

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

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNDE KARARLILIK
PROBLEMLERİNİN YERÇEKİMİ ALGORİTMASI İLE
İNCELENMESİ**

Beytullah BOZALI

ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

**OCAK 2012
DÜZCE**



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

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNDE KARARLILIK
PROBLEMLERİNİN YERÇEKİMİ ALGORİTMASI İLE
İNCELENMESİ**

**Beytullah BOZALI
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI**

**OCAK 2012
DÜZCE**

Beytullah BOZALÍ tarafından hazırlanan ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNDE KARARLILIK PROBLEMLERİNİN YERÇEKİMİ ALGORİTMASI İLE İNCELENMESİ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZTÜRK
Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZTÜRK
Elektrik-Elektronik Mühendisliği A.B.D., Düzce Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Resul KARA
Bilgisayar Mühendisliği A.B.D., Düzce Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Mehmet UÇAR
Düzce Meslek Yüksek Okulu Teknik programlar, Düzce Üniversitesi

Tarih: .../ 01 /2012

Bu tez ile Düzce Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onaylamıştır.

Doç. Dr. Haldun MÜDERRİSOĞLU
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Beytullah BOZALİ

ÖNSÖZ

Bu tezi hazırlamada ve yüksek lisans öğrenim boyunca göstermiş olduğu her türlü destek ve yardımlardan dolayı sayın Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZTÜRK'e,

Tez çalışmam sırasında her türlü bilgi ve deneyimini esirgemeyen Yrd. Doç. Dr. Resul KARA, Yrd. Doç. Dr. Pakize ERDOĞMUŞ ve Araş. Gör. Zehra KARAPINAR'a,

Eğitim hayatımda emeği geçmiş, maddi manevi desteğiyle yanımda olan değerli annem ve babam Zehra ve Hüseyin BOZALİ'ye,

Çalışmalarım sırasında manevi desteğinden ve sabırlarından dolayı değerli eşim Hemide BOZALİ'ye,

Hayatımın neşe kaynağı biricik oğlum Buğra Tarik BOZALİ'ye

Desteklerinden dolayı Düzce Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Fakülte Sekreteri Engin YÜKSEL, tüm akademik ve idari personeline,

Saygı ve şükranlarımı sunarak teşekkür ediyorum.

Ocak 2012

Beytullah BOZALİ

| | |
|---|-------------|
| ÖNSÖZ | i |
| İÇİNDEKİLER | ii |
| ŞEKİL LİSTESİ | vi |
| ÇİZELGE LİSTESİ | x |
| SEMBOLLER LİSTESİ | xii |
| KISALTMALAR LİSTESİ | xiii |
| ÖZ | xiv |
| ABSTRACT | xvi |
| 1. GİRİŞ | 1 |
| 2. GENEL KISIMLAR | 3 |
| 2.1. OGR İLE İLGİLİ TEMEL BİLGİLER | 11 |
| 2.1.1. Regülatörün Tanımı | 11 |
| 2.1.2. Otomatik Gerilim Regülatörü | 12 |
| 2.2. REAKTİF GÜÇ VE GERİLİM KONTROLÜ | 12 |
| 2.2.1. Yükseltici Model | 13 |
| 2.2.2. Uyarıcı (Dinamo) Model | 13 |
| 2.2.3. Generatör Model | 14 |
| 2.2.4. Sensor Model | 14 |
| 2.3. DENEYDE KULLANILAN KONTROL YÖNTEMLERİ | 20 |
| 2.3.1. Kontrol Sistemlerinin Tanımları | 21 |
| 2.4. KONTROL SİSTEMLERİNİN TÜRLERİ | 21 |
| 2.4.1. Açık Çevrim Kontrol Sistemleri | 21 |
| 2.4.2. Kapalı Çevrim Kontrol Sistemleri | 22 |
| 2.5. PID KONTROL | 27 |
| 2.5.1 Orantı Kontrol (P- Kontrol) | 27 |
| 2.5.2 Orantı ve Integral Kontrol (PI- Kontrol) | 28 |
| 2.5.3 Orantı ve Türev Kontrol (PD- Kontrol) | 29 |
| 2.5.4 Orantı, Integral ve Türev Kontrol (PID- Kontrol) | 31 |
| 2.5.5. PID Kontrolör Parametrelerinin Tespiti | 35 |

| | |
|---|----|
| 2.5.6. PID Parametrelerinin Ayarlanması Uygulamaları..... | 36 |
| 2.5.7. PID Örnek Uygulamalar | 38 |
| 2.5.7.1. PID Kontrolör..... | 39 |
| 2.5.7.2. P, I ve Denetleyicilerin Karakteristikleri..... | 40 |
| 2.6. YÜK FREKANS KONTROLÜ (YFK)..... | 46 |
| 2.6.1. Yük Frekans Kontrolörün Tanımı..... | 47 |
| 2.6.2. Yük Frekans Kontrolörün Dört Temel Amacı..... | 47 |
| 2.6.3. Yük Frekans Kontrolörün Aşamaları..... | 48 |
| 2.6.4. Sekonder Frekans Kontrolör | 51 |
| 2.6.5. Ölü Bant (Dead Band) | 51 |
| 2.6.6. Alan Kontrol Hatası (Area Control Error) | 52 |
| 2.6.7. K Faktörü | 52 |
| 2.7. YÜK FREKANS KONTROLÖRÜN UYGULAMASI | 52 |
| 3. MATERYAL VE YÖNTEMLER | 57 |
| 3.1. SEZGİSEL ALGORİTMALARA GENEL BAKIŞ | 57 |
| 3.2. GENETİK ALGORİTMA | 59 |
| 3.2.1. Genetik Algoritmanın Genel Yapısı..... | 59 |
| 3.3. GENETİK ALGORİTMANIN ÇALIŞMA PRENSİBİ..... | 60 |
| 3.3.1. Genetik Algoritmanın Sonlandırma Şartları | 60 |
| 3.4. YERÇEKİMİ ARAMA ALGORİTMASI (YAA) GENEL BAKIŞ..... | 61 |
| 3.4.1. Giriş..... | 61 |
| 3.5. YERÇEKİMİ YASASI..... | 62 |
| 3.6. YERÇEKİMİ ARAMA ALGORİTMASI (YAA)'NİN ÇALIŞMA PRENSİBİ | 65 |
| 3.6.1. Yerçekimi Kuvveti | 65 |
| 3.6.2. Hareket Yasası | 65 |
| 4. BULGULAR..... | 70 |
| 4.1. OTOMATİK VOLTAJ REGÜLÂTÖRÜ (OGR) MODELLENMESİ VE TRANSFER FONKSİYONUN ELDE EDİLMESİ | 71 |
| 4.1.1. Otomatik Gerilim Regülatörünün (OGR) Modellenmesi | 71 |
| 4.1.2. Otomatik Gerilim Regülatörünün Örnek 1 ve Örnek 2 için Transfer Fonksiyonunun Bulunması | 73 |
| 4.1.2.1. Matlab Programı Kullanılarak Örnek 1 için Transfer | |

| | |
|--|-----|
| <i>Fonksiyonunun Elde Edilmesi</i> | 73 |
| <i>4.1.2.2. Matlab Programı Kullanılarak Örnek 2 için Transfer</i> | |
| <i>Fonksiyonunun Elde Edilmesi</i> | 74 |
| 4.2. PID KONTROLÖRLE OTOMATİK GERİLİM REGÜLÂTÖRÜ (OGR)'NİN MODELLENMESİ VE KLASİK YÖNTEMLERLE ÇÖZÜMÜ | 75 |
| 4.2.1. Matlab/Simulink Kullanarak Örnek 1 ve Örnek 2 Blok Diyagramı Oluşturulması | 75 |
| 4.2.2. Matlab/Simulink Kullanarak Uygulanan OGR Örnek 1 İçin Blok Diyagramı Oluşturulması | 76 |
| 4.2.3. Matlab/Simulink Kullanarak Uygulanan OGR Örnek 2 İçin Blok Diyagramı Oluşturulması | 77 |
| 4.2.4. Klasik Yöntem, Ziegler-Nichols (ZN) Yöntemi İle PID Parametrelerinin Bulunması ve Grafiklerinin Çizdirilmesi | 78 |
| 4.3. PID KONTROLÖRLE OTOMATİK GERİLİM REGÜLÂTÖRÜ (OGR)'NİN GENETİK ALGORİTMA (GA) YÖNTEMİYLE ÇÖZÜMÜ | 83 |
| 4.4. PID KONTROLÖRLE OTOMATİK VOLTAJ REGÜLÂTÖRÜ (OGR)'NİN YERÇEKİMİ ARAMA ALGORİTMASI (YAA) YÖNTEMİYLE ÇÖZÜMÜ | 87 |
| 4.5. YÜK FREKANS KONTROLÜ (YFK) UYGULAMASI | 91 |
| 4.5.1. Yük Frekans Kontrolü (YFK) Matlab/Simulink Kullanarak Modellenmesi ve Frekans Adım Eğrileri Grafiğinin Elde Edilmesi | 91 |
| 4.6. YÜK FREKANS KONTROLÜ UYGULAMASININ ZN YÖNTEMİ İLE PID PARAMETRELERİNİN BULUNMASI VE GRAFİĞİNİN ÇİZİLMESİ | 93 |
| 4.7. YÜK FREKANS KONTROLÜ (YFK) ÖRNEĞİNİN YERÇEKİMİ ARAMA ALGORİTMASI (YAA) YÖNTEMİ İLE PID PARAMETRELERİNİN BULUNMASI VE GRAFİĞİNİN ÇİZDİRİLMESİ | 97 |
| 4.8. OGR'NİN ZN, GA, YAA YÖNTEMLERİYLE BULUNAN PID PARAMETRELERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI | 101 |

| | |
|--|-----|
| 4.8.1. IAE, ISE, IASE Uygulaması İle Örnek 1 ve Örnek 2 İçin Bulunan PID Parametreleri ve Grafiklerinin Çizdirilmesi | 101 |
| 4.9. YÜK FREKANS KONTROLÜ (YFK)' NİN ZN, GA, YAA YÖNTEMLERİYLE BULUNAN PID PARAMETRELERİNİN KARŞILAŞTIRILMAS..... | 104 |
| 4.9.1. IAE, ISE, IASE Uygulaması İle $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$, $\Delta P_L=0.2$ İçi Bulunan PID Parametreleri ve Grafiklerinin Çizdirilmesi..... | 104 |
| 5. TARTIŞMA VE SONUÇ | 109 |
| KAYNAKLAR | 111 |
| ÖZGEÇMİŞ | 118 |

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

| | | |
|------------|---|----|
| Şekil 2.1 | : Basit bir OGR'nin yapısı..... | 13 |
| Şekil 2.2 | : Bir OGR'nin yapısının blok diyagramı..... | 15 |
| Şekil 2.3 | : Denetimsiz OGR'nin zamana bağlı adım fonksiyonu cevabı..... | 16 |
| Şekil 2.4 | : Örnek için OGR'nin blok diyagramı..... | 16 |
| Şekil 2.5 | : Örnek için köklerin yer eğrilerinin çizimi..... | 18 |
| Şekil 2.6 | : Örnek için terminal gerilim adım yanıtı..... | 20 |
| Şekil 2.7 | : Basit kontrol sistemi blok diyagramı | 21 |
| Şekil 2.8 | : Açık çevrim kontrol sistemi blok diyagramı..... | 22 |
| Şekil 2.9 | : Kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı..... | 23 |
| Şekil 2.10 | : Geri besleme sisteminin özelliklerini saptamak için diyagram..... | 23 |
| Şekil 2.11 | : Lineer kontrol sistemin birim basamak cevabı | 25 |
| Şekil 2.12 | : Orantı kontrollü sistemin blok diyagramı | 27 |
| Şekil 2.13 | : PI kontrollü sistemin blok diyagramı..... | 28 |
| Şekil 2.14 | : PI kontrolörün dinamik özellikleri | 29 |
| Şekil 2.15 | : PD kontrollü sistemin blok diyagramı | 30 |
| Şekil 2.16 | : Türev etkinin sistem cevabına etkisi | 31 |
| Şekil 2.17 | :PID kontrollü sistemin blok diyagramı | 32 |
| Şekil 2.18 | : Çeşitli kontrol etkilerinin karşılaştırılması..... | 34 |
| Şekil 2.19 | : Ziegler-Nichols sistemin açık çevrim adım cevabı..... | 37 |
| Şekil 2.20 | : Sistemin osilasyona gittiği andaki cevabı | 38 |
| Şekil 2.21 | : PID ve örneğin simülasyonu | 38 |
| Şekil 2.22 | : PID ve örneğin simülasyonu osilaskop cevabı..... | 39 |
| Şekil 2.23 | : PID ve geri beslemeli sistem..... | 39 |
| Şekil 2.24 | : Örnek 2 PID Uygulamasının blok şekli | 41 |
| Şekil 2.25 | : Örnek 2 açık döngü adım tepkisini cevabı..... | 42 |
| Şekil 2.26 | : Örnek 2 kapalı adım tepkisinin $K_p=300$ ken cevabı..... | 43 |
| Şekil 2.27 | : Örnek 2 kapalı adım tepkisinin $K_p=300$, $K_d=10$ iken cevabı..... | 44 |
| Şekil 2.28 | : Örnek 2 kapalı adım tepkisinin $K_p=30$, $K_i=70$ iken cevabı | 45 |
| Şekil 2.29 | : Örnek 2 kapalı adım tepkisinin $K_p=350$, $K_i=300$, $K_d=5500$ ikencevabı | 46 |
| Şekil 2.30 | : Yükteki değişime bağlı olarak frekansın zamana göre değişimi | 47 |
| Şekil 2.31 | : Yükteki frekansın kontrolü ve OGR'nin şematik diyagramı | 48 |
| Şekil 2.32 | : Primer frekans kontrolü yapan üniteler frekanstaki sapmayı takip ederek primer çıkış gücü | 50 |
| Şekil 2.33 | : Primer frekans kontrolü yapan üniteler frekanstaki sapmayı takip ederek primer çıkış gücü | 50 |
| Şekil 2.34 | : Birilcil ve ikincil kontrol şeması | 52 |
| Şekil 2.35 | : Örnek için kök yer eğrilerini grafiği..... | 54 |
| Şekil 2.36 | : Örnek YFKsimulink blok diyagramı..... | 55 |
| Şekil 2.37 | : Örnek YFK için frekans adım grafiği | 56 |
| Şekil 3.1 | : Genetik algoritmanın işleyiş aşamaları | 60 |
| Şekil 3.2 | : Her kütle diğer kütleler üzerine bileşke kuvvet yönünde ivmeler..... | 64 |

| | | |
|-------------------|---|-----------|
| Şekil 3.3 | : YAA'nın prensip şeması | 69 |
| Şekil 4.1 | : Basit bir OGR'nin yapısı | 72 |
| Şekil 4.2 | : OGR'nin yapısının Matlab/Simulink blok diyagramı | 72 |
| Şekil 4.3 | : Örnek 1 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı | 75 |
| Şekil 4.4 | : Örnek 2 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı | 75 |
| Şekil 4.5 | : IAE Örnek 1 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı | 76 |
| Şekil 4.6 | : ISE Örnek 1 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı | 76 |
| Şekil 4.7 | : IASE Örnek 1 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı | 77 |
| Şekil 4.8 | : IAE Örnek 2 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı | 77 |
| Şekil 4.9 | : ISE Örnek 2 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı | 78 |
| Şekil 4.10 | : IASE Örnek 2 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı | 78 |
| Şekil 4.11 | : Literatürde verilen PID kontrolör terminal gerilim birim basamak değişimine ait simülasyon grafiği | 79 |
| Şekil 4.12 | : Ziegler-Nichols yöntemine ait örnek 1 için terminal gerilim birim basamak değişiminin, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE grafiği, (d) Örnek 1 için sonuçların karşılaştırılmış simülasyon grafiği | 80 |
| Şekil 4.12 | : (devamı) Ziegler-Nichols yöntemine ait örnek 1 için terminal gerilim birim basamak değişiminin (d) Örnek 1 için sonuçların karşılaştırılmış simülasyon grafiği | 81 |
| Şekil 4.13 | : Ziegler-Nichols yöntemine ait örnek 2 için terminal gerilim birim basamak değişiminin, (a) PID adım IAE grafiği | 81 |
| Şekil 4.13 | : (devamı) Ziegler-Nichols yöntemine ait örnek 2 için terminal gerilim Biri basamak değişiminin, (b) PID adım ISE grafiği (c) PID adım IASE grafiği, (d) Örnek 2 için sonuçların karşılaştırılmış simülasyon grafiği | 82 |
| Şekil 4.14 | : GA yöntemine ait örnek 1 için terminal gerilim birim basamak Değişiminin, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği | 84 |
| Şekil 4.14 | : (devamı) GA yöntemine ait örnek 1 için terminal gerilim birim basamak Değişiminin, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri | 85 |
| Şekil 4.15 | : GA yöntemine ait örnek 1 için terminal gerilim birim basamak (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği | 85 |
| Şekil 4.16 | : GA yöntemine ait örnek 2 için terminal gerilim birim basamak Değişiminin, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri | 86 |
| Şekil 4.17 | : GA yöntemine ait örnek 2 için terminal voltaj birim basamak (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği | 87 |

| | |
|-------------------|---|
| Şekil 4.18 | : YAA yöntemine ait OGR örnek 1 için terminal voltaj birim basamak Değişiminin, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği 88 |
| Şekil 4.18 | : (devamı) YAA yöntemine ait OGR örnek 1 için terminal voltaj birim basamak değişiminin, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri 89 |
| Şekil 4.19 | : YAA yöntemine OGR ait örnek 1 için terminal voltaj birim basamak (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği . 89 |
| Şekil 4.20 | : YAA yöntemine ait OGR örnek 2 için terminal voltaj birim basamak değişiminin, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri..... 90 |
| Şekil 4.21 | : GSA yöntemine ait örnek 2 için terminal voltaj birim basamak (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği 91 |
| Şekil 4.22 | : Örnek tek alan YFK ile PID kontrolörün simulink modelin blok diyagramı 92 |
| Şekil 4.23 | : Örnek tek alan YFK simulink blok diyagramı 92 |
| Şekil 4.24 | : Uygulanan örnek tek alan YFK random için frekans adım eğrilerini Grafiği 93 |
| Şekil 4.25 | : Tek alanlı yük frekans kontrolü (YFK) için ZN Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta PL=0.1$ için, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri..... 94 |
| Şekil 4.26 | : Tek alanlı yük frekans kontrolü (YFK) için ZN Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta PL=0.1$ için (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği..... 95 |
| Şekil 4.27 | : Tek alanlı yük frekans kontrolü (YFK) için ZN Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta PL=0.2$ için, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri..... 96 |
| Şekil 4.28 | : Tek alanlı yük frekans kontrolü (YFK) için ZN Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta PL=0.2$ için (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği..... 97 |
| Şekil 4.29 | : Tek alanlı yük frekans kontrolü (YFK) için YAA Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta PL=0.1$ için, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri..... 98 |
| Şekil 4.30 | : Tek alanlı yük frekans kontrolü (YFK) için YAA Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta PL=0.1$ için (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği..... 99 |
| Şekil 4.31 | : Tek alanlı yük frekans kontrolü (YFK) için YAA Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta PL=0.2$ için (a) PID adım IAE grafiği, simülasyon grafikleri..... 99 |
| Şekil 4.31 | : (devamı) Tek alanlı yük frekans kontrolü (YFK) için YAA Yöntemi ile $R1=20$ $\Delta PL=0.2$ için, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri..... 100 |
| Şekil 4.32 | : Tek alanlı yük frekans kontrolü (YFK) için YAA Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta PL=0.2$ için (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği..... 100 |
| Şekil 4.33 | : Örnek 1 IAE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması 102 |

| | | |
|-------------------|---|------------|
| Şekil 4.34 | : Örnek 2 IAE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 102 |
| Şekil 4.35 | : Örnek 1 ISE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 103 |
| Şekil 4.36 | : Örnek 2 ISE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 103 |
| Şekil 4.37 | : Örnek 1 IASE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 104 |
| Şekil 4.38 | : Örnek 2 IASE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 104 |
| Şekil 4.39 | : $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$ IAE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 105 |
| Şekil 4.40 | : $R1=20$, $\Delta P_L=0.2$ IAE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 105 |
| Şekil 4.41 | : $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$ ISE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 106 |
| Şekil 4.42 | : $R1=20$, $\Delta P_L=0.2$ ISE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 106 |
| Şekil 4.43 | : $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$ IASE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 107 |
| Şekil 4.44 | : $R1=20$, $\Delta P_L=0.2$ IASE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 107 |

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

| | | |
|--------------|--|-----|
| Çizelge 2.1 | : Örnek OGR 'nin veri ve parametre tablosu..... | 16 |
| Çizelge 2.2 | : ZN basamak metoduna göre kontrolör parametrelerin tespiti..... | 36 |
| Çizelge 2.3 | : ZN frekans yanıtı metodu ile kontrolör parametrelerinin tespiti..... | 36 |
| Çizelge 2.4 | : Sistemin açık çevrim adım cevabı ayarlanması uygulamaları için ZN parametreleri | 37 |
| Çizelge 2.5 | : Sistemin osilasyona gittiği andaki uygulamaları için ZN parametreleri | 38 |
| Çizelge 2.6 | : Ünitelerin hız eğim ve ölü bant değerleri açıklaması..... | 49 |
| Çizelge 4.1 | : Örnek 1 için OGR 'nin veri ve parametre tablosu..... | 72 |
| Çizelge 4.2 | : Örnek 2 için OGR 'nin veri ve parametre tablosu..... | 72 |
| Çizelge 4.3 | : Literatürde verilen PID kontrolör parametreleri | 78 |
| Çizelge 4.4 | : Örnek 1 ve örnek 2 için Ziegler-Nichols Yöntemiyle PID kontrolör sonuçları | 79 |
| Çizelge 4.5 | : Örnek 1 ve örnek 2 için Genetik Algoritma (GA) yöntemi ile PID kontrolör sonuçları | 83 |
| Çizelge 4.6 | : Örnek 1 ve örnek 2 OGR sistemi için Yerçekimi Arama Algoritma (YAA) yöntemi ile PID kontrolör sonuçları, ZN ve GA yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 88 |
| Çizelge 4.7 | : Uygulanacak örnek YFK için veri ve parametre tablosu | 92 |
| Çizelge 4.8 | : Tek alanlı YFK için ZN yöntemi ile (IAE, ISE, IASE) kullanılarak $R_1=20$, $\Delta P_L=0.1$ için PID kontrolör parametreleri ve yerleşme zamanları tablosu | 93 |
| Çizelge 4.9 | : Tek alanlı YFK için ZN yöntemi ile (IAE, ISE, IASE) kullanılarak $R_1=20$, $\Delta P_L=0.2$ için PID kontrolör parametreleri ve yerleşme zamanları tablosu | 95 |
| Çizelge 4.10 | : Tek alanlı YFK için YAA yöntemi ile (IAE, ISE, IASE) kullanılarak $R_1=20$, $\Delta P_L=0.1$ için PID kontrolör parametreleri ve yerleşme zamanları tablosu | 97 |
| Çizelge 4.11 | : Tek alanlı YFK için YAA yöntemi ile (IAE, ISE, IASE) kullanılarak $R_1=20$, $\Delta P_L=0.2$ için PID kontrolör parametreleri ve yerleşme zamanları tablosu | 99 |
| Çizelge 4.12 | : Örnek 1 ve örnek 2 OGR uygulanan sistem için IAE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 101 |
| Çizelge 4.13 | : Örnek 1 ve örnek 2 OGR uygulanan sistemi için ISE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 102 |
| Çizelge 4.14 | : Örnek 1 ve örnek 2 OGR uygulanan sistemi için IASE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 103 |
| Çizelge 4.15 | : YFK için $R_1=20$, $\Delta P_L=0.1$, $\Delta P_L=0.2$ değerleriyle IAE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 105 |
| Çizelge 4.16 | : YFK için $R_1=20$, $\Delta P_L=0.1$, $\Delta P_L=0.2$ değerleriyle ISE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması | 106 |

Çizelge 4.17 : YFK için $R_1=20$, $\Delta P_L=0.1$, $\Delta P_L=0.2$ değerleriyle IASE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması**107**

SEMBOL LİSTESİ

| | |
|-------------------------|--|
| F | : frekans |
| N | : devir sayısı |
| P | : tek kutup sayısı |
| V_{Tref} | : senkron generatör referans uç gerilimi |
| D | : sönüm katsayısı |
| K_A | : uyarım sisteminin kazanç sabiti |
| T_A | : uyarım sisteminin zaman sabiti |
| K_p | : oransal değer |
| K_i | : integral değer |
| K_d | : türevsel değer |
| r(t) | : giriş işareti |
| u(t) | : kontrol işareti |
| b(t) | : geri besleme işareti |
| c(t) | : çıkış işareti |
| K | : kontrol elemanı |
| H | : geri besleme elemanı |
| tg | : gecikme zamanı |
| ty | : yükselme zamanı |
| tt | : tepe zamanı |
| M_p | : maksimum aşma |
| t_o | : oturma zamanı |
| T_i | : integral zaman sabiti |
| T_d | : türev zaman sabiti |
| PS | : popülasyon sayısı |
| MO | : mutasyon sayısı |
| F | : uygunluk fonksiyonu değerleri toplamı |
| P_{r(i)} | : i'ninci bireyin seçilme ihtimali |
| ÇN | : çaprazlama noktası |
| ÇO | : çaprazlama oranı |
| P | : ceza fonksiyonu |
| r_i | : ceza katsayısı |
| ε | : değişkenlerin artım aralığı |
| ln | : n'inci değişkenin bit sayısı |
| N | : popülasyonun birey sayısını |
| K_c | : güç sistemi kararlı kılıcı kazanç zaman sabiti |

KISALTMALAR LİSTESİ

| | |
|-------------|--|
| PID | : orantı integral türev (Proportional Integral Derivative) |
| UT | : uyarım transformatörü |
| OGR | : otomatik gerilim regülatörü |
| YFK | : yük frekans kontrolü |
| LFC | : load frequency control |
| GA | : genetik algoritma |
| YAA | : yerçekimi arama algoritma |
| GSA | : gravitational search algorithm |
| IAE | : hatanın mutlak değerinin toplamı |
| ISE | : hatanın karesinin toplamı |
| IASE | : hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı |
| IEEE | : elektrik elektronik mühendisleri enstitüsü |

ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNDE KARARLILIK PROBLEMLERİNİN YERÇEKİMİ ALGORİTMASI İLE İNCELENMESİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Beytullah BOZALİ

DÜZCE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Ocak 2012

ÖZ

Günümüzde Elektrik Enerjisi ihtiyacındaki artışa bağlı olarak, kaliteli ve güvenilir enerji talebi giderek artmaktadır. Elektrik enerjisinin sabit gerilim ve frekans değerinde tüketiciye sunulma zorunluluğu bulunmaktadır. Bu durum elektrik güç sistemlerinde kararlılık problemlerini ortaya çıkarmıştır. Elektrik enerjisinin üretimi tüketicinin elektrik enerjisi talebine bağlı olarak senkron generatörler tarafından karşılanmaktadır. Elektrik güç sistemleri enterkonnekte bir yapıya sahip oldukları için sistemdeki tüm generatörlerin senkronizmada kalması istenmektedir. Sistemde meydana gelebilecek küçük veya büyük bozucu etki sonrasında senkron generatörlerin gerilim ve hız değerlerinde salınımlar ortaya çıkmaktadır. Bu salınımların sönümlenmesini sağlamak amacı ile güç sistemlerinde gerilim ve yük frekans kontrolü, temel kararlılık problemleri arasında yer almaktadır.

Bu çalışmada, Otomatik Gerilim Regülatörü (OGR) ve Yük Frekans Kontrolörü (YFK) için en iyi yerleşme zamanlarını belirlemek ve salınımları önlemek amacı ile katsayıları Yerçekimi Arama Algoritması (YAA) ile belirlenmiş olan, Proportional-İntegral-Derivative (PID) kontrolör önerilmiştir. Örnek güç sistemlerinin PID kontrolleri için matlab-simuling modelleri oluşturulmuş ve transfer fonksiyonları çıkarılmıştır. Farklı çalışma koşulları altında, PID katsayılar önce klasik yöntem Ziegler-Nichols (ZN) yöntemiyle ile bulunmuştur. Daha sonra aynı değerler Genetik Algoritma (GA) ve son olarak YAA ile elde

edilmiştir. Elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Çalışma OGR ve YFK için ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, OGR ve YFK her iki uygulamasında da, YAA yöntemi ile elde edilen PID katsayılarının kullanılması durumunda sistemin daha kısa sürede yerleşme zamanına ulaştığı, daha az salınımlı olduğu görülmüştür. Sonuç olarak güç sistemi kararlılık problemlerinin analizinde YAA'nın iyileştirici sonuçlar verdiği görülmüştür.

Bilim Kodu..... : 422707

Anahtar Kelimeler : Güç sistemleri, PID denetleyici, yerçekimi arama algoritması optimizasyon

Sayfa Adedi..... : 118

Tez Yöneticisi..... : Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZTÜRK

**INVESTIGATION OF STABILITY PROBLEMS IN ELECTRICAL POWER
SYSTEMS WITH GRAVITATIONAL SEARCH ALGORITHM**

(M. Sc. Thesis)

Beytullah BOZALI

**DUZCE UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

January 2012

ABSTRACT

Nowadays, demand for qualified and reliable energy increases gradually depending on the increase in the need for electricity energy. There is an obligation to serve the electricity energy with constant voltage and frequency. This situation causes stability problems in electricity power systems. Production of the electricity energy is satisfied by the synchronized generators depending on the electricity energy demand. Since the electricity power systems have an interconnected structure, it is required to be synchronized from all the generators in the system. After either a big or small destructive effect that may occur in the system, there exist oscillations in voltage and speed values of synchronized generators. The voltage and load frequency control in power systems appear in between the basic stability problems with the purpose of to amortize this oscillations.

In this study, a PID controller whose coefficients are determined via GSA to prevent oscillations and to fix the best settling for AVR (Automated Voltage Regulator) and LFC (Load Frequency Controller). Matlab-Simulink models are established for PID controls of sample power systems and transfer functions are obtained. PID coefficients are found first via ZN method under different working conditions. Then, the same values are obtained with GA and YAA. The results are compared. The study is realized separately for AVR and LFC. According to the results obtained, in both applications of AVR and LFC,

it is seen that the system reaches the shortest settling time with less oscillations in case of using PID.

Science Code : 422707

Key Words : Power systems, PID controller, gravitational search algorithm, optimization,

Page Number : 118

Adviser : Assist. Prof. Dr. Ali ÖZTÜRK

1. GİRİŞ

Teknoloji ve sanayideki hızlı gelişim nedeniyle tüketicilerin enerji kullanımı ve ihtiyacı günümüzde giderek artmaktadır. Tüketiciler kullandıkları elektrik enerjisini sabit bir frekans ve gerilim değerinde sürekli olarak kendilerine iletilmesini istemektedirler. Frekans ve gerilim değerlerinin teoride bu şekilde olması istenirken uygulamada bu değerler belirli sınır değerleri arasında tutulması amaçlanmaktadır. Bunu gerçekleştirebilmek için güç sistemlerinin kararlılığının sağlanması gerekmektedir. Güç sistemlerinde kararlılık sistemin hem normal çalışma koşullarında belirli bir denge noktasında kalması, hem de oluşan bir bozucu etki sonrasında sistemin tekrar bozucu etki öncesi çalışma koşullarına dönmesidir.

Otomatik Voltaj Regülatörü (AVR), uyarma sisteminin en önemli kısmıdır. Bir başka ifadeyle gerilim regülâtörü uyarıcının çıkışını ayarlayarak üretilen gerilim ve reaktif güçteki değişimlerin istenilen sınırlar içerisinde kalmasını sağlar. Gerilim regülatörünün hızı kararlılık için çok önemlidir. Çünkü eşzaman makinelere ilişkin uyarma düzenlerinin, elektrik sistemleri içerisinde oluşan geçici olaylar üzerinde belirgin etkileri vardır (Gelen ve Ayasun, 2007). Zaman gecikmesi fiziksel sistemlerin dinamiğinde kararsızlıklara neden olmasını önlemek, gerilimi sabit tutmak ve oturma zamanını belirlemek için çeşitli kontrol yöntemleri kullanılmıştır.

Güç sistemlerinde kontrol edilmesi gereken en önemli parametrelerden biri ise frekanstır. Enterkonnekte güç sistemlerinde her bir güç sistem alanında meydana gelecek bir yük değişimi, bağlantı halinde olan diğer güç sistem alanlarının da frekans ve güç yönünden etkilemesine neden olmaktadır. Güç sistemlerinde frekansı etkileyen en önemli parametre ise aktif güçtür. Üretilen ile tüketilen elektrik enerjisi arasında denge olmadığı takdirde frekans artacak veya azalacaktır. Enerji şebekelerinde kararlılığı attırmak için bağlantı hatlarındaki aktif güç akışı ile üretilen gücü denetleyerek mümkün olduğunca hızlı ve etkin bir şekilde sistem frekansı istenen nominal frekans değerine, bağlantı hattı yükünü ise bağlantılı olduğu şebekelerle

önceden belirlenmiş güç-alış veriş değerine getirme işlemiyle yük frekans kontrolü yapılmış olmaktadır (Yalçın ve diğ. 2010). Amaç frekansı sabit tutmaktır.

Bu tez çalışmasında, sanılımları önlemek en iyi oturma zamanlarını belirlemek ve daha kararlı çalışan sistemi bulmak için Otamatatik Gerilim Regülatörü (OGR) ve Yük Frekans Kontrolörü (YFK)'nın farklı uygulamaları için, hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE), yerçekimi arama algoritması (YAA), ZN ve GA yöntemleri kullanılarak PID katsayıları bulunmuş ve karşılaştırılmıştır.

Bu çalışma beş bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde çalışmanın amacı hakkında bilgi verilmiştir. İkinci bölümde literatürde yapılan çalışmalar anlatılmış, OGR hakkında genel bilgi verilmiş, OGR'de uygulanacak örnekler verilmiş, YFK anlatılmış ve YFK'da uygulanacak örnekler verilmiş, PID kontrol anlatılmış ve örnekler verilmiş, ZN kontrol anlatılmış ve örnekler verilmiştir. Üçüncü bölümde tez çalışmasında kullanılan materyal ve yöntemler olan genetik algoritma (GA) ve Yerçekimi arama algoritması (YAA) konuları anlatılmıştır. Dördüncü bölümde OGR ve YFK sistemin modelleri için PID katsayıları, hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) için ayrı ayrı ZN yöntemi GA ve YAA yöntemleri kullanılarak PID parametreleri bulunmuştur. Bulunan PID parametreleri tüm yöntemlerle karşılaştırılmış ve her yöntemin grafikleri ayrı ayrı çizdirilmiştir. Beşinci bölümde tez çalışmasındaki sonuçlar değerlendirilmiş olup gelecekte yapılabilecek çalışmalardan bahsedilmiştir.

2. GENEL KISIMLAR

Günümüzde Elektrik Enerjisi ihtiyacındaki artışa bağlı olarak, kaliteli ve güvenilir enerji talebi giderek artmaktadır. Elektrik enerjisinin sabit gerilim ve frekans değerinde tüketiciye sunulma zorunluluğu bulunmaktadır. Bu durum elektrik güç sistemlerinde kararlılık problemlerini ortaya çıkarmıştır.

Bu çalışmada, Otomatik Gerilim Regülâtörü (OGR) ve Yük Frekans Kontrolörü (YFK) için en iyi yerleşme zamanlarını belirlemek ve salınımları önlemek amacı ile katsayıları Yerçekimi Arama Algoritması (YAA) ile belirlenmiş olan, Proportional–İntegral–Derivative (PID) kontrolör önerilmiştir. Örnek güç sistemlerinin PID kontrolleri için matlab-simulink modelleri oluşturulmuş ve transfer fonksiyonları çıkarılmıştır. Farklı çalışma koşulları altında, PID katsayılar önce klasik yöntem Ziegler-Nichols (ZN) yöntemiyle ile bulunmuştur. Daha sonra aynı değerler Genetik Algoritma (GA) ve son olarak YAA ile elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Çalışma OGR ve YFK için ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, OGR ve YFK her iki uygulamasında da, YAA yöntemi ile elde edilen PID katsayılarının kullanılması durumunda sistemin daha kısa sürede yerleşme zamanına ulaştığı, daha az salınımlı olduğu görülmüştür. Aşağıda literatürde OGR ve YFK ile yapılan çalışmalar bazıları özetlenmiştir.

Erentürk ve Altaş (2001), Güç Sistemlerinde AVR (Automatic Voltage Regulator) BM (Bulanık Mantık Tabanlı) tabanlı denetleyici oluşturulmuşlar ve AVR' ye uygulanarak AVR' nin denetimi için kullanılmıştır. Simülasyon sonuçları her iki durum içinde elde edilmişler ve karşılaştırmışlardır.

Taşar ve Özdemir (2011), Sonsuz Güçlü Baraya Bağlı Senkron Generatörün Uyarım Kontrolü İçin Güç Sistem Kararlayıcısı Tasarımı adı altında AVR (Automatic Voltage Regulator) uygulanmış. Sisteme klasik PID, Geleneksel Güç Sistem Kararlı kılıcı

(GSK) ve Bulanık mantık tabanlı Güç Sistem Kararlı kılıcısı (BGSK) kontrol yapıları da eklenerek karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

Nalbantoğlu ve diğ. (2009), Sonsuz Baraya Bağlı Bir Senkron Generatörün Uyarım Kontrolü İçin Kayma Kipli Güç Sistemi Kararlıkılıcısı Tasarımı, adı altında AVR (Automatic Voltage Regulator) uygulanmıştır. Sisteme Geleneksel Güç Sistem Kararlı kılıcısı (GSK) ve Önerilen GSK Kayma Kipli Kontrol tekniği kullanılarak tasarlandı. Önerilen Kayma Kipli GSK (KKGSK) güç sisteminin dördüncü dereceden lineerleştirilmiş modeline dayandırılarak karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

Yazıcı ve Özdemir (2008), yüksek cevap hızlı otomatik gerilim regülatörlü (Automatic Voltage Regulator, AVR) uyarım sistemleri senkron generatörün senkronlayıcı momentini artırarak sistemin geçici kararlılığını dinamik kararlılığı artırmak amacı ile kullanılan 3 farklı GSK yapısı karşılaştırmalı olarak incelemişlerdir.

Valizadeh ve diğ. (2008), yazarlar yaptıkları çalışmada parçacık sürü optimizasyon algoritması kullanarak bir AVR sisteminde BELBIC kontroller denemişler. BELBIC kontroller zaman domain parametrelerini bir AVR'nın adım yükselme zamanı, sabit durum hatası ve yerleşme zamanı geliştirmişler. PSO-BELBIC performansı ile klasik PSO-PID kontroller karşılaştırmışlardır.

Shujiang ve diğ. (2011), bulanık PID kontrol stratejisi bulanık motor soğutma suyu sıcaklığı mantık ve bulanık öneriler kurmak AVR mega 16 bulanık kontrol tablosu denetim olarak mikrodenetleyici sistemi ve yazılımı tasarlamışlardır. Test sonuçları göre bulanık PID kontrolörü PID kontrolöründen daha hızlı, yüksek hassasiyetli kontrol etkisi olduğunu incelemişlerdir.

Kahouli ve diğ. (2009), Genetik algoritma (GA) için uygulanan PSS/AVR kontrolörleri geliştirmek amacı üç fazlı kısa devre hatası altında bir tasarım geçici bir istikrar ve güç sistemi gerilim regülasyonu simetrik olarak uygulanmış. AVR simülasyonlarına karşılaştırma sonrasında yapılır önerilen yaklaşım ve klasik denetleyicileri (manuel kontrolü, hiçbir PSS PSS ile AVR) Simülasyon Tek bir Makine Sonsuz Bus (SMIB) sonuçları önerilen yaklaşımın etkinliğini göstermişlerdir.

Aghaie ve Amirifar (2008), Kontrolör Tasarımı AVR Sistemi için bir LMI Yaklaşım kullanmışlar ve PID, H₂ ve H_∞ denetleyici azaltma yöntemleri koruyarak performans geliştirmişler. Kullanılan yöntemle bir AVR sisteminin belirsiz bir model için test edilmiş.

Mon (2009), mikrodenetleyici uygulama üç değişken giriş ve tek bir çıkış bulanık mantık denetleyicisi ile, (PID) yanıt kontrolü Oransal dahili bir otomatik voltaj regülatörü için test edilmiştir. Bulanık mantık nasıl zarif ve etkili çözümler sağlayabilir ve çok değişkenli kontrol tasarımı ayarları dayalı deneysel sonuçları incelenmiştir.

Viveros ve diğ. (2005), düzenli ayarlamalı AVR ve PSS koordine ayarlamak için çok amaçlı Genetik Algoritma (GA) kullanmıştır. İki metod, standart GA küçük değişkenlere dayandırmışlardır. Sonuçlar belirtilen, tasarım kriterleri küçük bir güç sisteminde test metodoloji, tatmin edici bir çözüm bulmak için mümkün olduğunu belirtmişlerdir.

Manuaba ve diğ. (2011), PID Tabanlı Güç Sistemi Sabitleyici, AVR Bakteriyel Toplayıcılık tekniği koordinasyon ve Parçacık Sürü Optimizasyonu kullanmışlardır. Oransal İntegral türev (PID) kontrolörü ayarı güç sistemi dengeleyicisi dayandırılmış ve AVR sunulmaktadır. PID parametreleri Oransal kazanç, integral faktörü olarak denetleyici diferansiyel katsayısı ve kazanç AVR seçilmiş ve BF-PSOTVAC optimize edilmiş. Önerilen yöntem PID kontrolörü ayarı uygulanmış ve karşılaştırmışlardır.

Shabib ve diğ. (2010), optimum ayarlamalı PID Kontrolörü AVR sistemi için değiştirilmiş parçacık sürü optimizasyonu kullanmışlardır. PID kontrolörü parametre optimum verim, yüksek kalite çözüm hızlı ayarı için yeni bir zaman domeninde performans kriterleri de tanımlanmıştır Simülasyon önerilen yöntem ve genetik algoritma arasındaki karşılaştırm yapılması, önerilen yöntem, bir AVR sistemi üzerindeki hat adım tepkisini geliştirmek gerçekten de daha verimli olduğunu belirtmişlerdir.

Wu ve diğ. (2011), üç-kol AC Otomatik Voltaj Regülatörü çalışmalarında yeni bir AC otomatik gerilim regülatörü (AVR) önerilmişlerdir. Bu AVR, bir giriş indüktör

tarafından yapılandırılan bir çıkış filtresi, küçük bir kapasitans dc kondansatör ve üç kollu güç dönüştürücüden oluşmaktadır. AVR anahtarlama kaybı azaltılabilir olduğunu vurgulamışlardır. Dc kondansatörün kapasitansı üç kollu güç çeviricide çok küçüktür. Bu nedenle, boyutu, güvenilirlik ve enerji tasarrufu, maliyet düşürülebilir veya arttırılabilir. Bir prototip geliştirmiş ve doğrulamak için test edilir Önerilen AVR performans. Deneysel sonuçları doğrulanmış ve AVR'nın istenen performansa sahiptir olduğunu vurgulamışlardır.

Le ve diğ. (2006), iletim hattının tekrar kapanma ve uygun otomatik gerilim regülatör kazancı seçimi sistem kararlılık kapasitesini arttıracaklığı vurgulamışlardır. Bu çalışmada uyarı kontrollü jeneratörlü SMIB(Tek makineli sonsuz yol) sisteminin Lyapunov enerji fonksiyonunun kriteri temelli optimum tekrar kapanmayı hesaplama metodundan bahsetmişlerdir. Bu kararların efektif değerlendirilmesi amaçlandığından PSS/E-29 yazılımı ile gerçek sistemde simule etmişlerdir.

Pham ve diğ. (2008), çalışmalarında AVR ATmega128 tabanlı bir sinir ağı PID denetleyicisi olan PID-Sinir denetleyicinin tasarlamışlardır. Çalışmalarında aynı zamanda uygun öğrenme algoritması olan Brandt-Lin algoritması ve PID-Sinir denetleyicisinin DC motora uygulamışlardır. Bu yeni denetleyici, parametre regülasyonunda daha kullanışlı, daha dayanıklı, daha bağımsız ve bitkilere adapte olabilir olması, v.b. gibi özelliklerini geleneksel olan yöntemle karşılaştırmışlardır.

Oonsivilai ve Pao-La-Or (2008), Adaptif Tabu Arama Algoritmasını (ATS) kullanan bir otomatik gerilim regülatörü (AVR) sisteminin çevrimdışı, optimum orantılı-integral-türev (PID) denetleyicinin parametrelerini bulmaya çalışmaktadır. Tümüleşik mutlak hata (IAE) karesel hatanın integrali (ISE) ve integral zaman mutlak hatası (ITAE) çalışma metodu gibi performans indeksini minimize ederek PID denetleyicinin parametreleri elde etmişlerdir. Ziegler Nichols metoduyla, Adaptif Tabu Arama Algoritmasını (ATS) ve diğer değerleri karşılaştırmışlardır.

Yoshida ve diğ. (2000), yazarlar çalışmalarında gerilim güvenlik değerlendirmesini (VSA) dikkate alan reaktif güç ve gerilim kontrolü (Volt/Var Kontrolü:VVC) için bir parçacık sürü optimizasyonu (PSO) kullanmışlardır. Çalışmalarda bir MINLP işlemek

için orijinal PSO'yu genişletir ve jeneratörlerin otomatik gerilim regülatör işleme değerleri, on-load tap değıştiricinin (OLTC) tap pozisyonları ve reaktif güç telafi donanımı sayısı gibi sürekli ve ayrı kontrol değerleriyle çevrimiçi VVC stratejisini gerçekleştirmişlerdir. Önerilen yöntemin uygulanabilirliği reaktif tabu arama (RTS) ve dikkate değer sonuçları olan pratik güç sistemindeki sayım methodu ile göstermişler ve karşılaştırmışlardır.

Gaing (2004), yazar çalışmasında parçacık sürü optimizasyonu (PSO) kullanan bir AVR sistemin optimum oransal-integral-türev (PID) denetleyici parametrelerini tespiti için yeni bir tasarlama methodu kullanmıştır. Çalışmasında AVR sistemin optimum PID denetleyici parametrelerini etkili bir şekilde aramak için PSO methodunun nasıl kullanılacağı detaylı bir şekilde incelemiştir. Önerilen method genetik algoritma (GA) ile karşılaştırıldığında AVR sistemin basamak tepkesini artırmada gerçekten daha etkili olduğunu incelemiştir.

Abdel Ghany (2008), bu çalışmada yazar senkron-makine sonsuz-yol güç sistemi için, statik çıkış geribeslemesi (SOF) PID, Otomatik Gerilim Regülatörünün (AVR) tasarımı ve simülasyonunu incelemektedir. Klasik geleneksel IEEE tipi gerilim, karşılaştırmak amaçlı eklemiş ve sonuçları incelemiştir.

Lee ve diğ. (2008), düşük gerilimli kendini başlatan devre ve anlık gerilim detektörü kullanan dizel motorla birleştirilmiş tek jeneratördeki dijital AVR incelenmektedir. Hızlı dinamik cevap almak için, önerilen anlık gerilim detektörü ve limit karşılaştırmacı PWM sinyalini ayarlamışlardır. Önerilen dijital AVR uyarı sistemi performans test etmişlerdir.

Xu ve diğ. (2008), fırçasız DC motor sürücü için bir çeşit dijital PID denetleyici öneriliyor ve gerçekleştiriyorlar. Bu kontrol sisteminde, kontrol sisteminin daha esnek, dirençli ve yüksek performanslı yapan bir dijital PID algoritması öneriliyor ve uyguluyorlar. AVR mikrodenetleyicide tam bir sayısallaştırılmış donanım tasarım şeması elde etmek amacıyla çözümlenmişler.

Santos Coelho ve Meirelles Herrera (2008), AVR sisteminin PID kontrolü dizaynı için quantum gaussian parçacık sürü optimizasyonu incelemişlerdir. Simülasyon sonucunda G-QPSO belirlemişler, PID parametreleriyle klasik PSO ve QPSO karşılaştırmışlardır. (Mohammadi ve diğ., 2009), AVR sistemleri için ideal (PID) denetleyicilerini hesaplamak için uygun, etkili ve güçlü tasarım methodu incelemektir. Extended Discrete Action Reinforcement Learning Automata (EDARLA) olarak adlandırılan önerilen methodun sonuçları oldukça iyi bilinen Ziegler-Nichols (ZN), geleneksel DARLA ve Genetik Algoritma (GA) yaklaşımları ile elde edilen sonuçları karşılaştırmışlardır.

Park ve diğ. (2009), mevcut analog AVR ile ilgili, sistemi izlemeyi zorlaştıran bir hata vardır ve bu yüzden kullanıcı için elverişli olmayacağını vurgulamışlardır. Ayrıca, gerçekleştirilen dijital AVR Labview yazılımı kullanan izleme sistemi yapılarak kullanıcıya elverişli olması için geliştirmişler. Çalışılan sistem, asıl gemi jeneratörü kullanmak yerine 10 [kVA] prototip deney ile geçerliliği doğrulamışlardır.

Rashedi ve diğ. (2009), çeşitli sezgisel optimizasyon yöntemleri geliştirilmiştir. Bu yöntemlerin çoğu doğada bulunan sürüsü davranışları tarafından ilham aldığını vurgulamışlardır. Yazarların bu çalışması yeni bir optimizasyon yöntemi ağırlık ve kütle etkileşimleri kanun dayalı arama algoritması tanımlamışlardır. Önerilen yöntem bilinen bazı sezgisel arama yöntemleri ile karşılaştırmışlardır. Elde edilen sonuçları teyit edip, YAA'nın çeşitli doğrusal olmayan fonksiyonlar çözümünde yüksek performans sergilediğini vurgulamışlardır.

Yin ve diğ. (2011), K harmonik yollarla (KHM), en popüler kümeleme teknikleri biridir ve işe yarar pek çok alanda yaygın olarak uygulanmaktadır. Fakat bu yöntem genellikle yerel optimal için kolayca çalışır. Bir melez veri kümeleme Yerçekimi Arama Algoritması ve KHM geliştirilmiş bir versiyonu dayalı algoritması olarak adlandırılan IYAAKHM, bu araştırma önerilmiştir. Çalışmada yedi veri setleri bazı mevcut algoritması ile karşılaştırıldığında, elde edilen IYAAKHM, KHM ve çoğu durumda PSOKHM üstün olduğunu göstermişlerdir.

Sarafrazi ve diğ. (2011), geliştirilmiş YAA 23 doğrusal olmayan fonksiyon kriteri standart YAA ve Genetik Algoritma, Parçacık sürüsü optimizasyonu ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemin yüksek performans çeşitli doğrusal olmayan denklemlerle teyit edilmiştir.

Rashedi ve diğ. (2011), çalışmalarında YAA'ya dayanan yeni doğrusal ve doğrusal olmayan filter modeli geliştirmişlerdir. IIR filtresini kullanmışlar. IIR filtresinin değerleri ile Genetik Algoritma(GA), Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) ve Yerçekimi Arama Algoritması (YAA) ile karşılaştırmışlardır.

Li ve Zhou (2011), Hidrolik türbin yönetim sistemi (HTGS) parametre tanımlama hassas modelleme için çok önemlidir. Bu hidroelektrik tesisi ve güç sisteminin istikrar analizi için destek sağlar. Çalışmada (YAA) olarak adlandırılan yeni geliştirilen optimizasyon algoritması üzerinde çalışıldı. HTGS parametre tanımlama uygulanabilir ve YAA arama kombinasyonu ile geliştirilmiştir parçacık sürüsü optimizasyon stratejisi kullanılmıştır. YAA, PSO, GA, IYAA parametreleri karşılaştırılmış. Sonuç olarak IYAA yüksek verimlilik ile diğer yöntemlerle karşılaştırıldığında daha hassas bir parametre değerleri sahip olduğu gösterilmiştir.

İşçi ve Korukoğlu (2003), çalışmada genetik algoritma nasıl çalıştığı ve yöneylem araştırması problemleri arasında yer alan gezgin satıcı probleminin genetik algoritma ile çözümü üzerinde durulmaktadır ve bunun için geliştirilen bir java program ile çözümü yapılmaktadır. Genetik algoritma çözümü ve klasik yöntemlerle çözümleri karşılaştırılmaktadır.

Emel ve Taşkın (2002), çalışmada bir arama ve optimizasyon yöntemi olan genetik algoritmayı ve uygulama alanlarını incelemiştir. Yaygın olarak uygulandığı görülen alanlar, genel ve işletme alanları olmak üzere iki temel gruba ayrılarak incelemiştir. Araştırmacılara ışık tutmak amacıyla, gelecekte daha yaygın olarak uygulanabileceği işletme alanları tespit edilmeye çalışmışlardır.

Gün (2007), doğru akım (DC) makinelerin konumu PID (Proportional-Integral-Derivative) algoritması kullanılarak denetlenmiştir. ANFIS (Adaptive Neuro Fuzzy Inference System) kullanılarak eğitimi yapılmış ve farklı girdiler için çıktı denklemleri

elde edilmiştir. Her iki algoritmadan elde edilen sonuç grafikleri karşılaştırılarak denetim yöntemleri hakkında açıklamalar yapılmıştır.

Coşkun ve Terzioğlu (2009), PID parametrelerinin hız kontrol sisteminin çıkışına etkileri dikkate alınarak oluşturulan kontrol algoritmaları aracılığıyla, DA motoru için en uygun kazanç parametreleri hesaplanmıştır. Sonuç olarak, hesaplanan bu değerler data acquisition kartı ile tekrar sürücü devreye uygulanarak, gerçek zamanda kontrol edilen PID parametreleri ile DA motorunun hız kontrolü etkin bir şekilde gerçekleştirilmiştir.

Kocaarslan ve Tiryaki (2010), Ankara-Çayırhan Termik Santralının birinci ve ikinci ünitelerini kapsayan bir modelin (300 MW) güç ve entalpi çıkışlarını kontrol etmek için modern kontrol yöntemleri kullanmışlardır. Karşılaştırma için, Parçacık Sürüsü Optimizasyonu tabanlı bir oransal-integral-türev (PSO-PID) kontrolör ve kazançları bulanık mantık kuralları ile programlanan bir oransal-integral (FGPI) kontrolör elektrik santrali modeline uygulamışlardır. Simulasyon sonuçları, bu çalışmada geliştirilen her iki kontrolörün bu modele ait güç ve entalpi çıkışlarının oturma zamanı ve aşma değeri üzerinde farklı etkilerinin olduğunu göstermişlerdir.

Dumanay (2009), üniversiteler ve uzaktan eğitim enstitüleri tarafından kurulan, geliştirilen uzaktan deney laboratuvarların sayısında büyük bir artış olduğunu vurgulamış. Sanal laboratuvarlar gerekse de web üzerinden kontrol edilebilen gerçek zamanlı deney setleri üzerine çalışmış ve PID, Bulanık Mantık ve Kayan Kip Kontrol Yöntemleri ile İnternet Üzerinden DC Motor Hız Kontrolü çalışması yapmıştır.

Kang ve diğ. (2010), yazarlar önerilen PSO'dan dördüncü dereceden fark denklemi (difference equation) elde etmişler ve denklemden de beş parametrenin yakınsama bölgesini elde edilmiştir. Beş parametreyi yakınsama bölgesi yakınında seçerek, önerilen PSO algoritmasıyla, otomatik gerilim regülâtörü için PID katsayılarını bulmuşlardır. Önerilen algoritmanın, otomatik gerilim regülâtörlerinin PID tasarımı için orginal PSO'dan daha iyi performansla sahip olduğunu göstermişlerdir.

Kang ve diğ. (2010), yazarlar sistemin kutupları yakınsama bölgesinin her zaman dışında yer almadığı gibi katı bir şartı vardır. Çalışmalarında PSO algoritmasıyla, otomatik gerilim regülâtörleri için PID katsayılarını tasarlamışlardır. Önerilen algoritmanın, otomatik gerilim regülâtörlerinin PID tasarımı için orginal PSO'dan daha iyi performansa sahip olduğunu göstermektedir.

Kang ve diğ. (2010), PSO'dan üçüncü dereceden fark denklemi elde edilmiş ve denklemden de dört parametre için yakınsama bölgesini elde etmişlerdir. Çalışmada PSO algoritmasıyla yakınsama bölgesi civarında dört uygun parametreyi seçerek otomatik gerilim regülâtörleri için PID katsayılarını tasarlanmıştır. Önerilen algoritmanın, otomatik gerilim regülâtörlerinin PID tasarımı için orginal PSO'dan daha iyi performansa sahip olduğunu gösterilmiştir.

Rahimian ve Raahemifar (2011), tanımlanmış zaman-domain maliyet fonksiyonlu önerilen yaklaşım çok kolay bir gerçeklenmeye, kararlı yakınsama karakteristiğine ve az iterasyon gerektiren optimum PID denetleyici parametrelerinin hızlı ayarlanması yeteneğine sahip olduğunu vurgulamışlardır. PSO-PID denetleyicinin performansını değerlendirmek için sonuçlar genetik algoritma(GA) ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma, PSO-PID algoritması, AVR sistemin basamak tepkesini artırmada daha verimli ve dayanıklı olduğunu göstermişlerdir.

Zamani ve diğ. (2009), çalışmada tasarım prosedürünü yürütmek için parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) algoritması kullanılmıştır. PSO, çok yüksek verimli olduğu kanıtlanmıştır. Zaman etki alanı ve frekans alanı özellikleri üzerinde kontrol stratejisi kolaylaştırmak için yeni bir maliyet fonksiyonu tanımlanmıştır. Karşılaştırmalar bir PID kontrolörü ile yapılır ve önerilen FOPID denetleyicisi yüksek modeli belirsizliklere göre sistemin sağlamlığı arttırıldığı gösterilmektedir.

2.1. OGR İLE İLGİLİ TEMEL BİLGİLER

2.1.1. Regülâtörün Tanımı

Şebeke gerilimindeki yükselme, düşme ve tüm dengesizlikleri önleyip, gerilim regülasyonu yapan cihazlara regülâtör denir. Frekans, hız, güç, basınç, gerilim ve akım

gibi fiziksel büyüklükleri, belli ölçüde sabit tutabilen ve bu unsurları değiştirerek tekrar sabit tutabilen alettir.

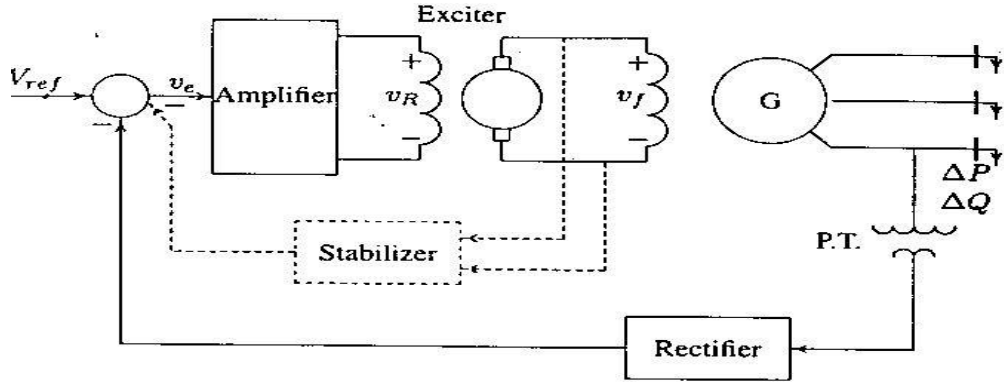
2.1.2. Otomatik Gerilim Regülatörü

Otomatik Gerilim Regülâtörü (OGR), uyarma sisteminin en önemli kısmıdır. Bir uyarma ve uyarma kontrol sistem modeli uyarma akımını oluşturmak ve otomatik regülâtörler ile bunu kontrol etmek için tasarlanmış bileşik bir sistemdir (Gelen ve Ayasun, 2007). Bir başka ifadeyle; Otomatik gerilim regülâtörü uyarıcının çıkışını ayarlayarak üretilen gerilim ve reaktif güçteki değişimlerin istenilen sınırlar içerisinde kalmasını sağlar (Saadat, 1999). Gerilim regülâtörü sistem çıkışındaki gerilimi veya akımı algılayarak gerekli ayarlamaları yapar. Gerilim regülâtörünün hızı kararlılık için çok önemlidir (Atlas, 2000). Çünkü eşzaman makinelere ilişkin uyarma düzenlerinin, elektrik sistemleri içerisinde oluşan geçici olaylar üzerinde belirgin etkileri vardır (Gelen ve Ayasun, 2007).

2.2. REAKTİF GÜÇ VE GERİLİM KONTROLÜ

Jeneratör uyarma sistemi Jeneratör voltajını besliyor ve reaktif güç akışını kontrol ediyor. Eski sistemlerin jeneratör uyarması sekron makinelerin pervanelerinde olduğu gibi aynı mil üzerine takılmış DC Jeneratör voltajıyla kaydırma halkası ve fırçalar ile sağlanabilir. Buna rağmen modern uyarma sistemleri genellikle fırçasız uyarma olarak bilinen dönen doğrultucuları olan AC Jeneratörleri kullanırlar. Anlaşıldığı gibi gerçek güç talebindeki bir değişim frekansı önemli ölçüde etkilerken reaktif güçteki bir değişim temel olarak voltaj değerini etkiler. Voltaj ve frekans kontrolü arasındaki etkileşim genellikle onların analizlerini ayrı ayrı doğrulamak için yeterince zayıftır.

Reaktif güç kaynakları: Jeneratörler, kapasitörler ve reaktörlerdir. Jeneratör reaktif güçleri alan uyarımıyla kontrol edilirler. Elektrik iletim sistemleri üzerindeki voltaj profili geliştirmenin diğer tamamlayıcı yöntemleri; yük altında kademe değiştiren transformatör, anahtarlı kapasitörler temel aracı bu konuda daha sonra bahsedilecek olan (OGR)'nin kullanan jeneratör uyarı kontrolüdür. OGR'nin rolü senkron jeneratörün uç voltaj değerinin belirli bir seviyede tutmaktır. OGR'nin Şematik diyagramı aşağıdaki şekilde verilmiştir (Saadat, 1999).



Şekil 2.1: Basit bir OGR'nin yapısı (Saadat, 1999)

Şekil 2.1'de uyarma kontrol sisteminin şematik diyagramı gösterilmiştir (Saadat, 1999). Jeneratörün reaktif güç yükündeki bir artış, terminal geriliminde bir azalmaya sebep olmaktadır. Yük barasından ölçülen gerilim büyüklüğü, tek fazlı potansiyel transformatör (P.T.) tarafından hissedilir. P.T.'nin sekonderindeki gerilim doğrultulur ve V_{ref} olarak gösterilen DC işaret ile karşılaştırılır. V_e hata işareti kuvvetlendirilerek uyarıcı alanını kontrol eder ve uyarıcının terminal gerilimini artırır. Böylece jeneratör alan akımı artar. Bu artış üretilen emk'yı da artırır. Reaktif güç üretimi yeni denge noktasına getirilir ve terminal gerilimi istenilen değere yükseltilir (Saadat, 1999).

2.2.1. Yükseltici Model

Uyarı sistemi yükseltici, manyetik yükseltici, dönen yükseltici ya da modern elektronik yükseltici olabilir. Bu yükseltici K_A kazancı τ_A zaman sabiti ve transfer fonksiyonu ile gösterilmiştir.

$$G_A = \frac{V_R(s)}{V_e(s)} = \frac{K_A}{1 + \tau_A(s)} \quad (2.1)$$

K_A 'nın tipik değeri 10-400 aralığında olmaktadır. Yükseltici zaman sabiti çok küçüktür. (0.02 ve 0.1 sn aralığında) ve çoğu zaman göz ardı edilebilir (Saadat, 1999).

2.2.2. Uyarıcı (Dinamo) Model

Farklı pek çok uyarı tipi vardır. Buna rağmen modern uyarı sistemleri SCR gibi sürekli katı hal doğrultucuları AC güç kaynakları kullanılır. Uyarıcının çıktı voltajı manyetik

devredeki doyunluk etkisi yüzünden olan alan voltajı Lineer olmayan bir fonksiyondur. Uç voltaj uyarıcının alan voltajı arasında basit bir dolayısıyla ilişki yoktur. Değişik karmaşıklık derecesine sahip pek çok model geliştirilmiştir ve IEEE tavsiye edilen yayınlarında erişilebilir. Modern uyarıcıların mantıklı bir modeli zaman sabiti hesaba katan ve doyunluk yada diğer doğrusal olmayan üyeleri göz ardı eden doğrusallaştırılmış modeldir. En basit şekli ile τ_E zaman sabiti ve K_E kazancı ile gösterilen modern uyarıcının transfer fonksiyonu

$$G_{E(s)} = \frac{V_F(s)}{V_R(s)} = \frac{K_E}{1+\tau_E(s)} \quad (2.2)$$

Yukarıdaki gibi elde edilebilir.

2.2.3. Generatör Model

Senkron makinelerin ürettiği emf makinenin manyetikleşme eğrisinin bir fonksiyonudur ve uç voltajı generatör yüküne bağlıdır. Doğrusallaştırılmış modelde jeneratör uç voltajı ile olan voltajını ilişkilendiren transfer fonksiyonu K_G kazancı ve τ_G zaman sabiti ile

$$G_G = \frac{V_t(s)}{V_F(s)} = \frac{K_G}{1+\tau_G(s)} \quad (2.3)$$

şeklinde gösterilir. Bu sabitler yüklemeye bağlıdır. K_G 0.7 ile 1 arasında değişebilir. τ_G 'de 1.0 ve 2.0 sn arasına tam yüklü yada yüksüz olarak değişebilir.

2.2.4. Sensor Model

Voltaj potansiyel dönüştürücü aracılığıyla hissedilir ve bir şekli ile köprü doğrultucu aracılığıyla doğrulturlar.

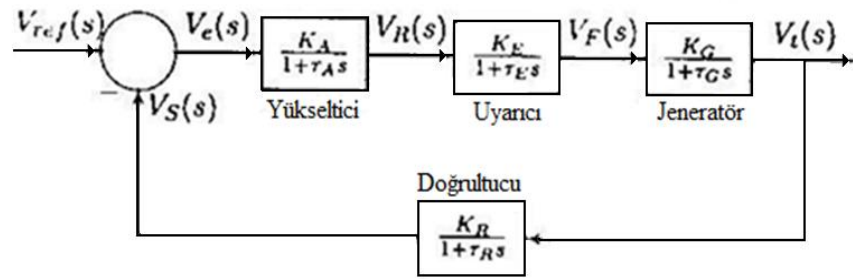
$$G_{R(s)} = \frac{V_S(s)}{V_t(s)} = \frac{K_R}{1+\tau_R(s)} \quad (2.4)$$

Sensor şeklinde verilen basit birinci dereceden transfer fonksiyonu ile modellenir.

τ_R çok küçük ve 0.01 ile 0.06 sn arasında düşünülebilir.

Pek çok bakımdan uyarım sistemlerinin kalbini gerilim regülatörleri oluşturur (Erentürk ve Altaş, 2001). OGR, çıkış gerilimdeki değişimleri algılayarak düzeltici etkinin oluşmasını sağlar. Önceleri, gerçekleştirilen gerilim regülatörü sistemlerinde bu düzeltme işlemi el ile yapılmakta idi. Bu sistemlerde operatör çıkış gerilimini gözlemleyerek sistemdeki reosta yardımı ile terminal giriş gerilimi istenilen çıkış elde edilene kadar değiştirirdi.

Bu söylediğimiz modelleri birleştirdiğimiz zaman Otomatik Voltaj Regülâtörü (AVR) blok diyagramı oluşturulur



Şekil 2.2: Bir OGR'nin yapısının blok diyagramı (Saadat, 1999)

Şekil 2.2' den görüleceği gibi modern denetim sisteminde gerilim regülatörü, generatör çıkışındaki gerilimi algılayan ve uyarıcıyı istenilen yöne doğru denetleyerek düzeltici etkiyi sağlayan sistemlerdir. Yüksek güvenilirlik ve uygulanabilirliklerine ek olarak gerilim regülatörleri sistem içerisinde her an aktif olmalıdırlar. Bunun anlamı; sistem çıkışındaki değer ile arzulanan değer arasındaki fark ne olursa olsun düzeltici etkinin her an yapılmasıdır.

$$KG(s)H(s) = \frac{K_A K_E K_G K_R}{(1 + \tau_A s)(1 + \tau_E s)(1 + \tau_G s)(1 + \tau_R s)} \quad (2.5)$$

Şekil 2.2 blok diyagramının açık döngü transfer fonksiyonu ve

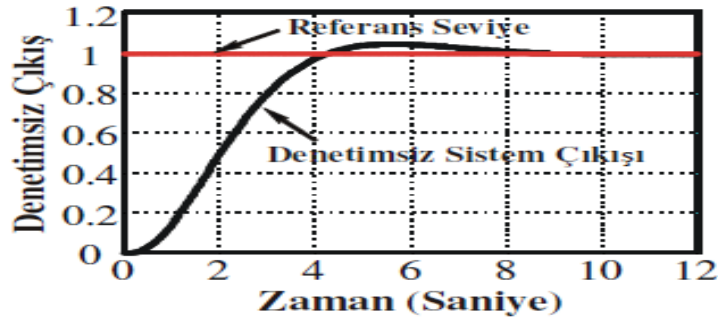
$$\frac{V_t(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{K_A K_E K_G K_R (1 + \tau_R s)}{(1 + \tau_A s)(1 + \tau_E s)(1 + \tau_G s)(1 + \tau_R s) + K_A K_E K_G K_R} \quad (2.6)$$

İlgili jeneratörün referans voltajı $V_{ref}(s)$ ile terminal voltajı $V_t(s)$ 'nin kapalı döngü transfer fonksiyonu. Aşağıda uygulama örnek 1 için AVR jeneratör sisteminin parametreleri verilmektedir.

Çizelge 2.1: Örnek OGR'nin veri ve parametre tablosu

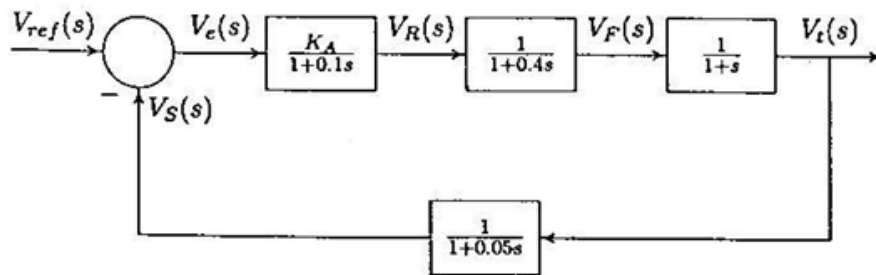
| | Kazanç | Zaman Sabiti |
|-------------------------------|----------|---------------|
| Amplifier (Yükseltici) | $K_A=10$ | $\tau_A=0.1$ |
| Exciter (Uyarıcı) | $K_E=1$ | $\tau_E=0.4$ |
| Generatör (Jeneratör) | $K_G=1$ | $\tau_G=1.0$ |
| Rectifier (Doğrultucu) | $K_R=1$ | $\tau_R=0.05$ |

Şekil 2.2' de blok yapısı ve çizelge 2.1'de parametre değerleri verilmiş olan OGR'nün sistem yapısı içerisinde denetleyici olmadan zamana bağlı adım fonksiyonu cevabı şekil 2.3' te verilmiştir.



Şekil 2.3: Denetimsiz OGR'nin zamana bağlı adım fonksiyonu cevabı (Yazıcı, ve Özdemir, 2008)

Sistemin parametreleri şekil 2.2'deki AVR blok diyagramında yerine yerleştirilirse aşağıdaki blok diyagramla gösterilir.



Şekil 2.4: Örnek için OGR'nin blok diyagramı (Saadat, 1999)

Şekil 2.4'te gösterilen OGR sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu ise

$$KG(s)H(s) = \frac{K_A}{(1+0.1s)(1+0.4s)(1+s)(1+0.05s)} \quad (2.7)$$

$$= \frac{500K_A}{(s+10)(s+2.5)(s+1)(s+20)} \quad (2.8)$$

$$= \frac{500K_A}{s^4 + 33.5s^3 + 307.5s^2 + 775s + 500} \quad (2.9)$$

(a) Verilen karakteristik eşitlikte

$$1 + KG(s)H(s) = 1 + \frac{500K_A}{s^4 + 33.5s^3 + 307.5s^2 + 775s + 500} = 0 \quad (2.10)$$

Eşitliğin polinomun karakteristik sonucu

$$s^4 + 33.5s^3 + 307.5s^2 + 775s + 500 + 500K_A = 0 \quad (2.11)$$

Routh-Hurwitz polinomun sonucu için sırası

$$\begin{array}{c|ccc} s^4 & 1 & 307.5 & 500 + 500K_A \\ s^3 & 33.5 & 775 & 0 \\ s^2 & 284.365 & 500 + 500K_A & 0 \\ s^1 & 58.9K_A - 716.1 & 0 & 0 \\ s^0 & 500 + 500K_A & & \end{array} \quad (2.12)$$

Kontrol sistemin tutarlılığı için görülüyor ki S^1 sırasında K_A 12.16'dan daha az olmalı, aynı zamanda S^0 sırasında $K_A -1$ 'den daha büyük olmalı. Böylece yükseltencin kazancı, kontrol sistemin tutarlılığı, K_A değeri pozitif (olumlu) olabilir.

$$K_A < 12.16$$

$K=12.16$ için, yardımcı eşitlik S^2 sırasında

$$284.365 S^2 + 6580 = 0 \quad (2.13)$$

veya $S = \pm j4.81$. Buda $K = 12.16$ için, $j\omega$ ekseni üzerinde çift eşlenikli kutuplara sahiptir ve kontrol sistemin marjinal sabitleridir.

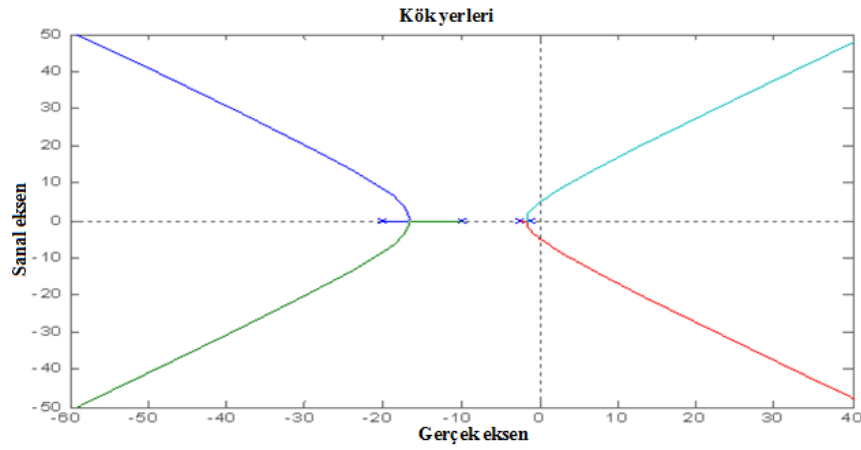
(b) K 0'dan 12.16 değişim elde etmek kök eğrileri çizimi için aşağıdaki komutlar izlenmektedir.

num=500;

den=[1 33.5 307.5 775 500];

figure(1)

rlocus(num, den)



Şekil 2.5: Örnek için köklerin yer eğrilerinin çizimi

Sonuç şekil 2.5'te gösteriliyor. Yer kesişleri $K_A = 12.16$ için $j\omega$ axis $S = \pm j4.81$ dir.

Böylece sistemin marjinal sabiti için $K_A = 12.16$.

(b) Kapalı çevrim transfer fonksiyonu şekil 2.4'te ki sistemde görülüyor.

$$\frac{V_t(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{25 K_A (s+20)}{s^4 + 33.5s^3 + 307.5s^2 + 775s + 500 + 500K_A} \quad (2.14)$$

(i) Sabit durum yanıtı ise

$$V_{tss} = \lim_{s \rightarrow 0} s V_t(s) = \frac{K_A}{1 + K_A} \quad (2.15)$$

Yükselteç kazancı için $K_A=10$, sabit durum yanıtı ise

$$V_{\text{tss}} = \frac{10}{1+10} = 0.909 \quad (2.16)$$

ve sabit durum hatası

$$V_{\text{ess}} = 1.0 - 0.909 = 0.091 \quad (2.17)$$

Sabit durum hatası düzenli azaltılıp, yükseltici kazancı artırılmalıdır, hangi sonuç için kontrol sistemi kararsız.

(ii) Adım yanıtını elde etmek ve zaman bölgesi performansını tanımlamaları için aşağıdaki komutlar izlenir.

```
KA=10;  
numc=KA*[25 500];  
denc=[1 33.5 307.5 775 500+500*KA];  
t=0:0.05:20;  
c=step(numc, denc, t);  
figure(2)  
plot(t, c)  
grid  
timespec(numc, denc)
```

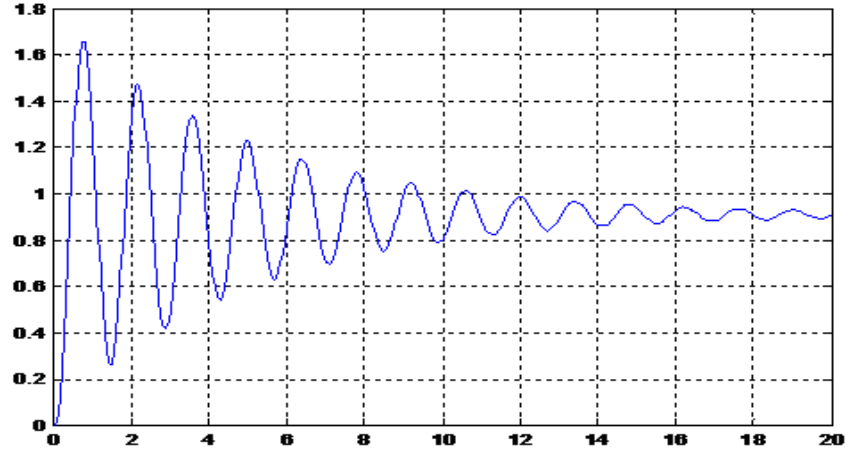
Zaman bölgesi performans tanımlamaları:

Tepeye ulaşma süresi: 0.791

Yükseliş süresi: 0.247

Yerleşme süresi: 19.04

Yüzde geçikme: 82.46



Şekil 2.6: Örnek için terminal Gerilim adım yanıtı

(d) Matlab simülasyonu şekil 2.6'daki gösterilen yanıtları içermektedir. Sonuç olarak bir yükseltici kazancı için $K_A=10$, yanıt yüksek derecede salınımlı, çok geniş geç ve uzun bir sürede yerleşir. Bundan başka sabit durum hatası %9'un üzerindedir. Biz bazı zamanlarda tahmin edici geçici yanıtı ve küçük sabit durum hatasına sahip değiliz.

2.3. DENEYDE KULLANILAN KONTROL YÖNTEMLERİ

İkinci Dünya Savaşından sonra ve özellikle son yıllarda kontrol sistemleri, insanlığın uygarlığın gelişme ve ilerlemesinde çok önemli rol oynayan bir bilim dalı haline gelmiştir. Bugün, modern ev ve bürolarda ısıtma ve havalandırma sistemi ya da düzenleri, otomatik kontrol yöntemleri yardımı ile yapılmaktadır. Endüstride modern araç ve gereçlerde, otomatik kontrol sistemlerinin sayısız uygulamaları vardır. Örneğin üretilen ürünlerin niteliklerinin kontrolü, ilaç endüstrisinde ilaçların kontrolü, takım üreten makinelerin kontrolü, uçakların oto-pilot ile kontrolü, gemilerin kontrolü, modern gerilim regülâtörleri, güdümlü araçların kontrolü bilgisayar ile kontrol, trafik kontrolü, robotlar ve kontrolleri, kimya endüstrisinde üretilen ürünlerin kontrolü vb gibi.

Geniş bir görüş açısından bakıldığında, kontrol sistemleri teorisi, Elektrik, Makine, İnşaat v.b. mühendislikleri kapsamına giren sistemlerin kontrolüne uygulanabildiği gibi, çevre sağlığı kontrolünde, toplumsal ve ekonomik olayların kontrolünde, canlıların davranışının incelenmesinde de kullanılabilir. İşte bu nedenle kontrol teorisi sadece bir

mühendislik dalı ile sınırlı kalmaz. Tıpta, Toplum ve Ekonomi Bilim Dallarında da otomatik kontrol vardır (Boz, 2011).

2.3.1. Kontrol Sistemlerinin Tanımları

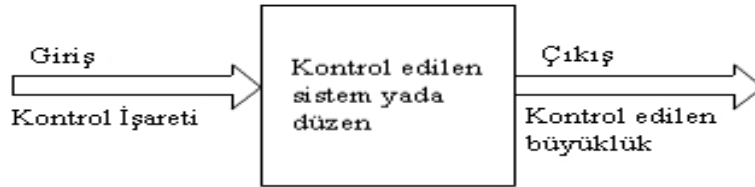
Sistem: Bir bütünü oluşturan, birbiri ile bağlı ya da belli bir işlev için bir araya getirilmiş olan elemanların topluluğuna ya da kümesine denir.

Kontrol: Genellikle ayar eden, düzenleyen, yöneten ya da kumanda eden anlamına gelir.

Kontrol Sistemi: Kendisini ya da başka bir sistemi, düzenlemek, kumanda etmek ya da yönetmek üzere uygun bir biçimde bağlanmış fiziksel elemanlar kümesidir.

Giriş: Sistemi, organı ya da kontrol edilecek düzeni, kontrol etme amacı ile uygulanan işaretleridir.

Çıkış: Belli bir girişe ya da girişlere ilişkin olan sistemin çıkış işareti ya da çıkış işaretleridir. En basit kontrol sistemi, blok biçiminde Şekil 2.7 ile gösterilebilir. Eğer sistemin bir girişi ve bir çıkışı varsa, bu kontrol sistemine bir girişli ve bir çıkışlı sistem denir. Bu işaretler çok sayıda ise çok girişli ve çok çıkışlı sistem denir. Çevremizde bulunan kontrol sistemlerine bakılırsa giriş işareti, sistemin kumanda ya da kontrol işaretidir (Boz, 2011).



Şekil 2.7: Basit kontrol sistemi blok diyagramı

2.4. KONTROL SİSTEMLERİNİN TÜRLERİ

Kontrol sisteminin türü, sadece çıkış işaretinin kontrol ya da yönetilmesi açısından ele alınacaktır. Çıkışın ya da kontrol edilen büyüklüğün kumanda edilmesi bakımından kontrol sistemleri ikiye ayrılır.

2.4.1. Açık Çevrim Kontrol Sistemleri

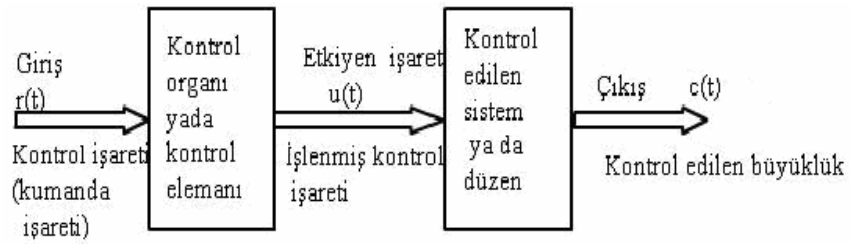
Girişindeki Kumanda ya da kontrol işareti çıkıştan (kontrol edilen büyüklükten) bağımsız olan bir kontrol sistemidir.

2.4.2. Kapalı Çevrim Kontrol Sistemleri

Girişindeki kumanda ya da kontrol işareti, çıkış işaretine ya da, çıkışla orantılı bir işaretle bir referans işaret arasındaki farka ya da bunların toplamına bağlı olan bir kontrol sistemidir. Bu sistemlere geri beslemeli kontrol sistemleri de denir (Dumanay, 2009).

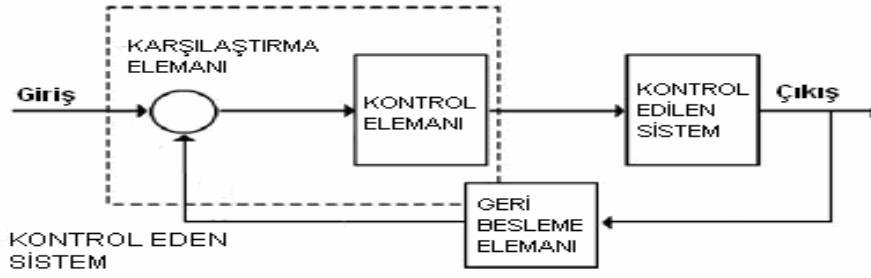
Açık çevrim kontrol sistemine diğer bir örnek vermek amacı ile hızlı bir tristör köprüsünün verdiği doğru gerilim ile kontrol edilen bir doğru akım motoru ele alınabilir. Motoru değişken hızlarda çalıştırmak için tristörlerin kapı işaretleri ayar edilerek doğru akım motorunun rotoruna uygulanan gerilim değiştirilir. Bu işaret, motora uygulanan gerilim, çıkış ise motorun hızıdır. Şimdi varsayalım ki motor yüklenmiş ve hızı azalmıştır. Hızının sabit tutulması isteniyorsa, motora uygulanan giriş gerilimini arttırmak başka bir deyimle kontrol işaretini büyütme lazımdır. Oysa sistemin girişi gerilimi, çıkış büyüklüğü olan hızın azalmasından habersiz ve bağımsızdır. İşte bu sistem bir açık çevrim kontrol sistemidir.

Açık çevrim kontrol sistemlerinde, kontrol işaretini, etkiyen işarete çeviren bir kontrol elemanı ya da organı vardır. Açık çevrim kontrol sistemi blok diyagramı Şekil 2.8 de gösterilmiştir.



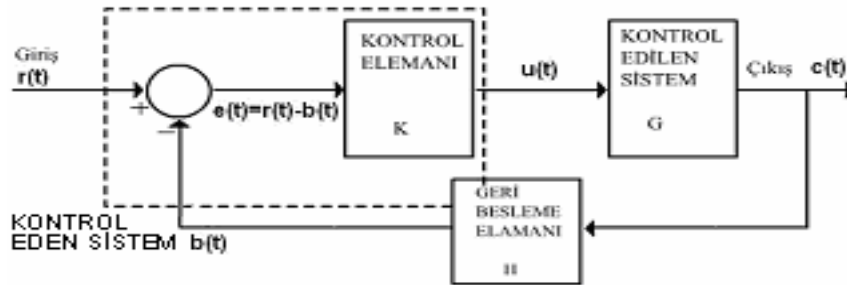
Şekil 2.8: Açık çevrim kontrol sistemi blok diyagramı

Kapalı çevrim otomatik kontrol sisteminin tanımından ve yukarıda ele alınan örnek üzerinde yapılan açıklamalardan basit kapalı çevrim ya da geri beslemeli otomatik kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 2.9 'deki gibi gösterilebilir. Burada kontrol işareti, çıkışın bir referans ile karşılaştırma işleminden sonra elde edilmektedir. Bu nedenle literatürde, kontrol işareti için hata ya da sapma deyimleri de kullanılmaktadır.



Şekil 2.9: Kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı

Geri beslemeyi çıkış ile girişi birbiri ile karşılaştırmak ve çıkışı, referans girişe bağlı olarak istenilen biçimde değiştirmek amacı ile kullandığımızı açıklamıştık. Geri besleme, sadece girişi çıkış ile karşılaştırmak ve kontrol işareti ya da sapmayı küçültmek amacı ile kullanılmaz. Bu özellik belki geri beslemenin, kontrol sistemlerine getirdiği özelliklerden bir tanesidir. Hatayı küçültme yanında geri beslemenin diğer özelliklerini açıklamak için Şekil 2.10'ü göz önüne alındığında, K,G,H şimdilik sabit büyüklük olarak düşünülecektir. Şekil üzerinde, blok diyagramı özellikleri yardımı ile aşağıdaki bağıntılar yazılabilir (Sarioğlu, 1985).



Şekil 2.10: Geri besleme sisteminin özelliklerini saptamak için diyagram

(K,G,H) şimdilik sadece kazanç olarak düşünülecektir. (+) pozitif geri besleme (-) negatif geri besleme için alınacaktır.

$$\left. \begin{aligned} e(t) &= r(t) - b(t) \\ u(t) &= Ke(t) \\ b(t) &= c(t)H \\ c(t) &= u(t)G \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

(2.1) bağıntılarından, sade hesaplarla aşağıda verilen önemli iki ifade elde edilir. Sistemin transfer fonksiyonu

$$T(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{KG(s)}{1 \pm KG(s)H(s)} \quad (2.19)$$

olarak yazılabilir. Hatanın girişe oranı ise

$$\frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1}{1 \pm KG(s)H(s)} \quad (2.20)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Şekil 2.10 açık çevrim kontrol devresi ya da geri beslemesiz olarak kullanılırsa ileri yol kazancı, $b=0$ ve $H=0$ olduğundan denklem (2.19) den sadece $\frac{C}{r} = KG$ dir. Öte yandan geri besleme kullanıldığında, ileri yol kazancı ise denklem (2.19) de verilmiştir. Bu bağıntıdan görüleceği gibi ileri yol kazancı $1 \pm KGH$ faktörü ile bölünmektedir. $1 \pm KGH$ teriminin değeri bir den büyükse kazanç küçülür.

Buna karşılık birden küçükse kazanç büyür. (2.19) ifadesinin paydasının sıfır olma koşulu araştırılırsa

$$KGH = -1 \text{ negatif geri besleme için} \quad (2.21)$$

$$KGH = +1 \text{ pozitif geri besleme için bulunur.} \quad (2.22)$$

Paydanın sıfır olması ise (çıkış/giriş) oranının sonsuz olması anlamına gelir. Başka bir deyimle, kontrol sistemine sınırlı bir r girişi verildiği halde, çıkışında sınırlı kalmayan bir çıkış büyüklüğü elde edilebilmektedir. Bu sonuç sistemin kararlı olmaması anlamına gelir. Çevrede bulunan fiziksel sistemlerin parametrelerinin değişik nedenlerle değişebileceği ve sabit kalmalarının olanaksız olduğu gerçeğini göz önüne alındığında: Örneğin, direnç ve yarı iletkenlerin değerleri sıcaklıkla değişir, bazı elemanların

değerleri ise, o elemanın eskime ve yıpranması ile değişir. Kısaca fiziksel elemanların parametreleri sabit değildir. (2.19) bağıntısından, herhangi bir eleman değerinin değişmesine göre, ileri yol kazancının değişmesi belirlenebilir.

1+KGH büyütülerek duyarlık küçültülebilir ve böylece herhangi bir elemanın değer değiştirmesi halinde kazancın değer değiştirmesi sağlanabilir.

Geri beslemenin özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir:

1. Açık çevrim kontrol sistemine göre daha duyarlı bir sistem oluşur.

Örneğin kapalı çevrim kontrol sisteminin girişine uygulanan $r(t)$ fonksiyonunu, çıkışın izleme olanağı ve bu izlemenin duyarlılığı artar.

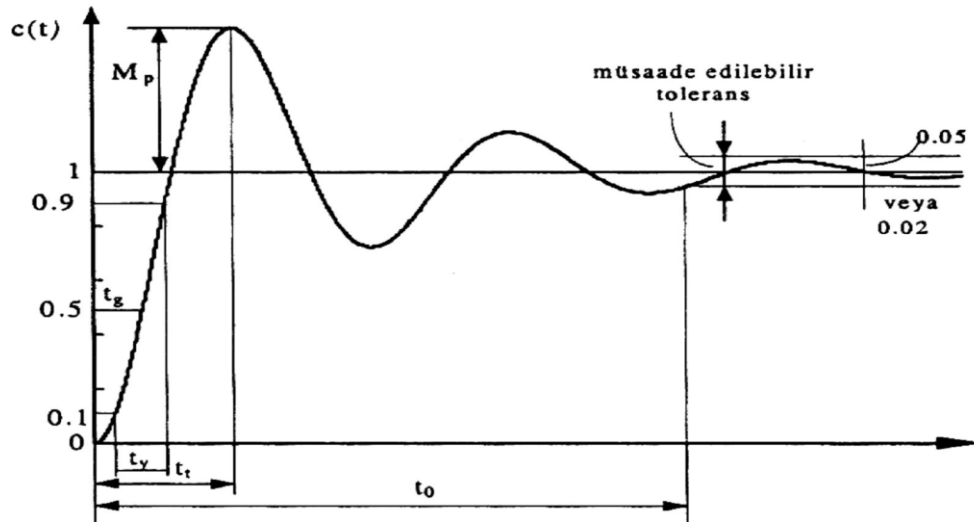
2. Sistemde eleman değerleri değişmesinin çıkışa yansımaları azalır.

3. Açık çevrim kontrol sisteminin kazancı değişir.

4. Bant genişliği büyür.

5. Buna karşılık kazanç değişmesinin artma biçiminde olması halinde kararsızlıklar ve salınımlar ortaya çıkar.

Otomatik olarak kontrol edilen bir lineer sistemin birim basamak cevabı Şekil 2.11 'de gösterilmiştir. Şekil üzerinde gösterilen bu parametreler sistemin geçici durumunu belirleyen parametrelerdir (Sarıoğlu, 1985).



Şekil 2.11: Lineer kontrol sistemin birim basamak cevabı

Bu parametreleri kısaca özetlersek:

1. Gecikme zamanı (tg): Gecikme zamanı, cevabın nihai değerinin yarısına ilk defa ulaşması için geçen zamandır.
2. Yükselme zamanı (ty): Yükselme zamanı, cevabın nihai değerinin %10'dan %90'ına, %5'ten %95'ine veya %0'dan %100'üne kadar ulaşması geçen zamandır. Aşırı sönümlü birinci dereceden sistemler için %0-100 yükselme zamanı kullanılır. Titreşimli sönümlü sistemlerde ise genel olarak %10-90 yükselme zamanı kullanılır.
3. Tepe zamanı (tt): Tepe zamanı cevabın nihai değerini ilk defa aşarak bir tepe yaptığı noktaya erişmesi için gerekli zamandır.
4. Maksimum aşma (Mp): Maksimum aşma cevap eğrisinin nihai değerinde erişmesi gerektiği birim değerden ölçülen maksimum tepe değeridir. Maksimum aşmanın miktarı doğrudan doğruya sistemin bağıl kararlılığını belirler. Birinci dereceden gecikmeli sistemlerde cevap eğrisi hiçbir zaman olması gerektiği nihai değeri aşmadığından maksimum aşma tanımlanmaz, sıfırdır.
5. Oturma zamanı (to): Oturma zamanı, cevap eğrisinde titreşim genliklerinin müsaade edilebilir tolerans değeri sınırlarına erişmesi için geçen zamandır. Müsaade edilebilir tolerans değerleri ise genellikle nihai değerin % 5 veya % 2 lik aşma değerleri olarak tanımlanır. Oturma zamanı kontrol sisteminde tanımlanan en büyük zaman sabitidir. Birinci dereceden gecikmeli sistemlerde oturma zamanı yükselme zamanına eşittir.

Yukarıda tanımlanan sistemin birim zaman cevabı ile ilgili özellikler sistemlerin uygun cevap hızlarına göre tasarımlarında büyük önem arz ederler. Eğer tg, ty, tt, Mp ve to değerleri belirlenebilirse sistemin cevap eğrisinin biçimi hemen hemen saptanabilir. Burada tanımlanan tüm özelliklerin verilen herhangi bir duruma uygulanması gerekli değildir. Örneğin aşırı sönümlü ikinci derece ve birinci derece sistemler için tepe zamanı ve maksimum aşma tanımları uygulanmaz (Dumanay, 2009).

2.5. PID KONTROL

Bu kısımda PID (Proportional Integral Derivative) kontrolörünün daha iyi anlaşılabilmesi için P, PI, PD ve PID kontrol yöntemleri ayrı ayrı ele alınacaktır.

2.5.1 Orantı Kontrol (P- Kontrol)

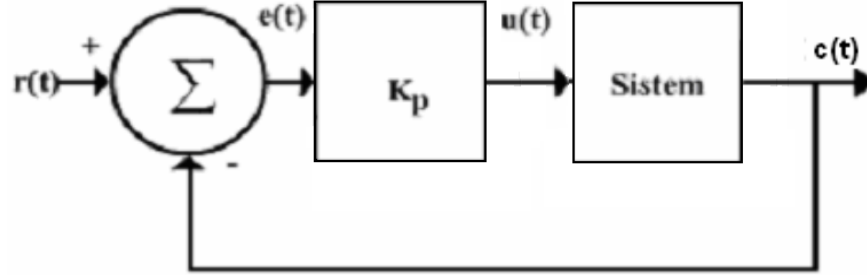
Orantı kontrolde, kontrol organı çıkışı bir oransal sabit yoluyla kontrol organı girişine oranlanır. Kontrol organı çıkışı $u(t)$ ile giriş hata işareti $e(t)$ arasındaki bağıntı

$$u(t) = K_p e(t) \quad (2.23)$$

şeklinde verilir. Burada K_p orantı kazancı olup bu etkinin transfer fonksiyonu

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad (2.24)$$

şeklinde orantı kazancı olan bir sabite eşittir.



Şekil 2.12: Orantı kontrollü sistemin blok diyagramı

Orantı etkide, herhangi bir anda kontrol organı çıkışı $u(t)$ hatanın büyüklüğüne bağlıdır ve o anda hata ne kadar büyük olursa düzeltici kontrol işareti $u(t)$ o oranda büyük olur. Hata çok küçük olduğunda ise kontrol organı yeteri kadar etkili düzeltici işaret üretemez. Bu nedenle orantı etki ile çalışan sistemler kalıcı-durum hatası verirler. Kazanç katsayısı K_p 'nin artırılması suretiyle kalıcı-durum hatasını azaltmak mümkündür. Orantı kontrolün en önemli üstünlüğü, yapısının basitliğidir. Basit bir

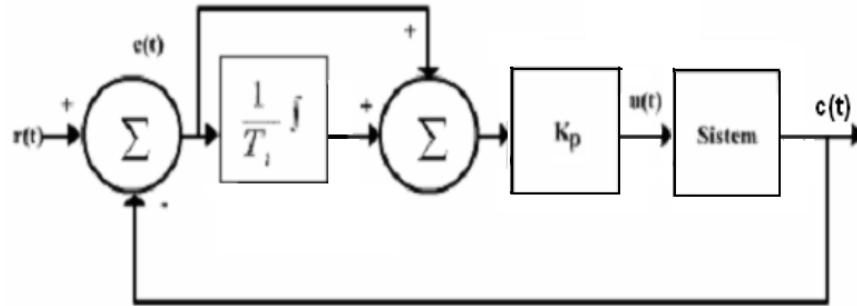
kuvvetlendirici yardımıyla dahi orantı etkide çalışan kontrol organı gerçekleştirmek mümkündür (Çolakoğlu, 2007).

2.5.2 Orantı ve Integral Kontrol (PI- Kontrol)

Orantı kontrolde ortaya çıkan kalıcı-durum hatasını gidermenin yolu, kontrol organına hatanın integrali ile orantılı bir kontrol ilave etmektir. İntegral etkinin transfer fonksiyonu

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \text{ veya } \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{1}{T_i s} \quad (2.25)$$

olarak ifade edilebilir. Burada K_i integral kazancı, T_i integral zaman sabiti adını alır. $K_i = 1/T_i$ olarak bilinir. Teorik olarak integral tipi bir kontrolün tek başına kullanılması mümkün ise de uygulamalarda integral daha çok orantı ile birlikte kullanılır. Orantı artı integral (PI) tipi kontrol, orantı ve integral kontrolün birleştirilmesinden meydana gelir. PI kontrollü bir sistemin blok şeması Şekil 2.13 'te verilmiştir.



Şekil 2.13: PI kontrollü sistemin blok diyagramı

PI kontrolörün transfer fonksiyonu;

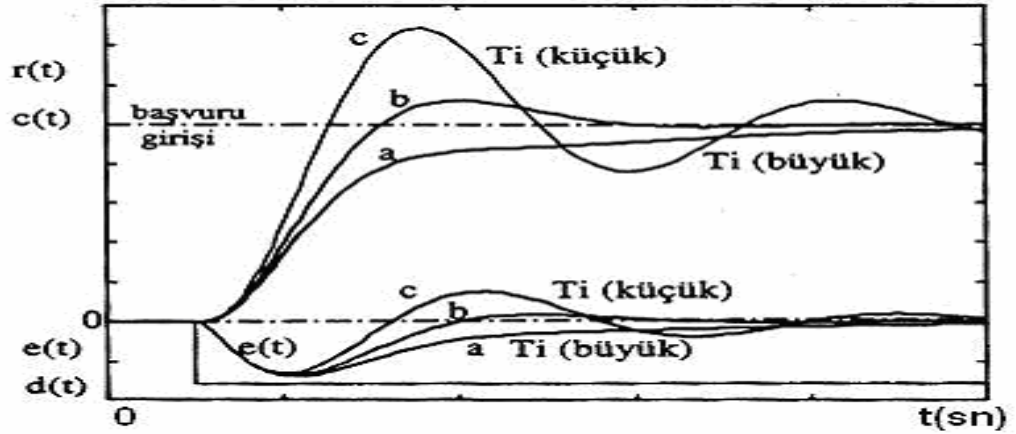
$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.26)$$

şeklinde ifade edilir. T_i integral zaman sabitidir. Kontrolör çıkışı ise

$$u(t) = K_p \left\{ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt \right\} \quad (2.27)$$

şeklinde yazılabilir.

Şekil 2.14 'te çeşitli integral zaman sabiti için, bir sistemin basamak giriş cevabı eğrileri verilmiştir. İntegral etkinin kalıcı-durum hatasını ortadan kaldırıcı etkisi gayet açık bir biçimde görülmektedir. 'a' eğrisinde Integral zaman sabiti en yüksek değerde olup hatanın sıfırlama işlemi çok uzun zaman almaktadır. Buna karşılık 'c' eğrisinde integral etki zamanı en düşük değerde olup cevabın olması gerektiği değere ilk defa ulaşması çok kısa zamanda olmakla beraber, eğri ulaşması gerektiği değere ulaşmadan önce biraz salınım yapmaktadır. Hem az salınımlılık ve hem de hızlı cevap açısından en iyi durumun 'b' eğrisinde olduğu görülmektedir (Dumanay, 2009).



Şekil 2.14: PI kontrolörün dinamik özellikleri

2.5.3 Orantı ve Türev Kontrol (PD- Kontrol)

Türev kontrolün transfer fonksiyonu

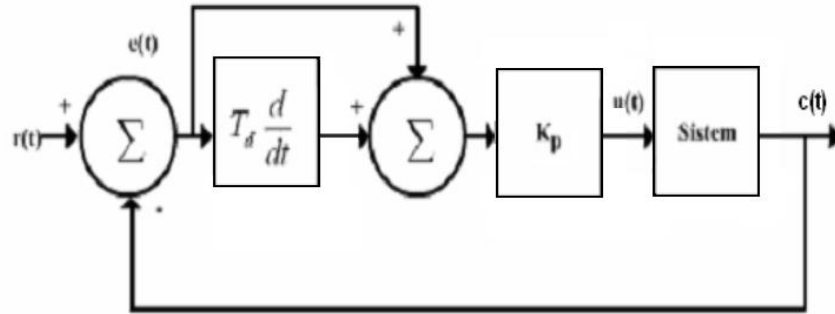
$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_d s \quad \text{veya} \quad \frac{U(s)}{E(s)} = T_d s \quad (2.28)$$

şeklinde elde edilebilir.

Burada K_d türev kontrol organı kazancı veya T_d türev zaman sabiti adını alır. Türev etkinin en önemli üstünlüğü; hatanın büyümesini önceden kestirmesi ve büyük bir hata ortaya çıkmadan bir düzeltme etkisi sağlamasıdır. Türev etki daha hata değişmeye başlar başlamaz harekete geçtiğinden “önceden sezgi etkisi” olarak da bilinir. Bir sabitin türevi sıfır olduğundan türev etkinin zamanla değişmeyen sabit hata üzerinde etkisi yoktur. Türev etki yalnızca hatanın zamana göre değişimi karşısında etkili olduğundan kontrol organlarında yalnız başına kullanılmaz ve ancak diğer kontrol etkileri ile birleştirilerek kullanılabilir. Orantı ve türev kontrol organı, orantı ve türev kontrol etkilerinin birleşiminden meydana gelmiş olup bu kontrol;

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_d s) \quad (2.29)$$

olarak yazılır. Burada, T_d türev zaman sabitidir.



Şekil 2.15: PD kontrollü sistemin blok diyagramı

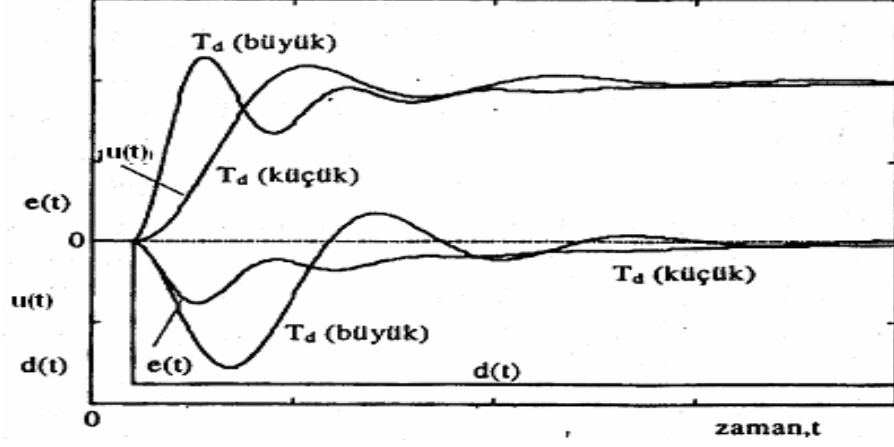
PD kontrolörün çıkış işareti

$$u(t) = K_p \left\{ e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right\} \quad (2.30)$$

şeklinde tanımlanabilir.

Orantı kontrol hatadaki değişimlere hızlı bir tepki göstermekle beraber hatanın değişim hızına duyarsızdır. Bu durumda hatanın değişim hızına duyarlı olan türev kontrol etkisi

ilavesi uygun olmaktadır. Türev katsayısının sistem cevabına etkisi Şekil 2.16 'da gösterilmiştir.



Şekil 2.16: Türev etkinin sistem cevabına etkisi

2.5.4 Orantı, Integral ve Türev Kontrol (PID- Kontrol)

PID Kontrol, üç temel kontrol etkisinin (P,I,D) birleşiminden meydana gelmiştir.

PID kontrol transfer fonksiyonu;

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.31)$$

olarak yazılabilir.

PID kontrol işaretinin çıkış işareti ise

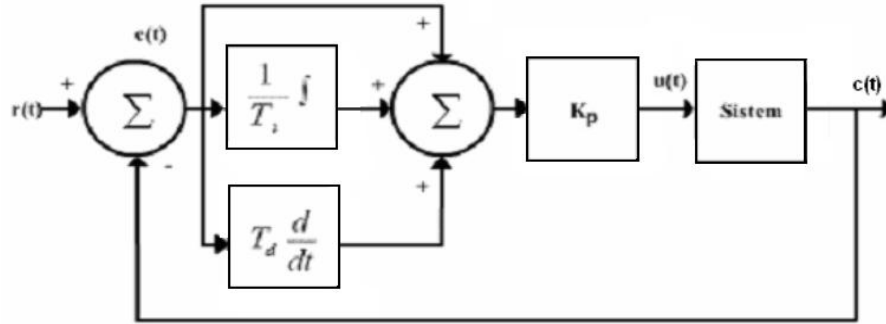
$$u(t) = K_p \left\{ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right\} \quad (2.32)$$

olarak yazılabilir.

PID kontrol; üç temel kontrolün üstünlüklerini tek bir birim içinde birleştiren bir kontrolördür. İntegral kontrol, sistemde ortaya çıkabilecek kalıcı-durum hatasını sıfırlarken türev kontrol, yalnızca PI kontrol etkisi kullanılması haline göre sistemin aynı bağıl kararlılığı için cevap hızını artırır. Buna göre PID kontrol organı sistemde sıfır kalıcı-durum hatası olan hızlı bir cevap sağlar. PID kontrolör diğerlerine göre daha

karmaşık yapıda olup o oranda pahalıdır. Burada K_p , T_i ve T_d parametrelerinin uygun bir ayarı ile uygun bir kontrol sağlanabilir. Eğer bu katsayılar uygun bir şekilde ayarlanmayacak olursa, PID kontrolün sağlayacağı üstün özelliklerden yararlanılamaz.

Denetlenecek sistemin dinamik yapısına bağlı olarak üç temel kontrol etkisinin mümkün olan en basit bileşimleri kullanılır. PID kontrollü bir sistemin blok diyagramı Şekil 2.17 'de verilmiştir.



Şekil 2.17: PID kontrollü sistemin blok diyagramı

PID tipi kontrolörün denklem (2.31) 'deki genel transfer fonksiyonunu göz önüne alacak olursak.

1. P Kontrol: $T_i \rightarrow \infty$ ve $T_d \rightarrow 0$ halinde kontrol organı yalnızca orantı etki ile çalışır. Orantı kazancı K_p 'nin ayarı ile kontrol organın kontrol duyarlılığı artırılabilir. Pratikte genellikle orantı etki orantı bandı (PB) cinsinden ayarlanır.

2. PI Kontrol: Orantı etkiye integral etki ilavesi ile elde edilen PI tipi kontrol organı yapısı nispeten basit olup özellikle süreç kontrol sistemlerinin %75-%90 arasında kullanılır. En yaygın kullanım alanları; basınç, seviye ve akış kontrol sistemleridir. İntegral etki denetlenen çıkış büyüklüğünde meydana gelebilecek kalıcı-durum hatalarını ortadan kaldırır. İntegral etkinin kullanım amacı sistemin değişen talepleri üzerinde yeterli bir kontrol etkisi sağlamaktır. Eğer sistemden gelen bir talep yalnız başına P etkisi ile karşılanabiliyorsa I etkinin kullanılması gereksizdir.

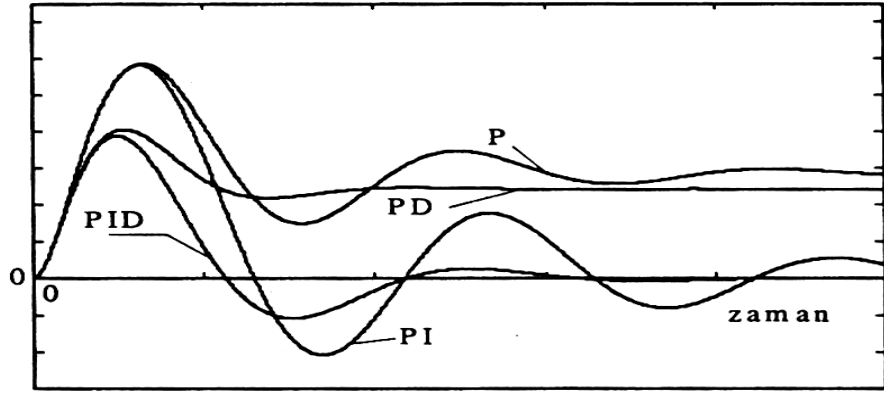
3. PD Kontrol: Orantı etkiye türev etki ilavesi ile elde edilen PD kontrol; kalıcı- durum hatasını sıfırlayamamakla beraber, bozucu girişten doğan kalıcı-durum hatasının fazla

önemsenmediği, fakat buna karşılık orantı etkiye göre geçici-durum davranışının iyileştirilmesi istenen konum servo mekanizmalarında tercih edilir. Türev etki ilavesi kararsız veya kararsızlığa yatkın bir sisteme sönüm ilave ederek sistemi daha kararlı hale getirebilir. Türev etki ilavesinin en önemli sakıncası kontrol işaretleri yanında sistemde ortaya çıkan gürültü (parazit) işaretlerindeki kuvvetlendirmesidir. Bunun sonucu olarak son kontrol organı (düzeltme elemanı) çıkışında salınımlı bir hareket meydana gelebilir.

4. PID Kontrol: Uzun ölü zaman gecikmelerinin ortaya çıktığı süreç kontrol sistemlerinde, PI kontrolde integral etkinin tamamlayıcısı olarak türev etki kullanılır. Sıcaklık, pH, yoğunluk, karışım v.b. ölçümlerinde ortaya çıkan ölü zaman gecikmeleri PID tipi kontrol organı kullanılarak telafi edilebilir. Bu kontrol organı aynı zamanda üç ifadeli kontrol organı adını da alır.

Düşük şiddetli bozucu girişlere maruz bir sistemin PI etki ile denetlenmesi halinde PB orantı bandı ayarının geniş ve türev etki kazancı ($K_i = 1/T_i$) ayarının düşük tutulması tercih edilir. Bu ayarlar altında, sisteme geniş zaman aralıkları içerisinde büyük şiddetli bozucu girişler etki edecek olursa, PI etki tek başına hatada meydana gelen değişimleri izlemeye ve düzeltmeye yeterli olamaz. Bu durumda bir türev etki ilavesi orantı kazancı ayarının daha yüksek tutulmasına (orantı bandının daralması) olanak tanıyarak kontrol organı tepki süresini hızlandıracaktır. Çok küçük sönüm katsayısına sahip servo mekanizmalarda PI kontrol yeterli olmamaktadır. Bu durumda da türev etki ilavesi, sistemde fazla bir kararsızlık problemi yaratmadan K_p orantı kazancının yüksek tutulmasını sağlayarak sistemin kararsızlığa yatkınlığı önlenmiş olur. Böylece PID kontrol etkisi ile bir taraftan kalıcı-durum hatası sıfırlanırken diğer taraftan da sistemin geçici-durum davranışı iyileştirilmiş olunur.

Şekil 2.18'deki sistemde bir basamak bozucu giriş etmesi halinde; hata işareti ve kontrol işaretindeki değişimlerin durumu verilmiştir. Burada P, PI ve PID kontrolün çeşitli parametre (K_p , T_i , T_d) değişimlerine bağlı olarak sistemin geçici-durum davranışındaki durumları gösterilmiştir.



Şekil 2.18: Çeşitli kontrol etkilerinin karşılaştırılması

Bu eğrilerin birbirleri ile karşılaştırılmasından;

1. Yalnız başına orantılı kontrol kullanmak kontrol sisteminin çıkışından istenilen $c(t)$ yi zaman domeninde arzu edilen bir biçime sokmaya yeterli değildir. Çünkü sistemde sadece bir serbestlik derecesi vardır ve o da kazançtır. Kazancın değeri orantılı kontrolde büyütülürse, kontrol sisteminin yükselme zamanı küçülür, sistem daha hızlanırsa da, sistemin aşım değeride büyür, üstelik büyük kazançlarda kararlılık da bozulabilir. Yalnızca P kontrol halinde, cevap eğrisi bir kaç salınım yaptıktan sonra kalıcı-durum halinde olması gerektiği noktadan belli bir sapma gösterir.

2. PI kontrol halinde, benzer biçimde bir cevap eğrisi elde edilmekle beraber kalıcı-durum halinde bir sapma meydana gelmez. Bununla beraber orantı etkiye türev etki ilavesi sistemin kararsızlığa yatkınlığını artırır. Bu durumu denkleştirmek için orantı kazancı, yalnızca orantı etki uygulamasına göre azaltılmalıdır. Bu durumda da hatadaki düzeltme işlemi, yalnız orantı etkide olduğu kadar hızlı olmaz ve başlangıç hatası da daha yüksek olarak ortaya çıkar.

3. PD kontrolde; hata ortaya çıkar çıkmaz hem orantı etki ve hem de türev etki hatayı azaltır ve dolayısıyla hatanın ilk en yüksek değeri daha küçük olur. Bu en yüksek değerden sonra orantı etki halen hatayı düşürmeye çalışır. Fakat buna karşılık hatanın değişim oranı ters yönde etki ederek değişimi önlemeye çalışır. Bu nedenle türev kontrol sistem üzerinde kararlılık kazandırıcı bir etki yaratarak daha kuvvetli bir orantı etki kazancı kullanma olanağı sağlar. Eğriden de görüldüğü gibi PD kontrol ile, P

kontrole göre, daha az başlangıç sapması ve daha az kalıcı-durum hatası ortaya çıkar. Türev alan kontrol elemanı ancak zamana göre değişen $e(t)$ hata ya da kontrol işaretleri üzerine etkir. Eğer $e(t)$ sabit ise, örneğin sürekli hal hatası, türev elemanının bu işaret üzerinde işlem yapma olanağı yoktur. Çünkü bu elemanın çıkışı sıfır olur. Türev ve orantılı kontrol yüksek geçiren filtre özelliği taşıdığından, sistemde gürültüyü iletecek niteliktedir. Pratikte daha karmaşık kontrol elemanlarının kullanılması işte bu nedenlerle önem kazanır.

4. PID kontrolde daha büyük bir başlangıç hatası ortaya çıkmasına rağmen kalıcı-durum hatası tamamen sıfır olur (Çolakoğlu, 2007).

2.5.5. PID Kontrolör Parametrelerinin Tespiti

PID kontrolörün yapıları ve programlanması hakkında gerekli bilgiler verildikten sonra, artık sıra kontrolörün sisteme uygunluğunu ve başarımını ortaya çıkaracak parametreleri tespit etmektedir. Endüstriyel uygulamalarda, PID 'lerin programlanması ve yapıları çok farklılık göstermez, bunların standart hale getirildiği bile söylenebilir. PID hangi tip ve yapıda olursa olsun, üzerinde çalışılan sisteme uygun kontrol parametrelerini belirlemek her zaman en hassas nokta olmaktadır.

Parametrelerin tespiti için çeşitli yollar mevcuttur. Bu yöntemlerden en çok kullanılanı Ziegler-Nichols metotları olarak anılan 1942 yılından kalma iki yöntemdir. Metot, kontrolör parametrelerini çok basit formlere dayanarak hesaplamaya imkân verdiği için uygulamada oldukça sık kullanılmaktadır. Ancak bu hesap kolaylığı, metodun her zaman en uygun çözümü vereceğini göstermez. Metot yine de, parametreler hakkında kabaca bir ön fikir edinmek için kullanılabilir. Ziegler-Nichols Metodu denilince ilk olarak anlaşılan Ziegler-Nichols (ZN) basamak yanıt metodudur. Sistemin basamak yanıtından ölü zaman "L" ve yanıtın eğimi "K" olmak üzere $K=a/L$ şeklinde "a" parametresi tespit edilir. Daha sonra aşağıdaki Çizelge 2.2 'deki kontrolör parametreleri belirlenir.

Çizelge 2.2: ZN basamak yöntemine göre kontrolör parametrelerinin tesbiti

| Kontrolör Tipi | K | Ti | Td |
|-----------------------|----------|-----------|-----------|
| P | 1 /a | - | - |
| PI | 0.9 /a | 3.33L | - |
| PID | 1.2 /a | 2L | L /2 |

Ziegler-Nichols diye adlandırılan metotlardan ikincisi ise Frekans Yanıtı Metodu'dur. Sistem oransal kontrolör kullanılarak kapalı çevrim çalıştırılır. Bu halde oransal kontrolör parametresi “K” sürekli artırılarak çıkış gözlenir. Sistem çıkışının osilasyon yapmaya başladığı ana ait “K” değeri “Ku”, bu osilasyonun periyodu ise “Tu” olarak tanımlanır. Tanımlanan değer Çizelge 2.3'deki yerine konulur ve kontrolör parametreleri hesaplanır (Erdoğan, 2006).

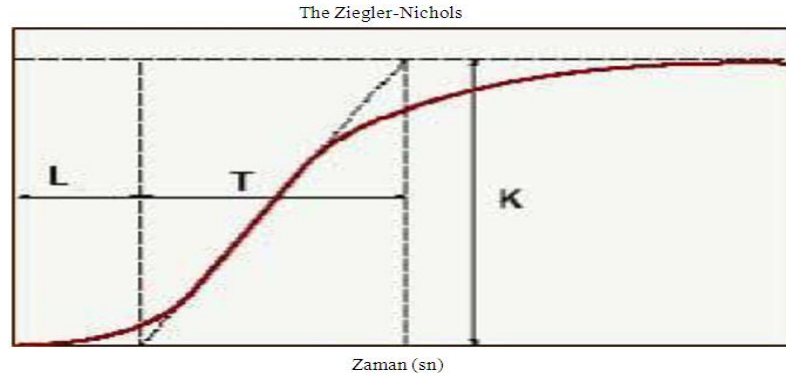
Çizelge 2.3: ZN frekans yanıtı metodu ile kontrolör parametrelerinin tesbiti

| Kontrolör Tipi | K | Ti | Td |
|-----------------------|----------|-----------|-----------|
| P | 0.5 Ku | - | - |
| PI | 0.4 Ku | 0.8Tu | - |
| PID | 0.6 Ku | 0.5Tu | 0.125Tu |

2.5.6. PID parametrelerinin ayarlanması uygulamaları

Sistemin istenilen şekilde çalışabilmesi için PID parametrelerinin ayarlanması gerekmektedir. Bunun için çeşitli yöntemler uygulanmaktadır: Elle ayarlama veya parametrelerin hesaplanması (Ziegler-Nichols metodu).

1- Sistemin açık çevrim step cevabı Ziegler-Nichols metodu şekil 2.19 grafiği verilmiş olup aşağıdaki değerler hesaplanır.



Şekil 2.19: Ziegler- Nichols sistemin açık çevrim adım cevabı

$$G(s) = \frac{K}{s} \cdot e^{-Ls} \quad (2.33)$$

$$R = K \cdot L \quad (2.34)$$

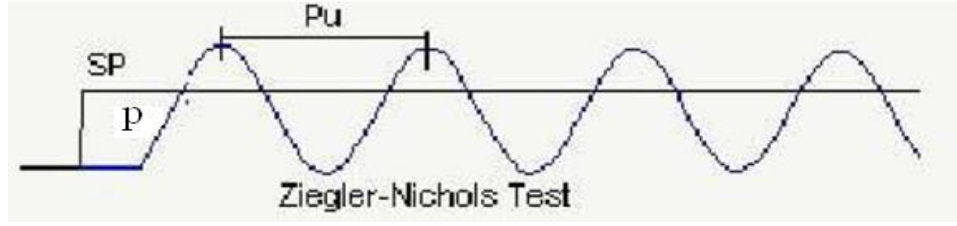
$$T_c = 4 \cdot L \quad (2.35)$$

$$K_c = \frac{2}{m \cdot L} \quad (2.36)$$

Çizelge 2.4: Sistemin açık çevrim adım cevabı ayarlanması uygulamaları için ZN parametreleri

| Kontrolör Tipi | K | Ti | Td | Tp |
|-------------------|---------|---------|----------|---------|
| P | 0.5 Kc | - | - | Tc |
| PI | 0.45 Kc | 0.83 Tc | - | 1.4 Tc |
| PID | 0.6 Kc | 0.5 Tc | 0.125 Tc | 0.85 Tc |

2- PID kontrolörün I, D katsayıları 0 yapılır. P sistem osilasyona gidene kadar yavaş yavaş artırılır. Şekil 2.20'de sistemin osilasyona gittiği andaki P değerine Ku, osilasyon frekansına Pu gösterilmektedir.



Şekil 2.20: Sistemin osilasyona gittiği andaki cevabı

Çizelge 2.5: Sistemin osilasyona gittiği andaki uygulamaları için ZN parametreleri

| Kontrolör Tipi | K_C | t_I | t_D |
|----------------|-----------|-----------|---------|
| P | $K_u/2$ | - | - |
| PI | $K_u/2.2$ | $P_u/1.2$ | - |
| PID | $K_u/1.7$ | $2/P_u$ | $P_u/8$ |

2.5.7. PID Örnek Uygulamalar

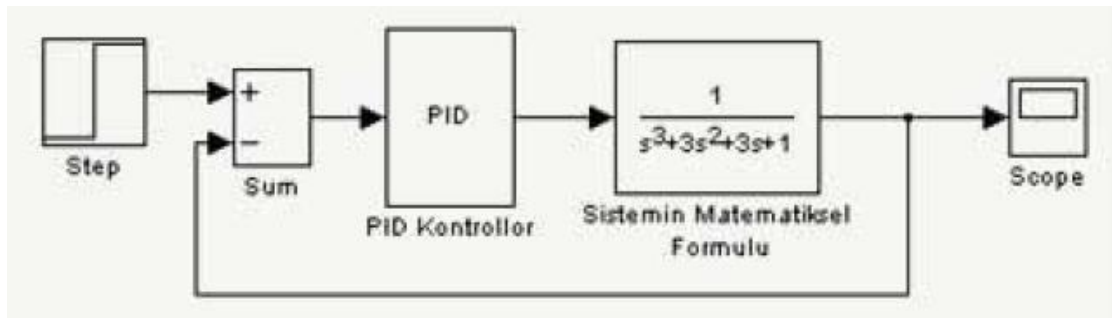
PID kontrol her alanda kullanılması nedeniyle birçok örnekleri vardır. Burada sistemin kendisine uygulama yerine benzetim örneği verilmiştir.

PID Uygulamaları Örnek 1

Matematiksel modeli aşağıdaki gibi olan bir sistem için Matlab ile simülasyonunun yapılması

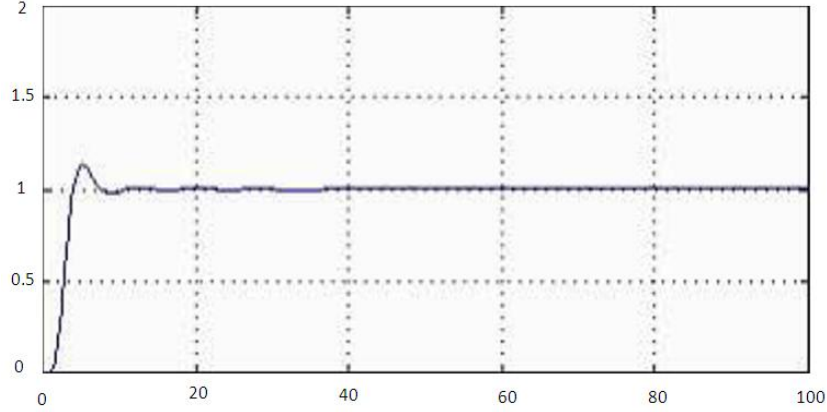
$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$$

(2.37)



Şekil 2.21: PID ve örneğin simülasyonu

Şekil 2.21’de PID parametreleri değiştirilerek simülasyonu çalıştırsak sistem davranışın scope ile şekil 2.22’de gibi görebiliriz.



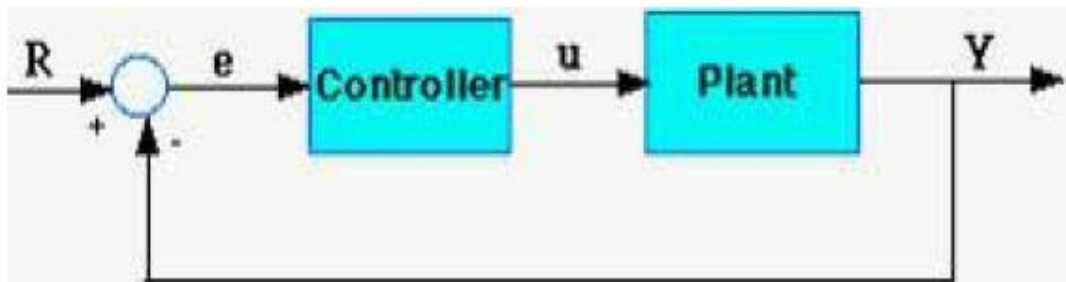
Şekil 2.22: PID ve örneğin simülasyonu osilaskop cevabı

Uygun PID parametrelerini bulmak için sisteme Ziegler Nichols yöntemini uygulayalım. Bunun için PID'nin I ve D parametrelerini 0 yapılarak P katsayısı sistem osilasyon yapana kadar yavaş yavaş artırılır. Şekildeki sistem için bu P=8 de gerçekleşmektedir. Osilasyon anındaki kazanca K_u osilasyon zaman aralığına P_u diyelim. Burada K_u 3.2 P_u ise yaklaşık 4 birim zamandır. Ziegler-Nichols yönteminden PID parametrelerini yeniden hesaplırsak aşağıdaki değerler elde edilebilir.

$$P = K_u / 1.7 = 1.92, \quad I = 2 / P_u = 0.5, \quad D = P_u / 8 = 0.5$$

2.5.7.1. PID Kontrolör

Burada oransal (P), integral (I) ve türevsel (D) denetleyicilerin her birinin karakteristiklerini ve istenilen tepkiyi bulmakta nasıl kullanıldıklarını inceleyeceğiz. İşlemlerimizde şekil 2.23’deki geri beslemeli sistemi tercih edeceğiz.



Şekil 2.23: PID ve geri beslemeli sistem

Plant: Kontrol edilecek sistem

Denetleyici: Plant için uyarı sağlar; sistem davranışı denetlemek için tasarlanmıştır.

Üç Terimli Denetleyici

PID denetleyicinin transfer fonksiyonu aşağıdaki formül gibi olur.

$$K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s}$$

(2.38)

Kd= Türevsel kazanç. Yukarıdaki şemadaki kapalı döngülü sistem kullanılmış PID denetleyicinin nasıl çalıştığını inceleyelim. Değişken (e) izleme hatasını, istenilen giriş değeri (R) ile gerçek çıkış değeri (Y) arasındaki farkı gösterir. Bu (e) hata sinyali PID denetleyiciye gönderir ve denetleyici bu hata sinyalinin hem türevini hem de integralini hesaplar. Sadece denetleyiciden geçen (u) sinyali, oransal kazanç (Kp) ile hata değeri, integral kazancı (Ki) ile hatanın integrali, türevsel kazanç (Kd) ile hatanın türevi çarpımlarının toplamına eşit olacaktır.

$$u = K_P e + K_I \int e dt + K_D \frac{de}{dt}$$

(2.39)

Bu (u) sinyali denetlenen sisteme gönderilir ve yeni çıkan (y) elde edilmiş olur. Bu (y) çıkış sinyali algılayıcıya geri gönderilerek yeni hata sinyali (e) bulunur. Denetleyici yeni hata sinyaline aynı işlemleri uygular ve bu işlem böyle devam eder.

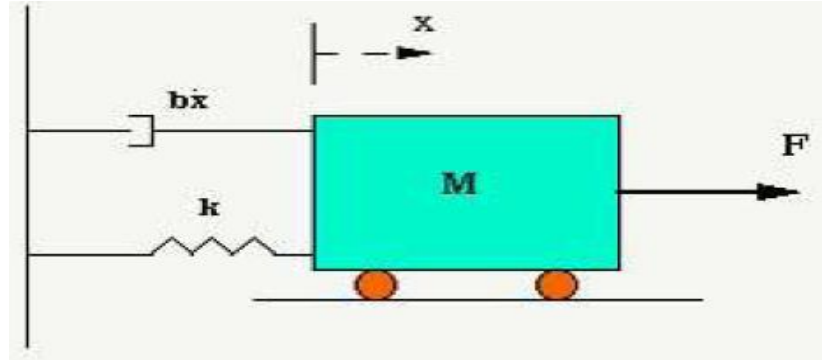
2.5.7.2. P, I ve Denetleyicilerin Karakteristikleri

Oransal denetleyicilerin (Kp), yükselme zamanını azaltmada etkisi vardır ve azaltır, ama asla tamamen yok etmez (kararlı hal hatası). İntegral denetleyicinin (Ki) kararlı hal hatasının çıkarılmasında etkisi vardır ancak bu geçici tepkinin daha kötü olmasına sebep olabilir. Türevsel denetleyicinin (Kd) sistemin kararlılığının artmasında etkisi vardır, aşmayı azaltır ve geçici tepkiyi düzeltir.

Unutmamalı ki bu düzeltmeler tam olarak geçerli değildir. Çünkü K_p , K_i ve K_d birbirlerine bağımlıdır. Yani değişkenlerden birinin değişimi diğer ikisinin etkisini değiştirebilir. Bu yüzden tablo K_i , K_p ve K_d değerlerinin belirlenmesinde sadece bir referanstır.

PID Uygulamaları Örnek 2

Basit bir kütle, yay ve tampondan oluşan bir problemimiz olduğunu varsayalım.



Şekil 2.24: Örnek 2 PID Uygulamasının blok şekli

Bu sistemin model denklemini;

$$M\ddot{x} + b\dot{x} + kx = F \quad (2.40)$$

Yukarıdaki denklemin laplace dönüşümünü alırsak

$$Ms^2X(s) + bsX(s) + kX(s) = F(s) \quad (2.41)$$

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1}{Ms^2 + bs + k} \quad (2.42)$$

olur.

$M = 1\text{kg}$ $b = 10\text{ N.s/m}$ $k = 20\text{ N/m}$

$$F(s) = 1$$

olarak alıp değerleri yerine koyduğumuzda transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1}{s^2 + 10s + 20}$$

(2.43)

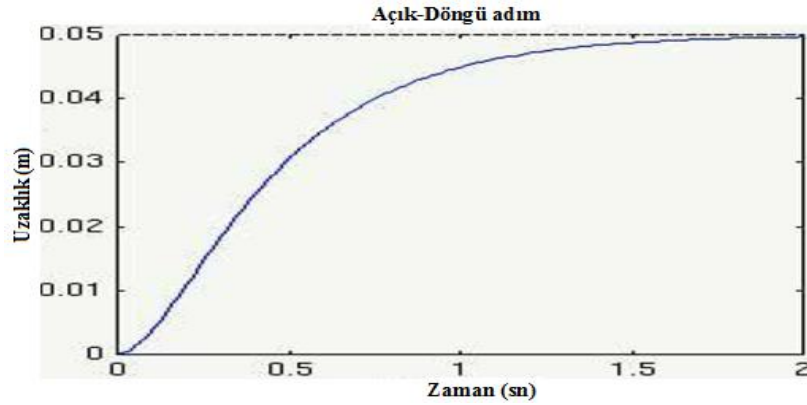
Bu problemin amacı K_p , K_i ve K_d 'nin her birinin hızlı yükselme zamanı, minimum aşma ve hatasız kararlı hal elde etmedeki faydalarını görmektir.

Hızlı yükselme zamanı
Minimum aşma
Kararlı hal elde etme

Sistemin açık döngü adım tepkisi

İlk önce açık döngü adım tepkisini Matlab komutları ile ifade edelim.

`num=1; den=[1 10 20]; step(num,den)` Bu m-kütükün Matlab komutlarıyla çalıştırılmasıyla aşağıdaki grafik elde edilir.



Şekil 2.25: Örnek 2 açık döngü adım tepkisini cevabı

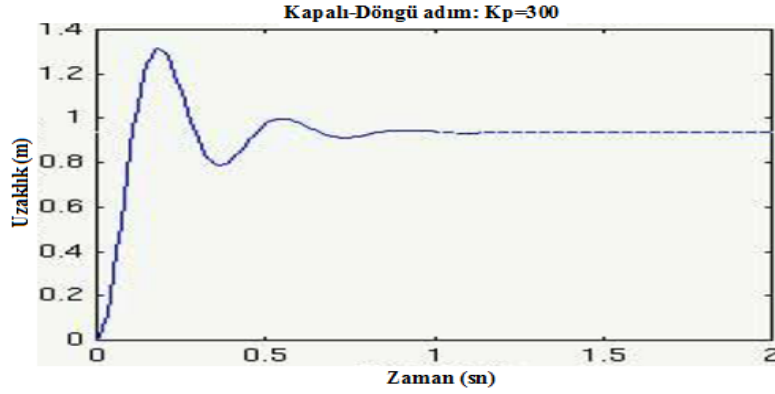
Denetlenen sisteme ait transfer fonksiyonunun DC kazancı $1/20$ 'dir, bu yüzden birim basamak girişi uygulandığında çıkış değeri en yüksek $0,05$ olur. Bu kararlı hal hatasının $0,95$ 'i ile uyuşur. Ayrıca, yükselme zamanı yaklaşık 1 saniye ve yerleşme zamanı yaklaşık $1,5$ saniyedir.

Oransal kontrol: Çizelge 2.3'te oransal denetleyicinin (K_p) yükselme zamanını düşürdüğünü, aşmayı artırdığını ve kararlı hal hatasını azalttığını görmüştük. Yukarıdaki sistemin oransal denetleyicili kapalı döngü transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{K_p}{s^2 + 10s + (20 + K_p)} \quad (2.44)$$

Oransal kazancı (K_p) 300.e eşit kabul edelim ve kütüğü şu şekilde değiştirelim.

$K_p=300$; $num=[K_p]$; $den=[1 \ 10 \ 20+K_p]$; $t=0:0.01:2$; $step(num,den,t)$ Bu kütüğün Matlab komutlarıyla çalıştırılması halinde aşağıdaki grafik elde edilir.



Şekil 2.26: Örnek 2 kapalı adım tepkisinin $K_p=300$ ken cevabı

NOT: cloop olarak adlandırılan Matlab fonksiyonuyla kapalı döngü transfer fonksiyonu, açık döngü transfer fonksiyonundan direkt olarak elde edilir. Cloop komutunun kullanılmasıyla yukarıdakiyle özdeş bir grafik elde edilir.

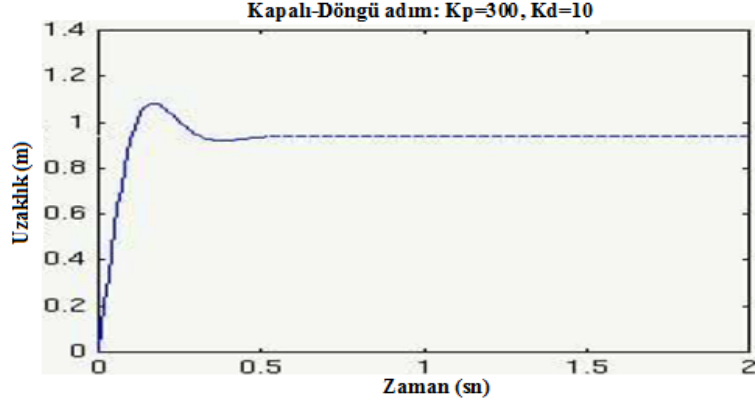
$num=1$; $den=[1 \ 10 \ 20]$; $K_p=300$; $[numCL,denCL]=cloop(K_p*num,den)$; $t=0:0.01:2$; $step(numCL, denCL,t)$. Yukarıdaki grafik bize oransal denetleyicinin yükselme zamanını ve kararlı hal hatasını düşürdüğünü, aşmayı arttırdığını ve yerleşme zamanını az bir miktarda düşürdüğünü göstermektedir.

Oransal-Türevsel Kontrol: Şimdi PD kontrolü inceleyelim. Çizelge 2.4'e göre türevsel denetleyici (K_D), yerleşme zamanını ve aşmayı azaltır. PD kontrollü bir sistemin kapalı döngü transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{K_D s + K_p}{s^2 + (10 + K_D)s + (20 + K_p)} \quad (2.45)$$

Kp'yi 300 ve Kd'yi 10 alalım ve m_kütüğü aşağıdaki gibi değiştirelim.

```
Kp=300; Kd=10; num=[Kd Kp]; den=[1 10+Kd 20+Kp]; t=0:0.01:2; step(num,den,t)
```



Şekil 2.27: Örnek 2 kapalı adım tepkisinin Kp=300, Kd=10 iken cevabı

Yukarıdaki grafiğe göre türevsel denetleyici aşma ve yerleşme zamanını azaltır, yükselme zamanını ve kararlı hal hatasını çok az etkiler.

Oransal-İntegral Denetleyici: PID denetleyiciye girmeden önce PI denetleyiciyi inceleyelim. Çizelge 2.4'e göre integral denetleyici (Ki) yükselme zamanını azaltır, aşma ve yerleşme zamanını arttırır, kararlı hal hatasını yok eder. PI kontrollü bir sistemin kapalı döngü transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{K_I s + K_I}{s^3 + 10s^2 + (20 + K_p)s + K_I}$$

(2.46)

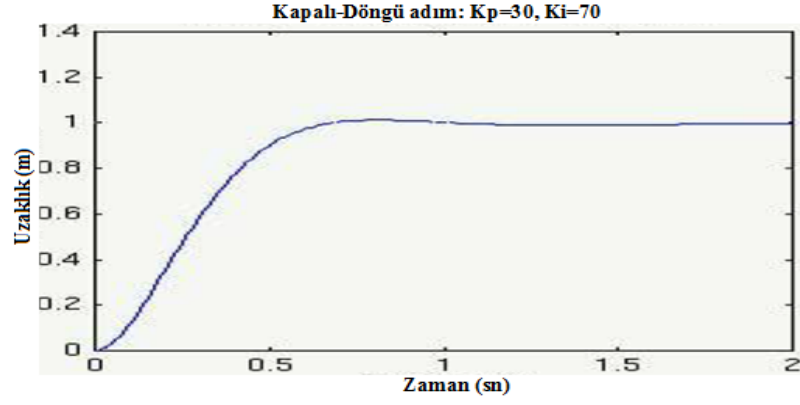
Kp'yi 30 ve Ki'yi 70 kabul edelim. M_kütüğü şu şekilde değiştirelim.

```
Kp=30; Ki=70; num=[Kp Ki];
```

```
den=[1 10 20+Kp Ki]; t=0:0.01:2;
```

```
step (num,den,t)
```

Bu m_kütük Matlab komutlarıyla çalıştırıldığında aşağıdaki grafik elde edilir.



Şekil 2.28: Örnek 2 kapalı step tepkisinin $K_p=30$, $K_i=70$ iken cevabı

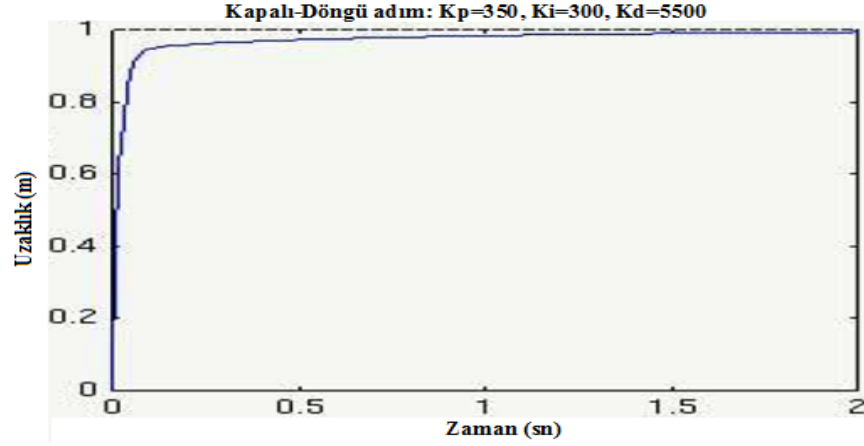
Hem oransal kazanç (K_p) hem de integral denetleyici yükselme zamanını azalttığı, aşmayı arttırdığı için çift etki oluşur. Bu etki integral denetleyicinin kararlı hal hatasını yok ettiğini gösterir.

Oransal-İntegral-Türevsel Denetleyici: Şimdi PID kontrolünü inceleyelim. PID kontrollü bir sistemin kapalı döngü transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{K_D s^2 + K_p s + K_I}{s^3 + (10 + K_D) s^2 + (20 + K_p) s + K_I} \quad (2.47)$$

Birkaç denemeden sonra istenilen tepkiyi elde etmek için kazançları $K_p=350$ $K_i=300$ $K_D=50$ alalım. Bu durumda m_kütük aşağıdaki gibi olur.

$K_p=350$; $K_i=300$; $K_d=50$; num=[Kd Kp Ki]; den=[1 10+Kd 20+Kp Ki]; t=0:0.01:2;
step(num,den,t).



Şekil 2.29: Örnek 2 kapalı step tepkisinin $K_p=350$, $K_i=300$, $K_d=5500$ iken cevabı

Genel PID denetleyici tasarımı için kullanılabilecek ipuçları aşağıda verilmiştir.

PID denetleyici tasarımında istenilen tepkiyi elde etmek için aşağıdaki adımlar izlenir.

1. Açık döngü tepkisi bulunur ve ihtiyaçlar belirlenir.
2. Yükselme zamanını düzeltmek için oransal denetleyici eklenir.
3. Aşmayı düzeltmek için türevsel denetleyici eklenir.
4. Kararlı hal hatasını yok etmek için integral denetleyici eklenir.
5. İstenilen tepki elde edilene kadar K_p , K_i ve K_D ayarlanır. Hangi denetleyicinin hangi karakteristiği kontrol ettiğini Çizelge 2.3'ten yararlanılarak bulabiliriz.

Denetleyici tasarımında mümkün olduğu kadar basit tasarıma gidilmelidir. Eğer PI denetleyici ile istenilen tepki sağlanıyorsa, sisteme türevsel denetleyici eklenip sistem karmaşılaştırılmamalıdır (Kuşçu, 2011).

2.6. YÜK FREKANS KONTROLÜ (YFK)

YFK'nin amacı yük değişimlerini izlemek, yük değişimleri sonucu meydana gelen frekans değişimlerini düzenleyerek istenilen değerde tutmak, bağlantı hattı değişimlerini kontrol ederek optimum elektrik üretimini sağlamaktır.

YFK'nin avantajları: üretim kabiliyetini artırır, yük artışına karşı daha fazla ve daha hızlı cevap verme, daha kaliteli elektrik hizmeti, daha kısa sürede işlemlerin gerçekleştirilmesi. Bu çalışmaların en önemli ayaklarından birisi de YFK ile alakalı

çalışmalardır ve bu konuda YFK performansının artırılması amacıyla bu alandaki akademik çalışmaların artırılması gerekmektedir.

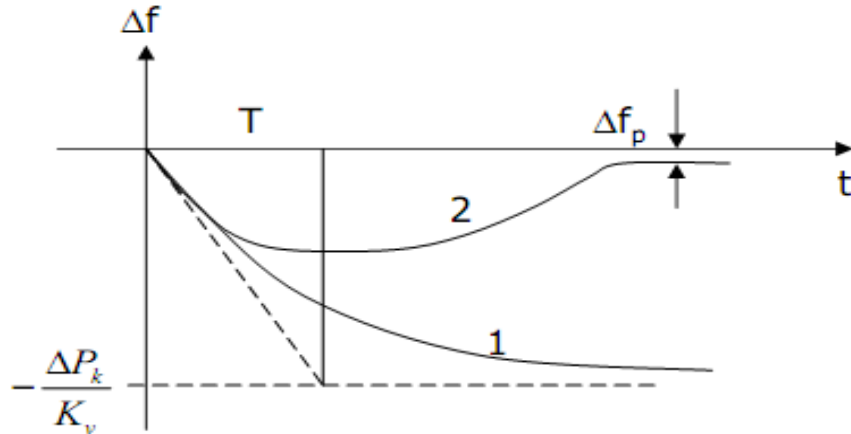
2.6.1. Yük Frekans Kontrolörün Tanımı

Enerji şebekelerinin kararlılığını artırmak için, bağlantı hatlarındaki aktif güç akışının ve enerji üretiminin denetlenerek şebeke frekansının belirli değerlerde tutulması operasyonuna Yük Frekans Kontrolü denir. Vazgeçilmez bir enerji kaynağı olan elektrik enerjisini üreten, ileten ve dağıtan kuruluşların görevi, enerjinin;

- 1- Sabit şebeke frekansında,
- 2- Sabit ve sinüsoidal biçimli uç geriliminde,
- 3- Kesintisiz,
- 4- Ucuz olmasını sağlamaktır amaç.

2.6.2. Yük Frekans Kontrolörün 4 Temel Amacı

- 1- Sistem frekansını belirlenmiş bir değerde tutmak veya bu değere yaklaştırmaktır,
- 2- Kontrol bölgeleri arasındaki güç değişimlerini doğru değerde tutmak,
- 3- Bağlantı güç tevzi sistemine bağlı her ünitenin optimum üretim yapmasını sağlamak,
- 4- Her birimin üretiminin en ekonomik değerde olmasını sağlamaktır amaç.



Şekil 2.30: Yükteki değişime bağlı olarak frekansın zamana göre değişimi

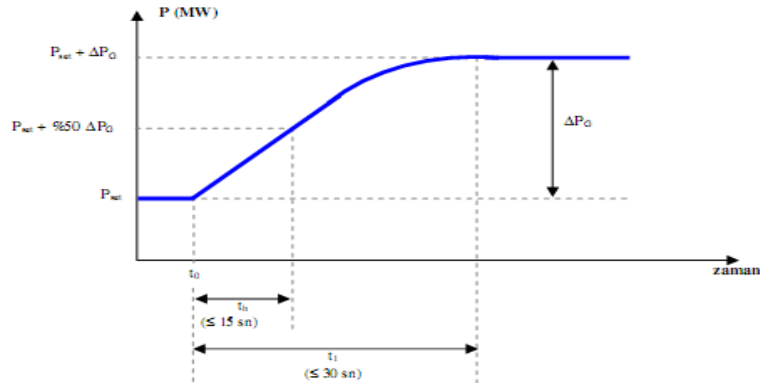
belirlenen Primer Frekans Kontrol Rezerv Kapasitesine göre aşağıdaki formülle hesaplanır.

$$R = s_g (\%) = \frac{\Delta f / f_n}{\Delta P_G / P_{GN}} \times 100 \quad (2.49)$$

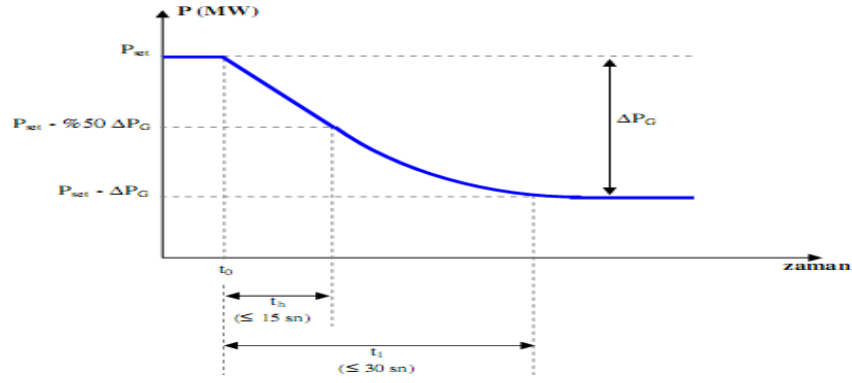
Çizelge 2.6: Ünitelerin hız eğim ve ölü bant değerleri açıklaması

| $s_g (\%)$ | Hız Eğimi (Speed-Droop) (%) |
|--------------|---------------------------------------|
| f_n | Nominal Frekans (50 Hz) |
| Δf | Sistem Frekansındaki sapma miktarı |
| ΔP_G | Ünite Çıkış Gücündeki değişim miktarı |
| P_{GN} | Ünitenin Nominal Çıkış Gücü |

Ünitelerin hız eğim ve ölü bant değerleri, sistemin ihtiyacına göre TEİAŞ tarafından belirlenir. Ünitelerin hız eğim değeri ve ölü bant değeri ayarlanabilir yapıda olmalıdır. Ünitenin hız eğimi, Primer Frekans Kontrol Rezerv Kapasitesi (Q) miktarına karşılık gelen değere ayarlanmalıdır. Ancak, TEİAŞ tarafından hız eğiminin farklı bir değerde olması istenmesi halinde, yük alma ve yük atma yönünde sınırlayıcı veya benzeri bir fonksiyonla üretici bunu sağlamalıdır. Ünitelerin primer frekans kontrol sisteminin duyarsızlık aralığı mümkün olduğu kadar küçük olmalı ve ± 10 mHz'i aşmamalıdır. Frekans saptması ± 200 mHz'i geçmesi durumunda primer frekans kontrolü aktive olur. Primer frekans kontrolü yapan üniteler frekanstaki sapmayı takip ederek max. 15 sn içerisinde primer rezerv yükünün % 50'sini, 30 sn içerisinde de tamamını aktive edebilmeli ve eriştiği bu çıkış gücünü en az 15 dk sürdürebilecek yeterlilikte olmalıdır.



Şekil 2.32: Primer frekans kontrolü yapan üniteler frekanstaki sapmayı takip ederek primer çıkış gücü



Şekil 2.33: Primer frekans kontrolü yapan üniteler frekanstaki sapmayı takip ederek primer çıkış gücü

Primer frekans kontrolü, türbinde hız regülâtörlerince gerçekleştirilmektedir. Ancak sistemdeki ani dengesizliklerde (genellikle ms mertebesinde) hemen bu dengesizliği gidermesi mümkün olmamaktadır. Enterkonnekte sisteme bağlı tüm üretim sistemleri bu frekans değişimine tepki verir ve kendi kinetik enerjilerini harcayarak üretim-tüketim dengesini sağlamaya çalışılır. Yaşanan bu tür olaylar şebekede bir frekans sapmasına neden olur. Buna kalıcı frekans hatası (ΔW_{ss}) denmektedir.

Primer frekans kontrolü yapacak santraller kabiliyetleri ölçüsünde belirlenen oranlarda primer frekans kontrolüne katılmalıdır. Bu oranlar; hidroelektrik santraller için %10, kömür ve doğal gaz yakıtlı santraller için ise %5 'dir [TEİAŞ-2006]. UCTE kriterlerine göre min. ve max. anlık frekans 49,2 - 50,8 Hz. skalasını aşmamalıdır. Frekans 49 Hz.in altına düşmesi durumunda yük atma röleleri otomatik olarak çalışır.

Sıkıntılar:

Çok bölgeli sistemlerde bir bölgedeki frekans değişimi diğer bölgeye de etki etmekte.

Ani yük değişimleri birkaç ms mertebesinde gerçekleştiği için bu çevrimle frekans her zaman anma değerinde tutulamamakta,

Kalıcı bir frekans hatasını giderememektedir.

Bu nedenlerden dolayı çok bölgeli sistemlerde, sadece birincil kontrolle yeterli bir denetim sağlanamamaktadır.

2.6.4. Sekonder Frekans Kontrolör

Bölgeler arasındaki güç akışına yön vererek kalıcı frekans hatasının giderildiği ilave denetim çevrimidir. Kalıcı frekans hatası integral denetleyiciler sayesinde sıfıra indirgenir. Ünitenin çıkışındaki değişimin başlaması için max. tepki süresi 30 sn.dir ve sapma max. 15 dk. içinde dengelenmelidir. Diğer bütün kontrol alanları ile güç alışverişini programlanan değerde tutmak. Kontrol alanından kaynaklanan bir frekans sapması durumunda, frekansı ayar değerine geri getirmek. Primer kontrol tarafından kullanılan kapasitenin serbest bırakılmasını sağlamaktır.

Bu fonksiyonları yerine getirmek için;

Sekonder kontrol programı, periyodik olarak Alan Kontrol Hatasını (ACE) hesaplar ve kontrolü altındaki santrallere ayar değerleri (set-point) gönderir.

Sekonder kontrol, PI tipinde bir kontrol özelliğine sahiptir.

Sekonder kontrol, dakikalar mertebesinde yapılan bir kontroldür (max. 15 dk).

2.6.5. Ölü Bant (Dead Band)

Ölü band belli frekans limit değişimine kadar, primer kontrol sisteminin cevap vermemesidir (çıkış yükünün sabit kalması). Ölü band aralığı uygulaması, şebeke frekansı stabilitesi için istenmeyen bir durum olmasına rağmen üretim sistemi (türbin-generatör) ömrü açısından faydalıdır. UCTE bağlantısı sonrasında tüm ünitelerin ölü bantları 0 (sıfır) olarak ayarlanacaktır [TEİAŞ-2006]. Şu an için bu değer 10 mHz'i aşmamalıdır.

2.6.6. Alan Kontrol Hatası (Area Control Error)

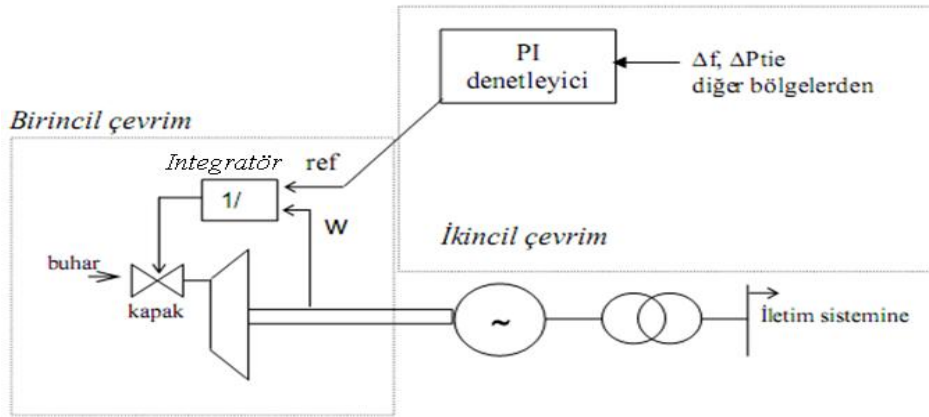
Her bir kontrol alanı/bloğunda, tek tek alan kontrol hatası G'nin (Area Control Error, ACE) sıfır olacak şekilde sürekli olarak kontrol edilmesi gerekir. ACE, güç kontrol hatası ile frekans kontrol hatasının toplamı olarak hesaplanır.

$$ACE = \Delta P_{tie} + K \cdot \Delta f \quad B: \text{Frekans bias'ı (MW/Hz)}$$

2.6.7. K Faktörü

Sekonder kontrol için Frekans Bias'ıdır. (MW/Hz)

Birinci senkron bölge için toplam K faktörü 19801 MW/Hz, ikinci senkron bölge için toplam K faktörü 3301 MW/Hz.dir. Kontrol edici döngü zamanı 1-5 sn.dir (Çam, 2011).



Şekil 2.34: Birilcil ve ikincil kontrol şeması (Çam, 2011)

2.7. YÜK FREKANS KONTROLÖRÜN UYGULAMASI

Uygulanaçak güç istasyonu için sistem parametreleri aşağıdaki verilmektedir.

Tribün zaman sabiti $T_T = 0,5$ sn

Regülatör zaman sabiti $T_g = 0,2$ sn

Regülatör atalet sabiti $H = 5$ sn

Regülâtör hız regülâsyonu=ünite başına R

Yükteki %0,8 oranındaki değişim frekansta %1'lik bir değişime neden olmaktadır.

- Denetim sistemi kararlılığı için R değerini bulurken Routh-Hurwitz yöntemini kullanalım.
- Kaynak yörünge çizimlerini elde ederken MATLAB rlocus fonksiyonlarını kullanalım.
- Şekildeki jeneratör hız regülasyonu R=0,05 pu değerine ayarlanmıştır. Nominal sistem frekansı 60 Hz ve 250 MW çıkış gücüne sahip türbin kullanılmaktadır. 50 MW'lık ani bir yük değişimi meydana geliyor ($\Delta P_L = 0,2$ pu)

Kalıcı durum frekans hatasını bulalım.

Zaman eksenli performans şartnamelerini ve frekans sapması basamak cevabını bulmak için MATLAB kullanılmaktadır.

- SIMULINK blok diyagramını çizip ve (c) seçeneğindeki koşullar için frekans sapması cevabını elde edelim.

$$T_T = 0,5 \text{ sn}, T_g = 0,2 \text{ sn}, H = 5 \text{ sn}, D = 0,8$$

$$K = \frac{1}{R} \quad (2.50)$$

$$KG(S)H(S) = \frac{K}{(10s + 0.8)(1 + 0.2s)(1 + 0.5s)} \quad (2.51)$$

$$= \frac{K}{S^3 + 7.08s^2 + 10.56s + 0.8} \quad (2.52)$$

$$S^3 + 7.08S^2 + 10.56S + 0.8 + K = 0 \quad (2.53)$$

$$1 + KG(S)H(S) = 1 + \frac{K}{S^3 + 7.08s^2 + 10.56s + 0.8} = 0 \quad (2.54)$$

$$S^3 + 7.08S^2 + 10.56S + 0.8 + K = 0 \quad (2.55)$$

$$\begin{array}{c|cc} s^3 & 1 & 10.56 \\ s^2 & 7.08 & 0.8 + K \\ s^1 & \frac{73.965 - K}{7.08} & 0 \\ s^0 & 0.8 + K & 0 \end{array} \quad (2.56)$$

$$K < 73.965$$

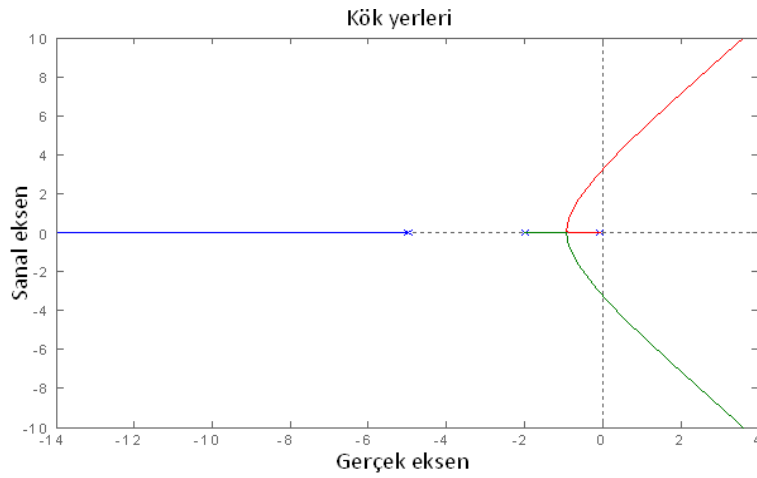
$$R = \frac{1}{K} \quad R > \frac{1}{73.965} \text{ veya } R > 0.0135 \quad (2.57)$$

$$K = 73.965 \quad 7.08S^2 + 74.765 = 0 \quad (2.58)$$

$$S = \pm j3.25 \text{ , } R = 0.0135 \quad (2.59)$$

Kök yer eğrilerini elde etmek için aşağıdaki komutlar kullanılır.

```
num=1;
den = [1 7.08 10.56 .8];
figure(1), rlocus(num, den)
```



Şekil 2.35: Örnek için kök yer eğrilerini grafiği (Saadat, 1999)

Kapalı döngü transfer fonksiyonu:

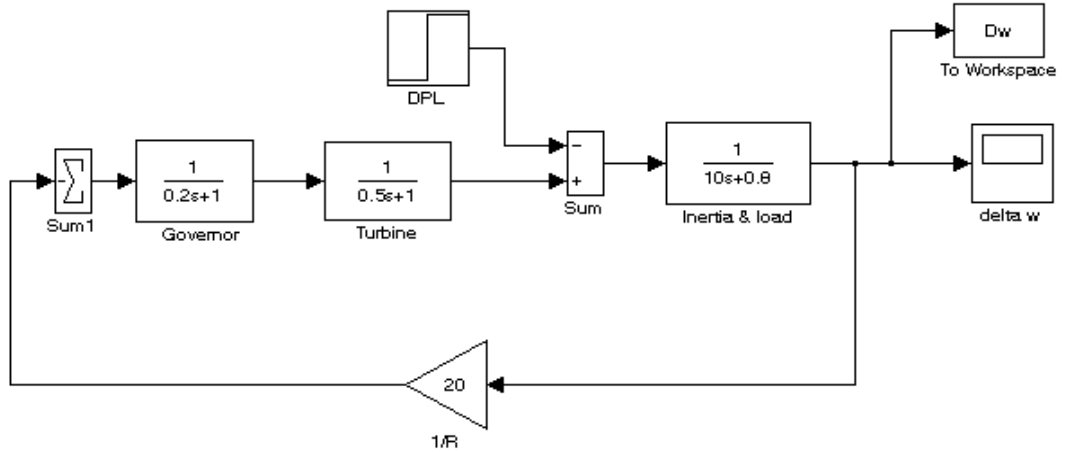
$$\frac{\Delta\Omega(S)}{-\Delta PL(S)} = T(S) = \frac{(1+0.2s)(1+0.5s)}{(10s+0.8)(1+0.2s)(1+0.5s)+1/0.0135} \quad (2.60)$$

$$= \frac{0.2s^2 + 0.7s + 1}{s^3 + 7.08s^2 + 10.56s + 20.8} \quad (2.61)$$

Kalıcı durum frekans hatası:

$$\Delta\omega_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta\Omega(S) = \frac{1}{20.8} (-0.2) = -0.0096 \text{ pu} \quad (2.62)$$

$$\Delta f = (-0.0096)(60) = 0.576 \text{ Hz} \quad (2.63)$$

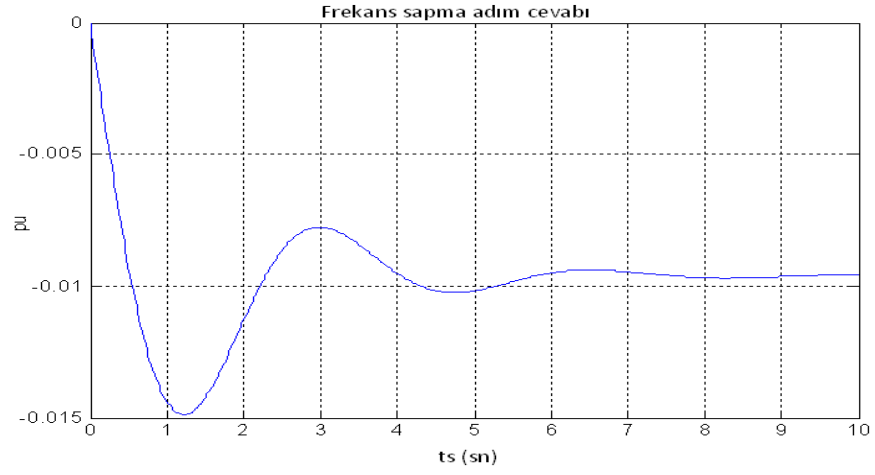


Şekil 2.36: Örnek YFK simulink blok diyagramı (Saadat, 1999)

Örnek uygulamada tek alanlı YFK örneğinin matlab kodlarla frekans adım eğrisinin çizdirilmesi aşağıdaki gibidir.

```
PL = 0.2;
numc = [0.1 0.7 1];
denc = [1 7.08 10.56 20.8];
t = 0:.02:10;
c = -PL*step(numc, denc, t);
figure(2), plot(t, c), grid
```

```
xlabel('t, sec'), ylabel('pu')  
title('Frequency deviation step response')  
timespec(numc, denc)
```



Şekil 2.37: Örnek YFK için frekans adım grafiği (Saadat, 1999)

3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu çalışmada, salınımların sönümlenmesini sağlamak amacı ile güç sistemlerinde gerilim ve yük frekans kontrolör kullanılmıştır. Otomatik Gerilim Regülatörü (OGR) ve Yük Frekans Kontrolörü (YFK) için en iyi yerleşme zamanlarını belirlemek ve salınımları önlemek için çalışmada Matlab/Simulink program kullanılarak çıkış seviyesindeki hatanın Proportional-İntegral-Derivative (PID) kontrolör ile, Ziegler-Nichols metodu kullanılarak PID kontrol parametrelerini elde edilip, çıkış hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE)'ni sezgisel yöntemler olan Genetik Algoritma (GA) ve Yerçekimi Arama Algoritması (YAA) yöntemleriyle kullanılarak incelenmiş, Sezgisel Algoritma olan Genetik Algoritma (GA) ve Yerçekimi Arama Algoritması (YAA) aşağıda açıklanmıştır.

3.1. SEZGİSEL ALGORİTMALARA GENEL BAKIŞ

Heuristic kelimesi Yunancadır. Bilmek, bulmak, keşfetmek, veya araştırma yürütmek anlamına gelir (Lazar ve Reynolds, 2003). Özellikle heuristics, uygunluğu veya en iyiliği garanti edemeden veya hatta çoğu durumda, belirli uygun bir çözümün en iyiliğe ne kadar yakın olduğunu ifade etmeden, mantıklı bir sayısal değerde, iyi (en iyiye yakın) çözümleri araştırma tekniğidir (Russell ve Norwig, 1995).

Deneysel algoritmalar fiziksel ve biyolojik süreçleri taklit eder. Bunların en meşhur alanlarından bir kaç tanesi genetik algoritma, Simulated Annealing (Kirkpatrick ve diğ., 1983), yapay bağışıklık sistemi (Farmer ve diğ., 1986) karınca koloni optimizasyonu, parçacık sürü optimizasyonu (Kennedy ve Eberhart, 1995) bakteriyel yem arama algoritması (Gazi ve Passino, 2004). Genetik algoritması GA Darwin'in evrim teorisinden esinlenmiştir (Tang ve diğ., 1996). Simulated Annealing, SA termodinamik etkilerin kullanımıyla dizayn edilir. (Kirkpatrick ve diğ., 1983), Yapay Bağışıklık Sistemi, AIS, biyolojiksel bağışıklık sistemlerini simüle eder (Farmer ve diğ., 1986).

Karınca Koloni Optimizasyonu, ACO, karıncaların yiyecek arama davranışını taklit eder (Dorigo ve diğ., 1996). Bakteriyel Yiyecek Arama Algoritması, BFA, aramadan ve bakterinin en iyi yemek aramasından gelir (Rashedi ve diğ., 2009) Parçacık Sürü optimizasyonu, PSO, kuş sürüsünün davranışlarını simule eder (Rashedi ve diğ., 2009).

Yukarda bahsedilen her deneysel algoritma sezgisel bir davranışa sahiptir. Bununla birlikte Formato (Rashedi ve diğ., 2009), merkez kuvvet optimizasyonu diye isimlendirilen, CFO, yerçekimi kinematik metaforuna dayanan, rastgele olmayan deneysel bir arama algoritması ortaya koymuştur. SA gibi, bazı olasılıksal algoritmalarda, arama tek bir noktadan başlar ve ardışık bir biçimde devam eder. Bununla birlikte, çoğu deneysel algoritma, çoklu başlangıç noktasıyla paralel olarak arar. Örneğin sürü temelli algoritmalar, doğal bir kuş yada balık sürüsüne benzeyen, özneler sürüsünü kullanır. Bir sürü temelli algoritmada, her üye belirli seri bir operasyon yürütür. Ve bilgilerini diğer üyelerle paylaşır. Bununla birlikte, bir sürü akli olarak bilinen toplam etkileri şaşırtıcı bir sonuç üretir. Özneler arasındaki lokal etkileşimler, herhangi bir merkez kontroller kullanmadan, sistemin problemi çözmesine imkan tanıyacak evrensel bir sonuç sağlar. Bu durumda, rastgeleleştirilmiş aramayı, pozitif geri beslemeyi, negatif geri beslemeyi ve çoklu etkileşimleri içeren üye operasyonları, bir öz-organizasyon vazifesi görürler (Dorigo ve diğ., 1996).

Herhangi biri popülasyon tabanlı sezgisel algoritmalarda iki safhayı tanıyabiliriz. Araştırma ve işletme. İşletme iyi bir çözüm çevresinde en iyiyi bulma yeteneğiyle, araştırma, arama uzayını genişletme yeteneğidir. İlk yinelemelerde, deneysel arama algoritması, yeni bir çözüm bulmak için arama uzayını araştırır. Lokal bir optimumda kapana kısılmaktan kaçınmak için, algoritma ilk yinelemelerde araştırmayı kullanmalıdır. Bu yüzden araştırma, bir popülasyon temelli sezgisel algoritmada önemli bir konudur. Yenileme sürecinde, araştırma kaybolur ve işletme ortaya çıkar. Böylece algoritma kendini yarı-optimal noktalara ayarlar.

Değişik bir bakış açısından, bir popülasyon temelli arama algoritmalarının üyeleri, araştırma ve işletme kavramlarını gerçekleştirmek için, her yenilemede üç adım geçerler. Öz-adaptasyon, işbirliği ve rekabet Öz-adaptasyon adımı, her üye (özne) performansını geliştirir. İşbirliği adımı, üyeler bilgi transferi için birbirleriyle

işbirliği yaparlar. Son olarak rekabet adımı, ayakta kalmak için yarışır. Bu adımlar genelde olasılıksal biçimlere sahiptir. Ve farklı yollardan gerçekleştirilebilirler. Doğadan esinlenen bu adımlar, popülasyon temelli deneysel algoritmaların ana ilkeleridir. Bu kavramlar evrensel bir optimumu bulmak için algoritmalara kılavuzluk ederler. Her popülasyon tabanlı arama algoritması, tatmin edici sonuçlar sağlamasına rağmen, her optimizasyon problemini diğerlerinden daha iyi çözecek derecede üstün performans sağlayabilecek bir deneysel algoritma yoktur. Diğer bir deyişle, bir algoritma bazı problemleri diğerlerinden daha iyi çözer, bazı problemleri de diğerlerinden daha kötü çözer (Wolpert Macready, 1997). Bu yüzden, yeni yüksek performans bir arama algoritması ortaya koyma, istenilendir.

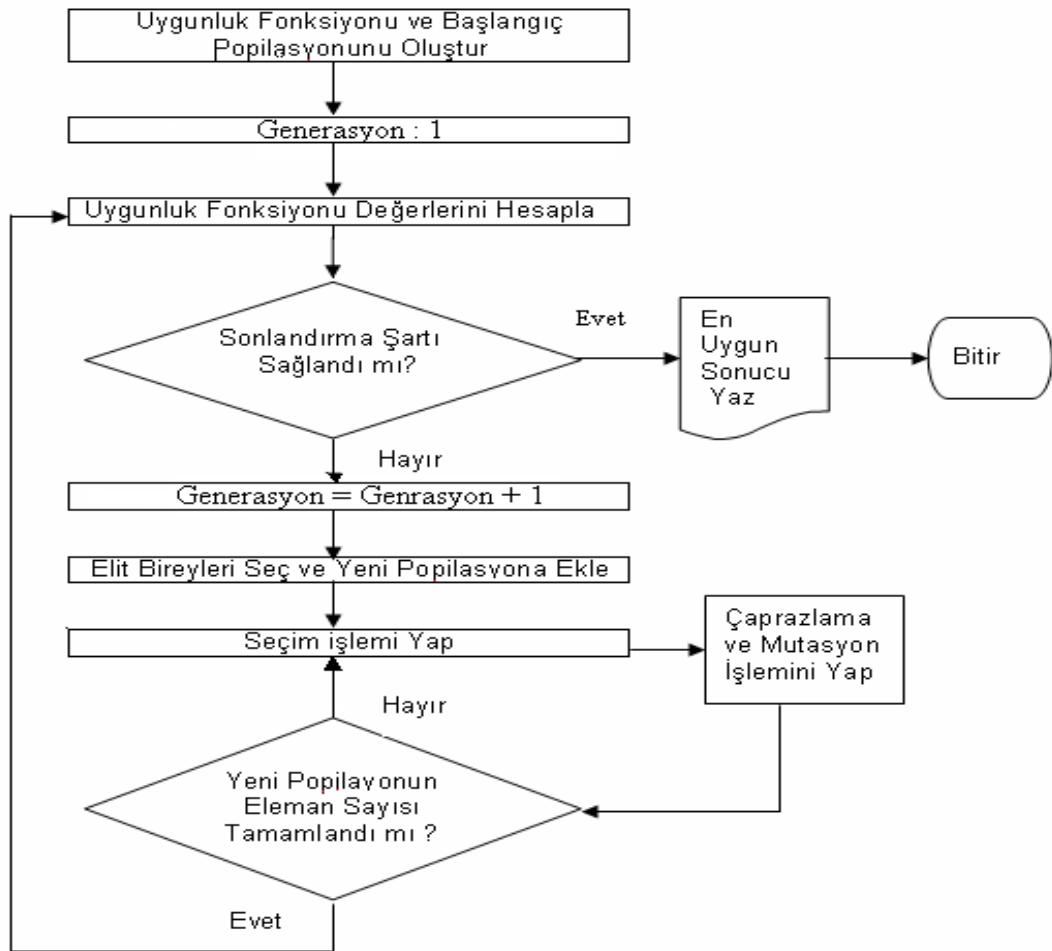
3.2. GENETİK ALGORİTMA

3. 2.1. Genetik Algoritmanın Genel Yapısı

Genetik algoritma biyolojik evrim mekanizmasını esas kabul eden bir araştırma algoritmasıdır. Genetik Algoritma karmaşık fonksiyonlar için optimizasyon çözümü sağlar (Whitley, 1993). Geleneksel optimizasyon yöntemleri için çok zor olarak kabul edilen çok değişkenli optimizasyon problemlerinin çözümünde yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir (Goldberg, 1989). Bu özelliği ile ideal bir optimizasyon metodudur. Evrim Teorisi ile kabul edilen en iyinin yaşaması ve zayıf olanın elenmesi kuralına bağlı olarak, algoritma sürekli iyileşen çözümler üretir. Kötü olan çözümler ise elenir (Ortaç ve diğ., 2004). Genetik algoritma rast gele oluşturulan ve bir çok çözüm takımının içinde bulunduğu, popülasyon adı verilen gen havuzu ile çalışmaya başlar. Her bir değişkene bir kromozom denir. Kromozomlar genlerin kombinasyonudur ve fonksiyonun değişkenlerinin tamamını bünyesinde bulunduran bireyleri oluştururlar. Fonksiyonun tüm değişkenlerinin yan yana sıralanması ile birey oluşur. Birey popülasyonun bir satırıdır. Bireyler topluluğu popülasyonu oluştururlar. Değişkenler değişik şekillerde kodlanırlar. En yaygın olanı ikilik sayı sistemi olarak bilinen binary sayı sistemi ile kodlanmasıdır. Bu sistemde kromozomlar 0 ve 1 genlerinin kombinasyonlarından oluşurlar. Popülasyonun devamı biyolojik kurallara bağlıdır. Sonuçta başarılı bireylerin genlerini alt nesillere aktarılır iken, zayıf olan bireylerin genleri ise zamanla yok olur. Yeni nesiller oluştuğunda gen havuzunun da kalitesi gittikçe artar. İlk başlangıçta havuz içinde bir çok başarısız birey bulunmasına karşılık

jenerasyon ilerledikçe havuzun çoğunluğunu başarılı bireyler oluşturur. En sonunda tüm bireyler aranan ideal bireye dönüşür. Bu taktirde optimizasyon sonuçlanmış olur olmuştur (Mazumder ve Runick, 1999). Genetik algoritma çalışmasında programın sonlandırma şartı olarak jenerasyon sayısı, programın çalışma süresi veya belirli bir sürede sürekli aynı sonuçların elde edilmesi olarak belirlenebilir.

3.3. GENETİK ALGORİTMANIN ÇALIŞMA PRENSİBİ



Şekil 3. 1: Genetik algoritmanın işleyiş aşamaları

Genetik algoritmanın genel çalışma mantığı şekil 3.1’de verilmektedir.

3.3.1. Genetik Algoritmanın Sonlandırma Şartları

Her generasyon için hesaplanan uygunluk fonksiyonu değerlerine göre genetik algoritma operatörlerinin kullanımı ile yeni bir popülasyon elde edilir. Olabilecek en iyi çözüm

bulduğunda daha iyi bir çözüm olmadığından generasyon sayısı kaç seçilir ise seçilsin genetik algoritma artık sürekli aynı çözümleri verir. Bu özellik algoritmanın sonlandırma şartı olarak generasyon sayısı seçilmesinde kullanılır. Algoritma birkaç defa değişiklik generasyon sayılarında çalıştırılır ve buna göre gerekli generasyon sayısı belirlenir. Başlangıçta belli bir generasyon sayısı seçilir bu sayıya ulaşıldığında genetik algoritma çalışması sona erer.

Genetik algoritmayı sonlandırma kriteri olarak, algoritmanın çalışma süresi seçilebilir. Genetik algoritmanın belirli bir zaman diliminde sürekli aynı sonuçları vermesi, bu zaman diliminde yeni çözümler sağlayamaması da sonlandırma şartı olarak seçilmektedir.

3.4. YERÇEKİMİ ARAMA ALGORİTMASI (YAA) GENEL BAKIŞ

Son yıllarda, deneye dayalı çeşitli optimizasyon metotları geliştirildi. Bu metotların çoğu doğadaki sürü davranışlarından esinlenmiştir. Bu çalışmada, yerçekimi yasasına ve kütle etkileşimlerine dayanan yeni bir optimizasyon algoritması üzerinde çalışılmıştır. Ortaya konulan algoritmada, arayıcı özneler, Newton'un yerçekimi ve hareket yasasına dayanarak, birbirleriyle etkileşim içinde olan kütleler sürüsüdür. Ortaya konulan metot iyi bilinen GA deneye dayalı arama metotlarıyla karşılaştırıldı. Elde edilen sonuçlar, çeşitli nonlinear fonksiyonları çözmeye, ortaya konulan metodun yüksek performansını doğrulamaktadır.

3.4.1. Giriş

Yüksek boyutlu arama uzayında optimizasyon problemlerini çözmeye, klasik optimizasyon algoritmaları uygun bir çözüm sağlamaz. Arama uzayı, problemin büyüklüğüyle eksponensiyel olarak arttığından, bu problemleri bildik tekniklerle (ayrıntılı arama gibi) çözmek pratik değildir.

Son on yılda, doğal fenomenlerin davranışlarından esinlenen algoritmalara ilgi gitgide arttı (Rashedi ve diğ., 2009). Bu algoritmaların, nesnel fonksiyonların (Rashedi ve diğ., 2009). biçim tanımanın (Rashedi ve diğ., 2009) kontrol nesnelere (Rashedi ve diğ., 2009) imaj işleme (Rashedi ve diğ., 2009) filtre modellemenin (Rashedi ve diğ.,

2009) optimizasyonu gibi, kompleks sayısal problemlerin çözümünde çok uygun olduğu çoğu araştırmacı tarafından gösterildi. Şimdiye kadar araştırmacılar tarafından çeşitli deneysel yaklaşımlar benimsendi. Örnek olarak Genetik Algoritma (Tang ve diğ., 1996) Simulated Annealing (Kirkpatrick. ve diğ., 1983) Karınca Koloni Arama Algoritması (Dorigo ve diğ., 1996) Parçacık Sürü Optimizasyonu (Kennedy ve Eberhart, 1995) gibi. Bu algoritmalar, çoğu farklı alanlarda, araştırmacılar tarafından kademeli olarak analiz edildi. veya kullanıldı (Rashedi ve diğ., 2009). Bu algoritmalar farklı optimizasyon problemlerini çözdüler. Bununla birlikte, her optimizasyon problemi için en iyi çözümü getiren özel bir algoritma yoktur. Bazı algoritmalar, belirli bazı problemlerde diğerlerinden daha iyi bir çözüm verirler. Bu yüzden yeni deneysel optimizasyon algoritması arama açık bir problemdir (Wolpert ve Macready, 1997).

Bu çalışmada, yerçekimi arama algoritması diye isimlendirilen (YAA) yerçekimi yasasına dayanan yeni bir optimizasyon algoritması ortaya kondu (Rashedi, 2007). Bu algoritma Newton'un yerçekimine dayanır Evrende her parçacık diğer başka bir parçacığı, direkt olarak kütlelerinin çarpımıyla orantılı ve aralarındaki uzaklığın karesiyle ters orantılı olan bir kuvvetle çeker.

3.5. YERÇEKİMİ YASASI

Yerçekimi kütlelerin birbirlerine doğru ivmelenme eğilimleridir. Tabiattaki 4 temel etkileşimden biridir (Schutz, 2003). (diğerleri: elektromanyetik kuvvet, zayıf nükleer kuvvet, ve güçlü nükleer kuvvet) evrende her parçacık diğer parçacığı çeker. Yerçekimi her yerdedir. Yerçekimi kaçınılmazlığı, onu bütün diğer doğal kuvvetlerden farklı yapmıştır.

Newton'un yerçekimi kuvvetinin davranış biçimi “uzaktan etki” diye adlandırılır. Bu, yerçekimi, arada herhangi aracı ve herhangi bir gecikme olmadan, birbirinden ayrı parçacıklara etkir demektir. Newton'un yerçekimi kuvvetinde her başka bir parçacığı bir yerçekimi kuvvetiyle çeker (Rashedi ve diğ., 2009). İki parçacık arasındaki yerçekimi kuvveti, kütlelerin çarpımıyla doğru orantılı ve aralarındaki uzaklıkla karesi ile ters orantılıdır (Holliday ve diğ., 1993).

$$F = G \frac{M_1 M_2}{R^2}, \quad (3.1)$$

Burda F, yerçekimi kuvvetinin büyüklüğü, G yerçekimi sabiti, M_1 ve M_2 sırasıyla birinci ve ikinci parçacığın kütlesi ve R'de iki parçacık arasındaki mesafedir. Newton'un ikinci yasası şöyle der: bir kuvvet, F, bir parçacığa uygulandığında ivmesi, a, sadece kuvvete ve o parçacığın kütlesine, M, bağlıdır (Holliday ve diğ., 1993).

$$a = \frac{F}{M}. \quad (3.2)$$

(3.1) ve (3.2)'ye dayanarak, daha büyük ve yakın parçacığın etkisinin daha yüksek etkiye sahip olduğu, evrendeki her kütle arasında bir çekici yerçekimi kuvveti mevcuttur. İki parçacık arasındaki uzaklığın artması, şekil 3.2'de gösterildiği gibi, aralarındaki yerçekimi kuvvetinin düşmesi demektir. Bu figürde, F_{1j} , M_j 'den, M_1 'e etkileyen kuvvet ve F_1 , M_1 'e etkileyen toplam kuvvettir ve a_1 ivme vektörünü doğurur.

Ek olarak, düşen yerçekimin etkisiyle, yerçekimi sabitinin gerçek değeri, evrenin gerçek yaşına bağlıdır. Eşitlik 3.3, yerçekimi sabitinin, G, yaşla azalmasını verir (Mansouri ve diğ., 1999).

$$G(t) = G(t_0) \times \left(\frac{t_0}{t}\right)^\beta, \quad \beta < 1, \quad (3.3)$$

Burda G(t), yerçekimi sabitinin t zamanındaki değeri, $G(t_0)$ ilk kuantum-aralık kozmik zamanında, t_0 , yerçekimi sabitinin değeridir (Mansouri ve diğ., 1999). Teorik fizikte üç çeşit kütle tanımlanmaktadır.

Aktif Yerçekimi Kütle (M_a): Belirli bir nesneden dolayı yerçekimi alanın gücünün bir ölçüsüdür. Az aktif yerçekimi kütleli bir nesnenin yerçekimi alanı, daha aktif yerçekimi kütleli nesneden daha zayıftır.

Pasif Yerçekimi Kütle (M_p): Bir nesnenin yerçekimi alanla etkileşiminin gücünün ölçüsüdür. Aynı yerçekimi alanın içinde, daha az pasif yerçekimi kütleli bir nesne, daha yüksek pasif bir yerçekimi kütleli nesneden daha az bir kuvvete maruz kalır.

Durgun Kütle (M_i): Bir kuvvet uygulandığında, bir nesnenin hareket durumunu değiştirmeye olan direncinin bir ölçüsüdür. Daha yüksek durgun kütleli bir nesne, hareketini, daha yavaş değiştirir ve daha düşük durgun kütleli bir nesne ise hızlı değiştirir.

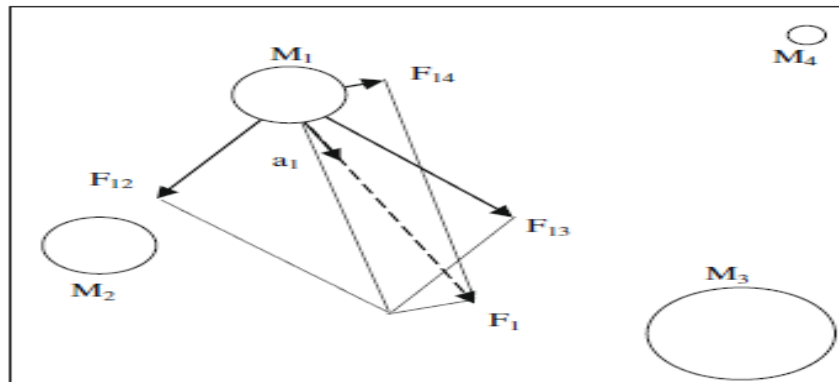
Şimdi yukarıda bahsedilen safhaları düşünersek, Newton yasalarını tekrar yazarız.

Yerçekimi kuvvet, F_{ij} , kütle i 'ye j tarafından etkiyen kuvvet, aktif yerçekimi kütle j ve pasif yerçekimi kütle i 'nin çarpımıyla doğru, aralarındaki uzaklığın karesiyle ters orantılıdır. a_i , F_{ij} ile doğru orantılı ve i 'nin durgun kütlesiyle ters orantılıdır. Daha doğrusu, herhangi birisi eşitlik (3.1) ve (3.2)'yi aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$F_{ij} = G \frac{M_{aj} \times M_{pi}}{R^2}, \quad (3.4)$$

$$a_i = \frac{F_{ij}}{M_{ii}}, \quad (3.5)$$

Burada M_{aj} ve M_{pi} , sırasıyla, i parçacığının aktif yerçekimi kütlelerini, ve j parçacığının pasif yerçekimi kütlelerini temsil eder ve M_{ii} ise i parçacığının durgun kütlelerini temsil eder.



Şekil 3. 2: Her kütle diğer kütleler üzerine bileşke kuvvet yönünde ivmeler

Durgun kütle, aktif yerçekimi kütle ve pasif yerçekimi kütle, kavramsal olarak ayrı olmasına rağmen, hiçbir deney aralarındaki herhangi bir farkı tartışmasız bir biçimde ispatlamamıştır. Genel görecelilik teorisi, durgun ve pasif yerçekimi kütlelerin eşitliği varsayımına dayanır. Bu zayıf eşitlik prensibi olarak bilinir (Kenyon, 1990). Standart genel görelilik, aynı zamanda, durgun kütle ve aktif yerçekimi kütlelerin eşit olduğunu farz eder. Bu eşitlik bazen güçlü eşitlik prensibi diye de isimlendirilir.

3.6. YERÇEKİMİ ARAMA ALGORİTMASI (YAA)'NİN ÇALIŞMA PRENSİBİ

Bu bölümde, yerçekimi yasasına dayanan optimizasyon algoritmamızı tanıyacağız (Rashedi, 2007). Tasarlanan algoritmada, öznel nesne olarak düşünülecek, performansları kütleleri aracılığıyla ölçülecektir. Bütün bu nesnelere yerçekimi kuvvetiyle birbirlerini çekerler. Bu kuvvet, bütün nesnelere global hareketinin, kütlesi daha ağır olan nesnelere doğru olmasına neden olur. Böylece, yerçekimi kuvvetiyle, kütleler iletişimin direk formunu kullanarak yardımlaşmış olurlar. İyi çözümlere karşılık gelen ağır kütleler, hafif olanlardan daha yavaş hareket ederler. Buda algoritmadan faydalanma adımını getirir. YAA' da her kütle (özne) 4 özelliğe sahiptir. Bunlar Pozisyon, durgun kütle, aktif yerçekimi kütle ve pasif yerçekimi kütlelerdir. Kütlelerin pozisyonu, problemin bir çözümüne tekabül eder. Yerçekimi ve durgun kütleler bir uyumluluk fonksiyonu kullanarak belirlenir. Diğer bir deyişle her bir kütle bir çözüm sunar. Algoritma yerçekimi ve durgun kütleleri doğru olarak ayarlamakla düzgün kurulur. Zaman içinde, kütlelerin en ağır kütle tarafından çekildiğini düşünürüz. Bu kütle arama uzayında optimum bir çözüm sunar. YAA izole edilmiş kütleler sistemi olarak düşünülebilir. Bu Newton'un yerçekimi ve hareket kanunlarına uyan küçük bir yapay kütleler dünyası gibidir. Daha kesini, kütleler aşağıdaki yasalara uyarlar.

3.6.1. Yerçekimi Kuvveti

Her parçacık başka bir parçacığı çeker ve iki parçacık arasındaki yerçekimi kuvveti, kütlelerinin çarpımıyla orantılı ve aralarındaki uzaklık R ile ters orantılıdır. Burada R^2 yerine R 'yi kullanıyoruz. Deney sonuçlarımıza göre, her deneysel durumda, R , R^2 'den daha iyi sonuçlar sağlar.

3.6.2. Hareket Yasası

Herhangi bir kütle için şu andaki hızı, önceki hızının bölümleri ve değişen hızın toplamına eşittir. Herhangi bir kütle için ivmesi veya hızındaki değişim, sisteme etkiyen kuvvet bölü durgun kütleye eşittir.

Şimdi N özneli (kütleler) bir sistem düşünelim. i 'nci öznenin pozisyonunu.

$$X_i = (x_i^1, \dots, x_i^d, \dots, x_i^n) \quad \text{for } i = 1, 2, \dots, N, \quad (3.6)$$

ile belirleriz. X_i^d 'i'nci öznenin d 'inci boyutundaki pozisyonunu gösterir.

Belirli bir 't' zamanında kütle j 'den kütle i 'ye uygulanan kuvveti

$$F_{ij}^d(t) = G(t) \frac{M_{pi}(t) \times M_{qj}(t)}{R_{ij}(t) + \varepsilon} (x_j^d(t) - x_i^d(t)), \quad (3.7)$$

ile belirleriz.

M_{aj} özne j ile ilgili aktif yerçekimi kütlelerdir. M_{pi} özne i ile ilgili pasif yerçekimi kütlelerdir. $G(t)$, t zamanındaki yerçekimi sabittir. ε küçük bir sabittir ve $R_{ij}(t)$ i ve j öznelerinin arasındaki Öklid uzaklığıdır.

$$R_{ij}(t) = \|X_i(t), X_j(t)\|_2. \quad (3.8)$$

Algoritmamıza tahmini bir karakteristik vermek için, bir d boyutunda i öznesine uygulanan toplam kuvvet, rastgele belirlenen, diğer öznelerden etkiyen kuvvetlerin d 'inci boyuttaki bileşenlerinin toplamına eşittir.

$$F_i^d(t) = \sum_{j=1, j \neq i}^N \text{rand}_j F_{ij}^d(t), \quad (3.9)$$

rand_j burda $[0,1]$ arasında rastgele bir sayıdır.

Böylece hareket yasasıyla t zamanında d 'inci yönde, i öznesinin ivmesi aşağıdaki gibi verilir.

$$a_i^d(t) = \frac{F_i^d(t)}{M_{ii}(t)}, \quad (3.10)$$

Burda M_{ii} 'inci öznenin durgun kütleleridir. Dahası, bir öznenin sonraki hızı, şimdiki hızının bölümlerinin ivmesine eklenmesi olarak düşünülür. Bu yüzden pozisyonu ve hızı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$v_i^d(t+1) = rand_i \times v_i^d(t) + a_i^d(t), \quad (3.11)$$

$$x_i^d(t+1) = x_i^d(t) + v_i^d(t+1), \quad (3.12)$$

$rand_i$ $[0,1]$ aralığında rastgele bir değişkendir. Bu rastgele sayıyı aramaya rastsal bir karakteristik vermek için kullanırız.

Yerçekimi G sabitine başlangıçta ilk değerleri verilir. Arama doğruluğunu kontrol etmek için bu değer zamanla düşürülecektir. Diğer bir deyişle G , ilk değer (G_0) ve zaman (t)'nin bir fonksiyonudur.

$$G(t) = G(G_0, t). \quad (3.13)$$

Yerçekimi ve durgun kütleler uyumluluk değerleriyle basitçe hesaplanır. Ağır bir kütle daha etkili bir özne demektir. Bu demektir ki daha iyi öznelere daha yüksek çekime sahiptirler ve daha yavaş hareket ederler. Yerçekimi ve durgun kütlelerin eşit olduğunu farz edersek, kütlelerin değerleri uyumluluk haritaları kullanarak hesaplanır. Yerçekimi ve durgun kütleleri aşağıdaki eşitliklerle yenileriz.

$$M_{ai} = M_{pi} = M_{\bar{i}} = M_i, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (3.14)$$

$$m_i(t) = \frac{fit_i(t) - worst(t)}{best(t) - worst(t)}, \quad (3.15)$$

$$M_i(t) = \frac{m_i(t)}{\sum_{j=1}^N m_j(t)}, \quad (3.16)$$

$fit_i(t)$, t zamanının da i nesnesinin uygunluk değerini gösterir ve $worst(t)$ ve $best(t)$ (bir minimizasyon probleminde) şöyle tanımlanır.

$$best(t) = \min_{j \in \{1, \dots, N\}} fit_j(t), \quad (3.17)$$

$$worst(t) = \max_{j \in \{1, \dots, N\}} fit_j(t). \quad (3.18)$$

Şu da bilinmelidir ki maksimizasyon problemlerinde, (3.17) ve (3.18) eşitliği sırasıyla (3.19) ve (3.20) eşitliğine dönüşür.

$$best(t) = \max_{j \in \{1, \dots, N\}} fit_j(t), \quad (3.19)$$

$$worst(t) = \min_{j \in \{1, \dots, N\}} fit_j(t). \quad (3.20)$$

Arama ve kullanma arasında iyi bir uzlaşma sağlamanın bir yolu da, geçen zamanda eşitlik (3.9) deki öznelerin sayısını azaltmaktır. Bu yüzden kuvvetlerini diğer öznelere uygulayan büyük kütleli birkaç set özne öngörürüz. Bununla birlikte bu politikayı uygularken dikkatli olmalıyız çünkü bu politika, arama gücünü düşürüp kullanma kapasitesini arttırabilir. Bir lokal optimumda tuzağa düşmekten kaçınmak için algoritmanın başlangıçta aramayı kullanması gerektiğini hatırlayalım. Yinelemenin sonunda arama zayıflarken kullanma güçlenir. Arama ve kullanmayı kontrol etmeyle YAA performansını geliştirirken yalnız Kbest öznesi diğerlerini çeker. Kbest başlangıçta ilk değeri K_0 olan ve zamanla değeri azalan, zamana bağlı bir fonksiyondur. Böyle bir yolla, başlangıçta, bütün özneler kuvvet uygular. Zaman geçtikçe Kbest lineer olarak düşer ve sonunda diğerlerine kuvvet uygulayacak yalnızca bir özne kalacaktır. Bu yüzden eşitlik (3.9) şöyle modifiye edilebilir.

$$F_i^d(t) = \sum_{j \in Kbest, j \neq i} rand_j F_j^d(t), \quad (3.21)$$

Kbest, en iyi uyumluluk değeri ve en büyük kütleyle ilk K özneleri setiyken öngörülen algoritmanın farklı adımları aşağıdaki gibidir.

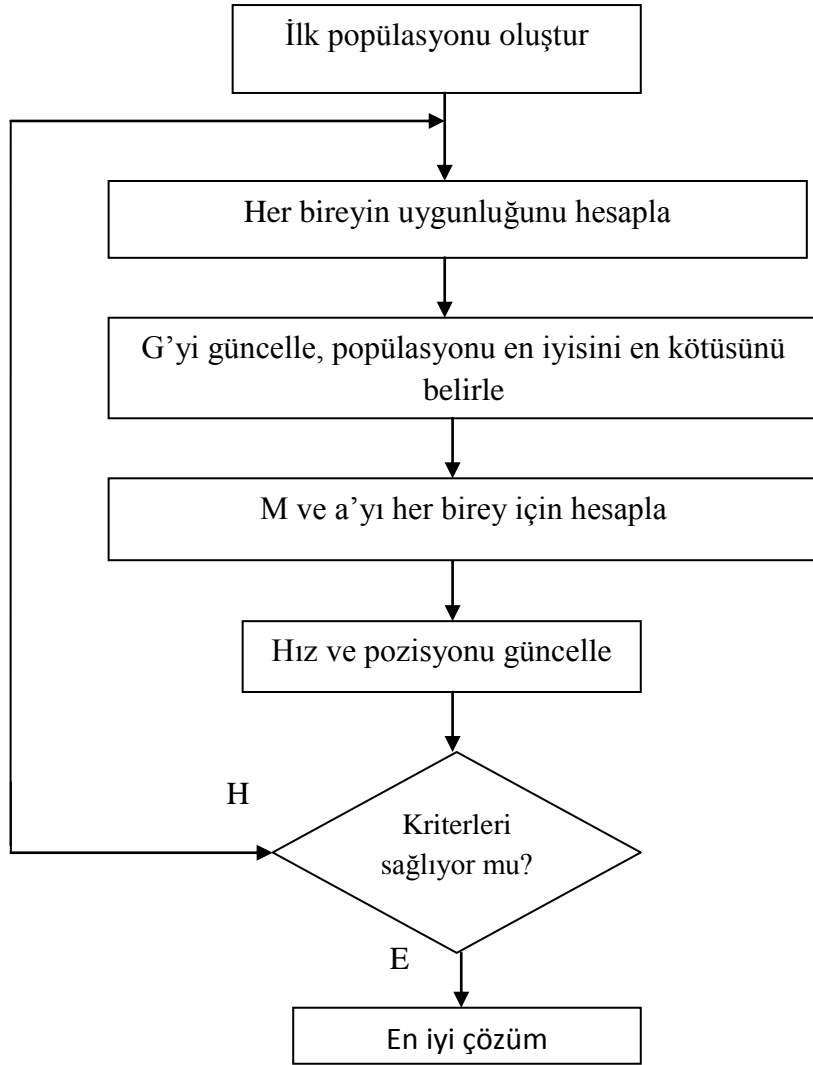
- (a) Arama uzayı tanımlaması
- (b) Rastgele verilen ilk değerler
- (c) Özne değerlerinin uygunluğu
- (d) $i=1,2,\dots,N$ için $G(t)$, $best(t)$, $worst(t)$ ve $M_i(t)$ 'yi yenile.
- (e) Farklı yönlerdeki toplam kuvvetleri hesapla.
- (f) İvmeyi ve hızı hesapla.
- (g) Öznenin pozisyonunu yenile.
- (h) Durma kriterlerine ulaşana kadar c'den g'ye kadar olan adımları tekrar et.

(i) Son

Öngörülen algoritmanın ne kadar etkili olduğunu göstermek için aşağıda bazıları yazılmıştır.

Her özne diğerinin çekim alanına girebildiğinden yerçekimi kuvvet bir bilgi transfer etme aracıdır.

Bir özneye kendi komşu öznelere tarafından uygulanan kuvvet yüzünden, kendi etrafındaki boşlukları görebilir. Ağır bir kütle, geniş etkili bir çekim yarıçapına sahiptir. Bu yüzden büyük bir çekim yoğunluğuna sahiptir. Bu sebeple yüksek performanslı bir özne daha büyük bir yerçekimi kuvvetine sahiptir. Sonuç olarak öznelere en iyi özneye doğru hareket etmeye meyilidir.



Şekil 3. 3: YAA'nın prensib şeması

Kriterlerin sonu evet ise en iyi çözüme dön. Hayırsa her özne için uygunluğu değerlendire geri dön.

Durgun kütle harekete karşıdır. ve kütlenin hareketini yavaşlatır. Bu yüzden ağır kütleli özneler yavaş hareket ederler ve daha yerel bir boşluk ararlar. Yani durgun kütle uyumsal öğrenme değeri olarak düşünülebilir.

Yerçekimi sabiti aramanın doğruluğunu ayarlar. Yani zamanla azalır.

YAA bir eksik hafıza algoritmasıdır. Bununla birlikte hafızalı algoritmalar gibi etkin çalışır. Deneysel sonuçlarımız YAA'ın iyi yakınsama değerini gösterir.

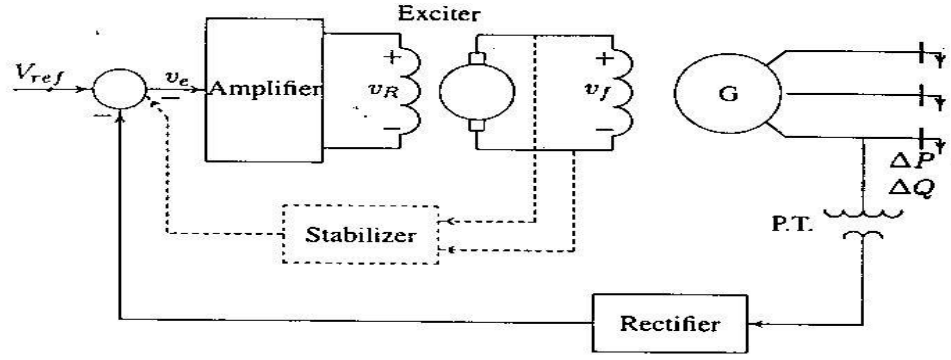
Burada yerçekimi ve durgun kütlelerin aynı olduğunu farz ediyoruz. Bununla birlikte bazı uygulamalarda bu kütlelere farklı değerler verilebilir. Daha büyük bir kütle arama uzayında daha yavaş bir özne hareketi sağlar. ve daha kesin bir sonuç verir. Ters olarak daha büyük bir yerçekimi kütle daha yüksek bir özne çekimine neden olur. Bu daha hızlı bir yakınsaklığı getirir.

4. BULGULAR

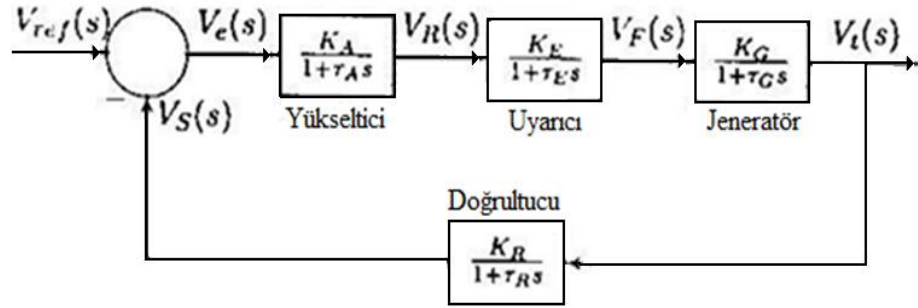
Otomatik Gerilim Regülatörü (OGR), P.T.'nin sekonderindeki gerilim doğrultulur ve V_{ref} olarak gösterilen DC işaret ile karşılaştırılır. V_e hata işareti kuvvetlendirilerek uyarıcı alanını kontrol eder ve uyarıcının terminal gerilimini artırır. Böylece jeneratör alan akımı artar. Bu artış üretilen emk'yı da arttırır. Reaktif güç üretimi yeni denge noktasına getirilir ve terminal gerilimi istenilen değere yükseltilir (Saadat, 1999). Sistemde meydana gelebilecek küçük veya büyük bozucu etki sonrasında senkron generatörlerin gerilim ve hız değerlerinde salınımlar ortaya çıkmaktadır. Bu salınımların sönümlenmesini sağlamak amacı ile güç sistemlerinde gerilim ve yük frekans kontrolör kullanılmıştır. Otomatatik Gerilim Regülatörü (OGR) ve Yük Frekans Kontrolörü (YFK) için en iyi yerleşme zamanlarını belirlemek ve salınımları önlemek için çalışmada Matlab/Simulink program kullanılarak çıkış seviyesindeki hatanın Proportional-İntegral-Derivative (PID) Kontrolör, Ziegler-Nichols method, uyarıcının çıkış voltajı manyetik devredeki doygunluk etkisi yüzünden olan alan voltajı lineer olmayan bir fonksiyon olduğundan sezgisel yöntemler olan Genetik Algoritma (GA) ve Yerçekimi Arama Algoritması (YAA) yöntemleri kullanılarak her iki yöntem içinde incelenmiştir. Her bir kontrolör yöntem için hata minimize edilmiş, hatayı minimum yapacak PID parametreleri kısıt olarak belirlenmiştir. Ayrıca kapalı çevrimde k_p , k_i , k_d PID değerlerini hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) terminal gerilim birim basamak için çıkış hatası için PID parametreleri bulunarak tek tek karşılaştırılmıştır.

4.1. OTOMATİK VOLTAJ REGÜLÂTÖRÜ (OGR) MODELLENMESİ VE TRANSFER FONKSİYONUN ELDE EDİLMESİ

4.1.1. Otomatik Gerilim Regülatörünün (OGR) Modellenmesi



Şekil 4.1: Basit bir OGR'nin yapısı



Şekil 4.2: OGR'nin yapısının Matlab/Simulink blok diyagramı

Aşağıda literatürde modellenmiş olan örnek 1 ve örnek 2 için Otomatik Voltaj Regülatörünün (OGR) sistemlerinin parametreleri verilmiştir.

Çizelge 4.1: Örnek 1 için OGR'nin veri ve parametre tablosu

| | Kazanç | Zaman Sabiti |
|-------------------------------|----------|---------------|
| Amplifier (Yükseltici) | $K_A=10$ | $\tau_A=0.1$ |
| Exciter (Uyarıcı) | $K_E=1$ | $\tau_E=0.4$ |
| Generatör (Jeneratör) | $K_G=1$ | $\tau_G=1.0$ |
| Rectifier (Doğrultucu) | $K_R=1$ | $\tau_R=0.05$ |

Çizelge 4.2: Örnek 2 için OGR'nin veri ve parametre tablosu

| | Kazanç | Zaman Sabiti |
|-------------------------------|----------|---------------|
| Amplifier (Yükseltici) | $K_A=10$ | $\tau_A=0.1$ |
| Exciter (Uyarıcı) | $K_E=1$ | $\tau_E=0.4$ |
| Generatör (Jeneratör) | $K_G=1$ | $\tau_G=1.0$ |
| Rectifier (Doğrultucu) | $K_R=1$ | $\tau_R=0.01$ |

Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2'deki verilerini ve parametreleri kullanılarak Otomatik Gerilim Regülatörünün (OVR)'nin transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi bulunabilir.

4.1.2. Otomatik Gerilim Regülatörünün Örnek 1 ve Örnek 2 için Transfer Fonksiyonunun Bulunması.

4.1.2.1. Matlab Programı Kullanılarak Örnek 1 için Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi.

```

clc
clear all
% pay ve payda değerlerinin vektörel formda tanımlaması
%kp=0.2;
%payg0=[0.2]; paydag0=[ 1];
Payg1=[10]; Paydag1=[0.1 1];
Payg2=[1]; Paydag2=[0.4 1];
Payg3=[1]; Paydag3=[1 1];
Paygh=[1]; Paydagh=[0.05 1];
%G1G2G3 kazancın series komutu ile vektörel formda elde edilmesi
%[payt0,paydat0]=series(Payg0,Paydag0,Payg1,Paydag1)
[payt1,paydat1]=series(Payg1,Paydag1,Payg2,Paydag2);
[payt2,paydat2]=series(payt1,paydat1,Payg3,Paydag3);
%feedback komutu ile toplam kazancın vektörel formda elde edilmesi
[pay,payda]=feedback(payt2,paydat2,Paygh,Paydagh,-1);
%pay ve payda değerlerinin sembolik formda gösterilmesi
printsys(pay,payda)

```

$$= \frac{0.5 s + 10}{0.002 s^4 + 0.067 s^3 + 0.615 s^2 + 1.55 s + 11} \quad (4.1)$$

$$= \frac{250 s + 5000}{s^4 + 33.5 s^3 + 307.5 s^2 + 775 s + 5500} \quad (4.2)$$

Örnek uygulama 1 için transfer fonksiyonu (4.2) olarak elde edilir.

4.1.2.2. *Matlab Programı Kullanılarak Örnek 2 için Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi.*

```
clc
clear all
% pay ve payda değerlerinin vektörel formda tanımlaması
%kp=0.2;
%payg0=[0.2]; paydag0=[ 1];
Payg1=[10]; Paydag1=[0.1 1];
Payg2=[1]; Paydag2=[0.4 1];
Payg3=[1]; Paydag3=[1 1];
Paygh=[1]; Paydagh=[0.01 1];
%G1G2G3 kazancın series komutu ile vektörel formda elde edilmesi
% [payt0,paydat0]=series(Payg0,Paydag0,Payg1,Paydag1)
[payt1,paydat1]=series(Payg1,Paydag1,Payg2,Paydag2);
[payt2,paydat2]=series(payt1,paydat1,Payg3,Paydag3);
%feedback komutu ile toplam kazancın vektörel formda elde edilmesi
[pay,payda]=feedback(payt2,paydat2,Paygh,Paydagh,-1);
%pay ve payda değerlerinin sembolik formda gösterilmesi
printsys(pay, payda)
```

$$= \frac{0.1 s + 10}{0.0004 s^4 + 0.0454 s^3 + 0.555 s^2 + 1.51 s + 11} \quad (4.3)$$

$$= \frac{250 s + 25000}{s^4 + 113.5 s^3 + 1387.5 s^2 + 3775 s + 27500} \quad (4.4)$$

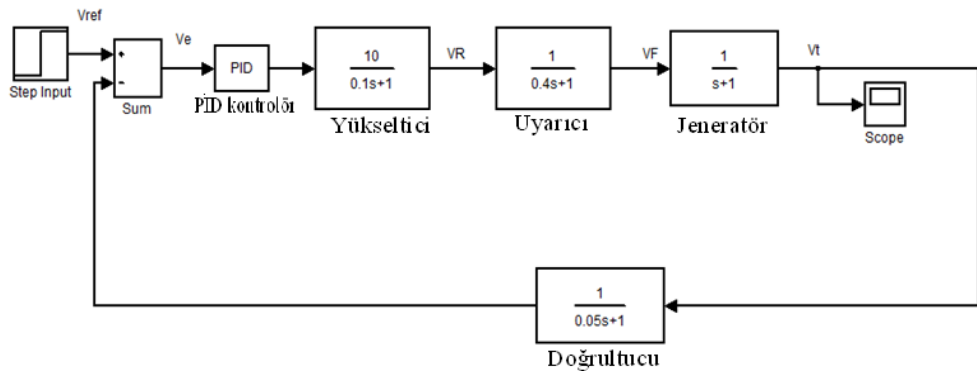
Örnek uygulama 2 için transfer fonksiyonu (4.4) olarak elde edilir.

Elde edilen bu transfer fonksiyonları kullanılarak PID kontrolöre, Ziegler-Nichols (ZN) metoduna, sezgisel yöntemler olan Genetik Algoritma (GA) ve Yerçekimi Arama Algoritması (YAA) yöntemlerine uygulanmıştır.

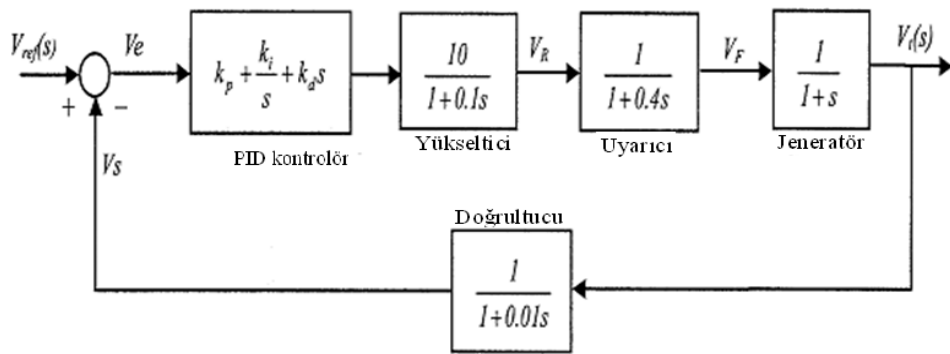
4.2. PID KONTROLÖRLE OTOMATİK GERİLİM REGÜLÂTÖRÜ (OGR)'NİN MODELLENMESİ VE KLASİK YÖNTEMLERLE ÇÖZÜMÜ

4.2.1. Matlab/Simulink Kullanarak Örnek 1 ve Örnek 2 Blok Diyagramı Oluşturulması

Literatürde yayın yapılmış otomatik voltaj regülatörleri birlikte PID ile blok diyagramları şekil 4.3 ve şekil 4.4'te verilmiştir.



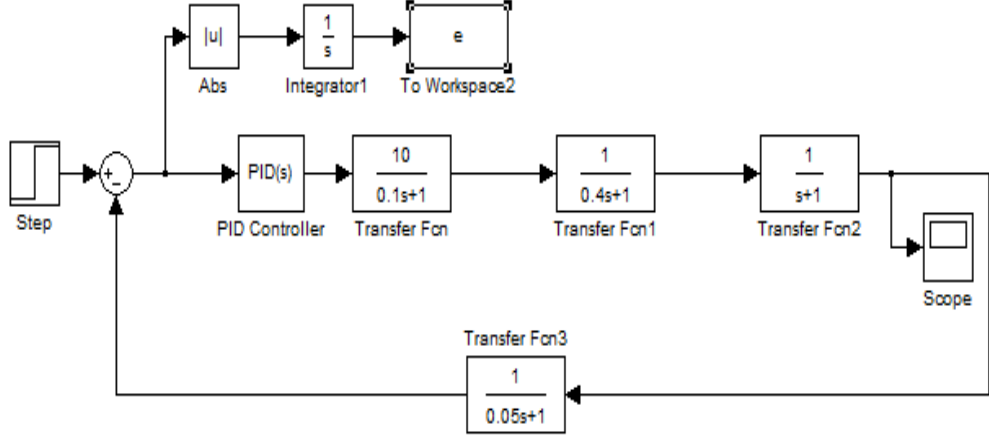
Şekil 4.3: Örnek 1 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı



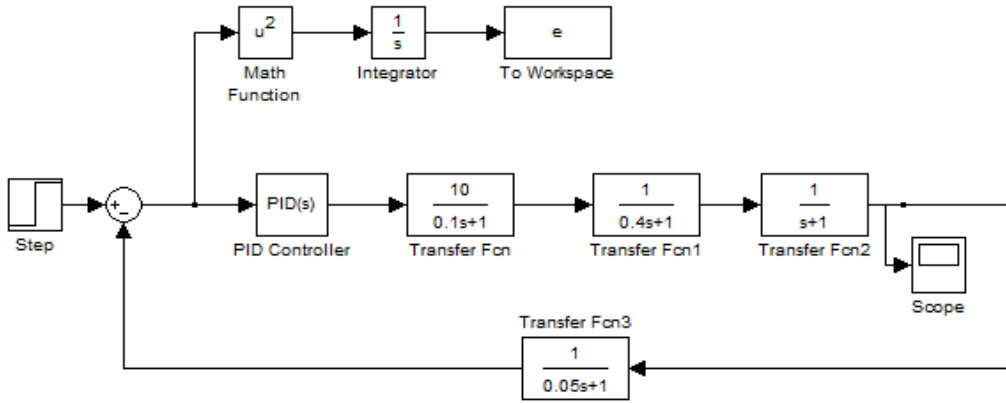
Şekil 4.4: Örnek 2 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı

4.2.2. Matlab/Simulink Kullanarak Uygulanan OGR Örnek 1 İçin Blok Diyagramı Oluşturulması.

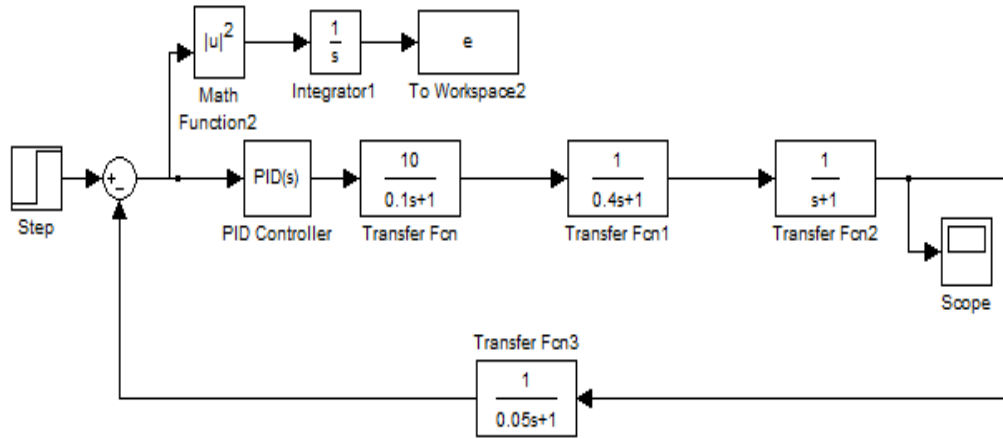
Aşağıda örnek 1 için hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) için blok diyagramlar aşağıda şekil 4.5, şekil 4.6 ve şekil 4.7’de verilmiştir.



Şekil 4.5: IAE Örnek 1 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı



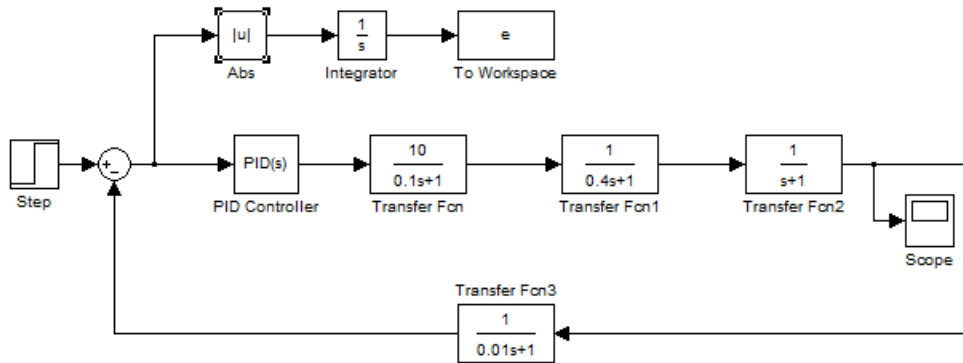
Şekil 4.6: ISE Örnek 1 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı



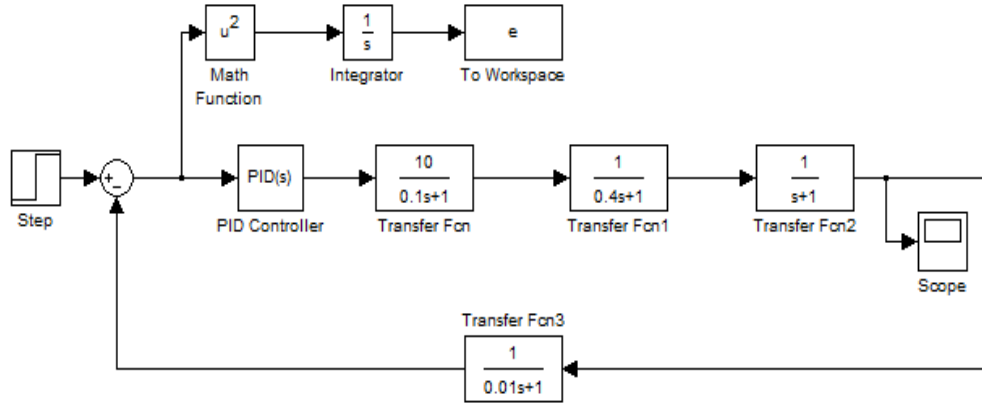
Şekil 4.7: IASE Örnek 1 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı

4.2.3. Matlab/Simulink Kullanarak Uygulanan OGR Örnek 2 İçin Blok Diyagramı Oluşturulması.

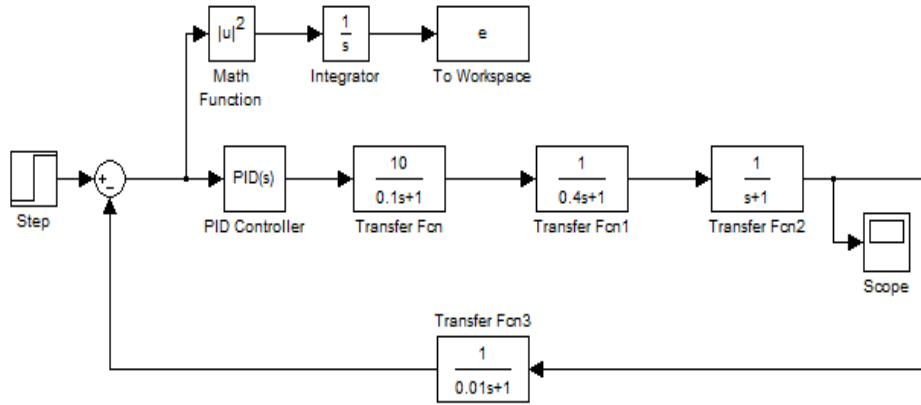
Aşağıda örnek 2 için hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) için blok diyagramları aşağıda şekil 4.8, şekil 4.9 ve şekil 4.10’da verilmiştir.



Şekil 4.8: IAE Örnek 2 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı



Şekil 4.9: ISE Örnek 2 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı

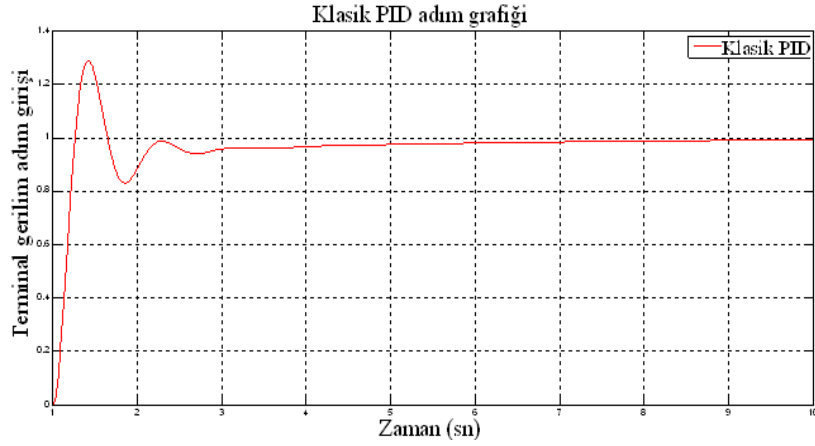


Şekil 4.10: IASE Örnek 2 için sistemin PID kontrolörle birlikte Matlab/Simulink blok diyagramı

4.2.4. Klasik Yöntem, Ziegler-Nichols (ZN) Yöntemi İle PID Parametrelerinin Bulunması ve Grafiklerinin Çizdirilmesi

Çizelge 4.3: Literatürde verilen PID kontrolör parametreleri

| Kontrolör Tipi | Kp | Ki | Kd | Oturma Zamanı (sn) |
|----------------------|----|------|------|--------------------|
| PID klasik kontrolör | 1 | 0.25 | 0.28 | 26 |

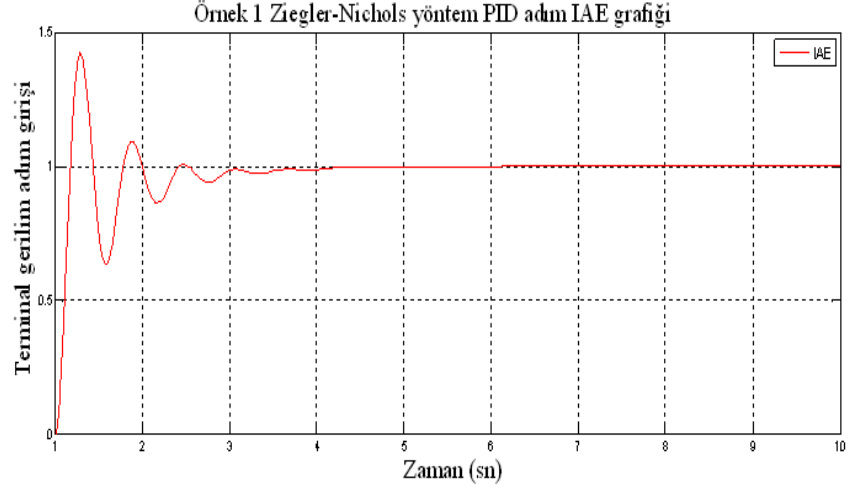


Şekil 4.11 Literatürde verilen PID kontrolör terminal gerilim birim basamak değişimine ait simülasyon grafiği

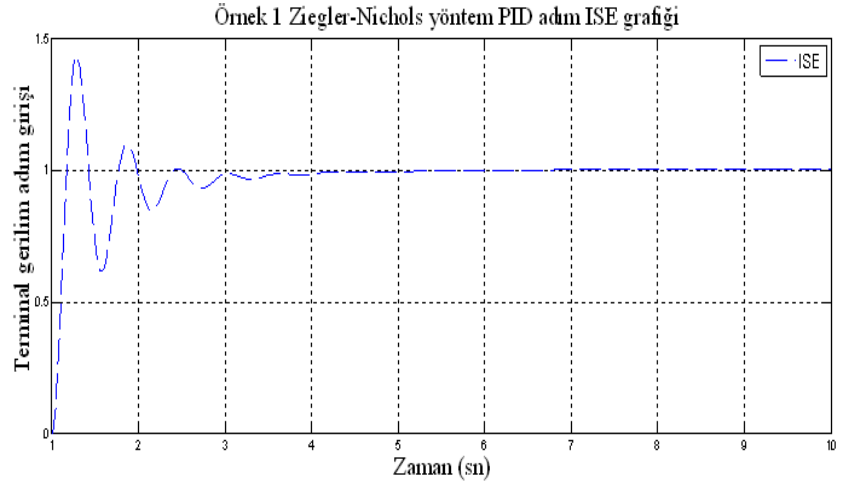
Şekil 4.11’de terminal gerilim adım için çıkış hatanın grafiğinde aşmanın, salınımların fazla olduğu ve oturma zamanının 26 sn’den fazla olduğu görülmekte ve bunlar istenilen durumlar değildir. Aşmanın az ve oturma zamanının düşük, salınımların minimum seviyede olması için sisteme PID kontrolör, ZN Yöntemi, sezgisel yöntemler olan Genetik Algoritma (GA) ve Yerçekimi arama Algoritması (YAA) uygulanarak en iyi sonuçları hangi yöntem verdiğini aşağıda karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Çizelge 4.4: Örnek 1 ve örnek 2 için Ziegler-Nichols yöntemiyle PID kontrolör sonuçları

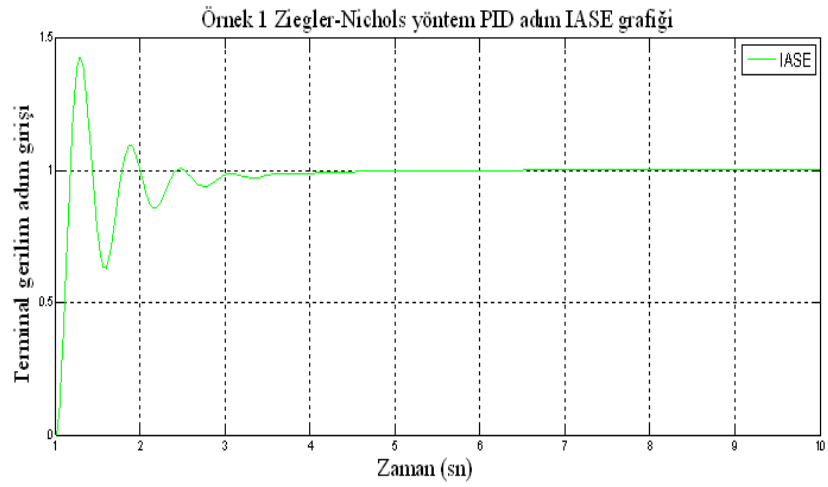
| OGR Simulink Örnekleri | | Kp | Ki | Kd | Oturma Zamanı (sn) |
|------------------------|--------|--------|--------|--------|--------------------|
| Örnek 1 | (IAE) | 0.8823 | 0.4355 | 0.5825 | 10 |
| | (ISE) | 0.8823 | 0.4166 | 0.6 | 11 |
| | (IASE) | 0.8823 | 0.4255 | 0.5875 | 12 |
| Örnek 2 | (IAE) | 0.7647 | 0.4444 | 0.5625 | 9.2 |
| | (ISE) | 0.7647 | 0.4444 | 0.5625 | 7 |
| | (IASE) | 0.7647 | 0.4545 | 0.55 | 9 |



(a)

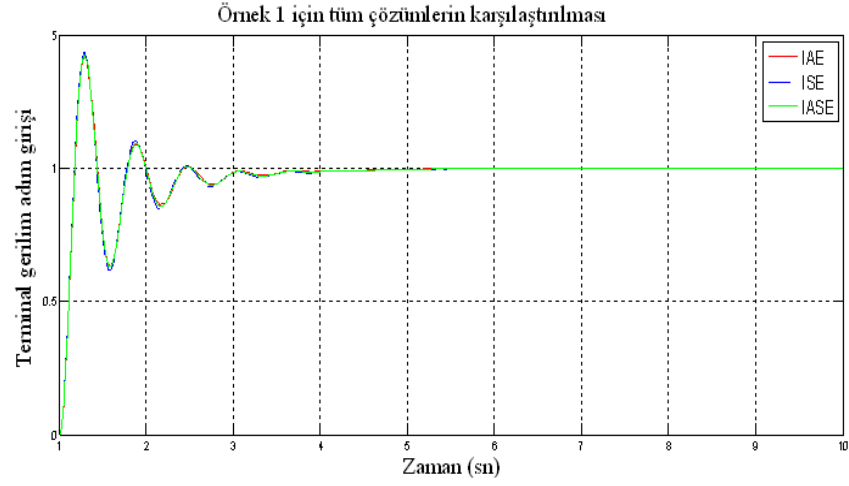


(b)



(c)

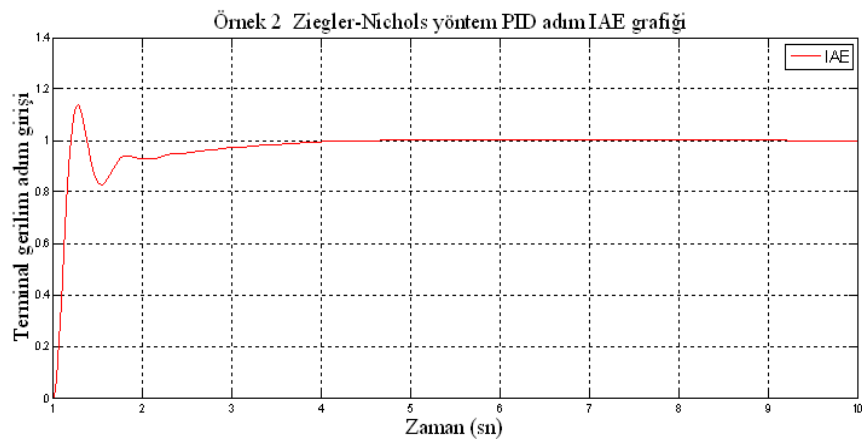
Şekil 4.12: Ziegler-Nichols yöntemine ait örnek 1 için terminal gerilim birim basamak değişiminin, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE grafiği



(d)

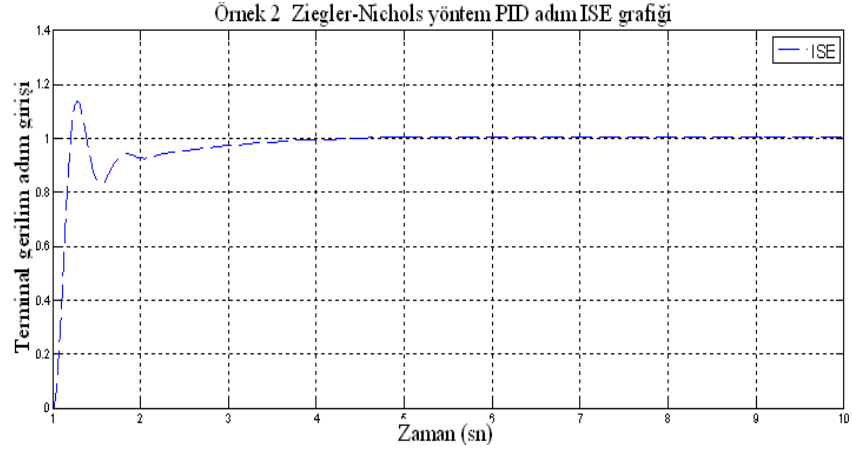
Şekil 4.12 (devamı): Ziegler-Nichols yöntemine ait örnek 1 için terminal gerilim birim basamak değişiminin (d) Örnek 1 için sonuçların karşılaştırılmış simülasyon grafiği

Şekil 4.12’de OGR sisteminin model örnek 1 için Ziegler-Nichols yöntemiyle terminal gerilim birim basamak adım çıkış hatasını kullanılarak PID katsayılarını hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) olarak karşılaştırıldığında hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE) oturma zamanının 10 sn olarak diğerlerinden daha iyi olduğu anlaşılmaktadır. Ancak her üç değerde karşılaştırıldığında yükseliş süreleri ve salınımlar fazla olduğu görülmektedir.

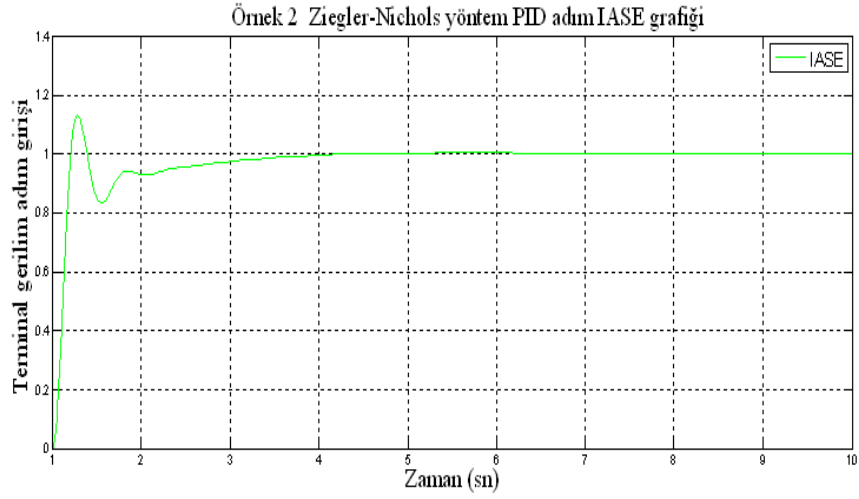


(a)

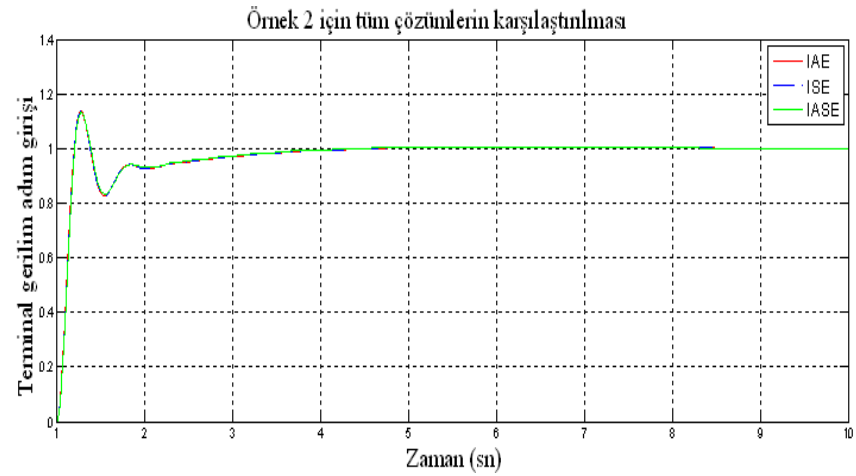
Şekil 4.13: Ziegler-Nichols yöntemine ait örnek 2 için terminal gerilim birim basamak değişiminin, (a) PID adım IAE grafiği



(b)



(c)



(d)

Şekil 4.13 (devamı): Ziegler-Nichols yöntemine ait örnek 2 için terminal gerilim birim basamak değişiminin (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE grafiği, (d) Örnek 2 için sonuçların karşılaştırılmış simülasyon grafiği

Şekil 4.13’de OGR sisteminin model örnek 2 OGR sistemi için Ziegler-Nichols yöntemiyle terminal gerilim adım çıkış hatasını kullanılarak, PID katsayılarını hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) bularak karşılaştırıldığında hatanın karesinin toplamı (ISE) oturma zamanının 7 sn olarak diğerlerinden daha iyi olduğu anlaşılmaktadır. Örnek 1 ve örnek 2 karşılaştırıldığında örnek 1’de yükseliş süreleri ve salınımlar fazla olduğu görülmektedir.

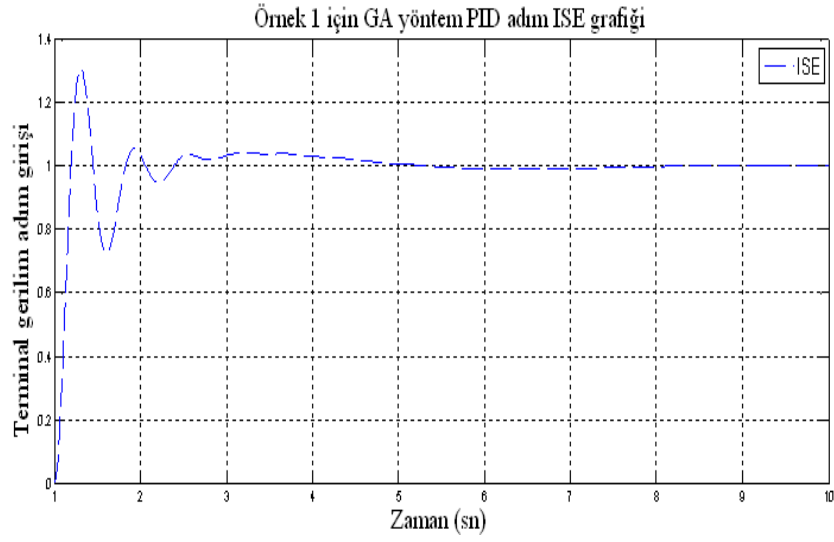
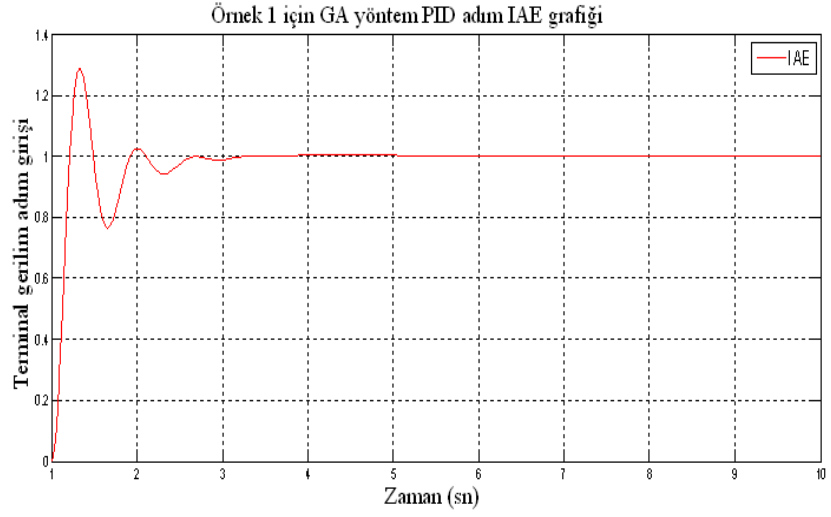
4.3. PID KONTROLÖRLE OTOMATİK GERİLİM REGÜLÂTÖRÜ (OGR)’NİN GENETİK ALGORİTMA (GA) YÖNTEMİYLE ÇÖZÜMÜ

Aşağıda örnek 1 ve örnek 2 OGR için hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) sezgisel yöntem olan Genetik Algoritma (GA) ile çözümü verilmiştir.

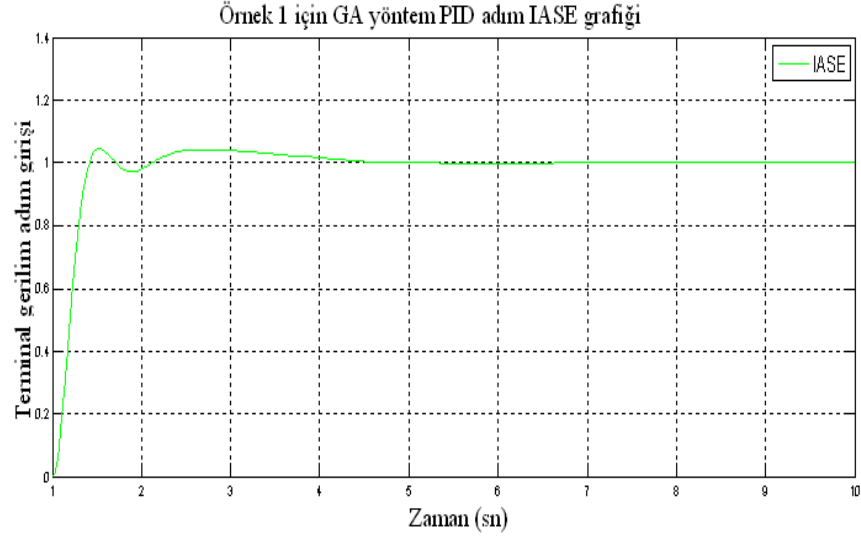
Çizelge 4.5: Örnek 1 ve örnek 2 için Genetik Algoritma (GA) yöntemi ile PID kontrolör sonuçları

| OGR Simulink Örnekleri | | Kp | Ki | Kd | Oturma Zamanı (sn) |
|------------------------|--------|--------|--------|--------|--------------------|
| Örnek 1 | (IAE) | 0.7675 | 0.5232 | 0.4416 | 6.8 |
| | (ISE) | 0.6052 | 0.8289 | 0.5193 | 8 |
| | (IASE) | 0.4837 | 0.5133 | 0.2143 | 6.5 |
| Örnek 2 | (IAE) | 0.9247 | 0.6314 | 0.5026 | 6.5 |
| | (ISE) | 0.9811 | 0.7541 | 0.5865 | 5.5 |
| | (IASE) | 0.9243 | 0.6057 | 0.4784 | 6.2 |

Çizelge 4.5’ verilen Örnek 1 ve örnek 2 OGR için Genetik Algoritma (GA) Yöntemiyle bulunmuş olan PID kontrolör Parametreleri terminal gerilim birim basamak için hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) grafik çizimleri aşağıda verilmiştir.

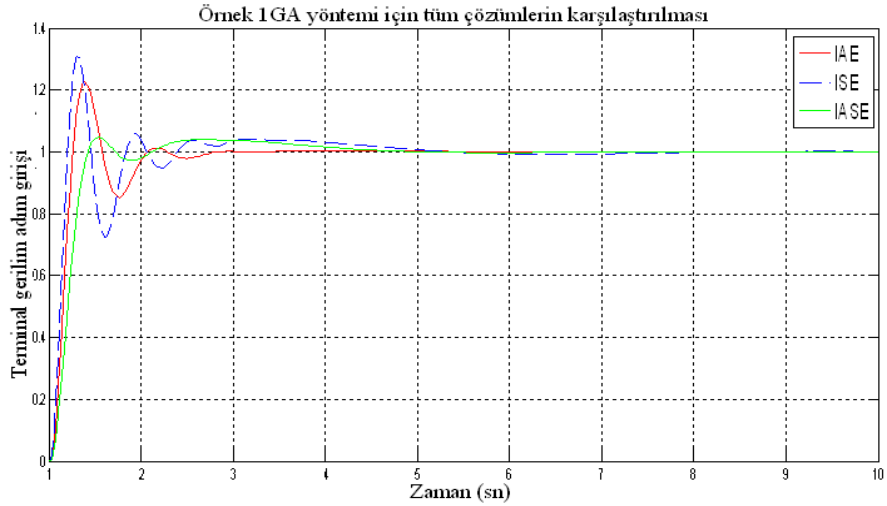


Şekil 4.14: GA yöntemine ait örnek 1 için terminal gerilim birim basamak değişiminin (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği



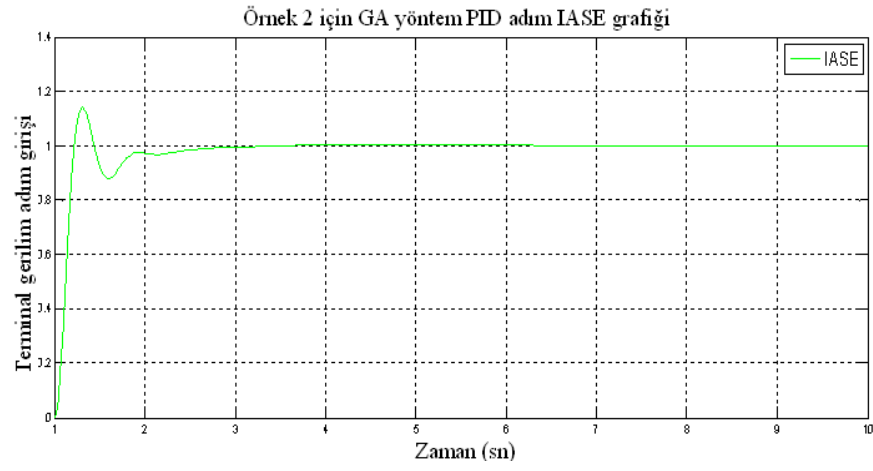
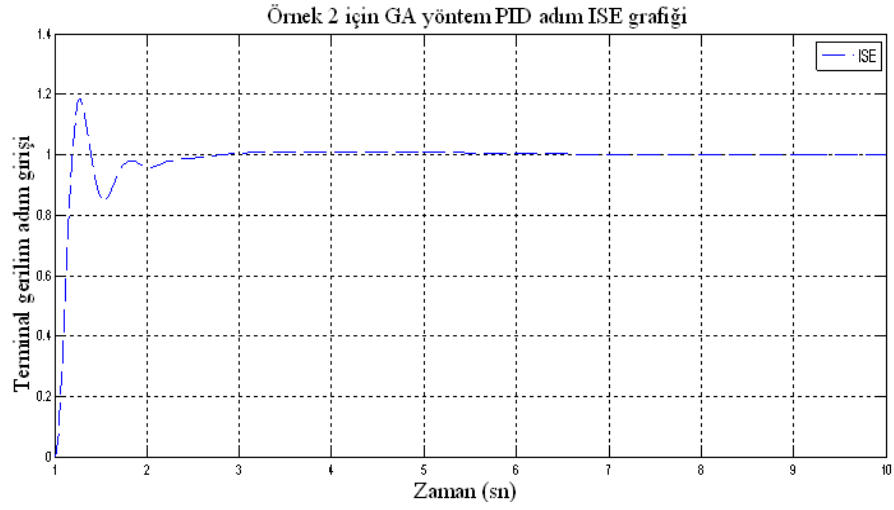
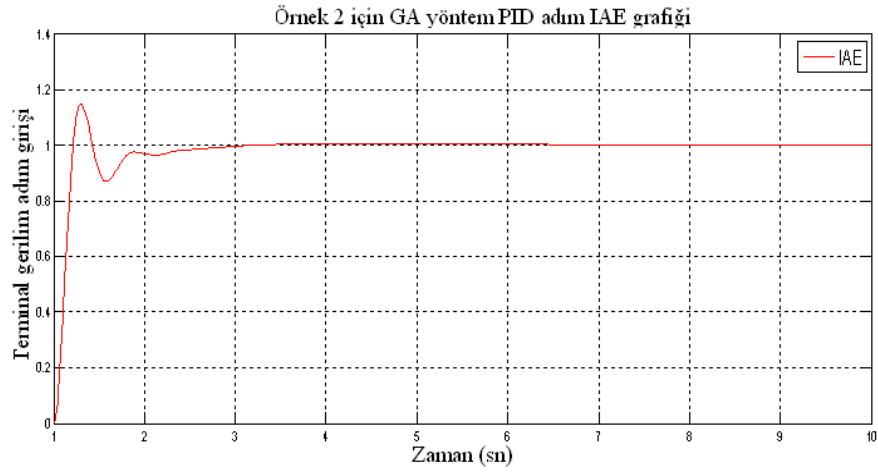
(c)

Şekil 4.14 (devamı): GA yöntemine ait örnek 1 için terminal gerilim birim basamak değişiminin, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri

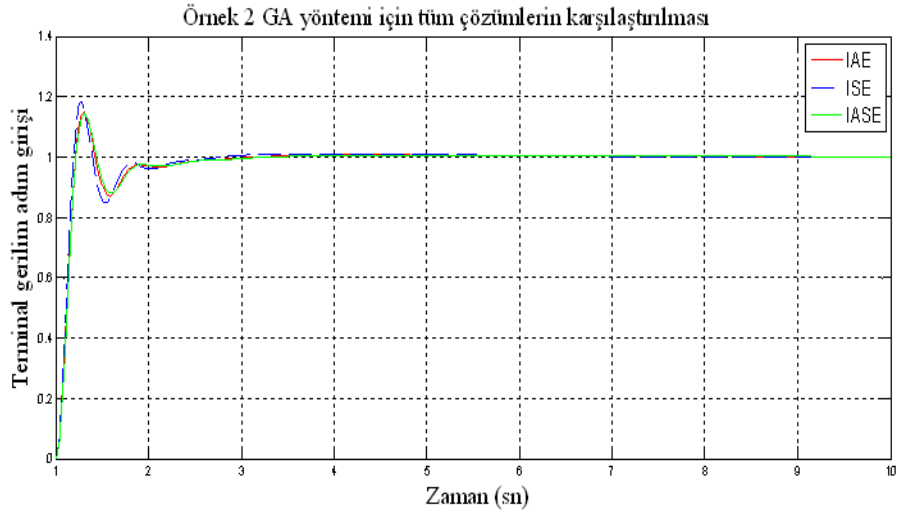


Şekil 4.15: GA yöntemine ait örnek 1 için terminal gerilim birim basamak (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği

Şekil 4.15’de OGR sisteminin model örnek 1 için Genetik Algoritma (GA) yöntemiyle terminal gerilim birim basamak çıkış hatanın kullanılarak PID katsayılarını IAE, ISE, IASE göre bulunmuş, çalışmada IASE yerleşme zamanını 6.5 sn olarak küçük ve diğerlerine göre yükselme zamanı ve salınım daha azdır. ISE yükselme zamanı ve salınımı IAE’den daha fazladır. ZN yöntemine ait örnek 1 değerleri karşılaştırıldığında Genetik Algoritma yükselme zamanı, salınım ve yerleşme zamanı yönünden ZN yönteminden çok daha iyidir.



Şekil 4.16 : GA yöntemine ait örnek 2 için terminal gerilim birim basamak değişiminin, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri



Şekil 4.17: GA yöntemine ait örnek 2 için terminal gerilim birim basamak (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği

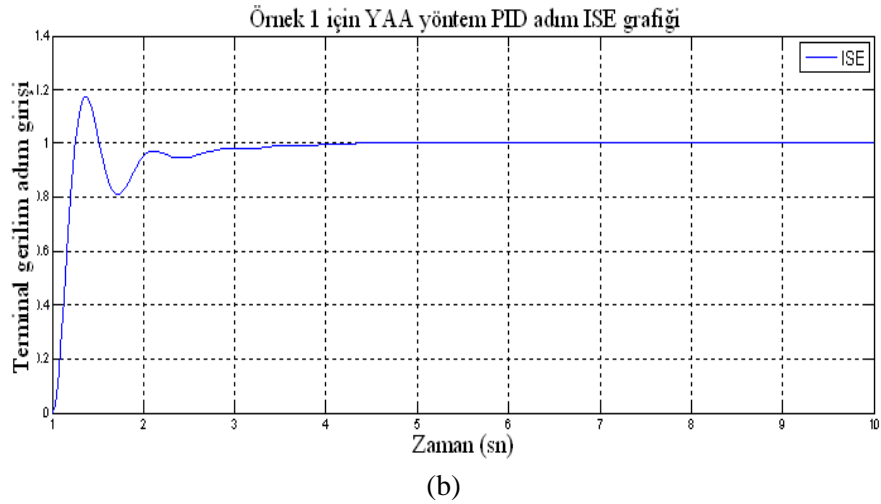
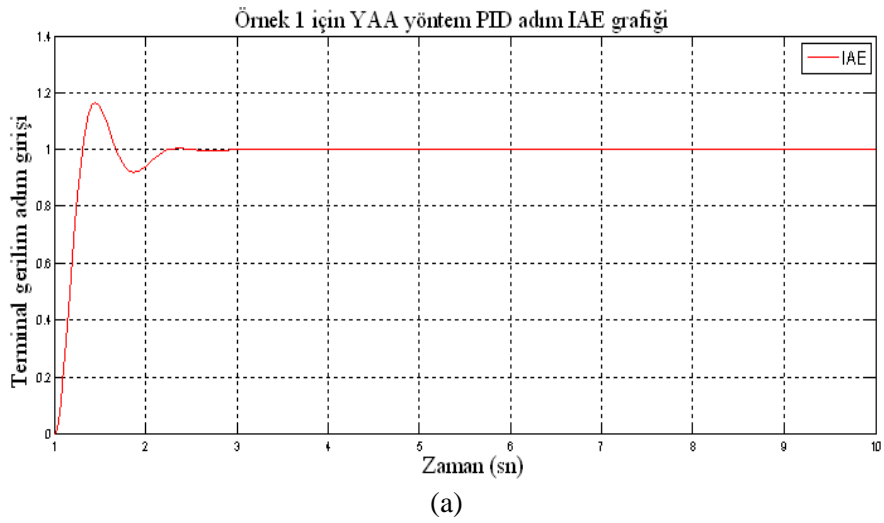
Şekil 4.17’de OGR sisteminin model örnek 2 için Genetik Algoritma (GA) yöntemiyle terminal gerilim birim basamak çıkış hatanın kullanılarak PID katsayılarını IAE, ISE, IASE göre bulunmuş, burada ISE yerleşme zamanını 5.5 sn olarak küçük ve diğerlerine göre yerleşme daha azdır. ISE yükselme zamanları ve salınımları IASE çok benzerdir ve IAE çok fazladır. ZN yöntemine ait örnek 2 değerleri karşılaştırıldığında Genetik Algoritma yükselme zamanı, salınım ve yerleşme zamanı yönünden ZN yönteminden çok daha iyidir. Örnek 1 ve örnek 2 yönünden karşılaştırılırsa örnek 2 yerleşme zamanı, yükselme zamanı ve salınım yönünden daha iyidir.

4.4. PID KONTROLÖRLE OTOMATİK VOLTAJ REGÜLÂTÖRÜ (OGR)’NİN YERÇEKİMİ ARAMA ALGORİTMASI (YAA) YÖNTEMİYLE ÇÖZÜMÜ

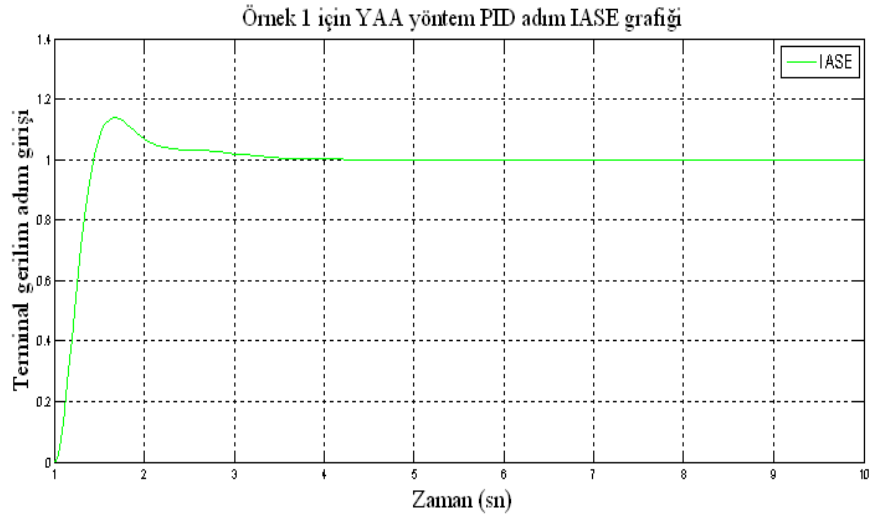
Aşağıda OGR sistemi örnek 1 ve örnek 2 için hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) sezgisel yöntem olan Yerçekimi Arama Algoritma (YAA) ile elde edilen PID k_p , k_i , k_d değerleri ve grafikleri aşağıda verilmiştir.

Çizelge 4.6: Örnek 1 ve örnek 2 OGR sistemi için Yerçekimi Arama Algoritma (YAA) yöntemi ile PID kontrolör sonuçları, ZN ve GA yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

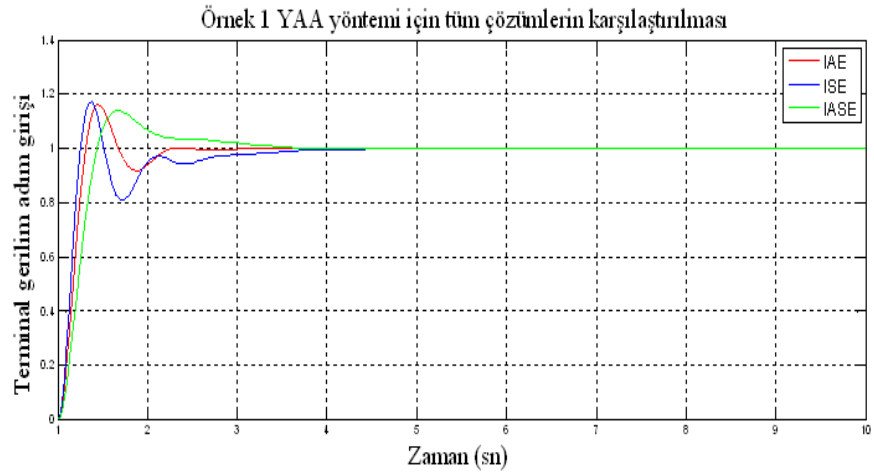
| OGR Simulink Örnekleri | | Kp | Ki | Kd | YAA Oturma Zamanı (sn) | Oturma ZN Zamanı (sn) | GA Oturma Zamanı (sn) |
|------------------------|--------|--------|--------|--------|------------------------|-----------------------|-----------------------|
| Örnek 1 | (IAE) | 0.7007 | 0.4791 | 0.2603 | 2.8 | 10 | 6.8 |
| | (ISE) | 0.6330 | 0.3678 | 0.3598 | 4 | 11 | 8 |
| | (IASE) | 0.5488 | 0.5641 | 0.1616 | 3.5 | 12 | 6.5 |
| Örnek 2 | (IAE) | 0.9934 | 0.6487 | 0.4657 | 3 | 9.2 | 6.5 |
| | (ISE) | 0.9247 | 0.6314 | 0.3026 | 2.2 | 7 | 5.5 |
| | (IASE) | 0.8943 | 0.5957 | 0.3484 | 2.8 | 9 | 6.2 |



Şekil 4.18: YAA yöntemine ait OGR örnek 1 için terminal gerilim birim basamak değişiminin (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği

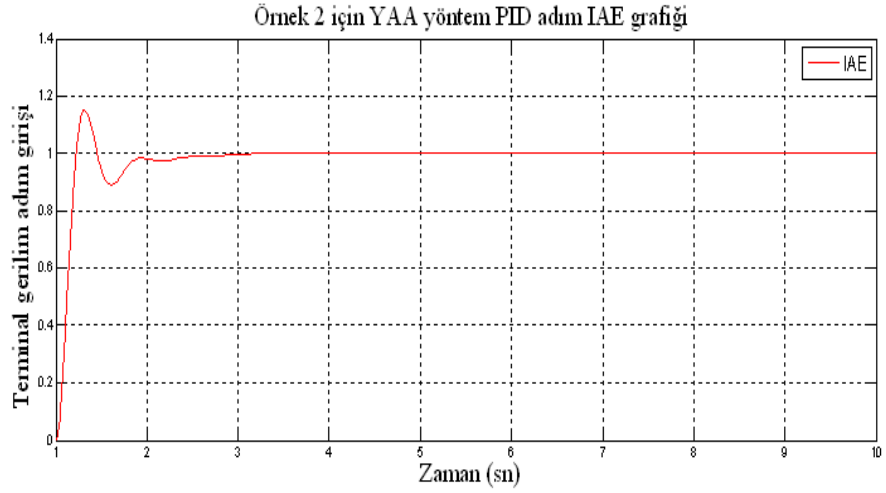


Şekil 4.18 (devamı) : YAA yöntemine ait OGR örnek 1 için terminal gerilim birim basamak değişiminin, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri

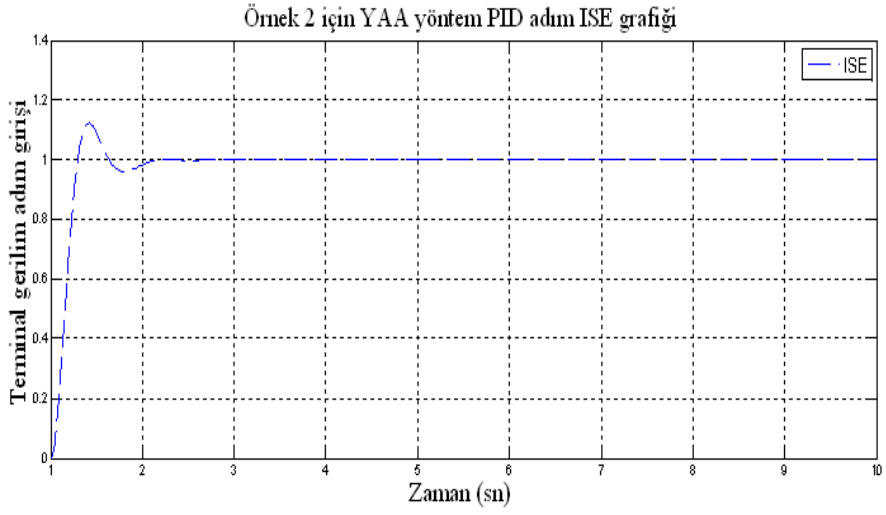


Şekil 4.19: YAA yöntemine OGR ait örnek 1 için terminal gerilim birim basamak (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği

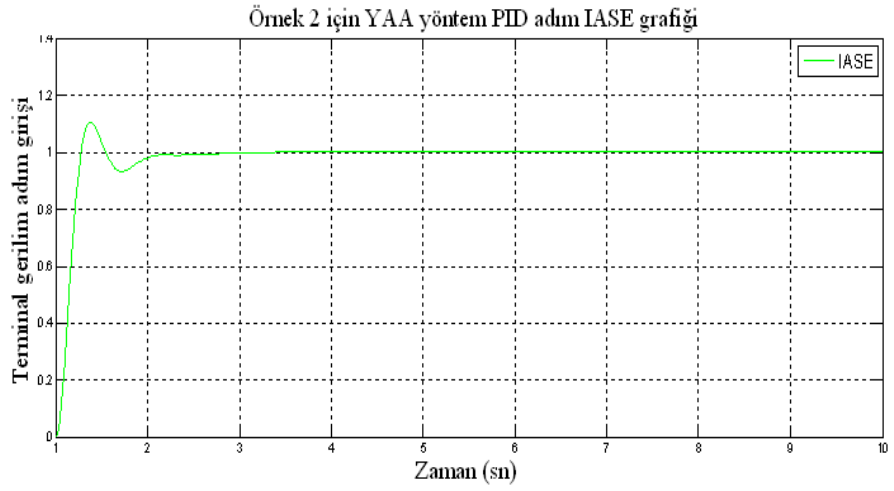
Şekil 4.19'de OGR sisteminin model OGR örnek 1 için Yerçekimi Arama Algoritma (YAA) yöntemiyle terminal voltaj birim basamak çıkış hatasını kullanılarak PID katsayılarını IAE, ISE, IASE göre bulunmuş, burada IAE yerleşme zamanını 2.8 sn olarak diğerlerinden küçük ve diğerlerine göre yerleşme zamanı daha azdır. Yerçekimi Arama Algoritması, ZN yöntemiyle ve GA ile karşılaştırıldığında yükselme zamanı, salınım ve yerleşme zamanı yönünden çok daha iyidir. Örnek 1 için IAE, ISE, IASE tüm yöntemler karşılaştırılırsa YAA değerleri diğer yöntemlerden çokdaha iyidir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 4.20 : YAA yöntemine ait OGR örnek 2 için terminal gerilim birim basamak değişiminin, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri



Şekil 4.21: YAA yöntemine ait örnek 2 için terminal gerilim birim basamak (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği

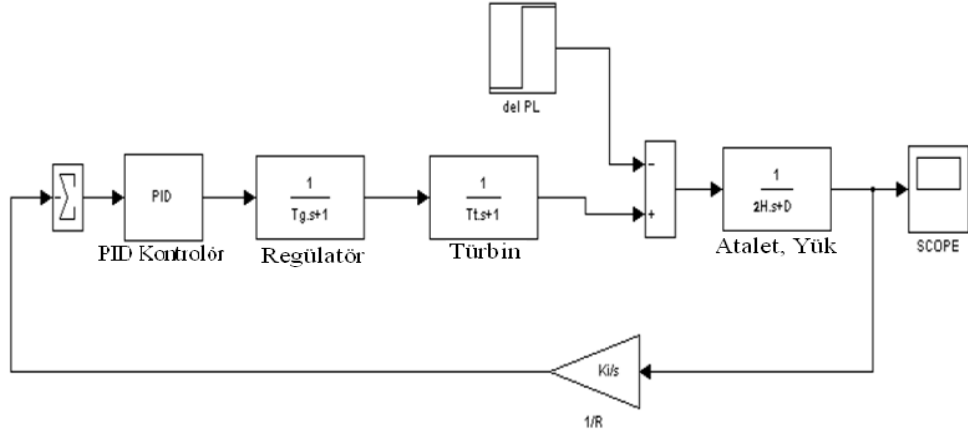
Şekil 4.21'de OGR sisteminin model örnek 2 için Yerçekimi Arama Algoritma (YAA) yöntemiyle terminal gerilim birim basamak çıkış hatanın kullanılarak PID katsayılarını IAE, ISE, IASE göre bulunmuş, burada ISE yerleşme zamanını 2.2 sn olarak küçük ve diğerlerine göre yerleşme zamanı daha azdır. Yerçekimi Arama Algoritması, ZN yöntemiyle ve GA ile karşılaştırıldığında yükselme zamanı, salınım ve yerleşme zamanı yönünden çok daha iyidir. OGR sistemi Örnek 2 için IAE, ISE, IASE tüm yöntemler karşılaştırılırsa YAA değerleri diğerlerinden çok iyidir. Yerçekimi Arama Algoritması diğer yöntemlerle karşılaştırıldığında YAA yöntemi Maksimum aşma daha küçük, salınım daha az ve yerleşme zamanı diğerlerinden daha erken zamanda oturuyor. OGR sistemi model örnek 1 ve OGR sistemi model örnek 2 için bulunan PID parametreleri karşılaştırıldığında örnek 2 YAA yöntemiyle elde edilen PID parametreleri, yerleşme zamanları sanımlar maksimum aşma diğer parametrelerden ve yöntemlerden çok daha iyi olduğu anlaşılmaktadır.

4.5. YÜK FREKANS KONTROLÜ (YFK) UYGULAMASI

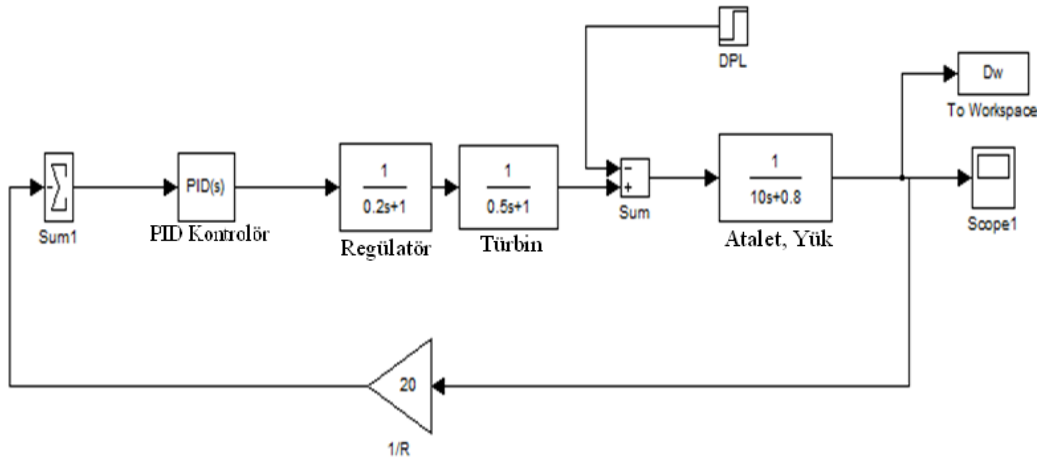
4.5.1. Yük Frekans Kontrolü (YFK) Matlab/Simulink Kullanarak Modellenmesi ve Frekans Adım Eğrileri Grafiğinin Elde Edilmesi

Çizelge 4.7:Uygulanacak örnek YFK için veri ve parametre tablosu

| | |
|---------------------------|----------------------------|
| Tribün zaman sabiti | $T_T = 0,5$ sn |
| Regülâtör zaman sabiti | $T_g = 0,2$ sn |
| Regülâtör atalet sabiti | $H = 5$ sn |
| Regülâtör hız regülasyonu | $R = 20$ |
| Yük Değişimi | $\Delta P_L = 0.1, 0.2$ pu |



Şekil 4.22: Örnek tek alan YFK ile PID kontrolörün simulink modelin blok diyagramı (Soundarrajan, 2010)



Şekil 4.23: Örnek tek alan YFK simulink blok diyagramı (Saadat, 1999)

Uygulanan tek alanlı YFK örneğinin matlab kodlarının kullanılarak frekans adım eğrisinin çizdirilmesi.

$PL = 0.2;$

$numc = [0.1 \ 0.7 \ 1];$

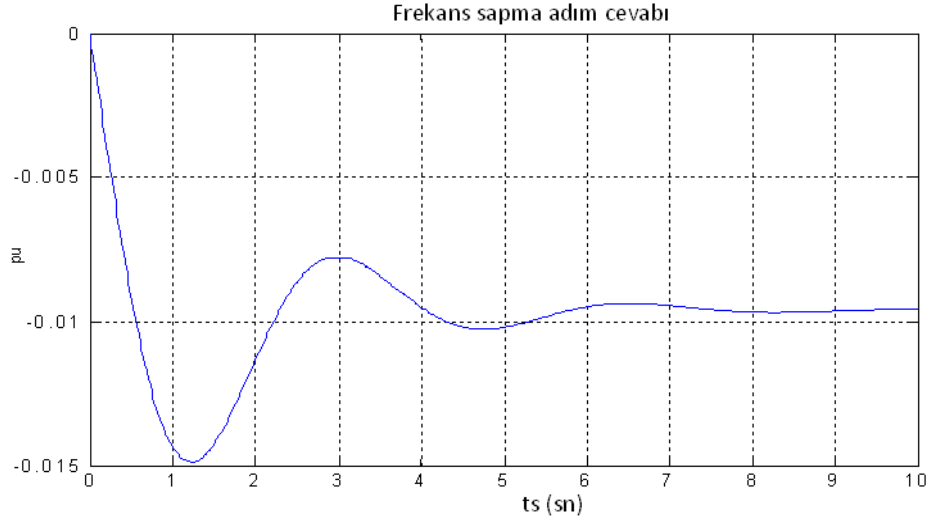
$denc = [1 \ 7.08 \ 10.56 \ 20.8];$

$t = 0:0.2:10;$

```

c = -PL*step(numc, denc, t);
figure(2), plot(t, c), grid
xlabel('t, sec'), ylabel('pu')
title('Frequency deviation step response')
timespec(numc, denc)

```

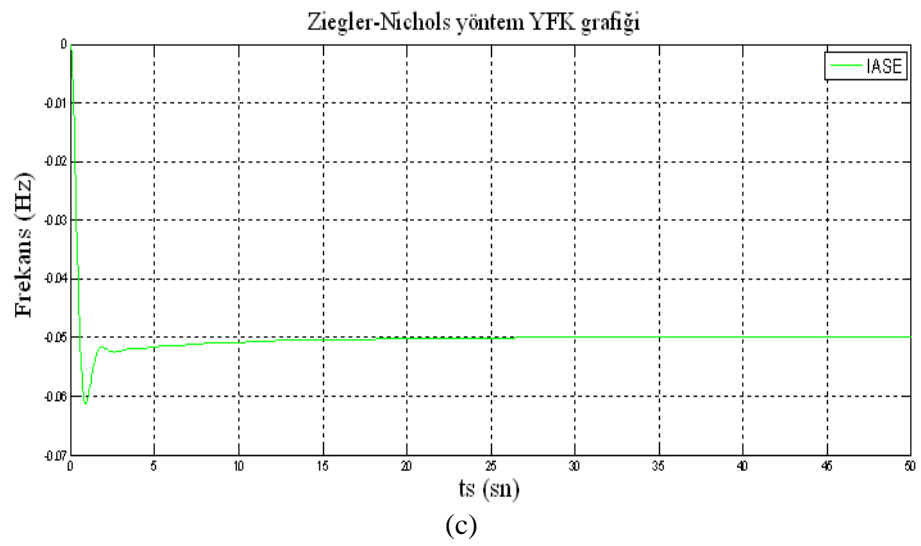
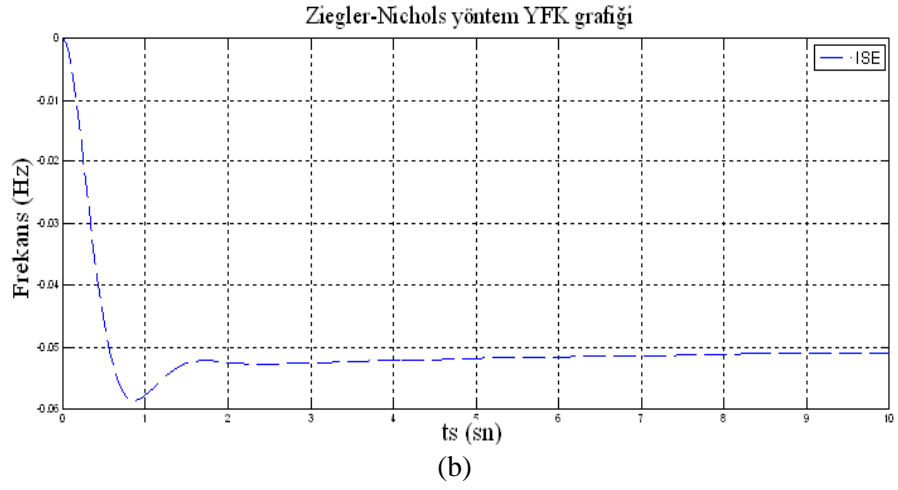
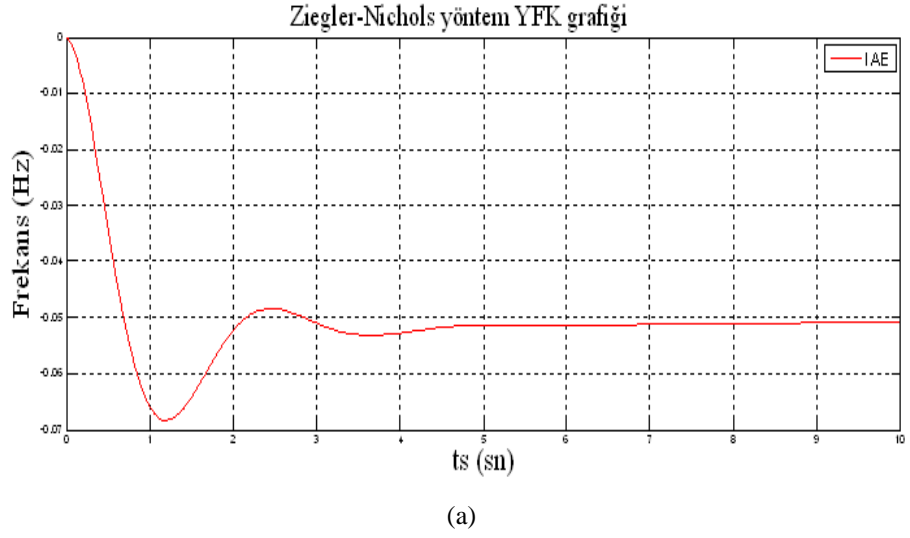


Şekil 4.24: Uygulanan örnek tek alan YFK klasik için frekans adım eğrilerini grafiği (Saadat, 1999)

4.6. YÜK FREKANS KONTROLÜ UYGULAMASININ ZN YÖNTEMİ İLE PID PARAMETRELERİNİN BULUNMASI VE GRAFİĞİNİN ÇİZİLMESİ

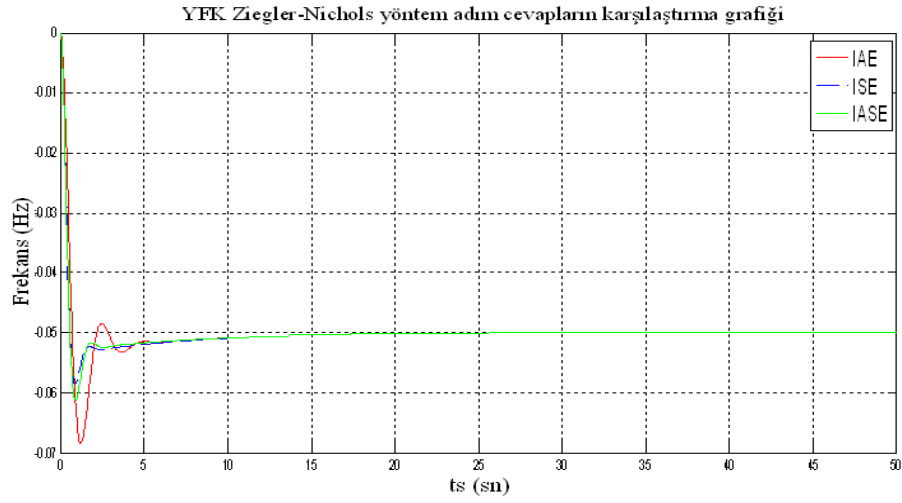
Çizelge 4.8: Tek alanlı YFK için ZN yöntemi ile (IAE, ISE, IASE) kullanılarak $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$ için PID kontrolör parametreleri ve yerleşme zamanları tablosu

| Tek alanlı YFK Değerleri | PID Parametreleri | | | ZN Yöntemi Oturma Zamanı (sn) | |
|-----------------------------|-------------------|----------------|----------------|-------------------------------------|-----|
| | K _p | K _i | K _d | | |
| R1=20 $\Delta P_L=0.1$ | IAE | 1.8823 | 0.2857 | 0.4 | 9 |
| | ISE | 1.8823 | 0.2631 | 0.95 | 9.2 |
| | IASE | 2.1176 | 0.2857 | 0.875 | 26 |



Şekil 4.25 : Tek alanlı yük frekans kontrolör (YFK) için ZN Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$ için, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri

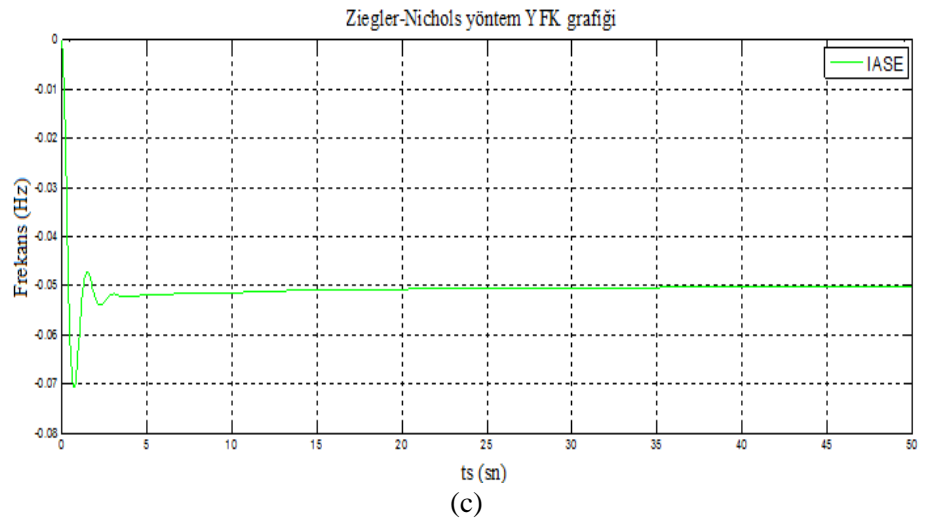
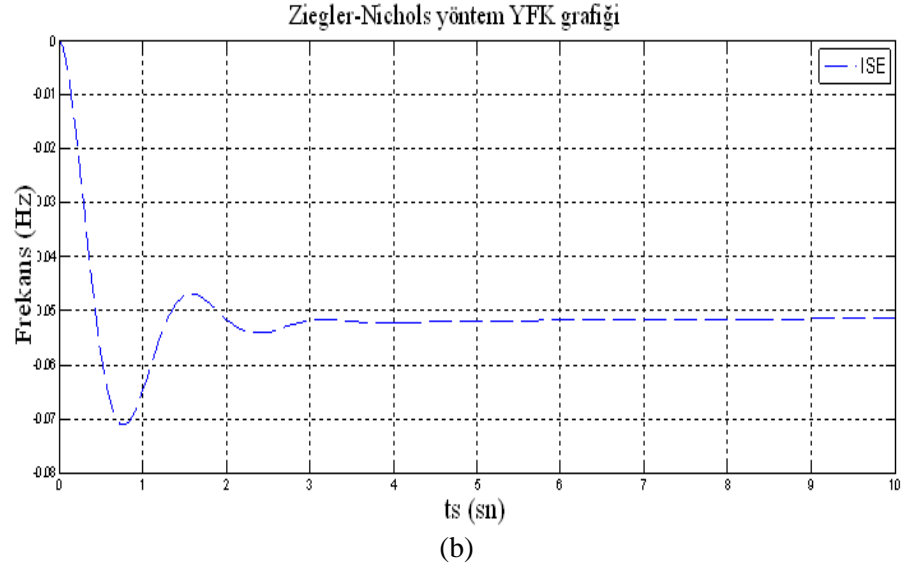
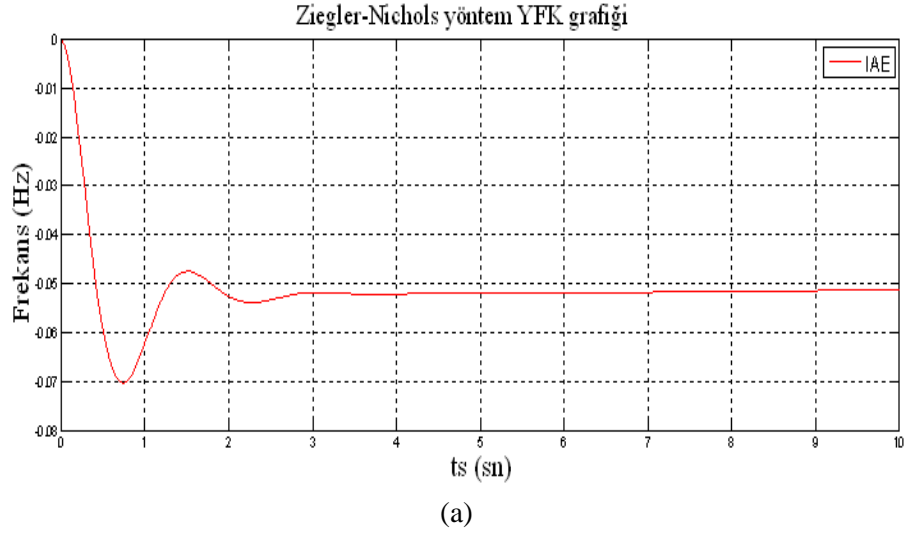
Şekil 4.25’de YFK sistemin model için Regülatör hız regülasyonu ($R1=20$), Yük Değişimi ($\Delta P_L =0.1$) değerleri için ZN yöntemiyle çıkış hatasını kullanılarak PID katsayıları hesaplamak için, hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) bulunarak karşılaştırılmıştır. Hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE) oturma zamanının 9 sn olarak sistemin diğerlerinden daha kısa sürede yerleşme zamanına ulaşmış olduğu görülmüştür.



Şekil 4.26: Tek alanlı yük frekans kontrolör (YFK) için ZN Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$ için (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği

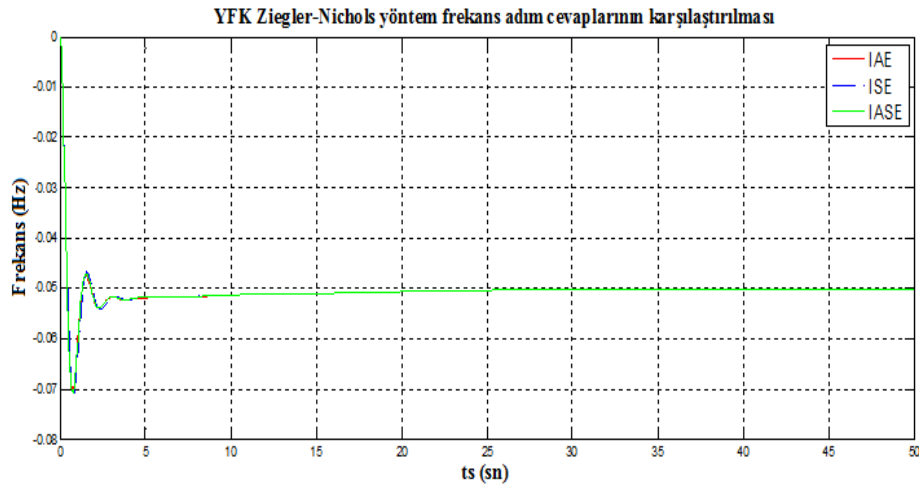
Çizelge 4.9: Tek alanlı YFK için ZN yöntemi ile (IAE, ISE, IASE) kullanılarak $R1=20$, $\Delta P_L=0.2$ için PID kontrolör parametreleri ve yerleşme zamanları tablosu

| Tek alanlı YFK değerleri | | PID Parametreleri | | | Ziegler-Nichols Yöntemi Oturma Zamanı (sn) |
|-----------------------------|------|-------------------|--------|--------|--|
| | | Kp | Ki | Kd | |
| $R1=20$ $\Delta P_L=0.2$ | IAE | 3.5294 | 0.2409 | 1.0375 | 7 |
| | ISE | 3.4705 | 0.2666 | 0.9375 | 9 |
| | IASE | 3.5882 | 0.2439 | 1.025 | 20 |



Şekil 4.27 : Tek alanlı yük frekans kontrolör (YFK) için ZN Yöntemi ile $R_1=20$, $\Delta P_L=0.2$ için, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri

Şekil 4.27’de YFK sistemin model için Regülatör hız regülasyonu ($R1=20$), Yük Değişimi ($\Delta P_L =0.2$) değerleri için ZN yöntemiyle çıkış hatasını kullanılarak PID katsayıları hesaplamak için, hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) bulunarak karşılaştırılmıştır. Hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE) oturma zamanının 7 sn olarak sistemin diğerlerinden daha kısa sürede yerleşme zamanına ulaşmış olduğu görülmüştür.

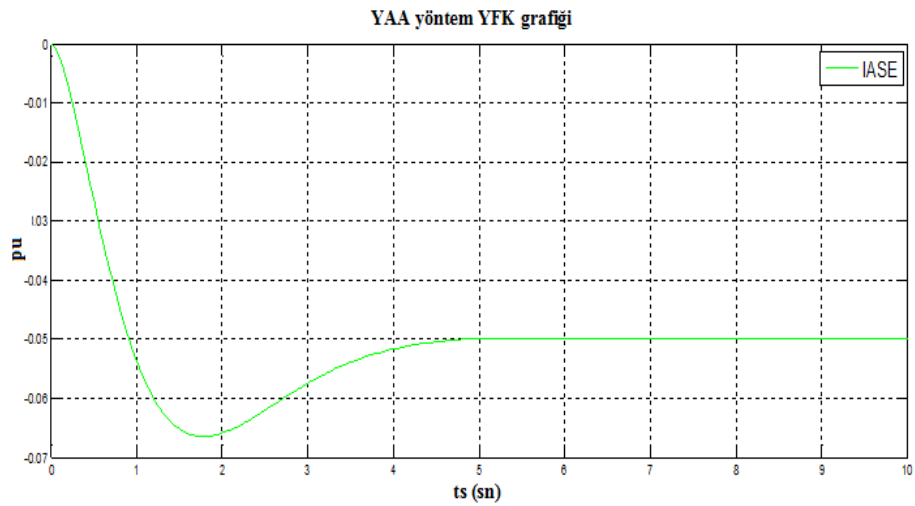
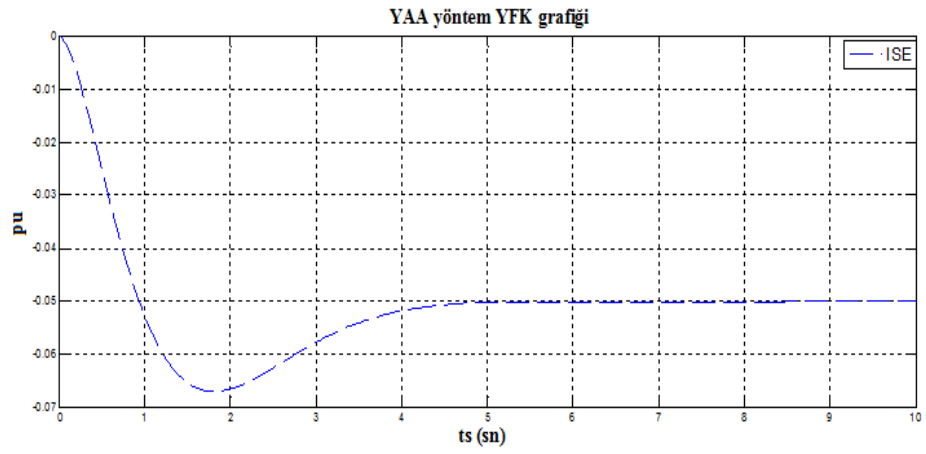
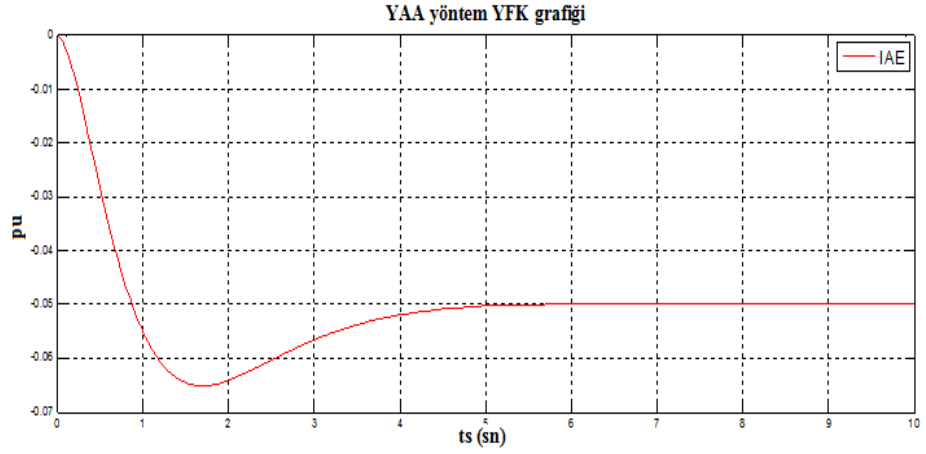


Şekil 4.28: Tek alanlı yük frekans kontrolör (YFK) için ZN Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta P_L=0.2$ için (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği

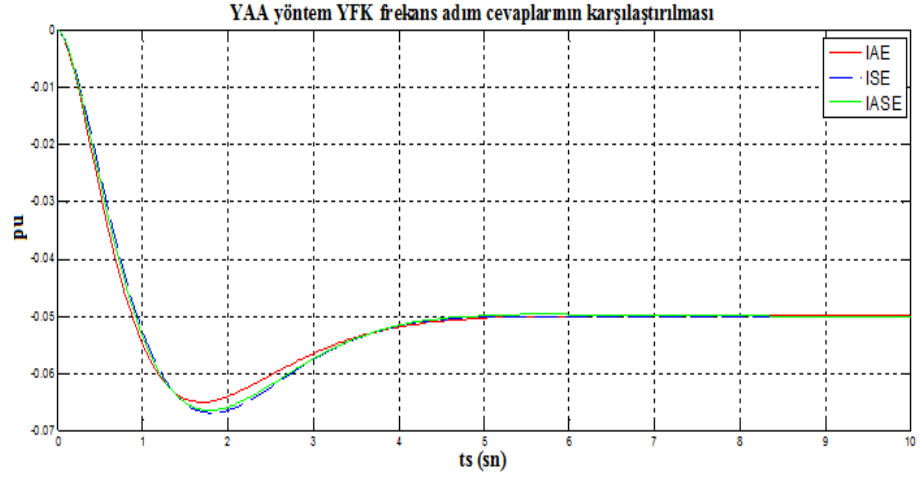
4.7. YÜK FREKANS KONTROLÜ (YFK) ÖRNEĞİNİN YERÇEKİMİ ARAMA ALGORİTMASI (YAA) YÖNTEMİ İLE PID PARAMETRELERİNİN BULUNMASI VE GRAFİĞİNİN ÇİZDİRİLMESİ

Çizelge 4. 10: Tek alanlı YFK için YAA yöntemi ile (IAE, ISE, IASE) kullanılarak $R1=20$, $\Delta P_L =0.1$ için PID kontrolör parametreleri ve yerleşme zamanları tablosu

| Tek alanlı YFK değerleri | PID Parametreleri | | | YAA Yöntemi Oturma Zamanı (sn) | |
|-----------------------------|-------------------|--------|--------|--------------------------------|-----|
| | Kp | Ki | Kd | | |
| $R1=20$ $\Delta P_L=0.1$ | IAE | 1.060 | 0.5131 | 0.4031 | 4.6 |
| | ISE | 0.9820 | 0.4655 | 0.3230 | 4.5 |
| | IASE | 0.9987 | 0.5017 | 0.3540 | 4.8 |



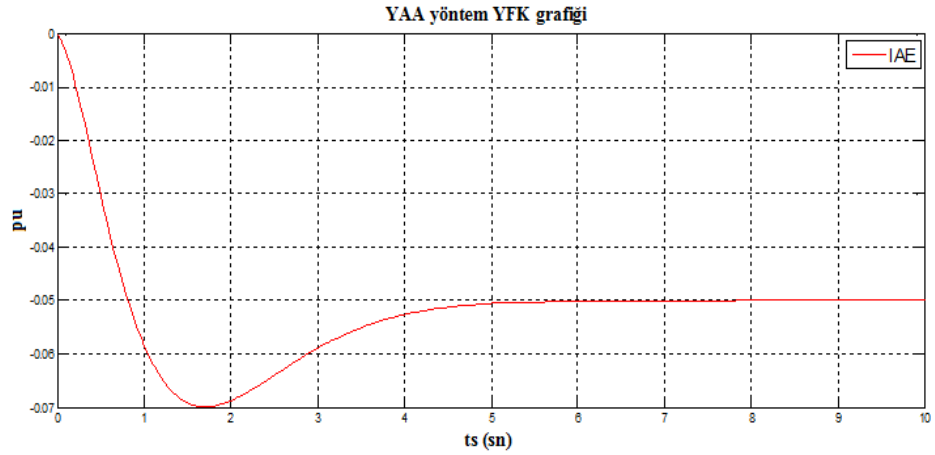
Şekil 4.29 : Tek alanlı yük frekans kontrolör (YFK) için YAA Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$ için, (a) PID adım IAE grafiği, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri



Şekil 4.30: Tek alanlı yük frekans kontrolör (YFK) için YAA Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$ için (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği

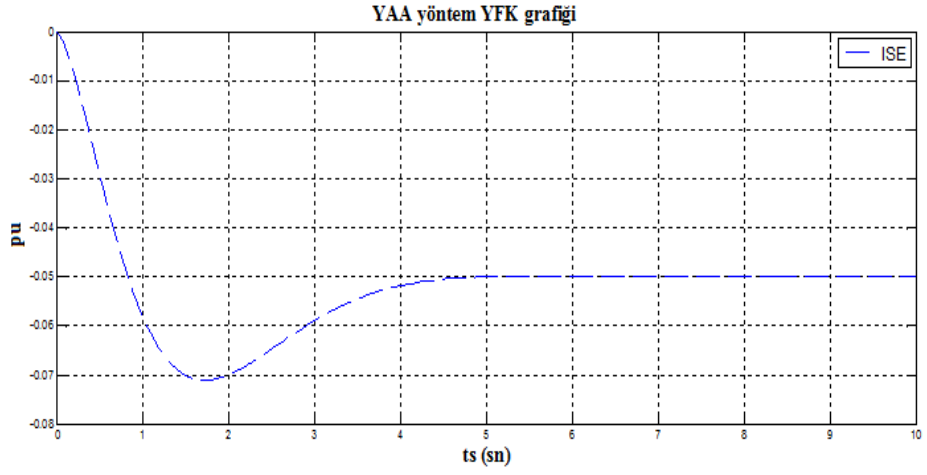
Çizelge 4.11: Tek alanlı YFK için YAA yöntemi ile (IAE, ISE, IASE) kullanılarak $R1=20$, $\Delta P_L=0.2$ için PID kontrolör parametreleri ve yerleşme zamanları tablosu

| Tek alanlı YFK değerleri | PID Parametreleri | | | YAA Yöntemi Oturma Zamanı (Sn) | |
|-----------------------------|-------------------|--------|--------|--------------------------------|-----|
| | Kp | Ki | Kd | | |
| $R1=20$ $\Delta P_L=0.2$ | IAE | 0.9820 | 0.4555 | 0.3460 | 5.5 |
| | ISE | 0.9720 | 0.4755 | 0.3240 | 4.7 |
| | IASE | 0.9887 | 0.5117 | 0.3440 | 6.2 |

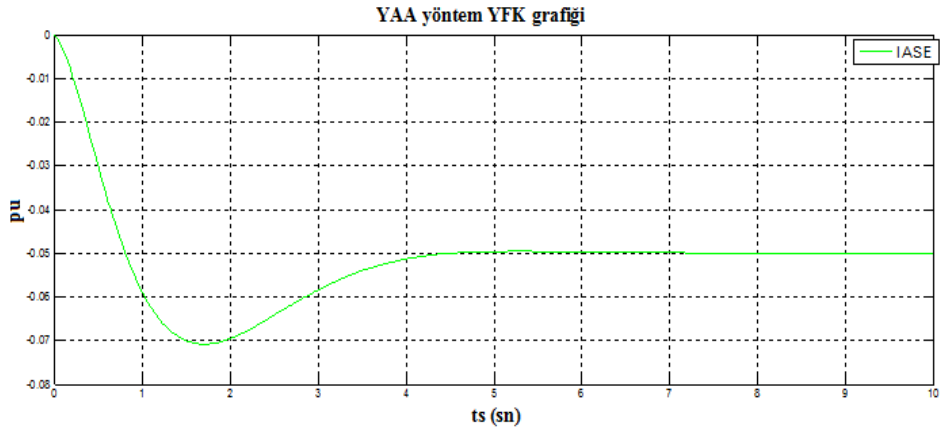


(a)

Şekil 4.31: Tek alanlı yük frekans kontrolör (YFK) için YAA Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta P_L=0.2$ için (a) PID adım IAE grafiği simülasyon grafikleri

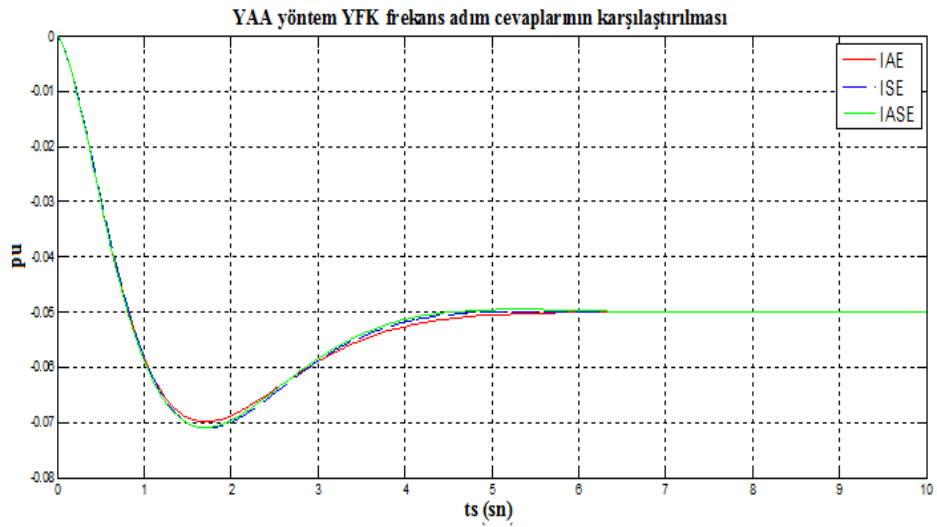


(b)



(c)

Şekil 4.31 (devamı): Tek alanlı yük frekans kontrolör (YFK) için YAA Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta P_L=0.2$ için, (b) PID adım ISE grafiği, (c) PID adım IASE simülasyon grafikleri



Şekil 4.32: Tek alanlı yük frekans kontrolör (YFK) için YAA Yöntemi ile $R1=20$, $\Delta P_L=0.2$ için (IAE), (ISE), (IASE) değişiminin karşılaştırmalı simülasyon grafiği

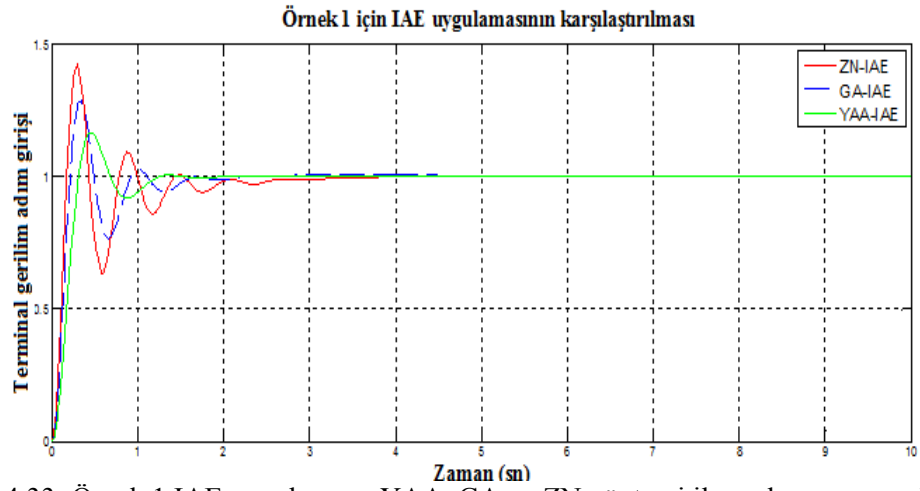
Şekil 4.29 ve şekil 4.3’de YFK sistemin model için grafikler incelendiğinde Regülatör hız regülasyonu ($R1=20$), Yük Değişimi ($\Delta P_L=0.1$ ve 0.2) değerleri her iki değer içinde YAA yöntemiyle çıkış hatasını kullanılarak PID katsayıları, hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) bulunmuş olup PID katsayıları çizelge 4.10 ve çizelge 4.11’de verilmiştir. Her iki çizelge ve grafikler karşılaştırıldığında Hatanın karesinin toplamı (ISE) oturma zamanları diğer sistemlerin değerlerinden daha kısa sürede yerleşme zamanına ulaşmış olduğu görülmüştür. ZN ve yeni bir sezgisel yöntem olan YAA yöntem ile YFK için elde edilen PID katsayıları ve oturma zamanları karşılaştırıldığında YAA ile elde edilen değerler çok daha iyi sonuçlar vermektedir.

4.8. OGR’NİN ZN, GA, YAA YÖNTEMLERİYLE BULUNAN PID PARAMETRELERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

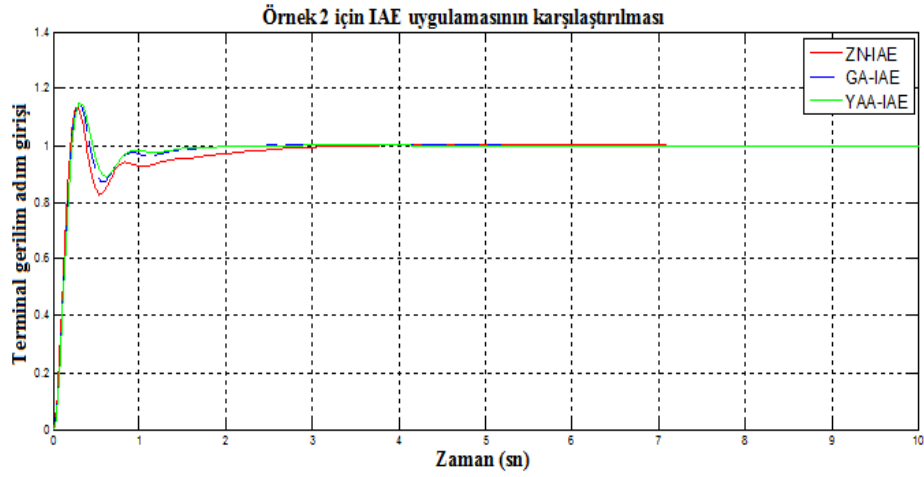
4.8.1. IAE, ISE, IASE Uygulaması İle Örnek 1 ve Örnek 2 İçin Bulunan PID Parametreleri ve Grafiklerinin Çizdirilmesi

Çizelge 4.12: Örnek 1 ve örnek 2 OGR uygulanan sistem için IAE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

| OGR Simulink Örnekleri | Kullanılan Yöntemler | Kp | Ki | Kd | Yerleşme Zamanı (sn) |
|------------------------|----------------------|--------|--------|--------|----------------------|
| Örnek 1 | YAA | 0.7007 | 0.4791 | 0.2603 | 2.8 |
| | GA | 0.7675 | 0.5232 | 0.4416 | 6.8 |
| | ZN | 0.8823 | 0.4355 | 0.5825 | 10 |
| Örnek 2 | YAA | 0.9934 | 0.6487 | 0.4657 | 3 |
| | GA | 0.9247 | 0.6314 | 0.5026 | 6.5 |
| | ZN | 0.7647 | 0.4444 | 0.5625 | 9.2 |



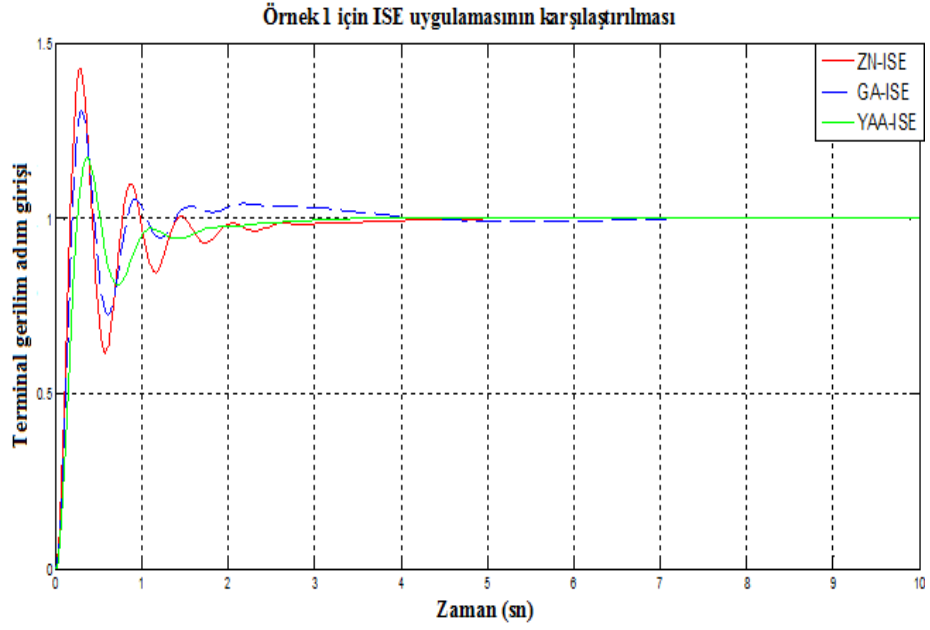
Şekil 4.33: Örnek 1 IAE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması



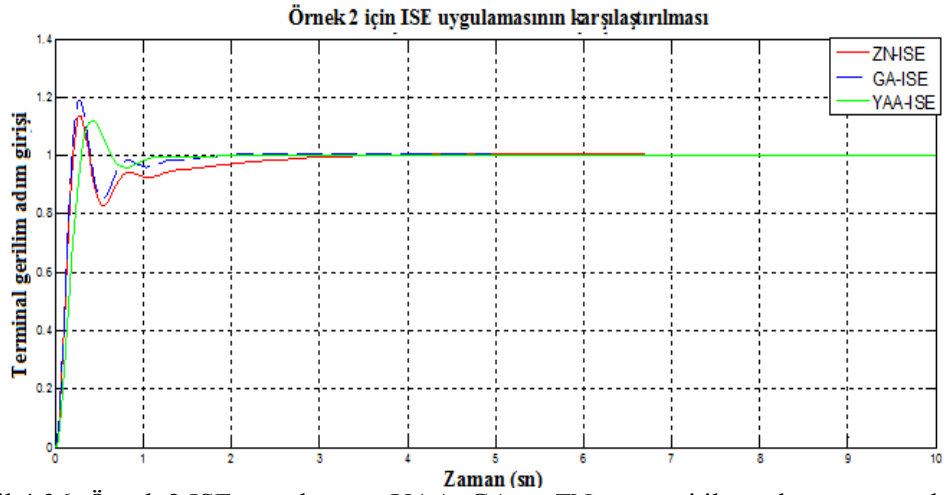
Şekil 4.34: Örnek 2 IAE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

Çizelge 4.13: Örnek 1 ve örnek 2 OGR uygulanan sistemi için ISE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

| OGR Simulink Örnekleri | Kullanılan Yöntemler | Kp | Ki | Kd | Yerleşme Zamanı (sn) |
|------------------------|----------------------|--------|--------|--------|----------------------|
| Örnek 1 | YAA | 0.6330 | 0.3678 | 0.3598 | 4 |
| | GA | 0.6052 | 0.8289 | 0.5193 | 8 |
| | ZN | 0.8823 | 0.4166 | 0.6 | 11 |
| Örnek 2 | YAA | 0.9247 | 0.6314 | 0.3026 | 2.2 |
| | GA | 0.9811 | 0.7541 | 0.5865 | 5.5 |
| | ZN | 0.7647 | 0.4444 | 0.5625 | 7 |



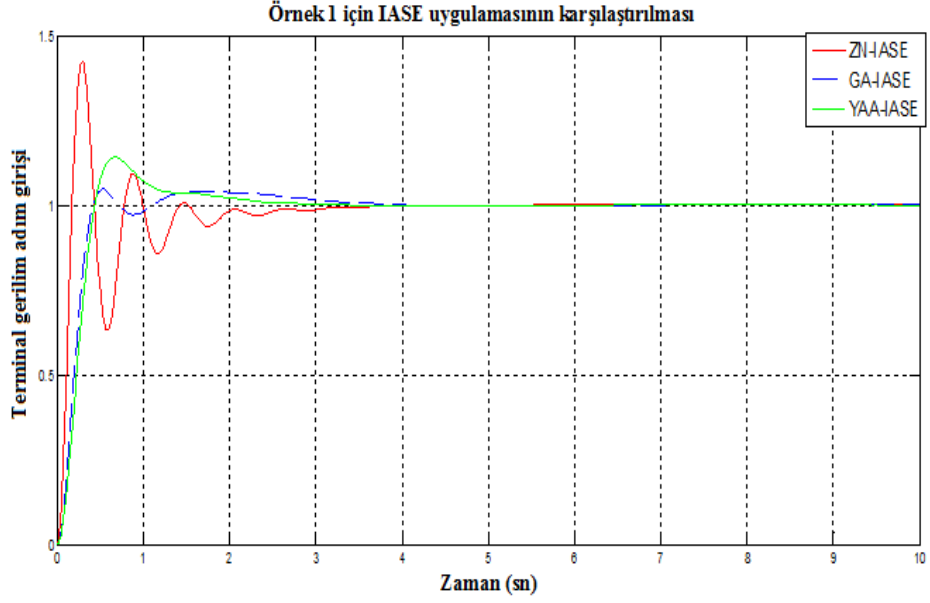
Şekil 4.35: Örnek 1 ISE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması



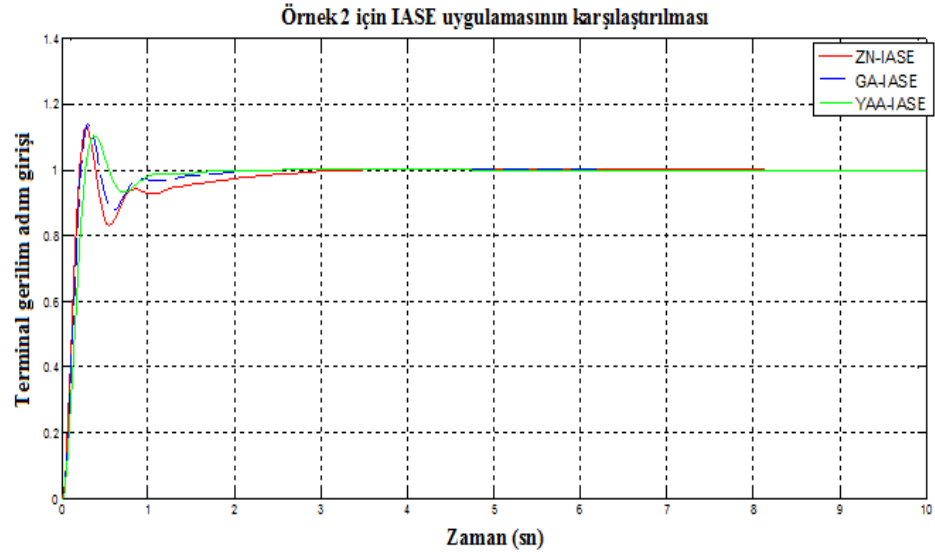
Şekil 4.36: Örnek 2 ISE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

Çizelge 4.14: Örnek 1 ve örnek 2 OGR uygulanan sistemi için IASE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

| OGR Simulink Örnekleri | Kullanılan Yöntemler | Kp | Ki | Kd | Yerleşme Zamanı (sn) |
|------------------------|----------------------|--------|--------|--------|----------------------|
| Örnek 1 | YAA | 0.5488 | 0.5641 | 0.1616 | 3.5 |
| | GA | 0.4837 | 0.5133 | 0.2143 | 6.5 |
| | ZN | 0.8823 | 0.4255 | 0.5875 | 12 |
| Örnek 2 | YAA | 0.8943 | 0.5957 | 0.3484 | 2.8 |
| | GA | 0.9243 | 0.6057 | 0.4784 | 6.2 |
| | ZN | 0.7647 | 0.4545 | 0.55 | 9 |



Şekil 4.37: Örnek 1 IASE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması



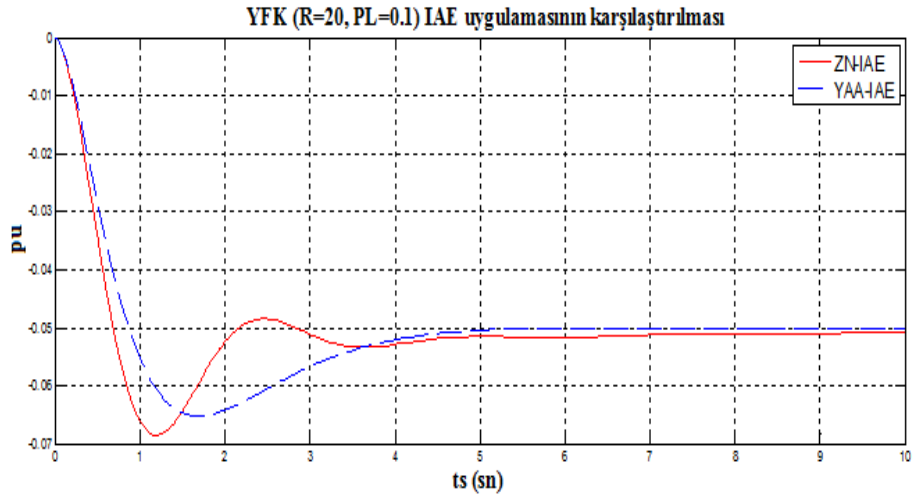
Şekil 4.38: Örnek 2 IASE uygulaması, YAA, GA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

4.9. YÜK FREKANS KONTROLÜ (YFK)'NİN ZN, GA, YAA YÖNTEMLERİYLE BULUNAN PID PARAMETRELERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

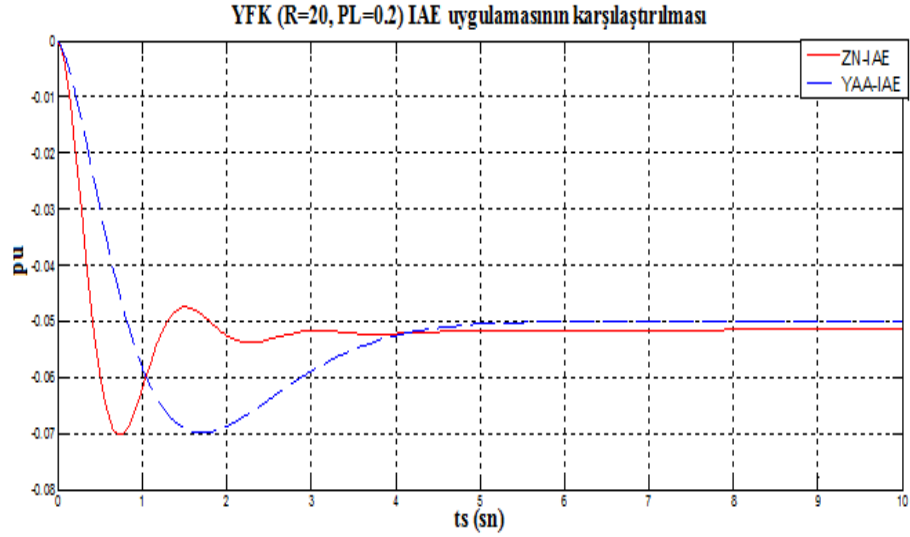
4.9.1. IAE, ISE, IASE Uygulaması İle $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$, $\Delta P_L=0.2$ İçin Bulunan PID Parametreleri ve Grafiklerinin Çizdirilmesi

Çizelge 4.15: YFK için $R_1=20$, $\Delta P_L=0.1$, $\Delta P_L=0.2$ değerleriyle IAE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

| OGR Simulink Uygulama | Kullanılan Yöntemler | K_p | K_i | K_d | Yerleşme Zamanı (sn) |
|------------------------------|----------------------|--------|--------|--------|----------------------|
| $R_1=20$ $\Delta P_L=0.1$ | YAA | 1.060 | 0.5131 | 0.4031 | 4.6 |
| | ZN | 1.8823 | 0.2857 | 0.4 | 9 |
| $R_1=20$ $\Delta P_L=0.2$ | YAA | 0.9820 | 0.4555 | 0.3460 | 5.5 |
| | ZN | 3.5294 | 0.2409 | 1.0375 | 7 |



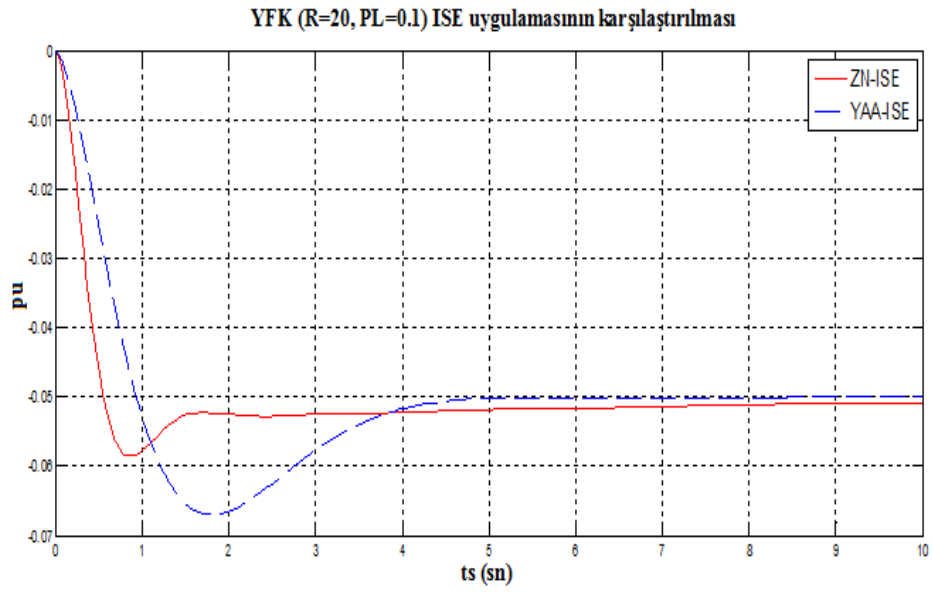
Şekil 4.39: $R_1=20$, $\Delta P_L=0.1$ IAE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması



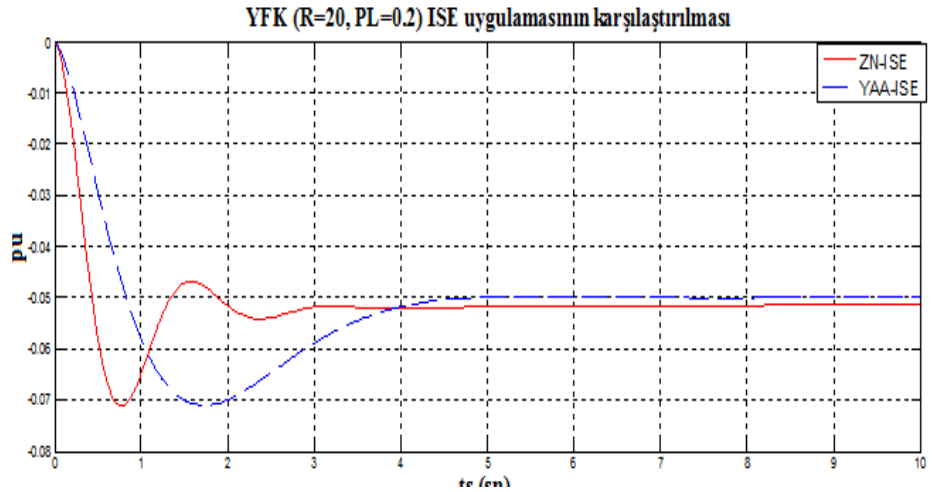
Şekil 4.40: $R_1=20$, $\Delta P_L=0.2$ IAE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

Çizelge 4.16: YFK için $R_1=20$, $\Delta P_L=0.1$, $\Delta P_L=0.2$ değerleriyle ISE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

| OGR Simulink Uygulama | Kullanılan Yöntemler | K_p | K_i | K_d | Yerleşme Zamanı (sn) |
|------------------------------|----------------------|--------|--------|--------|----------------------|
| $R_1=20$ $\Delta P_L=0.1$ | YAA | 0.9820 | 0.4655 | 0.3230 | 4.5 |
| | ZN | 1.8823 | 0.2631 | 0.95 | 9.2 |
| $R_1=20$ $\Delta P_L=0.2$ | YAA | 0.9720 | 0.4755 | 0.3240 | 4.7 |
| | ZN | 3.4705 | 0.2666 | 0.9375 | 9 |



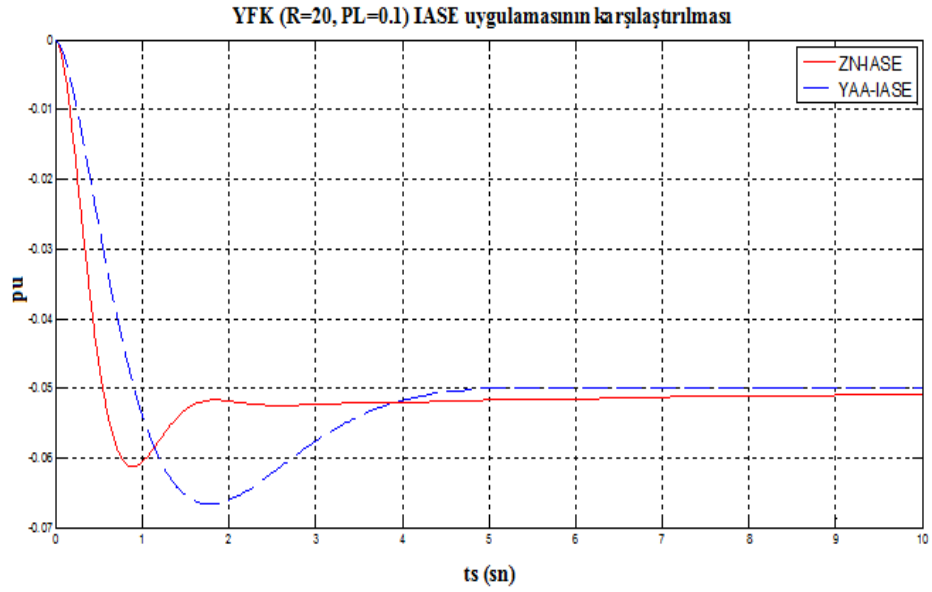
Şekil 4.41: $R_1=20$, $\Delta P_L=0.1$ ISE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması



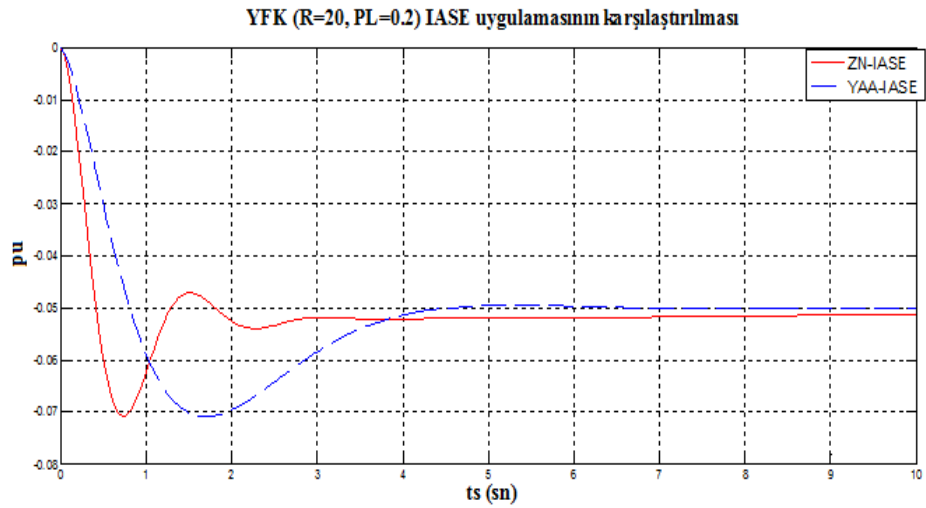
Şekil 4.42: $R_1=20$, $\Delta P_L=0.2$ ISE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

Çizelge 4.17: YFK için $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$, $\Delta P_L=0.2$ değerleriyle IASE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile PID kontrolör parametrelerinin ve yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

| OGR Simulink Uygulama | Kullanılan Yöntemler | Kp | Ki | Kd | Yerleşme Zamanı (sn) |
|-----------------------------|----------------------|--------|--------|--------|----------------------|
| $R1=20$ $\Delta P_L=0.1$ | YAA | 0.9987 | 0.5017 | 0.3540 | 4.8 |
| | ZN | 2.1176 | 0.2857 | 0.875 | 26 |
| $R1=20$ $\Delta P_L=0.2$ | YAA | 0.9887 | 0.5117 | 0.3440 | 6.2 |
| | ZN | 3.5882 | 0.2439 | 1.025 | 20 |



Şekil 4.43: $R1=20$, $\Delta P_L=0.1$ IASE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması



Şekil 4.44: $R1=20$, $\Delta P_L=0.2$ IASE uygulaması, YAA ve ZN yöntemi ile yerleşme zamanlarının karşılaştırılması

4.8 ve 4.9 bölümlerde OGR ve YFK için ayrı ayrı uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, OGR ve YFK için her iki uygulamada da, hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) yöntemleri kullanılarak PID katsayıları bulunmuştur, PID katsayıları ve yerleşme zamanları karşılaştırılmıştır. OGR ve YFK her iki sistem içinde YAA yöntemiyle elde edilen sonuçlar çok daha iyi olduğu anlaşılmaktadır. YAA yöntemi ile elde edilen PID katsayılarının kullanılması durumunda sistemin daha kısa sürede yerleşme zamanına ulaştığı, daha az salınımlı olduğu ve daha kararlı hale geldiği görülmüştür.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Elektrik enerjisinin sabit gerilim ve frekans değerinde tüketiciye sunulma zorunluluğu bulunmaktadır. Bu durum elektrik güç sistemlerinde kararlılık problemlerini ortaya çıkarmıştır. Elektrik enerjisinin üretimi tüketicinin elektrik enerjisi talebine bağlı olarak senkron generatörler tarafından karşılanmaktadır. Elektrik güç sistemleri enterkonnekte bir yapıya sahip oldukları için sistemdeki tüm generatörlerin senkronizmada kalması istenmektedir. Sistemde meydana gelebilecek küçük veya büyük bozucu etki sonrasında senkron generatörlerin gerilim ve hız değerlerinde salınımlar ortaya çıkmaktadır. Bu salınımların sönümlenmesini sağlamak amacı ile güç sistemlerinde gerilim ve yük frekans kontrolü, temel kararlılık problemleri arasında yer almaktadır. Bu durum elektrik güç sistemlerinde kararlılık problemlerini ortaya çıkarmıştır. Elektrik enerjisinin üretimi tüketicinin elektrik enerjisi talebine bağlı olarak senkron generatörler tarafından karşılanmaktadır. Elektrik güç sistemleri enterkonnekte bir yapıya sahip oldukları için sistemdeki tüm generatörlerin senkronizmada kalması istenmektedir. Güç sistemlerinde bir bozucu etki meydana geldiğinde oluşan salınımların mümkün olan en kısa zamanda ortadan kaldırılması istenir. Salınımların ortadan kaldırılarak arıza öncesi çalışma durumuna dönebilme süresi ne kadar kısa ise sistemin kararlılık performansı o kadar iyidir.

Bu çalışmada, Otamatatik Gerilim Regülatörü (OGR) ve Yük Frekans Kontrolörü (YFK) için en iyi yerleşme zamanlarını belirlemek ve salınımları önlemek amacı ile katsayıları Yerçekimi Arama Algoritması (YAA) ile belirlenmiş olan, Proportional-İntegral-Derivative (PID) kontrolör önerilmiştir. Örnek güç sistemlerinin PID kontrolleri için matlab-simulink modelleri oluşturulmuş ve transfer fonksiyonları çıkarılmıştır. Farklı çalışma koşulları altında, PID katsayılar önce klasik yöntem Ziegler-Nichols (ZN) yöntemiyle ile bulunmuştur. Daha sonra aynı değerler Genetik Algoritma (GA) ve son olarak YAA ile elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Çalışmalar OGR ve YFK için ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir. Elde

edilen sonuçlara göre, OGR ve YFK için her iki uygulamada da, hatanın mutlak değerinin toplamı (IAE), hatanın karesinin toplamı (ISE) ve hatanın mutlak değerinin karesinin toplamı (IASE) bulunmuş olan PID katsayıları karşılaştırıldığında, YAA yöntemi ile elde edilen PID katsayılarının kullanılması durumunda sistemin daha kısa sürede yerleşme zamanına ulaştığı, daha az salınımlı olduğu ve daha kararlı hale geldiği görülmüştür. Sonuç olarak güç sistemi kararlılık problemlerinin analizinde YAA, literatürde verilen değerlerden, klasik yöntem olan ZN'den, ve sezgisel yöntem olan genetik algoritma (GA)'dan çok daha kararlı olduğu ve çok daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür.

Önerilen yeni YAA yaklaşımı gerçek bir güç sistemi üzerinde test edilebilir. Bozucu etkiler karşısında YAA ile birlikte parçacık sürü optimizasyonu, yapay arı kolonisi, karınca kolonisi, benzetim tavlama ve tabu arama algoritmaları kullanılıp PID parametrelerinin optimizasyonu yapılarak sistem performansının artırılmasına çalışılabilir.

Yük frekans için farklı regülatör hız regülasyonu R ve yük değişimi (ΔP_L) için ZN, GA, parçacık sürü optimizasyonu, yapay arı kolonisi, karınca kolonisi, benzetim tavlama ve tabu arama algoritmaları ile PID parametreleri belirlenebilir ve YAA ile karşılaştırılabilir.

KAYNAKLAR

- AGHAIE, Z. and AMIRIFAR, R., 2008, An LMI Approach to Robust Controller Design for AVR System, *40th Southeastern Symposium on System Theory University of New Orleans New Orleans, LA, USA*, 17-24.
- ABDEL GHANY, A.M., 2008, Power System Automatic Voltage Regulator Design Based on Static Output Feedback PID Using Iterative Linear Matrix Inequality", *12th International Middle East Power Systems Conference, MEPCON'2008*, South Valley University, Egypt, March 11-13, 441-446.
- ATLAŞ, İ.H., 2000, "Güç Uyarım Sistemlerinin Denetiminde Bulanık Mantık", *Otomasyon Dergisi*, Bileşim Yayıncılık A. Ş., İstanbul, (9), 123–128.
- BOZ, A.F., 2011, *Otomatik Kontrol Sistemleri*, [online], Sakarya Üniversitesi, <http://web.sakarya.edu.tr/~afboz/control/bolum7.html> [Ziyaret Tarihi: 15 Ağustos 2011].
- ÇAM, E., 2011, *Güç Sistemlerinde Yük Frekans Kontrolünün Örneklerle Anlatımı*, [online], Kırıkkale Üniversitesi, <http://www.kku.edu.tr/~cam/ACDEVRE/yukfrekanskontrolu.ppt> [Ziyaret Tarihi: 28 Aralık 2011].
- COŞKUN, İ. ve TERZİOĞLU, H., 2009, Gerçek Zamanda Değişken Parametrelili PID Hız Kontrolü, *Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu (IATS'09)*, 13–15 Mayıs, Karabük, Türkiye, 1-6.
- ÇOLAKOĞLU, İ., 2007, “Süreç Kontrol “*Ders Notları*, Mersin Üniversitesi, 70-84, [Ziyaret Tarihi: 20 Ağustos 2011].
- CARBONO, A.J.J., MENEZES, I.F.M. and MARTHA, L.F., 2005, “Mooring Pattern Optimization Using Genetic Algorithms”, *6th. World Congresses of Structural and Multidisciplinary Optimization*, 1-9.
- DUMANAY, A.B., 2009, *PID, Bulanık Mantık ve Kayan Kip Kontrol Yöntemleri ile İnternet Üzerinden DC Motor Hız Kontrolü*, Balıkesir Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- DORIGO, M., MANIEZZO, V. and COLOMI, A., 1996, The ant system: optimization by a colony of cooperating agents, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics Part B*, 26 (1) 29–41.

- ERENTÜRK, K. ve ALTAŞ, İ.H., 2001, Bulanık Mantık Tabanlı Otomatik Gerilim Regülatörü, *Nigde Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 5 (1), 43-49.
- EMEL, G.G. ve TAŞKIN Ç., 2002, Genetik Algoritmalar ve Uygulama Alanları, *Uludağ Üniversitesi İktisadi ve İdari Bilimler Fakültesi Dergisi*, 21 (1), 129-152.
- ERDOĞAN, M.E., 2006, “Bir Sistemin Öz Uyarlamalı Bulanık PID Kontrolör İle Kontrolü” Yüksek Lisans Tezi, İTÜ. F.B.E., 4-11.
- FARMER, J.D., PACKARD, N.H. and PERELSON, A.S., 1986, The immune system, adaptation and machine learning, *Physica D* 2, 22 (3), 187–204.
- GAING, Z.L., 2004, A Particle Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Controller in AVR System, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 19 (2), 384-391.
- GÜN, A., 2007, Doğru Akım Makinalarının PID Algoritması ile Konum Denetim ve Uyarlanırlı Sinir Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS) İle Eğitimi, *Dumlupınar Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, Sayı: 14 Aralık ISSN-1302-3055, 55-64.
- GELEN, A. ve AYASUN, S., 2007, Zaman Gecikmeli Jeneratör Uyarma Kontrol Sisteminin Kararlılık Analizi, *12. Elektrik Elektronik Bilgisayar Biyomedikal Mühendisliği Ulusal Kongresi ve Fuarı*, Eskişehir, 14-18 Aralık, 1-5.
- GOLDBERG, D.E. and DEG, K., 1991, “A. Comparative Analysis of Rawlins Editor, Foundation of Genetic Algorithms, *Morgan Kaufmann*, 69-93.
- GOLDBERG, D.E., 1989, Genetic Algorithms in Search Optimization and Machine Learning, Addison ,MA: *Wesley Longman*.
- GAZI V. and PASSINO, K.M., 2004 Stability analysis of social foraging swarms, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, Part B 34 (1), 539–557.
- HOLLIDAY, D., RESNICK, R. and WALKER J., 1993, Fundamentals of physics, *John Wiley and Sons*, 4th edition 1993, 196-197.
- İŞÇİ, Ö. ve KORUKOĞLU, S., 2003, Genetik Algoritma Yaklaşımı ve Yöneylem Araştırmasında Bir Uygulama, *Yönetim ve Ekonomi* 10 (2), 191-208.
- KAHOULI, A., GUESMI, T., ABDALLAH, H. and OUALI, A., 2009, A Genetic Algorithm PSS And AVR Controller For Electrical Power System Stability, *2009 6th International Multi- Conference on Systems, Signals and Devices*, 1-6.
- KOCAARSLAN, İ. ve TİRYAKİ, H., 2010, PSO-PID ve FGPI Kontrolörlerin bir Termik Santralda Karşılaştırılması, *Int.J.Eng.Research & Development*, 2 (1), 39-44.

- KANG, H., KWON, M.W. and BAE, H.G., 2010, PID Coefficient Designs for the Automatic Voltage Regulator Based on a Fourth Order Particle Swarm Optimization, *2010 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation*, 900-904.
- KANG, H., KWON, M.W. and BAE, H.G., 2010, A Chaotic Theory Based on Customized Inertia Particle Swarm Optimization and Applications to PID Coefficient Design for the Automatic Voltage Regulator, *2010 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation*, 17-21.
- KANG, H., KWON, M.W. and BAE, H.G., 2010, PID Coefficient Designs for the Automatic Voltage Regulator Using a New Third Order Particle Swarm Optimization *2010 International Conference on Electronics and Information Engineering (ICEIE 2010)*, 1, 179-183.
- KUŞÇU, H., 2011, Ağustos, Otomatik Kontrol (PID kontrol), [online] *Trakya Üniversitesi*, http://hilmi.trakya.edu.tr/ders_notlari/Otomatik_kontrol/Otomatik_Kontrol_6_PI_D.pdf. [Ziyaret Tarihi: 6 Ağustos 2011]
- KENNEDY, J. and EBERHART, R.C., 1995, Particle swarm optimization, *in: Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks*, 4 1942–1948.
- KENYON, I.R., 1990, *General Relativity*, Oxford University Press.
- KIRKPATRICK, S., GELATTO, C.D. and VECCHI M.P., 1983, Optimization by simulated annealing, *Science* 220 671–680.
- KAKILLIA, A., OGUZ, Y. and ÇALIK, H., 2009, The modelling of electric power systems on the state space and controlling of optimal LQR load frequency, *İstanbul Üniversitesi, Journal of electrical & electronics engineering*, 9 (18) 977-982.
- LE,Q. C., PHAN, B.T.T. and KHOA, T.Q.D., 2006, Computation of Reclosing Time and Suitable Gain of Automatic Voltage Regulator, *T.Q.D. Power India Conference*, 2006 IEEE 573-577 April 10-12.
- LEE, D.H., KIM, T.H. and AHN, J.W., 2008, Control of Digital AVR in Stand Alone Generator for Improved Dynamic Characteristics, *Power Electronics Specialists Conference*, PESC 2008, 1978-1982.
- LI, C. and ZHOU, J., 2011, Parameters identification of hydraulic turbine governing system using improved gravitational search algorithm, *Energy Conversion and Management*, 52, 374-381.
- LU, W., 2003, “Optimum Design of Cold-Formed Steel Purlins Using Genetic Algorithms”, *Helsinki University of Technology Laboratory of Steel Structures Publications*, 25-41.

- LAZAR, A. ve REYNOLDS R.G., 2003, Heuristic knowledge discovery for archaeological data using genetic algorithms and rough sets, *Artificial Intelligence Laboratory, Department of Computer Science, Wayne State University*.
- MON, A.A., 2009, Fuzzy Logic PID Control of Automatic Voltage Regulator System, World Academy of Science, *Engineering and Technology*, 50, 40-44.
- MANUABA, IBG., ABDILLAH, M., SOEPRIJANTO, A. and MAURIDHI HERY, P., 2011, Coordination of PID Based Power System Stabilizer and AVR Using Combination Bacterial Foraging Techique – Particle Swarm Optimization, *Modeling, Simulation and Applied Optimization (ICMSAO), 2011 4th International Conference on*, 1-7.
- MOHAMMADI, S.M.A., GHARAVEISI, A.A., MASHINCHI, M. and RAFIEL, S.M.R., 2009, New Evolutionary Methods for Optimal Design of PID Controllers for AVR System, *Paper accepted for presentation at 2009 IEEE Bucharest Power Tech Conference, June 28th - July 2nd, Bucharest, Romania*, 1-8.
- MAZUMDER, P. and RUNICK, E.M., 1999, “Genetic Algorithm For VLSI Design Layout Test Otomation”, *Prentice Hall PTR*.
- MICHALEWICZ, Z., 1999, “Genetic Algorithms + Data Structures = Evolution Programs”, *Springer, -Verlag Berlin Heidelberg*, New York.
- MASTORAKIS, N.E., GONOS, F. and SWAMY, M.N.S., 2003, ”Design of Two-Dimensional Recursive Filters Using Genetic Algorithms” *IEEE Transactions on Curcuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 50 (5), 634-639.
- MINSKER, B., 2003, “Genetic Algorithms for Effective Solution of Real-World Optimization Problems”, *University of Illinois Read P., Peen State University, ASCE-EWRI Conferenc* 1-69.
- MANSOURI, R., NASSERI, F. and KHORRAMI, M., 1999, Effective time variation of G in a model universe with variable space dimension, *Physics Letters* 259 194–200.
- OONSIVILAI A. and PAO-LA-OR, P., 2008, Application of Adaptive Tabu Search for Optimum PID Controller tuning AVR System, 3 (6), 495-506.
- ORTAÇ, Y., ÖZEL, C. ve ALLİ, H., 2004, “Genetik Algoritmalar İle İki Kademeli Düz Dişlili Redüktör Mekanizmaları için Optimum Hacim ve Ağırlık Tasarımı, *Akıllı Sistemlerde Yenilikler ve Uygulamaları Sempozyumu Y. T. Ü.*, 23-25 Haziran, ASYU-INISTA 2004, 135-140.

- OZTURK, A., ERDOĞMUŞ, P. ve YALÇIN, M.A., 2006, "Genetik Algoritma ile Elektrik Güç Sistemlerinin Kritik Değerlerinin Değişik Çalışma Koşulları İçin Bulunması", *Conference for Computer Aided Engineering and System Modeling, 11 th FİGES Users Conference*, ISBN 875-98408-2-0, Turkey.
- PHAM, X.K., VO, D.Q.A., NGUYEN, N.H. and CAO, T.P., 2008, PID-Neural Controller based on AVR Atmega128, 2008 *10th Intl. Conf. on Control, Automation, Robotics and Vision Hanoi, Vietnam*, 17–20 December, 1573-1576.
- PARK, S.H., YU, J.S., LEE, S.S., LEE, S.W. and WON, C.Y., 2009, Output Voltage Control of Synchronous Generator for Ships using a PMG Type digital AVR, *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE*, 417-421.
- RASHEDI, E., NEZAMABADI-POUR, H. and SARYAZDI, S., 2009, GSA: A Gravitational Search Algorithm, *Information Sciences 179*, 2232–2248.
- RASHEDI, E., NEZAMABADI-POUR, H. and SARYAZDI S., 2011, Filter modeling using gravitational search algorithm, *Engineering Applications of Artificial Intelligence 24*, 117–122.
- RASHEDI, E., 2007 Gravitational Search Algorithm, *M.Sc. Thesis, Shahid Bahonar University of Kerman, Kerman, Iran*, (2007 in Farsi).
- RUSSELL, S.J. and NORVIG, P., 1995 *Artificial Intelligence a Modern Approach*, Prentice Hall, *Upper Saddle River*, New Jersey 07458.
- RAHIMIAN, M.S. and RAAHEMIFAR, K., 2011, Optimal PID Controller Desing For AVR SystemUsing Particle Swarm Optimization Alorithm, *2011 IEEE CCECE Niagara Falls Canada*, 000337-000340.
- SHUJIANG, L., CHAOYING, S., XIANGDONG, W. and LIXIN, K., 2011, Based on Intelligent Controller Design of Automotive Engine Cooling in AVR Microcontroller, *Proceeding of the IEEE International Conference on Automation and Logistics Chongqing, China*, August, 254-260.
- SHABIB, G., MOSLEM, A.G. and RASHWAN, A.M, 2010, Optimal Tuning of PID Controller for AVR System using Modified Particle Swarm Optimization, *Recent Advances in Neural Networks, Fuzzy Systems & Evolutionary Computing*, 104-110.
- SANTOS COELHO, L. and MEIRELLES HERRERA, B.A., 2008, Quantum Gaussian Particle Swarm Optimization Approach for PID Controller Design in AVR System, *2008 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics (SMC 2008)*, 3708-3713.
- SARAFRAZI, S., NEZAMABADI-POUR, H. and SARYAZDI, S., 2011, A new operator in gravitational search algorithm, *Scientia Iranica*, 1-10.

- SAADAT, H., 1999, "Power System Analysis", *McGraw-Hill Series*, ISBN: 0-07-561634-3, 555-566.
- SOUNDARRAJAN, A., SUMATHI, S. and SUNDAR, C., 2010, Particle Swarm Optimization Based LFC and AVR of Autonomous Power Generating System, *IAENG International Journal of Computer Science*, 37:1, IJCS_37_1_10.
- SAADAT, H., 1999, "Power System Analysis", *McGraw-Hill Series*, ISBN: 0-07-561634-3, 528-548.
- SARIOĞLU, M.K., 1985, "Otomatik Kontrol I-II" İ.t.ü. Baskı Atelyesi, İstanbul, 2-12 199.
- SPEARS, W.M. and DE JONG, K.A., 1991, "An Analysis of Multi-Point Crossover in G.J.E. Rawlins Editor, *Foundation of Genetic Algorithms*, Son Mateo, GA Morgon Kaufmann, 301-315.
- SYSWERDA, G., 1989, "Uniform crossover in Genetic Algorithms", in Proc. *3rd Inter. Conf. On Genetic Algorithms*, 2-9.
- SCHUTZ, B., 2003, Gravity from the Ground Up, *Cambridge University Press*.
- TAŞAR, B. ve ÖZDEMİR, M., 2011, Sonsuz Güçlü Baraya Bağlı Senkron Generatörün Uyartım Kontrolü İçin Güç Sistem Kararlayıcısı Tasarımı, *6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11)*, 16-18 May, Elazığ, Turkey, 71-76.
- TU, Z. and LU, Y., 2004, "A Robust Stochastic Genetic Algorithms (St GA) for Global Numerical Optimization", *IEEE Transactions Evolutionary Computation*, 8 (5), 456-470.
- TANG, K.S., MAN, K.F., KWONG, S. and HE, Q., 1996, Genetic algorithms and their applications, *IEEE Signal Processing Magazine*, 13 (6), 22-37.
- NALBANTOĞLU, M., ORHAN, A. ve BAYINDIR, M. İ., 2009, Sonsuz Baraya Bağlı Bir Senkron Generatörün Uyartım Kontrolü İçin Kayma Kipli Güç Sistemi Kararlılık Tasarımı, *Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu (IATS'09)*, 13-15 Mayıs, Karabük, Türkiye, 1-6.
- VENKATRAMAN, S. ve YEN, G.G., 2005, "A Generic Framework for Constrained Optimization Using Genetic Algorithms", *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 9 (4), 424-435.
- VALIZADEH, S., JAMALI, M. R. and LUCAS, C., 2008, A Particle-swarm-based Approach for Optimum Design of BELBIC Controller in AVR System, *International Conference on Control, Automation and Systems 2008 Oct. 14-17, in COEX, Seoul, Korea*, 2679-2684.

- VIVEROS, E.R.C., TARANTO, G.N., MEMBER, S., and FALCAO, D.M., 2005, *Coordinated Tuning of AVRs and PSSs by Multi Objective Genetic Algorithms*, Intelligent Systems Application to Power Systems, 2005. Proceedings of the 13th International Conference on, 2005 ISAP, 247-252.
- WU, J.C., JOU, H.L., WU, K.D. and JAN, S.J., 2011, Three-Arm AC Automatic Voltage Regulator, *IEEE Transactions on Industria Electronics*, 58 (2), 567-775.
- WHITLEY, L.D., 1993, "Foundations of Genetic Algorithms-2", *Morgan Kaufmann Publishers, Inc.*, California.
- WOLPERT, D.H. and MACREADY, W.G., 1997, No free lunch theorems for optimization, *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 1 (1), 67-82.
- XU, C., HUANG, D., HUANG, Y. and GONG, S., 2008, Digital PID Controller for Brushless DC Motor Based on AVR Microcontroller, *Proceedings of 2008 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, 247-252.
- YOSHIDA, H., KAWATA, K., FUKUYAMA, Y., TAKAYAMA, S. ve NAKANISHI, Y., 2000, A Particle Swarm Optimization for Reactive Power and Voltage Control Considering Voltage Security Assessment, *IEEE Transactions On Power Systems*, 15 (4), 1232-1239.
- YIN, M., HU, Y., YANG, F., LI, X. and GU, W., 2011, A novel hybrid K-harmonic means and gravitational search algorithm approach for clustering, *Expert Systems with Applications*, 38 (8), 9319-9324.
- YAZICI, İ. ve ÖZDEMİR, A., 2008, Optimal Kazanç Tabloları Güç Sistem Kararlayıcısı Tasarımı, *SAÜ., Fen Bilimleri Dergisi*, 12 (1), 38-42.
- YENIAY, O., 2005, "Penalty Function Methods for Constrained Optimization with Genetic Algorithms", *Mathematical and Computational Applications*, 10 (1), 45-56.
- ZAMANI, M., KARIMI-GHARTEMANI, M., SADATI, N. and PARNIANI, M., 2009, Design of a fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization, *Control Engineering Practice*, 17, 1380-1387.
- YALÇIN, E., ÇAM, E., VARDAR, T. ve LÜY, M., 2010, PID Kontrolör ile İki Bölge Güç Sistemlerinde Yük Frekans Kontrolünün İncelenmesi, *Int. J. Eng. Research & Development*, 2 (1), 167-71.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : BOZALİ, Beytullah
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 21.01.1982 Akçaabat
Medeni hali : Evli
Telefon : 0 (535) 546 52 63
e-mail : beytullahbozali@duzce.edu.tr

Eğitim

| Derece | Eğitim Birimi | Mezuniyet Tarihi |
|---------------|---|------------------|
| Yüksek lisans | Düzce Üniversitesi /Elektrik Eğitimi Bölümü | Halen |
| Lisans | Fırat Üniversitesi/ Elektronik Öğretmenliği | 2007 |
| Ön Lisans | KTU-Trabzon Meslek Yüksekokulu/Elektronik | 2003 |
| Lise | Alçaabat Çok Programlı Meslek Lisesi | 1999 |

İş Deneyimi

| Yer | Görev | Yıl |
|----------------------------|--------------------------------|------------|
| Düzce Üniversitesi | Bilgisayar İşletmeni | 2010-Halen |
| Özdil Çok Programlı Lisesi | Öğretmenlik (Ücretli Öğretmen) | 2009 |

Yabancı Dil

İngilizce