

66954

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELEKTRİK GÜÇ SİSTEMLERİNDE BULANIK MANTIK TABANLI YÜK-FREKANS
DENETİMİ VE BİR SAYISAL MESAFE RÖLESİ

Elektrik Müh. Mehmet Kubilay EKER

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde

" Elektrik Yüksek Mühendisi "

Ünvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 03.01.1997

Tezin Savunma Tarihi : 29.01.1997

Tez Danışmanı : Yrd.Doç.Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ

Jüri Üyesi : Prof.Dr. Sefa AKPINAR

Jüri Üyesi : Doç.Dr.Cemil GÜRÜNLÜ

Enstitü Müdürü : Doç.Dr. Asım KADIOĞLU

Ocak 1997

TRABZON

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANİSYON MERKEZİ

ÖNSÖZ

Bu çalışmada, enerji sistemlerinde kullanılan sayısal rölenin mesafe koruma ilkesini dikkate alarak çalışması incelenmiştir. Rölenin çalışmasının daha doğruluklu olarak incelenmesi için enerji sisteminin laboratuvar şartlarında küçük bir modeli oluşturulup sistemin dinamik davranışları bu model esas alınarak simülasyon çalışmaları yapılmıştır.

Üç parçaya ayırabileceğimiz bu tezin ilk kısmında, modellenen sistemin ulusal şebeke ağıyla paralel çalışması durumunda dinamik davranışı incelenmiş, ikinci kısmında üç fazlı ayarlanabilir bir direnç yükünü besleyen bu sistemin yük-frekans kontrolü bulanık mantık kuralları kullanılarak yapılmış, son kısmında ise sistem uçlarına bağlı direnç yükünün değişmesi durumunda akım ve gerilim fazörleri sayısal olarak algılanmış ve mesafe koruma ilkesine göre çalışan sayısal rölenin davranışı incelenmiştir.

Hayatımın temel taşları olan eşime, anneme, babama ve kardeşlerime sonsuz minnet ve şükran duygularımı belirterek teşekkür etmeyi bir görev bilirim. Yüce Rabbime verdiği her türlü nimet için hamd-u senalar olsun.

Ayrıca, çalışmalarım sırasında yardımcı olan sayın hocam Yrd.Doç.Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ'a, öğrenim hayatım boyunca emeği geçen bütün hocalarıma ve mesai arkadaşlarıma da teşekkürü bir borç bilirim.

Trabzon, Ocak 1997

Mehmet Kubilay EKER

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	V
SUMMARY.....	VI
ŞEKİL LİSTESİ.....	VII
TABLO LİSTESİ.....	IX
SEMBOL LİSTESİ.....	X
1 GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Sistemin Matematiksel Modeli.....	3
1.2.1. Doğru Akım Motorunun Matematiksel Modeli.....	3
1.2.2. Senkron Generatörün Matematiksel Modeli.....	4
1.2.3. d-q Eksen Dönüşümü.....	10
1.2.4. R.H. Park'ın Rotorla Birlikte Dönen Referans Eksen Takımı.....	15
1.3. Bulanık Mantık Teorisi İle Yük-Frekans Kontrolü.....	20
1.3.1. Bulanık Küme ve Bulanık Mantık Teorisi.....	21
1.3.2. Bulanık Mantık Kontrol Algoritması.....	22
1.4. Sayısal Koruma Röleleri.....	28
1.4.1. Analog Mesafe Rölesi.....	28
1.4.2. Sayısal Rölede İşaretlerin Fazörel Değerlerinin Bulunması.....	32
2. YAPILAN ÇALIŞMALAR.....	36
2.1. Kullanılan Makinaların Parametreleri.....	36
2.2. Ulusal Şebeke Ağına Bağlı Senkron Generatörün Dinamik Davranışının İncelenmesi.....	37
2.3. Senkron Generatör Frekansının Bulanık Mantık Teorisi Kullanılarak Kontrolü.....	38
2.4. Sayısal Mesafe Rölesinin Çalışmasının İncelenmesi.....	41
3. BULGULAR.....	43
3.1. Ulusal Şebeke Ağına Bağlı Senkron Generatörün Simülasyon Sonucu Elde Edilen Değişimleri.....	43
3.2. Senkron Generatör Frekansının Bulanık Mantık Teorisi Kullanılarak Kontrolüne İlişkin Simülasyon Sonuçları.....	49

3.3.	Sayısal Mesafe Rölesinin Çalışması İle İlgili Simülasyon Sonuçları.....	56
4.	İRDELEME.....	65
5.	SONUÇLAR.....	66
6.	ÖNERİLER.....	67
7.	KAYNAKLAR.....	68
8.	EKLER.....	72
9.	ÖZGEÇMİŞ.....	73



ÖZET

Senkron generatörlerin kararlı çalışabilmeleri için, güç sistemlerinde yük-frekans denetimi önemli bir yer tutar. Yük değişimlerinin sebep olduğu küçük osilasyonlar sistemin endüktansı ve mekanik eylemsizliği ile kendi içinde giderilebilse de, arıza veya büyük yük değişimlerinin meydana getirdiği büyük osilasyonlar, sistem kararlılığını kaybetmeden önce giderilmek zorundadır. Elektrik iletim hatlarında bir arıza meydana geldiğinde, sistemin kararlı çalışabilmesi için, arızanın koruma röleleri tarafından zamanında algılanması gerekmektedir. Laboratuvar imkanlarında kurulabilen deney seti esas alınarak sistemin dinamik simülasyon modeli geliştirilmiştir. Bu modelde türbinin yerini alan bir doğru akım motoru 3 fazlı senkron generatörü sürmektedir. Senkron generatör uçlarında ise 3 fazlı ayarlanabilir direnç yükü bulunmaktadır.

Bu çalışmanın ilk kısmında şebekeden ayrı, tek başına bir yükü besleyen bir senkron generatörün çıkış frekansı, bulanık mantık tabanlı bir denetleyici ile kontrol edilmektedir. İstek gücünde meydana gelen herhangi bir değişiklikte, denetleyici, senkron generatöre verilen mekanik giriş gücünü kararlılık sınırları dahilinde ayarlayarak sistem hızının dolayısıyla frekansın sabit kalmasını sağlar.

Koruma röleleri analog ya da sayısal olabilirler. Ancak mikroişlemcilerin gelişmesinden sonra sayısal röleler, doğrulukları, bakımları ve düşük maliyetleri nedeniyle daha çok tercih edilmeye başlanmışlardır. Dolayısıyla bu çalışmanın ikinci kısmında bir sayısal mesafe rölesinin performansı incelenmektedir. Yukarıda tanımlanan aynı güç sistemi dinamik modeli kullanılarak, 3 fazlı direnç yükü ile temsil edilen iletim hattı modelindeki arızaların algılanması için sayısal rölenin çalışması simülasyonla incelenmektedir.

Anahtar Kelimeler: Enerji sistemleri, senkron generatör, bulanık mantık kontrol, yük-frekans kontrolü, sayısal mesafe rölesi, enerji sistemlerinin korunması.

SUMMARY

Fuzzy Logic Based Load-Frequency Control and A Digital Distance Relay in Power Systems

Load-frequency control in power systems is an important task for stable operation of synchronous generators. Although small oscillations caused by load changes are filtered out by system inductance and mechanical inertia, large oscillations due to fault or huge load changes must be eliminated before the system stability is lost. When a fault occurs on electrical transmission lines, it must be detected by protection relays on time for stable operation of the system. Based on the laboratory prototype setup, a dynamic model of the system comprising a dc motor as the prime mover, a three-phase synchronous generator, and a three-phase adjustable resistive load, is developed for simulation purposes.

In the first part of this study , the output frequency of a synchronous generator feeding stand-alone loads is controlled using a fuzzy logic based controller. For any change in load power requirement, the controller adjusts the input mechanical power to the synchronous generator in stability limits in order to keep the speed and the frequency constant.

The protection relays may be either analog or digital. However, since the development of the microprocessors, digital relays have become more preferable due to their accuracy, maintenance and low costs. Therefore, the performance of a digital distance relay is also studied here as the second part of this study. Using the same power system dynamic model described above, the relay is simulated for the faults occurred on the transmission line model that represented by three-phase adjustable resistive load.

Key Words: Power systems , synchronous generator, fuzzy logic control, load-frequency control, digital distance relay, power system protection.

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1. Laboratuvar sisteminin bloklar halinde gösterimi.....	3
Şekil 2. Serbest uyarma doğru akım motorunun elektriksel eşdeğer devresi.....	3
Şekil 3. Yıldız bağlı, 3 fazlı senkron generatörün elektriksel eşdeğer devresi.....	4
Şekil 4. d-q dönüşümünün eksen takımları kullanılarak gösterimi.....	10
Şekil 5. Rotorla birlikte dönen referans eksen takımında senkron generatörün elektriksel eşdeğer devresi.....	18
Şekil 6. Bulanık mantık kontrol algoritması.....	23
Şekil 7. Sıfıra yakın sayıları temsil eden bir bulanık küme üyelik fonksiyonu.....	23
Şekil 8. Birden fazla üyelik fonksiyonunun kullanılması.....	24
Şekil 9. Üç faza ait gerilim ve akım değerlerini algılayarak çalışan bir mesafe rölesi tipi.....	29
Şekil 10. Çeşitli tip mesafe rölesi karakteristikleri.....	30
Şekil 11. Hattın yer eğrisi çizilmiş olarak mho koruma karakteristiği.....	31
Şekil 12. Sayısal koruma rölesinin blok diyagramlar halinde gösterimi.....	32
Şekil 13. Bir periyotta 20 örnekleme yapılan taşıyıcı data pencerelerinin gösterimi.....	35
Şekil 14. Ulusal şebeke ağına bağlı senkron generatörün bloklar halinde gösterimi.....	37
Şekil 15. Sistemin bulanık mantık kuralları kullanılarak kontrolüne ilişkin gösterim.....	39
Şekil 16. Simülasyon sırasında kullanılan üyelik fonksiyonları.....	40
Şekil 17. Sayısal koruma rölesinin modellenen sisteme bağlantı şeması.....	41
Şekil 18. Simülasyon sonucu elde edilen doğru akım motoruna ait büyüklükler.....	43
Şekil 19. Simülasyon sonucu elde edilen senkron generatöre ait gerçel büyüklükler.....	45
Şekil 20. Senkron generatör yük açısı.....	45
Şekil 21. Senkron generatör tarafından verilen elektriksel moment.....	46
Şekil 22. Senkron generatör yük açısı-moment karakteristiği.....	46
Şekil 23. Stator sargıları dönüşüm eksenlerine ait gerilim büyüklükleri.....	47
Şekil 24. Stator sargıları dönüşüm eksenlerine ait akım büyüklükleri.....	49
Şekil 25. Senkron generatör uçlarına bağlı direnç yükünün değişimi.....	49
Şekil 26. Senkron generatörün hızındaki değişim.....	49
Şekil 27. Bulanık kontrollör giriş büyüklükleri e ve de'nin zamanla değişimi.....	50
Şekil 28. Kontrol sonucu oluşan doğru akım motoru büyüklüklerine ait değişimler.....	51

Şekil 29. Kontrol sonucu oluşan senkron generatör gerçel büyüklükleri.....	52
Şekil 30. Kontrol sonucu senkron generatörün ürettiği momentteki değişim.....	53
Şekil 31. Senkron generatörün yük açısındaki değişim.....	53
Şekil 32. Senkron generatör yük açısı moment değişimi.....	53
Şekil 33. Stator sargıları dönüşüm eksenlerine ait gerilim büyüklükleri.....	55
Şekil 34. Stator sargıları dönüşüm eksenlerine ait akım büyüklükleri.....	56
Şekil 35. Senkron generatör uçlarına bağlı direnç yükünün değişimi.....	56
Şekil 36. Sistemin hızındaki değişim.....	57
Şekil 37. Doğru akım motoruna ait değişimler.....	58
Şekil 38. Senkron generatöre ait gerçel büyüklükler.....	59
Şekil 39. Senkron generatör tarafından üretilen moment.....	59
Şekil 40. Senkron generatör yük açısı.....	60
Şekil 41. Senkron generatör üretilen moment yük açısı karakteristiği.....	60
Şekil 42. Senkron generatör uç geriliminin ani tepe değeri.....	60
Şekil 43. Sayısal röle tarafından kestirilen A fazına ait gerilimin tepe değeri.....	61
Şekil 44. Senkron generatör uçlarından akan akımın ani tepe değeri.....	61
Şekil 45. Sayısal röle tarafından kestirilen A fazına ait akımın tepe değeri.....	61
Şekil 46. Sayısal röle tarafından kestirilen A fazı büyüklükleri arasındaki faz farkı.....	62
Şekil 47. Sayısal röle tarafından üretilen açma sinyali.....	62
Şekil 48. Stator sargıları dönüşüm eksenlerine ait gerilim büyüklükleri.....	63
Şekil 49. Stator sargıları dönüşüm eksenlerine ait akım büyüklükleri.....	64

TABLO LİSTESİ

Tablo 1. Üyelik Fonksiyonları Kural Tablosu.....	25
--	----



SEMBOL LİSTESİ

- r_a : Doğru akım motoru endüvi sargısı iç direnci
- r_{fdc} : Doğru akım motoru uyarma sargısı iç direnci
- L_a : Doğru akım motoru endüvi sargısı öz endüktansı
- L_{fdc} : Doğru akım motoru uyarma sargısı öz endüktansı
- L_{af} : Doğru akım motoru uyarma sargısı ile endüvi sargısı arasındaki ortak endüktans
- r_s : Senkron generatör stator (endüvi) sargısı iç direnci
- r'_{kq} : Senkron generatör sönüm sargısı iç direncinin stator tarafına indirgenmiş değeri
- r'_{fd} : Senkron generatör uyarma sargısı iç direncinin stator tarafına indirgenmiş değeri
- L_{ls} : Senkron generatör stator (endüvi) sargısı kaçak endüktansı
- L_m : Senkron generatör uyarma sargısı ile endüvi sargısı arasındaki ortak endüktans
- L'_{lkq} : Senkron generatör sönüm sargısı kaçak endüktansının stator tarafına indirgenmiş değeri
- L'_{lfd} : Senkron generatör uyarma sargısı kaçak endüktansının stator tarafına indirgenmiş değeri
- L_{mq} : Senkron generatör stator sargıları ile rotor sargıları arasındaki q eksenine eşdeğer ortak endüktansı
- L_{md} : Senkron generatör stator sargıları ile rotor sargıları arasındaki d eksenine eşdeğer ortak endüktansı
- L_d : Senkron generatör stator sargıları d eksenine eşdeğer endüktansı
- L_q : Senkron generatör stator sargıları q eksenine eşdeğer endüktansı
- L'_{kq} : Senkron generatör sönüm sargısı öz endüktansının stator tarafına indirgenmiş değeri
- L'_{fd} : Senkron generatör uyarma sargısı öz endüktansının stator tarafına indirgenmiş değeri
- j : Birbirine bağlanmış elektrik makinası sisteminin eylemsizlik momenti
- f_s : Birbirine bağlanmış elektrik makinası sisteminin sürtünme momenti katsayısı
- p : Senkron generatör çift kutup sayısı
- f : Senkron generatör uç frekansı
- ω_r : Rotor açısal hızı
- ω_s : Senkron açısal hız
- ω_e : Elektriksel açısal hız

- n_r : Rotor hızı (dev/dak)
 n_s : Senkron generatör senkron hızı (dev/dak)
 θ_r : Rotor açısal konumu
 θ_s : Senkron açısal konum
 θ_e : Elektriksel açısal konum
 δ : Senkron generatör yük açısı
 v_a : Doğru akım motoru endüvi sargısı uç gerilimi
 v_{fdc} : Doğru akım motoru uyarma sargısı uç gerilimi
 i_a : Doğru akım motoru endüvi sargısı akımı
 i_{fdc} : Doğru akım motoru uyarma sargısı akımı
 v_{as} : Senkron generatör stator sargısı a fazı uç gerilimi
 v_{bs} : Senkron generatör stator sargısı b fazı uç gerilimi
 v_{cs} : Senkron generatör stator sargısı c fazı uç gerilimi
 v'_{kq} : Senkron generatör sönüm sargısı uç geriliminin stator tarafına indirgenmiş değeri
 v'_{fd} : Senkron generatör uyarma sargısı uç geriliminin stator tarafına indirgenmiş değeri
 i_{as} : Senkron generatör stator sargısı a fazı akımı
 i_{bs} : Senkron generatör stator sargısı b fazı akımı
 i_{cs} : Senkron generatör stator sargısı c fazı akımı
 i'_{kq} : Senkron generatör sönüm sargısı akımının stator tarafına indirgenmiş değeri
 i'_{fd} : Senkron generatör uyarma sargısı akımının stator tarafına indirgenmiş değeri
 v^r_{qs} : Senkron generatör stator sargısı qr eksenine eşdeğer uç gerilimi
 v^r_{ds} : Senkron generatör stator sargısı dr eksenine eşdeğer uç gerilimi
 i^r_{qs} : Senkron generatör stator sargısı qr eksenine eşdeğer akımı
 i^r_{ds} : Senkron generatör stator sargısı fd eksenine eşdeğer akımı
 λ^r_{qs} : Senkron generatör stator sargısı qr eksenine eşdeğer toplam akı
 λ^r_{ds} : Senkron generatör stator sargısı dr eksenine eşdeğer toplam akı
 λ^i_{kq} : Senkron generatör sönüm sargısı toplam akısının stator tarafına indirgenmiş değeri
 λ^i_{fd} : Senkron generatör uyarma sargısı toplam akısının stator tarafına indirgenmiş değeri
 T_{dc} : Serbest uyarımlı doğru akım motoru tarafından verilen mekanik moment
 T_e : Senkron generatör tarafından verilen elektriksel moment

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Yüksek gerilim enerji iletim sistemlerinde, meydana gelen kısıadevre arızalarının, hızlı bir şekilde algılanıp giderilebilmeleri ve sistemin arızalı kısmının devre dışı edilmesi elektrik enerjisinin sürekliliği açısından çok önemlidir. Bu amaçla geliştirilmiş analog röleler bulunmasına rağmen, bu rölelerin sadece bir tür işlevi gerçekleştirebilmeleri ve merkezi bir istasyonla haberleşebilme imkanlarının kısıtlı olmasından dolayı sayısal röle daha kullanışlıdır. Bilgisayar ve mikroişlemcilerin gün geçtikçe ucuzlamaları ve kullanım alanlarının genişlemesi sonucu da sayısal rölenin güncel bir uygulama alanı bulmasına neden olmaktadır.

Bilgisayarların güç sistemlerinde koruma amacıyla kullanılmalarına yönelik çalışmalar 1960'lı yıllarda başlatılmıştır [1]. Daha sonra iletim hattı korumasında empedansın sayısal olarak elde edilmesine yönelik ilk çalışmalar başlatılmış [2] ve hızlı mesafe koruması sağlayabilmek için sayısal bilgisayarlar devreye sokulmuşlardır [3-4]. Benzer çalışmalar daha sonraki yıllarda da devam etmiş, Breingan ve Chen, kurdukları bir laboratuvar düzeneği ile bir iletim hattının sayısal yöntemlerle nasıl korunacağını incelemişlerdir [5]. Bu arada bazı çalışmalar, genelde sistem empedansının frekans domenindeki davranışlarını esas alan ve Fourier dönüşümlerinin sıkça kullanıldığı yöntemlere yönelmişlerdir [6-9]. İletim hatlarında meydana gelen arızaların yerlerinin tesbitine yönelik çalışmalar da geniş bir uygulama alanı bulmuştur [10-13]. Konu ile ilgili olarak sürekli yeni çalışmalar yapılmakta, sayısal rölelerin performansını artırmak amacıyla gerek analog/digital dönüştürücülerle bilgisayarlara aktarılan verilerin iyileştirilmesine [14], gerekse bilgisayara aktarılan bilgilerin daha verimli bir şekilde kullanımına yönelik araştırmalar sürmektedir. Konuyla ilgili bir bibliyografik literatür taraması 1993 yılında "The Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)" nin ilgili komitesi tarafından yapılmıştır [15].

Bu tezin temelini oluşturan sayısal rölenin, çalışmasının daha iyi incelenebilmesi için enerji sisteminin küçük bir modeli oluşturularak simülasyon çalışmaları bu model üzerinde yapılmıştır. Böylelikle rölenin, sistemin dinamik tepkesine cevabı, bilgisayar sonuçlarından görülerek röle algoritmalarının geliştirilmesi sağlanmıştır.

Su ve buhar enerjisinin, bir türbin üzerinden senkron generatöre aktarılması ile elde edilen elektrik enerjisi, iletim hattı ile tüketiciye ulaştırılırken, burada önerilen benzeşim modelinde türbinin yerini bir doğru akım motoru, iletim hattının yerini seri bağlı bir dirençle endüktans ve tüketicinin yerini de yine seri bağlı bir dirençle endüktans almıştır.

Model olarak alınan sistem, laboratuvarında bulunan iki elektrik makinasının millerinin birbirine mekanik olarak bağlanması ile elde edilmiştir. Serbest uyarmalı bir doğru akım motoru tarafından sürülen yuvarlak kutuplu bir senkron generatör, uçlarına direnç ve endüktans yükü bağlanması ile deney seti oluşturulmuştur.

Senkron generatör, içten uyartımlı, yuvarlak rotorlu ve bir tane sönüm sargısı bulunan bir makinadır. Senkron generatör modeli, d-q eksen takımı modeline dönüştürülerek sistemin dinamik çözümü d-q modeli üzerinde yapılmıştır.

Doğru akım motoru ve senkron generatör parametreleri gerekli deneyler yapılarak elde edilmiş ve simülasyonda bu değerler kullanılmıştır.

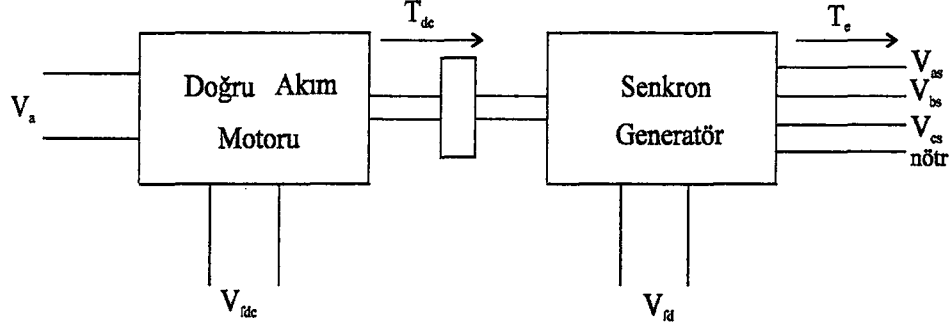
Senkron generatör ulusal şebeke ağına bağlı durumda iken, şebekeye serbest uyarmalı doğru akım motoru daha fazla tahrik edilerek aktif enerji verilmiş ve sistemin bu davranışı simülasyon sonuçları ile incelenmiştir.

Tezin diğer bir çalışma alanında ise, senkron generatör uçlarına bağlı yükte değişimler olması durumunda değişen sistem frekansını sabit tutmak için, bulanık mantık kontrol kuralları kullanılarak, doğru akım motorunun endüvi gerilimi kontrol edilmiş ve sistem frekansı 50 Hz de sabit tutulmaya çalışılmıştır. Yükte değişimler olması durumunda frekansta oynamalar olması sistemin doğası gereğidir. Ancak tüketiciler için frekanstaki bu değişimler istenmeyen olaylardır. Mevcut sistemlerde genellikle PID kontrollörler kullanılarak sistemin sabit frekans ve sabit gerilimde çalışması sağlanmaktadır. Eğer hızlı bir kontrol yapılamaz ise, birbirine paralel bağlı olan sistem ağında, yükün değişen durumlarına karşın, yüke en yakın yerdeki generatörün, frekans ve gerilim kontrolü yapılırken, generatör salınım yaparak senkronizasyon şartlarını sağlamazsa sistemden çıkarılması gerekebilir.

Tezin son simülasyon kısmında ise senkron generatör uçlarına seri bağlandığı varsayılan direnç endüktans yükünün değeri çok fazla küçültülerek, sistemin dinamik davranışı gözlenmiş ve sistem üzerinden akım ve gerilim bilgilerini okuyan sayısal rölenin, mesafe koruma rölesi ilkesi ile çalışarak, ayarlanan koruma karakteristiği bölgesine, çalışma noktasının girmesi durumunda sistemi açması sağlanmıştır.

1.2. Sistemin Matematiksel Modeli

Sistemin bilgisayar simülasyonunu yapabilmek için matematiksel modelinin oluşturulması gerekmektedir. Deney seti bloklar halinde şekil-1'deki gibi gösterilebilir.

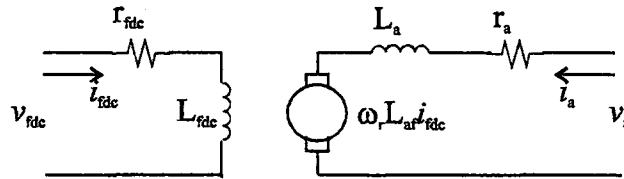


Şekil 1. Laboratuvar sisteminin bloklar halinde gösterimi

Doğru akım motoru ve senkron generatörün elde edilen diferansiyel denklemleri, sayısal çözümlene yöntemlerinden 4 adımlı runge-kutta yöntemi kullanılarak çözülmüş ve sistemin simülasyon sonuçları elde edilmiştir.

1.2.1. Doğru Akım Motorunun Matematiksel Modeli

Serbest uyarmalı doğru akım motorunun elektriksel eşdeğer devresi şekil-2'de gösterildiği gibidir.



Şekil 2. Serbest uyarma doğru akım motorunun elektriksel eşdeğer devresi

Bu doğru akım motoru için gerilim denklemleri:

$$v_{fdc} = r_{fdc} \times i_{fdc} + L_{fdc} \frac{d}{dt} i_{fdc} \quad (1)$$

$$v_a = \omega_r \times L_{af} \times i_{fdc} + r_a \times i_a + L_a \frac{d}{dt} i_a \quad (2)$$

olarak yazılır [16]. Bu doğru akım motoru tarafından üretilen elektriksel moment:

$$T_{dc} = L_{af} \times i_{fdc} \times i_a \quad (3)$$

olarak ifade edilir. Üretilen bu momentin mekanik denklemleri:

$$T_{dc} = j \frac{d}{dt} \omega_r + f_s \times \omega_r + T_y \quad (4)$$

olarak yazılabilir. Doğru akım motoru uyarma geriliminin, simülasyon sırasında değiştirilmediği kabul edilmektedir. Bu durumda endüvi akımı i_a ve açısal hız ω_r birer durum değişkeni olmaktadır. (3) denklemi (4) denkleminde yerine koyulursa, doğru akım motoru için durum denklemleri:

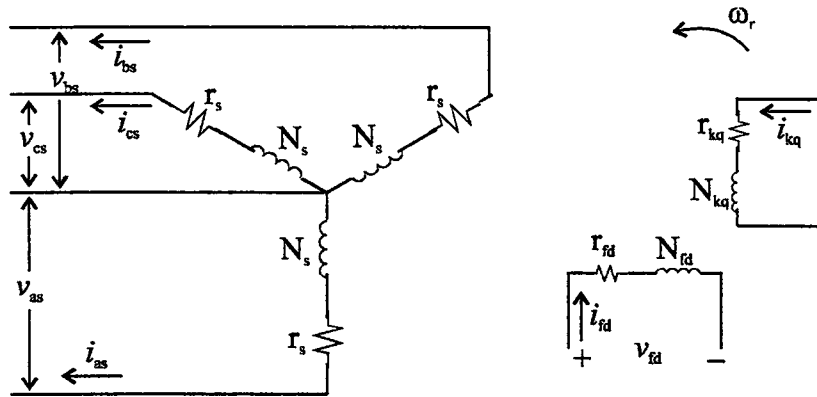
$$\frac{d}{dt} i_a = \frac{v_a - \omega_r \times L_{af} \times i_{fdc} - r_a \times i_a}{L_a} \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{L_{af} \times i_{fdc} \times i_a - f_s \times \omega_r - T_y}{j} \quad (6)$$

olarak elde edilir.

1.2.2. Senkron Generatörün Matematiksel Modeli

Kullanılan senkron generatör, yuvarlak rotorlu, 4 kutuplu, bir adet sönüm sargısı bulunan, yıldız bağlı, 3 fazlı bir makinadır. Senkron generatörün elektriksel eşdeğer devresi şekil-3'de gösterilmiştir.



Şekil 3. Yıldız bağlı, 3 fazlı senkron generatörün elektriksel eşdeğer devresi

Senkron generatörün, stator ve rotor gerilim denklemlerini elde etmek için gerekli matris vektörleri aşağıdaki gibi yazılabilir [16]:

$$v_{abcs} = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T \quad (7)$$

$$i_{abcs} = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T \quad (8)$$

$$v_{qdr} = [v_{kq} \ v_{fd}]^T \quad (9)$$

$$i_{qdr} = [i_{kq} \ i_{fd}]^T \quad (10)$$

Rotor üzerinde bulunan sönüm sargısı uyarma sargısına göre dik olarak yerleştirilmiştir. Bu duruma göre stator sargılarının gerilim denklemleri:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & -1/2 L_m & -1/2 L_m \\ -1/2 L_m & L_{ls} + L_m & -1/2 L_m \\ -1/2 L_m & -1/2 L_m & L_{ls} + L_m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\ + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{sq} \cos \theta_r & L_{sf} \sin \theta_r \\ L_{sq} \cos(\theta_r - a) & L_{sf} \sin(\theta_r - a) \\ L_{sq} \cos(\theta_r + a) & L_{sf} \sin(\theta_r + a) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{kq} \\ i_{fd} \end{bmatrix}, a = \frac{2\pi}{3} \quad (11)$$

olarak ifade edilir [16]. Rotor sargılarının gerilim denklemleri ise:

$$\begin{bmatrix} v_{kq} \\ v_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{kq} & 0 \\ 0 & r_{fd} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{kq} \\ i_{fd} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{lkq} + L_{mkq} & 0 \\ 0 & L_{lfd} + L_{mfd} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{kq} \\ i_{fd} \end{bmatrix} \\ - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{skq} \cos \theta_r & L_{skq} \cos(\theta_r - a) & L_{skq} \cos(\theta_r + a) \\ L_{sf} \sin \theta_r & L_{sf} \sin(\theta_r - a) & L_{fd} \sin(\theta_r - a) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (12)$$

olarak yazılır[16]. Bu durumda parametre matrislerini aşağıdaki simgelerle gösterebiliriz.

Stator sargıları direnç matrisi:

$$r_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (13)$$

rotor sargıları direnç matrisi:

$$r_r = \begin{bmatrix} r_{kq} & 0 \\ 0 & r_{fd} \end{bmatrix} \quad (14)$$

stator sargıları öz endüktans matrisi:

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & -1/2 L_m & -1/2 L_m \\ -1/2 L_m & L_{ls} + L_m & -1/2 L_m \\ -1/2 L_m & -1/2 L_m & L_{ls} + L_m \end{bmatrix} \quad (15)$$

stator sargıları ile rotor sargıları arasındaki ortak endüktans matrisi:

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{skq} \cos \theta_r & L_{sfd} \sin \theta_r \\ L_{skq} \cos(\theta_r - a) & L_{sfd} \sin(\theta_r - a) \\ L_{skq} \cos(\theta_r + a) & L_{sfd} \sin(\theta_r + a) \end{bmatrix} \quad (16)$$

rotor sargıları ile stator sargıları arasındaki ortak endüktans matrisi:

$$L_{rs} = (L_{sr})^T \quad (17)$$

rotor sargıları öz endüktans matrisi:

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lkq} + L_{mkq} & 0 \\ 0 & L_{lfd} + L_{mfd} \end{bmatrix} \quad (18)$$

olarak yazılır. Bu simgelerden faydalanarak stator sargıları gerilim ifadesi için:

$$v_{abcs} = -r_s \times i_{abcs} - \frac{d}{dt}(L_s \times i_{abcs}) + \frac{d}{dt}(L_{sr} \times i_{qdr}) \quad (19)$$

yazılabilir. Aynı şekilde rotor sargıları gerilim ifadesi için de:

$$v_{qdr} = r_r \times i_{qdr} + \frac{d}{dt}(L_r \times i_{qdr}) - \frac{d}{dt}(L_{rs} \times i_{abcs}) \quad (20)$$

elde edilir.

İşlem kolaylığı açısından rotor sargılarına ait büyüklükler, stator tarafına indirgenerek denklem çözümleri bu yeni ifadeler kullanılarak yapılır. Sadeleşmeden faydalanmak için L_{mq} ve L_{md} olarak iki yeni endüktans değeri tanımlanabilir:

$$L_{mq} = \frac{3}{2} L_m \quad (21)$$

$$L_{md} = \frac{3}{2} L_m \quad (22)$$

olmak üzere, rotor ortak endüktansları ile stator ortak endüktansları arasında sarım sayısına bağlı olarak aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$L_{skq} = \frac{2}{3} \frac{N_{kq}}{N_s} L_{mq} \quad (23)$$

$$L_{sfd} = \frac{2 N_{fd}}{3 N_s} L_{md} \quad (24)$$

Rotor sargıları ortak endüktanslarının stator tarafına dönüştürülmüş ifadesi şu şekilde verilebilir:

$$L_{mkq} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right)^2 L_{mq} \quad (25)$$

$$L_{mfd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{fd}}{N_s} \right)^2 L_{md} \quad (26)$$

Rotor gerilim ve akım büyüklüklerinin stator tarafından görülen değerlerini ifade etmek için şu dönüşüm katsayılarını kullanılır:

$$v'_j = \frac{N_s}{N_j} v_j \quad (27)$$

$$i'_j = \frac{2 N_j}{3 N_s} i_j \quad (28)$$

Burada j alt indisi, rotorun, d eksenini üzerindeki uyarma sargısı veya q eksenini üzerindeki sönüm sargısını temsil etmektedir. Stator tarafına dönüştürülmüş rotor değişkenleri " ' " üst indisi kullanılarak gösterilmiştir. Rotor parametre değerlerinin statora indirgenmesi için aşağıdaki dönüşüm katsayıları kullanılır:

$$r'_j = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_j} \right)^2 r_j \quad (29)$$

$$L'_{lj} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_j} \right)^2 L_{lj} \quad (30)$$

Bu dönüşüm ifadeleri stator sargıları gerilim denklemlerine uygulanırsa:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & -1/2 L_m & -1/2 L_m \\ -1/2 L_m & L_{ls} + L_m & -1/2 L_m \\ -1/2 L_m & -1/2 L_m & L_{ls} + L_m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\ + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \frac{2 N_{kq}}{3 N_s} L_{mq} \cos \theta_r & \frac{2 N_{fd}}{3 N_s} L_{md} \sin \theta_r \\ \frac{2 N_{kq}}{3 N_s} L_{mq} \cos(\theta_r - a) & \frac{2 N_{fd}}{3 N_s} L_{md} \sin(\theta_r - a) \\ \frac{2 N_{kq}}{3 N_s} L_{mq} \cos(\theta_r + a) & \frac{2 N_{fd}}{3 N_s} L_{md} \sin(\theta_r + a) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{3 N_s}{2 N_{kq}} i'_{kq} \\ \frac{3 N_s}{2 N_{fd}} i'_{fd} \end{bmatrix} \quad (31)$$

elde edilir. Sadeleştirme sonucu:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & -1/2L_m & -1/2L_m \\ -1/2L_m & L_{ls} + L_m & -1/2L_m \\ -1/2L_m & -1/2L_m & L_{ls} + L_m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\ + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ \cos(\theta_r - a) & \sin(\theta_r - a) \\ \cos(\theta_r + a) & \sin(\theta_r + a) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \quad (32)$$

olarak stator sargıları gerilim denklemleri elde edilir. Rotor büyüklüklerinin statora indirgenmesi durumunda rotor gerilim denklemleri:

$$\begin{bmatrix} \frac{N_{kq}}{N_s} v'_{qr} \\ \frac{N_{fd}}{N_s} v'_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right)^2 r'_{qr} & 0 \\ 0 & \frac{2}{3} \left(\frac{N_{fd}}{N_s} \right)^2 r'_{fd} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right)^2 (L'_{lkq} + L_{mq}) & 0 \\ 0 & \frac{2}{3} \left(\frac{N_{fd}}{N_s} \right)^2 (L'_{lfd} + L_{md}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_{kq}} i'_{kq} \\ \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_{fd}} i'_{fd} \end{bmatrix} \\ - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \frac{N_{kq}}{N_s} L_{mq} \cos\theta_r & \frac{2}{3} \frac{N_{kq}}{N_s} L_{mq} \cos(\theta_r - a) & \frac{2}{3} \frac{N_{kq}}{N_s} L_{mq} \cos(\theta_r + a) \\ \frac{2}{3} \frac{N_{fd}}{N_s} L_{md} \sin\theta_r & \frac{2}{3} \frac{N_{fd}}{N_s} L_{md} \sin(\theta_r - a) & \frac{2}{3} \frac{N_{fd}}{N_s} L_{md} \sin(\theta_r + a) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (33)$$

elde edilir, gerekli sadeleştirme işlemleri sonucunda aşağıdaki şekilde rotor gerilim denklemleri elde edilir:

$$\begin{bmatrix} v'_{kq} \\ v'_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r'_{kq} & 0 \\ 0 & r'_{fd} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (L'_{lkq} + L_{mq}) & 0 \\ 0 & (L'_{lfd} + L_{md}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \\ - \frac{2}{3} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{mq} \cos\theta_r & L_{mq} \cos(\theta_r - a) & L_{mq} \cos(\theta_r + a) \\ L_{md} \sin\theta_r & L_{md} \sin(\theta_r - a) & L_{md} \sin(\theta_r + a) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (34)$$

Dönüştürme sonucunda elde edilen yeni parametre matrisleri tekrar tanımlanırsa, dönüştürülmüş rotor sargıları direnç matrisi için:

$$r'_{qdr} = \begin{bmatrix} r'_{kq} & 0 \\ 0 & r'_{fd} \end{bmatrix} \quad (35)$$

ortak endüktans matrisi için:

$$L'_{sr} = \begin{bmatrix} L_{mq} \cos \theta_r & L_{md} \sin \theta_r \\ L_{mq} \cos(\theta_r - a) & L_{md} \sin(\theta_r - a) \\ L_{mq} \cos(\theta_r + a) & L_{md} \sin(\theta_r + a) \end{bmatrix} \quad (36)$$

statora dönüştürülmüş rotor sargıları öz endüktans matrisi:

$$L'_r = \begin{bmatrix} L'_{lkq} + L_{mq} & 0 \\ 0 & L'_{fd} + L_{md} \end{bmatrix} \quad (37)$$

olarak yazılabilir. Bu simgeleri kullanarak stator ve rotor gerilim denklemlerini yeniden yazılırsa:

$$v_{abcs} = -r_s \times i_{abcs} - \frac{d}{dt}(L_s \times i_{abcs}) + \frac{d}{dt}(L'_{sr} \times i'_{qdr}) \quad (38)$$

$$v'_{qdr} = r'_r \times i'_{qdr} + \frac{d}{dt}(L'_r \times i'_{qdr}) - \frac{2}{3} \frac{d}{dt}((L'_{sr})^T \times i_{abcs}) \quad (39)$$

elde edilir. Burada:

$$v'_{qdr} = \begin{bmatrix} v'_{kq} & v'_{fd} \end{bmatrix}^T \quad (40)$$

$$i'_{qdr} = \begin{bmatrix} i'_{kq} & i'_{fd} \end{bmatrix}^T \quad (41)$$

olarak alınmıştır. Senkron generatörün ürettiği moment ifadesi de aşağıdaki şekilde yazılabilir [16].

$$T_e = p \times \left\{ -\frac{1}{2} (i_{abcs})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_s - L_{ls}] i_{abcs} + (i_{abcs})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L'_{sr}] i'_{qdr} \right\} \quad (42)$$

Bu eşitlik açık olarak yazılırsa:

$$T_e = p \times \left\{ -\frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix} \times \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} L_m & -1/2 L_m & -1/2 L_m \\ -1/2 L_m & L_m & -1/2 L_m \\ -1/2 L_m & -1/2 L_m & L_m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \right. \\ \left. + \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix} \times \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} L_{mq} \cos \theta_r & L_{md} \sin \theta_r \\ L_{mq} \cos(\theta_r - a) & L_{md} \sin(\theta_r - a) \\ L_{mq} \cos(\theta_r + a) & L_{md} \sin(\theta_r - a) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \right\} \quad (43)$$

elde edilir. Gerekli çarpma ve trigonometrik işlemlerden sonra moment ifadesi:

$$T_e = p \times \left\{ -L_{mq} \times i'_{qr} \left[\left(i_{as} - \frac{1}{2} i_{bs} - \frac{1}{2} i_{cs} \right) \sin \theta_r - \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs} - i_{cs}) \cos \theta_r \right] \right. \\ \left. + L_{md} \times i'_{fd} \left[\left(i_{as} - \frac{1}{2} i_{bs} - \frac{1}{2} i_{cs} \right) \cos \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs} - i_{cs}) \sin \theta_r \right] \right\} \quad (44)$$

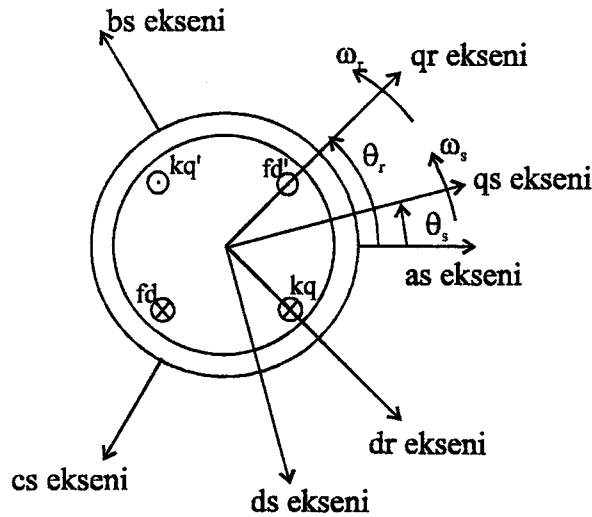
olarak elde edilir. Üretilen elektriksel momentin mekaniksel ifadesi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$T_e = -j \frac{1}{p} \frac{d}{dt} \omega_r - f_s \times \omega_r + T_{dc} \quad (45)$$

Burada p, generatörün çift kutup sayısını, T_{dc} ise generatörü süren doğru akım motorunun verdiği momentini göstermektedir.

1.2.3. d-q Eksen Dönüşümü

R.H. Park tarafından senkron makinelerinin analizinde 1920 yıllarında yeni bir yöntem geliştirilmiştir [17]. Bu yöntemle göre, senkron makinenin stator sargıları, rotor ile birlikte dönen hayali sargılara dönüştürülmüştür. Diğer bir deyişle stator değişkenleri rotor ile birlikte dönen sabit referans takımına dönüştürülmüştür. Bu dönüşüm sayesinde zamanla değişen endüktans ifadeleri elimine edilmiş ve işlem kolaylığı sağlanmıştır. Stator sargılarını rotorla birlikte dönen hayali sargılara dönüştürmeden önce bu sargıları ds ve qs gibi birbirine dik olan iki eksen takımı üzerinde, stator döner alanı ile birlikte dönen eşdeğer sargılara dönüştürmek gerekir. Şekil-4 'de dönüşüm için gerekli eksen takımları gösterilmiştir:



Şekil 4. d-q dönüşümünün eksen takımları kullanılarak gösterimi

Bu dönüşüm matrisi:

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - a) & \cos(\theta_s + a) \\ \sin \theta_s & \sin(\theta_s - a) & \sin(\theta_s + a) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (46)$$

dir. Burada

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s(\xi) d\xi + \theta_s(0) \quad (47)$$

olarak ifade edilir ve stator sargılarının oluşturduğu magnetik alanın, dönme açısal konumudur. Burada 3 fazlı sistemler için:

$$a = \frac{2\pi}{3} \quad (48)$$

olarak alınan sabit bir sayıdır.

d-q dönüşümü gerilim ve akım matrislerine uygulanırsa:

$$v_{qd0s} = K_s \times v_{abc} \quad (49)$$

$$i_{qd0s} = K_s \times i_{abc} \quad (50)$$

elde edilir. Burada:

$$v_{qd0s} = \begin{bmatrix} v_{qs} & v_{ds} & v_{0s} \end{bmatrix}^T \quad (51)$$

$$i_{qd0s} = \begin{bmatrix} i_{qs} & i_{ds} & i_{0s} \end{bmatrix}^T \quad (52)$$

olmak üzere dönüşüm sonucu elde edilecek yeni gerilim ve akım matrisleridir. 3 fazlı elektriksel sistemin gerilim ifadeleri:

$$v_{as} = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \cos(\theta_e) \quad (53)$$

$$v_{bs} = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \cos(\theta_e - a) \quad (54)$$

$$v_{cs} = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \cos(\theta_e + a) \quad (55)$$

olmak üzere,

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e(\xi) d\xi + \theta_e(0) \quad (56)$$

olarak alınan, sinüzoidal elektriksel sisteminin radyan olarak açısal konumudur. Stator sargılarının oluşturduğu magnetik alanın açısal konumu ile elektriksel açısal konum arasında:

$$\theta_s = \frac{\theta_e}{p} \quad (57)$$

eşitliği yazılabilir.

3 fazlı dengeli sistemin gerilim değişkenlerine dönüşüm matrisi uygulanırsa:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - a) & \cos(\theta_s + a) \\ \sin\theta_s & \sin(\theta_s - a) & \sin(\theta_s + a) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \sqrt{2}V_{\text{eff}} \cos(\theta_e/p) \\ \sqrt{2}V_{\text{eff}} \cos(\theta_e/p - a) \\ \sqrt{2}V_{\text{eff}} \cos(\theta_e/p + a) \end{bmatrix} \quad (58)$$

$$v_{qs} = \sqrt{2}V_{\text{eff}} \quad (59)$$

$$v_{ds} = 0 \quad (60)$$

$$v_{0s} = 0 \quad (61)$$

ifadeleri elde edilir.

Ters dönüşüm matrisi :

$$(\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s & 1 \\ \cos(\theta_s - a) & \sin(\theta_s - a) & 1 \\ \cos(\theta_s + a) & \sin(\theta_s + a) & 1 \end{bmatrix} \quad (62)$$

olarak verilir.

Stator parametre matrislerinin d-q eksen takımındaki ifadesi de değişecektir. Direnç elemanlarının bulunduğu matris için:

$$v_{\text{abcsR}} = r_s \times i_{\text{abcs}} \quad (63)$$

$$v_{\text{qd0sR}} = \mathbf{K}_s \times r_s \times (\mathbf{K}_s)^{-1} i_{\text{qd0s}} \quad (64)$$

$$v_{\text{qd0sR}} = r_s \times i_{\text{qd0s}} \quad (65)$$

olarak dönüşüm sonucunda r_s matrisinde bir değişimin olmadığı görülür. Aynı şekilde endüktans matrisine dönüşüm uygulanırsa:

$$v_{\text{abcsL}} = \frac{d}{dt} (L_s \times i_{\text{abcs}}) \quad (66)$$

$$v_{\text{qd0sL}} = \mathbf{K}_s \times \frac{d}{dt} (L_s \times (\mathbf{K}_s)^{-1} i_{\text{qd0s}}) \quad (67)$$

$$v_{\text{qd0sL}} = \mathbf{K}_s \times L_s \times \left(\frac{d}{dt} (\mathbf{K}_s)^{-1} \right) \times i_{\text{qd0s}} + \mathbf{K}_s \times L_s \times (\mathbf{K}_s)^{-1} \times \left(\frac{d}{dt} i_{\text{qd0s}} \right) \quad (68)$$

sonucu elde edilir. Bu dönüşüm için $(\mathbf{K}_s)^{-1}$ matrisinin türevinin alınması gerekecektir.

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{K}_s)^{-1} = \omega_s \begin{bmatrix} -\sin\theta_s & \cos\theta_s & 0 \\ -\sin(\theta_s - a) & \cos(\theta_s - a) & 0 \\ -\sin(\theta_s + a) & \cos(\theta_s + a) & 0 \end{bmatrix} \quad (69)$$

(68) eşitliğinde elde edilen her iki terim için ayrı ayrı işlemler yapılırsa:

$$L_{s\omega} = \mathbf{K}_s \times L_s \times \left(\frac{d}{dt}(\mathbf{K}_s)^{-1}\right) = \omega_s \times \left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_m\right) \times \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (70)$$

$$L_{qd0s} = \mathbf{K}_s \times L_s \times (\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + 3/2 L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3/2 L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (71)$$

eşitlikleri elde edilir.

Yapılan bu dönüşüm işlemleri (32) eşitliğindeki stator sargıları gerilim matrisinde yerine koyulursa:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} - \omega_s \left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_m\right) \times \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \\ &- \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} + 3/2 L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3/2 L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - a) & \cos(\theta_s + a) \\ \sin\theta_s & \sin(\theta_s - a) & \sin(\theta_s + a) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \times \omega_r \begin{bmatrix} -\sin\theta_r & \cos\theta_r \\ -\sin(\theta_r - a) & \cos(\theta_r - a) \\ -\sin(\theta_r + a) & \cos(\theta_r + a) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - a) & \cos(\theta_s + a) \\ \sin\theta_s & \sin(\theta_s - a) & \sin(\theta_s + a) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ \cos(\theta_r - a) & \sin(\theta_r - a) \\ \cos(\theta_r + a) & \sin(\theta_r + a) \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \quad (72) \end{aligned}$$

elde edilir. Gerekli sadeleştirme ve trigonometrik işlemlerden sonra:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} - \omega_s \left(L_{ls} + \frac{3}{2} L_m \right) \times \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \\
&\quad - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} + 3/2 L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3/2 L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \\
&\quad + \omega_r \times \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r - \theta_s) & \cos(\theta_r - \theta_s) \\ -\cos(\theta_r - \theta_s) & -\sin(\theta_r - \theta_s) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \\
&\quad + \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_s) & \sin(\theta_r - \theta_s) \\ -\sin(\theta_r - \theta_s) & \cos(\theta_r - \theta_s) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \times \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{73}$$

sonucu elde edilir. Aynı işlemler, (34) eşitliğindeki rotor sargıları gerilim matrisine de uygulanırsa:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v'_{kq} \\ v'_{fd} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r'_{kq} & 0 \\ 0 & r'_{fd} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (L'_{lkq} + L_{mq}) & 0 \\ 0 & (L'_{lfd} + L_{md}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \\
&\quad - \frac{2}{3} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - a) & \cos(\theta_r + a) \\ \sin\theta_r & \sin(\theta_r - a) & \sin(\theta_r + a) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin(\theta_s) & 1 \\ \cos(\theta_s - a) & \sin(\theta_s - a) & 1 \\ \cos(\theta_s + a) & \sin(\theta_s + a) & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \tag{74}
\end{aligned}$$

elde edilir. Gerekli sadeleştirme ve trigonometrik işlemlerden sonra:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v'_{kq} \\ v'_{fd} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r'_{kq} & 0 \\ 0 & r'_{fd} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (L'_{lkq} + L_{mq}) & 0 \\ 0 & (L'_{lfd} + L_{md}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \\
&\quad - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_s) & -\sin(\theta_r - \theta_s) \\ \sin(\theta_r - \theta_s) & \cos(\theta_r - \theta_s) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{75}$$

eşitlikleri elde edilir. (73) ve (75) eşitliklerinden görüleceği gibi hala katsayı matrisleri zamana bağlı birer ifadedir. Bu durumdan kurtulmak için R.H. Park tarafından geliştirilen stator sargılarının rotorla aynı hızda dönen eşdeğer sargılara dönüştürüldüğü eksen dönüşümünün uygulanması gerekecektir.

1.2.4. R.H. Park'ın Rotorla Birlikte Döner Referans Eksen Takımı

Bu dönüşüm sonucunda, stator sargılarının oluşturduğu döner alanla birlikte döner stator sargıları artık rotorla birlikte döner hale getirilmiş olacaktır. Dönüşüm matrisi:

$$K^r = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_s) & -\sin(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ \sin(\theta_r - \theta_s) & \cos(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (76)$$

olmak üzere, burada θ_r :

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\xi) d\xi + \theta_r(0) \quad (77)$$

olarak verilen rotorun açısal dönme konumudur. Dönüşüm sonucu elde edilecek gerilim ve akım matrisleri:

$$v_{qd0s}^r = [v_{qs}^r \quad v_{ds}^r \quad v_{0s}^r]^T \quad (78)$$

$$i_{qd0s}^r = [i_{qs}^r \quad i_{ds}^r \quad i_{0s}^r]^T \quad (79)$$

olarak gösterilirse, dönüşüm matrisi ile çarpım sonucu:

$$v_{qd0s}^r = K^r \times v_{qd0s} \quad (80)$$

$$i_{qd0s}^r = K^r \times i_{qd0s} \quad (81)$$

olarak gösterilebilir. (57), (58) ve (59) eşitliklerinde elde edilen ifadeler burada yerine koyulursa:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \\ v_{0s}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_s) & -\sin(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ \sin(\theta_r - \theta_s) & \cos(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \sqrt{2}V_{\text{eff}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (82)$$

$$v_{qs}^r = \sqrt{2}V_{\text{eff}} \times \cos\delta \quad (83)$$

$$v_{ds}^r = \sqrt{2}V_{\text{eff}} \times \sin\delta \quad (84)$$

$$v_{0s}^r = 0 \quad (85)$$

ifadeleri elde edilir. Burada:

$$\delta = \theta_r - \theta_s \quad (86)$$

olarak tanımlanır ve yük açısı olarak adlandırılır.

Ters dönüşüm matrisi ise:

$$\left(\mathbf{K}^r\right)^{-1} = \left(\mathbf{K}^r\right)^T \quad (87)$$

olarak bulunur. Stator sargıları parametre matrislerinde gerekli dönüşümler yapılırsa:

$$v_{qd0sR}^r = \mathbf{K}^r \times r_s \times \left(\mathbf{K}^r\right)^{-1} i_{qd0s}^r \quad (88)$$

$$v_{qd0sR}^r = r_s \times i_{qd0s}^r \quad (89)$$

$$v_{qd0sL}^r = \mathbf{K}^r \times L_{qd0s} \times \left(\mathbf{K}^r\right)^{-1} i_{qd0s}^r \quad (90)$$

$$v_{qd0sL}^r = L_{qd0s} \times i_{qd0s}^r \quad (91)$$

$$v_{qd0sL}^r = \mathbf{K}^r \times L_{s\omega} \times \left(\mathbf{K}^r\right)^{-1} i_{qd0s}^r \quad (92)$$

$$v_{qd0sL}^r = L_{s\omega} \times i_{qd0s}^r \quad (93)$$

eşitlikleri elde edilir. Rotorla birlikte dönen stator eksen takımı dönüşümünde ω_s açısal hızının yerini rotor açısal hızı ω_r alacaktır [16]. (73) eşitliğinde elde edilen stator sargıları gerilim matrisi için gerekli düzenlemeler yapılırsa:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \\ v_{0s}^r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} \\ -\omega_r \begin{bmatrix} 0 & L_{ls} + L_{md} & 0 \\ -(L_{ls} + L_{mq}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} &- \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} \\ +\omega_r \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_s) & -\sin(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ \sin(\theta_r - \theta_s) & \cos(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r - \theta_s) & \cos(\theta_r - \theta_s) \\ -\cos(\theta_r - \theta_s) & -\sin(\theta_r - \theta_s) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_s) & -\sin(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ \sin(\theta_r - \theta_s) & \cos(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_s) & \sin(\theta_r - \theta_s) \\ -\sin(\theta_r - \theta_s) & \cos(\theta_r - \theta_s) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \quad (94) \end{aligned}$$

elde edilir. Sadeleştirmeler ve trigonometrik işlemlerden sonra:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \\ v_{0s}^r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} - \omega_r \times \begin{bmatrix} 0 & L_{ls} + L_{mq} & 0 \\ -(L_{ls} + L_{mq}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} \\
- \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{mq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} &+ \omega_r \begin{bmatrix} 0 & L_{md} \\ -L_{mq} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{95}$$

elde edilir. Aynı işlemler (75) eşitliğinde elde edilen rotor sargıları gerilim matrisine uygulanırsa:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v'_{kq} \\ v'_{fd} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r'_{kq} & 0 \\ 0 & r'_{fd} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (L'_{ikq} + L_{mq}) & 0 \\ 0 & (L'_{ifd} + L_{md}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} \\
- \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_s) & -\sin(\theta_r - \theta_s) \\ \sin(\theta_r - \theta_s) & \cos(\theta_r - \theta_s) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_s) & \sin(\theta_r - \theta_s) \\ -\sin(\theta_r - \theta_s) & \cos(\theta_r - \theta_s) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{96}$$

elde edilen bu eşitliğin sadeleştirilmesi ve trigonometrik dönüşümlerden sonra:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v'_{kq} \\ v'_{fd} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r'_{kq} & 0 \\ 0 & r'_{fd} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (L'_{ikq} + L_{mq}) & 0 \\ 0 & (L'_{ifd} + L_{md}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{kq} \\ i'_{fd} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{97}$$

elde edilen bu (95) ve (97) eşitliklerinin katsayı matrisleri artık zamanın bir fonksiyonu değildir. Bu dönüşümler çözüm aşamasında kolaylık sağlayacaktır.

Burada stator ve rotor sargıları d ve q eksenleri eşdeğer endüktansları için:

$$L_q = L_{ls} + L_{mq} \tag{98}$$

$$L_d = L_{ls} + L_{md} \tag{99}$$

$$L'_{kq} = L'_{ikq} + L_{mq} \tag{100}$$

$$L'_{fd} = L'_{ifd} + L_{md} \tag{101}$$

yazılabilir. Bu dönüşümlerden sonra, stator ve rotor sargılarının oluşturduğu toplam akı ifadelerini aşağıdaki şekilde:

$$\lambda_{qs}^r = -L_q \times i_{qs}^r + L_{mq} \times i'_{kq} \tag{102}$$

$$\lambda_{ds}^r = -L_d \times i_{ds}^r + L_{md} \times i'_{fd} \tag{103}$$

$$\lambda_{0s}^r = -L_{ls} \times i_{0s}^r \tag{104}$$

$$\lambda'_{kq} = L'_{kq} \times i'_{kq} - L_{mq} \times i_{qs}^r \tag{105}$$

$$\lambda'_{fd} = L'_{fd} \times i'_{fd} - L_{md} \times i^r_{ds} \quad (106)$$

olarak yazılabilir.

Elde edilen bu ifadelerden yararlanarak (95) ve (97) eşitliklerinde elde edilen stator ve rotor gerilimlerinin d-q eksenli ifadeleri makinanın çift kutup sayısı da dikkate alınarak aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$v^r_{qs} = -r_s \times i^r_{qs} + p \times \omega_r \times \lambda^r_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda^r_{qs} \quad (107)$$

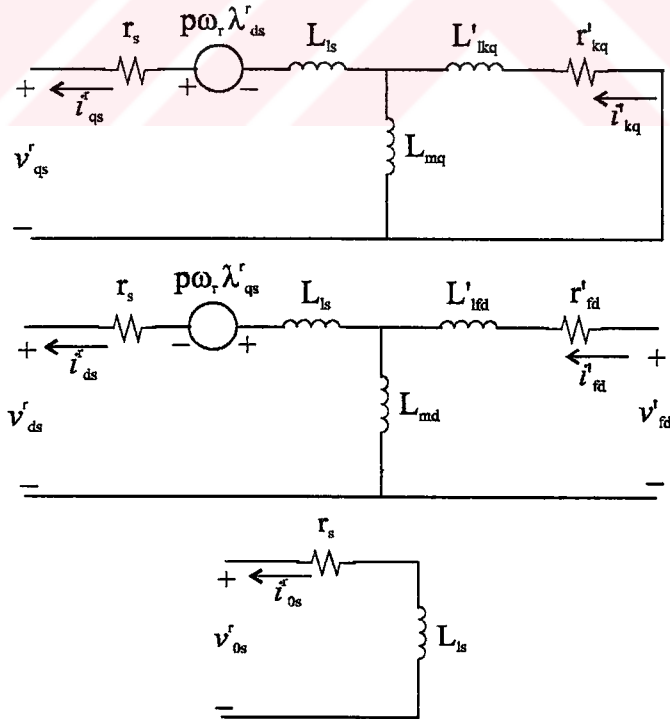
$$v^r_{ds} = -r_s \times i^r_{ds} - p \times \omega_r \times \lambda^r_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda^r_{ds} \quad (108)$$

$$v^r_{0s} = -r_s \times i^r_{0s} + \frac{d}{dt} \lambda^r_{0s} \quad (109)$$

$$v'_{kq} = r'_{kq} \times i'_{kq} + \frac{d}{dt} \lambda'_{kq} \quad (110)$$

$$v'_{fd} = r'_{fd} \times i'_{fd} + \frac{d}{dt} \lambda'_{fd} \quad (111)$$

Bu eşitliklerde $v^r_{0s} = 0$ ve rotor q ekseninde bulunan sönüm sargısı uçları kısadevre olduğundan $v'_{qr} = 0$ alınacaktır. Bu durumda elde edilen 3 fazlı senkron generatörün elektriksel eşdeğer devresi şekil-5'de gösterildiği gibi olur.



Şekil 5. Rotorla birlikte dönen referans eksen takımında senkron generatörün elektriksel eşdeğer devresi

(106-110) eşitliklerinde hem akım hem de akımın oluşturduğu toplam akılar durum değişkeni olarak gelmektedir. Bu durumu ortadan kaldırmak için akım ifadelerinin de toplam akılar cinsinden ifade edilmesi gerekmektedir. Matrisel olarak toplam akılar ifade edilirse:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs}^r \\ \lambda_{kq}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_q & L_{mq} \\ -L_{mq} & L_{kq}' \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{kq}' \end{bmatrix} \quad (112)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{fd}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & L_{md} \\ -L_{md} & L_{fd}' \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{fd}' \end{bmatrix} \quad (113)$$

elde edilir. Katsayı matrisinin tersi ile her iki taraf çarpılırsa:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{kq}' \end{bmatrix} = \frac{1}{D_q} \begin{bmatrix} L_{kq}' & -L_{mq} \\ L_{mq} & -L_q \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \lambda_{qs}^r \\ \lambda_{kq}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \lambda_{qs}^r \\ \lambda_{kq}' \end{bmatrix} \quad (114)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{fd}' \end{bmatrix} = \frac{1}{D_d} \begin{bmatrix} L_{fd}' & -L_{md} \\ -L_{md} & -L_d \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{fd}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{fd}' \end{bmatrix} \quad (115)$$

elde edilir. Burada:

$$D_q = -L_q \times L_{kq}' + (L_{mq})^2 \quad (116)$$

$$D_d = -L_d \times L_{fd}' + (L_{md})^2 \quad (117)$$

dir. Bu ifadelerden sonra stator ve rotor sargıları durum denklemleri:

$$\frac{d}{dt} \lambda_{qs}^r = v_{qs}^r + r_s \times a_{11} \times \lambda_{qs}^r + r_s \times a_{12} \times \lambda_{kq}' - p \times \omega_r \times \lambda_{ds}^r \quad (118)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{ds}^r = v_{ds}^r + r_s \times b_{11} \times \lambda_{ds}^r + r_s \times b_{12} \times \lambda_{fd}' + p \times \omega_r \times \lambda_{qs}^r \quad (119)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{0s}^r = v_{0s}^r + \frac{r_s \times \lambda_{0s}^r}{L_{ls}} \quad (120)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{kq}' = v_{kq}' - r_{kq}' \times a_{21} \times \lambda_{qs}^r - r_{kq}' \times a_{22} \times \lambda_{kq}' \quad (121)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{fd}' = v_{fd}' - r_{fd}' \times b_{21} \times \lambda_{ds}^r - r_{fd}' \times b_{22} \times \lambda_{fd}' \quad (122)$$

olarak yazılabilir. Gerilim eşitlikleri bir durum değişkenli hale geldiği için artık çözüm aşamasında problem olmayacaktır. Bu dönüşümlerden yararlanarak (42) numaralı eşitlikteki moment ifadesi yeniden yazılırsa:

$$T_e = p \times \left[(K^T K_s)^{-1} \times i_{qd0s}^r \right]^T \left\{ -\frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_s - L_{ls} I] \times (K^T K_s)^{-1} \times i_{qd0s}^r + \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_{sr}'] i_{qdr}' \right\} \quad (123)$$

olur. Gerekli işlemlerden sonra:

$$T_e = \frac{3}{2} p \times (\lambda_{ds}^r \times i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r \times i_{ds}^r) \quad (124)$$

elde edilir. Sadece toplam akılar cinsinden moment ifadesi:

$$T_e = \frac{3}{2} p \times \left((a_{11} - b_{11}) \lambda_{qs}^r \lambda_{ds}^r + a_{12} \lambda_{ds}^r \lambda_{kq}^r - b_{12} \lambda_{qs}^r \lambda_{fd}^r \right) \quad (125)$$

olarak belirlenir. Senkron generatörün mekanik denklemi ise eşitlik (45)'de elde edildiği gibidir. Bu eşitlik durum denklemi olarak tekrar yazılırsa:

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{p}{j} \times (T_{dc} - T_e - f_s \times \omega_r) \quad (126)$$

elde edilir.

Böylelikle, 3 fazlı, 4 kutuplu, yuvarlak rotorlu senkron generatörün diferansiyel denklemleri bir durum değişkenine bağlı olarak elde edilmiştir. Bu eşitlikler bilgisayar simülasyonu aşamasında sayısal çözümlene yöntemi ile daha rahat işlem yapmamızı sağlayacaktır.

Tezin ikinci kısmında direnç-endüktans yükünü besleyen senkron generatörün yük parametrelerinin değişmesi durumunda dinamik davranışının incelenmesi ele alınmaktadır. Ayrıca değişen sistem frekansını tekrar şebeke frekansına getirmek için generatörü süren doğru akım motorunun verdiği moment değerinin bulanık mantık kontrol kuralları kullanılarak ayarlanması sağlanacaktır.

1.3. Bulanık Mantık Teorisi İle Yük-Frekans Kontrolü

Modellenen deney seti, bir güç sisteminin küçük bir benzeşimi olduğundan, senkron generatörün enerji sistemi ile kararlı çalışması açısından önemli olan yük-frekans kontrolünün, bulanık mantık kontrol kuralları kullanılarak yapılmasına çalışılmıştır. Bu bilgisayar simülasyonu aşamasında senkron generatörü, deney setinde bulunan doğru akım motorunun sürdüğü varsayılmıştır. Senkron generatör uçlarına bağlı olan direnç yükünün değişmesi durumunda doğal olarak sistemin frekansı ve senkron generatörün uç geriliminde artma ya da azalma olacaktır. Bu değişikliklerin algılanması ve kısa zamanda nominal değerlerine getirilmesi enterkonnekte bir şebekeye bağlı senkron generatör açısından önemlidir.

Yapılan bu simülasyon çalışmasında, senkron generatörün uç geriliminin kontrolü için senkron generatör uyarma akımının ayarlanması ile ilgilenilmemiş sadece frekans kontrolü yapılmıştır. Sistemin frekansı, makinanın devir sayısı ile doğrudan orantılı olduğundan, devir sayısı kontrol edilmiş, devir sayısında artma ya da azalma olması durumunda senkron generatörü süren doğru akım motorunun verdiği moment azaltılmış ya da artırılmıştır. Doğru akım motorunun verdiği momentteki artış ya da azalış ise doğru akım motorunun endüvi gerilimi kontrol edilerek sağlanmıştır.

1.3.1. Bulanık Küme ve Bulanık Mantık Teorisi

Bulanık küme teorisi ilk olarak L.A. Zadeh tarafından ortaya atılmıştır. Bu teoriye göre, bir bulanık küme, nesnelere üyelik dereceleri ile birlikte içeren bir sınıftır. Öyleki, bir küme, her bir nesneyi 0 ile 1 arasındaki üyelik derecesine ayıran bir üyelik fonksiyonu tarafından karakterize edilir [18].

Klasik küme anlayışında, bir nesnenin bir kümeyle üyelik ilişkisi ya 0 ya da 1'dir. Bir nesne herhangi bir kümenin ya elemanıdır ya da değildir. Klasik küme anlayışındaki bu keskin ifadelenmeye karşın, bulanık küme anlayışında bir nesnenin bir bulanık kümeyle 0 ile 1 değerleri arasında üyelik ilişkisi yapılarak belirsizlik kavramına yeni bir bakış açısı getirilir.

Bulanık küme ve elemanları arasındaki üyelik ilişkilerini tanımlamak için kullanılan notasyonlar ve bunların işlevleri şu şekilde gösterilir [19]:

U evrensel kümesinin bir bulanık alt kümesi olan A kümesi,

$$\mu_A: U \rightarrow [0,1] \quad (127)$$

olarak gösterilen bir üyelik fonksiyonu tarafından karakterize edilebilir. Bu gösterim tarzında U evrensel kümesinin her bir x elemanının, A kümesi içindeki üyelik değeri $\mu_A(x)$ ile gösterilir ve $[0,1]$ aralığında değer alabilir. Bir bulanık küme için:

$$A = \mu/x \quad (128)$$

yazılabilir. Burada μ , A bulanık kümesi içerisindeki x elemanının üyelik derecesidir. A bulanık kümesine dahil olan sonlu sayıdaki elemanların kümesi:

$$A = \mu_1/x_1 + \dots + \mu_n/x_n \quad (129)$$

ya da

$$A = \sum_{i=1}^n \mu_i / x_i \quad (130)$$

olarak gösterilir. Burada kullanılan (+), aritmetik bir operatör olarak değil, A bulanık kümesinin tanımında eleman çiftlerinin ve üyelik derecelerinin topluca ifade edilmeleri için kullanılır.

Bulanık kümeler arasındaki ilişkiler şu şekilde tanımlanır [20]:

A ve B , U evrensel kümesi içerisindeki iki bulanık küme ve μ_A ve μ_B bu kümelerin üyelik fonksiyonları olsun.

Birleşim Özelliği: A ile B bulanık kümelerinin birleşimi $A \cup B$ ile gösterilir ve üyelik fonksiyonları açısından:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (131)$$

olarak tanımlanır. Bu gösterim, aynı nesne için her iki küme içindeki en büyük üyelik değerinin seçilmesi anlamında kullanılır.

Kesişim Özelliği: A ile B bulanık kümelerinin kesişimi $A \cap B$ ile gösterilir ve üyelik fonksiyonları açısından:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (132)$$

olarak tanımlanır. Bu gösterim, aynı nesne için her iki küme içindeki en küçük üyelik değerinin seçilmesi anlamında kullanılır.

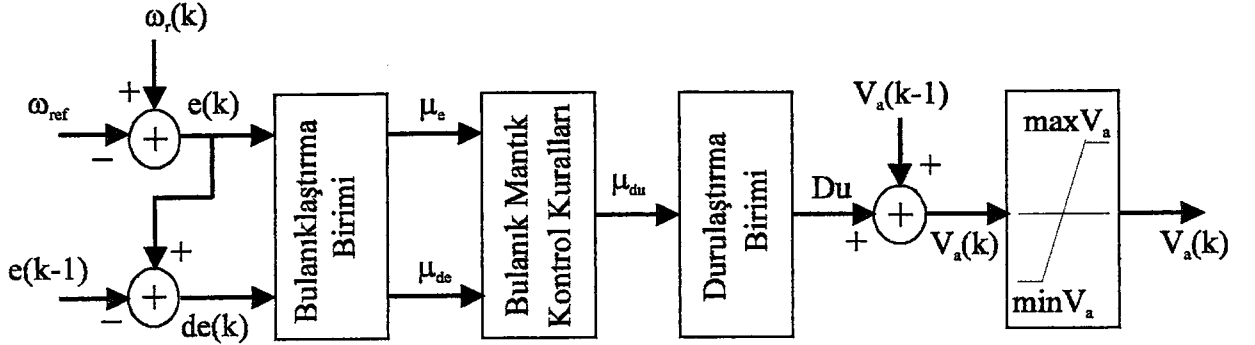
Tümleyen Özelliği: A bulanık kümesinin tümleyeni:

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (133)$$

olarak tanımlanır.

1.3.2. Bulanık Mantık Kontrol Algoritması

Bulanık küme teorisinin, kontrol işlemlerinde kullanılması ilk defa E.H. Mamdani ve S. Assilian tarafından yapılmıştır [21]. Bulanık mantık teorisiyle sistemlerin kontrol edilmesine ilişkin blok diyagramları şekil-6'da gösterilmektedir [22].



Şekil 6. Bulanık mantık kontrol algoritması

Şekil-6'da görülen "e", hata olarak adlandırılır ve kontrol edilen büyüklük ile referans büyüklük arasındaki farka eşittir:

$$e = (\omega_r(k) - \omega_{ref}) \quad (134)$$

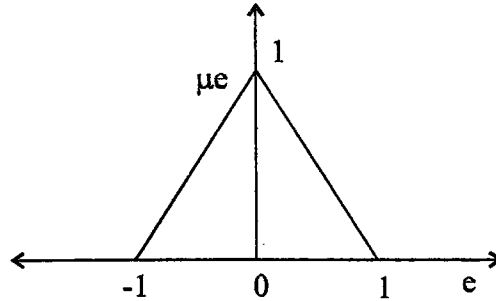
Elde edilen "e" (hata)'nın $[-1:1]$ aralığında normalize edilebilmesi için:

$$e = (\omega_r - \omega_{ref}) / \omega_{ref} \quad (135)$$

tanımlanabilir. Şekilde görülen "de" ise hatanın değişimi olarak adlandırılır ve hatanın son değeri ile bir önceki adımda hesaplanan değeri arasındaki farka eşittir:

$$de = e(k) - e(k-1) \quad (136)$$

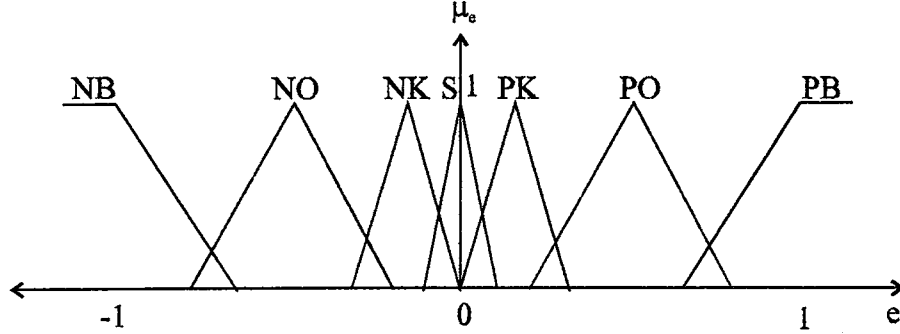
Elde edilen "e" ve "de" değerlerinin *Bulanıklaştırma* biriminde daha önceden tanımlanmış olan bulanık kümelerdeki üyelik değerleri belirlenir. Bulanık kümeleri temsil eden üyelik fonksiyonlarının oluşturulması için herhangi bir kural yoktur. Sinüzoidal, trapez veya benzeri üyelik fonksiyonları kontrol edilen büyüklüğün değişimine bağlı olarak tanımlanabilir. Tezin simülasyonu aşamasında şekil-7'dekine benzer üçgen tipi üyelik fonksiyonları kullanılmıştır.



Şekil 7. Sıfıra yakın sayıları temsil eden bir bulanık küme üyelik fonksiyonu

Sistemin kontrol edilen büyüklüğünün, aldığı değerlere göre birden fazla üyelik fonksiyonunun tanımlanması da mümkündür. Her üyelik fonksiyonu, negatif büyük (NB),

negatif orta (NO), negatif küçük (NK), sıfır (S), pozitif küçük (PK), pozitif orta (PO) ve pozitif büyük (PB) olarak adlandırılabilir. Böylelikle birden fazla üyelik fonksiyonu tanımlanarak kontrol aralığı içinde hassaslık sağlanmış olur. Şekil-8'de birden fazla üyelik fonksiyonu kullanılarak, sürekli mıknatıslı bir doğru akım motorunun hız kontrolünü yapan çalışmanın üyelik fonksiyonları görülmektedir [23]:



Şekil 8. Birden fazla üyelik fonksiyonunun kullanılması

Bulanıklaştırma biriminde, "e" ve "de"nin aldığı değerler, hangi üyelik fonksiyonuyla ilgili üyelik değeri olduğu dikkate alınarak, bulanık kontrol algoritmasının ikinci kısmı olan "Bulanık Mantık Kontrol Kuralları" kısmında işlemlere devam edilir. Bu kısımda sisteme kontrol işareti olarak uygulanacak üyelik değeri bulunmaktadır. Bu kısma giren " μ_e " ve " μ_{de} " üyelik fonksiyonları kullanılarak çıkış üyelik fonksiyonunun elde edilmesi için "Birleşim" veya "Kesişim" özelliklerinden faydalanılır. Simülasyon sırasında "Kesişim" özelliği kullanılarak çıkış üyelik fonksiyonu bulunmuştur. Buna göre:

$$\mu_{e \cap de}(x) = \mu_{du}(x) = \min\{\mu_e(x), \mu_{de}(x)\} \quad (137)$$

elde edilir. Burada "x" boyutsuz olarak "e" ve "de" nin aldığı değerlerdir. Sisteme kontrol işareti olarak hangi tür üyelik fonksiyonunun uygulanacağı ise kural tablosu kullanılarak bulunur. Simülasyon sırasında, tablo-1'de görülen 7 üyelik fonksiyonlu kural tablosu kullanılmıştır.

Bu kural tablosu, "e" (hata) ve "de" (hatanın değişimi)'nin aldığı değerlere göre çıkışta kullanılacak üyelik fonksiyonunun hangisi olması gerektiğini göstermektedir. Bu kural tablosunun oluşturulması için herhangi bir şart olmamasına rağmen sistemin davranışı üzerine yapılacak değerlendirmeler bu kural tablosunu bir taslak olarak şekillendirir. Simülasyon sırasında, sistemin referans bilgisine daha çabuk cevap vermesini sağlayacak kural tablosu değişik denemelerle bulunmuştur.

Tablo 1. Üyelik Fonksiyonları Kural Tablosu

e de	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	PB ₁	PB ₂	PO ₃	PO ₄	PK ₅	PK ₆	PK ₇
NO	PB ₈	PO ₉	PO ₁₀	PK ₁₁	PK ₁₂	PK ₁₃	NK ₁₄
NK	PO ₁₅	PO ₁₆	PK ₁₇	PK ₁₈	PK ₁₉	NK ₂₀	NK ₂₁
S	PO ₂₂	PK ₂₃	PK ₂₄	S ₂₅	NK ₂₆	NK ₂₇	NO ₂₈
PK	PK ₂₉	PK ₃₀	NK ₃₁	NK ₃₂	NK ₃₃	NO ₃₄	NO ₃₅
PO	NK ₃₆	NK ₃₇	NK ₃₈	NK ₃₉	NO ₄₀	NO ₄₁	NB ₄₂
PB	NK ₄₃	NK ₄₄	NK ₄₅	NO ₄₆	NO ₄₇	NB ₄₈	NB ₄₉

e ve de'yi temsil eden bulanık sayılar (üyelik fonksiyonları) kullanılarak denetleyici çıkış işaretindeki değişimi temsil eden bulanık sayı (üyelik fonksiyonu) kural tablosundan sözel ifadelerle belirlenir. Örneğin $e \equiv NK$, $de \equiv NO$ iken tablodan $du \equiv PO$ olarak belirlenir. Bu üç ifadeyi birbirine bağlayan işlem bir kural olarak tanımlanır ve sözel olarak:

IF $e \equiv NK$ AND $de \equiv NO$ THEN $du \equiv PO$

şeklinde ifade edilir. Buradaki e, de ve du terimleri kaldırılarak indis şeklinde ifade edilirse, sözel ifade:

IF NK_e AND NO_{de} THEN PO_{du}

biçiminde yazılır. Bu sadece bir kuraldır. Eğer birden fazla kural söz konusu ise bunlar birbirlerine ELSE veya ELSEIF terimi ile bağlanırlar. Örneğin; kural tablosunun sözel olarak temsili aşağıdaki gibi olur:

IF NB_e AND NB_{de} THEN PB_{du} ← kural 1
: : : : :
ELSE NK_e AND NO_{de} THEN PO_{du} ← kural 16
ELSEIF NK_e AND NK_{de} THEN PK_{du} ← kural 17
ELSEIF NK_e AND S_{de} THEN PK_{du} ← kural 18
: : : : :
: : : : :
ELSE PB_e AND PB_{de} THEN NB_{du} ← kural 49

Bulanık küme teorisinden faydalanarak her bir kural bulanık küme işlemleri ile sonuçlandırılabilir. Örneğin:

Kural 1 için:

$$\begin{array}{ccccc} \text{IF } \text{NB}_e & \text{AND} & \text{NB}_{de} & \text{THEN} & \text{PB}_{du} \\ \downarrow & & \downarrow & & \downarrow \\ (\text{NB}_e & \wedge & \text{NB}_{de}) & \text{X} & \text{PB}_{du} \end{array}$$

Kural 2 için:

$$\begin{array}{ccccc} \text{IF } \text{NB}_e & \text{AND} & \text{NO}_{de} & \text{THEN} & \text{PB}_{du} \\ \downarrow & & \downarrow & & \downarrow \\ (\text{NB}_e & \wedge & \text{NO}_{de}) & \text{X} & \text{PB}_{du} \end{array}$$

devam edildiğinde kural 49 için:

$$\begin{array}{ccccc} \text{IF } \text{PB}_e & \text{AND} & \text{PB}_{de} & \text{THEN} & \text{NB}_{du} \\ \downarrow & & \downarrow & & \downarrow \\ (\text{PB}_e & \wedge & \text{PB}_{de}) & \text{X} & \text{NB}_{du} \end{array}$$

elde edilir. Burada \wedge : kesişim \equiv min bulanık küme işlemi, X : kartezyen çarpım olarak bulanık ilişki işlemi temsil etmektedir. Kurallar birbirlerine,

$$\text{ELSE} \equiv + \equiv \vee \equiv \text{birleşim} \equiv \max \quad (138)$$

işlemi ile bağlanırlar.

Yukarıdaki işlemlerden anlaşılacağı gibi, her bir kural, e ve de'yi temsil eden bulanık küme kesişimleri ile du'yu temsil eden bulanık küme arasındaki bulanık ilişkiyi vermektedir.

Yani,

kural 1 için:

$$R_1 = (\text{NB}_e \wedge \text{NB}_{de}) \text{X} \text{PB}_{du} \quad (139)$$

$$E_1 = \text{NB}_e \wedge \text{NB}_{de} \quad , \quad U_1 = \text{PB}_{du} \text{ alınır}$$

$$R_1 = E_1 \text{X} U_1 \quad (140)$$

elde edilir. Benzer şekilde diğer kurallar için:

$$R_2 = E_2 \text{X} U_2$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

$$R_{49} = E_{49} \text{X} U_{49}$$

yazılabilir. Her kural da birbiriyle

$$\text{ELSE} \equiv + \equiv \vee \equiv \max$$

bulanık birleşim işlemiyle bağlı olduğu için sonuçtaki bulanık ilişki matrisi:

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_{49} = \sum_{i=1}^{49} R_i \quad (141)$$

ile belirlenir. Aslında bulanık kural tablosu olarak verilen tablo bu ilişki matrisini temsil etmektedir. Yani bu R ilişki matrisi ve bunu meydana getiren $E = (e \text{ ve } de)$ yi temsil eden üyelik fonksiyonlarının kesişimleri) bilindiğine göre, $U = (du)$ yu temsil eden üyelik fonksiyonunun belirlenmesidir. Bir ilişki ve bunu meydana getiren kümelerden birisi biliniyorsa, bilinmeyen diğer küme, birleşim işleminin bir sonucu olan Composition kuralının uygulanmasıyla bulunur. Burada R ve E bilindiğine göre

$$U = E \circ R \quad (142)$$

işlemi uygulanabilir. Üyelik fonksiyonlarına bağlı olarak yazılırsa,

$$\mu_{(u)} = \max \left[\min \left(\mu_{(E)}, \mu_{(R)} \right) \right] \quad (143)$$

$$\mu_{(u)} = V \left[\mu_{(E)} \wedge \mu_{(R)} \right] \quad (144)$$

ile belirlenebilir. Buradaki $\mu_{(u)}$ üyelik değeri, e ve de girişlerine, yani $\mu_{(e)}$ ve $\mu_{(de)}$ girişlerine karşılık düşen $\mu_{(du)}$ üyelik değeridir. Bu üyelik değerinin ait olduğu bulanık küme veya kümeler dikkate alınarak du kesin (crisp) değeri belirlenir. Bu işlem ise bulanık denetleyicinin *Durulaştırma* biriminde gerçekleştirilir [24].

Bulanık mantık kontrol algoritmasının son aşaması olan *Durulaştırma* biriminde ise kural tablosundan elde edilen çıkış üyelik fonksiyonları ve kesişim teorisi kullanılarak elde edilen herhangi bir x değerine karşılık düşen üyelik değerlerinin, "Alan Merkezi" yönteminde kullanılmasıyla "Du" çıkış işareti elde edilir. Bu yöntemeye göre:

$$Du = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{du}(i) \times du(i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{du}(i)} \quad (145)$$

olarak verilir. Bu eşitlikte " n ", herhangi bir x değerine karşılık gelen üyelik fonksiyonlarının sayısıdır. " μ_{du} ", x noktasındaki " e " ve " de "nin aldığı üyelik değerlerinin kesişim teorisi ile bulunan değeri, " du " ise kural tablosundan elde edilen çıkış üyelik fonksiyonunun merkez noktasıdır.

Elde edilen bu "Du" değeri referans işaretinden uzaklaşma olması sonucu üretilecek, ve sistemi kontrol eden giriş büyüklüğünün artırılması yada azaltılmasını sağlayarak sistemi sürekli referans büyüklükte tutmaya çalışacaktır.

Tezin son kısmında, diferansiyel denklemlerini elde ettiğimiz bu küçük enerji sistemi modeli üzerine yerleştirilen bir sayısal koruma rölesinin, sistemden okuduğu akım ve gerilim değerlerini dikkate alarak sistem üzerinde bir kısıdevre olup olmadığını algılaması için gerekli simülasyonlar yapılmıştır.

1.4. Sayısal Koruma Röleleri

Enerji sistemlerinin, sistemde meydana gelen arıza durumlarına karşı çok kısa sürede korunması gerekmektedir. Koruma işleminde temel prensip, hatanın doğru olarak algılanması ve sadece arıza olan kısmın devre dışı edilmesidir. Enerji nakil hatlarının korunması amacıyla tasarlanmış bulunan analog rölelerin çoğu halen sistem içinde kullanılmaktadır. Bunlar yapıları gereği sadece bir tür işlevi yerine getirirler. Arızanın cinsine göre çalışan, bir faz-toprak, faz-faz, faz-faz-toprak, üç faz gibi röle tipleri enerji sistemi akımlarının simetrik bileşenlerini dikkate alarak çalışırlar. Algıladığı sistem parametresine göre çalışan, aşırı akım ve düşük gerilim, mesafe röleleri ise enerji sisteminin akım ve/veya gerilim değerlerini dikkate alarak çalışırlar.

Enerji sistemlerinin korunmasında en güvenilir yöntem hat başı ve hat sonu akımlarının karşılaştırılması esasına dayanan diferansiyel koruma olmasına rağmen hatların uzunluğu bu yöntemi ekonomik olmayan bir hale sokar. Bu yüzden hattın bir ucundaki gerilim ve akımın fazörel değerlerini algılayıp, oranlayarak kontrol yapan mesafe röleleri geliştirilmiştir [25].

1.4.1. Analog Mesafe Rölesi

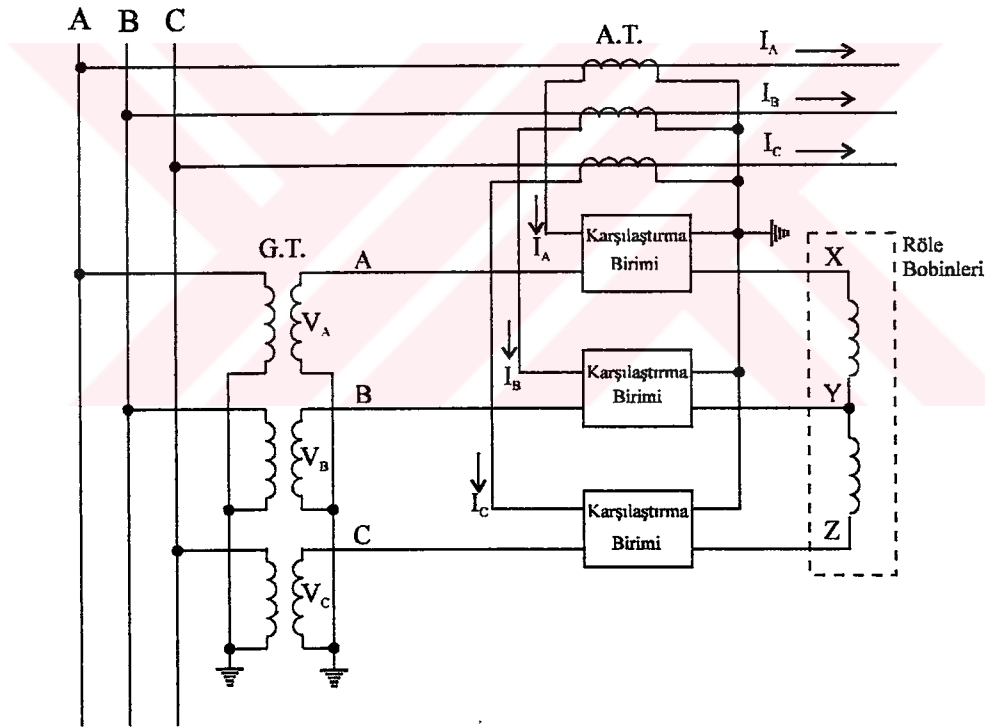
Analog mesafe rölelerinin algılamaları ile ilgili çeşitli çalışma karakteristikleri geliştirilmiştir. A.R. van C. Warrington tarafından "OHM" ve "MHO" olarak adlandırılan 2 tip rölenin prensipleri 1940'lı yıllarda incelenmiştir [26]:

Ohm ve Mho röle birimleri, doğrudan doğruya empedans rölesi ilkesine dayanırlar. Bütün mesafe röleleri, arızalı devredeki akımla, gerilimi karşılaştırarak hatalı mesafeyi ölçerler. Empedans rölesinde, bu durum, biri akım sargısına, diğeri gerilim sargısına sahip iki elektromagnetik elemanın momentlerinin karşılıklı etkileşimi ilkesi dikkate alınarak yapılır. Bununla birlikte, bir röle tarafından ölçülen empedans her zaman doğru mesafe ölçümü değildir. Arıza anında kısa hatlar üzerinde, toplam potansiyel düşer ve uzun hatlarda, akım

değerinde aşırı artma olur; yük altında veya güç salınım şartlarında, röle tarafında ölçülen empedans değeri koruma bölgesi içine düşebilir ve uygun olmayan açma verilebilir.

1950'li yılların sonunda bir diğer çalışmada ise mesafe koruma ilkesi, arızanın türü dikkate alınarak yeniden incelenmiştir [27]:

Bu çalışmada, yüksek gerilim taşıma hatları için tasarlanan yüksek hızlı bir mesafe rölesinin, bir faz-toprak arızası dışındaki arızaların bütün tipleri için hassas olduğu, bu çalışmadan önce tasarlanan mesafe rölelerinin, sadece herhangi bir faz üzerindeki arızaları algılamak için tasarlandığı belirtilmektedir. Bu röle üzerinde, 2 farklı, çok fazlı algılama birimi bulunmaktadır. Bu çok fazlı birimlerden birinde, hangi faz çifti arasında arızanın olduğuna bakılmaksızın her tür faz-faz arızalarını, diğer birimde ise 3 faz arızasını röle algılamaktadır. Çok fazlı bu rölenin yapısı da basit olarak şekil-9'da gösterildiği gibidir:



Şekil 9. Üç faza ait gerilim ve akım değerlerini algılayan bir mesafe rölesi tipi

Mesafe röleleri üzerine yapılan bir diğer çalışma ile de simetrik bileşen dönüşüm teorisi kullanılarak bu tip rölelerin daha kapsamlı olarak çalışmasına imkan tanınmıştır [28].

Şekil-9'da görüldüğü üzere her üç fazın gerilim ve akım değerleri, gerilim ve akım transformatörleri kullanılarak röleye aktarılmakta ve elektromekanik olarak çalışan

karşılaştırma biriminde gerilim ve akımın fazörel değerleri kıyaslanmaktadır. Bir faza ait gerilim ve akım büyüklüklerinin fazörel ifadesi için:

$$\underline{V} = \sqrt{2} \times V_{\text{eff}} \times e^{j\varphi_V} \quad (146)$$

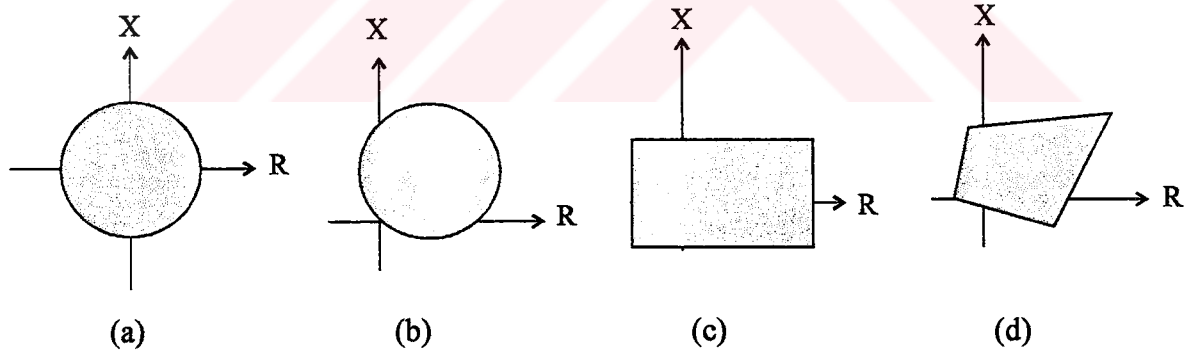
$$\underline{I} = \sqrt{2} \times I_{\text{eff}} \times e^{j\varphi_I} \quad (147)$$

yazılabilir. Kısadevre anında akım değerinin büyümesi, gerilim değerinin ise küçülmesi röle tarafından görülen empedans değerinin küçülmesi anlamına gelir. Mesafe rölesi, empedanstaki bu küçülmeyi dikkate alarak çalışmaktadır. Mesafe rölesi, gerilimin akıma oranından elde edilen empedans değerinin koruma karakteristik bölgesi içine düşüp düşmediğini kontrol eder [29]:

$$Z_{\text{röle}} = \frac{V}{I} = \frac{V_{\text{eff}}}{I_{\text{eff}}} e^{j(\varphi_V - \varphi_I)} = R + jX \quad (148)$$

Burada, $Z_{\text{röle}}$ röle tarafında görülen empedans değeridir. "R", ölçülen V/I oranının reel büyüklüğü, "X" ise imajiner büyüklüğüdür.

Çalışma bölgelerine göre genel olarak 4 çeşit koruma karakteristiklerine sahip mesafe rölesi tanımlanır: 1-Empedans Rölesi, 2-Admitans veya Mho Rölesi, 3-Reaktans Rölesi ve 4-Dört Kenarlı Röle [30]. Bu rölelerin çalışma karakteristikleri şekil-10'da gösterildiği gibidir:



Şekil 10. Çeşitli tip mesafe rölesi karakteristikleri

(a) Empedans rölesi; (b) Admitans ya da mho rölesi; (c) Reaktans Rölesi;

(d) Dört kenarlı röle

Analog mesafe rölelerinin, koruma karakteristiklerine göre çeşitli tipleri geliştirilmiş ise de bunlar içinde "mho" olarak adlandırılan röle yönsel özellik taşıdığından daha fazla tercih edilmektedir [26].

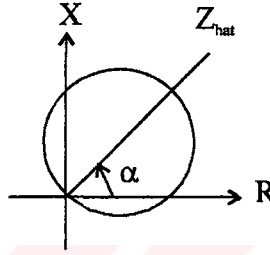
Simülasyon sırasında "mho" karakteristiği kullanılmış ve rölenin bu karakteristik içinde açması istenmiştir. Bu karakteristik üzerinde hat empedansının yer eğrisi de gösterilebilir. İletim hattının seri eşdeğer direnç değeri R_{hat} , reaktans değeri X_{hat} olmak üzere:

$$Z_{\text{hat}} = R_{\text{hat}} + jX_{\text{hat}} = |Z_{\text{hat}}| \times e^{j\alpha} \quad (149)$$

olarak empedans değeri yazılabilir. Burada

$$\alpha = \tan^{-1}(X_{\text{hat}}/R_{\text{hat}}) \quad (150)$$

olarak verilen hat empedans değerinin açısıdır. Hattın yer eğrisi çizilmiş olarak "mho" karakteristiği yeniden gösterilirse:



Şekil 11. Hattın yer eğrisi çizilmiş olarak mho koruma karakteristiği

Koruma alanı olan daire için:

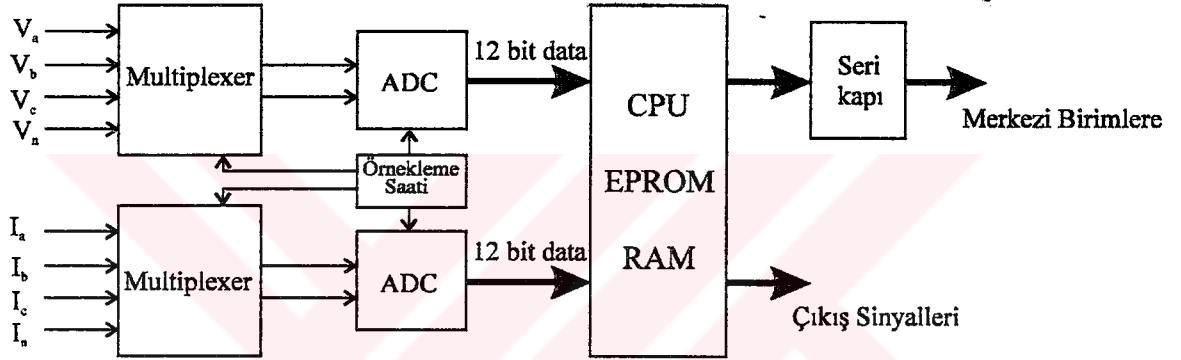
$$\left(R - \frac{|Z_{\text{hat}}|}{k} \cos \alpha \right)^2 + \left(X - \frac{|Z_{\text{hat}}|}{k} \sin \alpha \right)^2 \leq r^2 \quad (151)$$

yazılabilir. (151) eşitliği ile tanımlanan daire denkleminin iç bölgesi rölenin koruma bölgesidir. Korunacak hat uzunluğunun uç noktası dairenin çapı olacak şekilde ve hat doğrusu, dairenin merkezinden geçecek bir koruma karakteristiği seçilir. Burada k hattın ne kadarlık bir bölümü korunacaksa onunla orantılı katsayıdır. Röle sürekli V/I oranını kontrol eder ve bu oranın koruma bölgesi içine girmesi durumunda gerekli sinyalleri gönderir.

Sayısal koruma rölesi, analog rölenin bu temel ilkelerini dikkate alarak tasarlanır. Mikroişlemcilerin donanımdan ziyade programla bu işlemleri yerine getirmesi, gelişmelerin programlama ile eklenmesi ve diğer sistemlerle haberleşebilme imkanları bu tip röleleri cazip hale getirmektedir [25].

1.4.2.Sayısal Rölede İşaretlerin Fazörel Değerlerinin Bulunması

Sayısal rölede, akım ve gerilim değerleri örneklemelemlerden bulunarak temel frekans bileşenindeki empedans değeri hesaplanır. Örneklemlenmiş sinyallerden akım ve gerilimin fazörel değeri için çeşitli algoritmalar geliştirilmiştir. Bu algoritmaların hepsinin performansı, birkaç örneklemeden bir sinyalin temel frekans bileşenlerinin doğru olarak kestirimine bağlıdır. Bu tip algoritmalarından bazıları Fourier ve eğri uydurma tekniklerinin her ikisini de, temel frekans bileşenlerinin doğru olarak kestirimi için kullanır[31]. Sayısal bir rölenin basit donanım yapısı şekil-12'de gösterilmektedir [25].



Şekil12. Sayısal koruma rölesinin blok diyagramlar halinde gösterimi

Sinüzoidal bir işaret ve örneklemlenmiş değerler için şu notasyonlar tanımlanabilir[31]:

$y(t)$: Bir gerilim yada akımın alternatif akım dalga formundaki ani değeri,

ω_0 : Güç sisteminin temel açısal frekansı,

Δt : Örneklemler arasındaki sabit zaman aralığı,

$y_k = y(k\Delta t)$: $y(t)$ 'nin k .cı adımında örneklemlenmiş değeri,

$\theta = \omega_0 \times \Delta t$: Örneklemler arasındaki temel açısal frekans konumu

olarak tanımlanabilir. Sinüzoidal bir işaretin cosinüs ve sinüs bileşenleri ayrı ayrı yazılırsa:

$$y(t) = Y_c \cos \omega_0 t + Y_s \sin \omega_0 t \quad (152)$$

olarak ifade edilebilir. Burada Y_c ve Y_s gerçel sayılardır. Ayrıca $-\Delta t$, 0 ve Δt anlarında bu sinüzoidal işaretin örneklemlendiğini düşünelim:

$$y_{-1} = y(-\Delta t)$$

$$y_0 = y(0)$$

$$y_1 = y(\Delta t)$$

(153)

olarak ardışıl üç örnek ifade edilebilir. Bu ardışıl üç örnek, sinüzoidal işaretin cosinus ve sinus terimlerinin katsayısına bağlı olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{bmatrix} y_{-1} \\ y_0 \\ y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ 1 & 0 \\ \cos\theta & \sin\theta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} Y_c \\ Y_s \end{bmatrix} \quad (154)$$

Eğer işaret, (152) denkleminde tanımlandığı gibi saf bir sinüzoid işaret ise iki örnek ile işaretin kestirimi mümkündür[31]. Fakat işaretin harmonikler içermesi durumunda kestirimi için en az üç örnek gereklidir. Ardışıl üç örnekten işaretin kestirimi için (154) denkleminde en küçük kareler yöntemiyle eğri uydurulursa:

$$\begin{bmatrix} \hat{Y}_c \\ \hat{Y}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+2\cos^2\theta & 0 \\ 0 & 2\sin^2\theta \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} \cos\theta & 1 & \cos\theta \\ -\sin\theta & 0 & \sin\theta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} y_{-1} \\ y_0 \\ y_1 \end{bmatrix} \quad (155)$$

elde edilir. Gerekli düzenlemelerden sonra:

$$\hat{Y}_c = \frac{[y_1 \cos\theta + y_0 + y_{-1} \cos\theta]}{1+2\cos^2\theta} \quad (156)$$

$$\hat{Y}_s = \frac{[y_1 - y_{-1}]}{2\sin\theta} \quad (157)$$

yazılabilir. (154) denkleminin daha genel çözümü şu şekilde yazılabilir[31]:

$$Y_c = \hat{Y}_c + c_1 [y_1 - 2y_0 \cos\theta + y_{-1}] \quad (158)$$

$$Y_s = \hat{Y}_s + c_2 [y_1 - 2y_0 \cos\theta + y_{-1}] \quad (159)$$

Burada c_1 ve c_2 belirli sabitlerdir. (158) ve (159) denklemlerinde parantez içindeki ifadeler eğer işaretimiz saf sinüzoidal ise 0 olacaktır. c_1 ve c_2 katsayıları değişik algoritmalarda farklı değerler olarak tanımlanmıştır. Man-Morrison algoritmasında, $c_2=0$ ve

$$c_1 = \frac{-\cos\theta}{1+2\cos^2\theta} \quad (160)$$

olarak, Prodar 70 algoritmasında ise, $c_2=0$ ve

$$c_1 = \left[\frac{1}{\sin^2\theta} - \frac{\cos\theta}{1+2\cos^2\theta} \right] \quad (161)$$

olarak tanımlanmıştır. Bu algoritmalar elde edilen en son üç örnek, y_{k-1} , y_k ve y_{k+1} olarak tanımlanması durumunda yeniden yazılırsa:

$$\hat{Y}_c^{(k)} = \frac{[y_{k+1} \cos\theta + y_k + y_{k-1} \cos\theta]}{1+2\cos^2\theta} \quad (162)$$

$$\hat{Y}_s^{(k)} = \frac{[y_{k+1} - y_{k-1}]}{2 \sin \theta} \quad (163)$$

elde edilir. Burada k indisi k.cı örnek merkez alınarak yapılan hesaplamaları göstermektedir.

Eğer y(t) işareti saf bir sinüzoid ise Y_c ve Y_s için:

$$Y_c^{(k)} = Y_c \cos k\theta + Y_s \sin k\theta \quad (164)$$

$$Y_s^{(k)} = Y_s \cos k\theta - Y_c \sin k\theta \quad (165)$$

yazılabilir. Buradan işaretin genlik değeri:

$$|Y^{(k)}| = \sqrt{(Y_c^{(k)})^2 + (Y_s^{(k)})^2} \quad (166)$$

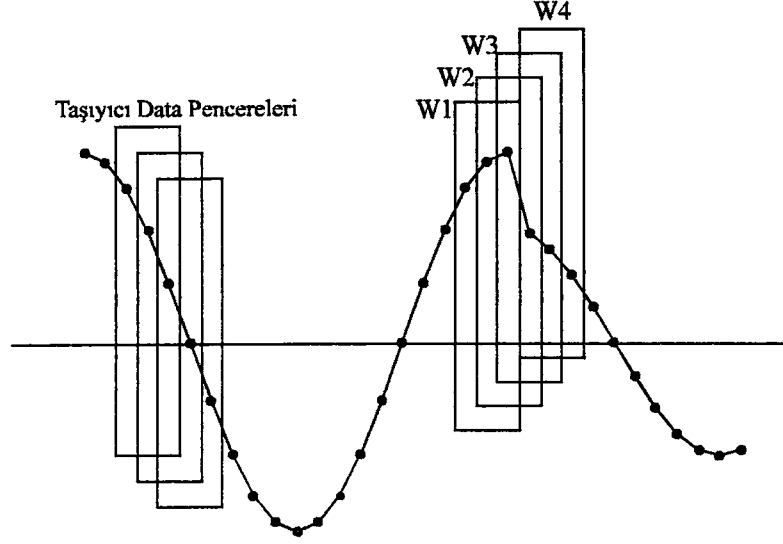
olarak bulunur. Faz açısı için ise:

$$\varphi^{(k)} = \tan^{-1} \left[\frac{Y_s^{(k)}}{Y_c^{(k)}} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{Y_s}{Y_c} \right] - k\theta \quad (167)$$

elde edilir. (167) denkleminde görüleceği üzere işaretin genliği doğru hesaplanmasına karşılık hesaplanan faz açısı her bir örnekleme noktasında θ kadar azalmaktadır. Uygulama türüne bağlı olarak faz açısındaki bu dönme doğruluğu olumsuz yönde etkileyebilir. Fakat empedans hesaplamalarında olduğu gibi gerilim ve akım fazörlerinin oranı kullanılırsa bölme işlemi sonucunda fazördeki bu dönme elimine edilmiş olacaktır [31].

(162) ve (163) denklemlerinden görüleceği üzere tanımlanan algoritmalar 3 örneğin bulunduğu bir data penceresine sahiptirler. Her bir örnek 3 hesaplama içinde kullanılır, bir kere y_{k+1} olarak, bir kere y_k olarak ve bir kere de y_{k-1} olarak. (162) ve (163) denklemlerindeki hesaplamalar mikroişlemci tarafından bir sonraki örnek üretilmeden tamamlanmalıdır. Ardışıl üç örneğin, taşıyıcı data penceresi, bir periyotta 20 örnekleme yapılan bir ideal gerilim dalga formu için şekil-13'de gösterilmektedir.

Gerilim, kısadevre anında aniden azalır. W1 ile işaretlenmiş pencere arızadan önce 3 tane örnek içerir. W2 ve W3 pencereleri arıza öncesi ve sonrası her iki durumdaki örnekleri de içerir. W4 penceresi sadece arıza sonrası örnekleri içerir. W1 ve W4 içindeki örneklerin alındığı hesaplamalarda doğru fazörel değerler elde edilir. Bununla birlikte, W2 ve W3 pencereleri içindeki örneklere saf bir sinüs uydurulamıyacağından hesaplanan fazörel değerler küçük bir hata ile bulunur.



Şekil 13. Bir periyotta 20 örnekleme yapılan taşıyıcı data pencerelerinin gösterimi

Δt örnekleme süresi, 60 Hz'lik sistemlerde bir periyotta 12 örnekleme yapılabilecek biçimde 1.38888 msn, 50 Hz'lik sistemlerde ise bir periyotta 20 örnekleme yapılabilecek biçimde 1 msn seçilmelidir. Mevcut algoritmalar içinde, bir periyot içinde 4'den 64'e kadar örnekleme sayısı seçilir. Şunu belirtmek gerekir ki, çok fazla örnekleme yapılması, daha kullanışlı mikrobilgisayarları ve daha basit algoritmaları gerektirir [31].

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

2.1. Kullanılan Makinaların Parametreleri

Laboratuvarda bulunan elektrik makinalarının gerekli deneyler yapılarak parametreleri elde edilmiş ve simülasyonda bu parametreler kullanılmıştır.

Doğru akım motoru parametreleri:

$$r_a = 1.4 \Omega$$

$$L_a = 71.3 \text{ mH}$$

$$L_{af} = 1.076 \text{ H}$$

Senkron generatör parametreleri:

$$r_s = 1.0 \Omega$$

$$L_{is} = 12 \text{ mH}$$

$$L_m = 66.485 \text{ mH}$$

$$r'_{fd} = 0.65 \Omega$$

$$r'_{qr} = 0.65 \Omega$$

$$L'_{lfd} = 5.608 \text{ mH}$$

$$L'_{lqr} = 5.608 \text{ mH}$$

$$p = 2 \text{ (çift kutup sayısı)}$$

Sistemin mekanik denklemleri parametreleri :

$$j = 0.146 \text{ kgm}^2$$

$$f_s = 0.018688 \text{ Nms}$$

Doğru akım motoru etiket değerleri:

$$V_{aN} = 200 \text{ V (nominal endüvi gerilimi)}$$

$$i_{aN} = 20 \text{ A (nominal akım)}$$

$$P_N = 2.94 \text{ kW (verebileceği nominal güç)}$$

Senkron generatör etiket değerleri:

$$V_{ff} = 220 \text{ V (faz-faz arası uç gerilim) (Yıldız bağlantı)}$$

$$S_n = 2 \text{ kVA (nominal görünür güç)}$$

$$I_N = 5.25 \text{ A (nominal akım)}$$

$$\text{Cos}\phi = 0.8 \text{ (nominal yükte güç faktörü)}$$

$V_{fdN} = 110$ V (generatör uyarma devresi nominal gerilimi)

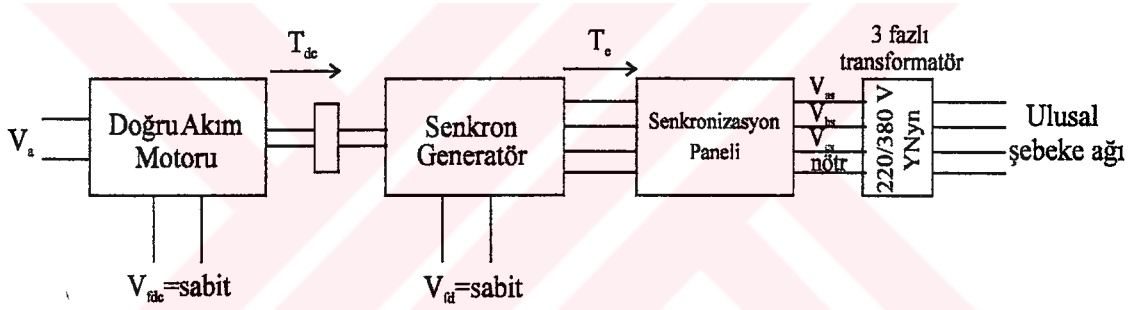
$I_{fdN} = 1.6$ A (generatör uyarma devresi nominal akımı)

$n_s = 1500$ dev/dak

$f = 50$ Hz (sistemin çalışma frekansı)

2.2. Ulusal Şebeke Ağına Bağlı Senkron Generatörün Dinamik Davranışının İncelenmesi

Çalışmanın bu aşamasında, senkron generatörün senkronizasyon şartları sağlanarak ulusal şebeke ağına bir senkronizasyon paneli yardımıyla bağlanması durumundan sonra generatörü süren doğru akım motoru daha fazla tahrik edilerek ulusal şebeke ağına aktif enerji verilmiştir. Sistemin bağlantı şeması şekil-14'de gösterilmektedir:



Şekil 14. Ulusal şebeke ağına bağlı senkron generatörün bloklar halinde gösterimi

Senkronizasyon şartlarının sağlandığı durum için doğru akım motoru ve senkron generatör uyarma devresinin aldığı başlangıç değerleri şunlardır:

$V_a = 140$ V (Doğru akım motoru endüvi gerilimi),

$i_a = 3.41$ A (Doğru akım motoru endüvi akımı),

$i_{fd} = 0.8$ A (Doğru akım motoru uyarma sargısı akımı),

$V_{as} = 220 / \sqrt{3}$ V (Senkron generatör bir faz uç gerilimi),

$i_{fd} = 0.92$ A (Senkron generatör uyarma sargısı akımı),

$V_{fd} = 38.1$ (Senkron generatör uyarma sargısı gerilimi).

Hesap yoluyla elde edilen başlangıç değerleri ise:

(3) nolu denklemden:

$$T_{dc} = 1.076 \times 0.8 \times 3.41 = 2.935 \text{ Nm},$$

$T_e = 0$ Nm (Generatör senkronlanmış olarak çalışmaktadır.),

$\delta = 0^\circ$ (Başlangıçta şebekeye enerji verilmediği için),

$$v_{as} = \sqrt{2} \times 127 \times \cos(\theta_e) \text{ V}$$

$$v_{bs} = \sqrt{2} \times 127 \times \cos(\theta_e - a) \text{ V} \quad (\text{Generatör şebekeye senkronlandığı için şebeke}$$

$$v_{cs} = \sqrt{2} \times 127 \times \cos(\theta_e + a) \text{ V} \quad \text{gerilimleri uç gerilimleridir.),}$$

(59) ve (60) nolu denklemlerden:

$$v_{qs} = \sqrt{2} \times 127 \text{ V}$$

$$v_{ds} = 0 \text{ V,}$$

(83) ve (84) nolu denklemlerden:

$$v_{qs}^r = \sqrt{2} \times 127 \times \cos 0 = \sqrt{2} \times 127 \text{ V}$$

$$v_{ds}^r = \sqrt{2} \times 127 \times \sin 0 = 0 \text{ V,}$$

$$i_{as} = i_{bs} = i_{cs} = 0 \text{ A} \quad (\text{Generatör başlangıç anında enerji vermemektedir.})$$

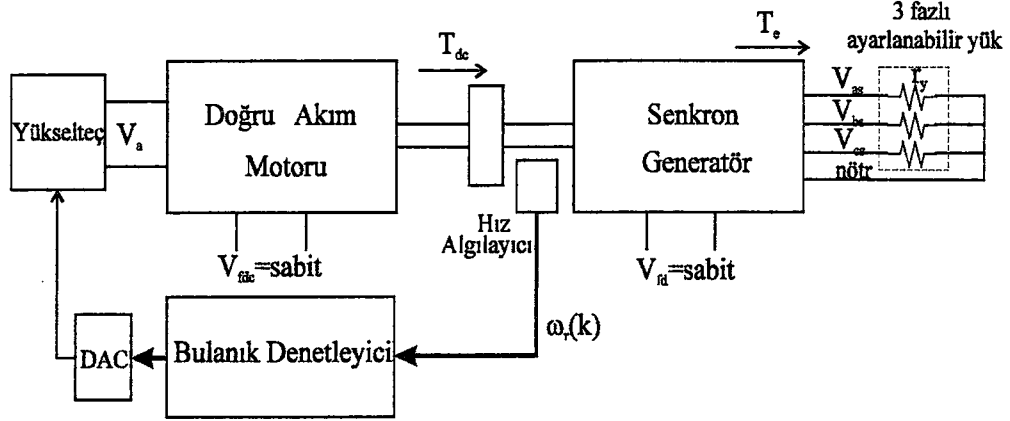
ifadeleri elde edilir.

Bu veriler dikkate alınarak sistemin dinamik davranışı C programlama dilinde yazılan diferansiyel denklemleri 4 adımlı runge kutta metodu kullanarak çözen simülasyon programı network'de koşturularak elde edilmiştir. Aşağıda verilen şekillerden görüleceği üzere ulusal şebeke ağına senkron bağlı generatörü süren doğru akım motorunun endüvi gerilimi 140 V'dan 150 V'a çıkarılarak şebekeye aktif enerji verilmiştir. Bu durumda generatörün ve doğru akım motorunun dinamik davranışı simülasyon sonuçları ile elde edilmiştir (şekil 18-24).

2.3. Senkron Generatör Frekansının Bulanık Mantık Teorisi Kullanılarak Kontrolü

Çalışmanın bu kısmında, senkron generatör uçlarına 3 fazlı direnç yükünün bağlı olduğu düşünülmüş ve bu yük değerlerinin değiştirilmesi sonucu artan ya da azalan frekansı tekrar 50 Hz (sistem frekansı)'de tutmak için bulanık mantık teorisi kullanılarak kontrol yapılmıştır. Senkron generatörün frekansı sistemin devir sayısı ile doğrudan orantılı olduğundan sistemin devir sayısının senkron hızda tutulmasına çalışılmıştır. Devir sayısı bir algılayıcı yardımıyla (açısal hız olarak) sayısal büyüklüğe çevrilerek, bulanık denetleyiciye

büyüklüğü olarak alınmıştır (şekil-15). Burada bulanık denetleyici, şekil-6'da ilkesel olarak gösterilen ve kısım (1.3.1)'de yapısı anlatılan bulanık mantık kontrol algoritmasının işlevini yerine getirmektedir.



Şekil 15. Sistemin bulanık mantık kuralları kullanılarak kontrolüne ilişkin gösterim

Bulanık denetleyiciye giren $\omega_r(k)$ büyüklüğü senkron açısal hızla karşılaştırılarak bulanık mantık kontrol için gerekli e ve de elde edilmiştir:

$$e(k) = (\omega_r(k) - \omega_s) / 10 \quad (168)$$

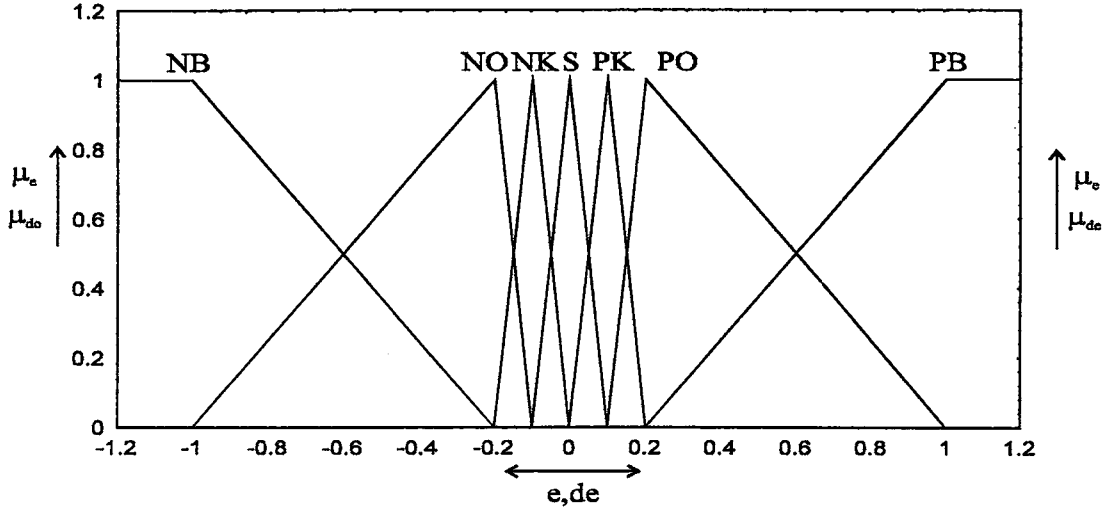
$$de(k) = (e(k) - e(k-1)) / (20 \times h) \quad (169)$$

Burada e ve de'ye katsayı olarak yazılan sayılar normalizasyon sağlamak için yapılmıştır. e'nin normalizasyon katsayısının belirlenmesinde rotor hızı dikkate alınmış, hızın [1400-1600] dev/dak aralığında hassas kontrolünün sağlanması için hız yaklaşık 1400 dev/dak iken e'nin (-1) ve hız yaklaşık olarak 1600 dev/dak iken e'nin (1) değerini alabilmesi için gerekli katsayı elde edilmiştir.

de'nin normalizasyon katsayısının belirlenmesi sırasında simülasyon aralığının ve bu durumda kontrol etme süresinin de'nin değişimini etkilediği görülmüş ve bu süre h olarak ifade edilmiştir. Ayrıca de'nin, e'nin değişimi ile orantılı olarak değişmesini sağlamak için simülasyon sırasında uygun bir normalizasyon katsayısı ile çarpılmıştır. Simülasyon sırasında e ve de'nin değişimleri için şekil-16'da gösterilen üyelik fonksiyonları ve tablo-1'de verilen bulanık kural ilişkileri kullanılmıştır.

Bulanık mantık kontrollörün çıkış işareti olan Du'nun da simülasyon süresine bağlı olduğu gözlenmiş ve normalizasyonun sağlanması için uygun bir katsayı ile de çarpılmıştır:

$$Du = 20 \times h \times Du \quad (170)$$



Şekil 16. Simülasyon sırasında kullanılan üyelik fonksiyonları

Elde edilen Du işareti:

$$V_a(k) = V_a(k-1) + Du \quad (171)$$

ifadesi gereği doğru akım motoruna giriş işareti olarak gelmeden önce bir yükselteçle yükseltilecek doğru akım motorunu beslediği düşünülmüştür.

Simülasyon sırasında başlangıçta senkron generatörün, 3 fazlı 40 Ω'luk sabit bir direnç yükü ile yüklü olduğu düşünülmüştür. Bu direnç yükünün senkron generatör sargılarının dq eksen takımı dönüşümünde olduğu dönüşümü yapılarak rotorla birlikte döner hale getirilirse eşitlik (65) ve (89)'dan görüleceği üzere qd0 gerilim eşitlikleri şu şekilde olur:

$$v_{qs}^r = r_y \times i_{qs}^r \quad (172)$$

$$v_{ds}^r = r_y \times i_{ds}^r \quad (173)$$

$$v_{0s}^r = r_y \times i_{0s}^r \quad (174)$$

Başlangıç anında sisteme ait gerilim ve akım büyüklükleri:

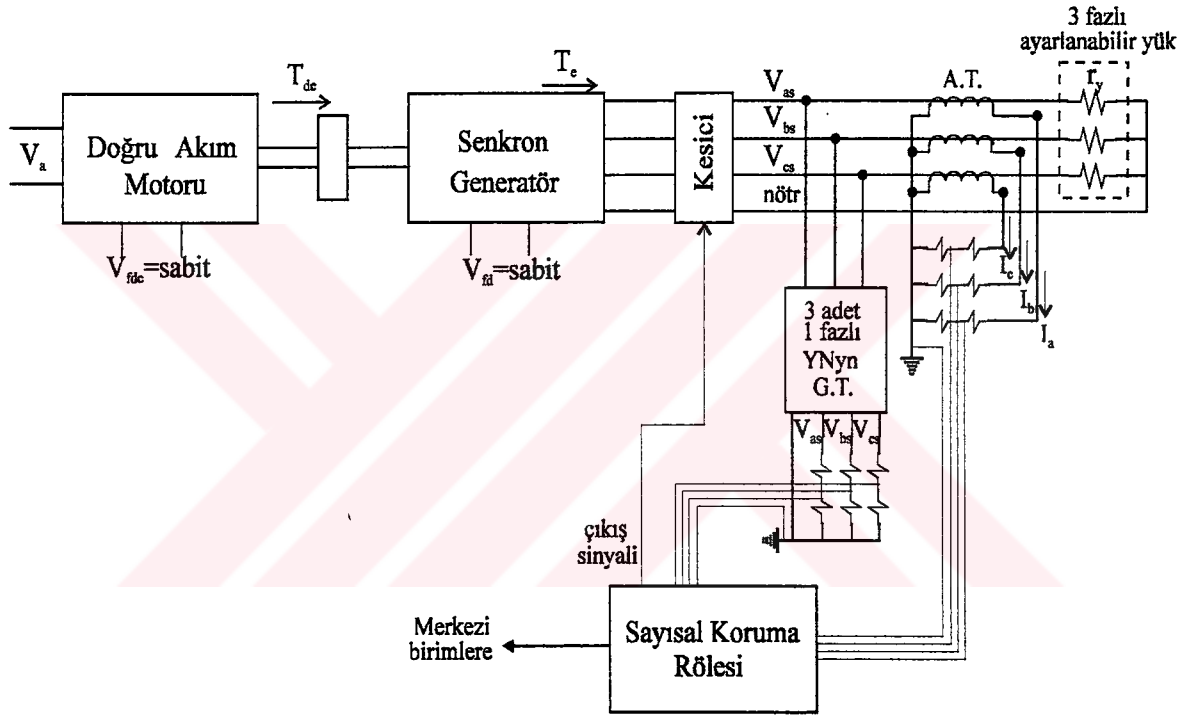
$$i_{qs}^r = 3.33 \text{ A}, \quad i_{ds}^r = 2.85 \text{ A}, \quad i_{fd}^r = 7.55 \text{ A}, \quad i_{kq}^r = 0 \text{ A},$$

$$V_a = 152.23 \text{ V}, \quad i_e = 12.14 \text{ A}, \quad \delta = 40.6^\circ$$

olarak bulunmuştur. Sistem bu başlangıç koşullarında çalışırken senkron generatör uçlarındaki direnç yükü aniden 25 Ω'a indirilmiş ve daha sonra aniden 45 Ω'a çıkarılmıştır. Kontrol sonucu oluşan sistemin dinamik davranışına ilişkin şekiller bulgular kısmında gösterilmektedir (şekil 25-34).

2.4. Sayısal Mesafe Rölesinin Çalışmasının İncelenmesi

Çalışmanın son kısmında mesafe koruma ilkesine göre çalışan sayısal rölenin davranışı incelenmiştir. Sayısal röle akım ve gerilimin fazörel değerlerini kısım 1.4.2.'de anlatıldığı üzere kestirim yaparak bulmaktadır. Simülasyon sırasında modellenen sistemde Mann-Morrision algoritmasındaki katsayıların Prodar-70 algoritmasına göre daha yaklaşık sonuçlar vermesinden dolayı Mann-Morrision algoritması tercih edilmiştir. Rölenin koruma temelini oluşturan mesafe koruma ilkesi ise kısım 1.4.1.'de anlatıldığı üzere çalışmaktadır. Rölenin sistemle bağlantısını gösteren ilkesel şemalar şekil 17'de gösterilmektedir:



Şekil 17. Sayısal koruma rölesinin modellenen sisteme bağlantı şeması

Sayısal röle akım ve gerilim transformatörleri üzerinden akım ve gerilim bilgilerini gerilim bölücü dirençler yardımıyla aldıktan sonra röle içinde bulunan multiplexerler akım ve gerilim fazlarından hangisinin seçileceğini belirlemektedir. Bu seçimden sonra analog-digital dönüştürücüler (ADC) yardımıyla sayısal veriler elde edilmektedir. Elde edilen bu sayısal ardışıl örneklerden kısım 1.4.2.'de verilen kestirim algoritmalarından faydalanılarak herbir işaretin fazörel değeri kestirilmektedir. Eşitlik 151'de verilen koruma karakteristiği ifadesi gereği de sistem üzerinde bir arıza oluşması durumunda sayısal koruma rölesi gerekli açma sinyallerini göndererek sistemi aşırı akımlardan korumaktadır.

Sayısal röle akım ve gerilimin fazörel değerlerini bulurken tepe değerlerini kullanmaktadır. A fazına ait gerilim ve akımın tepe değerleri V_{am} ve I_{am} olarak simgelenmiş ve bulgular kısmında sayısal röle tarafından kestirilen bu büyüklükler şekil 43 ve şekil 45'de gösterilmektedir.

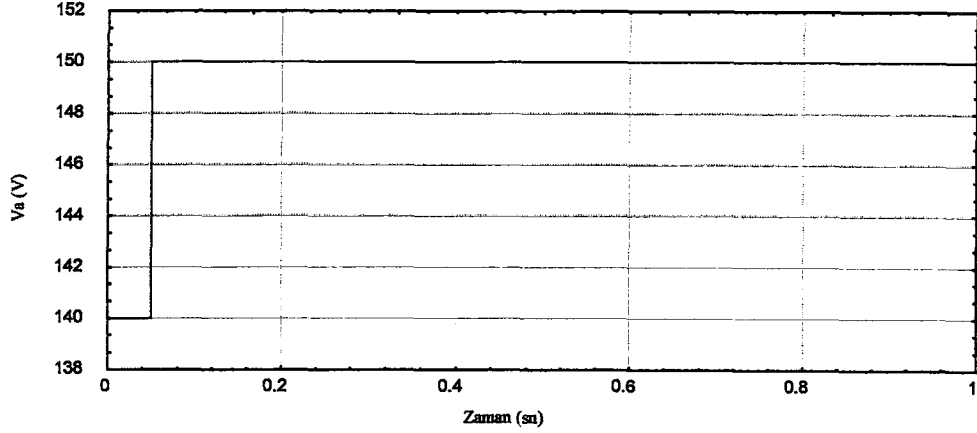
A fazı gerilim ve akımına ait gerçek tepe değerlerini ise senkron generatör stator sargılarını, toplam stator akısı ile birlikte dönen, hayali gerilim ve akım büyüklüklerine dönüştürdüğümüz değerlerden görebiliriz. Eşitlik (59)' a dikkat edilirse qs eksenine dönüştürülen büyüklüğün tepe değer büyüklüğüne eşit olduğu görülür.

Başlangıç anında senkron generatör uçlarında 40 Ω 'luk bir direnç olduğu düşünülmüştür. Bu durumda sisteme ait başlangıç değerleri Kısım 2.3'de verilen değerlerle aynı olmaktadır. Daha sonra aniden yük direncinin 30 Ω 'a ve bir süre sonra yine aniden 15 Ω 'a düştüğü varsayılarak simülasyon yapılmıştır.

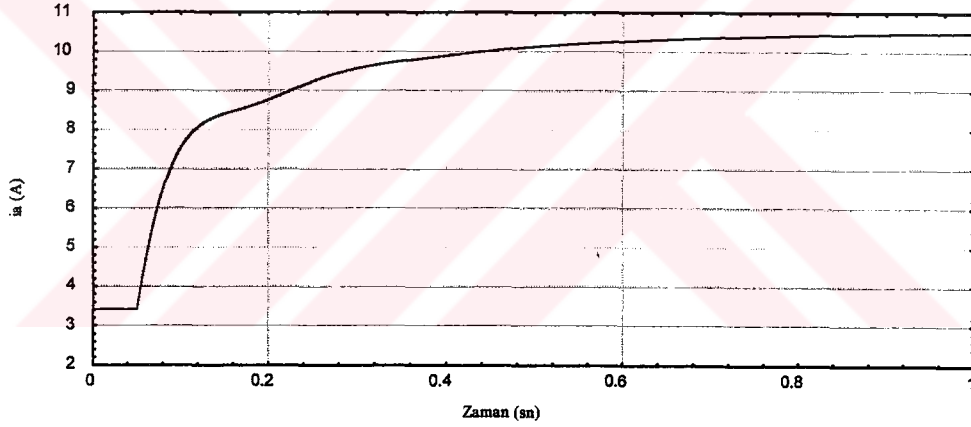
Rölenin koruma bölgesine ait değer 5 Ω olarak setlenmiş olmasına rağmen geçici olaylardan dolayı akım ve gerilimdeki ani sıçramalar rölenin 15 Ω 'da açma sinyalini üretmesine neden olmuştur. Rölenin çalışmasına ilişkin simülasyon sonuçları bulgular kısmında şekil 35-49'da gösterilmektedir.

3. BULGULAR

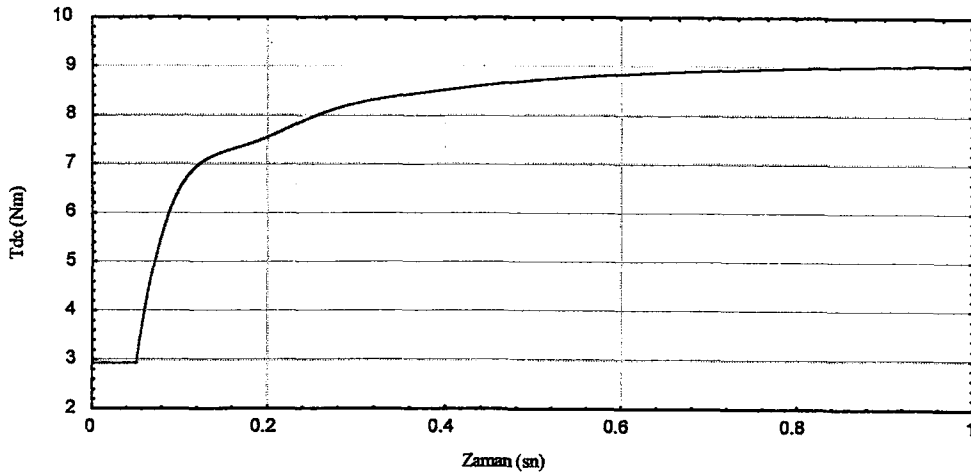
3.1. Ulusal Şebeke Ağına Bağlı Senkron Generatörün Simülasyon Sonucu Elde Edilen Değişimleri



(a) Doğru akım motorunun gerilimi

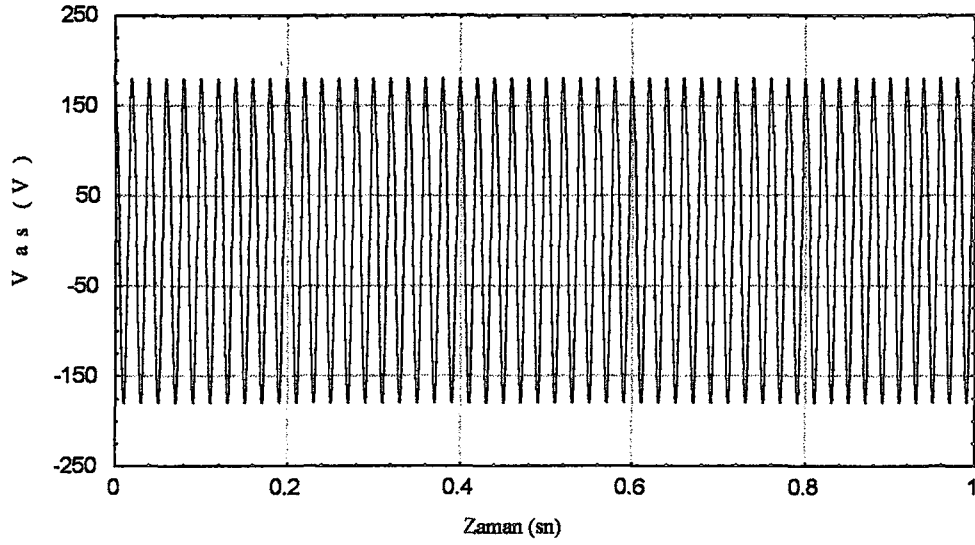


(b) Doğru akım motorunun akımı

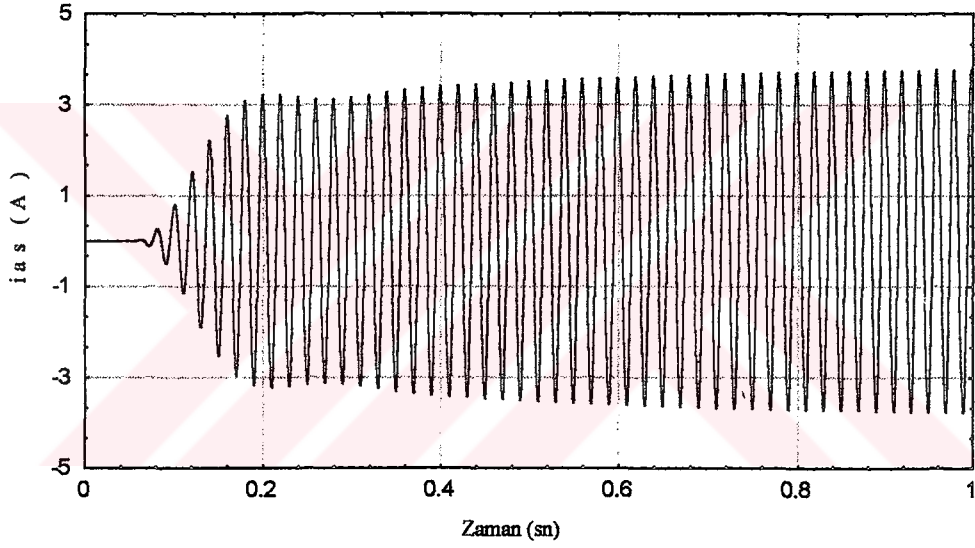


(c) Doğru akım motoru tarafından üretilen moment

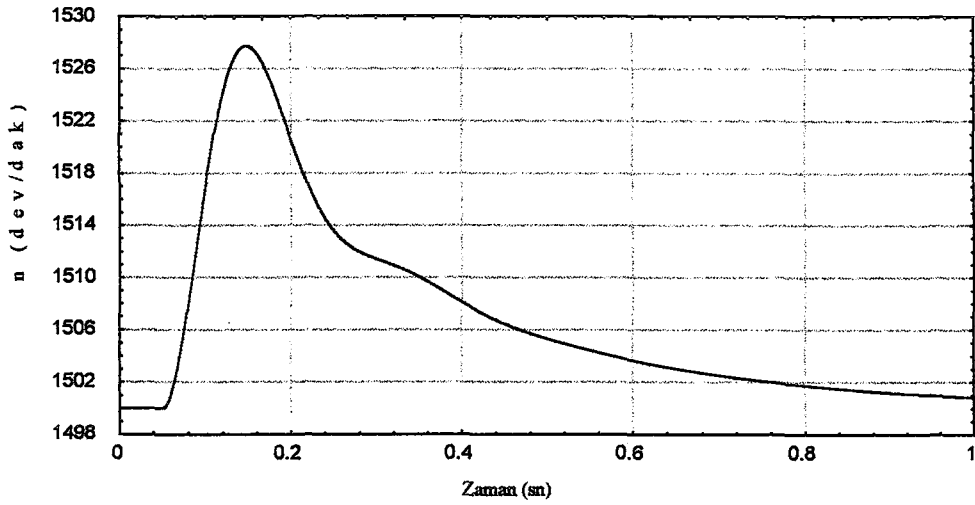
Şekil 18. Simülasyon sonucu elde edilen doğru akım motoruna ait büyüklükler



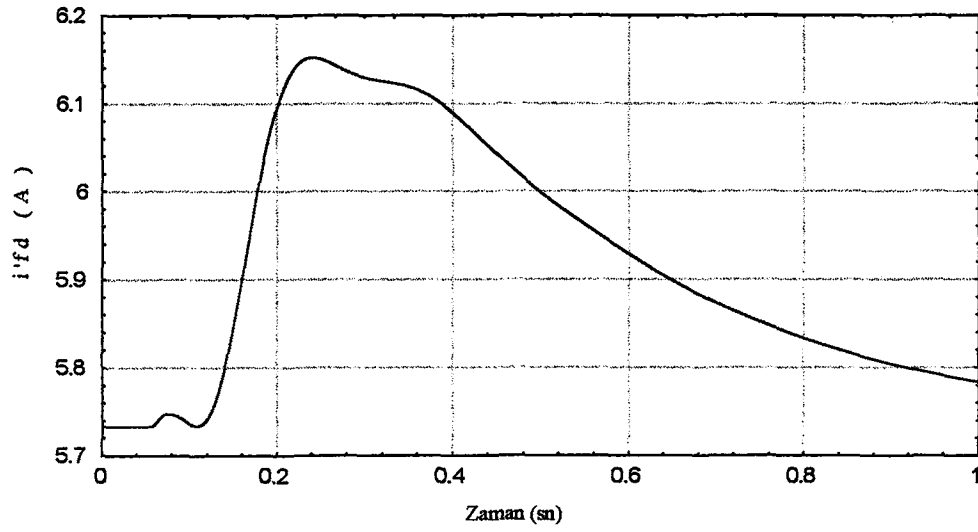
(a) Senkron generatör stator sargıları A fazı gerilimi



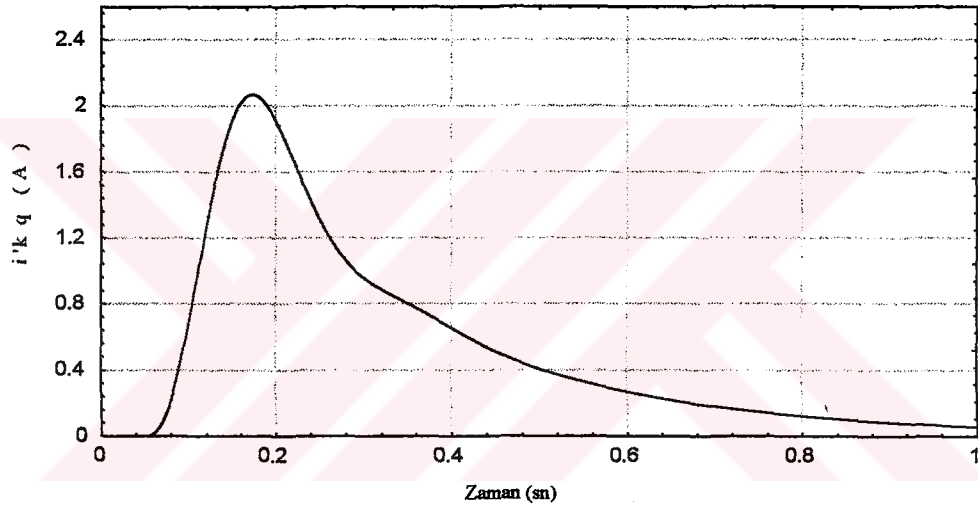
(b) Senkron generatör A fazı akımı



(c) Sistemin dönme hızı

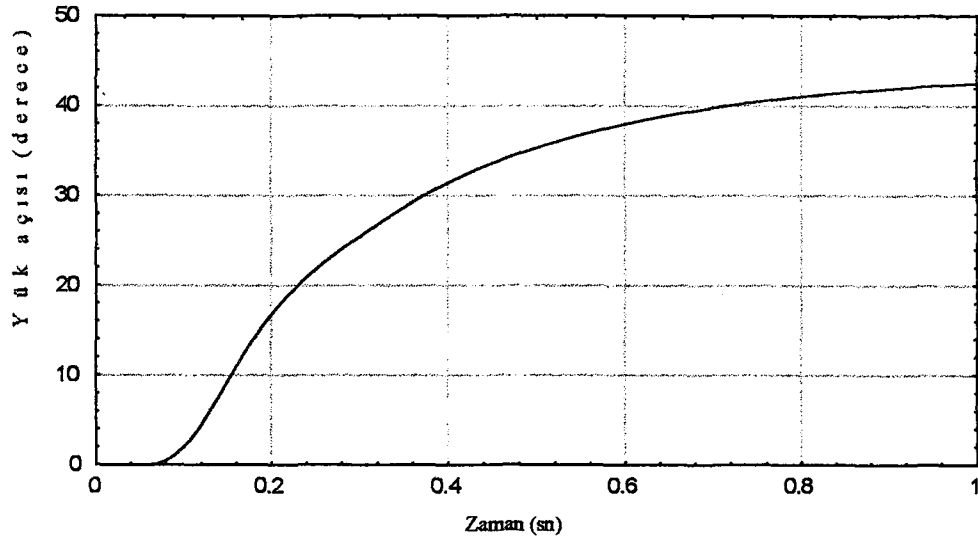


(d) Uyarma akımının statora indirgenmiş değeri

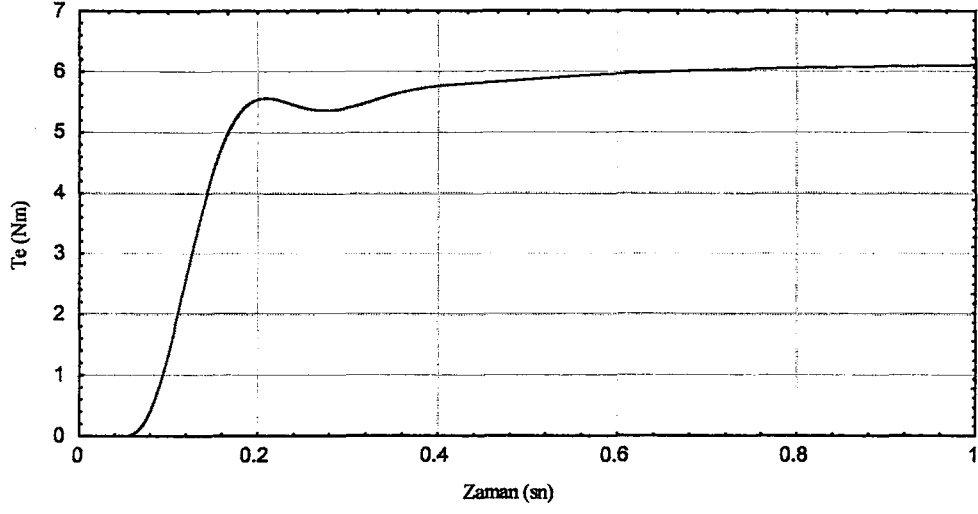


(e) Sönüm sargısının stator tarafına indirgenmiş değeri

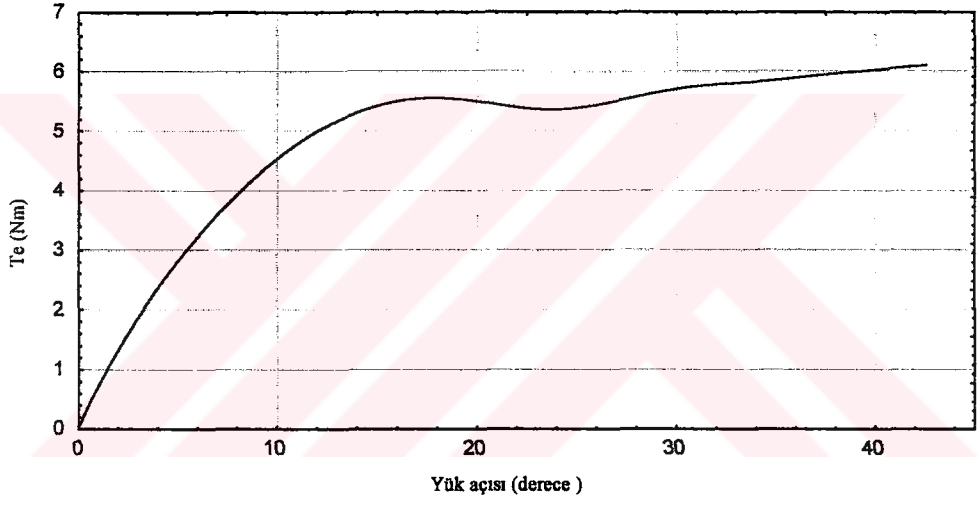
Şekil 19. Simülasyon sonucu elde edilen senkron generatöre ait gerçel büyüklükler



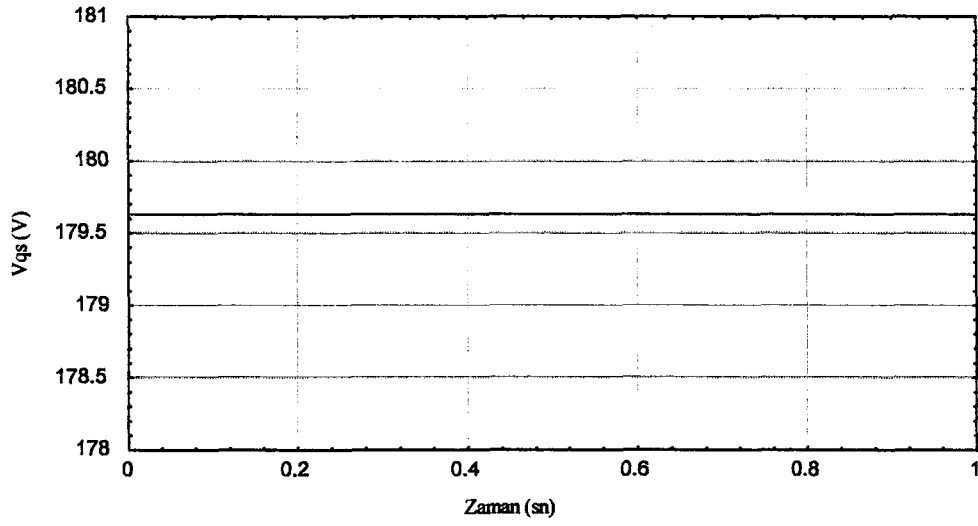
Şekil 20. Senkron generatör yük açısı



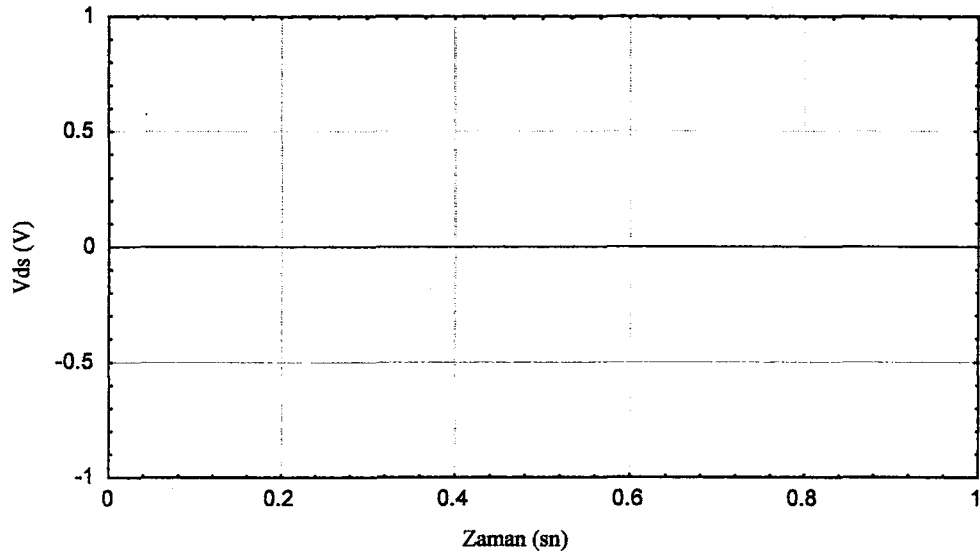
Şekil 21. Senkron generatör tarafından verilen elektriksel moment



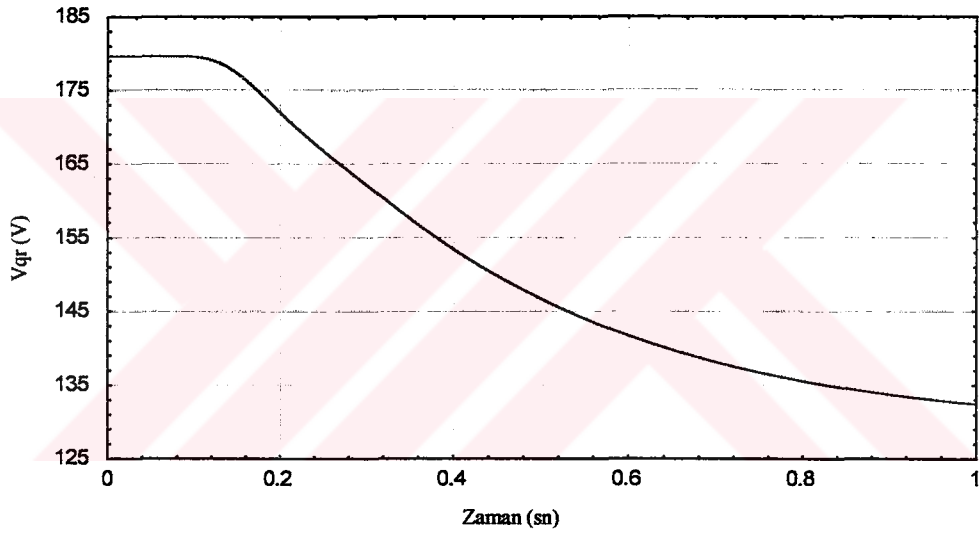
Şekil 22. Senkron generatör yük açısı-moment karakteristiği



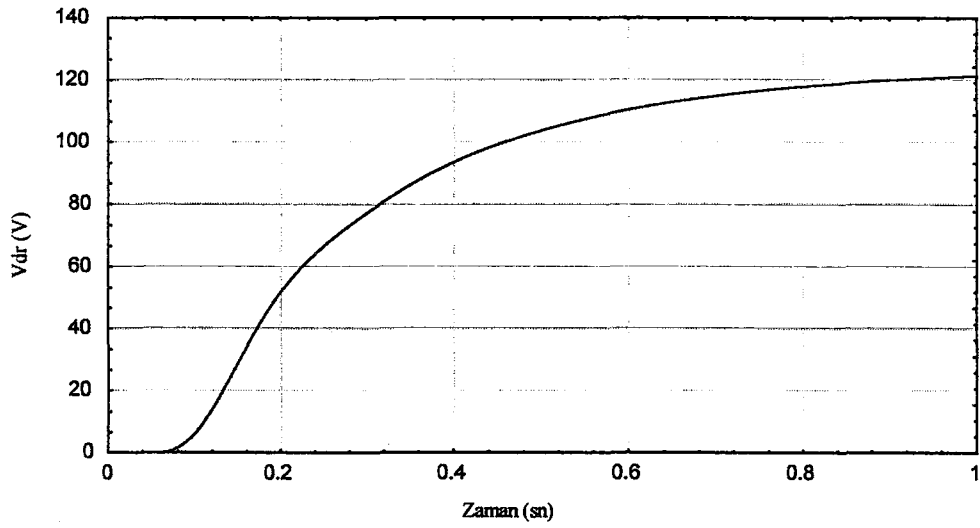
(a) Stator sargıları qş eksenli gerilimi



(b) Stator sargıları ds eksen gerilimi

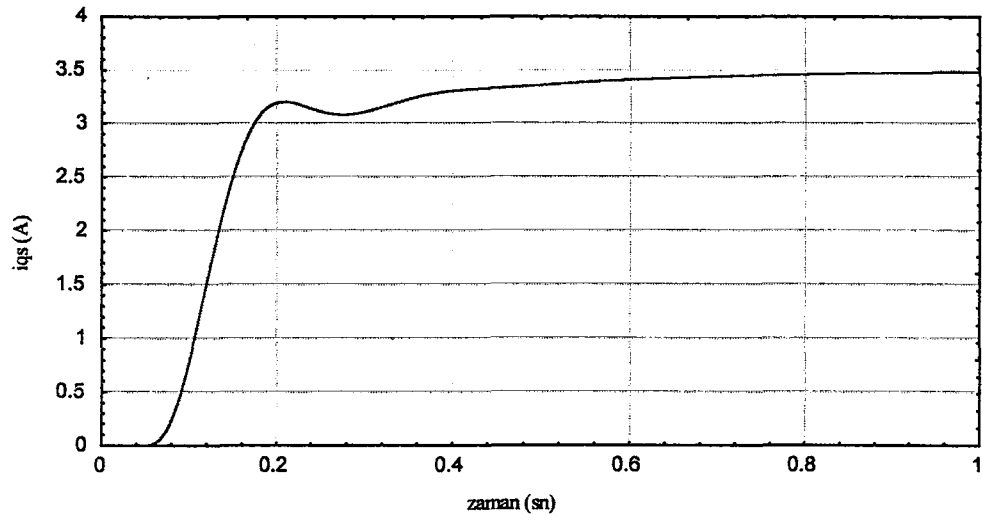


(c) Stator sargıları qr eksen gerilimi

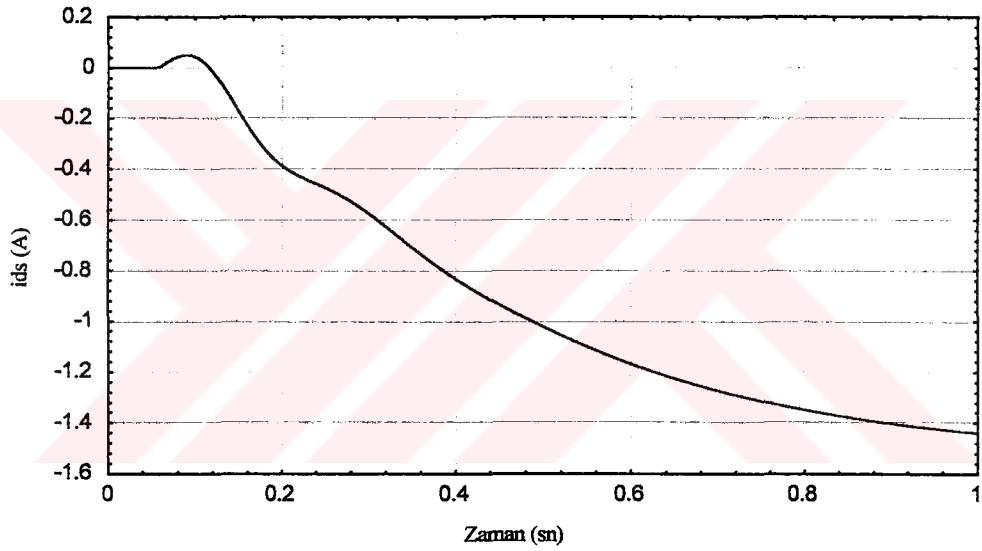


(d) Stator sargıları dr eksen gerilimi

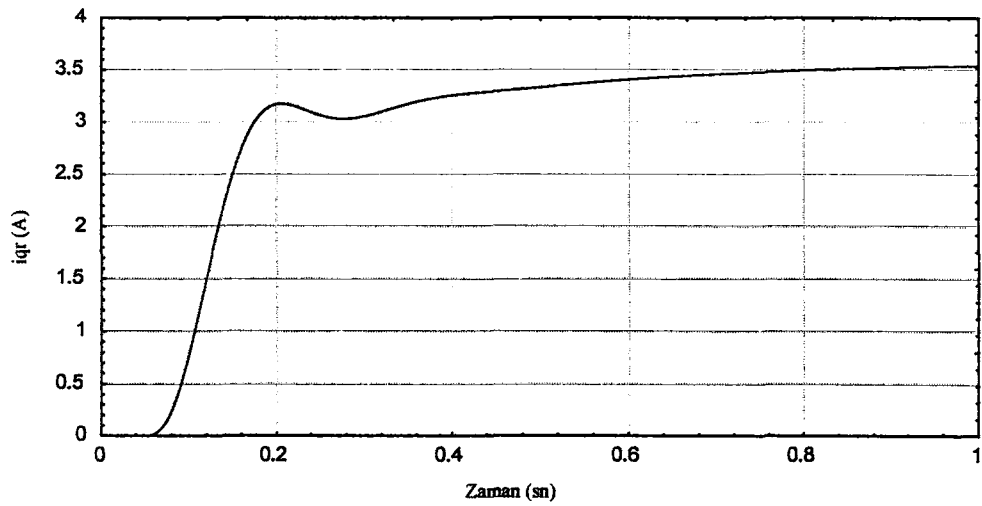
Şekil 23. Stator sargıları dönüşüm eksenlerine ait gerilim büyüklükleri



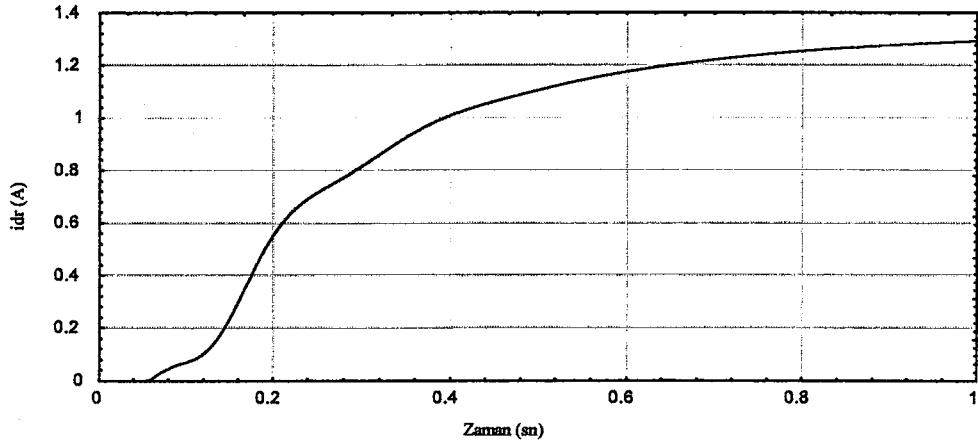
(a) Stator sargıları qs eksenli akımı



(b) Stator sargıları ds eksenli akımı



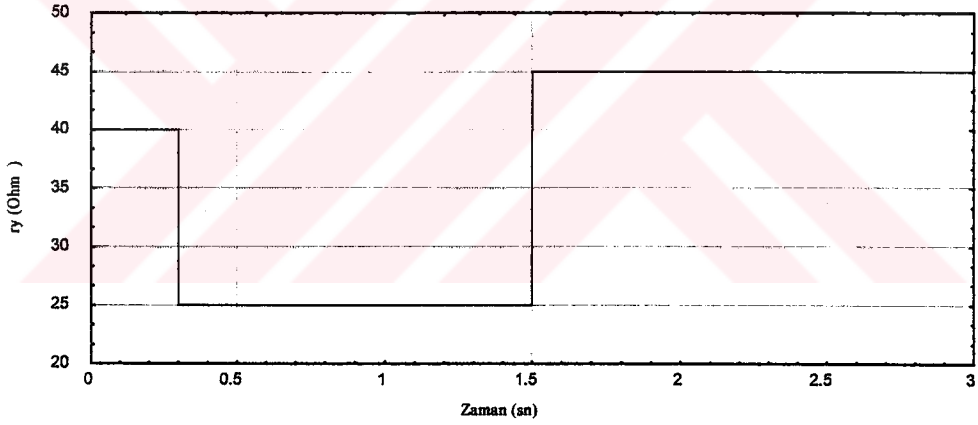
(c) Stator sargıları qr eksenli akımı



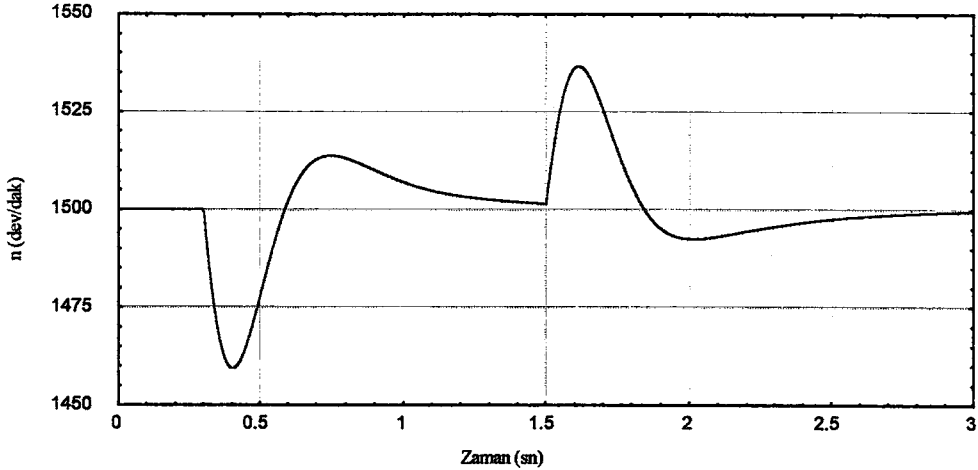
(d) Stator sargıları dr eksenine akımı

Şekil 24. Stator sargıları dönüştürme eksenlerine ait akım büyüklükleri

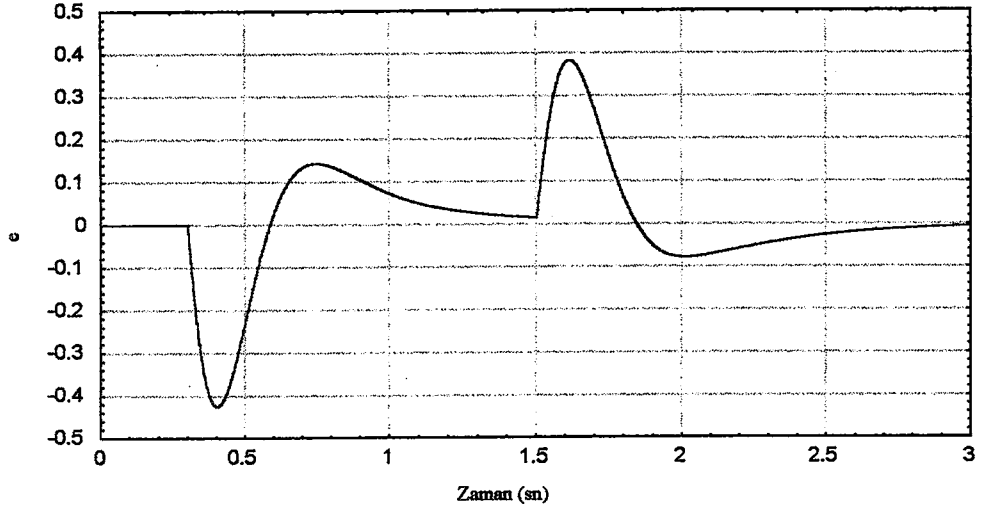
3.2. Senkron Generatör Frekansının Bulanık Mantık Teorisi Kullanılarak Kontrolüne İlişkin Simülasyon Sonuçları



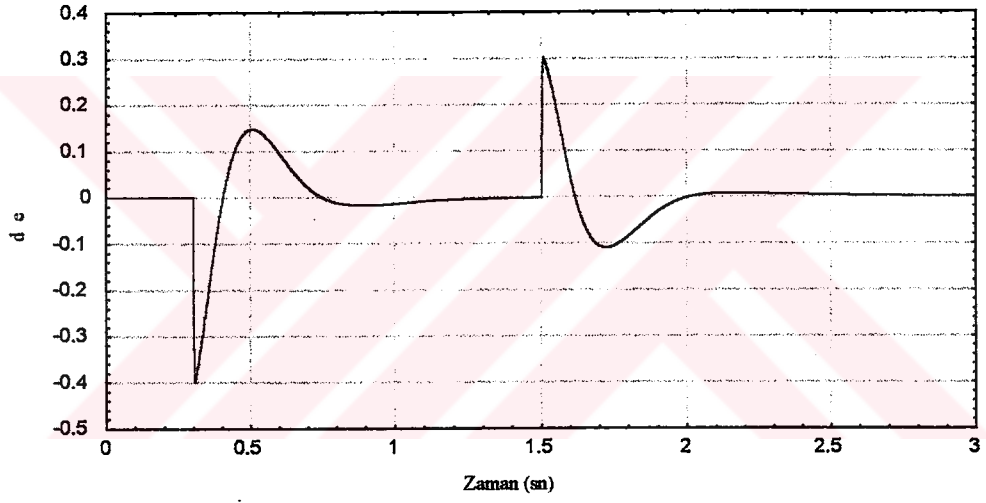
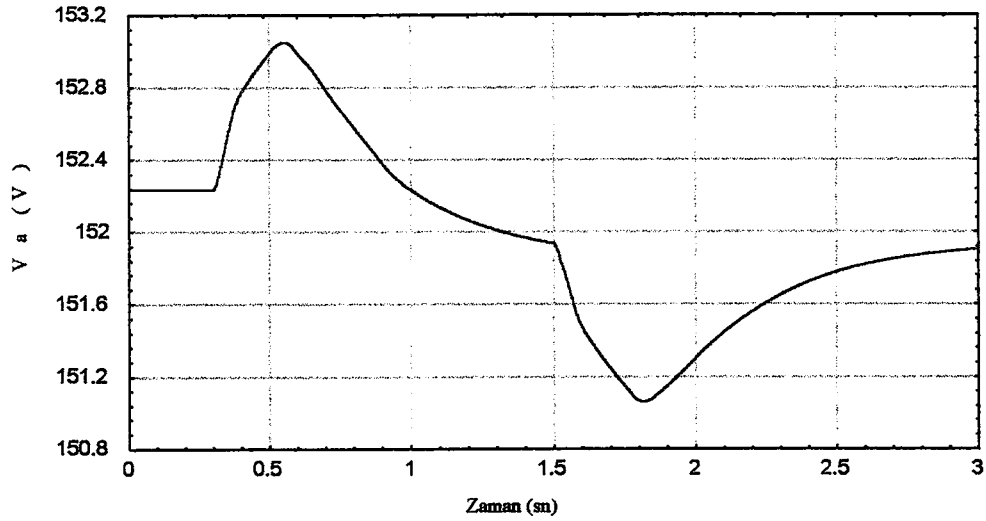
Şekil 25. Senkron generatör uçlarına bağlı direnç yükünün değişimi



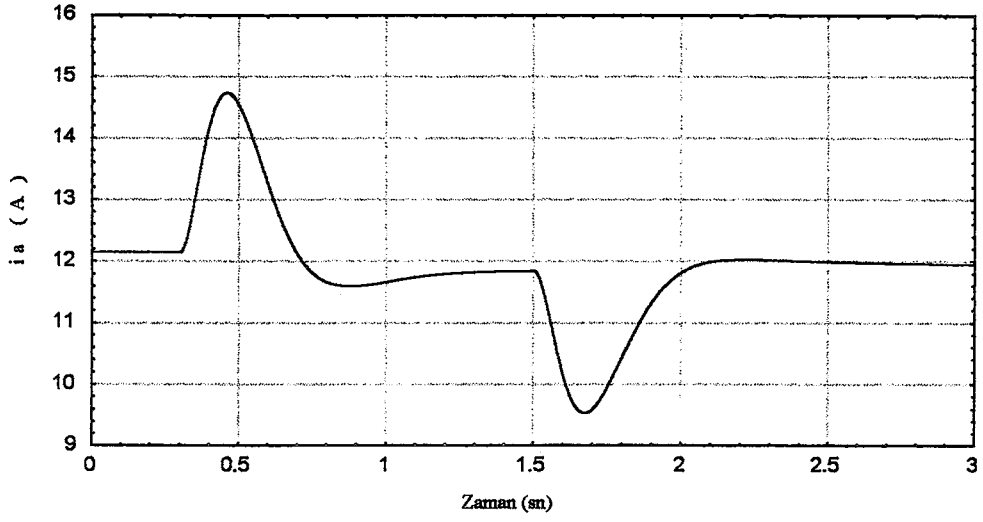
Şekil 26. Senkron generatörün hızındaki değişim



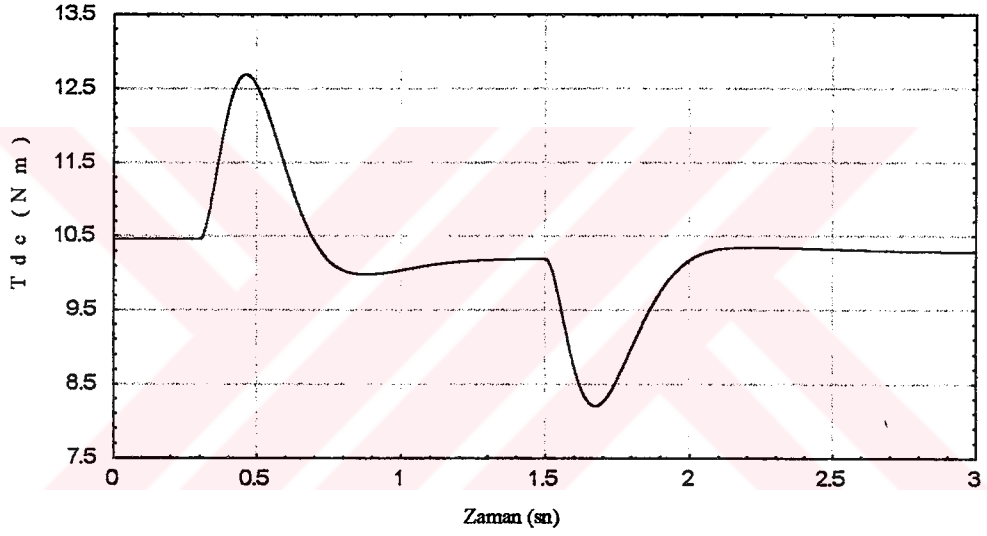
(a) Hatanın zamanla değişimi

(b) d 'nin zamanla değişimiŞekil 27. Bulanık kontrollör giriş büyüklükleri e ve d 'nin zamanla değişimi

(a) Doğru akım motoru gerilimi

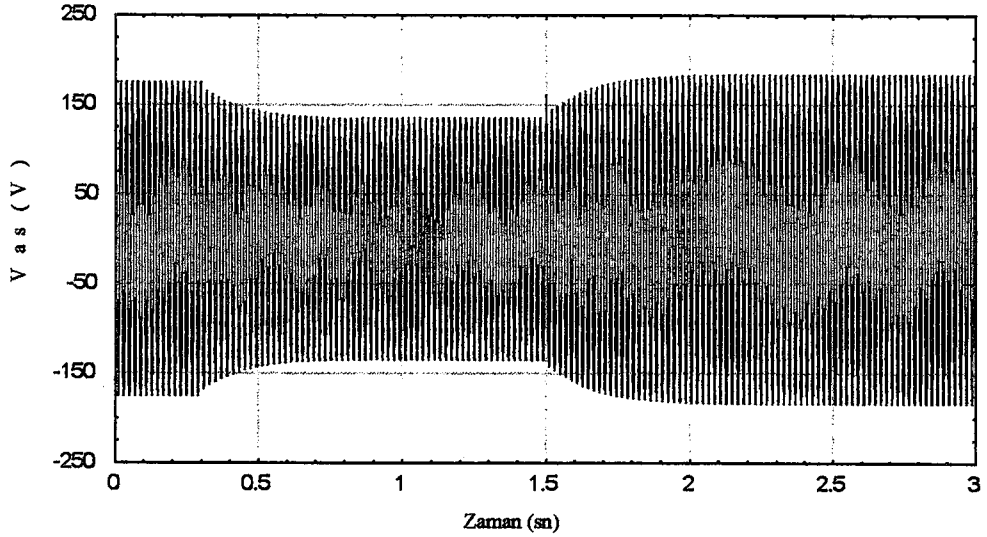


(b) Doğru akım motoru akımı

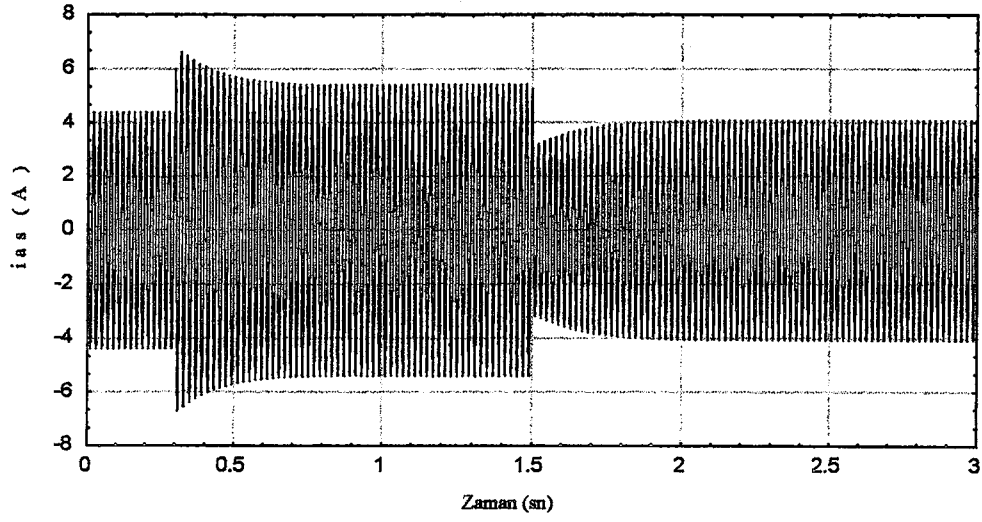


(c) Doğru akım motoru tarafından üretilen moment

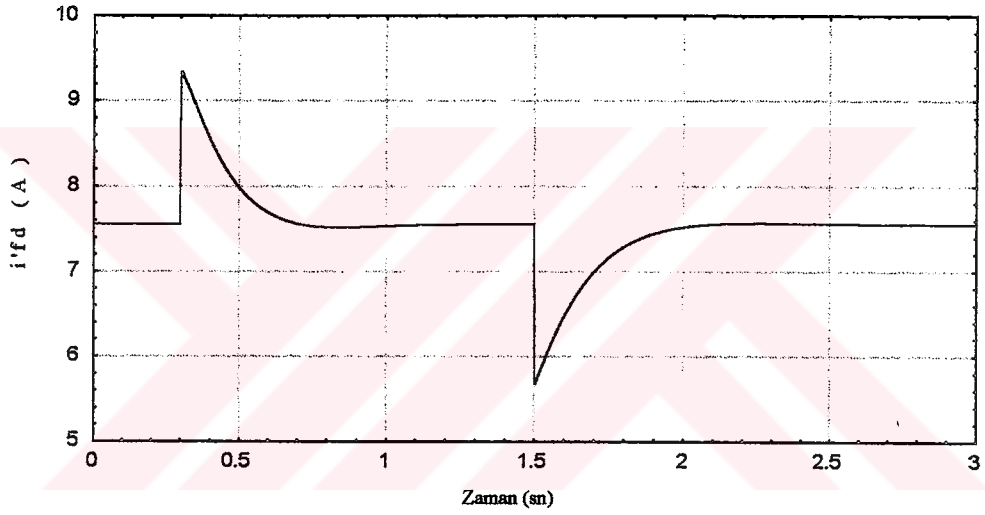
Şekil 28. Kontrol sonucu oluşan doğru akım büyüklüklerine ait değişimler



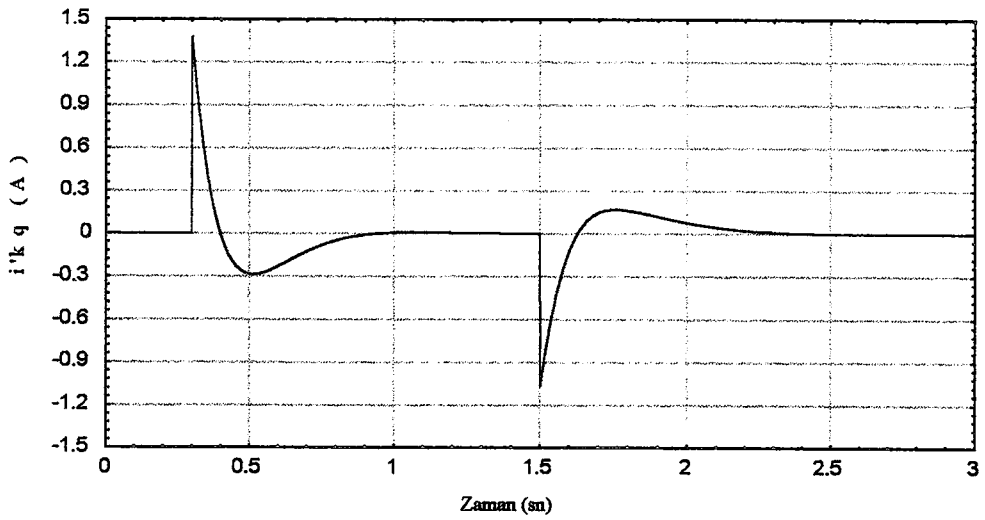
(a) Senkron generatör stator A fazı gerilimi



(b) Senkron generatör stator A fazı akımı

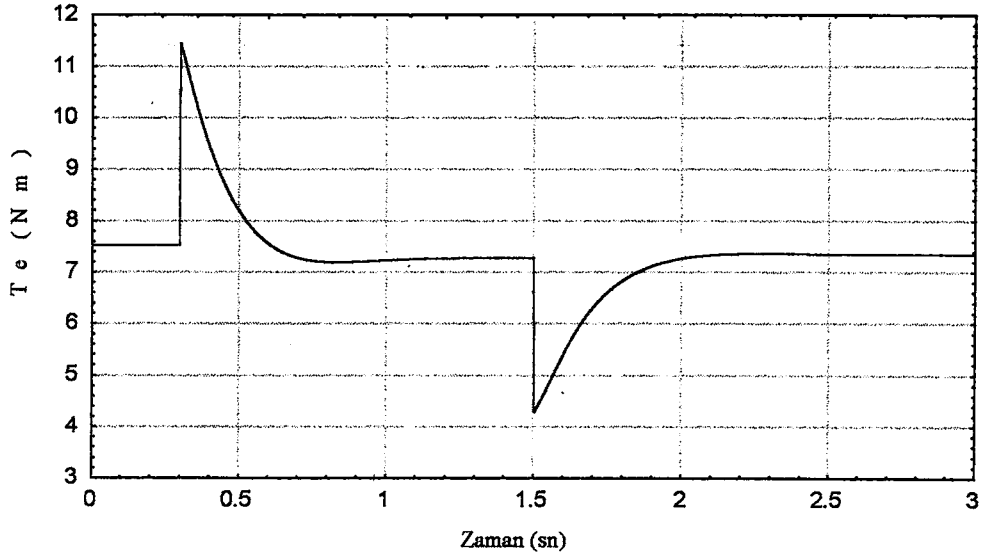


(c) Uyarma sargısı akımının statora indirgenmiş değeri

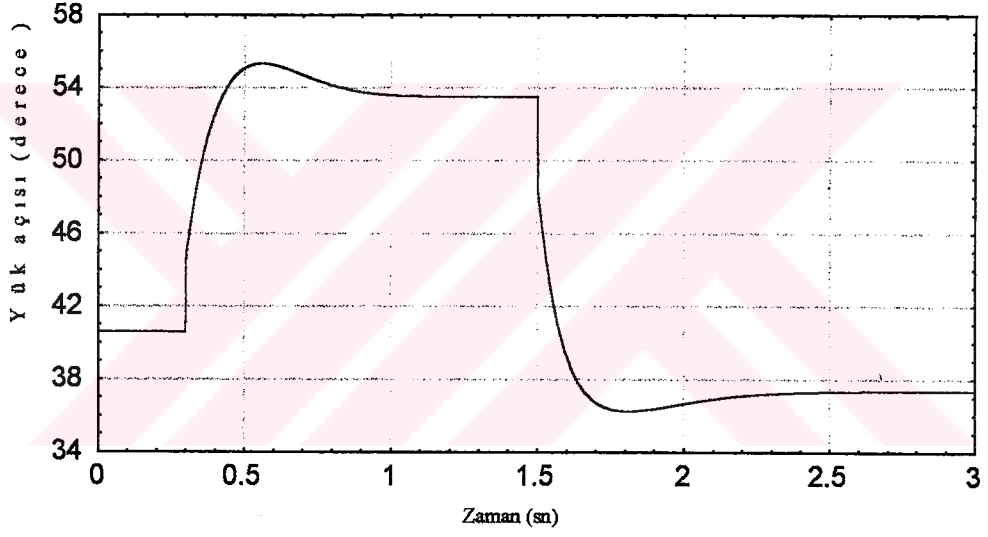


(d) Sönüm sargısı akımının statora indirgenmiş değeri

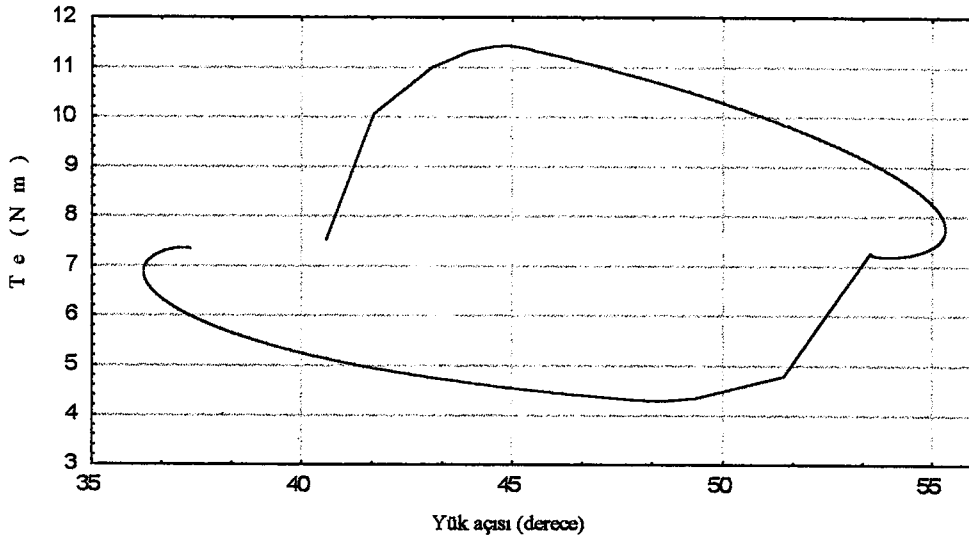
Şekil 29. Kontrol sonucu oluşan senkron generatör gerçel büyüklükleri



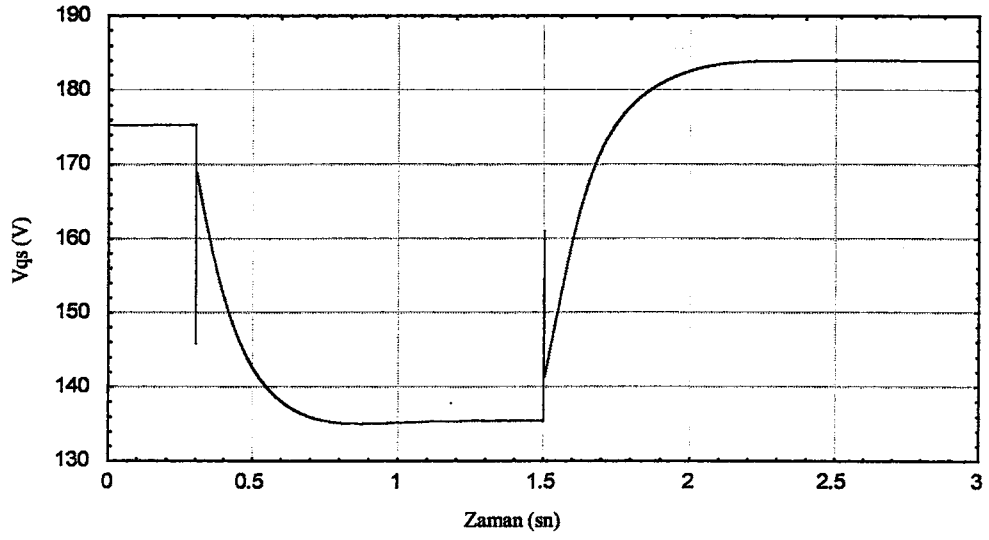
Şekil 30. Kontrol sonucu senkron generatörün ürettiği momentteki değişim



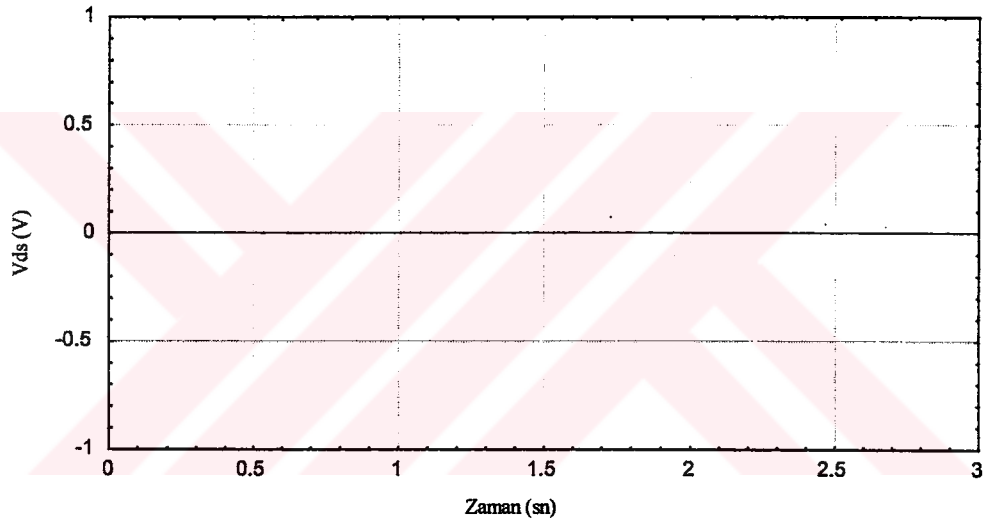
Şekil 31. Senkron generatörün yük açısındaki değişim



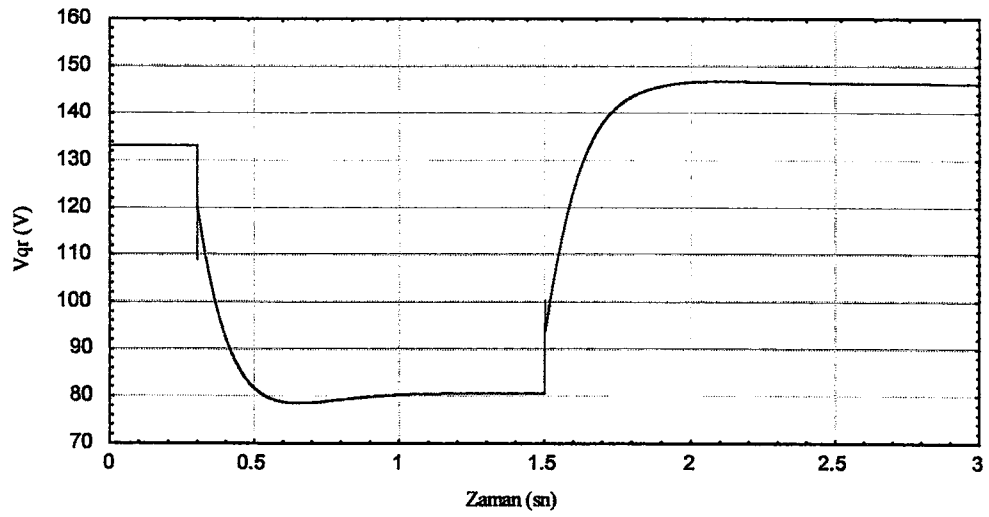
Şekil 32. Senkron generatör yük açısı moment değişimi



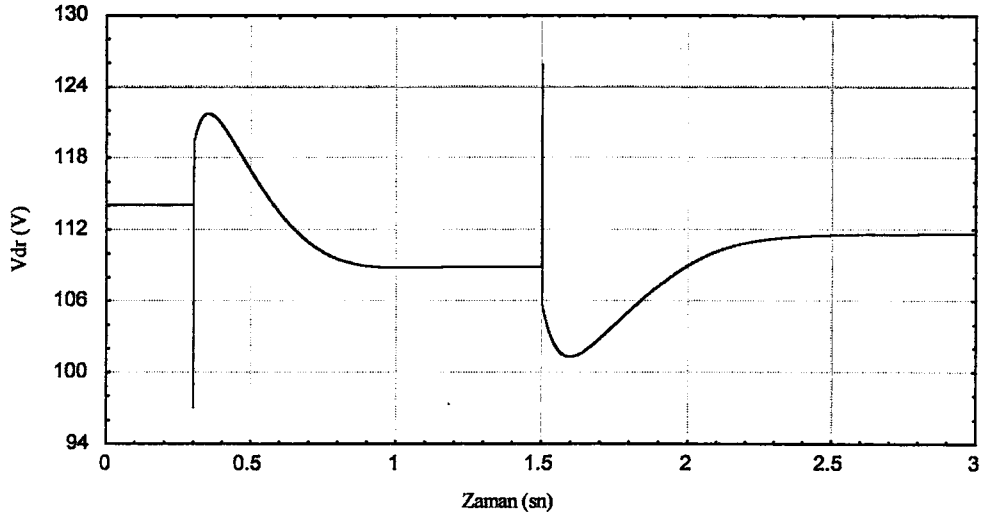
(a) Stator sargıları qs eksen gerilimi



(b) Stator sargıları ds eksen gerilimi

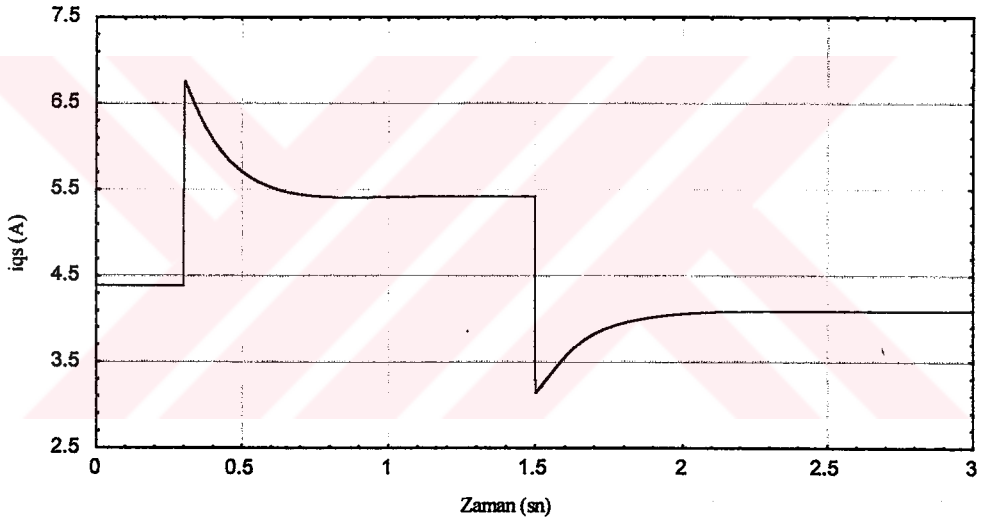


(c) Stator sargıları qr eksen gerilimi

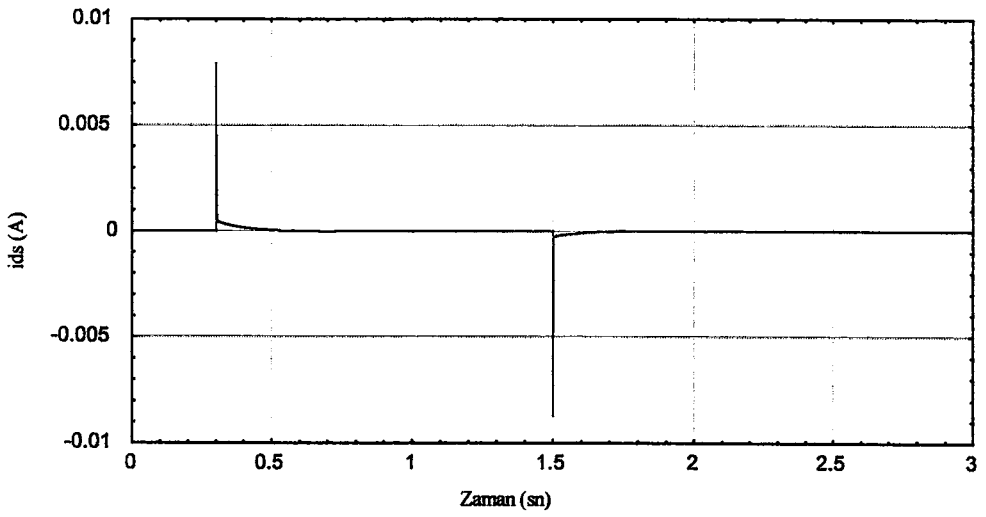


(d) Stator sargıları dr eksenine gerilimi

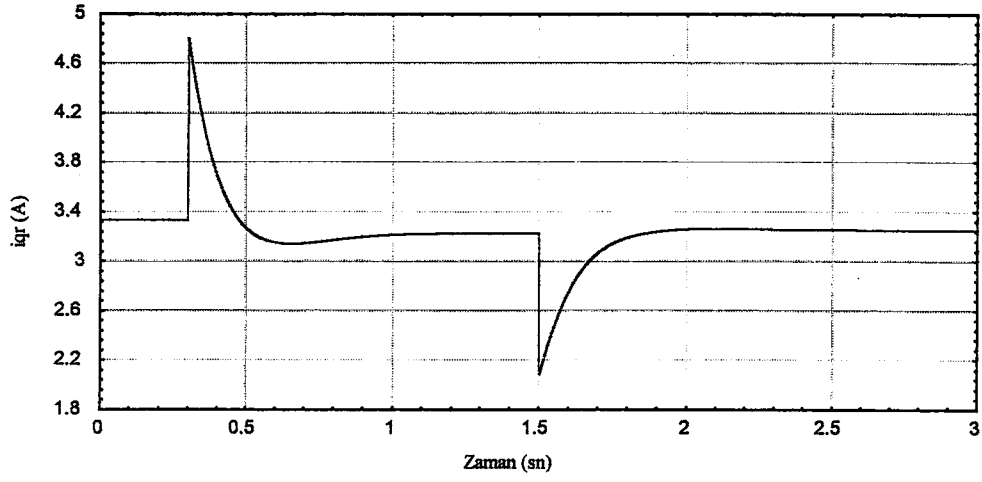
Şekil 33. Stator sargıları dönüşüm eksenlerine ait gerilim büyüklükleri



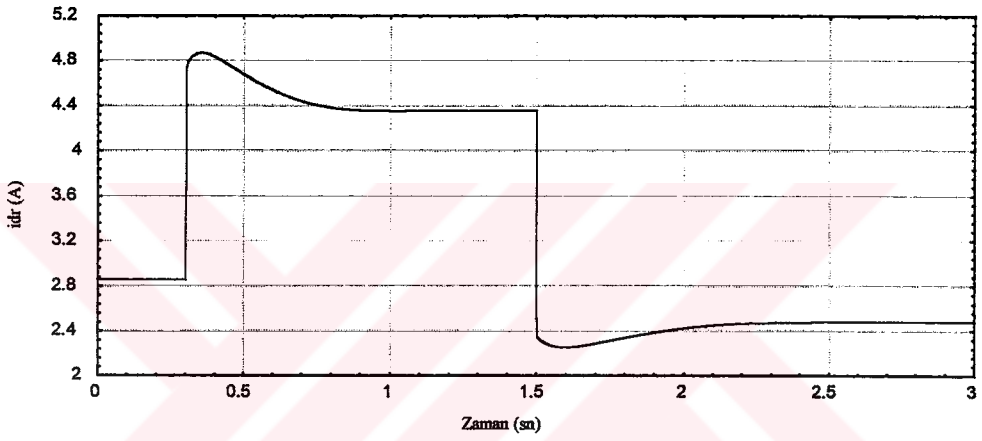
(a) Stator sargıları qs eksenine akımı



(b) Stator sargıları ds eksenine akımı



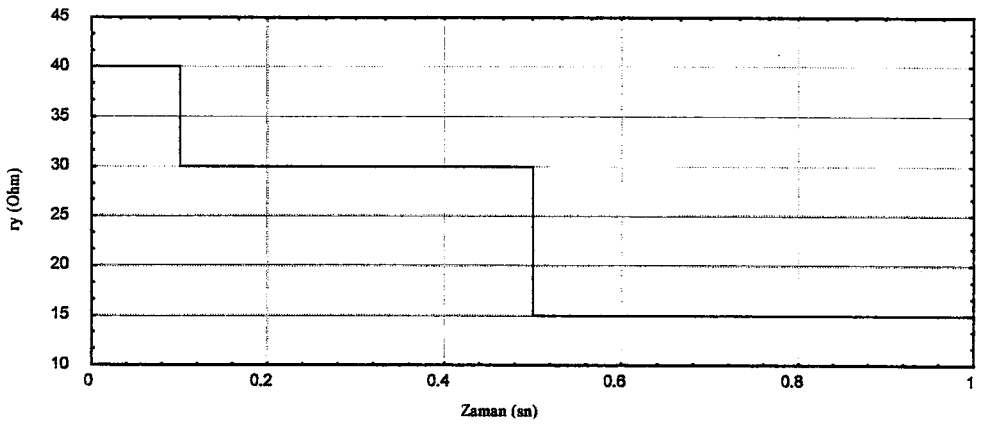
(c) Stator sargıları qr eksenini akımı



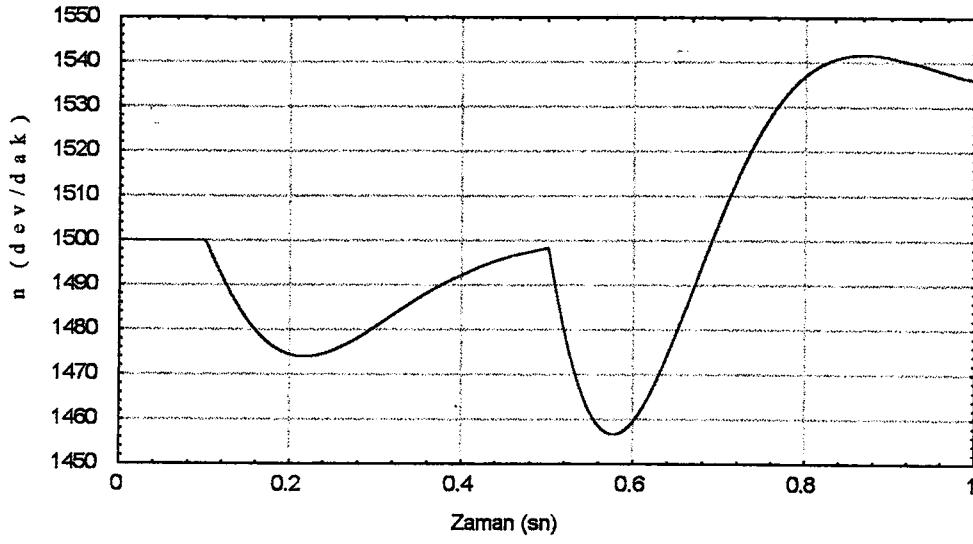
(d) Stator sargıları dr eksenini akımı

Şekil 34. Stator sargıları dönüşüm eksenlerine ait akım büyüklükleri

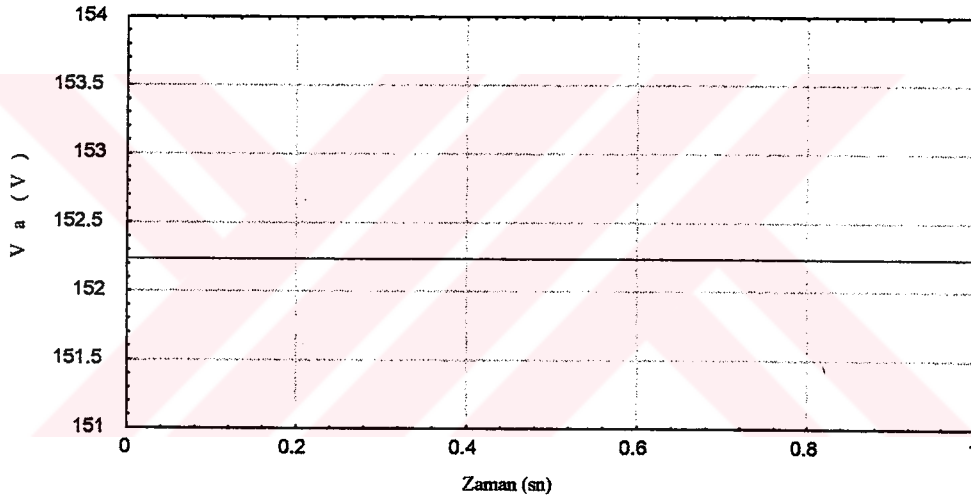
3.3. Sayısal Mesafe Rölesinin Çalışması İle İlgili Simülasyon Sonuçları



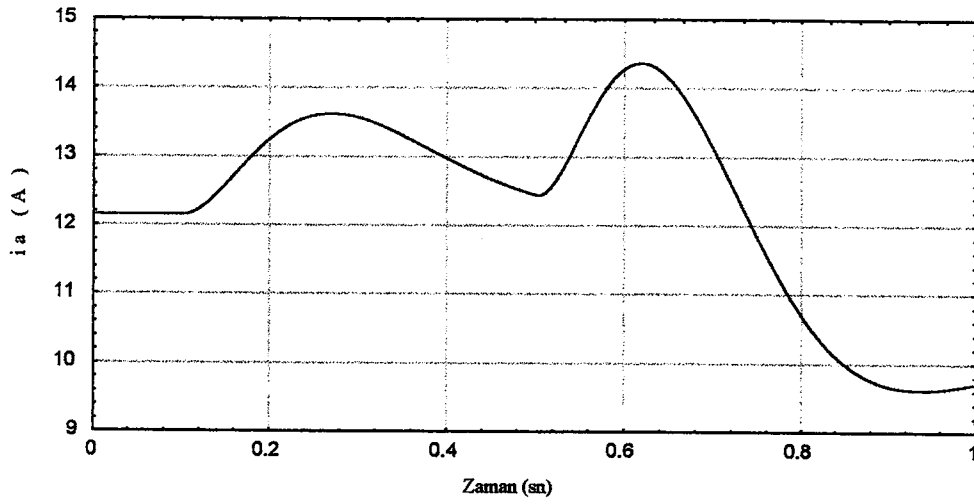
Şekil 35. Senkron generatör uçlarına bağlı direnç yükünün değişimi



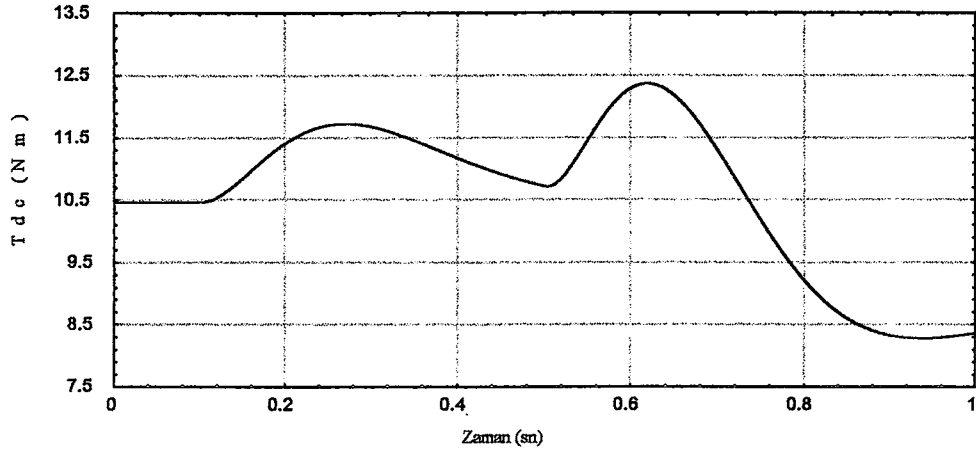
Şekil 36. Sistemin hızındaki değişim



(a) Doğru akım motoru endüvi uçları gerilimi

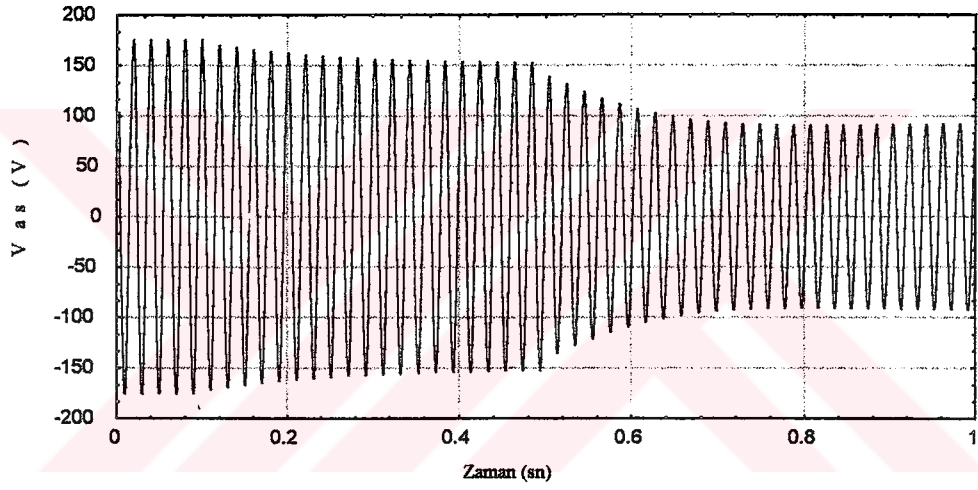


(b) Doğru akım motoru endüvi akımı

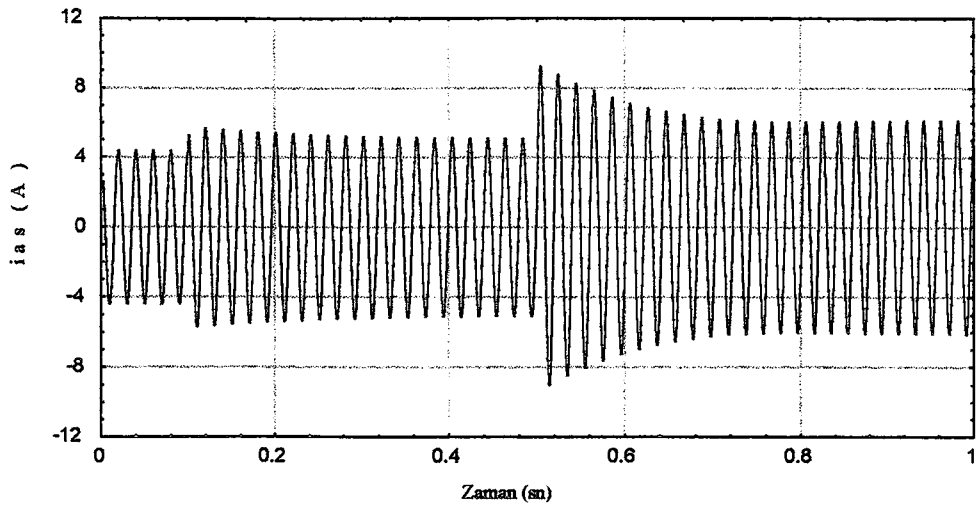


(b) Doğru akım motoru tarafından üretilen moment

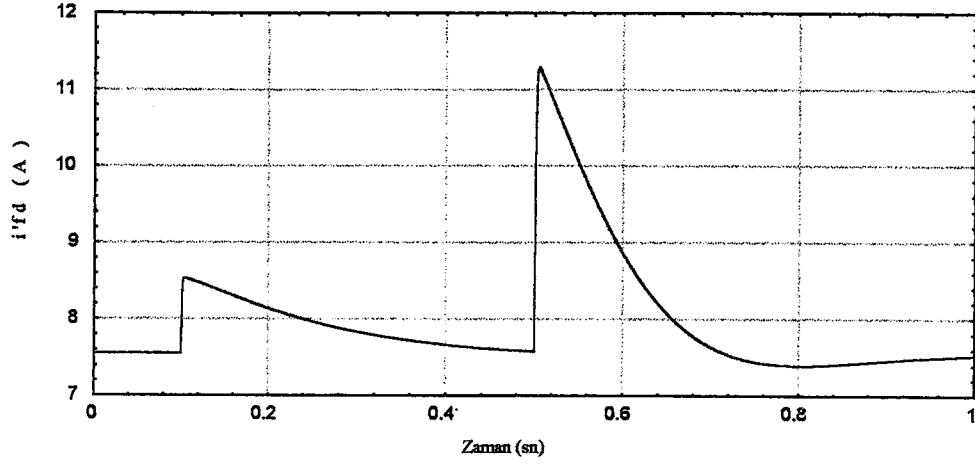
Şekil 37. Doğru akım motoruna ait değişimler



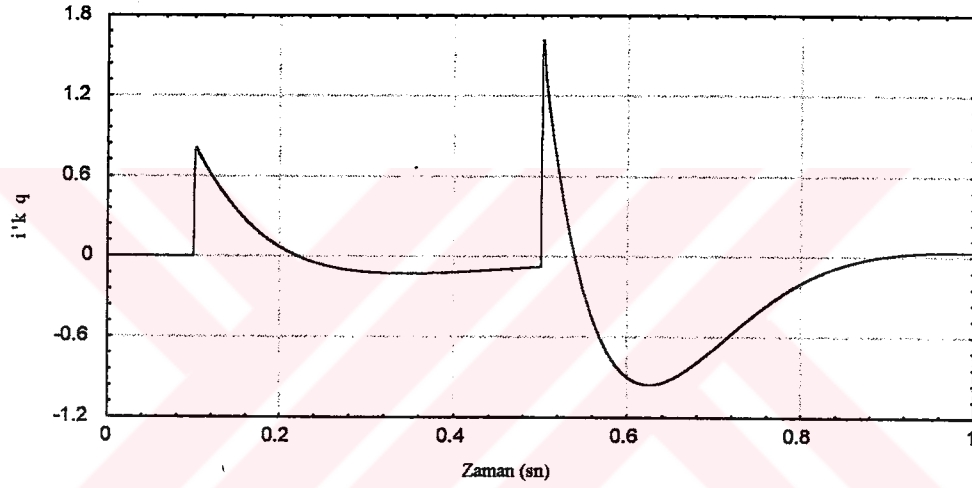
(a) Senkron generatör A fazı uç gerilimi



(b) Senkron generatör A fazı akımı

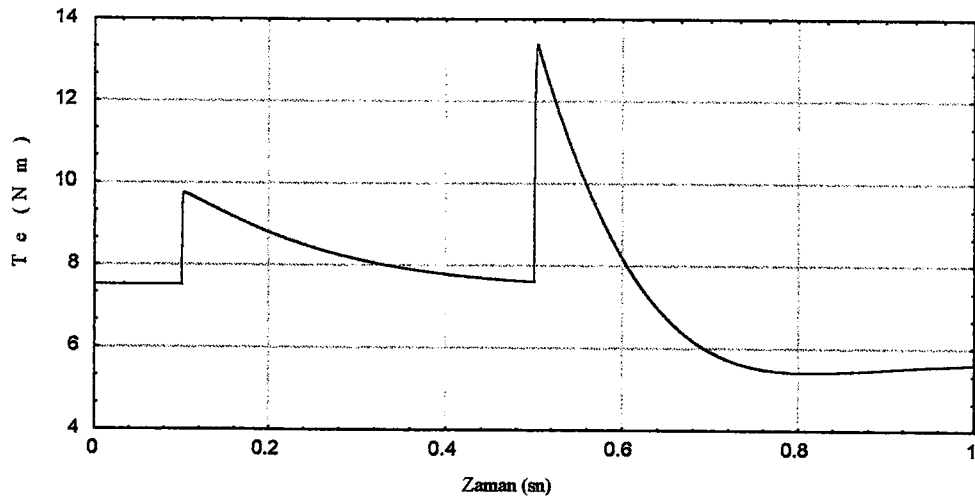


(c) Senkron generatör uyarma sargısı akımının stator tarafına indirgenmiş değeri

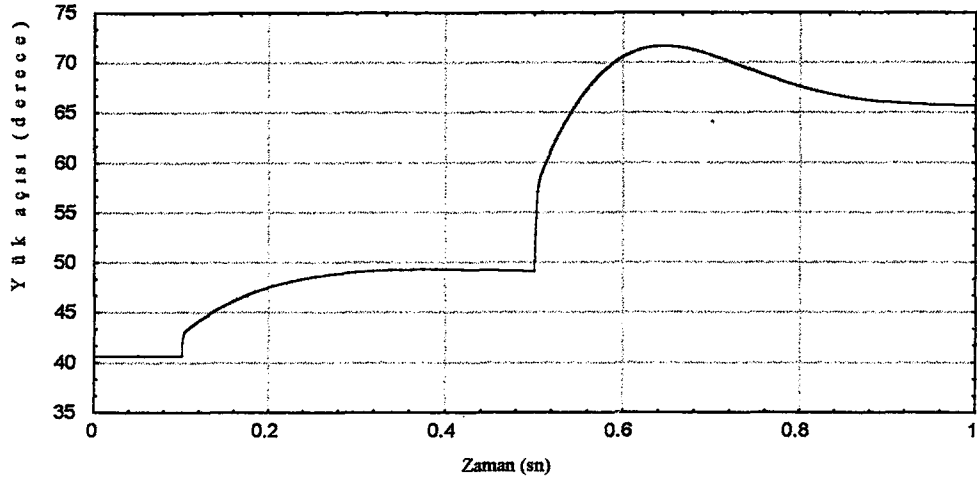


(d) Senkron generatör sönüm sargısı akımının stator tarafına indirgenmiş değeri

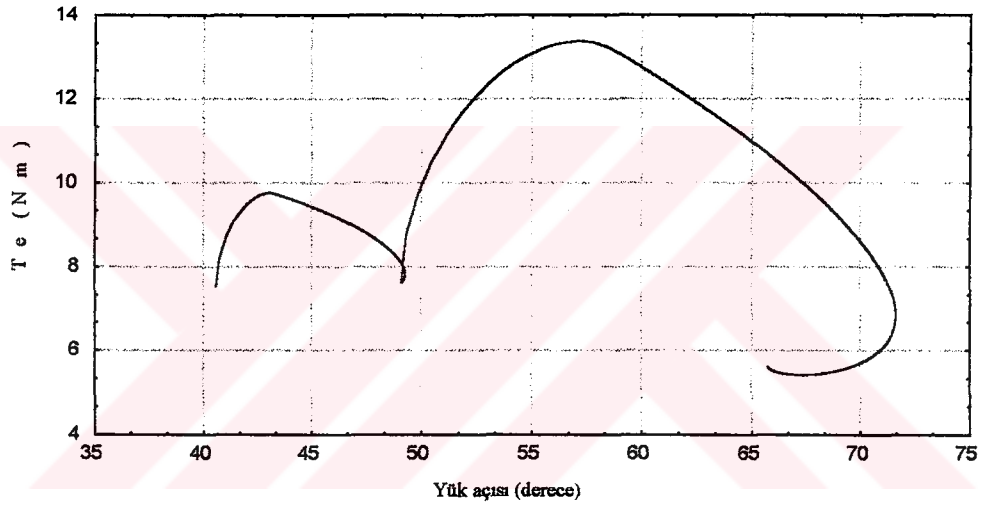
Şekil 38. Senkron generatöre ait gerçel büyüklükler



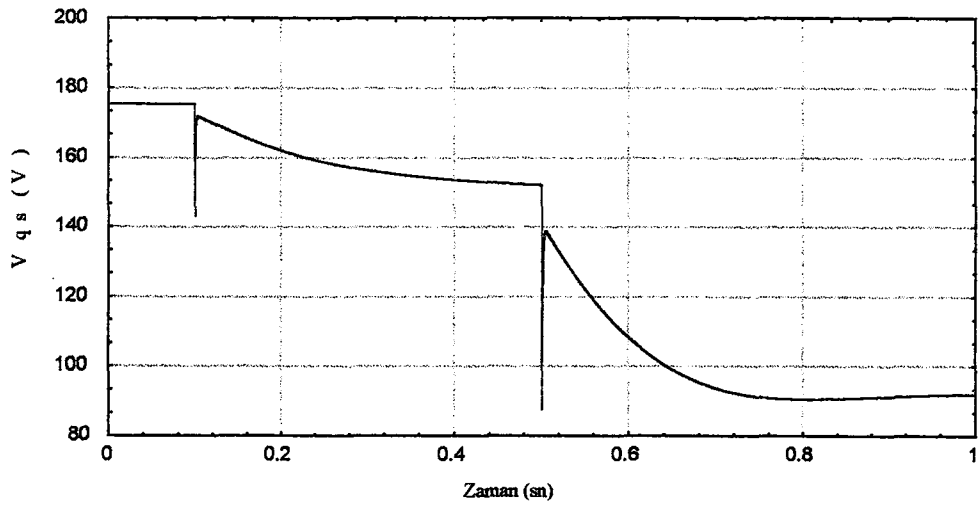
Şekil 39. Senkron generatör tarafından üretilen moment



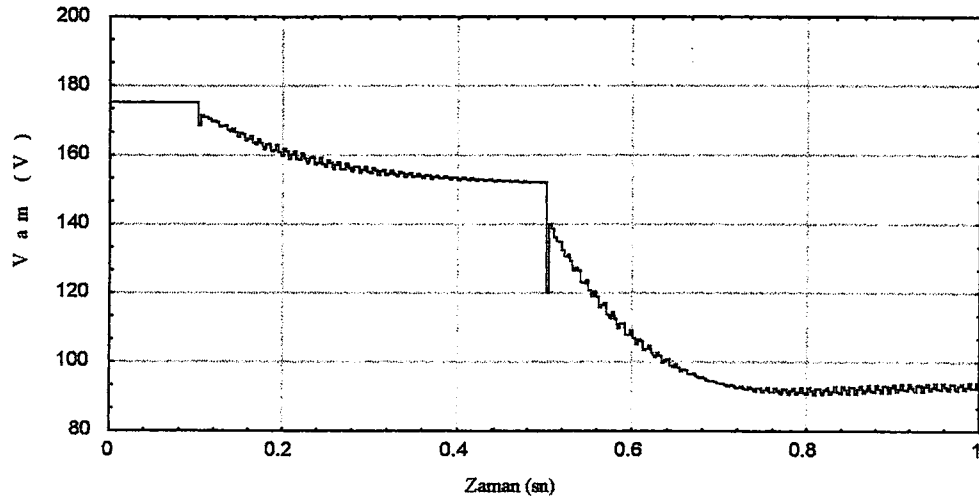
Şekil 40. Senkron generatör yük açısı



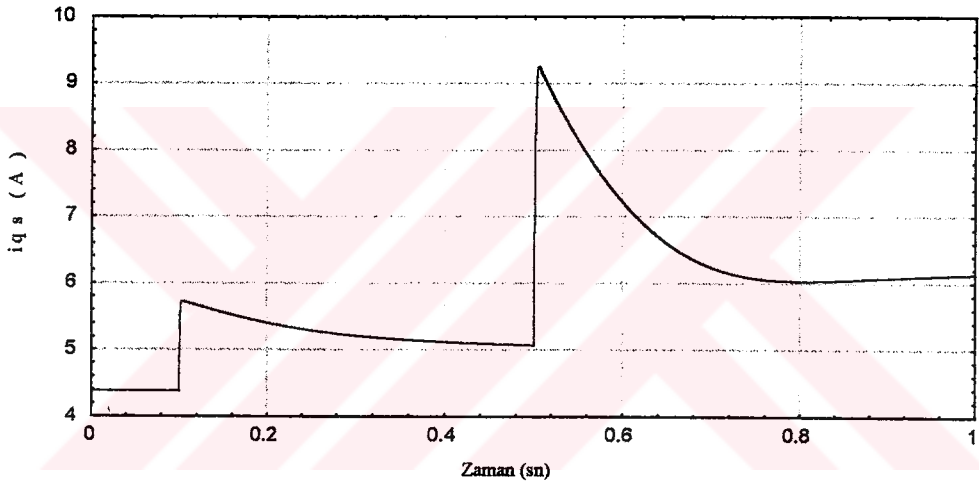
Şekil 41. Senkron generatör üretilen moment yük açısı karakteristiği



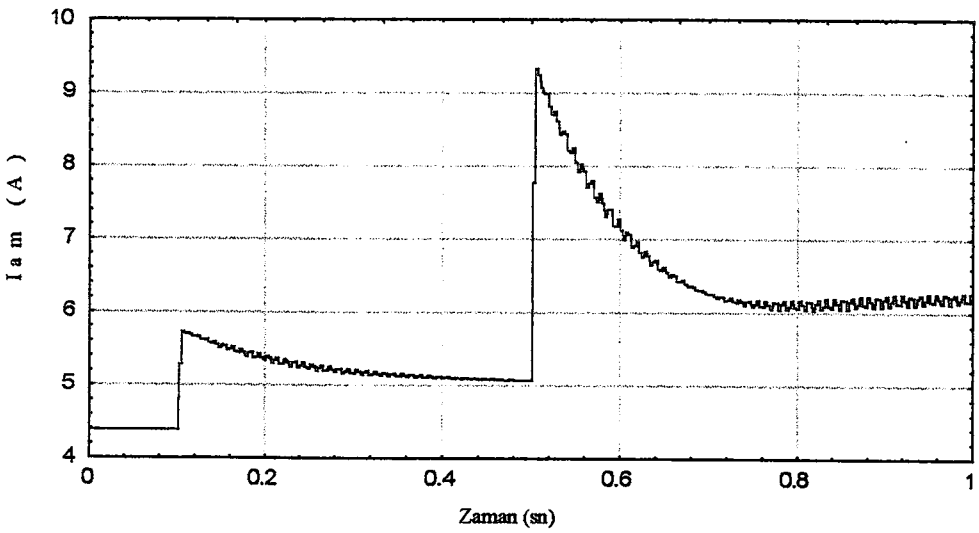
Şekil 42. Senkron generatör uç geriliminin ani tepe değeri



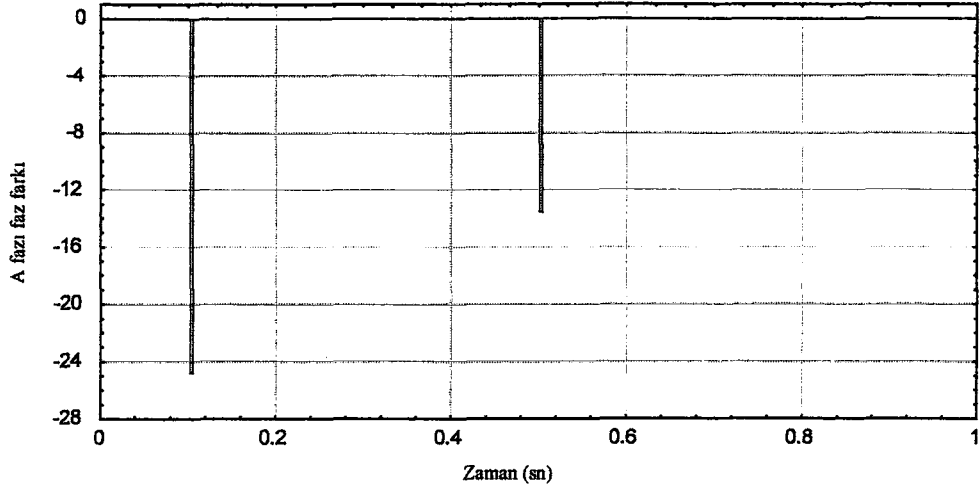
Şekil 43. Sayısal röle tarafından kestirilen A fazına ait gerilimin tepe değeri



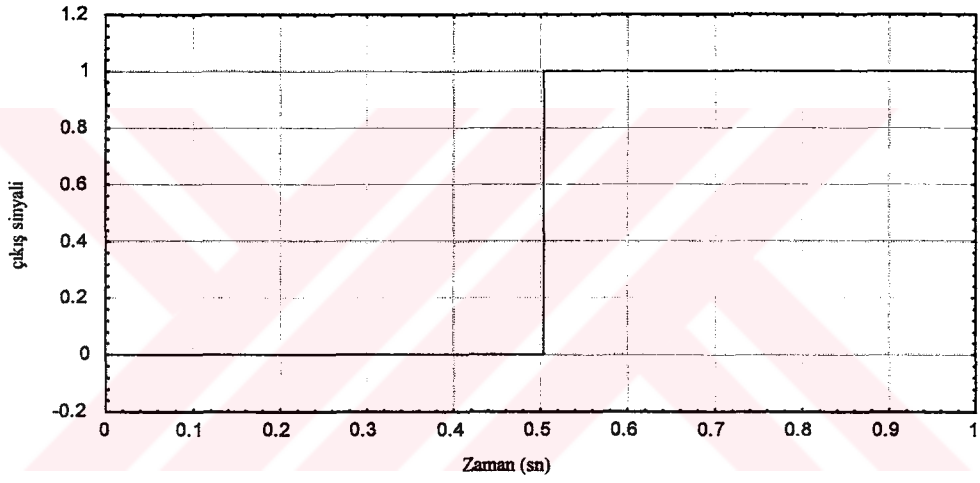
Şekil 44. Senkron generatör uçlarından akan akımın ani tepe değeri



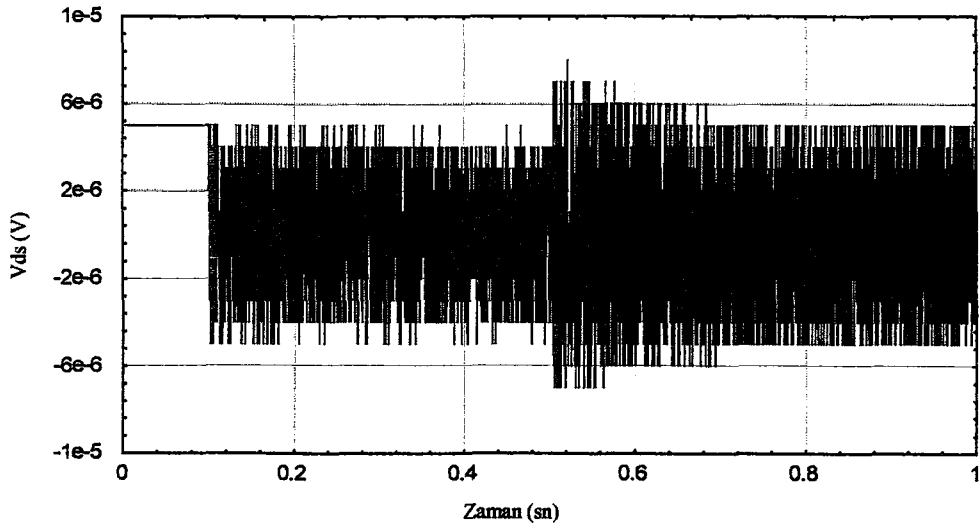
Şekil 45. Sayısal röle tarafından kestirilen A fazına ait akımın tepe değeri



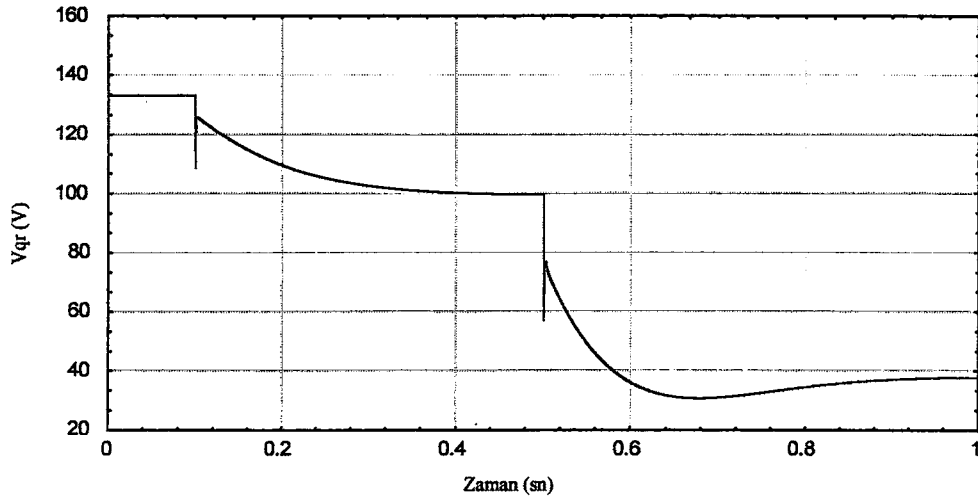
Şekil 46. Sayısal röle tarafından kestirilen A fazı büyüklüğü arasındaki faz farkı



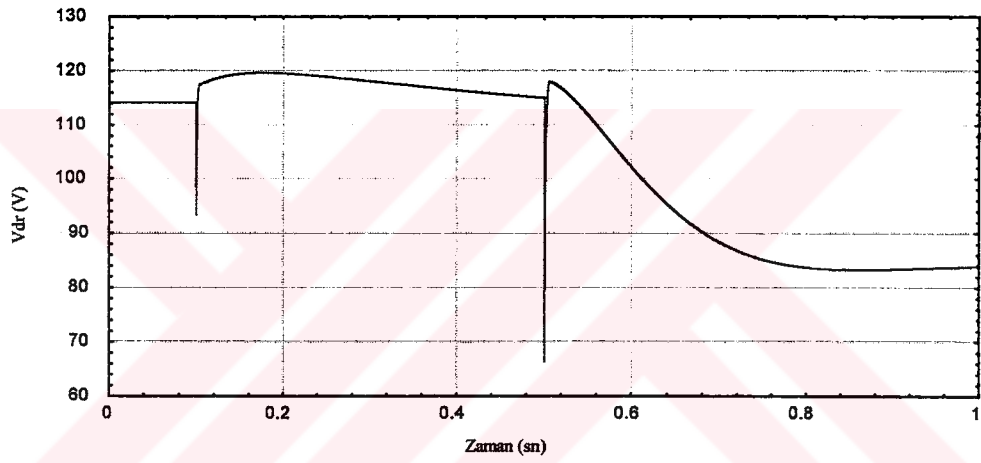
Şekil 47. Sayısal röle tarafından üretilen açma sinyali



(a) Senkron generatör stator sargıları ds eksenli gerilimi

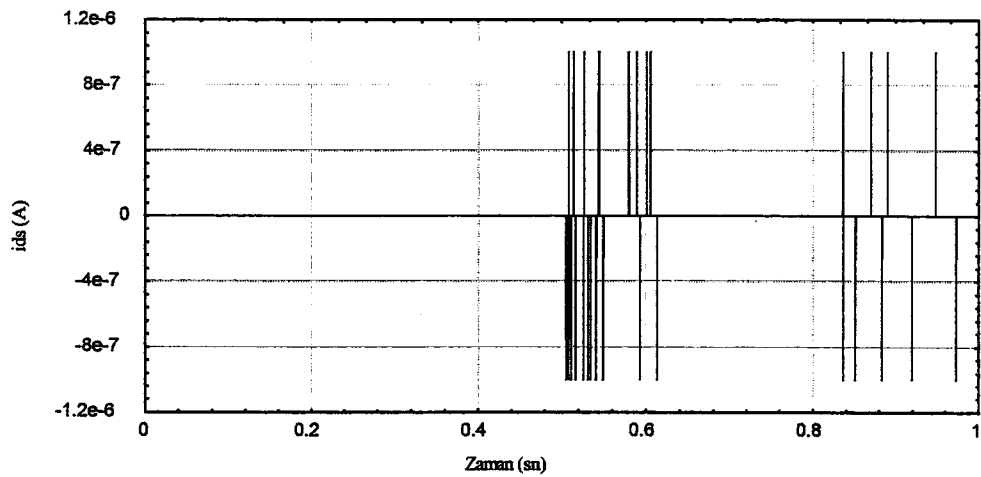


(b) Senkron generatör stator sargıları qr eksenli gerilimi

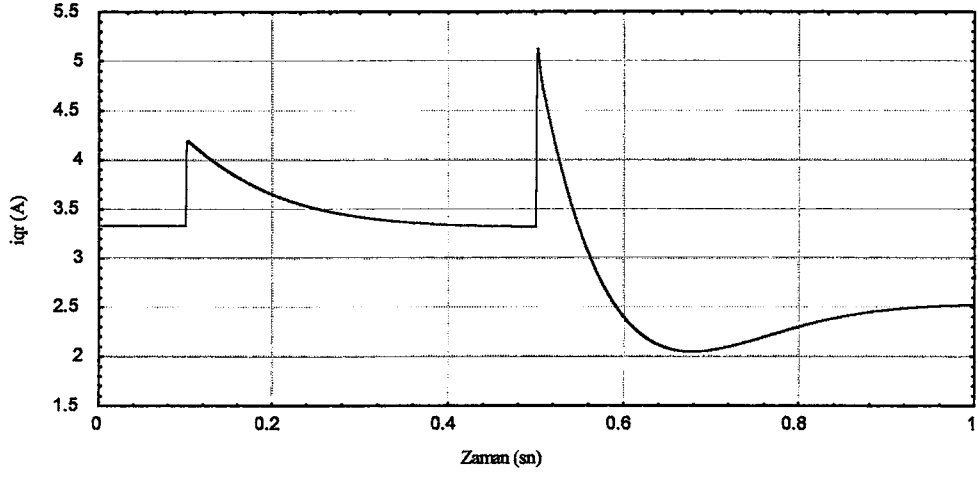


(c) Senkron generatör stator sargıları dr eksenli gerilimi

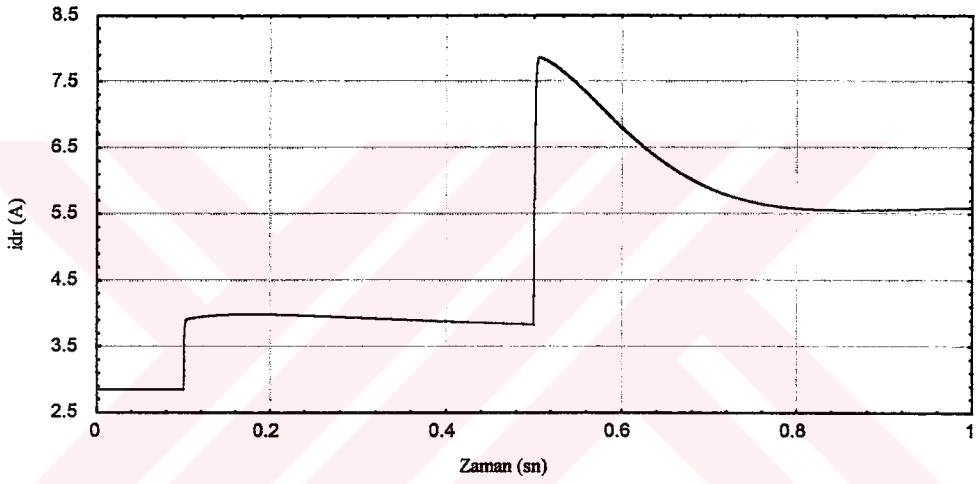
Şekil 48. Stator sargıları dönüşüm eksenlerine ait gerilim büyüklükleri



(a) Senkron generatör stator sargıları ds eksenli akımı



(b) Senkron generatör stator sargıları qr eksenî akımı



(c) Senkron generatör stator sargıları dr eksenî akımı

Şekil 49. Stator sargıları dönüşüm eksenlerine ait akım büyüklükleri

4. İRDELEME

Bu çalışmanın temelini, sayısal koruma rölesinin pratik olarak gerçekleştirilmesi için teorik bilgilerin elde edilmesi ve simülasyon sonuçlarından faydalanarak rölenin algoritmasının geliştirilmesi teşkil etmektedir.

Rölenin çalışmasının incelenmesi için enerji sisteminin bir modelinin oluşturulması ve simülasyonun bu model üzerinde yapılması daha gerçekçi sonuçlar vereceği için laboratuvar ortamında bulunan doğru akım motoru-senkron generatör modeli kullanılmıştır. Kullanılan bu modelden faydalanarak senkron generatörün dinamik davranışının incelenmesi ve bulanık mantık esasları kullanılarak yük-frekans kontrolü yapılması ise tezin çalışma alanına ayrıca girmiştir.

Simülasyon sırasında senkron generatörün doymalı modeli elde edilmediğinden ortak endüktans değerleri sabit alınmıştır. Ayrıca senkron generatörün uyarma sargısının bağımsız bir kaynak tarafından sabit bir gerilimle beslendiği durum için simülasyon yapılmıştır. Oysaki enerji sistemleri gerçek modelinde uyarma sargısı farklı bir kaynaktan değil, senkron generatör stator sargıları uçlarında oluşan gerilimin kontrol edilebilen doğrultucular yardımıyla uyarma sargısını beslemesiyle elde edilmektedir.

Senkron generatörün ulusal şebeke ağına paralel bağlı olması durumunda yapılan simülasyon sonuçlarının, gerçek sonuçlarla karşılaştırılması imkanı olmasına rağmen zamanın yetmeyişi bu kıyaslamayı engellemiştir.

Senkron generatörün yük-frekans kontrolü bulanık mantık kuralları ile yapılmış, yine zaman problemi yüzünden, klasik PID (Oransal-İntegral-Türev) kontrollörle yük-frekans kontrolü yapılarak bir kıyaslama yapılamamıştır.

Sayısal rölenin simülasyonu sırasında senkron generatör uçlarına direnç-endüktans yükünün bağlanması düşünülmüş ama endüktans yükü ilave edilmesi durumunda sistemin kararlı çalışma koşulları elde edilememiştir. Bu yüzden sadece direnç yükünün bağlı olması durumunda simülasyon yapılmıştır.

5. SONUÇLAR

Bulanık mantık kuralları kullanılarak yük-frekans kontrolünde, bulanık kontrollörün kısa sürede sistemi senkron hıza getirdiği görülmesine rağmen, senkron generatör uçlarındaki direnç yükü değerinin azalması durumunda, doğru akım motoru tarafından verilen momentin ve aynı şekilde senkron generatör tarafından üretilen momentin artması beklenirken şekil 28 ve şekil 30'dan görüleceği üzere küçük bir azalma olmaktadır. Bunun nedeni, senkron generatör sargılarından akan akımlarda artma olmasına rağmen uç gerilimlerinde de düşme olmasıdır. Senkron generatörün uç geriliminin sabit tutulması için kontrol yapılmadığı için uç gerilimlerinin düşmesi doğaldır.

Sayısal rölenin simülasyon sonuçlarından incelenmesi sırasında, her fazdan sıra ile akım ve gerilim örnekleri alınmakta ve akım ve gerilimlerin fazörel değerleri bulunmaktadır. Şekil 43 ve 45'den görüleceği üzere işaretlerin tepe değerleri büyük bir doğrulukla elde edilmektedir. Ancak senkron generatör uçlarındaki direnç yükündeki ani değişimler sırasında gerilim ve akım arasındaki faz farkı hesaplanırken şekil 46'dan görüleceği üzere 25° ve 15° gibi gerçekçi olmayan iki değer üretilmiştir. Senkron generatör uçlarındaki elemanın saf resistif yük olarak alınması yüzünden sürekli olarak faz farkının 0° üretilmesi gerekirken bu iki anormal değer üretilmiştir. Bu durum, sistemin doymalı modeli dikkate alınması ve endüktans yükünün de hesaba katılması durumunda yanlış açma sinyallerinin üretilmesine neden olabilecektir.

Sayısal rölenin açması için yük değerinin 5Ω 'un altına düşmesi esas alınarak setlemeler yapılmasına rağmen, geçici durumda akımda ani bir artma gerilimde ise ani bir azalma olması yüzünden röle, senkron generatör uçlarındaki direnç değerinin 30Ω 'dan 15Ω 'a düşmesi esnasında açma sinyalini üretmiştir. Bu durumda röle tarafından hesaplanan, gerilim ve akıma ait fazörel değerlerin oranı olan empedans değerinin 5Ω 'u verdiği anlaşılmaktadır.

6. ÖNERİLER

Senkron generatörün doymalı modelinin elde edilmesi ve uyarma sargısının stator sargısı uçlarından beslenmesi durumunun dikkate alınması, enerji sistemi modelinin daha gerçekçi olmasını sağlayacaktır.

Bulanık mantık teorisi ile yük-frekans kontrolünün yapılmasının yanısıra uç gerilimi kontrolünün de bulanık mantık teorisi ile yapılması durumunda, senkron generatör uç gerilimi sabit tutulacak ve sistem için gerekli kontroller tam anlamıyla yapılmış olacaktır. Böylelikle yükte değişiklikler olması durumunda sistem beklenen sonuçları üretecektir.

Sistemin simülasyonu sırasında, endüktans yükünün sisteme etkisi incelenememiştir. Bu yüzden sadece direnç yüküne ait akım ve gerilim değerleri elde edilmiştir. Ayrıca sayısal rölenin, senkron generatör uçlarında endüktans yükü bağlı olması durumunda faz açısı değerini doğru olarak hesaplayıp hesaplayamayacağı görülememiştir. Endüktans yükü bağlı olarak sistemin simülasyonu, sonuçların daha doğruluklu olarak kontrolü için bir zorunluluktur.

Enerji sistemi üzerinde kısıadevre olması durumunda, kısıadevre noktasının kısa sürede tesbit edilmesi arızanın daha çabuk giderilmesini sağlayıcı bir etkidir. Sayısal röle, gerilim ve akım değerlerini algılayıp oranladığından, arıza durumunda bir nevi arıza noktasının empedans değerini hesaplamaktadır. Fakat arıza anında geçici durumdan dolayı gerilim ve akımdaki ani değişimler doğru olarak arıza noktasının empedans değerini elde etmemizi engellemektedir. Arıza anında rölenin hesapladığı gerilim ve akımın fazörel değerlerinden faydalanarak arıza noktasını doğru olarak tesbit edilebilecek algoritma geliştirilirse sayısal röle daha güncel bir hal alacaktır.

7. KAYNAKLAR

- [1]. Rockefeller, J.D., Fault Protection With A Digital Computer, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-88, 4 (1969) 438-462.
- [2]. Mann, B.J. ve Morrison, I.F., Digital Calculation of Impedance For Transmission Line Protection , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-90, 1/2 (1971) 270-275.
- [3]. Gilerest, G.B., Rockefeller, G.D. ve Udren, E.A., High-speed Distance Relaying Using A Digital Computer :1-System Description, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-91, 5/6 (1972) 1235-1243.
- [4]. Gilerest, G.B., Rockefeller, G.D. ve Udren, E.A., High-speed Distance Relaying Using A Digital Computer :2-, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-91, 5/6 (1972) 1244-1252.
- [5]. Breingan, W.D., Chen, M.M., The Laboratory Investigation of A Digital System For The Protection of Transmission Lines, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-98, 3/4 (1979) 350-357.
- [6]. Carr, J. ve Jackson, R.V., Frequency Domein Analysis Applied to Digital Transmission Line Protection, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-94, 7/8 (1975) 1157-1162.
- [7]. Ranjbar, A.M. ve Cory, B.J., An Improved Method For The Digital Protection of H.V. Transmisson Lines, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-94, 3/4 (1975) 544-552.
- [8]. Hope, G.S., Umamaheswaran, V.S., Sampling For Computer Protection of Transmission Lines, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-93, 9/10 (1974) 1522-1534.
- [9]. McLaren et al, P.G., A New Directional Element For Numerical Distance Relays, IEEE Transactions on Power Delivery, 10, 4 (1995) 666-674.

- [10]. Sirinivasan, K. ve St-Jacques, A., A New Fault Location Algorithm For Radial Transmission Lines With Loads, IEEE Transactions on Power Delivery, 4, 7 (1989) 1676-1682.
- [11]. Tagaki et al, T., A New Algorithm of An Accurate Fault Locator For EHV/UHV Transmission Lines, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-100, 3 (1981) 1316-1323.
- [12]. Tagaki et al, T., Development of A New Type Fault Locator Using The One Terminal Voltage and Current Data, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-101, 8 (1982) 2892-2898.
- [13]. Erikson, L., Saha, M.M. ve Rockefeller, G.D., An Accurate Fault Locator With Compensation For Apparent Reactance in The Fault Resistance Resulting From Remote-end Infeed, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-104, 2 (1985) 424-436.
- [14]. Macias, J.A.R., Exposito, A.G. ve Macias, J.L.R., Data Skew in Digital Relaying, Conference Proceedings of 7th Mediterranean Electrotechnical Conference, Nisan 1994, Antalya, Türkiye, 1054-1057.
- [15]. IEEE Power System Committee, Bibliography of Relay Literature, 1993-IEEE Committee Report, IEEE Transactions on Power Delivery, 10, 4 (1995) 684-695.
- [16]. Krause, P.C., Analysis of Electrical Machinery, Second Edition, McGraw-Hill Book Co., Singapore, 1987
- [17]. Park, R.H., Two-Reaction Theory of Synchronous Machines- Generalized Method of Analysis-Part I, AIEE Trans., 48, 7 (1929) 716-727.
- [18]. Zadeh L.A., Fuzzy Sets, Information and Control, 8, (1965) 338-353.
- [19]. Zadeh L.A., Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, SMC-3, 1 (1973) 28-44.

- [20]. Lee C.C., Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part I, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 20, 3/4 (1990) 404-418.
- [21]. Mamdani E.H. ve Assilian S., An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller, Int. J. Man Mach. Studies, 7, (1975) 1-13.
- [22]. Altaş İ.H., Sharaf A.M., A Fuzzy Logic Power Tracking Controller For A Photovoltaic Energy Conversion Scheme, Electric Power Systems Research, 25, (1992) 227-238.
- [23]. Eminoglu İ., Altaş İ.H., A Method To Form Fuzzy Logic Control Rules For A PMDC Motor Drive System, Electric Power Systems Research dergisi tarafından yayın hakkı alınmıştır, İsviçre.
- [24]. Altaş İ.H., Control Strategies for Maximum Power Tracking and Energy Utilization of a Stand-Alone Photovoltaic Energy Systems, Doktora Tezi, The University of New Brunswick, New Brunswick, Kanada, 1993.
- [25]. Eker M.K., Altaş İ.H., Bulanık Mantıkla Kontrol Edilen Sayısal Bir Koruma Rölesi, Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, Eylül 1995, Bursa, Cilt I, 172-175.
- [26]. Warrington A.R. van C., Application of the Ohm and Mho Principles to Protective Relays, AIEE Trans., 65, 6 (1946) 378-386.
- [27]. Sonnemann W.K., Lensner H.W., Compensator Distance Relaying : I. General Principles of Operation, AIEE Trans. Part III, 77, 6 (1958) 372-382.
- [28]. Phadke A.G., Ibrahim M., Hlibka T., Fundamental Basis For Distance Relaying with Symmetrical Components, IEEE Trans. Power App. Syst., Pas-96, 3/4 (1977) 635-642.
- [29]. El-Hawary M.E., Electrical Power Systems Design and Analysis, Reston Publishing Company, Reston, Virginia, 1983.
- [30]. Horowitz S.H., Phadke A.G., Power System Relaying, Second Edition, Research Studies Press Ltd., Taunton, Somerset, England, 1995.

- [31]. Phadke A.G., Thorp J.S., Computer Relaying For Power Systems, Research Studies Press Ltd., Taunton, Somerset, England, 1988.



8. EKLER

EK-1 Trigonometrik İşlemler:

$$\cos(\theta) + \cos(\theta - a) + \cos(\theta + a) = 0 \quad (\text{E.1})$$

$$\sin(\theta) + \sin(\theta - a) + \sin(\theta + a) = 0 \quad (\text{E.2})$$

$$\cos^2(\theta) + \cos^2(\theta - a) + \cos^2(\theta + a) = 3/2 \quad (\text{E.3})$$

$$\sin^2(\theta) + \sin^2(\theta - a) + \sin^2(\theta + a) = 3/2 \quad (\text{E.4})$$

$$\cos(\theta) \times \sin(\theta) + \cos(\theta - a) \times \sin(\theta - a) + \cos(\theta + a) \times \sin(\theta + a) = 0 \quad (\text{E.5})$$

$$\cos(\theta_s) \times \sin(\theta_r) = \frac{1}{2} [\sin(\theta_r + \theta_s) + \sin(\theta_r - \theta_s)] \quad (\text{E.6})$$

$$\cos(\theta_s - a) \times \sin(\theta_r - a) = \frac{1}{2} [\sin(\theta_r + \theta_s - 2a) + \sin(\theta_r - \theta_s)] \quad (\text{E.7})$$

$$\cos(\theta_s + a) \times \sin(\theta_r + a) = \frac{1}{2} [\sin(\theta_r + \theta_s + 2a) + \sin(\theta_r - \theta_s)] \quad (\text{E.8})$$

$$\cos(\theta_s) \times \cos(\theta_r) = \frac{1}{2} [\cos(\theta_r + \theta_s) + \cos(\theta_r - \theta_s)] \quad (\text{E.9})$$

$$\cos(\theta_s - a) \times \cos(\theta_r - a) = \frac{1}{2} [\cos(\theta_r + \theta_s - 2a) + \cos(\theta_r - \theta_s)] \quad (\text{E.10})$$

$$\cos(\theta_s + a) \times \cos(\theta_r + a) = \frac{1}{2} [\cos(\theta_r + \theta_s + 2a) - \cos(\theta_r - \theta_s)] \quad (\text{E.11})$$

$$\sin(\theta_s) \times \sin(\theta_r) = \frac{1}{2} [\cos(\theta_r - \theta_s) - \cos(\theta_r + \theta_s)] \quad (\text{E.12})$$

$$\sin(\theta_s - a) \times \sin(\theta_r - a) = \frac{1}{2} [\cos(\theta_r - \theta_s) - \cos(\theta_r + \theta_s - 2a)] \quad (\text{E.13})$$

$$\sin(\theta_s + a) \times \sin(\theta_r + a) = \frac{1}{2} [\cos(\theta_r - \theta_s) - \cos(\theta_r + \theta_s + 2a)] \quad (\text{E.14})$$

$$\cos(\theta_s) \sin(\theta_r) + \cos(\theta_s - a) \sin(\theta_r - a) + \cos(\theta_s + a) \sin(\theta_r + a) = \frac{3}{2} \sin(\theta_r - \theta_s) \quad (\text{E.15})$$

$$\cos(\theta_s) \cos(\theta_r) + \cos(\theta_s - a) \cos(\theta_r - a) + \cos(\theta_s + a) \cos(\theta_r + a) = \frac{3}{2} \cos(\theta_r - \theta_s) \quad (\text{E.16})$$

$$\sin(\theta_s) \sin(\theta_r) + \sin(\theta_s - a) \sin(\theta_r - a) + \sin(\theta_s + a) \sin(\theta_r + a) = \frac{3}{2} \cos(\theta_r - \theta_s) \quad (\text{E.17})$$

9. ÖZGEÇMİŞ

Mehmet Kubilay EKER, 1970 yılında Çorum ili Osmancık ilçesinde doğdu. İlköğrenimini 1977-1982 yılları arasında Çorum Merkez Albayrak İlkokulu'nda tamamladı. Ortaokulu yine Çorum Merkez'de bulunan Bedri Karafakioğlu İlköğretim Okulu'nda, lise öğrenimini ise Fatih Lisesi'nde 1988 yılında tamamladı. Aynı yıl ÖSYM kanalıyla yerleştiği Karadeniz Teknik Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde öğrenimine devam etti. 1993 yılında bu bölümden Elektrik Mühendisi ünvanı ile mezun oldu. 1993 yılı Ekim ayında aynı bölümde Yüksek Lisans öğrenimine başladı. 1994 yılı Ocak ayında Araştırma Görevlisi atandığı bu bölümde çalışmalarına devam etmektedir. Yayınlanmış bir uluslararası ve iki ulusal bildirisi bulunmaktadır. Evli ve bir çocuk babasıdır. İngilizce bilmektedir.

