

**KABLOLU HABERLEŞME KANALLARININ ÇOK GİRDİLİ
ÇOK ÇIKTILI OLARAK MODELLENMESİ**

**MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT MODELLING OF
WIRELINE COMMUNICATION CHANNELS**

ÇELEBİ DOĞUTEKİN

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim – Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2011

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

Bu çalışma jürimiz tarafından **ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI 'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Başkan :.....
Prof. Dr. Birsen SAKA

Üye (Danışman) :.....
Doç. Dr. Cenk TOKER

Üye :.....
Doç. Dr. Emre AKTAŞ

Üye :.....
Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

Üye :.....
Yrd. Doç. Dr. Umut SEZEN

ONAY

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin ilgili maddeleri uyarınca yukarıdaki jüri üyeleri tarafından/...../..... tarihinde uygun görülmüş ve Enstitü Yönetim Kurulunca/...../..... tarihinde kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Adil DENİZLİ
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

KABLOLU HABERLEŞME KANALLARININ ÇOK GİRDİLİ ÇOK ÇIKTILI OLARAK MODELLENMESİ

ÇELEBİ DOĞUTEKİN

ÖZ

Kablo demetleri birçok kablolu haberleşme sisteminde iletişim kanalı olarak kullanılmaktadır. Örneğın, sayısal abone hattı (DSL) hizmeti bükülü tel çiftlerinin oluşturduğu kablo demetleri üzerinden yapılmaktadır. Kullanıcıların bilgiye hızlı bir şekilde ulaşma istekleri arttıkça, DSL ağıları yayılmaktadır. Sistemin veri hızını çoğunlukla kablo demetlerinin kanal karakteristiğı belirler.

Bu çalışmada, çok girdili çok çıktılı modellenen kablo demetleri analiz edilmektedir. Çok girdili çok çıktılı kanal modeli çok telli iletim hatları kuramına dayanmakta ve elektromanyetik kuramdan ya da ölçülmüş verilerden elde edilen parametreleri kullanılmaktadır. Bu model, frekansa bağı kanal matrisini ya da kanal aktarım işlevini, kablo türü, kablonun geometrik modeli ve kaynak-yük konfigürasyonunun işlevi olarak türetmektedir.

Benzetim ve kuramsal analizler kaynak-yük konfigürasyonunun sistemin kapasitesi üzerinde büyük bir etkisi olduğunu göstermektedir. İyi seçilmiş kaynak-yük konfigürasyonu çok telli iletim hatlarında kapasiteyi ortak mod kanal modelinde yaklaşık 25%, ayırık mod kanal modelinde yaklaşık 75% artırmaktadır. Bu çalışmanın temel amacı kablo demetleri için uygun kaynak-yük konfigürasyonunu belirlemektir.

Anahtar Kelimeler: Kablo Demeti, Kablolu Haberleşme, DSL, Çok Girdili Çok ıktılı, Çok Telli İletim Hatları, Kaynak-Yük Konfigürasyonu, Ortak Mod, Ayırık Mod

Danışman: Doç. Dr. Cenk TOKER, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliğı Bölümü

MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT MODELLING OF WIRELINE COMMUNICATION CHANNELS

ÇELEBİ DOĞUTEKİN

ABSTRACT

Cable binders are used as communication channel for many wireline communication systems. For example, digital subscriber line (DSL) services are carried over cable binders consisting of twisted pairs. As customer demand for higher data rates grows, DSL networks are gaining a wider coverage. Channel characteristics of cable binders is the primary element which determines data rate of the system.

In this study, we analyse cable binders which are modelled as multiple input multiple output (MIMO). MIMO channel model is based on multiconductor transmission line theory and uses parameters that can be obtained from electromagnetic theory or existing measured data. The model generates a frequency dependent (channel matrix) or transfer function of cable binders as a function of cable type, geometric modelling of cable and source-load configuration.

Both simulation and theoretical analysis show that source-load configurations have a big effect on data rate of the system. Well-chosen source-load configurations increases capacity of multiconductor transmission line approximately 25% in common mode channel modelling, approximately 75% in differential mode channel modelling. The principal aim of this study is to determine the suitable source-load configuration.

Keywords: Cable Binders, Wireline Communication, DSL, Multiple Input Multiple Output, Multiconductor Transmission Line, Source-Load Configuration, Common Mode, Differential Mode

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Cenk TOKER, Hacettepe University, Department of Electrical and Electronics Engineering

TEŞEKKÜR

Her Őeyden 6nce, bu tezin oluŐturulmasında bilgi ve tecrübelerini sonuna kadar paylaşan, g6sterdiĐi ilgi ve anlayıŐı hićbir zaman esirgemeyen deĐerli tez danıŐmanım Sayın Doć. Dr. Cenk TOKER'e sonsuz teŐekk6r ederim.

Tez çalıŐmalarım boyunca çalışma fırsatı sağlayan m6d6r6m Onur Mehmet G6c6n ve Őef m6hendisim Kemal 6zkan'a teŐekk6r ederim. G6sterdikleri destek ve anlayıŐtan dolayı iş arkadaŐlarım Musa Zafer olak, Cumhuriyet Kaman, Aydın KamıŐ, Ali TaŐlıcalı, Mehmet 6zkan Ak, Hasan Akbulut, Emre Karabulut, Okan Bilge ve Mehmet Hidayet Yılmaz'a çok teŐekk6r ederim.

Tez çalıŐmalarımı her konuda desteklediğine inandığım ASELSAN A.Ő.'ye, y6ksek lisans çalıŐmalarım boyunca verdiği finansal destekten dolayı T6BİTAK BİDEB'e teŐekk6r ederim.

Beni bug6nlere getiren, maddi ve manevi desteklerini hić esirgemeyen ve her zaman yanımda olacaklarını bildiğim baŐta sevgili annem ve babam olmak 6zere t6m aileme Ő6kranlarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZ	iii
ABSTRACT	iv
TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR	xii
SÖZLÜK DİZİNİ.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Çok Girdili Çok Çıktılı (MIMO) Modelleme.....	3
1.2. Önceki Modellemeler.....	5
2. TELLİ İLETİM HATLARI	7
2.1. Tek Bükülü Tel Çiftinden Oluşan İletim Hattı	7
2.2. Çok Telli İletim Hatları	9
2.3. Kablonun Geometrik Modeli	10
2.3.1. Temel Elektromanyetik Kurama Göre RLCG Hesaplanması.....	11
2.3.2. Ölçülmüş Verilere Dayanarak RLCG Hesaplanması	14
2.3.3. Bükülü Tel Çifti	18
3. ÇOK GİRDİLİ ÇOK ÇIKTILI OLARAK KANALIN MODELLENMESİ.....	25
3.1. İki Kapılı Devre Kuramı.....	25
3.2. İki Kapılı Devre Kuramının İletim Hatlarına Uygulanması.....	26
3.2.1. Çok Telli İletim Hattı Kuramının Uygulanması	27
3.3. Kanal Modelleri.....	34
3.3.1. Ortak Mod Kanal Modeli	34
3.3.2. Ayrık Mod Kanal Modeli.....	36

3.3.3. Direkt Aktarım İşlevinin ve Çapraz-Karışım Aktarım İşlevlerinin, Farklı Kaynak ve Yük Empedansı Durumlarında Hesaplanması	38
3.3.4. Kanal Modelleri Arasındaki İlişkiler	40
3.4. Kaynak-Yük Konfigürasyonu	42
4. İLETİM HATTININ KAPASİTESİNİN HESAPLANMASI.....	45
4.1. Tek Bükülü Tel Çiftinde Kapasite Hesabı	46
4.2. Çoklu Tel Çifti İçin Kapasite Hesabı	49
4.2.1. Parçacık Sürüsü Optimizasyonu	54
4.3. Ayrık Mod Modellemede Kapasite Hesabı.....	56
5. BENZETİM VE SONUÇLAR.....	58
5.1. Benzetim Algoritması.....	58
5.2. Karakteristik Empedans.....	61
5.3. Kanal Aktarım İşlevleri.....	66
5.4. Kapasitelerin Hesaplanması	72
5.4.1. Kaynak-Yük Konfigürasyonu	72
5.4.2. Kanal Modellerinin Kapasite Hesapları.....	78
6. SONUÇ	85
KAYNAKLAR.....	88
ÖZGEÇMİŞ	92

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 1.1: Kablo Demeti	2
Şekil 1.2: xDSL Yapısı ve Gürültü Kaynakları	3
Şekil 1.3: Çok Girdili Çok Çıktılı Aktarım İşlevi	3
Şekil 2.1: İletim Hattının Eşdeğer Devresi	7
Şekil 2.2: İletim Hattı Üzerinde Yayılan Sinyal.....	8
Şekil 2.3: Dört Telli İletim Hattının Eşdeğer Devresi.....	9
Şekil 2.4: Örnek Dört Telli Kablo Demeti Konfigürasyonu	11
Şekil 2.5: İki Telli İletim Hattı	14
Şekil 2.6: Frekansa bağlı r_0 değişimi	16
Şekil 2.7: Frekansa bağlı μ değişimi.....	16
Şekil 2.8: Frekansa bağlı ϵ değişimi	17
Şekil 2.9: Frekansa bağlı σ değişimi	17
Şekil 2.10: Bükülü Tel Çifti.....	18
Şekil 2.11: İki Bükülü Tel Çiftinin Oluşturduğu Kablo Demeti	19
Şekil 2.12a: Bir Burgu Periyodundaki Teller Arası Mesafe	20
Şekil 2.12b: Bir Burgu Periyodundaki Teller Arası Mesafe	20
Şekil 2.13a: Bir Burgu Periyodundaki Endüktans Değişimi	21
Şekil 2.13b: Bir Burgu Periyodundaki Endüktans Değişimi	22
Şekil 2.13c: Bir Burgu Periyodundaki Endüktans Değişimi.....	22
Şekil 2.14a: Bir Burgu Periyodundaki Sığa Değişimi	23
Şekil 2.14b: Bir Burgu Periyodundaki Sığa Değişimi	24
Şekil 2.14c: Bir Burgu Periyodundaki Sığa Değişimi	24
Şekil 3.1: ABCD ($2n$ çok portlu devre) Matris Modelleme.....	25
Şekil 3.2: Parçalara Ayrılmış İletim Hattı	26
Şekil 3.3: Hattın Bir Parçasındaki R, L, C, G parametrelerine bağlı devre yapısı .	27
Şekil 3.4: Bir Hat Parçasındaki Voltaj Giriş-Çıkış İlişkisi	28
Şekil 3.5: Hat Parçasının RLCG Türünden İfadesi	29
Şekil 3.6: Hattın Bir Parçasındaki R, L, C ve G parametreleri	30
Şekil 3.7: Hat Parçalarına Ayrılmış İletim Hattı.....	33
Şekil 3.8: Ortak Mod Çok Girdili Çok Çıktılı Kanal Modeli	34
Şekil 3.9: Ayrık Mod Modelleme	36
Şekil 3.10: Ayrık Mod Blok Şeması	38
Şekil 3.11: Kanal Modelleri	41

Şekil 3.12: Kaynak-Yük Konfigürasyonu	42
Şekil 4.1: Ortak Mod Modelleme	49
Şekil 4.2a: Z_{11} 'e göre Kapasite Değişimi	52
Şekil 4.2b: Z_{21} 'e göre Kapasite Değişimi	52
Şekil 4.2c: Z_{31} 'e göre Kapasite Değişimi.....	52
Şekil 4.2d: Z_{22} 'ye göre Kapasite Değişimi.....	53
Şekil 4.2e: Z_{32} 'ye göre Kapasite Değişimi.....	53
Şekil 4.2f: Z_{33} 'e göre Kapasite Değişimi	53
Şekil 5.1: Tek Bükülü Tel Çiftinde Karakteristik Empedans.....	61
Şekil 5.2a: Çok Telli İletim Hatlarında Bir Burgu Periyodunda Karakteristik Empedans Değişimi	62
Şekil 5.2b: Çok Telli İletim Hatlarında Bir Burgu Periyodunda Karakteristik Empedans Değişimi	63
Şekil 5.2c: Çok Telli İletim Hatlarında Bir Burgu Periyodunda Karakteristik Empedans Değişimi	63
Şekil 5.3a: Çok Telli İletim Hatlarında Karakteristik Empedans.....	64
Şekil 5.3b: Çok Telli İletim Hatlarında Karakteristik Empedans.....	65
Şekil 5.3c: Çok Telli İletim Hatlarında Karakteristik Empedans	65
Şekil 5.4: Tek Bükülü Tel Çiftinde Aktarım İşlevi	66
Şekil 5.5a: Çok Telli İletim Hatlarında Aktarım İşlevi	68
Şekil 5.5b: Çok Telli İletim Hatlarında Aktarım İşlevi	68
Şekil 5.5c: Çok Telli İletim Hatlarında Aktarım İşlevi	69
Şekil 5.6: Ayrık Mod Aktarım İşlevleri	70
Şekil 5.7: Ayrık Mod Kanal Dürtü Tepkisi	71
Şekil 5.8: 1 MHz'de Kaynak-Yük Konfigürasyonuna Göre Kapasite Değişimi	72
Şekil 5.9a: Z_{11} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri	74
Şekil 5.9b: Z_{21} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri	74
Şekil 5.9c: Z_{13} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri	74
Şekil 5.9d: Z_{22} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri	75
Şekil 5.9e: Z_{23} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri	75
Şekil 5.9f: Z_{33} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri	75
Şekil 5.10: 25 Parçacığın Ulaştığı Maksimum Kapasite Değeri.....	76
Şekil 5.11: PSO Kapasite Artışı	77
Şekil 5.12: PSO Kümülatif Kapasite Artışı	77
Şekil 5.13: Tek Bükülü Tel Çiftinde Kapasite.....	78
Şekil 5.14: Tek Bükülü Tel Çiftinde Kümülatif Kapasite	78

Şekil 5.15: Ortak Mod Kapasite	79
Şekil 5.16: Ortak Mod Kümülatif Kapasite	79
Şekil 5.17: Vericilerin Aynı Tarafta Olduğu Durum	80
Şekil 5.18 Vericilerin Farklı Tarafta Olduğu Durum	80
Şekil 5.19: Ayrık Mod Modellemede Kapasite (Vericilerin Aynı Tarafta Bulunduğu Durumda)	81
Şekil 5.20: Ayrık Mod Modellemede Kümülatif Kapasite (Vericilerin Aynı Tarafta Bulunduğu Durumda)	81
Şekil 5.21: Ayrık Mod Modellemede Kapasite (Vericilerin Farklı Tarafta Bulunduğu Durumda)	82
Şekil 5.22: Ayrık Mod Modellemede Kümülatif Kapasite (Vericilerin Farklı Tarafta Bulunduğu Durumda)	82
Şekil 5.23: NEXT ve FEXT'in Kümülatif Kapasiteye Etkisi	84

ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1: Teller Arasındaki Mesafe	19
Çizelge 3.1: ABCD Matris Parametreleri	26
Çizelge 3.2: Kanal Modelleri Arasındaki İlişki	42
Çizelge 5.1: PSO Yöntemine Göre Bazı Alttaşıyıcılarda Elde Edilen Optimum Kaynak-Yük Matrise ve Sağladığı Kazançlar.....	73

SİMGELER VE KISALTMALAR

4GBB	:Fourth Generation Broadband Sysytem
ANSI	:American National Standards Instute
AWG	:American Wire Gauge
AWGN	:Additive White Gaussain Noise
(x)DSL	:Digital Subscriber Line
DSLAM	:Digital Subscriber Line Access Multiplexer
DSM	:Dynamic Spectrum Management
FEXT	:Far End Crosstalk
IEEE	:Institute of Electirical and Electronics Engineering
IPTV	:Internet Protocol Television
MIMO	:Multiple Input Multiple Output
MTL	:Multiconductor Transmission Line
NEXT	:Near End Crosstalk
POTS	:Plain Old Telephone Service
PSO	:Particle Swarm Optimization
RF	:Radio Frequency
SISO	:Single Input Single Output
SINR	:Signal to Noise plus Interference Ratio
TIA	:Telecommunications Industry Association

SÖZLÜK DİZİNİ

Aktarım işlevi	:Transfer Function
Alıcı	:Receiver
Alt taşıyıcı	:Subcarrier
Aşağı yönde	:Downstream
Ayırıcı	:Splitter
Ayrık Mod	:Differential Mode
Bağlaşım	:Coupling
Burgu Periyodu	:Twist Length
Bükülü Tel Çifti	:Twisted Pair
Çapraz-Karışım	:Crosstalk
Çok Çıktılı	:Multiple Output
Çok Girdili	:Multiple Input
Çok Telli	:Multiconductor
Dürtü	:Impulse
Dürtü Gürültüsü	:Impulse Noise
Dürtü Tepkisi	:Impulse response
Empedans	:Impedance
Endüktans	:Inductance
Geçiri	:Admittance
Geniş ayırım	:Wide separation
Girişim	:Interference
Gürültü	:Noise
İki İletkenli	:Two Conductor
İki Kapılı Devre	:Two-Port Network
İletim Hattı	:Transmission Line
İletkenlik	.Conductance

İzge	:Spectrum
Kablo Demeti	:Cable Binder
Kanal	.Channel
Kapasite	:Capacity
Karakteristik	:Characteristic
Karışım	:Crosstalk
Karşılıklı	:Mutual
Katsayı	:Coefficient
Kaynak	:Source
Kılıf	.Shield
Kuram	:Theory
Olasılık	:Probability
Optimizasyon	:Optimization
Ortak Mod	:Common Mode
Ölçüm	:Measurement
Öz endüktans	:Self-inductance
Parçacık	:Particle
Sığa	.Capacitance
Tel	:Conductor
Uyumlama	:Match
Verici	:Transmitter
Yakınlık Etkisi	:Proximity Effect
Yansıma	:Reflection
Yansıma Katsayısı	:Reflection Coefficient
Yayıma	:Propagation
Yukarı yönde	:Upstream
Yük	:Load

1. GİRİŞ

İletişim insanoğlunun var olduğu günden beri hayatımızda yer almıştır. Elektronik sistemlerin gelişmesiyle birlikte iletişimde elektronik ortamda yapılmaya başlanmıştır. Günümüzde ise iletişim hem kablolu hem kablosuz teknolojiler kullanılarak yapılmaktadır.

Kablosuz iletişim teknolojisindeki hızlı gelişmelere rağmen, kablolu haberleşme teknolojileri önemini korumaya devam etmektedir. Bunu sağlayan etkenlerden en önemlisi yıllar içerisinde kurulmuş olan geniş bir telefon kablo şebekesinin varlığıdır. İkinci olarak ise, mevcut bulunan kablolu iletim hatlarında kullanılan sinyalleşme tekniklerinde yapılacak iyileştirmenin, fiber hatlar, kablosuz ağlar vb. alternatif çözümlerin baştan kurulmasına göre çok daha ucuz olmasıdır.

Günümüzde kablolu haberleşme teknolojileri üzerinden yüksek hızlı iletişime olan talep her geçen gün artmaktadır. Kablolu haberleşme altyapısını kullanarak yüksek hızlı iletişim sağlayan en önemli teknoloji ise xDSL (Sayısal Abone Hattı) hizmetidir. Bir diğer hizmet ise geliştirilmekte olan 4GBB (Dördüncü nesil geniş bant erişim sistemi) teknolojisidir. Bu hizmette mevcut telefon hatlarında son 20–200 metre kullanılarak ve 300 MHz'e kadar bant genişliği kullanılarak 1 Gbps'e kadar veri hızları öngörülmektedir [23].

xDSL bir çift bakır tel üzerinden herhangi bir tekrarlayıcı kullanmadan sınırlı uzaklığa kadar yüksek hızlı veri iletimini sağlayan teknolojidir. xDSL ailesinin çeşitli üyeleri yüksek hızlı DSL (HDSL), çok yüksek hızlı DSL (VDSL) ve asimetric DSL (ADSL ve ADSL 2/+) olup bu sistemlerde iletişim, birinin merkezde, diğerinin kullanıcıda olduğu karşılıklı modem çiftleri ile sağlanır. Çoğu DSL teknolojisi, kullanıcı tarafında düz eski telefon servisi (POTS) üzerinden ses ve yüksek bant genişlikli veri frekansı bantlarını bir ayırıcı ile ayırarak çalışır [24] [25].

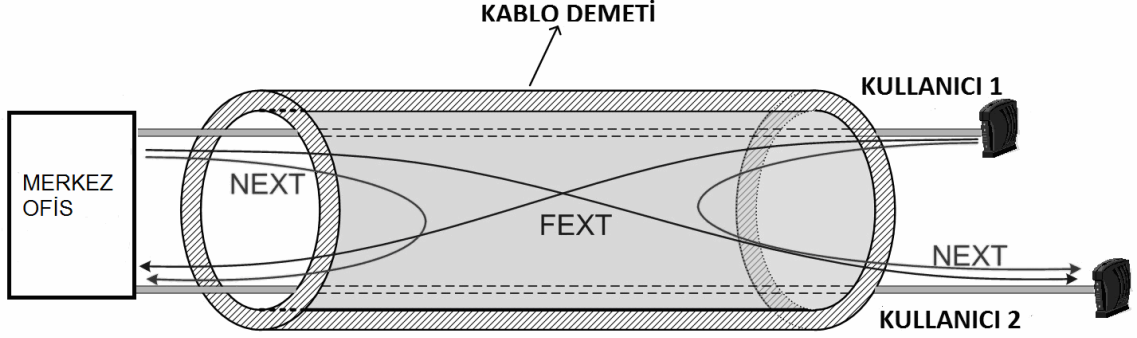
Kablolu haberleşme Şekil 1.1'de örneği görülen demet halinde sıkıca bağlanmış bakır teller üzerinden yapılmaktadır.



Şekil 1.1: Kablo Demeti

Sabit bir frekans bandında bir iletişim kanalının kapasitesini veya ulaşılabilecek veri oranını belirleyen etkenlerden biri sinyal-gürültü artı girişim oranı (SINR)'dir. Sinyalin gücü donanımsal kısıtlamalara veya endüstri standartlarına bağlı olduğundan, gürültü ve girişim doğrudan sistemin performansını etkilemektedir. Gürültü ve girişim kaynaklarını tespit edebilmek ve onların etkilerini azaltabilmek yüksek performanslı bir iletim kanalı tasarımı için önemlidir.

Şekil 1.2 basit bir DSL yapısını göstermektedir. Bu yapıda kapasiteyi sınırlayan iki baskın girişim vardır. Bunlar yakın çapraz-karışım (NEXT) ile uzak çapraz-karışım (FEXT) olarak isimlendirilen, kablo demeti içindeki komşu tel çiftlerindeki sinyalin, ilgilenilen tel çiftinde neden olduğu çapraz-karışımlardır. Yakın çapraz-karışım, ilgilenilen alıcıya göre aynı tarafta yer alan diğer vericilerden bağlaşım yapan sinyallerden, uzak çapraz-karışım ise ilgilenilen alıcıya göre kanalın karşı tarafında bulunan diğer vericilerden bağlaşım yapan sinyallerden kaynaklanmaktadır. DSL teknolojisinde FEXT ve NEXT'in etkileri diğer gürültü ve girişimlerden (dürtü gürültüsü, termal gürültü, radyo frekansı girişimi vb) daha baskındır. Eğer yukarı yönlü iletişim ve aşağı yönlü iletişim farklı frekans bandlarını kullanırsa, asimetric DSL'de olduğu gibi, NEXT girişimi sistemi çok fazla etkilemez. Bu durumda FEXT girişimi sistemin kapasitesini belirleyen girişim kaynağı olur.



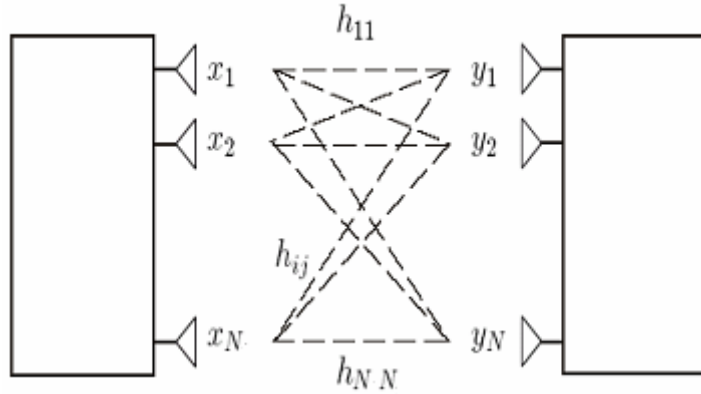
Şekil 1.2: xDSL Yapısı ve Gürültü Kaynakları

1.1. Çok Girdili Çok Çıktılı (MIMO) Modelleme

Bir kablo demeti, yapısı itibariyle çok girdili çok çıktılı sistem olarak modellenebilir. Bu model şu ifade ile açıklanabilir:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (1.1)$$

\mathbf{X} ve \mathbf{Y} sırasıyla giriş ve çıkış vektörlerini, \mathbf{N} gürültü ve girişim bileşenleri (dürtü gürültüsü, radyo frekansı girişimi, termal gürültü ve diğer gürültü ve girişimler) vektörünü ifade etmektedir. \mathbf{H} matrisi ise kanal aktarım işlevini ifade etmektedir.



Şekil 1.3: Çok Girdili Çok Çıktılı Aktarım İşlevi

\mathbf{H} matrisinin köşegen elemanları ilgilenilen verici-alıcı çifti arasındaki kanalın aktarım işlevini, köşegen dışı elemanlar ise \mathbf{X} vektörüne bağlı yakın çapraz-karışımı ve

uzak çapraz-karışımı göstermektedir. \mathbf{H} matrisi hattın fiziksel parametrelerinden hesaplanabilmektedir. Dört telli iletim kanalında \mathbf{H} matrisi şu şekildedir.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Burada h_{11} , h_{22} ve h_{33} ilgilenilen alıcı-verici çifti arasındaki kanalın aktarım işlevini, h_{21} , h_{12} , h_{13} , h_{31} , h_{32} ve h_{23} ise çapraz-karışimleri yani FEXT ve NEXT'i ifade etmektedir.

Çok girdili çok çıktılı sistem modeli kullanılarak \mathbf{H} matrisi elde edilince ulaşılabilecek veri hızı, yakın çapraz-karışım ve uzak çapraz-karışım işlevleri hesaplanabilmektedir. Bu çalışmanın amaçlarından biri hattın fiziksel parametrelerini kullanarak \mathbf{H} matrisini hesaplayabilmektir.

İletim hattının aktarım işlevi ve kapasitesi bakır tellerin parametrelerinin (yarıçap, teller arası mesafe, vs) yanı sıra kaynak-yük-hat empedans uyumluluğuna bağlıdır. İletim hattı parametreleri, elektromanyetik kuramdan bilindiği üzere direnç (R), endüktans (L), sığa (C) ve iletkenlik (G) (RLCG modeli) değerleri ile ifade edilebilir [1][9]. RLCG modeli çok telli iletim hatları kuramına bağlı olarak, frekans, kablonun türü ve kablonun geometrik yapısının bir işlevi olarak ifade edilmektedir.

İletim hatlarının bir karakteristik empedansı vardır. Karakteristik empedans doğrudan RLCG parametrelerine bağlıdır. Eğer haberleşme sisteminde yük ve kaynak empedansları hatla uyumlu değil ise, hattaki sinyalde verici ve alıcı taraflarında yansıma olacaktır. Kablolu haberleşme sistemlerinde tipik bir sonlandırma için sabit bir direnç değeri kullanılmaktadır. Ancak karakteristik empedans frekansa ve kablonun geometrik yapısına bağlı olarak değişebilmektedir. Dolayısıyla bu tür bir sonlandırma yansımaları neden olacaktır. Yansıyan sinyaller alıcıya ulaşması gereken sinyalde zayıflamaya neden olarak hattın aktarım işlevini ve kapasitesini olumsuz yönde etkilemektedir. Eğer kaynak-yük empedansı kullanılan frekansa ve kablonun yapısına göre karakteristik empedans ile uyumlandırılabilirse hattın kapasitesinde iyileşmeler olacaktır. Bu çalışmanın temel amacı hatta uygun sonlan-

dirmaları araştırmaktır. Bu sonlandırmaların hattın kapasitesi üzerinde ne kadar iyileştirmeler yapabileceğini göstermektedir.

1.2. Önceki Modellemeler

Literatürdeki xDSL kanal modelleri iki kısımda ele alınabilir. Bunlardan ilki ölçme sonuçlarına dayalı çıkarımlar yapmak, diğeri ise istatistiksel modelleme oluşturmaktır [2][6][9].

Ölçmeye dayalı yöntemde girişimin frekansla çok fazla değiştiği gösterilmiştir. Yakın çapraz-karışım ve uzak çapraz-karışım şu şekilde ifade edilmiştir.

$$NEXT(f, n) = X_N n^{0.6} f^{\frac{3}{2}} \quad (1.3)$$

$X_N = 8.536 \times 10^{-15}$, n verici sayısını, f frekansı (Hz) ifade etmektedir ve f nin kuvvet aralığı 1.3 ile 1.7 arasında değişebilmektedir.

$$FEXT[f, n, l] = |H(f)|^2 X_F n^{0.6} l f^2 \quad (1.4)$$

$X_F = 7.74 \times 10^{-21}$, n verici sayısını, f frekansı (Hz), l bağlaşım yol uzunluğunu, $|H(f)|$ araya girme kaybını ifade etmektedir.

Ölçüme dayalı bu çıkarımlar ortalama karışımları tespit edebilmek için kullanışlı olmasına rağmen hattın genel karakteristiğini belirlemede ve herhangi iki çift arasındaki çapraz-karışımları belirlemede yeterli olamamıştır [2].

İstatistiksel modelleme ise farklı yaklaşımlar ele almıştır. Bu modelleme girişimi bazı kabullenmeler yaparak olasılıksal dağılım olarak ele almıştır. Bu yaklaşımda kablo sisteminin elektromanyetik özellikleri ve devre kuramına dayalı çıkarımları ihmal edilmiştir. Bu sebepten dolayı NEXT ve FEXT çapraz-karışımlarının hattın gerçek parametrelerine dayalı çıkarımları elde edilememiştir [6][9].

Bu çalışmanın ikinci bölümünde telli iletim hatlarının yapısı anlatılacaktır. Hat parametrelerinin hesaplanma yöntemleri gösterilecektir. Bükülü tel çiftlerin yapısı tartışılacaktır.

Üçüncü bölümde elektromanyetik kuramın ve çok telli iletim hatları kuramının temelini oluşturduğu çok girdili çok çıktılı sistem modeli incelenecektir. Bu modele

dayalı olarak, hattın modellenmesi, aktarım işlevinin bulunması, yakın çapraz-karışım ve uzak çapraz-karışımın belirlenmesi anlatılacaktır. Kaynak-yük konfigürasyonunun kanal matrisi ve çapraz-karışım üzerine olan etkileri gösterilecektir.

Dördüncü bölümde, üçüncü bölümde anlatılan kanal modellerinin kapasite hesapları gösterilecektir. Optimum kaynak-yük konfigürasyonu iki telli iletim hatlarında analitik olarak, çok telli iletim hatlarında ise parçacık sürüsü optimizasyon yöntemiyle tespit edilecektir.

Beşinci bölümde iki, üç ve dördüncü bölümde anlatılan yöntemlere göre benzetimler yapılacaktır. Benzetimlerle kanalın aktarım işlevleri ve çapraz-karışım işlevleri incelenecektir. Kanal modellerinin kapasitesi hesaplanacaktır. Optimum kaynak-yük konfigürasyonunun kanal aktarım işlevi, çapraz-karışım işlevi ve kapasite üzerine etkileri gösterilecektir.

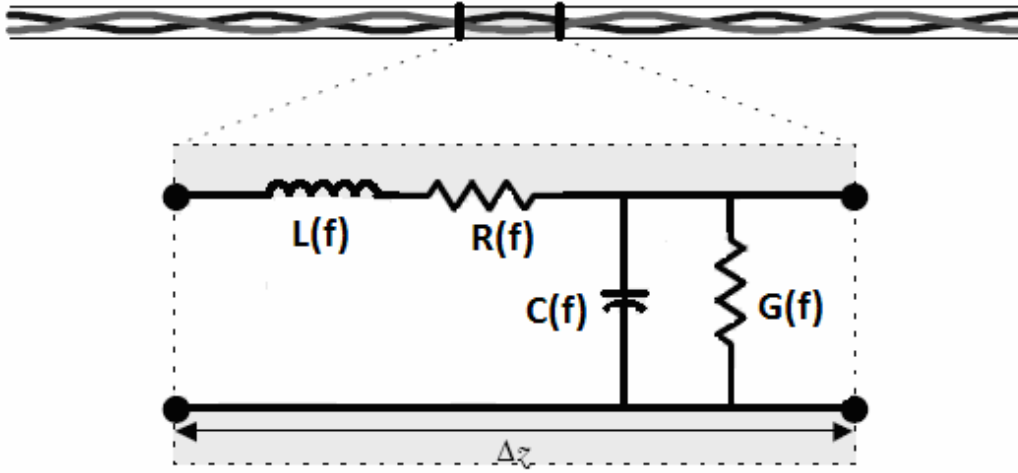
Altıncı bölümde, tezin genel bir değerlendirilmesi yapılacaktır. Gelecekte yapılabilecek çalışmalardan bahsedilecektir.

2. TELLİ İLETİM HATLARI

Telli iletim hatlarının oluşturduğu haberleşme kanalları iletişim yöntemleri arasında önemli bir yere sahiptir. Telli iletim hatlarının kullanıldığı en büyük altyapı ise telefon şebekesidir. Alexander Graham Bell'in 1877 yılında tek demir teli telefonlara bağlayıp, toprağı dönüş yolu olarak oluşturduğu devreler ile telefon hizmeti başlamış oldu [6]. Günümüzde ise telefon hizmeti bükülü tel çiftlerinin oluşturduğu kablo demetleri üzerinden sağlanmaktadır. Oluşturulan bu altyapı ilk yıllarda 4 KHz'lik bant genişliğinin yeterli olduğu ses görüşmeleri için kullanılırken, sonraları çok daha yüksek bant genişliğine sahip yüksek hızlı veri iletimine olanak sağlayan xDSL hizmeti için de kullanılmaya başlanmıştır.

2.1. Tek Bükülü Tel Çiftinden Oluşan İletim Hattı

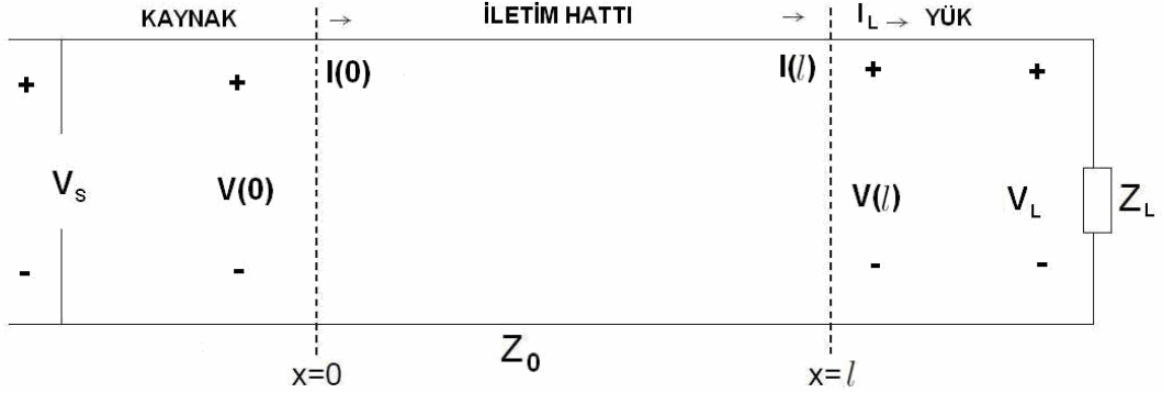
Tek bükülü tel çiftinin veya iki iletkenli bir iletim hattının eşdeğer devresi Şekil 2.1'de verilmektedir.



Şekil 2.1: İletim Hattının Eşdeğer Devresi

Burada R birim uzunluktaki iletim hattının direncini, G birim uzunluktaki iletim hattının iletkenliğini, C birim uzunluktaki iletim hattının sığasını, L birim uzunluktaki iletim hattının endüktansını ifade etmektedir.

İletim hattı modeli, hat üzerinde yayılan sinyallerin uzaklığa ve frekansa bağlı olarak zayıflamasını ifade etmektedir. Uzunluğu l olan ve iki iletkeniden oluşan bir iletim hattında ilerleyen sinyal Şekil 2.2'de verilmektedir.



Şekil 2.2: İletim Hattı Üzerinde Yayılan Sinyal

İletim hattı teorisinde bir hat boyunca ilerleyen sinyalin gerilimi $V(x)$ ve akım $I(x)$ değerleri Denklemler (2.1) ve (2.2)'de belirtilmektedir [3][5].

$$V(x) = V_L \cosh(\gamma(x-l)) - I_L Z_0 \sinh(\gamma(x-l)) \quad (2.1)$$

$$I(x) = I_L \cosh(\gamma(x-l)) - \frac{V_L}{Z_0} \sinh(\gamma(x-l)) \quad (2.2)$$

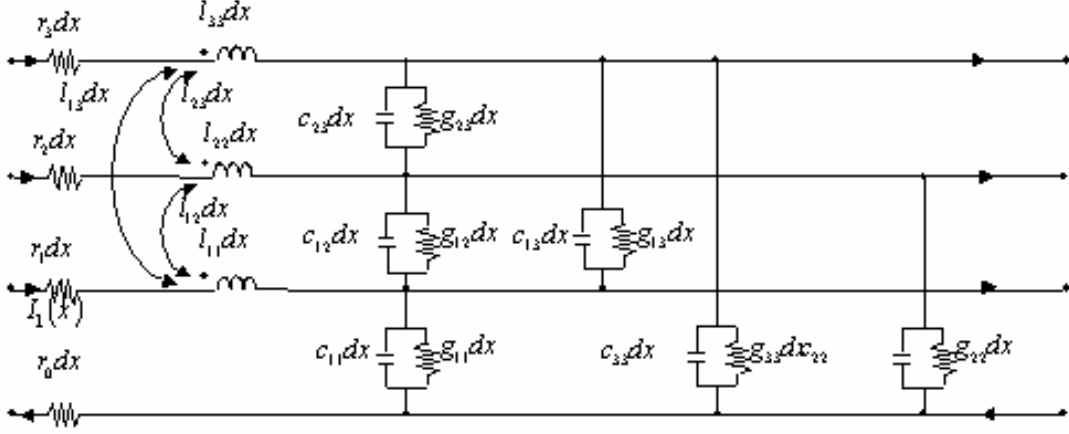
Burada V_L ve I_L yük gerilim ve akım değerlerini, x pozisyon bilgisini ifade eder. İletim hattını tanımlamak için kullanılan frekansa bağlı karakteristik empedans Z_0 ve yayılım sabiti γ Denklemler (2.3) ve (2.4) ile ifade edilmektedir.

$$Z_0(f) = \sqrt{\frac{[R(f) + j\omega L(f)]}{[G(f) + j\omega C(f)]}} \quad (2.3)$$

$$\gamma(f) = \sqrt{[R(f) + j\omega L(f)][G(f) + j\omega C(f)]} \quad (2.4)$$

2.2. Çok Telli İletim Hatları

Bükülü tel çiftlerinin oluşturduğu dört telli bir iletim hattının eşdeğer devresi Şekil 2.3'te verilmektedir.



Şekil 2.3: Dört Telli İletim Hattının Eşdeğer Devresi

Çok telli iletim hattı **RLCG** modeli ile tanımlanmaktadır. Burada **R** birim uzunluktaki iletim hattının direnç matrisini, **L** birim uzunluktaki iletim hattının endüktans matrisini, **C** birim uzunluktaki iletim hattının sığa matrisini ve **G** birim uzunluktaki iletim hattının iletkenlik matrisini belirtmektedir. Denklemler (2.5), (2.6), (2.7) ve (2.8) sırasıyla dört telli iletim hattı için **RLCG** matrislerini ifade etmektedir.

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_0 + r_3 & r_0 & r_0 \\ r_0 & r_0 + r_2 & r_0 \\ r_0 & r_0 & r_0 + r_1 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{33} & l_{23} & l_{13} \\ l_{23} & l_{22} & l_{12} \\ l_{13} & l_{12} & l_{11} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{13} + c_{23} + c_{33} & -c_{23} & -c_{13} \\ -c_{23} & c_{12} + c_{23} + c_{22} & -c_{12} \\ -c_{13} & -c_{12} & c_{13} + c_{12} + c_{11} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{13} + g_{23} + g_{33} & -g_{23} & -g_{13} \\ -g_{23} & g_{12} + g_{23} + g_{22} & -g_{12} \\ -g_{13} & -g_{12} & g_{13} + g_{12} + g_{11} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Çok telli iletim hatlarında hat boyunca oluşan sinyalin gerilimi $\mathbf{V}(\mathbf{x})$ ve akımı $\mathbf{I}(\mathbf{x})$ Denklemler (2.9) ve (2.10)'da ifade edilmektedir.

$$\mathbf{V}(x) = e^{-\gamma x} \mathbf{V}_0^+ + e^{\gamma x} \mathbf{V}_0^- \quad (2.9)$$

$$\mathbf{I}(x) = e^{-\gamma^T x} \mathbf{I}_0^+ + e^{\gamma^T x} \mathbf{I}_0^- \quad (2.10)$$

Burada \mathbf{V}_0^+ ve \mathbf{I}_0^+ hat üzerinde ilerleyen sinyalin gerilim ve akım matrisini, \mathbf{V}_0^- ve \mathbf{I}_0^- ise hat üzerinde yansıyan sinyalin gerilim ve akımı matrisini ifade etmektedir. γ terimi ise yayılım sabiti matrisini ifade etmekte olup Denklem (2.11)'de verilmektedir.

$$\gamma(f)^2 = [\mathbf{R}(f) + j\omega\mathbf{L}(f)][\mathbf{G}(f) + j\omega\mathbf{C}(f)] \quad (2.11)$$

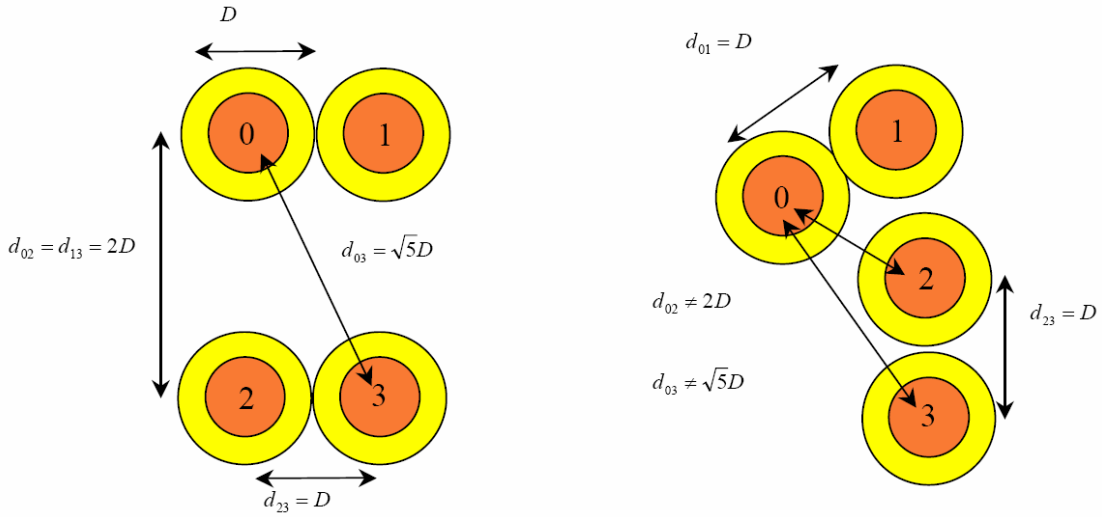
Tek bükülü tel çiftini veya bükülü tel çiftlerinin oluşturduğu çok telli iletim hatlarında iletilen sinyaller hattın parametreleri olan direnç, endüktans, sığa ve iletkenlik parametrelerinin bağlıdır. Bu parametreler ise kablunun geometrik modeline ve frekan- sa bağlı olarak değişmektedir.

2.3. Kablunun Geometrik Modeli

Kablunun tanımlanan geometrik modeline göre, iletim hattının direnç, endüktans, sığa ve iletkenlik değerleri hesaplanmaktadır. Burada iki yöntem kullanılmaktadır [1][2][4][9]. Bunlar, temel elektromanyetik kurama dayanan analitik yaklaşım yöntemi ve ölçülmüş verilere dayanarak **RLCG** matrislerini elde etme yöntemidir.

2.3.1. Temel Elektromanyetik Kurama Göre RLCG Hesaplanması

RLCG matrislerini temel elektromanyetik kurama göre hesaplamak, bazı varsayımları içermektedir. Yakınlık etkisini ihmal ederek **RLCG** matrisleri, geniş ayrışma yöntemi kullanılarak hesaplanabilir [1][5][15]. Bu yöntem kablonun geometrik modeline bağlıdır. Örnek iki geometrik konfigürasyon Şekil 2.4'te verilmektedir.



Şekil 2.4: Örnek Dört Telli Kablo Demeti Konfigürasyonu [9]

Bu konfigürasyonda dört telli bir yapı mevcuttur. 0 ve 1 numaralı teller 1. bükülü tel çiftini oluştururken, 2 ve 3 numaralı teller ise 2. bükülü tel çiftini oluşturmaktadır. 0. ve 1. teller arasındaki mesafe aynı kalırken (benzer durum 2. ve 3. teller içinde geçerli), tel çiftleri arasındaki mesafe yani 1. bükülü tel çifti ile 2. bükülü tel çifti arasındaki mesafe sürekli olarak değişmektedir.

Bilinen bir geometrik konfigürasyonda, n tane iletken tel var ise bunlardan bir tanesi referans tel olarak seçilip, **RLCG** parametreleri elektromanyetik kurama göre hesaplanabilir [1][5][9][15].

L matrisi Denklemler (2.12), (2.13) ve (2.14) kullanılarak hesaplanır.

$$\mathbf{L} = l_{ij} \quad (2.12)$$

$$l_{ii} = \left(\frac{\mu}{2\pi}\right) \ln\left(\frac{d_{i0}^2}{w_r^2}\right) \quad (2.13)$$

$$l_{ij} = \left(\frac{\mu}{2\pi} \right) \ln \left(\frac{d_{i0}^2 d_{j0}^2}{d_{ij} w_r} \right) \quad (2.14)$$

Burada l_{ij} i . iletken tel ile j . iletken tel arasındaki endüktansı, d_{ij} i . iletken telin merkezi ile j . iletken telin merkezi arasındaki mesafeyi, w_r iletken telin yarıçapını belirtmektedir.

İletken yarıçapı 24 AWG iletken teli için

$$w_r = \left(\frac{0.51}{2} \right) 10^{-3} \text{ mm}$$

26 AWG iletken teli için ise

$$w_r = \left(\frac{0.41}{2} \right) 10^{-3} \text{ mm}$$

tanımlanabilir.

Sığa matrisi \mathbf{C} Denklem (2.15) kullanılarak hesaplanır.

$$\mathbf{C} = \mu \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{L}^{-1} \quad (2.15)$$

İletkenlik matrisi \mathbf{G} Denklem (2.16) kullanılarak hesaplanır.

$$\mathbf{G} = \frac{\sigma}{\boldsymbol{\varepsilon}} \mathbf{C} \quad (2.16)$$

\mathbf{R} matrisi ise Denklem (2.17) kullanılarak hesaplanır.

$$\left\{ \begin{array}{ll} r_0 = \frac{1}{\sigma_{cu} \pi w_r^2} & w_r < 2\delta \\ r_0 = \frac{1}{\sigma_{cu} 2\pi w_r \delta} = \frac{\sqrt{\mu f}}{2w_r \sqrt{\sigma_{cu} \pi}} & w_r \geq 2\delta \end{array} \right. \quad (2.17)$$

Burada δ Denklem (2.18)'de verilmektedir.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma_{cu}}} \quad (2.18)$$

Eğer teller özdeş kabul edilirse $r_1 = r_2 = r_3 = r_0$ olur ve Denklem (2.5)'te verilen \mathbf{R} matrisi Denklem (2.19)'da belirtilen matris ile ifade edilir.

$$\mathbf{R} = r_0 \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Denklemlerde kullanılan σ_{cu} bakırın iletkenlik değerini, f frekansı, μ manyetik geçirgenliği, ε elektriksel geçirgenliği göstermektedir. Parametrelerin değerleri

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$$

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$$

$$\mu = \mu_r \mu_0$$

$$\sigma = 10^{-9} \text{ Mho/m}$$

$$\sigma_{cu} = 5.8 \cdot 10^9 \text{ Mho/m}$$

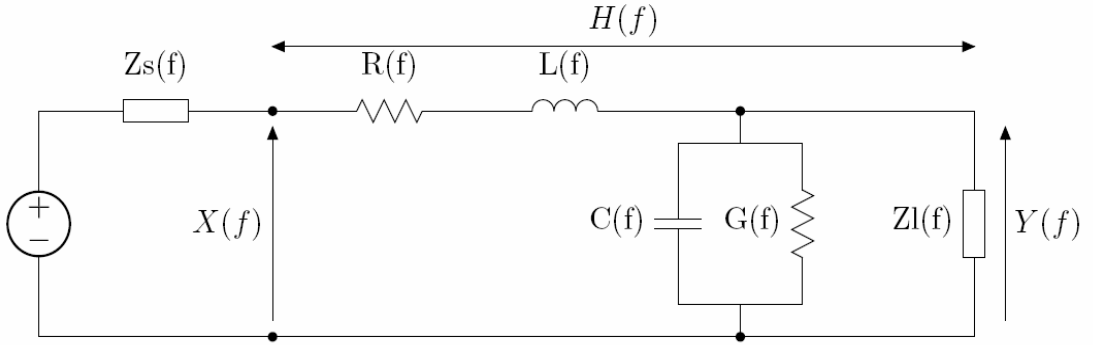
$$D = 1.7 \cdot 2 \cdot w_r$$

olarak alınmaktadır.

Bu yaklaşım pratikte kullanılan birçok kablo için yüksek frekanslarda uygundur. Bu yöntem elektromanyetik dalganın iletken telin dış yüzeyinde hareket ettiği varsayımına dayanır. Bu sebepten dolayı çok düşük frekanslarda iyi sonuçlar vermeyebilir. Bu yöntemin bir diğer dezavantajı ise kabloya özgü olan $\varepsilon_r, \mu_r, \sigma$ parametrelerinin bilinmesini gerektirmektedir, bu parametreleri tam olarak bilebilmek bazen mümkün olmaktadır [9].

2.3.2. Ölçülmüş Verilere Dayanarak RLCG Hesaplanması

Bu yöntem tek tel çifti üzerinde yapılan ölçümlere dayalı olarak **RLCG** matrislerinin hesaplanmasıdır. Bu yaklaşımın temelini iki inceleme oluşturmaktadır. Birincisi **R**, **L**, **C** ve **G** matrislerinin frekansa bağımlı olmasıdır. İkincisi ise kabloyu oluşturan tel çiftlerinin pozisyonları, farklı büyüklüklerde **RLCG** matrisi elemanlarının olmasını sağlamaktadır. Tek tel çifti üzerinde yapılan ölçümlerde frekansa bağımlı $R(f)$, $L(f)$, $C(f)$ ve $G(f)$ elde edilir.



Şekil 2.5: İki Telli İletim Hattı

24 AWG kablo türü için $R(f)$, $L(f)$, $C(f)$ ve $G(f)$ değerleri Denklemler (2.20), (2.21), (2.22) ve (2.23)'te verilmektedir.

$$R(f) = (174.55888^4 + 0.053073481f^2)^{1/4} \quad \Omega/\text{km} \quad (2.20)$$

$$L(f) = \frac{617.29539 + 478.97099\left(\frac{f}{553760}\right)^{1.1529766}}{1 + \left(\frac{f}{553760}\right)^{1.1529766}} \quad \mu\text{H}/\text{km} \quad (2.21)$$

$$C(f) = 50 \quad \text{nF}/\text{km} \quad (2.22)$$

$$G(f) = 234.87476f^{1.38} \quad \text{fS}/\text{km} \quad (2.23)$$

Diğer kablo türleri için ölçülmüş parametreler [6][9] kaynaklarında bulunmaktadır.

Burada **R** matrisi teller özdeş kabul edilerek $r_1(f) = r_2(f) = r_3(f) = r_o(f) = R(f)$ seçilerek elde edilir.

Manyetik geçirgenlik parametresi $\mu(f)$ Denklem (2.24) kullanılarak hesaplanır.

$$\mu(f) = [2\pi L(f)] \left[\frac{1}{\ln\left(\frac{d_{10}^2}{w_r^2}\right)} \right] \quad (2.24)$$

Denklemler (2.12), (2.13) ve (2.14)'te $\mu(f)$ değişkeni kullanılarak **L** matrisinin birim uzunluktaki elemanları hesaplanır.

Benzer olarak $\varepsilon(f)$ parametresi Denklem (2.25) kullanılarak hesaplanır.

$$\varepsilon(f) = \frac{C(f)L(f)}{\mu(f)} \quad (2.25)$$

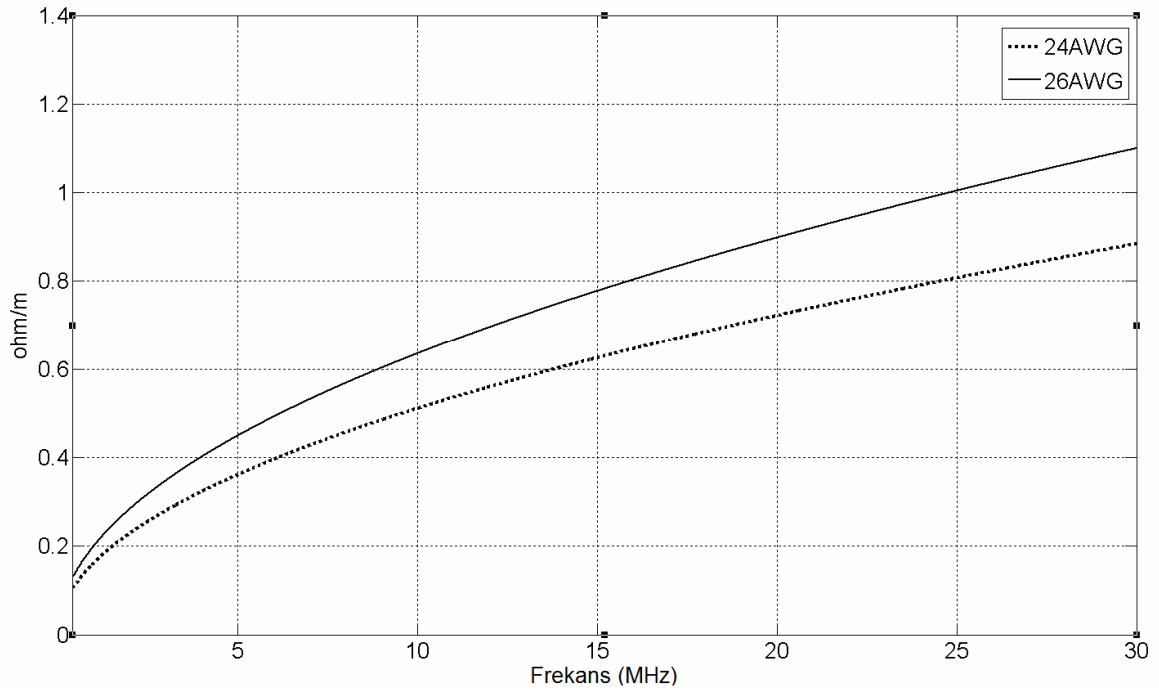
C matrisi Denklem (2.15)'te $\varepsilon(f)$ yerine konularak hesaplanır.

Benzer yaklaşımla Denklem (2.26) kullanılarak $\sigma(f)$ parametresi hesaplanır.

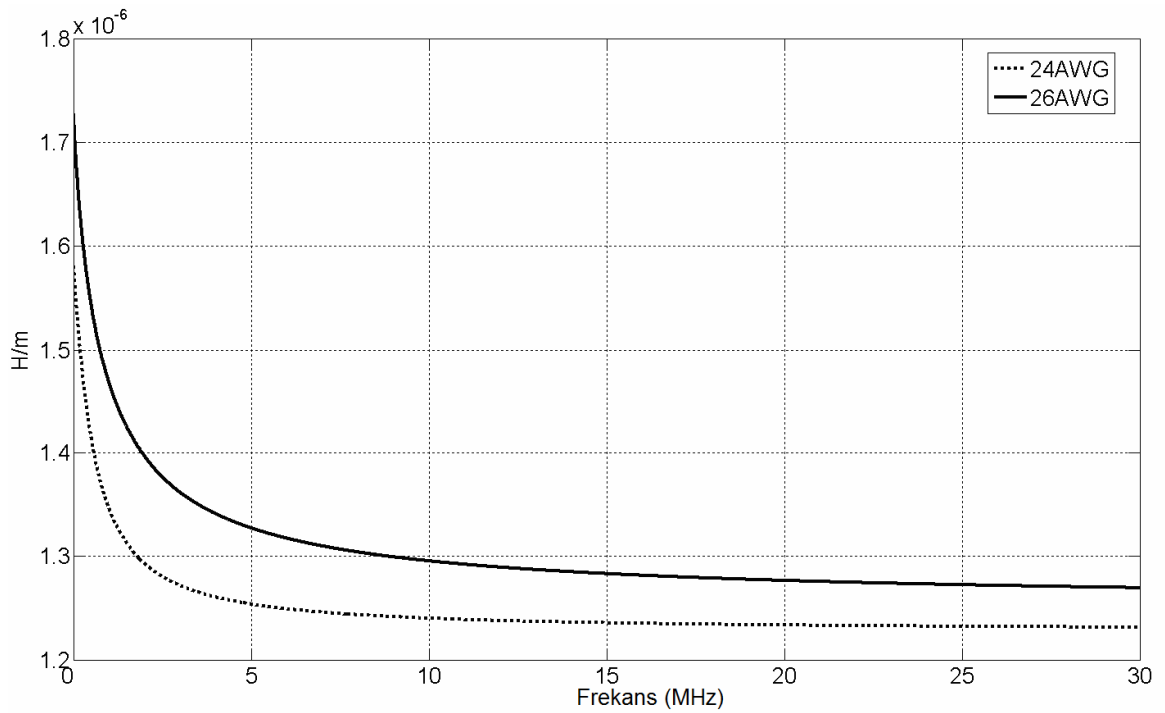
$$\sigma(f) = \frac{G(f)\varepsilon(f)}{C(f)} \quad (2.26)$$

Denklem (2.16) kullanılarak **G** matrisi hesaplanır.

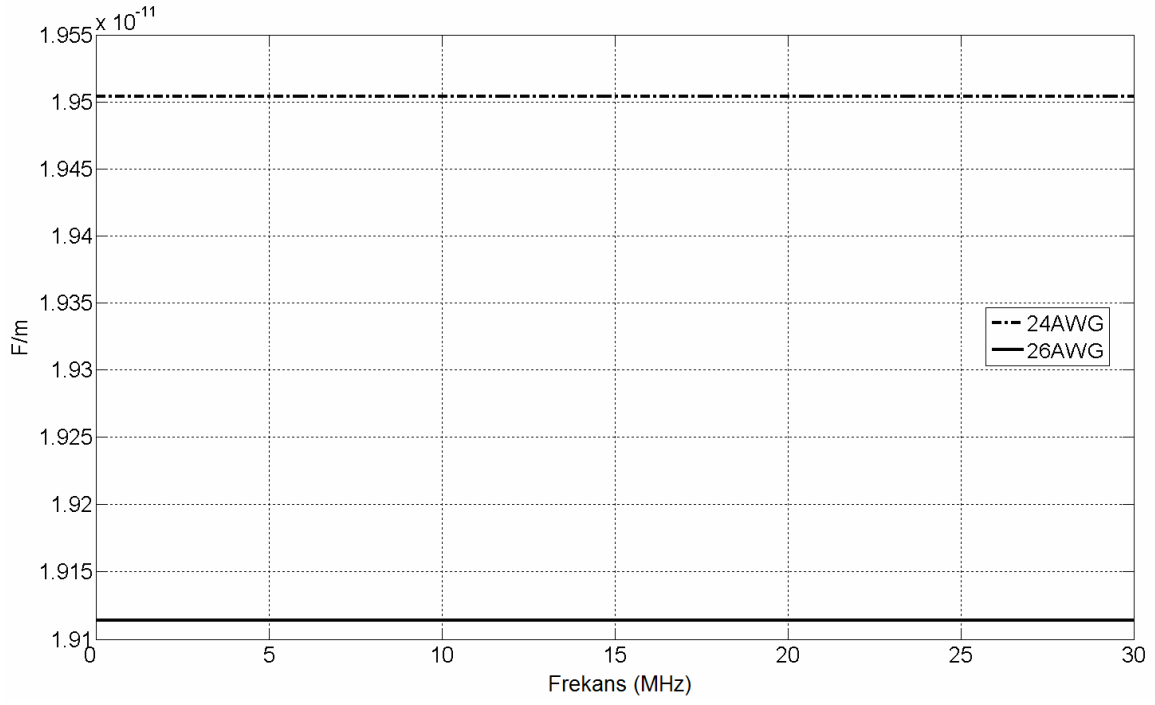
Şekiller 2.6, 2.7, 2.8 ve 2.9'da 24 AWG ve 26 AWG kablo türleri için hesaplanan $r_o(f)$, $\mu(f)$, $\varepsilon(f)$ ve $\sigma(f)$ parametrelerinin frekansla değişim grafikleri verilmektedir.



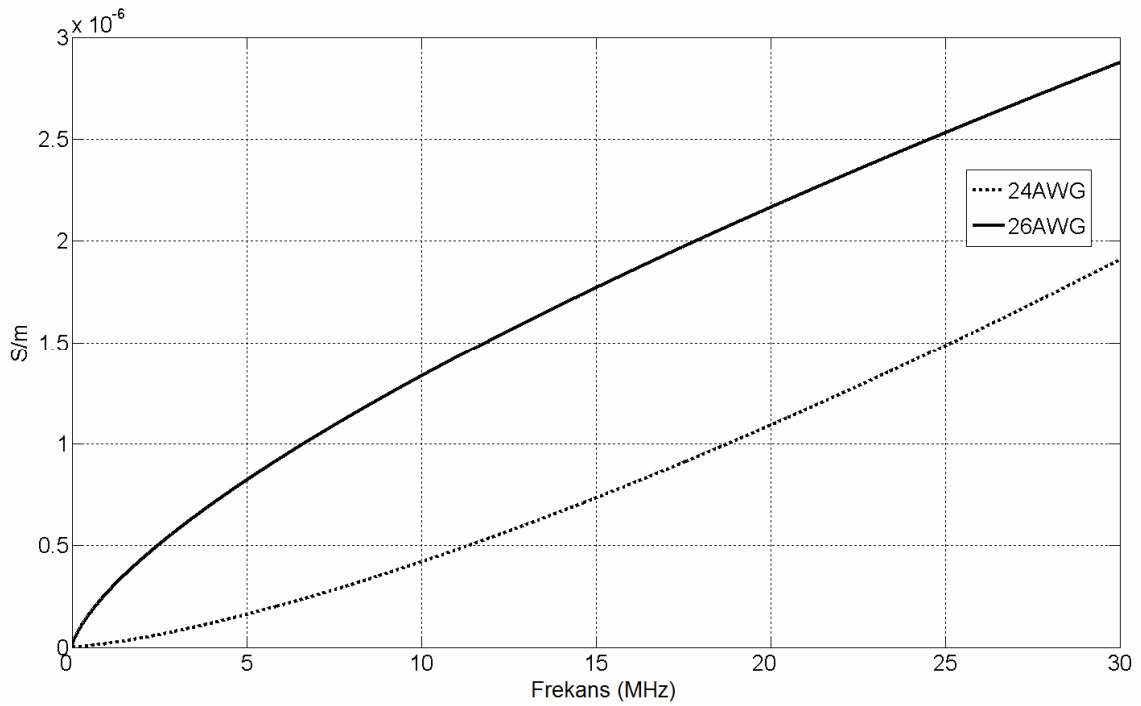
Şekil 2.6: Frekansa bağlı r_0 değişimi



Şekil 2.7: Frekansa bağlı μ değişimi



Şekil 2.8: Frekansa bağlı ϵ değişimi



Şekil 2.9: Frekansa bağlı σ değişimi

Bu yaklaşımda izole edilmiş tek bükülü tel çiftinden ölçülen veriler kullanılarak **RLCG** matrisleri oluşturulmaktadır. Bu yöntemin dezavantajı ölçülen tel çiftinin bir kablo demeti içinde olmamasıdır. Fakat elde edilen **RLCG** matrisleri modelleme için iyi sonuçlar vermektedir [2].

2.3.3. Bükülü Tel Çifti

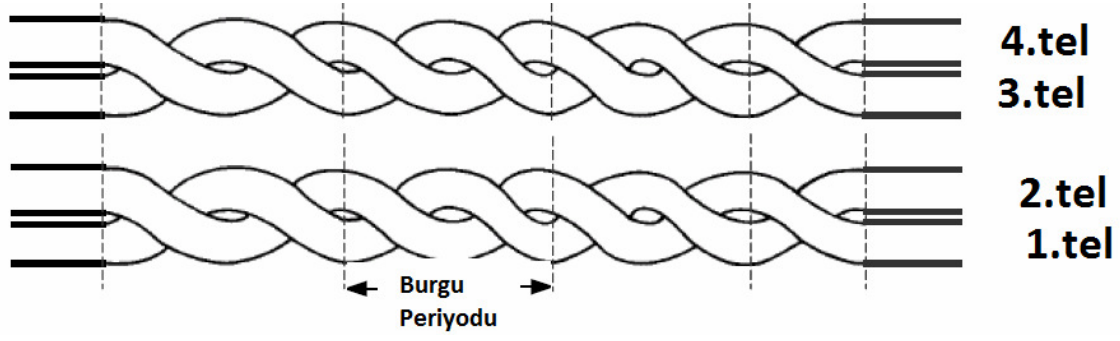
Bükülü tel çifti kablolar Şekil 2.10'da gösterildiği gibi birbiri etrafında dolanmış iki telden oluşur.



Şekil 2.10: Bükülü Tel Çifti

Tel çiftlerinin birbiri etrafında dolanma periyodu 3-15 cm arasında değişmektedir. Buna kablonun burgu periyodu denir.

Bükülü tel çifti kablolarını modelleyebilmek oldukça karmaşık bir iştir. Bu tür kablolarla teller arasındaki mesafeyi bilmek gerekir, fakat teller arasındaki mesafe burgu periyodundan dolayı sürekli olarak değişmektedir. Bu modellemeyi gerçekleştirebilmek için üç yaklaşım vardır [2][9]. Birincisi bir tel çiftini oluşturan kablolar düzgün, yani birbiri etrafında burgu yapmamış kabul edilip, tel çiftleri birbiri etrafında burgu yaptığı varsayımdır. İkincisi, tel çiftlerinden bir tanesi düzgün kabul edilip, diğer tel çifti burgulu şekilde olduğu varsayımdır. Üçüncüsü ise her iki tel çiftini de burgulu kabul edilip buna göre teller arasındaki mesafeyi hesaplamaktır. Birinci ve ikinci yöntem üçüncü yöntemle göre modellenebilmesi kolay olmasına rağmen elde edilen sonuçlar bükülü kabloları modelleyebilme konusunda yeterli olamamıştır [2]. Üçüncü yöntem ise oldukça karmaşık bir yöntem olmasına rağmen elde edilen sonuçlar kabul edilebilirdir. Bu çalışmada bükülü tel çifti kablolarında üçüncü yöntem kullanılarak modelleme gerçekleştirilmektedir.



Şekil 2.11: İki Bükülü Tel Çiftinin Oluşturduğu Kablo Demeti

Şekil 2.11'deki gibi dört telli bir kablo demetini düşündüğümüzde;

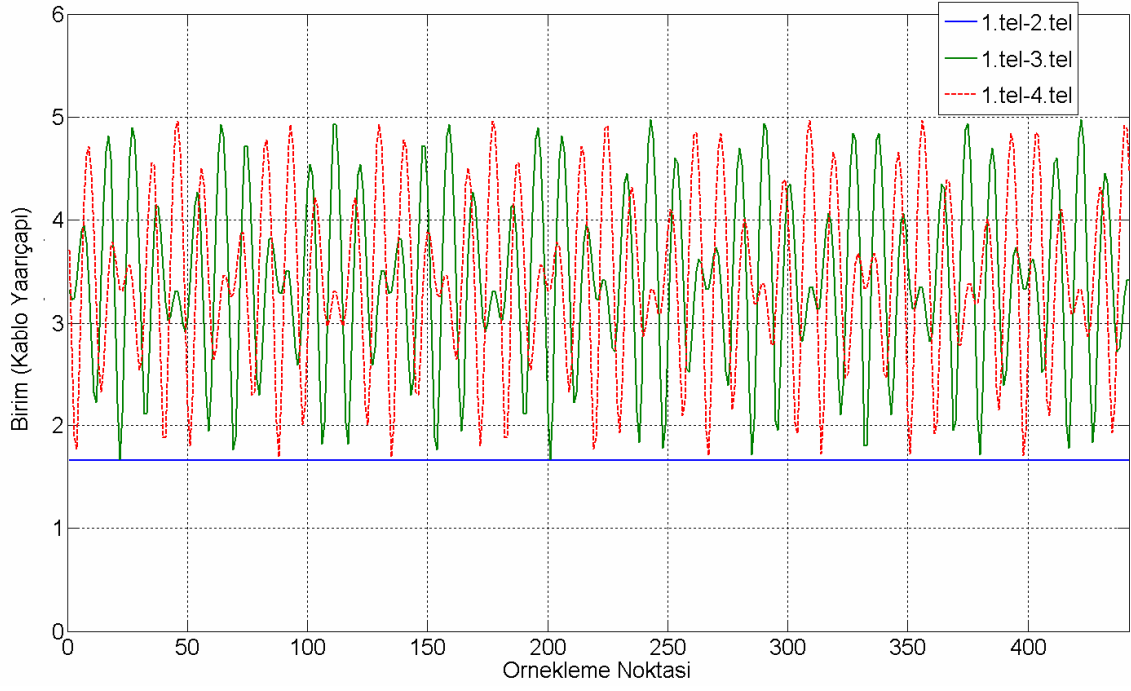
1. tel ile 2. tel 1. bükülü tel çiftini, 3. tel ile 4. tel 2. bükülü tel çiftini oluştursun. Teller arasındaki mesafelerin gösterimi Çizelge 2.1'de verilmektedir.

Çizelge 2.1: Teller Arasındaki Mesafe

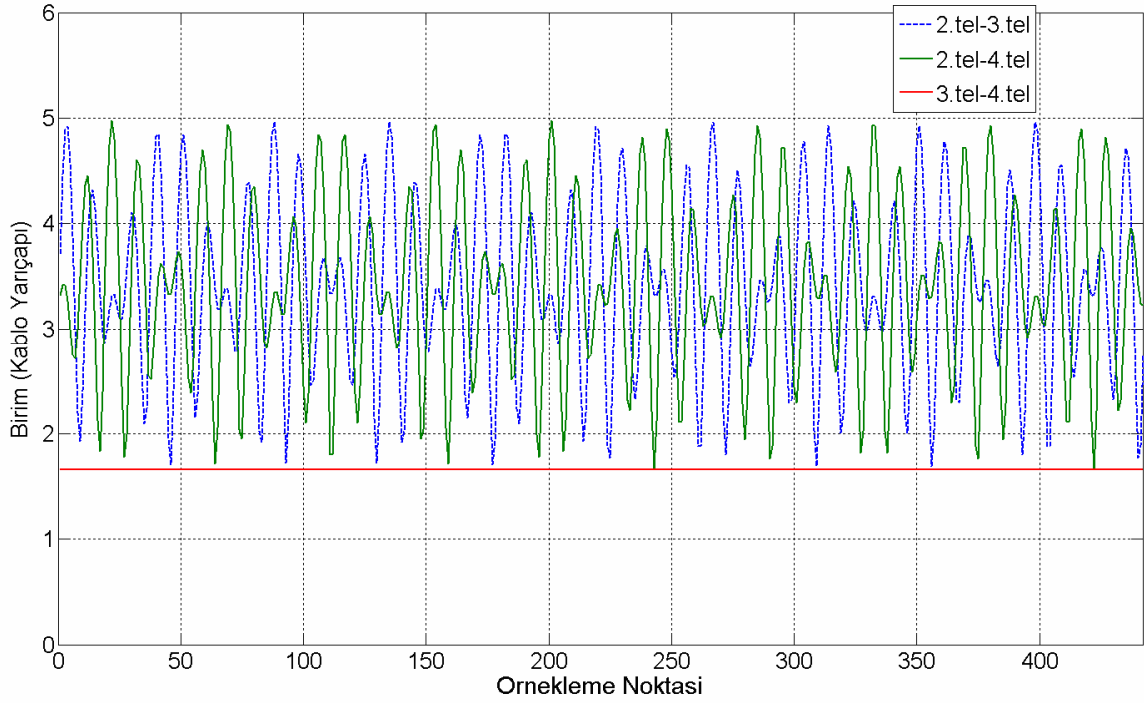
TELLER	MESAFE GÖSTERİMİ
1. tel ile 2. tel arasındaki mesafe	d_{12}
1. tel ile 3. tel arasındaki mesafe	d_{13}
1. tel ile 4. tel arasındaki mesafe	d_{14}
2. tel ile 3. tel arasındaki mesafe	d_{23}
2. tel ile 4. tel arasındaki mesafe	d_{24}
3. tel ile 4. tel arasındaki mesafe	d_{34}

Çizelge 2.1'e göre d_{12} ve d_{34} bir burgu periyodunda aynı kalırken d_{13} , d_{14} , d_{23} ve d_{24} bir burgu periyodunda sürekli olarak değişmektedir. Mesafelerin değişimi rastgele bir burgu periyodu yöntemine göre elde edilmiştir [9].

Şekil 2.12a ve Şekil 2.12b'de bir burgu periyodunda dört telli bir kablo demetini oluşturan teller arasındaki mesafelerin değişimini göstermektedir.



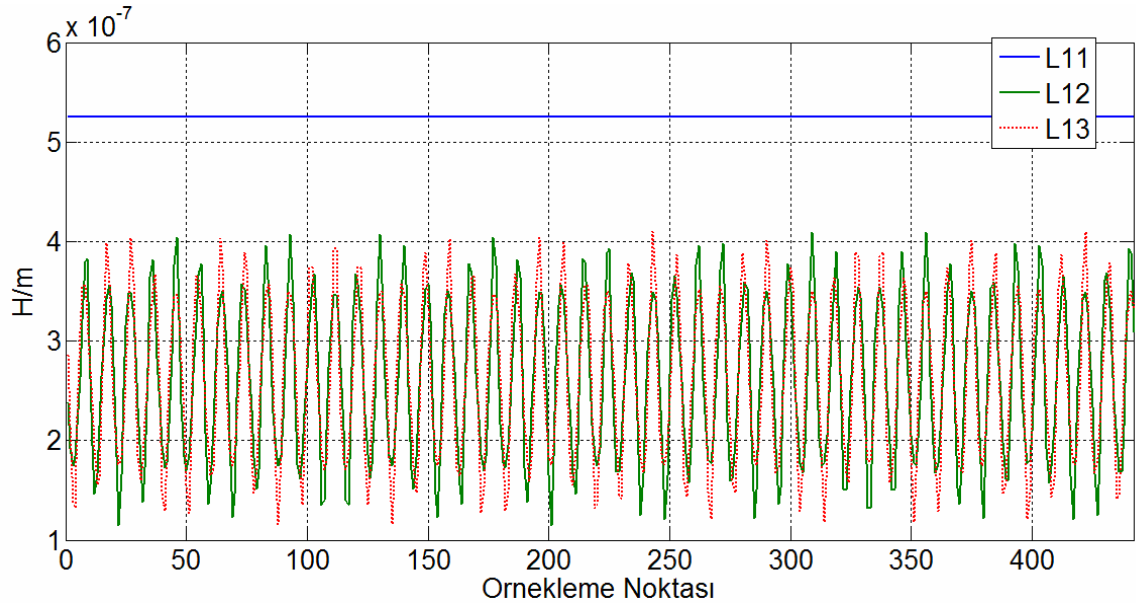
Şekil 2.12a: Bir Burgu Periyodundaki Teller Arası Mesafe



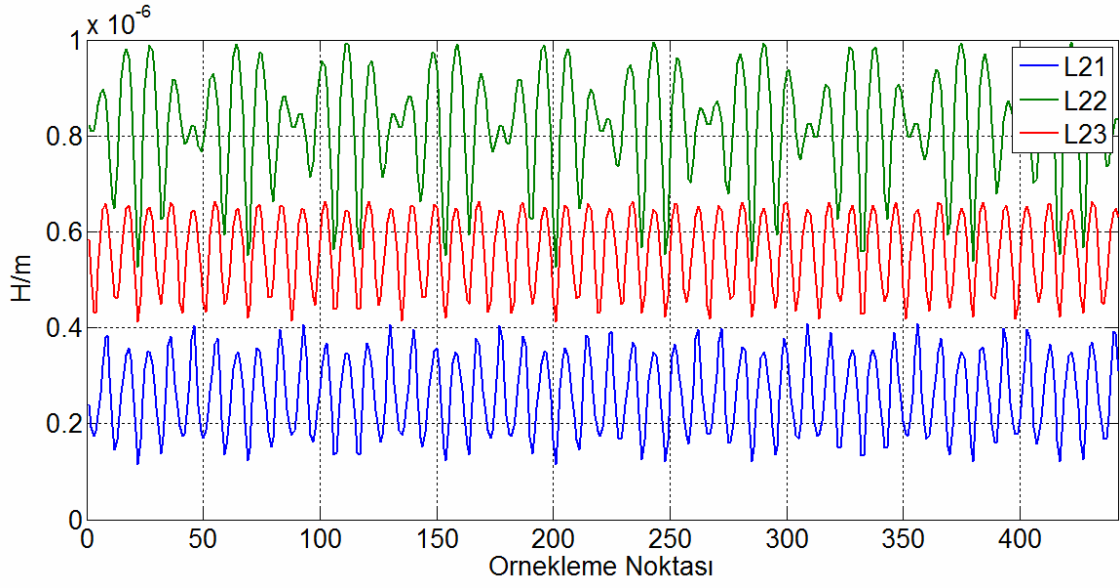
Şekil 2.12b: Bir Burgu Periyodundaki Teller Arası Mesafe

Önceki bölümlerde **RLCG** matrislerinin parametrelerinin teller arası mesafeye bağlı olduğu gösterilmişti. Şekiller 2.13a, 2.13b, 2.13c'de frekansın 1 MHz olduğu durumda bir burgu periyodu boyunca Denklem (2.27)'de verilen **L** matrisinin elemanlarının teller arası mesafeye göre değişimi gösterilmektedir.

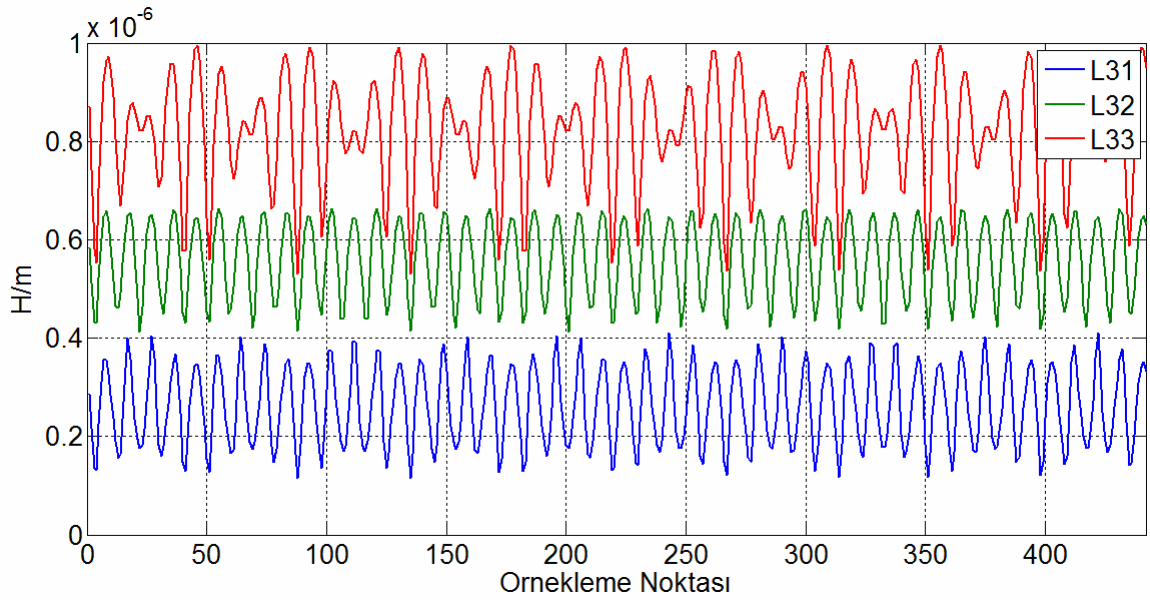
$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$



Şekil 2.13a: Bir Burgu Periyodundaki Endüktans Değişimi



Şekil 2.13b: Bir Burgu Periyodundaki Endüktans Değişimi

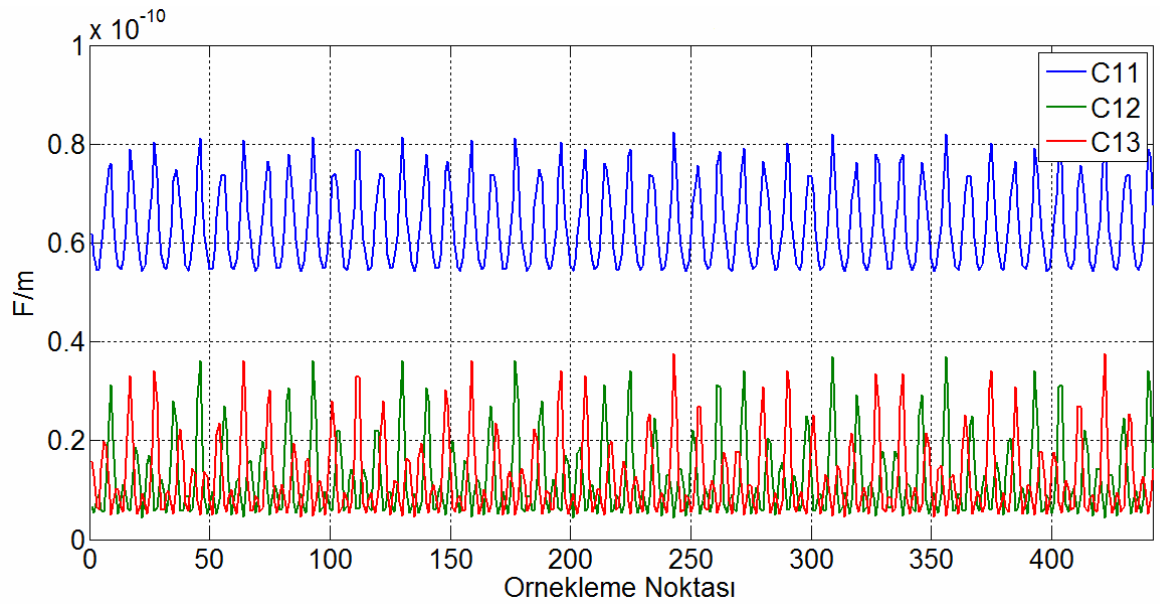


Şekil 2.13c: Bir Burgu Periyodundaki Endüktans Değişimi

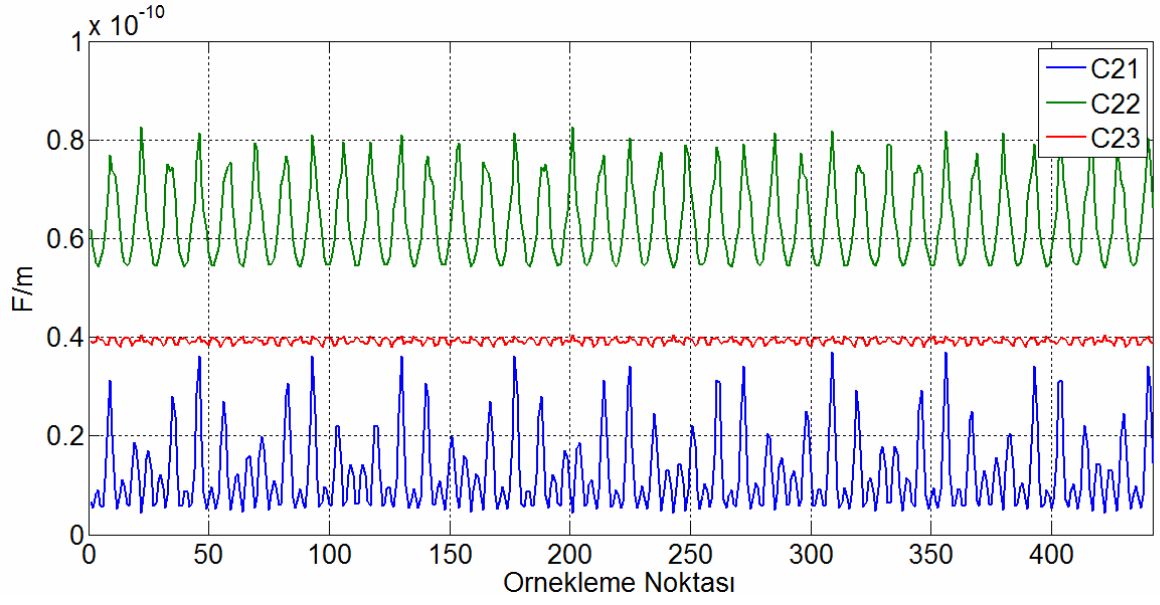
Benzer yaklaşımla Şekiller 2.14a, 2.14b, 2.14c'de ise frekansın 1 MHz olduğu durumda bir burgu periyodu boyunca Denklem (2.28)'de verilen **C** matrisinin elemanlarının teller arası mesafeye göre değişimi gösterilmektedir.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix}$$

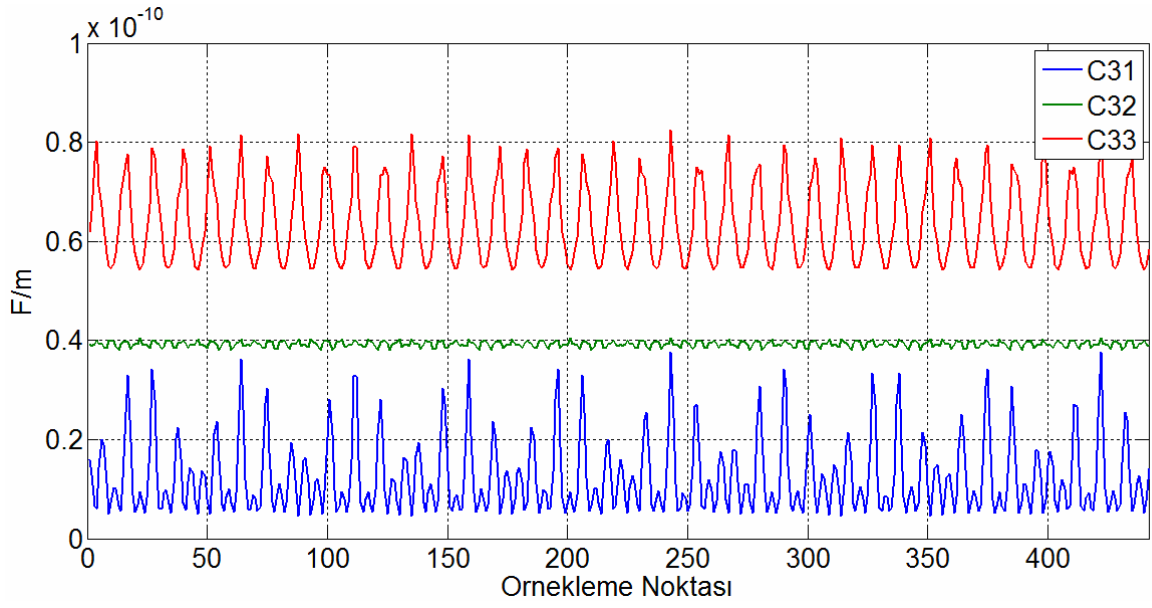
$$= \begin{bmatrix} C_{13} + C_{23} + C_{33} & -C_{23} & -C_{13} \\ -C_{23} & C_{12} + C_{23} + C_{22} & -C_{12} \\ -C_{13} & -C_{12} & C_{13} + C_{12} + C_{11} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$



Şekil 2.14a: Bir Burgu Periyodundaki Sığa Değişimi



Şekil 2.14b: Bir Burgu Periyodundaki Sığa Değişimi



Şekil 2.14c: Bir Burgu Periyodundaki Sığa Değişimi

3. ÇOK GİRDİLİ ÇOK ÇIKTILI OLARAK KANALIN MODELLENMESİ

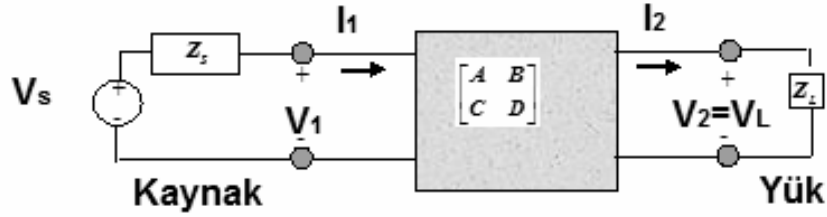
Çok girdili çok çıktılı kanal modelinin amacı kablo demetinin kanal aktarım işlevini elektromanyetik kurama ve devre kuramına bağlı olarak elde edebilmektir. Bu modelde kanalın aktarım işlevi şu şekilde ifade edilir:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{HX} + \mathbf{N} \quad (3.1)$$

\mathbf{X} giriş sütun vektörünü, \mathbf{Y} çıkış sütun vektörünü, \mathbf{N} gürültü ve girişim vektörünü (dürtü gürültüsü, radyo frekansı girişimi, termal gürültü ve diğer gürültü ve girişimler) ifade etmektedir. \mathbf{H} matrisi kanalın aktarım işlevini ifade etmektedir. Yakın çapraz-karışım (NEXT) ve uzak çapraz-karışım (FEXT) girişimleri kanalın aktarım işlevi içinde ifade edilmektedir. \mathbf{H} matrisi hesaplanınca, kanalın direkt aktarım işlevi, yakın çapraz-karışım ve uzak çapraz-karışım kolayca hesaplanabilmektedir.

Çok girdili çok çıktılı sistem modellemesi devre kuramına ve kablonun geometrik modeline bağlıdır. Devre kuramı ise iki kapılı devre esasına (**ABCD** matris modellemesi) dayanmaktadır. Hattın fiziksel parametreleri ikinci bölümde anlatılan geometrik modellemeye dayalı olarak çıkartılmaktadır.

3.1. İki Kapılı Devre Kuramı



Şekil 3.1: ABCD (2n çok portlu devre) Matris Modelleme

Şekil 3.1 ABCD modellemesini göstermektedir. Burada voltaj–akım giriş–çıkış ilişkileri Denklem (3.2)'de ifade edilmektedir.

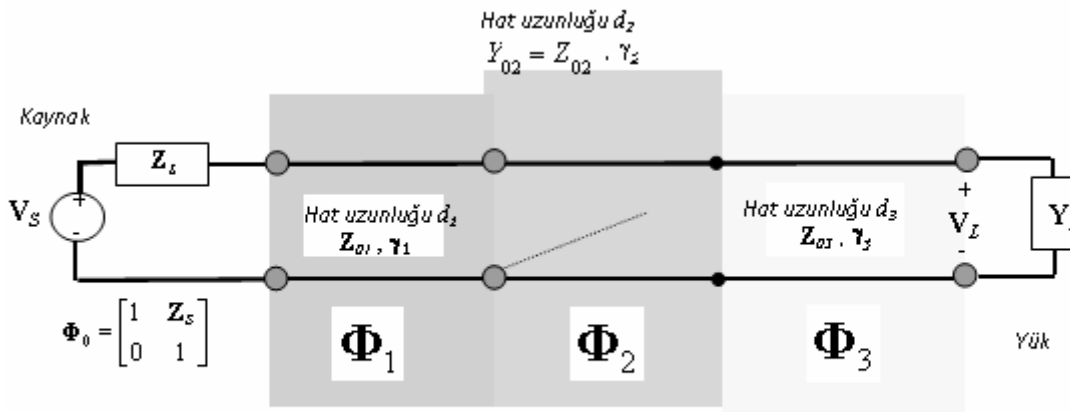
$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_2 \\ \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} = \Phi \begin{bmatrix} \mathbf{V}_2 \\ \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \quad \text{veya} \quad \begin{aligned} \mathbf{V}_1 &= \mathbf{A}\mathbf{V}_2 + \mathbf{B}\mathbf{I}_2 \\ \mathbf{I}_1 &= \mathbf{C}\mathbf{V}_2 + \mathbf{D}\mathbf{I}_2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Çizelge 3.1: ABCD Matris Parametreleri

A	Açık devre voltaj oran matrisi
B	Kısa devre empedans matrisi
C	Açık devre geçiri matrisi
D	Kısa devre akım oran matrisi

3.2. İki Kapılı Devre Kuramının İletim Hatlarına Uygulanması

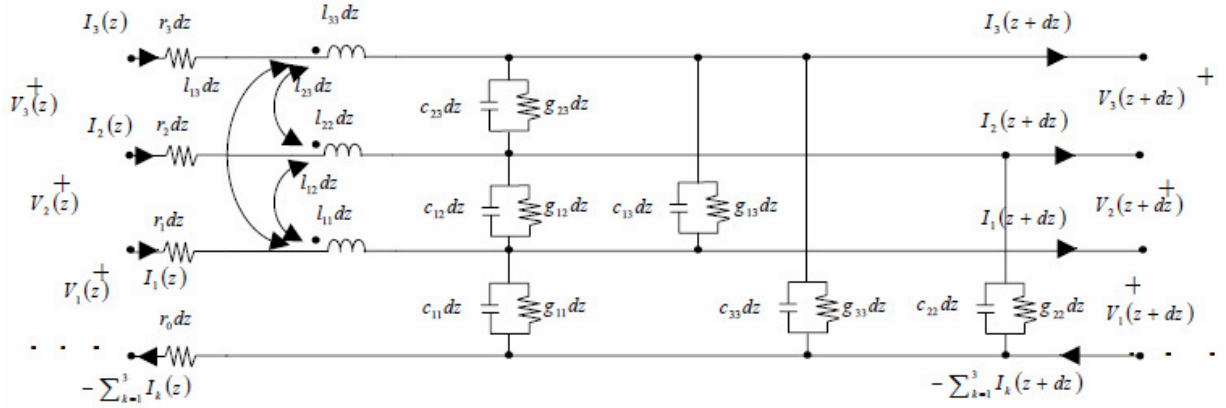
İki kapılı devre kuramı çok telli iletim hattı kuramına dayanmaktadır [2][6][9][11]. Bu kuramda iletim hattı Şekil 3.2'de olduğu gibi küçük hat parçalarına ayrılmaktadır. Çok telli iletim hattı kuramı her bir hat parçasına uygulanarak, voltaj-akım giriş-çıkış ilişkisi elde edilmektedir. Her bir hat parçasındaki matrisler çarpılarak hattın bütünündeki voltaj-akım giriş-çıkış ilişkisi elde edilmektedir. Bunun sonucunda uygun kaynak-yük empedans matrisi ile aktarım işlevi hesaplanmaktadır. Bütün bu kuram her bir hat parçasındaki hattın parametrelerinin (direnç, endüktans, sığa ve iletkenlik parametrelerinin) bilindiği kabul edilmektedir. Bu parametreler ise kablonun geometrik modellemesine göre elde edilmektedir.



Şekil 3.2: Parçalara Ayrılmış İletim Hattı

3.2.1. Çok Telli İletim Hattı Kuramının Uygulanması

Çok telli iletim hattı kuramında, her bir hat parçası **R**, **L**, **C** ve **G** parametrelerine bağlı olarak Şekil 3.3'deki gibi ifade edilmektedir. Burada uzunluğu dz olan bir hat parçası göz önüne alınmaktadır.



Şekil 3.3: Hattın Bir Parçasındaki R, L, C, G parametrelerine bağlı devre yapısı

Karmaşıklığı azaltmak için bundan sonra dört telli iletim yapısı üzerinden modelleme anlatılacaktır. Bütün sonuçlar ve çıkarımlar istenirse doğrudan dört telden daha fazla olan yapılar için genişletilebilir. Dört telli iletim yapısında tellerden bir tanesi referans tel olarak kabul edilmekte, bütün giriş-çıkış ilişkileri 3 voltaj ve 3 akım kullanılarak çıkarılmaktadır. Bu iletim hattında 4 direnç, 6 sığa, 6 endüktans ve 6 iletkenlik parametresinden oluşmaktadır.

Giriş-çıkış voltaj-akım ilişkileri her bir hat parçasında şu şekilde ifade edilebilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(z, \omega) \\ \mathbf{I}(z, \omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(z+dz, \omega) & \mathbf{B}(z+dz, \omega) \\ \mathbf{C}(z+dz, \omega) & \mathbf{D}(z+dz, \omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(z+dz, \omega) \\ \mathbf{I}(z+dz, \omega) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\Phi(z+dz, \omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(z+dz, \omega) & \mathbf{B}(z+dz, \omega) \\ \mathbf{C}(z+dz, \omega) & \mathbf{D}(z+dz, \omega) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

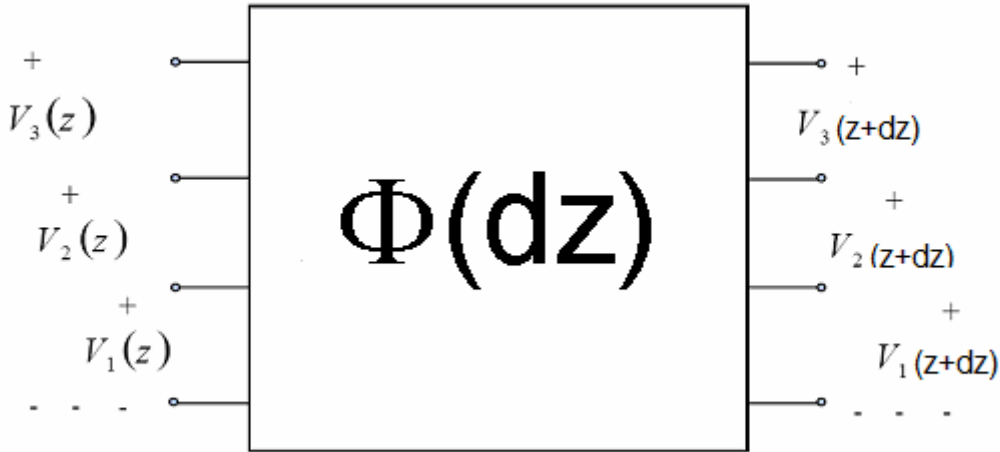
Burada Φ aktarım matrisi olarak adlandırılmakta, ayrıca gerilim ve akım vektörleri

$$\mathbf{V}(z) = \begin{bmatrix} V_1(z, \omega) \\ V_2(z, \omega) \\ V_3(z, \omega) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{I}(z) = \begin{bmatrix} I_1(z, \omega) \\ I_2(z, \omega) \\ I_3(z, \omega) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

olarak tanımlanmaktadır.

Denklemler (3.5) ve (3.6)'da verilen $\mathbf{V}(z)$ ve $\mathbf{I}(z)$ sütun vektörlerini, z hat parçasının başlangıç pozisyonunu, dz hat parçasının uzunluğunu ifade etmektedir. \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} ve \mathbf{D} matrisleri dört telli iletim yapısında 3×3 boyutundadır. \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} , \mathbf{V} , \mathbf{I} ve Φ matrisleri hem kablo pozisyonuna hem de frekansa bağlı parametrelerdir. Kablo pozisyonu bükülü kablolarda önemli olmaktadır. Bu çalışmanın geri kalan kısmında parametrelerin frekansa bağlı olduğu açıkça belli olduğundan, frekansı gösteren parametre " ω " gösterilmeyecektir. Buna ek olarak $z=0$ olarak kabul edilecektir.



Şekil 3.4: Bir Hat Parçasındaki Voltaj Giriş-Çıkış İlişkisi

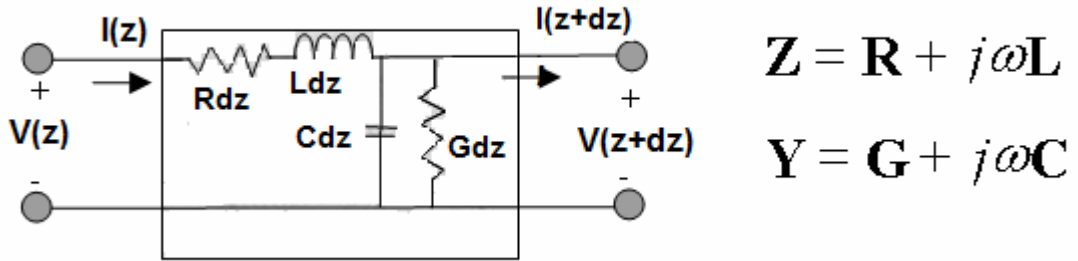
Genel olarak bükülü tellerde \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{C} ve \mathbf{G} parametreleri tellerin pozisyonuna bağlıdır. Çalışmanın bundan sonraki kısımlarında \mathbf{RLCG} matrisleri hat parçası boyunca pozisyondan bağımsız kabul edilecektir. Her bir hat parçasında aşağıdaki iletim hattı eşitlikleri elde edilir [1][4][8].

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{V}(z,t) &= -\mathbf{R}\mathbf{I}(z,t) - \mathbf{L} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I}(z,t) \\ \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{I}(z,t) &= -\mathbf{G}\mathbf{V}(z,t) - \mathbf{C} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{V}(z,t)\end{aligned}\quad (3.7)$$

Kanal modellerken sadece zamanla değişmeyen durumdaki eşitlikler gereklidir:

$$\begin{aligned}-\frac{d\mathbf{V}}{dz} &= (\mathbf{R} + j\omega\mathbf{L})\mathbf{I} = \mathbf{Z}\mathbf{I} \\ -\frac{d\mathbf{I}}{dz} &= (\mathbf{G} + j\omega\mathbf{C})\mathbf{V} = \mathbf{Y}\mathbf{V}\end{aligned}\quad (3.8)$$

şekil 3.5'te verilen hat parçasında $\mathbf{Z}=\mathbf{R}+j\omega\mathbf{L}$ birim uzunluktaki simetrik empedans matrisini, $\mathbf{Y}=\mathbf{G}+j\omega\mathbf{C}$ birim uzunluktaki simetrik geçiri matrisini temsil etmektedir.



şekil 3.5: Hat Parçasının RLCG Türünden İfadesi

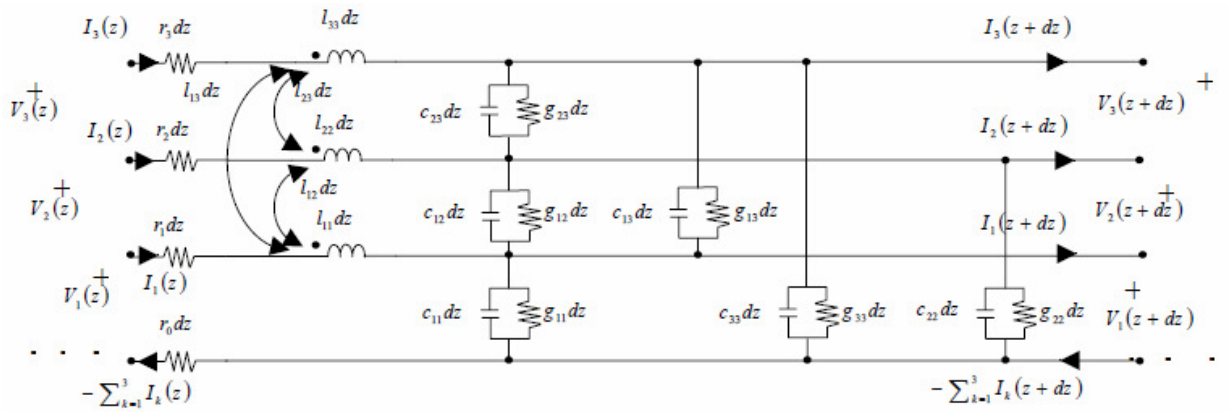
RLCG matrislerinin açık formları Denklemler (3.9), (3.10), (3.11) ve (3.12)'de gösterilmektedir [1][9][16].

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_0 + r_3 & r_0 & r_0 \\ r_0 & r_0 + r_2 & r_0 \\ r_0 & r_0 & r_0 + r_1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{33} & l_{23} & l_{13} \\ l_{23} & l_{22} & l_{12} \\ l_{13} & l_{12} & l_{11} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{13} + c_{23} + c_{33} & -c_{23} & -c_{13} \\ -c_{23} & c_{12} + c_{23} + c_{22} & -c_{12} \\ -c_{13} & -c_{12} & c_{13} + c_{12} + c_{11} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{13} + g_{23} + g_{33} & -g_{23} & -g_{13} \\ -g_{23} & g_{12} + g_{23} + g_{22} & -g_{12} \\ -g_{13} & -g_{12} & g_{13} + g_{12} + g_{11} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$



Şekil 3.6: Hattın Bir Parçasındaki R, L, C ve G parametreleri

RLCG matrisleri simetrik matrislerdir. **L** matrisinin elemanları kablonun karşılıklı ve öz endüktansı şeklinde ifade edilir. Buna karşın sığa matrisi **C**'nin elemanları bu şekilde değildir. İletkenlik matrisi **G**'nin elemanları ise iki kablo arasındaki doğrudan iletkenlik değildir. **C** ve **G** matrislerinin Şekil 3.6'daki gibi doğrudan ifade edilişi Denklemler (3.13) ve (3.14)'te verilmektedir.

$$\mathbf{C}_{\text{map}} = \begin{bmatrix} c_{33} & c_{23} & c_{13} \\ c_{23} & c_{22} & c_{12} \\ c_{13} & c_{12} & c_{11} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\mathbf{G}_{\text{map}} = \begin{bmatrix} g_{33} & g_{23} & g_{13} \\ g_{23} & g_{22} & g_{12} \\ g_{13} & g_{12} & g_{11} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

\mathbf{C}_{map} ve \mathbf{G}_{map} matrisleri doğrudan Denklem (3.7)'de kullanılamazlar. Bu matrisler Şekil 3.6'daki elemanları doğrudan ifade etme açısından uygundur. **C** ve **G** matrisleri ile \mathbf{C}_{map} ve \mathbf{G}_{map} matrisleri arasındaki geçiş oldukça basittir.

İki kapılı devre kuramını kullanarak her bir bölümdeki voltaj-akım giriş-çıkış ilişkisi çözüldüğünde Denklem (3.15) elde edilmektedir [1][6][9].

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma dz) & \sinh(\gamma dz)\mathbf{Z}_0 \\ \sinh(\gamma^T dz)\mathbf{Z}_0^{-1} & \cosh(\gamma^T dz) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(dz) \\ \mathbf{I}(dz) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$= \mathbf{\Phi}(dz) \begin{bmatrix} \mathbf{V}(dz) \\ \mathbf{I}(dz) \end{bmatrix}$$

Burada $\mathbf{\Phi}$ aktarım matrisi olarak adlandırılmakta ve Denklem (3.16)'da verilmektedir.

$$\mathbf{\Phi}(dz) = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma dz) & \sinh(\gamma dz)\mathbf{Z}_0 \\ \sinh(\gamma^T dz)\mathbf{Z}_0^{-1} & \cosh(\gamma^T dz) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{Z}_0 = \mathbf{Z}\boldsymbol{\gamma}^{-T} = \mathbf{Y}^{-1}\boldsymbol{\gamma}^T = \boldsymbol{\gamma}^{-1}\mathbf{Z} = \boldsymbol{\gamma}\mathbf{Y}^{-1} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{Z}\mathbf{Y} = \boldsymbol{\gamma}^2 = (-\boldsymbol{\gamma})^2 = (\mathbf{R} + j\omega\mathbf{L})(\mathbf{G} + j\omega\mathbf{C}) \quad (3.18)$$

\mathbf{Z}_0 karakteristik empedans matrisini, $\boldsymbol{\gamma}$ yayılım sabiti matrisini göstermektedir. \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{C} ve \mathbf{G} matrisleri karakteristik empedans ve yayılım sabiti matrislerinden kullanılarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{R} = \Re\{\boldsymbol{\gamma}\mathbf{Z}_0\} \quad (3.19)$$

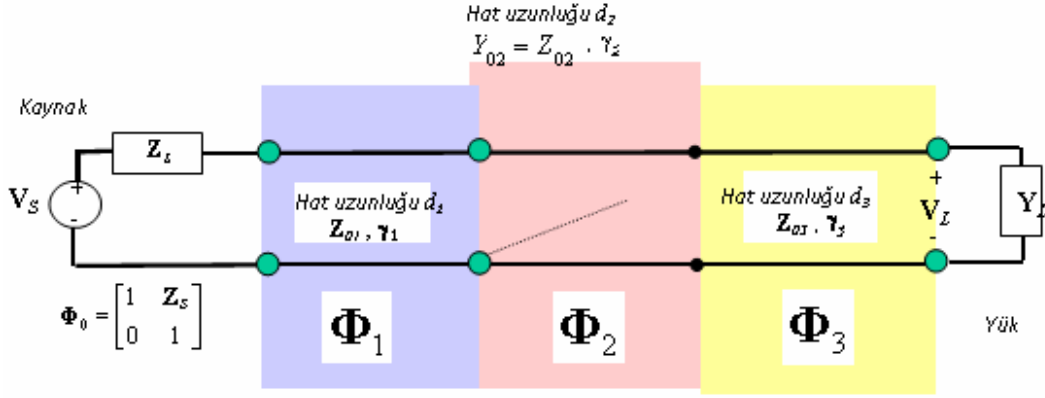
$$\mathbf{L} = \frac{1}{\omega}\Im\{\boldsymbol{\gamma}\mathbf{Z}_0\} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{C} = \frac{1}{\omega}\Im\{\mathbf{Z}_0^{-1}\boldsymbol{\gamma}\} \quad (3.21)$$

$$\mathbf{G} = \Re\{\mathbf{Z}_0^{-1}\boldsymbol{\gamma}\} \quad (3.22)$$

Bu ifadeler karakteristik empedans matrisi ve yayılım sabiti matrisi bilindiğinde, \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{C} ve \mathbf{G} matrislerini hesaplamada büyük kolaylık sağlamaktadır.

Bu modellemede bütün bir kablo küçük hat parçalarına ayrılarak modellenebilir. Bu şekilde modellemenin ise temelinde iki sebep vardır. Birincisi bütün bir kablodaki iletim hattı eşitliklerini analitik olarak çözmek mümkün olmayabilir. İkinci olarak ise bir kablo yapısı farklı türden birçok kablo demetinden oluşabilir. Her bir bölümde voltaj-akım giriş-çıkış ilişkisi hesaplanarak tüm kablo boyunca olan ilişki elde edilebilir.



Şekil 3.7: Hat Parçalarına Ayrılmış İletim Hattı

Şekil 3.7’de gösterilen d_1 , d_2 ve d_3 uzunluğuna sahip hat parçalarından oluşan ve toplamda L uzunluğuna sahip bir iletim hattında iki kapılı devre kuramına göre giriş-çıkış voltaj-akım ilişkisi şu şekilde ifade edilir:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} = \Phi_1(d_1)\Phi_2(d_2)\Phi_3(d_3) \begin{bmatrix} \mathbf{V}(L) \\ \mathbf{I}(L) \end{bmatrix} = \Phi \begin{bmatrix} \mathbf{V}(L) \\ \mathbf{I}(L) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Φ_i her bir hat parçasındaki giriş-çıkış ilişkisini ifade etmekte olup Denklem (3.24)’te gösterilmektedir.

$$\Phi_i = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{B}_i \\ \mathbf{C}_i & \mathbf{D}_i \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Her bir hat parçasında aktarım matrisi hesaplanabilirse çok girdili çok çıktılı aktarım fonksiyonu kolaylıkla elde edilebilir.

Buraya kadar belirtilen ifadelerin hepsi dört telli iletim yapısı için türetilmiştir. Bu ifadeler istenirse dört telden daha fazla olan telli iletim hatları içinde genişletilebilir. Dört telli iletim hattı yapısında \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} , \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{C} ve \mathbf{G} matrisleri 3x3 boyutunda, Φ aktarım matrisi ise 6x6 boyutundadır. N bükülü tel çiftinde \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} , \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{C} ve \mathbf{G} matrislerinin boyutu $(2N-1) \times (2N-1)$, Φ aktarım matrisinin boyutları ise $(4N-2) \times (4N-2)$ şeklindedir. Örneğin 25 bükülü tel çiftinden meydana gelen bir kablo de-

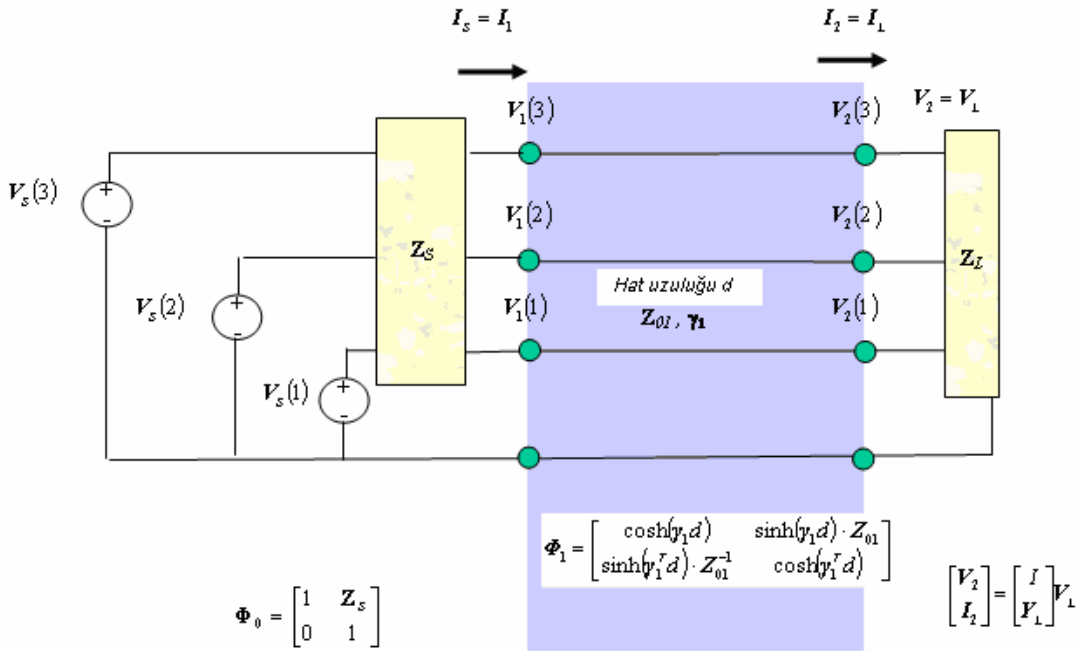
metinde; **A, B, C, D, R, L, C** ve **G** matrislerinin boyutu 49x49, Φ aktarım matrisi ise 98x98 boyutundadır.

3.3. Kanal Modelleri

Çok telli iletim hatları modellemesinde kullanılan temel iki kanal modeli vardır. Bunlardan bir tanesi ortak mod modelleme, diğeri ise ayrık mod modellemedir. Örneğin dört telli bir kablo demetinde ortak mod modelleme ile kablo demeti bir kullanıcı için tahsis edilebilirken, ayrık mod modelleme ile kablo demeti iki kullanıcı için tahsis edilebilir. Sırasıyla bu iki model anlatılacak ve arasındaki ilişki verilecektir.

3.3.1. Ortak Mod Kanal Modeli

Ortak mod çok girdili çok çıktılı kanal modelinde tellerden bir tanesi referans tel seçilip diğertellerin parametreleri bu tele göre hesaplanır.



Şekil 3.8: Ortak Mod Çok Girdili Çok Çıktılı Kanal Modeli

Şekil 3.8'de dört telli iletim hattı için ortak mod kanal modeli gösterilmiştir. Bu yapıda dört tel tek bir kullanıcıya tahsis edilebilir. Bu modelde aktarım fonksiyonunu elde edebilmek için ilk olarak giriş-çıkış ilişkisi yazılmalıdır. Voltaj-akım giriş-çıkış ilişkisi Denklem (3.25)'te verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(d) \\ \mathbf{I}(d) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\mathbf{V}(0) = \mathbf{A}\mathbf{V}(d) + \mathbf{B}\mathbf{I}(d)$$

$$\mathbf{I}(0) = \mathbf{C}\mathbf{V}(d) + \mathbf{D}\mathbf{I}(d)$$

Burada $\mathbf{V}(0)$ giriş voltaj vektörünü, $\mathbf{I}(0)$ giriş akım vektörünü, $\mathbf{V}(d)$ çıkış voltaj vektörünü, $\mathbf{I}(d)$ çıkış akım vektörünü belirtmektedir.

$$\mathbf{V}(0) = \begin{bmatrix} V_1(3) \\ V_1(2) \\ V_1(1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}(0) = \begin{bmatrix} I_1(3) \\ I_1(2) \\ I_1(1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}(d) = \begin{bmatrix} V_2(3) \\ V_2(2) \\ V_2(1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}(d) = \begin{bmatrix} I_2(3) \\ I_2(2) \\ I_2(1) \end{bmatrix}$$

Denklem (3.26)'da giriş ve çıkış arasındaki ilişki verilmektedir.

$$\mathbf{V}(0) = \mathbf{T}\mathbf{V}(d) \quad (3.26)$$

Burada \mathbf{T} giriş-çıkış voltaj matrisi aktarım işlevini tanımlamaktadır. $\mathbf{V}(0)$ kablonun giriş voltaj vektörü, $\mathbf{V}(d)$ kablonun çıkış voltaj vektörünü ifade etmektedir. \mathbf{Y}_L yük geçiri matrisi iken

$$\mathbf{I}(d) = \mathbf{Y}_L \mathbf{V}(d) \quad (3.27)$$

ilişkisi yazılabilir. Buradan gerekli işlemler yapıldıktan sonra \mathbf{T} matrisi şu şekilde bulunur.

$$\mathbf{T} = (\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{Y}_L)^{-1} \quad (3.28)$$

Burada yük empedans matrisi \mathbf{Z}_L yerine yük geçiri matrisi \mathbf{Y}_L kullanılmıştır, çünkü ayırık mod modellemelerde yük uygulamalarında yük empedans matrisi \mathbf{Z}_L tanımlı olmayabilir.

Kaynak ve yük arasındaki aktarım fonksiyonunu elde etmek için, kaynak geçirisi $\mathbf{Y}_s = \mathbf{Z}_s^{-1}$ ile giriş geçirisi \mathbf{Y}_1 arasında bir voltaj bölücü varmış gibi düşünülebilir. Giriş geçirisi şu şekilde tanımlanabilir:

$$\mathbf{I}(0) = \mathbf{Y}_1 \mathbf{V}(0) \quad (3.29)$$

\mathbf{Y}_1 matrisi Denklemler (3.25), (3.26), (3.27) kullanılarak şu şekilde elde edilir.

$$\mathbf{Y}_1 = (\mathbf{C} + \mathbf{D}\mathbf{Y}_L)(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{Y}_L)^{-1} \quad (3.30)$$

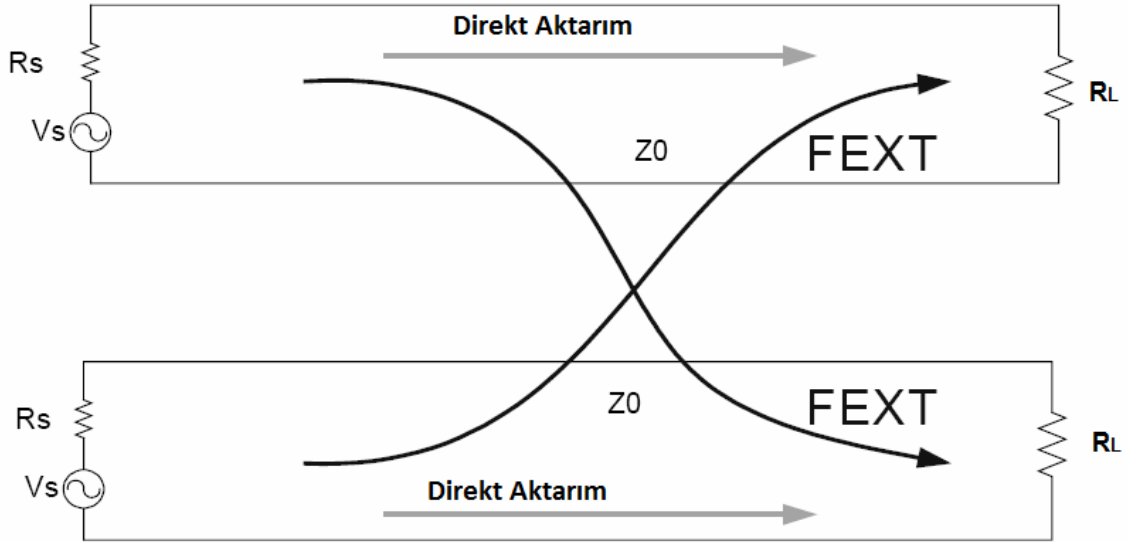
Kaynak voltajı \mathbf{V}_s ve yük voltajı \mathbf{V}_L arasındaki aktarım işlevi matrisi \mathbf{H} , \mathbf{Y}_s , \mathbf{Y}_1 ve \mathbf{T} matrisleri kullanılarak çözüldüğünde aşağıdaki ifade elde edilir:

$$\mathbf{H} = \mathbf{T}(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_s)^{-1} \mathbf{Y}_s \quad (3.31)$$

Bu modelde; kablo demetindeki tellerden bir tanesi ortak referans tel seçilerek, kalan tellerin parametreleri referans tele göre türetilmektedir. N bükümlü tel çiftinin olduğu ya da 2N telin olduğu bir kablo demetinde \mathbf{H} matrisinin boyutları $(2N-1) \times (2N-1)$ olmaktadır. Bu model herhangi bir kaynak geçiri matrisi \mathbf{Y}_s ve yük geçiri matrisi \mathbf{Y}_L (ya da kaynak empedans matris \mathbf{Z}_s ve yük empedans matrisi \mathbf{Z}_L) için \mathbf{H} matrisini hesaplamaktadır.

3.3.2. Ayrık Mod Kanal Modeli

Ayrık mod çok girdili çok çıktılı modellemede, bir kablo demeti içindeki her bir bükümlü tel çifti ayrı kaynak ile beslenmekte ve ayrı yük ile sonlandırılmaktadır. Şekil 3.9'da dört telli bir kablo demeti için ayrık mod yapısı gösterilmektedir. Bu yapıda dört tel ikiye ayrılarak iki kullanıcı için tahsis edilebilir.



Şekil 3.9: Ayrık Mod Modelleme

Bu modelde hattın direkt aktarım işlevi dışında, çiftlerin birbirlerine olan girişimleri yakın çapraz-karışım (NEXT) ve uzak çapraz-karışım (FEXT) aktarım işlevleri doğrudan hesaplanabilmektedir.

Uzak çapraz-karışım (FEXT) Denklem (3.32) ile tanımlanmaktadır.

$$FEXT_{ij} = V^L_i / V^S_j \quad , \quad i \neq j \quad (3.32)$$

Yakın çapraz karışım (NEXT) ise Denklem (3.33) ile tanımlanmaktadır.

$$NEXT_{ij} = V^S_i / V^S_j \quad , \quad i \neq j \quad (3.33)$$

Burada V^L_i i . yük empedansındaki gerilimi, V^S_j j . tel çiftindeki kaynak gerilimini ifade etmektedir.

Bir çift tel için direkt aktarım işlevi ise

$$T_i = V^L_i / V^S_i \quad , \quad 1 \leq i \leq N \quad (3.34)$$

tanımlanmaktadır.

Ortak mod çok girdili çok çıktılı kanal modelinde hesaplanan \mathbf{H} aktarım işlevi matrisinden, FEXT, NEXT ve direkt aktarım işlevi T_i hesaplanabilir.

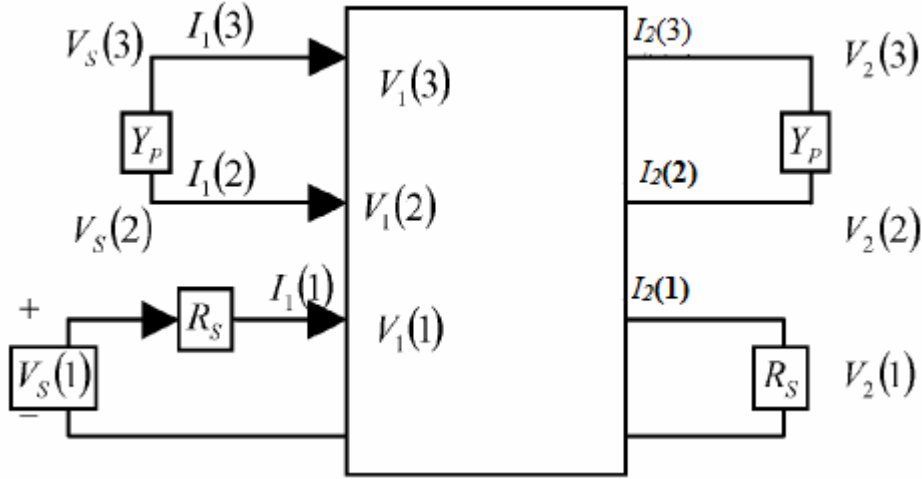
N tel çiftine sahip bir kablo demeti için herhangi bir kaynak-yük empedansına göre $N \times N$ kanal matrisi tanımlanabilir. Bu kanal matrisinde direkt aktarım işlevi T_i matrisin köşegen elemanlarını, uzak çapraz-karışım (FEXT) işlevleri ise köşegen dışı elemanları oluşturmaktadır. Bu şekilde tanımlanan kanal matrisine ayrık mod çok girdili çok çıktılı kanal modeli matrisi denir. Dört telli ya da iki bükülü tel çiftinden oluşan bir kablo demeti için, kanal matrisi \mathbf{H}_d şu şekilde ifade edilir:

$$\mathbf{H}_d = \begin{bmatrix} T_1 & FEXT_{12} \\ FEXT_{21} & T_2 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Ayrık mod kanal matrisi, ortak mod kanal matrisinden türetilebilir [2]. Pratikte $N \times N$ ayrık mod kanal matrisi üzerinde çalışmak $(2N-1) \times (2N-1)$ ortak mod kanal matrisi ile çalışmaktan daha kolaydır. Fakat $(2N-1) \times (2N-1)$ ortak mod kanal modellemenin kapasitesi $N \times N$ ayrık mod kanal modellemenin kapasitesinden daha yüksektir. Benzetim sonuçlarında bu durum gösterilecektir.

3.3.3. Direkt Aktarım İşlevinin ve Çapraz-Karışım Aktarım İşlevlerinin, Farklı Kaynak ve Yük Empedansı Durumlarında Hesaplanması

Şekil 3.10'da ayrık mod modellemedeki senaryo gösterilmiştir. Burada direkt aktarım işlevi, çapraz-karışım aktarım işlevleri NEXT ve FEXT farklı kaynak beslemeleri ve farklı yük sonlandırmaları durumunda hesaplanacaktır.



Şekil 3.10: Ayrık Mod Blok Şeması

Şekil 3.10'da 2. ve 3. tel arasında bulunan. \mathbf{Y}_P 2x2 yük geçiri matrisi Denklem (3.36)'daki gibi tanımlanabilir.

$$-\begin{bmatrix} I_1(3) \\ I_1(2) \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_P \begin{bmatrix} V_1(3) \\ V_1(2) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$-\mathbf{I}_P = \mathbf{Y}_P \mathbf{V}_P$$

Şekil 3.10'da gösterilen \mathbf{I}_1 akımı ve \mathbf{V}_1 gerilimi Denklemler (3.37) ve (3.38)'de verilmektedir.

$$\mathbf{I}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_P \\ I_1(1) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$\mathbf{V}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_P \\ V_1(1) \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Buradan giriş akımı

$$\mathbf{I}_1 = \mathbf{Y}_1 \mathbf{V}_1 \quad (3.39)$$

olarak ifade edilir.

\mathbf{Y}_1 giriş geçiri matrisi

$$\mathbf{Y}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{22} & \mathbf{Y}_{21} \\ \mathbf{Y}_{21}^T & \mathbf{Y}_{11} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

şeklinde ifade edilir ve Denklem (3.30)'a göre hesaplanmaktadır. Bu matris bütün skalar aktarım işlevi hesaplamalarında kullanılır. Denklemler (3.37), (3.38), (3.39) ve (3.40) kullanılarak Denklemler (3.41) ve (3.42) elde edilir.

$$-\mathbf{Y}_P \mathbf{V}_P = \mathbf{Y}_{22} \mathbf{V}_P + \mathbf{Y}_{21} V_1(1) \quad (3.41)$$

$$I_1(1) = \mathbf{Y}_{21}^T \mathbf{V}_P + \mathbf{Y}_{11} V_1(1) \quad (3.42)$$

Farklı kaynak beslemelerinde, bütün çiftlerin aynı kaynak empedansına sahipse \mathbf{Y}_P matrisi Denklem (3.43)'teki gibi ifade edilir.

$$\mathbf{Y}_P = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_S} & -\frac{1}{R_S} \\ -\frac{1}{R_S} & \frac{1}{R_S} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Skalar kaynak voltajı $V_S(1)$ ile devre giriş voltajı $V_1(1)$ arasındaki ilişki

$$V_S(1) = R_S I_1(1) + V_1(1) = [1 + R_S y_1] V_1(1) \quad (3.44)$$

şeklinde verilir. Buradan

$$V_1(1) = \frac{V_S(1)}{1 + R_S y_1} \quad (3.45)$$

denklemini elde edilir.

Yakın çapraz-karışım (NEXT), Denklemler (3.41), (3.44) ve (3.45) kullanılarak Denklem (3.46)'daki gibi elde edilir.

$$H_{NEXT} = \frac{V_1(3) - V_1(2)}{V_S(1)} = [-1 \quad 1] \frac{(\mathbf{Y}_P + \mathbf{Y}_{22})^{-1} \mathbf{Y}_{21}}{1 + R_S y_1} \quad (3.46)$$

Uzak çapraz-karışım (FEXT) ise Denklem (3.47)'deki gibi tanımlanır.

$$H_{FEXT} = \frac{V_2(3) - V_2(2)}{V_S(1)} \quad (3.47)$$

Denklem (3.28)'de tanımlanan \mathbf{T} matrisi ve Denklem (3.41), (3.44) ve (3.47) kullanılarak Denklem (3.48)'deki gibi elde edilir.

$$H_{FEXT} = [1 \quad -1 \quad 0] \frac{\mathbf{T}}{1 + R_S y_1} \begin{bmatrix} (\mathbf{Y}_P + \mathbf{Y}_{22})^{-1} \mathbf{Y}_{21} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Direkt aktarım işlevinin ifadesi ise

$$H = \frac{V_2(1)}{V_S(1)} = [0 \quad 0 \quad 1] \frac{\mathbf{T}}{1 + R_S y_1} \begin{bmatrix} (\mathbf{Y}_P + \mathbf{Y}_{22})^{-1} \mathbf{Y}_{21} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

bulunur.

\mathbf{T} matris aktarım işlevi daha önceden Denklem (3.28)'de

$$\mathbf{T} = (\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{Y}_L)^{-1}$$

şeklinde ifade edilmişti.

Burada \mathbf{v}_P , \mathbf{I}_P , \mathbf{Y}_P , \mathbf{Y}_{22} ve \mathbf{Y}_{21} matris ve vektörlerinin boyutları $(2N-2)$ 'dir.

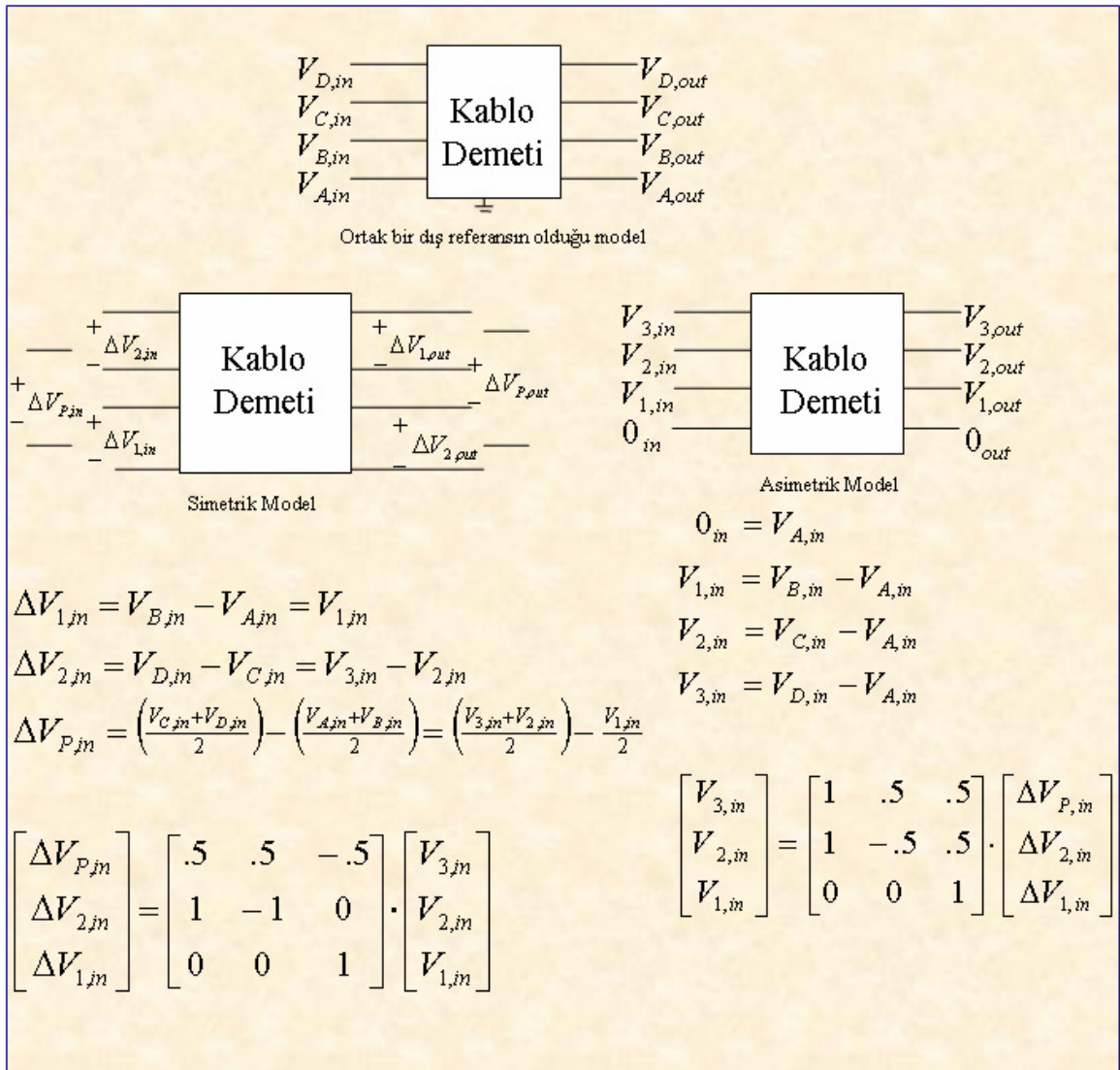
3.3.4. Kanal Modelleri Arasındaki İlişkiler

Bu bölümde, kanal modelleri arasındaki ilişkiler Şekil 3.11'de iki bükülü tel çifti için 3 farklı kanal modeli gösterilmiştir. Bunlar

- Bütün voltaj kaynaklarının ortak bir dış referansa göre alındığı durum.
- Simetrik Model
- Asimetrik Model

Şekilde gösterilen 3 model arasındaki ilişkiler şekil üzerinde verilmiştir. Simetrik model ve asimetrik model arasındaki giriş ve çıkış voltaj ilişkileri şekilde gösterilmiştir.

Herhangi bir aktarım işlevinin simetrik ve asimetrik model arasındaki ilişkileri Çizelge 3.2’de verilmektedir. Buradaki tartışmalar sonucunda herhangi bir kaynak-yük konfigürasyonunda, eğer kanal matris **H** biliniyorsa, yakın çapraz-karışım (NEXT), uzak çapraz-karışım (FEXT), direkt aktarım işlevleri hesaplanabilir. Eğer iletim hattına ait **RLCG** parametreleri her bir hat parçasında biliniyorsa, kanal matrisi **H** kolaylıkla hesaplanabilir.



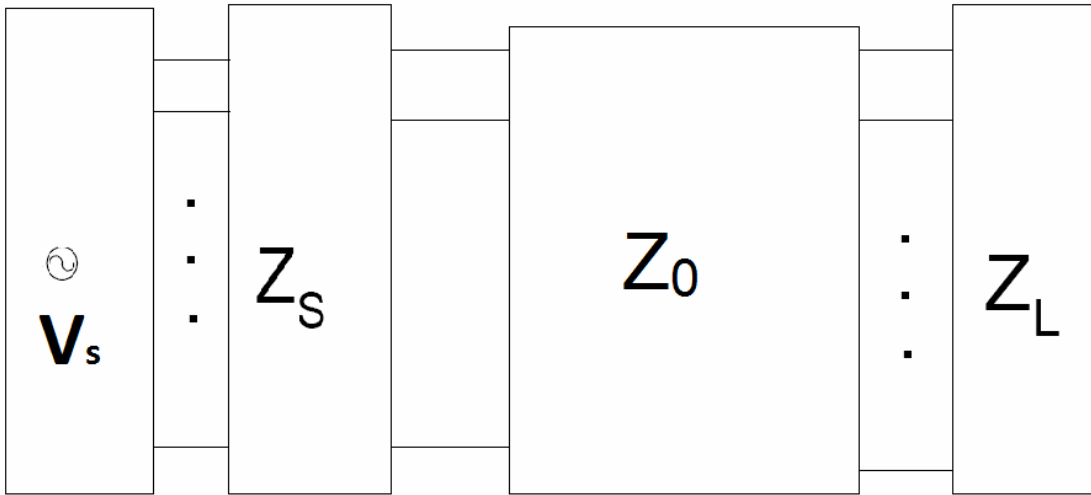
Şekil 3.11: Kanal Modelleri

Çizelge 3.2: Kanal Modelleri Arasındaki İlişki

3 Aktarım İşlevi 3x3 boyutunda – G yakın çapraz karışım (NEXT) işlevi için, H uzak çapraz karışım (FEXT) işlevi için kullanılmaktadır. (ilk alt karakter çıkış, ikinci alt karakter giriş ifade etmektedir.)		
	Simetrik	Asimetrik
Direkt Aktarım İşlevi	$\frac{\Delta V_{1,out}}{\Delta V_{1,in}}$ $\frac{\Delta V_{2,out}}{\Delta V_{2,in}}$	$\frac{V_{1,out}}{V_{1,in}} = H_{11}$ $\frac{V_{3,out} - V_{2,out}}{V_{3,in} - V_{2,in}} = \frac{H_{32} - H_{22}}{G_{32} - 1}$
FEXTs	$\frac{\Delta V_{2,out}}{\Delta V_{1,in}}$ $\frac{\Delta V_{1,out}}{\Delta V_{2,in}}$	$H_{31} - H_{21}$ $\frac{H_{12}}{G_{32} - 1}$
NEXTs	$\frac{\Delta V_{2,in}}{\Delta V_{1,in}}$ $\frac{\Delta V_{1,in}}{\Delta V_{2,in}}$	G_{21} G_{12}

3.4. Kaynak-Yük Konfigürasyonu

Her iki kanal modelinde kaynak-yük konfigürasyonu doğrudan kanal matrisleri ve aktarım işlevlerini etkilemektedir.



Şekil 3.12: Kaynak-Yük Konfigürasyonu

İki telli iletim hatlarında yani tek bükülü tel çiftinde yük empedansı hattın karakteristik empedansından farklı olduğu durumlarda, hattın yük tarafında sürekli olarak iletilen sinyallerde bir yansıma olacaktır. Buda iletilen sinyalin gücünün yüke tam olarak iletilmemesine neden olacaktır. Yük tarafında olan yansıma katsayısı Denklem (3.50)'de verilmektedir.

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.50)$$

Benzer olarak kaynak empedansı karakteristik empedanstan farklı olursa kaynak tarafında yansıma olacaktır. Kaynak tarafında olan yansıma katsayısı ise Denklem (3.51)'de verilmektedir.

$$\rho_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad (3.51)$$

Eğer kaynak ve yük empedansları karakteristik empedansa eşit olursa hem kaynak tarafında hem de yük tarafında yansıyan sinyaller olmayacaktır. Yani ρ_s ve ρ_L yansıma katsayıları sıfır olacaktır.

Çok telli iletim hatlarında ise kanalın bir karakteristik empedans matrisi vardır. Ortak mod modellemedeki çıkarımlar gözden geçirildiğinde **R**, **L**, **C** ve **G** değerlerine bağlı olan Denklem (3.52)'de gösterilen bir karakteristik empedans matrisi **Z₀** vardır.

$$\mathbf{Z}_0 = \mathbf{Z}\boldsymbol{\gamma}^{-T} = \mathbf{Y}^{-1}\boldsymbol{\gamma}^T = \boldsymbol{\gamma}^{-1}\mathbf{Z} = \boldsymbol{\gamma}\mathbf{Y}^{-1} \quad (3.52)$$

Burada $\boldsymbol{\gamma}$ yayılım matrisini göstermekte olup Denklem (3.53)'teki gibi ifade edilmektedir.

$$\boldsymbol{\gamma}^2 = (\mathbf{R} + j\omega\mathbf{L})(\mathbf{G} + j\omega\mathbf{C}) \quad (3.53)$$

Bu çalışmanın temel amacı uygun kaynak-yük-hat empedans matris uyumunu sağlayarak hattın aktarım işlevinde ve kapasitesindeki değişimleri incelemektir. Denklem (3.54) yük empedans matrisinin hattın karakteristik empedans matrisine eşit olduğu durumu, Denklem (3.55) ise kaynak empedans matrisinin karakteristik empedansa eşit olduğu durumu göstermektedir.

$$\mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_0 \quad (3.54)$$

$$\mathbf{Z}_s = \mathbf{Z}_0 \quad (3.55)$$

Tek bükülü tel çiftinde olduğu gibi çok telli iletim hatlarında da kaynak-yük empedans matrisi karakteristik empedans matrisine eşit seçildiğinde kaynak ve yük tarafında olan yansımalar ortadan kalkacaktır. Bu durum benzetim sonuçlarında gösterilecektir.

4. İLETİM HATTININ KAPASİTESİNİN HESAPLANMASI

İletim hatlarının verimliliğini belirleyen en önemli etken kapasitedir, yani elde edilebilecek maksimum veri hızıdır. İletim kanallarında kapasiteyi ise sinyal gürültü artı girişim oranı belirlemektedir. Sinyalin gücü, donanımsal kısıtlamalara ve endüstriyel standartlara bağlı olduğundan, gürültü ve girişim kanalın kapasitesi üzerinde doğrudan etkili olmaktadır.

Çok telli iletim hatlarında kanal giriş-çıkış ilişkisi

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (4.1)$$

olarak verilmektedir.

\mathbf{Y} çıkış sütun vektörünü, \mathbf{X} giriş sütun vektörünü belirtmektedir. \mathbf{H} çok girdili çok çıktılı aktarım matrisi, çapraz-karışım işlevlerini ve doğrudan aktarım işlevlerini içermektedir. \mathbf{N} ise gürültü ve girişim (termal gürültü, radyo girişimi, dürtü gürültüsü gibi) bileşenlerinin olduğu vektörü içermektedir.

Çok girdili çok çıktılı kanal modelinde, aktarım matrisinin \mathbf{H} hattın fiziksel parametrelerinden hesaplandığı önceki bölümlerde gösterilmişti. Hattın fiziksel parametreleri ise kablonun geometrik modeline ve frekansa bağlıdır. Bu model kabloyu birçok bölüme ayırmakta ve her bir bölümde zamanla değişmeyen Denklem (4.2)'de verilen iletim hattı eşitlikleri çözülerek tüm kablo boyunca olan voltaj-akım giriş-çıkış ilişkileri elde edilmektedir

$$\begin{aligned} -\frac{d\mathbf{V}}{dz} &= (\mathbf{R} + j\omega\mathbf{L})\mathbf{I} = \mathbf{Z}\mathbf{I} \\ -\frac{d\mathbf{I}}{dz} &= (\mathbf{G} + j\omega\mathbf{C})\mathbf{V} = \mathbf{Y}\mathbf{V} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Üçüncü bölümde, kablo demeti ortak mod ve ayırık mod altında modellenmektedir. Her bir modeldeki kanal matrisi tanımlanmakta ve hesaplanmaktadır. Kanal matrisleri hesaplandığında, ulaşılabilecek veri hızları buna bağlı olarak hesaplanabilmektedir. Kanal matrisi direkt aktarım işlevlerini ve çapraz-karışım işlevlerini içermektedir. Direkt aktarım işlevlerinin büyüklüğü kapasiteyi olumlu yönde etki ederken, çapraz-karışım işlevleri kapasiteyi olumsuz yönde etkilemektedir.

Bu bölümde tek bükülü tel çiftinin oluşturduğu kanalın ve çok telli iletim hatlarının oluşturduğu kanalın kapasite hesaplama denklemleri verilecektir. Kaynak-yük empedansının hem tek bükülü tel çifti kapasitesi üzerinde hem de çok telli iletim hatları kapasitesi üzerinde nasıl bir etkiye sahip olduğu gösterilecektir.

4.1. Tek Bükülü Tel Çiftinde Kapasite Hesabı

Tek bükülü tel çiftinin oluşturduğu kanalın frekansa bağlı aktarım işlevi

$$H(f) = \frac{Z_0 \operatorname{sech}(\gamma d)}{Z_s \left[\frac{Z_0}{Z_L} + \tanh(\gamma d) \right] + Z_0 \left[1 + \frac{Z_0}{Z_L} \tanh(\gamma d) \right]} \quad (4.3)$$

olarak verilmektedir [6].

Burada $Z_0(f)$ frekansa bağlı karakteristik empedansı, $\gamma(f)$ frekansa bağlı yayılım sabitini göstermektedir. Denklemler (4.4) ve (4.5)'te sırasıyla bu parametreler verilmektedir.

$$Z_0(f) = \sqrt{\frac{[R(f) + j\omega L(f)]}{[G(f) + j\omega C(f)]}} \quad (4.4)$$

$$\gamma(f) = \sqrt{[R(f) + j\omega L(f)][G(f) + j\omega C(f)]} \quad (4.5)$$

Tek bükülü tel çiftinde kanalın herhangi bir frekanstaki kapasitesi Denklem (4.6)'da verilmektedir [26].

$$C(iW) = \log_2 \left(1 + \frac{|H(iW)|^2 \sigma_x^2}{\sigma_n^2} \right) \text{ bit/s/Hz} \quad (4.6)$$

Kanalın tüm alt taşıyıcılarının kapasitelerinin toplamı ile oluşan kümülatif kapasite ise Denklem (4.7) ile verilmektedir [26]. Burada her bir alt taşıyıcının bant genişliğinde kapasitenin sabit olduğu kabul edilmektedir.

$$C(i_{\max} W)_{\text{kümülatif}} = W \sum_{i=0}^{i_{\max}} \log_2 \left(1 + \frac{|H(iW)|^2 \sigma_x^2}{\sigma_n^2} \right) \text{ bit/s} \quad (4.7)$$

Burada $\frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2}$ terimi sinyal gürültü artı girişim oranını (SINR) vermektedir. Bu çalışmada kapsamında bu değer tüm frekanslarda aynı olarak kabul edilecektir. W terimi alt taşıyıcıların bant genişliğini göstermektedir. $H(iW)$ ise i . alt taşıyıcıda elde edilen aktarım işlevini göstermektedir.

Tek bükülü tel çiftin oluşturduğu iletim kanallarında sinyal gürültü oranı sabit kabul edildiğinde kapasite doğrudan kanal aktarım işlevine bağlı olmaktadır. Herhangi bir frekanstaki maksimum kapasiteyi bulabilmek için maksimum kanal aktarım işlevini bulmak gerekmektedir. Denklem (4.3)'te verilen kanal aktarım işlevi, karakteristik empedans, yayılım sabiti, kaynak empedansı ve yük empedansına bağlıdır. Karakteristik empedans ve yayılım sabiti hattın parametrelerine bağlıdır. Kaynak ve yük empedansları ise hat parametrelerinden bağımsız ve kullanıcı tarafından belirlenmektedir. Doğru kaynak-yük empedans seçimi ile iki telli iletim hatlarında kapasiteyi maksimum yapılabilir.

Kanal aktarım işlevini maksimum yapan kaynak-yük konfigürasyonu için

- Analizi basitleştirmek için kaynak ve yük empedanslarının birbirine eşit olduğunu kabul edelim. Yani $Z_s = Z_L$ olsun.
- Bu durumda Denklem (4.3) ile verilen kanal aktarım işlevi Denklem (4.8) ile verilen ifadeye dönüşür.

$$H(f) = \frac{Z_0 \operatorname{sech}(\gamma d)}{Z_L \left[\frac{Z_0}{Z_L} + \tanh(\gamma d) \right] + Z_0 \left[1 + \frac{Z_0}{Z_L} \tanh(\gamma d) \right]} \quad (4.8)$$

- Yük konfigürasyonu karmaşık olabileceğinden

$$Z_L = L + jM \quad (4.9)$$

olarak kabul edelim.

- Kapasite terimi $C(iW)$, aktarım işlevinin $H(f)$ monoton artan işlevi olduğu için dışbükeylik bozulmaz ve kapasiteyi maksimum yapmak için $|H(f)|$ 'i maksi-

mum etmek yeterli olur. Bu durumda aktarım işlevi $H(f)$ 'in maksimum değerleri için Denklem (4.10) ve (4.11) çözülür.

$$\frac{d|H|^2}{dL} = 0 \quad (4.10)$$

$$\frac{d|H|^2}{dM} = 0 \quad (4.11)$$

- Bu denklem sonucunda Denklem (4.12)'de verilen sonuçlar elde edilir.

$$\begin{aligned} L &= Z_0 - jM \\ M &= jL - jZ_0 \end{aligned} \quad (4.12)$$

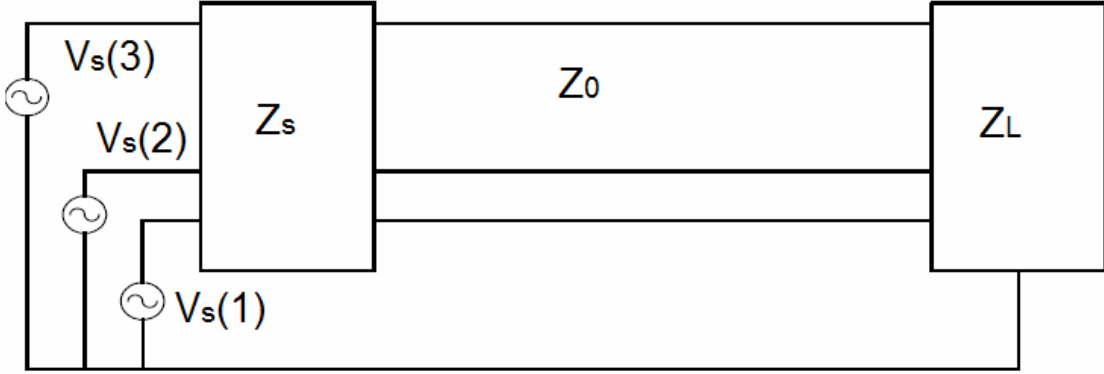
- Denklem (4.12)'de elde edilen sonuçlar Denklem (4.9)'da yerine konulursa

$$Z_L = Z_s = L + jM = Z_0 \quad (4.13)$$

elde edilir.

Sonuç olarak tek büklü tel çiftinde kapasiteyi maksimum yapan kaynak-yük empedansı karakteristik empedanstır. Bu durum benzetim sonuçlarının olduğu beşinci bölümde gösterilecektir.

4.2. Çoklu Tel Çifti İçin Kapasite Hesabı



Şekil 4.1: Ortak Mod Modelleme

Şekil 4.1'de blok şeması verilen ortak mod modellemeye kanalın herhangi bir frekanstaki kapasitesi Denklem (4.14)'te verilmektedir.

$$C(iW) = \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{(\mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H)}{\frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2}} \right) \text{ bit/s/Hz} \quad (4.14)$$

Kanalın bütün alt taşıyıcıların kapasitesi toplanarak elde edilen kümülatif kapasitesi Denklem (4.15)'te verilmektedir. Burada her bir alt taşıyıcının bant genişliğinde kapasitenin sabit olduğu kabul edilmektedir. Bu sebepten dolayı integral yerine toplam olarak kümülatif kapasite elde edilmektedir.

$$C(i \max W)_{\text{kümülatif}} = W \sum_{i=0}^{i \max} \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{(\mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H) \sigma_x^2}{\sigma_n^2} \right) \text{ bit/s} \quad (4.15)$$

Burada W iletim hattındaki alt taşıyıcıların bant genişliğini göstermektedir. $\frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2}$ terimi ise sinyal gürültü artı girişim oranını ifade etmektedir. \mathbf{H}_i ise i . alt taşıyıcıda elde edilen kanal matrisini göstermektedir.

Tek bükülü tel çiftinde olduğu gibi çok telli iletim hatlarında sinyal gürültü artı girişim oranını sabit tuttuğumuzda kapasite doğrudan \mathbf{H} kanal matrisine bağlı olmak-

tadır. **H** kanal matrisi ise üçüncü bölümde anlatılan yöntemlerle elde edilmektedir. Denklem (4.16) çok telli iletim hatları için kanal matrisini ifade etmektedir..

$$\begin{aligned} \mathbf{T} &= (\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{Y}_L)^{-1} \\ \mathbf{Y}_1 &= (\mathbf{C} + \mathbf{D}\mathbf{Y}_L)(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{Y}_L)^{-1} \\ \mathbf{H} &= \mathbf{T}(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_s)^{-1} \mathbf{Y}_s \end{aligned} \quad (4.16)$$

Burada **ABCD** matrisleri Denklem (4.17)'de verilmektedir.

$$\Phi(d) = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma d) & \sinh(\gamma d)\mathbf{Z}_0 \\ \sinh(\gamma^T d)\mathbf{Z}_0^{-1} & \cosh(\gamma^T d) \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Burada karakteristik empedans matrisi \mathbf{Z}_0 ve yayılım sabiti matrisi γ hattın parametrelerine bağlıdır. Denklem (3.17) ile (3.22) arasında bu durum gösterilmektedir. Denklem (4.14) ve (4.15)'ten görüleceği gibi çok telli iletim hatlarında da **H** matrisi kaynak ve yük empedans matrislerine bağlıdır.

Kanalın kapasitesini maksimum yapabilmek için kanal matrisini maksimum yapan kaynak ve yük empedans matrislerini bulmak gerekir. Kapasite ifadesinin açık şekli Denklem (4.18)'de verilmektedir. Bu denklemden analitik olarak çözüm elde etmek mümkün değildir.

$$C(iW) = \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{[(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{Y}_L)^{-1}(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_s)^{-1}\mathbf{Y}_s][(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{Y}_L)^{-1}(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_s)^{-1}\mathbf{Y}_s]^H \sigma_x^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (4.18)$$

Tek bükülü tel çiftinde elde edilen maksimum kapasite için en uygun kaynak-yük empedansının karakteristik empedans olması sonucuna dayanarak, çok telli iletim hatlarında da maksimum kapasite için en uygun kaynak-yük empedans matrisi karakteristik empedans matrisi varsayımı yapılmaktadır. Bu varsayımı test etmek için ise şu yöntem izlenmiştir.

- Kaynak matrisi \mathbf{Z}_s ve yük matrisi \mathbf{Z}_L birbirine eşit kabul edilmektedir.

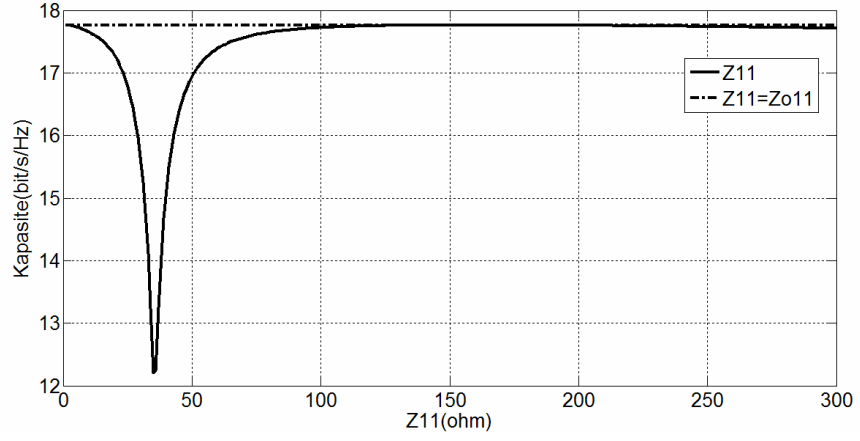
$$\mathbf{Z}_s = \mathbf{Z}_L = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

- Çok telli iletim hatlarının Denklem(4.20)'de dört telli iletim hatları için verilen yapıda bir simetrik karakteristik empedans matrisi vardır.

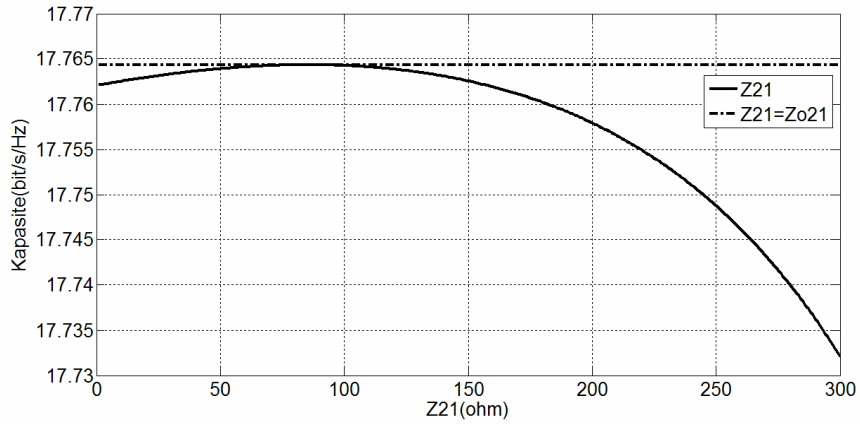
$$\mathbf{Z}_0 = \begin{bmatrix} Z_{011} & Z_{012} & Z_{013} \\ Z_{021} & Z_{022} & Z_{023} \\ Z_{031} & Z_{032} & Z_{033} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{011} & Z_{012} & Z_{013} \\ Z_{012} & Z_{022} & Z_{023} \\ Z_{013} & Z_{023} & Z_{033} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Bu durum karakteristik empedans matrisinin 6 tane değişkeni olduğunu göstermektedir.

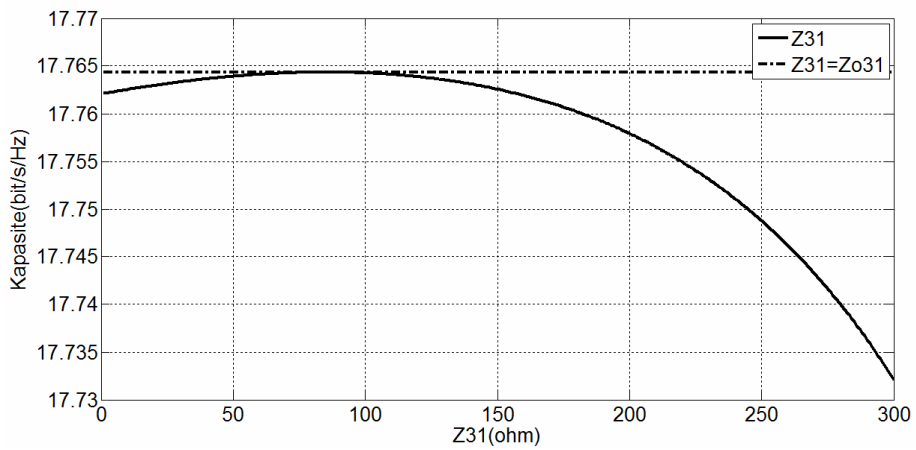
- 1 MHz'de karakteristik empedans matrisinin diğer elemanları sabit tutularak sıra ile Z_{11} değişkeni 1-300 ohm arasında değiştirilerek karakteristik empedansa eşit olduğu kapasite değerlerinden daha yüksek bir kapasite sağlayıp sağlamadığına bakılmaktadır. Sırası ile bu yöntem Z_{12} , Z_{13} , Z_{22} , Z_{23} , Z_{33} değişkenleri içinde yapılmaktadır.
- Şekil 4.2a-f'de ise kapasitelerin her bir değişkene göre değişimi gösterilmektedir. Z_{22} ve Z_{33} değişkenlerinin Z_{022} ve Z_{033} eşit oldukları durumdan daha iyi bir kapasite sağladıkları durumlar vardır. Z_{11} değişkeni ise 100 ohm üzerinde karakteristik empedansa eşit olduğu durumdaki değerle aynı kapasiteyi sağladığı empedans değerlerine sahiptir. Bu sonuçlar karakteristik empedansın çok telli iletim hatlarında, bir bükülü tel çiftinde olan durumun tersine kaynak-yük empedansı için en iyi konfigürasyonun karakteristik empedans matrisi olmadığını göstermektedir.



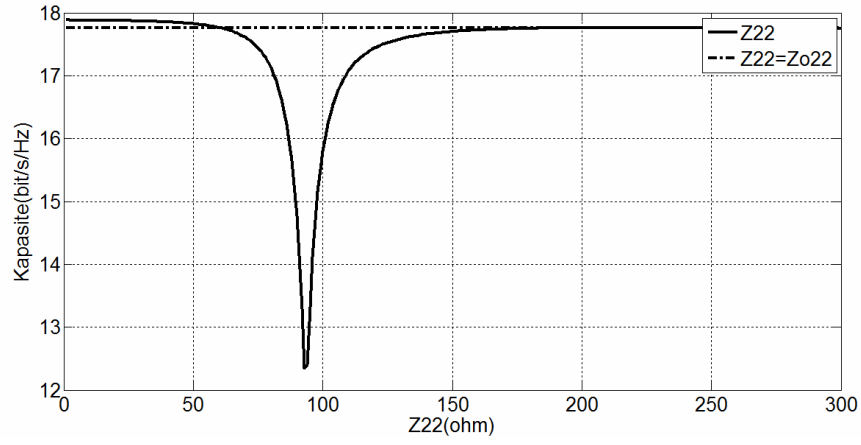
Şekil 4.2a: Z_{11} 'e göre Kapasite Değişimi



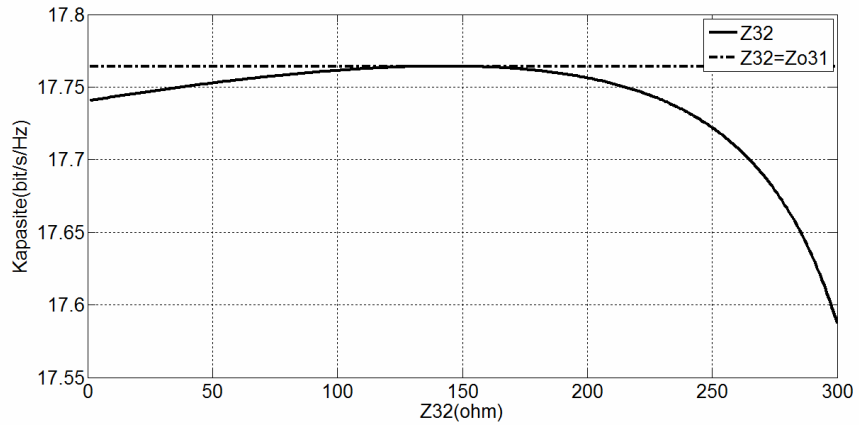
Şekil 4.2b: Z_{21} 'e göre Kapasite Değişimi



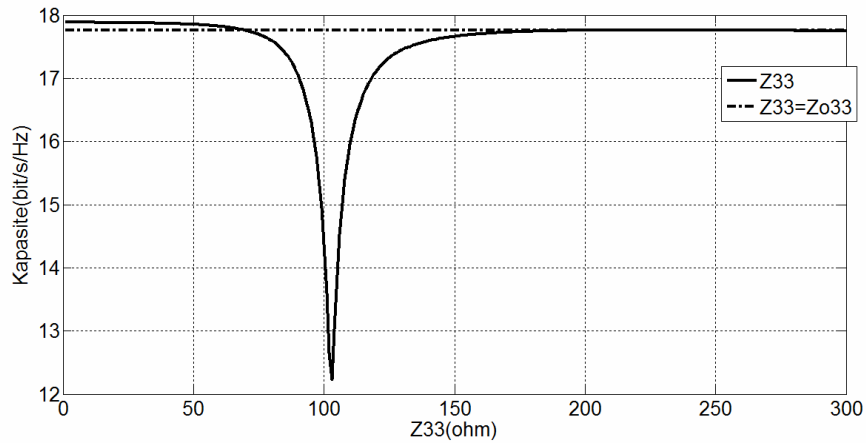
Şekil 4.2c: Z_{31} 'e göre Kapasite Değişimi



Şekil 4.2d: Z₂₂'ye göre Kapasite Değişimi



Şekil 4.2e: Z₃₂'ye göre Kapasite Değişimi



Şekil 4.2f: Z₃₃'e göre Kapasite Değişimi

Çok telli iletim hatlarında en uygun kaynak-yük konfigürasyonunu analitik yöntemlerle bulanamadığı için optimizasyon algoritmaları kullanılarak en uygun kaynak-yük konfigürasyonu bulunmaya çalışılacaktır. Şekil 4.2a-f'den yüzeyin dış bükey olmadığı görülmektedir. Bu nedenle optimizasyonda Newton algoritması kullanılmamaktadır. Bu problemde evrimsel algoritmalarından parçacık sürüsü optimizasyonu algoritması kullanılarak çözüm aranmaktadır.

4.2.1. Parçacık Sürüsü Optimizasyonu

Parçacık Sürüsü Optimizasyonu (PSO) kuş sürülerinin davranışlarından esinlenerek geliştirilmiş populasyon tabanlı stokastik optimizasyon tekniğidir. Doğrusal olmayan problemlerin çözümü için tasarlanmıştır. Çok parametrelili ve çok değişkenli optimizasyon problemlerine çözüm bulabilmek için kullanılmaktadır. Sistem rastgele çözümler içeren bir populasyonla başlatılır ve nesilleri güncelleyerek optimum çözümü araştırır. PSO'da parçacık olarak adlandırılan olası muhtemel çözümler, o andaki optimum parçacığı izleyerek problem uzayında dolaşırlar. PSO'nun klasik optimizasyon tekniklerinden en önemli farklılığı türev bilgisine ihtiyaç duymamasıdır. PSO'yu uygulamak, algoritmasında ayarlanması gereken parametre sayısının az olması sebebiyle oldukça basittir.

PSO kuş sürülerinin davranışlarının bir benzetimidir. Kuşların uzayda, yerini bilmedikleri yiyeceği aramaları, bir probleme çözüm aramaya benzetilir. Kuşlar yiyecek ararken yiyeceğe en yakın kuşu takip ederler. Parçacık olarak adlandırılan her tekil çözüm, arama uzayındaki bir kuştur. Parçacık hareket ettiğinde kendi koordinatlarını bir fonksiyona gönderir ve böylece parçacığın uygunluk değeri ölçülmüş olur. Bir parçacık, koordinatlarını, hızını (çözüm uzayında her boyutta ne kadar hızla ilerlediği), şimdiye kadar elde ettiği en iyi uygunluk değerini ve bu değeri elde ettiği koordinatları hatırlamalıdır. Çözüm uzayındaki her boyuttaki hızının ve yönünün her seferinde nasıl değişeceği, komşularının en iyi koordinatları ve kendi kişisel en iyi koordinatlarının bir birleşimi olacaktır.

PSO bir grup rastgele çözümlerle (parçacık sürüsü) başlatılır ve güncellemelerle optimum çözüm bulunmaya çalışılır. Her tekrarlama (iterasyonda) parçacık konumları, iki en iyi değere göre güncellenir. İlki; o ana kadar parçacığın elde ettiği en iyi çözümü sağlayan koordinatlarıdır. Bu değer "*pbest*" olarak adlandırılır ve hafızada saklanmalıdır. Diğer en iyi değer ise, populasyonda o ana kadar tüm parçacıklar

tarafından elde edilen en iyi çözümü sağlayan koordinatlardır. Bu değer global en iyidir ve “*gbest*” ile gösterilir. Örneğin *D* adet parametreden oluşan *n* adet parçacık olduğunu varsayalım. Bu durumda popülasyon parçacık matrisi Denklem (4.21)’de gösterilmektedir.

$$x = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & \dots & x_{1D} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & \dots & x_{2D} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & \dots & x_{nD} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Yukarıdaki matriste *i*. parçacık $x_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD}]$ olarak ifade edilir. Önceki en iyi uygunluk değerini veren *i*. parçacığın pozisyonu, $pbest_i = [p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iD}]$ olarak ifade edilir. *gbest* ise her tekrarlama tüm parçacıklar için tektir ve $gbest_i = [p_1, p_2, \dots, p_D]$ şeklinde gösterilir. *i*. parçacığın hızı (her boyuttaki konumunun değişim miktarı) $v_i = [v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD}]$ olarak ifade edilir. İki en iyi değer bulunmasından sonra parçacık hızları ve konumları Denklem (4.22) ve (4.23)’e göre güncellenir.

$$v_i^{k+1} = v_i^k + c_1 rand_1^k (pbest_i^{k+1} - x_i^k) + c_2 rand_2^k (gbest_i^{k+1} - x_i^k) \quad (4.22)$$

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1} \quad (4.23)$$

Denklem (4.20)’de geçen c_1 ve c_2 öğrenme faktörleridir. c_1 ve c_2 her parçacığı *pbest* ve *gbest* pozisyonlarına doğru çeken, stokastik hızlanma terimlerini ifade eden sabitlerdir. Bu algoritma üzerinde yapılan araştırmalarda $c_1 = c_2 = 2$ olarak seçilmesinin iyi sonuçlar verdiği belirtilmiştir [22]. $rand_1$ ve $rand_2$ ise [0,1] arasında dağılımlı rastgele sayılardır, *k* ise tekrarlama sayısını göstermektedir.

Bizim problemimiz en uygun kaynak-yük empedansını bularak kapasiteyi maksimum yapmaktır. Bu sorunda kaynak-yük matrisinin eşit olduğu ve reel olduğu varsayılmaktadır. Bu durumda Denklem (4.24)’te verilen yük matrisi Z_L simetrik matris olduğundan dolayı 6 değişkeni vardır.

$$\mathbf{Z}_L = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{13} & Z_{23} & Z_{33} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

- Yük matrisi için 50000 parçacık tanımlandı. Yani Denklem (4.21)'de verilen n değeri 50000, D değeri ise 6'ya eşittir.
- Her bir parçacık 0-500 ohm arasında düzgün olarak dağıtıldı.
- Durdurma koşulu olarak maksimum tekrarlama sayısı ve parçacıklardan herhangi birinin negatif olması belirlendi. Maksimum tekrarlama olarak 100 seçildi.
- Her bir parçacık için kapasite değerleri hesaplandı ve $pbest$ ve $gbest$ değerleri hesaplandı.
- Algoritmanın çalıştırılması sonucunda maksimum kapasiteyi sağlayan parçacık optimum çözüm olarak kabul edildi.
- Bütün tanımlanan parçacıkların belirli bir tekrarlama sayısı sonrasında optimum değerlere yaklaştığı gözlemlenmektedir.

PSO algoritması kullanılarak elde edilen sonuçlar beşinci bölümde anlatılacaktır.

4.3. Ayırık Mod Modellemede Kapasite Hesabı

Bu modellemede her bir frekanstaki kapasite Denklem (4.25) ile verilmektedir.

$$C(iW) = \log_2 \left(1 + \frac{|H_d(iW)|^2}{|H_{next}(iW)|^2 + |H_{fext}(iW)|^2 + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2}} \right) \text{ bit/s/Hz} \quad (4.25)$$

Kümülatif kapasite ise Denklem (4.26) ile verilmektedir. Burada her bir alt taşıyıcının bant genişliğinde kapasitenin sabit olduğu kabul edilmektedir. Bu sebepten dolayı integral yerine toplam olarak kümülatif kapasite elde edilmektedir.

$$C(i \max W)_{\text{kimilatif}} = W \sum_{i=0}^{i \max} \log_2 \left(1 + \frac{|H_d(iW)|^2}{|H_{\text{next}}(iW)|^2 + |H_{\text{fext}}(iW)|^2 + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2}} \right) \text{ bit/s} \quad (4.26)$$

Burada $H_d(iW)$ Denklem (3.50)'de verilen her bir alt taşıyıcıda hesaplanan direkt aktarım işlevini, $H_{\text{next}}(iW)$ Denklem (3.46)'da verilen yakın çapraz-karışım işlevini, $H_{\text{fext}}(iW)$ ise Denklem (3.49)'da verilen uzak çapraz-karışım işlevini belirtmektedir.

W iletim hattındaki alt taşıyıcıların bant genişliğini, $\frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2}$ terimi ise sinyal gürültü artı girişim oranını ifade etmektedir.

Direkt aktarım işlevi, yakın çapraz-karışım işlevi ve uzak çapraz-karışım işlevi doğrudan kanal matrisi \mathbf{H} kullanılarak hesaplanabildiğinden kaynak-yük konfigürasyonu açısından ortak mod modellemedeki sonuçlar ayırık mod modelleme için de geçerlidir. Bu nedenle optimum kaynak-yük konfigürasyonu açısından ayırık mod modellemede herhangi bir inceleme yapılmamıştır.

5. BENZETİM VE SONUÇLAR

Bu bölümde elektromanyetik kurama dayanan çok girdili çok çıktılı kanal modeline göre yapılan benzetimler anlatılacaktır. Benzetimler sırası ile ikinci bölümde anlatılan yöntemlere göre hattın karakteristik empedasının gösterimi, üçüncü bölümde anlatılan kanal modellerinin aktarım işlevlerinin hesaplanması ve dördüncü bölümde anlatılan kanal kapasitelerinin hesaplanmasını içerecektir. Kaynak-yük konfigürasyonuna göre sonuçlar değerlendirilecektir.

5.1. Benzetim Algoritması

Benzetimler yapılırken aşağıdaki adımlar sırası ile izlenerek yapılmıştır.

1. Kablonun geometrik modeli tanımlanır. Kablonun türü, kablunun burğu periyodu, kablo demetinin yapısı (tel sayısı) belirlenir.
2. Frekans aralığı ve örnekleme sıklığı belirlenir. Çok sık örnekleme benzetim süresinin uzamasına, çok geniş aralıklarla örnekleme ise benzetim sonuçlarının yetersizliğine neden olmaktadır.
3. Belirlenen frekanslarda kablunun geometrik tanımına bağlı olarak **RLCG** matrisleri hesaplanır. Bu parametreler kullanılarak hattın karakteristik empedans matrisi ve yayılım sabiti matrisi hesaplanır.
4. Kablonun yapısına bağlı olarak hat parçalarına ayrılır. Her hat parçasındaki giriş-çıkış voltaj-akım ilişkisi hesaplanarak, Denklem (5.1)'de verilen Φ aktarım matrisi hesaplanır.

$$\Phi(d) = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma d) & \sinh(\gamma d)\mathbf{Z}_0 \\ \sinh(\gamma^T d)\mathbf{Z}_0^{-1} & \cosh(\gamma^T d) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{Z}_0 = \mathbf{Z}\gamma^{-T} = \mathbf{Y}^{-1}\gamma^T = \gamma^{-1}\mathbf{Z} = \gamma\mathbf{Y}^{-1} \quad (5.2)$$

$$\mathbf{Z}\mathbf{Y} = \gamma^2 = (-\gamma)^2 = (\mathbf{R} + j\omega\mathbf{L})(\mathbf{G} + j\omega\mathbf{C}) \quad (5.3)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

RLCG matrisleri frekansa ve kablunun geometrik modeline bağlı olduğundan Φ matriside frekansa ve kablunun geometrik modeline bağlıdır.

5. Elde edilen aktarım matrisi kullanılarak, uygun kaynak-yük empedansı ile Denklem (5.5)'te verilen çok girdili çıktılı kanal matrisi **H** hesaplanır. **H** matrisinden üçüncü bölümde anlatılan yöntemlerle direkt aktarım işlevi, yakın çapraz-karışım (NEXT) ve uzak çapraz-karışım (FEXT) belirlenir.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{HX} + \mathbf{N} \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{T} &= (\mathbf{A} + \mathbf{BY}_L)^{-1} \\ \mathbf{Y}_1 &= (\mathbf{C} + \mathbf{DY}_L)(\mathbf{A} + \mathbf{BY}_L)^{-1} \\ \mathbf{H} &= \mathbf{T}(\mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_s)^{-1} \mathbf{Y}_s \end{aligned} \quad (5.6)$$

6. Son olarak ise dördüncü bölümde anlatılan yöntemlerle her bir kanal modelinin kapasitesi, yani ulaşılabilecek maksimum veri hızı hesaplanır.

Önceden belirtildiği gibi bükülü kabloların benzetimlerini yapabilmek oldukça karmaşık bir işlemdir. Bu çalışmada dört telli bir kablo demeti yapısı düşünülerek benzetimler yapılmaktadır. Sıra ile aşağıdaki adımlar izlenmiştir.

1. Dört telli iletim yapısında tel çiftlerinden bir tanesinin burgu periyodu 5 cm, diğerinin burgu periyodu ise 6 cm olarak kabul edilmektedir. Bu durum kablunun burgu periyodunun 30 cm olmasını sağlamaktadır. Yani her 30 cm'de kabloda bulunan dört telin durumları başlangıç konumlarına gelmektedir. Bir burgu periyodunda teller arasındaki mesafelerin nasıl değiştiği Şekil 2.11a ve 2.11b'de gösterilmiştir. Bu şekillerde bir burgu periyodunda 400 tane nokta alınarak bükülü kablo modellenmektedir.
2. Kablo 30 cm uzunluğa sahip hat parçalarına ayrılmaktadır.
3. Burgu periyodu 30 cm olan yapı, 0.075 cm'lik uzunluğa sahip hat parçalarına ayrılmaktadır. Öncelikle her bir hat parçasında **RLCG** matrisleri hesaplanmaktadır.
4. Hesaplanan **RLCG** matrisleri kullanılarak her bir hat parçasının Φ matrisi hesaplanmaktadır. Bir burgu periyodunda 400 tane Φ matrisi hesaplanmak-

tadır. Hesaplanan Φ matrisleri çarpılarak bir burgu periyodu boyunca olan Φ matrisi bulunmaktadır.

5. Her bir burgu periyodu için bulunan Φ aktarım matrisleri çarpılarak, tüm kablo boyunca olan aktarım matrisi hesaplanmaktadır.
6. Kaynak-yük empedanslarına göre H matrisi hesaplanmaktadır.

Yukarıda belirtilen adımlar her bir örnekleme frekansı için tekrarlanmaktadır. Bu durum bükülü kabloları modellemenin oldukça karmaşık ve uzun süren benzetim algoritmasına sahip olmasına neden olmaktadır.

Bu çalışmada aşağıdaki varsayımlar yapılarak benzetimler gerçekleştirilmektedir.

1. Dört telli bir kablo demeti yapısı düşünülerek benzetimler yapılmaktadır.
2. Tüm kablo boyunca burgu periyodunun 30 cm olduğu kabul edilmektedir.
3. Tel merkezlerinin sabit olduğu kabul edilmektedir.
4. Türk Telekom'dan alınan bilgiler doğrultusunda kablo boyu 300 metre ve kablo türü 24 AWG olarak kabul edilmektedir.
5. Sinyal gürültü artı girşim oranının yapılan benzer çalışmalar [12][14][18] dikkate alınarak 30 dB kabul edilmektedir
6. Bu çalışmada xDSL yapısı düşünülerek 4 KHz örnekleme aralığı ya da bant genişliğine sahip taşıyıcılar seçilerek belirlenmiştir.

Bu bölümde, ilk olarak tek bükülü tel çiftinde karakteristik empedansın frekansla değişiminin, çok telli iletim hatlarında karakteristik empedansın bir burgu periyodunda değişiminin ve frekansla değişiminin benzetimleri yapılacaktır. İkinci olarak ise ortak mod kanal matrisinin çeşitli kaynak-yük konfigürasyonuna göre değişimi incelenecektir. Üçüncü olarak ayırık mod aktarım işlevinin, yakın çapraz-karışım (NEXT) ve uzak çapraz-karışım (FEXT) işlevlerinin kaynak-yük konfigürasyonuna göre değişimi incelenecektir. Son olarak ise dördüncü bölümde anlatılan yöntemlere göre kanal kapasiteleri hesaplanacaktır. PSO algoritması kullanılarak elde edilen sonuçlar incelenecektir. Kaynak-yük konfigürasyonun kapasite üzerine etki-

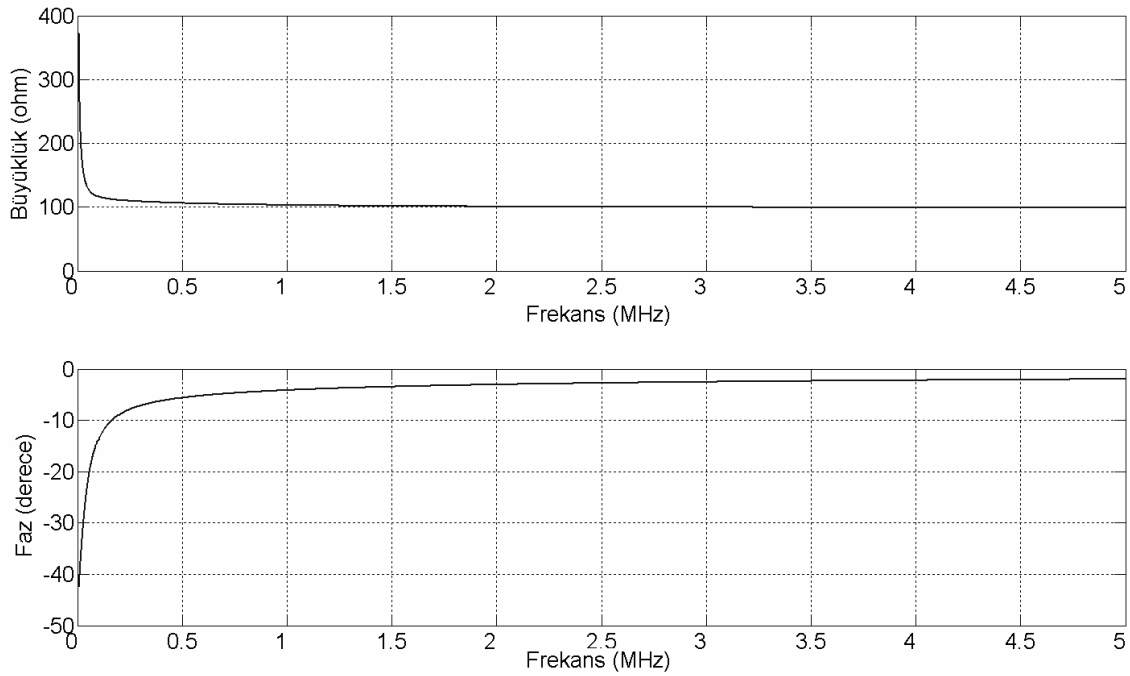
leri değerlendirilecektir. En uygun kaynak-yük konfigürasyonunun ne olması gerektiği tartışılacaktır. NEXT ve FEXT girişimlerinin kapasite üzerine etkileri gösterilecektir.

5.2. Karakteristik Empedans

1. Tek bükülü tel çiftinde karakteristik empedans Denklem (5.7) ile verilmektedir.

$$Z_0(f) = \sqrt{\frac{[R(f) + j\omega L(f)]}{[G(f) + j\omega C(f)]}} \quad (5.7)$$

Şekil 5.1'de 24 AWG türünde 300 metre uzunluğundaki kablo için karakteristik empedansın frekansla nasıl değiştiğini gösterilmektedir.



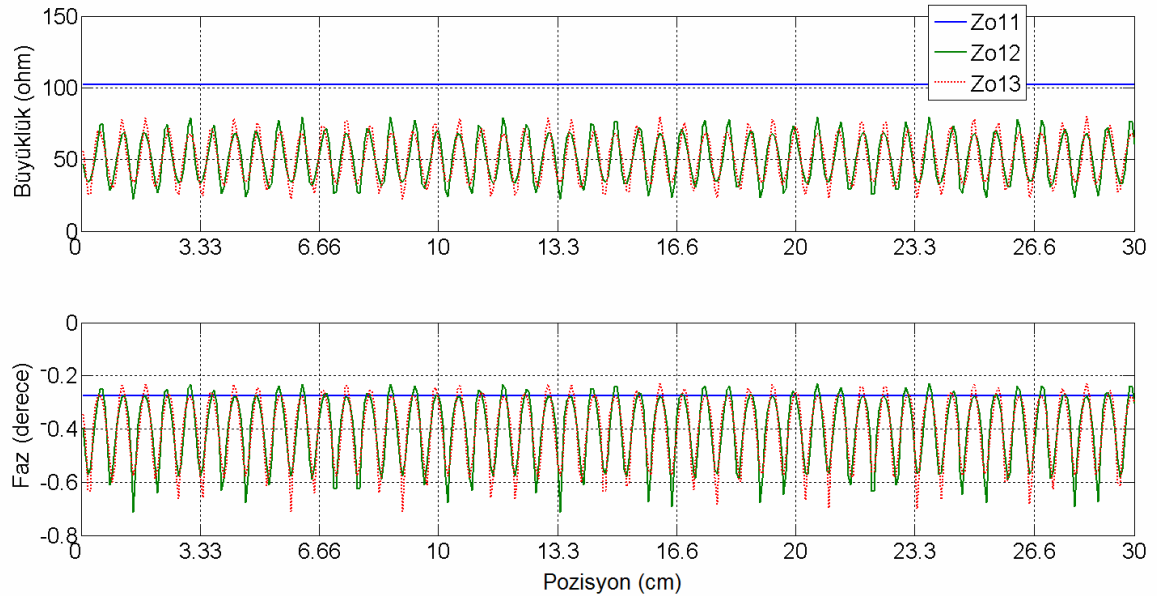
Şekil 5.1: Tek Bükülü Tel Çiftinde Karakteristik Empedans

Tek bükülü tel çiftinde karakteristik empedans birkaç yüz kilohertz üzerinde tamamen direnç etkisi göstermektedir. Bunun sebebi yüksek frekanslarda $j\omega L \gg R$ ve $j\omega C \gg G$ olmaktadır [11]. Bu pratikte kullanılan kablolarda da böyledir [2]. Aynı zamanda karakteristik empedans yüksek frekanslarda sabit kalmaktadır. Bunun sebebi ise L ve C değerlerinin yüksek frekanslarda yaklaşık olarak sabit olmasındandır [11]. İkinci bölümde Şekil 2.7 ve 2.8'de bu durum gösterilmektedir. Bu sonuçlara göre yüksek frekanslarda karakteristik empedans tek bükülü tel çiftinde 100 ohm olarak kabul edilebilir.

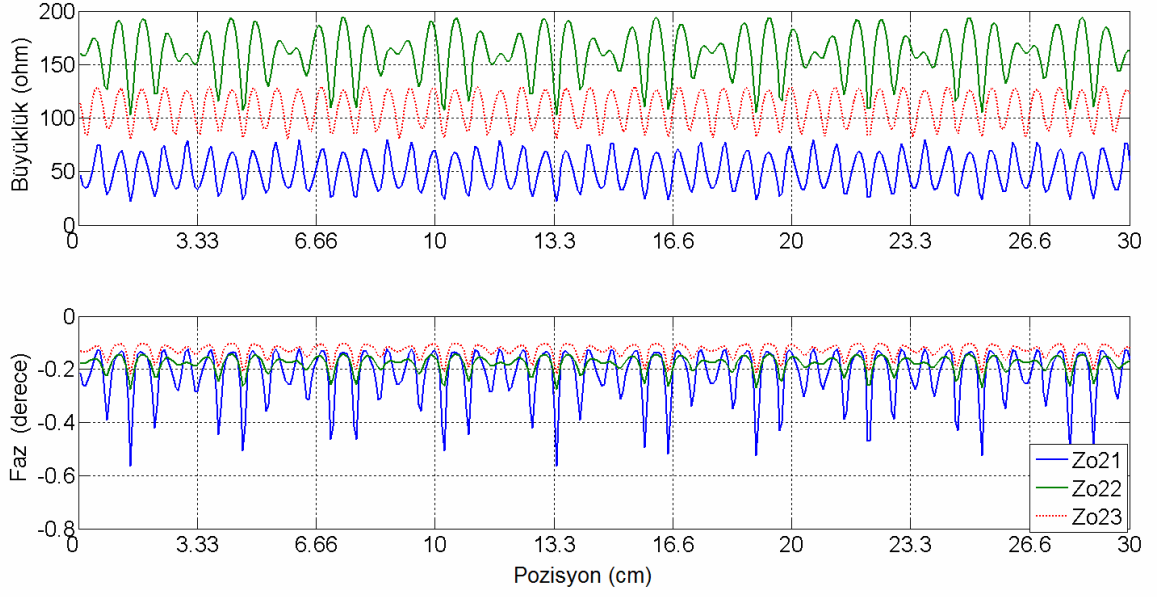
2. Çok telli iletim hatlarının Denklem (5.8)'de verilen yapıda olan bir karakteristik empedans matrisi vardır.

$$\mathbf{Z}_0 = \begin{bmatrix} Z_{011} & Z_{012} & Z_{013} \\ Z_{021} & Z_{022} & Z_{023} \\ Z_{031} & Z_{032} & Z_{033} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{011} & Z_{012} & Z_{013} \\ Z_{012} & Z_{022} & Z_{023} \\ Z_{013} & Z_{023} & Z_{033} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

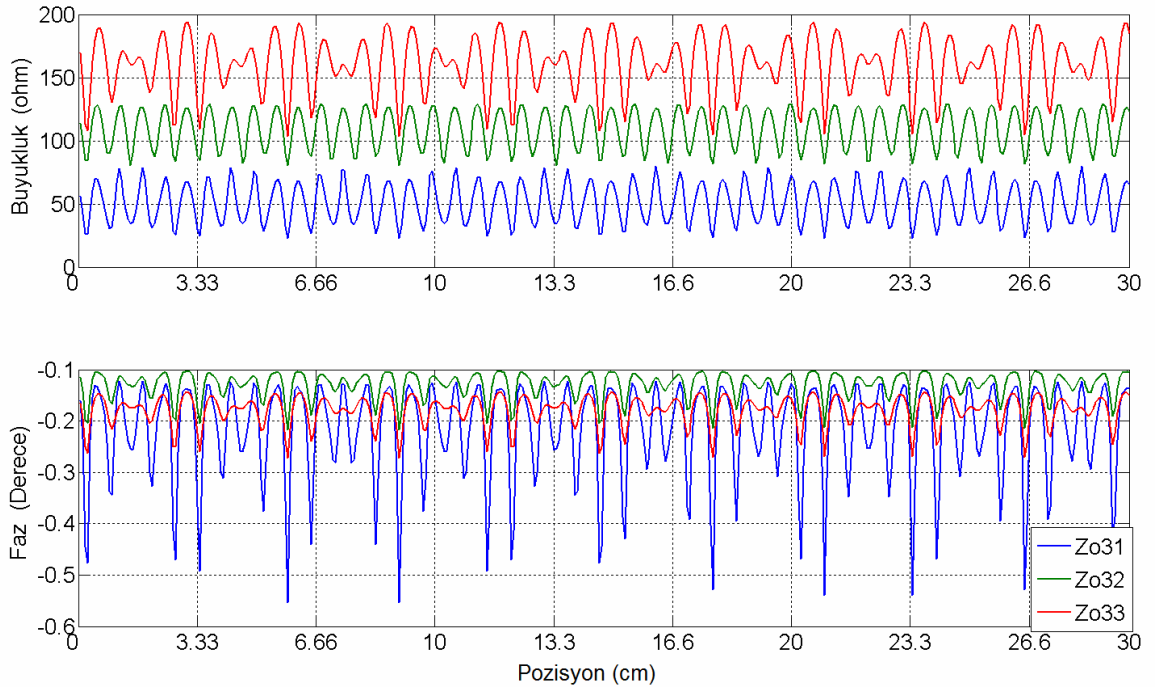
Karakteristik empedans matrisi Denklem (3.17) ile Denklem (3.22) arasında verilen formüllerle **RLCG** matrislerinden hesaplanır. Çok telli iletim hatlarında **RLCG** matrisleri ikinci bölümde anlatılan yöntemlerle hem frekansa hem de teller arasındaki mesafeye göre hesaplanmaktadır. Frekansın 1 MHz olduğu durumda karakteristik empedansın bir burğu periyodu boyunca nasıl değiştiği Şekiller 5.2a, b, c'de gösterilmektedir.



Şekil 5.2a: Çok Telli İletim Hatlarında Bir Burğu Periyodunda Karakteristik Empedans Değişimi



Şekil 5.2b: Çok Telli İletim Hatlarında Bir Burgu Periyodunda Karakteristik Empedans Değişimi



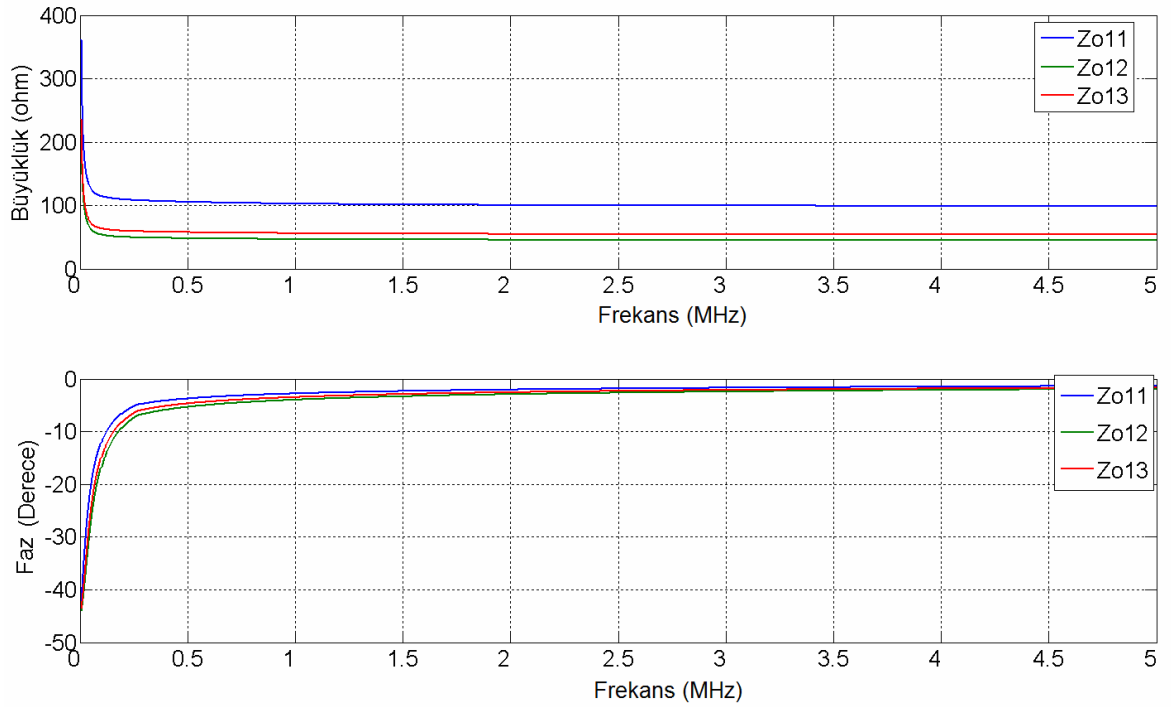
Şekil 5.2c: Çok Telli İletim Hatlarında Bir Burgu Periyodunda Karakteristik Empedans Değişimi

Bir burgu periyodu boyunca 400 tane örnek nokta alınmaktadır. Her karakteristik empedans matris elemanı için bir burgu periyodunda ortalama değer alınarak, bir burgu periyodu boyunca sabit olduğu kabul edilmektedir. Bu durumda karakteristik empedansın frekansla değişimi Şekiller 5.3a, b, c'de gösterilmektedir. Tek bükülü tel çiftinde olduğu gibi birkaç yüz kilohertz üzerinde karakteristik empedans direnç etkisi göstermekte ve sabit kalmaktadır.

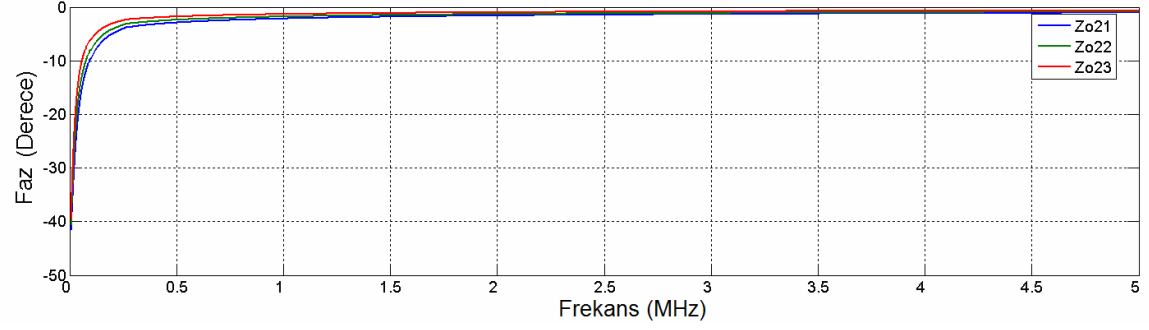
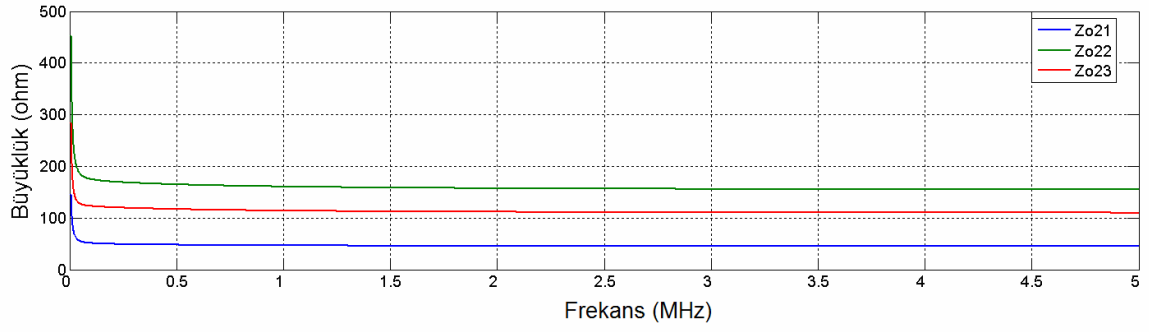
Birkaç yüz kilohertz üzerinde karakteristik empedans matrisi \mathbf{Z}_0

$$\mathbf{Z}_0 = \begin{bmatrix} 100 & 45 & 55 \\ 45 & 155 & 110 \\ 55 & 110 & 165 \end{bmatrix} \text{ ohm} \quad (5.9)$$

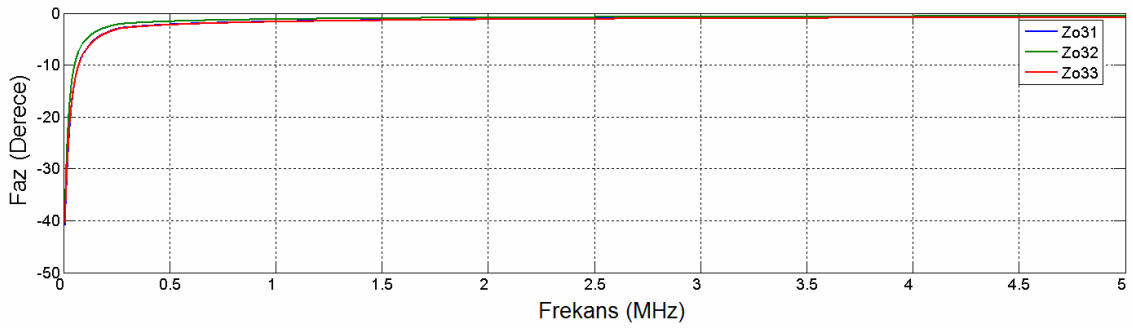
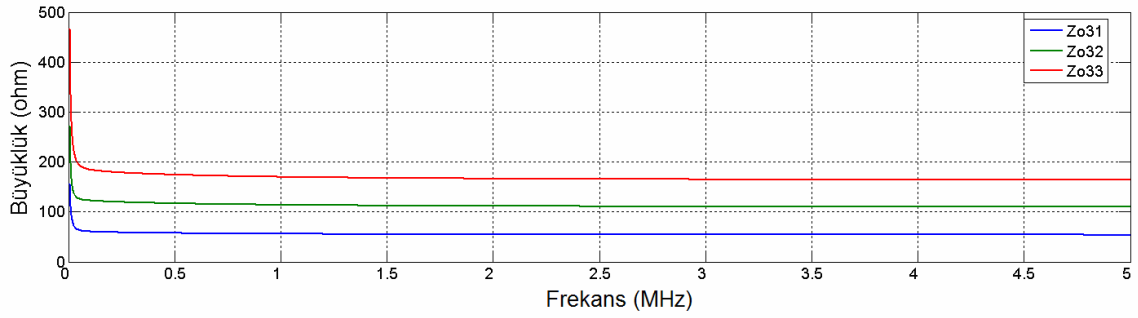
kabul edilebilir. Kaynak-yük konfigürasyonu bakımından ileride yapılacak benzetimlerde karakteristik empedansın pozisyonundan bağımsız olduğu kabul edilecektir.



Şekil 5.3a: Çok Telli İletim Hatlarında Karakteristik Empedans



Şekil 5.3b: Çok Telli İletim Hatlarında Karakteristik Empedans



Şekil 5.3c: Çok Telli İletim Hatlarında Karakteristik Empedans

5.3. Kanal Aktarım İşlevleri

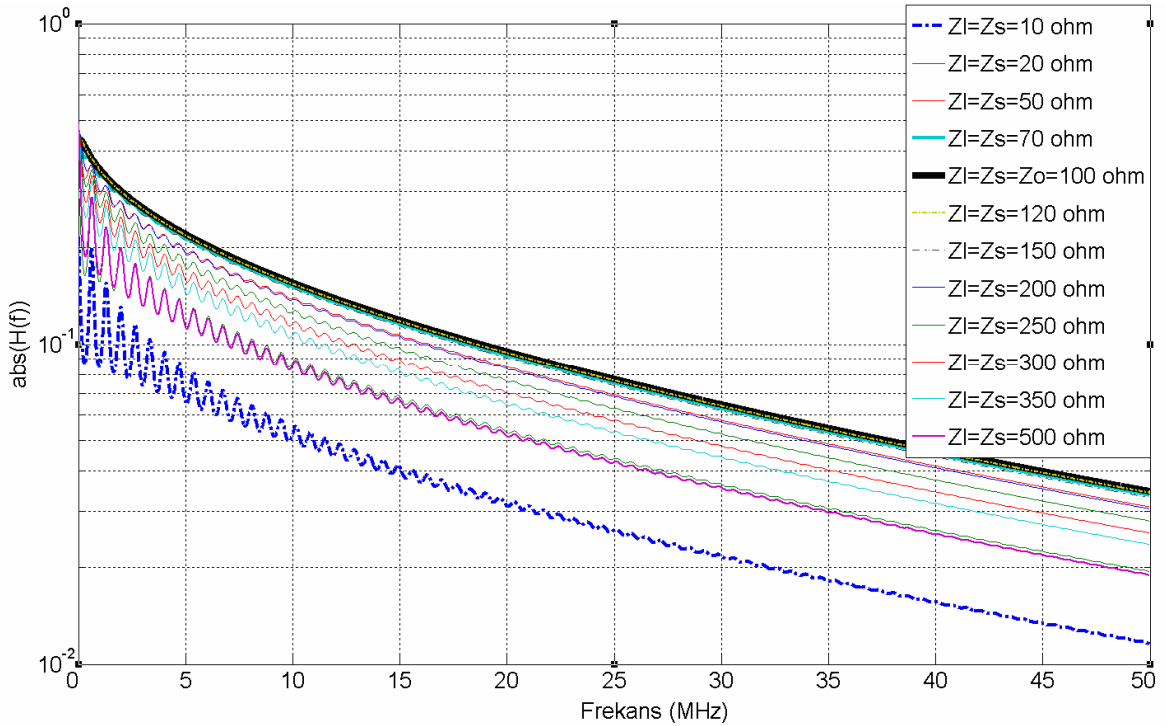
1. Tek bükülü tel çiftinde kanalın aktarım işlevi

$$H(f) = \frac{Z_0 \operatorname{sech}(\gamma d)}{Z_s \left[\frac{Z_0}{Z_L} + \tanh(\gamma d) \right] + Z_0 \left[1 + \frac{Z_0}{Z_L} \tanh(\gamma d) \right]} \quad (5.10)$$

ifade edilmektedir [6].

Tek bükülü tel çiftinde çeşitli kaynak-yük konfigürasyonlarına göre frekansa bağlı kanalın aktarım işlevleri Şekil 5.4'te verilmektedir.

Benzetim sonucundan görüleceği gibi kaynak-yük konfigürasyonunun karakteristik empedans ile uyumlu olduğu durumda ($Z_I=Z_S=Z_0=100 \text{ ohm}$) aktarım işlevi, kaynak-yük konfigürasyonunun uyumlu olmadığı durumlardaki aktarım işlevlerine göre daha iyi çıkmıştır. Bunun sebebi elektromanyetik kuramdan bilindiği üzere kaynak-yük konfigürasyonu hattın karakteristik empedansı ile uygun olmadığı durumlarda kaynak ve yük tarafında sürekli yansıyan sinyaller olacak, bu durumda hat üzerinde duran dalgaların olmasına neden olmaktadır.



Şekil 5.4: Tek Bükülü Tel Çiftinde Aktarım İşlevi

Kaynak ve yük tarafındaki yansıma katsayıları Denklem (5.11)'de verilmektedir.

$$\begin{aligned}\rho_L &= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \\ \rho_s &= \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0}\end{aligned}\tag{5.11}$$

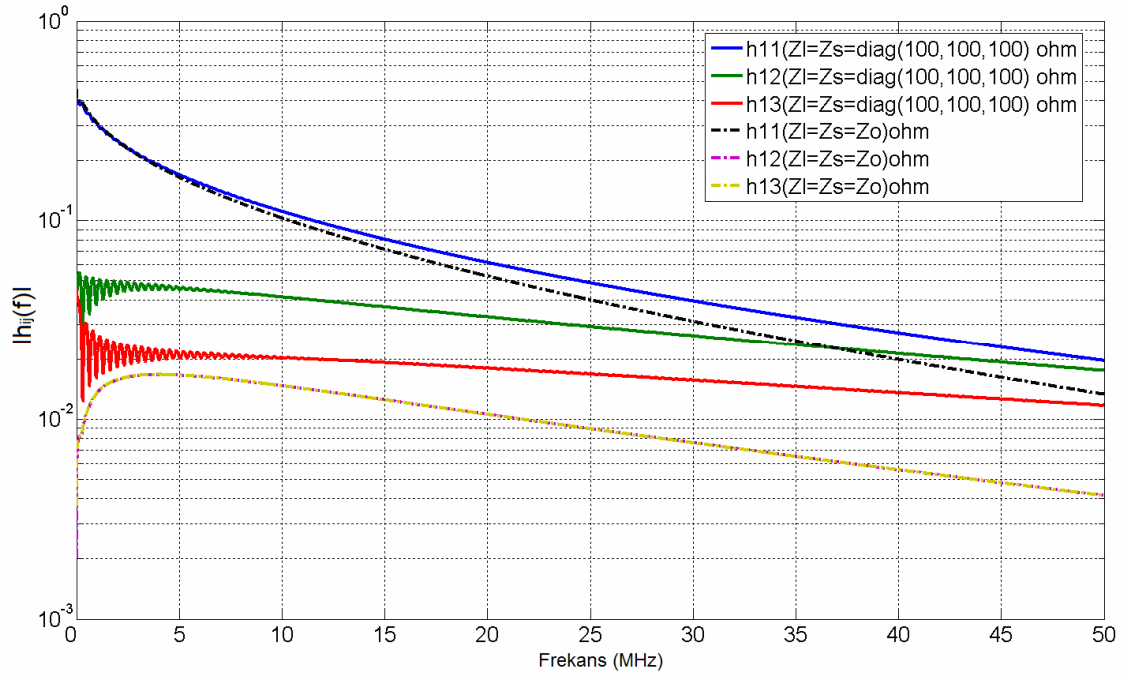
Şekil 5.4'te benzetimleri gerçekleştirilen kaynak-yük konfigürasyonuna göre en kötü aktarım işlevi kaynak-yük empedansının 10 ohm seçildiğinde çıkmaktadır. Çünkü karakteristik empedans 100 ohm olduğundan, yansıma katsayısı en yüksek 10 ohm olduğu durumda gerçekleşmektedir.

Tek bükülü tel çiftinde analitik olarak en iyi kaynak-yük konfigürasyonun karakteristik empedans olduğu dördüncü bölümde gösterilmiştir. Şekil 5.4'te en iyi aktarım işlevinin karakteristik empedansa eşit olan konfigürasyonda elde edilmesi analitik çözümün doğruluğunu göstermektedir.

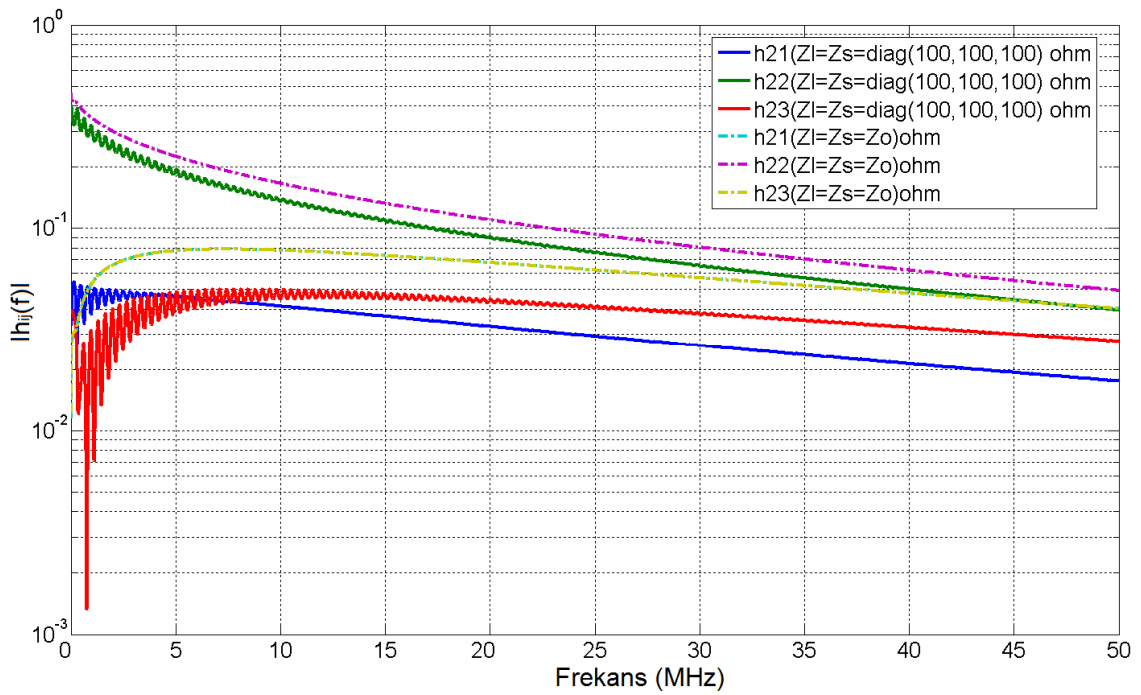
2. Çok telli iletim hatlarında Denklem (5.12)'de verilen yapıda frekansa bağlı kanal matrisi \mathbf{H} mevcuttur.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix}\tag{5.12}$$

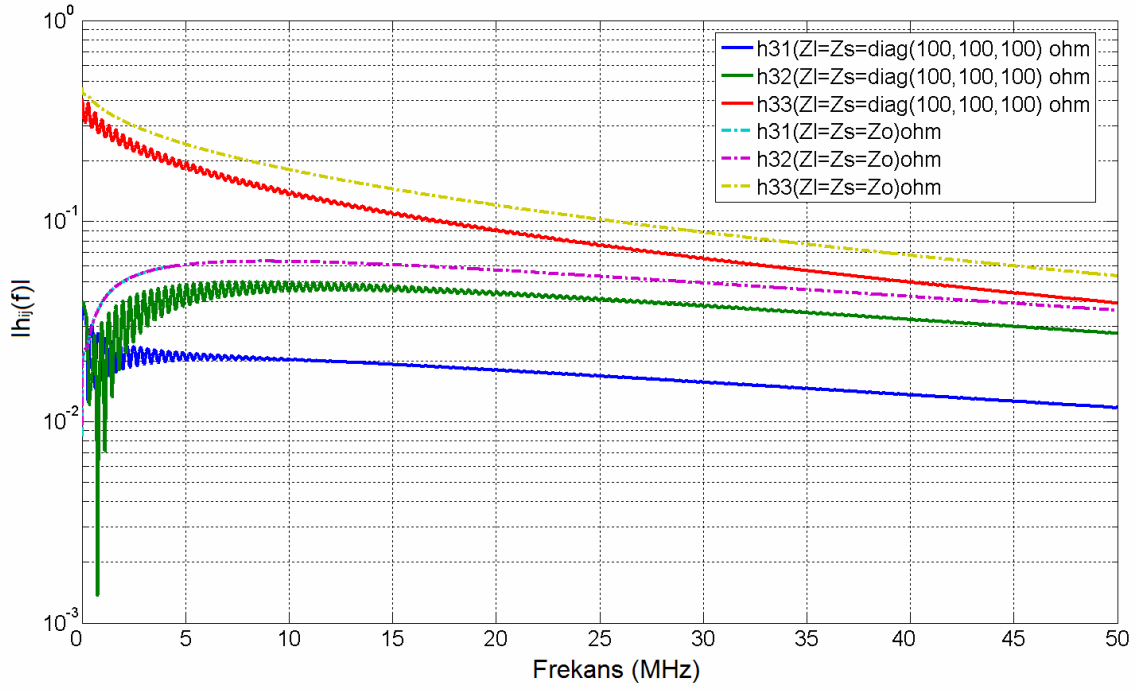
Burada h_{11} , h_{22} ve h_{33} direkt aktarım işlevlerini h_{12} , h_{13} , h_{21} , h_{23} , h_{31} ve h_{32} ise çapraz karışımları ifade etmektedir. İlk alt karakter çıkışı ikinci alt karakter ise girişi vermektedir. Yani h_{12} , 2. telin giriş, 1. telin çıkış olduğunu, 2. telin 1. tel üzerindeki çapraz-karışımını ifade etmektedir. Çok telli iletim hatlarında kaynak-yük konfigürasyonun $\mathbf{Z}_s = \mathbf{Z}_L = \text{diag}(100,100,100)\text{ohm}$ [2] ve $\mathbf{Z}_s = \mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_0$ olduğu durumlarda gerçekleştirilecektir. Toplamda 18 tane aktarım işlevi olacağından, şekillerin anlaşılabilmesi için, her bir telin doğrudan işlevi ve o tele olan girişimler ayrı şekillerde verilecektir. Şekiller 5.5a, b, c aktarım işlevlerini göstermektedir.



Şekil 5.5a: Çok Telli İletim Hatlarında Aktarım İşlevi



Şekil 5.5b: Çok Telli İletim Hatlarında Aktarım İşlevi



Şekil 5.5c: Çok Telli İletim Hatlarında Aktarım İşlevi

Şekil 5.5a 1. telin doğrudan aktarım işlevi ve 1. tele olan 2. ve 3. telin yarattığı çapraz-karışım işlevlerini göstermektedir. Şekil 5.5b ve 5.5c'de sırası ile 2. tel ve 3. teller için olan doğrudan aktarım işlevlerini ve çapraz karışımları göstermektedir.

Şekiller incelendiğinde tek bükülü tel çiftinde olduğu gibi çok telli iletim hatlarında kaynak-yük empedansı karakteristik empedans ile uyumlu olmadığına hem aktarım işlevinde hem de çapraz karışımlarda salınımlar görülmektedir.

Şekil 5.5a 'da 1. telin referans kaynak empedansı yani $Z_{011}=100 \text{ ohm}$ olduğundan doğrudan aktarım işlevinde $h_{11}(Z_l = Z_s = \text{diag}(100,100,100) \text{ ohm})$ herhangi bir salınım görülmemektedir. $Z_l = Z_s = \text{diag}(100,100,100) \text{ ohm}$ sonlandırma direkt aktarım işlevi olarak $Z_l = Z_s = Z_0$ sonlandırmasına göre daha iyi sonuç vermektedir.

Şekil 5.5b ve 5.5c incelendiğinde ise, Şekil 5.5a'nın tersine kaynak-yük empedansının karakteristik empedansa uyumlu olduğu durumdaki doğrudan aktarım işlevleri, uyumsuz olduğu durumdaki aktarım işlevlerinden daha iyi sonuç vermektedir.

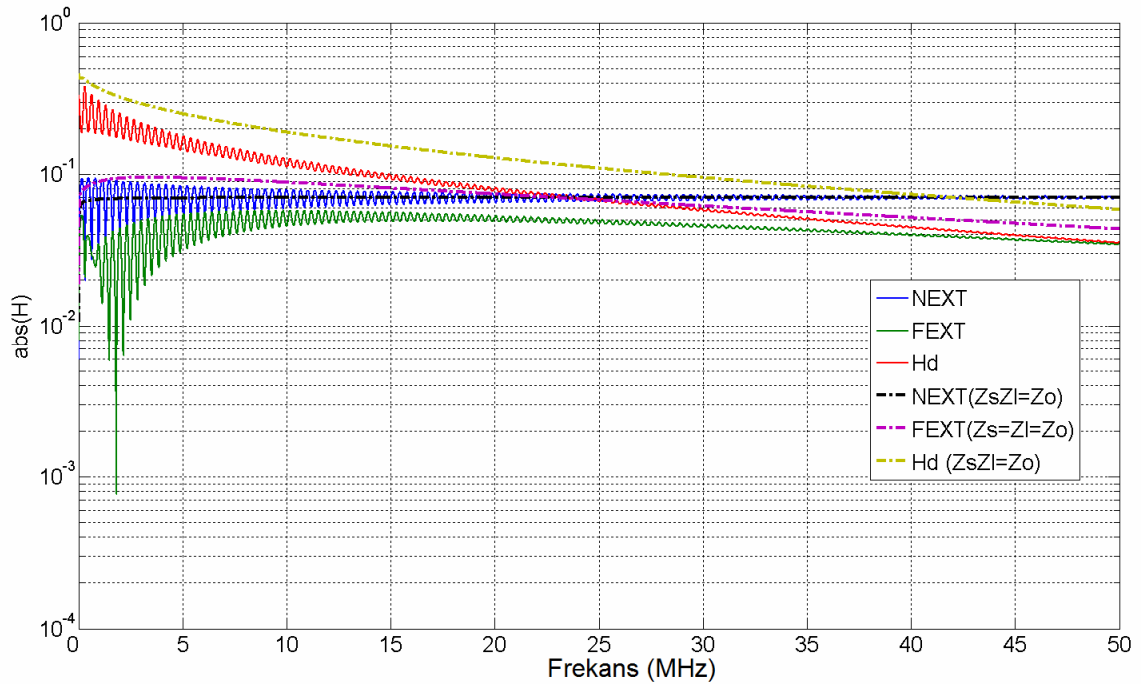
Çapraz-karışım işlevleri açısından benzetim sonuçları değerlendirildiğinde; Şekil 5.5a'da empedansın uyumlu olduğu durumdaki çapraz-karışımlar uyumsuz olduğu durumdaki çapraz karışımlardan daha küçüktür. Bu bir iletim kanalı için istenen du-

rumdur. Şekil 5.5b ve 5.5c'de ise Şekil 5.5a'daki durumun tersine uyumlu olduğu durumdaki çapraz karışım, uyumsuz olduğu durumdaki çapraz karışımlardan büyüktür. Bu ise iletim hattının kapasitesi için olumsuz bir durumdur.

Sonuç olarak, kaynak-yük empedansının karakteristik empedansa uyumlu olması, hat üzerinde oluşan duran dalgaları azaltmaktadır, fakat kanalın kapasitesi düştüğünde ise en iyi sonlandırmanın karakteristik empedans matrisi olup olmadığını net olarak göstermemektedir. Dördüncü bölümde kaynak-yük konfigürasyonun karakteristik empedansa eşit olduğu durumdan daha iyi olan bir kaynak yük matrisi bulunduğu gösterilmiştir.

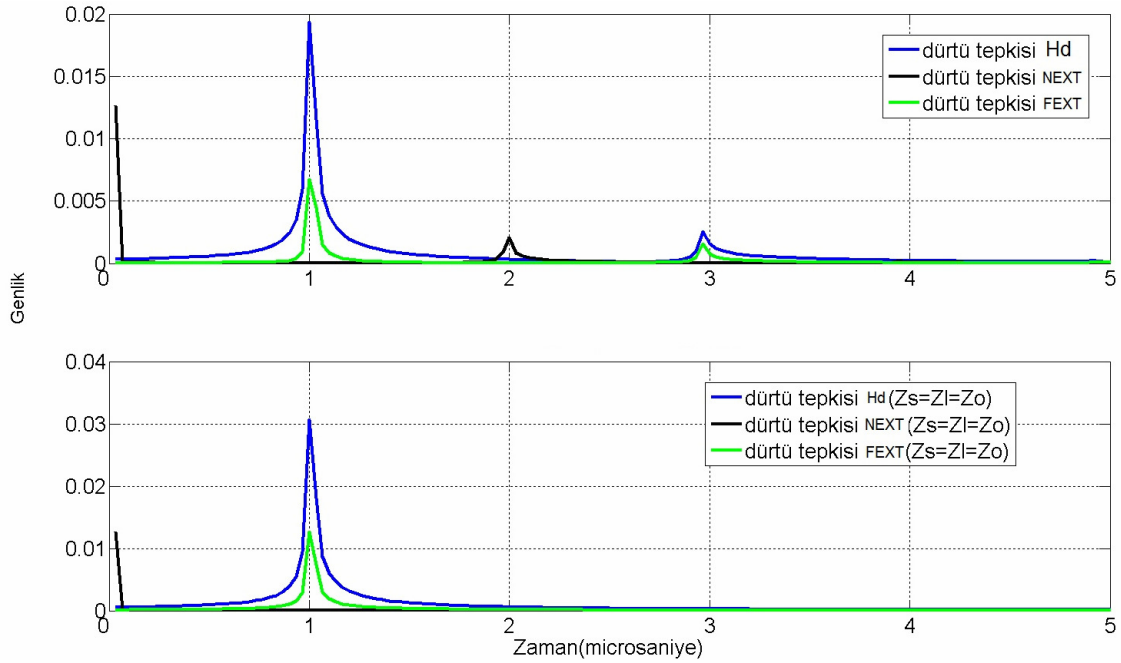
3. Ayırık mod kanal modelinde ise direkt kanal aktarım işlevi H_d , yakın çapraz-karışım işlevi H_{next} , uzak çapraz karışım işlevi H_{fext} Bölüm 3.3.3'te anlatılan yöntemlerle kanal matrisi \mathbf{H} kullanılarak hesaplanmaktadır. Denklem (3.47) NEXT işlevini, Denklem (3.49) FEXT işlevini ve Denklem (3.50) ise direkt aktarım işlevini vermektedir.

Bu kanal modelinde kaynak-yük konfigürasyonun uyumsuz olduğu durumda ve kaynak-yük empedansının karakteristik empedansa eşit olduğu durumlarda aktarım işlevleri bulunmaktadır.



Şekil 5.6: Ayırık Mod Aktarım İşlevleri

Şekil 5.6'da ayırık mod aktarım işlevi H_d , yakın çapraz-karışım (NEXT) işlevi ve uzak çapraz-karışım (FEXT) işlevi, empedansın uyumlu olduğu durumda ve uyumsuz olduğu durumda gösterilmektedir. Ortak mod aktarım işlevlerinde olduğu gibi, empedansın uyumsuz olduğu durumda hattın aktarım işlevlerinde salınımlar görülmektedir. Aktarım işlevleri incelendiğinde direkt aktarım işlevi H_d empedansın uyumlu olduğu durumda, uyumsuz olduğu duruma göre daha iyi sonuç vermektedir. Yakın çapraz-karışım işlevinde ise uyumsuz olduğu durumdaki işlev, uyumlu olduğu durumdaki işlevin etrafında salınım yapmaktadır. Uzak çapraz-karışım işlevinde ise empedansın uyumsuz olduğu durumdaki sonuç uyumlu olduğu duruma göre daha iyi sonuç vermektedir. Direkt kanal aktarım işlevi ve FEXT işlevi frekansla zayıflarken, NEXT işlevi frekansla çok fazla değişmemektedir. Bunun sebebi NEXT girişiminin, ilgilenilen alıcıya göre aynı tarafta yer alan diğer vericilerden bağlaşım yapan sinyallerden kaynaklanmasıdır. Yani NEXT girişimi FEXT girişiminin tersine tüm kablo boyunca iletilen bir sinyal olmadığından hat parametrelerinden ve kablo boyundan çok fazla etkilenmemektedir.



Şekil 5.7: Ayırık Mod Kanal Dürtü Tepkisi

Şekil 5.7'de kanalın dürtü tepkisi verilmektedir. Dürtü tepkisinde kaynak-yük hat uyumu olmadığına meydana gelen yansımalar görülmektedir. Bu sinyaller belirli bir süre sonra hatta sönümleşmektedir. NEXT karışımı hattın ilk başında olduğundan dürtü tepkisi hattın ilk kısmında oluşmakta, FEXT karışımı ve direkt aktarım

işlevi ise hattın sonunda oluşmaktadır. Hat 300 m olduğundan sinyalin hızı yaklaşık ışık hızında olduğundan bu sinyallerin dürtü tepkisi NEXT sinyalinden $1\mu\text{s}$ sonra gerçekleşmektedir. Empedans uyumu olduğu durumda ise hatta yansıyan sinyaller oluşmamaktadır.

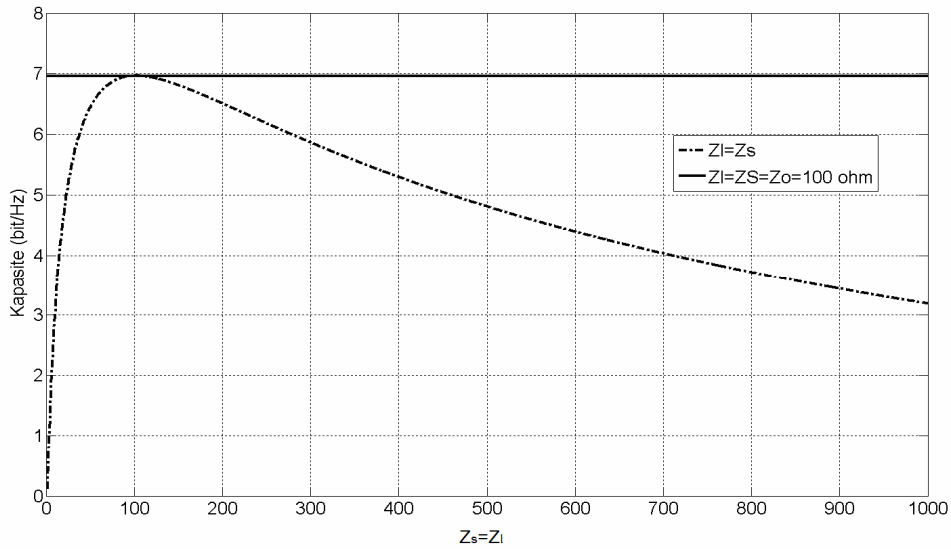
5.4. Kapasitelerin Hesaplanması

Kanal modellerinin kapasite hesapları dördüncü bölümde her bir kanal modeli için verilen denklemlere göre yapılmaktadır. Kaynak empedansı ve yük empedansının kapasiteyi doğrudan etkilediği önceki bölümlerde tartışılmıştır. Bu bölümde ilk olarak optimum kaynak-yük empedansını bulmaya yönelik benzetim sonuçları incelenecektir. Bundan sonra ise kanal kapasiteleri hesaplanacaktır.

5.4.1. Kaynak-Yük Konfigürasyonu

Tek bükülü tel çiftinde analitik olarak, en uygun kaynak-yük empedansının karakteristik empedans olduğu gösterilmiştir.

Şekil 5.8'de yapılan benzetimde 1 MHz'de kaynak-yük empedansı 0–1000 ohm arasında değiştirilmektedir. Maksimum kapasiteye kaynak-yük empedansının karakteristik empedansa eşit olduğu durumda ulaşmaktadır. Bu durum analitik çözümlü doğrulamaktadır.



Şekil 5.8: 1 MHz'de Kaynak-Yük Konfigürasyonuna Göre Kapasite Değişimi

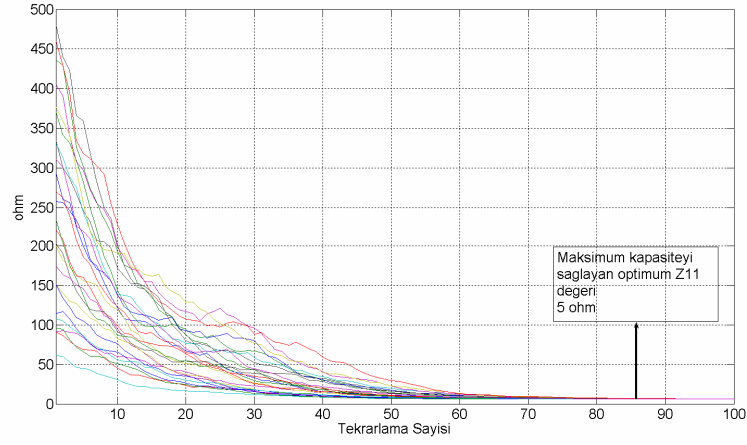
Çok telli iletim hatlarında ise optimum kaynak-yük konfigürasyonunun karakteristik empedans matrisi olmadığı Bölüm 4'te gösterilmiştir. Uygun kaynak-yük empedans matrisini bulabilmek için evrimsel bir optimizasyon algoritması olan parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) kullanılabilir. Bölüm 4.2.1'de anlatılan PSO algoritmasına göre 6 boyutlu 50000 parçacık tanımlanarak, maksimum 100 tekrarlama optimum değerlere ulaştığı gözlemlendi.

Şekil 5.9a-f'de 50000 parçacığın içinden rastgele seçilen 25 parçacığın tamamının belirli bir tekrarlama sonrasında optimum değere ulaştıklarını göstermektedir. PSO algoritmasının sonucunda optimum kaynak-yük matrisi Denklem (5.13)'te verilmektedir. Çizelge 5.1 bazı alt taşıyıcılarda PSO algoritmasının çalıştırılması sonucunda elde edilen optimum kaynak-yük matrisini ve karakteristik empedansa göre sağladığı kazancı ifade etmektedir.

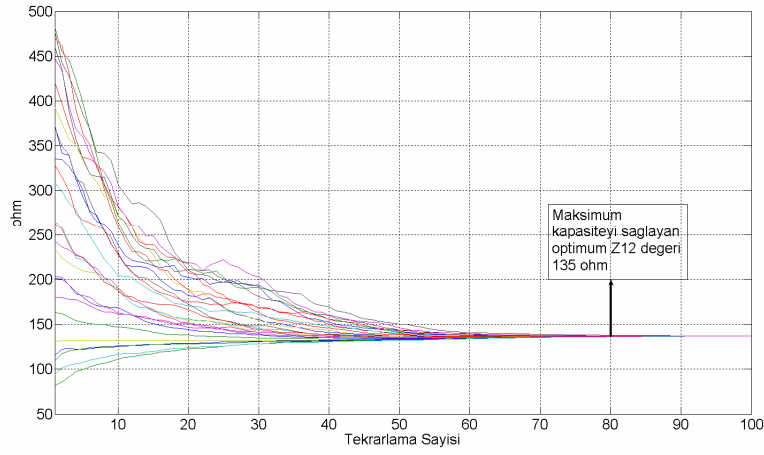
$$\mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_s = \begin{bmatrix} 5 & 135 & 245 \\ 135 & 150 & 180 \\ 245 & 180 & 265 \end{bmatrix} \text{ ohm} \quad (5.13)$$

Çizelge 5.1: PSO Yöntemine Göre Bazı Altaşıyıcılarda Elde Edilen Optimum Kaynak-Yük Matrisi ve Sağladığı Kazançlar

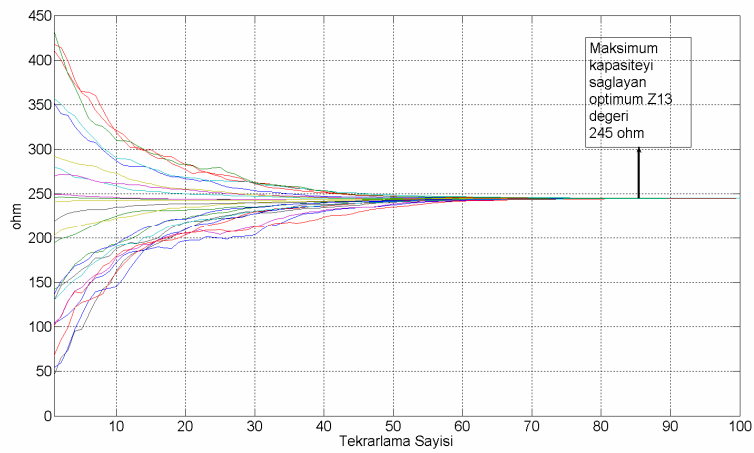
Frekans	Optimum Matris	Karakteristik Empedans Matrisine Göre Sağladığı Kazanç
1 MHz	$\mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_s = \begin{bmatrix} 5 & 135 & 245 \\ 135 & 150 & 180 \\ 245 & 180 & 265 \end{bmatrix} \text{ ohm}$	0.25 bit/s/Hz
5 MHz	$\mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_s = \begin{bmatrix} 15 & 67 & 280 \\ 67 & 145 & 210 \\ 280 & 210 & 240 \end{bmatrix} \text{ ohm}$	0.15 bit/s/Hz
50 MHz	$\mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_s = \mathbf{Z}_0 = \begin{bmatrix} 100 & 45 & 55 \\ 45 & 155 & 110 \\ 55 & 110 & 165 \end{bmatrix} \text{ ohm}$	0 bit/s/Hz



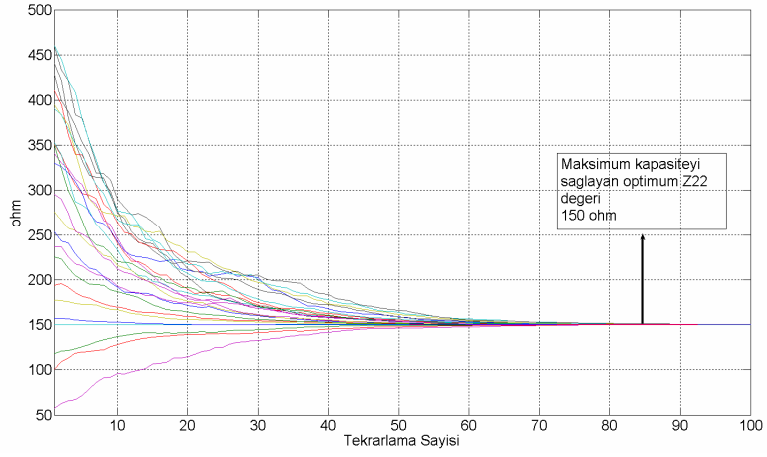
Şekil 5.9a: Z_{11} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri



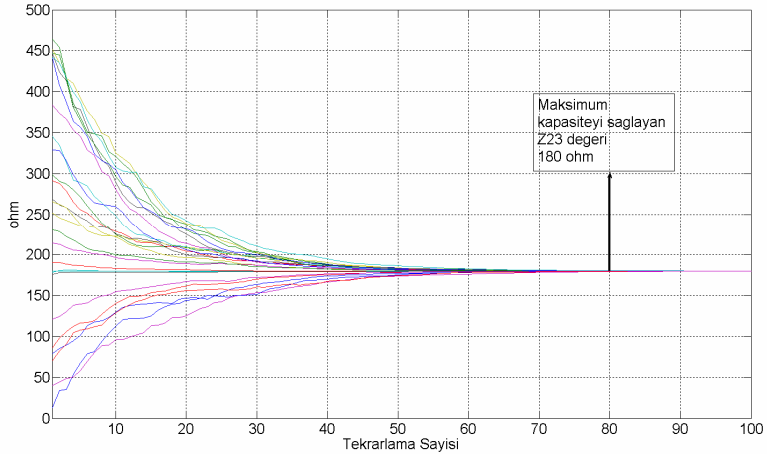
Şekil 5.9b: Z_{21} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri



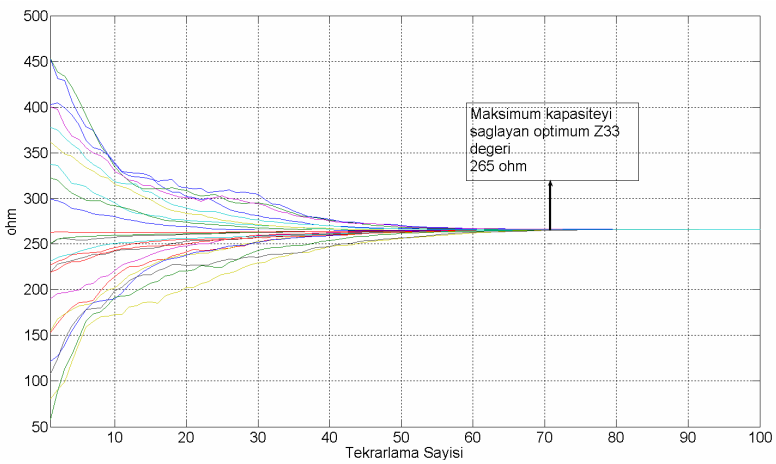
Şekil 5.9c: Z_{13} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri



Şekil 5.9d: Z_{22} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri

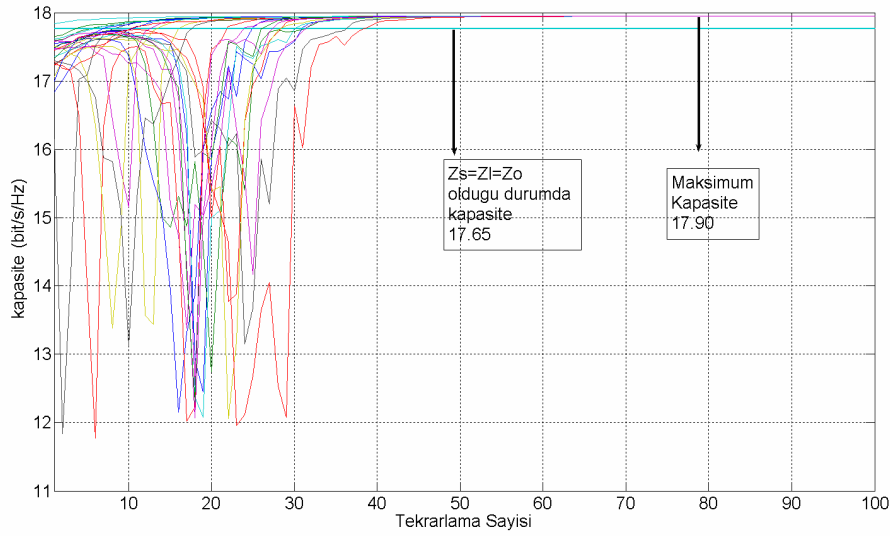


Şekil 5.9e: Z_{23} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri



Şekil 5.9f: Z_{33} 25 Parçacığın Yakınsama Değeri

PSO algoritmasının sonucunda elde edilen maksimum kapasite Şekil 5.10'da verilmektedir.

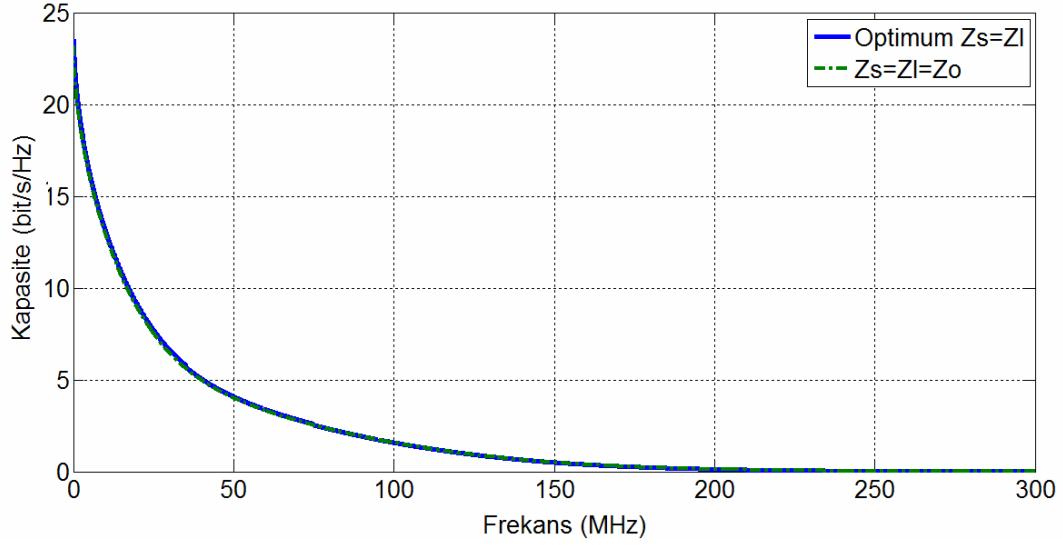


Şekil 5.10: 25 Parçacığın Ulaştığı Maksimum Kapasite Değeri

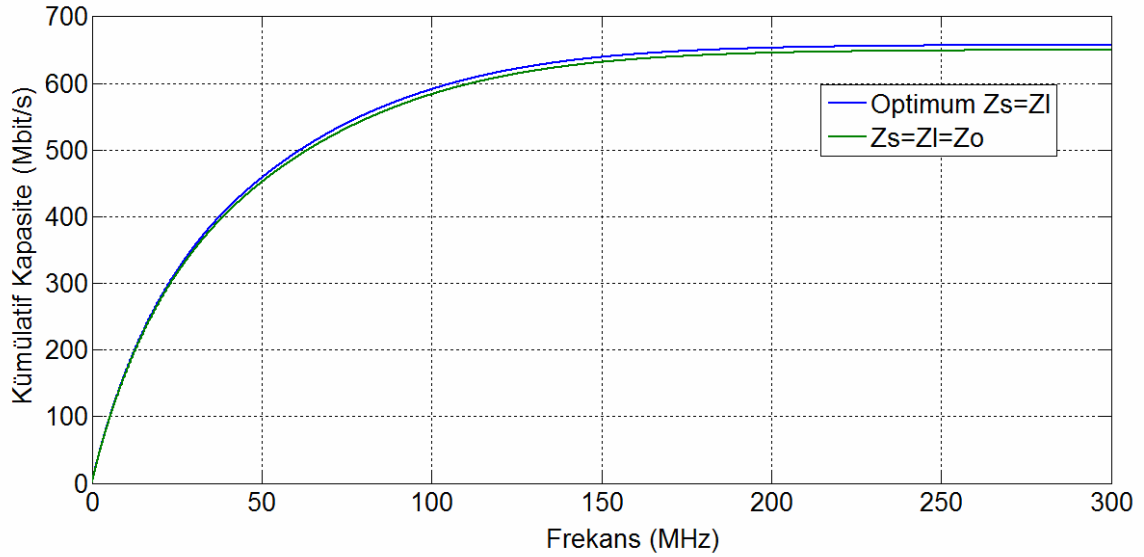
Optimum kaynak-yük matrisinin sağladığı maksimum kapasite 1 MHz'de 17.90 bit/s/Hz olmaktadır. Kaynak-yük matrisinin karakteristik empedansa eşit olduğu durumda ise kapasite 17.65 bit/s/Hz olmaktadır. Benzer bir çalışma 5 MHz, 50 MHz, 100 MHz, 200 MHz'de yapılmıştır. Bu çalışmalar sonucunda 50 MHz'de maksimum kapasiteyi karakteristik empedansa eşit olan kaynak-yük empedansı sağlarken, 5 MHz'de ise karakteristik empedansa sahip konfigürasyona göre 0.15 bit/s/Hz'lik artış olmuştur. 5 MHz'de optimum kaynak-yük empedansı Denklem (5.14)'te verilmektedir.

$$\mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_s = \begin{bmatrix} 15 & 67 & 280 \\ 67 & 145 & 210 \\ 280 & 210 & 240 \end{bmatrix} \text{ ohm} \quad (5.14)$$

PSO algoritması yaklaşık 30 dakikada sonuç vermektedir. 0–300 MHz aralığında 4 KHz'lik bant genişliğine sahip 75000 alt taşıyıcı bulunmaktadır. Algoritmanın çalışma süresinin çok uzun olmasında dolayı, bütün alt taşıyıcılarda bu algoritma ile sonuç elde etmek mümkün değildir. Bunun yerine bazı alt taşıyıcılarda çalıştırılarak eğri uydurma yöntemi ile sonuç elde edilmeye çalışılmıştır. Şekil 5.11 ve 5.12'de elde edilen sonuçlar gösterilmektedir.



Şekil 5.11: PSO Kapasite Artışı



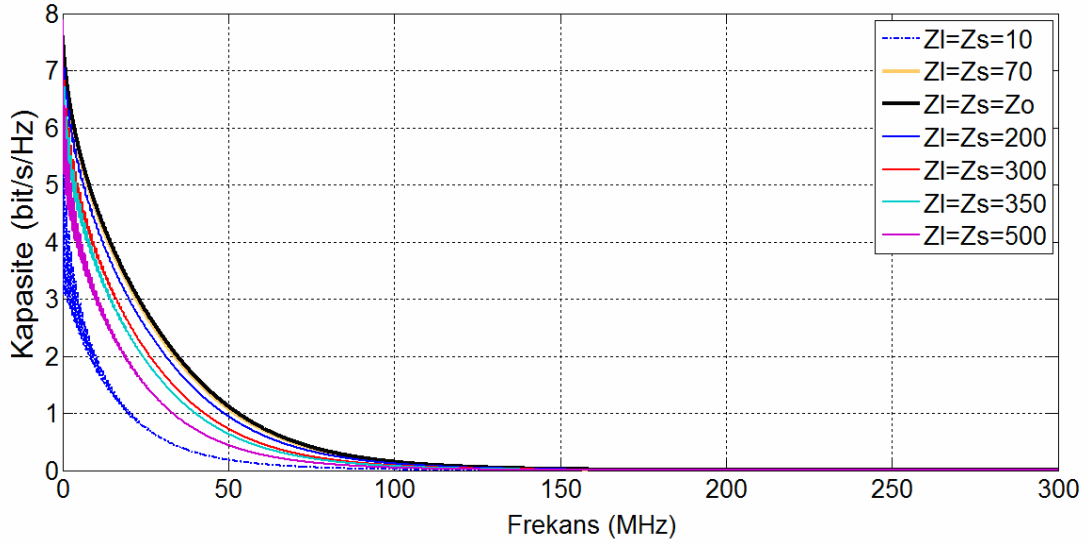
Şekil 5.12: PSO Kümülatif Kapasite Artışı

Şekil 5.11 ve 5.12'den görüldüğü gibi kümülatif kapasitede yaklaşık 5 Mbit/s artış sağlanmaktadır. Bu kaynak-yük konfigürasyonunun karakteristik empedans matris seçilmesi durumuna göre %0.76 artış sağlamaktadır. PSO sonucunda elde edilen kaynak-yük matrisi her alt taşıyıcıda farklıdır ve kümülatif kapasiteyi çok fazla arttırmamaktadır. Bu sonuçlara göre çok telli iletim hatları için karakteristik empedans matrisinden daha iyi bir sonlandırma vardır, fakat bu kümülatif kapasiteyi çok

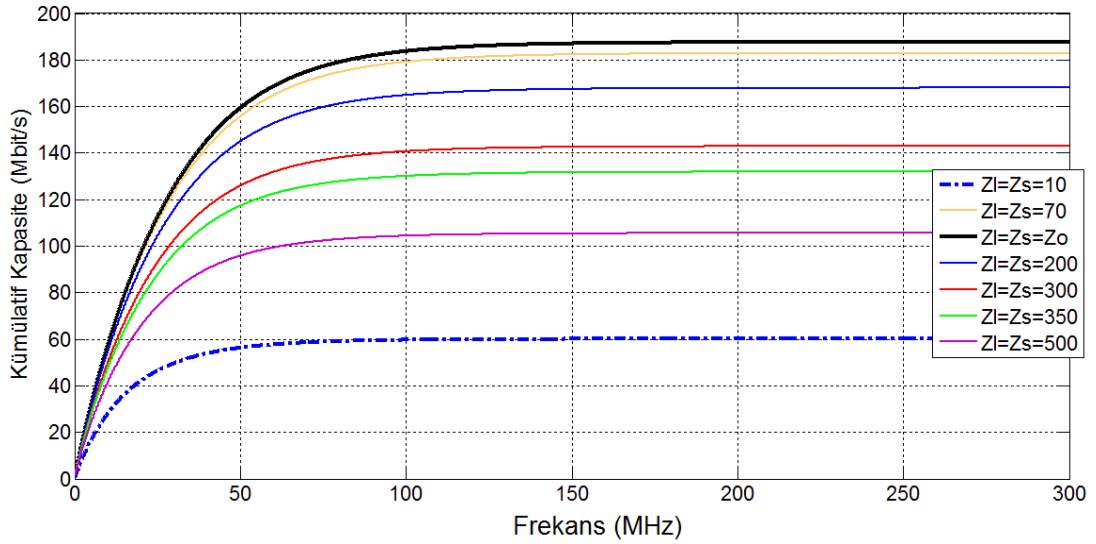
fazla değiştirmemektedir. Karakteristik empedans matris çok telli iletim hatları için de iyi bir kaynak-yük matrisi olarak kabul edilebilir.

5.4.2. Kanal Modellerinin Kapasite Hesapları

Tek bükülü tel çiftinde çeşitli kaynak-yük konfigürasyonlarına göre kapasite grafiği Şekil 5.13'te kümülatif kapasite Şekil 5.14'te verilmektedir.



Şekil 5.13: Tek Bükülü Tel Çiftinde Kapasite



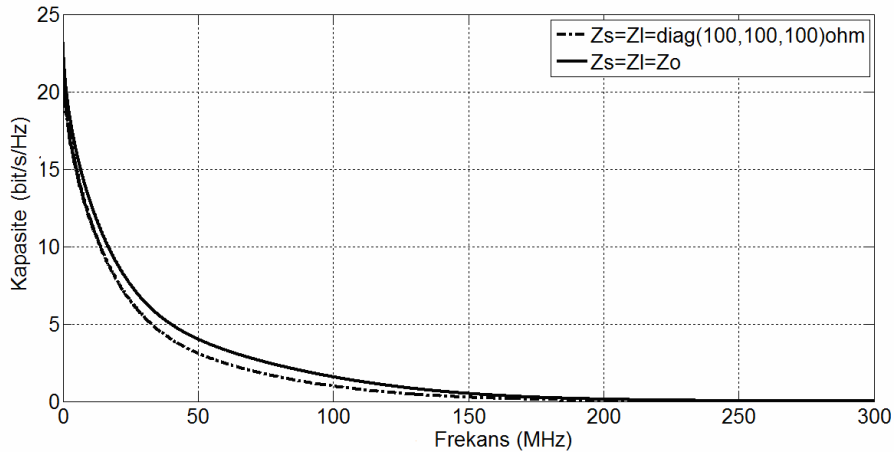
Şekil 5.14: Tek Bükülü Tel Çiftinde Kümülatif Kapasite

Tek bükülü tel çiftinde en iyi kapasite kaynak-yük konfigürasyonunun karakteristik empedansa eşit olduğu durumda sağlanmaktadır. Şekil 5.14'te kaynak-yük empedansları içerisinde 10 ohm olduğu en kötü konfigürasyona göre kümülatif kapasite

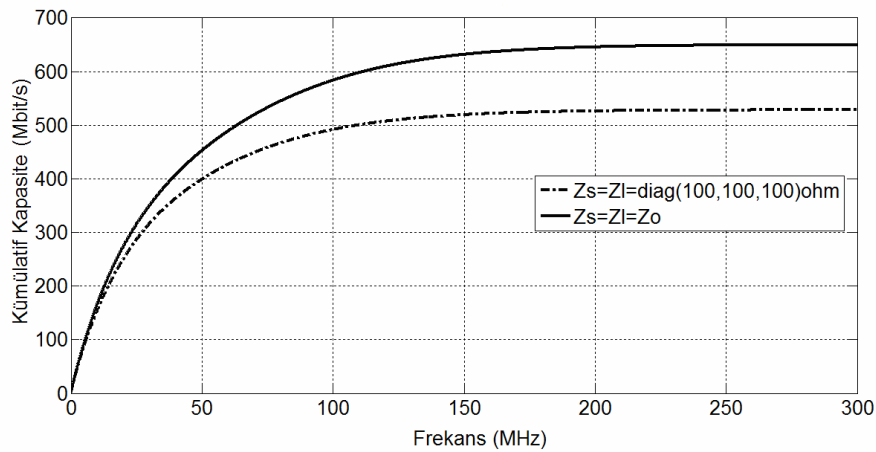
tede 3 kat artış sağlamaktadır. Bu durum kaynak-yük konfigürasyonunun kapasite üzerinde ne denli etkili olduğunu göstermektedir.

Şekiller 5.13 ve 5.14'ten görüleceği gibi tek bükülü tel çiftinde 100 MHz'den sonra kapasitede belirgin bir artma gözükmemektedir. Bu durum sinyal gürültü oranının 30 dB olduğu durumda 24 AWG türünde 300 metre uzunluğa sahip tek bükülü tel çiftinde 100 MHz'e kadar veri iletimi yapılabileceğini göstermektedir.

Çok telli iletim hatlarında ise ortak mod modellemedeki kapasite sonuçları Şekil (5.15)'te, kümülatif kapasite sonuçları ise Şekil (5.16)'da verilmektedir. Bu şekiller dört telin tek kullanıcıya tahsis edildiği durumda gerçekleştirilmektedir.



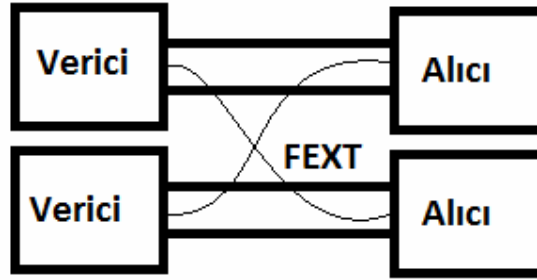
Şekil 5.15: Ortak Mod Kapasite



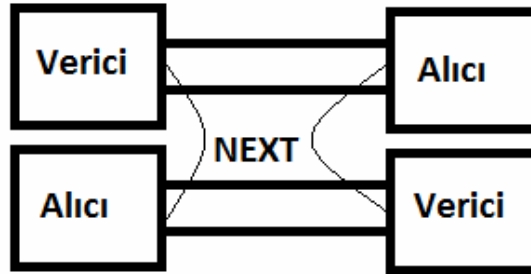
Şekil 5.16: Ortak Mod Kümülatif Kapasite

Kaynak-yük konfigürasyonunun karakteristik empedans matrisine eşit olduğu durumda ve kaynak-yük konfigürasyonunun $Z_s = Z_l = \text{diag}(100, 100, 100) \text{ohm}$ olduğu durumda kapasite hesapları Bölüm 4'te verilen formüllere göre yapılmıştır. Kümülatif kapasite empedans uyumunun sağlandığı durumda yaklaşık 130 Mbit/s daha fazladır, bir başka ifadeyle yaklaşık kapasitede 25%'lik artış sağlamaktadır. Bu yapıda 150 MHz'e kadar veri iletişimi yapılabilir. Bu frekansın üzerinde kapasite artmamaktadır.

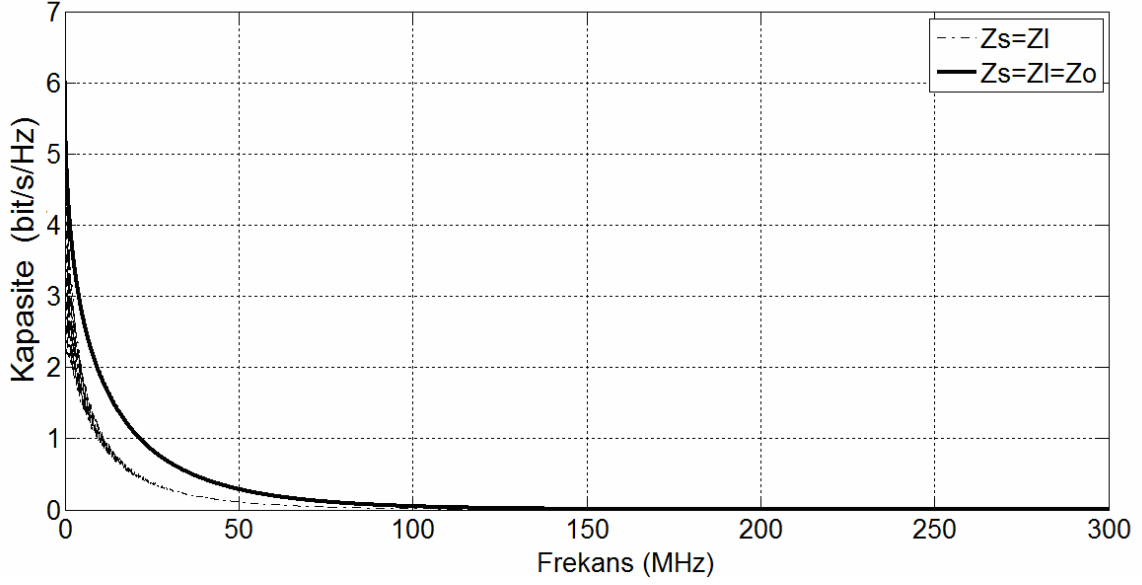
Ayrık mod modellemede ise dört tel çifti iki kullanıcıya tahsis edilmektedir. Bu modellemede iki senaryo mevcuttur. İlki vericilerin aynı tarafta olduğu Şekil 5.17'deki senaryodur. Bu durumda hatta FEXT girişimi oluşmaktadır. İkinci senaryo ise Şekil 5.18'de verilen vericilerin farklı tarafta ya da verici ve alıcının aynı tarafta bulunduğu durumdur. Bu senaryoda ise NEXT girişimi etkin olmaktadır. Kapasite hesaplamaları tek bir kullanıcı için gerçekleştirilmektedir.



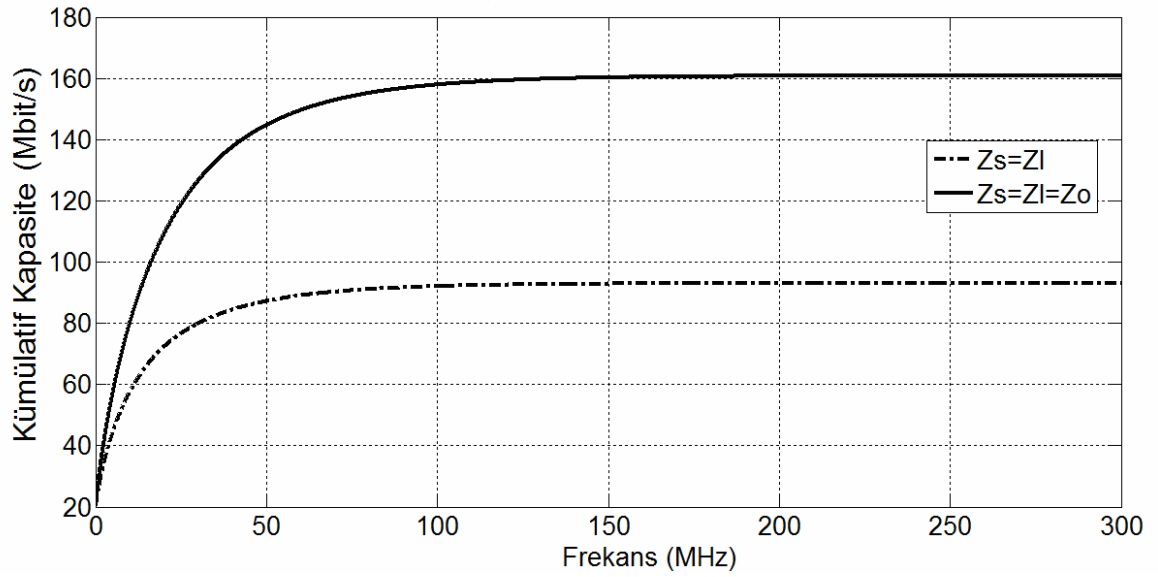
Şekil 5.17: Vericilerin Aynı Tarafta Olduğu Durum



Şekil 5.18 Vericilerin Farklı Tarafta Olduğu Durum

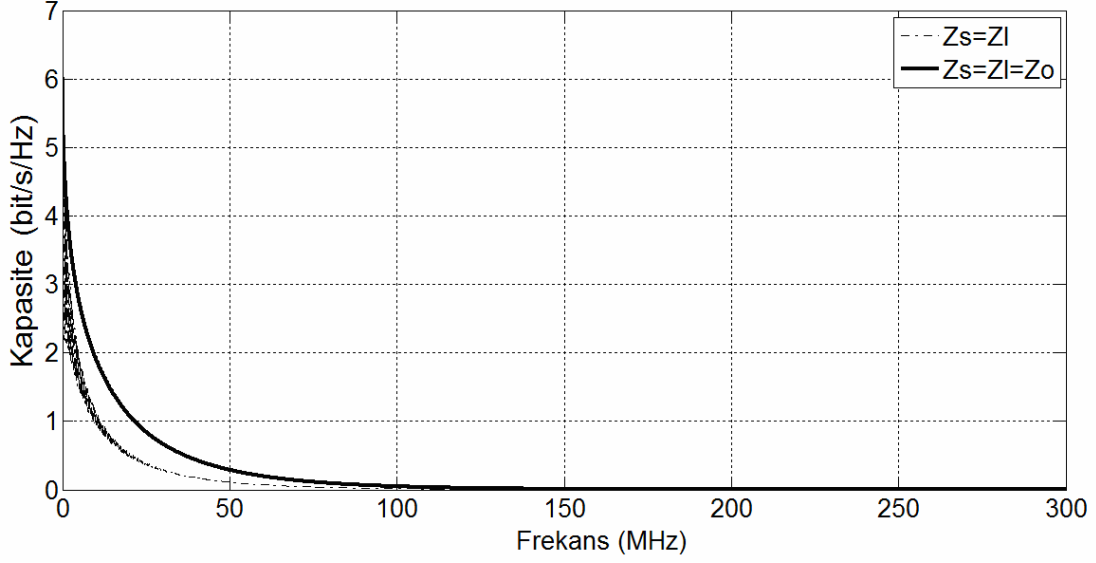


Şekil 5.19: Ayrık Mod Modellemede Kapasite (Vericilerin Aynı Tarafta Bulunduğu Durumda)

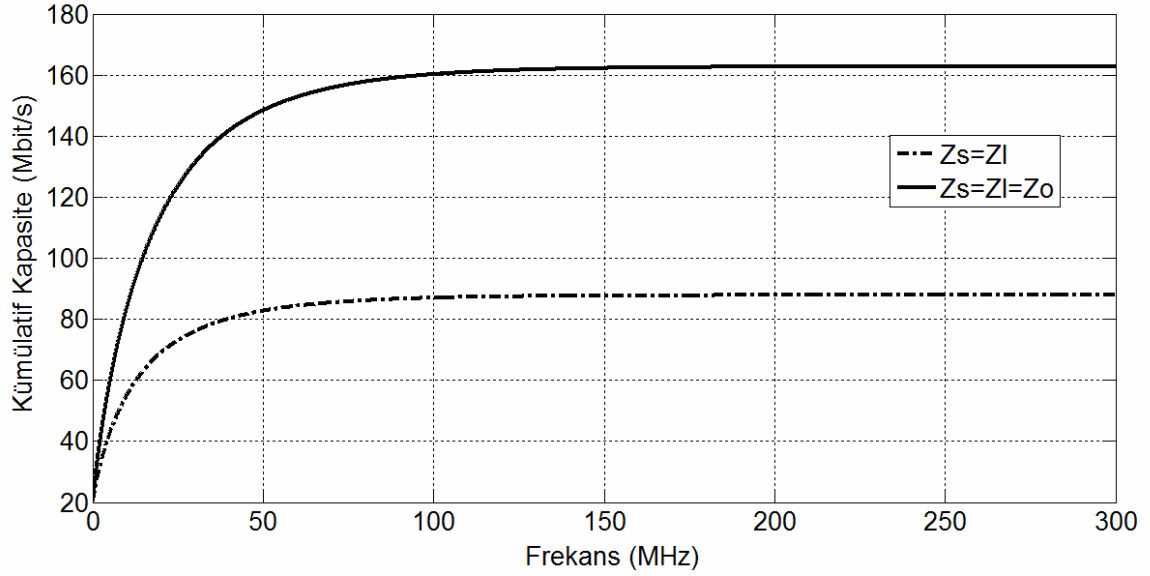


Şekil 5.20: Ayrık Mod Modellemede Kümülatif Kapasite (Vericilerin Aynı Tarafta Bulunduğu Durumda)

Şekiller 5.19 ve 5.20 ayrık mod modellemede vericilerin aynı tarafta bulunduğu senaryoya göre hesaplanmış kapasite ve kümülatif kapasite grafiklerini göstermektedir. Kaynak–yük konfigürasyonunun karakteristik empedansa eşit olduğu ve eşit olmadığı durumlarda hesaplamalar gerçekleştirilmektedir.



Şekil 5.21: Ayrık Mod Modellemede Kapasite (Vericilerin Farklı Tarafıta Bulunduğu Durumda)



Şekil 5.22: Ayrık Mod Modellemede Kümülatif Kapasite (Vericilerin Farklı Tarafıta Bulunduğu Durumda)

Şekiller 5.21 ve 5.22 ayrık mod modellemede vericilerin farklı tarafta bulunduğu senaryoya göre hesaplanmış kapasite ve kümülatif kapasite grafiklerini göstermektedir. Kaynak–yük konfigürasyonunun karakteristik empedansa eşit olduğu ve eşit olmadığı durumlarda hesaplamalar gerçekleştirilmektedir.

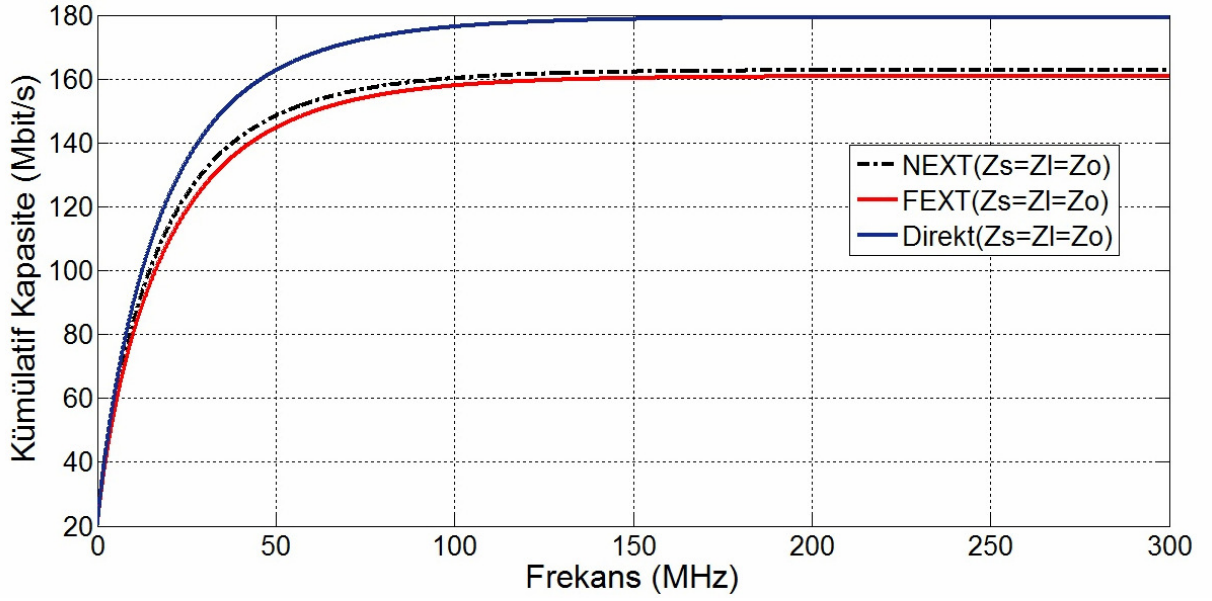
Her iki senaryoda da tek kullanıcı için kapasite hesaplanmıştır. Kaynak-yük konfigürasyonunun karakteristik empedansa eşit olması durumunda kapasite yaklaşık olarak 75% artmaktadır. Bu modellemede 100 MHz'in üzerinde kapasite artışı gerçekleşmemektedir.

NEXT ve FEXT girişimlerinin etkisini gösterebilmek için kaynak-yük konfigürasyonunun karakteristik empedansa eşit olduğu durumda, şu yöntem izlenmiştir.

1. Tek kullanıcı olduğu bir senaryo düşünülmüştür. Bu durumda kanalda FEXT ve NEXT girişimleri bulunmaz. Kanalın kapasitesi hesaplanmıştır.
2. Şekil 5.17'de verilen senaryoda ikinci bir kullanıcı ilave edilmiştir. Bu durumda ikinci kullanıcının birinci kullanıcı üzerinde yarattığı FEXT girişimi olacaktır. Kanalın kapasitesi hesaplanmıştır. Kanal kapasitesi birinci duruma göre azalmıştır. Bu bize FEXT girişiminin kanal kapasitesini ne kadar etkilediğini göstermektedir.
3. İkinci durumda eklenen kullanıcı kaldırılarak Şekil 5.18'de verilen senaryoda ikinci bir kullanıcı ilave edilmiştir. Bu durumda ikinci kullanıcının birinci kullanıcı üzerinde yarattığı NEXT girişimi olacaktır. Kanalın kapasitesi hesaplanmıştır. Kanal kapasitesi birinci duruma göre azalmıştır. Bu bize NEXT girişiminin kanal kapasitesini ne kadar etkilediğini göstermektedir. Hesaplanan kanal kapasiteleri Şekil 5.23'te verilmektedir.

Şekil 5.23'ten görüleceği gibi hatta NEXT ve FEXT girişimi bulunmazken 180 Mbit/s kapasiteye ulaşılmaktadır. Kanalda yalnız FEXT girişimi etkin olunca kapasite 160 Mbit/s'ye, yalnız NEXT girişimi etkin olunca 162 Mbit/s'ye düşmektedir. Buda çapraz karışımların yaklaşık kanal kapasitesi üzerinde 10%'luk bir etkiye sahip olduğunu göstermektedir.

Ayrık mod modellemede NEXT ve FEXT girişimi etkin olmadığı durumda, yani dört telin olduğu fakat tek bir kullanıcının olduğu durumda kapasite 180 Mbit/s çıkmakta iken tek bükülü tel çiftinde kaynak-yük konfigürasyonunun karakteristik empedansa eşit olduğu durumda 182 Mbit/s çıkmaktadır. Bu durum bir kablo demeti içinde üzerinden sinyal ileilmeyen tel çiftlerinin kapasiteyi olumsuz etkilediğini göstermektedir.



Şekil 5.23: NEXT ve FEXT'in Kümülatif Kapasiteye Etkisi

Ortak mod modellemede kapasite, ayrık mod modellemeye göre çok daha yüksektir. Çünkü ortak mod modelleme tellerden bir tanesi referans seçilerek üç tel üzerinde iletişim gerçekleştirilmekte, ayrık mod modellemede ise tellerden iki tanesi referans seçilerek kalan iki tel üzerinden iletişim gerçekleştirilmektedir. Buda bize ortak mod modellemede kablonun koruma kılıfının referans seçilmesiyle daha yüksek bir kapasiteye ulaşılabileceğini göstermektedir.

Sonuç olarak Bölümde 2, 3 ve 4'te anlatılan yöntemlere göre benzetimler yapılmış ve elde edilen sonuçların analitik sonuçları desteklediği görülmüştür. Kanal kapasitelerinin kaynak-yük konfigürasyonuna göre çok fazla değiştiği yapılan benzetimlerde gösterilmiştir. Karakteristik empedansa uyumlu kaynak-yük konfigürasyonu ortak mod modellemede 25%'lik artış sağlarken ayrık mod modellemede bu oran 75%'lere ulaşmaktadır. Çok telli iletim hatlarında tek telli iletim hatlarında olan durumun tersine karakteristik empedans matrisinden daha iyi kapasite sağlayan kaynak-yük matrisi olduğu, fakat bunun kapasite üzerinde çok fazla artış sağlamadığı gösterilmiştir. NEXT ve FEXT girişimleri kapasite üzerinde büyük etkileri olduğu gösterilmiş ve yapılan benzetimlerde kapasitede yaklaşık 10%'luk azalmaya neden olmaktadır.

6. SONUÇ

Kablo demetleri birçok iletişim sisteminde iletişim kanalı olarak kullanılmaktadır. Sistemlerin iletim kapasitesini kablo demetinin oluşturduğu iletim kanalının yapısı belirlemektedir. Kavramsal olarak, eğer çok girdili çok çıktılı iletişim yöntemleri kullanıldığı zaman, haberleşme kuramları yüksek veri hızlarına ulaşılabileceğini belirtmektedir.

Çok girdili çok çıktılı kanal modelinin temelini çok telli iletim hatları kuramı, elektromanyetik kurama dayanarak hesaplanan parametreler ve yapılan ölçümlerden elde edilen veriler oluşturmaktadır. Bu modelde kablonun türüne, kablonun geometrik tanımına, kaynak-yük konfigürasyonuna bağlı olarak frekansın işlevi olan kanal matrisi elde edilmektedir. Kanal matrisi kullanılarak kanalın direkt aktarım işlevleri, çapraz karışımlar ve kanalın kapasitesi belirlenmektedir.

Bölüm 2'de iletim hatlarının yapısı, hangi parametreler bağlı olduğu ve parametrelerin nasıl bulunacağı incelenmiştir. Çok telli iletim hatlarının parametrelerinin iki telli iletim hatlarında yapılan ölçümlerden türetilebileceği gösterilmiştir. Karakteristik empedans ve yayılım sabiti tanımları yapılmıştır.

Bölüm 3'te çok telli iletim hatlarının modellenmesi anlatılmıştır. Kablo demetlerinin ortak mod ve fark mod olarak modellenebileceği gösterilmiştir. İki model arasındaki ilişki verilmiştir. Ortak mod modellemede elde edilen kanal matrisi ve ayrık mod modellemede elde edilen aktarım işlevlerinin kuramsal olarak elde edilmesi anlatılmıştır. Kaynak-yük konfigürasyonunun kanal matrisi üzerinde etkisi gösterilmiştir.

Bölüm 4'te kanal modellerinin kapasitelerinin hesaplanması anlatılmıştır. Kapasite hesaplama denklemleri verilmiştir. Kapasiteyi maksimum yapan en uygun kaynak-yük konfigürasyonunun ne olabileceği tartışılmıştır. İki telli iletim hattında en uygun kaynak-yük konfigürasyonunun karakteristik empedans olduğu analitik olarak gösterilmiştir. Çok telli iletim hatlarında ise analitik olarak çözmek mümkün olmadığından, iki telli iletim hatlarında olduğu gibi karakteristik empedans matrisinin optimum kaynak-yük konfigürasyonu olabileceği düşünülerek nümerik olarak ispatlanmaya çalışılmıştır. Fakat nümerik yöntemler çok telli iletim hatlarında karakteristik empedansın optimum kaynak-yük konfigürasyonu olmadığını göstermiştir.

Parçacık sürüsü optimizasyon tekniği ile çok telli iletim hatlarında optimum kaynak-yük konfigürasyonu bulunabileceği anlatılmıştır.

Bölüm 5'te kuramsal olarak elde edilen kanal modelinin, bilgisayar ortamında benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Benzetimler dört telli bir kablo demeti kullanılarak yapılmıştır. Yapılan benzetimlerde karakteristik empedansın yüksek frekanslarda sabit kaldığı gösterilmiştir. Bükülü tel çifti kablolarında sabit bir frekansta bir burğu periyodu boyunca karakteristik empedansın değiştiği gösterilmiştir. Ortak mod ve ayrık mod modellemesinde elde edilen kanal aktarım işlevi ve çapraz-karışım işlevleri çeşitli kaynak-yük konfigürasyonuna göre benzetimlerle hesaplanmıştır. Kuramsal olarak elde edilen kapasite denklemlerine göre kanal modellerinin kapasite hesapları yapılmıştır. İki telden oluşan bir bükülü tel çiftinde en uygun kaynak-yük konfigürasyonun karakteristik empedans olduğu benzetimlerle gösterilmiştir. Karakteristik empedansa eşit seçilen kaynak-yük empedansının iki telli bir iletim hattında kapasiteyi yaklaşık üç kat arttırdığı sonucuna varılmıştır. Çok telli iletim hatlarında ortak mod modellemede, kaynak-yük konfigürasyonunun karakteristik empedansa eşit olduğu durumda, kaynak-yük konfigürasyonunun $diag(100,100,100)$ ohm olarak seçilen duruma göre 25% oranında artış sağlamıştır. Ayrık mod modellemede ise bu oran 75% olmuştur. Çok telli iletim hatlarında PSO algoritması kullanılarak rastgele seçilen alt taşıyıcılarda optimum kaynak-yük konfigürasyonu araştırılmıştır. Karakteristik empedans matrisinden iyi olan kaynak-yük empedansının bazı alt taşıyıcılarda bulunduğu sonucuna varılmıştır. Bulunan optimum kaynak-yük matrisinin her alt taşıyıcıda farklı olduğu tespit edilmiştir. Optimum kaynak-yük empedanslarına göre bazı varsayımlar yapılarak kapasite hesabı yapılmıştır. Karakteristik empedans matrisine eşit olan kaynak-yük konfigürasyonu 650 Mbit/s kümülatif kapasiteye sahip olurken, optimum kaynak-yük konfigürasyonu ile yapılan kapasitenin yaklaşık 5 Mbit/s artış sağladığı gösterilmiştir. Elde edilen optimum kaynak-yük matrisinin her frekansta değişmesi ve kapasite üzerinde yaklaşık 0.76%'lık artış sağlamasından dolayı, çok telli iletim hatlarında karakteristik empedansın kapasite için iyi bir kaynak-yük konfigürasyonu olabileceği sonucuna varılmıştır.

Son olarak bu tezde yapılan çalışmalar sonucunda, gelecekte şu çalışmalar yapılabilir:

1. Güncel kablolu iletim hattını kullanan sistemler, örneğin xDSL, belirli bir dar bant aralığından ziyade geniş bantta çalışmaktadır. Frekansa ve kablonun yapısına bağımlı olarak hattın parametreleri değişmekte, bu durumda hattın karakteristik empedansını frekansa ve kablonun yapısına bağımlı hale getirmektedir. Hattın kaynak ve yük empedansları, frekansa ve kablo yapısına bağımlı olarak değişen karakteristik empedansa uyumlanabilirse hattın kapasitesinde kayda değer artışlar gözlenebilmektedir. Uyarlamalı bir şekilde çalışan devreler tasarlanıp geliştirilerek, kablolu iletim alt yapısını kullanan teknolojilerin hızlarında büyük bir artış söz konusu olabilir. Bu durumda mevcuttan daha yüksek hızlı veri iletiminin mevcut hatlar kullanılarak devam etmesini sağlamaktadır.
2. Çok telli iletim hatlarında kanalın kapasitesini belirleyen etkenlerden biride çapraz-karışımlardır. ADSL (asimetrik sayısal abone hattı) teknolojisinde yukarı yönlü iletişim ve aşağı yönlü iletişim için farklı frekans bantları kullanıldığından yakın çapraz-karışım sistemin kapasitesini çok fazla etkilemez. Uzak çapraz-karışım kapasiteyi doğrudan belirleyen girişimdir. Dinamik izge idaresi metodu kullanılarak tüm kullanıcılara gönderilen sinyaller kontrol edilerek, çapraz-karışımların olumsuz etkisi azaltılarak kanal kapasitesi üzerinde artışlar sağlanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] C. R. Paul, Analysis of Multiconductor Transmission lines. Hoboken, NJ: Wiley, 1994.
- [2] B. Lee, "Binder MIMO channel" Doktora Tezi, Dept. Electr. Eng., Stanford Univ., Stanford, CA, 2004.
- [3] U. S. Inan, A. S. Inan, Engineering Electromagnetics. Addison Wesley, 1999.
- [4] J. A. B. Faria, Multiconductor Transmission-line Structures. New York: Wiley, 1993
- [5] C.Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility, Wiley Interscience, 1992.
- [6] T. Starr, J. M. Cioffi, and P. J. Silverman, Understanding Digital Subscriber Line Technology. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1999.
- [7] A. J. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, Capacity Limits of MIMO Channels, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Sayı 21, No. 5, sf. 684-702, Haziran 2003.
- [8] R. E. Matick, Transmission Lines for Digital and Communication Networks, New York: IEEE Press, 1995, sf. 54 – 55
- [9] J. Cioffi, B. Lee, M. Mohseni, M. H. Brady, K. Seong, and Y. Kim, "Evolving channel modeling text for section 5.1 of DSM report," ANSI Contribution T1E1.4/2003-033R2, Agustos 2003.
- [10] S. O. Rice, "Steady state solutions of transmission line equations," Bell Syst. Tech. J., Sayı 20, sf. 131–178, Nisan 1941
- [11] Taher Eb. Abdelgawad, MSc., Prof.Zdenek Smekal, "Twisted-Pair Channel Modeling for xDSL Applications", Brno University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and communications, 2008.

- [12] Vincent Le Nir, Marc Moonen, "Study and optimisation of the common mode exploitation for xDSL application", 2006.
- [13] T.Magesacher, W. Henkel, G. Taubck, , and T. Nordstrm, "Cable measurements supporting xdsl technologies," Journal e&i Elektrotechnik and Informationstechnik, Sayı 199, no. 2, sf. 37–42, Şubat 2002.
- [14] T.Starr, M. Sorbara, J. M. Cioffi, and P. J. Silverman, DSL Advances. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 2003.
- [15] V.Prasad Kodali, Engineering Electromagnetic Compatibility, IEEE Press, 1996.
- [16] B.Lee, J. M. Cioffi, S. Jagannathan, K. Seong, Y. Kim, M. Mohseni, and M. H.Brady, "Binder MIMO channel," IEEE Transactions on Communications, Sayı 55, no. 8, sf. 1617–1628, Agustos 2007.
- [17] G.Ginis and J. M. Cioffi, "Vectored transmission for digital subscriber line systems," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Sayı 20, no. 5, sf. 1085–1104, 2002.
- [18] C.Valenti, "NEXT and FEXT models for twisted-pair north american loop plant," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Sayı 20, no. 5, sf. 893–900, 2002.
- [19] J.Lee, "Modeling and characterization of copper access systems," Doktora Tezi, Dept. Electr. Eng., Stanford Univ., Stanford, CA, 2002.
- [20] D.Zanatta Filho, R. R. Lopes, R. Ferrari, M. B. Loiola, R. Suyama, G. C. C. P.Simoes,C. Wada, J. M. T. Romano "The Capacity Of Binders For Mimo Digital Subscriber Lines", School of Electrical and Computer Engineering University of Campinas, 2006.
- [21] F.Hassoun, R. Tarafı, A. Zeddıam "Calculation of Per-Unit-Length parameters for Shielded and Unshielded twisted pair cables", France Télécom R&D RESA/FACE, 2006.

- [22] S.Tamer, C.Karakuzu, "Parçaçık Sürüsü Optimizasyon Algoritması ve Benzetim Örnekleri", Kocaeli Üniversitesi, Müh. Fak, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği. Elektrik Mühendisleri Odası, Temmuz 2006.
- [23] <http://www.celticplus.eu/Projects/Celticprojects/Call6/4GBB/4gbb-default.asp>
- [24] John A. C. Bingham, ADSL, VDSL, and Multicarrier Modulation. New York: John Wiley and Sons, Inc, 2000.
- [25] M. Ding, "Channel equalization to achieve high bit rates in discrete multitone systems," Doktora Tezi, University of Texas at Austin, Ağustos. 2004.
- [26] Shi,Y. And Eberhart,R.C."Parameter selection in particle swarm optimization" Evolutionary Programming VII: Proc. EP 98 sf. 591-600. Springer Verlag, New York. 1998.
- [27] Ing. Pavel Silhavy & Ing. Radim Ciz: Computer Model of Telecommunication Access Network for xDSL Applications. Rapor.
- [28] Dr. Walter Y. Chen: DSL Simulation Techniques and Standards Developments for Digital Subscriber Line Systems (USA): Macmillan Technical Publishing, 1998. ISBN 1-57870-017-5.
- [29] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," IEEE Trans. Commun. Technol., vol. CT-19, sf. 626–634, Ekim 1971.
- [30] Spectrum Management for Loop Transmission Systems, ANSI standard, T1.417-2001, committee T1E1, Ocak 2001.
- [31] C. R. Paul and M. B. Jolly, "Sensitivity of crosstalk in twisted pair circuits to line twist," IEEE Trans. Electromagn. Compat., Sayfa 24, no. 3, sf. 359–364, Ağustos 1982.
- [32] D. Joffe, "End effects on capacitance and inductance measurements in paired cable," ANSI Contribution T1E1.4/2002-238, Kasım 2002.

- [33] J M Cioffi, V Pourahmad, and J Cook. MIMO channel measurement test plan. ANSI Contribution T1E1.4/2003-032, Şubat 2003.
- [34] T. M. Cover and J. A. Thomas, Elements of Information Theory. NewYork: Wiley, 1991.
- [35] G.H. Golub, C.F. Van Loan, "Matrix Computations", North Oxford Academic Publishers Ltd, a subsidiary of Kogan Page Ltd, sf. 16, 1986.
- [36] G. Ginis and J. M. Cioffi, "Vectored transmission for digital subscriber line systems," IEEE J. Select. Areas Commun., Sayı. 20, no. 5, sf. 1085–1104, Haziran 2002.
- [37] B. Lee, J. M. Cioffi, S. Jagannathan, and M. Mohseni, "Gigabit DSL," IEEE Trans. Commun., Sayı 9, no. 55, sf. 1689–1692, Eylül 2007.
- [38] Reinhard Stolle, "Electromagnetic Coupling of Twisted Pair Cables", IEEE Sayı 20, Haziran 2002
- [39] K. Kerpez, "NEXT model for short NEXT coupling lengths," Contribution T1E1.4/2000-264, sf. 15–16, Kasım 2000.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Çelebi Doğutekin

Doğum Yeri : Çorum/Sungurlu

Doğum Yılı : 1984

Medeni Hali : Bekâr

Eğitim ve Akademik Durumu

Lise 1998–2002 : Çankaya Yabancı Dil Ağırlıklı Lisesi

Lisans 2002–2007 : Gazi Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği, ANKARA

Yabancı Dil : İngilizce

İş Tecrübesi

Şubat 2009-... : ASELSAN A.Ş. , ANKARA