşümü olarak adlandırılır. (2.14) ifadesi ile verilen dönüşüm matrisinin tersi (2.15) de verilmiştir.

$$\left[\mathbf{T}_{qd0}(\theta_r)\right]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

(2.14) ve (2.15) ifadelerinden modifiye edilmiş dönüşüm matrisinin ortogonal olduğu,  $\left[\mathbf{T}_{qd0}(\theta_r)\right]^t = \left[\mathbf{T}_{qd0}(\theta_r)\right]^{-1}$  anlaşılır. Bu durum dönüşüm sonrasında güç korunumunun sağlandığını gösterir [59].

$$\mathbf{P}_{dq0} = \mathbf{P}_{abc} = v_q i_q + v_d i_d + v_0 i_0 \quad (2.16)$$

### 2.2.3. Rotor referans çevre dönüşümü

Şekil 2.10'da gösterildiği gibi ideal makine yapısında rotor sargıları  $dq$  eksenleri üzerindedir. Dolayısıyla (2.10)'da verilen Park dönüşümünün sadece stator sargılarına uygulanması yeterlidir. Stator gerilim, akım ve akı denklemleri için  $dq$  dönüşümü aşağıdaki gibi elde edilir [57-59].

$$\mathbf{V}_{dq0} = \mathbf{T}_{qd0\theta(r)} \mathbf{V}_s \quad (2.17)$$

$$\mathbf{V}_{dq0} = [v_q \ v_d \ v_0]^t$$

$$\mathbf{i}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd0\theta(r)} \mathbf{i}_s \quad (2.18)$$

$$\mathbf{i}_{qd0} = [i_q \ i_d \ i_0]^t$$

$$\Lambda_{qd0} = \mathbf{T}_{qd0\theta(r)} \Lambda_s \quad (2.19)$$

$$\Lambda_{qd0} = [\lambda_q \ \lambda_d \ \lambda_0]^t$$

Park dönüşümü (2.5)'de verilen stator sargı gerilim ifadesine uygulanırsa,

$$\mathbf{V}_{qd0} = -\mathbf{T}_{qd0} \mathbf{r}_s \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \mathbf{i}_{qd0} + \mathbf{T}_{qd0} \left[ \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \right] \Lambda_{qd0} \quad (2.20)$$

ifadesi elde edilir. Stator sargı dirençleri eşit kabul edilirse,  $r_a = r_b = r_c = r_s$ , (2.20)

ifadesinin ilk terimi aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$\mathbf{T}_{qd0} \mathbf{r}_s \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \mathbf{i}_{qd0} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{qd0} \quad (2.21)$$

(2.20) ifadesinin ikinci terimi ise aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{T}_{qd0} \left[ \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \right] \Lambda_{qd0} = \mathbf{T}_{qd0} \left[ \left( \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \right) \Lambda_{qd0} + \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \frac{d}{dt} \Lambda_{qd0} \right] \quad (2.22)$$

(2.22) ifadesinin ilk terimi aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$\left[ \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \right] \Lambda_{qd0} = \mathbf{w}_r \begin{bmatrix} -\sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 \\ -\sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ -\sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \end{bmatrix} \Lambda_{qd0} \quad (2.23)$$

Trigonometrik ifadelerin düzenlenmesi ile,

$$\mathbf{T}_{qd0} \left[ \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \right] \Lambda_{qd0} = \mathbf{w}_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Lambda_{qd0} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_r \lambda_d \\ -\mathbf{w}_r \lambda_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\mathbf{w}_r = d\theta_r / dt \text{ (radyan/s).}$$

şeklinde elde edilir. Eşitlik (2.22) deki son terim ise aşağıdaki gibi düzenlenir.

$$\mathbf{T}_{qd0} \mathbf{T}_{qd0}^{-1} \frac{d}{dt} \Lambda_{qd0} = \frac{d}{dt} \Lambda_{qd0} \quad (2.25)$$

(2.21), (2.24) ve (2.25) ifadelerinden rotor referans çevresine dönüştürülen senkron generatör stator gerilim ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.



$$V_{qd0} = -r_s i_{qd0} + \begin{bmatrix} w_r \lambda_d \\ -w_r \lambda_q \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \Lambda_{qd0} \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{qd0} \\ \Lambda_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{qd0} L_{ss} T_{qd0}^{-1} & T_{qd0} L_{sr} \\ [L_{sr}]^T T_{qd0}^{-1} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{qd0} \\ i_{qdr} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Yukarıdaki işlemlerden sonra elde edilen senkron makinenin rotor referans çevresine indirgenmiş sargı denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$v_q = -r_s i_q + w_r \lambda_d + \frac{d\lambda_q}{dt} \quad (2.28a)$$

$$v_d = -r_s i_d - w_r \lambda_q + \frac{d\lambda_d}{dt} \quad (2.28b)$$

$$v_0 = -r_s i_0 + \frac{d\lambda_0}{dt} \quad (2.28c)$$

$$v'_{fd} = r'_{fd} i'_{fd} + \frac{d\lambda'_{fd}}{dt} \quad (2.28d)$$

$$v'_{kd} = r'_{kd} i'_{kd} + \frac{d\lambda'_{kd}}{dt} \quad (2.28e)$$

$$v'_{kq} = r'_{kq} i'_{kq} + \frac{d\lambda'_{kq}}{dt} \quad (2.28f)$$

$$\lambda_q = -(L_{ls} + L_{mq}) i_q + i'_{kq} \quad (2.29a)$$

$$\lambda_d = -(L_{ls} + L_{md}) i_d + L_{md} i'_{fd} + L_{md} i'_{kd} \quad (2.29b)$$

$$\lambda_0 = -L_{ls} i_0 \quad (2.29c)$$

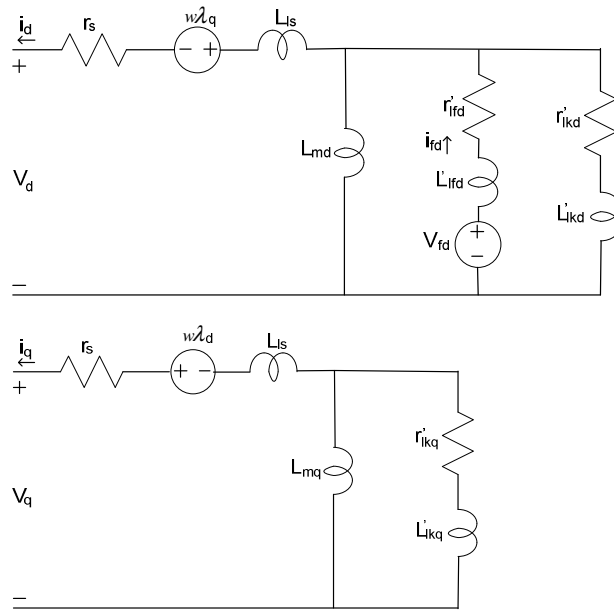
$$\lambda'_{fd} = -L_{md} i_d + (L'_{fd} + L_{md}) i'_{fd} + L_{md} i'_{kd} \quad (2.29d)$$

$$\lambda'_{kd} = -L_{md} i_d + L_{md} i'_{fd} + (L'_{kd} + L_{md}) i'_{kd} \quad (2.29e)$$

$$\lambda'_{kq} = -L_{mq} i_q + (L'_{kq} + L_{mq}) i'_{kq} \quad (2.29f)$$

$$L_d = L_{md} + L_{ls}, \quad L_q = L_{mq} + L_{ls}$$

Şekil 2.10'da (2.28) ve (2.29) ile ifade edilen gerilim ve akı eşitlikleri için düzenlenen eşdeğer devreler gösterilmiştir.



Şekil 2.10. Senkron generatör d-q eksenli eşdeğer devreleri

#### 2.2.4. Kararlılık çalışmalarında kullanılan senkron generatör modelleri

Literatürde güç sistemi dinamik kararlılık çalışmalarında kullanılmak üzere SG'ler için farklı derecelerden çeşitli basitleştirilmiş modeller önerilmiştir [1-3]. Bu modeller içerisinde en çok kullanılanı rotor dinamiğine ilave olarak uyarma sargı dinamiğinin de dikkate alındığı 3. derece modeldir [44,45].

##### 2.2.4.1. III. derece model

Güç sisitem kararlılık çalışmalarında en yaygın olarak kullanılan SG modeli uyarma sargılarında dikkate alındığı 3. dereceden modeldir. Bu model aşağıda verilen kabuller yapılarak SG için kısım 2.2.3 de verilen detaylı modelden elde edilecektir [44,45,57].

1.  $d$  ve  $q$  eksenlerindeki sönüm sargılarının ( $kd, kq$ ) etkisi ihmal edilir,
2. Stator sargı dirençleri ( $r_s$ ) ihmal edilir,
3. Stator akı değişimleri,  $d\lambda_q/dt$  ve  $d\lambda_d/dt$ , hız gerilimlerinin  $w_r\lambda_q, w_r\lambda_d$  yanında küçük olduğu için ihmal edilir

Bu kabuller altında kısım 2.2.3 de verilen (2.28) denklemlerinden SG için 3. dereceden basitleştirilmiş model aşağıdaki gibi elde edilmiştir. Stator sargı denklemleri:

$$v_q = w_r \lambda_d = w_r (L_{md} \dot{i}_f - L_d \dot{i}_d) \quad (2.30a)$$

$$v_q = E_q' - x_d' \dot{i}_d \quad (2.30b)$$

$$v_d = -w_r \lambda_q = -w_r (L_q \dot{i}_q) \quad (2.31a)$$

$$v_d = x_q \dot{i}_q \quad (2.31b)$$

uyarma sargısı denklemleri ise;

$$T_{do}' \frac{dE_q'}{dt} = E_{fd} - E_q' - (x_d - x_d') \dot{i}_d \quad (2.32)$$

şeklinde yazılır.

Rotor hareketini tanımlayan mekanik denklemler aşağıdaki gibi verilmiştir [57-60].

$$\frac{d\delta}{dt} = w_r - w_e \quad (2.33)$$

$$2H \frac{d\{(w_r - w_e)/w_b\}}{dt} = T_m - T_e - T_{damp} \quad (2.34)$$

$$T_e = E_q' \dot{i}_q + (x_q - x_d') \dot{i}_d \dot{i}_q \quad (2.35)$$

Sonsuz güçlü bara gerilimi  $V_\infty$ , rotor referans çevresinde iletim hattı direnci ihmal edildiğinde  $r_e \approx 0$ ,

$$v_{q\infty} = E_q' - (x_d' + x_e) \dot{i}_d \quad (2.36)$$

$$v_{d\infty} = (x_q + x_e) \dot{i}_q$$

olarak yazılabilir.

(2.36) denklemleri  $V_\infty$  ve yük açısı  $\delta$  cinsinden ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$v_{q\infty} - jv_{d\infty} = V_\infty e^{-j\delta} = V_\infty (\cos \delta - j \sin \delta) \quad (2.37)$$

(2.36) ifadesi  $i_q$  ve  $i_d$  için çözümlerse,

$$i_q = \frac{V_\infty \sin \delta}{x_e + x_q} \quad (2.38)$$

$$i_d = \frac{E_q' - V_\infty \cos \delta}{x_e + x_d'} \quad (2.39)$$

elde edilir.

Sonsuz bara gerilimi  $V_\infty$  sabit kabul edilip, çalışma noktası etrafındaki küçük değişimler için (2.38) ve (2.39) ifadeleri aşağıdaki gibi düzenlenir.

$$\Delta i_q = \frac{V_\infty \cos \delta_0 \Delta \delta}{x_e + x_q} \quad (2.40)$$

$$\Delta i_d = \frac{\Delta E'_q}{x_e + x'_d} - \frac{V_\infty \sin \delta_0 \Delta \delta}{x_e + x'_d} \quad (2.41)$$

(2.35) ifadesi küçük değişimler için aşağıdaki gibi düzenlenir.

$$\Delta T_e = E_{q0} \Delta i_q + i_{q0} \{ \Delta E'_q + (x_q - x'_d) \Delta i_d \} \quad (2.42)$$

(2.40)-(2.41) ifadeleri (2.42) de yerine yazılır ve  $\Delta \delta$  ve  $\Delta E'_q$  için iki gruba ayrılırsa,

$$\Delta T_e = K_1 \Delta \delta + K_2 \Delta E'_q \quad (2.43)$$

$$K_1 = \frac{E_{q0} V_\infty \cos \delta_0}{x_e + x_q} + \frac{x_q - x'_d}{x_e + x'_d} i_{q0} V_\infty \sin \delta_0 \quad (2.44)$$

$$K_2 = \frac{V_\infty \sin \delta_0}{x_e + x'_d} \quad (2.45)$$

(2.32) ifadesi küçük değişimler için aşağıdaki gibi düzenlenir.

$$T'_{do} \frac{d\Delta E'_q}{dt} = \Delta E_{fd} - \Delta E'_q - (x_d - x'_d) \Delta i_d \quad (2.46)$$

(2.40) da verilen  $\Delta i_d$  ifadesi (2.46) da yerinde konular ve elde edilen ifade düzenlenirse,

$$T'_{do} \frac{d\Delta E'_q}{dt} + \frac{\Delta E'_q}{K_3} = \Delta E_{fd} - K_4 \Delta \delta \quad (2.47)$$

$$K_3 = \frac{x_e + x'_d}{x_e + x_d} \quad (2.48)$$

$$K_4 = \frac{x_d - x'_d}{x_e + x'_d} V_\infty \sin \delta_0 \quad (2.49)$$

Stator denklemlerinden, (2.30) ve (2.31), generatör uç gerilimi genlik değeri aşağıdaki gibi yazılabilir [70].

$$V_t^2 = v_q^2 + v_d^2 \quad (2.50a)$$

(2.50a) ifadesi küçük değişimler için

$$2V_t \Delta V_t = 2v_{qo} \Delta v_q + 2v_{do} \Delta v_d \quad (2.50b)$$

şeklinde yazılabilir. (2.50) denklemi  $E'_q = v_q + x'_d i_d$  ve  $v_d = x'_q i_q$  denklemleri kullanılarak aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$\Delta V_t = \frac{v_{qo}}{V_t} (\Delta E'_q - x'_d \Delta i_d) + \frac{v_{do}}{V_t} x'_q \Delta i_q \quad (2.51)$$

(2.40) ve (2.41) da verilen  $\Delta i_q$  ve  $\Delta i_d$  ifadeleri (2.51) 'de yazılır ve elde edilen ifade  $\Delta \delta$  ve  $\Delta E'_q$  için düzenlenirse generatör uç gerilimi ifadesi,

$$\Delta V_t = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta E'_q \quad (2.52)$$

bulunmuş olur. (2.52) ifadesinde,

$$K_5 = \frac{x_q}{x_e + x_q} \frac{v_{do}}{V_t} V_\infty \cos \delta_o - \frac{x'_d}{x_e + x'_d} \frac{v_{qo}}{V_t} V_\infty \sin \delta_o \quad (2.53)$$

$$K_6 = \frac{x_e}{x_e + x'_d} \frac{v_{qo}}{V_t} \quad (2.54)$$

olarak tanımlanmıştır.

Rotorun hareket denklemleride küçük değişimler için aşağıdaki gibi yazılabilir [57].

$$\frac{d\Delta w}{dt} = \frac{1}{2H} (\Delta T_m - \Delta T_e - D_w \Delta w) \quad (2.55)$$

$$\frac{d\Delta \delta}{dt} = w_b \Delta w \quad (2.56)$$

(2.47), (2.55) ve (2.56) da verilen doğrusallaştırılmış diferansiyel denklemlerin Laplace dönüşümleri sırasıyla aşağıda verilmiştir.

$$(1 + sK_3 T'_{do}) \Delta E'_q = K_3 \Delta E_{fd} - K_3 K_4 \Delta \delta \quad (2.57a)$$

$$\Delta E'_q = \frac{K_3 \Delta E_{fd} - K_3 K_4 \Delta \delta}{1 + sK_3 T'_{do}} \quad (2.57b)$$

$$\Delta w = \frac{1}{2Hs} (\Delta T_m - \Delta T_e - D_w \Delta w) \quad (2.58)$$

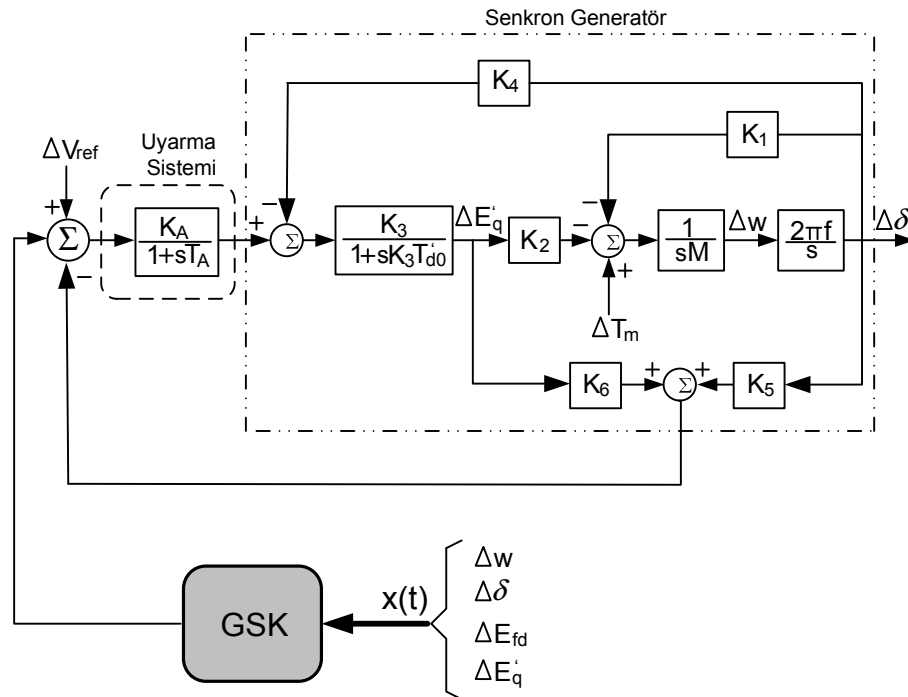
$$\Delta \delta = \frac{w_b}{s} \Delta w \quad (2.59)$$

(2.57), (2.58) ve (2.59) denklemleri ile SG' ün 3. dereceden doğrusallaştırılmış modeli elde edilmiş olur. Önceki kısımlarda ifade edildiği gibi SG' ün uyarma

gerilimi harici bir uyarma sistemi tarafından üretilir. Dolayısı ile benzetim çalışmalarında kullanılacak olan TMSGB sistem modelinin tam olarak elde edilebilmesi için uyarma sistemi modelinin de belirlenmesi gerekir. Uyarma sistemleri kısım 2.1’de detaylı olarak tanıtılmış ve benzetim çalışmalarında kullanılacak olan uyarma sistemi modeli Şekil 2.9’da gösterilmiştir.

### 2.3. TMSGB Sistemi Blok Diyagram Gösterimi ve Durum-Uzay Modeli

Güç sistemlerinin dinamik kararlılık incelemelerinde blok diyagramı yaklaşımı ilk olarak Heffron ve Phillips [63] tarafından sunulmuş ardından De Mello ve Concordia [7] tarafından geliştirilmiştir. Blok diyagramı yaklaşımı güç sistemlerinin dinamik kararlık incelemelerini kolaylaştıran faydalı bir modeldir. Şekil 2.11’de TMSGB sistemi için bir önceki kısımda elde edilen denklemler yardımı ile düzenlenen blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.11. Doğrusallaştırılmış TMSGB sistemi blok diyagramı

Şekil 2.11’den TMSGB sistemi için doğrusallaştırılmış diferansiyel denklemler aşağıdaki gibi yazılabilir [7],

$$\Delta \dot{w} = -\frac{K_1}{2H} \Delta \delta - \frac{K_2}{2H} \Delta E'_q \quad (2.60)$$

$$\Delta \dot{\delta} = w_o \Delta w \quad (2.61)$$

$$\Delta \dot{E}'_q = -\frac{K_4}{T'_{do}} \Delta \delta - \frac{1}{T'_{do} K_3} \Delta E'_q + \frac{1}{T'_{do}} \Delta E_{fd} \quad (2.62)$$

$$\Delta \dot{E}_{fd} = -\frac{K_A K_5}{T_A} \Delta \delta - \frac{K_A K_6}{T_A} \Delta E'_q - \frac{1}{T_A} \Delta E_{fd} + \frac{K_A}{T_A} u_e \quad (2.63)$$

(2.60)...(2.63) denklemleri,

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.64)$$

$$x(t) = [\Delta w \quad \Delta \delta \quad \Delta E'_q \quad \Delta E_{fd}]^T \quad (2.65)$$

formunda düzenlenirse, TMSGB sistemi için durum-uzay modeline ait  $A$  ve  $B$  matrisleri aşağıdaki gibi elde edilir. (2.65) ifadesinde  $\Delta w$  açısal hız sapması,  $\Delta \delta$  yük (rotor) açısı sapması,  $\Delta E'_q$  geçici reaktans arkası q-eksen gerilimi,  $\Delta E_{fd}$  uyarma gerilimini göstermektedir.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-K_1}{2H} & \frac{-K_2}{2H} & 0 \\ 2\pi f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-K_4}{T'_{do}} & \frac{-1}{T'_{do} K_3} & \frac{1}{T'_{do}} \\ 0 & \frac{-K_A K_5}{T_A} & \frac{-K_A K_6}{T_A} & \frac{-1}{T_A} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

$$B = [0 \quad 0 \quad 0 \quad K_A / T_A]^T \quad (2.67)$$

Yukarıdaki ifadelerde kullanılan  $K_1...K_6$  katsayıları güç sisteminin seçilen çalışma noktasına bağlı olarak değişir.  $K_1...K_6$  katsayıları Ek 1'de verilen ifadeler yardımı ile hesaplanabilir.

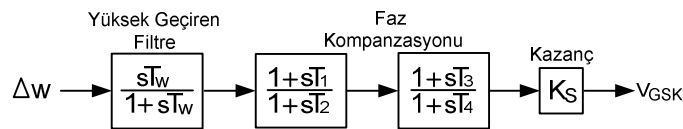
Bu bölümde tasarlanan GSK'ların performansının inceleneceği TMSGB sistemi tanıtılmış ve sistemin 4. dereceden matematik modeli elde edilmiştir.

## BÖLÜM 3. KLASİK VE KUTUP YERLEŞTİRME TABANLI GSK TASARIMI

GSK' ların temel fonksiyonu, bozucu etkiler sonrasında SG rotorunda oluşan 0.2-3 Hz frekans aralığında küçük genlikli salınımların sönümlenmesine yardımcı olarak güç sisteminin dinamik kararlılığını artırmaktır. Bu amaçla GSK sistemleri SG uyarma sistemine destekleyici kontrol işareti sağlayarak salınımların sönümlenmesi için gerekli olan sönümlenme momentini artırır. Literatürde GSK tasarımı için önerilmiş çeşitli yöntemler vardır. Çalışmanın bu bölümünde basit yapılarından dolayı yaygın olarak kullanılan faz ilerletici-geriletici tabanlı GSK ve GSK tasarımında kullanılan durum uzayı tasarım yöntemlerinden kutup yerleştirme ve optimal kontrol yöntemleri tanıtılmıştır.

### 3.1. Klasik GSK Tasarımı

Faz ilerletici-geriletici tabanlı GSK yapısı GSK tasarımında ilk kullanılan yöntemdir [7,63]. Bu yöntemle tasarlanan GSK yapıları literatürde klasik GSK yapısı olarak adlandırılırlar. Basit yapıları ve uygulama kolaylığından dolayı gerçek zaman uygulamalarında yaygın olarak kullanılan klasik GSK yapısı için blok diyagramı Şekil 3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Klasik GSK blok diyagram gösterimi

Klasik GSK sistemlerinde farklı giriş işaretleri kullanılabilir ve kullanılan giriş işaretine bağlı olarak GSK'lar özel isimler alır. Klasik GSK yapılarında giriş işareti olarak; hız sapması  $\Delta w$ , güç sapması  $\Delta P$ , güç sistem frekans sapması  $\Delta f$  veya bu işaretlerin farklı kombinasyonları kullanılmaktadır [7,44,63].



Şekil 3.1’de verilen blok diyagramından görüldüğü gibi klasik GSK yapısı yüksek geçiren filtre, faz kompazatörü ve kazanç elemanından oluşmaktadır.

GSK’lar sisteme etkiyen bozucu sonrasında giriş işaretinde oluşan değişimlere karşılık kontrol işareti üretir. Sistem sürekli halde denge noktasında çalışırken GSK çıkış değeri sıfıra eşit olmalıdır,  $V_{GSK} \approx 0$ . Bu amaçla GSK yapısında DC bileşenleri sönmleyen bir yüksek geçiren filtre kullanılır.

Klasik GSK yapısında üretilen sönmleyici momentin rotor hız sapması  $\Delta w$  ile aynı fazda olması amacı ile Şekil 3.1’de gösterildiği gibi faz ilerletici-geriletici yapıdaki bloklar kullanılır. Kullanılacak faz ilerletici-geriletici yapıdaki blok sayısı incelenen sisteme ve GSK tasarımına bağlı olarak değişir. Literatürde bulunan çalışmalarda genellikle 1 veya 2 adet faz ilerletici-geriletici bloğu kullanılmıştır [7-10]. Gerçek zaman uygulamalarında ihtiyaca göre bu sayı artırılabilir [56].

Kazanç elemanı  $K_s$  GSK’ nın sağlamış olduğu sönmleme momentine olan doğrudan etkisinden dolayı dikkatlice ayarlanması gereken bir katsayıdır.  $K_s$ ’in incelenen sisteme ve seçilen çalışma noktasına bağlı olarak değişen kritik değerine kadar artırılması GSK’nın sağlamış olduğu sönmleme momentini de artırır. Ancak  $K_s$ ’in kritik değeri aşması durumunda sönmleme momentini azaltıcı etki gösterir.

Klasik GSK’ nın tasarımı, 0.2-3 Hz frekans aralığındaki salınımlar için istenen sönmlemeyi sağlayacak şekilde frekans karakteristiğinin ve kazancın ayarlanması ile gerçekleştirilir. Şekil 3.1’de blok diyagramı gösterilen klasik GSK’ ların frekans karakteristiği  $T_w, T_1...T_4$  katsayıları ile kazancı ise  $K_s$  katsayısı ile belirlenir.

### 3.2. Kutup Yerleştirme Yöntemi

Kutup yerleştirme veya kutup atama yöntemi incelenen bir sisteme ait kapalı çevrim kutuplarının tasarımcı tarafından belirlenen noktalara yerleştirilmesini ve böylece sistemin istenen performansı göstermesini amaçlayan bir kontrol yöntemidir. Kutup yerleştirme tekniği ile kontrolcü tasarımı aşağıda açıklanmıştır.

Doğrusal, zamanla değişmeyen bir sistemin ayrık-zaman durum uzay modeli;

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Gx(k) + Hu(k) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (3.1)$$

formunda verilmiş olsun. (3.1) ile tanımlanan sistemde;

$$x(k) = \text{durum değişkenleri, } x \in R^n$$

$$u(k) = \text{kontrol işareti } u \in R$$

$G, H$  ve  $C$  de uygun boyutlu sabit katsayılı matrislerdir.

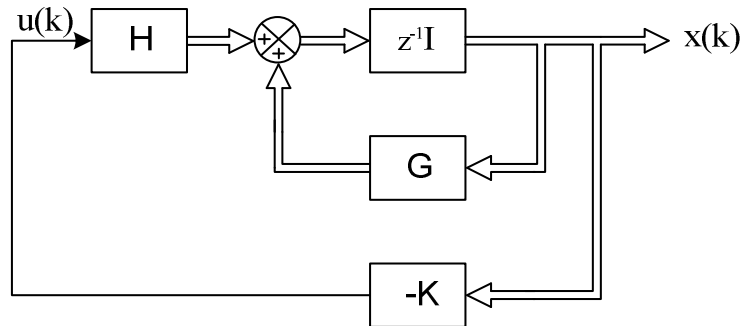
(3.1) ile tanımlanan sisteme ait tüm durum değişkenlerinin  $x(k)$  ölçülebilir ve geri besleme için kullanılabilir olduğu kabul edilmiştir.

Doğrusal, zamanla değişmeyen bir sistemde kapalı çevrim sistem kutuplarının uygun geri besleme kazanç matrisi ile tasarımcı tarafından  $z$ -domeninde belirlenen noktalara yerleştirilebilmesi için (3.1) ifadesi ile verilen sistemin kontrol edilebilir olması gerekir [64]. (3.1) ile verilen sisteme kontrol işareti olarak durum geri besleme kontrol işareti,

$$u(k) = -Kx(k) \quad (3.2)$$

$K$  = durum geri besleme kazanç matrisi,  $1 \times n$

uygulandığında sistem Şekil 3.2'de gösterildiği gibi kapalı çevrim yapıya dönüşür.



Şekil 3.2. Kapalı çevrim kontrol sistemi,  $u(k) = -Kx(k)$

(3.2)'de verilen kontrol işareti  $u(k)$  (3.1)'de yerine yazılırsa sistemin durum denklemi aşağıdaki gibi düzenlenir.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Gx(k) + H \{-Kx(k)\} \\ x(k+1) &= \{G - HK\} x(k) \end{aligned} \quad (3.3)$$

(3.3) ifadesinin öz değerleri Şekil 3.2'de gösterilen kapalı çevrim sistemin kutuplarını belirtir.  $K$  matrisinin seçimi ile (3.3) ifadesinin öz değerlerinin  $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n$  istenen kapalı çevrim kutupları olması sağlanır. Bundan dolayı kapalı çevrim kutuplarının belirlenen noktalara yerleştirilme problemi kutup yerleştirme problemi olarak adlandırılır [64]. (3.3) ifadesinde durum geri besleme kazanç matrisi  $K$  nın belirlenmesi için literatürde çeşitli yöntemler vardır. Bu yöntemlerden biri olan Ackerman formülü aşağıda açıklanmıştır.

### 3.2.1. Ackerman formülü

(3.1) ifadesi ile verilen doğrusal, zamanla değişmeyen sistemin kontrol edilebilir olduğu kabul edilerek kapalı çevrim sistem kutuplarının  $z$ -domeninde belirlenen noktalara yerleştirecek olan durum geri besleme kazanç matrisi  $K$  Ackerman formülü ile aşağıdaki gibi belirlenir [64].

Kapalı çevrim sistem kutuplarının  $z_1 = \mu_1, z_2 = \mu_2, \dots, z_n = \mu_n$  olması durumunda karakteristik denklem,

$$|zI - G + HK| = 0 \quad (3.4)$$

olarak yazılabilir.  $\hat{G} = G - HK$  tanımlanarak Cayley-Hamilton teoreminden  $\hat{G}$  için karakteristik denklem,

$$\hat{G}^n + \alpha_1 \hat{G}^{n-1} + \alpha_2 \hat{G}^{n-2} + \dots + \alpha_{n-1} \hat{G} + \alpha_n I = \phi(\hat{G}) = 0 \quad (3.5)$$

olarak yazılabilir. (3.5) denklemini kullanılarak Ackerman formülü şu şekilde düzenlenebilir [64].

$$\begin{aligned} I &= I \\ \hat{G} &= G - HK \\ \hat{G}^2 &= (G - HK)^2 = G^2 - GHK - HK\hat{G} \\ \hat{G}^3 &= (G - HK)^3 = G^3 - G^2HK - GHK\hat{G} - HK\hat{G}^2 \\ &\vdots \\ \hat{G}^n &= (G - HK)^n = G^n - G^{n-1}HK - \dots - HK\hat{G}^{n-1} \end{aligned} \quad (3.6)$$

(3.6) da verilen ifadeler sırasıyla  $\alpha_n, \alpha_{n-1}, \dots, \alpha_0$  ( $\alpha_0=1$ ) katsayıları ile çarpılıp aşağıdaki gibi düzenlenir.

$$\begin{aligned}
\phi(\hat{G}) &= \phi(G) - \alpha_{n-1}HK - \alpha_{n-2}GHK - \dots - HK\hat{G}^{n-1} - G^{n-1}HK = 0 \\
&= \phi(G) - [H \quad GH \quad \dots \quad G^{n-1}H] \begin{bmatrix} \alpha_{n-1}K + \alpha_{n-2}K\hat{G} + \dots + K\hat{G}^{n-1} \\ \alpha_{n-2}K + \alpha_{n-3}K\hat{G} + \dots + K\hat{G}^{n-2} \\ \vdots \\ K \end{bmatrix} = 0 \quad (3.7)
\end{aligned}$$

(3.1) sistemi kontrol edilebilir olduğu kabul edildiğinden (3.7) ifadesi aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$\begin{bmatrix} \alpha_{n-1}K + \alpha_{n-2}K\hat{G} + \dots + K\hat{G}^{n-1} \\ \alpha_{n-2}K + \alpha_{n-3}K\hat{G} + \dots + K\hat{G}^{n-2} \\ \vdots \\ K \end{bmatrix} = [H \quad GH \quad \dots \quad G^{n-1}H]^{-1} \phi(G) \quad (3.8)$$

(3.8) eşitliğinin her iki tarafı  $[0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1]$  matrisi ile çarpılırsa (3.1) ile tanımlanan sistem için kapalı çevrim kutuplarının  $z$ -domeninde belirlenen noktalara yerleştirilmesini sağlayan durum geri besleme kazanç matrisi  $K$  ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$K = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1][H \quad GH \quad \dots \quad G^{n-1}H]^{-1} \phi(G) \quad (3.9)$$

Durum geri besleme kazanç matrisi  $K$  bozucu etkinin neden olduğu hata işaretini uygun bir hızla azaltarak sıfıra gitmesini sağlayacak şekilde tasarlanır. (3.1) sistemi için belirlenen kapalı çevrim kutuplarının yerleri değiştirilerek farklı durum geri besleme kazanç matrisleri elde edilebilir. Herhangi bir sistem için durum geri besleme kazanç matrisi  $K$  belirlenirken birkaç  $K$  matrisi hesaplanarak sistem performansı açısından en iyi sonucu veren  $K$  matrisinin seçilmesi uygun bir tasarım yöntemidir [64].

### 3.3. Optimal Kutup Yerleştirme Tabanlı GSK Tasarımı

“Optimal” kelimesi “en iyi” veya “en uygun” anlamında kullanılır. Optimal kontrol teorisinde amaç belirlenen bir performans ölçütü çerçevesinde sistemden mümkün olan en iyi performansın elde edilmesini sağlayacak kontrolörün tasarlanmasıdır. Performans ölçütü, minimizasyon sağlayacak şekilde matematiksel bir ifade olarak yazılabilmelidir. Ayrıca, ölçülebilir ve mümkün olduğunca basit olmalıdır [65,66]. Optimal kontrol teorisi, istenen performans ölçütünü sağlayacak kapalı-çevrim

kutuplarını belirlemeyi amaçlayan durum-uzayı modeline dayalı bir yöntemdir. Diğer bir durum-uzayı tasarım yöntemi olan ve kısım 3.2 de açıklanan kutup-yerleştirme yönteminde tasarımcının “en iyi” sistem cevabını verecek kapalı çevrim kutuplarının yerini bildiği kabul edilir ve bu kutupları tasarımcının belirlediği noktalara yerleştirecek geri besleme kazanç matrisi  $K$  hesaplanır. Optimal kontrol teorisinde ise tasarımcı sistemin optimal kontrolünü mümkün kılan kutupların nereye yerleştirileceğini bilemez. Bunun yerine sistem cevabını optimal yapacak kapalı çevrim kutupları optimal kontrol tasarım prosedürü ile belirlenir. Neticede optimal kontrol teorisi durum-değişken geri beslemeli bir yapıya sahiptir. Sadece durum geri besleme kazanç matrisi  $K$  nın belirlenmesinde kutup-yerleştirme yönteminden farklı bir yol izlenir [65,66].

Optimal kontrolcü tasarımında belirlenen bir performans ölçütü minimize edilerek durum geri besleme kazanç matrisi  $K$  hesaplanır. Optimal kontrol sisteminin davranışı seçilen performans ölçütüne bağlı olduğundan uygun bir performans ölçütünün seçilmesi tasarlanan kontrolcünün performansı açısından çok önemlidir. Ayrıca tasarlanan optimal kontrolörün fiziksel gerçekleştirilebilir olabilmesi için tasarımcının performans ölçütünü belirlerken fiziksel sistemdeki sınırlamaları da dikkate alması gerekir [65].

(3.1) ile verilen bir sistem için optimal kontrol problemi aşağıdaki gibi tanımlanabilir [64-67]. (3.1) ifadesi ile tanımlanan bir sistemin doğrusal optimal kontrolör tasarımında karesel performans ölçütü genellikle aşağıdaki gibi seçilir.

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} [x'(k)Qx(k) + u'(k)Ru(k)] \quad (3.9)$$

(3.9) ifadesinde  $Q$  ve  $R$  sırasıyla yarı kesin pozitif tanımlı ve kesin pozitif tanımlı ağırlık matrisleridir. Bir matrisin kesin pozitif tanımlı olabilmesi için öz değerlerinin hepsi pozitif olmalıdır. Öz değerleri negatif olmayan matris ise yarı kesin pozitif tanımlı matris olarak adlandırılır. (3.9) ile verildiği gibi karesel performans ölçütü ile ifade edilen optimal kontrol problemi “doğrusal karesel regülatör” (Linear Quadratic Regulator, LQR) olarak adlandırılır [64-66]. Burada amaç (3.9) ifadesi ile verilen performans ölçütünü uç noktaya (maksimum veya minimum) ulaştıracak kontrolcüyü  $u(x(k))$  belirlemektir. Uç noktanın maksimum ya da minimum olması problemin

fiziksel anlamına bağlıdır. Performans ölçütünü uç noktasına ulaştıracak  $u(x(k))$  kontrolü “optimal kontrolör” olarak adlandırılır.

(3.9) ifadesinden görüldüğü gibi karesel performans ölçütü  $J$  durum vektörü  $x(k)$  ve kontrol vektörü  $u(k)$  nin fonksiyonudur. Dolayısıyla matematiksel açıdan optimal kontrol probleminin çözümü, durum denklemlerinin sınırlaması altındaki  $J[x(k), u(k)]$  fonksiyonun uç noktalarının bulunmasıdır. Bu tipik bir sınırlı değişim problemidir ve Euler-Lagrange denklemi bu problemin çözümünün temelini oluşturur. 1957’ de R.Bellman doğrusal optimal kontrol probleminin çözümü için dinamik programlama yaklaşımını sunmuştur. Rus bilim adamı Pontryagin ise bu problemin çözümü için Pontryagin maksimum prensibini önermiştir [66]. Doğrusal optimal kontrol probleminin çözümü için hangi yöntem kullanılırsa kullanılsın sonuçta çözüm durum değişkenlerinin  $x(k)$  doğrusal kombinasyonu olarak bulunacaktır [64-66].

$$u(k) = -Kx(k) \quad (3.10)$$

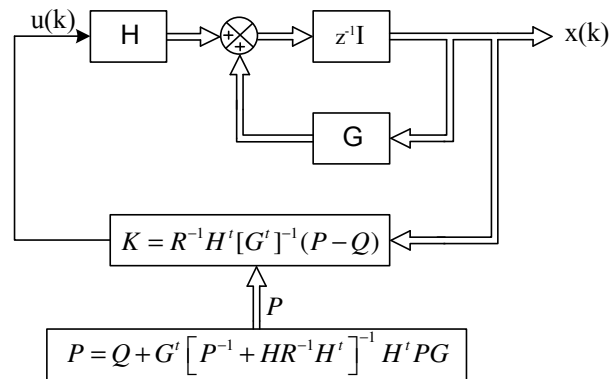
(3.10) ifadesinde  $K$  optimal durum geri besleme kazanç matrisidir ve

$$K = R^{-1}H'[G']^{-1}(P - Q) \quad (3.11)$$

şeklinde tanımlanır.  $K$  matrisi doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemler için sabit matristir.(3.11) ifadesinde bulunan  $P$  matrisi (3.12) da verilen ayrık Riccati denkleminin çözümü ile bulunur.

$$P = Q + G' \left[ P^{-1} + HR^{-1}H' \right]^{-1} H' PG \quad (3.12)$$

(3.9) ve (3.12) ifadeleri ile belirtilen doğrusal optimal kontrol sistemi blok diyagram gösterimi Şekil 3.3’de verilmiştir.



Şekil 3.3. Optimal kontrol sistem yapısı

### 3.3.1. Ayrık Riccati denkleminin çözümü

(3.12) ifadesinden görüldüğü gibi optimal kazanç matrisi  $K$ 'nın belirlenmesi için (3.12) ile verilen Riccati denkleminin çözülmesi gerekir. Riccati denkleminin çözümüne yönelik çeşitli yöntemler önerilmiştir [64]. Aşağıda Riccati denkleminin çözümünde yaygın olarak kullanılan yöntem tanıtılmıştır. (3.12) ile verilen Riccati denklemi aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$P = Q + G'PG - GPH(R + H'PH)^{-1}H'PG \quad (3.13)$$

(3.13) ifadesi kalıcı olmayan form için aşağıdaki gibi düzenlenir.

$$P(k) = Q + G'P(k+1)G - G'P(k+1)H \left[ R + H'P(k+1)H \right]^{-1} H'P(k+1)G \quad (3.14)$$

(3.14) ifadesinde zamanın yönü ters çevrilip tekrar düzenlenirse aşağıdaki ifade elde edilir.

$$P(k+1) = Q + G'P(k)G - G'P(k)H \left[ R + H'P(k)H \right]^{-1} H'P(k)G \quad (3.15)$$

(3.15) ifadesinin çözümüne  $P(0) = 0$  ile başlanır ve sabit  $P$  matrisi elde edilene kadar çözüme devam edilir. Ek 2' de (3.15) ifadesi ile düzenlenen ayrık Riccati denkleminin çözümü için yazılan program verilmiştir.

### 3.3.2. Ağırlık matrislerinin seçimi

$Q$  ve  $R$  ağırlık matrisleri aşağıda belirtilen iki nedenden dolayı çoğunlukla diagonal matris formunda seçilir [65].

1.  $Q$  matrisi diagonal eksenini negatif olmayan terimlerden,  $R$  matrisi diagonal eksenini ise pozitif terimlerden oluşturularak her iki matrisin yarı-kesin pozitif ve kesin pozitif olması kolayca ayarlanabilir
2. Diagonal terimler her bir durum değişkeninin veya girişin etkisini direkt olarak ifade ettiğinden matrislerin belirlenmesi kolaylaşır.

$Q$  ve  $R$  matrisleri sistem performansını artırma veya kontrol enerjisinden tasarruf etme amaçlarına bağlı olarak göreceli olarak ağırlıklandırılır. Örneğin kontrol enerjisinin azaltılması istendiği durumlarda  $R$  matrisinin elemanları  $Q$  matrisi elemanlarından daha büyük seçilir. Ağırlık matrisleri,  $Q$  ve  $R$ , tasarımcı tarafından sistem durumlarının göreceli önemine bağlı olarak, yukarıda belirtilen ifadeler

dikkate alınarak, sistem istenilen performansı gösterecek şekilde belirlenir. Genellikle  $Q$  ve  $R$  matrisleri için uygun bir başlangıç değeri belirlenerek durum geri besleme kazanç matrisi  $K$  hesaplanır. Ardından hesaplanan  $K$  matrisi ile sistemin performansı incelenir. Eğer sistem istenen performansı göstermiyorsa  $Q$  ve  $R$  matrislerine ait katsayılar uygun bir şekilde değiştirilerek yeni  $K$  matrisi hesaplanır. Bu işlemler sistem istenen performansı sağlayana kadar devam eder [66].

Bu tez çalışmasında GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan ayrık zaman MR-KKK tabanlı GSK yapısının performansı literatürde mevcut olan 3 farklı GSK yapısı ile kıyaslamalı olarak incelenecektir. Bu bölümde, bu 3 GSK yapısından faz ilerletici-geriletici tabanlı GSK ve optimal kutup yerleştirme tabanlı GSK tanıtılmıştır.



## **BÖLÜM 4. KAYAN KIPLİ KONTROLÖR**

“Kayan Kipli Kontrol” (KKK) terimi ilk olarak “Değişken Yapılı Sistemler” (DYS) incelemelerinde kullanılmıştır. KKK sistemleri basit bir ifade ile, uygun bir geri besleme kontrolü ve bir karar verme kuralından oluşur. Anahtarlama fonksiyonu olarak adlandırılan karar verme kuralı, sistem durum değişkenlerinin anlık değerlerinden bir işaret üretir. Geri besleme kontrolörü ise bu işaret yardımı ile sistemi kontrol etmeye çalışır. Sonuçta, her biri özel kontrol yapısına sahip, sistem davranışının belirli bölgeleri için tanımlı olan çeşitli alt sistemlerin kombinasyonu olan değişken yapılı sistem elde edilmiş olur. Bu tarz bir sistemin en önemli avantajlarından biri sistemi oluşturan her alt sisteme ait özelliklerin birleştirilmesi ile yüksek performansa sahip bir yapının elde edilebilmesidir [67].

KKK’ de kontrolör yapısı sistem durumlarını anahtarlama fonksiyonuna doğru sürükleyecek ve burada tutacak şekilde tasarlanır. Bu yaklaşımın sağlamış olduğu iki önemli avantaj vardır. Birincisi, anahtarlama fonksiyonu tasarımı ile sistemin dinamik davranışı istenildiği gibi belirlenebilir. İkinci olarak, kapalı çevrim sistemin davranışı sistem parametrelerindeki değişimlere ve gürültülere karşı duyarsız olur. Bu özelliği KKK sistemlerinin dayanıklı (robust) yapıya sahip olduğunu gösterir [67].

Doğrusal, doğrusal-olmayan, çok değişkenli sistemlere uygulanabilen KKK yöntemi, belirlenen sistem dinamiğini elde etmek amacı ile sistem durum değişkenlerinin değerlerine bağlı olarak belirli bir sistematik içerisinde yapısını değiştirebilen kontrolör kavramına dayalı dayanıklı bir kontrol yöntemidir. KKK değişken yapılı sistemlere dayalı bir yöntem olduğundan literatürde sıkça “Değişken Yapılı Kontrol” (DYK) olarak da adlandırılmaktadır [68].

KKK ile bilinen ilk çalışma Emelyanov tarafından Rusya’da yapılmıştır [69]. İtkis

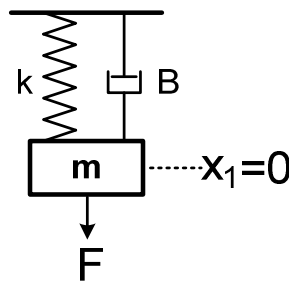
[70] ve Utkin [71] yayınlarına kadar Rusya dışında KKK ile ilgili bir çalışma görülmemiştir. Bu iki yayından sonra KKK yaklaşımı hızlı bir şekilde yayılmış, dayanıklı regülatörler, model-referanslı sistemler, adaptif yapılar, durum-gözlemleyici tasarımı ve hata kestirimi gibi bir çok alanı kapsayan çok sayıda çalışmalar yapılmıştır [67].

Kontrolör derecesinin sistem derecesinden küçük olması, parametre belirsizliklerine karşı duyarsızlığı, gürültü bastırabilme ve dayanıklılık KKK teorisini diğer kontrol teorilerinden üstün kılan özelliklerdir. Bu özellikleri sayesinde KKK, otomatik uçuş sistemleri, elektrik makineleri, kimyasal prosesler, uzay araçları ve robotlar gibi çok geniş alanlarda gerçek zaman uygulamalarında başarılı bir şekilde uygulanmıştır [67].

Bu bölümde öncelikle KKK teorisinin temelini oluşturan faz düzlemi analizi ve değişken yapıli sistemler açıklanmış ardından sırasıyla sürekli-zaman KKK yöntemi, ayrık-zaman KKK ve son olarak bu tez çalışmasında GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan ayrık-zaman model-referans KKK (MR-KKK) yapısı tanıtılmıştır.

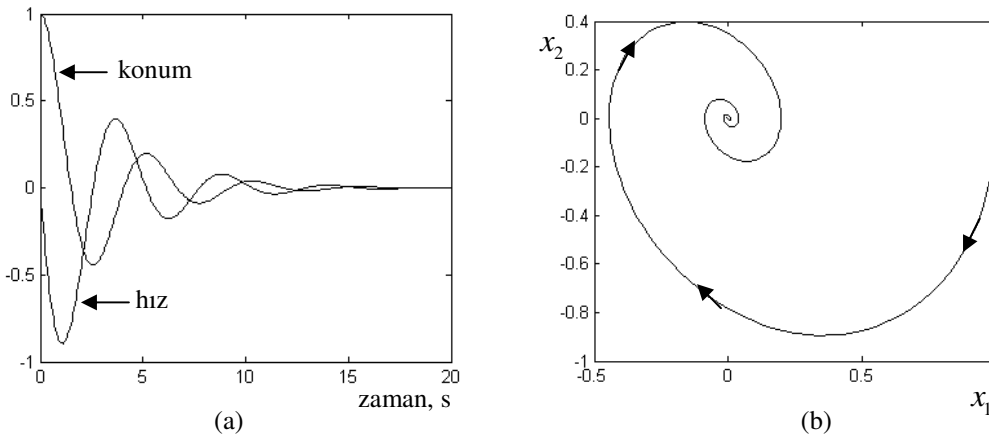
#### 4.1. Faz Düzlemi

Faz düzlem analizi ikinci dereceden sistemlerin dinamik analizinde kullanılan oldukça faydalı grafiksel bir araçtır. Zaman domenine dayalı bir yöntem olan faz düzlem analizi doğrusal olmayan sistem davranışlarının analizini doğrusallaştırma yapmadan incelemek amacı ile kullanılan ilk yöntemdir [65].



Şekil 4.1. Kütle-yay sistemi

Şekil 4.1’de verilen kütle-yay sisteminde başlangıçta denge noktasında durmakta olan  $m$  kütlesi  $F$  kuvveti ile aşağıya doğru çekilip bırakıldığında zamanla azalan genlikli salınımlar yaparak tekrar başlangıçtaki denge noktasına gelecektir. Serbest harekete bırakıldığı  $t = 0$  anından denge noktasına vardığı  $t = t_1$  anına kadar olan sürede kütlenin konum ve hız değerlerinin zamanla değişimi Şekil 4.2a’da gösterilmiştir.



Şekil 4.2. Kütle-yay sistemi için (a) konum ve hızın zamanla değişimi (b) faz-düzlem gösterimi

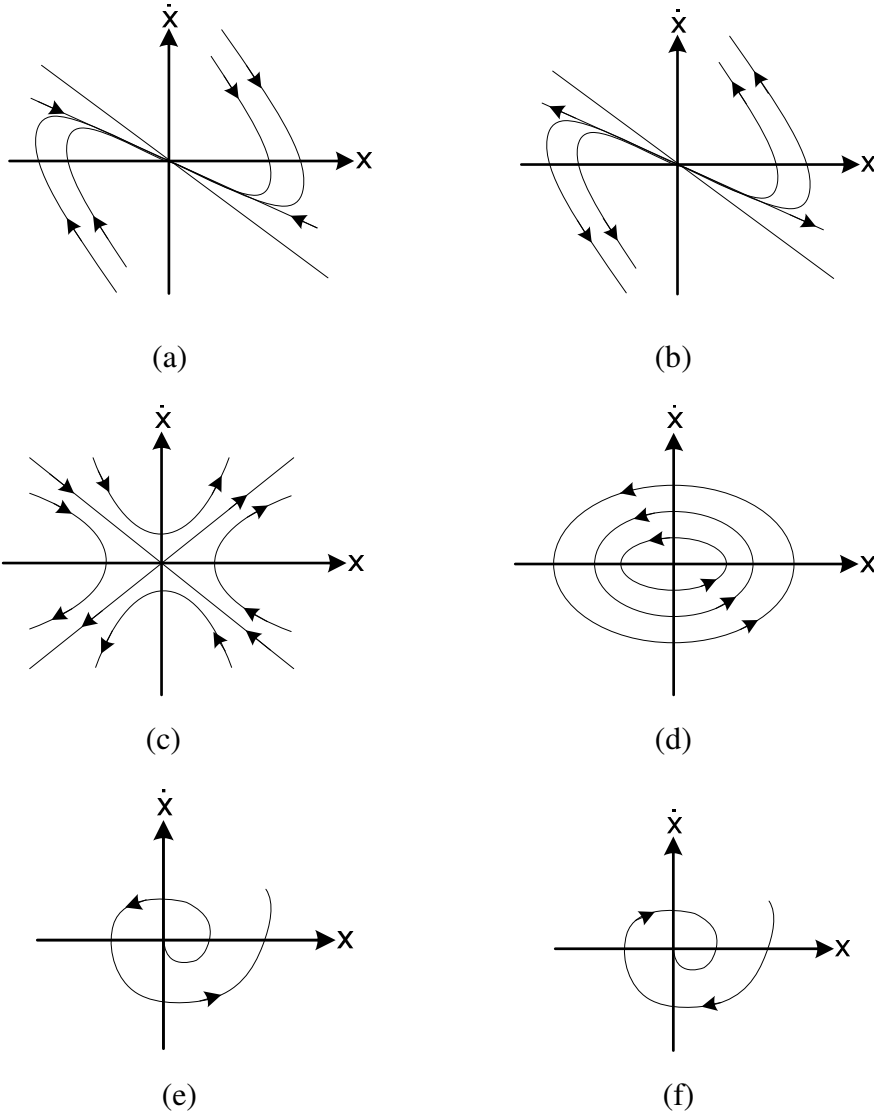
Şekil 4.1’de verilen sistem için durum değişkeni olarak konum  $x_1$  ve hız  $x_2$  seçilmesi uygundur. Şekil 4.2a’da verilen konum ve hız grafikleri eksenleri  $x_1$  ve  $x_2$  olan düzleme aktarıldığında sistem durum vektörünün zamanla değişimini gösteren durum yörüngesi Şekil 4.2b’de gösterildiği gibi elde edilir. Şekil 4.2b’den görüldüğü gibi durum vektörünün  $x = [1 \ 0]^T$  noktasından başlayan hareketi  $x = [0 \ 0]^T$  denge noktasında son bulmaktadır. Şekil 4.2b’de gösterilen durum-düzlemi  $x_2 = \dot{x}_1$  özel durumundan dolayı “faz-düzlemi” (phase plane), düzlemde gösterilen grafikte “faz-düzlem yörüngesi” (phase plane trajectory) olarak adlandırılır [65].

Aşağıda 2.dereceden örnek bir sistemin dinamik davranışı faz düzlem analizi yardımı ile incelenmiştir.

$$\ddot{x} + k_1\dot{x} + k_2x = 0 \quad (4.1)$$

(4.1) ifadesinde  $k_1$  ve  $k_2$  katsayılarının alabileceği farklı değerler için (4.1) sisteminin faz-düzlem yörüngeleri Şekil 4.3’de gösterilmiştir [71]. Şekil 4.3a’da verilen faz düzlem gösteriminde tüm başlangıç noktaları için sistem durum

vektörünün orijine doğru kaydığı görülmektedir. Dolayısıyla sistem karardır. Şekil 4.3b’de ise tersi bir durum söz konusudur. Bütün başlangıç noktaları için sistem durum vektörü sonsuza gitmekte dolayısıyla sistem kararsız olmaktadır.



Şekil 4.3. (4.1) ile tanımlanan sistem için çeşitli faz-düzlem yörüngeleri

Şekil 4.3c’de “eyer” olarak adlandırılan durum söz konusudur. Bu gösterimde sistemin kararlılığı seçilen çalışma noktasına bağlıdır. Bazı çalışma noktaları için sistem durum yörüngesi orijine giderken bazılarında sonsuza gitmektedir. Şekil 4.3d’de elips şeklinde faz-düzlem grafiği gösterilmiştir. Görüldüğü gibi sistem durum yörüngeleri ne orijine ne de sonsuza gitmektedir. Şekil 4.3e ve Şekil 4.3f’de ise başlangıç değerinden bağımsız olarak kararlı ve kararsız sisteme ait faz düzlem yörüngeleri verilmiştir [71].

## 4.2. Değişken Yapılı Sistemler

Değişken yapıli sistemler (DYS) kontrol sürecinin herhangi bir anında sadece biri aktif olan çeşitli alt sistemler içeren bir yapıya sahiptir. Kontrol sürecinde hangi alt sistemin aktif olacağı durum değişkenlerinin o anki değerine ve tasarlanan kontrol kuralına bağlı olarak bir anahtarlama fonksiyonu tarafından belirlenir. KKK tasarım problemi her bir alt sistem parametrelerinin ve bu alt sistemler arasında geçişi düzenleyen anahtarlama fonksiyonunun belirlenmesi olarak tanımlanmıştır [70-74].

Değişken yapıli sistem yapısı daha iyi anlaşılabilmesi amacı ile aşağıda (4.2) ifadesi ile tanımlanmış 2.dereceden örnek bir sistem üzerinde açıklanmıştır.

2.dereceden örnek bir sistem verilmiş olsun [68],

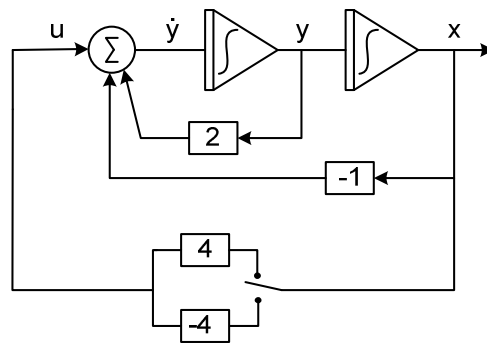
$$\begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y - x + u \\ u &= -\psi x \end{aligned} \quad (4.2)$$

(4.2) ifadesinde,

$$\psi = \begin{cases} 4, & s(x, y) > 0 \\ -4, & s(x, y) < 0 \end{cases} \quad (4.3a)$$

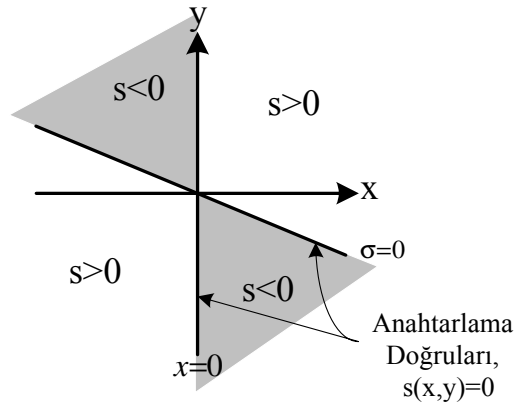
$$\begin{aligned} s(x, y) &= x\sigma \\ \sigma &= 0.5x + y \end{aligned} \quad (4.3b)$$

olarak belirlenmiştir.  $s(x, y)$  ifadesi anahtarlama fonksiyonu olarak adlandırılır ve (4.3b) de belirtildiği gibi iki fonksiyonun,  $x=0$  ve  $\sigma=0.5x+y=0$ , çarpımından oluşur. (4.2) ve (4.3) ifadeleri ile tanımlanan sistemin blok diyagramı Şekil 4.4'de gösterilmiştir.



Şekil 4.4. (4.2) ifadesinde verilen örnek sisteme ait blok diyagramı

(4.3b) ifadesinde verilen  $x=0$  ve  $\sigma=0.5x+y=0$  doğruları  $x-y$  faz-düzlemini Şekil 4.5’de gösterildiği gibi  $s < 0$  ve  $s > 0$  bölgelerine ayırır. Sistem yörüngesi bu doğrular üzerinden geçerken  $s(x, y)$  nin işaretine bağlı olarak geri besleme kazanç katsayısı Şekil 4.4’te gösterildiği gibi anahtarlanır ( $4 \leftrightarrow -4$ ). Bundan dolayı  $x=0$  ve  $\sigma=0.5x+y=0$  doğruları “anahtarlama doğruları” (switching lines),  $s(x, y)$  fonksiyonunda “anahtarlama fonksiyonu” (switching function) olarak adlandırılır. Anahtarlama doğruları aynı zamanda faz düzleminde  $s(x, y)=0$  noktalarının bulunduğu yüzeyi de tanımlar [68]. Bütün bu ifadeler ileriki kısımlarda daha detaylı olarak açıklanmıştır.



Şekil 4.5. Anahtarlama fonksiyonunun faz-düzleminde belirlediği bölgeler

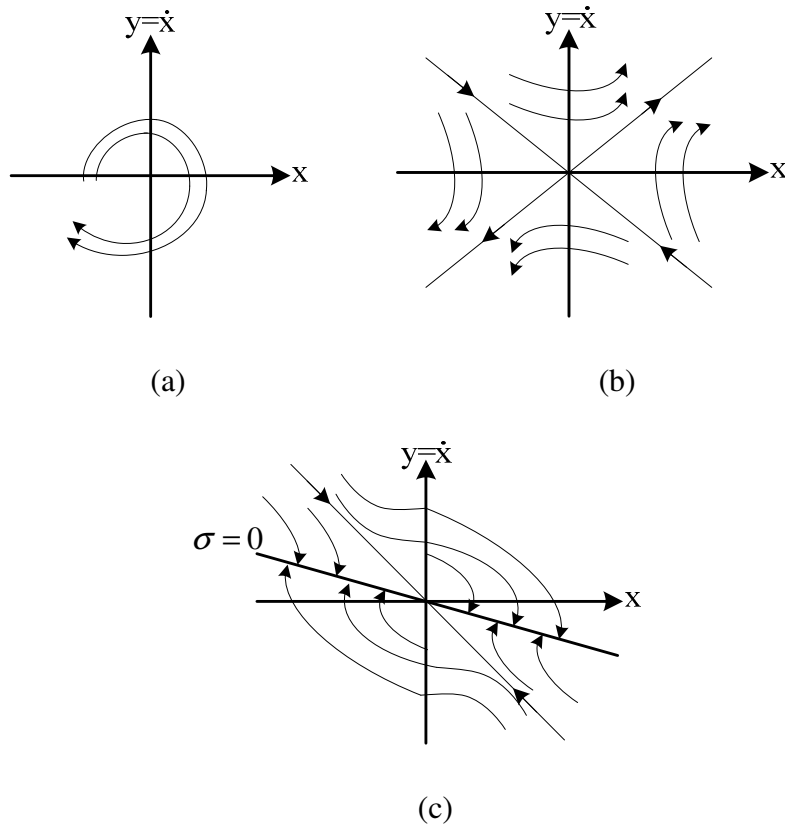
Geri besleme kazancı  $\psi$  (4.3a) ifadesinde belirtildiği gibi  $s(x, y)$  nin işaretine bağlı olarak değişir. Böylece (4.2) sistemi faz düzleminde iki farklı matematik model için iki ayrı bölgede tanımlanır. 1. bölgede (4.1) ifadesi  $s(x, y) = x\sigma > 0$  koşulu ile  $\psi = 4$  seçilir. Bu durumda sistemin matematik modeli aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y - x - 4x = 2y - 5x \end{aligned} \quad (4.4)$$

2. bölgede ise (4.1) ifadesi  $s(x, y) = x\sigma < 0$  koşulu ile  $\psi = -4$  seçilir. Bu durumda sistemin matematik modeli aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y - x + 4x = 2y + 3x \end{aligned} \quad (4.5)$$

(4.4) ve (4.5) ifadeleri ile tanımlanan alt sistemlere ait faz-düzlem yörüngeleri sırasıyla Şekil 4.6a ve Şekil 4.6b’de gösterilmiştir.



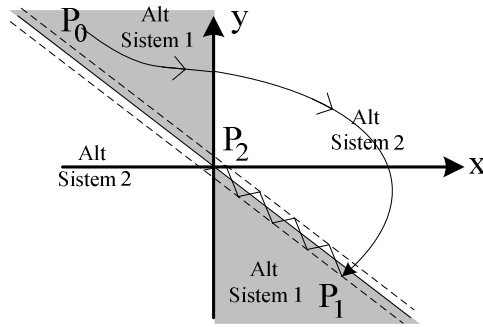
Şekil 4.6. Faz-düzlem grafikleri, (4.4) sistemi için,  $s(x, y) > 0$  (b) (4.5) sistemi için,  $s(x, y) < 0$   
(c) Tüm sisteme ait

Şekil 4.6c'de verilen faz-düzlem yörüngesi faz yörüngesinin anlık değerine (representative point) bağlı olarak, (4.3) ve (4.4) de ifade edilen iki alt sisteme ait faz yörüngelerinin (Şekli 4.6a-b) birleştirilmesi ile elde edilmiştir. Bu durumda tüm sisteme ait faz-düzlem gösteriminin oluşturulmasında  $s(x, y) > 0$  şartının geçerli olduğu 1. bölge için (4.4) sistemine ait yörünge,  $s(x, y) < 0$  şartının geçerli olduğu 2. bölge içinde (4.5) sistemine ait yörünge kullanılmıştır [68].

Şekil 4.6c'de gösterildiği gibi iki alt sistemin anahtarlama fonksiyonu ile birleştirilmesi sonucu elde edilen sisteme ait faz yörüngesinde  $x = 0$  anahtarlama doğrusunda sadece sistem yörüngesinin hareket yönü değişmektedir. Fakat  $\sigma = 0$  anahtarlama doğrusu ise her iki yönden gelen faz yörüngeleri için faz düzlemindeki sönüm noktalarını içermektedir. Bu sönüm noktaları  $\sigma = 0$  doğrusu üzerinde “kayan kip” (sliding mode) olarak adlandırılan ve alt sistemlerin ikisine de ait olmayan özel bir yörünge oluşturur [67,68].

Şekil 4.6a-b de verilen faz yörüngelerinden sistemi oluşturan her iki alt sisteminde, (4.4) ve (4.5), kararsız olduğu görülür. Fakat kayan kipin var olması sonucu oluşturulan değişken yapıli sistemin dinamik yapısı her iki alt sisteminin dinamik yapısından tamamen farklıdır. Sonuçta (4.4) ve (4.5) ile verilen alt sistemlerin birleştirilmesi ile elde edilen değişken yapıli sistemin ise kararlı olduğu Şekil 4.6c' den görülmektedir [63,64]. Şekil 4.7'de gösterildiği gibi DYK'de sistem faz yörüngesinin hareketi iki kısımdan oluşur; erişim fazı ve kayma fazı [68,72].

1. “Erişim fazı” veya “Ulaşma fazı” (reaching phase) olarak adlandırılan süreçte faz-düzleminin  $P_0$  gibi her hangi bir noktasından harekete başlayan sistem faz yörüngesi,  $P_1$  noktası ile belirtilen “kayma yüzeyine” (sliding surface) varır. Kayma yüzeyi literatürde “anahtarlama yüzeyi” (switching surface) olarak da adlandırılmaktadır.
2. “Kayma fazı” (sliding phase) veya “kayma kipi” (sliding mode) olarak adlandırılan süreçte sistem yörüngesi kayma yüzeyini izleyerek faz düzleminin orijinine doğru,  $P_2$  noktası, kayar. Bu faz sürecinde sistem dinamiği kayma (anahtarlama) fonksiyonu tarafından belirlenir.



Şekil 4.7. Faz-yörüngesinin hareketi

Erişim fazında ( $P_0 \rightarrow P_1$ ) sisteme ait durum-değişkenleri önceden tasarlanan kayma (veya anahtarlama) yüzeyine doğru sürüklenir. Bu esnada “izleme hatası” doğrudan kontrol edilemez ve sistemin performansı sistem parametrelerindeki belirsizliklere ve gürültülere karşı duyarlıdır. Bundan dolayı “ideal durum” olarak sistem durum değişkenlerinin hızlı bir şekilde kayma yüzeyine varması yani erişim fazının mümkün olduğunca kısa olması hatta tamamen kaldırılması istenir. Büyük genlikli



kontrol işareti ile erişim fazı kısaltılabilir. Ancak fiziksel sistemlerin neredeyse tamamında sisteme uygulanabilecek kontrol işareti sınırlıdır.

Kayma kipinde ( $P_1 \rightarrow P_2$ ) ise durum değişkenleri kayma yüzeyini takip ederek orijine doğru hareket eder. Sistemin durum yörüngesi kayma yüzeyine ulaştıktan sonra bir daha kayma yüzeyinden ayrılmaz. Kayma kipi süresince sistem dinamiği kayma yüzeyi ile belirlenir ve böylece sistem parametrelerinden bağımsız hale gelir. Dolayısıyla, kayma kipi süresince sistem dinamiği orijinal sistemden daha düşük derecede olur. Erişim fazı mümkün olduğunca kısaltılarak tasarlanan kontrolcünün dayanıklılığı artırılabilir [72]. Verilen örnekten DYK sistemleri aşağıda belirtilen çıkarımlar yapılabilir [68]

1. Faz düzleminde orijin denge noktasını gösterir. Dolayısı ile faz yörüngelerinin orijine doğru hareket ettiği kayma kipi sistemin dinamiğini gösterir. Başka bir ifade ile  $\sigma = 0$  doğrusu sistemin kayma kipindeki dinamiğini tanımlar.
2. Kayma kipinde yörünge dinamiğini belirleyen ifadeler (4.3b) orijinal sistemden (4.2) daha düşük derecedir.
3. Kayma kipi, (4.4) ve (4.5) ile tanımlanan her iki alt sistemde ait olmayan bir yörüngedir.

Verilen örnek sistem üzerinde yapılan incelemelerde görüldüğü gibi kontrol sürecinde sistem modeli (4.4) ve (4.5) ile ifade edilen alt sistemler arasında sürekli değişecektir. Bundan dolayı bu kontrol teorisi “değişken yapılı kontrol, DYK” olarak adlandırılır. Diğer yandan kontrol sürecindeki kayma kipinin önemini vurgulamak için de “kayan kipli kontrol, KKK” sistemleri olarak adlandırılır.

### 4.3. Sürekli-Zaman KKK Tasarım Problemi

Doğrusal, zamanla değişmeyen bir sistem (4.6) durum denklemi ile sistem verilmiş olsun,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ x &\in R^n \quad u \in R^m \end{aligned} \tag{4.6}$$

KKK tasarım problemi,

1.  $s_i(x)$   $i = 1 \dots m$  vektör formunda gösterilen  $m$  adet anahtarlama fonksiyonunun belirlenmesi,
2. Erişim kipinin sonlu zamanda erişim koşullarını sağladığı değişken yapılu kontrolörün belirlenmesi,

olarak ifade edilir [68].

Yukarıda tanımlanan iki problemin çözümü iki ayrı adımda gerçekleştirilir. Belirlenen performans kriterlerini sağlayacak olan anahtarlama fonksiyonunun tasarlanması öncelikle yapılması gereken işlemdir. İkinci işlem ise sistem durumlarını anahtarlama fonksiyonuna ulaşmasını sağlayacak ve burada tutacak olan kontrol kuralının belirlenmesidir [67,68]. Aşağıda anahtarlama yüzeyi ve kayma kipi kısaca tanımlanmış ardından her iki adım içinde çeşitli tasarım yöntemleri tanımlanmıştır. (4.6) sistemi için anahtarlama fonksiyonu  $m$ -boyutlu doğrusal ifade ile tanımlanır [68].

$$s(x) = Cx \quad (4.7)$$

(4.7) ifadesinde

$$s(x) = [s_1(x) \quad s_2(x) \quad \dots \quad s_m(x)]^t \quad (4.8)$$

$$C(x) = [c_1^t \quad c_2^t \quad \dots \quad c_m^t]^t \quad (4.9)$$

(4.8) ve (4.9) dan

$$s_i(x) = c_i^t x \quad (4.10)$$

yazılabilir. (4.10) ile ifade edilen her bir anahtarlama fonksiyonu  $s_i(x)$  “anahtarlama yüzeyi” olarak adlandırılan doğrusal bir yüzeyi  $s_i(x) = 0$  tanımlar.

(4.6) ile verilen sistemin  $t_0$  anındaki başlangıç değeri  $x_0$  ve her hangi bir  $t$  anındaki değeri  $x(t)$  olsun.  $S$  orijinden  $x=0$  geçen anahtarlama yüzeyi olsun.  $S$  üzerindeki her hangi bir  $x_0$  için  $t > t_0$  anında  $x(t)$  de  $S$  üzerinde ise  $x(t)$  sistemin kayma hareketini bir başka ifade ile “kayma kipini” gösterir. Eğer  $S$  üzerindeki her nokta bir “son nokta” (end point) ise yani  $S$  üzerindeki her nokta için  $S$  in her iki tarafından da erişilen yörüngeler varsa anahtarlama yüzeyi  $S$  “ kayma yüzeyi” olarak adlandırılır. Sistem durum yörüngesinin kayma yüzeyine doğru olan

hareketini ve kayma yüzeyine varmasını belirleyen koşullar “erişim koşulları” (reaching condition) olarak adlandırılır.

#### 4.3.1. Kayma yüzeyi tasarımı

KKK sisteminin cevabı tasarlanan anahtarlama fonksiyonuna bağlıdır. Anahtarlama fonksiyonunun tasarımı “var olma problemi” (existence problem) olarak bilinir. Kayma kipinin var olması faz yörüngesinin anahtarlama doğrusu etrafında kararlı olduğunu gösterir. Bu her koşulda faz yörüngesinin kayma yüzeyinde kalması anlamına gelir [68].

Literatürde kayma yüzeyinin tasarımı için çeşitli yöntemler önerilmiştir. Bu yöntemlerin başlıcaları eşdeğer kontrol yöntemi, kontrol edilebilir kanonik form, Fillipov yöntemi ve düzenli form (regular form) yaklaşımı olarak sayılabilir. Bu tez çalışmasında KKK sistemi tasarımında sağlamış olduğu işlem kolaylığından dolayı düzenli form yaklaşımı tercih edilmiştir. Düzenli form yaklaşımı kullanılarak kayma yüzeyinin tasarımı aşağıda açıklanmıştır.

##### 4.3.1.1. Düzenli form yaklaşımı

Doğrusal, zamanla değişmeyen örnek bir sistem verilmiş olsun.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ x &\in R^n \quad u \in R^m \end{aligned} \quad (4.11)$$

Anahtarlama fonksiyonunda,

$$s(t) = Sx(t) \quad , \quad S \in R^m \quad (4.12)$$

şeklinde tanımlanmış olsun. Tasarım kolaylığı olması açısından (4.11) ile verilen sistem ifadesi uygun bir dönüşüm matrisi  $T_r$  ile kontrol girişi içermeyen  $x_1(t)$  ve kontrol girişi içeren  $x_2(t)$  iki kısma ayrılır.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = T_r \dot{x}(t), \quad x_1 \in R^{n-m}, x_2 \in R^m \quad (4.13)$$

Dönüşüm matrisi  $T_r$ ,  $B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}$  olmak üzere,

$$T_r B = \begin{bmatrix} 0 \\ B_{T_r} \end{bmatrix}, \quad B_{T_r} \in R^m \quad (4.14)$$

şartını sağlayan, tekil olmayan, yani tersi  $T_r^{-1}$  alınabilen bir matristir. Literatürde  $T_r$  dönüşüm matrisinin belirlenmesine yönelik çeşitli yöntemler önerilmiştir [68,73]. Bu çalışmada  $T_r$  dönüşüm matrisinin belirlenmesinde işlem kolaylığından dolayı Utkin [73] tarafından tanımlanan ve (4.15)'de verilen ifade kullanılacaktır.

$$T_r = \begin{bmatrix} I_{n-m} & -B_1 B_2^{-1} \\ 0 & B_2^{-1} \end{bmatrix}, \quad I_{n-m} = \text{birim matris} \quad (4.15)$$

(4.13) dönüşümü ile (4.11) ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= A_{11}x_1(t) + A_{12}x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= A_{21}x_1(t) + A_{22}x_2(t) + B_2 u(t) \end{aligned} \quad (4.16)$$

(4.16) ifadesinden görüldüğü gibi  $\dot{x}_1(t)$  ile tanımlanan alt-sistem kontrol girişinden bağımsız hale getirilmiştir. (4.16) gösterimi literatürde “düzenli-form” (regular form) olarak adlandırılır. Benzer şekilde anahtarlama fonksiyonunda,

$$\begin{aligned} s(t) &= Sx(t) = S_1 x_1(t) + S_2 x_2(t), \\ S_1 &\in R^{m \times (n-m)}, \quad S_2 \in R^{m \times m} \end{aligned} \quad (4.17)$$

olarak yazılır.  $s(x) = 0$  den hareketle (4.17) ifadesinden,

$$x_2(t) = -S_2^{-1} S_1 x_1(t) \quad (4.18)$$

bulunur. (4.18) ifadesi (4.16) de  $x_2$  için yerine konulursa,

$$\dot{x}_1(t) = [A_{11} - A_{12} S_2^{-1} S_1] x_1(t) \quad (4.19)$$

elde edilir.

$x_2(t)$  dinamiği, (4.18) ifadesinde gösterildiği gibi,  $x_1(t)$  dinamiğinden cebirsel ilişki ile belirlenebilir. Bu durumda (4.19) ile ifade edilen derecesi azaltılmış  $x_1(t)$  diferansiyel denklemi bütün sistemin dinamiğini tanımlamaktadır. Dolayısı ile  $x_1(t)$  nin kararlı olması bütün sistemin kararlı olduğu anlamına gelir. (4.19) ifadesinin bütün özdeğerlerinin s-domenin sol yarı düzleminde olmasını sağlayacak  $S_2^{-1}S_1$  değeri belirlenerek sistemin kararlı olması sağlanır. (4.19) ifadesi “ $A_{11} - A_{12}F$ ”,  $F = S_2^{-1}S_1$  formundadır. Burada “var olma problemi”  $F$  in belirlenmesidir. Eğer  $(A_{11}, A_{12})$  çifti kontrol edilebilir ise  $F$  ifadesi, dolayısı ile anahtarlama fonksiyonuna ait  $S_1$  ve  $S_2$  katsayıları, kutup yerleştirme, optimal kontrol gibi klasik geribesleme kontrol tasarım teknikleri ile bulunabilir. Ancak  $F$  in belirlenmesi  $S_1$  ve  $S_2$  katsayılarının belirlenmesi için yeterli değildir. Çünkü bu durumda  $S_2F = S_1$  ifadesinin her iki tarafıda hala belirsizdir. (4.18) ifadesinden  $S_2$  nin sadece bir ölçeklendirme katsayısı olduğu anlaşılır. Dolayısı ile  $S_2$  katsayı matrisi tersinin  $S_2^{-1}$  var olması koşulu ile keyfi bir değer seçilebilir. Bu durumda orijinal koordinatlarda  $S$  matrisi aşağıdaki gibi belirlenir [67,76]

$$S = S_2 [F \quad I_m] T_r, \quad I_m = \text{birim matris} \quad (4.20)$$

### 4.3.2. Kontrol kuralı tasarımı

KKK sistemlerinde kayma (anahtarlama) yüzeyinin belirlenmesinden sonra ikinci adım kayma kipinin gerçekleşmesini mümkün kılacak kontrol kuralının tasarlanmasıdır. KKK tasarımında kontrol kuralının  $u(x)$  tasarımı iki farklı yapıyla gerçekleştirilebilir; önceden belirlenmiş yapı (preassigned structure) veya serbest yapı (free structure). Her iki durumda da amaç “erişim koşulları”nın sağlanmasıdır [68].

Bazı sistemlerde istenen yaklaşım kuralını sağlayan kontrol kural yapısının önceden belirlenmesi ve kontrolör kazançlarının tespit edilmesi uygun olabilmektedir. Önceden belirlenmiş yapı yaklaşımında en çok kullanılan 3 yapı; röle kontrol, kazanç

anahtarlama doğru geri besleme ve artırılmış eşdeğer kontrol olarak sayılabilir. Önceden belirlenmiş yapı yaklaşımı pratikte nadiren kullanılır. Serbest yapılı yaklaşımda kontrol kuralı  $u(x)$  anahtarlama fonksiyonunun aşağıda tanımlanan erişim koşulları ile sınırlandırılması ile bulunur. Bu tez çalışmasında kontrol kuralı  $u(x)$  serbest yapılı yaklaşım kullanılarak tasarlanacaktır.

### 4.3.3. Erişim koşulları ve erişim kipi

Kayma kipine erişmeyi sağlayacak olan kontrol yapısının ve kazançlarının belirlenmesi “erişim problemi” (reachability problem) olarak adlandırılır. Erişim probleminin çözümü kayma yüzeyine bağlı olduğundan var-olma problemi çözülmeyen kontrol kuralı tasarlanamaz.

Durum yörüngesinin kayma yüzeyine doğru hareketi ve kayma yüzeyine ulaşması erişim koşulu (reachability condition) altında gerçekleşir. Sistem yörüngelerinin erişim koşulu altındaki hareketi “erişim kipi” (reaching mode) veya “erişim fazı” (reaching phase) olarak adlandırılır. Aşağıda sürekli-zaman KKK sistemlerin tasarımında kullanılan erişim koşulları tanımlanmıştır.

#### 4.3.3.1. Doğrudan anahtarlama fonksiyonu yaklaşımı

İlk kullanılan ve en bilinen yaklaşım koşuludur [68,72],

$$s_i < 0 \text{ durumunda } \dot{s}_i > 0 \quad (4.21)$$

$$s_i > 0 \text{ durumunda } \dot{s}_i < 0$$

$$\text{veya (4.21)'e eşdeğer olarak, } s_i \dot{s}_i < 0, \quad i = 1, \dots, m, \quad m = \text{giriş sayısı} \quad (4.22)$$

şeklinde tanımlanır. Yaygın olan bu ulaşma koşulu ulaşma sürecinin sonlu zamanda gerçekleşmesini garanti edemez.

#### 4.3.3.2. Lyapunov fonksiyonu yaklaşımı

Lyapunov fonksiyonu için,

$$V(x, t) = s^t s \quad (4.23)$$

genel erişim koşulu aşağıdaki gibi verilir [75]

$$s \neq 0 \text{ için } \dot{V}(x,t) < 0 \quad (4.24)$$

Erişim fazının sonlu zamanda gerçekleşmesi için (4.24) aşağıdaki gibi yeniden düzenlenir.

$$s \neq 0 \text{ için } \dot{V}(x,t) < -\varepsilon, \quad \varepsilon > 0 \quad (4.25)$$

#### 4.3.3.3. Erişim kuralı yaklaşımı

Erişim kuralı yaklaşımı doğrudan anahtarlama fonksiyonunun dinamiğini belirler. Anahtarlama fonksiyonu (4.26) denklemini ile verilsin,

$$\dot{s} = -Q \operatorname{sgn}(s) - Kf(s) \quad (4.26)$$

(4.26) ifadesinde  $Q$  ve  $K$  pozitif tanımlı diagonal matris ve,

$$\operatorname{sgn}(s) = [\operatorname{sgn}(s_1) \dots \operatorname{sgn}(s_m)]^t, \quad f(s) = [f_1(s_1) \dots f_m(s_m)]^t$$

şeklinde tanımlanmıştır.  $f_i$  skaler fonksiyonu,

$$s_i f_i(s_i) > 0 \quad s_i \neq 0, \quad i = 1 \dots m \quad (4.27)$$

koşulunu sağlayacak şekilde seçilir.

“Erişim kuralı” olarak adlandırılan (4.26) de  $Q$  ve  $K$ ’nin çeşitli değerlerine göre farklı yapıya sahip erişim kuralları oluşturulur. Aşağıda bu erişim kurallarından üçü verilmiştir.

$$(a) \text{ Sabit oranlı erişim kuralı, } \dot{s} = -Q \operatorname{sgn}(s) \quad (4.28)$$

$$(b) \text{ Sabit + oransal oranlı erişim kuralı, } \dot{s} = -Q \operatorname{sgn}(s) - Ks \quad (4.29)$$

$$(c) \text{ Üstel oranlı erişim kuralı, } \dot{s} = -K |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s), \quad 0 < \alpha < 1 \quad (4.30)$$

Erişim kuralı yaklaşımı erişim koşulunu sağlamanın yanı sıra erişim fazı esnasında sistemin dinamik karakteristiğinin de belirler. Yaklaşım kuralının sağlamış olduğu avantajlardan bir tanesinde KKK için çözümü basitleştirmesi ve çatırdamayı (chattering) belirli ölçüde azaltmasıdır [68]. Sistem faz yörüngesinin kayma yüzeyi etrafındaki, Şekil 4.7’de  $P_1$ - $P_2$  arasındaki gibi, zig-zaglı hareketi çatırdama olarak tanımlanır.

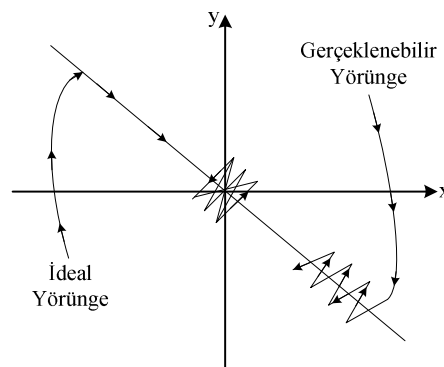
#### 4.4. Ayrık-Zaman KKK Tasarımı

Ayrık-zaman KKK sistemleri yapısal olarak sürekli-zaman KKK ile benzerdir. Fakat karakteristik açısından bazı farklılıklar vardır. Ayrık-zaman KKK sistemleri ancak “sözde-KKK” (Quasi-SMC) yapısına sahip olabilir. Yani sistem durum yörüngesi anahtarlama yüzeyine yaklaşır fakat sürekli-zaman KKK sistemlerinde olduğu gibi yüzeyde kalmaz. Bu durum ayrık-zaman KKK sistemlerinde kontrol işaretinin sadece örnekleme anlarında güncellenmesi, iki örnekleme arasında kontrol işaretinin değerinin sabit kalması ve anahtarlama frekansının sınırlı olmasından kaynaklanır [75-78].

Sürekli-zaman KKK ile ayrık-zaman KKK tasarımı arasındaki temel fark ayrık-zaman KKK tasarımında incelenen sistemin ayrıklaştırılmış modelinin kullanılmasıdır. Bu durumda tasarlanan KKK sistemi örnekleme frekansı ile sınırlandırılmış olur. Başka bir ifade ile sürekli-zaman KKK sistemleri için yapılan anahtarlamanın sonsuz frekansla gerçekleştiği kabulü ayrık-zaman KKK için geçerli değildir. Literatürde ayrık-zaman KKK tasarımı ile ilgili ilk çalışmalar Dote ve Hoft [79] ve Milosavljevic [80] tarafından yapılmış ve ardından bu alandaki çalışmalar büyük bir hızla yayılmıştır [75-83].

Ayrık zaman KKK sisteminde, Şekil 4.8’de gösterildiği gibi, kabul edilebilir 2-tip yörünge davranışı vardır [76];

1. İdeal yörünge
2. Gerçeklenebilir yörünge



Şekil 4.8. Ayrık-zaman KKK sistemleri için faz-düzlem gösterimi



İdeal yörüngenin elde edilebilmesi için 2 ideal koşulun sağlanması gerekir.

1. Sistem durum yörüngesinin anahtarlama yüzeyine tam olarak anahtarlama yapıldığı anda ulaşması gerekir.
2. Kontrolcüsüz sistemin dinamik davranışı sistem yörüngesinin anahtarlama yüzeyinde kaymasını sağlayacak şekilde ideal anahtarlama yüzey dinamiği ile uyuşmalıdır.

Gerçek zaman uygulamalarında bu iki ideal koşulun sağlanması çok düşük bir olasılıktır. Dolayısı ile ideal faz yörüngesi gerçek zaman uygulamalarında nadiren gerçekleştirilebilir [76].

Gerçeklenebilir yörünge ise ismindende anlaşılacağı gibi gerçek-zaman uygulamalarında faz-yörüngesinin mümkün olan davranışını gösterir. Şekil 4.8’de gösterildiği gibi faz-yörüngesi anahtarlama düzlemi etrafında zig-zaglar çizerek orijine doğru kaymaktadır. Kararlı bir sistemde zig-zagların genliği artmamalı ve sistem faz-yörüngesi (4.31) ifadesi ile belirtildiği gibi bir bant içerisinde kalmalıdır.

$$\begin{aligned} & \{x \mid -\Delta < s(x) < \Delta\} \\ & \text{Bant genişliği} = 2\Delta \end{aligned} \quad (4.31)$$

(4.31) ifadesinde  $\Delta = 0$  olması durumunda ideal kayma kipi gerçekleşir.

Ayrık-zaman KKK sistemlerinde ayrık-zamanının doğası gereği anahtarlama frekansı sınırlı olacaktır. Bunun sonucunda kayma kipi Şekil 4.8’de gösterildiği gibi kayma yüzeyinin civarında (4.31) ifadesi ile belirtilen bant içerisinde gerçekleşir. Bundan dolayı ayrık-zaman KKK literatürde “sözde-KKK” (Quasi SMC) olarak adlandırılır.

Ayrık zaman KKK sistemlerinde faz-yörüngesinin sahip olması gereken 3 özellik aşağıda belirtilmiştir [76];

1. Faz düzleminde herhangi bir noktadan hareketine başlayan faz yörüngesi doğruca anahtarlama yüzeyini doğru yönelmeli ve sonlu zamanda anahtarlama yüzeyinden geçmelidir.

2. Faz-yörüngesi anahtarlama yüzeyini bir kere geçtikten sonraki her örnekleme anında anahtarlama düzlemini tekrar geçmeli ve böylece Şekil 4.8'de gösterildiği gibi anahtarlama yüzeyi etrafında zig-zaglı bir hareket oluşturmalıdır.
3. Kayma kipinde zig-zag genliği artmamalı ve faz yörüngesi dar bir bant içinde kalmalıdır.

Ayrık-zaman KKK sisteminin erişim koşullarını sağlayabilmesi için yukarıda verilen 3 şartın sağlanması gerekir [76].

#### 4.4.1. Ayrık-zaman KKK tasarım problemi

Doğrusal, zamanla değişmeyen, tek-girişli bir sistem ayrık-zamanda (4.32) ifadesi ile verilmiş olsun.

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad (4.32)$$

$$x \in R^{nx1}, u \in R, G \in R^{n \times n} \text{ ve } H \in R^{nx1}$$

Ayrık zaman KKK tasarımı, sürekli-zaman KKK sistemlerinde olduğu gibi, aşağıda belirtilen iki adımda gerçekleştirilir;

1. İstenen dinamik davranışı sağlayan kararlı kayma yüzeyinin  $s(k) = Sx(k)$  belirlenmesi.
2. Kapalı-çevrim sistem durum yörüngesini anahtarlama yüzeyine getirecek ve mümkün olduğunca yüzeye yakın tutacak kontrol kuralının belirlenmesi.

Aşağıda gösterildiği gibi ayrık-zaman KKK tasarımında kayma yüzeyinin belirlenmesi sürekli-zaman KKK sistemlerle aynıdır. Ancak kontrol kuralının belirlenmesi sürekli-zaman KKK tasarımından farklıdır.

#### 4.4.2. Ayrık-zaman KKK sisteminde kayma yüzeyi tasarımı

Tasarım esnasında hesaplama kolaylığı sağlaması açısından (4.32) ile verilen ayrık-zaman durum-uzay modeli kısım 4.3.1.1. de anlatıldığı gibi düzenli forma dönüştürülür.

$$\begin{aligned} x_1(k+1) &= G_{11}x_1(k) + G_{12}x_2(k) \\ x_2(k+1) &= G_{21}x_1(k) + G_{22}x_2(k) + H_2u(k) \end{aligned} \quad (4.33)$$

(4.33) ifadesinde  $x_1 \in R^{(n-m) \times 1}$ ,  $x_2 \in R^{m \times 1}$ , ( $G_{11}, G_{12}, G_{21}, G_{22}$  ve  $H_2$ ) uygun boyutlu matrislerdir. Doğrusal bir anahtarlama yüzeyi verilmiş olsun,

$$s(k) = Sx(k) = S_1x_1(k) + x_2(k) \quad (4.34)$$

Sistemin dinamiği  $s(k) = 0$  yüzeyi ile sınırlandırılırsa, (4.34) ifadesinden,

$$x_2(k) = -S_1^{-1}x_1(k) \quad (4.35)$$

elde edilip (4.33) de  $x_1(k+1)$  ifadesi için yazılırsa  $x_1(k+1)$  ifadesi aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$x_1(k+1) = [G_{11} - G_{12}S_1^{-1}]x_1(k) \quad (4.36)$$

(4.36) ifadesi aranılan ideal kayma kipini gösterir. Eğer  $(G, H)$  çifti kontrol edilebilir ise  $(G_{11}, G_{12})$  çiftide kontrol edilebilir. Bu koşul altında  $[G_{11} - G_{12}S_1^{-1}]$  ifadesinin özdeğerleri  $S_1^{-1}$  vektörü ile istenildiği gibi belirlenebilir. Dolayısı ile ideal kayma kipininin (4.36) kararlılığı kesinleştirilmiş olur.  $S_1^{-1}$  vektörünün belirlenmesi ile kayma kipinin gerçekleşeceği kayma yüzeyide tasarlanmış olur.

#### 4.4.3. Ayrık-zaman KKK sisteminde kontrol kuralının tasarımı

Ayrık-zaman KKK tasarımında kontrol kuralının belirlenmesinde çeşitli erişim kuralları kullanılır. Bu erişim kurallarından bazıları aşağıda kısaca tanıtılmıştır.

##### 4.4.3.1. Ayrıklaştırılmış sürekli zaman yaklaşımı

Dote ve Hoft [79], (4.22) de verilen sürekli-zaman yaklaşma koşulunun eşdeğerini ayrık-zaman KKK sistemleri için önermiştir.

$$[s(k+1) - s(k)]s(k) < 0 \quad (4.37)$$

(4.37) ifadesinde verilen koşul zig-zag genliği artarken bile yerine getirilebileceğinden yukarıda belirtilen 3. özellik yerine sağlanmamış olur.

#### 4.4.3.2. Sarptürk erişim kuralı

S.Z. Sarptürk ve arkadaşları [81] tarafından tanımlanan erişim kuralında,

$$|s(k+1)| < |s(k)| \quad (4.38)$$

kapalı-çevrim sistem yörüngesinin anahtarlama yüzeyine doğru hareket etmesinin yanı sıra anahtarlama yüzeyi değerinin sürekli azalacak şekilde olmasında sağlanır. (4.38) de verilen sarptürk yaklaşma kuralı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$[s(k+1) - s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) < 0 \quad (4.39a)$$

$$[s(k+1) + s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) > 0 \quad (4.39b)$$

(4.39a) koşulu kapalı çevrim sistem durum yörüngesinin anahtarlama yüzeyine doğru hareket etmesini mümkün kılarken (4.39b) koşulu kapalı çevrim sistem durumlarının bu yönden ayrılmamasını sağlar. Sarptürk erişim kuralı için kontrol kuralı aşağıdaki gibi tanımlanmıştır [81],

$$u(k) = -Kx(k) \quad (4.40)$$

$$K = \begin{cases} K^+ & s(k)x(k) > 0 \\ K^- & s(k)x(k) < 0 \end{cases} \quad (4.41)$$

(4.40) ve (4.41) de verilen  $K$  katsayılarının belirlenmesi oldukça zor bir işlemdir [69]. Sarptürk yaklaşımının bir diğer dezavantajı faz-yörüngesinin sonlu zamanda anahtarlama düzleminden geçmesi ve belirlenen bant içerisinde zig-zaglar yapmasının garanti edilememesidir. Dolayısı ile Sarptürk yaklaşımında yukarıda verilen 1. ve 3. özelliğin sağlanamadığı durumlar oluşabilir [76].

#### 4.4.3.3. Gao erişim kuralı

Gao ve Hoafia [76] tarafından tanımlanan ve “Gao erişim kuralı” olarak adlandırılan erişim kuralı aşağıda verilmiştir.

$$s(k+1) - s(k) = -qT_s s(k) - \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(k)) \quad (4.42)$$

(4.42) ifadesinde  $T_s > 0$  örnekleme periyodu olmak üzere,  $1 - qT_s > 0$ ,  $\varepsilon > 0$ , ve  $q > 0$  olarak tanımlanmıştır.

(4.42) ifadesinde signum fonksiyonu “sgn()” 2. ve 3. özelliğın sağlanmasını mümkün kılar. Gao tarafından önerilen bu yaklaşımın sağlamış olduğu avantajlar aşağıda belirtilmiştir.

1. Faz-yörüngesinin için yukarıda verilen 3 özellikte sağlanır.
2.  $q$  ve  $\varepsilon$  parametrelerinin uygun seçimi ile istenen yaklaşma kipi cevabı elde edilebilir.
3. (4.42) ifadesinde örnekleme periyodu  $T_s$  yaklaşma kuralının parametresi olduğundan örnekleme frekansının sisteme olan etkisi kolay bir şekilde tespit edilebilir.
4. (4.42) ifadesine dayalı kontrol kuralının elde edilmesi basittir. Bu özellik özellikle çok girişli sistemler için kullanışlıdır.

Gao erişim kuralı yukarıda belirtildiğı gibi daima erişim koşullarını sağlar. Bundan dolayı gao erişim kuralı ile tasarlanan ayrık-zaman KKK sistemi daima kararlı olacaktır. Gao erişim kuralı kullanılarak kontrol kuralının tasarımı aşağıdaki verilmiştir. Anahtarlama fonksiyonundaki değışim ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} s(k+1) - s(k) &= Sx(k+1) - Sx(k) \\ &= SGx(k) + SHu(k) - Sx(k) \end{aligned} \quad (4.43)$$

(4.42) ve (4.43) ifadeleri karşılaştırıldığında,

$$\begin{aligned} s(k+1) - s(k) &= -qT_s s(k) - \varepsilon T_s \text{sgn}(s(k)) \\ &= SGx(k) + SHu(k) - Sx(k) \end{aligned} \quad (4.44)$$

yazılabilir. (4.44) ifadesi kontrol işareti için çözülrse Gao erişim kuralı için kontrol işareti aşağıdaki gibi elde edilir.

$$u(k) = -(SH)^{-1} [SGx(k) - Sx(k) + qT_s Sx(k) + \varepsilon T_s \text{sgn}(Sx(k))] \quad (4.45)$$

#### 4.4.3.4. Doğrusal erişim kuralı

Spurgeon [67], Hui ve Zak [83] tarafından geliştirilen bir diğer erişim kuralıda (4.56) ile ifade edilen doğrusal erişim kuralıdır.

$$\begin{aligned} s(k+1) &= \Phi s(k), \\ \Phi &\in R^{m \times m} \text{ ve } 0 \leq \Phi < 1 \end{aligned} \quad (4.46)$$

(4.43) ve (4.46) ifadeleri karşılaştırıldığında doğrusal erişim kuralının anahtarlama kısmı dışında gao erişim kuralı ile benzer olduğu görülmektedir. Doğrusal erişim kuralı kullanılarak kontrol kuralının tasarımı aşağıdaki verilmiştir.

(4.34) ifadesi ile verilen doğrusal anahtarlama fonksiyonundan,

$$\Phi s(k) = Sx(k+1) \quad (4.47)$$

(4.32) ifadesi (4.47) yerine yazılır,

$$\Phi s(k) = S[Gx(k) + Hu(k)] \quad (4.48)$$

ve kontrol işareti için çözümlerse,

$$u(k) = -(SH)^{-1} [SGx(k) - \Phi s(k)] \quad (4.49)$$

şeklinde elde edilir.

#### 4.4.3.5. Değişken yapıli erişim kuralı

Değişken oranli erişim kuralı aşağıdaki gibi tanımlanır [77,84],

$$s(k+1) - s(k) = -\varepsilon T_s \|x(k)\|_1 \operatorname{sgn}(s(k)) \quad (4.50)$$

(4.50) eşitliğinde  $\|x(k)\|_1 = \sum_{i=1}^n |x_i(k)|$  ifadesi  $x$  vektörünün normunu göstermektedir.

(4.50) ifadesinden,

$s(k) = 0^+$  için,

$$s(k+1) = -\varepsilon T_s \|x(k)\|_1 \quad (4.51)$$

$s(k) = 0^-$  için ise,

$$s(k+1) = \varepsilon T_s \|x(k)\|_1 \quad (4.52)$$

yazılır. (4.34) de verilen anahtarlama fonksiyonu ve (4.50) ile belirtilen kural yardımı ile değişken oranli erişim kuralına dayalı kontrol kuralı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$u(k) = -(SH)^{-1} [SGx(k) - Sx(k) + \varepsilon T_s \|x(k)\|_1 \operatorname{sgn}(Sx(k))] \quad (4.53)$$

Değişken yapılı erişim kuralında sürekli-halde salınım görülmez. Ancak anahtarlama yüzeyinden geçerken sistem yörüngesinin genliği çok büyük olabilir. Bu durumda sistemin başlangıçtaki performansı istenildiği gibi olmayabilir [77].

Sistemin başlangıçtaki performansını iyileştirmek amacı ile Li ve Song [77] tarafından değişken yapılı erişim kuralı ve Gao erişim kuralı birlikte kullanılarak (4.54) ifadesinde gösterildiği gibi hibrid bir kontrol kuralı elde edilmiştir.

$$u(k) = \begin{cases} u_1(k), & \text{if } \|x(k)\|_1 > 1 \\ u_2(k), & \text{if } \|x(k)\|_1 \leq 1 \end{cases} \quad (4.54)$$

(4.54) ifadesinde  $u_1(k)$  (4.45) de verilen Gao erişim kuralı için elde edilen kontrol işaretini,  $u_2(k)$  ise (4.53) de verilen değişken oranlı erişim kuralına ait kontrol işaretini göstermektedir.

#### 4.5. Model-Referans KKK Tasarımı

Model-referans yaklaşımında sistem dinamiğinin önceden belirlenmiş bir ideal model dinamiğini takip etmeye zorlayan bir kontrol kuralı geliştirilir. Dolayısı ile tasarlanan kontrolör sistem dinamiği ile ideal model dinamiği arasındaki hatanın zamanla sifira varmasını sağlamaya çalışır. İdeal model ile sistem arasındaki hatanın sıfır olması sistemin belirlenen modeli tam olarak takip ettiği anlamına gelir [67].

Model-referans yaklaşımının gelişmesindeki temel etkenlerden birisi çok-değişkenli sistemler için doğrusal optimal kontrol tekniklerini kullanarak doğrudan bir kontrolcü tasarlanmasının zorluğudur. Doğrusal optimal kontrol tekniği ile tasarımda iki temel problem ile karşılaşılır; performans kriterinin belirlenmesi ve sistem parametrelerindeki büyük değişimler. Model-referans yaklaşımında sistemin sağlanması istenen dinamik performans tasarlanan referans model ile belirleneceğinden klasik optimal sistemlerinde görülen performans belirleme problemi giderilmiş olur. Fakat parametre değişimi problemi varlığını korumaya

devam eder. Adaptif yapıya sahip model-referans yöntemleri bu problemin çözümünde kullanılan yöntemlerden biridir [67].

Doğrusal, zamanla-değişmeyen bir sistem verilmiş olsun

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad (4.55)$$

ve bu sisteme karşılık uygun bir referans model tanımlanmış olsun,

$$x_m(k+1) = G_m x_m(k) + H_m r(k) \quad (4.56)$$

(4.55) ve (4.56) ifadelerinde  $x \in R^n$  ve  $x_m \in R^n$  sırasıyla sistem ve referans model durum değişkenleri vektörü,  $u \in R$  kontrol işareti,  $r \in R$  giriş işareti,  $G, G_m, H$  ve  $H_m$  ise uygun boyutlarda sabit katsayılı matrislerdir.

(4.55) ifadesi ile tanımlanan referans modelin belirlenmesinde kullanılan çeşitli yöntemler vardır. Durum-uzayı tasarımında sistem-durumlarına karşılık bir referans modelin tanımlanması uygundur. Bu durumda referans model ifadesi (4.57) ifadesinde gösterildiği gibi uygun geri besleme matrisleri ile orijinal sistemden elde edilir [75,85].

$$G - G_m = H\Gamma_g \quad H_m = \Gamma_h H \quad (4.57)$$

(4.57) ifadesinden görüldüğü gibi referans model sistem matrisinin  $G_m$  tasarımı klasik geri besleme problemidir. Dolayısı ile kutup yerleştirme veya LQR tekniklerinden biri yardımı ile  $G_m$  matrisi bulunabilir.  $\Gamma_h$  ise sistemin DC-kazancı 1 olacak şekilde belirlenir. (4.55) ifadesinde  $(G, H)$  çiftinin kontrol edilebilir olduğu ve (4.56) ile verilen referans modelin kararlı olduğu kabul edilerek sistem ile referans model arasındaki izleme hatası şu şekilde tanımlanabilir;

$$e(k) = x(k) - x_m(k) \quad (4.58)$$

Benzer şekilde izleme hata dinamiği ise

$$e(k+1) = x(k+1) - x_m(k+1) \quad (4.59)$$

şeklinde tanımlanır. (4.58) ifadesi (4.55) ve (4.56) ifadeleri yardımı ile açılırsa,

$$e(k+1) = Gx(k) - G_m x_m(k) + Hu(k) - H_m r(k) \quad (4.60)$$

(4.60)' in sağ tarafı  $Gx_m(k)$  ile toplanıp çıkarılırsa,

$$e(k+1) = Ge(k) + (G - G_m)x_m(k) + Hu(k) - H_m r(k) \quad (4.61)$$



elde edilmiş olur. Referans modelin (4.57) ifadesindeki gibi tasarlanması ile (4.61) ifadesi aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$\begin{aligned} e(k+1) &= Ge(k) + H\Gamma_g x_m(k) + Hu(k) - \Gamma_h Hr(k) \\ e(k+1) &= Ge(k) + H(\Gamma_g x_m(k) - \Gamma_h r(k) + u(k)) \end{aligned} \quad (4.62)$$

#### 4.5.1. Kayma yüzeyi tasarımı

Kayma yüzeyi tasarımında 4.3.1.1 kısmında tanımlanan düzenli form kullanılacaktır. Bu amaçla (4.59) denklemi tekil-olmayan  $T_r$  dönüşüm matrisi ile aşağıdaki gibi düzenli forma dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} e_1(k+1) \\ e_2(k+1) \end{bmatrix} = T_r e(k) \quad (4.63)$$

$T_r \in R^{n \times n}$  dönüşüm matrisi kısım 4.3.1.1'de belirtildiği,

$$T_r H = \begin{bmatrix} 0 \\ H_2 \end{bmatrix} \quad (4.64)$$

şartını sağlayacak şekilde düzenlenmelidir. Bu durumda (4.61) ifadesi aşağıdaki gibi düzenlenebilir,

$$\begin{bmatrix} e_1(k+1) \\ e_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1(k) \\ e_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ H_2 \end{bmatrix} (u(k) + \Gamma_g x_m(k) - \Gamma_h r(k)) \quad (4.65)$$

(4.65) ifadesi açılırsa,

$$e_1(k+1) = G_{11}e_1(k) + G_{12}e_2(k) \quad (4.66a)$$

$$e_2(k+1) = G_{21}e_1(k) + G_{22}e_2(k) + H_2(u(k) + \Gamma_g x_m(k) - \Gamma_h r(k)) \quad (4.66b)$$

(4.66a) ve (4.66b) ifadelerinden görüldüğü gibi koordinat dönüşümü sonrasında kontrol değişkeni içeren ve içermeyen iki gruba ayrılmış olur.

Anahtarlama fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmış olsun.

$$\begin{aligned} s(k) &= S(x(k) - x_m(k)) = Se(k) \\ &= S_1 e_1(k) + S_2 e_2(k) \end{aligned} \quad (4.67)$$

Sistemin kayma kipine  $s(k) = 0$  sürüklendiğini kabul ederek (4.67) ifadesinden

$$\begin{aligned} s(k) &= S_1 e_1(k) + S_2 e_2(k) = 0 \\ e_2(k) &= -S_2^{-1} S_1 e_1(k) \end{aligned} \quad (4.68)$$

yazılır. (4.68) ifadesi  $S_{12} = S_2^{-1} S_1$  kabulü ile (4.66a) de yerine yazılırsa,

$$e_1(k+1) = (G_{11} - G_{12} S_{12}) e_1(k) \quad (4.69)$$

kayma kipi dinamiğini gösteren derecesi azaltılmış ifade edilmiş olur.

$S_1$  ve  $S_2$  değerleri, kayma kipinde sistem dinamiği kararlı olacak şekilde seçilmelidir. Yine 4.3.1.1 kısmında belirtildiği gibi (4.69) ifadesinde  $S_{12} = S_2^{-1} S_1$ 'nin belirlenmesi klasik geri besleme teknikleri, kutup yerleştirme ve LQR, ile çözülebilir. Ardından anahtarlama fonksiyonu için orijinal koordinatlarda katsayı matrisi aşağıdaki gibi bulunur [75].

$$S = S_2 [S_{12} \quad I_m] T_r \quad (4.70)$$

#### 4.5.2. Kontrol kuralının belirlenmesi

KKK tasarımında anahtarlama yüzeyinin belirlenmesinden sonra ikinci işlem olarak yapılması gereken sistem yörüngesinin sonlu zamanda tasarlanan anahtarlama yüzeyine ulaşmasını sağlayacak ve dar bir bant içerisinde yüzeyde kalmasını sağlayacak olan kontrol kuralının belirlenmesindedir.

4.3.3 kısmında tanıtıldığı gibi ayrık-zaman KKK için önerilmiş çeşitli erişim kuralları vardır. Bu çalışmada uygulama kolaylığından dolayı 4.3.3.4 kısmında tanıtılan doğrusal erişim kuralı tercih edilmiştir [89].

$$s(k+1) = \Phi s(k), \quad 0 \leq \Phi < 1 \quad (4.71)$$

Doğrusal erişim kuralı için kontrol kuralının belirlenmesi aşağıda verilmiştir [89].

(4.62), (4.68) ve (4.71) ifadelerinden,

$$s(k+1) = \Phi s(k) = S \{ G e(k) + (G - G_m) x_m(k) + H u(k) - H_m r(k) \} \quad (4.72)$$

(4.72) ifadesi  $u(k)$  için çözüldüğünde,

$$u(k) = (SH)^{-1} \{ [S(G_m - G) x_m(k) + S H_m r(k)] + [\Phi s(k) - S G e(k)] \} \quad (4.73)$$

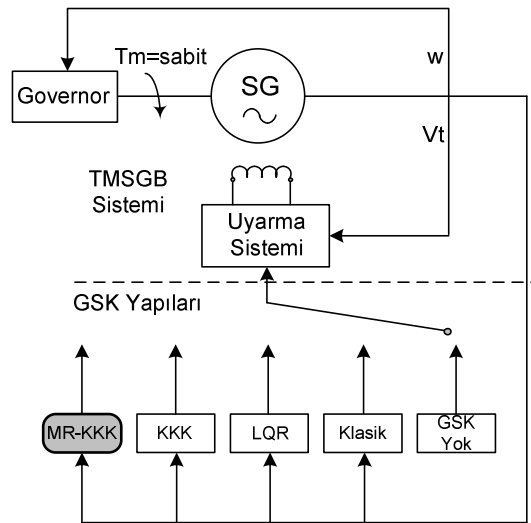
kontrol kuralı elde edilmiş olur.

## BÖLÜM 5. BENZETİM ÇALIŞMALARI

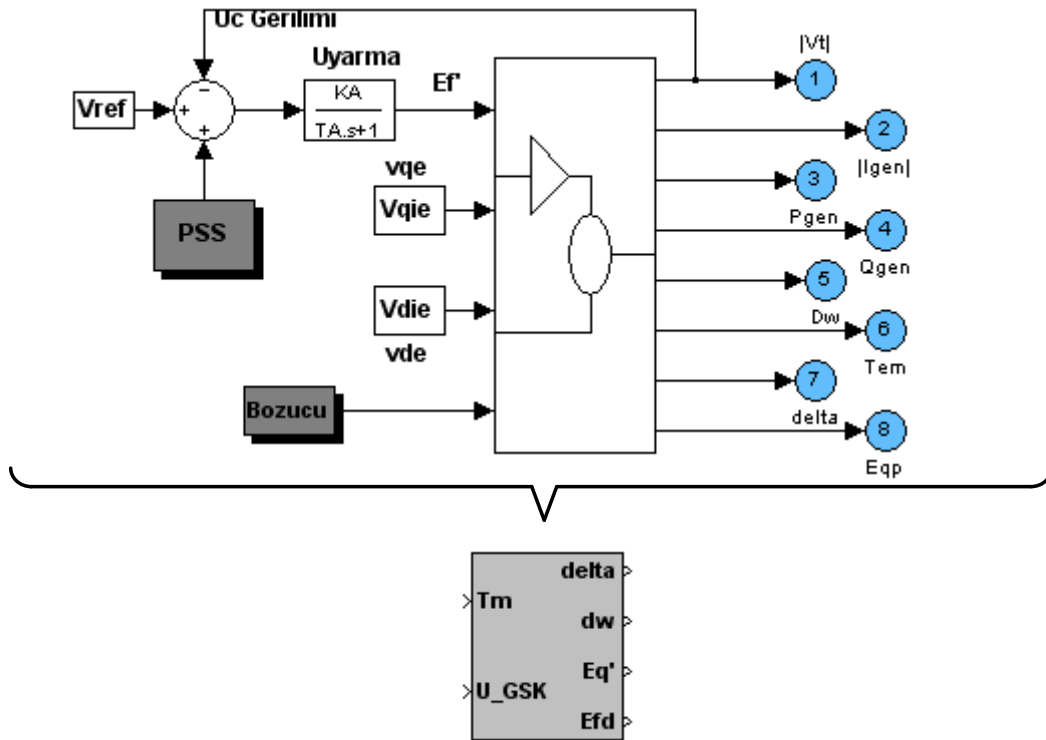
Önceki kısımlarda ifade edildiği gibi güç sistemlerinde rastgele oluşan yük değişimleri ve zaman zaman hat empedansında ( $x_e$ ) meydana gelen değişimler güç sisteminin doğal yapısı gereği kaçınılmaz olarak ortaya çıkar. Bu değişimler TMSGB sisteminin (2.64)-(2.67) ile ifade edilen durum uzay matrisinde  $K_1...K_6$  katsayılarının değişmesine ve neticede belirli bir çalışma noktası için tasarlanan GSK' nın performans kaybına uğramasına neden olur. Bu nedenle güç sisteminin çalışma noktasında ve/veya hat empedansı  $x_e$  ' de oluşan değişimler sonucunda mümkün olan en az performans kaybına uğrayan GSK tasarımı üzerinde çalışmaların devam ettiği aktif bir araştırma konusudur [1-6,16,20,29].

Bu bölümde tasarlanan GSK yapılarının (klasik GSK, LQR tabanlı GSK, KKK tabanlı GSK ve önerilen MR-KKK tabanlı GSK) performansı Şekil 5.1'de gösterildiği gibi aynı TMSGB sistemi üzerinde çeşitli çalışma noktaları için simulink ortamında yapılan benzetim çalışmaları ile kıyaslamalı olarak incelenmiştir. Yapılan benzetim çalışmaları ile önerilen MR-KKK tabanlı GSK yapısının seçilen tüm çalışma noktalarında aşım ve yerleşme zamanı kriterleri açısından literatürde mevcut olan GSK yapılarına oranla daha üstün bir performansa sahip olduğu gösterilmiştir.

Şekil 5.1'de gösterilen, TMSGB sisteminin matematik modeli 2. bölümde verilmiştir. Verilen bu matematik model yardımı ile TMSGB sistemi için benzetim çalışmalarında kullanılmak üzere simulinkte oluşturulan model Şekil 5.2'de, bu modelin iç yapısı ise Ek 3'te verilmiştir. Şekil 5.1'de gösterilen GSK yapılarının her biri için simulinkte oluşturulan modeller ilerleyen kısımlarda detaylı olarak verilmiştir.



Şekil 5.1. GSK ilave edilmiş TMSGB sistemi



Şekil 5.2. TMSGB sistemi için simulinkte oluşturulan model

### 5.1. TMSGB Sistemi İçin Nominal Parametreler

Bu bölümde yapılacak benzetim çalışmalarında TMSGB sistemi için kullanılacak olan nominal parametreler [26] Tablo 5.1'de belirtilmiştir. Tablo 5.1'de verilen değerlerden  $H$ ,  $T'_{d0}$  ve  $T_A$  zaman (s) değerleri ise per unit (p.u) sistemindedir.

Tablo 5.1. Benzetim çalışmaları için nominal parametreler

Genaratör	$T'_{d0} = 6 \text{ s}, H = 5 \text{ s}$ $x_d = 1.6, x_q = 1.55, x'_d = 0.32$
IEEE ST1A tipi Uyarıcı	$K_A = 100, T_A = 0.02 \text{ s}$
İletim Hattı	$r_e = 0, x_e = 0.2$
Çalışma Noktası	$P_n = 1.0, Q_n = 0.3$ $V_t = 1.0, f = 50 \text{ Hz}$

TMSGB sistemi için nominal çalışma noktası olarak Tablo 5.1'de belirtildiği gibi  $P=1.0, Q=0.3$  olarak seçilmiştir. Tüm GSK'lar; klasik faz ilerletici-geriletici, LQR, KKK ve MR-KKK tabanlı, seçilen bu çalışma noktası için tasarlanacaktır.

Literatüre daha önceden kazandırılmış klasik, LQR ve KKK tabanlı GSK yapılarının ve bu çalışmada GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan ayrık zaman MR-KKK tabanlı GSK yapısının güç sistemi çalışma noktasının ve hat empedansının değiştiği durumlardaki performansını incelemek amacı ile Tablo 5.1'de verilen nominal çalışmadan farklı çeşitli çalışma noktaları belirlenmiştir. Belirlenen çalışma noktaları ve farklı hat empedans değerleri için Ek 1'de verilen program aracılığı ile hesaplanan  $K_1...K_6$  katsayıları Tablo 5.2'de verilmiştir.

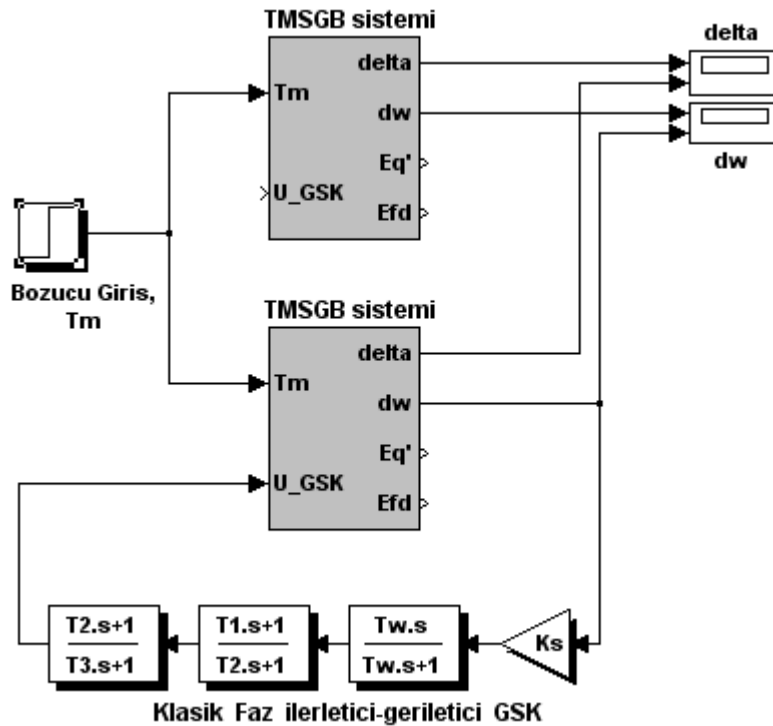
Tablo 5.2. Seçilen çalışma noktaları ve bu noktalara ait  $K_1...K_6$  katsayıları

$P$	$Q$	$x_e$	$K_1$	$K_2$	$K_3$	$K_4$	$K_5$	$K_6$
0.5	0.02	2* $x_e$	0.9456	1.0499	0.36	1.3439	0.0528	0.4441
0.5	0.03	$x_e$	1.1604	1.2922	0.2889	1.6540	0.0574	0.3091
0.75	0.04	$x_e$	1.4415	1.603	0.2889	2.0519	0.0191	0.2594
0.75	0.06	$x_e$	1.432	1.5818	0.2889	2.0248	0.0195	0.2635
1.0	0.3	$x_e$	1.5198	1.5779	0.2889	2.0198	-0.0248	0.2642
1.0	0.3	2* $x_e$	1.0755	1.2699	0.36	1.6254	-0.0979	0.3816
1.2	0.3	$x_e$	1.5951	1.7057	0.2889	2.1833	-0.0642	0.238
1.4	0.3	4* $x_e$	1.2246	1.0478	0.4667	1.3412	0.0364	0.4522

## 5.2. Klasik GSK

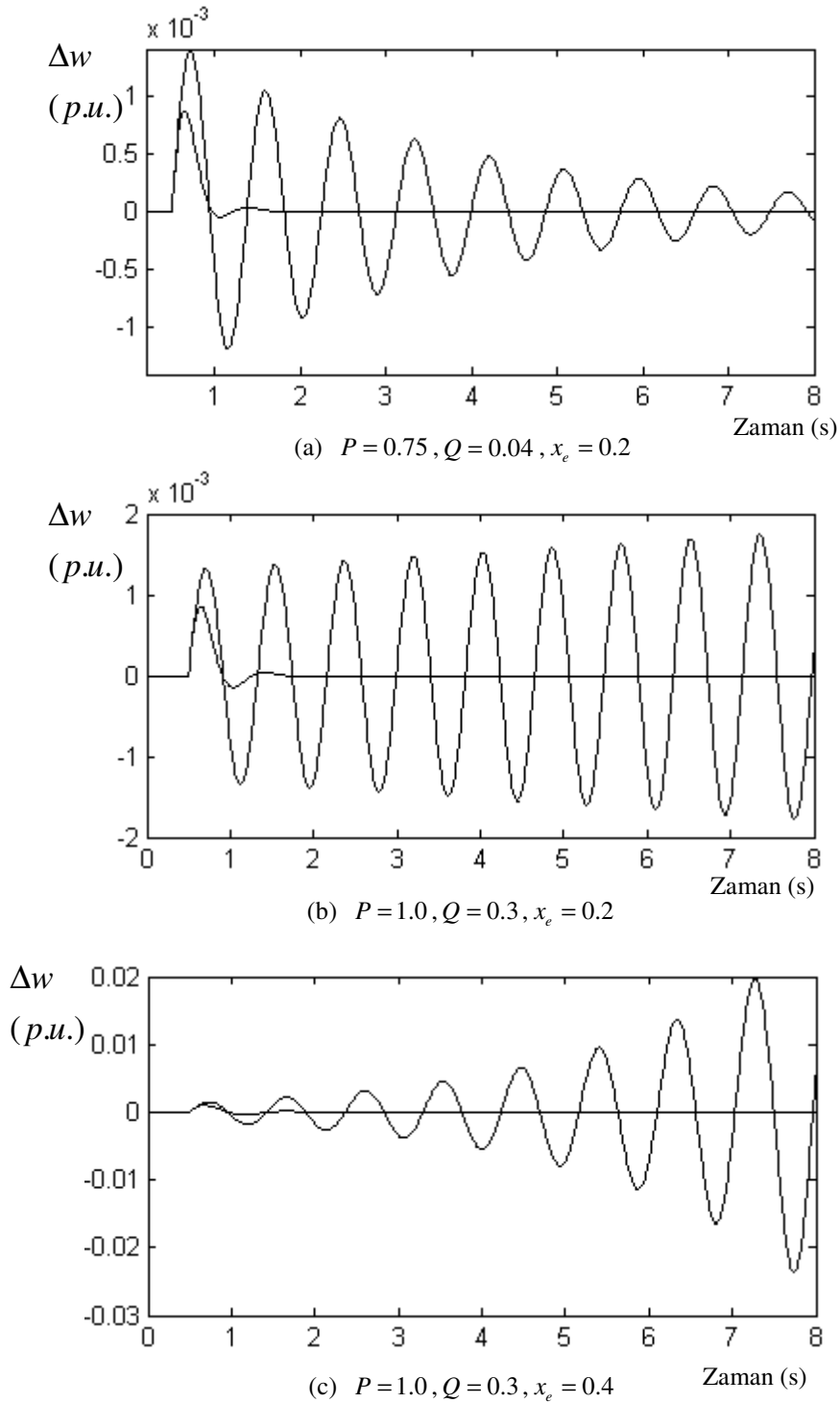
Kısım 3.1’de detaylı olarak incelenen klasik GSK sistemleri basit yapılarından dolayı endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır [69]. Klasik GSK tasarımı sistemde oluşan 0.2 - 3 Hz frekans aralığındaki salınımların istenilen şekilde sönümlenmesini sağlayacak kazanç ( $K_s$ ) ve frekans karakteristiğinin ( $T_w, T_1, T_2, T_3$  ve  $T_4$ ) belirlenmesi ile gerçekleştirilir [57,69]. Benzetim çalışmalarında seçilen çalışma noktası ( $P=1.0, Q=0.3$ ) için, aşım ve yerleşme zamanı kriterleri dikkate alınarak, en iyi performans  $K_s=15, T_w=2.5s, T_1=T_3=0.1$  ve  $T_2=T_4=0.037$  değerleri ile elde edilmiştir. Bu bölümde yapılan benzetim çalışmalarında tüm çalışma noktaları için bu parametreler sabit tutulmuştur.

Tasarlanan klasik GSK’ nın TMSGB sistemindeki performansını incelemek amacı ile simulinkte Şekil 5.3’de gösterilen yapı oluşturulmuştur. GSK’ların güç sistemlerinin kararlılığına olan etkisini göstermek amacı ile aynı değerlerde bozucuya maruz kalmış TMSGB sistemi Şekil 5.3’de gösterildiği gibi hem klasik GSK’lı (kapalı çevrim) hem de GSK’ sız (açık çevrim) olarak incelenmiştir.

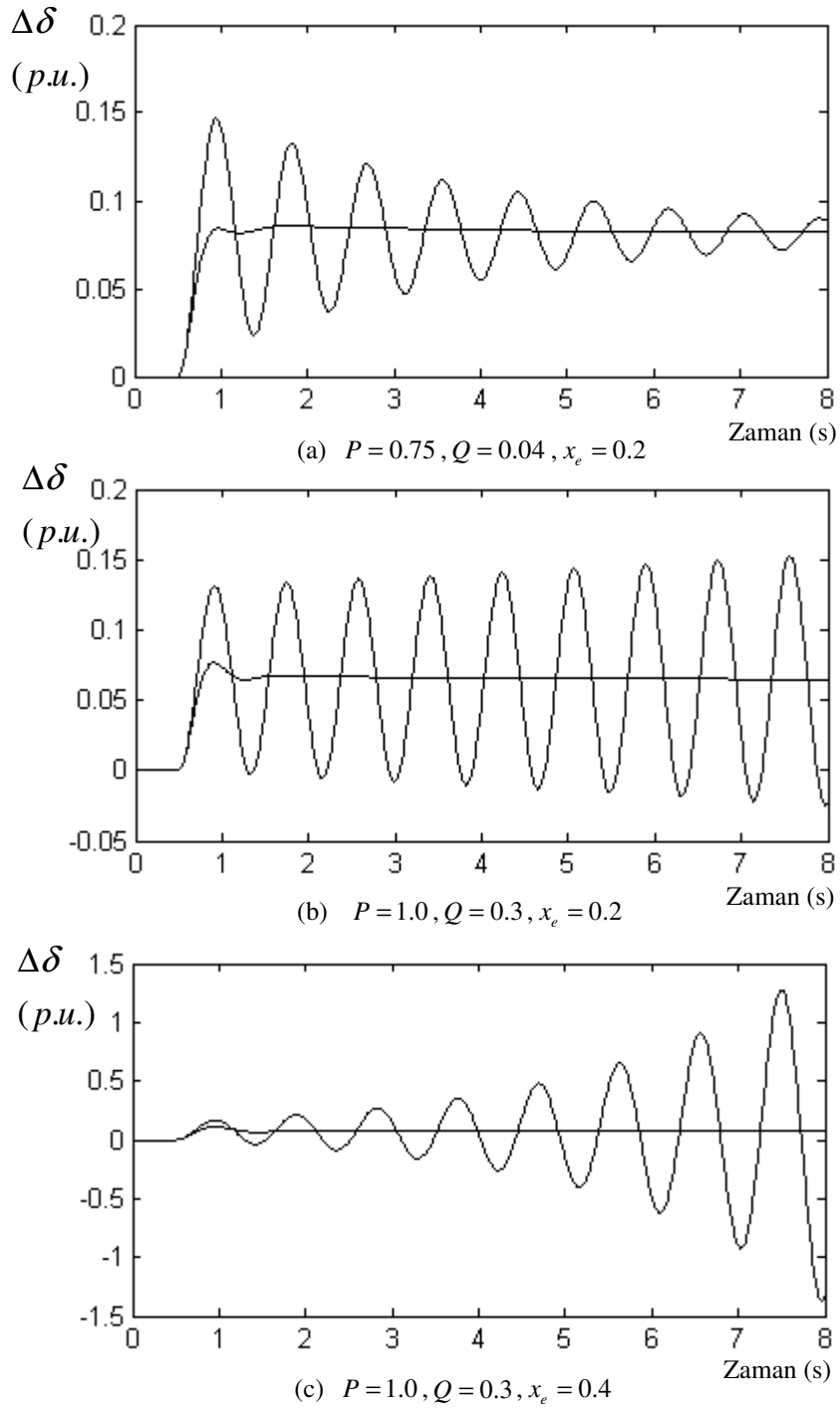


Şekil 5.3. Klasik GSK ve GSK’ sız TMSGB sistemi için simulink model

Şekil 5.3’de gösterilen sisteme bozucu işaret olarak mekanik moment  $T_m$  girişine  $t = 0.5$  s de 0.1 p.u değerinde basamak giriş uygulanmıştır. Tablo 5.2’de verilen farklı çalışma noktaları için yapılan benzetim çalışmalarında  $\Delta\omega$  ve  $\Delta\delta$  değişimleri Şekil 5.4 ve 5.5’de p.u. sisteminde gösterilmiştir.



Şekil 5.4. Klasik GSK’lı ve GSK’ sız TMSGB sisteminde  $\Delta\omega$  değişimi



Şekil 5.5. Klasik GSK'lı ve GSK'sız TMSGB sisteminde  $\Delta\delta$  değişimi

Şekil 5.4-5'de bozucu etkiye maruz kalan klasik GSK'lı ve GSK'sız TMSGB sisteminde  $\Delta w$  ve  $\Delta\delta$  değişimleri gösterilmiştir. Verilen şekillerden görüldüğü gibi GSK'sız TMSGB sisteminde bozucu etki sonrasında oluşan salınımlar bazı çalışma noktalarında çok uzun sürede sönmülebilmiş, farklı çalışma noktalarında ise GSK'sız TMSGB sistemi salınımlar sönmülenemediğinden kararsızlığa gitmiştir. Klasik



GSK'lı TMSGB sisteminde ise incelenen tüm çalışma noktalarında bozucu etkinin neden olduğu salınımlar sönümlenerek TMSGB sisteminin kararlılığını koruması sağlanmıştır. Sonuç olarak bu kısımda yapılan benzetim çalışmalarında güç sistemlerinde küçük bozucuların neden olduğu salınımların sönümlenmesi ve böylece güç sisteminin dinamik kararlılığın korunabilmesi için GSK yapısının gerekliliği gösterilmiştir.

### 5.3. LQR Tabanlı GSK Tasarımı

Literatürde güç sistemlerinde bozucu etkilerin neden olduğu salınımların sönümlenmesinde yaygın olarak kullanılan bir diğer destekleyici kontrolör yapısı da LQR tabanlı GSK' lardır. Bu kısımda Tablo 5.1'de verilen nominal çalışma noktası için kısım 3.3'de anlatıldığı gibi LQR tabanlı bir GSK tasarlanacaktır. Ardından tasarlanan GSK'nın Tablo 5.2'de verilen farklı çalışma noktaları için performansı incelenecektir. LQR tabanlı GSK' nın tasarımı aşağıda adım adım açıklanmıştır.

1. Öncelikle TMSGB sistemi için durum uzay modeli  $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$  formunda düzenlenir. Seçilen nominal çalışma noktası için  $A$  ve  $B$  matrisleri Tablo 5.1'de verilen nominal sistem parametreleri ve Tablo 5.2'de verilen  $K_1...K_6$  katsayıları yardımı ile,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 314.16 & 0 & 0 \\ -0.1 & 0 & -0.2 & 0 \\ -0.3 & 0 & -0.6 & 0.2 \\ -95.5 & 0 & -1297 & -50 \end{bmatrix}, B = [0 \ 0 \ 0 \ 5000]^T$$

olarak hesaplanmıştır. Örnekleme zamanı  $T_s = 0.005s$  alınarak ayrık-zaman durum uzay modeli için  $G$  ve  $H$  matrisleri hesaplanmıştır.

$$G = \begin{bmatrix} 0.9994 & 1.5705 & -0.0006 & 0 \\ -0.0007 & 0.9995 & -0.0008 & 0 \\ -0.0019 & -0.0014 & 0.9946 & 0.0007 \\ -0.4169 & -0.3427 & -5.724 & 0.7765 \end{bmatrix}, H = [0 \ 0 \ 0.0096 \ 22.1]^T$$

2. Ağırlık matrisleri  $Q$  ve  $R$ ,

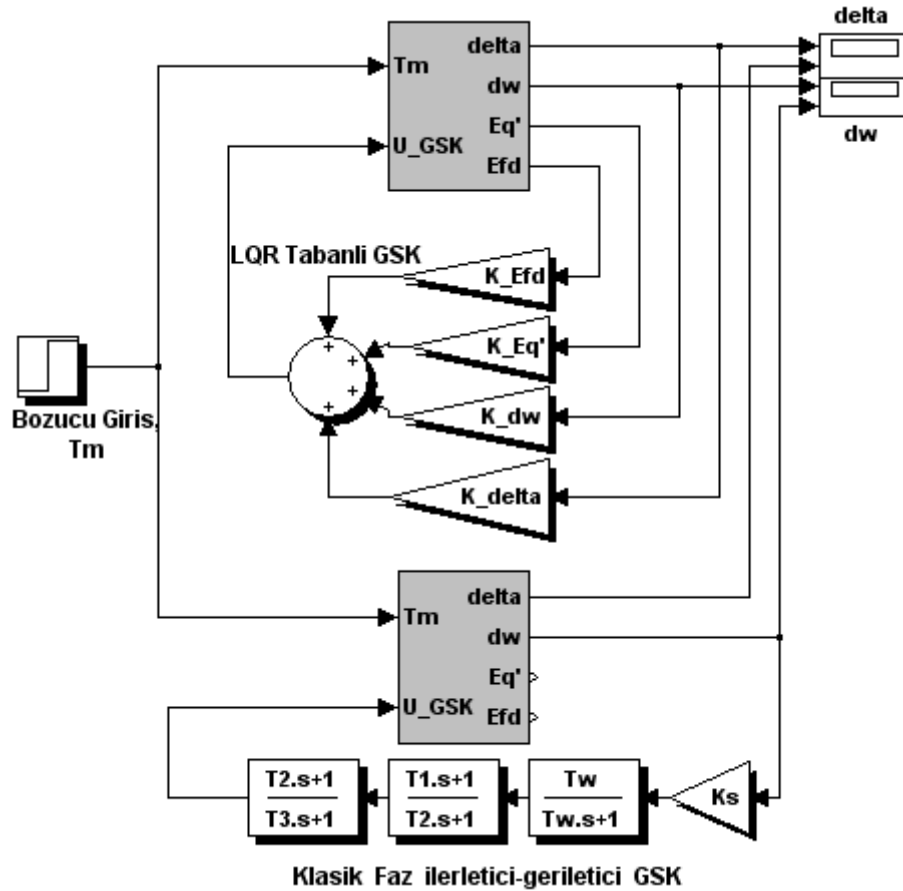
$$Q = \text{diag}[1.5 \cdot 10^5 \ 1.5 \cdot 10^5 \ 10^{-3} \ 10^{-3}], R = 1$$

olarak seçilmiş ve ardından (3.12) ifadesinde verilen ayrık-riccati denklemi Ek 2'de verilen program aracılığı ile çözülerek  $P$  matrisi elde edilmiştir.

3. Ayrık-Riccati denkleminin çözümü ile elde edilen  $P$  matrisi (3.11) ifadesinde verilen,  $K_{opt} = R^{-1}H^T[G^T]^{-1}(P-Q)$  eşitliğinde yerine yazılarak optimal geri besleme kazanç katsayıları  $K_{opt}$  hesaplanmıştır.

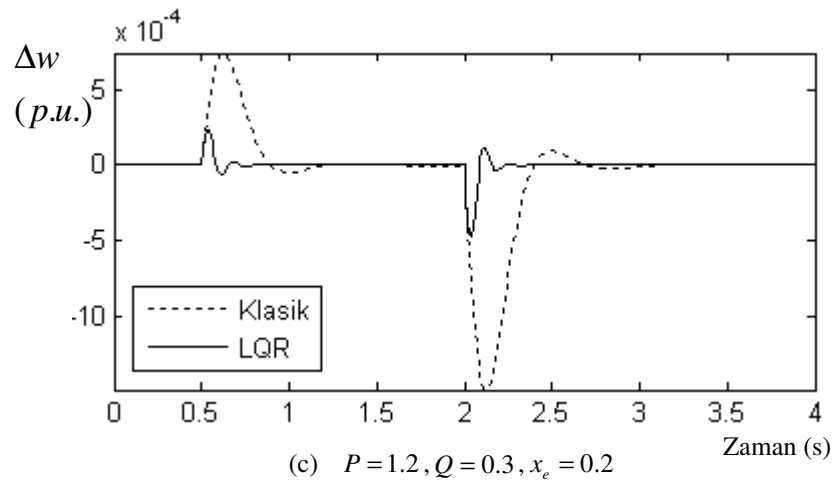
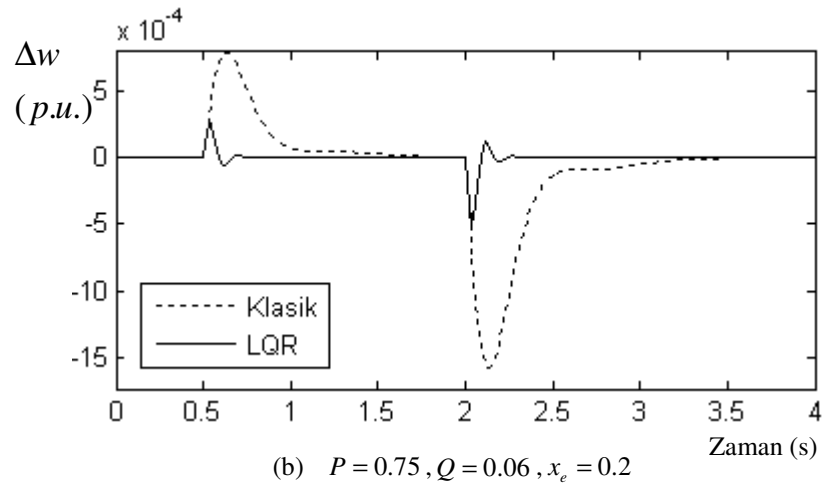
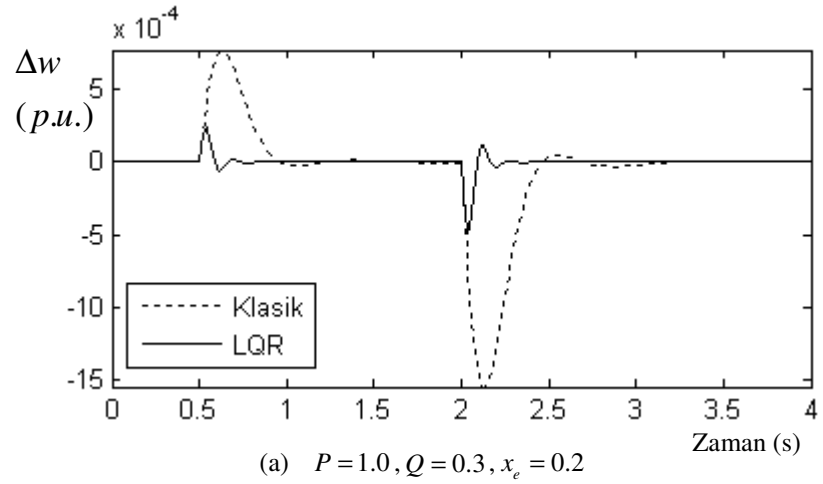
$J = \int_0^{\infty} |\Delta w| dt$  (mutlak hız sapmasının integrali) fonksiyonunu minimum yapan  $K_{opt}$

katsayıları elde edilene kadar farklı  $Q$  ve  $R$  matrisleri için 2. ve 3. adımlar tekrarlanmıştır. Hesaplanan geri besleme kazanç vektörü  $K_{opt}$  kullanılarak tasarlanan GSK yapısının TMSGB sisteminde yük değişimlerinin neden olduğu salınımların sönümlenmesindeki performansı klasik GSK yapısı ile kıyaslamalı olarak incelenmiştir. Bu amaçla simulinkte Şekil 5.6'da verilen yapı oluşturulmuştur. Şekil 5.6'da gösterilen LQR tabanlı ve klasik GSK'lı TMSGB sistemlerine bozucu işaret olarak mekanik moment  $T_m$  girişine  $t = 0.5 - 2$  s arasında  $T_m = 0.1$  p.u,  $t = 2 - 4$  s de arasında da  $T_m = -0.1$  p.u değerinde basamak giriş uygulanmıştır.

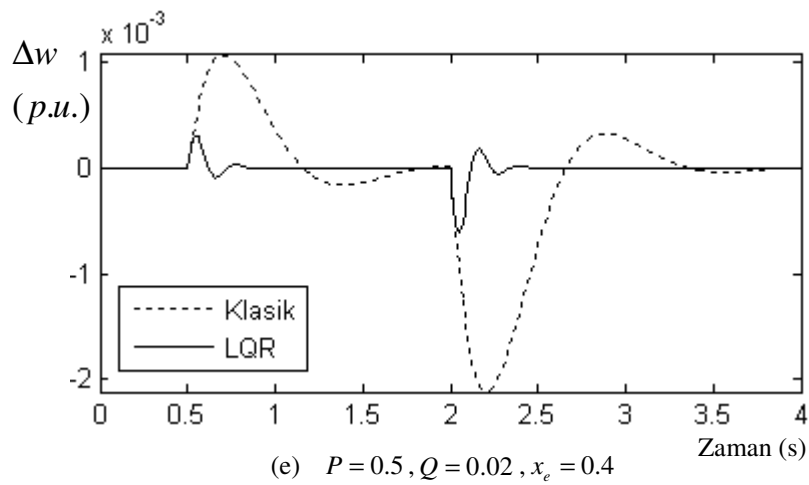
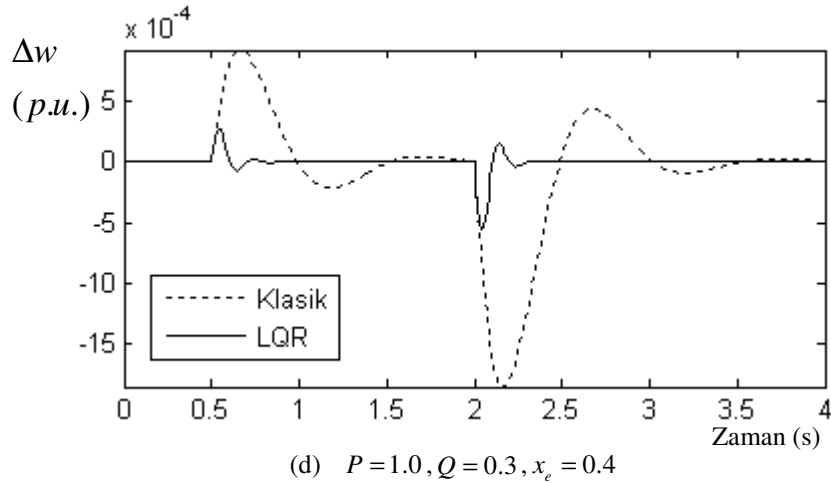


Şekil 5.6. LQR tabanlı GSK ve klasik GSK'lı TMSGB sistemi için simulink model

Tablo 5.2'den seçilen farklı çalışma noktaları için yapılan benzetim çalışmalarında klasik ve LQR tabanlı GSK ile kontrol edilen TMSGB sistemlerinde  $\Delta w$  değişimleri Şekil 5.7'de p.u. sisteminde gösterilmiştir.



Şekil 5.7. LQR tabanlı GSK ve klasik GSK'lı TMSGB sisteminde  $\Delta w$  değişimi



Şekil 5.7. (devam)

Şekil 5.7’de verilen grafiklerden görüldüğü gibi LQR tabanlı GSK tüm çalışma noktalarında salınımların sönümlenmesinde aşım ve yerleşme zamanı kriterleri açısından klasik GSK’ ya oranla çok daha iyi bir performans sağlamıştır.

#### 5.4. KKK Tabanlı GSK Tasarımı

Kayan kipli kontrol teorisi son yıllarda GSK tasarımında başarıyla uygulanan yöntemlerden birisidir [25-29]. Kısım 4.3’de ifade edildiği gibi KKK tabanlı GSK tasarımı iki aşamadan oluşur;

1. Kayma yüzeyinin,  $s(k) = Sx(k)$ , tasarlanması
2. Kontrol kuralının,  $u(k)$ , belirlenmesi

Literatürde ayrık-zaman KKK sistemlerinde kontrol kuralının belirlenmesi için önerilmiş çeşitli yaklaşım kuralları vardır. Kontrol işareti  $u(k)$  seçilen yaklaşım

kuralına bağlı olarak farklı ifadelerle sahip olacaktır. Bu tez çalışmasında kontrol işareti kısım 4.3.3'de tanıtılan üç farklı yaklaşım kuralı; Gao yaklaşım kuralı, Doğrusal yaklaşım kuralı, Hibrid yaklaşım kuralı, için ayrı ayrı elde edilecektir. Anahtarlama yüzeyinin tasarımı ise üç yaklaşım kuralı içinde aynıdır ve kontrol kuralından bağımsız olarak gerçekleştirilir. Aşağıda ilk olarak Tablo 5.1'de verilen nominal çalışma noktası için anahtarlama yüzeyi tasarlanmış ardından her bir yaklaşım kuralı için kontrol işaretleri hesaplanmıştır.

#### 5.4.1. Anahtarlama yüzeyinin tasarımı

Anahtarlama yüzeyinin tasarımını kolaylaştırmak amacı ile ilk olarak  $x(k+1) = Gx(k) + Hu(k)$  formunda verilen ayrık zaman durum uzay modeli düzenli forma dönüştürülür. Bu amaçla gerekli dönüşüm matrisi  $T_r$  (4.15) ifadesinden,

$$T_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -0.0004 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0452 \end{bmatrix}$$

olarak hesaplanmıştır. Sistem modeli düzenli forma dönüştürüldükten sonra (4.36) ifadesinden anahtarlama fonksiyonu katsayı vektörünün ilk kısmı  $S_1$  hesaplanacaktır.

Kısım 4.3.1. de ifade edildiği gibi  $S_1$  vektörü kutup yerleştirme tekniği ile

hesaplanabilir. Bu amaçla  $pl = [0.65 \quad 0.658 \quad 0.835]$  seçilerek  $J = \int_0^{\infty} |\Delta w| dt$

fonksiyonunu minimum yapan anahtarlama yüzeyi hesaplanmıştır.  $S_1$  vektörü,

$S_1 = 1e + 4[-0.0689 \quad -1.3982 \quad 0.0035]$  olarak hesaplanmıştır.  $S_2 = H_2^{-1}$  seçilerek

$S = S_2[S_1 \quad 1]T_r$  ifadesinden anahtarlama yüzeyi aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$S = 1e + 4[-0.0689 \quad -1.3982 \quad 0.0035 \quad 0.00]$$

#### 5.4.2. Kontrol kuralının belirlenmesi

Anahtarlama yüzeyinin  $s(k) = Sx(k)$  tasarlanmasının ardından ikinci adım olarak kontrol kuralının belirlenmesi gerekir. Aşağıda Gao, doğrusal ve hibrid yaklaşım kuralları için kontrol işareti sırasıyla elde edilmiştir.

Gao yaklaşım kuralı için kontrol işareti kısım 4.4.3.3'de (4.45) ifadesi ile aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$u_g(k) = -(SH)^{-1}[SGx(k) - Sx(k) + qT_s Sx(k) + \varepsilon T_s \text{sgn}(Sx(k))] \quad (5.1)$$

Burada sistem matrisi  $G$ , giriş matrisi  $H$ , anahtarlama fonksiyonu katsayı vektörü  $S$  ve örnekleme zamanı  $T_s$  bilinen değerlerdir.  $u(k)$  ifadesinde bilinmeyen sadece  $q$  ve  $\varepsilon$  katsayılarıdır. Bu iki katsayı  $1 - qT_s > 0$ ,  $\varepsilon > 0$  şartları sağlanacak şekilde istenen performans ( $J = \int_0^{\infty} |\Delta w| dt$  fonksiyonunu minimum yapan) elde edilene kadar iterasyon yöntemi ile belirlenmektedir [90]. Yapılan benzetim çalışmalarında aşım ve yerleşme zamanı kriterleri de dikkate alınarak en iyi performans  $q = 0.3$  ve  $\varepsilon = 3.78$  değerlerinde elde edilmiştir.

Kısım 4.4.3.4 de tanıtılan doğrusal yaklaşım kuralı için kontrol işareti (4.49) ifadesi ile aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$u_d(k) = -(SH)^{-1}[SGx(k) - \Phi S(k)] \quad (5.2)$$

Gao yaklaşım kuralında olduğu gibi burada da bilinmeyen sadece  $\Phi$  katsayısıdır ve  $0 \leq \Phi < 1$  şartı dikkate alınarak aşım ve yerleşme zamanı kriterleri açısından en iyi performans  $\Phi = 0.3$  değeri ile elde edilmiştir.

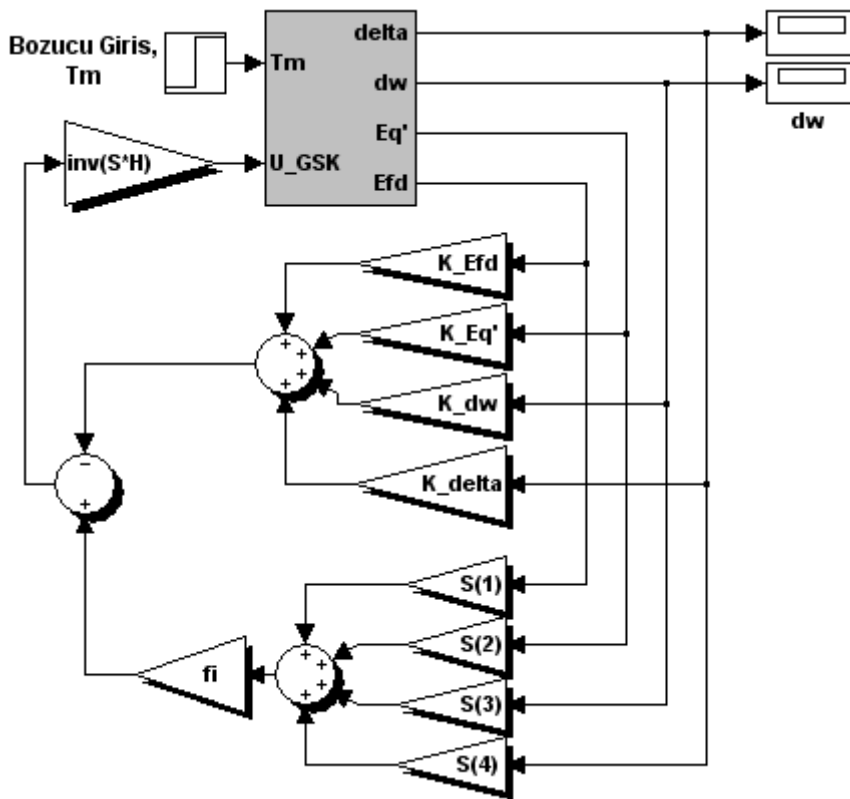
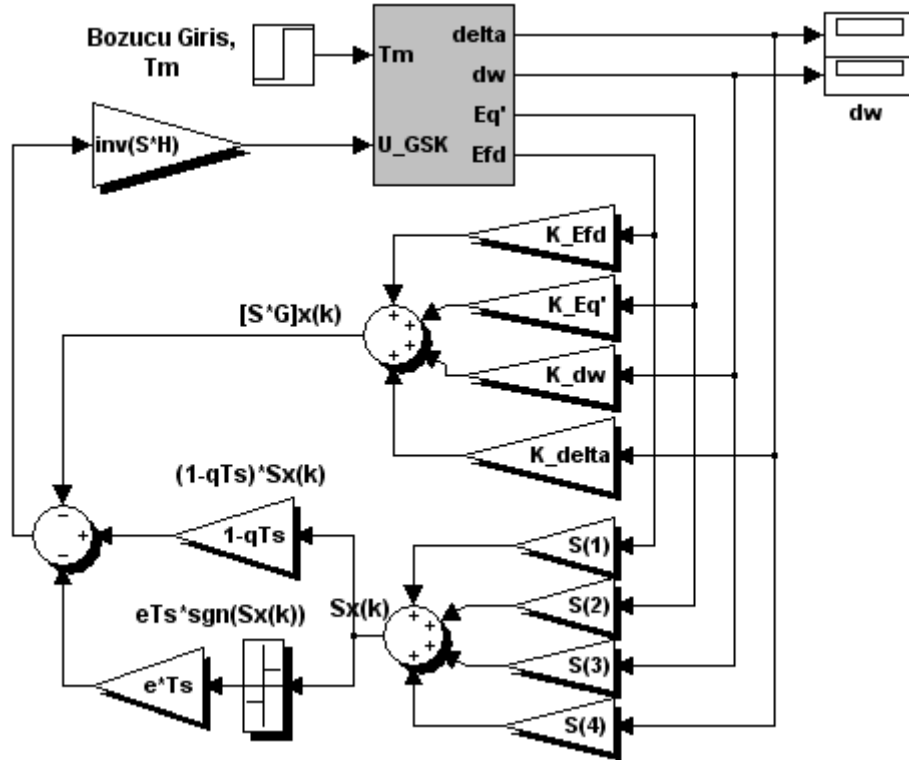
Kısım 4.4.3.5 de tanıtılan hibrid yaklaşım kuralı,

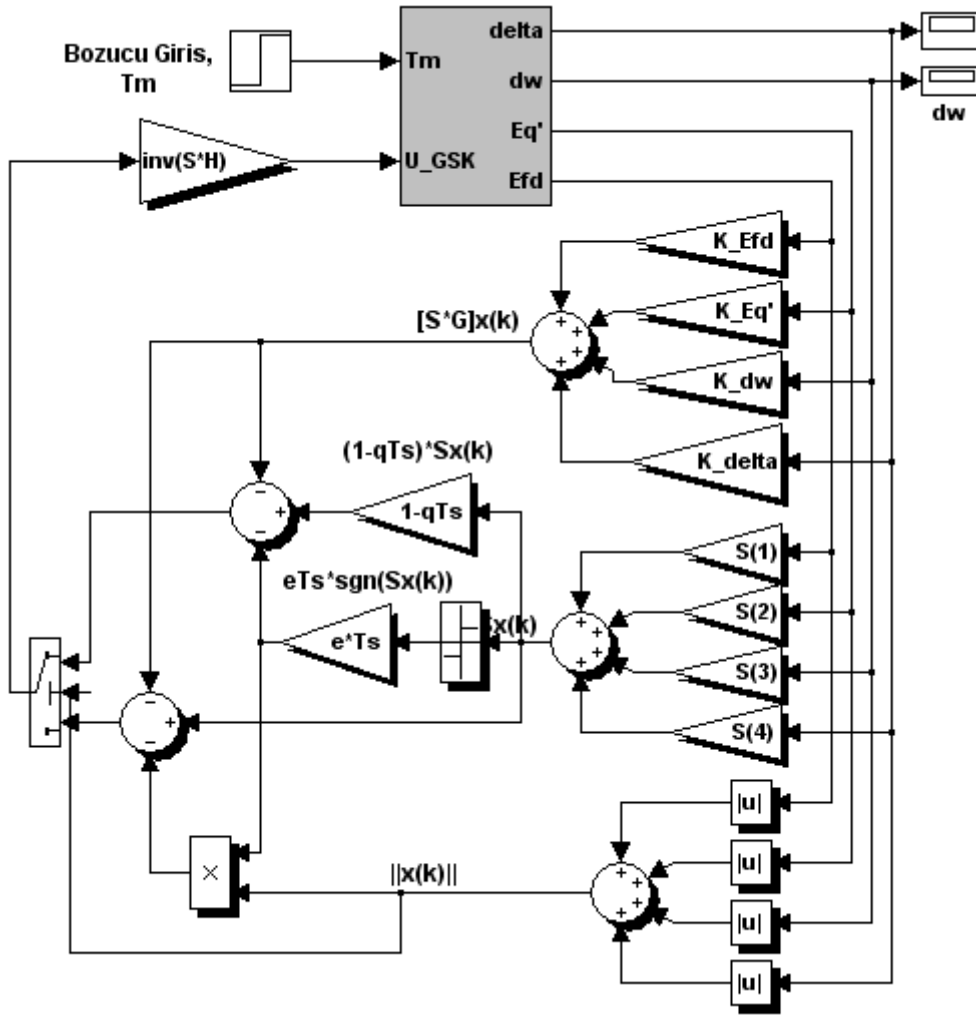
$$u_h(k) = \begin{cases} u_g(k), & \text{if } \|x(k)\|_1 > 1 \\ u_v(k), & \text{if } \|x(k)\|_1 \leq 1 \end{cases} \quad (5.3)$$

eşitsizliği ile yukarıda verilen Gao yaklaşım kuralı için elde edilen kontrol işaretini  $u_g(k)$  ve (4.53) de verilen değişken oranlı yaklaşım kuralına ait kontrol işaretini  $u_v(k)$  kullanmaktadır.

$$u_v(k) = -(SH)^{-1}[SGx(k) - Sx(k) + \varepsilon T_s \|x(k)\|_1 \text{sgn}(Sx(k))] \quad (5.4)$$

Yukarıda gao, doğrusal ve hibrid yaklaşım kuralları için tasarlanan ayrık-zaman KKK tabanlı GSK' ların TMSGB sistemindeki performanslarını incelemek amacı ile simulinkte oluşturulan modeller Şekil 5.8-10'da gösterilmiştir.



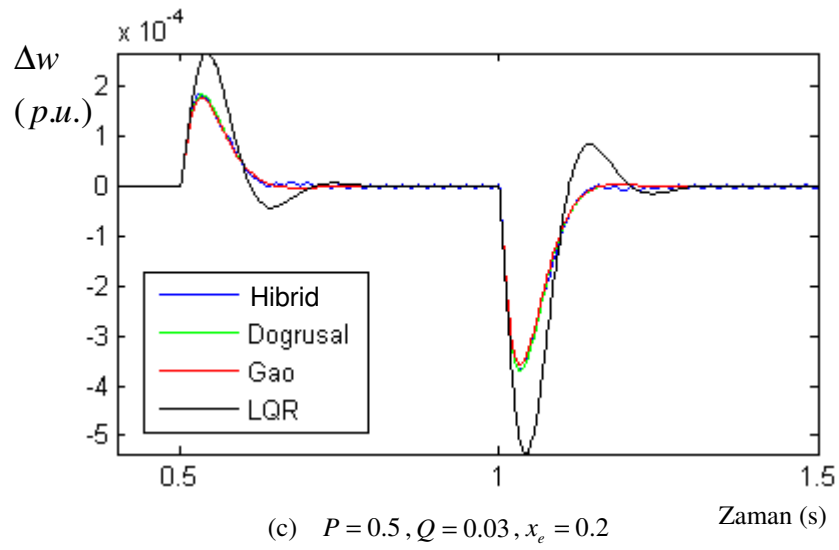
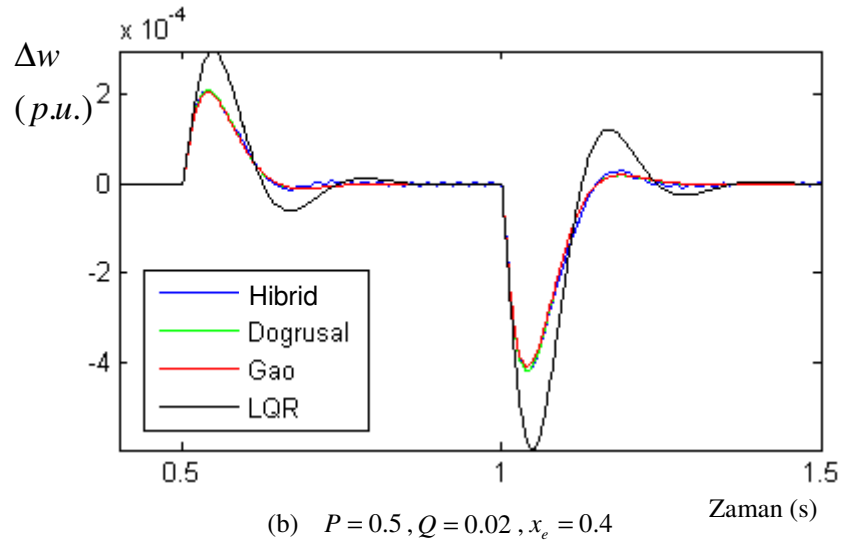
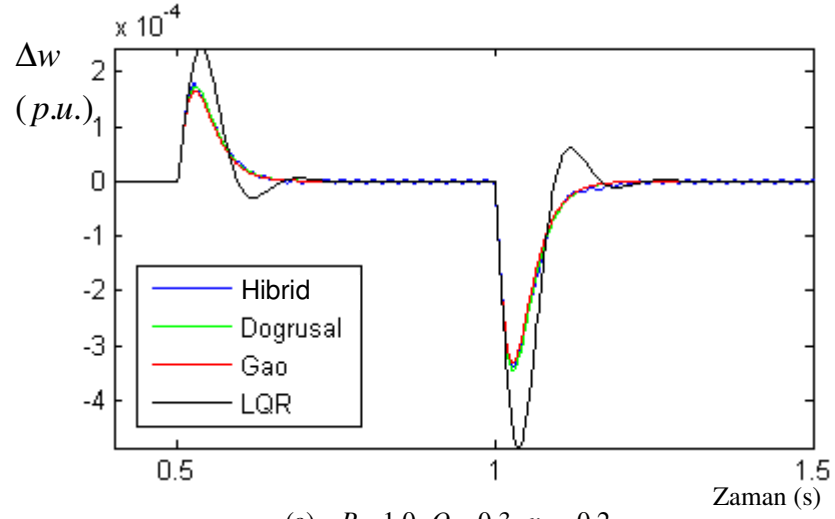


Şekil 5.10. Hibrid yaklaşım kurallı KKK tabanlı GSK için oluşturulan simulink model

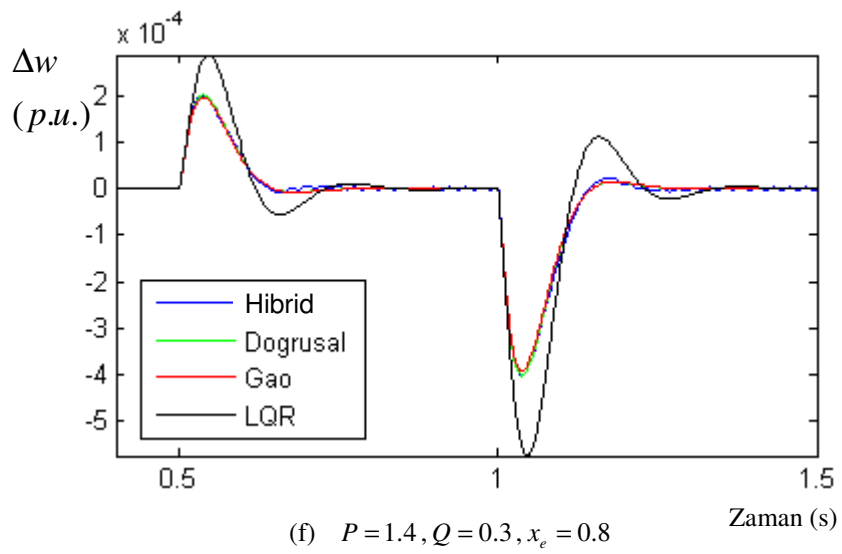
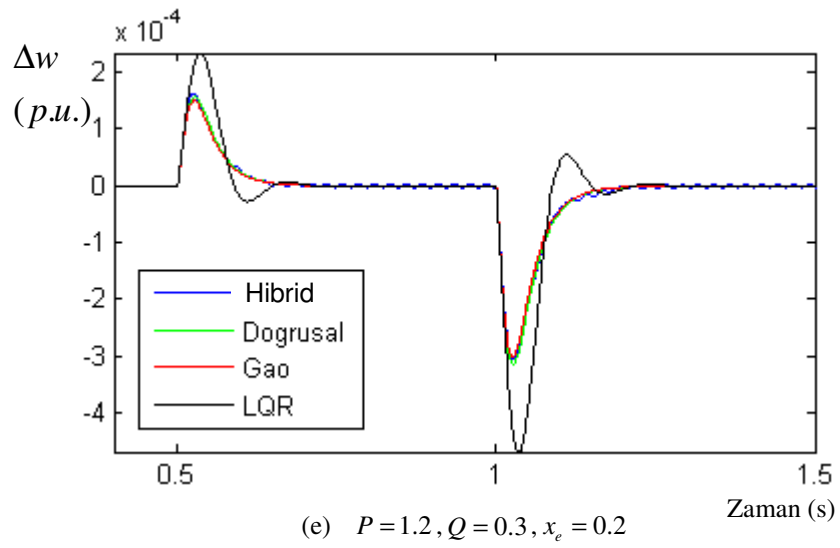
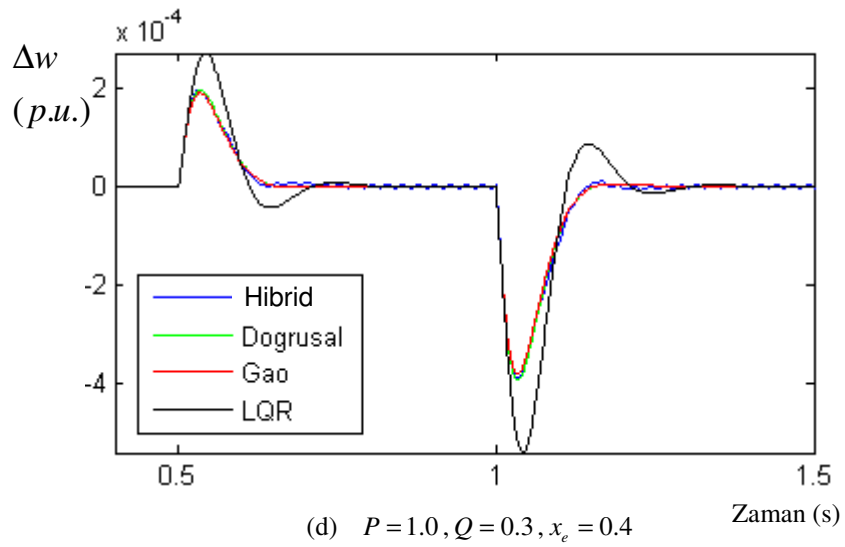
Tablo 2’den seçilen farklı çalışma noktaları için yapılan benzetim çalışmalarında bir önceki kısımda tasarlanan LQR tabanlı GSK ve bu kısımda üç farklı yaklaşım kuralı için (Gao, doğrusal ve hibrid) tasarlanan KKK tabanlı GSK’lar ile kontrol edilen TMSGB sisteminde  $\Delta w$  değişimi Şekil 5.11’de p.u. sisteminde gösterilmiştir. Bozucu işaret olarak  $t = 0.5 - 1 s$  arasında  $T_m = 0.1$  p.u.,  $t = 1 - 1.5 s$  arasında da  $T_m = -0.1$  p.u değerinde basamak giriş uygulanmıştır.

KKK ve LQR tabanlı GSK’lar ile yapılan benzetim çalışmaları için Şekil 5.11’de gösterilen grafiklerden KKK tabanlı üç GSK yapısının da (gao, doğrusal ve hibrid) güç sisteminde oluşan salınımları LQR tabanlı GSK’ ya oranla daha az aşım ve daha kısa sürede sönümlendiği görülmektedir.





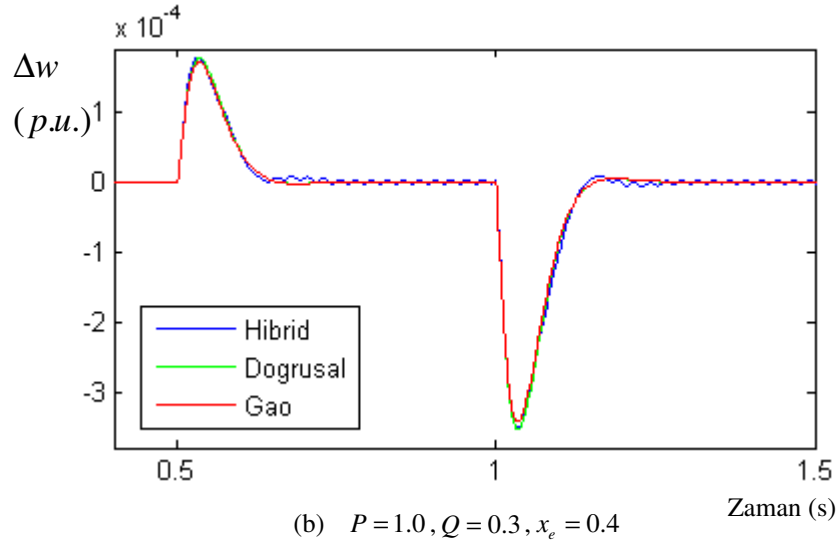
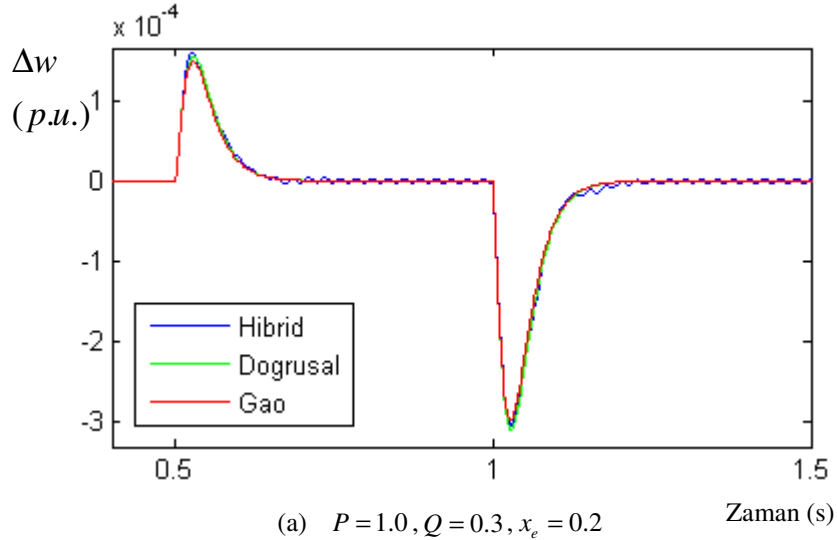
Şekil 5.11. LQR tabanlı GSK ve KKK tabanlı GSK'lı TMSGB sisteminde  $\Delta w$  değişimi



Şekil 5.11. (devam)

Gao, doğrusal ve hibrid yaklaşım kuralları ile tasarlanan GSK'ların performansını kendi aralarında daha iyi değerlendirebilmek amacı ile sadece bu GSK'lara ait benzetim sonuçları Şekil 5.12'de grafiksel olarak gösterilmiş, Tablo 5.3'de ise

mutlak hız sapmasının integrali  $J = \int_0^{\infty} |\Delta w| dt$  verilmiştir.



Şekil 5.12. KKK tabanlı GSK'lı TMSGB sisteminde  $\Delta w$  değişimi

Tablo 5.3. Gao, doğrusal ve hibrid yaklaşım kuralları için hız sapmasının mutlak integrali

	$P=1.0, Q=0.3$ $x_c=0.2$	$P=1.0, Q=0.3$ $x_c=0.4$	$P=1.4, Q=0.3$ $x_c=0.8$
Gao	0.0062	0.0081	0.0095
Doğrusal	0.0064	0.0083	0.0096
Hibrid	0.0069	0.0088	0.0102

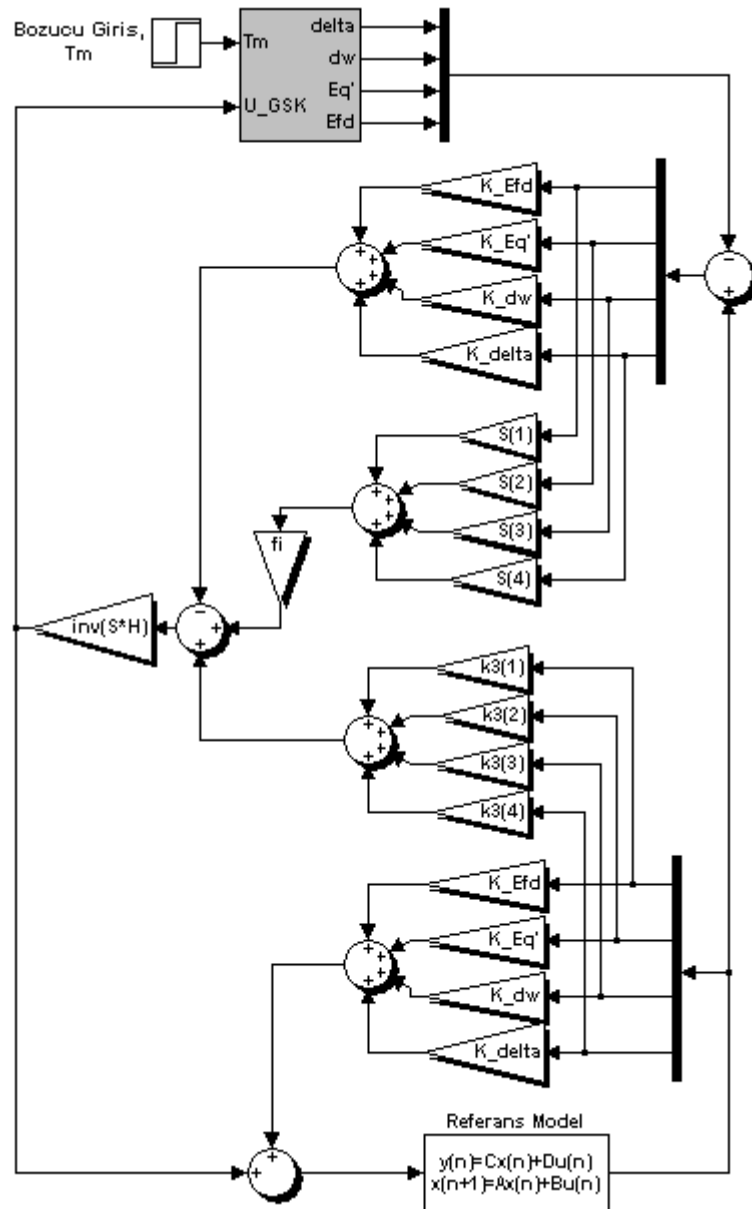
Şekil 5.12 ve Tablo 5.3'den Gao, doğrusal ve hibrid yaklaşım kuralları için tasarlanan GSK' ların güç sistemlerinde oluşan salınımların sönümlenmesinde bir birine çok yakın performans sergilediği görülmüştür. Ancak, Gao, doğrusal ve hibrid yaklaşım kuralları için sırasıyla (5.1), (5.2) ve (5.3) ifadelerinde verilen kontrol işaretlerinden doğrusal yaklaşım kuralı için kontrol kuralının daha basit bir yapıya sahip olduğu dolayısıyla kontrol işaretinin hesaplanmasında daha az işlem gerektiği görülmektedir. Bundan dolayı bir sonraki kısımda ayrık zaman MR-KKK yaklaşımı için yapılan benzetim çalışmalarında kontrol işareti sadece doğrusal yaklaşım kuralı için hesaplanmıştır.

### 5.5. MR-KKK Tabanlı GSK Tasarımı

Bu tez çalışmasında GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan MR-KKK tabanlı GSK tasarımı kısım 4.5'de detaylı olarak açıklanmıştır. Bu kısımda Tablo 5.1' de verilen nominal çalışma noktası için MR-KKK tabanlı GSK tasarlanmış, ardından tasarlanan MR-KKK tabanlı GSK yapısı Tablo 5.2'den seçilen farklı çalışma noktaları için önceki kısımlarda tasarlanan GSK yapıları (klasik, LQR ve KKK) ile TMSGB sisteminde kıyaslamalı olarak incelenmiştir. Bu amaçla MR-KKK tabanlı GSK tasarımı için öncelikle referans model belirlenmiş ardından kısım 4.5'de olduğu gibi anahtarlama yüzeyi ve kontrol kuralı hesaplanmıştır.

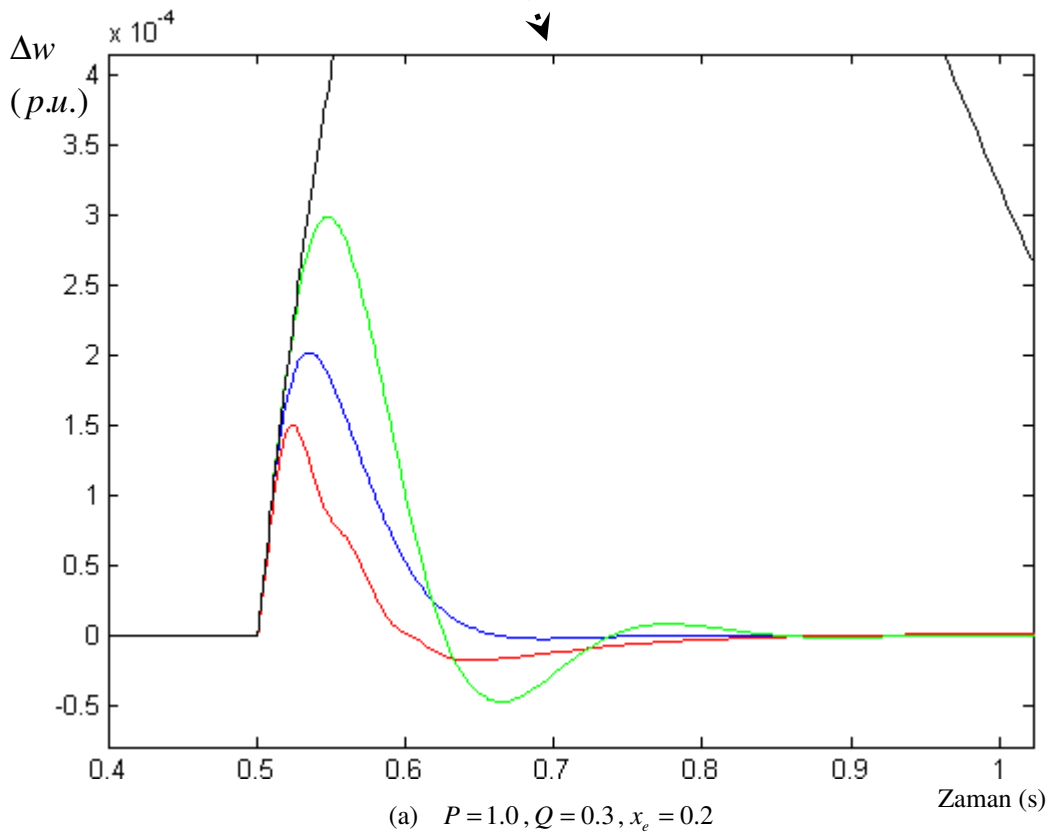
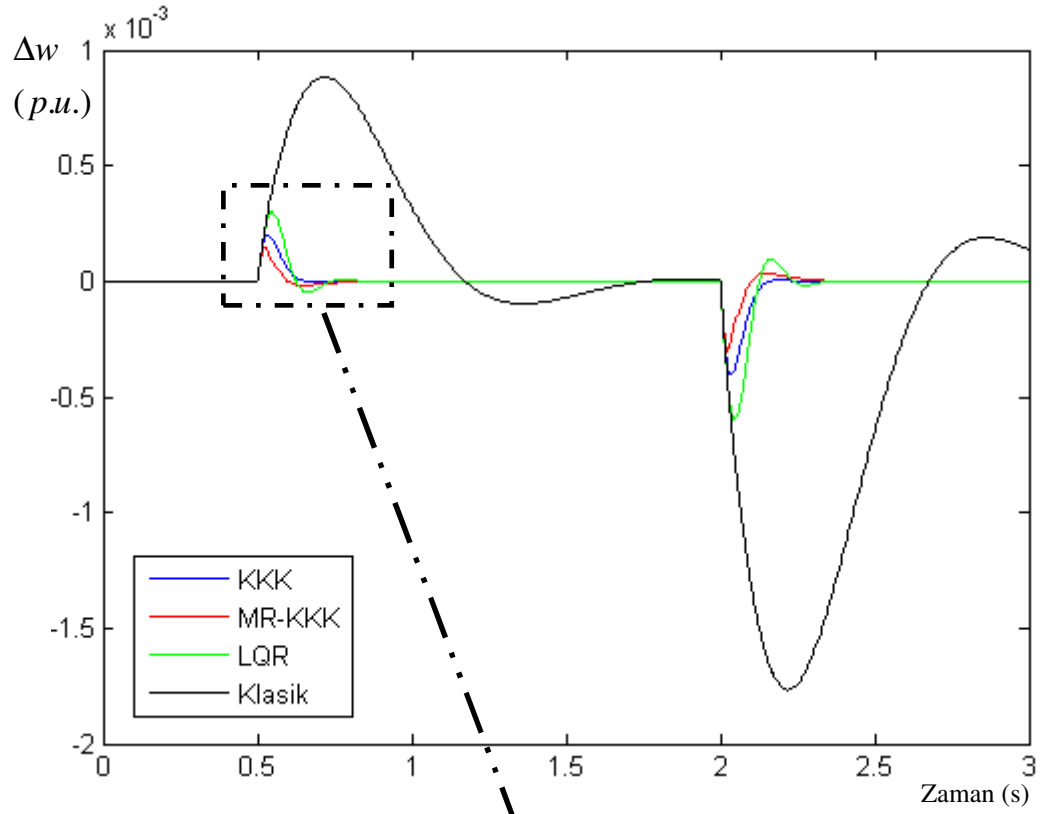
Kısım 4.5'de ifade edildiği gibi referans model klasik durum geri besleme teknikleri kullanılarak belirlenebilir. Bu amaçla kutup noktaları  $pl = [0.455 \ 0.868 \ 0.945 \ 0.955]$ 'de olan bir referans model belirlenmiştir. Anahtarlama yüzeyinin belirlenmesi kısım 5.4 ile aynı olduğundan burada tekrar verilmemiştir. MR-KKK yapısı için kontrol kuralı sadece doğrusal yaklaşım kuralı kullanılarak (4.73) ile ifade edildiği gibi elde edilmiştir.

Tasarlanan MR-KKK tabanlı GSK'nın TMSGB sistemindeki performansını incelemek amacı ile simülante oluşturan model Şekil 5.13'de gösterilmiştir. Tablo 5.2'den seçilen farklı çalışma noktaları için TMSGB sisteminde yapılan benzetim çalışmalarında klasik GSK, LQR tabanlı GSK, KKK tabanlı GSK ve önerilen MR-KKK tabanlı GSK için  $\Delta w$  değişimleri Şekil 5.14'de p.u. sisteminde gösterilmiştir.

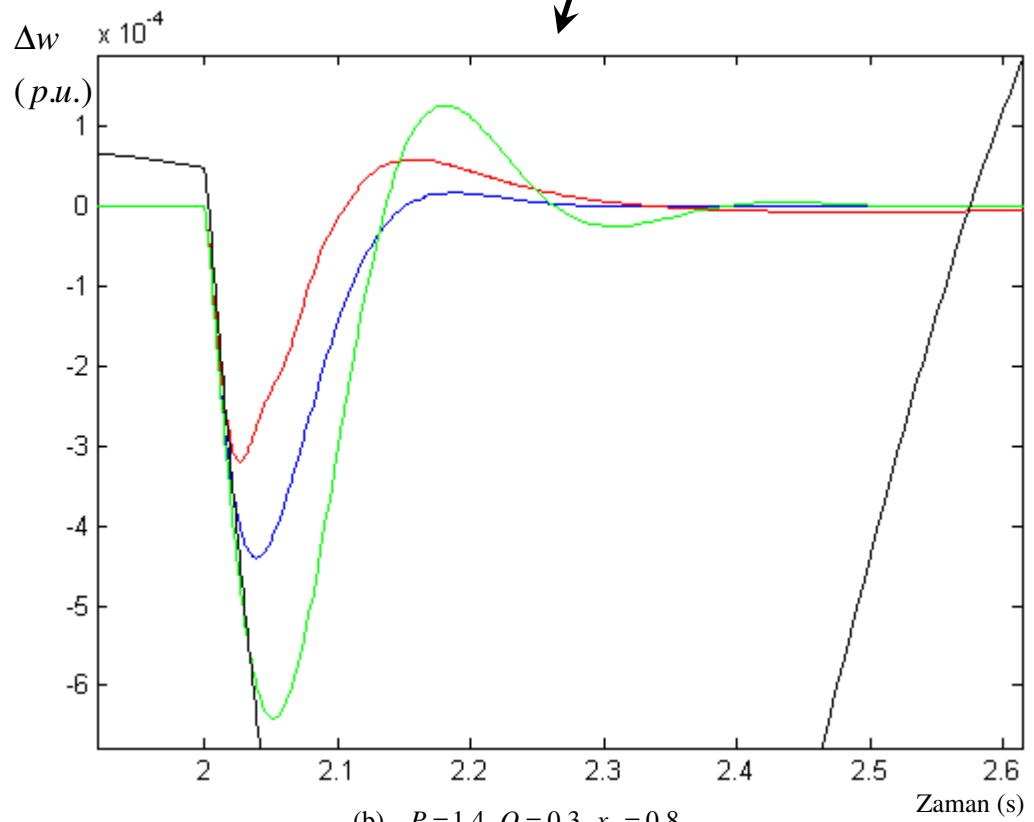
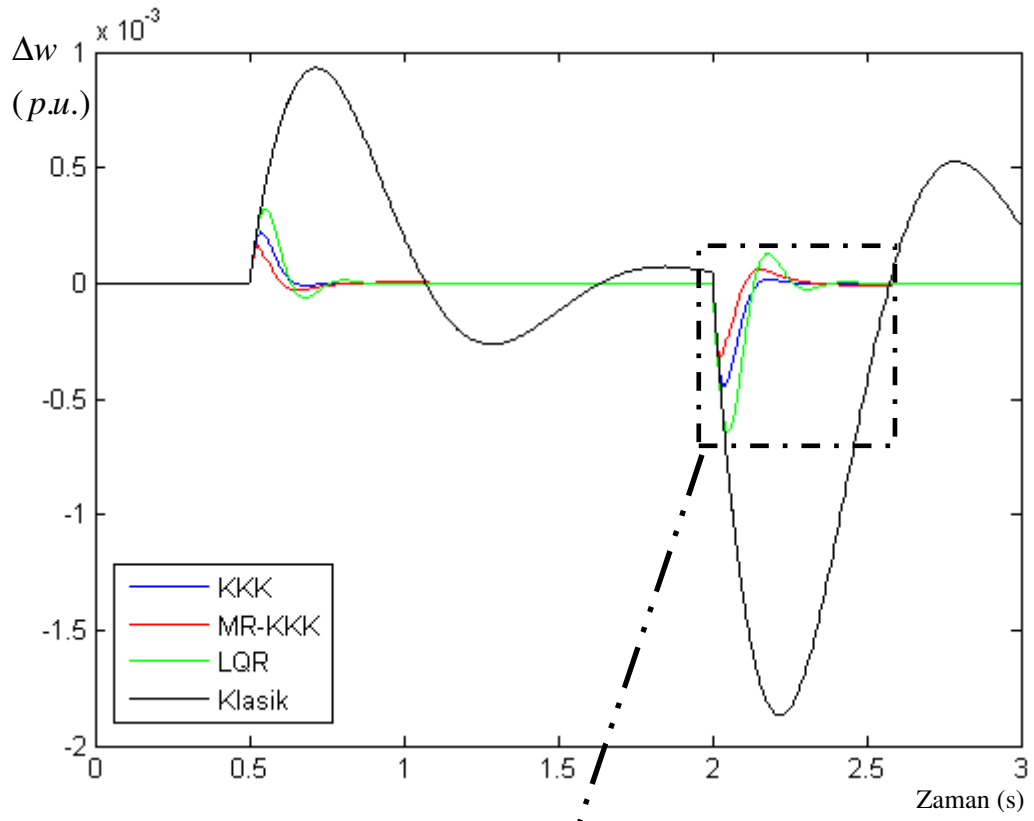


Şekil 5.13 MR-KKK tabanlı GSK için simulink model

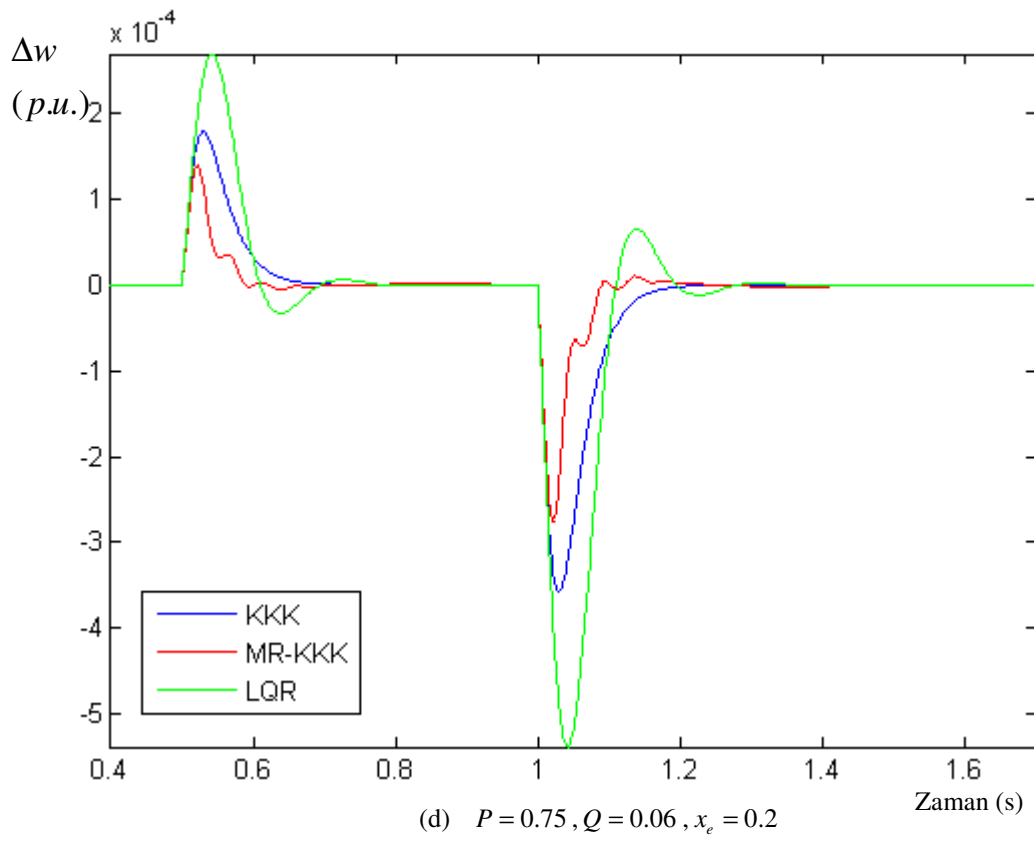
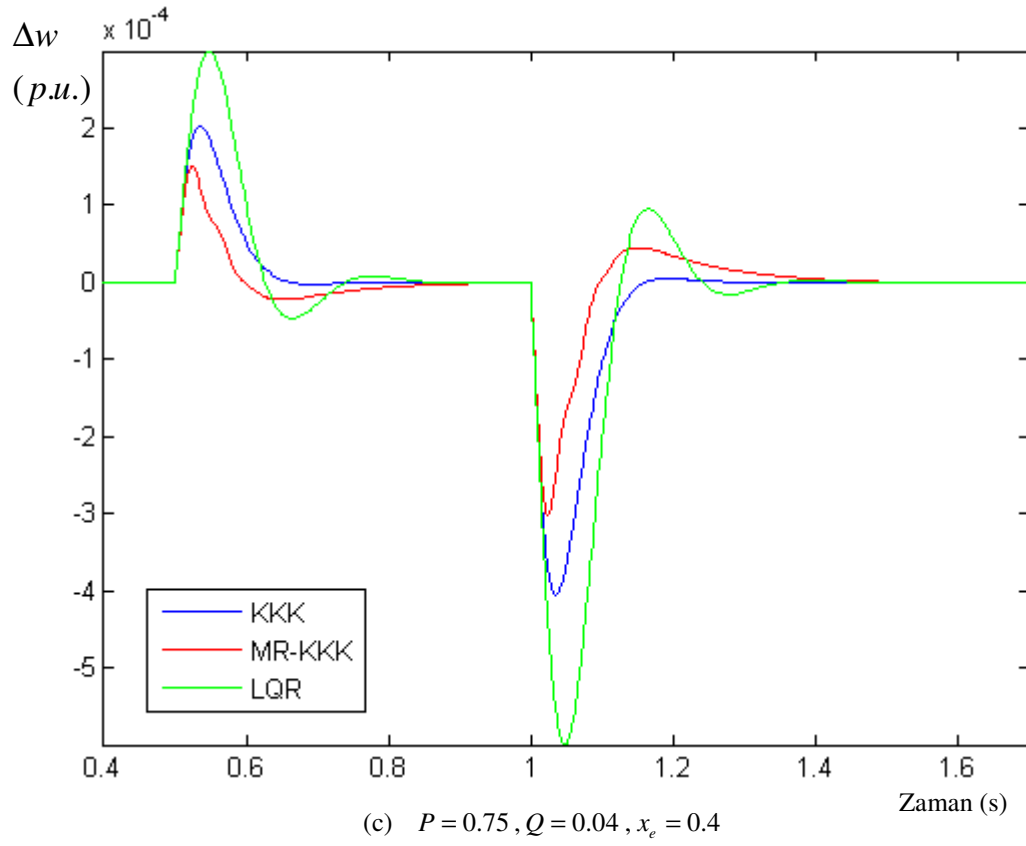
Şekil 5.14’de verilen grafiklerde bu çalışmada GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan MR-KKK tabanlı GSK’ nın seçilen tüm çalışma noktalarında incelenen klasik ve LQR tabanlı GSK yapılarına göre çok daha küçük aşım ve yerleşme zamanı değerleri ile salınımları sönmülediği gösterilmiştir. Aynı grafiklerde önerilen MR-KKK tabanlı GSK yapısının KKK GSK yapısıyla yaklaşık olarak eşit yerleşme zamanı fakat daha küçük aşimlarla sönmüleme sağladığı gösterilmiştir.



Şekil 5.14. Klasik, LQR, KKK ve MR-KKK tabanlı GSK'lı TMSGB sisteminde  $\Delta w$  değişimi



Şekil 5.14. (devam)



Şekil 5.14. (devam)



## 5.6. Tasarlanan GSK Yapılarının Performans Değerlendirmesi

Önceki kısımda yapılan benzetim çalışmalarında GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan ayırık-zaman MR-KKK tabanlı GSK yapısının performansı, farklı çalışma noktaları ve hat empedansı değerleri için literatürde mevcut olan 3 farklı GSK yapısı (klasik, LQR tabanlı ve KKK tabanlı) ile, Şekil 5.14'te grafiksel olarak gösterilen benzetim sonuçları üzerinden kıyaslamalı olarak incelenmiştir.

Bu kısımda ise GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan ayırık zaman MR-KKK tabanlı GSK yapısının performansı maksimum aşım, yerleşme zamanı ve mutlak hız sapmasının integrali kriterleri için sırasıyla Tablo 5.4, Tablo 5.5 ve Tablo 5.6'da de verilen sayısal değerler kullanılarak, klasik, LQR tabanlı ve KKK tabanlı GSK yapıları ile kıyaslamalı olarak incelenmiştir.

Tablo 5.4. Maksimum aşım

	P=0.75,Q=0.06 $x_e=0.2$	P=0.75,Q=0.04 $x_e=0.4$	P=1.0, Q=0.3 $x_e=0.2$	P=1.4, Q=0.3 $x_e=0.8$
Klasik	$9.1 \times 10^{-4}$	$11 \times 10^{-4}$	$8.7 \times 10^{-4}$	$18 \times 10^{-4}$
LQR	$2.5 \times 10^{-4}$	$2.85 \times 10^{-4}$	$3.1 \times 10^{-4}$	$6.2 \times 10^{-4}$
KKK	$1.8 \times 10^{-4}$	$2.1 \times 10^{-4}$	$2.2 \times 10^{-4}$	$4.6 \times 10^{-4}$
<b>MR-KKK</b>	<b><math>1.4 \times 10^{-4}</math></b>	<b><math>1.5 \times 10^{-4}</math></b>	<b><math>1.5 \times 10^{-4}</math></b>	<b><math>3.1 \times 10^{-4}</math></b>

Tablo 5.5. Yerleşme zamanı

	P=0.75,Q=0.06 $x_e=0.2$	P=0.75,Q=0.04 $x_e=0.4$	P=1.0, Q=0.3 $x_e=0.2$	P=1.4, Q=0.3 $x_e=0.8$
Klasik	1.53 s	1.62 s	1.31 s	1.94 s
LQR	0.32 s	0.38 s	0.35 s	0.45 s
<b>KKK</b>	<b>0.22 s</b>	<b>0.28 s</b>	<b>0.22 s</b>	<b>0.28 s</b>
<b>MR-KKK</b>	<b>0.22 s</b>	<b>0.30 s</b>	<b>0.25 s</b>	<b>0.30 s</b>

Tablo 5.6. Mutlak hız sapmasının integrali

	P=0.75,Q=0.06 $x_e=0.2$	P=0.75,Q=0.04 $x_e=0.4$	P=1.0, Q=0.3 $x_e=0.2$	P=1.4, Q=0.3 $x_e=0.8$
Klasik	0.1607	0.2775	0.1725	0.2670
LQR	0.0114	0.0155	0.0126	0.0190
KKK	0.0069	0.0088	0.0065	0.0104
<b>MR-KKK</b>	<b>0.0038</b>	<b>0.0071</b>	<b>0.0041</b>	<b>0.0088</b>

Tablo 5.4'ten GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan ayırık zaman MR-KKK tabanlı GSK yapısının maksimum aşım kriteri açısından klasik, LQR tabanlı ve

KKK tabanlı GSK yapılarına oranla sırasıyla %83, %50, %33' lere varan oranlarda bir iyileştirme sağladığı görülmüştür.

Tablo 5.5'ten GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan ayırık zaman MR-KKK tabanlı GSK yapısının yerleşme zamanı kriteri açısından klasik ve LQR tabanlı GSK yapılarına oranla sırasıyla %85, %33'lere varan oranlarda bir iyileştirme sağladığı, KKK tabanlı GSK' ya oranla ise yaklaşık %6'lık bir performans kaybı olduğu görülmüştür.

Tablo 5.6'dan GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan ayırık zaman MR-KKK tabanlı GSK yapısının mutlak hız sapmasının integrali kriteri açısından klasik, LQR tabanlı ve KKK tabanlı GSK yapılarına oranla sırasıyla %99.8, %47, %'37 lere varan oranlarda bir iyileştirme sağladığı görülmüştür.

## **BÖLÜM 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER**

Modern dünyada güvenilir ve kaliteli elektrik enerjisine olan ihtiyacın ve doğrusal olmayan, hızlı değişen tüketicilerin her geçen gün artması güç sistemlerinin gittikçe daha karmaşık bir hal almasına neden olmaktadır. Bu gelişmeye paralel olarak güç sistemlerinin koruma ve kontrolünde kullanılan sistemlerin geliştirilmesine yönelik çalışmalarda artan önemle devam etmektedir.

Güç sistemlerinde sıklıkla ve rastgele oluşan yük değişimlerinin ve zaman zaman hat empedansında meydana gelen değişimlerin neden olduğu küçük genlikli ve düşük frekanslı,  $0.2 - 3 \text{ Hz}$ , salınımların uygun bir şekilde sönümlenmesi güç sistemlerinin kararlılığı için şarttır. Güç sistem kararlayıcıları (GSK) güç sistemlerinde görülen bu salınımların sönümlenmesinde etkili bir araç olarak kullanılmaktadır. Literatürde GSK tasarımına yönelik çeşitli yöntemler sunulmuştur. Bu yöntemlerden klasik faz ilerletici-geriletici GSK, LQR tabanlı GSK ve KKK tabanlı GSK yapıları bu tez çalışmasında GSK tasarımına yeni bir yaklaşım olarak sunulan ayırık-zaman model-referans kayan kipli kontrolör (MR-KKK) tabanlı GSK yapısının performansını karşılaştırmalı olarak incelenmesinde kullanılmıştır. Tasarlanan tüm GSK'ların performansı bir iletim hattı üzerinden sonsuz güçlü baraya bağlı senkron generatörden oluşan (TMSGB) sistemde değerlendirilmiştir.

Bu amaçla bu tez çalışmasında öncelikle TMSGB sisteminin 4.dereceden doğrusallaştırılmış modeli elde edilmiş ardından doğrusallaştırılmış model kullanılarak faz ilerletici-geriletici GSK, LQR tabanlı GSK, KKK tabanlı GSK ve yeni bir yaklaşım olarak sunulan MR-KKK tabanlı GSK yapıları tasarlanmıştır. Tasarlanan tüm GSK'ların seçilen çalışma noktası etrafındaki basamak şeklindeki bozucu girişe karşı olan performansları TMSGB sisteminin doğrusal olmayan modeli üzerinde bilgisayar ortamında yapılan benzetim çalışmaları ile incelenmiştir.

## 6.1. Sonuçlar

Farklı alışma noktaları ve hat empedansı değerleri için yapılan benzetim çalışmalarında nerilen MR-KKK tabanlı GSK yapısının yukarıda ifade edilen mevcut GSK yapılarına oranla güç sistemlerinde görülen salınımları daha az aşımlı ve daha küçük yerleşme zamanı ile sönümlediği gösterilmiştir. Ayrıca, farklı çalışma noktaları için yapılan benzetim çalışmalarında nerilen MR-KKK tabanlı GSK yapısının sistem parametrelerindeki değişimlere çok fazla duyarlı olmadığı dolayısıyla dayanıklı (robust) bir yapıya sahip olduğu gösterilmiştir.

Yapılan literatür incelemesinde, güç sistemlerinin dinamik kararlılığını artırmak amacı ile kullanılan GSK' ların tasarımında karşılaşılan temel problemin çalışma noktası ve hat empedansında meydana gelen değişimler sonucunda GSK'nın performans kaybına uğraması olduğu grlmştir. Bu problemin çözümü için literatürde, çoğunluğu sürekli zamanda olmak üzere, dayanıklı yapıya sahip çeşitli kontrol yöntemleri önerilmiştir. Ancak bir yandan önerilen yöntemlerin çok sayıda karmaşık hesaplamalar içermesi ve bu hesaplamaların analog devrelerle gerçekleştirilmesinin imkansız derecesinde zor olması diğer yandan sayısal tabanlı sistemlerin sağlamış olduğu avantajlardan dolayı gerçek zaman GSK uygulamalarında sayısal tabanlı işlemcilerin kullanılması bir zorunluluk arz etmektedir. Dolayısıyla GSK tasarımı için önerilen yöntemlerinde ayrık zaman tabanlı olması gerekmektedir. Bu çalışmada, yeni bir yaklaşım olarak dayanıklı yapıya sahip KKK yöntemi model referans yaklaşımı ile birlikte kullanılarak MR-KKKK tabanlı bir GSK yapısı ayrık zamanda tasarlanmış, yapılan benzetim çalışmaları ile de tasarlanan GSK' nın literatürdeki klasik ve dayanıklı yapıdaki GSK' lara olan üstünlüğü gösterilmiştir.

Sonuç olarak bu tez çalışmasında; güç sistemlerinin dinamik kararlılığını artırmak amacı ile kullanılan GSK' ların tasarımına yeni bir yaklaşım olarak dayanıklı yapıya sahip MR-KKK yöntemi önerilmiş, yapılan benzetim çalışmaları ile önerilen yöntemin üstünlüğü gösterilmiştir.

## 6.2. Öneriler

Bu tez çalışmasında tasarlanan ayırık zaman MR-KKK tabanlı GSK yapısı bir iletim hattı üzerinden sonsuz güçlü baraya bağlı senkron generatörden oluşan sistem üzerinde incelenmiştir. Tasarlanan GSK yapısının çok makineli bir sistemde performans incelenmesi uygun olabilir.

Bu tez çalışmasında tasarlanan ayırık zaman MR-KKK tabanlı GSK yapısı durum geri beslemeli yapıya sahiptir. Önerilen ayırık zaman MR-KKK kontrolörün periyodik çıkış geri beslemeli ve çoklu örneklemeli çıkış geri besleme yapıları ile tasarlanıp performansı incelenebilir.

## KAYNAKLAR

- [1] YOU, R., Controller design for PSS and FACTS devices to enhance damping of low-frequency power oscillations in power systems, Doctor of Philosophy, Montana State University, 2006.
- [2] TAVAHODI, M., Mixed model predictive control with energy function design for power system, Master of Engineering, Queensland University of Technology, 2007.
- [3] HE, J., Adaptive power system stabilizer based on recurrent neural network, Doctor of Philosophy, The University of Calgary, Alberta, 1998.
- [4] GUPTA, R., Robust nondynamic multirate output feedback technique based power system stabilizers, Doctor of Philosophy, Indian Institute Of Technology, Bombay, 2003.
- [5] KAVASSERI, R. G., A new methodology for the design of power system stabilizers , Doctor of Philosophy, Washington State University, 2002.
- [6] BANDAL, V. S., Power System Stabilizer Design based on Multirate Output Feedback Sliding Mode Control Strategies ,Doctor of Philosophy, Indian Institute Of Technology, Bombay, 2006.
- [7] DEMELLO, F. P., CONCORDIA, C., Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control, IEEE Trans. Power App. Syst., 88, pp. 316-329, 1969.
- [8] LARSEN E.V., SWANN, D.A., Applying power system stabilizers part 1, 2,3, IEEE Trans. on Power App. Syst., 100, 6, pp. 3017–3046, 1981.
- [9] 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.
- [10] YANG, T.C., MUNRO, N., Power system stabilizer based on the pole placement technique for simo systems, International Journal of Electrical Power and Energy Systems, 13, 6, 1991.
- [11] YU, Y., LI, Q., Pole placement power system stabilizer design of an unstable machine system, IEEE Trans. Power Systems, 5, 2, pp.353-358, 1990.

- [12] SHERBINY, M.K., HASAN, M.M., SAADY, G., YOUSEF, A.M., Optimal pole shifting for power system stabilization, *Elect. Power System Research*, 66, pp.253-258, 2003.
- [13] RAHIM A.A., KELLY, D.H., Optimal excitation control for power system stability, *IEEE Trans. Auto. Control*, pp.379-381, 1971.
- [14] KUMAR, A.B.R., RICHARDS, E.F., An optimal control law by eigenvalue assignment for improved dynamic stability in power systems , *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, 101, 6, pp.1570-1577, 1982.
- [15] HUANG, T.L., CHEN, S.C., HWANG, T.Y., YANG, W.T., Power system output feedback stabilizer design via optimal subeigenstructure assignment , *IEEE Trans. Power Systems*, 6, 3, pp. 1035-1041, 1991.
- [16] EL-ZONKOLY, A.M., Optimal tuning of power systems stabilizers and AVR gains using particle swarm optimization , *Expert systems with App.*, 31, pp. 551-557, 2006.
- [17] KOTHARI, M. L., BHATTACHARYA, K., NANDA, J., Adaptive power system stabilizer based on pole shifting technique, *IEE proceedings-C*, 143, pp. 96-98, 1996.
- [18] SOÓS, A., MALIK, OM P., An  $H_2$  optimal adaptive power system stabilizer , *IEEE Trans. On Energy Conv.* 17, 1, pp. 143-149, 2002.
- [19] MILASI, R.M., YAZDANPANA, M.J., MARALANI, P.J., A novel adaptive gain-scheduling controller for synchronous generator, *IEEE International Conference on Control Applications*, Taiwan, pp. 800-805, 2004.
- [20] FERREIRA, A.M.D., BARREIROS, J.A.L., BARA, W., SOUZA, J.R.B., A robust adaptive LQG/LTR TCSC controller applied to damp power system oscillations, *Elect. Power & Energy Systems*, 77, pp. 956–964, 2007.
- [21] MOHAGHEGHI, S., VALLE, Y., VENAYAGAMOORTHY G. K., HARLEY, R.G., A proportional-integrator type adaptive critic design-based neurocontroller for a static compensator in a multimachine power system , *Trans. on Industrial Electronics*, 54, 1, pp. 86-96, 2007.
- [22] RAO, P.S., SEN, I., Robust tuning of power system stabilizers using QFT, *IEEE Trans. on Cont. Syst. Tech.* 7(4), pp.478-486, 1999.
- [23] ABUL, O., İBRAHİM, H., A new adaptive PSS using a Lyapunov design technique, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 12, 2, pp. 123-124, 1990.

- [24] CHEN, S., MALIK, O.P.,  $H_{\infty}$  optimization- based power system stabilizer design , IEE Proceedings-C, 142, pp. 179–184, 1995.
- [25] GUPTA, R., BANDYOPADHAY, B., KULKARNI, A.M., Design of power system stabilizer for single-machine system using robust periodic output feedback controller , IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., 150, 2, pp. 211-216, 2003.
- [26] KOTHARI, M.L., NANDA, J., BHATTACHARYA, K., Design of variable structure power system stabilizers with desired eigenvalues in the sliding mode , IEE Proceedings-C, 140, 4, pp. 263-268,1993.
- [27] SAMARASINGHE, V.G.D.C., PAHALAWATHTHA, N.C., Damping of multimodal oscillations in power systems using variable structure control techniques , IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., 144, 3, pp. 323-331., 1997.
- [28] LEE, S.S., PARK, J.K., Design of power system stabilizer using observer/sliding mode, observer/sliding mode-model following and  $H_{\infty}$ /sliding mode controllers for small-signal stability study , Electrical Power & Energy Systems, 20, 8, pp. 543–553, 1998.
- [29] BANDAL, V., BANDYOPADHAY, B., 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, 2007.
- [30] RAJKUMAR, V., MOHLER, R.R., Nonlinear control methods for power systems: A comparison, IEEE Trans. Control Systems Techn., 3, 2, pp. 231-237, 1995.
- [31] KENNEDY, D., MILLER, D., QUINTANA, V., A nonlinear geometric approach to power system excitation control and stabilization ,Electrical Power & Energy Systems, 20, 8, pp. 501–515, 1998.
- [32] YAN, X.G., EDWARDS, C., SPURGEON, S.K., Bleijs, J.A.M., Decentralized sliding-mode control for multimachine power systems using only output information , IEE Proc.-Control Theory Appl., 151, 5, September pp. 627-635, 2004.
- [33] RAMIREZ, J.A., CERVANTES, I., PEREZ, R.E., PEREZ, G.E., A two-loop excitation control system for synchronous generators , Electrical Power and Energy Systems 27, pp. 556–566, 2005.
- [34] KAZEMI, A., JAHED MOTLAGH, M.R., NAGHSHBANDY, A.H., Application of a new multi-variable feedback linearization method for improvement of power system ,Electrical Power and Energy Systems 29, pp. 322–328, 2007.



- [35] HSU, Y. Y., CHENG, C. H., Design of Fuzzy Power System Stabilizers for Multimachine Power Systems, IEE Proceedings, 137, Part C, No.3, pp. 233-238, 1990.
- [36] HOSSEINZADEH N., KALAM, A., A rule-based fuzzy power system stabilizer tuned by a neural network , IEEE Transactions on Energy Conversion, 14, No. 3, pp. 773-779, 1999.
- [37] EL-METWALLY, K.A., A Fuzzy Logic-Based PID for Power System Stabilization, Electric Power Components and Systems, 29, pp.659-669, 2001.
- [38] SHAMSOLLAHI, P., MALIK, O.P., Application of neural adaptive power system stabilizer in a multi-machine power system, IEEE Transactions on Energy Conversion, 14, 3, pp.731-736, 1999.
- [39] ABDELAZIM, T., MALIK, O.P., Power System Stabilizer Based on Model Reference Adaptive Fuzzy Control, Electric Power Components and Systems, 33, pp. 985–998, 2005.
- [40] ABIDO, M.A., ABDEL, Y.L., Hybridizing rule-based power system stabilizers with genetic algorithms, IEEE Transactions on Power Systems, 14, No. 2, pp. 600-607, 1999.
- [41] ABDEL, Y.L., ABIDO, M.A., Optimal multiobjective design of robust power system stabilizers using genetic algorithms, IEEE Transactions On Power Systems, 18, 3, pp.1125-1132., 2003.
- [42] ANDREOIU, A., BHATTACHAWA, K., Robust tuning of power system stabilisers using a Lyapunov method based genetic algorithm, IEEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., 149, 5, pp. 585-592, 2002.
- [43] YAZICI, İ., ÖZDEMİR, A., Design of model reference discrete time sliding mode power system stabilizer, 10<sup>th</sup> International workshop on variable structure system, VSS'08, Antalya, Turkey, 2008.
- [44] KUNDUR, P., Power system stability and control , McGraw-Hill, pp. 1-500, 1994.
- [45] ANDERSON, P.M., FOUAD, A.A., Power system control and stability, Wiley-Intersence, pp. 1-370, 2003.
- [46] MACHOWSKI, J., BIALEK, J.W., BUMBY, J.R., Power system dynamics and stability , John Wiley&Sons, pp. 1-265, 1997.
- [47] SAUER, P., PAI, M., Power system dynamics and stability, Pren. Hall, pp. 1-277,1998.

- [48] SACCOMANNO, F., Electric power system analysis and control, Wiley-Interscience, pp.1-25, 2003.
- [49] WOOD, A.J., WOLLENBERG, B.F., Power generation operation and control, Wiley-Sons, pp.1-85, 1984.
- [50] KABISAMA, H.W., Electrical power engineering, McGraw-Hill, pp.1-78, 1993.
- [51] ANDERSON, G., Dynamics and control of electric power systems, ETH, pp. 1-106, 2006.
- [52] ROGERS, G., Power system oscillations, Springer,pp. 1-30, 2002.
- [53] ISIDORI, A., Nonlinear control systems , Springer-Verlag, pp.1-17, 1989.
- [54] SARIOĞLU, M.K., Elektrik makinelerinin temelleri, senkron makinalar, Birsen Yayinevi, pp. 1-140, 2002.
- [55] IEEE Power eng. soc., IEEE Std 421.5, Recommended practice for excitation system models for power system stability studies , 2005.
- [56] Power system stabilizer, Mitsubishi Electric.
- [57] ONG, C.H., Dynamic Simulation of Electric Machinery , Pren. Hall, pp. 1-560, 1998.
- [58] FITZGERALD, A.E., KINGSLEY C., UMANS, S.D., Electric machinery McGraw Hill, pp. 1-280, 1985.
- [59] KRAUSE, P.C., WASYNCZUK, O., SUDHOFF, S.D., Analysis of electric machinery and drive systems, John Wiley and Sons, pp.1-120, 2002.
- [60] MERGEN A.F., ZORLU, S., Elektrik makineleri III, Senkron makineler, Birsen Yayinevi, pp.1-120, 2006.
- [61] PARK, R.H., Two-reaction theory of synchronous machines-generalized method of analysis, AIEE Trans., 48, pp. 716- 727, 1929.
- [62] LEWIS, W.A., A basic analysis of synchronous machines , AIEE Trans., 77, pp. 436- 456, 1958.
- [63] HEFFRON, W.G., PHILLIPS, R.A., Effect of Modem Amplidyne Voltage Regulators on Underexcited Operation of Large Turbine Generators, AIEE Trans. PAS, 71, pp. 692-697, 1952.
- [64] OGATA, K., Discrete Time Control Systems PrenticeHall, pp.1-580, 1995.

- [65] DUTTON, K., THOMPSON, S., BARRACLOUGH, B., The art of control engineering, Addison Wesley, pp.1-460, 1997.
- [66] NAIDU, D.S., Optimal control systems, CRC Press, pp.1-120, 2003.
- [67] EDWARDS, C., SPURGEON, S.K., Sliding mode control, theory and applications, Taylor & Francis, pp.1-65, 1998.
- [68] HUNG, J.Y., GAO, W., HUNG, J.C., Variable structure control a survey, IEEE Trans. Ind. Elect., 40, 1, pp. 2-18, 1993.
- [69] EMELYANOV, S.V., Variable structure control systems , Moscow, Nauka, 1967.
- [70] ITKIS, Y., Control systems of variable structure, New York, Wiley, 1976.
- [71] UTKIN, V. I., Variable structure systems with sliding modes, IEEE Trans. Automat. Contr., AC-22, pp. 212–222, 1977.
- [72] PERRUQUETTI, W., BARBOT, J.P., Sliding mode control in engineering, Marcel Dekker, pp. 1-35, 2002.
- [73] UTKIN, V., GULDNER J., SHI, J., Sliding Mode Control in Electromechanical Systems , Taylor&Francis, pp. 1-151, 1999.
- [74] DECARLO, R.A., ZAK, S.H., MATTHEWS, G.P., Variable structure control of nonlinear multivariable systems: A tutorial , IEEE Proceedings, 76, 3, pp. 212-231, 1988.
- [75] MONSEES, G., Discrete-Time Sliding Mode Control, Ph.D. dissertation, Delft University of Technology, pp.1-130, 2002.
- [76] GAO, W., WANG, Y., HOMAIFA, A., Discrete time variable structure control systems, IEEE Trans. On Ind.Elect., 42, 2, pp. 117-122, 1995.
- [77] LI, H., SONG, L., Discrete variable structure control design and its application to a power system, 2007.
- [78] MU, L., GAO, C., CHEN, W., Research for discrete variable structure control systems, IEEE Intern. Conf. on Control and Automation, pp. 2644-2647, 2007.
- [79] DOTE, Y., HOFT, R. G., Microprocessor based sliding mode controller for dc motor drives, Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting, Cincinnati, OH, 1980.
- [80] MILOSAVLJEVIC, D., General conditions for the existence of a quasisliding mode on the switching hyperplane in discrete variable structure system, Automat. Remote Contr., 46, pp. 307-314, 1985.

- [81] SARPTURK, S. Z., ISTEфанOPULOS, Y., KAYNAK, O., On the stability of discrete-time sliding mode control systems, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 32, no. 10, pp. 930-932, 1987.
- [82] FURUTA, K., Sliding mode control of a discrete system, *Syst. and Contr.Lett.*, 14, pp. 145-152, 1990.
- [83] HUI, S., ZAK, S. H., On discrete-time variable structure sliding mode control , *Systems & Control Letters*, 38, pp 283–288, 1999.
- [84] YAO, Q.H., SONG L.Z., WEN, H., Proportional-constant-variable rate control for discrete-time variable structure systems, *Control & Decision*, 14, 3, pp.329-332, 2000.
- [85] LI, Y.F., WIKANDER, J., Model reference discrete-time sliding mode control of linear motor precision servo systems, *Mechatronics*, 14, pp. 835-851, 2004.

## EKLER

### Ek 1. $K_1 \dots K_6$ Parametrelerinin Hesaplanması

```
clc
clear all

% TMSGB sistemine ait parametreler
xd=1.6; xq=1.55; xpd=0.32; xe=0.4; re=0;
% Seçilen çalışma noktası
Si=1+0.05j; Vto=1;

I=Si/Vto; % Seçilen çalışma noktası için ilk değerlerin hesaplanması
It=abs(I);
fi=angle(I);

IQo=It*sin(fi)
IPo=It*cos(fi);
Eqo = sqrt((Vto+IQo*xq)^2+(IPo*xq)^2);
Vo = sqrt((Vto-IPo*re-IQo*xe)^2+(IPo*xe-IQo*re)^2);
delto = asin((Vto*IPo*(xq+xe)-Vto*IQo*re)/(Eqo*Vo));
delo=delto*180/pi;
Ido = (IPo^2*xq+IQo*(Vto+IQo*xq))/Eqo;
Vqo = ((Vto+IQo*xq)/Eqo)*Vto;
IQo = IPo*Vto/Eqo
Iqo=IQo;
Vdo = Iqo*xq;
Epqo = Vqo+xpd*Ido;

K1=((xq-xpd)/(xe+xpd))*Iqo*Vo*sin(delto)+ (Eqo*Vo*cos(delto))/(xe+xq));
K2=Vo*sin(delto)/(xpd+xe);
K3=(xpd+xe)/(xd+xe);
K4=((xd-xpd)/(xpd+xe))*Vo*sin(delto);
K5=xq/(xq+xe)*(Vdo/Vto)*Vo*cos(delto)-xpd/(xpd+xe)*(Vqo/Vto)*Vo*sin(delto);
K6=(Vqo/Vto)*xe/(xe+xpd);
```

## Ek 2. Ayrık Riccati Denklemine Çözümü

% TMSGGB sistemi sürekli zaman durum uzay modeli

```
A=[ 0      377  0      0
    -K1/M   0  -K2/M   0
    -K4/Td0  0  -1/(K3*Td0)  1/Td0
    -Ka*K5/Ta  0  -Ka*K6/Ta  -1/Ta];
B=[0;0;0;Ka/Ta];
```

```
Ts=0.005; % Ayrık zaman durum uzay modeli elde edilir.
[G,H]=c2d(A,B,Ts);
```

```
R=1; % Ağırlık matrisleri belirlenir.
Q=diag([1e+3 1.5e+3 1e-2 1e-2]);
```

```
P=[0 0 0 0 % P nin ilk değeri belirtilir.
    0 0 0 0
    0 0 0 0
    0 0 0 0];
```

% (3.22) ifadesi ile verilen ayrık Riccati denkleminin çözümüne başlanır.  
% Sabit P matrisi elde edilene kadar iterasyona devam edilir.

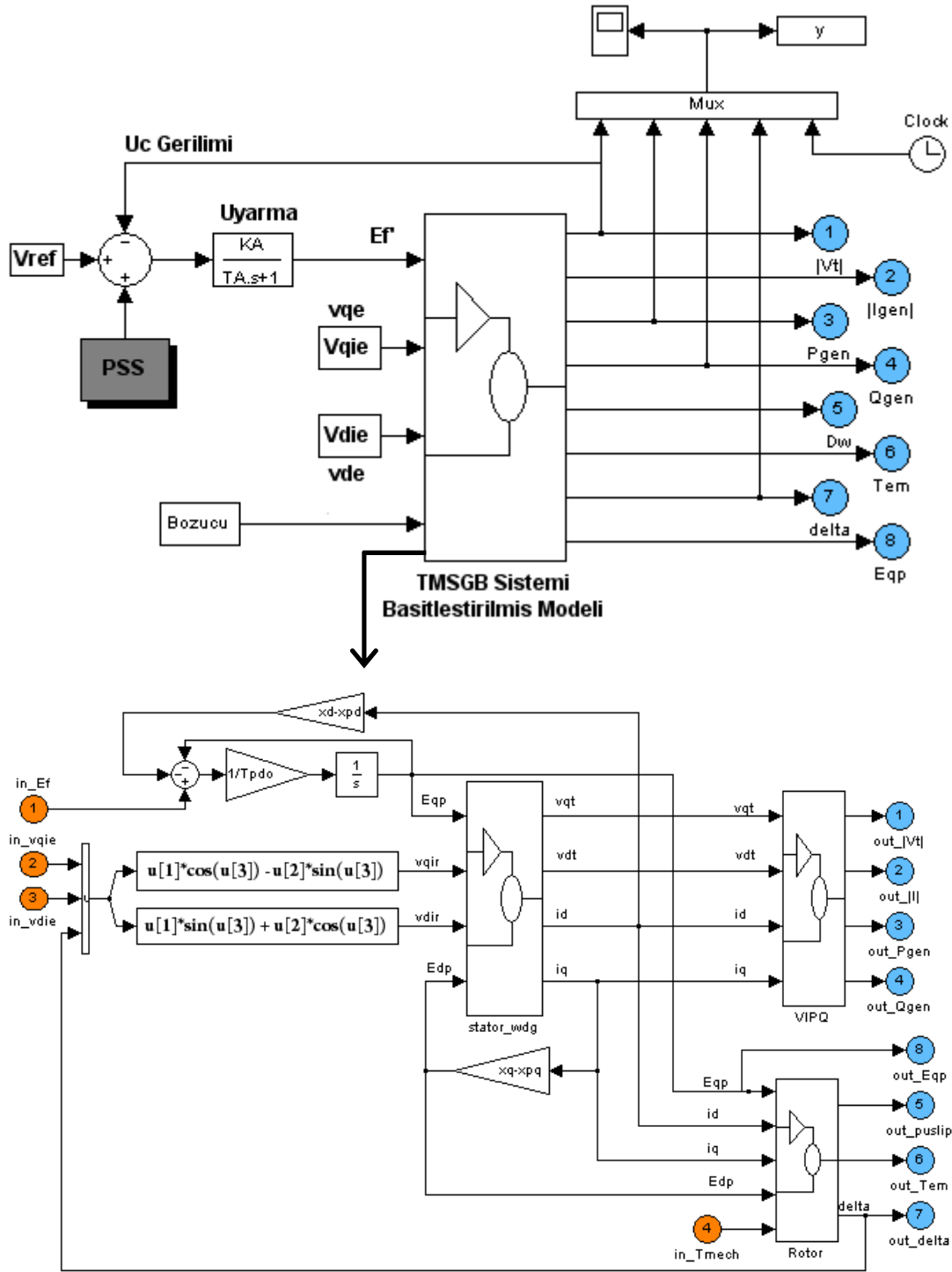
```
for k=1:5,
    for i=1:100,
        P=Q+G'*P*G-G'*P*H*inv(R+H'*P*H)*H'*P*G;
    end
    P
end
```

% Sabit P matrisi elde edildikten sonra (3.18) ifadesi ile optimal durum geri besleme kazanç matrisi hesaplanır

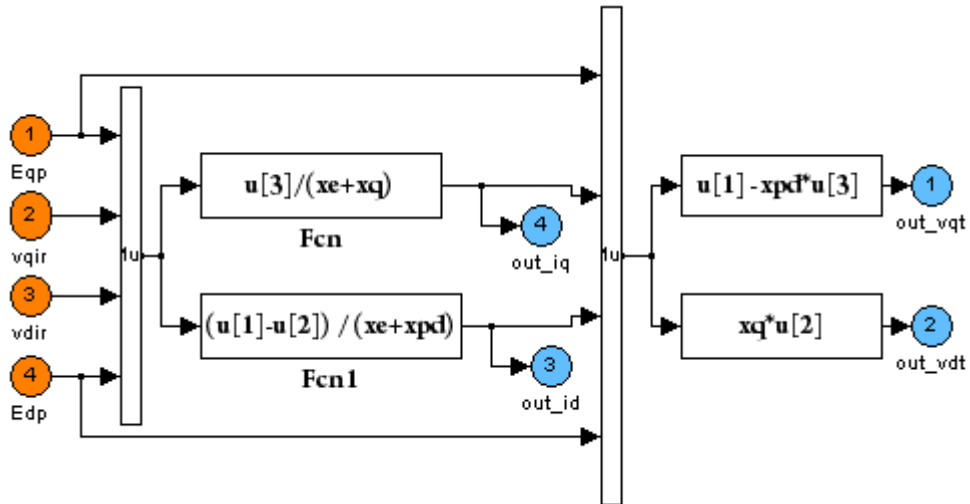
```
Kop=inv(R)*H'*inv(G')*(P-Q);
```

% Optimal durum geri besleme kazanç matrisi Matlab komutu, dlqr(), ile de hesaplanabilir;  
Dlqr\_komutu\_Kop=dlqr(G,H,Q,R);

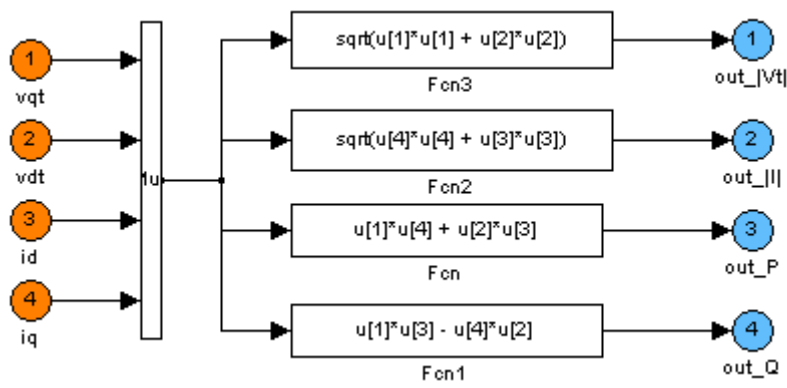
### Ek 3. Benzetim Çalışmaları İçin Simulinkte Oluşturulan Tmsgb Modeli



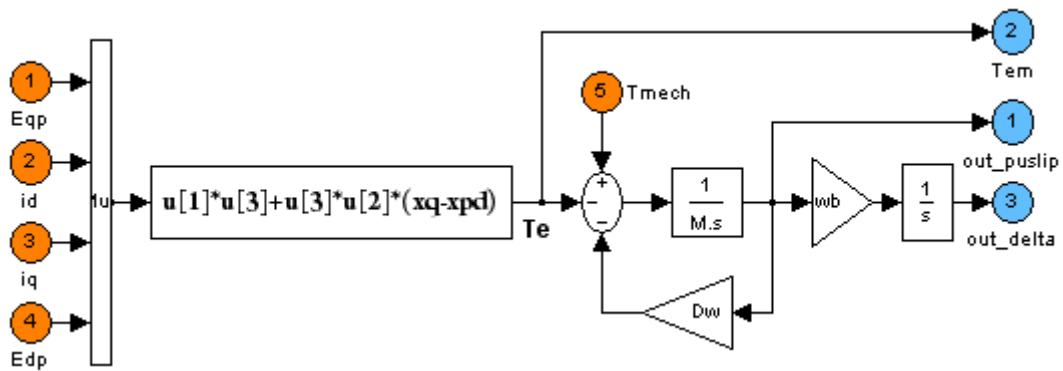
Şekil Ek 3.1 Benzetim Çalışmaları İçin simulinkte Oluşturulan TMSGB Modeli



Stator bloğu



VIPQ bloğu



Rotor bloğu

Şekil Ek 3.1 (devam)



## ÖZGEÇMİŞ

İrfan YAZICI, 1978 yılında Rize’de doğdu. İlk öğrenimini Rize’de orta ve lise öğrenimini Eyüp Lisesi, İstanbul’ da tamamladı. 1999 yılında Sakarya Üniversitesi (SAÜ) Elektrik-Elektronik Mühendisliği (EEM) bölümünde lisans, 2002 yılında SAÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü EEM Ana Bilim Dalında yüksek lisans öğrenimini tamamladı. 2002-2003 yılları arasında yedek subay olarak askerlik hizmetini tamamladı. Yazar, halen SAÜ EEM Bölümünde Kontrol ve Kumanda Sistemleri ana bilim dalında Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır.