

66495

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SENKRON MAKİNANIN KARARLILIK İNCELENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elek. Müh. M. Bora KATİPOĞLU

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 20 Ocak 1997

Tezin Savunulduğu Tarih : 12 Şubat 1997

Tez Danışmanı : Doç Dr. Ayşen DEMİRÖREN

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. M. Emin TACER

Y. Doç. Dr. Hasan DAĞ

ŞUBAT 1997

ÖNSÖZ

Bu çalışmada senkron generatör, uyarma sistemi, türbin (buhar türbini) ve devir sayısı regülatöründen oluşan bir sistemin sonsuz güçlü bir barayı beslemesi esnasında iletim hattında meydana gelen bir bozucu etki sonucunda sistemin davranışı incelenmiştir. Bir enerji sisteminde aranan en büyük özellik, sistem bir bozucu etkiye maruz kaldığında sisteme bağlanmış regülatörlerin hızlı bir şekilde devreye girerek sistemin bozucu etki öncesi çalışma şartlarına hızlı bir şekilde tekrar geri dönmesidir. Yapılan çalışmada bu temelden hareket edilerek sisteme gerilim regülatörleri bağlanarak V_t bara gerilimi, omega açısı ve güç açısı δ nin regülatörlü ve regülatörsüz durumlar için incelenmesi yapılmıştır.

Bu çalışmamda benden yardımlarını esirgemeyen değerli tez danışmanım Doç.Doktor Sayın Ayşen Demirören' e sonsuz teşekkürlerimi bir borç bilirim.

OCAK 1997

Elek. Müh. M.Bora Katipoğlu

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	II
ŞEKİL LİSTESİ.....	VI
NOTASYON LİSTESİ.....	VII
ÖZET.....	VIII
SUMMARY.....	IX
BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2. SENKRON GENERATÖR.....	4
2.1 Senkron Makinanın Klasik Modelleri.....	4
2.2 Senkron Makinanın Durum Uzay Modelleri.....	6
2.3 Senkron Makinanın Lineer Olmayan Durum Uzay Modeli.....	11
BÖLÜM 3. TÜRBİN VE DEVİR SAYISI REGÜLATÖRÜ.....	17
3.1. Türbin Ve Devir Sayısı Regülatörünün Durum Uzay Modeli.....	17
BÖLÜM 4. UYARMA SİSTEMLERİ.....	20
4.1. Uyarma Sistemleri.....	20
4.2. Bir Uyarma Sisteminin Elemanları.....	21
4.3. Uyarma Sistemi Tipleri.....	22
4.3.1. D.A Uyarma Sistemi.....	22
4.3.2. A.A Uyarma Sistemi.....	23
4.3.3. Statik Uyarma Sistemi.....	23
4.3.3.1. Potansiyel-Kaynak Kontrollü Doğrultucu Uyarma Sistemleri.....	24
4.3.3.2. Bileşik Kontrollü Doğrultucu Uyarma Sistemleri.....	24

4.3.3.3.	Bileşik Kaynaklı Doğrultucu Devreler.....	25
4.4.	Uyarma Sistemlerinin Modellemesi.....	26
4.5.	Uyarma Doyması.....	28
4.6.	Gerilim Regülatörleri.....	29
4.7.	Otomatik Gerilim Regülatörleri.....	30
4.8.	Otomatik Gerilim Regülatörlerinin Statik Doyması.....	30
4.9.	Otomatik Gerilim Regülatörlerinin Dinamik Cevabı.....	31
4.10.	Otomatik Gerilim Regülatör Tipleri.....	31

BÖLÜM 5. ADAPTİF KONTROL.....35

5.1.	Adaptif Kontrol Sistemlerinin Tanıtılması.....	35
5.2.	Adaptif Şemalar.....	36
5.3.	Kuvvetli Yüksek Kazanç Kontrolü.....	36
5.4.	Öz Osilasyonlamalı Adaptif Sistem.....	37
5.5.	Kazanç Listelemesi.....	38
5.6.	Otomatik Ayarlama.....	39
5.7.	Model Uyumlu Adaptif Sistemler.....	39
5.8.	Gerçek Zaman Hesabı.....	41
5.9.	MRAS İle STR Arasındaki İlişki.....	41
5.10.	Direkt Ve Endirekt Adaptif Regülatörler.....	42
5.11.	Kesin Eşitlik Prensibi.....	42
5.12.	Adaptif Kontrol Teorisi.....	42
5.13.	Adaptif Sistemler Neden Non-lineerdir.....	43
5.14.	Anahtar çıkarımlar.....	43
5.15.	Adaptasyon Ve Ayarlama.....	43
5.16.	Kararlılık.....	44
5.17.	Parametre Birleşimi.....	45
5.18.	Yavaş Adaptasyon Ve Ortalama Yöntemi.....	45
5.19.	Stokastik Kontrol Teoride Elde Edilmiş Adaptif Şemalar.....	46

5.20.	En Küçük Kareler Yöntemi Ve Parametre Kestirimi.....	48
5.21.	Parametre Sayısındaki Tekrarlama.....	51
5.22.	Zamanla Değişen Parametreler.....	52
5.23.	Exponansiyel Unutmalı En Küçük Kareler.....	52
5.24.	Self Tuning Regülatörlerin Temel Fikri.....	53
5.25.	Endirekt Self Tuning Regülatörler.....	56
5.26.	Birleşim.....	57
5.27.	Bilinen Sistemler İçin Altı Çizili Tasarım Sorunu	57
5.28.	Tek Makinalı Güç Sistemlerinin Kararlılığının İyileştirilmesi İçin Self Tuning Kontrol Şeması.....	58
5.28.1.	Önerilen Self Tuning Kontrol Şeması.....	59
BÖLÜM 6. SİMÜLASYONLAR.....		63
6.1.	Sistemin Durum Uzay Modelinin Verilmesi.....	63
6.2.	Programın Algoritmasının Verilmesi.....	66
SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....		86
KAYNAKLAR.....		89
ÖZGEÇMİŞ.....		91

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1. Senkron Makinanın Klasik Modeli.....	5
Şekil 2.2. Sonsuz Büyük Güçlü Şebekeye Bağlı Senkron Makina.....	10
Şekil 3.1. Turbo Generatör Ünitesi.....	19
Şekil 4.1. Senkron Generatörün Uyarma Kontrol Sisteminin Fonksiyonel Blok Diyagramı.....	21
Şekil 4.2. Amplitudlu D.A Uyarma Sistemi.....	23
Şekil 4.3. Potansiyel-Kaynak Kontrollü Doğrultucu Sistem.....	24
Şekil 4.4. Bileşik Kontrollü Doğrultucu Uyarma Sistemi.....	25
Şekil 4.5. GENERREX Bileşik Kontrollü Doğrultuculu Uyarma Sistemi.....	25
Şekil 4.6. Uyarma Blok Diyagramı.....	27
Şekil 4.7. Uyarma Sistemi Kontrol ve Koruma Sistemleri.....	28
Şekil 4.8. Doyma Eğrisi.....	29
Şekil 4.9. A Tipi Gerilim Regülatörü.....	32
Şekil 4.10. C Tipi Gerilim Regülatörü.....	32
Şekil 4.11. G Tipi Gerilim Regülatörü.....	33
Şekil 5.1. Robust Yüksek Kazanç Sistemin Blok Diyagramı.....	37
Şekil 5.2. Öz-Salınımlı Adaptif Sistemin Blok Diyagramı.....	37
Şekil 5.3. Kazanç Listelemeli Sistemin Blok Diyagramı.....	38
Şekil 5.4. Model Uyumlu Adaptif Sistem.....	39
Şekil 5.5. Hata Modeli.....	40
Şekil 5.6. Stokastik Kontrol Teorisinden Elde Edilmiş Adaptif Regülatörün Blok Diyagramı.....	48
Şekil 5.7. Self-Tuning Regülatörün Blok Diyagramı.....	54
Şekil 6.1. Simülasyonu Yapılan Sistem.....	63

NOTASYON LİSTESİ

T_f	: ohm olarak makina alan direnci.
T_A veya T_{A1}	: Regülatör zaman sabiti. (s)
T_{A2}	: Regülatör zaman sabiti. (s)
T_R	: Regülatör giriş filtresi zaman sabiti. (s)
K_A	: Regülatör kazancı. (pu)
SCR	: Makina kısa devre oranı.
V_{max}	: Max. regülatör çıkışı, tam yük alan ger. den başlayan.
V_{min}	: Min. regülatör çıkışı, tam yük alan ger. den başlayan.
K_E	: Tam yük alan geriliminde uyarma öz uyarımı.
T_E	: Uyarma zaman sabiti.
S_{cmax}	: Sınır geriliminde dönen uyarma doyması.
$S_{E.75max}$	: 0.75 sınır geriliminde dönen uyarma doyması.
A_{EX}	: Dönen uyarma için kontrollü doyma sabiti
B_{EX}	: Dönen uyarma için kontrollü doyma sabiti
E_{FDmax}	: Max. uyarma gerilimi veya sınır gerilimi.
E_{FDmin}	: Min. uyarma gerilimi.
K_F	: Regülatör kararlı kılma devre kazancı.
T_F veya T_{F1}	: Regülatör kararlı kılma devre zaman sabiti.
T_{F2}	: Regülatör kararlı kılma zaman sabiti.
δ	: Sonsuz barayla ilgili rotor açısı.
w	: Rotor hızı.
V_R	: Uyarıcı gerilimi.
T_{ex}	: Uyarma zaman sabiti.
H	: Atalet momenti.
E_{fd}	: Uyarma gerimi.
e	: Hata sinyali.

ÖZET

Bu çalışmada sonsuz güçlü bir şebekeye bağlı senkron makina, iletim hattı ve tahrik makinasının (Buhar türbini) durum uzay modelleri çıkarılmış ve güç sisteminde bir bozucu etki olması esnasında sistemin davranışları bozucu etki öncesi sonrası ve sırasında incelenmiştir. Sisteme eklenen otomatik gerilim regülatörünün sistem kararlılığı üzerindeki etkisi incelenmiş ve daha sonra sistem kararlılığının artırılması amacıyla adaptif kontrolörlerden biri olan öz ayar regülatörü (self-tuning regulator) sisteme eklenerek çıkış değişkenleri tekrar incelenmiştir.

Senkron generatör ve uyarmayı içeren durum uzay modeli ikinci bölümde, türbin, devir sayısı regülatörünü içeren durum uzay modeli üçüncü bölümde, uyarma sistemlerinin tanıtılması türleri ve otomatik gerilim regülatörleri dördüncü bölümde, adaptif kontrol sistemleri hakkında genel bilgi, tekrarlamalı en küçük kareler yönteminin tanıtılması ve öz ayar regülatörleri hakkında genel bilgi beşinci bölümde ve son olarakta Fortran 77 bilgisayar programıyla sistem simülasyonları ve çıkış grafiklerinin alınması altıncı bölümde verilmiştir.

SUMMARY

In this study, we discussed modeling excitation systems, turbine, governor and voltage regulator, applied the voltage regulator to the power system. Then adaptive regulators were examined and we discussed that how affect the adaptive regulator (especially self tuning regulators) system stability. For this study we must first develop the steady state matrix of the system which consis of a synchronous generator, a governor and a steam turbine. Then the voltage regulator are added to the power system and the effect of the voltage regulator.

Stability is the main problem for the power system. Because in a power system, desired voltage (current) generated by the synchronous generator, must be stable. The target of this study is to develop the power system stability model by adding voltage regulator and adaptive controller. For realization of this target, we first studied steady state matrix of power system, real time parameter estimation method (Recursive least-square estimation) , voltage regulators, adaptive control and adaptive control systems (Self tuning regulators) , modeling the excitation system, turbine, governor and voltage regulator. Finally the system which explained above, is simulated by FORTRAN 77 computer program. Now we illustrate briefly the subject which will be widely studied later.

A recent trend in power system operation is towards computerized control and management. One class of digital adaptive regulators called self-tuning regulators are suitable for this purpose. In synchronous generator control a conflict arises between the small sampling interval necessary to track the dynamics and large computation time required by the process computer. A dual-rate sampling model is suggested to alleviate this problems. A class of self-tuning regulators called dual rate self-tuning regulators (we are not interest in this class of self-tuning regulators).

Voltage regulators were first designed to keep the voltage at the desired value with varying loads. It was later noticed that in some cases the use of voltage regulators led to transient instability and machines had a tendency to oscillate continuously under certain loading conditions. Thus increasing attention has been focused on the effects of excitation control on damping of oscillations. In particular it has been found useful and practical to incorporate stabilizing signals derived from speed, frequency or power, superimposed on the voltage error signal (ΔV) to provide damping.

Synchronous machines are nonlinear and subject to continuous changes and disturbances. It is desirable to design the structure and parameter values of a controller which will function satisfactorily for the various operating conditions. To achieve an acceptable performance the design of the voltage regulator structure and selection of parameters have to be done carefully. It inevitably involves large amounts of experimentation on the machine. Tuning procedures provide optimum performance for the worst conditions, so that performance will be satisfactory over a wide range of operation.

Adaptive regulators are very suitable for plants whose operating conditions change. The situation is depicted in Fig. 1. If the plant has one set of parameters the elements in the controller should have an optimum set of values to achieve an optimum performance of the output. If the plant parameters change, the controller parameters will no more be optimal unless they also change accordingly. Adapter regulators satisfy this need for changing the controller parameters.

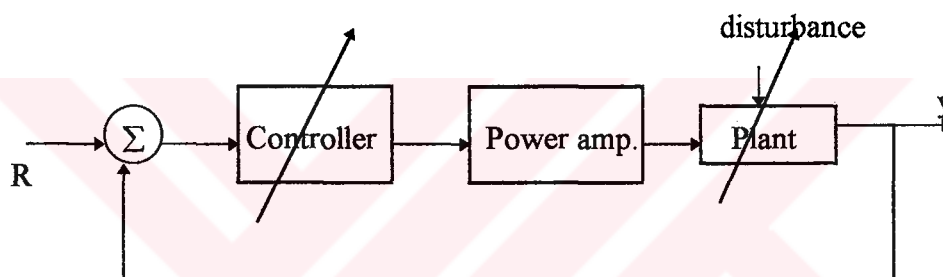


Fig. 1. The controller with variable parameters for a varying plant.

A popular regulator which can change the controller parameters to give optimal performance under varying operating conditions is called the self-tuning regulator (STR) and is shown in Fig. 2. An STR is a digital adaptive regulator which has the facility to change the controller parameters continuously by tracking the operating conditions in real time and modifying the parameters accordingly.

In applying the STR theory to the excitation control problem, it has been found that due to the computational burdens imposed upon the process computers, particularly the microcomputers, the sample time required tends to be too large to track machine dynamics. To avoid this a dual rate sampling model is suggested. Multirate control systems are known to give better performance. Comparison of performance is made with the STR and also with an analog AVR designed following the widely accepted guidelines. It is demonstrated that the proposed regulator gives superior performance.

serve the purpose. A change in the load supplied to the system will affect the terminal voltage as well as the load angle and $\Delta\omega$ transiently. If this load disturbance is uncorrelated (i.e. the load at one sample is not related to the sample at the preceding or next sample), has zero mean and is of finite variance, the system with control voltage as the input and terminal voltage as the output can be identified and controlled successfully using the latest-squares prediction model. But such disturbances are usually persistent, e.g. a load comes on and stays on, or the machine is required to share more load with the system. If such disturbances can be measured or estimated, they can be included in the model by augmenting eqn. These variables are called feed forward inputs.

If power system is nonlinear and time varying. Excitation controllers and power system stabilizers with fixed parameters are designed for a given operating point. They can not provide optimal performance at other operating points. An adaptive controller can track the controlled system by parameter identification, and thus the controller can always give optimal control. So, the emphasis of research on excitation control and power system stabilizers in recent years has been on adaptive control algorithm.

In 1968, models for system in use at that time were presented by the excitation system subcommittee, and have since been widely used by the industry. While such models are still adequate for many types of system stability studies, improved models of those systems are presented which reflect current knowledge and modeling practices. In addition, several new excitation systems are now in use which can not be adequately represented by the older models.

When the behavior of synchronous machines is to be accurately simulated in power system stability studies, it is essential that their excitation systems be modeled in sufficient detail. The desired models must be suitable for representing the actual excitation equipment performance for large, severe disturbances as well as for small perturbations.

An earlier IEEE Committees Report on Excitation System models has provided a reference for manufacturers, owners and system analysts since 1968. It established a common nomenclature, presented mathematical models for excitation systems then in common use, and defined parameters for those models. This report is an extension of that work. It provides models for new types of excitation equipment not covered previously as well as improved models for older equipment. To some extent, the model structures presented are intended to facilitate the use of field test data as a means of obtaining model parameters. Although the earlier report contained typical model parameters applicable to some of the models makes the definition of such typical data difficult.

The models are valid for frequency deviations of $\pm 5\%$ from rated frequency and oscillation frequencies up to about 3 Hz. However, the analysis of subsynchronous resonan-

ce and the shaft torsional spectrum is beyond the scope of these models. Care should be taken in using them outside these limits.

The general functional block diagram in Fig. 4 indicates the various generator excitation subsystems which are customarily represented in electrical power system studies.

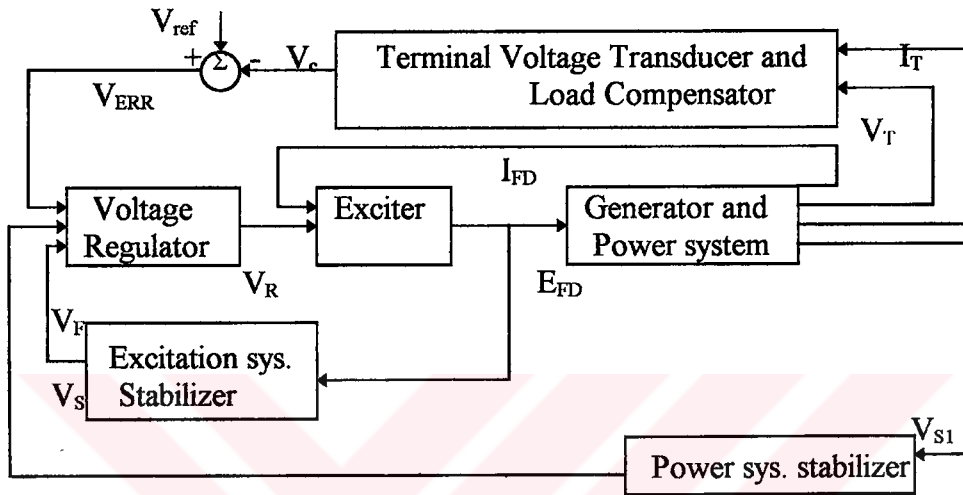


Fig. 4. General functional block diagram for generator excitation control system

V_{ERR} : Voltage error signal
 V_S : Power system stabilizer output
 V_{S1} : Power system stabilizer input
 V_F : Excitation system stabilizer output
 V_T : General terminal voltage
 V_C : Compensator voltage output
 V_R : Voltage regulator output

Three distinctive types of excitation system are identified on the basis of excitation power source:

- * Type DC Excitation Systems which utilize a direct current generator with a commutator as the source of excitation system power.
- * Type AC Excitation Systems which use an alternator and either stationary or rotating rectifiers to produce the direct current needed for the generator field,
- * Type ST Excitation System in which excitation power is supplied through transformers and rectifiers.

In everyday language, to ‘adapt’ means to change a behavior to conform to new circumstances. Intuitively, an adaptive regulator is a regulator that can modify its behavior in response to changes in the dynamics of the process and the disturbances. Since ordinary feedback has been introduced for the same purpose, the question of the difference between feedback control and adaptive control immediately arises. Over the years there have been many attempts to define adaptive control. At an early symposium in 1961 a long discussion ended with the following suggested definition: ‘ An adaptive system is any physical system that has been designed with an adaptive viewpoint.’ A new attempt was made by an IEEE committee in 1973. It proposed a new vocabulary based on notions like self-organizing control (SOC) system, parameter adaptive SOC, performance-adaptive SOC and learning control system. A meaningful definition of adaptive control, which would make it possible to look at a regulator hardware and software and decide if it is adaptive or not, is still lacking. There appears, however, to be a consensus that a constant-gain feedback is not a adaptive system.



BÖLÜM 1 : GİRİŞ

Bir elektrik enerji sistemi göz önüne alındığında, böyle bir sistemin birbirine göre hareketli elemanların birleşiminden oluştuğu görülür. Öyleki özellikleri bakımından bu elemanları iki grupta toplamak toplamak olasıdır;

i) Güç elemanları : Mekanik enerji sağlayan tahrik sistemleri, üreteçler (senkron generatörler) , transformatörler, enerji iletim ve dağıtım hatları ve elektriksel yük.

ii) Denetleme elemanları : Tahrik sistemlerine ilişkin mekanik regülatörler (hız regülatörleri), senkron generatörlere ilişkin uyarma sistemi regülatörleri (gerilim ve açı regülatörü), röleler ve açma kapama elemanları gibi.

Bu ayırmadan da anlaşılacağı üzere bir enerji sistemi, elektromekanik bir sistemdir. Bu nedenle sistemin işleyişinde elektriksel elemanların işlevleri yanı sıra, mekaniksel elemanların işlevleride gözönüne alınmalıdır.[1]

Enerji sistemlerinin en önemli ögesi, senkron generatörlerdir. Sistemin güvenilir bir şekilde işleyişi büyük ölçüde, sistemde bulunan senkron makinelerin paralel çalışmalarına bağlıdır. Ani yüklemeler, enerji iletim hatlarındaki kısa devre arızaları gibi bazı durumlarda senkronizma bozulur. Diğer taraftan elektriksel yükler, ideal olarak sabit bir gerilim ve frekansla beslenmelidir. Başka bir deyişle hem gerilim, hem frekans elektriksel yükün gerektirdiği değerlerde olmalıdır. Öyleki bunlardaki değişim belli bir toleransın içinde kalmalıdır. Örneğin gerilimdeki değişim $\pm\%10$, frekansdaki değişim bir kaç hertz içinde kalmalıdır. Bu nedenlerden dolayı güvenilirlik ve kalite, bir enerji sisteminin en önemli iki özelliğidir.

Elektriksel enerji gereksinimi, çağımızdaki gelişmeler ve artan dünya nüfusu ile orantılı olarak hızla artmaktadır. Günümüzde bu gereksinim giderek büyüyen büyük güçlü

senkron generatörlerin oluşturulmasıyla sağlanmaktadır. Bunun yanında enerji üretim merkezlerinin yerleşim bölgelerinden uzaklarda kurulma gerekliliği, oldukça uzun yüksek gerilim iletim hatlarının (400 kV'un üstünde) kullanılması zorunluluğu doğmuştur. Ancak, enerji üretiminin ve buna bağlı olarak da dağıtımının büyümesi, önemli işletme ve kontrol sorunlarını birlikte getirmiştir. Öyle ki bu sorunlarda en önemlisi enerji sisteminin kararlılığı ile ilgili olanıdır. Enerji sistemlerinde kararlılık, bir bozucu etkiye maruz kalan sistemin bozucu etki sonrası tekrar bozucu etki öncesi çalışma koşullarına dönme yeteneği anlamındadır. Bir enerji sistemi ancak, sisteme ilişkin mekaniksel giriş ve elektriksel çıkış enerjileri arasında sürekli bir uyumun bulunması koşulu ile kararlı olarak çalışabilir. Burada sözü geçen mekaniksel giriş enerjileri, sistemdeki senkron generatörlere ilişkin tahrik sistemlerinin enerjileridir. Elektriksel çıkış enerjileri ise, elektriksel yüklerle ilgilidir. Büyük bozucu etki olarak nitelenen ani yük değişimleri, enerji iletim hatlarındaki kısa devreler, açma kapama işlemleri ve enerji iletim hatları ile yeraltı kablolarında oluşan kapasitif durumlarda büyük sorunlarla karşılaşılır. (Bu çalışmada iletim hatlarında oluşan kısa devreler sonucu oluşan bozucu etki incelenmiştir)

Yukarıda anlatılan hat kısa devre olayı sonucu, generatör uç gerilimi, delta güç açısı ve delta omega açısında ilk değerlerinden büyük sapmalar meydana gelir. Kısa devre olan hat devreden çıkarılırsa V_t , δ ve $\Delta\omega$ yavaş yavaş sabit bir değere otururlar. Gerilim regülatörünün eklenmesiyle sistemin ilk değerine oturma hızı artar. Pek çok açıdan uyarma sisteminin kalbi gerilim regülatörüdür. Bu çıkış gerilimindeki (ve akımındaki) değişimleri hisseden ve doğru hareket oluşturmaya çalışan bir cihazdır.

Çalışmanın ikinci bölümünde, senkron generatörlerin klasik modellerine kısaca değinilmiş ve senkron generatör durum uzay matrisinin elde edilmesi açıklanmıştır. Üçüncü bölümde ise buhar türbini ve devir sayısı regülatörü hakkında kısaca bilgi verilmiş ve durum uzay matrisinin çıkarılışı tanıtılmıştır. Dördüncü bölümde ise, uyarma sistemleri ve çeşitleri tanıtılmış, modellemesi hakkında bilgi verilmiştir. Ayrıca otomatik gerilim regülatörleri ve türleri hakkında da kısa bilgi verilmiştir. Beşinci bölümde ise, adaptif kontrol sistemleri hakkında kısaca bilgi verildikten sonra, parametre kestirim yöntemlerinden olan en küçük kareler yöntemi tanıtılmış ve self tuning regülatörler ve çeşitleri hakkında genel genel bilgi

verilmiştir. Ek olarak beşinci bölümde self tuning regülatörlerin bilgisayar simülasyonlarının yapılmasında kolaylık sağlayacak algoritmalar verilmiştir. Son olarak altıncı bölümde ise, tüm tez çalışması boyunca tanımlanmaya çalışılan sistemin (Senkron generatör, iletim hattı, türbin ve sonsuz güçlü şebekeden oluşan) Fortran 77 bilgisayar programıyla simülasyonu yapılmış, iletim hattında bir kısa devre yaratılarak, arıza öncesi, esnası ve sonrasında sistemin v_t , $\Delta\omega$, δ çıkışları otomatik gerilim regülatörsüz, regülatörlü durum için ayrı ayrı incelenmiştir. Çıkışlar grafik olarak alınmış ve bölüm sonuna eklenmiştir.



BÖLÜM 2 : SENKRON GENERATÖR

2.1. Senkron Makinanın Klasik Modelleri

Senkron makinalarda endüklenen hareket geriliminin iki bileşenden oluştuğu düşünülebilir;

- Uyarma sargısını halkalayan akıya karşılık düşen bileşen, E'
- Endüi reaksiyonuna karşılık düşen bileşen

Bunlardan endüi reaksiyonuna karşılık düşen bileşen, yük akımları ile ilgili olduğundan ani olarak değişebilir. Buna karşılık E' ani olarak değişmez. Bir büyük bozucu etki sonucu olarak sistem devresinde ani bir değişiklik olduğunda , akı dolayısıyla E' değişmeyecek, ancak, endüi akımları oluşacaktır. Böylece sözü geçen akıyı sabit tutmak için, diğer rotor devrelerinde bu devrelerle ilgili akımlar meydana gelecektir. Bu olay endüktif elektrik devrelerinin geçici olay analizlerinde oldukça kullanışlı olan sabit akı teoremiyle açıklanabilir. Bu teoremi açıklamak için herhangi bir kapalı elektrik devresi gözönüne alalım. Öyleki devrede sonlu bir direnç bulunsun, buna karşın kapasite elemanı bulunmasın, Böyle bir devre için gerilim denklemi aşağıdaki gibi yazılırsa;

$$\sum Ri + \frac{d\psi}{dt} = \sum e \quad (2.1.)$$

olur. Bu denklem zamana göre sıfırdan, Δt ye kadar entegre edilirse

$$\sum R \int_0^{\Delta t} i dt + \Delta\psi = \sum \int_0^{\Delta t} e dt \quad (2.2.)$$

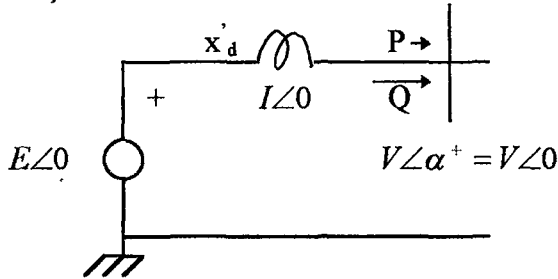
olur. Eğer R ve e sonlu değerler ise, Δt sıfıra yaklaştığında, belirli integraller sıfır olacağından $\Delta\psi=0$ olur. Bu sonuç, sonlu bir direnç ve sonlu bir endüklenen gerilime sahip olan endüktif bir elektrik devresinde halkalanan akının ani olarak değişmediğini gösterir. Direncin

ve endüklenen gerilimin sıfır olması durumunda (2.1.) denklemi

$$\frac{d\psi}{dt} = 0 \quad (2.3.)$$

olacağından zamana göre integrasyon alınırsa, ψ sabit olur. Bu da bir direnç ve endüklenen gerilime sahip olmayan bir devrede akının sabit kaldığını gösterir. Bu açıklamalar, uyarma akısı dolayısıyla, buna karşılık düşen E' hemen değişmeyeceğini gösterir.

Bir bozucu etki esnasında bir senkron makinadaki mekanik salınımların periyodu yaklaşık 1 saniye mertebesinde. Diğer taraftan dörtte bir bir süre sistemin kararlı olup olmadığını belirlemede yeterli bir zamandır. Bunun yanında 0.03 ila 0.04 saniye mertebesinde olan alt geçici zaman sabitleri, mekanik salınımlar periyodu yanında oldukça küçük değerlidir. Bu nedenle alt geçici olay, geçici hal kararlılık analizlerinde göz önüne alınmaz. Örneğin makina uçlarındaki herhangi bir kısa devre durumunda endüi (stator) zaman sabitleri 0.1 ila 0.3 saniye mertebesinde. Boşta çalışmada ise birkaç saniye mertebesinde. Bu nedenle endüvi akımlarının bir bozucu etki sonucu oluşan alternatif ve doğru akım bileşenlerinden doğru akım bileşeninin etkisi göz önüne alınmaz. Kısa olan geçici olay süresinde yukarıda endüklenen gerilim için verilen E' ve endüvi reaksiyon bileşenleri akının sabit kalmasına yardımcı olurlar. Bu durum senkron makinaların klasik modellerinin doğmasına yol açmıştır. Kararlılık analizinde kullanılan senkron makinaların klasik modelleri elde ediliminde kullanılan genel varsayım; Boyuna eksen geçici reaktans gerisinde olan bir gerilim endüklemesi için gerekli sayısal akının, daima uyarma sargı akısına eşit olduğudur. Başka bir deyişle boyuna eksen sabit olduğu şeklindedir. x_d' , boyuna eksen geçici reaktansı olmak üzere, senkron makinaların kararlılık analizinde kullanılan klasik modeller şekil 2.2. 'de verilmiştir.



Şekil 2.1. Senkron makinanın klasik modeli

$E\angle\delta$ sabit gerilimli sürekli hal çalışma koşullarından belirlenir. δ açısı rotor ko-

numu ve V uç gerilimi arasındaki açı olup, geçici olay sırasında $|E|$ sabit tutulur.

Sonuç olarak şekil 2.1. de verilen klasik modelin elde edilişinde yapılan varsayımlar;

- 1) Doymanın etkisi ihmal edilir.
- 2) Amortisör sargılarının etkisi ihmal edilir.
- 3) Mekanik giriş momentinin sabit olduğu varsayılır.
- 4) Devrede bulunan gerilim regülatörünün etkisi ihmal edilir. Bunun anlamı, uyarma akısının sabit kaldığıdır.
- 5) Geçici çıkık kutupluluk etkisi ihmal edilir ($x_d' = x_q$). Bunun anlamı da geçici reaktans x_d' gerisindeki gerilimin sabit kaldığıdır.

Böylece senkron makina klasik modeli için moment ve güç;

$$T_e = \frac{EV}{x_d' \omega} \sin \delta \quad (2.4.)$$

ve güç;

$$P_e = T_e \omega = \frac{EV}{x_d} \sin \delta \quad (2.5.)$$

2.2. Senkron Makinanın Durum Uzay Modelleri

1960' lı yıllarda bilgisayar programcılığında olan gelişmeler, kararlılık analizi için kullanılan matamatiksel modellerin gerçek sistem davranışlarına daha uyumlu olmalarına olanak sağlamıştır. Öyleki oluşturulacak matamatiksel modellerde makina ile ilişkin tüm elektriksel ve mekaniksel etkinlikler gözönüne alınır[1].

Senkron makinanın durum uzay modeli,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) \quad (2.6.)$$

biçiminde oluşturulacaktır. Elde edilecek model doğrusal (lineer), doğrusal olmayan ve sabit terimlerden oluşur.

Sistem teorisinden bilindiği gibi, durum uzayı modelinde genellikle akımlar durum

değişkeni olarak alınırlar. Bununla beraber enerji sistemlerinin analizinde bir takım işlemsel kolaylıklar sağlaması nedeniyle akımlar yerine akılarda durum değişkenleri olarak alınırlar. Bu nedenle bu ayrıtta akılara göre durum uzayı modeli elde edilecektir. Akılara göre durum uzayı modelinin oluşturulması için aşağıdaki gerilim ve moment denklemlerinin akılar cinsinden yazılması gerekmektedir.

$$\begin{aligned}
 v_d &= -Ri_d + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_d}{dt} - \frac{\omega}{\omega_0} \psi_q \\
 v_q &= -Ri_q + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_q}{dt} + \frac{\omega}{\omega_0} \psi_d \\
 v_0 &= -Ri_0 + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_0}{dt} \\
 v_{fd} &= R_{fd}i_{fd} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{fd}}{dt} \\
 0 &= R_{d1}i_{d1} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{d1}}{dt} \\
 0 &= R_{q1}i_{q1} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{q1}}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.7.}$$

ve

$$J \frac{d^2 \delta}{dt^2} + \alpha \frac{d\delta}{dt} + T_e = T_d \tag{2.8.}$$

ve akı bağıntıları;

$$\begin{aligned}
 \psi_d &= -x_{d\sigma} i_d + \psi_{ad} \\
 \psi_q &= -x_{q\sigma} i_q + \psi_{ad} \\
 \psi_{fd} &= x_{fd\sigma} i_{fd} + \psi_{ad} \\
 \psi_{d1} &= x_{d1\sigma} i_{d1} + \psi_{ad} \\
 \psi_{q1} &= x_{q1\sigma} i_{q1} + \psi_{aq}
 \end{aligned} \tag{2.9.}$$

Bu ifadelerden,

$$i_d = \frac{\psi_{ad} - \psi_d}{x_{d\sigma}} \quad i_q = \frac{\psi_{aq} - \psi_q}{x_{q\sigma}} \quad (2.10.)$$

$$i_{fd} = \frac{\psi_{fd} - \psi_{ad}}{x_{fd\sigma}} \quad i_{d1} = \frac{\psi_{d1} - \psi_{ad}}{x_{d1\sigma}} \quad (2.11.)$$

$$i_{q1} = \frac{\psi_{q1} - \psi_{ad}}{x_{q1\sigma}} \quad (2.12.)$$

olarak belirlenirler. Akım değerlerinin (2.13.) ile verilen mıknatıslama akı bağıntılarında kullanılmasıyla,

$$\psi_{ad} = x_{ad}(-i_d + i_{fd} + i_{d1}) \quad (2.13.)$$

$$\psi_{aq} = x_{aq}(-i_q + i_{q1})$$

$$\psi_{ad} = F_1 \left[\frac{\psi_d}{x_{d\sigma}} + \frac{\psi_{fd}}{x_{fd\sigma}} + \frac{\psi_{d1}}{x_{d1\sigma}} \right] \quad (2.14.)$$

$$\psi_{aq} = F_2 \left[\frac{\psi_q}{x_{q\sigma}} + \frac{\psi_{q1}}{x_{q1\sigma}} \right] \quad (2.15.)$$

eşitlikleri elde edilir. Bu eşitliklerde,

$$\frac{1}{F_1} = \frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{d\sigma}} + \frac{1}{x_{fd\sigma}} + \frac{1}{x_{d1\sigma}} \quad (2.16.)$$

$$\frac{1}{F_2} = \frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{q\sigma}} + \frac{1}{x_{q1\sigma}} \quad (2.17.)$$

Diğer taraftan (2.10.) ve (2.11.) ile verilen akım değerleri, (2.7.) gerilim ve (2.8.) moment denklemlerinde kullanılırsa, makinanın 2p kutuplu olması halinde

$$\begin{aligned} v_d &= -R \frac{\psi_{ad} - \psi_d}{x_{d\sigma}} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_d}{dt} - \frac{\omega}{\omega_0} \psi_q \\ v_q &= -R \frac{\psi_{aq} - \psi_q}{x_{q\sigma}} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_q}{dt} + \frac{\omega}{\omega_0} \psi_d \\ v_{fd} &= R_{fd} \frac{\psi_{fd} - \psi_{ad}}{x_{fd\sigma}} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{fd}}{dt} \\ 0 &= R_{d1} \frac{\psi_{d1} - \psi_{ad}}{x_{d1\sigma}} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{d1}}{dt} \end{aligned} \quad (2.18.)$$

$$0 = R_{q1} \frac{\psi_{q1} - \psi_{aq}}{x_{q1}} - \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{q1}}{dt}$$

$$T_d = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{D}{p} \omega + p \left[\psi_d \frac{\psi_{aq} - \psi_q}{x_{q\sigma}} - \psi_q \frac{\psi_{aq} - \psi_d}{x_{d\sigma}} \right]$$

olur. Buradan akımların açık ifadesini yazacak olursak,

$$\begin{aligned} i_d &= - \left(1 - \frac{F_1}{x_{d\sigma}} \right) \frac{\psi_d}{x_{d\sigma}} + \frac{F_1}{x_{d\sigma}} \frac{\psi_{d1}}{x_{d1\sigma}} + \frac{F_1}{x_{d\sigma}} \frac{\psi_{fd}}{x_{fd\sigma}} \\ i_{d1} &= - \frac{F_1}{x_{d\sigma}} \frac{\psi_d}{x_{d1\sigma}} + \left(1 - \frac{F_1}{x_{d1\sigma}} \right) \frac{\psi_{d1}}{x_{d1\sigma}} - \frac{F_1}{x_{d1\sigma}} \frac{\psi_{fd}}{x_{fd\sigma}} \\ i_{fd} &= - \frac{F_1}{x_{d\sigma}} \frac{\psi_d}{x_{fd\sigma}} - \frac{F_1 \psi_{d1}}{x_{fd\sigma} x_{d1\sigma}} + \left(1 - \frac{F_1}{x_{fd\sigma}} \right) \frac{\psi_{fd}}{x_{fd\sigma}} \\ i_q &= - \left(1 - \frac{F_2}{x_{q\sigma}} \right) \frac{\psi_q}{x_{q\sigma}} + \frac{F_2 \psi_{q1}}{x_{q\sigma} x_{q1\sigma}} \\ i_{q1} &= - \frac{F_2 \psi_q}{x_{q\sigma} x_{q1\sigma}} + \left(1 - \frac{F_2}{x_{q1\sigma}} \right) \frac{\psi_{q1}}{x_{q1\sigma}} \end{aligned} \quad (2.19.)$$

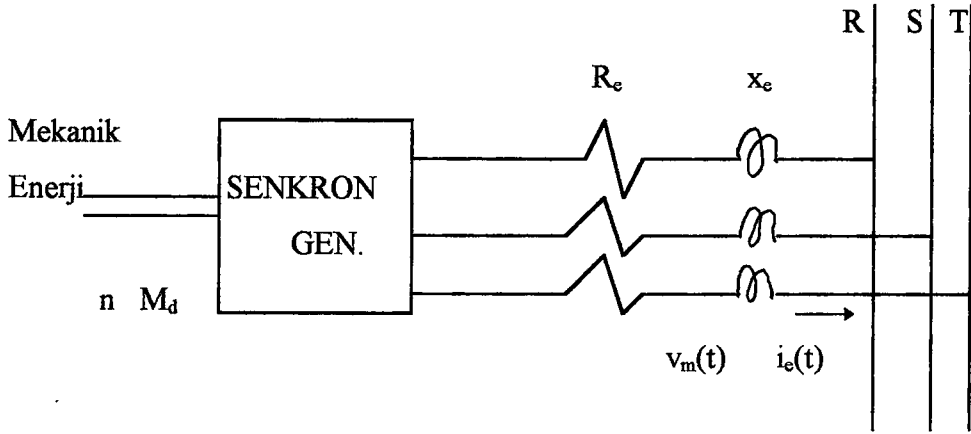
Güç sistemlerinin analizinde çoğunlukla senkron makinanın bir enerji iletim hattı ve bir transformatör üzerinden sonsuz büyük güçlü bir şebekeye bağlı olduğu varsayılarak inceleme yapılır. Enerji iletim sistemlerinin modellenmesi, yapılacak araştırma türüne bağlıdır. Örneğin sürekli halde toplu parametrelili olarak modellenir. Geçici hal kararlılık araştırmalarında ise,

i) İletim sistemlerindeki geçici olay süresinin, geçici hal kararlılık analizinde gözönüne alınan süreye göre oldukça kısa olması

ii) Uygulamalarda kullanılan boyutta bir sistem gözönüne alındığında, iletim sistemlerinin ayrıntılı olarak modellenmesi sonucunda ortaya çıkacak karışıklıkları önleme amacıyla toplu parametrelili modellerin kullanılması yeterlidir. Böylece geçici hal kararlılık analizinde de bunların matematiksel modellerinin doğrusal difransiyel denklemlerle kurulma olanağı elde edilir.

Senkron makinanın sonsuz büyük güçte bir şebekeye, eşdeğer direnci R_e ve reak-

tansı x_e olan bir transformatör ve enerji iletim hattı üzerinden bağlanmış olduğunu varsayalım (Şekil 2.2.)



Şekil 2.2. Sonsuz büyük güçlü şebekeye bağlı senkron makina

Şekil 2.2. daki bağlantı şemasından üç faz için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$\begin{aligned} v_a &= R_e i_a + \frac{L_e}{\omega_0} \frac{di_a}{dt} + v_{a,\infty} \\ v_b &= R_e i_b + \frac{L_e}{\omega_0} \frac{di_b}{dt} + v_{b,\infty} \\ v_c &= R_e i_c + \frac{L_e}{\omega_0} \frac{di_c}{dt} + v_{c,\infty} \end{aligned} \quad (2.20.)$$

(2.20.) denklemlerine simetrik Park denklemleri uygulanırsa,

$$\begin{aligned} v_d &= R_e i_d + \frac{x_e}{\omega_0} \frac{di_d}{dt} - \frac{\omega}{\omega_0} x_e i_q + v_{d,\infty} \\ v_q &= R_e i_q + \frac{x_e}{\omega_0} \frac{di_q}{dt} + \frac{\omega}{\omega_0} x_e i_d + v_{q,\infty} \\ v_0 &= R_e i_0 + \frac{x_e}{\omega_0} \frac{di_0}{dt} + v_{0,\infty} \end{aligned} \quad (2.21.)$$

olur. Sonsuz büyük güçlü şebeke geriliminin,

$$\begin{aligned} v_{a,\infty} &= \sqrt{2} V_\infty \cos(\omega_0 t - \alpha) \\ v_{b,\infty} &= \sqrt{2} V_\infty \cos(\omega_0 t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.22.)$$

$$v_{c,\infty} = \sqrt{2}V_{\infty} \cos(\omega_0 t - \alpha + \frac{2\Pi}{3})$$

olduğunu varsayalım. Bunlara simetrik park dönüşümü $[T]$ uygulanırsa,

$$\left(\theta = \omega_0 t + \delta + \frac{\Pi}{2} \right) \quad (2.23.)$$

olması halinde,

$$\begin{aligned} v_{d,\infty} &= \sqrt{3}v_{\infty} \cos(\delta - \alpha) \\ v_{q,\infty} &= \sqrt{3}v_{\infty} \sin(\delta - \alpha) \\ v_{0,\infty} &= 0 \end{aligned} \quad (2.24.)$$

olur. (2.2.) eşitlikleri (2.21.) ' kullanılır ve (2.21.)' in yeni durumdaki denklemleri (2.18.) denklemlerinde kullanılır, ayrıca mıknatıslanma akıları (2.14.) ve (2.15.) ile verilen akılar cinsinden yazılan değerler kullanılırsa, sözkonusu olan gerilim ve moment denklemi akılar cinsinden yazılmış olur. Bu denklemlerde durum değişkenleri ve giriş büyüklükleri olarak

$$x = \begin{bmatrix} \psi_d & \psi_q & \psi_{fd} & \psi_{d1} & \psi_{q1} & \omega & \delta \end{bmatrix}^T$$

ve

$$u = \begin{bmatrix} 0 & v_{fd} & 0 & 0 & 0 & T_d & 0 \end{bmatrix}^T \quad (2.25.)$$

seçilerek sonsuz büyük güçlü bir şebekeye bir enerji iletim hattı ve bir transformatör üzerinden bağlı olan senkron makinanın akılara göre durum uzay modeli

$$[\dot{x}] = [A][x] + [B][u] + [F]$$

(2.26.)

şekilinde kurulmuş olur. Burada F, durum uzay modelinin lineer olmayan kısmını göstermektedir.

2.3. Senkron Makinaların Lineer olmayan Durum Uzay Modeli

Bir güç sisteminin kontrol etkinliği ve ayar esnekliği bakımından en önemli eleman senkron makinalardır. Daha önceki ayrıştırlarda da belirtildiği gibi sistemin kararlılığı sistemde bulunan senkron makinaların senkronizmada kalıp kalmamaları ile belirlenir. Küçük bir bozucu etkiye maruz kalan sistemin davranışını belirlemek için senkron makinanın lineer modellerinin kurulması gerekmektedir.

Senkron makinanın matamatiksel modelleri, rotor ve stator sargılarının birbirlerine göre hareketli olması nedeniyle zamanla değişken katsayılı lineer olmayan difransiyel denklemlerden oluşur. Bu denklemler, genellikle, simetrik bileşenler ya da Park dönüşümleri ile sabit katsayılı lineer olmayan denklemler biçimine dönüştürülerek çözümlenirler.

Biz dengeli bir çalışma halinde çıkık kutuplu bir senkron makinanın genel denklemlerine Park dönüşümlerinin uygulandığını varsayalım. Bunun yanında, stator temel gerilim ve temel akım için bunlara ilişkin tepe değerleri, rotor büyüklükleri için ise, aynı eksen üzerinde olan her bir rotor sargısının bu eksen üzerinde bulunan stator sargısının oluşturduğu hava aralığı akısına eşit birer akı oluşturdukları varsayımı kullanılır ve açıl hızı için temel büyüklük olarak senkron açıl hızı ve zaman için ise 1/senkron açıl hızı temel büyüklük olarak seçilirse Park dönüşüm sonucu elde edilen denklemler birime indirgenmiş büyüklükler cinsinden

$$\begin{aligned}
 v_{td} &= -R_a i_d + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_d}{dt} - \frac{\omega}{\omega_0} \psi_q \dots \rightarrow \dots \frac{d\psi_d}{dt} = \omega_0 v_{td} + \omega_0 R_a i_d + \omega \psi_q \\
 v_{d1} = 0 &= R_{d1} i_{d1} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{d1}}{dt} \dots \rightarrow \dots \frac{d\psi_{d1}}{dt} = -\omega_0 R_{d1} i_{d1} \\
 v_{fd} &= R_{fd} i_{fd} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{fd}}{dt} \dots \rightarrow \dots \frac{d\psi_{fd}}{dt} = \omega_0 v_{fd} - \omega_0 R_{fd} i_{fd} \\
 v_{t,q} &= -R_a i_q + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_q}{dt} + \frac{\omega}{\omega_0} \psi_d \dots \rightarrow \dots \frac{d\psi_q}{dt} = \omega_0 v_{t,q} + \omega_0 R_a i_q - \omega \psi_d \\
 v_{q,1} &= R_{q,1} i_{q,1} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{q,1}}{dt} \dots \rightarrow \dots \frac{d\psi_{q,1}}{dt} = -\omega_0 R_{q,1} i_{q,1} \\
 \theta &= \omega_0 t + \delta + \frac{\Pi}{2} \dots \Rightarrow \dots \frac{d\theta}{dt} = \omega \dots \rightarrow \dots \frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_0 = \Delta\omega \\
 T_m &= \frac{2H}{\omega_0} \frac{d\omega}{dt} + T_e \dots \rightarrow \dots \frac{d\omega}{dt} = \frac{d\Delta\omega}{dt} = \frac{\omega_0}{2H} (T_m - T_e)
 \end{aligned} \tag{2.27.}$$

$$H = \frac{\text{Kinetik Enerji}}{\text{Nominali Görünen Güç}} = \frac{\frac{1}{2} j \omega_0^2}{S_{s,n}}$$

$$T_e = \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad \text{ve} \quad T_m = T_e(0)$$

Buradan sekron makinanın akılara göre lineer olmayan durum uzay modeli; $p \approx \frac{d}{dt}$ olarak kabul edersek:

$$\begin{aligned} p\psi_d &= \omega_0 V \sin \delta - \omega_0 (R_a + R_{t,r} + R_h) \left(1 - \frac{F_1}{x_{d,\sigma}}\right) \frac{1}{x_{d,\sigma}} \psi_d + \omega_0 (R_a + R_{t,r} + R_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{d,1,\sigma}} \\ &+ \omega_0 (R_a + R_{t,r} + R_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{f,d,\sigma}} \psi_{f,d} + \omega_0 (x_{t,r} + x_h) \left(1 - \frac{F_2}{x_{q,\sigma}}\right) \frac{1}{x_{q,\sigma}} \psi_q - \omega_0 (x_{t,r} + x_h) \frac{F_2}{x_{q,\sigma} x_{q,1,\sigma}} \psi_{q,1} \\ &+ \omega_0 \psi_q + \Delta \omega \psi_q - (x_{t,r} + x_h) \left(1 - \frac{F_1}{x_{d,\sigma}}\right) \frac{1}{x_{d,\sigma}} p\psi_d + (x_{t,r} + x_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{d,1,\sigma}} p\psi_{d,1} + (x_{t,r} + x_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{f,d,\sigma}} p\psi_{f,d} \\ &= \frac{1}{1 + (x_{t,r} + x_h) \left(1 - \frac{F_1}{x_{d,\sigma}}\right) \frac{1}{x_{d,\sigma}}} \left[(x_{t,r} + x_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{d,1,\sigma}} p\psi_{d,1} + (x_{t,r} + x_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{f,d,\sigma}} p\psi_{f,d} + \omega_0 V \sin \delta \right] \\ &\quad \left[-\omega_0 (R_a + R_{t,r} + R_h) \left(1 - \frac{F_1}{x_{d,\sigma}}\right) \frac{1}{x_{d,\sigma}} \psi_d + \omega_0 (R_a + R_{t,r} + R_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{d,1,\sigma}} \psi_{d,1} \right] \\ &\quad + \omega_0 (R_a + R_{t,r} + R_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{f,d,\sigma}} \psi_{f,d} + \omega_0 (x_{t,r} + x_h) \left(1 - \frac{F_2}{x_{q,\sigma}}\right) \frac{1}{x_{q,\sigma}} \psi_q - \omega_0 (x_{t,r} + x_h) \frac{F_2}{x_{q,\sigma} x_{q,1,\sigma}} \psi_{q,1} \\ &\quad \left[+\omega_0 \psi_q + \Delta \omega \psi_q \right] \\ p\psi_{d,1} &= \omega_0 R_{d,1} \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{d,1,\sigma}} \psi_d - \omega_0 R_{d,1} \left(1 - \frac{F_1}{x_{d,1,\sigma}}\right) \frac{1}{x_{d,1,\sigma}} \psi_{d,1} - \omega_0 R_{d,1} \frac{F_1}{x_{d,1,\sigma} x_{f,d,\sigma}} \psi_{f,d} \\ p\psi_{f,d} &= \omega_0 v_{f,d} + \omega_0 R_{f,d} \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{f,d,\sigma}} \psi_d + \omega_0 R_{f,d} \frac{F_1}{x_{f,d,\sigma} x_{d,1,\sigma}} \psi_{d,1} - \omega_0 R_{f,d} \left(1 - \frac{F_1}{x_{f,d,\sigma}}\right) \frac{1}{x_{f,d,\sigma}} \psi_{f,d} \\ p\psi_{q,1} &= \omega_0 R_{q,1} \frac{F_2}{x_{q,\sigma} x_{q,1,\sigma}} \psi_q - \omega_0 R_{q,1} \left(1 - \frac{F_2}{x_{q,1,\sigma}}\right) \frac{1}{x_{q,1,\sigma}} \psi_{q,1} \end{aligned}$$

$$p\delta = \Delta\omega$$

$$p\Delta\omega = \frac{\omega_0}{2H} \left[T_m + \left(1 - \frac{F_2}{x_{q,\sigma}} \right) \frac{1}{x_{q,\sigma}} \psi_q \psi_d - \frac{F_2}{x_{q,\sigma} x_{q,1,\sigma}} \psi_{q,1} \psi_d - \left(1 - \frac{F_1}{x_{d,\sigma}} \right) \frac{1}{x_{d,\sigma}} \psi_d \psi_q + \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{d,1,\sigma}} \psi_{d,1} \psi_q \right] \\ \left[+ \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{f,d,\sigma}} \psi_{f,d} \psi_q \right]$$

$$p\psi_q = \omega_0 V \cos \delta - \omega_0 (R_{t,r} + R_h + R_a) \left(1 - \frac{F_2}{x_{q,\sigma}} \right) \frac{1}{x_{q,\sigma}} \psi_q + \omega_0 (R_{t,r} + R_h + R_a) \frac{F_2}{x_{q,\sigma} x_{q,1,\sigma}} \psi_{q,1} \\ - \omega_0 (x_{t,r} + x_h) \left(1 - \frac{F_1}{x_{d,\sigma}} \right) \frac{1}{x_{d,\sigma}} \psi_d + \omega_0 (x_{t,r} + x_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{d,1,\sigma}} \psi_{d,1} + \omega_0 (x_{t,r} + x_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{f,d,\sigma}} \psi_{f,d} \\ - \omega_0 \psi_d - \Delta\omega \psi_d - (x_{t,r} + x_h) \left(1 - \frac{F_1}{x_{q,\sigma}} \right) \frac{1}{x_{q,\sigma}} p\psi_q + (x_{t,r} + x_h) \frac{F_2}{x_{q,\sigma} x_{q,1,\sigma}} p\psi_{q,1} \\ = \frac{1}{1 + (x_{t,r} + x_h) \left(1 - \frac{F_2}{x_{q,\sigma}} \right) \frac{1}{x_{q,\sigma}}} \left[(x_{t,r} + x_h) \frac{F_2}{x_{q,\sigma} x_{q,1,\sigma}} p\psi_{q,1} + \omega_0 V \cos \delta - \omega_0 (R_a + R_{t,r} + R_h) \right] \\ \left(1 - \frac{F_2}{x_{q,\sigma}} \right) \frac{1}{x_{q,\sigma}} \psi_q + \omega_0 (R_a + R_{t,r} + R_h) \frac{F_2}{x_{q,\sigma} x_{q,1,\sigma}} \psi_{q,1} - \omega_0 (x_{t,r} + x_h) \left(1 - \frac{F_1}{x_{d,\sigma}} \right) \frac{1}{x_{d,\sigma}} \psi_d \\ + \omega_0 (x_{t,r} + x_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{d,1,\sigma}} \psi_{d,1} + \omega_0 (x_{t,r} + x_h) \frac{F_1}{x_{d,\sigma} x_{f,d,\sigma}} \psi_{f,d} - \omega_0 \psi_d - \Delta\omega \psi_q$$

Burada;

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{(x_{t,r} + x_h) I \cos \varphi - (R_{t,r} + R_h) I \sin \varphi}{V_t - (x_{t,r} + x_h) I \sin \varphi - (R_{t,r} + R_h) I \cos \varphi}$$

$$\operatorname{tg} \delta_t = \frac{x_q I \cos \varphi - R_a I \sin \varphi}{V_t + x_q I \sin \varphi + R_a I \cos \varphi}$$

$$\delta = \delta_t + \alpha$$

$$E_{f,d} = V_t \cos \delta_t + R_a I_q + x_d I_d \dots \dots I_d = I \sin(\delta_t + \varphi) \dots \dots \text{ve} \dots \dots I_q = I \cos(\delta_t + \varphi) \text{ dir.}$$

Burada;

$$\begin{aligned}
x_d &= x_{d,\sigma} + x_{a,d} & x_q &= x_{q,\sigma} + x_{a,q} \\
x_{d,1} &= x_{d,1,\sigma} + x_{a,d} \dots \dots \dots x_{f,d} = x_{f,d,\sigma} + x_{a,d} \\
x_{q,1} &= x_{q,1,\sigma} + x_{a,d}
\end{aligned}$$

Sonuç olarak senkron makinanın durum uzay matrisi:

$$\begin{aligned}
A_1 &= F_1 / (x_{d,\sigma} - 1) / x_{d,\sigma} & A_2 &= F_1 / (x_{d,\sigma} x_{f,d,\sigma}) & A_3 &= F_1 (x_{d,\sigma} x_{d,1,\sigma}) \\
B_1 &= F_2 / (x_{d,\sigma} - 1) / x_{d,\sigma} & B_2 &= F_2 / (x_{d,\sigma} x_{q,1,\sigma}) & B_3 &= (F_2 / x_{q,1,\sigma} - 1) / x_{q,1,\sigma} \\
C_1 &= (F_1 / x_{f,d,\sigma} - 1) / x_{f,d,\sigma} & C_3 &= F_1 / (x_{f,d,\sigma} x_{d,1,\sigma}) & C_4 &= (F_1 / x_{d,1,\sigma} - 1) / x_{d,1,\sigma}
\end{aligned}$$

ve

$$R_e = (R_{tr} + R_h) \quad , \quad x_e = (x_{tr} + x_h) \quad (2.28.)$$

olduğunda akılara göre lineer olmayan durum uzay matrisi;

$$\frac{d}{dt}[x] = [A][x] + [B][u] \text{ dir. Buradan A matrisi;}$$

$$\begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & A_4 \end{bmatrix} = [A]$$

Burada A_1 , A_2 , A_3 ve A_4 matrisleri:

$$\begin{aligned}
[A_1] &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{DKD\omega_0}{2H} & \frac{\omega_0 A_1 \psi_q}{2H} & \frac{\omega_0 A_2 \psi_q}{2H} \\ \omega_0 V_B \sin \delta & \psi_q & \omega_0 A_1 (R_a + R_e) & \omega_0 A_2 (R_a + R_e) \\ 0 & 0 & \omega_0 A_2 R_{f,d} & \omega_0 C_1 R_{f,d} \end{bmatrix} \\
[A_2] &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\omega_0 A_3 \psi_q}{2H} & -\frac{\omega_0 B_1 \psi_d}{2H} & -\frac{\omega_0 B_2 \psi_d}{2H} & 0 \\ \omega_0 A_3 (R_a + R_e) & \omega_0 & 0 & 0 \\ \omega_0 C_3 R_{f,d} & 0 & 0 & \frac{\omega_0 R_{f,d}}{x_{a,d}} \end{bmatrix} \\
[A_3] &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \omega_0 A_3 R_{k,d} & \omega_0 C_3 R_{k,d} \\ \omega_0 V_B \cos \delta & -\psi_d & -\omega_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (2.29.)$$

$$[A_4] = \begin{vmatrix} \omega_0 C_4 R_{k,d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_0 B_1 (R_a + R_e) & \omega_0 B_2 (R_a + R_e) & 0 \\ 0 & \omega_0 B_2 R_{k,q} & \omega_0 B_3 R_{k,q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

Burada x matrisi (durum değişkenleri)

$$[x] = \begin{vmatrix} \delta \\ \Delta\omega \\ \psi_d \\ \psi_{fd} \\ \psi_{d1} \\ \psi_q \\ \psi_{q1} \\ e_{fd} \end{vmatrix}$$

dır. $[u]$ matrisi ise,

$$\begin{vmatrix} V_R \\ U_{GM} \end{vmatrix}$$

olarak verilen ikiye bir bir matristir. Son olarak B matrisi, satır ve sütunları sıfır olan 2x8 boyutlu bir matristir.

BÖLÜM 3 : TÜRİN VE DEVİR SAYISI REGÜLATÖRÜ

3.1. Türbin Ve Devir Sayısı Regülatörünün Durum Uzak Modeli

Bu Bölümde durum uzak modeli verilecek olan türbin üç safhalı ön ısıtıcılı bir buhar türbinidir. Buhar türbini yüksek basınçta ve yüksek sıcaklıktaki buharın depolanmış enerjisini dönen enerjiye çevirir (Generatör tarafından elektrik enerjisine çevrilen). Kazanda buharın ısıtılması için gerekli ısı kaynağı nükleer bir kaynaktan veya fosil yakıtların yanmasından elde edilir (Kömür, petrol, gaz vb.).

Değişik konfigürasyonlu buhar türbinleri ünitenin boyutlarına ve buhar şartlarına göre inşa edilmiştir. Bunlar normalde iki veya daha fazla türbin bölümlerinden veya seri olarak birleştirilmiş silindirlerden oluşur. Her türbin bölümü rotora bağlı hareket eden bir bıçak takımından ve sabit vanalardan oluşur. Hareket eden bıçaklar kovalar (bucket) olarak adlandırılır. Sabit vanalarına, meme bölümleri olarak gösterilen, buharı yüksek hıza ivmelendiren meme veya geçit şekli verilir. Bu yüksek hızdaki buharın kinetik enerjisi kovalar tarafından mil kuvvetine çevrilir. Çeşitli bölümlü bir türbin ardaşık-bileşik veya geçiş-bileşiktirler. Bir ardaşık-bileşik türbinde, bölümler bir şaftın üzerindedir ve tek bir generatör vardır. Farklılık olarak, compant türbin iki şafttan oluşur, her şaft bir generatöre bağlıdır ve bir veya daha fazla türbin bölümü tarafından kumanda edilirler; ancak, bir kontrol setli tek ünite gibi çalışır ve dizayn edilirler. Geçiş-Birleşimi daha büyük kapasite ve gelişmiş verim sonucu verir, ama çok daha pahalıdır. Bu şimdilerde nadiren kullanılmaktadır; çok daha yeni ardaşık-bileşik üniteler son yıllarda servise konulmuştur.

Türbin konfigürasyonuna bağlı olarak, fosil yakıtlı türbinler yüksek basınç, orta basınç ve düşük basınç bölümlerinden oluşur.

Şimdi türbin ve devir sayısı regülatörünün durum uzay modeli verilecektir.

$$\begin{aligned}
 pY_{HP} &= (G_{VM}P_0 - Y_{HP}) / T_{HP} \\
 pY_{RH} &= (Y_{HP} - Y_{RH}) / T_{RH} \\
 pY_{IP} &= (G_{VI}Y_{RH} - Y_{IP}) / T_{IP} \\
 pY_{LP} &= (Y_{IP} - Y_{LP}) / T_{LP} \\
 pG_{VM} &= (U_{GM} - G_{VM}) / T_{GVM} \\
 pG_{VI} &= (U_{GI} - G_{VI}) / T_{GVI} \\
 T_m &= F_{HP}Y_{HP} + F_{IP}Y_{IP} + F_{LP}Y_{LP} \\
 0 &\leq G_{V.M} \leq G_{V.M.max} \\
 0 &\leq G_{V.I} \leq G_{V.I.max} \\
 pG_{V.M.min} &\leq pG_{V.M} \leq pG_{V.M.max} \\
 pG_{V.I.min} &\leq pG_{V.I} \leq pG_{V.I.max}
 \end{aligned} \tag{3.1.}$$

Yukarıdaki eşitliklerde;

F_{HP} , F_{IP} , F_{LP} = Türbinin yüksek, orta ve düşük basınç safhalarında güç kesirleri.

T_{GMV} , T_{GI} = Durdurma ve giriş vanalarının zaman sabiti.

T_{RH} = Türbin tekrar ısıtma zaman sabiti.

T_{HP} , T_{IP} , T_{LP} = Türbinin yüksek, orta ve düşük basınç safhalarıyla birleştirilmiş zaman sabiti.

P_0 = İç buhar basınç kazanı

G_{VM} , G_{VI} = Giriş ve durdurma vanalarının pozisyonları.

U_G = Devir sayısı regülatörü giriş sinyali.

U_{GM} , U_{GI} = Kumanda ediciye giriş ve durdurma vanaları üzerinden gelen hareket sinyali.

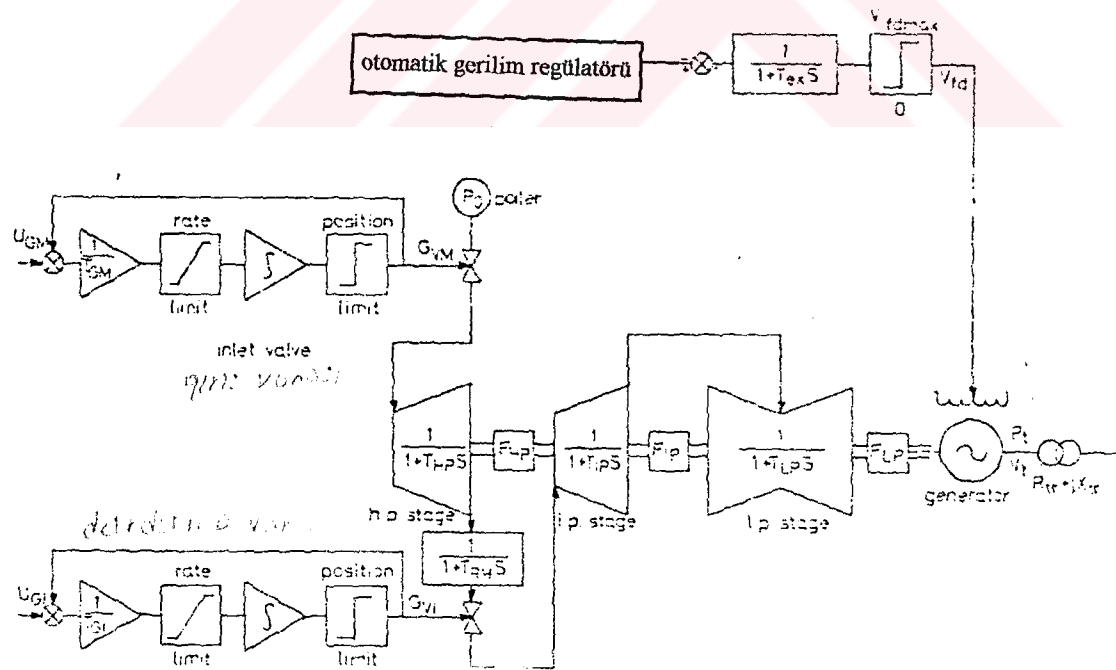
Buradan türbinin durum uzay modeli;

$$[\dot{x}] = [A][x] + [B][u]$$

$$\frac{d}{dt}x = \begin{bmatrix} Y_{HP} \\ Y_{RH} \\ Y_{LP} \\ G_{VM} \\ G_{VI} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \quad [u] = \begin{bmatrix} V_R \\ U_{GM} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -1/T_{HP} & 0 & 0 & 0 & P_0/T_{HP} & 0 \\ 1/T_{RH} & -1/T_{RH} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_{VI}/T_{IP} & -1/T_{IP} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/T_{LP} & -1/T_{LP} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/T_G & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/T_G \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1/T_G \\ 0 & 1/T_G \end{bmatrix}$$



Şekil 3.1. Turbo generatör ünitesi

BÖLÜM 4 : UYARMA SİSTEMLERİ VE GERİLİM REGÜLATÖRLERİ

4.1. Uyarma Sistemleri

Uyarma sistemlerinin en basit işlevi senkron makinanın uyarma sargısına doğru akım sağlamaktır. Ek olarak, uyarma sistemi uyarma akımı tarafından kontrol edilen uyarma gerilimi güç sisteminin istenilen performansı için gerekli kontrol ve koruyucu fonksiyonları yapar. Kontrol fonksiyonları, gerilim ve reaktif güç akış kontrolünü ve sistem kararlılığının arttırımını içerir. Koruma fonksiyonları, senkron makina, uyarma sistemi ve diğer elemanların fiziksel sınırlar geçilmeden çalışabilme sınırlarını sağlar.[2]

Uyarma sisteminin en basit gerekliliği, uyarma sistemi senkron generatörün alan akımını, terminal gerilimini, generatörün sürekli kabiliyeti içindeki çıkış değişikliklerine göre, sürdürmek için sağlar ve otomatik ayarlar. Tarihsel olarak, uyarma sisteminin güç sistem performansının iyileştirilmesindeki rolü devamlı olarak artmaktadır. İlk uyarma sistemleri istenilen reaktif güç yüklemesini ve generatör terminal gerilimini sürdürmek için elle kontrol edilirdi. Gerilim kontrolu otomatik olarak ilk yapıldığında, çok yavaştı, bir basit alarm operatörünün işlevine benzerdi. 1960' ların başlarında uyarma sistemlerinin rolü yardımcı kararlı kılıcı sinyallerinin kullanılmasıyla genişledi.. Modern uyarma sistemleri yüksek sınır gerilimi ile ani pratik cevap sağlayacak kabiliyette olmalıdır. Uyarma sistemi aşağıdaki ihtiyaçları karşılamalıdır:

- 1) Belirli cevap kriterini karşılamalı.
- 2) Kendi kendine, generatöre ve diğer cihazlara zarar vermeyi önlemek için ihtiyaç duyulan koruyucu ve sınırlayıcı fonksiyonları sağlamalı.

gerilimi sabit tutmak istenirse, yük kompanzasyonu sağlanır.

4. Güç Sistemi Kararlı Kılıcısı : Güç sistemi salınımlarını söndürmek için regülatöre ilave bir giriş sinyali sağlar. Giriş işareti olarak kullanılan bazı işaretler; rotor hızındaki değişim, ivmesel güç ve frekans değişimidir.
5. Sınırlayıcı : Bu uyarma ve senkron generatörün fiziksel sınırlarını aşmayacak şekilde koruma ve kontrol fonksiyonlarını gerçeklemeyi sağlar. Bazı bilinen ve kullanılan fonksiyonlar, uyarma akımını sınırlama, uç gerilimi sınırlayıcısı gibi. Bunların işaretleri uyarma sistemine uygulanabilir.

4.3. Uyarma Sistemi Tipleri

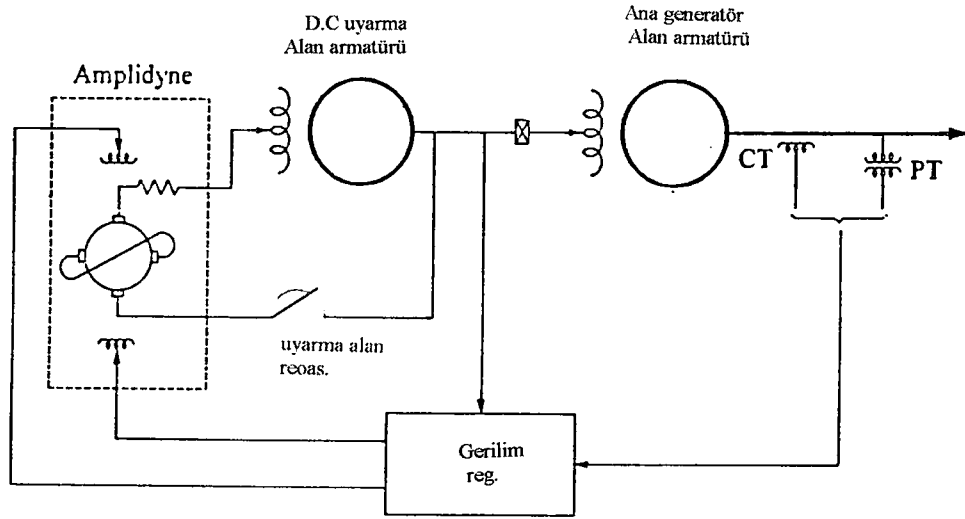
Uyarma sistemleri yıllar içindeki gelişimlerine göre çeşitli formlar almışlardır. Bunlar uyarma güç devrelerine göre üç geniş katagoride sınıflandırılabilir:

- 1) D.A uyarma sistemleri
- 2) A.A uyarma sistemleri
- 3) Statik uyarma sistemleri

4.3.1. D.A Uyarma Sistemleri

Bu katagoride uyarma sistemleri, uyarma güç kaynağı olarak doğru akım generatörü kullanır ve senkron makinanın rotoruna slıp rıngler (bilezikler) üzerinden akım sağlar. Uyarıcı bir motor veya generatörün mili tarafından döndürülür. Kendi kendine (öz) uyarımalı veya serbest uyarımalı olabilirler. Serbest uyarımalı olduğunda uyarma alanı sürekli bir magnetik generatörü kapsayan bir yardımcı uyarıcı tarafından sağlanır.[4]

Şekil 4.2. amplitdyn gerilim regülatörlü tipik bir d.a. uyarma sisteminin basitleştirilmiş şematik gösterimidir. Bilezikler ana generatör alanına doğru akım ileten d.a. komütatör uyarıcılarını içerir. Uyarma alanı bir aplıdyn tarafından kontrol edilir. Amplitdyn uyarıcı alanında düzenli değişiklikler sağlar. Eğer amplitdyn regülatör kullanım dışıysa, uyarma alanı elle kumanda edilir ve alan reostasının ayarlanmasıyla değiştirilir.



Şekil 4.2. Amplidyenli d.a. uyarma sistemi [2].

4.3.2. A.A. Uyarma Sistemleri

Bu katagorideki uyarma sistemleri ana generatör ve uyarma gücü olarak a.a. makineleri kaynak olarak kullanırlar. Uyarma türbin generatörüyle aynı mildedir. Uyarıcının a.a. çıkışı, kontrollü veya kontrolsüz doğrultucular tarafından generatör alanı tarafından ihtiyaç duyulan d.a. yı üretmek için düzeltilirler. Doğrultucular, dönen veya sabit tipte olabilirler.

A.A. uyarma sistemleri doğrultucu düzenlerine, uyarıcı çıkış kontrol metoduna ve uyarıcının uyarma kaynağına bağlı olarak birçok şekilde olabilirler. Kullanılan çeşit a.a. uyarma sistem şekilleri, sabit doğrultuculu sistemler ve dönen doğrultuculu sistemlerdir.

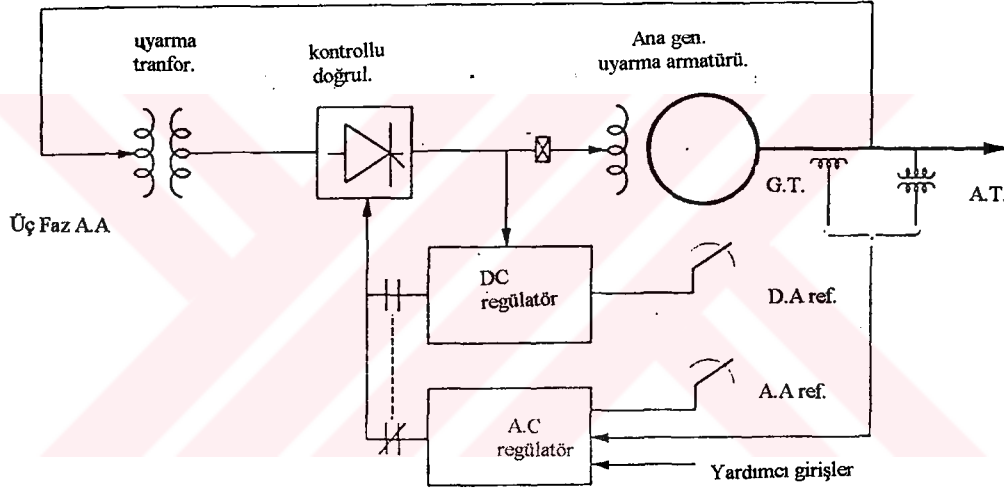
4.3.3. Statik Uyarma Sistemleri

Bu sistemlerde tüm elemanlar statik ve sabittir. Statik doğrultucular, kontrollü veya kontrolsüz, uyarma akımı direkt olarak bilezikler üzerinden ana senkron generatörün alanına iletirler. Doğrultuculara güç temini ana generatörden (veya sabit yardımcı bara) gerili-

mi uygun bir seviyeye indirilmiş bir transformatör üzerinden veya bazı durumlarda genaratördeki yardımcı sargılardandır. Sıkça kullanılan üç statik uyarma sistemi şekli aşağıdadır.

4.3.3.1. Potansiyel-Kaynak Kontrollü-Doğrultucu Sistemler

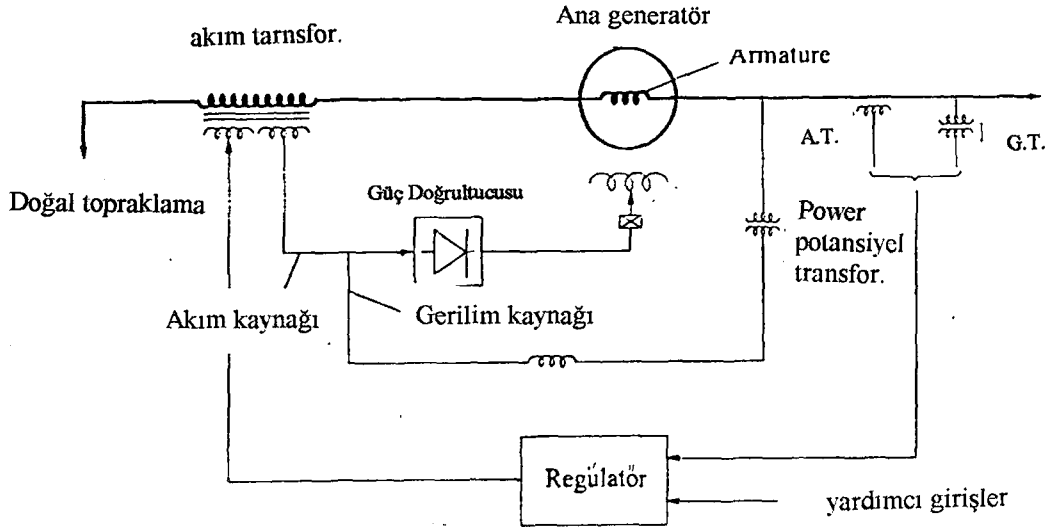
Bu sistemde, uyarma gücü generatörden bir transformatör üzerinden veya sabit yardımcı bir bara ile sağlanır ve kontrollü doğrultucu tarafından doğrultulur. Bu tip uyarma sistemleri genellikle bara veya transformatör beslemeli statik sistemler olarak bilinirler. Bu sistemin çok küçük ilk zaman sabiti vardır. Maksimum çıkış gerilimi giriş a.a. gerilimine bağlıdır.



Şekil 4.3. Potansiyel-kaynaklı kontrollü-doğrultucu sistem [2].

4.3.3.2. Bileşik Kontrollü Doğrultucu Uyarma Sistemleri

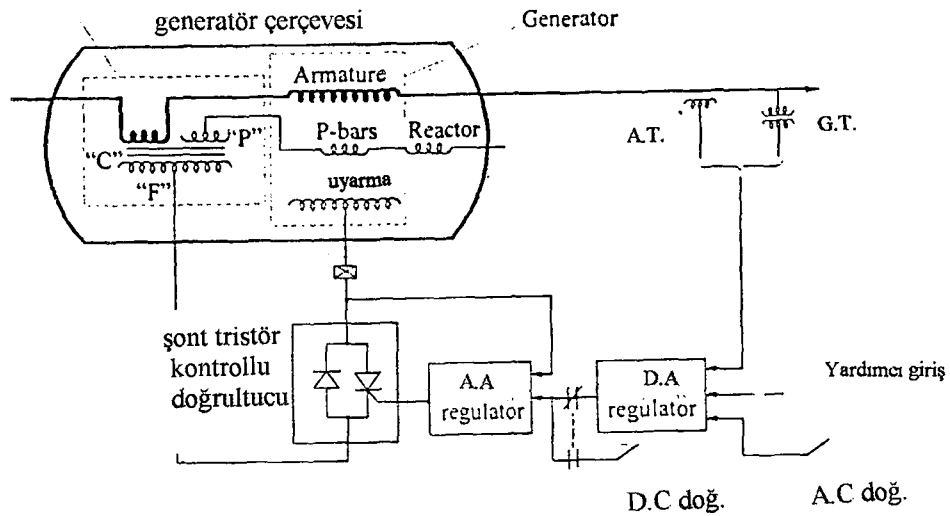
Bu sistem uyarıcı çıkışı devrelerinde kontrollü düzelticiler kullanır ve generatör s-tator içindeki gerilim ve akım-kumanda devreleri uyarma gücü sağlamak içindir. Sonuç tam ‘ fault on ‘ kuvvet kabiliyetli yüksek ilk cevap uyarma sistemidir. Bu tir sistemlere bir ör-nek bileşik güç devre GENERREX uyarma sistemidir. Şekil 4.5. sistemin basit bir tek hat diyagramını göstermektedir.



Şekil 4.4. Bileşik kontrollü doğrultucu uyarma sistemleri [2].

4.3.3.3. Bileşik Kaynaklı Doğrultucu devreler

Bu durumda uyarma sistemine gelen güç ana generatörün gerilimi kadar iyi kullanılan akım tarafından oluturulur. Bu şekil 4.4. de gösterildiği gibi güç potansiyel transformatörü ve saturable-akım transformatörleri ile meydana getirilir. Alternatif olarak gerilim ve akım kaynakları tek uyarma transformatörleri kullanılarak kombine edilir ve bir saturable akım potansiyel transformatörü olarak gösterilir.



Şekil 4.5. GENERREX bileşik-kontrollü doğrultucu uyarma sistemi [2].

4.4. Uyarmanın Sistemlerinin Modellemesi

Uyarma sistemleri matematik modeli istenilen performans ihtiyaçlarının takdiri, bütünüleyici kontrol ve koruma devrelerinin koordinasyonu ve tasarımı ve güç sistemlerinin çalışması ve planlanmasıyla ilgili sistem kararlılık çalışmaları için gereklidir. Çalışma maksadına bağlı olarak model, ihtiyaç detaylarını belirler. (Şekil 4.7.)Transiyent ve küçük sinyal kararlılığı çalışmalarını etkileyen kontrol ve koruma özellikleri gerilim regülatörü, güç sistem kararlı kılıcı ve uyarma kontrol stabilizasyonudur. Şekilde benzetimi yapılan sınırlayıcı ve koruma devreleri normal olarak yalnızca orta süre uzun süre ve gerilim kararlılık çalışmaları için incelenme ihtiyacı duyulur.

Uyarma sistemlerine giren giriş kontrol sinyalleri senkron makina stator nicelikleri ve rotor hızıdır. Birim değer sistemleri bu giriş değişkenlerini tanımlamak için, senkron makina modellemesinde kullanılanların aynısıdır kullanılır. Böylece birim değer sistemindeki bir değişiklik sadece uyarma devresiyle ilgili olan birim değerlere ihtiyaç duyar.

Bazı sebeplerden dolayı uç gerilimi $|V|$ 'nın azaldığını varsayalım. Bu derhal artan bir e hata gerilimini ortaya çıkarır, buna zıt olarak v_R , i_c , v_{fd} ve i_f in artar değerlerine sebep olur. Generatör d eksen akısı i_{fd} 'e destek verecek şekilde artar ve böylece uç gerilimi V ve iç generatör elektro motor kuvveti E 'nin genliği yükselir. Uyarmanın ve onun kontrolünün matematiksel modeli burada çıkarılacaktır. Eğer biran için kararlılık kompensatörünü önem semez isek sırasıyla bir karşılaştırıcı ve kuvvetlendiricimiz vardır.

$$\begin{aligned}\Delta|V|_{ref} - \Delta|V| &= \Delta e \\ \Delta v_R &\approx K_A \Delta e\end{aligned}\tag{4.1.}$$

Burada K_A kuvvetlendirici kazancıdır. Bu iki eşitliğin laplace dönüşümü;

$$\begin{aligned}\Delta|V|_{ref}(s) - \Delta|V|(s) &= \Delta e(s) \\ G_A &\approx \frac{\Delta v_R(s)}{\Delta e(s)} = K_A\end{aligned}\tag{4.2.}$$

Burada G_A kuvvetlendirici transfer fonksiyonudur. Son eşitlik ani kuvvetlendiricinin cevabını verir. Gerçekte, kuvvetlendirici bir gecikmeye sahip olacaktır ve gecikmenin zaman sabiti T_A dır. Transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi verilir;

$$G_A = \frac{\Delta v_R(s)}{\Delta e(s)} = \frac{K_A}{1 + sT_A} \quad (4.3.)$$

Eğer R_e ve L_e sırasıyla uyarma alanındaki direnci ve endüktansı gösteriyorsa, gerilim denklemi;

$$\Delta v_R = R_e \Delta i_e + L_e \frac{d(\Delta i_e)}{dt} \quad (4.4.)$$

Ana uyarma alanında uyarma K_1 'i üretir (amper uyarma akısı başına endüvi gerilimi olarak)

$$\Delta v_{fd} = K_1 \Delta i_e$$

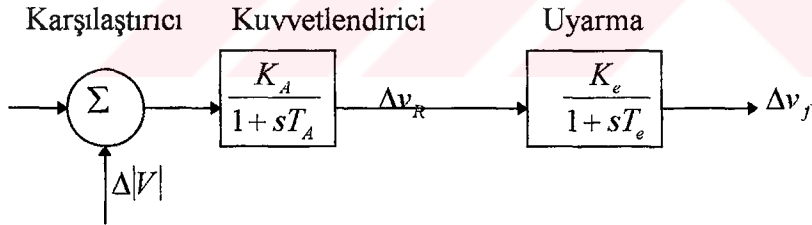
Son iki eşitliğin Laplace dönüşümünden ve Δi_e elimine edilmesiyle, uyarmanın transfer fonksiyonu elde edilir.

$$G_e \cong \frac{\Delta v_f(s)}{\Delta v_R(s)} = \frac{K_e}{1 + sT_e}$$

$$K_e \cong \frac{K_1}{R_e} \quad (4.5.)$$

$$T_e \cong \frac{L_e}{R_e}$$

Bu eşitliklerden ve doğrudan transfer fonksiyonu modelinden blok diyagramını elde ederiz;



Şekil 4.6. Uyarma blok diyagramı

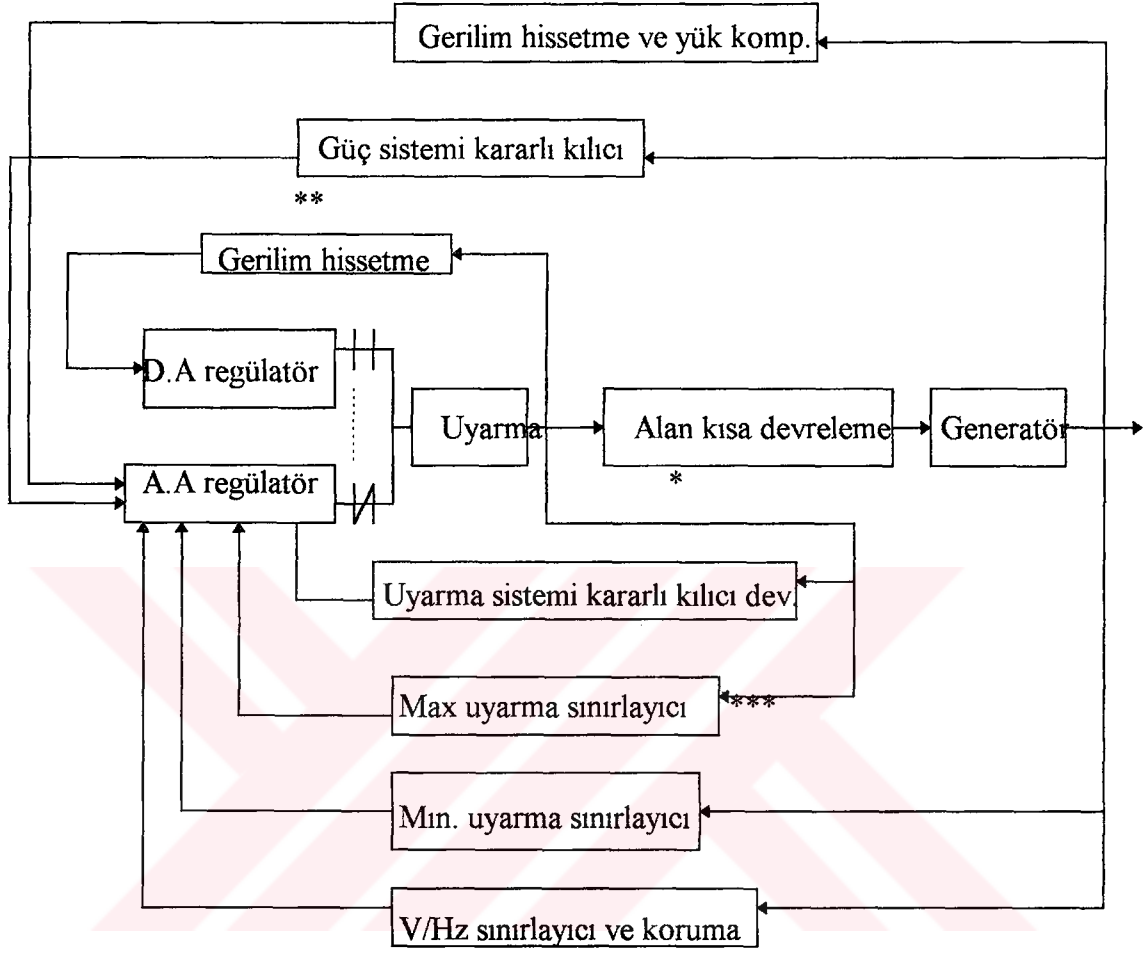
Burada;

$$K_e = \frac{K_1}{R_e} \dots ve \dots T_e = \frac{L_e}{R_e} \quad (4.6.)$$

dir. Bazen uyarma blok diyagramı aşağıdaki şekildedir verilebilir;

$$\frac{V_F}{V_R} = \frac{1}{K_E + sT_E} \quad (4.7.)$$

Burada genel kontrol sisteminin kazanç ve zaman sabiti ifedelerinden yardım alınarak ifade edilmiştir.



* Alan-kısadevreleme devreleri sadece a.a ve statik uyarıcılara uygulanır.

** Bazı sistemler açık devre d.a. regülörlerdir.

*** Max. uyarma sınırlayıcı d.a. regülörlerde de kullanılır.

Şekil 4.7. Uyarma sistemi kontrol ve koruma devreleri

4.5. Uyarma Doyması

D.a generatörün doyması uyarma tavan gerilimi ve bunun % 75 deki gerçek doyma eğrisine uymak için üstel model ile verilir.

$$S_{\text{emax}} = (A-B)/B$$

$$S_{E.75\text{max}} = (E-F)/F$$

$$S_{\text{EFL}} = (C-D)/D$$

$$E_{fd\text{max}} = B/D \text{ pu}$$

$$B = D E_{fd\text{max}} \quad B/F = 4/3 = D E_{fd\text{max}} / F \quad F = 0.75 D E_{fd\text{max}}$$

$$\begin{aligned}
S_{cmax} &= (A-B)/B & S_{E.75max} &= (E-F)/F & S_{EFL} &= (C-D)/D \\
E_{fdmax} &= B/D \text{ pu} & B &= D E_{fdmax} & B/F &= 4/3 = D E_{fdmax} / F & F &= 0.75 D E_{fdmax} \\
S_{cmax} &= (A-B)/B = (A-B)/D E_{fdmax} & S_{E.75max} &= (E-F)/F = (E-F)/0.75 D E_{fdmax} \\
& & &= (4/3)(E-F)/D E_{fdmax}
\end{aligned}$$

Doyma fonksiyonu tanımlaması şöyledir;

$$S_E \cong A_{EX} e^{B_{EX} E_{FD}}$$

Bu ifade yaklaşık doyma değerini verir. Herhangi bir E_{FD} için ($E_{FD} = E_{FDmax}$ da)

$$S_E = S_{Emax} = (A-B) D E_{FDmax} = A_{EX} e^{B_{EX} E_{FDmax}}$$

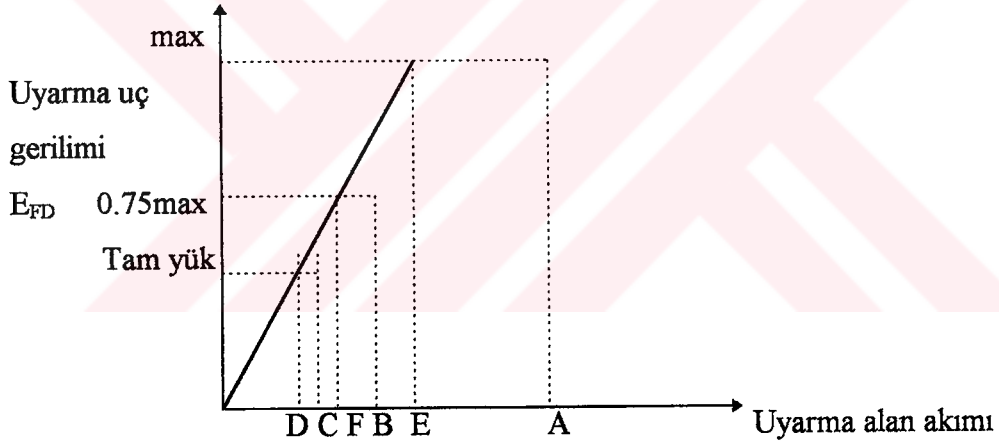
$E_{FD} = 0.75 E_{FDmax}$ değerinde,

$$S_E = S_{E.75max} = (4/3)(E-F) / D E_{FDmax} = A_{ex} e^{B_{EX}(0.75 E_{FDmax})}$$

Burada;

$$A_{EX} = S_{E.75max}^4 / S_{Emax}^3$$

$$B_{EX} = (4 / E_{FDmax}) \ln(S_{Emax} / S_{E.75max})$$



Şekil 4.8. Doyma eğrisi

4.6. Gerilim Regülatörleri

Pek çok açıdan uyarma sisitemlerinin kalbi regülatörlerdir. Bu çıkış gerilimindeki (ve akımındaki) değişimleri hisseden ve doğru hareket oluşturmaya çalışan bir cihazdır. Eğer regülatör yavaşa, bir ölü banda sahiptir ve duyarsızdır, sistem zayıf bir sistem olacaktır. Bu önemli sistem elemanı çok kritik bir öneme sahiptir.

Yüksek güvenilirlik elde etmek için, sürekli olarak hareket eden oransal (proporsiyonel) sistem olan gerilim regülatörüne ihtiyaç duyulur. Bunun anlamı, ne kadar küçük olursa olsun, uç geriliminin istenen değerden sapması ile orantılı olan herhangi bir doğrultma hareketidir. Böylece ölü bant tolere edilmemiş olur ve küçük hatalarda daha güçlü doğru ölçümleri büyük hatalardan almak mümkün olur. 1930 ve 1940' ların başlarında elektronik ve statik birkaç regülatör tipi geliştirilmiştir ve bunlar test edilmiştir. Bu testler sürekli olarak hareket eden oransal kontrolün generatörün sürekli-durum kararlılık sınırlarını dirençsel regülatör tarafından getirilen sınırlamaların çok ötesine götürdüğünü gösterir. Sistemlerin bu tipi 1940 ve 1950'ler arasında yoğun ve geniş olarak bu yüzden incelenmiştir. (senkron kondanseri uygulamaların başlangıcına kadar)

4.7. Otomatik Gerilim Regülatörleri

Otomatik gerilim regülatörü çevriminde uyarma ana elemandır. Uyarma generatör uyarma alanına d.a. akım gücü sağlar. Bunun için yeterli güç kapasitesine sahip olmalı (büyük generatör için düşük megawat bölgesinde) ve yeterli hızlı cevabı sağlamalıdır (0.1 saniye mertebelerinden daha az). Otomatik gerilim regülatörlerinin temel rolü yükte normal, küçük ve yavaş değişimler olduğunda generatör ve uç geriliminin sabitliğini sağlar. Bununla beraber, acil durumlar sırasında uyarma seviyesine güçlü yardım sağlamak için devreyi tasarlamak pratikte uygulanandır.[4]

4.8. Otomatik Gerilim Regülatörünün Statik Doyması

Otomatik gerilim regülatörlerinin görevleri; uç gerilimi $|V|$ ' yi regüle eder, kararlılığı sağlar. Otomatik gerilim regülatörleri yeterli hızda cevap üretmelidir. Sabit bir referans girişi için, sabit hata Δe_0 , referansın belirlenmiş p yüzdesinden daha az olmalıdır.[4]

$$\Delta e_0 = \Delta |V_{ref}|_0 - \Delta |V|_0 \left(\frac{P}{100} \Delta |V_{ref}|_0 \right) \quad (4.8.)$$

Sabit giriş için, transfer fonksiyonu $s=0$ alınarak elde edilir.

$$\begin{aligned}\Delta e_0 &= \Delta|V_{ref}|_0 - \Delta|V|_0 = \Delta|V_{ref}|_0 - \frac{G(0)}{1+G(0)} \Delta|V_{ref}|_0 \\ &= \frac{1}{1+G(0)} \Delta|V_{ref}|_0 = \frac{1}{1+K} \Delta|V_{ref}|_0\end{aligned}\quad (4.9.)$$

Açıkça görüldüğü gibi, çevrimin kazancının artmasıyla statik hata azalır.

4.8. Otomatik Gerilim Regülatörünün Dinamik Davranışı

Çevrimin $V(t)$ cevabı;

$$\Delta|V|(t) = L^{-1} \left\{ \Delta V_{ref}(s) \frac{G(s)}{1+G(s)} \right\} \quad (4.10.)$$

dir. Matematiksel olarak, kapalı çevrim, kutuplara yada özdeğerlere bağlıdır. Karakteristik eşitlik;

$$1+G(s) = 0 \quad (4.11.)$$

dir. Otomatik gerilim regülatörü çevriminde, açık çevrim transfer fonksiyonu, $G(s)$ ikinci derecedendir ve böylece özdeğerler s_1 , s_2 ve s_3 dür. Eğer özdeğerler reel ise özvektörler;

$$A_1 e^{s_1 t}, A_2 e^{s_2 t}, A_3 e^{s_3 t} \quad (4.12.)$$

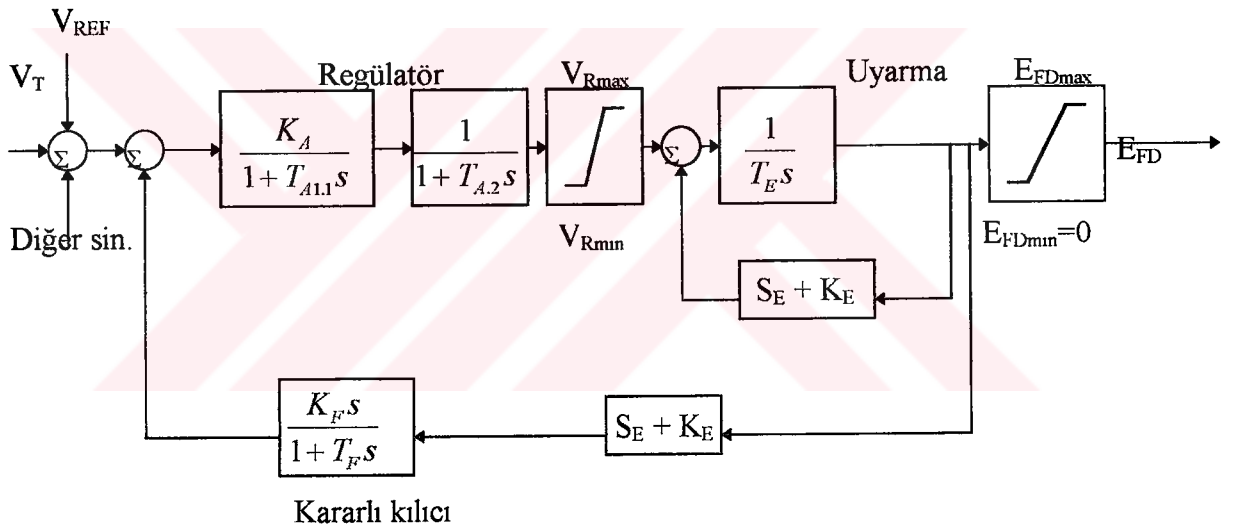
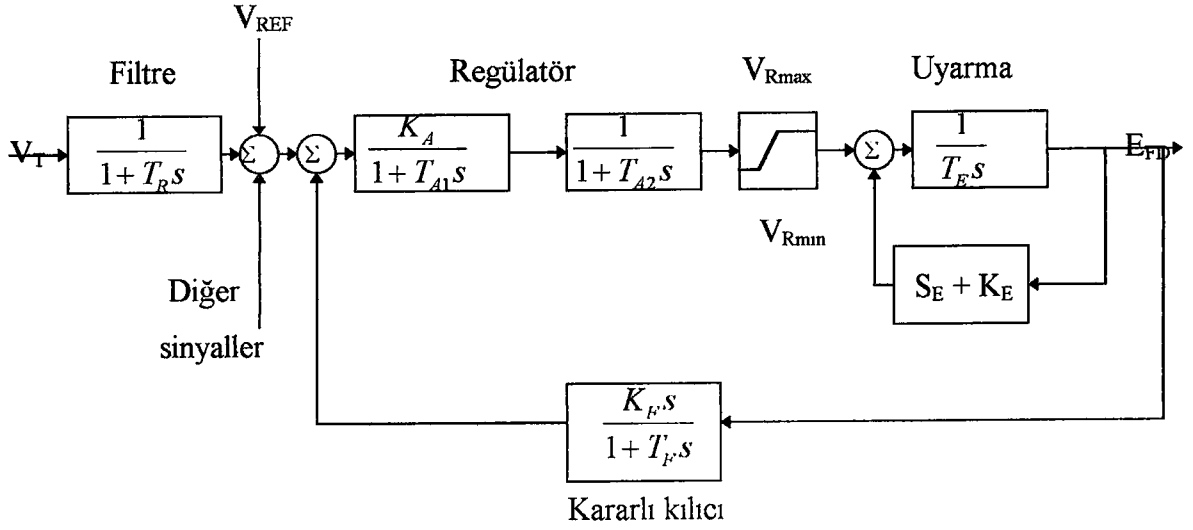
dir. Eğer iki özdeğer kompleks conjuge ise özvektörler;

$$A_1 e^{\alpha t} \sin(\omega t + \beta) \quad (4.13.)$$

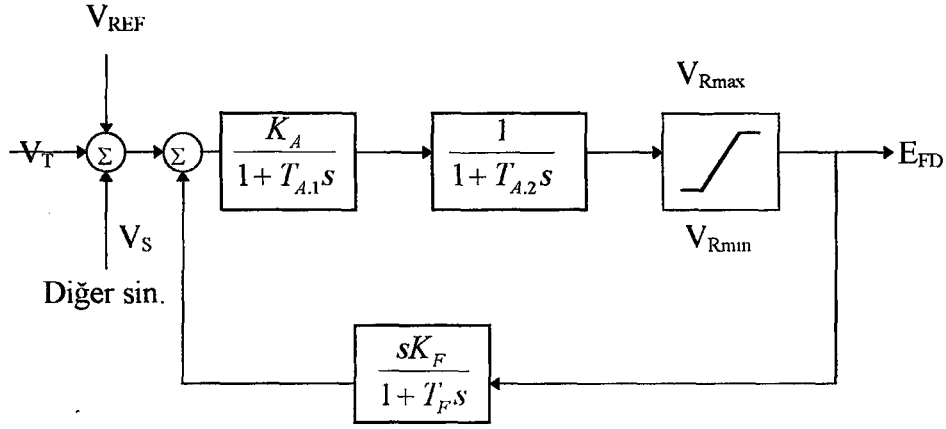
dir. Otomatik gerilim regülatörünün çevriminin kararlı olabilmesi için, transiyent elemanların zamanla kaybolması gerekir. Bundan dolayı, üç özdeğerin hepsinde sol yarı düzlemde olması gerekir.

4.10. Otomatik Gerilim Regülatör Tipleri

Bu bölümde simülasyonlarda kullanılan gerilim regülatör tiplerinin blok diyagramları verilecektir. Uyarma sistemleri son 10 yılda önemli değişimler göstermiştir. 1969' da IEEE komitesi tarafından önerilen modeller belli eski sistemler için alternatif modeller ve daha yeni sistemler olarak gösterilirler. Aşağıdaki şekillerde değişik gerilim regülatör tipleri gösterilmiştir.[4]



Şekil 4.10.'daki gerilim regülâtöründe $T_R = 0$ dır. Son olarak General Elektrik SCR uyarma sistemi (Tip G)' nin blok diyagramı ise aşağıdaki gibidir;



Şekil 4.11. G tipi gerilim regülatörü

Burada kullanılan kısaltmalar aşağıda tanıtılmıştır;

T_F : ohm olarak makina alan direnci.

T_A veya T_{A1} : Regülatör zaman sabiti. (s)

T_{A2} : Regülatör zaman sabiti. (s)

T_R : Regülatör giriş filtresi zaman sabiti. (s)

K_A : Regülatör kazancı. (pu)

SCR : Makina kısa devre oranı.

V_{Rmax} : Maksimum regülatör çıkışı, tam yük alan gerilminden başlayan.

V_{Rmin} : Minimum regülatör çıkışı, tam yük alan geriliminden başlayan.

K_E : Tam yük alan gerilminde uyarma öz uyarımı.

T_E : Uyarma zaman sabiti.

$S_{E,max}$: Sınır geriliminde dönen uyarma doyması.

$S_{E,75max}$: 0.75 sınır gerilimde dönen uyarma doyması.

A_{EX} : Dönen uyarma için kontrollü doyma sabiti.

B_{EX} : Dönen uyarma için kontrollü doyma sabiti.

E_{FDmax} : Maksimum uyarma (alan) gerilimi veya sınır gerilimi.

E_{FDmin} : Minimum uyarma gerilimi.

K_F : Regülatör kararlı kılma devre kazancı.

T_F veya T_{F1} : Regülatör kararlı kılma devre zaman sabiti.

T_{F2} : Regülatör kararlı kılma devre zaman sabiti.

Sabitler	A tipi	C tipi	G tipi	Birimler
T_R	0.0	0.0	0.000	s
K_A	0.05	0.05	272.00	pu
T_A veya T_{A1}	20.000	20.000	0.020	s
T_{A2}	0.000	0.000	0.000	s
V_{Rmax}	4.390	5.940	2.730	pu
V_{Rmin}	0.000	1.210	-2.730	pu
K_E	1.000	1.000	1.000	pu
T_E	1.970	0.760	0.000	s
$S_{E.75max}$	0.096	0.220	0.000	----
$S_{E.max}$	0.375	0.950	0.000	----
A_{EX}	0.0016	0.0027	0.000	----
B_{EX}	1.7059	1.9185	0.000	----
E_{FDmax}	3.195	3.050	2.730	pu
E_{FDmin}	0.000	1.210	0.000	pu
K_F	0.000	0.000	0.0043	pu
T_F veya T_{F1}	0.000	0.000	0.060	s
T_{F2}	0.000	0.000	0.000	s

Tablo 4.1. Gerilim regülatörlerinin blok diyagramlarının sabit değerler.

BÖLÜM 5 : ADAPTİF KONTROL

5.1. Adaptif Kontrol Sistemlerinin Tanıtılması

Günlük dilde adapt'ın anlamı bir hareketi yeni duruma uydurmak için değiştirmektir. Sezgisel olarak, adaptif regülatör, cevaptaki davranışını prosesin dinamiklerindeki ve dağılımlardaki, değişimlere göre düzenleyen bir regülatördür. Aynı maksat için olağan geri besleme tanıtıldığından beri, geri besleme kontrol ile adaptif kontrol arasındaki fark nedir sorusu ortaya çıkmıştır. Yıllar sonra adaptif kontrolü tanımlamak için bir çok teşebbüs olmuştur. 1961 deki sempozyumda aşağıdaki önerilmiş tanımla sonuç karar alınmıştır. ' Bir adaptif sistem adaptif bir görüş noktasıyla dizayn edilmiş fiziksel bir sistemdir 'Yeni bir teşebbüs 1973 deki IEEE komitesi tarafından yapılmıştır. Bu, self organizin kontrol gibi aynı zaniya dayanan bir kelime geliştirmiştir. Parameter-adaptif SOC, performans adaptif SOC ve öğrenme kontrol sistemi. Bu uğraşmalar ancak, geniş olarak kabul edilmemiştir. Bir regülatör software ve hardware bakışı mümkün kılan ve regülatörlerin adaptif olup olmadığına karar veren adaptif kontrolün anlamlı bir tanımı hala eksiktir. Ama burada ortaya çıkan bir anlaşma vardır ki, sabit kazanç geri besleme bir adaptif sistem değildir.[2]

Bu bölümde biz adaptif kontrolün değişik oranlarda değişen, iki katagoriye ayrılabilen işlem durumlarına sahip lineer olmayan geribesleme kontrolün özel bir tipi olduğuna dair pragmatik bir tavır alacağız. Yavaş yavaş değişen durumlar parametreler olarak görünür. Bu iki zaman skalası fikrini tanıtır; olağan geribesleme için bir hızlı zaman skalası ve regülatör parametrelerini güncelleştirmek için yavaş bir tane. Bu lineer sabit parametrelili regülatörün adaptif olmadığını doğurur. Adaptif bir kontrolde, kapalı düğüm sistem performansından bir çeşit geri besleme olduğunda kabul ederiz. Bu kazanç

listelemesinin bir adaptif kontrolör gibi göz önüne alınamayacağını doğurur. (parametreler bir liste tarafından elde edildiğinde ve performansta bir geri besleme olmadığında) Kontrol mühendislerinin neden adaptif sistemler hakkında bilgi sahibi olmaları gerektiğinin cevabı: Bunların çok kullanışlı yapılabilirliğe ve ilginç özelliklere sahip olmasıdır. (Yeni kontrol sistem dizaynlarını yararlı bir şekilde birleştirebilen)

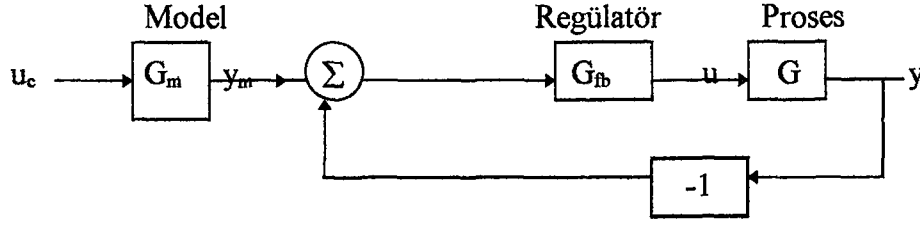
5.2. Adaptif Şemalar

Sabit kazançlı kuvvetli bir regülatör bu bölümdeki müzakerelerde kalkış noktası olarak kullanılır. Bu sistem istenilen performansın bir modelidir. Daha sonra öz-osilasyonlamalı adaptif kontrolör , kazanç listeleme, model-referans kontrol ve self tuning regülatörler gibi heuristik sistemleri sunulacaktır. Sonuç olarak, stokastik kontrol teorisinden çıkan sistemlere karar verilecektir. Bunlar, kolay gerçekleştirilemese bile ilginçtirler. Hızlı adaptasyona izin verirler ve yeni uyarma fonksiyonları ihtiyacını belirtirler.

5.3. Kuvvetli Yüksek Kazanç Kontrolü

Burada parametre değişimleriyle başa çıkmak için dizayn edilmiş bir sabit kazanç regülatörü olan bir kuvvetli yüksek kazanç regülatörünün müzakeresi ile işe başlanacaktır. Bu gibi regülatörlerin blok diyagramı Şekil 5.1. da gösterilmiştir. Burada, yaklaşım referans sinyal y_m yi geniş bir bant genişliği ω_B üzerinde izlemesini sağlayacak, şebeke çevresinde yüksek bir geribesleme kazancı vardır. ω_B bant genişliği proses dinamikleriyle değişecektir. Burada ileri besleme yolunda istenilen performansı veren bir modelde vardır. Eğer modelin bant genişliği ω_B den daha düşükse, y çıkışı modelde belirtildiği gibi proses dinamikleri değişsede komuta sinyaline u_c cevap verecektir. Anahtar problem geribesleme düğümünün ve geribesleme modelinin dizaynı ve böylece proses değişimlerine rağmen kararlılığı ve performansı sürdürmektir. Şekil 5.1. deki yapı özgür

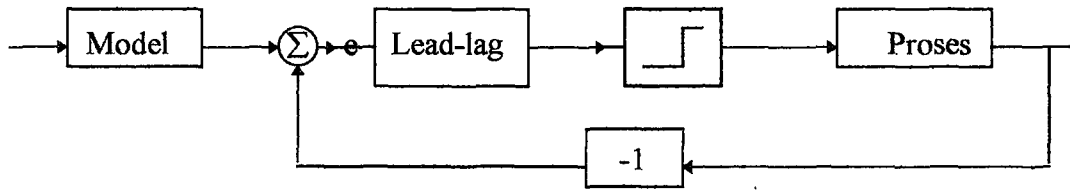
sistemin 2. derecesi olarak adlandırılır. Bu tip, ilerlemedeki kesin olmayanlar biliniyorsa ve yapısallaştırılmamışsa kullanışlıdır.[2]



Şekil 5.1. Robust Yüksek Kazanç Sistemin Blok Diyagramı[2].

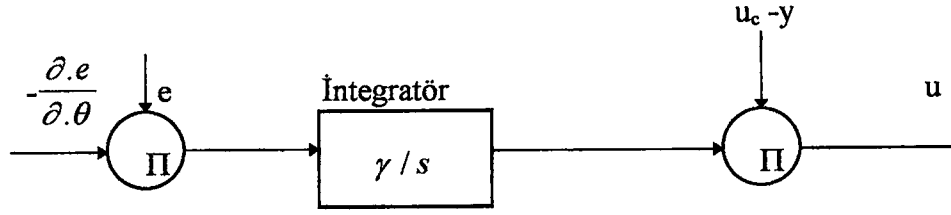
5.4. Öz-Salınımlı Adaptif Sistem

Öz-Salınımlı adaptif sistem yüksek kazanç sistemle aynı yapıya sahiptir. Ancak geribesleme düğümünün bant genişliği mümkün olduğu kadar yüksek olarak otomatik olarak ayarlanır. Bu gibi sistemlerin blok diyagramı Şekil 5.2.da verilmiştir. Yüksek düğüm kazanç geri besleme düğümünde bir değiştirme tanımlayarak sürdürülür. Bu bir sınır devir osilasyonu yaratır. Bu, sınır devir osilasyonundan çok daha düşük bir frekansa sahip sinyaller için, gösterilebilir. (Tepe değer marjini yaklaşık 2 ye eşit olan) Sınır değer osilasyonundan dolayı sistem daima uyarılmalıdır. Bu osilasyonun frekansı Şekil 5.2. da gösterilen lead-lag filtresi tarafından etkilenir. Osilasyonun tepe değeri değiştirmenin tepe değerinin değiştirilmesiyle ayarlanır.



Şekil 5.2. Öz-Salınımlı Adaptif Sistemin Blok Diyagramı [2].

Sınır değer salınımı (sınır devir salınımı) bazen kabul edilebilirdir, ama



Şekil.5.5. Hata Modeli [2].

Bu durumda referans model sistemle seri halde olduğundan çok paralel durumdadır. (SOAS içindeki gibi) Regülatör iki düğümden oluşuyormuş gibi düşünülebilir. Birincisi prosesden ibaret olağan bir geribesleme düğümü ve regülatör. Regülatörün parametreleri proses çıkışı y ve model çıkışı y_m arasındaki hata küçük hale gelecek gibi bir yol içindeki dış düğüm tarafından ayarlanır. Dış düğüm bundan dolayı bir regülatör düğümüdür. Anahtar problem hatayı sıfıra getirecek bir kararlı sistem elde etmek için ayar mekanizması türetmektir. Bu problem önemlidir. Aşağıdaki ayar mekanizma parametresi MIT kuralı olarak adlandırılır ve orjinal MRAS de kullanılmıştır.

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma_e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (5.1.)$$

Bu eşitlikte e ; model hatasını simgeler. $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ vektörünün elemanları ayarlanabilir θ parametreleri ile ilgili hatanın hasas çıkarımlarıdır. Hasas çıkarımlar (Elde edilmiş yaklaşımı proses girişleri ve çıkışları tarafından kumanda edilen bir lineer sistemin çıkışları olarak üretilebilir. γ_e parametresi adaptasyon oranını elde eder.

MIT kuralı aşağıdaki gibi açıklanabilir. θ parametresinin diğer sistem değişkenlerinden çok daha yavaş bir şekilde değiştiğini kabul edelim. Hata karesini küçültmek için, parametreleri e^2 negatif gradyenin yönünde değiştirmek akla uygun görülür.

Eşitlik 5.1.da tanımlanan parametre ayarlama mekanizması proses girişlerinden ve çıkışlarından hasas çıkarımları hesaplamak için lineer bir filtre, bir integratör ve çarpım alıcından ibaret olarak kabul edilebilir. Daha sonra parametreler ikinci çarpıcı kullanılarak kontrol kuralında tanımlanır. Bu bir çok adaptif şemaların giriş bölümüdür. Şekil 5.6. daki tekrar edilmiş blok diyagram hata modeli olarak adlandırılan yapıyı kuvvetlendirir. MRAS nin parametreleri ayarlama gayretiyle e hatası ile hasas çıkarımlar arasındaki korelasyonun sıfır olacağına dikkat edin.

5.8. Gerçek Zaman Hesabı

Bir gerçek-zaman tahmin edici çoğu adaptif kontrolörün merkezi bölümüdür. Eşitlik 5.1de bir basit tahmin edici verilmiştir. (Bir parametre devamlı olarak e^2 nin negatif gradyentini takiben ayarlanan) Hem devam eden hemde diskrit zamanda gerçek zaman tahmini yapmanın birçok alternatif yolu vardır. Örnek: En küçük kareler yöntemi (ilerki bölümde detaylı olarak anlatılmıştır)

5.9. MRAS Ve STR Arasındaki İlişki

MRAS bir deterministik servo probleminden türetilmiş STR ise stokastik regülasyon probleminden türetilmiştir. Farklı çıkış noktalarına rağmen, birbirleriyle yakından ilgili olduğu açıktır. Her iki sistemde iki geribesleme düğümüne sahiptir. İç düğüm prosesli ve regülatörlü bir olağan geribesleme düğümüdür. Regülatör dış düğüm tarafından kurulmuş ayarlanabilir parametrelere sahiptir. Ayarlar proses girişleri ve çıkışlarından geribeslemeye dayanır. Ancak, iç düğümün dizayn yöntemleri ve dış düğümdeki parametreleri ayarlamak için kullanılan teknikler farklıdır. Regülatör parametreleri MRAS da direkt olarak güncelleştirilir. (Şekil 5.4)STR de parametre tahmin ve dizayn hesapları yoluyla indirekt olarak güncelleştirilir. Ancak bu fark temel değildir, çünkü STR regülatör parametreleri direkt olarak güncelleştirilecek şekilde düzenlenebilir.

5.10. Direkt Ve Endirekt Adaptif Regülatörler

Direkt algoritmelerde kontrolör parametreleri direkt olarak güncelleştirilir. Eğer kontrolör parametreleri dizayn yöntemi yoluyla endirekt olarak güncelleştiriliyorsa endirekt algoritma terimi kullanılır. Bazen proses modeli, endirekt veya direkt kontrolör kullanılarak, tekrar parametrize etmek mümkündür.

İsimlendirmede bazı karışıklıklar olmuştur. Self tuning münasebette direkt metod bazen explicit self tuning kontrol olarak adlandırılmıştır. (Proses parametreleri hesaplanana kadar)Regülatör parametrelerinin direkt güncelleştirilmesi implicit self tuning kontrol olarak adlandırılır.

5.11. Kesin Eşitlik Prensipleri

MRAS ve STR kontrol parametreleri ve proses parametreleri gerçek zamanda hesaplanır. Daha sonra eğer hesaplar doğru bir tanıya eşitse kullanılır. (Örneğin: kesin olmayan hesaplar göz önüne alınmaz) Bu kesin eşitlik prensibi olarak adlandırılır. Bir çok hesaplama şemasında hesapların kalitesinin ölçüsüne ulaşmak mümkündür. Bu kesinlik kontrolün modifiyesinde kullanılır.

5.12. Adaptif Kontrol Teorisi

Adaptif sistemler doğal olarak nonlineerdir. Bu yüzden davranışları, analizi zorlaştıracak şekilde, komplekstir. Teorideki ilerleme yavaş olmuştur ve uygun ve tam bir teori elde edilene kadar çok çalışılmıştır. Adaptif sistemlerin kompleks davranışlarından dolayı, bunları birkaç bakış noktasından hesaba katmak gereklidir. Nonlinear sistem teorileri kararlılık, sistem benzetimi, tekrarlamalı sistem parametre hesabı, optimal kontrol

ve stokastik kontrolün hepsi adaptif sistemlerin anlaşılmasına yardım ederler. Bu bölüm adaptif sistemlerin analizi ve dizaynı için kullanışlı bazı aletler ve çıkarımların bir toplu bakışını verir.

5.13. Adaptif Sistemler Neden Nonlineerdir.

En basit mümkün parametre ayar kurallarının bulunmasıyla ilgilenmede, adaptif sistem kullanılabilir. Dış düğümde lineer hat geribeslemesi kullanılabilir mi sorunu sormak doğaldır. Bunun mümkün olmadığı basit örneklerle açıktır.

5.14. Anahtar Çıkarımlar

Adaptif sistem teorisinin çeşitli gayeleri vardır. Verilen bir sistemin analizi için olan aletler kadar iyi olması istenir. Tipik problem parametre ayar kuralı dizaynı için bir karalı kapalı düğüm sistem sonucunun dizayn edilmesidir. Tanıtımda değinilmiş olduğu gibi, birçok teorik aletler bu amaçlar için kullanılabilirler. Kullanışlı olarak tanıtılmış bazı fikirler kararlılık alanlarından, parametre hesaplamasından ve nonlineer sistemlerden çizilir.

5.15. Adaptasyon Ve Ayarlama

Adaptasyon ve ayarlama problemlerini, ayırmak adettendir. Ayarlama problemlerinde kontrollü prosesin sabit fakat bilinmeyen parametrelere sahip olduğu varsayılır. Adaptasyon probleminde parametrelerin değiştiği kabul edilir. Bir çok çıkarımlar ayar problemlerinin ele alınması için çok daha kolaydır. Birleşik problem parametrelerin doğru değerlerle birleşip birleşmediğini araştırmak içindir. Uygulama problemi adaptif durumda daha zordur, çünkü doğru değerle değişir. Hesap algoritmaları ayarlama ve adaptasyon için benzerdir. Tipik bir algoritmada :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + P(t) + \varphi(t)(y(t+1) - \varphi^T(t)\theta(t)) \quad (5.2.)$$

$\hat{\theta}$ parametre vektörünün hesabı ve φ sistemdeki ölçülmüş sinyallerin fonksiyonları olan regresörlerin bir vektörü, y : ölçüm sinyali ve P farklı bir eşitlik tarafından kumanda edilen kazanç matrisidir. P kazanç matrisi ayarlama ve adaptasyonda çok farklı hareket eder. t arttığında ayarlama durumunda sıfıra gider, fakat adaptasyon durumunda sıfırla birleşmesine izin verilmez.

5.16. Kararlılık

Kararlılık, kontrol sisteminde temel ihtiyaçtır. Adaptif sistemin kararlılığının araştırmak için çok fazla gayret sarfedilmiştir. Kararlılık teorisi model referans adaptif sistemin gelişimi için temel ilham kaynağı olmuştur. Ancak kazanç listelemeli sistemlere uygulanamamıştır. Bu gibi sistemlerin MRAS lerden çok daha basit olması nedeniyle bu olay sürpriz olmuştur. Kararlılık üzerinde yoğun çalışmalar Şekil 5.5.da gösterilen hata modeli üzerinde merkezlenmiştir. Bu şekilde gösterilebilen bir sistem lineer olmayan geribeslemeli bir lineer sistem olarak görülebilir. Bu kararlılık sonuçlarının elde edilebilirliği için klasik bir konfigürasyondur. Anahtar sonuç : Eğer lineer bölüm kesin olarak pozitif gerçekse (STR) ve lineer olmayan bölüm pasifse kapalı-düğüm sisteminin kararlı olmasıdır.

Hata modeli hem analiz hemde dizayn için kullanılır. Eğer lineer kısmın transfer fonksiyonu $G(s)$ SRR değilse, e hatası G^*G_c kombinasyonu SRR olan lineer bir G_c sistemiyle filtrelemeye çalışırız. Model referans adaptif sistemin çeşitli düzeltmeleri bu tür bir argümandan türetilmiştir. Şekil 5.5.de gösterilen hata modelini elde etmek için parametrelerde lineer olacak şekilde modeli parametrize etmek gereklidir. Bundan dolayı model aşağıdaki formda olmalıdır:

$$y(t) = \varphi^T * \theta \quad (5.3.)$$

θ : Parametre vektörü ve φ : Ölçülmüş sistem değişkenlerinden üretilmiş sinyallerin vektörüdür. Bu gereksinim göz önüne alınabilen algoritmaları önemli bir şekilde sınırlar.

Global asimtotik kararlılık için şartlar hata modeline dayanılarak elde edilir. Bu sonuçların ilgi çekici bir özelliği eşitlik 5.1'deki γ gibi. adaptasyon kazancının keyfi değerleri için uygulanmasıdır. (Örneğin keyfi hızlı adaptasyon için) Ancak, sonuçları devam ettirmek için çok kuvvetli kabullere ihtiyaç vardır, proseteki ufak bir dğişme sonuçları hükümsüz kılar. Karalılık teorisi dağılımların hesaplanmasında sadece kaba bir yol verir.

5.17. Parametre Birleşimi

Parametre hesap teorisi adaptif sistemlere başka bir bakış noktası verir. Bu yaklaşım STR ler için doğaldır. Dah sonra bu yaklaşım adaptif sistemler içinde kurulmuş tek-rarlamalı parametre hesaplayıcının çalışma şartlarını araştırır. Bu yaklaşım giriş sinyalinin önemli ölçüde değişmesini sağlayan şartlara önderlik eder. Bu sezgisel olarak anlaşılması kolay bir şeydir, çünkü prosesin girişlerinin sıfırı olduğu bir durumdaki bir deneyden proses dinamiklerini türetmek imkansızdır.

5.18. Yavaş Adaptasyon Ve Ortalama Yöntemi

Çoğu adaptif algoritmalar parametrelerin değişmesinin sistemin durum değişkenleri değişiminden daha yavaş olma yaklaşımına dayanır. Parametrelerin değişim oranı adaptasyon oranının dizaynının seçimiyle kontrol edilir. (Örneğin eşitlik 5.1. daki γ parametresi) Bu özelliği, durumları ve parametreleri ayrı olarak muamele etme yoluyla analizi basitleştirmeyi denemede kullanmak doğaldır. Bunun anlamı durumların davranışlarını inceleme sırasında parametreler sabit olarak görülürdür. Eşitlik 5.2de hesaplanmış parametrelerin gelişmesinin analizi sırasında, örneğin $P * \varphi * (y - \varphi^T * \theta)$ terimi basitçe kendi bayağı değeriyle yerdeğştirebilir. Bu tip bir yaklaşım ortalama teorisi olarak adlandırılır. Ortalama tekniğinin formal ispatı, hızlı değişen sinyaller periyodik veya hemen hemen periyodik olduğunda kurulmuştur. Ortalama metodu adaptasyon kazancı ne kadar küçükse okadar iyi çalışır. Bir çok durumda gerçek ve ortalama eşitlikler arasındaki farkın adaptasyon kazancıyla orantılı olduğu görülebilir. Ortalama metotlar son

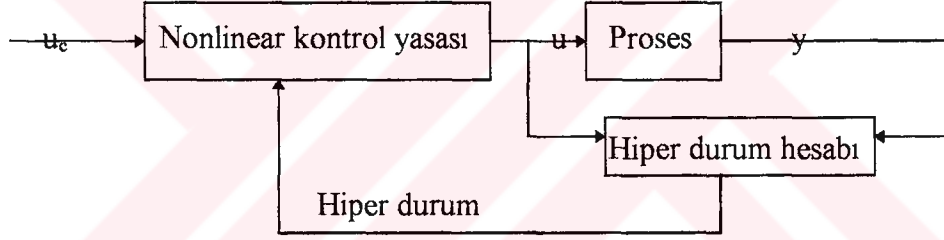
zamanlarda çok daha fazla dikkat çekmiştir ve adaptif sistemlerin analizinin bir birleşimine önderlik edebilir.

5.19. Stokastik Kontrol Teoride Elden Edilmiş Adaptif Şemalar

Birleştirilmiş adaptif bir çatıdan adaptif sistemler elde etmek için uygulanacaktır. Bu sistem ve çevresi bir stokastik model tarafından tanımlanmış nonlinear stokastik teorisi kullanılarak yapılabilir. Parametreler durum değişkenleri olarak tanıtılır ve parametre noksanlığı stokastik modellerle modellenir. Bundan dolayı bir bilinmeyen sabit diferansiyel eşitlik tarafından modellenir :[2]

$$\frac{d\theta}{dt} = 0 \quad (5.4.)$$

(veya farklı bir eşitlikle $\theta(t+1) = \theta(t)$ parametre nakesinliğini yansıtan bir ilk dağılımlı)



Şekil 5.6. Stokastik kontrol teorisinden elde edilmiş adaptif regülatörün blok diyagramı.

Parametre sürüklenmesi yukarıdaki eşitliğin sağ tarafına random değişkenlerinin eklenmesiyle tanımlanır. Durumların ve kontrollerin bir skalar fonksiyonu olan, bir kayıp fonksiyonunun beklenen değerini minimize eden bir ölçüt formüle edilir. Beklenen kayıp fonksiyonunu minimize edecek bir kontrol bulmak zordur. Bir çözümün bulunması kabulü altında, dinamik programlama kullanılarak optimal kayıp fonksiyonu için bir fonksiyonel eşitlik türetilir. Bu bir fonksiyonel eşitliğin çözümünü bulma ihtiyacı Bellman eşitliği olarak tanımlanır. Optimal regülatör yapısı Şekil 5.6 da elde edilmiştir. Kontrol iki bölümden oluşur, lineer olmayan hesaplayıcı ve geribesleme regülatörü. Hesaplayıcı

ölçümlerden durumun şartlı muhtemel dağılımını üretir. Bu dağılım problemin hiper durumu olarak adlandırılır. Geri besleme regülatörü hiper durumu kontrol değişkenlerinin durumunun içine yerleştiren lineer olmayan bir fonksiyondur. Bu fonksiyon off-line olarak hesaplanır. Ancak hiper durum on-line olarak güncelleştirilmek zorundadır. Çözümün yapısal benzetimi hiper durum tanımlamasının bedelinde elde edilir.(Çok yüksek ebat kalitesinde olan) Hiper durum güncelleştirmesi genel olarak lineer olmayan filtreleme probleminin çözümünü gerektirir. Diğer durum değişkenleriyle parametreler arasında ayırım olmadığına dikkat edin. (Şekil 5.6) Bunun anlamı regülatör çok hızlı parametre değişimlerini ele alabilir demektir.

Optimal kontrol yasası çok ilginç özelliklere sahiptir.(Bir belirli problem grubunun çözülmesiyle bulunmuş) Kontrol, çıkışı istenilen değerde kumanda etmeye çalışır, ama kontrol, pertürbasyonlarda tanımlayacaktır.(Parametre nakesin olduğu zaman) Bu gelecek kontrolünün ve hesapların kalitesini düzeltir. Optimal kontrol küçük hesaplama hataları ve iyi kontrolün sürdürülmesi arasındaki doğru dengeyi verir. Dual kontrol adı bu özelliği ifade için uydurulmuştur.

Şekil 5.6daki regülatörle STR nin karşılaştırılması ilgi çekicidir. STR de durumlar iki gruba ayrılmıştır : Belirli sabit parametre modelinin ve parametrelerin olağan durum değişkenleri (Yavaş değiştiği kabul edilen) Optimal stokastik teoride bu gibi ayrımlar yoktur. Her ne kadar bu bilgi hesaplıyıcıda bulunabilir olsada STR de hesabın değişiminden geribesleme yoktur.STR deki tasarım hesapları parametrelerin kesin bilindiğinde uygulanan yolun aynıyla yapılır. Optimal stokastik regülatörde parametrelerin ve durumların şartlı dağılımından geribesleme vardır. Sonuç olarak, hesaplar nakesin olduğu zaman STRde hesapların geliştirilmesi için uğraşılmaz. Optimal stokastik regülatörde kontrol kuralı, nakesinliğin tüm hesaplarını içine alan, hiper duruma dayanarak hesaplanır. Hesapları saf olduğu zaman bu pertürbasyonlarda tanımlar. Karşılaştırma parametre nakesinliklerini eklemenin ve STR yi araştırmanın kullanışlı olabileceğini gösterir.

5.20. En Küçük Kareler Yöntemi Ve Parametre Kestirimi

Gauss en küçük kareler prensibini 8.yy sonununda formüle etmiş ve gezegenlerin yörüngelerinin türetilmesinde kullanmıştır. Bu prensibe uygun olarak matematik modelin bilinmeyen parametreleri aşağıdaki yolla seçilmelidir. Güncel olarak gözlenmiş ve değerler arasındaki farkların karelerinin toplamının kesinlik derecesinin bir sayısıyla çarpılması minimumdur. En küçük kareler bir çok değişik problemlere uygulanır. Pratik olarak, aşağıdaki formda yazılan bir matematik model için basittir.[3]

$$y(t) = \varphi_1(t)\theta_1 + \dots + \varphi_n(t)\theta_n = \varphi(t)^T \theta \quad (5.5.)$$

y : Gözlenen değişken, $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ bilinmeyen parametreler ve $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ diğer bir bilinen değişkene bağlı olabilen bilinen fonksiyonlardır. Model t değişkeniyle işaretlenir. (Genelde zamanı gösteren) Başlangıç olarak işaretlenen set in bir diskrit set olduğu kabul edilir. φ_i değişkenleri regresyon değişkenleri veya regresör olarak adlandırılır ve eşitlik daki model bir regresyon modeli olarak tanımlanır.

$$\varphi(t)^T = [\varphi_1(t) \dots \varphi_n(t)] \quad (5.6.)$$

$$\theta^T = [\theta_1 \dots \theta_n] \quad (5.7.)$$

vektörleride tanımlanmıştır.

Gözlemler ve regresörler $\{(y(i), \varphi(i)), i = 1, 2, \dots, t\}$ bir deneyden elde edilir. Problem eşitlik 5.5. daki modelden hesaplanmış çıkışlarının en küçük kareler hassaslığında ölçülmüş y(i) değişkenlerine mümkün olduğu kadar yakın olması yoluyla parametrelerin türetilmesidir. θ parametrelerinde ölçülmüş y değişkeni lineer ve en küçük kareler ölçütü quadratik olduğunda, problem bir analitik çözümü kabul eder. Notasyonun tanıtılması

$$Y(t) = [y(1) \dots y(t)]^T \quad (5.8.)$$

$$E(t) = [e(1) \dots e(t)]^T \quad (5.10.) \quad \Phi(t) = \begin{bmatrix} \varphi^T(t) \\ \vdots \\ \varphi^T(t) \end{bmatrix} \quad (5.9.)$$

$$P(t) = (\Phi^T(t)\Phi(t))^{-1} = \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i)\varphi^T(i) \right)^{-1} \quad (5.11.)$$

e(i) aşağıdaki gibi tanımlanır :

$$e(i) = y(i) - \hat{y}(i) = y(i) - \varphi^T(i)\theta \quad (5.13.)$$

Daha sonra en küçük kareler aşağıdaki gibi yazılır :

$$V(\theta, t) = 1/2 \sum_{i=1}^t e(i)^2 = 1/2 \sum_{i=1}^t (y(i) - \varphi^T(i)\theta)^2 = 1/2 E^T E = 1/2 \|E\|^2 \quad (5.14.)$$

Burada $E = Y - \hat{Y} = Y - \Phi\theta$ dır. En küçük kareler yönteminin çözümü aşağıdaki teoremlerle verilir.

Teorem 5.1. En Küçük Kareler Hesabı

Eşitlik (5.14.) fonksiyonu $\hat{\theta}$ parametreleri için minimaldir.

$$\Phi^T \Phi \hat{\theta} = \Phi^T Y \quad (5.15.)$$

Eğer $\Phi^T \Phi$ matrisi tekil değilse, minimum tektir ve aşağıdaki gibi verilir.

$$\hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (5.16.)$$

İspat : Eşitlik (5.14.) nin kayıp fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir :

$$2V(\theta, t) = E^T E = (Y - \Phi\theta)^T (Y - \Phi\theta) = Y^T Y - Y^T \Phi\theta - \theta^T \Phi^T Y + \theta^T \Phi^T \Phi \theta \quad (5.17.)$$

$\Phi^T \Phi$ matrisi daima pozitif tanımlı olduğundan, V fonksiyonu bir minimuma sahiptir.

Kayıp fonksiyonu θ quadrafikedir. Karelerin tamamlanmasıyla, minimumu bulmak mümkündür.

$$2V(\theta, t) = Y^T Y - Y^T \Phi\theta - \theta^T \Phi^T Y + \theta^T \Phi^T \Phi \theta + Y^T \Phi (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y - Y^T \Phi (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y$$

$$= Y^T \left(I - \Phi (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \right) Y + \left(\theta - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \right)^T \Phi^T \Phi \left(\theta - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \right) \quad (5.18.)$$

Sağ tarafın ilk terimi θ dan bağımsızdır. İkinci terim daima pozitifdir. Minimum

$\theta = \hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y$ için elde edilir ve teorem ispatlanır.

Not 1 : Eşitlik 5.15. normal eşitlik olarak adlandırılır. Eşitlik 5.16.aşağıdaki gibi yazılabilir :

$$\hat{\theta}(t) = \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i) \varphi(i)^T \right)^{-1} \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i) y(i) \right) = P(t) \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i) y(i) \right) \quad (5.19.)$$

Not 2 : $\Phi^T \Phi$ matrisini tersi alınabilir yapan şartlar uyarma şartları olarak adlandırılır.

Teorem 5.2. Tekrarlamalı en küçük kareler hesaplaması

$\Phi(t)$ matrisinin tüm $t > t_0$ lar için full rank a sahip olduğunu kabul edelim. Bu durumda $\hat{\theta}$ en küçük kareler hesaplaması tekrarlamalı eşitliklere uygundur :

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t) \left(y(t) - \varphi^T(t) \hat{\theta}(t-1) \right) \quad (5.20.)$$

$$K(t) = P(t) \varphi(t) = P(t-1) \varphi(t) \left(I + \varphi^T(t) P(t-1) \varphi(t) \right)^{-1} \quad (5.21.) \text{ ve } (5.22.)$$

$$P[t] = P(t-1) - P(t-1) \varphi(t) \left(I + \varphi^T(t) P(t-1) \varphi(t) \right)^{-1} \varphi^T(t) P(t-1) = \left(I - K(t) \varphi^T(t) \right) P(t-1)$$

Not 1 : 5.20.Eşitliği güçlü sezgisel başvuruma sahiptir. $\hat{\theta}(t)$ hesabı geçmiş $\hat{\theta}(t-1)$ hesabına bir düzeltme eklenmesiyle hesaplanır. Düzeltme, son terimi eşitlik 5.5modeli tarafından önceden haber verilmiş t zamanındaki y değeri olarak açıklanan, $y(t) - \varphi^T(t) \hat{\theta}(t-1)$ ile orantılıdır. Düzeltme terimi bundan dolayı ölçülmüş $y(t)$ değeri ve parametrelerin önceki hesaplarına dayanan $y(t)$ nin önceden haber vermesi arasındaki farklılıkla orantılıdır. $K(t)$ vektörünün elemanları, düzeltme ve geçmiş hesapların nasıl birleştirileceğini söyleyen tartma faktörleridir.

Not 2 : En küçük kareler hesabı proses için bir Kalman filtresi gibi açıklanabilir :

$$\theta(t+1) = \theta(t) \quad (5.23.)$$

$$y(t) = \varphi^T(t)\theta(t) + e(t) \quad (5.24.)$$

Not 3 : Tekrarlama hesapları Eşitlik 5.6 daki kayıp fonksiyonuyla yola çıkılarak hesaplanır. Eşitlik 5.16. ve eşitlik 5.17. kullanılarak :

$$2V(\theta, t) = 2V(\theta, t-1) + \varepsilon^2(\theta, t) = Y^T \left(I - \Phi(t-1) \left(\Phi^T(t-1) \Phi(t-1) \right)^{-1} \Phi(t-1) \right) Y \quad (5.25)$$

$$+ \left(\theta - \hat{\theta}(t-1) \right)^T \Phi^T(t-1) \Phi(t-1) \left(\theta - \hat{\theta}(t-1) \right) + \left(y(t) - \varphi^T(t)\theta \right)^T \left(y(t) - \varphi^T(t)\theta \right) \quad (5.26)$$

Sağ tarafın ilk terimi θ dan bağımsızdır ve geriye kalan iki terimde θ da quadratiktir. $V(\theta, t) \dots \theta$ ya bağlı olarak kolayca minimize edilir. $P(t)$ matrisinin sadece $\Phi^T(t)\Phi(t)$ tekil olmadığı zaman tanımlandığına dikkat edin. Çünkü :

$$\Phi^T(t)\Phi(t) = \sum_{i=1}^t \varphi(i)\varphi^T(i) \quad (5.27.)$$

t önemli derecede küçük olduğunda $\Phi^T\Phi$ nin daima tekil olduğunu gösterir. P için bir ilk şart elde etmek, $\Phi^T(t_0)\Phi(t_0)$ tekil olmayacak şekilde bir $t = t_0$ seçmek ve

$$P(t_0) = \left(\Phi^T(t_0)\Phi(t_0) \right)^{-1} \quad (5.28.)$$

$\theta(t_0) = P(t_0)\Phi^T(t_0)Y(t_0)$ ı türetmek gerekir. Daha sonra tekrarlamalı eşitlik $t > t_0$ dan kullanılabilir. Ancak tüm adımlarda sık sık tekrarlamalı eşitlikler kullanılması uygundur. Eğer tekrarlamalı eşitlikler başlangıç koşuluyla başlıyorsa : $P(0) = P_0$ (P_0 pozitif tanımlı)

$P(t) = \left(P_0^{-1} + \Phi^T(t)\Phi(t) \right)^{-1}$ dir. P_0 önemli ölçüde büyük seçilerek $P(t)$; $\left(\Phi^T(t)\Phi(t) \right)^{-1}$ e keyfi olarak yakın yapılır.

5.21. Parametre Sayısındaki Tekrarlama

Extra parametreler tanıtıldığında, θ vektörü daha fazla elemanlara sahip olacaktır ve Φ matrisinde ek kolonlar olacaktır. Hesaplar modelde parametre sayısındaki

bir tekrarlamayı mümkün kılacak şekilde düzenlenebilir. Tekrarlama, eklenmiş parametreler sayısıyla aynı boyutlarda bir matrisin tersini gerektirir.

5.22. Zamanla-Değişen Parametreler

En küçük kareler probleminde (eşitlik 5.5.) θ_i parametreleri sabit olarak kabul edilir. Çeşitli adaptif problemlerde parametreleri zamanla değişen durumları göz önüne almak ilginçtir. En küçük kareler metodunun uzatmalarının basitleştirilmesiyle iki durum yazılabilir : Birinci durumda parametreler ani olarak değişir ama seyrek, diğer durumda parametreler yavaşça değişir. Parametrelerin ani değiştiği durum resetlemeyle yazılabilir. En küçük kareler algoritmasındaki P matrisi (Teorem 5.3) periyodik olarak αI ya resetlenir. Daha uygun bir versiyon n hesaplayıcıyı paralel çalıştırmaktır. Hesaplayıcılar reset edilmiştir ve münasip hesaplayıcı bir lojik kararla seçilir. Zamanla yavaş yavaş değişen parametreler durumu nispeten basit matematik modellerle yazılabilir. Pragmatik bir yaklaşım eşitlik (5.6.) da en küçük kareler ölçütünü tekrarlamak için uygundur :

$$V(\theta, t) = 1/2 \sum_{i=1}^t \lambda^{t-i} (y(i) - \phi^T(i)\theta)^2 \quad (5.29.)$$

$\lambda, \dots, (0 \leq \lambda \leq 1)$ olan bir parametredir. λ parametresi unutma veya hesaplanamama parametresi olarak adlandırılır. Eşitlik (5.29) in kayıp fonksiyonu datanın zamanla değişen bir ölçümünün tanımlanmasını gerektirir. Çok yeni data birim ölçütte verilir ama n zaman birimi kadar eski data λ^n tarafından ölçülür. Bu yüzden metot exponansiyel unutma veya exponansiyel hesaplanamama olarak adlandırılır. Kayıp eşitliği (5.29) için teorem 5.3 e önderlik eden hesaplamaların tekrarıyla, aşağıdaki sonuç elde edilir.

5.23. Exponansiyel Unutmalı En Küçük Kareler

$t \geq t_0$ için $\Phi(t)$ matrisinin full ranka sahip olduğunu varsayalım. Eşitlik (5.29) yı minimize eden θ parametresi tekrarlamalı olarak :

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t) \left(y(t) + \varphi^T(t) \theta(t-1) \right) \quad (5.30.)$$

$$K(t) = P(t) \varphi(t) = P(t-1) \varphi(t) \left(\lambda I - \varphi^T(t) P(t-1) \varphi(t) \right)^{-1} \quad (5.31.)$$

$$P(t) = \left(I - K(t) \varphi^T(t) \right) P(t-1) / \lambda \text{ ile verilir.} \quad (5.32.)$$

Exponansiyel unutmanın bir dezavantajı data, yeni datada bilgi olmadığında bile hesaplanamaz. ($P\varphi = 0$) Bu durumda P matrisi λ oranıyla exponansiyel olarak artarak eşitlik (5.30.) yı takip eder. Zamanla-değişen parametrelerle uğraşmanın alternatif bir yolu buna benzer parametrelili kesin bir matematik model varsaymaktır. En küçük kareler probleminin filtreleme yorumunu üretmenin bir olabilirliği teorem 5.2 not 2 de verilmiştir. Zamanla değişen parametreler eşitlik (5.23.) ü modelle tekrarlamakla elde edilir.

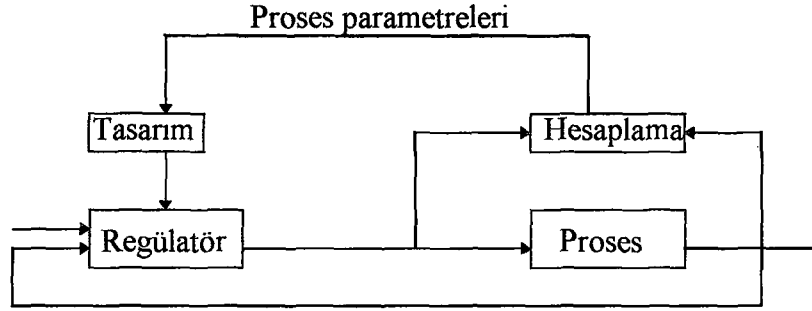
$$\theta(t+1) = \Phi_v \theta(t) + V(t) \quad (5.33.)$$

Φ_v : Bilinmeyen bir matris ve $V(t)$: Diskrit zaman beyaz gürültüdür. (White noise)

$\Phi_v = I$ durumu parametreleri Wiener prosesle sürüklenen modelle uyumludur.

5.24. Self Tuning Regülatörlerin Temel Fikir

Adaptif bir sistemde regülatör parametrelerinin her an ayarlandığı varsayılır. Bu regülatör parametrelerinin uygulamadaki değişimleri takip ettiğini ima eder. Ancak bu gibi sistemlerin kararlılık ve birleşme özelliklerini analiz etmek zordur. Sorunu basitleştirmek için prosesin sabit ama bilinmeyen parametrelere sahip olduğu varsayılır. Proses bilindiği zaman, dizayn yöntemi istenilen kontrolör parametreleri seti olarak belirlenir. Adaptif denetleyici, proses bilinmeyen olduğu zaman bile bu parametre değerleriyle birleşir. Bu özellikteki bir regülatör self tuning olarak adlandırılır. Çünkü o, denetleyiciyi istenilen performans için otomatik olarak ayarlar.[4]



Şekil 5.7. Self tuning regülörlerin blok diyagramı

Bilinmeyen parametreler eşzamanlı olarak hesaplanmıştır. (Tekrarlamalı hesap yöntemi kullanılarak) Hesaplanan parametreler, doğru oldukları zaman memnuniyet vericilerdir. (Örneğin tam kesin olmayan hesaplar hesaba alınmaz) Bu kesin eşitlik prensibi olarak adlandırılır. Bir çok değişik hesap şemaları kullanılabilir. Örneğin stokastik yaklaşım, en küçük kareler, genişletilmiş ve güncelleştirilmiş en küçük kareler, instrumental değişken ve maksimum likelihood. Şekil 5.7.deki blok dizaynı bilinen parametrelili bir sistem için dizayn problemine eş zamanlı çözüm sağlar. Bu underlying dizayn problemi olarak adlandırılır. Kullanılabilir dizayn metodlarına örnek; minimum değişiklik, lineer kuadratik, pole placement ve model takiptir. Dizayn metodu kapalı döğüm sisteminin belirlemelerine bağlı olarak seçilir. Hesap ve dizayn yöntemlerinin değişik kombinasyonları değişik özellikli regülörleri doğurur. Bu bölümün gayesi; self tuning regülörlerin bazı türlerinin temel fikirlerini ve özelliklerini vermektir. Self tuning regülörleri örneklemeye veri sistemleri için türetilmiştir, ama devamlı-zaman ve hibrit algoritmalarda geliştirilmiştir.

Bu bölümde prosesin tek giriş ve tek çıkış sistem (SISO) tarafından tanımlandığı varsayılacaktır.

$$A(q)y(t) = B(q)u(t) + C(q)e(t) \quad (5.34.)$$

y : Prosesin çıkışı ve u da girişidir. $e(t)$: Dağıtılmış değişkenlerine eşit bağımsızlığın sırasıdır. A, B ve C değiştirme operatöründeki polinomlardır. $\deg A = \deg C = n$ ve $\deg A - \deg B = d_0$ olduğu varsayılır. Bazen proses modeli, q^{-1} gecikme operatöründe yazmak uygundur. Bu recipokal polinomunun tanıtımıyla yapılır:

$$A^*[z] = Z^{-n} A(Z^{-1}) \quad n = \deg A \quad (5.7.) \text{ modeli}$$

$$A^*(q^{-1})y(t) = B^*(q^{-1})u(t - d_0) + C^*(q^{-1})e(t) \quad (5.35.)$$

Self tuning regülatörler prosesin bazı parametrelerinin hesaplanması fikrine dayanır. Birçok straight forward yaklaşım dağılımların ve prosesin transfer fonksiyonunun parametrelerinin hesabı içindir. Bu endrekt bir adaptif algoritma verir. Regülatör parametreleri direkt olarak düzeltilemez, ama proses modelin hesaplanması yolu ile endrekt olarak düzeltilir. Bu adaptif kontrolör tipi, en küçük kareler hesabına ölüvuruş (deadbeat) kontrole dayanan, 1858 de Kalman tarafından tanımlanmıştır. Kapalı düğüm sistemin özellikleri için herhangi bir analiz verilmemiştir, ama hardware problemleri gelişmeye engel olmuştur. En küçük kareler hesabına ne minimum değişken kontrolüne dayanan basit bir denetleyici (hesapların belirsizlikleride göz önüne alınmış olan) 1971 de Wittenmark ve Wieslander tarafından kurulmuştur. Regülatör parametrelerindeki modeli tekrar parametrize etmek mümkündür. (Direkt olarak hesap edilen regülatör parametreleri gibi) Bu direkt adaptif algoritmanın elde edilmesidir. Sistemin isimlendirilmesinde bazı şaşkınlıklar yaşanmıştır. Söz gelişi self tuning de endrekt metot genelde explicit self tuning kontrol olarak adlandırılır. (Proses parametrelerinin hesaplanmasından sonra). Regülatör parametrelerinin direkt düzeltilmesi implicit self tuning kontrol olarak adlandırılır. Algoritmaları endrekt ve direkt self tuning olarak ayırmak uygundur, ama ayırım aşırı dikkatli olmalıdır. Her iki tip algoritmadaki temel fikir kapalı devre sistemin proses ve/veya belirlemeleriyle ilgili bazı parametrelerin benzetimidir.

Direkt self tuning regülatörün asimtotik özelliklerinin analizi ilk olarak 1973 de Astrom ve Witten tarafından verilmiştir. (Self tuning ifadesini çıkaran kişi) Onların regülatörü en küçük kareler hesabı ve minimum değişken kontrol ilkesine dayanıyordu. Benzer self tuning regülatörler Peterka ve Clarke ve Gauthrop tarafından 1970 lerin başlarında geliştirilmiştir. Bu çalışmalar self tuning regülatör hakkında yapılacak geniş araştırmaların başlangıcı olmuştur.

Endirekt self tuning algoritma Bölüm 5.25 de incelenmiştir. Direkt self tuning regülatörler ve asimtotik özellikleri Bölüm 5.29. da düzenlenmiştir. Tarihsel olarak, MRAS ve STR adaptif kontrolörlerin ayrık bir çeşidi olarak düzenlenmiştir. Ana sebep belki MRAS nin ilk olarak devamlı zaman sistemler ve model takibi için üretildiği sırada STR nin diskrit-zaman stokastik sistemler ve kayıp fonksiyon minimizasyonu için üretilmesidir. (Bölüm 5.27. da tanımlanmış) Lineer quadratik Gaussian self tunerlar (LQG) Bölüm 5.5. da düzenlenmiştir.

5.25. Endirekt Self Tuning Regülatörler

Bu bölümde prosesin eşitlik 5.34 modeliyle tanımlandığı varsayılacaktır. Bölüm 5.23. da gösterilen hatlar boyunca bir self tuning regülatör yapmak için bir çok doğru yol A,B ve C polinomlarının parametrelerini hesaplamak içindir. Bu hesaplar daha sonra regülatör tasarımında kullanılır.

Deterministik durum ilk olarak hesaba alınır. (Örneğin $e(t)=0$)Çeşitli tekrarlamalı hesap yöntemleri A ve B nin ortak etkilerinin (Coefficient) hesabında kullanılabılır. Varsayalımki :

$$\theta^T = [b_0 \dots b_1 \dots \dots \dots b_m \dots a_1 \dots \dots a_n] \quad (5.36.)$$

$$\varphi^T(t-1) = [u(t-d_0) \dots u(t-d_0-m) - y(t-1) \dots - y(t-n)] \quad (5.37.)$$

$n-m = d_0$. Exponansiyel unutmali en küçük kareler hesaplayıcı :

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)\varepsilon(t) \quad (5.38.)$$

$$\varepsilon(t) = y(t) - \varphi^T(t-1)\hat{\theta}(t-1) \quad (5.39.)$$

$$K(t) = P(t-1)\varphi(t-1)(\lambda + \varphi^T(t-1)P(t-1)\varphi(t-1))^{-1} \quad (5.40.)$$

$$P(t) = (I - K(t)\varphi^T(t-1))P(t-1/\lambda) \quad (5.41.)$$

Stokastik durumda, en küçük kareler yöntemi eğer $C(q) \neq q^n$ ise etkilenmiş hesaplar verir. Tekrarlamalı maksimum likelihood ve genelleştirilmiş en küçük kareler gibi yöntem-

5.26. Birleşim

Eğer prosese giren giriş sinyali yeterli uyarılıyorsa ve hesaplanmış modelin yapısı uygunsa, hesaplar eğer kapalı devre sistem kararlıysa doğru değerlerle birleşir. Değişik hesap yöntemleri için birleşim için şartlar büyük öneme sahiptir.

Deterministik ve stokastik durumların her ikisi içinde, prosese ve sistemdeki gürültü hareketine giren giriş sinyalinin özellikleriyle ilgili birleşim için şartlar vermek mümkündür. Kontrol sinyali $u(t)$ geribesleme boyunca meydana getirilir. Bu analizler güncelleştirilicektir. Çünkü; bu kapalı devre sistemin kararlı olmasında gerekli kılar. MRAS I-çinde aynıdır. Parametre birleşimi ve performans birleşimim arasındaki ayrımı belirtmek gereklidir.

5.27. Bilinen Sistemler İçin Altı Çizili Tasarım Sorunu

Kapalı devre sistem belirlemelerine dayanarak self tuning regülatörlerde çeşitli tasarım metotları kullanılabilir. Tasarım metotlarının çoğu kutup atama dizaynı gibi davranırlar. (Pole placement) Kolay bir referans için basit eşitlikler tekrarlanır. Ayrık zaman durumunda bir arguman olarak kullanılabilir.

Eşitlik 5.34 proses modeli ve istenilen kapalı devre cevabı aşağıdaki gibi belirlenir;

$$A_m(q)y(t) = B_m(q)u_c(t) \quad (5.42.)$$

Denetleyici :

$$R(q)u(t) = T(q)u_c(t) - S(q)y(t) \quad (5.43. a)$$

R_1 ve S diophantine eşitliğinin çözümü :

$$AR_1 + B^-S = A_0 A_m \quad (5.43. b)$$

$$B = B^+ B^- \dots B_m = B^- B'_m \dots T = A_0 B'_m \dots R = B^+ R_1 \quad (5.43.c)$$

Şartların bir bölümü, denetleyicinin kontrolörün alakalı olmasına izin vermesine uygun olmalıdır. Yukarıdaki eşitlik bir çok değişik tasarım problemleri için temeldir.

5.28. Tek Makinalı Güç Sistemlerinin Kararlılığının İyileştirilmesi İçin Self Tuning Kontrol Şeması.

Bazı zamanlar büyük bir elektrik güç sisteminin kompleksliği sistem dinamiği ve transiyent kararlılık sınırları üzerinde ters bir etkisi olduğu tanımlanmıştır. Sistem kararlılığının iyileştirilmesi güç sistem kararlı kılıcılar kullanılarak sağlanır. Tek-makina sonsuz bara modellemesi kararlı kılıcı dizaynı ve büyük sistemlerinin kararlılık çalışması için uygun değildir. Çok makina gösterimi bu modelleme için gereklidir. Bir çok araştırmalar konvansiyonel analog tip güç sistem kararlı kılıcılarının tasarımı ile ilgilenmiştir. Bunun düşük frekans titreşimlerini söndürmek veya tek makinalı güç sistemlerinin kararlılığını yükseltmek için fikslenmiş parametre gurubuna sahiptir. Ana araştırma eğilimi kontrol şemalarına dayanan mikro bilgisayar gelişimidir. Daha çok dikkat çeken buna benzer bir şema self tuning kontroldür.[5]

Self tuning kontrolün tek makina güç sisteminin kararlılığının iyileştirilmesinde alışlagelmiş kontrole göre aşağıdaki üstünlükleri vardır:

1) Sistemin çalışma şartlarındaki değişimleri otomatik olarak ayarlama.

2) Çeşitli kararlı kılıcılar arasındaki koordinasyonu sıkıcı ve kompleks hesaplamalara başvurmadan kolayca başarır.

Ayrık tek makina güç sistem kararlılığında değişik self tuning kontrol şemaları göz önüne alınarak cesaret verici sonuçlar elde edilir. Self tuning uyarma ve self tuning statik Var kontrolü buna örnek verilir. Tek makinalı güç sisteminin kararlılık iyileştirilmesi için self tuning kontrolün potansiyel faydalarını gösterir.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \frac{d}{dt} \frac{d}{dt} y(k+1) &= \frac{\frac{d}{dt} \frac{d}{dt} y(k+1) - \frac{d}{dt} \frac{d}{dt} y(k)}{T_s} = \\
&= \frac{y(k+1) - 3 * y(k) + y(k-1) + y(k-2)}{T_s^3} \\
q &= q' / T_s^2 \\
m &= m' / T_s^4 \\
l &= l' / T_s^6
\end{aligned} \tag{5.46.}$$

Yukarıdaki eşitlik I' da yerine konursa;

$$\begin{aligned}
I &= y^2(k+1) + q[y^2(k+1) - 2y(k+1)y(k) + y^2(k)] + m[y(k+1) - 2y(k) - y(k-1)]^2 \\
&\quad + l[y(k+1) - 3y(k) + y(k-1) + y(k-2)]^2 + ru^2(k) \\
I &= y^2(k+1) + qy^2(k+1) - 2qy(k+1)y(k) + qy^2(k) + my^2(k+1) + 4my^2(k) + my^2(k-1) \\
&\quad - 4my(k+1)y(k) - 2my(k+1)y(k-1) + 4my(k)y(k-1) + ty^2(k+1) + 9ty^2(k) + ty^2(k-1) + ty^2(k-2) \\
&\quad - 6ty(k+1)y(k) + 2ty(k+1)y(k-1) + 2ty(k+1)y(k-2) - 6ty(k)y(k-1) - 6ty(k)y(k-2) + 2ty(k-1) \\
&\quad y(k-2) + ru^2(k)
\end{aligned} \tag{5.47.}$$

Burada $y(k)$, $y(k-1)$, $y(k-2)$ ve $y(k+1)$ değerleri;

$$\begin{aligned}
y(k) &= \sum_{i=1}^3 a_i y(k-i) + \sum_{i=1}^3 b_i u(k-i) \\
y(k-1) &= \sum_{i=1}^3 a_i y(k-i-1) + \sum_{i=1}^3 b_i u(k-i-1) \\
y(k-2) &= \sum_{i=1}^3 a_i y(k-i-2) + \sum_{i=1}^3 b_i u(k-i-2) \\
y(k+1) &= \sum_{i=1}^3 a_i y(k-i+1) + \sum_{i=1}^3 b_i u(k-i+1) \\
\frac{\partial y(k+1)}{\partial u(k)} &= b_1 \\
\frac{\partial y(k)}{\partial u(k)} &= 0 = \frac{\partial y(k-1)}{\partial u(k)} = \frac{\partial y(k-2)}{\partial u(k)}
\end{aligned} \tag{5.48.}$$

I eşitliğini sadeleşmiş biçimde yazarsak;

$$\begin{aligned}
I = & (1+q+m+t)y^2(k+1) + (q+4m+9t)y^2(k) + (m+t)y^2(k-1) + ty^2(k-2) \\
& + ru^2(k) - 2(q+2m+3t)y(k+1)y(k) - 2(m-t)y(k+1)y(k-1) \\
& + 2ty(k+1)y(k-2) + 2(2m-3t)y(k)y(k-1) - 6ty(k)y(k-2) \\
& + 2ty(k-1)y(k-2)
\end{aligned} \quad (5.49.)$$

I eşitliğinin u ya göre türevini alırsak;

$$\begin{aligned}
\frac{\partial I}{\partial u} = 0 = & 2(1+q+m+t)y(k+1)b_1 + 2ru(k) - 2(q+2m+3t)y(k)b_1 \\
& - 2(m-t)b_1y(k-1) + 2b_1ty(k-2) = 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
0 = & (1+q+m+t)b_1y(k+1) + ru(k) - (q+2m+3t)b_1y(k) + (t-m)b_1y(k-1) \\
& + tb_1y(k-2) \\
0 = & (1+q+m+t)b_1 \left(\sum_{i=1}^3 a_i y(k-i+1) + \sum_{i=1}^3 b_i u(k-i+1) \right) + ru(k) - (q+2m+3t) \\
& b_1y(k) + (t-m)b_1y(k-1) + tb_1y(k-2)
\end{aligned} \quad (5.50.)$$

Buradan u(k) sinyali;

$$\begin{aligned}
u(k) = & k \left[-(1+q+m+t)s + Q_y \right] \\
k = & \frac{b_1}{(1+q+m+t)b_1^2 + r} \\
s = & \sum_{i=1}^3 a_i y(k-i+1) + \sum_{i=2}^3 b_i u(k-i+1) \\
Q_y = & (q+2m+3t)y(k) + (t-m)y(k-1) + ty(k-2)
\end{aligned} \quad (5.51.)$$

Eşitlik 5.51.daki kararlı kılıcı işareti eğer model parametreleri ($a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3$) ilk değer olarak biliniyorsa gerçekleştirilebilir. Genelde bu parametrelerin bilinmiyen olmasının haricinde, değerleride çalışma şartlarıyla değişir. Tekrarlamalı en küçük kareler yöntemi ölçülmüş giriş çıkış değerlerine dayanarak tüm örneklemede makinanın model

parametrelerini kestirmek için kullanılır. Bu maksat için, eşitlik 5.44. nın diskrit zaman modeli aşağıdaki gibi yazılır.

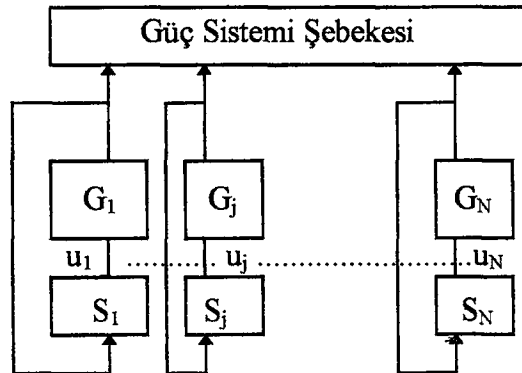
$$\begin{aligned} y(k) &= g^T(k)\theta(k-1) \\ \theta(k) &= [a_1(k), a_2(k), a_3(k), b_1(k), b_2(k), b_3(k)]^T \\ g(k) &= [y(k-1), y(k-2), y(k-3), u(k-1), u(k-2), u(k-3)]^T \end{aligned} \quad (5.52.)$$

ve hesaplama algoritmasında:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k+1) &= \hat{\theta}(k) + h(k+1)[y(k+1) - g^T(k+1)\hat{\theta}(k)] \\ h(k+1) &= P(k)g(k+1) / [\beta + g^T(k+1)P(k)g(k+1)] \\ P(k+1) &= [I - h(k+1)g^T(k+1)]P(k) / \beta \end{aligned} \quad (5.53.)$$

Burada $0 < \beta \leq 1$ dir ve $P(\cdot)$ kovarians matrisi seçilen bir örnekleme arasından sonra $P(0)$ değerine resetlenir. ($P(0) = \alpha * I$ burada I ; 6x6 birim matristir.) Makinanın önerilen kontrol algoritması aşağıdaki gibi elde edilir. ($P(0), \hat{\theta}(0), \beta$ değerleri bizim tarafımızdan seçilir.)

- $y(k)$ yı oku.
- Eşitlik 5.52 kullanarak $g(k)$ formunu elde et.
- Eşitlik 5.53 kullanarak $\hat{\theta}(k)$ yı elde et.
- Kararlı kılma sinyali $u(k)$ 5.49. kullanarak uygula.
- $k=k+1$ oluştur ve a ya dön.

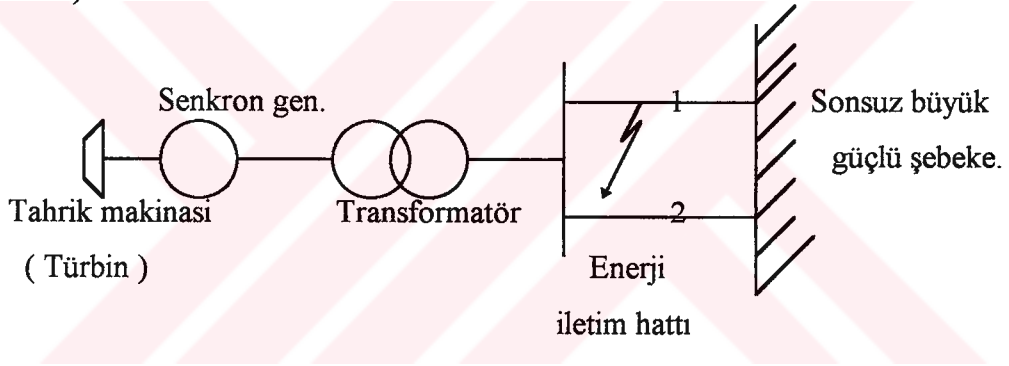


Şekil 5.8. Çok Makinalı Güç Sisteminin Yerinde Yönetilen Kontrolü [5].

BÖLÜM 6 : SİMÜLASYONLAR

6.1. Sistemin Durum Uzay Matrisinin Verilmesi

Bu bölümde bilgisayar simülasyonu yapılacak sistemin durum uzay modeli verilecek ve Fortran 77 programıyla sistem simülasyonu yapılacaktır. Bizim üzerinde çalıştığımız sistem senkron generatör, türbin, devir sayısı regülatörü ve gerilim regülatöründen oluşan bir sistemdir. Bu sistemde sonsuz güçlü bir şebeke çift hat üzerinden beslenmektedir (Bak şekil 6.1.).



Şekil 6.1. Simülasyonu yapılan sistem

Yukarıdaki sistemin tüm elemanlarını kapsayan toplam durum uzay matrisi aşağıda verilmiştir;

$$\frac{d}{dt}x = Ax + Bu \quad (6.1.)$$

Burada A matrisi 14x14 boyutlarında, B matrisi ise 2x14 boyutlarında bir matristir. A matrisi 7x7 boyutlarında dört matrise ayrılırsa;

$$[A_1] = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-DKD\omega_0}{2H} & \omega_0 A_1 \psi_q / 2H & \frac{\omega_0 A_2 \psi_q}{2H} & \frac{\omega_0 A_3 \psi_q}{2H} & -\frac{\omega_0 B_1 \psi_d}{2H} & -\frac{\omega_0 B_2 \psi_d}{2H} \\ \omega_0 V_B \sin \delta & \psi_q & \omega_0 A_1 R & \omega_0 A_2 R & \omega_0 A_3 R & \omega_0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_0 A_2 R_{fd} & \omega_0 C_1 R_{fd} & \omega_0 C_3 R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_0 A_3 R_{kd} & \omega_0 C_3 R_{kd} & \omega_0 C_4 R_{kd} & 0 & 0 \\ \omega_0 V_B \cos \delta & -\psi_d & -\omega_0 & 0 & 0 & \omega_0 B_1 R & \omega_0 B_2 R \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_0 B_2 R_{kq} & \omega_0 B_3 R_{kq} \end{vmatrix}$$

$$[A_2] = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_0 F_{HP}}{2H} & 0 & \frac{\omega_0 F_{IP}}{2H} & \frac{\omega_0 F_{LP}}{2H} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\omega_0 R_{fd}}{x_{ad}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

$$[A_3] = [0]_{7 \times 7}$$

$$[A_4] = \begin{vmatrix} -1/T_{EX} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/T_{HP} & 0 & 0 & 0 & \frac{P_0}{T_{HP}} & 0 \\ 0 & 1/T_{RH} & -1/T_{RH} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{G_{VI}}{T_{IP}} & -1/T_{IP} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/T_{LP} & -1/T_{LP} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/T_G & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/T_G \end{vmatrix}$$

$$[x]^T = \left[\delta \quad \Delta\omega \quad \psi_d \quad \psi_{fd} \quad \psi_{d1} \quad \psi_q \quad \psi_{q1} \quad E_{fd} \quad Y_{HP} \quad Y_{RH} \quad Y_{IP} \quad Y_{LP} \quad G_{VM} \quad G_{VI} \right]^T$$

B matrisi ise;

$$[B]^T = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/T_G & 1/T_G \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/T_{EX} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}^T$$

ve son olarak u matrisi ise;

$$[u] = \begin{bmatrix} V_R \\ U_{GM} \end{bmatrix}$$

dir. Burada $R = R_e + R_a$ dır.

δ : Sonsuz barayla ilgili rotor açısı

ω : Rotor hızı

V_R : Uyarıcı gerilimi

T_{ex} : Uyarma zaman sabiti

H : Atalet sabiti

E_{fd} : Uyarma gerilimi

Sistemin, arıza öncesi, arıza esnası ve arızanın giderilmesi (Tek hat) durumlarını Fortran 77 programında simülasyonunu yapılarak incelenecek ve daha sonra programa bölüm 4’de blok diyagramları verilen gerilim regülatörleri eklenerek δ , $\Delta\omega$ ve V_t grafiklerindeki farklılıklar gözlenmiştir. Grafikler, Harward Grafik programıyla elde edilmiştir. Programın algoritması ve grafikler ekte verilmiştir.

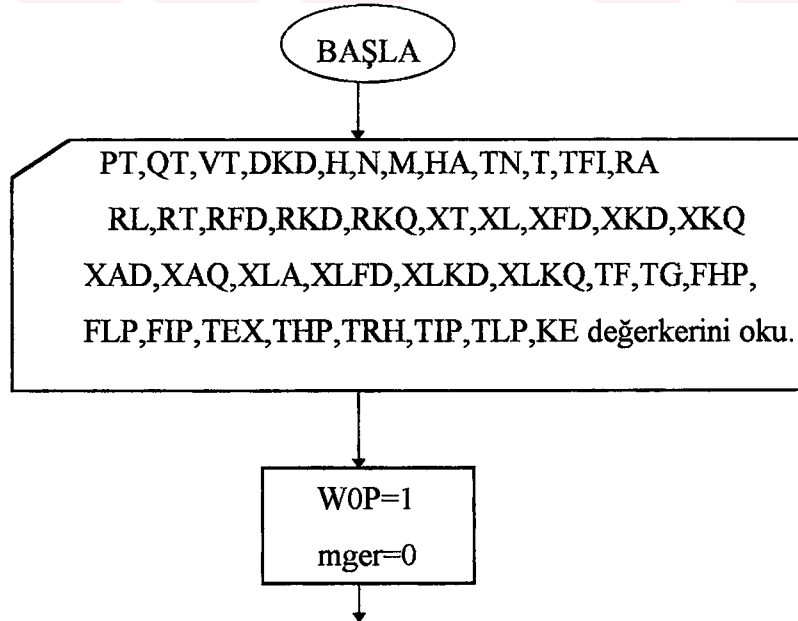
Burada durum denklemlerinin türevleri Runga-Kutta 4 nümerik analiz yöntemiyle elde edilmiştir. Sistemde bir hata yaratılarak (Yaratılan tek hat toprak kısa devresidir), sistemin hata öncesi, esnası ve hata sonrası davranışı regülatörsüz ve regülatörlü durumlar için ayrı ayrı incelenmiştir.

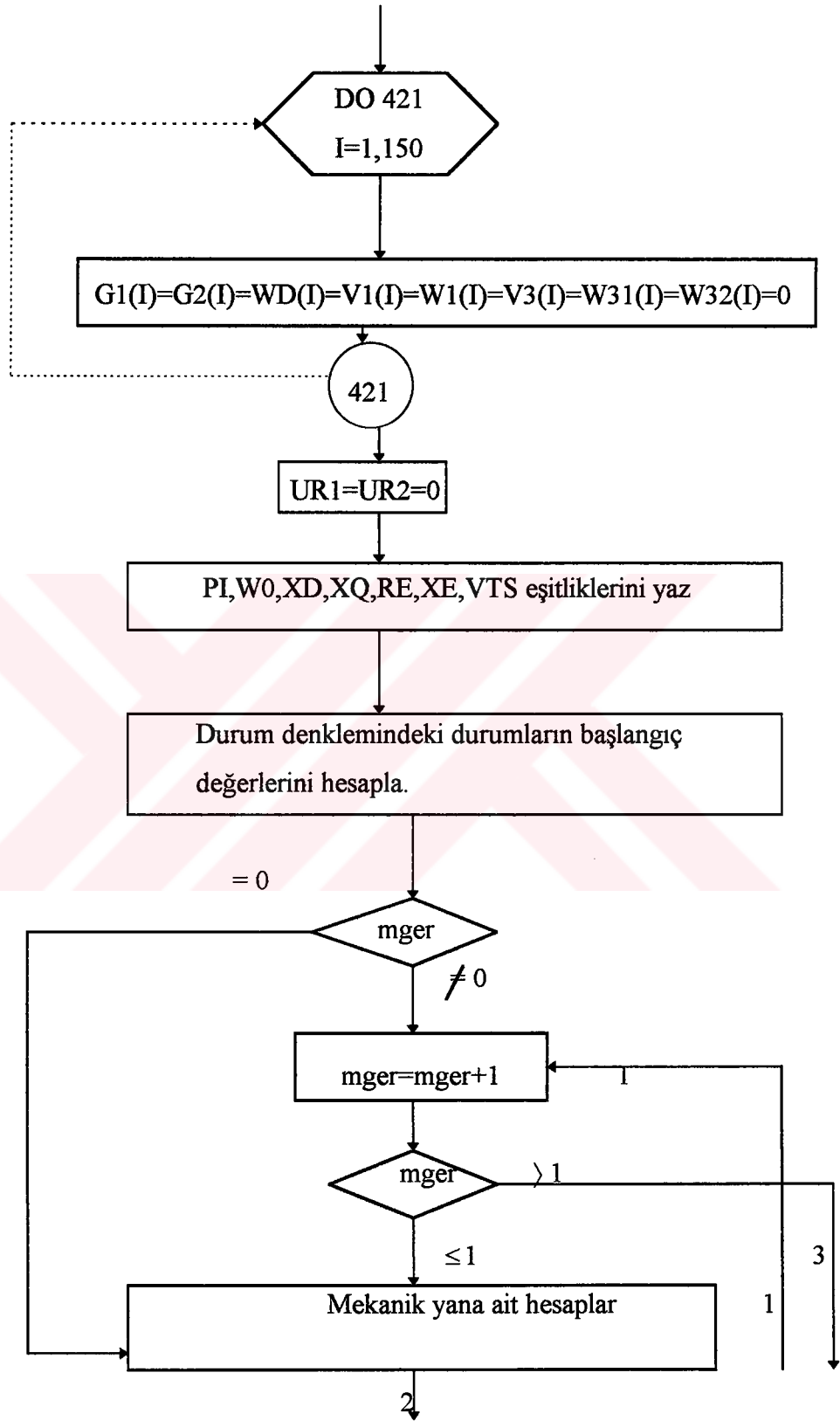
Programda kullanılan durum denklemlerinin başlangıç değerleri aşağıda verilmiştir.

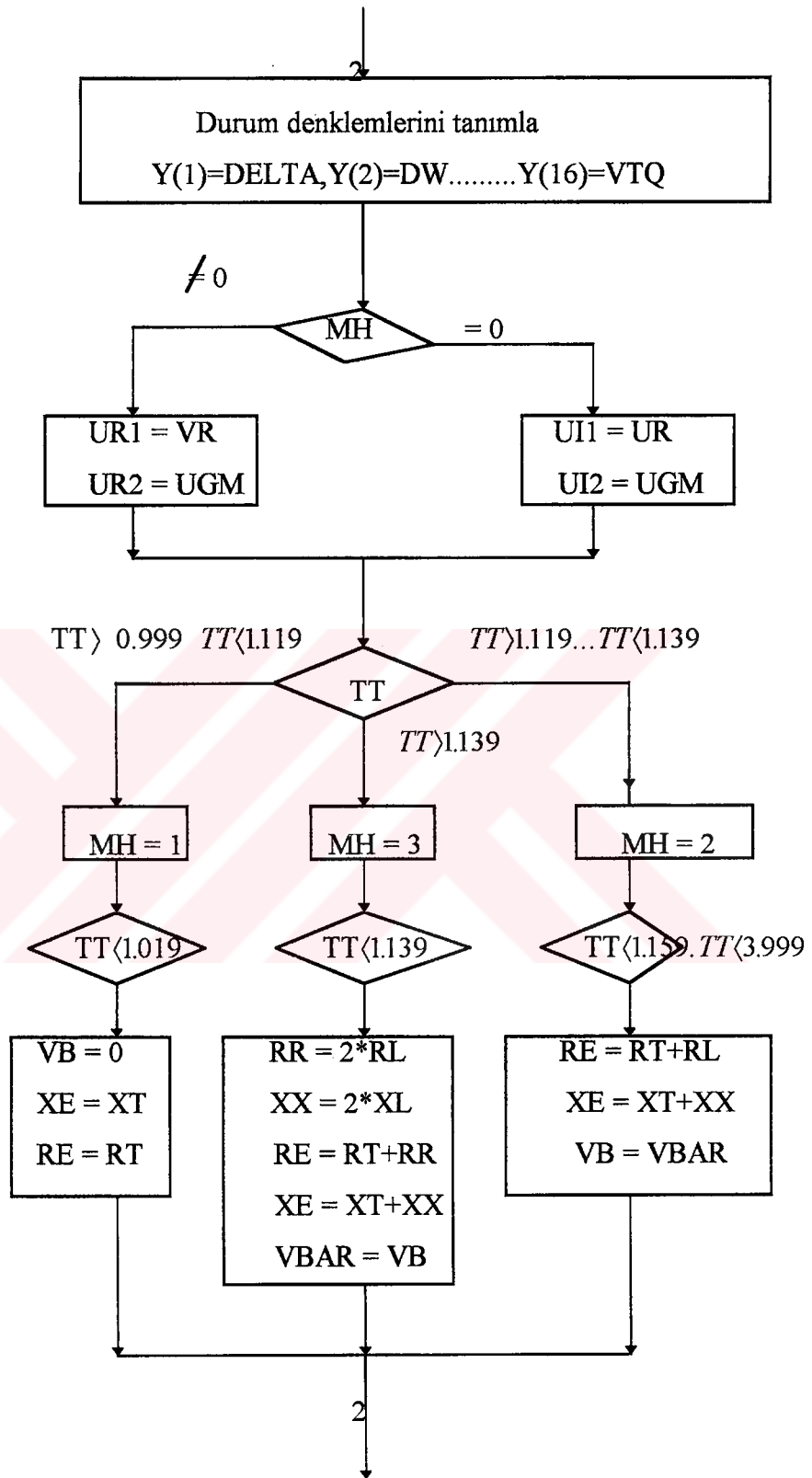
$$\begin{aligned} SI &= \left(\sqrt{(PT * PT + QT * QT)} \right) / VT \\ PB &= PT - RE * SI * SI \\ QB &= QT - XE * SI * SI \\ VB &= \sqrt{((PB * PB + QB * QB) / (SI * SI))} \\ VBAR &= VB \\ PHI &= ATAN(QT / PT) \end{aligned} \tag{6.2.}$$

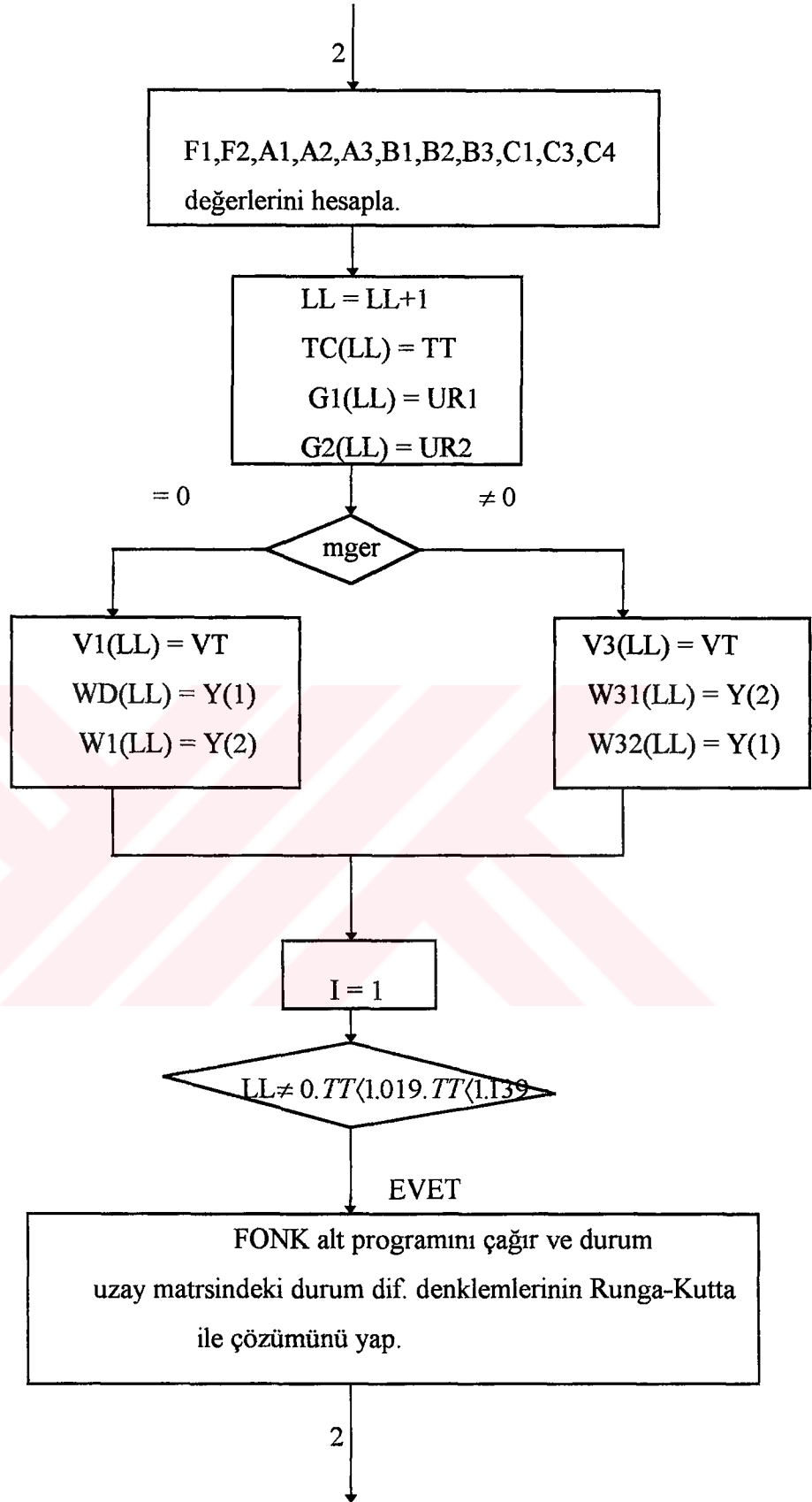
$$\begin{aligned}
DELTA &= ATAN((SI * XQ * COS(PHI) - RA * SI * SIN(PHI)) / (VT + RA \\
&* SI * COS(PHI) + XQ * SI * SIN(PHI))) \\
ALFA &= ATAN((XE * SI * COS(PHI) - RE * SI * SIN(PHI)) / (VT - XE * SI * \\
&SIN(PHI) - RE * SI * COS(PHI))) \\
DELTA &= DELTA + ALFA \\
GAMA &= DELTA + PHI \\
SID &= SI * SIN(DELTA + PHI) \\
SIQ &= SI * COS(DELTA + PHI) \\
VFD &= RFD * (VB * COS(DELTA) + SIQ * (RA + RE) + SID * (XD + XE)) / XAD \\
SIFD &= VFD / RFD \\
VD &= VB * SIN(DELTA) \\
VQ &= VB * COS(DELTA) \\
PISFD &= XFD * SIFD - XAD * SID \\
PISD &= XAD * SIFD - (XD + XE) * SID \\
PISQ &= -(XQ + XE) * SIQ \\
PISKD &= XAD * SIFD - XAD * SID \\
PISKQ &= -XAQ * SIQ \\
efd &= xad * vfd / rfd
\end{aligned}$$

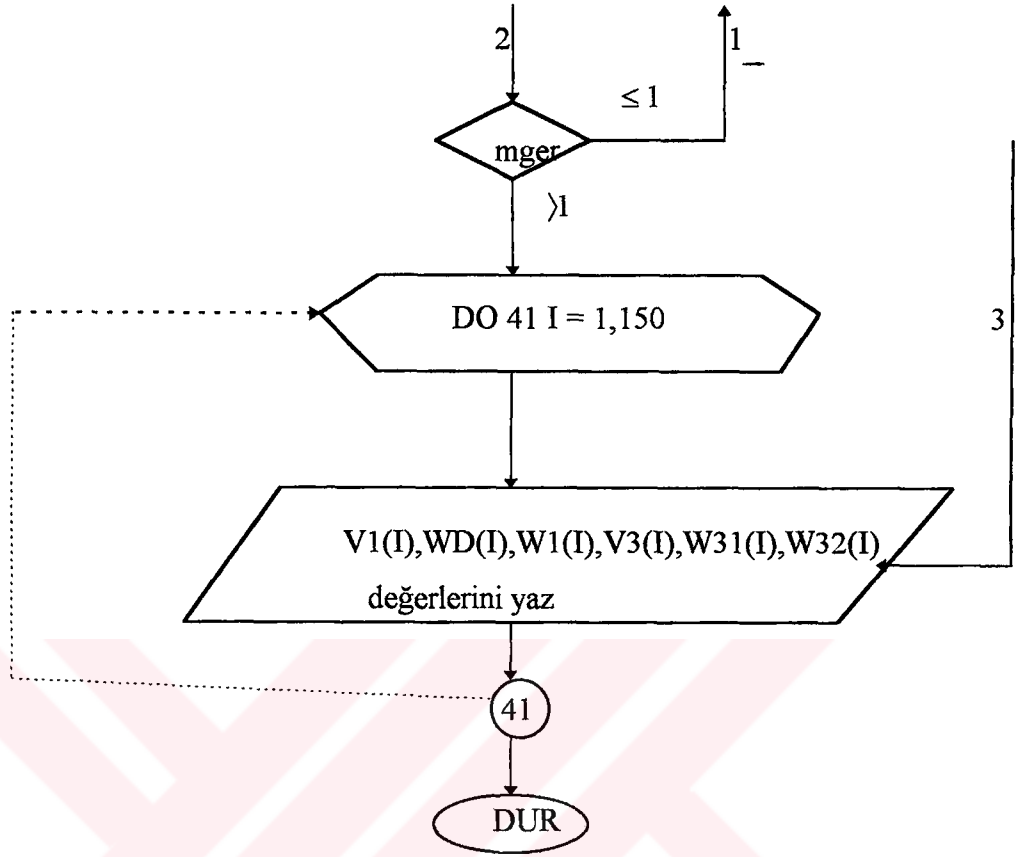
6.2. Programın Algoritmasının Verilmesi





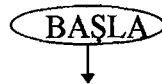




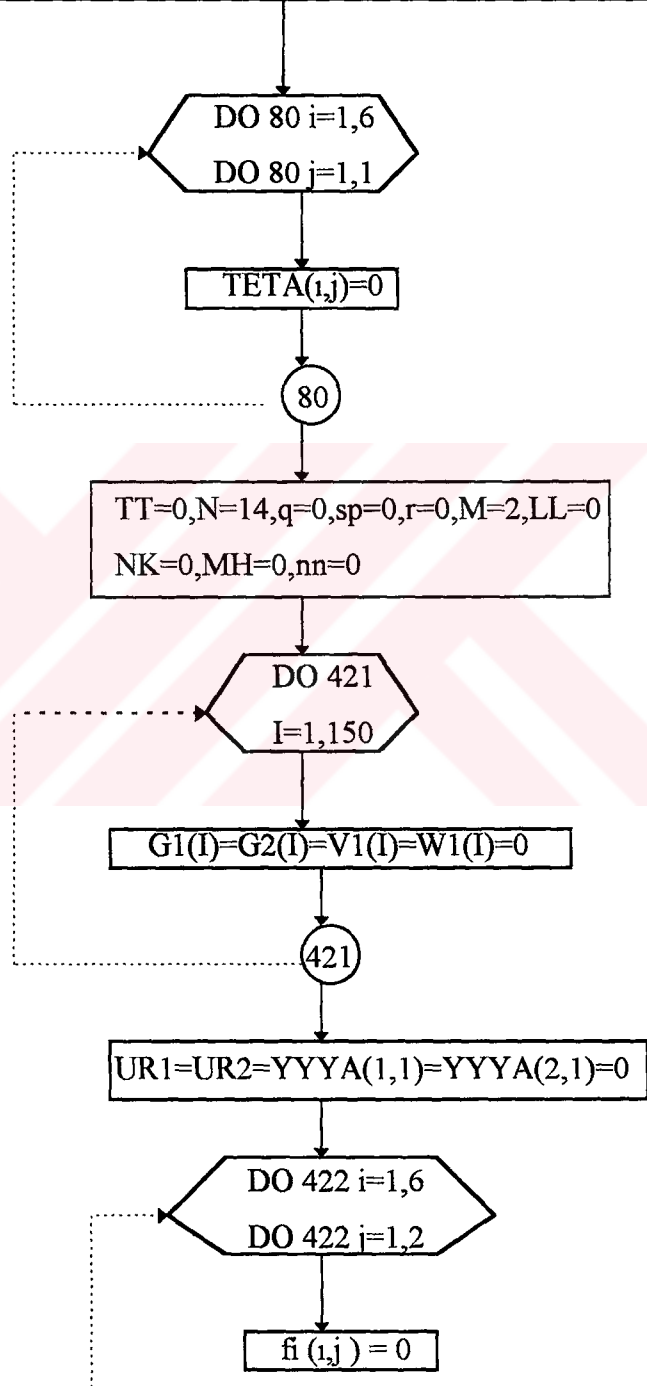


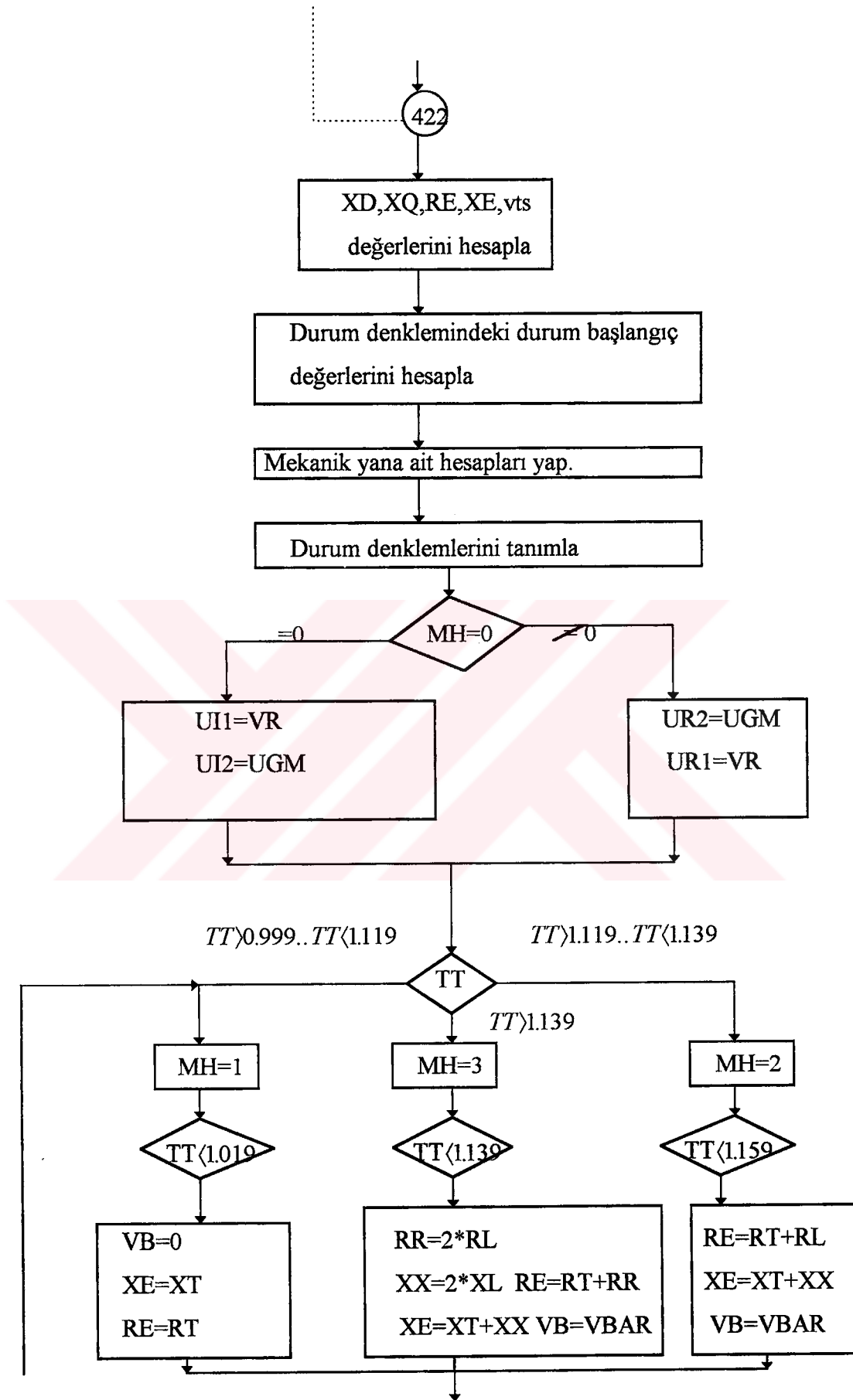
Burada mger ; regülatörlü ve regülatörsüz durumu, mh ise arıza öncesi, sonrası ve esnasını tanımlar. FONK alt programında ise durum uzay matrisinin katsayıları tanımlanır ve buna istinaden durum değişkenleri regülatörlü ve regülatörsüz durum için ayrı ayrı ifade edilir. (E_{fd} durum değişkeni regülatörlü ve regülatörsüz durumda farklıdır)

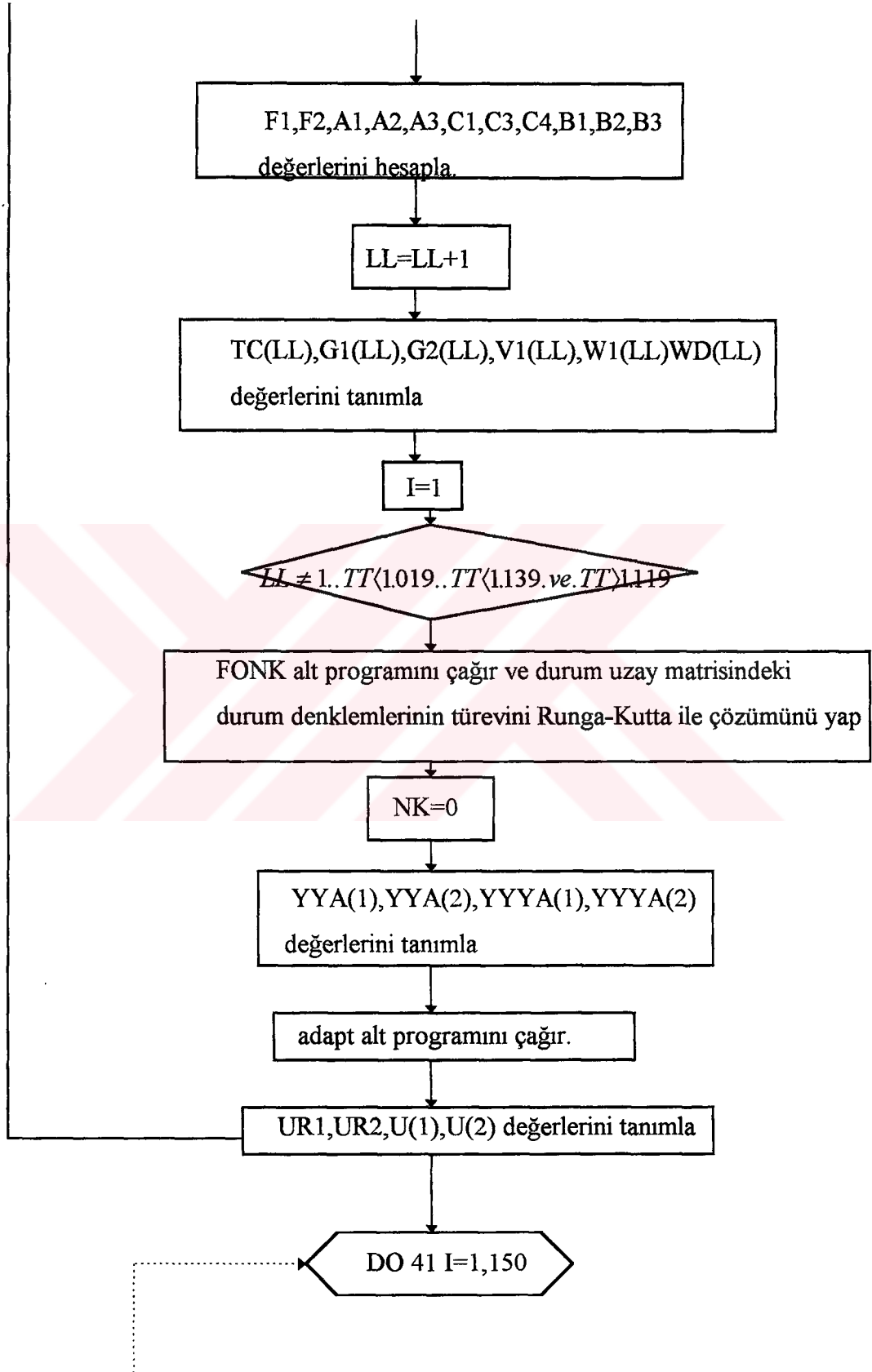
Sistemin adaptif kontrolör eklenerek meydana getirilmiş bilgisayar programının (fortran 77 de hazırlanmış) akış diyagramı ve programın grafik sonuçları grafikler halinde verilmiştir.

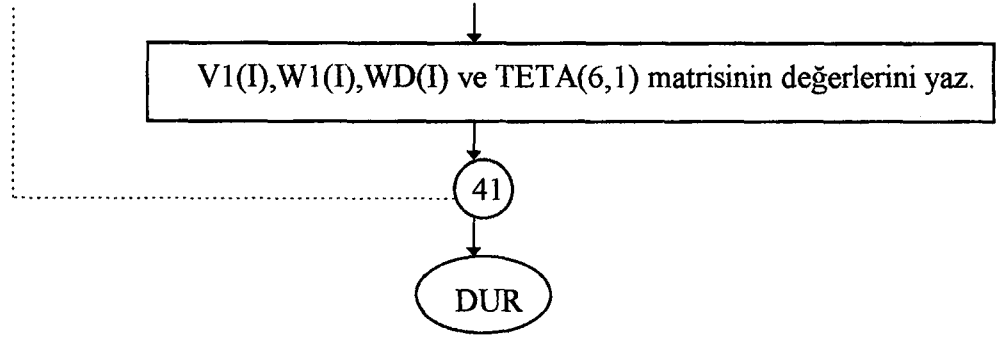


PT,QT,VT,DKD,H,P0,N,M,HA,TN,T,IFI,
 RA,RL,RT,RFD,RKD,RKQ,XT,XL,XFD,
 XKQ,XKD,XAD,XAQ,Xla,Xlfd,Xlkq,TG,TF,
 FHP,FLP,FIP,TEX,THP,TRH,TIP,TLP,ke,q,r,sm,t
 ve teta(6,1) matrisinin değerlerini oku.









Adapt alt programı 5.28.1 bölümünde verilen hesapların Fortran 77 programına uyarlanmasıdır. Tablo 6.1. de verilen değerlerin programda yerine konması sonucu elde edilen grafik sonuçlar aşağıda verilmiştir.

Grafiklerdende görüldüğü gibi regülatörlü durumda V_t , Delta ve dW değerlerinin arıza öncesi durumlarına dönme süreleri daha kısa olmaktadır. Ek olarak daha iyi bir şekilde arıza öncesi değerlerini sağlamaktadırlar. Adaptif kontrol eklendiğinde ise maksimum iyileştirme sağlanmıştır. Enerji sistemlerinde kararlılık, bir bozucu etkiye maruz kalan sistemin bozucu etki sonrası tekrar bozucu etki öncesi çalışma koşullarına dönme yeteneği anlamındadır şeklinde tanımlandığına göre programlarını ve grafik sonuçlarını aldığımız sistemlerden en kararlı olanı adaptif kontrol eklenmiş olan sistemdir. Çünkü adaptif kontrol eklenmesi durumunda V_t , Delta ve dW eğrileri arıza öncesi (birinci saniyeye kadar olan değerlere) çalışma koşullarına en yakın değerlere ulaşmaktadır. Burada q , r , t değerleri ve teta[6,1] matrisinin değerleriyle oynayarak V_t ,Delta ve dW değerlerinin arıza öncesi değerlerine yaklaşma mükemmelliğininide ayarlayabiliriz.

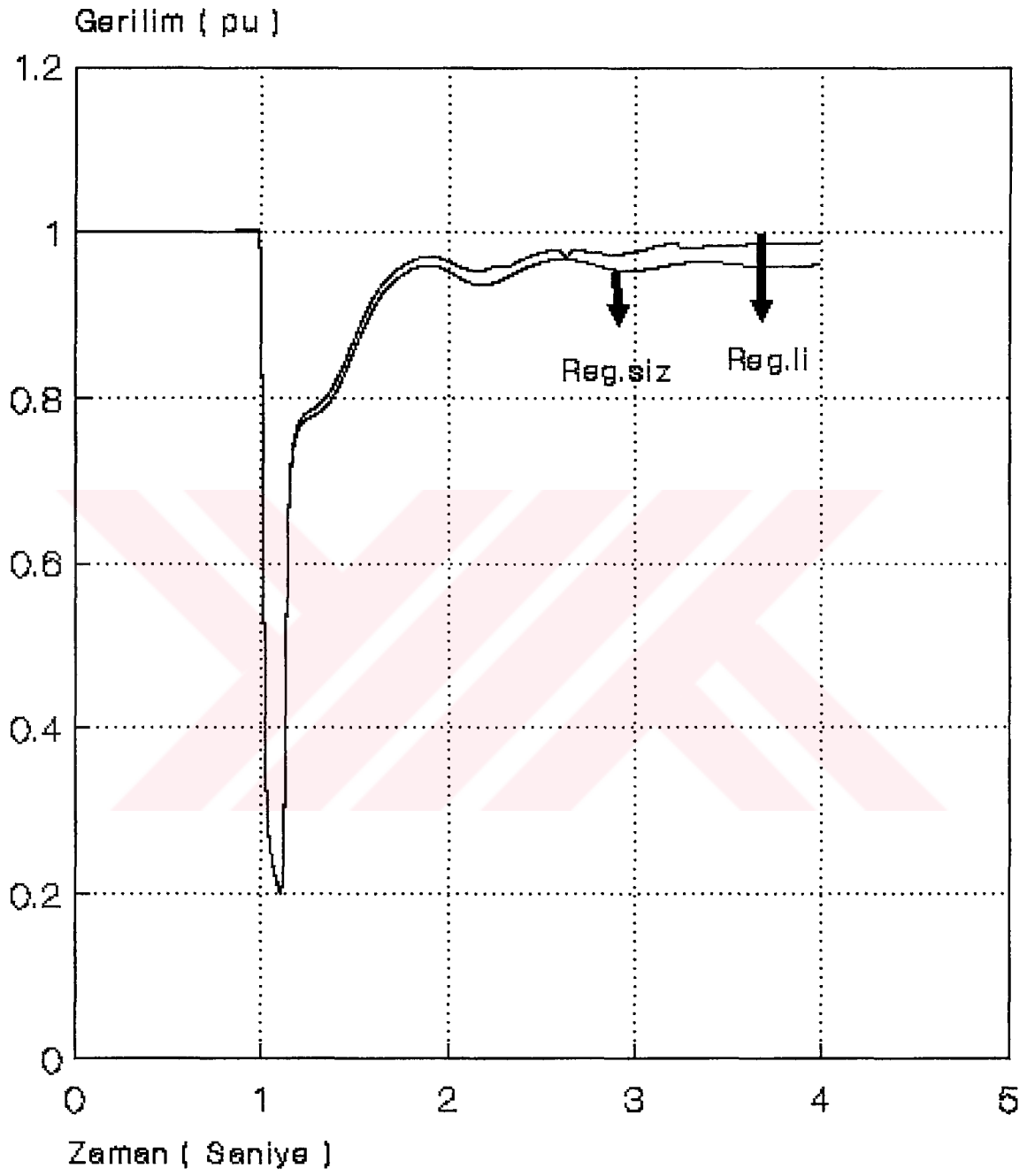
Tablo 6.1. ilk değerler

Pt	Vt	Qt	DKD	H	P0	N	M	HA	TN	T	IFI	Ra	Rl	Rt	Rfd	Rkd	Rkq
8	-2	1	.025	3.25	1.2	14	2	.001	0	.02	0	.005	.025	.038	.0015	.0078	.0084
Xt	Xl	Xfd	Xkd	Xkq	Xad	Xaq	Xla	Xlfd	Xlkd	Xlkq	TF	TG	FHP	FLP			
.1	.35	1.97	1.96	1.86	1.77	.14	.11	.08		.19	.01	.01	.24	.42	.34		
FIP	TEX	THP	TRH	TIP	TLP	ke	q	r	sm	t							
.01	.3	10	.03	.72	.17	.5	.1	500	10	1							

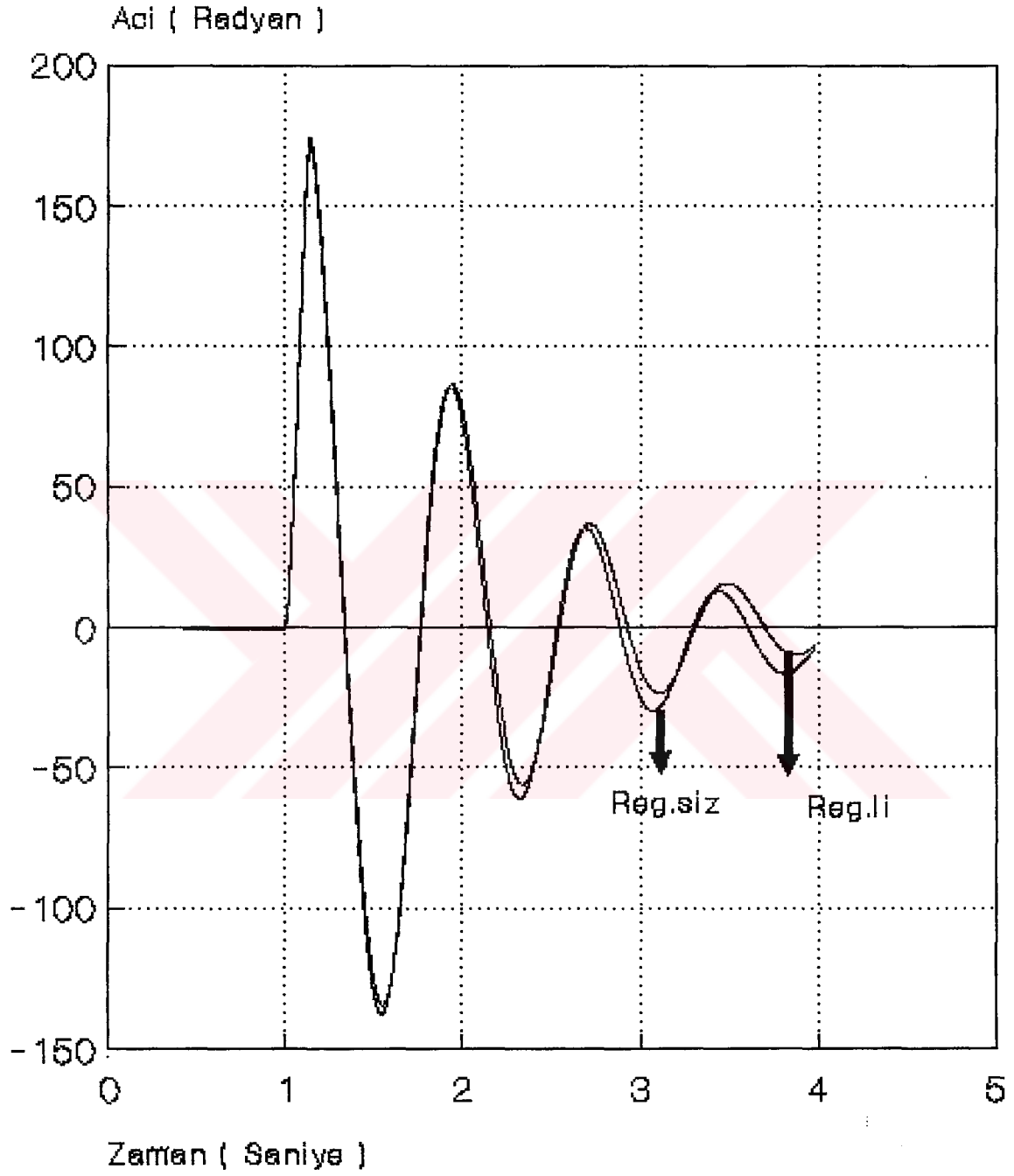
ve teta(6,1) matrisi de;

$$\theta[6,1] = \begin{vmatrix} 2.5 \\ -1.3 \\ .3 \\ -1.4 \\ -1.4 \\ -1.1 \end{vmatrix} \text{ dir.}$$

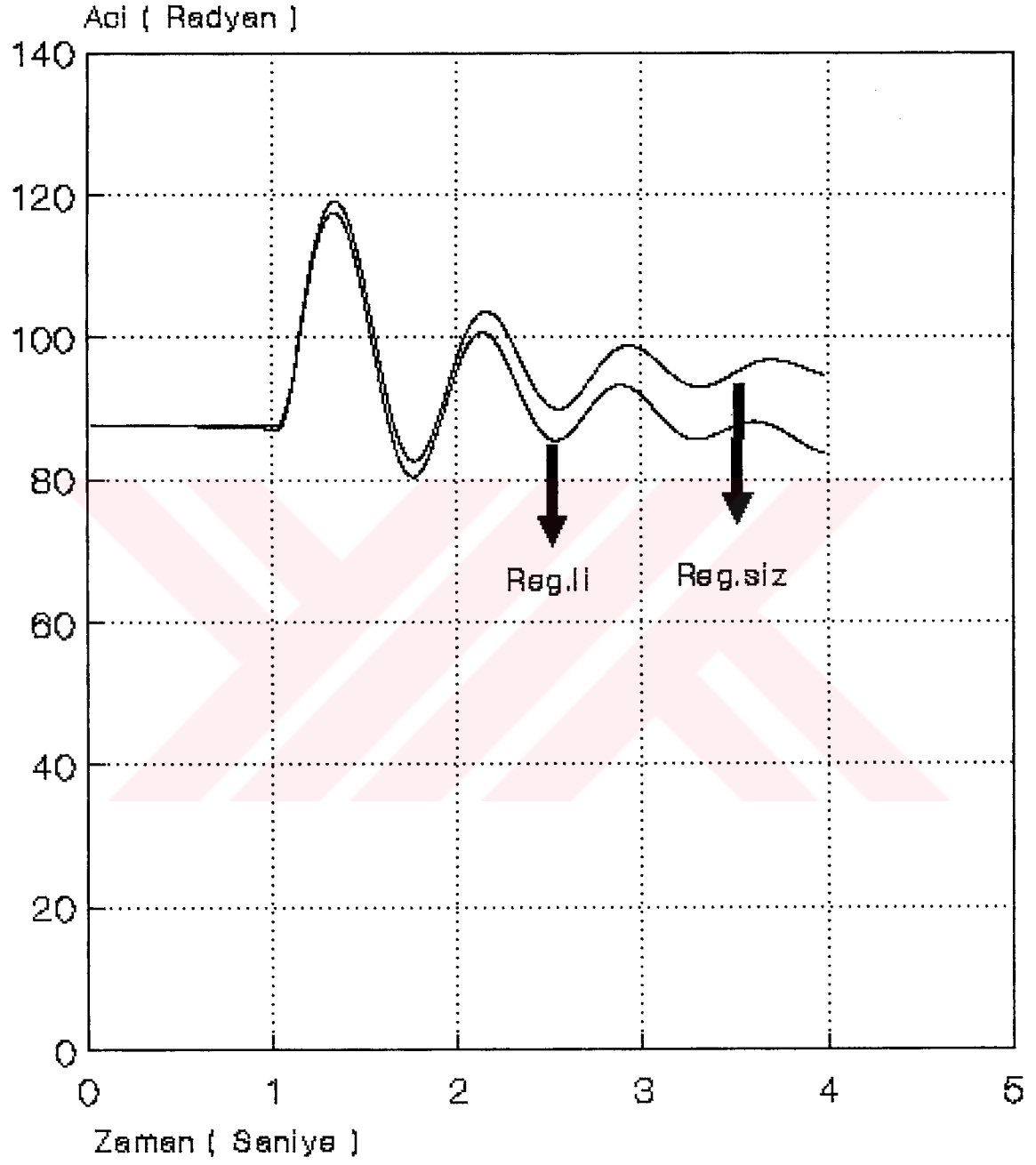




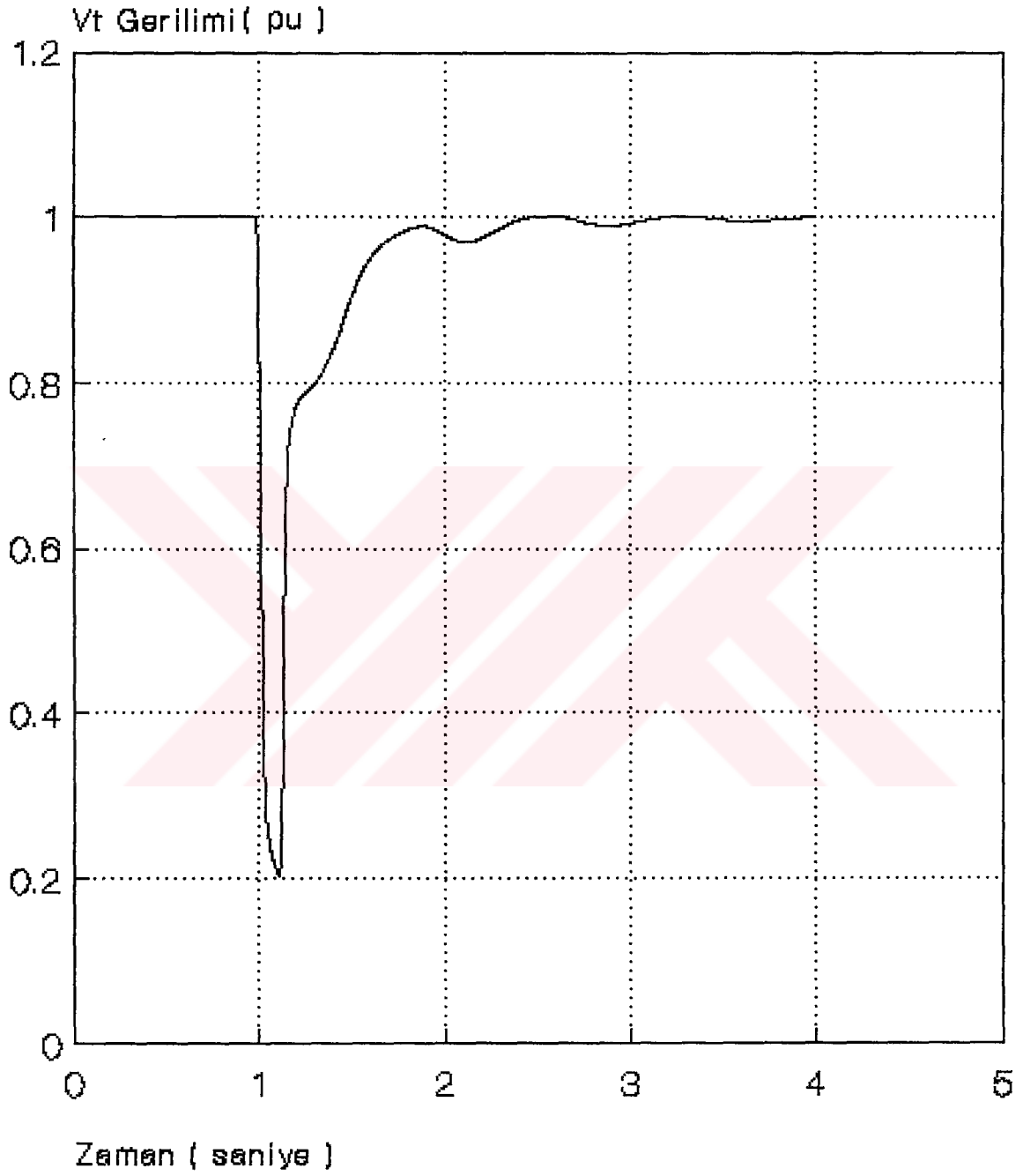
Grafik 1. Regülatörlü ve regülatörsüz durumda Vt gerilimi



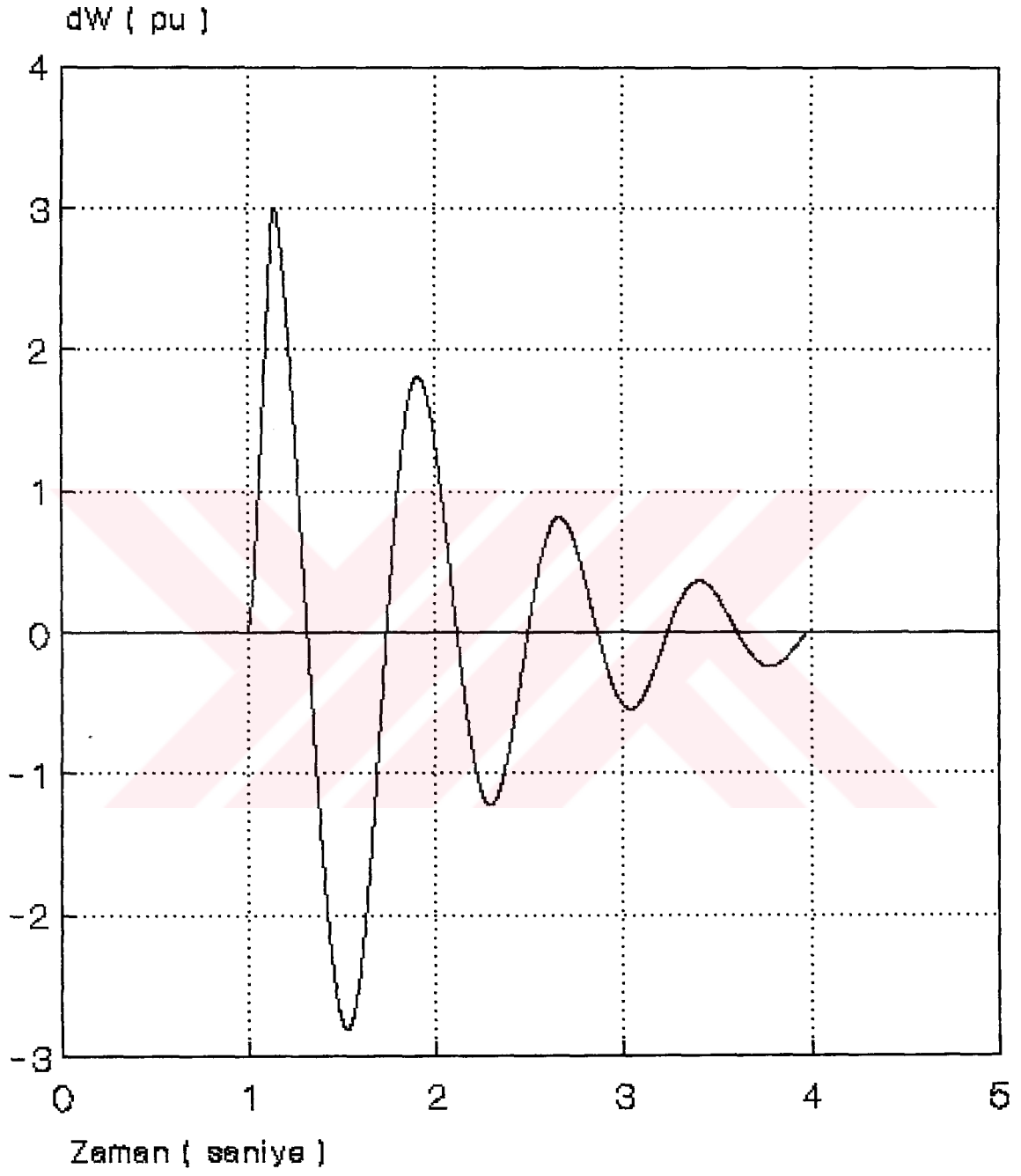
Grafik 2. Regülatörlü ve regülatörsüz durumda dW açısı



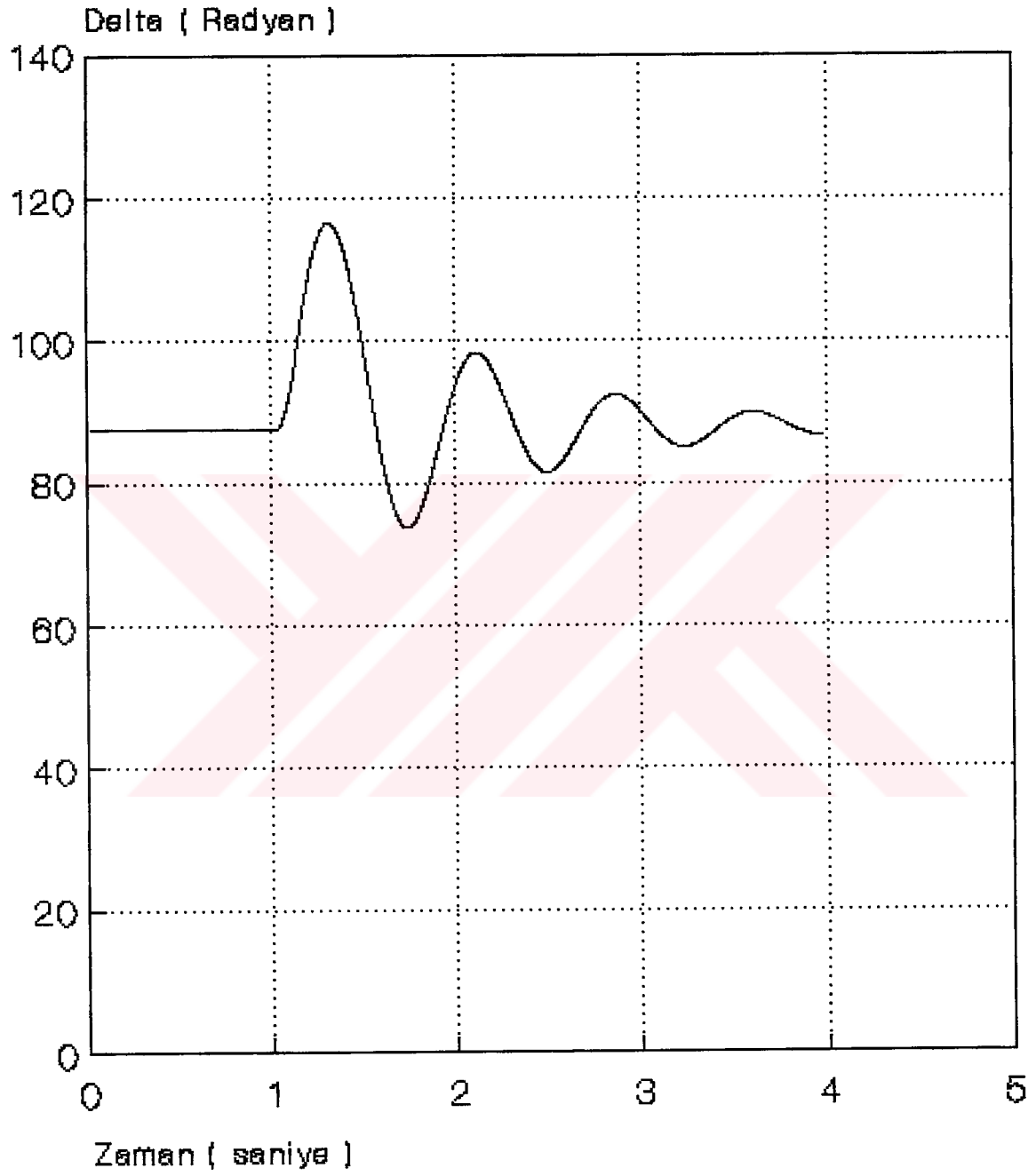
Grafik 3. Regülatörlü ve regülatörsüz durumda Delta açısı



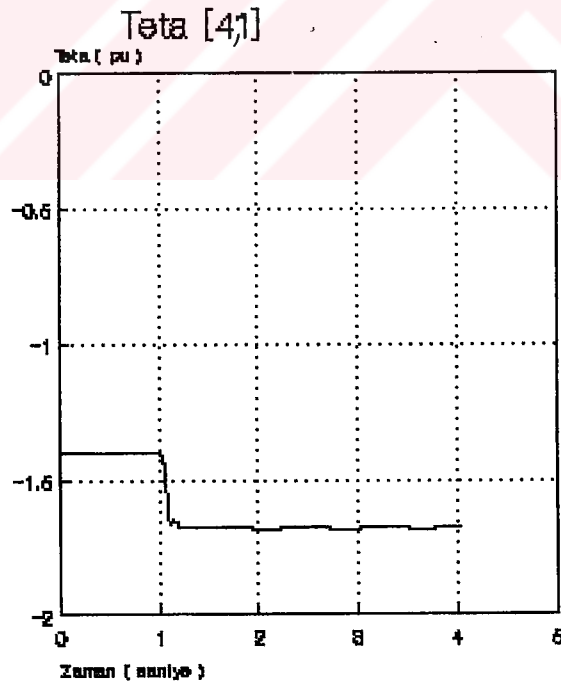
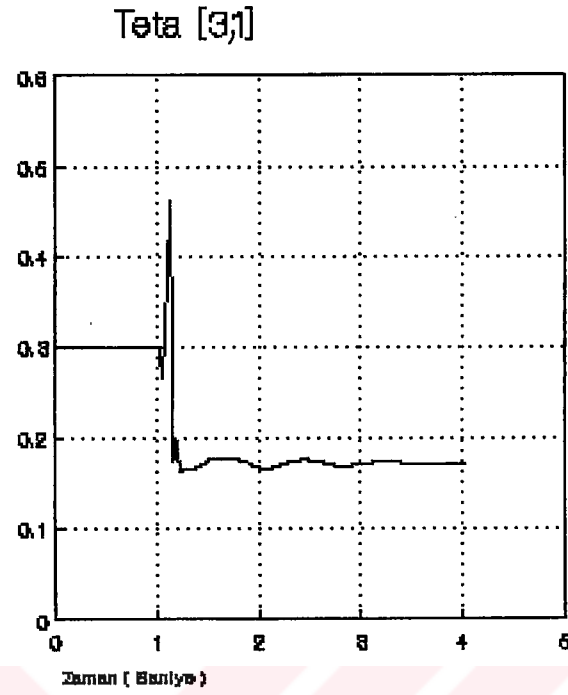
Grafik 4. Adaptif kontrol eklendikten sonra Vt gerilimi



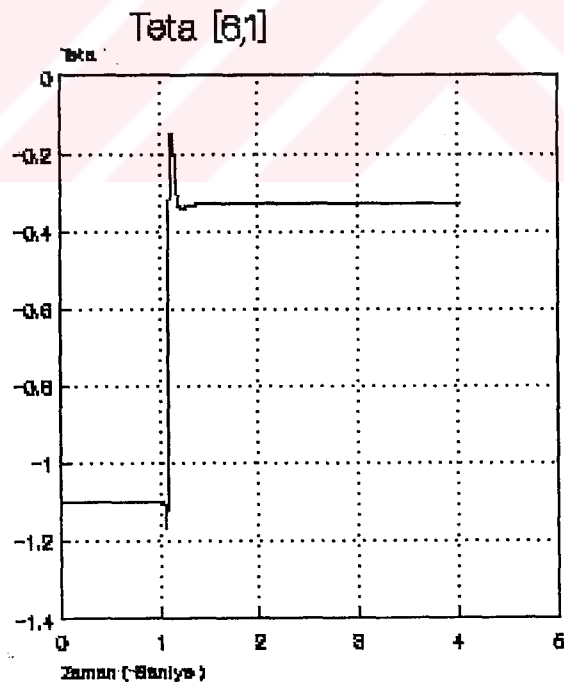
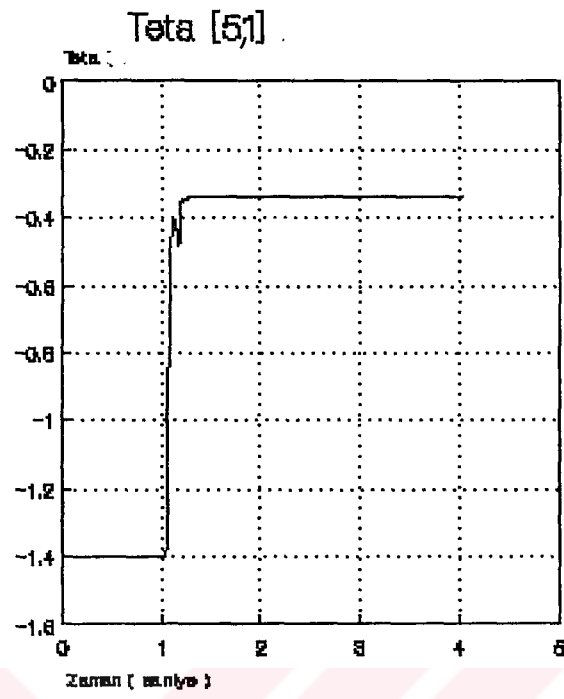
Grafik 5. Adaptif kontrol eklendikten sonra dW açısı



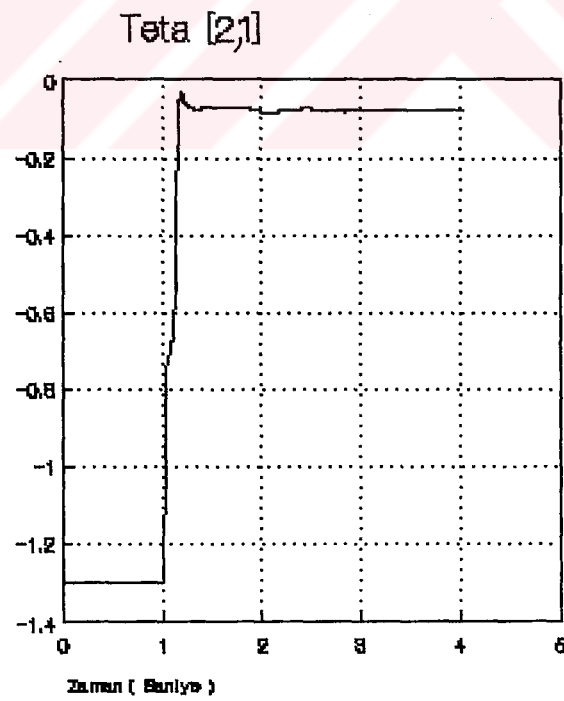
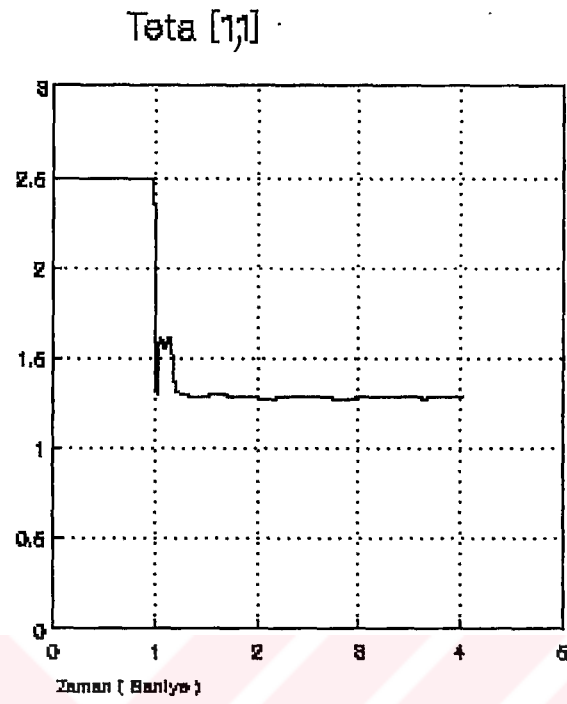
Grafik 6. Adaptif kontrol eklendikten sonra Delta açısı



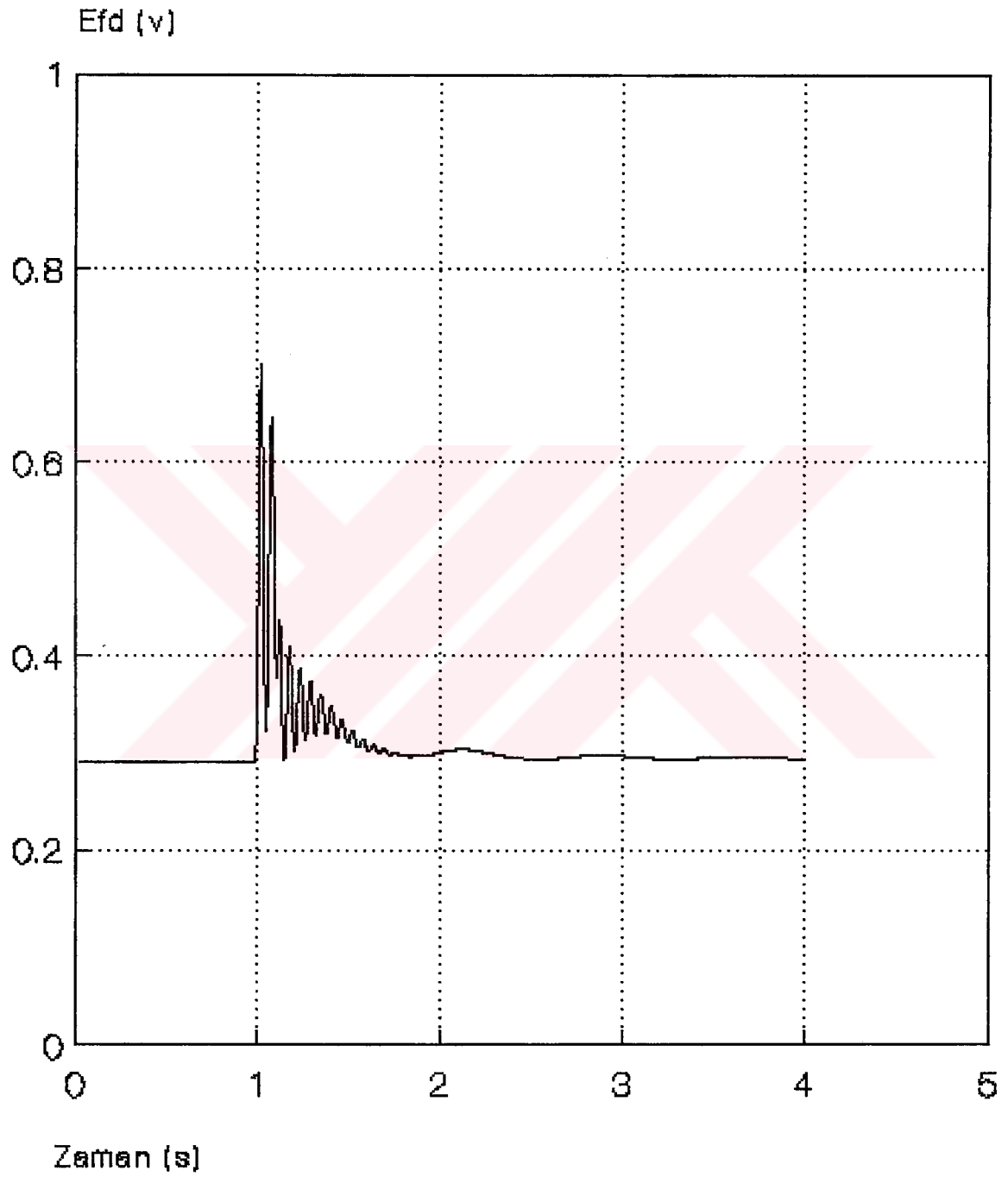
Grafik 8. Adaptif kontrol eklendikten sonra Teta[3,1] ve Teta[4,1]



Grafik 9. Adaptif kontrol eklendikten sonra Teta[5,1] ve Teta[6,1]



Grafik 7. Adaptif kontrol eklendikten sonra Teta[1,1] ve Teta[2,1]



Grafik 8. Adaptif kontrol eklendikten sonra uyarma gerilimi

SONUÇLAR

Bir elektrik enerji sistemi göz önüne alındığında, böyle bir sistemin birbirine göre hareketli elemanların birleşiminden oluştuğu görülür. Öyleki özellik bakımından bu elemanların iki grupta toplamak olasıdır.

i) Güç elemanları : Mekanik enerji sağlayan tahrik sistemleri, üreteçler (senkron generatör) , transformatörler, enerji iletim ve dağıtım hatları ve elektriksel yük.

ii) Denetleme elemanları : Tahrik sistemlerine ilişkin mekanik regülatörler (hız regülatörleri) senkron generatöre ilişkin uyarma sistemi regülatörleri (gerilim ve açı regülatörleri), röleler ve açma kapama elemanları gibi.

Enerji sistemlerinin en önemli ögesi, senkron generatörlerdir. Sistemin güvenilir bir şekilde işleyişi büyük ölçüde, sistemde bulunan senkron makinelerin paralel çalışmalarına bağlıdır. Ani yüklenmeler, enerji iletim hatlarındaki kısa devre arızaları gibi bazı durumlarda senkronizma bozulur. Diğer taraftan elektriksel yükler, ideal olarak sabit bir gerilim ve frekansla beslenmelidir. Başka bir deyişle hem gerilim, hem frekans elektriksel yükün gerektirdiği değerlerde olmalıdır. Örneğin gerilimdeki değişim $\pm\%10$, frekanstaki değişim bir kaç hertz içinde kalmalıdır. Bu nedenlerden dolayı güvenilirlik ve kalite, bir enerji sisteminin en önemli iki özelliğidir. Enerji üretiminin ve buna bağlı olarak da dağıtımının büyümesi önemli işletme ve kontrol sorunlarını birlikte getirmiştir. Öyleki bu sorunlardan en önemlisi enerji sistemlerinin kararlılığı ile ilgili olanıdır. Enerji sistemlerindeki kararlılık, bir bozucu etkiye maruz kalan sistemin bozucu etki sonrası tekrar bozucu etki öncesi çalışma koşullarına dönme yeteneği anlamındadır. Bir enerji sistemi ancak, sisteme ilişkin mekaniksel giriş ve elektriksel çıkış enerjileri arasında sürekli bir uyum bulunması koşuluyla kararlı olarak çalışabilir. Burada sözü geçen elektriksel giriş enerjileri, sistemdeki senkron generatörlere ilişkin tahrik sistemlerinin enerjileridir. Elektriksel çıkış enerjileri ise, elektriksel yüklerle ilgilidir. Büyük bozucu etki olarak nitelenen ani yük değişimleri, enerji iletim hatlarındaki

KAYNAKLAR

- [1] TACER, M. E. , Enerji Sistemlerinde Kararlılık, İ.T.Ü Elektrik-Elektronik Fakültesi Ofset Baskı Atölyesi, İstanbul, 1990.
- [2] ASTRÖM, J. K. , WITTENMARK, B. , Adaptive Control, Lund Institute of Technology, Addison-Wesley Publishing Company, U.S.A 1989.
- [3] GRIFFITHS, D. V. , SMITH, I. M. , Numerik Methods For Eng. A programming Approach, Both of the Uni. of Manchester, Ricekwell Scientific Pub. London, 1991.
- [4] KUNDUR, P. Power System Stability and Control, Mc. Graw Hill, U.S.A 1994.
- [5] C.M. Lim BEng, MEng, PhD, Ceng, MIEEE, SMIEEE, Prof. T. Hiyama, BEng, MEng, DEng, MIEEE, MIEEE(Jpn), MSICE(Jpn) Self-tuning Control Scheme For Stability Enhancement of Multimachine Power Systems 1990.
- [6] C. X. Moa, J. Fan, O.P. Malik, G.S. Hope, Studies of Real-Time Adaptive Optimal Excitation Controller and Adaptive Optimal Power System Stabilizer Huazhong Univ. of Sci. and Tech., China University of Calgary, Canada. 1992
- [7] Dr. A. Ghandakly, senior member IEEE Department of Electrical Engineering The University of Toledo Toledo, Ohio. Dr. P. Idowu student member IEEE Department of Computer systems Grove City College Grove City, 1990.
- [8] Jagannathan Kanniah, O.P. Malik, G.S. Hope, Excitation Control of Synchronous Generators Using Adaptive Regulators, Department of Electrical Engineering The University of Calgary Calgary, Alberta, Canada. 1984.
- [9] M.L. Crenshaw, K.E. Bollinger, R.T. Byerly, R.L. Cresap, L.E. Eilts, D.E. Eyre, F.W. Keay, P. Kundur, E. V. Larsen, D.C. Lee,

J.F. Luini, R.G. Pillote, P.L.Dandeno. Excitation Sistem Models For Power System Stability Studies, New York 1981.

- [10] F. P. deMello, L. N. Hannett, D. W. Parkinson, J .S. Czuba, A Power System Stabilizer Design Using Digital Control, Power Technology, Inc. Schenectady, New York 1982.
- [11] James V. Mitsche Stretching the Limits of Power System Analysis, Power Technologies. Inc. University of Santa Clara, 1980.
- [12] Prof. Dr. SARIOĞLU Kemal, Elektrik Makinalarının Temelleri I, İ.T.Ü E-lektrik-Elektronik Fakültesi Ofset Baskı Atölyesi, 1993.



ÖZGEÇMİŞ

18 NİSAN 1972 yılında İstanbul’ da doğdum. İlk, orta ve lise eğitimimi yine İstanbul’ da tamamladıktan sonra, 1989 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Bölümüne girdim. 1993 yılında bölümden mezun oldum. Yine aynı yıl İ.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsünde bir senelik ingilizce hazırlık eğitiminden sonra yüksek lisans eğitimine başladım. Halen yüksek lisans eğitimine devam etmekteyim.

