

**İLETİM HATTI E/H ALAN ÜRETECİ**

**Ali KARAALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ**

**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**OCAK 2014**

**ANKARA**

Ali KARAALİ tarafından hazırlanan “İLETİM HATTI E/H ALAN ÜRETECİ” adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. Erkan AFACAN .....

Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oybirliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Erdem YAZGAN .....

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Hacettepe Üniversitesi

Doç. Dr. Erkan AFACAN .....

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Nursel AKÇAM .....

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Tez Savunma Tarihi: 06/01/2014

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Şeref SAĞIROĞLU .....

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

## **TEZ BİLDİRİMİ**

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Ali KARAALİ

**İLETİM HATTI E/H ALAN ÜRETECİ**  
**(Yüksek Lisans Tezi)**

**Ali KARAALİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**  
**Ocak 2014**

**ÖZET**

Üzerinde yaşadığımız dünyada, mekanik yapılı cihazlar gün geçtikçe yerini elektronik yapılı cihazlara bırakmaktadır. Elektronik cihazlar yaşamımızın neredeyse her alanına girmiş durumdadır. Cebimizde sürekli olarak taşıdığımız cep telefonlarından işlerimizi yapmak veya eğlenmek amacıyla kullandığımız bilgisayarlara, evlerimizde veya ofislerimizde kullandığımız televizyonlardan yemekleri pişirmek amacıyla kullandığımız fırınlara, ulaşım amacıyla kullandığımız araçlardan askeri amaçlı yapılan tasarımlara kadar her alanda elektronik cihazlar baskın duruma gelmiştir.

Elektronik cihazların çok fazla kullanılması bazı problemleri de beraberinde getirmiştir. Örneğin televizyonun yakınına koyulan cep telefonunun çalması esnasında televizyon görüntüsünün bozulması, yakınlarda çalışan bir matkap yüzünden dinlemekte olduğumuz radyonun parazitlerinin artması veya radyonun hiç çalışmaması, elektrik süpürgesi çalıştığında kablosuz internet bağlantımızın kesilmesi veya jammer çalıştırıldığında telefonlarımızın şebeke bağlantılarının kopması verilebilecek pek çok örnekten sadece birkaçıdır. Bu şekilde, bir cihazın ya da sistemin başka cihaz veya sistemlerin çalışma performanslarını etkilemesi durumuna EMI (Elektromanyetik Girişim-Electromagnetic Interference) denir. Elektromanyetik girişim iki şekilde

meydana gelebilir. Bunlardan birincisi iletkenlik yolu (conducted) girişim, ikincisi ise ışınım yolu (radiated) girişimdir. Yukarıda verdiğimiz örneklerden, yakınlarda çalışan bir matkabin aynı besleme hattına bağlı bir radyonun hiç çalışmamasına sebep olması, matkabin bir iletkenle bağlı olduğu besleme hattını kirletmesi sonucu radyoya meydana gelen iletkenlik yolu girişime bir örnektir. Elektrik süpürgesi çalıştığında kablosuz internet bağlantımızın kesilmesi de elektrik süpürgesinin havaya yaydığı gürültülerin internet alıcılarına gelen verileri bozması sonucu meydana gelen ışınım yolu girişime bir örnektir.

Elektromanyetik girişim kavramı beraberinde EMC (Elektromanyetik Uyumluluk) kavramını doğurmuştur. Elektromanyetik uyumluluk, bir birim veya sistemin çevresindeki birim ve/veya sistemleri etkilemeden ve çevresindeki birim ve/veya sistemlerden etkilenmeden çalışabilmesi durumudur.

Bu tezde, askeri bir standart olan MIL-STD-461F standardında tanımlı olan ışınım yolu bağışıklık testlerinde kullanılmak amacıyla tasarımı yapılan bir ışınım yolu girişim kaynağı ile ilgili bilgi verilmiştir. Söz konusu girişim kaynağı bir iletim hattı yapısıdır. Amaç, iletim hatları ile toprak zemin arasında dikey polarizasyonda (E alan üretici) ve iletim hatları arasında toprak zemine paralel olacak şekilde yatay polarizasyonda (H alan üretici) yüksek seviyede, geniş test hacminde ve homojen elektrik alan üretmektir. İletim hatlarının verimini arttırmak ve çalışma frekans bandını genişletmek amacıyla iletim hatlarının girişinde kullanılmak üzere bal-un (balanced-unbalanced) tasarımı yapılmıştır. Bu doğrultuda tasarım aşamalarında kullanılan kavramlarla ilgili bilgiler de verilmiştir.

**Bilim Kodu** : 905.1.034  
**Anahtar Kelimeler** : E/H Alan Üretici; Paralel Plaka; Şerit Çizgi; Alan Üretici; Elektrik Alan; Manyetik Alan; Bal-un; RS103  
**Sayfa Adedi** : 104  
**Tez Yöneticisi** : Doç. Dr. Erkan AFACAN

**TRANSMISSION LINE E/H FIELD GENERATOR****(M. Sc. Thesis)****Ali KARAALI****GAZİ UNIVERSITY****GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES****January 2014****ABSTRACT**

**On the world we live in, electronic devices are more being used in place of mechanical devices day by day. Electronic devices are used in nearly every area of our lives. electronic devices have become dominant in all areas, from mobile phones that we carry in our pockets constantly to computers that we use to do our work or enjoy, from TVs that we use in our homes or offices to ovens that we use to cook, from vehicles that we use to transport to military designs. Too much use of electronic devices has given rise to some problems. The distortion on TV screen during mobile phone ringing, the increasing interference on the radio or degradation on operation of the radio because of a drill operating nearby, disruption of wireless internet connection while running the vacuum cleaner or failing network connection of mobile phones while a jammer starts to work are some of the few examples. In this way, affecting the operating performance of devices or systems by another device or system is called EMI (Electro Magnetic Interference). Electromagnetic interference can occur in two ways. The first of these is conducted interference. The second way is radiated interference. The example of degradation on operation of the radio because of contamination of the supply line of a drill operating nearby is one of the examples of conducted interferences. Disruption of wireless internet connection by corrupting the data of wireless receivers while running the vacuum cleaner is one of the examples of radiated interferences.**

**Electromagnetic interference has brought to light the concept of EMC (Electro Magnetic Compatibility). Electromagnetic compatibility means that a device or system should continue its operation without affecting the other devices and/or systems and without being affected by the other devices and/or systems.**

**In this thesis, some information will be given about the design of radiated interference source that is used in a radiated susceptibility test defined in the military standard MIL-STD-461F. The source of interference is a transmission line structure. The aim is to generate high level and homogenous E-field over a wide test area for both vertical polarization (E field generator) between the transmission lines and the ground plane and horizontal polarization (H field generator) between transmission lines parallel to the ground plane. A bal-un (balanced-unbalanced) has designed to connect to the input of the transmission lines to increase the efficiency and extend the operating frequency range of the transmission lines. Accordingly, some information is also given about the concepts used in the design stages.**

**Science Code : 905.1.034**  
**Key Words : E/H Field Generator; Parallel Plate; Stripline; Field Generator; Electric Field; Magnetic Field; Balun; RS103**  
**Page Number : 104**  
**Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Erkan AFACAN**

## TEŞEKKÜR

Tez çalışmam boyunca değerli bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan, yardımlarını hiçbir zaman benden esirgemeyen, sürekli olarak bana yol gösteren ve beni doğruya yönlendiren saygı değer Hocam Doç. Dr. Erkan AFACAN'a sonsuz saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarımı yaparken bana karşı gösterdiği sabır ve anlayışından dolayı sayın müdürüm Hakan AKGÜN'e,

Çalışmalarım süresince tecrübelerinden yararlandığım değerli çalışma arkadaşlarım Erdem AKPINAR, Yakup ERDOĞAN, Şakir KARAN ve Fırat TORAN'a,

Bana çalışmalarımın tüm aşamalarında destek olan ve yardımlarını esirgemeyen sevgili dostum Hasan Çağlar AKSOY'a ve diğer çalışma arkadaşlarıma,

Tez projemi destekleyerek başta ölçüm cihazları ve simülasyon programları olmak üzere bana her türlü imkanlarından yararlanma olanağı sağlayan bilimin ve teknolojinin yuvası ASELSAN'a,

Her zaman yanımda olan beni destekleyen sevgili aileme gösterdikleri özveri ve desteklerinden dolayı teşekkürü bir borç bilirim.



## İÇİNDEKİLER

	<b>Sayfa</b>
ÖZET .....	İV
ABSTRACT .....	Vİ
TEŞEKKÜR .....	Vİİİ
ÇİZELGELERİN LİSTESİ .....	Xİ
ŞEKİLLERİN LİSTESİ .....	Xİİ
SİMGELER VE KISALTMALAR .....	XV
1. GİRİŞ .....	1
2. MAXWELL DENKLEMLERİ .....	8
2.1. Gauss Yasası .....	8
2.2. Manyetizma için Gauss Yasası .....	9
2.3. Faraday Yasası .....	10
2.4. Ampere Yasası .....	10
2.5. Kayıpsız TEM Hatları .....	11
3. İLETİM HATTI .....	14
3.1. İdeal İletim Hattı Devreleri .....	21
3.2. Kayıplı İletim Hatları .....	26
3.3. İletim Hattı Kayıpları .....	30
3.3.1. İletken kayıpları .....	31
3.3.2. Dielektrik kayıpları .....	32
3.3.3. Yayılma kayıpları ve kaçak kayıplar .....	33
3.4. İletim Hattı Hesaplamaları .....	34
3.4.1. Rassal bir yük ile sonlandırılan hat .....	34
3.4.2. $Z_0$ yükü ile sonlandırılan hat .....	36
3.4.3. Kısa devre ile sonlandırılan hat .....	36
3.4.4. Açık devre ile sonlandırılan hat .....	40
4. İLETİM HATTI TRAFOLARI .....	42
4.1. Temel Blok Yapısı .....	42

4.2. Faz Çevirici .....	44
4.3. Gecikme Hattı .....	44
4.4. Bal-un.....	44
4.5. Önyükleyici (Boot-strap) .....	45
4.6. Guanella Analizi .....	45
4.7. Ruthroff Analizi .....	47
4.8. Ferritler ve Frekans Tepkileri.....	49
4.9. 1:4 Dengesiz – Dengesiz Trafo Tasarımı.....	51
4.9.1. 25:100 $\Omega$ , 50:200 $\Omega$ ve 75:300 $\Omega$ Un-un .....	52
4.10. Bal-un Yapıları.....	52
4.10.1. 1:1 Bal-un.....	53
4.10.2. 1:4 Bal-un.....	57
5. HFSS.....	65
5.1. Sonlu Eleman Yöntemi (FEM) .....	67
5.2. HFSS ile Modelleme.....	68
5.2.1. Parametrik model oluşturma .....	70
5.2.2. Sınır koşulları .....	70
5.2.3. Analiz .....	72
6. BAL-UN TASARIMI.....	73
7. İLETİM HATTI TASARIMI .....	85
8. SONUÇ .....	100
KAYNAKLAR .....	102
ÖZGEÇMİŞ .....	104

**ÇİZELGELERİN LİSTESİ**

<b>Çizelge</b>	<b>Sayfa</b>
Çizelge 1.1. MIL-STD-461F standardı RS103 testinde tanımlı olan test seviyeleri [1].....	6

## ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Temel bir EMI oluşum modeli.....	1
Şekil 1.2. EMC testlerinin genel yapısı.....	4
Şekil 3.1. İletim hattı dağıtık modeli [4] .....	14
Şekil 3.2. Hattın boyutlarının ve bileşenlerin yerleşimlerinin devre performansına etkisinin dikkate alınmadığı bir devre .....	19
Şekil 3.3. İletim hattı geometrisi [4] .....	20
Şekil 3.4. Kaynak, iletim hattı ve yük [4] .....	22
Şekil 3.5. Bir iletim hattındaki kaynak ve yükün oluşturduğu çoklu yansıma örneği. $V_{inc}$ başlangıç gerilimi, $\theta$ hattın elektriksel boyu [4] .....	26
Şekil 3.6. $Z_R$ yükü ile sonlandırılmış bir hat .....	34
Şekil 3.7. Kısa devre ile sonlanmış bir hat.....	36
Şekil 3.8. Endüktör gibi kullanılan kısa devre ile sonlanmış bir hat.....	37
Şekil 3.9. Rezonans devresi olarak kullanılan kısa devre ile sonlanmış bir hat.....	39
Şekil 3.10. Açık devre ile sonlanmış bir hat .....	40
Şekil 4.1. Temel Blok Yapısı [5].....	43
Şekil 4.2. Guanella 1:4 Trafo Yapısı [5] .....	46
Şekil 4.3. Ruthroff 1:4 Trafo Yapısı; (A) “un-un” ve (B) bal-un [5].....	47
Şekil 4.4. Nikel – Çinko ve Manganez – Çinko ferritlerin tipik frekans tepkileri [5].....	50
Şekil 4.5. Ruthroff 1:1 bal-un tasarımının yüksek frekans modeli: (A) toroid yapısı ve (B) rod yapısı [5].....	54
Şekil 4.6. Ruthroff 1:1 bal-un tasarımının düşük frekans modeli [5].....	54
Şekil 4.7. Guanella 1:1 bal-un tasarımı [5] .....	56
Şekil 4.8. 1:4 bal-un tasarımının yüksek frekans modeli: (A) Ruthroff modeli ve (B) Guanella modeli [5] .....	58

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.9. 1:4 bal-un tasarımının düşük frekans modeli: (A) Ruthroff modeli ve (B) Guanella modeli [5] .....	59
Şekil 4.10. 50 ohm dengesiz bir yapıyı 200 ohm dengeli bir yapıya uyumlamak için tasarlanan 1:4 bal-un yapıları. Sol taraftaki yapı Ruthroff tasarımı, sağ taraftaki yapı ise Guanella tasarımı [5] .....	62
Şekil 4.11. İki 1:4 bal-un yapısının frekans tepkisi karşılaştırması [5] .....	63
Şekil 5.1. Programların kullandığı farklı analiz yöntemlerinin akış şeması .....	66
Şekil 5.2. Simülasyon programlarının kullandığı analiz yöntemleri .....	66
Şekil 5.3. FEM simülasyonunda kullanılan tipik uyumlu örgü yapısı .....	67
Şekil 5.4. HFSS simülasyon programının genel yapısı .....	69
Şekil 5.5. Tasarım modellerinin akış şeması .....	69
Şekil 6.1. (A) Ruthroff (Gerilim Bal-un) ve (B) Guanella (Akım Bal-un) [5] .....	75
Şekil 6.2. Guanella (Akım Bal-un) 1:4 trafo yapısı [5] .....	76
Şekil 6.3. Tasarlanan 14 sarımlı 1:4 Guanella akım bal-unu .....	79
Şekil 6.4. 1MHz – 200MHz aralığında ölçülen IL değerleri .....	80
Şekil 6.5. 300kHz – 200MHz aralığında ölçülen $S_{11}$ değerleri .....	81
Şekil 6.6. 300kHz – 200MHz aralığında ölçülen VSWR değerleri .....	82
Şekil 6.7. Bal-un yapısının dengeli çıkışlarının gerilim değerlerini ölçmek amacıyla kurulan devre (yatay polarizasyon için) .....	82
Şekil 6.8. Bal-un yapısının dengeli çıkışlarının gerilim değerleri .....	83
Şekil 6.9. Bal-un yapısının dengeli çıkışlarının faz farkı değerleri .....	83
Şekil 6.10. Bal-un yapısının dengeli çıkışlarının gerilim değerlerini ölçmek amacıyla kurulan devre .....	84
Şekil 6.11. Bal-un yapısının B noktasından topraklanması ile çıkışında elde edilen gerilim değerleri .....	84
Şekil 7.1. İletim hattının küçük devre parçalarına indirgenmesi [4] .....	85

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 7.2. Bir iletim hattının genel gösterimi .....	87
Şekil 7.3. İletim hattı ile toprak düzlem arasındaki elektrik alan yayılım modeli [6]	88
Şekil 7.4. Tasarımı yapılan iletim hattı modeli .....	89
Şekil 7.5. Dikey polarizasyonda hattın empedans değerleri .....	90
Şekil 7.6. Dikey polarizasyonda hattın VSWR değerleri.....	90
Şekil 7.7. Dikey polarizasyonda hattın $S_{11}$ değerleri.....	91
Şekil 7.8. Yatay polarizasyonda hattın empedans değerleri.....	93
Şekil 7.9. Yatay polarizasyonda hattın VSWR değerleri .....	94
Şekil 7.10. Yatay polarizasyonda hattın $S_{11}$ değerleri .....	94
Şekil 7.11. İletim hattının karakteristik empedans değeri .....	95
Şekil 7.12. Dikey polarizasyonda E-Alan dağılımı (hattın boyuna görünüşü).....	96
Şekil 7.13. Yatay polarizasyonda E-Alan dağılımı (hattın boyuna görünüşü) .....	96
Şekil 7.14. Dikey polarizasyonda E-Alan dağılımı (iletim hattının tam ortası, hattın enine görünüşü) .....	97
Şekil 7.15. Dikey polarizasyonda E-Alan dağılımı (iletim hattının ön tarafı-kaynağa yakın kısmı, hattın enine görünüşü) .....	97
Şekil 7.16. Yatay polarizasyonda E-Alan dağılımı (iletim hattının tam ortası, hattın enine görünüşü) .....	98
Şekil 7.17. Yatay polarizasyonda E-Alan dağılımı (iletim hattının ön tarafı-kaynağa yakın kısmı, hattın enine görünüşü) .....	98
Şekil 7.18. Çalışma frekans bandında Yatay ve Dikey polarizasyonlarda elde edilen E-Alan seviyeleri.....	99

## SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu tezde kullanılmış bazı kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

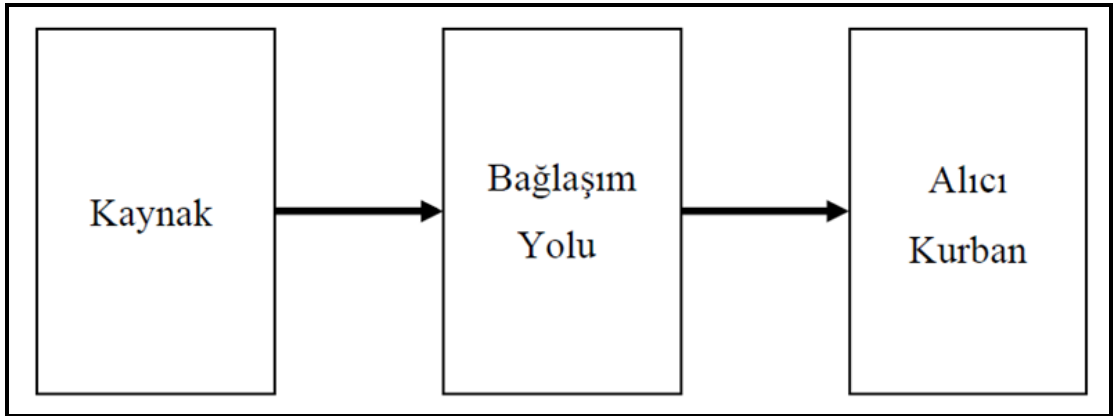
<b>Kısaltmalar</b>	<b>Açıklamalar</b>
<b>BAL-UN</b>	Dengeli – Dengesiz (Balanced – Unbalanced)
<b>EMC</b>	Elektromanyetik Uyumluluk (Electromagnetic Compatibility)
<b>EMI</b>	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
<b>EMP</b>	Elektromanyetik Darbe (Electromagnetic Pulse)
<b>FEM</b>	Sonlu Eleman Modelleme (Finite Element Modelling)
<b>FSS</b>	Frekans Seçici Yüzey (Frequency Selective Surface)
<b>RCS(A)</b>	Radar Kesit Alanı (Radar Cross Sectional Area)
<b>RS</b>	Işınım Yollu Etkilenme (Radiated Susceptibility)
<b>SAR</b>	Özgül Soğurma Oranı (Specific Absorption Rate)
<b>UN-UN</b>	Dengesiz – Dengesiz (Unbalanced – Unbalanced)

## 1. GİRİŞ

Elektromanyetik uyumluluk (EMC), bir cihaz veya sistemin içinde bulunduğu elektromanyetik ortamda fonksiyonlarını, bu ortamda telafi edilemez bir elektromanyetik bozulma yapmaksızın yerine getirebilmesidir. Yani, bulunduğu çevredeki cihaz ve/veya sistemlerin performansını etkilemeden ve onlardan etkilenip performans kaybı yaşamadan fonksiyonlarına devam edebilmesidir. Bir cihaz veya sistemin çalışma performansını azaltan herhangi bir elektromanyetik olguya elektromanyetik rahatsızlık adı verilir. Boş alanda yayılan veya kablolar ile iletilen elektromanyetik işaretlerin diğer cihaz ve sistemlerin taşıdığı elektromanyetik işaretlere karışmasına da elektromanyetik girişim (EMI) denir. Diğer bir deyişle elektromanyetik girişim, bir cihaz veya sistemin elektromanyetik rahatsızlık nedeniyle çalışma performansının azalmasıdır.

Elektromanyetik girişim (EMI) üç temel elemandan oluşur:

- Kaynak (Source): bir verici ya da gürültü kaynağı
- Alıcı (Receptor): kaynaktan girişimi alan cihaz ya da birim
- Bağlaşım (Coupling)Yolu: kaynaktan alıcıya girişim sinyalinin ulaşma yolu



Şekil 1.1. Temel bir EMI oluşum modeli

Bir cihaz veya sistemin elektromanyetik girişimden etkilenmemesi için bağışıklık seviyesinin elektromanyetik girişim seviyesinden yüksek olması gerekir.



Elektromanyetik uyumlulukta kullanılan bir diğerk kavram da alınganlıktır. Düşük bağışıklık yüksek alınganlık, yüksek bağışıklık ise düşük alınganlık anlamına gelmektedir. Bazı alınganlık şekilleri,

- Sistem işleyişinde düzeltilebilen küçük hatalar,
- Haberleşme sistemlerindeki gürültüler,
- Yön ve konum bulma işlemlerindeki hatalar,
- Kritik olmayan veri toplama hataları

gibi telafi edilebilen sorunlar olabileceğı gibi,

- Sistemlerin devre dışı kalması, işlevsizlik veya istemsiz yeniden başlaması,
- Güvenlik kritik veya görev kritik cihazların kontrol veya kumanda kaybı,
- Hayati haberleşme kaybı, temel yön bulma hatası,
- Roket, füze vb. tehlikeli kitle imha silahlarının tetiklenmesi

şeklinde son derece tehlikeli problemler de olabilir.

Gündelik hayatta herkesin karşılaşılabileceğı elektromanyetik girişim problemlerine aşağıdaki olaylar örnek verilebilir:

- Elektrik süpürgesinin TV'lerde karlanmaya neden olması,
- Düşen bir yıldırımın telefon sistemlerini, evlerdeki elektronik cihazları çalışamaz duruma getirmesi,
- Floresan lambalar yandığında bilgisayar ekranının kırışması,
- Radyo dinlerken polis telsizlerinin araya girmesi,
- Cep telefonları ya da bilgisayarların araçların ABS fren sistemini kilitlemesi,
- Bilgisayar ana kartına eklenen ilave bir kartın ya da bellek elemanın daha takarken yanması.

Elektromanyetik girişim üç şekilde ortadan kaldırılabılır. Birinci yöntem kaynaktan problemi çözerek kaynaktan yayılımı önlemektir. İkinci yöntem girişim yollarının etkinliğini azaltmak veya girişim yollarını ortadan kaldırmaktır. Üçüncü yöntem ise alıcıyı (kurban) bağışık hale getirmektir.

Elektromanyetik uyumluluk konusunun geçmişine bir göz atıldığında ilk olarak askeri uygulamalarda yaşanan tanımlanamayan arıza ve hatalardan sonra ortaya çıkmış olduğu görülür. Bu nedenle bu konuda yayınlanan ilk standartlar askeri alandadır. Meydana gelen bir dizi yıkıcı olayın ardından konunun nedeninin elektromanyetik girişim olduğu anlaşılmıştır.

EMC'nin öneminin en kolay anlaşılabilirdiği alan askeri alandır. Çünkü burada meydana gelebilecek kontrol dışı herhangi bir olay büyük kayıplara neden olabilmektedir. Örnek olarak;

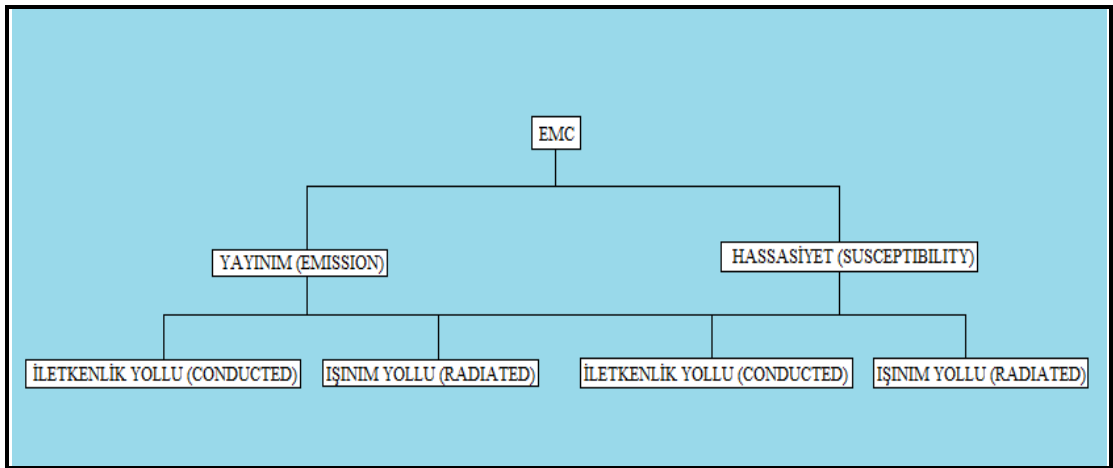
- 29 Temmuz 1967 yılında USS Forrestal uçak gemisinin güvertesinde, gemi radarından yayılan elektromanyetik enerjinin gemi üzerindeki uçaklardan birine takılı olan roketlerden birini ateşlemesi sonucu meydana gelen kazada 134 kişi ölmüş, 161 kişi yaralanmış, 21 uçak kullanılamaz hale gelmiş ve 72 milyon dolardan fazla maddi kayıp meydana gelmiştir.
- 1980'li yıllarda ABD Kara Kuvvetleri'ne ait beş adet Black Hawk UH-60 tipi helikopter, çevresindeki vericilerin uçuş kontrol sistemine girişim yapması sonucu meydana gelen hatalardan dolayı değişik tarihlerde düşmüş 22 kişi hayatını kaybetmiştir.
- 2 Nisan 1982 yılında Falklands savaşı sırasında HMS Sheffield destroyeri uydu haberleşme sisteminde enterferansa neden olduğu için füze uyarı radarını kapatmış ve bir düşman füzesi tarafından vurularak batırılmıştır.

Bu gibi üzücü olayların yaşanmaması için askeri alanda kullanılacak cihazların elektromanyetik olarak uyumlu olması hayati önem taşımaktadır. Bu amaçla MIL-

STD-461, MIL-STD-464, DEF-Stan 59-41 & 59-411, RTCA DO160, AECTP-500 gibi standartlar tanımlanmıştır.

Ülkemizde askeri alanda yapılan tasarımların testlerinde genel olarak MIL-STD-461 standardı ile MIL-STD-464 standardı referans alınmaktadır. MIL-STD-461 standardı birim ve alt sistem seviyesi tasarımlar, MIL-STD-464 standardı ise sistem seviyesi tasarımlar için tanımlı standartlardır.

MIL-STD-461F standardında tanımlı olan pek çok test vardır. Bu testler Şekil 1.2’de gösterildiği gibi temel olarak dört grup altında tanımlanabilir.



Şekil 1.2. EMC testlerinin genel yapısı

Elektromanyetik Uyumlu bir sistem aşağıdaki üç koşulu sağlamalıdır:

- Diğer sistemlerin çalışmasını engellememelidir.
- Diğer sistemlerden kaynaklanan yayılıma bağımsız olmalıdır.
- Kendi çalışmasını engellememelidir.

Elektromanyetik uyumluluğu, hassasiyet ve emisyon olmak üzere iki ana gruba ayırabiliriz:

- *Hassasiyet (susceptibility)*: bir cihaz veya devrenin istenmeyen sinyale tepki verme kapasitesidir. Hassasiyetin karşıtı ise bağışıklık (immunity) olarak adlandırılır.
- *Emisyon (emission)*: bir cihaz veya devrenin girişime neden olacak yayılım üretmesidir.

Elektromanyetik uyumluluk açısından hassasiyet ve emisyonu girişim yollarına göre de aşağıdaki biçimde sınıflandırabiliriz:

- ışınm yollu yayınım (radiated emissions)
- ışınm yollu hassasiyet (radiated susceptibility)
- iletken yollu yayınım (conducted emissions)
- iletken yollu hassasiyet (conducted susceptibility)

MIL-STD-461F standardında tanımlı, uygulaması en zor ve altyapısı en pahalı olan testlerden biri RS103 (Radiated Susceptibility) testidir. Bu testin yapılabilmesi için, testin yapılacağı aralığa uygun boyutlara sahip özel tasarım yarı yansız (semi-anechoic) bir odaya, yüksek seviyede çıkış gücüne sahip dayanıklı güç yükselteçlerine ve çalışma bandına uygun verimi yüksek antenlere ihtiyaç vardır. Bu test, askeri amaçla kullanılacak olan bütün cihaz, altsistem ve kablolarına uygulanan bir testtir. Testin gereksinimi şu şekildedir:

- |                   |   |
|-------------------|---|
| a. 2MHz - 30MHz   | Kara Kuvvetleri gemileri; Kara Kuvvetleri uçakları, uçuş hattında kullanılacak cihazlar; Deniz Kuvvetleri (uçakları hariç); ve diğer uygulamalar için tercihe bağılı* |
| b. 30MHz - 100MHz | bütün uygulamalar (Deniz kuvvetleri uçakları hariç)   |
| c. 100MHz - 1GHz  | bütün uygulamalar   |
| d. 1GHz - 18GHz   | bütün uygulamalar   |
| e. 18GHz - 40GHz  | bütün uygulamalar için tercihe bağılı*  |

\* Sadece müşteri ile imzalanan sözleşmede yer alması durumunda uygulanır.

RS103 testinin cihazların kullanıldıkları platformlara göre tanımlı olan limitleri Çizelge 1.1'deki gibidir:

Çizelge 1.1. MIL-STD-461F standardı RS103 testinde tanımlı olan test seviyeleri [1]

Platform→ Frekans Aralığı ↓		SINIR SEVİYESİ (VOLT/METRE)							
		Hava Aracı (Harici veya Güvenlik Açısından Kritik)	Hava Aracı (Dahili)	Gemi (Güverte Üstü) ve Denizaltı (Harici)	Gemi (Metalik) (Güverte Altı)	Gemi (Metalik Olmayan) (Güverte Altı)	Denizaltı (Dahili)	Kara	Uzay
2 MHz ↓ 30 MHz	K	200	200	200	10	50	5	50	20
	D	200	200	200	10	50	5	10	20
	H	200	20	-	-	-	-	10	20
30 MHz ↓ 1 GHz	K	200	200	200	10	10	10	50	20
	D	200	200	200	10	10	10	10	20
	H	200	20	-	-	-	-	10	20
1 GHz ↓ 18 GHz	K	200	200	200	10	10	10	50	20
	D	200	200	200	10	10	10	50	20
	H	200	60	-	-	-	-	50	20
18 GHz ↓ 40 GHz	K	200	200	200	10	10	10	50	20
	D	200	60	200	10	10	10	50	20
	H	200	60	-	-	-	-	50	20

K: Kara Kuvvetleri, D: Deniz Kuvvetleri, H: Hava Kuvvetleri kısaltmalarıdır.

Standartta RS103 testinin gereksinimleri, kalibrasyonu ve nasıl yapılacağı ile ilgili ayrıntılı bilgi verilmesine rağmen test için hangi antenlerin kullanılacağı net bir şekilde ifade edilmemiştir. Dolayısıyla istenen elektrik alan seviyesinin oluşturulabilmesi yeterli olup hangi antenlerin kullanılacağı test personeline bırakılmıştır. 30MHz ve üzeri frekanslar için uygun frekans aralığında verimi yüksek antenler ve yeterli seviyede yüksek çıkış gücüne sahip güç yükselteçleri (10 kW'a kadar olabilmekte) kullanıldığında yatay ve dikey polarizasyonlarda standartta tanımlı olan en yüksek elektrik alan seviyeleri oluşturulabilmektedir. Fakat 2-30MHz frekans aralığında bilinen klasik antenlerle (monopol, log-periyodik vb.) 10 kW çıkış gücüne sahip güç yükselteçleri kullanılmasına rağmen standartta tanımlı olan en yüksek elektrik alan seviyelerini oluşturmak çoğu zaman mümkün olmamaktadır.

Dolayısıyla bu frekans aralığında istenen yüksek seviyede elektrik alan oluşturabilmek için özel anten tasarımlarına veya bilinenin dışında özel tasarımlara ihtiyaç duyulmaktadır. Bu durum standardın “Appendix A” bölümünde şu şekilde ifade edilmiştir: “E-Alan sensörünün temel frekanstaki alan seviyesini gösterdiğini doğrulamanın yollarından ilki düşük frekanslarda zayıf karakteristiğe sahip olan bikonik anten kullanmaktır. Anten harmonik frekanslarında daha verimli olduğu için, harmonik seviyeleri temel frekans seviyesinden düşük olmasına rağmen daha yüksek seviyede E-Alan üretebilir. Bu etkileri ortadan kaldırmanın birincil yolu düşük frekanslarda iletim hattı antenleri (E-Alan üreteçleri) veya fiziksel olarak daha büyük verici antenler kullanmaktır (yaklaşık 70MHz altındaki frekanslarda).” Bu sebeplerden dolayı bu tezde tasarımı ile ilgili bilgi verilen E/H alan üreticinin yapılması amaçlanmıştır.

## 2. MAXWELL DENKLEMLERİ

Maxwell denklemleri dört temel denklemden oluşur. Bu denklemler sırasıyla, elektrik alanın elektrik yükleri tarafından oluşturulduğunu (Gauss Yasası), manyetik alanın kaynağının manyetik yük olmadığını (manyetizma için Gauss Yasası), yüklerin ve değişken elektrik alanların manyetik alan ürettiğini (Ampere – Maxwell Yasası) ve değişken manyetik alanın elektrik alan ürettiğini (Faraday’ın İndüksiyon Yasası) gösterir.

### 2.1. Gauss Yasası

Bu yasa, kapalı bir yüzeyden geçen elektrik akısının toplamının, bu yüzey içindeki net yükün miktarına bağlı olduğunu (doğru orantılı) ifade eder [2].

Diferansiyel form:

$$\Delta \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.1)$$

İntegral form:

$$\oint_S \vec{E} \cdot d\vec{A} = \frac{Q}{\epsilon_0} \quad (2.2)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} \quad (2.3)$$

Burada,

$\vec{D}$  = elektrik akı yoğunluğu (Coulomb/metre-kare)

$\rho$  = elektrik yük yoğunluğu (Coulomb/metre-küp)

$\vec{E}$  = elektrik alan şiddeti (Volt/metre)

$d\vec{A}$  = sonsuz küçük A yüzeyinin diferansiyel vektör elemanı (metrekare)

$Q$  = yük miktarı (Coulomb)

$\epsilon_0$  = serbest yüzeyin elektriksel geçirgenliği ( $8,854187817 \times 10^{-12} \text{C}^2 \text{N}^{-1} \text{m}^{-2}$ )

olur.

## 2.2. Manyetizma için Gauss Yasası

Bu yasa, kapalı bir yüzeyden geçen net manyetik akının sıfır olduğunu ifade eder. Yani, kapalı bir hacme giren manyetik çizgilerin sayısı, bu hacmi terkedenlerin sayısına eşittir. Bu, manyetik alan çizgilerinin herhangi bir noktada başlamayacağını ve sonlanmayacağını gösterir [2].

Diferansiyel form:

$$\Delta \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

İntegral form:

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (2.6)$$

Burada,

$\vec{B}$  = manyetik akı yoğunluğu veya manyetik indüksiyon (Tesla veya Weber/metre-kare)

$d\vec{A}$  = sonsuz küçük A yüzeyinin diferansiyel vektör elemanı (metrekare)

$\mu_0$  = serbest uzayın manyetik geçirgenliği ( $4\pi \times 10^{-7} \text{NA}^{-2}$ )

$\vec{H}$  = manyetik alan şiddeti (Amper/metre)



olarak verilmektedir.

### 2.3. Faraday Yasası

Bu yasaya göre, herhangi bir kapalı yol boyunca manyetik alandaki değişiklik elektrik alan meydana getirir (indükler). Bu yöntem günümüzde kullanılan pek çok elektrik jeneratörünün temel prensibini oluşturur [2].

Diferansiyel form:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.7)$$

İntegral form:

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\varphi_B}{dt} \quad (2.8)$$

Burada,

$\vec{E}$  = elektrik alan şiddeti (Volt/metre)

$\vec{B}$  = manyetik akı yoğunluğu veya manyetik indüksiyon (Tesla veya Weber/metrekare)

$d\vec{l}$  = S yüzeyini çevreleyen teğetsel diferansiyel vektör elemanı (metre)

$\varphi_B$  = manyetik akı (Weber)

### 2.4. Ampere Yasası

Bu yasaya göre, bir iletkenden akım geçmesi ve elektrik alanın değişimi manyetik alan oluşturur. Bu yasa Ampere Yasası olarak bilinmesine rağmen aslında Ampere Yasası'nın daha genişletilmiş bir biçimidir [2].

Diferansiyel form:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_i + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.9)$$

İntegral form:

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 I + \varepsilon_0 \mu_0 \frac{d\varphi_E}{dt} \quad (2.10)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}$$

Burada,

$\vec{H}$  = manyetik alan şiddeti (Amper/metre)

$\vec{J}_i$  = iletkenlik akım yoğunluğu (Amper/metrekare)

$\vec{D}$  = elektrik akı yoğunluğu (Coulomb/metrekare)

$\vec{B}$  = manyetik akı yoğunluğu veya manyetik indüksiyon (Tesla veya Weber/metrekare)

$d\vec{l}$  = S yüzeyini çevreleyen teğetsel diferansiyel vektör elemanı (metre)

$\mu_0$  = serbest uzayın manyetik geçirgenliği ( $4\pi \times 10^{-7} \text{NA}^{-2}$ )

$I$  = elektrik akımı (Amper)

$\varepsilon_0$  = serbest yüzeyin elektriksel geçirgenliği ( $8,854187817 \times 10^{-12} \text{C}^2 \text{N}^{-1} \text{m}^{-2}$ )

$\varphi_E$  = elektrik akısı (Volt-metre)

$\sigma$  = iletkenlik katsayısı (Siemens/metre)

## 2.5. Kayıpsız TEM Hatları

Kayıpsız TEM hatlar için Maxwell denklemleri kullanıldığında dielektrik ve iletken parametreleriyle diğer denklemler elde edilir. Karakteristik empedans Eş. 2.11 ve Eş. 2.12'deki gibi ifade edilir [3].

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}}{C} (\Omega) \quad (2.11)$$

$$Z_0 = \frac{L}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}} (\Omega) \quad (2.12)$$

Eş. 2.11 ve Eş. 2.12 kullanılarak “dalga empedansı” bulunur:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} (\Omega) \quad (2.13)$$

“Boş uzayın karakteristik empedansı”:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi (\Omega) \cong 377 (\Omega) \quad (2.14)$$

“Işık hızı” boş uzayda yayılma hızı veya faz hızı olarak da adlandırılır ve aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = 2,997925 \times 10^8 (m/s) \quad (2.15)$$

Eş.2.15 kullanılarak, ortamdaki ışığın faz hızı bulunabilir.

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \mu_r \varepsilon_0 \varepsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \quad (2.16)$$

Pek çok materyalde  $\mu_r = 1$ 'dir (manyetik olmayan materyaller için), bu yüzden Eş. 2.16 şu şekilde yazılabilir:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.17)$$

Faz hızı kullanılarak ortamdaki dalga boyu hesaplanabilir:

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \quad (2.18)$$

Burada  $f$  dalganın frekansı ve  $\lambda_0$  boş uzaydaki dalga boyudur. Yine manyetik olmayan bir ortam ele alındığında aşağıdaki eşitlik yazılabilir:

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.19)$$

ve boş uzayda,

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (2.20)$$

olur. Homojen olmayan ve manyetik olmayan dielektrik için,

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.21)$$

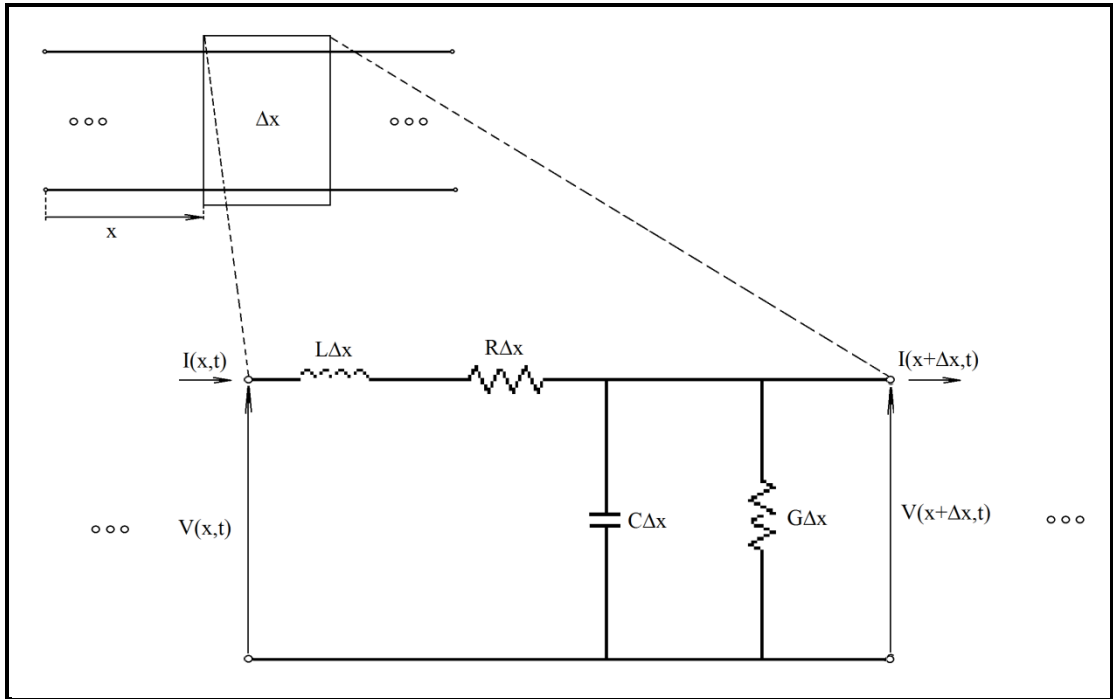
$f$  frekansında, fiziksel uzunluğu  $l$  olan bir iletim hattının fiziksel uzunluğu ( $\theta$ ),

$$\begin{aligned} \theta &= 2\pi \frac{l}{\lambda_g} \text{ (radyan)} = 360 \frac{l}{\lambda_g} \text{ (derece)} \\ &= 2\pi l f \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \text{ (radyan)} = 360 l f \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \text{ (derece)} \end{aligned} \quad (2.22)$$

ile verilir.

### 3. İLETİM HATTI

Bir iletim hattı Şekil 3.1’de gösterildiği gibi küçük devre parçalarının çoklu bir kombinasyonu şeklinde ifade edilebilir. Seri endüktans hattın manyetik alan etkilerini, kapasitans ise hatlar arasındaki elektrik alan girişim etkilerini temsil eder. İletim hattındaki kayıplar, seri ve paralel dirençlerle (resistörlerle) tarif edilir. Seri direnç iletkenin sonlu iletkenliğini, paralel direnç de iletkenler arasındaki dielektrik izolatörü (izolasyon direncini) temsil eder. R, G, L ve C sabitleri birim uzunluktaki devre parametrelerini tanımlar ve oluşturdukları devre, iletim hattının dağılım modeli şeklinde tanımlanır. İletim hattının her küçük parçasının uzunluğu  $\Delta x$  olarak alınır [4].



Şekil 3.1. İletim hattı dağıtık modeli [4]

Seri ve paralel elemanlara Kirchoff kuralı uygulanırsa şu eşitlikler elde edilir:

$$V(x,t) - V(x + \Delta x,t) = R\Delta x I(x,t) + L\Delta x \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$I(x, t) - I(x + \Delta x, t) = G\Delta x V(x + \Delta x, t) + C\Delta x \frac{\partial V(x + \Delta x, t)}{\partial t} \quad (3.2)$$

Her iki eşitlik için de iki taraf  $\Delta x$ 'e bölünür ve  $\Delta x \rightarrow 0$  limiti alınırsa,

$$-\left(\frac{V(x + \Delta x, t) - V(x, t)}{\Delta x}\right) = RI(x, t) + L \frac{\partial I(x, t)}{\partial t}$$

$$-\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = RI(x, t) + L \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \quad (3.3)$$

$$-\left(\frac{I(x + \Delta x, t) - I(x, t)}{\Delta x}\right) = GV(x, t) + C \frac{\partial V(x, t)}{\partial t}$$

$$-\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = GV(x, t) + C \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} \quad (3.4)$$

Akım ve gerilim, zamanın bir fonksiyonu olarak kompleks faz vektörü şeklinde tanımlanabilir.  $V(x, t) = V(x)e^{j\omega t}$  ve  $I(x, t) = I(x)e^{j\omega t}$  gibi. Faz formunun genliği ve fazı  $x$ 'in, iletim hattının konumunun, bir fonksiyonudur. Eş. 3.3 ve Eş. 3.4'teki formüllerde " $V(x, t)$ " yerine " $V(x)e^{j\omega t}$ " ve " $I(x, t)$ " yerine " $I(x)e^{j\omega t}$ " koyulursa aşağıdaki ifadeler elde edilir:

$$\frac{d}{dx}(V(x)e^{j\omega t}) = -RI(x)e^{j\omega t} - L \frac{d}{dt}(I(x)e^{j\omega t})$$

$$\frac{dV(x)}{dx} e^{j\omega t} = -RI(x)e^{j\omega t} - j\omega LI(x)e^{j\omega t}$$

$$\frac{dV(x)}{dx} = -(R + j\omega L) I(x)$$

$$\frac{dV(x)}{dx} = -Z I(x) \quad (3.5)$$

$$\frac{d}{dx}(I(x)e^{j\omega t}) = -GV(x)e^{j\omega t} - C \frac{d}{dt}(V(x)e^{j\omega t})$$

$$\frac{dI(x)}{dx} e^{j\omega t} = -GV(x)e^{j\omega t} - j\omega CV(x)e^{j\omega t}$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -(G + j\omega C) V(x)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -Y V(x) \quad (3.6)$$

Eş. 3.5 ve Eş. 3.6'da,  $Z = R + j\omega L$  ve  $Y = G + j\omega C$  olarak alınmıştır.  $Z$ ,  $\Delta x$  uzunluğundaki hattın empedansı ve  $Y$  de  $\Delta x$  uzunluğundaki hattın admitansı şeklinde bilinmektedir. Diferansiyel denklemlerin zamana bağımlılığı kaldırılırsa sadece akım ve gerilimin fazör formları kalır. Eş. 3.5 ve Eş. 3.6'nın yeniden türevleri alınır, ikinci dereceden lineer diferansiyel eşitlikler elde edilir.

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = YZV(x) \quad (3.7)$$

$$\frac{d^2I(x)}{dx^2} = YZI(x) \quad (3.8)$$

Eş. 3.7 ve Eş. 3.8'de bütün ifadeler yerine koyulduğunda  $e^{\mp\gamma x}$  ifadesine ulaşılır. Burada  $\gamma$  yayılma sabiti olarak adlandırılır.

$$\gamma = \sqrt{YZ} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (3.9)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} \quad (3.10)$$

$\alpha$ , zayıflama sabiti,

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left( \sqrt{2,0 + \frac{\sigma^2}{\omega^2\varepsilon^2}} - 2,0 \right)} \left( \frac{Np}{m} \right) \quad (3.11)$$

$\beta$ , faz sabiti (veya bazen dalga sayısı) olarak bilinir,

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left( \sqrt{2.0 + \frac{\sigma^2}{\omega^2\varepsilon^2}} + 2.0 \right)} \quad \left( \frac{rad}{m} \right) \quad (3.12)$$

Faz sabiti bazen “k” harfi ile de ifade edilebilir.  $\mu$  hattın manyetik geçirgenlik katsayısı,  $\varepsilon$  hattın elektriksel geçirgenlik katsayısı,  $\sigma$  ise iletkenlik katsayısıdır. Gerilim fazör formunun genel çözümü Eş. 3.13’teki gibidir.

$$V(x) = V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x} \quad (3.13)$$

“ $V^+ e^{-\gamma x}$ ” giden gerilim dalga ifadesi, “ $V^- e^{\gamma x}$ ” yansıyan (dönen) gerilim dalga ifadesidir. Aynı şekilde akımın fazör formu,

$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} - I^- e^{\gamma x} = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V(x) = V^+ e^{-\gamma x} - V^- e^{\gamma x} ) \quad (3.14)$$

olarak verilir. Burada da “ $I^+ e^{-\gamma x}$ ” giden akım dalgasını, “ $I^- e^{\gamma x}$ ” yansıyan (dönen) akım dalgasını ifade eder.

Giden (ileri yöndeki) gerilimin, giden akıma oranı “karakteristik empedans” değerini verir.

$$Z_o = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.15)$$

Eğer iletim hattı kayıpsız ise,  $R = G = 0$  olur ve buradan karakteristik empedans,

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.16)$$



yayıma sabiti de Eş. 3.17'deki şekildeki gibi olur.

$$\gamma = \sqrt{YZ} = \sqrt{(0 + j\omega L)(0 + j\omega C)} = 0 + j\omega\sqrt{LC}$$

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} \quad (3.17)$$

Eş. 3.17'den aşağıdaki sonuçlar elde edilir,

$$\alpha = 0 \text{ ve } \beta = \omega\sqrt{LC} \quad (3.18)$$

+x yönünde yayılan bir sinüs işareti,

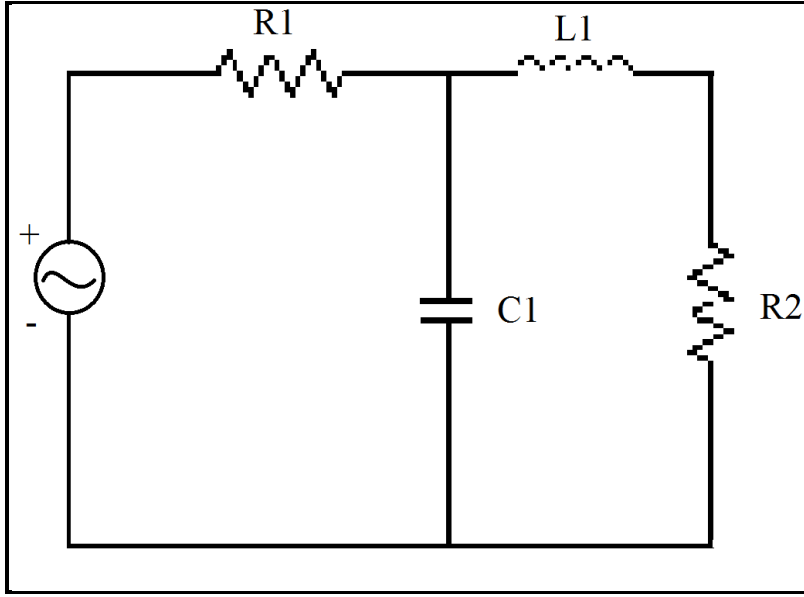
$$A' \cos(\omega t - \beta x) \quad (3.19)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada dalga kendini  $2\pi/\beta$ 'nin katlarında tekrar eder. Bu özel tekrarlar uzaklığı “dalga boyu” olarak adlandırılır ve genellikle “ $\lambda$ ” ile gösterilir. Dalga boyu  $\lambda = 2\pi/\beta$  ve dolayısıyla dalga sayısı  $\beta = 2\pi/\lambda$ 'dir. Dalga sayısı  $\beta$ , açısal frekans  $\omega$ 'ya benzer özel bir frekanstır. “ $\omega t - \beta x$ ” sabit faz noktası olarak adlandırılır. Sabit faz noktasının hızı, dalganın faz hızı olarak adlandırılır ve

$$\frac{\omega}{\beta} = f \lambda \quad (3.20)$$

şeklinde yazılabilir. Trigonometrik fonksiyonun kosinüsü, karmaşık bir ifadenin reel kısmı olarak ifade edilebilir.

$$A' \cos(\omega t - \beta x) = \text{Re}\{A' e^{j(\omega t - \beta x)}\} \quad (3.21)$$



Şekil 3.2. Hattın boyutlarının ve bileşenlerin yerleşimlerinin devre performansına etkisinin dikkate alınmadığı bir devre

Şekil 3.2’de hatlar kayıpsız olarak düşünüldüğünde şu eşitlikler elde edilir,

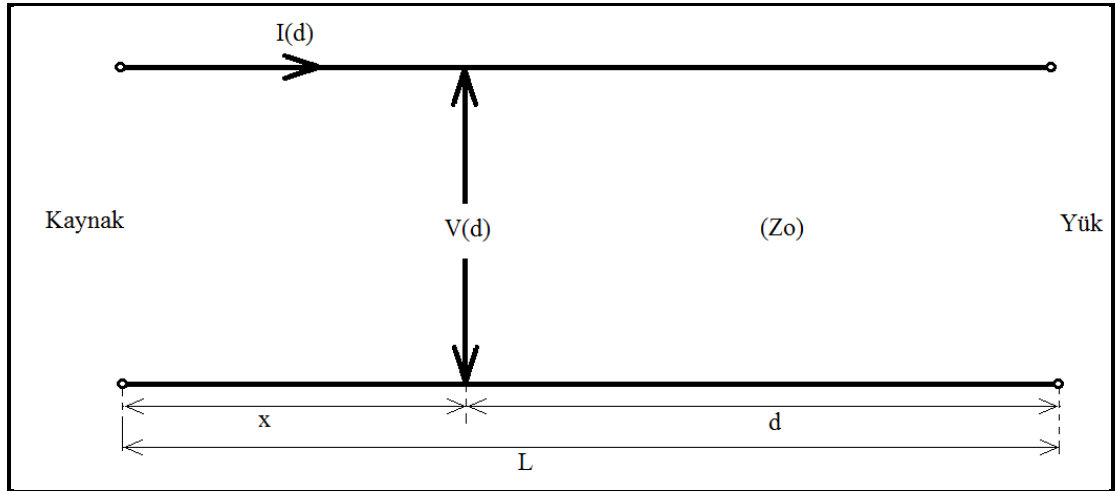
$$V(x) = A'e^{j(\omega t - \beta x)} + B'e^{j(\omega t + \beta x)}$$

$$V(x) = e^{j\omega t}(A'e^{-j\beta x} + B'e^{j\beta x}) \quad (3.22)$$

Fazörün  $e^{j\omega t}$  ile çarpılması, zamana bağlı bir fazör formu oluşmasını sağlar. Eğer açık bir zaman ifadesine gerek duyulmuyorsa fazörün  $e^{j\omega t}$  ile çarpılmasına gerek yoktur. Böylece zamandan bağımsız bir fazör ifadesi elde edilir ve Eş. 3.22’deki denklem Eş. 3.23’teki haline indirgenir.

$$V(x) = A'e^{-j\beta x} + B'e^{j\beta x} \quad (3.23)$$

“ $A'e^{-j\beta x}$ ” ileri yönde yayılan (giden) fazör ifadesi, “ $B'e^{j\beta x}$ ” yansıyan fazör ifadesidir. Eş. 3.23 “ $\gamma = 0 + j\beta$ ” ifadesinin sonucudur.



Şekil 3.3. İletim hattı geometrisi [4]

Şekil 3.3'teki gibi iletim hattının boyu  $L$ , yükten itibaren kaynağa doğru ölçülen uzunluk  $d$  ve dolayısıyla  $x = L - d$  olarak alınırsa aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$V(x) = A'e^{-j\beta(L-d)} + B'e^{j\beta(L-d)}$$

$$V(d) = A'e^{-j\beta L}e^{j\beta d} + B'e^{j\beta L}e^{-j\beta d}$$

Eğer  $A = A'e^{-j\beta L}$  ve  $B = B'e^{j\beta L}$  alınırsa Eş. 3.24 elde edilir.

$$V(d) = A e^{j\beta d} + B e^{-j\beta d} \quad (3.24)$$

Akım ifadesi,

$$I(d) = \frac{A e^{j\beta d} - B e^{-j\beta d}}{Z_0} \quad (3.25)$$

ve yayılma katsayısı,

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.26)$$

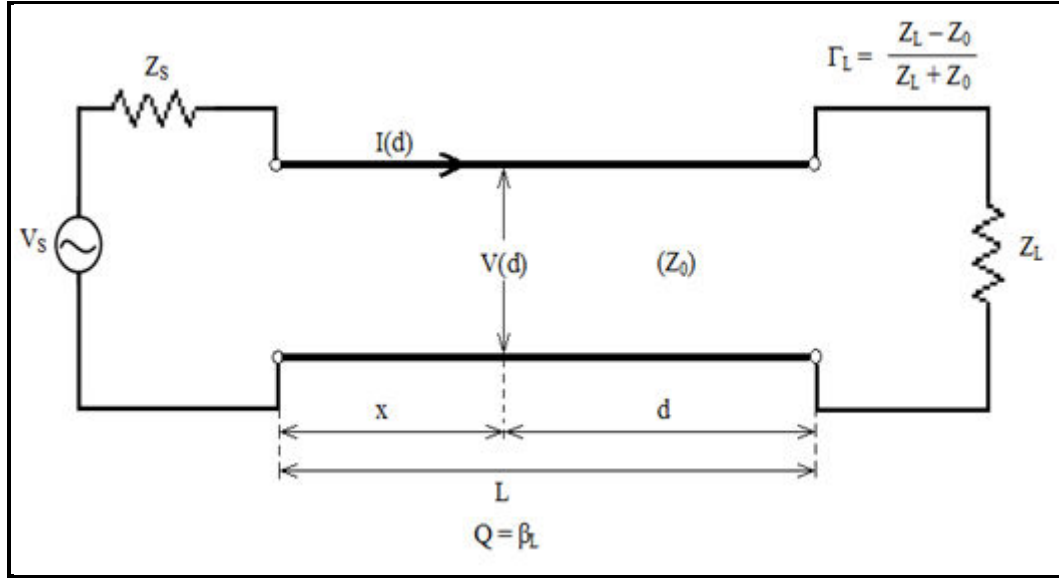
olarak bulunur. İleri yönde yayılan (giden) gerilim ve akım oranı  $Z_0$  karakteristik empedansını verir. Yansıyan gerilim ve akım oranı ise  $-Z_0$  negatif karakteristik empedansını verir. Pozitif işaret giden, negatif işaret ise yansıyan dalgayı ifade eder. Bu yüzden giden dalganın gücü pozitif, yansıyan dalganın gücü negatif işaretle gösterilir. Şekil 3.3'teki devre ele alındığında pozitif güç kaynaktan yüke sağa doğru ilerleyen güç, negatif güç yükten kaynağa sola doğru yansıyan gücü temsil eder.

### 3.1. İdeal İletim Hattı Devreleri

Normal koşullarda devre elemanlarının bir veya birden fazla bileşeninin ve iletim hatlarının fiziksel boyutları devre performansını etkiler. Pek çok elektriksel yapı bileşeni, basit iletim hattı modelleriyle ifade edilebilir. İletim hattı bileşenleri ile yapılan modeller yardımıyla çözümler üretilebilir. Anlaşılması ve çözümlenmesi daha kolay olduğu için kayıpsız hatlardan başlamak ve daha sonra doğru teknikler ile sonuçları kayıplı hatlara uygun hale getirmek uygulanabilecek en iyi yöntemlerden biridir. Mikrodalga ve RF devreler, düşük kayıplı malzemeler kullandıkları ve akım etkileri iletim hattı kayıpları ile çok az değiştiği için, ideal iletim hatları ile elde edilen sonuçlar ciddi sapmalar oluşturmaz.

İletim hattı devre analizi, bilindik devre elemanları (direnç, bobin ve kapasitör) ile yapılan devre analizinin daha genişletilmiş bir halidir. Kirchoff akım yasası ve gerilim yasası burada geçerlidir ve her devre çevrimi bu yasaları doğrulamalıdır. Dirençlerin, endüktörlerin (bobinlerin) ve kapasitörlerin akım ve gerilim ilişkileri iletim hatları için de aynıdır. Bu yüzden iletim hatları diğer devre elemanları gibi davranır.

Şekil 3.4'de bir elektriksel yapının dağıtık modeli gösterilmektedir. Elektriksel bir yapı basitçe bir kaynaktan, bir iletim hattından ve bir yükten oluşmaktadır. İletim hattının her terminaline Kirchoff yasaları Ohm yasası ile birlikte uygulanırsa Eş. 3.27 ve Eş. 3.28 elde edilir.



Şekil 3.4. Kaynak, iletim hattı ve yük [4]

$$V_o = Z_o I_{in} + V_{in} ; I_{in} = I(d = L) ; V_{in} = V(d = L) \quad (3.27)$$

$$V_{out} = Z_L I_{out} ; I_{out} = I(d = 0) ; V_{out} = V(d = 0) \quad (3.28)$$

Yük üzerinde ( $d = 0$ ) yansıma katsayısı, yansıyan dalganın genliğinin giden dalganın genliğine oranına eşittir,  $\Gamma_L = B/A$ . Dolayısıyla  $B = A\Gamma_L$  şeklinde ifade edilebilir. İletim hattı gerilimi ve akımı Eş. 3.29 ve Eş. 3.30'daki gibi yazılabilir. Kaynak sol tarafta olduğundan dolayı ileri yönde yayılan (giden) dalga,

$$V(d) = A(e^{j\beta d} + \Gamma_L e^{-j\beta d}) \quad (3.29)$$

$$I(d) = \frac{A(e^{j\beta d} - \Gamma_L e^{-j\beta d})}{Z_0} \quad (3.30)$$

olarak yazılabilir. Hat üzerinde yükten kaynağa doğru  $d$  uzaklığındaki bir noktada genelleştirilmiş bir yansıma katsayısı, yansıyan gerilimin  $A\Gamma_L e^{-j\beta d}$ , giden gerilime  $Ae^{j\beta d}$  oranı şeklinde ifade edilebilir.  $\Gamma$  Eş. 3.31'deki gibi, toplam iletim hattı gerilimi ve akımı Eş. 3.32 ve Eş. 3.33'teki gibi ifade edilebilir.

$$\Gamma = \Gamma(d) = \Gamma_L e^{-j2\beta d} \quad (3.31)$$

$$V(d) = A e^{j\beta d} (1 + \Gamma) \quad (3.32)$$

$$I(d) = \frac{A e^{j\beta d} (1 - \Gamma)}{Z_0} \quad (3.33)$$

Hattın sonunda  $d = 0$ 'dır. Gerilim  $V(0) = A(1 + \Gamma)$ , akım ise  $I(0) = A(1 - \Gamma)/Z_0$  olarak bulunur. Bu iki eşitlik kullanılarak aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$\frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{(1 + \Gamma_L)}{(1 - \Gamma_L)} = Z_L \quad (3.34)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.35)$$

Hattın girişinde  $d = L$ 'dir. Eğer " $\beta L = \theta$ " alınırsa, " $V(d = L) = A(e^{j\theta} + \Gamma_L e^{-j\theta})$ " ve " $I(d = L) = A(e^{j\theta} - \Gamma_L e^{-j\theta})/Z_0$ " olur. Dolayısıyla kaynak gerilimi ve kaynak üzerinde meydana gelen yansıma katsayısı (kaynak yansıma katsayısı),

$$V_S = Z_S I(d = L) + V(d = L)$$

$$V_S = Z_S \frac{A}{Z_0} (e^{j\theta} - \Gamma_L e^{-j\theta}) + A(e^{j\theta} + \Gamma_L e^{-j\theta}) \quad (3.36)$$

$$V_S = A \left( \frac{Z_S + Z_0}{Z_0} \right) e^{j\theta} \left[ 1 - \Gamma_L \left( \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \right) e^{-j2\theta} \right]$$

$$V_S = A \left( \frac{Z_S + Z_0}{Z_0} \right) e^{j\theta} [1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\theta}] \quad (3.37)$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (3.38)$$

olarak bulunur.  $A$  sabiti artık aşağıdaki gibi tanımlanabilir, hat üzerinde rassal bir  $d$  uzaklığında gerilim ve akım ifadeleri Eş. 3.40 ve Eş. 3.41'deki gibi olur.

$$A = \frac{e^{-j\theta}}{(1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\theta})} \left( \frac{Z_0}{Z_S + Z_0} \right) V_S \quad (3.39)$$

$$V(d) = \frac{e^{-j\theta}}{(1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\theta})} \left( \frac{Z_0}{Z_S + Z_0} \right) V_S (e^{j\beta d} + \Gamma_L e^{-j\beta d}) \quad (3.40)$$

$$I(d) = \frac{e^{-j\theta}}{(1 - \Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\theta})} \left( \frac{1}{Z_S + Z_0} \right) V_S (e^{j\beta d} - \Gamma_L e^{-j\beta d}) \quad (3.41)$$

Gerilim genliği  $V_S$  ile doğru orantılı ve  $Z_S$ 'ye bağlı bir ifade olduğundan, karmaşık olan yukarıdaki fiziksel yorumlarda “ $\gamma = \Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\theta}$ ” ifadesi “ $1/(1 - r) = 1 + r + r^2 + r^3 + \dots$ ” eşitliği kullanılarak daha anlaşılır hale getirilebilir. Gerilim ifadesi aşağıdaki şekli alır,

$$V(d) = \left( \frac{Z_0}{Z_S + Z_0} \right) V_S e^{-j\theta} (1 + \Gamma_L \Gamma_S e^{-j2\theta} + \Gamma_L^2 \Gamma_S^2 e^{-j4\theta} + \dots) \times (e^{j\beta d} + \Gamma_L e^{-j\beta d})$$

ve

$$V(d) = \left( \frac{Z_0}{Z_S + Z_0} \right) V_S (e^{j(\beta d - \theta)} + \Gamma_L \Gamma_S e^{j(\beta d - 3\theta)} + \Gamma_L^2 \Gamma_S^2 e^{j(\beta d - 5\theta)} + \dots) + \left( \frac{Z_0}{Z_S + Z_0} \right) V_S (\Gamma_L e^{-j(\beta d + \theta)} + \Gamma_L^2 \Gamma_S e^{-j(\beta d + 3\theta)} + \Gamma_L^3 \Gamma_S^2 e^{-j(\beta d + 5\theta)} + \dots) \quad (3.42)$$

Eş. 3.42’de yer alan ifadelerin fiziksel yorumları şu şekilde yapılabilir:

*Yorum 1:*  $[Z_0/(Z_S + Z_0)]V_S e^{j(\beta d - \theta)}$  ileri yönde yayılan (giden) dalgayı ifade eder. İletim hattının girişinde  $d = L \rightarrow \beta L = \theta$  ve gerilim eşitliği  $[Z_0/(Z_S + Z_0)]V_S$  olur. Burada  $V_S$  kaynak gerilimi, iki seri empedans  $Z_S$  ve  $Z_0$  tarafından ikiye bölünüyor diye yorum yapılabilir (gerilim bölme kuralı). Dalganın kaynaktan itibaren yayılmaya başladığı anda, henüz yüke varıp yansımaya uğramadan önce  $Z_S$  giriş empedansı  $Z_0$ ’a eşittir. Başlangıç anındaki giriş empedansı,  $V_{in}/I_{in}$ , sadece hattın

karakteristik empedansı ile belirlenebilir. Bu gerilim, başlangıç gerilimi veya yayılmaya başlayan gerilim olarak adlandırılır ve  $V_{inc}$  olarak gösterilir. Böylece,  $V_{inc} = V_S [Z_0 / Z_S + Z_0]$  şeklinde ifade edilir ve başlangıç anında,  $d = 0$ 'da yani yük üzerinde gerilim  $V_{inc} e^{-j\theta}$ 'ya eşittir [4].

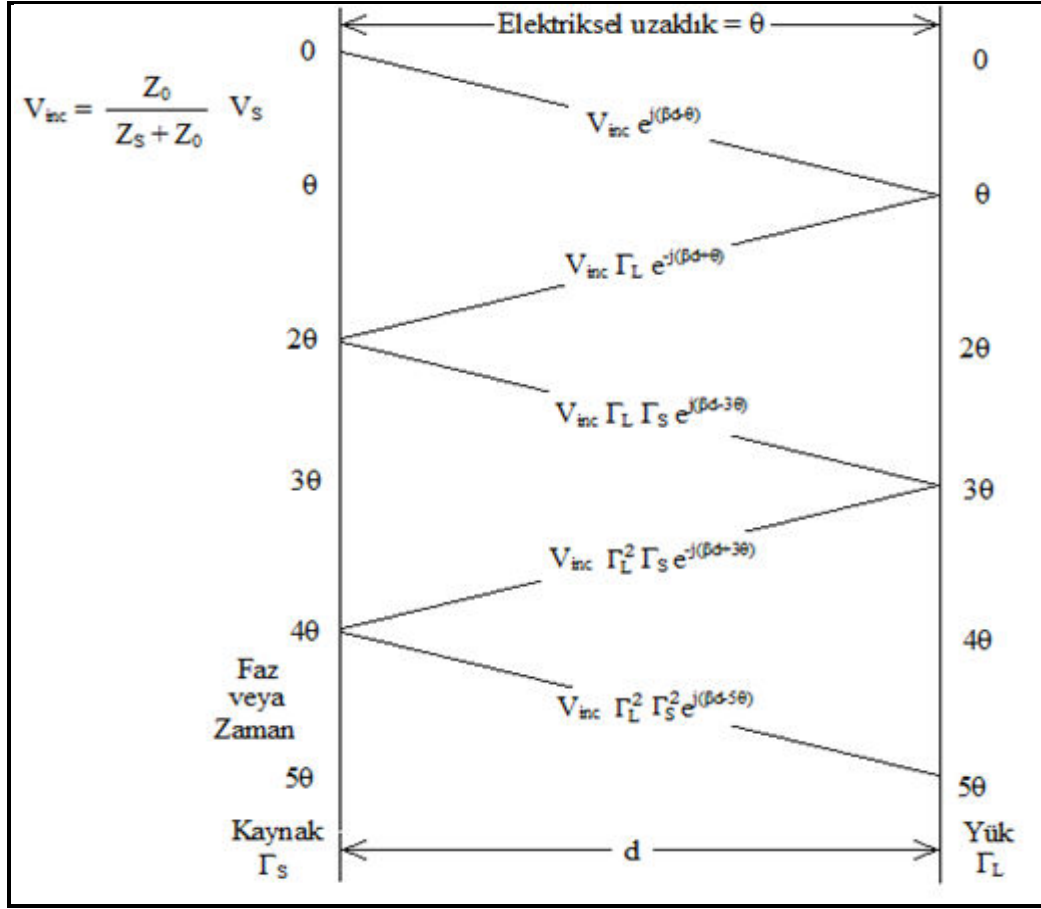
*Yorum 2:*  $[Z_0 / (Z_S + Z_0)] V_S \Gamma_L e^{-j(\beta d + \theta)} = V_{inc} \Gamma_L e^{-j(\beta d + \theta)}$  yansıyan dalgayı ifade eder. Yük üzerinde  $d = 0$ 'da gerilim, başlangıç gerilimin, yük yansıma katsayısıyla  $\Gamma_L$  çarpımına eşittir. Girişte  $d = L$  veya  $\beta L = \theta \rightarrow V_{inc} \Gamma_L e^{-j2\theta}$  olur [4].

*Yorum 3:*  $[Z_0 / (Z_S + Z_0)] V_S \Gamma_L \Gamma_S e^{j(\beta d - 3\theta)} = V_{inc} \Gamma_L \Gamma_S e^{j(\beta d - 3\theta)}$  ifadesi kaynaktan çıkıp yükte yansıyan ve kaynaktan tekrar yüke doğru yansıyan dalgayı göstermektedir [4].

*Yorum 4:*  $[Z_0 / (Z_S + Z_0)] V_S \Gamma_L^2 \Gamma_S e^{-j(\beta d + 3\theta)} = V_{inc} \Gamma_L^2 \Gamma_S e^{-j(\beta d + 3\theta)}$  ifadesi yükten ikinci defa yansıyan dalgayı göstermektedir [4].

Giden ve yansıyan dalgalar Şekil 3.5'teki gibi temsil edilebilir.





Şekil 3.5. Bir iletim hattındaki kaynak ve yükün oluşturduğu çoklu yansıma örneği.  
 $V_{inc}$  başlangıç gerilimi,  $\theta$  hattın elektriksel boyu [4]

Şekil 3.5'teki gerilim ifadesi, fiziksel olarak duran dalgayı göstermektedir. Gerilim dalgası, kaynak ve yük arasında sürekli olarak gidip gelmektedir.

### 3.2. Kayıplı İletim Hatları

Bazı durumlarda iletim hatları üzerindeki kayıpların hesaba katılması önemli olabilir. Bu durum genellikle hatların boyu çok uzun olduğunda, hatlarda kayıplı malzemeler kullanıldığında veya dalga boyu milimetrelere kadar düşen frekanslarda çalışıldığında ortaya çıkar. Düşük kayıplı hatlarda " $R \ll \omega L$ " ve " $G \ll \omega C$ " olarak düşünülebilir. Bu yaklaşım ile  $Z_0$  karakteristik empedansı ve iletim hatları konusunun girişinde bahsi geçen yayılma sabiti ile işaretlerin faz hızı belirlenebilir [4]. Düşük kayıplı hatların basitçe yaklaşımı şu şekildedir:

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.43)$$

Bu ifade kayıpsız iletim hatlarındaki karakteristik empedans ifadesiyle aynıdır. Yayılma sabiti Eş. 3.44 deki gibi ifade edilebilir.

$$\gamma = \sqrt{RG - \omega^2 LC + j\omega(RC + LG)} \quad (3.44)$$

Düşük kayıplı hatlar için kullanılan yaklaşımla  $RG$  ifadesi çok küçük olduğu için ihmal edilebilir. Böylece,

$$\gamma \cong \sqrt{-\omega^2 LC + j\omega(RC + LG)} \quad (3.45)$$

olarak elde edilir. Eş. 3.45 için binom açılımı uygulanırsa,  $(a - x)^n = a^n + na^{n-1}x + \frac{n(n-1)}{2!}a^{n-2}x^2 + \dots$ ,

$$\gamma \cong (-\omega^2 LC)^{1/2} + \frac{1}{2}(-\omega^2 LC)^{-1/2}j\omega(RC + LG) + \frac{1}{8}(-\omega^2 LC)^{-3/2}\omega^3(RC + LG)^2 + \dots$$

veya

$$\gamma \cong j\omega\sqrt{LC} + \frac{1}{2}\sqrt{LC}\left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right) + \frac{j}{8}\omega\sqrt{LC}\left(\frac{R}{\omega L} + \frac{G}{\omega C}\right)^2 + \dots \quad (3.46)$$

şeklinde bulunur. Düşük kayıplı hat yaklaşımı ile Eş. 3.46'da ikinci ifadeden sonrası ihmal edilebilir ve Eş. 3.47 elde edilir:

$$\gamma \cong \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC} + \frac{1}{2}\sqrt{LC}\left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right) + \frac{j}{8}\omega\sqrt{LC} \quad (3.47)$$

Eş. 3.47'deki faz sabiti  $\beta$ , kayıpsız hatlarda tanımlanan dalga sayısı ile aynıdır; fakat bu defa, zayıflama katsayısı  $\alpha$  sıfır değildir. Dalga +x yönünde ilerlemektedir ve

$$\alpha = \frac{1}{2} \left( R \sqrt{\frac{C}{L}} + G \sqrt{\frac{L}{C}} \right) = \frac{1}{2} (RY_0 + GZ_0) \quad (3.48)$$

olarak bulunur. +x yönünde ilerleyen gerilim dalgasının toplam çözümü  $V^+ e^{-\gamma x + j\omega t}$  şeklindedir. Faz hızı, sabit faz noktasına zaman ifadesi eklenerek yeniden türetilir. Üstel ifadenin sabit olduğu düşünülüp,  $-\gamma x + j\omega t = u$  alınabilir. Faz hızı,

$$v_p = \frac{dx}{dt} = \frac{j\omega}{\gamma} \cong \frac{j\omega}{\frac{1}{2}\sqrt{LC} \left( \frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) + j\omega\sqrt{LC}}$$

$$v_p \cong \frac{1}{\frac{1}{2j}\sqrt{LC} \left( \frac{R}{\omega L} + \frac{G}{\omega C} \right) + \sqrt{LC}} \cong \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.49)$$

şeklinde bulunur. Düşük kayıplı bir hatta işaretin faz hızı, kayıpsız bir hattaki faz hızıyla yaklaşık olarak aynıdır. Karakteristik empedans faz hızıyla ifade edilirse,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = v_p L = \frac{1}{v_p C} \quad (3.50)$$

olarak elde edilir. Yüksek frekanslarda, elektromanyetik alan bir iletkenin sadece çok küçük derinliklerine kadar etki edebilmektedir. Elektromanyetik alan şiddeti yüzeyden iletkenin derinliklerine doğru “ $e^{-u/\delta_s}$ ” ifadesine bağlı olarak üstel bir şekilde azalmaktadır. Burada,  $u$  metal içine doğru dikey uzaklığı ve  $\delta_s$  ise “deri kalınlığı (skin depth)” temsil etmektedir.

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_m \sigma_m}} \quad (3.51)$$

$\omega$  işaretin açısal frekansı,  $\mu_m$  iletkenin manyetik geçirgenliği ve  $\sigma_m$  ise iletkenin iletkenlik katsayısıdır.  $u = \delta_s$  olduğunda, alan şiddeti yüzeydeki seviyenin  $1/e$  değerine yani %37'sine eşittir.  $u = 3\delta_s$  olduğunda ise alan şiddeti yüzeydeki seviyenin %5'ne düşer. Örnek olarak bakır ele alınırsa, bakırın manyetik geçirgenliği  $\mu_m = 1,256629 \times 10^{-6} H/m$ , iletkenlik katsayısı  $\sigma_m = 5,8 \times 10^7 Siemens/m$  olarak verilmektedir. 100MHz'teki deri kalınlığı,

$$\delta_{sc} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \times 10^8 \times 1,257 \times 10^{-6} \times 5,8 \times 10^7}}$$

$$\delta_{sc} = 6,6 \times 10^{-6} m = 6,6 \text{ mikrometre}$$

olarak bulunur. Aynı şekilde 10GHz'teki yüzeysel derinlik 100MHz'tekinin 1/10 katıdır. Kayıplı bir iletim hattının sonlu iletkenliği düşünüldüğünde, seri direnç genellikle  $R_m$  ile ifade edilir ve aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$R_m = \frac{1}{\sigma_m \delta_s} \quad (3.52)$$

Tam bir iletim hattının seri direncinin gerçek formülü, o hattın geometrisine bağlıdır.

Kapasitif ve dielektrik kayıpların admitansı,

$$Y = j\omega C + G = j\omega C \left(1 - j \frac{G}{\omega C}\right) \quad (3.53)$$

olarak ifade edilir. Eş. 3.53'deki  $G/\omega C$  ifadesi "kayıp tanjantı" olarak adlandırılır ve "tan  $\delta$ " ile gösterilir. Tam bir iletim hattında, dielektriğin kapasitansı ve iletkenlik için geometrik faktör aynıdır. Yani  $G = k\sigma_d$  ve  $C = k\epsilon_d$  olur. Burada  $k$  geometrik faktör,  $\sigma_d$  iletkenlik sabiti ve  $\epsilon_d$  dielektriğin elektriksel geçirgenliğidir.

$$\tan \delta = \frac{G}{\omega C} = \frac{k\sigma_d}{\omega k \epsilon_d} = \frac{\sigma_d}{\omega \epsilon_d} \quad (3.54)$$

$$G = \omega C \tan \delta \quad (3.55)$$

Kayıplı iletim hatlarından dolayı meydana gelen kayıpları  $\gamma = \alpha + j\beta$  ve hattaki toplam gerilimi kullanarak hesaplamak kolay hale gelmektedir.

$$V(d) = A(e^{\gamma d} + \Gamma_L e^{-\gamma d})$$

Yükten  $d$  uzaklığında genelleştirilmiş yansımaya katsayısı,

$$\Gamma = \Gamma_L e^{-2\gamma d}$$

eşitliği ile bulunur. Dengeli bir hatta  $d$  uzaklığındaki gerilim ile  $d + \Delta d$  uzaklığındaki gerilim karşılaştırıldığında,

$$\frac{V(d + \Delta d)}{V(d)} = \frac{Ae^{\gamma(d + \Delta d)}}{Ae^{\gamma d}} = e^{\gamma \Delta d} = e^{\alpha \Delta d} e^{j\beta \Delta d}$$

$$\frac{P(d + \Delta d)}{P(d)} = \left| \frac{V(d + \Delta d)}{V(d)} \right|^2 = e^{2\alpha \Delta d}$$

$$\Delta P_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P(d + \Delta d)}{P(d)} \right) = 20\alpha \Delta d \log_{10} e$$

$$\frac{\Delta P_{dB}}{\alpha \Delta d} = 20 \log_{10} e = 8,686 \text{ dB} \quad (3.56)$$

olarak bulunur.

### 3.3. İletim Hattı Kayıpları

Bir iletim hattındaki toplam kayıp Eş. 3.57'deki gibi tanımlanabilir [3].

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_r + \alpha_l \quad (3.57)$$

Yukarıdaki eşitlikte,

$\alpha_c$  = iletken kayıpları

$\alpha_d$  = dielektrik kayıpları

$\alpha_r$  = yayılma kayıpları

$\alpha_l$  = kaçak kayıpları

göstermektedir. Kayıplar seri rezistans kullanılarak bulunabilir.

$$\alpha \cong \frac{R_{seri}}{2Z_0} = \frac{R_m}{2Z_0} \quad (3.58)$$

Bu eşitlik düşük  $R_m$  değerleri için geçerlidir.

### 3.3.1. İletken kayıpları

Bir iletkenin dc direnci aşağıdaki formülle hesaplanabilir.

$$R_{dc} = \frac{\rho l}{A} (\Omega) \quad (3.59)$$

Eş. 3.59'te  $\rho$  öz direnci,  $l$  iletken uzunluğunu ve  $A$  kesit alanını temsil etmektedir.

Bir iletkenin empedans değeri frekansın bir fonksiyonudur.

$$Z_s = R_s + j\omega L_i \quad (3.60)$$

$$R_s = R_m = \frac{1}{\sigma_m \delta_m}$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \quad (3.61)$$

$$L_i = R_s / \omega \quad (3.62)$$

$$\delta_m = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_m \sigma_m}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_m \sigma_m}} \quad (3.63)$$

Normalize frekans Eş. 3.64'teki gibi ifade edilir.

$$P = \sqrt{2 \mu_m \sigma_m f A} \quad (3.64)$$

### 3.3.2. Dielektrik kayıpları

Dielektrik kayıplar, malzemelerin atomik yapılarından dolayı meydana gelir. Homojen olmayan dielektrik kayıpları, alınan kesitte havanın (kayıpsız) kullanılması ile azaltılabilir. Yapıların dielektrik kayıpları “doluluk faktörü (filling factor)” kullanılarak bulunabilir.

$$q_{\tan \delta} = \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_{eff} - \epsilon_{eff} / \epsilon_r} \quad (3.65)$$

$$\alpha_d = \frac{\pi f q_{\tan \delta} \tan \delta \sqrt{\epsilon_{eff}}}{C_0} \quad (3.66)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{C_{gerçek}}{C_{hava}} \quad (3.67)$$

İki metal yüzey arasındaki yüksekliği, paralel uzanan iletkenin eninden (kalınlığından) küçük olan hatlarda, yani  $\omega \gg h$  için  $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$ 'dir. Tam tersi olan durumda yüksekliği kalınlığından büyük hatlarda ise, yani  $\omega \ll h$  olduğu durumda  $\epsilon_{eff} \approx \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1)$ 'dir.

$C$  = kapasitans değeri

$\epsilon_{eff}$  = etkin elektriksel geçirgenlik katsayısı (effective permittivity)

$\epsilon_r$  = bağıl elektriksel geçirgenlik katsayısı (relative permittivity)

Eğer dielektrik malzeme tamamen havadan oluşuyorsa  $\epsilon_{eff} = 1$  olur. Böylece,

$$q_{\tan \delta} = 0$$

$\alpha_d = 0$  bulunur. Dielektrik kayıp sıfırdır.

### 3.3.3. Yayılma kayıpları ve kaçak kayıplar

Havaya veya bir başka iletkene doğru yayılan işaretler yük içerisinde mevcut değildir. Bu kayıplar genellikle iletim hatlarının fiziksel yapıları ile ilgilidir. Yapıdaki süreksizlikler, yayılma kayıplarını artırma eğilimindedirler. Genel olarak, tasarımlar bu kayıpları minimize edecek şekilde yapılır ve dolayısıyla bu kayıplar ihmal edilir. Nadiren de olsa bazı yapılar tasarım gereği süreksizlik noktalarına sahip olur, fakat bu yapılar tasarım için yapılan hesaplamaların sonucudur.

Kaçak kayıplar, iletim hatlarında yer alan dielektrik malzemelerin (bu hava da olabilir) sonlu dirençlerinden dolayı meydana gelir.

Elektrik alan çizgileri dielektrik malzemenin sınırlarına kadar ulaşıyorsa aşağıdaki eşitlik kullanılabilir.

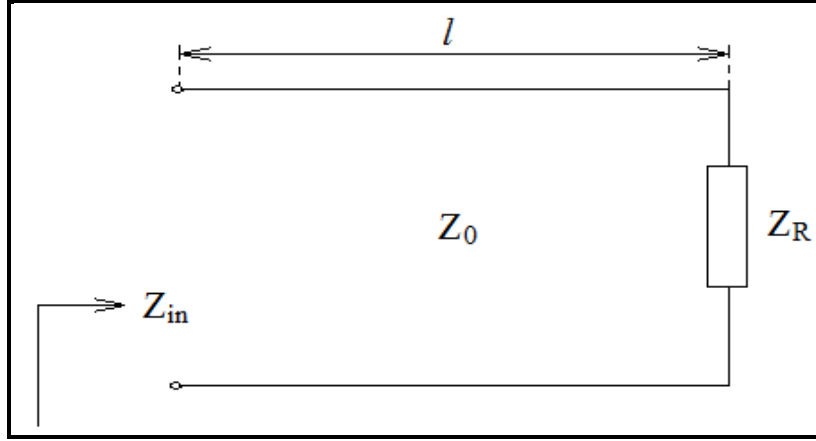
$$\alpha_l = 1,64 \times 10^3 \sigma \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} - 1/\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\epsilon_r - 1} \text{ (dB/cm)} \quad (3.68)$$

Burada iletkenlik birimi *Siemens* ile ifade edilir.



### 3.4. İletim Hattı Hesaplamaları

#### 3.4.1. Rassal bir yük ile sonlandırılan hat



Şekil 3.6.  $Z_R$  yükü ile sonlandırılmış bir hat

Şekil 3.6'daki gibi  $Z_R$  yükü ile sonlandırılmış bir iletim hattına bakıldığında giriş empedansı Eş. 3.69'daki eşitlikle hesaplanır [3].

$$Z_{in} = Z_0 \left( \frac{Z_R \cosh \gamma l + Z_0 \sinh \gamma l}{Z_0 \cosh \gamma l + Z_R \sinh \gamma l} \right) (\Omega) \quad (3.69)$$

Kayıpsız bir hat için yukarıdaki eşitlik aşağıdaki şekle indirgenebilir.

$$Z_{in} = Z_0 \left( \frac{Z_R \cos \beta l + jZ_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + jZ_R \sin \beta l} \right) (\Omega) \quad (3.70)$$

Burada,

$$\alpha = 0$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$\gamma = j\beta = \frac{j2\pi}{\lambda}$$

olarak verilmektedir. Eş. 3.69 ve Eş. 3.70'de görüldüğü gibi hattın giriş empedansı,  $Z_R$  yük empedansının,  $\alpha$  ve  $\beta$  hat parametrelerinin ve  $l$  yükten uzaklığın bir fonksiyonudur.  $l$  uzunluğu radyan cinsinden ifade edilir ve  $\beta l$  sabiti de elektriksel uzaklığı ifade eder. Örneğin, kayıpsız bir hat ele alındığında, yük açık devre ve  $l$  uzunluğu  $\lambda/4$  ise,

$$l = \frac{\lambda}{4}$$

$$Z_R = \infty (\Omega)$$

$$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$$

$$Z_{in} = Z_0 \left( \frac{Z_R \cos \beta l + jZ_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + jZ_R \sin \beta l} \right) = Z_0 \left( \frac{\infty \cos \frac{\pi}{2} + jZ_0 \sin \frac{\pi}{2}}{Z_0 \cos \frac{\pi}{2} + j\infty \sin \frac{\pi}{2}} \right)$$

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{\infty} = 0 (\Omega)$$

bulunur.

Yukarıdaki çözümde görüldüğü gibi kayıpsız bir hatta, çeyrek dalga boyu uzaklığında, açık devre kısa devreye dönüştürülmüş olur.

Yine aynı şekilde kayıpsız bir hat düşünüldüğünde, genel bir yük ( $Z_R$ ) ile sonlanmış çeyrek dalga boyu uzunluğundaki bir iletim hattının giriş empedansı şu şekilde hesaplanabilir:

$$l = \frac{\lambda}{4}$$

$$Z_R = Z_L$$

$$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$$

$$Z_{in} = Z_0 \left( \frac{Z_R \cos \beta l + jZ_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + jZ_R \sin \beta l} \right) = Z_0 \left( \frac{jZ_0}{jZ_L} \right) = \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} Z_L} \quad (3.71)$$

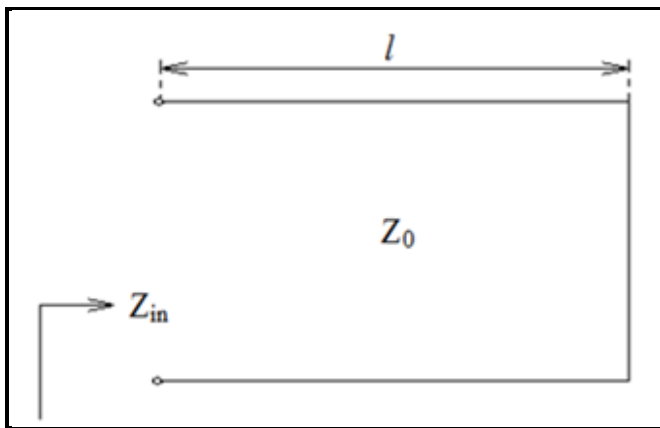
### 3.4.2. $Z_0$ yükü ile sonlandırılan hat

Eğer iletim hattının  $Z_R$  yükü, hattın karakteristik empedasına yani  $Z_0$ 'a eşit seçilirse,

$$Z_{in} = Z_0 \left( \frac{Z_0 \cosh \gamma l + Z_0 \sinh \gamma l}{Z_0 \cosh \gamma l + Z_0 \sinh \gamma l} \right) = Z_0 \quad (3.72)$$

olur. Eş. 3.72'deki eşitlik artık yüke olan  $l$  uzaklığının bir fonksiyonu değildir. Bu, maksimum güç transferi için gerekli olan ve istenen durumdur. Böyle bir hat “uyumlu hat (matched line)” diye adlandırılır.

### 3.4.3. Kısa devre ile sonlandırılan hat



Şekil 3.7. Kısa devre ile sonlanmış bir hat

Eğer hat kısa devre ile sonlandırılırsa ( $Z_R = 0$ ) Eş. 3.73 elde edilir.

$$Z_{in} = Z_{sc} = Z_0 \left( \frac{Z_0 \sinh \gamma l}{Z_0 \cosh \gamma l} \right) = Z_0 \tanh \gamma l \quad (3.73)$$

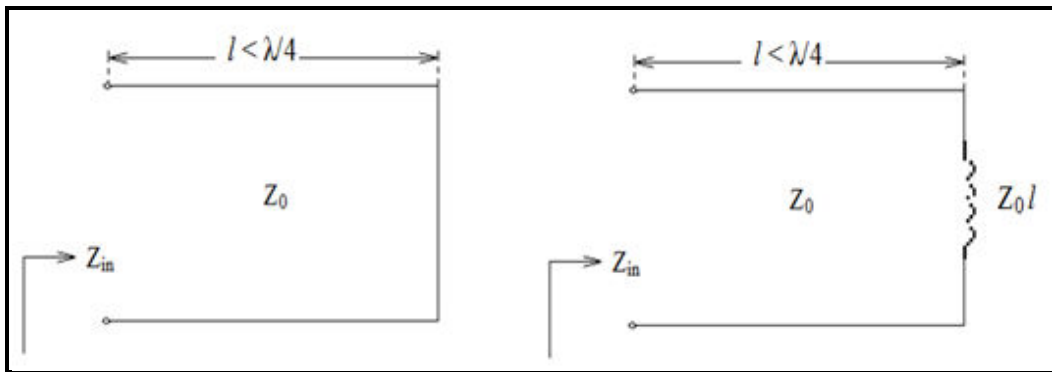
Kayıpsız hatlar için Eş. 3.73'teki eşitlik Eş. 3.74'daki hale indirgenebilir.

$$Z_{sc} = jZ_0 \tan \beta l = jZ_0 \tan \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \right) \quad (3.74)$$

Eğer  $\tan x$  ifadesi yaklaşık  $x$ 'e eşit alınırsa (bu durum sadece küçük  $x$  değerleri için geçerlidir) Eş. 3.75 deki ifade elde edilir.

$$Z_{sc} \cong jZ_0 \beta l = jZ_0 \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \right) = j\omega \frac{(Z_0 l)}{c} \quad (3.75)$$

Bu eşitlik  $Z_0 l$  endüktansı ile endüktör ( $Z_{ind} = j\omega L$ ) empedans hesabına çok benzemektedir. Gerçekten de pratik uygulamalarda kısa devre hatları, bilinen devre elemanı bobinlerinin kullanılmayacağı yüksek frekanslarda kullanılır. Endüktans değeri, hattın uzunluğu artırılarak veya karakteristik empedans  $Z_0$  değeri artırılarak yükseltilebilir [3].



Şekil 3.8. Endüktör gibi kullanılan kısa devre ile sonlanmış bir hat

Eş. 3.74'teki tanjant fonksiyonu periyodiktir ve dolayısıyla  $Z_{sc}$  ifadesi de tekrar edebilir durumdadır. Ayrıca, Eş. 3.75'teki endüktans yaklaşımı, dalga boyunun artmasına paralel olarak artması gereken hattın uzunluğu sebebiyle (eğer hattın

uzunluğu da artan dalga boyuna orantılı bir şekilde arttırılmazsa) yanlış hale gelmektedir [3].

Benzer şekilde, eğer:

$$\frac{\pi}{2} < \beta l = \left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right) < \pi$$

ise tanjant fonksiyonu negatif olur ve  $Z_{sc}$  yaklaşık olarak aşağıdaki ifadeye eşit olur:

$$Z_{sc} \cong -jZ_0 \left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right) = -j\omega \frac{Z_0 l}{c} = \frac{1}{j \left(\frac{c}{\omega Z_0 l}\right)} \quad (3.76)$$

Bu ifade kapasitör empedansı ifadesidir.

$$C = \frac{1}{\omega^2 Z_0 l} \quad (3.77)$$

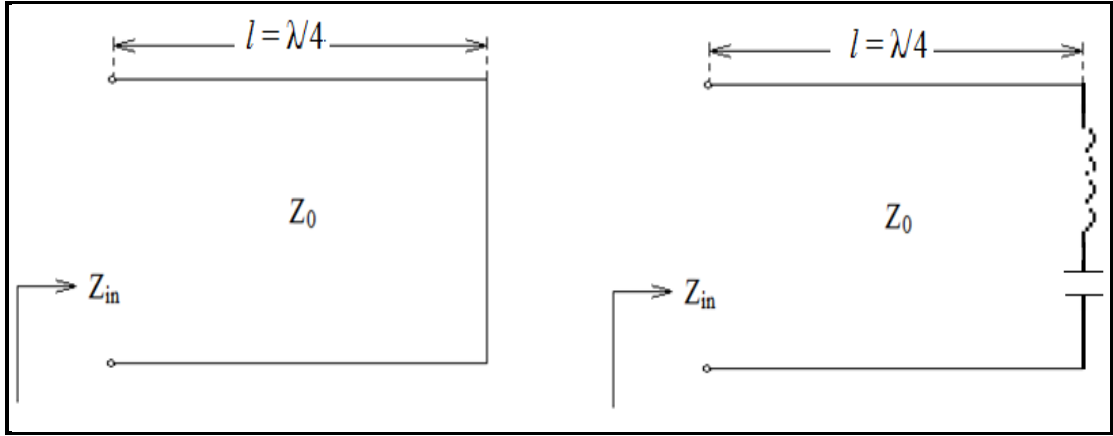
Sonuç olarak,

$$\frac{2\pi l}{\lambda} = \frac{\pi}{2} \quad (3.78)$$

veya benzer şekilde,

$$l = \frac{\lambda}{4}$$

olduğunda Eş. 3.74'teki tanjant fonksiyonu ve hattın empedans değeri sonsuz olur. Bu özellik, seri rezonans devrelerinin tasarlanması için kullanılır.

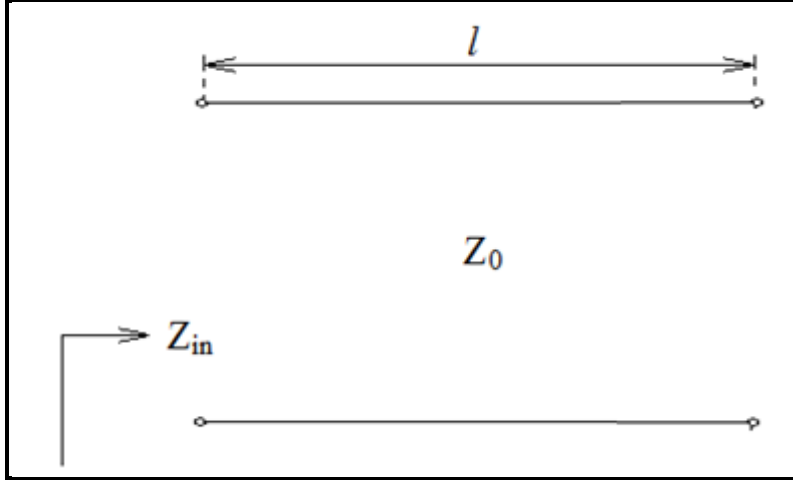


Şekil 3.9. Rezonans devresi olarak kullanılan kısa devre ile sonlanmış bir hat

Kısa devre ile sonlanan hattın sonuçları aşağıdaki gibi özetlenebilir [3]:

$$Z_{in} = \begin{cases} \text{endüktif,} & l < \frac{\lambda}{4} \\ & \frac{\lambda}{2} < l < \frac{3\lambda}{4} \\ \\ \text{kapasitif,} & \frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2} \\ & \frac{3\lambda}{4} < l < \lambda \\ \\ \text{seri LC rezonatör,} & \left\{ l = \frac{n\lambda}{4}, n \in I \text{ (tam sayı)} \right\} \end{cases}$$

### 3.4.4. Açık devre ile sonlandırılan hat



Şekil 3.10. Açık devre ile sonlanmış bir hat

Şekil 3.10'da açık devre ile sonlanmış bir iletim hattı gösterilmektedir. Kısa devre ile sonlanmış hat için yapıldığı gibi, Eş. 3.73'teki eşitlik, açık devre ile sonlanmış hat için de basitleştirilmiş hale getirilebilir. Açık devre ile sonlanmış hattın giriş empedansı Eş. 3.79'daki hale gelir.

$$Z_{in} = Z_{oc} = Z_0 \coth \gamma l \quad (3.79)$$

Kayıpsız bir hat için,

$$Z_{oc} = -jZ_0 \cot \beta l = -jZ_0 \cot \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \right) \quad (3.80)$$

Yine kısa devre ile sonlanmış hatta benzer şekilde, açık devre ile sonlanmış hat için aşağıdaki eşitlikler türetilebilir [3].

$$Z_{in} = \begin{cases} \textit{kapasitif}, & l < \frac{\lambda}{4} \\ & \frac{\lambda}{2} < l < \frac{3\lambda}{4} \\ \textit{endüktif}, & \frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2} \\ & \frac{3\lambda}{4} < l < \lambda \\ \textit{paralel LC rezonatör}, & \left\{ l = \frac{n\lambda}{4}, n \in I \textit{ (tam sayı)} \right\} \end{cases}$$



#### 4. İLETİM HATTI TRAFOLARI

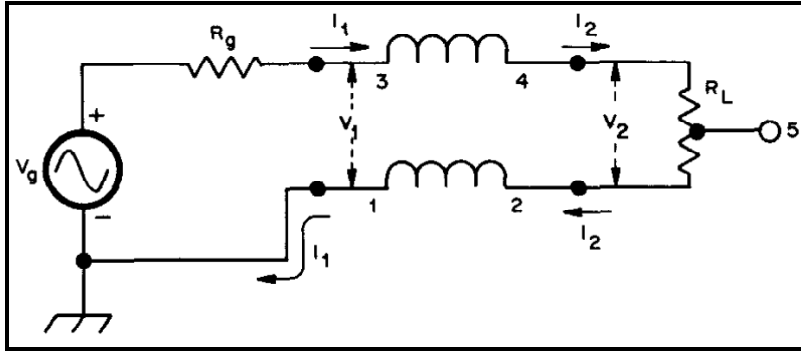
Geniş bantlı, empedans uyumlu trafo yapmanın iki temel yolu vardır. Bunlardan birincisi akı bağlantılarını kullanarak enerjiyi çıkış devresine ileten ticari trafoları kullanmak, bir diğeri ise çapraz iletim hattı modunu kullanarak enerjiyi çıkış devresine ileten iletim hattı trafosu kullanmaktır. Yüksek manyetik verim kullanan tekniklerle, ticari trafolar geniş bantlı çalışabilecek şekilde tasarlanır. 10kHz ile 200MHz frekansları arasındaki bantta kayıplar sadece 0,2 dB'dir. Bu bandın dışına çıkıldığında kayıplar 1 dB ve üzerine çıkmaya başlar.

Öte yandan, iletim hattı trafoları , daha geniş bantlı ve daha yüksek verimlerle çalışan trafolardır. Kaçak endüktanslar ve kapasitanslar genellikle iletim hattının karakteristik empedansı içerisinde soğrulur. Ayrıca yüksek frekans karakteristiklerini ciddi şekilde sınırlayacak rezonans oluşturmazlar. Bu tür trafolarında yüksek frekans karakteristiğini limitleyen unsur, karakteristik empedansın optimum değerden sapma oranıdır. Parazitler, iletim hattının karakteristik empedansı içerisinde soğrulmazlar.

İletim hattı trafolarında akı, etkili bir şekilde çekirdek (core) içerisinde yok edilir ve iletim bandının çok büyük bir kısmında son derece yüksek verim elde edilmesi mümkündür. Bazı çekirdek materyallerinde kayıplar sadece 0,02 ile 0,04 dB arasındadır. Bu yüzden, iletim hattı trafolarının dayanabileceği maksimum güç, çekirdeğin boyutları ve özelliklerinden çok iletim hattının dayanabileceği gerilim ve akıma bağlıdır.

##### 4.1. Temel Blok Yapısı

Şekil 4.1'de yer alan tek çekirdekli çift telli sarım, bütün iletim hattı trafolarının anlaşılması ve tasarımı için temel blok yapısını göstermektedir.



Şekil 4.1. Temel Blok Yapısı [5]

Şekil 4.1’de yer alan trafo,  $R_L$  yükünün topraklanma şekline göre dört farklı çalışma şekline sahiptir:

1. Eğer bu trafo yapısı 4 numaralı noktadan topraklanırsa bir faz çevirici (phase inverter),
2. 5 numaralı noktadan topraklanırsa veya hiç toprak bağlantısı yapılmazsa “bal-un”,
3. 2 numaralı noktadan topraklanırsa basit bir gecikme hattı,
4.  $+V_1$  gerilimi 2 numaralı noktaya bağlanırsa (3 ile 2 arası birbirine bağlanırsa) önyükleyici olarak çalışır.

Bu dört farklı özelliğin çalışma şekli basit iletim hattı teorisi ve iletim hattı boğma (choking) reaktansı ile açıklanabilir. Giriş ve çıkışın birbiriyle izolasyonunu sağlayan bu boğma reaktansı, iletim hattının bir ferrit çekirdek etrafında dolanması veya başka bir yapıdaki ferrit malzeme boyunca sarılması sonucu elde edilir. Amaç, bütün durumlar için iletim hattının  $Z_0$  karakteristik empedans değerini  $R_L$  yük direncine eşitlemektir. Bu empedans değeri “optimum karakteristik empedans” olarak adlandırılır. Ayrıca bir diğer amaç da iletim hattının boğma reaktans değerini (bal-un yapısının boğma reaktansı)  $R_L$  değerinden ve dolayısıyla  $Z_0$  değerinden çok daha yüksek yapabilmektir. Amaçlanan bu değerlerin sağlanması, düzgün çalışan bir hat, maksimum yüksek frekans tepkisi ve maksimum verimliliğin oluşmasını sağlar [5].

#### 4.2. Faz Çevirici

Şekil 4.1'deki yapıda 4 numaralı noktaya toprak bağlantısı yapılırsa 3 ve 4 noktaları arasında  $-V_1$  negatif gerilimi oluşur. 1 ve 2 noktaları arasındaki gerilim ise  $-V_2$ 'dir. Uyumlu bir hat için  $V_1=V_2$  olmalıdır. Eğer sarımların reaktansı  $R_L$ 'den çok büyük ise, devreden sadece iletim hattı akımları akar ve 2 noktasında oluşan gerilim  $-V_2$  olur. Aksi durumda, sarımların reaktansı yeterli büyüklükte değil ise,  $V_1=V_2$  durumu sağlanamaz ve 3 ile 4 noktaları arasında paralel bir akım akmaya başlar (kaçak akım). Bunun sonucunda giriş empedansı ve çekirdekte oluşan akı değeri düşer. Frekans arttıkça giriş empedansı sifira kadar düşer [5].

#### 4.3. Gecikme Hattı

Şekil 4.1'deki yapıda 2 numaralı noktaya toprak bağlantısı yapılırsa, 1-2 noktaları arasında yer alan sarım üzerindeki gerilim sıfır olur. Uyumlu bir hat için 3-4 noktaları arasında yer alan sarım üzerindeki gerilim de sıfır olur. Bu koşullar altında, sarımların reaktansı hiçbir rol oynamaz. İletim hattı, basit bir gecikme hattı gibi davranır ve bu iş için çekirdek üzerinde sarıma ihtiyaç yoktur. Bu gecikme işlemi dengesiz – dengesiz (unbalanced – unbalanced) trafoların en yüksek frekans tepkilerinin elde edilmesinde en önemli rolü oynar [5].

#### 4.4. Bal-un

Bal-un, İngilizce kökenli balanced – unbalanced ifadesinin kısaltmasıdır. Şekil 4.1'deki yapıda 5 numaralı noktaya toprak bağlantısı yapılırsa 3 ile 4 noktaları arasında  $-(V_1 - V_2/2)$  ve 1 ile 2 noktaları arasında  $-V_2/2$  negatif gerilimleri oluşur. Uyumlu bir hat için  $V_1=V_2$ 'dir ve çıkış gerilimi toprağa göre dengelidir ( $V_1/2$ 'ye  $-V_1/2$  şeklinde). Eğer reaktans değeri  $R_L$ 'ye göre yeterince büyük değilse trafo üzerinden kaçak akım akmaya başlar ve azalan frekansla giriş empedansı  $R_L/2$ 'ye ulaşır. Reaktans değeri yeterince büyükse, yük değişse bile iki sarımdan da akan akımlar eşittir ve zıttır. Reaktans değerinin  $R_L$ 'ye göre yeterince büyük olmadığı çok

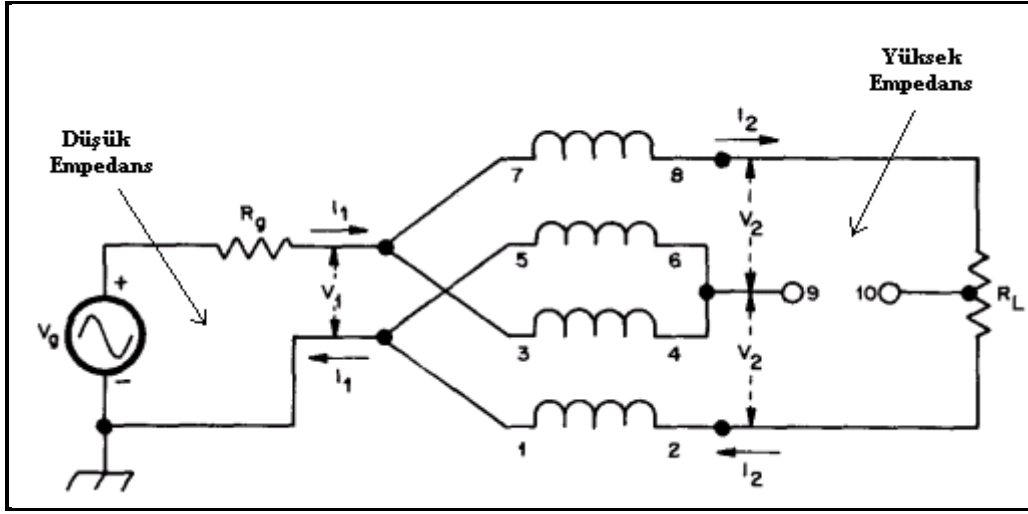
düşük frekanslarda, yük üzerindeki gerilim arttıkça yük ile olan izolasyon trafodan akan kaçak akımları engellemek için yetersiz kalır. Guanella tarafından önerilen bu çift telli bal-un yapısı, reaktans değerinin  $R_L$ 'den yeterince büyük olduğu 1:1 bal-un uygulamalarının çoğu için tamamen yeterli bir uygulamadır [5].

#### 4.5. Önyükleyici (Boot-strap)

Şekil 4.1'deki yapıda  $+V_1$  gerilimi 2 numaralı noktaya bağlandığında (yani, 3 noktası 2 noktasına bağlandığında) oluşan devre normalin dışında bir devre gibi gözükür. Bu bağlantı şekliyle, alttaki sarımda  $+V_1$  potansiyel gerilimi oluşur ve  $+V_2$  potansiyel gerilimi üstteki sarımda oluşur.  $R_L$  direncinin alttaki ucu (5 numaralı nokta) toprağa bağlanırsa, çıkış gerilimi ( $V_1+V_2$ ) olarak elde edilir. Bu "boot-strap" olarak adlandırılan ve iletim hatlarının yükün bir kısmını paylaştığı bağlantı şekli Ruthroff'un 1:4 trafo tasarımında kullandığı bağlantı şeklidir [5].

#### 4.6. Guanella Analizi

Şekil 4.2'de Guanella'in 1:4 trafosunun şematik gösterimi yer almaktadır. İki iletim hattı, "düşük empedans tarafı"nda birbirine paralel, "yüksek empedans tarafı"nda birbirine seri uzanmaktadır. Şekil 4.2'deki gibi tek noktadan toprak bağlantısı yapıldığında bal-un, yükseltici görevi görürken, toprak bağlantısı 1 ve 5 numaralı noktalar yerine 2 numaralı noktadan yapılırsa bal-un, zayıflatıcı görevi yapmaktadır. Şeklin simetrik özelliğinden de görüldüğü gibi her iletim hattı yükün bir yarısını görmektedir. Bu yüzden, düz hatlarda maksimum yüksek frekans tepkisi için optimum karakteristik empedans değeri  $Z_0 = R_L/2$ 'dir. Karakteristik empedans tarafından sönmelenemeyen parazitik etkiler ihmal edildiğinde bu trafo, frekanstan bağımsız bir trafo olarak düşünülebilir. Sarımlar arasında uygun boşluk bırakılması, ideal trafoya yakın sonuçlar elde edilmesini sağlar [5].



Şekil 4.2. Guanella 1:4 Trafo Yapısı [5]

Şekil 4.2’de düşük empedans tarafındaki giriş empedansı Eş. 4.1’deki gibidir.

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{2} \left( \frac{Z_L/2 + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + j Z_L/2 \tan \beta l} \right) \quad (4.1)$$

$Z_0$  = karakteristik empedans

$Z_L$  = yük empedansı

$l$  = iletim hattının boyu

$\beta = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  = iletim hattının etkin dalga boyu

Karakteristik empedansın rezistif ve  $Z_0 = R_L/2$  olduğu optimum durumda Eş. 4.1, Eş. 4.2 haline indirgenebilir.

$$Z_{in} = \frac{R_L}{4} \quad (4.2)$$

İkiden fazla iletim hattı olduğunda giriş empedansı,

$$Z_{in} = R_L/n^2 \quad (4.3)$$

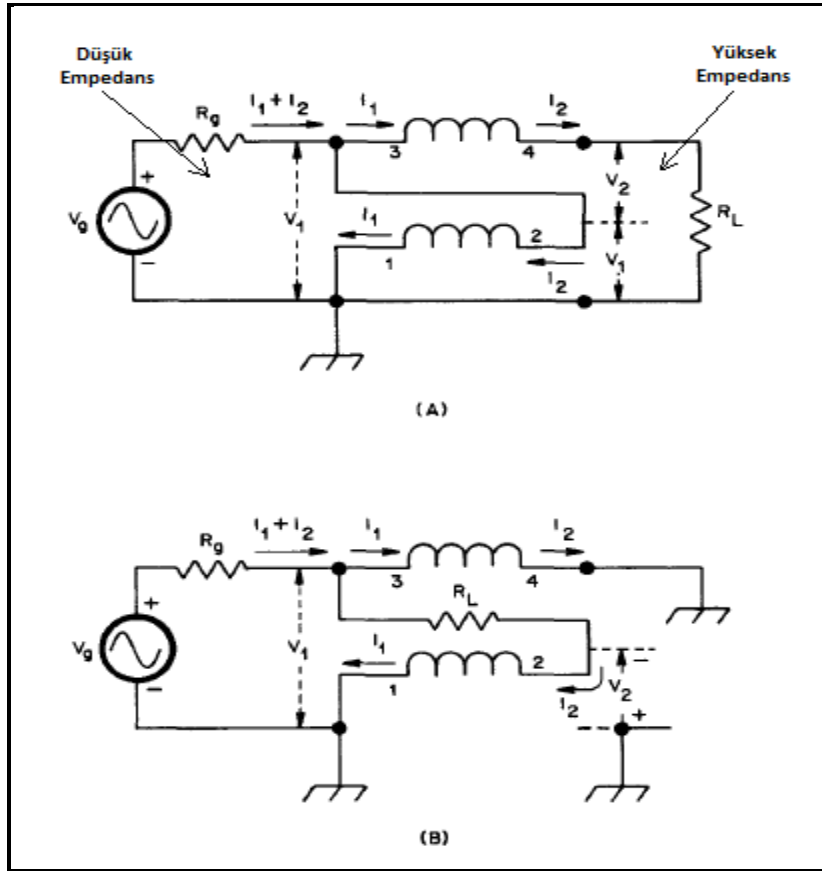
olur. Burada  $n$ , iletim hattı sayısını ifade etmektedir. Bunun tersi şekilde yüksek empedans tarafından bakıldığında,

$$Z_{in} = R_L n^2 \quad (4.4)$$

elde edilir.

#### 4.7. Ruthroff Analizi

Şekil 4.3'te Ruthroff'un 1:4 trafosunun şematik gösterimi yer almaktadır. Bu tasarımda, bir iletim hattı boyunca doğrudan iletilen bir gerilime, bu iletim hattına çaprazlanarak uzanan ve gecikmeye uğramış gerilim eklenir. İletkenler, karakteristik empedansı kontrol etmek için çaprazlanır [5].



Şekil 4.3. Ruthroff 1:4 Trafo Yapısı; (A) "un-un" ve (B) bal-un [5]

Şekil 4.3A’da 1:4 önyükleyici un-un (dengesiz – dengesiz) trafonun temel yapısı gösterilmiştir. Şekil 4.3B’de ise 1:4 faz çevirici bal-un trafonun temel yapısı gösterilmiştir. Bu yüksek frekans modelleri, çıkışları girişlerden izole edecek kadar yeterli büyüklükte reaktans değerine sahiptir. Pratik analiz yöntemleriyle incelenebilen Guanella modelinden farklı olarak Ruthroff modelinde, yükün maruz kaldığı gücü ve “araya girme kaybı (insertion loss, IL)” değerini bulmak için çevrim (loop) ve iletim hattı denklemleri kullanılır [5]. Şekil 4.3A’daki un-un yapısı için,

$$V_g = (I_1 + I_2)R_g + V_1$$

$$I_2 R_L = V_1 + V_2$$

$$V_1 = V_2 \cos \beta l + j I_2 Z_0 \sin \beta l$$

$$I_1 = I_2 \cos \beta l + j \frac{V_2}{Z_0} \sin \beta l \quad (4.5)$$

ifadeleri elde edilir. Ruthroff ba-lun yapısında  $R_L = 4R_g$  olduğunda maksimum güç transferi gerçekleşir. Optimum karakteristik empedans değerinin elde edilmesi için ise  $Z_0 = 2R_g$  olmalıdır.

$$Z_{in}(\text{düşük empedans tarafı}) = Z_0 \left[ \frac{Z_L \cos \beta l + j Z_0 \sin \beta l}{2 Z_0 (1 + \cos \beta l) + j Z_L \sin \beta l} \right] \quad (4.6)$$

$$Z_{in}(\text{yüksek empedans tarafı}) = Z_0 \left[ \frac{2 Z_L (1 + \cos \beta l) + j Z_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + j Z_L \sin \beta l} \right] \quad (4.7)$$

Giriş empedansları, karakteristik empedans değerine karşı çok duyarlıdır. Trafonun düşük empedans tarafından bakıldığında aşağıdaki genelleştirilmiş kavramlara ulaşılabilir:

- $Z_0$  değeri optimum değerden büyükse,

- a)  $Z_{in}$  değerinin gerçel kısmı, frekans ve  $Z_0$  değerlerinin artmasıyla sadece az miktarda artış gösterir.
- b)  $Z_{in}$ 'in sanal kısmı, frekans ve  $Z_0$  değeri ile artar ve pozitif olur.
- $Z_0$  değeri optimum değerden küçükse,
  - a)  $Z_{in}$  değerinin gerçel kısmı, frekansın artması ve  $Z_0$  değerlerinin azalması ile büyük oranda azalır.
  - b)  $Z_{in}$ 'in sanal kısmı, frekans ve  $Z_0$  değeri ile mutlak değer olarak artar ve negatif olur.

1:4 Ruthroff bal-un yapısının yüksek frekans modeli, Şekil 4.5'te gösterilmiştir, doğrudan iletilen  $V_1$  gerilimini  $-V_2$  gecikmiş gerilimine ekler. Bal-un'un yüksek ve düşük frekans tepkileri 1:4 un-un yapısıyla aynıdır. Ayrıca,

- Guanella bal-un yapısının aksine bu yapılar tek yönlüdür ve sürekli olarak, dengeli taraf yüksek empedans tarafıdır.
- $R_L$  yükü tam ortasından topraklandığında yüksek frekans tepkisi artar. Bu durumda bal-un yapısı, Guanella bal-un gibi çalışır ve iki aynı fazdaki gerilimi toplar.

#### 4.8. Ferritler ve Frekans Tepkileri

Bir iletim hattı trafosunda çekirdek yapısı yüksek frekansta önemli rol oynar. Q14C4 veya 61 model numaralı, 10 ile 20MHz aralığında çalışmak üzere tasarlanmış bir ferrit çekirdek 100MHz'e kadar düzgün sonuçlar verebilmektedir. Şekil 4.4'te, ferritlerin çoğunun yüksek frekansta yaklaşık aynı manyetik geçirgenlik değerine sahip olduğu görülmektedir. Eğer bir toroid, çekirdek olarak kullanılırsa manyetik endüktans  $L_M$  değeri,

$$L_M = 0.4\pi N_p^2 \mu_0 \left[ \frac{A_e (cm^2)}{l_e (cm)} \right] \quad (4.8)$$



olur. Burada,

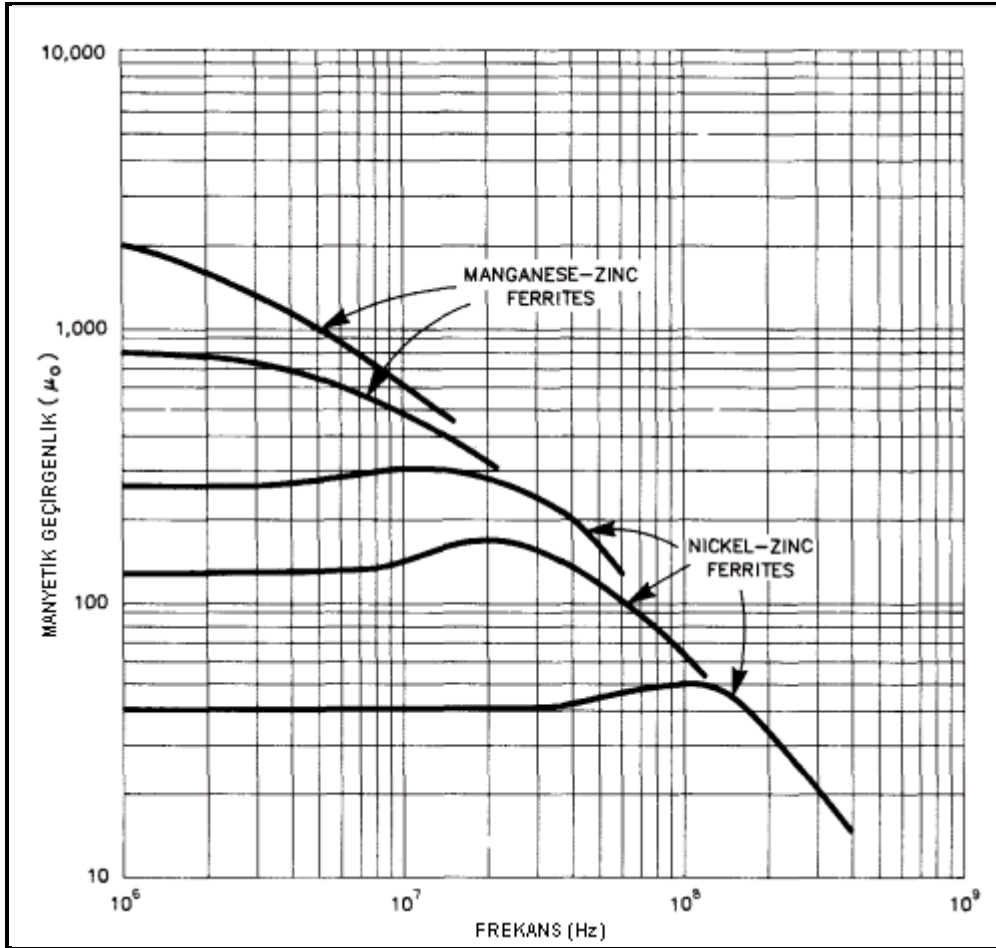
$N_p$  = birincil sargının sarım sayısını

$\mu_0$  = çekirdeğin manyetik geçirgenliğini

$A_e$  = çekirdeğin etkin kesit alanını

$l_e$  = çekirdeğin ortalama manyetik yol uzunluğunu

ifade etmektedir.



Şekil 4.4. Nikel – Çinko ve Manganez – Çinko ferritlerin tipik frekans tepkileri [5]

$$X_M = 2\pi f L_M \quad (4.9)$$

Eş. 4.8 ve Eş. 4.9'da da görüldüğü gibi sarım halindeki bir iletim hattının reaktans değeri frekans ve manyetik geçirgenlik değerlerinin çarpımı ile doğru orantılıdır. Şekil 4.4 incelendiğinde şu çıkarımlar yapılabilir:

1. Her ferrit için sarımların maksimum reaktans değeri eğimin sonunda oluşmaktadır.
2. Reaktans değeri eğrinin sonundaki frekansta yaklaşık olarak sabit değere sahiptir.
3. Maksimum değerler, bütün ferritler için neredeyse aynıdır.

Farklı bileşen yapısına sahip ferrit çekirdeklerin yüksek frekanstaki reaktans değerleri aynı olmasına rağmen yüksek manyetik geçirgenlik değerine sahip ferritler tercih edilmemektedir. Daha az sarımla daha düşük frekansta çalışılabilir gibi gözükmesine rağmen, yüksek güç gereksinimi olan uygulamalarda, sadece manyetik geçirgenlik değerleri 300'ün altında ve % 98'in üzerinde verime sahip olan nikel – çinko ferrit yapıları kullanılmaktadır. Manganez – çinko gibi yüksek manyetik geçirgenliğe sahip malzemeler verimleri düşük olduğundan dolayı yüksek güç gereksinimi olan uygulamalarda tavsiye edilmemektedir.

#### **4.9. 1:4 Dengesiz – Dengesiz Trafo Tasarımı**

Dengesiz – dengesiz 1:4 trafo türleri temel olarak iki şekilde tasarlanır. Bunlardan birincisi Ruthroff tasarım yöntemidir. Bu yöntemde tek sarımlı bir yapı kullanılır ve bu sarımlar bir noktada geri besleme ile bağlanır. Böylece iki gerilimin birbirine eklenmesi sağlanır. İkinci yöntem ise, Guanella tasarım yöntemidir. Bu yöntemde, iki paralel – seri sarım yardımıyla iki gerilimin birbirine eklenmesi sağlanır. Temel olarak bir bal-un yapısı olan Guanella trafosu, un-un olarak kullanıldığında ekstra izolasyon sağlar. Bu trafoların genel özellikleri şu şekilde sıralanabilir:

1. Bu trafolar, empedans seviyelerine karşı oldukça hassastır. Yüksek veya düşük empedanslı uygulamaların sadece biri için tasarlanır.

2. Yüksek empedanslı uygulamaların tasarımı boyut limitleri yüzünden daha zordur. Örneğin, 50:200  $\Omega$  un-un tasarımının düşük frekansta 12.5:50  $\Omega$  un-un tasarımı kadar iyi çalışabilmesi için iki kat sarıma ihtiyaç vardır.
3. Yüksek verimli uygulamalar için düşük manyetik geçirgenlik değerine (100 ile 300 arası) sahip ferrit malzemeler kullanılır. Bu özellik, bal-un uygulamaları için de geçerlidir.

#### 4.9.1. 25:100 $\Omega$ , 50:200 $\Omega$ ve 75:300 $\Omega$ Un-un

25:100  $\Omega$  1:4 un-un tasarımı, yapılması en kolay tasarımıdır. Optimum karakteristik empedans değeri,  $Z_0 = 50 \Omega$ 'dur. Tek bir iletim hattı kullanılarak yapılabilen bir tasarımıdır ve toroid trafo yapıları geniş bantlı uygulamalarda kullanılabilir.

50:200  $\Omega$  veya 75:300  $\Omega$  1:4 un-un tasarımı ise çok daha zordur. Bu yüksek empedanslar sarımda, 25:100  $\Omega$  tasarımlara göre 2 veya 3 kat, 12.5:50  $\Omega$  tasarımlara göre 4 veya 6 kat daha yüksek reaktans değerleri gerektirir. Bu da sarım sayısının 25:100  $\Omega$  tasarımlara göre %40 ile %70, 12.5:50  $\Omega$  tasarımlara göre ise %100 ile %125 oranında artması anlamına gelir. Ruthroff tasarımında yüksek frekans tepkisi, iletim hattının uzunluğu ile ters orantılıdır. Bu yüzden Ruthroff tasarımı ile yüksek güce dayanıklı ve geniş bantlı bir tasarım yapmak oldukça zordur. Bu tip tasarımlarda genellikle Guanella temel un-un tasarım yöntemine, iletim hattının uzunluğuna karşı çok hassas olmayan tasarım yöntemine, başvurulur.

#### 4.10. Bal-un Yapıları

Bal-un trafo, iletim hattı trafo yapılarından biridir. Bu tür yapılar bilinen trafo yapılarından tamamen farklıdır. Eğer bal-un uygun tasarlanmazsa veya çıkışında görülen empedans değeri istenen empedans değerinden çok daha yüksek olursa, akan akım çok yüksek akı yoğunluğu oluşturur ve bal-un doyuma uğrar. Bal-un, diğer iletim hattı trafolarında olduğu gibi, birincil ve ikincil sargılara sahip değildir. Çalışma şekli, iletim hattı teorisi ile analiz edilebilir. Bal-un tasarımında amaç,

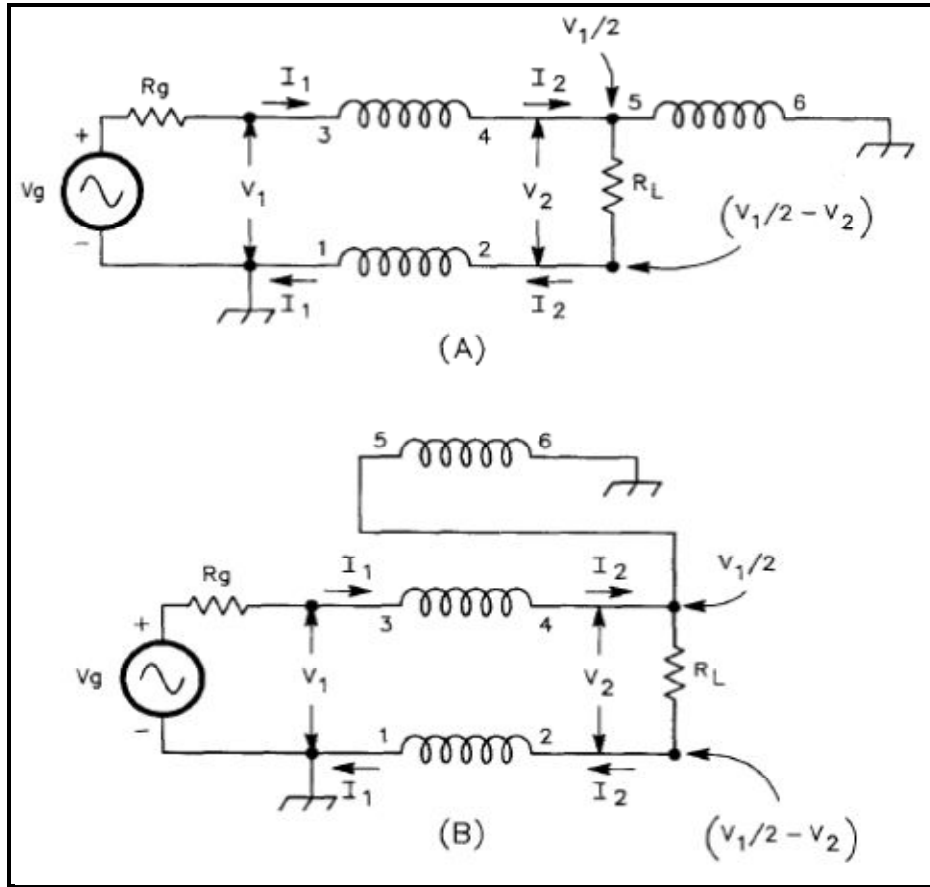
1. İstenmeyen akımları engellemek için, sarılan iletim hattı ile yeterli reaktans değeri elde etmek,
2. Yüksek frekans tepkisini optimize etmek için uygun karakteristik empedans değeri seçmek,
3. Yüksek frekansta, sarılan iletim hattının endüktif reaktans değerinin azalmasına sebep olan parazitleri minimize etmek,

şeklinde özetlenebilir.

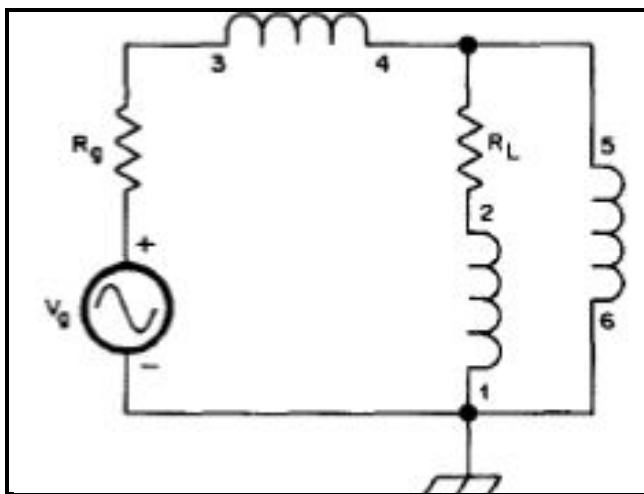
#### **4.10.1. 1:1 Bal-un**

Bu tür koaksiyel bal-un yapıları genellikle koaksiyel kabloları dipol antenlerle veya Yagi işaretleriyle uyumlu hale getirmek için kullanılır. Bağlı olduğu yapının giriş empedansını, çıkışına bağlı yapının giriş empedansına uygun hale getirir. Bal-unun amacı, antenin ışıma örüntüsünü bozan ve RF işaretlerin bozulmasına sebep olan, koaksiyel kablonun dışındaki ekrandan akan RF akımları minimize etmektir. Bal-un bunu dengeli çıkış beslemeleriyle ve anten asimetrisinden doğabilecek kaçak akımları yüksek endüktans değeri sayesinde bastırıp durdurarak sağlar.

En çok kullanılan 1:1 bal-un yapısı Şekil 4.5'te gösterilen Ruthroff tasarımıdır. Şekil 4.5A'da yer alan şematik yapı bir toroid yapısını, Şekil 4.5B'de yer alan şematik yapı ise bir rod yapısını göstermektedir. Şekil 4.5'in düşük frekans modeli Şekil 4.6'da gösterilmiştir.



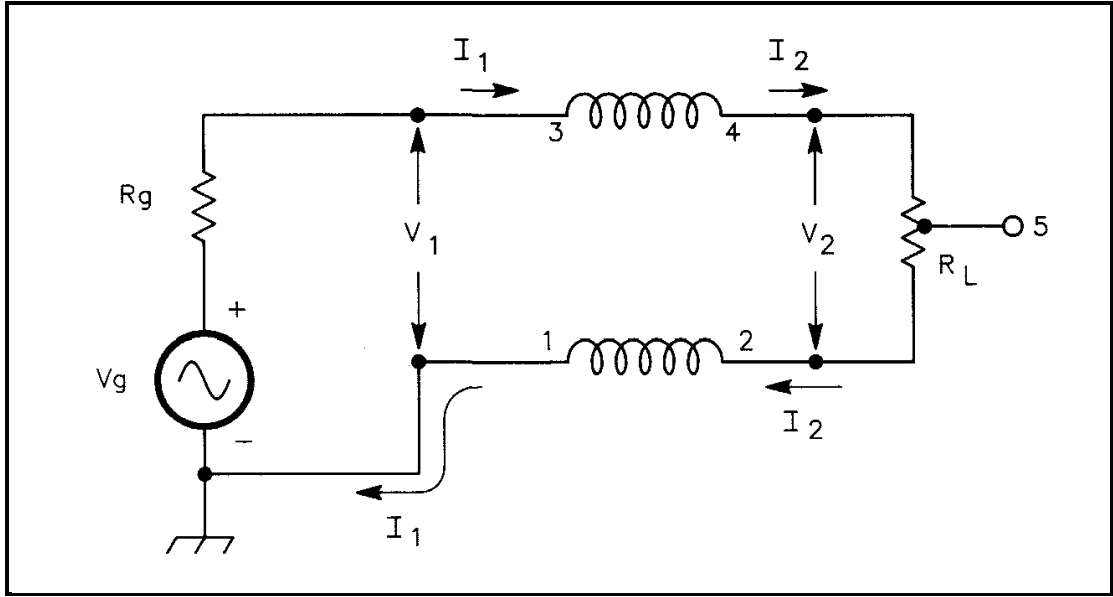
Şekil 4.5. Ruthroff 1:1 bal-un tasarımının yüksek frekans modeli: (A) toroid yapısı ve (B) rod yapısı [5]



Şekil 4.6. Ruthroff 1:1 bal-un tasarımının düşük frekans modeli [5]

Şekil 4.5'te 3-4 ve 5-6 noktaları arasındaki toplam gerilim değişiminin  $-V_1$  olduğu görülmektedir. (A)'daki şekilde tam ortada yer alan 4,5 noktaları ve (B)'deki şekilde yine 4, 5 noktaları ile toprak arasındaki gerilim  $+V_1/2$ 'dir. Dolayısıyla her iki şekilde de 2 noktaları ile toprak arası gerilim  $(V_1/2 - V_2)$  olarak hesaplanır. İletim hatları (1-2 ile 3-4 sarımları) kendi karakteristik empedanslarına eşit ( $R_L = Z_0$ ) bir empedans değeri ile sonlandırılırsa,  $V_2 = V_1$  olur ve (A) ve (B) şekillerinin ikisi için de 2 noktaları ile toprak arasındaki gerilim  $-V_1/2$  olarak elde edilir. Böylece çıkış gerilimleri dengeli olur.  $R_L$  direncinin orta noktası toprağa (1 noktasına) bağlanabilir. Bu durumda iki çıkış gerilimi de aynı olur.

Ruthroff'a göre 5-6 sarımlarındaki üçüncü hat, manyetik akım döngüsünün tamamlanması için gereklidir. Fakat son yıllarda yapılan araştırmalar sonucu elde edilen verilere göre anten uygulamalarında 1:1 bal-un performansını bu üçüncü hat etkilememektedir ve dolayısıyla kullanılması gerekli değildir. Sarımların reaktans değeri  $R_L$ 'den çok daha büyük olduğu zaman, sadece iletim hattı akımları akar ve manyetik alan sonucu oluşan istenmeyen akımlardan söz etmek mümkün değildir. 5-6 noktaları arasında uzanan ve  $+V_1/2$  gerilimine sahip üçüncü hat negatif etkilere bile sebep olabilir. Eğer  $R_L$  direnci  $Z_0$  karakteristik empedansına eşit değilse,  $V_2$  gerilimi  $V_1$  gerilimine eşit olmaz ve  $R_L$  direncinin ortadan topraklanması iki çıkışta da aynı çıkış gerilimlerinin oluşmasını sağlayamaz. Bu yüzden çıkış gerilimleri dengeli değildir. Ayrıca sarımların reaktans değerlerinin  $R_L$ 'den çok küçük olduğu düşük frekanslarda, Şekil 4.6'da yer alan 5-6 sarımlarının paralel etkisinden dolayı 3-4 ve 5-6 sarımlarından akan diferansiyel akım artar ve çekirdekdeki akı yoğunluğu artar. Akı yoğunluğunun aşırı artması yapıya zarar verebilir. Bu yapılarda yer alan üçüncü hat, 1:1 bal-un tasarımının rod versiyonunda kullanılması durumunda gerçek katkı sağladığı için Ruthroff tarafından tercih edilmiştir. Sarımlar genellikle dar ve birbirine çok yakın olduğu için üçüncü hat, bitişik çift telli sargılar arasında elektrostatik ekran gibi davranır ve karakteristik empedans değerinin istenen seviyelere yükseltilmesini sağlar.



Şekil 4.7. Guanella 1:1 bal-un tasarımı [5]

Öte yandan Şekil 4.7’de gösterilen, sadece çift telli sargıdan oluşan Guanella 1:1 bal-un tasarımı, Ruthroff 1:1 bal-un tasarımının sahip olduğu negatif etkilere sahip değildir. Çok düşük frekanslarda bile sarımlardan akan akım eşit ve birbirine zıttır ve sadece düşük miktarda akı çekirdeğe giriş yapabilir. Ayrıca, çalışma bandında yük ile giriş arası çok iyi bir şekilde izoledir (sarımlar sayesinde). Şekil 4.7’deki  $R_L$ ’nin merkezi olan 5 noktası her zaman toprak veya ortak gerilim noktasıdır.

Şekil 4.5 ve Şekil 4.7’de yer alan 1:1 bal-unların giriş empedansları, sonlanmış bir iletim hattının giriş empedansı ile aynıdır. Sarımlardan sadece iletim hattı akımlarının aktığı düşünülür ve birbirine bitişik çift telli sarımlar arasındaki parazitik etkiler ihmal edilirse giriş empedansları,

$$Z_{in} = Z_0 \left( \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \right) \quad (4.10)$$

olarak bulunur. Burada,

$Z_0$  = karakteristik empedans

$Z_L$  = yük empedansı

$l$  = iletim hattının uzunluğu

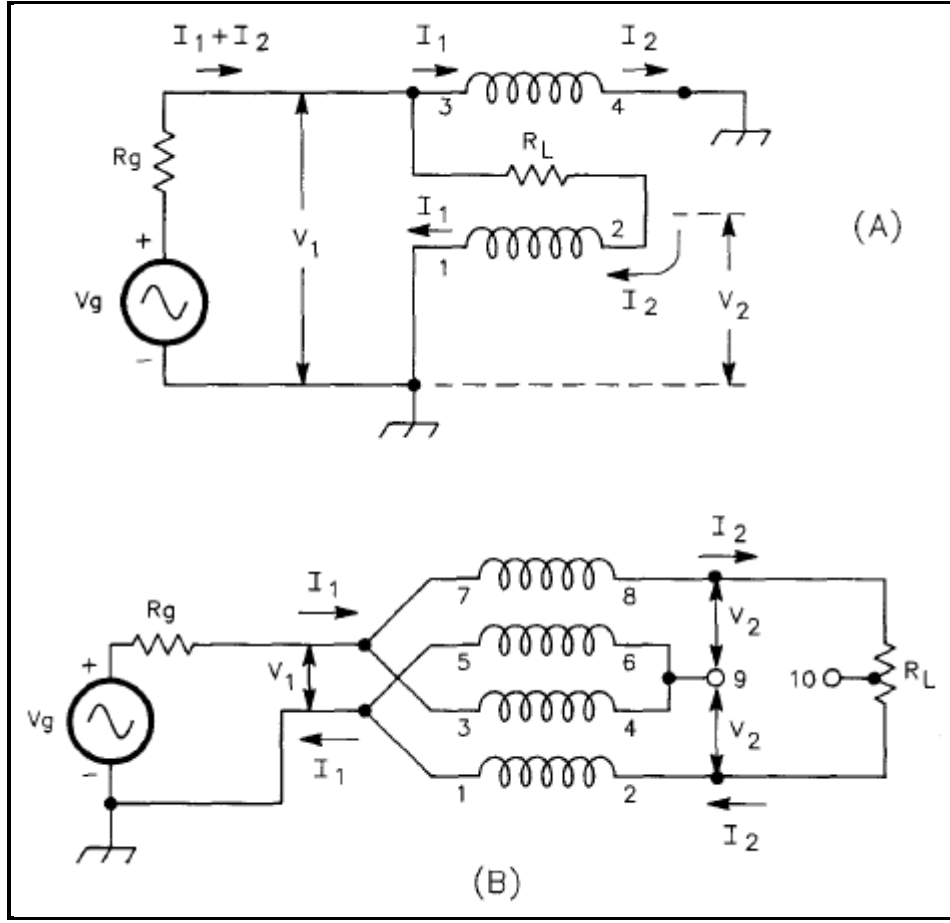
$\beta = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  = iletim hattındaki etkin dalga boyu

olarak verilmektedir. Şekil 4.5'te de görüldüğü gibi giriş empedansı  $Z_0 = Z_L$  olması dışında kompleks olabilir ve  $\beta l$  değişimi ile periyodiktir. Periyot  $\pi$  veya  $l = \lambda/2$  şeklindedir. İletim hattı uzunluğunun  $l < \lambda/4$  olduğu kısa iletim hatlarında,  $Z_L$  empedans değeri  $Z_0$ 'dan büyükse giriş empedansı  $Z_L$ 'den küçüktür.  $Z_L$  değeri  $Z_0$ 'dan küçükse giriş empedansı  $Z_L$ 'den büyüktür. Diğer bir deyişle,  $Z_L$ 'nin  $Z_0$ 'dan küçük olduğu durumda dönüşüm oranı 1:1'den büyüktür.  $Z_L$ 'nin  $Z_0$ 'dan büyük olduğu durumda ise dönüşüm oranı 1:1'den küçüktür (0.5:1 gibi). Dönüşüm oranındaki bu değişim, iletim hattı uzunluğunun  $0.1\lambda$ 'dan büyük olduğu durumlarda daha belirgin olmaktadır.

#### 4.10.2. 1:4 Bal-un

1:1 bal-unlarda olduğu gibi 1:4 bal-unları elde etmenin iki temel yöntemi vardır. Bunlardan birincisi Ruthroff tasarım yöntemi, ikincisi ise Guanella tasarım yöntemidir. Bu iki yöntemin de yüksdek frekans modelleri Şekil Şekil 4.8'de ve düşük frekans modelleri Şekil 4.9'da gösterilmiştir. 1:1 bal-unların aksine 1:4 bal-unlarda bu iki tasarım yönteminin  $R_L$  direncinin değişken veya tam ortasından toprağa veya ortak gerilim noktasına bağlı olmasına göre çok ciddi performans farkları vardır. Bu iki koşulu şu şekilde analiz edebiliriz:





Şekil 4.8. 1:4 bal-un tasarımının yüksek frekans modeli: (A) Ruthroff modeli ve (B) Guanella modeli [5]

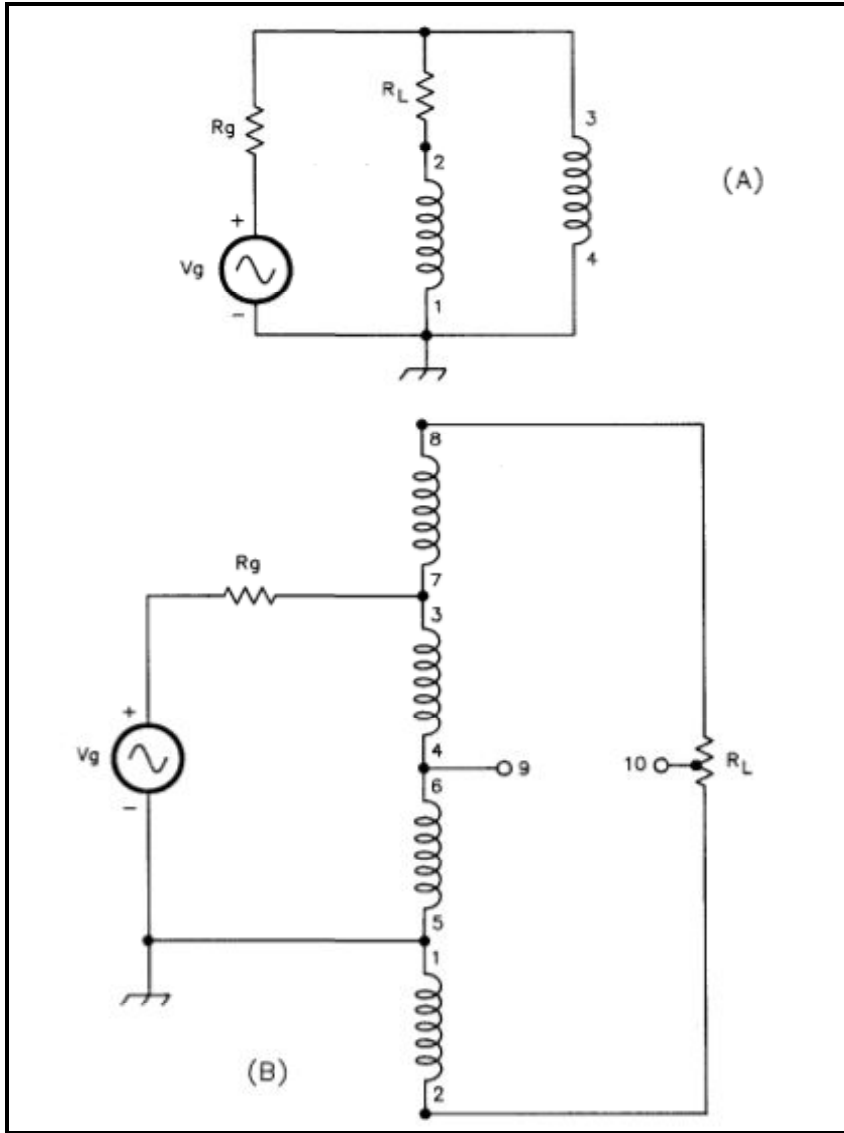
#### A. $R_L$ direncinin değişken olması

Şekil 4.8A'da görülen Ruthroff bal-un yapısında  $R_L$  direncinin sol tarafındaki gerilim  $R_L$  direncinin sol ucu 3 numaralı noktaya bağlı olduğu için  $+V_1$ 'dir. Uyumlu bir iletim hattı için  $R_L$  direncinin sağ tarafındaki gerilim ise  $-V_1$ 'dir. Dolayısıyla çıkış gerilimi  $V_{out} = (+V_1) - (-V_1) = 2V_1$ 'dir ve empedans oranı 1:4 olarak bulunur.

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{V_1}{2V_1} = \left(\frac{Z_{in}}{Z_{out}}\right)^{1/2}$$

$$\frac{Z_{in}}{Z_{out}} = \frac{1}{4}$$

Ayrıca çıkışlar toprağa göre dengelidir. Eğer sarımların reaktans değerleri  $R_L$ 'den yeterince büyükse (çalışma bandında) sarımlardan sadece iletim hattı akımları akar. Bu 1:4 Ruthroff bal-un yapılarının yüksek frekans performansları Ruthroff un-un yapılarının yüksek frekans performansları ile aynıdır.



Şekil 4.9. 1:4 bal-un tasarımının düşük frekans modeli: (A) Ruthroff modeli ve (B) Guanella modeli [5]

Şekil 4.8B'de yer alan Guanella 1:4 bal-un yapısı, giriş gerilimini, iki iletim hattının çıkış gerilimlerini birbirine ekleyerek iki katına çıkarır. Sarımları oluşturan bu iletim

hatları düşük-empedans tarafında birbirine paralel ve yüksek empedans tarafında birbirine seri bağlıdır. Bu iki tasarım yaklaşımında dikkat edilmesi gereken üç önemli fark vardır.

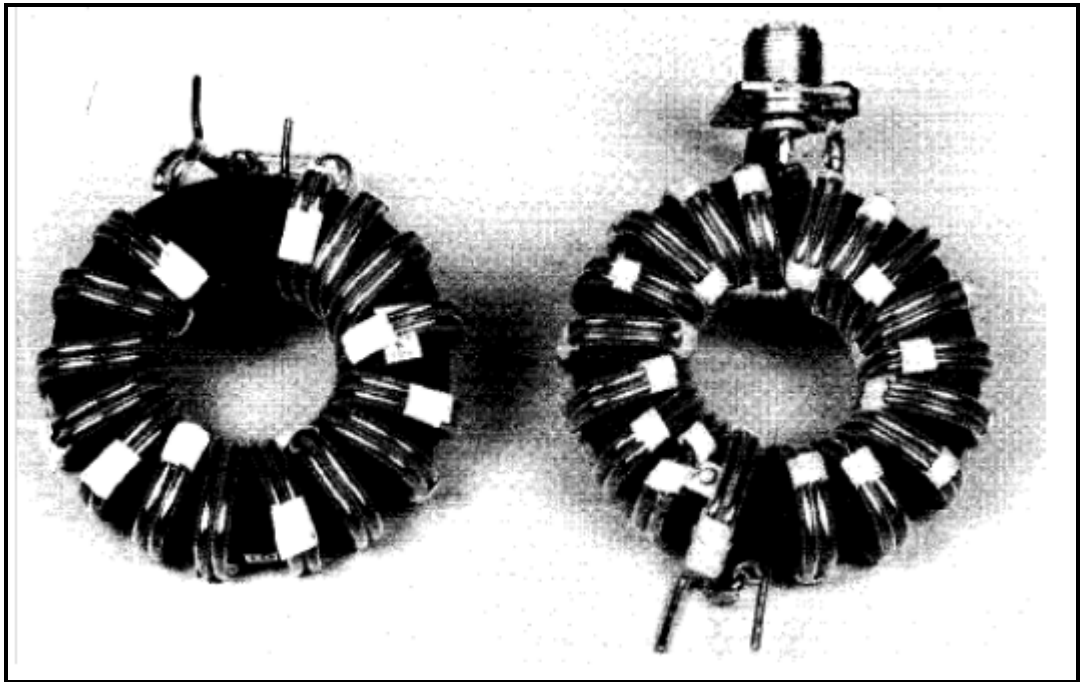
1. Ruthroff bal-unlar sadece tek yönlü çalışırlar. Şekil 4.8A'da görülen yüksek empedans tarafı her zaman dengeli taraftır. Guanella bal-un ise çift yönlüdür. Toprak bağlantısının hangi noktadan (Şekil 4.8B'de 1,5 veya 2 noktaları) yapıldığına bağlı olarak her iki yönde de çalışabilir. Bu yüzden Guanella bal-un, bir 50  $\Omega$ 'luk koaksiyel kabloyu 12.5  $\Omega$ 'luk bir yüke veya 50  $\Omega$ 'luk bir kaynağı 200  $\Omega$ 'luk bir yüke uyumlu hale getirmek için rahatlıkla tasarlanabilir.
2. Ruthroff bal-un yapısının yüksek frekans tepkisi Guanella bal-un yapısının yüksek frekans tepkisine göre daha düşüktür. Çünkü Ruthroff bal-un yapısında, iletim hattı ile direkt olarak iletilen gerilime, geciktirilmiş gerilim eklenir. Dolayısıyla gecikmenin 180 derece olduğu frekanslarda Ruthroff bal-un yapısının (veya un-un yapısının) çıkış gerilimi sıfır Volt olur. Guanella bal-un yapısında iki eşit faza sahip gerilim birbirine eklendiği için çalışılabilecek en yüksek frekans iletim hattı sarımlarının parazitik etkileri ile belirlenir. Eğer iletim hatları iyi bir şekilde kendi karakteristik empedans değerleri ( $R_L/2 = Z_0$ ) ile sonlandırılırsa ve parazitik etkiler minimize edilirse, Guanella bal-un yapısının empedans oranı frekanstan bağımsız olarak mükemmel şekilde çalışır.
3. Guanella yaklaşımı modüler bir yaklaşımdır ve daha yüksek empedans oranları için geliştirilebilir. Üç iletim hattı basit bir şekilde paralel-seri bağlanarak 1:9 geniş bantlı bal-un yapılabilir veya dört iletim hattı aynı şekilde paralel-seri bağlanarak 1:16 geniş bantlı bal-un yapılabilir ve bu benzer şekilde daha yüksek oranlara taşınabilir. Elde edilebilir iletim hattı sarımlarının karakteristik empedans değerinin yaklaşık 200  $\Omega$  olduğu düşünülürse, 40  $\Omega$ 'u 1000  $\Omega$ 'a uyumlayan verimli ve geniş bantlı bir bal-un yapmanın mümkün olduğu rahatlıkla görülebilir. Guanella bal-un yapısı için geçerli olan bu özellikler Ruthroff bal-un yapısı için söylenemez.

Diğer bir önemli fark da Şekil 4.9'daki düşük frekans modelinde görülmektedir. Eğer Ruthroff bal-un yapısındaki iki sarımın toplam sarım sayısı Guanella bal-un yapısındaki dört sarımın toplam sarım sayısı ile aynıysa ve sadece bir toroid kullanılmışsa iki yapının da düşük frekans tepkileri aynıdır. Fakat Guanella bal-un yapısının iki iletim hattı farklı iki toroid etrafına sarılmışsa ve her toroidin toplam sarım sayısı Ruthroff bal-un yapısındaki toplam sarım sayısına eşitse, Guanella bal-un yapısının düşük frekans tepkisi Ruthroff bal-un yapısının düşük frekans tepkisine göre iki kat daha iyi olur. İster tek toroid ister çift toroid kullanılsın, her iki durumda da aynı fazdaki gerilimleri birbirine eklediğinden dolayı Guanella bal-un yapısı çok daha yüksek frekans tepkisine sahiptir.

#### *B. $R_L$ direncinin ortasından topraklanması*

$R_L$  direnci orta noktasından toprağa bağlandığında farklı bir durum ortaya çıkar. Ruthroff bal-un yapısının düşük frekans tepkisi değişmez. Fakat yüksek frekans tepkisi Guanella bal-un yapısının yüksek frekans tepkisine benzer. Ölçümler yüksek frekans tepkisinin oldukça arttığını ve bu yöntemle artık aynı faza sahip iki gerilimin birbirine eklendiğini göstermektedir. Bu durum da, hibrit bal-un veya yük merkezinden toprağa bağlı olan bal-un tasarımlarının tercih edilmesine neden olmaktadır. Buna karşın eğer tek çekirdek kullanılıyorsa, Guanella bal-un yapısının düşük frekans tepkisi ciddi şekilde etkilenir. Şekil 4.9'da görüldüğü gibi  $R_L$  yükü orta noktadan topraklandığında 1-2 sarımı direkt olarak  $R_L/2$  direncini görmektedir. Bu yüzden tek başına 1-2 sarımının reaktans değeri  $R_L/2$ 'den çok daha büyük olmalıdır. Düşük frekanslardaki zayıf manyetik kuplaj yüzünden 1-2 sarımındaki bu yükleme diğer üç sarıma da yansır. Bu yüzden  $R_L$  direncinin değişken olduğu durumlarda düşük frekans tepkisinin düzenlenebilmesi ve uygun hale getirilebilmesi için seri bir 1:1 bal-un kullanılması gerekir. Fakat Guanella 1:4 bal-un yapısında iki farklı toroid kullanılırsa  $R_L$  direncinin orta noktasından toprağa bağlanması ihmal edilecek kadar düşük bir etkiye sebep olur.

Şekil 4.10'da gösterilen iki 1:4 bal-un 150 ile 300  $\Omega$  aralığında değişen dengeli yükleri 50  $\Omega$  empedansa sahip bir kaynağa veya koaksiyel kabloya uyumlamak için tasarlanmıştır. İki bal-un yapısı da 50  $\Omega$ 'luk bir kaynağı 200  $\Omega$ 'luk bir yüke uyumladıkları zaman en iyi yüksek frekans tepkilerini gösterir. Her iki bal-un yapısının da karakteristik empedans değeri yaklaşık 100  $\Omega$ 'dur. Bu trafoların parametreleri aşağıdaki gibidir.



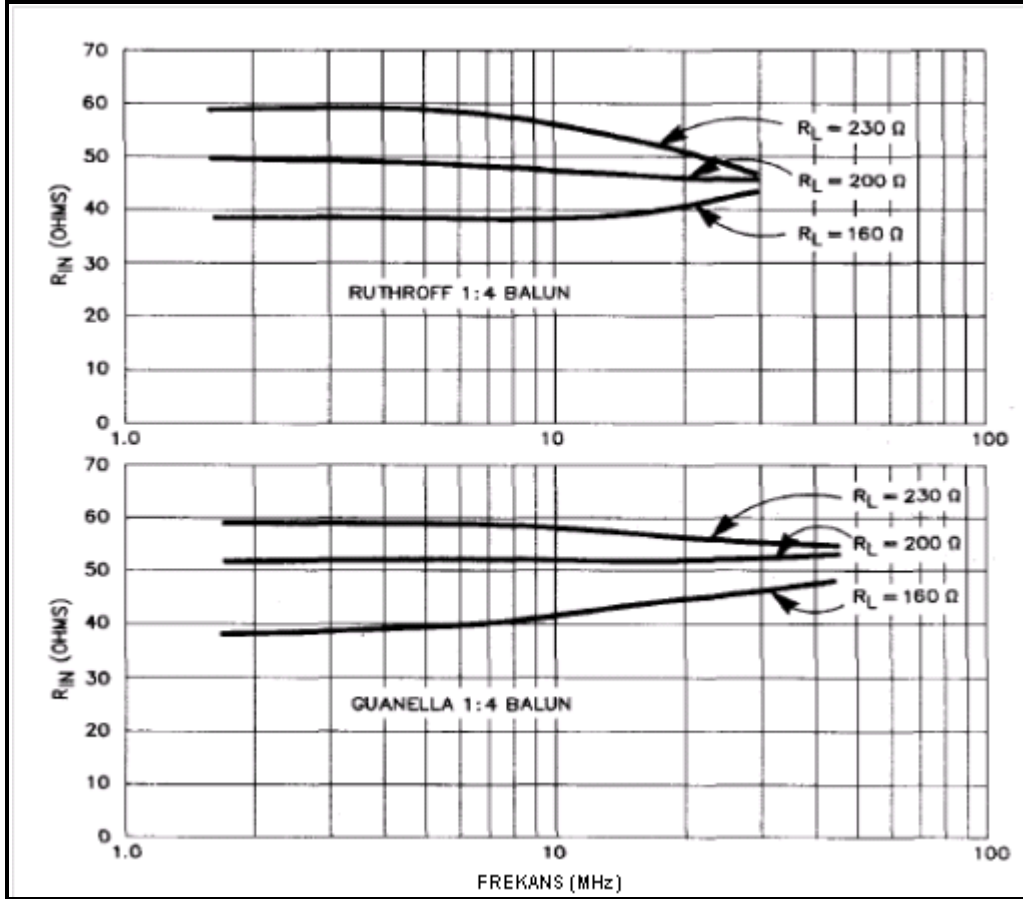
Şekil 4.10. 50 ohm dengesiz bir yapıyı 200 ohm dengeli bir yapıya uyumlamak için tasarlanan 1:4 bal-un yapıları. Sol taraftaki yapı Ruthroff tasarımı, sağ taraftaki yapı ise Guanella tasarımı [5]

#### A. Ruthroff Bal-un

Bu Rathroff bal-un 4C4 model numaralı 3 inç OD (outer diameter-dış çap) boyuta sahip toroid (manyetik geçirgenliği  $\mu = 125$ ) üzerine no. 14 kablo ile 15 çift telli sarım sarılması sonucu elde edilmiştir. Her kablo, dış kısmını çevreleyen bir teflon yapıyla korunmaktadır. 15 sarım sonucu oluşan reaktans değeri, bal-un yapısını 1.5MHz altındaki frekanslarda çalışmak için uygun hale getirmiştir. 50  $\Omega$ 'luk dengesiz (unbalanced) giriş, bal-unun düşük-empedans tarafına bağlanmaktadır.

### B. Guanella Bal-un

Bu Guanella bal-un yapısında aynı toroid ve kablolar kullanılmıştır. Her iletim hattı 9 çift telli sarım oluşturacak şekilde sarılmıştır ve bal-unun sağladığı izolasyon Ruthroff bal-unun sağladığı izolasyon ile aynıdır. Toplam sarım sayısı 18 olduğundan dolayı bu bal-un yapısı düşük frekans tepkilerinde ekstra %50 toleransa sahiptir. Yine Ruthroff bal-unda olduğu gibi 50  $\Omega$ 'luk dengesiz giriş, bal-unun düşük-empedans tarafına bağlanmaktadır.



Şekil 4.11. İki 1:4 bal-un yapısının frekans tepkisi karşılaştırması [5]

Şekil 4.11'de üç farklı  $R_L$  yüküne karşı iki bal-unun da frekans tepkileri arasındaki fark gösterilmiştir. Bu sonuçlar sadece basit direnç yükleri kullanılarak elde edilmiştir ve bütün sonuçlar net olarak görülememektedir. Çünkü ölçümler alınırken

aynı zamanda çıkış gerilimlerinin de gözlenmesi gerekmektedir. Örneğin, 15MHz frekansında şekilde yer alan Ruthroff bal-un, çıkışlarında çok ciddi faz değişimleri gösterirken Guanella bal-un 100MHz frekansına kadar çıkışlarında kesinlikle faz değişimi göstermemiş ve dengeli çıkışlar elde edilmiştir. Şekil 4.11’de yer alan iki tasarımda da 4C4 model toroid kullanılmasının sebebi malzemenin yüksek akı yoğunluğuna dayanıklı olmasıdır.

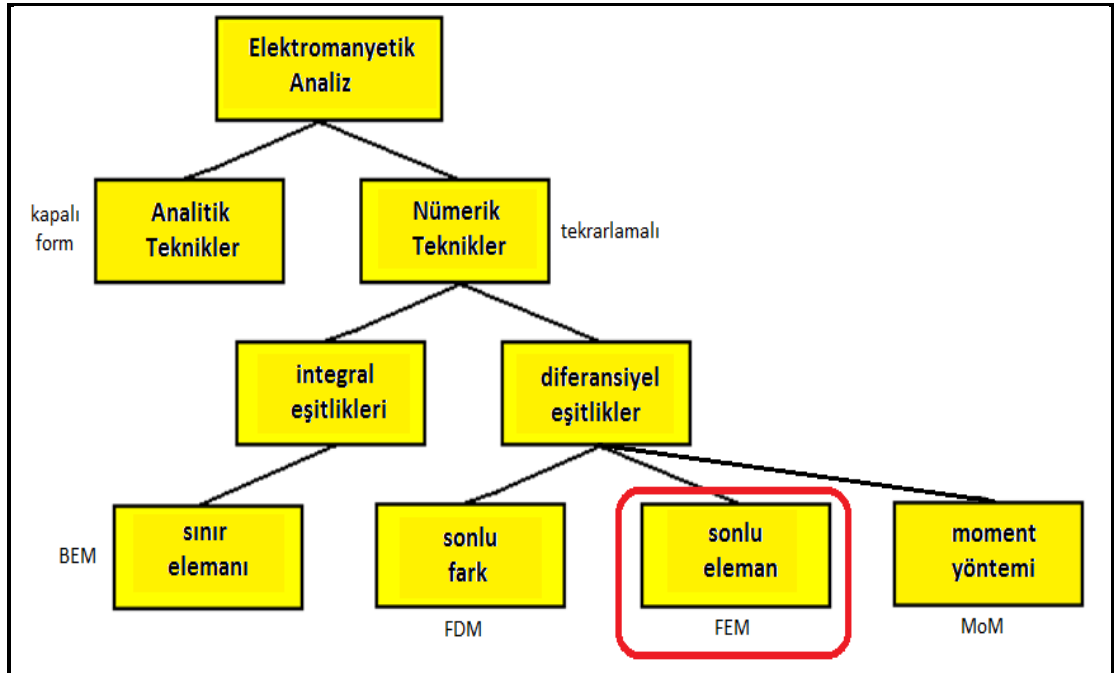
## 5. HFSS

HFSS, İngilizce kökenli “High Frequency Structure Simulator” ifadesini oluşturan kelimelerin baş harfleri kullanılarak oluşturulmuştur. HFSS, rassal üç boyutlu hacimsel pasif eleman modelleme için yüksek performanslı bir tam dalga elektromanyetik alan simülatörüdür. Simülasyon, görselleştirme, katı modelleme ve otomasyon işlemlerini, üç boyutlu elektromanyetik problemlerin hızlı ve doğru bir şekilde çözüldüğü öğrenmesi basit bir ortamda bütünleştirir. Ansoft HFSS, tüm üç boyutlu elektromanyetik problemlerin çözümleri hakkında fikir vermek ve çok yüksek performans sağlamak için Sonlu Elemanlar Metodu (Finite Element Method-FEM), adaptif örgü (mesh) ve grafik yöntemleri kullanır. S-Parametreleri, Rezonans Frekansları ve alanları hesaplamak için kullanılabilir. Genel olarak kullanıldığı yerler:

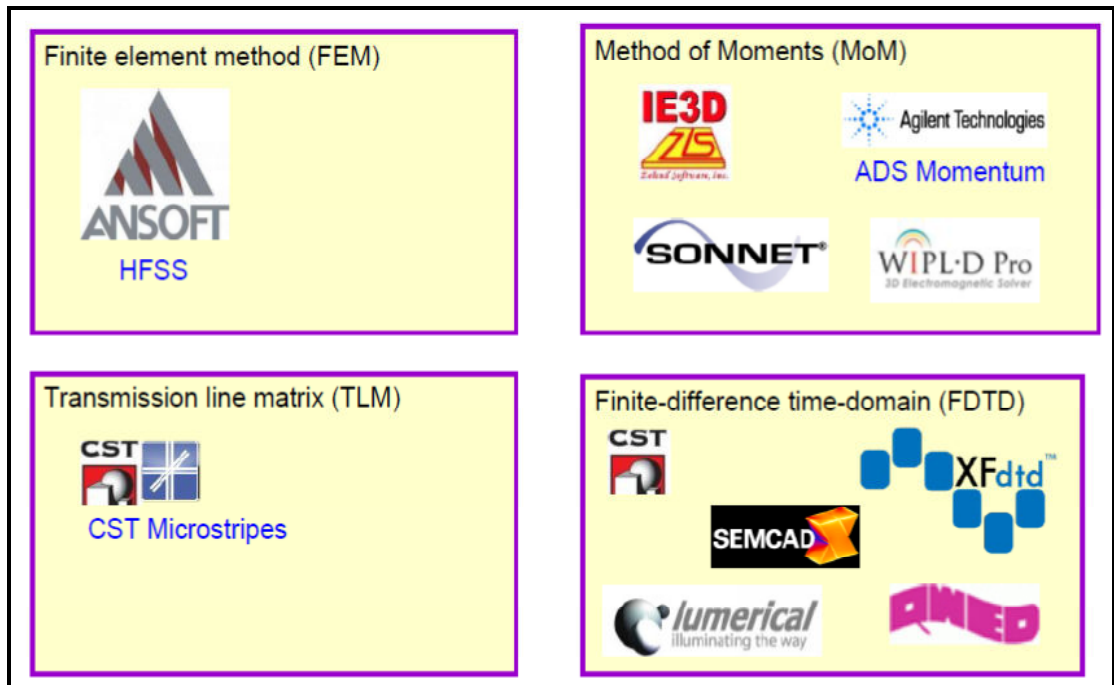
- Paket Modelleme: BGA, QFP, Kontrollü portatif çip bağlantısı (Flip-Chip)
- PCB Kart Modelleme: Güç/Toprak düzlemleri, örgülü ızgara zeminler, arka paneller.
- Silikon/GaAs: Spiral bobinler, transformatörler
- EMI/EMC: Ekranlı mahfazalar, girişim, yakın veya uzak Alan Işınımları
- Antenler/Mobil İletişimler: Yamalar, dipoller, hornlar, uyumlu cep telefonu antenleri, dörtlü sarmallar, özgül soğurma oranı (Specific Absorption Rate-SAR), sonsuz diziler, radar kesiti (Radar Cross Section-RCS), frekans seçici yüzey (Frequency Selective Surface-FSS)
- Konnektörler: Koaksiyel, SFP/XFP, arka panel, geçişler
- Dalga Klavuzu: Filtreler, rezonatörler, geçişler, bağlayıcılar
- Filtreler: Oyuk filtreleri, mikroşeritler, dielektrik

HFSS, temel örgü ögesi dörtyüzlü olan interaktif bir simülasyon sistemidir. Bu özelliği, herhangi bir rassal 3D geometriyi, özellikle karmaşık eğrileri ve şekilleri çözme olanağı sağlar.





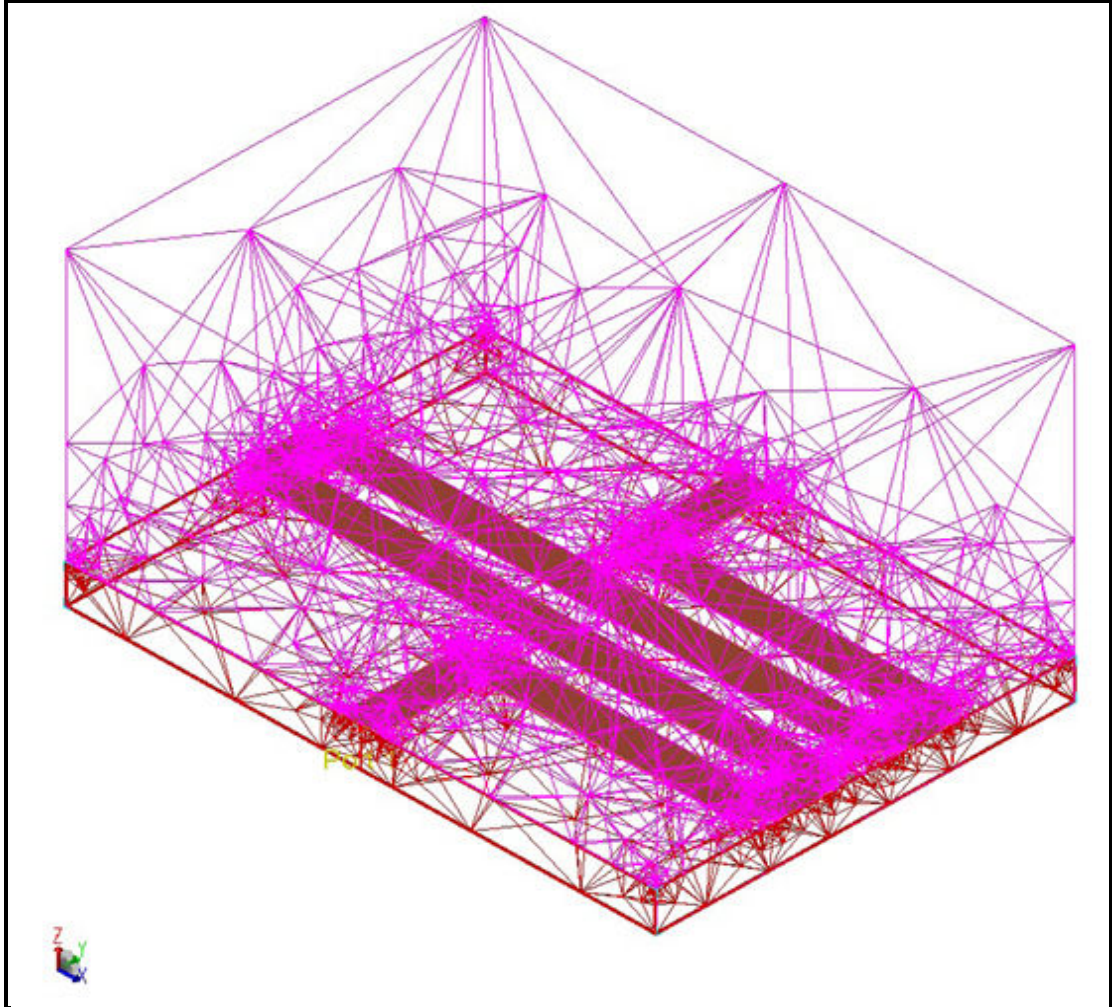
Şekil 5.1. Programların kullandığı farklı analiz yöntemlerinin akış şeması



Şekil 5.2. Simülasyon programlarının kullandığı analiz yöntemleri

### 5.1. Sonlu Eleman Yöntemi (FEM)

FEM simülasyon yöntemi gerçek bir 3D alan çözücüdür. Rassal biçimli 3D yapıları analiz edebilir ve katmanlı yapıları çözmekle sınırlı değildir. FEM simülasyonunda simülasyonu yapılan nesnelere bir kutu içerisine yerleştirilir. Bu kutu, alan sınırlarını belirler ve böylece simülasyon alanını tanımlar. Bütün simülasyon hacminde, genellikle geometrik modelin çevresinde oluşturulan dört yüzlü yoğun örgü (mesh) yapıları kullanılarak örgü işlemi gerçekleştirilir.



Şekil 5.3. FEM simülasyonunda kullanılan tipik uyumlu örgü yapısı

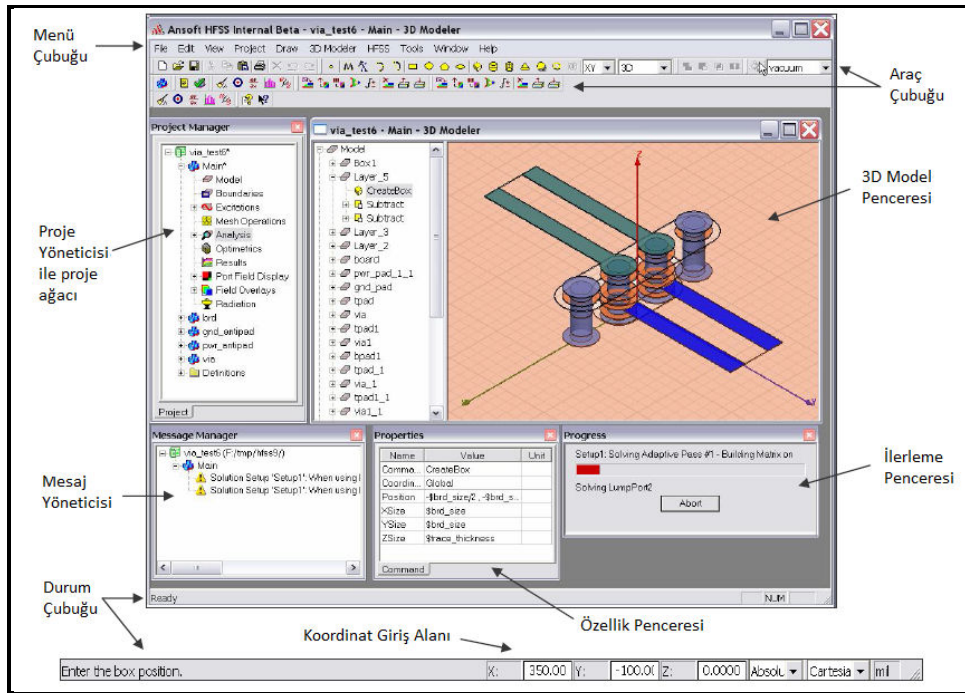
FEM simülasyonlarında bilinmeyen, genellikle bir alan değeridir. Alan değeri, her bir dört yüzlü şekil üzerinden bilinmeyen katsayılar ile bilinen genişleme

fonksiyonlarının toplamı şeklinde yaklaşık olarak hesaplanır. MoM yöntemi gibi bütün portların uyarılması için sadece bir matris gereklidir. Başka bir deyişle, çok sayıda port gerektiren tasarımların simülasyonunda önemli bir zaman kaybı yoktur. FEM analizinin çok uygun olduğu en genel uygulamalardan biri RF ve Mikrodalga entegre devrelerin dizilimi ile ilgili parazitik karakterizasyonudur. FEM, tasarımcılara pek çok rassal 3D geometrik yapıları simüle etme imkanı sağlayan en esnek EM analiz yöntemidir. Fakat geometrik olarak karmaşık ve/veya elektriksel olarak büyük yapılarda, örgü çok fazla dört yüzlü örgü hücreleri ile çok karmaşık bir hale gelebilir. Bu da çözmek için geniş miktarda bilgisayar hafızası gerektiren, büyük matrislerin oluşmasına sebep olur.

## 5.2. HFSS ile Modelleme

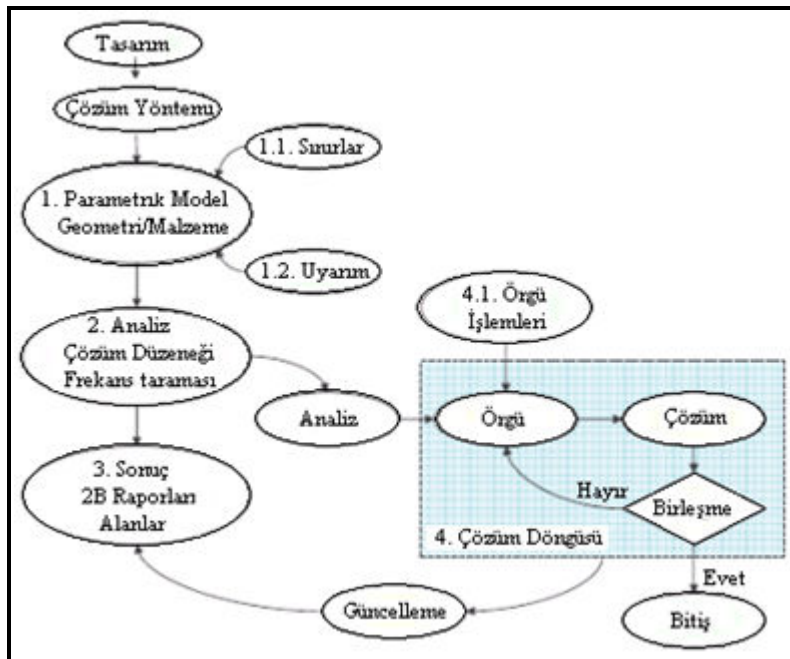
HFSS programının diğer simülasyon programlarının çoğu gibi birkaç opsiyonel kullanım paneli vardır. Bunlar:

- Projenin yapısını bir tasarım ağacı şeklinde listeleyen bir Proje Yöneticisi,
- Simülasyon öncesi, var olan hataları veya uyarıları gösteren bir Mesaj Yöneticisi,
- Model parametrelerini ve özelliklerini gösteren ve değiştirilmesini sağlayan bir Özellik Penceresi,
- Çözüm ilerleyişini gösteren bir İlerleme Penceresi,
- Modeli ve aktif tasarım için model ağacını içeren bir 3D Model Penceresi.



Şekil 5.4. HFSS simülasyon programının genel yapısı

Ansoft HFSS, pasif RF modellerin tasarlanıp geliştirilmesi için kullanımı kolay bir arayüze sahiptir. Tasarlanan modeller genel olarak aşağıdaki akı şemasına sahiptir:



Şekil 5.5. Tasarım modellerinin akış şeması

### 5.2.1. Parametrik model oluşturma

Parametrik modelleme yeteneği sabit bir pozisyon ya da boyut yerine, değişkenler tanımlanmasını sağlar. Değişken tanımlandıktan sonra kullanıcı tarafından değiştirilebilir.

HFSS'te tanımlanabilen iki tür değişken vardır.

- *Yerel Değişkenler:* sadece tasarımı yapılan modelde kullanılabilirler.
- *Proje Değişkenleri:* proje içindeki tüm modellerde kullanılabilirler. Global değişkenlerdir.

Her değişken tanımlanırken birim içermek durumundadır. HFSS'te değişkenler için varsayılan birim metredir. Tasarımlarda kompleks eşitlikler içeren değişkenler kullanılabilir. Parametreler ve sonuçlar animasyonlar ile görselliğe dönüştürülebilir.

### 5.2.2. Sınır koşulları

Sınır koşulları nesnelere arasındaki arayüzlerin, yüzeylerin ve düzlemlerin karakteristiklerinin kontrol edilebilmesini sağlar. Sınır koşulları Maxwell Denklemleri'ni anlamak için önemlidir ve Maxwell Denklemleri'nin czmlerinin temelini oluşturur. HFSS'te czlen dalga denklemleri Maxwell Denklemleri'nin farksal formundan türetilir.

HFSS kullanıcıları sınır koşulları ile yapılan alan varsayımlarının farkında olmalıdır. Sınır koşulları alan davranışlarını ciddi şekilde etkiler. Dolayısıyla kullanıcı, simülasyon sonuçlarının doğru olması için uygun sınır koşulları yaklaşımında bulunmalıdır. Sınır koşullarının yanlış kullanılması tutarsız sonuçların elde edilmesine sebep olur. Doğru kullanıldığında sınır koşulları, modellerin karmaşıklığını azaltarak daha kolay czmlenmesini sağlar.

Sınırları sonsuz olan gerçek dünyanın aksine simülasyon programlarının çoğunda sonlu sınırlar tanımlanır. Sonlu boşluğu elde etmek için HFSS, geometrik modeli çevreleyen bölgeyi içine alan dış sınırlar üzerinde sınır koşullarını kullanır. Modelin karmaşıklığı çözüm süresini ve kullanılan bilgisayar kaynaklarını artırır. Bu yüzden dış sınır koşullarının mümkün olan her yerde kullanılması çok ciddi avantaj sağlar.

HFSS'te üç tip sınır koşulu vardır. Bunlardan ilk ikisinin tanımlanması ve doğrulanması kullanıcının sorumluluğundadır. Malzemelerin sınır koşulları ise kullanıcıların müdahalesine kapalıdır. Bu sınır koşulları kısaca şu şekilde sıralanabilir:

#### 1. Uyarma (Excitation)

- dalga girişleri (wave ports – external)
- toplu girişler (lumped ports – internal, içerisinde kaynak ve yüklerin olduğu girişler)

#### 2. Yüzey yaklaşımları

- simetri düzlemleri
- mükemmel elektrik ve manyetik yüzeyleri
- ışıma yüzeyleri
- çevresel veya dış yüzey

#### 3. Malzeme özellikleri

- iki dielektrik malzeme arasındaki sınır
- bir iletkenin sonlu iletkenliği

### 5.2.3. Analiz

HFSS, model üzerinde analiz için uyumlu örgü (adaptive mesh) yapıları kullanır. Bu örgü yapıları, modelin elektriksel performansına uygun, hızlı ve verimli olacak şekilde program tarafından otomatik olarak oluşturulur. Uyumlu örgü yapıları program tarafından oluşturulmaz ise, doğru örgü yapılarının oluşturulması kullanıcıya kalır. Bu durumda hata yapma olasılığı artar. Uyumlu örgü ile yapılan simülasyonda ilk seferde elde edilen sonuçlar doğrudur. Farklı bir örgü yapısıyla simülasyonun tekrarlanmasına gerek yoktur.

HFSS simülasyonlarında üç farklı çözüm yöntemi kullanılır. Bu çözüm yöntemleri, model sürme, terminal sürme ve öz mod biçiminde adlandırılır. Model sürme çözüm yöntemi, bir kaynak tarafından “sürülen” mikroşerit, dalga kılavuzu ve iletim hatları gibi yüksek frekanslı ve pasif yapıların mod temelli S-parametrelerinin hesaplanmasında kullanılır. Terminal sürme çözüm yöntemi, bir kaynak tarafından “sürülen” yüksek frekanslı çok iletkenli iletim hattı portlarına sahip pasif yapıların terminal temelli S-parametrelerinin hesaplanmasında kullanılır. Sonuçlar, akım ve gerilim bileşenleri içerir. Normal mod çözüm yöntemi ise, bir yapının normal modlarının veya rezonanslarının hesaplanmasında kullanılır. Programdaki normal mod çözümler yapının rezonans frekanslarını ve bu frekanslardaki alanları tespit eder.

Simülasyon programlarında Delta-S parametrelerinin hesaplanmasında çok yüksek doğruluk tercih edilir. Fakat bu durum oldukça fazla zaman kaybına sebep olur. Bu durumu optimize edebilmek için HFSS programında doğruluk derecesi kullanıcı tarafından belirlenebilmekte ve dolayısıyla zaman kaybı en aza indirilebilmektedir.

## 6. BAL-UN TASARIMI

Bal-un, bir elektronik devrede ya da sistemde dengeli ve dengesiz giriş çıkışları olan yapıların birlikte kullanılabilmesine olanak sağlar. Dengeli giriş/çıkış: toprak bağlantısı olmayan, genellikle simetrik olan faz ve nötr ya da artı ve eksi olarak alınan akım ve/veya gerilimlerdir. Dengesiz giriş/çıkış: dönüş hattı olarak toprağı kullanan, toprak bağlantısı olan ve referansı sıfır olan yapılardır.

Bal-unun iki temel işlevi vardır: birincisi iletim hattının izolasyonunu sağlamak, ikincisi ise dengeli çıkış akımı/gerilimi sağlamaktır. Bunların yanı sıra bal-un, empedans uyumu sağlar ve filtre görevi de yapar. Dolayısıyla daha düşük VSWR değeri elde edilmesini sağlar. Etkili bir bal-un tasarımı için gereken koşullar şu şekilde sıralanabilir:

- yüksek sarım endüktansı,
- düşük kaçak kapasitans değeri,
- 1/4 dalga boyu uzunluğundan daha kısa iç iletim hattı,
- hat uyumsuzluğuna ve yüksek güce dayanabilecek yüksek güç kapasiteli bileşenler kullanılması,
- güç kayıplarını azaltmak için geniş kablo hacmi,
- doyumu (satürasyon) engellemek ve yüksek sarım endüktansı sağlamak için geniş çekirdekler,
- kötü hava koşullarına dayanıklılık,
- paslanmaz donanım,
- fiziksel etkilere ve yüklere dayanabilecek güçlü bir yapı.

Bal-un üzerinden akan akımın genlik değeri çok yüksek ise, çekirdek doyuma uğrar. Bu durum, doyuma uğrayan bal-un yapısında akım artsa bile manyetik akımın artmayacağını gösterir. Bu istenmeyen bir durumdur ve artan akımla birlikte sarımın endüktans değeri düşer. Ferrit çekirdekli bir bal-un doyuma uğradığında VSWR değeri artar. Çekirdeğin doyuma uğraması, yük ile hat arasında meydana gelen çok

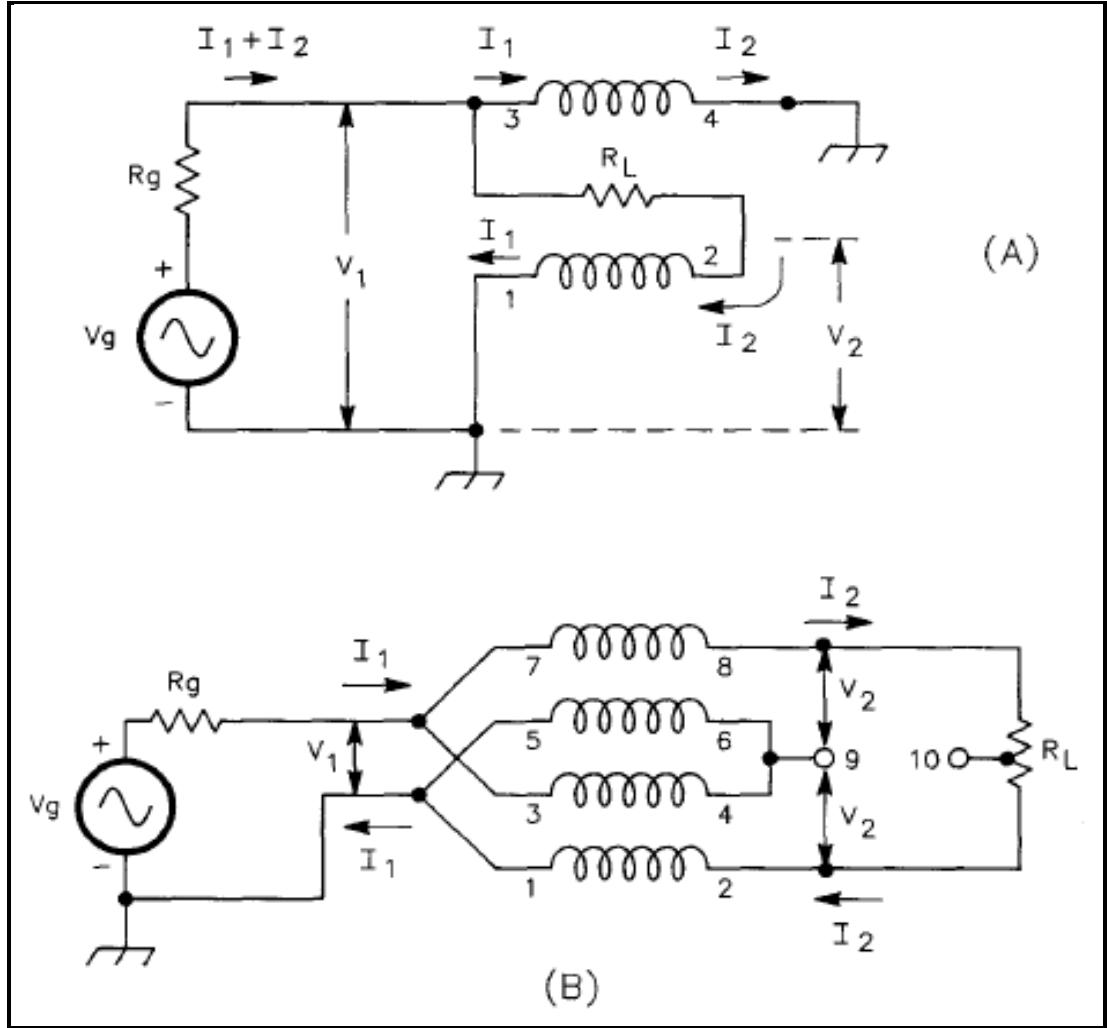


ciddi bir uyumsuzluk sonucu, çekirdek üzerindeki sargılardan çok yüksek güç taşınması sonucu veya bu iki durumun bir kombinasyonu ile gerçekleşir.

Bal-un tasarımında dikkat edilmesi gereken ve doğru bilinen bazı yanlışlar:

- 1:1 yapıda olan bal-unlar VSWR değerini iyileştirmez. 1:4 ve diğer özellikteki bal-un yapıları empedans uyumu sağladığı için kullanılmadıkları duruma göre VSWR değerinde iyileştirme sağlarlar.
- Bal-unlar yıldırıma karşı koruyucu yapılar değildir. Bal-unların çok büyük kısmının endüktans değeri, yıldırım akımlarını kesmek için çok küçüktür.
- Bal-un sarımı arasındaki boşluklar ark önleyici yapılar değildir.
- Bal-unlar tek bandın çoklu bant şeklinde çalışmasını ve antenlerin çalışma bandının daha geniş olmasını sağlamaz.

Bal-unlar temel olarak ikiye ayrılır: akım bal-unları ve gerilim bal-unları. Akım bal-unları, çıkış gerilimini gerekli seviyelere getirerek çıkıştaki her besleme hattının akım seviyesinin eşit olmasını sağlar (Guanella Bal-un gibi). Hem dengeli hem de dengesiz hatları sürebilme konusunda en temel ve en başarılı yapıdır. Akım bal-unları, bir tarafına bağlanan yapıları diğer tarafına bağlanan yapılardan izole eder. Böylece dengeli veya dengesiz yüklerin iyi bir şekilde beslenmesini sağlar. Bu bal-un türleri ayrıca geniş bantlı faz çevirici veya un-un (unbalanced-unbalanced) dönüştürücü olarak da kullanılır. Gerilim Bal-unları, akım dengesine bakmaksızın çıkış gerilimlerini eşit tutmaya çalışır (Ruthroff Bal-un gibi). Mükemmel şekilde dengeli yükler bulmak zor olduğu için de besleme hatlarında radyasyona sebep olur. Uygulamalarda mümkün olan her yerde akım bal-unları kullanılmalıdır.

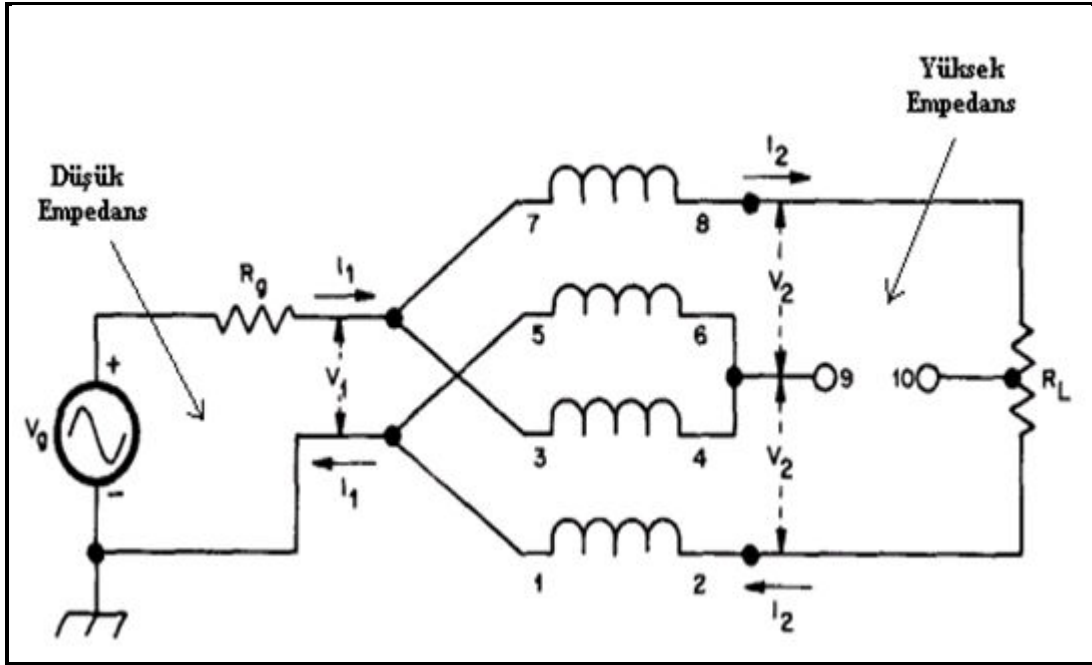


Şekil 6.1. (A) Ruthroff (Gerilim Bal-un) ve (B) Guanella (Akım Bal-un) [5]

Akım bal-unları gerilim bal-unlarına göre daha dengeli çıkış sağlar, daha az kayıplıdır, yüklerin dengesizliğini ve denge değişikliklerini daha iyi tolere eder. Akım bal-unları sadece ortak mod (common mode) akıya maruz kaldığı için daha küçük ferrit çekirdek kullanarak doyuma uğramadan yüksek güçlere dayanabilirler. Eğer sarım empedansı yeterince büyükse ortak mod kaçakları sıfır olur ve ideal dengenin oluşmasını sağlar. Gerilim bal-unlarında trafonun ferrit çekirdeği iletilen gücün tamamına maruz kaldığı için çabuk ısınır ve dolayısıyla daha çabuk doyuma uğrar. İletilen işaretin tamamını taşıdıkları için doyuma uğramalarına izin verilmemelidir. Doyuma uğraması durumunda, nonlineer olduğundan, hem harmonik bozulma hem de intermodülasyon meydana gelir. Dolayısıyla yüksek güç taşıyan

yapılarda gerilim bal-unları kullanılacaksa doyuma uğramadığını garanti etmek için daha büyük çekirdek yapıları kullanılmalıdır.

Tasarımı yapılan bal-unda Guanella bal-un tasarım yöntemi kullanılmıştır. Şekil 6.1’de Guanella’in 1:4 trafosunun şematik gösterimi yer almaktadır. İki iletim hattı, “düşük empedans tarafı”nda birbirine paralel, “yüksek empedans tarafı”nda birbirine seri uzanmaktadır.



Şekil 6.2. Guanella (Akım Bal-un) 1:4 trafo yapısı [5]

Şekil 6.2’deki gibi tek noktadan toprak bağlantısı yapıldığında bal-un, yükseltici görevi görürken, toprak bağlantısı 1 ve 5 numaralı noktalar yerine 2 numaralı noktadan yapılırsa bal-un, zayıflatıcı görevi yapmaktadır. Şeklin simetrik özelliğinden de görüldüğü gibi her iletim hattı yükün bir yarısını görmektedir. Bu yüzden, düz hatlarda maksimum yüksek frekans tepkisi için optimum karakteristik empedans değeri  $Z_0 = R_L/2$ ’dir. Karakteristik empedans tarafından sönmelenemeyen parazitik etkiler ihmal edildiğinde bu trafo, frekanstan bağımsız bir trafo olarak düşünülebilir. Sarımlar arasında uygun boşluk bırakılması ve sarımların endüktans

değerlerinin yeterli seviyede yüksek olması, ideal trafoya yakın sonuçlar elde edilmesini sağlar.

Şekil 6.2’de düşük empedans tarafındaki giriş empedansı şu şekilde bulunur:

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{2} \left( \frac{Z_L/2 + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L/2 \tan \beta l} \right) \quad (6.1)$$

$Z_0$  = karakteristik empedans

$Z_L$  = yük empedansı

$l$  = iletim hattının boyu

$\beta = 2\pi/\lambda$  ,  $\lambda$  = iletim hattının etkin dalga boyu

Karakteristik empedansın rezistif ve  $Z_0 = R_L/2$  olduğu optimum durumda Eş. 6.1 aşağıdaki hale indirgenebilir.

$$Z_{in} = \frac{R_L}{4} \quad (6.2)$$

İkiden fazla iletim hattı olduğunda giriş empedansı,

$$Z_{in} = R_L/n^2 \quad (6.3)$$

olur. Burada  $n$ , iletim hattı sayısını ifade etmektedir. Bunun tersi şekilde yüksek empedans tarafından bakıldığında,

$$Z_{in} = R_L n^2 \quad (6.4)$$

şeklinde eşitlik elde edilir.

Bal-un tasarımı için tam bir matematiksel yöntem yoktur. Sadece yol gösterici kurallar vardır. Bunlardan birincisi, en düşük çalışma frekansında dahi bal-unun dengeli çıkış vermesini sağlamak için bal-unun endüktans değerini, yükün beklenen

en yüksek empedans değerinin iki katı büyüklüğünde yapmaktır. Bal-unun yapısında kullanılan sarımlar birer iletim hattı olduğu için, karakteristik empedans değerine etki eder. Dolayısıyla ikinci kural olarak, sarımların mümkün olduğunca kısa olması gerekir. Hattın uzunluğu, genelde yüksek frekanslarda etkisini gösterir. Üçüncü kural ise, çekirdek üzerindeki sarımların karakteristik empedansının ( $Z_0$ ), tasarlanan 1:n bal-un yapısının beklenen ortalama empedans değerine eşit olması gerektiğidir.

Tasarlanan bal-un yapısında Amidon FT-240 modeli ferrit çekirdek kullanılmıştır. FT-240 modeli ferrit çekirdekler güç dayanımı en yüksek olan ferrit çekirdek yapılarındandır. Geniş bantlı çalışma frekansı aralığına uygun empedans değerine sahip olan Amidon tip 61 materyali tercih edilmiştir. Bu materyal, 0.2 ile 10MHz aralığı rezonans devreleri ve 10 ile 200MHz aralığı geniş bantlı çalışan devreler için kullanıma uygundur. FT-240-61 toroid çekirdeğinin endüktans hesaplaması için kullanılan  $A_L$  değeri 171'dir. Bilinen bir endüktans değeri için sarım sayısı,

$$N = 1000\sqrt{U/A_L} \quad (6.5)$$

ile bulunur. Burada  $N$  sarım sayısını ve  $U$  milihenry cinsinden endüktans değerini ifade etmektedir. Her bir dengeli hattın bağlı olduğu yük empedansı değeri 100 Ohm'dur. Dolayısıyla sarımların sağlaması gereken endüktif reaktans değeri  $2 \times 100 = 200$  Ohm olmalıdır. En düşük çalışma frekansı olarak 1MHz alındığında,

$$L(\mu H) = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{200}{2\pi} = 31,83 \mu H = 0,03183 mH$$

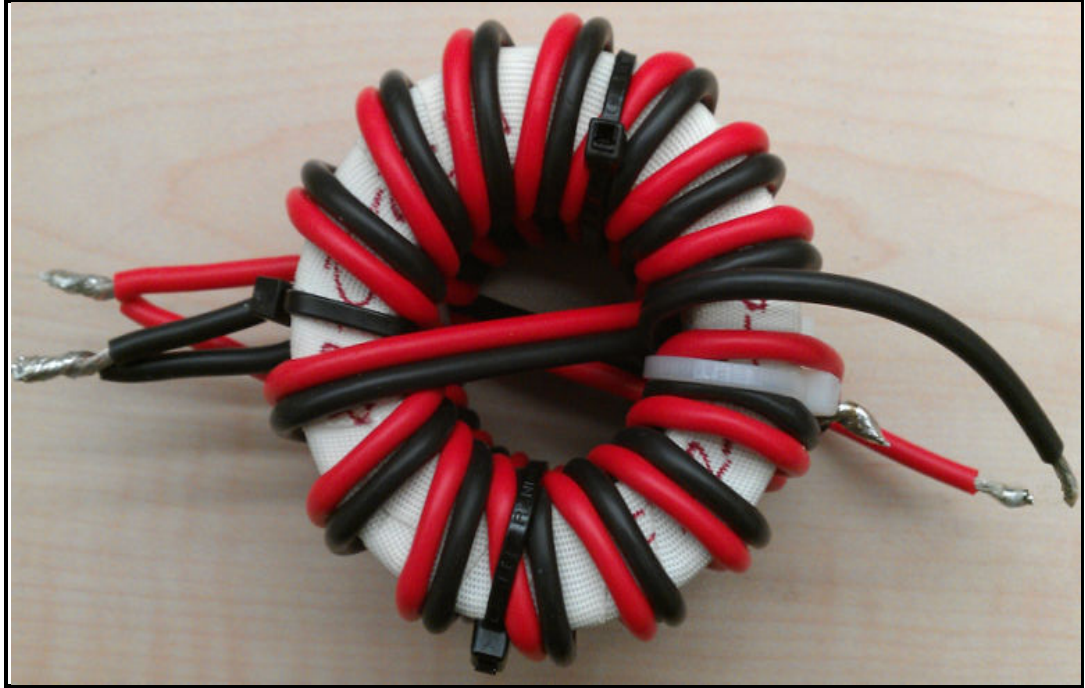
$$N(\text{sarım sayısı}) = 1000 \sqrt{\frac{0,03183}{171}} = 13,62$$

değerleri bulunur. Bu nedenle tasarımda 14 sarım kullanılmıştır. 14 sarımın oluşturduğu endüktans değeri,

$$U(mH) = \left(\frac{14}{1000}\right)^2 \times 171 = 0,033516mH$$

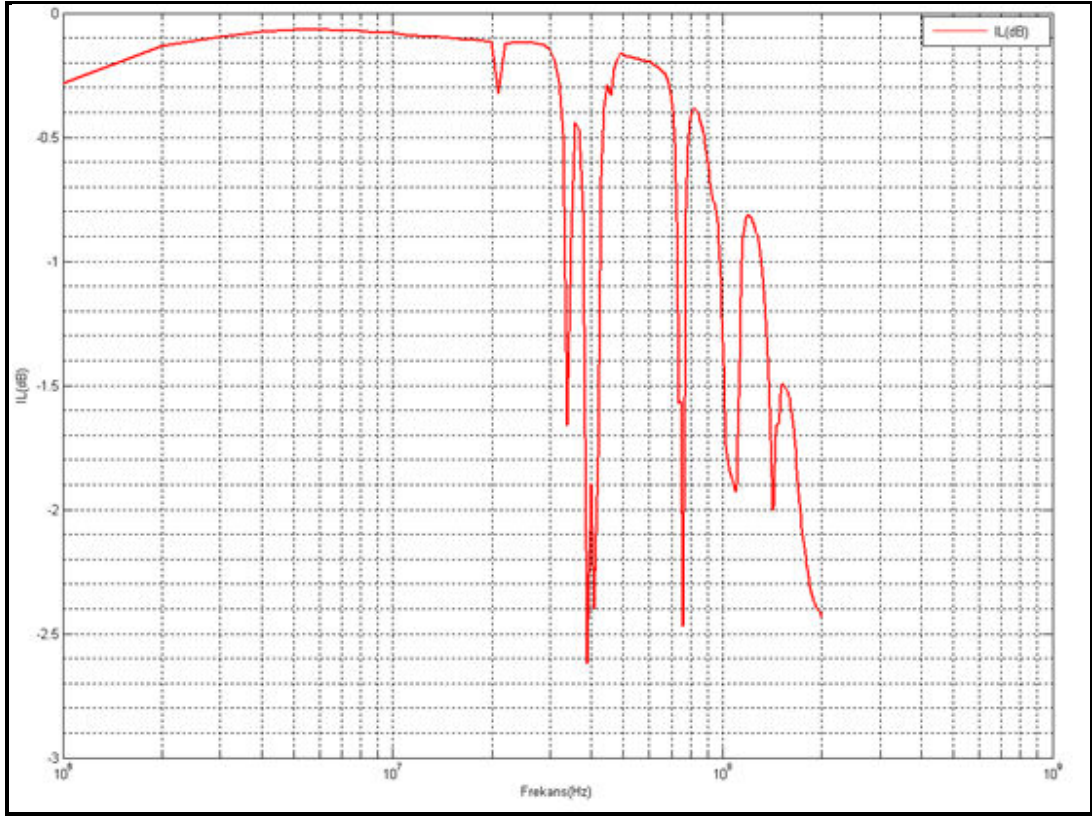
$$X_L(ohm) = 2\pi fL = 210,6 ohm$$

olarak bulunur ve bu değer tasarım için uygun bir değerdir.



Şekil 6.3. Tasarlanan 14 sarımlı 1:4 Guanella akım bal-unu

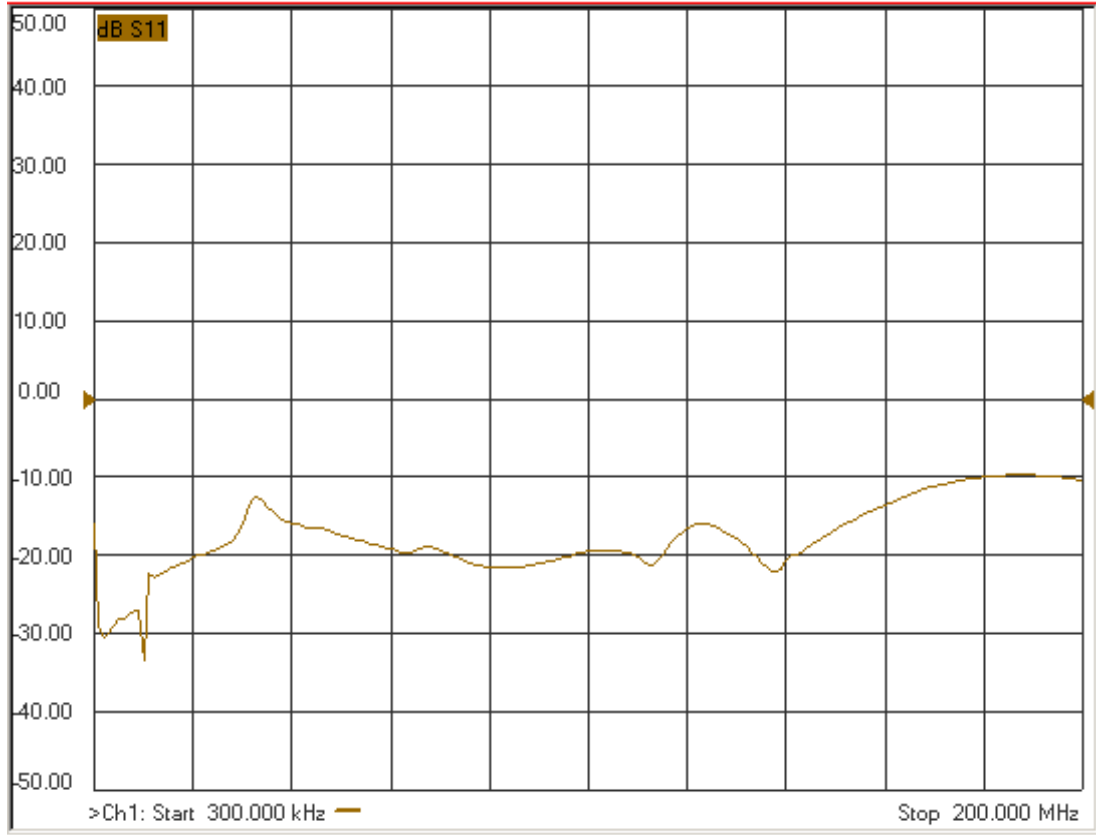
Bal-unlarda “araya girme kaybı” değeri normal ölçüm cihazlarıyla direkt olarak ölçülemez. Çünkü bir ucu dengesiz olan yapının diğer ucu dengeli yapıya sahiptir. Dolayısıyla bir network analizör kullanılarak alınan ölçüm sonuçları doğru olmayacaktır. IL ölçümü yapan özel cihazlar kullanılabileceği gibi, “back to back measurement” adı verilen özdeş iki bal-unun arka arkaya birbirinin tersi şekilde bağlanarak dengesiz – dengesiz hale getirilmesi ile ölçüm alınabilir. Elde edilen ölçüm sonuçları iki bal-unun da IL değerlerinin toplamıdır. Özdeş olmalarından dolayı elde edilen sonuçlar ikiye bölündüğünde her bir bal-unun IL değerleri elde edilir. Tasarlanan bal-unun 1MHz-200MHz aralığında ölçülen IL değerleri Şekil 6.4’te verilmiştir.



Şekil 6.4. 1MHz – 200MHz aralığında ölçülen IL değerleri

Şekil 6.4'te elde edilen sonuçlarda görüldüğü gibi 1MHz – 200MHz aralığında bal-unda sönmölen gerilim, giriş geriliminin en fazla 1/4'ü kadardır. Çalışma frekans aralığının genelinde kayıp 1/10 gibi çok düşük bir orandır.

Bal-unun dengeli çıkışlarına gerçek yükleri simule eden yükler bağlanmış ve  $S_{11}$  değerleri network analizör kullanılarak ölçölmüştür. Elde edilen sonuçlar Şekil 6.5'te verilmiştir.



Şekil 6.5. 300kHz – 200MHz aralığında ölçülen  $S_{11}$  değerleri

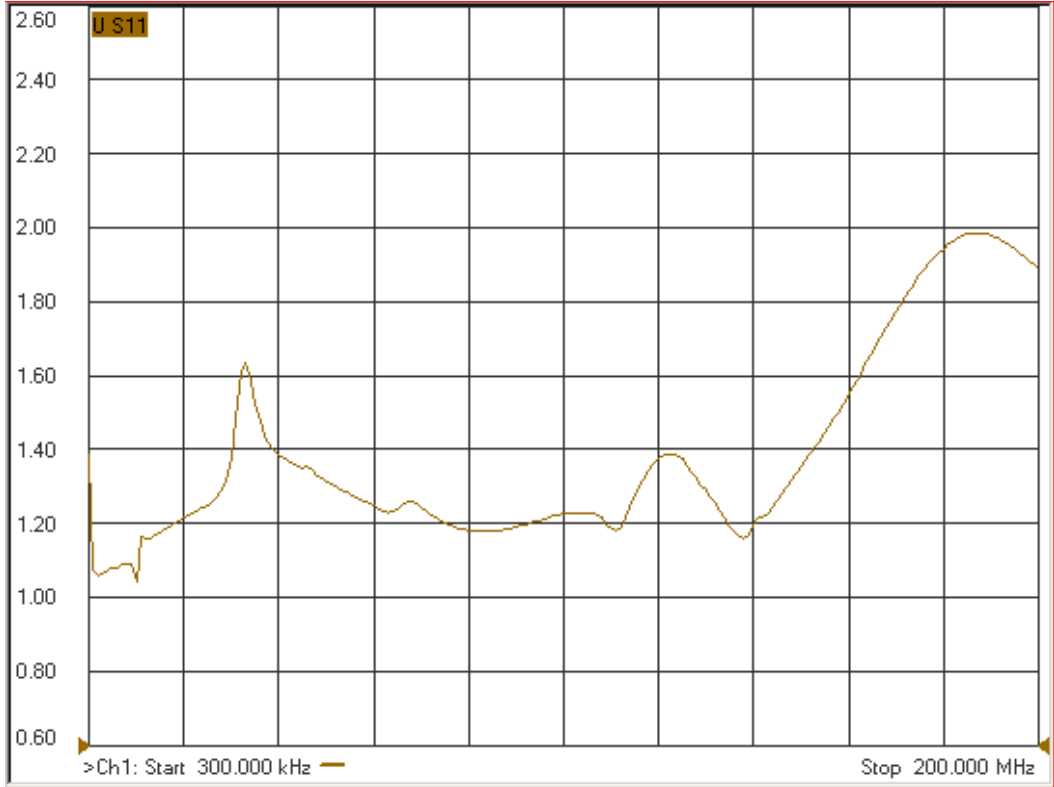
İyi bir bal-un tasarımı için, çalışma frekans bandında  $S_{11}$  değerinin -10 dB veya daha düşük olması tercih edilir. Dolayısıyla VSWR değerlerinin de 2'den düşük olması gerekir.  $S_{11}$  değerleri bilinen bir bal-unun VSWR değerleri aşağıdaki eşitlikten bulunabilir.

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_{giden} + V_{yansiyen}}{V_{giden} - V_{yansiyen}} \quad (6.6)$$

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (6.7)$$

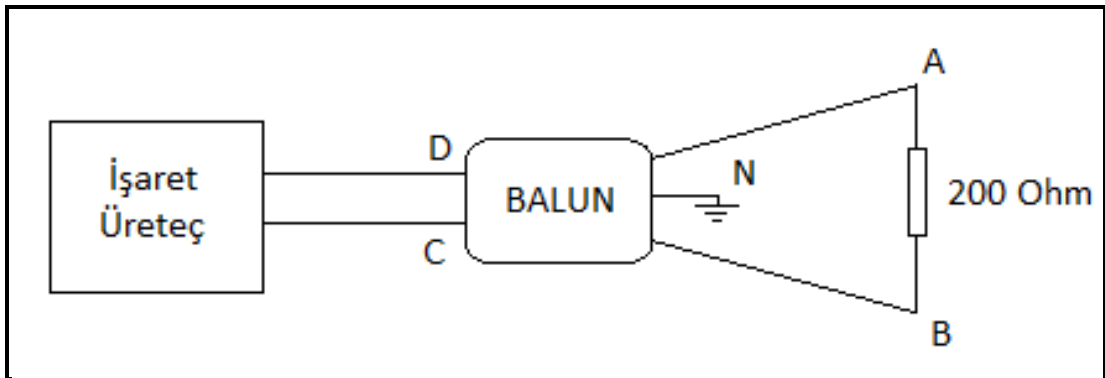
Network analizörle ölçülen VSWR değerleri Şekil 6.6'da verilmiştir. Her frekans için Eş. 6.7'deki ifade kullanılarak VSWR değerleri hesaplanmış ve ölçüm sonuçlarıyla birebir aynı olduğu doğrulanmıştır.



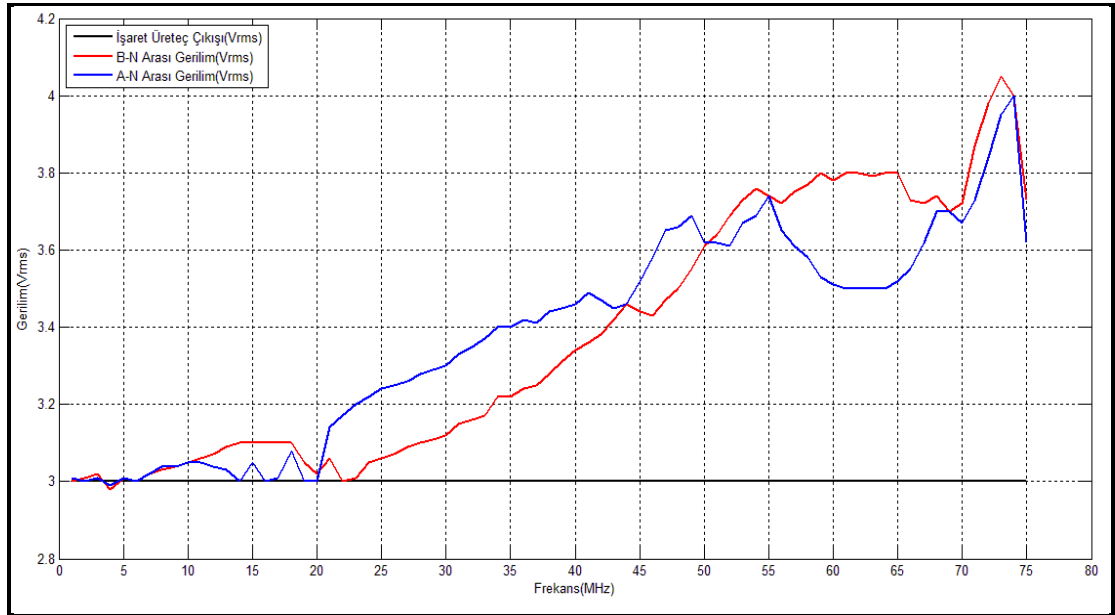


Şekil 6.6. 300kHz – 200MHz aralığında ölçülen VSWR değerleri

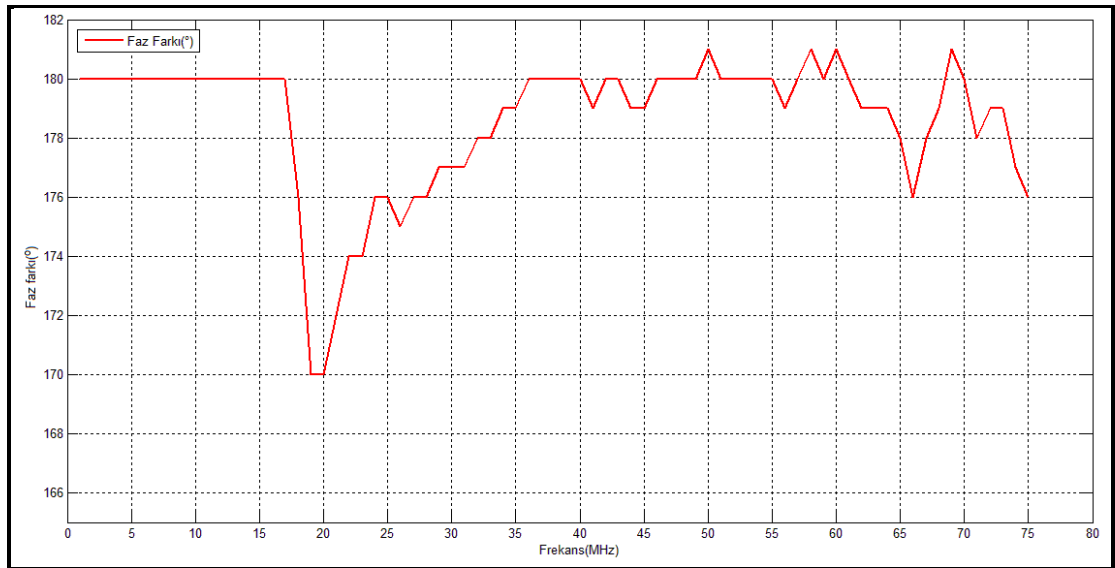
Tasarlanan 14 sarımlı 1:4 Guanella akım bal-un yapısının 200 ohm yük ile farklı frekanslarda verdiği çıkış değerleri ve çıkışları arasındaki faz farklarının ölçülebilmesi amacıyla Şekil 6.7'deki düzenek kurulmuş ve Şekil 6.8 ile Şekil 6.9'daki sonuçlar elde edilmiştir.



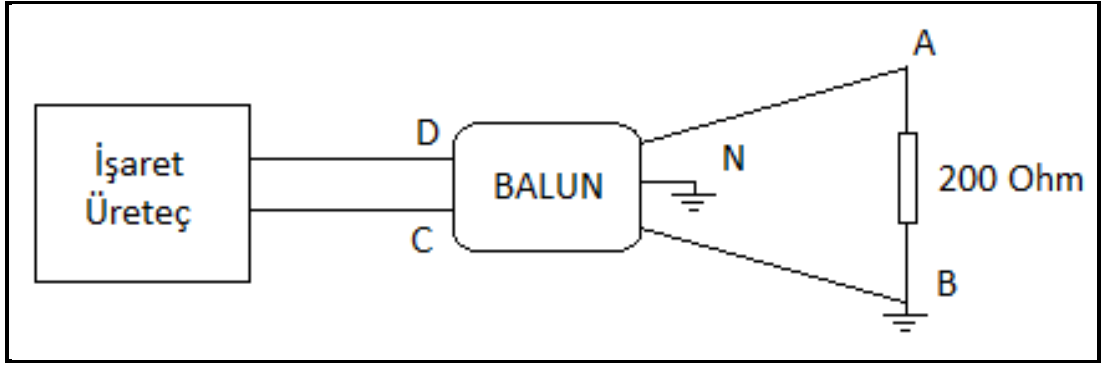
Şekil 6.7. Bal-un yapısının dengeli çıkışlarının gerilim değerlerini ölçmek amacıyla kurulan devre (yatay polarizasyon için)



Şekil 6.8. Bal-un yapısının dengeli çıkışlarının gerilim değerleri

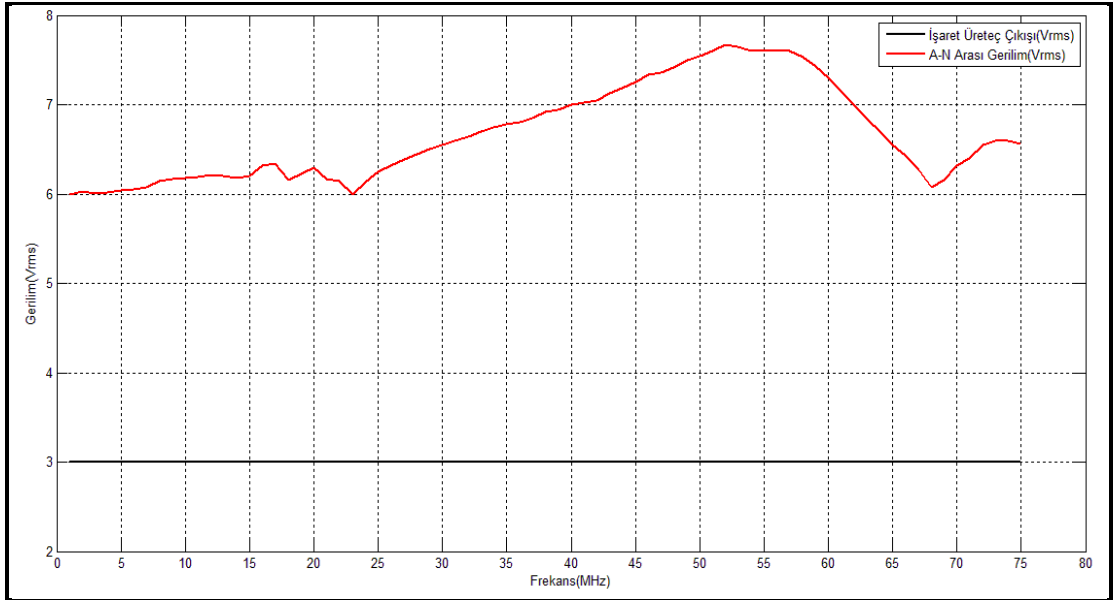


Şekil 6.9. Bal-un yapısının dengeli çıkışlarının faz farkı değerleri



Şekil 6.10. Bal-un yapısının dengeli çıkışlarının gerilim değerlerini ölçmek amacıyla kurulan devre

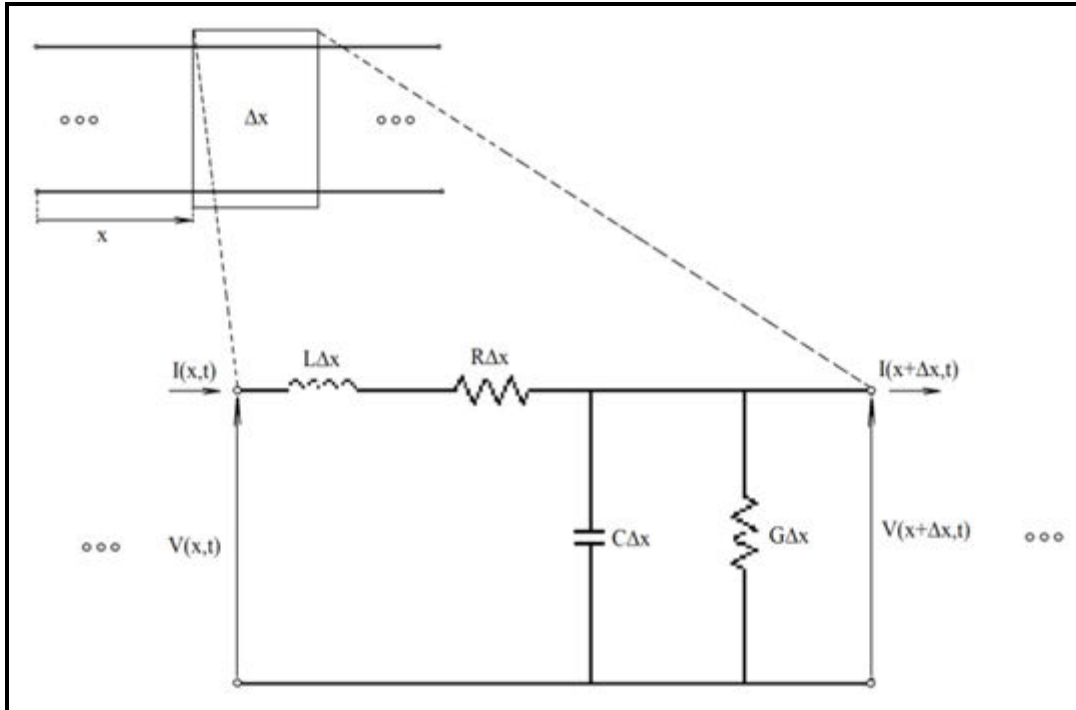
Tasarlanan 14 sarımlı 200 ohm yük ile sonlandırılmış 1:4 Guanella akım bal-un yapısının Şekil 6.10'daki gibi B noktasından topraklanması sonucu Un-un (dengesiz-dengesiz) olarak kullanılması durumunda, A noktası ile toprak arasında, Şekil 6.11'deki gerilim değerleri oluşmaktadır.



Şekil 6.11. Bal-un yapısının B noktasından topraklanması ile çıkışında elde edilen gerilim değerleri

## 7. İLETİM HATTI TASARIMI

Bir iletim hattı Şekil 7.1’de gösterildiği gibi küçük devre parçalarına indirgenip basit matematiksel yöntemler kullanılarak hesaplanabilir. Daha sonra bu devre parçaları birleştirilerek istenen iletim hattı modeli oluşturulur. Şekildeki seri endüktans hattın manyetik alan etkilerini, kapasitans ise hatlar arasındaki elektrik alan girişim etkilerini temsil eder. İletim hattındaki kayıplar, seri ve paralel dirençlerle tarif edilir. Seri direnç iletkenin sonlu iletkenliğini, paralel direnç de iletkenler arasındaki dielektrik izolatörü (izolasyon direncini) temsil eder. R, G, L ve C sabitleri birim uzunluktaki devre parametrelerini tanımlar ve oluşturdukları devre, iletim hattının dağıtık modeli şeklinde tanımlanır. İletim hattının her küçük parçasının uzunluğu  $\Delta x$  olarak alınır.



Şekil 7.1. İletim hattının küçük devre parçalarına indirgenmesi [4]

Bazı durumlarda iletim hatları üzerindeki kayıpların hesaba katılması önemli olabilir. Bu durum genellikle hatların boyu çok uzun olduğunda, hatlarda kayıplı malzemeler kullanıldığında veya dalga boyu milimetrelere kadar düşen frekanslarda

çalışıldığında ortaya çıkar. Düşük kayıplı hatlarda “ $R \ll \omega L$ ” ve “ $G \ll \omega C$ ” olarak düşünülebilir. Bu yaklaşım ile  $Z_0$  karakteristik empedansı ve yayılma sabiti ile işaretlerin faz hızı belirlenebilir. Düşük kayıplı hatların basitçe yaklaşımı şu şekildedir:

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Bu ifade kayıpsız iletim hatlarındaki karakteristik empedans ifadesiyle aynıdır. Yayılma sabiti,

$$\gamma = \sqrt{RG - \omega^2 LC + j\omega(RC + LG)}$$

ifadesi ile bulunur. Düşük kayıplı hatlar için kullanılan yaklaşımla  $RG$  ifadesi çok küçük olduğu için ihmal edilebilir. Böylece yayılma sabiti ifadesi sadeleşerek şu hale gelir:

$$\gamma \cong \sqrt{-\omega^2 LC + j\omega(RC + LG)}$$

Düşük kayıplı bir hatta işaretin faz hızı, kayıpsız bir hattaki faz hızıyla yaklaşık olarak aynıdır. Karakteristik empedans faz hızıyla ifade edilirse,

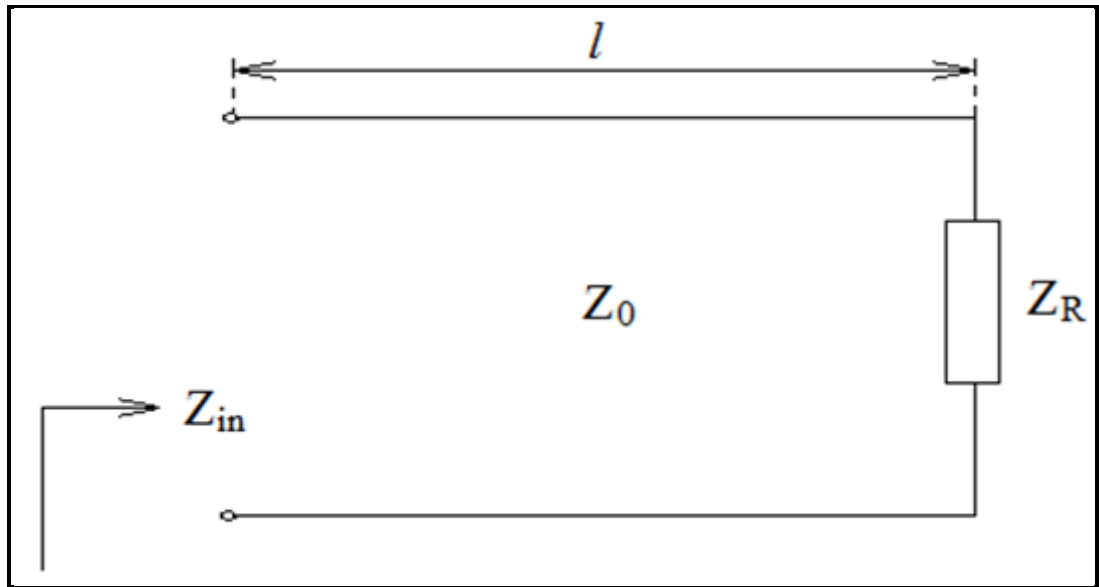
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = v_p L = \frac{1}{v_p C}$$

bulunur. Yüksek frekanslarda, elektromanyetik alan bir iletkenin sadece çok küçük derinliklerine kadar etki edebilmektedir. Elektromanyetik alan şiddeti yüzeyden iletkenin derinliklerine doğru “ $e^{-u/\delta_s}$ ” ifadesine bağlı olarak üstel bir şekilde azalmaktadır. Burada,  $u$  “metal içine doğru dikey uzaklığı” ve  $\delta_s$  ise “deri kalınlığını” temsil etmektedir.

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_m \sigma_m}}$$

$\omega$  işaretin açısal frekansı,  $\mu_m$  iletkenin manyetik geçirgenliği ve  $\sigma_m$  ise iletkenin iletkenlik katsayısıdır.  $u = \delta_s$  olduğunda, alan şiddeti yüzeydeki seviyenin  $1/e$  değerine yani %37'sine eşittir.  $u = 3\delta_s$  olduğunda ise alan şiddeti yüzeydeki seviyenin %5'ne düşer.

Bir iletim hattının genel gösterimi Şekil 7.2'de verilmiştir.



Şekil 7.2. Bir iletim hattının genel gösterimi

Şekil 7.2'deki gibi  $Z_R$  yükü ile sonlandırılmış bir iletim hattına bakıldığında giriş empedansı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$Z_{in} = Z_0 \left( \frac{Z_R \cosh \gamma l + Z_0 \sinh \gamma l}{Z_0 \cosh \gamma l + Z_R \sinh \gamma l} \right) (\Omega)$$

Kayıpsız bir hat için yukarıdaki eşitlik aşağıdaki şekle indirgenebilir:

$$Z_{in} = Z_0 \left( \frac{Z_R \cos \beta l + jZ_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + jZ_R \sin \beta l} \right) (\Omega)$$

Burada,

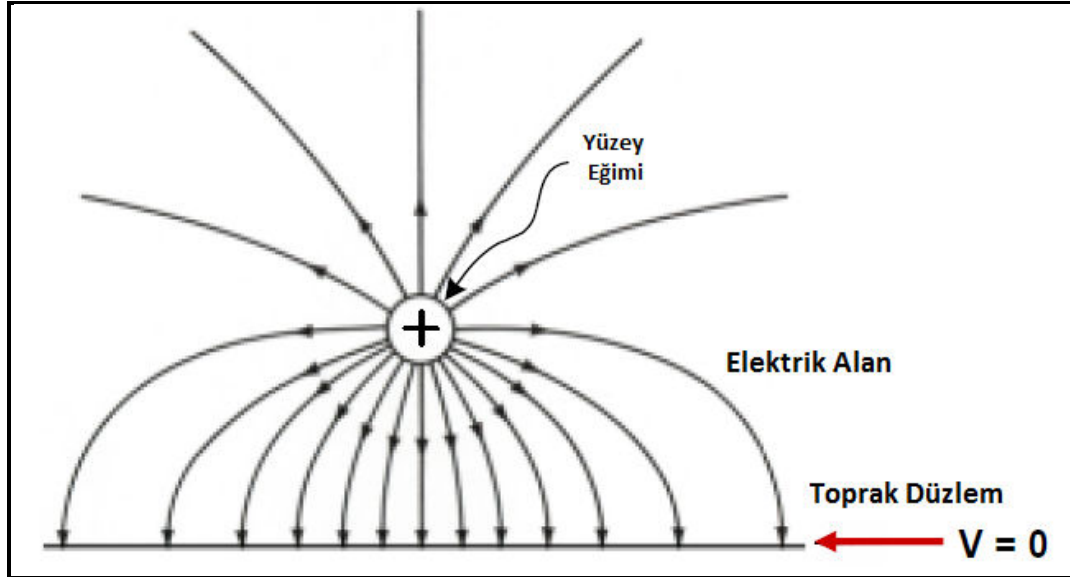
$$\alpha = 0,$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\beta = \frac{j2\pi}{\lambda}$$

olarak verilmektedir ve  $\alpha$  zayıflama sabitini,  $\beta$  faz sabitini veya dalga sayısını,  $\gamma$  yayılma sabitini ifade etmektedir.

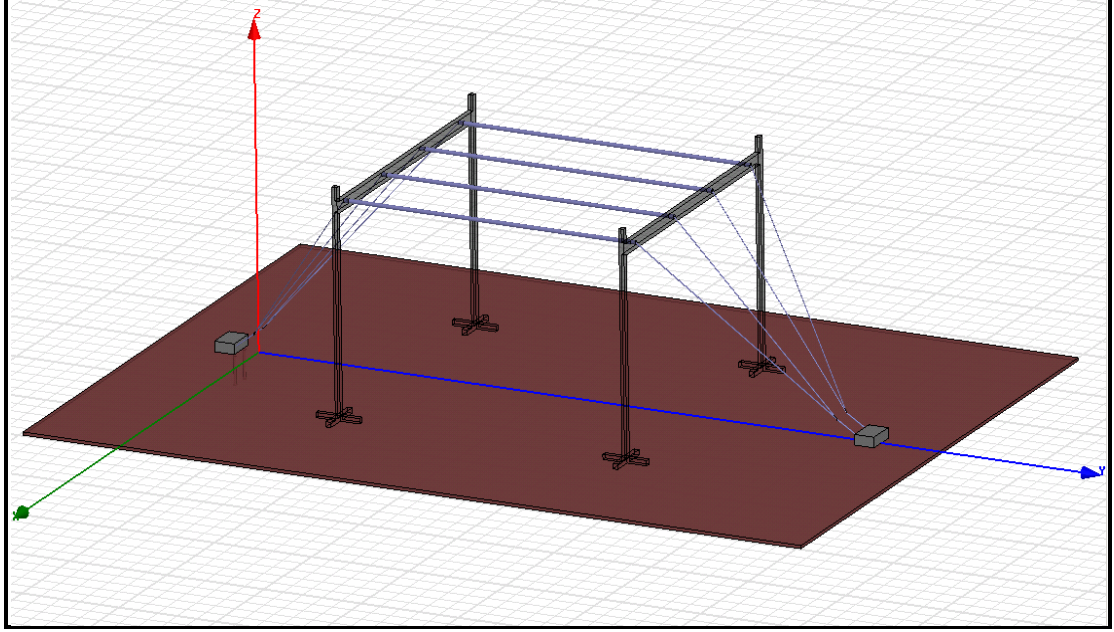
Toprak düzleme paralel uzanan bir iletim hattı ile toprak düzlem arasında oluşan elektrik alanın yayılım modeli Şekil 7.3'te gösterilmiştir.



Şekil 7.3. İletim hattı ile toprak düzlem arasındaki elektrik alan yayılım modeli [6]

Şekil 7.3'teki yayılım modeli temel alınarak Şekil 7.4'teki iletim hattı tasarlanmıştır. Amaç, çalışma frekans bandında, hem yatay hem de dikey polarizasyonda, toprak

düzleme paralel uzanan hat ile toprak arasında 200V/m veya daha yüksek seviyede homojen elektrik alan üretmektir.



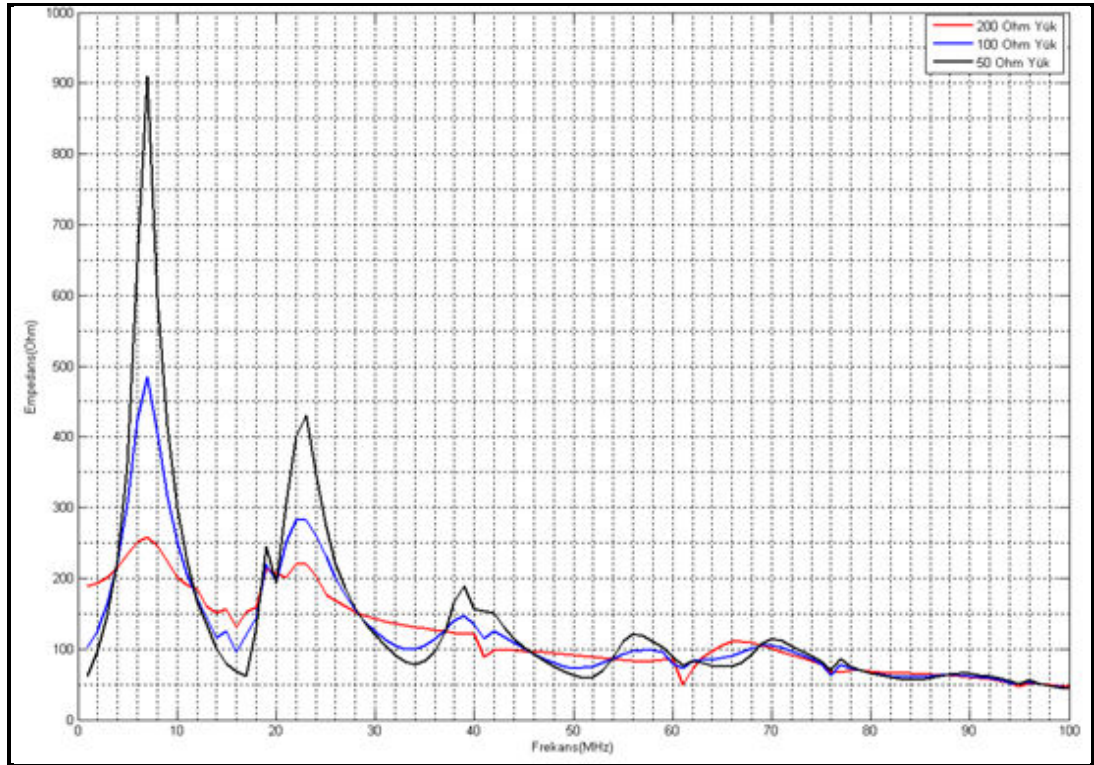
Şekil 7.4. Tasarımı yapılan iletim hattı modeli

Oluşturulan elektrik alanın, hattın beslemesine girişim yapması sonucu oluşabilecek yansımaları engellemek, yatay polarizasyonda elektrik alan üretimi için iletim hattına dengeli girişler sağlayabilmek, ayrıca hattın empedans uyumunu sağlamak amacıyla besleme hattı ile iletim hattı arasında tasarımı yapılan bal-un kullanılmıştır. Maksimum güç transferi yapabilmek için iletim hattının sonunda karakteristik empedans değerine yakın değere sahip yük kullanılmıştır.

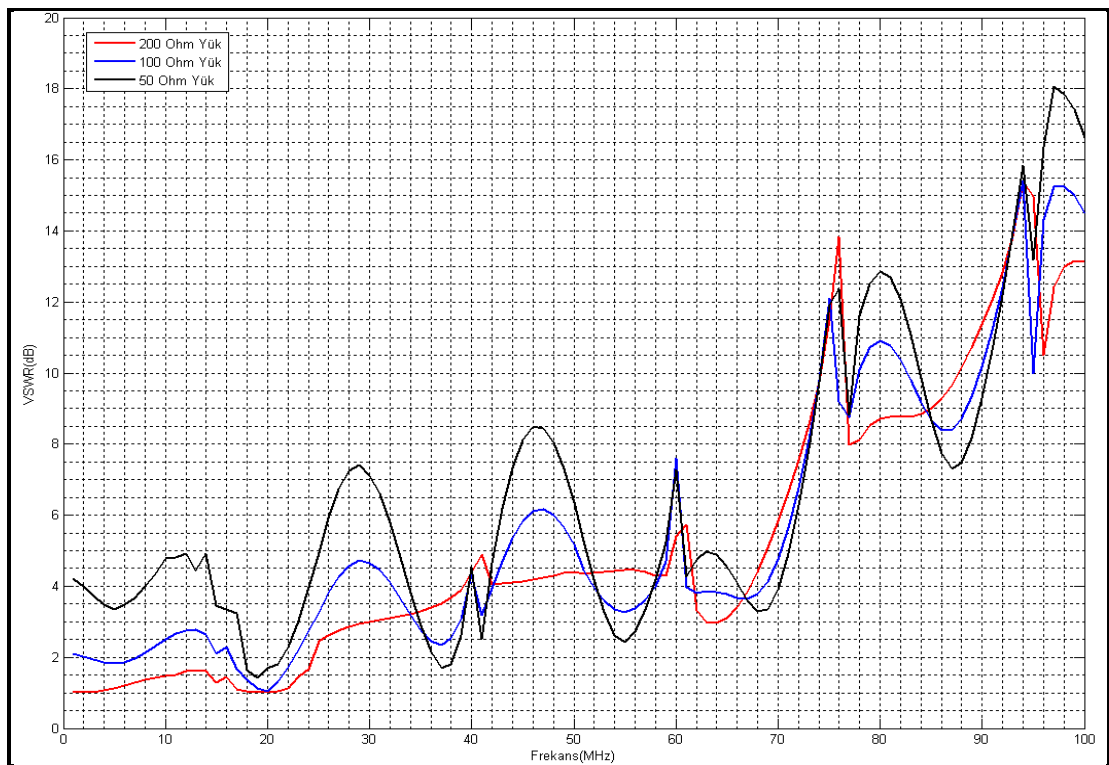
Toprak düzlemine paralel uzanan hattın uzunluğu 3 metre, yüksekliği ise 2 metre olacak şekilde tasarım yapılmıştır.

İletim hattı 10kW güç ile beslenirken, dikey polarizasyonda iletim hattının sonuna farklı yükler bağlanmış, Şekil 7.5, Şekil 7.6 ve Şekil 7.7'deki simülasyon sonuçları elde edilmiştir:

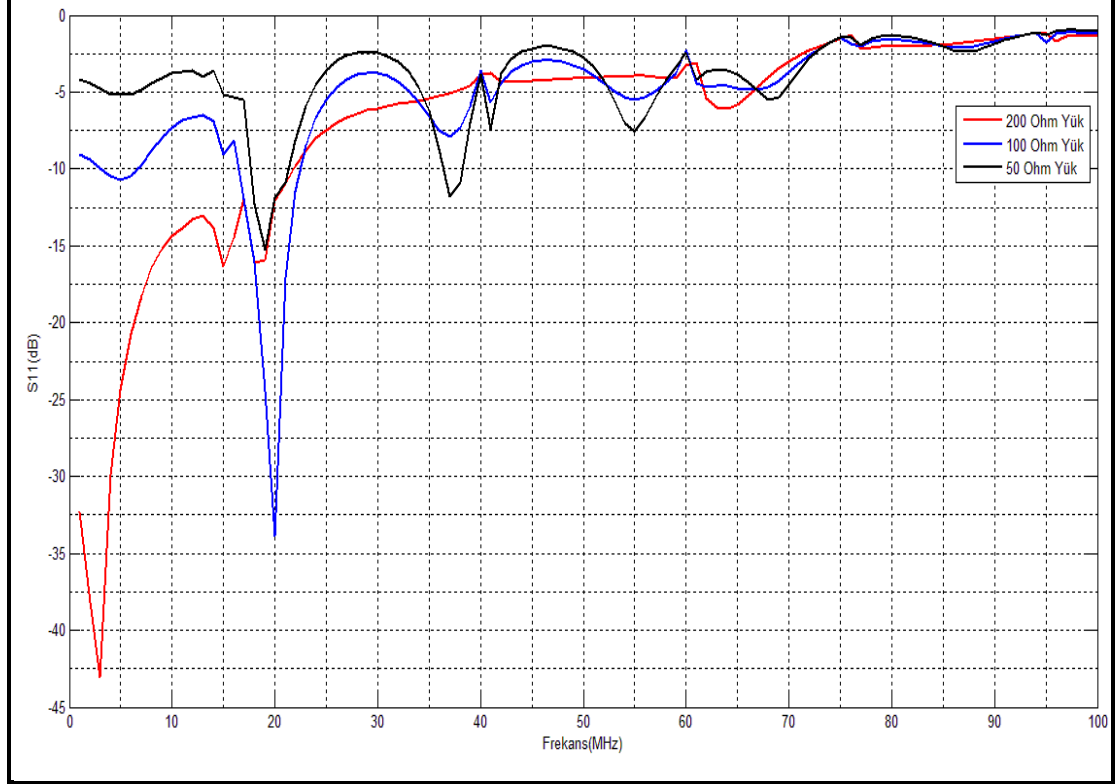




Şekil 7.5. Dikey polarizasyonda hattın empedans değerleri



Şekil 7.6. Dikey polarizasyonda hattın VSWR değerleri



Şekil 7.7. Dikey polarizasyonda hattın  $S_{11}$  değerleri

VSWR değeri aşağıdaki eşitlikler kullanılarak hesaplanabilir:

$$VSWR = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{E_g + E_y}{E_g - E_y} \quad (7.1)$$

$E_{max}$  = maksimum gerilim değeri

$E_{min}$  = minimum gerilim değeri

$E_g$  = giden dalganın genlik değeri

$E_y$  = yansıyan dalganın genlik değeri

$$VSWR = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_y}{P_g}}}{1 - \sqrt{\frac{P_y}{P_g}}} = \frac{\sqrt{P_g} + \sqrt{P_y}}{\sqrt{P_g} - \sqrt{P_y}} \quad (7.2)$$

$P_g$  = giden dalganın gücü

$P_y$  = yansıyan dalganın gücü

Yansıma katsayısı ( $S_{11}$ ) da aşağıdaki eşitlikler kullanılarak hesaplanabilir:

$$\rho = \frac{E_y}{E_g} \quad (7.3)$$

$$\rho = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (7.4)$$

Burada,  $Z_1$  ve  $Z_2$  empedans değerleri, ohm cinsinden devredeki uyumsuz yükleri ifade etmektedir.

$$\rho = \sqrt{\frac{P_y}{P_g}} \quad (7.5)$$

$$VSWR = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (7.6)$$

Geri dönüş kaybı,  $P_K$

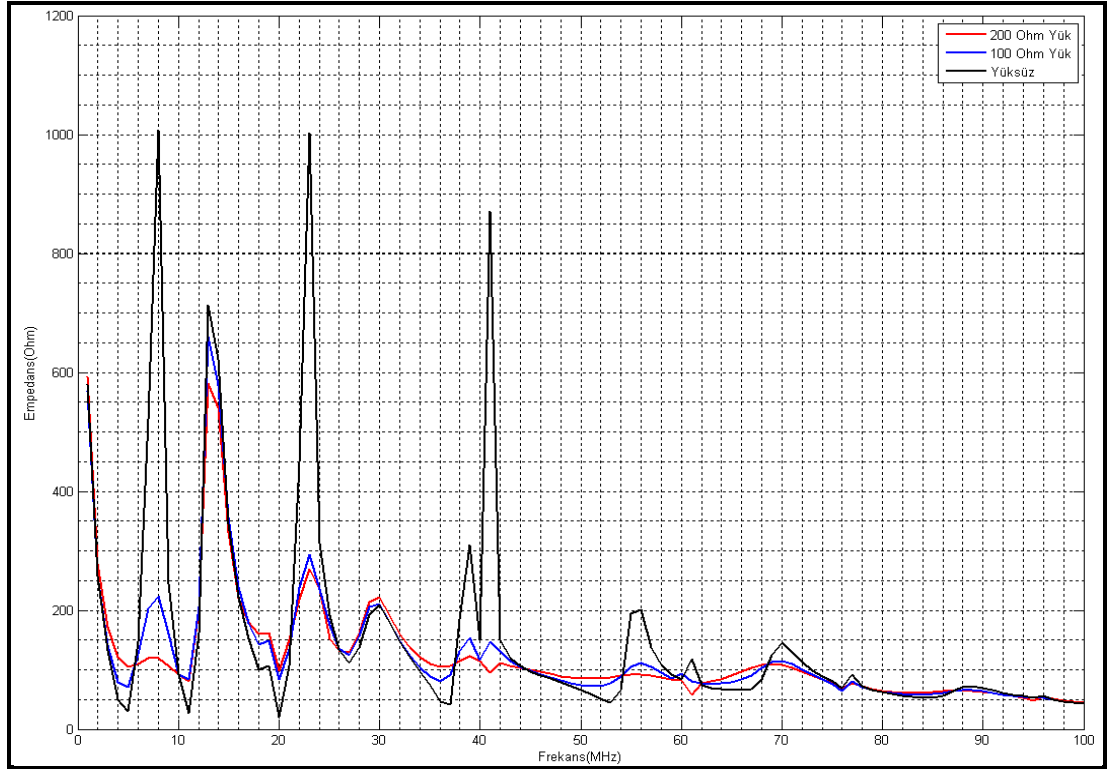
$$P_K = 10 \log \left[ \frac{P_g}{P_y} \right] = -20 \log \left[ \frac{E_y}{E_g} \right] = -20 \log \left[ \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right] \quad (7.7)$$

$$P_K = -20 \log \rho \quad (7.8)$$

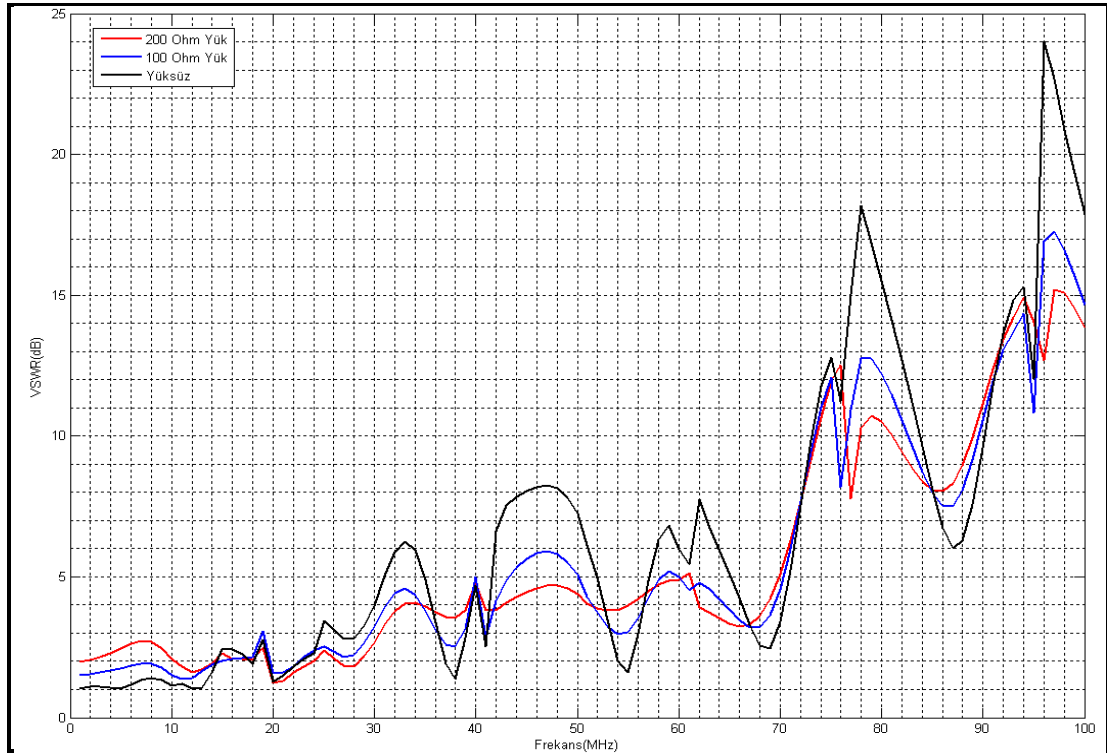
ile verilir. İletim (Uyumsuzluk) kaybı,

$$P_{IK} = -10 \log(1 - \rho^2) = 10 \log\left(\frac{P_g}{P_g - P_y}\right) \quad (7.9)$$

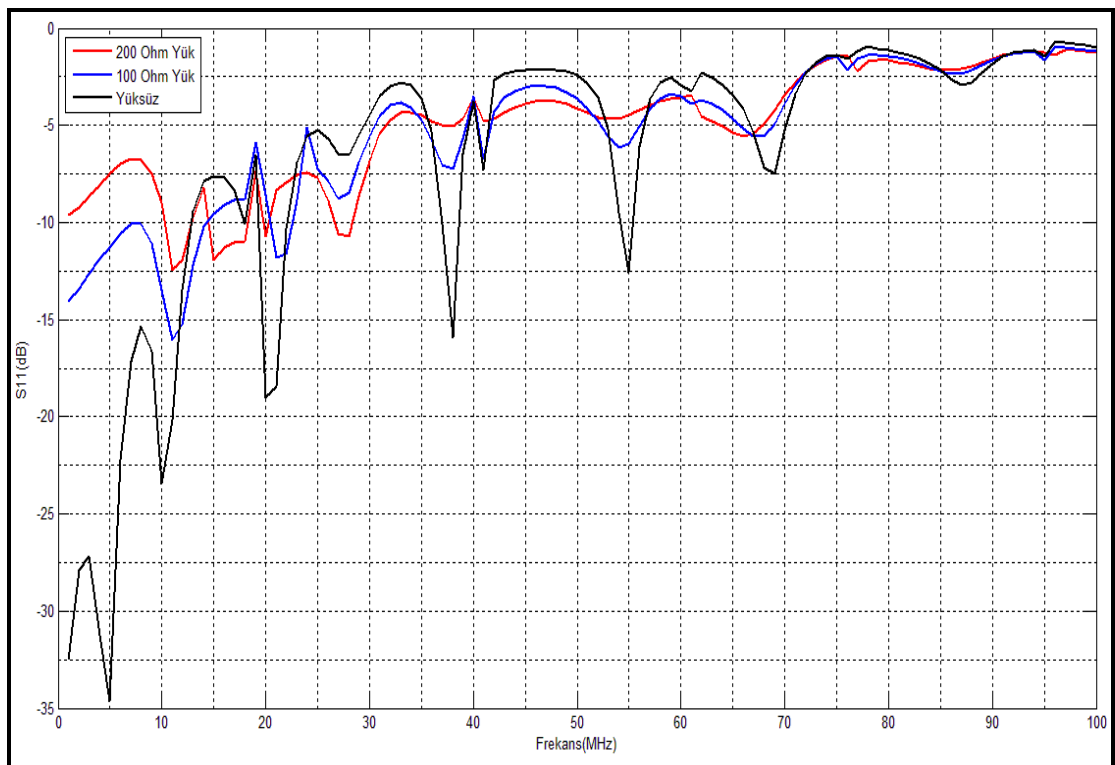
şeklinde ifade edilebilir. Dikey polarizasyona benzer şekilde iletim hattı 10kW güç ile beslenirken, yatay polarizasyonda iletim hattının sonuna farklı yükler bağlanmış, Şekil 7.8, Şekil 7.9 ve Şekil 7.10'daki simülasyon sonuçları elde edilmiştir:



Şekil 7.8. Yatay polarizasyonda hattın empedans değerleri

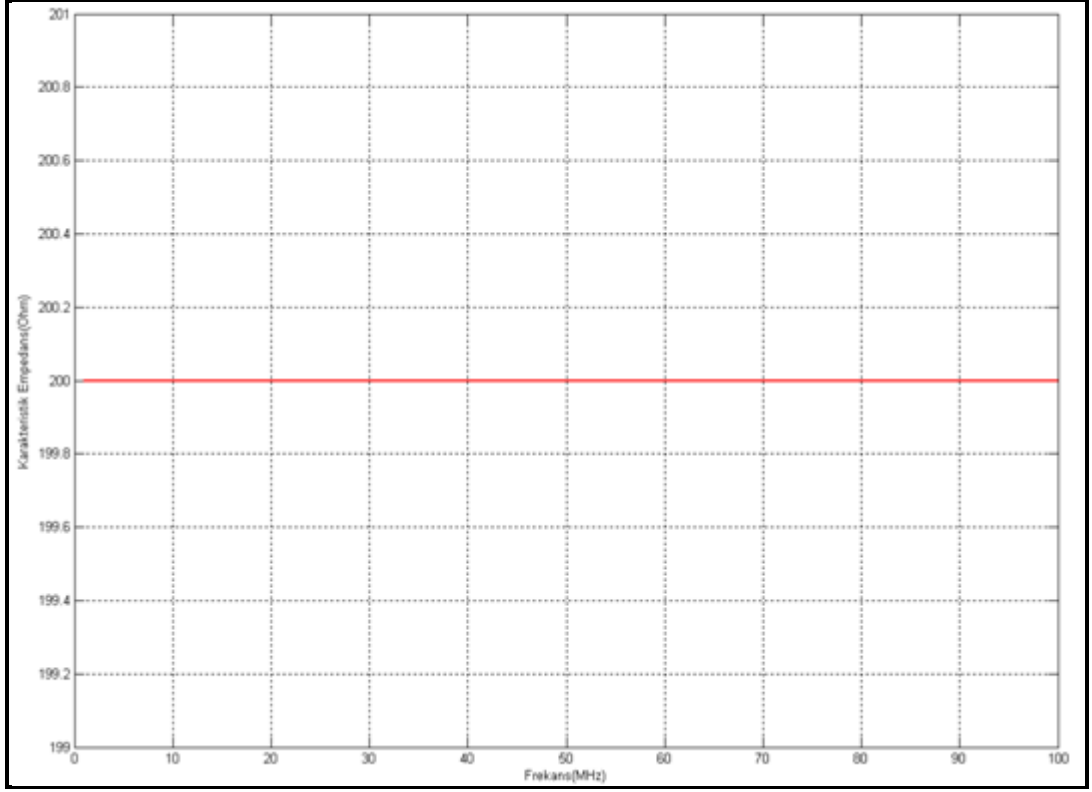


Şekil 7.9. Yatay polarizasyonda hattın VSWR değerleri



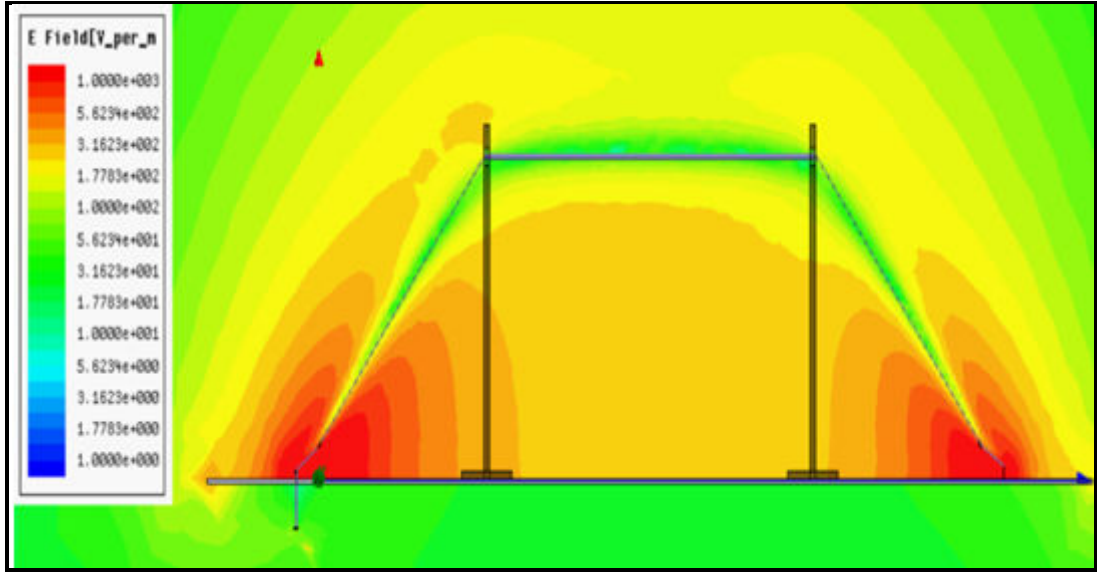
Şekil 7.10. Yatay polarizasyonda hattın S<sub>11</sub> değerleri

Hattın tasarımında, çalışma frekans bandında VSWR genlik değerinin 6 dB'den küçük olması, yani 2'den küçük olması amaçlanmıştır. Hattın karakteristik empedans değeri Şekil 7.11'de verilmiştir.

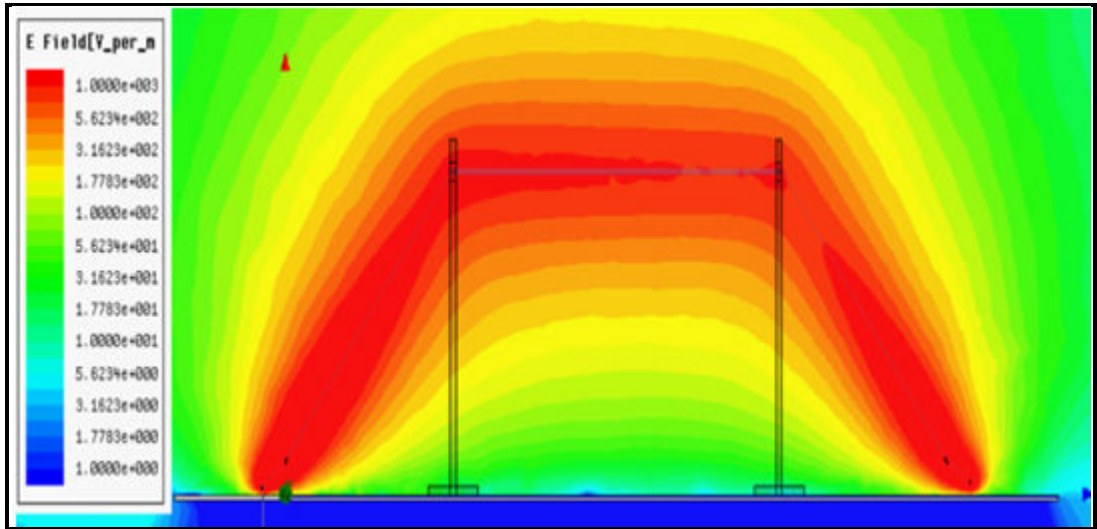


Şekil 7.11. İletim hattının karakteristik empedans değeri

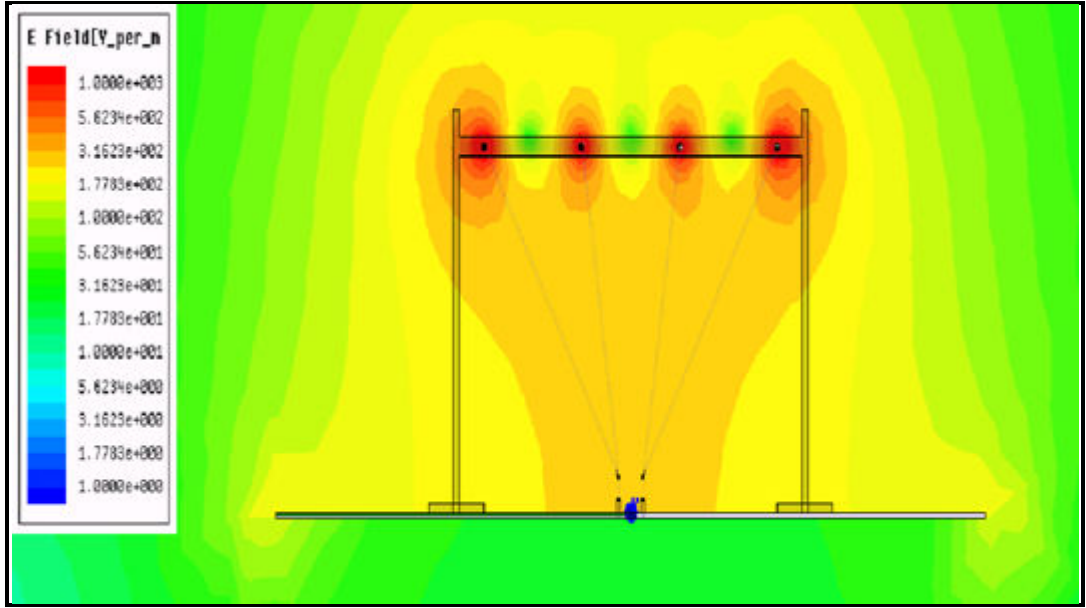
Ayrı ayrı yatay ve dikey polazisyonlarda iletim hattının sonuna 200 ohm yük bağlanarak elektrik alan simülasyonları yapılmış, hattın boyuna ve enine elektrik alan dağılımları kaydedilmiştir. 5MHz frekansında hattın boyuna, kaynağa yakın yerden enine ve paralel hattın tam ortasından enine elektrik alan dağılımları Şekil 7.12 ile Şekil 7.17'de verilmiştir.



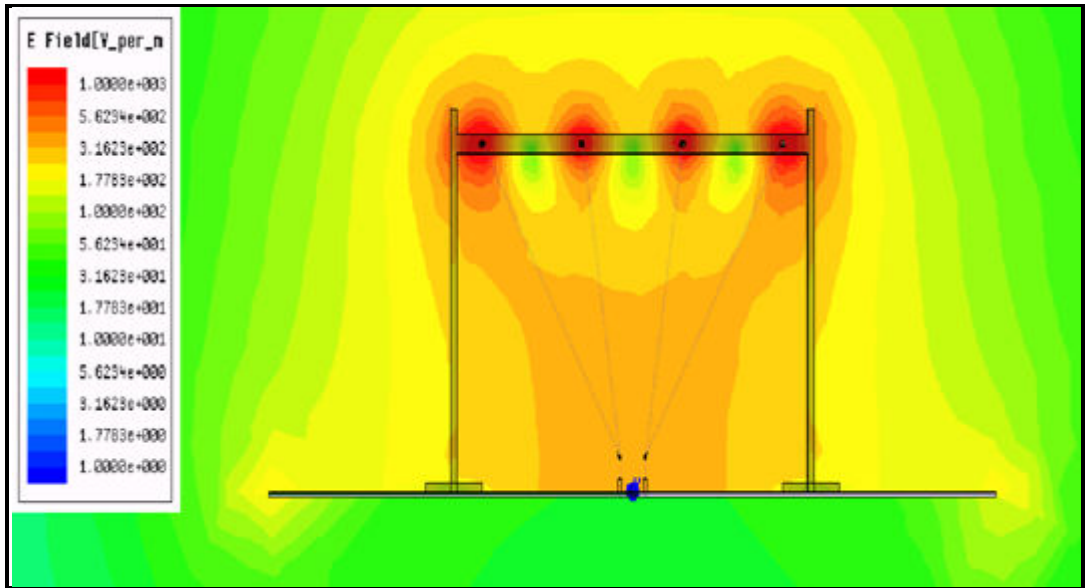
Şekil 7.12. Dikey polarizasyonda E-Alan dağılımı (hattın boyuna görünüşü)



Şekil 7.13. Yatay polarizasyonda E-Alan dağılımı (hattın boyuna görünüşü)



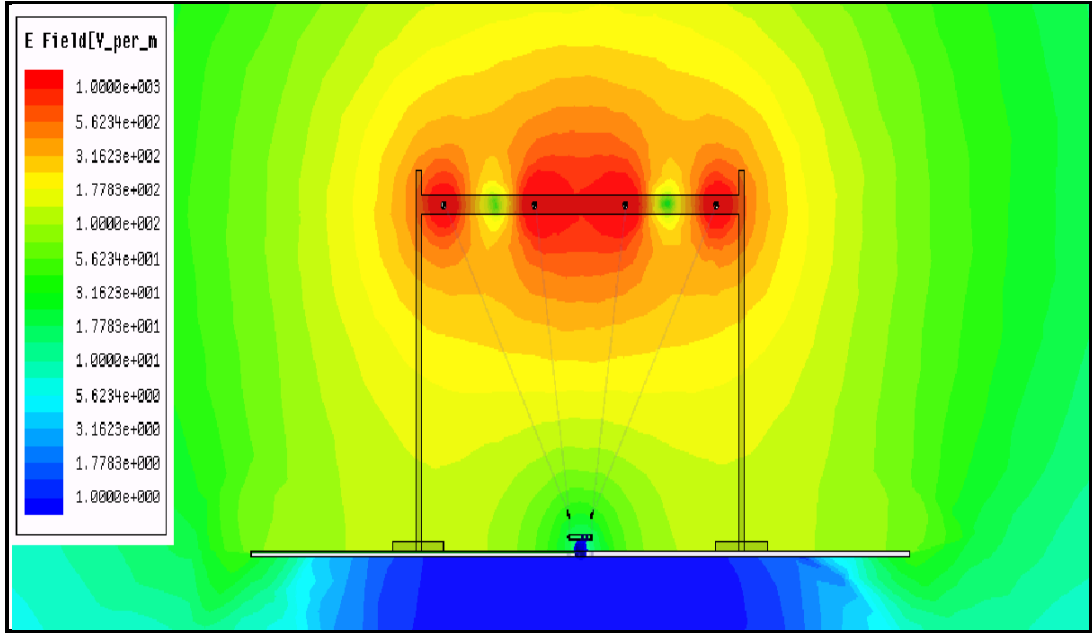
Şekil 7.14. Dikey polarizasyonda E-Alan dağılımı (iletim hattının tam ortası, hattın enine görünüşü)



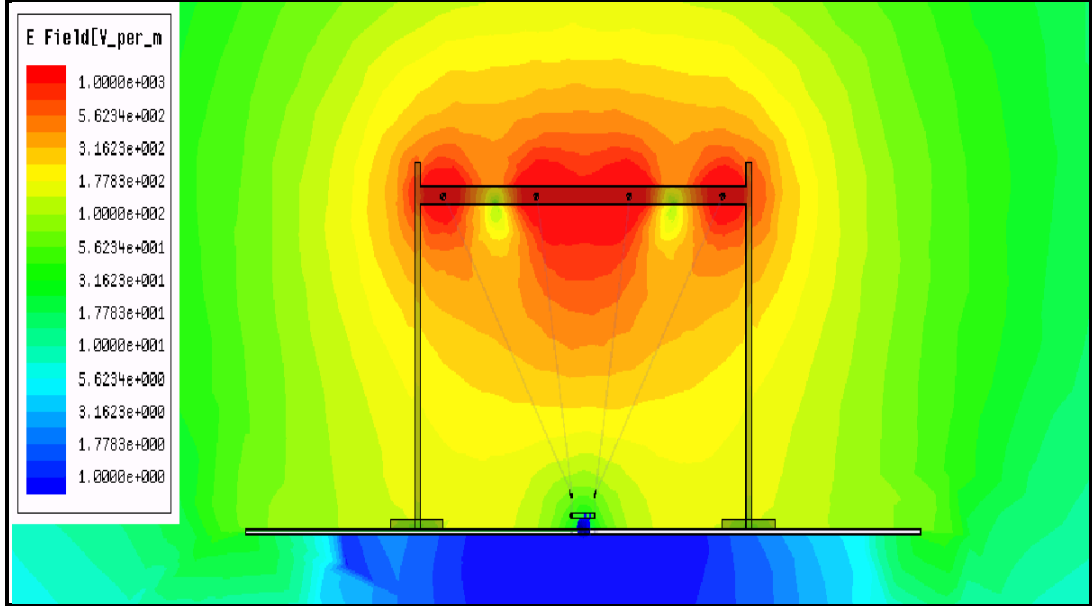
Şekil 7.15. Dikey polarizasyonda E-Alan dağılımı (iletim hattının ön tarafı-kaynağa yakın kısmı, hattın enine görünüşü)

Şekil 7.14 ve Şekil 7.15'te görüldüğü gibi dikey polarizasyonda oluşturulan elektrik alan, zemine paralel uzanan hatların oluşturduğu alan genişliğinde toprak zemine kadar homojen dağılmaktadır.





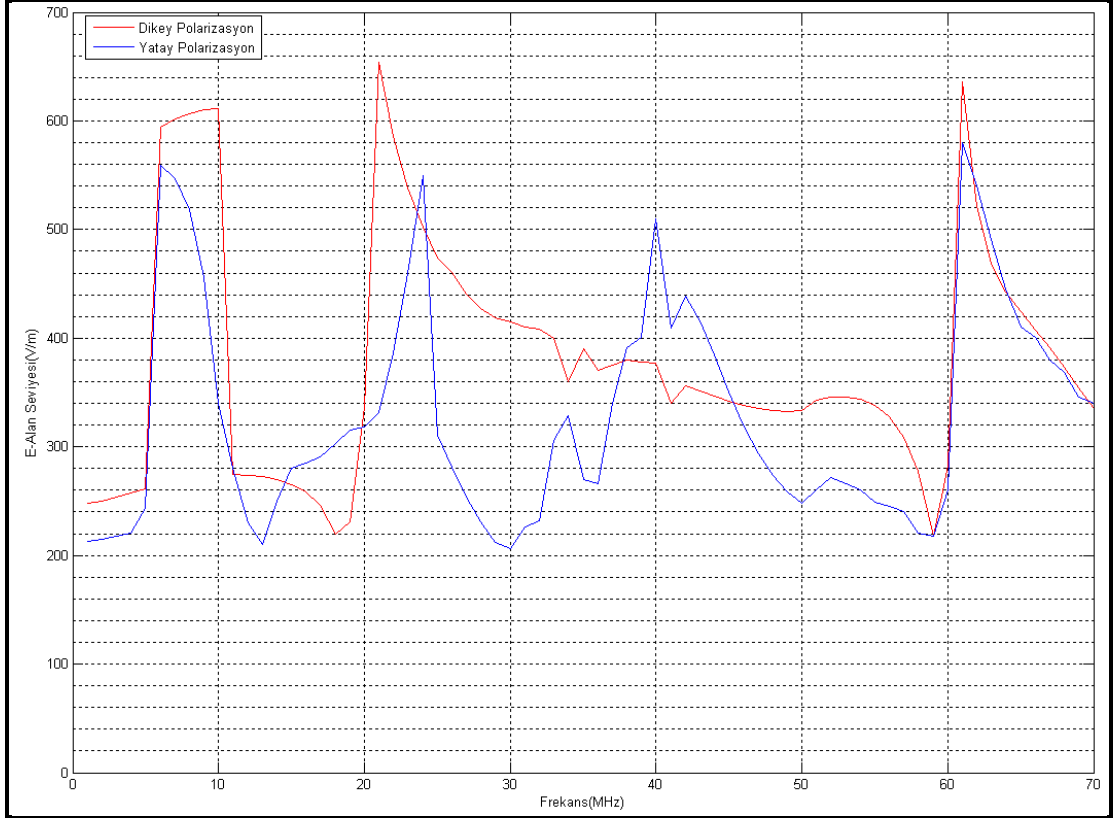
Şekil 7.16. Yatay polarizasyonda E-Alan dağılımı (iletim hattının tam ortası, hattın enine görünüşü)



Şekil 7.17. Yatay polarizasyonda E-Alan dağılımı (iletim hattının ön tarafı-kaynağa yakın kısmı, hattın enine görünüşü)

Benzer şekilde Şekil 7.16 ve Şekil 7.17’de de yatay polarizasyonda oluşturulan elektrik alanın, zemine paralel uzanan hatların oluşturduğu alan genişliğinde toprak zemine kadar homojen dağıldığı görülmektedir.

1-70MHz frekans aralığında, toprak düzleme paralel uzanan iletim hattının tam ortasında ve toprak zeminden 100 cm yükseklikte, yatay ve dikey polarizasyonlarda elde edilen E-Alan simülasyon sonuçları aşağıda Şekil 7.18’de verilmiştir.



Şekil 7.18. Çalışma frekans bandında Yatay ve Dikey polarizasyonlarda elde edilen E-Alan seviyeleri

Şekil 7.18’deki sonuçlarda görüldüğü gibi, 200 ohm yük ile sonlandırılmış ve 10 kW güç ile beslenen “iletim hattı E/H alan üretici” ile, 1-70MHz frekans bandı boyunca hem dikey hem de yatay polarizasyonlarda 200 V/m’nin üzerinde elektrik alan üretilebilmektedir. Şekil 7.12 ile Şekil 7.17 incelendiğinde, oluşturulan elektrik alanın, toprak zemine paralel uzanan hatlar boyunca homojen olduğu görülmektedir.

## 8. SONUÇ

30MHz ve daha düşük frekanslarda bilinen klasik antenlerle (monopol, log-periyodik vb.) 10 kW veya daha yüksek seviyede çıkış gücüne sahip güç yükselteçleri kullanılmasına rağmen 200 V/m ve üzerinde elektrik alan seviyelerini oluşturmak çoğu zaman mümkün olmamaktadır. Dolayısıyla bu frekans aralığında istenen yüksek seviyede elektrik alan oluşturabilmek için özel bir tasarım olan, yatay ve dikey polarizasyonlarda elektrik alan üretilmesini sağlayan iletim hattı anten yapısı (E/H alan üretici) tasarımı yapılmıştır.

Tasarımın başında hedef, büyük boyutlu cihazların sığabileceği geniş bir alanda, 1MHz – 30MHz çalışma frekans bandında 100 V/m veya daha yüksek seviyede, yatay ve dikey polarizasyonlarda mümkün olabildiğince homojen şekilde dağılmış elektrik alan üretebilmektir. Yapılan tasarımın sonunda, iletim hattı 200 ohm yük ile sonlandırıldığında 10 kW güç ile beslenirken yatay ve dikey polarizasyonlarda 200 V/m elektrik alan seviyesinin üzerinde ve geniş bir alanda homojen olan elektrik alan elde edilmiş ve çalışma frekans aralığı 1MHz – 70MHz aralığına çıkarılabilmektedir. Tasarımın başında hedeflenen 100 V/m elektrik alan seviyesi ise 2 kW güç ile elde edilebilmektedir.

Çalışma frekans aralığında, iletim hattının VSWR değeri hedeflendiği gibi 6 dB'den yani 2'den düşüktür. Hattın karakteristik empedansı 200 ohm olduğundan iletim hattı 200 ohm yük ile sonlandırıldığında bu değerler sağlanabilmektedir. Yük empedansının değeri karakteristik empedans değerinden uzaklaştıkça VSWR değeri yükselmektedir. İletim hattı 100 ohm yük ile sonlandırıldığında karakteristik empedans değeri 200 ohm olduğundan dolayı VSWR değeri artmaktadır. Ancak, maksimum 6 dB VSWR değerinden daha yüksek VSWR değerine dayanıklı güç yükselteçleri kullanılması durumunda, iletim hattı 100 ohm yük ile sonlandırıldığında da çalışma frekans aralığının tamamında 200 V/m ve üzerinde homojen elektrik alan seviyeleri oluşturulabilmektedir.

İletim hattının kalınlığı arttırıldığında oluşan elektrik alan seviyelerinde ve dağılımında çok fazla değişiklik olmamaktadır. Hattın frekansa bağlı endüktans ve kapasitans değerleri değiştirdiğinden dolayı VSWR değerleri biraz daha düşmektedir. İletim hattı 200 ohm yük ile sonlandırıldığında yine 1MHz – 70MHz aralığında hedeflenen değerler elde edilmektedir. Ancak hattın kalınlığının arttırılması ağırlık artışına, dolayısıyla da sistemin kurulmasında daha büyük zorluklara sebep olacak, maliyeti de arttıracaktır. Bu durumlar düşünülerek istenen değerlerin sağlandığı optimum ölçüler ve özellikler kullanılmıştır. Böylece ağırlık azaltılmış, maliyet düşürülmüş ve kurulumda oluşması muhtemel zorluklar azaltılmıştır.

İletim hattını besleyen hatlara meydana gelebilecek elektromanyetik girişimleri ve bu sebeple oluşabilecek yansımaları engellemek, yatay polarizasyonda elektrik alan üretimini kolaylaştırmak ve hatta dengeli girişler sağlayabilmek için hattın girişinde kullanılmak üzere çalışma aralığına uygun bal-un tasarlanmıştır. Tasarımı yapılan bal-un yapısının  $S_{11}$  değeri çalışma frekans bandı boyunca -10 dB'nin altına çekilmiştir. Dolayısıyla bal-unun VSWR değeri de bant boyunca 2'den düşüktür ve bal-un bant boyunca dengeli çıkış sağlamaktadır. Kullanılan bal-un kaynak ile iletim hattı arasındaki izolasyonu sağladığı gibi hattın empedans uyumunu da sağlamaktadır. Maksimum güç transferi yapabilmek için iletim hattının sonuna karakteristik empedans değerine en yakın yük kullanılmıştır.

Bir sonraki aşama olarak, tasarımda biraz değişiklik yapılarak ve uygun bir üreteç kullanarak benzer bir tasarımla EMP (Electro Magnetic Pulse) işaretleri oluşturulabilir. EMP son yılların en çok önem kazanan konularından biridir ve askeri alanda bu konuda çok sayıda çalışma yapılmaktadır. Son çıkan askeri standartların çoğunda yer almaktadır. Yakın zamanda, tasarımı yapılan ve üretilen yeni askeri cihazlar için test edilmesi zorunlu bir konu olacaktır.

## KAYNAKLAR

1. MIL-STD-461F, "Department of Defense Interface Standard, Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment", *Department of Defence USA*, 135 (2007).
2. Balanis, C. A., "Advanced Engineering Electromagnetics 2<sup>nd</sup> ed.", *John Wiley & Sons*, New York, 2-20 (1989).
3. Wadell, B. C., "Transmission Line Design Handbook", *Artech House Inc.*, Boston, 15-17, 24-41 (1991).
4. Edwards, M. L., "Distributed-Element Circuit Analysis Techniques", *Microwave and RF Circuits 2<sup>nd</sup> ed.*, *Johns Hopkins University*, Baltimore, 1-18 (2001).
5. Sevick, J., "Transmission Line Transformers 4<sup>th</sup> ed.", *Noble Publishing Corporation*, Atlanta, 11-22, 68-84, 149-184 (2001).
6. Clairmont, B., "Fundamentals of Electric and Magnetic Fields of Transmission Lines", *IEEE Meeting-Electric Power Research Institute Inc.*, Memphis, 11-35 (2013).
7. Weston, D. A., "Electromagnetic Compatibility 2<sup>nd</sup> ed.", *Marcel Dekker Inc.*, New York, 19-46 (2001).
8. Clayton, R. P., "Introduction to Electromagnetic Compatibility 2<sup>nd</sup> ed.", *John Wiley & Sons*, New Jersey, 181-184, 504-523 (2006).
9. Horn, J. and Boeck G., "Design and Modeling of Transmission Line Transformers," *IEEE Uluslararası Mikrodalga Teorisi ve Teknikleri Sempozyumu*, New Delhi, 421-424 (2003).
10. Govind, V., "Design of Baluns and Low Noise Amplifiers in Integrated Mixed-Signal Organic Substrates", Doktora Tezi, *Georgia Teknoloji Enstitüsü*, Atlanta, 38-49 (2005).
11. Hilavin, S., "Design and Calibration of A Tem Stripline For Electromagnetic Compatibility Testing", Yüksek Lisans Tezi, *İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü*, İzmir, 17-29 (2011).
12. Carr, J. J., "Secrets of RF Circuit Design 3<sup>rd</sup> ed.", *Mc Graw Hill Companies Inc.*, New York, 78, 331 (2004).
13. Mayes, J. R., Lara, M. B., Nunnally, W.C., Mayes, M.G. and Dowden, J., "An Ultra Portable Marx Generator-Based Solution For MIL-STD-461 E/F RS-105 Testing", *Applied Physical Electronics*, Texas, 2-3 (2009).

14. Malinen, A., Stadius, K. and Halonen, K., “Characteristics and Modeling of a Broadband Transmission-Line Transformer”, *IEEE Uluslararası Devreler ve Sistemler Sempozyumu*, Vancouver, 413-416 (2004).
15. Cheng, D. K., “Fundamentals of Engineering Electromagnetics 1<sup>th</sup> ed.”, *Addison-Wesley Publishing Company Inc.*, Boston, 76-116 (1993).
16. Balanis, C. A., “Antenna Theory, Analysis and Design 3<sup>rd</sup> ed.”, *John Wiley & Sons*, New York, 151-214, 739-760 (2005).

## ÖZGEÇMİŞ

### Kişisel Bilgiler

Soyadı, Adı : KARAALİ, Ali  
Uyruğu : T.C  
Doğum Tarihi ve Yeri : 02.08.1987, Antakya  
Medeni Hali : Bekar  
Telefon : 05309416968  
Faks : -  
e-mail : akaraali@aselsan.com.tr

### Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	Gazi Üniversitesi/Elektrik ve Elektronik Müh. Böl.	2014
Lisans	Gazi Üniversitesi/Elektrik ve Elektronik Müh. Böl.	2009
Lise	Hüseyin Özbuğday Lisesi	2005

### İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2010-	Aselsan A.Ş.	EMC Tasarım Mühendisi

### Yabancı Dil

İngilizce (İyi düzeyde)

Arapça (Başlangıç düzeyde)