

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**GÜÇ SİSTEMLERİNDE GEÇİCİ DURUMLARIN
DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ KULLANILARAK
İNCELENMESİ**

İlhami BARUT

Tez Yöneticisi:
Yrd.Doç.Dr. Selçuk YILDIRIM

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2007

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**GÜÇ SİSTEMLERİNDE GEÇİCİ DURUMLARIN
DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ KULLANILARAK
İNCELENMESİ**

İlhami BARUT

Yüksek Lisans Tezi
Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı

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

Danışman: Yrd.Doç.Dr. Selçuk YILDIRIM

Üye: Prof.Dr. Mehmet CEBECİ

Üye: Yrd.Doç.Dr. Zafer AYDOĞMUŞ

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

TEŐEKKÖR

Bu tez çalışması süresince, beni destekleyen ve sürekli yol gösteren değerli hocam Yrd.Doç.Dr. Selçuk YILDIRIM’a teőekkÖr ederim.

Yine, bu çalışmada benimle bilgilerini paylaşan ve gerektiğinde kendi işlerini bir tarafa bırakıp yardımına koşan Arř.GÖr. Murat UYAR ve Öęr.GÖr. Hüseyin ERİŐTİ hocalarım ile değerli arkadaşlarım Arř.GÖr. Turgay KAYA ve Murat BERDİBEK’e teőekkÖr ederim.

Son olarak, çalışmalarım süresince sabırla ve hoşgörÜyle bana destek veren aileme ve yakın çevreme teőekkÖr ederim.

İLHAMİ BARUT

ELAZIĞ - 2007

İÇİNDEKİLER

ŞEKİLLER LİSTESİ.....	IV
TABLOLAR LİSTESİ.....	VII
SİMGELER	VIII
KISALTMALAR	IX
ÖZET	X
ABSTRACT	XI
1. GİRİŞ	1
2. GEÇİCİ DURUM.....	3
2.1 Geçici Durumun Klasik Yöntem İle Hesabı ve İncelenmesi	3
2.1.1. Doğru Akımda Geçici Durum.....	3
2.1.1.1. RL Devresinde Geçici Durum	3
2.1.1.2. RC Devresinde Geçici Durum	5
2.1.1.3. RLC Devresinde Geçici Durum.....	6
2.1.2. Alternatif Akımda Geçici Durum	9
2.1.2.1. RL Devresinde Geçici Durum	9
2.1.2.2. RC Devresinde Geçici Durum	10
2.1.2.3. RLC Devresinde Geçici Durum.....	12
2.1.3. Geçici Durumun İncelenmesi	13
2.1.3.1. Geçici Durum Davranış Özellikleri İle İlgili Tanımlar.....	13
2.1.3.2. Transfer Fonksiyonlarının Yapılarına Göre Sistemler.....	15
2.1.3.3. Temel Giriş Sinyalleri.....	15
3. DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ	23
3.1. Dalgacık Dönüşümünün Tanımı ve Tarihi Gelişimi.....	23
3.2. Dalgacık Dönüşümünün Teorisi	25
3.2.1. Sürekli Dalgacık Dönüşümü (SDD)	25
3.2.2. Ayırık Dalgacık Dönüşümü (ADD).....	26
3.2.3. Yaygın Dalgacık Çeşitleri.....	32
3.2.3.1. Biortogonal Dalgacık.....	33
3.2.3.2. Coiflet Dalgacığı.....	33
3.2.3.3. Daubechies Dalgacığı	33
3.2.3.4. Haar Dalgacığı	35
3.2.3.5. Meyer Dalgacığı	35
3.2.3.6. Meksika Şapkası Dalgacığı.....	35

3.2.3.7. Morlet Dalgacığı	36
3.2.3.8. Symlets Dalgacığı	37
3.3. Dalgacık Dönüşümünün Uygulama Alanları	37
3.3.1. Biyomedikal Mühendisliği	37
3.3.2. Bozucu Olmayan Değerlendirme	38
3.3.3. Dalgacık Ağları	38
3.3.4. Elektrik ve Elektronik Mühendisliği	38
3.3.5. Gürültü Azaltma	39
3.3.6. Kısmi Diferansiyel Denklemlerin Sayısal Çözümü	39
3.3.7. Sıfır Geçişı Temsili	40
3.3.8. Uzak Evrenin Araştırılması	40
3.3.9. Veri Sıkıştırma	40
4. UYGULAMALAR	41
4.1. Kapasitör Anahtarlama	42
4.1.1. Kapasitör Anahtarlama Benzetimi İçin Sistem Verileri	42
4.1.2. Kapasitör Anahtarlama Benzetimi İçin Parametre Hesabı	43
4.1.3. Kapasitör Anahtarlama Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi	45
4.2. Hat Enerjilenmesi	51
4.2.1. Hat Enerjilenmesi Benzetimi İçin Sistem Verileri	51
4.2.2. Hat Enerjilenmesi Benzetimi İçin Parametre Hesabı	53
4.2.3. Hat Enerjilenmesi Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi	55
4.3. Yıldırım Darbesi	59
4.3.1. Yıldırım Darbesi Benzetimi İçin Sistem Verileri	59
4.3.2. Yıldırım Darbesi Benzetimi İçin Parametre Hesabı	60
4.3.3. Yıldırım Darbesi Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi	62
4.4. Faz-Toprak Arızası	65
4.4.1. Faz-Toprak Arızası Benzetimi İçin Sistem Verileri	66
4.4.2. Faz-Toprak Arızası Benzetimi İçin Parametre Hesabı	67
4.4.3. Faz-Toprak Arızası Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi	68
4.5. Faz-Faz Arızası	71
4.5.1. Faz-Faz Arızası Benzetimi İçin Sistem Verileri	71
4.5.2. Faz-Faz Arızası Benzetimi İçin Parametre Hesabı	73
4.5.3. Faz-Faz Arızası Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi	74
4.6. Yük Anahtarlama	78
4.6.1. Yük Anahtarlama Benzetimi İçin Sistem Verileri	78

4.6.2. Yük Anahtarlama Benzetimi İçin Parametre Hesabı	79
4.6.3. Yük Anahtarlama Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi	80
5. SONUÇLAR	84
KAYNAKLAR	85
ÖZGEÇMİŞ.....	90
EKLER.....	91
Ek-1.....	91
Kapasitör Anahtarlama Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri	91
Ek-2.....	93
Detay Katsayılarının Enerji Dağılımının Çizdirilmesi	93
Ek-3.....	94
JMarti Modeli	94
Ek-4.....	99
Hat Enerjilenmesi Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri	99
Ek-5.....	101
Yıldırım Darbesi Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri	101
Ek-6.....	103
Faz-Toprak Arızası Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri	103
Ek-7.....	105
Faz-Faz Arızası Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri.....	105
Ek-8.....	107
Yük Anahtarlama Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri.....	107

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1 RL devresi.....	4
Şekil 2.2 RL devresinde akımın değişimi	4
Şekil 2.3 RC devresi.....	5
Şekil 2.4 RC devresinde akımın değişimi	6
Şekil 2.5 RLC devresi	7
Şekil 2.6 RLC devresinde (a) durum 1, (b) durum 2 ve (c) durum 3 için karakteristikler	8
Şekil 2.7 RL devresi.....	9
Şekil 2.8 RC devresi.....	10
Şekil 2.9 RLC devresi	12
Şekil 2.10 Zaman bölgesi cevabı parametreleri	14
Şekil 2.11 Birinci dereceden sistemin (a) blok şeması ve (b) indirgenmiş blok şeması	17
Şekil 2.12 Birinci dereceden sistemin basamak cevap eğrisi	18
Şekil 2.13 Birinci dereceden sistemin birim rampa cevabı.....	18
Şekil 2.14 Birinci dereceden sistemin birim darbe cevabı	19
Şekil 2.15 İkinci dereceden sistem.....	21
Şekil 2.16 İkinci dereceden sistemin basamak cevabı	22
Şekil 3.1 Dyadik bir ızgara üzerine zaman-ölçek uzayında ayırık dalgacıkların yerleştirilmesi .	27
Şekil 3.2 Zaman bölgesindeki ana dalgacığın ölçeklenmesinden elde edilen dokunan dalgacık spektrumu	29
Şekil 3.3 Bir ölçekleme fonksiyonu yardımıyla sonsuz dalgacık spektrumundan sonlu dalgacık spektrumu elde edilmesi.....	29
Şekil 3.4 Yinelenen bir filtre grubu ile sinyal spektrumunun ayrılması	31
Şekil 3.5 Yinelenen bir filtre grubunun temsili gösterimi.....	32
Şekil 3.6 Biortogonal dalgacık çifti örneği (bior 2.4). (a) ayrıştırma çifti, (b) yeniden yapılandırma çifti	33
Şekil 3.7 Coiflet dalgacığı örneği (coif 4). (a) ölçekleme fonksiyonu, (b) dalgacık fonksiyonu	34
Şekil 3.8 Daubechies dalgacığı örneği (db 1). (a) ölçekleme fonksiyonu, (b) dalgacık fonksiyonu	34
Şekil 3.9 Meyer dalgacığı. (a) ölçekleme fonksiyonu, (b) dalgacık fonksiyonu.....	35
Şekil 3.10 Meksika Şapkası dalgacığı.....	36
Şekil 3.11 Morlet dalgacığı	36
Şekil 3.12 Symlets dalgacığı örneği (sym 6). (a) ölçekleme fonksiyonu, (b) dalgacık fonksiyonu	37

Şekil 3.13 Örnek bir nükleer manyetik rezonans sinyalinin dalgacık dönüşümü ile incelenmesi.	39
Şekil 4.1 RC devresi.....	41
Şekil 4.2 RC devresinin EMTP/ATP'deki benzetiminin sonucu	41
Şekil 4.3 Kapasitör anahtarlama benzetimi için verilen sistem.....	42
Şekil 4.4 Kapasitör anahtarlama benzetiminin ATP modeli	44
Şekil 4.5 A fazı için hat geriliminin dalga şekli.....	45
Şekil 4.6 Bobin ilavesiyle elde edilen A fazı hat gerilimi.....	46
Şekil 4.7 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları	47
Şekil 4.8 A fazı hat geriliminin beşinci seviye detay katsayıları	48
Şekil 4.9 Kapasitör anahtarlama benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü	49
Şekil 4.10 Kapasitör anahtarlama benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları	50
Şekil 4.11 Hat enerjilenmesi benzetimi için verilen sistem	51
Şekil 4.12 Hat düzeni	52
Şekil 4.13 Sehim yüksekliği.....	52
Şekil 4.14 Hat enerjilenme benzetiminin ATP modeli	54
Şekil 4.15 A fazı için hat geriliminin dalga şekli.....	55
Şekil 4.16 Ön direnç ilavesiyle elde edilen A fazı hat gerilimi.....	56
Şekil 4.17 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları	57
Şekil 4.18 Hat enerjilenmesi benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları.....	58
Şekil 4.19 Hat enerjilenmesi benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü	58
Şekil 4.20 Yıldırım darbesi benzetimi için verilen sistem	59
Şekil 4.21 Yıldırım darbesi benzetiminin ATP modeli.....	62
Şekil 4.22 A fazı için hat geriliminin dalga şekli	63
Şekil 4.23 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları	63
Şekil 4.24 Yıldırım darbesi benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları.....	64
Şekil 4.25 Yıldırım darbesi benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü	65
Şekil 4.26 Faz-toprak benzetimi için verilen sistem	66
Şekil 4.27 Faz-toprak arızası benzetiminin ATP modeli	68
Şekil 4.28 A fazı için hat geriliminin dalga şekli.....	69
Şekil 4.29 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları	69
Şekil 4.30 Faz-toprak arızası benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü.....	70
Şekil 4.31 Faz-toprak arızası benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları	71
Şekil 4.32 Faz-faz benzetimi için verilen sistem.....	72
Şekil 4.33 Faz-faz arızası benzetiminin ATP modeli.....	74

Şekil 4.34 A fazı için hat geriliminin dalga şekli	75
Şekil 4.35 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları	75
Şekil 4.36 Faz-faz arızası benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü	77
Şekil 4.37 Faz-faz arızası benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları.....	77
Şekil 4.38 Yük anahtarlama benzetimi için verilen sistem	78
Şekil 4.39 Yük anahtarlama benzetiminin ATP modeli.....	80
Şekil 4.40 A fazı için hat geriliminin dalga şekli	81
Şekil 4.41 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları	81
Şekil 4.42 Yük anahtarlama benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları.....	83
Şekil 4.43 Yük anahtarlama benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü	83

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 4.1 Kapastör anahtarlama için detay katsayılarının frekans aralıkları	48
Tablo 4.2 JMarti modeli için girilen parametre değerleri	54
Tablo 4.3 JMarti modeli için kullanılan veriler.....	54
Tablo 4.4 Hat enerjilenmesi için detay katsayılarının frekans aralıkları.....	57
Tablo 4.5 Yıldırım darbesi için detay katsayılarının frekans aralıkları.....	64
Tablo 4.6 Faz-toprak arızası için detay katsayılarının frekans aralıkları	70
Tablo 4.7 Faz-faz arızası için detay katsayılarının frekans aralıkları.....	76
Tablo 4.8 Yük anahtarlama için detay katsayılarının frekans aralıkları.....	82

SİMGELER

a	: Yaklaşık katsayısı
d	: Detay katsayısı
ψ	: Dalgacık
ω_n	: Doğal frekans (rad/sn)
Δt	: İntegral adımı (sn)
φ	: Ölçekleme veya açı
τ_o	: Öteleme faktörü
ζ	: Sönüm oranı

KISALTMALAR

a.a. : Alternatif akım

ADD : Ayrık dalgacık dönüşümü

ATP : Alternative Transients Program (alternatif geçici rejim programı)

ÇÇA : Çoklu çözünürlük analizi

d.a. : Doğru akım

EMTP : Electromagnetic Transients Program (elektromanyetik geçici durum programı)

SDD : Sürekli dalgacık dönüşümü

SDC : Sonlu dürtü cevabı

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

GÜÇ SİSTEMLERİNDE GEÇİCİ DURUMLARIN DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ KULLANILARAK İNCELENMESİ

İlhami BARUT

Fırat Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı

2007, Sayfa: 108

Bu tezde, güç sistemlerinde meydana gelen başlıca geçici durumlar EMTP/ATP programında modellenerek benzetimi yapılmış ve elde edilen sinyaller dalgacık dönüşümü yardımıyla incelenmiştir.

Güç sistemlerinde yaygın olarak kullanılan EMTP/ATP programı yardımıyla geçici durum sinyalleri elde edilmiş ve bu sinyaller Matlab Wavelet Toolbox ortamına aktararak dalgacık dönüşümü yöntemiyle analiz edilmiştir.

Analiz sonucunda, geçici durumların meydana geldiği an ve geçici durumun süresi tespit edilmiştir. Ayrıca, bu yöntemle, güç sistemlerinde meydana gelen geçici durumların cinslerinin tespit edilebileceği gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Güç sistemleri, geçici durum analizi, dalgacık dönüşümü, EMTP/ATP

ABSTRACT
Masters Thesis

INVESTIGATION OF TRANSIENTS IN POWER SYSTEMS BY USING WAVELET TRANSFORM

İlhami BARUT

Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical Education
2007, Page: 108

In this thesis, main transients occurred in power systems were modelled in EMTP/ATP program and data were analyzed with wavelet transform.

Transient signals were obtained by EMTP/ATP program which is most widely used in power systems and these signals were analyzed by using MATLAB Wavelet Toolbox.

Starting time of transient and its duration were determined with analysis. Furthermore, it is shown that kind of disturbances occurred in power systems could be determined.

Key Words: Power systems, transient analysis, wavelet transform, EMTP/ATP

1. GİRİŞ

Günümüzde bilgisayar kullanılarak tasarım yapmak vazgeçilemeyecek kadar çok önemli bir hale gelmiştir. Bu tasarımların uygulandığı alanlardan birisi de güç sistemleridir. Güç sistemlerinde oluşan geçici durumların, oldukça pahalı sistemlere ve tüketicilere olan zararlarının önemli boyutlarda olduğu fark edilmiştir.

Geçici durumları modelleme ve inceleme amacıyla yapılan ilk programlar arasında Electromagnetic Transients Program (EMTP) görülmektedir. Program 1963 yılında Münih Teknik Üniversitesi'nde geliştirilmiştir (Dommel, 1998). İlk olarak 1964 yılında BPA (Bonneville Power Administration) tarafından bedava olarak halka sunulmuştur. İlerleyen yıllarda program sürekli olarak geliştirilmiştir. Ancak, bu iyileştirmelerin iletim hatları ile ilgili kısmında bir türlü istenenler elde edilemiyordu. 1981 yılında profesör J.R. Marti'nin geliştirdiği ve kendi adının verildiği JMarti model tipi ile oldukça önemli bir adım atıldı. JMarti modeli ile hem geçici hem de sürekli durumda çok hassas sonuçlar alınabiliyordu. 1984 yılına gelindiğinde EMTP programı ilk defa DCG (Development Coordination Group) tarafından ticari olarak dağıtılmaya başlanmıştır (Hasibar, 2007). EMTP'nin en çok kullanılan sürümüne bakıldığında yine BPA tarafından geliştirilen EMTP/ATP (Alternative Transients Program) görülmektedir. Bu sürümün yaygın olma nedenlerine göz atılırsa, sözü edilen sürümde hem oldukça geniş boyutlu güç sistemlerinin modellenmesi hem de programın lisans almak şartıyla bedava temin edilebilmesi görülmektedir. Fakat, üniversitelerdeki öğretim elemanları haricinde kimseye verilmemektedir.

Güç sistemlerinden elde edilen sonuçları daha iyi inceleyebilmek için arayışlar yakın zamanda hız kazanmıştır. Fourier analizinin tüm müdahalelere rağmen yetersiz kaldığı yerler olmaktaydı. İşte bu noktada varlığı ve özellikleri pek bilinmeyen dalgacık dönüşümü 1988 yılında Belçikalı matematikçi Ingrid Daubechies tarafından bilgisayar ortamına aktarılabilecek şekilde formüle edilerek dikkatleri üzerine çekti (Shi vd., 2007). Onu takiben 1989 yılında dalgacık teorisinde önde gelen isimlerden birisi olan Mallat yine kendi icadı olan çoklu çözünürlük analizini (ÇÇA) daha da ilerletti (Johansson, 2005). Bu alanda önde gelen isimlerden bir diğeri olan Meyer ise, 1992 yılında yeni ve daha detaylı matematik yaklaşımları getirdi ve böylelikle dalgacık dönüşümü pek çok alanda uygulanabilecek bir zenginliğe sahip oldu (Rouviere, 2007).

Güç sistemlerindeki geçici durumların modellenip, dalgacık dönüşümü yardımıyla analizi oldukça yeni bir olgudur. Literatürde özellikle 2002'den itibaren bu yaklaşıma olan ilginin arttığı görülmektedir.

2002 yılında yayınlanan bir makalede, güç sistemlerinde dalgacık dönüşümü kullanımının literatür taraması yapılmış ve güç sistemini korumada, güç kalitesini belirlemede, güç sistemindeki geçici durumları incelemde, kısmi boşalmaları tespit etmede, yapay sinir ağları yardımıyla yük tahmininde ve güç sistemi verilerini ölçmede kullanıldıkları tespit edilmiştir. Ayrıca, bu uygulamalar yapılırken en çok EMTP/ATP ile Matlab Wavelet Toolbox kullanıldığı belirlenmiştir (Fernandez vd., 2002).

2003 yılında yayınlanan bir makalede, yapay sinir ağları ve dalgacık dönüşümü yardımıyla güç sisteminde meydana gelebilecek bir arızanın cinsinin belirlenebileceği gösterilmiştir (Kashyap vd., 2003).

Yine 2003 yılında yayınlanan bir makalede, ayrık dalgacık dönüşümü (ADD) kullanılarak bir transformatörün içinde ya da dışında meydana gelebilecek herhangi bir arızanın cinsinin tespitinin mümkün olduğu gösterilmiştir (Purry vd., 2003).

2004 yılında yayınlanan bir makalede, dalgacık dönüşümü kullanılarak bir dağıtım trafosunda meydana gelebilecek boşalma akımının tespit edilebileceği gösterilmiştir. Burada faz toprak arızasıyla, yük ve kapasite anahtarlamaıyla oluşan geçici durumlar ile boşalma durumunda oluşan geçici durumların ayırt edilebileceği belirtilmiştir (Sedighi vd., 2004).

2005 yılında yayınlanan bir makalede, dalgacık dönüşümü kullanılarak güç sistemlerinin arıza analizlerinde ani değişimlerin tespitinin nasıl yapılabileceği üzerinde durulmuş ve yöntemler içerisinde en çok Matlab'da ortonormal dalgacık dönüşümünün kullanımı beğenilmiştir (Ukil vd., 2005).

Yine 2005 yılında yayınlanan bir makalede, yeni bir yöntemle dağıtım sistemlerindeki arıza noktalarının tespit edilebileceği gösterilmiştir. Bu yöntemin diğer yöntemlere üstünlüğü olarak, arıza sırasında alan sargılarında meydana gelen akımlara duyarsız olma gösterilmiştir. Böylelikle öngörülmesi mümkün olmayan unsurların arıza noktası tespitine olumsuz etkisinin ortadan kaldırıldığı savunulmuştur (Evrenesoğlu vd., 2005).

Aynı yıl içerisinde yayınlanan bir başka yayında ise, reaktör sisteminde yeni başlamış olan bozulmaların tespit edilebilmesi için dalgacık dönüşümü ve yapay sinir ağı kullanmak gerektiği nedenleriyle beraber belirtilmiştir (Tsoukalas, 2005).

2006 yılında konu ile yakından ilgisi olan bir tezde, dalga kılavuzunda yayılan elektromanyetik dalganın dalgacık dönüşümü ile modellenmesi sunulmuştur. Burada dalgacık dönüşümünün Fourier dönüşümüne olan üstünlükleri gösterilmiş ve çok faydalı ilave özellikleri hakkında bilgi verilmiştir (Fidan, 2006).

2. GEÇİCİ DURUM

Elektrik sistemlerinde, geçici durum ve sürekli durum olmak üzere iki tür davranış görülür. Geçici durum davranışı, sistemin belirli bir dış uyarı karşısında belirli bir başlangıç değerinden bir son duruma kadar zaman değişimine bağlı olarak gösterdiği davranıştır. Sürekli durum davranışı ise, sistemin geçici durum davranışı tamamlandıktan sonra zaman sonsuza giderken koruduğu davranıştır (Çolakoğlu, 1992).

Geçici durumu incelemek, sürekli durumu incelemek kadar önemlidir. Çünkü, geçici durumda, sürekli durumdaki akım ve gerilimlerin kat kat fazlası meydana gelebilmektedir. Dolayısıyla devreler yanma tehlikesiyle karşı karşıya kalmaktadır (Shenkman, 2006).

Geçici durumu incelemek için çeşitli yöntemler vardır. Yaygın olarak klasik çözüm olarak da adlandırılan zaman bölgesi yöntemi ile Laplace bölgesi yöntemi kullanılmaktadır. Zaman bölgesinde çözüm yapılması oldukça zor olduğundan Laplace bölgesinde çözüm geliştirilmiştir. Tabii bilgisayarların hızlanması ve yaygınlaşması ile klasik yöntem tekrar en çok kullanılan yöntem olmuştur.

2.1 Geçici Durumun Klasik Yöntem İle Hesabı ve İncelenmesi

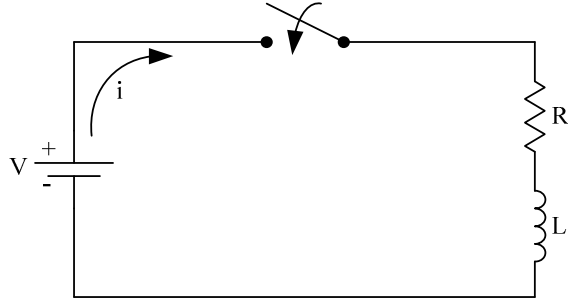
Bir sisteme Kirchhoff kanunu uygulandığında diferansiyel bir denklem bulunur. Durum denklemi olarak adlandırılan bu denklemin çözümü sonucu, tamamlayıcı fonksiyon ve özel çözüm olmak üzere iki kısım elde edilir. Tamamlayıcı fonksiyon oldukça kısa bir sürede sıfıra giden geçici durumdur. Özel çözüm ise sürekli durumdur (Edminister, 1980).

2.1.1. Doğru Akımda Geçici Durum

2.1.1.1. RL Devresinde Geçici Durum

Şekil 2.1’de gösterilen devreye, anahtar kapatıldığı anda sabit bir V gerilimi uygulanmaktadır. Devreye Kirchhoff kanunu uygulanarak denk.(2.1)’deki diferansiyel denklem elde edilir.

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} = V(t) \quad (2.1)$$

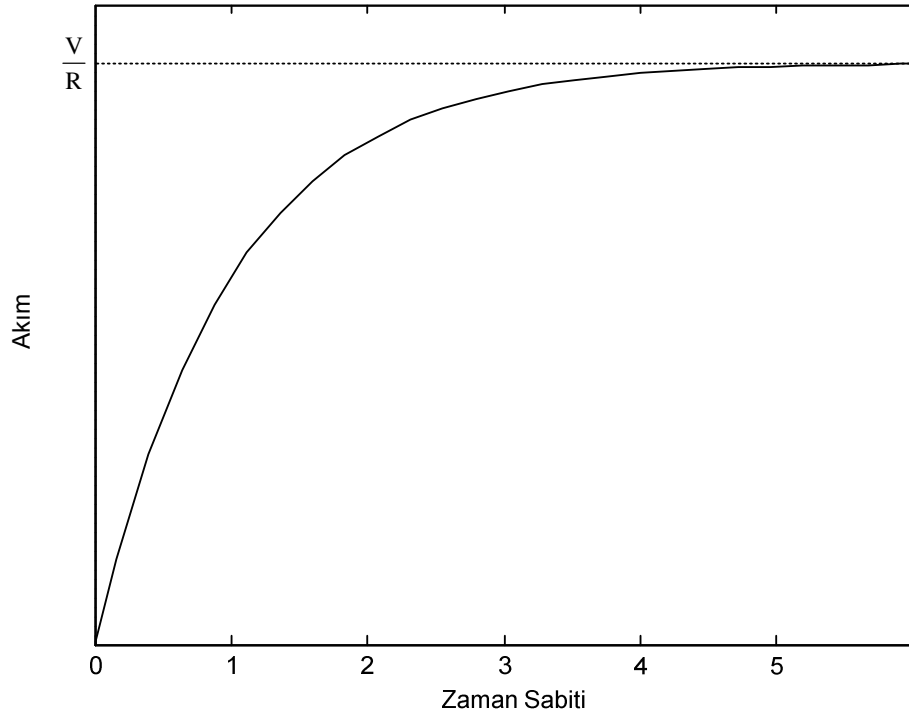


Şekil 2.1 RL devresi

$i(0) = 0$ başlangıç şartı için bu diferansiyel denklemin çözümüyle,

$$i(t) = -\frac{V}{R} e^{-(R/L)t} + \frac{V}{R} = \frac{V}{R} (1 - e^{-(R/L)t})$$

elde edilir. Bu diferansiyel denklem, Şekil 2.2'deki gibi bir üstel yükselme gösterir.



Şekil 2.2 RL devresinde akımın değişimi

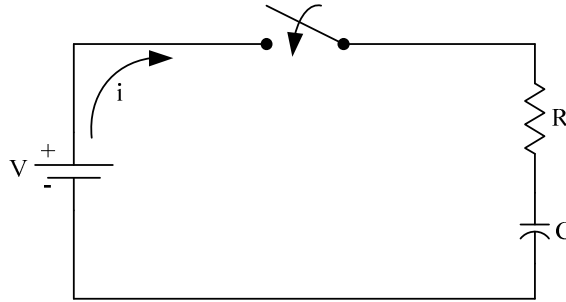
Şekil 2.2'den görüldüğü üzere, akım sıfırdan başlayarak, sürekli durumdaki akım değeri olan $\frac{V}{R}$ 'ye ulaşmaktadır. Yani, bu süre boyunca devre geçici durumdadır.

Bu diferansiyel denklem tipindeki bir fonksiyonun TC zaman sabiti, e 'nin üstünün bir olduğu zamana denk gelir. O halde RL geçici durumu için zaman sabiti $TC = L/R$ saniyedir. TC anında parantez içindeki ifadenin değeri $(1 - e^{-1}) = (1 - 0.368) = 0.632$ 'dir. Bu andaki akım, son değerinin %63.2'sindedir. Benzer şekilde 2 TC anında $(1 - e^{-2}) = (1 - 0.135) = 0.865$ 'tir ve akım son değerinin %86.5'indedir. Genellikle 5 TC anından sonra geçici durumun bittiği kabul edilir.

2.1.1.2. RC Devresinde Geçici Durum

Şekil 2.3'te gösterilen seri RC devresine Kirchhoff kanunu uygulanarak denk.(2.2)'deki diferansiyel denklem elde edilir.

$$\frac{1}{C} \int i(t) dt + Ri(t) = V(t) \quad (2.2)$$



Şekil 2.3 RC devresi

Denk.(2.2)'nin türevi alındığında denk.(2.3)'teki diferansiyel denklem elde edilir.

$$\frac{1}{C} i(t) + R \frac{di(t)}{dt} = 0 \quad (2.3)$$

Buradan akım,

$$i(t) = \frac{1}{R} V(t) e^{-t/RC}$$

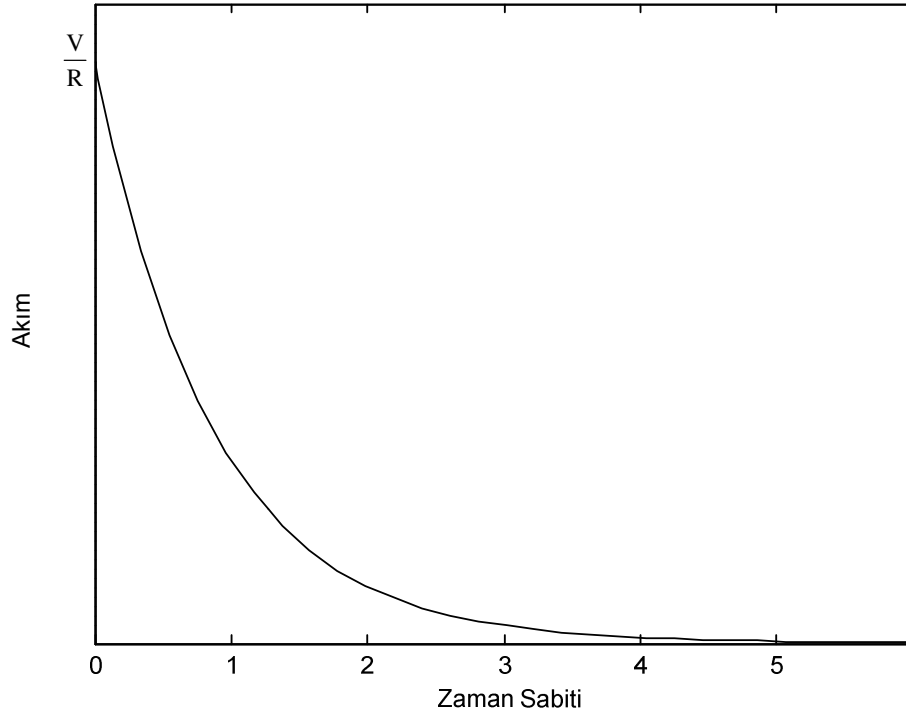
olarak bulunur.

Bu akıma karşılık gelen gerilim ise,

$$V_R(t) = Ri(t) = V e^{-t/RC} \quad \text{ve} \quad V_C(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt = V(1 - e^{-t/RC})$$

şeklindedir.

Şekil 2.4'te akımın değişimi gösterilmiştir.



Şekil 2.4 RC devresinde akımın değişimi

2.1.1.3. RLC Devresinde Geçici Durum

Şekil 2.5'te gösterilen seri RLC devresine Kirchhoff kanunu uygulanarak denk.(2.4)'teki diferansiyel denklem elde edilir.

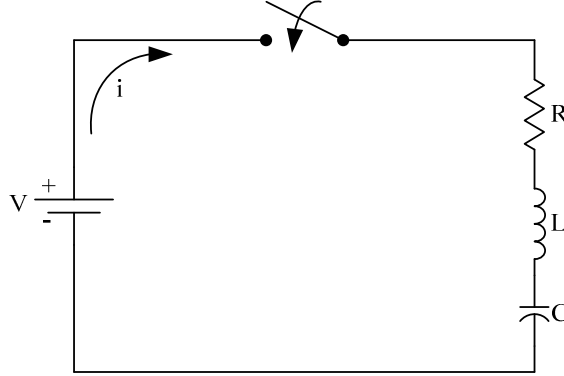
$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt = V(t) \quad (2.4)$$

Denk.(2.4)'te her iki tarafın türevi alındığında denk.(2.5)'teki diferansiyel denklem elde edilir.

$$L \frac{d^2 i(t)}{dt^2} + R \frac{di(t)}{dt} + \frac{i}{C} = 0 \quad \text{ya da} \quad (D^2 + \frac{R}{L}D + \frac{1}{LC})i(t) = 0 \quad (2.5)$$

Denk.(2.5)'teki ikinci dereceden lineer denklem homojen tiptedir ve özel çözümü sıfırdır. R, L ve C'nin büyüklüklerine göre tamamlayıcı fonksiyon üç farklı türden biri olabilir.

Karakteristik denklem $D^2 + (R/L)D + 1/LC = 0$ 'ın katsayıları sabittir ve denklemin kökleri denk.(2.6)'da verildiği gibidir.



Şekil 2.5 RLC devresi

$$D_1 = \frac{-R/L + \sqrt{(R/L)^2 - 4/LC}}{2} \quad \text{ve} \quad D_2 = \frac{-R/L - \sqrt{(R/L)^2 - 4/LC}}{2} \quad (2.6)$$

Denk.(2.6)'da $\alpha = -R/2L$ ve $\beta = \sqrt{(R/2L)^2 - 1/LC}$ alındığında denk.(2.7) elde edilir.

$$D_1 = \alpha + \beta \quad \text{ve} \quad D_2 = \alpha - \beta \quad (2.7)$$

β 'da kök içerisindeki ifade pozitif, sıfır veya negatif olabilir. Dolayısıyla çözüm, aşırı sönümlü, kritik sönümlü ve az sönümlü olabilir.

Durum 1: $(R/2L)^2 > 1/LC$ ise, aşırı sönümlü durumdadır. D_1 ve D_2 kökleri gerçektir ve birbirlerine eşit değildir.

Denk.(2.5) çarpanlarına ayrılarak aşağıdaki gibi yazılır.

$$[D - (\alpha + \beta)][D - (\alpha - \beta)]i(t) = 0$$

Buradan, akım denk.(2.8)'deki gibi elde edilir. Bu akımın karakteristiği Şekil 2.6 (a)'da verilmiştir.

$$i(t) = c_1 e^{(\alpha+\beta)t} + c_2 e^{(\alpha-\beta)t} \quad \text{ya da} \quad i(t) = e^{\alpha t} (c_1 e^{\beta t} + c_2 e^{-\beta t}) \quad (2.8)$$

Durum 2: $(R/2L)^2 = 1/LC$ ise, kritik sönümlü durumdadır. Kökleri eşittir.

Denk.(2.5) çarpanlarına ayrılarak aşağıdaki gibi yazılır.

$$(D - \alpha)(D - \alpha)i(t) = 0$$

Buradan, akım denk.(2.9)'daki gibi elde edilir. Bu akımın karakteristiği Şekil 2.6 (b)'de verilmiştir.

$$i(t) = e^{\alpha t} (c_1 + c_2 t) \quad (2.9)$$

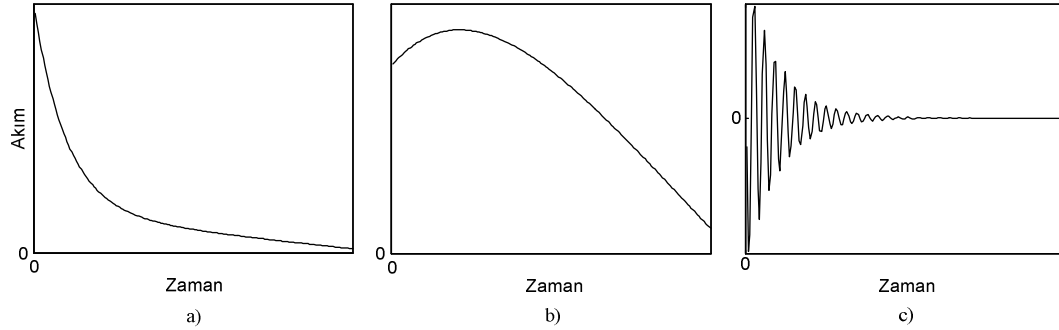
Durum 3: $(R/2L)^2 < 1/LC$ ise, az sönümlü ya da diğer bir deyişle salınımlı (titreşimli) durumdadır. Kökleri karmaşık eşleniktir.

$\alpha = -R/2L$ ve $\beta = \sqrt{1/LC - (R/2L)^2}$ olarak alınırsa, denk.(2.5) çarpanlarına ayrılarak aşağıdaki gibi yazılır.

$$[D - (\alpha + j\beta)][D - (\alpha - j\beta)]i = 0$$

Buradan, akım denk.(2.10)'daki gibi elde edilir. Bu akımın karakteristiği Şekil 2.6 (c)'de verilmiştir.

$$i(t) = e^{\alpha t} (c_1 \cos \beta t + c_2 \sin \beta t) \quad (2.10)$$



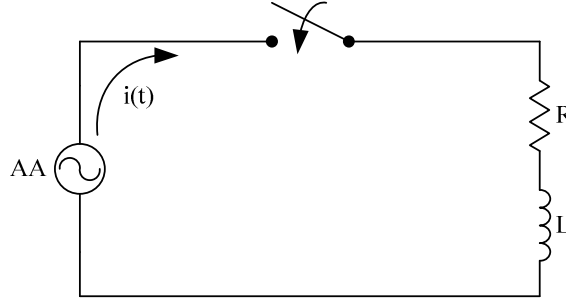
Şekil 2.6 RLC devresinde (a) durum 1, (b) durum 2 ve (c) durum 3 için karakteristikler

Dikkat edilirse, bütün durumlarda akım $e^{\alpha t}$ çarpanını içermektedir ve $\alpha = -R/2L$ olduğundan son değerler sıfırdır. Buradan tamamlayıcı fonksiyonun kısa sürede azalan bir karakteristiğe sahip olduğu anlaşılabilir.

2.1.2. Alternatif Akımda Geçici Durum

2.1.2.1. RL Devresinde Geçici Durum

Şekil 2.7’de gösterilen devreye anahtar kapatıldığı anda sinüsoidal bir gerilim uygulanmaktadır. Devreye Kirchhoff kanunu uygulanarak denk.(2.11) elde edilir.



Şekil 2.7 RL devresi

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} = V_m \sin(\omega t + \phi) \quad \text{ya da} \quad (D + \frac{R}{L})i(t) = \frac{V_m}{L} \sin(\omega t + \phi) \quad (2.11)$$

Tamamlayıcı fonksiyon $i_c(t) = ce^{-(R/L)t}$, dir ve özel çözüm

$$i_p(t) = e^{-(R/L)t} \int e^{(R/L)t} V_m \sin(\omega t + \phi) dt = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t + \phi - \tan^{-1} \omega L / R)$$

olarak elde edilir.

Buradan toplam çözüm denk.(2.12)’de verildiği gibi elde edilir.

$$i(t) = i_c(t) + i_p(t) = ce^{-(R/L)t} + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t + \phi - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}) \quad (2.12)$$

İndüktans, akımdaki ani değişiklikleri önler ve anahtar kapatılmadan önce akım sıfır olduğundan $i_0 = 0$ ’dır. $t=0$ için,

$$i_0 = 0 = c + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\phi - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R})$$

$$c = \frac{-V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin\left(\phi - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}\right)$$

bulunur.

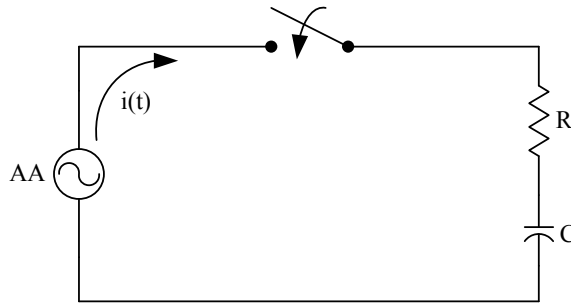
Bulunan eşitlikler yerine konularak, akım ifadesi bulunur.

$$i(t) = e^{-tR/L} \left[\frac{-V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin\left(\phi - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}\right) \right] + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin\left(\omega t + \phi - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}\right)$$

Akımın ilk kısmı oldukça kısa bir sürede sıfıra ulaşan $e^{-\left(\frac{R}{L}\right)t}$ çarpanını içerir. Köşeli parantez içindeki ifade oldukça karışık bir sabittir. Bu sabitin büyüklüğü anahtarın kapatıldığı periyot içindeki ϕ zamanına bağlıdır. Eğer $(\phi - \tan^{-1} \omega L / R) = n\pi$ ise ($n=0, 1, 2, 3 \dots$) sabit sıfırdır ve akım doğrudan sürekli duruma gider. Eğer $(\phi - \tan^{-1} \omega L / R) = (1 + 2n)\pi / 2$ ise, geçici durumdaki en yüksek genliğe gider.

2.1.2.2. RC Devresinde Geçici Durum

Şekil 2.8'de gösterilen devreye anahtar kapatıldığı anda sinüsoidal bir gerilim uygulanmaktadır. Devreye Kirchhoff kanunu uygulanarak denk.(2.13) elde edilir.



Şekil 2.8 RC devresi

$$Ri(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt = V_m(t) \sin(\omega t + \phi) \quad (2.13)$$

Türevi alınıp, operatör simgesi kullanılarak denk.(2.14) elde edilir.

$$(D + \frac{1}{RC})i(t) = \frac{\omega V_m}{R} \cos(\omega t + \varphi) \quad (2.14)$$

Tamamlayıcı fonksiyon denk.(2.15)'te verildiği gibi bulunur.

$$i_c(t) = ce^{-t/RC} \quad (2.15)$$

Özel çözüm ise ya integral alınarak ya da belirsiz katsayılar yöntemi kullanılarak denk.(2.16)'daki gibi elde edilir.

$$i_p(t) = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \sin(\omega t + \varphi + \tan^{-1} \frac{1}{\omega CR}) \quad (2.16)$$

Buradan tam çözüm denk.(2.17)'de verildiği gibi bulunur.

$$i(t) = ce^{-t/RC} + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \sin(\omega t + \varphi + \tan^{-1} \frac{1}{\omega CR}) \quad (2.17)$$

Denk.(2.17)'de $t = 0$ yazılırsa,

$$c = \frac{V_m}{R} \sin \varphi - \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \sin(\varphi + \tan^{-1} \frac{1}{\omega CR}) \quad (2.18)$$

elde edilir.

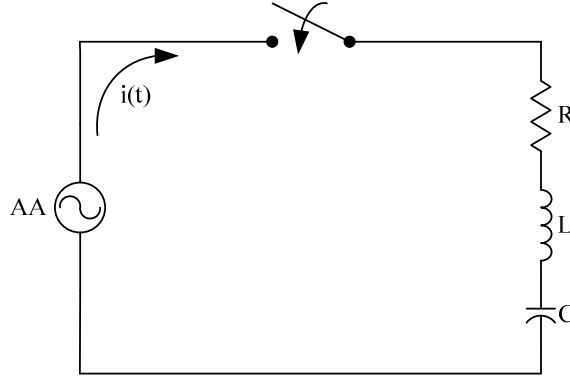
Denk.(2.18)'deki c , denk.(2.17)'de yerine konularak toplam akım denk.(2.19)'daki gibi bulunur.

$$i(t) = e^{-t/RC} \left[\frac{V_m}{R} \sin \varphi - \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \sin(\varphi + \tan^{-1} \frac{1}{\omega CR}) \right] + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \sin(\omega t + \varphi + \tan^{-1} \frac{1}{\omega CR}) \quad (2.19)$$

Burada birinci terim sönüm çarpanı $e^{-t/RC}$, yi içermektedir. Köşeli parantez içindeki ifade sadece bir sabittir. İkinci terim ise sürekli durum akımıdır ve uygulanan gerilimin $\tan^{-1} 1/\omega CR$ kadar önündedir.

2.1.2.3. RLC Devresinde Geçici Durum

Şekil 2.9'da gösterilen devreye anahtar kapatıldığı anda sinüsoidal bir gerilim uygulanmaktadır. Devreye Kirchhoff kanunu uygulanarak denk.(2.20) elde edilir.



Şekil 2.9 RLC devresi

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt = V_m(t) \sin(\omega t + \phi) \quad (2.20)$$

Türevi alınıp operatör simgesi kullanılırsa denk.(2.21) elde edilir.

$$(D^2 + \frac{R}{L}D + \frac{1}{LC})i(t) = \frac{\omega V_m}{L} \cos(\omega t + \phi) \quad (2.21)$$

Özel çözüm, belirsiz katsayılar yöntemi kullanılarak denk.(2.22)'deki gibi elde edilir.

$$i_p(t) = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C - \omega L)^2}} \sin(\omega t + \phi + \tan^{-1} \frac{(1/\omega C - \omega L)}{R}) \quad (2.22)$$

Tamamlayıcı fonksiyon doğru akım (d.a.) RLC devresindeki ile aynıdır. Burada çözüm R, L ve C'nin büyüklüklerine bağlı olarak aşırı sönümlü, kritik sönümlü ya da az sönümlü olabilir.

Durum 1: $(R/2L)^2 > 1/LC$ ise, aşırı sönümlü durumdadır. D_1 ve D_2 kökleri gerçektir ve birbirlerine eşit değildir. Tam çözüm aşağıdaki gibi bulunur.

$$i(t) = e^{\alpha t} (c_1 e^{\beta t} + c_2 e^{-\beta t}) + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C - \omega L)^2}} \sin(\omega t + \phi + \tan^{-1} \frac{(1/\omega C - \omega L)}{R})$$

Durum 2: $(R/2L)^2 = 1/LC$ ise, kritik sönümlü durumdadır. Kökleri eşittir. Tam çözüm aşağıdaki gibi bulunur.

$$i(t) = e^{\alpha t} (c_1 + c_2 t) + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C - \omega L)^2}} \sin(\omega t + \phi + \tan^{-1} \frac{(1/\omega C - \omega L)}{R})$$

Durum 3: $(R/2L)^2 < 1/LC$ ise, az sönümlü ya da diğer bir deyişle salınımlı (titreşimli) durumdadır. Kökleri karmaşık eşleniktir. Tam çözüm aşağıdaki gibi bulunur.

$$i(t) = e^{\alpha t} (c_1 \cos \beta t + c_2 \sin \beta t) + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C - \omega L)^2}} \sin(\omega t + \phi + \tan^{-1} \frac{(1/\omega C - \omega L)}{R})$$

Dikkat edilirse, tüm durumlar için özel çözüm aynı olduğu halde geçici durum karakteristiğini gösteren tamamlayıcı fonksiyonlar farklıdır.

2.1.3. Geçici Durumun İncelenmesi

Geçici durum cevabının incelenmesiyle sistemlerin bir giriş uyarısına karşı hangi hızda tepki gösterdikleri belirlenebilir. Ayrıca, bu incelemeden cevap hızının sistemin hangi parametrelerine bağlı olduğu belirlenebilir. Özel olarak da, uygun davranışa sahip olmayan denetleme sistemlerinin nasıl daha iyi yapılabileceği görülebilir.

2.1.3.1. Geçici Durum Davranış Özellikleri İle İlgili Tanımlar

Geçici durum davranışını belirleyen temel parametreler şunlardır:

Gecikme zamanı, t_g : Gecikme zamanı, cevabın son değerinin yarısına ilk defa ulaşması için geçen zamandır. Birinci dereceden gecikmeli sistemlerde (örneğin, RL ya da RC devresinde) gecikme zamanı t_g zaman sabiti T 'ye eşittir.

Yükselme zamanı t_r : Yükselme zamanı, cevabın son değerinin %10'undan %90'ına, %5'inden %95'ine veya %0'ından %100'üne kadar ulaşması sırasında geçen zamandır. Aşırı sönümlü birinci dereceden sistemler için %0-100 yükselme zamanı kullanılır. Az sönümlü sistemlerde ise genel olarak %10-90 yükselme zamanı kullanılır.

Tepe zamanı, t_p : Tepe zamanı, cevabın son değerini ilk defa aşarak bir tepe yaptığı noktaya erişmesi için gerekli zamandır.

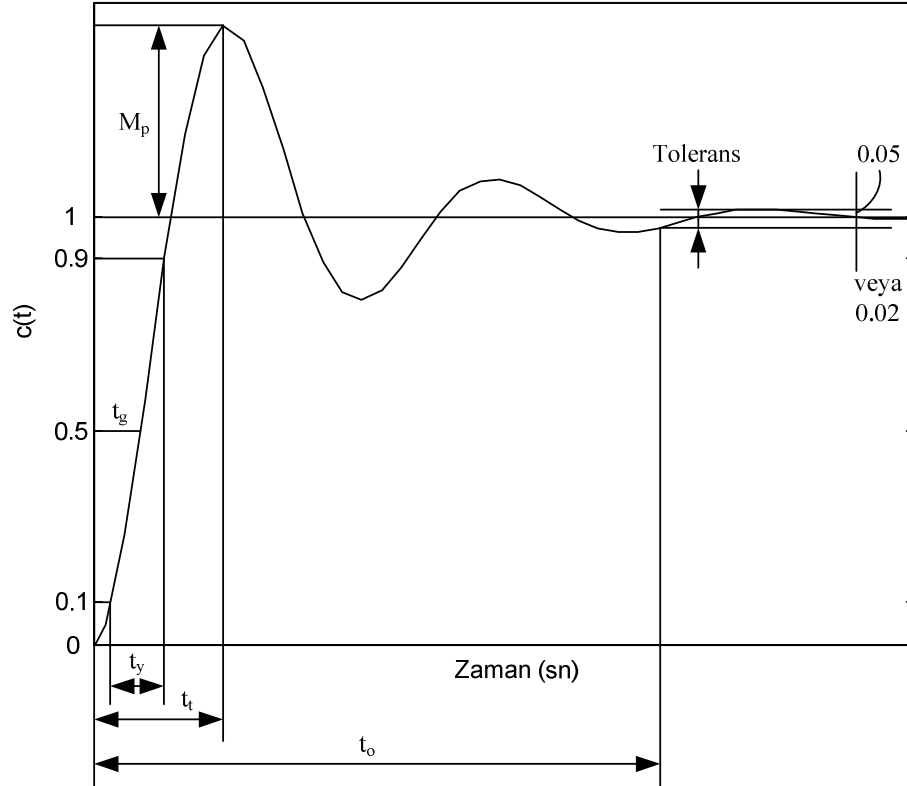
Maksimum aşma, M_p : Maksimum aşma cevap eğrisinin son değerine erişmesi gerektiği birim değerden itibaren ölçülen maksimum tepe değeridir. Eğer cevabın son sürekli durum değeri birim değerden farklı ise denk.(2.23)'teki formül kullanılır.

$$\text{Maksimum aşma yüzdesi } \%M_p = \% \frac{c(t_t) - c(\infty)}{c(\infty)} * 100 \quad (2.23)$$

Maksimum aşmanın miktarı doğrudan doğruya sistemin bağıl kararlılığını belirler. Birinci dereceden gecikmeli sistemlerde cevap eğrisi hiçbir zaman olması gerektiği son değerini aşmadığından maksimum aşma tanımlanmaz, değeri sıfırdır.

Oturma zamanı, t_o : Oturma zamanı, cevap eğrisinde titreşim genliklerinin müsaade edilebilir (tolerans değeri) sınırlarına erişmesi için geçen zamandır. Tolerans değerleri ise genellikle son değerın %5'lik veya %2'lik aşma değerleri olarak tanımlanır. Oturma zamanı denetim sisteminde tanımlanan en büyük zaman sabitidir. Birinci dereceden gecikmeli sistemlerde oturma zamanı yükselme zamanına eşittir.

Şekil 2.10'dakine benzer geçici durumlu sistemlerin cevabı ile ilgili özellikler sistemlerin uygun cevap hızlarına göre tasarımlarında büyük önem arz ederler. Eğer t_g , t_y , t_t , M_p ve t_o değerleri belirlenebilirse sistemin cevap eğrisinin biçimi yaklaşık olarak saptanabilir.



Şekil 2.10 Zaman bölgesi cevabı parametreleri

Burada tanımlanan tüm özelliklerin verilen herhangi bir duruma uygulanması gerekli değildir. Örneğin aşırı sönümlü ikinci derece ve birinci derece sistemler için tepe zamanı ve maksimum aşma tanımları uygulanmaz.

Ek olarak, ω_n (doğal frekans) ve ζ (sönüm oranı) ile geçici durum parametreleri arasında aşağıdaki bağıntılar mevcuttur.

$$t_t = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}}, \quad M_p = e^{\frac{\zeta \pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}}}$$

2.1.3.2. Transfer Fonksiyonlarının Yapılarına Göre Sistemler

Transfer fonksiyonlarının yapılarına bağlı olarak sistemleri; orantı elemanı tipinde, kapasite elemanı tipinde, zaman sabiti elemanı tipinde ve titreşim elemanı tipinde olarak sınıflandırmak mümkündür. Karmaşık yapılu bir sistem ise bu türlerin bileşimi biçiminde bir transfer fonksiyonuna sahip olur. Örneğin karmaşık yapıda bir sistem, bir zaman sabiti elemanı ile titreşim elemanı tipindeki sistemlerin transfer fonksiyonları çarpımına eşit bir transfer fonksiyonuna veya bir kapasite elemanı ile zaman sabiti tipindeki elemanın transfer fonksiyonları çarpımı biçiminde bir transfer fonksiyonuna sahip olabilir. Bu temel elemanların genel davranış özellikleri bilinirse, bu elemanlarla yalın halde karşılaşıldığında veya bu elemanlardan ibaret bileşenlere ayrılacak sistemlerle çalışıldığında, sonucu önceden kestirmek mümkün olabilir.

Bir sistemin dinamik davranışı, yani geçici ve sürekli durum davranışı, sistemin fiziksel yapısından bağımsız olarak o sistemin transfer fonksiyonunun karakteristik yapısına ve o sisteme uygulanan giriş fonksiyonunun yapısına bağlıdır. Dolayısıyla bir sistemin cevap fonksiyonu, o sistemin transfer fonksiyonu ile giriş fonksiyonunun çarpımına eşittir. Ters Laplace dönüşümü yoluyla cevap fonksiyonunun çözümünden elde edilen sistemin cevabı hem o sistemin transfer fonksiyonuna hem de giriş veya uyarı fonksiyonuna bağlı olacaktır. Bu nedenle farklı transfer fonksiyonlarına sahip sistemlerin farklı yapıda giriş fonksiyonlarına göre ayrı ayrı incelenmesi gerekir.

2.1.3.3. Temel Giriş Sinyalleri

Her ne kadar uygulamada denetim sistemlerine etki eden giriş uyarıları çoğunlukla gelişigüzel bir yapıya sahipse de sistemlerin test edilebilmesi amacı ile bazı standart giriş fonksiyonları tanımlanmıştır. Bunların belli başlıları olarak, basamak giriş fonksiyonu, rampa

giriş fonksiyonu, parabolik (ivme) giriş fonksiyonu, ani darbe giriş fonksiyonu, sinüsoidal giriş fonksiyonu gösterilebilir. Bu sinyaller zamanın basit fonksiyonları biçimindedir.

Sistem karakteristiklerinin incelenmesi amacı ile ölçümlü test sinyallerinden hangisinin veya hangilerinin kullanılacağı sistemin normal çalışma şartı altında çoğunlukla maruz kaldığı giriş uyarısının biçimine göre belirlenir. Buna göre eğer denetim sistemi normal çalışma şartları altında başvuru giriş veya bozucu giriş uyarısı ile zamana bağlı olarak doğrusal artan bir sinyale maruz kalıyorsa test sinyalinin rampa fonksiyonu kullanılması en uygunu olur. Benzer şekilde eğer sistem ani olarak belli bir değere kadar artan bir uyarıya maruz kalıyorsa basamak test sinyali, buna karşılık sistem ani olarak şok uyarısına maruz kalıyorsa ani darbe test sinyali kullanılır. Bir denetim sistemi test sinyallerine göre incelendikten ve bu sinyallere göre tasarlandıktan sonra sistemin gerçek giriş sinyallerine göre davranışı yaklaşık olarak belirlenmiş olur. Bu tür test sinyallerini kullanmak suretiyle aynı esasa dayanan tüm sistemlerin dinamik davranışlarını mukayese etme imkanı sağlanmış olur.

Burada, aşağıda belirtilen giriş fonksiyonlarına sistemlerin gösterdiği cevap fonksiyonları incelenecektir.

Basamak giriş sinyali: Sinyalin zaman tabanında gösterimi $r(t) = Au(t)$ ve s tabanında gösterimi $R(s) = A/s$ şeklindedir. Birim basamak giriş sinyali denildiğinde, $r(t) = u(t)$ ve $R(s) = 1/s$ anlaşılmalıdır.

Rampa giriş sinyali: Sinyalin zaman tabanında gösterimi $r(t) = At$ ve s tabanında gösterimi $R(s) = A/s^2$ şeklindedir. Birim rampa sinyali denildiğinde, $r(t) = t$ ve $R(s) = 1/s^2$ anlaşılmalıdır.

Ani darbe giriş sinyali: Sinyalin zaman tabanında gösterimi $r(t) = A\delta(t)$ ve s tabanında gösterimi $R(s) = A$ şeklindedir. Birim darbe giriş sinyali denildiğinde, $r(t) = \delta(t)$ ve $R(s) = 1$ anlaşılmalıdır.

Sinyallerin Birinci Dereceden Sistemlere Uygulanması

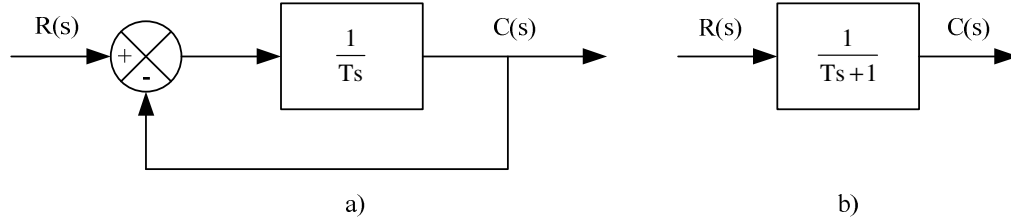
Zaman sabiti elemanı, diferansiyel denklemi birinci dereceden olan bir sistemi temsil eder. Zaman sabiti elemanının transfer fonksiyonunun genel yapısı aşağıdaki gibidir.

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{Ts + 1}$$

Zaman sabiti elemanı tipinde çalışan kapalı döngü sistemin şeması Şekil 2-11 (a)'da verildiği gibidir. Sistemin indirgenmiş blok şeması Şekil 2.11 (b)'de verildiği gibi olur.

Fiziksel yapısı ne olursa olsun zaman sabiti tipinde transfer fonksiyonuna sahip sistemler aynı giriş karşısında aynı dinamik davranışı gösterir. Verilen herhangi bir fiziksel

sistem için matematiksel cevap elde edildikten sonra sistemin fiziksel yapısına göre yorum yapılabilir.



Şekil 2.11 Birinci dereceden sistemin (a) blok şeması ve (b) indirgenmiş blok şeması

a) Birim Basamak Giriş Cevabı

$r(t) = u(t)$ birim basamak fonksiyonunun s tabanındaki gösterimi $R(s) = 1/s$ olduğuna göre cevap fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$C(s) = \frac{1}{(Ts + 1)} \frac{1}{s}$$

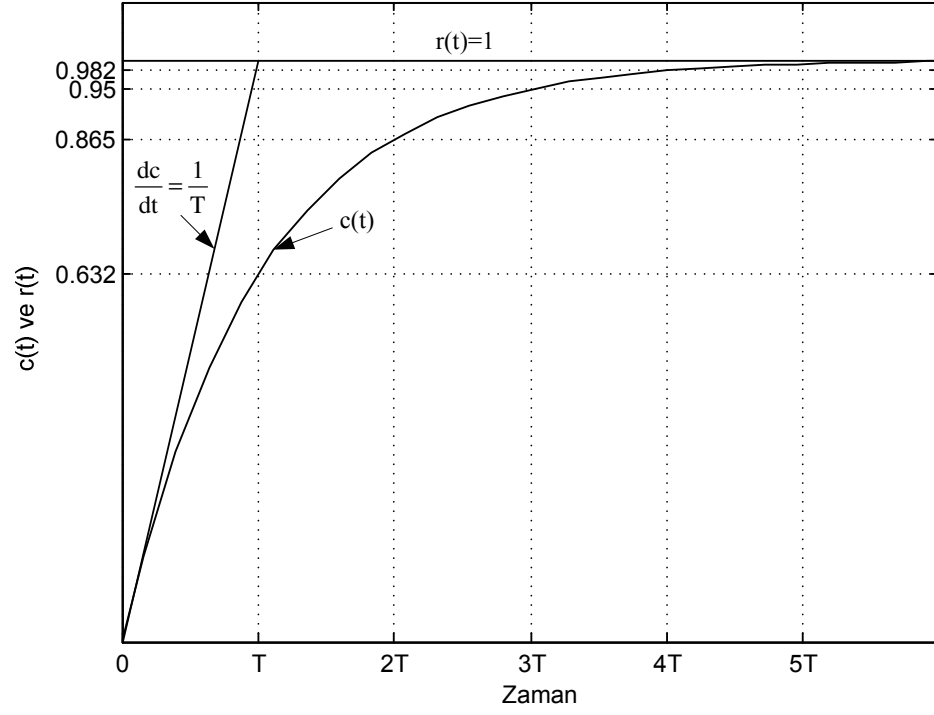
Zaman tabanındaki cevap fonksiyonu $c(t) = 1 - e^{-t/T}$ şeklindedir. Bu denkleme göre, cevap $t = 0$ başlangıç değerinde sıfır ve $t = \infty$ son değerinde birim değere eşittir. $C(t)$ üstel fonksiyonunda t 'ye sonsuza kadar değerler verilerek, karşılık gelen $c(t)$ değerleri çizdirilirse, Şekil 2.12'deki cevap eğrisi elde edilir. Bu tür üstel bir eğrinin en önemli karakteristiği, $t = T$ 'de $c(t)$ 'nin 0.632'ye eşit olması veya diğer bir deyişle $c(t)$ cevabının ulaşması gerektiği son değerinin % 63.2'ye ulaşmış olmasıdır. Bu, $c(t)$ denkleminde $t = T$ konularak $c(t) = 1 - e^{-1} = 0.632$ şeklinde elde edilebilir. Burada T zaman sabiti olup birinci dereceden sistemlerin dinamik davranışı ile ilgili temel bir parametredir. Buna göre bir sistemin zaman sabiti ne kadar küçükse, cevabı o kadar hızlıdır.

b) Birim Rampa Giriş Cevabı

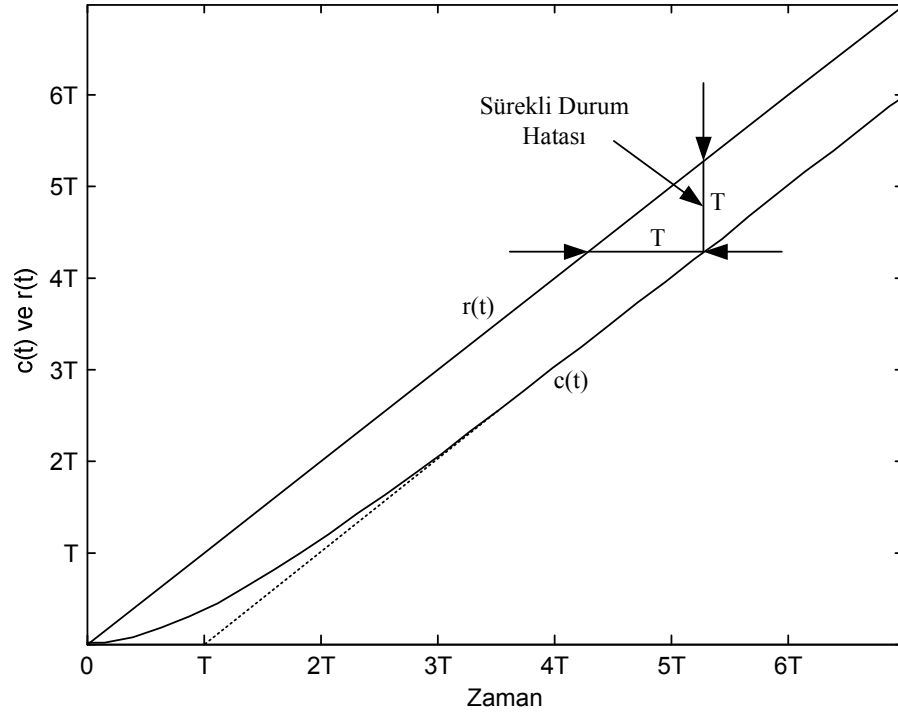
Birim rampa girişi s tabanında $R(s) = 1/s^2$ olduğuna göre zaman sabiti sistemin rampa giriş cevap fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$C(s) = \frac{1}{(Ts + 1)} \frac{1}{s^2}$$

Zaman tabanındaki cevap fonksiyonu olan $c(t) = 1 - e^{-t/T}$ denkleminde t 'ye sıfırdan sonsuza kadar değerler verilerek, karşılık gelen cevap eğrisi $c(t)$ Şekil 2.13'teki gibi elde edilir.



Şekil 2.12 Birinci dereceden sistemin basamak cevap eğrisi



Şekil 2.13 Birinci dereceden sistemin birim rampa cevabı

c) Birim Darbe Giriş Cevabı

Birim darbe fonksiyonu s tabanında $R(s) = 1$ olduğuna göre cevap fonksiyonu $c(s) = 1$ ve $c(t) = 1 e^{-t/T}$ şeklindedir.

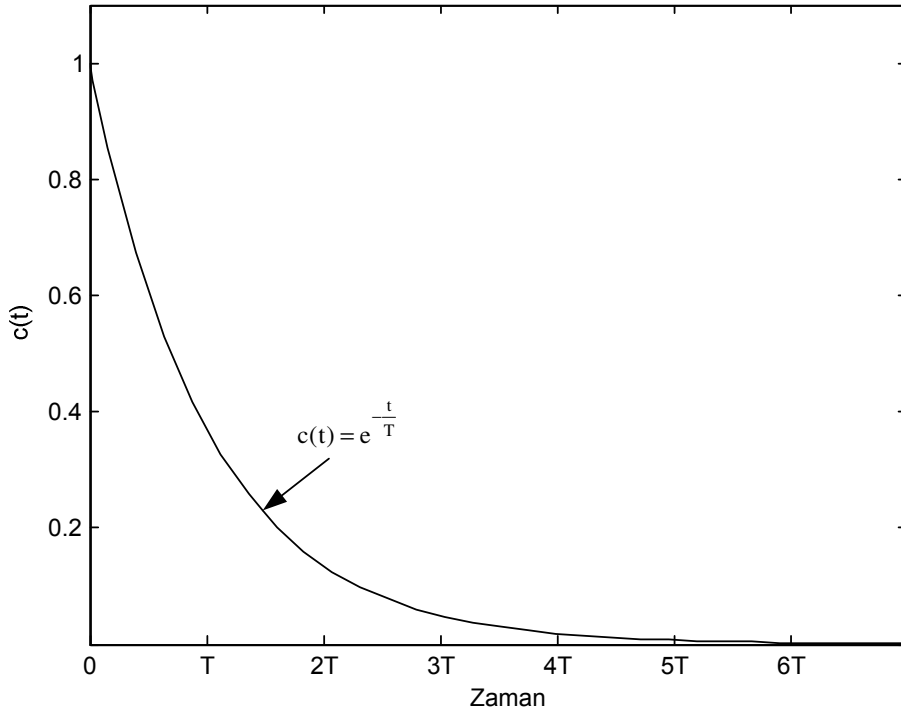
$C(t)$ denkleminde t 'ye sıfırdan sonsuza kadar değerler verildiğinde, Şekil 2.14'te görülen cevap eğrisi elde edilir. Sistem bir ani darbe giriş uyarısı karşısında sabit bir değerden başlayarak, kararlı olmak şartıyla zaman sonsuza giderken üstel olarak başlangıç durumuna geri döner.

Sinyallerin İkinci Dereceden Sistemlere Uygulanması

İkinci dereceden bir sistemin transfer fonksiyonunun genel yapısı denk.(2.24)'teki gibidir. Denk.(2.24)'te T yerine $1/\omega_n$ yazılırsa denk.(2.25) elde edilir.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{T^2 s^2 + 2\zeta Ts + 1} \quad (2.24)$$

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.25)$$



Şekil 2.14 Birinci dereceden sistemin birim darbe cevabı

Burada ω_n [rad/s] sistemin doğal frekansı, ζ sönüm oranı, T açısıl periyottur. Doğal frekans ω_n ve sönüm oranı ζ ikinci dereceden sistemin dinamik davranışı ile ilgili iki temel parametredir. Sönüm oranı, sistemin sönüm katsayısının kritik sönüm katsayısına oranı olarak tanımlanır.

İkinci dereceden sistemin dinamik davranışı ω_n ve ζ olmak üzere iki parametre cinsinden tanımlandığına göre özyapısal denklemin çözümünden bu iki parametrenin etkisi incelenebilir.

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \text{ özyapısal denkleminin kökleri } s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \text{ 'dir.}$$

Sönüm oranı ζ 'nin alacağı değere göre özyapısal denklemin kökleri (veya sistemin kutupları) gerçek veya karmaşık eşlenik olabilir. Sönüm oranının değerine bağlı olarak köklerin durumu ve buna bağlı olarak sistemin göstereceği dinamik davranış aşağıdaki gibi belirlenebilir.

i) $0 < \zeta < 1$ ise, $s_{1,2}$ kökleri karmaşık eşlenik olup s düzleminin sol tarafında yer alırlar. Dinamik davranış açısından sistem titreşimli olup, az sönümlü adını alır. Bu durumda kökler $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}$ şeklinde ifade edilebilir.

ii) $\zeta = 1$ ise, kökleri gerçek ve birbirine eşit olup $s_{1,2} = -\omega_n$ 'dir. Sistem, dinamik davranış açısından titreşimsiz olup, kritik sönümlü adını alır.

iii) $\zeta > 1$ ise, $s_{1,2}$ kökleri biri birinden farklı, negatif değerli ve gerçek olup $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$ 'e eşittir. Dinamik davranış açısından sistem titreşimsiz olup, aşırı sönümlüdür. Cevap hızı yavaştır.

iv) $\zeta = 0$ ise, $s_{1,2}$ kökleri eşlenik ve sanal olup, sanal eksen üzerinde yer alırlar. $s_{1,2} = \pm j\omega_n$ olur. Sistem dinamik davranış açısından titreşimli olup, sönümsüz adını alır. Yani, geçici durum asla bitmez.

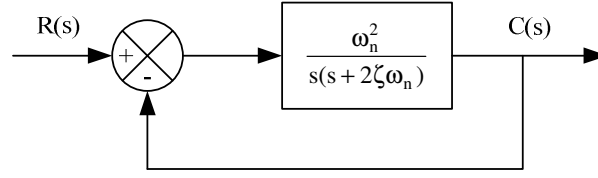
Kapalı döngü çalışan ikinci dereceden sistemin blok şeması Şekil 2.15'te verildiği gibidir. Buradan sistemin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Son olarak, sistemin birim basamak girişine bakılacaktır.

Birim basamak fonksiyonu $R(s) = 1/s$ olarak tanımlandığına göre cevap fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \frac{1}{s}$$



Şekil 2.15 İkinci dereceden sistem

Birim basamak fonksiyonu $R(s) = 1/s$ olarak tanımlandığına göre cevap fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

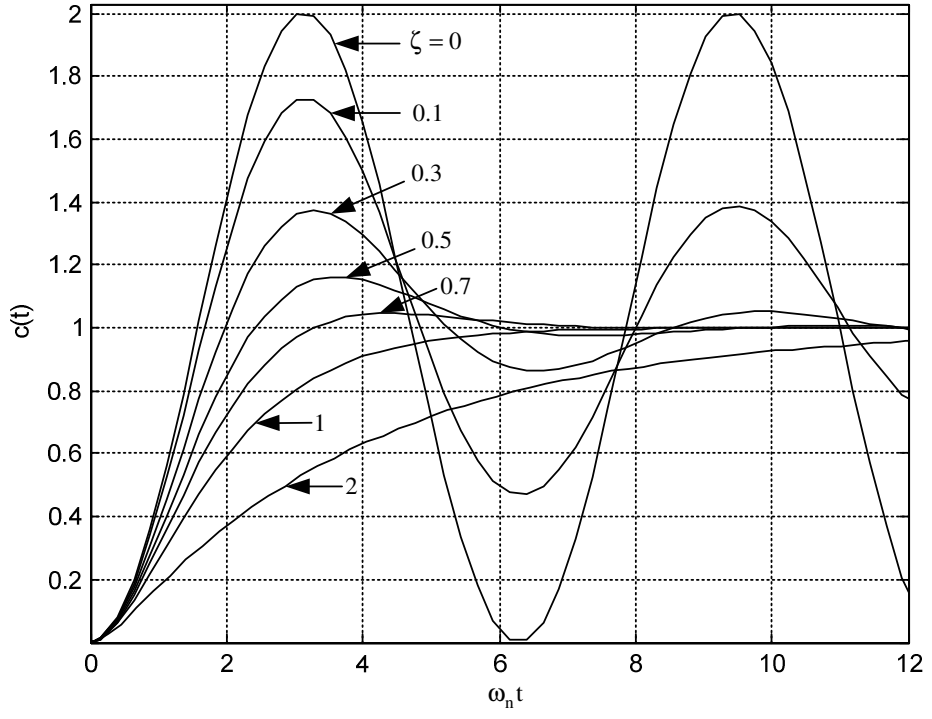
$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \frac{1}{s}$$

Şekil 2.16’da değişik ζ değerlerine karşılık gelen eğriler verilmiştir. Eksen takımının yatay eksenini boyutsuz değişken $\omega_n t$ ’ye göre ölçeklendirilmiştir.

Aynı sönüm oranına (ζ) fakat farklı doğal frekans (ω_n) değerlerine sahip iki adet ikinci dereceden sistemin zaman tabanındaki cevabı $c(t)$, aynı aşma ve aynı tip titreşim biçimi gösterir. Bu tür sistemlere, aynı bağlı kararlılığa sahip sistemler denilir.

Şekil 2.16’dan sönüm oranının $\zeta = 0,5$ ile $0,8$ arasındaki değerlerine karşılık gelen az sönümlü sistemlerde cevap fonksiyonu $c(t)$ ’nin son değerine ulaşmasının, kritik sönümlü veya aşırı sönümlü sistemlere göre daha hızlı olduğu görülmektedir. Titreşimsiz dinamik davranış gösteren sistemler arasında kritik sönümlü bir sistem daha hızlı cevap ortaya koyar. Aşırı sönümlü bir sistemin cevap hızı ise daima yavaştır.

Şekil 2.16’da verilen cevap eğrilerinden gözlenen diğer bir durum, cevabın son $\zeta < 1$ durumunda olması gerektiği değere hatasız olarak ulaşmasıdır. Sönüm oranının farklı durumlarına karşılık gelen titreşimli cevap eğrileri ilk önce birim son değerlerini aşarak daha sonra da son değerleri civarında şiddetleri zamana bağlı olarak azalan sabit periyotlu salınımlar yapmaktadır. Bir süre sonra, titreşimler tamamen yok olarak cevap eğrileri son değerlerine sabitlenmektedir. $\zeta > 1$ durumlarına karşılık gelen cevap eğrileri ise son değerlerine hiçbir titreşim hareketi yapmadan hatasız olarak ulaşmaktadır (Çolakoğlu, 1992).



Şekil 2.16 İkinci dereceden sistemin basamak cevabı

3. DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ

3.1. Dalgacık Dönüşümünün Tanımı ve Tarihi Gelişimi

Dalgacık dönüşümü, Fourier dönüşümüne benzer olarak durağan işaretlerin incelenmesinde kullanılabilen, ilaveten durağan olmayan işaretlerin incelenmesinde de kullanılan çok önemli bir matematik yöntemidir. Yöntem sayesinde verilen bir işaretin, seçilen temel bir fonksiyonun farklı (sonsuz potansiyelde) ölçekleri (düşük frekanslar için geniş, yüksek frekanslar için dar olacak şekilde değişen pencere boyutları) kullanılarak genliğinin zaman-ölçek düzlemine göre değişim uzayı elde edilir, yani temsili oluşturulur. Böylelikle, diğer zaman-frekans yöntemlerinde öğrenilemeyen verilere doğrudan erişim sağlanır. Bu nedenle geçici durumların modellenmesinde ve incelenmesinde çok başarılı sonuçlar alınır.

Dalgacık dönüşümünün tarihi gelişimine bakıldığında dalgacık dönüşümünün fikir önderi sayılabilecek olan Fourier dönüşümünü bulan Fourier görülmektedir (Polikar, 1999). Fourier, karmaşık işaretlerin daha basit işaretlerin toplamı şeklinde yaklaşık olarak ifade edilebileceğini belirtmiştir. Fourier dönüşümünde basit işaretler olarak sinüsoidal fonksiyonlar kullanılmaktadır. Sinüsoidal işaretlerle frekans bölgesinde çok iyi yaklaşımlar yapılabilirken, zaman bölgesinde yapılamamaktadır. Çünkü, zaman bölgesinde bu fonksiyonlar sonsuza uzanmaktadır. Dikkat edilirse bir sinyalin zaman bölgesindeki temsili, sinyalin spektral içeriği hakkında herhangi bir sayısal bilgi vermez. Bu yüzden spektral içeriği zamanla değişen durağan olmayan sinyallerin incelenebilmesi için sadece bir frekans temsilinden ziyade bir zaman-frekans temsiline ihtiyaç vardır.

Tarihi süreç dikkatle incelendiğinde dalgacık temel fonksiyonlarını ilk olarak 1909 yılında Alman matematikçi Alfred Haar'ın bulduğu görülür. Fakat Haar bulduğu fonksiyonları dalgacık olarak adlandırmamıştır. Haar'ın dalgacıkları tüm zamanların en basit dalgacıkları olarak bilinmektedir. Basitliklerinden dolayı da sadece zayıf frekans yeri belirlemede kısmen kullanılabilir. Paul Levey 1930 yılında bu ortonormal temel fonksiyonlarını biraz daha geliştirmiştir.

Durağan olmayan sinyallerin analizinin mümkün olması için Fourier dönüşümünde yapılan ilk değişiklik sonucu kısa zaman fourier dönüşümü ortaya çıkmıştır. Kısa zaman fourier dönüşümündeki fikir, zamanla sınırlandırılmış bir pencere kullanarak sinyali parçalara bölmek ve her bir parça için analizi gerçekleştirmektir. Dennis Gabor, zaman-frekans düzleminde salınımlı temel fonksiyonlar kullanarak bir iletişim sinyalini temsil etmeye çalışmış ve 1946 yılında Fourier dönüşümünü kısa zaman Fourier dönüşümü haline çeviren ilk kişi olmuştur. 1947 yılında Jean Ville zaman-frekans düzlemindeki bir sinyalin enerjisini temsil etmek için

benzer bir zaman-frekans temsili (Wigner-Ville dönüşümü) geliştirmiştir. 1940 ile 1970 yılları arasında pek çok zaman-frekans temsili geliştirilmiştir. Ancak, bunların hepsi de aynı pencere yöntemini kullanmıştır.

Jeofizik mühendisi olan J. Morlet, 1970'ten itibaren uzun zaman genişlikli düşük frekans bileşenleri ve kısa zaman genişlikli yüksek frekans bileşenlerine sahip olan analiz sinyalleri problemine yöneldi. Kısa zaman Fourier dönüşümü, geniş pencereler kullanarak düşük frekans bileşenlerini (dar bant frekans analizi) veya dar pencereler kullanarak yüksek frekans bileşenlerini (geniş bant frekans analizi) analiz etmeye uygundur. Yalnız, aynı anda her ikisi de gerçekleştirilemez. Bu yüzden farklı frekans bantlarının analizi için farklı bir pencere fonksiyonu kullanma fikri geliştirilmiştir. Bu pencereler genişleme ile ya da prototip bir Gauss'un sıkıştırılması ile üretilmiştir. Pencere fonksiyonları hem zaman hem de frekans desteklidir. Morlet, "küçük ve salınımlı" yapılarından dolayı bu pencere fonksiyonlarını sabit şekilli dalgacıklar olarak isimlendirmiştir. Morlet bu konudaki fikirlerinden dolayı, kendi koleji tarafından bile eleştirilerek Fourier'den daha fazla eleştiri almıştır. Bu nedenle Morlet, A. Grossman'ın yardımlarıyla yaklaşımına bir matematik temeli bulmuştur. Kuantum mekaniği üzerinde çalışan teorik fizikçi A. Grossman, dönüşümü resmileştirmede ve ters dönüşümü geliştirmede büyük katkılarda bulunmuştur. Fransız matematikçi Yves Meyer, Morlet'in ve Calderon'un 1964'deki çalışmaları arasındaki benzerliğe dikkati çekmiş ve 1984 yılında da Morlet'in temel fonksiyonlarının seçiminde artıklığın çok fazla olduğunu belirtmiştir. Meyer, daha iyi yer belirleme özellikleri ile gelişen dalgacıklar üzerinde çalışmaya başlamış ve 1985 yılında çok iyi zaman ve frekans yeri belirleme ile ortogonal dalgacık temel fonksiyonlarını oluşturmuştur.

Ingrid Daubechies, dalgacık dönüşümünün zaman ve ölçek parametrelerini ayırklaştırmak için dalgacık çerçevelerini geliştirmiştir. Bununla temel fonksiyonların seçiminde daha fazla özgürlük ve daha az artıklık sağlanmıştır. Daubechies ve Stephane Mallat birlikte çalışarak sürekli sinyal analizinden ayırık sinyal analizine geçişi bulmuşlardır. Özellikle 1986'da Mallat ile Meyer, ADD'den ÇÇA fikrini geliştirmişlerdir. Fikir, çeşitli ölçeklerdeki yaklaşımlardan ADD'yi hesaplamak için yüksek geçiren ve alçak geçiren filtrelerin bir serisiyle dyadik frekans bantlarında (ikinin katları şeklinde artan) bir ayırık dalga ayrıştırmaaktır.

Son yıllarda, ÇÇA algoritmasının ve diğer dalgacık temel fonksiyonlarının geliştirilmesine yönelik çalışmalar olduğu görülmektedir. Albert Cohen, Jean Feauveau ve Daubechies 1992 yılında tamamen destekli biortogonal dalgacıkları oluşturmuşlardır. Bunlar, ortonormal temel fonksiyonları üzerinde çalışan çoğu araştırmacı tarafından tercih edilmiştir. R. Coifman, Meyer ve Victor Wickerhauser de ÇÇA'nın doğal bir uzantısı olan dalgacık paketlerini geliştirmişlerdir.

3.2. Dalgacık Dönüşümünün Teorisi

Dalgacık dönüşümü zamana göre sürekliliğine göre sürekli dalgacık dönüşümü (SDD) ve ADD olmak üzere ikiye ayrılır.

3.2.1. Sürekli Dalgacık Dönüşümü (SDD)

SDD Morlet ve Grossmann tarafından, $f(x) \in L^2(\mathbb{R})$ olmak üzere bir boyutlu sinyaller için denk.(3.1)'de verildiği gibi tanımlanmıştır (Kent vd., 2001). Bu tanım, tüm kare integrali alınabilir fonksiyonlar için geçerlidir.

$$W(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \psi^* \left(\frac{x-b}{a} \right) dx \quad (3.1)$$

Burada $W(a, b)$ $f(x)$ fonksiyonunun dalgacık katsayısı, $\psi(x)$ incelenen dalgacık (ψ^* eşleniği), a (>0 olmak üzere) ölçek parametresi ve b konum parametresidir. $\frac{1}{\sqrt{a}}$ katsayısı ise, her bir dalgacığa dahil edilen enerjiyi eşitlemek için kullanılır. Burada, literatürde x yerine bazen t kullanıldığı görülmektedir (Yu vd., 1998). Bunun nedeni, genelde uzay bölgesine ait sinyaller ve resimler etrafında çalışılmasıdır.

Dönüşüm sırasında kayıpların oluşup oluşmadığının anlaşılabilmesi için ya sinyal yeniden yapılandırılmalı ya da ters dalgacık dönüşümü tanımlanmalıdır. Ters dalgacık dönüşümü denk.(3.2)'de gösterildiği gibidir.

$$W T^{-1} [W(a, b)] = f(x) = \frac{1}{C_\psi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W(a, b) \psi_{a,b}(x) \frac{da db}{a^2} \quad (3.2)$$

$\psi(x)$ için kabul edilebilirlik şartının biriyle denk.(3.3) elde edilir.

$$C_\psi = \int_0^\infty \frac{|\Psi(u)|^2}{u} du < \infty \quad (3.3)$$

Burada $\psi(u)$, $\psi(x)$ 'in Fourier dönüşümüdür. Bu kabul edilebilirlik şartını yerine getiren herhangi bir $\psi(x)$, bir ana dalgacık olarak kullanılabilir. Kabul edilebilirlik şartı,

$$|\psi(0)|^2 = 0 \text{ veya zaman bölgesinde } \int_{-\infty}^{\infty} \psi(x) dx = 0 \text{ 'ı dolaylı olarak gösterir. Böylelikle nitelikli}$$

bir dalgacığın sıfır ortalamaya sahip olması ya da Fourier frekans bölgesindeki bir bant geçirici

gibi davranması gerekir. C_ψ sabiti, seçilen bir dalgacığın ortogonalitesi hakkında bir ayırt edicilik de sağlar.

Denk.(3.4)'te Gabor dönüşümünden ve Wigner dağılımından farklı bir dalgacık dönüşümü verilmiştir. Bu, bir süzgecin bant genişliği ile bölünmüş merkezi frekansına başvuran bir Q sabitinde veya kalite faktöründe çalışır.

$$Q = \frac{|u|}{|\Delta u|} \quad (3.4)$$

Düşük frekansta dönüşüm, düşük bir uzay çözünürlüğü verir. Yüksek frekansta dönüşüm ise, yüksek bir uzay çözünürlüğü verir. Sonuç olarak, dalgacık dönüşümünün tersi alınabilir. Özelliklerin bu birleşimi pek çok amaç için dalgacık dönüşümünü, Gabor dönüşümünden ve Wigner dağılımından üstün yapar. Fourier dönüşümünde denk.(3.5)'te verilen bir sistemdeki toplam güce benzer olarak, dalgacık dönüşümündeki toplam güç denk.(3.6)'da verildiği gibidir.

$$\int_{-\infty}^{\infty} |f(x)|^2 dx = \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega \quad (3.5)$$

$$P_t = \frac{1}{C_\psi} \int_{-\infty}^{\infty} |W(a,b)|^2 \frac{da db}{a^2} \quad (3.6)$$

Dikkat edilirse dalgacık temel fonksiyonları belirtilmemektedir (Valens, 2007). Bu dalgacık dönüşümü ile diğer dönüşümler (örneğin Fourier dönüşümü) arasındaki bir farktır. Dalgacık dönüşümünün teorisi, dalgacıkların ve dalgacık dönüşümünün sadece genel özellikleri ile uğraşır. Dolayısıyla, dalgacıklar tanımlı oldukları çatı içerisinde, istenen özelliklerde tasarlanabilir.

SDD, sonsuz sayıda girişe ihtiyaç duyduğundan bilgisayarlar için uygun değildir (Özgönenel vd., 2004). Bu nedenle ADD geliştirilmiştir.

3.2.2. Ayrık Dalgacık Dönüşümü (ADD)

Dönüşümün isminden yola çıkılarak yanlış anlaşılmalara meydana gelebilir. Buradaki ayrık dalgacıklar zamana göre süreklidir. Ayrık denilmesinin nedeni, ölçek adımının ve ötelemenin ayrık olmasıdır (Valens, 2007).

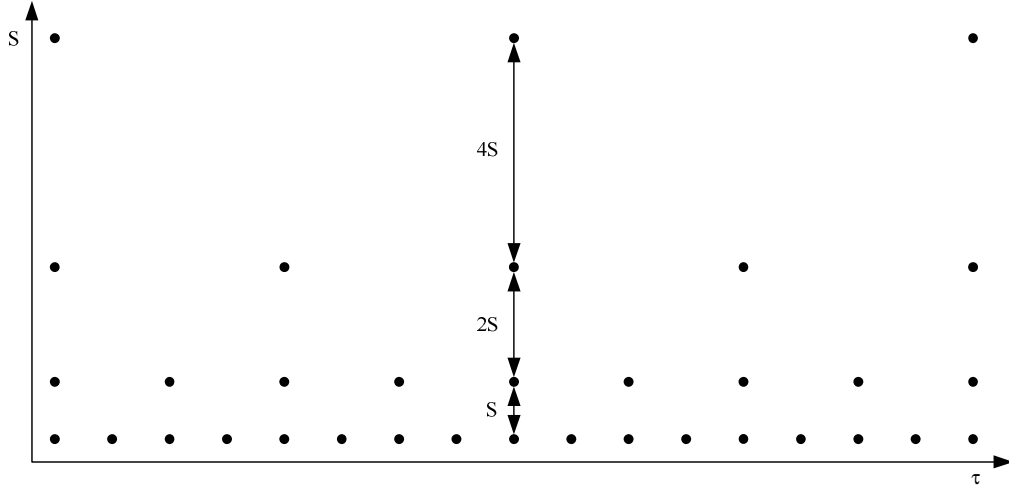
SDD'den ADD elde edilmek istenirse, üç temel sorunla karşılaşılır. Bunlar, SDD'nin gereğinden fazla veri üretmesi, sonsuz dalgacığa sahip olması ve çoğu dalgacığı için analitik çözümün bulunmamasıdır.

a) Birinci sorunun çözümü:

Denk.(3.1), denk.(3.7)'deki gibi değiştirilir (x yerine t kullanılmıştır).

$$\Psi_{j,k}(t) = \frac{1}{\sqrt{s_0^{j_0}}} \Psi\left(\frac{t - k\tau_0 s_0^{j_0}}{s_0^{j_0}}\right) \quad (3.7)$$

Burada $s_0 > 1$ sabit bir genişletme adımıdır. j ve k sırasıyla ölçeğe ve ötelemeye etki eden tamsayılardır. Öteleme faktörü τ_0 , genişletme adımına bağlı bir katsayıdır. Burada s_0 , dyadik örneklemeye uygun frekans eksenini örnekleme için genellikle 2 seçilir. Bu; bilgisayarlar, insan işitme sistemi vs. için çok tabii bir seçimdir. Öteleme faktörü τ_0 da, zaman ekseninin dyadik örneklemesine sahip olmak için genellikle 1 seçilir.



Şekil 3.1 Dyadik bir ızgara üzerine zaman-ölçek uzayında ayrı dalgacıkların yerleştirilmesi

Şekil 3.1'deki gibi bir yerleştirmenin tersi de mümkündür. Bunun için denk.(3.8)'e bakılır.

$$A \|f\|^2 \leq \sum_{j,k} \left| \langle f, \Psi_{j,k} \rangle \right|^2 \leq B \|f\|^2 \quad (3.8)$$

Burada $\|f\|^2$, $f(t)$ 'nin enerjisidir. $A > 0$, $B < \infty$ ve A ile B $f(t)$ 'den bağımsızdır. Denk.(3.8) sağlandığında j ve $k \in \mathbb{Z}$ ile $\Psi_{j,k}(t)$ temel fonksiyonların ailesi $A = B$ olmak şartıyla sıkıyıştır ve ayrı dalgacıklar kesinlikle bir ortonormal temel gibi davranır. $A \neq B$ iken

hatasız yeniden oluşturma, bir çift çerçeve kaybetme pahasına hala imkan dahilindedir. Yalnız, çift çerçeve ile yeniden oluşturma, dalgacığın yeniden oluşturulmasından farklıdır.

Son adım olarak ayrık dalgacıklar ortonormal yapılmalıdır. Bu sadece ayrık dalgacıklarla yapılabilir. Denk.(3.9)'a bakılırsa, ayrık dalgacıklar, ana dalgacığın özel çeşitleriyle kendi genişletmelerine ve ötelemelerine göre ortogonal yapılmıştır.

$$\int \psi_{j,k}(t) \psi_{m,n}^*(t) dt = \begin{cases} 1, & \text{eğer } j=m \text{ ve } k=n \text{ ise} \\ 0, & \text{diğer durumlarda ise} \end{cases} \quad (3.9)$$

Herhangi bir sinyal, dalgacık dönüşüm katsayılarıyla ağırlıklı ortogonal dalgacık temel fonksiyonlarının toplamı ile tekrar elde edilebilir. Denk.(3.10)'da ayrık dalgacıklar için dalgacık dönüşümünün tersi gösterilmiştir.

$$f(t) = \sum_{j,k} \gamma(j,k) \psi_{j,k}(t) \quad (3.10)$$

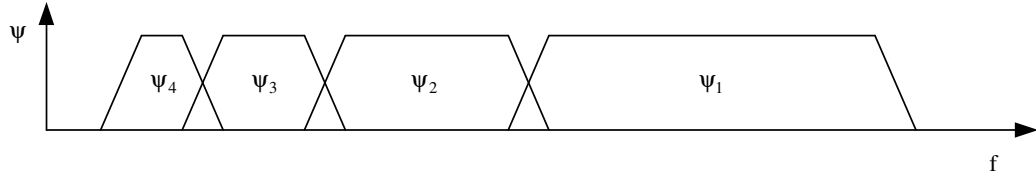
Ortogonallık, sinyallerin temsilinde zorunlu değildir. Dalgacıklar ortogonal olmaya ihtiyaç duymaz ve bazı uygulamalarda gereğinden fazla veri, gürültüdeki duyarlılığı azaltmaya yardımcı olur veya dönüşümün değişmezliğini geliştirir. Ayrık dalgacıkların sakıncası ise, oluşan dalgacık dönüşümü kayma değişmezliğinin fazla olmamasıdır. Yani, bir sinyalin dalgacık dönüşümü ve aynı sinyalin zaman kaydırmalı bir sürümünün kaydırmalı sürümleri tamamen aynı değildir.

b) İkinci sorunun çözümü:

Basit çözüm olarak, ayrık dalgacıkların sonsuz bir sayısını kullanmamak söylenebilir. Fakat bu dönüşümün kalitesi sorununa neden olur.

Dalgacık dönüşümü, inceleme altındaki sinyalin süresiyle sınırlanır. Bundan dolayı dalgacıklar için daha yüksek bir sınır vardır. Bu, sinyali analiz etmek için ne kadarlık bir ölçeğe ihtiyaç olduğu ve daha düşük bir sınırın nasıl elde edilebileceği sorularını gündeme getirir.

Dalgacıklar, spektruma benzer bir bant geçirici özelliğe sahiptir. Fourier teorisinden bilindiği üzere zamandaki sıkıştırma spektrum genişlemesine eşdeğerdir. Bundan çıkan sonuç, 2'li bir etkenle dalgacığın zamanda sıkışması 2'li bir etkenle dalgacığın frekans spektrumuna uzaması demektir. Ayrıca, 2'li bir etkenle bütün frekans bileşenleri de artarak kayar. Bunun yardımıyla dönüştürülen dalgacıklarla zaman bölgesinde sinyallerin kapsanmasında olduğu gibi, genişletilen dalgacıkların spektrumuyla sinyalin sonlu spektrumu kapsanabilir. Sinyal spektrumunun iyi bir şekilde kapsanmasını sağlamak için, genişletilmiş dalgacık spektrumu her bir diğer spektruma Şekil 3.2'deki gibi değmelidir (sanki el ele tutuşuyorlarmış gibi olmalılar).



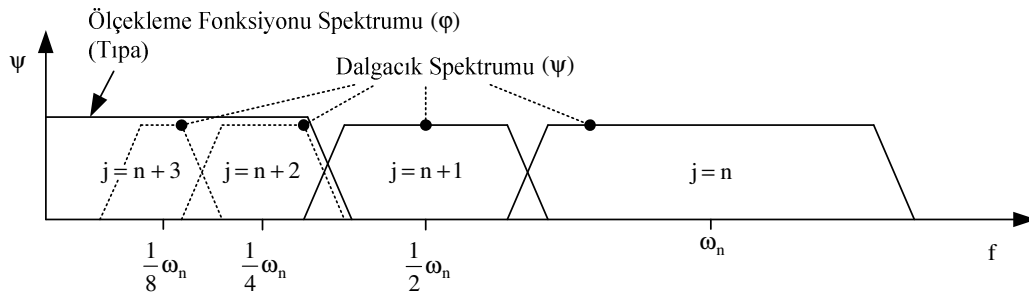
Şekil 3.2 Zaman bölgesindeki ana dalgacığın ölçeklenmesinden elde edilen dokunan dalgacık spektrumu

Özetle, eğer bir dalgacık bant geçirici filtre gibi görülebilirse, o zaman genişletilen dalgacıkların bir serisi bir bant geçirici filtre grubu gibi görülebilir. Eğer bu spektrumun genişliği ve dalgacığın merkez frekansı arasındaki orana bakılırsa, bütün dalgacıklar için aynı olduğu görülebilir. Bu oran genellikle bir filtrenin doğruluk etkeni (Q) olarak görülür. Bu nedenle dalgacıklar hakkında bilgi sahibi olan insanlar, bunu sabit bir Q filtre grubu şeklinde ifade ederler.

Dikkat edilirse, dalgacık her uzadığında kalan spektrumun sadece yarısı örtülmektedir. Tamamının örtülebilmesi için, dalgacıkların sonsuz sayıda olması gerekmektedir. Bunun çözümü, ölçekleme fonksiyonu olarak adlandırılan düşük geçirici bir spektrum tıpasıdır. Ölçekleme fonksiyonu sayesinde sinyal denk.(3.11)'deki gibi dalgacık bileşenlerine ayrıştırılabilir.

$$\varphi(t) = \sum_{j,k} \gamma(j,k) \psi_{j,k}(t) \quad (3.11)$$

Bu yolla Şekil 3.3'te gösterildiği gibi sınırsız sayıdaki dalgacıktan sınırlı sayıdaki dalgacığa geçiş yapılabilir. Tabi bu işlem veri kaybına neden olur. Ancak, bu kayıp ciddi miktarlarda değildir. Öyle ki, yeniden yapılandırma ile asıl sinyal neredeyse aynı şekilde elde edilebilir. Yalnız, bu yeniden yapılandırmanın başarısının yüksek olması, ölçekleme fonksiyonu spektrumunun iyi seçilmesine bağlıdır.



Şekil 3.3 Bir ölçekleme fonksiyonu yardımıyla sonsuz dalgacık spektrumundan sonlu dalgacık spektrumu elde edilmesi

$\int \varphi(t) dt = 1$ 'e bakılırsa ölçekleme fonksiyonunun sıfırncı anının yok olamayacağı görülür.

c) Üçüncü sorunun çözümü:

Analiz edilen bir sinyali filtre grubundan geçirme fikri, alt bant kodlaması adıyla bilinmektedir. Örneğin, bilgisayarda görüntü oluşturma uygulamalarında kullanılmaktadır.

Alt bant kodlamasında ihtiyaç duyulan filtre grubu çeşitli yollarla inşa edilebilir. İlk yol olarak, spektrumu frekans bantlarına ayırmak için pek çok bant geçirici filtre inşa etmek gösterilebilir. Bunun üstün yanı, her bir bantın genişliğinin serbestçe seçilebilmesidir. Mahzuru ise, her filtrenin ayrı ayrı tasarlanması gerektiğinden fazla zaman almasıdır. Diğer bir yol da, sinyal spektrumunu, alçak geçiren ve yüksek geçiren olmak üzere iki eşit parçaya bölmektir. Yüksek geçiren parça en küçük detayları içerir. Alçak geçiren parça bazı detayları içermeye devam ettiğinden tekrar bölünebilir. Bu işlem tatmin edici sonuçlar alınana kadar devam ettirilir. Böylelikle, yinelenen filtre grubu elde edilmiş olur. Bantların sayısı, genellikle verinin miktarına ya da hesap gücüne göre sınırlandırılır. Bu spektrumu ayırma işlemi Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Bu şekilde ayırmanın üstünlüğü, sadece iki filtre tasarlanmasının yeterli olmasıdır. Mahzuru ise, sinyal spektrumu kapsamının sabit olmasıdır.

Özetle, eğer dalgacık dönüşümü yinelenen bir filtre grubu gibi gerçekleştirilirse, dalgacıkları açık bir şekilde belirtmeye gerek kalmamaktadır. Bu çok iyi bir sonuçtur.

Böylece, üç önemli sorunun üstesinden gelinmiştir.

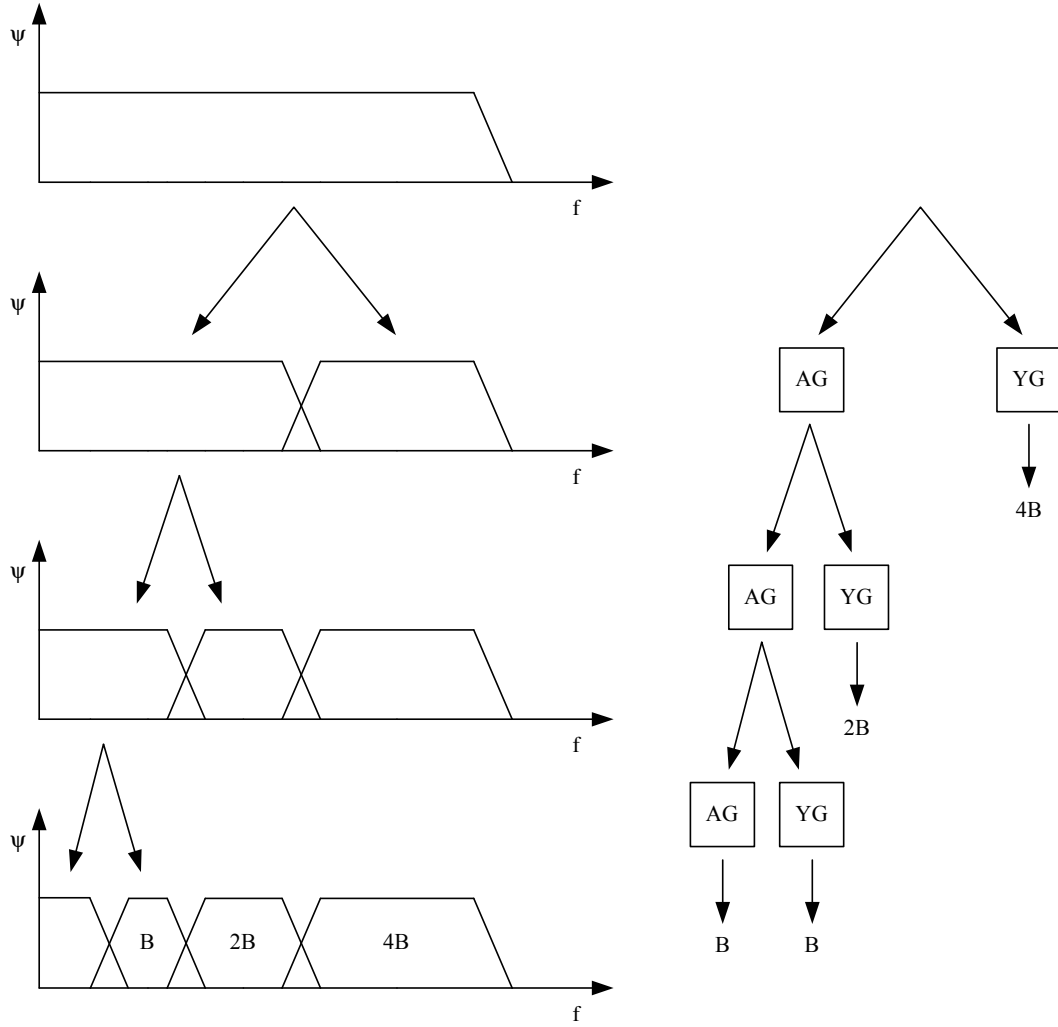
Ölçekleme fonksiyonu, dalgacıklarda eksi sonsuzdan belirli bir j ölçeğine kadar ifade edilebilir. Eğer ölçekleme fonksiyonu spektrumuna bir dalgacık spektrumu ilave edilebilirse, ilkinin iki kat genişliğinde bir spektrumla yeni bir ölçekleme fonksiyonu elde edilir. Bu ilavenin etkisiyle, ilk ölçekleme fonksiyonu saniyenin terimleri olarak ifade edilebilir hale gelir.

Çünkü gerekli olan tüm bilgi, ikinci ölçekleme fonksiyonunda bulunmaktadır. Bu çoklu çözünürlük ya da iki ölçekli ilişki şeklinde adlandırılır ve denk.(3.12)'de verildiği gibi gösterilir.

$$\varphi(2^j t) = \sum_k h_{j+1}(k) \varphi(2^{j+1} t - k) \quad (3.12)$$

Denk.(3.12)'nin j düzeyindeki hali denk.(3.13)'te verildiği gibidir.

Burada j ölçeğinin küçük seçilmesi daha fazla detay elde edileceği anlamına gelir. Buradan yola çıkılarak da $f(t)$, bir j ölçeğinde genişletilmiş ve ötelenmiş ölçekleme fonksiyonlarının terimleri cinsinden denk.(3.14)'teki gibi ifade edilebilir.



Şekil 3.4 Yinelenen bir filtre grubu ile sinyal spektrumunun ayrılması

$$\psi(2^j t) = \sum_k g_{j+1}(k) \phi(2^{j+1} t - k) \quad (3.13)$$

$$f(t) = \sum_k \lambda_j(k) \phi(2^j t - k) \quad (3.14)$$

Eğer 3.14 eşitliğinde ölçek $j-1$ yapılırsa, detayı aynı düzeyde tutmak için dalgacıklar eklenmelidir. Bundan sonra sinyal denk.(3.15)'teki gibi olur.

$$f(t) = \sum_k \lambda_{j-1}(k) \phi(2^{j-1} t - k) + \sum_k \gamma_{j-1}(k) \psi(2^{j-1} t - k) \quad (3.15)$$

Eğer ölçekleme fonksiyonu $\varphi_{j,k}(t)$ ve dalgacıklar $\psi_{j,k}(t)$ ortonormal veya sıkı çerçeveli ise, $\lambda_{j-1}(k)$ ve $\gamma_{j-1}(k)$ katsayıları denk.(3.16)'daki gibi iç çarpımlar alınarak bulunabilir.

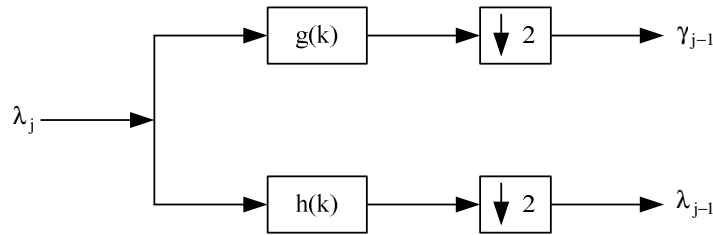
$$\lambda_{j-1}(k) = \langle f(t), \varphi_{j,k}(t) \rangle \quad \gamma_{j-1}(k) = \langle f(t), \psi_{j,k}(t) \rangle \quad (3.16)$$

Eşitlikler düzenlendiğinde temel eşitlikler, denk.(3.17) ve denk.(3.18)'deki gibi bulunur.

$$\lambda_{j-1}(k) = \sum_m h(m-2k) \lambda_j(m) \quad (3.17)$$

$$\gamma_{j-1}(k) = \sum_m g(m-2k) \gamma_j(m) \quad (3.18)$$

Bu iki eşitlik sayesinde, belirli bir ölçekteki dalgacık ve ölçekleme fonksiyonu katsayıları, önceki ölçekten ölçekleme fonksiyonu katsayılarının ağırlıklı bir toplamı hesaplanarak bulunabilir. Burada, $h(k)$ ölçekleme filtresi ve $g(k)$ dalgacık filtresi katsayılarıdır. Bu filtreler, 2'nin kuvvetleriyle işlem yapılmasını sağlayan k değişkeninden geçirilir. Bu durumun blok diyagramı Şekil 3.5'te verilmiştir.



Şekil 3.5 Yinelenen bir filtre grubunun temsili gösterimi

3.2.3. Yaygın Dalgacık Çeşitleri

Dalgacık dönüşümü yardımıyla analiz yapabilmek için en az bir temel dalgacığa ihtiyaç vardır.

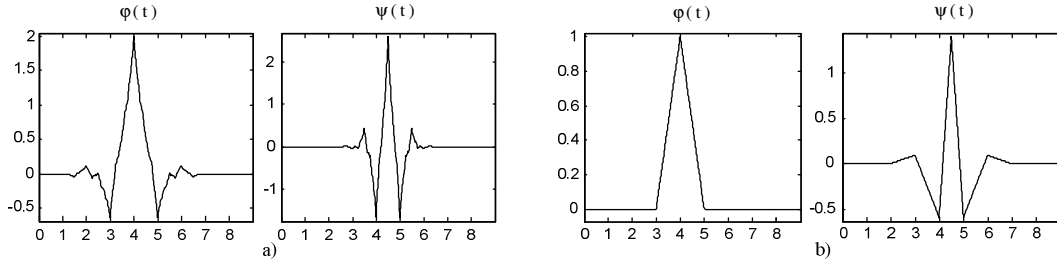
Matlab paket programında Wavelet Toolbox içerisinde bulunan ve genellikle tercih edilen dalgacık çeşitleri şunlardır: Biorthogonal, Coiflets, Daubechies, Haar, Meyer, Mexican Hat, Morlet ve Symlets (Mathworks, 2007).

3.2.3.1. Biortogonal Dalgacık

Biortogonal dalgacık ailesi dalgacıklar ailesinin yeni bir üyesidir ve simetrikler. Simetriden kastedilen, filtrelerin doğrusal faza sahip olmasıdır (Merry, 2005). Yeniden yapılandırma tam olarak mümkündür. Ancak, Haar dalgacığı haricinde aynı sonlu dürtü cevabı (SDC) filtreleri kullanılırsa yeniden yapılandırma mümkün olmaz. Burada, ayrıştırma için ayrı (denk.(3.19)), yeniden yapılandırma için ayrı (denk.(3.20)) dalgacıklar kullanılır. Ayrıca, hesaplama yolu korunduğundan Biortogonal dalgacık çiftleri ile işlemler daha kolay olur. Şekil 3.6’da bir Biortogonal dalgacık çifti örneği gösterilmiştir.

$$\tilde{c}_{j,k} = \int s(x) \tilde{\psi}_{j,k}(x) dx \quad (3.19)$$

$$s = \sum_{j,k} \tilde{c}_{j,k} \tilde{\psi}_{j,k} \quad (3.20)$$



Şekil 3.6 Biortogonal dalgacık çifti örneği (bior 2.4). (a) ayrıştırma çifti, (b) yeniden yapılandırma çifti

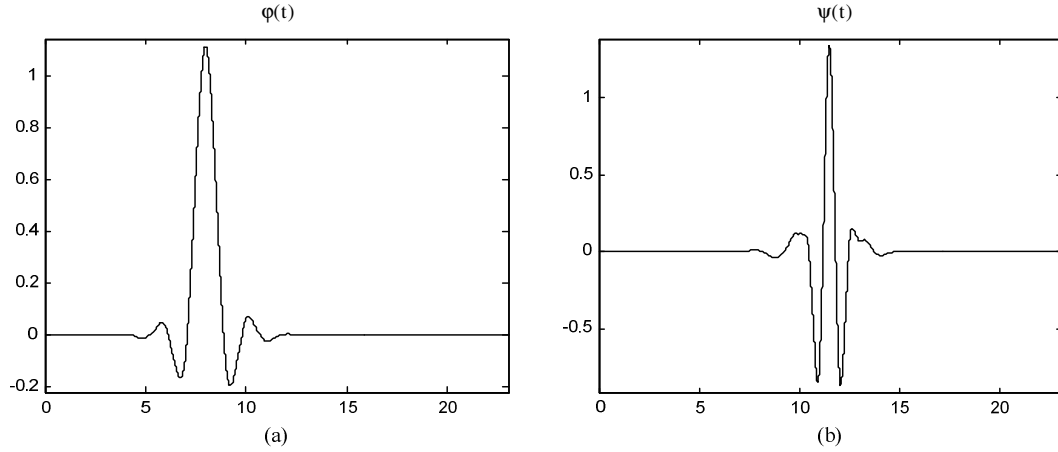
3.2.3.2. Coiflet Dalgacığı

Coifman’ın isteği üzerine Daubechies tarafından inşa edilmiştir. ψ fonksiyonu $2N$ anlarında sıfıra eşitken, ϕ fonksiyonu $2N-1$ anlarında sıfıra eşittir ve iki fonksiyon da $6N-1$ uzunluğuna kadar desteklidir.

Coifman dalgacıkları, Daubechies dalgacıklarına nazaran daha fazla yok olma anına sahiptir ve daha simetrikler. Şekil 3.7’de bir Coiflet dalgacığı örneği gösterilmiştir.

3.2.3.3. Daubechies Dalgacığı

Dalgacık ailesinin en meşhur üyesidir. İlk dalgacığı (db1) basamak fonksiyonuna benzeyen Haar dalgacığıdır. Db1’in açık ifadesi denk.(3.21) (dalgacık) ve denk.(3.22)’de (ölçek) verildiği gibidir.

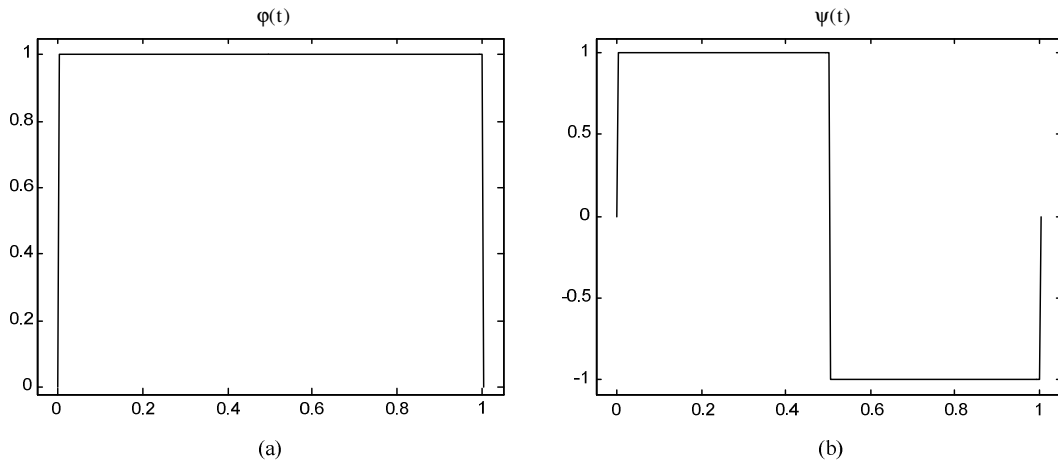


Şekil 3.7 Coiflet dalgacı örneği (coif 4). (a) ölçekleme fonksiyonu, (b) dalgacık fonksiyonu

$$\psi(t) = \begin{cases} 1, & \text{eğer } t \in [0, 0.5] \text{ ise} \\ -1, & \text{eğer } t \in [0.5, 1] \text{ ise} \\ 0, & \text{eğer } t \notin [0, 1] \text{ ise} \end{cases} \quad (3.21)$$

$$\phi(t) = \begin{cases} 1, & \text{eğer } t \in [0, 1] \text{ ise} \\ 0, & \text{eğer } t \notin [0, 1] \text{ ise} \end{cases} \quad (3.22)$$

Yüksek mimarili (sayılı) Daubechies fonksiyonlarını ifade etmek kolay değildir. Daubechies fonksiyonları, dalgacık fonksiyonlarının sıfır anlarının sayısını veya yok olma anlarının sayısını belirler. Dalgacık fonksiyonlarının mimarisi, doğrusal bir filtrenin mimarisi ile kıyaslanabilir. Daubechies dalgacıkları ortogonal dalgacıkları sıkıca destekler. Ölçekleme filtreleri asgari fazlı filtrelerdir. Şekil 3.8’de bir Daubechies dalgacı örneği gösterilmiştir.



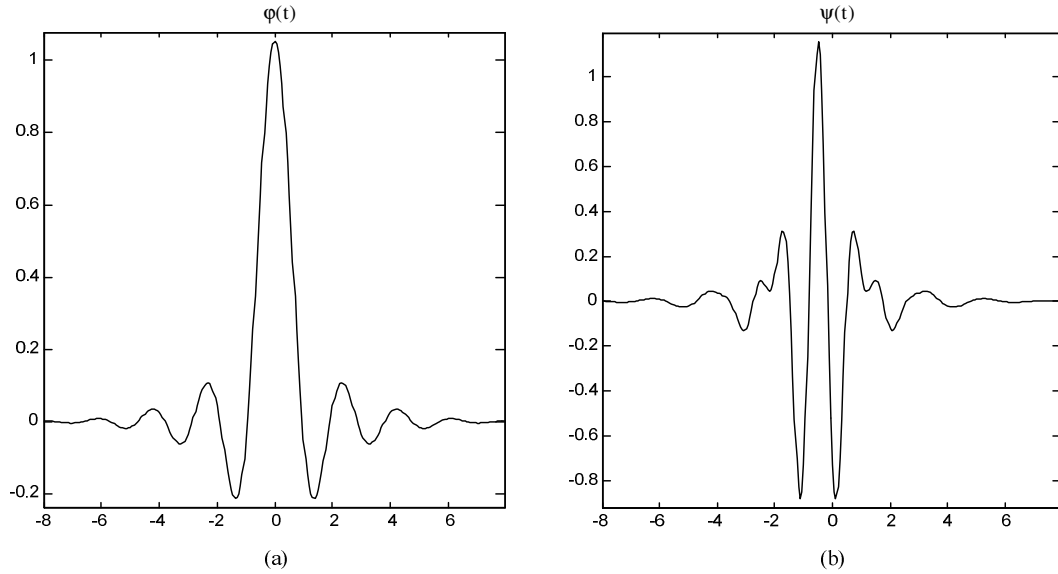
Şekil 3.8 Daubechies dalgacı örneği (db 1). (a) ölçekleme fonksiyonu, (b) dalgacık fonksiyonu

3.2.3.4. Haar Dalgacı

Dalgacık ailesinin ilk ve en basit üyesidir. ψ ve ϕ 'nin destek uzunluğu $2N-1$ 'dir. ψ 'nin yok olma anları N 'dir. Çoğu, dbN simetrik değildir. Bazıları için asimetri çok belirgindir. Analiz ortogondur.

3.2.3.5. Meyer Dalgacı

ψ ve ϕ frekans bölgesinde tanımlanmıştır. Bu dalgacık ile ortogonal analiz kesindir. ψ sonlu desteğe sahip değildir, ama x sonsuza giderken ψ sıfıra doğru gider. Böylelikle, herhangi bir ters polinomdan daha hızlı olur. Meyer dalgacı sıkıca desteklenmediği halde, SDC filtrelerine önderlik ederek iyi bir yaklaşım oluşturur. Ayrıca, ADD de mümkündür. Şekil 3.9'da Meyer dalgacı gösterilmiştir.

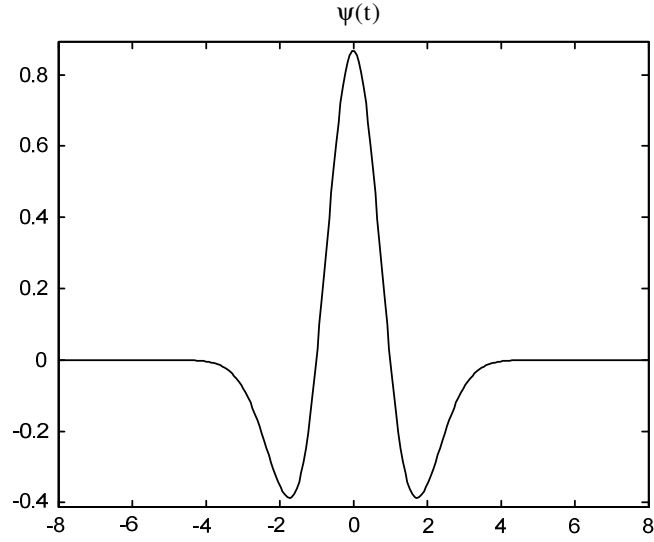


Şekil 3.9 Meyer dalgacı. (a) ölçekleme fonksiyonu, (b) dalgacık fonksiyonu

3.2.3.6. Meksika Şapkası Dalgacı

Bu dalgacığın ölçekleme fonksiyonu yoktur. Dalgacık fonksiyonu, Gaussian ihtimal dağılımı fonksiyonunun ikinci türevine orantılı olan bir fonksiyondan türetilmiştir. Bu fonksiyon (dalgacık) denk.(3.23)'te verildiği gibidir. Şekil 3.10'da Meksika Şapkası dalgacı gösterilmiştir.

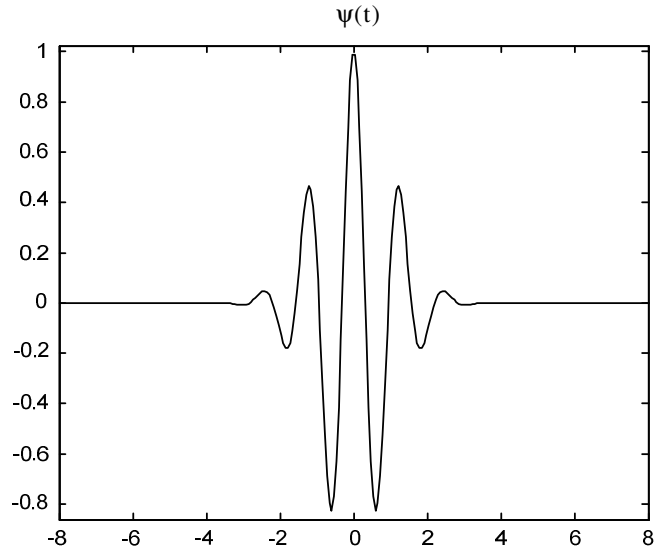
$$\psi_x = \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \pi^{-1/4} \right) (1 - x^2) e^{-x^2/2} \quad (3.23)$$



Şekil 3.10 Meksika Şapkası dalgacı

3.2.3.7. Morlet Dalgacı

Ölçekleme fonksiyonu yoktur ama açıkça tanımlanmıştır. Kabul edilebilirlik şartını tam sağlamaz. Fonksiyonu denk.(3.24)'te verildiği gibidir. Şekil 3.11'de Morlet dalgacı gösterilmiştir.

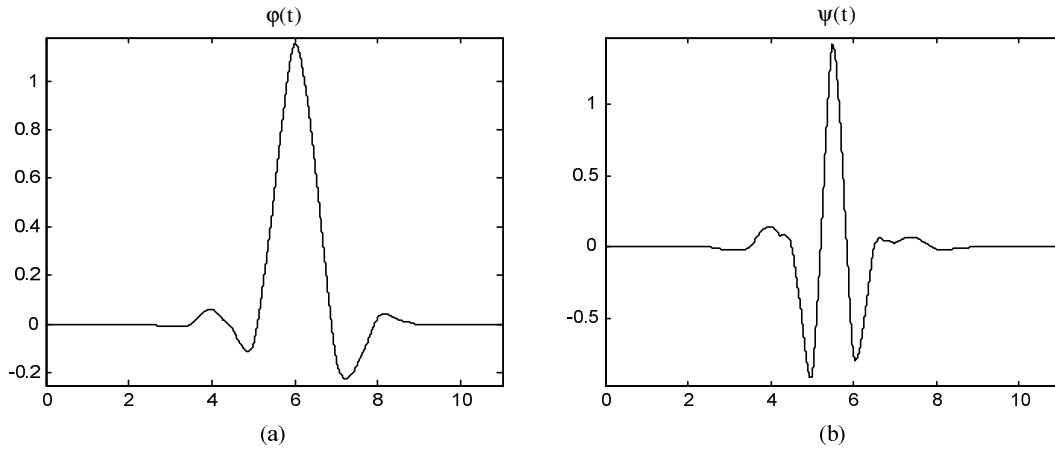


Şekil 3.11 Morlet dalgacı

$$\psi(x) = Ce^{-x^2/2} \cos(5x) \quad (3.24)$$

3.2.3.8. Symlets Dalgacı

Symlets ailesi Daubechies ailesinin değiştirilmiş halidir. Ortogonaldır ve dalgacıları sıkıca destekler. Neredeyse simetriktir. En az asimetriye sahip ailedir. Birleşmiş ölçekleme filtreleri, doğrusal fazlı filtrelele yakındır. Şekil 3.12’de Symlets dalgacı örneği gösterilmiştir.



Şekil 3.12 Symlets dalgacı örneği (sym 6). (a) ölçekleme fonksiyonu, (b) dalgacık fonksiyonu

3.3. Dalgacık Dönüşümünün Uygulama Alanları

Son yıllarda bilgisayar kullanımının yaygınlaşması ile birlikte sinyallerin detaylı bir şekilde incelenmesi ve problemlerin insan eli değmeksizin çözülebilmesi için arayışlar artmıştır. Bu arayışlar sonucunda dalgacıklar fark edilip çeşitli alanlara uygulanmaya başlanmıştır.

3.3.1. Biyomedikal Mühendisliği

Bu alandaki sinyallerin tamamına yakını doğrusal olmayan sinyaller olduğundan dalgacıklar bu dal için oldukça uygundur. Örneğin tomografi sinyallerinin incelenmesi, Alzheimer hastalığı gibi sinirlerle ilgili bozuklukların tespiti ve çeşitli nesnelerin şekillerinin değerlendirilmesinde kullanılmaktadır (Smid vd., 2003).

3.3.2. Bozucu Olmayan Değerlendirme

Dalgacıklar, çeşitli araçların kusurlarını tespit etmek için, ses ötesi ve eddy akımlarının analizlerinde kullanılır. Örnek olarak petrol ve gaz borularının, nükleer güç santrali tüplerinin ve uçak bileşenlerinin çatlaklarını tespit etme gösterilebilir.

3.3.3. Dalgacık Ağları

Fonksiyon tahmini için temel radyal fonksiyon sinir ağlarının başarısı çok iyi bir düzeydedir (Sundararaja, 2002). Öyle ki bu alanda kullanılmış olan Gaussian fonksiyonları gözden düşmüştür. Bernard, Mallat ve Slotine bilinmeyen fonksiyonların gerçek zamanlı öğrenilmesinin dalgacık ara değer kestirimi ağları ile mümkün olduğunu belirterek bu konuda dalgacıkların kullanılmasını önermişlerdir.

3.3.4. Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

Dalgacıklar, özellikle elektrik sistemlerindeki geçici durumların tespitinde ve incelenmesinde geniş bir kullanıma sahiptir. Çünkü, geçici durumlarda oluşan akım ve gerilimler doğrusal olmayan şekillere sahiptir.

Örnek uygulamaları şöyle sıralayabiliriz:

i) Trafo koruma sistemlerinde kullanılmaktadır. Burada, frekansın değiştiği anı tespit etmede, dolayısıyla ani mıknatıslanma akımının oluşmaya başladığı anı tespit etmede ve süresizlik noktalarını tespit etmede, yani arıza anını tespit etmede kullanılmaktadır. Kısacası dalgacıklar, elektrik işaretini çok iyi sınıflandırarak istenenlerin kolayca yapılabilmesini sağlamaktadır.

ii) Güç kalitesinin incelenmesinde kullanılmaktadır. Burada genelde bir boyut kullanılarak bozucuların oluşum anlarının ve cinslerinin belirlenmesinde (Böhler, 2003) veya bazen iki boyut kullanılarak kalite durumunun gözlemlenmesinde kullanılmaktadır (Gerek vd., 2003).

iii) Elektromanyetik saçılım problemlerindeki integral denklemlerinin çözülmesinde kullanılmaktadır. Burada kullanılmasının nedeni, yoğun matris denklemlerini seyrekleştirerek çözümün hızlanmasını sağlamaktır (Kurt vd., 2007).

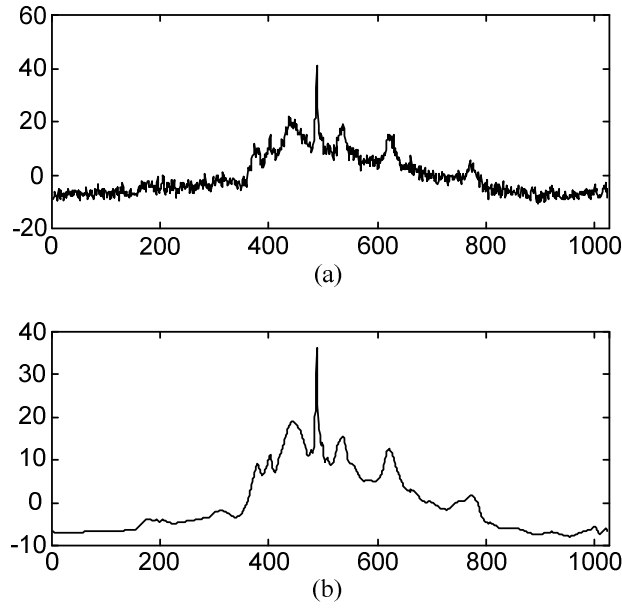
iv) Arıza noktası tespitinde kullanılmaktadır. Burada genel olarak seyrekleştirme ve ayrıştırma için kullanılmaktadır (Ekici vd., 2006).

v) Enerji iletim hatlarından akan akımlardaki olağan dışı gelişmeleri tespit etmede kullanılmaktadır (Mousavi vd., 2007).

3.3.5. Gürültü Azaltma

Gezegen biliminden moleküler tayf ölçümü bilimine kadar çoğu alandaki bilim adamları, gürültülü, eksik veya dolaylı verilerden istenilen verileri elde etmeyi dalgacıklar ile başarabilmişlerdir. Bunun için geliştirilen yönteme “wavelet shrinkage denoising” demişlerdir. Yöntem, gürültünün ince ölçeklerde ortaya çıktığı bilindiğinden bu ölçeklerde belirli bir eşiğin altına düşen katsayıların atılması gürültüyü ortadan kaldırır, fikrine dayanmaktadır.

Örnek kullanım yeri olarak nükleer bilimi gösterebiliriz. Şekil 3.13’te bir nükleer manyetik rezonans sinyalinin dalgacık dönüşümü ile incelenmesi gösterilmiştir.



Şekil 3.13 Örnek bir nükleer manyetik rezonans sinyalinin dalgacık dönüşümü ile incelenmesi.

(a) asıl sinyal, (b) gürültüsü azaltılmış sinyal

3.3.6. Kısmi Diferansiyel Denklemlerin Sayısal Çözümü

Kısmi diferansiyel denklemler, temel fonksiyonlar gibi dalgacıklar kullanılarak başarıyla ayrıştırılıp, çözülebilir. Buradan yola çıkılarak dalgacıkların sonlu eleman uygulamalarında kullanılmasının mümkün olduğu görülmüş ve uygulamaya konulmuştur (Donea vd., 2003).

3.3.7. Sıfır Geçişi Temsili

Dalgacık katsayılarının sıfır geçişi temsilleri, gürültü azaltma, veri sıkıştırma, bilgisayarda görüntü alma ve sinyal sınıflama gibi önemli uygulamalara önderlik etmiştir. Yakın zamanlarda M. Afzal, zaman bölgesi sinyallerinin çoklu çözünürlük ayrıştırılmaları temelli dalgacığın sıfır geçişini kullanarak sinyallerin tam ve eşsiz temsili ve kaydırma değişmezliği için yeni bir yaklaşım geliştirmiştir.

3.3.8. Uzak Evrenin Araştırılması

Albert Bijaoui, galaksilerin dağılımı çeşitli ölçeklerde hiyerarşik yapılar oluşturur diyerek, bu hiyerarşide her bir bileşeni sınıflama için dalgacıkları kullanan bir çok ölçekli görme modeli geliştirmiştir.

Örneğin, geniş ölçekli araştırmalarda radyo dalgaları gönderen gökcisimlerinin tespitinde kullanılır (Ganesh, 2003).

3.3.9. Veri Sıkıştırma

Dalgacık dönüşümü, görüntü işleme ve sıkıştırmada en başarılı yöntemdir (Bömers, 2000). Zaten alt bant kodlama, uzun bir süredir sıkıştırma için kullanılmaktaydı. Dolayısıyla ADD'nin kullanılmaya başlanması çok doğal bir sonuçtur.

Dalgacık analizinde kullanılan temel fonksiyonların sıkıca desteğinden dolayı, dalgacıklar iyi enerji yoğunluğu özelliklerine sahiptir. Çoğu ADD katsayıları oldukça küçüktür, bu nedenle yeniden yapılandırma aşamasında önemli bir hata olmaksızın bazı kısımlar atılabilir. Böylelikle çok iyi bir şekilde verileri sıkıştırabilir.

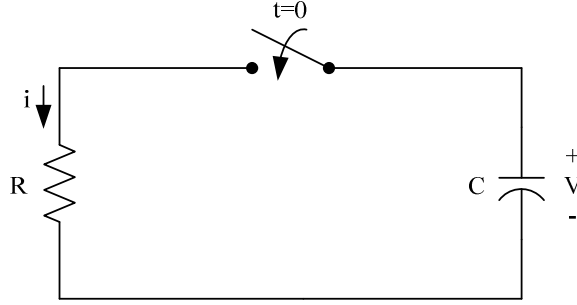
Örneğin, resimlerin boyutlarını azaltmada kullanılan JPEG biçimi, 2000 senesinde kabul edilmiş olan bir dalgacık dönüşümü standartıdır (Benderli, 2003). Başka bir örnek olarak, FBI'nın parmak izlerini depolamasında ve incelemesinde dalgacık dönüşümünü kullanması gösterilebilir (Graps, 1995).

4. UYGULAMALAR

Bu bölümde güç sistemlerinde meydana gelen önemli geçici durumlar EMTP/ATP programında modellenerek benzetimi yapıldıktan sonra Matlab Wavelet Toolbox yardımıyla incelenecektir.

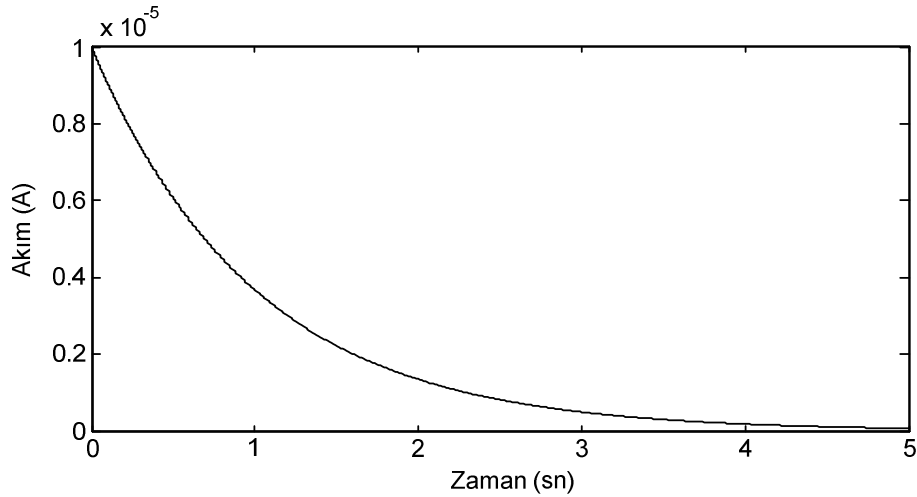
EMTP/ATP programının geçerliliğini basit bir RC devresi benzetimi ile göstermek mümkündür.

Şekil 4.1'de gösterilen devrede, anahtar $t = 0$ anında kapatılmadan önce $1 \mu\text{F}$ 'lık C kapasitesi üzerindeki gerilim 10 V 'tur. Kapasitenin enerjisini harcayacak R direncinin değeri ise $1 \text{ M}\Omega$ 'dur. Bu verilere göre devreden akması beklenen akım $i(t) = \frac{10 * e^{-t/RC}}{R}$ şeklindedir. Yani akım; zaman eksenine göre üstel olarak azalacaktır.



Şekil 4.1 RC devresi

Devrenin EMTP/ATP'deki benzetiminin sonucu Şekil 4.2'deki gibi elde edilmiştir.



Şekil 4.2 RC devresinin EMTP/ATP'deki benzetiminin sonucu

Elde edilen sonuçlarla beklenen sonuçlar tam olarak örtüşmektedir. Bu da EMTP/ATP'nin doğru çalıştığını göstermektedir.

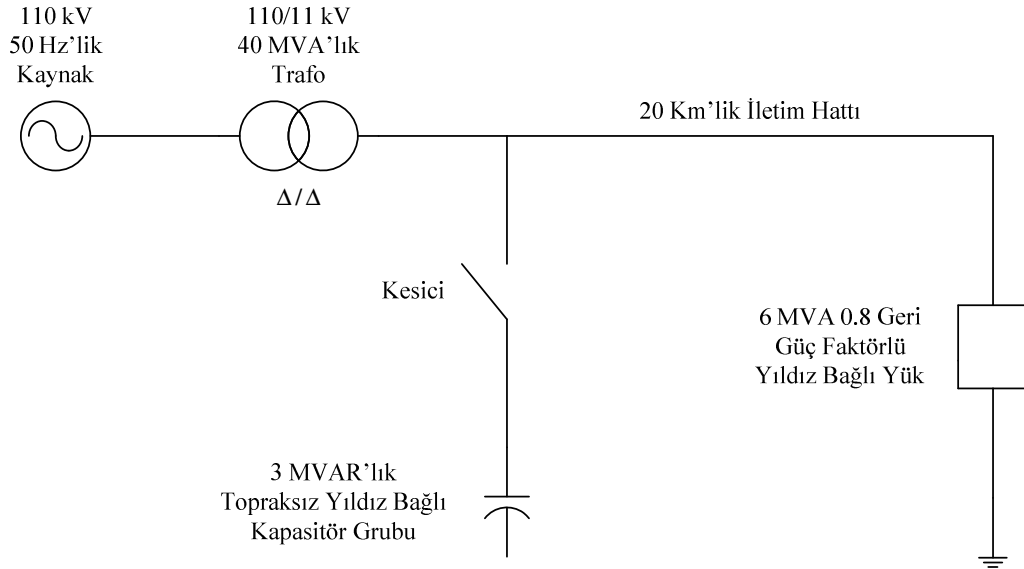
Ayrıca, bu basit devreyi bile elle çözmek zahmetli bir iş iken, bundan daha karmaşık sistemleri çözmek neredeyse imkansız gibidir. Bu nedenle bilgisayar yardımı şarttır.

4.1. Kapasitör Anahtarlama

Kapasitör gruplarının güç sistemlerinde kullanılmasının enerji sağlayıcılarına faydalarının başında hat kayıplarını azaltma gelirken, tüketiciye faydalarının başında daha az enerji ihtiyacı sonucu ekonomik iyileşme ve güç kalitesinin artmasıyla sistemlerin daha verimli çalışması gelmektedir (Brunello vd., 2003). Kapasitör grupları bu vazgeçilmez faydalarının yanında enerjilenmeleri sırasında sistemlerin düzenli çalışmasını tehlikeye sokacak derecede yüksek gerilimler oluşturabilmektedir (Santoso, 2001). Bu nedenle kapasitör anahtarlama olarak adlandırılan geçici durumun iyice incelenmesi ve gerekli önlemlerin alınması gerekmektedir.

4.1.1. Kapasitör Anahtarlama Benzetimi İçin Sistem Verileri

Kapasitör anahtarlama sırasında meydana gelen geçici durumları inceleyebilmek için Şekil 4.3'te verilen örnek sistem ele alınacaktır (Cipcigan vd., 2006).



Şekil 4.3 Kapasitör anahtarlama benzetimi için verilen sistem

Burada trafo %11.15'lik empedansa ve 10'luk X/R oranına sahiptir.

İletim hattındaki iletkenler alüminyumdan olup, 20 °C'deki d.a. dirençleri 0.2601 ohm/km'dir (Generalcable, 2007). Reaktansları ise, 0.557 ohm/km'dir.

Enerji, 3 faz 50 Hz'lik alternatif akım (a.a.) kaynağından sağlanmaktadır.

Güç sistemlerinde genellikle topraksız kapasitör grubunun tercih edilmesinin nedenleri arasında, arızalar sırasında meydana gelen aşırı akımları azaltmak ve üçüncü harmonik ile sıfır dizi akımlarını engellemek bulunmaktadır (Beanland vd., 2004).

4.1.2. Kapasitör Anahtarlama Benzetimi İçin Parametre Hesabı

Kapasitör anahtarlama uygulamasının gerçekleştirileceği EMTP/ATP programı için gerekli parametreler şu şekilde hesaplanır:

Gerilim kaynağı hesabı:

Şekil 4.3'te 110 kV olarak verilen gerilim kaynağının etkin değeridir. Bu değer programa maksimum değer olarak girilmelidir. $110000 \times \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 89814$ V hesaplanır. Yani, bir fazın birim olarak volt cinsinden tepe gerilim değeri girilir.

Trafo hesabı:

$$Z_{base} = \frac{V_s^2}{S_s} = \frac{(11 \times 10^3)^2}{40 \times 10^6} = 3.025 \Omega, 3.025 \Omega \text{'un yüzde } 11.15 \text{'i } 0.335 \Omega \text{'dur (Senini,}$$

1998). Bu Z'nin büyüklüğünü temsil eder. Yani, $|R+jX|$ 'tir. Transformatörün $\frac{X}{R}$ oranının 10

olması ise, $Z = \sqrt{(y^2 + (10y)^2)}$ olması demektir. Bu denklem çözüldüğünde, ihtiyaç duyulan sekonder direnci olan $R_s = 0.0335 \Omega$ olarak hesaplanır ve $X_s = 0.335 \Omega$ bulunur. Frekans 50 Hz olduğuna göre, $X_s = 2\pi \times f \times L_s$ formülünden sekonder indüktansı olan $L_s = 1.066$ mH olarak hesaplanır.

Kapasitör grubu hesabı:

$$\text{Faz başına reaktif güç } 1 \text{ MVAR'dır. } X_c = \frac{V^2}{Q} = \frac{6350^2}{1 \times 10^6} = 40.323 \Omega \text{ bulunur.}$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi \times f \times C} \text{ formülünden kapasite değeri } 78.940 \mu\text{F olarak hesaplanır.}$$

İletim hattı hesabı:

$R = 20 \times 0.2601 = 5.202 \Omega$ hesaplanır. $X = 2\pi \times f \times L$ formülünden $L = 35.460$ mH olarak hesaplanır.

Yük hesabı:

Faz başına görünür güç 2 MVA'dır. $P = U \times I \times \cos\phi = 2 \times 10^6 \times 0.8 = 1.6 \text{ MW}$,

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{6350^2}{1.6 \times 10^6} \text{ 'dan } R = 25.202 \, \Omega \text{ hesaplanır.}$$

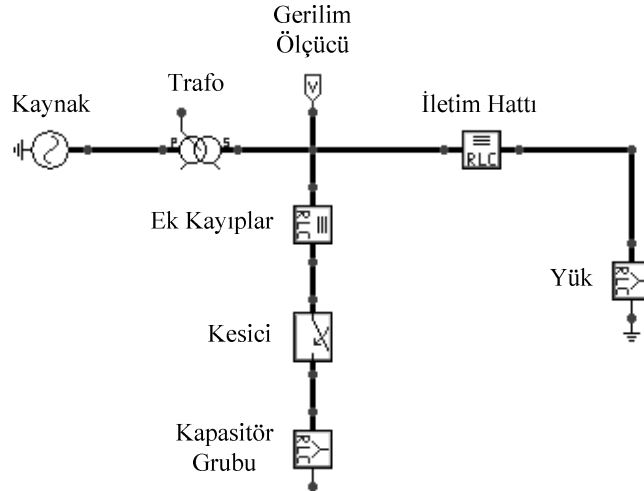
$$Q = U \times I \times \sin\phi = 2 \times 10^6 \times 0.6 = 1.2 \text{ MVAR,}$$

$$X_L = \frac{V^2}{Q} = \frac{6350^2}{1.2 \times 10^6} = 33.602 \, \Omega, L = 106.958 \text{ mH olarak hesaplanır. Burada bulunan değerler}$$

tüm fazlar için aynıdır.

Diğer parametreler, benzetimde kullanılan bütün parametrelerle birlikte Ek-1'de verilmiştir.

Kapasitör anahtarlama benzetiminin ATP modeli Şekil 4.4'te verilmiştir.



Şekil 4.4 Kapasitör anahtarlama benzetiminin ATP modeli

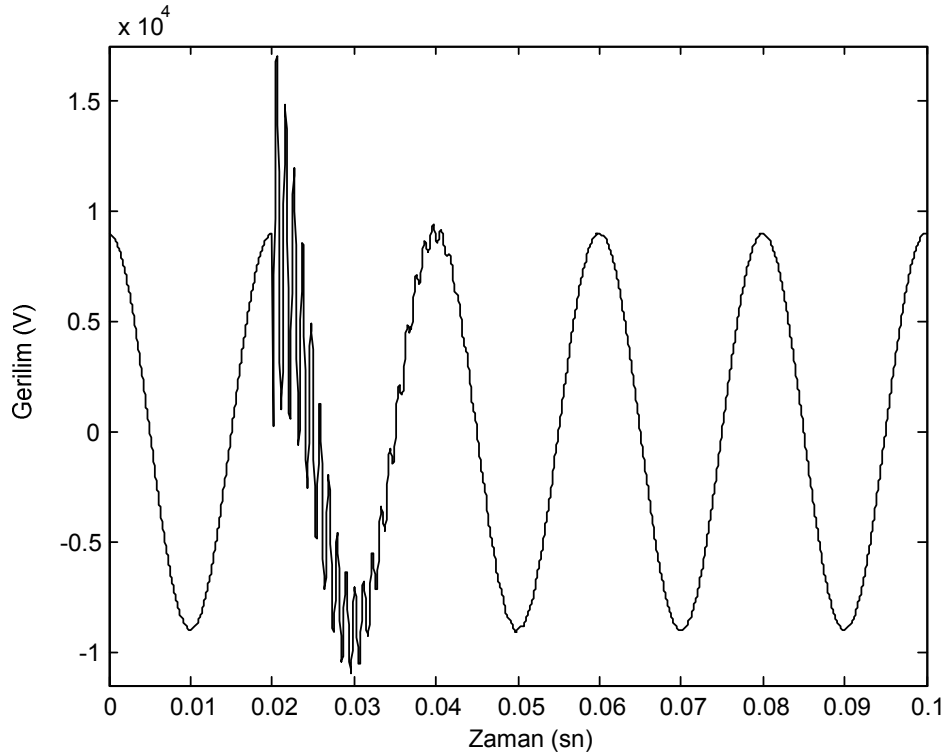
Benzetimde sistem sürekli durumda iken, 20. msn'de kesici tüm fazları kapatarak kapasitör grubunu devreye sokmuştur. Bu durumu incelemek için, hat geriliminin değişimi elde edilmiştir. Burada, 20. msn seçilmesinin nedeni, geçici durum başlangıç anının A fazı tepe gerilimine denk getirilerek, oluşabilecek en kötü durumun meydana getirilmesidir. Çünkü, sistemler tasarlanırken en kötü koşullara göre tasarlanmalıdır.

Ek kayıplar ise, trafo ile kapasitör grubu arasındaki iletkenlerde kayba neden olan direnç ile akımın akışına karşı koyan indüktanstan oluşmaktadır.

4.1.3. Kapasitör Anahtarlama Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi

EMTP/ATP programından elde edilen veriler, Matlab programında bulunan Wavelet Toolbox ortamına aktarılmıştır.

Şekil 4.5'te A fazı için verilen ana sinyale bakıldığında, kapasitör grubunun devreye sokulduğu anda (20. msn) geçici bir durumun başladığı görülmektedir. Bu geçici durum sırasında, hat geriliminin sürekli durumdaki tepe değerinin iki katına varan oranlarda aşıldığı ve zamanla aşırı gerilimin azaldığı tespit edilmiştir. Yine, geçici durumun ilk anlarında gerilim seviyesinin sıfır düzeyine yaklaştığı tespit edilmiştir. Burada, gerilim seviyesinin sıfıra düşebilmesi için sistemde aşırı güç faktörü düzeltilmesi olması gerekmektedir. Gerçek hayatta ise, kesici özelliklerinin bu aşırı gerilimleri belirlemede önemli bir yeri vardır. Örneğin, arka arkaya anahtarlama olarak bilinen durumun ortaya çıkma nedeni kesicilerin tüm fazları aynı anda kapatamamasıdır. Bu durumda anahtarlama anlarında fazlardan bozucular meydana gelmektedir (Tusaliu vd., 2003). Aynı durum sistemde birden fazla kapasitör grubu olması ve kapasitör gruplarının farklı zamanlarda enerjilenmesinde de gözlemlenmektedir.



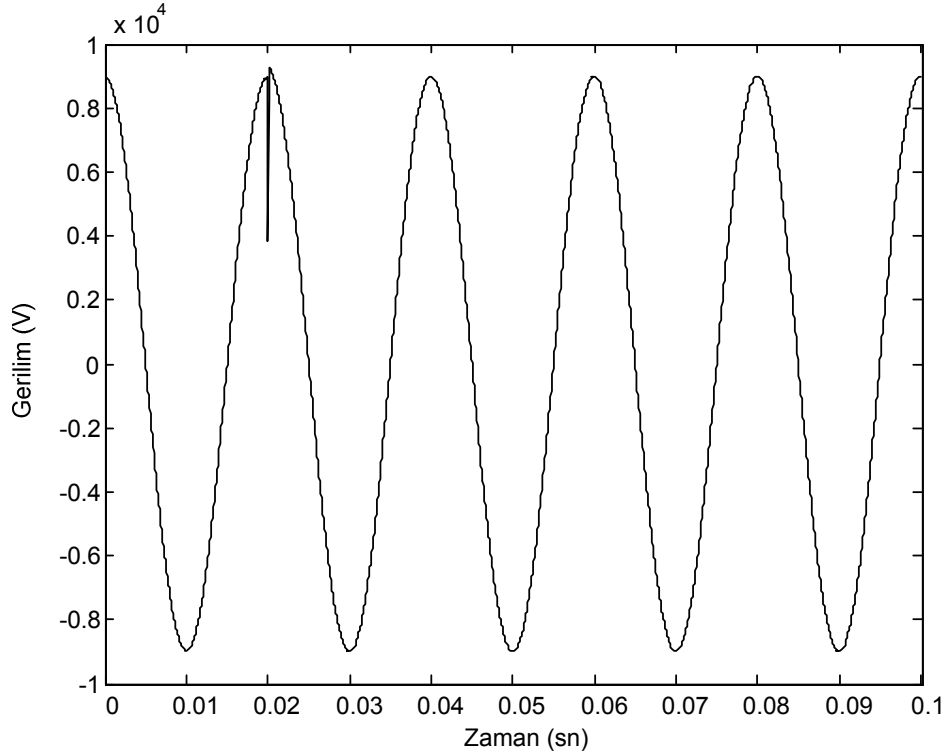
Şekil 4.5 A fazı için hat geriliminin dalga şekli

A fazı için verilen ana sinyale bakıldığında, kapasitör grubunun devreye girme anının A fazının tepe değerine ulaştığı ana denk getirilmiş olduğu görülür. Bu olabilecek en kötü

durumdur. Yani, eğer fazlardan herhangi birisi 90 ya da 270 dereceye denk gelirse bu sistem için en yüksek tehlikeyi oluşturur.

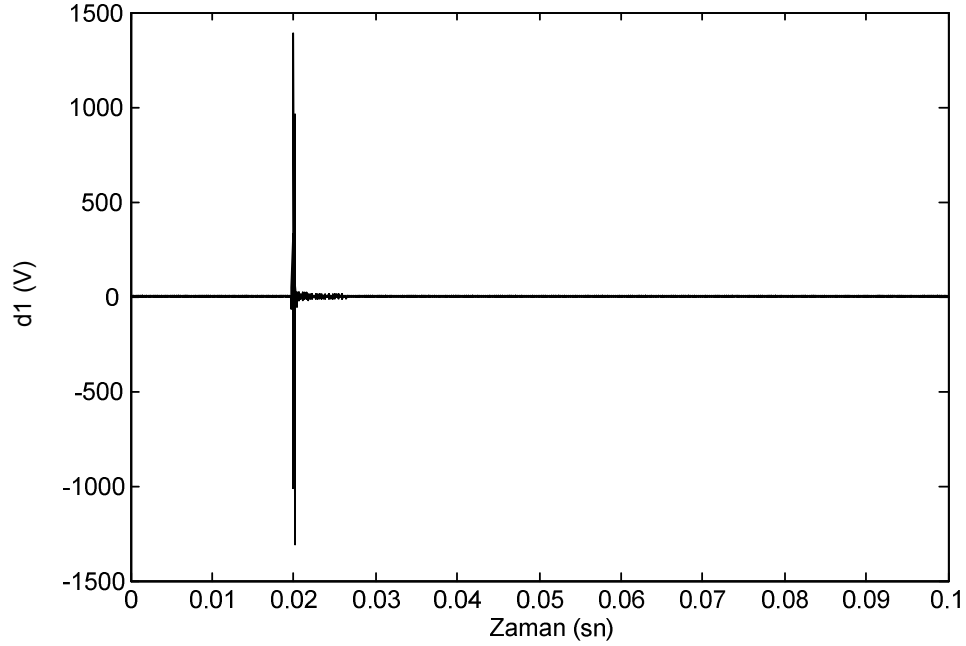
B ve C fazlarındaki geçici durumlar A fazındakinin genlik olarak düşük halidir. Çünkü, anahtarlamının ilk anında diğer fazlar tepe genliklerinde değildir.

Enerjilenme sırasındaki bu geçici durumlardan olumsuz etkilenme ihtimali en çok olan yükler elektronik teçhizatlardır. Örnek olarak bilgisayarlar ve ayarlanabilir hız sürücüleri gösterilebilir (Martinez, 1998). Bu olumsuzlukların azaltılması için çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Örneğin, kapasitör grubunu küçük dirençler (10 ohm gibi) üzerinden enerjilendirmek ki bu özellikle 6., 7. ve 8. harmonikleri azaltmada oldukça başarılıdır (Cipcigan vd., 2006). Ayrıca, kapasitör grubunu küçük indüktanslar (1 mH gibi) üzerinden enerjilendirmek geçici durumdaki aşırı gerilimleri oldukça azaltmaktadır. Ancak, sistemde birden fazla kapasitör grubu olması durumunda ya da anahtarlama görevini yerine getiren cihazların zamanla zarar görmesi sonucu aynı anda tüm fazları kapatamaması hallerinde mevcut öneriler işe yaramayacaktır. Bu durumları da göz önüne alarak kapasitör grubuna seri olarak (her faza ayrı olarak), direnci oldukça küçük olan bir akım sınırlayıcı bobin ilave edilmesi yerinde olacaktır. Bu bobinler devrede sürekli olarak kalmalıdır. Şekil 4.6’da bobinlerin (10 ohm ve 1mH’lik) ilavesi sonucu A fazındaki geçici durumun oldukça azaldığı görülmektedir.



Şekil 4.6 Bobin ilavesiyle elde edilen A fazı hat gerilimi

Güç sistemlerindeki geçici durumları incelemek için en uygun dalgacık olan 4. Daubechies dalgacığı seçilip, dalgacık dönüşümünün ayrıştırma özelliği kullanılarak Şekil 4.7'deki grafik elde edilmiştir. Grafik A fazı gerilimindeki en yüksek frekanslı bileşenleri göstermektedir. Buradaki frekans bantı, örnekleme oranının $(1/0.00005 = 20 \text{ kHz})$ yarı değeri ile çeyrek değeri arasındadır (Probert vd., 2002). Yani, d_1 'in frekans bantı 10 kHz ile 5 kHz arasını kapsamaktadır.



Şekil 4.7 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları

d_1 daha yakından incelendiğinde ilk genliğinin ve hemen onu takip eden en büyük genliğinin başlangıç noktasının, kapasitör anahtarlama başlangıç anı olan 20. msn olduğu fark edilir. Bu d_1 'in süreksizlik noktası yakalama gücünü ortaya koymaktadır. Kısacası, bir sistemde meydana gelen herhangi bir olumsuz durum bu yolla tespit edilebilir (Jiang vd., 2001).

Geçici durumun ne kadar sürdüğü diğer frekans bantlarına bakılarak öğrenilebilir. Ayrıştırma seviyesinin 10 olduğu durum için frekans bantları ve bunlara karşılık gelen geçici durum süreleri Tablo 4.1'de verilmiştir.

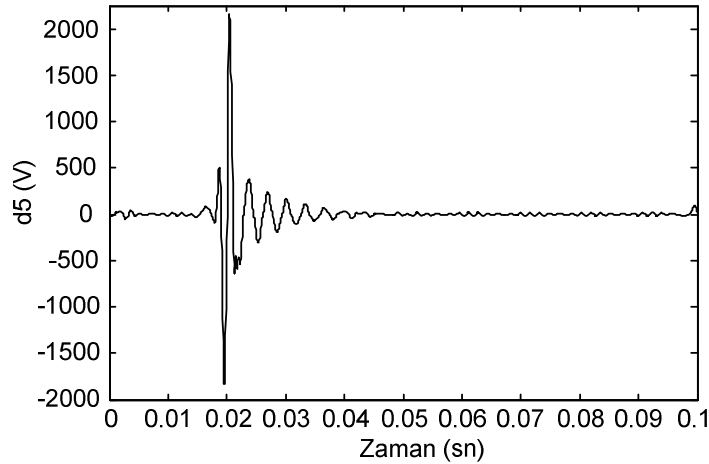
Tablo 4.1'e bakıldığında ilk göze çarpan d_5 'ten d_{10} 'a kadar geçici durum ile ilgili hiçbir bilginin bulunmamasıdır. d_5 - d_{10} arası detay katsayıları, geçici durumdan bağımsız olarak benzetim boyunca çeşitli büyüklüklerde genlik değerlerine sahiptir. Sadece Şekil 4.8'de verilen d_5 'te geçici durum başlangıcında bir ani genlik artışı fark edilebilmektedir. Burada da, 20. msn'den önce küçük genlik değerleri olduğundan geçici durum incelemesi için uygun değildir.

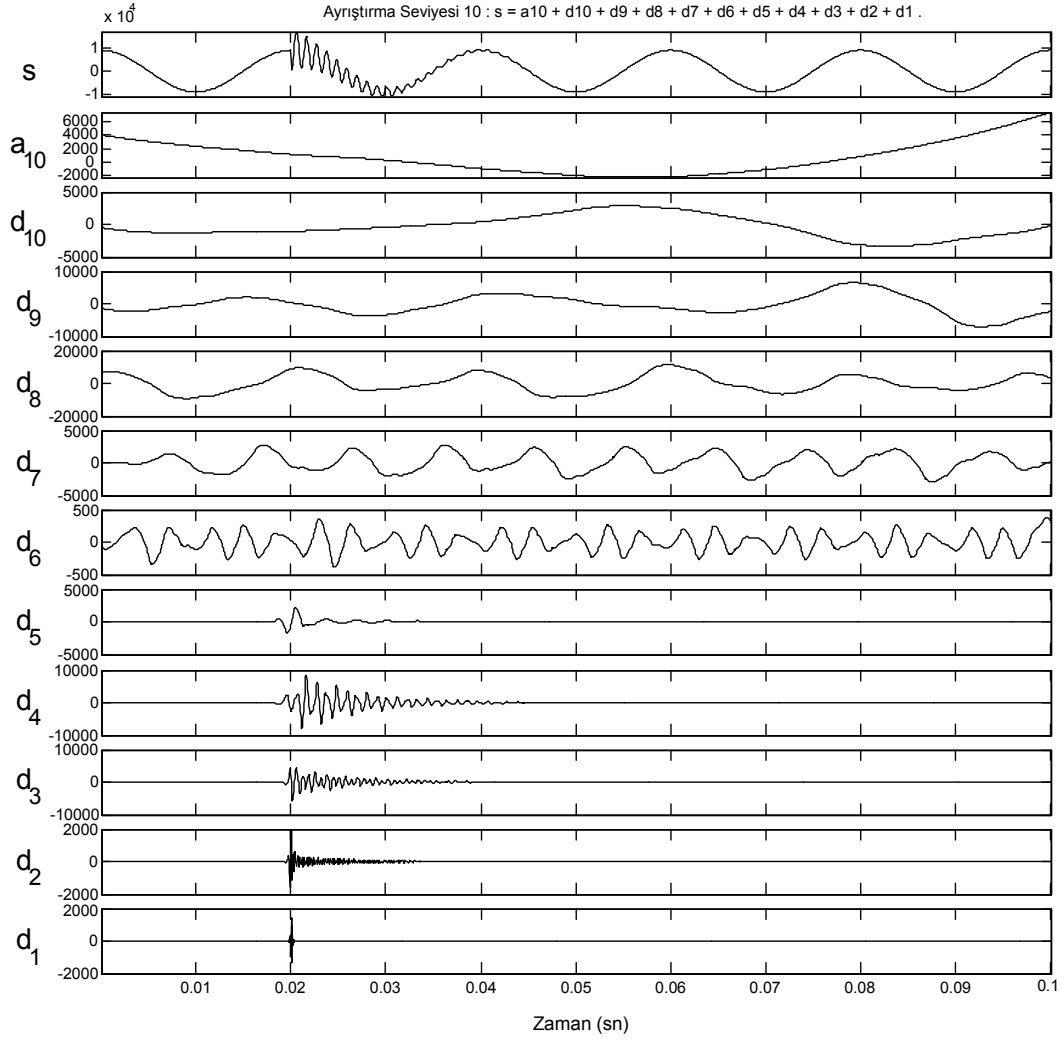
Tablo 4.1 Kapastör anahtarlama için detay katsayılarının frekans aralıkları

Detay Seviyesi	Frekans Aralığı (Hz)	Geçici Durum		
		Başlangıç anı (msn)	Bitiş anı (msn)	Süresi (msn)
d ₁	10000 - 5001	20	27	7
d ₂	5000 - 2501	20	38	18
d ₃	2500 - 1251	20	50	30
d ₄	1250 - 626	20	53	33
d ₅	625 - 313	-	-	-
d ₆	312 - 157	-	-	-
d ₇	156 - 79	-	-	-
d ₈	78 - 40	-	-	-
d ₉	39 - 20	-	-	-
d ₁₀	19 - 10	-	-	-

Tablo 4.1'e bakıldığında d₁-d₄ arasındaki detay katsayılarının genlik başlangıçlarının 20. msn olduğu görülür. Yani, mevcut örnekleme frekansında d₁-d₄ arasında istenilen detay katsayısına bakılarak geçici durum başlangıcının tespit edilebileceği anlaşılmaktadır. Genelde d₁'e bakmak bu iş için yeterlidir (Plata vd., 2004).

Tablo 4.1'e bakıldığında geçici durum süresi en yüksek olan katsayının d₄ olduğu, dolayısıyla önceden değinildiği üzere tüm sinyaldeki geçici durum süresinin yaklaşık 33 msn olduğu öğrenilebilir. Şekil 4.9'da, Tablo 4.1'de verilen tüm detay katsayıları, ana sinyal (s) ve onuncu yaklaşık katsayısı (a₁₀ ile temsil edilen bu katsayı 0-9 Hz arasındaki bileşenlere sahiptir) toplu olarak gösterilmiştir.

**Şekil 4.8** A fazı hat geriliminin beşinci seviye detay katsayıları



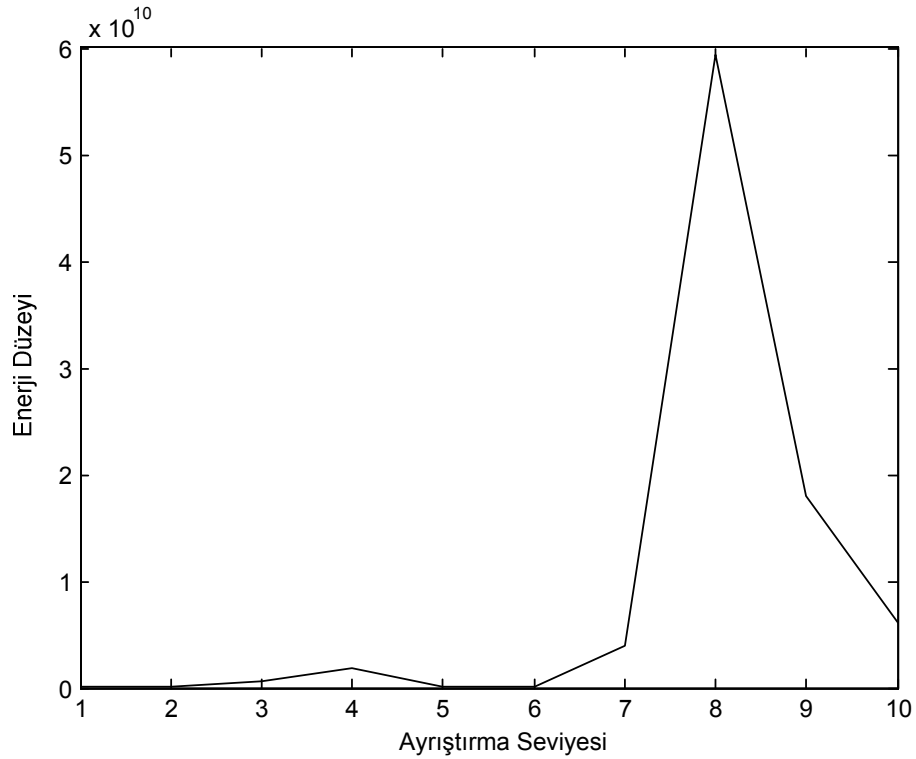
Şekil 4.9 Kapasitör anahtarlama benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü

Günümüzde dalgacık dönüşümü yardımıyla olumsuz durumların meydana gelme zamanlarının tespitinin yanında, olumsuz durumların cinslerinin de tespit edilmeye çalışıldığı gözlenmektedir (Borras vd., 2001). Çalışmalar arasında en çok üzerinde durulan ve en iyi sonuçlara ulaştıran yöntem, detay katsayılarının enerji dağılımlarından yola çıkan yöntemdir (Gaing, 2003). Bu nedenle geçici durumların cinsinin tespit edilmesi için bu yöntem kullanılacaktır. Bu amaçla, denk.(4.1)'de verilen Parseval teoremi kullanılacaktır (Plata vd., 2000).

$$\int |p(t)|^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |a(k)|^2 + \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} |d_j(k)|^2 \quad (4.1)$$

Denk.(4.1)'den bir sinyalin bileşenlerinin enerjileri toplamının, sinyalin enerjisine eşit olduğu görülmektedir. Yani, detay katsayılarının enerjileri toplamı ile yaklaşık katsayısının enerjisinin toplamı, ana sinyalin enerjisine eşittir. Buradan, detay katsayılarının enerjilerini bulup, grafiğini çizdiren bir Matlab programı yazılmıştır. Program Ek-2'de verilmiştir. Bu enerji, akımın gerilime eşit kabul edilmesiyle elde edilen bir enerjidir ve birimi joule olan gerçek enerji değildir. Buradan yola çıkılarak gerçek enerji karakteristiği bulunabilir.

Şekil 4.10'da kapasitör anahtarlama sonucu oluşan geçici durum için, detay seviyelerine göre enerji dağılımı verilmiştir.



Şekil 4.10 Kapasitör anahtarlama benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları

Şekil 4.10'a göre 4. ve 8. detay katsayılarının enerji değerleri yüksek çıkmıştır. Tablo 4.1'e göre detay katsayılarının frekans aralıkları 4. seviye için 1250-626 Hz, 8. seviye için 78-40 Hz'dir. Bu durum 50 Hz temel frekans bileşenine sahip sinüs şeklindeki işaretin üzerine kapasitör anahtarlama sonucu daha yüksek frekanslı (1250-626 Hz) bir işaretin eklendiğini göstermektedir.

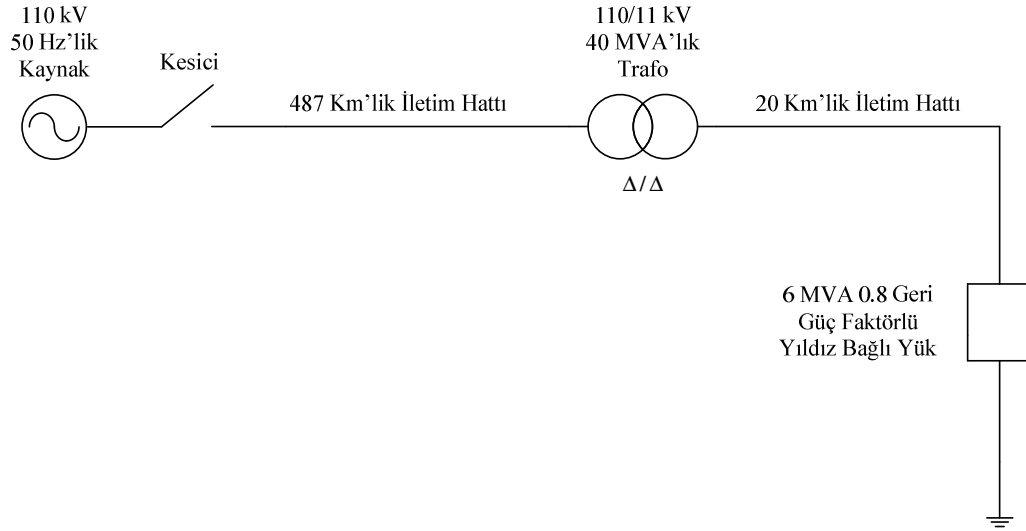
IEEE 1995 standartlarına göre kapasitör anahtarlama sonucu oluşan gerilim bozulmalarının, şebeke frekansının 6-18 kat daha fazlasına kadar bir frekansa sahip olabildiği göz önüne alındığında, Şekil 4.10'daki enerji dağılımının farklı geçici durumlardan bu geçici durumu ayırt edebildiği görülmektedir (IEEE, 1995).

4.2. Hat Enerjilenmesi

Bir enerji iletim hattının enerjilenmesi sırasında geçici olarak aşırı gerilimler oluşmaktadır. Bu aşırı gerilimler bazen tehlikeli boyutlara ulaşabilmektedir. Bu nedenle, hat enerjilenmesi olayının iyice incelenmesi ve gerekli tedbirlerin alınması gerekmektedir (Boliaris vd., 1994).

4.2.1. Hat Enerjilenmesi Benzetimi İçin Sistem Verileri

Hattın enerjilenmesi sırasında meydana gelen geçici durumları inceleyebilmek için Şekil 4.11’de verilen örnek sistem ele alınacaktır



Şekil 4.11 Hat enerjilenmesi benzetimi için verilen sistem

Bu sisteme ait veriler şu şekildedir:

Trafo %11.15’lik empedansa ve 10’luk X/R oranına sahiptir.

Enerji, 3 faz 50 Hz’lik a.a. kaynağından sağlanmaktadır.

20 km’lik iletim hattındaki iletkenler alüminyumdan olup, 20 °C’deki d.a. dirençleri 0.2601 ohm/km’dir. Reaktansları ise 0.557 ohm/km’dir.

487 km’lik uzun iletim hattındaki iletkenler için değerler şunlardır:

Faz iletkenlerinin özellikleri (boru tipli iletkenler için parametreler):

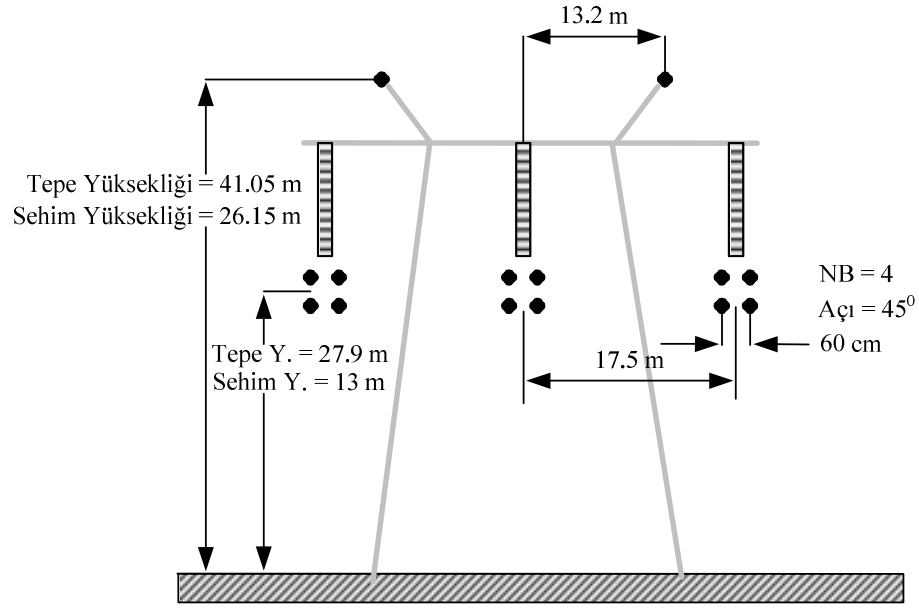
- D.a. dirençleri = 0.0585 Ω/km.
- İletkenlerin dış çapları = 3.105 cm.
- İletkenlerin iç çapları = 0.55 cm.
- Demetteki iletkenler arasındaki mesafeler 60 cm’dir.

Koruma iletkenlerinin özellikleri (çelikle güçlendirilmiş boru tipli iletkenler için parametreler):

- D.a. dirençleri = $0.304 \Omega/\text{km}$.
- İletkenlerin dış çapları = 1.6 cm.
- İletkenlerin iç çapları = 0.3 cm'dir.

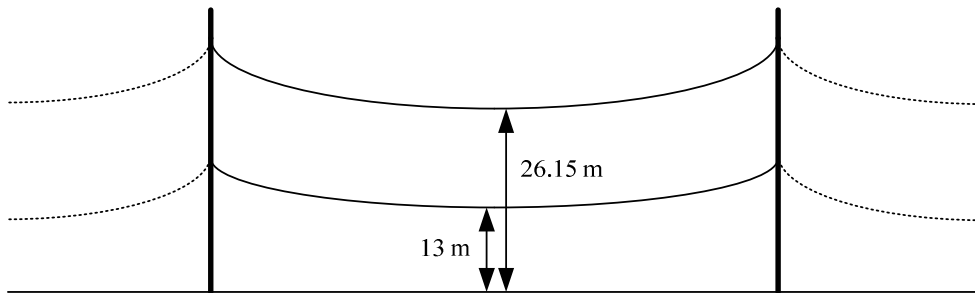
Toprağın direnci $20 \Omega\text{m}$ 'dir.

İletkenlerin direğe ve toprağa göre konumları (hat düzeni) Şekil 4.12'de verildiği gibidir (Prikler vd., 2002).



Şekil 4.12 Hat düzeni

Şekil 4.12'deki sehimin yerden yüksekliği, Şekil 4.13'te gösterildiği gibi iletkenlerin iki direk arasında toprağa en yakın oldukları noktalardaki yüksekliklerdir (Tamu, 2003).



Şekil 4.13 Sehim yüksekliği

4.2.2. Hat Enerjilenmesi Benzetimi İçin Parametre Hesabı

Gerilim kaynağı hesabı:

$$V_s = 110\text{kV} \times \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 89814 \text{ V.}$$

Trafo hesabı:

$$Z_{\text{base}} = \frac{V_s^2}{S_s} = \frac{(11 \times 10^3)^2}{40 \times 10^6} = 3.025 \Omega.$$

$$3.025 \times (\%11,15) = 0.335 \Omega.$$

Transformatörün $\frac{X}{R}$ oranı 10 olduğundan,

$$R_s = 0.0335 \Omega \text{ bulunur ve } X_s = 0.335 \Omega \text{ 'dur.}$$

$$\text{Buradan, } X_s = 2\pi \times f \times L_s \text{ 'de } L_s = 1.066 \text{ mH bulunur.}$$

Kapasitör grubu hesabı:

$$X_c = \frac{V^2}{Q} = \frac{(6350)^2}{1 \times 10^6} = 40.323 \Omega.$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi \times f \times C} \text{ 'den } C = 78.940 \mu\text{F bulunur.}$$

Kısa iletim hattı hesabı:

$$R = 20 \times 0.2601 = 5.202 \Omega \text{ bulunur.}$$

$$X = 2\pi \times f \times L \text{ 'den } L = 35.460 \text{ mH bulunur.}$$

Yük hesabı:

$$S_Y = 2 \text{ MVA (Faz başına görünür güç).}$$

$$P = 2 \times 10^6 \times 0.8 = 1.6 \text{ MW.}$$

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{(6350)^2}{1.6 \times 10^6} \text{ 'dan } R = 25.202 \Omega \text{ bulunur.}$$

$$Q = 2 \times 10^6 \times 0.6 = 1.2 \text{ MVAR.}$$

$$X_L = \frac{V^2}{Q} = \frac{(6350)^2}{1.2 \times 10^6} = 33.602 \Omega, L = 106.958 \text{ mH bulunur.}$$

487 km'lik uzun iletim hattının JMarti modeli ile temsili için Tablo 4.2'deki değerler girilmiştir. Burada, *decades* 10ⁿ'li eksenindeki n'dir, yani logaritmik eksen derecesini belirler. *Points/dec*, logaritmik ekseninde iki nokta arasında kaç örnek hesaplanacağını belirler. *Freq. matrix [Hz]* dönüşüm matrisi hesabı için üst frekans sınırını belirler. *Freq. SS [Hz]* ise şebeke frekansını belirtir.

Ek-3'te JMarti modeli ile ilgili detaylı bilgi verilmiştir (Marti, 1982).

Bunların dışında diğer hat modellerinin de ihtiyaç duyduğu veriler vardır. Bunların başında hat düzeni gelmektedir. Hat düzeni Tablo 4.3'te verildiği gibi girilmelidir. Burada değerler girilirken, yer düzlemi x eksenini olarak, direğin tam ortasından yere inilen dikme ise y eksenini olarak kabul edilmiştir.

Son olarak, kullanıcının isteğine bağlı olan deri etkisi gibi birkaç özellik daha seçilmiştir. Diğer parametreler, benzetimde kullanılan bütün parametrelerle birlikte Ek-4'te verilmiştir.

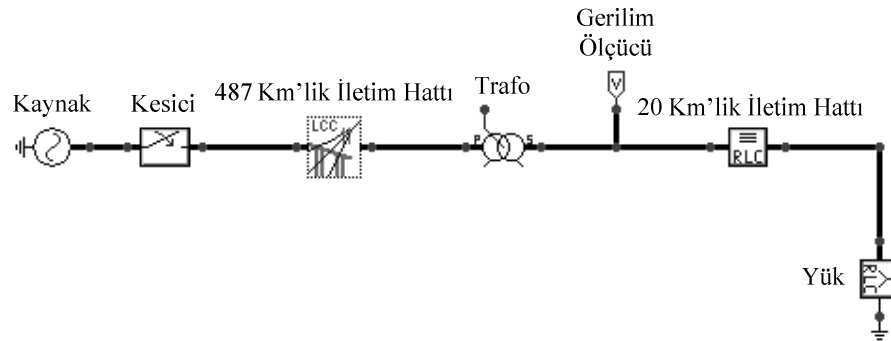
Tablo 4.2 JMarti modeli için girilen parametre değerleri

Decades	Points/dec	Freq. matrix [Hz]	Freq. $\underline{S}$ [Hz]
7	10	1000	50

Tablo 4.3 JMarti modeli için kullanılan veriler

	Ph. No. (Faz No.)	Rin (Riç)	Rout (Rdış)	Resis (Direnç)	Horiz (Yatay)	Vtower (Tepe Y.)	Vmid (Sehim Y.)	Separ (Aynm)	Alpha (Açı)	NB (İlet. Say.)
#		[cm]	[cm]	[ohm/km DC]	[m]	[m]	[m]	[cm]	[deg]	
1	1	0,55	1,55	0,0585	-17,5	27,9	13	60	45	4
2	2	0,55	1,55	0,0585	0	27,9	13	60	45	4
3	3	0,55	1,55	0,0585	17,5	27,9	13	60	45	4
4	0	0,3	0,6	0,304	-13,2	41,05	26,15	0	0	0
5	0	0,3	0,6	0,304	13,2	41,05	26,15	0	0	0

Hat enerjilenme benzetiminin ATP modeli Şekil 4.14'te verilmiştir.

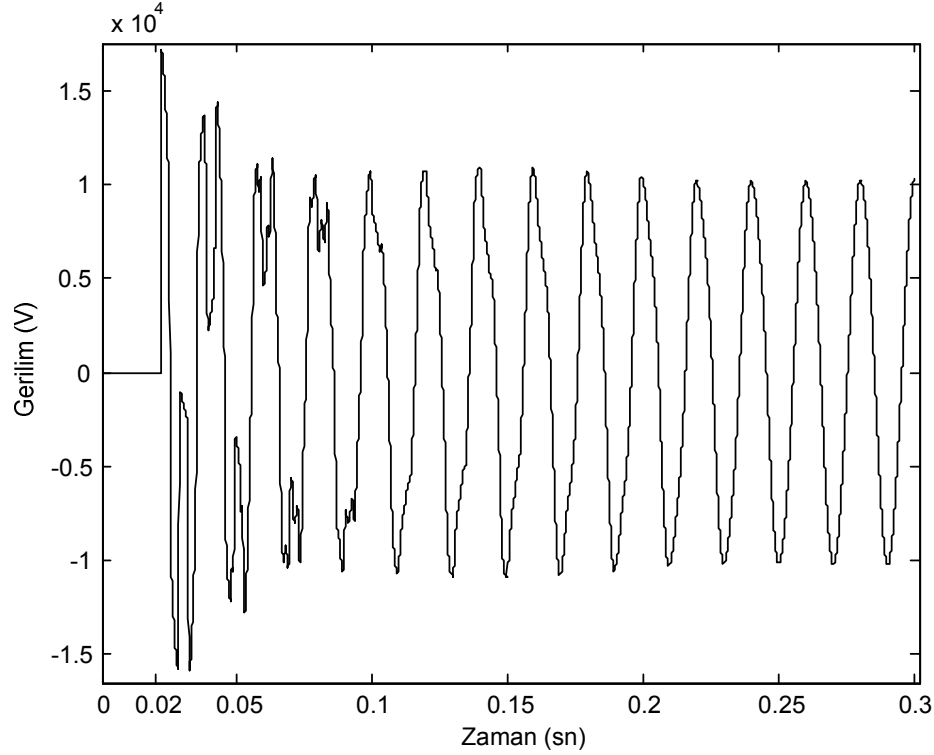


Şekil 4.14 Hat enerjilenme benzetiminin ATP modeli

Benzetimde sistem enerjisiz durumda iken, 20. msn'de kesici tüm fazları kapatarak sistemin enerjilenmesini sağlamıştır. Bu durumu incelemek için, hat geriliminin değişimi elde edilmiştir.

4.2.3. Hat Enerjilenmesi Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi

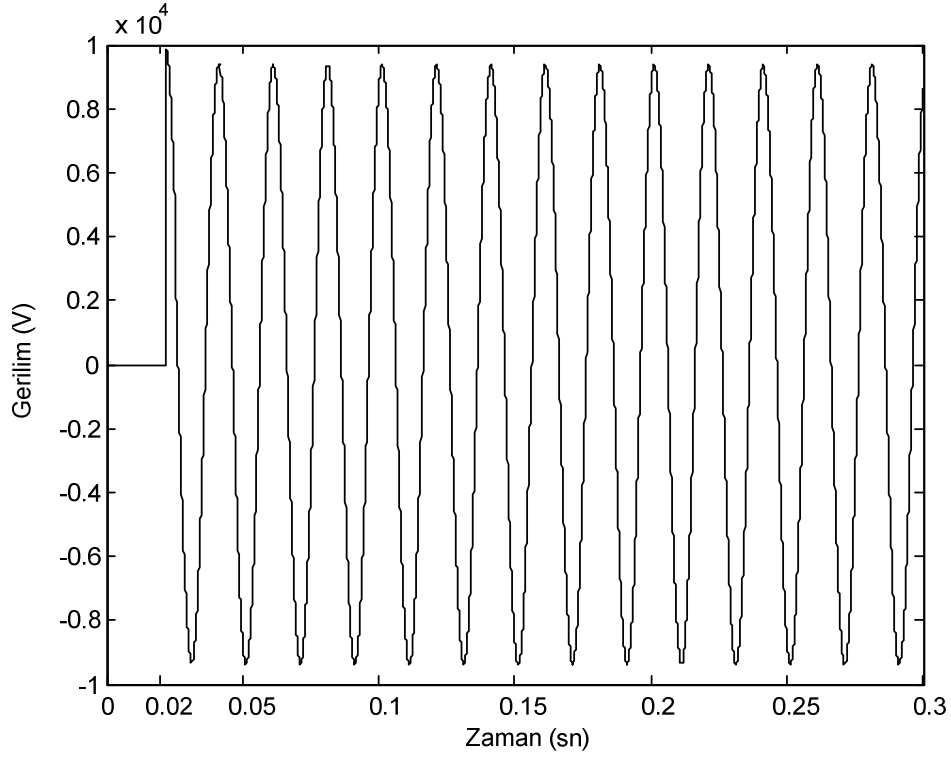
Şekil 4.15'te A fazı için verilen ana sinyale bakıldığında, enerjilenme sonucu 20. msn'de bir geçici durumun başladığı görülmektedir. Bu geçici durum sırasında, hat geriliminin sürekli durumdaki tepe değerinin iki katına varan oranlarda aşıldığı ve zamanla aşırı gerilimin azaldığı tespit edilmiştir. Gerçek hayatta kesici özellikleri (Buettner vd., 1970) ile trafo özelliklerinin de bu aşırı gerilimleri belirlemede önemli bir yeri bulunmaktadır (Cho, 2002).



Şekil 4.15 A fazı için hat geriliminin dalga şekli

Enerjilenme sırasındaki bu geçici durumlar güç sistemi güvenilirliğini etkileyecek boyutlardadır. Bu nedenle çok yüksek gerilimde çalışacak cihazlar için yalıtım tasarımı yapılırken, bu aşırı gerilimlerin göz önüne alınması zorunludur (Ngamsanroaj vd., 2003).

Meydana gelen bu aşırı gerilimleri azaltmak için çeşitli yöntemler vardır. Bunlar içerisinde maliyet ve basitlik yönünden bakıldığında, ön direnç kullanmak oldukça iyi bir seçenek olarak görülmektedir (Yu vd., 2000). Ön direnç değeri birkaç yüz ohm dolaylarında seçildiğinde oldukça iyi sonuçlar alınmaktadır. Burada, ön dirençler hat başına seri olarak bağlanmalı ve gereksiz güç kaybını önlemek için enerjilenmeden hemen sonra devreden çıkarılmalıdır. Şekil 4.16'da her faza 200 ohm'luk seri direnç eklenmesiyle geçici durumdaki aşırı gerilimlerin oldukça azaltıldığı görülmektedir.



Şekil 4.16 Ön direnç ilavesiyle elde edilen A fazı hat gerilimi

B ve C fazlarındaki durumlar da A fazındaki ile benzerdir. Yani, kapasitör anahtarlama benzetiminden farklı bir durum söz konusudur.

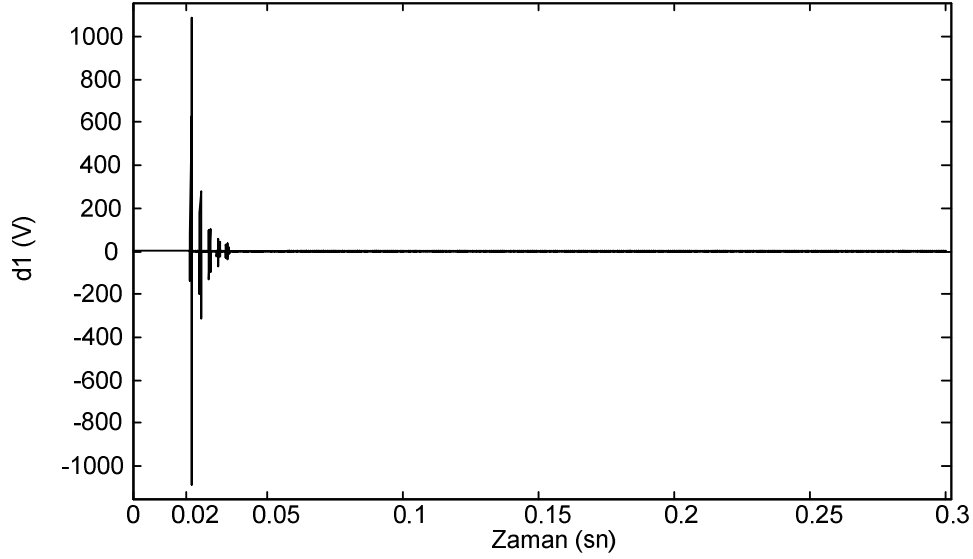
Geçici durumu daha detaylı inceleyebilmek için 4. Daubechies dalgacığı seçilip, dalgacık dönüşümünün ayrıştırma özelliği kullanılarak Şekil 4.17'deki grafik elde edilmiştir. Grafik, mevcut örneklemede A fazı gerilimindeki en yüksek frekanslı bileşenleri göstermektedir. d_1 detay seviyesine ait bu grafik yakından incelendiğinde ilk genliğinin ve onu takip eden en büyük pozitif genliğinin başlangıç anının 21. msn olduğu fark edilir. Yani, d_1 detay katsayısına bakılarak, geçici durumun başlangıç anı çok küçük bir hata ile öğrenilebilir.

Geçici durumun süresi diğer frekans bantlarına bakılarak öğrenilebilir. Ayrıştırma seviyesinin 10 olduğu durum için frekans bantları ve bunlara karşılık gelen geçici durum süreleri Tablo 4.4'te verilmiştir.

Tablo 4.4'e bakıldığında, d_5 'ten d_{10} 'a kadar geçici durum ile ilgili hiçbir bilginin bulunmadığı görülmektedir. Çünkü, d_5 - d_{10} arası detay katsayıları geçici durumdan bağımsız olarak benzetim boyunca çeşitli büyüklüklerde genlik değerlerine sahiptir.

Tablo 4.4'e bakıldığında ikinci olarak göze çarpan, d_1 - d_4 arasındaki detay katsayılarının genlik başlangıçlarının 20. msn ve 21. msn olmasıdır. Yani, d_1 - d_4 arasındaki detay katsayılarına

bakılarak geçici durum başlangıçlarının ihmal edilebilir bir hata ile öğrenilebileceği görülmektedir.



Şekil 4.17 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları

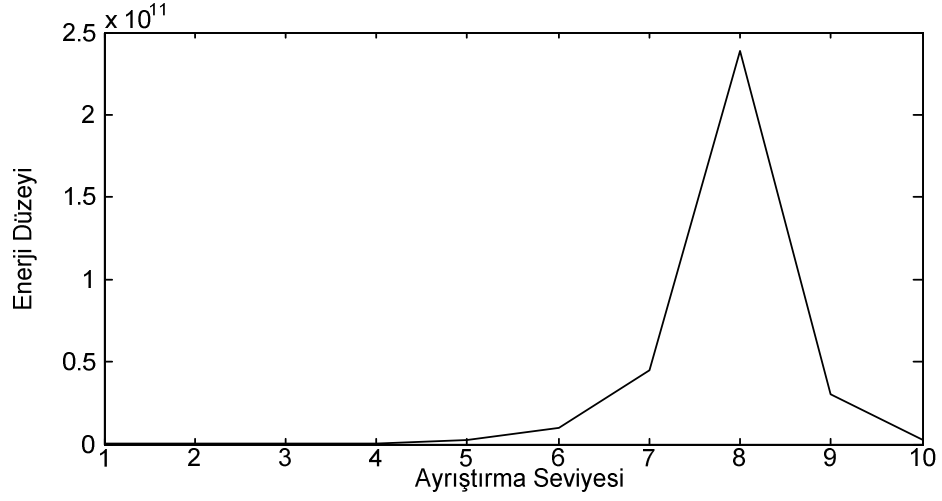
Tablo 4.4'ten geçici durum süresi en yüksek katsayının d_4 olduğu, dolayısıyla tüm sinyaldeki geçici durum süresinin 180 msn olduğu anlaşılabılır.

Tablo 4.4 Hat enerjilenmesi için detay katsayılarının frekans aralıkları

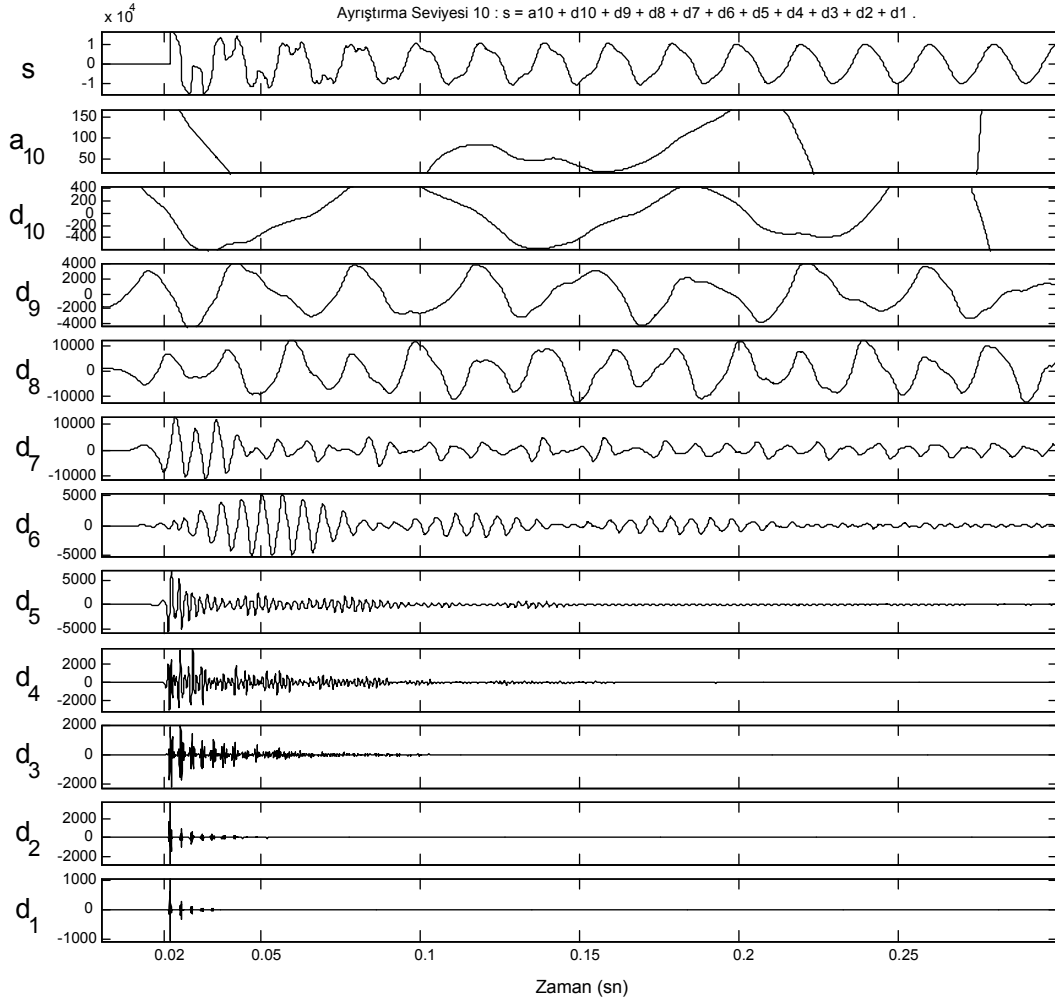
Detay Seviyesi	Frekans Aralığı (Hz)	Geçici Durum		
		Başlangıç anı (msn)	Bitiş anı (msn)	Süresi (msn)
d_1	10000 - 5001	21	35	14
d_2	5000 - 2501	21	50	29
d_3	2500 - 1251	20	100	80
d_4	1250 - 626	20	200	180
d_5	625 - 313	-	-	-
d_6	312 - 157	-	-	-
d_7	156 - 79	-	-	-
d_8	78 - 40	-	-	-
d_9	39 - 20	-	-	-
d_{10}	19 - 10	-	-	-

Ek-2'de verilen programın çalıştırılması sonucu Şekil 4.18'deki enerji dağılım grafiği elde edilmiştir. Şekil 4.18'deki 8. detay katsayısının büyük bir enerjiye sahip olması sonucu, geçici durum hakkında bilgi veren detay katsayılarının varlık gösteremediği görülmektedir.

Şekil 4.19'da, Tablo 4.4'te verilen bütün detay katsayıları, ana sinyal ile onuncu yaklaşık katsayısını da içerecek şekilde verilmiştir.



Şekil 4.18 Hat enerjilenmesi benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları



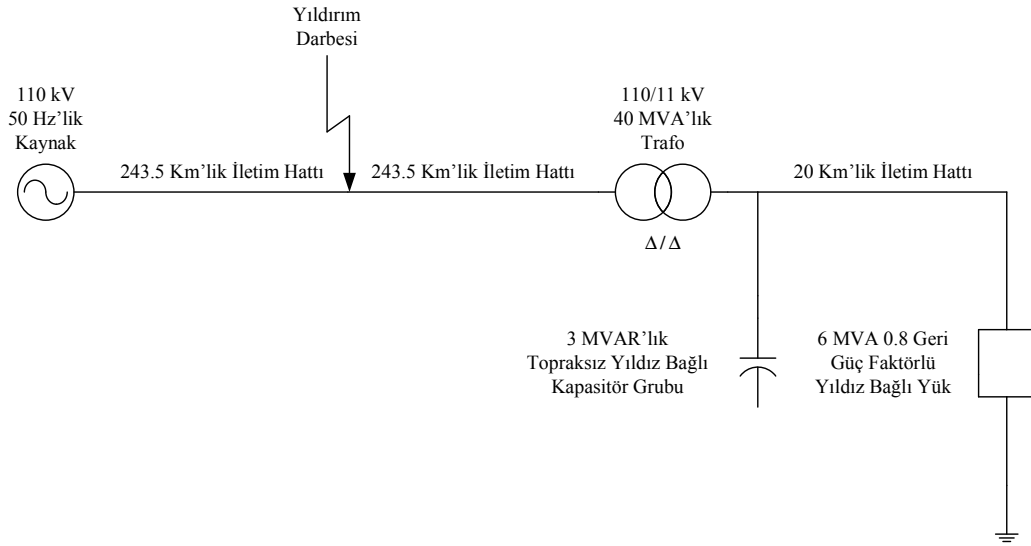
Şekil 4.19 Hat enerjilenmesi benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü

4.3. Yıldırım Darbesi

Yıldırım darbesi sırasında geçici olarak aşırı gerilimler oluşmaktadır. Bu aşırı gerilimler güç sistemlerine büyük zararlar verebilmektedir (Bellosta vd., 1998). Bunun bir sonucu olarak güç sistemlerinin yalıtım tasarımları yapılırken, başta yıldırım darbesi olmak üzere diğer aşırı gerilimlerin de hesaba katılması şarttır (Yamada vd., 1995). Bu nedenle, yıldırım darbesinin iyice tanınması ve gerekli tedbirlerin alınması gerekmektedir.

4.3.1. Yıldırım Darbesi Benzetimi İçin Sistem Verileri

Yıldırım darbesi sırasında meydana gelen geçici durumları inceleyebilmek için, Şekil 4.20’de verilen örnek sistem ele alınacaktır.



Şekil 4.20 Yıldırım darbesi benzetimi için verilen sistem

Bu sisteme ait veriler şu şekildedir:

Trafo %11.15'lik empedansa ve 10'luk X/R oranına sahiptir.

Enerji, 3 faz 50 Hz'lik a.a. kaynağından sağlanmaktadır.

20 km'lik iletim hattındaki iletkenler alüminyumdan olup, 20 °C'deki d.a. dirençleri 0.2601 ohm/km'dir. Reaktansları ise 0.557 ohm/km'dir.

487 km'lik uzun iletim hattındaki iletkenler için değerler şunlardır:

Faz iletkenlerinin özellikleri (boru tipli iletkenler için parametreler):

- D.a. dirençleri = 0.0585 Ω /km.
- İletkenlerin dış çapları = 3.105 cm.
- İletkenlerin iç çapları = 0.55 cm.

- Demetteki iletkenler arasındaki mesafeler 60 cm'dir.

Koruma iletkenlerinin özellikleri (çelikle güçlendirilmiş boru tipli iletkenler için parametreler):

- D.a. dirençleri = 0.304 Ω /km.
- İletkenlerin dış çapları = 1.6 cm.
- İletkenlerin iç çapları = 0.3 cm'dir.

Toprağın direnci 20 Ω m'dir.

İletkenlerin direğe ve toprağa göre konumları (hat düzeni) Şekil 4.12'de verildiği gibidir.

Hattın tam ortasına düştüğü varsayılan yıldırım darbesi pozitif karakterli olup, en yüksek genlik değeri 32600 A'dir (Nakada vd., 2003).

4.3.2. Yıldırım Darbesi Benzetimi İçin Parametre Hesabı

Gerilim kaynağı hesabı:

$$V_s = 110\text{kV} \times \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 89814 \text{ V.}$$

Trafo hesabı:

$$Z_{\text{base}} = \frac{V_s^2}{S_s} = \frac{(11 \times 10^3)^2}{40 \times 10^6} = 3.025 \Omega.$$

$$3.025 \times (\%11,15) = 0.335 \Omega.$$

Transformatörün $\frac{X}{R}$ oranı 10 olduğundan,

$$R_s = 0.0335 \Omega \text{ bulunur ve } X_s = 0.335 \Omega \text{ 'dur.}$$

Buradan, $X_s = 2\pi \times f \times L_s$ 'de $L_s = 1.066 \text{ mH}$ bulunur.

Kapasitör grubu hesabı:

$$X_c = \frac{V^2}{Q} = \frac{(6350)^2}{1 \times 10^6} = 40.323 \Omega.$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi \times f \times C} \text{ 'den } C = 78.940 \mu\text{F} \text{ bulunur.}$$

Kısa iletim hattı hesabı:

$$R = 20 \times 0.2601 = 5.202 \Omega \text{ bulunur.}$$

$$X = 2\pi \times f \times L \text{ 'den } L = 35.460 \text{ mH} \text{ bulunur.}$$

Yük hesabı:

$$S_Y = 2 \text{ MVA (Faz başına görünür güç).}$$

$$P = 2 \times 10^6 \times 0.8 = 1.6 \text{ MW.}$$

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{(6350)^2}{1.6 \times 10^6}, \text{ dan } R = 25.202 \, \Omega \text{ bulunur.}$$

$$Q = 2 \times 10^6 \times 0.6 = 1.2 \text{ MVAR.}$$

$$X_L = \frac{V^2}{Q} = \frac{(6350)^2}{1.2 \times 10^6} = 33.602 \, \Omega, L = 106.958 \text{ mH bulunur.}$$

243.5 km'lik iki özdeş uzun iletim hattının JMarti modeli ile temsili için Tablo 4.2'deki değerler girilmiştir. Hat düzeni ise, Tablo 4.3'te verildiği gibi girilmiştir.

Bu modellemede, yıldırım darbesi için en çok tercih edilen Heidler modeli kullanılmıştır. Modelin formülü denk.(4.2)'de verildiği gibidir (Martinez vd., 2003).

$$i(t) = \frac{I_p}{\eta} \frac{k^n}{1 + k^n} e^{-t/\tau_2} \quad (4.2)$$

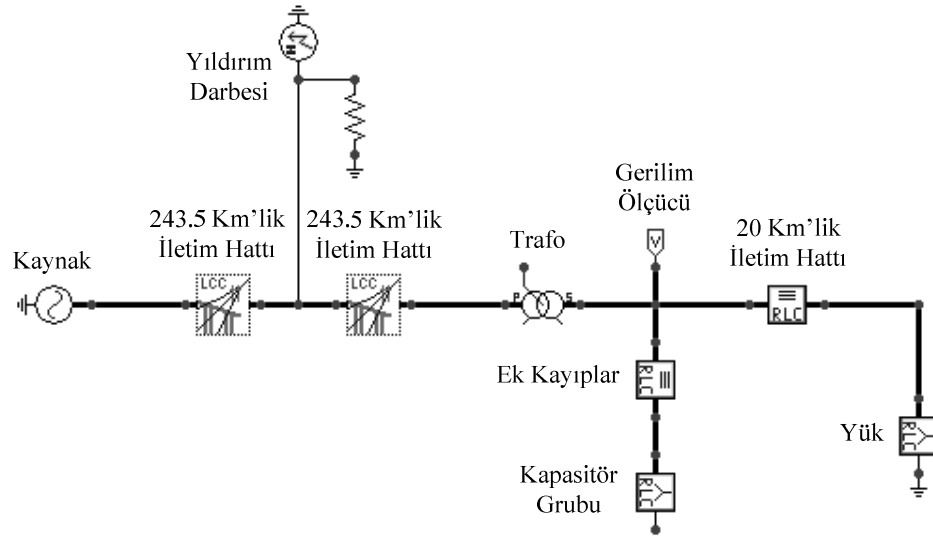
Burada I_p en yüksek akım değerini, η en yüksek akım değerini düzeltme etkenini, n fonksiyonun yükselme oranını etkileme faktörünü, $k = t/\tau_1$ olmak üzere τ_1, τ_2 sırasıyla akım yükselişini ve düşüşünü belirleyen sabitleri göstermektedir. Bunlar benzetimde şu şekilde bulunmaktadır:

- Amp (Akım ya da gerilim cinsinden darbenin ilk anlarında görülen tepe değer) = 32600 A.
- T_f (Ön süre, yani fonksiyonun en yüksek değerine ulaştığı an ile başlama anı arasındaki süre [sn]) = 4E-6 (0.000004).
- Tau (Darbe süresi, yani fonksiyon genliğinin, tepe değer %37'sine düştüğü an ile başlama anı arasındaki süre [sn]) = 5E-5 (0.00005).
- n (fonksiyonun yükselme oranını etkileme faktörü, n artırıldığında en yüksek genliğin dikliği de artar) = 5.
- T_{sta} (Başlama anı [sn]) = 0.02.
- T_{sto} (Bitme anı [sn]) = 0.2'dir.

Yıldırımın doğrudan toprağa akan enerjisini temsil etmek için hatta paralel olacak şekilde bir 400 Ω 'luk direnç eklenmiştir (Almeida vd., 1994).

Diğer parametreler, benzetimde kullanılan bütün parametrelerle birlikte Ek-5'te verilmiştir.

Yıldırım darbesi benzetiminin ATP modeli Şekil 4.21'de verilmiştir.



Şekil 4.21 Yıldırım darbesi benzetiminin ATP modeli

Benzetimde sistem sürekli durumda iken, 20. msn'de 487 km'lik uzun iletim hattının tam ortasına bir yıldırım darbesi düştüğü kabul edilmiştir. Bu durumu incelemek için, hat geriliminin değişimi elde edilmiştir.

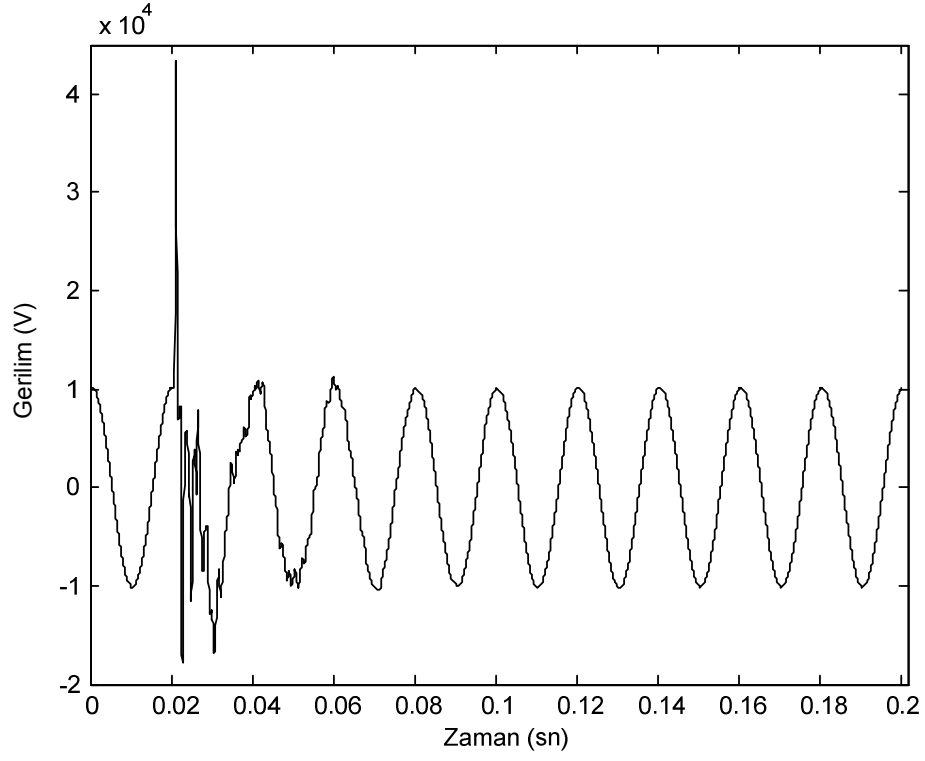
4.3.3. Yıldırım Darbesi Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi

Şekil 4.22'de A fazı için verilen ana sinyale bakıldığında, yıldırım darbesiyle beraber bir geçici durumun başladığı görülmektedir. Bu geçici durum sırasında, hat geriliminin sürekli durumdaki tepe değerinin %380'lere varan oranlarda aşıldığı ve zamanla aşırı gerilimin azaldığı tespit edilmiştir.

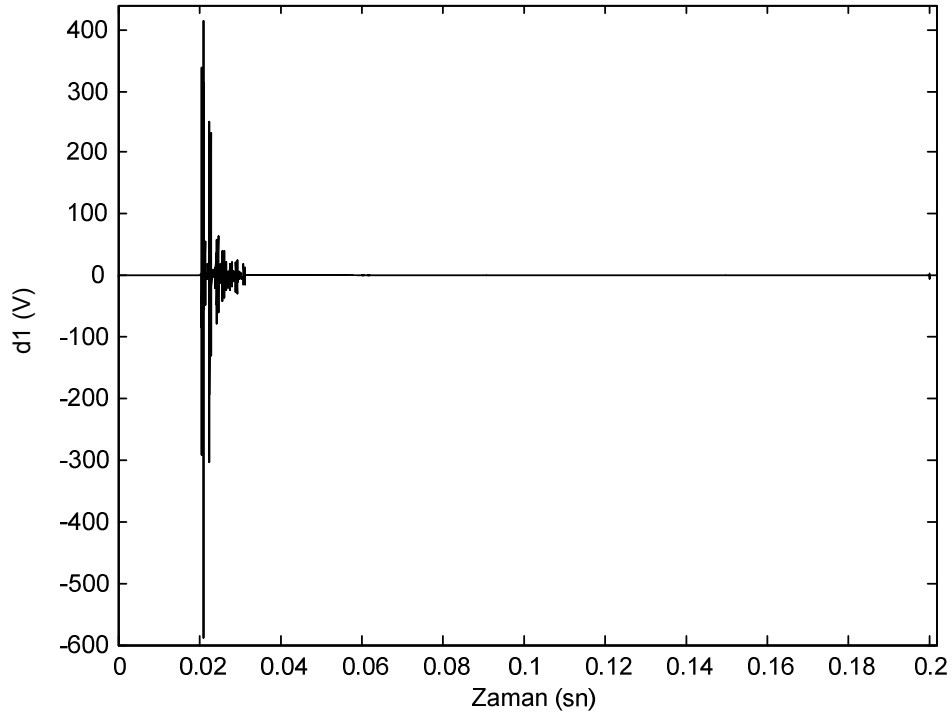
Yıldırım darbesinin etkisini azaltmak için parafudrlar, yıldırımın doğrudan hattı vurmasını engellemek için de koruma iletkenleri kullanılır (İzgi, 2006). Parafudrların tasarımı sırasında, genellikle kış mevsiminde meydana gelen pozitif işaretli yıldırımların en yüksek enerjiye sahip oldukları, dolayısıyla en tehlikeli durumu meydana getirdikleri mutlaka göz önüne alınmalıdır (Wakai vd., 2000).

Benzetimde fazlar özdeş olduğundan B ve C fazlarında meydana gelen geçici durumlar, A fazındakiyle (faz farkı hariç) aynıdır.

Geçici durumu daha detaylı inceleyebilmek için 4. Daubechies dalgacığı seçilip, dalgacık dönüşümünün ayrıştırma özelliği kullanılarak Şekil 4.23'teki grafik elde edilmiştir. Grafik, A fazı gerilimindeki en yüksek frekanslı bileşenleri göstermektedir.



Şekil 4.22 A fazı için hat geriliminin dalga şekli



Şekil 4.23 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları

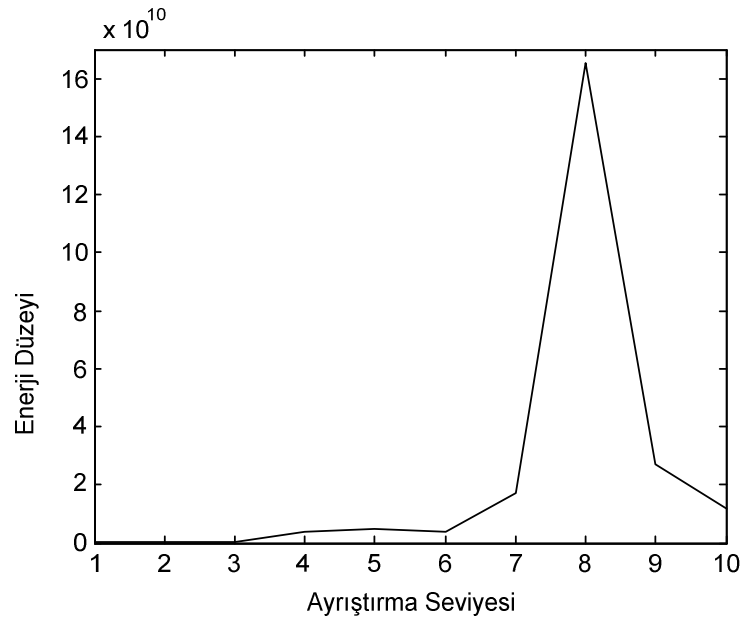
d_1 yakından incelendiğinde ilk genliğinin başlangıç anının yıldırım darbesi başlangıç anı olan 20. msn olduğu görülür.

Tablo 4.5'e bakıldığında d_1 - d_4 arasındaki detay katsayılarından birine bakılarak geçici durum başlangıcının öğrenilebileceği ve d_4 'ün geçici durum süresinin en yüksek geçici durum süresi olmasından da sinyalin geçici durumunun 50 msn olduğu anlaşılabılır.

Tablo 4.5 Yıldırım darbesi için detay katsayılarının frekans aralıkları

Detay Seviyesi	Frekans Aralığı (Hz)	Geçici Durum		
		Başlangıç anı (msn)	Bitiş anı (msn)	Süresi (msn)
d_1	10000 - 5001	20	30	10
d_2	5000 - 2501	20	40	20
d_3	2500 - 1251	20	60	40
d_4	1250 - 626	20	70	50
d_5	625 - 313	-	-	-
d_6	312 - 157	-	-	-
d_7	156 - 79	-	-	-
d_8	78 - 40	-	-	-
d_9	39 - 20	-	-	-
d_{10}	19 - 10	-	-	-

Ek-2'de verilmiş olan programın çalıştırılması sonucu Şekil 4.24'teki enerji dağılım grafiği elde edilmiştir.

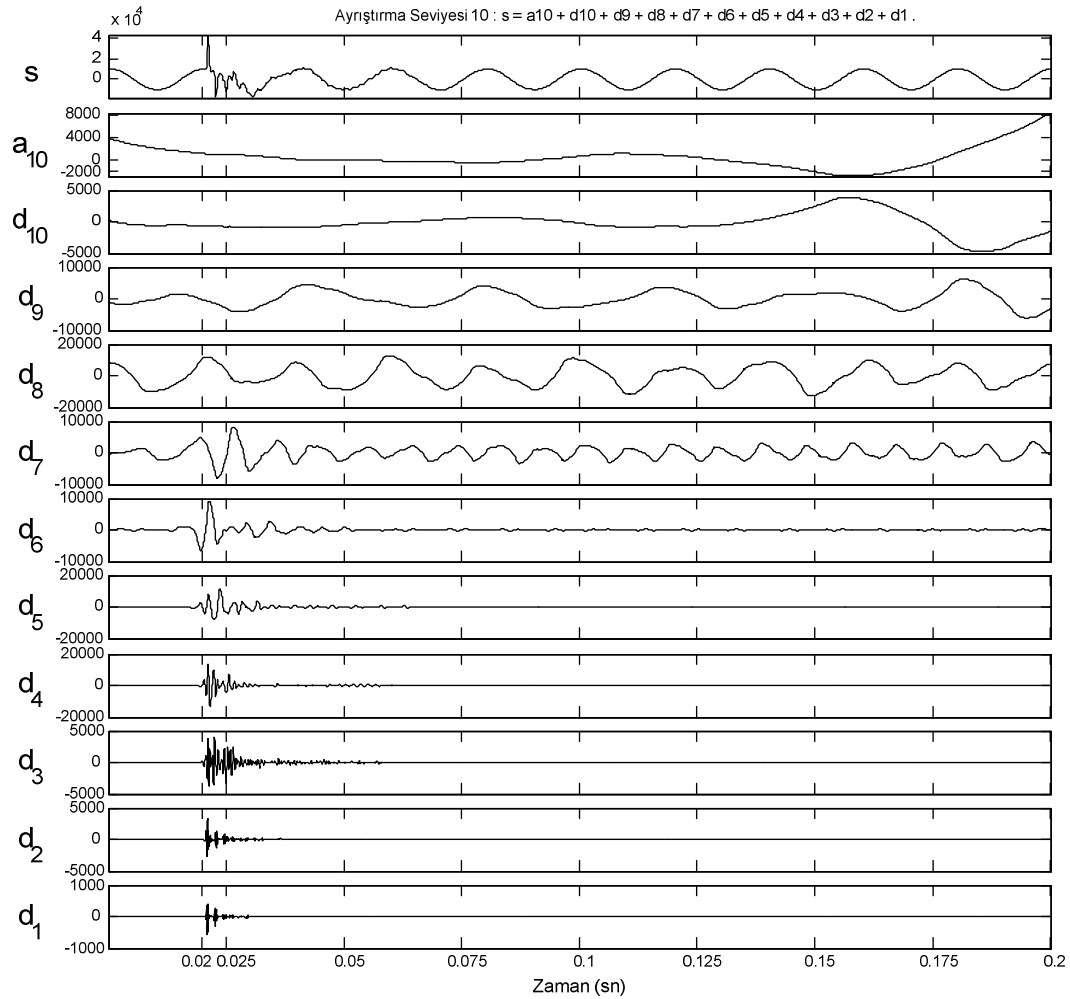


Şekil 4.24 Yıldırım darbesi benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları

Dikkat edilirse enerjinin büyük bir kısmı yine 8. detay katsayısındadır. Bunun nedeni Tablo 4.5'ten görülebileceği üzere, bu detay katsayısının 50 Hz'i kapsamıdır.

Şekil 4.24 incelendiğinde önceki enerji dağılım grafiklerinden farklı bir karakteristiğe sahip olduğu görülebilir.

Tablo 4.5'te verilen tüm detay katsayıları Şekil 4.25'te verilmiştir.



Şekil 4.25 Yıldırım darbesi benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü

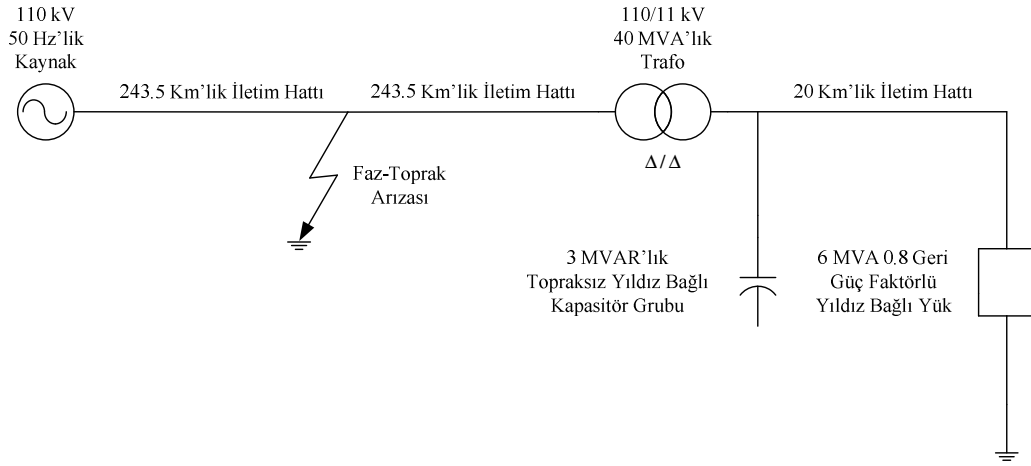
4.4. Faz-Toprak Arızası

Faz-toprak arızası arızalar içerisinde en çok karşılaşılan tiptir (Kızılca vd., 2003). Bu arızaların nedenleri arasında ağaç dalları, hızlı rüzgarlar, geniş kanatlı kuşlar, kar ve kirli hava bulunmaktadır (İzgi, 2006).

Faz-toprak arızası sırasında aşırı akımlar oluşmaktadır. Bu akımların zarara neden olmasını engelleyebilmek için arıza başlangıcını kapsayan geçici durumun iyi bir şekilde bilinmesi gerekmektedir

4.4.1. Faz-Toprak Arızası Benzetimi İçin Sistem Verileri

Faz-toprak arızası sırasında meydana gelen geçici durumları inceleyebilmek için Şekil 4.26’da verilen örnek sistem ele alınacaktır.



Şekil 4.26 Faz-toprak benzetimi için verilen sistem

Bu sisteme ait veriler şu şekildedir:

Trafo %11.15’lik empedansa ve 10’luk X/R oranına sahiptir.

Enerji, 3 faz 50 Hz’lik a.a. kaynağından sağlanmaktadır.

20 km’lik iletim hattındaki iletkenler alüminyumdan olup, 20 °C’deki d.a. dirençleri 0.2601 ohm/km’dir. Reaktansları ise 0.557 ohm/km’dir.

487 km’lik uzun iletim hattındaki iletkenler için değerler şunlardır:

Faz iletkenlerinin özellikleri:

- D.a. dirençleri = 0.0585 Ω /km.
- İletkenlerin dış çapları = 3.105 cm.
- İletkenlerin iç çapları = 0.55 cm.
- Demetteki iletkenler arasındaki mesafeler 60 cm’dir.

Koruma iletkenlerinin özellikleri:

- D.a. dirençleri = 0.304 Ω /km.
- İletkenlerin dış çapları = 1.6 cm.
- İletkenlerin iç çapları = 0.3 cm’dir.

Toprağın direnci $20 \Omega \text{m'}$ dir.

İletkenlerin direğe ve toprağa göre konumları (hat düzeni) Şekil 4.12'de verildiği gibidir.

Faz-toprak arızasının uzun iletim hattının tam ortasında meydana geldiği varsayılmıştır.

4.4.2. Faz-Toprak Arızası Benzetimi İçin Parametre Hesabı

Gerilim kaynağı hesabı:

$$V_s = 110 \text{ kV} \times \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 89814 \text{ V.}$$

Trafo hesabı:

$$Z_{\text{base}} = \frac{V_s^2}{S_s} = \frac{(11 \times 10^3)^2}{40 \times 10^6} = 3.025 \Omega.$$

$$3.025 \times (\%11,15) = 0.335 \Omega.$$

Transformatörün $\frac{X}{R}$ oranı 10 olduğundan,

$$R_s = 0.0335 \Omega \text{ bulunur ve } X_s = 0.335 \Omega \text{ 'dur.}$$

$$\text{Buradan, } X_s = 2\pi \times f \times L_s \text{ 'de } L_s = 1.066 \text{ mH bulunur.}$$

Kapasitör grubu hesabı:

$$X_c = \frac{V^2}{Q} = \frac{(6350)^2}{1 \times 10^6} = 40.323 \Omega.$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi \times f \times C} \text{ 'den } C = 78.940 \mu\text{F bulunur.}$$

Kısa iletim hattı hesabı:

$$R = 20 \times 0.2601 = 5.202 \Omega \text{ bulunur.}$$

$$X = 2\pi \times f \times L \text{ 'den } L = 35.460 \text{ mH bulunur.}$$

Yük hesabı:

$$S_Y = 2 \text{ MVA (Faz başına görünür güç).}$$

$$P = 2 \times 10^6 \times 0.8 = 1.6 \text{ MW.}$$

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{(6350)^2}{1.6 \times 10^6} \text{ 'dan } R = 25.202 \Omega \text{ bulunur.}$$

$$Q = 2 \times 10^6 \times 0.6 = 1.2 \text{ MVAR.}$$

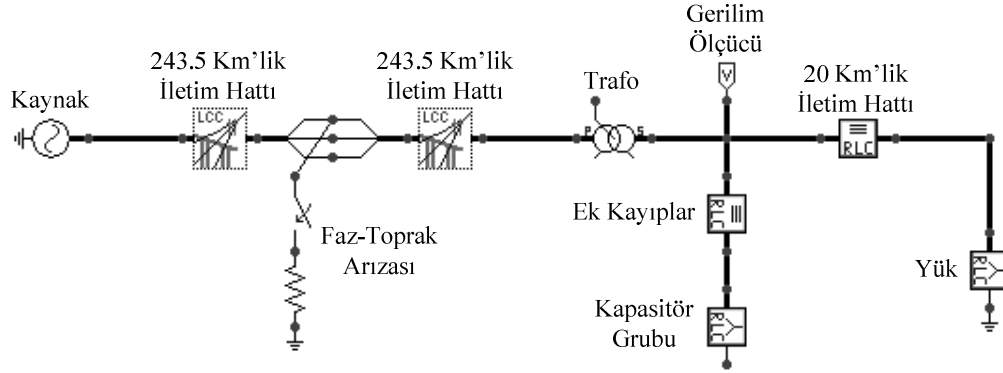
$$X_L = \frac{V^2}{Q} = \frac{(6350)^2}{1.2 \times 10^6} = 33.602 \Omega, L = 106.958 \text{ mH bulunur.}$$

243.5 km'lik iki özdeş uzun iletim hattının JMarti modeli ile temsili için Tablo 4.2'deki değerler girilmiştir. Hat düzeni ise, Tablo 4.3'te verildiği gibi girilmiştir.

Arıza direncinin doğrusal olarak 2 Ω olduğu varsayılmıştır (Khoroshev vd., 2004).

Diğer parametreler, benzetimde kullanılan bütün parametrelerle birlikte Ek-6'da verilmiştir.

Faz-toprak arızası benzetiminin ATP modeli Şekil 4.27'de verilmiştir.



Şekil 4.27 Faz-toprak arızası benzetiminin ATP modeli

Benzetimde sistem sürekli durumda iken, 20. msn'de 487 km'lik uzun iletim hattının tam ortasında A fazında bir faz-toprak arızası meydana getirilmiştir. Bu durumu incelemek için, hat geriliminin değişimi elde edilmiştir.

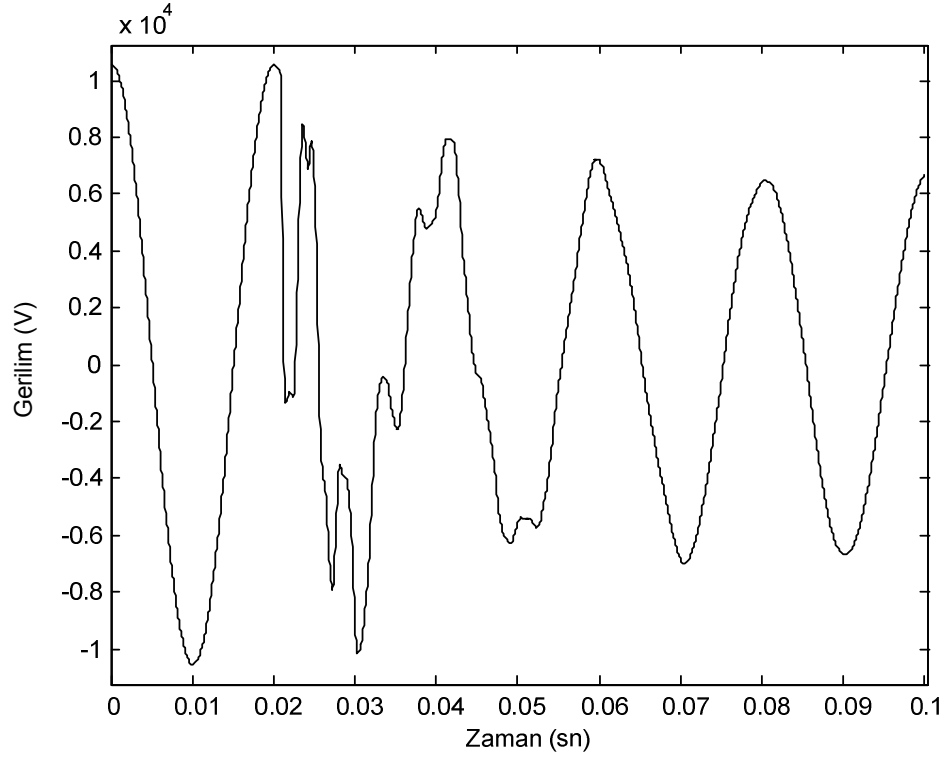
4.4.3. Faz-Toprak Arızası Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi

Şekil 4.28'de A fazı için verilen ana sinyale bakıldığında, faz-toprak arızası ile beraber bir geçici durumun başladığı görülmektedir. Bu geçici durum sırasında hat gerilimi, sürekli durumdaki etkin değerinin altına inmiştir.

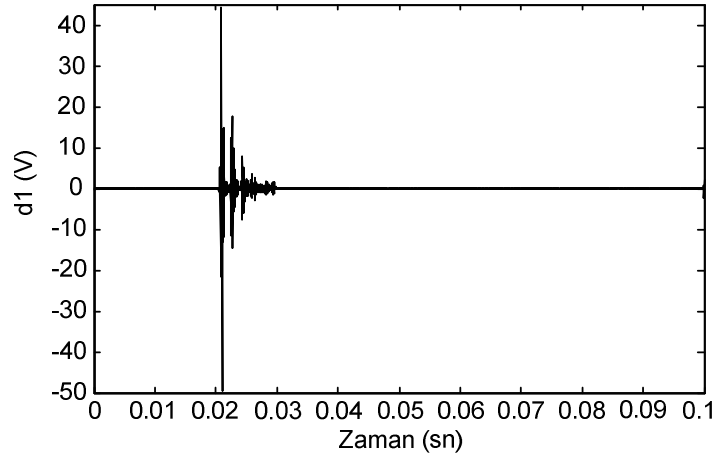
Faz-toprak arızasına önlem olarak kesiciler kullanılmaktadır (Huang vd., 2000).

Benzetimde B ve C fazlarında meydana gelen geçici durumlar, A fazındakinden daha azdır.

Geçici durumu daha detaylı inceleyebilmek için 4. Daubechies dalgacığı seçilip, dalgacık dönüşümünün ayrıştırma özelliği kullanılarak Şekil 4.29'daki grafik elde edilmiştir. Grafik, A fazı gerilimindeki en yüksek frekanslı bileşenleri göstermektedir.



Şekil 4.28 A fazı için hat geriliminin dalga şekli



Şekil 4.29 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları

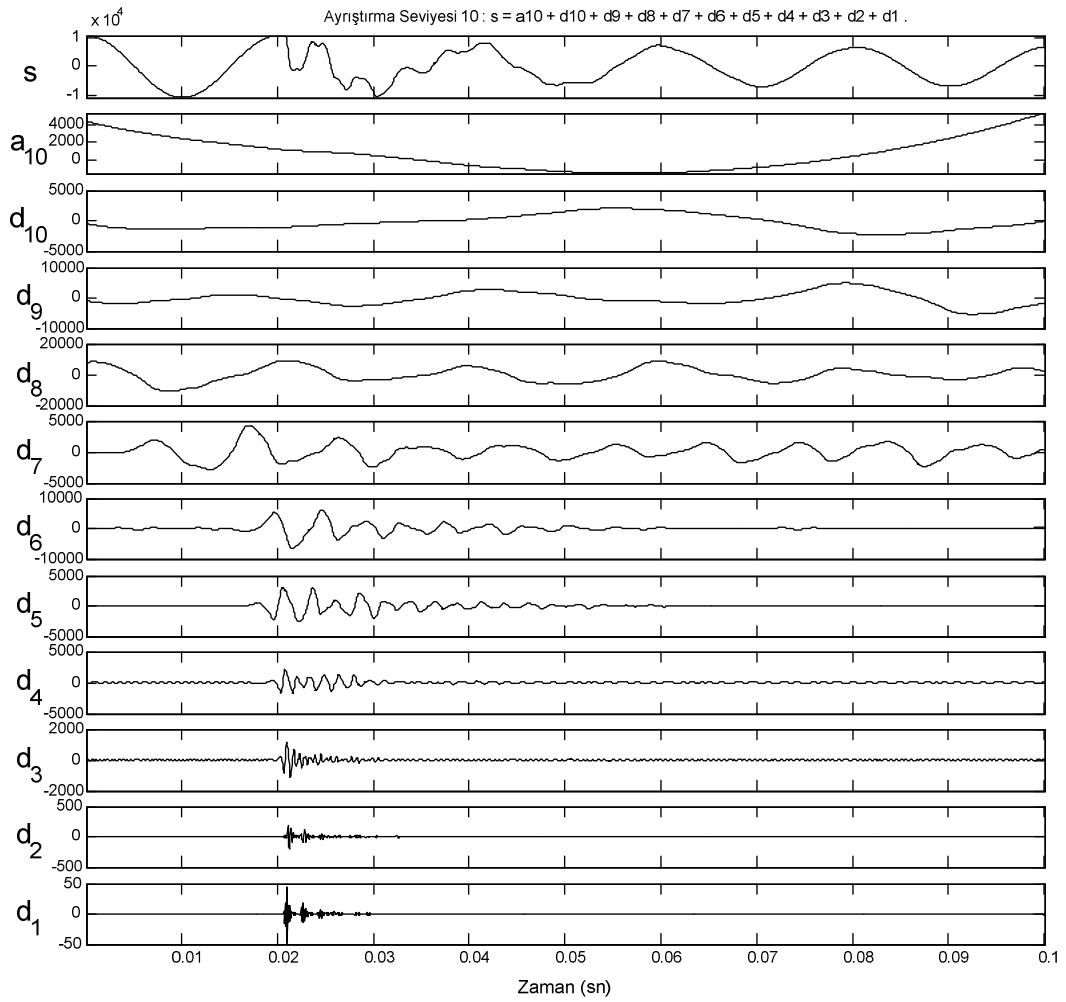
d_1 yakından incelendiğinde ilk genliğinin başlangıç anının faz-toprak arızası başlangıç anı olan 20. msn olduğu görülür.

Geçici durumun süresi, ayrıştırma seviyesi 10 için elde edilen Tablo 4.6'dan öğrenilebilir.

Tablo 4.6 Faz-toprak arızası için detay katsayılarının frekans aralıkları

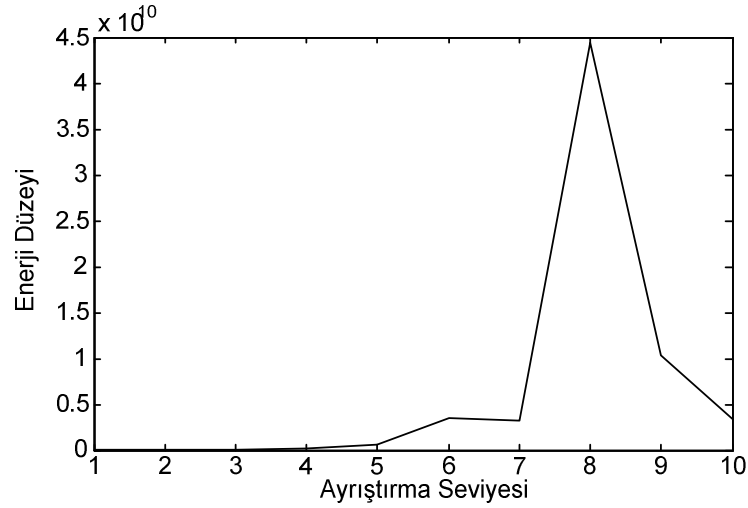
Detay Seviyesi	Frekans Aralığı (Hz)	Geçici Durum		
		Başlangıç anı (msn)	Bitiş anı (msn)	Süresi (msn)
d ₁	10000 - 5001	20	29	9
d ₂	5000 - 2501	20	35	15
d ₃	2500 - 1251	20	57	37
d ₄	1250 - 626	20	60	40
d ₅	625 - 313	-	-	-
d ₆	312 - 157	-	-	-
d ₇	156 - 79	-	-	-
d ₈	78 - 40	-	-	-
d ₉	39 - 20	-	-	-
d ₁₀	19 - 10	-	-	-

Tablo 4.6'dan geçici durum süresinin 40 msn olduğu anlaşılabılır. Tablo 4.6'da verilen tüm detay katsayıları Şekil 4.30'da verilmiştir.



Şekil 4.30 Faz-toprak arızası benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü

Ek-2'deki program çalıştırılarak Şekil 4.31'deki enerji dağılım grafiği elde edilmiştir.



Şekil 4.31 Faz-toprak arızası benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları

Şekil 4.31'e bakıldığında, daha önce olduğu gibi enerjinin büyük bir kısmının 8. detay katsayısında bulunduğu görülür. Nedeni ise, önceki deneyimlerde olduğu gibi bu detay katsayısının 50 Hz'i kapsamasıdır.

Yine Şekil 4.31 incelendiğinde, önceki enerji dağılım grafiklerinden farklı bir karakteristiğe sahip olduğu görülür.

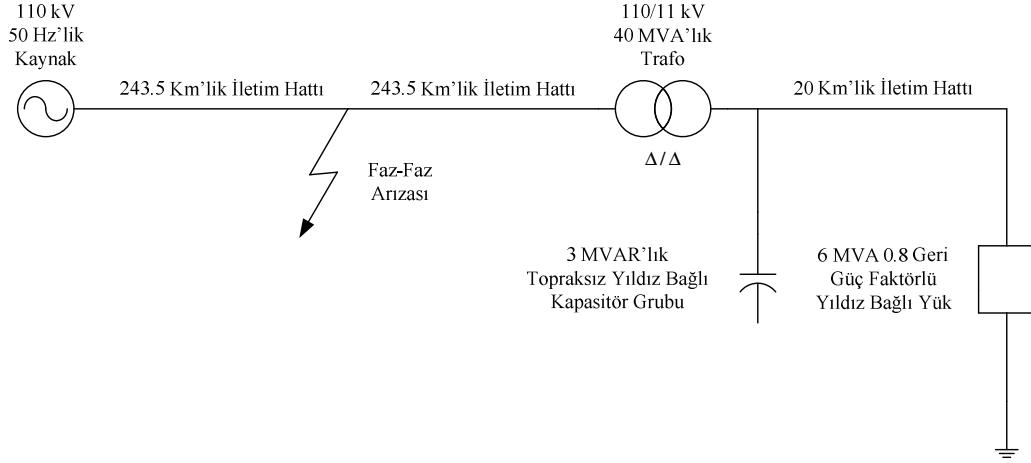
4.5. Faz-Faz Arızası

Faz-faz arızası nadiren meydana gelen arızalardandır. Bu arızaları oluşturan nedenler faz-toprak arızasındakilerle aynıdır.

Faz-faz arızası sırasında meydana gelen aşırı akımlar faz-toprak arızasında meydana gelen akımlar kadar büyük olmasa da sistemleri tehlikeye sokabilmektedir. Bu nedenle geçici durumun incelenmesi ve gerekli önlemlerin alınması gerekmektedir.

4.5.1. Faz-Faz Arızası Benzetimi İçin Sistem Verileri

Faz-faz arızası sırasında meydana gelen geçici durumları inceleyebilmek için Şekil 4.32'de verilen örnek sistem ele alınacaktır.



Şekil 4.32 Faz-faz benzetimi için verilen sistem

Bu sisteme ait veriler şu şekildedir:

Trafo %11.15'lik empedansa ve 10'luk X/R oranına sahiptir.

Enerji, 3 faz 50 Hz'lik a.a. kaynağından sağlanmaktadır.

20 km'lik iletim hattındaki iletkenler alüminyumdan olup, 20 °C'deki d.a. dirençleri 0.2601 ohm/km'dir. Reaktansları ise 0.557 ohm/km'dir.

487 km'lik uzun iletim hattındaki iletkenler için değerler şunlardır:

Faz iletkenlerinin özellikleri:

- D.a. dirençleri = 0.0585 Ω/km.
- İletkenlerin dış çapları = 3.105 cm.
- İletkenlerin iç çapları = 0.55 cm.
- Demetteki iletkenler arasındaki mesafeler 60 cm'dir.

Koruma iletkenlerinin özellikleri:

- D.a. dirençleri = 0.304 Ω/km.
- İletkenlerin dış çapları = 1.6 cm.
- İletkenlerin iç çapları = 0.3 cm'dir.

Toprağın direnci 20 Ωm'dir.

İletkenlerin direğe ve toprağa göre konumları (hat düzeni) Şekil 4.12'de verildiği gibidir.

Faz-toprak arızasının uzun iletim hattının tam ortasında meydana geldiği varsayılmıştır.

4.5.2. Faz-Faz Arızası Benzetimi İçin Parametre Hesabı

Gerilim kaynağı hesabı:

$$V_s = 110 \text{ kV} \times \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 89814 \text{ V.}$$

Trafo hesabı:

$$Z_{\text{base}} = \frac{V_s^2}{S_s} = \frac{(11 \times 10^3)^2}{40 \times 10^6} = 3.025 \Omega.$$

$$3.025 \times (\%11,15) = 0.335 \Omega.$$

Transformatörün $\frac{X}{R}$ oranı 10 olduğundan,

$$R_s = 0.0335 \Omega \text{ bulunur ve } X_s = 0.335 \Omega \text{ 'dur.}$$

$$\text{Buradan, } X_s = 2\pi \times f \times L_s \text{ 'de } L_s = 1.066 \text{ mH bulunur.}$$

Kapasitör grubu hesabı:

$$X_c = \frac{V^2}{Q} = \frac{(6350)^2}{1 \times 10^6} = 40.323 \Omega.$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi \times f \times C} \text{ 'den } C = 78.940 \mu\text{F bulunur.}$$

Kısa iletim hattı hesabı:

$$R = 20 \times 0.2601 = 5.202 \Omega \text{ bulunur.}$$

$$X = 2\pi \times f \times L \text{ 'den } L = 35.460 \text{ mH bulunur.}$$

Yük hesabı:

$$S_Y = 2 \text{ MVA (Faz başına görünür güç).}$$

$$P = 2 \times 10^6 \times 0.8 = 1.6 \text{ MW.}$$

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{(6350)^2}{1.6 \times 10^6} \text{ 'dan } R = 25.202 \Omega \text{ bulunur.}$$

$$Q = 2 \times 10^6 \times 0.6 = 1.2 \text{ MVAR.}$$

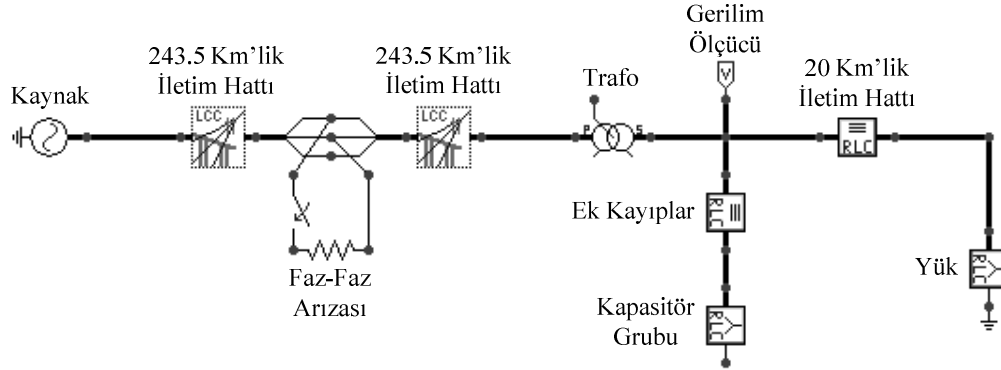
$$X_L = \frac{V^2}{Q} = \frac{(6350)^2}{1.2 \times 10^6} = 33.602 \Omega, L = 106.958 \text{ mH bulunur.}$$

243.5 km'lik iki özdeş uzun iletim hattının JMarti modeli ile temsili için Tablo 4.2'deki değerler girilmiştir. Hat düzeni ise, Tablo 4.3'te verildiği gibi girilmiştir.

Arızanın iki faz arasında doğrusal bir şekilde meydana geldiği ve direncinin 2Ω olduğu varsayılmıştır (Khoroshev vd., 2004).

Diğer parametreler, benzetimde kullanılan bütün parametrelerle birlikte Ek-7'de verilmiştir.

Faz-faz arızası benzetiminin ATP modeli Şekil 4.33'te verilmiştir.



Şekil 4.33 Faz-faz arızası benzetiminin ATP modeli

Benzetimde sistem sürekli durumda iken, 20. msn'de 487 km'lik uzun iletim hattının tam ortasında A fazı ile B fazı arasında bir arıza meydana getirilmiştir. Bu durumu incelemek için, hat geriliminin değişimi elde edilmiştir.

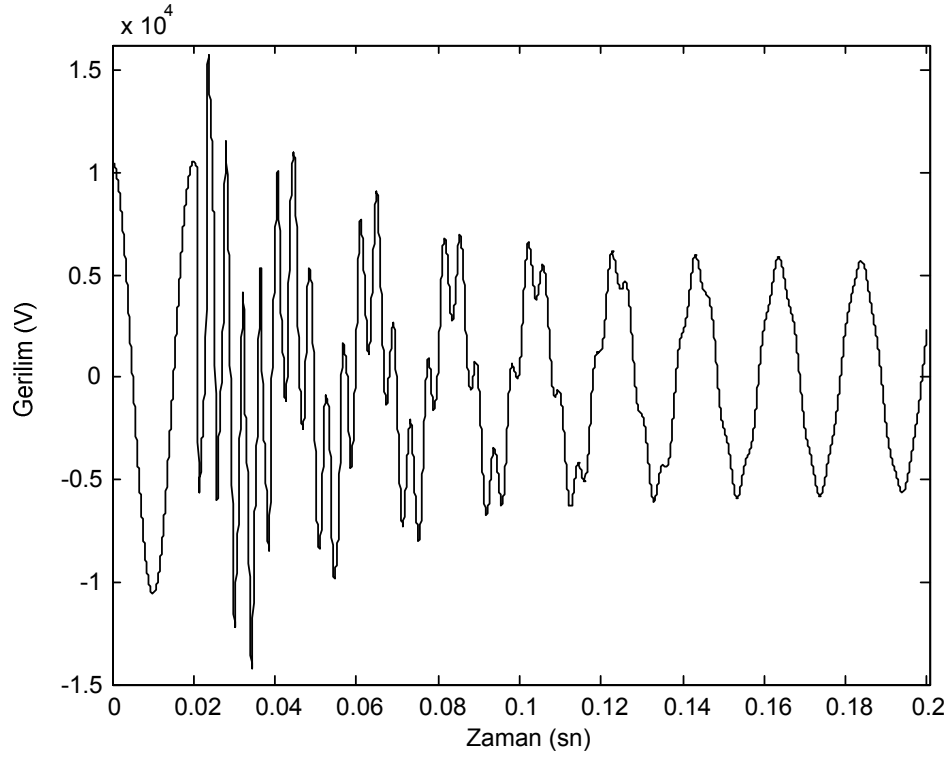
4.5.3. Faz-Faz Arızası Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi

Şekil 4.34'te A fazı için verilen ana sinyale bakıldığında, faz-faz arızası ile beraber bir geçici durumun başladığı görülmektedir. Bu geçici durumun ilk anlarında, hat geriliminin %50'lere varan oranlarda aşıldığı ve zamanla etkin değerin yaklaşık olarak yarısına inildiği görülmüştür.

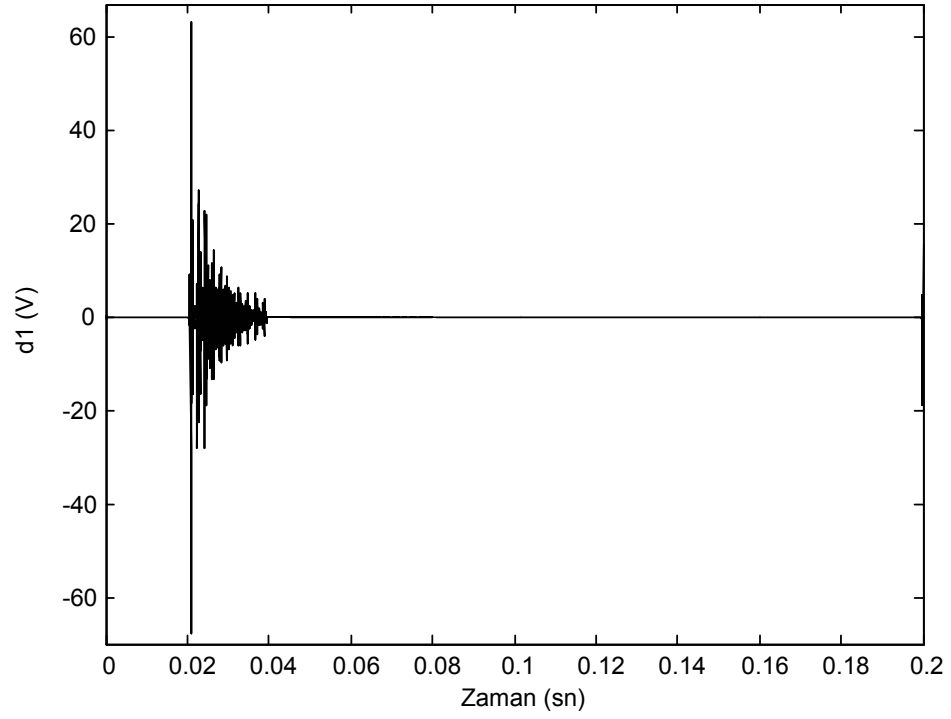
Faz-faz arızasına önlem olarak diğer arızalarda olduğu gibi kesiciler kullanılmaktadır (Huang vd., 2000). Ayrıca, yerine göre bobin ya da direnç üzerinden topraklama yapıldığı da görülmektedir.

Benzetimde B fazında meydana gelen geçici durum, A fazındakine benzemektedir. C fazındaki geçici durum ise çok azdır.

Geçici durumu daha detaylı inceleyebilmek için 4. Daubechies dalgacığı seçilip, dalgacık dönüşümünün ayrıştırma özelliği kullanılarak Şekil 4.35'teki grafik elde edilmiştir. Grafik, A fazı gerilimindeki en yüksek frekanslı bileşenleri göstermektedir.



Şekil 4.34 A fazı için hat geriliminin dalga şekli



Şekil 4.35 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları

d_1 yakından incelendiğinde ilk genliğinin başlangıç anının faz-toprak arızası başlangıç anı olan 20. msn olduğu görülür.

Geçici durumun ne kadar sürdüğü, ayrıştırma seviyesi 10 seçilerek elde edilen Tablo 4.7’den öğrenilebilir.

Tablo 4.7’ye bakıldığında d_1 - d_4 arasındaki detay katsayılarından herhangi birine bakılarak geçici durum başlangıcının öğrenilebileceği görülmektedir. Ancak, d_4 ’ün geçici durum süresinin en yüksek geçici durum süresi olmasından sinyalin geçici durumunun 91 msn olduğu söylenemez. Çünkü, gözle görülebilir şekilde geçici durumun daha uzun olduğu anlaşılmaktadır. Bu, d_5 ’in de önemli miktarda geçici durum bileşeni taşıdığını ispatlamaktadır. Yani, şimdiye kadar bulunan geçici durum süreleri yaklaşık olarak doğrudur, tam olarak doğru değildir. Ayrımın yapılabilmesi için, öncelikle örnekleme frekansının artırılması daha sonra da ayrıştırma seviyesinin artırılması ve gözlemlerde bulunulması gerekmektedir. Tablo 4.7’de verilen tüm detay katsayıları Şekil 4.36’da verilmiştir.

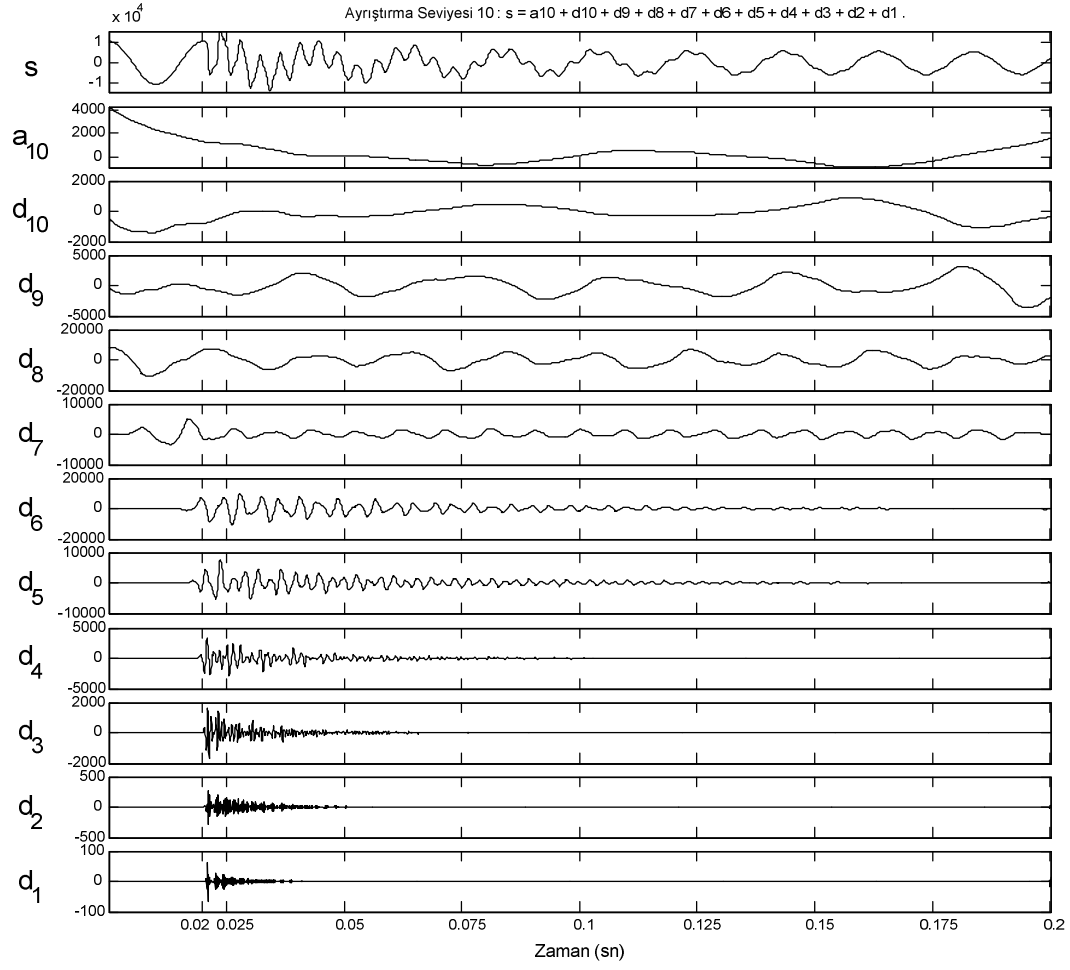
Tablo 4.7 Faz-faz arızası için detay katsayılarının frekans aralıkları

Detay Seviyesi	Frekans Aralığı (Hz)	Geçici Durum		
		Başlangıç anı (msn)	Bitiş anı (msn)	Süresi (msn)
d_1	10000 - 5001	20	39	19
d_2	5000 - 2501	20	53	33
d_3	2500 - 1251	20	65	45
d_4	1250 - 626	20	111	91
d_5	625 - 313	-	-	-
d_6	312 - 157	-	-	-
d_7	156 - 79	-	-	-
d_8	78 - 40	-	-	-
d_9	39 - 20	-	-	-
d_{10}	19 - 10	-	-	-

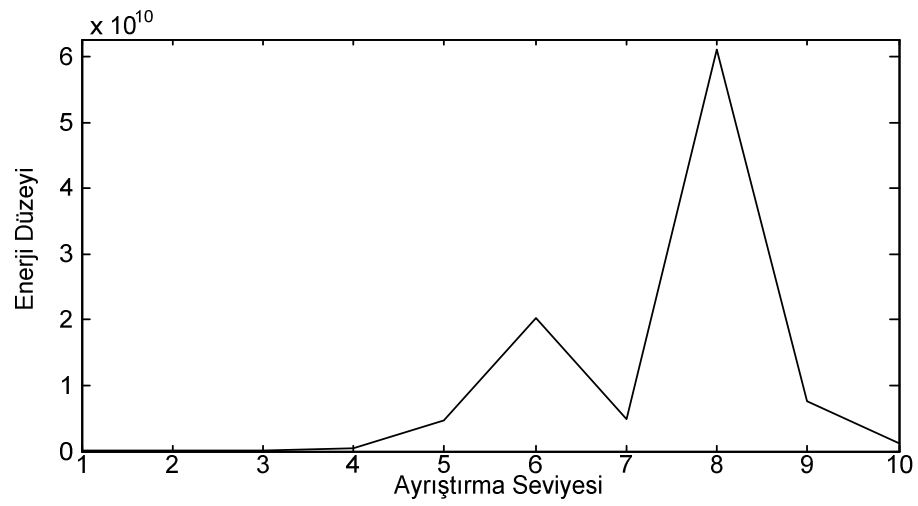
Ek-2’de verilmiş olan programın çalıştırılması sonucu Şekil 4.37’deki enerji dağılım grafiği elde edilmiştir.

Şekil 4.37’ye bakıldığında, alışlageldiği üzere enerjinin büyük bir kısmının 8. detay katsayısında bulunduğu görülür.

Yine Şekil 4.37 incelendiğinde önceki enerji dağılım grafiklerinden farklı bir karakteristiğe sahip olduğu görülür. Özellikle 6. detay katsayısındaki enerji miktarının büyüklüğü dikkat çekmektedir.



Şekil 4.36 Faz-faz arızası benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü



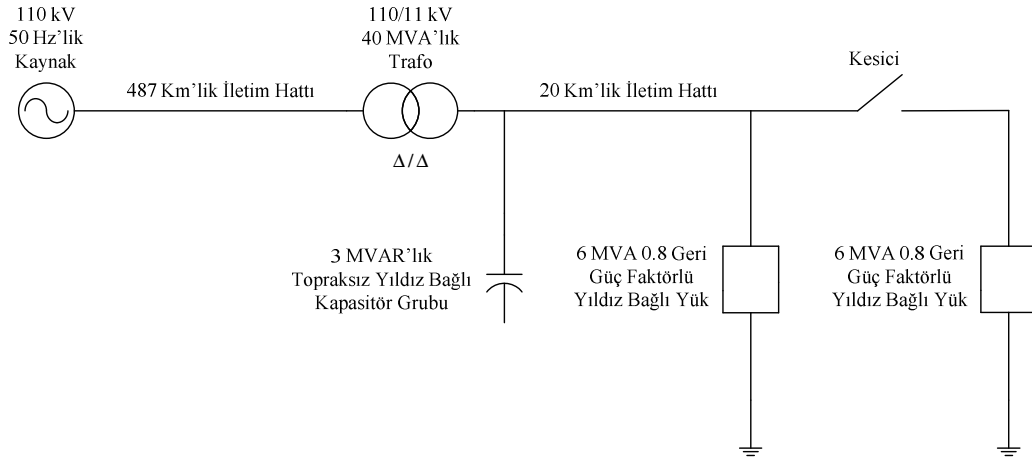
Şekil 4.37 Faz-faz arızası benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları

4.6. Yük Anahtarlama

Yüksek güçlü yüklerin anahtarlanmaları sırasında meydana gelen geçici durumlar nadiren de olsa sorunlara neden olabilmektedir. Bu nedenle yük anahtarlama olayının incelenmesi gerekmektedir.

4.6.1. Yük Anahtarlama Benzetimi İçin Sistem Verileri

Yük anahtarlama sırasında meydana gelen geçici durumları inceleyebilmek için Şekil 4.38’de verilen örnek sistem ele alınacaktır.



Şekil 4.38 Yük anahtarlama benzetimi için verilen sistem

Bu sisteme ait veriler şu şekildedir:

Trafo %11.15'lik empedansa ve 10'luk X/R oranına sahiptir.

Enerji, 3 faz 50 Hz'lik a.a. kaynağından sağlanmaktadır.

20 km'lik iletim hattındaki iletkenler alüminyumdan olup, 20 °C'deki d.a. dirençleri 0.2601 ohm/km'dir. Reaktansları ise 0.557 ohm/km'dir.

487 km'lik uzun iletim hattındaki iletkenler için değerler şunlardır:

Faz iletkenlerinin özellikleri:

- D.a. dirençleri = 0.0585 Ω /km.
- İletkenlerin dış çapları = 3.105 cm.
- İletkenlerin iç çapları = 0.55 cm.
- Demetteki iletkenler arasındaki mesafeler 60 cm'dir.

Koruma iletkenlerinin özellikleri:

- D.a. dirençleri = 0.304 Ω /km.

- İletkenlerin dış çapları = 1.6 cm.
- İletkenlerin iç çapları = 0.3 cm'dir.

Toprağın direnci 20 Ω m'dir.

İletkenlerin direğe ve toprağa göre konumları (hat düzeni) Şekil 4.12'de verildiği gibidir.

4.6.2. Yük Anahtarlama Benzetimi İçin Parametre Hesabı

Gerilim kaynağı hesabı:

$$V_s = 110\text{kV} \times \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 89814 \text{ V.}$$

Trafo hesabı:

$$Z_{\text{base}} = \frac{V_s^2}{S_s} = \frac{(11 \times 10^3)^2}{40 \times 10^6} = 3.025 \Omega.$$

$$3.025 \times (\%11,15) = 0.335 \Omega.$$

Transformatörün $\frac{X}{R}$ oranı 10 olduğundan,

$$R_s = 0.0335 \Omega \text{ bulunur ve } X_s = 0.335 \Omega \text{ 'dur.}$$

Buradan, $X_s = 2\pi \times f \times L_s$ 'de $L_s = 1.066 \text{ mH}$ bulunur.

Kapasitör grubu hesabı:

$$X_c = \frac{V^2}{Q} = \frac{(6350)^2}{1 \times 10^6} = 40.323 \Omega.$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi \times f \times C} \text{ 'den } C = 78.940 \mu\text{F} \text{ bulunur.}$$

Kısa iletim hattı hesabı:

$$R = 20 \times 0.2601 = 5.202 \Omega \text{ bulunur.}$$

$$X = 2\pi \times f \times L \text{ 'den } L = 35.460 \text{ mH} \text{ bulunur.}$$

Yüklerin hesabı:

$$S_Y = 2 \text{ MVA (Faz başına görünür güç).}$$

$$P = 2 \times 10^6 \times 0.8 = 1.6 \text{ MW.}$$

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{(6350)^2}{1.6 \times 10^6} \text{ 'dan } R = 25.202 \Omega \text{ bulunur.}$$

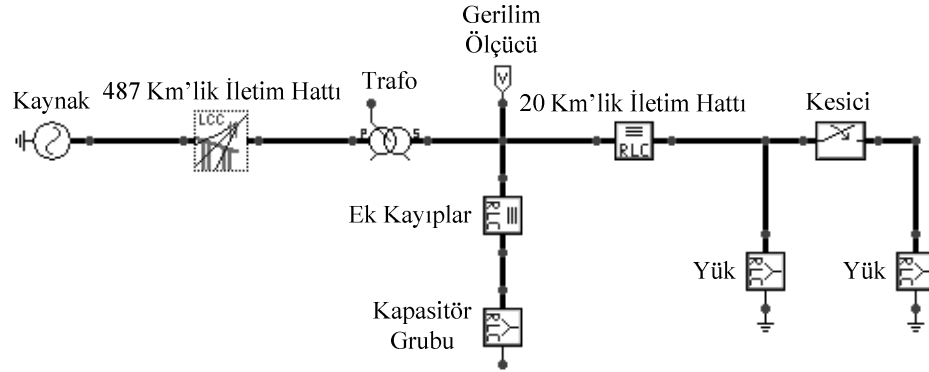
$$Q = 2 \times 10^6 \times 0.6 = 1.2 \text{ MVAR.}$$

$$X_L = \frac{V^2}{Q} = \frac{(6350)^2}{1.2 \times 10^6} = 33.602 \Omega, L = 106.958 \text{ mH} \text{ bulunur.}$$

487 km'lik uzun iletim hattının JMarti modeli ile temsili için Tablo 4.2'deki değerler girilmiştir. Hat düzeni ise, Tablo 4.3'te verildiği gibi girilmiştir.

Diğer parametreler, benzetimde kullanılan bütün parametrelerle birlikte Ek-8'de verilmiştir.

Yük anahtarlama benzetiminin ATP modeli Şekil 4.39'da verilmiştir.



Şekil 4.39 Yük anahtarlama benzetiminin ATP modeli

Benzetimde sistem sürekli durumda iken, 20. msn'de sistemdeki yük ile özdeş bir başka yük sisteme dahil edilmiştir. Bu durumu incelemek için, hat geriliminin değişimi elde edilmiştir.

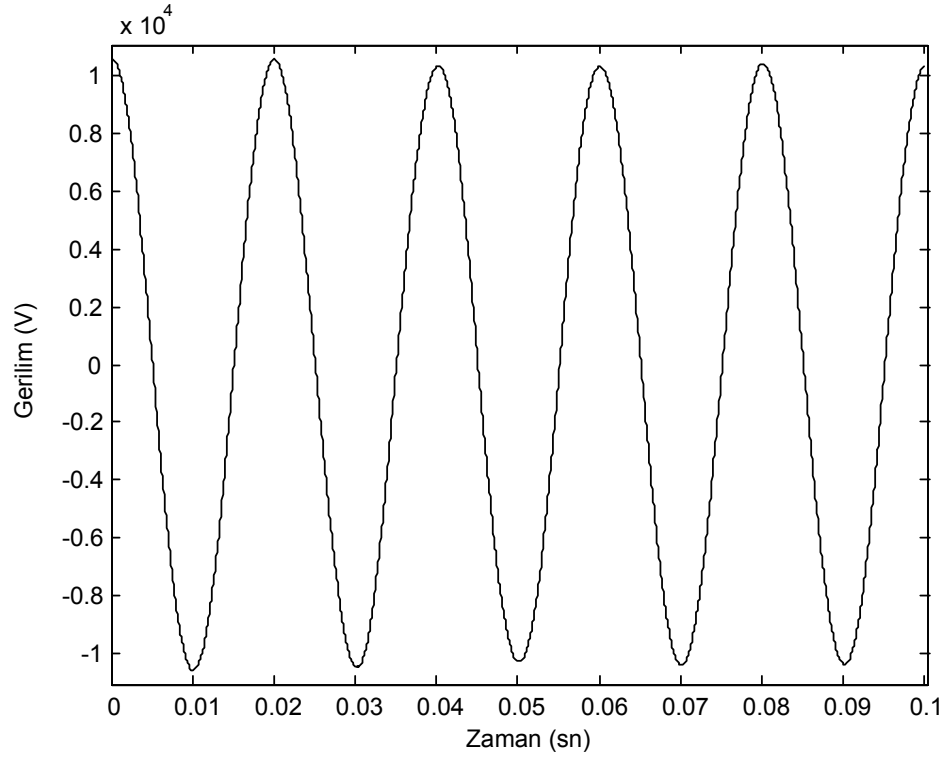
4.6.3. Yük Anahtarlama Benzetiminin Dalgacık Dönüşümü İle İncelenmesi

Şekil 4.40'da A fazı için verilen ana sinyale bakıldığında, yükün anahtarlamaıyla, hat gerilimine etkisi oldukça az olan bir geçici durumun başladığı görülmektedir.

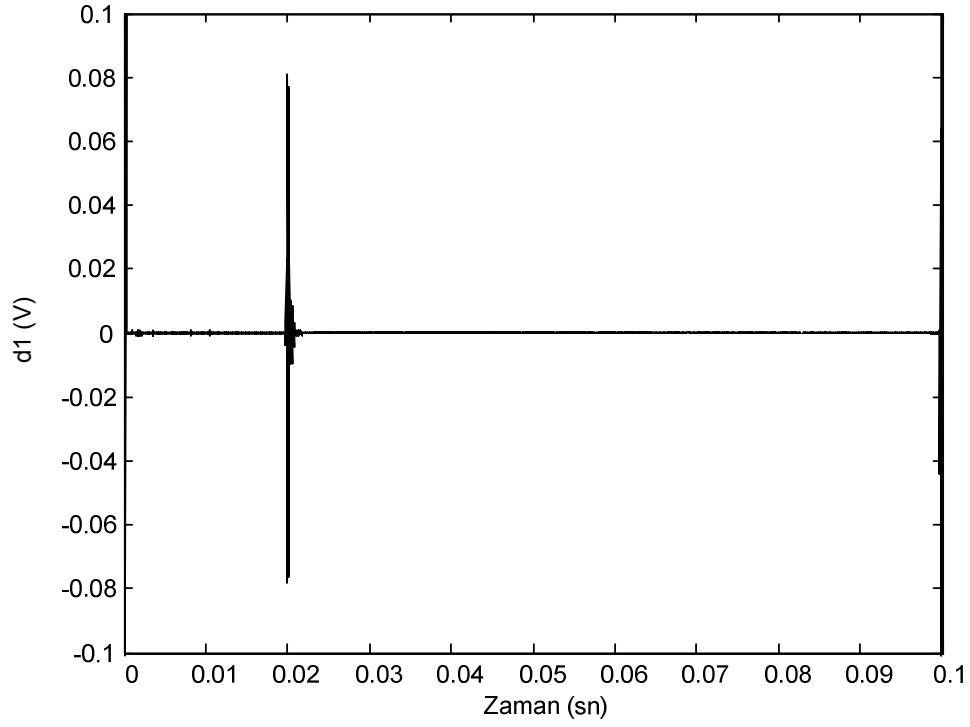
Yük anahtarlamaının olumsuz etkilerini azaltmak için, yükün cinsine bağlı olarak, çeşitli yöntemler bulunmakta ve cihazlar kullanılmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken ana unsurlar olarak, yükün devreye alınma açısı ve anahtarlamaı yapan sistemin hassasiyeti (eşzamanlı anahtarlama yapabilme kabiliyeti) gösterilebilir (Delfino vd., 2001).

Benzetimde B ve C fazlarındaki geçici durumlar A fazındakiyle aynıdır. Çünkü, tüm fazlar özdeş yüklenmiştir.

Geçici durumu daha detaylı inceleyebilmek için 4. Daubechies dalgacığı seçilip, dalgacık dönüşümünün ayrıştırma özelliği kullanılarak Şekil 4.41'deki grafik elde edilmiştir. Grafik, A fazı gerilimindeki en yüksek frekanslı bileşenleri göstermektedir.



Şekil 4.40 A fazı için hat geriliminin dalga şekli



Şekil 4.41 A fazı hat geriliminin birinci seviye detay katsayıları

d_1 yakından incelendiğinde baştaki ve sondaki parazitlere bakılmamak kaydıyla, ilk genliğinin başlangıç anının yük anahtarlama başlangıç anı olan 20. msn olduğu görülür. Yani, sadece d_1 'e bakılarak geçici durum başlangıcı öğrenilebilir. Burada d_1 'in genliğinin diğer örneklere oranla çok düşük olması da dikkat çekmektedir.

Geçici durumun ne kadar sürdüğü, ayrıştırma seviyesi 10 seçilerek elde edilen Tablo 4.8'den öğrenilebilir.

Tablo 4.8'e bakıldığında d_1 - d_4 arasındaki detay katsayılarından herhangi birine bakılarak geçici durum başlangıcının öğrenilebileceği görülmektedir. d_4 'e bakılarak da, geçici durumun 75 msn olduğu anlaşılabılır. Ayrıca, d_1 'in fark edilebilir genliğinin bulunduğu sürenin msn'nin bile altına indiği görülmektedir.

Tablo 4.8'de verilen tüm detay katsayıları Şekil 4.43'te verilmiştir.

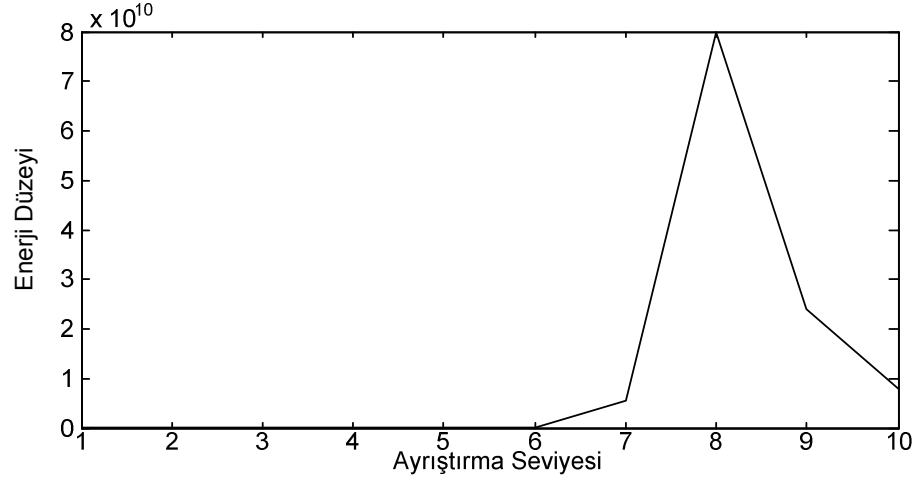
Ek-2'de verilmiş olan programın çalıştırılması sonucu Şekil 4.42'deki enerji dağılım grafiği elde edilmiştir.

Şekil 4.42'ye bakıldığında, alışlageldiği üzere enerjinin büyük bir kısmının 8. detay katsayısında bulunduğu görülür.

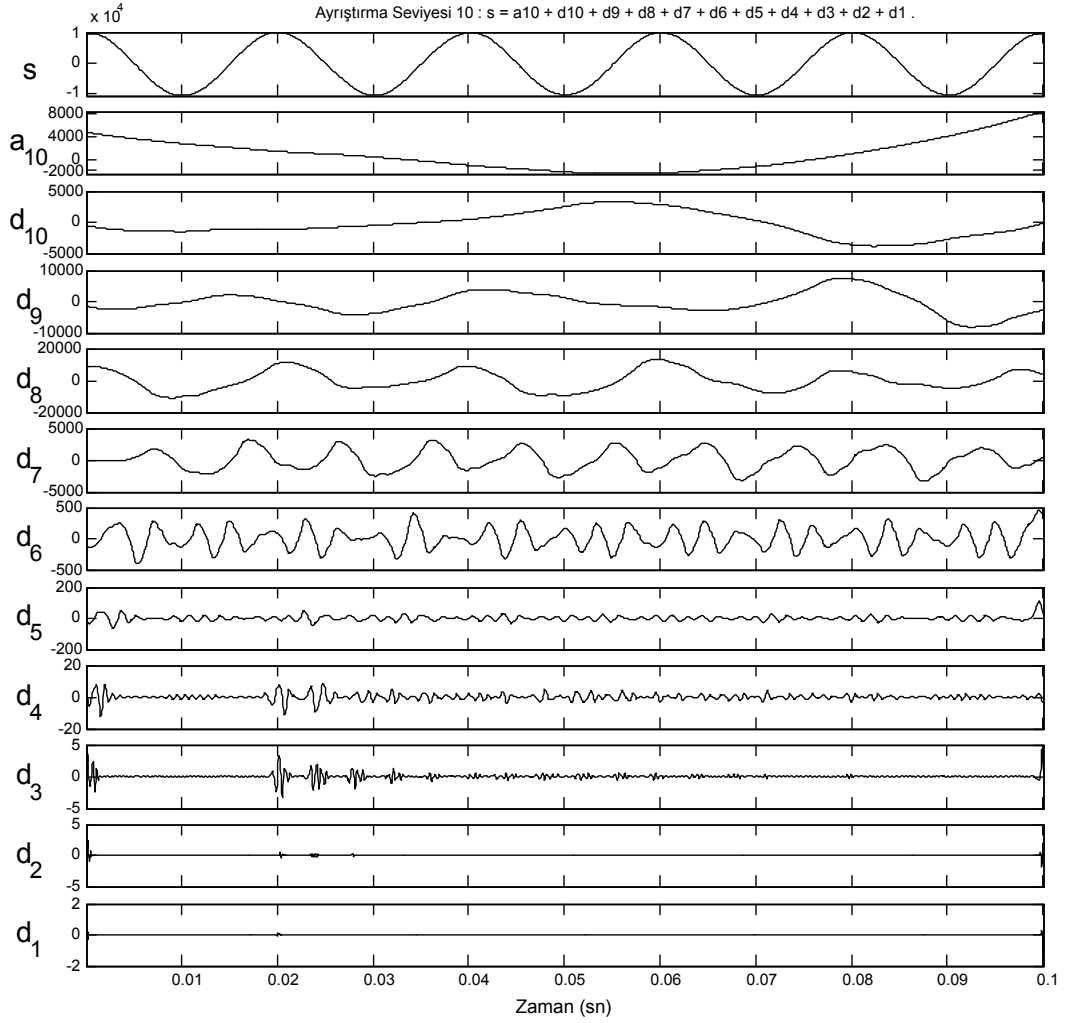
Tablo 4.8 Yük anahtarlama için detay katsayılarının frekans aralıkları

Detay Seviyesi	Frekans Aralığı (Hz)	Geçici Durum		
		Başlangıç anı (msn)	Bitiş anı (msn)	Süresi (msn)
d_1	10000 - 5001	20	20	0
d_2	5000 - 2501	20	27	7
d_3	2500 - 1251	20	71	51
d_4	1250 - 626	20	95	75
d_5	625 - 313	-	-	-
d_6	312 - 157	-	-	-
d_7	156 - 79	-	-	-
d_8	78 - 40	-	-	-
d_9	39 - 20	-	-	-
d_{10}	19 - 10	-	-	-

Yine Şekil 4.42 incelendiğinde önceki enerji dağılım grafiklerinden farklı bir karakteristiğe sahip olduğu görülür. Burada 6. seviyeye kadar olan detay katsayıları herhangi bir varlık gösterememiştir.



Şekil 4.42 Yük anahtarlama benzetimindeki detay katsayılarının enerji dağılımları



Şekil 4.43 Yük anahtarlama benzetimi için on seviyeli dalgacık dönüşümü

5. SONUÇLAR

Uygulamalar sonucunda güç sistemlerinde meydana gelen geçici durumların dalgacık dönüşümü yardımıyla incelenmesinin oldukça iyi bir seçenek olduğu görülmüştür.

Dalgacık dönüşümü yardımıyla geçici durumların başlangıç anlarının tespit edilebileceği dolayısıyla sistemdeki olumsuzlukların başlangıç anlarının tespit edilebileceği anlaşılmıştır. Bunun için, mevcut detay katsayıları içinde en uygun olan katsayının d_1 olduğu tespit edilmiştir. Ayrıca, d_4 detay katsayısına bakılarak geçici durumun ne kadar sürdüğünün yaklaşık olarak öğrenilebileceği de anlaşılmıştır.

Yine, dalgacık dönüşümü kullanılarak geçici durumlara neden olan olayların cinslerinin de tespit edilebileceği gözler önüne serilmiştir. Burada, özellikle d_1 - d_7 arası (yüksek frekanslı) detay katsayılarının ayırt edici niteliğinin daha üstün olduğu tespit edilmiştir.

Uygulamalar sırasında, EMTP/ATP programıyla güç sistemlerinin tatmin edici gerçeklikte benzetilebileceği görülmüştür. Özellikle JMarti modeli ile iletim hatlarının oldukça iyi benzetilebildiği tespit edilmiştir.

Son olarak EMTP/ATP yazılımıyla gerçekleştirilen benzetimlerden elde edilen sinyallerin dalgacık dönüşümü ile incelenmesi sayesinde, başta insanlar olmak üzere canlıları ve sistemleri tehlikeye sokmadan son derece hızlı ve kolay bir şekilde nasıl tasarım yapılabileceği hakkında fikir verilmiştir.

Bu alanda çalışacak kişilere, benzetimin hassaslığını ve dalgacık dönüşümü ayrıştırma seviyesini yüksek tutmak kaydıyla, yapay sinir ağları yardımıyla öğrenebilen bir sistem geliştirme önerilebilir. Elde edilen bulgular ışığında, gerçekleştirilen sistemin pratikte oldukça tatmin edici sonuçlar verebileceği görülmektedir.

KAYNAKLAR

1. Almeida, M.E. and Barros, M.T.C., 1994, Tower modelling for lightning surge analysis using Electro-Magnetic Transients Program, IEE Proc. Gener. Transm. Distrib., 141, No.6, 637-639.
2. Beanland, M., Speas, T., Rostron, J., 2004, Pre-insertion resistors in high voltage capacitor bank switching, Prepared for Western Protective Relay Conference October, Spokane, WA, 1-12.
3. Bellosta, L.C.M, Garcia, M.A.G., Estopinan, A.L., Badia, M.S., Gracia, M.G., 1998, Simulation of surges on power lines using Spice and EMTP: a comparative study, 202-206.
4. Benderli, O., 2003, A real-time, low-latency, FPGA implementation of the two dimensional discrete wavelet transform, Master of Science Thesis, The Graduate School of Natural and Applied Sciences of The Middle East Technical University, 146p.
5. Boliaris, P.G., Prousalidis, J.M., Hatziaargyriou, N.D. and Papadias, B.C., 1994, Simulation of long transmission lines energization for black start studies, IEEE, 1093-1096.
6. Borrás, D., Castilla, M., Moreno, N., Montano, J.C., 2001, Wavelet and neural structure: a new tool for diagnostic of power system disturbances, IEEE Transactions Industry Applications, 37, No.1, 1-7.
7. Böhler, S., 2003, Development of a wavelet-based algorithm to detect and determine certain disturbances in power networks, Bachelor of Engineering Thesis, Department of Electrical Power Systems Graz University of Technology, 68p.
8. Bömers, F., 2000, Wavelets in real time digital audio processing: analysis and sample implementations, Master's Thesis, Department of Computer Science University of Mannheim, 111p.
9. Brunello, G., Kasztenny, B., Wester, C., 2003, Shunt capacitor bank fundamentals and protection, Conference for Protective Relay Engineers - Texas A&M University, 1-17.
10. Buettner, D.E., Colclaser, R.G., Wagner, C.L., 1970, Thermal requirements of resistors used in circuit breakers for transient voltage control, Power Group for presentation at the IEEE Summer Power Meeting and EHV Conference, Los Angeles, 1482-1491.
11. Cho, S.D., 2002, Parameter estimation for transformer modeling, for the degree of Doctor of Philosophy Electrical Engineering, Michigan Technological University, 209p.
12. Cipcigan, L., Chindris, M., Rull, J., Rusu, A., Sumper, A., Ramirez, R. and Alves, R., 2006, Mitigation of capacitor bank energization harmonic transients, IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition Latin America, Venezuela, 1-5.
13. Çolakoğlu, D., 1992, *Süreç Kontrol*, Mersin Üniversitesi Yayınları, Mersin, 84s.

14. http://www.dee.ufrj.br/Transm_Energia/Arquivos/EMTPTB.PDF , 2007.
15. Delfino, B., Fornari, F., Gemme, C., Moratto, A., 2001, Power quality improvement in transmission and distribution networks via synchronous switching, IEEE, 367-372.
16. Dommel, H.W., 1998, Introduction to the use of MicroTran and other EMTP versions, Department of Electrical and Computer Engineering The University of British Columbia 2356 Main Mall Vancouver, B. C. Canada, 1-47.
17. Donea, J. and Huerta, A., 2003, *Finite Element Methods for Flow Problems*, Wiley Interscience, England, 345p.
18. Edminister, J.A., MSE, 1980, *Elektrik Devreleri*, Güven Kitabevi Yayınları, Ankara, 285s.
19. Ekici, S. and Yıldırım, S., 2006, Fault location estimation on transmission lines using wavelet transform and artificial neural network, Las Vegas Nevada, USA, 1-4.
20. Evrenesoğlu, C.Y. and Abur, A., 2005, Fault location in distribution systems with distributed generation, 15th PSCC, Liege, USA, 1-5.
21. Fernandez, R.M. and Rojas, H.N.D., 2002, An overview of wavelet transforms application in power systems, 14th PSCC, Sevilla, 1-8.
22. Fidan, S., 2006, Dalga kılavuzunda yayılan elektromanyetik dalganın dalgacık dönüşümü ile modellenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 92s.
23. Gaing, Z.L., 2003, Implementation of power disturbance classifier using wavelet-based neural networks, IEEE Bologna Power Tech Conference, Bologna, Italy, 1-7.
24. Ganesh, S., 2003, Wavelets in the astronomical context, Physical Research Laboratory, 1-9.
25. <http://www.generalcable.com/NR/rdonlyres/4DCBD9A4-6479-4C72-8C7A-77C0C4A1CB7D/0/AAAC6201.pdf> , 2007.
26. Gerek, Ö.N. ve Ece, D.G., 2003, Güç sistem sinyallerinin iki-boyutlu analizi ve kodlanması, 11. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (18-20 Haziran 2003), Koç Üniversitesi, İstanbul, 495-498.
27. Graps, A., 1995, An introduction to wavelets, IEEE Computational Science & Engineering, Worcester, 50-61.
28. Hasibar, M., R., 2007, <http://thunderbird.kuee.kyoto-u.ac.jp/EMTPNEWS//REVIEW.PDF> .
29. Huang, S.R., Kuo, Y.L., Chen, B.N., Lu, K.C., Huang, M.C., 2000, A short circuit current study for the power supply system of Taiwan railway, IEEE, 16, No.4, 492-497.
30. *IEEE Std. 1159*, 1995, IEEE Recommend Practice for Monitoring Electric Power Quality, 70p.
31. İzgi, E., 2006, Enerji iletim sistemlerinin çevresel faktörlere bağlı olarak toprak analizi ve simülasyonu, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 175s.

32. Jiang, F., Bo, Z.Q., Redfern, M.A., Weller, G., Chen, Z., Xinzhou, D., 2001, Application of wavelet transform in transient protection case study: busbar protection, IEE, Developments in Power System Protection, Conference Publication No.479, 197-200.
33. Johansson, E., 2005, Wavelet theory and some of its applications, Licentiate Thesis, Department of Mathematics Lulea University of Technology, 76p.
34. Kashyap, K.H. and Shenoy, U.J., 2003, Classification of power system faults using wavelet transforms and probabilistic neural networks, IEEE, 423-426.
35. Khoroshev, M.I. and Faybisovich, V., 2004, Analysis of adaptive single phase autoreclosing for high voltage transmission lines with various compensation levels, IEEE, 1-5.
36. Kizilcay, M., Ban, G., Prikler, L., Handl, P., 2003, Interaction of the secondary arc with the transmission system during single-phase autoreclosure, IEEE Bologna PowerTech Conference, Bologna, Italy, 1-7.
37. Kurt, M.B., Çerezci, O. ve Ari, N., 2007, Dalgacık dönüşümü kullanılarak elektromanyetik saçılım problemlerindeki integral denklemlerin hızlı çözülmesi, <http://www.bilmuh.gyte.edu.tr/~ypbs/pdfler/U-II-2-BahattinKurt.pdf> .
38. Marti, J.R., 1982, Accurate modelling of frequency-dependent transmission lines in electromagnetic transient simulations, IEEE Trans. on Power App. And Syst., vol.PAS- 01, No.1, 147-157.
39. Martinez, J.A., 1998, Power quality analysis using electromagnetic transients programs, IEEE, International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP '98, Athens, Greece, 590-597.
40. Martinez, J.A. and Aranda, F.C., 2003, Lightning performance analysis of transmission lines using the EMTP, IEEE, 295-300.
41. www.mathworks.com , 2007.
42. Merry, R.J.E., 2005, Wavelet theory and applications, Eindhoven University of Technology Department of Mechanical Engineering Control Systems Technology Group, Eindhoven, 1-47.
43. Mousavi, M.J., Purry, K.L.B., Osuna, R.G. and Najafi, M., 2007, Classification of load change transients and incipient abnormalities in underground cable using pattern analysis techniques, http://research.cs.tamu.edu/prism/publications/td03_mousavi.pdf .
44. Nakada, K., Sugimoto, H., Yokoyama, S., 2003, Experimental facility for investigation of lightning performance of distribution lines, IEEE Transactions on Power Delivery, 18, No.1, 253-257.
45. Ngamsanroaj, K. and Tayati, W., 2003, An analysis of switching overvoltages in the EGAT 500 kV transmission system, IEEE, 149-153.

46. Özgönel, O., Önbilgin, G. ve Kocaman, Ç., 2004, Wavelets and its applications of power system protection, G.U. Journal of Science, 17(2), 77-90.
47. Plata, E.A.C. and Tacca, H.E., 2000, Power quality assessment and load identification, IEEE, 840-845.
48. Plata, E.A.C. and Taca, H.E., 2004, Power load identification, Journal of the Franklin Institute 11 August, 97-113.
49. Polikar, R., 1999, The story of wavelets, Dept. of Electrical and Computer Engineering & The Biomedical Engineering Program Iowa State University 329 Durham Computation Center, IA 50011 USA, 5481-5486.
50. Prikler, L. and Hoidalén, H.K., 2002, ATPDRAW version 3.5 for Windows 9x/NT/2000/XP users' manual, <http://zas.ie.pwr.wroc.pl/atpdraw.pdf>.
51. Probert, S.A. and Song, Y.H., 2002, Detection and classification of high frequency transients using wavelet analysis, IEEE, Department of Electrical Engineering, Brunel University, UK, 801-806.
52. Purry, K.L.B. and Bagriyanik, M., 2003, Characterization of Transients in Transformers Using Discrete Wavelet Transforms, IEEE Transactions on Power Systems, 18, No.2, 648-656.
53. Ranaswamy, A. and Starke, K., 2000, *Computer-mediated Negotiations: Review and Research Opportunities. In Encyclopedia of Microcomputers*, Allen Kent and James G. Williams (Eds), Marcel Inc., NY: New York, Vol. 26, 447p.
54. Rouviere, L., 2007, <http://asmda2005.enst-bretagne.fr/IMG/pdf/proceedings/643.pdf>.
55. Santoso, S., Lamoree, J.D., McGranaghan, M.F., 2001, Signature analysis to track capacitor switching performance, IEEE, 259-263.
56. Sedighi, A.R. and Haghifam, M.R., 2004, Detection of inrush current in distribution transformer using wavelet transform, Electrical Power and Energy Systems 27, 361-370.
57. Senini, A.J., 1998, Simulating power quality problems by ATP/EMTP, Bachelor of Engineering Thesis, Department of Computer Science & Electrical Engineering University of Queensland, 93p.
58. Shenkman, A.L., 2006, *Transient Analysis of Electric Power Circuits Handbook*, Springer, USA, 559p.
59. Shi, F., Hughes, N.R., Roberts, G., 2007, http://www.bmva.ac.uk/bmvc/2001/papers/84/accepted_84.pdf.
60. Smid, R. and Dado, S., 2003, Wavelet correlation for biomedical shape evaluation, Department of Measurement, FEE CTU, Prague, Czech Republic, 67-70.

61. Sundararaja, S. and Iyengar, S.S., 2002, *Foundations of Wavelet Networks and Applications*, Boca Raton, Fla.: Chapman & Hall/CRC, 254p.
62. http://eent1.tamu.edu/elen459/documents/Transmission_Line_Parameter_Calculation.pdf , 2007.
63. Tsoukalas, L.H., 2005, Incipient transient detection in reactor systems: experimental and theoretical investigation, Purdue University School of Nuclear Engineering West Lafayette, 1-27.
64. Tusaliu, P., Teixeira, C.J.C., Pinto, J.A.D., 2003, Capacitor bank switching recovery voltages in an electrical power system using different line models, IEEE Bologna Power Tech Conferences, Bologna, Italy, 1-4.
65. Ukil, A. and Zivanovic, R., 2005, Abrupt change detection in power system fault analysis using wavelet transform, Presented at the International Conference on Power Systems Transients (IPST'05) in Montreal, Canada, 1-6.
66. Valens, C., 2007, A really friendly guide to wavelets, http://perso.orange.fr/polyvalens/clemens/download/arfgtw_26022004.pdf .
67. Wakai, T., Itamoto, N., Sakai, T., Ishii, M., 2000, Evaluation of transmission line arresters against winter lightning, IEEE Transactions on Power Delivery, 15, No.2, 684-690.
68. Yamada, T., Mochizuki, A., Sawada, J., Zaima, E., Kawamura, T., Ametani, A., Ishii, M., Kato, S., 1995, Experimental evaluation of a UHV tower model for lightning surge analysis, IEEE, 10, No.1, 393-402.
69. Yu, F.T.S. and Jutamulia, S., 1998, *Optical Pattern Recognition*, Cambridge University Press, U.K., 433p.
70. Yu, C., Petcharaks, N., Panprommin, C., 2000, The statistical calculation of energization overvoltages, Case of EGAT 500 kV Lines, IEEE, 2705-2709.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı: İlhami BARUT

Doğum Tarihi: 22 Ağustos 1982

Öğrenim Durumu:

Derece	Bölüm/ Üniversite	Yıl
Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Fırat Üniversitesi	1999-2004
Yüksek Lisans	Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı, Fırat Üniversitesi	2005-2007

Yüksek Lisans Tez Başlığı ve Tez Danışmanı:

Güç Sistemlerinde Geçici Durumların Dalgacık Dönüşümü Kullanılarak İncelenmesi

Danışman: Yrd.Doç.Dr. Selçuk YILDIRIM

EKLER

Ek-1

Kapazitör Anahtarlama Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri

BEGIN NEW DATA CASE

C -----

C Generated by ATPDRAW

C A Bonneville Power Administration program

C Programmed by H. K. Høidalen at SEFAS - NORWAY 1994-2002

C -----

C dT >< Tmax >< Xopt >< Copt >

5.E-5 .1

500 1 1 1 1 0 0 1 0

C 1 2 3 4 5 6 7 8

C

345678901234567890123456789012345678901234567890123456789

0

/BRANCH

C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >

C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0

C 3 MVAR'lık (faz başına 1 MVAR) topraksız kapasitör grubu

X0030AXX0003 78.94 0

X0030BXX0003 78.94 0

X0030CXX0003 78.94 0

C 6 MVA (faz başına 2 MVA) ve 0.8 geri güç faktörlü bir yük

X0028A 25.202106.96 0

X0028B 25.202106.96 0

X0028C 25.202106.96 0

C 20 km'lik alüminyum iletim hattı (0.2601 ohm/km ve 1.773 mH/km varsayıldı)

X0020AX0028A 5.202 35.46 0

X0020BX0028B 5.202 35.46 0

X0020CX0028C 5.202 35.46 0

C 110/11 kV 40 MVA'lık (%11.15 empedanslı) üçgen üçgen bağlı trafo (1/10 oranlı)

TRANSFORMER .01 .001X0013A 1.E6 0

```

9999
1X0036AX0036C      .001 .001 110.
2X0020AX0020C      .0335 1.066 11.
TRANSFORMER X0013A      X0013B
1X0036BX0036A
2X0020BX0020A
TRANSFORMER X0013A      X0013C
1X0036CX0036B
2X0020CX0020B
C Trafo ile kapasitör grubu arasındaki kayıpları temsilen konulmuştur
X0020AX0032A      .1 .001      0
X0020BX0032B      .1 .001      0
X0020CX0032C      .1 .001      0
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< Ie ><Vf/CLOP >< type >
C 0.02. saniyede kapanarak kapasitör grubunu devreye sokan anahtar
X0032AX0030A      .02 1.      0
X0032BX0030B      .02 1.      0
X0032CX0030C      .02 1.      0
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
C 110 kV'luk şebeke
14X0036A 0 89814. 50.      -1. 1.
14X0036B 0 89814. 50. -120.      -1. 1.
14X0036C 0 89814. 50. 120.      -1. 1.
/INITIAL
/OUTPUT
X0020A
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK INITIAL
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE

```

Ek-2

Detay Katsayılarının Enerji Dağılımının Çizdirilmesi

```
% On seviyeli dalgacık ayrıştırmadaki detay katsayılarının
% enerjilerini hesaplamak için yazılmıştır.
% Bu program, detay katsayılarının enerjilerini hesaplamaktadır.
% Programın çalışabilmesi için sinyalin genlik bilgisinin
% A değişkenine atanmış olması gerekmektedir!

clc
disp(['Uyarı: ']);
disp(['Genlik verileri A değişkenine atanmış olmalıdır!']);
saf=A; % sinyal saf değişkenine atandı.
N=10; % ayrıştırma seviyesi olan 10 sayısı, N değişkenine atandı.
w='db4'; % 4. Daubechies dalgacığı seçildi.
[a,b]=wavedec(saf,N,w); % dalgacık ayrıştırması yapıldı.
[Essa, Essd]=wenergy(a,b); % detay katsayılarının toplam
% enerjiye olan yüzdeleri hesaplatıldı.
for i=1:N
    %sA(i,:)=wrcoef('a',a,b,w,i); yaklaşık hesaplatılmamaktadır.
    sD(i,:)=wrcoef('d',a,b,w,i); % döngü boyunca detay katsayıları
    % hesaplatılmaktadır.
    Esd(i,:)=sum(abs(sD(i,:)).^2); % döngü boyunca detay katsayılarının
    % enerjileri hesaplatılmaktadır.
end
%figure(1) detay katsayılarının enerji yüzdeleri
%plot(Essd) çizdirilmemektedir.
figure(2) % detay katsayılarının enerji miktarlarının
plot(Esd,'k') % değişimi çizdirilmiştir.
xlabel('Ayrıştırma Seviyesi');
ylabel('Enerji Düzeyi');
```

Ek-3

JMarti Modeli

1981 yılında Profesör Jose R. Marti, EMTP programı için hem alçak hem de yüksek frekanslarda (yani hem sürekli hem de geçici durumda) yüksek doğrulukla çalışabilecek bir hat modeli geliştirmiştir.

Teori:

$$V_k(\omega) = \cosh[\gamma(\omega)\ell] V_m(\omega) - Z_c(\omega) \sinh[\gamma(\omega)\ell] I_m(\omega) \quad (1)$$

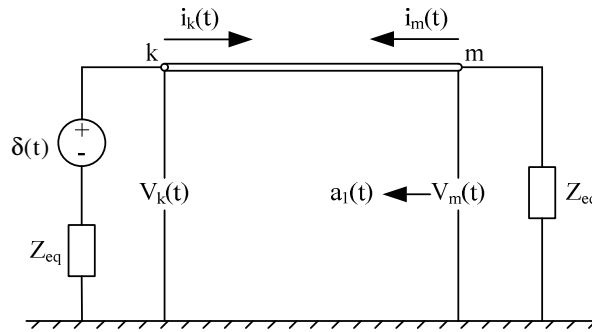
$$I_k(\omega) = \frac{1}{Z_c(\omega)} \sinh[\gamma(\omega)\ell] V_m(\omega) - \cosh[\gamma(\omega)\ell] I_m(\omega) \quad (2)$$

$$Z_c(\omega) = \sqrt{Z'(\omega) * Y'(\omega)} \quad (3)$$

$$\gamma(\omega) = \sqrt{\frac{Z'(\omega)}{Y'(\omega)}} \quad (4)$$

$Z'(\omega) = R'(\omega) + j\omega L'$, $Y'(\omega) = G'(\omega) + j\omega C'(\omega)$ burada $Z_c(\omega)$ karakteristik empedans, $\gamma(\omega)$ yayılma sabiti, R' seri direnç, L' seri indüktans, G' paralel iletkenlik, C' paralel kapasitedir.

Meyer ve Dommel'in ağırlık fonksiyonlarından $a_2(t)$ burada sıfırdır ve fiziksel eşdeğerdeki yerleri Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1 JMarti modelindeki ağırlık fonksiyonlarının fiziksel eşdeğerdeki yerleri

Şekil 2'de yeni ağırlık fonksiyonları gösterilmektedir.

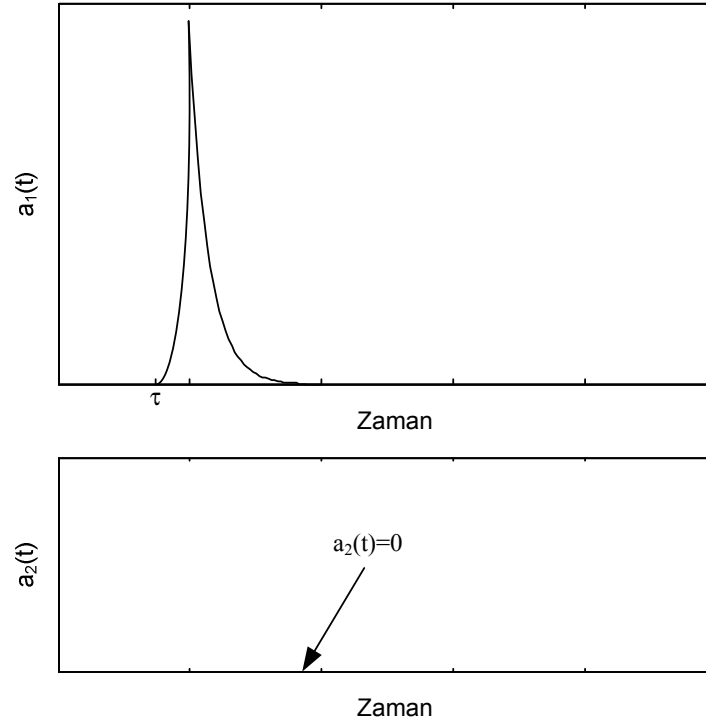
İleri gezici fonksiyonlar denk.(5) ve denk.(6)'da, geri gezici fonksiyonlar ise denk.(7) ve denk.(8)'de verildiği gibidir.

$$F_k(\omega) = V_k(\omega) + Z_{eq}(\omega)I_k(\omega) \quad (5)$$

$$F_m(\omega) = V_m(\omega) + Z_{eq}(\omega)I_m(\omega) \quad (6)$$

$$B_k(\omega) = V_k(\omega) - Z_{eq}(\omega)I_k(\omega) \quad (7)$$

$$B_m(\omega) = V_m(\omega) - Z_{eq}(\omega)I_m(\omega) \quad (8)$$



Şekil 2 JMarti modelindeki ağırlıklandırma fonksiyonları

Burada Z_{eq} , karakteristik hat empedansı $Z_c(\omega)$ 'yı yaklaşık olarak temsil etmektedir.

Yukarıda verilen denklemler kullanılarak

$$B_k(\omega) = A_1(\omega)F_m(\omega)$$

$$B_m(\omega) = A_1(\omega)F_k(\omega)$$

elde edilir.

$$A_1(\omega) = e^{-\gamma(\omega)\ell} = \frac{1}{\cosh[\gamma(\omega)\ell] + \sinh[\gamma(\omega)\ell]}$$

olarak yazılır.

Burada $A_1(\omega)$, Şekil 2’de gösterilen $a_1(t)$ ’nin frekans bölgesindeki durumudur (Dee, 2007). $B_k(\omega)$ ve $B_m(\omega)$ ’nın zaman bölgesindeki durumları sırasıyla denk.(9) ve denk.(10)’da verildiği gibidir.

$$b_k(t) = \int_{\tau}^{\infty} f_m(t-u)a_1(u) du \quad (9)$$

$$b_m(t) = \int_{\tau}^{\infty} f_k(t-u)a_1(u) du \quad (10)$$

İntegrallerin alt sınırlarının τ olmasının nedeni, Şekil 2’den görüldüğü üzere τ ’dan önceki genlik değerlerinin sıfır oluşudur (burada τ , uygulanan dürtünün en hızlı frekans bileşeninin yayılma süresini temsil etmektedir).

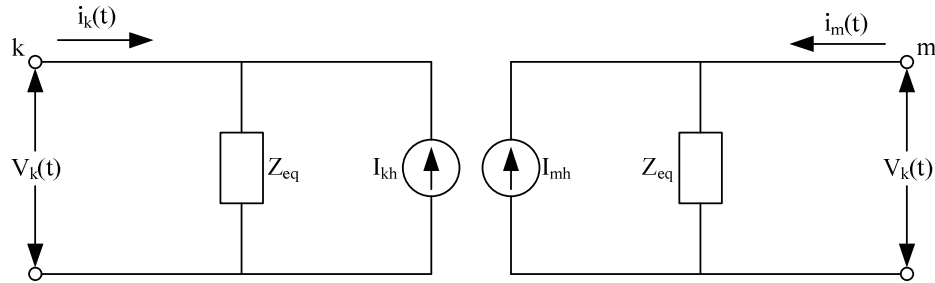
$b_k(t) = E_{kh}$ ve $b_m(t) = E_{mh}$ eşitlikleri kullanılarak, asıl istenen denklemler elde edilir:

$$V_k(t) = e_k(t) + E_{kh}$$

$$V_m(t) = e_m(t) + E_{mh}$$

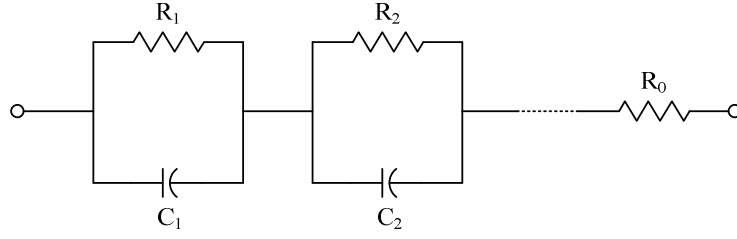
Burada $e_k(t)$ ve $e_m(t)$, Z_{eq} şebekesini boydan boya geçen gerilimlerdir.

Bu denklemler sayesinde hat modeli her t anı için Şekil 3’te verildiği gibi olur.



Şekil 3 k ve m düğümleri için JMarti (frekans bağımlı) hat modeli

Burada Z_{eq} ’yu bulabilmek için, Şekil 4’teki $Z_c(\omega)$ ’ya bakılmalıdır.



Şekil 4 Karakteristik hat empedansı, $Z_c(\omega)$

Denk.(3)'ten yola çıkılarak denk.(11) elde edilir.

$$Z_{eq}(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = H \frac{(s + z_1)(s + z_2) \dots (s + z_n)}{(s + p_1)(s + p_2) \dots (s + p_n)} \quad (11)$$

RC eşdeğer şebekesinin parametrelerinin değerleri, denk.(11)'in basit kesirlere genişletilmesiyle elde edilir.

$$Z_{eq}(s) = k_o + \frac{k_1}{s + p_1} + \frac{k_2}{s + p_2} + \dots + \frac{k_n}{s + p_n} \quad (12)$$

Burada, $i = 1, 2, \dots, n$ için $R_o = k_o$, $R_i = \frac{k_i}{p_i}$, $C_i = \frac{1}{k_i}$ elde edilir.

Katlama integrali t zaman adımında denk.(13)'te verildiği gibidir.

$$s(t) = \int_T^\infty f(t - u) k e^{-\alpha(u-T)} du \quad (13)$$

Burada $s(t)$, denk.(14)'te verildiği gibi önceki zaman adımından bilinen $s(t - \Delta t)$ 'den hesaplanabilir.

$$s(t) = m s(t - \Delta t) + p f(t - T) + q f(t - T - \Delta t) \quad (14)$$

Burada m , p ve q ; ara değer kestirimi yöntemine, Δt integral adımına, k 'ya ve a 'ya bağlı sabitlerdir.

Şekil 2'den görüldüğü üzere, $a_1(t)$ denk.(15)'teki gibi ifade edilebilir.

$$a_1(t) = p(t - \tau) \quad (15)$$

Burada $p(t)$, $a_1(t)$ 'nin biçimine benzemektedir. Ancak, orijine doğru zamanın τ birimleri çıkarılır. Fourier dönüşümünün kaydırma özelliği sayesinde denk.(15)'ten denk.(16) elde edilir.

$$A_1(\omega) = P(\omega)e^{-j\omega\tau} \quad (16)$$

Karmaşık düzlemde $P(\omega)$ 'ya karşılık gelen $P(s)$ fonksiyonu, denk.(17)'deki biçimde bir rasyonel fonksiyon yardımıyla yakınlştırılır.

$$P_a(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = H \frac{(s + z_1)(s + z_2) \dots (s + z_n)}{(s + p_1)(s + p_2) \dots (s + p_m)} \quad (17)$$

Denk.(17)'nin kısmi kesirlere açılması ve sonrasında zaman bölgesine dönüşüm ile fonksiyon yaklaşımı $a_1(t)$, denk.(18)'deki gibi olur.

$$a_{1a}(t) = [k_1 e^{-p_1(t-\tau)} + k_2 e^{-p_2(t-\tau)} + \dots k_m e^{-p_m(t-\tau)}] v(t - \tau) \quad (18)$$

Fonksiyon kestirimi yapılırken de eksen olarak Bode'nin ekseni yani 10'un katları şeklinde artan eksen kullanılmaktadır ($Z_c(\omega)$ fonksiyonunun kestirimi Z_{eq} 'dur).

Ek-4

Hat Enerjilenmesi Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri

BEGIN NEW DATA CASE

C -----

C Generated by ATPDRAW

C A Bonneville Power Administration program

C Programmed by H. K. Høidalen at SEFAS - NORWAY 1994-2002

C -----

\$DUMMY, XYZ000

C dT >> Tmax >> Xopt >> Copt >

5.E-5 .3

500 1 1 1 1 0 0 1 0

C 1 2 3 4 5 6 7 8

C

345678901234567890123456789012345678901234567890123456789

0

/BRANCH

C < n 1 > < n 2 > < ref1 > < ref2 > < R > < L > < C >

C < n 1 > < n 2 > < ref1 > < ref2 > < R > < A > < B > < Leng > < > < > 0

C 6 MVA (faz başına 2 MVA) ve 0.8 geri güç faktörlü bir yük

X0024A 25.202106.96 0

X0024B 25.202106.96 0

X0024C 25.202106.96 0

C 20 km'lik alüminyum iletim hattı (0.2601 ohm/km ve 1.773 mH/km varsayıldı)

X0018AX0024A 5.202 35.46 0

X0018BX0024B 5.202 35.46 0

X0018CX0024C 5.202 35.46 0

C 110/11 kV 40 MVA'lık (%11.15 empedanslı) üçgen üçgen bağlı trafo (1/10 oranlı)

TRANSFORMER .01 .001X0011A 1.E6 0

9999

1X0028AX0028C .001 .001 110.

2X0018AX0018C .0335 1.066 11.

TRANSFORMER X0011A X0011B

1X0028BX0028A

```

2X0018BX0018A
TRANSFORMER X0011A          X0011C
1X0028CX0028B
2X0018CX0018B
$INCLUDE, C:\EEUG\LCC\Exa_8.lib, X0026A, X0026B, X0026C, X0028A, X0028B $$
, X0028C
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< Ie ><Vf/CLOP>< type >
C 0.02. saniyede kapanarak şebekeyi enerjilendiren anahtar
X0022AX0026A .02 1. 0
X0022BX0026B .02 1. 0
X0022CX0026C .02 1. 0
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
C 110 kV'luk şebeke
14X0022A 0 89814. 50. -1. 1.
14X0022B 0 89814. 50. -120. -1. 1.
14X0022C 0 89814. 50. 120. -1. 1.
/INITIAL
/OUTPUT
X0018A
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK INITIAL

```

Ek-5

Yıldırım Darbesi Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri

BEGIN NEW DATA CASE

C -----

C Generated by ATPDRAW

C A Bonneville Power Administration program

C Programmed by H. K. Høidalen at SEFAS - NORWAY 1994-2002

C -----

\$DUMMY, XYZ000

C dT >< Tmax >< Xopt >< Copt >

5.E-5 .2

500 1 1 1 1 0 0 1 0

C 1 2 3 4 5 6 7 8

C

345678901234567890123456789012345678901234567890123456789

0

/BRANCH

C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >

C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0

C 6 MVA (faz başına 2 MVA) ve 0.8 geri güç faktörlü bir yük

X0031A 25.202106.96 0

X0031B 25.202106.96 0

X0031C 25.202106.96 0

C 20 km'lik alüminyum iletim hattı (0.2601 ohm/km ve 1.773 mH/km varsayıldı)

X0025AX0031A 5.202 35.46 0

X0025BX0031B 5.202 35.46 0

X0025CX0031C 5.202 35.46 0

C 110/11 kV 40 MVA'lık (%11.15 empedanslı) üçgen üçgen bağlı trafo (1/10 oranlı)

TRANSFORMER .01 .001X0011A 1.E6 0

9999

1X0029AX0029C .001 .001 110.

2X0025AX0025C .0335 1.066 11.

TRANSFORMER X0011A X0011B

1X0029BX0029A

```

2X0025BX0025A
TRANSFORMER X0011A          X0011C
1X0029CX0029B
2X0025CX0025B
C 3 MVAR'lık (faz başına 1 MVAR) topraksız kapasitör grubu
X0043AXX0019          78.94          0
X0043BXX0019          78.94          0
X0043CXX0019          78.94          0
C Trafo ile kapasitör grubu arasındaki kayıpları temsilen konulmuştur
X0025AX0043A          .1 .001          0
X0025BX0043B          .1 .001          0
X0025CX0043C          .1 .001          0
C Yıldırım enerjisinin doğrudan toprağa akan kısmının temsili
X0033A          400.          0
$INCLUDE, C:\EEUG\LCC\Exa_13.lib, X0045A, X0045B, X0045C, X0033A, X0033B $$
, X0033C
$INCLUDE, C:\EEUG\LCC\Exa_13.lib, X0033A, X0033B, X0033C, X0029A, X0029B $$
, X0029C
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
C 110 kV'luk şebeke
14X0045A 0 89814. 50.          -1. 1.
14X0045B 0 89814. 50. -120.          -1. 1.
14X0045C 0 89814. 50. 120.          -1. 1.
C Yıldırım darbesi (en yüksek akım değeri 32600 Amperdir)
15X0033A-1 32600. 4.E-6 5.E-5 5.          .02 .2
/INITIAL
/OUTPUT
X0025A
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
BLANK INITIAL

```

Ek-6

Faz-Toprak Arızası Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri

BEGIN NEW DATA CASE

C -----

C Generated by ATPDRAW

C A Bonneville Power Administration program

C Programmed by H. K. Høidalen at SEFAS - NORWAY 1994-2002

C -----

\$DUMMY, XYZ000

C dT >< Tmax >< Xopt >< Copt >

5.E-5 .1

500 1 1 1 1 0 0 1 0

C 1 2 3 4 5 6 7 8

C

345678901234567890123456789012345678901234567890123456789

0

/BRANCH

C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >

C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0

C 6 MVA (faz başına 2 MVA) ve 0.8 geri güç faktörlü bir yük

X0040A 25.202106.96 0

X0040B 25.202106.96 0

X0040C 25.202106.96 0

C 20 km'lik alüminyum iletim hattı (0.2601 ohm/km ve 1.773 mH/km varsayıldı)

X0034AX0040A 5.202 35.46 0

X0034BX0040B 5.202 35.46 0

X0034CX0040C 5.202 35.46 0

C 110/11 kV 40 MVA'lık (%11.15 empedanslı) üçgen üçgen bağlı trafo (1/10 oranlı)

TRANSFORMER .01 .001X0019A 1.E6 0

9999

1X0038AX0038C .001 .001 110.

2X0034AX0034C .0335 1.066 11.

TRANSFORMER X0019A X0019B

1X0038BX0038A

2X0034BX0034A

TRANSFORMER X0019A X0019C

1X0038CX0038B

2X0034CX0034B

C 3 MVAR'lık (faz başına 1 MVAR) topraksız kapasitör grubu

X0048AXX0027	78.94	0
--------------	-------	---

X0048BXX0027	78.94	0
--------------	-------	---

X0048CXX0027	78.94	0
--------------	-------	---

C Trafo ile kapasitör grubu arasındaki kayıpları temsilen konulmuştur

X0034AX0048A	.1 .001	0
--------------	---------	---

X0034BX0048B	.1 .001	0
--------------	---------	---

X0034CX0048C	.1 .001	0
--------------	---------	---

XX0031	2.	0
--------	----	---

\$INCLUDE, C:\EEUG\LCC\Exa_24.lib, X0050A, X0050B, X0050C, X0001A, X0001B \$\$
, X0001C

\$INCLUDE, C:\EEUG\LCC\Exa_25.lib, X0001A, X0001B, X0001C, X0038A, X0038B \$\$
, X0038C

/SWITCH

C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< Ie ><Vf/CLOP >< type >

X0001AXX0031	.02	.2	0
--------------	-----	----	---

/SOURCE

C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >

C 110 kV'luk şebeke

14X0050A 0	89814.	50.	-1.	1.
------------	--------	-----	-----	----

14X0050B 0	89814.	50.	-120.	-1.	1.
------------	--------	-----	-------	-----	----

14X0050C 0	89814.	50.	120.	-1.	1.
------------	--------	-----	------	-----	----

/INITIAL

/OUTPUT

X0034A

BLANK BRANCH

BLANK SWITCH

BLANK SOURCE

BLANK INITIAL

Ek-7

Faz-Faz Arızası Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri

BEGIN NEW DATA CASE

C -----

C Generated by ATPDRAW

C A Bonneville Power Administration program

C Programmed by H. K. Høidalen at SEFAS - NORWAY 1994-2002

C -----

\$DUMMY, XYZ000

C dT >< Tmax >< Xopt >< Copt >

5.E-5 .2

500 1 1 1 1 0 0 1 0

C 1 2 3 4 5 6 7 8

C

345678901234567890123456789012345678901234567890123456789

0

/BRANCH

C < n 1 >< n 2 >< ref1 >< ref2 >< R >< L >< C >

C < n 1 >< n 2 >< ref1 >< ref2 >< R >< A >< B >< Leng >< >< >0

C 6 MVA (faz başına 2 MVA) ve 0.8 geri güç faktörlü bir yük

X0040A 25.202106.96 0

X0040B 25.202106.96 0

X0040C 25.202106.96 0

C 20 km'lik alüminyum iletim hattı (0.2601 ohm/km ve 1.773 mH/km varsayıldı)

X0034AX0040A 5.202 35.46 0

X0034BX0040B 5.202 35.46 0

X0034CX0040C 5.202 35.46 0

C 110/11 kV 40 MVA'lık (%11.15 empedanslı) üçgen üçgen bağlı trafo (1/10 oranlı)

TRANSFORMER .01 .001X0019A 1.E6 0

9999

1X0038AX0038C .001 .001 110.

2X0034AX0034C .0335 1.066 11.

TRANSFORMER X0019A X0019B

1X0038BX0038A

2X0034BX0034A

TRANSFORMER X0019A X0019C

1X0038CX0038B

2X0034CX0034B

C 3 MVAR'lık (faz başına 1 MVAR) topraksız kapasitör grubu

X0048AXX0027	78.94	0
X0048BXX0027	78.94	0
X0048CXX0027	78.94	0

C Trafo ile kapasitör grubu arasındaki kayıpları temsilen konulmuştur

X0034AX0048A	.1 .001	0
X0034BX0048B	.1 .001	0
X0034CX0048C	.1 .001	0
X0001BXX0031	2.	0

\$INCLUDE, C:\EEUG\LCC\Exa_27.lib, X0050A, X0050B, X0050C, X0001A, X0001B \$\$
, X0001C

\$INCLUDE, C:\EEUG\LCC\Exa_28.lib, X0001A, X0001B, X0001C, X0038A, X0038B \$\$
, X0038C

/SWITCH

C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< Ie ><Vf/CLOP >< type >
X0001AXX0031 .02 .3 0

/SOURCE

C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >

C 110 kV'luk şebeke

14X0050A 0	89814.	50.	-1.	1.
14X0050B 0	89814.	50.	-120.	-1. 1.
14X0050C 0	89814.	50.	120.	-1. 1.

/INITIAL

/OUTPUT

X0034A

BLANK BRANCH

BLANK SWITCH

BLANK SOURCE

BLANK INITIAL

Ek-8

Yük Anahtarlama Benzetimi İçin EMTP/ATP Verileri

BEGIN NEW DATA CASE

C -----

C Generated by ATPDRAW

C A Bonneville Power Administration program

C Programmed by H. K. Høidalen at SEFAS - NORWAY 1994-2002

C -----

\$DUMMY, XYZ000

C dT >> Tmax >> Xopt >> Copt >

5.E-5 .1

500 1 1 1 1 0 0 1 0

C 1 2 3 4 5 6 7 8

C

345678901234567890123456789012345678901234567890123456789

0

/BRANCH

C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >

C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0

C 6 MVA (faz başına 2 MVA) ve 0.8 geri güç faktörlü bir yük

X0030A 25.202106.96 0

X0030B 25.202106.96 0

X0030C 25.202106.96 0

C 20 km'lik alüminyum iletim hattı (0.2601 ohm/km ve 1.773 mH/km varsayıldı)

X0024AX0030A 5.202 35.46 0

X0024BX0030B 5.202 35.46 0

X0024CX0030C 5.202 35.46 0

C 110/11 kV 40 MVA'lık (%11.15 empedanslı) üçgen üçgen bağlı trafo (1/10 oranlı)

TRANSFORMER .01 .001X0011A 1.E6 0

9999

1X0028AX0028C .001 .001 110.

2X0024AX0024C .0335 1.066 11.

TRANSFORMER X0011A X0011B

1X0028BX0028A

2X0024BX0024A

TRANSFORMER X0011A X0011C

1X0028CX0028B

2X0024CX0024B

C 3 MVAR'lık (faz başına 1 MVAR) topraksız kapasitör grubu

X0036AXX0017	78.94	0
X0036BXX0017	78.94	0
X0036CXX0017	78.94	0

C Trafo ile kapasitör grubu arasındaki kayıpları temsilen konulmuştur

X0024AX0036A	.1 .001	0
X0024BX0036B	.1 .001	0
X0024CX0036C	.1 .001	0

C 6 MVA (faz başına 2 MVA) ve 0.8 geri güç faktörlü bir yük

X0042A	25.202106.96	0
X0042B	25.202106.96	0
X0042C	25.202106.96	0

\$INCLUDE, C:\EEUG\LCC\Exa_8.lib, X0038A, X0038B, X0038C, X0028A, X0028B \$\$

, X0028C

/SWITCH

C < n 1>< n 2>< Tclose >< Top/Tde >< Ie >< Vf/CLOP >< type >

X0030AX0042A	.02	1.	0
X0030BX0042B	.02	1.	0
X0030CX0042C	.02	1.	0

/SOURCE

C < n 1><>< Ampl. >< Freq. >< Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >

C 110 kV'luk şebeke

14X0038A 0	89814.	50.	-1.	1.	
14X0038B 0	89814.	50.	-120.	-1.	1.
14X0038C 0	89814.	50.	120.	-1.	1.

/INITIAL