

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**BUSBAR ENERJİ DAĞITIM HATLARININ GENİŞ BANT
PLC KANAL MODELLEMESİ VE BAŞARIM ANALİZİ**

DOKTORA TEZİ

Zeynep HASIRCI

ŞUBAT 2017
TRABZON



KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünce

Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : / /

Tezin Savunma Tarihi : / /

Tez Danışmanı :

Trabzon

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik–Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında
Zeynep HASIRCI Tarafından Hazırlanan

BUSBAR ENERJİ DAĞITIM HATLARININ GENİŞ BANT PLC KANAL
MODELLEMESİ VE BAŞARIM ANALİZİ

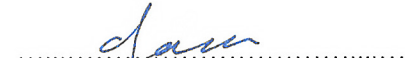
başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 24 /01/2017 gün ve 1686 sayılı
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda
DOKTORA TEZİ
olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. İnan GÜLER



Üye : Prof. Dr. Erkan AFACAN



Üye : Prof. Dr. İsmail Hakkı ÇAVDAR



Üye : Doç. Dr. Mustafa ULUTAŞ



Üye : Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA



Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik–Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Doktora Programı çerçevesinde hazırlanmış olan bu tez çalışmasında, busbar dağıtım sistemleri kesite ve frekansa bağlı yeni bir nedensel $RLGC$ (f, A) modeli ile modellenmiş ve iletim hattı parametreleri elde edilmiştir. Bu elde edilenlerle busbarların geniş bant iletişim olanakları araştırılmıştır.

Tez çalışmam süresince bilimsel bakış açısı, mesleki altyapısı, sonsuz inancı, güveni ve değerli görüşleriyle bana her aşamada yardımcı olup yön gösteren değerli danışmanım Prof. Dr. İsmail Hakkı ÇAVDAR’a, yine tez çalışmam süresince bilimsel ilerlemelerimdeki değerli katkılarından ötürü Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA’ya ve Doç. Dr. Mustafa ULUTAŞ’a teşekkürü bir borç bilirim.

Bu süreçte göstermiş oldukları katkı ve manevi desteklerinden ötürü başta Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZTÜRK olmak üzere Yrd. Doç. Dr. Emin TUĞCU, Elektronik Müh. Uğurtan TOYGAR, Elektronik Yük. Müh. İsmail KURTOĞLU ve KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği’ndeki aileme sonsuz teşekkürler. Ayrıca çalışmamdaki güzel fikirlerinden ötürü Bosna Hersek-Tuzla Üniversitesi öğretim üyelerinden sayın Prof. Dr. Nermin SULJANOVIC’e ve Prof. Dr. Aljo MUJCIC’e yürekten teşekkürler.

Tez çalışmamın gerçekleşmesinde 115E137 numaralı (1003- Öncelikli Alanlar Ar-Ge Projeleri Destekleme Programı) proje ile maddi destek sağlayan, yine doktora eğitimim süresince Yurt İçi Doktora Burs Programı-BİDEB 2211 kapsamında maddi olarak beni destekleyen Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırmalar Kurumu’na (TÜBİTAK) teşekkür ederim. Ayrıca tez çalışmamın deneysel alt yapısına sağladığı desteklerden ötürü EAE A.Ş.’ye teşekkürler.

Sadece tezimin değil hayatımın her aşamasında beni yalnız bırakmayan, bana inanarak desteklerini esirgemeyen aileme sonsuz sevgi ve saygılarımı sunarım.

Yapılan tez çalışmasından elde edilen çıktıların gerek bilimsel gerekse endüstriyel açıdan konu hakkında çalışan diğer araştırmacılara ve ülkemizin gelişmesine katkıda bulunması temennilerimle.

Zeynep HASIRCI

Trabzon 2017

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum ‘‘Busbar Enerji Dağıtım Hatlarının Geniş Bant PLC Kanal Modellemesi ve Başarım Analizi’’ başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Prof. Dr. İsmail Hakkı ÇAVDAR’ın sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 17/02/2017.

17.02.2017.
Zeynep HASIRCI

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET	VII
SUMMARY	VIII
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	IX
TABLolar DİZİNİ.....	XIII
SEMBOLLER DİZİNİ	XIV
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. PLC Sistemlerine Genel Bakış	4
1.2.1. PLC Frekans Bantları	5
1.2.2. Geniş Bant PLC Teknik Özellikleri ve Standartları.....	6
1.3. PLC Kanal Karakterizasyonu ve Kanal Modelleme	7
1.3.1. Yukarıdan Aşağıya Yaklaşım (Top-down, TD).....	9
1.3.2. Aşağıdan Yukarıya Yaklaşım (Bottom-up, BU)	11
1.4. Parçacık Sürü Optimizasyonu	13
1.5. S-Parametreleri.....	16
2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR	20
2.1. Giriş.....	20
2.2. S-Parametreleri Yardımıyla Busbar İletim Hattı Parametrelerinin Elde Edilmesi 21	
2.2.1. İletim Hattı Olarak Busbar	21
2.2.2. Sonnet Suites 13.52 Programı ile Busbar İletim Hattının Modellenmesi	25
2.2.3. S-Parametreleri Ölçümü	26
2.2.4. Modelleme ve Parametre Optimizasyonu	29
2.2.4.1. Klasik (Geleneksel) Yöntemler	31
2.2.4.2. Önerilen Busbar RLGC (f, A) Modeli.....	33
2.2.5. Nedensellik.....	56
2.2.6. Önerilen RLGC (f, A) Modelinin Klasik Yöntem İle Kıyaslanması	61

2.3.	Transfer Fonksiyonu Modelleme	64
2.3.1.	Hat Uzunluğunun Transfer Fonksiyonuna Etkisi.....	69
2.3.2.	Dallanmanın Transfer Fonksiyonuna Etkisi.....	72
2.3.2.1.	Dal Sayısının Etkisi	72
2.3.2.2.	Dal Uzunluğunun Etkisi	74
2.3.2.3.	Dal Konumunun Etkisi.....	76
2.3.3.	Yük Empedansının Transfer Fonksiyonuna Etkisi.....	78
2.4.	Kanal Kapasite Analizi.....	81
2.5.	BER Başarım Analizi	92
2.5.1.	Kanal Denkleştiriciler.....	96
2.5.2.	Benzetim Ortamı ve Başarım Sonuçları	99
3.	SONUÇLAR	106
4.	ÖNERİLER	112
5.	KAYNAKLAR.....	115
ÖZGEÇMİŞ		

Doktora Tezi

ÖZET

BUSBAR ENERJİ DAĞITIM HATLARININ GENİŞ BANT PLC KANAL
MODELLEMESİ VE BAŞARIM ANALİZİ

Zeynep HASIRCI

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik–Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. İsmail Hakkı ÇAVDAR
2017, 126 Sayfa

Akıllı şebeke ile temelde enerjinin üretiminden son tüketiciye ulaşmasına kadar olan süreçlerin yönetilebildiği ve kontrol edilebildiği bir şebeke alt yapısı hedeflenmektedir. Enerjiyi etkin kullanarak artan tüketimi gereken arz kalitesine ulaştırmayı ve varlık optimizasyonunu iyileştirmeyi hedefleyen akıllı şebeke mimarisi, güvenilir ve ihtiyaca göre genişletilebilen bir haberleşme alt yapısıyla sağlanabilir. Bu nedenle bilgi ve iletişim teknolojilerinin bu alanda etkin kullanımı büyük önem taşır. Bu bağlamda bu tez çalışmasında, dağıtım şebekesinin önemli bir kısmını oluşturan busbar dağıtım sistemleri geniş bant veri iletim ortamı olarak incelenmiştir. Busbar dağıtım hatları, ölçülen S-parametreleri kullanılarak iletken kesitine ve frekansa bağlı yeni bir $RLGC(f, A)$ modeli ile modellenmiş ve busbar iletim hattı parametreleri elde edilmiştir. Busbar PLC kanalı N adet dallanması olan bir ağ gibi davranır. Tek dallanmalı bir ağın S-parametrelerine dayalı aşağıdan-yukarıya (BU) yaklaşım ile frekans bölgesinde bir kanal modelleme yoluna gidilmiş ve sistemin tümü kaskat bağlı N adet tek dallanmalı ağlar olarak düşünülmüştür. Farklı ağ topolojilerini gerçeklemek üzere bir simülatör ara yüzü oluşturulmuştur. Burada verici ve alıcı arasındaki hat uzunluklarının, dal özelliklerinin (sayısı, uzunluğu, konumu) ve yük empedanslarının kanalın transfer fonksiyonu üzerindeki etkisi incelenmiş, bu değişimlerin kanal kapasitesindeki etkisi de araştırılmıştır. İlâveten, farklı ağ topolojilerinde kanalın etkin gecikme yayılımı hesapları yapılmış ve BER başarımları elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Akıllı şebeke, busbar dağıtım hattı, iletim hattı modelleme, geniş bant PLC, kanal modelleme, kanal kapasitesi, S-parametreleri

PhD. Thesis

SUMMARY

BROADBAND PLC CHANNEL MODELING AND PERFORMANCE ANALYSIS OF
BUSBAR ENERGY DISTRIBUTION SYSTEMS

Zeynep HASIRCI

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical and Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Prof. İsmail Hakkı ÇAVDAR
2017, 126 Pages

With the smart grid, a network infrastructure managing and controlling processes from energy generation to final consumption is targeted. Smart grid architecture aiming to provide the level of quality of supply required for increased consumption and improve asset optimization by an efficient use of energy can be achieved through a communication infrastructure that is reliable and can be extended based on needs. Thus, effective use of information and communication technologies in this field is crucial. In this regard, this thesis examined busbar distribution systems, which constitute a significant part of the distribution network, as a broadband data transmission medium. Busbar distribution lines were modeled with a novel RLGC (f, A) model based on conductor cross-section and frequency by using the measured S-parameters, and busbar transmission line parameters were obtained. Busbar PLC channel can be defined as N-branch network. A frequency domain channel modeling was performed through a bottom-up (BU) approach based on S-parameters of a single branch network. The whole channel was regarded as N cascaded single-branch networks. A simulator interface was created to implement different network topologies. The effects of line lengths, branching properties (number, length, position) and load impedances on the transfer function of the channel between the transmitter and the receiver were examined, and the effect of these changes on the channel capacity was investigated. In addition, the rms delay spread of the channel in the different network topologies was calculated, and BER performances were obtained.

Key Words: Smart grid, busbar distribution system, transmission line modeling, broad band PLC, channel modeling, channel capacity, S-parameters

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1. ITU frekans bantları ve PLC deki kullanımı	5
Şekil 2. N-kapılı bir devre.....	17
Şekil 3. 2-kapılı devre S-parametreleri temsili	18
Şekil 4. Busbar dağıtım hattı (3 m'lik birim boy).....	22
Şekil 5. Bir iletim hattının birim uzunluktaki parçasına (dx) ait şematik gösterim.....	23
Şekil 6. Busbar için oluşturulmuş benzetim modeli	25
Şekil 7. E-LINE KX serisinin fiziksel yapısı (a) Bolt-on (b) Feeder (c) Plug-in [61]... 27	27
Şekil 8. S-parametresi ölçüm düzeneği.....	28
Şekil 9. 630 A' lik busbar için kalibrasyonlu/kalibrasyonsuz S ₂₁ ölçüm örneği.....	28
Şekil 10. 1250 A'lik busbar için Bolt-on ve Plug-in tiplerin S-parametresi karşılaştırması	29
Şekil 11. Yalıtkan malzemenin ϵ_r' ve $\tan \delta$ katalog değerleri ve interpolasyon fonksiyonları	34
Şekil 12. Model parametrelerinin optimizasyonu için kullanılan PSO algoritmasının akış diyagramı	37
Şekil 13. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L2-N iletim yolu için ölçüm ve modelin S-parametreleri açısından kıyası ve hesaplanan R(Ω/m)	38
Şekil 14. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L3-L2 iletim yolu için ölçüm ve modelin S-parametreleri açısından kıyası ve hesaplanan R(Ω/m)	39
Şekil 15. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L1-N durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri.....	45
Şekil 16. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L2-N durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri.....	45
Şekil 17. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L3-N durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri.....	45
Şekil 18. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L2-L1 durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri.....	46

Şekil 19.	630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L3-L1 durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri.....	46
Şekil 20.	630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L3-L2 durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri.....	46
Şekil 21.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L1-N sinyal yolu için RLGC değerleri	48
Şekil 22.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L1-N sinyal yolu için Z_c , α ve β değerleri	48
Şekil 23.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L2-N sinyal yolu için RLGC değerleri	49
Şekil 24.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L2-N sinyal yolu için Z_c , α ve β değerleri	49
Şekil 25.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L3-N sinyal yolu için RLGC değerleri	50
Şekil 26.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L3-N sinyal yolu için Z_c , α ve β değerleri	50
Şekil 27.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L2-L1 sinyal yolu için RLGC değerleri	51
Şekil 28.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L2-L1 sinyal yolu için Z_c , α ve β değerleri	51
Şekil 29.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L3-L1 sinyal yolu için RLGC değerleri	52
Şekil 30.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L3-L1 sinyal yolu için Z_c , α ve β değerleri	52
Şekil 31.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L3-L2 sinyal yolu için RLGC değerleri	53
Şekil 32.	630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L3-L2 sinyal yolu için Z_c , α ve β değerleri	53
Şekil 33.	630 A'lik busbarın verilen bir darbe işaretine zaman bölgesi cevabı.....	59
Şekil 34.	1250 A'lik busbarın verilen bir darbe işaretine zaman bölgesi cevabı.....	60
Şekil 35.	2000 A'lik busbarın verilen bir darbe işaretine zaman bölgesi cevabı.....	60
Şekil 36.	630 A akım kademesindeki busbarda L1-N sinyal iletim yolu için klasik yöntem ve önerilen yöntem ile hesaplanan S_{21} parametreleri	61

Şekil 37.	630 A akım kademesindeki busbarda L1-N sinyal iletim yolu için klasik yöntem ve önerilen yöntem ile elde edilen RLGC parametreleri.....	62
Şekil 38.	630 A akım kademesindeki busbarda L1-N sinyal iletim yolu için klasik yöntem ve önerilen yöntem ile elde edilen Z_c ve γ parametreleri.....	62
Şekil 39.	Klasik yöntem ve önerilen yöntemin zaman bölgesi tepkeleri açısından karşılaştırılması.....	64
Şekil 40.	N adet dallanması olan bir busbar PLC ağı (b_N : Dalların sayısı, T_x : Verici ünitesi, R_x : Alıcı ünitesi)	65
Şekil 41.	Tek dallanmalı bir ağ yapısı	65
Şekil 42.	l_2 (m) uzunluklu bir hat örneği	67
Şekil 43.	Busbar ağ topolojisi simülasyon ara yüzü	69
Şekil 44.	Busbar PLC ağı hat uzunluğu değişimi senaryosu	70
Şekil 45.	Tek dallı bir hat örneğinde hat uzunluğunun transfer fonksiyonuna etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)	71
Şekil 46.	Tek dallı bir hat örneğinde hat uzunluğunun transfer fonksiyonuna etkisi (L1-N, L2-N, L3-N).....	71
Şekil 47.	Busbar PLC ağı dal sayısı değişimi senaryosu.....	72
Şekil 48.	Dal sayısının transfer fonksiyonuna etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)	73
Şekil 49.	Dal sayısının transfer fonksiyonuna etkisi (L1-N, L2-N, L3-N).....	74
Şekil 50.	Busbar PLC ağı dal uzunluğu değişimi senaryosu	74
Şekil 51.	Tek dallı bir hat örneğinde dal uzunluğunun transfer fonksiyonuna etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)	75
Şekil 52.	Tek dallı bir hat örneğinde dal uzunluğunun transfer fonksiyonuna etkisi (L1-N, L2-N, L3-N).....	75
Şekil 53.	Busbar PLC ağı dal konumu değişim senaryosu	76
Şekil 54.	Tek dallı bir hat örneğinde dal konumunun transfer fonksiyonuna etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)	77
Şekil 55.	Tek dallı bir hat örneğinde dal konumunun transfer fonksiyonuna etkisi (L1-N, L2-N, L3-N).....	78
Şekil 56.	Busbar PLC ağı yük empedansı değişimi senaryosu.....	79
Şekil 57.	5 dallı bir hat örneğinde yük empedansının transfer fonksiyonuna etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)	80

Şekil 58.	5 dallı bir hat örneğinde yük empedansının transfer fonksiyonuna etkisi (L1-N, L2-N, L3-N).....	80
Şekil 59.	PLC kanallarındaki gürültü çeşitleri.....	83
Şekil 60.	PLC kanalındaki gürültü [136]......	85
Şekil 61.	Hat uzunluğunun kanal kapasitesine etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)	86
Şekil 62.	Hat uzunluğunun kanal kapasitesine etkisi (L1-N, L2-N, L3-N).....	87
Şekil 63.	Dal sayısının kanal kapasitesine etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)	88
Şekil 64.	Dal sayısının kanal kapasitesine etkisi (L1-N, L2-N, L3-N).....	88
Şekil 65.	Dal uzunluğunun kanal kapasitesine etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A, L1-N, L2-N, L3-N)	89
Şekil 66.	Dal konumunun kanal kapasitesine etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A, L1-N, L2-N, L3-N)	90
Şekil 67.	Yük empedansının 5 dallı bir kanalda kanal kapasitesine etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A, L1-N, L2-N, L3-N).....	91
Şekil 68.	Bir haberleşme kanalı için güç gecikme profili örneği [150]......	93
Şekil 69.	Örnek bir güç gecikme profili	95
Şekil 70.	Karar geri-beslemeli (DFE) kanal denkleştirici filtresi	97
Şekil 71.	Uyarlanır denkleştirici yapısı.....	99
Şekil 72.	Denkleştiricinin BER başarımına etkisi	100
Şekil 73.	Hat uzunluğunun BER başarımına etkisi (630 A, L1-N, L2-N, L3-N)	101
Şekil 74.	Dal sayısının BER başarımına etkisi (630 A, L1-N, L2-N, L3-N).....	102
Şekil 75.	Dal uzunluğunun BER başarımına etkisi (630 A, L1-N, L2-N, L3-N)	102
Şekil 76.	Dal konumunun BER başarımına etkisi (630 A, L1-N, L2-N, L3-N).....	103
Şekil 77.	Yük empedansının BER başarımına etkisi (630 A, L1-N, L2-N, L3-N).....	104
Şekil 78.	Veri hızının BER başarımına etkisi	105

TABLULAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. Farklı PLC bantlarındaki standartları ve teknik özellikleri	7
Tablo 2. Farklı Akım Kademelerindeki E-Line KX Busbar Sistemi Fiziksel Özellikleri (50/60 Hz) [61].	26
Tablo 3. Mylar® Polyester Film için 25°C 'deki ε_r' ve $\tan(\delta)$ değerleri [100].	34
Tablo 4. RLGc (f) modelinde PSO için parametre arama aralıkları.	36
Tablo 5. RLGc (f) modelinde PSO için uyum katsayısı (R^2) ve hata fonksiyonu değeri (F_{obj})	39
Tablo 6. RLGc (f, A) modelinde PSO için parametre arama aralıkları.	44
Tablo 7. PSO sonucu elde edilen model parametreleri.	44
Tablo 8. RLGc (f, A) modelinde PSO için uyum katsayısı (R^2) ve hata fonksiyonu değeri (F_{obj})	47
Tablo 9. Frekans bölgesi nedensellik testi R^2 değerleri	61
Tablo 10. RLGc (f, A) ve klasik yöntem sonuçlarının uyum katsayısı (R^2) üzerinden kıyası	63
Tablo 11. Kanal profillerine ait etkin gecikme yayılım (τ_{rms}) değerleri	96

SEMBOLLER DİZİNİ

\circ	: Derece
α	: Zayıflama Sabiti (Np/m)
α_y	: Yükün tipine ve sayısına bağlı olan yük dağılım katsayısı
β	: Faz Sabiti (rad/m)
γ	: Yayılma Sabiti
δ	: <i>Skin depth</i> (Deri kalınlığı) (m)
ε	: Yalıtkanlık sabiti (F/m)
ε_0	: Boş uzayın yalıtkanlık sabiti 8.854×10^{-12} (F/m)
ε_k	: Denkleştiricinin anlık hatası
$\varepsilon_r', \varepsilon_r''$: Bağlı yalıtkanlık sabitinin gerçel ve sanal değeri
η_k	: Toplanır gürültü
$\theta(f)$: Kanalın faz tepkisi
μ_r	: Bağlı manyetik geçirgenlik
σ	: Mylar [®] Polyester Filmin öz iletkenliği
ρ_i	: Her bir yankı yolu boyunca yansıma ve iletim katsayılarının çarpımı
τ_i	: Sinyalin gecikme süresi (s), $i.$ ' ci yolun gecikmesi
τ_k	: Kanalın birim vuruş tepkesinin zamanda yayılması
τ_{rms}	: Kanalın etkin gecikme yayılımı
$\bar{\tau}$: Kanalın ortalama gecikme aşımı
$\overline{\tau^2}$: Güç gecikme profilinin ikinci momenti
ω	: $2\pi f$ açısal hız (rad/s)
Ω	: Ohm
Γ_d	: Dallenma noktasındaki yansıma katsayısı
Γ_y	: Hattın sonundaki yansıma katsayısı
Δ	: Filtrelerden kaynaklanan gecikme
A	: Busbardaki iletken genişliği (mm)
ABCD	: ABCD matrisi
AC	: Alternatif Akım
AG	: Alçak Gerilim
AGŞ	: Alçak Gerilim Şebekeleri

a_n	: Incident wave (kapıya gelen güç dalgası)
a_0	: Zayıflama ofseti
a_1	: Zayıflama artışı
ARIB	: Association of Radio Industries and Businesses
ASK	: Amplitude Shift Keying (Genlik Kaydırmalı Anahtarlama)
AWGN	: Additive white Gaussian noise (Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü)
$A(f)$: Kanalının genlik tepkisi
B	: Bant genişliği
BB-PLC	: Geniş Bant PLC
BER	: Bit hata oranı
B_c	: Kanalın uyum bant genişliği (<i>coherence bandwidth</i>)
B_M	: Alıcıdaki EMC ölçüm bant genişliği
b_n	: Reflected wave (kapıdan yansıyan güç dalgası)
B_s	: İletilen sinyalin bant genişliği
BU	: Bottom-Up (Aşağıdan Yukarıya)
C	: Kanal kapasitesi
CENELEC	: European Committee for Electrotechnical Standardization
C (F/m)	: Hat kapasitesi
$C_g, C_g(A)$: Hattın geometrisi ile ilişkili bir kapasite
$c_i^{FF}(k)$: Denkleştirici filtrenin ileri-yön katsayıları
$c_i^{FB}(k)$: Denkleştirici filtrenin geri-yön katsayıları
c_k	: Denkleştirici katsayıları
c_1, c_2	PSO hızlandırma katsayıları
$\cos\varphi$: Güç faktörü
d	: Busbarda iki iletken arası mesafe (mm)
dB	: Decibel
DC	: Doğru Akım
DFE	: Karar geri-beslemeli denkleştirici (<i>Decision Feedback Equalizer</i>)
DFT	: Discrete Fourier Transform (Ayrık Fourier Dönüşümü)
d_i	: Sinyal yol uzunluğu
d_s	: Dal sayısı
ΔV	: Gerilim düşümü (V)
dx	: Bir iletim hattının birim uzunluğu (m)

DZD	: Doğrusal Zamanla Değişmeyen
E_b	: Bit enerjisi
E_k	: Kaynak gerilimi (V)
E_l	: Elektrik alan kuvveti (dB μ V/m)
EM	: Elektromanyetik
EMC	: <i>Electromagnetic Compatibility</i> (Elektromanyetik uyumluluk)
EMI	: <i>Electromagnetic Interference</i> (Elektromanyetik Girişim)
f	: Frekans (Hz)
f_a, f_u	: Bant genişliğini belirleyen alt ve üst sınır frekansları
FCC	: <i>Federal Communications Commission</i>
FIR	: <i>Finite Impulse Response</i>
F_{obj}	: Amaç fonksiyonu
G (S/m)	: Hat iletkenliği
$G_0, G_0(A)$: DC iletkenlik değeri
GA	: <i>Genetic Algorithm</i> (Genetik Algoritmalar)
g_i	: Ağırlıklandırma Faktörü, $i.$ ' ci yolun kazancı
h	: Busbardaki iletken kalınlığı (mm)
$h(t)$: Sistemin birim vuruş tepkisi
$H, H(\omega), H(f)$: Transfer fonksiyonu ya da sistemin frekans tepkisi
Hat_1	: Hat parametreleri Z_{c1} ve γ_1 olan l_1 (m) uzunluğundaki hat
Hat_2	: Hat parametreleri Z_{c2} ve γ_2 olan l_2 (m) uzunluğundaki hat
Hat_d	: Hat parametreleri Z_{cd} ve γ_d olan l_d (m) uzunluğundaki dallı hat
HD-PLC	: <i>High-Definition Power-Line Communication</i>
I	: Birim Matrisi
I	: Hat akımı (A)
IDFT	: <i>Inverse Discrete Fourier Transform</i> (TersAyrık Fourier Dönüşümü)
IEEE	: <i>The Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
ISI	: Semboller arası girişim (<i>intersymbol interference</i>)
ISPLC	: <i>International Symposium on Power-Line Communications and its Applications</i>
ITU	: <i>International Telecommunication Union</i>
k	: Zayıflama üssü
KDD	: Kısmi Diferansiyel Denklem
K-K	: <i>Kramers-Kronig</i> bağıntıları

L (H/m)	: Hat endüktansı
l	: Hat uzunluğu (m)
l_1	: T_x ile dallanma olan yere kadar olan mesafe
L_1, L_2, L_3, N	: R, S, T fazları ve nötr
l_2	: Dallanma olan yerden R_x' e kadar olan mesafe
$L_\infty, L_\infty(A)$: Sonsuz frekanstaki endüktans değeri
LAN	: Local Area Network (Yerel Alan Ağı)
l_d	: Dal uzunluğu (m)
LMS	: En küçük kareler algoritması (<i>Least-Mean-Square</i>)
l_{TR}	: Hat uzunluğu (m)
LTE	: Doğrusal enine kanal denkleştirici (<i>Linear Transversal Equalizer</i>)
M	: PSO çözüm uzayı boyutu
M2M	: <i>Machine to Machine</i> (makinalar arası iletişim)
MoM	: <i>Methods of Moments</i> (momentler yöntemi)
MSE	: Ortalama karesel hata
n	: Çok kapılı bir sistemdeki kapılardan her biri
N	: Gürültü gücü
N	: Çok kapılı bir devrede toplam kapı sayısı
N_0	: Gürültü güç spektrum yoğunluğu
NB-PLC	: Dar Bant PLC
OFDM	: <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OG	: Orta Gerilim
OGŞ	: Orta Gerilim Şebekeleri
OPERA	: <i>Open PLC European Research Alliance</i>
P	: <i>Cauchy</i> esas değeri
$p_1 - p_6$: PSO düzeltme katsayıları
PLC	: <i>Power Line Communication</i>
PSD	: <i>Power Spectral Density</i> (güç spektrum yoğunluğu)
PSO	: <i>Particle Swarm Optimization</i> (Parçacık Sürü Optimizasyonu)
p_w	: Darbe genişliği
R	: Bilgi hızı
R (Ω/m)	: Hat direnci
$R_0, R_0(A)$: DC direnç değerleri (Ω/m)
R^2	: <i>R-square</i> (uyum katsayısı)

RCS	: <i>Ripple Carrier Signalling</i> (Dalgalanma Taşıyıcılı Sinyalleşme)
Re, Im	: Gerçel, Sanal
RLCG	: Birincil hat sabitleri
$RLGC(f)$: Frekansa bağlı iletim hattı modeli
$RLGC(f, A)$: Busbar için önerilen hem frekansa hem de kesite bağlı model
$R_s, R_s(A)$: AC direnç değerleri
R_x	: Alıcı ünitesi
r_1, r_2	: PSO' da 0-1 arasında düzgün dağılıma sahip değişkenler
S	: Alınan işaret gücü
S	: S-matrisi, S-parametreleri
S/N, SNR	: İşaret gürültü oranı
$S_{nn}(f)$: Arka plan gürültüsünün güç spektrum yoğunluğu
$S_{rr}(f)$: Alınan işaretin güç spektrum yoğunluğu
S_T	: N -adet dallanması olan bir ağ için S-matrisi
$S_u(f)$: Kanala verilen işaretin güç spektrum yoğunluğu
$S_{11} S_{12} S_{21} S_{22}$: İki kapılı bir devrenin S-parametreleri
S^e	: Modelden hesaplanan S-parametreleri
S^m	: Ölçümden gelen S-parametreleri
T	: T-parametreleri
t	: Zaman (s)
T_s	: İletilen işaretin sembol periyodu
TD	: <i>Top-Down</i> (Yukardan Aşağıya)
T_n	: Tüm ağın n . kaskat parçasının T -matrisi
T_T	: N -adet dallanması olan bir ağ için T -matrisi
TWACS	: <i>Two-Way Automatic Communication System</i> (İki Yönlü Otomatik Haberleşme Sistemi)
T_x	: Verici ünitesi
$\tan\delta$: Kayıp tanjantı
UNB-PLC	: Ultra Dar Bant PLC
$u(\omega), v(\omega)$: Sistemin frekans tepkesinin gerçel ve sanal bileşenleri
v_{id}	: PSO' da i . parçacığın hız vektörü
v_k	: Alıcıya gelen işaret
v_p	: Faz hızı, yayılım hızı (m/s)

VNA	: Vektör Network Analizör
w	: PSO atalet ağırlık katsayısı
X	: Hat reaktansı (Ω/m)
$x(t)$: Giriş işareti, İletilen işaret
x_{id}	: PSO' da i . parçacığın konum bilgisi
x_{min} , x_{max}	: PSO' daki parçacığın aralık sınırlaması
\hat{x}_k	: Karar geri-beslemeli denkleştirici çıkışı
\tilde{x}_k	: İletilen işaretin kestirimi
$y(t)$: Sistemin çıkış tepkisi
YG	: Yüksek Gerilim
YGŞ	: Yüksek Gerilim Şebekeleri
Z	: Z-parametreleri
Z_c	: Karakteristik Empedans (Ω)
Z_{cd}	: Dalın karakteristik empedansı (Ω)
Z_d	: Hattaki dalın sonundaki yük empedansı (Ω)
Z_g	: Tek dallanmalı ağın giriş empedansı (Ω)
Z_{gd}	: Hattın dal tarafından görülen giriş empedansı (Ω)
Z_{gy}	: Hattın yük tarafından görülen giriş empedansı (Ω)
Z_k	: Kaynak empedansı (Ω)
Z_y	: Hattın sonundaki yük empedansı (Ω)
Z	: Z-parametreleri
Z_0	: Sistem empedansı (Ω)

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Günümüzde artan enerji ihtiyacını karşılamak için alternatif enerji üretim yollarına gidilmiş ve bu da yenilenebilir enerji kaynaklarını hayatımızın bir parçası haline getirmiştir. Özellikle fosil yakıtlarının tükenmesi ve çevreye verdikleri zararın önlenemez artışı temiz enerji kaynaklarında bir arayışa neden olmuştur. Bunun yanı sıra üretilen enerjinin tüketimi noktasında ise elektrikli araçlar gibi yeni tüketim şekilleri de ortaya çıkmıştır. Mevcut enerji kaynaklarına alternatifler oluşturularak sadece üretimi artırmak, üretim-tüketim dengesini sağlamada tek başına yeterli olamayacağından, üretilen enerjinin etkin ve verimli kullanılabilmesini sağlamak daha da fazla önem arz etmektedir.

Enerji kaynaklarının arzu edilen verimlilik seviyelerinde kullanılamaması, arz-talep dengesinin kontrolsüzlüğü ve üretilen talep fazlası enerjinin depolanamaması gibi problemlerin izlenebilir ve öngörülebilir olması gerekir. Klasik şebekede, oldukça geniş bir alana dağılmış enerji kaynakları arasında bir entegrasyon olmadığı gibi, üretici ve tüketici arasında arz talep dengesini sağlayabilecek bir veri iletimi de bulunmamaktadır. Klasik şebeke yapısında elektrik, üretildiği santralden, iletim için gerekli gerilim seviyesine yükseltilerek iletilir. Sonrasında ise belirli gerilim seviyelerine düşürülerek son kullanıcıya dağıtılır. Enerji akışı tek yönlü olup, sadece üreticiden tüketiciye doğrudur. Akıllı şebeke yapısında ise dağınık olan şebeke alt yapısının kontrolü, izlenmesi ve korunması amaçlı farklı teknolojiler ile veri aktarımı öngörülmüştür. Artan tüketici katılımını daha iyi bir arz kalitesine ulaştırmayı hedefleyen, enerjiyi etkin kullandırabilen, tüketici tasarrufunu ve buna bağlı olarak varlıkların optimizasyonunu kuvvetlendiren bu aktif şebeke yapısı, süreklilik arz eden, güvenilir ve artan ihtiyaca göre genişletilebilir bir haberleşme alt yapısıyla sağlanabilir.

Akıllı şebekelerde mevcut şebeke alt yapısını haberleşme alt yapısı olarak kullanmak, yani enerji hatları üzerinden haberleşme (*Power Line Communication-PLC*), düşük maliyeti, geniş alanlardaki yayılı şebeke dağılımı ve kullanım esnekliği sebebiyle, geleneksel kablolu ve kablosuz haberleşme sistemlerinin yanı sıra geliştirilen en güçlü haberleşme alternatiflerindedir. Ev otomasyonu ve otomatik sayaç okuma gibi dar bant ve çok düşük veri hızı uygulamalarıyla başlamış olan PLC bugün, bina içi geniş bant veri iletişimi

potansiyel bir çözüm olarak ortaya çıkmıştır. Günümüz geniş bant PLC teknolojileri, 1 Gbps değerlerine varan veri hızlarını destekleyebilmektedirler [1]. Ancak, enerji hatları iletişim amaçlı tasarlanmadıklarından, güvenilir ve yüksek hızlı veri iletişimi için zorlu bir ortam oluşturmaktadırlar. Yüksek kanal zayıflamaları, yüksek gürültü seviyeleri ve şebekeye entegre olan yük empedans çeşitliliği gibi nedenlerden dolayı diğer kablolu iletim ortamlarından farklı bir şekilde karakterize edilmelidirler. Bu gereklilik ise günümüzde bu teknolojinin haberleşme alanında önemli bir konu başlığı olarak karşımıza çıkmasını sağlamıştır.

Bilginin, enerji dağıtımını yapılan mevcut şebeke üzerinden iletilebilmesi amacı, uzun bir geçmişe sahiptir. 1838'de ilk uzaktan elektrik ölçme uygulaması yapılmış, 1897' de ise ilk enerji hattı sinyalleşmesi patenti alınmıştır. 1900'lü yılların başlarında ise bu alandaki çalışmalar hızlanmış [2] ve çeşitli patentler alınmıştır [3], [4], [5], [6]. Dünyanın çeşitli yerlerindeki elektrik üreticileri bu teknolojiyi uzaktan ölçüm ve yük kontrolü [5], [7] amaçlı, veri hızı saniyede birkaç bitten birkaç kilo bit'e kadar ulaşabilen dar bant uygulamalar için kullanmışlardır [8]. 1920'lerde, yüksek gerilim hatlarındaki operasyon yönetimi, izleme, sınırlama ve bozukluklarının giderilmesi amacıyla sesin taşıyıcı frekansdaki iletimi başlamış [5] ve böylelikle ilk taşıyıcı frekanslı sistemler devreye girmiştir. 1930'larda ise Dalgalanma Taşıyıcılı Sinyalleşme (*Ripple carrier signalling* -RCS), orta ve alçak gerilim hatlarında, talepteki anlık yükselmeleri kontrol etmek amacıyla kullanılmıştır. RCS esasında 3 kHz'in altında bir taşıyıcı frekansı ile oldukça düşük veri hızındaki (<120 bps) bir Genlik Kaydırmalı Anahtarlama (ASK) sistemi olup, kamu firmalarınca haberleşme amaçlı kullanılmıştır. 1940'larda Enerji Hattı Taşıyıcıları (*Power Line Carriers*) olarak ifade edilmeye başlanmış, 1974'lerde ise enerji hatlarından iletilecek sinyalin gücü ve frekansları düzenlenmeye başlanmıştır. Genel olarak, enerji hatlarında uzaktan iletim ile ilgili çeşitli yenilikçi planlar 1900'lerin başından 1980'lere kadar epey yol kat etmiş olsa da esas çağ atlama, elektronik alanındaki muazzam gelişmeyle başlamıştır. 1980'lerin sonu ve 1990'ların başında, gelişmiş hata kontrollü kodlama teknikleri önerilmiş ve PLC modem donanımına uygulanmıştır [3]. 1990'lı yıllarda sayısal iletişimdeki önemli gelişmeler, internet, ilgili servisler ve elektronikteki gelişmelerle birleşip, PLC'ye olan ilgiyi daha da arttırmıştır [3]. Tüm ağdaki altyapı maliyetinin yaklaşık %50'sine denk gelen geleneksel erişim ağının yüksek maliyeti, PLC'nin bu anlamda güçlü bir alternatif olduğu gerçeğini vurgulamış ve daha sonra bu teknoloji son mil (*last mile*) teknolojisi ya da erişim PLC (*access PLC*) olarak adlandırılmıştır. Son mil teknolojisi, haberleşme servis sağlayıcı ile

bireysel müşteri arasındaki nihai bağlantı ayağını anlatır. Erişim PLC ağları, teknolojinin ve uygulama alanlarının gelişmesiyle, yüksek frekanslarda (2-30 MHz), veri hızı 200 Mbps' lere ulaşan geniş bant uygulamalar ile pazarda yerini almaya başlamıştır. PLC; konutlar için geniş bant internet erişiminde, ev-ofis-araç içerisinde geniş bant yerel alan ağı sağlamada ve otomasyon için kontrol-kumanda ve uzaktan ölçüm alt yapısında kullanılmıştır [9], [10], [11], [12]. Bu uygulama da bina içi PLC (*indoor PLC*) olarak adlandırılmıştır. Bina içi geniş bant PLC teknolojisi, kurgusu gereği birçok avantaja sahip olmasına rağmen, enerji hatlarının yapısından kaynaklanan ciddi zorluklarla karşı karşıya kalmıştır. PLC teknolojisinin iletişim alanında karşılaştığı problemlere karşı üretilen çözümler, bu konuyu her daim ilgilenilen bir başlık olarak güncel tutmuştur. 1990'ların sonlarına gelindiğinde, PLC kanallarının karakterize edilip modellenmesi ile ilgili çalışmalar fazlasıyla hız kazanmıştır [13]. 1997'de *International Symposium on Power-Line Communications and its Applications (ISPLC)* adındaki ilk sempozyum düzenlenmiş, daha sonra 2006 yılında, IEEE-İletişim Topluluğu (*Communication Society*)'nun resmi sempozyumu haline gelmiştir [7]. Tüm bunlar olurken aynı zamanlarda hem endüstriden hem de araştırma toplulukları tarafından, PLC'nin teknik özelliklerini geliştirip, dünya çapında bir standardının oluşması için epeyce çalışmalar yapılmıştır. Enerji hatları üzerinden yüksek hızda iletişim, bugün tanımlanan bazı standartlara göre sağlanmaktadır.

Akıllı şebeke tüm dünyada son yıllarda önemli bir araştırma konusudur. Alçak gerilim şebekesi, tüketiciye ulaşan son nokta olmasından dolayı, enerji hatları üzerinden haberleşme teknolojilerinin geliştirilmesinde odak noktasıdır. Akıllı şebekelerin ana hedeflerinden olan enerji kalitesinin yükseltilmesi, enerjinin üretim noktasından tüketime kadar izlenmesi, kayıp-verim analizlerinin yapılabilmesi, M2M (makinalar arası iletişim) iletişimi gibi problemlerin çözülmesi, bu problemlerin endüstriyel alanlarda daha anlamlı olması gerçeğinden hareketle, şebekede var olan her yapının veri iletimi için uygunluğunun araştırılması ve sorunların ortaya konulması gerekir. Bu bağlamda, alçak gerilim şebekesinin önemli bir kısmını oluşturan busbar dağıtım sistemlerinin haberleşme olanaklarının irdelenmesi, akıllı şebekede hedeflenene ulaşmada önemli bir katkı olacaktır. Busbar dağıtım sistemleri (alçak gerilim- yüksek akımlı enerji dağıtım hatları), yüksek akım taşıma kapasiteleri, düşük kayıplar ve kompakt yapıları nedeniyle daha çok endüstriyel alanlarda olmak üzere, elektrik enerjisinin çokça tüketildiği yerlerde, enerji dağıtımının sağlandığı modüler yapılardır. Normal dağıtım kabloları ve busbarlar, yapı olarak birbirlerinden oldukça farklı olmaları sebebiyle, kablolar üzerinde yapılan PLC araştırmaları,

busbarlardaki PLC olanaklarını tam ve doğru olarak tanımlamada yetersiz kalacaktır. Bu sebeple, akıllı şebeke ile bütünleşen PLC iletişimde, iletişim kanalı olarak busbarların varlığı bu konunun önemini bir kat daha artırmaktadır. Bu değerlendirmeler doğrultusunda yapılan bu doktora çalışmasında, busbarların akıllı şebeke mimarisinde geniş bant haberleşme olanaklarının incelenmesi ve ortaya çıkacak kanal davranışına uygun haberleşme başarımlarının araştırılması amaçlanmıştır.

Bir sonraki kısımda PLC sistemlerinin genel yapısından başlanmak üzere, tez kapsamında iletim hattı modellemede kullanılan S-parametreleri, optimizasyon algoritmaları ve PLC kanal modelleme yaklaşımları ile ilgili genel bilgiler verilmiştir

1.2. PLC Sistemlerine Genel Bakış

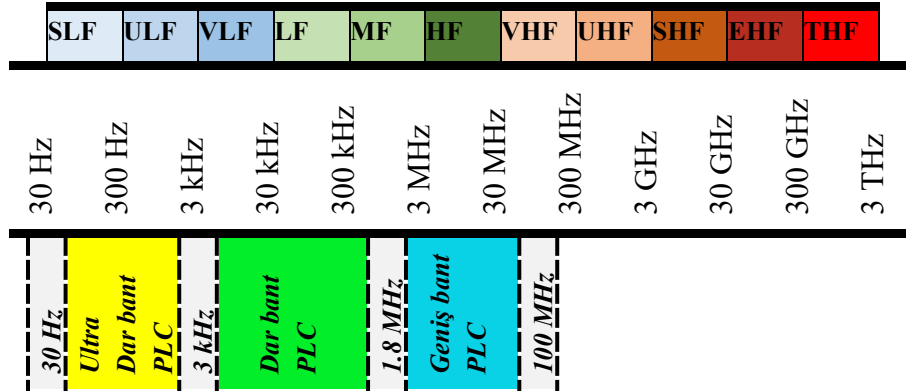
Elektrik şebekeleri kullanıldıkları gerilim seviyelerine göre Alçak Gerilim Şebekeleri (1V-1000V), Orta Gerilim Şebekeleri (OGŞ) (1kV-35kV) ve Yüksek Gerilim Şebekeleri (YGŞ) (35 kV-154 kV ve >154 kV) olarak üç grupta sınıflandırılabilirler. YGŞ, elektrik enerjisinin üretildiği yerden, şehir ve bölgelere kadar iletim yapıldığı şebekelerdir. Bu gerilim seviyelerinde dağıtım yapılmadığı gibi güç kayıplarının az olması sebebiyle iletme en uygun gerilim seviyeleridir. Ülkemizdeki YG 66 kV ve 154 kV seviyelerindedir. Çok yüksek gerilim olarak ise 380 kV kullanılır ve bu değer ülkelere göre farklılıklar gösterebilir (500 kV, 700 kV vb.). Yüksek gerilim seviyeleri, yalıtım ve güvenlik problemleri gereği direkt kullanılmayacağından, iletim için daha uygun değerlere düşürülerek OGŞ'ye bağlanıp taşınırlar. OGŞ, YGŞ ile AGŞ arasında bir nevi köprü vazifesi görür ve şehirlerdeki ve sanayi bölgelerindeki dağıtım trafolarına kadar iletim yaparlar. OGŞ'de ülkemizde kullanılan gerilim seviyeleri 10 kV, 15 kV ve 33 kV' tur. AGŞ ise dağıtım trafosu ile kullanıcı arasındaki bağlantı şebekesidir. Bu gerilim seviyelerinde yapılan enerji iletiminde gerilim düşümü ve güç kaybı fazla olduğu için, AGŞ iletim amaçlı değil dağıtım amaçlı kullanılır. Ülkemizde 220 V ve 380 V AG olarak kullanılmaktadır.

PLC, klasik enerji hatları aracılığıyla bilgi aktarımını sağlayan bir teknoloji olup, mevcut güç şebekesini veri iletişimi amacıyla kullanması bakımından avantajlı bir yapı olarak karşımıza çıkar. Yıllardır süregelen gelişmeler sonucunda enerji hatları üzerinden yüksek hızda veri iletimi gerçekleştirilmiş ve bu teknoloji geniş bant PLC teknolojisi olarak adlandırılmıştır. Geniş bant PLC, OGŞ ve AGŞ'yi kullanarak, bina içinde (*indoor*); veri, internet, telefon, fax, vb. haberleşme servislerini sağlayan bir teknolojidir. Aslında, geniş

bant PLC teknolojisindeki temel ilke, düşük enerjili ve yüksek frekanslı veri sinyallerini, alternatif elektrik akımına modüle edip aynı iletim hattından bu veri sinyalini iletmektir. Böylece, veri sinyalleri, var olan elektrik tesisatları üzerinden yayılacak, ilgili yerlere ulaştırılacak ve ayrıştırılabileceklerdir. Geniş bant PLC, bina içi ve son mil PLC olmak üzere iki ana grupta incelenir. Son mil PLC'nin kapsama alanı, yüksek hızda geniş bant servis sağlayıcılar ile hizmetin alınacağı ev, ofis gibi binalar arasındaki enerji iletim hatlarıyken bina içi PLC uygulamaları, ev, apartman dairesi, ofis, fabrika vb. yerlerde enerji şebekesini yerel alan ağı (*Local Area Network-LAN*) gibi kullanırlar [14].

1.2.1. PLC Frekans Bantları

ITU (*International Telecommunication Union*) tarafından kararlaştırılan frekans bantları ve bant adı kısaltmaları Şekil 1'de görüldüğü gibi süper düşük (SLF), ultra düşük (ULF), çok düşük (VLF), düşük (LF), orta (MF), yüksek (HF), çok yüksek (VHF), ultra yüksek (UHF), süper yüksek (SHF), son derece yüksek (EHF) ve müthiş yüksek (THF) şeklindedir [8], [13].



Şekil 1. ITU frekans bantları ve PLC deki kullanımı

PLC teknolojileri, veri iletimi için tahsis edilen bantlara göre Ultra Dar Bant PLC (UNB-PLC), Dar Bant PLC (NB-PLC) ve Geniş Bant PLC (BB-PLC) olmak üzere Şekil 1'de verildiği gibi 3 grupta toplanır.

- *Ultra Dar Bant PLC*: 30 Hz ile 3 kHz bandında (SLF/ULF), 100 bps'den daha düşük hızlarda servis veren PLC teknolojisidir. Geçmişteki RCS sistemleri ile günümüzdeki otomatik sayaç okuma, yine sayaç okumada kullanılan *Turtle TS2*

sistemi ve İki Yönlü Otomatik Haberleşme Sistemi (TWACS) bu PLC teknolojisini kullanan uygulamalardandır.

- *Dar Bant PLC*: 3 kHz ile 500 kHz bandında (VLF/LF/MF) hem yüksek (<500 kbps) hem de düşük hızlarda (<birkaç kbps) servis veren teknolojileri kapsar. Avrupa standartları kapsamındaki CENELEC (*European Committee for Electrotechnical Standardization*, 3-148.5 kHz), Amerika standartları kapsamındaki FCC (*Federal Communications Commission*, 10-490 kHz), Japon standartları kapsamındaki ARIB (*Association of Radio Industries and Businesses*, 10-450 kHz) ve Çin standartları kapsamındaki CB (*Chinese band*, 3-500 kHz) bu bantta tanımlanmışlardır. Yüksek veri hızları sağlayan teknolojiler Dikey Frekans Bölmeli Çoklama (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing-OFDM*) tekniği tabanlıdır.
- *Geniş Bant PLC*: 1.8 MHz ile 100 MHz ya da 1.8 MHz ile 250 MHz bandında (MF/HF/VHF) birkaç Mbps'den birkaç 100 Mbps veri hızlarına kadar ulaşan uygulamalardır.

1.2.2. Geniş Bant PLC Teknik Özellikleri ve Standartları

Enerji hatları üzerinden veri haberleşmesinin belirli standartlarla sağlanabilmesi için IEEE ve ITU-T öncülüğünde Tablo 1'de verilen PLC standartları oluşturulmuştur [13]. Enerji hatları üzerinden geniş bant veri iletimine olan ilginin artması ile bu standartların geliştirilmesi ve geniş bant PLC ürünlerinin standartlaştırılmasında birçok endüstri ve sanayi grubu çalışmalar yapmıştır. Son on yılda, teknik özellikleri HomePlug Powerline Alliance (HomePlug), HomeGrid Forum, UPA ve High-Definition Power-Line Communication (HD-PLC) Alliance gibi şirket birlikleri (*konsorsiyumlar*) tarafından belirlenmiş geniş bant PLC yonga setleri (*chipsets*) piyasada yer almışlardır. Bu yongalar, 2-86 MHz bandında çalışabildiği gibi, istenildiğinde 300 MHz'e kadar çalışabilme imkanı sağlayabilen ve 200 Mbps civarında veri hızını destekleyebilen ürünlerdir [13]. IEEE ve ITU-T, geniş bant PLC sistemlerinin yaygınlaşip başarılı olmasını sağlamak amacıyla, IEEE 1901 [15] ve ITU-T G.hn [16] gibi yeni nesil standartlar üzerinde çalışmalar başlatmışlardır. HomePlug ve HomeGrid forumları ise bu standartların geliştirilmesinde önemli rollere sahip olmuşlardır. Bu çalışmanın kapsamı geniş bant PLC üzerine olduğundan, sadece IEEE ve ITU-T'nin geniş bant PLC üzerine yaptığı son çalışmalar ayrıntılı olarak verilmiştir.

Tablo 1. Farklı PLC bantlarındaki standartları ve teknik özellikleri

Ultra Dar Bant PLC 30 Hz-3 kHz	Dar Bant PLC 3 kHz-500 kHz		Geniş Bant PLC 1.8 MHz-250 MHz
	Düşük Veri Hızı	Yüksek Veri Hızı	
<ul style="list-style-type: none"> ▪ TWACS ▪ Turtle ▪ RCS 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ BacNet ▪ Ariane Controls ▪ SITRED ▪ HomePlug C&C ▪ X10 ▪ Insteon ▪ IEC 61334 ▪ CEA-600.31 ▪ ISO/IEC 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ G3-PLC ▪ PRIME ▪ IEEE 1901.2 ▪ ITU-TG.9904 ▪ ITU-TG.9903 ▪ ITU-TG.9902 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Gige MediaXtreme ▪ UPA Powermax ▪ HomePlug Green PHY ▪ HomePlug AV2 ▪ ISO/IEC 12139-1 ▪ ITU-T G.hn ▪ IEEE 1901 ▪ TIA-1113/Homeplug 1.0

1.3. PLC Kanal Karakterizasyonu ve Kanal Modelleme

Enerji hattı üzerinden haberleşme, yani PLC, geniş bant internet erişimi, multimedya ve akıllı şebeke gibi uygulamalarıyla günümüz teknolojileri arasında ilgi gören bir noktadadır. Elektrik şebekesinin dünyanın hemen hemen her yerindeki varlığı, PLC teknolojisine, kablosuz iletişim ile karşılaştırılabilir bir kurulum ve dağıtım maliyeti avantajı sağlar [8]. Bu durum da bahsi geçen uygulamalarda PLC'yi kablosuz iletişime karşı potansiyel bir rakip haline getirir. Ancak, PLC teknolojilerinin gelişimi, kanal modellemedeki zorluklar sebebiyle, kablosuz iletişim sistemlerindeki kadar hızlı olamamaktadır. Enerji hatlarının akla gelen ilk kullanım amaçları sadece enerjiiyi iletmek olduğundan, veri iletimi için oldukça karmaşık ve zor bir kanal yapısı gösterirler. Bu da kanal modellemede birtakım zorluklar doğurur. Bunlardan ilki, hattaki süreksizlik noktalarında empedans uyumsuzluğundan dolayı oluşan yansıma ve iletimler kaynaklı kanalın frekans seçici yapısıdır. İkincisi ise, kanalın sergilediği yüksek zayıflama karakteristiğidir. Bunların yanı sıra kanal, sadece ağın kapsamasını değil aynı zamanda haberleşme için kullanılacak olan bant genişliğini de sınırlayan güçlü bir alçak geçiren filtre davranışı gösterir. İlaveten, ağ topolojisinin, yük empedanslarının ve kablo parametrelerinin değişkenlik göstermesi sebebiyle zamana bağlı olarak değişen bir kanal özelliği gösterir. Bunların dışında ise, diğer haberleşme kanallarının aksine, iletim hatlarındaki gürültü, klasik bir yaklaşım olan AWGN ile temsil edilemez. PLC kanalı, ilaveten, renkli arka plan gürültüsü, dar bant girişimi ve karmaşık dürtüsel gürültü ile daha da bozulmaktadır [5], [17], [18]. Bu nedenle, bir PLC kanalını yüksek doğrulukla modellemek, kapsamlı çalışmalar

yapılmasını gerektirir. Enerji hatları, şebeke yapısı ve PLC uygulamalarındaki küresel çeşitlilik (ülkelere göre değişim), PLC kanal modelleme çalışmalarını daha da zorlaştırmıştır. Örneğin, 2-fazlı şebeke yapısının ABD'de yaygın olup Avrupa'da yaygın olmaması ve 3-fazlı şebeke yapısının ise ABD'nin aksine Avrupa'da yaygın olması gibi durumlar kanal modelleme çalışmalarında önemli problemler oluşturmaktadırlar [19]. Hatta elektrik şebekesi bir ülke içinde bile birtakım farklılıklar gösterebilmektedir. İşte tüm bu farklılıklar evrensel bir kanal modelleme için oldukça büyük bir karmaşıklık oluşturmaktadır.

Genel olarak bir PLC kanalının analizinde zamana, frekansa ve konuma bağlı değişebilen gürültü, empedans ve zayıflama üç kritik noktadır [20]. Alçak gerilim enerji hatlarının PLC olarak analizi için literatürde çeşitli teknikler verilmiştir. PLC kanalı modellerinde iki temel faktör vardır. Bunlar model parametreleri ve modelleme algoritmalarıdır. Model parametrelerini (zayıflama, gecikme, sinyalin geçeceği yol sayısı vb.) elde etmek için ise Yukardan Aşağıya (*Top-Down*, TD) ve Aşağıdan Yukarıya (*Bottom-Up*, BU) olmak üzere iki temel kanal modelleme yaklaşımı mevcuttur. TD yaklaşımı, kanal ölçümlerinden (birim vuruş tepkisi veya frekans tepkisi) faydalanarak, farklı kestirim teknikleriyle en uygun modeli bulmayı hedefler [21], [22], [23], [24], [25], [26], [27]. Model parametreleri ölçümler sonucu elde edilir, uygulaması kolay ve hesaplama karmaşası azdır [28], [29], [30], [31]. BU yaklaşımında ise, kanal modeli, herhangi bir ölçüme gerek duyulmaksızın doğrudan iletim hattı teorisinden elde edilir [32], [33], [34], [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41], [42], [43], [44]. Model parametreleri teorik hesaplamalar sonucunda elde edilir [45], [46], [47]. Kullanılan modelleme algoritmasına bağlı olarak bu iki yaklaşım, zaman bölgesinde ya da frekans bölgesinde gerçekleştirilebilir. Zaman bölgesinde modellemede, PLC kanalının çok yollu bir kanal yapısına sahip olmasından dolayı, bu fiziksel karakteristik geliştirilen bir yankı (*echo*) modeli ile temsil edilmiştir [28], [29], [30], [45]. Bu yankı modelini, TD yaklaşımda kullanmak daha kolaydır. Frekans bölgesinde yapılan modellemelerde ise BU yaklaşım daha anlamlıdır. Ağ, kaskat bağlı çok sayıda alt parçaların bütünü gibi düşünülür. Kanalin ya da ağın davranışı her bir kaskat bağlı kısımların saçılma matrisleri ya da iletim matrislerinden faydalanılarak elde edilir [30], [31], [46], [47]. Frekans bölgesi modellemesinin avantajı, hattaki süreksizliklerden kaynaklanan yansımaları, ağın karmaşıklığından bağımsız bir şekilde hesaba katabilmesidir.

Literatürde ortaya konan farklı kanal modelleri bulunmasına rağmen, genelleştirilip uygulanabilen ve yaygın olarak kabul gören bir kanal modeli henüz mevcut değildir [48].

Çünkü var olan bu modeller, ya farklı ağ katmanlarını ve frekans bantlarını hedeflemişlerdir, ya da belirli bir ölçüm sonucuna, ağ topolojisine ve birtakım varsayımlara dayanmaktadırlar [49]. Bu durum var olan kanal modellerini evrensel olmaktan uzaklaştırmış olsa da bütün içerisinde her biri, PLC kanal karakteristiklerini göstermede önemli adımlardır.

1.3.1. Yukarıdan Aşağıya Yaklaşım (*Top-down, TD*)

Kablosuz kanal modellemeye benzer şekilde, bu yaklaşımda PLC kanalı bir kara kutu (*black box*) gibi düşünülür. Bir referans sinyal ile kanal uyarılıp ya zaman bölgesinde ya da frekans bölgesinde çok sayıda ölçümler alınır. Sonrasında ise ölçümlere iyi bir biçimde uyacak bir model ve bu modelin parametrelerinin tahmini için karmaşık kestirim algoritmaları kullanılır. Model belirlendikten sonra kestirim işlemi, uygun parametre aralıklarının tanımlanması ve bu parametrelerin bir amaç fonksiyonuna göre tahmin edilmesini içerir. Amaç, mümkün mertebe az sayıda parametre ile kanalı yüksek doğrulukta modelleyebilmektir. Bu yaklaşımla geliştirilen modellerin kolay kullanımı ve hızlı uygulanabilmesi bir avantajdır. Bu da çok fazla sayıda kanal gerçekleştirilmesinin gerektiği *Monte Carlo* benzetimi için, bu modellerin kullanılabilmesini olanaklı kılar. Kanal ölçümlerinden çıkarılan istatistiksel sonuçlar ile kanalın ve hatta sistemin performansı analitik olarak elde edilebilir. TD yaklaşımların en önemli dezavantajı ise model ve parametrelerinin belirli bir ağ ve frekans bandı için oluşturulmuş olmasından dolayı, farklı bir ağ yapısına ve frekans bandına uygulanamayacak olmasıdır. Bundan dolayı daha yüksek doğruluğa sahip kabul edilebilir bir TD modeli için, daha geniş kapsamlı kanal ölçümlerinin yapılması şarttır. Diğer bir dezavantajı ise fiziksel gerçeklik ile bir ilişkisinin olmayışıdır. Örneğin, güç şebekelerinde var olan uzamsal ilişkiyi (*spatial correlation*) tanımlamak için bu modeli kullanmak zordur. Çünkü güç şebekesi bir *bus* (veri yolu) sistemdir ve yakın iki komşu düğümden alınan kanal tepkelerinin yüksek ilişkili olması muhtemeldir. Sonuç olarak, TD yaklaşımı ağla ilişkili sistem modellemesi için kullanılamayabilir. Dünyanın farklı yerlerindeki birçok araştırmacı, farklı bölgelerde, farklı ağ topolojilerinde, farklı frekans bantlarında ve farklı durumlarda yaptıkları çalışmalarla bu yaklaşıma dayalı kanal modelleme için katkı sağlamışlardır. Bu bağlamda ilk olarak, Hensen tarafından PLC kanallarının transfer fonksiyonu için basit bir öneri yapılmıştır [50]. Buna göre, zayıflamanın frekansla artışı düz bir çizgi interpolasyonu ile ifade edilir ve böylece kanal transfer fonksiyonunun genliğinin hesaplanması için basit bir formül oluşturulabilir. Bu yaklaşımda

PLC kanalındaki çok yönlü yayılım etkisi dikkate alınmadığı için sonrasında daha detaylı modeller geliştirilmiştir. TD yaklaşımına dayalı en iyi bilinen kanal modeli ilk olarak Philipps [28] ve Zimmermann [26] tarafından önerilen çok yönlü yayılım yaklaşımı olup aslında PLC kanalının iletişim davranışlarını temsil etmek için daha uygun olan bir yankı modelidir [17]. Bu yankı modeli, kanalın birim vuruş tepkesini, N farklı yoldan gelen sinyallerin süperpozisyonunu temsil eden N adet dürtü darbesinin toplamı olarak (1.1)'deki gibi tanımlar. Her bir birim vuruş, ρ_i karmaşık katsayısı ile çarpılır ve τ_i süre geciktirilir. ρ_i karmaşık katsayısı, her bir yankı yolu boyunca yansıma ve iletim katsayılarının çarpımını gösterir.

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (1.1)$$

Bu model ile kanalın transfer fonksiyonundaki çentikler (*notches*) yeniden gerçekçi bir şekilde oluşturulabilir. Bundan dolayı da bina içi PLC kanallarının temsili için oldukça uygundur. Daha sonra, alçak geçiren filtre davranışı sergileyen tipik erişim şebekeleri gibi kanalların tanımlanması için, ek bir zayıflama faktörü içeren uygun bir yankı modeli Zimmermann ve Dostert [26] tarafından önerilmiştir. Bu model ek bir zayıflama faktörü içeren çok yönlü yayılım tabanlı kanal modelidir (0.5-20 MHz). PLC kanalın çok yönlü yapısı, hat boyunca var olan dallanmalar ve empedans uyumsuzluklarının neden olduğu çoklu yansımalarından kaynaklanır. Her bir yansıma ayrı bir g_i ağırlıklandırma faktörü ve d_i yol uzunluğu ile modellenip N farklı yoldan gelen sinyallerin süperpozisyonu olarak (1.2)'deki gibi tanımlanır. Ayrıca bu modelde frekans bağımlı zayıflama parametreleri, a_0 , a_1 ve k ile modellenir.

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f (d_i / v_p)} \quad (1.2)$$

Modeldeki ilk üstel terim zayıflamayı temsil ederken ikinci üstel terim, v_p yayılım hızını içeren bir yankı senaryosunu tanımlar. Bu çok yönlü modelin parametreleri karmaşık kanal transfer fonksiyonu ölçümlerinden elde edilir. Zayıflama parametreleri a_0 (zayıflama ofseti), a_1 (zayıflama artışı) ve k (zayıflama üssü), kanalın frekans tepkesinin genliğinden elde edilir. Yol parametreleri olan g_i ve d_i ise birim vuruş tepkesinden faydalanılarak bulunur. Kanalın birim vuruş tepkesi, sinyalin kat ettiği her bir yolun zaman gecikmesini

(*time delay*) verir ve bu da d_i ile orantılıdır. Ağırlıklandırma faktörü g_i ise birim vuruş tepkesindeki her bir birim vuruşun genliğinden elde edilebilir. Sonuç olarak model, bu parametrelere uygun değerler atayarak tamamlanır. Bu bağlamda Zimmermann ve Dostert, kendi yaptıkları ölçümlere dayanarak, bağlantı mesafelerine göre değişen referans kanallar tanımlamışlardır [26]. Tanımlanan her bir kanal için ise bu bahsi geçen parametreler elde edilmiştir. Buna ek olarak, OPERA [51] projesinde, bu modele dayanarak AG ve OG şebekeleri için 9 referans kanal önerilmiştir. Bu modelin önemli bir dezavantajı, baskın yolları ve ilgili parametrelerini belirlemedeki hesaplama maliyetinin, baskın yol (*signal path*) sayısı arttıkça artmasıdır. Bina içi ortamlarda, yollar çok sayıda olup zayıflamalar yolların kısa olması sebebiyle düşüktür. Sonuç olarak, çok fazla sayıdaki bu yollar, bu modelde oldukça yüksek hesaplama maliyeti ortaya çıkarmaktadır.

Bilinen bu model dışında da TD kanal modelleri literatüre kazandırılmıştır. Tlich ve arkadaşları, 1-100 MHz frekans bandı için ölçülen kanal transfer fonksiyonlarının genlik ve faz özelliklerinin istatistiksel analizlerini yaparak, frekans bölgesinde rastlantısal (*random*) bir kanal modeli önermişlerdir [24]. Buna karşın, Galli'nin önerdiği kanal modeli, 1.8-30 MHz bandını kapsayan, ortalama kanal kazancı ve etkin gecikme yayılması (*rms delay spread*) gibi zaman bölgesi istatistiksel analizlerini içeren bir modelidir [25]. Galli, enerji hatlarından elde ettiği istatistiksel sonuçları, çift bükümlü kablolar ve koaksiyel kablolar gibi diğer kablolar ile de karşılaştırmış ve benzer istatistiksel özellikler gösterdikleri sonucuna varmıştır. Tonello ise Zimmermann'ın önerdiği kanal modelinden faydalanarak rastlantısal bir kanal simülatörü (2-100 MHz) geliştirmiş [52], sonrasında bunu, daha fazla istatistiksel sonuç ekleyerek, iletmiştir [22].

1.3.2. Aşağıdan Yukarıya Yaklaşım (*Bottom-up, BU*)

Aşağıdan yukarıya yaklaşım (BU), iletim hattı teorisine dayanan bir kanal modelleme yaklaşımıdır [53]. Bu modelleme, ağ topolojisinin, kullanılan enerji kablolarının ve özelliklerinin, hatta bağlı yük empedanslarının ve davranışlarının bilinmesini gerektirir. Bu bilinen ağ yapısı ve elemanlar ile kanal matematiksel olarak modellenir. İletim hattı teorisi, dx uzunluğa sahip bir iletim hattı parçasındaki elektromanyetik (EM) dalga yayılımını, bir grup kısmi diferansiyel denklem (KDD) ile açıklamak için geliştirilmiştir. İletim hattı boyunca gerilim değerleri, bu KDD'lerin çözülmesi ve hat uçlarındaki yansımaların dahil edilmesiyle hesaplanmıştır. Buradaki teori, bir ağdaki sinyal yayılımını modelleyebilmek

için uyarlanabilir olmalıdır. Gerilim oranı yaklaşımı [32], [33], [34], [35], [36], [39], [40], [41], [53], ABCD matrisi [37], [53] ve S-parametreleri [42], [43], [44], literatürde bilinen üç popüler metottur. Gerilim oranı yaklaşımı ve ABCD matrisi metotları, temelde aynı metodun farklı formlarıdır. Çünkü her ikisi de ağın düğüm noktalarındaki gerilim ve akımlara odaklanır. S-parametreleri yaklaşımı ise biraz farklı olup ağdaki EM dalga yayılımını iletim ve yansıma katsayıları ile tanımlar. Bu yaklaşım biraz karmaşık olsa da sinyal yayılımını ile doğrudan ilişkili olması bakımından diğerlerine göre daha etkindir. Bu nedenle, farklı sayıda iletkeni olan farklı türden kablo çeşitleri kolayca birbirine bağlanıp yeni bir ağ durumu oluşturulabilir. Bu esnekliği bahsi geçen diğer iki yöntemde sağlamak ise oldukça zordur. [42]'de bu yaklaşımın güzel örnek bir sunumu verilmiştir. [38]'de ise istisnai bir BU yaklaşım örneği bulunur. Bu model, temelde kısmen iletim hattı teorisine dayalı çok yollu bir kanal modelidir. Ağ ve özellikleri iyi bir şekilde bilindiği sürece çeşitli durumlara kolayca uygulanabilir esneklikte olması, BU yaklaşımın avantajıdır. Ayrıca, bu yaklaşım, iletim hattı ağındaki EM dalga yayılımının fiziksel yorumundan türetildiğinden, enerji hatlarının fiziği ile yakından ilişkilidir. Bu nedenle de BU yaklaşımı, çok kullanıcı sistemler ve röle sistemleri gibi ağ ile ilgili sistem modellemesinde kullanılır. Bunların yanı sıra birtakım dezavantajları da mevcuttur. Hesaplama karmaşıklığından dolayı maliyetli olan bu yaklaşım, ağ karmaşıklıktıkça bu maliyetin arttığı bir yaklaşımdır. Uygulamaya göre, ağın sadece bazı anahtar elemanlarını hesaba katarak ihmallerle bir model üretildiğinde, pratikte olamayacak sonuçlar elde edilebilir. Çünkü bilindiği üzere, pratik bir modelde, hava ve radyo gibi diğer birçok doğal ve yapay girişim kaynakları dikkate alınmalıdır. Sonuç olarak, bahsedilen ağ elemanları (topoloji, kablo, yük) ve bunların farklı durumlardaki topolojilerini doğru ifade etmek, BU yaklaşım için oldukça büyük önem taşır.

Yapılan doktora tez çalışmasında, S-parametrelerine dayalı bir BU yaklaşımı ile frekans bölgesinde bir kanal modelleme yoluna gidilmiştir. BU yaklaşımı TD yaklaşıma göre daha fazla hesaplama zorluğu içerse de ağın davranışı ve ağ parametreleri arasındaki ilişkiyi çok daha iyi temsil eder. Bu modelleme yaklaşımında, tüm parametreler formüle edildiğinden, çok yönlü, uyarlanabilir ve ağ konfigürasyonundaki değişikliklere uyum açısından esnek bir model çıktısı elde edilecektir. Frekans bölgesi modellemesinde, hattaki süreksizliklerden kaynaklanan yansımaların, ağın karmaşıklığından bağımsız bir şekilde hesaba katılabilmesi bir avantaj olduğundan bu tez çalışmasında BU yaklaşımla bir kanal modellemesinin gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Busbar iletim hattı model parametrelerinin kestiriminde ise çok boyutlu optimizasyon problemlerinde başarılı sonuçlar

veren evrimsel tabanlı algoritmalarından Parçacık Sürü Optimizasyonu (*Particle Swarm Optimization*, PSO) algoritması kullanılmıştır. Özellikle problem uzayında çözüme çoklu noktadan yaklaşması ve problemin doğasından bağımsız olması PSO algoritmasının başarımını artırmaktadır. Bir sonraki bölümde PSO algoritması ayrıntılı olarak verilmiştir.

1.4. Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık Sürü Optimizasyonu (*Particle Swarm Optimization*, PSO) algoritması, sezgisel ve evrimsel bir hesaplama tekniği olup, ilk olarak 1995 yılında Kennedy ve Eberhart tarafından geliştirilmiştir [54]. PSO algoritmasının çıkış noktasında kuş veya balık sürülerinin sosyal davranışları ve sürü teorisi yer almaktadır. PSO algoritması popülasyon temelli bir arama algoritması olup problem uzayında parçacık olarak adlandırılan rastlantısal çözüm değerlerinin oluşturduğu popülasyon ile başlatılır. PSO'daki her parçacığa diğer evrimsel algoritmalarından farklı olarak hız bileşeni eşlik eder. Parçacıklar geçmişteki durumlarına göre ayarlanan hızları ile arama uzayında hareket ederler. Bu da parçacıklara, arama boyunca daha iyi bölgelere doğru hareket eğilimi verir. Algoritmanın yapısında yer alan bileşenler, parçacık, parçacık hızı ve pozisyonu, parçacığa ait en iyi değer, global en iyi değer, sürü büyüklüğü, uygunluk değeri, aralık sınırlaması ve sonlandırma kriteri şeklinde özetlenebilir.

Parçacık: PSO'da sürüdeki her bir bireye verilen isim olup her biri problemin olası bir çözümüne karşılık gelir. Her parçacığın bir konum ve bir de hız değeri olur.

Parçacık hızı: M boyutlu çözüm uzayındaki her bir parçacığın bulunduğu iterasyondaki hızıdır. Bir sonraki iterasyona ait hız ve konum güncellemesinde kullanılır.

Parçacık Pozisyonu: M boyutlu çözüm uzayındaki her bir parçacığın bulunduğu konumu belirtir.

Parçacığa Ait En İyi Değer: Her bir parçacığa ait bir bellek vardır ve her bir iterasyondan elde edilen en iyi değer bu bellekte saklanır. "*pbest*" olarak gösterilen bu değer, sonraki iterasyonlarda bu değere göre daha iyi bir değer elde edildiği takdirde güncellenir. Bu değer parçacığın hız güncellemesinde kullanılır.

Global En İyi Değer: Her bir parçacığın belleği olduğu gibi sürünün de bir belleği bulunur. Bu bellekte ise tüm parçacıklar içerisinde geçmiş iterasyonlarda en iyi değere sahip olan değer global en iyi değer olarak saklanır ve ilerleyen iterasyonlarda daha iyi bir değer elde edildiğinde ise güncellenir. Global en iyi değer genellikle "*gbest*" olarak gösterilir.

Sürü büyüklüğü: Algoritmada kullanılan parçacık sayısı sürü büyüklüğünü belirler. Bu değer ne kadar fazla ise algoritma daha az iterasyonda yakınsar.

Uygunluk Değeri: M boyutlu uzayda parçacığın konum koordinatlarının uygunluk fonksiyonuna uygulanması ile elde edilen değerdir.

Aralık sınırlaması: Sürünün yayılımı sırasında parçacığın arama uzayını terk etme olasılığını önlemek için arama uzayı $[x_{min}, x_{max}]$ olacak şekilde (1.3)'teki gibi sınırlandırılabilir.

$$x_d \leftarrow \min(\max(x_d + v_d, x_{min}), x_{max}) \quad (1.3)$$

Bu sınırlandırma parçacıkları her zaman arama uzayında tutsa da birtakım problemleri de beraberinde getirir. Aralık sınırlaması, arama uzayından dışarı çıkan parçacığın sınırlar arasına geri gelmesini sağlar, ancak parçacığın hızı güncellenmez. Bu durumda bir sonraki adımda parçacığın hız vektörü aynı yönü göstereceğinden, parçacık tekrar sınırlar dışına çıkma eğilimi gösterecek ve tekrardan sınırlar içine getirilecektir. Bu süreç bu şekilde yinelenir ve sınır bölgesinde parçacık sıkışmış olur. Bu problemin çözümü için ise hızın o anda sıfırlanması yöntemi önerilir (1.4) [55].

$$x_d \notin [x_{min}, x_{max}] \Rightarrow \begin{cases} v_d \leftarrow 0 \\ x_d < x_{min} \rightarrow x_d \leftarrow x_{min} \\ x_d > x_{max} \rightarrow x_d \leftarrow x_{max} \end{cases} \quad (1.4)$$

Sonlandırma Kriteri: Algoritmanın durma kriteri olup, maksimum iterasyon sayısını belirlemek, hata fonksiyonunda belirli bir hedef değeri yakalamak veya iterasyonlar arasında parametrelerdeki değişimin belirli bir değerden küçük olması gibi belirlenebilir. Sonlandırma kriterine erişildiğinde en iyi parçacığa ait konum değeri algoritmanın sonuç değeri olur.

Genetik Algoritmalar (GA) gibi evrimsel algoritmalar ile birçok benzerlikleri bulunan PSO, GA'ya benzer şekilde rastgele çözümlerden oluşan popülasyon ile başlar ve potansiyel çözüm noktalarını jenerasyon sayısı kadar güncelleyerek optimum sonuca yaklaştırmaya çalışır. Bunun yanı sıra GA'nın aksine, çaprazlama ve mutasyon gibi evrimsel operatörler barındırmaz. Diğer evrimsel algoritmalarından farklı olarak PSO'da her parçacık çözüm uzayında hareket eder, geçmiş en iyi değerini bellekte tutar ve nesilden nesile hayatta kalır. Ayrıca diğer evrimsel algoritmalar ile kıyaslandığında PSO, çözüme başlangıçta çok hızlı yaklaşırken, hassas ayar yakınsamasında yavaştır [56]. GA'da olan seçim operatörü PSO'

da bulunmamaktadır. Tüm parçacıklar algoritmanın iterasyonu devam ettiği sürece sürüden elenmezler ve sonuç bulunana kadar varlıklarına devam ederler [57]. PSO’da her parçacık M -boyutlu problem uzayında kendi ve sürüdeki diğer bireylerin hareket tecrübeleri ile dinamik olarak ayarlanan hızlarda yayılmaktadırlar. PSO algoritmasında parçacıklar hız ve konumlarını her iterasyonda değiştirirler. GA’ya kıyasla PSO algoritmasının basit bir yapısı vardır ve ayarlanması gereken parametre sayısı azdır. Algoritma üzerinde küçük değişiklikler ile istenilen uygulamaya adapte edilebilen bir çözüm yolu önermesi, pek çok alanda başarılı bir şekilde uygulanabilmesini sağlamıştır. Tüm bu gerekçelerden ötürü yapılan tez çalışmasında busbar iletim hattı model parametrelerinin optimizasyonu PSO algoritması ile yapılmıştır.

PSO algoritması parçacıkların, yani çözüm uzayındaki noktaların konumlarının ve hızlarının oluşturulması, parçacıkların hızlarının güncellenmesi ve parçacıkların konumlarının güncellenmesi olarak temelde üç adımda işlev gösterir. M adet parametreden oluşan n adet parçacık için popülasyon matrisi (1.5)’teki gibidir.

$$x = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1M} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{n1} & x_{n2} & \cdots & x_{nM} \end{bmatrix}_{n \times M} \quad (1.5)$$

Bu matriste M -boyutlu problem uzayında i . parçacık $x_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iM}]$ şeklinde gösterilir. i . parçacığın en iyi uygunluk değerindeki konumu $pbest_i = [p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iM}]$ olarak ifade edilirken sürü için bu değer ortak değer olup $gbest = [p_1, p_2, \dots, p_M]$ şeklinde gösterilir. i . parçacığın her konumdaki değişim miktarını gösteren hız vektörü, yani hızı ise $v_i = [v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iM}]$ şeklindedir. Önceki iterasyonlarda elde edilen “ $pbest$ ” ve “ $gbest$ ” e göre bir parçacığın hız ve konum vektörü (1.6) ve (1.7) eşitlikleri ile hesaplanır [54], [56].

$$v_{im} = w \times v_{im} + c_1 \times r_1 \times (pbest_{im} - x_{im}) + c_2 \times r_2 \times (gbest_m - x_{im}), \quad 1 \leq m \leq M \quad (1.6)$$

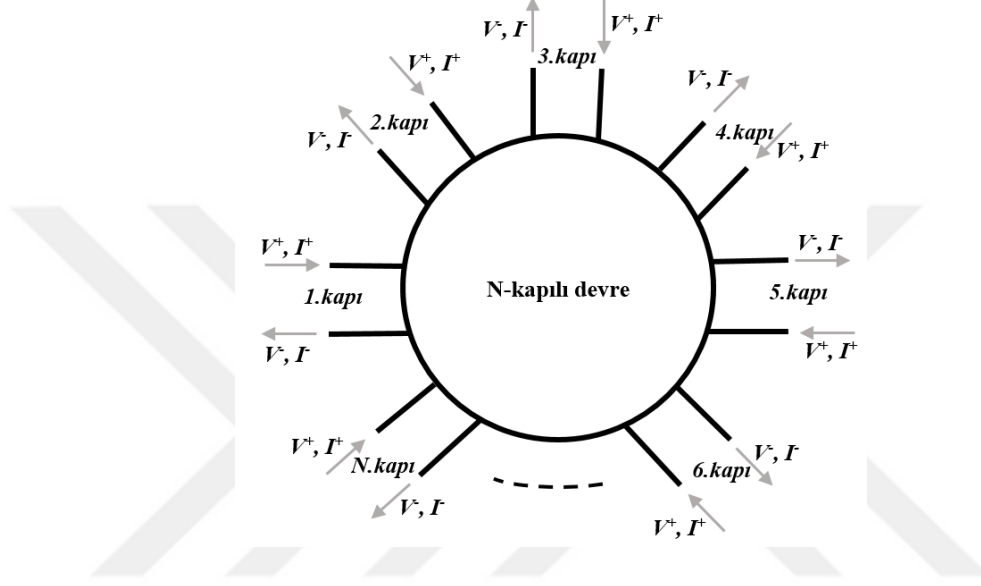
$$x_{im} = x_{im} + v_{im}, \quad 1 \leq m \leq M \quad (1.7)$$

(1.6) eşitliğinde yer alan w atalet ağırlık katsayısıdır ve 1998 yılında Eberhart ve Shi tarafından yapılan çalışma ile orijinal PSO algoritmasının yapısına eklenmiştir [58]. c_1 ve c_2 hızlandırma katsayılarıdır ve her parçacığı $pbest$ ve $gbest$ değerlerine doğru hızlandırır. c_1 , parçacığın kendi tecrübelerine göre hareket etmesini, c_2 ise sürüdeki diğer parçacıkların tecrübelerine göre hareket etmesini sağlar. Düşük değerler seçilmesi parçacıkları hedef bölgeye doğru çekilmeden önce, bu bölgeden uzak konumlarda dolaşmalarına neden olabilmektedir. Bu durum hedefe ulaşma süresinin uzamasına neden olmaktadır. Yüksek değerler seçilmesi ise hedefe ulaşmayı hızlandırırken, hedef bölgenin atlanmasıyla, karasızlığa yol açabilmektedir. r_1 ve r_2 katsayıları ise 0-1 arasında düzgün dağılıma sahip değişkenlerdir. Özetle, PSO'da problem uzayı tanımlanır ve değer aralıklarının en büyük ve en küçük sınırları belirlenir. Parçacıklar problem uzayında rastgele olarak konumlandırılır ve mevcut konumlarının problem uzayı içerisinde olup olmadığı kontrol edilir. Eğer değilse problem uzayı içerisinde olacak şekilde konumları ayarlanır. Sonrasında parçacıkların uygunluk değerleri hesaplanır. Her bir parçacık için uygunluk değeri önceki en iyi değeri ($pbest$) ile karşılaştırılır. Eğer uygunluk değeri daha iyi ise $pbest$ değeri güncellenir ve mevcut konumu $pbest$ konumu olarak atanır. Parçacıkların $pbest$ değerlerinden en iyi olanı (global minimum) belirlenir. Eğer global minimum değeri $gbest$ değerinden daha iyi ise $gbest$ değeri güncellenir ve mevcut konumu $gbest$ konumu olarak atanır. Parçacıkların hızları (1.6)'ya göre konumları ise (1.7)'ye göre güncellenir. Belirlenen hata kriterine ulaşıncaya kadar bu işlemler tekrarlanır ve en uygun çözüme gidilmiş olur.

1.5. S-Parametreleri

Saçılma parametreleri olarak da adlandırılan S-parametreleri, Elektrik-Elektronik Mühendisliği ve Haberleşme Sistemleri Mühendisliğinde, doğrusal elektrik devrelerinin davranışlarını karakterize etmek için kullanılan Y-parametreleri, Z-parametreleri, H-parametreleri, T-parametreleri ve ABCD-parametreleri gibi devre parametrelerinden biridir. Yüksek frekanslardaki analizlerde sıklıkla tercih edilir. Çünkü, Z-, Y-, H-, T- ve ABCD-parametreleri, kapılardaki toplam gerilim ve akım değerlerine bağlıdır ve yüksek frekanslarda bu değerlerin doğrudan ölçümü çok zordur. Doğrudan ölçümler genellikle belirli bir yönde ilerleyen veya duran dalgalar için genlik ve faz değerlerini içerir. Dolayısıyla gelen, yansıyan ve iletilen dalgalar ile temsil edilen S-parametreleri, yapılacak

doğrudan ölçümler için daha uygundur [59]. S-parametreleri tüm frekanslarda uygulanabilir olmasına rağmen, daha çok radyo (RF) ve mikrodalga frekanslarında (3 kHz-300 GHz) çalışan devrelerde ölçülür. Kavramsal olarak basit, analitik olarak kullanışlı olan S-parametreleri, bir ölçüm ya da tasarım için devre ya da yapı hakkında iyi bir ön görüş sağlarlar.



Şekil 2. N-kapılı bir devre

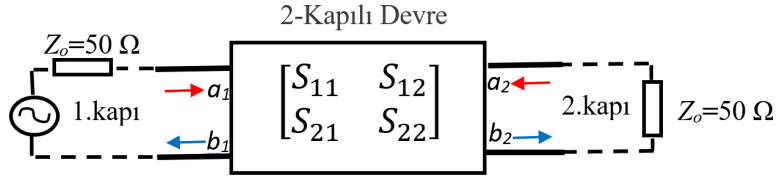
Şekil 2’de çok kapılı bir devre örneği verilmiştir. Bu devrelerde, ölçüm yapılacak kapı ya da kapılar dışındaki kapıların, sistem empedansına eşit bir yük ile sonlandırıldığı varsayılır [60]. Toplam kapı sayısı N olmak üzere, her bir kapı l ile N arasında n sayısı ile tanımlanır. n . kapı için S-parametresi, ilgili kapıya gelen a_n (*incident*) ve yansıyan b_n (*reflected*) güç dalgaları ile tanımlanır. Bu güç dalgaları, n . kapıya gelen ve yansıyan gerilim dalgalarının iletim hattı teorisine göre normalize edilmiş hali olup, sistem empedansı Z_0 ile (1.8)’deki gibi ilişkilidir.

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_0}} \quad b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (1.8)$$

Sistemdeki tüm kapılar için yansıyan güç dalgaları, S-parametreleri matrisi ve gelen güç dalgaları ile (1.9)’daki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}, \quad [V^-] = [S][V^+] \quad (1.9)$$

Şekil 3'te görüldüğü gibi 2-kapılı sisteme karşılık gelen S-parametre matrisi en yaygın karşılaşılanı olup daha yüksek mertebeden matrisler için temel yapı taşı olarak işlev görür. 2-kapılı durumda gelen ve yansıyan güç dalgaları arasındaki ilişki ve S-parametresi matrisi (1.10)'da verildiği gibi olur.



Şekil 3. 2-kapılı devre S-parametreleri temsili

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Matristeki denklemler açılarak (1.11)'deki gibi yazılacak olursa, buradaki her eşitlikle birlikte, devrenin 1. ve 2. kapısından her birinin gelen ve yansıyan güç dalgaları arasındaki ilişkisi o devrenin kendi S-parametreleri cinsinden verilmiş olur.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \quad b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (1.11)$$

a_1 , 1. kapıdan gelen güç dalgası olarak düşünülürse, bu güç 1. kapıdan (b_1) veya 2. kapıdan (b_2) yansıyacaktır. S-parametrelerinin tanımı gereği, bu durumda eğer 2. kapı sistem empedansına eşit bir Z_0 yükü ile sonlandırılmışsa, maksimum güç teoremi gereği a_2 sıfır olacak, b_2 tamamen soğrulacak, S_{11} ve S_{21} (1.12)'deki gibi bulunacaktır. Ters durumda yani 1. kapı Z_0 sistem empedansı ile sonlandırılırsa a_1 sıfır olacak, S_{12} ve S_{22} (1.12)'deki gibi bulunacaktır.

$$\begin{aligned}
S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \Big|_{\substack{a_2=0 \\ V_2^+=0}} & S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \Big|_{\substack{a_2=0 \\ V_2^+=0}} \\
S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \Big|_{\substack{a_1=0 \\ V_1^+=0}} & S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \Big|_{\substack{a_1=0 \\ V_1^+=0}}
\end{aligned} \tag{1.12}$$

Bir devre, pasif ve sadece resiprok malzemelerden oluşmuşsa resiprok olarak tanımlanır. Zayıflatıcılar, kablolar, iletim hatları ve birleştiriciler bu tür yapılara örnek olarak verilebilirler. İletim hatları gibi doğrusal pasif bileşenlerden oluşan bir devre de resiproktur. Bundan dolayı, 2-kapılı bir devrenin S-parametreleri matrisi simetrik olmalıdır. Resiprok olması sebebiyle $S_{21}=S_{12}$, simetriklik sebebiyle $S_{11}=S_{22}$ olacaktır. Başka bir ifadeyle S-parametreleri matrisi transpozuna eşittir.

Tüm S-parametreleri karmaşık büyüklükler olup, genellikle frekansla değişim gösteren genlik ve faz bileşenleri ile ifade edilirler. Bundan dolayı, S-parametreleri ölçümü yapılırken, sistem empedansı (Z_0) gibi frekans aralığı da tanımlanır. S-parametreleri ölçümleri network analizörler ile yapılır. Temel olarak bir network analizör cihazı içinde 1 adet sinyal üretici ve 2 adet alıcı bulunur. Üretilen sinyalin ne kadarının test edilen sistem üzerinde yoluna devam ettiği ne kadarının geri yansıdığı ve sistem çıkışında genlik ve faz olarak ne kadar bozulduğu, ayrıca ne kadar gecikmeye uğradığı gibi birçok parametre test edilebilir. Bu tez çalışmasında, S-parametreleri ölçümlerinin kullanıldığı modelleme tabanlı bir yöntem ile busbar iletim hattı parametreleri elde edilmiştir.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

2.1. Giriş

Akıllı şebeke, tüm dünyada son yıllarda önemli bir araştırma konusu olmakta ve her geçen gün de önem kazanmaya devam etmektedir. Alçak gerilim şebekesinin tüketiciye ulaşan son nokta olması, enerji hatları üzerinden haberleşme (*power line communication*, PLC) teknolojilerinin geliştirilmesinde odak noktası olmasına neden olmuştur. Şebekeyi akıllı hale getirmek için, şebekedeki her yapının veri iletimi için uygunluğunun araştırılması ve sorunlarının ortaya konulması gerekmektedir. Bu bağlamda, alçak gerilim şebekesinin özellikle endüstriyel sahalarda önemli bir kısmını oluşturan busbarların da haberleşme olanaklarının irdelenmesi, akıllı şebekede hedeflenen ulaşmada önemli bir katkı olacaktır.

Dağıtım şebekesi en temel anlamda enerji iletimi amaçlı kurgulandığından, enerji dağıtım altyapısı (kablolar, busbarlar, transformatörler vb.), düşük frekanstaki yüksek genlikli şebeke sinyalinin iletilmesi için elverişli bir yapı çizmektedir. İletişim olanakları açısından incelendiğinde, yüksek frekanslı ve düşük genlikli işaretler için davranışının tüm dağıtım alt yapısı için araştırılması gerekir. Genel anlamda enerji hatları, iletişimin amaçlandığı yüksek frekanslarda değişen bir hat empedansına, yüksek zayıflama etkisine ve kayda değer bir gürültü etkisine sahip bir kanal karakteristiği gösterirler. İlaveten, herhangi bir ortamda veri iletişimi yapabilmek için, iletişim yapılacak kanalın özelliklerinin bilinmesi elzemdir. Bunlar genel olarak giriş empedansı, sinyal zayıflaması, faz bozunumu ve gürültü olarak sıralanabilir.

Yapılan tez çalışmasında, birçok üstünlüğünden ötürü özellikle yüksek güç tüketen endüstriyel alanlarda bina içinde elektrik enerjisini taşımada kullanılan, modüler yapıya sahip busbar enerji dağıtım sistemlerinin geniş bant haberleşme olanakları incelenmiştir. Akıllı şebeke ile bütünleşen PLC iletişiminde, iletişim kanalı olarak busbarların günümüze değin PLC olanakları açısından irdelenmemiş olması bu konunun önemini bir kat daha arttırmaktadır. Çünkü gerek fiziksel yapı farklılığı gerekse projelendirilme farklılığı nedeniyle, kablolar üzerinde yapılan PLC araştırmalarının busbarların PLC olanaklarını tam ve doğru olarak tanımlamayacağı bir gerçektir. Akıllı şebeke haberleşme mimarisinde bütünlüğü sağlama ve tüm alçak gerilim şebekesinde tümleşik bir haberleşme alt yapısı oluşturma hedefi için, şebekedeki her yapı gibi busbar dağıtım hatlarının da özelliklerinin

bilinmesi önemli bir husustur. Bu nedenle, busbarların PLC iletişim kanalı açısından yüksek frekanslarda (geniş bant) kanal özelliklerinin hem teorik hem de deneysel olarak belirlenmesi amaçlanmıştır.

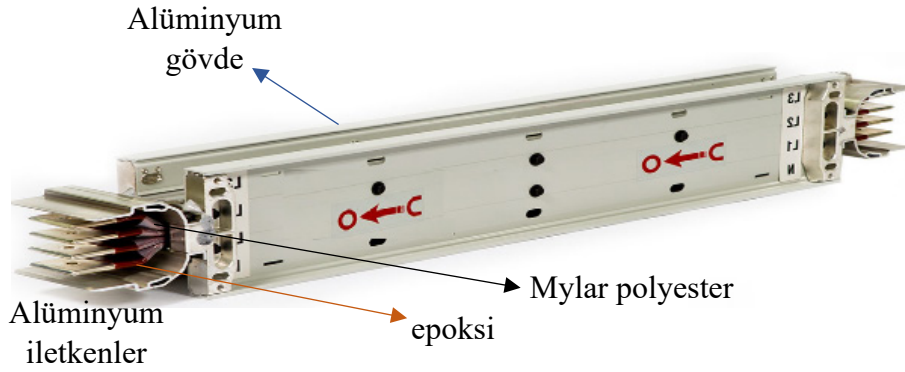
2.2. S-Parametreleri Yardımıyla Busbar İletim Hattı Parametrelerinin Elde Edilmesi

2.2.1. İletim Hattı Olarak Busbar

Alçak gerilim şebekesi, yüksek gerilim şebekesinden farklı olarak, noktadan noktaya değil, noktadan çok noktaya bir haberleşme ağına ihtiyaç duyar. Tüketicisiyle buluşulan son nokta olmasından dolayı akıllı şebeke mimarisinde büyük öneme sahiptir. Busbar enerji dağıtım sistemleri de modern güç dağıtım şebekesinin önemli bir parçası olup, PLC söz konusu olduğunda irdelenmesi gereken bir yapı olarak karşımıza çıkar. Kompakt ve modüler yapıda olan busbar enerji dağıtım sistemleri, fabrikalarda üretim alanları ve ana enerji merkezleri, otomotiv tesisleri, otomotiv yan sanayisi, tekstil sektörü, fuar alanları, yüksek katlı binalar, gökdelenler, oteller, hastaneler, iş merkezleri, büyük alışveriş merkezleri, demir çelik tesisleri, tersaneler, enerji santralleri gibi yerlerde tercihen kullanılmaktadır.

Busbar dağıtım sistemi, 1930'lu yıllarda, temel olarak yüksek katlı binaların ve fabrikalarda değişen üretim teknolojilerinin bir ihtiyacı olarak, Amerika'da ortaya çıkmıştır. 1950'li yıllarda Avrupa ve Japonya'da kullanılmaya başlanmıştır. Türkiye de ise 1970'li yıllarda üretimine başlanmış olup yaygın şekilde kullanılmaktadır. Sac veya alüminyum gövde içerisinde, izole edilmiş baralar vasıtası ile dağıtılan enerjisi; özel çıkış üniteleri ile istenilen noktalardan, güvenli bir şekilde, enerjisi kesmeden almak mümkün olmaktadır. Busbarlar, istenildiği anda uzatılabilme, değiştirilebilme, taşınabilme ve tekrar kullanılabilme özelliklerine sahiptir. Busbar boyunca istenilen noktalardan çıkış kutuları ile enerji almak; son derece kolay, ekonomik ve emniyetlidir. Şekil 4'te kompakt bir busbar sistemi yapısı görülmektedir.

Busbar dağıtım hatları, 3-fazlı bir iletim yolu olup en genel manada 3 tane faz iletkeni ve 1 adet nötr iletkeninden oluşur. İletkenler, hibrit izolasyonlu olup (Mylar polyester film + epoksi) alüminyum gövde içine sıkıştırılarak yerleştirilmiştir [61]. Ayrıca kompakt yapıda iletkenler ve gövde arasında hava boşluğu olmadığı için iletkenlerde oluşan ısı, alüminyum gövde aracılığıyla ortama kolayca transfer edilebilir.



Şekil 4. Busbar dağıtım hattı (3 m'lik birim boy)

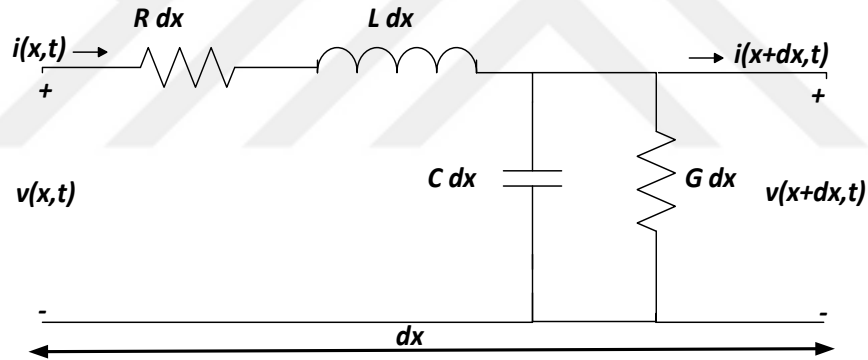
Busbar sistemleri ile ilgili literatürdeki çalışmalar, daha çok akla gelen ilk uygulaması olan enerjinin iletimi ile ilgili araştırmalardır. [62]'de busbarın sistem empedansı şebeke frekansında (50 / 60 Hz) analitik olarak hesaplanmaya çalışılmış ve bu hesaplar yapılan deneyler ile desteklenmiştir. [63]'te çok iletkenli busbar sisteminin kararlı durum analizi için önerilen model deneysel çalışmalarla doğrulanmıştır. [64]'te iletkenler üzerinden geçen akım hesabı 50 Hz'de yapılmış ve gerçek ölçümlerle bu hesaplamalar doğrulanmıştır. [65]'te ise 300 kHz bandında, *Cauer* ağ modelinin, busbar analizi için bir uygulaması verilmiştir. Elektrik dağıtım şebekesinin önemli bir parçasını oluşturan busbar sistemlerinin, PLC kanalı olarak analizi literatürde henüz çok yer almamıştır. Bu sebeple bir PLC kanalı olarak busbarın incelenmesi ve literatüre kazandırılması, genelleştirilmiş bir akıllı şebeke alt yapısı için önemli bir amaçtır.

Alüminyum iletkenli kompakt yapıdaki busbarlar bakır iletkenli olanlara göre maliyet açısından daha uygun olup daha yaygın kullanım alanına sahiptirler. Bu sebeple, bu çalışmada bakır iletkenli busbarlardan ziyade alüminyum iletkenli busbarlar üzerine yoğunlaşmıştır. 3 m'lik birim boya sahip E-LINE KX serisi kompakt busbar dağıtım sistemi Şekil 4'teki gibi olup, modelleme ve ölçümler bu birim boydaki busbarlar üzerinden yapılmıştır [66].

Busbar dağıtım sistemi bir iletim hattı olarak modellenirken çok iletkenli iletim hattı analizi yerine iki iletkenli iletim hattı analizi tercih edilmiştir. 3-fazlı bir sistemde eğer tek faz veri iletişimi için kullanılacaksa buradaki modellemede ve ölçümlerde iki iletkenli analiz tercih edilebilir [44]. İki iletkenli analiz uygulanırken, veri aktarımında, sinyalleşme için kullanılan iletkenler dışında kalan iletkenler arası çapraz girişim (*crosstalk*) ihmal edilir. İki iletkenli model çok iletkenli olandan daha pratik olup, elektromanyetik dalganın iletkendeki

yayımlı hızı, kablunun karakteristik empedansı ve sinyal zayıflaması gibi önemli çıktıları yüksek doğrulukta modelleyebilmeyi olanaklı kılar. Bu çalışmada farklı akım kademelerindeki busbarlar (630 A, 1250 A ve 2000 A) ve farklı iletim yolları (L1-N, L2-N, L3-N, L2-L1, L3-L1, L3-L2) için, iki iletkenli bir iletim hattı olarak, ölçümler yapıp 1-50 MHz bandında modellemeler gerçekleştirilmiştir.

İki iletkenli iletim hattı modeli, her biri iletim hattının dx diferansiyel uzunluklu bir parçasını temsil eden sonsuz sayıda iki kapılılar serisi olarak tanımlanır. Yani iletim hattı modeli, Şekil 5'te gösterilen birim yapının sonsuz tanesinin yan yana gelmesiyle oluştuğundan, eleman boyutları birim uzunluk başına (dx) tanımlanmıştır. Dolayısıyla her biri, birim uzunluk başına RLCG parametreleriyle temsil edilir ve Şekil 5'te verildiği gibi Rdx , Ldx , Cdx ve Gdx şeklinde gösterilir. Bu parametreler bazı kaynaklarda, birincil hat sabitleri olarak da nitelendirilir ve bu parametreler ile iletim hattının transfer fonksiyonu elde edilebilir [67].



Şekil 5. Bir iletim hattının birim uzunluktaki parçasına (dx) ait şematik gösterim

Birincil hat sabitleri ya da RLGC parametreleri;

Rdx , iletkenlerin dağılmış direncini simgeleyen seri bir direnç elemanı,

Ldx , iletkenler etrafındaki dağılmış endüktansı simgeleyen seri bir endüktans,

Cdx , iki iletken arasındaki kapasiteyi simgeleyen bir kondansatör,

Gdx , iki iletkeni ayıran yalıtkan malzemenin iletkenliğini simgeleyen iletkenlik elemanı, şeklindedir.

Burada $v(x,t)$, $v(x+dx,t)$, $i(x,t)$ ve $i(x+dx,t)$ ise hattın x ve $x+dx$ noktalarındaki anlık (ani) gerilim ve akım değerleridir. İletim hattındaki transfer fonksiyonunu bulmak için, gerilim ve akım ifadelerine ihtiyaç vardır. Telgrafçılar denklemleri (ya da telgraf

denklemleri) diye adlandırılan ve (2.1) ve (2.2)'deki gibi verilen denklem takımları, iletim hattındaki gerilim ve akımı tanımlayan bir lineer diferansiyel denklem çiftidir. Bu bağıntılar Maxwell denklemlerine dayanır.

$$\begin{aligned} -\frac{v(x+dx,t)-v(x,t)}{dx} &= Ri(x,t) + L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \\ -\frac{i(x+dx,t)-i(x,t)}{dx} &= Gv(x,t) + C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} -\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} &= Ri(x,t) + L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \\ -\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} &= Gi(x,t) + C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Bir hattın birincil hat sabitleri yani RLCG parametreleri biliniyorsa bu hattın yayılma sabiti (γ) ve karakteristik empedansı (Z_c) bulunabilir. Burada $v(x,t) = Re[V(x)e^{j\omega t}]$ ve $i(x,t) = Re[I(x)e^{j\omega t}]$ olarak yazılırsa;

$$\begin{aligned} -\frac{dV}{dx} &= (R + j\omega L)I(x) \\ -\frac{dI}{dx} &= (G + j\omega C)V(x) \end{aligned} \Rightarrow \begin{cases} -\frac{d^2V(x)}{dx^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V(x) = \gamma^2 V(x) \\ -\frac{d^2I(x)}{dx^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)I(x) = \gamma^2 I(x) \end{cases}$$

olacağından hattın yayılma sabiti (γ), (2.3)'teki gibi bulunur.

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (2.3)$$

Bu demektir ki $V(x) = V_0^+ e^{-\gamma x} + V_0^- e^{-\gamma x}$, $I(x) = I_0^+ e^{-\gamma x} + I_0^- e^{-\gamma x}$ olduğundan, karakteristik empedans (Z_c), (2.4)'teki gibi bulunur.

$$Z_c = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \frac{\gamma}{G + j\omega C} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.4)$$

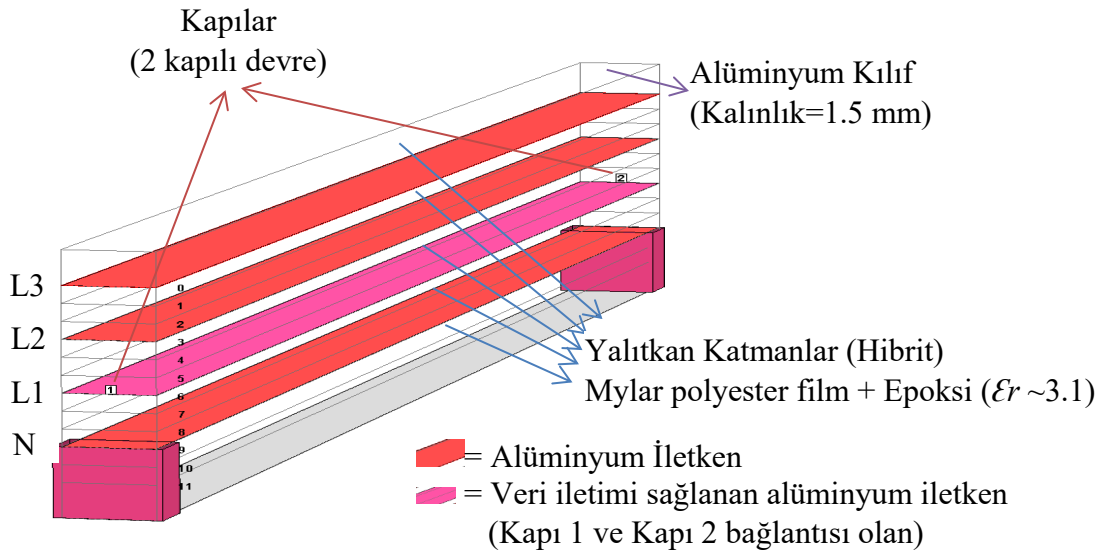
Karakteristik empedans (Z_c), en genel ifadeyle, düzgün bir iletim hattında, yansız durumda, hat üzerinde ilerleyen gerilim dalgası ile akım dalgasının genliklerinin oranı olarak tanımlanabilir. Genellikle Z_c ile gösterilir ve birimi Ω olan karmaşık bir değerdir. Z_c hat uzunluğundan bağımsızdır. Bunun yanı sıra, iletkenlerin yapıldığı metale, iletkenleri kuşatan yalıtkan ortama ve hat kesitinin geometrisine bağlıdır. Kayıpsız iletim hatlarında Z_c sadece

gerçel kısımdan oluşur yani sanal kısım içermez ($Z_c = R + j0$). Bu durumda, kaynaktan gelen güç, iletim sırasında hatta herhangi bir güç harcanması olmaksızın sonsuz uzunluktaki hattın diğer ucuna iletilir. Eğer iletim hattı Z_c 'ye eşit büyüklükte bir yük (Z_L) sonlandırılmış ise ($Z_L = Z_c$), sonlu uzunluktaki bir iletim hattı (kayıplı veya kayıpsız) sonsuz uzunluktaymış gibi davranır.

Yayıma sabiti (γ) ise belirli bir yönde yayılan dalganın genliğindeki değişimin bir ölçüsünü anlatır. Ölçülen nicelik bir elektrik devresindeki gerilim veya akım olabileceği gibi elektrik alan veya akı yoğunluğu gibi bir alan vektörü de olabilir. γ , metre başına değişimin bir ölçüsü olmasının yanı sıra boyutsuz bir niceliktir ve $\gamma = \alpha + j\beta$ şeklinde karmaşık bir değerdir. Burada, α , zayıflama sabiti (Np/m), β ise faz sabiti (rad/m) olarak adlandırılır. α , akımın veya gerilimin genliğinin gönderildiği kaynaktaki genliğine doğal logaritmik oranı olup dalganın hat boyunca ne kadar soğurulduğunun bir ölçüsüdür. β ise dalganın yayıldığı hat boyunca birim metredeki faz değişikliğidir.

2.2.2. Sonnet Suites 13.52 Programı ile Busbar İletim Hattının Modellenmesi

Sonnet Suites 13.52, elektromanyetik hesaplamalar yapan bir yazılım olup, mikro şerit hatlar, şerit hatlar, dalga kılavuzları, tek ve çok katmanlı baskı devrelerin analizi için kullanılmaktadır.



Şekil 6. Busbar için oluşturulmuş benzetim modeli

630 A, 1250 A ve 2000 A' lik alüminyum iletkenli busbarların Sonnet Suites 13.52 ile modellemeleri yapılmış ve S-parametreleri elde edilmiştir. Sonnet Suites 13.52 ile oluşturulan 3 m'lik birim uzunluktaki busbar modeli Şekil 6'da görülmektedir.

Model parametreleri E-LINE KX Busbar serisinin 630 A, 1250 A ve 2000 A'lik alüminyum iletkenli busbarlarından seçilmiş ve modellemeleri yapılmıştır. L1, L2 ve L3 sırasıyla 3-fazlı sistemin R, S, T fazlarını, N ise nötr iletkenini temsil etmektedir. Her biri alüminyum iletken olup fiziksel ve elektriksel özellikleri Tablo 2'de verildiği gibidir. Burada devrenin fiziksel çizimi yapıp yalıtkan malzeme, metal özellikleri vb. gibi tüm özellikleri tanımlanmış ve elektromanyetik (EM) analizi yapılmıştır. Bu analiz Maxwell denklemleri tabanlı momentler yöntemi (MoM) ile gerçekleştirilmektedir.

Tablo 2. Farklı Akım Kademelerindeki E-Line KX Busbar Sistemi Fiziksel Özellikleri (50/60 Hz) [61].

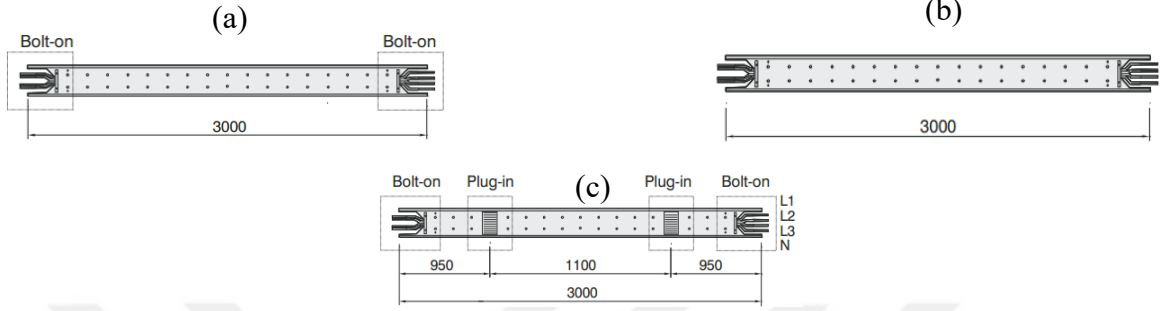
Akım kademeleri	Direnç R (mΩ/m)	Reaktans X (mΩ/m)	Ağırlık (kg/m)	İletken boyutu (mmxmm)
630 A	0.159	0.027	7.9	6x40
800 A	0.116	0.021	9.2	6x55
1000 A	0.080	0.015	11.3	6x80
1250 A	0.058	0.013	13.9	6x110
1600 A	0.041	0.010	18.3	6x160
2000 A	0.034	0.008	21.7	6x200

Buradan elde edilen sonuçlar incelendiğinde dar bant simülasyonlarının, S-parametreleri ölçümleri ile uygunluk gösterdiği ancak geniş bant simülasyon sonuçları ile uyumsuz olduğu görülmüştür. Bunun sebebi, yalıtkan katman Mylar polyester filmin yalıtkanlık sabitinin 1-50 MHz ölçeğinde sabit bir değer olarak hesaba katılmasıdır. Bu değer gerçekte bu frekans aralığında kayda değer bir değişim gösterir. Ancak dar bantta çalışılan frekanslar 500 kHz' in altında olup yalıtkanlık sabitinde küçük değişimlerin olduğu bir aralık olduğundan, sabit bir değer alınması sonuçları çok da etkilememiştir.

2.2.3. S-Parametreleri Ölçümü

3 m'lik birim uzunluklara sahip olan busbar dağıtım sistemleri kullanımlarına göre *Bolt-on*, *Plug-in* ve *Feeder* olarak sınıflandırılır (Şekil 7). *Plug-in* tip, 3m'lik gövde üzerinde

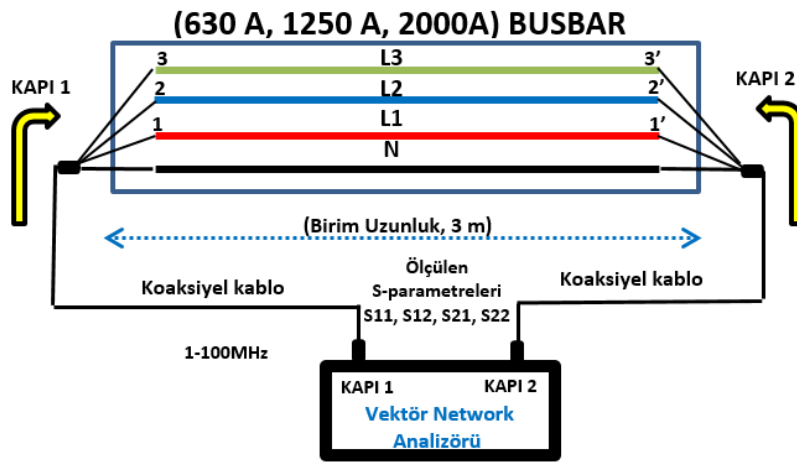
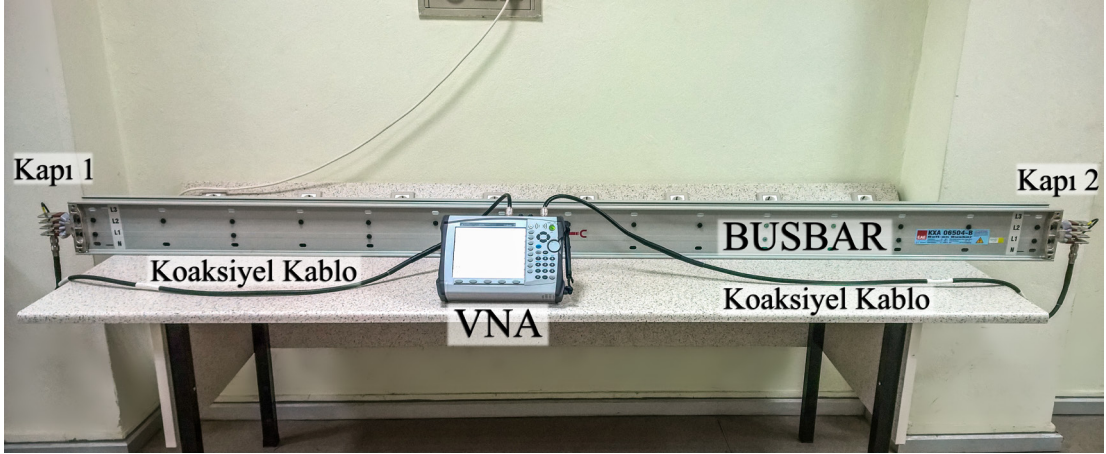
her iki yanda standart 2 adet çıkış noktası barındırır (Şekil 7(c)). *Bolt-on* tipte ise yalnızca ek noktasından çıkış alınır (Şekil 7(a)). *Feeder* tip ise ara çıkış alınmayacak noktalardaki bağlantılar için kullanılır (Şekil 7(b)).



Şekil 7. E-LINE KX serisinin fiziksel yapısı (a) *Bolt-on* (b) *Feeder* (c) *Plug-in* [61].

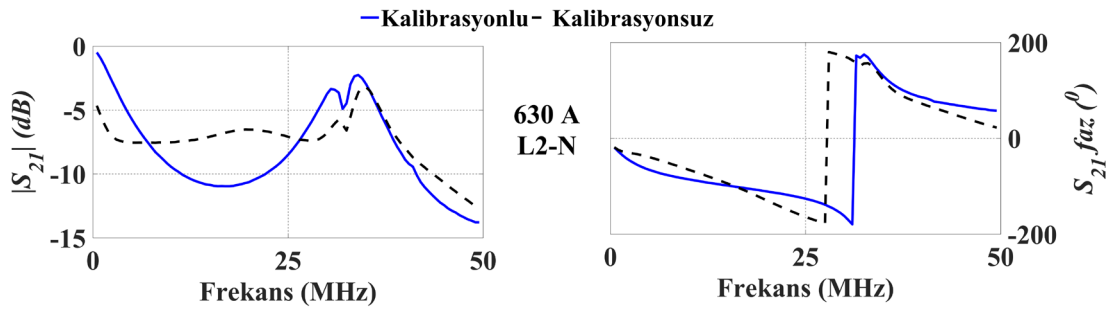
S-parametresi ölçümleri *Anritsu* marka, 2-kapılı (5 kHz - 6 GHz) bir Vektör Network Analizör (VNA) ile yapılmıştır. Temel olarak bir vektör network analizör cihazı içinde 1 adet sinyal üretici ve 2 adet alıcı bulunur. Üretilen sinyalin ne kadarının test edilen sistem üzerinde yoluna devam ettiği, ne kadarının geri yansıdığı ve sistem çıkışında genlik ve faz olarak ne kadar bozulduğu, ayrıca ne kadar gecikmeye uğradığı gibi birçok parametre test edilebilir. Özetle, VNA'nın asıl işlevi test edilecek sistemin girişine değeri yani genliği ve fazı bilinen bir sinyal uygulamak ve sistemin çıkışındaki sinyale bakarak sistem yapısı hakkında bilgiler vermektir. Burada test edilecek hat ile VNA arasındaki bağlantı 2 adet 1.5 m uzunluğunda M17/75-RG214 tip koaksiyel kablo ile yapılmıştır. Bu kablo 50 Ω karakteristik empedansa sahiptir. Busbar iletim hattının S-parametrelerini ölçmek için oluşturulan ölçüm düzeneği Şekil 8'deki gibidir.

Bu ölçümlerde dikkat edilmesi gereken en önemli noktalardan birisi kalibrasyondur. Kalibrasyonla birlikte ölçüm düzeneğindeki ekstra bağlantı noktalarının (konnektör, ara bağlantı kablosu, vb.) sebep olduğu etkilerin büyük ölçüde azaltılması gerekir. Çünkü çalışılan dalga boyu küçüldükçe (frekans yükseldikçe) dalga boylarına oranla kullanılan bağlantı noktalarının boyutları önemli hale gelir [68]. Bu çalışmada 1-50 MHz arası bir ölçme amaçlandığından, bu dalga boyunda bağlantı uzunlukları çok önemli olmayıp, öncelikle kalibrasyon ile etkisizleştirilmeye çalışılmıştır.



Şekil 8. S-parametresi ölçüm düzeneği

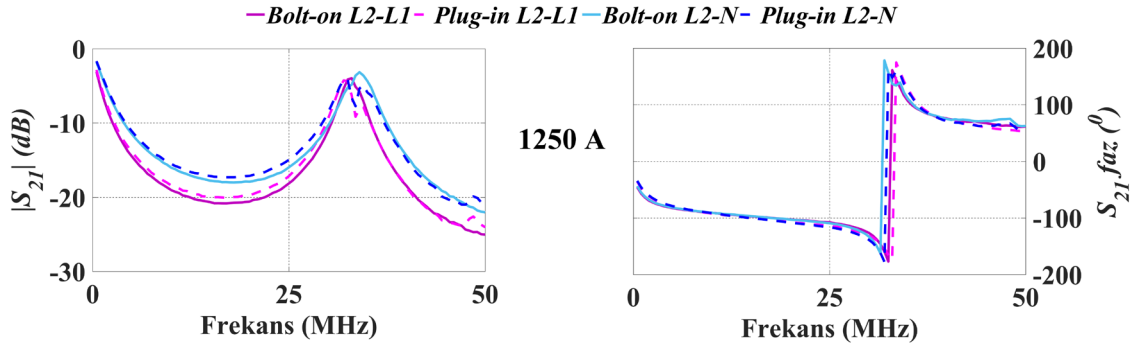
VNA'lerde farklı kalibrasyon teknikleri mevcuttur. Ancak 2-kapılı bir devrenin S-parametrelerini ölçerken önerilen en uygun kalibrasyon, çift kapı kalibrasyonudur [68]. Bu sebeple, kurulan ölçüm düzeneğinde de VNA'nın çift kapı kalibrasyonu, ölçümde kullanılan bağlantı kabloları ile birlikte yapıldıktan sonra devre analizöre bağlanmış ve busbar iletim hattının S-parametresi ölçümleri gerçekleştirilmiştir.



Şekil 9. 630 A' lik busbar için kalibrasyonlu/kalibrasyonsuz S_{21} ölçüm örneği

Ekstra bağlantı kabloları ile birlikte çift kapı kalibrasyonu yapılmadan önce ve yapıldıktan sonra alınan örnek bir ölçüm Şekil 9’da verilmiştir. Burada kalibrasyonun ölçüm kararlılığına etkisi açıkça görülmektedir.

Çıkış noktalarına göre şekillendirilen busbarlar (*bolt-on*, *plug-in* ve *feeder*), çıkış noktaları haricinde aslında fiziksel olarak farklılıklar içermemektedirler. Ancak yine de *plug-in* ve *bolt-on* tip arasında birim uzunlukta bir farklılık olup olmadığını görmek amacıyla ölçümler bu iki tip için de gerçekleştirilmiş ve incelenmiştir. *Feeder* tip için ölçüm yapılmamıştır. Çünkü yapı olarak *bolt-on* ile tamamen aynıdır. Örnek olarak 1250 A akım kademesindeki busbar için yapılan ölçümler Şekil 10’da verilmiştir. Bu ölçümler her durum için tekrarlanmış, *bolt-on* ve *plug-in* tip busbarların çıkış noktaları farklı olmasına rağmen devre olarak benzer yapı gösterdikleri sonucuna varılmıştır.



Şekil 10. 1250 A’lik busbar için *Bolt-on* ve *Plug-in* tiplerin S-parametresi karşılaştırması

2.2.4. Modelleme ve Parametre Optimizasyonu

Kayıplı iletim hattı modelleri, ikincil hat parametreleri (Z_c ve γ) ile aynı düzeyde tanımlanabilse de sistem tasarımcıları daha çok birincil hat sabitleri (RLGC parametreleri) üzerinde dururlar. Buradan hareketle, busbar dağıtım sistemleri de veri iletiminde kullanılacak birer iletim hattı olduklarına göre [66], [69], [70], [71], tıpkı diğer iletim hatları ve kablolar gibi RLGC parametreleri ile temsil edilebilirler. Literatürde, enerji dağıtım hatları ve birincil hat sabitlerinin kestirilmesine ilişkin çalışmalara sıklıkla rastlanır. Çünkü enerji hatları üzerinden yapılacak olan veri iletiminde çalışılan frekans bandında hattın nasıl davrandığını bilmek, oluşturulacak olan kanal modeli açısından büyük önem taşır. Çalışmaların büyük çoğunluğunu, hattın frekans bölgesinde yapılan S-parametresi ölçümüne dayalı kestirimler oluşturur [67], [72], [73], [74], [75], [76]. Bunun yanı sıra, zaman

bölgesinde yapılan ölçümlere dayalı parametre kestirimleri de yapılmıştır [77], [78], [79]. Bazı çalışmalarda ise birincil hat sabitleri, ölçülmüş olan Z_c ve γ üzerinden hesaplanarak bulunmuştur [67], [76], [80]. Bunların dışındaki bazı yöntemler ise Z_c 'nin, birtakım yaklaşımlarla ölçmeler sonucu elde edilen γ 'dan faydalanarak bulunması esasına dayanır [81], [82], [83], [84], [85]. Yine aynı şekilde bazı diğer çalışmalarda ise, hat parametreleri, genetik algoritma (GA) gibi optimizasyon yöntemlerinin kullanılmasıyla elde edilmiştir [70], [71], [86], [87].

Tüm bu çalışmalar enerji dağıtım hatları ve kablolar üzerine yapılmış olup, günümüzde oldukça geniş bir kullanım alanı bulan busbar dağıtım hatlarının hat parametreleri kestirimine yönelik değildir. Busbarların da dağıtım şebekesinin bir parçası olması ve iletişim maksadıyla kullanımına ilişkin düşüncenin varlığı ile birlikte, bu alandaki çalışmalar da yapılan bu tez çalışmasıyla birlikte yavaş yavaş literatürdeki yerini almaya başlamıştır. [69]'da bakır iletkenli 1000A akım kademesindeki busbar, elektromanyetik analiz yapabilen bir benzetim programı (Sonnet Suites 13.52) yardımıyla modellenmiş ve S-parametreleri CENELEC, FCC ve geniş bant için elde edilmiştir. [66]'da ise yine bakır iletkenli busbar dağıtım hattının farklı akım kademelerindeki türleri için 1-50 MHz aralığında yayılım karakteristikleri elde edilmiştir. [66] ve [69]'da bakır iletkenli busbarlar için sadece benzetim tabanlı çalışmalar yapılmıştır. Yani bu çalışmaların yapılacak ölçümlerle doğrulanması gerekir. Daha sonra yapılan bir çalışmada ise daha çok kullanım alanı bulan alüminyum iletkenli 630 A akım kademeli bir busbar yine aynı benzetim programı ile dar bantta modellenmiş ve sonuçlar yapılan ölçümlerle doğrulanmıştır [70]. [71]'de ise aynı busbar için hat parametresi kestirimine dayalı bir yöntem uygulanmıştır.

VNA ölçümleri ile iletim hattını karakterize etmek için, hem geleneksel (*conventional*) yani analitik (klasik yöntem) hem de bir takım değiştirilmiş (*modified*) yöntemler kullanılmaktadır [76], [88], [89], [90]. Bu tez çalışmasında ise ölçülen S-parametrelerinden hat parametrelerini kestirebilmek için frekansa bağlı $RLGC(f)$ modelleme tabanlı bir yöntem tercih edilmiştir. Bu yöntemle, özellikle geniş bir frekans bandında elde edilen RLGC değerleri daha etkin ve doğru bir biçimde kestirilebilmektedir. Bunun sebeplerinden biri parametre kestiriminde kullanılan hiperbolik fonksiyonların sebep oldukları süreksizlikleri bertaraf edebilmelerindeki başarılarıdır [70], [71], [86], [87], [91], [92], [93]. Bir diğer sebep ise geleneksel yöntemlerin parametre hesabında belirli hat uzunluğu, belirli frekans, belirli iletken sayısı gibi bir takım özel koşulları gerektirmesidir. Yüksek frekans bölgesindeki bir hatta yapılacak modellemede, yüksek frekans kaynaklı deri etkisi kaybı, yalıtkan dağılımı

(bozulması), hat karışması (*crossstalk*) gibi ortaya çıkabilecek olan etkileri, RLGC modelleri kullanarak hesaba katmak mümkün olabilmektedir. Bunun için ise iletim hattındaki yalıtkan katmanın özelliklerinin bilinmesi gerekir. Bu sebeple düşük frekanslarda geleneksel yöntemlerle yapılan RLGC kestirimleri, yüksek frekanslarda aynı doğrulukta olmayacaktır. Bu sebeple iletim hatlarındaki $RLGC(f)$ modellemesinin gelişmesine, bu bakış açısından yola çıkılarak, pek çok katkı yapılmaya çalışılmıştır.

Yapılan ilk modellemelerde iletim hattı modellerinde yalıtkan kaybı ihmal edilerek deri etkisi kaybı üzerinde durulmuş ve [94]'te deri etkisi kaybının \sqrt{f} ile ilişkili olduğu gösterilmiştir. Daha sonrasında, yüksek frekanstaki faz kaymasını telafi edebilmek için, transfer fonksiyonundaki toplam faz bileşeni terimine $e^{-\gamma l}$, $Ro/(2L\sqrt{\omega})$ gibi lineer olmayan bir faz terimi eklenerek deri etkisi kaybını temel alan modelleme daha da geliştirilmiştir [95]. [94] ve [95]'te sadece deri etkisi kaybı dikkate alınıp yalıtkan kaybı ihmal edildiğinden, yapılan modellemelerde nedensellik bir dezavantaj noktası oluşturmuştur. Bu eksiklikten yola çıkılarak hem yalıtkan kaybını hem de deri etkisi kaybını hesaba katan yeni bir RLC modeli geliştirilmiştir [96]. Bu modelde yalıtkan kaybı, fiziksel gevşeme modeli kullanılarak hesaba katılmıştır. Yalıtkan malzemelerde yalıtkan polarizasyonu, elektrik alanına bağlıdır. Eğer oluşan elektriksel alan değişirse, polarizasyon da yeni bir dengeye doğru gevşer. Bu gevşeme süresi ise elektriksel iletkenlikle birebir ilintilidir. Her ne kadar [96]'daki gevşeme modelinin dâhil edilmesiyle nedensellik açısından katkı sağlanmış olsa da gevşeme modeli için yalıtkan malzeme parametrelerinin pratik uygulamalarda elde edilmesi oldukça karmaşıktır. Buna ilaveten, geliştirilen kayıplı RLC modelinde, deri etkisi kaybının hesabında direkt olarak nominal boyutların kullanılmasından ötürü, model doğruluğu malzemenin imalat toleransı ile sınırlı kalmıştır. Daha sonra yapılan çalışmalarda ise 2. derece *Debye* modeli ile yalıtkan katman modellenmiş, parametre kestiriminde kullanılan optimizasyon algoritmaları ile de frekansa bağlı bir $RLGC(f)$ modeli oluşturulmuştur [86], [87], [91]. Busbar dağıtım sistemi için ise bu modellemelerin daha alt frekanslardaki uygulaması literatüre [71] ve [92]'deki gibi kazandırılmıştır.

2.2.4.1. Klasik (Geleneksel) Yöntemler

Hat parametrelerinin belirlenmesi ile ilgili güncel çalışmalar, frekansa bağlı bir $RLGC(f)$ modeli kullanımını önermişlerdir [86], [87], [91]. Hattın karakteristiklerinin

belirlenebilmesi için, yapılan S-parametreleri ölçümlerinden elde edilen her bir ölçüm frekansı noktasına özel bir RLGC parametresi hesaplamak, yani, klasik yöntemleri (*conventional methods*) kullanmak, ölçüm sistemindeki gürültüler ve hatalar nedeniyle tutarlı sonuçlar vermemektedir. Bu nedenle iletim hattı model parametreleri, analitik olarak kullanışlı olan S-parametreleri ölçümlerinden faydalanılarak, çeşitli optimizasyon teknikleriyle elde edilirler ve uyarlanmış yöntemler (*modified methods*) olarak adlandırılırlar. Böylelikle ölçüm hataları ve ideal olmayan durumlar büyük ölçüde giderilmiş olur [67]. Klasik yöntemlerde kullanılan eşitlikler, içerdikleri hiperbolik fonksiyonlar nedeniyle hesaplama süresizliklerine neden olurlar. Öte yandan, bu eşitlikler, belirli ve sınırlı koşullar altında (belirli frekanslarda, belirli hat uzunluğunda, kısıtlı iletken sayısı, vb.) RLGC parametrelerini hesaplayabildiğimiz bir kısıtlamaya sahiptirler. Tüm bu sebepler, klasik yöntemleri genelleştirilmiş bir kullanımda hataya zorlar. Örneğin birim uzunluk başına direnç değerinin frekansın kare kökü ile artması beklenir. Ancak ölçüm hataları ve gürültü (S-parametrelerindeki), frekansa bağlı bu değişimi bozar. Bu nedenle hesaplanacak olan birincil hat sabitlerinin (parametrelerinin) değişiminin belirli fonksiyonlarla ifade edilmesi gerekir.

Klasik yöntemlerde iletim hattı RLGC parametreleri hesaplanırken, öncelikle ölçülen S-parametreleri (2.5)'te verildiği gibi Z-parametrelerine dönüştürülür. Burada \mathbf{Z}_0 referans empedans matrisi, \mathbf{I} birim matrisi, \mathbf{S} ise S-parametreleri matrisini temsil eder.

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \mathbf{Z}_0(\mathbf{I} + \mathbf{S})(\mathbf{I} - \mathbf{S})^{-1} \quad (2.5)$$

Daha sonra Z-parametreleri (2.6) ile T-iletim parametrelerine dönüştürülür.

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}Z_{21}^{-1} & Z_{11}Z_{21}^{-1}Z_{22} - Z_{12} \\ Z_{21}^{-1} & Z_{21}^{-1}Z_{22} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

(2.6)'da elde edilen T-parametreleri, bir iletim hattının (2.7)'deki gibi ABCD parametrelerini ifade eder [97], [98].

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \sinh(\gamma l) \\ \sinh(\gamma l)Z_c^{-1} & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

ABCD parametreleri bir iletim hattını yayılım sabiti (γ), karakteristik empedans (Z_c), iletim hattı uzunluğu (l) gibi birtakım hat parametreleriyle temsil eder. Bilinenler yardımıyla bilinmeyen Z_c ve γ belirli bir hat uzunluğu için (2.7)'den hesaplanabilir. Her bir frekans noktası için istenen iletim hattı RLGC parametreleri ise (2.5), (2.6) ve (2.7)'deki dönüşümler kullanılarak (2.8)'deki gibi hesaplanabilir [99].

$$\begin{aligned} R(f) &= \operatorname{Re}(Z_c \gamma) & G(f) &= \operatorname{Re}(\gamma Z_c^{-1}) \\ L(f) &= \operatorname{Im}(Z_c \gamma) / (2\pi f) & C(f) &= \operatorname{Im}(\gamma Z_c^{-1}) / (2\pi f) \end{aligned} \quad (2.8)$$

2.2.4.2. Önerilen Busbar RLGC (f, A) Modeli

[86], [87] ve [91]'de şerit iletim hattını temsil etmek için (2.9)'da gösterildiği gibi bir RLGC(f) modeli önerilmiştir. Bu model yalıtkan kaybı, deri etkisi kaybı ve yalıtkan bozulması faktörlerini içermesi açısından nedensellik için gereken şartları da sağlayacaktır [86], [87], [91], [93]. Burada $R(f)$, $L(f)$, $G(f)$ ve $C(f)$ sırasıyla birim uzunluktaki direnç (Ω/m), endüktans (H/m), iletkenlik (S/m) ve kapasiteyi (F/m) temsil eder.

$$\begin{aligned} R(f) &= R_0 + R_s \sqrt{f} \\ L(f) &= L_\infty + R_s / (2\pi \sqrt{f}) \\ G(f) &= G_0 + 2\pi f C_g \varepsilon_r'' \varepsilon_0 \\ C(f) &= C_g \varepsilon_r' \varepsilon_0 \end{aligned} \quad (2.9)$$

R_0 ve R_s ; sırasıyla DC ve AC direnç değerlerini, L_∞ ; sonsuz frekanstaki endüktans değerini, G_0 ; DC iletkenlik değerini ve C_g ise hattın geometrisi ile ilişkili kapasite değerini gösterir. ε_r' , ε_r'' ve ε_0 ise sırasıyla (2.10)'da verilen bağıl yalıtkanlık sabiti ε_r 'nin gerçel ve sanal bileşenleri ile boş uzayın yalıtkanlık sabitidir.

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \quad \varepsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-12} \text{ (F/m)} \quad (2.10)$$

ε_r'' ' nün değeri ise (2.11)'deki gibi ε_r' ve kayıp tanjantı $\tan \delta$ ' nın çarpımıyla bulunur.

$$\varepsilon_r'' = \varepsilon_r' \tan \delta \quad (2.11)$$

Busbar sisteminde yalıtım katmanında kullanılan Mylar® Polyester Filmin üretici kataloğunda verilen ε_r' ve $\tan \delta$ ' nın bazı frekanslardaki değerleri Tablo 3'teki gibidir [100].

Tablo 3. Mylar® Polyester Film için 25°C 'deki ϵ_r' ve $\tan(\delta)$ değerleri [100].

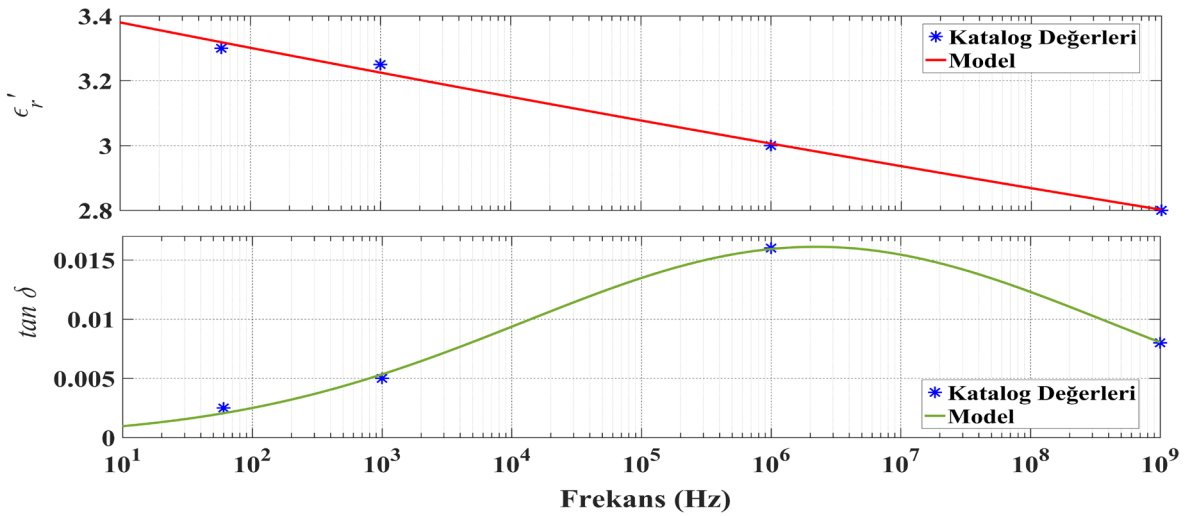
Frekans	ϵ_r'	$\tan(\delta)$
60 Hz	3.30	0.0025
1 kHz	3.25	0.0050
1 MHz	3.00	0.0160
1 GHz	2.80	0.0080

Tablo 3'te verilen değerler 4 tipik frekans değerinde olup ara değerleri içermemektedir. Bu sebeple, busbar iletim hattının modelleneceği frekans bandındaki ϵ_r' ve $\tan \delta$ değerlerini hesaplayabilmek için bu değerleri verecek olan frekansa bağlı fonksiyonlar (2.12) ve (2.13)'teki gibi oluşturulmuştur.

$$\epsilon_r'(f) = 3.46f^{-0.01018} \quad (2.12)$$

$$\tan \delta(f) = 0.01611e^{-((\log_{10}(f)-6.346)/3.184)^2} \quad (2.13)$$

(2.12) ve (2.13)'teki fonksiyonların katalog değerleriyle kıyaslanmış hali Şekil 11'de verilmiştir. ϵ_r' ve $\tan \delta$, belirtilen fonksiyonlar üzerinden ilgili frekans değerlerinde sırasıyla 2.54×10^{-4} ve 7.98×10^{-8} ortalama karesel hata (MSE) ile birlikte hesaplanmıştır. Bu iki fonksiyonun katalog değerleri ile uyum katsayısı ise sırasıyla 0.9937 ve 0.9969 olmuştur.

Şekil 11. Yalıtkan malzemenin ϵ_r' ve $\tan \delta$ katalog değerleri ve interpolasyon fonksiyonları

(2.9)'da verilen model, belirli bir geometriye sahip bir sinyal iletim yolunun hat parametrelerini tanımlayan, doğrusal olmayan bir modeldir. Bu modelden elde edilen S-parametrelerinin ölçülen S-parametreleri ile idealde aynı olması gerekir. Ancak ölçümden kaynaklanan hatalar ve gürültü nedeniyle bu eşitlik tam olarak sağlanamaz ve belirli bir hata oluşur. Model parametreleri bu hatayı en küçük yapan değerler olarak belirlenir. Busbar iletim hattını modellemek için öncelikle (2.9)'da verilen model kullanılmıştır. Amaç, bu modeldeki R_0 , R_s , L_∞ , G_0 ve C_g parametrelerinin optimize edilmesi olup amaç fonksiyonu F_{obj} (2.14)'deki gibi tanımlanmıştır.

$$F_{obj} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left| S_{jk}^m(f_i) - S_{jk}^e(f_i) \right|^2 \quad j, k \in [1,2] \quad (2.14)$$

Burada $S_{jk}^m(f_i)$ ölçümden gelen S-parametrelerini, $S_{jk}^e(f_i)$ ise modelden hesaplanan S-parametrelerini göstermektedir. i ise N farklı ölçüm frekansı noktasının her birini ifade etmektedir. Amaç fonksiyonunu sözel olarak ifade etmek gerekirse, fonksiyonun hesapladığı değer, ölçülen ve $RLGC(f)$ modelinden hesaplanan S-parametrelerinin farklarının genlik karelerinin ortalaması olarak tanımlanmıştır.

Modelden hesaplanan S-parametreleri matrisi (S^e), RLGC parametrelerinden bulunur. Bunun için ilk olarak, busbar iletim hattının Z_c ve γ parametreleri (2.3) ve (2.4) eşitlikleri kullanılarak hesaplanır. Sonrasında, hat uzunluğu $l=3$ m için (ölçümdeki boy ile aynı) hesaplanan Z_c ve γ parametreleri ile (2.7)'deki gibi ABCD matrisi elde edilir. Son olarak ise S^e matrisi ABCD matrisinden (2.15) ile elde edilir [59].

$$S^e = \begin{bmatrix} S_{11}^e & S_{12}^e \\ S_{21}^e & S_{22}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{AZ_0 + B - CZ_0^2 - DZ_0}{\nabla} & \frac{2(AD - BC)Z_0}{\nabla} \\ \frac{2Z_0}{\nabla} & \frac{-AZ_0 + B - CZ_0^2 + DZ_0}{\nabla} \end{bmatrix} \quad \nabla = AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0 \quad (2.15)$$

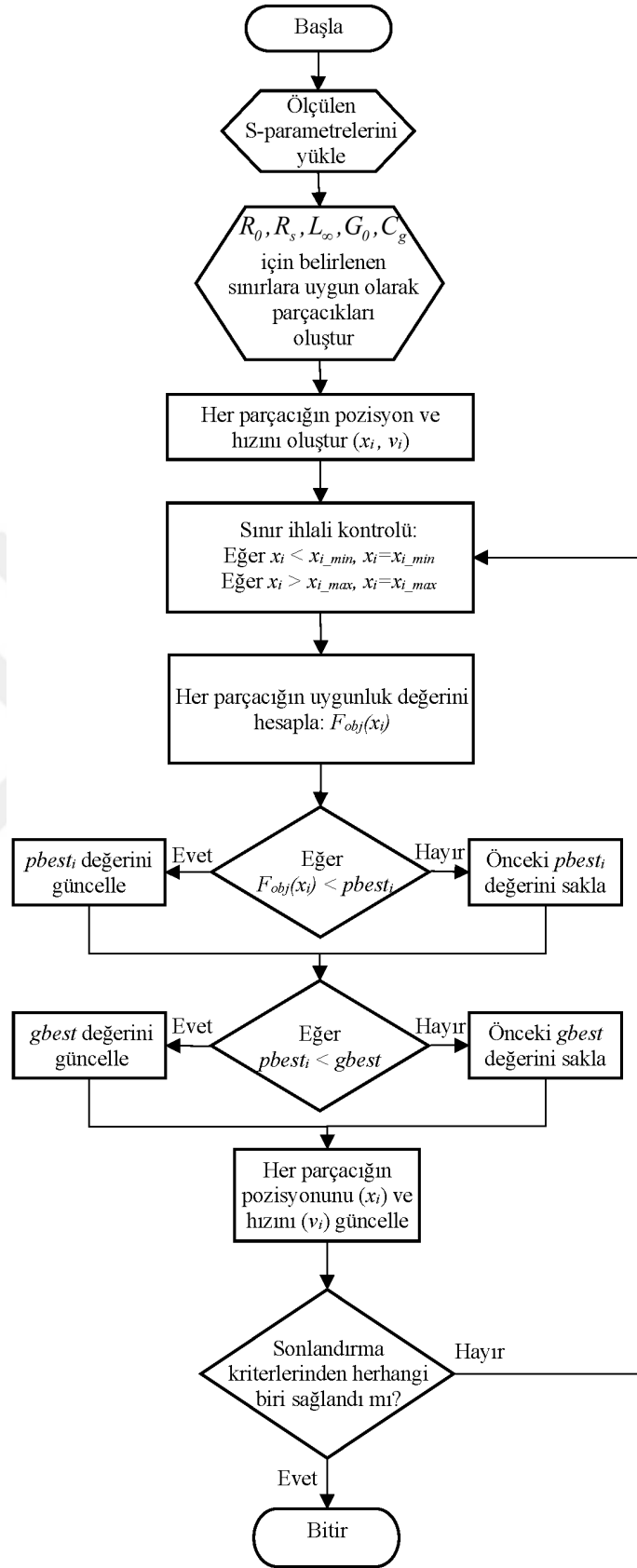
RLGC parametrelerinden S-parametrelerine dönüşüm özellikle hiperbolik fonksiyonları içermesinden dolayı doğrusal olmayan bir dönüşümdür. Bu nedenle parametre optimizasyonu için literatürde var olan doğrusal olmayan optimizasyon algoritmalarından birinin kullanımı gerekir. Literatüre bakıldığında RLGC parametre kestirimi için genetik algoritmaların kullanımının var olduğu görülür [101], [102], [103], [104], [105]. Ancak bu çalışmada, PSO algoritması tercih edilmiştir. Çünkü, GA' ya kıyasla PSO algoritmasının

basit bir yapısı vardır ve ayarlanması gereken parametre sayısı azdır. Algoritma üzerinde küçük değişiklikler ile istenilen uygulamaya adapte edilebilen bir çözüm yolu önermesi, pek çok alanda başarılı bir şekilde uygulanabilmesini sağlamıştır. Ancak PSO algoritmasının bu çalışmadaki en önemli tercih sebebi, hata fonksiyonunun en küçük olduğu noktayı bulmasındaki gürbüz yani güçlü yaklaşımıdır [56], [57], [58]. Şöyle ki, kullanılan amaç fonksiyonu birçok yerel minimum barındırır. Global minimumu bulma şansını arttırabilmek için ya kullanılan amaç fonksiyonu ve parametreler hakkında bir ön bilgiye sahip olarak uygun başlangıç değerlerinin belirlenmesi gerekir ya da parametreler için geniş bir arama aralığı belirlemek gerekir. İlk seçenek bu çalışma için uygun değildir. Çünkü daha önce busbarın iletim hattı olarak modellendiği bilinen herhangi bir çalışma yoktur. Dolayısıyla parametreler hakkında yeterli hassasiyete sahip bir ön bilgi yoktur. İkinci seçenek kullanılacaksa, daha az iterasyon ile sonuca ulaşacak yani yakınsama hızı yüksek bir algoritma tercih edilmelidir. Yukarıda belirtilen tüm koşullar dikkate alındığında PSO bu çalışma için önerilen optimizasyon algoritması olmuştur. Ayrıca PSO'nun problem uzayını olası birden fazla çözümle taraması da yerel minimumlara takılma ihtimalini azaltmakta ve yakınsama hızını arttırmaktadır.

Her ne kadar PSO parametre arama aralığı sınırlamasına ihtiyaç duymasa da global minimumu daha az iterasyonla bulabilmesini sağlamak için tavsiye edilir. Amaç fonksiyonu ile ilgili yeterli hassasiyete sahip bilgiler olmasa da bazı fiziksel gerçekliklerden yola çıkarak, geniş de olsa anlamlı sınırlar tanımlanabilir. Bulunacak olan RLGC değerlerinin pozitif olması gerekliliği yanında pasif devre özelliğini sağlayıcı koşulları da gözetmesi arama bölgesini $[0, \infty)$ aralığına indirger. Diğer taraftan, geometrik benzerlik açısından değerlendirildiğinde paralel plakalı iletim hatlarıyla ilişkilendirilebilen bir değer aralığını busbar iletim hattı parametreleri için kullanmak çok da yanlış bir yaklaşım olmayacaktır [87]. Bu değerlendirmeler doğrultusunda PSO için tanımlanan parametre değer aralıkları ise Tablo 4'te verilmiştir. PSO için akış diyagramı ise Şekil 12'de verilmiştir.

Tablo 4. *RLGC (f)* modelinde PSO için parametre arama aralıkları

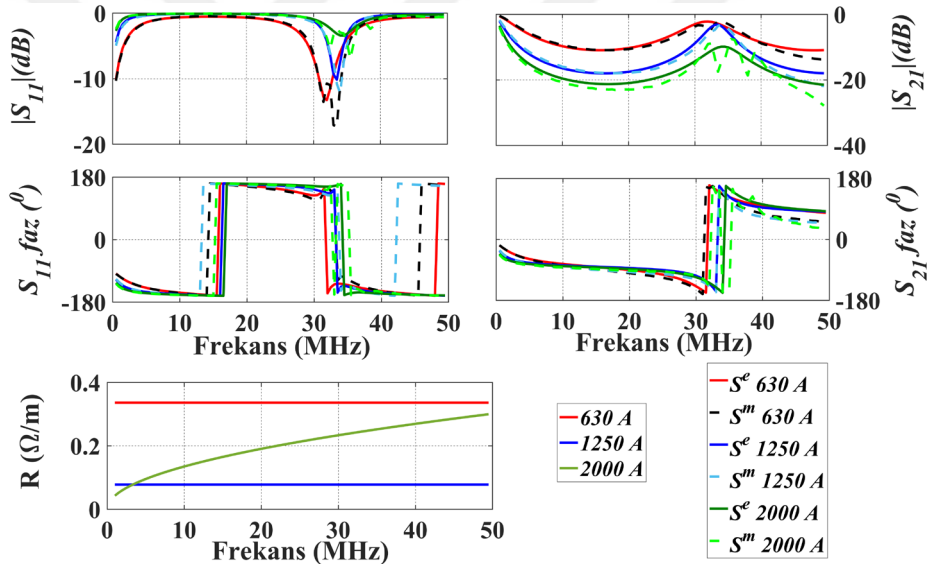
R_0 (Ω/m)	R_s ($\frac{\Omega}{m \cdot \sqrt{Hz}}$)	L_∞ (H/m)	G_0 (S/m)	C_g (F/m)
0~10	0~1	0~ 10^{-5}	0~1	0~1000



Şekil 12. Model parametrelerinin optimizasyonu için kullanılan PSO algoritmasının akış diyagramı

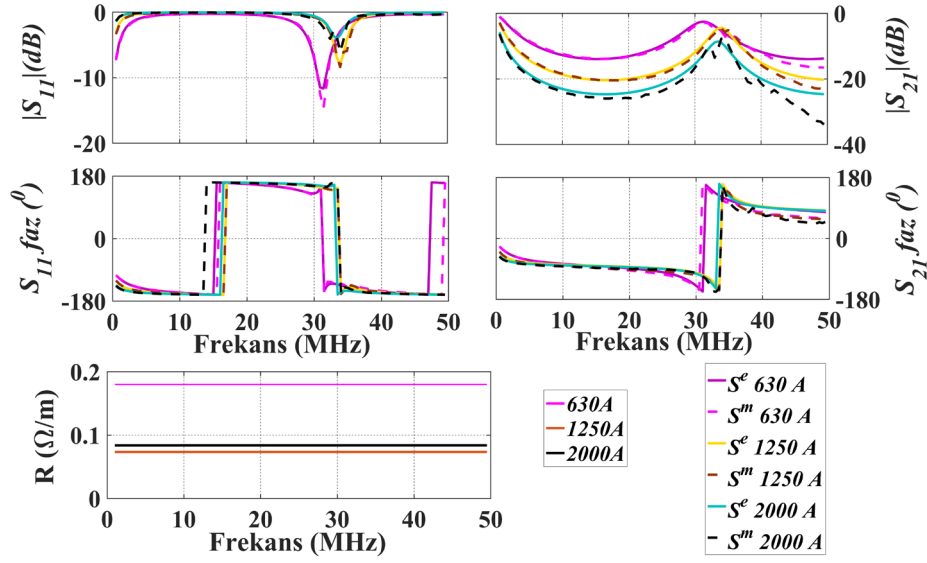
PSO algoritmasının sonlanması için birden fazla sonlandırma kriteri tanımlanabilir. Bu çalışmada kullanılan amaç fonksiyonunun global minimum değerine dair bir ön bilgiye sahip olunmadığından, art arda gelen iki iterasyon arasındaki en iyi parçacığın uygunluk değeri farkı şeklinde tanımlanan bağıl hata, ilk sonlandırma kriteridir. Bu değer 10^{-6} olarak seçilmiştir. Diğer kriter ise maksimum iterasyon sayısı olup 1000 olarak alınmıştır. Bu değer yüksek seçilmesinin sebebi algoritmanın global minimumu bulmadan önce sonlanmasını engellemektir.

Parametre optimizasyonu sonucunda modelden 18 farklı R_0 , R_s , L_∞ , G_0 ve C_g parametre seti elde edilmiştir. Bu model parametreleriyle hesaplanan S-parametreleri ile ölçüm sonuçlarının kıyası ve hesaplanan $R(\Omega/m)$ parametresi, 3 farklı akım kademesindeki buslarda, L2-N ve L3-L2 iletim yolları için Şekil 13 ve Şekil 14’te verilmiştir.



Şekil 13. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L2-N iletim yolu için ölçüm ve modelin S-parametreleri açısından kıyası ve hesaplanan $R(\Omega/m)$

Şekil 13 ve Şekil 14’te görülen S-parametrelerinin uyumu, regresyon analizinde sıklıkla kullanılan uyum katsayısı R^2 (*R-square*) [106] kullanılarak Tablo 5’te verilmiştir. R^2 , 0 ile 1 arasında bir değer alır ve 1’e yakın olması uyumun iyi olduğunu gösterir. Ayrıca optimizasyonda kullanılan amaç fonksiyonun değerleri de yapılan kestirimin doğruluk derecesini gösterebilmek için verilmiştir. Burada beklenen ise, F_{obj} değerinin 0’a yakın olmasıdır.



Şekil 14. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L3-L2 iletim yolu için ölçüm ve modelin S-parametreleri açısından kıyası ve hesaplanan $R(\Omega/m)$

Tablo 5. $RLGC(f)$ modelinde PSO için uyum katsayısı (R^2) ve hata fonksiyonu değeri (F_{obj})

		R -square (R^2)				F_{obj}
		$ S_{11} $	$\angle S_{11}$	$ S_{21} $	$\angle S_{21}$	
$L2-N$	$630 A$	0.95	0.76	0.92	0.86	0.0047
	$1250 A$	0.95	0.44	0.96	0.95	0.0032
	$2000 A$	0.78	0.74	0.83	0.62	0.0026
$L3-L2$	$630 A$	0.99	0.73	0.97	0.86	0.0013
	$1250 A$	0.98	0.99	0.98	0.97	0.0006
	$2000 A$	0.84	0.74	0.91	0.80	0.0011

Bilindiği üzere, direnç ve endüktans değerleri, iletken kesiti ile ters orantılı olarak bir değişim gösterirken iletkenlik ve kapasite değerleri doğru orantılı olarak değişir. Bu ön bilgiden hareketle verilen şekiller incelendiğinde direnç haricindeki RLGC parametrelerinin beklenen şekilde değiştiği, ancak direnç değerinin kesitle ilişkisiz bir değişim gösterdiği görülmüştür. Ancak bilindiği üzere Tablo 2’de de verildiği gibi busbar iletim hattında, akım kademelerine göre sadece iletken kesitleri değişmektedir. İletken, yalıtkan kalınlıkları ve malzeme türleri ise aynıdır. Bundan yola çıkarak şu sonuca varılabilir: parametre optimizasyonu için kullanılan amaç fonksiyonu sadece S-parametreleri arasındaki uyumu ölçtüğünden, elde edilen kesitten bağımsız model parametrelerinin kesitle orantılı değişen

sonuçlar veremeyeceği gerçeği karşımıza çıkmıştır. Bu duruma sebep olan en önemli etken ise, ölçülen S-parametrelerinde yer alan gürültünün normal dağılıma sahip olmayışıdır. Bu nedenle, F_{obj} fonksiyonunun bu haliyle sahip olduğu global minimum noktası, modellenen sistemi anlamlı bir şekilde temsil edecek parametrelere karşılık gelmeyecektir. Bu amaçla modelin, kesit bilgisini içerecek şekilde düzenlenmesi, farklı kesit değerlerine sahip busbar iletim hatları için daha anlamlı RLGC parametrelerinin hesaplanmasını sağlar. Böylelikle, $RLGC(f)$ modeli ölçüm sisteminden kaynaklanan diğer hatalara karşı da daha gürbüz hale getirilmiş olur ve F_{obj} fonksiyonunun global minimumu daha anlamlı olur. Öte yandan, busbar iletim hattı 3-fazlı bir yapı olup 4 iletken içermektedir. Burada, 6 farklı sinyal iletim yolundan (L1-N, L2-N, L3-N, L2-L1, L3-L1, L3-L2) bahsedilebilir. Tüm bu gerekçeler, busbar iletim hatları için iletken genişliğine (A , mm) bağlı yeni bir $RLGC(f, A)$ modelinin gerekliliğini doğurmuştur. Bu tez çalışması kapsamında, (2.9)'daki model yeniden düzenlenip iletken kesitine (iletken kalınlıkları 6 mm değerinde ve sabit olduğundan sadece iletken genişliğine) bağlı şekilde (2.16)'daki gibi önerilmiştir.

$$RLGC(f, A) = \left\{ \begin{array}{l} R(f, A) = R_0(A) + R_s(A)\sqrt{f} \\ L(f, A) = L_\infty(A) + R_s(A)/(2\pi\sqrt{f}) \\ G(f, A) = G_0(A) + 2\pi f C_g(A)\epsilon_r' \epsilon_0 \tan \delta \\ C(f, A) = C_g(A)\epsilon_r' \epsilon_0 \end{array} \right\} \quad (2.16)$$

Bilindiği üzere, direnç ve endüktans değerleri, iletken kesiti ile ters orantılı olarak bir değişim gösterirken iletkenlik ve kapasite değerleri doğru orantılı olarak değişmektedir. Bu değerler ile kesit bilgisinin ilişkisini ortaya koyacak olan bağıntıları elde etmek için aşağıdaki adımlar izlenmiştir:

Adım 1: Dikdörtgen kesite sahip bir alüminyum iletkenin $R_0(A)$ ve $R_s(A)$ dirençleri (2.17) ve (2.18)'deki gibi hesaplanır. Burada ρ alüminyumun öz direnci ($2.82 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$, $T=20^\circ C$) [107], μ_r bağıl manyetik geçirgenliği (1.000022), δ (m) deri kalınlığı, l (mm) iletkenin uzunluğu, A (mm) genişliği, h (mm) kalınlığı ve f (Hz) çalışılan frekans değeridir. Bu bilinenlerle R_0 ve R_s için A 'ya bağlı bağıntılar aşağıdaki gibi hesaplanmıştır. Burada $h=6$ mm ve $l=1000$ mm için işlem yapıp birim uzunluk başına değerler bulunmuştur.

$$R_{dc} = \rho \frac{l}{Ah} = R_0(A) = \frac{47 \times 10^{-4}}{A} \quad (\Omega/m) \quad (2.17)$$

$$R_{ac} = \frac{2l\rho}{A\delta} = R_s(A)\sqrt{f} \quad \delta \cong 503\sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad (\text{m})$$

$$R_s(A) = \frac{6.672 \times 10^{-4}}{A} \quad (\Omega/\text{m})$$
(2.18)

Adım 2: Dikdörtgen kesite sahip bir alüminyum iletkenli busbarın endüktans değerinin kesit alanına göre analitik olarak yaklaşık hesaplanması literatürde (2.19)'daki gibi verilmiştir [108].

$$L_1 = \ln \frac{2l}{A+h} + \frac{13}{12} - \frac{2}{3} \left[\frac{A}{h} \tan^{-1} \frac{h}{A} + \frac{h}{A} \tan^{-1} \frac{A}{h} \right]$$

$$L_2 = \frac{1}{2} \ln \left[1 + \frac{h}{A} \frac{2}{1 + \left(\frac{h}{A}\right)^2} \right]$$

$$L_3 = \frac{1}{12} \left[\left(\frac{h}{A}\right)^2 \ln \left[1 + \left(\frac{A}{h}\right)^2 \right] + \left(\frac{A}{h}\right)^2 \ln \left[1 + \left(\frac{h}{A}\right)^2 \right] \right]$$

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \{L_1 + L_2 + L_3\} \quad (\text{H})$$
(2.19)

Buradan yola çıkarak, modelimizde kullanılacak olan $L_\infty(A)$ parametresinin $h=6$ mm sabit kalınlık ve $l=1000$ mm birim uzunluk için genişliğe bağlı değişimi (2.20)'deki gibi sadeleşmiş uygun bir fonksiyonla temsil edilebilir.

$$L_\infty(A) = \frac{1.458 \times 10^{-6}}{A} \quad (\text{H/m})$$
(2.20)

Adım 3: Dikdörtgen kesite sahip iki alüminyum iletken arasındaki G_0 değeri DC'deki paralel iletkenlik değeridir. Bu değer pratikte, günümüzde iletişim amaçlı kullanılan hatların yalıtkan malzemeleri için, sıfır kabul edilir. Busbar, iletişim amaçlı değil enerji iletmek için kullanılan bir hat olduğundan buradaki yalıtkan malzeme Mylar® Polyester Filmin DC iletkenlik değeri sıfır alınmayıp (2.21)'de verildiği gibi bir parametre ile kesite bağlı hale getirilmiştir. Burada Mylar® Polyester Filmin öz iletkenliği $T=25^\circ\text{C}$ 'de $\sigma=1 \times 10^{-20}$ S/m, olarak alınmıştır [100]. d (mm) ise iki iletken arası mesafe olup L1-N bağlantısındaki Mylar® Polyester Filmin kalınlığıdır ve $d=1.2$ mm olarak hesaba katılmıştır. $l=1000$ mm alınarak da birim uzunluk başına iletkenlik değeri modellenmiştir.

$$G_0 = \sigma \frac{lA}{d} \quad (2.21)$$

$$G_0(A) = 8.35 \times 10^{-15} A \quad (\text{S/m})$$

Adım 4: Dikdörtgen kesite sahip iki alüminyum iletken arasındaki C değeri (2.22)'deki gibi hesaplanır. Burada ε (F/m) Mylar® Polyester Filmin yalıtkanlık sabiti olup, boş uzayın yalıtkanlık sabiti $\varepsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-12}$ ile bağlı yalıtkanlık sabitinin (ε_r) çarpımıyla ifade edilir ($\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$). Modelde kullanılacak olan hattın geometrisi ile ilişkili bir kapasite parametresi $C_g(A)$ ise yine (2.22)'de verilmiştir. Burada, d (mm) iki iletken arası mesafe olup L1-N bağlantısındaki en yakın durum alınıp $d = 1.2$ mm olarak hesaba katılmıştır. $l = 1000$ mm alınarak da birim uzunluk başına geometrik kapasite parametresi modellenmiştir.

$$C = \varepsilon \frac{lA}{d} = C_g(A) (\varepsilon_0 \varepsilon_r' - j \varepsilon_0 \varepsilon_r'') \quad (\text{F/m})$$

$$C_g(A) = \frac{l}{d} A = 0.83352 A \quad (2.22)$$

Ancak, (2.22)'deki ifade sadece paralel iki iletken olduğu durumdaki değer olup busbar iletim hattındaki yapıyı tam olarak karşılamaz. Çünkü, L1-N bağlantısında her ne kadar sinyal bu yoldan gidiyor kabul edilse de L2 ve L3 iletkenlerine de az da olsa girişim etkisi olacaktır. Önerilen modellemede de bilinen $RLGC(f)$ modellemelerinde olduğu gibi, bu etki ihmal edilmiştir. Ancak ölçümler bu değerleri içermektedir. Bu sebeple, yapılan kestirim sonucunda görülmüştür ki, C_g değerindeki değişim kesitle yaklaşık lineer bir değişim göstermekte ancak bu değişimi en iyi ifade eden fonksiyon kesitin bir kuvveti şeklinde olduğudur. Güncellenen $C_g(A)$ (2.23)'teki gibidir.

$$C_g(A) = 0.83352 A^{0.87} \quad (2.23)$$

Bir busbar iletim hattında L1-N, L2-N, L3-N, L2-L1, L3-L1 ve L3-L2 olmak üzere 6 farklı sinyal iletim yolunun söz konusu olduğundan daha önce bahsedilmişti. Bu sebeple yukarıda verilen denklem, hem basit yaklaşımların hatalarını azaltabilmek hem de söz konusu olan farklı iletim yolları için bu parametrelerin genelleştirilmesini sağlamak için düzeltme katsayılarıyla ($p_1, p_2, p_3, p_4, p_5, p_6$) birlikte optimize edilmiş ve (2.24)'teki gibi genelleştirilmiştir.

$$\begin{aligned}
R_0(A) &= p_1 \left(\frac{47 \times 10^{-4}}{A} \right) \\
R_s(A) &= p_2 \left(\frac{6.672 \times 10^{-4}}{A} \right) \\
L_\infty(A) &= p_3 \left(\frac{1.458 \times 10^{-6}}{A} \right) \\
G_0(A) &= p_4 (0.835 \times 10^{-15} A) \\
C_g(A) &= p_5 (0.83352 A^{0.87 p_6})
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Busbar iletim hattı (2.16)'da önerilen $RLGC(f, A)$ modeli kullanılarak modellenmiştir. Burada, (2.12) ve (2.13)'teki ε_r' ve $\tan \delta$ fonksiyonları (2.16)'daki modelde kullanılmıştır. Ancak burada optimizasyon işlemi içerisinde 3 farklı kesite ait ölçümlerin birlikte kullanıldığını ifade etmek gerekir. Çünkü her bir sinyal iletim yolunun (L1-N, L2-N, L3-N, L2-L1, L3-L1 ve L3-L2) farklı kesitteki busbarlar (630 A-40 mm, 1250 A-110 mm, 2000 A-200 mm) için aynı katsayılarla ifade edilmesi gerekir. Bu nedenle de kullanılan F_{obj} fonksiyonu (2.25)'teki gibi yeniden düzenlenmiştir.

$$F_{obj} = \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |S_{jk}^m(f_i, A_n) - S_{jk}^e(f_i, A_n)|^2 \right) \quad j, k \in [1, 2] \tag{2.25}$$

Burada $S_{jk}^m(f_i, A_n)$ ölçümden gelen S-parametrelerini, $S_{jk}^e(f_i, A_n)$ ise modelden hesaplanan S-parametrelerini göstermektedir. i, N farklı frekans değerlerinin her birini, n ise kullanılan her bir farklı kesitteki (akım kademesindeki) busbarı temsil eder. Bu çalışmada ölçümler ve modellemeler 630 A, 1250 A ve 2000 A'lık 3 farklı akım kademesindeki busbarlar için yapıldığından n sırasıyla 1, 2 ve 3 değerlerini alır. Burada amaç fonksiyonu sözel olarak ifade edilecek olursa, fonksiyonun hesapladığı değer (amaç fonksiyonu) her bir akım kademesi için, ölçülen ve $RLGC(f, A)$ modelinden hesaplanan S-parametrelerinin farklarının genlik karelerinin ortalaması olarak tanımlanmıştır. (2.9)'daki $RLGC(f)$ modelinden 3 farklı busbar için toplamda 18 farklı parametre seti elde edilirken, üçlü kestirim sonucu (2.16)'daki $RLGC(f, A)$ modelinden toplamda 6 farklı parametre seti elde

edilmiştir. Çünkü kesit değişimi model içerisine dahil edilmiştir. $RLGC(f, A)$ model parametrelerinin optimizasyonu Şekil 12’de verilen akış diyagramına göre PSO ile yapılmış olup PSO için parametre arama aralıkları Tablo 6’da verildiği gibi tanımlanmıştır.

Tablo 6. $RLGC(f, A)$ modelinde PSO için parametre arama aralıkları

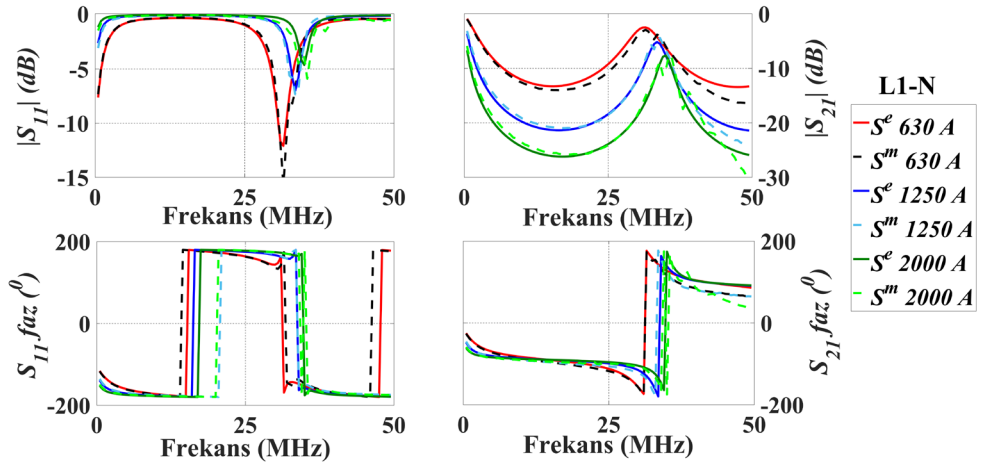
p_1	p_2	p_3	p_4	p_5	p_6
0.1~10	0~100	0~100	0~100	0.1~10	0.1~10

PSO ile elde edilen model parametreleri farklı sinyal iletim yolları için Tablo 7’de verilmiştir.

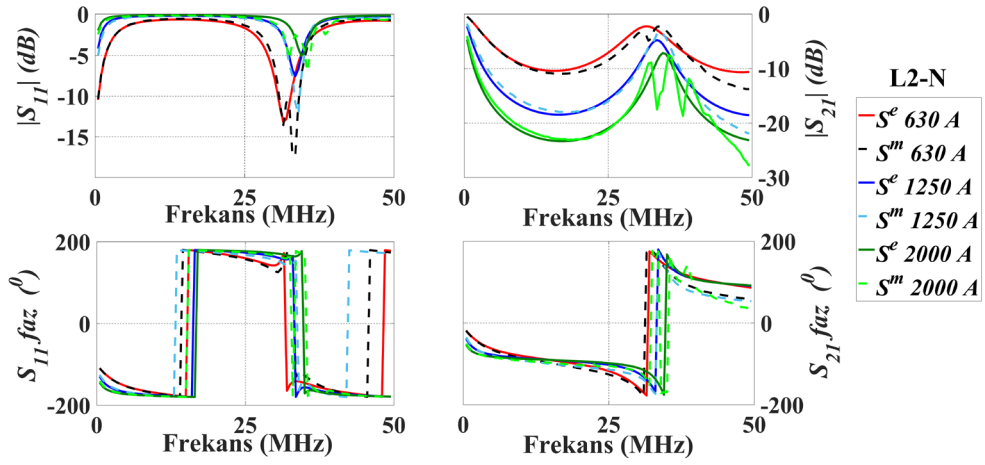
Tablo 7. PSO sonucu elde edilen model parametreleri

Sinyal İletim Yolları	p_1	p_2	p_3	p_4	p_5	p_6
<i>L1-N</i>	2.11	2.59	0.86	79.99	2.02	1.00
<i>L2-N</i>	7.92	4.76	1.19	99.01	1.30	1.03
<i>L3-N</i>	1.37	3.69	1.09	89.62	1.25	1.05
<i>L2-L1</i>	6.86	2.32	0.88	9.34	1.52	1.08
<i>L3-L1</i>	2.81	4.06	1.19	99.46	1.16	1.06
<i>L3-L2</i>	9.42	2.88	0.85	19.90	1.83	1.03

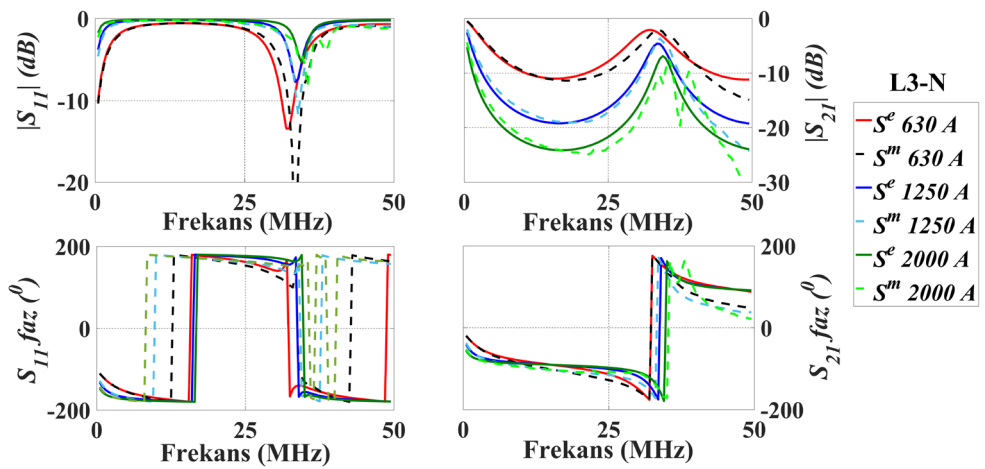
Bu modelleme ile elde edilen S-parametreleri sonuçlarının (S^e) ölçülmüş olan S-parametreleri (S^m) ile karşılaştırılmalı gösterimleri, 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademesindeki busbarların L1-N, L2-N, L3-N, L2-L1, L3-L1 ve L3-L2 sinyal iletim yolları için Şekil 15, Şekil 16, Şekil 17, Şekil 18, Şekil 19 ve Şekil 20’deki gibi verilmiştir.



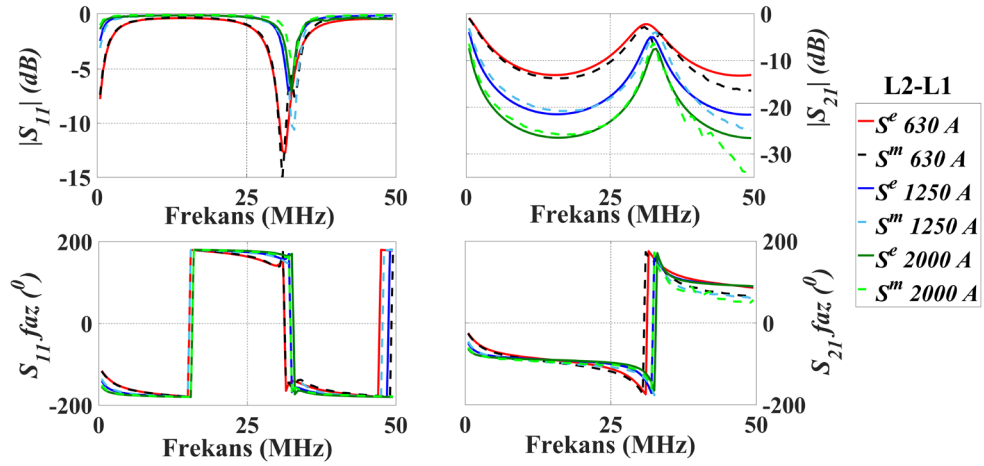
Şekil 15. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L1-N durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri



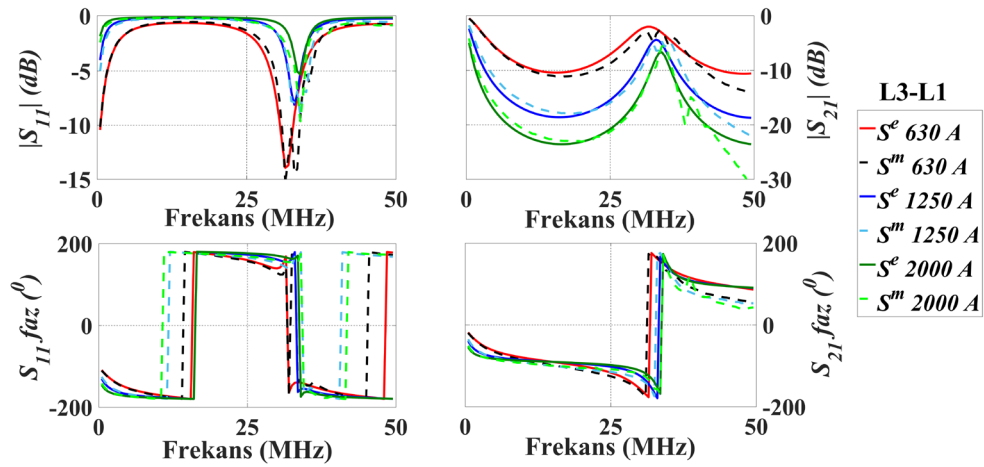
Şekil 16. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L2-N durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri



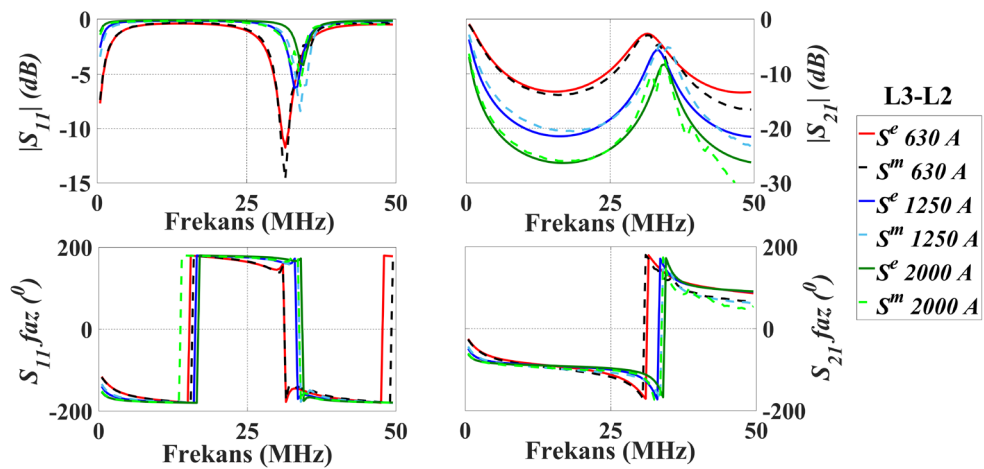
Şekil 17. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L3-N durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri



Şekil 18. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L2-L1 durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri



Şekil 19. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L3-L1 durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri



Şekil 20. 630 A, 1250 A ve 2000 A akım kademelerindeki busbarlarda L3-L2 durumunda ölçülen ve modelle elde edilen S-parametreleri

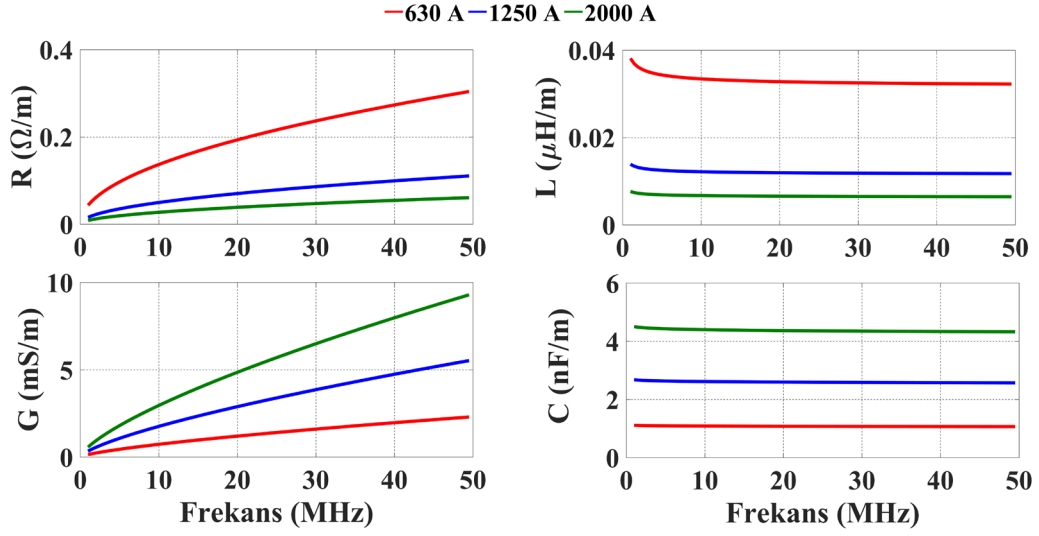
Görsel karşılaştırmaları verilen sonuçların sayısal sonuçları ise uyum katsayısı R^2 (*R-square*) ve amaç fonksiyonu sonucu (F_{obj}) üzerinden Tablo 8’de verilmiştir. Buradan görüleceği üzere önerilen modelin kestirilen parametreleri ile hesaplanan S-parametreleri, ölçülen değerlerle genel anlamda yüksek bir uyum içerisindedir. Bu da önerilen modelin busbar iletim hattını doğru ve iyi bir şekilde modellediğini göstermektedir.

Tablo 8. *RLGC* (f, A) modelinde PSO için uyum katsayısı (R^2) ve hata fonksiyonu değeri (F_{obj})

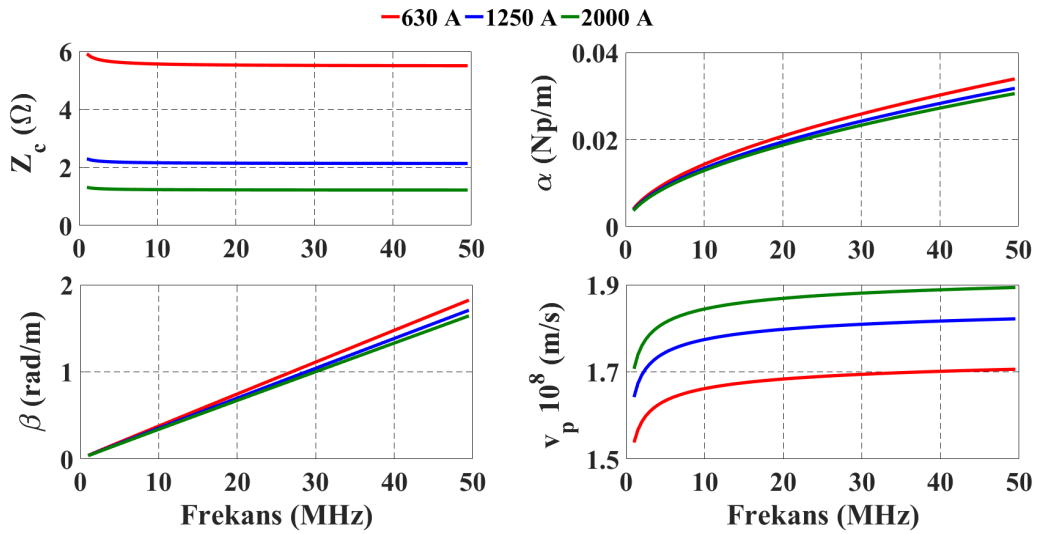
		<i>R-square</i> (R^2)				F_{obj}^*	F_{obj}^{**}
		$ S_{11} $	$\angle S_{11}$	$ S_{21} $	$\angle S_{21}$		
<i>L1-N</i>	<i>630 A</i>	0.97	0.71	0.94	0.99	0.001630	0.001549
	<i>1250 A</i>	0.97	0.49	0.98	0.82	0.001495	
	<i>2000 A</i>	0.77	0.59	0.93	0.63	0.001543	
<i>L2-N</i>	<i>630 A</i>	0.93	0.53	0.90	0.86	0.004840	0.004156
	<i>1250 A</i>	0.95	0.35	0.95	0.95	0.003873	
	<i>2000 A</i>	0.61	0.78	0.75	0.48	0.003758	
<i>L3-N</i>	<i>630 A</i>	0.86	0.30	0.88	0.96	0.009996	0.011870
	<i>1250 A</i>	0.89	0.30	0.96	0.74	0.014064	
	<i>2000 A</i>	0.40	0.30	0.78	0.75	0.011561	
<i>L2-L1</i>	<i>630 A</i>	0.97	0.73	0.91	0.86	0.002290	0.001766
	<i>1250 A</i>	0.87	0.82	0.94	0.82	0.001913	
	<i>2000 A</i>	0.82	0.96	0.96	0.80	0.001108	
<i>L3-L1</i>	<i>630 A</i>	0.94	0.48	0.88	0.85	0.004453	0.004512
	<i>1250 A</i>	0.88	0.30	0.91	0.82	0.005278	
	<i>2000 A</i>	0.74	0.30	0.95	0.93	0.003918	
<i>L3-L2</i>	<i>630 A</i>	0.99	0.78	0.95	0.86	0.001594	0.002041
	<i>1250 A</i>	0.82	0.91	0.89	0.83	0.002456	
	<i>2000 A</i>	0.66	0.69	0.93	0.79	0.002086	

F_{obj}^* : Her bir S-parametresinin bireysel hata değeri
 F_{obj}^{**} : Her bir sinyal iletim yolu için yapılan üçlü kestirim hata değeri

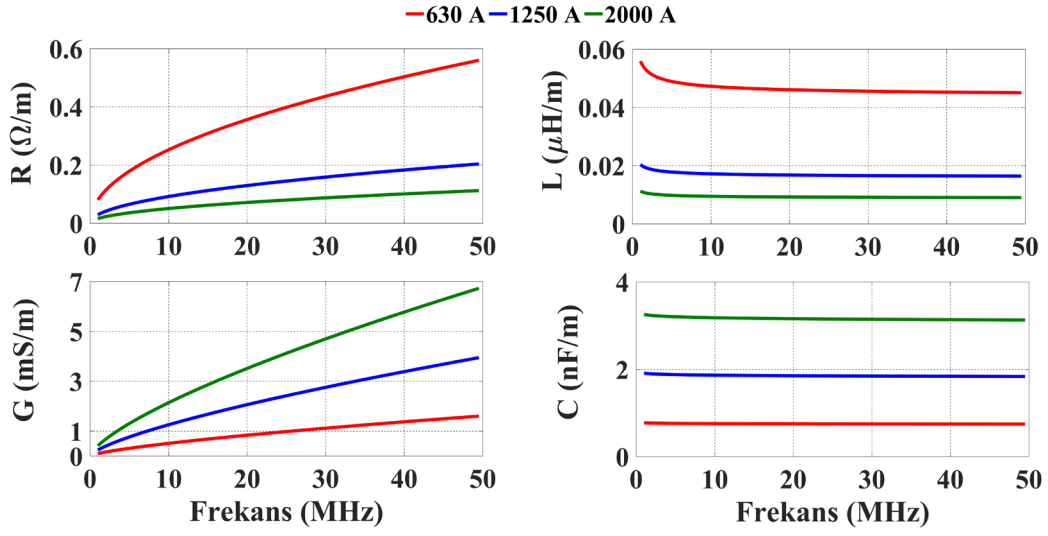
Kestirilen model parametreleri ile hesaplanan RLGC değerleri L1-N, L2-N, L3-N, L2-L1, L3-L1 ve L3-L2 sinyal iletim yolları için (630 A, 1250 A ve 2000 A) Şekil 21, Şekil 23, Şekil 25, Şekil 27, Şekil 29 ve Şekil 31’de verilmiş olup bu parametreler kullanılarak (2.3) ve (2.4)’ten hesaplanan Z_c , α ve β iletim hattı parametrelerinin değişimi ise sırasıyla Şekil 22, Şekil 24, Şekil 26, Şekil 28, Şekil 30 ve Şekil 32’de verilmiştir. Burada verilen v_p (m/s) faz hızı ya da yayılım hızı olup $v_p \approx 1/\sqrt{LC}$ ile hesaplanır.



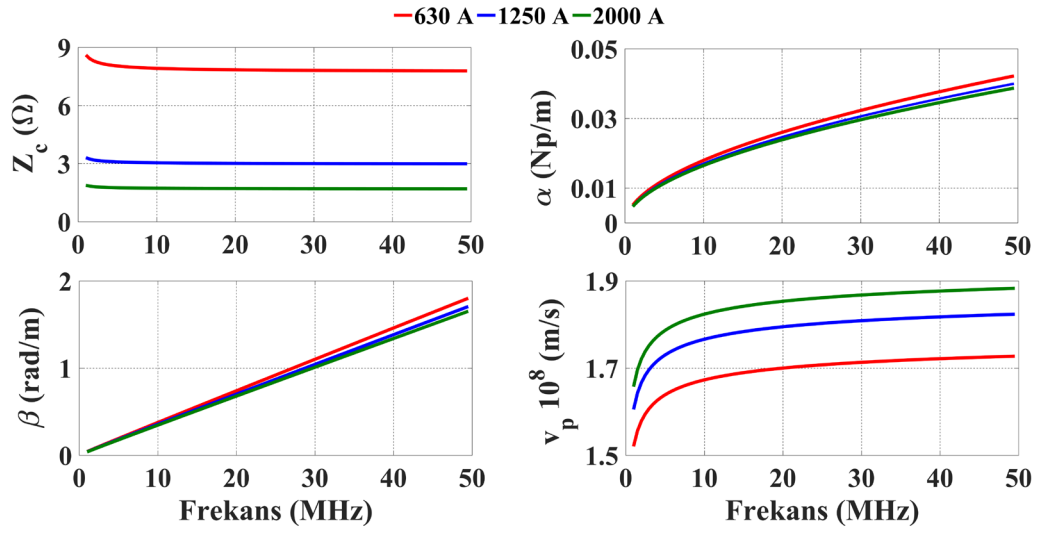
Şekil 21. 630 A, 1250 A ve 2000 A’lik busbarlarda L1-N sinyal yolu için RLGC değerleri



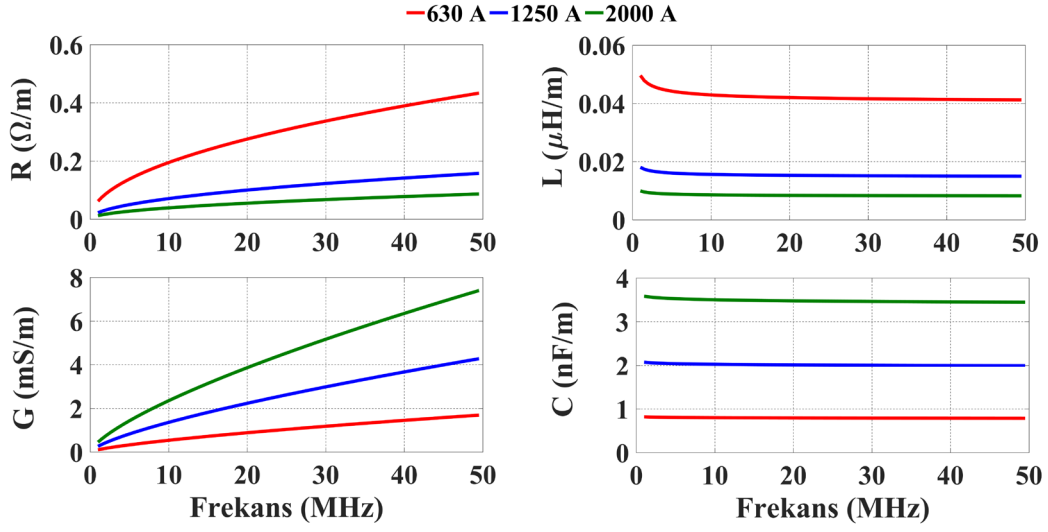
Şekil 22. 630 A, 1250 A ve 2000 A’lik busbarlarda L1-N sinyal yolu için Z_c , α ve β değerleri



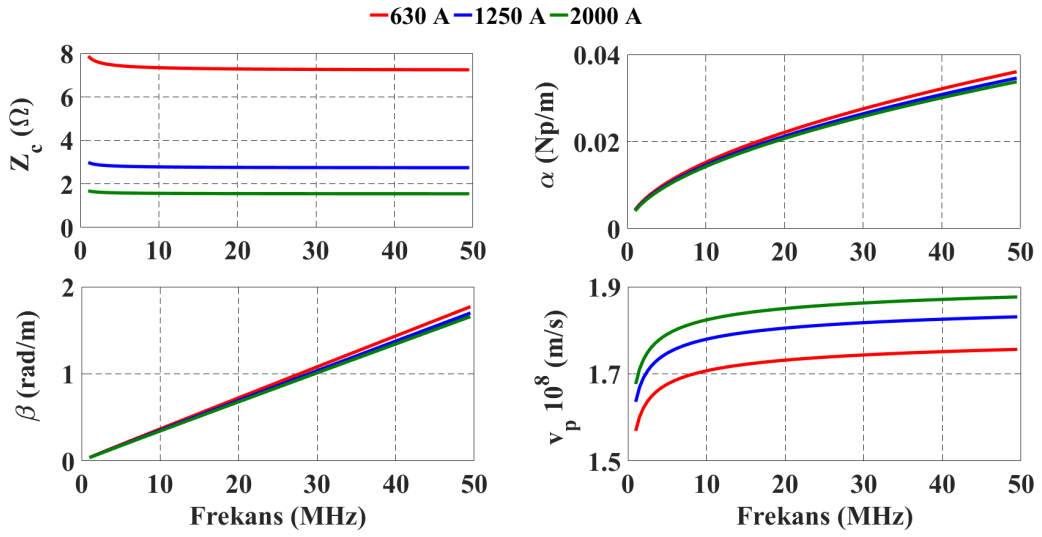
Şekil 23. 630 A, 1250 A ve 2000 A'lık busbarlarda L2-N sinyal yolu için RLGC değerleri



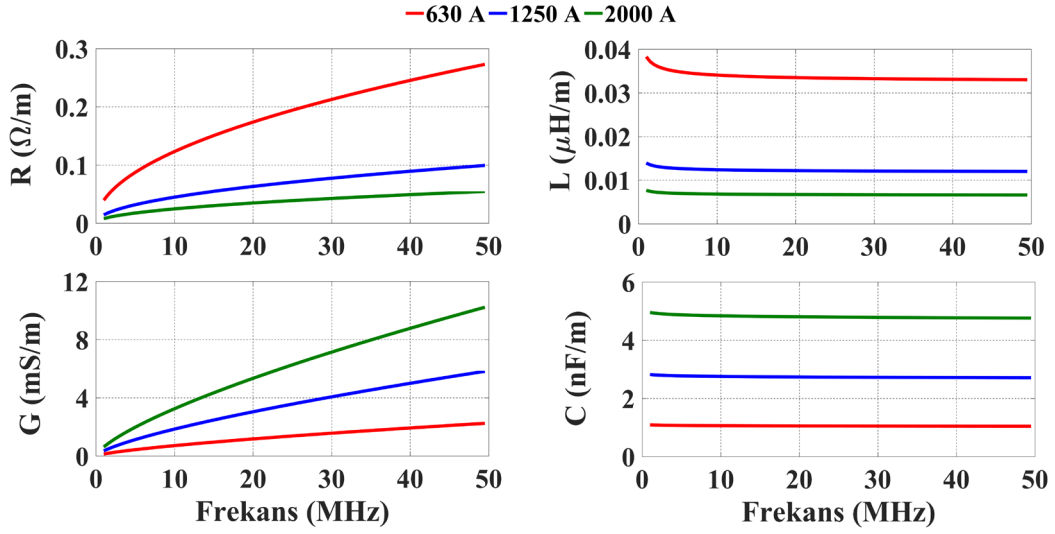
Şekil 24. 630 A, 1250 A ve 2000 A'lık busbarlarda L2-N sinyal yolu için Z_c , α ve β değerleri



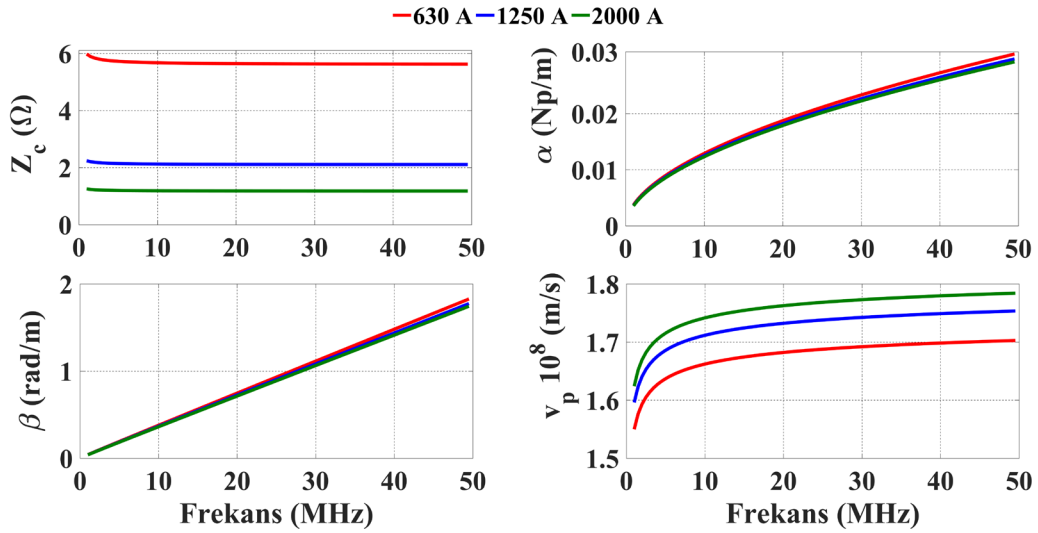
Şekil 25. 630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L3-N sinyal yolu için RLGC değerleri



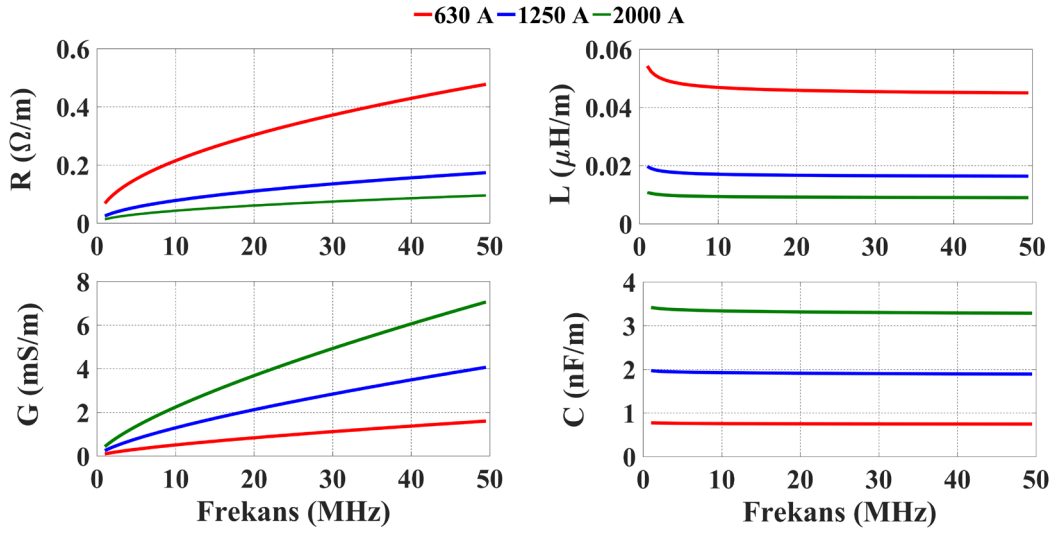
Şekil 26. 630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarlarda L3-N sinyal yolu için Z_c , α ve β değerleri



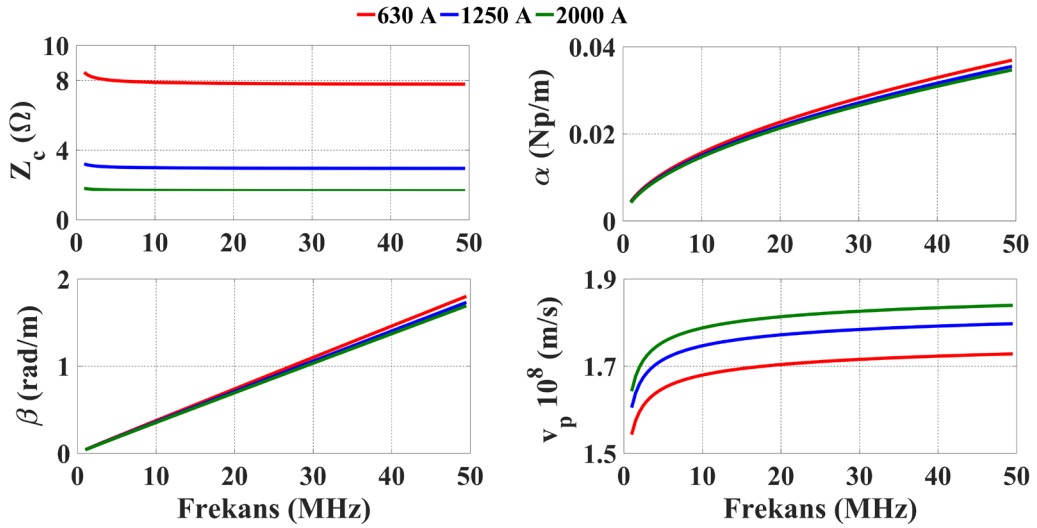
Şekil 27. 630 A, 1250 A ve 2000 A'lık busbarlarda L2-L1 sinyal yolu için RLGC değerleri



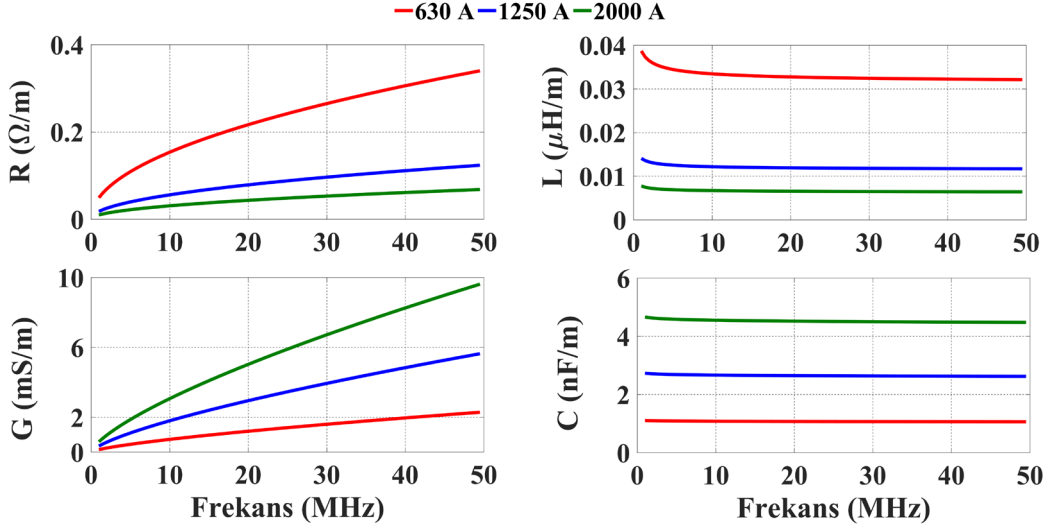
Şekil 28. 630 A, 1250 A ve 2000 A'lık busbarlarda L2-L1 sinyal yolu için Z_c , α ve β değerleri



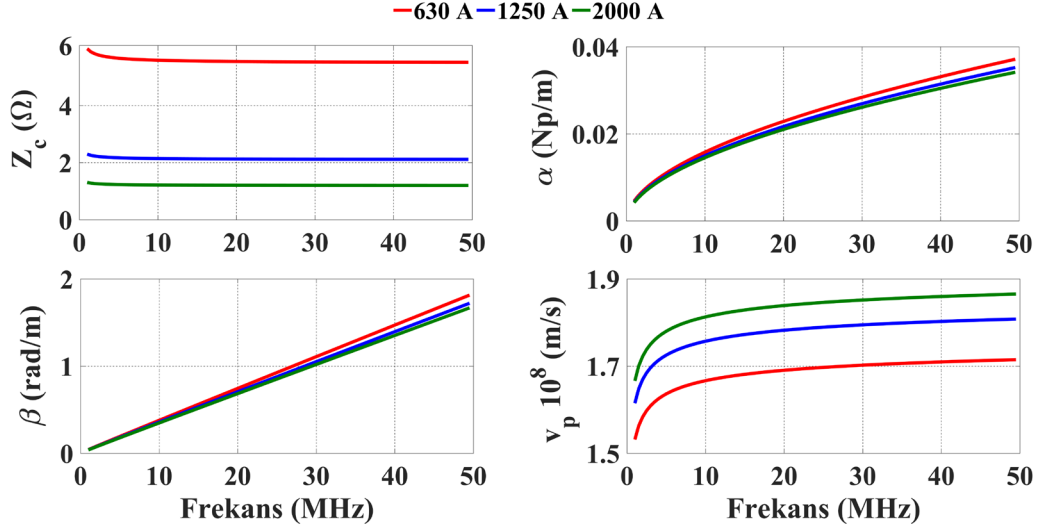
Şekil 29. 630 A, 1250 A ve 2000 A'lık busbarlarda L3-L1 sinyal yolu için RLGC değerleri



Şekil 30. 630 A, 1250 A ve 2000 A'lık busbarlarda L3-L1 sinyal yolu için Z_c , α ve β değerleri



Şekil 31. 630 A, 1250 A ve 2000 A'lık busbarlarda L3-L2 sinyali için RLGC değerleri



Şekil 32. 630 A, 1250 A ve 2000 A'lık busbarlarda L3-L2 sinyali için Z_c , α ve β değerleri

Elde edilen sonuçlar irdelenecek olursa;

*Farklı akım kademelerindeki busbarların (630 A, 1250 A, 2000 A) iletken kesitleri de farklıdır. Akım kademesi büyüdükçe iletken kesiti de büyümektedir. Bu durumda busbar iletim hattını temsil eden RLGC parametrelerinin bu kesit değişimine uyan bir çıktı sağlamaları gerekir. Elde edilen sonuçlar incelendiğinde önerilen $RLGC(f, A)$ modeli sonuçlarının kendi içerisinde tutarlı olduğu görülmektedir. Şöyle ki, birincil hat sabitlerinden R ve L değerlerinin kesit büyüdükçe büyümesi, G ve C değerlerinin ise azalması beklenir.

Tüm sinyal yolları için Şekil 21, Şekil 23, Şekil 25, Şekil 27, Şekil 29, Şekil 31’de verilen sonuçlar incelendiğinde değişimlerin beklenildiği gibi $R_{630A} > R_{1250A} > R_{2000A}$, $L_{630A} > L_{1250A} > L_{2000A}$, $G_{630A} < G_{1250A} < G_{2000A}$ ve $C_{630A} < C_{1250A} < C_{2000A}$ şeklinde olduğu görülmüştür.

*L1-N sinyal iletim yolu için; 1-50 MHz frekans bandında direnç değişimleri $R_{630A}(\Omega/m)=0.043\sim 0.304$, $R_{1250A}(\Omega/m)=0.015\sim 0.11$ ve $R_{2000A}(\Omega/m)=0.008\sim 0.061$ arasında frekansla artan bir değişim göstermişlerdir. Endüktans değişimleri ise $L_{630A}(\mu H/m)=0.038\sim 0.032$, $L_{1250A}(\mu H/m)=0.014\sim 0.012$ ve $L_{2000A}(\mu H/m)=0.007\sim 0.006$ arasında frekansla çok az azalan hatta sabite yakın bir durum göstermiştir. İletkenlik değerleri $G_{630A}(mS/m)=0.14\sim 2.28$, $G_{1250A}(mS/m)=0.33\sim 5.5$ ve $G_{2000A}(mS/m)=0.156\sim 9.28$ arasında frekansla artan bir eğilim göstermekte olup kapasite değerleri ise $C_{630A}(nF/m)=1.11\sim 1.06$, $C_{1250A}(nF/m)=2.6\sim 2.57$ ve $C_{2000A}(nF/m)=4.5\sim 4.32$ arasında frekansla çok az azalan hatta sabite yakın bir değişim göstermişlerdir.

*L2-N sinyal iletim yolu için ise dirençler $R_{630A}(\Omega/m)=0.08\sim 0.56$, $R_{1250A}(\Omega/m)=0.029\sim 0.203$ ve $R_{2000A}(\Omega/m)=0.016\sim 0.11$ arasında; endüktans değerleri $L_{630A}(\mu H/m)=0.056\sim 0.045$, $L_{1250A}(\mu H/m)=0.020\sim 0.016$ ve $L_{2000A}(\mu H/m)=0.011\sim 0.009$ arasında; iletkenlikler $G_{630A}(mS/m)=0.097\sim 1.59$, $G_{1250A}(mS/m)=0.24\sim 3.94$ ve $G_{2000A}(mS/m)=0.4\sim 6.72$ arasında; kapasite değerleri ise $C_{630A}(nF/m)=0.77\sim 0.74$, $C_{1250A}(nF/m)=1.91\sim 1.83$ ve $C_{2000A}(nF/m)=3.25\sim 3.13$ arasında bir değişim göstermişlerdir.

*L3-N sinyal iletim yolu için ise dirençler $R_{630A}(\Omega/m)=0.061\sim 0.43$, $R_{1250A}(\Omega/m)=0.022\sim 0.157$ ve $R_{2000A}(\Omega/m)=0.012\sim 0.086$ arasında; endüktans değerleri $L_{630A}(\mu H/m)=0.049\sim 0.041$, $L_{1250A}(\mu H/m)=0.018\sim 0.015$ ve $L_{2000A}(\mu H/m)=0.01\sim 0.008$ arasında; iletkenlikler $G_{630A}(mS/m)=0.1\sim 1.69$, $G_{1250A}(mS/m)=0.26\sim 4.27$ ve $G_{2000A}(mS/m)=0.45\sim 7.4$ arasında; kapasite değerleri ise $C_{630A}(nF/m)=0.81\sim 0.78$, $C_{1250A}(nF/m)=2.07\sim 1.99$ ve $C_{2000A}(nF/m)=3.58\sim 3.44$ arasında bir değişim göstermişlerdir.

*L2-L1 sinyal iletim yolu için ise dirençler $R_{630A}(\Omega/m)=0.039\sim 0.272$, $R_{1250A}(\Omega/m)=0.014\sim 0.099$ ve $R_{2000A}(\Omega/m)=0.0078\sim 0.054$ arasında; endüktans değerleri $L_{630A}(\mu H/m)=0.038\sim 0.033$, $L_{1250A}(\mu H/m)=0.014\sim 0.012$ ve $L_{2000A}(\mu H/m)=0.0076\sim 0.006$ arasında; iletkenlikler $G_{630A}(mS/m)=0.136\sim 2.24$, $G_{1250A}(mS/m)=0.35\sim 5.8$ ve $G_{2000A}(mS/m)=0.62\sim 10.22$ arasında; kapasite değerleri ise $C_{630A}(nF/m)=1.08\sim 1.04$, $C_{1250A}(nF/m)=2.82\sim 2.71$ ve $C_{2000A}(nF/m)=4.95\sim 4.76$ arasında bir değişim göstermişlerdir.

*L3-L1 sinyal iletim yolu için ise dirençler $R_{630A}(\Omega/m)=0.068\sim 0.47$, $R_{1250A}(\Omega/m)=0.024\sim 0.173$ ve $R_{2000A}(\Omega/m)=0.013\sim 0.095$ arasında; endüktans değerleri

$L_{630A}(\mu\text{H/m})=0.054\sim 0.045$, $L_{1250A}(\mu\text{H/m})=0.019\sim 0.016$ ve $L_{2000A}(\mu\text{H/m})=0.01\sim 0.008$ arasında; iletkenlikler $G_{630A}(\text{mS/m})=0.097\sim 1.6$, $G_{1250A}(\text{mS/m})=0.24\sim 4.06$ ve $G_{2000A}(\text{mS/m})=0.43\sim 7.05$ arasında; kapasite değerleri ise $C_{630A}(\text{nF/m})=0.77\sim 0.74$, $C_{1250A}(\text{nF/m})=1.97\sim 1.89$ ve $C_{2000A}(\text{nF/m})=3.41\sim 3.28$ arasında bir değişim göstermişlerdir.

*L3-L2 sinyal iletim yolu için ise dirençler $R_{630A}(\Omega/\text{m})=0.049\sim 0.34$, $R_{1250A}(\Omega/\text{m})=0.017\sim 0.123$ ve $R_{2000A}(\Omega/\text{m})=0.0098\sim 0.068$ arasında; endüktans değerleri $L_{630A}(\mu\text{H/m})=0.038\sim 0.032$, $L_{1250A}(\mu\text{H/m})=0.014\sim 0.011$ ve $L_{2000A}(\mu\text{H/m})=0.0077\sim 0.0064$ arasında; iletkenlikler $G_{630A}(\text{mS/m})=0.136\sim 2.27$, $G_{1250A}(\text{mS/m})=0.34\sim 5.6$ ve $G_{2000A}(\text{mS/m})=0.58\sim 9.6$ arasında; kapasite değerleri ise $C_{630A}(\text{nF/m})=1.1\sim 1.06$, $C_{1250A}(\text{nF/m})=2.72\sim 2.62$ ve $C_{2000A}(\text{nF/m})=4.65\sim 4.47$ arasında bir değişim göstermişlerdir.

*Bulunan RLGC değerleriyle hesaplanan karakteristik empedanslar ise; L1-N sinyal yolu için $Z_{c630A}(\Omega)=5.91\sim 5.5$, $Z_{c1250A}(\Omega)=2.29\sim 2.14$, $Z_{c2000A}(\Omega)=1.31\sim 1.22$ arasında frekansla çok az azalan, hatta sabit kabul edilebilir bir değişim göstermiştir. Her bir karakteristik empedans değeri tüm durumlarda incelenecek olursa bu değerler L2-N sinyal yolu için $Z_{c630A}(\Omega)=8.6\sim 7.78$, $Z_{c1250A}(\Omega)=3.3\sim 2.98$, $Z_{c2000A}(\Omega)=1.87\sim 1.69$; L3-N sinyal yolu için $Z_{c630A}(\Omega)=7.86\sim 7.24$, $Z_{c1250A}(\Omega)=2.98\sim 2.74$, $Z_{c2000A}(\Omega)=1.68\sim 1.55$; L2-L1 sinyal yolu için $Z_{c630}(\Omega)=5.97\sim 5.62$, $Z_{c1250A}(\Omega)=2.23\sim 2.1$, $Z_{c2000A}(\Omega)=1.25\sim 1.17$; L3-L1 sinyal yolu için $Z_{c630A}(\Omega)=8.45\sim 7.78$, $Z_{c1250A}(\Omega)=3.19\sim 2.94$, $Z_{c2000A}(\Omega)=1.79\sim 1.65$ ve L3-L2 sinyal yolu için $Z_{c630A}(\Omega)=5.98\sim 5.5$, $Z_{c1250A}(\Omega)=2.29\sim 2.11$, $Z_{c2000A}(\Omega)=1.3\sim 1.2$ arasında bir değişim göstermiştir.

*Bu değerlerden yola çıkarak L1-N, L2-L1 ve L3-L2 sinyal iletim yollarında hesaplanan Z_c değerleri çok yakın olup yaklaşık olarak $Z_{c630A}(\Omega)\approx 5.75$, $Z_{c1250A}(\Omega)\approx 2.2$, $Z_{c2000A}(\Omega)\approx 1.25$ değerlerindedir. Bu 3 iletim yolu için hesaplanan RLGC değerleri de aynı şekilde benzerlik içerir. Bunun sebebi bu iletim yollarının, komşu iki iletken arasında oluşturulmasından kaynaklanır. Aynı şekilde L2-N ve L3-L1 sinyal iletim yollarında da benzer yapı karşımıza çıkar. Bu iletim yolları için bulunan RLGC değerleri de aynı şekilde benzerlik içerir ve bunlardan hesaplanan Z_c değerleri ise her ikisinde yaklaşık olarak $Z_{c630A}(\Omega)\approx 8.15$, $Z_{c1250A}(\Omega)\approx 3.10$ ve $Z_{c2000A}(\Omega)\approx 1.7$ olmaktadır. L3-N sinyal iletim yolu ise en uzak iki iletken arasındaki bağlantıyı temsil ettiğinden buradaki sonuçlar münferit olup hesaplanan Z_c değerleri yaklaşık olarak $Z_{c630A}(\Omega)\approx 7.5$, $Z_{c1250A}(\Omega)\approx 2.85$ ve $Z_{c2000A}(\Omega)\approx 1.6$ olmuştur. 3 fazlı busbar sistemini modellemek için tanımlanan 6 farklı sinyal yolu için bu sonuçların ortaya çıkması, yapılan ölçümlerin ve busbar için önerilen $RLGC(f, A)$ modelinin kesit ile ilişkilendirilmesinden sonra ortaya koyduğu bir diğer tutarlı sonuçtur.

*Bulunan RLGC değerleriyle hesaplanan yayılım sabitleri ise; L1-N sinyal yolu için $\gamma_{630A}=0.041\sim 1.824$, $\gamma_{1250A}(\Omega)=0.038\sim 1.708$, $\gamma_{2000A}(\Omega)=0.037\sim 1.643$ arasında frekansla artan bir değişim göstermiştir. Yayılım sabitleri tüm durumlar için verilecek olursa bu değerler L2-N sinyal yolu için $\gamma_{630A}=0.042\sim 1.802$, $\gamma_{1250A}(\Omega)=0.039\sim 1.707$, $\gamma_{2000A}(\Omega)=0.038\sim 1.653$; L3-N sinyal yolu için $\gamma_{630A}=0.040\sim 1.772$, $\gamma_{1250A}(\Omega)=0.038\sim 1.699$, $\gamma_{2000A}(\Omega)=0.037\sim 1.658$; L2-L1 sinyal yolu için $\gamma_{630A}=0.041\sim 1.827$, $\gamma_{1250A}(\Omega)=0.039\sim 1.774$, $\gamma_{2000A}(\Omega)=0.037\sim 1.744$; L3-L1 sinyal yolu için $\gamma_{630A}=0.041\sim 1.801$, $\gamma_{1250A}(\Omega)=0.039\sim 1.731$, $\gamma_{2000A}(\Omega)=0.038\sim 1.692$ ve L3-L2 sinyal yolunda ise yayılma sabitleri $\gamma_{630A}=0.041\sim 1.815$, $\gamma_{1250A}(\Omega)=0.039\sim 1.721$, $\gamma_{2000A}(\Omega)=0.038\sim 1.668$ arasında frekansla doğrusal artan bir değişim göstermiştir.

2.2.5. Nedensellik

S-parametreleri, elektronik devreler arasındaki bağlantıların, elektriksel sinyalleri nasıl ilettiğini inceleyen “işaret doğruluğu” nu belirleme (*signal integrity*, SI) gibi birçok açıdan avantajlı bir parametre kümesi olmasına karşın, zaman bölgesi benzetimlerinde bir takım temel problemler içerirler. Genel kabul, frekans bölgesinden zaman bölgesine geçişte *Fourier* dönüşümünün analitik olarak kusursuz bir sonuç verdiği yönünde olsa da bu durum ancak S-parametrelerinin sürekli ve tüm frekanslarda ölçülmüş olması durumunda doğrudur. Ancak gerçekte S-parametreleri, sınırlı bant genişliğinde ve sonlu sayıda frekans değerlerinde örneklenmiş ayırık veriler olduğundan, frekans bölgesinden zaman bölgesine dönüşümde nedensel olmayan yani gerçek olmayan bir çıktı verirler. *Gibbs Phenomenon* [109] sonlu bant genişliği olan S-parametreleri nedeniyle meydana gelir ve nedensel olmayan zaman bölgesi işareti neden olan bir etkidir.

Diğer taraftan, S-parametreleri gibi frekans bölgesinde ölçülmüş değerlerden, bu değerleri verebilecek olan ve gerçek dünyada var olacak olan RLGC elemanlarının değerlerini hesaplamak sadece matematiksel bir işlemdir. Çünkü S-parametreleri, gerçek bir sistemin bant sınırlı ve sonlu sayıda nokta kullanılarak elde edilmiş *Fourier* dönüşümü olarak yorumlanabilir. Dolayısıyla bu S-parametrelerinin ters *Fourier* dönüşümü nedensel bir zaman bölgesi işareti verecektir (bant sınırlı ve sonlu sayıda olmanın neden olduğu *Gibbs Phenomenon* ihmal edilirse). Böyle bir sistem, aynı (veya çok benzer) S-parametrelerini verebilecek bir takım RLGC değerleri ile modellenecekse, bu modelin zaman bölgesi karşılığı da nedensel olmalıdır. Ancak bunu sağlayabilmek için modelleme işlemi ile fiziksel

dünya arasında bir bağlantı kurulmalıdır. Aksi takdirde modelleme işlemi sonucunda üretilen RLGC değerleri tamamen matematiksel işlemler sonucunda üretileceğinden, benzer S-parametrelerini üretse de, nedensel bir zaman bölgesi karşılığı üretmeyebilir. Bunu basitçe ifade etmek gerekirse, modelde kullanılan parametreler arasında, gerçekte olduğu gibi bir bağlantı kurulmalıdır. Örneğin, iletkenliği G , kapasite değeri C olarak hesaplanan bir sistemi gerçek hayatta oluşturabilmek mümkün olmayabilir.

Nedensel sistem kavramı sezgisel olup, etkinin nedenden önce gelmemesi olarak tarif edilebilir. Yani, sistem çıkışının belirli bir andaki değeri sistem girişinin sadece o anki ve/veya geçmiş değerleri yardımıyla bulunabiliyorsa böyle sistemlere nedensel sistem denir ve bu H nedensel sistemi (2.26)'daki gibi tanımlanır. Burada $h(t)$, H sisteminin birim vuruş tepkesidir.

$$h(t) = 0, \quad \forall t < 0 \quad (2.26)$$

Aslında fiziksel dünyada, bilindiği kadarıyla, bütün sistemler nedensel olup nedensellik, ilahiyat, hukuk, biyoloji ve fizik alanlarında kavram olarak yer bulmuştur. Biz nedenselliği fizik açısından ele alıp daha da özelleştirirsek *Kramers-Kronig* (K-K) bağıntılarının matematiksel yorumunun, elektronikteki doğrusal zamanla değişmeyen (DZD) sistemlere uygulanması olarak tanımlayabiliriz.

Bant sınırlı (belirli frekans aralığında örneklenmiş olan) S-parametreleri, ilgilenilen frekans bandındaki değerleri doğru ve fiziksel bir sistemi temsil ediyormuş gibi görünse de S-parametrelerinden o sistemi temsil eden farklı parametre setleri (mesela RLGC parametreleri) üretildiğinde, ortaya çıkan değerler sistemin nedensellik koşullarını ihlal edebilir. Nedensel sistemler (2.27)'de verilen (K-K) [110] bağıntılarını sağlarlar.

$$\begin{aligned} u(\omega) &= \frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{v(\omega')}{\omega - \omega'} d\omega' \\ v(\omega) &= \frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u(\omega')}{\omega - \omega'} d\omega' \end{aligned} \quad (2.27)$$

Burada $u(\omega)$ ve $v(\omega)$ sistemin frekans tepkesinin gerçel ve sanal bileşenleri olup, P ise *Cauchy* esas değeridir. K-K bağıntıları, nedensel bir sistem için aşağıdaki gerekleri tanımlar:

* Frekans tepkesinin gerçel ve sanal bileşenleri (örneğin S-parametreleri matrisi) birbirine bağlı olup Hilbert dönüşümü ile ilişkilidir. Bir u fonksiyonunun Hilbert dönüşümü,

$u(t)$ fonksiyonunun $h(t) = 1/(\pi t)$ fonksiyonu ile katlaması olarak düşünülebilir. $h(t)$ integrali alınabilen bir fonksiyon olmadığından, katlama integralleri yakınsamaz. Bunun yerine, *Cauchy* esas değerini kullanan Hilbert dönüşümü tanımlanır. $u(t)$ fonksiyonunun ya da sinyalinin Hilbert dönüşümü (2.28)'de verildiği gibidir [111], [112], [113] [114], [115], [116].

$$\text{Hilbert}\{u(t)\} = P \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) h(t-\tau) d\tau = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (2.28)$$

* K-K bağıntıları tüm frekansları kapsamaktadır.

Sonuçta, nedensel sistemlerin aksine ölçülen S-parametreleri gibi ayrık frekans tepkisi olan sistemler, bir de bant sınırlı oldukları için, genellikle K-K bağıntılarını sağlamaz ve nedensel olmayan sistem tepkelerine yol açar. Bu da temsil edilmek istenen sistemin fiziksel bir sistemi sağlayan bir modelle temsil edilememesinden kaynaklanır.

Bu çalışmada önerilen *RLGC* (f, A) modeli içerisinde, hesaplanacak olan parametreler arasında, gerçek dünyada var olması gereken bağlantılar (yalıtkan malzemeye dair parametreler) kurulmuştur. Böylece, hem sınırlı bant genişliğinde alınmış olan ölçümler bir dezavantaj noktası olmaktan çıkarılmış ve istenilen tüm frekanslarda sistem tepkisi hesaplanabilmiş, hem de nedensellik garantilenmiştir. Oluşturulan *RLGC* (f, A) modelinin nedensel bir yapı gösterip göstermediği iyi bilinen iki yöntemle test edilebilir. Bunlar, zaman bölgesi ve frekans bölgesi yöntemleridir. Çalışmamızda, önerilen busbar *RLGC* (f, A) modeli için nedensellik testi hem zaman bölgesi hem frekans bölgesi yöntemleri ile yapılmıştır. Zaman bölgesinde, bilinen bir darbe işaretine sistemin verdiği tepkeye dayalı bir test yapılır. Eğer alınan işarette belirli bir başlangıç noktası görülüyor ve bu başlangıç giriş işaretinden sonra oluşuyor ise kullanılan model nedenseldir denilebilir. Alınan işaret aynı zamanda zayıflamayla ilgili de bilgi içerecektir. Modelin testi için kullanılan darbe işareti (2.29)'daki gibidir. Burada p_w darbe genişliğidir. Literatürde, modellemede kullanılan S-parametrelerinin maksimum ölçüm frekansının 10^3 da 1 'i bant genişliğine sahip bir darbe ile sistem nedenselliği test edilmiştir [86], [87], [91]. Bu sebeple bu çalışmada da $p_w=0.2 \mu s$ olarak alınmıştır.

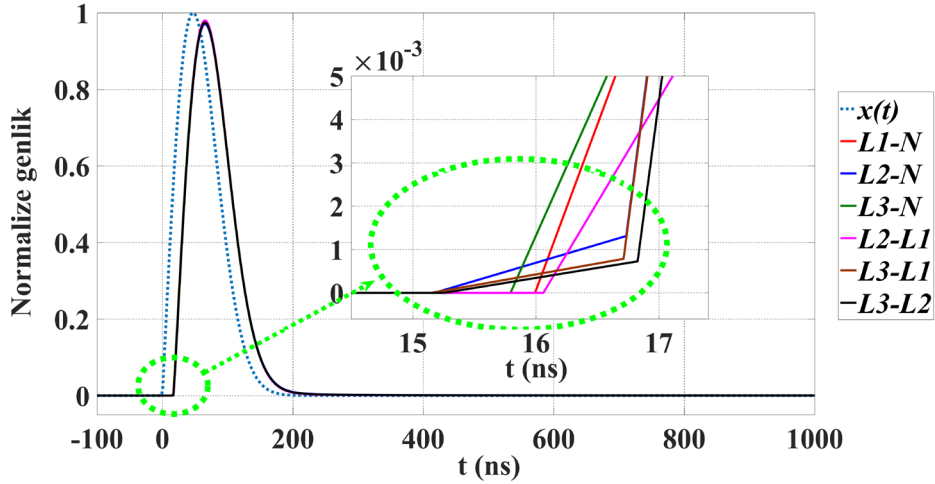
$$x(t) = t e^{-9(t/p_w)^2} \quad (2.29)$$

Giriş işareti genliği normalize edilmiş ve etkin darbe süresi boyunca 100 örnek olacak şekilde örneklenmiştir. Sonrasında $x(t)$ giriş işaretinin Ayrık *Fourier* Dönüşümü

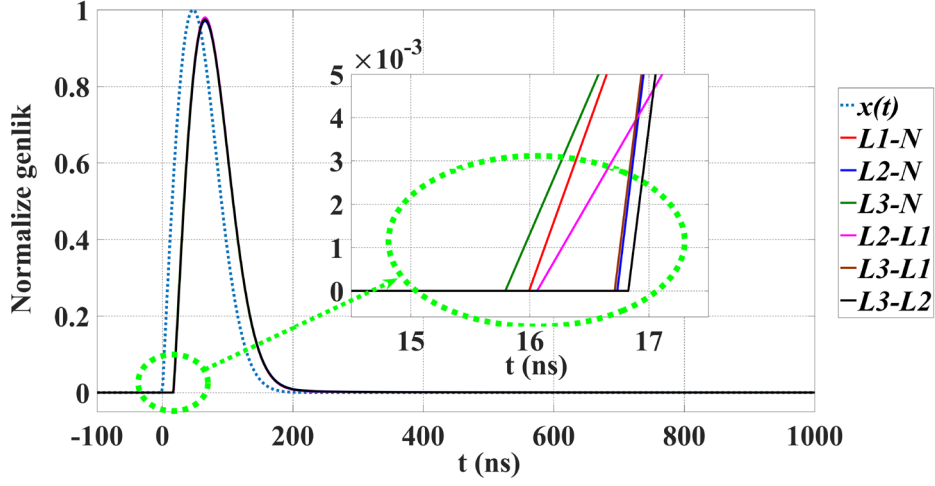
(Discrete Fourier Transform-DFT) alınıp l uzunluklu hattın transfer fonksiyonu $H(\omega) = e^{-\gamma l}$ ile (2.30)'daki gibi çarpılır. Sonrasında Ters Ayırık Fourier Dönüşümü (IDFT) alınan işaret ($Y(\omega)$) sistemin çıkış tepkesini yani $y(t)$ 'yi verir.

$$\begin{aligned} X(\omega) &= DFT(x(t)) \\ Y(\omega) &= X(\omega)H(\omega) \\ y(t) &= IDFT(Y(\omega)) \end{aligned} \quad (2.30)$$

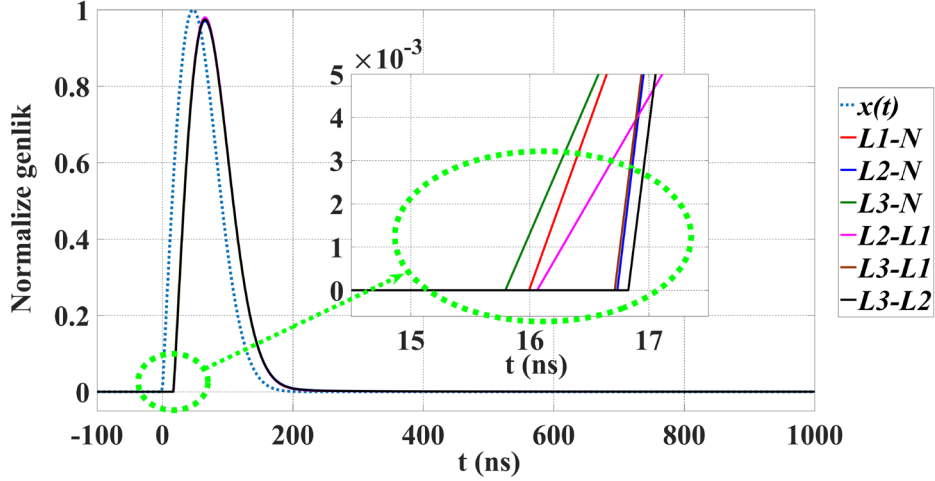
(2.29)'daki darbe işareti 3 m'lik bir busbarın bir kapısından verilip diğer kapısından çıkış işareti elde edilmiştir. Bu benzetim işlemi, model kullanılarak MATLAB ortamında gerçekleştirilmiştir. 630 A, 1250 A ve 2000 A'lik busbarların tüm sinyal iletim yolları için yapılan zaman bölgesi nedensellik testi sonuçları sırasıyla Şekil 33, Şekil 34 ve Şekil 35'te verilmiştir. Her durumda 3 m'lik busbar iletim hattının bilinen darbe işaretine verdiği tepkide belirli bir başlangıç noktası görüldüğünden ve $t=0$ anından önce herhangi bir çıkış işareti olmadığından önerilen busbar $RLGC(f, A)$ modelinin nedensel olduğu söylenebilir.



Şekil 33. 630 A'lik busbarın verilen bir darbe işaretine zaman bölgesi cevabı



Şekil 34. 1250 A'lık busbarın verilen bir darbe işaretine zaman bölgesi cevabı



Şekil 35. 2000 A'lık busbarın verilen bir darbe işaretine zaman bölgesi cevabı

Frekans bölgesi testi için ise Hilbert dönüşümü yöntemi kullanılır. (2.30)'da elde edilen $Y(\omega)$ için (2.31)'deki eşitlik test edilir. Burada ifade edilen eşitlik, sayısal hatalar sonucu ve sınırlı bant genişliği sebebiyle, birebir gerçekleşmez. Bu nedenle uyumun ölçütü olarak eşitliğin sağ ve sol kısmı arasında R^2 uyum katsayısı hesaplanmış ve sonuçlar Tablo 9'da verilmiştir. Buradaki sonuçlar da zaman bölgesi nedensellik testini destekleyici nitelikte olup modelin nedensel olduğunu ifade etmektedir.

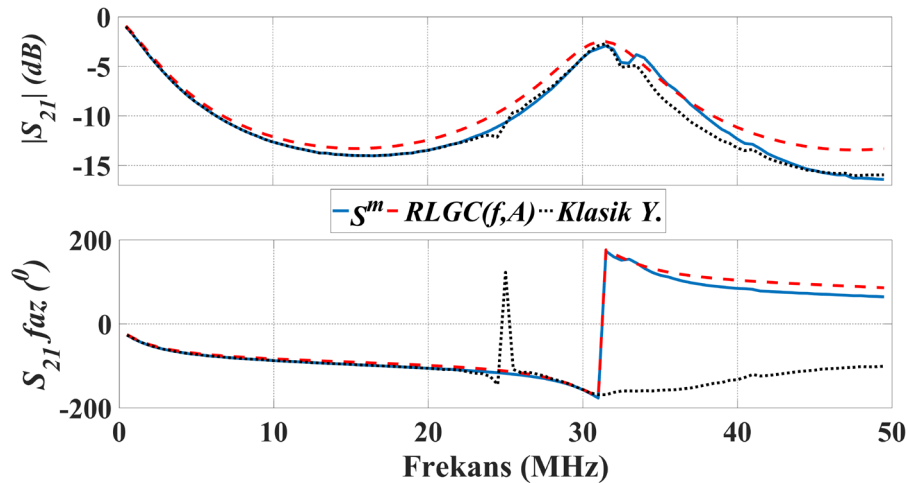
$$Im\{Y(\omega)\} = Hilbert(Re\{Y(\omega)\}) \quad (2.31)$$

Tablo 9. Frekans bölgesi nedensellik testi R^2 değerleri

	630 A	1250 A	2000 A
L1-N	0.9747	0.9746	0.9745
L2-N	0.9746	0.9745	0.9744
L3-N	0.9746	0.9746	0.9745
L2-L1	0.9748	0.9747	0.9747
L3-L1	0.9747	0.9746	0.9745
L3-L2	0.9748	0.9746	0.9745

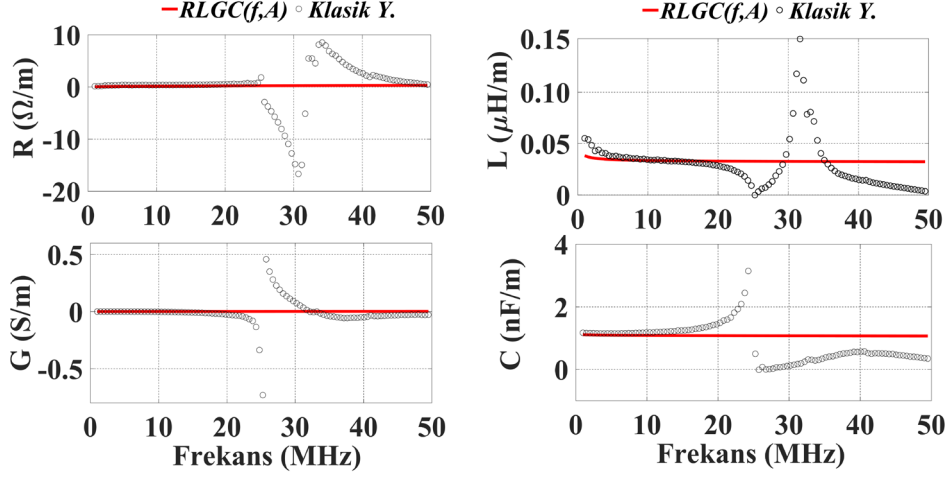
2.2.6. Önerilen RLGC (f, A) Modelinin Klasik Yöntem İle Kıyaslanması

Klasik yöntem ile önerilen busbar RLGC (f, A) modeli, S-parametreleri uyumu ve hesaplanan RLGC, Z_c ve γ değerleri açısından kıyaslanmıştır. Bu karşılaştırmanın amacı önerilen yöntemin klasik yönteme göre busbar iletim hattını doğru bir şekilde temsil ettiğini göstermektir. Herhangi bir busbarın herhangi bir sinyal iletim yolu için yapılan test bu karşılaştırma için yeterli olacaktır. Ancak, burada 630 A akım kademesindeki busbarın sadece L1-N sinyal iletim yolu için sonuçlar verilmiştir. S_{21} sistemin transfer fonksiyonunu temsil ettiğinden S-parametreleri açısından karşılaştırma Şekil 36'da görüldüğü üzere S_{21} parametresi üzerinden yapılmıştır. Her iki yöntem de genlik açısından benzer sonuçlar verse de klasik yöntemin faz terimini doğru temsil edemediği görülmüştür.

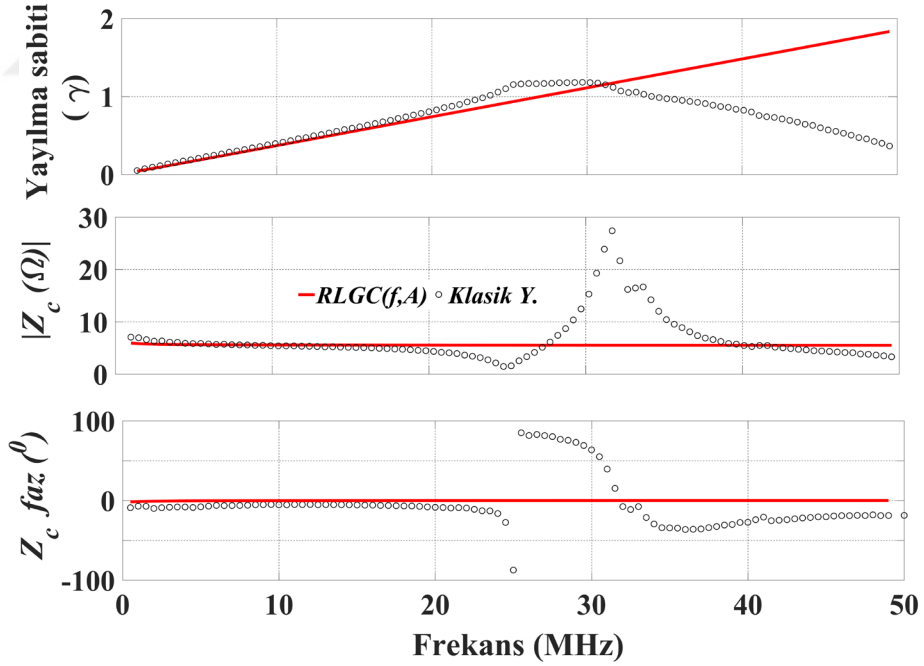


Şekil 36. 630 A akım kademesindeki busbarda L1-N sinyal iletim yolu için klasik yöntem ve önerilen yöntem ile hesaplanan S_{21} parametreleri

Şekil 37 ve Şekil 38’de ise her iki yöntemle hesaplanan RLGC, Z_c ve γ parametreleri verilmiştir.



Şekil 37. 630 A akım kademesindeki buslarda L1-N sinyal iletim yolu için klasik yöntem ve önerilen yöntem ile elde edilen RLGC parametreleri



Şekil 38. 630 A akım kademesindeki buslarda L1-N sinyal iletim yolu için klasik yöntem ve önerilen yöntem ile elde edilen Z_c ve γ parametreleri

Klasik yöntem ile önerilen busbar $RLGC(f, A)$ modelinin S-parametreleri uyumu açısından kıyası uyum katsayısı (R^2) üzerinden Tablo 10’da tüm durumlar için verilmiştir.

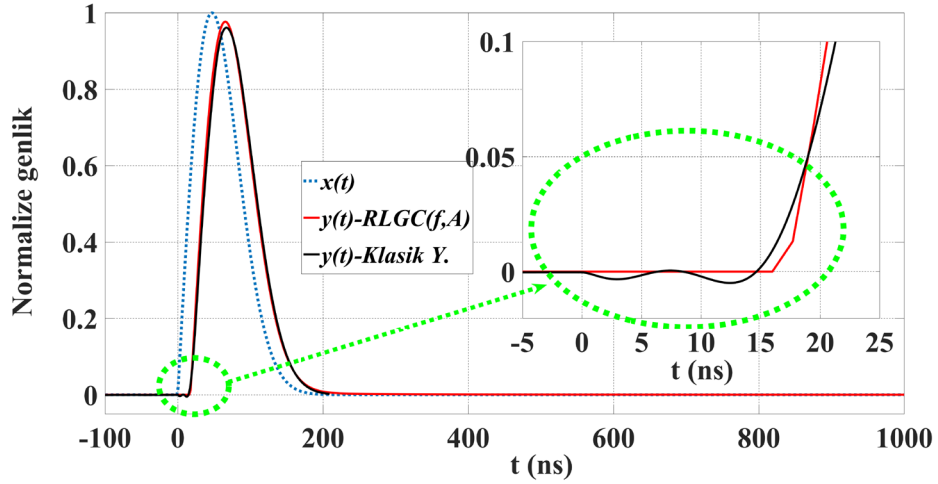
Burada amaçlanan, iki farklı yöntemin kıyaslanması olduğundan, uyum katsayısı gerçel ve sanal bileşenleri için ayrı ayrı elde edilmiş ve transfer fonksiyonuna karşılık geldiğinden sadece S_{21} parametresi için verilmiştir.

Tablo 10. $RLGC(f, A)$ ve klasik yöntem sonuçlarının uyum katsayısı (R^2) üzerinden kıyası

		$Re(S_{21})$		$Im(S_{21})$	
		$RLGC(f, A)$	<i>Klasik Y.</i>	$RLGC(f, A)$	<i>Klasik Y.</i>
<i>L1-N</i>	<i>630 A</i>	0.960	0.881	0.977	~ 0
	<i>1250 A</i>	0.932	0.779	0.960	~ 0
	<i>2000 A</i>	0.879	0.678	0.933	~ 0
<i>L2-N</i>	<i>630 A</i>	0.930	0.859	0.959	~ 0
	<i>1250 A</i>	0.879	0.872	0.926	~ 0
	<i>2000 A</i>	0.695	0.719	0.817	~ 0
<i>L3-N</i>	<i>630 A</i>	0.897	0.895	0.939	~ 0
	<i>1250 A</i>	0.831	0.978	0.898	~ 0
	<i>2000 A</i>	0.777	0.965	0.864	~ 0
<i>L2-L1</i>	<i>630 A</i>	0.945	0.831	0.964	~ 0
	<i>1250 A</i>	0.920	0.786	0.95	~ 0
	<i>2000 A</i>	0.856	0.756	0.909	~ 0
<i>L3-L1</i>	<i>630 A</i>	0.930	0.871	0.960	~ 0
	<i>1250 A</i>	0.896	0.911	0.937	~ 0
	<i>2000 A</i>	0.880	0.913	0.929	~ 0
<i>L3-L2</i>	<i>630 A</i>	0.956	0.847	0.973	~ 0
	<i>1250 A</i>	0.868	0.738	0.914	~ 0
	<i>2000 A</i>	0.731	0.711	0.842	~ 0

Verilen sonuçlardan görüldüğü gibi klasik yöntemin özellikle sanal bileşenleri temsil etmede oldukça yetersiz kaldığı ve hatalı sonuçlar ürettiği görülmektedir. Bu da sistemin transfer fonksiyonunun hatalı bir şekilde modellenmesi anlamına gelmektedir. Özellikle faz

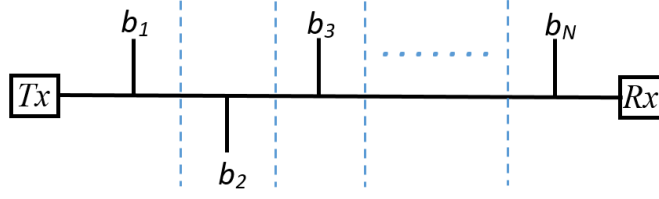
tepkesinde yapılan modelleme hatası çok daha büyük olacaktır. Önerilen yöntemde ise ölçülen ve hesaplanan değerler arasında yüksek oranda uyum olduğundan yapılacak modelleme hatası çok daha düşük olacaktır. Elde edilen sonuçlar önerilen yöntemin klasik yöntemle göre çok daha yüksek doğruluğa sahip olduğunu göstermektedir. İlaveten, her iki yöntemle elde edilen transfer fonksiyonları, temsil ettikleri sistemin girişine verilen darbe işaretine sistemin cevabı bakımından da karşılaştırılmıştır. Buradaki amaç, modelleme sonucunda elde edilen busbar modelinin klasik yöntemle göre daha gerçeğe yakın bir sistem cevabı ürettiğini, diğer bir ifadeyle daha nedensel bir model olduğunu gösterebilmektir. Şekil 39'da 630 A akım kademesindeki busbarın L1-N sinyal iletim yolu için klasik yöntem ve önerilen yöntemin sonuçları zaman bölgesi tepkesi açısından karşılaştırılmıştır. Buradan görüleceği üzere klasik yöntemin cevabı belirli bir başlangıç noktasına sahip olmayıp nedensel bir yapı örneği gösterememiştir.



Şekil 39. Klasik yöntem ve önerilen yöntemin zaman bölgesi tepkeleri açısından karşılaştırılması

2.3. Transfer Fonksiyonu Modelleme

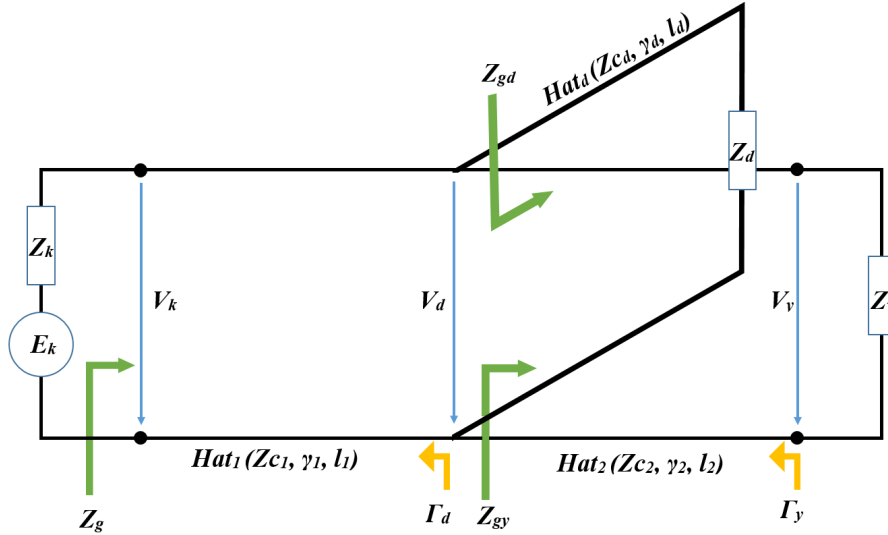
PLC kanalı Şekil 40'taki gibi N adet dallanması (çok dallanmalı) olan bir ağ yapısı gibi davranır. Böyle bir ağ yapısının frekans bölgesinde modellenmesi önerilmektedir [43]. Çünkü zaman bölgesi modellemesinde, böyle karmaşık bir şebeke yapısında oluşacak yansımaları, gecikmeleri ve süreksizlikleri tümüyle hesaba katabilmek çok da olanaklı değildir.



Şekil 40. N adet dallanması olan bir busbar PLC ağı (b_N : Dallanmalar, Tx : Verici ünitesi, Rx : Alıcı ünitesi)

Böyle bir ağ yapısının S-parametreleri ölçümünü yapmak da oldukça karmaşık olacaktır. Çok dallanmalı bir kanalın S-parametreleri ölçümü, farklı yükler, farklı akım kademelerindeki busbarlar, farklı dal boyları gibi değişen durumları da hesaba kattığımızda, oldukça karmaşık bir iş olduğundan, bunun yerine, literatürde de önerilen, tek dallanmalı bir ağın (kanalın) S-parametrelerinden faydalanarak çok dallanmalı kanalın S-parametrelerini hesaplama yoluna gidilmiştir. Yani, sistemin tümü kaskat bağlı N adet tek dallanmalı ağlar olarak düşünülmüştür.

Bir iletim hattının Z_c ve γ parametreleri bilindiğinde, kanalının transfer fonksiyonu iletim hattı teorisine göre hesaplanabilir. Şekil 41’de tek dallanmalı bir ağ örneği verilmiştir.



Şekil 41. Tek dallanmalı bir ağ yapısı

Buradaki parametreler aşağıdaki gibidir:

E_k : Kaynak gerilimi (V)

Z_k : Kaynak empedansı (50Ω)

Z_y : Hattın sonundaki yük empedansı (50 Ω)

Z_d : Hattaki dalın sonundaki yük empedansı (Ω)

Z_{gy} : Hattın yük tarafından görülen giriş empedansı (Ω)

Z_{gd} : Hattın dal tarafından görülen giriş empedansı (Ω)

Z_g : Tek dallanmalı ağın giriş empedansı (Ω)

Γ_y : Hattın sonundaki yansımaya katsayısı

Γ_d : Dallanma noktasındaki yansımaya katsayısı

Hat_1 : Hat parametreleri Z_{c1} ve γ_1 olan l_1 (m) uzunluğundaki hat

Hat_2 : Hat parametreleri Z_{c2} ve γ_2 olan l_2 (m) uzunluğundaki hat

Hat_d : Hat parametreleri Z_{cd} ve γ_d olan l_d (m) uzunluğundaki dallanmış hat

İletim hattı teorisi kullanılarak, Z_{gy} , Z_{gd} , Z_g , Γ_y ve Γ_d aşağıdaki eşitliklerle bulunur.

$$Z_{gy} = Z_{c2} \frac{Z_y + Z_{c2} \tanh(\gamma_2 l_2)}{Z_{c2} + Z_y \tanh(\gamma_2 l_2)} \quad (2.32)$$

$$Z_{gd} = Z_{cd} \frac{Z_d + Z_{cd} \tanh(\gamma_d l_d)}{Z_{cd} + Z_d \tanh(\gamma_d l_d)} \quad (2.33)$$

$$Z_g = Z_{c1} \frac{Z_p + Z_{c1} \tanh(\gamma_1 l_1)}{Z_{c1} + Z_p \tanh(\gamma_1 l_1)}, \quad Z_p = \frac{Z_{gd} \cdot Z_{gy}}{Z_{gd} + Z_{gy}} \quad (2.34)$$

$$\Gamma_y = \frac{Z_y - Z_{c2}}{Z_y + Z_{c2}}, \quad \Gamma_d = \frac{(Z_{gy} // Z_{gd}) - Z_{c1}}{(Z_{gy} // Z_{gd}) + Z_{c1}} \quad (2.35)$$

Bu verilenlerle tek dallanmalı ağın S-matrisi ise (2.36) ve (2.37)'deki gibi hesaplanır [117].

$$S_{11} = S_{22} = \frac{Z_g - 50}{Z_g + 50} \quad (2.36)$$

$$S_{21} = S_{12} = 2 \frac{V_y}{E_k} \quad (2.37)$$

Eşitlik (2.37)'deki V_y ve E_k 'nin oranını doğrudan hesaplamak kolay olmadığından, S_{21} ' in hesabı (2.38)'deki gibi dolaylı olarak yapılır.

$$S_{21} = 2 \frac{V_y V_d V_k}{V_d V_k E_k} \quad (2.38)$$

Burada;

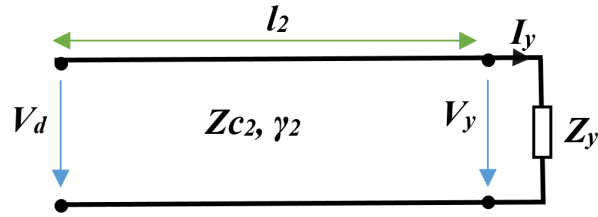
$$\frac{V_k}{E_k} = \frac{Z_k}{Z_k + Z_g} \quad (2.39)$$

şeklindedir. Referans düzlemlere kaydırma uygulanarak $\frac{V_y}{V_d}$ ve $\frac{V_d}{V_k}$ eşitlik (2.40) ve (2.41)'deki gibi bulunur [59].

$$\frac{V_y}{V_d} = \frac{(1 + \Gamma_y) e^{-\gamma_2 l_2}}{1 + \Gamma_y e^{-2\gamma_2 l_2}} \quad (2.40)$$

$$\frac{V_d}{V_k} = \frac{(1 + \Gamma_d) e^{-\gamma_1 l_1}}{1 + \Gamma_d e^{-2\gamma_1 l_1}} \quad (2.41)$$

Eşitlik (2.42)' de Şekil 42'de verilen yapıya göre (2.40) eşitliğinin nasıl elde edildiği ayrıntılı olarak verilmiştir.



Şekil 42. l_2 (m) uzunluklu bir hat örneği

Eşitlik (2.41) de aynı şekilde hesaplanır. (2.39), (2.40) ve (2.41) eşitlikleri (2.38)'de yerine yazılırsa tek dallanmalı ağın S_{21} parametresi bulunmuş olur. S_{12} ve S_{22} parametreleri de kaynak ve yük konumları basitçe yer değiştirilerek benzer şekilde hesaplanır.

$$\begin{aligned}
V_d &= V_y \cosh(\gamma_2 l_2) + Zc_2 I_2 \sinh(\gamma_2 l_2) \\
V_d &= V_y (\cosh(\gamma_2 l_2) + \frac{Zc_2}{Z_y} \sinh(\gamma_2 l_2)) \\
\frac{V_y}{V_d} &= \frac{1}{\frac{e^{\gamma_2 l_2} + e^{-\gamma_2 l_2}}{2} + \frac{Zc_2}{2Z_y} (e^{\gamma_2 l_2} - e^{-\gamma_2 l_2})} \\
\frac{V_y}{V_d} &= \frac{2}{e^{\gamma_2 l_2} \left(1 + \frac{Zc_2}{Z_y}\right) + e^{-\gamma_2 l_2} \left(1 - \frac{Zc_2}{Z_y}\right)} = \frac{\frac{2Z_y}{Z_y + Zc_2}}{e^{\gamma_2 l_2} + e^{-\gamma_2 l_2} \Gamma_y} \quad (2.42) \\
\frac{V_y}{V_d} &= \frac{\frac{Z_y + Z_y + Zc_2 - Zc_2}{Z_y + Zc_2}}{e^{\gamma_2 l_2} + e^{-\gamma_2 l_2} \Gamma_y} = \frac{1 + \Gamma_y}{e^{\gamma_2 l_2} + e^{-\gamma_2 l_2} \Gamma_y} \\
\frac{V_y}{V_d} &= \frac{(1 + \Gamma_y) e^{-\gamma_2 l_2}}{1 + e^{-2\gamma_2 l_2} \Gamma_y}, \quad \Gamma_y = \frac{Z_y - Zc_2}{Z_y + Zc_2}
\end{aligned}$$

Tek dallanmalı ağın S -parametreleri bulunduğunda buradan çok dallanmalı bir ağın tümüne ait S -matrisini çıkarmak için kullanılabilir iki yöntem vardır. Bunlardan ilki zincir saçılma matrisi (T -matrisi) yöntemi, diğeri ise sinyal akış çizgesidir. İlk yöntem, daha kolay bir hesaplama tekniği olması dolayısıyla, bu çalışmada tercih edilmiştir [43]. T -matrisi (\mathbf{T}) yardımıyla da tüm sistemin S -matrisi aşağıdaki gibi elde edilebilir. T -matrisi ile S -matrisi arasındaki ilişki (2.43)'teki gibidir.

$$[\mathbf{T}] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -S_{22} \\ S_{21} & S_{21} \\ S_{11} & S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{21}} \\ S_{21} & S_{21} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

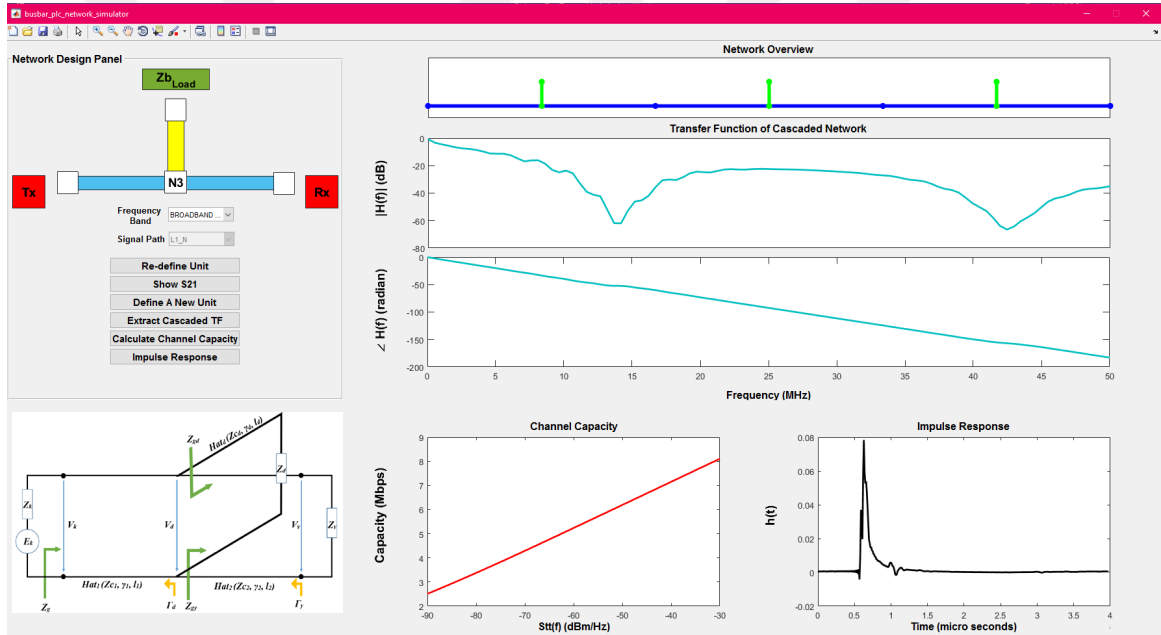
Çok dallanmalı, yani N -adet dallanması olan bir ağ için T -matrisi, $[\mathbf{T}_T]$, ise her dallanmalı yapı için hesaplanmış olan T -matrislerinin (2.44)'teki gibi çarpımına eşit olacaktır. Burada \mathbf{T}_n , tüm ağın n . kaskat parçasının T -matrisini anlatmaktadır.

$$[\mathbf{T}_T] = \prod_{n=1}^N [\mathbf{T}_n] \quad (2.44)$$

Son olarak da tüm ağın S -matrisi (2.45)'teki gibi bulunur. S -matrisindeki ($[\mathbf{S}_T]$) S_{21} , ilgili ağın transfer fonksiyonunu yani $H(f)$ 'yi verir.

$$[S_T] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{21}}{T_{11}} & T_{22} - \frac{T_{21}T_{12}}{T_{11}} \\ 1 & -\frac{T_{12}}{T_{11}} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Busbar PLC ağının konfigürasyonu değişince, hattın transfer fonksiyonu da değişecektir [17], [26], [29], [118], [119], [120]. Farklı ağ topolojilerini gerçeklemek üzere kullanıcı ara yüzü Şekil 43'teki gibi verilen bir simülör oluşturulmuştur. Burada verici (T_x) ve alıcı (R_x) arasındaki hat uzunlukları, dallanma (dal sayısı, dal uzunluğu, dal konumu vb.) ve yük empedanslarının $H(f)$ üzerindeki etkisi incelenmiştir. Ayrıca kanalın birim vuruş tepkisi ve kanal kapasitesi de aynı ara yüzden hesaplanabilmektedir.



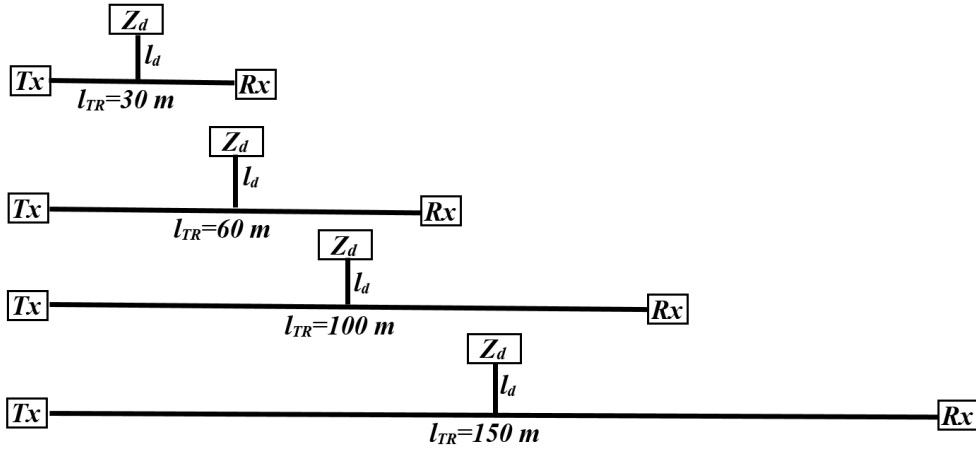
Şekil 43. Busbar ağ topolojisi simülör ara yüzü

2.3.1. Hat Uzunluğunun Transfer Fonksiyonuna Etkisi

Busbar dağıtım sistemi için gerilim düşümü ΔV , (2.46)'da verildiği gibi hesaplanabilir. Burada $\cos\phi$, güç faktörü; α_y , yükün tipine ve sayısına bağlı olan yük dağılım katsayısı veya kullanım faktörü; l_{TR} hat uzunluğu (m); I hat akımı (A); R hat direnci ($m\Omega/m$) ve X ise hat reaktansı ($m\Omega/m$) dır.

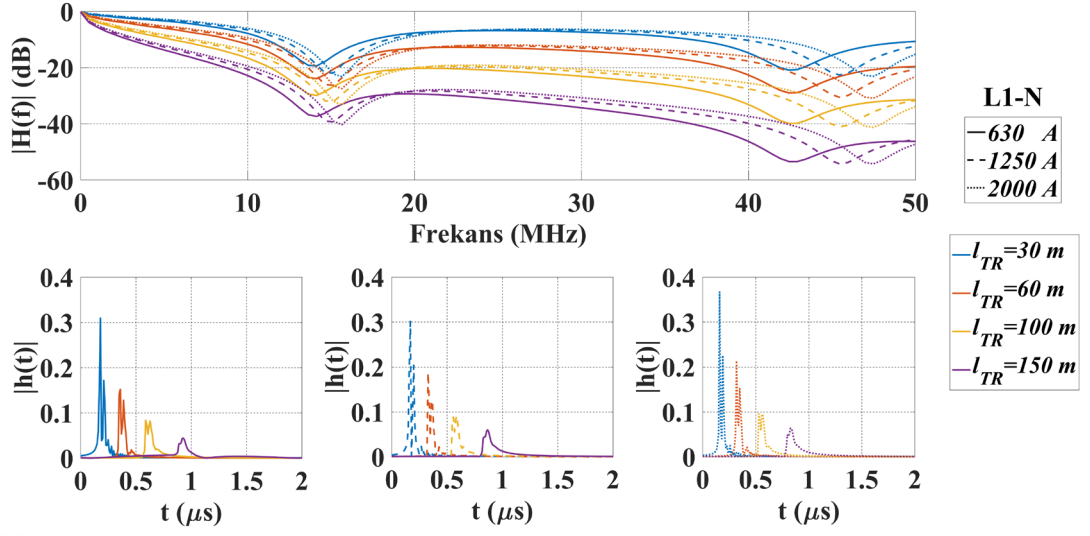
$$\Delta V = \alpha_y \sqrt{3} \left[I_{TR} I (R \cos \varphi + X \sin \varphi) 10^{-3} \right] \quad (2.46)$$

AG şebekesinde izin verilen gerilim düşümü %3 civarında olduğundan, Tablo 2’de verilen farklı akım kademelerindeki busbarların teknik özelliklerinden faydalanarak çıkılabilecek en büyük l_{TR} hat uzunluğu değerleri (bir nevi verici (Tx) ve alıcı (Rx) ünite arasındaki mesafe) hesaplanabilir. Bu hesaplamada $\cos\varphi=0.8$, α_y ise yük dağılımı dikkate alınarak 0.5 seçilmiştir [61]. Buna göre hat uzunluğu 630 A akım kademesindeki bir busbar için yaklaşık 150 m bulunurken, 1250 A için 195 m ve 2000 A için 205 m olarak hesaplanmıştır. Busbar PLC hattında, Tx ve Rx üniteleri arasındaki hat boyunun, dal sayısının, dal uzunluğunun, dal konumunun ve hatta bağlı yük empedanslarının transfer fonksiyonuna ($H(f)$) etkisi incelenirken gerilim düşümü kaynaklı hat boyu sınırlaması dikkate alınmış ve tüm benzetim çalışmalarında en büyük hat uzunluğu $l_{TR} = 150$ m olarak alınmıştır.



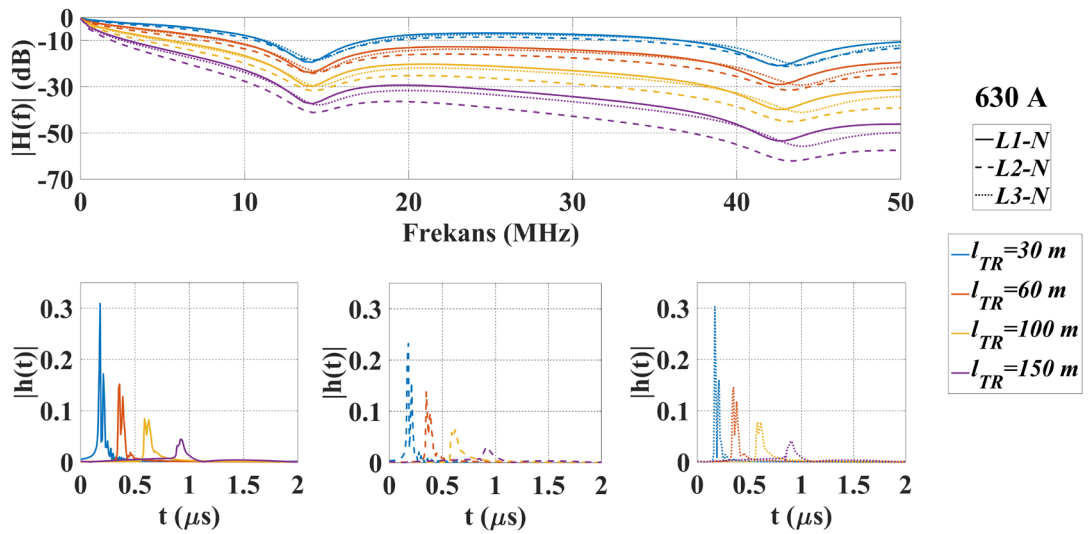
Şekil 44. Busbar PLC ağı hat uzunluğu değişimi senaryosu

Hat uzunluğunun $H(f)$ üzerindeki etkisini göstermek için l_{TR} değerleri 30 m, 60 m, 100 m ve 150 m olan, Şekil 44’teki gibi tek dallanması olan hatlar için kanal benzetimleri yapılmıştır. Buradaki dal Tx ve Rx noktalarına eşit uzaklıkta ve uzunluğu $l_d = 3$ m seçilmiştir. Daldaki yük empedansı ise $Z_d = 100 \Omega$ olarak sabit alınarak sadece hat uzunluğunun $H(f)$ üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Aynı zamanda kanalın birim vuruş tepkeleri de Şekil 45 ve Şekil 46’da verildiği gibi elde edilmiştir ($Z_k = Z_y = Z_{c1} = Z_{c2} = Z_{cd}$ koşulu ile).



Şekil 45. Tek dallı bir hat örneğinde hat uzunluğunun transfer fonksiyonuna etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)

Şekil 45'te hat uzunluğunun farklı akım kademelerindeki, yani farklı kesitlerdeki busbarların transfer fonksiyonuna etkisi gösterilmiştir. Buradaki karşılaştırmalar L1-N sinyal iletim yolu için verilmiştir. $H(f)$ 'nin çentik ve tepe konumlarının frekansla ya da hat uzunluğuyla değişmediği ancak farklı busbarlar için farklı olduğu görülmüştür. Zayıflama ise hem hat uzunluğu ile hem de frekansla artmaktadır. Belirli bir hat uzunluğuna dair en fazla zayıflama ise 630 A'lık busbarda görülmüştür. En az zayıflama ise 2000 A'lık busbar da olmuştur.



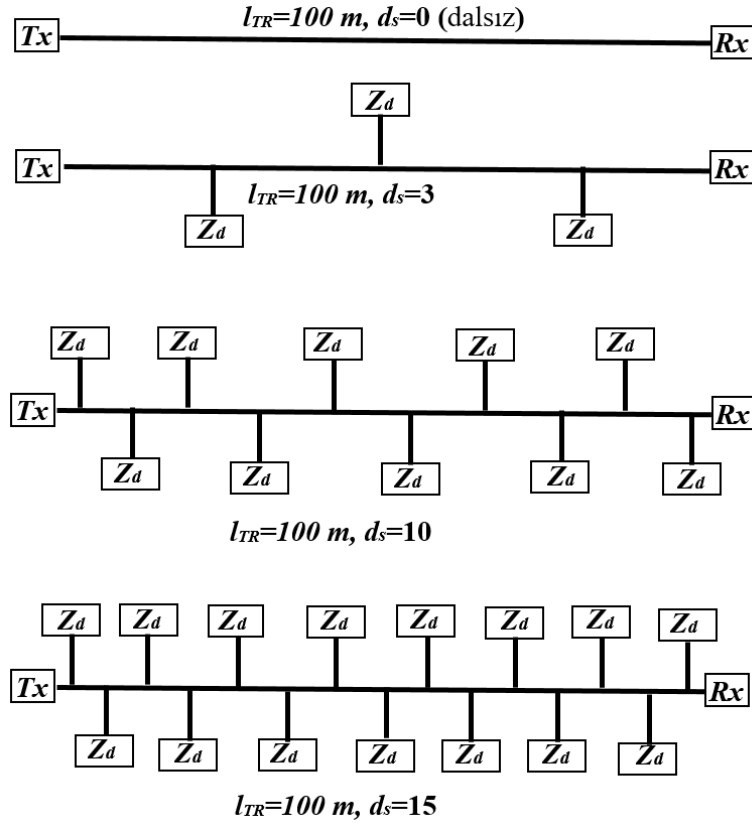
Şekil 46. Tek dallı bir hat örneğinde hat uzunluğunun transfer fonksiyonuna etkisi (L1-N, L2-N, L3-N)

Şekil 46’da ise hat uzunluğunun farklı sinyal iletim yolları için transfer fonksiyonuna etkisi gösterilmiştir. Burada $H(f)$ ’nin çentik ve tepe konumlarının frekansla ya da hat uzunluğuyla değişmediği, farklı sinyal iletim yollarında da aynı kaldığı görülmektedir. Zayıflama ise hem hat uzunluğu ile hem de frekansla artmaktadır. Belirli bir hat uzunluğundaki en fazla zayıflama ise L2-N sinyal iletim yolunda görülmüştür. L1-N ve L3-N ise birbirine daha yakın bir zayıflama profili göstermektedir.

2.3.2. Dallanmanın Transfer Fonksiyonuna Etkisi

2.3.2.1. Dal Sayısının Etkisi

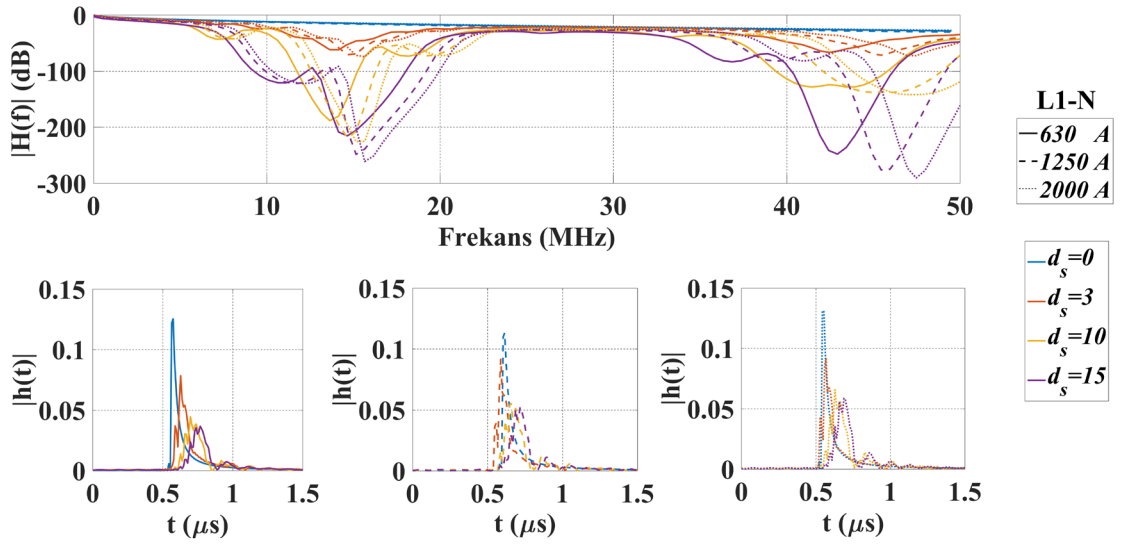
Busbar dağıtım sistemi Şekil 47’deki gibi birçok dallanması olan bir ağ gibi düşünülebilir. T_x ve R_x arasındaki dal sayısı değiştirilerek dallanma sayısının $H(f)$ üzerindeki etkisi incelenmiş, aynı zamanda Şekil 48 ve Şekil 49’da verilen kanalın birim vuruş tepkeleri de elde edilmiştir.



Şekil 47. Busbar PLC ağı dal sayısı değişimi senaryosu

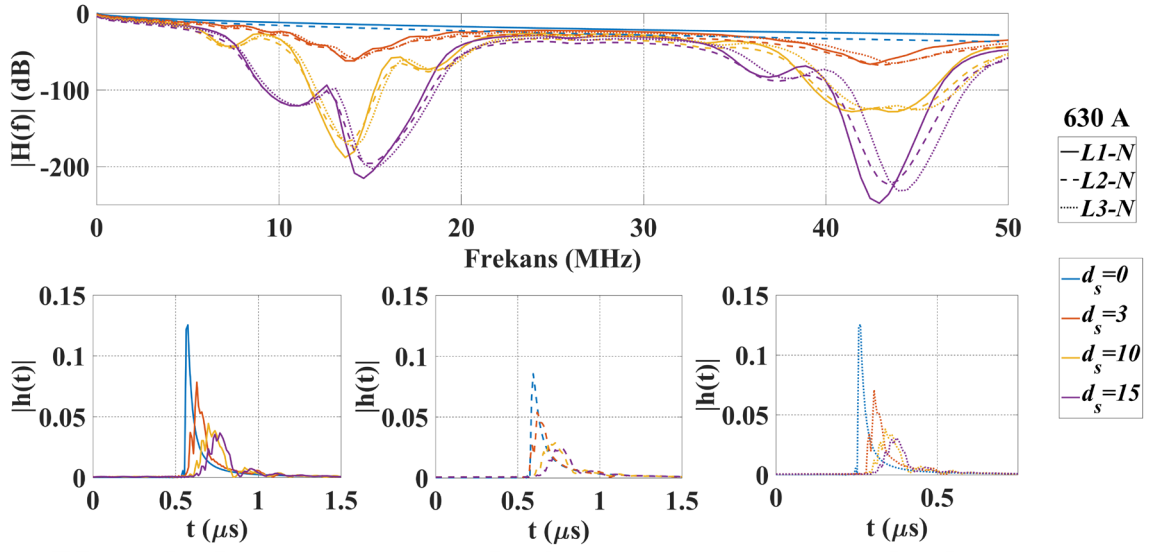
$l_{TR} = 100$ m için dal sayısı d_s , 0, 3, 10 ve 15 olarak değiştirilmiştir. Dal uzunlukları $l_d = 3$ m alınmış, her bir dal $Z_d = 100 \Omega$ yük ile sonlandırılmış ve dallar eşit aralıklarla konumlandırılmıştır ($Z_k = Z_y = Z_{c1} = Z_{c2} = Z_{cd}$ koşulu ile).

Şekil 48’de dal sayısının farklı akım kademelerindeki, yani farklı kesitlerdeki busbarların transfer fonksiyonuna etkisi gösterilmiştir. Buradaki karşılaştırmalar L1-N sinyal iletim yolu için verilmiştir. $H(f)$ ’nin çentik ve tepe konumlarının frekansla ya da dal sayısı ile değişmediği ancak farklı busbarlar için farklı olduğu görülmüştür. Zayıflama ise hem dal sayısı ile hem de frekansla artmaktadır. Ayrıca çentik derinlikleri de dal sayısı arttıkça artmaktadır. Dallanma olmayan durumda zayıflama daha azdır.



Şekil 48. Dal sayısının transfer fonksiyonuna etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)

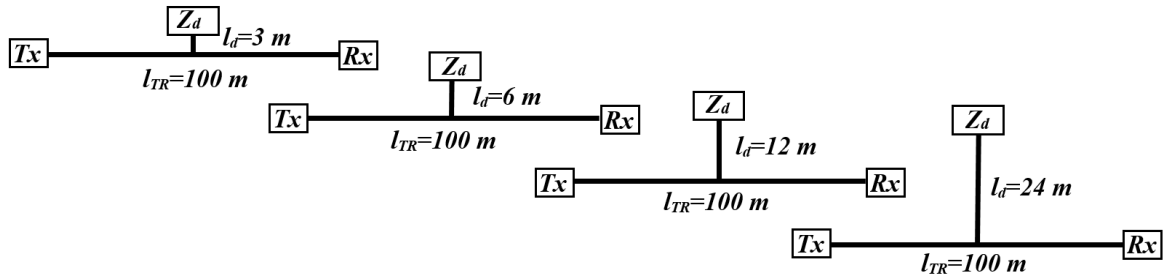
Şekil 49’da ise dal sayısının farklı sinyal iletim yollarına ait transfer fonksiyonlarına etkisi gösterilmiştir. Burada $H(f)$ ’nin çentik ve tepe konumlarının frekansla ya da dal sayısı ile değişmediği, farklı sinyal iletim yollarında da aynı kaldığı görülmektedir. Zayıflama ise hem dal sayısı ile hem de frekansla artmaktadır. Ayrıca çentik derinlikleri de dal sayısı arttıkça artmaktadır. Dallanma olmayan durumda zayıflama daha azdır.



Şekil 49. Dal sayısının transfer fonksiyonuna etkisi (L1-N, L2-N, L3-N)

2.3.2.2. Dal Uzunluğunun Etkisi

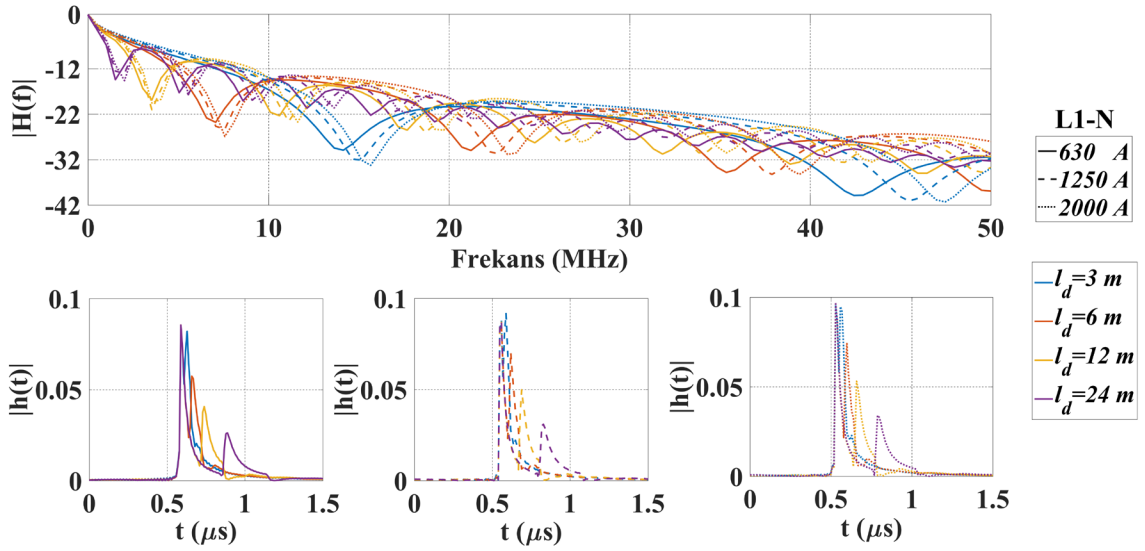
Hattaki dallanmaların uzunluklarının $H(f)$ üzerindeki etkisini göstermek için tek dallanmalı $l_{TR} = 100$ m olan bir ağ örneğinde dal uzunluğu l_d değerleri 3 m, 6 m, 12 m ve 24 m olarak alınmış ve her bir dal Şekil 50’de görüldüğü gibi $Z_d = 100 \Omega$ yük ile sonlandırılmıştır. Buradaki dal T_x ve R_x noktalarına eşit mesafede olup $H(f)$ değişimi incelenmiş ve aynı zamanda kanalın birim vuruş tepkeleri de Şekil 51 ve Şekil 52’de verildiği gibi elde edilmiştir ($Z_k = Z_y = Z_{c1} = Z_{c2} = Z_{cd}$ koşulu ile).



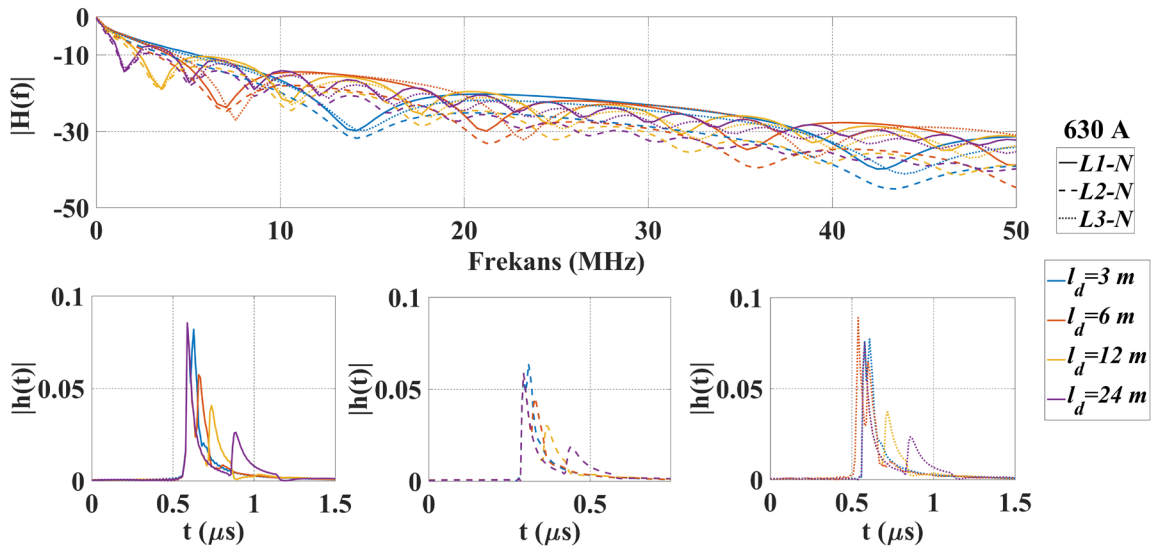
Şekil 50. Busbar PLC ağı dal uzunluğu değişimi senaryosu

Şekil 51’de tek dallı bir hat örneğinde, dal uzunluğunun farklı akım kademelerindeki, yani farklı kesitlerdeki busbarların transfer fonksiyonuna etkisi gösterilmiştir. Buradaki karşılaştırmalar L1-N sinyal iletim yolu için verilmiştir. $H(f)$ ’nin çentik ve tepe sayısının

frekansla değişmediği ancak dal uzunluğu ile değiştiği g3r3lmektedir. Dal uzunluğu arttikça $H(f)$ 'deki çentik ve tepe sayısı artmakta, çentik ve tepe konumları ise farklı busbarlar için farklı olmaktadır. Zayıflama ise frekansla artmaktadır. Ayrıca zayıflama değerleri 630 A'lık busbar için daha fazladır.



şekil 51. Tek dallı bir hat 3rneğinde dal uzunluğunun transfer fonksiyonuna etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)



şekil 52. Tek dallı bir hat 3rneğinde dal uzunluğunun transfer fonksiyonuna etkisi (L1-N, L2-N, L3-N)

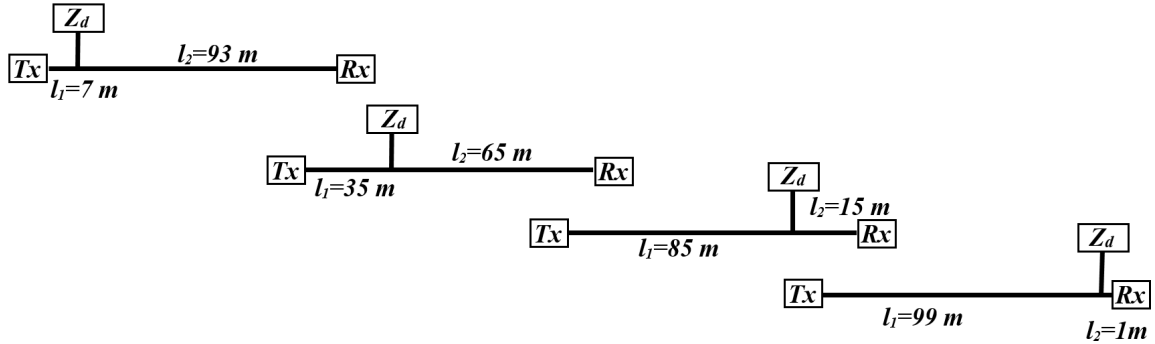
Şekil 52’de ise dal uzunluğunun farklı sinyal iletim yolları için transfer fonksiyonuna etkisi gösterilmiştir. Burada $H(f)$ ’nin çentik ve tepe sayısının frekansla değişmediği ancak dal uzunluğu ile değiştiği görülmektedir. Dal uzunluğu arttıkça $H(f)$ ’deki çentik ve tepe sayısı artmakta, çentik ve tepe konumları ise farklı sinyal iletim yollarında değişim göstermemektedir. Zayıflama ise frekansla artmakta ve en fazla zayıflama L2-N sinyal yolu için görülmüştür.

Verilen sonuçlardan görüldüğü gibi, $H(f)$ ’deki çentik sayısı ve konumu l_d ’ye ve busbarın akım kademesine, yani iletken kesitine bağlı olarak değişmektedir. Çentik konumu (f_n^{Notch} , MHz), dal uzunluğu l_d (m) ve iletken genişliği A (mm) arasındaki ilişki genelleştirilecek olursak ($Z_d > Z_{cd}$ koşuluyla) n . çentiğin oluşacağı frekans (2.47)’deki eşitlik ile elde edilir.

$$f_n^{Notch} = \frac{2.538(A^{0.3226} + 13.511)(2n-1)}{l_d} - 2.01 \times 10^{-3}(A + 65.821) \quad n = 1,2,3,\dots,N \quad (2.47)$$

2.3.2.3. Dal Konumunun Etkisi

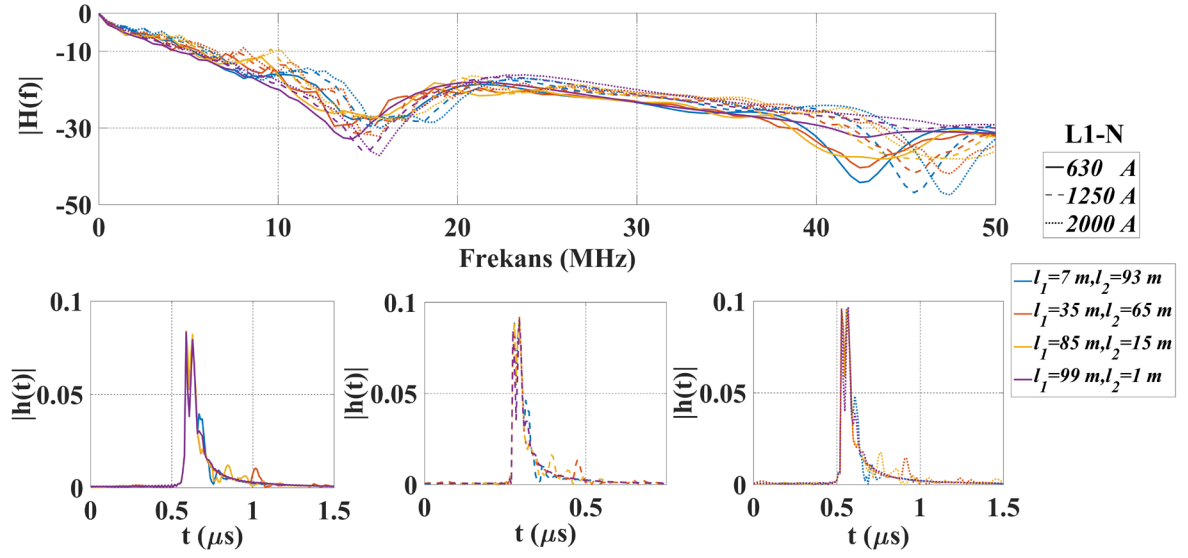
Hattaki dallanma konumlarının $H(f)$ üzerindeki etkisini göstermek için tek dallanmalı $l_{TR} = 100$ m olan bir ağ örneğinde dal konumları Şekil 53’teki gibi değiştirilmiştir.



Şekil 53. Busbar PLC ağı dal konumu değişim senaryosu

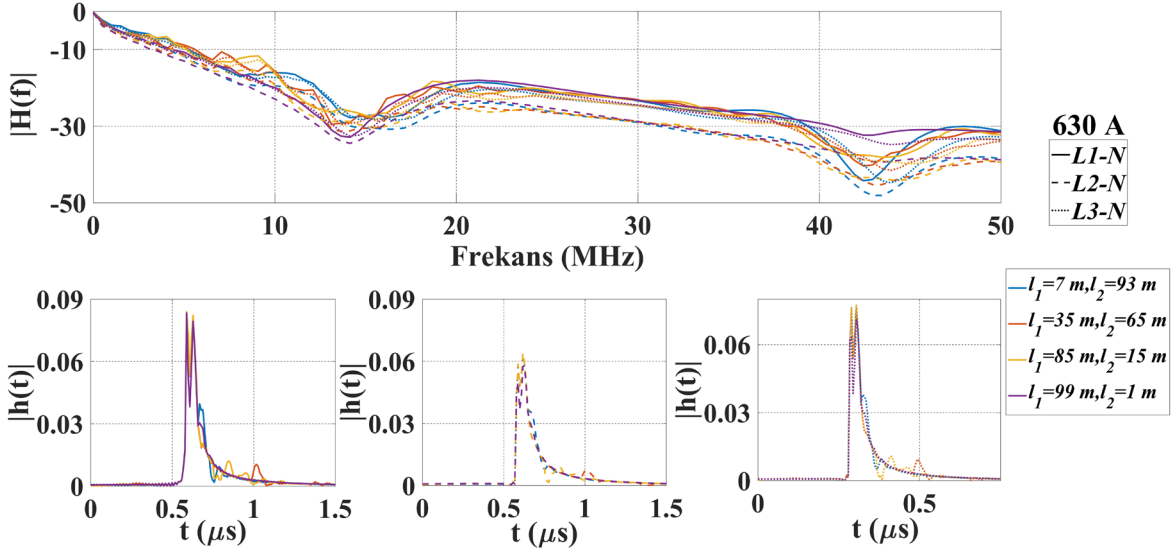
Burada dal boyu $l_d = 3$ m alınmış olup $Z_d = 100 \Omega$ ile sonlandırılmıştır ($Z_k = Z_y = Z_{c1} = Z_{c2} = Z_{cd}$ koşulu ile). Ayrıca l_1 uzunluğu verici ile dallanma olan yere kadar olan mesafeyi, l_2 ise dallanma olan yerden alıcıya kadar olan mesafeyi göstermektedir. İlaveten, kanalın birim vuruş tepkeleri de elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 54 ve Şekil 55’te verilmiştir.

Şekil 54’ te tek dallı bir hat örneğinde T_x ve R_x arasındaki dal konumunun farklı akım kademelerindeki, yani farklı kesitlerdeki busbarların transfer fonksiyonuna etkisi gösterilmiştir. Buradaki karşılaştırmalar L1-N sinyal iletim yolu için verilmiştir. $H(f)$ ’nin çentik ve tepe sayısının frekansla ve dal konumu ile değişmediği gözlenmiştir. Dal konumuna göre $H(f)$ ’deki çentik derinlikleri değişmekte ama tepelerdeki zayıflama seviyelerinde önemli bir değişme olmamaktadır. Zayıflama her zaman olduğu gibi frekansla artmakta ve en fazla 630 A’lik busbarda görülmektedir.



Şekil 54. Tek dallı bir hat örneğinde dal konumunun transfer fonksiyonuna etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)

Şekil 55’te ise tek dallı bir hat örneğinde farklı sinyal yolları için T_x ve R_x arasındaki dal konumunun transfer fonksiyonuna etkisi gösterilmiştir. Yine burada $H(f)$ ’nin çentik ve tepe sayısının frekansla ve dal konumu ile değişmediği sonucuna varılmıştır. Farklı sinyal yolları için de, yine dal konumuna göre, çentik ve tepe sayısı değişmemektedir. Dal konumuna göre $H(f)$ ’deki çentik derinlikleri değişmekte ama tepelerdeki zayıflama seviyelerinde önemli bir değişme olmamaktadır. Zayıflama her zaman olduğu gibi frekansla artmakta ve en fazla L2-N sinyal iletim yolunda görülmektedir.



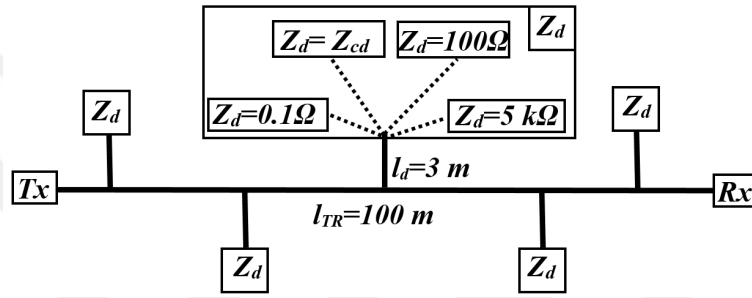
Şekil 55. Tek dallı bir hat örneğinde dal konumunun transfer fonksiyonuna etkisi (L1-N, L2-N, L3-N)

2.3.3. Yük Empedansının Transfer Fonksiyonuna Etkisi

Busbar dağıtım sistemleri yüksek akım taşıma kapasiteleri, düşük kayıpları ve kompakt yapıları nedeniyle, daha çok endüstriyel alanlarda olmak üzere, elektrik enerjisinin çokça tüketildiği yerlerde enerji dağıtımının sağlandığı (AGŞ'de) modüler yapılardır. Bu nedenle endüstriyel sahalarda karşılaşılabilecek yüklerin (örneğin motor vb.) çalışılan frekans bandındaki empedans değerlerini ve değişim aralığını bilmek önemlidir. Literatürde farklı güçlerdeki ve çeşitlerdeki motorların yüksek frekanslardaki empedans ölçümleri mevcuttur. [121]'de 3 farklı tip motor için 1-100 MHz frekans bandında empedans ölçümleri yapılmıştır. 240 kW'lık 4-kutuplu bir indüksiyon motoru için empedansın genliği 5Ω -120 Ω arasında faz açısı ise -50° ile $+50^\circ$ arasında bir değişim göstermiştir. 11 kW'lık bir motorda empedans değerleri 5Ω -100 Ω arasında, 1.5 kW'lık motorda ise 10Ω -1 k Ω olarak gözlenmiştir. Bir diğer çalışmada ise 110 kW'lık bir AC motorda, yine 1-100 MHz bandındaki empedans ölçümlerinde, empedansın 3 Ω mertebesine indiği, faz açısının ise -90° ile $+70^\circ$ arasında bir değişim gösterdiği sonucuna varılmıştır [122]. [123]'te ise 200 W'lık bir indüksiyon motoru için ölçülen empedans değerleri aynı frekans bandında 80 Ω -120 Ω arasında bulunmuştur. 2.2 kW'lık (3 HP=3 Beygir Gücü) bir motor için 2 MHz'e kadar yapılan ölçümlerde empedansın 250 Ω seviyelerinde, faz açısının ise -90° olduğu görülmüştür [124]. 3-faz inverter beslemeli 750 W motor için ise 1-50 MHz frekans

bandında empedans $20 \Omega - 1 \text{ k} \Omega$ arasında ölçülmüştür [125]. 7.5 kW'lık motorun 1-30 MHz bandındaki empedansı ise $8 \Omega - 800 \Omega$ aralığında bulunmuştur [126]. Bu çalışmalardan görüldüğü üzere, endüstriyel şebekede $\text{k}\Omega$ 'lar seviyesinde yük empedansları var olduğu gibi çok küçük empedans değerlerinde yükler de (3Ω , 5Ω , vb.) oldukça fazladır. Değişen frekans aralığı bu yük empedanslarının da geniş bir aralıkta değişmesine yol açmıştır.

Hattan beslenen ve şebekede var olan yüklerin $H(f)$ üzerindeki etkisini incelerken gerçekte olabilecek yük değerlerine göre gruplandırmalar yapılmıştır. Buradaki benzetim çalışmaları Şekil 56'da verilen senaryolara göre yapılmıştır.

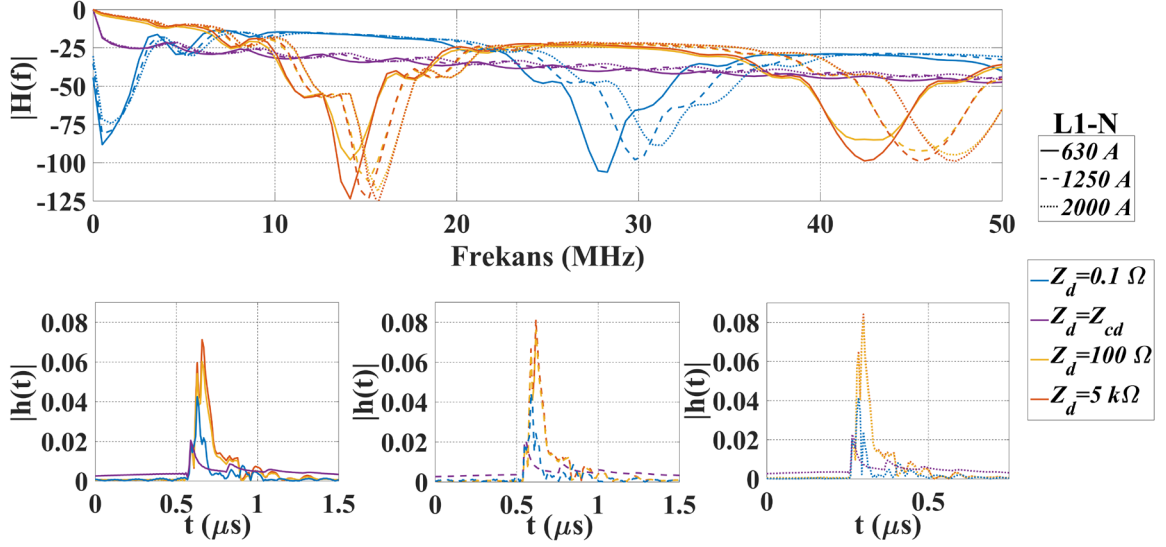


Şekil 56. Busbar PLC ağı yük empedansı değişimi senaryosu

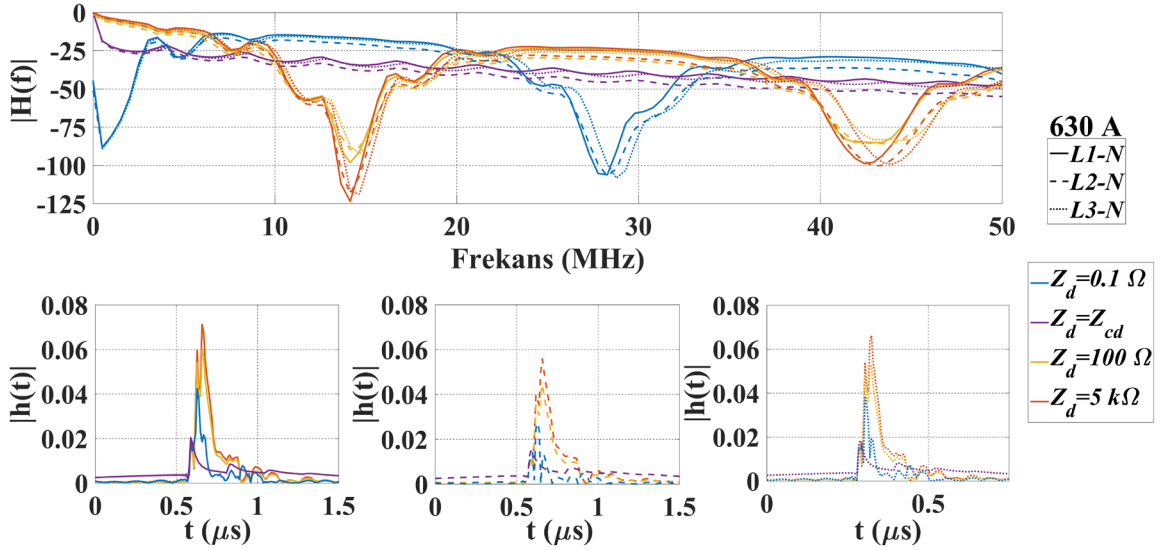
Burada dalın sonlandırıldığı yük empedansının (Z_d) $H(f)$ üzerindeki etkisini göstermek için, $l_{TR} = 100 \text{ m}$ ve $l_d = 3 \text{ m}$ olan 5 dallı bir ağ topolojisi oluşturulmuştur. Z_d yükleri için Z_{cd} 'den küçük yükleri temsilen $Z_d = 0.1 \Omega$, Z_{cd} 'den büyük yükleri temsilen $Z_d = 5 \text{ k}\Omega$, tüm durumlarda sabit alınan yük değerini temsilen $Z_d = 100 \Omega$ ve $Z_d = Z_{cd}$ için yük empedansının etkileri incelenmiştir ($Z_k = Z_y = Z_{c1} = Z_{c2} = Z_{cd}$ koşulu ile). İlâveten kanalın birim vuruş tepkeleri de Şekil 57 ve Şekil 58'de verildiği gibi elde edilmiştir.

Şekil 57'de 5 dallı bir hat örneğinde yük empedansının farklı akım kademelerindeki yani farklı kesitlerdeki busbarlar için transfer fonksiyonuna etkisi gösterilmiştir. Buradaki karşılaştırmalar L1-N sinyal iletim yolu için verilmiştir. $H(f)$ 'nin çentik ve tepe sayısının frekansla değişmediği gözlenmiştir. Bunu yanı sıra dal Z_{cd} ile sonlandırıldığında çentiklerin neredeyse kaybolduğu görülmektedir. Buradan hareketle Z_{cd} 'den küçük yüklerde yük empedansı değeri Z_{cd} değerine doğru arttıkça çentik derinliklerinin azalacağı, Z_{cd} 'den büyük yüklerde ise yük empedansı değeri arttıkça çentik derinliklerinin artacağı sonucuna varılabilir. Yani, $H(f)$ 'deki çentik ve tepe konumları ve değerleri yük empedansına ve hattın

akım kademesine bağlıdır. Zayıflama her zaman olduğu gibi frekansla artmakta ve en fazla 630 A'lik buslarda görülmektedir.



Şekil 57. 5 dallı bir hat örneğinde yük empedansının transfer fonksiyonuna etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)



Şekil 58. 5 dallı bir hat örneğinde yük empedansının transfer fonksiyonuna etkisi (L1-N, L2-N, L3-N)

Şekil 58'de ise 5 dallı bir hat örneğinde farklı sinyal yolları için yük empedansının transfer fonksiyonuna etkisi gösterilmiştir. Burada $H(f)$ 'nin çentik ve tepe sayısının frekansla değişmediği gözlenmiştir. Bunu yanı sıra dal Z_{cd} ile sonlandırıldığında çentiklerin neredeyse

kaybolduğu görülmektedir. Yine Z_{cd} 'den küçük yüklerde yük empedansı değeri Z_{cd} değerine doğru arttıkça çentik derinliklerinin azalacağı, Z_{cd} 'den büyük yüklerde ise yük empedansı değeri arttıkça çentik derinliklerinin artacağı sonucuna varılabilir. Yani, $H(f)$ 'deki çentik ve tepe konumları yük empedansına ve çentik derinlikleri ise sinyal yoluna bağlıdır. Zayıflama ise frekansla artmakta ve en fazla L2-N sinyal yolunda olmaktadır.

2.4. Kanal Kapasite Analizi

Bir kanalın taşıyabileceği maksimum bilgi miktarı ya da kanaldan bir saniyede geçebilecek bit sayısı kanal kapasitesi olarak *Shannon–Hartley Teorisi* ile tanımlanmış ve C ile gösterilmiştir. *Nyquist* tarafından gürültüsüz ve *Shannon* tarafından gürültülü kanal için bit hızları belirlenmiştir. Bant sınırlı beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanallar için kanal kapasitesi *Shannon* tarafından (2.48) eşitliği ile tanımlanır [127].

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.48)$$

Burada B , bant genişliğini (Hz); $\frac{S}{N}$ ise işaret gürültü oranını göstermektedir. S alınan işaret gücünü, N ise gürültü gücünü gösterir (W ya da V^2). Gürültünün tek yanlı güç spektrum yoğunluğu (*power spectral density-PSD*) $\frac{N_0}{2}$ olduğundan gürültünün gücü (2.49)'daki gibi olacaktır.

$$N = N_0 B \quad (2.49)$$

Bu durumda (2.48)'deki kanal kapasitesi ifadesi (2.50)'deki gibi olur.

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_0 B} \right) \quad (2.50)$$

Eşitlik (2.50), Gaussian yani AWGN kanallarda güvenilir bir iletişim için ulaşılabilecek teorik hız limitini verir. Kanal kapasitesi (C) ise bant genişliği (B) ve işaret-gürültü oranının $\left(\frac{S}{N} \right)$ bir fonksiyonudur. İletişim kanalı gürültüsüz ise yani $N=0$ ise

$\frac{S}{N} \rightarrow \infty$ olup kanal kapasitesinin $C \rightarrow \infty$ olması beklenir. Sonsuz bant genişliğinde ($B \rightarrow \infty$)

ise kanal kapasitesi sonsuza değil teorik üst sınırına yakınsar. Çünkü kanalın bant genişliği arttıkça gürültünün gücü de artacaktır (N_0B). Kanal kapasitesinin en büyük değeri (2.51)'deki gibi elde edilir.

$$C = \lim_{B \rightarrow \infty} B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_0 B} \right) = \lim_{B \rightarrow \infty} \frac{S}{N_0} \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_0 B} \right)^{\frac{N_0 B}{S}} \quad (2.51)$$

$$C = \frac{S}{N_0} \log_2 e = 1.44 \frac{S}{N_0}$$

Bilgi hızı (R) maksimum olan, yani kanal kapasitesine eşit olan ($R=C$) bir iletişim sisteminde ortalama işaret gücü $S = E_b R$ olur. Burada E_b bit enerjisidir. Bunlara göre (2.48)'deki denklem yeniden düzenlenirse, kanal kapasitesi (2.52)'deki gibi olacaktır.

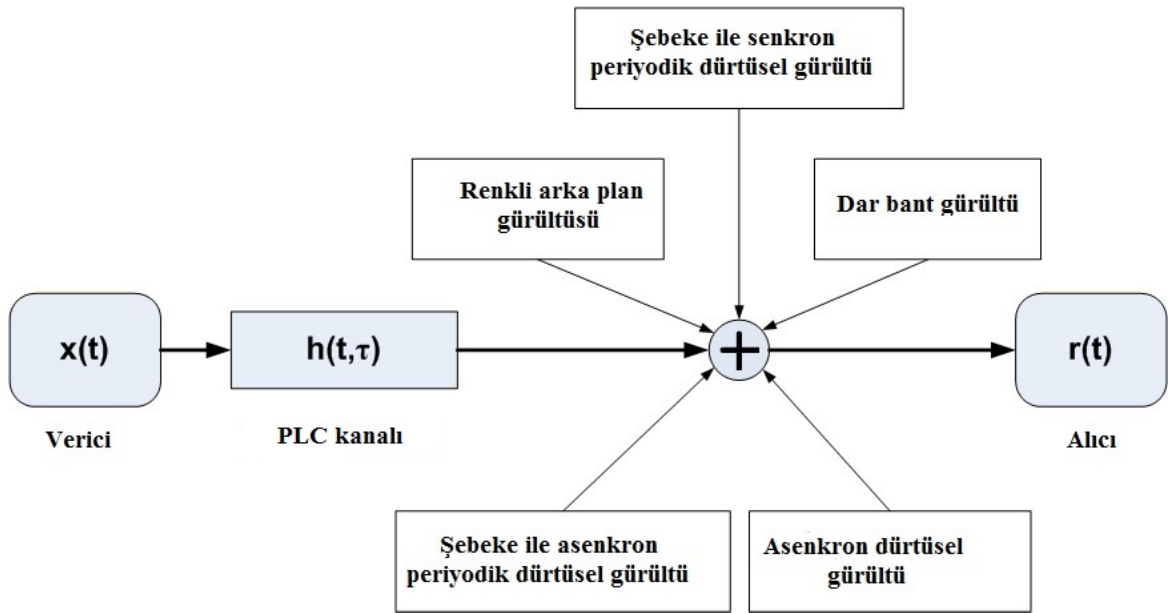
$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{E_b R}{N_0 B} \right) \quad (2.52)$$

PLC sistem tasarımı için kapasite tahmini önemli bir ön koşuldur [128]. AWGN kanalda veri hızlarının teorik limitleri *Shannon*'un kapasite teorisine göre belirlenebilir. Ancak bu limitlerin kullanımı, sinyalleşme düzenine ve kullanılan teknolojiye çok bağlıdır. *Shannon*'un teorisini uygulamak için, alıcıdaki mevcut bant genişliğini, gürültü gücünü ve sinyal güç spektrum yoğunluğunu belirleyen PLC kanal transfer fonksiyonu özelliklerinin bilinmesi gerekir [128]. Bazı çalışmalarda, PLC kanalı transfer fonksiyonuna ait stokastik değişimlerin olası etkileri hat uzunluğunun, dal sayısının ve dallara bağlı yük empedansının değişimi kaynaklı olduğu gösterilmiştir [37], [118], [128], [129], [130], [131], [132], [133]. İlâveten, PLC kanalındaki gürültü karakteristiklerinin değişimi de incelendiğinde stokastik bir değişime sahip olduğu sonucuna varılmıştır [128], [134], [135], [136], [137], [138], [139]. Dolayısıyla, kanal kapasitesinin doğru belirlenmesi hem kanal transfer fonksiyonuna hem de gürültünün bilinmesine bağlıdır.

PLC kanallarının kanal kapasitesi ile ilgili yapılmış çalışmalar mevcuttur [37], [128], [130], [131], [132], [133]. Ancak bu çalışmalarda eksik olan, enerji iletim hattının kapasitesi ile dal sayısı, hat uzunluğu ve ilgili yük empedansları arasındaki ilişkinin nicelleştirilememesi ve karakterize edilememesidir. Bu eksikliği gidermek amacıyla ise çeşitli PLC kanalları için (OG kanalları, bina içi AG kanalları, AG gerilim kanalları ve yer altı dağıtım kabloları) dal sayısı, hat uzunluğu, yük empedansı, dal uzunluğu gibi etkilerin

kanal kapasitesiyle ilişkisi daha sonra yapılan diğer çalışmalarla sayısal sonuçlara dökülmüştür [140], [141], [142], [143], [144]. Bunlar göz önünde bulundurulduğunda, busbar dağıtım hatlarının da AG şebekesinin bir parçası olması dolayısıyla, kanal kapasitesi ve ona etki eden kanal değişimlerinin sayısal olarak ifade edilmesi gereği ortaya çıkmıştır. Bu tez çalışmasında, maksimum veri aktarım hızını etkileyebilecek temel faktörleri belirlemek amacıyla, busbar iletim hattının transfer fonksiyonunun stokastik değişimlerine dayanan kanal kapasitesi üzerinde durulmuş, hat uzunluğu, dal sayısı, dal uzunluğu, dal konumu ve yük empedansına göre değişimleri irdelenmiştir. Bu incelemeler yapılırken Bölüm 2.3'te ayrıntılı olarak verilmiş olan hat uzunluğu, dal sayısı, dal uzunluğu, dal konumu ve yük empedansı değişimiyle oluşturulan ağ topolojileri kullanılmıştır.

PLC haberleşmesinde ve kanal kapasitesinde sadece kanalın iletim özellikleri değil, aynı zamanda gürültü de önemli bir rol oynamaktadır [128] [134] [135] [136] [137] [138] [139]. Diğer haberleşme kanallarının aksine, PLC kanallarındaki gürültü, klasik bir yaklaşım olan AWGN ile temsil edilemez. Çünkü, enerji iletim hatlarında elektromanyetik koruma (*shielding*) olmadığından, bu kablolar, çeşitli radyo frekansı cihazlarından ve elektromekanik ekipmanlardan kaynaklanan, elektromanyetik girişim (*electromagnetic interference-EMI*) sorunlarına yol açan harici gürültülere duyarlıdır. Bu gürültüler de renkli arka plan gürültüsü, dar bant gürültüsü (girişimi) ve dürtüsel gürültü olmak üzere üç ana gruba ayrılmıştır [5].

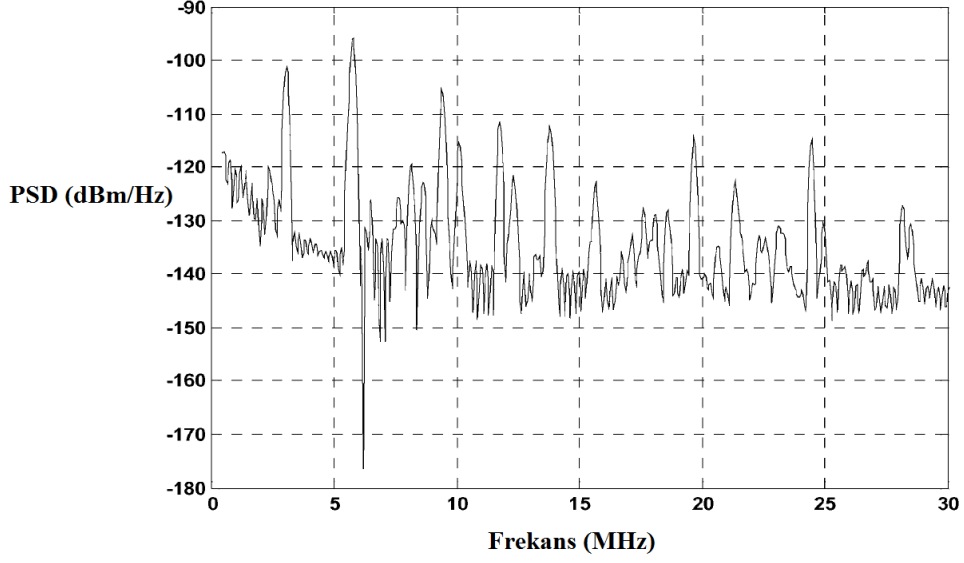


Şekil 59. PLC kanallarındaki gürültü çeşitleri

[18]' de ise renkli arka plan gürültüsü, dar bant gürültüsü, şebeke ile senkron periyodik dürtüsel gürültü, şebeke ile asenkron periyodik dürtüsel gürültü, asenkron dürtüsel gürültü olmak üzere beş gruba ayrılmış ve Şekil 59'da gösterilmiştir.

- *Renkli arka plan gürültüsü:* Bu tip gürültü, çeşitli kaynaklardan gelen, frekans bandının farklı kısımlarındaki farklı genlikli beyaz gürültülerin toplamı olarak tanımlanabilir [17]. Genellikle düşük PSD ile karakterize edilir. Frekans arttıkça bu PSD seviyesi azalır. En yüksek seviyeye ise şebeke frekansı (50 Hz ya da 60 Hz) civarından 20 kHz' e kadar olan bantta ulaşır [5].
- *Dar bant gürültü:* Dar frekans aralıklarında yüksek PSD ile ortaya çıkar. Dar bant girişim, frekans bölgesinde gürültü genliklerinin keskin tepeleri olarak ortaya çıkar. Genellikle 1-22 MHz frekans bandında yayın yapan radyo yayınlarından kaynaklanır. Bunun yanı sıra bu girişim düşük frekanslarda da vardır ve TV üniteleri, güç kaynakları, floresan lambalar ya da bilgisayar ekranları gibi elektrikli cihazlardaki anahtarlamalar sonucu ortaya çıkar [5].
- *Şebeke ile senkron periyodik dürtüsel gürültü:* DC güç kaynaklarının içindeki doğrultucuların anahtarlaması [5] ve elektrikli cihazlarda faz kontrolü (örneğin; ışık şiddeti ayarlama devresi) şebeke ile senkron periyodik dürtüsel gürültünün asıl sebeplerindendir. Bu tip darbeler kısa süreli ve frekansla azalan bir PSD ile karakterize edilir.
- *Şebeke ile asenkron periyodik dürtüsel gürültü:* Bu çeşit darbeler güç kaynaklarının anahtarlaması sonucu oluşur.
- *Asenkron dürtüsel gürültü:* Elektrik şebekesinin farklı yerlerinde meydana gelen hızlı ve geçici anahtarlamalar (*switching transients*) bu gürültü tipinin asıl sebebidir. [18]'de yapılan deneyler bu gürültüdeki darbelerin mikro saniyelerden birkaç milisaniyelere varan bir sürelerde oluştuğunu göstermiştir. Bu gürültünün rastgele bir davranışı olup öbekler halinde görülebilir. Bu da PLC teknolojisindeki yüksek hızlı veri iletimini ciddi ölçüde etkileyecektir. Güçlü modülasyon teknikleri ve güçlü kanal kodlama teknikleri ile giderilebilir.

PLC kanallarındaki gürültünün PSD'si literatürde Şekil 60'daki gibi verilmiştir [136]. Arka plan gürültüsünün PSD'si $S_m(f)$ bu frekans bandında yaklaşık -145 dBm/Hz olup ısı gürültü tabanının 30 dB yukarisındadır [136]. Dürtüsel gürültü ise en büyük genlikte olduğu noktalarda, arka plan gürültüsü ve/veya dar bant gürültüden 40 dBm/Hz kadar daha yüksektir [136], [137].



Şekil 60. PLC kanalındaki gürültü [136].

PLC hattı kanal kapasitesi, ağ konfigürasyonu ve altyapısını etkileyen faktörlere göre hesaplanacağından (hat uzunluğu, dal sayısı, yük empedansı vb.), daha önce AG, OG, yeraltı ve bina içi hatlar için yapılan benzer incelemelere dayanarak busbar dağıtım hattı için de kapasite hesapları yapılmıştır.

Yapılan tez çalışmasında, kanal kapasitesi hesabı (2.53)'e göre 1-30 MHz frekans bandında hesaplanmıştır. $S_{rr}(f)$ alınan işaret PSD'si, $S_{nn}(f)$ ise gürültü PSD'si, B bant genişliği, f_a ve f_u ise bant genişliğini belirleyen sınır frekanslarıdır [127], [145].

$$C = \int_{f_a}^{f_u} \log_2 \left(1 + \frac{S_{rr}(f)}{S_{nn}(f)} \right) df \quad B = f_u - f_a \quad (2.53)$$

$S_{rr}(f)$ alınan işaret PSD'si; kanala verilen işaret PSD'sine ($S_{tt}(f)$) ve kanal transfer fonksiyonuna ($H(f)$) bağlı olarak (2.54)'teki gibi bulunur.

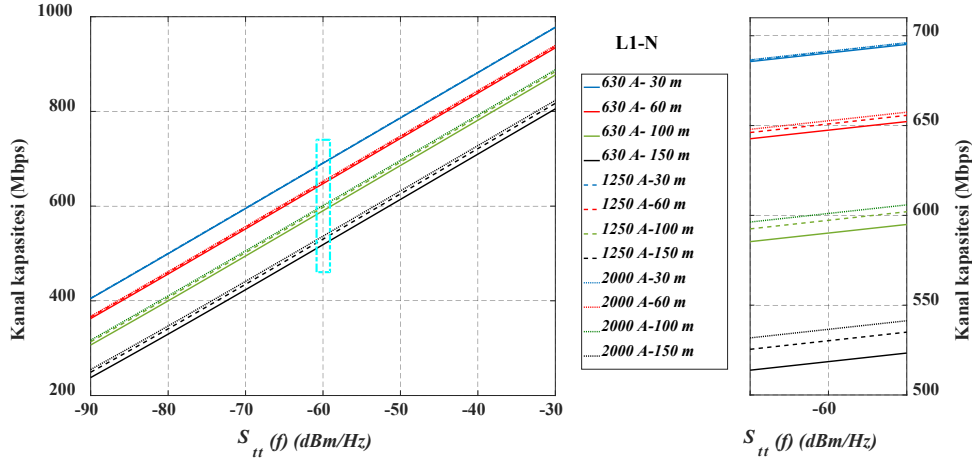
$$S_{rr}(f) = S_{tt}(f) |H(f)|^2 \quad (2.54)$$

Verici gücü, elektromanyetik uyumluluk (*Electromagnetic Compatibility-EMC*) gerekçesiyle sınırlıdır. Verici gücündeki bu limitler nedeniyle, elektrik alan şiddeti de $E_l=30$ dB μ V/m ile sınırlıdır [5]. Bu kısıtlamalar ile verici PSD aralığı (2.55) ile hesaplanır.

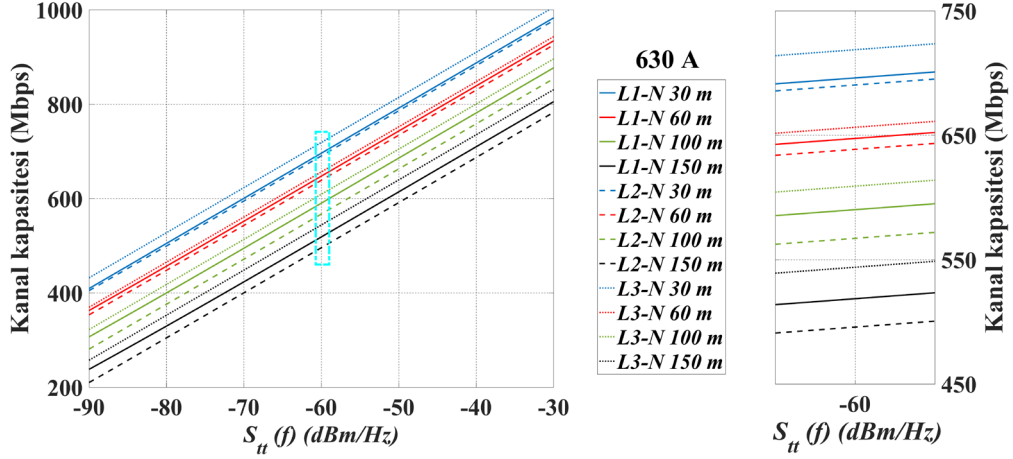
$$S_u(f) = \frac{E_i(f)^2}{|K(f, d)|^2 B_M} \quad (2.55)$$

Burada $K(f, d)$ elektromanyetik dekopplaj faktörü olup, ampirik değerleri 10^{-2} m^{-1} ve 10^{-3} m^{-1} arasındadır. B_M ise alıcıdaki EMC ölçüm bant genişliğini temsil eder. Dekuplaj faktörünün değer aralığına göre (2.55)'ten $S_u(f)$ aralığı [136]'ya göre yapıldığında -72 dBm/Hz ile -52 dBm/Hz arasında bir değişim bulunur (yaklaşık 30 m'lik bir mesafede ve $B_M=158.5 \text{ Hz}$ için). Bu çıktılar doğrultusunda ve literatürdeki incelemelerle karşılaştırılabilir olması açısından $S_u(f)$ aralığı -90 dBm/Hz ile -30 dBm/Hz seçilmiştir. Bina içi PLC haberleşmesi için (HomPlug AV2 standardı gereğince) piyasada genellikle $S_u(f)=-60$ dBm/Hz'lik modemler kullanıldığından [139], [146], [147], [148], elde edilen sonuçlar tüm grafiklerde bu değer için ayrıntılandırılarak verilmiş ve kapasite hesaplamaları 1-30 MHz bandında yapılmıştır.

Busbar PLC ağında T_x ve R_x arasındaki hat uzunluğunun kanal kapasitesi üzerindeki etkisini göstermek için l_{TR} değerleri 30 m, 60 m, 100 m ve 150 m olan Şekil 44'teki gibi tek dallanması olan hatlar için kapasite hesabı yapıldığında Şekil 61 ve Şekil 62'de verilen sonuçlar elde edilmiştir ($d_s=1$, $l_d=3 \text{ m}$, $Z_d=100 \Omega$).



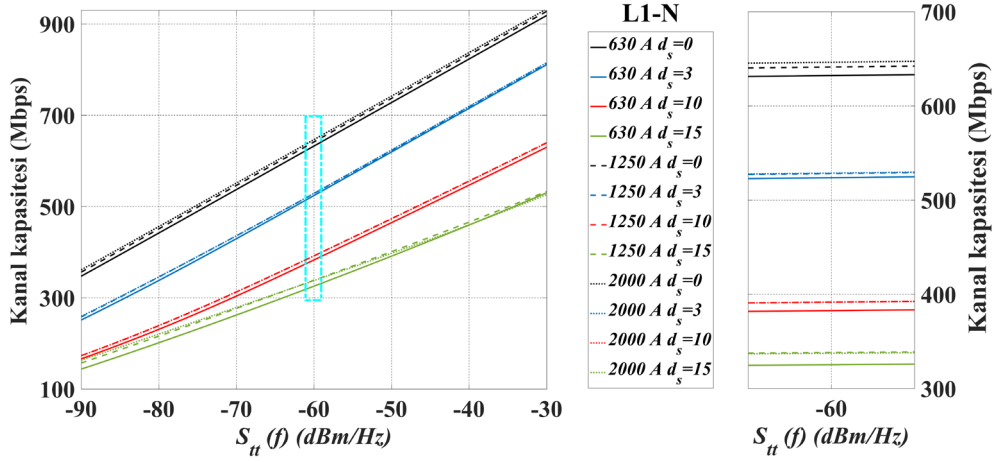
Şekil 61. Hat uzunluğunun kanal kapasitesine etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)



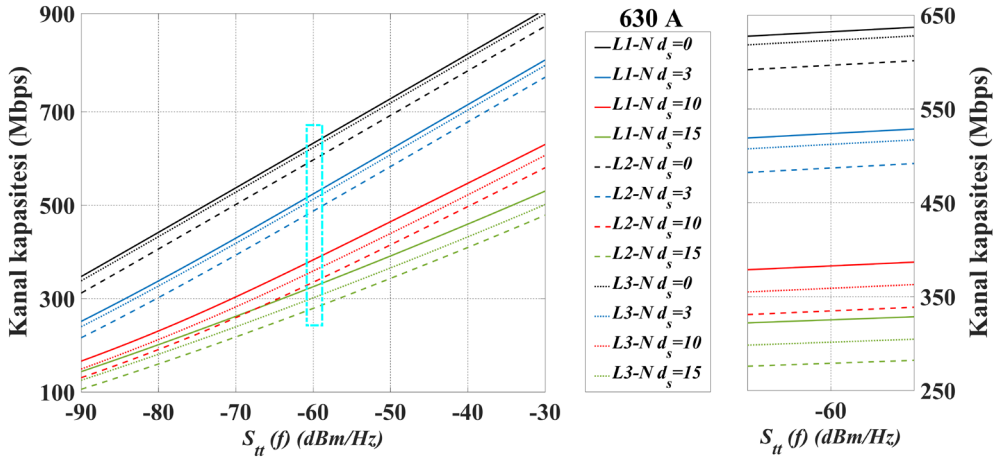
Şekil 62. Hat uzunluğunun kanal kapasitesine etkisi (L1-N, L2-N, L3-N)

Şekil 61’de tek dallı bir hat örneğinde farklı akım kademelerindeki, yani farklı kesitlerdeki busbarlar için, Şekil 62’de ise farklı sinyal yolları için hat uzunluğunun kanal kapasitesi üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Hat uzunluğu arttıkça kanal kapasiteleri azalmaktadır. Hat uzunlukları $l_{TR} = 30$ m, 60 m, 100 m ve 150 m için, $S_u(f) = -60$ dBm/Hz olmak üzere, L1-N sinyal yolunda farklı akım kademelerindeki busbarlardaki kanal kapasite değişimleri $518 < C_{630A}(\text{Mbps}) < 690$, $530 < C_{1250A}(\text{Mbps}) < 691$ ve $536 < C_{2000A}(\text{Mbps}) < 692$ şeklinde olmuştur. Burada gözlenen en düşük kanal kapasitesi değeri 518 Mbps olup 150 m hat uzunluğunda 630 A’lik busbar içindir. Bu değer en iyi durum olan 2000 A’lik busbarın kanal kapasitesi değerinden 18 Mbps kadar daha kötüdür. Hat uzunluğu arttıkça farklı akım kademelerindeki busbarlar için yapılan incelemede kanal kapasitesinde yaklaşık 165 Mbps’lık bir azalma görülür. Yine aynı hat uzunluklarında $S_u(f) = -60$ dBm/Hz’de 630 A’lik busbarın farklı sinyal iletim yollarındaki kanal kapasite değişimleri ise $518 < C_{L1-N}(\text{Mbps}) < 697$, $496 < C_{L2-N}(\text{Mbps}) < 690$ ve $544 < C_{L3-N}(\text{Mbps}) < 719$ olmuştur. Burada ise en düşük kanal kapasitesi değeri 150 m’lik hatta L2-N sinyal iletim yolunda 496 Mbps olmuştur. Bu değer de daha yüksek kanal kapasitesine sahip L3-N sinyal iletim yolundan 48 Mbps kadar daha kötüdür. Hat uzunluğu arttıkça farklı sinyal iletim yolları için kanal kapasitesinde yaklaşık 185 Mbps’lık bir azalma görülür.

Şekil 47’deki gibi T_x ve R_x arasındaki dal sayısı değiştirilerek ($d_s = 0, 3, 10, 15$) dallanma sayısının kanal kapasitesi üzerindeki etkisi Şekil 63 ve Şekil 64’te verildiği gibi elde edilmiştir ($l_{TR} = 100$ m, $l_d = 3$ m, $Z_d = 100 \Omega$).



Şekil 63. Dal sayısının kanal kapasitesine etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A)

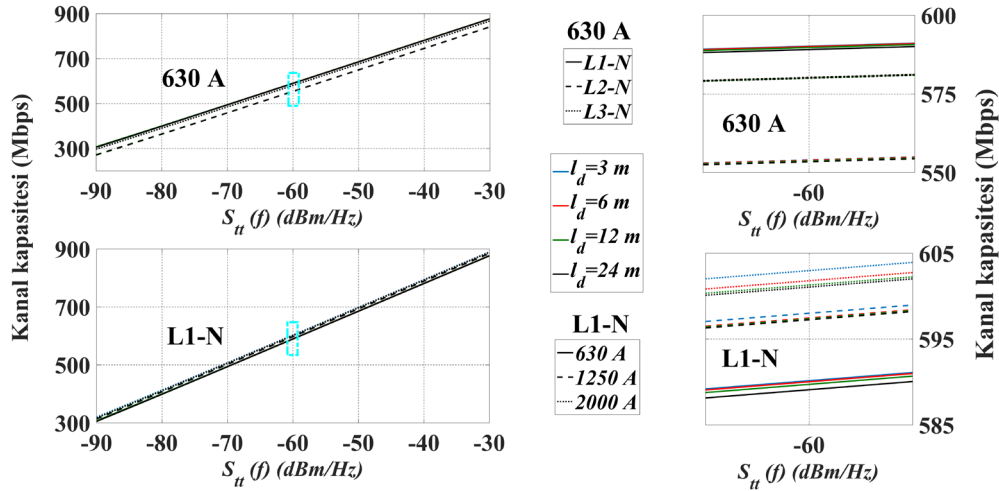


Şekil 64. Dal sayısının kanal kapasitesine etkisi (L1-N, L2-N, L3-N)

Şekil 63'te farklı akım kademelerindeki busbarlar için, Şekil 64'te ise farklı sinyal yolları için dal sayısının kanal kapasitesi üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Dal sayısı arttıkça kanal kapasiteleri azalmaktadır. $d_s = 0, 3, 10$ ve 15 için, $S_u(f) = -60$ dBm/Hz olmak üzere, L1-N sinyal yolunda farklı akım kademelerindeki busbarların kanal kapasite değişimleri $325 < C_{630A}(\text{Mbps}) < 632$, $337 < C_{1250A}(\text{Mbps}) < 641$ ve $338 < C_{2000A}(\text{Mbps}) < 646$ şeklinde olmuştur. Burada gözlenen en düşük kanal kapasitesi değeri 325 Mbps olup 15 dallı 630 A'lık busbar içindir. Yine aynı dal sayılarında $S_u(f) = -60$ dBm/Hz' de 630 A'lık busbarın farklı sinyal iletim yollarındaki kanal kapasite değişimleri ise $325 < C_{L1-N}(\text{Mbps}) < 632$,

$279 < C_{L2-N}(\text{Mbps}) < 596$ ve $301 < C_{L3-N}(\text{Mbps}) < 623$ olmuştur. Burada ise en düşük kanal kapasitesi değeri 15 dallı hatta L2-N sinyal iletim yolunda 279 Mbps olmuştur.

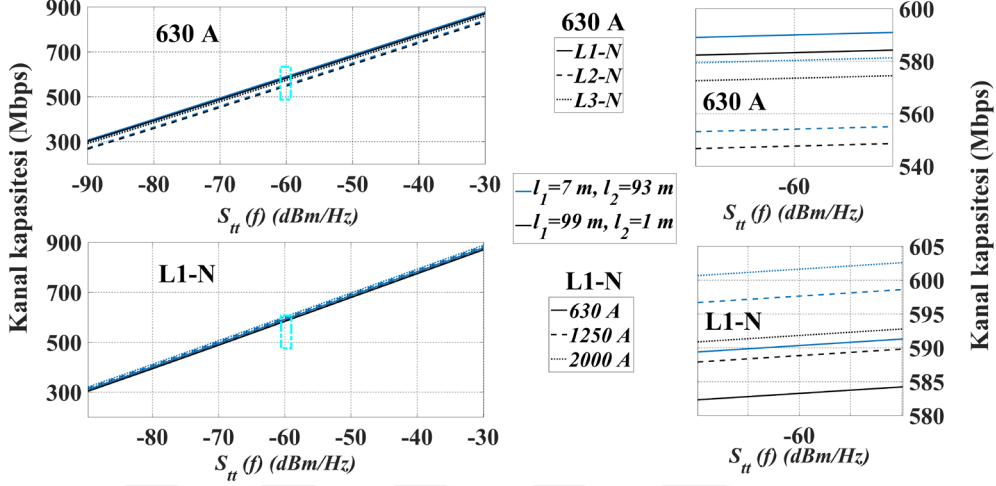
Hattaki dal uzunluğunun kanal kapasitesi üzerindeki etkisini göstermek için ise Şekil 50'deki tek dallanmalı hatta l_d değerleri 3 m, 6 m, 12 m ve 24 m olacak şekilde değiştirilerek hesaplamalar yapılmış ve Şekil 65'te verilen sonuçlar elde edilmiştir ($d_s = 1$, $l_{TR} = 100$ m, $Z_d = 100 \Omega$).



Şekil 65. Dal uzunluğunun kanal kapasitesine etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A, L1-N, L2-N, L3-N)

Şekil 65'te farklı akım kademelerindeki busbarlar ve farklı sinyal iletim yolları için dal uzunluğunun kanal kapasitesi üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Dal uzunluğu arttıkça kanal kapasiteleri çok fazla olmasa da bir azalma göstermektedir. $S_u(f) = -60$ dBm/Hz olmak üzere, L1-N sinyal yolunda farklı akım kademelerindeki busbarlarda $l_d = 3$ m' den $l_d = 24$ m'ye çıkarıldığında kanal kapasitesi değişimi yaklaşık 1 Mbps değerinde çok az bir azalma göstermiştir. Yaklaşık kapasite değerleri ise $C_{630A}(\text{Mbps}) \approx 589$, $C_{1250A}(\text{Mbps}) \approx 597$ ve $C_{2000A}(\text{Mbps}) \approx 602$ değerlerindedir. Burada gözlenen en düşük kanal kapasitesi değeri 589 Mbps olup 24 m dal uzunluğunda 630 A'lık busbar içindir. Yine aynı dal uzunluklarında, $S_u(f) = -60$ dBm/Hz olmak üzere, 630 A'lık busbarın farklı sinyal iletim yollarındaki $l_d = 3$ m' den $l_d = 24$ m'ye çıkarıldığında kanal kapasitesi değişimi yaklaşık 1 Mbps' lık çok az bir azalma göstermiştir. Yaklaşık kapasite değerleri ise $C_{L1-N}(\text{Mbps}) \approx 589$, $C_{L2-N}(\text{Mbps}) \approx 553$ ve $C_{L3-N}(\text{Mbps}) \approx 580$ değerlerindedir. Burada ise en düşük kanal kapasitesi değeri ise 24 m dal uzunluğunda L2-N sinyal iletim yolunda 553 Mbps olmuştur.

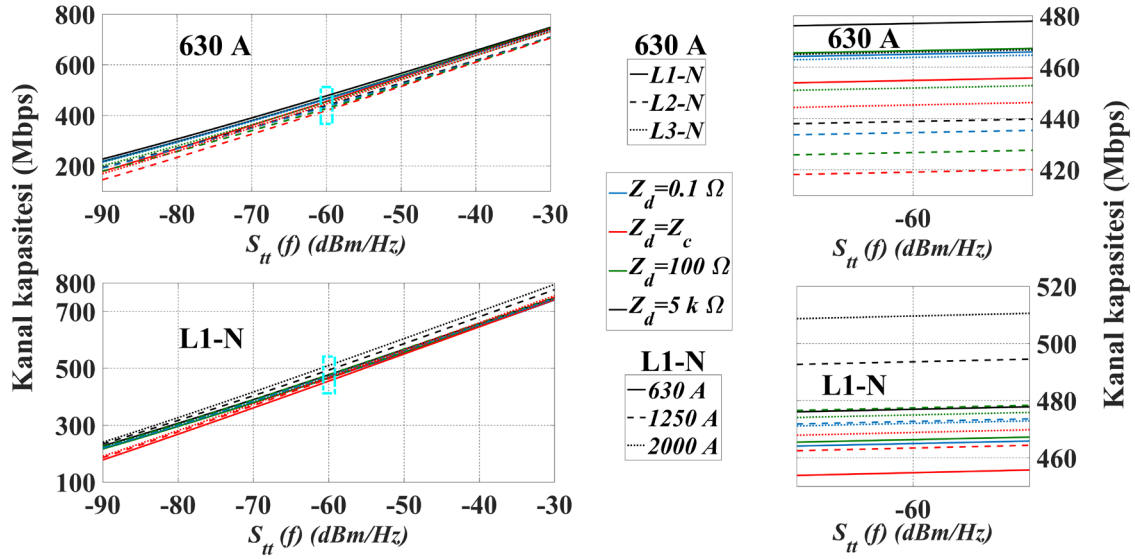
Hattaki dallanma konumlarının kanal kapasitesi üzerindeki etkisini göstermek için tek dallanmalı bir ağ örneğinde dal konumları Şekil 53'teki gibi değiştirilmiş ve Şekil 66'da verilen sonuçlar elde edilmiştir ($d_s = 1$, $l_{TR} = 100$ m, $l_d = 3$ m, $Z_d = 100 \Omega$).



Şekil 66. Dal konumunun kanal kapasitesine etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A, L1-N, L2-N, L3-N)

Şekil 66'da farklı akım kademelerindeki busbarlar ve farklı sinyal iletim yolları için T_x ve R_x arasındaki dal konumunun kanal kapasitesi üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Dal konumu R_x 'e yaklaştıkça kanal kapasitesinde azalma olur. $S_u(f) = -60$ dBm/Hz olmak üzere, L1-N sinyal yolunda farklı akım kademelerindeki busbarlarda dalın T_x 'e uzaklığı $l_1 = 7$ m' den $l_1 = 99$ m'ye çıkarıldığında kanal kapasitesi yaklaşık 8 Mbps değerinde bir azalma göstermiştir. Burada gözlenen en düşük kanal kapasitesi değeri 583 Mbps olup R_x 'e 1 m'lik mesafede dalı olan 630 A'lik busbara aittir. Yine aynı dal uzunluklarında, $S_u(f) = -60$ dBm/Hz olmak üzere, 630 A'lik busbarın farklı sinyal iletim yollarındaki dalın T_x 'e uzaklığı $l_1 = 7$ m'den $l_1 = 99$ m'ye çıkarıldığında kanal kapasitesi yaklaşık 7 Mbps'lık azalma göstermiştir. Burada ise en düşük kanal kapasitesi değeri ise R_x 'e 1 m'lik dal uzaklığı için L2-N sinyal iletim yolunda 547 Mbps olmuştur.

Şekil 56'da verilen ağ topolojilerine göre kanal kapasiteleri incelendiğinde yük empedansının değişim etkisi Şekil 67'deki gibi olmuştur ($d_s = 5$, $l_{TR} = 100$ m, $l_d = 3$ m).



Şekil 67. Yük empedansının 5 dallı bir kanalda kanal kapasitesine etkisi (630 A, 1250 A, 2000 A, L1-N, L2-N, L3-N)

Burada yük empedansının etkisini daha etkin bir şekilde gösterebilmek için tek dal yerine 5 dallı bir sistemde aynı incelemeler yapılmıştır. Burada en düşük kapasite değerleri $Z_d = Z_{cd}$ durumunda görülmektedir. $S_u(f) = -60$ dBm/Hz olmak üzere, L1-N sinyal iletim yolunda farklı akım kademelerindeki busbarlarda yük empedansının değişimi $454 < C_{630A}(\text{Mbps}) < 477$, $463 < C_{1250A}(\text{Mbps}) < 493$ ve $469 < C_{2000A}(\text{Mbps}) < 510$ şeklinde olmuştur. Burada gözlenen en düşük kanal kapasitesi değeri 454 Mbps olup 630 A'lık busbarın yük empedansının karakteristik empedansına eşit olduğu durumda gözlenir. Bu değer $Z_d = Z_{cd}$ durumunda daha yüksek kanal kapasitesine sahip 1250 A'lık busbardan yaklaşık 10 Mbps ve 2000 A'lık busbardan ise yaklaşık 15 Mbps kadar daha kötüdür. Yine aynı yük empedanslarında, $S_u(f) = -60$ dBm/Hz olmak üzere, 630 A'lık busbarın farklı sinyal iletim yollarındaki kanal kapasite değişimleri ise $454 < C_{L1-N}(\text{Mbps}) < 477$, $419 < C_{L2-N}(\text{Mbps}) < 438$ ve $445 < C_{L3-N}(\text{Mbps}) < 466$ şeklinde olmuştur. Burada ise en düşük kanal kapasitesi değeri L2-N sinyal iletim yolunda yük empedansının karakteristik empedansa eşit olduğu durumda 419 Mbps olmuştur. Bu değer $Z_d = Z_{cd}$ durumunda daha yüksek kanal kapasitesine sahip L1-N sinyal iletim yolundan yaklaşık 35 Mbps ve L3-N sinyal iletim yolundan ise yaklaşık 25 Mbps kadar daha düşüktür.

2.5. BER Başarım Analizi

Bu bölüme kadar yapılan analizlerde hat boyunun, dal sayısının, dal uzunluğunun, dal konumunun ve dala bağlı yük empedanslarının busbar PLC kanalı ve kanal kapasitesi üzerindeki etkileri ayrıntılı olarak incelenmiştir. Bu kısımda ise busbar PLC kanal yapısını etkileyen bu parametrelerin bütün bir haberleşme sistemi olarak değerlendirildiğinde sistemin BER başarımları üzerindeki etkileri incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar verilmeden önce ilk olarak kanalların birim vuruş tepkelerinin analizleri yapılmış sonrasında ise alıcı tarafta kullanılan denkleştirici yapısının ve uyarlanır algoritma olarak kullanılan LMS algoritmasının genel yapısı verilmiştir.

Genel olarak değerlendirildiğinde bir haberleşme sisteminde vericiden gönderilen işaret alıcıya analog bir kanal üzerinden ulaşmaktadır. Kanal ortamı haberleşme sistemlerinin başarımını belirleyen en önemli etkenlerden birisidir. Kanalin yapısından dolayı alıcıya gelen işaretlerde bozulmalar meydana gelir ve bu durum işaretin gücünde, zamana bağlı olarak sürekli değişimler oluşmasına neden olur.

Haberleşme kanalları genel olarak değerlendirildiğinde bant sınırlı doğrusal süzgeç yapısında kabul edilirler ve kanalın frekans tepkisi (transfer fonksiyonu) genel olarak (2.56)'daki gibi ifade edilir.

$$H(f) = A(f)e^{j\theta(f)} \quad (2.56)$$

Burada $A(f)$ haberleşme kanalının genlik tepkesini ve $\theta(f)$ ise faz yanıtını göstermektedir. Faz yanıtı yerine grup gecikmesi olarak da tanımlanan (2.57)'deki ifade de kullanılır.

$$\tau(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(f)}{df} \quad (2.57)$$

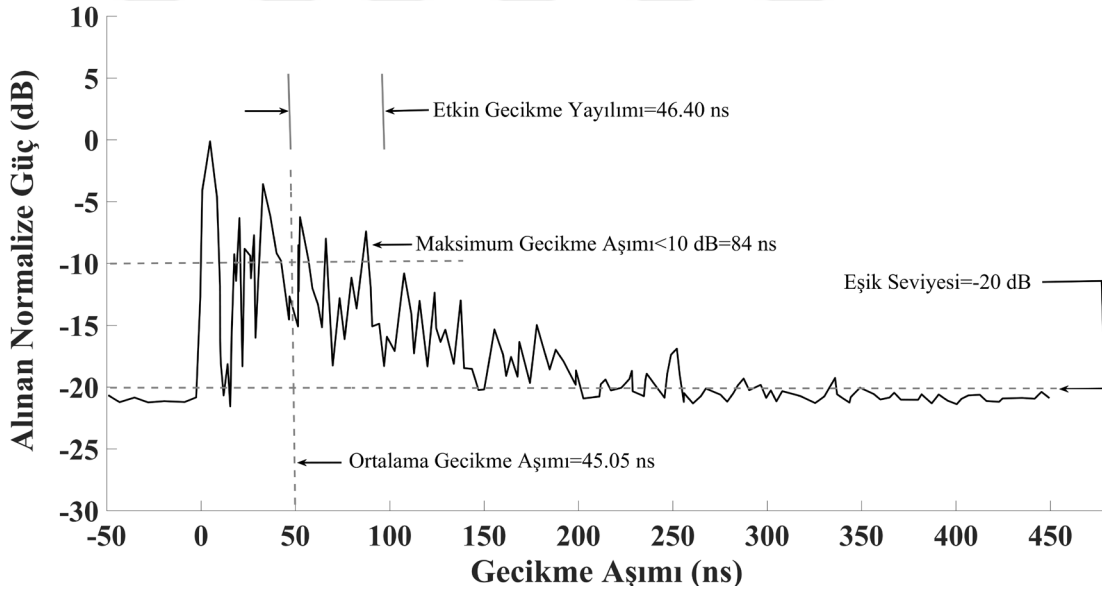
Bir haberleşme kanalından işaretin bozulmadan iletilebilmesi için, iletilen işaret tarafından kullanılan frekans bandında kanalın genlik tepkesinin sabit, faz tepkesinin ise frekans ile doğrusal olması gerekir. Ancak, haberleşme kanallarının birçoğu ideal kanal ortamından uzak bir yapı gösterirler. Kanalin çok yollu yapısı gereği alıcıya, gönderilen işaretin farklı yollardan gelen birden fazla kopyası ulaşır. Bu işaretlerin takip ettikleri yol uzunlukları farklı olduğundan farklı gecikmelere ve farklı zayıflamalara uğrayarak alıcıya

ulaşırlar. Alıcıdaki işaret, bu işaretlerin toplamından oluştuğu için, genliğinde ve fazında değişimler meydana gelir [149].

Kanalın birim vuruş tepkesinin zamanda yayılması (τ_k), gönderilen işaretin zamanda ne kadar yayıldığını göstermesi açısından önemlidir. Bu parametre, en büyük gecikme ile en küçük gecikme arasındaki fark olarak tanımlanır ve (2.58)'deki gibi hesaplanır,

$$\tau_k = \max(\tau_n) - \min(\tau_n) \quad (2.58)$$

Kanalın birim vuruş tepkesinin uzunluğu “maksimum gecikme aşımı” (*maximum excess delay*) ile aynı anlamdadır. Kanalın güç gecikme profili için maksimum gecikme aşımı (X dB), belirli bir gecikme ile alınan çok yollu işaret bileşenlerinin enerji seviyesinin, maksimum enerji seviyesinden X dB aşağı düştüğü süre olarak tanımlanmaktadır [149].



Şekil 68. Bir haberleşme kanalı için güç gecikme profili örneği [150].

Şekil 68'de, haberleşme kanallarını birbirleri ile karşılaştırabilmek için kullanılacak bazı parametreler gösterilmektedir. Ortalama gecikme aşımı (*mean excess delay*), etkin gecikme yayılımı (*rms delay spread*) ve gecikme aşımı yayılımı (*excess delay spread*) kanalın güç gecikme profilinden belirlenebilen parametrelerdir.

N farklı yoldan oluşan çok yollu kanal modeli değerlendirildiğinde, i . yolun kazancı g_i ve gecikmesi τ_i ise kanalın ortalama gecikme aşımı ($\bar{\tau}$) güç gecikme profilinin birinci momentidir ve (2.59)'daki gibi tanımlanır.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^N g_i^2 \tau_i}{\sum_{i=1}^N g_i^2} \quad (2.59)$$

Güç gecikme profilinin ikinci momenti ise $(\overline{\tau^2})$ (2.60)'daki gibi olacaktır.

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{i=1}^N g_i^2 \tau_i^2}{\sum_{i=1}^N g_i^2} \quad (2.60)$$

Bu tanımlamalar doğrultusunda kanalın etkin gecikme yayılımı (τ_{rms}) ise (2.61)'deki gibi olur.

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2.61)$$

Kanalın uyum bant genişliği (B_c) (*coherence bandwidth*) ise gecikme yayılımının frekans bölgesi karşılığı şeklinde (2.62)'deki gibi tanımlanır ve kanalın frekans tepkesinin eşit genlikli ve doğrusal fazda olduğu frekans aralığına karşılık gelir.

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{rms}} \quad (2.62)$$

Kanalın uyum bant genişliği (B_c) ve iletilen sinyalin bant genişliği (B_s) değerine göre kanalın karakteristiği belirlenebilir. İletilen işaretin minimum bant genişliği (2.63)'teki gibi olup T_s iletilen işaretin sembol periyodunu gösterir.

$$B_s = \frac{1}{T_s} \quad (2.63)$$

(2.64)'teki durumlar sağlandığında kanal düz sönümlmeli bir kanal olarak kabul edilir.

$$B_s = \frac{1}{T_s} \leq \frac{1}{10\tau_{rms}} \quad \text{veya} \quad \frac{\tau_{rms}}{T_s} \leq 0.1 \quad (2.64)$$

Sonuç olarak düz sönümlmeli bir kanal için sembol hızı (R_s) (2.65)'teki gibi olacaktır.

$$R_s \leq \frac{0.1}{\tau_{rms}} \quad (2.65)$$

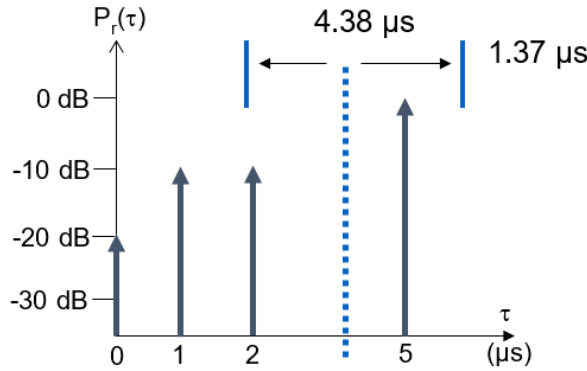
İletilen sinyalin bant genişliği (B_s) kanalın uyum bant genişliği (B_c) değerinden büyük ise ($B_s > B_c$), kanal, iletilen işaret üzerinde ISI (*intersymbol interference*) etkisi oluşturacaktır. Bu durum da alınan işaretin düzeltilebilmesi için alıcı tarafta denkleştirici filtrelerin kullanımını gerektirir.

Özetlenecek olursa;

* $B_s \leq B_c$ ve $T_s \geq 10\tau_{rms}$ olduğu durumda kanal düz sönümlenmeli yani frekans seçici olmayan bir kanaldır.

* $B_s > B_c$ ve $T_s < 10\tau_{rms}$ olduğu durumda kanal düz sönümlenmeli olmayan yani frekans seçici bir kanaldır.

Güç gecikme profili Şekil 69'daki gibi verilen bir kanalın etkin gecikme yayılımı (2.66)'daki gibi hesaplanır.



Şekil 69. Örnek bir güç gecikme profili

$$\bar{\tau} = \frac{(0.01) \times (0) + (0.1) \times (1) + (0.1) \times (2) + (1) \times (5)}{(0.01 + 0.1 + 0.1 + 1)} = 4.38 \mu s$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{(0.01) \times (0)^2 + (0.1) \times (1)^2 + (0.1) \times (2)^2 + (1) \times (5)^2}{(0.01 + 0.1 + 0.1 + 1)} = 21.07 \mu s \quad (2.66)$$

$$\tau_{rms} = \sqrt{21.07 - (4.38)^2} = 1.37 \mu s$$

Busbar PLC hattında hat boyunun, dal sayısının, dal uzunluğunun, dal konumunun ve dala bağlı yük empedanslarının kanalın transfer fonksiyonuna etkisi Bölüm 2.3'te detaylı olarak incelenmiştir. Burada ise bu kanal profillerinden bazıları için kanalın etkin gecikme yayılımı (τ_{rms}) hesapları yapılmış ve hattaki değişimlerin τ_{rms} üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Hesaplamalar 630 A akım kademesindeki busbarın L1-N, L2-N ve L3-N sinyal iletim yolları için yapılmış ve elde edilen sonuçlar Tablo 11 'de verilmiştir.

Tablo 11. Kanal profillerine ait etkin gecikme yayılım (τ_{rms}) değerleri

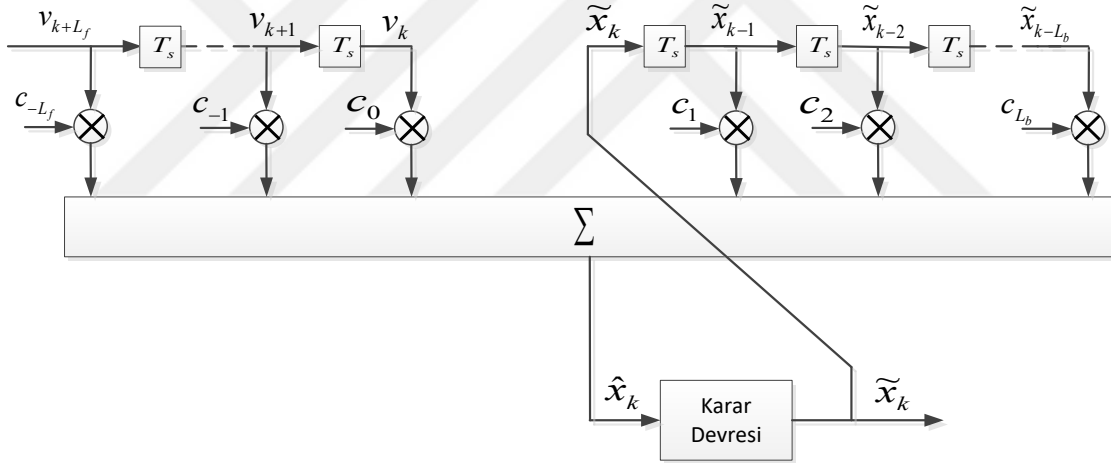
630 A	l_{TR} (m)	τ_{rms} (ns)	d_s	τ_{rms} (ns)	l_d (m)	τ_{rms} (ns)	Z_d	τ_{rms} (ns)	$l_1 - l_2$ (m)	τ_{rms} (ns)
L1-N	30	18.64	0	32.43	3	41.64	0.1 Ω	63.34	7-93	34.66
	60	22.74	3	48.46	6	51.75	100 Ω	56.55	35-65	36.42
	100	37.84	10	51.33	12	71.99	5 k Ω	55.62	85-15	42.86
	150	46.96	15	53.93	24	81.41	Z_{cd}	173.6	99-1	44.21
L2-N	30	19.00	0	49.83	3	59.05	0.1 Ω	67.76	7-93	43.26
	60	29.51	3	59.08	6	67.19	100 Ω	65.89	35-65	52.44
	100	53.56	10	68.02	12	85.32	5 k Ω	62.50	85-15	55.97
	150	65.87	15	69.27	24	122.4	Z_{cd}	200.5	99-1	60.02
L3-N	30	17.45	0	33.15	3	47.08	0.1 Ω	63.00	7-93	37.40
	60	23.76	3	49.72	6	52.57	100 Ω	58.58	35-65	38.61
	100	40.32	10	52.02	12	71.27	5 k Ω	56.37	85-15	43.86
	150	48.10	15	58.17	24	108.4	Z_{cd}	187.2	99-1	46.71

Tablo 11'de verilen sonuçlardan görüldüğü gibi hat parametrelerindeki değişimler kanalların birim vuruş tepkelerinde önemli değişimler oluşturmaktadır. Elde edilen BER sonuçlarında kullanılan veri hızına göre hesaplanan bu değerler alıcı tarafta denkleştirici filtrelerinin kullanımını zorunlu hale getirmektedir. Bir sonraki kısımda kanal denkleştiriciler hakkında genel bilgi verildikten sonra kullanılan karar geri-beslemeli denkleştirici yapısı açıklanmıştır.

2.5.1. Kanal Denkleştiriciler

Modern haberleşme sistemlerinde yüksek bant genişliği ve güç verimliliği sebebiyle QAM modülasyonu oldukça ilgi görmektedir [151]. Ancak QAM sinyalleri ISI'ya karşı oldukça duyarlıdır [149]. ISI bilindiği üzere haberleşme sistemlerinde yüksek hızda iletişimi sınırlayan en büyük problemdir. Düşük bit hata oranlarında (BER) ve yüksek hızda bir

iletişim sağlanabilmesi için kanalın sebep olduğu genlik ve faz bozunumunun yüksek doğrulukla kestirilmesi büyük önem taşır. Bu problemin çözümü için gerçek sistemlerde uygulanabilirlik açısından en yaygın yöntem denkleştirici filtrelerin kullanılmasıdır. Denkleştirici filtreler, bant verimliliği yüksek haberleşme sistemleri için alıcı yapılarında bulunması gereken bileşenlerdir. Doğrusal enine kanal denkleştirici (*Linear Transversal Equalizer, LTE*) ve karar geri-beslemeli kanal denkleştirici (*Decision Feedback Equalizer, DFE*) ise yaygın olarak kullanılan denkleştirici yapılarıdır [149]. Kanalının frekans tepkesinde derin sönümlenmeler olduğunda LTE yapısındaki denkleştiricilerde başarımlar çok iyi değildir. Aynı koşullarda, DFE yapısındaki denkleştiriciler başarımlar olarak LTE denkleştiricilere göre daha iyi sonuçlar verir [149]. Bu nedenle, bu çalışmada daha yüksek başarımlar sağlayacağından, DFE denkleştirici yapısı tercih edilmiştir. Kullanılan DFE denkleştiricinin genel yapısı Şekil 70'deki gibidir.



Şekil 70. Karar geri-beslemeli (DFE) kanal denkleştirici filtresi

\hat{x}_k karar geri-beslemeli denkleştirici çıkışı olup (2.67)'deki gibi hesaplanır. Burada $L_f + 1$ ileri-beslemeli filtrenin (*Feed-Forward, FF*), L_b ise geri-beslemeli filtrenin (*Feed-Back, FB*) dal sayıdır. Aynı zamanda \tilde{x}_k iletilen işaretin kestirimi, c_k denkleştirici katsayıları ve v_k ise kanalın çıkışındaki, yani alıcıya gelen işarettir.

$$\hat{x}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i v_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (2.67)$$

Bir haberleşme kanalı ayrık bir FIR (*Finite Impulse Response*) filtre olarak modellendiği durumda v_k kanalın çıkışı (2.68)'deki gibi ifade edilebilir [152].

$$v_k = \sum_{i=0}^L h_i x_{k-i} + \eta_k \quad (2.68)$$

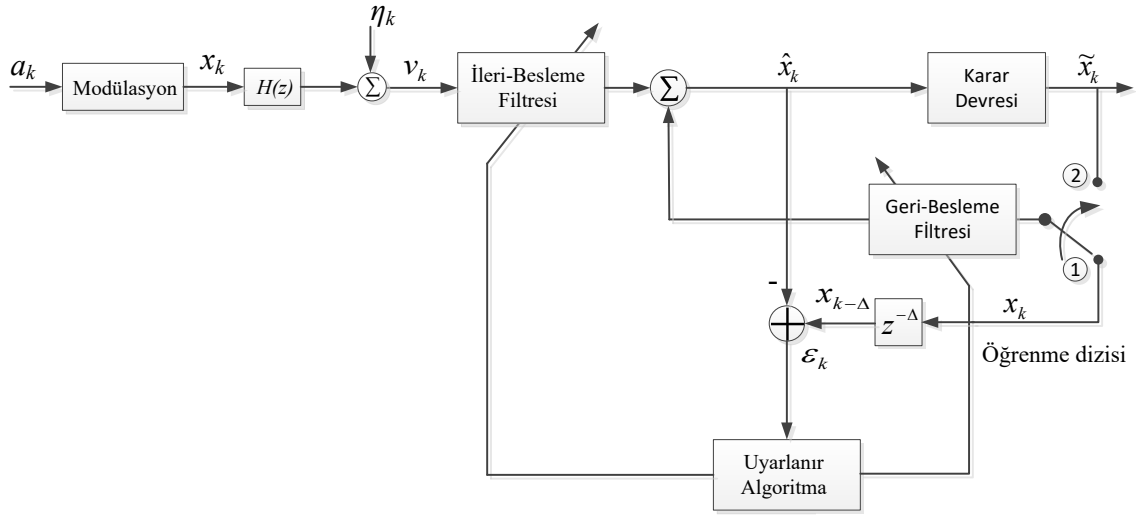
(2.68)'de de görüldüğü üzere iletilen işaret (bilgi işareti) modüle edildikten sonra $h[k]$ dürtü yanıtı FIR bir kanaldan iletilmektedir. Kanal denkleştiricinin amacı da kanalın neden olduğu ISI'yı yok edip, toplanır gürültü (η_k) ve girişimleri bastırarak iletilen işaret $x[k]$ 'yi doğru bir şekilde elde etmektir. (2.68) eşitliği (2.69)'daki gibi yazılırsa $\sum_{i=1}^L h_i x_{k-i}$ terimi ISI'yı temsil eder.

$$v_k = h_0 x_k + \sum_{i=1}^L h_i x_{k-i} + \eta_k \quad (2.69)$$

Mükemmel bir denkleştirme için $\hat{x}[k] = \kappa c[k - \tau]$ olmalıdır. Burada κ bir sabit ve τ bir tamsayıdır. Bir başka ifadeyle $g[k] = h[k] * c[k]$ şeklinde kanal ve denkleştirici filtreden oluşan bir sistemin dürtü yanıtının (2.70)'deki gibi olması gerekir.

$$g[k] = \kappa \delta[k - \tau] \quad (2.70)$$

Uyarlanırlar bir kanal denkleştiricide, denkleştirici filtre tap ağırlıkları (katsayıları) başlangıçta verici ve alıcının bildiği veri sembollerinden oluşan öğrenme dizisi ile belirlenir. Uyarlanırlar süreç boyunca, diğer bir ifade ile denkleştirici filtresinin katsayılarının uyarlanırlar algoritma ile elde edilmesi süresince Şekil 71'de görüldüğü gibi anahtar 1 konumunda olmaktadır. Uyarlanırlar süreç sonlandığında denkleştirici filtre karar yönelimli moda yani 2 konumunda olacaktır. Bu tip denkleştirici türlerinin başarımları yüksektir ve yaygın olarak kullanılırlar. Aynı zamanda bu tip denkleştirici türlerini kullanan alıcı yapılarında en küçük kareler (*Least-Mean-Square*, LMS) algoritması yaygın olarak kullanılır [153]. Uyarlanırlar bir kanal denkleştiricinin genel yapısı Şekil 71'de görülmektedir.



Şekil 71. Uyarlanır denkleştirici yapısı

Şekil 71’de verilen uyarlanır denkleştiricinin anlık hatası (2.71)’deki gibi olacaktır.

$$\varepsilon_k = x_{k-\Delta} - \hat{x}_k \quad (2.71)$$

Burada x_k vericiden gönderilen ve alıcı tarafından da bilinen işareti, Δ filtrelerden kaynaklanan gecikmeyi, \hat{x}_k ise denkleştirici çıkışındaki işareti göstermektedir. LMS algoritması kullanıldığında denkleştirici katsayılarının güncelleme bağıntısı (2.72)’deki gibi olur [153]. Burada $c_i^{FF}(k)$ denkleştirici filtrenin ileri-yön katsayılarına, $c_i^{FB}(k)$ denkleştirici filtrenin geri-yön katsayılarına ve μ ise adım büyüklüğü parametresine karşılık gelir.

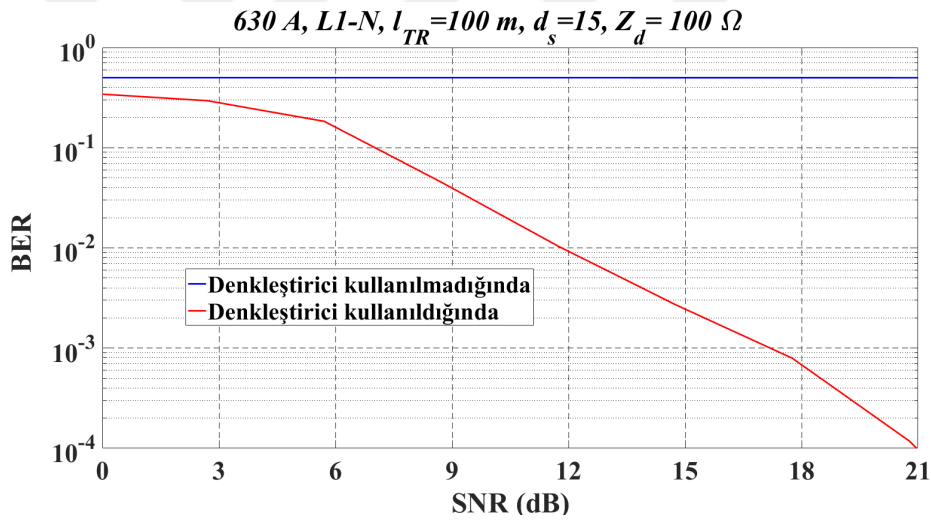
$$\begin{aligned} c_{i+1}^{FF}(k+1) &= c_i^{FF}(k) + \mu \varepsilon_k v_{k-i}^* \quad i = -L_{FF}, \dots, -1, 0 \\ c_{i+1}^{FB}(k+1) &= c_i^{FB}(k) + \mu \varepsilon_k \tilde{x}_{k-i}^* \quad i = 1, 2, \dots, L_{FB} \end{aligned} \quad (2.72)$$

2.5.2. Benzetim Ortamı ve Başarım Sonuçları

Bu çalışmada yapılan tüm benzetimler MATLAB ortamında temel bantta hazırlanmış ve *Monte Carlo* döngüsüyle gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmalarında karesel genlik modülasyonu (4-QAM) kullanılmıştır. Benzetimlerde 5000 sembollük veri paketleri 500 farklı busbar PLC kanalına uygulanarak sonuçlar elde edilmiştir. Veri paketlerinin ilk 1000

sembolü denkleştirici filtrelerin eğitimi için, kalan 4000 sembol ise BER sonuçlarının elde edilmesi için kullanılmıştır. İncelemeler farklı ağ topolojileri için yapıldığından kanal profili değişkenlik gösterecektir. Bu nedenle farklı ağ topolojilerinde kanalların tap sayıları (L) farklı olmuştur. Her durumda denkleştirici filtrelerin tap sayıları ileri-yön filtre için $L_{FF} = 1.5 \times L$ tap ve geri-yön filtre için $L_{FB} = L - 1$ tap olarak alınmıştır. Yapılan tüm benzetimlerde data hızı 50 Mbps olarak alınmıştır. BER sonuçları 630 A akım kademesindeki busbarın L1-N, L2-N ve L3-N sinyal iletim yolları için karşılaştırılmıştır.

Öncelikle 15 dallı bir busbar PLC kanalında denkleştiricinin farklı SNR değerlerinde BER başarımına etkisi Şekil 72'deki gibi verilmiştir ($l_{TR}=100$ m, $d_s=15$, $Z_d=100$ Ω). Verilen sonuçlardan görüldüğü gibi çok yol etkisi olan bir kanalda denkleştirici filtrenin kullanılması sistemin BER başarımında oldukça önemli bir kazanç sağlamaktadır.

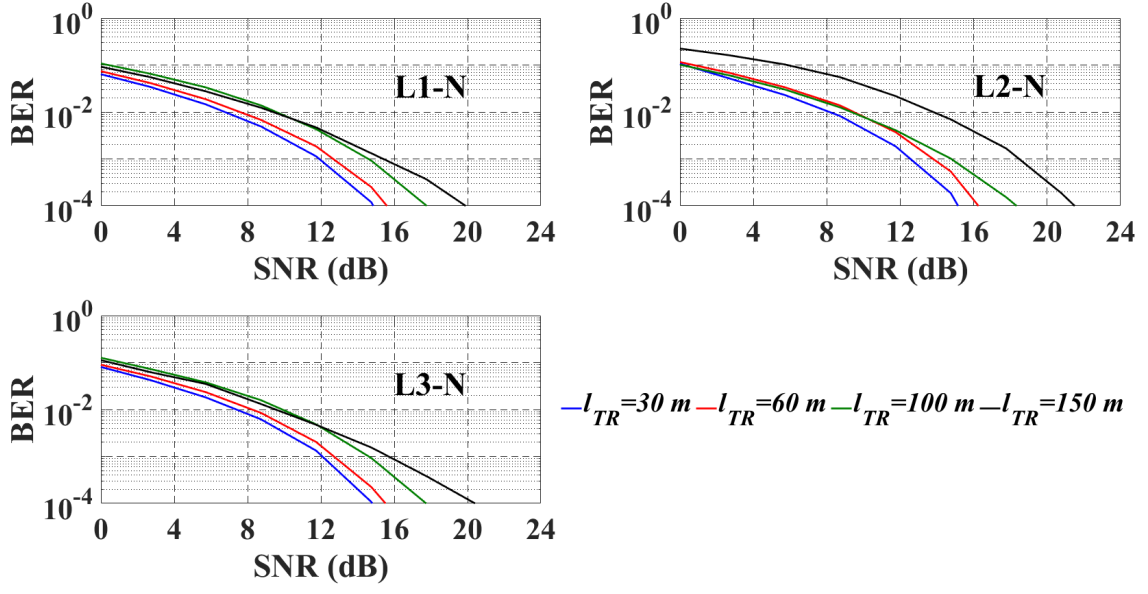


Şekil 72. Denkleştiricinin BER başarımına etkisi

Busbar PLC ağında hat uzunluğunun BER başarımlarına etkisini göstermek için Şekil 44'teki gibi tek dallanmaya sahip ve l_{TR} değerleri 30 m, 60 m, 100 m ve 150 m olan hatlar için elde edilen BER başarımları Şekil 73'te verilmiştir ($d_s=1$, $l_d=3$ m, $Z_d=100$ Ω).

Hat uzunluğuna göre BER başarımları değerlendirilecek olursa hat uzunluğu arttıkça bit hata oranının arttığı görülmektedir. 10^{-4} ' lük bir BER seviyesi için $l_{TR}=30$ m, 60 m, 100 m, 150 m hat uzunluklarında L1-N sinyal iletim yolunda karşılaşılan SNR değerleri sırasıyla 14.85 dB, 15.6 dB, 17.77 dB ve 19.9 dB; L2-N sinyal iletim yolunda 15.15 dB, 16.26 dB, 18.33 dB, 21.5 dB; L3-N sinyal iletim yolunda ise 14.8 dB, 15.52 dB, 17.74 dB ve 20.4 dB

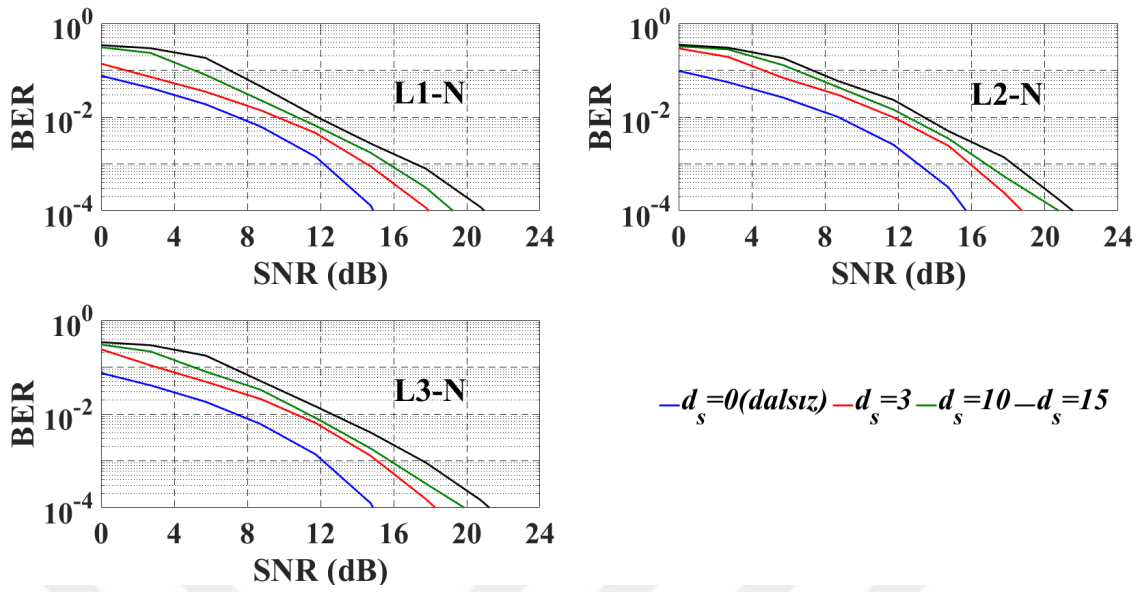
olmuştur. Hat boyu 150 m olan kanalda 30 m olan kanala göre 10^{-4} BER seviyesi için yaklaşık 5 dB'lik SNR farkı gözlenmiştir. Burada elde edilen sonuçların daha önce incelenmiş olan hat uzunluğuna bağlı olarak kanal kapasitesinin değişimiyle tutarlı olduğu görülmektedir.



Şekil 73. Hat uzunluğunun BER başarımına etkisi (630 A, L1-N, L2-N, L3-N)

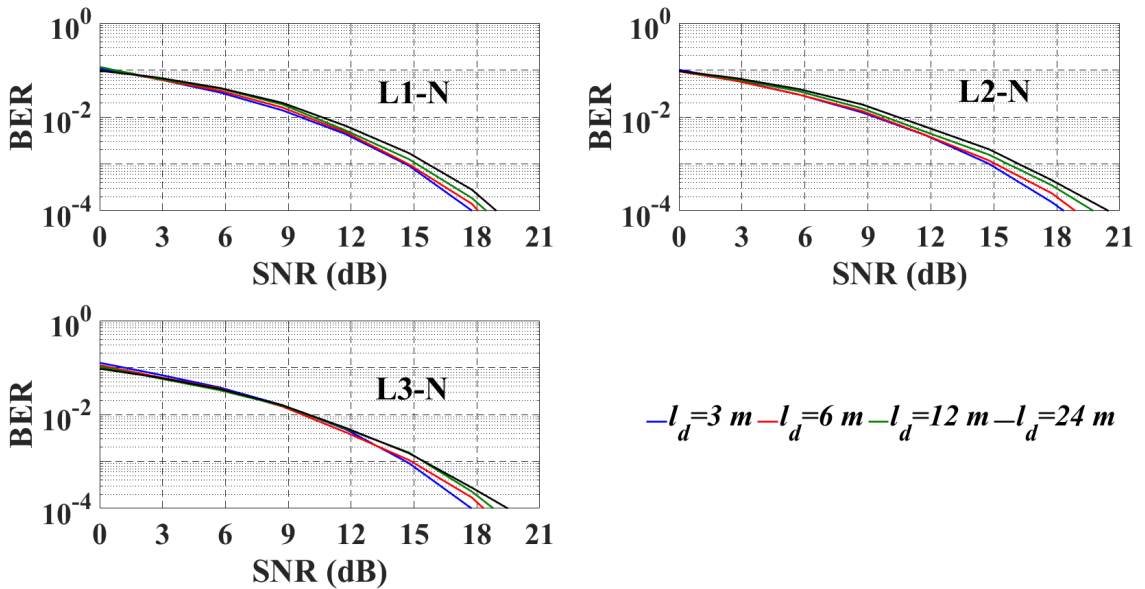
T_x ve R_x arasındaki dal sayısının Şekil 47'deki gibi değiştirildiği durumda ($d_s = 0, 3, 10, 15$) dallanma sayısının BER başarımına etkisi Şekil 74' te verilmiştir ($l_{TR} = 100$ m, $l_d = 3$ m, $Z_d = 100 \Omega$).

Dal sayısına göre BER başarımları değerlendirildiğinde, dal sayısı arttıkça bit hata oranının arttığı görülmektedir. 10^{-4} ' lük bir BER seviyesi için $d_s = 3, 6, 10, 15$ dal sayılarında L1-N sinyal iletim yolunda karşılaşılan SNR değerleri sırasıyla 14.89 dB, 17.93 dB, 19.25 dB, 20.96 dB; L2-N sinyal iletim yolunda 15.7 dB, 18.75 dB, 20.76 dB, 21.52 dB; L3-N sinyal iletim yolunda ise 14.87 dB, 18.28 dB, 19.86 dB ve 21.23 dB olmuştur. 15 dallı olan kanalda 3 dallıya göre 10^{-4} lük BER seviyesi için yaklaşık 6 dB' lik SNR farkı gözlenmiştir. Burada elde edilen sonuçların daha önce incelenmiş olan dal sayısına bağlı kanal kapasitesinin değişimiyle tutarlı olduğu görülmektedir.



Şekil 74. Dal sayısının BER başarımına etkisi (630 A, L1-N, L2-N, L3-N)

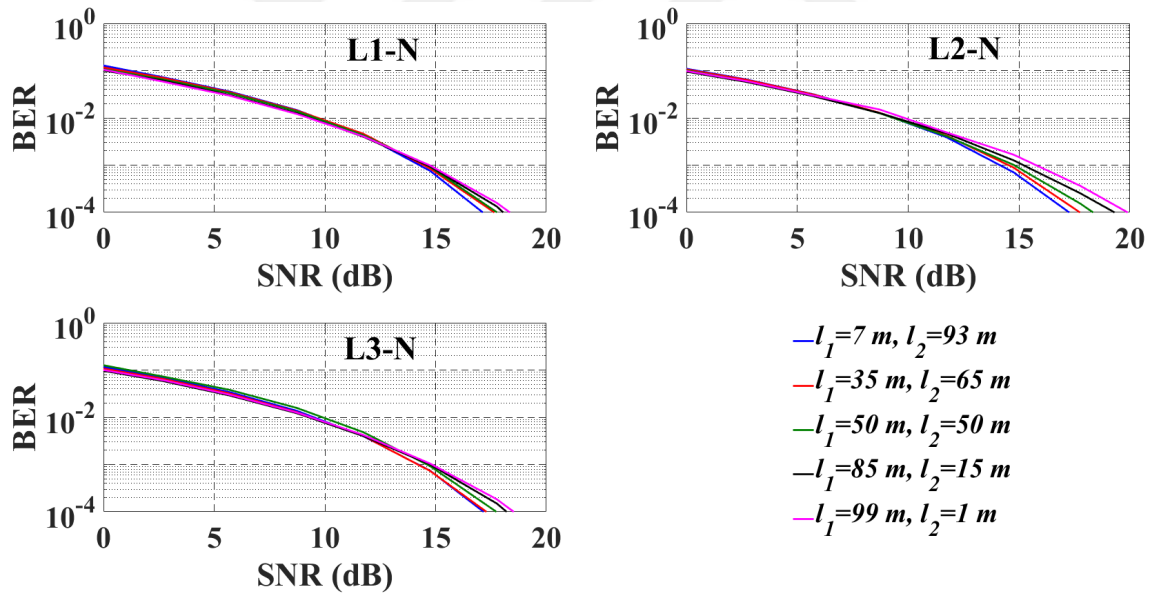
Hattaki dal uzunluğunun BER başarımına etkisini göstermek için ise Şekil 50' deki tek dallanmalı hatta l_d değerleri 3 m, 6 m, 12 m ve 24 m olarak değiştirilip hesaplamalar yapılmıştır. Bunun sonucunda elde edilen BER başarımları Şekil 75'te verilmiştir ($d_s = 1$, $l_{TR} = 100$ m, $Z_d = 100 \Omega$).



Şekil 75. Dal uzunluğunun BER başarımına etkisi (630 A, L1-N, L2-N, L3-N)

Dal uzunluğuna göre BER başarımları değerlendirilecek olursa dal uzunluğu arttıkça bit hata oranının arttığı görülmektedir. 10^{-4} 'lük bir bit hata oranı için $l_d=3$ m, 6 m, 10 m, 15 m dal uzunluklarında L1-N sinyal iletim yolunda karşılaşılan SNR değerleri sırasıyla 17.76 dB, 18.06 dB, 18.45 dB, 18.93 dB; L2-N sinyal iletim yolunda 18.33 dB, 18.88 dB, 19.74 dB, 20.46 dB; L3-N sinyal iletim yolunda ise 17.74 dB, 18.32 dB, 18.78 dB ve 19.47 dB olmuştur. 15 m'lik dal uzunluğuna sahip kanalda 3 m'lik dal uzunluğuna sahip kanala göre 10^{-4} 'lük BER seviyesi için yaklaşık 2 dB'lik SNR farkı gözlenmiştir. Burada elde edilen sonuçların daha önce incelenmiş olan dal uzunluğuna bağlı olarak kanal kapasitesinin değişimiyle tutarlı olduğu görülmektedir.

Hattaki dallanma konumlarının BER başarımına etkisini göstermek için ise tek dallı bir ağ örneğinde dal konumları Şekil 53'teki gibi değiştirilmiştir. Bunun sonucunda elde edilen BER başarımları Şekil 76'da verilmiştir ($d_s = 1$, $l_{TR} = 100$ m, $l_d = 3$ m, $Z_d = 100 \Omega$).

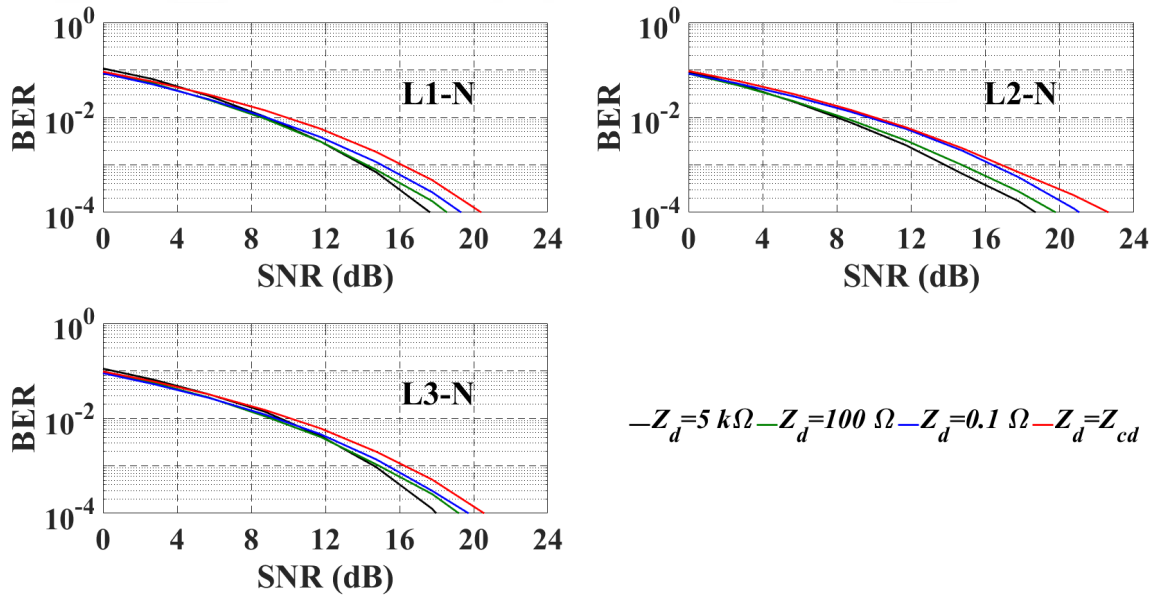


Şekil 76. Dal konumunun BER başarımına etkisi (630 A, L1-N, L2-N, L3-N)

Tek dallı bir hatta dal konumu değiştirilerek elde edilen BER başarımları değerlendirildiğinde, genel olarak dal konumu T_x 'ten uzaklaşıp R_x 'e yaklaştıkça bit hata oranının arttığı görülmektedir. Dalın T_x 'e uzaklığı l_1 , R_x 'e uzaklığı l_2 olmak üzere $l_{TR}=100$ m'lik bir hatta $l_2=93$ m, 65 m, 15 m, 1 m olan dal konumlarında 10^{-4} 'lük bir BER seviyesi için L1-N sinyal iletim yolunda karşılaşılan SNR değerleri sırasıyla 17.17 dB, 17.65 dB,

18.05 dB, 18.35 dB; L2-N sinyal iletim yolunda 17.25 dB, 17.75 dB, 19.31 dB, 19.89 dB; L3-N sinyal iletim yolunda ise 17.16 dB, 17.29 dB, 18.20 dB ve 18.52 dB olmuştur. Dalın Rx'e uzaklığı $l_2=93$ m olan kanalda $l_2=1$ m olan kanala göre 10^{-4} 'lük BER seviyesi için yaklaşık 1.5 dB'lik SNR farkı gözlenmiştir. Burada elde edilen sonuçların daha önce incelenmiş olan dal konumuna bağlı olarak kanal kapasitesinin değişimiyle tutarlı olduğu görülmektedir.

Son olarak ise Şekil 56'da verilen durumlara göre yük empedansının BER başarımına etkisi incelendiğinde Şekil 77'de verilen başarımlar elde edilmiştir ($d_s=5$, $l_{TR}=100$ m, $l_d=3$ m).

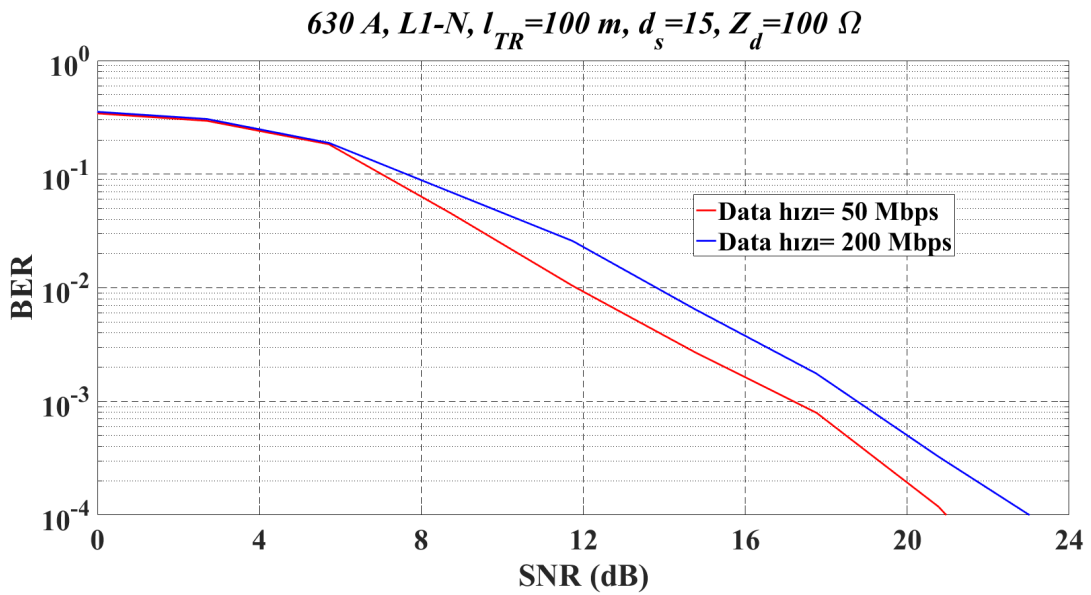


Şekil 77. Yük empedansının BER başarımına etkisi (630 A, L1-N, L2-N, L3-N)

Yük empedansının BER başarımlarına etkisi incelendiğinde yük empedansının karakteristik empedansa eşit olduğu durumda BER başarımının düştüğü ve en düşük seviyede olduğu görülmüştür. Burada elde edilen sonuçların da daha önce incelenmiş olan yük empedansına bağlı olarak kanal kapasitesinin değişimiyle de tutarlı olduğu görülmektedir. 5 dallı bir kanalda Z_d yükleri için Z_{cd} 'den küçük yükleri temsilen $Z_d=0.1\ \Omega$, Z_{cd} 'den büyük yükleri temsilen $Z_d=5\text{ k}\Omega$, tüm durumlarda sabit alınan yük değerini temsilen $Z_d=100\ \Omega$ ve $Z_d=Z_{cd}$ için yük empedansının etkileri incelenmiştir. $Z_d=5\text{ k}\Omega$, $100\ \Omega$, $0.1\ \Omega$ ve Z_{cd} olduğunda 10^{-4} 'lük BER seviyesi için L1-N sinyal iletim yolunda elde edilen SNR değerleri sırasıyla 17.65 dB, 18.55 dB, 19.32 dB, 20.41 dB; L2-N sinyal iletim

yolundaki değerler 18.70 dB, 19.78 dB, 21.05 dB, 22.62 dB; L3-N sinyal iletim yolunda ise 17.97 dB, 19.20 dB, 19.725 dB ve 20.56 dB olmuştur. Yük empedansı karakteristik empedans değerinden büyük olduğunda, empedans değeri arttıkça bit hata oranının azaldığı, yani performansın iyileştiği; yük empedansı karakteristik empedans değerinden küçük olduğunda, empedans değeri azaldıkça yine performansın iyileştiği gözlenmiştir. 10^{-4} 'lük BER seviyesi için en kötü ($Z_d=Z_{cd}$) ve en iyi ($Z_d=5 \text{ k}\Omega$) performansın olduğu kanallarda yaklaşık 3 dB'lik SNR farkı gözlenmiştir.

Bu noktaya kadar farklı ağ topolojilerine karşılık gelen BER başarımları elde edilmiştir. Veri hızının sistemin BER başarımı üzerindeki etkisini göstermek için ise farklı veri hızları için elde edilen sonuçlar Şekil 78'de verilmiştir. Bilindiği üzere, çok yol etkisi olan bir kanalda yüksek hızda iletişim yapabilmenin en büyük sınırlayıcısı ISI etkisidir. Bu sebeple busbar PLC kanalında da yüksek veri hızlarına çıkıldıkça ISI etkisi artacağından dolayı sistemin BER başarımı düşecektir. Şekil 78'de görüldüğü gibi sistemin veri hızı 4 katına çıkarıldığında 10^{-4} 'lük BER seviyesinde 2 dB'lik SNR farkı olmuştur.



Şekil 78. Veri hızının BER başarımına etkisi

3. SONUÇLAR

Artan nüfus ve enerji ihtiyacı paralelinde artan enerji talebini getirmiş, bu da güvenli ve verimli bir şekilde ihtiyaca karşılık vermeye olanak sağlayan akıllı şebeke uygulamalarını gündeme getirmiştir. Bu sebeple şebekeyi haberleşme alt yapısı olarak kullanma fikri yani PLC teknolojilerinin geliştirilmesi büyük önem taşımaktadır. Buradan hareketle, tümleşik ve süreklilik arz eden bir iletişim olanağı sunabilmek için, şebekede var olan her yapının veri iletimi için uygunluğunun araştırılması ve sorunlarının ortaya konulması gerekir. Bu bağlamda, bu çalışmada alçak gerilim şebekesinin önemli bir kısmını oluşturan, kullanımını günümüzde hızla artmakta olan, busbar dağıtım sistemleri veri iletim ortamı olarak incelenmiş ve modellenmiştir. Normal dağıtım kablolarından farklı modüler kurulum ve yapı özelliklerine sahip olmalarından dolayı, dağıtım sistemindeki kablolar üzerinde yapılan PLC araştırmaları, busbarlardaki iletişim olanaklarını tam ve doğru olarak tanımlamada yetersiz kalmaktadır. Bu sebeple, akıllı şebeke ile bütünleşen PLC iletişiminde, iletişim kanalı olarak busbarların akıllı şebeke mimarisinde geniş bant haberleşme olanaklarının incelenmesi ve ortaya çıkacak kanal davranışına uygun haberleşme performanslarının araştırılması elzemdir.

Bu amaç doğrultusunda yapılan tez çalışmasında, busbar dağıtım sistemi bir iletim hattı olarak modellenmiştir. Kavramsal olarak basit ve analitik olarak kullanışlı olan S-parametreleri, devre ya da yapı hakkında iyi bir ön görüş sağladığından, S-parametrelerine dayalı bir modelleme tercih edilmiştir. Burada 3 faz iletkeni ve 1 nötr iletkenen oluşan busbarlar, 6 farklı iki iletkenli iletim hattı olarak analiz edilmiş (L1-N, L2-N, L3-N, L2-L1, L3-L1, L3-L2), hem deneysel S-parametreleri ölçümleri hem de modelleme çalışmaları bu 2-kapılı devre mantığı üzerine kurulmuştur. Ölçümler 1-50 MHz bandında 630 A, 1250 A ve 2000 A'lık 3 farklı akım kademesindeki busbarların tüm sinyal iletim yolları için, Anritsu marka, 2-kapılı (5 kHz-6 GHz) bir VNA ile laboratuvar ortamında yapılmış olup tüm ölçümlerde aynı kalibrasyon ve bağlantılar kullanılmıştır. Ölçümlerden elde edilen ilk çıktı, farklı çıkış noktalarına göre *bolt-on*, *plug-in* ve *feeder* olmak üzere 3 farklı üretim türü olan busbarların çıkış noktalarındaki farklılıklarının S-parametreleri olarak farklı çıktılar üretmediği, dolayısıyla yapılacak olan modellemenin her 3 türü de temsil edebileceği olmuştur.

İletim hattı karakteristiklerinin belirlenebilmesi için ölçülen S-parametrelerinden elde edilen her bir ölçüm frekansı noktasına özel bir RLGC hesaplamak, yani klasik yöntemleri kullanmanın ölçüm sistemindeki gürültüler ve hatalar nedeniyle tutarlı sonuçlar veremediği uyarlanmış yöntemlerin daha iyi bir çözüm olduğu gösterilmiştir [154]. Bunun için ilk olarak literatürde yer alan ve yalıtkan kaybı, deri etkisi kaybı ve yalıtkan bozulması gibi nedensellik açısından önem arz eden şartları da sağlayan $RLGC(f)$ modeli, busbarı modellemek için kullanılmış, model parametrelerini elde etmek için ise PSO optimizasyon algoritması tercih edilmiştir. Modelden elde edilen S- parametreleri ile ölçülen S-parametrelerinin arasındaki hata düşük olsa da elde edilen RLGC parametrelerinin fiziksel anlamda tutarsız sonuçlar verdiği görülmüştür. Örneğin 2000 A'lık busbarın herhangi bir sinyal iletim yolu için elde edilen direnç değerinin 1250 A'lık busbarın ilgili parametresinden büyük çıkması doğru bir sonuç değildir. Aksine iletken kesiti büyüdükçe direnç değerinin azalması beklenir. Parametre optimizasyonu için kullanılan amaç fonksiyonu sadece S-parametreleri arasındaki uyumu ölçtüğünden, elde edilen kesitten bağımsız model parametrelerinin kesitle orantılı değişen sonuçlar veremeyeceği gerçeği karşımıza çıkmıştır. Bu amaçla modeli, kesit bilgisini içerecek şekilde düzenlemek, farklı kesit değerlerine sahip busbar iletim hatları için daha tutarlı RLGC parametrelerinin hesaplanmasını sağlar. Matematiksel bir işlem olan parametre kestirimi işleminden elde edilen sonuçların fiziksel gerçeklikle olan ilişkisinin sağlanabilmesi için gerekli bağıntıların modele eklenmesi olarak tanımlanabilecek olan nedensellik örneğinde olduğu gibi, kesit alanıyla değişmesi beklenen parametreler için gereken bağıntıların da modele eklenmesi gerekir. Tüm bu gerekçeler sebebiyle, busbar iletim hatları için iletken genişliğine (A , mm) bağlı yeni bir $RLGC(f, A)$ modeli önerilmiş, model parametreleri kesite bağlı hale getirilmiştir. Model parametrelerinin optimizasyonu yine PSO ile yapılmış, optimizasyon işlemi içerisinde 3 farklı kesite ait ölçümler birlikte kullanılmıştır. Yalıtkan malzemenin ϵ_r' ve $\tan \delta$ değerleri üretici kataloğunda verilen değerlere göre modellenip, hesaplamalara dahil edilmiştir. Böylelikle, yalıtkan malzemenin elektriksel özelliklerinin kestirim işlemi olmaksızın doğrudan hesaba katılması sağlanmış ve nedensellik açısından avantaj oluşturulmuştur. Farklı kesitteki busbarların her bir sinyal iletim yolunun (L1-N, L2-N, L3-N, L2-L1, L3-L1 ve L3-L2) karşılıklı olarak aynı katsayılarla ifade edilebilmesi için ise kullanılan F_{obj} fonksiyonu (2.25)'teki gibi yeniden düzenlenmiştir. Elde edilen sonuçlar S-parametreleri üzerinden uyum katsayısı (R^2) ve hata fonksiyonu değeri (F_{obj}) olarak değerlendirildiğinde genel anlamda yüksek bir uyum gözlenmiş ve tutarlı RLGC değerleri elde edilmiştir. Her sinyal iletim yolunda G ve C

değerleri kesit büyüdükçe büyümüş, R ve L değerleri ise azalmıştır. Hatanın yüksek olduğu yerler ise genelde S_{11} parametresinin faz bileşeninden kaynaklanmıştır. Elde edilen busbar RLGC parametrelerinden ikincil hat parametreleri de (Z_c , α , β ve γ) tüm durumlar için hesaplanmıştır.

Komşu iki iletken arasındaki L1-N, L2-L1 ve L3-L2 sinyal iletim yolları için hesaplanan Z_c değerleri çok yakın olup 3 farklı akım kademesi için yaklaşık olarak $Z_{c630A}(\Omega) \approx 5.75$, $Z_{c1250A}(\Omega) \approx 2.2$, $Z_{c2000A}(\Omega) \approx 1.25$ değerlerinde bulunmuştur. Bu 3 iletim yolu için hesaplanan RLGC değerleri de aynı şekilde benzerlik içerir. Aynı şekilde L2-N ve L3-L1 sinyal iletim yollarında da benzer bir durum karşımıza çıkmaktadır. Buradan hesaplanan Z_c değerleri ise her ikisinde yaklaşık olarak $Z_{c630A}(\Omega) \approx 8.15$, $Z_{c1250A}(\Omega) \approx 3.10$ ve $Z_{c2000A}(\Omega) \approx 1.7$ olmaktadır. L3-N sinyal iletim yolu ise en uzak iki iletken arasındaki bağlantıyı temsil ettiğinden buradaki sonuçlar münferit olup hesaplanan Z_c değerleri yaklaşık olarak $Z_{c630A}(\Omega) \approx 7.5$, $Z_{c1250A}(\Omega) \approx 2.85$ ve $Z_{c2000A}(\Omega) \approx 1.6$ olmuştur. 3 fazlı busbar sistemini modellemek için tanımlanan 6 farklı sinyal yolu için bu sonuçların ortaya çıkması, yapılan ölçümlerin ve busbar için önerilen $RLGC(f, A)$ modelinin kesit ilişkisinden sonra ortaya koyduğu bir diğer tutarlı sonuçtur.

S-parametreleri, ilgilenilen frekans bandında fiziksel bir sistemi doğru temsil ediyor olsa da S-parametrelerinden o sistemi temsil eden farklı parametre setleri (mesela RLGC parametreleri) üretildiğinde, ortaya çıkan değerler sistemin nedensellik koşullarını ihlal edebilir. Bu sebeple modelleme sonuçları nedensellik açısından da incelenmiştir. Bu çalışmada önerilen $RLGC(f, A)$ modeli sayesinde sınırlı bant genişliğinde alınmış olan ölçüm bir dezavantaj noktası olmaktan çıkarılmış ve istenilen tüm frekanslarda sistem tepkisi hesaplanmıştır. Öte yandan, yalıtkan malzeme özelliklerinin de model içinde, ölçüm sonuçları kullanılarak temsil edilmesi sayesinde sistemin nedensel sonuçlar vermesi sağlanmış, böylelikle yüksek frekanstaki tüm etkiler de anlamlı bir şekilde hesaba katılmıştır. Çalışmamızda, önerilen busbar $RLGC(f, A)$ modeli için nedensellik testi hem zaman bölgesi hem frekans bölgesi yöntemleri ile yapılmış ve önerilen busbar $RLGC(f, A)$ modelinin nedensel olduğu gösterilmiştir.

Klasik yöntem ile önerilen busbar $RLGC(f, A)$ modeli, S-parametreleri uyumu, hesaplanan RLGC, Z_c ve γ değerleri ve nedensellik açısından kıyaslanmış, önerilen yöntemin hem S-parametreleri uyumu, hem tutarlı ve anlamlı RLGC değerleri vermesindeki başarısı hem de nedensel bir yapı göstermesi açısından üstünlükleri kanıtlanmıştır [154].

Busbar PLC kanalında S-parametrelerine dayalı bir aşağıdan-yukarıya (BU) yaklaşım ile frekans bölgesinde kanal modelleme yoluna gidilmiştir. BU yaklaşımı diğer bir frekans bölgesi yaklaşımı olan yukarıdan-aşağıya (TD) yaklaşıma göre daha fazla hesaplama zorluğu içerse de ağıın davranışı ve ağ parametreleri arasındaki ilişkiyi çok daha iyi temsil etmedeki başarısı, tüm parametreler formüle edildiğinden çok yönlü, uyarlanabilir ve ağ konfigürasyonundaki değişikliklere uyum açısından esnek bir model çıktısı sağlamasındaki avantajları nedeniyle tercih edilmiştir. Böylelikle karmaşık bir şebeke yapısında oluşacak tüm yansımalar, gecikmeler ve süreksizlikler ağıın karmaşıklığından bağımsız bir şekilde hesaba katılabilmektedir. Busbar PLC kanalı N adet dallanması (çok dallanmalı) olan bir ağ gibi davrandığından, böyle bir ağ yapısının tümünün S-parametreleri ölçümünü yapmak da oldukça karmaşık olacaktır. Çok dallanmalı bir kanalın S-parametresi ölçümü, değişen senaryoları da hesaba kattığımızda (farklı yükler, farklı akım kademelerindeki busbarlar, farklı boylar vb.), oldukça karmaşık bir iş olduğundan, bunu literatürde de önerilen, tek dallanmalı bir ağıın (kanalın) S-parametrelerinden faydalanarak bulma yoluna gidilmiştir. Tek dallanmalı bir busbar ağıının S-parametreleri ise hesaplanan Z_c ve γ parametreleri ile bulunmuştur. Sonrasında ise, sistemin tümü kaskat bağılı N adet tek dallanmalı ağlar olarak düşünülmüş ve zincir saçılma matrisi (T -matrisi) yöntemi ile tüm sistemin S_{21} 'i, yani transfer fonksiyonu $H(f)$ elde edilmiştir.

Busbar PLC ağıının konfigürasyonu değişince, hattın transfer fonksiyonu da değişecektir. Farklı ağ topolojilerini gerçeklemek üzere bir simülatör tasarlanmıştır. Burada verici (T_x) ve alıcı (R_x) arasındaki hat uzunlukları, dallanma (dal sayısı, dal uzunluğu, dal konumu) ve yük empedanslarının $H(f)$ üzerindeki etkisi incelenmiştir. Buradaki incelemelerde hat uzunluğu etkisi $l_{TR}= 30$ m, 60 m, 100 m, 150 m için $d_s = 1$, $l_d = 3$ m, $Z_d = 100$ Ω alınarak araştırılmıştır. Dal sayısının etkisi incelenirken $d_s = 0, 3, 10, 15$ için $l_{TR} = 100$ m, $l_d = 3$ m, $Z_d = 100$ Ω alınarak; dal uzunluğu etkisi incelenirken $l_d = 3$ m, 6 m, 12 m, 24 m için $d_s = 1$, $l_{TR} = 100$ m, $Z_d = 100$ Ω alınarak; dal konumunun etkisi incelenirken R_x ' e olan uzaklık $l_2 = 93$ m, 65 m, 15 m, 1 m için $d_s = 1$, $l_{TR} = 100$ m, $l_d = 3$ m, $Z_d = 100$ Ω alınarak; yük empedansının etkisi ise $d_s = 5$ iken $Z_d = 0.1$ Ω , Z_{cd} , 100 Ω , 5 k Ω için $l_{TR} = 100$ m, $l_d = 3$ m alınarak incelenmiştir.

Busbar PLC kanalında, transfer fonksiyonundaki çentik konumları frekansa ve T_x ile R_x arasındaki hat uzunluğuna bağılı değişme göstermezken, zayıflama ise hem hat uzunluğu ile hem de frekansla artmaktadır. Dal sayısı arttığında ise zayıflama artmış, transfer fonksiyonunda görülen çentik sayısı dal sayısına bağılı değişmezken çentik derinliği ve

zayıflamanın dal sayısı arttıkça arttığı gözlenmiştir. Bunun sebebi ise dal sayısı arttıkça yansımaların, yani çok yol etkisinin artmasıdır. Ayrıca farklı akım kademelerindeki busbarlarda çentik konumları bir miktar farklılık gösterse de farklı sinyal iletim yollarında bu konumlar aynı kalmıştır. Dal uzunluğu arttığında ise $H(f)$ 'deki çentik sayısı ve zayıflama artacaktır. Dal konumuna göre ise çentik ve tepe sayısı değişmezken çentik derinlikleri değişmektedir. T_x ile R_x arasındaki dal konumu R_x 'e yaklaştıkça çentik derinliği artmıştır. Ama tepelerdeki zayıflama seviyelerinde önemli bir değişim olmamıştır. Hattan beslenen ve şebekede var olan yüklerin $H(f)$ üzerindeki etkisi incelenirken gerçekte olabilecek yük değerlerine göre gruplandırmalar yapılmış ve karakteristik empedanstan küçük, karakteristik empedansa eşit ve karakteristik empedanstan büyük yükler için olmak üzere 4 grup temsili yük empedansının transfer fonksiyonuna etkisi incelenmiştir. Z_{cd} 'den küçük yüklerde yük empedansı değeri Z_{cd} değerine doğru arttıkça çentik derinliklerinin azaldığı, Z_{cd} 'den büyük yüklerde ise yük empedansı değeri arttıkça çentik derinliklerinin artacağı, dal Z_{cd} ile sonlandırıldığında çentiklerin neredeyse kaybolduğu sonucuna varılmıştır. İlâveten, $H(f)$ 'deki çentik ve tepe konumlarının ve değerlerinin yük empedansına bağlı değişim gösterdiği sonucuna varılmıştır. Tüm durumlarda zayıflama frekansla artan bir etki göstermekte olup en fazla zayıflama ise 630 A'lik busbarda ve L2-N sinyal iletim yolunda görülmüştür.

Maksimum veri aktarım hızını etkileyebilecek faktörleri belirlemek amacıyla, hat uzunluğu, dal sayısı, dal uzunluğu, dal konumu ve yük empedansının kanal kapasitesine etkileri de incelenmiştir. Kanal kapasitesi hesapları, bina içi PLC haberleşmesinde sıklıkla tercih edilen 1-30 MHz bandı için yapılmıştır. Yine bina içi PLC haberleşmesi için piyasada $S_u(f) = -60$ dBm/Hz değerindeki modemler kullanıldığından, sonuçlar bu değer için ayrıntılandırılarak tartışılmıştır. Hat uzunluğu arttıkça kanal kapasitelerinin beklendiği gibi azaldığı görülmüştür. $S_u(f) = -60$ dBm/Hz seviyesinde örneğin 630 A'lik busbar için $l_{TR} = 30$ m'de $C = 690$ Mbps iken $l_{TR} = 150$ m de ise $C = 518$ Mbps olmuştur. Buradan yola çıkarak bu tek dallı yapı için 1 m'deki yaklaşık kapasite azalmasının 1.4 Mbps/m olduğu söylenebilir. Hat uzunluğu arttıkça farklı akım kademelerindeki busbarlar için kanal kapasitesinde yaklaşık 165 Mbps'lık bir azalma görülürken farklı sinyal iletim yolları için bu azalma yaklaşık 185 Mbps'lık bir seviyede olmuştur. Dal sayısı arttıkça kanal kapasiteleri azalmaktadır. $S_u(f) = -60$ dBm/Hz seviyesinde, örneğin 630 A'lik busbar için $d_s = 3$ iken $C = 524$ Mbps, $d_s = 15$ olduğunda ise $C = 325$ Mbps olmuştur. 12 dal için fark yaklaşık 200 Mbps olduğundan 1 dal başına kanal kapasitesindeki azalma yaklaşık 16 Mbps/dal olacaktır. Dal konumu R_x 'e yaklaştıkça kanal kapasitesinde bir miktar azalma olmuştur. 5 dalı olan bir

kanalda yük empedansının değişiminin kanal kapasiteleri üzerindeki etkisi incelendiğinde en düşük kanal kapasitesi değerleri yük empedansının karakteristik empedansa eşit olduğu ($Z_d=Z_{cd}$) durumda gözlenmiştir. Farklı yük empedanslarına göre kanal kapasitesi değişimleri $C_{Z_c} < C_{0.1\Omega} < C_{100\Omega} < C_{5k\Omega}$ şeklinde olmuştur. $S_u(f)=-60$ dBm/Hz seviyesinde olmak üzere 5 dallı bir hatta $Z_d=Z_{cd}$ iken en düşük kanal kapasitesi değeri $C=419$ Mbps ile 630 A'lik busbarın L2-N sinyal iletim yolundaki olmuştur. Aynı koşullarda tek dal için karşımıza $C=554$ Mbps değeri çıkmaktadır. Bu koşullarda 1 dal başına kapasite azalması ise yaklaşık 34 Mbps/dal düzeyinde olup $Z_d=100 \Omega$ yük empedansına göre yapılan incelemede elde edilen kapasite değerinden yaklaşık 2 kat fazladır (16 Mbps/dal).

ISI bilindiği üzere haberleşme sistemlerinde yüksek hızda iletişimi sınırlayan en büyük problemdir. PLC kanalında da çok yol etkisi kaynaklı ortaya çıkan ISI bir problemdir. Bu nedenle bu çalışmada DFE denkleştirici kullanılarak BER başarımları incelenmiştir. Sayısal haberleşme sistemlerinde yüksek bant genişliği ve güç verimliliği açısından yaygın olarak tercih edilen bir modülasyon türü olan 4-QAM modülasyonu kullanılmıştır. BER başarımları farklı hat uzunlukları, dal sayıları, dal uzunlukları, dal konumları ve yük empedansları için elde edilerek değişimler yorumlanmıştır. Genel olarak hat uzunluğu, dal uzunluğu ve dal sayısı arttıkça BER başarımlarının düştüğü, dal konumu R_x 'e yaklaştıkça yine BER performansının kötüleştiği görülmüştür. Yük empedansı için değerlendirme yapılacak olursa en kötü performans yük empedansının karakteristik empedansa eşit olduğu durumda gözlenmiştir. Yük empedansı karakteristik empedans değerinden uzaklaştıkça (hem azalan hem de artan yönde) BER başarımları artmıştır. Aynı SNR'de en yüksek BER değeri L2-N sinyal yolu için elde edilmiştir. Ayrıca, yüksek veri hızlarına çıktıkça BER başarımının düştüğü görülmüştür. Elde edilen başarımlarında kanal ortamı durağan kabul edilmiştir. Buradaki sonuçlar kanal kapasitesi ve transfer fonksiyonundaki değişmelerle tutarlı olup genel değişimi desteklemektedir.

4. ÖNERİLER

Akıllı şebeke ile bütünleşen PLC iletişiminde, iletişim kanalı olarak busbarların akıllı şebeke mimarisinde geniş bant veri iletim olanaklarının incelenmesi ve ortaya çıkacak kanal davranışına uygun haberleşme performanslarının araştırılması önemli bir konudur. Bu sebeple oluşturulacak olan kanal modelinde iletim hattı olarak kullanılacak busbarın hat parametrelerinin doğru olarak belirlenmesi gerekir. Yapılan tez çalışmasında klasik yöntem diye bilinen analitik yaklaşımın belirli bir düzeyde busbar iletim hattı parametrelerini ortaya koyabildiği, ancak frekansa ve kesite bağlı bir model üzerinden RLGC parametrelerinin hesaplanmasının çok daha iyi sonuçlar verdiği gösterilmiştir. Böylelikle, tekrar ölçüm yapılmasına gerek kalmadan farklı türdeki ve farklı sinyal yollarındaki hat parametreleri çıkarımı genelleştirilmiştir. Önerilen kesite bağlı $RLGC(f, A)$ modelleme yaklaşımı, busbar haricindeki diğer iletim hatları için de uyarlanarak uygulanabilir. Ayrıca bu tezde, hat parametreleri çıkarımı işlemine yalıtkan malzemenin ϵ_r ve $\tan\delta$ değerleri dahil edilmeyip bunun yerine yalıtkan malzeme üreticilerinin sunduğu katalog değerleri kullanılmıştır. Bu yaklaşıma optimizasyon ve parametre kestirimi açısından bakılacak olursa kestirim işleminde daha az model parametresi ile amaç fonksiyonunun oluşturulması, aranan global minimum değerinin daha hızlı ve daha yüksek doğrulukta bulunmasını sağlar. Aksi takdirde yalıtkan malzemeye dair parametre aralıklarının çok iyi belirlenmesi ve modele adapte edilmesi gerekir. Diğer taraftan katalogda verilen ölçüm sonuçlarının kullanılması daha nedensel bir model çıktısı sağlar.

Yapılan modellemeler, yaygın kullanımı sebebiyle, alüminyum iletkenli busbarlar için olup bakır iletkenli busbarlar için de genelleştirilebilir. Bu çalışmada modellemeler ve deneysel ölçümler 1-50 MHz frekans bandı için yapılmış, böylelikle geniş bant PLC haberleşmesinde tipik olarak kullanılan 1-30 MHz bandı hakkında bilgi verilebilmiştir. Ancak PLC haberleşmesinde daha yüksek frekanslardan yararlanmak ve kanal modellemelerini ve olası etkileri daha yüksek frekanslarda incelemek gelecekteki beklenti olduğundan, ileriki çalışmalarda frekans ölçeğini genişletip daha yüksek frekanslarda da modellemeler yapıp ölçümlerle desteklenebilir. Böylelikle busbarın iletim hattı olarak daha yüksek frekanslardaki davranışı hakkında bilgi verilebilir.

İletişim açısından bakıldığında, en fazla zayıflama L2-N sinyal iletim yolunda görülmektedir. Bu sebeple eğer mümkünse bahsi geçen 3 iletim yolundan herhangi birinden iletişim sağlanacaksa L1-N sinyal iletim yolu veri aktarımı için tercih edilebilir.

Yük empedanslarının kanala olan etkisi araştırılırken hattın karakteristik empedansının altında ve üstünde olmak üzere 4 ayrı temsili yük değeri için incelemeler yapılmıştır. Bu tez çalışmasında amaçlanan geniş bir ölçekte yük değişiminin etkisini göstermek olduğundan ve özellikle motor gibi endüstriyel sahada bulunan muhtemel yük aralıklarını da içerdiğinden, bu incelemeler araştırmacılar için faydalı olabilecek yeterlilikte olacaktır. Ancak daha genelleştirilmiş bir inceleme için ileriki çalışmalarda bu temsili yükler yerine özellikle endüstriyel sahada karşımıza çıkabilecek daha fazla sayıdaki gerçek yük için empedans ölçümleri gerçekleştirilip performansları nasıl etkilediğine bakmak önemli olacaktır.

PLC kanalının stokastik, yani rastlantısal yapısı, ağ topolojilerinin değişkenliği (hat uzunlukları, yük sayısı, dal sayısı ve yapısı, dal konumu, vb.), farklı kablolama uygulamaları (bina içi, fabrika, farklı kablolar, busbarlar vb.) ve ülkeden ülkeye değişkenlik gösteren düzenlemelerden kaynaklanmaktadır. Bu nedendir ki tüm bu yapıyı genelleştirip bir sonuca varmak adına PLC alanında yapılan çalışmalar tüm hızıyla devam etmektedir. Busbar dağıtım sistemlerinin AG şebekesindeki varlığı ve kablolardan farklı bir yapı ve tesisat yapılanması içermesi gerekçesiyle bir iletişim kanalı olarak irdelenmesi çalışmanın ana motivasyon noktası olmuştur. PLC kanalının stokastik yapısındaki parametrelerden biri farklı kablo uygulamaları olduğundan akıllı şebekelerin gerektirdiği bütünleşik bir PLC altyapısından bahsedildiğinde, busbar dağıtım hatlarının bu yapı içindeki davranışı bütün için önemli bir bilgi sağlayacaktır. Bu çalışmada aşağıdan-yukarıya (BU) bir yaklaşım ile deterministik bir kanal modellemesi yapılmış, kanala etki eden ana faktörler için incelemeler yapılmış ve literatüre kazandırılmıştır. Bu hesaplamaların yapılabildiği ve değişik senaryoların oluşturulabildiği bir busbar ağ topolojisi simülatör ara yüzü tasarlanmıştır. Bu simülatör ara yüzünün geliştirilip gerçek yükler ile gerçek projelerin test edilebildiği bir noktaya getirilmesi ve busbar PLC simülatörü olarak literatüre kazandırılması amaçlanmaktadır. Literatürde var olan PLC simülatörlerinde kablolar ve projelendirilmeleri esas alınmış, busbar yapısı ve projelendirilmesi ise hesaba katılmamıştır. Böylelikle burada elde edilenler ile bu eksikliğe dikkat çekilmiş ve gerekliliği gösterilmiştir. Bu çalışmanın çıktıları ile daha geniş bir kanal yelpazesini temsil etme amaçlı, yine BU yaklaşım tabanlı, stokastik bir kanal modelleme amaçlanabilir. İstatistiksel bir BU kanal simülatörü elde

etmek için ise busbar ağ topolojilerinin rasgele oluşturulduğu bir simülatör geliştirilmesi gereklidir. Yapılmış olan ağ topolojisi simülatörlerinde örneğin Amerika'daki ya da Avrupa'daki kablolama uygulamaları ve normlarının gözlemlenmesi esas alınmış ve bir alt yapı oluşturulmuştur. Ağ topolojisini değiştiren yük çeşitliliği ve sayısı, kanaldaki dal sayısı ve tipi, kanaldaki mesafeler, yük konumları gibi etkenler istatistiksel dağılımlarla temsil edilmiş ve kanalın davranışı gerçekteki stokastik PLC yapısına benzetilmeye çalışılmıştır. Benzer yaklaşımla busbar PLC kanalı için de bu senaryolar ve değişimler incelenip istatistiksel bir model yaklaşımına gidilebilir. Burada oluşturulacak ağ topolojisi simülatöründe Türkiye'deki busbar projelendirme uygulamaları esas alınabilir ve sonuçlar gerçekte kanal ölçümleriyle de desteklenebilir.

Elde edilen BER başarım sonuçlarında kanal ortamı durağan kabul edilmiştir. Kanal ortamında hızlı değişim olduğu durumlar için de başarım sonuçları elde edilebilir. Bant verimliliği yüksek sistemler açısından değerlendirildiğinde yüksek seviyeli modülasyon türleri için başarım sonuçları elde edilebilir. Çalışmada tercih edilen DFE denkleştirici, bu denkleştiricinin olduğu alıcı yapılarında yaygın olarak kullanılan LMS algoritması kullanılarak performans değerlendirilmesi yapılmıştır. Aynı denkleştirici yapısı için farklı algoritmalar denenerek başarım analizleri yapılabilir. Bu çalışma kapsamındaki ana hedef kanal performansının iyileştirilmesi için sayısal haberleşme tekniklerinin başarımdaki etkisinin araştırılması olmadığından, genel bir durum değerlendirmesi yapabilmek için daha basit bir yaklaşımla BER başarım analizleri yapılmıştır.

5. KAYNAKLAR

1. Rahman, M. M., Hong, C. S., Lee, J., Razzaque, M. A. ve Kim, J. H., Medium access control for power line communications: An overview of the IEEE 1901 and ITU-T G.hn standards, IEEE Commun. Mag., 49,6 (2011) 183-191.
2. Schwartz, M., History of Communications - Carrier-wave telephony over power lines: Early history, IEEE Commun. Mag., 47,1 (2009) 14-18.
3. Brown, P. A., Power line communications - past present and future, IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC), Lancaster, UK, 1999, 1-8.
4. Dostert, K., Telecommunications over the power grid - Possibilities and limitations, IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC), Essen, Germany, 1997,1-9.
5. Dostert, K., Power line communications, 1st , Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2001.
6. Yousuf, M. S. ve El-Shafei, M., Power line communications: An overview - Part I, 4th International Conference on Innovations in Information Technology (IIT '07), 2007, Dubai., 218-22.
7. Ferreira, H. C., Lampe, L., Newbury, J. ve Swart, T. G., Power line communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines, , John Wiley & Sons, New York, USA, 2010.
8. Galli, S., Scaglione, A. ve Wang, Z., For the grid and through the grid: The role of power line communications in the smart grid, Proceedings of the IEEE, 99,6 (2011) 998-1027.
9. Latchman, H. ve Yonge, L., Power line local area networking (Guest Editorial), IEEE Commun. Mag., 41,4 (2003) 32-33.
10. Pavlidou, N., Vinck, A. H., Yazdani, J. ve Honary, B., Power line communications: State of the art and future trends, IEEE Commun. Mag., 41,4 (2003) 34-40.
11. Galli, S., Scaglione, A. ve Dostert, K., Broadband Is Power: Internet Access Through the Power Line Network (Guest Editorial), IEEE Commun. Mag., 41,5 (2003) 82-83.
12. Biglieri, E., Galli, S., Lee, Y.-W., Poor, H. ve Vinck, H., Power Line Communications (Guest Editorial), IEEE Journal on Selected Areas in Commun., 24,7 (2006) 1261-1266.
13. Berger, L. T., Schwager, A., Pagani, P. ve Schneider, D. M., MIMO power line communications, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 17,1 (2014) 106-125.
14. Haidine, A., Hrasnica, H. ve Lehnert, R., Broadband powerline communications networks, , John Wiley & Sons, New York, USA, 2004.

15. Galli, S. ve Logvinov, O., Recent developments in the standardization of power line, IEEE Commun. Mag., 46,7 (2008) 64-71.
16. Oksman, V. ve Galli, S., G.hn: The new ITU-T home networking standard, IEEE Commun. Mag., 47,10 (2009) 138-145.
17. Götz, M., Rapp, M. ve Dostert, K., Power line channel characteristics and their effect on communication systems design, IEEE Commun.Mag., 42,4 (2004) 78-86.
18. Zimmermann, M. ve Dostert, K., Analysis and modeling of impulsive noise in broadband powerline communications, IEEE Trans. Electromagn.Compat., 44,1 (2002) 249-258.
19. Amirshahi, P., Canete, F., Dostert, K., Galli, S., Katayama, M. ve Kavehrad, M., Power Line Communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines-Ch. Channel Characterization, 1st , Wiley, New Jersey, USA, 2010.
20. Tang, L. T., So, P. L., Gunawan, E., Guan, Y. L., Chen, S. ve Lie, T. T., Characterization and modeling of in-building power lines for high-speed data transmission, IEEE Trans. on Power Delivery, 18,1 (2003) 69-77.
21. Veronesi, D., Riva, R., Bisaglia, P., Osnato, F., Afkhamie, K., Nayagam, A. ve Rende, D. . YL., Characterization of in-home MIMO power line channels, IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC), 2011, Udine,Italy., 42-47.
22. Tonello, A. M., Versolatto, F., Bejar, B. ve Zazo, S., A Fitting Algorithm for Random Modeling the PLC Channel, IEEE Trans. on Power Delivery, 27,3 (2012) 1477-1484.
23. Hashmat, R., Pagani, P., Zeddani, A. ve Chonave, T., A Channel Model for Multiple Input Multiple Output in-home Power Line Networks, IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC), 2011, Udine, Italy., 35-41.
24. Tlich, M., Zeddani, A., Moulin, F. ve Gauthier, F., Indoor Power-Line Communications Channel Characterization Up to 100 MHzPart I:One-Parameter Deterministic Model, IEEE Trans. on Power Delivery, 23,3 (2008) 1392-1401.
25. Galli, S., A Novel Approach to the Statistical Modeling of Wireline Channels, IEEE Trans. on Communications, 59,5 (2011) 1332-1345.
26. Zimmermann, M. ve Dostert, K., A multipath model for the powerline channel, IEEE Trans. on Communications, 50,4 (2002) 553-559.
27. Guzelgoz, S., Celebi, H. B. ve Arslan, H., Statistical Characterization of the Paths in Multipath PLC Channels, IEEE Trans. on Power Delivery, 26,1 (2011) 181-187.
28. Philipps, H., Modeling of powerline communication channels, IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC), 1999, Lancaster, UK., 14-21.

29. Zimmermann, M. ve Dostert, K., A multi-path signal propagation model for the power line channel in the high frequency range, *IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC)*, 1999, Lancaster, UK., 45-51.
30. Esmailian, T., Kschischang, F. R. ve Gulak, P. G., An in-building power line channel simulator, *IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC)*, 2000, Limerick, Ireland.
31. Banwell, T. C. ve Galli, S., A new approach to the modeling of the transfer function of the power line channel, *IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC)*, 2001, Malmö, Sweden.
32. Tonello, A. M. ve Versolatto, F., Bottom-Up Statistical PLC Channel ModelingPart II: Inferring the Statistics, *IEEE Trans. on Power Delivery*, 25,4 (2010) 2356-2363.
33. Tonello, A. M. ve Versolatto, F., Bottom-Up Statistical PLC Channel ModelingPart I: Random Topology Model and Efficient Transfer Function Computation, *IEEE Trans. on Power Delivery*, 26,2 (2011) 891-898.
34. Galli, S. ve Banwell, T., A deterministic frequency-domain model for the indoor power line transfer function, *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, 24,7 (2006) 1304-1316.
35. Galli, S. ve Banwell, T., A Novel Approach to the Modeling of the Indoor Power Line Channel Part II: Transfer Function and Its Properties, *IEEE Trans.on Power Delivery*, 20,3 (2005) 1869-1878.
36. Banwell, T. ve Galli, S., A Novel Approach to the Modeling of the Indoor Power Line Channel Part I: Circuit Analysis and Companion Model, *EEE Trans. on Power Delivery*, 20,2 (2005) 655-663.
37. Esmailian, T., Kschischang, F. R. ve Glenn Gulak, P., In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble, *Inter. Journal of Commun. Systems*, 16,5 (2003) 381-400.
38. Anastasiadou, D. ve Antonakopoulos, T., Multipath Characterization of Indoor Power-Line Networks, *IEEE Trans. on Power Delivery*, 20,1 (2005) 90-99.
39. Versolatto, F. ve Tonello, A. M., An MTL Theory Approach for the Simulation of MIMO Power-Line Communication Channels, *IEEE Trans. on Power Delivery*, 26,3 (2011) 1710-1717.
40. Anatory, J., Theethayi, N. ve Thottappillil, R., Power-Line Communication Channel Model for Interconnected NetworksPart II: Multiconductor System, *EEE Trans. on Power Delivery*, 24,1 (2009) 124-128.

41. Anatory, J., Theethayi, N. ve Thottappillil, R., Power-Line Communication Channel Model for Interconnected Networks Part I: Two-Conductor System, IEEE Trans. on Power Delivery, 24,1 (2009) 118-123.
42. Sartenaer, T. ve Delogne, P., Deterministic modeling of the (shielded) outdoor power line channel based on the multiconductor transmission line equations, IEEE Journal on Selected Areas in Commun., 24,7 (2006) 1277-1291.
43. Meng, H., Chen, S., Guan, Y. L., Law, C. L., So, P. L., Gunawan, E. ve Lie, T. T., Modeling of Transfer Characteristics for the Broadband Power Line Communication Channel, IEEE Trans. on Power Delivery, 19,3 (2004) 1057-1064.
44. Bakhoun, E. G., S-Parameters Model for Data Communications Over 3-Phase Transmission Lines, IEEE Trans. on Smart Grid, 2,4 (2011) 615-623.
45. Meng, H., Chen, S., Guan, Y. L., Law, C. L., So, P. L., Gunawan, E. ve Lie, T. T., A transmission line model for high-frequency power line communication channel, 5th Int. Conf. Power System Technology (PowerCon), 2002, Kunming, China., 1290-1295.
46. Sartenaer, T. ve Delogne, P., Power cables modeling for broadband communications, IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC), 2001, Malmö, Sweden., 331-337.
47. Anastasiadou, D. ve Antonakopoulos, T., An experimental setup for characterizing the residential power grid variable behavior, IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC), 2002, Athens, Greece.
48. Zhua, W., Zhub, X., Lima, E. ve Huangb, Y., State-of-art Power Line Communications Channel Modelling, Information Technology and Quantitative Management (ITQM), 2013, Suzhou, China., 563-570.
49. Hasirci, Z., Cavdar, I. H., Suljanovic, N. ve Mujcic, A., Akıllı Şebeke Uygulamalarında Alçak Gerilim Dağıtım Hatlarındaki Mevcut İletişim Modellerinin Karşılaştırılması, Akıllı Şebekeler ve Türkiye Elektrik Şebekesinin Geleceği Sempozyumu, Nisan 2013, Ankara, Türkiye, 1-6.
50. Hensen, C. ve Schulz, W., Time Dependence of the Channel Characteristics of Low Voltage Power-Lines and its Effects on Hardware Implementation, AEÜ-Internat. Journal of Electronics and Commun., 54,1 (2000) 23-32.
51. Babic, M., Hagenau, M., Dostert, K. ve Bausch, J., Theoretical postulation of PLC channel models, Tech. Rep, the OPERA IST Integrated Project, 2005.
52. Tonello, A. M., Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, (2007) 1-14.
53. Paul, C., Analysis of Multiconductor Transmission Lines, 2nd, John Wiley & Sons, New Jersey, USA, 2008.

54. Kennedy, J. ve Eberhart, R. C., Particle swarm optimization, IEEE Intel. Conf. On Neural Networks, 1995, Piscataway, NJ.,4, 1942-1948.
55. Clerc, M., Partical Swarm Optimization, 1st , Wiley-ISTE, 2006.
56. Shi, Y., Partical Swarm Optimization, IEEE Neural Networks Society, 2004, 8-13.
57. Shi, Y. ve Eberhart, R. C., Emprical Study Of Partical Swarm Optimization, Congress on Evolutionary Computation (CEC99), Temmuz 1999, 1945-1950.
58. Eberhart, R. CvSY., Partical Swarm Optimization: Developments, applications and resources, Proc. IEEE Int. Conf. Evolutionary Computation, Mayıs 2001,1, 81-86.
59. Pozar, D. M., Microwave Engineering, 4th , John Wiley & Sons, New York, USA, 2012.
60. Hewlett-Packard, IEEE Long Island Section,<https://ieeelongisland.org/>, at: https://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/s_parameter_techniques.pdf, 15.12.2016.
61. EAE, E-Line KX Busbar Power Distribution System at: http://www.eae.com.tr/EAE-ENG/upload/E-Line_KX_Eng.pdf, 15.12.2016.
62. Du, Y. ve Burnett, J. . FZC., Experimental and numerical evaluation of busbar trunking impedance, Electric Power Systems Research, 55, (2000) 113-119.
63. Battauscio, O., Chiampi, M. ve Chiarabaglio, D., Experimental Validation of a Numerical-Model of Busbar Systems, IEE Proceedings-Generation Transmission and Distribution, 142, (1995) 65-72.
64. Canova, A. ve Giaccone, L., Numerical and Analytical Modeling of Busbar Systems, IEEE Transact. on Power Delivery, 24, (2009) 1568-1578.
65. Jones, M. ve Kelley, A. W., Wideband circuit model for busbar impedance, Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Şubat 2000, New Orleans, LA.,2, 839-845.
66. Hasirci, Z., Cavdar, I. H., Suljanovic, N. ve Mujcic, A., Investigation of Current Variation Effect on PLC Channel Characteristics of LV High Power Busbar Systems, The 5th IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT) European 2014 Conference, Ekim 2014, İstanbul, Türkiye., 1-5.
67. Papazyan, R., Petterson, P., Edin, H., Eriksson, R. ve Gafvert, U., Extraction of High Frequency Power Cable Characteristics from S-parameter Measurements, IEEE Trans. on Dielectrics and Insulation, 11,3 (2004) 461-470.
68. Diepenbrock, J., Edlund, G. ve Resso, M., VNA Characterization of Cable Assemblies for Supercomputer Applications, DesignCon, 2009, Santa Clara, California.

69. Hasirci, Z. ve Cavdar, I. H., Modeling of High Power Busbar Systems for Power Line Communications, IEEE International Energy Conference(ENERGYCON), 2014, Dubrovnik, Croatia., 1515-1519.
70. Hasirci, Z. ve Cavdar, I. H., Extraction of Narrowband Propagation Properties of a 630 A Current Level Busbar, 39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2016, Vienna, Austria., 203-206.
71. Hasirci, Z., Cavdar, I. H. ve Ozturk, M., Estimation of Propagation Parameters for Aluminum Busbar up to 500 kHz, International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA), 2016, Sinaia, Romania.
72. Marks, R. B. ve Williams, D. F., Characteristic Impedance Determination Using Propagation Constant Measurement, IEEE Microwave Guided Wave Lett., 1,6 (1991) 141-143.
73. Goldberg, S. B., Steer, M. B. ve Franzon, P. D., Experimental Electrical Characterization of Interconnects and Discontinuities in High-Speed Digital Systems, IEEE Trans. Comp., Packag., Manufact. Technol., 14,4 (1991) 761-765.
74. Williams, D. F., Rogers, J. E. ve Holloway, C. L., Multiconductor Transmission - Line Characterization: Representations, Approximations, and Accuracy, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 47,4 (1999) 403-409.
75. Chen, G., Zhu, L. ve Melde, K., Extraction of Frequency Dependent RLCG Parameters of the Packaging Interconnects on Low-Loss Substrates from Frequency Domain Measurements, Electrical Performance of Electronic Packaging (EPEP), 2005, 25-28.
76. Kim, J. ve Han, D. H., Hybrid Method for Frequency-Dependent Lossy Coupled Transmission Line Characterization and Modeling, Electrical Performance of Electronic Packaging (EPEP), 2003, Princeton, NJ., 239-242.
77. Deutsch, A., Arjavalngam, G. ve Kopcsay, G. V., Characterization of Resistive Transmission Lines by Short-Pulse Propagation, IEEE Microwave and Guided Wave Lett., 4,6 (1992) 177-179.
78. Ferrari, P., Flechet, B. ve Angenieux, G., Time Domain Characterization of Lossy Arbitrary Characteristic Impedance Transmission Lines, IEEE Microwave and Guided Wave Lett., 4,6 (1994) 177-179.
79. Kim, W., Lee, S., Seo, M., Swaminathan, M. ve Tummala, R., Determination of Propagation Constants of Transmission Lines Using 1-Port TDR Measurements, 59th ARFTG Conference Digest, Haziran 2002, Seattle, WA., 119-126.
80. Degerstrom, M. J., Gilbert, B. K. ve Daniel, E. S., Accurate resistance, inductance, capacitance, and conductance (RLCG) from uniform transmission line measurements, Electrical Performance of Electronic Packaging (EPEP), Ekim 2008, San Jose, CA., 77-80.

81. Zuniga-Juarez, J. E., Reynoso-Hernandez, J. A., Maya-Sanchez, M. C. ve Murphy-Arteaga, R. SA., New Analytical Method to Calculate the Characteristic Impedance Z_c of Uniform Transmission Line, Computación y Sistemas, 16,3 (2012) 277-285.
82. Reynoso-Hernandez, J. A., Unified method for determining the complex propagation constant of reflecting and nonreflecting transmission lines, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 13,8 (2003) 351-353.
83. Bianco, B. ve Parodi, R. M., Determination of the propagation constant of uniform microstrip lines, Alta Frecuence, 45,2 (1976) 107-110.
84. Janezic, M. D. ve Jargon, J. A., Complex Permittivity Determination from Propagation Constant Measurements, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 9,2 (1999) 76-78.
85. Reynoso-Hernández, J. A., Estrada-Maldonado, C. F., Parra, T., Grenier, K. ve Graffeuil, J., An improved method for the wave propagation constant estimation in broadband uniform millimeter-wave transmission line, Microwave and Optical Technology Letters, 22,4 (1999) 268-271.
86. Zhang, J., Drewniak, J. L., Pommerenke, D. J., Koledintseva, M. Y., Dubroff, R. E., Cheng, W., Yang, Z., Chen, Q. B. ve Orlandi, A., Causal RLGC(f) models for transmission lines from measured S-parameters, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 52,1 (2010) 189-198.
87. Zhang, J., Koledintseva, M. Y., Drewniak, J. L., Antonini, G. ve Orlandi, A., Extracting R, L, G, C parameters of dispersive planar transmission lines from measured S-parameters using a genetic algorithm, Internat. Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2004, Eindhoven, Netherlands.,2, 572-576.
88. Sampath, M. K., On addressing the practical issues in the extraction of RLGC parameters for lossy multi-conductor transmission lines using S-parameter models, Electrical Performance of Electronic Packaging (EPEP), 2008, San Jose, CA., 259-262.
89. Marks, R. B., A multiline method of network analyzer calibration, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 39,7 (1991) 1205-1215.
90. Narita, K. ve Kushta, T., An accurate experimental method for characterizing transmission lines embedded in multilayer printed circuit boards, IEEE Trans. on Adv. Packaging, 29,1 (2006) 114-121.
91. Zhang, J., Chen, Q. B., Qiu, Z., Drewniak, J. L. ve Orlandi, A., Extraction of causal RLGC models from measurements for signal link path analysis, Internat. Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2008, Hamburg, Germany., 1-6.
92. Hasirci, Z., Cavdar, I. H. ve Ozturk, M., Modeling and Link Performance Analysis of Busbar Distribution Systems for Narrowband PLC, Radioengineering, Yayınlanmak üzere kabul edildi (27.12.2016).

93. Chen, Z. Q. ve Chun, S. J., Per-unit-length RLGC extraction using a lumped port De-embedding method for application on periodically loaded transmission lines, 56th Electronic Components & Technology Conference, 2006, San Diego, CA., 1770-1775.
94. Wigington, R. L. ve Nahman, N. S., Transient analysis of coaxial cables considering skin effect, Proc. of the IRE, 45,2 (1957) 166-174.
95. Arabi, T. R., Murphy, A. T., Sarkar, T. K. ve Harrington, R. F., On the modeling of conductor and substrate losses in multiconductor, multielectric transmission line systems, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 39,7 (1991) 1090-1097.
96. Svensson, C. ve Dermer, G. E., Time domain modeling of lossy interconnects, IEEE Trans. on Adv. Packaging, 24,2 (2001) 191-196.
97. Achar, R. ve Nakhla, M., Simulation of high-speed interconnects, Proc. of the IEEE, 89,5 (2001) 693-728.
98. Eisenstadt, W. R. ve Eo, Y., S-parameter-based IC interconnect transmission line characterization, IEEE Trans. Compon., Hybrids, Manufac. Technol., 15, (1992) 483-489.
99. Kim, W., Kim, J. H., Oh, D. ve Yuan, C., S-parameters based transmission line modeling with accurate low-frequency response, Electrical Performance of Electronic Packaging (EPEP), 2006, Scottsdale, AZ., 79-82.
100. DuPont Teijin Films at:
http://usa.dupontteijinfilms.com/informationcenter/downloads/Electrical_Properties.pdf, 15.12.2016.
101. Zhang, J., Koledintseva, M. Y., Drewniak, J. L., Pommerenke, D. J., DuBroff, R. E., Yang, Z., Cheng, W. . RKN,AG. ve Orlandi, A., Reconstruction of dielectric material parameters for dispersive substrate using a genetic algorithm, IEEE Trans. Electromagn. Compat., 50,3 (2008) 704-714.
102. Rahmat-Samii, Y. ve Michielssen, E., Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms, , Wiley, New York, USA, 1999.
103. Davis, L., Handbook of Genetic Algorithms, , Van Nostrand Reinhold, New York, USA, 1991.
104. Quagliarella, D., Periaux, J., Poloni, C. ve Winter, G., Genetic Algorithms and Evolution Strategy in Engineering and Computer Science, , Wiley, New York, USA, 1998.
105. Miller, B. L. ve Goldberg, D. E., Genetic algorithms, tournament selection, and the effects of noise, Complex Systems, 9, (1995) 193-212.
106. Goodness-of-Fit Statistics at:
<http://web.maths.unsw.edu.au/~adelle/Garvan/Assays/GoodnessOfFit.html>, 15.12.2016.

107. Serway, R. A., Principles of Physics, 2nd , London: Saunders College Pub., Fort Worth, Texas, 1998.
108. Piatek, Z., Baron, B., Szczegielniak, T., Kusiak, D. ve Pasierbek, A., Inductance of a long two-rectangular busbar single-phase line, Przegląd Elektrotechniczny, 89,6 (2013) 290-292.
109. Gibbs, J. W., Fourier's Series, Nature, 59 (1899)
110. Arfken, G. ve Weber, H., Mathematical Methods for Physicists, 6th , Elsevier Academic Press, 2005.
111. Titchmarsh, E., Introduction to the theory of Fourier integrals, , Oxford University Clarendon Press, 1948.
112. Schwartz, L., Théorie des distributions, Hermann, Paris, 1950.
113. Hilbert, D., Grundzüge einer allgemeinen Theorie der linearen Integralgleichungen, , Chelsea Pub. Co., New York, USA, 1953.
114. Bedrosian, E., A Product Theorem for Hilbert Transforms, , Rand Corporation Memorandum, Santa Monica, CA, 1996.
115. Pandey, J. N., The Hilbert transform of Schwartz distributions and applications, John Wiley & Sons, 1996.
116. Kak, S., Number theoretic Hilbert transform, Circuits Systems Signal Processing, 33 (2014) 2539-2548.
117. Gonzales, G., Microwave Transistor Amplifiers, , Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1997.
118. Canete, F. J., Diez, L., Cortes, J. A. ve Entrambasaguas, J. T., Broadband modelling of indoor power-line channels, EEE Trans. Consum. Electron., 48,1 (2002) 175-183.
119. Anatory, J., Kissaka, M. M. ve Mvungi, N. H., The effects of load impedance, line length and branches in the BPLC-transmission lines analysis for medium voltage channel, IEEE Trans. on Power Delivery, 22, (2007) 2156-2162.
120. Anatory, J., Theethayi, N., Thottappillil, R., Kissaka, M. M. ve Mvungi, N. H., The influence of load impedance, line length and branches on underground cable power-line communications (PLC) systems, IEEE Trans. on Power Delivery, 23, (2008) 180-187.
121. Magdun, O. ve Binder, A., The High-Frequency Induction Machine Parameters and Their Influence on the Common Mode Stator Ground Current, XXth Internat. Conference on Electrical Machines (ICEM), Eylül 2012, France., 505 - 511.

122. Magdun, O., Gemeinder, Y. ve Binder, A., Rotor Impedance of the High Frequency Circulating Bearing Current Path in Inverter-Fed AC Machines, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Eylül 2013, Denver, CO., 3512 - 3519.
123. Ryu, Y., Park, B.-R. ve Han, K. J., Estimation of High-Frequency Parameters of AC Machine From Transmission Line Model, IEEE Transact. on Magnetics, 51,3 (2015)
124. Moreira, A. F., Lipo, T. A., Venkataramanan, G. ve Bernet, S., High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives, IEEE Transact. on Industry Applications, 38,5 (2002) 1297-1306.
125. Revol, B., Roudet, J., Schanen, J.-L. ve Loizelet, P., EMI Study of Three-Phase Inverter-Fed Motor Drives, IEEE Transact. on Industry Applications, 47,1 (2011) 223-231.
126. Luszcz, J., Motor Cable Effect on the Converter-Fed AC Motor Common Mode Current, 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011, Tallinn, Estonia., 445-450.
127. Shannon, C. E., A Mathematical theory of communication, The Bell System Technical Journal, 27,4 (1948) 623-656.
128. Matthias, G., Rapp, M. ve Dostert, K., Power line channel characteristics and their effect on communication system design, IEEE Commun. Mag., 42,4 (2004) 78-86.
129. Abad, J., Badenes, A., Blasco, J., Carreras, J. . DV,GC,IS., Riveiro, J. C., Ruiz, D. ve Torres, L. M., Extending the power line LAN up to the neighborhood transformer, IEEE Commun. Mag., 41,4 (2003) 64-70.
130. Liu, E., Gao, Y., Samdani, G., Mukhtar, O. ve Korhonen, T., Broadband power line channel and capacity analysis, IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC), Nisan 2005, Vancouver, BC, Canada., 7-11.
131. Kuhn, M., Berger, S., Hammerström, I. ve Wittneben, A., Power line enhanced cooperative wireless communications, IEEE Journal on Selected Areas in Commun., 24,7 (2006) 1401-1410.
132. Amirshahi, P. ve Kavehrad, M., High-frequency characteristics of overhead multiconductor power lines for broadband communications, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 24,7 (2006) 1292-1303.
133. Amirshahi, P. ve Kavehrad, M., Transmission channel model and capacity of overhead multi-conductor medium-voltage power-lines for broadband communications, IEEE Consumer Communications and Networking Conf. (CCNC), Ocak 2005, Las Vegas, NV., 354-358.
134. Zimmermann, M. ve Dostert, K., An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks, IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC), Nisan 2000, Limerick, Ireland., 131-138.

135. Vines, R. M., Trissell, H. J., GLJ. ve BenO'Neal, J., Noise on residential power distribution circuit, IEEE Trans. Electromagn. Compat., 26,4 (1984) 161-168.
136. Chen, W. Y., Home Networking Basis: Transmission Environments and Wired/Wireless Protocols, , Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2004.
137. Liu, D., Flint, E., Gaucher, B. ve Kwark, Y., Wideband AC powerline characterization, IEEE Trans. Consum. Electron, 45,4 (1999) 1087-1097.
138. Baschlin, W., Hirsch, H, Regtop, H. ve Schwager, A., PowerLine Telecommunications (PLT); EMI review and statistical analysis, Technical Report, ETSI TR 102259, 2003.
139. Schwager, A., Stadelmeier, L. ve Zumkeller, M., Potential of broadband power line home networking, EEE Consumer Communications Networking Conf. (CCNC), Ocak 2005, Las Vegas, NV., 359-363.
140. Anatory, J., Kissaka, M. M. ve Mvungi, N. H., Channel model for broadband power-line communications, IEEE Trans. on Power Delivery, 22,1 (2007) 131-145.
141. Anatory, J., Theethayi, N., Thottappillil, R., Kissaka, M. M. ve Mvungi, N. H., The effects of interconnections and branched network in the broadband power line communications, Int. Gathering Radio Sci., (2005)
142. Anatory, J., Kissaka, M. M. ve Mvungi, N. H., Power line communications: The effects of branches on the network performance, IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl. (ISPLC), 2006, Orlando, FL., 70-75.
143. Anatory, J. ve Theethayi, N., On the efficacy of using ground return in the broadband power line communications—A transmission line analysis, IEEE Trans. on Power Delivery, 23,1 (2008) 132-139.
144. Anatory, J. , Theethayi, N., Thottappillil, R., Kissaka, M. M. ve Mvungi, N. H., Broadband power line communications: The channel capacity analysis, IEEE Trans. on Power Delivery, 23,1 (2008) 164-170.
145. Gallagar, R., Information Theory and Reliable Communication, 1st , Wiley, New York, USA, 1968.
146. Bshara, M. ve Biesen, L. V., The Impact of Broadband PLC Over VDSL2 Inside The Home Environment, 17th Symposium IMEKO TC 4, 3rd Symposium IMEKO TC 19 and 15th IWADC Workshop Instrumentation for the ICT Era, 2010, Kosice, Slovakia., 539-543.
147. Degardin, V., Rouissi, F., Lienard, M., Degauque, P. ve Zeddami, A., Comparison of in-house and in-vehicle noise characteristics in PLC systems, XXIX URSI General Assembly , 2008, Chicago, USA.

148. Cano, C., Pittolo, A., Malone, D., Lampe, L., Tonello, A. M. ve Dabak, A. G., State of the Art in Power Line Communications: From the Applications to the Medium, IEEE Journal on Selected Areas in Commun., 34,7 (2016) 1935-1952.
149. Proakis, J. G., Digital Communication, 4th , 2001.
150. Rappaport, T. S., Wireless Communications: Principles and Practice , , Prentice Hall Inc., New Jersey, USA, 1996.
151. Xiong, F. Q., Digital Modulation Techniques, Artech House, London, 2000.
152. Turin, G. L., Clapp, F. D., Johnston, T. L., Fine, S. B. ve Lavry, D. A., Statitcal Model of Urban Multipath Propagation , IEEE Transact. on Vehicular Technology, 21,1 (1972) 1-9.
153. Haykin, S., Adaptive Filter Theory, 3rd , Prentice Hall, New Jersey, USA, 1996.
154. Hasirci, Z., Cavdar, I. H. ve Ozturk, M., Applicability Comparison of Transmission Line Parameter Extraction Methods for Busbar Distribution Systems, Journal of Electrical Engineering & Technology, 12,2 (2017) 586-593.

ÖZGEÇMİŞ

1985 tarihinde Samsun'da doğmuştur. İlköğretim öğrenimini Şehit Ümit Semerci İlkokulu'nda, orta öğrenimini Atatürk İlköğretim Okulu'nda, lise öğrenimini ise 19 Mayıs Anadolu Lisesi'nde 2002 yılında tamamlamıştır. 2003-2004 eğitim öğretim yılında, Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü kazanmıştır. 2008 yılında bu bölümden Mühendislik Fakültesi ve bölüm birinciliği derecesi ile mezun olmuştur. Aynı yıl KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine başlamıştır. 2008- 2009 yılları arasında 1 yıl süreyle Turkcell İletişim Hizmetleri A.Ş.'de Samsun Bölge, Radyo Şebeke, Hücre Planlama ve Optimizasyon biriminde çalışmıştır. Kasım 2009'da KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Elektronik Anabilim Dalı'nda Araştırma Görevlisi olarak göreve başlamıştır. 2011 yılında doktora öğrenimine başlamış ve 2011-2012 yılları arasında 1 yıl süreyle İsveç-Halmstad Üniversitesi'nde doktora eğitimini sürdürmüştür. İyi derecede İngilizce bilmektedir. Çalışmaları mobil ve uydu iletişimi, yayılım modelleme ve enerji hatları üzerinden haberleşme (PLC) alanlarındadır.

Uluslararası hakemli dergilerde yayınlanan makaleler (SCI/SCI-E)

1. Hasirci, Z., Cavdar, I. H. ve Ozturk, M., Applicability Comparison of Transmission Line Parameter Extraction Methods for Busbar Distribution Systems, Journal of Electrical Engineering & Technology, 12,2 (2017) 586-593.
2. Hasirci, Z., Cavdar, I. H. ve Ozturk, M., Modeling and Link Performance Analysis of Busbar Distribution Systems for Narrowband PLC, Radioengineering, Yayınlanmak üzere kabul edildi (27.12.2016).
3. Mlynek P., Hasirci Z., Misurec J., Fujdiak R., Analysis of Channel Transfer Functions in Power Line Communication System for Smart Metering and Home Area Network, Advances in Electrical and Computer Engineering, 4, (2016) 51-56.

4. Hasirci Z., Cavdar I. H., Ozturk M., Single Tree Vegetation Depth Estimation Tool for Satellite Services Link Design, Radioengineering, 25, (2016)140-147.
5. Ozturk M., Hasirci Z., A Novel Dynamic Bandwidth Selection Method For Thinning Noisy Point Clouds, Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 21, (2013) 2239-2258.
6. Hasirci, Z., Cavdar, I. H., S-Parameters-based Causal RLGC(f) Model of Busbar Distribution Systems for Broadband Power Line Communication, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Minor Revision, (2017).

Diğer dergilerde yayımlanan makaleler

1. Aydin V., Cavdar I. H., Hasirci Z., Line of Sight(LoS) Probability Prediction for Satellite and HAPs Communication in Trabzon, Turkey, International Journal of Applied Mathematics, Electronics and Computers, 4, (2016) 155-160.

Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitabında basılan bildiriler

1. Hasirci, Z., Cavdar, I. H. ve Ozturk, M., Estimation of Propagation Parameters for Aluminum Busbar up to 500 kHz, International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA), 2016, Sinaia, Romania.
2. Hasirci, Z. ve Cavdar, I. H., Extraction of Narrowband Propagation Properties of a 630 A Current Level Busbar, 39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2016, Vienna, Austria., 203-206.
3. Hasirci Z., Ozturk M., Cavdar I. H., A Statistical Approach for Vegetation Depth Distribution in HAPs Coverage Area, 39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2016, Vienna, Austria., 182-186.

4. Aydin V., Cavdar I. H., Hasirci Z., Line of Sight LOS Probability Prediction for Satellite and HAPs Communication in Trabzon Turkey, International Conference on Advanced Technology and Science (ICAT), 2016, Konya, Turkey, 614-620.
5. Hasirci Z., Ozturk M., The Comparison of Region Growing Algorithms with Using EMST for Point Clouds, International Conference on Telecommunications and Signal Processing, 2015, Prague, Czech Rep.,1-5.
6. Hasirci, Z., Cavdar, I. H., Suljanovic, N. ve Mujcic, A., Investigation of Current Variation Effect on PLC Channel Characteristics of LV High Power Busbar Systems, The 5th IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT) European 2014 Conference, Ekim 2014, İstanbul, Turkey, 1-5.
7. Hasirci, Z. ve Cavdar, I. H., Modeling of High Power Busbar Systems for Power Line Communications, IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), 2014, Dubrovnik, Croatia., 1515-1519.
8. Hasirci Z. ve Cavdar I. H., Suljanovic N., Mujcic A., An Application Of The Broadband PLC for Smart Homes in Turkey, 36th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2013, Rome, Italy, 222-226.
9. Hasirci Z. ve Ozturk M., A Novel Method For Thinning Branching Noisy Point Clouds, 36th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2013, Rome, Italy, 713-716.
10. Hasirci Z. ve Cavdar I. H., Propagation Modeling Dependent on Frequency and Distance for Mobile Communications via High Altitude Platforms (HAPs)", 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2012, Prague, Czech Rep., 287-291.
11. Ozturk M. ve Hasirci Z., A Novel Method For Determination of Best Ordering Direction for Noisy Point Clouds, 6th International Symposium on INnovations in Intelligent SysTems and Applications (INISTA), 2012, Trabzon, Turkey, 1-5.

12. Hasirci Z. ve Ozturk M., An Eigenvalue Analysis Based Bandwidth Selection Method for Curve Reconstruction From Noisy Point Clouds, 34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2011, Budapest, Hungary, 478-482.

Ulusal bilimsel toplantılarda sunulan bildiri kitabında basılan bildiriler

1. Hasirci Z. ve Ozturk M., The Comparison of Local Region Selection Strategies in Point Clouds (SIU 2014), IEEE 22.Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, 2014, Trabzon, Türkiye, 260-264.
2. Hasirci, Z., Cavdar, İ. H., Suljanovic, N. ve Mujcic, A., Akıllı Şebeke Uygulamalarında Alçak Gerilim Dağıtım Hatlarındaki Mevcut İletişim Modellerinin Karşılaştırılması, Akıllı Şebekeler ve Türkiye Elektrik Şebekesinin Geleceği Sempozyumu, 2013, Ankara, Türkiye.
3. Hasirci, Z. ve Cavdar, İ. H., Yüksek Rakımlı Platform İstasyonlarda (HAPs) Yayılım Modellemesi ve Yol Kaybı Kestirimi, 4. Mühendislik ve Teknoloji Sempozyumu, 2011, Ankara, Türkiye, 1-4.

Kitap ve Kitap Bölümleri

1. Afacan E., Arici V. A., Çavdar İ. H., Demirbaş K., Hasirci, Z., v.d., Elektromanyetik Güvenliğin Sağlanması, Sağlıkın Korunması ve Geliştirilmesine Çok Paydaşlı Yaklaşım: Fiziksel Çevrenin Geliştirilmesi., Özkan S, Bahçebaşı T, Görpelioğlu S, Topbaş M, Çom S, Irmak H, İlter H, Çamur D., Ed., Sağlık Bakanlığı Yayın No: 976, Ankara, 245-325, 2014.

Projeler

1. Busbar Enerji Dağıtım Hatlarında Geniş Bant Haberleşme Sistemi Olanaklarının Araştırılması ve Geliştirilmesi, TÜBİTAK Projesi, 115E137, Bursiyer, 2015, Devam Ediyor.

2. Kocaeli, Antalya ve Ergene Havzası'ndaki İllerde Yüksek Frekanslı Akımlardan Kaynaklanan (RF) Elektromanyetik Alanların (EMA) Belirlenmesi, Diğer Kamu Kuruluşlarınca Desteklenen, 15.76.33.00.07.4.0.00.1.06.9 , Araştırmacı, 2015.
3. Kocaeli, Antalya ve Ergene Havzası'ndaki İllerde Düşük Frekanslı Akımlardan Kaynaklanan (ELF) Elektromanyetik Alanların (EMA) Belirlenmesi, Diğer Kamu Kuruluşlarınca Desteklenen, 15.76.33.00.07.4.0.00.1.06.9 , Araştırmacı, 2015.

Ödüller

1. Hasirci Z. ve Ozturk M., "TUBİTAK Uluslararası Bilimsel Yayınları Teşvik Programı, TÜBİTAK, Ocak 2014.
2. Hasirci Z., 2224-B Yurt İçi Bilimsel Etkinliklere Katılım Desteği Programı, TÜBİTAK, Ağustos 2014.
3. Hasirci Z., 2211 Yurt İçi Doktora Bursu, TÜBİTAK BİDEB, Eylül 2012.
4. Hasirci Z., Turkcell Akademi Teknoloji Liderleri Lisansüstü Burs Programı, TURKCELL Akademi, Eylül 2012.
5. Hasirci Z., 2224 - Yurt Dışı Bilimsel Etkinliklere Katılma Desteği, TUBİTAK, Ağustos 2011.
6. Hasirci Z., Bölüm ve Mühendislik Fakültesi 1.lık ödülü, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Haziran 2008.
7. Hasirci Z, Hidromobil 2007- ANOK kupası 2.lık ödülü , TÜBİTAK, Temmuz 2007.