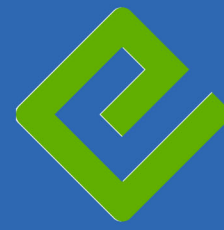


Derleyen: AYDIN BODUR



ePUB



e-kitap

# ANTEN YAPIMI

**Anten Konusunda Temel Bilgiler**

**Alıcı Antenler**

**Ölçümler**

**Anten Yönlendirme Matematiği**



1954

**TMMOB**

**Elektrik Mühendisleri Odası**

EMO YAYIN NO: EK/2010/1

Solda kalacak boş sayfa

# **ANTEN YAPIMI**

Notları Derleyen ve Yayına Hazırlayanlar:  
Aydın Bodur  
Emre Metin  
Hakkı Ünlü



Anten Yapımı

Ankara-Kasım 2010

EMO YAYIN NO: EK/2010/1

ISBN : 978-605-01-0042-6

TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

Ihlamur Sokak No: 10 • 06420, Kızılay-Ankara

Tel: (0.312) 425 32 72-73 • Faks: (0.312) 417 38 18

621.38132 ELE 2010

Elektrik Mühendisleri Odası

Anten yapımı

EMO --1.bs.--Ankara: EMO Yayınları, 2010, 320 s.;

(EK/2010/1)

ISBN 978-605-01-0042-6

Elektronik Mühendisliği, tasarım

Dizgi ve Tasarım

Elektrik Mühendisleri Odası

© Bu eserin yayın hakkı ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI'na aittir.  
Kitaptaki bilgiler kaynak gösterilerek kullanılabilir

---



## İÇİNDEKİLER:

ANTEN YAPIMI.....	1
Başlarken: .....	8
Bölüm 1.....	14
Giriş.....	14
1.1 Antenler.....	14
1.2 Sorunlar Nelerdir?.....	16
1.3 Önceden Kullanılan Bazı Küçük Anten Tipleri ve Uygulamaları .....	17
1.4 Günümüzde Kullanılan ve Gelecekteki Bazı Küçük Anten Tipleri....	20
Bölüm 2.....	23
Anten Konusunda Temel Bilgiler I.....	23
2.1 Elektromanyetik Dalgalar .....	23
2.1.1 Uzaydaki Dalgalar .....	25
2.1.2 İletim Hatlarındaki Dalgalar .....	29
2.1.3 Dalgalardaki Güç .....	33
Örnek 2.1 Çeyrek Dalga Dengeleme Sistemi .....	34
2.2 Polarizasyon.....	35
2.3 Kısa Dipol .....	39
2.3.1 Işıma Eğrileri .....	40
2.3.2 Devrenin Davranışı .....	45
Örnek 2.2 Dipol Giriş Empedansı ve Verimlilik .....	48
2.4 Küçük Devre .....	49
2.4.1 Devrenin Davranışı .....	49
Örnek 2.3 Devre Empedansı ve Verimlilik.....	52
2.5 Yönsemelik, Verimlilik ve Kazanç.....	53
Kazanç Oranı .....	53
Yarı Güç Işıma Genişliği .....	53
Yan Lob Verimi .....	54
Bölüm 3.....	55
Anten Konusunda Temel Bilgiler II .....	55
3.1 Bant Genişliği ve Kalite Faktörü, Q .....	55
Örnek 3.1 Q Sarımının ve Yüklemenin Etkileri .....	58
Örnek 3.2 Birleştirilmiş Elemanlı Rezonatörün SWR Bant Genişliği .....	63
Örnek 3.3 Paralel-Ayarlı Devre SWR Bant Genişliği .....	64
3.2 Empedansın Dengelenmesi ve Sistem Verimliliği .....	65
3.2.1 Dar Bantların Dengelenmesi.....	66
Örnek 3.4 L-Kesitin Dengelenmesi .....	67
3.2.2 Geniş Bantların Dengelenmesi .....	68
Örnek 3.5 Seri Olarak Ayarlanmış Devrelerin Dengelenmesi.....	68

3.2.3 Sistem Verimliliği .....	70
3.3 Sinyal Alma .....	71
3.3.1 Efektif Yükseklik .....	73
3.3.2 Efektif Alan .....	74
3.3.3 Algılama Modeli .....	74
3.4 Topraklama Etkileri .....	75
3.4.1 İmaj Teorisi .....	75
3.4.2 Mükemmel Topraklama Düzlemi Üzerindeki Dikey Dipol ....	77
3.4.3 PEC Düzlemi Üzerindeki Yatay Dipol .....	79
Örnek 3.6 Yatay Dipol için Alan Çizimleri .....	80
3.4.4 Topraklanmış Kaynağa Bağlı Antenler .....	83
3.4.5 Yapay Topraklama .....	84
3.4.6 Topraklama Etkilerinin Özeti .....	84
3.5 Bu Alandaki Gelişmeler .....	85
Bölüm 4 .....	87
Tel Antenlerin Sayısal Modellemesine Giriş .....	87
4.1 Genel Kavramlar .....	87
4.2 Sayısal Elektromanyetik Kodun (NEC) Matematik Temelleri .....	89
4.2.1 Temel Fonksiyonlar .....	92
Örnek 4.1 Kısa Sinüs Fonksiyonunun Kurulması [ <i>Fitting a Short Sine Function</i> ] .....	98
Örnek 4.2 Sabit Bir Veri Setinin Dengelenmesi .....	102
4.2.2 Uygulamalı Alan Modelleri .....	103
Örnek 4.3 Bir Kısa Sinüs Fonksiyonunun Eğimin Süreksizliğiyle Belirlenmesi .....	106
4.2.3 İntegral Denklemin Çözümü .....	107
4.3 Komut Penceresinde NEC'in Kullanılması .....	107
Örnek 4.5 Toprak Düzleminin Ekleneşi .....	113
Örnek 4.6 Tam İletken Yüzeydeki Monopol .....	114
Örnek 4.7 Monopolün Seri Ayarlanması .....	114
4.4 Modelleme Kılavuzları .....	115
Örnek 4.8 Ortalama Güç Kazancı .....	119
4.5 Grafik Kullanıcı Arayüzünde (GUI) NEC .....	120
Örnek 4.9 80-m Bant Dipol .....	121
4.6 Bölüm 2 ve 3'ten Örnekler .....	122
4.6.1 Kısa Dipol .....	122
4.6.2 Serbest Alanda Serbest Uzay .....	124
4.6.3 Uçtan Yüklü Kısa Dipol .....	125
Bölüm 5 .....	128

Programlanmış Modelleme .....	128
5.0 Giriş.....	128
5.1 NEC'te Tel-Listesi Jeneratörlerinin Kullanılması.....	128
5.2 Tel Listesi Üretmek Amacıyla Kodların Kullanılmaması .....	133
Bölüm 6.....	148
Açık Uçlu Antenler .....	148
6.0 Giriş.....	148
6.1 Kalın Monopoller.....	150
6.1.1 Kalın Tek Kutuplu Monopollerin Modellenmesi .....	151
6.2 Tepeden Yükleme .....	157
6.2.1 Ters Çevrilmiş L .....	157
Örnek 6.1 PEC Levhası Üzerindeki Ters Çevrilmiş L .....	161
Örnek 6.2 Kutu Üzerindeki Ters L .....	162
6.2.2 Radyal Tellerle Üstten Yükleme.....	163
Örnek 6.3 Radyal Yüklenmiş Monopoller.....	165
6.2.3 Hacmen Yükleme.....	167
Örnek 6.4 40 m'de Hacmen Yüklenmiş Dipol .....	168
6.3 Sarımların Yüklenmesi .....	169
Örnek 6.5 Çok Kısa Merkez Yüklü Monopol.....	170
Örnek 6.6 Gerçek Toprak Üzerindeki 3 MHz Harrison; Monopol..	173
Örnek 6.7 Otomobil Üzerindeki CB/FM Anteni .....	175
Örnek 6.8 Hatchback Üzerindeki HF 80-m Band Kamçısı .....	182
6.4 Rezonansın Kullanımı.....	186
Örnek 6.9 HF Monopol Çalışması .....	186
Örnek 6.10 Mükemmel Toprak Üzerindeki Rezonanslı Sarım Radyatörü .....	190
Örnek 6.11 Telsiz Telefon Anteni .....	192
6.5 Özet .....	194
Bölüm 7.....	196
Kapalı Devreler ve Diğer Kapalı Telli Antenler.....	196
7.0 Giriş.....	196
7.1 Kalın Çerçevesel .....	197
7.1.1 Toroit.....	197
Örnek 7.1 Apartman Çerçeve .....	202
7.1.2 Namlu Anten.....	204
Örnek 7.2 Cep Radyolarında bir Şerit Çerçeve .....	206
Örnek 7.3 Uzun Şeritli Anten .....	209
7.2 Solenoid Antenler .....	213
7.3 Ters Sarımlı Toroid Heliks Anten (CTHA).....	219
7.4 Katmanlı Sferik Heliks Tek Kutuplu Anten .....	223

7.5 Son Öneriler .....	226
Bölüm 8.....	227
Alıcı Antenler.....	227
8.0 Giriş.....	227
8.1 Harici Gürültü .....	228
8.2 Ferrit Antenler.....	230
8.2.1 Anten Parametreleri .....	231
8.2.2 Devre Uygulamaları.....	238
Örnek 8.1 75 m Bant Alıcı.....	238
8.3 Aktif Alıcı Antenler .....	242
8.3.1 Aktif Kamçı .....	243
8.3.2 Aktif Çerçeve.....	243
8.3.3 Genel Değerlendirmeler.....	244
Örnek 8.2 Hermes Aktif Çerçevesi.....	245
Bölüm 9.....	249
Ölçümler .....	249
9.1 Ölçtüğümüz Nedir?.....	249
9.2 İletim Hattı Boyunca Ölçüm.....	250
9.2.1 Yalnızca Bir SWR Metrem Olsaydı... ..	251
Örnek 9.1 80 m’de Hacimsel Yüklü Monopol.....	253
9.2.2 İletim Hattı Boyunca Ölçülen Empedans .....	253
9.3 Kapsam ve Test Sınırları.....	254
9.4 Wheeler Kablo Başlıkları ve Bunların Çeşitleri .....	257
9.4.1 Seri ve Paralel Etkiler .....	259
Örnek 9.2 Salınımlı Devrelerde Bağlanmış İki Hipotetik Anten için Verimlilik.....	260
Bölüm 10.....	262
Anten Yönlendirme Matematiği .....	262
10.1 Birim Vektör ve Koordinat Değişim İlişkileri .....	262
10.2 Yatay Dipol.....	264
10.3 başlık2.....	265
10.4 Anten Yönlendirme Matematiği .....	266
10.4.1 Birim Vektör ve Koordinat Değişim İlişkileri .....	266
10.4.2 Yatay Dipol.....	268
10.4.3 başlık2.....	269
10.5. Küçük Çevrimli Anten.....	270
10.6. Son Sınıf Elektrik Mühendisliği Öğrencisinin         Matematik	
Hakkında Neler Bilmesi Gereklidir? .....	272
10.6.1 Bir Mühendis için Matematik Nedir? .....	272
10.6.2 Sürecin Kendisi Sonuç Kadar Önemlidir.....	273



10.6.3 Gerçekler ve Önermeler .....	274
10.6.3.1 Özel Sayılar.....	274
10.6.3.2 Özdeşlikler ve Formüller .....	274
10.6.3.3 Yaklaşık Değerler .....	275
10.6.4 İntegraller ve Türevler .....	275
10.6.5 Radyan mı Derece mi?.....	275
10.6.6 Matris Notasyonu ve İşlemleri.....	276
10.6.7 Bölüm 10.6.3 için Yanıtlar.....	276

## Başlarken:

### Dipol Anten Örneği

Bir telsizci için telsiz veya alıcı sisteminde, en az alıcı kadar hatta alıcıdan belki de daha önemli olanın antenin konumu ve yapısı olduğunu söyleyebiliriz [<http://www.halkbandi.amatortelsiz.com>]. Elimizdeki en iyi verici veya alıcı, anten uygun olmadığı takdirde bir işe yaramayacaktır. Antenler, her ne kadar "pasif" eleman olarak tanımlansa da örneğin fiziki engeller arkasına yerleştirilen bir antenin yayın alanının önünün kesilmesi veya vericiden gelen sinyalin bir yönde odaklanarak yansıtılması ile istenilen noktada en çok yayın şiddeti elde edilmesi gibi özellikleri dikkate alındığında, "aktif" birer pasif eleman olarak tanımlanabilir.

Çevremizde daha çok gördüğümüz "çubuk" antenler, bütün yönlere eşit şiddette, bir daire gibi sinyal yayar. Bu özelliğinden dolayı, normal koşullar altında iyi sonuç vermekle beraber, istenilen noktaya erişememesi de sözkonusu olabilmektedir.

Bulduğunuz nokta ile haberleşmek istediğimiz diğer nokta arasındaki mesafe, vertikal antenin yayın alanı dışında kaldığında, ister istemez başka çözümler aramamız gerekiyor. Doğrusal bir yükseltici ile çıkış gücümüzü arttırabiliriz. Dairesel olarak yayın alanımızı genişletmiş ve haberleşmek istediğimiz noktaya ulaşmış olacağız, ancak gözardı etmememiz gereken sonuçlarının da bilincinde olmamız gerekir.

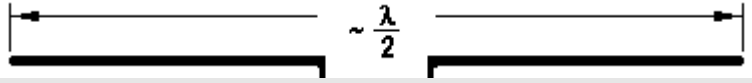
Çubuk antenle gücümüzü arttırarak görüşme yaptığımızda, haberleşmede bulunmak istemediğimiz noktaya da aynı şiddette sinyal yayarak, bir anlamda çevresel hem de radyo manyetik kirlenmeye neden olmamız, diğer yandan da yüksek çıkış gücünü elde etmek için daha fazla elektrik enerjisi tüketiyor olmamız durumuyla karşı karşıyayız. Bilinçli ve çevresine saygı gösteren telsizcilerin ve radyoculararın bu manyetik kirlenme meselesini de gözönünde tutmaları gerekiyor.

Mümkün olduğunca az enerji harcayarak, daha uzak noktalarla haberleşme düşüncemizi, yönlü antenlerle gerçekleştiriyoruz. Adından da anlaşılacağı üzere bu tip antenler, vericimizin yayın gücünü belirli bir noktaya yoğunlaştırarak iletmemizi sağlıyor. Çevremizden duyduğumuz isimleriyle yagiler, quad beamler veya dipol antenler, yönlü antenin türevleridir.

Yönlü antenlerin en basit, temel biçimi, dipol antenlerdir. Gerek maliyetinin düşük oluşu, gerek neredeyse her yerde uygulanabilir oluşu, yönlü anten kullanmak isteyenlerin dipol anten ile ilk denemeler yapmasını sağlıyor.

Dipol, sözcük anlamı ile iki kutuplu anlamına geliyor. Ya da iki uç. Buradan da aslında dipol antenimizin özelliğini kavrayabiliriz. İki uçlu tel.

### Dipol Anten

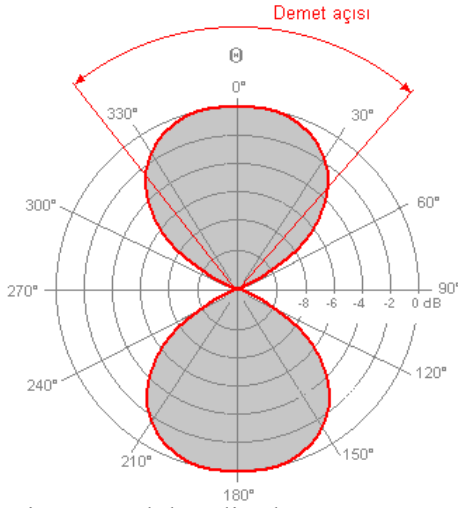


Anten tekniğinde en basit rezonans oluşumu yarım dalga boyunda ki dipollar da meydana gelir. Bu anten hemen hemen tüm anten biçimlerinin temel elemanıdır ve yönbağımsız (izotropik) küresel anten gibi referans anten olarak ta kullanılır.

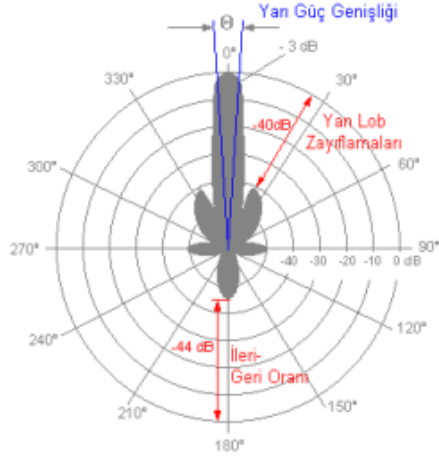
Bu yarım dalga boyu antenin ayırt edici özelliği, geometrik merkez noktasında iki parçaya ayrılmış olmasıdır. Burada ortaya çıkan „2 kutup”, gönderici veya alıcı modunda çalışırken beslemenin yapıldığı yerdir.

Adından da anlaşılacağı üzere, bir yarım dalga dipol, çalıştığı her bir frekansa karşılık gelen yaklaşık yarım dalga boyu ( $\lambda/2$ ) kadar uzunluğa ulaşır. Bu duruma dipolun dalga boyu ile rezonansa olma durumu denir. Akım/gerilim karakteristiği bir paralel rezonans devresidir. Bir dipolde akım merkezde en büyük değerine, uç kısımlarda ise en küçük değerine sahiptir. Gerilim ise merkezde en küçük, uçlarda en büyük değerde olur. Anten, gerilimin düşük, akımın ise büyük olduğu nokta olan merkezden beslendiğinden, bu tür besleme yöntemine merkez-besleme veya akım-besleme yöntemi denir. Besleme noktasının neresi olduğu kullanılacak iletim hattının seçimi için önemlidir.

Bir paralel rezonans devresinde benzeri şekilde akım ve gerilim duran dalgaları (standing waves) meydana gelir. Kazancı 1 olan yönbağımsız (izotropik) küresel antene karşılık, bir dipol anten belirli bir yöne yönlendirilmiştir ve kazancı 1,5 tir [[www.radartutorial.eu](http://www.radartutorial.eu)].



Bir yarım dalga dipol ve...



bir Yagi Anteni

## Tasarım ve İmalat

Yapımı için gereken malzemeler, oldukça kolay sağlanabilecek cinsten. Bir miktar tel, 6 adet izolatör. Hepsisi bu.

Dipol antenin kendisi aslında iki parça telden oluşuyor. Frekansımıza bağlı olarak iki parça teli bir çizgi şeklinde birbirine bağlayacak ve araya da vericimizden/alıcımızdan gelen kabloyu bağlayacağız. SWR ayarlaması yapabilmek amacıyla her bir telin boyunu yaklaşık 5-10 cm uzun tutmakta yarar var. Duruma göre izolatörde katlanabilecektir. Aşağıdaki şekil, daha kolay anlaşılmasını sağlayacaktır.

## İstasyon

0-----0 Dipol

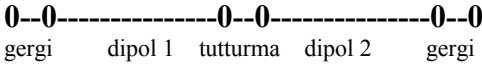
Şekilde de görüldüğü gibi, dipol anten için eşit uzunlukta iki tele ihtiyacımız var. Elbette ki her iki parçanın iki ucunun yalıtılması gerekiyor.

Anteni kullanacağımız frekansa göre dipol boylarını ayarladıktan, her bir ucu, yani toplam 4 ucu izole ettikten sonra, dipolü mümkün olduğunca yüksek bir yere ve görüşeceğimiz istasyonun bulunduğu yöne bakacak şekilde asmamız gerekiyor. Hedef istasyon, antene dik açı ile bakan yönde olacak. Şöyle ki:



Dipol antenimizi, yüksekçe iki nokta arasına germemiz gerekiyor. Bunun için, iki ağaçtan yararlanabileceğimiz gibi, bir binanın terasındaki direkler arasına da gerebiliriz. Tabii ki dipolümüzü oluşturan iki teli doğrudan bu noktalara bağlamayacağız. Bunun için en azından bir metrelik bir gergi teli daha kullanmamız gerekiyor.

Sonuç olarak dipolümüzün şekli şöyle oluyor:



Dipol antenimizi böylece hazırladık ve iki nokta arasına gerdik. Anten kablosuna bağlantısını yapmaya geldi sıra. Anten kablosundan iki uç geliyor. Bunlardan birini "dipol 1" e diğerini "dipol 2"ye bağlayacağız.

Bu noktada, anten ve kablo empedansının mutlak uyumlu kılınması için bir "gamma match" devresi oluşturulup, besleme ucuna takılabılmesinin gerekeceğini söylemekte yarar var. Ancak, bu şekilde hazırladığımız antenin de iyi sonuçlar vereceğini belirteyim.

## Ölçüler

Anten yapımında en can alıcı noktaya geldik diyebiliriz. Buraya kadar, ölçüp biçtiğimiz antenin birleştirilmesi ve takılmasına değindik. Ancak, antenin kendisinin ölçülerine değinmedik.

Böyle yapmamın özel bir nedeni var elbette. Bir çok arkadaşımız, öncelikli olarak CB halk telsizi bandında kısa dalga çalışabildiğinden, ağırlıklı olarak 27 Mhz için anten tasarlamak istiyor.

Aynı gerekçe yapacağı antenin hem 27.555 Mhz hem de örneğin 28.400 Mhz civarındaki frekanslarda uyumlu olmasını arzuluyor. İki frekans arasındaki açıklık, her iki frekansta da antenin en uygun SWR ile çalışmasına olanak vermiyor. Her zaman için de en düşük SWR beklentisinin çok doğru olmak zorunda değil.

Amatör telsizcilere ayrılan frekanslar incelendiğinde, bunların katlanarak arttığı görülecektir, 7, 14, 21 ve 28 gibi. Bunun sonucu olarak, örneğin en yüksek dalga boyuna sahip 7 Mhz için yapılan veya edinilen anten, 14, 21

ve 28 Mhz bantlarında da uygun çalışma olanağı sağlayacaktır. 27 Mhz bandı, amatör telsiz bandi olmadığından, ayrıca anten yapmak gerekecek.

Elbette başka bir alternatif de, anten tuner kullanmaktır. Alıcı vericimiz, seçilen frekansa göre gerekli ayarlamaları yaparak, belki de bu frekans için tasarlanmamış olan anten ile düşük SWR elde ederek çalışmamıza olanak verecektir.

Bütün bu noktalar dikkate alındığında, örneğin 27,5 veya 28,0 ya da 28,4 Mhz esas alınarak tasarlanacak anten ile esas alınan frekans çevresinde çalışmaya gidilmesi gerekecek. Örneğin antenimiz, 27,5 Mhz çevresinde en az SWR ile çalışıyorsa, bu frekansın hemen altı veya üstündeki frekanslarda çalışabiliriz.

Çalışacağımız frekansa anten tasarımı için, antenimizin boyunu çok kabaca su şekilde hesaplayacağız:

(27/28 MHz frekansı dipol ve inverted v anten uzunlukları, ayrıntılı olarak <http://antenler.amatortelsiz.com> adresinden edinilebilir.)

### Anten/Dipol boyu

$$m = 300000 \times \text{frekans}$$

Örnek:  $m = 300000 \times 27.555 = 10.88$  metre

Burada çıkan sonuç, 27.555 Mhz frekansında kullanılacak tam dalga antenin boyunu göstermektedir. Yarım dalga boyu uzunluğundaki antenlerle çalışacağımızdan, bu rakamı tekrar ikiye bölmek gerekecek.  
yarım dalga= 5.44 metre

Teknik konulara iyice girmeden, anten tasarımı için bir de katsayımız olduğunu bilelim. Genel olarak 0.95 kullanılmaktadır katsayı olarak.

$$m = 300\ 000 \times \text{frekans} \times 0.95$$

Buna göre anten boyu  $m = 300000 \times 27.555 \times 0.95 = 10.34$  tam dalga boyu ve 5.17 yarım dalga boyu.

Buna göre, 27.555 Mhz civarında çalışacaksa, her bir dipolün boyunun 5.17 metre uzunluğunda olması gerekiyor.

--0-0-----0-0-----0-0--

l---5.17 m---I I---5.17-----I

Sonuç olarak, 27.555 Mhz civarında çalışacak dipol antenimiz için, her bir dipolün boyunun 5.17 metre uzunluğunda olacağını görüyoruz. SWR ayarı için 5 cm pay bıraktığımızda, 5.22 metrelik iki adet tele ihtiyacımız olacak. İki dipolümüz olacağına göre toplam tel ihtiyacımız 10.5 metreyi geçmeyecektir.

Ayrıca ihtiyaç duyduğumuz malzemeler arasında 6 adet izolatör de bulunmaktadır.

## Bölüm 1

### Giriş

#### 1.1 Antenler

Bu notların hazırlanmasında, [www.halkbandi.amatortelsiz.com](http://www.halkbandi.amatortelsiz.com), [www.radartutorial.eu](http://www.radartutorial.eu), [www.dxzone.com](http://www.dxzone.com) (4NEC2 yazılımı ve NEC bazlı örnek antem modellemeleri, Arie Voors) web siteleri ile Antenna Engineering Handbook-Johnson, Radio Engineers' Handbook-Terman kitaplarından yararlanıldı. Ancak asıl olarak okuduğunuz notlar, Douglas Miron'un Small Antenna Design kitabı baz alınarak çıkartıldı. Hacim yüklü küçük dipol antenin de mucidi olan Miron, kitabında küçük antenler tasarlamak üzerine deneyimlerini paylaşmış. İngilizce olarak yayınladığı kitabında bir de CD-ROM veren Miron, kullandığı nümerik araçları (NEC2) ve herkese açık GUI kodlarıyla, tasarladığı antenler için yaptığı çözümlenmeleri MATLAB aracılığı ile yapmış ve bunları dosyalamış. Bu notlarda zaman zaman bu araçlara ya da kodlara referanslar verilmiştir. Bu CD-ROM'a dilerseniz Douglas Miron'un orijinal kitabını alarak ulaşabilirsiniz ya da kitapla verilen CD-ROM'daki yazılımlara, kodlara, GUI ve diğer araçların bir kısmına <http://www.si-list.org/swindex2.html>, "<http://dxzone.com/cgi-bin/dir/jump2.cgi?ID=6997>, <http://www.robomod.net/mailman/listinfo/nec-list>" web sitelerinden de en azından NEC2 arşivine ulaşabilir ve bu araçların ve bu araçlarla üretilmiş kimi çalınan kodların bir kısmını indirebilirsiniz.

Miron, antenle ilgilenen daha doğrusu anten tasarlamak isteyenlere elektronik ve mühendislik bilgisine sahip olmalarının yanında, mutlaka bir programlama bilgisine sahip olmalarını ve nesne temelli bir programlama dilini bilmenin yararlarını anlatıyor ve elbette iyi bir matematik kullanıcısı olmanın altını çiziyor. Anten ilkelerini öğrenmek için belki antenin küçük

olmasının çok önemi yok ama iş anten yapmaya gelince, bireysel olarak yapmaya yola çıktırıysanız tercihiniz “küçük bir anten” olacaktır.

"Küçük," karşılaştırmalı bir terimdir ve bu terimle karşılaşıldığında, referans standardın ne olduğu soruşturulmalıdır. Sıradan kullanımlar için, incelenmekte olan nesnelere sınıfının ortalama boyutunu referans olarak kabul edebiliriz. Örneğin, köpekler arasında teriyer cinsi küçük bir köpek cinsiyken, St. Bernard büyük bir köpek cinsidir. Fakat, ister boy ister ağırlık terimleriyle konuşalım, orta boy bir köpek insandan daha küçüktür. Antenler söz konusu olduğunda, orta boy antenin neye karşılık geldiğini söylemek kolay olmadığından, insanlar sıradan konuşmalarında insan boyunun ölçüğüne göre konuşmaktadır. Bunu *fiziksel boyut* olarak adlandırıyoruz. Bu da elinize uyan bir antenin küçük, 20 m boyunda bir antenin fiziksel olarak büyük olduğu anlamına gelmektedir. Fiziksel boyutlar, antenin kullanılacağı çevreyle birlikte antenin mekanik tasarımındaki önemli parametrelerden biridir fakat bunlar elektrik bazlı dizayn süreci yanında ikinci derece önem taşımaktadır.

Elektrik tasarım söz konusu olduğunda gündeme gelen ölçekler, sıradan çalışma frekansındaki boşluktaki dalgaboyu değeridir. Fizik derslerinden aşağıdaki ilişkiyi bilmekteyiz:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.1)$$

Bu denklemde  $c$  = ışık hızı,  $f$  = frekans ve  $\lambda$  = dalgaboyu değerlerini göstermektedir. Genel olarak değerlendirildiğinde, antenin en büyük boyutunun  $\lambda/10$  değerinin altında olması durumunda anten *elektrik açısından küçük* olarak değerlendirilmektedir.  $f$  değerinin MHz aralık içinde olması durumunda,  $\lambda$  metre cinsinden verildiğinden,  $c = 300$  Mm/s değerinin kullanılması uygundur. AM yayın bandının ortasında,  $f = 1$  MHz olduğundan,  $\lambda = 300$  m'dir.  $\lambda/20 = 15$  m olan bir anten elektrik açısından küçük olmasına rağmen fiziksel olarak büyüktür. FM yayın bandında,  $f = 100$  MHz olduğundan  $\lambda = 3$  m'dir.  $\lambda/20$  değerindeki bir antenin uzunluğu 0.15m olacaktır ve bu tür bir anten fiziksel açıdan küçüktür. Cep telefonlarının çalıştığı  $f = 2.4$  GHz değerinde,  $\lambda = 0.125$  m'dir ve  $\lambda/20$  değerindeki bir antenin uzunluğu 6.25 mm, yani anten fiziksel olarak çok küçük boyutlarda olacaktır. Bu uygulamaların üçünde de verili anten tipi için elektrik dizayn sırasında göz önünde bulundurulması gerekenler aynıdır.

Bir diğer hibrid boyut kategorisi *düşük profilli antendir*. Bu tür antenler genellikle monte edilmiş oldukları nesneden daha küçük boyutludur ve genellikle elektrik açısından da kısadır fakat genişlik

boyutları  $\lambda/4$  veya daha büyük olabileceğinden elektrik açısından kısa olması bir zorunluluk değildir. Tipik uygulamalar, araçları ve özellikle askeri araçları ve elde taşınır radyoları ve cep telefonlarını içermektedir.

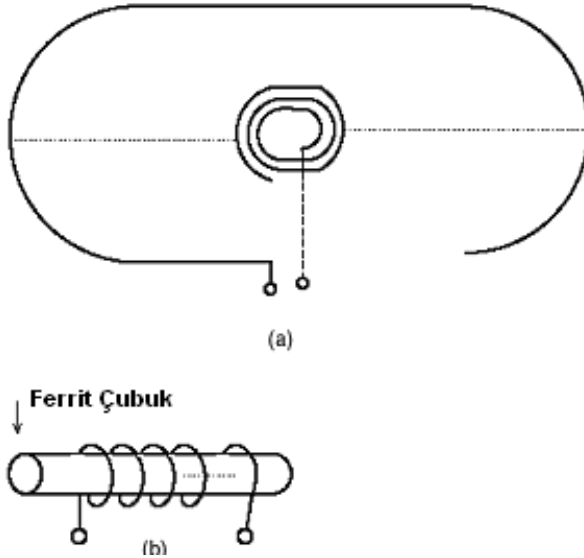
Yalnızca elektrik dizayn yönüyle ilgilendiğimden, bu metinde elektrik açısından küçük ve düşük profilli antenlerle ilgili konulardan söz edeceğim. Genel elektromanyetik ve antenler konusundaki birçok kitapta daha büyük antenler büyük ölçüde anlatılmıştır. Bölüm 1.3 ve 1.4'te, geçmişte, günümüzde ve gelecekte büyük bir ihtimalle görebileceğiniz bazı tipleri kısaca anlatacağım. Daha sonraki bölümlerde, bu tip antenler, diğer tip antenlerle birlikte anlatılacak ve analiz edilecektir.

## 1.2 Sorunlar Nelerdir?

Bundan sonraki iki bölümde antenin özellikleri, performans tanımları ve boyutların performans üzerindeki etkileri ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Fakat giriş olarak bazı konulardan söz edilmesinin, okuyucunun daha sonraki iki bölümü daha iyi anlamasına yardımcı olacaktır. Anten, kullanımı sonucu radyo terminallerinde akım, güç ve gerilim ve elektromanyetik dalgalarla taşınan ışığa gücü arasındaki dönüşümün sağlanmasının amaçlandığı bir cihazdır. Boyutlar üzerinde bir kısıtlamanın olmadığı durumlarda, antenlerin birçoğu  $\lambda/4$  boyutunun katsayılarına yakın boyutlarda üretilecektir. Bunun nedeni, bu koşullar altında antenin uç empedansının gerçek bir değere sahip olması ve bağlanmış olduğu radyo veya iletim hattıyla kolayca uyumlu duruma getirilebilmesidir. Bu şekilde boyutlandırılmış antenler *rezonant uzunluk* antenleri veya rezonant boyutlu antenler olarak anılmaktadır. Geleneksel antenler, elektriksel olarak küçük frekanslarda çalıştırılmaları durumunda, bunların giriş empedansları giderek daha reaktif duruma gelir ve bu durum da bu cihazlar ve radyo arasındaki güç transferini giderek güçleştirir. Aynı şekilde, bir antenin bağlanması, devrenin terminalleri arasında akım oluşturur ve bu durumda dalga daha önemsiz bir duruma gelir; bu durum hem dalgaların iletilmesi (dalga üretimi) hem de dalgaların algılanması (bir dalgadan yararlanarak güç üretilmesi) durumu için geçerlidir. Anten empedansının seri modeli için, kaplinin küçültülmesi *radyasyon direnci*ndeki azalmada açığa çıkmaktadır. Bu durum devre kaybına yol açar ve sistem verimliliğinin düşmesi açısından, antendeki bakır kaybı nispeten daha önemlidir.

### 1.3 Önceden Kullanılan Bazı Küçük Anten Tipleri ve Uygulamaları

Her gün çevremizde gördüğümüz antenler değişik şekillerde bulunmaktadır. Radar ve uydu algılama sistemlerinde kullanılan büyük eğri reflektörleri birçok kişi yakından tanımaktadır. Dikkatli bir kişi, büyük tabağın önünde huni olarak adlandırılan, kısa bir dikdörtgen şeklinde veya dairesel bir borunun farkına varacaklardır. Hem anten çanağı hem huni elektrik açısından büyük sistemlerdir. 4-GHz uydu TV frekansında çalışan 3 m'lik bir çanak  $40 \lambda$  çapındadır. Bu sistemin amacı, geçmekte olan elektromanyetik dalgadaki enerjiyi taramak ve bu enerjiyi huni üzerinde yoğunlaştırmaktır. Bu konudan söz etmemin nedeni, bu örneğin, *efektif alanı* olan bir anten fikrine ilişkin bir resim sağlamasıdır. Görme ihtimalinizin olduğu diğer bütün antenler tel veya telle eşdeğer yapıda antenlerdir. Tipik olarak zirve noktalarına kurulan TV yayın antenleri, izlenmekte olan kanal için  $\lambda/2$  değerine ayarlanması gereken iki telli "tavşan kulakları"dır. Bu tür antenler VHF kanalları için kullanılmaktadır. Bazı durumlarda zirve noktalarına kurulan antenler, UHF algılama amacıyla kullanılan küçük bir devreyi de içermektedir. Bu devre, tipik olarak, elektrik değerler açısından küçük bir devredir.



**Şekil 1.1:** AM alıcı antenler. (a) Yassı bobin, tipik olarak 25'e 20 cm boyutundadır ve yalıtılmış ince bir telin birçok sarımından oluşmaktadır. (b) Ferrit çubuk anten. 3 ila 30 cm arasında bir uzunluktadır ve ince emaye telle yapılan birçok sarımlı devreden oluşmaktadır.

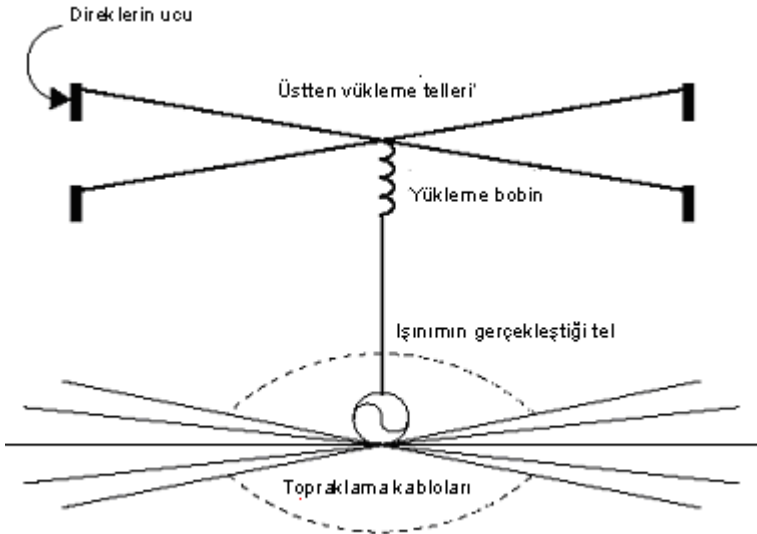
1940'lı ve '50'li yıllarda kullanılan AM radyolarda, arka kabın iç tarafına bağlanmış olan ve birçok türlü sarımdan oluşmuş yassı bobinler yaygın olarak kullanılmaktaydı. '60'lı yıllarda radyoların boyutları küçüldükçe bu bobinler ferrit çekirdeklere sarılmış olan selenoid bobinlerle değiştirildi. Şekil 1.1'de bu antenler gösterilmektedir. Bölüm 1.1'de yapılan değerlendirmelerden yola çıkarak, bu antenlerin elektriksel olarak ne denli küçük olduğuna karar verebilirsiniz. Bunlar, geçmekte olan dalganın manyetik alan bileşenine bağlanarak işlev görmektedir. Bu sayede, bobin içinde, alıcının kendisi tarafından üretilmiş olan elektriksel gürültüden daha büyük değerde bir gerilim indüklenmesi sağlanmaktadır. Bobinle paralel olarak bir ayarlama kapasitörü genellikle kullanılmaktadır. Kullanılan bu iki cihaz, alıcının ilk kademesindeki bant genişliğini sınırlamayı amaçlayan bir rezonans devresi oluşturmaktadır. Çıplak tel antenin kullanılması durumunda, bu amaçla ayrı bir bobinin kullanılması gerekli olacaktır.

'70'li yıllara kadar kullanılan bütün küçük antenler, bobinlerin veya çıplak tel antenlerinin değişik tipleridir. Formel olarak, çıplak telli antenler tavşan kulağı gibi iki tellerinin olması durumunda *çift kutuplu anten*, tek telli olmaları durumunda *tek kutuplu anten* olarak adlandırılmaktadır. İletim sırasında dipoller iki tel arasındaki küçük aralığa uygulanan gerilim tarafından tahrik edilmektedir. Tek kutuplu antenler, tel ve topraklama sistemi arasına uygulanan gerilim tarafından tahrik edilmektedir. AM transmitterler söz konusu olduğunda, gerçekte tel, yüksekliği çalışma frekansının  $\lambda/4$  değerine eşit olan bir çelik kuledir ve bu nedenle bu antenlerin üzerinde uçaklar için uyarı lambaları bulunmaktadır. VLF 30 - 300 kHz ve 30 kHz altındaki ELF için  $\lambda/4$  pratik kullanımı olmayan bir yüksekliktir. Gemicilik işaretlerinin iletilmesini ve deniz altında iletişim sağlamak amacıyla bu frekans aralıklarında çalışmakta olan vericiler mevcuttur. Bu uygulamalar söz konusu olduğunda, dikey telin (kule) tepesinden destek direklerine uzanan yatay kablo tabakasıyla, dikey tel elektrik değerlendirme parametreleri açısından kısa bir kuledir. Bu düzenleme, anteni dalgalar yayınlayan bir kapasitör benzeri bir sisteme dönüştürmektedir. Kısa bir dikey kulenin performansını artırmaya yönelik bu yöntem *üstten yükleme* olarak adlandırılmaktadır. Bu uygulama, kapasitans değerini yalnızca kısa kule söz konusu olduğunda ortaya çıkabilecek değerın üzerine çıkarttığından, terminal reaktansını azaltmakta ve böylelikle güç transferi sorununu daha kolay çözülebilir duruma getirmektedir. Bu uygulama, aynı zamanda ışınım direncini de yükseltmektedir. Birçok kişi bir VLF vericisini hiçbir zaman göremeyecektir fakat aynı ilke özellikle 150, 75 ve 40 m dalgaboylarında



yayın yapan amatör radyocular tarafından da kullanılmaktadır. Dolayısıyla, birilerinin bahçesinde üstten yüklemeli bir tek kutuplu anten görmeniz göz önünde bulundurulabilir bir ihtimal dahilindedir.

Yukarıda sözü edilen tek kutuplu anten uygulamaları için topraklama sistemi, genellikle olabildiğince geniş bir alana bir metal ızgara veya birkaç tane radyal tel serilmesiyle gerçekleştirilen bir suni topraklama sistemidir. Üstten yüklemeli tek kutuplu antenden daha sık görülen bir diğer tek kutuplu anten de bir taşıt üzerine veya bir cep radyosuna veya radyo telefona monte edilmiş olan kamçı antendir. Taşıtların üzerine monte edilmiş olan antenlerde toprak bir metal küttür. El radyoları söz konusu olduğunda, radyo kutusunun plastik gövdesi içindeki metal muhafaza toprak işlevi de görmektedir. Antenin dibine veya biraz yukarısına bir seri bobin yerleştirildiğinde, elektriksel kısa kamçıların performansı iyileştirilebilir. Bobin antenin biraz yukarısına monte edildiğinde bu sistem *bobinle yükleme* olarak adlandırılmaktadır ve üstten yüklemeye göre daha iyi aerodinamik özellikler taşımaktadır. Bobinle yükleme, üstten yükleme kadar etkili değildir fakat daha iyi düzeyde giriş empedansı sağlamaktadır ve ışınlım direncini geliştirmektedir. Bazı durumlarda, gerçek giriş empedansı olan elektrik değerler açısından kısa anten elde etmek amacıyla üstten yükleme ve bobinle yükleme birleştirilmektedir [C. J. Michaels -"Evolution of the Short Top-Loaded Vertical"]. Bu düzenleme, Şekil 1.2'de gösterilmektedir.



Şekil 1.2: HF frekans bandında çalışan çok yüklemeli ve ayarlı tek kutuplu anten şeması. Topraklama kabloları toprak üzerine yayılmakta veya toprağa gömülmektedir. Üstteki dört

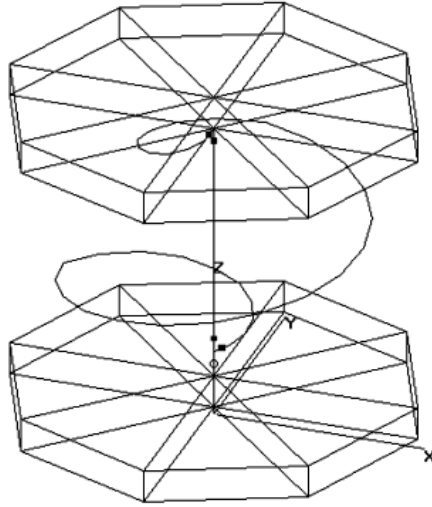
*radyal anten görülmektedir fakat daha fazlası kullanılarak performans önemli ölçüde artırılabilir.*

## **1.4 Günümüzde Kullanılan ve Gelecekteki Bazı Küçük Anten Tipleri**

Sayı olarak, küçük antenlerin gelecekteki en yaygın uygulama alanı telsiz telefon ahizeleri ve cep telefonları gibi uygulamalardır. Yakın geçmişte, bu telefonlar video ve veri iletimini de yapılarına almıştır ve radyo bağlantılı bilgisayar ağları küçük sayılarda ve seçilen büyük şehirlerin marketlerinde yaygınlaşmaktadır. Gelecekteki uygulamaların bunlarla sınırlı olmasının beklenmemesine rağmen, gelecekteki uygulamalar için duyulan ihtiyaçlar, günümüzdeki kullanım kapsamıyla oldukça büyük benzerlikler taşıyacaktır. Bu uygulamalar için kullanılan frekanslar geçmişte 49 MHz'a kadar düşük olmuştur fakat '80'li yıllardan sonra kullanılan en düşük frekans 800 MHz'dir. Günümüzdeki birçok sistem 2.4 ve 5 GHz frekanslı sistemler kullanmaktadır. Birinci bölümden görülebileceği gibi, elektrik açısından orta boyuttaki antenler fiziksel olarak küçüktür fakat halen cihazla aynı paket içine yerleştirilemeyecek kadar büyüktür. Elektrik açısından değerlendirildiğinde küçük boyutlu ve düşük profilli antenlerin günümüzdeki ve gelecekteki kullanım sırasında radyo cihazının içinde gizlenebilmesi mümkün olabilecektir.

Tek anten tasarımı alanında son 30 yılda yaşanan en önemli değişim, baskılı devreli antenler konusunda kaydedilen ilerlemedir. Bunların çoğu düşük profil tipi antenlerdir, fakat bunların arasında, elektrik açısından küçük fakat daha gelişkin olan ve daha da geliştirilen tipler bulunmaktadır. Aslında, yeni tasarımlar ve bu alandaki gelişmeler hemen her ay yayınlanmaktadır. En önce geliştirilen ve en yaygın mikroşerit anten, dikdörtgen şeklindeki baskılı kalıptır. Aslında bu efektif olarak yaklaşık  $\lambda_g/2$  uzunluğunda geniş bir mikroşerit iletim hattının parçasıdır ve çalışma frekansında sistemi rezonans durumuna getirmektedir.  $\lambda_g$  baskılı devre (pc) kartının yalıtkan malzemesinin dalgaboyudur. Işınım asıl olarak iletim hattı bağlantılarının iki ucundaki açık kenarlardan ortaya yayılmaktadır. Işınım alanı ve giriş empedansı büyük ölçüde rezonansa bağlıdır ve rezonans oldukça keskindir (dar frekans aralığı) ve bu nedenle bağlantılı antenlerin bant genişliklerini artırmaya yönelik önemli çabalar günümüzde de sürmektedir. Yakın geçmişteki dizaynlar birbiri ardına yerleştirilen yalıtkan ve bakır tabakalarını içermektedir ve sinyalin uygulanmasına yönelik birçok farklı yöntem vardır. Günümüzde baskılı anten konusunu kapsayan birçok anten mevcut olduğundan bu konu bu notlarda yer almayacaktır..

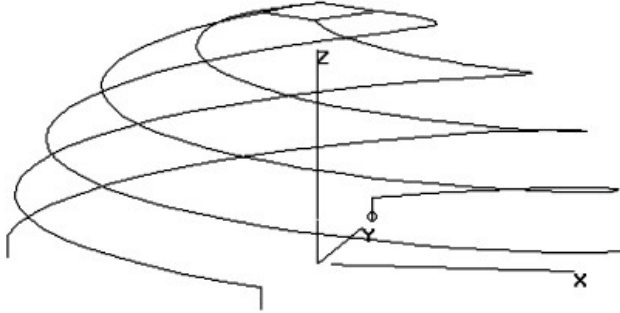
Küçük antenlerle ilgili sorunların çözülebilmesi için diğer yaklaşımlar üzerine araştırmalar da sürmektedir. 1960 yılından bu yana dikkatleri çeken bir yaklaşım, telin bir yalıtkan tabakayla veya bir manyetik malzemeyle veya her ikisiyle de kaplanmasıdır. Bazı durumlarda kullanılan terim "kaplama" [J. R. James and A. Henderson, "Electrically short monopole antennas with dielectric or ferrite coatings,"] olmasına rağmen, gerçek geometride aslında telden çok daha fazla malzeme vardır. Bu tip antenler çıplak metal anten dizaynı üzerinde ancak küçük gelişmeler sağlayabildiğinden, pratik kaplama malzemeleri konusunda bu metinde söz konusu antenler ayrıntılı olarak incelenmeyecektir.



**Şekil 1.3:** Hacim yüklü dipol. Bu örnekte iki ışınlım teli, bir bobin ve düz bir dikey tel bulunmaktadır. Çizim üzerindeki kareler, ışınlım elemanları arasında çalışan röle kontağını göstermektedir.

Küçük antenler konusunda Wheeler [H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas,"] tarafından ortaya konan temel düşünce, antenin kullandığı hacmin daha iyi kullanılması durumunda küçük antenlerin daha iyi çalışacağı yolundadır. Amaç, yapının kendisinde empedans rezonansı durumunun sağlanmasıdır ve bu da ince gövdelerin bir dipol için uç yükleri olarak kullanılması yoluyla sağlanmaktadır. Bu durum, Şekil 1.3'te gösterilmektedir. Şekilde, ışınlım yayan eleman sarımlı duruma getirilmiştir ve uç yükleme gövdesi anten yüksekliğinin yaklaşık %20'sini kaplayan çerçevelerdir. Bu yaklaşım, kullanılabilir alanın kapasitansını maksimum duruma getirir ve pratik olarak ölçülendirilmiş telle veya radyatörlerdeki tüplerle rezonans durumunun ortaya çıkmasına izin

vermektedir. Yakın zaman içinde üzerine yayın yapılmış olan bir diğer yaklaşım, katlanmış küresel heliks olarak adlandırılmaktadır [S. R. Best, "The Radiation Properties of Electrically Small Folded Spherical Helix Antennas,"] ve Şekil 1.4'te gösterilmektedir. Kaynak gerilimin uygulandığı yeri gösteren küçük çemberle birlikte gösterildiği bobin kolu dışında çoklu bobin kollarının tümü topraklamıştır. Yapıda, hem dahili indüktans ve kapasitans ve elektrik açısından küçük olduğu yerlerde birkaç rezonans frekansı bulunmaktadır. Yazar, sistemi, mükemmel bir empedans uyumunun olduğu ilk seri rezonansta çalışacak şekilde dizayn etmiştir. Bu anten tiplerinin hiç biri henüz ticari bir uygulama alanı bulamamıştır; ancak bunlar son derece umut veren anten tipleridir.



**Şekil 1.4:** Katlanmış küresel heliks anten. Üçü toprak yüzeyine bağlı olan dört kol bulunmaktadır. Dördüncü koldaki daire, uygulanan gerilimin kaynağını göstermektedir.

## Bölüm 2

### Anten Konusunda Temel Bilgiler I

#### 2.1 Elektromanyetik Dalgalar

1800 yılından önce, Fransa'da yaşayan Coulomb'un gerçekleştirdiği deneylerden, statik elektrik yüklerinin, Newton'un yerçekimi kanununa benzer kanunlara uyduğu bilinmekteydi ve bu manyetik malzemelerin aynı zamanda bu türden kuvvet kanunlarına uyan manyetik yüklü çiftlerden oluştuğu da bilinmekteydi. 1830 yılında, Danimarkalı Oersted, elektrik akımının bir manyetik kuvvet ürettiğini gözledi ve Fransız Ampère bu yasaları nicel şekilde ifade etti ve İngiliz Faraday, zamana göre değişen manyetik ve elektrik kuvvet alanlarının karşılıklı olarak birbirlerini ürettiği (biri olmaksızın diğerinin elde edilemeyeceği), dalgalar oluşturduğu ve ışığın elektromanyetik dalgalardan oluştuğu sonucunu çıkarmak üzere bu iki yasayı birlikte ifade ettiler. Teorisi 1873 yılında yayınlandı ve 1888 yılında Alman H. Herts bu radyo dalgalarının varolduğunu deneylerle gösterdi. Telsiz (radyo) iletişimi gelişmeye başlamıştı.

Tarihi nedenlerle, elektromanyetik alan birimleri için kullanılan sembollerin garip isimleri ve ilişkileri vardır ve bunlar sezgi yoluyla oluşturulmamıştır. İki sembol, E ve B kuvvet alanı vektörleridir fakat E elektrik alan yoğunluğu, B ise manyetik akı yoğunluğu olarak adlandırılmaktadır. Diğer ikisinde, D elektriksel yer değiştirme vektörü, H manyetik alan yoğunluğu vektörü olarak adlandırılmaktadır. Günümüzde

bu vektörlerin neyi temsil ettikleri çok daha iyi anlaşılmıştır ve bu nedenle *E elektrik kuvvet alan vektörü*, *D manyetik kuvvet alan vektörü*, *D halen elektriksel yer değiştirme alan vektörü* ve *H manyetik yer değiştirme alan vektörü* olarak adlandırılmaktadır. E, uzay-zaman içinde belirlenen bir noktadaki birim yük başına kuvvet, B uzay-zaman içinde belirlenen bir noktadaki birim akım-uzunluk başına kuvvettir. D, yükün bir noktada doğal nötral koşullarından ayrıldığı gerçeğini temsil eden bir alan büyüklüğüdür. Bunun yük dağılımıyla ilgisi malzeme ortamından bağımsızdır. Benzer şekilde, H, bir noktada bir elektrik akımının, malzeme ortamındaki normal rasgele yükten izole olduğu gerçeğini yansıtan bir alan vektörüdür. Manyetik yük yoktur; manyetik alanlar elektrik yüklerin hareketi sonucunda üretilmektedir. Sıradan malzemelerde bu hareketlerin ortalaması sifıra eşittir ve bu nedenle, bu durumda bir manyetik alan yoktur. Yüklerin belirli bir yönde net bir hareket kazanmasını sağlamak amacıyla yüklere bir kuvvet uygulandığında, kontrolümüz altında net bir akım ve manyetik alan vardır. Doğal manyetizm, atomlardaki elektronların geçersiz duruma getirilmemiş spin hareketlerinden kaynaklanmaktadır. Bu durumda da H malzemeye bağlı değildir; yalnızca akıma bağlıdır.

Buna göre, D ve H kaynak yükten ve uzaydaki akım dağılımlarından yola çıkılarak doğrudan hesaplanabilir. Neden E ve B değişkenlerini kullanıyoruz? Nihayetinde, doğru birimlerin seçilmesi yoluyla, D ve H de kuvvet alanı vektörleri olarak ortaya çıkabilmektedir. Bunun nedeni, kullanıma uygun olmasıdır. İletken olmayan bir malzeme parçasına bir elektrik kuvvet uyguladığımızda, malzemedeki atomlar, şarjlarını küçük ölçüde ayırarak tepki göstermektedir. Şimdi, uygulanan alanın orijinal kaynağına ek olarak, bütün ayrılmış atomik yüklerin alanlarını da hesaplamamız gereklidir. Pratik olarak ilgilenilen bütün malzemeler doğrusal olarak tepki gösterdiğinden -yani, - net kuvvetin yer değiştirme alanıyla malzemeye özgü sabit değer çarpımına eşit olduğunu söylemek çok daha uygundur. Burada anlatılan, değerlendirmenin manyetik alanlar için çalışma biçimini göstermektedir fakat, yine tarihi nedenlerle, bu değerlendirme elektrik alan vektörleri için uygun değildir. Temeli oluşturan tanımlar aşağıda verilmiştir:

$$E = D/\epsilon \quad (2.1)$$

$$B = \mu H \quad (2.2)$$

Bu denklemlerde,  $\epsilon$  *dielektrik geçirgenlik*,  $\mu$  *manyetik geçirgenlik* olarak adlandırılmaktadır. SI birimleri cinsinden, bu değişkenlerin boşluktaki değerleri 1'e eşit değildir ve yaklaşık olarak aşağıdaki değerlere eşittir:

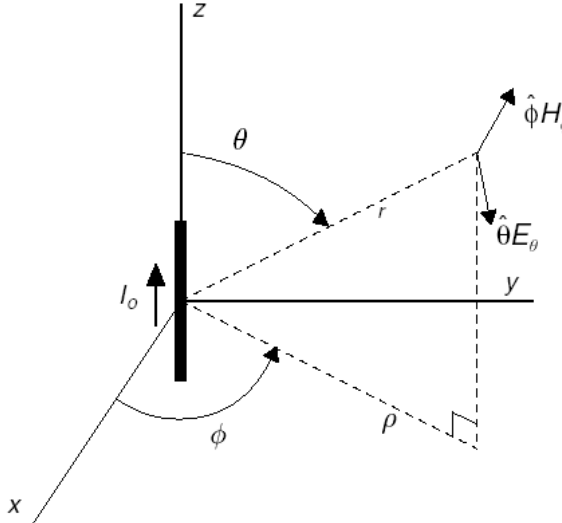
$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} \text{ F/m}$$

Verili bir madde, görelî manyetik geçirgenliği ve görelî dielektrik geçirgenliğiyle tanımlanmaktadır. Yani,  $\mu = \mu_r \mu_0$ ,  $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ . Görelî değerler genellikle 1'e eşittir veya 1'den büyüktür. Malzeme, uygulanan elektrik alanına atomlardaki yük dağılımıyla cevap veriyorsa, bu durumda atomik yüklerin alanları, net alanı azaltarak, uygulanan alana ters tepki vermektedir. Bu türden malzemeler *dielektrik* olarak adlandırılmaktadır ve denklem (2.1)'de daha büyük  $\epsilon$  değerlerinin daha küçük E değerleri ürettiğini görebilirsiniz. Bu nedenle, bu türden bir malzeme için  $\epsilon_r > 1$  ilişkisi bulunmaktadır. Diğer yandan, ferromanyetik bir malzeme, uygulanan manyetik alana bu manyetik alanı güçlendirerek tepki göstermektedir. Bu da (2.2)'de  $\mu_r > 1$  ilişkisiyle gösterilmektedir. Modern kompozit malzemeler, hem dielektrik hem de manyetik tepkiler gösterebilmektedir.

Anten yapımına dönük bu notların bundan sonraki kısmında, genel vektörler için üst çizgi, [ :overbar] birim vektörler için karat (şapka) [ :carat (hat)]sembolü kullanılacaktır. Örneğin,  $\theta$  yönündeki bir elektrik alan vektörü, bir sonraki bölümde görüleceği gibi,  $\vec{E} = \hat{\theta} E_\theta$  şeklinde yazılacaktır.

### 2.1.1 Uzaydaki Dalgalar



**Şekil 2.1:**  $I$ . dalgası, koordinat sisteminin merkezindeki  $L$  uzunluğundaki bir telden akmaktadır. Alan vektörleri, küresel koordinatlarla  $(r, \theta, \Phi)$  verilen bir noktada gösterilmektedir. Akım, zamana bağlı sinüzoidal bir akımdır fakat telin konumundan bağımsızdır.

En temel gerçek elektromanyetik dalga, elektrik olarak kısa bir tel parçası üzerindeki tek frekanslı akım tarafından oluşturulmaktadır. Bu türden bir akım, dalgayı tanımlamak için gerekli küresel koordinatlarla birlikte Şekil 2.1'de gösterilmiştir. Fazör notasyonunu kullanarak, dalga genellikle  $E$  ve  $H$  vektörleriyle tanımlanmaktadır. Telin ve dalganın sınırsız bir kayıpsız ortamda olduğunu varsayarsak aşağıdaki ilişki elde edilir:

$$E_{\theta} = I_0 L \frac{j\omega\mu}{4\pi} \sin(\theta) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (2.3)$$

$$H_{\phi} = \frac{E_{\theta}}{\eta} \quad (2.4)$$

Denklemdaki değişkenler aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$\beta = \text{açısal uzay frekansı} = \omega/v = 2\pi/\lambda$$

$$\omega = \text{akımın açısal frekansı} = 2\pi f = 2\pi/T$$

$$v = \text{ortamdaki dalga hızı} = 1/\sqrt{\mu\varepsilon}$$

$$\eta = \text{dalga empedansı} = \sqrt{\mu/\varepsilon}$$

$$T = 1/f = \text{zaman aralığındaki dalganın periyodu.}$$

Zaman aralığı ve uzay aralığı arasındaki büyüklükler arasındaki analogjiye dikkat edin.

SI sisteminde birimler aşağıda gösterildiği gibidir:

$$E, \text{ newton/coulomb} = \text{V/m}$$

$$H, \text{ A/m}$$

$$\beta, \text{ radyan/m}$$

$$\omega, \text{ radyan/s}$$

$$v, \text{ m/s}$$

$$\eta, \Omega$$

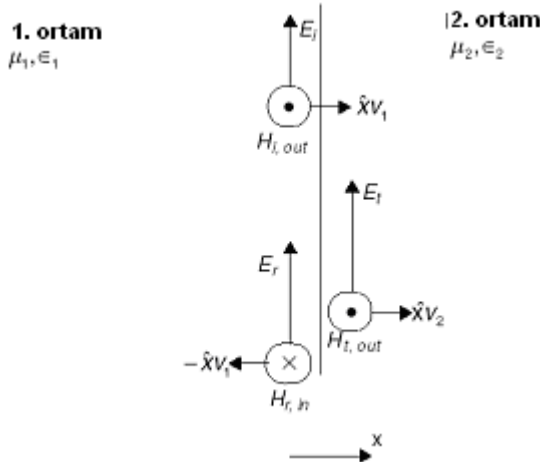
$$T, \text{ s}$$

(2.3) ve (2.4) denklemlerinde sözü edilen bazı özellikler, boyutlarından ve şekillerinden bağımsız olarak, bütün verici antenler için



söz geçerlidir. Birinci olarak, herhangi bir noktadaki  $E$  ve  $H$  vektörleri birbirlerine diktir ve her ikisi de verici kaynağından gözleme noktasına uzanan doğrultuya diktir. İkincisi, dalga fazı yalnızca  $r$  değerine bağlıdır ve bu da dalganın küresel olduğu anlamına gelmektedir. Durgun bir su birikintisine taş attığınızda gördüğünüz gibi, maksimum ve minimum noktalar daireler oluşturduğundan ve akım kaynağından yayılan dalganın fotoğrafı maksimum ve minimum noktaların oluşturduğu küresel yüzeyler gösterecek olan dalgaların daire şeklinde olduğunu söyleriz. Üçüncü olarak, alan genlikleri  $1/r$  ile orantılı olarak azalacaktır.

(2.3) ve (2.4) denklemleri, her bir alan için yalnızca bir vektör bileşeni olan dalgayı temsil etmektedir. Bunun nedeni, koordinat sistemindeki akımın konumu konusundaki seçimdir. Fiziksel olarak konuşmak gerekirse, elektrik alan vektörü, kaynak akım elemanı ile her zaman aynı düzlemde; manyetik alan vektörü her zaman bu düzleme diktir ve her zaman kaynak akım elementi çevresinde dönmektedir. Akım elemanlarının yönlendirmesinin değiştirilmesi durumunda, alan vektörlerinin matematik gösterimlerinin de bu fiziksel değişimleri yansıtacak şekilde değiştirilmesi gereklidir. Akım elemanlarının toplamı göz önünde bulundurulduğunda, bir noktadaki toplam alan öncelikle her bir akımdan kaynaklanan alanların vektör bileşenlerinin yazılması ve daha sonra her bir vektör bileşeni için fazör toplamlarının yapılmasıyla bulunmaktadır. Elektrik açısından küçük antenlerle ilgilendiğimizden, bu notlarda yalnız birkaç basit örnek üzerinde duracağız.



**Şekil 2.2:** Düz bir sınırdaki dalganın yansımaları. Ortam 1'de daha çok sayıda gelen dalga ve yansımaları dalga vardır ve Ortam 2'de iletilmiş dalga vardır. Oklar, vektör alanın referans yönlerini göstermektedir. Ortam 1'deki  $E = E_i + E_r$  ve  $H = H_i - H_r$  toplamlarının skaler (muhtemelen kompleks) bir büyüklük olduğunda dikkat edin.

Verici antenden alıcı antene doğru, alıcı antenle karşılaştırıldığında büyük olan bir mesafede, alıcı anten küçük bir açısız segmenti kapatacağından, küresel dalga yüzeyi düz görünecektir. Bu durum da iki ortam arasındaki sınırda olanların değerlendirilmesi amacıyla, radyo dalgaları için düzlem dalga olarak yaklaşım yapılmasına olanak sağlamaktadır. Bunun en basit örneği, bir düzlem dalgasının düzlem sınırı üzerinde düştüğü Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Sınırın bitişiğinde bir gelen dalga, bir iletilmiş dalga ve bir yansımış dalga vardır ve bunların üçünün de  $E$  ve  $H$  vektörleri sınır yüzeyine paraleldir. İki ortamdaki dalga empedanslarının aynı olmaması nedeniyle yansıma olmaktadır ve bu durum da elektrik alan ve manyetik alan değerlerinin oranının çakışmadığını göstermektedir. Sınırın her iki tarafında da toplam  $E$  ve  $H$  değerlerinin aynı olması gereklidir. Bu da aşağıdaki denklemlerin ortaya çıkmasına yol açmaktadır:

$$E_r = \Gamma E_i = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} E_i, \quad (2.5)$$

$$E_t = (1 + \Gamma) E_i = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} E_i \quad (2.6)$$

$\Gamma$ , *yansıma katsayısı* olarak adlandırılmaktadır. Bu sonuçlar kendi başlarına taşıdıkları öneme ek olarak, iletim hatlarıyla ilgili değişkenlerle de doğrudan bir analogi içermektedir. Su, havanınkiyle karşılaştırıldığında havanın empedans değerinin yaklaşık 1/9'u kadar küçük bir değer taşıyan ortamların bir örneğidir. Havadan suya geçen bir dalga için  $\Gamma = -0.8$  ilişkisi vardır ve bu ilişki de yansımış elektrik vektörünün resimdekinden ters yöne döndüğünü ve yaklaşık olarak geliş alanı büyüklüğünde olduğunu göstermektedir. Gelen dalganın elektrik alanının yalnızca %20'si iletilmiştir ve hava tarafındaki toplam elektrik alan da bu seviyeye düşmüş bulunmaktadır. Ancak, hava tarafındaki manyetik alanlar birbirine eklenmekte ve bunun sonucunda elde edilen toplam gelen dalgadaki değerden daha yüksek olmaktadır.

Bir dalga düşük empedanslı bir ortamdan yüksek empedanslı bir ortama geçtiğinde, sınırın her iki tarafındaki toplam elektrik alanının, gelen dalganın elektrik alanından daha büyük olmasına rağmen, toplam manyetik alanlar daha küçüktür. Her iki alan da elektriği iletirse veya kayıplar varsa, dalga empedansı ve uzay frekansı bir kompleks değere dönüşür. İletkenliğin bulunması durumunda, iletkenlik dalga empedansının genliğini azaltma yönünde etki edecektir. Metal gibi iyi bir elektrik iletkeninin havaya göre öylesine küçük bir empedans değeri vardır ki bu değer elektrik alanına bir kısa devre olarak değerlendirilebilir. Bu

durumda, sınır yüzeyinde elektrik alan minimumdur,  $E = 0$ , ve manyetik alan maksimumdur,  $H = 2H_i$ . Burada sözü edilen düzlem dalgası etkileri, daha sonraki bölümlerde incelenen ve üzerinde hesaplamalar yapılan daha karmaşık sınır etkisi ve gövde etkisi konuları üzerine bir resim sunmaktadır.

## 2.1.2 İletim Hatlarındaki Dalgalar

Uzaydaki dalgalar söz konusu olduğunda olduğu gibi, iletim hattına beslenen zaman değişkenli akım bir elektromanyetik dalga üretmektedir. Ancak, bu durumda, dalga iletim hattını izlemekte ve hat üzerinde gerilim ve akım dalgaları üretilmektedir.  $E$ ,  $H$ ,  $V$  ve  $I$  dalgaları, uzaydaki  $E$  ve  $H$  dalgaları gibi sıkı şekilde birbirine bağlıdır ve buna göre, bunlardan birinin veya ikisinin durgunluğa yol açtığını ileri süremez; bunların, uygulanan gerilim veya akımla eşzamanlı olarak ortaya çıkması sağlanmaktadır. Bir koaksiyel kablo söz konusu olduğunda, dalgalar iç ve dış iletken arasındaki dielektrik malzeme tarafından tamamen hapsedilmiş durumdadır ve dalga hızı basitçe aşağıdaki formülle belirlenmektedir:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.7)$$

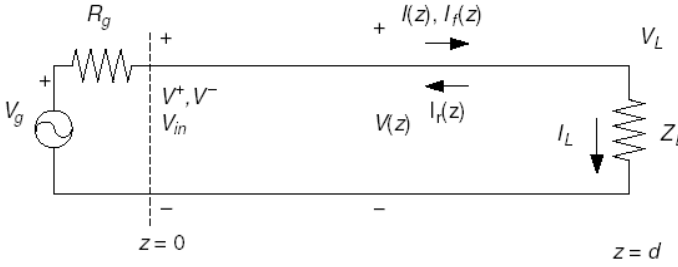
Çift iletkenli kablo ve mikroşerit için, alanlar kısmen dielektrik, kısmen havadadır ve bunun sonucunda dalga hızı  $c$  ve (2.7) ile verilen değer arasındadır. Çift iletkenli kablolar arasında daha az yalıtımın olması durumunda  $v$  değeri  $c$  değerine daha yakındır. Mikroşeritler söz konusu olduğunda, (2.7)'deki  $\epsilon_r$  değeri  $\epsilon_{\text{eff}}$  ile değiştirilmektedir ve bunlar için değişik formüller mevcuttur.

Gerilim ve akım dalgaları, fazör formunda aşağıdaki gibi ifade edilmektedir:

$$\begin{aligned} V_f(z) &= V^+ e^{-j\beta z}, & V_r(z) &= V^- e^{+j\beta z} \\ I_f(z) &= I^+ e^{-j\beta z}, & I_r(z) &= I^- e^{+j\beta z} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Kullanılan indisler, ileri yönde hareketler için " $f$ ", ters veya yansıtılmış yönde hareketler için " $r$ "dir. Üs işaretleri ise, pozitif  $z$  yönünde hareket için "+", negatif  $z$  yönünde hareket için "-" işaretleridir. Referans yönleri ve sonlandırma noktalarıyla bir iletim hattı şeması Şekil 2.3'te verilmiştir. Pozitif yönde hareket eden dalgaların, akım elemanının dışına doğru hareket eden dalgayla aynı negatif yönlü faz kayması değerini taşıdığına dikkat edin. Burada verilen, dışarıya giden dalganın  $-z/v$  zaman

gecikmesinin, zaman aralığı faz terimi  $-\beta z$ 'nin fazör versiyonudur. Yansımış dalganın başlangıç noktasının  $z = d$  noktasında bulunmasının sezgisel bir şey olmasına karşın, dalgalar için orijinlerin  $z = 0$  noktasında olduğuna da dikkat edin. Gerçekte, hattın her iki ucunda da yansımalar olabileceğinden, "r" dalgasının bir ters dalga olarak düşünülmesi daha iyi sonuçlar vermektedir.



Şekil 2.3: İletim hattı şeması.

Gerilim ve akım dalgalarının genlikleri, uzaydaki  $\vec{E}$  ve  $\vec{H}$  dalgaları gibi orantılı bir ilişki taşımaktadır. Bu da genellikle  $Z_0$  şeklinde sembolleştirilmektedir.

$$V^+ = Z_0 I^+, \quad V^- = Z_0 I^- \quad (2.9)$$

$Z_0$  genellikle iletim hattının karakteristik empedansı olarak adlandırılmaktadır fakat bunu hattın dalga empedansı olarak adlandırmayı tercih ediyorum. Yük altında olduğu durumda,  $Z_L = Z_0$  ise, bu durumda  $V_L = Z_0 I_L$  bağlantısı vardır ve bu da ileriye doğru yürüyen dalgadaki akım-gerilim ilişkisiyle aynı olduğundan herhangi bir yansıma gerçekleşmeyecektir. Bu durumda, giriş empedansı tam olarak  $Z_0$  değerine eşit olduğundan, dalga empedansı, hattın çıkışına bağlandığında girişte görülen direnç değeri olarak tanımlanabilir.

Genel olarak:

$$\begin{aligned} V(z) &= V_f(z) + V_r(z) \\ I(z) &= I_f(z) - I_r(z) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Yük altında, toplam gerilimin toplam akıma oranının  $Z_L$  değerine eşit olması gereklidir. Bu sınır koşulu, yansıma katsayısının ve dalga ilişkilerinin düzlem dalgasına ve düzlem sınır koşullarına benzer şekilde tanımlanması gereklidir.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (2.11)$$

Tanımlama aşağıdaki ilişkilerle birlikte yapılmıştır:

$$V^- = V^+ \Gamma_L e^{-2j\beta d} \quad (2.12)$$

ve

$$V_L = V^+ (1 + \Gamma_L) e^{-j\beta d} \quad (2.13)$$

Yük gerilimi, iletilen  $E$  alanıyla aynı rolü oynamaktadır. Bunların her biri, bir sonraki maddi nesneye iletilen dalgayı veya gücü temsil etmektedir.

Hat üzerindeki herhangi bir noktadaki toplam gerilim, kişinin izlemekte olduğu bağlantılara bağlı olarak değişik yollarla temsil edilebilir. (2.8), (2.10) ve (2.12) denklemlerinin kullanılması aşağıdaki sonucu vermektedir:

$$V(z) = V^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{-2j\beta d} e^{j\beta z}) \quad (2.14)$$

Terimler, değişik yollarla gruplanabilir ve yorumlanabilir. Burada belirtmek istediğim nokta, toplam gerilimin, fazları  $z$  ile ters olarak değişen sabit büyüklükteki iki fazörün toplamıdır. Hat doğrultusunda ilerlendiğinde, bu fazörlerin periyodik olarak aynı fazda görülmektedir ve bu durum da gerilim maksimum değerini almaktadır; periyodik olarak farklı fazlara geldiklerinde ise gerilimin minimum değer almasına neden olmaktadır. Maksimum gerilimin minimum gerilime oranı duran dalga gerilim oranı (VSWR) veya daha sık olarak duran dalga gerilim oranı (SWR) olarak adlandırılmaktadır. Bu büyüklüğün ileri ve geri yöndeki dalga gerilimlerinin genlikleri arasındaki oranı vermesi nedeniyle, bu değer yansıma katsayısıyla orantılıdır.

$$\text{SWR} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|}, |\Gamma_L| = \frac{\text{SWR} - 1}{\text{SWR} + 1} \quad (2.15)$$

Şekil 2.4,  $\text{SWR} = 2$  ilişkisinin bulunduğu üç durum için  $|V(z)|$  ilişkisinin çizimini göstermektedir. Bu da  $|\Gamma| = 1/3$  ilişkisine karşılık gelmektedir.

İleri yöndeki dalga genliğinin 1 olduğu durumda, ters dalganın genliği  $1/3$ 'tür. Maksimum gerilim  $4/3$ 'tür ve minimum gerilim  $2/3$ 'tür. Bütün eğriler aynı biçime sahiptir; bunlar arasındaki fark, hat üzerindeki

konumlarıdır. Bu farklılık, üç yük için yansıtma katsayısının fazı tarafından ortaya çıkarılmaktadır.  $Z_L = 100$ ,  $\Gamma_L = 1/3$ ;  $Z_L = 40 + j30$ ,  $\Gamma_L = j/3$  ve  $Z_L = 25$ ,  $\Gamma_L = -1/3$  için. Yük empedansının iki reel değeri için,  $V(d)$  değerinin maksimum veya minimum değerlerinde olduğunu ve bunun da  $Z_0$  değerinden daha büyük veya daha küçük yük değerine karşılık geldiğine dikkat edin. Yük empedansı,  $R$  direnci ise:

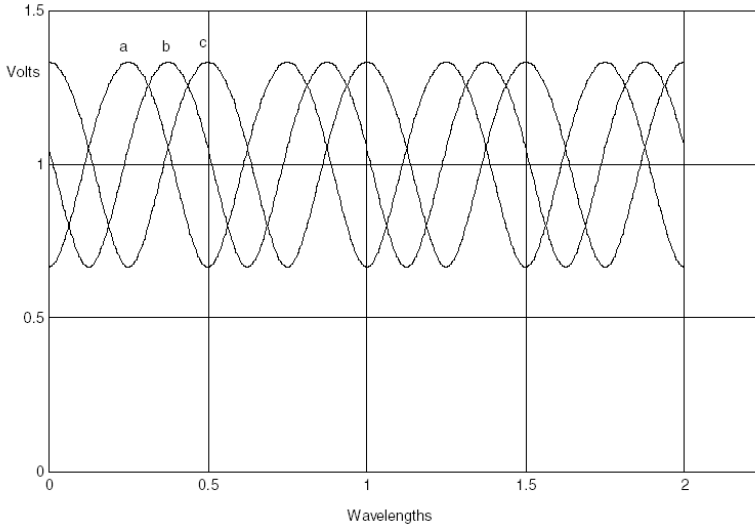
$$\begin{aligned} \text{SWR} &= R/Z_0, \text{ for } R > Z_0 \\ \text{SWR} &= Z_0/R, \text{ for } R < Z_0 \end{aligned} \quad (2.16)$$

Hattaki empedans,  $V(0)/I(0)$  değerini taşımaktadır ve bunun hat parametreleri, çalışma frekansı ve yük empedansı cinsinden en yaygın ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)} \quad (2.17)$$

İletim hattının bölümleri, genellikle bölümlerin dalga empedansı ve bölümün fiziksel değil elektriksel uzunluğuyla tanımlanmaktadır. *Elektriksel uzunluk*, dalga fazındaki derece veya radyan cinsinden kaymadır ( $\beta d$ ).  $90^\circ$  elektriksel uzunluk özel bir durumu göstermektedir. Bu durum, elektriksel uzunluğun çeyrek dalgaboyu uzunluğuna karşılık gelmektedir. Şekil 2.4'te, bunun uzunluk üzerindeki minimum gerilim ve izleyen maksimum gerilim arasındaki mesafe olduğunu görebilirsiniz. Denklemden (2.17), tanjant değerleri sonsuza gitmektedir ve bu durumda aşağıdaki ilişki elde edilecektir:

$$Z_{in} = Z_0^2 / Z_L \quad (2.18)$$



**Şekil 2.4:**  $VSWR = 2$  için iki iletim hattının iki dalgaboyu üzerindeki gerilim genliği.  $Z_0 = 50\Omega$ . İleri yöndeki dalga genliği, 1 V'tur. (a)  $Z_L = 25\Omega$ , (b)  $Z_L = 40 + j30\Omega$ , (c)  $Z_L = 100\Omega$ .

Verili SWR değerine karşılık gelen iki direnç değeri de bekleneceği gibi, bu denklemle ilgilidir.

### 2.1.3 Dalgalardaki Güç

Elektromanyetik teoriden yola çıkıldığında,  $E$  ve  $H$  genlikleri için tepe değerlerinin geçerli olduğunu varsayarsak, bir dalgadaki güç yoğunluğu aşağıdaki gibidir:

$$S = \frac{|E|^2}{2\eta} = \eta \frac{|H|^2}{2} \text{ W/m}^2 \quad (2.19)$$

Kayıpların olmadığı ortamda, her iki alanın da genliği  $1/r$  oranında azalır ve bunun sonucunda güç yoğunluğu  $1/r^2$  ile orantılı olarak azalır. Herhangi bir açısal değişimin olmadığı kaynak *izotropik* olarak adlandırılmaktadır ve bu da teori açısından uygun bir varsayımdır. İzotropik kaynaktan  $r$  uzaklığında, kürenin yüzey alanı  $4\pi r^2$ 'dir; bu nedenle sabit güç yoğunluğunun küresel alanla çarpılması, mesafeden bağımsız toplam gücü verecektir. Burada sözü edilen, kayıpsız bir ortamda nelerin beklenebileceğini anlatan bir örnektir; kaynaktan verili bir mesafe içinde, karşılık gelen küresel yüzey üzerinde bütünleşen gücün yoğunluğu, bir sabit olan toplam güç değerini vermektedir.

Düz bir malzeme sınırındaki düzlem dalgalara döndüğümüzde, gelen dalga ve yansıyan dalgayla ilgili güç yoğunluk değerleri aşağıda verildiği gibidir:

$$S_i = \frac{|E_i|^2}{2\eta_1}, \quad S_r = \frac{|E_r|^2}{2\eta_1} = |\Gamma|^2 \frac{|E_i|^2}{2\eta_1} = |\Gamma|^2 S_i \quad (2.20)$$

İletilen güç yoğunluğunun aşağıdaki gibi olması gereklidir:

$$S_t = (1 - |\Gamma|^2) S_i \quad (2.21)$$

Birbirine benzeyen ilişkiler, iletim hattı yükü için de uygundur. Her bir dalgadaki güç aşağıdaki gibidir:

$$P_f = \frac{|V^+|^2}{2Z_o}, \quad P_r = \frac{|V^-|^2}{2Z_o} = \frac{|\Gamma_L V^+|^2}{2Z_o} = |\Gamma_L|^2 P_f \quad (2.22)$$

$$P_L = (1 - |\Gamma_L|^2) P_f$$

Burada güç yoğunluğundan değil toplam güçten söz edilmektedir. Kayıpların olmadığı iletim hatları varsayımıyla hareket ettiğimize göre, dalgalardaki güç bütün hat boyunca sabittir. Aynı zamanda, hatta beslenen net gücün de şarj gücüne eşit olması gereklidir. Aşağıdaki örnek, bu noktaya kadar sunulan savların canlandırıldığı bir örnektir.

### Örnek 2.1 Çeyrek Dalga Dengeleme Sistemi

giriş empedansı  $12.5\Omega$  olan bir antenin kontrolü amacıyla kullanılacak,  $50\Omega$  sisteme  $100W$  anma beslemesi sağlayan bir vericinin olduğunu varsayalım. Bu işlem, iletim hattının çeyrek dalga iletim hattıyla yapılmak istenmektedir. (2.8)'den yola çıkarak,  $Z_o = \sqrt{50 \times 12.5} = 25\Omega$ . Yük direnç gösteren türden bir yük olduğundan, SWR değerinin 2 olduğunu (2.16)'dan ve  $\Gamma_L = -1/3$  olduğunu da (2.11)'den bilmekteyiz.  $100W$  şarj gücü için, yük geriliminin tepe değerinde  $V_L = \sqrt{2 \times 12.5 \times 100} = 50V$  veya  $35$  Vrms olması gereklidir. (2.22)'den yola çıkarsak, ileriye yönelik dalganın gücünün  $100/(1 - (1/3)^2) = 112.5W$ , yansıyan gücün ise  $112.5 \times (1/3)^2 = 12.5W$  olduğu görülecektir. Burada gösterilenler,  $P_f - P_r = P_L$  kuralıyla uyumludur. Buna karşılık gelen gerilim genlikleri,  $V^+ = \sqrt{2 \times 25 \times 112.5} = 75V$  ve  $V^- = V^+/3$  şeklindedir. Yükün bulunduğu bölümde ihtiyaç duyulan  $50$  değerini elde etmek amacıyla bu değerler birbirinden çıkartılır ve verici ucunda  $100V$  değerinin elde edilmesini sağlamak amacıyla bu değerler



eklenir. Bu doğru mudur? Giriş gücü, istendiği şekilde,  $P_{in} = V_{in}^2 / 2R_{in} = 10^4 / (2 \times 50) = 100W$  değerindedir.

Bu durumu, birazcık farklı ve daha genel bir şekilde izleyebiliriz.  $\beta d = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$  ilişkisi geçerli olduğundan, ileriye doğru ilerleyen dalganın gerilim yükü  $V_f(d) = V^+ e^{-j\pi/2} = -jV^+$  şeklindedir. Benzer şekilde, ters dalga gerilimi de  $V_r(d) = jV^-$  şeklinde verilmektedir. Yansıtma katsayısı  $-1/3$  olduğundan,  $jV^- = (-jV^+)(-1/3)$  veya  $V^- = V^+/3$  ilişkileri doğrulanmıştır. Yukarıda verildiği şekilde bir toplam gerilim elde edebilmek için  $100W$  ihtiyacını, yük kısmında veya girişte vermemiz ve dalga genlikleri için çözmemiz gereklidir. Giriş kısmında toplam gerilimin  $100 = V^+ + V^- = 4V^+/3$  veya  $V^+ = 75$  ve  $V^- = 25$  şeklinde olduğunu biliyoruz. Buna göre, yük kısmında,  $VL = V_f(d) + V_r(d) = (-j75) + (j25) = -j50V$ 'tur. Fazın referans noktası girişte alınmıştır. Çıkış gücü ihtiyacının kullanılmış olması ve çıkış geriliminin gerçek bir gerilim olduğunun varsayılması durumunda, dalga genliklerinin önlerinde  $j$  işaretinin olması gerekirdi. Faz referansının beslemede alınması her zaman için besleme geriliminin ve dalga genliklerinin gerçek sayılar olacağı anlamına gelmektedir. Hat boyunca dalgalardaki faz kaymasının etkilerine dikkat edin. Tercihe bağlı olarak, besleme kısmında dalga genlikleri gerçek sayılar olacak, yük yönünde hareket edildikçe ileriye doğru hareket eden dalga fazını kaybedecek ve ters yönlü dalganın fazı güçlenecektir. Bu durumda, çeyrek dalga uzunluğundaki kısımda, ileri yöndeki dalga  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ) kazanırken, ileri yöndeki dalga  $90^\circ$  kaybetmektedir. Daha genel olarak ele alındığında, (2.12)'de görülebileceği gibi kompleks yansıma katsayısı veya farklı bir hat uzunluğu dalga genlikleri arasında bir faz kaymasına neden olacağından, yalnızca dalga genliklerinden birinin bir gerçek sayı olduğu varsayılabilir; fakat ileriye doğru ilerleyen dalga fazını kaybedecek ve ters yönlü dalga aynı şekilde faz kazanacaktır.

## 2.2 Polarizasyon

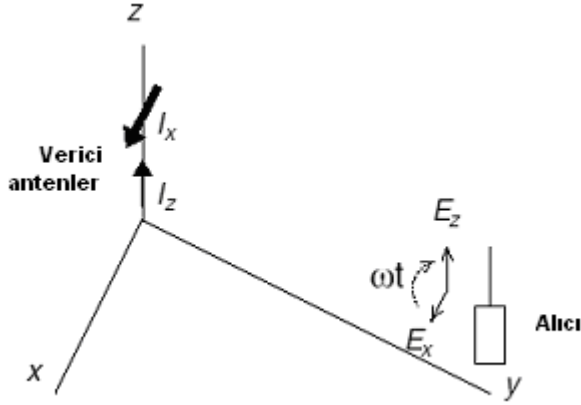
Bir dalganın uzayda yönlendirilmesi önemli bir konudur. Yönlendirme, alıcı antenin dalga gücünü elektrik devresinde bir güce dönüştürme yeteneğini büyük ölçüde etkilemektedir. Başlangıç olarak,  $x$ - $y$  düzleminde ( $z = 0$ ) bir gözlemci olarak durduğumuzu ve dikey dalgalar ileten bir antenden gelen bir dalgayı belirlemek üzere kamçı antenli bir alıcı kullandığımızı varsayalım. Ortamda, başka bir kaynaktan, pasif yeniden dalga yayımı da dahil herhangi bir dalga yayımı olmadığını varsayalım. Toplam dalga, tümü  $z$  doğrultusundaki akım elemanlarından oluştuğundan, toplam dalganın, tümü yakınızdaki  $z$  doğrultusuna yönelik

bir elektrik alan vektörü olacaktır. Kamçı anteni  $z$  doğrultusuna yönelttiğinizde, maksimum sinyal durumunu izleyeceksiniz. Toplam  $\bar{E}$  vektörü her zaman aynı yöne yönelik olduğundan, dalga *doğrusal polarılmış dalga* olarak adlandırılmaktadır. Koordinat sistemindeki  $\bar{E}$  yönlendirmesi dikey olduğundan, bu vektör aynı zamanda *dikey polarılmış dalga* olarak da anılmaktadır.

$x$ - $y$  düzleminin çevresinde ve bu düzlem üzerinde aşağı yukarı hareket edebildiğimizi varsayalım. Herhangi bir noktada, kamçı antenin verici antenin bulunduğu düzlemle aynı düzlemde olduğu bir durumda maksimum sinyal durumuna erişebilirsiniz. Maksimum sinyal alabilmek için verili bir noktada kamçı anteninizin yönlendirmesinin zamana göre değişmesi gerekmediğinden, anteni maksimum sinyal konumundan başka bir yöne doğru yönlendirmeniz durumunda, dalganın halen doğrusal olarak polarılmış olduğu, hiçbir sinyalin de mevcut olmadığı bir konum bulabilirsiniz.  $\bar{E}$  vektörü halen zemine dikey bir düzlem üzerinde bulunduğundan, dalganın halen dikey olarak polarize edildiği söylenmektedir.

Bu durumda, verici anten halen düz bir yatay tel ise, bu antenin yaydığı dalganın yatay bir  $\bar{E}$  vektörü olacaktır. Yeniden,  $x$ - $y$  düzlemi üzerinde dururken kamçı anteni çevrenizde dolandırırsanız, kamçı antenin yatay konumda olması durumunda maksimum sinyal, kamçı antenin dikey konumda olması durumunda da sıfır sinyal durumuna erişebilirsiniz. Buna göre, belirli bir konumdaki  $\bar{E}$  vektörünün yönü zamana göre değişmediğinden dalga halen doğrusal olarak polarize olmuş durumdadır. Bu durumda,  $\bar{E}$  vektörü her konumda yatay olduğundan *yatay polarizasyonlu dalga* olarak anılmaktadır.

Vericinin, Şekil 2.5'te gösterildiği gibi, biri bir yatay telden diğeri bir dikey telden oluşan iki anteni idare ettiğini varsayalım. Yatay telin  $x$  eksenine paralel olduğunu ve eksenin biraz üzerinde olduğunu varsayalım. Akımların aynı fazda olması ve sizin de  $y$  ekseninde bulunmanız durumunda, yakınızdaki toplam dalga  $\bar{E}_{total} = \hat{x}E_x + \hat{z}E_z$  formülüyle temsil edilebilir. Buradan ortaya çıkan vektör, yatay veya dikey olmayan özel bir yöne yönelik olmayan bir yöne yönelik bir vektördür. Bu nedenle, kamçı antenin  $x$ - $z$  düzlemine paralel olarak döndürülmesi durumunda maksimum sinyal ve sıfır sinyal konumlarını bulabileceğimizden, bu vektör ancak doğrusal olarak polarılmış dalga olarak adlandırılabilir.



**Şekil 2.5:** Eliptik polarizasyon için şekil. Alıcı antenin verici antenden en az birkaç dalgaboyu uzakta olduğu varsayılmıştır.

Bir sonraki aşamada, iletici sistemin yatay telin akımı üzerine  $\phi$  radyan büyüklüğünde bir faz kayması uyguladığını varsayalım. Bu faz kayması, yatay tel tarafından yayınlanan dalgada görülecektir. Bu durumda, y ekseninde bulunan yakınındaki toplam  $\vec{E}$  vektörü aşağıda verildiği gibidir:

$$\vec{E}_{\text{total}} = \hat{x}E_x e^{j\phi} + \hat{z}E_z \quad (2.23)$$

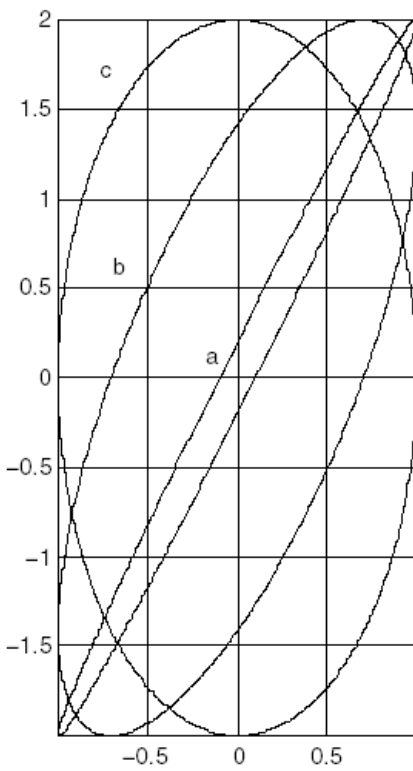
İki bileşen artık aynı fazda değildir ve bu nedenle doğrudan vektör toplamının bulunması mümkün değildir. Bu ifade ne anlama gelmektedir? Fazör alanından zaman alanına geçilmesi gereklidir.

$$\vec{E}_{\text{total}} = \hat{x}E_x \cos(\omega t + \phi) + \hat{z}E_z \cos(\omega t) \quad (2.24)$$

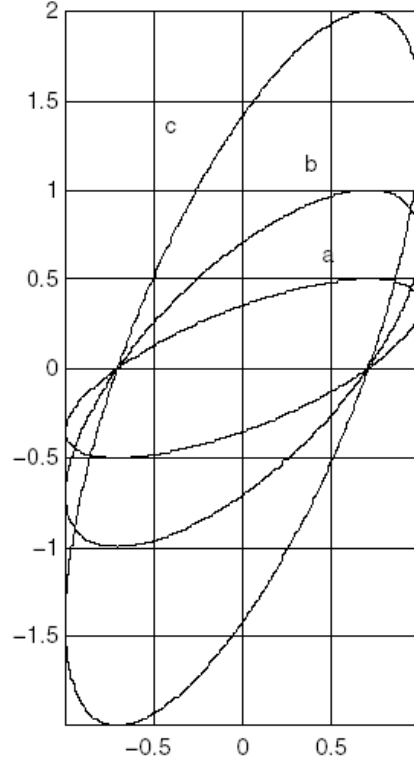
İzlenmesi gerekli ilk nokta, radyo frekans salınımlarında, toplam  $\vec{E}$  değerinin sıfır olduğu herhangi bir zaman yoktur. Bu da anteninizi  $x$ - $z$  düzlemine paralel hangi noktaya koyarsanız koyun, antenin her zaman için bir sinyal belirleyebileceği anlamına gelmektedir. Bir RF salınımı üzerinden gittiğinde,  $\vec{E}$  vektörünün tamamen  $x$  yönüne yönelmiş olduğu iki zaman ve tamamen  $z$  yönüne yönelmiş olduğu iki zaman vardır. Bunun dışındaki zamanlarda, vektörün yönü  $y$  doğrultusunda ilerlemektedir. Bu genel durum *eliptik polarizasyon* olarak adlandırılmaktadır. Şekil 2.5'te noktalı çizgiyle gösterilen ok,  $\phi > 0$  koşullarında  $\vec{E}$  vektörünün dönme yönünü göstermektedir. Verici tarafından bakıldığında, dönme yönü saat yönünün tersinedir veya sol el yönündedir.  $\vec{E}$  vektörünün bu yönde döndüğü bir dalga, *sola eliptik polarılmış dalga* (LHEP) [left-handed elliptically polarized] olarak adlandırılmaktadır.  $E_x = E_z$  ve  $\phi = \pi/2$  ise,

elips bir çembere dönüşür ve dalga LHCP [sola dairesel polarılmış dalga] olarak adlandırılır. Şekil 2.6 ve 2.7, uzaydaki bir noktadaki toplam  $\vec{E}$  vektörü tarafından, bir zaman döngüsü içinde taranan yolların bazı örneklerini göstermektedir.

Eliptik veya dairesel polarizasyon, bu örnekte gösterildiği gibi amaçlı olabilir veya kazara ortaya çıkabilir. İlgilenilen uydu sinyallerinin birçoğu dairesel olarak polarılmış dalgalar olarak iletilmekte olduğundan, bu dalgalardan olabildiğince güç yakalayabilmek amacıyla kullanılan alıcı antenlerin de dairesel olarak polarılmış olması gereklidir.



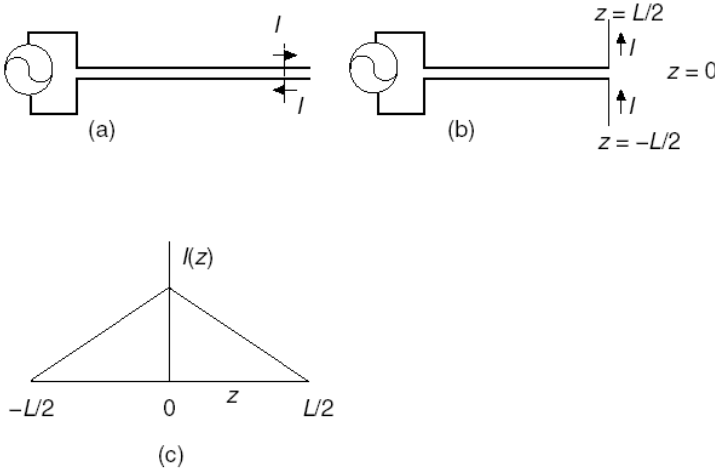
**Şekil 2.6:** Denklem (2.24) için RF salınımı üzerinden  $x$  bileşenine karşı çizilen  $z$  bileşenleri. Bütün eğriler için,  $E_x = 1$ ,  $E_z = 2$ 'dir. (a)  $\phi = 0.1$  (b)  $\phi = \pi/4$  (c)  $\phi = \pi/2$ .



**Şekil 2.7:** Denklem (2.24) için RF salınımı üzerinden  $x$  bileşenine karşı çizilen  $z$  bileşenleri.  $\phi = \pi/4$ ,  $E_x = 1$ . (a)  $E_z = 0.5$  (b)  $E_z = 1$  (c)  $E_z = 2$

## 2.3 Kısa Dipol

Başlangıç olarak, Şekil 2.8(a)'daki gibi iki telli bir iletim hattını göz önünde bulunduralım. Hat sol tarafındaki bir sinyal kaynağı tarafından tahrik edilmektedir ve sağ tarafında bir açık devre haline getirilmiştir. Açık devre, hat üzerinde açık uç üzerinde sıfır akımlı bir sabit dalga formunun oluşmasına neden olur. Hattın verili bir kesitinde, akımların büyüklükleri eşittir ve akımlar ters yönlerdedir. Dalgaboyuyla karşılaştırıldığında kablolar arasındaki aralığın küçük olması koşuluyla, bunların yayıldığı alanlarda da benzer şekilde genlikleri eşit ve yönleri birbirine zıt yönde olacaktır. Dolayısıyla, hat net bir dalga üretimi yoktur. Şimdi, Şekil 2.8(b)'de görüldüğü gibi, tellerin uçlarının aşağı ve yukarı doğru büküldüğünü düşünelim. Bu durumda akımlar aynı uzaysal yönlendirme durumunda olduğundan, bükülmüş tellerdeki dalga üretim alanları birbirini ortadan kaldırmayacaktır. Dipolün açık uçlarında akımın halen sıfır olması gereklidir. Şekil 2.8(c)'de görüldüğü gibi,  $L \ll \lambda$  durumunda akım dağılımı bir sinüzoidin uç kısmını oluşturacaktır. Dalga üretiminin sağlanması için Dipolün her bir bacağındaki akımın kendi alanına karşı çalışması gerekeceğinden, akım dağılımı Şekil 2.8(a)'da görüldüğü gibi tam olarak iletim hattı üzerinde olmayacaktır fakat sinüzoidal yaklaşım yararlıdır.  $\Gamma_L = 1$  koşullarına uyan iletim hattı denklemlerinden türetililecek akım genliği denklemi aşağıdaki gibidir:



**Şekil 2.8:** (a) Açık uçlu iki telli hat. (b) Uçları dipolden dışa doğru bükülmüş hatlar. (c) Dipol üzerindeki akım.

$$I(z) = I_o \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{L}{2} - |z|\right)\right) / \sin\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right) \quad (2.25)$$

Denklemden,  $I_o$  dipol-iletim hattı bağlantısındaki akımı göstermektedir. Bunun, zaman değişkenli tek frekanslı akımın  $z$  noktasındaki genlik değeri olduğunu hatırlayın. Denklem (2.3), akımın üniform dağılımını için dalganın yayılma alanını vermektedir. Telin diferansiyel uzunluğundan kaynaklanan alanın belirlenebilmesi amacıyla,  $L$ ,  $dz$  ve  $I_o$ ,  $I(z)$  ile değiştirilerek Bu denklem, mevcut duruma uyum sağlayacak şekilde uyarlanabilir. Toplam alan tek tek alanların toplamıdır ve  $dz$  çok küçük değerler almaya bařladıķca bu toplam bir integral oluşturmaya başlar.

$$E_\theta = \frac{j\eta}{2\lambda} \sin(\theta) \int_{-L/2}^{L/2} I(z) \frac{e^{-j\beta R}}{R} dz \quad (2.26)$$

$R = |\hat{r}r - \hat{z}z|$ ,  $dz$ 'den alan ölçme noktasına uzaklık değerini vermektedir.  $L \ll r$  ve  $L \ll \lambda$  koşullarında,  $R$  hem üstel faz teriminde hem de  $1/R$  teriminde bir sabit olarak ele alınabilir. Esas olarak,  $R$  terimi  $r$  terimiyle değiştirilebilir. Yalnızca  $I(z)$  terimini değişken olarak ele alıp bu terimleri sabit terimler olarak ele alalım. Denklem L terimiyle çarpılıp bölünmesi, ortalama akımı gösteren bir ifade elde edilmesini sağlar ve alanı gösteren ifade aşağıdaki ifadeye dönüşür:

$$E_\theta = \frac{j\eta L}{2\lambda} \sin(\theta) \frac{e^{-j\beta r}}{r} I_{average} = \frac{j\eta L}{2\lambda} \sin(\theta) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \alpha I_o \quad (2.27)$$

Daha sonraki kullanımlar için, ortalama akımın terminal akımına oranını  $\alpha$  ile göstermek uygun olacaktır. (2.5)'te verilen  $I(z)$  için:

$$\alpha = \frac{I_{average}}{I_o} = \frac{1 - \cos\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)}{\frac{\pi L}{\lambda} \sin\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)} \quad (2.28)$$

Sınır koşullarında, bu denklem aşağıdaki şekli alır:

$$\alpha = 1/2 \quad (2.29)$$

### 2.3.1 Işıma Eğrileri

*Işıma eğrisi*, antenin alan ifadelerindeki açılı fonksiyonuna verilen addır. Bu bilginin sunulabileceği birkaç değişik yol bulunmaktadır ve

duruma uygun olarak bunlardan birçoğunu kullanmanız gerekecektir. Genel olarak, bu fonksiyon  $f(\theta, \phi)$  olarak adlandırılmaktadır ve  $(\theta, \phi)$  Şekil 2.1'deki küresel koordinat açılarıdır. Tipik olarak, bu fonksiyonun genliğiyle ilgilenilmektedir ve bu değer maksimum değeri 1 olacak şekilde normalleştirilmiştir. Genlik eğrisi fonksiyonunu aşağıdaki gibi tanımlayalım:

$$f_E = |f(\theta, \phi)| / f_{\max} \quad (2.30)$$

Güç yoğunluğu genliğin karesiyle orantılıdır ve bazı durumlarda *güç eğrisi* fonksiyonu kullanılmaktadır. Güç eğrisi fonksiyonu, genlik eğrisi fonksiyonunun karesidir:

$$f_P = (f(\theta, \phi) / f_{\max})^2 \quad (2.31)$$

Işıma eğrisinin (dB) cinsinden ifade edilmesi durumunda genlik ve güç eğrileri arasında bir fark yoktur.

$$f_{dB} = 20 \log_{10} (|f(\theta, \phi)| / f_{\max}) = 20 \log_{10} (f_E) = 10 \log_{10} (f_P) \quad (2.32)$$

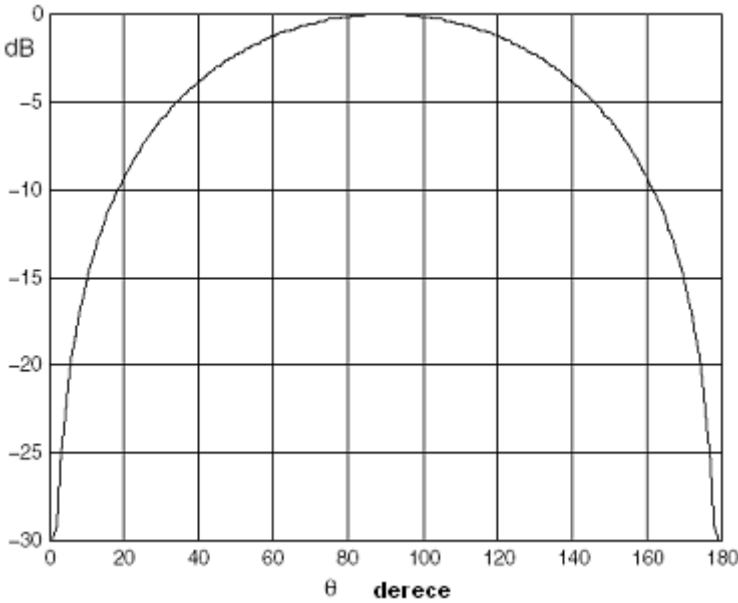
Burada verilen, kullanılan en yaygın form olduğundan, izleyen örneklerde bu denklem kullanılacaktır.

Veri formu konusunda karar verildiğinde, bir sonraki sorun verilerin sunumudur. İzleyen iki çizim, dikey kısa dipoller için  $\sin(\theta)$  açılı fonksiyonunun yaygın olarak kullanılan dikdörtgen ve polar formatlardaki görünümünü göstermektedir. dB değerinin kullanılmasının doğurduğu sorun, küçük  $f_E$  değerlerinin büyük negatif  $f_{dB}$  değerlerinin ortaya çıkmasına yol açmasıdır. Bu sorunun üstesinden gelmek için, veri aralıkları bir minimum değerle sınırlandırılmıştır ve bu limit değerden daha küçük olan bütün değerler sınır değeriyle değiştirilmektedir. Bu uygulama bazı durumlarda kırılma olarak adlandırılmaktadır. Şekil 2.9 ve 2.10'daki çizimler,  $-30$  dB değerinde kırılmıştır. Polar formatta karşılaşılan sorun, okuyucunun algılamasıdır. Polar gösterimlerin mesafe içerikli bir çizim olarak ele alınması eğilimi vardır; ancak durum daha farklıdır. Her iki şekildeki çizimin de size söylediği, dipolü merkezde olan bir çember üzerinde yürüdüğünüz durumda, göreceli genlik okumalarınızın veya yayım alan alandaki gücün bu eğrilerle uyuşacağı şeklindedir. Bu özel durumda, dipol alanı yatay açıyla,  $\phi$ , değişmemektedir ve buna göre, elde edilen sonuçlar bütün dikey çemberler için aynıdır. Ayrıca, yatay çemberler şeklindeki dipolün çevresinde yürümemiz durumunda, bu eğriler tam polar formatta bir

çember veya dikdörtgen formatta bir yatay çizgidir ve bunlar ilgi çeken sonuçlar değildir.

Şekil 2.10'da, açı düzenlemesi genel bir düzenlemedir ve bu nedenle  $z$  eksenini dikeydir ve  $\theta$  değerinin yalnızca  $0 - 180^\circ$  arasında olması durumunda bile tam bir çember görüntüsü ortaya çıkmaktadır.  $\theta$  ve  $\phi$  açılarının matematikte, bilimde ve anten teorisinin büyük bir kısmında kullanılan standart açılar olmasına rağmen, yer yüzeyi üzerindeki veya yer yüzeyine yakın uygulamalar için azimut ve yükseklik açıları sık sık kullanılmaktadır. Azimut  $\phi$  ile aynıdır ve yükseklik  $90^\circ - \theta$  değerini taşımaktadır.

Yatay dipol durumunu göz önüne almamız durumunda konu daha ilginç duruma gelmektedir.  $x$  eksenini üzerindeki dipol için (2.27) ve (A.12) denklemleri kullanılarak elde edilen alan ifadesi aşağıdaki gibidir:



Şekil 2.9: Dikdörtgen koordinat sistemindeki dikey dipol için ışınma çizimi.

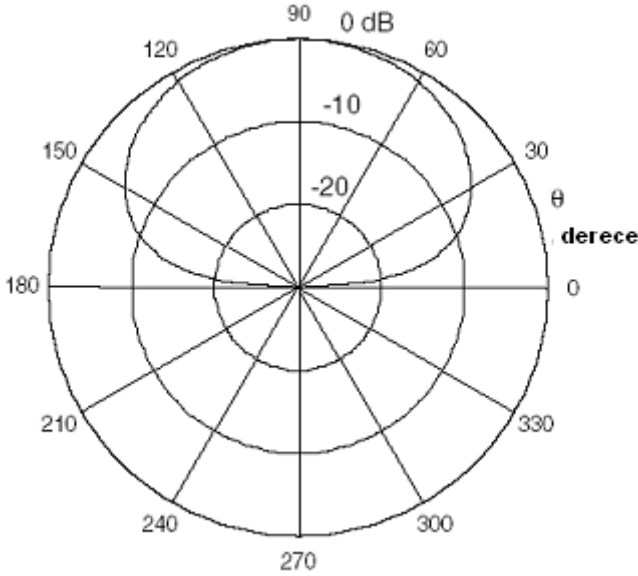
$$\bar{E} = \frac{j\eta L}{2\lambda} \frac{1}{2} \alpha I_o \left[ \hat{\phi} \sin(\phi) - \hat{\theta} \cos(\phi) \cos(\theta) \right] \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (2.33)$$

İki vektör bileşeni aynı fazda olduğundan, polarizasyon olması gerektiği gibi halen doğrusal durumdadır ve genlik iki vektör bileşeninin



karelerinin toplamının kareköküdür. Kareköklerden kaçınarak üslü değerlerle çalışmak daha uygun bir yöntemdir.

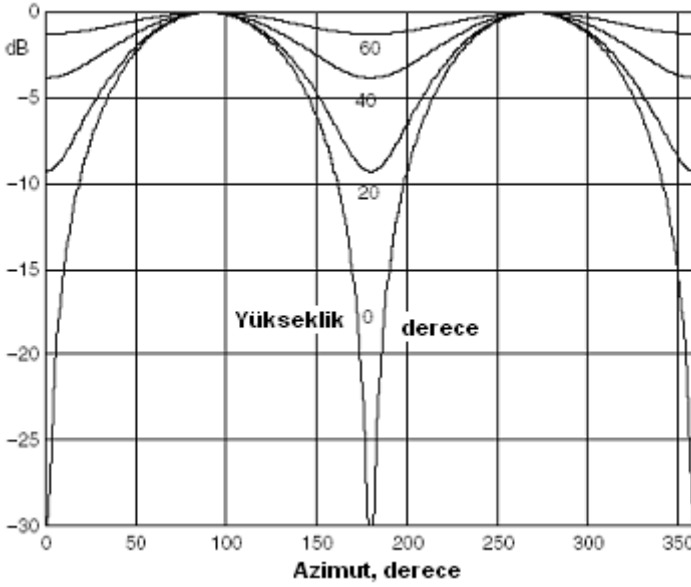
$$f_p = \sin^2(\phi) + \cos^2(\phi)\cos^2(\theta) \quad (2.34)$$



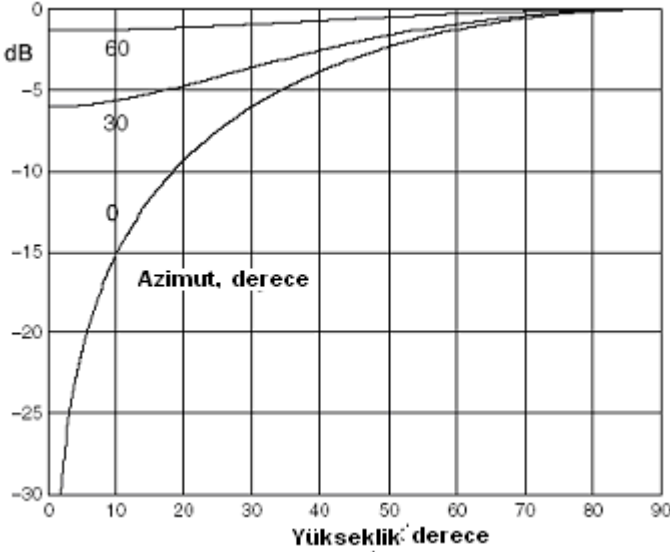
Şekil 2.10: Şekil 2.9 için polar koordinat versiyonu. Çizimin merkezi  $-30$  dB'e karşılık gelmektedir.

Dipolün  $z$  ekseninde olduğu durumlarda, herhangi bir dikey düzlem üzerindeki eğri, polar formattaki sekiz şeklinin yarısıdır. Dipol  $x$  ekseninde olduğunda,  $x$  eksenini içeren bütün düzlemlerde aynı eğriyi beklememiz gereklidir. Ancak, sabit yükseklik durumundaki azimutun ve sabit azimut için yükseklik eğrilerinin ölçümü ve çizimi alışıldık bir uygulamadır. Bu da 3D uzayın azimut çizimleri için  $x$ - $y$  koordinat sistemine paralel düzlemlere ve yükseklik çizimleri için de  $z$  eksenine paralel düzlemlere bölündüğü anlamına gelmektedir. Şekil 2.11'de,  $x$  ekseninde kısa dipol için yüksekliğin parametre olarak kullanıldığı azimut çizimleri görülmektedir. Sıfır değerli tek eğrinin  $0^\circ$  eğrisi - yükseklik çizimi- olduğunu görebilirsiniz.  $x$ - $y$  düzlemini içeren tek eğri

budur. Benzer şekilde,  $x$  eksinini içeren tek eğri olması nedeniyle, Şekil 2.12'de gerçek sıfır değerini gösteren tek yükseklik eğrisi  $0^\circ$  azimut çizimidir. Temel olarak, bir dipolden sinyal alabileceğiniz yerler yalnızca doğrudan eksen doğrultusunda baktığınız durumdur.



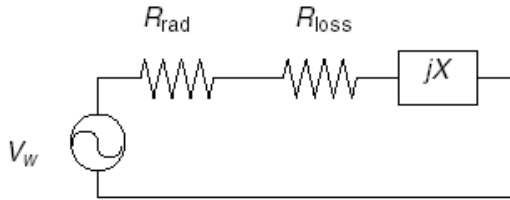
Şekil 2.11  $x$ -eksenli kısa dipol için azimut eğrilerinin çizimi.



Şekil 2.12: x eksenindeki bir küçük dipol anten için yükseklik eğrileri.

### 2.3.2 Devrenin Davranışı

Genel olarak, tek bir frekans söz konusu olduğunda, bir anten, Şekil 2.13'te görüldüğü gibi, bir gerilim kaynağı, bir çift seri direnç ve bir seri reaktans olarak modellenebilir. Gerilim kaynağı, bu bölümde daha sonra incelendiği gibi, geçen dalganın bağlantı gerilimine dönüşmesini temsil etmektedir. Bir direnç,  $R_{rad}$ , yayımlanan dalgada uzağa ışınımı yapılan gücün temsil edildiği bir devre modeliyken diğer direnç,  $R_{loss}$ , anten iletkenlerde ortaya çıkan ısı kaybını temsil etmektedir. Reaktans,  $jX$ , sıradan bir endüktans bobini veya kondansatör olduğu gibi, antenin yakın alanında depolanan enerjiyi modellemektedir. Antenin hem yayın hem de alıcı olarak kullanılması durumunda bu model geçerlidir.



Şekil 2.13: Bir anten için bir eşdeğer devre.

Bölüm 2.1.3'te anlatıldığı gibi, yayımlanan güç, kaynaktan sabit bir uzaklıktaki dalga gücüdür. Bu da bir kürenin yüzeyindeki güç

yoğunluğudur. Küresel koordinat sistemindeki yüzey elemanı aşağıdaki gibidir:

$$dA = r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (2.35)$$

Herhangi bir anten için, yayılan güç aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$P_{\text{rad}} = I_o^2 M \int_0^{2\pi} \int_0^\pi f_p(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (2.36)$$

Bu denklemde,  $I_o$  uç akımın zirve değerini,  $f_p$  son bölümde anlatılan güç modeli fonksiyonunu göstermektedir.  $M$ ,  $1/r^2$  dışında,  $dA$  içinde iptal edilmiş olan diğer güç yoğunluğu ifadelerini göstermektedir. Kısa dipol için yaklaşık değeri aşağıdaki gibidir:

$$M = \frac{\eta}{8} \left( \frac{\alpha L}{\lambda} \right)^2 \quad (2.37)$$

Güç modelinin entegrali  $8\pi/3$ 'tür. Bu durumda:

$$P_{\text{rad}} = \frac{2\eta\pi}{3} \left( \frac{\alpha L}{\lambda} \right)^2 \frac{I_o^2}{2} = 80 \left( \frac{\alpha\pi L}{\lambda} \right)^2 \frac{I_o^2}{2} \quad (2.38)$$

Denklem,  $\eta = 120\pi$  koşullarının bulunduğu serbest uzay koşulları için geçerlidir. Buna göre, ışıınım direnci aşağıdaki gibi verilmektedir:

$$\begin{aligned} R_{\text{rad}} &= 80 \left( \frac{\alpha\pi L}{\lambda} \right)^2 \\ &= 20 \left( \frac{\pi L}{\lambda} \right)^2, \quad \text{açık uçlu kısa dipol için,} \\ &= 80 \left( \frac{\pi L}{\lambda} \right)^2, \quad \text{tek örnek akımlı bir dipol için,} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Sıradan bir direncin tersine, ışıınım direncinin dalgaboyuna kuvvetle bağlı bir fonksiyon olduğu görülebilir.  $\alpha = 0.5$  ve 1 değerleri için söz konusu olan iki özel koşul, uygulamada yaklaşım sağlanabilecek iki aşırı durumu göstermektedir.

Duyulabilir ses titreşimleri aralığının üzerindeki frekanslarda, tel iletken üzerindeki akım birörnek değildir. Çıkış noktasından başlayarak, genliği azalmaktadır. Bu davranış yüzey etkisi (deri olayı [:skin effects]) veya akım kümelenmesi olarak adlandırılmaktadır. Eşdeğer yüzey kalınlığı genellikle *deri derinliği* (cidar kalınlığı [:skin depth]) olarak adlandırılmaktadır.

$$d_5 = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{\lambda}{\pi c\mu\sigma}} \quad (2.40)$$

Telin en küçük kesit boyutu deri derinliğinin en azından altı katıysa, birim uzunluk için direnç değerine aşağıdaki şekilde bir yaklaşım yapılabilir:

$$R_{pu} = \frac{1}{\sigma d_p d_s} = \frac{1}{d_p} \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} = \frac{1}{d_p} \sqrt{\frac{\pi\eta}{\lambda\sigma}} = \frac{1}{d_p} \sqrt{\frac{\pi f\mu}{\sigma}} = \frac{1}{d_p} R_{sq} \quad (2.41)$$

Bu denklemde,  $d_p$  çevre uzunluğu çevresindeki mesafeyi göstermektedir ve  $R_{sq}$  birim alan başına direnç veya yüzey direnci olarak adlandırılmıştır. Yayılma alanı genliğinin tersine, ne ışınım direnç ölçeğinin ne de kayıp direncinin dalgaboyuna göre değişmediğine dikkat edin.

Dipoldeki akım konumun bir fonksiyonu olduğuna göre,  $R_{loss}$  değerini elde etmek için  $R_{pu}$  değerini dipol uzunluğuyla çarpamayız. Bunun yerine, ışınım gücü örneğinde olduğu gibi bir güç kaybı hesaplaması yapmamız gereklidir. Küçük bir uzunlukta gerçekleşen güç kaybı  $I^2(z)R_{pu}dz/2$  şeklinde verildiğine göre, toplam kayıp aşağıdaki gibidir:

$$P_{loss} = \frac{1}{2} R_{pu} \int_{-L/2}^{L/2} I^2(z) dz \approx R_{pu} \int_0^{L/2} \left( I_o \left( 1 - \frac{2z}{L} \right) \right)^2 dz = R_{pu} \frac{L}{3} \cdot \frac{I_o^2}{2} \quad (2.42)$$

Buradan da aşağıdaki denklem elde edilir:

$$R_{loss} = R_{pu} \frac{L}{3} \quad (2.43)$$

Buradaki dipol akımı üçgen fonksiyonu olarak modellenmiştir ve  $L < \lambda/5$  koşullarında bu kabul edilebilir bir yaklaşımdır.

$X$  değerinin hesaplanması çok daha karmaşıktır. Tek bir noktayı belirtmek gerekirse, bu değer yalnızca anten geometrisine değil, kaynak-anten bağlantısının ayrıntılı geometrisine bağlıdır. Sonuç olarak, burada geometri ihmal edilmekte ve üçgen akım dağılımının aşağıdaki gibi olduğu varsayılmaktadır:

$$X = -\frac{\eta\lambda}{\pi^2 L} \left( \ln \left( \frac{L}{d} \right) - 1 \right) \quad (2.44)$$

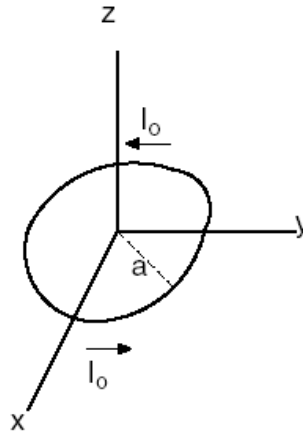
Denklemden,  $d$  tel çapını vermektedir. Bu ifade, [1] ve [2] numaralı referanslardan uyarlanmıştır. Bu ifadeden yola çıkarak, dipol kapasitansı aşağıdaki şekilde bulunabilir:

$$C = \frac{\epsilon \pi L}{2} \left/ \left( \ln \left( \frac{L}{d} \right) - 1 \right) \right. \quad (2.45)$$

### Örnek 2.2 Dipol Giriş Empedansı ve Verimlilik

30-MHz sivil radyo yayın bandı için bir dipol kullanmayı istediğimizi varsayalım. Antenin uzunluğunu 1 m, çapını 12 mm seçtiğimizi ve antenin alüminyumdan yapılmış olduğunu varsayalım. Dalgaboyu 10 m olduğundan  $L/\lambda = 0.1$  m'dir. Denklem (2.39)'u kullanarak,  $R_{rad} = 1.9739\Omega$  değeri elde edilir. Alüminyum için deri derinliğinin  $\sigma = 26$  MS/m olduğunu varsayarsak, (2.40) kullanılarak, deri derinliği  $d_s = 18.02$   $\mu\text{m}$  olarak bulunur. Kullanılabilir bir borunun duvar kalınlığının 60  $\mu\text{m}$ 'den daha büyük olması gerektiğinden deri etkisi modeli kabul edilebilir sınırlar içindedir. (2.41)'den elde edilen birim uzunluk başına direnç değeri  $R_{pu} = 0.056614\Omega$  ve  $R_{loss} = R_{pu}/3 = 0.01887\Omega$ 'dur. Kayıp direnci ışıma direncinin yalnızca %1'ini oluşturduğundan, burada sözü edilen kısa dipolün tek başına bile çok etkili olduğu sonucunu çıkarabiliriz.

(2.44)'ten elde edilen reaktans değeri,  $X = - (1200/\pi)(\ln(1/0.012) - 1) = -1,307\Omega$ 'dur. Bu değer, 4.06 pF kapasitansa karşılık gelmektedir. Oran,  $|X|/(R_{rad} + R_{loss}) = 656$ 'dır. İyi bir ayar bobini,  $X/R_{coil-loss} = 200$  değerini taşıyabilir. Bu da  $R_{coil-loss} = 6.54\Omega$  anlamına gelmektedir. Göreceğiniz gibi, bu türden bir seri direnç, antenin göndereceğinden 3.3 kat daha fazla ısı üretecektir.



Şekil 2.14: Üniiform akımın x-y düzleminde olduğu dairesel çevrim.

## 2.4 Küçük Devre

Şekil 2.14'te, terminal akımı  $I_0$  olan ve  $x$ - $y$  düzlemi üzerindeki bir dairesel çevrim gösterilmektedir. Çevresinin  $\lambda/3$ 'ten küçük olması durumunda -ki bu durum çapın  $\lambda/10$ 'dan küçük olduğu anlamına gelmektedir- devre küçük devre olarak adlandırılmaktadır [John D. Krauss, *Antennas*]. Bu durumda, devrenin bütün çevresinde akımın aynı değeri taşıdığını söylemek iyi bir yaklaşımdır. Bu da herhangi bir çapın uçlarında zıt yönde hareket eden iki eşit akımın olduğu anlamına gelir. Bu akımlar tarafından yaratılan alanların tam olarak olmasa da birbirlerini ortadan kaldırması açısından, bu durum iletim hattı ve dipol arasında bir ilişki doğurmaktadır. Ek C'de, (2.3)'ten başlayarak ve Ek A ve B'den elde edilen sonuçları kullanarak ve simetri ve küçüklük kuramlarını kullanarak yayılma alanının aşağıdaki gibi olduğunu gösterdim:

$$\bar{E} = \eta\pi \frac{A}{\lambda^2} I_0 \sin(\theta) \hat{\phi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (2.46)$$

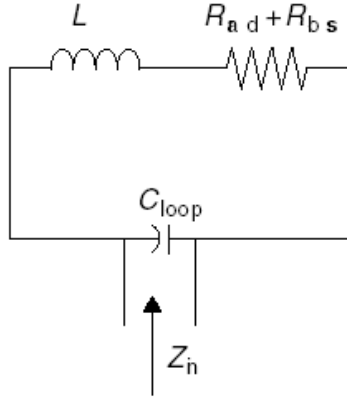
Bu denklemde  $A$  eğrinin alanını göstermektedir. Bu sonuç, şekli nasıl olursa olsun bütün küçük devreler için geçerlidir. Yatay küçük devre, dikey dipolle aynı genlik eğrilerine sahiptir fakat bu dikey olarak değil yatay olarak polarize olmuştur. Bazı yazarlar bunları ikili anten, bazıları da çerçeve anteni manyetik dipol olarak adlandırmaktadır. Çevrimin yakın alandaki enerjisinin büyük bölümünü bir elektrik alanda depoladığı ve kısa dipolün yakın alandaki enerjisini bir elektrik alanda depoladığı doğrudur fakat her biri tarafından yayılan dalgalar aynı  $E/H$  değerini taşımaktadır; bunlar eşit ölçüde elektrik ve manyetik dalgalardır. Yakın alan enerji depolama bunların devre olarak davranışlarını farklı duruma getirmektedir fakat bu devrelerin anten olarak davranışları göz önünde bulundurulduğunda, bunlarla ilgili özellikle manyetik veya elektrik bir durum söz konusu değildir.

Alan şiddeti  $\lambda$  ile değil  $\lambda^2$  ile ters orantılı olarak değişmektedir. Bunun nedeni, iki etkidir - uzunluk için temel ölçeklendirme olan  $1/\lambda$  ve ters akım elemanları arasındaki ayırım için  $1/\lambda$  ölçeklendirme.

### 2.4.1 Devrenin Davranışı

Çapı  $D$  olan bir dairesel çevrimin ilk rezonansı olan  $\pi D/4 = 0.49$ , daha kalın devreler için birazcık düşük, daha ince devreler için de birazcık yüksektir. Çevrimin elektriksel olarak daha küçük olarak düşünüldüğü

frekanslarda bile bu durum bir etki yarattığından, döngünün devre modeline bir şönt kondansatör eklenerek bu etki modellendirilebilir [Richard C. Johnson, Editor, *Antenna Engineering Handbook*]. Bu durum, Şekil 2.15'te gösterilmektedir.



Şekil 2.15: Bir küçük devre için eşdeğer devre.

$C_{loop}$  değerini elde etmek amacıyla, basit bir RLC devresinin rezonant frekansı için kullanılan genel formülün kullanılması yeterlidir. Buna göre,  $C_{loop} = 1/(\omega^2 L)$  ilişkisi vardır. Buna göre:

$$0.49 = \frac{\pi D}{\lambda} = \frac{\pi f D}{c} = \frac{\omega D}{2c}, \quad \omega = \frac{0.98c}{D}$$

Bu durumda aşağıdaki sonuç elde edilmektedir:

$$C_{loop} = \frac{D^2}{(0.98c)^2 L} = 11.57 \frac{D^2}{L} \text{ pF} \quad (2.47)$$

$D$ 'nin metre,  $L$ 'nin  $\mu\text{H}$  cinsinden verilmesi gereklidir.

Yatay durumdaki küçük devre için ışıma gücü yoğunluğu aşağıdaki gibidir:

$$S = \frac{|\bar{E}|^2}{2\eta} = \eta \left( \pi \frac{A}{\lambda^2} \right)^2 \frac{I_o^2}{2} \sin^2(\theta) \frac{1}{r^2} \quad (2.48)$$

Güç denkleminin integrali dipol için olduğu gibi,  $8\pi/3$  olduğundan, ışıma direnci aşağıdaki gibidir:



$$R_{\text{rad}} = \eta \frac{8\pi^3}{3} \left( \frac{A}{\lambda^2} \right)^2 \quad (2.49)$$

$\eta = 120\pi$  ilişkisinin olduğu boşluk veya hava koşullarında:

$$\begin{aligned} R_{\text{rad}} &= 320\pi^4 \left( \frac{A}{\lambda^2} \right)^2 = 20(\beta^2 A)^2 \\ &= 0.346 f^4 A^2 \end{aligned} \quad (2.50)$$

Son ifadede,  $f$  değeri MHZ cinsinden,  $A$  değeri ise  $\text{m}^2$  cinsindedir.

Birim uzunluk başına direnç, dipolde olduğu gibi aynı ifadeyle verilmektedir fakat çevrim direnci konuma göre değişmediğinden, toplam kayıp direnci, çevrimin uzunluğu ile birim uzunluk başına direncin çarpımıyla elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} R_{\text{loss}} &= R_{\text{pu}} l = \frac{l}{\sigma d_p d_s} = \frac{l}{d_p} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \\ &= \frac{l}{d_p} 1.987 \sqrt{\frac{f}{\sigma}} \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (2.51)$$

$f$  için verilen son hat MHz cinsindedir ve  $\sigma$  MS/m cinsindedir.  $d_p$ , telin veya tüpün çevresini,  $l$  uzunluğunu vermektedir.

Küçük çevrim bir indüktördür ve indüktans değerinin elde edilebilmesini sağlayan birçok ifade vardır. Aşağıda verilenler, Terman'ın El Kitabından [Frederick Terman, *Radio Engineers' Handbook*] uyarlanmış bazı ifadelerdir. Bütün şekiller,  $d$  çaplı yuvarlak telden yapılmıştır ve denklemler yüksek frekans versiyonunda kullanılan denklemlerdir.

$D$  çaplı dairesel döngü:

$$L = \frac{\mu}{2} D \left[ \ln \left( \frac{8D}{d} \right) - 2 \right] \quad (2.52)$$

Kenar uzunluğu  $s$  olan kare döngü:

$$L = \frac{2\mu}{\pi} s \left[ \ln \left( \frac{2s}{d} \right) + \frac{d}{2s} - 0.774 \right] \quad (2.53)$$

Kenar uzunlukları  $s_1, s_2$ , köşegen uzunluğu  $g$  ve tel uzunluğu  $W$  olan dikdörtgen döngü:

$$L = \frac{\mu}{\pi} W \left\{ \frac{s_1}{W} \ln \left( \frac{4s_1s_2}{d(s_1 + g)} \right) + \frac{s_2}{W} \ln \left( \frac{4s_1s_2}{d(s_2 + g)} \right) + \frac{2g - d}{W} - 1 \right\} \quad (2.54)$$

$W$  uzunluğundaki telden yapılmış bazı düzenli şekiller için basitleştirilmiş ifade:

$$L = \frac{\mu}{\pi} W \left[ \ln \left( \frac{4W}{d} \right) - K \right] \quad (2.55)$$

$K = 2.451$ , daire için,

$K = 2.853$ , kare için,

$K = 3.197$ , eşkenar üçgen için,

$K = 3.332$ , ikizkenar dik üçgen için.

Bu denklemin diğer denklem şekilleriyle kolayca karşılaştırılmasını sağlamak amacıyla, (2.54)'te, gerekli olandan daha karmaşık bir denklem yazılmıştır.  $\mu$  değerinin doğru olarak dönüştürülmesi koşuluyla, herhangi bir uzunluk değeri kullanılabilir. Çevrimdeki kenar devrelerin sayılarının azalmasına paralel olarak sabit uzunluklu bir anten tarafından kaplanan alan da arttığından, (2.55)'teki  $K$  değişkeninin değeri azalmaktadır.

### Örnek 2.3 Devre Empedansı ve Verimlilik

Örnek 2.2'de verilen koşullara geri dönelim ve aynı şekilde 1 m çapında ve 12 mm alüminyum tüpün oluşturduğu dairesel çevrimi bu örnekteki dipol anten olarak ele alalım. Çemberin alanı  $\pi/4$  m<sup>2</sup>'dir. (2.50)'de verilen bağıntıyı kullanarak, radyasyon direncini aşağıdaki gibi hesaplayabiliriz:

$$R_{\text{rad}} = 320\pi^4 \left( \frac{\pi/4}{100} \right)^2 = \frac{20\pi^6}{10^4} = 1.92278\Omega$$

Dipolde olduğu gibi telin uzunluğu  $\pi$ ,  $R_{pu} = 0.05661\Omega$  olduğuna göre  $R_{\text{loss}} = 0.1778\Omega$ 'dur. Bu da radyasyon direncinin yaklaşık %10'u olduğundan, anten için %90'ın biraz üzerinde bir verimlilik değeri varsayabiliriz.

Endüktans hesaplaması için,  $\mu = 0.4\pi$   $\mu\text{H/m}$  değerinin kullanılması uygundur. (2.55)'te verilen formülden:

$$L = \frac{0.4\pi}{2\pi} \pi \left( \ln \left( \frac{4\pi}{0.012} \right) - 2.451 \right) = 0.2\pi (6.954 - 2.451) = 2.829 \mu\text{H}$$

Endüktif reaktans değeri,  $X = 2\pi 30L = 533\Omega$ 'dur.

(2.47)'den,  $C_{loop} = 11.57/2.829 = 4.09$  pF. Bu da Şekil 2.15 için net giriş empedansını  $Z_{in} = 6.06 + j905.5\Omega$  olarak ortaya çıkarmaktadır. Çevrim, yaklaşık verimliliği %100 olan bir kapasitörle ayarlanabilir. Bu noktaya kadar çevrim daha iyi bir sistem seçimi olarak görülmektedir.

## 2.5 Yönsemelilik, Verimlilik ve Kazanç

İzotropik bir kaynağın bütün yönlerde aynı alan şiddetiyle yayın yapan bir kaynak olduğundan daha önce söz edilmişti. Elimizdeki küçük antenlerin ışınma eğrilerinde sıfır noktaları bulunduğundan, bu tip antenler tam olarak bunu gerçekleştirememektedir. Elektrik bakımından büyük antenlerin ve anten dizilerinin (aynı kaynağa bağlı antenlerin oluşturduğu sistem) oluşturulmasının amaçlarından biri, ışınması yapılan gücün olabildiğince fazla miktarının tek bir yönde yoğunlaştırılmasıdır. Bu nedenle, bir antenin yönsemeliliğinin ölçülmesi ilgi uyandıran bir konudur ve bu ölçümün yapılmasını sağlayan ve yaygın olarak kullanılan birkaç yöntem vardır.

Bunların bazıları antenlerin ışınma eğrileriyle ilgilidir ve incelemekte olduğumuz basit antenlerle doğrudan ilgili bir konu değildir. Ancak, bazı düşük profilli antenler daha ilginç eğriler ortaya koymaktadır ve bu nedenle bu terimlerin bir kısmı burada tanımlanacaktır.

### Kazanç Oranı

Bu terimin anlam kazanabilmesi için, "ileri" olarak yani amaçlanan iletim yönü olarak bir yönün tanımlanmış olması gereklidir. *Kazanç oranı* ( $F/B$ ), amaçlanan yöndeki güç yoğunluğunun, ileri yönle  $180^\circ$  açı yapan ve "ters" yön olarak tanımlanan yöndeki güç yoğunluğuna oranıdır. Çevrim veya dipol için  $F/B = 1$  veya 0 dB değerleri vardır.

### Yarı Güç Işınma Genişliği

*Yarı güç ışınma genişliği* (HPBW) [Half-Power Beamwidth] hem amaçlanan bir iletim yönünün hem de bir tanım düzleminin belirlenmesini gerektirir. Örneğin, koordinat sisteminin merkezinde oturduğumuzu ve  $y$  eksenini boyunca yatay bir dipolle iletim sağlamayı istediğimizi varsayalım.  $y$  yönünde en yüksek güç yoğunluğunu sağlamak için dipolü,  $x$  eksenini doğrultusunda yönlendirmemiz gereklidir. Azimut tasarımının sıfır yükseklikte olduğunu varsaymamız durumunda, maksimum  $+y$  yönünde ve  $-y$  yönündedir ve sıfır değerleri  $x$  eksenini üzerindedir.  $+y$  yönünde iletim amaçlandığından,  $+y$  eksenini ve  $x$  eksenini üzerindeki sıfır değerleri arasındaki eğriler ana lob veya ışınma olarak adlandırılmaktadır. Bu eğri üzerindeki iki azimut açısında güç yoğunluğu maksimum değerinin  $1/2$ 'sine

düŒer. HPBW, azimut düzlemi arasındaki bu iki aç arasındaki farktır. HPBW aynı zamanda yükseklik düzlemi bazında da tanımlanabilir; ancak,  $y-z$  düzleminde güç yoğunluğunda herhangi bir değişiklik olmadığından bizim örneğimiz için bu tanımın bir anlamı yoktur.

### Yan Lob Verimi

Belirli bir düzlemdeki eğrilerin birden çok ön lob ve arka lobunun alması durumunda, diğere loblar *yan loblar* olarak adlandırılmaktadır. Ana loba oranla maksimum yan lob verimi (SLL) bazı durumlarda ilginç veriler sunmaktadır.

Özelliklere dayalı parametreler dışında, *yönelme yeteneği* olarak adlandırılan daha temel bir ölçüm vardır. AŒağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$D = \frac{\text{Maksimum güç yoğunluğu}}{\text{Ortalama güç yoğunluğu}} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi f_p(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (2.56)$$

Denklemden,  $f_f$  bölüm 2.3.2'de tanımlanmış olan güç modeli fonksiyonudur. Radyasyon direncini bulmak amacıyla toplam ışınma gücünü hesapladığımızda bu entegralin nasıl alındığını görmüştük. Küçük çevrimler ve dipol için, entegral alınmasıyla elde edilen sonuç  $8\pi/3$ 'tür ve buna göre serbest uzayda  $D = 3/2$  veya 1.76 dB'dir. Antenin aklımızda kurguladığımız "serbest uzay" ortamında olmaması durumunda, diğere faktörler gündeme gelecektir ve bu nedenle konuyla ilgilenenlerin istenen yönelme veya kazancın ne anlama geldiğini bulmak konusunda dikkatli olmaları gereklidir. Bu konu, bölüm 2.9'da *Topraklama Etkisi* başlığı altında incelenmiştir.

Radyasyon direncini ve yönelme yeteneğini kullanarak, maksimum güç yoğunluğu için bir tanım yazabiliriz:

$$S_{\max} = \frac{I_o^2}{2} R_{\text{rad}} \frac{D}{4\pi r^2} \quad (2.57)$$

Bu tanımda,  $I_0$  terminal akımın tepe noktasını göstermektedir.

Önceki iki örnekte görüldüğü gibi, antenler güç yayımı yapmaktadır ve bunlar aynı zamanda ısı şeklinde güç kaybı da ortaya koymaktadır. Seri devreli modellerde, yayılan gücün toplam güç girdisine oranı olarak tanımlanan verimlilik, radyasyon direncinin toplam dirence oranıdır.

$$\text{kazanç Eff} = \text{Eff} = \frac{R_{\text{rad}}}{R_{\text{rad}} + R_{\text{loss}}} \quad (2.58)$$

Kısa dipoller için bu ilişki doğrudan kullanılabilir fakat ilk direncin açıklanabilmesi amacıyla bir şönt C eklenerek, çevrimin incelenmesi konusu biraz karmaşık bir duruma getirilmiştir. Bu uygulamanın etkisi, 3. ve 9. Bölüm'de incelenmiştir.

Anten kazancı, verimliliğin ve yönelme yeteneğinin çarpımı sonucunda elde edilmektedir:

$$G = D E_{ff} \quad (2.59)$$

Giriş gücünden başlayarak, maksimum ışıma gücü yoğunluğu aşağıda verilmiştir:

$$S_{\max} = \frac{P_{\text{in}} E_{ff}}{4\pi r^2} D = \frac{P_{\text{in}} G}{4\pi r^2} \quad (2.60)$$

Anten kazancı, ideal (kayıpsız) güç yoğunluğu durumundaki gerçek maksimum güç yoğunluğu olarak da ele alınabilir. Önceki iki örnekteki iki küçük antenin yönelme yeteneğinin eşit olmasına rağmen, verimliliği daha düşük olan çevrimin kazanç değeri de düşüktür.

## Bölüm 3

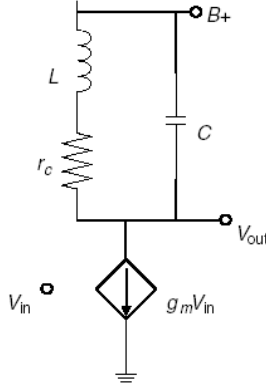
### Anten Konusunda Temel Bilgiler II

#### 3.1 Bant Genişliği ve Kalite Faktörü, Q

Elektronik radyonun ilk kullanılmaya başlandığı dönemlerde, bir alıcının, izlenmeye yetecek güçteki istasyonlar arasından bir istasyonu seçme yeteneği bobinin kalitesi tarafından belirlenmekteydi. Şekil 3.1, basitleştirilmiş bir RF yükseltici şemasını göstermektedir. Başlangıç olarak, aşağıdaki kademelerin son derece yüksek bir giriş empedansı taşıdığını ve bunun sonucunda aktif cihaz (o günlerde elektrik lambaları) üzerindeki yükün yalnızca aşağıda gösterilen elemanlardan ibaret

olduğunu varsayalım. Burada,  $r_c$  sarım tellerindeki direnci göstermektedir. İdeal (mükemmel) sarımda kayıp direnci yoktur. Kademeden çıkıştaki gerilim aşağıda verilmiştir:

$$V_{out} = -g_m Z(j\omega) V_{in} \quad (3.1)$$



Şekil 3.1: Bir radyo alıcının yükseltici kademesinin basitleştirilmiş şeması.

Daha da ileri olarak, alıcıya beslenen yükün gücünün, kademenin çıkış geriliminin karesiyle orantılı olduğunu varsayabiliriz. Bu çıkış gücü aşağıdaki gibidir:

$$P = G g_m^2 |Z(j\omega)|^2 |V_{in}|^2 \quad (3.2)$$

Bu denklemde, G izleyen kademelerin güç kazancını gösteren bir sabittir.  $P_m$  değerinin frekansın fonksiyonu olarak maksimum güç ve  $Z_m$  değerinin  $Z(j\omega)$  değerinin maksimum büyüklüğü olduğunu varsayalım. Bu durumda normalleştirilmiş güç aşağıda verildiği gibidir:

$$P_{norm} = \frac{P}{P_m} = \frac{|Z(j\omega)|^2}{Z_m^2} \quad (3.3)$$

Burada verilen normalleştirilmiş güç, kavramsal açıdan *dönüştürücü güç kazancı (TPG)* [:Transducer Power Gain] olarak bilinen kazanç kavramına benzemektedir.

$$TPG = \frac{\text{Şarj gücü}}{\text{Kaynaktan elde edilebilen maksimum güç}} \quad (3.4)$$

Antenlerin bant genişliğinden ve anten eşlemeli devre bileşiminin bant genişliğinden söz ettiğimizde, bu durum yine bu açıdan değerlendirilmektedir.

Alışılmış olarak, paralel rezonans durumundaki bir devrenin maksimum empedansının, empedansın tamamen gerçek olduğu ve sanal bölümün sifira yaklaştığı frekansta olduğunu düşünürüz. Dirençler bobinle seri bağlanmak yerine paralel bağlanmışsa bu doğru olabilir ancak buradaki durumda doğru değildir. Buna göre, ilgilenilmekte olan iki frekans vardır ve bunlar da maksimum empedans genliği olan frekans ve rezonans frekansıdır. İyi tasarlanmış herhangi bir kademede bu değerler birbirine çok yakındır fakat şu anda bu konuları ayrıntılı olarak incelemek yoluyla, daha sonra empedans uyumu konusunu incelerken kullanabileceğimiz bazı sonuçlar elde edeceğiz.

Empedans fonksiyonu aşağıda verildiği gibidir:

$$Z(j\omega) = \frac{r_c + j\omega L}{1 - \omega^2 LC + j\omega Cr_c} \quad (3.5)$$

Doğrudan kalkülüs ve cebir yoluyla,  $|Z| = Z_m$  koşullarındaki frekansın seri devreler için beklenen temel rezonans frekansı olduğunu bulabiliriz.

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (3.6)$$

$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r_c}$  olarak tanımlayalım. Bu değer, sarımın  $\omega_0$  frekansındaki kalite faktörüdür. Buna göre:

$$Z_m^2 = (Q_0^2 + 1) Q_0^2 r_c^2 \quad (3.7)$$

Normalleştirilmiş yarı güç bant genişliği aşağıda verilmiştir:

$$\frac{\omega_H - \omega_L}{\omega_0} \approx \frac{1}{Q_0} \quad (3.8)$$

$Z = R_r$  değerinin gerçek sayı olduğu koşulları sağlayan frekans,  $Z$  değerinin payı ve paydası için sanal sayıların gerçek sayılara oranının eşitlenmesi yoluyla bulunmuştur.

$$\omega_r^2 = \frac{1}{LC} - \frac{r_c^2}{L^2} = \omega_0^2 \left( 1 - \frac{1}{Q_0^2} \right) \quad (3.9)$$

$$R_r = \frac{L}{r_c C} = Q_0^2 r_c = (Q_r^2 + 1) r_c, \quad Q_r = \frac{\omega_r L}{r_c} \quad (3.10)$$

Bu sonuçlardan yola çıkarak, sarımın kalite faktörünün hem kademenin maksimum çıktısını hem de kademenin bant genişliği üzerindeki etkisini görebiliriz. Sıramın  $Q$  değeri aynı zamanda devrenin *yüksüz*  $Q$  değeridir.

Şimdi, izleyen kademenin sınırlı bir direnç değeri,  $R_i$  taşıdığını varsayalım. Efektif olarak, bu direnç elemanı  $C$  ile paraleldir ve bunların ikisi bir kayıplı kapasitör olarak ele alınabilir. Buradaki gibi paralel bir model için kalite faktörü, süseptans bölü iletkenlik değerine eşittir.

$$Q_{\text{shunt}} = \frac{|B|}{G} = \frac{\omega C}{G_i} = \omega C R_i \quad (3.11)$$

Bu durumda devrenin efektif  $Q$  değeri indirgenmiş durumdadır ve yaklaşık değeri aşağıdaki gibi verilmektedir:

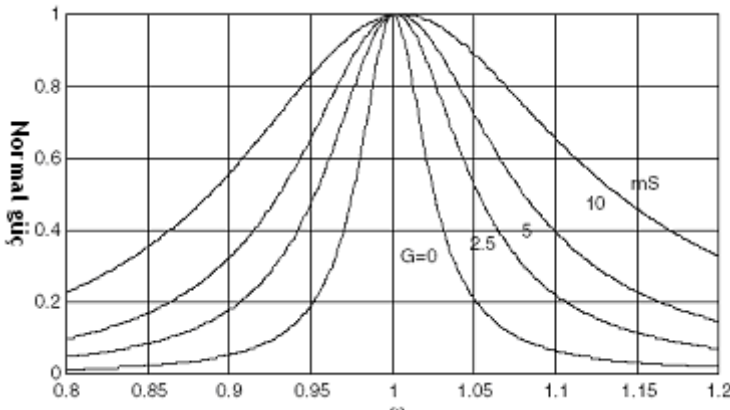
$$Q_e = \frac{Q_{\text{shunt}} Q_0}{Q_{\text{shunt}} + Q_0} \quad (3.12)$$

Bu değer, rezonans devresinin *yüklü*  $Q$  faktörü olarak da adlandırılmaktadır. Kayıplar bant genişliğini artırır,  $BW = 1/Q_e$ .

### Örnek 3.1 Q Sarımının ve Yüklemenin Etkileri

Bu örnek için kolay rakamlar seçilmiştir. Sargı direnci  $1\Omega$ ,  $L = 20 \mu\text{H}$ ,  $C = 0.05 \mu\text{F}$  ve  $\omega_0 = 1 \text{ Mrad/s}$ 'dir. Bu da  $Q_0 = 20$  sonucunu vermektedir ve  $R_r = 400\Omega$ 'dur. MATLAB fonksiyonunda, bu değerler ele alınacak ve açısal frekans vektörü ve yük direnç elemanı dikkate alınarak ve güç vektörü, maksimum empedans genliği ve anormalleştirilmiş yarı güç bant genişliği hesaplanacaktır. Kullanılan frekans aralığı  $1 \text{ krad/s}$ 'dir. Normalleştirilmiş güç eğrileri Şekil 3.2'de gösterilmiştir.  $\omega_0$ 'ın yüksek tarafındaki yarı güç frekansının düşük taraftakinden çok daha yüksek olduğuna dikkat edin. Bunun nedeni, devrenin davranışının, frekans oranına bağlı olmasına rağmen, bir doğrusal frekans ölçeği kullanılarak ortaya çıkmasıdır.





Şekil 3.2: Örnek 3.1 için güç çizimleri.  $G$ , uygulanan yük kondüktansdır.

Aşağıda verilen değerler, program tarafından hazırlanmıştır. Her bir durumda bant genişliğini normalize etmek amacıyla yarı güç frekansı değerleri kullanılmışsa, bu durumda frekans tepkilerinin yukarıya doğru kayması nedeniyle, elde edilen sonuçlar tablodaki sonuçlardan biraz küçük olacaktır.

Tablo 3.1: Örnek 3.1 ve Şekil 3.2'de değişik yükler için hesaplanmış maksimum empedans ve bant genişliği değerleri.

R yükü $\Omega$	$Z_{max}$ , $\Omega$	Bant Genişl. Mrad/s	$Q_{stunt}$	$Q_c$	$1/Q_c$
None	400.5	0.049	---	20	0.05
400	200.25	0.099	20	10	0.1
200	133.5	0.149	10	20/3	0.15
100	80.1	0.249	5	4	0.25

Üzerinde konuşulan RLC devresi, elektromanyetik rezonatörün özel bir tipidir. Bobin kalite derecesinin aynı zamanda devrenin bant genişliğini de önceden belirlediği ortaya çıkmıştır. 1940'lı yıllarda, diğer tip rezonatörler, kısa devreli iletim hattı kesitleri ve dalga kılavuzu boşlukları ortaya çıktı. Bütün bu rezonatörlerde, enerji elektrik alanlarda ve manyetik alanlarda depolanmıştır ve bunlar arasında titreşim yapmaktadır. Rezonans durumunda, güç kaynağı rezonatörün kayıplarını beslemektedir ve depolanan enerji miktarı sabittir. Bu cihazların kolayca ortaya konulabilecek bir birleştirilmiş eleman tanımı olmadığından, bu açıdan bütün durumları kapsamına alan daha genel bir  $Q$  tanımı kullanılmaya

başlanmıştır. Telman'ın El Kitabından [Frederick Terman, *Radio Engineers' Handbook*.] yapılan alıntıya göre:

$$Q = 2\pi \frac{\text{Depolanmış enerji}}{\text{Salınım başına kaybedilen enerji}} \quad (3.13)$$

Radyo Mühendisi El Kitabında yapılan değerlendirmede, bu denklem, denklemin birleştirilmiş elemanlı rezonatörlerde olduğu gibi, bant genişliğini önceden belirlemek amacıyla geliştirildiğini ima etmektedir. "Salınım başına kaybedilen güç", ortalama güç çarpı periyod ve  $T = 1/f$  olduğundan,  $Q$ 'nun tanımı yaygın olarak aşağıdaki şekilde yazılmaktadır:

$$Q = \omega \frac{\text{Depolanmış enerji}}{P_{\text{average}}} \quad (3.14)$$

Bu değer yine yüksüz  $Q$  değeridir.

L. J. Chu'nun 1948 yılında basılmış ve küçük antenler için erişilebilir minimum  $Q$  değeri için bir ifadenin de bulunduğu Chu tarafından kaleme alınan bir makalesinin [L.J. Chu, "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas,"] olması, 1940'lı yıllar boyunca küçük antenlerde  $Q$  değeri üzerine tartışmaların sürdüğünü düşündürmektedir. Rezonatörler ve antenler arasındaki fark, iyi bir rezonatörde  $Q$  değerinin yüksek olmasına rağmen iyi bir antende  $Q$  değerinin düşük olmasıdır. Bu durum, anteni harmonik dalgaları filtrelemek amacıyla kullanmadığımız durumda geçerlidir. Chu, rasgele akım dağılımlı dipolün alanlarını küresel dalga terimleriyle ifade etti ve her bir dalga modu için eşdeğer bir devre geliştirdi. Antenin kendi başına bir rezonatör olmaması fakat ters tipte bir depolanmış enerjinin eşdeğer miktarına sahip olan bir harici elemanla ayarlanması gerektiğinden, her bir mod için, (3.14)'ün iki katı olan bir  $Q$  ifadesi vermektedir [eq. (12)]. kendi geliştirdiği (12) ifadeyi bütün anten yapısına uygulamakta ve dahili olarak rezonant olduğu ve iletkenlik açısından kayıpsız olduğu varsayımını ortaya koymaktadır.

$$Q = 2\omega \frac{\text{Depolanmış ortalama elektrik enerjisi}}{\text{Işıma yoluyla yayılan güç}} \quad (3.15)$$

Daha sonra Chu, bir küçük anten için minimum  $Q$  değerinin ancak  $TM_1$  veya  $TM_2$  modlarının veya her iki modun da uyarılmış olması durumunda ortaya çıktığını ancak bunun söz konusu değer için açık bir ifade sağlamadığını belirtmektedir. Ancak, diğer araştırmacılar, örneğin, Hensen [R.C. Hensen, "Fundamental Limitations in Antenna,"] bunu gerçekleştirmektedir.  $r$  yarıçaplı bir kürenin içine yerleştirilmiş ve doğrusal polarılmış bir anten için Chu  $Q$  değeri aşağıdaki gibidir:

$$Q_{\text{Chu}} = \frac{1 + 3\beta^2 r^2}{\beta^3 r^3 (1 + \beta^2 r^2)} \rightarrow \frac{1}{\beta^3 r^3}, r \ll \lambda \quad (3.16)$$

$Q$  üzerindeki bu sınır değeri (alt sınır) yıllar boyunca birkaç kez incelenmiştir ve bu konuda son ileri sürülen ifade [Wen Geyi, "Physical Limitations of Antenna,"] de çok farklı değildir.

$$Q = \frac{1}{\beta^3 r^3} + \frac{1}{\beta r} \quad (3.17)$$

$Q$  aynı zamanda anten giriş empedansı terimleriyle de ifade edilebilir. Chu, seri rezonans değerinin altındaki antenler için bir ifade geliştirmiş ve diğerleri de seri rezonans sistemleriyle çalışabilmek amacıyla bu ifadeyi genelleştirmişlerdir [Wen Geyi, "A Method for Evaluation of Small Antenna Q," eq. (17)].

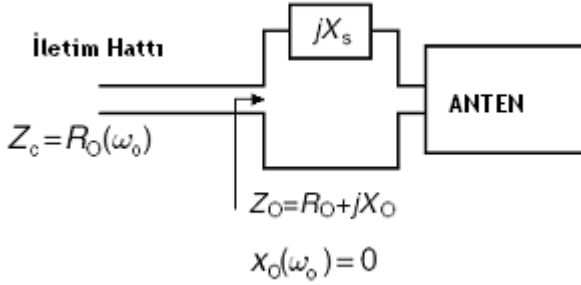
$$Q = \frac{1}{2R_{\text{in}}} \left( \omega \frac{dX_{\text{in}}}{d\omega} + |X_{\text{in}}| \right) \quad (3.18)$$

Halen yüksüz  $Q$  üzerine konuştuğumuzu ve bunu yarı güç bant genişliğiyle ilişkilendirdiğimizi hatırlayın.

$Q$ , farklı anten tiplerinin karşılaştırılması açısından önemli bir değerdir ve yarı güç bant genişliği uygulamalar açısından önem taşımaktadır. Bu noktaya kadar verilen ifadelerle ilgili üç sorun bulunmaktadır. Birincisi, giriş direncinin değişik frekans değerlerinde sabit olmamasıdır. İkincisi, bazı küçük antenlerin (aynı zamanda antirezonsans olarak da adlandırılan) paralel rezonans yakınında çalışmasıdır. Üçüncüsü, transmitterlerin yarı güç frekansına karşılık gelen SWR noktasındaki tam güç durumu karşısında genellikle dayanıksız olmalarıdır. Aynı konulara [A.D. Yaghjian and S.R. Best, "Impedance, Bandwidth, and Q of Antennas,"] ilgili kaynakta değinilmiştir.

Antenin bir dış reaktörle istenen anten frekansı  $\omega_0$  değerinde seri rezonans durumuna gelmesinin sağlandığı bir sistem önerilmiş Şekil 3.3'te ve gösterilmiştir. İletim hattının bulunmasının amacı, yüklü uçta, yani akortlu sistem beslemede bir yansımaya katsayısının tanımlanmasıdır. Konunun uzmanları, belirlenen bir SWR'ın aynı zamanda yansımaya katsayısının büyüklüğünü de belirlediği gerçeğini göz önünde bulundurarak ve  $Q > 4$  ve boyutla ilgili diğer birkaç varsayım yaparak, belirlenen SWR değerlerinin karşılandığı noktalar arasındaki *dengeli kısmi bant genişliği* için bir ifade türetmişlerdir.

$$BW_{\text{SWR}} = \frac{\Delta\omega_{\text{SWR}}}{\omega_o} = \frac{2bR_o(\omega_o)}{\omega_o \left| \frac{dZ_o(\omega_o)}{d\omega} \right|}, \quad b = \frac{\text{SWR} - 1}{\sqrt{\text{SWR}}} \quad (3.19)$$



Şekil 3.3: Dengeli kısmi bant genişliği tanımı için kurulan sistem.

Anten giriş empedansını  $Z_A$  olarak adlandırılırsa ve  $R_o(\omega_o) = R_A(\omega_o)$  ilişkisi akılda tutulursa:

$$\frac{dZ_o(\omega_o)}{d\omega} = \frac{dR_A(\omega_o)}{d\omega} + j \frac{dX_s(\omega_o)}{d\omega} + j \frac{dX_A(\omega_o)}{d\omega} \quad (3.20)$$

Bu ifade, aynı zamanda, kaynağın empedansının hipotetik iletim hattının dalga empedansına eşit olması durumunda güç yükselticideki bant genişliğini de vermektedir.

[A.D. Yaghjian and S.R. Best, "Impedance, Bandwith, and Q of Antennas,"] Yaghjian ve Best,  $Q$  tanımını (3.14)'te verildiği şekilde fakat seri reaktanstaki enerji hesaplamalarını da dikkate alarak yapmaktadırlar. Elde edilen sonuç aşağıda verilmiştir:

$$Q(\omega_o) = \frac{b}{BW_{\text{SWR}}} = \frac{\omega_o \left| \frac{dZ_o(\omega_o)}{d\omega} \right|}{2R_o(\omega_o)} \quad (3.21)$$

Yazarlar,  $Q > 4$  koşulunun sağlanması durumunda (3.19 - 3.21) denklemlerinin bütün frekans aralıkları için geçerli olduğunu ileri sürmektedirler. (3.21) denklemini (3.14) denklemini baz alınarak geliştirildiğinden, sonuç olarak yüksüz  $Q$  değerini vermekte ve  $1/Q$  da antenin ve bir rezonatör olarak reaktörün yüksüz yarı güç bant genişliği değerlerini vermektedir. Dengelenmiş bir kaynak ve iletim hattı için, yarı yük durumunda yük için  $\text{SWR} = 5.828$  ilişkisi bulunmaktadır.

### Örnek 3.2 Birleştirilmiş Elemanlı Rezonatörün SWR Bant Genişliği

Örnek 3.1'de verilen birleştirilmiş elemanlı rezonatörü ele alalım. Ancak, bu kez bu sistemi bir anten için bir eşdeğer devre olarak ele alalım. Bu durumda yine 20  $\mu\text{H}$  ile seri bağlanmış 1- $\Omega$  direnç olduğunu ve bu çiftin 0.05  $\mu\text{F}$  sistemle şöntlü olarak bağlanmıştır. Başlangıç olarak SWR = 5.828 koşulunun karşılanmasını istediğimizi varsayalım. (3.19-20)'deki türevler için analitik ifadelerin bulunması mümkündür fakat empedans verilerinin yalnızca erişilebilir rakamlar olarak ele alınması durumunda bir nümerik hesaplama süreciyle bu değerler elde edilecektir. Türeve nümerik işlemlerle yaklaşabilmek amacıyla, nominal çalışma frekansının her iki tarafından küçük aralıklarla örnekleme yapmamız gereklidir. Şu andaki durumda  $\omega_0 = 1$  denkleği bulunduğundan, 0.01 frekans aralığı normal görülmektedir. Birinci olarak, 0.99, 1 ve 1.01 Mrad/s değerlerinde anten empedans verilerini üretelim. Elde edilecek sonuçlar aşağıdaki gibidir:

$\omega$	$Z_A$
0.99	351.34 + j121.04
1	400 - j20
1.01	338.49 - j154.53

$\omega_0$  değerinde,  $R_A = 400$ ,  $X_A = -20$ 'dir. Buna göre, seri rezonatör bir indüktördür ve reaktansı  $X_S = \omega_0 20 / \omega_0$ 'dir. Yaklaşık türev değerlerini hesaplamak için, verilerin üst ve alt giriş değerleri kullanılmış olduğundan bunlar  $\omega_0$  değeri çevresinde merkezleşmiş durumdadır:  $d\omega = 0.02$ ,  $dR_A = -12.844$ ,  $dX_A = -275.57$ ,  $dX_S = 0.4$ ,  $dZ_0 = dR_A + j(dX_A + dX_S) = -12.844 - j275.14$ . İç direnç elemanının sabit olmasına rağmen bu elemanın terminaller üzerindeki etkisinin sabit olmadığına dikkat edin. Farklılık, sistem reaktansı için yaklaşık %5 civarındadır.  $|dZ_0| = 275.47$ .  $|dZ_0|/d\omega = 13,774$ . Denklem (3.19) kullanılarak,  $BW = 800b/13,774$  bulunur. SWR = 5.828 için,  $b = 2$  olduğundan,  $BW = 0.116$ 'dır. Rezonatör, bu durumda dengelenmiş kaynak empedansı olan 400- $\Omega$  yükle şönt olarak bağlandığında, bu örnek önceki örnekle yakından uyuşan sonuçlar durumuna gelmektedir.

SRW değerinin limitinin yaygın bir spesifikasyon olan 2 olmasını istediğimizi varsayalım. SWR = 2 için,  $b = 1/\sqrt{2}$ ,  $BW = 0.041$ 'dir. Bu değerler, %12'den %4 bant genişliğine kadar geçerlidir.

### Örnek 3.3 Paralel-Ayarlı Devre SWR Bant Genişliği

Şekil 2.3'te verilen bir sonraki çerçeve anteni ele alalım. Bu tip antende reaktansın dirence oranı son örnekte olduğundan daha yüksektir fakat direnç frekansa güçlü şekilde bağımlı bir fonksiyondur. Bu durumda türevlerin nasıl ortaya çıkmasını beklersiniz?

Başlangıçta,  $C_{loop}$  göz önüne alınmadığında, antenin  $Q$  değerinin bir indüktör olarak ortaya çıktığı görülmüştür. 30 MHz frekansta,  $\omega_0 = 60\pi = 188.5$  Mrad/s,  $Q = \omega_0 L / (R_{rad} + R_{loss}) = 533.25 / 2.10058 = 253.86$  değerleri vardır; buna göre dengelenmiş yarı güç bant genişliği yaklaşık  $2/Q = 0.0078783$ 'tür. Daha sonra paralel akortlu anten üzerine çalışılmıştır. Devrenin seri bağlanan bölümünün 30 MHz frekanstaki admitans değeri  $Y = 7.387 - j1875 \mu S$  şeklinde verilmiştir. Şöntün  $C$  değerinin,  $1875 / 188.5 = 9.9485$  pF olmalıdır. Eklenen kapasitans,  $C_{tune} = 9.9485 - C_{loop} = 5.859$  pF'tir. Akortlu giriş direnci  $1/\text{real}\{Y\} = 10^6 / 7.387 = 135.37$  k $\Omega$ 'dur.  $\omega_0$  değerindeki devre direnç ve reaktans değerleri bilindiğinden, bu değerlerin frekans değişim davranışlarına göre ölçeklendirilmesi yoluyla diğer frekanslarda da bu değerler bulunabilir.

$$R_{rad} = R_{rad}(\omega_0) \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^4, \quad R_{loss} = R_{loss}(\omega_0) \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}}, \quad X = \frac{\omega}{\omega_0} X(\omega_0) \quad (3.22)$$

Aslında, endüktans değerleri de elde olduğundan,  $X$  ölçeklendirmesinin yapılmasına gerek yoktur fakat bütün hesaplamaların tamamlanması amacıyla bu da yapılmıştır. Kararlı bir sonuç elde edilebilmesi için küçük frekans farklılıklarının birbiri ardından denenmesinin gerekli olduğu görülmüştür. Bunu bir MATLAB vektörü olarak yazımı  $\omega = \omega_0 * [1 - d, 1, 1 + d]$  şeklindedir.  $d = 1e - 5$  ve  $d = 1e - 6$  için dört noktada aynı bant genişliği değerleri elde edilmiştir.  $d = 1e - 6$  için  $dZ0 = -0.3868 - j137.47$ ,  $|dZ0| = 137.47$  olduğundan dirençteki değişiklik gerçek bir farklılık yaratmamıştır. Yarı güç dengelenmiş bant genişliği 0.007878 olarak bulunmuştur. Kontrolün sağlanması amacıyla, normalize gönderilen güç hesaplamaları, 10-Hz aralıklar kullanılarak, 29.7 - 30.3 MHz frekanslar arasında gerçekleştirilmiştir. Yarı güç bant genişliği 0.007878 olarak bulunmuştur.

Bu durumdan yola çıkarak ortaya sürülebilecek ana sonuç, antenin ve akort elemanının farklılaştırılmasının, sistem elemanlarından birinin reaktansının kullanılmasında olduğu gibi, depolanmış enerjinin etkilerini dengelediği şeklindedir. Çevrim direncinin frekans değişikliği üzerindeki

etkisinin sonuçlar üzerine etki edecek kadar güçlü olmadığı da görülmüştür.

### 3.2 Empedansın Dengelenmesi ve Sistem Verimliliği

Küçük antenlerin uç empedansı genel olarak sistemin geri kalan bölümü için gerekenden farklıdır. Aslında, temel biçimleriyle birçok elektronik altsistem için, doğrudan birlikte çalışmalarını sağlayacak doğru giriş ve çıkış empedans değerleri yoktur. Buna göre, hemen hemen bütün altsistemler ya sistem standardını sağlayabilecek bir I/O empedansına sahip olacak şekilde tasarlanmıştır ya da bu sistemlerin empedans uyumu sağlayan farklı devrelerle bir ara yüzey oluşturmasının sağlanması gereklidir. Empedans uyumu, konuyla ilgili kaynaklarda geniş yer verilen önemli bir konudur ve hem teorik açıdan hem de uygulama açısından filtreler konusuyla yakından ilintilidir. Bu alan uygun olarak dört şekilde bölünebilir: geniş bant tasarımına karşı dar bant tasarımı, dağınık elemanlar (iletim hattı bölümü) tasarımına karşı birleştirilmiş eleman (LC) dizaynı. Krauss [H.L. Krauss, vd..., *Solid-State Radio Engineering*,], LC dar bant yöntemlerini kapsamlı olarak sunmaktadır. Matthaei, Young ve Jones'un kaleme aldığı mikrodalga filtreleri ve empedans karşılaştırma üzerine yazdığı kaynak [Matthaei, G.L., L. Young, and E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*,], dört kategorinin tümü için klasik bir elkitabı gibidir. Pozar'ın Mikrodalga Mühendisliği kitabı [Pozar, D.M., *Microwave Engineering*,], iletim hattı çözümlerini vurgulayan modern araştırmalar içermektedir. Mirron'un RF Design Dergisinde çıkan, LC ve kısa iletim hattı çözümü arasında değerlendirmeler yapan makaleleri de gözden kaçırılmamalıdır. Chen'in aktif-pasif filtreler üzerine kitabı [Chen, Wai-Kai, *Passive and Active Filters: Theory and Implementation*,], geniş bant LC teorisi üzerine vurgu yapan klasik bir metindir; Carlin ve Civaleri'nin [Carlin, H.J., and P.P. Civaleri, *Wideband Circuit Design*, ], geniş bant iletim hattı ağı teorisi üzerine vurgu yapan kitabı önemlidir. İzleyen alt bölümlerde, okuyucuya yalnızca konunun içeriği üzerine bazı ipuçları ve bazı yararlı yöntemler ve örnekler veren başlangıcına değinilecektir.

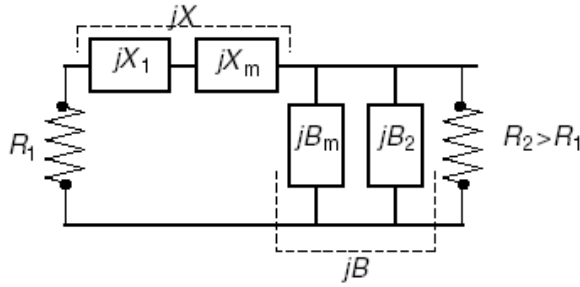
Genel olarak, bir empedans dengeleme ağının amacı, maksimum güç transferini sağlamak üzere kaynağın bir yükle arayüzey oluşturmasının sağlanması veya yükün, kaynağın maksimum güç geliştirmesine imkan sağlayacak şekilde kaynağa bağlanmasıdır. Bunlar aynı veya eşdeğer şeyler değildir. Örneğin, bir BJT'nin temel düşük frekans çıkış empedansı çok yüksektir ve bu sistem bir akım kaynağı olarak modellenebilir. Bu sistemin çıkış empedansını bir yüksek empedanslı yüklü dengelemeniz durumunda, tamamen izin verilen gerilim dalgalanması sonucunda

yalnızca küçük bir akım dalgalanması ortaya çıkacak ve bunun sonucunda kayda değer bir güç ortaya çıkmayacaktır. BJT sisteminde maksimum güç geliştirmek için gerek duyulan şey, anma geriliminde anma akımını veya buna yakın bir değeri sağlayan bir yükür. Diğer yandan, antenden alıcıya maksimum sinyal gücünün sağlanabilmesi için Maksimum Güç Transferi Teorisi uygulanır ve buna göre anten empedansının nominal sistem empedansına dönüştürülmesi gereklidir ve ABD'de bu değer genellikle  $50\Omega$ 'dur. Uygulamada, güç yükseltici üzerindeki yük sorunu, sistem düzeyindeki empedansı, amfinin çıkış kademesindeki düzeye getirmesi beklenen, yükseltici tasarımı konusunda çalışan mühendisler tarafından ele alınmaktadır. Bütün uygulamalarda, anten konusuyla ilgilenen mühendisin görevi, antenin bir transiteri yüklemek için mi yoksa bir alıcıyı tahrik etmek için mi kullanıldığı konusundan bağımsız olarak, antenin empedansının sistem düzeyinde bir değere dönüştürülmesidir. Her şeyin çalışabileceği aralıkta, sistem düzeyinde bir empedans değerinin elde edilmesi yaklaşımı birbiriyle değiştirilebilirlik açısından uygundur fakat genellikle, tam olarak entegrasyonu sağlanmış sistemlerde, ihtiyaç duyulabilecek olandan daha çok sayıda parçanın ortaya çıkmasını gerektirir.

### 3.2.1 Dar Bantların Dengelenmesi

"Dar bant" gerçekte "tek frekans" anlamına gelmektedir ve dizayn frekansının yakınındaki küçük bir frekans aralığında yeterince iyi çalışan tek bir frekans göz önünde bulundurularak gerçekleştirilen bir tasarımıdır. Anma frekansında dengeleme mükemmeldir ve bu değerden uzaklaştıkça kalitesi düşer. Dengeleme ağının tek bir frekansta aşağıda belirtilen iki işlevi yerine getirmesi gereklidir: yük reaktansını ortadan kaldırmalı ve direnç seviyesini sistem değerine kaydırmalıdır. Bu iki işlevin gerçekleşmesi için iki parametreye ihtiyaç duyulmaktadır. Örnek 2.1'de verilen çeyrek dalga hattının tek şey -direnç seviyesinin değiştirilmesi- gerçekleştirilmesi beklenmektedir ve yalnızca bir değişkeni vardır: dalga empedansı. Bu durum, hem hat uzunluğunu hem de dalga empedansını değişken olarak ele almanız durumunda yalnızca iletim hattının bir kesitiyle empedans dengeleme yapabileceğiniz düşüncesine işaret etmektedir. Bu doğrudur fakat zorunlu olarak en yoğun tasarımı ortaya çıkmasını sağlamadığından ancak seyrek olarak gerçekleştirilmektedir. Yaklaşık 1GHz'in altındaki frekanslar için en basit çözüm, Şekil 3.4'te gösterilen LC L kesitidir.





Şekil 3.4: L-kesitli dengeleme sisteminin kurulması.

Biri seri, diğeri paralel bağlanmış kompleks değerli iki empedans görülmektedir. Dengeleme devresi, seri empedansla seri bağlanmış bir seri reaktans,  $X_m$ , ve paralel empedanslarla şönt bağlanmış bir süseptanstan,  $B_m$ , oluşmaktadır.  $X$  ve  $B$ 'nin bileşik değerleri,  $R_1$ 'in  $R_2$ 'ye dönüşmesini sağlayacak şekilde olmalıdır. Şekil 3.1'deki akordlu devreye bakın. Küçük bobindeki kayıp direncin devreye paralel bağlı olan yüksek değerli gerçek dirence dönüştüğünü gördük. Bir tasarım işlemi sırasında bu analiz denklemlerini kullanabiliriz. Sonlandırma direnci değerleri verildiğinde, eşdeğer akortlu devre için  $Q_r$  değeri aşağıdaki gibi olmalıdır:

$$Q_r = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1} \quad (3.23)$$

$B$  ve  $X$  değerlerinin işaretleri aynı olmalıdır.  $X > 0$  durumunun seçilmesi halinde, net seri reaktans indüktiftir ve bu durumda  $B > 0$  durumu vardır ve net şönt süseptansının kapasitif olması gereklidir. Diğer dizayn denklemleri aşağıda verilmiştir:

$$|X| = Q_r R_1, \quad |B| = Q_r / R_2 \quad (3.24)$$

Daha sonra ne yapılacağı, problemin özel durumuna bağlıdır.

### Örnek 3.4 L-Kesitinin Dengelenmesi

Rakamların basit rakamlar olmasını sağlamak amacıyla,  $20 \mu\text{H}$  ile seri bağlanmış  $5\Omega$  yük olduğunu ve bunu  $\omega = 1 \text{ Mrad/s}$ 'de  $50\Omega$  ile dengelemeyi istediğimizi varsayalım. Denklem (3.24)'ten,  $Q_r = 3$  olarak bulunacaktır.  $Q_r R_1 = 15 \Omega$  olduğundan,  $X > 0$ ,  $X = 15\Omega$  durumu seçilmiştir. Bu durumda,  $X_m = X - X_1 = -5\Omega$ .  $X > 0$ ,  $B > 0$ ,  $B = B_m = 3/50 = 0.06 \text{ S}$  bulunur. Her iki dengeleme elemanı kapasitördür.  $C_{series} = -1/(\omega X_m) = 0.2 \mu\text{F}$ ,  $C_{shunt} = B_m/\omega = 0.06 \mu\text{F}$ . Seri bağlanmış  $R$ - $L$  yükünün yüklü  $Q$  değeri 2'dir ve bu nedenle dengelenen bant genişliğinin 0.5

olması gereklidir. Yükün ve dengeleme devresinin dengelenen bant genişliği 0.545 olarak ortaya çıkar. Bu durum genellikle ortaya çıkar ve hemen her zaman dengeleme devresinin  $Q$  değerinin en yüksek  $Q$  sonlandırmasından daha düşük olduğu küçük antenlerde ortaya çıkar.

### 3.2.2 Geniş Bantların Dengelenmesi

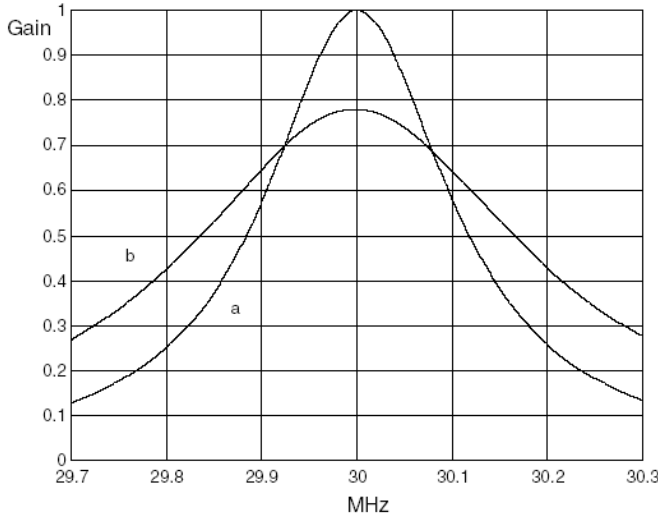
Önceki bölümde, dizayn frekansında gerçekleştirilen dengeleme mükemmeldi. Daha büyük frekans genişlikleri içinde bir noktada oldukça iyi dengeleme sağlanabilmesi de mümkündür. "geniş bantların dengelenmesi" ile kastedilen de budur. Dirençli sonlandırmalarda devre elemanlarının tasarımı için analitik prosedürler mevcuttur. Yükün kompleks olması durumunda, sayısal bir işlemin uygulanması gereklidir. Optimizasyon da yaygın olarak kaynakların bulunabildiği diğer bir alandır. Miron'un buraya alınan örneği de içeren, Small Antenna Design kitabıyla verilmekte olan CD-ROM, yerleşik arama fonksiyonu fminsearch.m'i kullanan MATLAB programı altında çalıştırılabilecek bir dizi program içermektedir. Fonksiyon, maliyet fonksiyonunun yerel minimum noktası ile toplam minimum arasındaki farkı belirtemeyeceğinden, başlangıç koşullarının seçimi elde edilecek sonuçları büyük ölçüde etkilemektedir. Yönetici program, başlangıç koşulları konusunda eğitim sonucu elde edilen veya rasgele bir varsayım yapmanıza izin verir ve daha sonra başlangıç koşullarındaki elemanların kademeli olarak artırılan katlarının her bir geçişte optimizasyon cihazına verildiği bir döngü içinde kademeli olarak ilerler. Optimizasyon sonucu elde edilen sonuçlar bir dizilim içinde kaydedilir ve döngünün çalışması tamamlandığında yönetici program en iyi sonucu ve ilgili elemanların bu durumdaki değerlerini bulur. Kullanımla ilgili ayrıntılar, CD-ROM'un ice.m ve emathc.m dosyalarında bulunmaktadır.

### Örnek 3.5 Seri Olarak Ayarlanmış Devrelerin Dengelenmesi

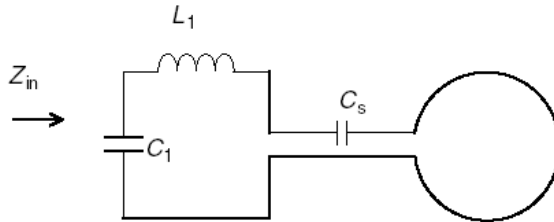
Yeniden Örnek 2.3'teki çerçeve antene dönersek, bunun dengelenmiş kısmi bant genişliğinin yaklaşık  $0.008$  veya  $0.008 \times 30 \text{ MHz} = 240 \text{ kHz}$  olduğunu bilmekteyiz. Örnek 3.3'ten yola çıkarak, paralel rezonans sırasında sistemin  $135 \text{ k}\Omega$  üzerinde bir direnç verdiğini ancak seri rezonans durumunda sağlayacağı direncin yaklaşık  $0.06 \Omega$  olduğunu bilmekteyiz.  $50/6.06 \ll 135\text{k}/50$  ilişkisi nedeniyle devrenin önce seri olarak akordunun yapılıp daha sonra  $50\Omega$  değerinde dengelenmesi daha anlamlı görülmektedir. Seri akort yapılması temel olarak, paralel akortta olduğu gibi aynı kapasitansı ( $5.859 \text{ pF}$ ) gerektirmektedir.  $L$  kesiti dengeleme hesapları, seri olarak  $L = 86.55 \text{ nH}$  ve şönt olarak  $C = 285.78$

pF değerlerini vermektedir. Bu da 30 MHz değerinde mükemmel bir dengeleme sağlamak ve 234 kHz yarı güç bant genişliği vermektedir.

300-kHz bant genişliğinin 29.85'ten 30.15 Mhz'e optimize edilmesi için çaba gösterilmesine karar verilmiştir. Belirlenen frekans aralığındaki minimum kazanç değerini maksimuma çıkarmak amacıyla, optimizasyon cihazı elemanların değerlerini değiştirebilecek şekilde belirlenmiştir. Her zaman için, problemin bilinmeyenlerinden daha çok sayıda dengeleme frekansı vardır. Dengeleme frekanslarının sayısının bilinmeyenlerin sayısına eşit veya bu sayıdan küçük olması durumunda, sizin belirlediğiniz frekanslar arasında son derece kötü davranış gösteren "mükemmel" çözümleri bulma riskiniz vardır. Toplam 31 için 10-kHz kademeler kullandım. Dengeleme devresinin bir düşük frekanslı merdiven şeklinde olması gereklidir - yani,  $L$  alternatif serileri ve  $C$  şönt elemanları. 2 elemandan 6 elemana kadar merdivenler denenmiştir. Birleştirilmiş elemanlı veya dağınık elemanlı şebekelerle çok sayıda lokal minimum değeri elde edildiğinden, sonuçlar başlangıç değerlerine güçlü bir biçimde bağlıdır. Başlangıç koşulları kümesini kademelendirmek için optimizasyon cihazının çevresinde bir hakla kullanılmaktadır ve bu durum global bir minimum değer bulunma şansını artırmakta ancak bunu garanti etmemektedir. 5 elemanlı bir merdiven iki elemanlı bir sistemin söz konusu olduğu durumda 0.15 dB iyileşme sağlarken, bu durumun ek üç eleman için de bir garanti sağlamak için yeterli olmadığı düşünüldüğünden, yalnızca iki elemanlı bir sonuç verilmektedir. Bu,  $C = 149.8$  pF ve  $L = 127.4$  nH değerlerini taşıyan bir diğer  $L$  kesitidir. Yarı güç bant genişliği 329.5 kHz'dir. Frekans tepkileri Şekil 3.5'te gösterilmektedir ve her iki dizayn için kullanılan çizim de Şekil 3.6'da verilmektedir.



**Şekil 3.5:** Frekansın şebeke kazancına karşı dengelenmesi. (a) Tek frekanslı L kesiti dizaynı. (b) Optimize edilmiş L-kesiti dizaynı.



**Şekil 3.6:** Dengeleme devresinin çizimi.  $C_s = 5.8588$  pF. Tek frekanslı L kesiti için,  $C_1 = 286$  pF,  $L_1 = 86.55$  nH. Optimize edilmiş L kesiti için,  $C_1 = 149.8$  pF,  $L_1 = 127.4$  nH.

### 3.2.3 Sistem Verimliliği

Dipol ve çerçeve anten örnekleri olan 2.2 ve 2.3'te gördüğümüz gibi, tek başına antenin verimliliği, sistem verimliliğinin en önemli parametresi değildir. Sistem denildiğinde kastedilen, hem anten hem de antenin vericiyle veya alıcıyla bir arayüzey oluşturabilmesi için gerekli empedans uyumu ağıdır. Örnek 2.2'de verilen dipol için reaktans  $-1307\Omega$ 'dur.  $Q$  değeri yaklaşık 200 olan bir rezonans sarımının kayıp direnç değeri  $1307/200 = 6.535\Omega$  olacaktır. Dirençler seri olarak bağlanmış olduğundan, sistem verimliliği aşağıdaki şekilde

$$Eff = \frac{R_{rad}}{(R_{rad} + R_{loss} + R_{coil})} = \frac{1.739}{(1.739 + 0.01887 + 6.535)} = 0.2097$$

veya %21 olacaktır.

Sarım çerçeveyle doğrudan seri bağlandığından, Örnek 5'te verilen L-kesitli dengelenmiş çevrim dizaynları basitçe aynı şekilde gösterilebilir. Aradaki fark, değeri  $6.057\Omega$  olan net çevrim direncinin,  $R_{ext}$ , gerçek çerçevenin dahili  $R_{int}$  ve  $R_{loss}$  değerleriyle aynı şekilde oranlanması gereğidir. Toplam dahili direnci  $R_{int}$  ve bunun harici eşdeğerlerini  $R_{rad}$  ve  $R_{radx}$  olarak adlandıralım. Bu durumda aşağıdaki ilişki geçerlidir:

$$R_{radx} = \frac{R_{rad} R_{ext}}{R_{int}} = \frac{1.923 \times 6.057}{2.1} = 5.546\Omega$$

Bu durumda, sargı dirençlerini ve iki dengeleme dizaynı için dirençleri ve verimlilikleri hesaplayabiliriz. Tek frekanslı dizayn için:  $R_{coil} = \omega_0 L/Q = 188.5M \times 0.08655\mu/200 = 0.0816\Omega$ . Verimlilik,  $5.546/(6.057 + 0.0816) = 0.903$  veya %90.3. Optimizasyonu yapılmış L kesiti için,  $R_{coil} = 188.5M \times 0.1247\mu/200 = 0.12\Omega$ . Bu durumda, verimlilik  $5.546/(6.057 + 0.12) = 0.898$  veya %89.8'dir. 30 MHz'de çalışan optimizasyonu yapılmış L kesitindeki eklenen kazanç yaklaşık 0.8 olduğundan bu anlatılanlar ilişkinin tamamını oluşturmamaktadır. Bu durum, anma frekansı yakınındaki sistem verimliliğini yaklaşık %70'e düşürmektedir. Artırılan bant genişliğinin maliyeti, anma frekansı yakınında daha düşük güç olarak ortaya çıkmaktadır.

Dengelemesinin bu kadar verimsiz olmasına rağmen çevrede neden bu kadar çok kısa dipol anteninin görülmekte olduğu düşünülebilir. Veya, 1.Bölüm'ün ışığında, kötü bir durumu örnek olarak kullandığım söylenebilir. Bu bölümün son kısmında, dipol antenlerin geliştirilmesini yönelik bazı kolay yöntemler önerilecektir ve bunlar tek kutuplu anten ve çerçeve antendir. Okuyucu, dipol antenlerin oldukça iyi düzeyde sinyal yakalamasına fakat görmüş olduğu kamçı antenlerin hem kısa hem de akortsuz olmasına ve olabileceklerle karşılaştırıldığında oldukça kötü bir performans sergilemesine rağmen bu antenlerden kuşkulanan haklıdır.

### 3.3 Sinyal Alma

Şimdiye kadar, yalnızca iletim amacıyla kullanılan antenlerden söz edilmiştir. Antenler alıcı olarak nasıl çalışmaktadır? İki basit gerçekten yola çıkarak birçok şey öğrenebiliriz.

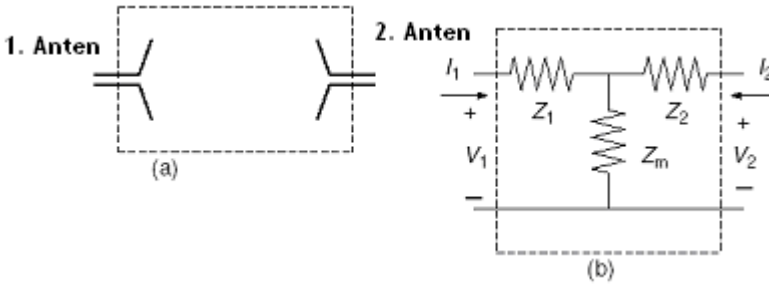
1. Faraday kanunu: 19. yüzyılın başlarında, Michel Faraday, zamana göre değişen bir manyetik alanın bir tel çerçevede bir gerilim yarattığını deneysel olarak belirlemiştir. Çerçevenin elektriksel olarak küçük olması durumunda elde edilen gerilim, çerçeve alanına dik manyetik

kuvvet alan türevinin çerçeve alanıyla çarpımına eşittir. Fazör notasyonu ile bu ilişki aşağıdaki şekilde gösterilmektedir:

$$V_{\text{loop}} = -j\omega B_n A = -j\omega\mu H_n A = -j\beta A E_t \quad (3.25)$$

Bu denklemde, "n" indisi, "normal" (dikey anlamında), "t" indisi tanjant anlamında kullanılmaktadır. Bu işlem bizlere bir küçük çevrimin eşdeğer devresindeki açık devre gerilim kaynağını vermektedir. Bu aynı zamanda, dalganın  $\mathbf{E}$  alanının ve dalga hız vektörlerinin çevrim düzleminde olması durumunda maksimum gerilimin ortaya çıkacağını belirtmektedir.

- İki anten, bir iki kapılı ağ oluşturmaktadır. Buna göre, bunlar herhangi bir genel iki kapılı eşdeğer devre olarak temsil edilebilir. Şekil 3.7, eşdeğer bir T ağını göstermektedir. İzleyen gelişmelerde, bütün sinyal değerleri rms cinsindedir; buna göre, gücü belirten ifadelerde gereksiz 2 faktörleri bulunmamaktadır.



Şekil 3.7: Eşdeğer T ağı olarak iki anten.

Genel olarak, alıcı antenler birbirinin eşdeğeri olan iki parametre olan *etkin yükseklik*,  $h_e$  veya *etkin alan*,  $A_e$  kullanılarak belirlenmektedir. Bunlar, antenin bir transduser olarak nasıl çalıştığı konusundaki farklı şekildeki göz önünde canlandırmalarla birlikte gitmektedir. Birinci yolda, anten  $\bar{E}$  alanını yakalayan ve bunu gerilime dönüştüren uzun bir tel olarak gözde canlandırılabilir. Etkin yükseklik, bir açık devre gerilimi sağlamak amacıyla  $\bar{E}$  ile çarpılan bir sayıdır. İkinci yolda ise, anten geçmekte olan dalgadaki enerjiyi yakalayan ve bunu bir alıcı üzerinde enerjiye dönüştüren bir tarama cihazı olarak gözde canlandırılmaktadır. Etkin alan, yük üzerinde bir güç yaratmak üzere geçmekte olan dalgadaki güç yoğunluğunun çarpılması gereken

sayıdır. Her iki durumda da parametreler en iyi çalışma koşulları göz önünde bulundurularak tanımlanmıştır. Dalga, maksimum anten gerilimini sağlayacak şekilde yönlendirilmiş ve polarize edilmiştir ve alıcı yükü de antenin empedansına karşılık gelecek şekilde dengelenmiştir. İlişkiler aşağıdaki şekilde sembolleştirilmektedir:

$$V_w = h_e E_{inc}, P_L = A_e S_{inc} \quad (3.26)$$

### 3.3.1 Efektif Yükseklik

Şekil 3.7'de, 1.Anten'i rasgele bir anten, 2.Anten'i bir küçük çevrim olarak ele alalım. 1.Anten'in doğrusal olarak polarize edilmiş olduğunu ve iki antenin de maksimum etki sağlayacak şekilde bağlandığını varsayalım. Ek olarak, yalnızca uzak alan durumuyla ilgilendiğimizi ve  $|Z_m| \ll |Z_1|, |Z_2|$  varsayımını ileri sürebileceğimizi kabul edelim. İki durumu göz önünde buluralım:

*Örnek olay 1:* 1.Anten bir verici antendir ve besleme akımı  $I_1$  ve çevrim  $V_{oc} = V_2$  değerini taşıyan bir açık devredir. Bu durumda,  $V_{oc} = Z_m I_1$  ilişkisi vardır. 2.Anten bir çevrim oluşturduğundan, bu durumda  $V_{oc} = -j\beta A E_{inc}$  ilişkisinin geçerli olduğunu da bilmekteyiz. Gelen elektrik alanının genliği, 1.Anten'den yayılan radyasyon gücü tarafından belirlenmektedir.

$$\begin{aligned} \frac{|E_{inc}|^2}{\eta} &= I_1^2 R_{r1} \frac{D_1}{4\pi r^2}, \\ |E_{inc}| &= I_1 \sqrt{\eta R_{r1} D_1 / 4\pi r^2} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Bu denklemde,  $R_{r1}$  radyasyon direncini,  $D_1$  ise 1.Anten'in yönelme yeteneği değerini vermektedir. Bu durumda, aşağıdaki ilişkinin geçerli olduğunu söyleyebiliriz:

$$|Z_m| = \beta A \sqrt{\eta R_{r1} D_1 / 4\pi r^2} \quad (3.28)$$

*Örnek olay 2:* Çevrimin  $I_2$  akımı tarafından tahrik edilmesi ve 1.Anten'in bir açık devre oluşturması ve  $V_{oc} = V_1$  eşitliğinin söz konusu olduğu durumu ele alalım. Bu durumda,  $V_{oc} = Z_m I_2$  ilişkisi vardır. Tanım gereği,  $V_{oc} = h_{e1} |E_{inc}| = h_{e1} \eta \beta^2 A I_2 / (4\pi r)$  ilişkisi vardır. Buna göre:

$$|Z_m| = h_{e1} \eta \beta^2 A / (4\pi r). \quad (3.29)$$

$|Z_m|$  için elde edilen bu iki sonuç arasında, algılama parametrelerini 1. Anten'in iletim özellikleriyle ilişkilendirebiliriz.

$$h_{e1} = \lambda \sqrt{R_{r1} D_1 / \eta \pi} \quad (3.30)$$

### 3.3.2 Efektif Alan

Elimizde efektif yükseklik için bir ifade bulunduğundan, küçük bir devre analizi sonucunda efektif alan da bulunabilir. Elimizde, alıcı konumuna ayarlanmış ve uygun yükte çalışan rasgele bir kayıpsız anten bulunduğunu varsayalım. Yük empedansının gerçek kısmı  $R_r$ 'dir. Yük akımı,  $I = V_{oc}/(2R_r)$  olduğundan, yük akımı  $P_L = I^2 R_r = V_{oc}^2 / (4R_r) = (h_e^2 E^2) / (4R_r)$  olarak gösterilmektedir. Fakat, tanım gereği,  $P_L = A_e S = A_e E^2 / \eta$  olduğuna göre:

$$A_e = \frac{\eta}{4R_r} h_e^2 = \frac{\lambda^2}{4\pi} D \quad (3.31)$$

Efektif alan doğrudan fiziksel boyutlara bağlı olarak görülmediğinden, ortaya çıkan sonuç ilginç bir sonuçtur. Elimizdeki lineer olarak polarize edilmiş elektriksel açıdan küçük dipoller ve çevrimler için,  $D = 1.5$ 'tir. Buna göre, efektif alan boyuttan bağımsızdır. Daha büyük boyutlu antenler için, dalgaboyundaki artışla birlikte  $D$  değeri de artmakta olduğundan, fiziksel boyutlarla ancak dolaylı bir ilişki vardır.

### 3.3.3 Algılama Modeli

Anten 1'in en iyi yönden  $(\theta_m, \phi_m)$  başka bir açığa  $(\theta, \phi)$  çevrildiğini varsayalım. Bu durumda, (3.27) denklemindeki  $D_1$  değerinin  $f_p(\theta, \phi)$  şeklindeki güç modeli fonksiyonuyla çarpılması gereklidir. Algılama güç modeli fonksiyonu  $f_{pr}(\theta, \phi)$ 'yi hatırlayalım. Bu durumda, Örnek olay 2, bölüm 3.3.1'de, açık devre gerilimi  $\sqrt{f_{pr}(\theta, \phi)}$  ile çarpılmıştır. Bu iki değişiklik, (3.30) denkleminin aşağıdaki şekli almasına yol açar:

$$\sqrt{f_{pr}(\theta, \phi)} h_{e1} = \lambda \sqrt{R_{r1} D_1 f_p(\theta, \phi) / \eta \pi}$$

Buradaki sonuçtan yola çıkarak,  $f_{pr} = f_p$  eşitliğinin olduğuna karar verebiliriz. Buna göre, algılama modeli iletim modeliyle aynı özellikleri göstermektedir.



### 3.4 Topraklama Etkileri

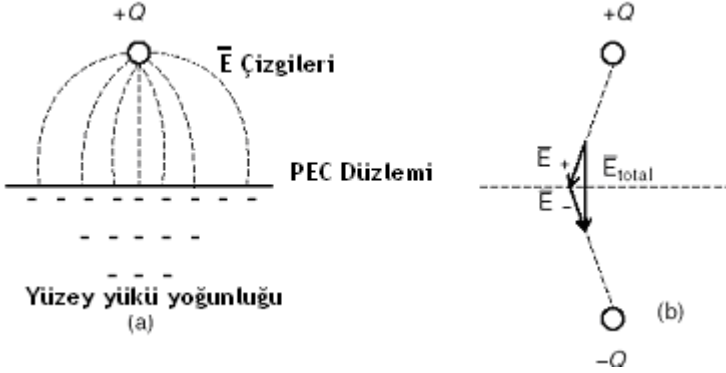
Serbest algılama alanı düşüncesini bir yana bırakalım ve antenlerin diğer nesnelere ve malzemelerle aynı mekân içinde bulunduğunu düşünmeye başlayalım. Son bölümde, verici antenin alıcı antende bir akım indükleyeceğini görmüştük. Bu amaçlı bir sinyal transferidir fakat verici antenden yayılan radyasyon aynı zamanda geçmiş olduğu bütün cisimler üzerinde de akımlar indükler ve indüklenen bütün akımlar yeniden dalgaların salınmasına yol açar. Bunun sonucunda, evrendeki bütün nesnelere dalgalar ürettiği sonucuna varılabiliyoruz gibi görülmektedir fakat ilke olarak bunun doğru olmasına rağmen, nesnelere iletici antenden uzaklığı arttıkça, hem gelen dalganın genliği hem de indüklenen akım ve yeniden yayılan radyasyon giderek daha küçük duruma gelir. Yakındaki büyük nesnelere iki önemli etkisi vardır: Bunlar, akımların iletim anteni üzerinde yeniden akım indüksiyonu yaratmasına yol açarak toplam radyasyon modelini ve iletim antenin empedansını değiştirebilir. Empedans değişikliğinin yakın alan etkisi olmasına rağmen, toplam radyasyon modeli üzerindeki etki bir uzak alan etkisi olarak ele alınabilir.

Bu bölümde, mükemmel iletken durumundaki sonsuz düzlem anteni üzerindeki etkiler kapsamlı olarak incelenecektir. Bu incelemenin yapılmasının nedeni, bir ölçüde bunun bazı pratik durumlara bir yaklaşım sağlayabilmesi ve bir ölçüde de bunun, daha karmaşık durumlarda ortaya çıkma eğilimindeki etkileri izlememizi sağlayabilecek bazı analizlerin yapılmasını sağlayacak yeterince basit bir problem olmasıdır.

#### 3.4.1 İmaj Teorisi

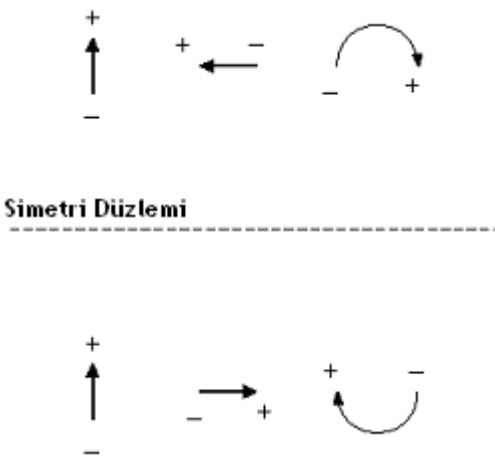
İmaj teorisi, bir iletim yüzeyinin veya bir düzlemler grubunun eşdeğer bir yükler sistemiyle değiştirilmesi anlamına gelmektedir. Burada yalnızca bir yüzeyle ilgilenilmektedir. Mükemmel bir iletken, tanjant  $\vec{E}$  vektörünün yüzeyinde sıfır olması koşullarını güçlendirdiğinden,  $\vec{E}$  alanının düzlemin yüzeyine dikey olması gereklidir. Düzlemin üzerindeki tek bir nokta yük alanının tanjant bileşeniyle etkileşen yüzeyde yüklerin indüklenmesine yol açacaktır. Düzlem, düzlemin altında ve düzleme üstteki ters değerli yüklerle eşit uzaklıkta olan yüklü tek bir noktayla değiştirilebilir. İki yüklü sistemin toplam alanı, düzlemdeki tanjant bileşenleri zıt yönlerde olduğundan ve büyüklükleri eşit olduğundan birbirlerine dik olma koşulunu sağlayacaklardır. Bu durum, Şekil 3.8'de gösterilmektedir. Şekil 3.8(b)'deki iki yüklü sistem, sınır koşullarını karşılaması ve düzlem üzerindeki alanın her iki sistemde de aynı olması açısından, Şekil

3.8(b)'deki yük ve iletken sistemiyle eşdeğerdir. Ancak, 3.8(a)'da, düzlem üzerinde bir alan yoktur ve bu önemli bir noktadır.



**Şekil 3.8:** Temel görüntü teorisinin gösterimi. (a) Mükemmel elektrik iletkeni (PEC) düzlemi üzerindeki bir yük noktası, düzlem üzerinde bir negatif yüzey yükü indüklenmesine neden olur. Elektrik kuvvet çizgileri düzleme diktir. (b) Eşdeğer görüntü sistemi, düzlemin olduğu yerde aynı normal alanı üretmek amacıyla düzlemi bir negatif yükü değiştirir.

Akımlar hareket halindeki yüklerdir kuşkusuz ve bunların da görüntüleri vardır. Bir akımın, gittiği yönde bir "artı" yük birikimi oluşturup ardında da bir "eksi" yük birikimine yol açarak bir pozitif yükü bir telin bir ucundan diğer ucuna hareket ettirdiğinin farkına vardığımızda görüntülerin nasıl çalıştığını da resimleyebiliriz. Bu birikimlerin ters işaretli yansımaları düzlemin altında olacak ve bunlar imaj akımların nereye gittiğini gösterecektir. Bu durum, Şekil 3.9'da gösterilmiştir.



**Şekil 3.9:** Akım elemanları ve bunların görüntüleri.

### 3.4.2 Mükemmel Topraklama Düzlemi Üzerindeki Dikey Dipol

İlk olarak, tam iletken düzlemden  $a$  yüksekliğinde kısa bir dikey dipol olduğunu göz önüne alalım. Koordinatların düzlem üzerinden başladığını ve  $z$  ekseninin ve dipol boyunca sürdüğünü varsayalım. Ek B'den, dipolün yayılma alanlarının orijin noktasına göre bir faz önceliğinin olacağı bilinmektedir. Şekil 3.9'dan, dipolün simetri düzleminin altında ve  $z = -a$  noktasında, faz gecikmesi dışında aynı görüntüyü oluşturacaktır. (2.27) ve (B.3-4) denklemlerinden,  $\rho' = 0$  ve  $z' = a$  değerlerinde düzlem üzerindeki toplam alan aşağıdaki gibidir.

$$E_{\theta} = \frac{j\eta L}{2\lambda} \alpha I_o \sin(\theta) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \left( e^{j\beta a \cos(\theta)} + e^{-j\beta a \cos(\theta)} \right), \quad \alpha = \frac{I_{\text{average}}}{I_o} \quad (3.32)$$

$$= \frac{j\eta L}{\lambda} \alpha I_o \sin(\theta) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cos(\beta a \cos(\theta))$$

Düzlem üzerindeki herhangi bir noktada, antene ve anten imajına mesafe aynı olduğundan, iki alan orijinal değerlerin tam iki katını verecek şekilde birbirine eklenmektedir.  $a > 0.05\lambda$  durumunda, düzlemler üzerindeki noktalar arasında önemli faz farklılıkları olacak ve bu durum da (3.32)'de verilen kosinüs teriminde de ifade edildiği gibi alan şiddetini azaltacaktır. Bu girişim, radyasyon karakteristiğini tek dipollü bir durumda izlenen değerlerin üzerine çıkarır.

Güç modeli fonksiyonu aşağıda verildiği gibidir:

$$f_p(\theta) = \sin^2(\theta) \cos^2(\beta a \cos(\theta)) \quad (3.33)$$

Burada iki parametreye ilgilenebilir ve bunlar da yönelme yeteneği ve radyasyon direncidir. Bu değerleri elde etmek amacıyla, eğrileri gösteren fonksiyonun düzlem üzerindeki uzay sınırları içinde integralinin alınması gereklidir.  $\beta a < 0.1$  değeri için, kosinüs terimine bir yaklaşım yapıp bu terim aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$f_p(\theta) \approx \sin^2(\theta) \left( 1 - 0.5\beta^2 a^2 \cos^2(\theta) \right)^2$$

$$\approx \sin^2(\theta) \left( 1 - \beta^2 a^2 \cos^2(\theta) + \left( \frac{\beta^2 a^2}{2} \right)^2 \cos^4(\theta) \right) \quad (3.34)$$

Yarı uzay integrali aşağıdaki sonucu verecektir:

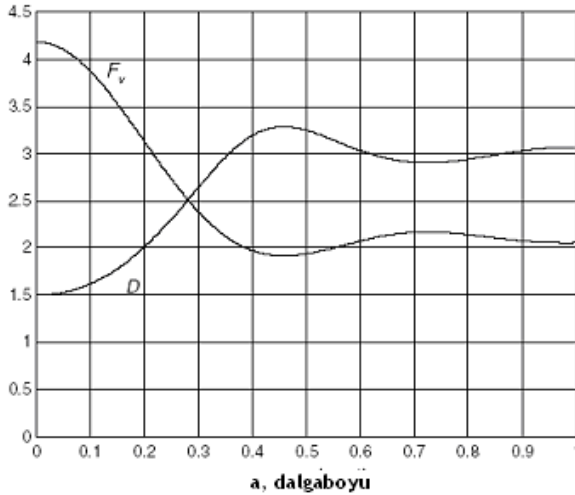
$$\begin{aligned}
 F_v &= 2\pi \int_0^{\pi/2} \sin^3(\theta) \cos^2(\beta a \cos(\theta)) d\theta \\
 &\approx 2\pi \int_0^{\pi/2} \sin^3(\theta) \left( 1 - \beta^2 a^2 \cos^2(\theta) + \left( \frac{\beta^2 a^2}{2} \right)^2 \cos^4(\theta) \right) d\theta \quad (3.35) \\
 &\approx 2\pi \left( \frac{2}{3} - \frac{\beta^2 a^2}{15} + \frac{\beta^4 a^4}{70} \right)
 \end{aligned}$$

Yapılan yaklaşım,  $a = 0.1\lambda$  koşullarındaki tam değeri yaklaşık %4.3 yüksek vermektedir. Gerçek integralin nümerik değerlendirmesi sonucunda yapılan çizim Şekil 3.10'da verilmektedir.

Bölüm 2.3.2'de verilen yöntemleri izleyerek bulabileceğimiz radyasyon direnci aşağıdaki gibidir:

$$R_{\text{rad}} = \eta \alpha^2 \left( \frac{L}{\lambda} \right)^2 F_v \quad (3.36)$$

Açık telli kısa dipol için,  $\alpha = 1/2$ 'dir ve (3.35)'ten elde edildiğine göre, anten düzleme yakın olduğunda  $F_v = 4\pi/3$  olduğundan, bu koşullar altında:



Şekil 3.10: Mükemmel iletken bir toprak düzleminden  $a$  yüksekliğindeki bir dikey küçük dipol için güç modeli integralinin,  $F_v$  ve yönelme yeteneğinin,  $D$ , çizimi.

$$R_{\text{rad}} = 40\pi^2 \left( \frac{L}{\lambda} \right)^2 \quad (3.37)$$

Burada elde edilen sonuç, serbest uzaydaki kısa dipoller için Bölüm 2.3.2'de elde edilen sonucun iki katıdır. Fiziksel olarak konuşulduğunda, anten ve antenin görüntüsü iki kat bir alan şiddeti üretir ve bu da yalıtılmış bir antenin güç yoğunluğunun iki katı anlamına gelmektedir. Fakat radyasyonun yayıldığı uzay kürenin yarısı olduğundan, yarım alanda güç yoğunluğunun dört katını elde edebilmekteyiz ve bu da radyasyonla yayılan toplam gücün net olarak iki katını vermektedir. Aynı akımda gücün iki katına çıkarılması direncin de iki katına çıkması anlamına gelmektedir.

Yönelme yeteneği ayrı bir konudur. Toprak üzerindeki antenlerinin reklamlarını yapanlar, bir yarı küredeki radyasyonu değerlendirmekte olmalarına rağmen, bütün küre üzerinde güç yoğunluğunun ortalamasını almaktadırlar. Bunun sonucunda da 2 veya 3 dB katını gösteren bir sonucu otomatik olarak elde etmektedirler. Elde edilen bu sonuç, serbest uzaydaki izotropik yayın kaynağı referans alınarak sağlanan kazanç olarak adlandırılmaktadır. Bu tanımın yol açtığı sorun, tanımın ışınma genişliği ve ışınma karakteristikleri konusundaki yanlış düşüncelerimizdir. Burada, yönelme yeteneği bir yarı uzay üzerinde ortalama alınarak tanımlanmıştır ve bu aynı zamanda maksimum güç yoğunluğunun ifadesinde de değişikliklere yol açmaktadır. Toprak düzlemi üzerinde:

$$D = \frac{2\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} f_p(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (3.38)$$

$$S_{\max} = R_{\text{rad}} I_o^2 \frac{D}{2\pi r^2} \quad (3.39)$$

şeklinde tanımlanmıştır ancak bu tanımla yapılacak çalışmalarda terminal akımın rms cinsinden yapılmış olduğunun akılda tutulması gereklidir.

Kısa ve dik bir dipoldeki yönelme yeteneği aynı zamanda Şekil 3.10'da verilen yüksekliğe göre de çizilmiştir. Anten alanının ve antenin görüntüsünün alanları arasında daha yüksek değerli bozucu girişim (farklı fazlarda ekleme) ortaya çıktığından, bu değer, yüksekliğe göre artmaktadır. Toplam ışınım gücünün daha düşük olmasının nedeni budur ve direnç düşmektedir.

### 3.4.3 PEC Düzlemi Üzerindeki Yatay Dipol

Şekil 3.9'da görülebileceği gibi,  $x$  eksenine paralel ve düzlemin  $a$  kadar uzağında olan yatay bir dipol, akıma ters yönde bir görüntü

oluşturmaktadır. Dikey durumda olduğu gibi mantık yürütmemiz ve (2.33)'te verilen alan ifadesini kullanmamız durumunda düzlemin üzerindeki toplam alan aşağıdaki gibidir:

$$\bar{E} = \frac{-\eta L}{\lambda} \alpha I_o \left[ \hat{\phi} \sin(\phi) - \hat{\theta} \cos(\phi) \cos(\theta) \right] \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sin(\beta a \cos(\theta)) \quad (3.40)$$

Düzlem üzerindeki bütün noktalar antenden ve görüntüsünden eşit uzaklıkta olduğundan bunların alanları birbirlerini ortadan kaldırır ve bunun sonucuna göre düzlem bir ölü alandır.  $a \leq \lambda/4$  doğrudan dikey yükseldiğinde ve  $\theta = 0$  olduğunda maksimum alan sağlanmaktadır ve genlik aşağıda verildiği gibidir:

$$|E| = \frac{\eta L}{\lambda} \alpha I_o \frac{1}{r} |\sin(\beta a)| \quad (3.41)$$

Alanların birbirlerini kısmi olarak silmeleri  $\sin(\beta a)$  terimiyle gösterilmektedir.  $a > \lambda/4$  olduğunda model bozulur ve bu durumda çok sayıda maksimum nokta vardır. Bu durum da güç modeli fonksiyonunun normalizasyonunu önceden gördüğümüzden daha farklı bir duruma getirir.

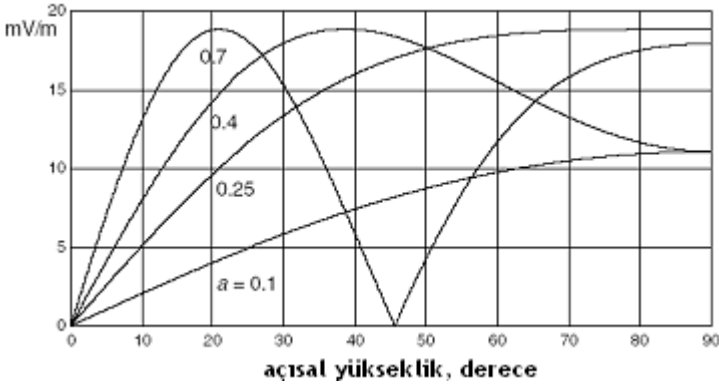
$$\begin{aligned} f_p &= \left( \sin^2(\phi) + \cos^2(\phi) \cos^2(\theta) \right) \frac{\sin^2(\beta a \cos(\theta))}{\sin^2(\beta a)}, \quad a \leq \lambda/4 \\ &= \left( \sin^2(\phi) + \cos^2(\phi) \cos^2(\theta) \right) \sin^2(\beta a \cos(\theta)), \quad a > \lambda/4 \end{aligned} \quad (3.42)$$

### Örnek 3.6 Yatay Dipol için Alan Çizimleri

Elimizde,  $L = \lambda/10$ ,  $\alpha = 1/2$  ve  $I_o = 1A$  özelliklerini taşıyan bir dipol olduğunu varsayalım. Bu durumda,  $r = 1$  km ve  $\phi = \pi/2$  koordinatlarındaki alan genliği aşağıdaki gibidir:

$$|E| = \frac{\eta L}{\lambda r} \alpha I_o |\sin(\beta a \cos(\theta))| = \frac{120\pi}{10 \cdot 1000} 0.5 |\sin(\beta a \cos(\theta))| = 18.85 |\sin(\beta a \cos(\theta))| \text{ mV/m}$$

Bu ifade, dipole dikey bir düzlem üzerindeki alan şiddeti değerlerini vermektedir.



**Şekil 3.11:** Bir PEC düzlemi üzerindeki değişik yükseklikler için açılal yükseklik değerine karşı çizilmiş olan yatay dipolün alan şiddeti ( $a$  dalgaboyu değerlerini göstermektedir).

Şekil 3.11'den, yüksekliğin dalgaboyunun dörtte birinden daha az olduğu durumlarda, karşılık olarak maksimum alan şiddetinin de 18.5'ten aşağıya düştüğünü, dörtte birinden fazla olduğunda 18.85 olduğunu fakat konumun daha düşük bir açılal yüksekliğe kaydığı görülebilir. Ayrıca, yükseklik arttıkça, daha çok sayıda sıfır noktası ve maksimum değer görülmektedir. Matematik terimleriyle düşünüldüğünde, bunun nedeni iç kosinüs [inner cosine] değerinin bir çeyrek periyot içinde değişime uğramasıdır; fakat  $\beta a$  değeri büyüdükçe, dış sinüs fonksiyonundan daha çok sayıda periyot tahrik edilir. Fiziksel açıdan düşünüldüğünde, bunun nedeni, dipolden ve dipolün imajlarından kaynaklanan sinyaller arasındaki faz farkı, bunların arasından geçen dikey çizgi üzerinde artmaktadır ve bu faz farkının orijinden geçen diğer çizgiler üzerinde yoğunlaşması 180'nin (ekleme) veya 360'nin (iptal) katları durumuna gelmektedir.

Çeyrek dalga altındaki yükseklikler için indirgenmiş maksimum sinyal, normalizasyon faktöründeki değişiklik nedeniyle, radyasyon direnci ve yönelme yeteneği için kullanılan ifadeleri daha da karmaşık duruma getirmektedir. İntegral şeklindeki güç denklemi aşağıdaki gibidir:

$$F_h = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (\sin^2(\phi) + \cos^2(\phi)\cos^2(\theta)) \frac{\sin^2(\beta a \cos(\theta))}{\sin^2(\beta a)} \sin(\theta) d\theta d\phi, a \leq \lambda/4 \quad (3.43)$$

$$= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (\sin^2(\phi) + \cos^2(\phi)\cos^2(\theta)) \sin^2(\beta a \cos(\theta)) \sin(\theta) d\theta d\phi, a > \lambda/4$$

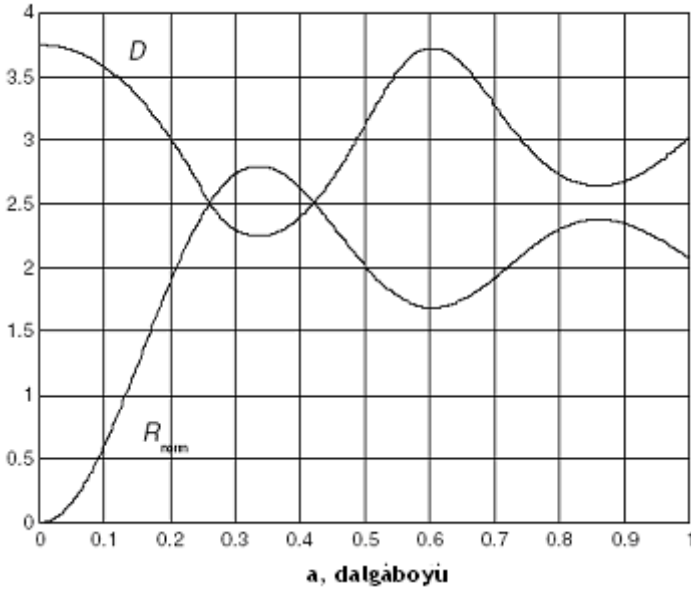
Radyasyon direnci aşağıda verildiği gibidir:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{rad}} &= \eta \left( \frac{L\alpha}{\lambda} \right)^2 \sin^2(\beta a) F_h, \quad a \leq \lambda/4 \\
 &= \eta \left( \frac{L\alpha}{\lambda} \right)^2 F_h, \quad a > \lambda/4
 \end{aligned}
 \tag{3.44}$$

İki parçalı olma özelliği  $F_h$  değişkeninde gizli durumda olduğundan, yönelme ifadesi daha basittir.

$$D = \frac{2\pi}{F_h} \tag{3.45}$$

Radyasyon direncini  $\eta(L\alpha/\lambda)^2$  değerinde normalize ederek yükseklik etkisini gösteren bir fonksiyon da elde edebiliriz.



Şekil 3.12: Bir PEC düzlemi üzerinde yatay bir dipol için yüksekliğe karşı yönelme ve normalize edilmiş radyasyon direncinin çizimi.

$$\begin{aligned}
 R_{\text{norm}} &= \sin^2(\beta a) F_h, \quad a \leq \lambda/4 \\
 &= F_h, \quad a > \lambda/4
 \end{aligned}
 \tag{3.46}$$

Doğurduğu etki açısından,  $R_{\text{norm}}$ ,  $F_h$  için bütün  $\beta a$  aralığında alınan ikinci integraldir.  $F_h$  için yapılan nümerik değerlendirme, Şekil 3.12'de görülen  $D$  ve  $R_{\text{norm}}$  çizimlerinin üretilmesi amacıyla kullanılmıştır.

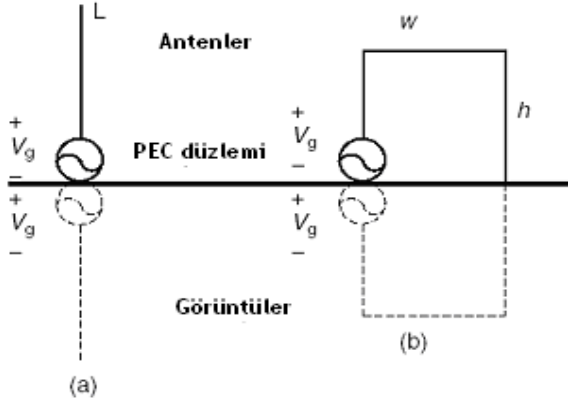


Radyasyon direncinin, beklendiği gibi, sıfır yükseklikteki sıfır noktasında başladığı görülebilir. Muhtemelen şaşırtıcı bir sonuç, yönelmenin sıfır yükseklikte en üst noktaya ulaşmasıdır. Bu durum, düşük yükseklik eğrilerinin büyük yükseklik eğrilerinden daha basit ve daha sert olduğunu görebileceğiniz Şekil 3.11'deki  $\bar{E}$  alanı eğrilerinde gölgelenmiş durumdadır.

Dikey dipol durumu için normalleştirilmiş direnç tanımının yatay olanlar için de yapılmış olması durumunda bu değer  $F_v$  olacaktır. Şekil 3.10 ve 3.12'yi karşılaştırarak, yüksekliğin artışına paralel olarak  $F_v$ ,  $D$  ve  $R_{norm}$  değerlerinin de sınır değerler çevresinde dalgalandığı ve bu değerlere eriştiği görülecektir. Yatay durum söz konusu olduğunda dengelenme daha yavaştır fakat durum  $D \rightarrow 3$  ve  $F_v$  ve  $R_{norm} \rightarrow 2$  olarak görülmektedir. Bazı nümerik örneklerin denenmesi durumunda, normalleştirilmemiş radyasyon direncinin serbest uzaydaki dipol için geçerli olan değere oldukça yakın olduğu görülecektir.

### 3.4.4 Topraklanmış Kaynağa Bağlı Antenler

Topraklama yüzeyinin mevcut olması durumunda, antenin havaya dikilmesi zorunlu değildir. Antenin bir ucuna gerilim uygulayıp kablunun topraklama hattı düzleme bağlanabilir. Şekil 3.13'te görüldüğü gibi, bu durumun görüntü teorisi resmi Şekil 3.9'da görülenden biraz farklıdır.



Şekil 3.13: Topraklanmış kaynağa bağlı antenler ve bunların görüntüleri. (a) Tek kutuplu anten. (b) Yarı çevrimli anten.

Gösterilen her iki durumda da anten ve görüntüsü orijinal antenin iki katı yüksekliğinde yeni bir bileşik anten ortaya çıkarmaktadır. Ayrıca, gerçek besleme gerilimi bileşik antene uygulanan gerilimin yarısıdır. İlk olarak, uzunluğu  $L$  olan bir tek kutuplu anteni ele alalım. Bileşik anten,  $2L$  uzunluğunda bir serbest boşluk dipol antenidir. Bileşik kaynak,  $2L$

uzunluğuyla ve tel çapıyla uygun bir empedans görmektedir. Gerçek kaynaktan geçen akım  $I = (2V_g)/Z_{dipole}$  olduğundan, gerçek kaynağın karşı karşıya kaldığı empedans  $Z_{dipole}/2$ 'dir. Elde edilen bu sonucun yalnızca son iki bölümde sözü edilen dirençten ibaret olmayıp aynı zamanda *toplam* empedansla da ilgili olduğuna dikkat edin. Elektrik açısından kısa monopul ve bileşik dipol için  $2L$  uzunluğundaki bir dipol için radyasyon direncinin  $L$  uzunluğundaki dipol için radyasyon direncinin dört katıdır fakat tek kutuplu antenin direnci  $2L$  uzunluğundaki antenin direncinin yarısı olduğundan ortaya çıkan net sonuç,  $L$  uzunluğundaki bir tek kutuplu antenin radyasyon direncinin  $L$  uzunluğundaki bir serbest boşluk dipolünün radyasyon direncinin iki katı olduğu şeklindedir. Aynı düşünce üzerinden gidersek, elektrik açısından küçük  $hw$  alanlı yarı çevrimli antenin radyasyon direnci  $hw$  alanlı serbest boşluklu çevrimli antenin iki katıdır.

### 3.4.5 Yapay Topraklama

HF veya daha düşük frekanslı yayınlar için kullanılan tek kutuplu antenler genellikle tellerden yapılmış topraklama yüzeyleri üzerine yerleştirilmektedir. Teller örgü şeklinde olabilmekte veya tek kutuplu bazdan yarıçap doğruları boyunca yerleştirilmektedir. Geleneksel olarak, bu yapay topraklamalar ya toprağın üzerine yayılmakta veya biraz uzağa gömülmektedir. Diğer yandan, MF - UHF aralığındaki frekanslar için kullanılan tek kutuplu antenler taşıtlar üzerine yerleştirilmiştir ve taşıt yüzeyi aynı zamanda sınırlı bir topraklama yüzeyi olarak etki etmektedir. Bu türden sınırlı topraklama yüzeyleri aynı zamanda *yapay topraklama* olarak da adlandırılmaktadır. Yapma topraklama düşüncesi, (birbirini iptal eden alanlara sahip) birkaç yatay elemana karşı dikey bir yayım elemanının çalıştırıldığı ve bütün elemanların toprak yüzeyinden oldukça yukarıda bulunduğu antenlerden yola çıkarak gelişmiştir. Ayrıca, elde taşınan radyolardaki anten, metal olan veya içten metalle kaplanmış bir dış plastik muhafazanın radyo kasasına karşı çalışır duruma getirilebilir. Bu düzenlemede, yapma topraklama, aynı zamanda yayın da yapan bir kutudur. Bu düzenlemeleri bazıları 4. Bölüm'de ayrıntılı olarak sunulmaktadır.

### 3.4.6 Topraklama Etkilerinin Özeti

Toprak düzleminin, düzleme dik durumdaki kapalı dipollere bir performans desteği sağladığını görmüştük. Diğer yandan, radyasyon yayma özellikleri açısından değerlendirildiğinde, düzleme paralel dipollerin performansı düşme eğilimindedir. Burada analizin sunulmamış

olmasına rağmen, bu söylenenler düzleme yakın durumdaki çevrimler için de geçerlidir. Bu genel davranış tarzı, gerçek toprağa yakınlık durumlarında görülmektedir. Ancak, gerçek toprak veya bu şekilde yaklaşım yapılabilecek sonlu büyüklükteki yapılar söz konusu olduğunda, anten tarafından üretilen dalgalar gövdenin içine işlemekte ve bunun sonucunda akımlar ve kayıplar indüklemektedir. Kayıplar, artan bir direnç aracılığıyla tahrik kaynağına yansıtılmaktadır. Bu direnç bant genişliğini artırmakta ancak bunu düşen verimlilik karşılığında gerçekleştirmektedir. Hattın iletim tarafında zengin bir güç kaynağının bulunması durumunda düşük verimlilik kabul edilebilir bir durum olabilir. Aksi halde, en yakındaki, HF ve düşük frekanslı antenler söz konusu olduğunda toprak veya elde taşınan telsizler söz konusu olduğunda insanlar dahil bütün iletken nesnelere kuplajın minimuma indirilmesi için gerekli her çaba gösterilmelidir.

Bazı durumlarda, el cihazlarındaki anten birincil dalga yayma kaynağı değildir fakat daha sonra dalga yayımından ana sorumlu durumuna gelen kullanıcının/kişinin vücudunda akımlar indüklemek amacıyla kullanılmaktadır [Andersen, J.B, and F. Hansen, "Antennas for VHF/UHF Personal Radio: A Theoretical and Experimental Study of Characteristics and Performance,"]. Bu türden bir sistemin verimliliği düşüktür fakat tek başına bir küçük antenden daha iyidir.

Akımlar, daha sonra yeniden dalga yayınlayan bütün iletken nesnelere indüklenmektedir. Bu durum da anten sistemlerinin tasarımının ve kullanımının amaçlandığı çevrelerin göz önünde bulundurulması gerektiği anlamına gelmektedir. Bir el radyosunun, fırından buzdolabına kadar her türden ev cihazlarının kullanımı, kişinin radyasyon durumunu ve antenin empedansını iyi veya kötü yönde etkileyecektir. Birçok durumda, kullanıcının en iyi stratejisi olası en iyi sinyali almak amacıyla çevrede hareket etmektir. Önemli bir dizayn stratejisi, minimum sinyalden kurtulmak amacıyla, farklı polarizasyon sağlayan iki antenin kullanılmasıdır. Bu son strateji, sonraki bölümde incelenmiştir.

### 3.5 Bu Alandaki Gelişmeler

Küçük dipollerle yaşanan ana sorun, antenin düşük kapasitans değeridir ve bu durum da yüksek seri reaktansın ortaya çıkmasına yol açmaktadır. Bu sorun iki yönlü çabalarla ortadan kaldırılmaya çalışılmaktadır: (a) teli daha kalınlaştırarak ve (b) yuvarlak tellerin veya levhaların, paralel levhali kondansatör olarak değerlendirilmesini sağlamak amacıyla, fiziksel olarak küçük dipoller yerine uçlara yerleştirilmesidir. Sanal kapasitör yöntemi, dalga yayan antendeki

ortalama akımı yükseltmek şeklindeki ek avantajı da sağlamaktadır. Bunun nedeni, akımın yayın yapan cihazın uçlarındaki sıfır noktasına gitmemesi fakat sanal kapasitör levhaları arasında yayılması ve uçlardaki sıfır noktasına gitmesidir. Sınır durumunda, bu etki radyasyon direncinde dört kat artış sağlamaktadır.

Küçük çevrimler için, yine telin veya tüpün daha ince yapılmasının sağlanması indüktansı düşürmektedir. ayrıca, bunların arasındaki çarpıcı boşlukla paralel iki çevrimin kullanılması, indüktans değerini düşürmektedir. Çevrimlerin geniş şeritler kullanılarak yapılması daha düşük reaktans değerlerinin ortaya çıkmasını sağlamaktadır.

Son iki paragrafta anlatılan önlemler, daha düşük  $Q$  değerlerinin elde edilmesini sağlamakta fakat daha büyük antenlerin üretilmesini gerektirmektedir. Genel olarak, boyutun bir veya iki değerde sınırlandırılmış olması durumunda, kalan mekanın daha büyük kısmı kullanılarak performans artırılabilir. Bu görüş ilk kez H. A. Wheeler tarafından 1947 yılında yayınlanmıştır [Wheeler, H.A., "Fundamental Limitations of Small Antennas,"]. Kısa bir süre önce S. R. Best [Best, S.R., "A Discussion on the Quality Factor of Impedance-Matched Electrically Small Wire Antennas,"] tarafından nümerik simülasyon ve deneyler kullanılarak yapılan bir çalışma, kullanılan hacmin, rezonanslı tek kutuplu küçük antenlerin üç farklı tipi için, antenin  $Q$  değerini belirlemek amacıyla halen kullanılabilir başlıca belirleyici olduğunu göstermiştir.

Küçük bir antenin çalışma frekansından rezonanslı veya rezonansa yakın bir duruma getirilmesi sağlanabiliyorsa, bu durumda sistemin empedans uyumu sağlayan bölümü daha düşük kayıplarla çalışacak şekilde tasarlanabilir. İki tür rezonans vardır ve bunlar *dalga rezonansı* veya *devre rezonansı* olarak adlandırılmaktadır. Dalga rezonansı, yapı üzerindeki akım dağılımının çeyrek dalganın katları olarak gerçekleşmesi nedeniyle ortaya çıkmaktadır. Devre rezonansı, seri rezonansa erişmek amacıyla yapıya yeterli kapasitansın ve indüktansın beslenmesi sonucunda gerçekleşmektedir. Bu rezonansları gösteren küçük antenlere ilişkin özel örnekler daha sonraki bölümlerde verilmiştir.

## Bölüm 4

### Tel Antenlerin Sayısal Modellemesine Giriş

#### 4.1 Genel Kavramlar

1970'li yıllardan önce, mühendisler dizayn aşamasında kendilerine kılavuz olması amacıyla oldukça basit sorunların matematik analizinden ve deney sonucu kazanılan deneyimlerden yararlanmaktaydılar. Bu zamanın sonrasında bilgisayarların olağanüstü bir hızla büyümesi, araştırma, geliştirme ve dizayn aşamasına bir üçüncü kademe olarak sayısal simülasyonun da eklenmesini sağlamıştır. Herhangi bir sürecin temel sıralaması aşağıdaki şekilde gerçekleştirilmektedir: (1) nispeten kolay modellerin analizi, (2) hedeflenen cihazın veya sistemin tam karmaşıklığını gösteren denklemlerin sayısal çözümü, ve (3) deneysel olarak doğrulama. Burada söylenenlerde, gerekli denklemlerin bilindiği varsayılmaktadır; denklemlerin bilinmemesi durumunda problem bir mühendislik problemi değil bir bilim problemidir.

1. Aşama'da, modeller yaklaşık modellerdir fakat analitik çözümler tamdır. 2. Aşama'da, bildiğimiz kadarıyla modeller mükemmel modellerdir ve nümerik çözümler yaklaşıktır. Örneğin, bazı ihtiyaçları karşılamak amacıyla bir ses yükselticiyle çalışıyorsak ve uygun çalışma aralıkları olan bir bipolar transistör seçmişsek, transistörü baz ve toplayıcı terminalleri arasındaki bağımlı akım kaynağı ve baz ve emitör terminal arasındaki direnç yoluyla önerilen dizaynı analitik olarak değerlendirebiliriz. Transistörün akım kazancının sabit olduğu varsayılacaktır ve iç kapasitanslar bunun içine alınabilir veya ihmal edilebilir. Frekans alanı denklemlerinin çözülmesinin ve bu bazda bazı bileşenlerin değerlerinin seçilmesinin ardından bir sonraki aşamaya geçilebilir. Bu aşamada transistör için son derece karmaşık bir model kullanılacak ve kullanılan bu model iç kapasitans, birkaç tane daha fazla direnç ve diyot ve bağlantı gerilimleri ve akımlar gibi ayrıntılar içerecektir. Bu model, lineer olmayan bir dizi denklemlerle tanımlanmıştır. Bu denklemler ve amplifikatörün diğer bileşenlerinin davranışlarını ve bağlantılarını da tanımlayan denklemler aynı zaman aralığında çözülmektedir. Zamanın her bir noktasında, bilinmeyenler ve bunların türevleri, mevcut durum hakkında yaklaşık bir çözüm sunan ve durumun nereye yönelmiş olduğu konusunda bir projeksiyon sunan *yineleme*

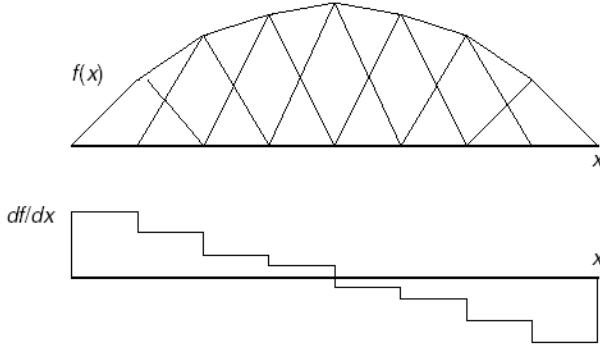
*yöntemi* (düzenlenmiş bir deneme yanılma yöntemi) yoluyla bulunmaktadır. Daha sonra küçük bir adım atılmakta ve işlemler tekrarlanmaktadır. Çözümün kesinliğini artırmanın birçok yolu ve son derece yanılıcı değişik hataların ortaya çıkmasına yol açan değişik yöntemler vardır.

Devrelerin incelendiği bütün problemlerdeki gerilim ve akım değerleri tek bir değişkenin, zamanın veya frekansın, bir fonksiyonudur. Antenlerdeki temel sorun, yapının her bir noktasındaki akım değerinin bulunmasıdır. 2.Bölüm’de, dipol ve çevrim için akım dağılım varsayımları yapılmıştır ve bu varsayımların yaklaşık fakat bu antenlerin elektrik açısından küçük modelleri için yararlı olduğu söylenmiştir. Daha karmaşık antenler için, akım dağılımı hakkındaki herhangi bir varsayımı doğrulayabilecek türden bir analitik kılavuz yoktur. Akım dağılımını bir kez bilmemiz durumunda, bütün uzak alan dalga değerlerini ve bütün model parametrelerini hesaplayabiliriz. Buna göre, akım temel bilinmeyendir ve zamanın ve frekansın olduğu kadar bulunduğu konumun da bir fonksiyonudur. Bu metinde sunulan yöntemler frekans aralığında verilmiş yöntemlerdir.

Frekansın sabit olduğu durumda, sorun, konumu gösterecek kompleks değerli bir fonksiyonun bulunmasına indirgenir. Konuyla ilgili problem, periyodik sinyalin spektral analizidir. Bu durumda, belirli bir aralıktaki zamana bağlı bir fonksiyonu bilmekteyiz ve fonksiyonun bileşenlerini oluşturan frekansların genlik değerlerini bilmeyi istemekteyiz. Bir periyodik fonksiyona, bir harmonik sinüs ve kosinüs fonksiyonları serisiyle yaklaşım yapılabileceğini ve bu sinüzoidal fonksiyonların katsayılarını (genlik) bulmak amacıyla Fourier serisi formüllerini kullanabileceğimizi bilmekteyiz. Serilerde daha çok sayıda ve daha yüksek frekanslı terimlerin kullanılması durumunda yapılan yaklaşımın daha iyi sonuçlar vereceğini de bilmekteyiz. Benzer şekilde, bir antendeki akım genlikleri bilinmeyen bilinen fonksiyonlarla oluşturulacak bir sonlu seri kullanılarak temsil edilebilmektedir. Bilinen bir fonksiyona eklemeler yapmak yerine, anten akımının sınır koşullarını karşılaması da gerekmektedir.

Dipol gibi basit bir yapıdaki akım bir Fourier serisi olarak temsil edilebilir. Serideki her bir fonksiyon dipolün toplam uzunluğu boyunca tanımlanmış olduğundan, bu *etki alanı temel fonksiyonu* olarak tanımlanmaktadır. Yapının yalnızca kısa bölümleri üzerinde tanımlanmış akım fonksiyonlarının kullanılması sonucunda daha karmaşık yapıların modellenmesi mümkündür. Bunlar *alt alan temel fonksiyonu* olarak

adlandırılmaktadır. Üçgenler kullanılarak oluşturulmuş bir örnek Şekil 4.1'de verilmektedir. Burada, soldaki komşusunun merkezinden sağdaki komşusunun merkezine çizilen her bir üçgen sıfırdan farklıdır. Herhangi bir noktadaki fonksiyon, noktaya uzanan iki (veya uç noktalarını bir) üçgenin değerlerinin toplamıdır. Fonksiyonun akım değerini göstermesi durumunda, genel olarak kompleks değerli bir fonksiyon olacaktır ve bunun sonucunda her bir üçgen katsayısı da kompleks değerli olacaktır ve Şekil 4.1'deki gibi gerçek kısım için bir çizim, sanal kısım için bir başka çizim görülecektir. Her bir fonksiyonun tanım aralığının küçültülmesi durumunda bu temsil şeklinin kesinliği gelişecek ancak bu durumda daha çok sayıda fonksiyon ve daha çok sayıda bilinmeyen katsayı olacaktır.



**Şekil 4.1:**  $f(x)$  fonksiyonunun Üçgen alt alan temel fonksiyonları kullanılarak gerçekleştirilen parçalı doğrusal gösterimi.  $df/dx$ , parçalı sabit değerler kullanılması sonucunda ortaya çıkmıştır.

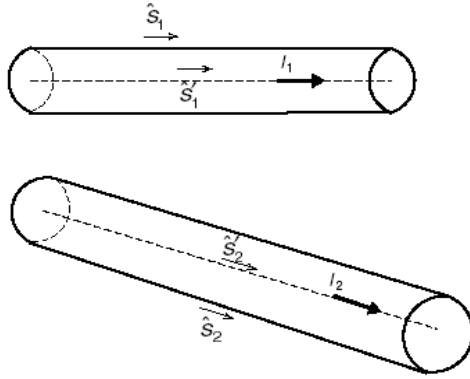
## 4.2 Sayısal Elektromanyetik Kodun (NEC) Matematik Temelleri

NEC 1970'li yılların başlarında değişik askeri araştırma birimleri için geliştirilen bir Anten Modelleme Programı (AMP) [Antenna Modeling Programme] olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bu uygulama, 1980'li yıllar sırasında yine değişik askeri kaynaklardan sağlanan fonlarla Lawrence Livermore National Laboratory (LLNL) tarafından daha da geliştirilmiş ve şu anda kullanılmakta olan versiyonu NEC4.1, 1992 yılında kullanıma sunulmuştur. NEC2 (1981'den sonra) [Burke, G. J. and A. J. Poggio, *Numerical Electromagnetics Code (NEC) - Method Moments*], kamusal kullanıma açık bir yazılım [<http://www.si-list.org/swindex2.html>, <http://www.robomod.net/mailman/listinfo/nec-list>, ya da [www.dxzone.com/cgi-bin/dir/jump2.cgi?ID=6997](http://www.dxzone.com/cgi-bin/dir/jump2.cgi?ID=6997)] olarak yaygın şekilde elde edilebilmektedir. NEC4.1, LLNL'den lisans alınmasını gerektirmektedir ve dağıtımı sınırlıdır. NEC, yuvarlak teller ve yüzey lekeleri de dahil birçok sorunu çözmek amacıyla tasarlanmış bir programdır. Aşağıda verilen model, yaklaşımın küçük yapılarda daha yaygın olarak

kullanılması nedeniyle, konunun yalnızca tel modelleme kısmıyla ilgilenmektedir. Sunum, okuyucunun daha sonraki kısımlarda anlatılan yol gösterici başlıkları kullanabilmesi için gerekli nedenleri anlamasında yardımcı olmak amacıyla hazırlanmış olduğundan, kodda kullanılan gerçek formüllerin çok düşük sayıda bir bölümü burada verilmiştir.

3.Bölüm'de sözü edildiği gibi, mükemmel bir iletkendeki tanjant elektrik alanının sıfır olması gereklidir. Benzer şekilde, mükemmel bir iletkenin yüzeyindeki normal manyetik alanının da sıfır olması gereklidir. Bir dalganın elektrik alanının, yapı üzerindeki bir noktadaki akımının bir integrali olarak yazılabilesine benzer şekilde, yüzey üzerindeki bir noktadaki elektrik alanı da yapı üzerindeki akımın bir integrali olarak yazılabilir. İntegral, 2.Bölüm'de görmüş olduğumuz uzak alan terimine benzer bir terim, artı, değişken akıma eşdeğer şarjlardan kaynaklanan Coulomb kuvvetini ifade eden bir terimi içermektedir. Fiziksel gerçeklik açısından bakıldığında, hem akım hem de alan iletkenin yüzeyindedir ve alınan integral, akım elemanı ve alan ölçme noktası arasındaki mesafeyi gösteren  $1/R$  ve  $R$  terimlerinin üsleri cinsinden terimler içermektedir. Alan ve kaynak noktasının aynı olduğu sınır koşullarının uygulanması durumunda sınırsız integral elde edilmesi durumunun ortaya çıkmasına yol açmaktadır. NEC değerlendirilmesi yapılacak teller için gerçekleştirilen yaklaşım ince tel yaklaşımı olarak adlandırılmıştır. Yüzey akımının telin ekseninde yoğunlaşan akımla eşdeğer olduğu söylenerek  $R$  değerinin sıfıra yaklaşması önlenmiştir ve tel yüzeyindeki alanın sıfır olması gereklidir. Şekil 4.2, ileri sürülen fikirlerin bir bölümünü göstermektedir. Rasgele konumlandırılmış ve yönlendirilmiş telin kesiti gösterilmektedir. Burada,  $s_i$  telin uzunluğu  $i$  boyunca mesafeyi ölçen değişkendir ve bu değişkenle ilintili iki vektör vardır. Bu vektörlerden biri akımın yoğunlaştığı tel eksenini, diğeri de alanla ilgili hesaplamaların yapıldığı tel yüzeyidir. Genel koordinat sisteminde,  $i$  teli üzerindeki  $\vec{r}$  noktasında tel üzerindeki akım elemanı  $\vec{r}'$  dan kaynaklanan alan  $k'$  dir.





**Şekil 4.2:** Merkez çizgisi üzerindeki eşdeğer akımı, kaynaktaki (asallaştırılmış) birim vektörleri ve yüzey tanjant (asallaştırılmamış) birim vektörlerini gösteren iki tel segmenti.

$$d\bar{E}_i(\bar{r}) = \left[ \frac{-j\omega\mu_o}{4\pi} I_k(\bar{r}') \hat{s}'_k g(R) - \frac{1}{4\pi j\omega \epsilon_o} I_k(\bar{r}') \hat{s}_i \frac{\partial^2 g(R)}{\partial s_i \partial s'_k} \right] ds'_k \quad (4.1)$$

Burada verilen  $g(R)$ , 2.Bölüm'deki üretim fonksiyonudur.

$$g(R) = \frac{e^{-j\beta R}}{R}, \quad R = |\bar{r} - \bar{r}'| \quad (4.2)$$

Yayın durumundaki antenin besleme noktasında elektrik uygulanmış durumdadır ve alıcı durumundaki antende bir gelen dalga vardır. Her iki durumda da harici olarak uygulanan elektrik alanı,  $\bar{E}_a$ , tel akımlarının alanına eklemeye yapmaktadır. Tanjant toplamının sıfır olması gereklidir ve birim vektörlerin nokta çarpımının yapılması yoluyla tanjant bileşen toplamın dışına alınmaktadır.

$$(\bar{E}_a(\bar{r}) + d\bar{E}_i(\bar{r})) \cdot \hat{s}_i = \bar{E}_a(\bar{r}) \cdot \hat{s}_i + \left[ \frac{-j\omega\mu_o}{4\pi} I_k(\bar{r}') \hat{s}'_k \cdot \hat{s}_i g(R) - \frac{1}{4\pi j\omega \epsilon_o} I_k(\bar{r}') \frac{\partial^2 g(R)}{\partial s_i \partial s'_k} \right] ds'_k \quad (4.3)$$

$$\bar{E}_a(\bar{r}) \cdot \hat{s}_i = \sum_k \int_0^{L_k} \left[ \frac{j\omega\mu_o}{4\pi} I_k(\bar{r}') \hat{s}'_k \cdot \hat{s}_i g(R) + \frac{1}{4\pi j\omega \epsilon_o} I_k(\bar{r}') \frac{\partial^2 g(R)}{\partial s_i \partial s'_k} \right] ds'_k$$

Denklem (4.3), akımın üretildiği alanı bütün teller üzerinden de gerçekleştirilen integrallerin toplamı olarak ifade etmektedir. Bu formülasyona uymalarının sağlanması amacıyla bu tellerin birbirlerine bağlanması gerekli değildir. Bu denklemin akım cinsinden çözülebilmesi

için, uygulanan alan için bir modele ve akımı temsil eden temel fonksiyonlara ihtiyaç vardır.

#### 4.2.1 Temel Fonksiyonlar

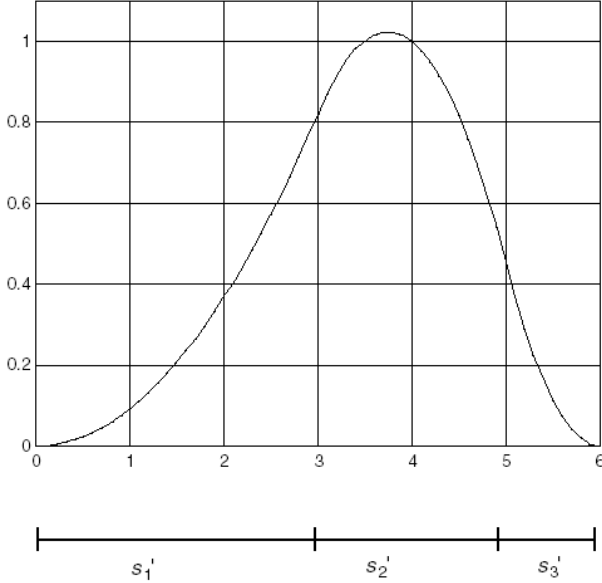
NEC uygulamasını geliştirenler, kesintisiz, bağlantı noktalarında hem akım hem de elektrik yükü konusunda süreklilik sağlayan ve (4.3) denklemi içine yerleştirilebilip integralinin analitik olarak alınabileceği temel fonksiyonları geliştirmek amacıyla önemli çabalar sarfettiler. Ortaya çıkardıkları temel fonksiyonun uzayda birkaç parçası ve tanımlanmış olduğu her bir tel parçası için bileşenlerini tanımlayan fonksiyonları vardır. Önce, segment numaraları 1, 2 ve 3 olan üç parçalı bir teli ele alalım.  $s_i$ 'i tel boyunca mesafe değişkeni,  $s_k$ 'yi  $k$  segmentinin merkezinin koordinatını gösteren değişken ve  $d_k$ 'yi  $k$  segmentinin uzunluğu olarak tanımlayalım. Segment 2 ile ilintili temel fonksiyon  $f_2(s)$ 'tir ve bunun üç parçası bulunmaktadır:  $b(s)$  segment 1 üzerinde tanımlanmıştır,  $m(s)$  segment 2 üzerinde tanımlanmıştır ve  $a(s)$  segment 3 üzerinde tanımlanmıştır. Harflerin seçiminde, varsayılan pozitif akım yönüne karşılık gelecek şekilde, "önce" anlamını sağlaması amacıyla "b"efore, "ana" anlamını sağlaması amacıyla "m"ain ve "sonra" anlamını sağlaması amacıyla "a"fter harfleri seçilmiştir.

$$\begin{aligned}
 f_2(s) &= \{b(s), m(s), a(s)\} \\
 b(s) &= A_b + B_b \sin(\beta(s - s_1)) + C_b \cos(\beta(s - s_1)), |s - s_1| < d_1/2 \\
 m(s) &= A_m + B_m \sin(\beta(s - s_2)) + C_m \cos(\beta(s - s_2)), |s - s_2| < d_2/2 \\
 a(s) &= A_a + B_a \sin(\beta(s - s_3)) + C_a \cos(\beta(s - s_3)), |s - s_3| < d_3/2
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Bu temel fonksiyonda dokuz katsayı bulunmaktadır. Her bir segment üzerinde, bir sabit değerle bir fonksiyon, bir segment merkezi çevresinde bir tek simetri [:odd symmetry] veren bir fonksiyon ve biri de segment merkezi çevresinde çift simetri [:even symmetry] sağlayan bir fonksiyon vardır. Temel fonksiyonun her iki ucunda da uygulanan kesintisizlik koşulları vardır ve 1. ve 3. Segment'in uzak uçlarında  $f_2(s) = 0$  ve  $df_2/ds = 0$  koşullarının gerçekleşmesi ve segment bağlantılarında bileşenleri tanımlayan fonksiyonun ve bunların türevlerinin kesintisizlik koşullarını sağlaması gerekmektedir. Tümü birlikte ele alındığında toplam sekiz fonksiyon bulunmaktadır ve sonunda bir katsayı serbest kalmış durumdadır. Temel fonksiyonun genliğini sağlamak amacıyla son bir koşul uygulanmıştır. NEC2'de bu koşul,  $A_m = 1$  şeklindedir.  $f_i$ 'nin  $i$

segmentinin orta noktasındaki toplam genliği  $A_m + C_m$  olduğundan, tek başına  $A_m$  üzerine uygulanan koşullar, temel fonksiyonun genliğinin modelin seçimine, özellikle de segmentin uzunluğuna bağlı olması durumunu ortaya çıkarır. Bunun doğurduğu sonuçlar aşağıda incelenecektir.

Bu temel fonksiyonların koşullarının ve davranışlarının anlaşılabilmesine yardımcı olmak amacıyla, genel üç segmentli durum için sınır koşullarını belirleyen denklemler yazılmış ve çözülmüştür. Sunuşu basitleştirmek amacıyla, her bir segmentin, orta noktadaki değeri sıfır olan kendi koordinatlarını almasını,  $i$  segmenti için bunun  $s_i$  olmasını sağlayalım. Bu durumda, sol uçta  $s_i' = -d_i/2$ , sağ uçta  $s_i' = +d_i/2$  koşulları sağlanmış durumdadır. Bu düzenleme, Şekil 4.3'te yapılan  $f_2(s)$  çizimde görülmektedir.



**Şekil 4.3:** Üç segmentli temel fonksiyonun gösterimi. Segment uzunlukları,  $d_1 = 3$ ,  $d_2 = 2$  ve  $d_3 = 1$  olarak tanımlanmıştır. Tercih edilen koordinatlar yalnızca kendi ilgili segmenti için tanımlanmıştır ve orta noktadaki değeri sıfırdır.  $\lambda = 60$ . Bu çizim,  $A_m + C_m = 1$  koşullarını sağlayacak şekilde yapılmıştır. Düzensiz olmayan segment uzunluklarının, gerçek fonksiyonun zirve noktasının 1'den birazcık yüksek olmasına neden olduğuna ve 2. segment'in merkezinin soluna kaydığına dikkat edin.

Yerel koordinatların kullanılması sonucunda, temel fonksiyon tanımı aşağıdaki şekli almaktadır:

$$\begin{aligned}
 f_2(s) &= \{b(s'_1), m(s'_2), a(s'_3)\} \\
 b(s'_1) &= A_b + B_b \sin(\beta s'_1) + C_b \cos(\beta s'_1), \quad -d_1/2 < s'_1 < d_1/2 \\
 m(s'_2) &= A_m + B_m \sin(\beta s'_2) + C_m \cos(\beta s'_2), \quad -d_2/2 < s'_2 < d_2/2 \\
 a(s'_3) &= A_a + B_a \sin(\beta s'_3) + C_a \cos(\beta s'_3), \quad -d_3/2 < s'_3 < d_3/2
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

C/m cinsinden hat şarjı, süreklilik denklemi yoluyla akım fonksiyonunun türevidir:

$$\frac{dI}{ds} + j\omega\rho = 0 \tag{4.6}$$

Bu nedenle, bağlantı noktasında şarjın sürekliliği akımın türevidir de süreklilik gerektirmektedir. Temel fonksiyon bileşenlerinin türevleri aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}
 \frac{db}{ds} &= B_b\beta \cos(\beta s'_1) - C_b\beta \sin(\beta s'_1), \quad -d_1/2 < s'_1 < d_1/2 \\
 \frac{dm}{ds} &= B_m\beta \cos(\beta s'_2) - C_m\beta \sin(\beta s'_2), \quad -d_2/2 < s'_2 < d_2/2 \\
 \frac{da}{ds} &= B_a\beta \cos(\beta s'_3) - C_a\beta \sin(\beta s'_3), \quad -d_3/2 < s'_3 < d_3/2
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Segment 1'in sol el tarafında,  $f_2 = df_2/ds = 0$ 'dır ve bu da  $b = db/ds = 0$  anlamına gelmektedir.

$$A_b - B_b \sin\left(\beta \frac{d_1}{2}\right) + C_b \cos\left(\beta \frac{d_1}{2}\right) = 0 \tag{4.8}$$

$$B_b \cos\left(\beta \frac{d_1}{2}\right) + C_b \sin\left(\beta \frac{d_1}{2}\right) = 0 \tag{4.9}$$

İki denklem,  $B_b$  ve  $C_b$  için  $A_b$  cinsinden ifadeler elde etmek amacıyla kullanılabilir. Benzer şekilde, segment 3'ün sağ el tarafında,  $f = df/ds = 0$ 'dır ve bu da  $a = da/ds = 0$  anlamına gelmektedir.

$$A_a + B_a \sin\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) + C_a \cos\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) = 0 \quad (4.10)$$

$$B_a \cos\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) - C_a \sin\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) = 0 \quad (4.11)$$

Segment 1 ve 2 arasındaki bağlantıda,  $b - m = 0$ , ve  $db/ds = 0$ 'dır.

$$A_b + B_b \sin\left(\beta \frac{d_1}{2}\right) + C_b \cos\left(\beta \frac{d_1}{2}\right) - A_m + B_m \sin\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) - C_m \cos\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) = 0 \quad (4.12)$$

$$B_b \cos\left(\beta \frac{d_1}{2}\right) - C_b \sin\left(\beta \frac{d_1}{2}\right) - B_m \cos\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) - C_m \sin\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) = 0 \quad (4.13)$$

2. ve 3. Segmentler arasındaki bağlantıda  $m - a = 0$  ve  $dm/ds - da/ds = 0$ 'dır.

$$A_m + B_m \sin\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) + C_m \cos\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) - A_a + B_a \sin\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) - C_a \cos\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) = 0 \quad (4.14)$$

$$B_m \cos\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) - C_m \sin\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) - B_a \cos\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) - C_a \sin\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) = 0 \quad (4.15)$$

Şimdi, NEC2'deki genlik belirleme koşulu aşağıdaki gibidir.

$$A_m = -1 \quad (4.16)$$

Burada kullanılmak üzere aşağıdaki ifade seçilmiştir:

$$A_m + C_m = 1 \quad (4.17)$$

Bu seçimin amacı, modelleme seçimlerinden bağımsız olarak, temel fonksiyon genliklerinin 1'e yakın tutulmasıdır. (4.8–4.15) denklemlerinin (4.17) kullanılarak çözülmesi, aşağıdaki sonuçları vermektedir:

Aşağıdaki tanımlamaları yapalım:

$$R = \frac{A_b}{A_a} = \frac{\sin\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) \sin\left(\beta \frac{d_3 + d_2}{2}\right)}{\sin\left(\beta \frac{d_1}{2}\right) \sin\left(\beta \frac{d_1 + d_2}{2}\right)} \quad (4.18)$$

$$C_m = \cos\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) \left/ \left[ \cos\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) - 1 + \frac{4 \sin\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) \sin\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) \sin\left(\beta \frac{d_3 + d_2}{2}\right)}{R \sin(\beta d_1) + \sin(\beta d_3)} \right] \right. \quad (4.19)$$

$$A_m = 1 - C_m \quad (4.20)$$

$$A_a = \frac{A_b}{R} = 2C_m \frac{\sin\left(\beta \frac{d_2}{2}\right)}{R \sin(\beta d_1) + \sin(\beta d_3)} \quad (4.21)$$

$$B_m = C_m \tan\left(\beta \frac{d_2}{2}\right) \left( 1 - \frac{2 \sin(\beta d_3)}{R \sin(\beta d_1) + \sin(\beta d_3)} \right) \quad (4.22)$$

$$B_a = -A_a \sin\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) \quad (4.23)$$

$$C_a = -A_a \cos\left(\beta \frac{d_3}{2}\right) \quad (4.24)$$

$$B_b = A_b \sin\left(\beta \frac{d_1}{2}\right) \quad (4.25)$$

$$C_b = -A_b \cos\left(\beta \frac{d_1}{2}\right) \quad (4.26)$$

$d_1 = d_3$  koşulunun sağlanması durumunda, segment uzunluğunun simetrisi koşulunun sağlandığına ve ana segmentin sinüs katsayısı  $B_m$ 'in de sıfır olduğuna dikkat edin. Darbe fonksiyonlarının sinüs katsayıları hiçbir zaman sıfır değildir. Bunun nedeni, bu fonksiyonların ana segmentle bağlantıdaki sonlu değerden uzak uçtaki bağlantıdaki sıfır değerine erişmek için tek simetri elemanı taşımalarıdır. Küçük antenlerle ilgilendiğimizden, gerçekleştirilmesi gereken bir sonraki aşama, kısa segmentler için katsayı değerlerinin incelenmesidir. Bütün segment uzunluklarının  $d$  olduğunu ve  $d \ll \lambda$  olduğunu varsayalım. Bu durumda sinüs terimleri argümanlarına indirgenecek, kosinüs terimleri ise,

hangisinin daha yararlı olduğuna bağlı olarak 1'e ve ya  $\cos(x) = 1-x^2/2$ 'ye indirgenecektir. Bu durumda da aşağıdaki değerler elde edilecektir:

$$C_m = 8\sqrt{3(\beta d)^2} \quad (4.27)$$

$$A_a = A_b = \frac{C_m}{2} = 4\sqrt{3(\beta d)^2} \quad (4.28)$$

$$B_b = -B_a = \frac{2}{3\beta d} \quad (4.29)$$

(4.24) ve (4.26) denklemlerinden,  $C_{b,a} \approx -A_{b,a}$  bulunur fakat darbe fonksiyonunun segmentin yarısındaki değeri aşağıdaki gibidir:

$$A_{b,a} + C_{b,a} = \frac{(\beta d)^2}{8} A_{b,a} = 1/6 \quad (4.30)$$

Daha önceden de sözü edildiği gibi, bileşenleri tanımlayan fonksiyonun üç terimli versiyonunu kullanmaya yönelten motivasyonlardan biri, bu durumda her bir terimden kaynaklanan alanın analitik olarak bulunabilmesidir. Verili bir uygulama noktasındaki bileşenleri tanımlayan fonksiyondan kaynaklanan belirli bir alan, 1A akımdan kaynaklanan bir alanın 50 000A akımlardan kaynaklanan alanların birbirlerinden çıkarılmasıyla bulunması örneğinde olduğu gibi iki büyük rakam arasındaki farktan bulunacaktır.

$A_m = -1$  değerinin bir genlik belirleme koşulu olarak kullanılması yoluyla NEC2'deki katsayıları genel bir çözüm bulunması yöntemi [1, bölüm I, ss. 16-18]'de verilmiştir. Bu denklemlerin şu anda üzerinde çalışmakta olduğumuz üç segmentli duruma uyarlanması aşağıdaki sonucu verir:

$$C_m = 1 + \frac{3}{8}(\beta d)^2 \quad (4.31)$$

$$A_{b,a} = 0.5, \quad C_{b,a} = -0.5, \quad A_{b,a} + C_{b,a} = \frac{(\beta d)^2}{16} \quad (4.32)$$

$$B_b = -B_a = \frac{\beta d}{4} \quad (4.33)$$

Önceki durumda olduğu gibi, darbe fonksiyonlarının orta segment değerinin ana fonksiyonun değerine oranı 1/6'dır. Bu sonuçlar, 1A akımların alanlarının, problemin çözümünde matris girişleri durumundaki, mikroamper düzeyinde alanlar üretmek üzere birbirlerinden çıkarıldığını göstermektedir. Ortada yalnızca, yakın rakamlar arasındaki küçük farklardan doğan problemler olmakla kalmayıp, kaynak akımdan herhangi bir mesafedeki alanlar da bilgisayar/program sisteminin küçük sayı sınırlarına doğru itilmektedir. NEC2DSX\*.exe derlemelerinde olduğu gibi çift duyarlıklı aritmetiğin kullanılması yoluyla bu sorunlar bir ölçüde hafifletilmektedir.

NEC4.1'de [Burke, G. J., *Numerical Electromagnetic Code - NEC-4, Method of Moments.*], temel fonksiyonlarla ilgili iki değişiklik yapılmıştır. Kosinüs fonksiyonu,  $\cos(\beta s_k)$  - 1'le değiştirilmiştir ve bu da  $A - C$  sabit terimi anlamına gelmektedir ve genlik belirleme koşulu  $A_m - C_m = -1$ 'dir. Bu denklemin, ilgilenilmekte olan üç segment bazlı üniform fonksiyon için elde edilen nümerik çözümleri aşağıdaki sonuçları vermektedir:

$$C_m = 1 + \frac{3}{8}(\beta d)^2, \quad A_m = \frac{3}{8}(\beta d)^2 \quad (4.34)$$

$$A_{b,a} = \left(\frac{\beta d}{4}\right)^2, \quad B_b = -B_a = \frac{\beta d}{4}, \quad C_{b,a} = -0.5 \quad (4.35)$$

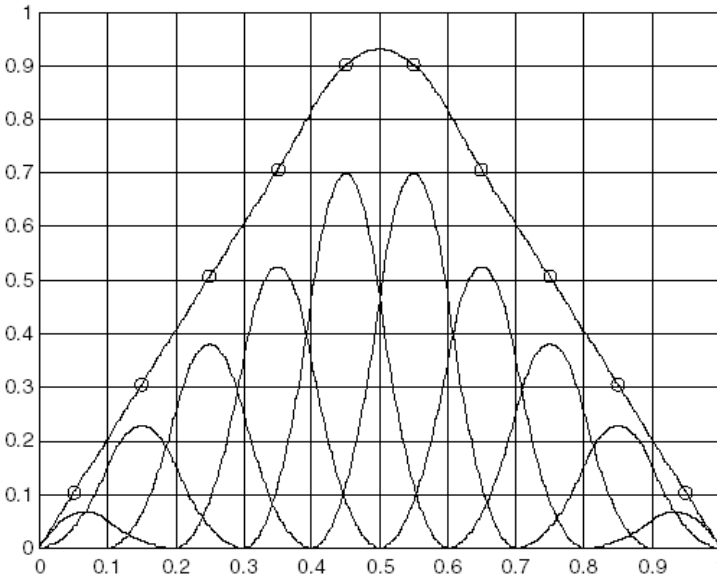
Fonksiyondaki değişim nedeniyle,  $C$ , bileşenleri tanımlayan fonksiyonun orta segment değerine bir katkıda bulunmamaktadır ve bu durumda bu değer  $A$ 'dır.

#### Örnek 4.1 Kısa Sinüs Fonksiyonunun Kurulması [*Fitting a Short Sine Function*]

Bölüm 2'de, kısa dipoldeki akım için kurulan analitik model  $I(z) = I_0 \sin(\beta(L/2 - |z|))/\sin(\beta L/2)$  olarak verilmiştir. Bu denklemde,  $L$  dipolün uzunluğunu,  $I_0$  terminal akımını ve  $Z = 0$  dipol merkezini göstermektedir. Besleme durumundaki veri seti için bu akım dağılımının ortaya çıkarılması amacıyla bir MATLAB fonksiyonu yazılmıştır. Ayrıca, temel fonksiyonun katsayılarını belirleyen için fonksiyonları belirlemek ve kurmak için de denklemler yazıldı ve daha sonra temel fonksiyonlar segmentin orta noktasındaki veri noktalarını belirlemek amacıyla kullanıldı. Bütün bu fonksiyonlar MATRAF dosyasındaki CD-ROM kayıtlarında bulunmaktadır.



Şekil 4.4'te, boyu 1 m olan,  $\lambda = 10$  m, 10 segmente bölünmüş ve 1A akımla tahrik edilen bir anten için veri noktaları görülmektedir. Veri uyumunun mükemmel olduğunu görebilirsiniz ve bilinmeyen katsayıların sayısının her zaman veri noktalarının sayısına eşit olduğu durumlarda bu genel bir durumdur. Dipol akımı için de bir doğrunun çizilmesi durumunda,  $s = 0.45$  ve  $0.55$  aralıkları dışında bu doğru bağlantı fonksiyonundan ayırt edilemeyecektir. Alt çizimlerin her biri, kendi bağlantı katsayısıyla çarpılmış bir temel fonksiyon olduğundan, gerçekte kullanılmakta olan üç farklı cins temel fonksiyon bulunmaktadır. Temel fonksiyonların sekiz tanesi, yukarıda incelenen standart üç segmentli simetrik fonksiyonlardır. Sol uçtaki fonksiyonun bir ana bileşeni ve bir uç bileşeni bulunmaktadır. Dahili temel fonksiyonların tümünün, önceden anlatıldığı gibi, sıfır eğimli olduğuna dikkat edin. Ancak, tel bittiğinde, temel fonksiyonlar sıfırdan farklı eğimlerle sıfır değerine yaklaşmaktadır. Eğim serbest kalmakta ve bu durumda da iki segment üzerindeki beş sınır koşulunu artı genlik belirleme koşullarını serbest bırakmakta ve bunun sonucunda iki segment bazlı fonksiyondaki altı katsayıyı da sabitlemektedir. Bu matematik düzenleme, temel uç fonksiyonunun, akımların telin açık ucunda sıfıra erişmesi fakat bu noktada şarjın sıfıra erişmemesi durumunu modellemesine olanak tanımaktadır.



**Şekil 4.4:** On segmentin orta noktalarında tanımlanmış kısa sinüs veri setlerini belirlemek amacıyla kullanılan NEC temel fonksiyonları. Daireler, sabitlenen veri noktalarını işaretlemek amacıyla kullanılmaktadır. Kısa sinüs fonksiyonlarının  $(0.5,1)$  noktasında bir değeri bulunmaktadır fakat segmentin sınır noktasında bulunması nedeniyle bu bir veri noktası değildir. Telin uzunluğu,  $\lambda/10$ 'dur.

Segment uzunlukları birbirlerine eşit olduğundan, sekiz adet dahili fonksiyon için  $B_m = 0$ 'dır ve bunlar iki uç fonksiyonu için aynı genlik değerini taşımaktadır. Dengeleme işlemi NEC4, NEC2 ve yarı normalleştirilmiş ( $A_m + C_m = 1$ ) NEC (QNEC) bazlı fonksiyonlar için yürütülmüştür. Bileşenleri tanımlayan fonksiyonların katsayıları ve dengeleme katsayıları Tablo 4.1'de listelenmiştir.

**Tablo 4.1:** Kısa sinüs uyumu,  $\lambda = 0.1$ ,  $d/\lambda = 0.01$ , için katsayılar.

### Dahili Temel Fonksiyon

	$A_b$	$B_b$	$C_b$	$A_m$	$C_m$
QNEC	337.88	10.613	-337.71	-674.42	675.42
NEC2	0.50099	0.015736	-0.50074	-1	1.0015
NEC4	0.000247	0.015736	-0.50074	0.0014828	1.0015

### Temel Uç Fonksiyonu

	$A_m$	$B_m$	$C_m$	$A_a$	$B_a$	$C_a$
QNEC	-1214.8	12.736	1215.8	405.48	-12.736	-405.28
NEC2	-1	0.010484	1.00082	0.33377	-0.010484	-0.33361
NEC4	8.2e-4	0.010484	1.00082	1.65e-4	-0.010484	-0.33361

### Dengeleme Katsayıları, Segment 1-5

QNEC	0.06357	0.22839	0.38046	0.52602	0.69866
NEC2,4	77.226	154.03	256.59	354.75	471.19

NEC4'teki  $A_m$  değeri aynı zamanda NEC2 ve NEC4'teki toplam temel fonksiyon orta segment genliğidir. Bu değer oldukça küçük olduğundan, bu durum, QNEC temel fonksiyonları için ihtiyaç duyulan katsayılardan daha büyük dengeleme katsayılarına ihtiyaç duyulmasına yol açmaktadır.  $\lambda = 100$  değeri için de veriler ve dengeleme programları yürütülmüştür. Çizim genel olarak aynı görüntüyü vermektedir fakat, Tablo 4.2'de görüldüğü gibi, katsayılar çarpıcı şekilde değişmiştir.

**Tablo 4.2:** Kısa sinüs uyumu,  $\lambda = 0.01$ ,  $d/\lambda = 0.001$ , için katsayılar.

### Dahili Temel Fonksiyon

	$A_b$	$B_b$	$C_b$	$A_m$	$C_m$
QNEC	33,774	106.1	-33,774	-67,546	67,547
NEC2	0.5	0.00157	-0.5	-1	1.0000148
NEC4	2.47e-6	0.00157	-0.5000074	14.8e-6	1.0000148

### Temel Uç Fonksiyon

	$A_m$	$B_m$	$C_m$	$A_a$	$B_a$	$C_a$
QNEC	-121,584	127.32	121,585	40,529	-127,324	-40,528
NEC2	-1	0.001047	1.0000082	0.3333377	-0.001047	-0.3333361
NEC4	8.2e-6	0.001047	1.0000082	1.645e-6	-0.0010472	-0.3333361

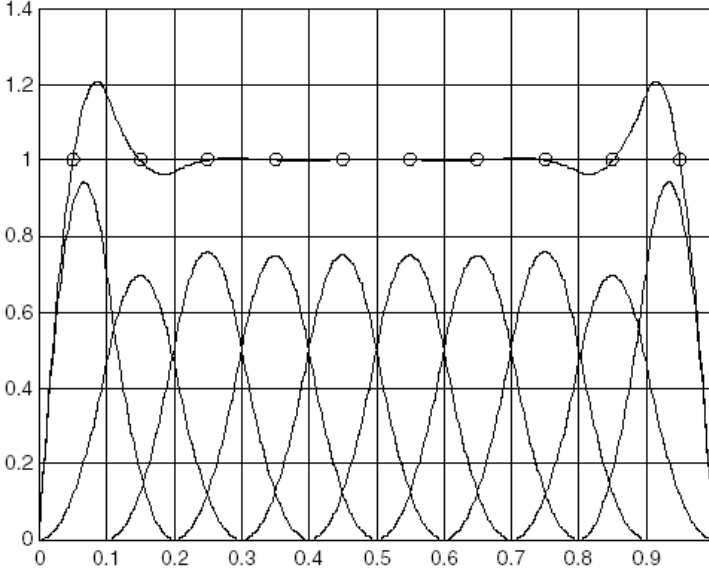
### Dengeleme Katsayıları, Segment 1-5

QNEC	0.06253	0.22492	0.3757	0.5213	0.697
NEC2,4	7,603	15,193	25,377	35,210	47,079

NEC4 el kitabında önceden de belirtildiği gibi, tek duyarlılık aritmetiğin kullanılması durumunda, küçük  $\beta d$  değeri için bir kesinlik sorunu söz konusudur. Tek duyarlık yönteminde, elde yalnızca 6-7 çarpıcı rakam vardır ve ilk 4-5 rakamının aynı olduğu iki alanın birbirinden çıkarılması durumunda, elde fazla sayıda anlamlı rakam kalmamaktadır. NEC2 kullanıcıları için bu problemin çözümü, her zaman için, yaklaşık 18 haneli rakamlar kullanan çift duyarlılık versiyonların kullanılmasıdır. Tablo 4.1 ve 4.2'den görebileceğiniz gibi, NEC4 sisteminde A ve C katsayıları oldukça farklıdır. NEC4 sisteminde önce  $\cos(x)$ 'ten kaynaklanan 1 fonksiyon yarı analitik yarı nümerik yöntemle hesaplanmış ve kısa segmentler ve kapalı alan ölçme noktası için özel yaklaşımlar kullanılmıştır. Tek duyarlılık aritmetiğin kullanılması durumunda bu önlemlerin yeterli olabilecek olmasına rağmen, çift duyarlılık aritmetiğin kullanılması sonucunda, NEC2'nin yetersiz kaldığı ancak NEC4'ün yeterli olduğu durumlarla karşılaşmadım.

Kullanıcıyı ilgilendiren bir diğer nokta da temel fonksiyon genliklerinin küçülmesidir. Bu da (daha sonra incelenecek olan) akım matris denkleminin, segmentin uzunluğuyla birlikte hızla küçülmesidir. Bu etki aynı zamanda son çözümlerdeki kesinliğin azalmasına da yol açabilmektedir.

### Örnek 4.2 Sabit Bir Veri Setinin Dengelenmesi



**Şekil 4.5:** Sabit değerli veri setlerinin dengelenmesi amacıyla NEC2 temel fonksiyonlarının kullanılması. Daireler, dengelenmekte olan değerleri göstermektedir. Telin uzunluğu  $\lambda/10$ 'dur.

Veri setinin sabit olması durumunda nelerin olduğunun görülmesinin öğretici olacağı düşünülmüştür. Yine, her birinin uzunluğu 0.1 olan ve  $\lambda = 10$  olan 10 segment kullanılarak genliği 1 olan orta segment verileri dengelenmiştir. Şekil 4.5, dengeleme eğrisinin olması gerektiği gibi her bir veri noktasından geçtiğini fakat son bölümünde güçlü dalgalanmalar yaptığını göstermektedir. Verilerin içeriğinde, gereklilik durumunda veya benzer bir durumun ortaya çıkması durumunda uçlarda verilerin nasıl sıfıra gitmesi gerektiğini, fakat sıfırdan farklı uç değerlerinin teldeki akım için fiziksel bir durum olmayacağını gösteren içkin bir şey yoktur. Buna benzer dalgalanmalar, atlama şeklindeki bir süreksizliği dengelemek amacıyla kesintisiz fonksiyonların kullanılmasının bir başka örneğini oluşturan, kare dalgaların dengelenmesi amacıyla Fourier serilerinin kullanılması durumunda izlenen Gibbs olgusuyla benzerlikler taşımaktadır.

Şekil 4.4 ve 4.5, tek tek temel fonksiyonların, iki dengeleme durumu için bir çözümle veya dengeleme katsayısıyla çarpılması sonucunda ortaya çıkan durumu göstermektedir. Bu fonksiyonların her biri  $I_k f_k(s)$  şeklini taşımaktadır ve burada  $I_k$  çözümü veya dengeleme katsayısını,  $f_k(s)$  önceden kullanıldığı şekliyle temel fonksiyonu göstermektedir. Telin her

bir segment  $k$  bölümünde, ana fonksiyon  $m(s_k')$  ve bazı darbe fonksiyonları  $b(s_k')$  veya  $a(s_k')$ 'nin kendi etki alanlarını taşımaktadır (ve bunların değeri sıfırdır). Bu fonksiyonların her biri aynı üçlü alt bileşen şeklini taşıdığından bunların toplamı da aynı şekli taşımaktadır. Üç parçalı bir tel için orta segmentteki toplam akım aşağıdaki gibidir:

$$I(s_k') = A_k + B_k \sin(\beta s_k') + C_k \cos(\beta s_k') \quad (4.36)$$

Denklemdaki değişkenler aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$A_k = I_{k-1}A_a(s_k') + I_k A_m(s_k') + I_{k+1}A_b(s_k')$$

$$B_k = I_{k-1}B_a(s_k') + I_k B_m(s_k') + I_{k+1}B_b(s_k')$$

$$C_k = I_{k-1}C_a(s_k') + I_k C_m(s_k') + I_{k+1}C_b(s_k')$$

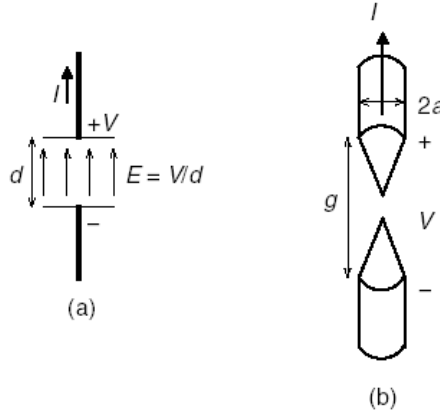
A, B ve C katsayılarının  $k$ . segment üzerinde alanları olan alt fonksiyonlar olduklarını vurgulamak amacıyla fonksiyonel bağımsız değişken notasyonu kullanılmıştır.  $a$  indisli katsayılar  $f_{k-1}(s)$  darbesinden gelirken,  $b$  indisli fonksiyonlar  $f_{k+1}(s)$  darbesinden gelmektedir. NEC2 kodu,  $I_k$  katsayıları için yapılan çözümden sonra bu toplam akım katsayılarını elde etmektedir.

Bu noktaya kadar, bütün problemler tek telli antenler göz önünde bulundurularak yazılmıştır. Kuşkusuz karşılaşılan tek durum bu değildir ve NEC kodları birçok telin kesişmesi sonucunda ortaya çıkan durumları ele almak amacıyla da yazılmış bulunmaktadır. Çok telli bağlantılar söz konusu olduğunda, her bir temel fonksiyonun bir ana altfonksiyonu olacaktır ve diğer bağlantı segmentlerinin her biri için bir darbe altfonksiyonu olacaktır. Akım üzerindeki sınır koşulu bu durumda da Kirchoff kanunudur - bir bağlantı çevresindeki akımların toplamı sıfırdır. Yük koşulu daha karmaşıktır. Bağlantıyla ilgili bir toplam yük miktarı vardır ve her bir akım türevi kendi tel çapının fonksiyonu yoluyla bu yük miktarıyla ilişkilendirilmiş durumdadır. Genel problem, hem dahili temel fonksiyonlar hem de açık tel uçlarında tanımlanan temel fonksiyonlar göz önünde bulundurularak çözülmüştür. Kodlar, her bir temel fonksiyon için denklemlerin belirlenmesi ve nümerik yöntemle çözülmesi amacıyla yazılabilir fakat yazarlar hesaplama zamanından tasarruf etmek amacıyla analizi geri plana itmiş bulunmaktadır.

#### 4.2.2 Uygulamalı Alan Modelleri

NEC, iletim için uygulamalı alanın modellenmesi amacıyla kullanıcıya iki model önermektedir. Bu amaçla sunulan kavramsal modeller Şekil 4.6'da gösterilmektedir. (a) modelinde, tahrik edilen segmentin yerini alan

paralel levhalı kapasitörün fiziksel resmidir. Hesaplamalarda kapasitans belirtilmemekte veya göz önünde bulundurulmamaktadır. Bu kaynak modeli için yapılan doğrulama, bu modelin eşit uzaklıklı üç segmentin arasında kullanılması durumunda, telin yakınındaki hesaplanan elektrik alanının bu şekilde davranış göstermesidir. Bu model,  $d/a$  ve  $d/\lambda$  değerlerinin geniş aralığında giriş empedansı için son derece kararlı sonuçlar vermektedir.



**Şekil 4.6:** NEC kaynak modellerinin gösterimi. (a) Segment uzunluğunun  $d$  ile gösterildiği eşşekilli uygulanmış alan. (b)  $a$ 'nın telin çapını gösterdiği ve aralık uzunluğunun  $g < d$  koşulunu sağladığı çift konili anten veya kesintili yük modeli.

(b) şeklinde sunulan model, çok düşük frekanslı ve ince telli uygulamalarda kullanım için geliştirilmiştir. Bu model, besleme noktasında fiziksel yükün süresizliğini modellemeye yönelik bir modeldir. Yazarlar, besleme noktasındaki akım değerinin eğimindeki değişiklikleri izlemeye yönelik değişik yaklaşımlar arasından aşağıda verileni kullanmaktadır:

$$\Delta \left( \frac{dI}{ds} \right) = \frac{-j\beta V}{60 \left[ \ln \left( \frac{d}{a} \right) - 1 \right]} \quad (4.37)$$

$d/a$  değerinin  $e = 2.781...$  değerine yaklaştığı durumlarda bunun sorunlu olacağını hemen görebilirsiniz. NEC sisteminde, kaynak akımının girdiğinin varsayıldığı segmentin ucundan uygulanacağı şekilde modellenmiştir. Bu da belirlenen türeve sahip olan temel fonksiyon tipinin kaynak segmenti üzerinde kullanılabileceği, izleyen segment üzerinde ise atlama süresizliğinin modellenmesi amacıyla kullanılabileceğini göstermek amacıyla kullanılabileceği anlamına gelmektedir. Başlama

eğiminin belirlenmesi, fonksiyondaki bütün katsayıların belirlenmesini sağlamaktadır. Kaynak segmentin ve diğer segmentlerin kodlarının 1 ve 2, bunların uzunluklarının  $d_1$  ve  $d_2$  ve yerel koordinatlarının  $s_1'$  ve  $s_2'$  olduğunu varsayalım. Bu durumda elde edilecek fonksiyon aşağıda verildiği gibidir:

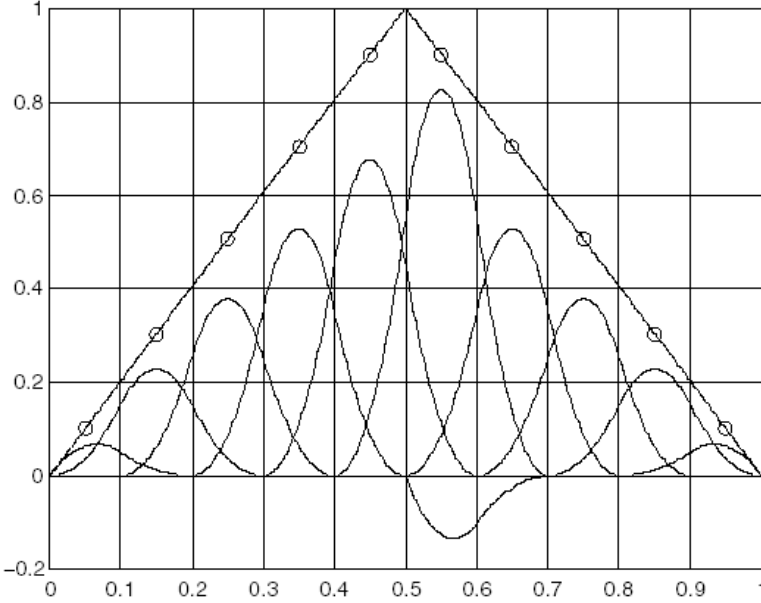
$$\begin{aligned}
 f(s) &= \{m(s'_1), a(s'_2)\} \\
 m(s'_1) &= A_m + B_m \sin(\beta s'_1) + C_m \cos(\beta s'_1) \\
 a(s'_2) &= A_a + B_a \sin(\beta s'_2) + C_a \cos(\beta s'_2)
 \end{aligned} \tag{4.38}$$

1.Segment'in sol ucundaki  $Q$  eğimi için gerekli katsayılar aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned}
 R &= (Q/\beta) / [\sin(\beta d_1) + \sin(\beta d_2) - \sin(\beta(d_1 + d_2))] \\
 A_a &= R(1 - \cos(\beta d_1)) \\
 A_m &= R(\cos(\beta(d_1 + d_2)) - \cos(\beta d_1)) \\
 B_a &= -A_a \sin(\beta d_2 / 2) \\
 C_a &= -A_a \cos(\beta d_2 / 2) \\
 B_m &= A_m \sin(\beta d_1 / 2) + (Q/\beta) \cos(\beta d_1 / 2) \\
 C_m &= -A_m \cos(\beta d_1 / 2) + (Q/\beta) \sin(\beta d_1 / 2)
 \end{aligned} \tag{4.39}$$

Normal temel fonksiyonlar segment bağlantı noktalarında kesintisiz bir eğim değeri taşıdığından, (4.38) fonksiyonunun akımlara eklenmesi sonucunda bir eğim atlaması elde edilir. Bu fonksiyon bilindiğinden, bunun alanları da bilinmektedir ve bunlar integral denklemin uygulamalı alan tarafına eklenmektedir. İntegral fonksiyonun zorunlu duruma getirdiği sınır koşulu, segmentlerin yarı noktalarındaki sıfır tanjant elektrik alanıdır. Kesintili eğim fonksiyonunun, bütün segmentlerde alanları olacaktır ve bunlarda tam uygulamalı alan vektörü (zorlayıcı vektör) verecektir.

### Örnek 4.3 Bir Kısa Sinüs Fonksiyonunun Eğimin Süreksizliğiyle Belirlenmesi



**Şekil 4.7:** NEC temel fonksiyonları ve kısa sinüs veri seti ve eğimdeki süreksizlik için dengeleme eğrisi. Daireler veri noktalarını göstermektedir. İstenen eğim değeri,  $s = 0.5$  değerinde  $-4$ 'tür.

Örnek 4.1'de verilen Şekil 4.4'e yeniden döndüğümüzde, dengeleme eğrisinin  $s = 0.5$  noktasında 1 değerine erişmesi durumunda, sol taraftaki eğimin yaklaşık 2, sağ taraftaki eğimin de  $-2$  olduğunu görebilirsiniz. Bu durum,  $-4$  değerinde bir eğim atlaması anlamına gelmektedir. Türeve sürekli olmayan temel fonksiyonlar için necbasisdd.m adlı ve bunun verilerin uyumlandırılmasında kullanmak amacıyla necfitdd.b adlı MATLAB programları yazmış bulunmaktayım. Bunların kullanılması yoluyla, aynı verileri Örnek 4.1'de olduğu şekilde artı  $s = 0.5$  noktasında  $-4$  değerinde bir eğim atlaması gerektirecek şekilde dengeledim. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.7'de görülmektedir. Negatif değerle temel fonksiyon, eğimdeki atlamayı sağlamaktadır; diğer temel fonksiyonların da verilerin dengelenmesinin sağlanması amacıyla bulunması gerekmektedir. Bu durum, Şekil 4.4'te görülen temel fonksiyonların simetrisini bozmaktadır.



### 4.2.3 İntegral Denklemin Çözümü

Bu aşamada, denklem (4.3)'ün çözümünü incelemeye hazır durumdayız. NEC'in akımı temel fonksiyonların ağırlıklı toplamı olarak gösterdiğini ve yapıdaki her bir segmentte bir temel fonksiyon bulunduğunu bilmektesiniz. Bu da segment sayısı kadar bilinmeyen bulunduğu anlamına gelmektedir. Başka olasılıkların da olmasına rağmen, NEC denklem (4.3)'ü her bir segmentin merkezinde güçlendirmektedir. Bu yöntem *nokta dengeleme*, güçlendirme noktaları da *dengeleme noktaları* olarak adlandırılmaktadır. Bu yöntem, bilinmeyenler için doğru denklem sayısını vermektedir. Eşşekilli uygulanmış alan modeli kullanılmışsa ve yapıda yalnızca bir uygulanan gerilim varsa bu durumda, kaynak gerilimin uygulandığı nokta dışında bütün segment merkezlerinde sıfır alan olacaktır. Denklem (4.3)'ün sağ tarafında,  $I_k(\mathbf{r}')$  bilinmeyen katsayılar çarpı  $k$  segmenti üzerinde bir etki alanı olan temel fonksiyonla değiştirilmiştir. Bilinmeyen katsayıları  $J_k$  ile gösterirsek, ve  $N$  segment ve  $f_k(s)$  için  $k = 1 \dots N$  ise,  $J_k$  değişik integraller için faktör görevi görecektir. Bunların tümünün değerlendirilmesi durumunda, her bir  $J_k$  temel fonksiyonunun etki alanının tanımlanmış olduğu segmente bağlı olan bir sayıyla ve alanın zorlandığı segment  $i$  ile çarpılmaktadır.  $i$ . denklem aşağıdaki şekildedir:

$$\sum_{k=1}^N z_{ik} J_k = E_i = E_a(s_i) \quad (4.40)$$

$N$  denklemin bir araya getirilmesi sonucunda, NEC sisteminde LU (Alt üçgen, Üst üçgen [Lower-triangle, Upper triangle]) ayrıştırma yöntemiyle çözülen bir matris denklem elde edilir.  $[z_{ik}]$  matrisi değişik şekillerde empedans matrisi, reaksiyon matrisi veya etkileşim matrisi olarak adlandırılmaktadır. Bir anten için giriş empedansını ve reaksiyon modelini bulmak için harcanan zamanın büyük bölümü element değerlerinin hesaplanması ve empedans matrisinin ters çevrilmesi için harcanmaktadır.

### 4.3 Komut Penceresinde NEC'in Kullanılması

Kullanıcı açısından bakıldığında, NEC üç esas parçaya sahiptir:

1. Metin dosyasını simülasyonu yapılacak yapıya dönüştüren giriş dosyaları okuyucusu;
2. Denklem (4.3)'ü kuran ve çözen ve istenen herhangi bir performans verisini hesaplayan bir hesaplama makinesi;
3. Yapının tanımını, belirli geometrik analiz sonuçlarını, hata mesajlarını ve istenen performans verilerini bir metin dosyasına yazan bir program.

NEC, FORTRAN 77 dilinde yazılmıştır. Delgili kart girişleri ve geniş kâğıt yazıcı çıktıları göz önünde bulundurularak yazılmıştır. Modern versiyonlar metin dosyalarından okumakta ve bu dosyalara sonuçları yazmakta fakat yine de orijinal formatını korumaktadır. Giriş dosyasının her bir satırının, izleyen numaraların uygulanacağı veri veya komut tipini belirleyen iki harfli bir kodla başlamalıdır. Daha eski versiyonlarda, giriş numaralarının virgüllerle ayrılması gereklidir fakat günümüzde boşluk verilmesi yeterlidir. NEC'deki veri birimleri bir istisna dışında temel formlar taşımaktadır ve kullanıcı tarafından belirlenmemektedir. Geometri birimi metre cinsindedir. Elektrik birimleri, farad, ohm, henri, siemens ve megahertz'dir (F,  $\Omega$ , H, S ve MHz). Buradaki bir istisna, metre cinsinden yorumlanmadan önce geometri verilerini çarpma amacıyla kullanılabilir bir komut olan geometrik ölçeklemeyi gösteren GS'dir.

Telin tanımlanması için kullanılan format aşağıdaki gibidir:

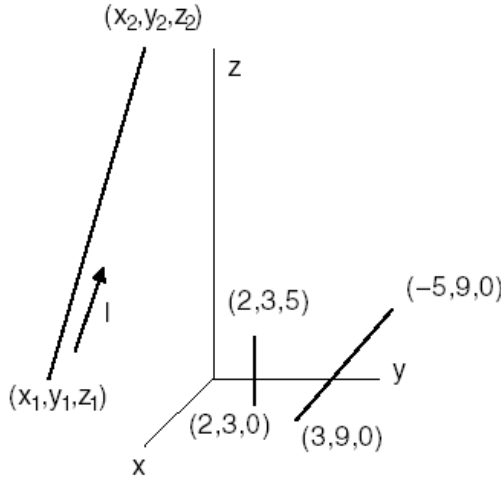
GW tag segs x1 y1 z1 x2 y2 z2 radius

"tag" teli başkalarıyla karışmayacak şekilde tanımlayan bir tamsayıdır, "segs" telin bölünmüş olduğu segmentlerin sayısıdır ve bir tamsayıdır.  $x$ ,  $y$ ,  $z$  değerleri, her bir telin uç kısımlarının koordinatlarıdır. Akım ve uygulanan kaynaklar için referans yön 1 numaralı uçtan 2 numaralı uca doğrudur. "radius" telin yarıçapını göstermektedir ve bu da metre cinsindedir. Gezer noktayı gösteren sayılar sabit nokta (0.0081) veya üslü sayı ( $8.1e-3$ ) gösterimi şeklinde olabilir. Şekil 4.8, bu düşüncelerin bazılarını göstermektedir. Sol tarafta, genel koordinat sistemiyle verilmiş bir doğru ve görülmektedir ve akım yönü için referans yönler uç 1'den  $(x_1, y_1, z_1)$  uç 2'ye  $(x_2, y_2, z_2)$  doğrudur. Ortadaki tel dikeydir. Referans yönün tepe noktasından dip noktasına doğru olması isteniyorsa ve telin çapı 4 mm ise söz konusu formatta bu durum aşağıdaki gibi gösterilmelidir:

GW 21 1 2.0 3.0 5.0 2.0 3.0 0.0 0.004

Sağ taraftaki tel  $x$  eksenine paraleldir. Referans yönün  $+x$  yönünden  $-x$  yönüne doğru olmasının istenmesi durumunda, söz konusu formatta bu durum aşağıdaki gibi gösterilebilir:

GW 276 5 3.0 9.0 0.0 -5.0 9.0 0.0 0.004



Şekil 4.8: NEC sisteminde tel durumlarının gösterilmesi.

Giriş dosyasındaki komutların sırası rasgele değildir. Betimleyici açıklamaların tümünün önce gelmesi ve her bir satırın CM komutuyla başlaması gereklidir. Açıklamalardan sonra, bir CE açıklamanın sonu [:comment end] satırının izlemesi gereklidir. CE satırı, açıklamalar da içerebilir. CM ve CE satırlarındaki metin, çıktı dosyasının en üst kısmında görülecektir. Daha sonra, GE, geometrinin sonu [:geometry end] açıklamasıyla sona erecek şekilde geometri çizgileri listelenir. Daha sonra, uyarma [:excitation] için EX, yazdırma akımları [:printing current] (bunların çıktı dosyasına yazılması için) için PT, ışımaya karakteristikleri için RP ve yükler için LD gibi program kontrol komutları listelenir. Son satır sonu göstermek için EN ile belirlenmiştir. Bütün komutlar ve bunların kullanımları, D.Miron'un kitabı ile birlikte verilen CD-ROM içindeki NEC dosyasının bir parçasını oluşturan NEC Kullanıcı El Kitabı'nda anlatılmıştır. Doug Miron tarafından yazılmış olan bu "Small Antenna Design" kitabına ulaşamayanlar için, istenirse, "<http://www.silist.org/swindex2.html>, <http://www.robomod.net/mailman/listinfo/nec-list>" web sitesinden de en azından NEC2 arşivine ulaşılabilir ve bu araçların bir kısmını indirebilirsiniz.

#### Örnek 4.4 NEC'te Ortadan Beslenmiş Yatay Yarım Dalga Anteni

100 MHz frekansta çalışan bir serbest alanda çalışan bir ortadan beslenmiş yarı dalga antenini incelemeyi istediğimizi varsayalım. Yarı dalgaboyu, 1.5 metredir. Bölüm 2'de gösterildiği gibi, antene göre bir antenin modeli sabittir fakat bunun ifadesi antenin koordinat sistemindeki yönlendirilmesine bağlıdır. İzleyen tel listesi, anteni x-y düzleminin 2 m

üzerinde, y eksenine paralel olarak göstermektedir. Yalnızca tek bir tele ihtiyaç duyulmaktadır ve tahrik geriliminin, orta segmente yerleştirilip anten üzerinde merkezlenebilmesini sağlamak amacıyla bu tel tek sayılı segmentlere bölünmüştür.

```

CM Half-wave dipole in free space.
CE
GW 1 9 0 -0.75 2 0 0.75 2 0.0008
GE 0
EX 0 1 5 1 141.4 0 1
FR 0 21 0 0 88 1
PT -1
RP 0 19 2 1000 0 0 10 90
EN

```

EX komutu parametreleri, 0 = eşşekilli uygulanmış alan kaynağı, 1 = tel sayısı, 5 = tahrik edilmek üzere belirlenen tel üzerindeki segment, 1 = bu durumda ayrılmış bilgi alanı, 141.4 = tepe değerindeki kaynak gerilim, 0 = kaynak gerilimin varsayımsal kısmı, ve 1 = normalizasyon faktörüdür. FR komutu, kaynağın alması gereken frekansları belirtmektedir. Parametrelerden, 0 = (çarpımlı yerine) aritmetik ilerleme, 21 = frekansların sayısı anlamına gelmektedir; 0,0, ayrılmış bilgi alanı, 88 = megahertz cinsinden başlatma frekansı ve 1 = megahertz cinsinden frekans artış değerlerini göstermektedir. Bu komut, giriş empedansı değerlerinin 88 - 108 MHz arası frekans değerleri olarak tabloda listelenmesi sonucunu doğurmaktadır. PT-1 komutu, akım çıkışını engeller. Varsayılan değer PT-2'dir ve bu durum bütün segmentlerde akım görülmesine neden olur. PT komutu altında herhangi bir değer görülmemesi durumunda ortaya çıkan durum budur. Radyasyon karakteristiği, RP, parametrelerin 0 = normal mod, 19 =  $\theta$  değerlerinin sayısı, 2 =  $\phi$  değerlerinin sayısı, 1000 = daha sonra incelenecek olan XNDA değerini göstermektedir ve izleyen iki sıfır değeri,  $\theta$  ve  $\phi$  için derece cinsinden başlangıç değerlerini, 10 = derece cinsinden  $\theta$  için kademenin boyutunu, 90 =  $\phi$  için derece cinsinden kademe boyutunu göstermektedir. Bu komut, biri  $\phi = 0$ , diğeri  $\phi = 90^\circ$  değerinde gerçekleştirilmesi gereken iki yükseklik sapmasını göstermektedir. NEC, yatay ve dikey polarizasyon kazançlarını, toplam kazancı ve bazı polarizasyon parametrelerini dB cinsinden yazacaktır.

NEC tarafından rapor edilen güç modeli, Bölüm 2'de anlatılan normalleştirilmiş güç fonksiyonu değildir ancak bu durumda bu şekilde sağlanabilecek bilgilere de erişebilirsiniz. Yukarıda verilen XNDA değerleriyle rapor edilen, doğrultu fonksiyonu olarak kazançtır. Bu değer,

doğrultunun (iletilen güç/kürenin alanı) tarafından bölünmesiyle elde edilen güç yoğunluğudur. Aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir:

$$G(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{P_{in}/4\pi R^2} \quad (4.41)$$

$N = 1$  değerinin verilmesi durumunda, normalleştirilmemiş kazançlara ek olarak bir normalleştirilmiş değerler tablosu da basılacaktır.  $D = 1$  değerinin verilmesi durumunda, (4.41)'de belirtilen kazanç yerine normalleştirilmemiş yönelme kazancı basılacaktır.  $P_{in}$  değerinin  $P_{rad} = P_{in} - P_{loss}$  değeriyle değiştirilmesi dışında, yöneltme kazancı (4.41)'de olduğu gibi tanımlanmıştır. Ploss, yapı içinde kaybolan enerji miktarıdır. Toprak yüzeyinin de bulunması durumunda bu denklem topraklama kaybını içermemektedir.

Model verileri her bir frekans için üretilmiş olduğundan, frekans cevabı isteği ve model isteği birçok veri üretmek üzere birleşecektir. Bu durumun derlenip toparlanabilmesi amacıyla, empedans için frekans taramasını ayırmak ve ortalama bant frekansında modeli elde etmek amacıyla XQ (işlem yap) komutu kullanılabilir.

**Listing 4.1: hwdplfs.nec**

```
CM Half-wave horizontal dipole in free space.
CE
GW 1 9 0 -0.75 2 0 0.75 2 0.0008
GE 0
EX 0 1 5 1 141.4 0 1
PT -1
FR 0 21 0 0 88 1
XQ
FR 0 1 0 0 100 0
RP 0 19 2 1000 0 0 10 90
EN
```

Frekans tarama komutunun ardından, yalnızca RP ve XQ komutları, programın o noktaya kadar okumuş olduğu komutların işlenmesini sağlayacaktır.

Çalıştırmakta olduğunuz Windows programının versiyonuna bağlı olarak, komuta penceresine DOS uyarısının (command.exe veya cmd.exe) çalıştırılması yoluyla erişilebilmektedir. Bilgisayarınızın masaüstüne bu programa erişim sağlayabilecek bir simge yerleştirilmesi yararlı olacaktır. C:\NEC klasörünün açılıp NEC2DXS.EXE dosyalarının CD-ROM'dan bu klasörün içine kopyalanması önerilmektedir. Yukarıdaki listelemelerden birini bir metin düzenleyiciye yazdığınızı varsayalım. DOS Edit programı

veya Notepad komut bekleme işaretinden başlanarak başlatılabilir. İsmi üç karakterli eki dışında sekiz karakter taşıması dışında bir sınırlama olmaksızın bu dosya istenen herhangi bir adla kaydedilebilir. Bu durumda, listeyi IN olarak kaydettiğinizi ve çıktılarını da OUT olarak adlandırılmış dosyada istediğinizi varsayalım. Programı doğrudan çalıştırmanın en doğrudan yolu, yürütülebilir programlardan birinin adını yazmak ve giriş tuşuna basmaktır. Bu durumun uygulaması için, yapıda yalnızca dokuz segment bulunduğundan, en düşük bellek kapasitesi kullanan program kullanılmalıdır. Aşağıdakileri yazın:

```
nec2dxs500. (↵=Enter key)
```

Program sizden giriş ve çıkış dosyalarının adlarını isteyecektir. Programı bulan ve tasarımı yapan kişi olarak, bir yapının tanımlanması amacıyla düzenleme ve çalıştırma, düzenleme ve çalıştırma ... işlemlerini birçok kez yinelenmekteyim. Bu döngü içindeki yineleme işlemlerinden kurtulmak için, yazma işleminin ve fareyle yapılan işlemlerin en düşük seviyeye indirilmesi önemlidir. Birinci aşama, giriş ve çıkış dosyalarında .exe program notunun bulunmasıdır. Bu durum, giriş ve çıkış dosya isimlerini bir dosyaya yerleştirilmesi sayesinde gerçekleştirilmektedir. Bu dosyayı **necrun** olarak adlandıralım. Bunun için ihtiyaç duyulanlar iki isim ve iki satırbaşıdır.

Listing 4.2: necrun

```
in.↵
out.↵
```

Şimdi komut bekleme işareti üzerine aşağıdakileri yazmanız gereklidir.

```
nec2dxs500 <necrun.↵
```

Kuşkusuz, programın çalışmasının ardından, sonuçları incelemeyi ve giriş dosyasını yeniden düzenlemek isteyeceksinizdir. **gone.bat** adlı toplu iş dosyasını aşağıdaki gibi yazabilirsiniz:

Listing 4.3: gonec.bat

```
echo off
notepad in
nec2dxs500 <necrun
notepad out
```

Bu bölümün bu kısmındaki listelemelerin incelenmesi sırasındaki en iyi uygulama, listeleme dosyasının **in** dosyasına kopyalanması ve ardından da orijinal dosya yerine **in** dosyası üzerinde değişiklikler yapmaktır. Örneğin, 4.1 listelemesini yazdıktan sonra aşağıda verileni yazın:

```
copy hwdplfs.nec in↓
```

Notepad, Edit ile karşılaştırıldığında, Notepad üzerindeki satırları kopyalayıp bunları Windows uygulamalarına yapıştırmanızı sağlama avantajını taşımaktadır. Ancak, Windows 98 Notepad bir NEC çıktı dosyası için yeterli kapasite taşımadığından bu programla birlikte Edit kullanımı zorunludur. Bütün bunların tamamlanmasının ardından, NEC çıktı dosyasından ihtiyaç duyduğunuz verileri elde etmek için Windows bazlı bir kelime işlemci kullanabilirsiniz. Bu durumda, bir geçişi başlatmak amacıyla gonec↓ yazabilirsiniz; bu uygulama **in** dosyasını açar ve bu dosyayı yeniden düzenleyebilir, kaydedebilir ve Notepad'i kapatmak için Alt-F4'e basabilirsiniz. Program otomatik olarak çalışacak ve daha sonra Notepad'i **out** ile açacaktır ve bu durumda sonuçları görebilirsiniz. Notepad'i yeniden kapatmak için yeniden Alt-F4 tuşlarını kullanın; bu durumda toplu iş dosyası sona erer. F3 tuşuna basarak, önceki yazıyı yazarak ve daha sonra ↓ tuşuna bakarak bir başka geçiş başlatabilirsiniz.

#### Örnek 4.5 Toprak Düzleminin Eklenmesi

Listing 4.4: hwdpl.nec

```
CM Half-wave horizontal dipole over ground.
CE
GW 1 9 0 -0.75 2 0 0.75 2 0.0008
GE 1
GN 2 0 0 0 13 0.005
EX 0 1 5 1 141.4 0 1
PT -1
FR 0 21 0 0 88 1
XQ
FR 0 1 0 0 100 0
RP 0 10 2 1000 0 0 10 90
EN
```

NEC sisteminde serbest uzayda modelleme yapılmadığında,  $x$ - $y$  düzlemi aynı zamanda topraklama düzlemidir. NEC4 toprak düzeyinin altındaki tellerin kullanımına da izin vermektedir fakat NEC2'de bu uygulama yapılamamaktadır. Yatay dipol iki metre yüksekliğinde olduğundan, bir sorun yoktur. Bir topraklama düzlemi GE komut parametresinin 0'dan farklılaştırılması ve toprak ve malzeme özelliklerini tanımlamak amacıyla bir GN komutunun eklenmesiyle talep edilmektedir. Aşağıdaki listeleme, dipolü "ortalama" bir topraklama üzerinde, iletkenliği 0.005 S/m iletkenlik ve 13 dielektrik geçirgenlik değeriyle geçirmektedir. RP sabiti aynı zamanda  $\theta$  açısını 0 - 90° arasında tarayacak şekilde

değiştirilmiştir. Değişikliklerin yapılmadığı durumlarda bile, program toprak üzerindeki yükseklikler için kazancı hesaplamayacaktır.

#### Örnek 4.6 Tam İletken Yüzeydeki Monopol

Bu listeleme, sonsuz bir PEC düzlemi üzerinde yarım dalga dipolünü çeyrek dalga monopolüne dönüştürmektedir. Bu da toprak tanımını GN 1'e dönüştürerek ve GW komutunu yeniden yazarak gerçekleştirilmektedir. Aynı zamanda, monopolü bazdan uyararak amacıyla kaynak segment 2'ye uygulanmıştır.

##### Listing 4.5: qwpec.nec

```
CM Quarter-wave vertical on a PEC plane.
CE
GW 1 9 0 0 0 0 0 0.75 0.0008
GE 1
GN 1
EX 0 1 2 1 141.4 0 1
PT -1
FR 0 21 0 0 88 1
XQ
FR 0 1 0 0 100 0
RP 0 10 2 1000 0 0 10 90
EN
```

Bu listelemeye işlettiginizde, iki yükseklik sapmasının aynı olduğunu ve buna göre RP komutundaki üçüncü parametrenin 2'den 1'e değiştirilebileceğini görebilirsiniz.

NEC birleştirilmiş modele ilişkin öngörüler taşımaktadır ve yükleri LD komutu yoluyla dağıtmaktadır. Yükler, uygulanmış oldukları segmentlerle seri olarak yerleştirilmiştir. Aynı segmente bir kaynak ve birkaç yükün uygulanması durumunda, bunların tümü seri elemanlar olarak ele alınacaktır.

#### Örnek 4.7 Monopolün Seri Ayarlanması

100 MHz frekanstaki monopolün empedansının reaktans bileşeni  $j25.53\Omega$ 'dır. Bu da 6.23 pF kapasitansla seri rezonans durumuna getirilebilir. LD 0, seri bağlanmış RLC yükünü belirtmektedir. Yük tipi indikatörünü izleyerek, sonradan gelen üç tamsayı NEC içinde ortak modeli izlemektedir. Birincisi, telin etiket numarasını ve bunu izleyen iki rakam da yüklemeye için devreye alma ve devreden çıkarma segmentlerini göstermektedir. Elimizdeki durumda, 1 numaralı teli ve kaynak segmenti 2'yi yüklemeyi istemekteyiz; bu nedenle, girişler 1 2 2 şeklinde olacaktır. R veya L için herhangi bir elemanın istenmemesi durumunda, bu



konumlara 0 değeri verilmektedir. Elde edilen sonuç Listing 4.6'da verilmiştir.

**Listing 4.6: Ayarlanmış çeyrek dalgalı monopol**

```

CM Quarter-wave vertical on a PEC plane.
CM Tuned at 100 MHz.
CE
GW 1 9 0 0 0 0 0 0.75 0.0008
GE 1
GN 1
LD 0 1 2 2 0 0 62.3e-12
EX 0 1 2 1 141.4 0 1
PT -1
FR 0 21 0 0 88 1
XQ
FR 0 1 0 0 100 0
RP 0 10 1 1000 0 0 10 90
EN

```

Bir sonraki kademedede, LD 5 kullanarak sonlu tel iletkenliğinin etkisini modelleyebiliriz. Alüminyum için iletkenlik değerinin 26 MS/m olduğunu varsayalım. Bütün tellere bu yüklemenin uygulanabilmesi için komutun aşağıdaki versiyonu uygulanacaktır.

```
LD 5 0 0 0 26e6
```

Bunun listelemeye uygulanmasından önce, yukarıdaki listelemenin çalıştırılması sonucunda elde edilen maksimum kazanç, etkinlik ve empedans değerleri üzerine dikkatlice not alın. Kayıpların eklenmesi bu değerlerin her birinde küçük değişiklikler yapacaktır.

Yüklemedeki bir segmente, bir tel üzerindeki segmentler grubuna veya seçilen tellere uygulanabilir. Farklı metallere yapıma bir yapı karşısında olduğunuzda bu yöntem yararlıdır. Seçim, LD komutu içindeki etiket ve segment aralıkları tamsayılarına göre tanımlanmış tamsayılara göre yapılmaktadır.

## 4.4 Modelleme Kılavuzları

NEC sisteminde değişik yaklaşımlar vardır ve önceki bölümlerde de belirtildiği gibi küçük yapıların modellenmesinde çok sayıda sakınca ortaya çıkmaktadır. Bazı ipuçları NEC el kitabında verilmiştir ve diğer bazıları kullanıcılar tarafından basılmıştır [Voors, Arie, 4nec2@gmx.com. Arie ile sorularınızın yanıtlarını elde etmek için ilişki kurabilirsiniz; fakat yazılımını “<http://www.silist.org/swindex2.html>”, <http://www.robomod.net/mailman/listinfo/nec-list>” ya da <http://dxzone.com> adresinden NEC2 ya da 4NEC2 arşivinden indirebilirsiniz. Ve yine Cebik, L. B., "Some Basic

Guideline Graphics for NEC", #58 in bir dizi makale ve bazı araçlar, www.cebik.com ve www.antennex.com" dan indirilebilir.] Bunlar, Tablo 4.3'te toplu olarak verilmiştir.

**Tablo 4.3:** Boyutlarla ilgili önemli noktalar. Genel olarak, bu sınırlamaların herhangi birine uyulmaması, model kontrol programlarında bir hata olarak belirtilecektir. Sözü edilen kaynaklarda, uyulmaması durumunda uyarıların ortaya çıkacağı daha sınırlandırıcı koşullar bulunmaktadır.

Parametre	İlişki	Nedenleri
1. Açık tel uzunluğu, $L$ ve telin yarıçapı $a$	$L > 20a$	Uç başlıklarının ihmal edilmesi.
2. Telin yarıçapı $a$	$a < \lambda/20\pi$	İnce tel yaklaşımı.
3. Maksimum segment uzunluğu, $d$	$d < \lambda/2\pi$	Temel fonksiyon sınırlaması.
Minimum $d$	$d > 10^{-4}\lambda$	Tek duyarlıklı aritmetik.
	$d > 10^{-8}\lambda$	Çift duyarlıklı aritmetik.
4. $d$ 'ye karşı $a$ , NEC2 NEC4	$a < d/2$ $a < 2d$	2. maddede olduğu gibi
5. Paralel tellerin aksel ayrımı, $r$	$r > 3a$	2. maddede olduğu gibi
Tel bağlantıları		
6. Kesişen iki segment için $\theta$ , $d_1 < d_2$ , $\theta < 90^\circ$	$a_2 < (d_1/2)\sin\theta$ $-a_1\cos\theta$ $\sin\theta > 2(a_1+a_2)/d_1$ , $\theta$ küçük	Bir telin dengeleme noktasının, diğer telin hacminin dışında olması gereklidir.
7. Max/min segment uzunluğu	$d_{\max}/d_{\min} < 5$	Şarj dağılımının kesin olması.
8. Max/min tel çapları	$a_{\max}/a_{\min} < 10$	Yukarıdaki gibi.
NEC2 içindeki toprağa yakın tel		
9. Telin merkezinden toprağa mesafe ( $z = 0$ ), $h$	$h > 3a$ $(h^2 + a^2) > 10^{-12}\lambda$	
Yüzeyin tel kafes modeli		
Kare ızgara, $s$ çarpı $s$		
10. Izgara uzunluğu, $s$	$s < 0.1\lambda$	Alan kaçığı.
11. Izgara telinin yarıçapı, $r$	$a = s/2\pi$	Telin alanı yüzey alanına eşittir.
12. Genel pil şekli çevre uzunluğu, $L$	$0.04 < L/\lambda < 1$	Fiziksel olmayan çevrim akımını

	önleyin.
--	----------

Diğer uyarılar şunlardır:

- Kesişen teller yalnızca segmentlerin uçlarında kesişmelidir. Yalnızca tellerin uçlarındaki kesişmeler önerilmektedir.
- EX 0 kaynağı, uzunlukları ve yarıçapları eşit olan ve doğru bir çizgi üzerinde uzanan üç segmentin orta noktasından uygulanmaktadır.
- EX 5 kaynağı, uzunlukları ve yarıçapları eşit olan ve doğru bir çizgi üzerinde uzanan iki segmentin orta noktasından uygulanmaktadır.
- Her iki kaynağın da topraklama düzlemi üzerindeki bir monopolün tabanından uygulanması durumunda, segmentin dikey olması ve bağlanan radyal segmentlerin kaynak segmentiyle aynı uzunlukta olması gereklidir.
- Bağlantısı yapılan teller arasında büyük yarıçap değişikliklerinin ortaya çıkmasından sakının. Kodun bazı versiyonlarında, bu koşulun sağlanmasına yardımcı olan düzeltme algoritmeleri vardır.
- Orijinal NEC2 kodunda, bir noktada bağlantısı yapılan tellerin sayısı 30 olarak sınırlanmıştır.
- Tablo 4.3'teki 6. maddedeki açılarla ilgili koşulların bir sonraki tel alanına bir dengeleme noktasının yerleştirilmesini önlemesine rağmen, bu koşul teller arasına yeterince mesafe koymamaktadır.  $a_x = \max \{a_1, a_2\}$  koşullarını sağlıyorsa,  $\theta \geq 2(a_1 + a_2 + a_x)/d_1$  bir ölçüde daha büyük bir yüzeyin kullanılmasını garanti edecektir.
- Mümkün olması durumunda, çok telli bağlantılardaki segment uzunluklarının eşit olması gereklidir.
- Mümkün olması durumunda, çok telli bağlantılardaki tel yarıçaplarının aynı olması gereklidir.
- Tellerin paralel ve birbirlerine yakın olması durumunda, bunların segment uçları, dengeleme noktaları teller üzerine denk gelecek şekilde düzenlenmelidir.
- Çevrenin  $3 \times 10^{-4}\lambda$  değerinden büyük olması durumunda (çift duyarlık NEC2) küçük, voltaj tahrikli çevrim modelleri başarısız kalır. NEC sistemlerinde, teller ve küçük çevrimler arasındaki yakın bağlantılardan sakınılmalıdır.

Önceki bölümde verilen kılavuzlar, başarılı bir modelin elde edilmesini garanti etmemektedir. Ek olarak, NEC elkitablarında anlatılan birkaç dahili kontrol de vardır. Gerçekleştirilmesi en kolay olan, ortalama kazancın hesaplanmasıdır. RP komutundaki XNDA parametreleri, komut içinde belirtilmiş olan açı parametreleri bazındaki ortalama güç ihtiyacını hesaplamak amacıyla kullanılabilir. Serbest uzayda veya bir PEC yüzeyinde kayıpsız bir yapının oluşturulabilmesi için bütün uzay boyunca ortalama kazancın 1 olması gereklidir. XNDA'nın  $A$  bölümü, değerinin 1 veya 2 olması durumunda, bu ortalamanın sağlanmasını gerektirir.  $A = 1$ , açı parametrelerinin gerektirdiği bütün noktalarda kazancı gösterir ve  $A = 2$ , noktasal basımı baskılar ve yalnızca ortalama kazancı rapor eder. İntegrasyonu, örneğin 2 derecelik, makul bir mesafe kullanabilmek amacıyla belirlemeniz durumunda, görmeyi istediğinizden daha çok sayıda nokta elde edeceğinizden  $A = 2$  en iyi seçimdir.

Bir yapı kaybının söz konusu olması durumunda, verimlilik raporu, ortalama kazanç çarpı %100'e eşit olmalıdır. İletkenliği sınırlı bir yüzeyin mevcut olması durumunda, ortalama kazanç verimlilik/100 değerinden daha düşük olacaktır. Bunun nedeni, toprağa iletilen radyasyonun ortalama kazanç integralinde sayımının yapılmamış olması ve yapı kaybının bir parçası olmamasıdır. Denklem (4.41)'den yola çıkıldığında, NEC ortalama güç kazancı aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$G_{\text{avg}} = \frac{\frac{1}{\text{Area}} \int_A S(\theta, \phi) dA}{\frac{1}{4\pi R^2} P_{\text{in}}} = \frac{4\pi R^2}{\text{Area}} \cdot \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}} = \frac{4\pi R^2}{\text{Area}} \cdot \frac{R_{\text{rad}}}{R_{\text{in}}} \quad (4.42)$$

Bu denklemde,  $A$ ,  $R$  mesafesindeki yüzeyi göstermektedir ve bu noktada yayınlanan güç yoğunluğunun ortalaması alınmaktadır. Serbest yüzeyde,  $\text{Area} = 4\pi R^2$ 'dir ve toprak yüzeyinin üzerinde  $\text{Alan} = 2\pi R^2$ 'dir. Serbest uzay testinde  $G_{\text{avg}}$  değerinin verimlilik/100 değerine eşit olmaması durumunda, (4.42) doğru ışımaya direncini tahmin etmek amacıyla kullanılabilir. Kaynak [7]'de  $G_{\text{avg}}$  bazındaki modelin kalitesi için ölçütler aşağıdaki gibidir:

- %5'in altındaki sapma, mükemmel bir model anlamına gelir.
- %10'un altındaki sapma, kullanılabilir bir model anlamına gelir.
- %20'nin altındaki sapma, geliştirilmesine ihtiyaç duyulan, kullanılabilir bir model anlamına gelir.

- %20'nin üzerinde bir sapma, kullanılamayacak bir model anlamına gelir.

Daha büyük sapsmalar söz konusu olduğunda, radyasyon direncini düzeltmek amacıyla Gavg değişkeninin kullanılması, daha düşük güvenilirlik sonucu doğurmaktadır.

NEC modelinin kesinliğinin test edilmesine yönelik ikinci test, tel başına segment sayısının artırılmasıdır. Yukarıdaki kılavuzdaki minimum sayı dalgaboyu başına 7 segmenttir fakat model geliştirenler tipik olarak 20'den başlamakta ve artıracak şekilde hareket etmektedir. Elektrik açısından küçük bir yapının fiziksel olarak tam bir modelini elde etmek için, her koşul altında dalgaboyu başına daha çok sayıda segment kullanılmaktadır. Rezonans frekansının, maksimum kazancın ve giriş empedansının (sabit frekansta veya rezonansta) segmentlerin sayısı ile birlikte değiştiği görülecektir. Bazı durumlarda, segmentler sabit bir katsayıyla artırıldığında, değişikliklerin boyutları azalmaktadır ve 4 veya 5 civarında bir sabit değerde kararlılık kazanmış gibi görülmektedir. Bu durum *yakınsama* olarak adlandırılmaktadır. Bu anlamda, yakınsama her zaman ortaya çıkmamaktadır. Bazı durumlarda segment sayılarının kapsamı minimum düzeyde bir değişikliğe neden olmakta ve daha sonra segment sayılarının artışı değişikliğin artmasına yol açmaktadır. En iyi segmentasyon, minimum değişiklik aralığıdır. Küçük yapılar için söz konusu olan özel bir tehlike, segment uzunluğunun tel yarıçapına oranının çok küçük bir değer almasıdır. En üstteki ve en alttaki radyalleri olan dikey antenler gibi farklı parçaları olan yapılar için farklı parçalardaki segment yoğunluğu farklı olabilir. Modelinizin gelişmesini sağlamak ve sorunların üstesinden gelebilmek için büyük ölçüde bir esneklik göstermeniz gereklidir.

#### Örnek 4.8 Ortalama Güç Kazancı

**Listing 4.7: Akortlu çeyrek dalga tek kutuplu anten, ortalama kazanç.**

```

CM Quarter-wave vertical on a PEC plane.
CM Tuned at 100 MHz.
CE
GW 1 9 0 0 0 0 0 0.75 0.0008
GE 1
GN 1
LD 0 1 2 2 0 0 62.3e-12
EX 0 1 2 1 141.4 0 1
PT -1
FR 0 21 0 0 88 1
XQ
FR 0 1 0 0 100 0
RP 0 10 1 1000 0 0 10 90
RP 0 46 46 1002 0 0 2 2
EN

```

İki frekanslı RP komutları arasında bir XQ komutu için ihtiyaç duyulmamaktadır. Bu listeyi segment numarasının aldığı değişik değerler için çalıştırmalı ve kazanç, giriş empedansı ve ortalama güç kazancı değerlerini kaydetmelisiniz. Empedans değişikliğinin bir bölümü, segmentlerin sayısının artırılması durumunda uygulanan gerilimin, maksimum akımı alması gereken anten bazına yakın duruma gelmesi gerçeğinden kaynaklanmaktadır.

#### 4.5 Grafik Kullanıcı Arayüzünde (GUI) NEC

GUI kullanımının avantajları, çizimlerde bilgileri gösterme yeteneği ve bilgileri diğer Windows uygulamalarına, özellikle de raporlara ve makalelere yapıştırma yeteneğidir. Çok sayıda ticari GUI uygulaması mevcuttur fakat burada Arie Voors tarafından yazılan [<http://www.silist.org/swindex2.html>, <http://www.robomod.net/mailman/listinfo/nec-list> ya da <http://dxzone.com> 4NEC2 arşivinden indirebilirsiniz], bu araçları Miron'un Small Antenna Design kitabıyla edinebileceğiniz CD-ROM'dan da indirebilirsiniz.

NEC halen GUI kullanılarak yapılan hesaplamaların temelini oluşturmaktadır ve bu nedenle uygulamanın girdiyi bir şekilde alması, bunu NEC girdi dosyasına dönüştürmesi, hesaplamaları yürütmesi ve daha sonra istenen verileri NEC çıktı dosyasından alması gereklidir. 4nec2 içinde, normal metin editörü, komut alanları için yerleşik metin editörü ve yapının bir görünümünü veren ve NEC komutları hakkında minimum bilgiyle bir model geliştirmenize yardımcı olan geometri editörü kullanma seçenekleri vardır. Elde edilebilir çıktılar, temel NEC çıktı dosyası ve hangi verilerin istendiğine dayalı olarak istenen sayıdaki çizimdir. Hesaplama paneli, kullanıcının giriş dosyasını ya eldeki biçimiyle çalıştırmasını ya da bu dosyanın veri isteklerini geçersiz kılmasını sağlar.

Bilgisayarın işlev tuşları, bileğinizi ağrıtmaksızın, girdilerin edit edilmesi, modelin çalıştırılması ve çıktılarının görüntülendirilmesini sağlamak amacıyla kullanılabilir.

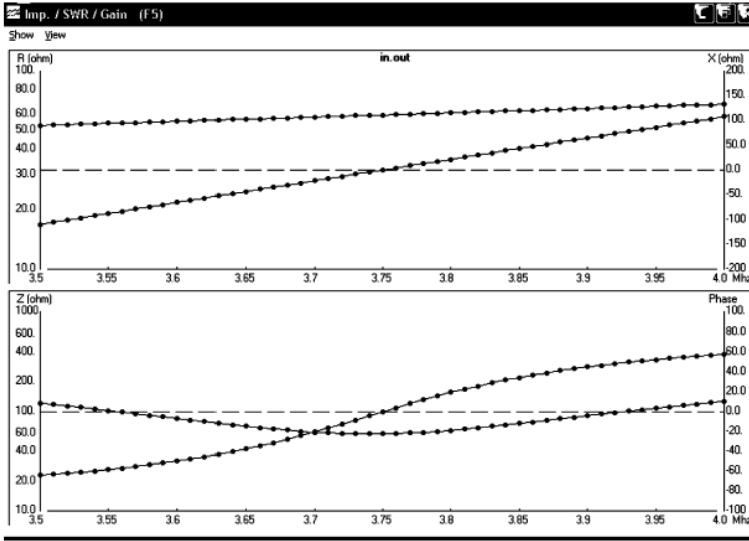
Girdinin bir \*.nec metin dosyası olması durumunda bile, 4nec2 bu dosyayı NEC makinesine geçirmeden önce okuyacak ve işleme tabi tutacaktır. Bunu nedeni, kullanım esnekliğini geliştirmek ve yerleşik optimizasyon programları ve döngülerin değerlendirilmesiyle bir arayüzey oluşturmak amacıyla Arie tarafından iki komutun eklenmiş olmasıdır. Bunlar SY (sembol) komutudur ve tek bir bilginin dosyanın içindeki herhangi bir yerde bir yorum işareti olarak kullanılmasıdır. Sembol yorumu, daha sonra sayılar yerine kullanılan NEC komutları içinde kullanılan bir değişken adının, bir başlangıç değeriyle birlikte tanımlanması amacıyla kullanılmıştır. Tek bir SY komutu, birbirlerinden virgülle ayrılması gerekli bir çoklu atama içerebilir. Aritmetik ve fonksiyonel işlemciler de kullanılabilir. Bu amaçla kullanılacak fonksiyonlar, "sin", "cos", "tan", "atn", "sqr", "exp", "log", "abs", "sgn", "fix" ve "int" fonksiyonlarıdır. Genel olarak kullanılan dört aritmetik işlemciye ek olarak, üs işlemleri için "^" fonksiyonunu da kullanabilirsiniz.

#### Örnek 4.9 80-m Bant Dipol

80-m amatör radyo bandı 3.5 - 4 MHz arasında çalışmaktadır. Aşağıda verilen liste, ortalama toprak üzerinde asılı #14 telden yapılmış yatay dipolü tanımlamaktadır. Giriş reaktansını 3.75 MHz'de minimize eden hlen değerini bulmak amacıyla 4nec2 kullanılmıştır. Daha sonra, FR komutunu baskı altına almak ve Şekil 4.9'da görülen empedans çizimlerini üretmek amacıyla frekans tarama özelliği kullanılmıştır.

##### Listing 4.8: dpl80.nec

```
CM "Half-wave" horizontal dipole over ground.
CE
SY hlen=19.175,hgh=2 'Half-length and height above ground.
SY eps=13,sig=0.005
'Average ground rel. perm. and conductivity.
GW 1 9 0 -hlen hgh 0 hlen hgh 0.0008
'Antenna is parallel to y axis.
GE 1
GN 2 0 0 0 eps sig
FR 0 1 0 0 3.75
EX 0 1 5 5 141.42 0
RP 0 1 1 1000 70 0 0 0
'Gain at 20 degrees elevation, in x-z plane.
EN
```



Şekil 4.9: Listing 4.8 için giriş besleme çizimleri. Çizimlerin kopyalanması için Alt-PftScr kullanılmıştır.

## 4.6 Bölüm 2 ve 3'ten Örnekler

Bölüm 2'de kısa dipol ve küçük çevrimler incelenmiştir ve Bölüm 3'te kısa monopollü antenin uçtan yüklenmesi konularından söz edilmiştir. Bu bölümde, bu antenler için tel listeleri verilmiş ve sonuçlar analitik formüllerin sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

### 4.6.1 Kısa Dipol

Örnek 2.2'de, 1 m alüminyum tüp dipol için 30 MHz'de, ışınım direncini ve kayıp direncini de içeren giriş empedansı hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir:

$$R_{\text{rad}} = 1.974\Omega, X_{\text{in}} = -1,307$$

$$R_{\text{loss}} = 0.01887\Omega$$

$$R_{\text{in}} = 1.993\Omega$$

$$\text{Verimlilik} = \%99.05$$

$$\text{Directivity} = 1.5 = 1.76 \text{ dB}$$

Aşağıda verilen liste, z eksenini üzerindeki bu dipol için verilmiştir. Burada elde edilenler, kaybın olmadığı ve kaybın olduğu durumlar için ve 9'dan 45'e kadar segment numaraları için yapılan hesaplamaların nihai sonuçlarını göstermektedir. Dipolün merkezinde olması gereken sürücü segmentin  $n_{\text{src}} = (\text{segs} + 1)/2$  olduğuna ve segmentlerin sayısının her zaman tek sayı olduğuna dikkat edin. İlk RP komutu, kayıpların



bulunmaması durumunda aynı zamanda yönelme değerini de veren bu yönlendirme için maksimum kazancı sağlamaktadır. Elde edilen sonuçlar Tablo 4.4'te verilmiştir.

#### Listing 4.9 Serbest uzayda kısa dipol.

```

CM Short dipole in free space.
CE
GW 1 45 0 0 0 0 0 1 0.006
GE 0
EX 0 1 23 23 100 0
LD 5 0 0 0 26e6
PT -1
FR 0 1 0 0 30 0
RP 0 1 1 1000 90 0 0 0
RP 0 46 46 1002 0 0 2 2
EN

```

**Tablo 4.4:** Serbest uzayda kurulu ve 30 MHz,  $\lambda = 10$  m değerlerinde çalışan, 1 m uzunluğunda, 12 mm çapında bir alüminyum dipol için NEC2 hesaplamaları.

#### Kayıp yok

segs	$Z_{in}$	$G_{max}$	APG	Eff, %
9	2.14497E + 00 – j1.34766E + 03	1.78	0.9958	
15	1.99120E + 00 – j1.29171E + 03	1.77	0.9985	
25	1.87503E + 00 – j1.24930E + 03	1.77	0.99948	
35	1.80816E + 00 – j1.22505E + 03	1.78	0.99974	
45	1.75950E + 00 – j1.20747E + 03	1.78	0.99984	

#### 26 MS/m kayıpla

9	2.16501E + 00 – j1.34764E + 03	1.72	0.98667	99.07
15	2.00983E + 00 – j1.29170E + 03	1.73	0.98928	99.07
25	1.89256E + 00 – j1.24928E + 03	1.73	0.99023	99.07
35	1.82506E + 00 – j1.22504E + 03	1.73	0.99049	99.07
45	1.77594E + 00 – j1.20745E + 03	1.74	0.9906	99.08

Empedans yakınsama göstermemektedir fakat segmentlerin sayısı arttıkça bu değer de giderek küçülmektedir. Bunun doğurduğu etkiye göre,

empedans bir ondalık sayı değerine kadar tam bir değer almaktadır. Kayıpsız kazanç değerindeki hata yaklaşık %1'dir. Etkililik yaklaşık %0.02 değerine kadar iyi sonuçlar vermektedir. Kayıplı APG değerinin doğru etkililik değerine yakınsama gösterdiğine dikkat edin. Bu sonuçlar, yüksek reaktif antenlerin simülasyonunda karşılaşılan güçlükleri göstermektedir. Giriş empedansı bir sayıya -sürücü segmentteki akım-bağlı olduğundan hatalı değerlere karşı son derece duyarlıdır. Kazanç ve etkililik, yapı üzerinde gerçekleştirilen entegrasyonun bir sonuçlarıdır ve bunun sonucunda akımdaki tek tek hatalara karşı duyarlılıkları daha düşüktür. Bu bölümdeki son örnek, rezonansa yakın modellerin ne ölçüde daha iyi davrandığını göstermektedir.

#### 4.6.2 Serbest Alanda Serbest Uzay

Daha sonra, Örnek 2.3'te gösterilen çevrime yeniden döneceğiz. Bu örnekte ve bunu izleyen örneklerde olduğu gibi yine 30 MHz'de çalışılmaktadır.

$$R_{rad} = 1.92278 \Omega, L = 2.829 \mu\text{H}, C_{loop} = 4.09 \text{ pF}$$

$$R_{loss} = 0.1778 \Omega, \text{ Verimlilik} = \%91.64$$

$$Z_{in} = 6.06 + j906\Omega$$

Aşağıda verilen listing, GA (geometrik yay) komutunu kullanarak çevrimi modellemektedir. Bu model,  $x$ - $y$  düzleminde,  $y$  eksenini çevresinde merkezlenmiş bir yay üretmektedir. Bu komutun sentaksı aşağıdaki gibidir:

$$\text{GA tag nw } R \alpha_s \alpha_f r$$

Bu komut, yayın içinde tanımlanmış  $nw$  doğru çizgi üretmektedir. Yayın yarıçapı  $R$ , telin yarıçapı  $r$  olarak tanımlanmıştır.  $\alpha_s$ , yayın  $x$  ekseninden  $z$  eksenine doğru ( $xyz$  koordinatları bir sağ el sistemi olarak düşünüldüğünde, sol el yönünde) ölçülmüş olan başlangıç açısıdır;  $\alpha_f$  bitiş açısıdır. "tag", ilk telin numarasıdır. Poligonun gerçek çevre değerinin modellenen çemberin %1'i olması nedeniyle çalışma 16 tel söz konusu olduğunda başlar.

**Listing 4.10 Serbest uzaydaki küçük döngü.**

```

CM Small loop in free space.
CE
GA 1 16 0.5 0 360 0.006
GE 0
EX 0 1 1 1 100 0
PT -1
FR 0 1 0 0 30 0
RP 0 1 1 1000 90 0 0 0
RP 0 46 46 1002 0 0 2 2
EN

```

**Tablo 4.5:** Serbest uzayda 12 mm çapındaki alüminyum tüplerden oluşturulmuş ve 30 MHz frekansta çalışan 1 m çaplı döngü.

*Kayıp yok*

<i>Teller</i>	$R_{in}$	$X_{in}$	$G_{MAX}$ dB	<i>APG</i>
16	6.21	820.5	1.51	1.0346
32	7.23	872	1.55	1.0224
48	7.63	893	1.55	1.0177
64	7.87	905.8	1.56	1.0153
80	8.043	915	1.56	1.0138

Modele kayıp eklenmesi, 80 telle birlikte,  $APG = 0.952$ , etkililik = %93.9,  $G_{MAX} = 1.28$  dB ve  $Z_{in} = 8.57 + j915.5\Omega$  değerini ortaya koymaktadır. Kayıpsız  $R_{in}$  değerinin kayıplı  $R_{in}$  değerine oranı 0.936'dır ve bu da etkililik/100 değeriyle aynıdır. Dipolde olduğu gibi, gerçek bir yakınsama işareti yoktur ve direnç değerleri yüksektir. Yine dipolde olduğu gibi, reaktans daha yüksek indüktans değerine doğru kaymaktadır.

#### 4.6.3 Uçtan Yüklü Kısa Dipol

Son örnek olarak, Bölüm 3'ün sonunda tanımlandığı gibi, bir küçük dipolün bir kapasitör gibi görünmesi düşüncesi test edilecektir. Bu amaçla, 3 ve 4 MHz ( $75 < \lambda < 100$ ) arasında rezonans yapan ve 4 m yüksekliğindeki dizayn gözden geçirilecektir. Dikey ışıma elemanının her iki ucunda da dört adet 16 m yüksekliğinde iki radyal küme kullanılmıştır. Aşağıdaki listingde, ilk tel ışıma yapan teldir ve daha sonraki sekiz tel iki ışıma teli kümesi oluşturmaktadır.

**Listing 4.11** Serbest uzaydaki uçtan yüklemeli dikey elemanlar.

```

CM End-loaded vertical in free space.
CE
GW 1 51 0 0 0 0 0 4 0.0004
GW 2 204 0 0 0 16 0 0 0.0004
GW 3 204 0 0 0 0 16 0 0.0004
GW 4 204 0 0 0 -16 0 0 0.0004
GW 5 204 0 0 0 0 -16 0 0.0004
GW 6 204 0 0 4 16 0 4 0.0004
GW 7 204 0 0 4 0 16 4 0.0004
GW 8 204 0 0 4 -16 0 4 0.0004
GW 9 204 0 0 4 0 -16 4 0.0004
GE 0
EX 0 1 26 1 316 0 1
FR 0 8 0 0 3 0.1
PT -1
RP 0 46 46 1002 0 0 2 2
EN

```

Bunların segmentlerinin dikey olanlarla aynı uzunluğu sağlaması için segmentlerin belirlenmesini kolaylaştırmak amacıyla radyal birimler, dikey olanlardan dört kat daha uzun yapılmıştır. Bunun sonucunda, rezonans frekansının yaklaşık 3.3 MHz olduğu ortaya çıkmıştır. Tablo 4.6'da, biri 3.3 diğeri 3.4 MHz için iki empedans girişi vardır. Bunun amacı, verilerin segment yoğunluğuyla kararlılığını göstermektedir.

**Tablo 4.6:** Serbest uzayda, merkezden beslemeli uçtan yüklemeli dipol. Her bir sıra için, R ve X kolonlarındaki değerler 3.3 ve 3.4 MHz frekansları içindir. APG değerleri aynıdır ve gösterilen ölçüde yuvarlak bir değer kullanılmıştır.

<i>Vert. segs.</i>	<i>R, Ω</i>	<i>X, Ω</i>	<i>APG</i>
5	1.585 1.69	-1.187 14.96	1.007
11	1.59 1.696	-0.742 15.36	1.004
21	1.592 1.699	-0.386 15.69	1.002
51	1.594 1.7015	0.0883 16.12	1.0013

4 m uzunluğundaki üniform akım ışınlam cihazı için radyasyon direnci  $1.53\Omega$ 'dır. Yine, hesaplanan değer yüksektir fakat yalnızca %4 daha yüksektir. Bu örneğin, rezonansa yakın olması durumunda, NEC programının bir elektrik kısa devresiyle birlikte daha iyi performans gösterdiğini söyleyebiliriz.

## Bölüm 5

# Programlanmış Modelleme

### 5.0 Giriş

Sık sık söylendiği gibi, nümerik deneyler ve tasarım bir çevrimin düzenlenmesi-çalıştırılması-incelenmesi çevresinde birçok deneyim edinilmesini gerektirmektedir. Son bölümde, 4nec2 sistemindeki SY komutunun bu aşamayı kolaylaştırmak amacıyla nasıl kullanılabileceğini göstermiştim. Bir sonraki bölümde, bütün bir tel tanımlaması ortaya çıkaran NEC komutlarının bulunduğunu göreceksiniz. Bunun ardından, istenen çıktının geometrisini, çalışma koşullarını ve istenen çıktıyı tanımlayan nispeten basit bir dosyadan NEC giriş dosyası üretmek amacıyla programlama dili C++'nın kullanılması gösterilecektir.

### 5.1 NEC'te Tel-Listesi Jeneratörlerinin Kullanılması

Basit anten yapıları, doğrudan NEC-komut metin dosyasında hemen tanımlanabilir ve değiştirilebilir. Bir yuva üzerindeki sarmal anten gibi daha karmaşık bir yapı daha çok sayıda GW komutu gerektirecektir ve geometrinin değiştirilmesi çok daha büyük sayıda GW komutunun kullanılmasını gerektirecektir. NEC yazarları bu sorunun farkına varmışlar ve bu işin daha kolay gerçekleşmesini sağlamak amacıyla bazı komutlar oluşturmuşlardır. Son bölümde, GA (Geometrik Yay-Arch) komutunu görmüş bulunmaktasınız. Burada ilk anlatacağım, GM (Geometrik Hareket-Move) komutudur. Bu komut, önceden anlatılan, döndürülen ve birbirlerinden ve orijinalinden dereceli olarak çevrilen yapıların belirli sayıdaki duplikatörünü üretmektedir. PEC yüzeyi üzerindeki, tepe kısmında dört radyali bulunan bir kısa tek kutuplu anteni tanımlamak amacıyla bir tel listesine ihtiyaç duyduğumuzu varsayalım. İlk radyali tanımlamak için, dikey teli ve diğer GW telini tanımlamak amacıyla bir GW telini tanımlamış olmanız gereklidir. Bunun ardından, ilk radyal telin çiftini tanımlamak amacıyla GM komutunu kullanabilirsiniz. Bu durumda elde edilen listeleme aşağıdaki gibi görünebilir.

```

CM Short HF monopole.
CE
GW 1 11 0 0 0 0 0 4 0.0008
GW 2 44 0 0 4 16 0 4 0.0008
GM 1 3 0 0 90 0 0 0 2
GE 1
GN 1
EX 0 1 2 2 100 0
FR 0 26 0 0 3.5 0.02
PT -1
XQ
EN

```

GM komutunun sentaksı aşağıdaki gibidir:

```
GM taginc copies RoX RoY RoZ dX dY dZ tagstart
```

"copies" değişkeninin sıfır olması durumunda, herhangi bir çift üretilmemekte fakat orijinal yapı korunmaktadır. Mevcut durumda, üç kopyaya ihtiyaç vardır. Her bir Ro- sayısı, adlandırılan eksen çevresindeki dönüşü derece cinsinden belirtmektedir. Soruşturulmakta olan yapının sıfırdan farklı bir dönüşün belirlendiği bir noktaya sahip olmaması durumunda, bu yapı bu eksen çevresinde titreşmeyi sürdürecektir. GUI sisteminin sağladığı avantaj, talimatların sonucuna ilişkin bir çizimi görebilmeniz ve ortaya çıkanın sizin amaçladığınız şey olup olmadığını görebilmenizdir. Mevcut durumda, belirlenen radyalın z eksenini çevresinde 90° aralıklarla kopyalanması istenmektedir. dX, dY, dZ, öteleme artışını belirlemektedir. Bu hareketlerin gerçekleştirilme listesi, sıralama listesindeki sıralamanın solundan sağına doğru gerçekleşmektedir. Her bir kopya, kendisinden öncekilerden aynı miktarda hareket etmektedir. Kopyalanan yapı, tagstart'tan GM komutuna kadar olan yapıdır. NEC içinde, kopyalara orijinal yapının etiket numarası artı taginc çarpı kopya numarası verilmiştir. Bunu, çıktı dosyasında görebilirsiniz. Burada anlatılan durumda, tel 2 kopyalanmaktadır ve çift etiket numaralarının verilmesi gibi bir tehlike söz konusu değildir; bu nedenle, ihtiyaç duyulan tek şey taginc = 1 atamasının yapılmasıdır. Çıktı dosyasını okuduğunuzda, radyal kopyalar için verilen etiket numaralarının 3, 4 ve 5 olduğunu göreceksiniz.

Yapıyı bir şekilde değiştirmeyi istemeniz durumunda, listing içindeki en az iki sayıyı değiştirmeniz gereklidir. 4nec2 içinde, bir geometrik değişimi tamamlamak amacıyla değiştirmeniz gereken maddelerin sayısını en aza indirmek amacıyla SY komutunu kullanabilirsiniz.

### Listing 5.1: PEC üzerindeki HF monopöli.

```

CM Short HF monopole.
CE
SY hgh=2, len=16, rpt=3, rad=0.0008
SY sgv=11, sgr=int(0.5+len*sgv/hgh)
`Approx. equal segment lengths on vertical and radial.
SY ang=360/(rpt+1)
SY f1=3.5, f2=4, df=0.1, nof=1+int(0.5+(f2-f1)/df)
`f1=start freq., f2=stop freq., df=freq. inc.
`df must not be zero.
GW 1 sgv 0 0 0 0 0 hgh rad
GW 2 sgr 0 0 hgh len 0 hgh rad
GM 1 rpt 0 0 ang 0 0 0 2
GE 1
GN 1
EX 0 1 2 2 100 0
FR 0 nof 0 0 f1 df
PT -1
XQ
EN

```

GR (Dönme Geometrisi) [:Geometry Rotate] komutu, GM üzerinde yapılan bir değişikliktir. Daha kolaydır, daha sınırlıdır ve bu sınırlamalar içinde kalmak koşuluyla daha güçlüdür. Önceden tanımlanmış bir yapıyı ele almakta ve silindirik uzayı doldurmak amacıyla bunun kopyalarını döndürmektedir. Dönüş  $z$  eksenini etrafında olduğundan ve bunun sonucunda baz yapının  $z$  eksenini boyunca uzanan veya bu eksenini kesen segmentleri olmayacaktır. Bunun nedeni, böyle bir durumun çoklu segmentlerin geçerli olmayan kesişmelere yol açması veya kesişmesi ihtimalidir. Tüm döner yapının bu şekilde tanımlanması durumunda, çok daha küçük empedans matrislerinin doldurulmasını ve çarpanlara ayrılmasını sağlamak amacıyla simetri bayrakları oluşturulmaktadır. Listing 5.2, iki GA komutuyla çalıştırılabilir bir yapı üretmektedir; fakat bunun gerçekleştirilmesi durumunda simetri kullanılamayacaktır.

GR komutları yalnızca iki tam sayı kullanmaktadır; etiket artış numarası birinci sayı, orijinal de dahil temel yapının kopya sayılarını gösteren sayı ikinci sayıdır. Listing 5.2'de, temel yapı, her bir döngü için bir poligon yaklaşımının ilk iki telidir.

GR komutunu bir GW komutunun izlemesi, birleştirilmiş element yüklemesinin kullanılması veya GR komutunu bir GM komutunun izlemesi durumunda simetri bayrakları belirlenmemektedir; bu durum bir



hasara yol açmamakta ancak durumu fiziksel olarak asimetrik hale getiren bir toprak tanımı ortaya çıkmaktadır.

**Listing 5.2: Koaksiyel döngüler.**

```
CM Coaxial loops in free space.
CM Demo GR command.
CE
GW 1 1 1 0 0 0.7071 0.7071 0 0.001
GW 2 2 2 0 0 1.4142 1.4142 0 0.001
GR 2 8
GE 0
EX 0 1 1 1 100 0
EX 0 2 1 1 100 0
FR 0 1 0 0 10.0 0
XQ
EN
```

Listing 5.2'de, her tel  $x$  ekseninden başlamakta ve birinci çeyrekte, aynı yarıçapla  $x$  ekseninden  $45^\circ$  açıyla bir noktaya yönelmektedir. Daha sonra GR komutu yay üzerinden bu kirişin yedi kopyasını daha üretmektedir.

NEC'in simetrik yapılar üretmek amacıyla kullandığı diğer komut da GX (Geometrik Yansıma – [ :Geomerty refleXion]) komutudur. Bu komut, temel yapının her bir koordinat eksenini boyunca yansıtılmasına neden olur. Sentaksı aşağıdaki gibidir:

```
GX inc xyz
```

GR komutunda olduğu gibi, "inc" etiket artış numarasını göstermektedir. "xyz" 1 veya 0'dan oluşan, uzam olmaksızın birlikte gruplandırılmış üç rakamlı tamsayıdır. "1" rakamıyla gösterilen her konum, bu eksen boyunca,  $z$  ekseninden başlayarak ve sola doğru dönen yansıma neden olmaktadır. Simetri bayraklarının gönderilmemesine yol açacak olan şeyler iki istisna dışında GR komutuyla aynıdır. Birbirini izleyen GX komutlarının kullanılması durumunda, yalnızca sonuncusu simetri bayraklarının belirlenmesi işlemini gerçekleştirebilir. Konumlarının son GX komutuyla aynı simetri özelliklerini taşıması durumunda birleştirilmiş yükler kullanılabilir.

Şekil 5.1'de, Listing 5.3'te anlatılan işlemlerin sırası görülmektedir. İşlem,  $-x$  konumundan  $+y$  konumuna uzanan bir telle başlamaktadır. İlk GX komutu, telin her bir segmentindeki  $x$  koordinatlarının işaretlerini tersine çevirmekte, bunun sonucunda  $+x$  eksenini üzerinde yansıma başlamakta ve bunlar  $y$  eksenini üzerindeki aynı işaretli noktaya göre konumlanmaktadır. Bir sonraki GX komutu bu yapıdaki bütün  $y$

değerlerini ele almakta ve nihai sonuca erişilebilmesi amacıyla bunların işaretlerini değiştirmektedir. Nihai tel yapısının şekli GX 1 110 tarafından üretilebilmektedir fakat bu hem  $x$  hem de  $y$  eksenleri için yalnızca  $y$  eksenine göre simetrik dirençlerin uygulanması durumunda kurulu durumdan çıkacak simetri bayrakları oluşturacaktır.

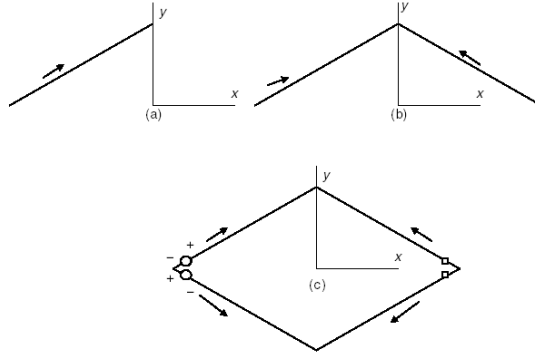
**Listing 5.3: HF-bantında çalışan rombik anten.**

```

CM HF-band rhombic antenna.
CE
GW 1 50 -346 0 75 0 200 75 0.0008
GX 1 100
GX 2 010
GS 0 0 0 0.3048
GE 1
GN 2 0 0 0 13.0 0.005
LD 0 2 1 1 650.0

LD 0 4 1 1 650.0
EX 0 1 1 1 100 0
EX 0 3 1 1 -100 0
FR 0 1 0 0 7.1 0
PT -1
RP 0 1 2 1000 70 0 0 180
EN

```



**Şekil 5.1:** GX komutunun etkilerini gösteren şekil. Oklar, her bir tel üzerindeki referans yönünü göstermektedir. (a) Baz alınan tel. (b) GX 1 100,  $x$  eksenı boyunca simetriği alınan tel. (c) GX 2 010, (b)'de verilen tellerin  $y$  eksenine göre simetriği alınmıştır. (c)'de, üst durumdaki iki telin etiket numaraları 1 ve 2, alt taraftaki tellerin etiket numaraları 3 ve 4'tür ve her iki durumda da numaralar soldan sağa verilmiştir. Çemberler, uygulanan gerilimin konumunu, kareler sonlandırma dirençlerinin yerlerini göstermektedir. İki gerilim kaynağı, bir dengeli beslemeyi göstermektedir; alt taraftaki kaynak, referans yönünün tersinde bulunduğundan, listede gösterilen EX komutunda eksi işareti taşımaktadır.

GW komutundaki sayıların birimi feettir. Bu birimi metreye çevirmek amacıyla 0.3048'le çarpmak amacıyla GS komutu kullanılmaktadır. Bu anten hem fiziksel olarak hem de elektrik uygulamaları açısından büyük bir anten olacaktır. Bant genişliği büyük ve yönelmek yeteneği yüksek tip bir antendir. Dalganın kaynak tarafından beslendiği, tel boyunca radyasyon sonucu güç kaybederek ilerlediği, ve kalan gücün sonlandırma dirençleri tarafından absorbe edildiği yürüyen dalga anteni olarak adlandırılan sınıftan bir antendir. İdeal olarak, tel boyunca yansıtılmış dalga yoktur ve bu özellik sistemin büyük dalgaboyu özelliğine katkıda bulunmaktadır. Bu modeli 400' yan uzunluğuyla ve x ekseninden 30° açıyla yola çıkararak dizayn edilmiştir. SY komutlarını kullanarak sistemin bir versiyonunu yazdım ve anten giriş reaktansını minimuma indirecek sonlandırma dirençlerini bulmak amacıyla 4nec2'yi kullanıldı. Bu listingi çalıştırdığınızda, modelin kazancının yüksek kazanç, yüksek kazanç oranı ve yüksek giriş direnci değerlerinin olduğunu göreceksiniz. Modeldeki her bir kaynak tarafından görülen empedansı NEC rapor ettiğinden, gerçek empedans bu ikisinin toplamıdır. Üretilmesi durumunda, bu anten, düzenli aralıklarla yalıtım aralıkları olan açık paralel telli iletim hattı olan "şebeke hattı"nın çeyrek dalgaboyu üzerinden beslenecektir. Bu hattın ticari versiyonlarındaki dalga empedansı değerleri 450Ω'dur.

GR ve GX komutları, olası uygulama alanları açısından oldukça özel konumlu komutlardır. Simetri bayraklarının belirlenmesi amacıyla bu komutların kullanılabilmesi durumunda, optimizasyon süreci büyük bir zaman tasarrufuyla gerçekleştirilebilir. Diğer durumlarda, GM komutu son derece esnek ve özellikle 4nec2 ortamında SY komutuyla bir arada kullanıldığında birçok yazımdan tasarruf sağlayabilir.

## 5.2 Tel Listesi Üretmek Amacıyla Kodların Kullanılmaması

Başlamak için, PEC toprak düzlemi üzerindeki tek kutuplu anteni ele alalım. İstedikimiz, antenin geometrisini tanımlayan birkaç sayı için bir giriş dosyası ve bir NEC besleme dosyasını çıktı olarak yazan bir çıkış programıdır. Listing 5.4 bu türden bir programın bir örneğidir. Kendi kendinize, "şu anlaşılmaz bir sürü koda bakın!" şeklinde düşünebilirsiniz fakat burada yapılan, uygulamada bu türden basit bir yapı için gerçekleştirebileceğim bir uygulama değil bir örnektir. Aynı zamanda, programı kolaylaştıracak bir uygulama olarak, GM komutunu kullanmamayı seçtim; burada istenilen, kodun kullanımının çok sayıda tel özellikleri üretebilmenize olanak sağladığını göstermektir. Kodun kullanılması aynı zamanda bunların NEC programı içinde test edilip edilmediğini test etmenize olanak sağlamaktadır. Bu listing içinde, tellerin

çakışmasını minimumda tutmak amacıyla radyal iletken aralığı üzerinde bir test uygulanmıştır. Program, kullanıcının, devreye alma, durdurma ve adımlama frekanslarını, frekans sayılarının kullanıcı tarafından hesaplanmasına gerek kalmayacak şekilde belirlemesine izin verecek şekilde düzenlenmiştir. Sıfırla bölmenin doğuracağı hatalardan kurtulmak ve frekans taramalarından kurtulup tek frekansta çalışmanın sağlanabilmesi için kolay bir yol sağlanabilmesi amacıyla adımlama frekansı konusunda bir test de çalışmaya alınmıştır.

**Listing 5.4: C++ programıyla bir tek kutuplu anten hesaplaması.**

```

#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <float.h>
#include <math.h>
#include <iostream.h>
#include <iomanip.h>
#include <fstream.h>

void main()
{
ifstream inp("mono.in",ios::nocreate);
ofstream outp("mono.nec",ios::ate);
outp<<setprecision(6);
float h,len,vsglen,rsglen,ang,rad;
int k,nrad,vsg,rsg,nf;
float f1,f2,df;
//Read monopole height, no. of segments, wire radius.
inp>>h>>vsg>>rad;
//Read no. of radials and length.
inp>>nrad>>len;
//Read start, stop, and step frequencies.
inp>>f1>>f2>>df;
ang=2*M_PI/nrad;//Angle between radials.
vsglen=h/vsg;//Vertical segment length.
rsg=floor(0.5+len/vsglen);//No. of radial segments.
rsglen=len/rsg;//Radial segment length, approx. same as vsglen.
//Test spacing between radials.
if (ang<6*rad/rsglen)
{
cout<<
"Wire radius too large for no. segs and radial length.\n";
return;
}
//Write output file.
outp<<"CM Monopole on PEC Ground PLane.\n";
outp<<"CE\n";
//Write vertical wire.
outp<<"GW 1 "<<vsg<<" 0 0 0 0 0 "<<h<<" "<<rad<<endl;
//Write radials.
for (k=0;k<nrad;k++)

```

```

{
  outp<<"GW "<<(k+2)<<" "<<rsg<<" 0 0 "<<h
    <<" "<<(len*cos(k*ang))<<" "<<(len*sin(k*ang))<<" "<<h
    <<" "<<rad<<endl;
}
outp<<"GE 1\nGN 1\n"; //Specify ground plane.
outp<<"EX 0 1 1 1 316 0 1\n";
if (df>0)
{
  nf=1+floor(0.5+(f2-f1)/df);
}
else
{
  nf=1;
}
outp<<"FR 0 "<<nf<<" 0 0 "<<f1<<" "<<df<<"\n";
outp<<"PT -1 \n";
outp<<"RP 0 46 46 1002 0 0 2 2 \n";
outp<<"EN \n";
inp.close();outp.close();
}

```

**mono.in** dosyasının bir örneği Listing 5.5'te verilmektedir. Hem kaynak kodunun hem veri besleme dosyasının, programın nasıl kullanılacağına öğrenilmesi amacıyla kullanılabilmesine, fakat .in dosyasındaki bilginin daha derli toplu verildiğine ve bunun sayıları değiştirme ihtiyacı duyduğunuz yerde olduğuna dikkat edin.

#### Listing 5.5: Tel listesi veren mono.exe için veri girişi dosyası.

```

2 10 0.0008
4 10
3.5 4 0.1

```

This file, mono.in, is the input file for mono.exe which generates a NEC input file mono.nec. All numbers are in NEC standard units. By row, they are:

1. Monopole height, no. segments in vertical, wire radius.
2. No. of radials, length of radials.
3. Start, stop, and step frequencies. If the step frequency is zero, only the start frequency will be used.

Birçok anten sistemi yaygın şekiller üzerine yapılan düzenlemelerden ibaret olduğundan, bir tel listesi veren programda kullanılabilir ve koordinat değerleri vektörü üretebilecek kod bloklarının bulunması yararlıdır. C++ programında bu işlev fonksiyonların kullanılması sayesinde gerçekleştirilmektedir. Bu fonksiyonlara yapılan girdiler,

şekillerin temel geometri parametreleridir ve çıktılar koordinat vektörlerine yapılan referansla elde edilmektedir. Listing 5.6, bir tel ızgara tarafından temsil edilen bir diskin NEC tanımını oluşturmak için kullanılan bir fonksiyonu göstermektedir. Bu fonksiyon, **meshes.h** dosyasında toplanan birkaç fonksiyondan biridir. Bütün bu fonksiyonlar, **dbarrays.hpp** dosyasında tanımlanan vektör sınıfından nesnelere kullanılmaktadır.

#### Listing 5.6: Disc () fonksiyonu

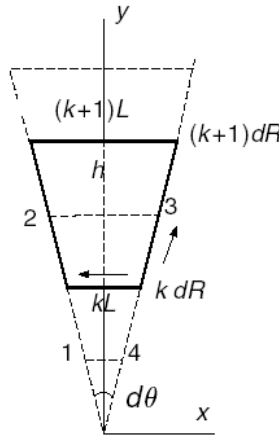
```
void disc(int Nr, int Na, double R, vector& x1, vector& x2,
         vector& y1, vector& y2, vector& r)
{
    double th,dth,cth,sth,r1,dR,rw,Rc,L,chord;
    vector rs(Nr),Rs(Nr+1),A(Nr);
    int j,k,inx,koff;
    k=2*Nr*Na;x1.resize(k);x2.resize(k);
    y1.resize(k);y2.resize(k);r.resize(k);
    dth=2*M_PI/Na;Rs(0)=0;chord=2*sin(0.5*dth);
    r1=R/Nr;rs(0)=r1;Rc=r1;dR=r1;
    sth=0.25*sin(dth)/M_PI;A(0)=r1*r1*sth;
    for (k=1;k<Nr;k++)
    {
        rs(k)=dR;
        Rs(k)=Rc;r1=Rc;Rc+=dR;
        A(k)=(Rc*Rc-r1*r1)*sth;
    }
    Rs(Nr)=Rc;
    //Radials.
    for (k=0;k<Na;k++)
    {
        th=k*dth;cth=cos(th);sth=sin(th);
        for (j=0;j<Nr;j++)
        {
            inx=j+k*Nr;
            x1(inx)=Rs(j)*cth;x2(inx)=Rs(j+1)*cth;
            y1(inx)=Rs(j)*sth;y2(inx)=Rs(j+1)*sth;
            r(inx)=A(j)/rs(j);
        }
    }
    //Circles.
    koff=Nr*Na;
    for (j=0;j<Nr;j++)
    {
        Rc=Rs(j+1);L=chord*Rc;th=0;
```

```

rw=A(j)/L;
for (k=0;k<Na;k++)
{
inx=koff+k*j*Na;
x1(inx)=Rc*cos(th);y1(inx)=Rc*sin(th);
th+=dth;
x2(inx)=Rc*cos(th);y2(inx)=Rc*sin(th);
r(inx)=rw;
}
}
double eps=1e-6;
zerovec(x1,eps);zerovec(x2,eps);
zerovec(y1,eps);zerovec(y2,eps);
zerovec(r,eps);
}

```

Bu fonksiyonun kullanılmasından amaçlanan,  $x$ - $y$  düzleminde merkezlenmiş ve yarıçapı  $R$  olan ince bir diskin tel kafes taklidinin üretilmesidir. Kullanıcı, radyal kademelerin sayısını,  $Nr$ , ve açılal kademelerin sayısını,  $Na$ , belirleyerek simülasyon kalitesi üzerinde bazı kontrollerde bulunabilmektedir. Bu üç madde, beslemenin bir fonksiyonudur. Fonksiyonun çıktıları tel uçlarının  $x$ - $y$  koordinatları, dört vektör ve karşılık gelen tel yarıçap değerlerini üzerinde taşıyan bir vektördür. Tel yarıçapı, tel yüzey alanının telin simüle ettiği disk alanına yaklaşmasını sağlayacak şekilde ayarlanmaktadır. Telin belirli bir yönde akmakta olan akımın simülasyonunu yapması nedeniyle, telin simülasyonunu yaptığı alan, telin yönünü çarpı bu akım yoğunluğu tarafından kaplanan disk alanının bir fonksiyonudur. Bu durum, Şekil 5.2'de gösterilmektedir.



Şekil 5.2: Disk için yapılan tel kafes yaklaşımını bir elemanın gösterimi.



Oklar, açısal ve radyal yönlerde akım için referans yönünü göstermektedir. Şekil,  $y$  eksenini yönünde uzanan ızgara bölümünü göstermektedir.  $kdR$  noktasındaki ve köşeleri 1-2-3-4 olarak etiketlenen yatay tel şekil tarafından kapatılan alanın simülasyonunu gerçekleştirmeyi gerektirmektedir.  $kdR$  noktasından  $(k + 1)dR$  noktasına uzanan radyal telin dört telli hücre tarafından çevrelenmiş alanı simüle etmesi gereklidir.  $dR$  radyal kademe boyutu  $R/Nr'$ 'dir.  $d\theta$ , açısal kademe boyutu  $2\pi/Na'$ 'dir.  $L$  en iç halkadan çıkan telin uzunluğudur:

$$L = 2dR \sin(0.5d\theta) \quad (5.1)$$

Birbirlerini izleyen halkalar arasındaki mesafe,  $h$ , aşağıdaki gibidir:

$$h = dR \cos(0.5d\theta) \quad (5.2)$$

1-2-3-4 tarafından çevrelenen alan  $kLh$ 'dir. Kord telinin yüzey alanı  $kL2\pi r_k$  olarak hesaplanmaktadır. Bu da  $k$  çevrimindeki kord telinin tel çapı için aşağıdaki sonucu vermektedir:

$$r_k = \frac{h}{2\pi} = \frac{dR}{2\pi} \cos(0.5d\theta) \quad (5.3)$$

Izgara hücresi tarafından çevrilen alan  $(k + 0.5)Lh$  olarak verilmiştir ve radyal telin yüzey alanı  $dR2\pi r_k$  olarak hesaplanmaktadır. Bu da tel yarıçapının aşağıdaki gibi hesaplanması sonucunu vermektedir:

$$r_k = \frac{(k + 0.5)Lh}{2\pi dR} = \frac{k + 0.5}{2\pi} dR \sin(d\theta) \quad (5.4)$$

Aralarındaki mesafenin sabit olması nedeniyle, kord tellerinin yarıçaplarının sabit olduğunu görebilirsiniz. Ancak, merkezden uzaklaştıkça aralarındaki mesafe de arttığından, yarıçap telleri merkezden uzaklaştıkça daha ince duruma gelmektedir.

Açıklamaların ardından, temel geometri hesaplamaları yapılmakta ve daha sonra iki önemli yuvalandırılmış çevrim için tel listesinin oluşturulması gerçekleştirilmektedir. //radials bloğunda, açılar arasında oluşan dış çevrim kademeleri ve her bir açı için iç çevrim radyal telleri oluşturmaktadır. İfadelerin kosinüs ve sinüs parçaları iç çevrimin iç kısmında sabittir ve bu nedenle bunların bu çevrimin dışında hesaplanması çok küçük zaman tasarrufları sağlamakta fakat iç çevrimden yapılan her bir geçişte telin yarıçapı artmaktadır. //Circles kod bloğunda, dış çevrim yarıçapı belirlemede iç çevrim ise her bir açı artışındaki çapraz şeridi oluşturmaktadır. Bu kodlama değişik şekiller için tel listelerini oluşturan fonksiyonlar için tipiktir. Şekiller daha basit geometrik şekillerine

parçalanmıştır ve bu daha basit parçaların her biri için bir kod bloğu yazılmıştır. Her bir alt şekil durumundaki toplam teller için bir hesaplama yapılmış olmasını sağlamak amacıyla çıktı vektörlerine doğru endekslemenin yapılmış olmasını sağlamak amacıyla dikkat edilmelidir. Fonksiyonun sonunda, küçük sayıları sıfırla değiştirmek amacıyla bir diğer fonksiyon olan `zerovec()` kullanılmıştır. Bu kademe, tel listelerinin okunmasının daha kolay ve bu listenin daha derli toplu olmasını sağlamaktadır.

Bu bölümdeki son listing, bir giriş dosyasını okuyan, biçim üreten fonksiyonları çağıran ve kutulu anten sistemi için bir NEC giriş dosyası yazan bir programdır. Antenin, doğru veya sarımlı ve ince bir plakayla (veya bakış açınıza göre ince bir silindirle) üstü kapatılmış bir yayın elemanı bulunmaktadır. Özel bir durum, Şekil 5.3 ve 5.4'te görülmektedir ve aşağıdaki `vlcoil.in` giriş dosyasıyla anlatılmaktadır.

**Listing 5.7: vlcoil.in**

```

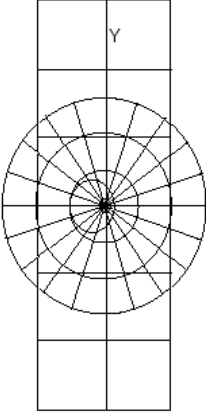
3 1
5 21
0.4 1200 1800 0 57e6
3 20 1
12.0 4 121
0 20 1
8.0 4 103
1
2 6 8
-7.5 7.5 -7.5 -7.5
-22.5 -22.5 22.5 -22.5
10 10 10 100

```

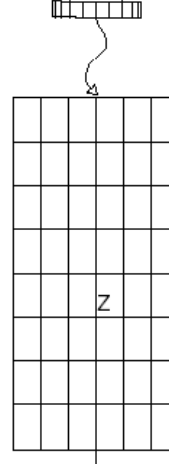
This, vlcoil.in, is the data file for vlcoil.exe which generates the NEC wire list for a circular vlcoil over a rectangular box. Dimensions are in mm. The box is described by the coordinates of four corners, three at the bottom, and the top corner above the inner of the three. The box must have a wire end on the z axis to connect to the antenna.

The items are, by row:

1. No. of bodies, 2 for no box, 3 with a box. No. turns in the coil.
2. Coil radius, coil height.
3. Antenna wire radius. Start, stop, and step freq., MHz. Conductivity. If the step freq.=0 only the start freq. is used. If conductivity=0, perfect conductors are used.
4. No. radial steps, no. angle steps, no. of height steps, for the top plate.
5. Top plate radius, height, z coordinate of bottom surface. 6-7 are the same as 4-5, for the bottom plate. If no. radial steps=0, no bottom plate is included.
8. Average Power Gain flag.  
1=run APG.  
0=gain at 0 elevation and 0 and 90 azimuths.  
For the box:
9. No. steps in x,y,z directions.
10. x corner coordinates.
11. y corner coordinates.
12. z corner coordinates.



**Şekil 5.3:** Bir kutu üzerindeki hacim yüklenmiş sarım için tel modelinin üstten görünüşü.



**Şekil 5.4:** Bir kutu üzerindeki hacim yüklenmiş sarım için tel modelinin yandan görünüşü.

#### Listing 5.8: vlcoil.cpp

```

/*Program for generating a NEC wire
list for a cylindrical VLSD. The parameters are
read from file vlcoil.in
Written by D. B. Miron, June 2000.
*/
#include <stdlib.h>
#include <float.h>
#include <math.h>
#include <iostream.h>
#include <iomanip.h>
#include <fstream.h>

```

```

#include "dbarrays.hpp"
#include "meshes.h"

void main()
{
ifstream inp("vlcoil.in",ios::nocreate);
ofstream outp("vlc.nec",ios::out|ios::trunc);
outp<<setprecision(6);
vector dat(27);
int k,nf,nx,koff,APG;
int nbxs;
double Rc,Hc,Nt,rcw;
int nr1,na1,nz1,nr2,na2,nz2,nbx1,nbx2,nbx3;
//Coil vectors.
vector xt1,xt2,yt1,yt2,zt1,zt2;
//Upper plate vectors.
vector xdu1,xdu2,ydu1,ydu2,zdu1,zdu2,ru;
//Bottom plate vectors.
vector xdb1,xdb2,ydb1,ydb2,zdb1,zdb2,rb;
//Box corners.
vector xcbx(4),ycbx(4),zcbx(4);
//Box vectors.
vector x1bx,x2bx,y1bx,y2bx,z1bx,z2bx;
double Ru,Rb,Hu,Hb,zu,zb,rbx,rw,f1,f2,df,sig;
inp>>nbxs>>Nt; //No. bodies, no. coil turns.
inp>>Rc>>Hc; //Coil radius and height.
inp>>rcw>>f1>>f2>>df>>sig; //Wire radius,
//start, stop, and step freqs., conductivity.
rw=coil(Rc,Hc,Nt,rcw,xt1,xt2,yt1,yt2,zt1,zt2);
if (rw!=rcw) printf("Coil wire radius changed to %.2f\n",rw);
inp>>nr1>>na1>>nz1; //No. steps in radial, angular and z
//directions for top plate.
inp>>Ru>>Hu>>zu; //Top plate radius, height, and
//z coordinate of its bottom.
inp>>nr2>>na2>>nz2; //Steps for bottom plate.
inp>>Rb>>Hb>>zb; //Dims. and z for bottom plate.
if (nr2==0) {zb=zu-Hc;Hb=0;} //If no bottom plate.
if (Hc!=zu-zb+Hb) zu=zb+Hb+Hc; //Correct input data
//in favor of coil height.
//Make top plate.
cylinder(nr1,na1,nz1,Ru,Hu,xdu1,xdu2,ydu1,ydu2,zdu1,zdu2,ru);

```

```

//Make bottom plate, if present.
if (nr2>0) cylinder(nr2,na2,nz2,Rb,Hb,xdb1,xdb2,ydb1,ydb2,zdb1,
zdb2,rb);
inp>>APG;
//Make box, if present.
if (nbxs>2)
{
for (k=0;k<15;k++) inp>>dat(k);
nbx1=dat(0);nbx2=dat(1);nbx3=dat(2);
for (k=3;k<7;k++)
{
xcbx(k-3)=dat(k);
ycbx(k-3)=dat(k+4);
zcbx(k-3)=dat(k+8);
}
rbx=box(nbx1,nbx2,nbx3,xcbx,ycbx,zcbx,x1bx,x2bx,y1bx,
y2bx,z1bx,z2bx);
}
outp<<"CM VLcoil, "<<Nt<<" turns. \n";
if (nbxs>2)outp<<"CM Cylindrical plate over a box with wire
between,\n";
outp<<"CM in free space, base-fed.\n";
outp<<"CE \n";
koff=xt1.getsize();
double Hoff=zb+Hb+0.5*Hc;//z offset for coil wires.
//The coil z vector is centered at z=0.
for (k=0;k<koff;k++)
{
outp<<"GW "<<(k+1)<<" 1 "<<xt1(k)<<" "<<yt1(k)<<" "
<<(zt1(k)+Hoff)<<" "<<xt2(k)<<" "<<yt2(k)<<" "
<<(zt2(k)+Hoff)<<" "<<rw<<endl;
}
koff++;nx=xdul.getsize();
if ((nbxs>2)&&(nr2>0))//Put a wire between the box and the
//antenna.
{
outp<<"GW "<<koff<<" 1 0 0 "<<zcbx(3)<<" 0 0 "<<zb
<<" "<<sqrt(rb(0)*rbx)<<"\n";koff++;
}
}
for (k=0;k<nx;k++)
{

```

```

    outp<<"GW "<<(k+koff)<<" 1 "<<xdu1(k)<<" "<<ydu1(k)<<" "
        <<(zu+zdu1(k))<<" "<<xdu2(k)<<" "<<ydu2(k)<<" "
        <<(zu+zdu2(k))<<" "<<ru(k)<<endl;
    }
    koff+=nx;
    if (nr2>0)
    {
        nx=xdb1.getsize();
        for (k=0;k<nx;k++)
        {
            outp<<"GW "<<(k+koff)<<" 1 "<<xdb1(k)<<" "<<ydb1(k)
                <<" "<<(zb+zdb1(k))<<" "<<xdb2(k)<<" "<<ydb2(k)<<" "
                <<(zb+zdb2(k))<<" "<<rb(k)<<endl;
        }
        koff+=nx;
    }
    if (nbxs>2)
    {
        for (k=0;k<x1bx.getsize();k++)
        {
            outp<<"GW "<<(k+koff)<<" 2 "<<x1bx(k)<<" "<<y1bx(k)
                <<" "<<z1bx(k)<<" "<<x2bx(k)<<" "<<y2bx(k)<<" "
                <<z2bx(k)<<" "<<rbx<<endl;
        }
    }
    outp<<"GS 0 0 0.001 \n"; //meters/mm.
    outp<<"GE 0\n"; //GN 1\n";
    outp<<"EX 0 3 1 1 141.42135 0 1\n";
    if (sig>0) outp<<"LD 5 0 0 0 "<<sig<<" 1 \n";
    if (df>0)
    {
        nf=1+floor(0.5+(f2-f1)/df);
    }
    else
    {
        nf=1;
    }
    outp<<"PT -1 \n";
    if (APG)
    {
        outp<<"FR 0 "<<nf<<" 0 0 "<<f1<<" "<<df<<"\n";
    }

```

```

    outp<<"RP 0 91 181 1002 0 0 2 2 \n";
}
else
{
    outp<<"FR 0 "<<nf<<" 0 0 "<<f1<<" "<<df<<"\n";
    outp<<"RP 0 1 2 1000 90 0 2 90 \n";
}
outp<<"EN \n";
inp.close();outp.close();
}

```

Miron [D.Miron, Small Antenna Design] kitabında kendini tanımlarken öncelikle bir mühendis, ikinci olarak bir matematik kullanıcısı ve üçüncü olarak da bir nümerik programcı olarak tanımlıyor. "İyi bir programlama uygulaması" gerçekleştirmek amacıyla, C++ programlamayı öğrendiğini, modelleme yapmak isteyenlerin de çok ustaca olmasa da bir programlama diline vakıf olmaları gerektiğini anlatıyor. Hem bir programlama diline ve hem de matematiğe ilgi duymaları elzem.

Listing 5.8'de, bildirimlerin ve diğer genel kuralların ardından, giriş dosyası, coil() fonksiyonunun çağırılmasına izin verilebilmesi için yeterince okunmaktadır. Bu fonksiyon, kayda değer bir esnekliğe izin verilebilmesi amacıyla yazılmıştır. Sarım bobinlerinin sayısının 0 olması durumunda, düz tel modeli üretilmektedir. Sarım bobinlerinin sayısının negatif olması durumunda, bir sol sarımlı bobin üretilmekte, diğer durumlarda sağ sarımlı bobin üretilmektedir. Sarım,  $-z$  eksenini üzerinde  $-Hc/2$  noktasında başlamakta, belirlenen sarım sayısı eksi yarım tur yapacak şekilde sarılmakta ve tepe noktasında  $z = +Hc/2$  noktasına erişmesini sağlamak amacıyla geri sarılmakta ve ters yönde yarım tur daha yapmaktadır. Bobinin ayarlanmasını sağlamak amacıyla, sarımlar tamsayı olmaktadır. Bu aynı zamanda l'den düşük olabilir. Elde edilen değer çok büyük olduğunu anlamak ve gerekli olması durumunda bu değer azaltılmasını sağlamak amacıyla istenen tel yarıçapı test edilmektedir.

Modellenen yapı, aralarında bir bobinin bulunduğu iki levhadan, bir kutu üzerindeki bir levha ve bir bobinden veya aralarında bir kutu üzerindeki bir bobinle birlikte iki levhadan oluşabilir. Son durumda, tel dip plakanın merkezinden kutuya erişmektedir. Bu nedenle, bir sonraki kod biti, levhanın modellenmesi ve fiziksel parametreler için gerekli giriş dosyasını okumaktadır. Levhalar, yukarıdaki disc() incelemesi sırasında verilen eşit alan kuralları kullanılarak, yüzeyleri modelleyen teller olarak simüle edilmiştir. Aslında, disc(), levhanın üst ve alt yüzeylerini oluşturmak amacıyla cylinder() fonksiyonu tarafından iki kez çağırılmıştır.



Buna göre, kullanıcı silindir için her bir koordinat yönündeki tellerin sayısını belirlemektedir ve buna karşılık gelen tel yarıçapı değerleri bu fonksiyon tarafından hesaplanmakta ve geri verilmektedir. Şekil 5.3'te, bu durumun üç yaklaşık halka oluşturan üç radyal kademe ve disk çevresindeki 20 açı kademesi için olduğunu görebilirsiniz. Şekil 5.4'te, yalnızca bir yükseklik kademesinin (z yönünde) kullanıldığını görebilirsiniz. Dip plakası için, radyal kademelerin sayısı, bunların mevcut olup olmadıklarını belirtmeye yarayan bayraklar olarak kullanılmaktadır.

Değerlerle ilgilenildiği durumda, vlcil.in içindeki ilk parametre, önceki kodlardan geri kalmış olanlardır. "nbxs", "kutuların sayısı"nı göstermektedir ve mevcut programda, değerinin 2'den büyük olması durumunda, kutu üzerindeki antenin kutu üzerinde olduğunu göstermektedir. Bu durumdaki kutu 15 mm × 45 mm × 90 mm yüksekliğindedir ve bu 1996 yılında satın almış olduğum antensiz sesli radyo kutusunun yaklaşık boyutudur. Fonksiyonda, box(), bunu belirlemek için gerekli dört köşenin koordinatlarının kullanılması yoluyla, uzayda herhangi bir yere bir kutu yerleştirmek üzere yazılmıştır. Bu durumda, kutu z eksenine üzerine yerleştirilmiştir ve bunun sonucunda, anten kutunun tepe kısmının merkezine oturmaktadır. Kutunun tepe kısmının merkezinde bir bağlantı sağlayabilmek için, burada bir tel ucunun bulunması ve x ve y yönündeki kademelerin sayısının çift tamsayılar olması gereklidir.

Bütün tel vektörlerinin üretilmesinden sonra, çıktı dosyası yazılmaktadır. Yapının her bir parçası, {} çevrimi için ayrı olarak yazılmaktadır. Uyarı segmentini, tel listesinde bunun nerede olduğunu hesaplamaksızın belirleyebilmeyi istediğimden, önce ışıma yapan tel yazılmaktadır. Kutu parametrelerinden önce okunan parametre, APG bayrağıdır. Modelin değişik parçalarındaki tel yoğunluğu konusunda karar verilebilmesi sürecinde Ortalama Güç Kazancı testi oldukça yararlıdır.

Yukarıda yapılan değerlendirmeler, bir anten yapısı için bir tel listesi modeli üretmek amacıyla kullanılan yazı kodunun bir örneğidir.

## Bölüm 6

### Açık Uçlu Antenler

#### 6.0 Giriş

Bu bölümde, monopol antenin varyasyonları olan antenler için bazı düşünceler ve performans sonuçları sunulmaktadır. Bazıları bobinleri içermektedir ve bunun sonucunda çevrim çeşitlemeleri gibi görüneceklerdir; fakat bunların akımın sıfır olması gereken açık uçları vardır. Çevrimlerin değişik tipleri daha sonraki bölümde sunulmuştur. Verili bir mekânda ve çalışma dalgaboyunda bir monopolün performansını artırmak için yapılabilecek şeyler aşağıda verilmiştir:

1. Anteni daha kalın yapın.
2. Üstten yükleme yoluyla kapasitesini artırın.
  - (a) Disk veya radyal teller.
  - (b) Hacmen yükleme.
3. Aşağıdaki yöntemlerden biriyle rezonansa getirin:
  - (a) bazda veya daha yüksek bir noktada endüktans bobini ekleyerek,
  - (b) değeri  $\lambda/4$ 'e getirmek için mevcut mekânda yeterince tel sarılarak bunun gerçekleştirilmesi yoluyla,
  - (c) yeterince  $C$  kullanılması yoluyla ışıma yapan elemanın bir bobine ve üstten yüklemeye dönüştürülmesi.

Metod 3(b) dalga rezonansını gösterirken, 3(a) ışıma yapmayan bir endüktans bobini eklenmesiyle sağlanan devre rezonansını göstermektedir ve 3(c) ışıma elemanının aynı zamanda bir endüktans bobinine dönüştürülmesiyle sağlanan devre rezonansını göstermektedir. Her bir yöntemin örnekleri, verimlilik, empedans uyumu ve bant genişliği açısından incelenmiştir. PEC düzlemi üzerindeki monopoller için

hazırlanan bütün dizaynlar dalgaboyu ölçütüne göre sınıflandırılabilir fakat radyo muhafazaları üzerindeki antenler söz konusu olduğunda durum farklıdır. Radyo muhafazası antenin bir parçasıdır fakat boyutlar genellikle bu duruma göre belirlenmemektedir; daha çok boyutlar elektronik açıdan bakıldığında mümkün olduğunca küçük yapılmaktadır. Bazı durumlarda radyo muhafazası dalgaboyunun kayda değer bir bölümünü oluşturmaktadır ve bazı durumlarda durum farklıdır.

Bu bölümde incelenen antenlerin birçoğu az veya çok bir silindirik şekille uyum göstermektedir. Plakaların arasında dipol anten tellerinin bulunduğu bir paralel levhali ve levhaların  $a$  yarıçaplı bir daire ve aralarındaki mesafenin  $h_d$  olduğu kapasitörü göz önüne aldığımızda, yapının devre empedansı değerine aşağıdaki şekilde bir yaklaşımda bulunabiliriz. Bütün tel boyunca bir eşdeğer akım olduğunu varsayarsak, radyasyon direncini (2.39)'dan  $R_r = 80\pi^2(h_d/\lambda)^2$  formülüyle elde edebiliriz. Kapasitans konusunda ise, düşük frekanslı üniform şarj yoğunluğu formülü,  $C = \epsilon_0 Area/h_d = \epsilon_0\pi a^2/h_d$ , kullanılarak yaklaşım yapılabilir. Wheeler kitabında, küçük silindirik kapasitif antenler için radyasyon gücü faktörü  $p_e = k_e R_r/X_c = k_e R_r \omega C = k_e/Q$  olarak tanımlanmıştır. Bu formülde,  $k_e$ , değeri 1'den çok az fazla olan sapma faktörüdür. Sapma faktörünün değerinin 1'e ayarlanması ve  $R_r$  ve  $C$  için verili ifadelerin kullanılması durumunda, silindirik bir hacmi dolduran bir küçük antenin radyasyon gücü faktörü (ters element  $Q$ ) için Wheeler ifadesine erişilebilir:

$$p = \frac{1}{6\pi} \cdot \frac{Area h_d}{(\lambda/2\pi)^3} = \frac{1}{6} a^2 h_d \beta^3 \quad (6.1)$$

Bu ifadeden, kalite faktörünün aşağıdaki şekilde tanımlanabileceği sonucuna varılmaktadır:

$$Q_w = \frac{6}{a^2 h_d \beta^3} \quad (6.2)$$

Silindirin çevresine oturan kürenin yarıçapı  $r^2 = a^2 + (h_d/2)^2$ 'dir. Bunun Chu'nun minimum  $Q$  ifadesinde (3.17) kullanılması durumunda aşağıdaki ifade elde edilir:

$$Q_c = \frac{8}{\beta^3 (4a^2 + h_d^2)^{3/2}} + \frac{2}{\beta (4a^2 + h_d^2)^{1/2}} = \frac{8}{(\beta h_d)^3 \left(1 + \frac{4a^2}{h_d^2}\right)^{3/2}} + \frac{2}{\beta h_d \left(1 + \frac{4a^2}{h_d^2}\right)^{1/2}} \quad (6.3)$$

$Q$  için verilen bu iki ifadenin eşdeğer olmadığı ortadadır. Wheeler tarafından verilen  $Q$  ifadesi, tek reaktans tipi küçük anten için olası bir ifadeyken, Chu tarafından verilen  $Q$  ifadesi tek bir küresel modda radyasyon sağlama ihtimali üzerine baz edilmiş bir minimum değerdir. Daha sonraki değişik örneklerle karşılaştırma amacıyla bir sabit nokta olarak bunları kullanacağım. Özel olarak, daha sonra kullanılabilmesi amacıyla beş örnek Tablo 6.1'de gösterilmiştir.

**Tablo 6.1:** Boşluktaki silindirik antenler için  $Q$  değerleri.  $hd = 0.1\lambda$ .

$a/\lambda$	$Q_c$	$Q_w$
0	35.4	---
0.0125	32.5	1548
0.025	25.9	387
0.05	13.7	96.75
0.1	4.3	24.2

PEC toprak düzlemi üzerindeki bir monopolün empedansı, kendi uzunluğunun iki katı uzunluğu olan bir dipolün empedansının iki katıdır. Hem reaktans hem de direnç değerleri yarıya indiğinden, oran aynıdır ve bunun sonucunda  $Q$  değerine eşittir. Bunun sonucunda, yüksekliği  $h_m$  olan bir monopol için  $Q$  değeri, yüksekliği  $h_d = 2h_m$  olan bir eşdeğer dipol için söz konusu olan değerle aynıdır. Bu durum da (6.2) ve (6.3) denklemlerini aşağıdaki şekilde değiştirir:

$$Q_w = \frac{3}{a^2 h_m \beta^3} \quad (6.4)$$

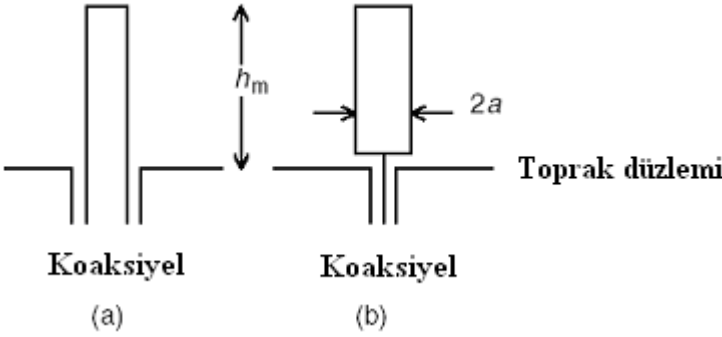
$$Q_c = \frac{1}{\beta^3 (a^2 + h_m^2)^{3/2}} + \frac{1}{\beta (a^2 + h_m^2)^{1/2}} = \frac{1}{(\beta h_m)^3 \left(1 + \frac{a^2}{h_m^2}\right)^{3/2}} + \frac{1}{\beta h_m \left(1 + \frac{a^2}{h_m^2}\right)^{1/2}} \quad (6.5)$$

Tablo 6.1'deki girişler, aynı zamanda yüksekliği  $h_m = 0.05\lambda$  olan bir monopol için de geçerlidir.

## 6.1 Kalın Monopoller

Monopoller üzerine, geniş kapsamlı çap ve yükseklik değerlerini kapsayan yalnızca iki deneysel çalışmayı bilmekteyim. Birincisi, 1945 yılında Brown ve Woodward [1, pp. 4–6:4–9] tarafından, ikincisi 1960'lı yıllarda R. W. P. King'in [2] öğrencileri tarafından basılmıştır. Şekil 6.1, bir kalın monopolün uyarılması amacıyla kullanılacak iki farklı yöntemi göstermektedir. Şekil 6.1(a), toprak düzlemi altında bir koaksiyel kablodur ve anteni oluşturmak amacıyla iletkenin merkezi uzatılmıştır. Bu yöntem, her iki ölçüm kümesinin oluşturulması amacıyla da

kullanılmaktadır. Şekil 6.1(b), merkez iletkeni kalın bir silindirik antenin bazına geçen nispeten dar bir koaksiyel göstermektedir. Bu yöntem, geometrik ayrıntılarının bilinmemesine rağmen, Brown ve Woodward tarafından da kullanılmıştır.



Şekil 6.1: İki monopollü besleme düzenlemesi.

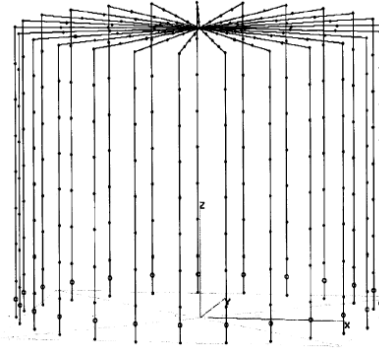
Johnson'un Anten Mühendisliği el Kitabında [R. C. Johnson, ed., *Antenna Engineering Handbook*,] verilen veriler iki farklı formatta eğriler olarak verilmektedir. Direnç eğrileri için verilen  $hm < 0.1\lambda$  aralığındaki çözünürlük çok iyi değildir fakat isteyen bunlara dayanarak bazı genel sonuçlar türetebilir. Şekil 6.1(a)'da verilen doğrudan koaksiyel besleme sistemi için koaksiyel sistem giderek daha dar duruma geldikçe, reaktansın büyüklüğü buna bağlı olarak küçülecektir. Şekil 6.1(b)'deki besleme sisteminin reaktans büyüklüğü, doğrudan durumlarda olduğundan çok daha düşüktür ve direnci daha düşük olarak görülecektir. King'in anten özelliklerini tablolar halinde anlattığı [R. W. P. King, *Tables of Antenna Characteristics*,] notlarında verilen veriler, hem eğriler şeklinde hem de tablolar halinde verilmiştir ve bunlar bir sonraki bölümde elde edilen modelleme sonuçlarının doğrulanması için kullanılmıştır.

### 6.1.1 Kalın Tek Kutuplu Monopollerin Modellenmesi

NEC ince tel teorisi üzerine kurulmuş olduğundan, ince silindirik modelinin, bir yüzeyin modellenmesinde olduğu gibi çok sayıda telden hareket edilerek oluşturulması gereklidir. 5.Bölüm'de sözü edilen genel *cylinder()* fonksiyonu, dikey, radyal ve açısız yönlere izin vermektedir ve Şekil 6.1(b)'deki gibi beslenen monopollerin ilk dönem

çalışmalarında bunlar kullanılmıştır. Ancak, simetri nedeniyle, hiçbir açısız akımın bulunmaması gerektiği açıkça görülmektedir. Aynı zamanda, Şekil 6.1(a)'daki büyütülmüş koaksiyel monopolün modellenmesi amacıyla da bir yol bulunması gereklidir. King, tablolarında açık kablo ucundaki kapasitansın antenle seri olduğunu gözlemiştir. Bağlantının sağlamlığı arttıkça fazladan reaktans giderek daha küçük değerler alacaktır. Bu durumu, silindir tarafı için çoklu segmentleri bulunan dikey teller kullanarak modelledim ve her bir telin dip segmentine bir gerilim üretici yerleştirdim.  $N$  tel için, toplam anten akımı her bir kaynak için belirtilen akımın  $N$  ile çarpılması yoluyla elde edilmektedir ve net empedans her bir kaynak için rapor edilen değer  $1/N$ 'dir. Uygun bir referans sağlamak amacıyla bunu kenardan tahrikli tek kutuplu anten (EDM) olarak adlandırmak mümkündür. King ve öğrencileri monopollerin admitans değerlerini açık uçlu, düz uçlu ve hemisferik olarak yalıtılmış uçlu durumlar için ayrı ayrı ölçmüşler, fakat bu notlarda açısız akımları çalışma dışı bırakabilmek amacıyla, yalnızca düz uçlu örneği *disc()*, *symdisc()*'in fonksiyonlarının dönüştürülmüş versiyonuyla modellendirildi. *Symdisc()*, her bir radyal telin eşit uzunluktaki kısa tellerden oluşturulduğu ve yüzeyin modellenmesi amacıyla eşit alan kuralına yaklaşım yapabilmek amacıyla tel yarıçapının artırıldığı radyal teller üretmektedir. Toplam simetrik silindir fonksiyonu *symcylinder()* olarak adlandırılmaktadır. Şekil 6.1(b)'deki tahrik sistemi modelini merkezden tahrikli tek kutuplu anten (CDM) olarak adlandırdı. Şekil 6.2, EDM'in bir modelini göstermektedir.

Segmentlemenin amacı, bunları açısız olarak yönlendirilmiş teller, olabildiğince kare kesitli ve radyal tel segmentlerinin dikey segment uzunluklarına eşit olarak ele alıp bunlardan yan hücreler oluşturmaktır.  $N_a$  açı kademelerinin (dikey tellerin) sayısını gösteriyorsa, açı kademesi  $d\theta = 2\pi/N_a$ , silindir tarafındaki ark uzunluğu kademesi  $a \times d\theta = 2\pi/N_a$ 'dır ve dikey segmentlerin sayısının  $N_v \approx hm/(2\pi/N_a) = (h_m/a)(N_a/2\pi)$  olmalıdır. Benzer şekilde, radyal tel segmentlerinin sayısı,  $N_r \approx N_a/2\pi$ 'dir. Değişik  $N_s$  sayılarının tamsayı olması gerektiğinden ifadelerden elde edilen sonuçlar yaklaşık sonuçlardır.  $N_v/N_r \approx h_m/a$  eşitliğine dikkat edin.



**Şekil 6.2:** Kalın tek kutuplu anten için ince tel modeli. Toplam olarak, yüksekliği 50 mm, çapı 50 mm'dir ve 300 MHz değerinde tahrik edilmektedir ve sonuç olarak  $\lambda = 1$  m koşulunu sağlamaktadır. Bir EDM'dir ve büyütülmüş kalın koaksiyel merkezi iletken için bir sınırlayıcı durum olarak kenardan tahriklidir. Her bir dikey telin altındaki büyük nokta gerilim kaynağını göstermektedir. Küçük noktalar segmentlerin ucundadır.

Önceki örneklerde olduğu gibi, empedans segmentlerdeki yoğunlukla birlikte değişmektedir. Aşağıdaki tablo, King örneğinde olduğu gibi, kenardan tahrik edilen monopollü için diziyi göstermektedir. Bu bölümde bildirilen bütün hesaplamalar için ortalama güç kazançları  $2 \pm 0.01$  sınırları içindedir.

**Tablo 6.2:** Kenardan tahriklü monopollü için segment yoğunluğunun fonksiyonu olarak empedans değerleri.  $H_m = 0.1\lambda$ ,  $a = 0.0509\lambda$ ,  $\Delta Z = 100[Z_{k+1} - Z_k]/Z_k$ .

$N_r$	$N_a$	$N_v$	$Z, \Omega$	$\Delta Z, \%$
3	20	6	$4.72 - j33.7$	–
4	25	8	$4.16 - j31.7$	$-6.17 - j0.82$
5	32	10	$3.78 - j30.3$	$-4.54 - j0.59$
6	38	12	$3.51 - j29.2$	$-3.59 - j0.45$
7	45	14	$3.3 - j28.4$	$-2.94 - j0.36$
8	51	16	$3.14 - j27.7$	$-2.49 - j0.29$
9	58	18	$3 - j27.1$	$-2.15 - j0.25$

Son kolon, izleyen çalışmalarda kullanılmak üzere yoğunluk değeri olarak seçilmiştir; çünkü, modelde kullanılan nec2dxs\*.exe versiyonunda, bağlantı noktasındaki tellerin sayısının maksimum değeri olarak 60 görülmektedir.

Bir sonraki tablo, kenardan tahriklü tek kutuplu anten için hesaplanan değerleri, King tarafından belirlenen deneysel değerlerle karşılaştırmaktadır. King, kablo başlığında iyi bir yalıtımın sağlanmasının güç olması nedeniyle iyi ölçümlerin elde edilmesinin güç olduğunu belirtmiştir.

**Tablo 6.3:** Empedans ve admitans için monopol anten yüksekliğinin fonksiyonları olarak hesaplanan ve ölçülen değerler. Yarıçap =  $0.0509\lambda$ . Koaksiyel dış/iç =  $b/a = 1.189$ .

$h_m/\lambda$	$Z_{comp} \Omega$	$Z_{King} \Omega$	$Y_{comp} mS$	$Y_{King} mS$
0.1	$3 - j27.1$	$5.9 - j37.5$	$4.04 + j36.5$	$4.1 + j26$
0.12	$4.57 - j23.8$	$8.1 - j31.6$	$7.78 + j40.5$	$7.6 + j29.7$
0.14	$7 - j20.8$	$11 - j25.9$	$14.6 + j43.2$	$13.9 + j32.7$
0.16	$10.4 - j18$	$15.4 - j20.7$	$24 + j41.7$	$23 + j31$
0.18	$15.1 - j16.1$	$20.4 - j16.1$	$31 + j33$	$30 + j24$
0.2	$20.7 - j15.8$	$27.1 - j12.4$	$30.5 + j23$	$30.5 + j14$

Bütün örnekler dışında en uzun iki antenin söz konusu olduğu örneklerde, King'in uyarılarından beklendiği gibi, reaktansın büyüklüğü, hesaplanan değerden daha büyüktür. Ölçülen direncin hesaplanan dirence oranı 2:1'den başlar ve rezonant uzunluğa erişildikçe 1.3:1'e kadar düşer. Johnson'un Anten El Kitabı ve King'in Tablolarından elde edilen veriler, bu eğilimin nicel olarak gösterilmesinin mümkün olmamasına rağmen, koaksiyel kablonun daha sıkı uyum göstermesi sonucunda direncin de azaldığını göstermektedir. Diğer yandan, iletkenlikler, iletkenlik değerleri birbirini oldukça yakından izlemektedir ve süseptans değerleri arasındaki farklar hemen hemen sabittir. King ve dönemin diğer birçok çalışını, süseptansın teorik değerleri ve ölçülen değerleri arasındaki farkın düzeltilmesini sağlayan bir düzeltme terimi üzerinde konuşmaktadır. Her durumda, admitans sonuçları, oluşturduğumuz nümerik model konusunda bazı güvenilir değerler sunmaktadır.

$0.1\lambda$  değerini taşıyan bir monopol bile  $0.2\lambda$  değerini taşıyan bir serbest boşluk dipolüyle eşdeğer olduğundan, Tablo 6.3'te sunulan antenler elektrik açısından değerlendirildiğinde küçük antenler değildir. Buna göre, modelleme ilkelerimizi  $h_m = 0.05\lambda$  kadar küçülttüğümüzde, aşağıda verilen sonuçları buluruz.  $Q$  değeri, denklem (3.21)'den elde edilmiştir.

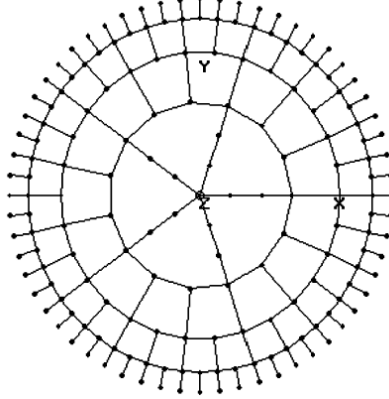
**Tablo 6.4:**  $h_m = 0.05\lambda$  değerine sahip bir EDM için empedans ve  $Q$  değerleri.

$af\lambda$	$Z, \Omega$	$Y, mS$	$Q$
0.0125	$0.5 - j107$	$0.044 + j9.3$	221.6
0.025	$0.6 - j64$	$0.15 + j16$	112.4
0.05	$0.86 - j37$	$0.63 + j27$	45.4

$Q$  değerleri, Tablo 6.1'deki önceden tahmin edilen değerlerden çok daha iyidir. Etkililik değerleri yaklaşık %100'dür fakat  $Q_{coil} = 200$  eşitliğinin olduğunu varsaydığımızda, akort bobini kaybı daha ince



durumlar söz konusu olduğunda  $0.5\Omega$  değerine erişecek ve bu durumda da bileşik etkililik yaklaşık %50 olacaktır.  $a = 0.05\lambda$  için, etkililik yaklaşık %82 olacaktır.



**Şekil 6.3:** CDM modelinin üstten görünüşü. Dış halkadaki aç kademelerinin sayısı 60'tır ve daha sonra 30, 15 ve 5 olarak azalmaktadır. Noktalar, tellerin ucunu göstermektedir ve iç halkalardaki teller uzunluklarının eşit olmasına rağmen merkeze doğru yarıçap azalmaktadır.

CDM sisteminin modellenmesi, başlangıçta görüldüğü kadar kolay değildir. EX 0 enerji kaynağı modelinin kullanılması, 2'nin altında APG değerleri verir ve tahrik teli segmentleriyle oynanması bu durumda bir gelişme yaratılması sonucunu doğurmaz. Enerji kaynağı EX 5 modelinin, segment uzunluğu/yarıçap oranıyla  $APG = 2$  değerini istediğiniz kadar yakın olarak verecek şekilde ayarlanabileceğini buldum. [1]'de verildiği gibi  $a = 0.0286\lambda$  değeri ve yukarıda tanımlanan ızgaralama kullanıldığında, yaklaşık  $0.001\lambda = 1 \text{ m}\lambda$  segment uzunluğu ve yaklaşık  $0.29 \text{ m}\lambda$  yarıçap çalışacaktır. Ancak, Şekil 6.2'de görülen disk şekilli basit ızgaranın kullanılması durumunda, merkezdeki uyarılmış disk için son derece küçük bir tel yarıçapı ortaya çıkar. Bu durum da tahrik teli yarıçapının disk teli yarıçapına oranının 5:1 NEC kılavuzunda verilen değerle karşılaştırıldığında burada verilene göre çok büyük olduğu görülür. Bu soruna bulunan çözüm Şekil 6.3'te görülmektedir. Burada birbirini izleyen halkalarda, aç kademeleri kademeli olarak düşürülmüştür. Bu durum, eşit alan kuralını sağlamak amacıyla daha büyük yarıçaplı ve daha düşük sayıda telin kullanılmasına olanak tanır. Bunun gerçekleştirilmesi için gerekli algoritim, symdisc2() fonksiyonunda kodlanmıştır. NEC tel listesini üreten program, girdi parametreleri için

symcyl.in kullanan symcyl2.exe'dir. Tablo 6.5, Şekil 6.3 için disk modeli değerlerini göstermektedir.

**Tablo 6.5:** Şekil 6.3'teki disk ve  $a = 28.6$  mλ değerli CDM için ızgaralama parametreleri.

Açı Kademesi, derece	6	12	24	72	72	72
Tel Uzunlukları, mλ	2.85	4.88	7.23	4.55	4.55	4.55
Tel Yarıçapı, mλ	0.453	0.777	1.15	2.27	1.36	0.455

Algoritma, dış halkada, symcyl.in programında belirtilen sayıya yakın sayıda açı kademesi sayısı ile başlar ve bir sonraki halkadaki açı kademelerini elde etmek için bu sayıyı 2 ile veya 3 ile böler. Hücrenin ortalama ark uzunluğunu eşitlemek amacıyla, radyal tel uzunluğu artırılır. Gerekli sayıda radyal kademe elde etmek amacıyla iç halkanın yarıçapı çift sayılarla bölünür ve bu örnekte 6'ya bölünmüştür. Merkeze doğru gidildikçe her bir telin uyaracağı alan azalacağından telin yarıçapı da azalır.

Tablo 6.6'da görüldüğü gibi, besleme telinin uzunluğunu 3'ten 40 mλ değerine yükselttim. 5 mλ için elde edilen sonuç, Brown ve Woodward tarafından elde edilen reaktans değerine son derece yakındır fakat muhtemelen bu durum bir tesadüftür. Buradan çıkacak netice, anten bazı ve toprak düzlemi arasındaki kapasitansın silindirin büyük bölümünden akımı şöntlediği şeklindedir. Tablo 6.6'daki ikinci kolonun, empedans ve  $Q$  değerleri açısından Tablo 6.4'ün ikinci kolonuyla karşılaştırılabilir olduğuna dikkat edin. Daha uzun besleme telleri için giriş değerleri, giriş değerleri, kademeli olarak daha iyi empedans ve  $Q$  değerleri taşımaktadır. Radyasyon, çoğu durumda besleme telinden yayılmaktadır ve geri kalan silindirin fonksiyonu, basit olarak, kapasitif yüklemeye sağlamaktadır. İsteyen, bu yolun bir keşif yolu olmamasına rağmen, 40-mλ durumunda anlatılan durumu hacmen yüklemeye yönelik bir örnek olarak ele alabilir. Eşdeğer akım monopollerini için radyasyon dirençleri  $h_m = 40$  mλ için  $2.53\Omega$  ve  $h_m = 50$  mλ için  $3.95\Omega$ 'dır. Tablo 6.6'daki 40-mλ tahrik teli, üstten yüklemeye silindirin köşesinden aldığı küçük bir katkıyla, fonksiyonunu oldukça iyi şekilde yerine getirmektedir.

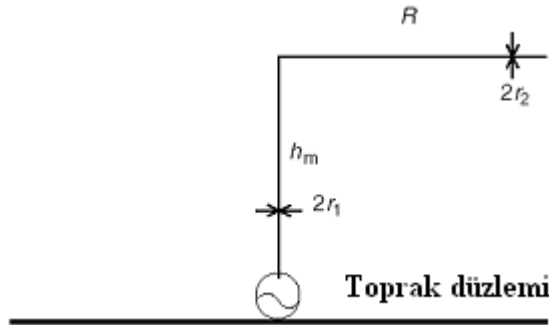
**Tablo 6.6:** Brown and Woodward CDM için tahrik teli uzunluğu  $l$  değerinin fonksiyonu olarak empedans ve  $Q$  değerleri.  $h_m = 50$  mλ,  $a = 28.6$  mλ. Tel çapı  $a_w$  değerleri de ayrıca listelenmiştir. Bütün durumlarda, segment uzunluğu 1 mλ'dır ve toprak seviyesi üzerindeki ikinci segmente EX 5 kaynağı uygulanmıştır.

$l, m\lambda$	$a_w, m\lambda$	$Z, \Omega$	$Y, mS$	$Q$
3	0.3069	$0.3 - j35$	$0.24 + j29$	138
5	0.2966	$0.5 - j43.44$	$0.26 + j23$	108
10	0.2862	$0.94 - j54.54$	$0.32 + j18$	80
20	0.2807	$1.67 - j63.3$	$0.42 + j16$	62
40	0.279	$2.93 - j79$	$0.47 + j13$	53

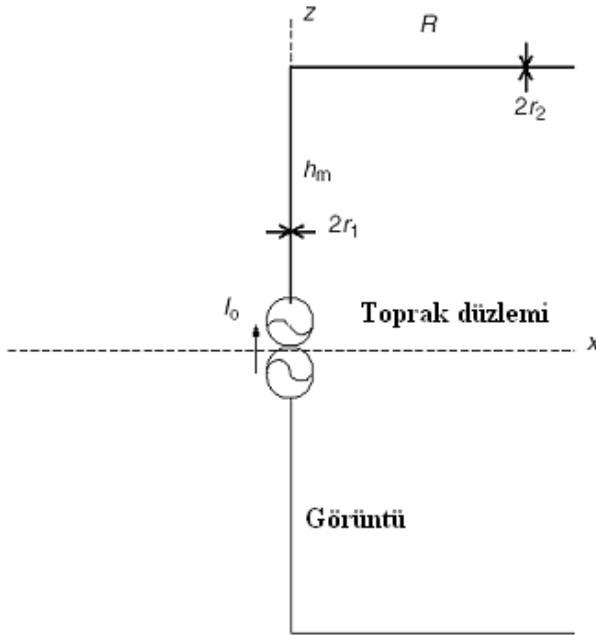
## 6.2 Tepeden Yükleme

### 6.2.1 Ters Çevrilmiş L

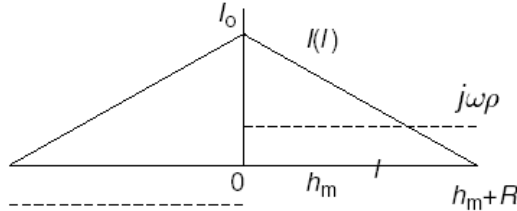
Ters L antenleri, üstten yükleme uygulamasının görüldüğü en basit durumdur ve genellikle bu nedenle kullanılmaktadır. Bu antenin bir örneği, değerlendirmeye yardımcı olacak etiketlerle birlikte Şekil 6.4'te görülmektedir. Görüntü teorisini ve görüntü teorisinin yapısı için gerekli parçalar için genel olarak elde edilebilecek bazı genel sonuçları kullanarak giriş empedansı için analitik yaklaşımlar elde edebiliriz. Şekil 6.5, antenin görüntü teorisi versiyonunu, Şekil 6.6 antendeki akım dağılımını göstermektedir. Toplam tel uzunluğunun benim akıma bir üçgen fonksiyonu olarak yaklaşmama izin verecek kadar kısa olduğunu varsayıyorum. Telin ucuna gelmeden önce akım değeri sıfıra gelmeyeceğinden, dikey kesimdeki ortalama değer besleme değerinin yarısının minimum değerinden başlanarak yükseltilecektir. Bu düzenlemenin sağladığı ikinci yarar, radyal telin, basit monopolle karşılaştırıldığında reaktans değerini azaltan kapasitansı artırmaktadır.



Şekil 6.4: Ters çevrilmiş L monopoli.



Şekil 6.5: Ters çevrilmiş L anteni için görüntü teorisi versiyonu.



Şekil 6.6: Anten ve antenin görüntüsü üzerindeki akım ve şarj yoğunluğu.

Giriş empedansının dirençle ilgili kısmı kolaydır; yalnızca dikey kesim üzerindeki ortalama akımı hesaplamamız ve denklem (2.39)'u kullanmamız gereklidir. Şekil 6.6, tel boyunca  $l$  uzunluğunun fonksiyonu olarak akımı göstermektedir. Dikey kesimde,  $l = z$ 'dir ve üst radyal kesimde  $l = h_m + x$  ilişkisi vardır. Şekil 6.6'nın sağ tarafında eğim  $m = -I_0/(h_m + R)$  olarak gösterilmektedir ve akım için aşağıdaki ilişki vardır:

$$I(l) = I_0 + ml \quad (6.6)$$

Dikey bölümdeki ortalama, 0 ile  $h_m$  değer aralığında gerçekleştirilen integrallerle bulunmaktadır:

$$I_{\text{avg}} = \frac{1}{h_m} \int_0^{h_m} (I_0 + mz) dz = \frac{1}{h_m} \left( I_0 h_m + m \frac{h_m^2}{2} \right) = I_0 \frac{R + h_m/2}{R + h_m} = \alpha I_0 \quad (6.7)$$

(2.39) denkleminin monopol anten için adaptasyonu sonucunda aşağıdaki değeri elde ederiz:

$$R_r = 160 \left( \frac{\pi h_m}{\lambda} \cdot \frac{R + h_m / 2}{R + h_m} \right)^2 \quad (6.8)$$

$R$  değerinin  $h_m$  değeriyle karşılaştırıldığında büyük değerler almasıyla birlikte  $\alpha \rightarrow 1$  ilişkisinin ortaya çıktığını görebilirsiniz. Pratikte  $\alpha = 1$  değerine yaklaşılması mümkün değildir fakat  $R$ 'ın  $h_m$  değerinin 3 veya 4 katını bulması pratikte rastlanması oldukça mümkün olan bir durumdur.

Giriş reaktansına erişebilmek için, kapasitans hesaplamalarında depolanan enerji yaklaşımını kullandım.  $C$  kapasitansındaki yük  $q(t) = Q_0 \sin(\omega t)$  ise, anlık olarak depolanan enerji  $w_e = q^2 / (2C)$ 'dir. Bir periyottaki ortalama enerji,  $W_e = Q_0^2 / (4C)$  periyodu üzerinden alınan ortalamadır. Yük kapasitöre yönelik akımın integrali olduğundan genliği  $I_0$  olan akım için depolanan ortalama enerji değeri aşağıdaki gibidir:

$$W_e = \frac{I_0^2}{4\omega^2 C} \quad (6.9)$$

Sürekli yük yoğunluğu dağılımında depolanan enerji, ayrık şarj sistemleri için sınırlayıcı bir durumdur [3, pp. 211-214].

$$\begin{aligned} w_e &= \frac{1}{2} \sum_j q_j V_j = \frac{1}{2} \sum_j q_j \sum_i \frac{q_i}{4\pi \epsilon_0 R_{ij}} \\ &= \frac{1}{8\pi \epsilon_0} \iint \frac{\rho(z)\rho(z')}{R(z, z')} dz dz' \end{aligned} \quad (6.10)$$

(6.10)'un integralinin alınması sonrasında elde edilen denklemde  $\rho(z)$  hat yükü yoğunluğunu,  $C/m$ , göstermektedir ve  $R_{ij}$  ve  $R(z, z')$  bir potansiyel alan üreten bir yük elemanı ve bütün diğer yüklerin alanına karşı konumuna (belirli bir potansiyel enerji üzerinde çalışılmıştır) getirilen yük elemanı arasındaki mesafedir. Akımı ve hat yükü yoğunluğunu ilişkilendiren süreklilik denkleminin fazör şeklindeki denklemi aşağıdaki gibidir:

$$\frac{dI}{dl} + j\omega\rho = 0 \quad (6.11)$$

$I$ 'nın eğimi sabit olduğundan, yük yoğunluğu da sabittir. (6.10) denkleminin hat yük dağılımından anlık enerjiyi gösteren parçası, sinüzoidlerin ortalama enerjisini gösteren doğrudan ifade olarak yazılabilir.

$$W_e = \frac{m^2}{16\pi \epsilon_o \omega^2} \iint \frac{dzdz'}{R(z, z')} = \frac{m^2}{16\pi \epsilon_o \omega^2} I_R \quad (6.12)$$

Bu ilişkide,  $m$  yine akımın eğimini göstermektedir.

Anteni ve anten görüntüsünü kavramsal olarak birbirlerinden ayırmakta yarar var.  $z$  eksenini üzerindeki parça bir dipoldür ve radyal ve onun görüntüsü paralel telli iletim hattı kesimini oluşturmaktadır. Dipolde depolanan enerji, açık uçlu dipolde depolananla aynı şekle sahip olacak yalnızca yük yoğunluğu farklı olacaktır. Bu nedenle, (6.12)'deki çift integralin değerini bulmak amacıyla açık uçlu dipolün kapasitansı konusundaki bilgilerimizi kullanabiliriz. (2.45) denkleminin notasyonu mevcut duruma uyarlandığında açık uçlu dipolün kapasitansı aşağıda verildiği gibidir:

$$C_d = \epsilon_o \pi h_m \left/ \left[ \ln \left( \frac{h_m}{r_1} \right) - 1 \right] \right. \quad (6.13)$$

Açık uçlu dipoldeki akımın eğimi  $I_0/h_m$  şeklindedir. İki enerji ifadesinin, (6.9) ve (6.12) denklemlerinin, eşitlenmesi sonucunda, açık uçlu dipol  $I_r$  değerini  $C_d$  terimleriyle vermektedir.

$$I_R = \frac{4\pi \epsilon_o h_m^2}{C_d} = 4h_m \left[ \ln \left( \frac{h_m}{r_1} \right) - 1 \right] \quad (6.14)$$

Ters L şeklindeki antenin dipol parçası ve bunun imajı,  $W_{di}$ , üzerindeki ortalama depolanmış ortalama enerji miktarını bulmak için (6.12) denklemini kullanabiliriz.

$$W_{di} = \frac{I_o^2 h_m}{4\pi \epsilon_o (h_m + R)^2} \left[ \ln \left( \frac{h_m}{r_1} \right) - 1 \right] \quad (6.15)$$

Paralel telli iletim hattı bölümü, birim uzunluk başına Rao'nun [N. N. Rao, *Elements of Engineering Electromagnetics*,] kitabından uyarlanan miktarda kapasitans taşımaktadır ve bu ilişki aşağıdaki şekilde verilmiştir:

$$C_{pu} = \pi \epsilon_o \left/ \cosh^{-1} \left( \frac{h_m}{r_2} \right) \right. \approx \pi \epsilon_o \left/ \ln \left( \frac{2h_m}{r_2} \right) \right., \quad h_m \gg r_2 \quad (6.16)$$

Bu durumda da yük yoğunluğu  $\rho = I_0/(j\omega(hm + R))$ , toplam yük  $R\rho$ , toplam kapasitans  $RC_{pu}$  olduğundan, radyal parça ve bunun imajı üzerinde depolanan ortalama enerji miktarı aşağıda verildiği gibidir:

$$W_{pw} = \frac{R\rho^2}{4C_{pu}} = \frac{I_o^2 R}{4\pi \epsilon_o \omega^2 (h_m + R)^2} \ln\left(\frac{2h_m}{r_2}\right) \quad (6.17)$$

(6.15) ve (6.17) denklemlerinin toplanması sonucunda, toplam ortalama depolanmış enerji miktarını elde edebiliriz. (6.9) denkleminin kullanılması bize dipol için eşdeğer devre kapasitansını vermektedir ve bunun 2 ile çarpılması bize monopol ve bunun gerçek kaynağı için kapasitans değerini vermektedir.

$$C_{IL} = 2\pi \epsilon_o (h_m + R)^2 \left/ \left\{ h_m \left[ \ln\left(\frac{h_m}{r_1}\right) - 1 \right] + R \ln\left(\frac{2h_m}{r_2}\right) \right\} \right. \quad (6.18)$$

Elde edilen sonuç, seri bağlanmış iki kapasitans olarak ele alınabilir. (6.8) ve (6.18) denklemleri, radyal tel uzunluğunun etkileri konusunda daha önceden yapılmış değerlendirmeleri yansıtmaktadır.

### Örnek 6.1 PEC Levhası Üzerindeki Ters Çevrilmiş L

Üzerinde inceleme yapmak amacıyla, bir önceki bölümde incelenen kalın tek kutuplu antenle aynı mekâna uyan bir ters L antenini incelemeyi seçtim.  $H_m = 50$  mm,  $R = 100$  mm ve her ikisi için de tel yarıçapını 1 mm olarak aldım. (6.8) ve (6.18) denklemlerini kullanarak  $R_{rad}$  ve  $X_{in}$  değerlerini ve NEC tel listesini üretmek amacıyla MATLAB fonksiyonunu yazdım. Sonuçlar Tablo 6.7'de verilmektedir.

**Tablo 6.7:** Ters L antenlerde frekansın fonksiyonu olarak empedans.  $Z_a$  (6.8) ve (6.18) denklemlerinden alınmıştır.  $Z_{nec}$ , dikey tel üzerinde 5 segmenti, radyal tel üzerinde 10 segmenti olan modelden alınmıştır.  $APG = 2.015$ 'tir.

$f, MHz$	$\lambda, m$	$\frac{h_m + R}{\lambda}$	$Z_a$	$Z_{nec}$
50	6	0.025	0.076-j1543	0.077-j1560
100	3	0.05	0.305-j772	0.312-j761
150	2	0.075	0.685-j514	0.713-j486
200	1.5	0.1	1.219-j386	1.297-j341
250	1.2	0.125	1.904-j309	2.092-j248
300	1	0.15	2.742-j257	3.136-j181

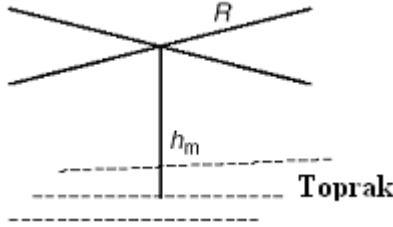
Direnç değerleri birbirlerine oldukça yakın, NEC sonuçları hafifçe yüksektir ve frekansa bağlı olarak büyümektedir. Bu durum muhtemelen radyal telden yayılan ve yukarıdaki analizde ihmal edilen ışınımı yansıtmaktadır. 300 MHz frekansta, toplam tel uzunluğu  $0.15\lambda$ 'dır ve bu da üçgen-akım yaklaşımının kesinliğini azaltmaktadır. Direncin daha iyi



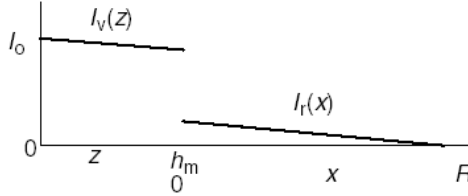


verdi. Kapasitans indüktansı baskı altında tuttuğu sürece daha ince tellerden daha yüksek reaktans değerleri beklenmelidir.

Boyutların karşılaştırılması için  $\lambda/4 = 82$  mm alınmıştır. Aynı anten konumunda bir kamçı modellemesi yapalım ve  $R_{in} = 50\Omega$  değerini elde edecek şekilde bunun ayarlamasını yapalım. Bu ayarlamayı aynı şekilde 0.67 mm yarıçaplı telle yapabiliriz ve bu durumda  $APG = 0.957$  değeriyle birlikte  $Z_{in} = 53.66 - j96\Omega$  ilişkisini elde edeceğiz. Tasarımı yapanın seçimi, bir endüktans bobiniyle birlikte kutunun dışına çıkan bir kamçı anten veya bir endüktans bobini ve bir kapasitörle birlikte bir dahili anten kullanmak şeklindedir.



Şekil 6.8: Dört adet üstten yüklemeli radyal telle oluşturulan bir monopol antenin gösterimi.



Şekil 6.9: Şekil 6.8'de gösterilen anten için akımların gösterimi.

### 6.2.2 Radyal Tellerle Üstten Yükleme

Şekil 6.8, dört radyal teli bulunan bir monopol anteni göstermekte ve Şekil 6.9 dikey ve bir radyal kesitteki akımı göstermektedir. Ters L üzerine yürütülmekte olan analizi, radyal kesitleri fazla güçlülükle karşılaşmadan artırabilmek amacıyla bir radyal kesitle sınırlandırabiliriz. Bu amaçla, burada, yalnızca bütün tellerin yarıçaplarının eşit olduğu durumu inceleyeceğiz. Çünkü, bu durum bağlantı noktasındaki yük yoğunluğunu basit bir konuya dönüştürmektedir. Bağlantı noktasındaki akımların ve yük yoğunluklarının iki koşulu karşılaması gereklidir: Radyal akımlar düşey giriş akımını oluşturacak ölçüde birbirine eklenmiş olmalı ve hatların yük yoğunluklarının eşit olması gereklidir. Düşey teldeki akımın aşağıdaki gibi olduğunu varsayalım:

$$I_v(z) = I_0 - m_z z, \quad 0 \leq z \leq h_m \quad (6.19)$$

Radyal teldeki akımın da aşağıdaki gibi olduğunu varsayalım:

$$I_r(x) = I_{r0} - m_x x, \quad 0 \leq x \leq R \quad (6.20)$$

$I_r(R)$  değerinin sıfır olması gerektiğinden,  $M_x = I_{r0}/R$ 'dir. in sayıda radyal için,  $nI_{r0} = I_v(h_m) = I_0 - m_z h_m$ 'dir. Bağlantı noktasında eşit hat yükü yoğunlukları, akım türevlerinin eşit olması gerektiği anlamına gelir. Buna göre,  $m_x = m_z$  ve  $nRm_z = I_0 - m_z h_m$ 'dir. Buradan,

$$m_z = I_0 / (nR + h_m) \quad (6.21)$$

Elektrik açısından kısa olması durumunda, radyallerin etkisinin tek bir uzun tel kullanılmış gibi olduğu görülmektedir. (6.8) ve (6.18)'de olduğu gibi aynı düşünce tarzının kullanılması durumunda, aşağıdaki sonuç elde edilecektir:

$$R_{\text{rad}} = 160 \left( \frac{\pi h_m}{\lambda} \cdot \frac{nR + h_m / 2}{nR + h_m} \right)^2 \quad (6.22)$$

$$X = \frac{-30\lambda}{\pi (nR + h_m)^2} \left\{ h_m \left[ \ln \left( \frac{h_m}{r_w} \right) - 1 \right] + nR \ln \left( \frac{2h_m}{r_w} \right) \right\} \quad (6.23)$$

Ortak tel çapı  $r_w$ 'dur. Çapların birbirlerinden farklı olması durumunda, hatlardaki yük yoğunluğu bağlantı noktasında eşit olmayacaktır ve bu durumda NEC'te olduğu gibi daha karmaşık ilişkilerin kullanılması gereklidir.

Düşey kesitin indüktif reaktansı için bir terim türetilmesi amacıyla, manyetik olarak depolanmış enerji için [Wen Geyi, "A Method for the Evaluation of Small Antenna Q, eq. (16)]'da verilen ilişki kullanılabilir. Diğer reaktans bileşenleriyle karşılaştırıldığında,  $1/20\lambda$  değerinde bile bu son derece çarpıcı bir değerdir.

$$X_L = 60\beta h_m \left( \frac{nR + h_m / 2}{nR + h_m} \right)^2 \left[ \ln \left( \frac{h_m}{r_w} \right) - 1 \right] \quad (6.24)$$

Bütün bu sonuçlardan elde edilen ortak eğilim, hem üniform (uzamsal dağılımı sabit) yük yoğunluğu veya birörnek akım yoğunluğu için enerji yoğunluğunun hesaplanması ve besleme terminallerine yansıtılmış bir reaktans değeri elde etmek amacıyla bu enerjinin terminal akımıyla ilişkilendirilmesi düşüncesidir. Denklemlerin tam olarak doğru

olmamasına ve yüklemenin yararlarını aşırı olarak vurgulamasına rağmen, bunlar bazı önemli fiziksel gerçekleri vurgulamaktadır. Yüklemenin artırılması durumunda, ortalama düşey akım da bir nihai değere doğru yükselmektedir. Bu da yük yoğunluğunun azalmasına neden olmakta ve sonuç olarak bu da dikey elemanda kapasitif reaktanstan indüktif reaktansa doğru bir kaymaya yol açmaktadır. Radyal elemanların sayısının artırılması bunların reaktans boyutlarını düşürmekte ve seri rezonansı olabilir duruma getirmektedir.

### Örnek 6.3 Radyal Yüklenmiş Monopoller

Hem monopoller hem de iki uçtan da yüklenmiş dikey antenler için modeller ve model üretecek programlar yazabiliriz. İncelemekte olduğumuz durumların bazılarını ortaya koyacak bir örnek olarak, bir PEC düzlemi üzerinde 50 mm düşey ve 50 mm radyal sistemleri ele alalım. Bütün durumlarda, tel yarıçapı 0.5 mm'dir. 50 MHz ve 300 MHz test frekanslarıdır ve  $\lambda = 6$  m ve 1 m'dir.

**Tablo 6.8:** Radyallerin sayısının fonksiyonu olarak empedans. Düşey ve radyal teller 50 mm uzunluğunda ve 1 mm çapındadır. NEC modellerinde tel başına 20 segment bulunmaktadır.

<i>n</i>	50 MHz		300 MHz	
	$Z_a$	$Z_{nec}$	$Z_a$	$Z_{nec}$
2	$0.076 - j1800$	$0.066 - j1813$	$2.74 - j254$	$2.67 - j246$
4	$0.089 - j1128$	$0.079 - j1279$	$3.2 - j134$	$3.18 - j145$
8	$0.098 - j641$	$0.088 - j941$	$3.52 - j48$	$3.52 - j81$
16	$0.103 - j340$	$0.093 - j752$	$3.72 + j5.6$	$3.71 - j45$

50 MHz sonuçlarının gösterilme nedeni, bu frekansta kayda değer bir indüktans bileşeninin olmamasıdır. Analitik empedans için reaktans büyüklüğü radyal boyutların iki katına çıkarıldığı her durumda yarı yarıya düşmekte fakat hesaplanan sonuçlar değişmemektedir. Bu da, eşit reaktansların paralel duruma getirilmesinden daha başka bir şeylerin de sürmekte olduğunu ve bu durumda hesaplanan reaktansın büyüklüğünün radyal boyutların iki katına çıkarıldığı her durumda yarı yarıya azaldığını ve analitik ifadeler için bunun daha da hızlı değişimler gösterdiğini ortaya koymaktadır.

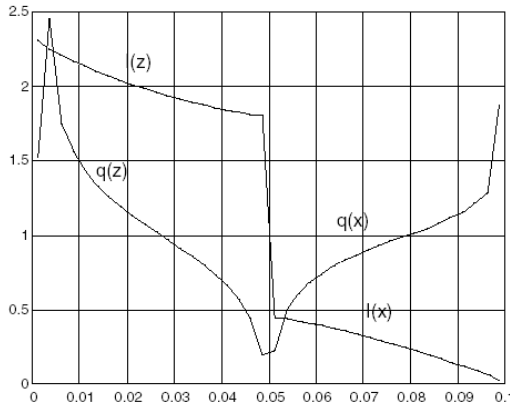
Miron bu örnek için kullandığı iki 4-radyal durumu için yük ve akım değerlerini .dat dosyalarına kopyalayarak Small Antenna Design kitabının ekinde verilen CD-ROM'da sunmaktadır ve daha sonra bunları MATLAB değişkenlerine yükledim ve ortaya çıkanları Şekil 6.10 ve 6.11'de göstermektedir. Kaynak gerilimi 100'dü. Yük yoğunluğunun mekana göre sabit olmadığı veya herhangi bir değişkenin bilinen sinüzoidal

varsayımlara uymadığı ortadadır. Ortalama yük yoğunlukları Tablo 6.9'da gösterilmektedir.

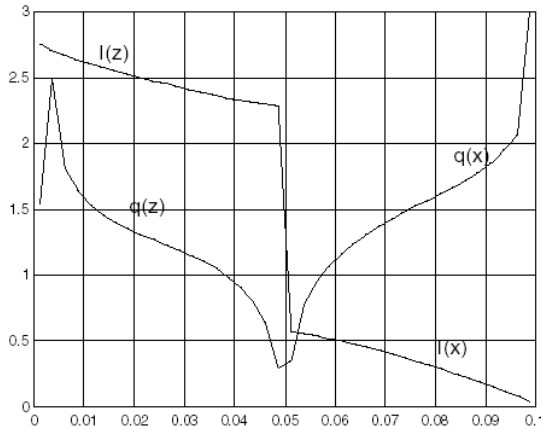
**Tablo 6.9:** Şekil 6.10 ve 6.11 için ortalama yük yoğunlukları. Birimler nC/m cinsindedir.

	50 MHz	300 MHz
$q(z)$	1.1	1.26
$q(x)$	0.94	1.5

Buradan, frekansın yükselmesine paralel olarak, yükün de radyal bileşenlere doğru kaydığı görülmektedir; bir diğer gösterge de düşey elemanın reaktansının kapasitif değerinin daha düşük olmasıdır. 16 radyal, 300 MHz durumu için  $Q$  değeri 29.5'tir. Eşdeğer  $L$  ve  $C$  değerleri 45.7nH ve 4pF'tir.



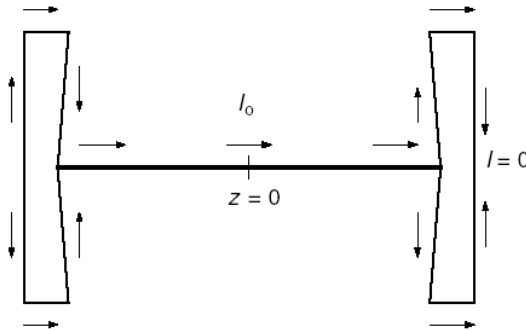
**Şekil 6.10:** 50 MHz için akım ve hat yükü yoğunluğu.  $q$ , nC/m cinsinden verilmektedir ve akım  $A$  ile gösterilmektedir ve ölçüğe uyması için 30 ile çarpılmıştır.



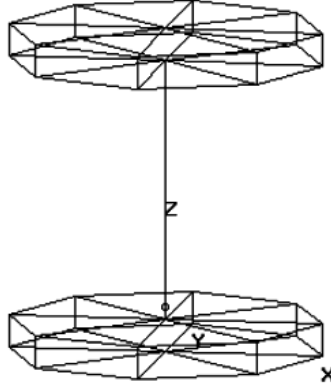
**Şekil 6.11:** 300 MHz için akım ve hat yükü yoğunluğu.  $q$ , nC/m cinsinden verilmektedir ve akım  $A$  ile gösterilmektedir ve ölçüğe uyması için 4 ile çarpılmıştır.

### 6.2.3 Hacmen Yükleme

Hacmen yükleme, düşey telin iki boyutlu bir disk veya bir radyal tel taklidi diskle yüklenmek yerine iletken bir üç boyutlu şekle yüklenmesidir. Buradaki gövdenin doğru bir şekil alması durumunda, bunun doğuracağı etki, izin verilen mekanda kapasitans değerini maksimuma çıkararak gövdenin dış kenarında sert bir yoğunluğa erişecek bir yük dağılımı ortaya koymasındır. Ortaya çıkan etki 90'lı yıllarda yürütülen nümerik deneylerde keşfedilmiştir ve Miron'un ilk dönem çalışmaları olan [D. B. Miron, "Volume Loading - A New Principle for Small Antennas," ile U.S. Patent 5,986,610, "Volume-Loaded Short Dipole Antenna,"] araştırmalarında anlatılmaktadır. Şekil 6.12, hacmen yüklü bir dipol profilini gösteren bir şemadır. Oklar, profilin çevresindeki referans yönleri göstermektedir. Akım, yayım yapan merkezi telden iletilmekte ve daha sonra gövdenin ucuna eriştiğinde ayrılmaktadır. Rezonans durumunda, akım uygulanan gerilime göre tam olarak gerçek bir akımdır ve bütün tel boyunca birörnek olma özellikleri göstermektedir. Dış halkaya doğru giderken kademeli olarak azalmakta, halkada sert bir şekilde düşmekte, dış yüzeyin merkezinde giderek sifıra yaklaşmaktadır. Yük yoğunluğu akımın uzay türeviyle orantılı olduğundan, yük yoğunluğu halkada bir maksimum değer kazanmaktadır. Temel olarak, telin indüktansının gövdelerin kapasitansına karşı dengelenmesi sonucunda rezonans ortaya çıkmaktadır. Son bölümden görüleceği üzere, rezonansın indüklenmesi amacıyla radyal yükleme de kullanılabilir fakat bu durumda, verili bir hacimde, hacmen yüklemede olduğu kadar yüksek kapasitans değeri elde edilememektedir; bu nedenle, tasarımı yapan ya radyal teller için daha çok hacim, radyasyon sağlayan kesim için daha ince teller kullanacak veya indüktansı yükseltmek ve izin verilen mekana uyum sağlamak amacıyla daha çok teli sarım için kullanacaktır. Hacmen yükleme için gerçekleştirilen dizayn işlemleri tamamen deneyseldir; henüz bu konuda analitik bir yardım mevcut değildir.



Şekil 6.12: Hacmen yükleme ilkesiyle çalışan bir dipolün şekli.



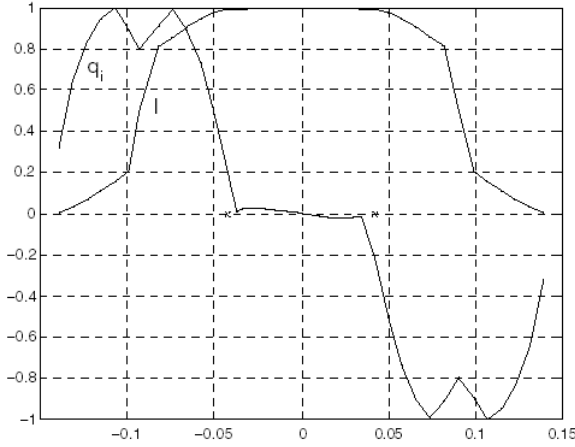
**Şekil 6.13:** Çerçeve şeklinde uç elemanlar kullanmak üzere tasarlanmış hacmen yüklü dipol.

#### Örnek 6.4 40 m'de Hacmen Yüklenmiş Dipol

Şekil 6.13, 4 m yüksekliğinde ve 4 m genişliğinde bir dipol için NEC tel listesinin şeklini göstermektedir. Uç kesimdeki gövdeler 1/2" bakır su borularından yapılmış sekizgen gövdelerdir. Merkezdeki telin yarıçapı 1.6 mm'dir, yaklaşık AWG #8 özelliklerini taşımaktadır ve 3.6 m uzunluğundadır. Serbest durumda, dipol 7.1525 MHz, 42 m'de 6.13Ω dirençle rezonans yapmaktadır. 3.6 m için eşdeğer akım radyasyon direnci 5.8Ω olduğundan uç kafeslerin düşey kesimlerinden ancak küçük bir katkı almaktadır.  $Q$  değeri 38.36'dır. Eşdeğer  $L$  ve  $C$  değerleri 5.23  $\mu$ H ve 94.7 pF'tir. Dalgaboyu cinsinden konuşulduğunda, bu yapı Örnek 6.3'te verilen eşdeğer dipolle yaklaşık aynı boyutları taşımaktadır. Bu durumdaki  $Q$  değeri 16 radyal durumunda olduğundan daha yüksektir fakat efektif kapasitans gerçekten çarpıcı farklılıklar göstermektedir. 16 radyal durumundaki dipol eşdeğerinin efektif kapasitansı 2 pF'tir ve bu 8 radyal çerçeve hacim yükünden 47 kere daha küçüktür. Doğrudan karşılaştırma için, Örnek 6.3'teki 8 radyal dipol eşdeğer anten için hesaplanan değerler  $Q = 35$ ,  $L = 87$  nH ve  $C = 1.63$  pF'tir. Küçük indüktans değerleri en azından kısmen, Örnek 6.3 için  $\lambda/2000$  ve mevcut durumda  $\lambda/26,250$  özelliklerini taşıyan tel yarıçaplarından kaynaklanmaktadır.

Şekil 6.14, anten profili üzerindeki akım ve yük dağılımını göstermektedir. Akım, rezonansta beklendiği gibi gerçeklik ve süreklilik denkleminin gerektirdikleri nedeniyle yük yoğunluğu sanaldır. Antenin doğru tel bölümü,  $\pm 0.043\lambda$  değerlerine karşılık gelen  $x$  işaretleri arasında bulunmaktadır. Yükün tepe değerleri, çerçeve radyallerinin en dış segmentleri üzerindedir. Çerçevenin iki tabakası arasındaki dikey boru yalnızca bir segment tarafından temsil edilmekte olduğundan yük çizimi

karmaşık bir görünüm sunmaktadır. Çizimin yatay ekseninin okunması sırasında 0 dipolün merkezindedir ve sağa doğru hareket edilmesi tel doğrultusunda  $x$  noktasına erişilinceye kadar hareket ettirir. 2 m yaklaşık  $0.05\lambda$  olduğundan, bir sonraki  $0.05\lambda$  radyaller boyunca hareket etmeye karşılık gelmektedir. Sözü edildiği gibi, ölçek halka üzerinde hareket etmekte ve daha sonra en son  $0.05\lambda$ , radyaller boyunca halkadan dış merkeze doğru hareket etmeye karşılık gelmektedir. Örnek 6.3'te olduğu gibi, dağılımların konumun sinüzoidal fonksiyonları olmadığını görebilirsiniz.

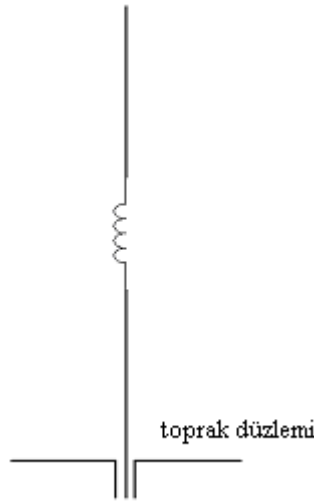


**Şekil 6.14:** Şekil 6.13'teki dipol için normalleştirilmiş akım ve hat yükü. Mesafe dalgaboyu cinsinden verilmiştir. Çizim, profil üzerindeki toplam değer çizimidir.  $x_s$  işareti, doğru tel ışınım cihazının uçlarını göstermektedir. Çerçeve profili üzerindeki bir noktadaki toplam akım veya yük bir segment için bir değer alıp bunun 8 ile çarpılması yoluyla elde bulunmaktadır. Profilde 38 segment bulunmaktadır.

### 6.3 Sarımların Yüklenmesi

Üstten yüklemeler büyük ölçüde aerodinamik özellik göstermemektedir ve bunlar genellikle kendi kendini desteklememektedir. 800 MHz üzerindeki frekanslarda, bunların sistemle entegrasyonunun sağlanması kolaydır fakat 30 MHz altında bunu kullanabilecek en küçük hareketli platform bir gemidir. 50 yıldan bu yana kullanılmakta olan çözüm, sarımın bir bölümünün monopol üzerine yerleştirilmesidir. Sarım, antenin kendi üzerindeki parçasıyla seri rezonans yapacak şekilde ayarlanmıştır ve bu da antenin alt kesimindeki akımı neredeyse birörnek duruma getirmektedir. Doğurduğu etki açısından değerlendirildiğinde, sarım ve sarım üzerindeki antenin oluşturduğu kısım antenin aşağıda kalan bölümü için bir üst yükleme oluşturmaktadır. Durumu gösteren bir çizim için Şekil 6.15'e bakın. Bu durum radyasyon direncini yükseltmekte ve tabanında bir seri sarımla birlikte basit bir monopolden oluşan anten

sistemleriyle karşılaştırıldığında sistem verimliliğini geliştirmektedir. Sağlanan gelişme, antenin üzerindeki bölümünün yüksüz antenden daha düşük bir kapasitansının olması ve bunun sonucunda sarım indüktansının temel ayar için birden düşük olması ve bu nedenle sarım kayıp direncinin daha yüksek olması durumuyla sınırlanmıştır. Bildiğim ilk analiz J. S. Belrose tarafından 1953 [7]'de yayınlanmıştır ve antenin her bir parçasında lineer bir akım dağılımı varsayımına dayandırılmıştır. Daha ayrıntılı bir analiz C. W. Harrison [8] tarafından 1963 yılında basılmıştır ve genel sinüzoidal akım modellerine dayandırılmıştır. Bölüm 2 ve 3'te belirtildiği gibi, düz monopol tek başına ele alındığında verimsiz değildir; ayarlama veya dengeleme sarımının antenin  $Q$  değerinden daha düşük olması sistemin verimliliğini büyük ölçüde düşürmektedir. İzleyen üç örnekte, merkez sarımlarından yüklenen sistemlerin özelliklerini göstereceğim ve NEC sonuçlarını Harrison'ın analitik çalışmalarıyla karşılaştıracam.



Şekil 6.15: Sarımları yüklemeli monopolün görünümü.

### Örnek 6.5 Çok Kısa Merkez Yüklü Monopol

Harrison'ın makalesi, Sandia Corp. için hazırlanan ve içinde dizayn hesaplamalarına ilişkin birçok tabloların verildiği raporun bir özeti. Makale, biri sabit boyutlu bir antende giriş empedansının yüklenme sarımı  $L$  ve  $Q$  ile değişimini (Tablo I), diğeri de değişik boyut değerleri ve sarım yerleşimleri için rezonans  $X$  ve değişik boyut değerleri ve sarım yerleşimleri için giriş direncini (Tablo II) veren iki tablo içermektedir.  $Q$  değerindeki düşüşle birlikte bazda direnç yükselişi, en iyi sarımların



kullanılması durumunda bile sistemin ne ölçüde verimsiz olduğunu göstermektedir. Tablo I'de verilen hesaplamaları  $\beta h_m = 2$ , merkezlenmiş sarım ve  $r_w/\lambda = 0.000122895$  değerleri için verilmiş olduğundan bunu Harrison monopoli olarak adlandırıyorum ve bu örnek için bunu kullanıyorum.

$\lambda = 1$  m,  $h_m = 31.38$  mm ve  $r_w = 0.12895$  mm değerleriyle birlikte 300 MHz frekansta, yükleme bobinini tam merkezi oluşturan 21. segmente yerleştirmemi sağlaması için, 41 segmentle birlikte bir monopoli anten modelledim. Listing 6, modelin son versiyonunu göstermektedir. Harrison sarımsız giriş empedansını  $0.385 - j135\Omega$ , merkezden yüklemeye, rezonans durumundaki sarımın reaktansını  $2448\Omega$  ve rezonans durumundaki giriş direncini  $1.185\Omega$  olarak vermektedir. Reaktans,  $L = 1.2987 \mu\text{H}$ 'a karşılık gelmektedir. Simülasyon,  $0.38 - j1343\Omega$  giriş empedansını oldukça yakın bir şekilde vermektedir. Ancak, sarımı  $1.33354 \mu\text{H}$  ve  $Z_{in} = 0.997 - j0.007\Omega$  değerlerine bu denli yakın ayarlamam gerekmiyordu.  $L$  değerindeki rakamların sayısından, ayarlamamanın oldukça sorunlu olduğunu görebilirsiniz. Bu da fiziksel durumda duyarlı bir elle ayarlama yapılmadığı anlamına gelmektedir. Şekil 6.16, NEC tarafından kayıp olmadığı durumlar için hesaplandığı şekliyle akım ve yük yoğunluğu dağılımını göstermektedir. Akım için yapılan çizimlerden sarımın altında bir sabit değer, sarımın yukarısında da sıfıra kadar inen bir doğrusal düşüş kötü bir varsayım olarak görülmemektedir. Herhangi bir sarımın olmaması durumunda, radyasyon direnci  $R = 40 (\pi h_m/\lambda)^2 = 0.4\Omega$ 'dır. Sarımın merkezde olması ve doğrusal hat varsayımları yapmamız durumunda, ortalama akım  $3/4 I_0$ 'dır ve bu durumda  $R = 40(\pi(3/2)h_m/\lambda)^2 = 0.9\Omega$ 'dır ve bu da kötü bir durum göstermemektedir.

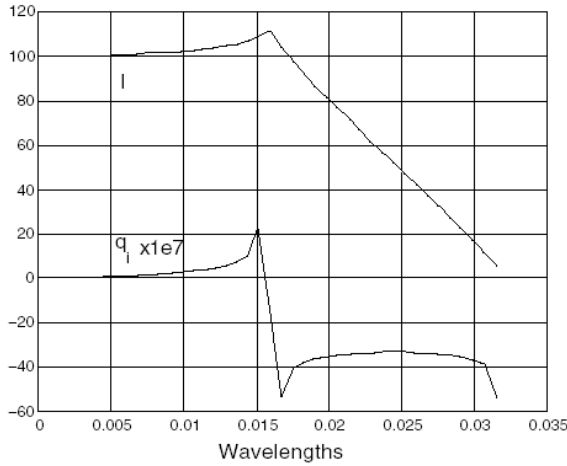
#### Listing 6.1: Harrison Monopoli

```

CM Coil-loaded monopole.
CE
GW 1 41 0 0 0 0 0 31.83 0.122895
GS 0 0 0.001
GE 1
GN 1
LD 0 1 21 21 5.5858 1.33347e-6 0
LD 5 0 0 0 26e6
EX 0 1 1 1 100 0 1
FR 0 1 0 0 300 2
PT -1
RP 0 46 46 1002 0 0 2 2
EN

```

Giriş gerilimi rasgele bir şekilde 100'e ayarlanmıştır – bu seçim 10 kW besleme gücü anlamına geldiğinden, LF işaret istasyonu hakkında konuştuğumuz durumlar dışında, oldukça pahalı bir seçimdir. Harrison'un gerçekleştirdiği nokta, sarım geriliminin besleme geriliminden yüksek ve zaman zaman da çok yüksek olduğu bir durumdur. Bu durumda besleme gerilimi  $2514\Omega \times 111.46A = 280.25 \text{ kV}$ 'tur.  $V_{coil}/V_{in} = 2802$ 'dir ve bu da besleme gerilimi ne olursa olsun yüksek bir orandır.



**Şekil 6.16:** Harrison sarımla yüklenmiş dipolde kayıpsız durumda akım, A, ve hat yükü yoğunluğu, C/m.

Bir sonraki kademede, kayıpların doğurduğu etkilere bakalım. Tel iletkenliğinin 26 MS/m olduğunun varsayılması durumu etkililiğin %83'e çıkmasına neden olmakta ve  $Z_{in} = 1.2 + j0.008\Omega$  ilişkisinin elde edilebilmesi için sarımın 1.33346 değerine ayarlanmasını gerektirmektedir. Q değeri 200 olan bir sarım olduğunu varsayın ve LD 0 komutuna  $12.57\Omega$ 'u ekleyin. Bu durumda da yine yeniden ayarlama gereklidir;  $L = 1.333504$ ,  $Z_{in} = 16.7 - j0.002\Omega$ 'dur ve etkililik %6'dır. Baz noktasında bir sarım kullandığımızı varsayalım. Q değeri 200 olan  $712.44\text{nH}$  bir baz sarım, %5.3 etkililikle birlikte  $Z_{in} = 7.18 - j0.0026\Omega$  ilişkisini vermektedir. Q değeri 450 olan sarımların üretilebilmesi durumunda, baz ayarlama  $Z_{in} = 3.45 - j0.0026\Omega$  ilişkisini ve %11 etkililik sağlar. Q = 450 değeriyle birlikte merkezden yükleme  $Z_{in} = 8.1\Omega$  ilişkisini ve %12.3 etkililik sağlar. Merkezden yükleme durumları çok etkili durumlar olarak görülmemektedir fakat herhangi bir durumdaki giriş empedansının halen bir L kesitiyle  $50\Omega$ 'a dönüştürülmesi gereklidir. Merkezden yüklenen antenlerdeki daha büyük empedans değerleri, L

kesitindeki sarımların daha küçük olacağı ve sistemin kalitesinin daha az düşmesini sağlayacağı anlamına gelmektedir.

### Örnek 6.6 Gerçek Toprak Üzerindeki 3 MHz Harrison; Monopol

Bu örnekte, gerçek uygulamalara biraz daha yakın bir duruma gelmekteyiz. Harrison monopolünü 3 MHz'e ayarlayalım; bu da son örnekteki yüksekliğin ve tel yarıçapının 100'le çarpıldığı anlamına gelmektedir. Gerçek toprak üzerindeki sabit dikey anten toprak bağlantısına karşı tahrik edilebilir fakat bu durum, antenin kısa olması durumunda gücünüzün büyük bir bölümünü toprağa iletmektedir. Genel olarak, bu tür antenler, toprağa gitmekte olan RF gücü miktarını azaltmak amacıyla, toprak üzerine veya toprak içine yayılmış bir telle çevrilmiştir. Burada sözü edilen durumda, her biri 5 m uzunluğunda olan ve tel yarıçapı 3.2 mm olan 8 radyal sarımı devreye almayı seçelim. Yarıçap, pratik olarak kullanılabilir olandan çok daha büyüktür fakat fiziksel olmayan bazı iletim telleri oluşturmaksızın oluşturulan dikey tel çapları açısından NEC bağlantı kılavuzlarına uygunluk koşullarını karşılamaktadır. Radyaller ve antenler 0.1 m (yaklaşık 4") toprağın üzerindedir ve bunun nedeni hem NEC2 sistemlerinin toprak düzeyinde radyal parçaları kullanamaması ve nümerik ve fiziksel deneylerin yükseltilmiş radyal antenlerin daha düşük kayıplara yol açtığını göstermesidir. Bunların kurulmasını ev arkasında kurulan tipik ev antenleri olarak düşündüğümden radyal antenler aynı zamanda elektrik olarak bir kısadevre oluşturmaktadır. Modelin nihai versiyonu Listing 6.2'de verilmiştir.

#### **Listing 6.2: Gerçek toprak üzerindeki Harrison monopoller ve radyal antenler**

Sarımların bir LD 4 komutuyla temsil edilmiştir. Bu komut yükü direnç ve reaktans olarak tanımlamaktadır. Bu komutta frekans bağımlılığı yoktur.

```

CM Coil-loaded monopole and radials over real ground.
CE
GW 1 41 0 0 0.1 0 0 3.283 0.0122895
GW 2 64 0 0 0.1 5 0 0.1 0.0032
GM 1 7 0 0 45 0 0 0 2
GE 1
GN 2 0 0 0 13 0.005
LD 4 1 21 21 5.738 2582.25
EX 0 1 2 1 100 0 1
FR 0 1 0 0 3 0.1
PT -1
RP 0 46 46 1002 0 0 2 2
EN

```

Yükleme veya ayarlamasının olmadığı ve tel kayıplarının olmadığı durumlarda,  $Z_{in} = 1.894 - j1457\Omega$  ve  $APG = 0.1805$ 'tir. Toprak düzlemi üzerinde çalıştığımızdan,  $APG = 2P_{rad}/P_{in}$  şeklindedir ve bu ilişkide  $P_{rad}$  düzlemin üzerine yayılmış olan gücü göstermektedir. Bu nedenle,  $R_{rad} = R_{in}APG/2$  şeklindedir. Mevcut durumda,  $R_{rad} = 0.1752\Omega$ 'dır. Geriye kalan direncin tümü toprağa basılan güçten kaynaklanmaktadır ve genellikle *toprak direnci* olarak adlandırılmaktadır. Bu durumda,  $R_{gnd} = R_{in} - R_{rad} = 1.72\Omega$ 'dır. Radyasyon direnci ve uzay dalgası gibi toprak direnci de toprağa elektromanyetik radyasyonun yol açtığı bir uç reaksiyonudur.

Önceki örnekteki ve diğer değerlendirmelerden yola çıktığımızda, antenin herhangi bir noktada rezonansa girmesi durumunda, antenin her noktada rezonans durumunda olacağı ortadadır. Herhangi bir parçaya eklemem gereken reaktans miktarını bulmak için modeldeki bu segmente bir kaynak koyarım ve NEC programının görmüş olduğu empedansı bulmasına izin veririm. Bunu 21 numaralı segment için yaptım ve burada bulunan empedans  $3.73 - j2582.23\Omega$ 'dır.  $Q$  değerleri 200 ve 400 olan sarımlarla hem baz ayarlamayı hem de merkez yüklemeyi test ettim. Sonuçlar Tablo 6.10'da toplanmıştır.

Baz Ayarlama  
Merkezden Yükleme

**Tablo 6.10:** Gerçek yüzey üzerinde 3 MHz dikey antenin baz ayarlanması ve merkez yüklemesi.  $\sigma = 5$  mS/m,  $\epsilon_r = 13$ 'tür. Eff = yapının verimliliği değerini göstermektedir ve bu da tellerdeki güç kaybını (bu durumda sıfırdır) ve yükleri göstermektedir. APG = ortalama güç kazancı olarak tanımlanmıştır.

$Q$	$Z_{in}$	Eff. %	$APG/2$
200	9.18	20.63	0.01862
450	5.132	36.9	0.0333

$Q$	$Z_{in}$	Eff. %	$APG/2$
200	21.54	21.59	0.02007
450	12.25	38.74	0.0353

APG/2 efektif ışımaya verimliliğidir; bu nedenle, izlenmesi gerekli en önemli sayıdır. Tekrar, baz ayarlamadan merkez yüklemeye doğru gidişte çok küçük ölçüde bir gelişme vardır ve bunların ikisi de herhangi bir ayarlama yapılmamasından daha iyidir. Ancak, reaktansın çok yüksek olması nedeniyle ayarlama olmaksızın çalışamazsınız.

Önceki örnekte, yalnızca yapıya bağlı kayıplar vardı ve bu nedenle verimlilik/100 ve APG/2 değerlerinin eşit olması gerekiyordu.  $E = (\text{Yapı Verimliliği})/100$  ve  $A = \text{APG}/100$  değerini toprak düzleminin varlığında ışımaya verimliliği olarak tanımlayalım. Genel olarak şu ilişkiler bulunmaktadır:  $R_{loss} = (1 - E)R_{in}$ ,  $R_{rad} = R_{in}A$  ve  $R_{gnd} = R_{in} - R_{loss} - R_{rad} = R_{in}(E - A)$ . Üç durum için bu hesaplamaların gerçekleştirilmesi sonucunda aşağıdaki tablo elde edilmektedir.

Ayarlama yok.

Baz ayarlama,  $Q = 450$ .

Merkezden yükleme,  $Q = 450$ .

**Tablo 6.11:** Uç direnci bileşenleri.

Case	$R_{in}$	$R_{rad}$	$R_{loss}$	$R_{gnd}$
1	1.894	0.171	0	1.723
2	5.132	0.171	3.238	1.723
3	12.25	0.432	7.504	4.313

Örnek 1 ve 2'deki akım dağılımı aynı olduğundan, gökyüzüne ve toprağa ışımaya miktarı aynı olmalıdır. Buna göre, tek fark doğrudan ortaya çıkan sargı kaybıdır. Örnek 3'te akım dağılımı bizim merkez yüklemekten beklediğimiz ortalama değeri artırmış olduğundan, her iki ışımaya gücünü de temsil eden direnç miktarları artmaktadır. Yükleme bobininin direnci  $5.738\Omega$ 'dur.  $R_{loss}$  direncinde kaybedilen kuvvetin bobindeki güç kaybıyla aynı olması gerektiğinden, bobindeki akımı  $I_{coil} = I_{in} \sqrt{\frac{R_{loss}}{R_{coil}}} = 1.144I_{in}$  şeklinde buluruz. Model listingindeki PT-1 komutunu PT 0 1 1 41 şeklinde dönüştürmeniz durumunda elde edeceğiniz değişiklik budur.

### Örnek 6.7 Otomobil Üzerindeki CB/FM Anteni

Bu örnekte, iki bantlı otomobil üzerine monte edilmiş bir monopol için tasarım sürecini sunmaktayım. Başlangıç olarak, bir hatchback otomobilin 4nec2 sistemiyle işletilebilmesi amacıyla bir model geliştirmek için bir kod geliştirdim. Kod hatch.cpp içinde bulunmaktadır ve hatch.exe içinde



derlenmiştir ve Listing 6.3'te verildiğinden otomobilin tanıtımını görebilirsiniz.

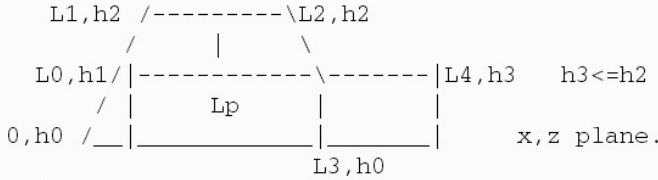
**Listing 6.3: hatch.in**

```

0.25 1.1 1.4 1
0.2 0.3 1.75 2 3.2
1.025 0.0127 2 2
5 0
2 1.1 0.00635 1.0 11 2 6
30 90 60
0 2
26e6 0.005 13
200 1274.4 13.761

```

This file, hatch.in is read by hatch.exe to generate hatch.nec, a 4nec2 file to simulate the hatchback car sketched below, and a whip antenna with an LC trap partway up. All elements must be present, whether used or not. Dimensions are in meters.



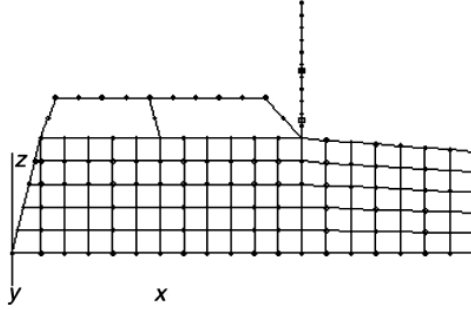
Width is W.

By rows:

1. h0, h1, h2, h3.
2. L0, L1, L2, L3, L4.
3. Lp, wire radius for all posts, no. segs. all posts, W.
4. n1, no. vertical segments in main side panel. Sets the grid density. EX type, 0 or 5.
5. Antenna: base x,z, wire rad., height, no. segs, source seg, load seg. If load seg.=0, no trap is present.
6. Start, stop, step freqs., MHz. If step freq.=0, only start freq. is used.
7. Rad. pattern flag, 1=azimuth pattern. Ground type flag, 0=free space, 1=perfect, 2=real ground.
8. Wire cond., ground cond., rel. permittivity.
9. Trap coil Q, nH, pF.

Otomobil, genişliği sabit ve düz çizgilerden oluşmuş profilli olacak şekilde modellenmiştir. Otomobilin sağ tarafı  $x$ ,  $y$  düzleminindedir ve otomobilin önü  $+x$  yönündedir. Tel modelini gösteren bir çizim Şekil 6.17'de gösterilmektedir. Izgara alanı, kaporta, tavan, camın altındaki arka panel, arka tarafın ve yolcuların altındaki bölüm ve yangın bariyeri [firewall] da tel ızgara yöntemi kullanılarak modellenmiştir.

Izgaralamanın olabildiğince bir örnek olmasına dikkat edilmiştir ve boyuta ilişkin tercihler verildikten sonra bütün ızgara mesafeleri tek bir tercihe, kapı panelindeki dikey segmentlerin sayısına göre belirlenmiştir.



**Şekil 6.17:** İki bantlı anteni olan bir hatchback otomobil için tel modelinin yandan görünüşü. Segmentlerin uçları noktalarla işaretlenmiştir. Antende, segment 2'de bir EX 0 voltaj kaynağı ve segment 6'da bir paralel LC yüküyle birlikte 11 segment bulunmaktadır.

Dizaynın amacı, 30 MHz ve 90 MHz frekanslarda çalışabilmeyi mümkün kılmaktır. 30 MHz hem ABD sivil radyo yayın bandına hem de amatör radyoların 10 m bandına yakındır. 90 MHz ise ABD'de yayın yapan birçok FM kamu radyo istasyonlarının yayın frekansına yakın bulunmaktadır. FM yayınlar için biraz uzun fakat 30 MHz yayın için biraz kısa olan 1 m yüksekliğinde bir anten seçelim. Dizayn işlemlerine başlamak için modeli serbest ortama yerleştirelim ve birkaç ızgara yoğunluğunu ve anten segment yoğunluğunu ve APG değerini 1'e yakınlaştıracak pozisyonları deneyelim. Bu denemeyi 30 MHz frekansta LC kapalı kullanmaksızın gerçekleştirelim.  $APG = 0.988$  ve  $Z_{in} = 8.77 - j387\Omega$  değerlerini elde edeceğiz. Bir sonraki aşamada alüminyumun 26 MS/m iletkenlik değerini bütün tellere ekleyelim. Bu durumda  $Z_{in}$  değeri  $8.79 - j387\Omega$  değerine yükselecek ve etkililiği %99.71'e yükseltti. PEC düzlemi üzerinde,  $Z_{in} = 9.57 - j383\Omega$ ,  $APG = 1.85$  ve etkililik %99.75 olacak. PEC düzlemi üzerindeki APG hedefinin 2E olduğunu hatırlayın. Bu da yeterince yakındır.

Gerçek toprağın  $\sigma = 5$  mS/m ve  $\epsilon_r = 13$  (ortalama toprak) değerleriyle uyarılması  $Z_{in} = 9.46 - j386\Omega$  değerlerini verir ve bu da PEC örneğinde verileden daha büyük bir değişikliği göstermez. Toprak parametreleri, düşük HF bandında daha büyük değişikliklere yol açmaktadır. Bu örneğin tasarım sürecinde bir sonraki aşama, değişik ayarlamalar için LC değerlerinin bulunmasıdır. Anten uzunluğunu, antenin 90 MHz'de indüktif ve kuşkusuz 30 MHz'de kapasitif olmasını sağlamaya yetecek ölçüde seçelim. Böylece, hem antenin 90 MHz'de indüktif reaktansla ve 90 MHz'de kapasitif reaktansla baz ayarlamasının yapılması veya merkezden



yüklenmesi çalışmayı sağlamalıdır. Paralel bir LC devresi (radyo amatörleri tarafından gerçekleştirilen biraz farklı bir uygulamada kapan olarak adlandırılmaktadır) kendi rezonant frekans değerinin altında bir değerle indüktif, bunun üzerinde bir değerle kapasitiftir. Fakat bunun yanında seri bağlanmış bir LC devresi, rezonant frekansının altında kapasitif ve üzerinde indüktif olduğundan paralel bağlanan şeklini seçeriz. Süseptans  $B = \omega C - 1/(\omega L)$  olarak verilmiştir. Segment reaktanslarının, iki frekansta işaretler de dahil değiştirilmesi istenen  $B$  değerlerinin elde edilmesini sağlar ve iki bilinmeyenli ( $C$  ve  $1/L$ ) iki denklem hemen çözülür. `parallel.m4nec2` fonksiyonunun, karşılık gelen direnci hesaplamak yerine sarımın  $Q$  değerini belirlemenize izin veren bir LD 6 komutu içermektedir. Bu, `hetch.nec` içinde kullanılmıştır. Baz ayarlama ve merkez yükleme için elde edilen sonuçlar, Tablo 6.12'de toplanmıştır.

Baz ayarlama:  $L = 733.7$  nH,  $C = 24.65$  pF.

Segment 6 yükleme:  $L = 1274$  nH,  $C = 13.764$  pF.

Baz ayarlama,  $Q = 200$   $Q = 450$

Segment 6 yükleme,  $Q = 200$   $Q = 450$

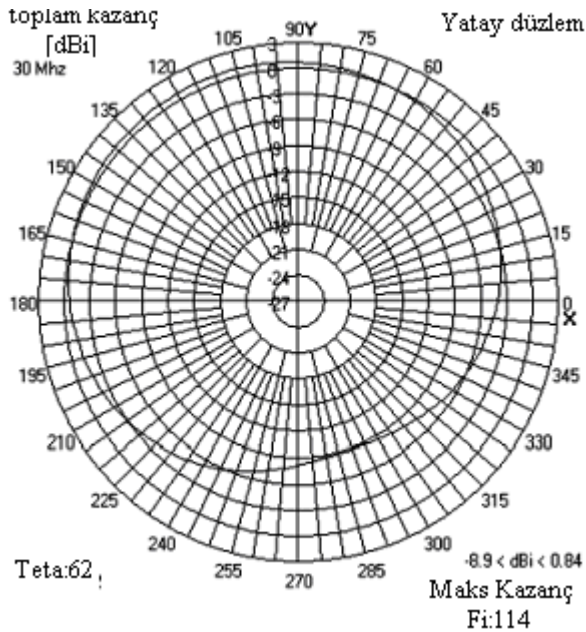
**Tablo 6.12:** İki bantlı otomobil anteni için dizayn sonuçları

	30 MHz	90 MHz	30 MHz	90 MHz		30 MHz	90 MHz	30 MHz	90 MHz
$R_{in}$	14.85	73.78	11.8	73.62	$R_{in}$	24.64	53.3	19.74	53.37
$E$	0.6354	0.9963	0.7968	0.9984	$E$	0.6419	0.9987	0.8013	0.9983
$A$	0.1867	0.554	0.2341	0.555	$A$	0.1906	0.5502	0.2377	0.5501
$R_{rad}$	2.77	40.87	2.76	40.86	$R_{rad}$	4.696	29.33	4.69	29.36
$R_{loss}$	5.41	0.27	2.4	0.12	$R_{loss}$	8.82	0.07	3.92	0.09
$R_{gnd}$	6.66	32.63	6.64	32.64	$R_{gnd}$	11.12	23.9	11.13	23.92

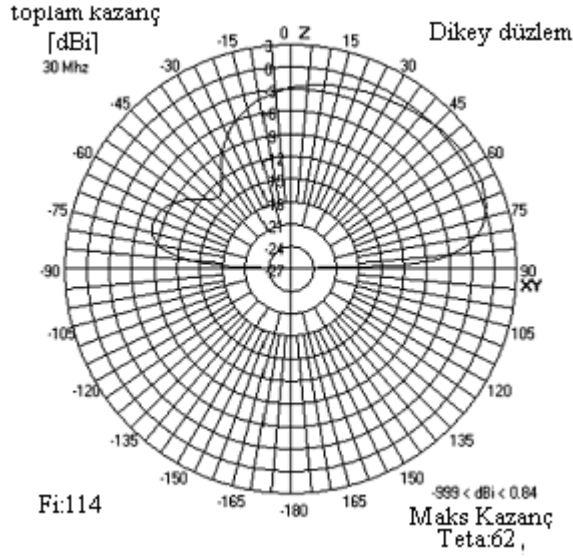
30 MHz frekanstaki direncin hem sarım kayıplarını hem de artan radyasyon direncini yansıtabilecek şekilde artarken 90 MHz değerine düştüğünü merak etmemiz gerekir. Bazı durumlarda, indüktif yüklemenin anten boyunun uzamasına yol açarken diğer yandan da kapasitif yüklemenin anten boyunu küçülttüğü söylenmektedir. Radyasyon etkililiğinde, baz ayarlama merkez yüklemeye geçilmesi yoluyla sağlanan gelişme çok küçük boyutludur ve ek mekanik işleme zamanının ve maliyetinin yüklenmesine değmez.

Anten yerleştirme etkileri, ışınım eğrilerini etkilemektedir. Araç üzerindeki asimetrik bir konumlandırma, Şekil 6.18'den 6.21'e kadar gösterilenlere benzer sapmaların ortaya çıkmasına yol açmaktadır. Komut sıralaması, F7'dir (veya Main → Calculate → Generate) → Far Field, Default Patterns, 2° çözünürlük, → Generate tuşu. Her bir model, maksimum kazanç noktasında kesintiye uğramıştır. Modeller, dikey ve

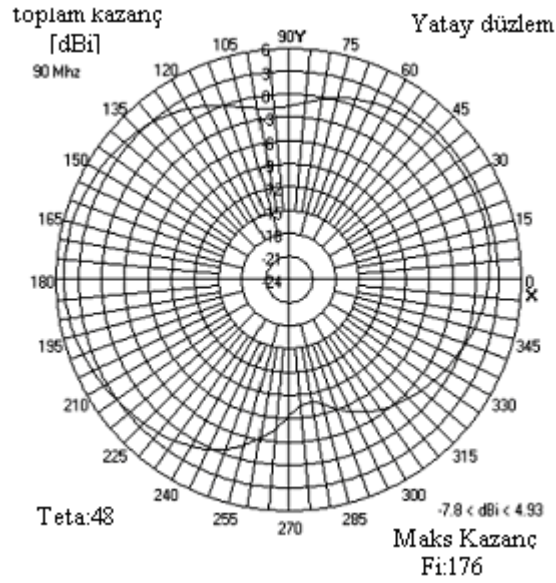
yatay polarizasyon için kazançları birleştirerek toplam kazanç sağlamak içindir. Toprak yüksekliği dışında boş grup yoktur ve bu düzeydeki boşluğun nedeni de otomobilin ürettiği önemli düzeylerdeki polarize dalgalardır. Yükseklik çizimlerinin sol tarafındaki negatif  $\theta$  açıları, grafiğin bu parçasının, sağ taraftaki grafik çiziminin  $\phi$  açısının  $180^\circ$  çevresindeki yüksekliği göstermeyi amaçlamaktadır. Okuyucu, tek tek polarizasyonlar üzerinde hesaplamalar yapmak ve bunların çizimlerini izlemek konusunda güçlü şekilde özendirilmektedir.



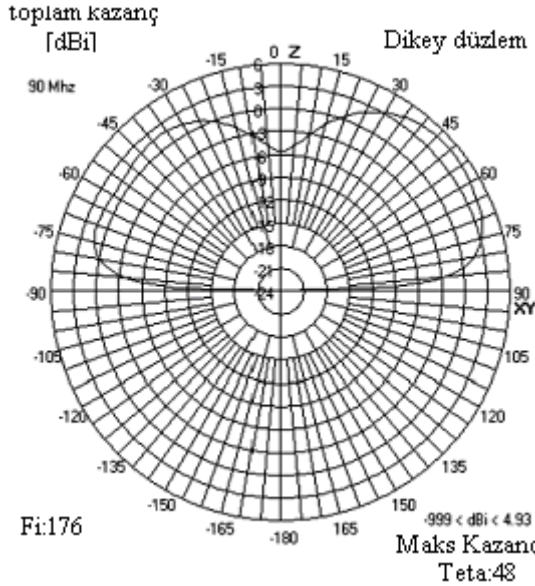
Şekil 6.18: Örnek 6.7'deki merkezden yüklemeli anten için azimut modeli.



Şekil 6.19: Örnek 6.7'deki merkezden yüklemeli anten için 30 MHz'de kesilen yükseklik.



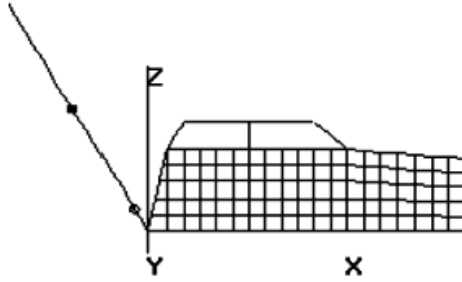
Şekil 6.20: Örnek 6.7'deki merkezden yüklemeli anten için 90 MHz'deki azimut modeli.



Şekil 6.21: Örnek 6.7'deki merkezden yüklemeli anten için 90 MHz'deki yükseklik modeli.

### Örnek 6.8 Hatchback Üzerindeki HF 80-m Band Kamçısı

Birçok radyo amatörü, "kısa dalga" bantlarının uzun dalga ucundaki frekanslardan iletişim kurmaktan hoşlanmaktadır. 80 m bandın nominal frekansı 3.75 MHz'dir ve bu frekandaki bir taşıt üzerinde kamçılama yaratma konusunda önemli miktarda bilgi içermektedir. Eşit uzunluktaki iki bölümünde 110" uzunluğunda olan bir kamçı için hem nümerik hem de deneysel veriler içermektedir. 2.794 m'dir ve alt kesimin çapı 15.9 mm'dir. Bu anteni, kullanmakta olduğunuz arabanın arka köşesine yerleştirebilirsiniz. Arabada daha iyi bir farklılaşma sağlayabilmek ve dikeye yakın geliş açılı iyonosfer dalgası (NVIS) çalıştırma yeteneği sağlayabilmek amacıyla bu anteni arabanızın arka köşesine yerleştirmek ve dikeyden 30° eğmek yerinde olabilir. hatch.cpp programını, çatı segmentleri yan panel segmentleriyle hizalanacak şekilde yeniden düzenleyebilirsiniz [bu programı Miron'un kitabının CD-ROM'un da hatch2.cpp adıyla bulabilirsiniz]. Ancak, anten modelini değiştirmeden ve bu nedenle ilk GW komutunu değiştirmek amacıyla .nec dosyasını düzenleyebilirsiniz. 30° eğim sonucunda, anten uzunluğunun x ve y bileşenleri -1.397 m ve 2.42 m'yd. Segment uzunluklarını otomobilin oluşturduğu ızgarayla benzer bir duruma getirmek amacıyla antende 16 segment kullanmak iyi olabilir. Yarıçapı yaklaşık 8 mm'ye yuvarlamak yapımı kolaylaştırıcaktır. Sonuç olarak ortaya çıkan modelin çizimi Şekil 6.22'de gösterilmektedir.



Şekil 6.22: HF merkezden yüklemeli kamçı antenli bir hatchback otomobil.

Yeniden, geçerliğini görmek amacıyla, modeli serbest uzayda ve mükemmel topraklama koşullarında denekte yarar var. Serbest uzayda:  $Z_{in} = 0.6 - j1550\Omega$ ,  $APG = 0.961$ . Mükemmel topraklama koşullarında:  $Z_{in} = 0.2 - j1492\Omega$ ,  $APG = 2.067$ . Her iki APG değeri de hedefin %5 sınırı içindedir ve yeterince iyidir. Radyasyon direncindeki, muhtemelen topraklama düzeyi tarafından yatay olarak polarize edilmiş bileşenin iptalinden kaynaklanan keskin düşmeye dikkat edin. Ortalama topraklama koşullarında,  $Z_{in} = 6.6 - j1491\Omega$  ve  $APG = 0.0312$ , radyasyon etkinliği %1.56'dır. bu aynı zamanda  $R_{rad} = 0.1039$  eşitliğini de zorunlu duruma getirmektedir. Oldukça düşük bir noktadan yola çıkmaktayız. Segment 9 üzerindeki baz ayarlama ve yükleme sonuçları Tablo 6.13'te toplanmıştır.

Ayarlama noktası:  
Segment 2  
Segment 9

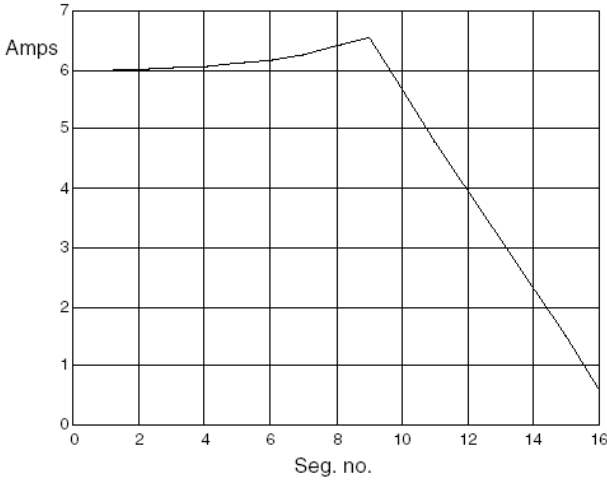
Tablo 6.13: 3.75 MHz kamçı.

$Q$	200	450	200	450
$R_{in}$	14.1	9.98	25.548	16.629
$E$	0.472	0.6679	0.3728	0.5718
$A$	0.007363	0.010418	0.01079	0.0165723
$R_{rad}$	0.1038	0.10397	0.27566	0.27528
$R_{loss}$	7.44	3.3144	16.024	7.1205
$R_{gnd}$	6.55	6.5617	9.2486	9.2329

Elde edilen net sonuç, merkezden yükleme durumunda,  $A$  değerlerinin, radyasyon etkililiklerinin, aynı sarım  $Q$  değeri için baz ayarlama yapılması durumunda elde edilenden yaklaşık %50 daha yüksek olduğunu göstermektedir.  $Q = 450$  durumunda, bileşik kayıp ve toprak dirençleri baz ayarlama durumunda yaklaşık 10 değerinden, merkezden yükleme durumu söz konusu olduğunda 16.4'e kadar yükseldiğini göstermektedir. Radyasyon direncinin yaklaşık 2.7 kat daha yüksek

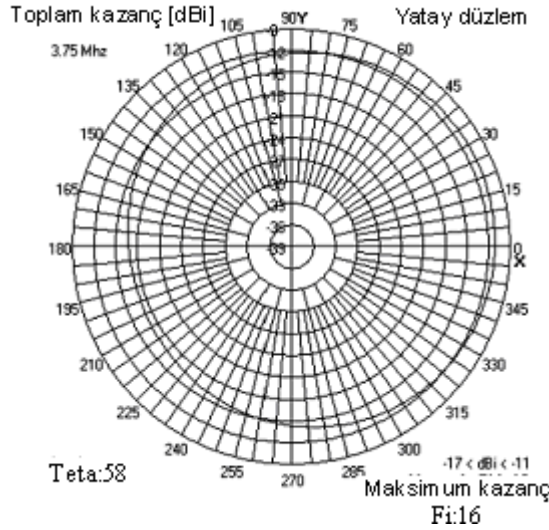
olmasına rağmen buradaki 1.6 katı bir yüksekliktir. Karşılaştırma için, son örnekteki 30 MHz,  $Q = 450$  durumu için, son örnek radyasyon direncinde 1.7 kat yükselme ve toplam 1.56 kat bileşik kayıp direnç artışı göstermektedir. Örnek 6.6'daki 3 MHz monopollü için, radyasyon direnci yaklaşık 2.5 kat artmış, bileşik kayıp yaklaşık 2.3 kat artmıştır. Merkezden yüklemenin çekici olduğu tek durumun, radyasyon direncinin bileşik kayıp dirençlerinin yalnızca küçük bir bölümünü oluşturduğu durum olduğu görülmektedir. Mevcut örnekte, baz ayarlamaya radyasyon etkinliğini %1.5'tan %1'e düşürmekte, merkezden yükleme bunu yeniden %1.6'ya yükseltmektedir.

Şekil 6.23, merkezden yükleme örneği için anten akımının bir çizimini göstermektedir. Bir alıcı vericiye eklenmiş bir güç amplifikatörü de içeren bir amatör radyo için 300 W güç beslemesinin oldukça tipik olduğu görülmektedir. Bu sistemde, anten yaklaşık 5 W gücünde yayın yapacaktır. Akım çiziminin şeklinin, tepe noktasındaki akımın kaynak akımının yaklaşık %10-15 üzerinde olduğu Örnek 6.5'te verilen Harrison monopollüyle benzer olduğuna dikkat edin.

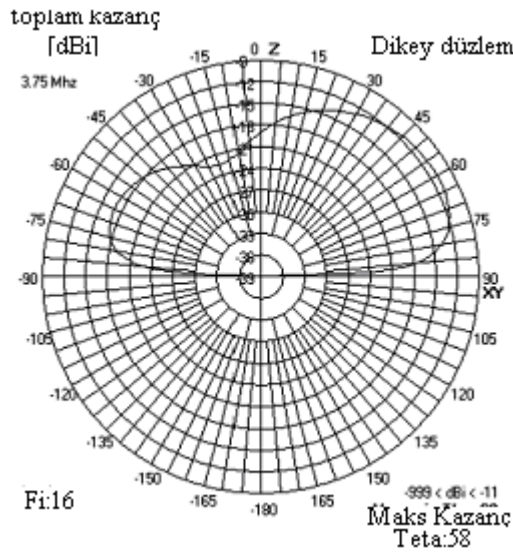


**Şekil 6.23:** Örnek 6.8'de anlatılan merkezden yüklemeli kamçı için anten akımı. Besleme gerilimi 100 V, besleme gücü 300 W'tır. Gerilim ve akım rms türünden değil NEC türünden tepe değerleridir.

Şekil 6.24 ve 6.25, merkezden yüklemeli HF kamçı anten için radyasyon modellerini göstermektedir. Yükseklik modelindeki yukarı artışın, antenin artışıyla sağlanmak istenen sonuç olduğuna dikkat edin. Bu durumda da azimut modeli biraz sapma göstermektedir ve geri doğru kazanç ileri doğru kazançtan yaklaşık -6 dB düşüktür.



Şekil 6.24: Örnek 6.8'de verilen merkezden yüklemeli anten için azimut modeli.



Şekil 6.25: Örnek 6.8'de verilen merkezden yüklemeli anten için yükselme modeli.

Özet olarak, sarımdan yüklemenin iyi bir kavram olduğu fakat birçok durumda kayda değer ilerlemeler sağlayabilmek amacıyla, sarımın Q değerinin son derece yüksek olmasının gerektiği görülmektedir. Yüksek Q



değerli sarımlar konusunda NEC-LIST tartışmalarından alıntılar için coilQ.txt metnine bakın. 200'ün hemen erişilebilir bir değer, 450'yi de herhangi birinin iddia edebileceği bir pratik sınır olarak seçmekte yarar var.

## 6.4 Rezonansın Kullanımı

Rezonans gösteren küçük antenlerin birkaç örneğini sunduk ve son olarak da hacimsel yükleme için Örnek 6.4'ü sunduk. Bu örnekte, telin indüktansı uçtaki hacmin kapasitansına karşı rezonans göstermekteydi. Anten radyal kesitleri kullanılarak üretilen bir antenin yayın bölümünde yeterli incelikte tel kullanılarak veya yayın bölümü ve radyal kesim arasındaki bağlantıda bir birleştirilmiş indüktör eklenerek rezonant duruma getirilebileceği üstten yükleme kesiminden yola çıkılarak açıkça görülmektedir. Örnek 6.2'de gösterilen kutu üzerindeki ters L anten, radyo kutusunun antenin bir parçası durumuna gelmesi halinde impedansın büyük ölçüde geliştirilebileceğini göstermektedir. Böyle bir durumda daha efektif bir üstten yüklemenin rezonans durumuna geçebileceğini önermek akla uygun görülmektedir. Bu bölümde, bu düşüncelerin uygulanmasına ilişkin araştırmalardan birkaç örnek sunulacak. Ayrıca, açık uçlu rezonant sarımların kullanımına ilişkin birkaç örnek de verilmektedir.

### Örnek 6.9 HF Monopol Çalışması

Hamlet adlı bir radyo amatörünün, bir küçük şehirde 70' ve 120' boyutlarına bir arsada yaşadığını ve 80 m bandında yayın yapmayı istediğini varsayalım. Toprak düzeyinden çok uzaklaşmayı istemediğini ve çalışabileceği yükseklik sınırının 4 m olduğunu varsayalım. Başlangıç olarak Hamlet'in bir önceki anten projesi için 500' makara almış olması nedeniyle yalnızca #14 bakır tel kullanmayı istediğini varsayalım. Üstten yükleme yöntemini denemeyi istemektedir fakat çok fazla sayıda destek direği kullanmayı istememektedir ve bu nedenle 5 m uzunluğunda 4 radyalle başlamayı istemektedir. Toprak radyal sistemlerine de ihtiyaç duyacağını bilmektedir ve 5 m uzunluğunda 8 radyalin denemesini yapacaktır. Bu uygulama sonucunda, anten kendi lot genişliğinin yaklaşık yarısını kaplayacaktır. Hamlet, tophat.in ve tophat.exe programlarını kullanarak dikey vericide 20 segmenti, her bir radyalde de 25 segmenti olan bir model oluşturmuştur. Model,  $x, y$  (düzlem) yüzeyinin 0.1 m yukarısında, kaynak segment 2 üzerinde olacak şekilde kurulmuştur. Modelin serbest uzayda ve mükemmel topraklama koşulları altında test edilmesi sonucunda, bakır kaybı olmaksızın, 1.003 ve 2.006 APG değerlerini elde etmiştir ve bu sonuç son derece iyidir. Serbest uzaydaki impedans  $1.73 - j334\Omega$  ve mükemmel topraklama koşullarında  $3.5 -$



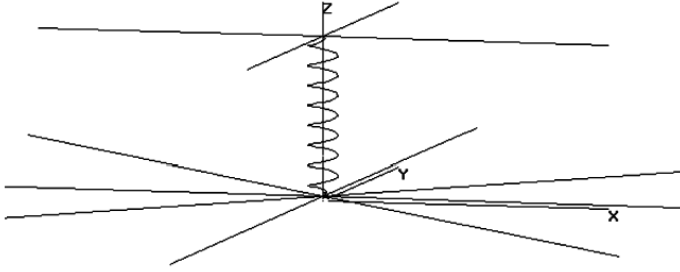
$j272\Omega$ 'dır. Daha sonra bakır kaybı ve ortalama toprak parametrelerini ekleyerek  $Z_{in} = 11.1 - j272\Omega$ ,  $E = 0.9612$  ve  $A = 0.12374$  değerlerini bulur. Daha sonra, Hamlet baz ayarlama denemesi yapar ve segment 19'un tepe noktası yakınındaki sargıyla ayarlama yapar. Sonuçlar Tablo 6.14'te verilmiştir.

**Tablo 6.14:** Rezonanslı radyal yüklü monopollü için elde edilen sonuçlar.

**Her iki durumda,  $Q = 200$ 'dür.**

	<i>Segment 2</i>	<i>Segment 19</i>
$R_{in}$	12.45	14.8
$E$	0.8562	0.8565
$A$	0.11	0.1095
$R_{rad}$	1.37	1.62
$R_{loss}$	1.79	2.12
$R_{gnd}$	9.3	11.1

Işıma verimliliği yaklaşık olarak aynıdır ve ayarlanmamış değerlerin yaklaşık %10 (1 dB) altındadır. Birleştirilmiş ayarlama bobini kullanmak yerine radyatörün bobin içine yerleştirilmesinin doğuracağı sonuç ne olacaktır? Hamlet, deneme yanılma süreci sonunda, yarıçapı 0.2734 olan 13.66 m uzunluğundaki telle yapılan 8 sarımlı bobinin işlevi yerine getirdiğini görür. Işıma verimliliği halen yalnızca %11.1'dir. Vericinin tel yarıçapının #8'e yükseltilmesi, ışıma verimliliğini %5 (0.5 dB) artırır. Fakat, radyal bileşenler için tam yarda uzunluklarının kullanılmasının doğuracağı sonuç nedir? Bunların uzunluklarının 10 m'ye çıkarılması, ışıma verimliliğini yaklaşık %20'ye yükseltir. Işıma yapan sarım için halen #8 tel kullanılması sonucunda yarıçap 0.25866 m'ye yükseltir ve bu durumda tel uzunluğu 13 m'dir. Yarıçapı 5 haneli bir rakama göre ayarlamaya çalışanlara iyi şanslar diliyoruz! Fakat belirsizlik ağın dengelenmesi sırasında absorbe edilebilir – Hamlet'in yalnızca yakından bakması yeterlidir. Bu antenin bir çizimi Şekil 6.26'da, empedans bileşenlerinin analizi Tablo 6.15'te verilmektedir.

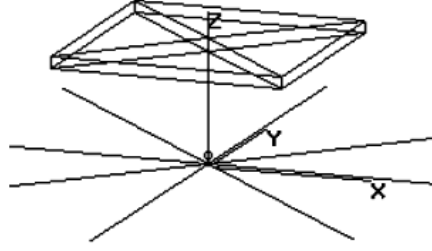


**Şekil 6.26:** Tepe ve dip bileşenlerinde radyal teller ve sarımlı bir ışıma cihazı kullanan bir 3.75 MHz rezonant monopol. Üst taraftaki radyal bileşenler 5 m, diptekiler 10 m uzunluğundadır ve anten yüksekliği 4 m'dir.

**Tablo 6.15:** Şekil 6.26'da gösterilen 3.75 MHz monopol antenin performansı ve parametreleri.  $L_{equiv}$  ve  $C_{equiv}$ , rezonansın her iki tarafında ve iki frekansta antenin besleme empedansının hesaplanması yoluyla türetilen eşdeğer devre elemanlarıdır.  $Q_{coil} = \omega L_{equiv} / R_{loss}$ .

$R_{in}$	7.14
$E$	0.902
$A$	0.1967
$R_{rad}$	1.4
$R_{loss}$	0.7
$R_{gnd}$	5.04
$Q_{ant}$	52.47
$L_{equiv}$ , $\mu H$	15.9
$C_{equiv}$ , pF	113.2
$Q_{coil}$	535.7

Değeri 50 olan  $Q$ , yalnızca %4 dengelenmiş yarı güç bant genişliğine karşı gelmektedir. Denklem (3.19) ve (3.21)'den,  $SWR = 2$  bant genişliği  $1/(\sqrt{2}Q)$ 'dur. Önerilen anten bir  $BW_2 = 0.0135$  veya 3.75 MHz'de 50.5 kHz değere sahip olacaktır. Bu da Hamletin bant (3.5 – 4 MHz) çevresinde çok fazla oyalanması durumunda sık sık yeniden ayarlama anlamına gelebilecektir. Arkadaşı Guglielmo, Hamlet'in bu dört radyal bileşen için destek koymayı istemesi durumunda, yükleme için neden çerçevesel bir hacmi denemediğini sormaktadır. Artan kapasitans, aynı mekânda daha düşük  $Q$  değeri ve daha iyi bir bant genişliği sağlamalıdır. Hamlet, yeniden tamamı #14 telden bir sisteme dönülmesi durumunda, Şekil 6.27'deki yapının tam 3.7 MHz üzerinde rezonans doğurduğunu bulmuştur. Bant genişliğinin yaklaşık olarak iki katına çıkması dışında, performansı üstten radyaller ve sargı tasarımına benzemektedir. Performans analizi Tablo 6.16'da verilmiştir.



**Şekil 6.27:** Tepeden hacmen, dipden radyal olarak yüklenmiş ve düz bir yayın birimi olan yaklaşık olarak rezonant 3.75 MHz bir monopol. Üstten yük 7.07 metre karedir veya merkezden köşeye 5 m'dir. Verici anten 3.6 m uzunluğundadır ve sonuç olarak toplam yükseklik 4 m'ye varmaktadır. Dipteki radyaller 10 m uzunluğundadır ve tümü görülmemektedir. z ekseninin bütün hacmi boydan boya geçmesine rağmen verici anten hacmin dibinde durmaktadır ve bunun sonucunda akım dip radyallerinden, köşedeki radyallerden yukarı doğru ve üstteki radyaller boyunca ters yönde sistemi terk etmektedir.

**Tablo 6.16:** Şekil 6.27'de verilen hacim yüklü monopol için performans analizi.

$Z_{in}$	$7.1 + j4.2$
$E$	0.9225
$A$	0.196
$R_{rad}$	1.393
$R_{loss}$	0.55
$R_{gnd}$	5.16
$Q_{ant}$	28.03
$L_{equiv}, \mu H$	8.45
$C_{equiv}, pF$	218
$Q_{wire}$	362
$BW_2, kHz$	94.6

Antenin yüksek akım parçasında daha az tel olduğundan kayıp direnci düşüktür fakat düz tel vericinin endüktansı sarımın endüktansının daha da küçük bir fraksiyonudur ve bunun sonucunda  $Q$  sarımı daha küçüktür.

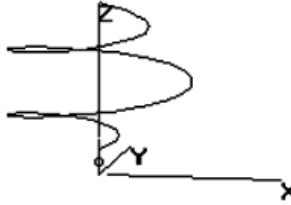
O halde, bu durumda Hamlet ne yapacaktır? Kuşkusuz olup bitenler üzerine düşünecektir. Toprak kayıpları konusunda öğrendiği temel bilgi, daha uzun ve muhtemelen daha fazlası, toprak radyallerinin son derece yardımcı olduğu şeklindedir. Radyasyon direnci yükseklikle oldukça iyi bir şekilde sabitlenmiştir. Hacmen yükleme radyal yüklemeden daha yüksek kapasitans ve bant genişliği oluşmasını sağlamaktadır. Birçok durumda, sarım olmaksızın veya yayın anteninde sarım bulunmaksızın rezonansı yakalama amacıyla hacmen yükleme kullanılabilir. Işıma antenine sarım yerleştirilmesi tipik  $Q$  tipi küçük hacimli indüktör

kullanılmasından daha küçük kayba yol açmaktadır. Bahçesinin izin verdiği kadar daha çok ve daha uzun radyal birimler kullanması durumunda ışınım verimliliğini artıracak fakat bant genişliğini azaltacaktır.

### Örnek 6.10 Mükemmel Toprak Üzerindeki Rezonanslı Sarım Radyatörü

Bir uçtan tahrik edilen ve diğer uçtan açık durumda kalan elektrik açısından küçük bobin *normal mod heliks* (NMH) olarak adlandırılmaktadır. Sistemin normal mod olarak adlandırılmasının nedeni, ışınım tepe noktasının heliksin eksenine dik (normal) konumda olmasıdır. Elektrik açısından büyük bir heliks antenin zirve noktası antenin eksenine boyuncadır. NMH antenler, VHF bandında çalışan kişisel radyolarda uzun yıllardan bu yana kullanılmaktadır. 1990'larda, birçok kişi, rezonans anteni üretmek amacıyla küçük bir hacme çok miktarda tel paketlemenin, senkronize çizgiler [meander lines] ve fraktal geometri gibi diğer yolları üzerine araştırmalar yaptılar. S. R. Best yazılında, bunların bazıları üzerinde bazı nümerik ve deneysel çalışmalar yürütmüş ve verili bir çalışma frekansı ve kaplanan hacim için gerekli yere rezonans sağlamak amacıyla yeterince tel yerleştirildiğinde, radyasyon direnci ve  $Q$  değerleri tel geometrisine bağlı değildir. Tel kayıpları göz önüne alındığında ve modellemesi kolay olduğunda, NMH oldukça etkili olduğundan bu durumun özelliklerini ortaya çıkarmak amacıyla üç durum üzerine çalışalım. Tel listesini üreten program `monocoil.cpp/exe` olarak adlandırılmıştır ve `monocoil.nec` programını üretmek amacıyla `nomocoil.in` programını okumaktadır (CD-ROM'daki program kastedilmektedir). Program,  $z$  eksenini üzerinden başlayan, yarım turda belirlenen yarıçapa erişen, spiral şeklinde yükselen ve son yarım turda yeniden  $z$  eksenine geri dönen bir bobin üreten `meshes.h`'den `coil()` fonksiyonunu kullanır. Devir başına 20 aç kademeli kullanılmaktadır. Devirlerin sayısı tamsayı olmayabilir fakat 20 kademeli çözünürlük nedeniyle, en küçük değişiklik 0.05 devirdir. Bu durumlar için, 6.0 ve 6.1 bölümlerinde kanonik sonuçlarla hareket edebilmek amacıyla hedeflenen frekans olarak 300 MHz değerini kullanabiliriz. Tel yarıçapı olarak 0.8 mm'yi, yaklaşık AWG#14'ü kullanalım. Rezonans frekansı büyük ölçüde telin uzunluğuna ve düşük ölçüde de telin çapına bağlıdır. Belirlenen yükseklikte ve bobin çapında bir titreşim elde etmek için tur sayılarını olabildiğince birbirlerine yakın olacak şekilde ayarladım ve daha sonra yarıçap numaralarının olmaları gerekenden oldukça farklı olmalarını sağlamak amacıyla bobin çapını ayarlayalım. Tablo 6.17'deki 2.25 devirli heliks Şekil 6.28'de gösterilmektedir. Geniş bir mekânın bulunması

durumunda rezonans elde etmek için çok tele ihtiyaç duyulmadığını görebilirsiniz. Tablo, mekânın daralmasına paralel olarak telin boyunun daha da uzadığını ve devir sayılarının artırılmasının gerektiğini göstermektedir. 300 MHz frekanstaki çeyrek dalgaboyu 250 mm'dir ve en kısa giriş bile bundan daha uzundur. Tel üzerindeki sabit dalga bir çeyrek dalganın karakteristiklerini taşımaktadır ve açık uçta sıfır akım, besleme noktasında ilk maksimum özelliklerini taşımaktadır. Yüksekliği, karşılık gelen serbest uzay dalgasının yüksekliğinden daha düşük olduğundan bu tip anten bazen *yavaş dalga* yapısı olarak adlandırılmaktadır.



**Şekil 6.28:** Tablo 6.17'de verilen ikinci heliks için NEC modelinin çizimi.

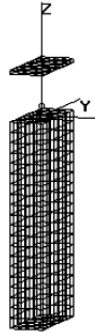
**Tablo 6.17:** Üç küçük rezonant heliks antenin özellikleri.  $R$  tur yarıçapı,  $L$  toplam tel uzunluğudur.

$R, mm$	$f_{res}, Mhz$	$R_{in}, \Omega$	$Q$	Turns	$L, mm$
12.55	300.1	2.23	148	4.8	350
24.9	300.4	2.08	120	2.25	294
48.4	299.8	2.11	99	1.25	265

Heliks  $Q$  değerlerinin Tablo 6.1'deki Chu ve Wheeler değerleriyle ve Tablo 6.4'teki kalın tel değerleriyle karşılaştırılması sonucunda, helikslerin, incelikleri artırıldıkça boyutlarına göre daha iyi  $Q$  değerleri taşımaya başladıkları görülebilir. Yani, bunların  $Q$  değerleri diğer durumlarda olduğu gibi hızla artmaz. Best, [12]'de, bu tek telli monopollerin, örneklerini verdiği diğer eşit boyutlu monopollerle aynı performansı göstermediğine işaret etmektedir. Geri dönülüp yeniden Örnek 6.3 ve 6.4'e bakılması sonucunda, eşdeğer üstten yüklenmiş antenlerin çok daha iyi  $Q$  değerlerinin bulunduğunu göstermektedir. Yüksekliği  $0.05\lambda$  olan eşdeğer akım monopol için radyasyon direnci yaklaşık  $4\Omega$ 'dır ve bu da heliks değerlerinin yaklaşık iki katıdır. Ortalama akımın besleme akımına oranının yaklaşık 0.7 olmalıdır ve yüksek  $L$  değerinin  $C$  değerine oranı, heliks değerlerin üstten yüklemeli dizaynlarla karşılaştırıldığında daha yüksek  $Q$  değerleri görülmesinin ana nedenleridir.

### Örnek 6.11 Telsiz Telefon Anteni

1996 yılında, hacmen yüklemenin sağladığı olanakların ortaya konulmasını sağlamak amacıyla, 900 MHz bandında bir cep telefonu anten seti geliştirebiliriz. Söz edilen antenler, Miron'un görev yaptığı Güney Dakota Eyalet Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi'ndeki teknisyenler tarafından üretilip kurulmuştur. Miron'un, 903 ve 927 MHz frekanslar çevresinde kanalları olan bir cep telefonu olduğundan, bu frekansların ortalaması olan 915 MHz'de çalışan bir ahize ve temel birim anten geliştirmiş. Bu örnek, benzer bir tasarım sorununu ortaya koymaktadır: elde taşınacak bir radyo kutusunun hacmen yüklü antenin tam olarak sistemin plastik muhafazası içine yerleştirilmiş olması gereklidir. Dalgaboyu 328 mm olduğundan, elde taşınan radyonun 90 mm boyundaki kutusu dalgaboyunun çeyrek yüksekliğinin hemen üzerindedir. Yükleme hacmi, radyo kutusunun üst kısmına paralel olan ve bu kutuyla aynı alana sahip bir levha olacaktır. Radyo kutusunun boyutları  $90 \times 40 \times 14$  mm'dir ve kutunun üzerinde izin verilen yükseklik 1", yani 25.4 mm'dir. Aday olabilecek tasarımlar için VLSD1.cpp/exe programını kullandım. Son tasarımdaki tel ızgara modeli Şekil 6.29'da görülmektedir ve program için anten tanıtımı aşağıda Listing 6.4'te verilmektedir.



**Şekil 6.29:** Bir radyo kutusu üzerindeki hacmen yüklenmiş anten için ızgara tel modeli. Kutu  $14 \times 40 \times 90$  mm boyutundadır. Antenin yükleme plakası  $14 \times 40 \times 1.6$  mm boyutlarındadır. Dizayn frekansı 915 MHz'dir.

**Listing 6.4 VLSD1.in**

```

2 7 2
0.202 915 0
4 8 1
-7 7 -7 -7
-20 -20 20 -20
21 21 21 22.6
4 8 20
-7 7 -7 -7
-20 -20 20 -20
-90 -90 -90 0

```

Bu dosya, 3 kutuya kadar çoğaltılabilecek ve onlardan ikisinin telle bağlantılandırıldığı geometrik parametreleri verecektir. Dosya, vlstd1.exe dosyasından NEC tel listelemesini üretecek olan bir nec dosyasıdır. Tüm büyüklükler ve koordinatlar mm cinsindedir. Veriler aşağıdaki gibi:

1. Anten telindeki kutu ve parça sayısı ile, kaynak için parça sayısı,
2. Anten teli yarıçapı, frekans MHz, iletkenlik... Kalan hatlar, her bir kutu için bloklar halinde 4 adet:
  - a. her bir köşedeki tel sayısını,
  - b.kutuyu tanımlayan dört köşenin x koordinatlarını,
  - c. y köşe koordinatlarını,
  - d. z köşe koordinatlarını gösterecektir.

Program, isteyenlerin bu kutuyu istedikleri herhangi bir yere yerleştirmelerine olanak sağlar fakat anten telinin dip kısmının, radyo kutusunun üst merkezine koordinatların orijinine konulması uygundur. Bu şekilde, tel uzunluğunu ayarlamak amacıyla yapılması gereken tek şey plakanın z değerlerini değiştirmektir. Uzunluğu yaklaşık 20 – 22 mm olan bir #26 tel yaklaşık 50Ω giriş direnci değerini küçük bir reaktansla almaktadır. Reaktans ya direnci de değiştiren tel uzunluğuyla ya da levhanın kalınlığıyla ayarlanabilmektedir. Sonunda, tel uzunluğunun 21 mm ve levhanın kalınlığının da 1.6 mm olmasına karar verdim. Kaybın olmadığı durumlardaki nihai sonuçlar Tablo 6.18'de verilmektedir.

**Tablo 6.18:** Elle taşınabilir modellerle ilgili hesaplamalar.

MHz	$Z_{in}, \Omega$	APG
903	$47.2 - j2.57$	0.976
915	$49.2 - j0.003$	0.976
927	$51.3 + j2.32$	0.976

Bakır kaybı da eklendiğinde, etkililik %99.6'dır.

## 6.5 Özet

Bu bölümde sunulanlar, fiziksel tasarım fikirlerinin ve iyi modelleme uygulamalarının bir karışımıdır. Dizaynı yapılan küçük antenlerde daha iyi bir bant genişliği ve daha düşük dengeleme kaybı elde etmek için değişik yollar denedik. Sunmuş olduğumuz modeller arasında, hacmen yükleme bu zamana kadar kullanılan en başarılı tekniktir. Mekanik olarak uygulanmasının mümkün olduğu her durumda bu yöntem uygulanmalıdır. Kullanılabilecek hacmin hacmen yükleme ve akla uygun bir tel boyutuyla rezonansın sağlanamayacağı dalgaboyuna çok yakın olması durumunda bir sonra yapılması gereken ışımaya yayan telin yeterince ek indüktans elde edilebilmesi amacıyla bobin durumuna getirilmesidir. Tipik  $Q$  değerleri taşıyan birleşik bobinler çok yüksek kayıp direnci değerleri taşımaktadır.

Antenleri, öncelikle çalışma ortamlarında izlemeye başladık. Toprak üzerinde ve HF bandında çalışan antenler, dalgaların toprağa işlemesi nedeniyle etkinliklerini büyük ölçüde yitirmektedir. Diğer yandan, VHF ve UHF antenler, üzerine monte edilmiş oldukları radyo kutularından büyük yardım görebilmektedir.

Dizayn sürecinin modelleme bölümü birçok kez gösterilmiştir. İster .nec dosyası gibi çok kolay bir model yazılmış olsun veya bir fiziksel tanımı bir tel listesine geçirmek amacıyla yoğun bir kodlama yapılmış olsun, modelin geçerliliğinin incelenmesi ve test edilmesi gereklidir. 4nec2, bazı durumlarda son derece koruma eğilimli ve işletilmesi gereken bir geometrinin kanıtlanması fonksiyonu da içermektedir. İstediklerinizin yerinde bulunduğunu görmek amacıyla, yapının çizimini birkaç perspektiften dikkatle incelemeniz gereklidir. Daha sonra, ortalama güç kazancını test etmek amacıyla, modeli serbest uzayda ve/veya mükemmel bir topraklama ortamında iletken kaybı olmadan test edin. Bu durumda, segmentlerin boyutlarına göre modeli test etmeye hazırsınızdır. Giriş empedansı ve besleme gücü tek bir numaraya bağlıdır: kaynak segmentindeki akım. Diğer yandan, yapısal kayıp ve radyasyon kazancı, bütün akımların yaptıkları katkıların toplanması yoluyla hesaplanmış olduğundan bunların daha net ve segmentlerin boyutlarına göre daha az



değişebilir değerler olması gereklidir. Bazı durumlarda, EX 5 kaynaklarının segment/yarıçap oranına bağlılığı, diğer durumlarda yakınsama göstermeyen veya segment sayılarının çok fazla artması koşulunun sağlanmaması durumunda iyi bir APG değeri vermeyen bir modelin ayarlanmasının sağlanması amacıyla kullanılabilir. Bir GHz ve RAM gigabaytları üzerinde çalışan bir işlemciyle bile, sorun uzun çalışma zamanları gerektirecek ölçüde büyüyebilir.

Günümüzde modelleme herkes için dizayn işleminin en favori bölümüdür. Sonuç olarak, gerçek bir fiziksel nesneyi elde etmeyi istediğimizden, bu nesnenin inşa ve test işlemlerinin son derece iyi yapılması gereklidir. Umulan, nümerik modellemenin kötü seçimleri ayıklaması ve uygulanabileceklerin yakınında bir tasarımın elde edilmesidir.

## Bölüm 7

### Kapalı Devreler ve Diğer Kapalı Telli Antenler

#### 7.0 Giriş

2. ve 3. Bölüm’de iki temel anten tipinden biri olan tek sarımlı küçük çerçeveli antenler incelendi. Bu antenler, küçük dipollere takılan bir dual anten türüdür. Çerçeve kaynağa gelen akım için iletken hat olarak bir çerçeve taşımakta buna karşın dipolün akımı açık uçtan yansıtılmaktadır. Her iki antenin de dikey olduğu durumlarda antenler dikey polarizasyon taşımakta ancak çerçeve 8 şeklinde bir azimut model taşımakta ve sabit seviyeli bir yükselme modeli göstermekte buna karşılık dipol bir sabit seviyeli azimut modeli taşımakta buna karşılık 8 şeklinde bir yükselme modeli göstermekte ve bunların tümü serbest uzayda ele alınmaktadır. Çerçeve kapasitif değil indüktiftir ve çerçevenin radyasyon direnci çerçevenin uzunluğuna değil kare dalga uzunluklarının alanına bağlı olmaktadır. Bütün bu farklar, bazı uygulamalarda özellikle alıcı olduğu durumlarda, çerçeveyi dipollerden daha yararlı duruma sokmaktadır.

Bu bölümde, tek sarımlı antenleri, (seri olarak bağlanmış birkaç çerçeve veya N çevrimli bir çerçeve olarak ele alınabilecek) solenoid veya üniform heliksleri, ters sarımlı toroid heliks anten (CTHA) ve katlanmış antenlerin bir örneğini ele alacağız. Bunları ana olarak iletim modunda ele alacağız ve demir çekirdeklere sarılmış sarımları alıcı antenler konusundaki bölüme kadar ele almayacağız.

Dipol gibi, küçük çevrimlerin de yüksek düzeyde reaktans değerleri bulunmaktadır ve bu değer antenin kullanılabilir mekânın daha büyük bir bölümünü doldurabilecek şekilde dizayn edilmesiyle azaltılabilir. Toroid,

ince levha varil ve kalın duvarlı varil için kullanılan modelleme yöntemlerini ve bunların sonuçlarını sunacağız. Ters yönde giderek, solenoidin açıkça daha yüksek bir indüktans değeri vardır ve bunun radyasyon karşısındaki direncinin tek sarımlı çerçeve antenden daha yüksek olması gerekmektedir.  $Q$  değeri ince veya kalın çerçevelerden daha düşük müdür? Bir önceki bölümde incelenen açık telli heliks tipde olduğu gibi küçük boyutlarda da salınım yapmakta mıdır? Toroid heliks antenler rezonans frekanslarında çalıştırılmaktadır ve bazı ilginç özellikler taşımaktadır.

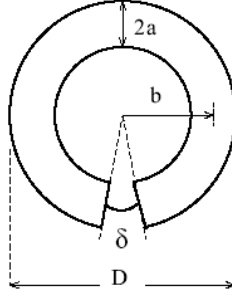
## 7.1 Kalın Çerçeveler

### 7.1.1 Toroit

Çember, çevre ve alan oranının en küçük olduğu şekil olduğundan, verili bir alan veya tel uzunluğu için dairesel çerçevenin en karşılaştırıldığında bütün şekiller arasında en düşük indüktans ve kayıp değerlerini taşımaktadır. Bu nedenle, tarihi olarak birçok çerçeve çember şeklinde yapılmıştır ve çember şeklindeki çerçeveler üzerine en çok çalışmanın yapıldığı çerçevelerdir. Bu söylenenler, çemberin her türden elektrik açısından küçük çevrim uygulamaları için en iyi şekil olduğu anlamına gelmez. Örneğin, antenin kullanılacağı şeklin dikdörtgen olması durumunda, dikdörtgenin küçük kenarına uyan bir çember kullanmak yerine eldeki uzayın dikdörtgen şeklinde bir sarımla doldurulması daha iyi olacaktır. Bu türden sorunlar daha sonra ele alınacaktır; bu alt bölümde, çember şeklindeki antenleri ele alacağız. İndüktans için Bölüm 2'de verilen formüllerden, telin kalınlaştırılmasının indüktansı ve bu nedenle de  $Q$  değerini azaltacağı açıkça ortadadır. Ayrıca, daha kalın teller akımı dağıtacak ve kayıp direncini azaltacaktır.

Şekil 7.1, bu değerlendirmeler açısından bizim için önem taşıyan üç parametre olan küçük yarıçap,  $a$ , büyük yarıçap  $b$  ve dış çap  $D$ 'yi göstermektedir. Beslenme açıklığı açısı tel ızgara modellerinde bulunmakta ancak tek tel modellerinde bulunmamaktadır. Her zaman için verili bir mekânda yapabileceklerimizle ilgilenmekte olduğumuzdan, her zaman için  $D$  değerini sabitlemekte ve  $a/b$  oranını değiştirmekteyiz. Şekilden yola çıkıldığında,  $D = 2(a + b)$  ilişkisi bulunmaktadır ve bu durumda  $r = a/b$  olarak adlandırırsak,  $b = 0.5D(1 + r)$  ve  $a = rb = 0.5rD/(1 + r)$  ilişkisi vardır.  $r \ll 1$  durumunda,  $b$ 'nin değeri  $D/2$  değerine yakındır fakat  $r$  değeri 0.1'in üzerinde büyüdüğünde  $b$  değeri de çarpıcı şekilde büyümektedir. İnce tel kuramı bazında, bu durum efektif alanın küçülmesine ve bunun sonucunda radyasyon direncinin de azalmasına yol

açabilir. İnce tel kuramı, küçük yarıçap çevresindeki olası akım değişikliklerini dikkate almamaktadır. İnce bir halkanın iç tarafındaki daha kısa yoldan (yarıçapı  $b - a$ ), halkanın dış çapının oluşturduğu daha uzun yoldan (yarıçapı  $b + a$ ) olduğundan daha çok akım geçeceği düşünülebilir.



**Şekil 7.1:** Dairesel çerçevenin kesiti ve bunun için kullanılan boyutlandırma etiketleri.  $\delta$ , besleme açıklığı açısını göstermektedir.

2.Bölüm'deki basit analiz formüllerinden elde edilen bazı sonuçlar ve 4. Bölüm'de verilen tek telli halka modelinin yeniden düzenlenmiş versiyonu Tablo 7.1'de verilmiştir. Eşdeğer  $L$  ve  $C$  değerleri, Bölüm 2'de anlatıldığı gibi paralel bir devre için verilmiş olan değerlerdir.

**Tablo 7.1:** İnce telli halkalar için performans sonuçları. Serbest uzay söz konusudur ve kayıp yoktur.

$$D = 0.1\lambda.$$

Basit teori.

$a/b$	$Z_{in}, \Omega$	$Q$	$L, \mu H$	$C, pF$
0.01	$5.18 + j920$	297	2.914	3.89
0.05	$4.02 + j553$	219	1.84	5.7
0.1	$3.01 + j388$	195	1.36	7.03

Tek tel modeli, EX 0 ve 32 segment.

0.01	$6.66 + j882$	218	2.843	3.88
0.05	$5.85 + j574$	166	1.804	6.37

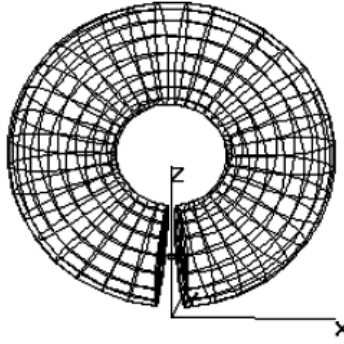
Tek tel modeli, EX 0 16 segment.

0.05	$4.76 + j526$	172	1.793	5.62
0.1	$3.78 + j388$	158	1.332	7.45

Tek tel modeli, EX 5, 175, 35, 17 segment.

0.01	$9.52 + j1052$	215	2.869	4.77
0.05	$11.5 + j806$	165	1.817	8.905
0.1	$9.62 + j631$	157	1.402	11.677

Bir NEC modelinde kullanılabilecek segmentlerin sayısı telin yarıçapıyla  $2\pi b/N_{segs} > 2a$  veya  $N_{segs} < \pi b/a$  olarak sınırlanmıştır.  $a/b = 0.1$  noktası için EX 0 kaynağını 16 segmente değiştirmemizin nedeni budur. Bölüm 4.6.2 ve Tablo 4.5'ten, EX 0 kaynağıyla birlikte segmentlerin sayısının artışına paralel olarak APG değerinin de 1'e yaklaşmakta olduğunu görebiliriz. Diğer yandan, APG = 1.001 değerini veya daha ince bir durum söz konusu olduğunda daha iyi bir değer elde etmek için EX 5 değerindeki gerekli ayarlamaları segment sayısı ile oynayarak yapabilmekteyiz fakat  $a/b = 0.1$  koşullarına göre dengeleme gerçekleştirmem gerekmektedir. Bölüm 2'den, hesaplamakta olduğumuz empedans değerlerinin rezonans eğrisinin eğimi üzerinde olduğunu ve bunun sonucunda verili bir kalınlık için ortaya çıkan değişimin büyük bölümünün önceden belirlenen rezonans frekansından kaynaklandığını bilmekteyiz. Bu etki, tel ızgara modelinin sunumunun ardından araştırılmıştır.



**Şekil 7.2:** Büyük yarıçapı = 0.3333 m, küçük yarıçapı = 0.1667 olan bir halka için tel ızgara modeli. Besleme açılığı 10.445°'dir. Küçük yarıçap çevresindeki kademelerin sayısı 18, büyük yarıçap çevresindeki kademelerin sayısı 35'tir.

Şekil 7.2'de gösterilen tel ızgara modelleri için program grubu donut\* olarak verilmiştir. Izgaralama çerçevenin yan tarafında yaklaşık olarak kare şeklindedir ve düz uçları besleme telinin her iki ucunda da düz uçları ızgara durumuna getirmek amacıyla `syndisc2()`, `disc3()` kullanılmaktadır. `disc3()`, açılal olarak yönlendirilmiş akımları uyarlamak amacıyla kord telini halkaların çevrelerine yerleştirmektedir. Bölüm 6'da belirtilene benzer şekilde, iyi bir APG değeri elde etmek amacıyla EX 0'ı kullanamayacağımızdan, EX 5 kaynağını kullanalım ve bunu besleme telindeki segmentlerin sayısı ve boşluk açısıyla ayarlayalım. Besleme açısı besleme telinin uzunluğunu belirlediğinden, segment uzunluğu/yarıçap oranındaki ince ayarlamalar bu parametreyle gerçekleştirilebilir. Şekil 7.2'de verilen durum  $a/b = 0.5$  değeri için verilmiş olduğundan, büyük çap çevresindeki kademelerin sayısı küçük yarıçap çevresindekilerin iki katıdır. Daha ince halkalar söz konusu olduğunda bu oran bu duruma karşılık verecek şekilde büyür ve bu durum da hızla artan hesaplama sürelerinin ortaya çıkmasına yol açar.  $a/b = 0.05$  ve  $0.1$  için, kabul edilebilir hesaplama süreleri elde etmek amacıyla disk köşesinin çevresinde 14 kademe kullanalım. Performansın sonuçları Tablo 7.2'de toplanmıştır.

**Tablo 7.2:** Tel ızgaralı ince çerçeve modelleri için elde edilen sonuçlar. Serbest uzayda gerçekleştirilmiştir ve kayıp yoktur.  $D = 0.1\lambda$ .

$a/b$	$\delta, \text{deg.}$	$Z_{in}, \Omega$	$Q$	$L, \mu H$	$C, pF$
0.05	2.6	$8.43 + j690$	166	1.811	7.86
0.1	4.292	$6.84 + j520$	157	1.335	10.88
0.2	8.58	$3.05 + j292$	171	0.866	14.3
0.3	12.88	$1.29 + j175$	207	0.606	16.1
0.5	10.445	$0.294 + j75.6$	354	0.292	26.3
0.7	12.016	$0.0412 + j29.6$	827	0.136	27

$a/b$  oranı yükseldikçe empedans değeri hızla düşmekte ve  $a/b = 0.1$  değerinden sonra  $Q$  hızla yükselmektedir. Bu etkilerin ikisi de halkanın kalınlık değerinin düşmesine paralel olarak çerçevenin efektif boyutunun da azaldığını göstermektedir.  $a/b = 0.5$  için akımları gösterelim ve iç patika çevresindeki akımın, dış patika çevresindeki 20 katı olduğunu gösterelim. Bu durum veri olarak ele alındığında, minimum  $Q$  değeri için bir  $a/b$  değerinin bulunduğunu görmek şaşırtıcı değildir. Toroitin en iyi çerçeve olmadığı kuralını belirlemiş olduğumuzdan, bu değeri kesinleştirmeye çalışmaya gerek yoktur fakat bu değer  $a/b = 0.1$  ve  $Q = 150$  değerlerine yakın olduğunu tahmin edebiliriz. Yeniden Tablo 7.1'e bakarsak ince tel modellerinin son derece iyimser olduğunu görürüz.

Değişik modellerin ilk rezonans frekansını belirleyebileceğini görebilmenin öğretici olacağını düşünebiliriz. Beklenen ince tel rezonansı  $2\pi b/\lambda_{res} = 0.5$  veya  $f_{res} = 75/(\pi b)$  değerleri için verilmiştir.  $b = 0.5$  m,  $f_{res} = 47.7$  MHz'dir. Tablo 7.3,  $D = 1$  m için bazı sonuçları toplamaktadır.

1. Frekanslar en yakın 0.5 MHz frekans değerine göre verilmiştir.
2. Tek telli modeller.
3. EXn, EX kaynağı tipidir.  $N_{segs}$ , çerçevedeki segment sayısını göstermektedir.

**Tablo 7.3:**  $D = 1$  m durumunda rezonans frekansları.

$$a/b = 0.01$$

$EXn, N_{segs}$	0, 32	0, 64	0, 175	5, 175
$f, MHz$	46.5	45.5	44.5	42.5

$$a/b = 0.05$$

$EXn, N_{segs}$	0, 32	0, 64	5, 35
$f, MHz$	46	43.5	39.5

$$a/b = 0.1$$

$EXn, N_{segs}$	0, 32	5, 17
$f, MHz$	45	39

*Wire-grid models*

$a/b$	0.1	0.5
$f, MHz$	41.5	56

Verili bir tek tel çerçeve modeli kalınlığı ve EX 0 kaynağı için, artan segment yoğunluğuna paralel olarak rezonans frekansı düşmektedir. Akla uygun bir şekilde, ayarlanan EX 5 kaynağının, segment uzunluğunun çok kısa bir değer almaması durumunda EX 0 kaynağının erişebileceği bir değer üretebileceği sonucuna varabiliriz. Verilerin birlikte ele alınması durumunda, rezonans frekansı bazı kalınlık değerlerinde bir minimum değer taşımaktadır ve muhtemelen bu değer minimum  $Q$  değeriyle aynı değerdir. Çerçeveyi karşılaştırabileceğimiz gereken ve Tablo 6.1'den alınan değer  $Q_c = 35.4$ 'tür. Pratikteki antenler söz konusu olduğu sürece,  $Q$  değeri için 157 oldukça iyi bir değerdir.

### Örnek 7.1 Apartman Çerçeve

Yıllar boyunca, Hf bandı için çok sayıda verici çevrim satılmıştı. Asıl avantaj kuşkusuz 1 m çapındaki antenin çok yer kaplamamasıydı. Bu bir üçayak üzerine monte edilebilir veya bir kroşe kullanılarak bir duvara asılabilirdi. Burada,  $a/b = 0.1$  olan ve alüminyumdan üretilmiş, 1 m çapında bir çerçeveyi göz önüne almaktayız. Bu seçim,  $b = 0.4545$  ve  $a = 0.0455$  değerlerini ortaya çıkarmaktadır. Borulama çapı  $2a = 91 \text{ mm} = 3.58 \text{ inç}$ dir. Antenin sahibinin ahşap çerçevesi (böylece, bazı binalardaki çelik çerçevenin etkisini göz önüne almamız gerekmez) bir apartmanın ikinci katında olduğunu ve zeminin kötü ve kuru bir toprak olduğunu,  $\sigma = 1 \text{ mS/m}$ ,  $\epsilon_r = 5$  olduğunu varsaymayı seçtim. Dar bantlarla çalışmayı ihmal ederek, 6 m ila 40 m arasındaki amatör bantlar için bant merkezi yakınındaki frekanslarda çalışan çerçeveleri ele almayı seçtik. Yukarıdaki



çalışmalarda olduğu gibi, hesaplamalar, 0.2 MHz farkla ayrılmış iki frekansta gerçekleştirildi. APG ve etkililik sayıları bu aralık boyunca çok az değişikliklerinden, daha yüksek frekanslarda elde edilen sonuçlardan alındı. tipik alıcı verici güç seviyesi olan 100 W besleme gücü için çerçeveye uygulanan gücün ne olacağını görmenin ilginç olacağını düşündük. NEC verileri datanec.m, antres.m ve antvolt.m adında MATLAB fonksiyonları kullanılarak işlenmiştir. Sonuçlar, Tablo 7.4'te toplanmıştır.

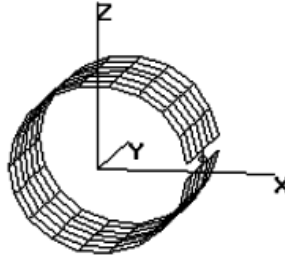
**Tablo 7.4:** 6 m ila 60 m arasındaki amatör radyo bantlarındaki 1 m alüminyum çerçeve için elde edilen sonuçlar. bw2, SWR = 2 nokta arasındaki kHz cinsinden bant genişliğidir.

MHz	$Z_{in}$	bw2, kHz	A	E	$R_{rad}$	$R_{loss}$	$R_{gnd}$	$V_{100W}$ $V_{rms}$
52	$68.3 - j672$	1310	0.601	0.9986	41.1	96m	27.2	817
28.9	$4.59 + j465$	105	0.442	0.979	2.03	96m	2.47	2169
21.3	$0.695 + j243$	32.2	0.41	0.936	285m	44m	366m	2913
14.2	$0.127 + j136$	8.3	0.347	0.786	44m	27.1m	55.8m	3828
7.2	$0.0225 + j63$	1.76	0.127	0.251	2.86m	16.9m	2.79m	4222

Çalışma frekansının yükselmesiyle birlikte, dalgaboyu artar ve çerçevenin direnci de azalır. Bu da 100 W alabilmek amacıyla çevrim akımının da artması gerektiği anlamına gelmektedir. Reaktansın da düşmesine rağmen, bu düşüş akımın büyümesi kadar hızlı değildir ve bu nedenle gerilimde bir artış gereklidir. 10 m aşağısı ve yukarısı için çerçeve yoğun bir indüktif reaktans taşımaktadır ve bu nedenle empedansı iki değişken kapasitör kullanılarak bir L bölgesi tarafından dengelenmektedir. Çevrim içindeki biri esas olarak çevrimle aynı gerilimi görecektir. 40 m'de, bant genişliği temel olarak bir ses kanalıdır. En azından, çevrimin transmitter frekansını izlemek amacıyla kapasitörü yeniden ayarlamak için bir motor kullanan bir ticari çevrimler bulunmaktadır. Dirençteki çöküşün değerlendirilmesi oldukça ilginçtir. Kabaca, yayılan gücün yaklaşık yarısı havaya gitmekte ve diğer yarısı düşük iletkenlik değeri olan toprağa gitmektedir. Bu hemen hemen serbest uzaya ışınım yayılmasına benzer bir olaydır. Problemlerde ihtiyaç duyulduğu gibi yüksek iletkenlikli topraklar için simülasyonların gerçekleştirilmesi ilginç olabilir.

### 7.1.2 Namlu Anten

Optimum toroit,  $0.1\lambda$  yüksekliğinde ve genişliğinde bir silindir terimleriyle kullanılabilir mekânı büyük oranda kullanamamaktadır. Aynı eksen üzerinde birbirinden ayrılmış ve paralel bağlanmış çevrimlerin tek bir çevrimden daha düşük empedans değerlerinin olduğu uzun süreden bu yana bilinmektedir. Bunun mantıklı sınırlarına taşınması sonucunda, bir tüp şeklinde yuvarlanmış fakat bu tüpün bir çevrim gibi tahrik edilmesini sağlamak amacıyla bir yarığın bırakıldığı bir metal şeridi tasarlayabiliriz. Şekil 7.3, bu fikre dayalı bir tel ızgara modelini göstermektedir.



**Şekil 7.3:** İnce kenarlı bir namlu antenin tel ızgara modeli. Şekildeki anten 1 m genişliğinde ve 1 m uzunluğundadır. Netlik sağlanması amacıyla yay kademesi  $20^\circ$ , besleme açılığı  $10^\circ$ 'dir. Değişik perspektiflerden görünümün bunların farklı şekillerde görülmesine yol açmasına rağmen ızgara hücreleri yaklaşık kare şeklindedir.

Toroit antenlerdekisinin tersine namluda değişken olarak yalnızca üç yarıçap değeri bulunmaktadır ve bunlardan biri ark segmentleri için, biri y-yönündeki segmentler için diğeri de besleme teli içindir. Bu durum, Şekil 7.1'de görüldüğü gibi, durumun bir 4nec2 dosyası olarak doğrudan yazılmasını oldukça kolaylaştırmaktadır.

#### Listing 7.1: thinbarrel.nec

```
CM Loop cylinder, thin wall.
CE
SY N=58 'No. angle steps.
SY ga=5 'Half gapangle, deg.
SY ks=0.7
SY b=0.5 'Barrel radius.
SY da=(360-2*ga)/N 'Arc angle step.
SY al=da*b*pi/180 'al=arc length for loop segment.
SY ang2=360-ga
SY w=1 'Barrel length.
SY nw=int(0.5+w/al)
```

```

SY dw=w/nw `Loop width step.
SY ysrc=dw*int(0.5+nw/2)
SY rw=a/(2*pi),ra=dw/(2*pi)
SY dz=b*sin(ga),dx=b*cos(ga)
SY rs=ks*ra
SY nls=nw+3
GW 1 3 dx ysrc -dz dx ysrc dz rs
GA 2 N b ga ang2 ra
GM 1 nw 0 0 0 0 dw 0 2
GW nls nw dx 0 dz dx w dz rw
GM 1 N 0 -da 0 0 0 0 nls
GE 0
GE -1
EX 0 1 2 1 100 0
PT -1
FR 0 1 0 0 30 0.01
RP 0 46 46 1002 0 0 2 2
EN

```

Kavramsal olarak program son derece basittir. İlk tel, besleme telidir. Daha sonra, yaklaşık daire şeklindeki temel çerçeveyi üretmek üzere bir GA komutu kullanılmıştır. Bir GA komutu,  $y$  yönünde bu yayın ortaya çıkmasını yineler. Daha sonra, besleme açıklığının üst kenarından bir tel çekilmekte ve bunu  $y$  eksenini çevresinde yinelemek üzere GM komutu kullanılmaktadır. Bütün SY komutları temel boyut parametrelerini almak ve uygun devreye alma, durdurma ve segmentleri üretme amacıyla kullanmayı hedeflemektedir.

Başlangıçta modeli bir segmentli besleme teliyle ve EX 0 kaynağıyla test edelim. Besleme telinin yarıçapı, segmentin yarıçapına eşit olarak yapılmıştı. Bu yaklaşım yaklaşık 1.03 çevresinde APG değerleri vermiştir. Daha sonra besleme teli üzerindeki üç segmente erişelim ve APG değerleri yaklaşık 1.02'ye düştüğünü görürüz.. Bu noktada, APG değerinin besleme telinin yarıçapının bir parametre olarak kullanılması yoluyla ayarlanabileceğini bulacağız. Besleme açıklığı açısını ark segmenti açısına eşit duruma getirmek, ızgara yoğunluğunun artışına paralel olarak besleme açıklığının küçüldüğü anlamına gelmektedir. Bu etki, ızgara yoğunluğunun artışına paralel olarak empedansın artmasına yol açmıştır. Daha sonra besleme açısını  $10^\circ$ 'de sabit tutarak bir deneme yaptım ve bu da yakınlaşmaya doğru bir eğilimi ortaya koydu. Tablo 7.5, bu son durumda ortaya çıkan sonuçları göstermektedir.

**Tablo 7.5:** Izgara yoğunluğuna karşı empedans. Çerçeve 1 m'ye 1 m boyutundadır;  $f = 30$  MHz'dir ve besleme açıklığı açısı  $10^\circ$ 'dir. Kaynak EX'tir; kaynak sağlayan telde üç parça bulunmaktadır.  $N$ , ark segmentlerinin sayısı ve  $ks$  besleme telinin yarıçapını elde etmek amacıyla kullanılan ark telinin yarıçapının çarpanı olan sayısıdır.

$N$	$Z_{in}$	$ks$
29	$27.3 + j401$	1.2
35	$22.8 + j371$	0.975
49	$19.5 + j349$	0.8
58	$18.8 + j346$	0.7
70	$18 + j341$	0.62

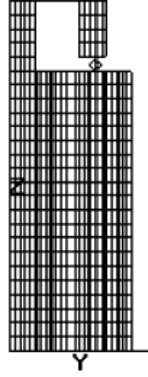
$N = 70$  için,  $Q$  değeri 48'dir ve bu oldukça iyi bir değerdir. Bu değer, optimize edilmiş toroitte üç kez daha iyidir fakat Örnek 6.4'te sözü edilen hacim yüklemeli dipol halen daha iyidir. Yüksek direnç değerleri, rezonans eğrisi üzerinde oldukça yüksek değerlerde olduğumuzu ortaya koyan bir göstergedir.  $N = 58$  için rezonans frekansı 37.7 MHz'dir.

Bunu izleyenlerin tamamı ince duvarlı varil [:thinbarrel] hakkındadır. Duvar kalınlığını artırmamız durumunda ne olacaktır?  $t$  kalınlığını elde etmek amacıyla başka bir ark tabakası üretmek ve iç tarafta doğru çizgiler üretmek amacıyla daha çok SY, GA ve GM komutları ekleyerek thinbarrel.nec programının kapsamını daha da genişletelim. Yeni dosya, thickbarrel.nec dosyasıdır. 0.05 m kalınlık için, dış yarıçapın %10'unda yakınsama öncekinden biraz daha iyidir.  $N = 58$  değerinde,  $Z_{in} = 15.3 + j311\Omega$ 'dir. Ancak,  $Q$  değeri 54.7'dir ve bu da söz konusu durumda daha kalın duvarın daha iyi olmadığını göstermektedir. Bütün akımın dışarıda tutulması en iyi performansın elde edilmesini sağlamaktadır.

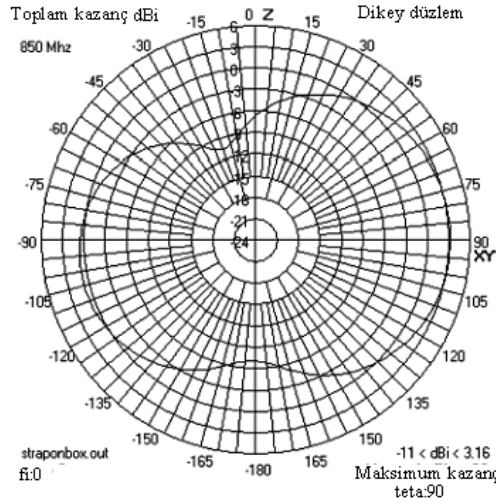
### Örnek 7.2 Cep Radyolarında bir Şerit Çerçeve

Bu örnek, 850 MHz cep radyoları yayın bandıyla ilgilidir. Varsayılan kutu 80 mm yüksekliğinde ve 40 mm'ye 20 mm boyutlarındadır. Hem radyo hem de anten bir plastik muhafaza içinde olduğundan radyo üzerindeki bir mekânı kullanabileceğimizi ve dikdörtgen şeklindeki bir çerçeve için bir tel listesi üretmek amacıyla bir C++ programı yazabileceğimizi varsayalım. Dosya kümesi straponbox.\*'dir. Çerçeve simülasyonu doğru çizgilerin oluşturduğu ızgaralar tarafından simüle edildiğinden, ızgara üzerindeki her hat aynı yarıçapı taşımaktadır; bu nedenle, bir tek hat tanımlayalım ve diğerlerini üretmek amacıyla GM komutunu kullanalım. box() fonksiyonu rasgele yönlendirmeye sahip bir kutuyu temsil etmek üzere yazılmış olduğundan, koordinat düzlemi

yönlendirmesine sahip olan kutuların GM komutları kullanılarak çok daha düşük sayıda hatla kolayca oluşturulabilecek olmasına rağmen GM komutlarıyla yazılmamıştır. Şekil 7.4, hücreler için 4 mm segment uzunlukları kullanılarak oluşturulmuş tel ızgara modelini göstermektedir. Çerçeve besleme açıklığı da 4 mm'dir. Ayarlı EX 5 kaynağı kullanılarak beslenmektedir. İlk olarak 10 mm bir çerçeveyi deneyelim fakat yeterli düzeyde bir empedans elde edemeyebiliriz, bu aralığı 20 mm'ye genişletelim. Serbest mekânda, kayıp olmaksızın elde edilen devre performans sonuçları  $Z_{in} = 7.826 + j130\Omega$ ,  $Q = 26.1$ ,  $L = 15.4$  nH,  $C = 0.83$  pF'tir. 850 MHz'de,  $\lambda = 353$  mm'dir ve bu da çerçevenin boyutunu  $0.057\lambda$  yapmaktadır. Düşük Q değeri, çerçevenin kutudan çok büyük ölçüde yardım aldığını göstermektedir. Giriş reaktansı pozitif olduğundan, bunun iki kapasitörle kolayca dengelenmesi mümkündür.

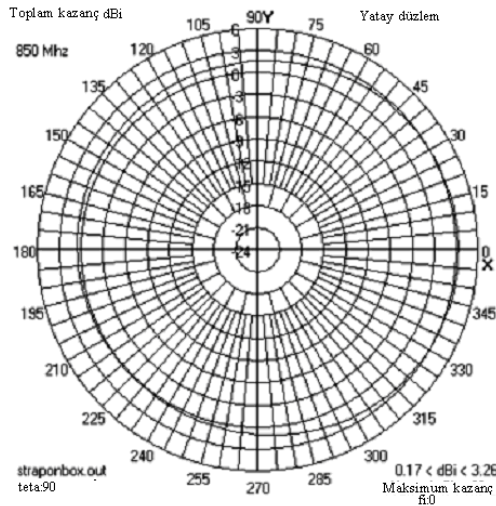


**Şekil 7.4:** Cep radyolarındaki bir şerit çerçeve için tel ızgara modeli. Radyo kutusunun dar yüzü x-z düzlemini oluşturmaktadır ve çerçevenin yakındaki köşesi de aynı durumdadır. Çerçeve bütün yönlerde 20 mm boyutundadır ve kutunun üst bölümünde hacmin yaklaşık yarısını kaplamaktadır.



Şekil 7.5: Şekli 7.4'teki cep radyosu için dikey yayın modeli.

Bu kutu hangi konuda yardımcı olmaktadır? Uzak alan modelleri Şekil 7.5'te ve 7.6'da gösterilmiştir. Yükseklik modeli dikey dipolün özelliği olan bir manyetik sapma göstermektedir fakat bunun derinliği fazla değildir. Yatay model, yine dikey dipolde olduğu gibi çok düşük düzeyde değişiklik göstermektedir. Bunun sonucunda, kutu ana yayın kaynağıdır ve çevrim yüksek açısız boşluğu kısmi olarak doldurmaktadır.

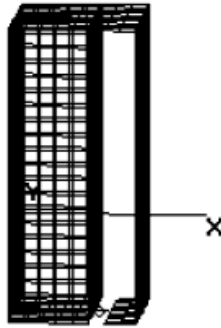


Şekil 7.6: Şekli 7.4'teki cep radyosu için yatay yayın modeli.

### Örnek 7.3 Uzun Şeritli Anten

Cep telefonu tasarımcılarının en önemli ilgi alanı, yerleşim çevrelerinde radyoların genellikle sabit dalga modelleri içinde çalışması zorunluluğundan kaynaklanmaktadır. Bunun nedeni, radyonun yakınında, elektrik alan boşluklarının oluşmasına yol açabilecek büyük ve değişik miktarlarda metalin bulunmasıdır. Öneriler çözümler, genellikle bir tür tip değişikliği, mekânda farklılaştırma, farklı polarizasyon veya farklı alan tepkileri sağlayabilecek iki antenin kullanılması yöntemini içermektedir. Son örnekte, radyo gövdesi üzerindeki akımlar tarafından baskı altına alındığından bir dipol gibi hareket eden bir devre vardır. Bu antenin ve radyonun mükemmel topraklamaya yakın ve paralel yerleştirilmesi durumunda antenin direnci  $1\Omega$ 'a düşer ve algılama yeteneği düşer. Bunun nedeni, dipol modunun toprak düzlemi tarafından kısaltılmış olması ve devre modunun gevşekliği algılayacak denli güçlü olmamasıdır. Muhtemelen bunun nedeni benzer sonuçların piyasadaki farklılık gösteren cep telefonlarında benzer sonuçların görülmemesidir.

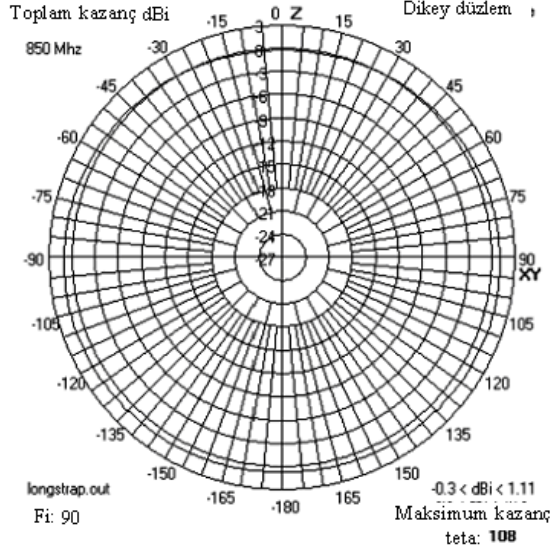
Böylesine küçük bir çevrimin bu görevi yerine getiremeyeceği ortadadır - bu devrenin radyonun uzun tarafına yerleştirilip bütün yüzün kaplanması sonucu ne olacaktır? Şekil 7.7, bu fikrin bir tel ızgara şeklinde gerçekleştirilmesini göstermektedir. Şerit ve radyo arasındaki mesafe 12 mm, besleme açıklığı 4 m ve şerit 40 mm'ye 80 mm boyutlarındadır. Bu sistem elektronik açıdan küçük değildir fakat düşük profildir.



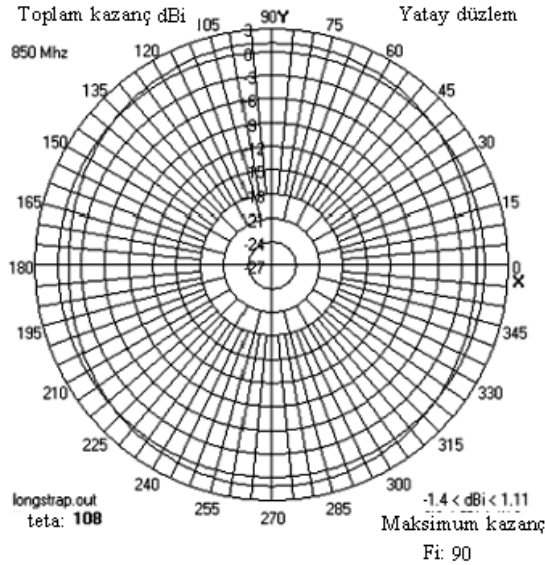
Şekil 7.7: Dikey konumda şerit anteni olan bir pilli radyo kutusu.

Şeridin çerçeve alanı  $960 \text{ mm}^2$ 'dir yani Örnek 7.2'de verilenin 2.4 katıdır. Çevre uzunluğu 850 MHz için yarı dalga rezonant uzunluğunun

hemen üzerindedir ve empedans analizi  $Z_{in} = 38.2 - j262.3\Omega$  ve  $Q = 30$  değerini göstermektedir. Paralel LC eşdeğerleri 15 nH ve 3 pF'dir. Şekil 7.8 ve 7.9 serbest uzaydaki radyasyon modellerinin kesitlerini göstermektedir.



Şekil 7.8: Şekil 7.7'de verilen radyo anteni ve uzun şeritli anten için dikey model.



Şekil 7.9: Şekil 7.7'de verilen, serbest uzaydaki uzun şeritli anten için yatay radyasyon modeli.

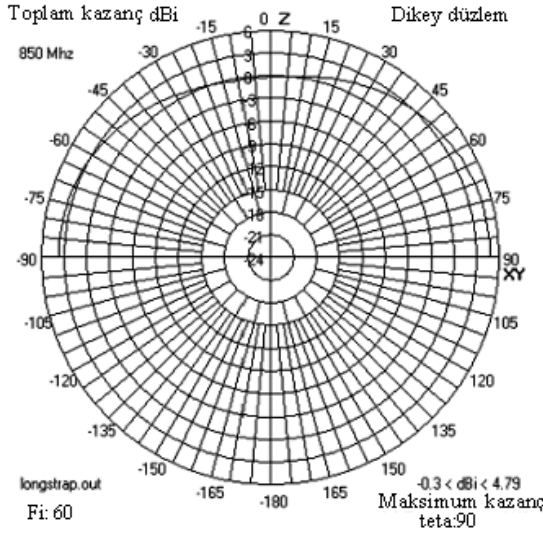
Bu modellerde, kazançta 3 dB değerinin altında bir düşme olduğu görülebilmektedir ve bu da ne dipolün ne de çerçeve modlarının baskın



olmadığını göstermektedir. Bir sonraki aşama, antenin mükemmel toprak değerinin yakınında nasıl davranış gösterdiğini göstermektir. Şekil 7.7 için verilen tel listesi, şerit uzunluğunu otomatik olarak 80 mm uzunluğa getiren kutunun yükseklik ve derinlik boyutlarının değiştirilmesi ve straponbox.in içindeki çevrimin yükseklik ve genişlik sayılarının değiştirilmesi yöntemiyle Şekil 7.4'ten geliştirilmiştir. Bundan elde edilen sonuç, radyonun, anteni  $x$  eksenine paralel olacak şekilde geniş tarafı üzerine oturtulmasıdır. Şekil 7.7'yi elde etmek için, modeli  $y$  ekseninde  $90^\circ$  çevirmek üzere bir GM komutu kullanılmıştır. Bunun sonucunda, modelin toprağa karşı test edilmesi amacıyla açının artış değerlerini alalım ve bunları bir değişken olarak  $z$  artanına yerleştirelim. Komut aşağıdaki gibidir:

GM 0 0 0 0 0 0 0 h 1

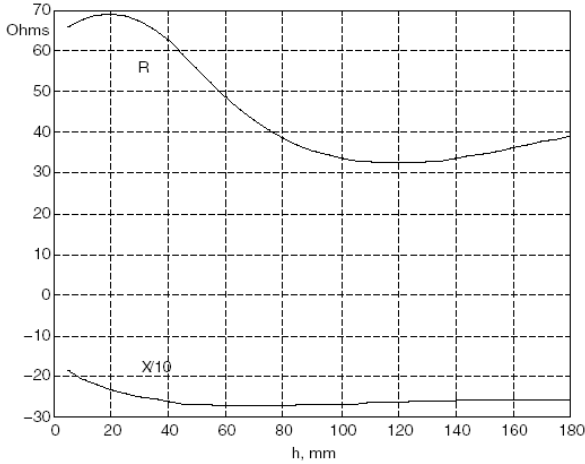
Şekil 7.10, mükemmel topraklama yüzeyinin 5 mm üzerinde ve bu düzleme paralel olan yükseklik modelini göstermektedir.



**Şekil 7.10:** Şekil 7.7'de verilen ve PEC yüzeyinin 5 mm yukarısında yayılan pilli radyo için yükseklik modeli.

Tekrar, kazanç bölümünde 5-dB yayılma olmasına rağmen, bu model herhangi bir boşluk göstermemektedir. Kazanç, belirli bir yöndeki güç yoğunluğunun ortalama yük yoğunluğuna oranıdır. Bu oran, gerçek bir sinyal çıkışı elde etmek için bu oranın ne kadar net olması gerektiğini belirtmemektedir. Daha iyi fikir edinebilmek için, yarı dalga değerlerinin hemen üzerindeki  $h = 5$  ila 180 mm arasındaki değerlerde  $Z_{in}$  değerini hesaplamak amacıyla 4nec2'deki Sweep olanaklarını kullandık. Elde

edilen değerler Şekil 7.11'de gösterilmiştir. Burada, toprak düzeyi tarafından kısadevre yapmak yerine, besleme direnci serbest boşluk değerinin iki katının biraz altında artış göstermektedir. Bunun sonucunda, anten serbest boşlukta karşılıklı olarak eşlendirilmişse, en kötü konumda bile daha düşük güç (belki  $-3$  dB) iletilmiş olması ihtimali vardır. Bu da dipol modundan daha iyi bir durumu göstermemektedir.



**Şekil 7.11:** Uzun şeritli anten ve pilli radyo için topraklama düzlemi üzerindeki yüksekliğe karşı giriş empedansı.

Görüldüğü gibi iletim sağlamaktadır. Tahminen alıcı olarak da işlev görecektir fakat hangi koşullar altında? NEC bir düzlem dalga tarafından doğrusal olarak veya eliptik olarak polarılmış uyarım sağlamaktadır. Serbest boşluktaki anten için karşılıklı eşlendirilmiş LD 4 komutu, besleme telindeki akımı göstermek için PT 0 komutunu ve serbest uzayda ve PEC toprak düzlemi üzerinde anteni test etmek amacıyla birkaç farklı yönden düzlem dalgaları sağlamak amacıyla bir EX 1 komutu kullandık.

```
LD 4 1 2 2 32 238
EX 1 2 2 0 0 0 90 90
PT 0 1 2 2
```

1. Tel [:Wire 1], 2. segmentin [:segment 2] gerilim kaynağının konumunu göstermekte olduğundan hem LD hem de PT komutları bu segmenti belirlemektedir. Sonuçlar Tablo 7.6'da toplanmıştır. Şekil 7.12, değişik durumlar için dalga yönünü ve alan vektörü yönlendirmesini göstermektedir. Dört ana yönlendirme arasından yalnızca birinde hiç akım üretimi yoktur. Bu da  $\vec{E}$  vektörünün radyonun geniş tarafına paralel olduğu ve manyetik alanın çevrim içinden geçmediği durumdur. Diğer durumlarda, ya şerit ve radyo muhafazası arasına bir elektrik alan

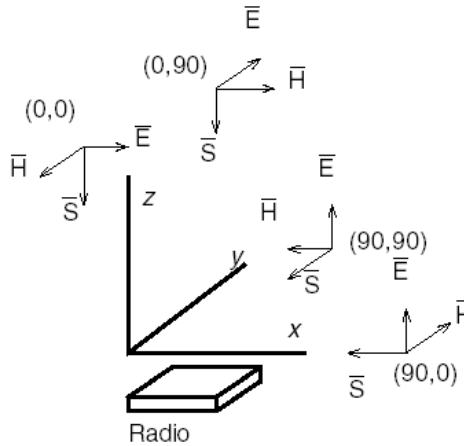
uygulanmakta ya da manyetik alan çevrim içinden geçmekte ya da bunların ikisi birden gerçekleşmektedir. Toprak düzeyinin mevcut olması yalnızca sıfırdan farklı tepkilerin zenginleşmesini sağlıyormuş gibi görülmektedir. Açıkçası, bu anten düzenlemesi sabit dalgalardaki algılama sorunu için etkin bir çözüm olabilir.

1. Serbest uzay
2. PEC düzleminin yakınında

**Tablo 7.6:** Dalga yönünün fonksiyonu olarak algılanan akım. Bu besleme teli  $38.2 + j262.3\Omega$  şeklinde yüklenmiştir. E vektörü her durumda  $\theta$  birim vektörüyle seri durumdadır.

$\theta, \phi$	$I, mA$
0, 0	0.667
0, 90	0
90, 0	0.905
90, 90	0.946

$\theta, \phi$	$I, mA$
0, 0	0.649
0, 90	0
90, 0	1.07
90, 90	1.098



**Şekil 7.12:** Tablo 7.6 için dalga yönlerini gösteren diyagram. Parantez içindeki numaralar,  $(\theta, \phi)$  değerlerine karşılık gelen derece cinsinden sayılardır. S, dalga hareketinin yönünü gösteren ve genliği dalganın güç yoğunluğunu gösteren Poynting vektörünü göstermektedir.

## 7.2 Solenoid Antenler

Son bölümde, en büyük bant genişliğine sahip dalgayı elde etmek amacıyla tek sarımlı çerçevenin erişilebilir mekânı doldurmasının yollarını araştırmıştık. Şimdi, mekânı farklı sarımlarla doldurarak farklı bir yönde ilerliyoruz. Şekil 2.15'te görüldüğü gibi bir kapasitans tarafından şöntlenmiş, küçük ve  $N$  sarımlı bir çerçeve, yani radyasyon ve kayıp dirençleriyle seri olarak bağlanmış bir indüktans için bir eşdeğer devre tek

sarımlı çerçevede olduğu gibi aynı şekli taşımaktadır. Radyasyon direnci ve indüktans bizim için analitik yardım sağlamaktadır. Şekil 7.1'deki boyutla ilgili parametrelere ek olarak, ortalama çapı  $D_m = 2b$  ve solenoid uzunluğunu  $l_c$  olarak tanımlayalım. Elektrik parametreleri cinsinden düşünüldüğünde solenoid küçük olduğundan, alıcı durumunda, aynı manyetik alanın her bir sarımdan geçtiğini varsayabiliriz. Buna göre, toplam açık devre gerilimi tam olarak bir tur için Faraday kanunuyla verilen seri bağlamayla, denklem (3.25) ile,  $V_{oc} = -jN\beta AE_{inc}$ , gösterilmektedir. Bu durumda, (3.26) ile tanımlanan etkin yükseklik  $h_e = N\beta A$ 'dır. Denklem (3.30), etkin yüksekliği yönelme yeteneği ve radyasyon direnciyle ilgilendirmektedir. Solenoid küçük olduğundan, yönelme yeteneğinin tek tur için verilenle,  $3/2$  ile, eşit olduğunu varsayabiliriz. Radyasyon direnci için çözersek aşağıdaki sonucu elde ederiz:

$$R_{rad} = 20(N\beta)^2 \quad (7.1)$$

Burada verilen değer tek bir çevrim için verilenin  $N^2$  katıdır.

İndüktans için elde edilen sonuçlar, solenoid akımına bir akım tabakası yaklaşımı yapılarak elde edilebilir; bu da turların yakın şekilde yerleşmiş olduğunu söylemenin bir yoludur. Basit bir formül aşağıda verilmiştir [1]:

$$L = \frac{N^2 b^2}{9b + 10l_c} \quad \mu H \quad (7.2)$$

Ancak, bu formüldeki boyutlar inç cinsindedir. Manyetik geçirgenliğin açıkça görülebilmesi ve karşılaştırılabilir herhangi bir birimin kullanılabilmesi amacıyla bu denklemi daha açık bir şekle getirelim.

$$L = \frac{3.133\mu_o N^2 b}{0.9 + l_c / b} \quad (7.3)$$

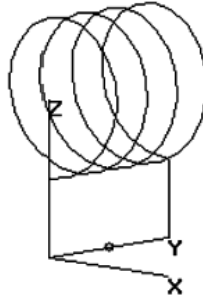
Temel solenoid  $Q$  aşağıdaki gibidir:

$$Q = \frac{\omega L}{R_{rad}} = \frac{5.984}{(\beta b)^3 (0.9 + l_c / b)} \quad (7.4)$$

Açık olarak, bu ifadede turların sayısı bir önem taşımamaktadır fakat kayıplar göz önüne alındığında, daha düşük sayıda sarım tel uzunluğunda ve kayıplarda bir azalma anlamına gelmektedir. Fakat, ince tabaka akımının bir varsayım olduğunu hatırlayın.  $Q$  her iki boyut parametresine bağlı olarak düşmektedir. Ortalama çapı solenoid uzunluğuna,  $Q = 2.06/(\beta b)^3$ , eşit duruma getirirsek, elimizdeki kanonik  $0.1\lambda$  silindiri için  $Q$

= 66.4 değeri bulunmaktadır. Bu durum, son bölümde anlatılan ince duvarlı varil durumunda elde edilen sonuç kadar iyi değildir ve biz muhtemelen bir başka küçüklük ilkesini de ihlal ettik: ince tabaka akımı varsayımı için toplam tel uzunluğunun  $0.1\lambda$ 'dan daha düşük olması gereklidir [*Antenna Engineering Handbook*, 3<sup>rd</sup> ed., R. C. Johnson ]. Temel olarak, ince tabaka akımı teorisi, anten dizaynıyla değil indüktör dizaynıyla ilgilenenler tarafından geliştirilmiştir. İndüktörün ilk rezonant frekansının epeyce altında kullanılmalıdır ve olabildiğince yüksek bir  $Q$  değerinin olması gereklidir. Tipik bir indüktörün kayıp direnci radyasyon direncinden çok daha yüksektir. Anten olarak kullanılan bir solenoidin, kabul edilebilir bir radyasyon direncinin ve bir empedans uyumlu devredeki seri bacak için uygun bir reaktans değerinin olabileceği ikinci rezonans değerinde veya bu değer biraz yukarısında çalıştırılması gereklidir. Bu durumda solenoidin kabul edilebilir bir radyasyon direnci ve bir empedans uyum devresindeki seri bacak için uygun bir reaktans değeri olabilir.

Solenoid antenlerin dizaynındaki eğilimleri ortaya koymak amacıyla, solenoid\* dosya ailesi içinde bir tel listesi üretim programı yazdım. Şekil 7.13, serbest mekândaki dört devirli solenoidi göstermektedir. Antenlerde olduğu gibi, solenoidin de bir tel düzenlemesiyle tahrik edilmesi gereklidir ve telin uzunluğu önem taşımaktadır. Tahrik telinin ve solenoidin solenoidi oluşturan çevrimlere dik ve efektif bir tek devirli çevrim oluşturduğuna dikkat edin.



**Şekil 7.13:** Dört devirli bir solenoid anten. 0.1 m uzunluğunda, 0.1 m çapındadır. eksen, x-y düzleminde 0.1 m yukarıda olduğundan toplam besleme teli uzunluğu 0.2 m'dir.

Elektrik açısından küçük tasarımların peşinde koştuğumuzdan, elimizdeki 0.1 m silindir için 300 MHz ( $\lambda = 1$  m) veya altındaki rezonans değerlerini bulmak amacıyla programları inceleyelim. Hem serbest uzay hem de mükemmel toprak çevrelerine bakalım. Sonuçlar Tablo 7.7'de toplanmıştır.

**Tablo 7.7:** 0.1 m silindire uygun solenoitler için veriler. Solenoid telinin yarıçapı 1 mm'dir ve burada bir kayıp söz konusu değildir. EX 0 kaynağı kullanılmıştır. %1 sınırlarında bir hedef APG vermesi için besleme telinin segmentasyonu ve yarıçapı ayarlanmıştır.

1.  $n$  = tur sayısı.
2.  $l_w$  = toplam tel uzunluğu, mm.
3.  $f_1$  = birinci rezonans frekansı, MHz.
4.  $f_2$  = ikinci rezonans frekansı, MHz.
5.  $Q_2$  =  $f_2$ 'deki kalite faktörü.
6.  $R_2$  =  $f_2$ 'deki giriş empedansı.
7.  $L$  ve  $C$   $f_2$ 'deki seri eşdeğer devre elemanlarıdır.

**Serbest boşluk. Çap = uzunluk = 0.1 m.**

$n$	$l_w$	$f_1$	$f_2$	$Q_2$	$R_2, \Omega$	$L, nH$	$C, pF$
1	528	292.07					
2	834	179.13					
3	1144	125.2	278.5	83.9	9.99	958	0.341
4	1455	94.7	229.33	148	5.79	1190	0.404
5	1768	76.03	192.3	279	3.76	1737	0.394

**Mükemmel topraklama. Eksen 0.1 m yukarıdır.**

3	1044	87.99	190.8	26.8	25.25	1125	0.618
4	1355	68.140	155.03	53.9	16.45	1818	0.58
5	1668	55.45	129.79	101	11.4	2824	0.533

**Mükemmel topraklama. Çap = eksen yüksekliği = 0.05 m.**

3	530	176.03					
4	684	140.71	300.25	40.4	14.39	d616	0.456
5	839	117.02	255.01	67.3	10.32	860	0.45

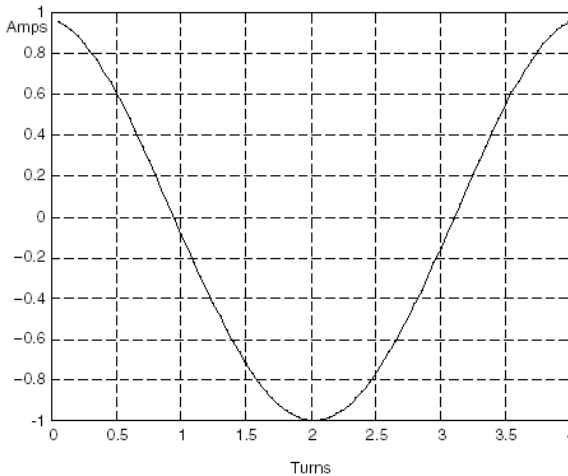
**Serbest boşluk. Çap = 0.05 m, uzunluk = 0.1 m.**

8	1405	111.17	279.51	198	7.45	1680	0.193
---	------	--------	--------	-----	------	------	-------

Tablo eğilimleri göstermektedir fakat mükemmel sonuçlar veren basit ilişkiler söz konusu değildir. İkinci rezonans frekansları bile ilk rezonans frekanslarının iki katı değildir. Genel olarak, verili bir uzaya daha çok tel (daha çok sarım) yerleştirmeniz durumunda rezonans frekanslarının düşüşüne paralel olarak  $Q$  değeri yükselecektir. Solenoidin çapının yarıya indirilmesi durumunda, mükemmel toprağın üzerinde olmak serbest uzayın üzerinde olmaktan daha iyidir. İlk serbest uzay sıraları için üçlü girişler, en yakın rezonans frekansını taşımakta olan mükemmel topraklanmış 4 turlu girişlerin iki katı kadar  $Q$  değeri taşımaktadır. Son sıra, solenoidlerin çapının azaltılmasının ardından aynı rezonans frekansı değerini elde edebilmek için daha çok sayıda sarım yapılmasını gerektirmektedir ve bunun sonucunda  $Q$  daha kötü bir değer almaktadır.

Her bir frekanstaki akım dağılımı bir sabit dalgadır. Şekil 7.14, 4 sarımlı serbest alanlı solenoid için ikinci rezonans frekansındaki normalleştirilmiş akımı göstermektedir. Dışarı yönelik sarımların içeri yönelik olanlardan birazcık daha az akım taşıdığını görebilirsiniz. İlgilenenler için, bunu bir kosinüs eğrisiyle çakıştırmayı denedim. Veriler 80 segment üzerinden alınmıştır ve maksimum değeri taşıyan merkeze yakındır. Besleme teli akımı bu verilerin bir parçası değildir ve muhtemelen kosinüs eğrisini tamamlamaktadır. Eğrinin, aşağıdaki ilişkiye dönüşen  $I_c = -\cos(\pi*(\text{segmentler}-41)/43)$  eğrisiyle tam olarak çakışmış olduğunu görebiliriz.

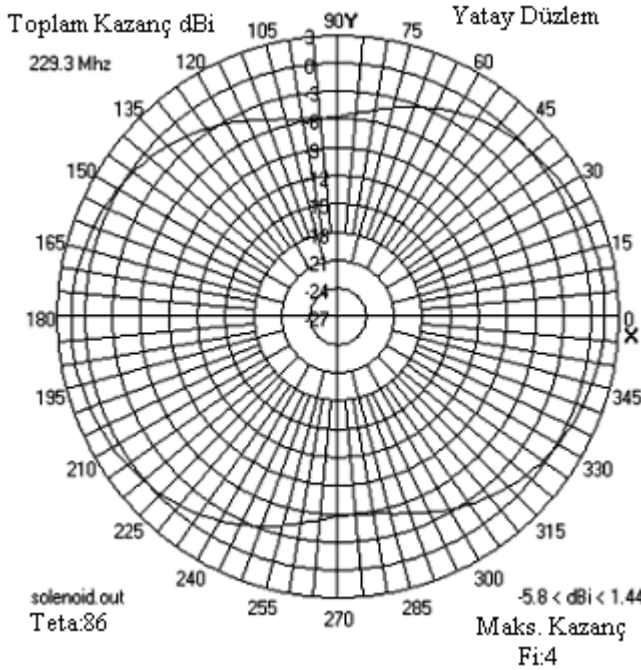
$$I_c = -\cos(\pi*(\text{sarım sayısı}-2.05)/2.15)$$



**Şekil 7.14:** İkinci rezonans değerindeki 4 sarımlı solenoid için normalleştirilmiş akım.

Bir radyasyon modelinin tek turlu bir dikey çevrimine benzemesi beklenebilir ve bununla hemen her durumda karşılaşmaktadır. Serbest uzaydaki 4 turlu bir solenoid için  $x$ - $y$  düzlem modeli sabitin 0.1 dB sınırı içindedir ve  $x$ - $y$  düzlem modelinin çok yufka derinliklerle şekil 8 sınırları içinde bulunması beklenmektedir. Daha sonraki model Şekil 7.15'te gösterilmektedir.

Bakır kaybının da ele alınması durumunda, 4 turlu tasarımın etkinliği %91.3'tür. Kuşkusuz, bu değer kullanılan tel çapına bağlıdır. Bütün boyutların (akım frekansı)/(hedef frekans) değeriyle çarpılması sonucunda, bir antenin elektromanyetik özellikleri bir frekanstan diğerine kaydırılabilir. Yarıçap ve uzunluk değerinin  $22.933/300 = 0.7644$  değeriyle çarpılması sonucunda 4 sarımlı dizayn 300 MHz'e göre ölçeklenebilir. Bu işlemin gerçekleştirilmesi sonucunda, tam olarak aynı besleme empedansı bulunur fakat kaybın eklenmesi durumunda etkinlik değeri biraz daha düşüktür ve %90.1'dir. Bu durumun ortaya çıkmasının nedeni, Bölüm 2'de de söz edildiği gibi, çeper derinliği ve direnç ölçeklerinin frekansın kare kökü değerinde olmasıdır.

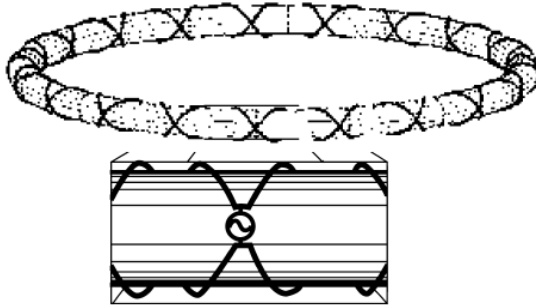


**Şekil 7.15:** Tablo 7.7 ve Şekil 7.13'te verilen 4 sarımlı serbest uzaydaki solenoid için yatay radyasyon modeli.

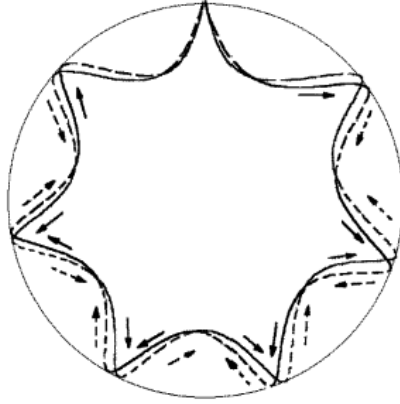


### 7.3 Ters Sarımlı Toroid Heliks Anten (CTHA)

Bir önceki bölümde, çok devirli sarımların kabul edilebilir Q değerleriyle kabul edilebilir frekanslarda çalıştırılabileceğini ve bu durumda modelde bir boşluk olmayacağını fakat daha çok bir manyetik sapma olacağını görmüştük. CTHA bu düşünceyi bir uç duruma taşımaktadır. Bu anten, bir toroid şeklinde ters yönlerde sarılmış iki sarımdan oluşmaktadır. Şekil 7.16, bu sarımları gösteren bir şekildir ve kaynak bölgesinin genişletilmiş bir kesitini vermektedir. Kaynağın tepesinden başlayıp teli sola doğru izlemeye devam ederseniz, bu tel sol dipten gelerek yeniden geri dönecektir. Daha sonra ikinci sarım üstte sol taraftan başlayacak ve dip sağ taraftan dönecektir. Bir sarımın ilk yarı turuna bakarsanız bu bir eliptik çerçeve oluşturarak diğer sarımın son yarı turu üzerinde durmaktadır. Bu durum, her bir sarımdaki akımın referans yönünü gösteren Şekil 7.17'de gösterilmektedir. Bu çerçeveler anten için radyasyon kaynağıdır. İki şekle bakarak, sarımların kaynağın bir tarafına doğru başlayan, şeklin çevresinde dolaşan ve kaynağa geri dönen ve çapraz telli şekilde bağlanan bükülmüş çift iletim hattı şeklinde olduğunu da düşünebilirsiniz. Sarımların, kaynağı ters yönlerde terkeden ve şeklin arka tarafında kısadevre yapacak şekilde bağlanan iki iletim hattı olarak düşünülmesi biraz daha yararlıdır. Burada söz konusu edilen karşılıklı kısadevre oluşturulması ilk rezonansın kısadevre şeklinde bağlanmış hattan kaynaklanan, şeklin arka kısmında maksimum değer alan akımın yüksek besleme empedansı anlamına gelmektedir. İkinci rezonans şeklin arka kısmında ve beslemede bir maksimum akım değeri taşımaktadır, üçüncü rezonansın şeklin  $120^\circ$  çevresine yayılmış üç maksimum akım değeri vardır ve bunlardan biri şeklin arka kısmındadır ve yüksek empedans değeri vardır. Bütün rezonans akım modellerinin şeklin arka kısmına gelen karşılıklı kısadevrede bir maksimum değerinin olması gereklidir.



Şekil 7.16: CTHA'nın gösterimi. Sarımlar geçiş noktalarında temas etmemektedir.



**Şekil 7.17:** CTHA sarımının üstten görünüşü. Oklar referans akım yönlerini göstermektedir. Koyu renk oklar ve çizgiler üstteki, kesikli çizilmiş oklar ve çizgiler diptekileri göstermektedir. Bir sarımın her bir üst sarımının, diğer sarımın dip yarı sarımının üzerinde olduğuna ve bu türden çiftler üzerindeki akımların eşit ve zıt yönlü olduğuna dikkat edin. Bu durum, bu şekildeki her bir çiftin şeklin çevresinde dolaşan akımla eşdeğer olmasını sağlamaktadır.

Birinci veya üçüncü rezonanstaki radyasyon modelinin oldukça küçük bir manyetik sapma göstereceği ortaya çıkacaktır ve bunun CTHA sisteminin asıl çekici özelliğidir. Bu sistemi ilk geliştirenler bu özelliği gerçekten anlamadıklarından ve bu nedenle sistemin birçok sarımlı versiyonlarını geliştirdiklerinden sistem son 20 yıldan bu yana tartışmalı durumda kalmıştır. Hatalı analizler ve ölçümler sistemin kullanılabilirliği yolunda abartılı iddiaların ortaya çıkmasına yol açmıştır. Şu andaki amacımız açısından, ctha\* adlı bir tel listesi üretici programı ve ilgili dosyaları, “Minton’un Small Antenna Design kitabı ile verilen CD-ROM” ile birlikte edinmek mümkündür. Şekil 7.18, 6 turlu bir CTHA için bir modeli göstermektedir. Kodda, şeklin ana yarıçapı  $a$ , küçük yarıçapı ise  $b$ 'dir. Telin yarıçapı ise  $r$ 'dir. Geçişlerdeki sarımlar arasındaki mesafe aynı zamanda modelin de bir parametresini oluşturmaktadır. 2 ve 3 sarımlı versiyonlarda iyi bir APG değeri elde etmek kolay değildir.

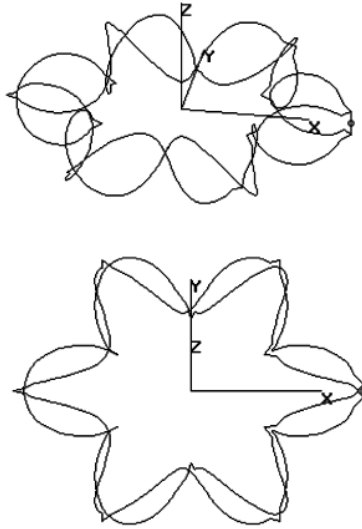
**Tablo 7.8:**  $a = 0.5$  m,  $b = 0.125$  m,  $r = 0.0127$  m olan ve serbest boşluk koşullarındaki bir sistemde sarım sayısını artırmanın doğurduğu sonuçlar. Sonuçlarda bakır kaybı da içerilmiştir. Toplam çap,  $d = 2(a + b + 5r) = 1.377$  ve yükseklik  $h = 2(b + 5r) = 0.377$ m'dir.  $d/h = 3.65$ 'tir. Kazançtan kaynaklanan manyetik sapma,  $Dip = G_{max} - G_{min}$ 'dir ve çeyrek küre üzerinde bulunan  $5^\circ$ -kademeli izgara kullanılarak bulunan değere yakın bir değer taşımaktadır.

**Birinci rezonans**

$n$	$f$ , MHz	$h/\lambda$	$R$ , $k\Omega$	$Q$	$E$ , %	$Dip$ , dB
2	35.805	0.045	163	912	85	8
3	29.073	0.0355	380	2448	52.7	5.6
4	25.518	0.0321	550	3154	40	4.3
5	21.579	0.0271	641	3738	27	4.43
6	17.95	0.0226	645	3638	15	6.4

**Üçüncü rezonans**

$n$	$f$ , MHz	$h/\lambda$	$R$ , $k\Omega$	$Q$	$E$ , %	$Dip$ , dB
2	101.4	0.127	2.17	24	99.5	6.6
3	89.057	0.112	8.33	125	98.7	16
4	76.118	0.0956	15.19	229	97	20
5	65.162	0.0819	23.4	392	96	5.08
6	54.616	0.0606	30.96	533	93.5	4

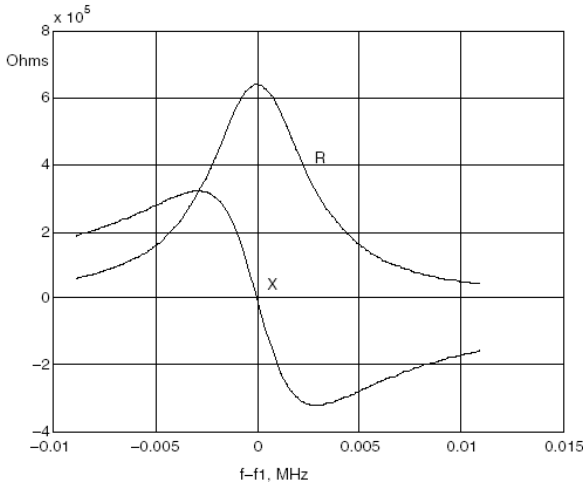


**Şekil 7.18:** 6 devirli CTHA için NEC modelinin iki görünümü.

Üçüncü rezonans için etkinlik ve yükseklik/dalga kolonlarını ilk rezonans için verilen değerler üzerine yığmanız durumunda, bunlar oldukça sürekli bir görünüm ortaya koyacaktır. Daha büyük tüp sistemlerinin kullanılması durumunda bile, birkaç turdan önce ilk rezonans değerinde görülebilecek bir kayıp genel olarak kabul edilebilir bir durum değildir. Kuşkusuz, radyasyon direncini desteklemek amacıyla küçük yarıçap değeri daha büyük duruma getirilebilir. Optimum değerinin ne olacağı konusunda bazı kişilerin özel tasarımlarla deneylerinin olması

ihtimaline rağmen, bu aynı zamanda manyetik sapmayı da daha büyük duruma getirme eğilimi de taşımaktadır. Üçüncü rezonans dizaynı için, ortalıkta üç maksimum akım değeri olduğundan, geçişler yerine, üç maksimum akım değeri olduğundan, sarımların olduğu noktalarda en iyi performansın elde edilmesi akla uygun görülmektedir. Bu durum, 6 turlu sistemin en düşük, 4 turlu sistemin en büyük manyetik sapma değeri olmasının nedenlerini açıklamaktadır.

Yüksek  $Q$  değeri nedeniyle, verilerin üretilmesi ve analizi bir ölçüde dikkat gerektirmektedir. Empedans rezonans çevresinde hızlı değişmekte olduğundan, analizi yapanın bunu küçük frekans basamakları üzerinden örneklemesi gereklidir. Şekil 7.19 5 turlu ilk rezonans durumu için hazırlanan bir empedans çizimini göstermektedir. Bu çizim için gerekli veriler 250 MHz aralıklarla üretilmiştir. Genel olarak, rezonans frekansını ararken bu aralığı, bir tarafta pozitif rezonans frekansı, diğer tarafta negatif reaktans elde ettiğim 1 kHz aralığa kadar düşürdüm. Daha sonra, rezonans frekansını, direnci,  $Q$  ve eşdeğer paralel  $L$  ve  $C$  değerlerini bulmak amacıyla datanec.m programını kullandım.  $L$  ve  $C$  bilgi verme amaçlı olmadığından, tabloda bunları vermedim fakat ilgilenmekte olduğumdan çizim aralığı içindeki aynı frekans üzerindeki eşdeğer devrenin empedansını bulmak amacıyla bunları kullandım. Reaktans eğrisinin eğiminin rezonans noktası çevresinde negatif olduğuna dikkat edin. Ağ teorisinde, kayıpsız bir tek kapılı devrenin reaktans eğrisinin her zaman pozitif olduğu belirtilmektedir. Bu kuram, seri rezonans durumundaki kayıplı devreler için de geçerlidir fakat paralel rezonans durumundaki kayıplı devreler için geçerli değildir. Ölçümler üzerine konuştuğumuzda, bu gerçekler daha ayrıntılı olarak incelenecektir.

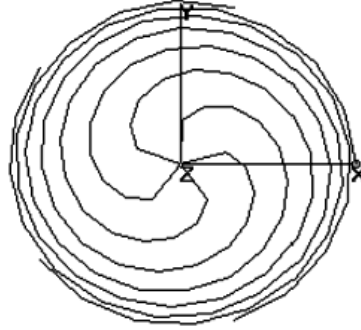


**Şekil 7.19:** Birinci rezonans ( $f_1$ ) yakınındaki 5 türlü CTHA için giriş empedansı.

Diğer bütün anten türlerinde olduğu gibi, CTHA tipi antenler de kullanıldıkları ortam tarafından etkilenmektedir. İyi bir topraklama düzlemi üzerinde antenin rezonans frekansı azalmaktadır. Şeklin bir dielektrik çekirdek olması durumunda da frekans düşmektedir. İlk rezonans değerindeki yüksek direnç ve  $Q$ , antenin ayarlanmasını veya dengelenmesini son derece güç duruma getirmektedir. Bu aynı zamanda bir iletim hattı sistemi olduğundan, isteyenler, arka taraftaki hatları bir açık devreyle açarak (bu uygulama akım dağılımını ve empedans özelliklerini tersine çevirmektedir) veya bir seri yükü bu sistemdeki akım dağılımını düzenleyebilir. Ayrıca, CTHA sistemleri modelin kararlılığını geliştirecek şekilde art arda bağlanabilir ve bu durum da muhtemelen empedans üzerinde olumlu bir etki gösterecektir. Bu ihtimaller üzerinde henüz ciddi çalışmalar gerçekleştirilmemiştir.

## 7.4 Katmanlı Sferik Heliks Tek Kutuplu Anten

Anten şekli olarak küre, birkaç on yıldan bu yana elektromanyetizm konusuyla ilgilenenlerin dikkatini çekmektedir. Bu tür antenler dipoller ve monopoller için ve değişik türden çerçevesel antenlerin sarımı için bir şekil olarak önerilmektedir. Silindirik monopollerde olduğu gibi, bir yarıkürenin beslenmesi sorunludur ve pratikte böyle bir uygulama çok görülmemiştir. Ancak, 1. Bölüm'ün sonunda söz edildiği üzere, Steven R. Best Katlanmış Küresel Heliks (FSH) antenler olarak adlandırılan bir tür çerçevesel anteni anlatan yazılar yayınlamıştır. Yazıları hem nümerik modelleme hem de bazı deneysel sonuçlar içermektedir. Bu antenler, boyutlarının sınır çizgileri küçük olduğunda yararlı bir empedans değeriyle rezonansa girme şeklindeki yararlı özelliği taşımaktadır. Bunları en iyi temsil eden anten türleri monopollerdir ve bunların mükemmel topraklama durumunda modellenmesini sağlayan dosyalar kümesi olan fsh.\*'ı yazarak bu çizgiyi izlemek mümkündür. FSH antenler, kendilerinin ortak merkezinde karşılaşmak üzere toprak düzleminde spiral olarak yükselen birçok kol tarafından oluşturulmaktadır. Biri tahrik edilmekte diğerleri ise kısadevre yaptırılmış yük olarak davranmaktadır. Şekil 7.20, 5 kollu versiyonun üstten görünüşünü göstermektedir.



**Şekil 7.20:** 5 kollu Katlanmış Küresel Heliks tipi monopollü tel modelinin üstten görünüşü. Kaynak X noktasındadır. Yarımkürenin en keskin bölümlerinden yukarıya doğru çıktıklarından, dış taraftaki çevrimler daha karmaşık olarak görülmektedir.

Best, rezonans frekansı özelliği gösteren çift sayılı kolları bulunan sistemlerden örnekler vermektedir. Bu sistemlerde, rezonans frekansı, empedans ve  $1/Q$  değeri artan kol sayısı ile birlikte artmakta ve sabit bir küre çapı söz konusu olduğunda artan kol uzunluğuyla birlikte düşmektedir. Tablo 7.9, kol sayılarını değiştirmenin doğurduğu etkileri göstermektedir.

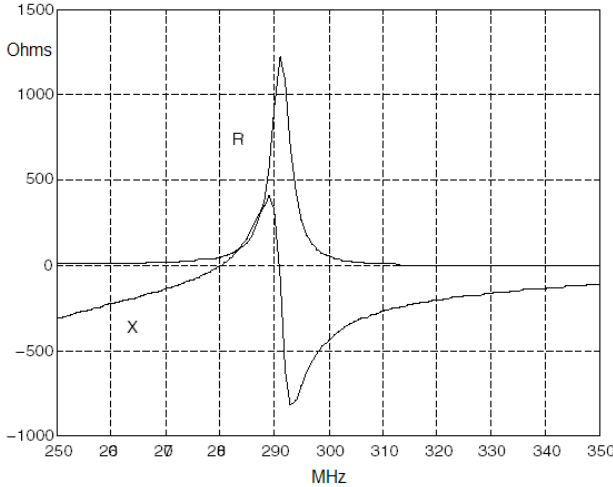
**Tablo 7.9:** FSH monopolleri için farklı kol sayıları söz konusu olduğunda ortaya konan performans. Kürenin yarıçapı  $R = 60$  mm, tel çapı,  $d_w = 1.6$  mm'dir ve bakır kaybı dikkate alınmıştır. Bütün durumlar, kol başına 1 tur durumu için değerlendirilmiştir.  $H = R + d_w$  mm, antenin yüksekliğini vermektedir.

Arms	MHz	$h/\lambda$	$R_{in}, \Omega$	$Q$	$E, \%$
2	281.2	0.0577	8.54	55	96.5
3	291.5	0.06	21.7	42	98
4	297.7	0.0611	43.35	36.4	98
5	301	0.0618	72.8	32.3	98.6
6	303.7	0.0624	119	31.8	99

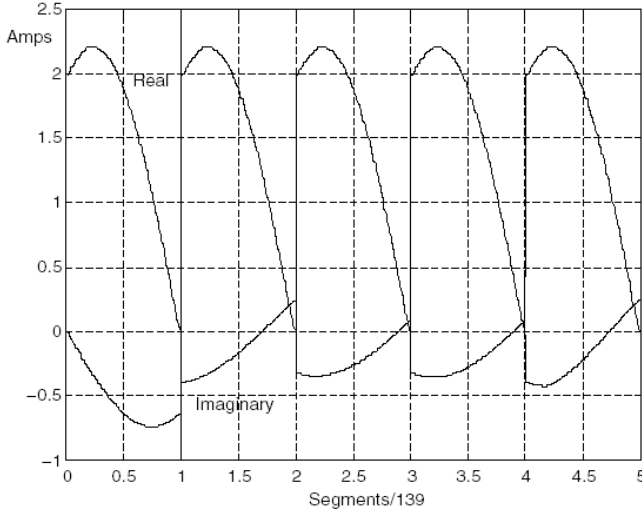
Buradaki durumla, 4 kol ve 1 devrin söz konusu olduğu durumdaki değer  $50\Omega$ 'a yakındır.  $50 \Omega$  beslemeyle birlikte daha küçük bir tasarım elde edilmeye yönelik muhtemel bir yaklaşım daha yüksek  $R_{in}$  değeri bulunan bir durumu ele almak ve rezonans frekansı yükseltmek amacıyla sistemi daha da küçültmek ve daha sonra rezonans frekansını ve direnci

düşürmek amacıyla daha yüksek sarım/kol değerini kullanmaktır. Bu uygulamayı 5 kollu bir uygulamanın yapıldığı durumda deneyebiliriz. Tel boyutlarını aynı bıraktığımızda, kürenin yarıçapını düşürelim ve 280 MHz ve  $50\Omega$  değerlerini amaçlayarak sarım/kol sayısını arttıralım. Elde edilen sonuç,  $R = 51.463 \text{ mm}$ , sarım/kol = 1.3,  $h/\lambda = 0.0495$ ,  $R_{in} = 50.6\Omega$ ,  $Q = 62$  ve  $E = \%98$ 'dir. Q değeri, hacim yüklü dipol ve namlu anten söz konusu olduğunda ortaya çıkandan biraz daha yüksektir fakat burada sözü edilen FSH ayarlama gerektirmemektedir. Yarı güç bant genişliği 9 MHz,  $SWR = 2$  bant genişliği 3.2 MHz'dir.

Frekansa karşı empedans değerini ve 5 kollu  $50\Omega$  dizayn için rezonans akım dağılımını bulmak amacıyla NEC2'yi kullanabiliriz. Bunlar, sırasıyla Şekil 7.21 ve 7.22'de görülmektedir. Bunların ikisi de konu üzerinde düşünen birisinin nedensel düşüncelerle bulabileceği durumlar değildir. 280 MHz değerindeki rezonans Şekil 7.21'de açıkça mevcuttur fakat bu durumda, bu değerın basit bir katıyla oluşturulan noktada değil, bu noktanın biraz daha ilerisinde bir yüksek empedans rezonansı vardır. Akımı gösteren çizim bunun açıklanmasına yardımcı olmaktadır. Burada, her bir koldaki modelin, bir dalganın çeyrek salınımindan daha yüksek olduğunu görmekteyiz. Frekans yükseltildikçe, bu model bir yarı salınım oluşturmaktan uzak bir noktada değildir ve yüksek empedans üretmektedir. Akım çiziminin önemli bir özelliği, incelemiş olduğumuz daha basit antenlerde olduğunun tersine, akımın hayali parçasının her yerde sıfır noktasına yakın olmamasıdır.



Şekil 7.21: 5 kollu 1.3 tur/kol özelliklerini taşıyan bir monopol anten için giriş empedansı.



**Şekil 7.22:** Rezonant 280 MHz dizaynın 5 kolu boyunca akım. Beş bölümün her biri, toprak düzleminde antenin zirve noktasına giden akımın grafiğini vermektedir. en soldaki grafik tahrik edilen kol için verilmektedir ve bunu izleyenler X eksenini etrafında 75°'lik artışlarla duran kollar için verilmiştir. Kaynak 100V gücündedir.

## 7.5 Son Öneriler

İkili model sunması nedeniyle, temel çerçeve dipol tipi antenlerin yararlı bir bileşenini oluşturmaktadır. Namlu anten, en verimli ve en düşük değerli  $Q$  formudur. Rezonant solenoid, namlu antendekinden biraz daha yüksek  $Q$  maliyetiyle en kolay empedans uyumunu sağlamaktadır. Geçen yıllarda, birçok kompleks ve karmaşık antenler önerilmiş bulunmaktadır. CTHA, bunların en hızlı şekilde piyasaya çıkanlarının bir örneğidir. FSH, yeni antenlerin, uygulama potansiyeli henüz gerçekleştirilmemiş olan örneklerinden biridir.





## **Bölüm 8**

### **Alıcı Antenler**

#### **8.0 Giriş**

2. ve 3. Bölüm’de, antenin bir transduser olduğundan ve herhangi bir antenin hem iletim hem de alıcı işlevlerini yerine getirebileceğinden söz etmiştik. Ancak, birçok uygulamada antenin yayın yapması gerekmemektedir. Bu uygulamalar yayınların algılaması, yön bulunması

ve spektrumun izlenmesi işlemlerini içermektedir. İletim ihtiyacı olmaksızın, ihtiyaç duyulan gerilim veya güç kaldırma kapasitesi son derece düşüktür ve bu durum da kullanılan donanımı son derece ucuz hale getirmekte ve başka durumlarda iletimin doğurabileceği gerilime dayanamayacak malzemelerin kullanılabilmesine imkan tanımaktadır. Yalnızca alıcı işlemi uygulaması sinyal gürültü oranını ve geniş bir frekans aralığında uyumlu şekilde performansı empedans uyumu (maksimum güç transferi) pahasına geliştirilebilecek bir duruma getirmektedir.

Alicının detektöründeki gürültünün özellikleri ve miktarı kullanılmakta olan güçlendirme tipinin, alıcıda üretilmekte olan gürültü miktarının ve anten tarafından algılanan elektromanyetik gürültünün bir fonksiyonudur. AM ve SSB alıcılar için, amplifikasyon doğrusaldır ve bunun sonucunda genlik ve detektördeki gerilimin zamanlaması önemlidir. FM ve anahtarlanmış sinyalli (dijital) alıcılarda, sınırlayıcıları (doymuş amplifikatör kademeleri) tam genliğe tahrik etmek için yeterli sinyal + gürültü oranı olduğu sürece, yalnızca gerilimin zamanlaması (sıfır çaprazlama) üzerindeki gürültü etkisi önemlidir. Her iki durumda, antenin görevi harici elektromanyetik gürültünün, söz konusu gürültünün alıcının kendisi tarafından üretilen gürültü kadar önemli olmasını sağlayacak şekilde alıcıya transfer edilmesidir. Bu da anten ve giriş kademesindeki bazı gürültülerin analizinin birlikte ele alınması zorunluluğu anlamına gelmektedir. Bu da ilerideki kısımlardaki sunuşların bir parçasını oluşturmaktadır.

Geniş çalışma bandı genişliği iki yoldan biriyle sağlanmaktadır. Birinci yol, antenin besleme kademesindeki bir devre elemanı olarak kullanılmasıdır. 1. Bölüm'de söz edildiği gibi, çok devirli çerçeve anten veya ferrit çubuk anten, alıcının birinci kademe ayarının ve filtreleme tasarımının bir parçası olarak bir şönt değişken kapasitörle bir sabit indüktör olarak kullanılmıştır. İkinci yol, dalganın alan gücünden gerilim veya akım şeklindeki çıktı devresi değişkenine sabit bir transfere erişmek amacıyla göre tasarlanmış bir devredeki antenle birlikte bir önyükseltici kullanmaktır. Bu sistem, *aktif* alıcı anten olarak adlandırılmaktadır. Elektrik açısından küçük aktif alıcı antenlerin, bazıları tek turlu çevrimlere bazıları da kısa monopollere dayalı birkaç değişik ticari versiyonu bulunmaktadır.

## 8.1 Harici Gürültü

1940'lı yıllardan başlayarak, değişik kuruluşlar radyolardaki gürültü oranıyla ilgili verileri ölçmeye ve düzenlemeye başladılar. The

International Consultative Committee on Radio (CCIR) ve izleyicisi the International Telecommunications Union-Radio (ITU-R), bu verileri değişik formatlara göre düzenleyen ve düzeltmeler yapan bir dizi rapor yayınladılar. Bunlardan sonuncusu, Recommendation ITU-R P.372, *Radio Noise* olarak adlandırılmaktadır ve 2001 yılında yayınlanmıştır. 30 MHz frekansın altında, ana radyo gürültüsü kaynağı şimşek çakmalarıdır. Dünyanın bir yerlerinde her zaman bir fırtına olduğundan ve bunların birçoğu ekvator civarında olduğundan, bütün zamanlarda ve bütün mekanlarda gürültü vardır. Ancak, verili mekanlarda, mekanlar arasında ve mevsimler arasında gürültüde büyük değişiklikler olmaktadır. Şekil 8.1 ([*Radio Noise*, Rec. ITU-R P.372, ITU ] numaralı kaynaktaki Şekil 2) 0.1 - 100 MHz frekans aralığı için iki muhtemel eğri şeklinde özetlenmiş olarak şimşeklerin yol açtığı gürültüyü (atmosferik gürültü) göstermektedir. Diğer gürültü kaynakları ortalama değer kaynakları olarak özetlenmiştir. Gürültü değeri, değer in gerçekte nasıl ölçüldüğünden bağımsız olarak, mükemmel bir topraklama düzlemi üzerindeki kayıpsız bir kısa monopolden elde edilebilecek güç cinsinden ölçülmektedir.

$$F_a = 10 \log_{10}(P_n / (kT_0 bw)) \quad (8.1)$$

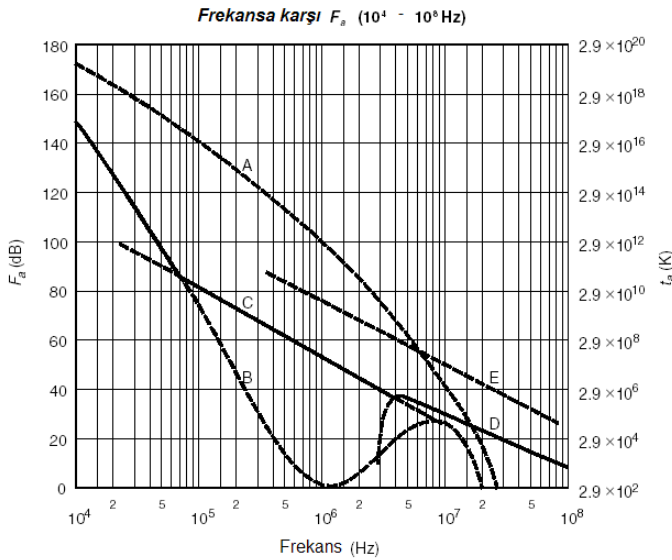
Burada,  $P_n$  watt cinsinden elde edilebilir gücü,  $bw$  Hz cinsinden bant genişliğini,  $k$   $1.38 \times 10^{-23}$  J/K değerindeki Boltzman sabitini göstermektedir ve  $T_0$  değeri 290 K'dir. Bu değer, aşağıdaki işlemle dalga alanı gücüne çevirmektedir:

$$E_n = F_a + 20 \log_{10}(f) + 10 \log_{10}(bw) - 95.5 \text{ dB}(\mu\text{V/m}) \quad (8.2)$$

Denklemden,  $f$  MHz birimleriyle verilmektedir.

Herhangi bir yerdeki, insanların yol açtığı gürültünün nedeni alıcı durumdaki odanın veya aracın dışındaki ekipmanlar veya odadaki veya araç üzerindeki ekipman olabilir. Bulunulan yer dışındaki suni gürültünün en yaygın olanı, güç iletim hatlarının yol açtığı gürültüdür. Güç hatları üzerindeki gürültü akımları ışık ve motor sistemi için gerçekleştirilen anahtarlama işleminden ve güç değiştiricilerin anahtarlansından kaynaklanmaktadır. Güç hattı üzerindeki veya yakınındaki arızalı malzemeler de ark oluşturulması sonucunda gürültüye yol açabilir. [2]'de, güç çevrimi sırasında alanın yeterince güçlü duruma gelmesi durumunda, ikisi de bir güç iletkenine değmeyen iki metal parçanın, güç çevrimi sırasında alan şiddetinin yeterince güçlü duruma gelmesi durumunda bir kapasitör oluşturduğu bir durumdan söz edilmektedir. Ark akımının oluşturduğu elektromanyetik alan yakınlardaki hatlar üzerinde, sonradan gürültünün oluşmasına yol açan bir gürültü indüklemektedir. Mirron [Small

Antenna Design, Miron], odalardaki aydınlatma kontrol anahtarlarından kaynaklanan HF bant gürültüsünü izler: “Alıcı, 20 m uzaktaki farklı bir binadaydı. Vincent’a [W. R. Vincent, R. W. Adler and G. F. Munsch, "An Examination of Man-Made Radio Noise At 37 HF Receiving Sites,"] göre, zaman geçtikçe ve giderek daha çok sayıda güç hattı bu duruma geldikçe birçok yerde bu gürültü ortadan kalkacaktır. Ancak, alıcıyla aynı mekandaki anahtarlama devrelerinden kaynaklanan gürültüyü azaltmak için başka önlemlerin de alınması gereklidir.” Gürültünün azaltılması konusu [W. R. Vincent and G. F. Munsch, "Power-Line Noise Mitigation Handbook," 5<sup>th</sup> ed., Naval Postgraduate School,] yine Vincent tarafından incelenmiştir.



- A: atmosferik gürültü, değeri, zamanın %0.5'ini geçmektedir  
 B: atmosferik gürültü, değeri, zamanın %99.5'ini geçmektedir  
 C: insanların yol açtığı gürültü, gürültüsüz alıcı durumu  
 D: galaktik gürültü  
 E: ortalama çalışma alanında insanların yol açtığı gürültü minimum gürültü düzeyi beklenmektedir

**Şekil 8.1:** Değişik kaynaklardan ortaya çıkan radyo gürültüsü.

## 8.2 Ferrit Antenler

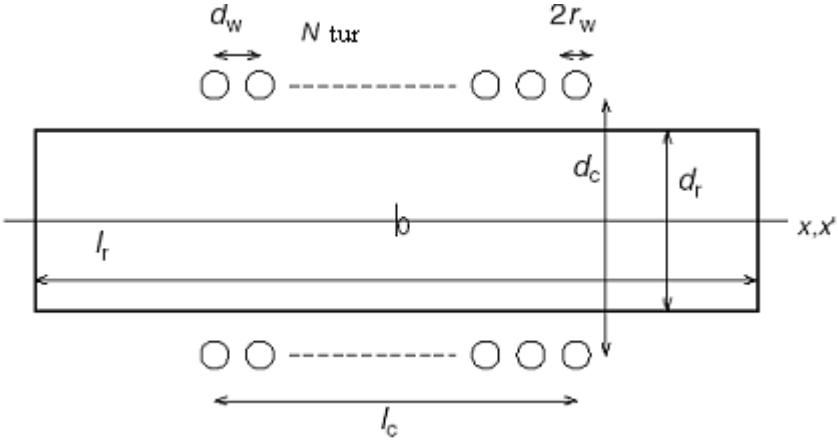
Demir ve demir alaşımları gibi manyetik malzemelerden yapılan antenler aynı zamanda iyi elektrik iletkenleridir. Bunun önlenmesine yönelik herhangi bir önlemin alınmaması durumunda, manyetik malzemenin yapısına bir alternatif manyetik alanın uygulanması durumunda büyük elektrik akımları ve güç kayıpları ortaya çıkacaktır. Ses frekanslarında, transformatörlerin ve motorların manyetik parçaları birbirinden yalıtılmış plakalar kullanılarak üretilmiştir. Plakalama,

plakanın istenilen manyetik alan yolunda bulunacağı şekilde uzanmaktadır ve hassas yönlendirme indüklenmiş akımla gerçekleştirilenlerden biridir. Bu durumda iletken çevrimler çok daha küçüktür, daha küçük bir manyetik alanı kapamaktadır ve bunun sonucunda kayıplar çok daha azdır. Ancak frekansla birlikte kayıplar da artmaktadır ve bunun sonucunda manyetik malzemelerin radyo frekanslarında kullanılması için başka bir şeylerin daha yapılması gereklidir. Bunun çözümü, manyetik malzemenin tozlaştırılması ve bir taneciklerin bir seramik karışımı içine yerleştirilmesiydi. Bunun sonucunda elde edilen malzeme ferrit olarak adlandırılmıştır. Bu amaca yönelik birçok karışım piyasaya sürülmüştür. Genel olarak, istenen çalışma frekansının yükselmesine paralel olarak, bağıl geçirgenlik değerinin düşmesiyle birlikte kabul edilebilir kayıp faktörleri elde edilmektedir. Manyetik malzemenin taneciklere indirgenmesi durumunda bile aynı Foucault akımları söz konusu olacak ve bu da enerjinin bu atomik mıknatısları ileri geri kaydırmasına yol açacaktır. Bu kayıplar göreceli manyetik geçirgenliğin bir kompleks sayıya dönüştürülmesi yoluyla gösterilebilmektedir.

$$\mu_r = \mu' - j\mu'' \approx \mu_r(1 - j \tan \delta) \quad (8.3)$$

Bu denklemde,  $\tan \delta$  kayıp açısı tanjantı olarak adlandırılmaktadır.  $\mu_r$ 'nin her iki parçası da frekansa büyük ölçüde bağlı fonksiyonlardır ve aynı zamanda, bir ölçüde, uygulanan manyetik alanın genliğine de bağlıdır.

### 8.2.1 Anten Parametreleri



**Şekil 8.2:** Üzerinde merkezlenmiş  $N$  turlu sarım olan bir ferrit antenin boyuna kesiti. "c" indisi sarım, "r" indisi çubuk ve "w" indisi tel için kullanılmaktadır.  $d_w$ ,  $d_c$  ve  $l_c$ 'nin tel merkezleri arasında değiştiğine dikkat edin.

Ferrit çubuk da dahil birçok isimle bilinen ferrit anten Bölüm 1'de gösterilmiştir. Genel olarak, ferrit bir malzemeden yapılmış bir çubuk üzerindeki solenoide birçok kez sarılmış ince tellerden oluşmaktadır. Elektrik açısından, bütün yapı son derece küçüktür. Çubuk ve solenoit arasında genellikle bir yalıtım malzemesi bulunmaktadır ve solenoit ve tel çıplak veya yalıtılmış olabilir ve mekanik kararlılığın sağlanması amacıyla bütün bu sistem daldırılabilir veya kaplanabilir. Seçilmesi gereken çok sayıda değişken vardır ve bu bölümde benim amacım sizlere bu süreçte yardımcı olabilecek bazı analitik ve nümerik araçları sağlamaktır. Şekil 8.2, boyutla ilgili temel değişkenleri ve bu analizde kullanmış olduğum notasyonu göstermektedir.

Bu anten konusunda genel konuları bilmemiz gereklidir: açık devre gerilimi, radyasyon direnci, kayıp direnci ve reaktans. Söz konusu olan, manyetik alanı bir ferrit çubukla güçlendirilmiş bir küçük çevrimler serisi olduğundan, uzak alan modelinin basit çevrimlerde olanla aynı olduğuna ve yöneltme yeteneğinin  $3/2$  olduğunu varsayabiliriz. Bir dalgadan indüktans ve açık devre gerilimi değerlerini bulmak için, çubuğun enine kesitindeki manyetik alanın  $x$  yönünde olduğu, bütün alanda bir örnek olduğu ve eksen üzerindeki değere eşit olduğu varsayılmıştır. Manyetik alanı  $x$  yönünde olan bir dalga mevcut olduğunda, sarımda maksimum gerilim indüklenmiş olacaktır. [4]'te, çubuk boyunca hareket eden ferrit çubuğun kısa bir sarıma sahip olduğu ( $l_c < d_r$ ) ve noktanın geçirgenliğinin ölçüldüğü bir deney anlatılmaktadır. Birörnek bir manyetik alanın uygulanması durumunda bile test sarımında indüklenen gerilimin çubuğun merkezinden kaydığı ortaya çıkmaktadır. Uzunluk/çap oranının küçük

olduğu (örneğin,  $l/d = 21.4$  olarak verildiği örnek çizim için) çubuklar için söz konusu ilişki yaklaşık aşağıdaki gibidir:

$$\mu(x) = \mu_{\text{rod}} \left( 1 - 3.6 \left( \frac{x}{l} \right)^2 \right) \quad (8.4)$$

Burada,  $\mu_{\text{rod}}$ , çubuğun merkezinde ölçülmüş olan göreceli geçirgenlik değerini vermektedir.  $\mu_{\text{rod}}$  değişkeninin kendisi çubuğun uzunluk/genişlik değerinin bir fonksiyonudur. Maksimum değer, aynı malzemenin toroid çekirdeği kullanılarak ölçülen değerdir ve genel olarak  $\mu_r$  olarak gösterilmektedir. Deneysel eğriler birçok kaynakta verilmektedir ve bunların birçoğu [5]'e dayanmaktadır. [6]'da, genel olarak mıknatıslığın giderilmesi faktörü  $D$ 'dir ve eğri  $2 < l/d < 20$  aralığında değerlerle iyi bir uyum göstermektedir.

$$\mu_{\text{rod}} = \frac{\mu_r}{1 + D(\mu_r - 1)}, \quad D = 0.37 \left( \frac{l_r}{d_r} \right)^{-1.44} \quad (8.5)$$

Azalan değerler noktası,  $\mu_{\text{rod}} = \mu_r / \sqrt{2}$  eşitliğinin sağlandığı uzunluk olarak tanımlandığında, optimum uzunluk/çap oranı aşağıda verildiği gibidir:

$$\left( \frac{l_r}{d_r} \right)_{\text{opt}} = 0.92(\mu_r - 1)^{0.69} \quad (8.6)$$

(8.4) kullanılarak merkezlenmiş sarım üzerindeki  $\mu(x)$  değerinin ortalaması alındığında, bir dalga tarafından indüklenen açık devre gerilimi için bir ifade elde etmenin yoluna girmiş olduğumuz anlamına gelir.

$$\begin{aligned} \mu_{\text{avg}} &= \frac{\mu_{\text{rod}}}{l_c} \int_{-l_c/2}^{l_c/2} \left( 1 - 3.6 \left( \frac{x}{l_r} \right)^2 \right) dx = \mu_{\text{rod}} \left( 1 - 0.3 \left( \frac{l_c}{l_r} \right)^2 \right) \\ &= \frac{\mu_r \left( 1 - 0.3 \left( \frac{l_c}{l_r} \right)^2 \right)}{1 + D(\mu_r - 1)} \end{aligned} \quad (8.7)$$

Bu durum, iki anten parametresini bulmaya hazır olduğumuz anlamına gelmektedir. Birincisi, Anteni, manyetik alan vektörü,  $\vec{H}$  nin  $x$  boyunca uzanacağı bir yönlendirmeye geçer bir dalgayı göz önüne alalım. Bölüm 7.2'de verilen ifadelerden aşağıdakileri yazabiliriz:

$$V_w = h_c E_{inc} = N \mu_{avg} \beta A_r E_{inc} \quad (8.8)$$

ve

$$R_{rad} = 20 \mu_{avg}^2 (N A_r \beta^2)^2 \quad (8.9)$$

Bu denklemlerde  $A_r$  çubuğun kesit alanını göstermektedir. Bu ifadelerdeki  $\beta$  bu durumda da  $2\pi f/c$  formülüyle verilen serbest uzay değerini göstermektedir.

Daha sonra, solenoite bir  $I$  akımının uygulandığını düşünelim. Bu durumda, eksen boyunca aynı özellikleri taşımayan bir  $\bar{H}$  alanı ortaya çıkacak ve çubuğun bu alana tepkisi bir örnek olmaktan daha da uzak olacaktır. İndüktans ve yansıtılmış ferrit kayıplarının hesaplanmasında yardımcı olabilecek analitik bir yardım aracı bulunmamaktadır fakat [7]'de deneyler sonucu elde edilmiş büyük miktarda grafik veriler vardır. Şekil 4.12 [7, s. 190],  $l_n = l_c/l_r$  değerinin fonksiyonu olarak oldukça yakın şekilde gruplandırılmış ve ölçülmüş normalleştirilmiş indüktans türü ölçümleri göstermektedir. Bu grafikteki merkezi değerlere uyum gösteren ikinci dereceden ifadeler bulunacaktır ve aşağıdaki ifade elde edilir:

$$L = \mu_{rod} \frac{N^2 A_r}{l_r} F_L, \quad F_L = 10^{-3} (1.383 l_n^2 - 3.518 l_n + 3.08) \quad \mu\text{H}/\text{mm} \quad (8.10)$$

Sarımın çubuk ve sarım etkileşimlerinden kaynaklanan ters voltaj değeri aşağıdaki gibidir:

$$V_{ind} = (R_f + j\omega L) I \quad (8.11)$$

Bu bağıntıda,  $R_f$  çekirdek kayıplarından kaynaklanan direnci göstermektedir. Elektromanyetik teoriden yola çıkarsak, bir noktada birim hacim başına güç kaybı aşağıdaki gibi verilmektedir:

$$p = \frac{\omega}{2} B_o H_o \tan \delta = \frac{\omega \tan \delta}{2 \mu_o \mu_r} B_o^2 \quad (8.12)$$

Bu denklemde,  $B_o$  ve  $H_o$  sinüzoidal fonksiyonların genliklerini vermektedir. Bunları doğrudan sarımlardaki akımla ilişkilendiremem fakat Şekil 4.11(a) [E. C. Snelling, *Soft Ferrites Properties and Applications*], normalleştirilmiş manyetik güç alanı,  $B(x)/B_c$  için bazı eğriler vermektedir. Burada,  $B_c$  merkezi (fakat bilinmeyen) güç alanını vermektedir. Aşağıda verilen, Snelling'ten yararlanılarak varılan çekirdek için toplam güç kaybı olarak modellenen bir sıralamadır:



$$P = R_f I^2 / 2 = \int p \, dv_{\text{volume}} = \frac{\omega A_r \tan \delta}{2\mu_o \mu_r} \int_{-l_r/2}^{l_r/2} B^2(x) dx$$

Kaybın küçük olduğunu varsayarak, yaklaşık olarak  $|I| = |V|/(\omega L)$  ilişkisinin mevcut olduğunu söyleyebiliriz ve gerilimin ortalama güç alanıyla ilişkisini  $V = \omega N A_r B_{\text{avg}}$  olarak kurabiliriz. Bu yerine koyma sonucunda aşağıdaki sonuç elde edilecektir:

$$R_f = \frac{\omega L^2 \tan \delta}{\mu_o \mu_r A_r N^2 B_{\text{avg}}^2} \int_{-l_r/2}^{l_r/2} B^2(x) dx \quad (8.13)$$

Bu ifade, B ifadelerinin normalleştirilmiş versiyonlarla değiştirilebilmesi ve bilinmeyen  $B_c$ 'nin ortadan kalkacak olması avantajını taşımaktadır. Normalleştirilmiş veriler  $B_n(x_n)$  şeklinde verilmektedir ve burada  $x_n = 2x/l_r$  bağıntısı bulunmaktadır. Bu da integraller içinde  $dx = l_r dx_n / 2$  ilişkisinin bulunduğunu göstermektedir. Aynı zamanda, çubuk için kayıp açısı tanjantının aşağıdaki şekilde tanımlanması da uygundur:

$$\tan \delta_{\text{rod}} = \frac{R_f}{\omega L} = \frac{\mu_{\text{rod}} F_L l_n^2 \tan \delta}{\mu_o \mu_r} \cdot \frac{\int_0^1 B_n^2(x_n) dx_n}{\left[ \int_0^{l_n} B_n(x_n) dx_n \right]^2} \quad (8.14)$$

[[E. C. Snelling, *Soft Ferrites Properties and Applications*]'de verilen Şekil 4.11(a) için oldukça iyi iş gören fonksiyon aşağıda verildiği gibidir:

$$B_n(x_n) = 1 - \left[ (1 + d_1) x_n^2 - (d_1 + d_2) x_n^{p_2} + d_2 x_n^4 \right] (1 - l_n^{p_1}) - 0.85 x_n^{p_2} l_n^{p_1} \quad (8.15)$$

Buradaki fonksiyondaki fikir,  $x_n = 0$  noktasında bütün eğrilerin eğimlerinin sıfır olduğu ve  $l_n = 1$  için güçlü eğimleri olan çizimlerin  $l_n = 0.1$  için oldukça düz bir duruma geldiği yolundadır. Buradaki sabitler  $p_1 = 0.65$ ,  $p_2 = 2.6$ ,  $d_1 = 8.2$  ve  $d_2 = 2$ 'dir. (8.4)'teki integraller ferrodloss.m programında değerlendirilmiş ve programın bünyesine yedirilmiş durumdadır.

Burada ferrit kayıplarını kapsama almış bulunmaktayız fakat bakır kaybı bilinen yüzey etkisinden ibaret değildir. Tel yakın sarımlı durumda olduğundan, birbirine komşu tellerdeki akımlar eksantrik şekilde birbirini etkilemekte ve bu da her bir telin yan taraflarındaki akımı grubun merkezinden uzaklara doğru zorlamaktadır. Bu durum yaklaşım etkisi olarak adlandırılmaktadır ve bu etki kesitin bazı parçalarındaki akım yoğunluğunun toplam akım kullanılarak hesaplanan ortalama değerden yüksek olması nedeniyle bakır kaybını artırmaktadır. Artışın

hesaplanmasına yönelik bir yöntem 1972[. S. Smith, "Proximity Effect in Systems of Parallel Conductors,"]'de basılmıştır ve biraz daha kolay bir çözüm yöntemi Ek D'de verilmektedir. Bu yöntem, proxeffect.m programında uygulanmıştır. Bu durumda, bakır kaybı aşağıdaki şekilde yazılmaktadır:

$$R_c = \frac{l_w}{2\pi r_w} \sqrt{\frac{\pi f \mu_o}{\sigma}} \left(1 + \frac{R_p}{R_o}\right) \approx \frac{N d_c}{2r_w} \sqrt{\frac{\pi f \mu_o}{\sigma}} \left(1 + \frac{R_p}{R_o}\right) \quad (8.16)$$

Denklemden  $l_w = N \sqrt{(\pi d_c)^2 + d_w^2}$  tel uzunluğu,  $R_p/R_o$  ise bu olmaksızın ortaya çıkan kayıp üzerindeki yaklaşım etkisinden kaynaklanan kaybı gösteren orandır.

Son olarak, sarımdan sarıma kapasitans üzerine bir tahmin yapmamız gerekmektedir. İki paralel tel için verilen (6.16) ifadesini alıp uyarladığımızda aşağıdaki ilişkiyi elde ederiz:

$$C_t = \frac{\pi^2 d_c \epsilon_o \epsilon_r}{\cosh^{-1} \left( \frac{d_w}{2r_w} \right)} \quad (8.17)$$

$\epsilon_r$  terimi, kullanıcının yalıtım ve kaplama malzemeleri için gerekli değerleri bildiği durum göz önünde bulundurularak alınmıştır. Bu durumda, kullanıcı teller arasında kaplanan hacme dayalı ortalamayı kullanabilir.  $N$  tur seri olarak bağlandığından, toplam kapasitans aşağıda verildiği gibidir:

$$C = \frac{C_t}{N-1} \quad (8.18)$$

Tablo 8.1, dizayn parametrelerine karşı performansı gösteren birkaç durum için hesaplanan sonuçları göstermektedir;  $h$ , mm cinsinden efektif yüksekliği,  $Qh$  ise mm cinsinden rezonans halindeki sarımın efektif yüksekliğini göstermektedir.  $Qh$  bazı durumlarda duyarlılık olarak adlandırılmaktadır ve ben burada bu terimi ferrit çubuk antenler için bir olumlu özellik olarak kullandım. Bütün durumlar için  $\mu\Omega$  düzeyinde olduğundan radyasyon direnci listelenmemiştir. Tablo 8.(a), diğer bütün parametreler sabit tutulduğunda  $Qh$  değerini maksimuma çıkaran bir optimum sarım uzunluğu vardır. Bunun nedeni, bobin tarafından kaplanan ortalama manyetik kuvvet alanının artan uzunlukla birlikte azalması şeklindeki negatif etkidir ve manyetik kayıp da azalırken yaklaştırma etkisi turların ilk olarak ayrılmasıyla birlikte bakır kaybı çok daha hızlı düşmektedir fakat sarımların uzunlukları arttığında bu değer daha

kararlıdır. Tablo 8.1(b),  $N^2$  ve  $N$  ile hemen hemen orantılı olan  $L$  ve  $h$  değerlerinde artışlar sağlandığında,  $Q$  değerinin aşağıya düştüğünü göstermektedir. Bu ilişki de yine çubuğun daha büyük bölümü kaplandıkça ortalama manyetik güç alanının azalması sonucunda ortaya çıkmaktadır. Kayıp açısı tanjantı değerinin yarıya inmiş olduğu bir ferrit malzemenin seçilmesi sonucunda, beklendiği gibi,  $R_f$  değeri yarı yarıya azalacak ve bunun sonucunda 8.1(c)'de verilen  $Q$  değeri 8.1(a)'da verilen aynı geometri için değer yaklaşık iki katı olacaktır. Manyetik geçirgenlik ve çap değerlerinin iki katına çıkarılması şeklindeki uygulamaların her ikisinde de  $Q$  değeri artacak fakat bu uygulamaların ikisinde de çekirdeğin mıknatıslığı giderme etkisini artırdığından, bu artış beklenen ölçüde olmayacaktır.

**Tablo 8.1:** Dizayn parametreleriyle hesaplanan performans değişikliği. Başlangıçta, çubuk 203 mm uzunluğunda, 9.5 mm çapındadır.  $\mu_r = 200$ ,  $\tan\delta = 0.02$ 'dir. Sarımın çapı 10 mm ve telin yarıçapı 0.2 mm'dir.

**(a) Sarım uzunluğuna göre değişme. Sarım 40 tur yapmaktadır.**

$I_c$ , mm	$Q$	$Qh$ , mm	$h$ , mm	$L$ , $\mu H$	$R_f$	$R_w$
18	107	667	6.25	164	7.61	2.04
20	116	722	6.25	162	7.57	1.23
25	121	753	6.24	157	7.48	0.7
30	121	753	6.22	153	7.39	0.535
35	120	746	6.21	148	7.29	0.461

**(b) Sarım sayısına göre değişme. Sarımın uzunluğu, 10 mm'nin çarpanları olarak max.  $Qh$  değerinde seçilmiştir.**

$N$	$I_c$ , mm	$Q$	$Qh$ , mm	$h$ , mm	$L$ , $\mu H$	$R_f$	$R_w$
60	40	118.5	1101	9.3	324	16.2	0.984
80	50	116	1425	12.3	542	27.9	1.52
100	60	113	1731	15.3	796	41.9	2.13

**(c) Ferrit kaybına göre değişim,  $\tan\delta = 0.01$ ,  $N = 40$ ,  $I_c = 20$  mm.**

$Q$	$Qh$ , mm	$h$ , mm	$L$ , $\mu H$	$R_f$	$R_w$
203	1267	6.25	162	3.79	1.23

**(d)  $\mu_r$  değerini 400'e yükseltin.**

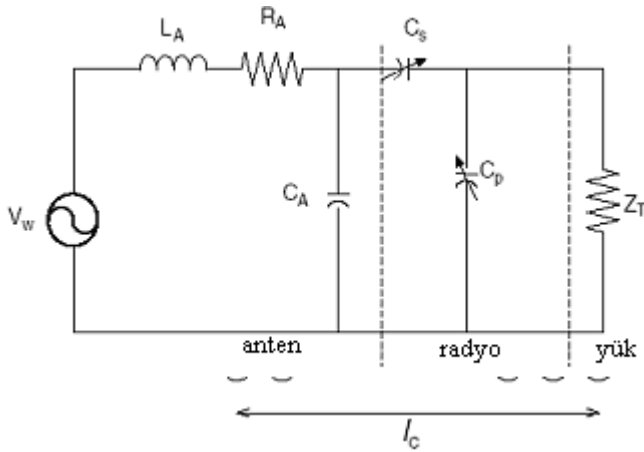
$Q$	$Qh$ , mm	$h$ , mm	$L$ , $\mu H$	$R_f$	$R_w$
293	2480	8.47	220	3.48	1.23

**(e) Çubuk ve sarım çaplarının 12.7 ve 13.2 mm'ye yükseltilmesi.**

$Q$	$Qh$ , mm	$h$ , mm	$L$ , $\mu H$	$R_f$	$R_w$
361	4099	11.35	294	3.5	1.62

### 8.2.2 Devre Uygulamaları

Şekil 8.3'te, genel yüküyle ve muhtemel iki seçenekli ayar kapasitörleriyle bir alıcı anten çizimini göstermektedir. Antenler genellikle bir ayarlı besleme devresinin bir parçası olarak kullanıldığından, bunlardan biri rezonans kapasitör olarak kullanılmaktadır ve yük tipine bağlı olarak diğeri yoktur. Yükün FET sisteminin bir köprüsü ve esas olarak bir kapasitans ve objektif olmalıdır ve daha sonra gerilimi maksimize etmelidir. Yük, baz veya bir BJT emitörü olarak sınırlı bir rezistans ve reaktans olabilir ve amaç şarj (besleme) gücünü maksimize etmek olabilir. Yük, geri besleme amplifikatörünün katma bağlantısı gibi etkili bir kısadevre, amaç da giriş akımını maksimize etmek olabilir. Birinci durumda, sarımın paralel rezonans durumunda olması gerilimi maksimize etmektedir. Üçüncü durumda, sarımın seri olarak rezonans durumuna girmesi, seçicilik sağlamasına ek olarak akımı da maksimum duruma getirmektedir. İkinci durumda, transistöre maksimum güç sağlamak amacıyla empedans uyumu sağlamak amacıyla iki kapasitöre de ihtiyaç duyulabilir. Kuşkusuz, empedans transformasyonu sağlamak amacıyla iki kapasitörlü düzenleme tek yol değildir.

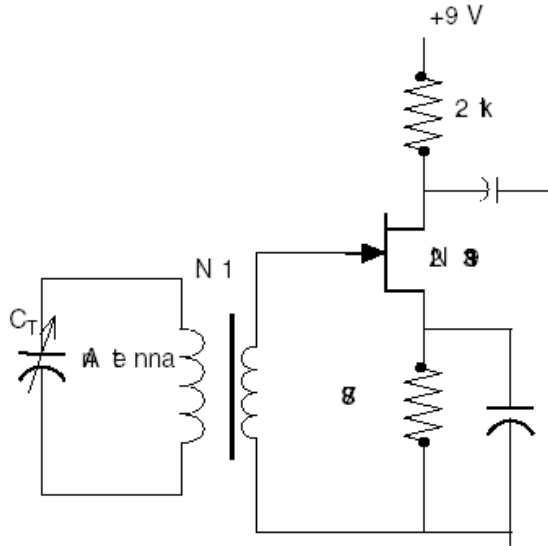


Şekil 8.3: Akortlayıcısı (radyo) ve bir genel yükü bulunan çevrimin eşdeğer devresi.  $R_A = R_{rad} + R_f + R_c$

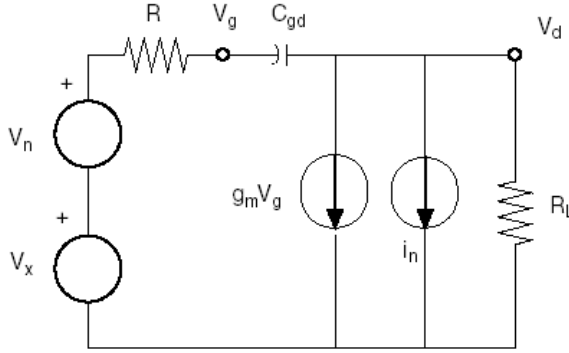
#### Örnek 8.1 75 m Bant Alıcı

3-5 MHz arasında ayarlama yapma amacına yönelik bir dar bant alıcı, [Bill Young, "A Cascade Regenerative Receiver,"]'da anlatılmıştır. Bu sistem için bir ferrit çubuk anten dizaynı ilginç olabilir. Analizin belirli bir noktasında, sistemine transistörün geri besleme kapasitans reaktansı ile aynı boyutlarda olmasını sağlamak amacıyla akortlu sarım empedansının dönüştürülmesinin iyi bir uygulama olacaktır. Bunun sonucunda, Şekil

8.4'te görülen çizimde görüldüğü gibi antene, Minton'un yaptığı üzere ikinci bir sarım ekleyelim, alıcı çizimlerini verip çalışma noktası değerlerini vermediğinden, bunları tahmin etmem gerekecek, 2N3819 için hazırlanan veri listesi  $I_{DSS}$  için aralığı 2 - 20 olarak vermekte olduğundan geometrik ortalama olan 6.3 mA değerini kullanalım. Veri listesi, tipik olarak  $g_{mss} = 5.6$  mS verdiğinden, Miron,  $V_p = -2.25V$  değerini bulmak için FET geçiş iletkenliği ifadesi olan  $g_m = 2(I_{DSS}/V_p^2)(V_{GS} - V_p)$  eşitliğini kullanmış. Daha sonra statik boşalma akımını kullanarak, kaynak direnç gerilimi,  $I_D = 1.36$  mA,  $V_{GS} = -1.205V$  ve  $g_m = 2.6$  mS değerleri bulunacak şekilde düşmüş [G. Massobrio and P. Antognetti, *Semiconductor Device Modeling with SPICE*] de JFET gürültü modelini kullanmış ve boşalma akımı saçma gürültüsünün ve kırışma gürültüsünün muhtemelen baskın bileşenler olduğuna karar vermiş. Ancak, 2N3819 sisteminde kırışma gürültüsünü hesaplayabilmek amacıyla yeterli veri bulamadığından bunu çalışma dışında bırakmış. Küçük sinyal eşdeğer devresi, ayarlanmış antenle birlikte Şekil 8.5'te görülmektedir.



Şekil 8.4: Alıcı besleme kademesi ve iki sarımlı bir akort edilebilir anten.



Şekil 8.5: Şekil 8.4'teki devre için küçük sinyal eşdeğeri devre.

Küçük sinyal eşdeğerleri Şekil 8.3 ve 8.4'le ilgilidir ve bunun sonucunda şunlar ortaya çıkmaktadır:

$V_x = (Q/N)V_w = (Q/N)hE$ ,  $R = (Q/N)^2 R_A$ ,  $V_n^2 = 4kTRbw = (Q/N)^2 V_{nr}^2$  anten kayıplarından kaynaklanan gürültü,  $i_n^2 = 8kTg_m bw/3 + 4ktbw/R_L$  saçma gürültüsü ve yük direnç elemanı gürültüsü için akımdır.  $Y = j\omega C_{gd}/(1 + j\omega_{gd}R)$ ,  $G = 1/R$ , ve  $G_L = 1/R_L$  olarak tanımlayın. Devre analizi aşağıdaki sonucu verecektir:

$$V_d(Y + G_L + YRg_m) = -i_n + (V_x + V_n) \frac{j\omega C_{gd} - g_m}{1 + j\omega C_{gd}R} \quad (8.19)$$

Harici kaynaklardan kaynaklanan çıkış gücünün dahili gürültü kaynaklarından kaynaklanan çıkış gücüne oranı aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned} \frac{S_x}{N_c} &= \frac{V_x^2 (\omega^2 C_{gd}^2 + g_m^2)}{i_n^2 (1 + \omega^2 C_{gd}^2 R^2) + V_n^2 (\omega^2 C_{gd}^2 + g_m^2)} \\ &= \frac{\left(\frac{Qh}{N}\right)^2 E_x^2 (\omega^2 C_{gd}^2 + g_m^2)}{i_n^2 \left(1 + \omega^2 C_{gd}^2 \left(\frac{Q}{N}\right)^4 R_A^2\right) + \left(\frac{Q}{N}\right)^2 V_{nr}^2 (\omega^2 C_{gd}^2 + g_m^2)} \end{aligned} \quad (8.20)$$

4 MHz frekansta, kolay elde edilen bir değer olan 30 pF ayar kapasitörüyle rezonansa girecek şekilde bir anten tasarladım. Bu durumda, sargı sayısı oranı,  $N$ , dışında (8.20)'deki bütün parametreler belirlenmektedir.  $x = (Q/N)^2$  eşitliği alındığında, (8.20)  $f(x) = dx/(a + bx + cx^2)$  şeklini alacaktır ve bunun maksimum değeri  $x^2 = a/c$  noktasındadır. Bu durumda:

$$\left(\frac{Q}{N}\right)^2 R_A \omega C_{gd} = 1 \quad (8.21)$$

ve

$$\frac{S_x}{N_c} = \frac{h^2 E_x^2 (\omega^2 C_{gd}^2 + g_m^2)}{2\omega C_{gd} R_A i_n^2 + V_{nr}^2 (\omega^2 C_{gd}^2 + g_m^2)} \approx \frac{g_m^2 h^2 E_x^2}{2\omega C_{gd} R_A i_n^2 + g_m^2 V_{nr}^2} \quad (8.22)$$

$\omega C_{gd} = 17.6 \mu\text{S}$  olduğundan, son yaklaşım 4 MHz için de işe yaramaktadır. Gürültü kaynakları için  $kTbw$  yaklaşımlarına gittiğimizde,  $R_A$  bölenlerde de genel bir faktör durumuna gelmektedir. (8.22) de aşağıdaki şekli almaktadır:

$$\frac{S_x}{N_c} \approx \frac{g_m^2 E_x^2}{2\omega C_{gd} \left(\frac{2g_m}{3} + G_L\right) + g_m^2} \cdot \frac{h^2}{4kTbwR_A} \approx \frac{h^2 E_x^2}{4kTbwR_A} \quad (8.23)$$

(8.23), en azından bu uygulamada,  $h^2/R_A$ 'nın  $Qh$  ifadesinden daha önemli olan bir anten için yararlı bir değer durumuna geldiğini göstermektedir.

Harici gürültünün devre gürültüsüne birim oranı için  $E_x^2 = 4kTbwR_A/h^2$  ilişkisi bulunmaktadır. Miron yine [E. C. Snelling, *Soft Ferrites Properties and Applications*]'de verilen malzeme tanımlamalarından, 100 mm'ye 12.7 mm boyutlarında bir çubuk için 4 MHz'de  $\mu_r = 130$ ,  $\tan\delta = 0.003$  değerlerini taşıyan B10 ferriti seçer. 4 MHz'de 30 pF ile rezonansa girmesi için,  $L = 52.77 \mu\text{H}$  ilişkisine ihtiyacı olduğunu görür. Bazı deneyleri gerçekleştirdikten sonra, sarımın uzunluğunun artırılmasının  $h^2/R_A$  değerini artırdığını ve  $L$  değerini küçülttüğünü görür.  $L$  değeri hedeflenen değerin altına düştüğünde,  $I$  dönüş sayılarının iki katına çıkardı ve hem daha yüksek bir  $h^2/R_A$  değerine hem de çok yüksek bir  $L$  değerine yol açtığını farkeder. Nihayetinde bu süreç sonuçları geliştirmek konusunda başarısız olduğundan, 75 mm üzerine 30 turda durmaya karar verir. Miron'un elde ettiği sonuçlar aşağıda verilmiştir:

$$Q = 876$$

$$h = 9.987 \text{ mm}$$

$$L = 52.46 \mu\text{H}$$

$$h^2/RA = 66.3 \text{ mm}^2/\Omega$$

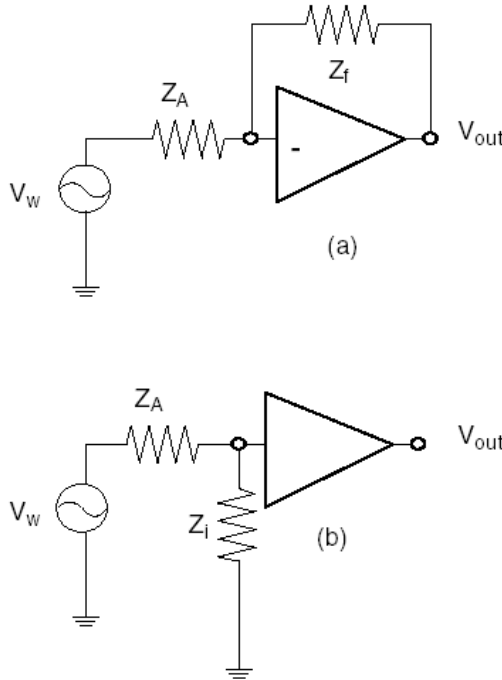
$$R_f = 0.912\Omega$$

$$R_w = 0.593\Omega$$

Devre gürültüsüne eşit harici gürültü söz konusu olduğunda,  $E_x^2 = 2.415E - 4(\mu V/m)^2$  ilişkisi vardır. 1 kHz bant genişliğinde, bu da  $\sqrt{0.2415} = 0.49 \mu V/m$  rms seviyesine karşılık gelmektedir. (8.2)'den,  $F_a = 47.3$  dB bulunmaktadır. Şekil 8.1'de, 4 MHz frekanstaki kapsam 20 - 66 dB'dir. Bu anten ve amplifikatör için gürültü taban seviyesi biraz yüksektir.

### 8.3 Aktif Alıcı Antenler

Aktif alıcı anten, kendisini bir amplifikatörün izlediği bir antenden ibaret değildir. Bu sistem, dalga alanından çıkış gerilimine bütün transferi düzleştirmek ve genişletmek amacıyla antenin transfer ve reaktans özelliklerini değerlendiren bir anten ve devre bileşimidir. İki temel düzenleme kullanılmaktadır ve bunlar Şekil 8.6'da gösterilmiştir. Şekil 8.6(a)'daki geri besleme düzenlemesi hem çevrimler hem de kamçılar için kullanılmaktadır ve (b)'deki açık çevrim düzenlemesi kamçılama sistemleriyle birlikte kullanılmaktadır.



Şekil 8.6: Aktif alıcı antenler için iki temel düzenleme.



### 8.3.1 Aktif Kamçı

Kısa dipol veya monopol için alan şiddetinden açık devre gerilimine geçiş sabittir. Reaktans kapasitiftir,  $X_w = 1/(\omega C_A)$ . Şekil 8.6'da, geri besleme elemanının aynı zamanda bir kapasitör olması durumunda, kazanç frekans değerinden bağımsız olacaktır.  $A_V = -C_A/C_f$ 'dir ve toplam transfer  $V_{out}/E_{inc} = h_e C_A/C_f$  şeklinde verilmektedir. Artmış bir efektif yükseklik elde etmek amacıyla geri besleme kapasitörünün antenin kapasitansından daha küçük olması gereklidir. Kısa, ince bir kamçılama elde etmek için bu uygulama pratik olabilir ancak bir uçtan yüklemeli kamçı söz konusu olduğunda bunun akla uygun bir yaklaşım olması gereklidir. Herhangi bir durumda, eklenen amplifikatör kademeleri yoluyla istenen toplam kazanç elde edilebilir.

Şekil 8.6(b)'deki düzenleme için  $Z_i = -j/(\omega C_i)$  düzenlemesini seçtik ve elimizde frekanstan bağımsız gerilim bölücü vardır.  $A_V$ , amplifikatörün kazancını gösteriyorsa, toplam transfer aşağıda verildiği gibidir:

$$\frac{V_{out}}{E_{inc}} = \frac{A_V h_e}{1 + C_i/C_A} \quad (8.24)$$

Bu durumda da anten kapasitansı küçüldükçe gerilim bölünmesini oluşturmak amacıyla daha yüksek amplifikatör kazancının kullanılması gereklidir.

### 8.3.2 Aktif Çerçeve

Bu kitapta sık sık belirtilmiş olduğu gibi, küçük bir çevrimden kaynaklanan açık devre gerilimi frekansla orantılıdır ve buna göre aynı zamanda da reaktans değerini de göstermektedir. Buna göre, bir çerçeve antenin kısa devre durumuna getirilmesi, alan şiddetinden frekanstan bağımsız akıma transfer durumunu ortaya çıkaracaktır. Alanı  $A$  ve indüktansı  $L$  olan bir devirli bir çerçeve için aşağıdaki ilişki geçerlidir:

$$\frac{I_w}{E_{inc}} = \frac{A}{cL} \quad (8.25)$$

Şekil 8.6(a)'daki geri besleme elemanı, çıkış gerilimine sürekli transfer sağlayabilmek için yalnızca bir dirence ihtiyaç duymaktadır.

$$\frac{V_{out}}{E_{inc}} = \frac{AR_f}{cL} \quad (8.26)$$

Hava çekirdeği söz konusu olduğunda, çoklu sarımlar göz önüne alınıyorsa, kısadevre akımını maksimuma çıkartmak için bunların seri

değil paralel olması gereklidir. Bir ferrit göbek söz konusu olduğunda, bu durum muhtemelen doğrudur fakat ben hiçbir zaman tek bir geniş şeritle sarılmış bir ferrit çubuk görmedim. Aynı zamanda, geçirgenliğin artırılması hem gerilim pikapını hem de indüktansı artırmakta olduğundan küçük ölçüde bir net kazanç söz konusu olabilir.

### 8.3.3 Genel Değerlendirmeler

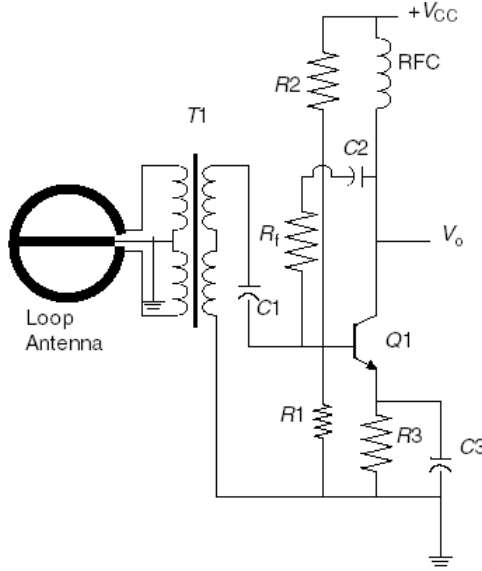
Aktif antenin avantajları onluk frekans alanı üzerinden sürekli transfer ve rasgele küçük bir antenden rasgele büyük bir sinyal sağlamaktır. Bu durumda üzerine düşünmeniz gereken sorun da gürültüdür. Ferrit çubuk antenlerde olduğu gibi, anten elemanının hem amplifikatörden kaynaklanan gürültüyü hem de kendi kayıp gürültüsünü perdelemek amacıyla yeterince harici gürültü transfer etmesi gereklidir. Bir başka sorun da doğrusallıktır. Bütün amplifikatörler doğrusal olmayan aktif cihazlar kullanılarak üretilmiştir ve işlemleri gereken sinyallerin boyutu büyüdükçe doğrusal olmama durumu da büyümektedir. Amplifikatörden sağlanacak bir dahili geri besleme bu durum konusunda yardımcı olabilir. Birinci kademenin çalışma noktası, zayıf olanların çapraz modülasyonuna yol açmadan oldukça büyük sinyalleri işlemek amacıyla gürültüyü düşük düzeyde tutma ve yeterli bias akım ve gerilim düşüşü elde etme arasında bir uzlaşma anlamına gelmektedir. Kastedilen uygulama, genellikle büyük frekanslı spektrumun birine kaydırılmasını veya ilgilenilmekte olan sinyali temizleyen bir veya daha çok sayıda daha dar bantlı alıcıların kullanılmasını içermektedir. Harmonik üretim veya yanlış karışma operatörün ayarlama yapmamış olduğu sinyallerle olabilir. Söyleyebileceğim kadarıyla, ancak bugünlerde ticari olarak elde edilebilecek birimlerin birinde filtre vardır. Bir birimin bir amplifikatör baypas anahtarı vardır. 20. yüzyılın son çeyreğinde satılan Hermes aktif çerçevesinin AM ve TV yayın bantlarını bloke edecek filtreleri vardır ve bunlar 2 - 32 MHz dalgaları geçirmektedir.

## Örnek 8.2 Hermes Aktif Çerçevesi



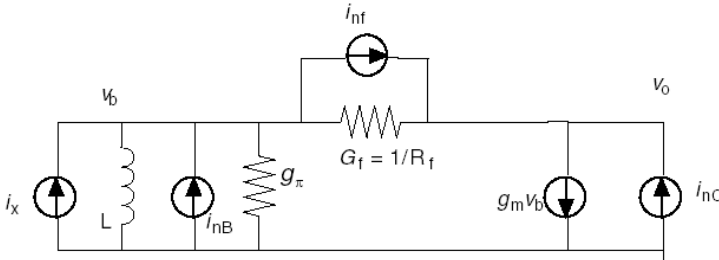
**Şekil 8.7:** Anteni sistemin bir parçası durumuna getirmek amacıyla hava hızında iletim hatlarıyla Direğe monte edilmiş Hermes Aktif Çerçevesi.

Hermes Aktif Çerçevesi 1 yarı çapındadır ve 1" alüminyum tüpler kullanılarak yapılmış iki paralel halkadan oluşmaktadır. İndüktans yaklaşık  $1.4 \mu\text{H}$  civarındadır ve çerçeve - amplifikatör bileşimi  $50\Omega$  yük altında 1 m efektif yükseklik sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Şekil 8.7, duvara monte edilmiş ve iki tane hava hızında koaksiyel hatla bir düzenleme içine yerleştirilmiş bir çerçeve göstermektedir. Şekil 8.8, kullanım amacı ve topolojisi 1970'li yıllardaki bir Hermes amplifikatörüne benzer bir genel amplifikatörün birinci kademesini göstermektedir. Bütün gerilim kazançları ve geri besleme sistemleri birinci kademededir. İkinci kademe bir yayım çıkışlı amplifikatör, üçüncü kademe ise (şok yüklemeli) bir açık kolektördür ve birim gerilim kazancı ve baypas edilmemiş bir emiter direnciyle RF yüküne son derece doğrusal bir kazanç sağlayan ortak emiter kademesidir. T1 transformatörü 1:1'dir, C1-C3 baypas ve bloklama kapasitörleridir ve R1-R3 bias ihtiyaçlarına göre belirlenmektedir.



**Şekil 8.8:** Yaklaşık 1977 yılında, Hermes Aktif Çerçeve amplifikatörünün birinci aşamasının genel versiyonunun çizimi.

Şekil 8.9, baza ve kolektör bias akımlarına bağlı iki gürültü kaynağı içeren küçük sinyal eşdeğeri bir devreyi göstermektedir.



**Şekil 8.9:** Şekil 8.8'in küçük sinyalli eşdeğer devresi.

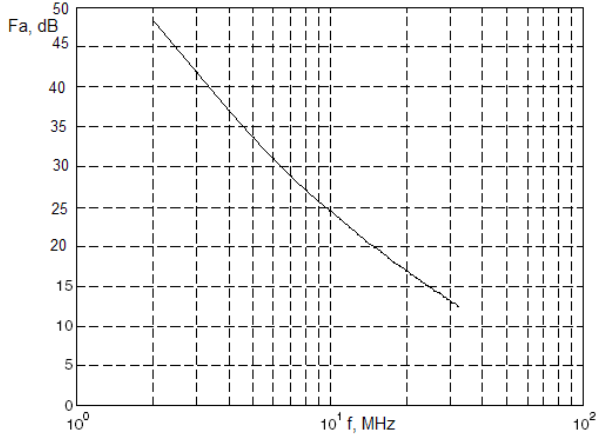
Şekil 8.9'da, transistörün dahili geribesleme elemanlarını ve Şekil 8.8'deki temel polarizasyon rezistörlerini ihmal ettim.  $i_x$ , harici dalgalardan elde edilen akımı göstermektedir. Gürültü kaynakları,  $i_{nB}^2 = 2qI_B bw$ ,  $i_{nC}^2 = 2qI_C bw$  [G. Massobrio and P. Antognetti, *Semiconductor Device Modeling with SPICE*], ve  $i_{nf}^2 = 4kT_0 bw / R_f$  olarak verilmektedir.  $I_B$  ve  $I_C$  baz ve kolektör bias akımlarıdır.  $q = 1.6E - 19C$ , elektronun şarj büyüklüğüdür.  $Y_b = g_\pi + 1/(j\omega L)$  diyelim. Bu durumda:

$$v_o = \frac{1 + R_f g_m}{g_m + Y_b} (i_x + i_{nB}) + \frac{1 + R_f Y_b}{g_m + Y_b} i_{nC} - R_f i_{nf} \quad (8.27)$$

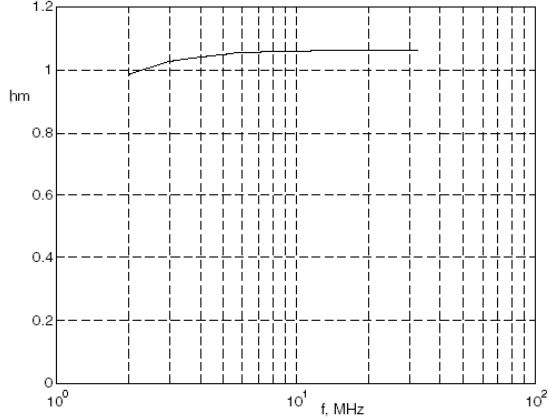
$g_m$  büyük bir sayı olsaydı,  $v_o/i_x$ , istenilen durumu gösteren  $R_f$  değerine yaklaşırdı.  $R_f$  ve  $L$  şimdiden belirlenmiş olduğundan, asıl dizayn sorusu bias akımların seçilmesidir. Herhangi bir cebirsel işlem yapmadan önce, bazı sayılara yakından bakalım.  $I_C = 1$  mA ve  $\beta = 100$  olarak seçelim. Bu da  $I_B = 1/100 = 10$   $\mu$ A anlamına gelmektedir.  $g_m = (qI_C)/(kT_0) = 40$  mS anlamına gelmektedir ve burada  $T_0 = 290$  K eşitliği vardır.  $g_\pi = g_m/\beta = 0.4$  mS'tir. 2 MHz frekansta,  $1/(\omega L) = 56.84$  mS ve 32 MHz frekansta  $1/(\omega L) = 3.55$  mS'tir. 32 MHz frekansta bile  $1/(\omega L) \gg g_\pi$  ilişkisi vardır.  $R_f g_m = 27.2 \gg 1$ 'dir.  $g_m$  ve  $1/(\omega L)$  frekans aralığının büyük bölümünde aynı seviyededir. Harici kaynaklardan çıktığı gücünün devre kaynaklarından çıktığı gücüne oranı yaklaşık aşağıdaki gibidir:

$$\frac{S_x}{N_c} = \frac{(R_f g)^2 I_C^2 i_x^2 / (2bw)}{(R_f g)^2 q I_C^3 / \beta + \left(\frac{R_f}{\omega L}\right)^2 q I_C + 2kT_0 G_f \left(g^2 I_C^2 + \left(\frac{1}{\omega L}\right)^2\right)} \quad (8.28)$$

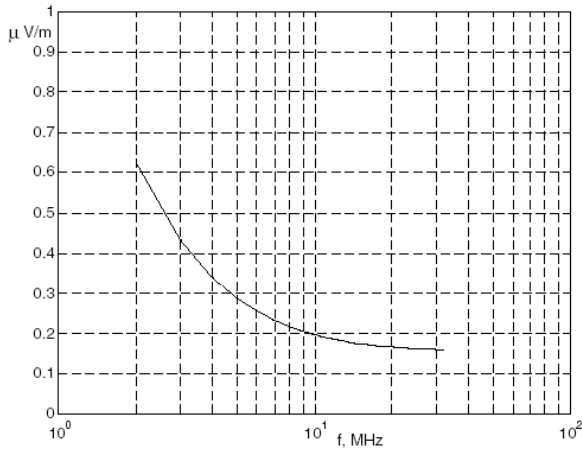
Burada,  $g = q/(kT_0)$  eşitliği vardır. Maksimum  $S/N$  değerini veren  $I_C$  değerinin bulunması, çözülebilir fakat çözümü kolay olmayan ve fazla bilgi sağlamayan bir kübik denklemin çözümünü gerektirmektedir. Bu nedenle,  $S/N$ ,  $h_e$ ,  $Fa$  ve  $S/N = 1$  için harici gürültünün kuvvetini gösteren  $E_x$  değerlerini hesaplamak amacıyla (8.28)'de kullanılan yaklaşımları kullanmaksızın loopamp.m programını Miron, Küçük Antenna Design kitabını yazarken, yazmış ve kitabın CD'sine eklemiştir.  $I_C$  veya frekans bir vektör olabilir. Kuşkusuz, optimum kolektör akımının frekansa bağlı olduğunu bulur. Özel olarak,  $f = 2$  MHz frekansta,  $I_C = 14.1$  mA değerinde minimum  $Fa = 45$  dB'dir; 8 MHz frekansta  $I_C = 3.5$  mA değerinde minimum  $Fa = 27.2$  dB'dir; 32 MHz frekansta,  $I_C = 0.9$  mA değerinde minimum  $Fa = 9.4$  dB'dir. 8 MHz bantın geometrik merkezini oluşturduğundan,  $I_C = 3.5$  mA değerini seçer ve performans parametreleri için frekans tepkilerini üretir. Şekil 8.10, bant üzerindeki  $Fa$  değerini göstermektedir; Şekil 8.11 efektif yükseklik değerini göstermektedir ve 8.12  $\mu V/m$  içinde 5 kHz bant genişliği için gürültü zeminini göstermektedir.  $Fa$  eğrisi, beklenen minimum gürültüyü göstermek için çizilmiş olan Şekil 8.1'deki eğriye oldukça yakındır.



Şekil 8.10:  $I_c = 3.5$  mA değerini taşıyan çevrim ve amplifikatör için eşdeğer CCIR gürültü faktörü.



Şekil 8.11:  $I_c = 3.5$  mA noktasında efektif yükseklik.



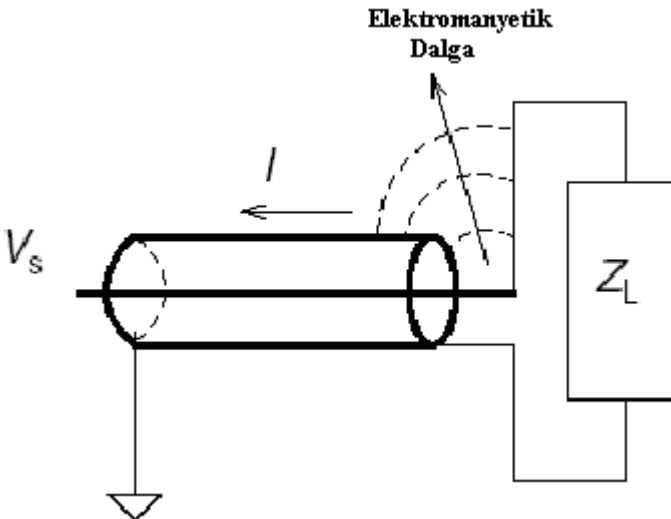
**Şekil 8.12:**  $I_c = 3.5$  mA noktasında 5/kHz bant genişliğindeki alan şiddeti terimleriyle çevrim ve amplifikatör gürültü zemini.

## Bölüm 9

### Ölçümler

#### 9.1 Ölçtüğümüz Nedir?

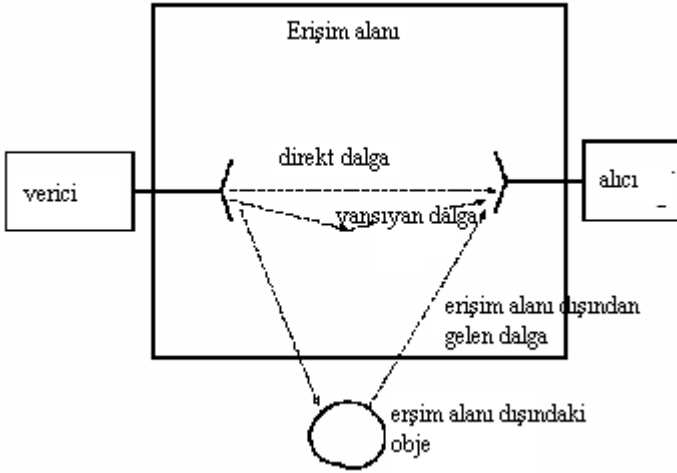
Bu soru, çok sık bir şekilde, anten performansının bazı yönlerini ölçmeye çalışanların neleri ölçmekte olduklarını hayal edemedikleri anlamına gelmektedir. Şekil 9.1 empedans ve diğer ölçümlerle ilgili bazı sorunları göstermektedir. Ölçümü yapan cihaz zorunlu olarak antenden belirli bir mesafede durmaktadır ve bir iletim hattıyla, genellikle de bir koaksiyel kabloyla antene bağlanmıştır. Yüklü uç topraklansın veya topraklanmasın, uyumsuzluk, bazıları beslenme bölgesini terkeden ve koaksiyel kablonun dış tarafında bir akımın oluşmasına yol açan yansımış bir dalganın oluşumuna yol açmaktadır. Yansımanın tamamen kablonun içinde olmaması antenin kendi empedansından farklı bir empedansa neden olmakta ve kablonun dışındaki akım, anten kendi gücünden daha yüksek bir güç yayıyormuş izlenimi uyandırarak radyasyona dönüşmektedir.



**Şekil 9.1:** Uyumsuz ve fiziksel olarak açık yük koaksiyel kablonun dış tarafında bir akım üretir.

Şekil 9.2, jenerik bir test alanı göstermektedir. Model ve kazanç ölçümleri için, test edilmekte olan anten (test edilmekte olan cihaz, DUT [:Device Under Test]) alıcı durumundadır ve yayın durumundaki bir anten nominal olarak bir düzlem dalgasıyla bir DUT’u aydınlatmaktadır. DUT, 3-D konumlandırma yapabilen bir rotor üzerine monte edilmiştir ve iletilen alan durağandır. İlk başta, kolay ve doğrudan bir ölçüm olarak görülmektedir? Fakat, istediğinizden daha çok dalga yayılması ihtimali de vardır. Bu şekildeki her iki anten de enerjiyi kendi aralarında ileri geri yönlerde ileten ve bu sırada uzak istasyonlardaki antenler arasındaki iletimde beklediğiniz zayıflamayı göstermeyen yüksek kazanç oranlı parabolik antenlerdir. Bu düzenlemeyle ilgili bir diğer sorun da antene göre konumlandırıcının durumudur. Konumlandırıcının ya antenle karşılaştırıldığında antene göre küçük olması gereklidir (daha yüksek frekanslardaki elektrik açısından küçük antenlerde bunun düzenlenmesi zordur) ya da konumlandırıcı üzerine büyük bir toprak düzlem serilerek efektif bir şekilde gizlenmelidir. Pikapı ve yeniden yayılımı minimuma indirmek amacıyla kabloların düzenlenmesi de bir diğer sorundur.

İzleyen bölümlerde, yukarıda sözü edilen bazı sorunlara ilişkin değerlendirmeler yapacağız. Bu bölümde, anten ölçümlerinde yer alan ilkeler, fikirler ve tekniklerin oluşturduğu küçük alt grupları tanıtacağız.



Şekil 9.2: Alıcı antene erişen bazı olası dalgaları da gösteren Jenerik anten test alanı.

## 9.2 İletim Hattı Boyunca Ölçüm

Günümüzde isteyen SWR ve küçük ve pille beslenen empedans ölçüm cihazları satın alabilmektedir [J. R. Hallas, “A Look at Some High-End Antenna Analyzers,”]. Bunlar, Amatör Radyo ve Telsizcilerin ilgilendiği HF bandını ve VHF ve UHF bantlarının bazı bölümlerini kapsamaktadır. Bunların



birini doğrudan antenin besleme noktasına bağlayabilirsiniz ve besleme hattını dikkate almaksızın ölçümler yapabilirsiniz. Ancak, özellikle HF bandında, antenin yakın alanında oturmakta ve ölçümler üzerinde farklılıklar yaratmaktadır. Antenden uzaklaşabilirsiniz ve okumalardaki değişiklikleri izleyebilirsiniz ve bu değişim duruncaya kadar hareket etmeyi sürdürün. Ancak, bu ekranı okumak için bir çift gözlü dürbüne ihtiyaç duyabilirsiniz. Aynı zamanda, ölçüm cihazı uçlarının geometrisi ve bağlantı noktaları besleme hattı bağlantılarından farklı olabilir ve bu da yerel reaktans bileşenlerini değiştirecektir. Bu nedenlerle, özellikle antenle kullanılacak olan besleme hatları söz konusu olduğunda besleme hattı üzerinden ölçümler yapmak en iyi yöntemdir.

Uygunsuz birleşmenin yol açtığı, besleme hattı üzerindeki radyasyona yol açan akımlar konusu iki yöntemden biriyle ilgilenilebilir. Antenlerde tam ölçümler yapmak konusunda, fakat antenin beslemesi üzerinde iyi bir empedans uyumu konusunda ilgileniyorsanız, bu durumda besleme hattı anten bağlantısında iyi bir uyum sağlanması için çalışmak bu sorunu en aza indirecektir. Anten empedansının veya ışınması yapılan gücün gerçek ölçümünü elde etmeyi istiyorsanız bu durumda dış akım dalgasını bloke etmeniz gereklidir. Bunu gerçekleştirmenin bir yolu bu işlemin *şok bobinli balunla* gerçekleştirilmesidir. Bu, antenin bağlantı noktasının hemen yanındaki bir koaksiyel kablo sarımıdır. Sarımlı harici iletkenin seri indüktansı, dalgayı antenin dışına çıkar veya hattın içine girer durumda tutmak için yeterince yüksek yapılabilir. [*The ARRL Handbook of Radio Amateurs*], bazı HF bant tasarımları için boyutları vermektedir. Bir diğer yaklaşım, muhtemelen çeyrek dalga başına birkaç tanesini, ferrit toroitleri anten ucundaki hattın kıyısı üzerinde yaydırmaktır. Ferrit koaksiyel yüzey akımının manyetik alanına karşı yüksek empedans olarak davranmaktadır. Birçok kişi “el testi” kullanmaktadır. Kabloyu kavrayarak okumayı değiştirebiliyorsanız, üzerinde istenmeyen bir akım vardır.

### 9.2.1 Yalnızca Bir SWR Metrem Olsaydı...

... bir değişken frekanslı sinyal kaynağı ve iyi tanımlanmış bileşenlerin beslemesi konusunda neler öğrenebilirim? Antenin modellenmesinden ve test ortamından, antenin sizin bir jeneratör, sınırlı çalışma bantları olan bir alıcı verici sinyal kaynağınızın frekans aralığınızın yakınında veya içinde rezonant olduğunu veya bir SWR ölçüm cihazı içinde olduğunu varsayabiliriz. Başlamak için, aşağıda verilen gerçekleri kabul edelim. Seri  $R + jx$  yükü için minimum SWR değeri  $X = 0$  noktasındadır. Yük bir kablodan görülebildiğinde, kablo kaybı çarpıcı ölçüdeyse, SWR aynı düzeydedir veya daha düşüktür. Bu da frekansın değiştirilmesi yoluyla

SWR değerini minimuma indirdiğinizde bu değeri rezonant direnci bulmak amacıyla kullanabileceğiniz anlamına gelmektedir. Bu konudaki güçlük, transmitterin izin verilen bantlar dışında ayarlanamaması ve bu nedenle bazı durumlarda yapılabilecek en iyi şeyin azalan SWR değerinin yönünü bulmak ve bu duruma göre ayarlamalar yapabilmektir. Şekil 9.3'te verilen devreyi göz önüne alalım. Anten,  $R$  dirençli ve  $jX$  seri reaktanslı bir devre olarak gösterilmiştir. Verili bir frekansta, reaktans değeri L-kesitli uyarlamamanın seri bölümünü oluşturmak için ihtiyaç duyulan değer olmayabilir. Bu durumda, tek paralel suseptans eklenerek elde edilebilecek minimum SWR değerinin,  $jB$ , aşağıdaki denklemlerle verilmiş olduğunu bulacağız.

$Z_q = r^2 + x^2$  olarak tanımlayalım.

Bu durumda, minimum SWR değeri aşağıdaki gibidir:

$$B = \frac{X}{Z_q}, \quad (9.1)$$

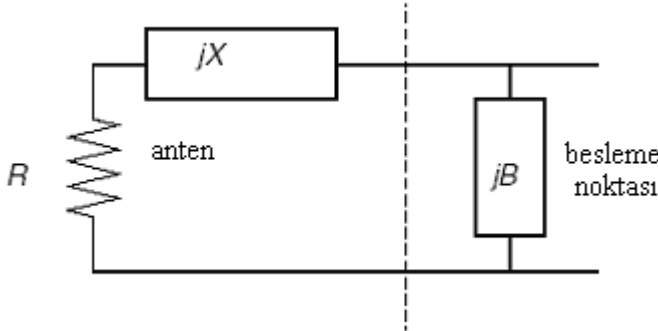
ve

$$S = \frac{X}{RBZ_o}, \quad (9.2)$$

Burada,  $S = \text{SWR}$  ilişkisi vardır ve  $Z_o$  genellikle  $50\Omega$ 'dur, koaksiyeldir ve sistem empedansıdır. İki denklemlerle, iki bilinmeyen bulunabilir.  $B$  ve  $S$  değerlerini bilerek aşağıdaki değerleri bulabiliriz:

$$R = \frac{Z_o S}{1 + (BZ_o S)^2} \quad (9.3)$$

$$X = RBZ_o S = \frac{B(Z_o S)^2}{1 + (BZ_o S)^2} \quad (9.4)$$



Şekil 9.3: Anten ve bir paralel ayarlama elemanı için iletim eşdeğeri devre.

### Örnek 9.1 80 m’de Hacimsel Yüklü Monopol

Miron, 2003 yılında, 4 m × 4 m boyutlarında bir hacim yüklü dipol anteni tasarlar ve deneysel olarak üretir. 80 m için radyasyon yayan eleman, 13.4 m uzunluğunda ve bir ölçüde sarımlı, 1/4” çapında bir yumuşak bakır tüptür. Tüpün uzunluğunu, 3.5 MHz’in biraz üzerinde bir seri rezonans (SWR) verecek şekilde ayarlar. Ayarlama problemi çözmek üzere kullanacağı bir  $C$  değeri tahmin eder, bunu kullanıma koyar, minimum SWR ve frekansı ölçer ve antenin  $R$  ve  $X$  değerlerini (9.3) ve (9.4) denklemlerini kullanarak bulur. 3.9 MHz’de, Sarım için, paralel soğurulan  $SWR = 1.6$ ,  $Z_A = 9 + j25\Omega$  değerlerini sağlayan üç tane 470-pF vardır. Bu frekansta ayarlamayı sağlamak için  $9 + j20\Omega$  değerini sağlaması için sarım kısaltılmalı ve  $C$ ’nin değeri 1660 pF olmalıdır. Bu durum, eski röle kutuları ve yenileri arasındaki çıplak sarım ve konektör için geçerlidir. Yeni kutular söz konusu olduğunda, sarım uzunluğunu kısaltır ve  $C = 1712 \text{ pF} \pm 5\%$  koşulları sağlanır ve bunun sonucunda 3.94-3.96 MHz’de  $SWR \approx 1$ , 3.92’de  $MHZ \approx 1.7$  ve 3.9 MHz’de  $= 2$ ’dir.

### 9.2.2 İletim Hattı Boyunca Ölçülen Empedans

Denklem (2.17),  $d$  uzunluğu,  $Z_0$  dalga empedansı,  $\beta$  uzay frekansı için  $Z_L$  değerinde sona eren besleme empedansı değerini vermektedir. (2.17) denkleminin  $Z_L$  için çözülmesi aşağıdaki sonucu vermektedir:

$$Z_L = Z_0 \frac{Z_{in} - jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 - jZ_{in} \tan(\beta d)} \quad (9.5)$$

Şebeke analizi gerçekleştirenlerin birçoğu ve bazı amatör anten analizcileri bu denklemi oluşturmuşlardır ve bu durumuyla bunu doğrudan kullanamazsınız fakat kalibrasyon prosedürüyle giderseniz ve bunun sonucunda, özellikle elektriksel uzunluğunda cihaz iletim hattı parametrelerini bilmektedir. Sizin için bunu gerçekleştirmeyen bir enstrümanla çalışıyorsanız, aşağıda anlatıldığı gibi ilerleyin. Hattın bir kısa devrede veya bir açık devrede sonlandırılması, hat üzerinde oldukça yaygın bir maksimumları ve keskin sıfır noktaları olan bir sabit dalga ortaya koyacaktır. Test frekansının değiştirilmesi de benzer bir durumu ortaya koyacaktır - oldukça geniş bir maksimum empedans bandı ve oldukça keskin minimum noktaları bulacaksınız. Frekanslarının daha kesin olarak belirlenebilir olması nedeniyle besleme empedansı sıfır noktalarıyla ilgilenmekteyiz. Bir boş nokta için en düşük frekans, açık terminasyon ve çeyrek dalga gerilim modeliyle bir aradadır. Bu frekansı  $f_1$ , serbest

uzaydaki dalgaboyunu  $\lambda_l$  olarak adlandıralım. Bu durumda, hattın eşdeğer serbest uzay uzunluğu aşağıda verildiği gibidir:

$$d_e = \lambda_l / 4 \quad (9.6)$$

Kısaydevre sonlandırmayla, bir boş giriş için en düşük frekans modeli bir yarım dalgadır. Bunun  $f_2 = 2f_1$  noktasında ortaya çıkması gereklidir. Bu ilişkinin istenilen ölçüde tatmin edilmemesi fakat istenilen değerin çok da dışında olmaması (örneğin  $f_2 = 3f_1/2$  eşitliğinin varolması) durumunda, kısaydevre sonucunu daha da tam olabileceği gibi kullanın. Kısaydevre sonlandırmasının konumu iyi bir kısaydevreden, özellikle de tam olarak kapalı sonlanmadan daha düşük bir netlik düzeyiyle tanımlanmıştır. Bir diğer nokta, empedans için cihazın çözünürlüğünün oldukça sınırlı olması ihtimalidir. Bu durumda, okumaların yalnızca bir rakamlarının değiştiği boş noktanın her iki tarafında iki frekansın not edilmesi ve boş frekans olarak bunların ortalamalarının alınması, daha kesin sonuçlar sağlamaktadır.

$d_e$  değişkeninin değeri konusunda karar verdikten sonra, denklem (9.5)'te aşağıdaki ilişkiyi kullanın:

$$\beta d = \frac{2\pi d_e}{\lambda} = \frac{2\pi f d_e}{300} = \frac{\pi f d_e}{150} \quad (9.7)$$

Paralel rezonans empedans büyüklüğünde bir tepe noktası verirken ve negatif reaktans bu değerlerin hemen yanındayken, seri rezonansın bir minimum empedans büyüklüğü verdiğini ve reaktans eğiminin pozitif olduğunu hatırlayın.

$S = \text{SWR}$  ve  $|Z|$  okuyan bir enstrümanınız varsa, bunlar aşağıdaki yöntem kullanılarak  $R$  ve  $|X|$ 'e dönüştürülebilir.  $\Gamma$  değişkenini yansıma katsayısı olarak tanımlayalım. Bu durumda, (2.15)'ten,  $|\Gamma| = (S - 1)/(S + 1)$  bilinmektedir.  $M = |\Gamma|^2$  olarak tanımlayalım. Bu durumda,  $M = [(R - Z_0)^2 + X^2]/[(R + Z_0)^2 + X^2]$  eşitliği vardır ve bu denklem aşağıdaki değişkenin kullanılması yoluyla  $R$  değerini elde etmek amacıyla çözülebilir.

$$X^2 = |Z|^2 - R^2 \quad (9.8)$$

$$R = \frac{|Z|^2 + Z_0^2}{2Z_0} \cdot \frac{1 - M}{1 + M} \quad (9.9)$$

### 9.3 Kapsam ve Test Sınırları

Test aralığının amacı DUT'u serbest uzaydaki veya serbest yarı uzaydaki duruma benzer bir ortama yerleştirmektir. İletilen dalganın

DUT'a tek bir kaynaktan çıkan bir düzlem dalga gibi bakması gereklidir. Şekil 9.2, yalnızca bu duruma erişmenin önündeki bazı sorunları göstermektedir. Birçok aralıkta, iletim amacıyla yön hassasiyeti yüksek bir anten kullanılmaktadır. Bunun avantajı, erişim alanından nispeten küçük bir miktar dalganın yansıtılması ve bunların çok küçük bir bölümünün iletim sağlayan binadan yansıtılmak üzere geri gitmesidir. Alıcı binasının antenlerin görüş alanının dışında olması ve yansımalarının düşük olmasıdır. Bazen kullanılan bir diğer önlem, erişim alanı eğiminin iletim yapan antenden alıcı antene kadar aşağıya doğru eğimli olmasıdır. Bu açıların doğru düzenlenmesi durumunda, yansıtılan dalga, doğrudan dalgayla paralel yönde olacaktır.

Alexander ve Salter, [M, J. Alexander and M. J. Salter, "Design of Dipole and Monopole Antennas with Low Uncertainties,"]  $30 \text{ m} \times 60 \text{ m}$  boyutlarında bir çelik erişim alanı sağlayarak bir yarı uzay simülasyonu sağlayan bir alanı tanımlamaktadır. Bunların en düşük test frekansı, yatağın  $2\lambda \times 4\lambda$  olduğu durumda 20 MHz'dir. Bunlar anteni yalnızca 10 m uzaklıkta yerleştirmiştir. Gerçekleştirdikleri testteki düşünce, iki dipol kullanmak ve analitik yöntemler ve NEC2 kullanarak sonsuz toprak düzlemi varsayarak tepkiyi önceden tahmin etmektir. Ölçüm ve NEC2 kullanılarak elde edilen sonuçlar genellikle yaklaşık  $\pm 0.2 \text{ dB}$  sınırları içinde birbirleriyle uyum göstermektedir. Bunların 60 MHz frekanstaki en düşük frekans dipolü yarım dalga değerindedir ve bunlar bu değerleri 20 - 120 MHz arasında taşımaktadır. 60 MHz'de bile mesafe gerçekte uzak alan oluşturmamaktadır fakat NEC2 bunu dikkate alacaktır. Bunlar, son zamanlarda okuduğum ve ölçümleri geçerli duruma getirmek amacıyla nümerik simülasyonu kullanmakta olan üç örnekten biridir. Aralardaki uyum iyidir fakat uyumsuzluğun olması durumunda her iki tarafta da sorun ortaya çıkabilir.

Uzak alan nerededir ve fazla uzak olmayan nedir? (2.3) ve (2.4) denklemleri, bir akım elemanı için uzak alan ifadeleri vermektedir ve 2. Bölüm'de açıklandığı gibi, bu ifadeler genlikleri  $1/r$  olarak azalan küresel dalga sınırını tanımlamaktadır. Genellikle EM metinlerinde verilen daha net ifade kümeleri çapraz alan bileşenlerini olduğu kadar radyal dalgaları da içermektedir. Çapraz bileşenler  $1/(\beta r)$ ,  $j/(\beta r)^2$  ve  $1/(\beta r)^3$  terimlerini taşımaktadır.  $\vec{E}$  ve  $\vec{H}^*$  vektörel çarpımları, yürüyen dalgaların bileşenlerini olduğu kadar reaktif güç bileşenlerini de içermektedir. Geleneksel olarak, anten mühendisleri sınır yakınındaki uzak alanı  $2D/\lambda^2$  olarak almışlardır. Burada,  $D$  antenin en büyük boyutunu göstermektedir. Bu sınır, yüksek yönlümlü antenler bazında tanımlanmıştır ve 1895 yılında Lord Rayleigh

tarafından gerçekleştirilen küçük mercekle kamera üzerine çalışmalara kadar izlenebilir.

Laybros ve Combes [S. Laybros and P. F. Combes, "On Radiation-Zone Boundaries of Short,  $\lambda/2$ , and  $\lambda$  Dipoles," ], kapsamları çok küçük dipolden veya çerçeveden  $1\lambda$  dipole kadar değişen basit antenler için bu soruyu izlemiştir. B çalışmalar sonucunda, bir basit anten çevresindeki alanın üç bölgeye bölünebileceğini bulmuşlardır: (1) reaktif gücün büyük bölümünün içinde bulunduğu çok yakın bölge, (2) dalganın dışa doğru hareket ettiği fakat henüz tam olarak küresel olmadığı orta bölge, ve (3) dalganın küresel olduğu uzak bölge. Uzak alan bölgesini tanımlayan en sınırlayıcı koşul, radyal alan bileşeninin enine alan bileşenine oranıdır.  $-30$  dB frekansta kısa dipoller için bu değer  $10\lambda'$ 'dir. Çok yakın alan bölgesinde, güç akış vektörünün (Poynting vector) radyal ve açısal bileşenleri vardır. Açısal bileşen tamamen reaktifdir ve radyal bileşenin gerçek ve reaktif parçaları vardır. Laybros ile Combes yazılarında [S. Laybros and P. F. Combes, "On Radiation-Zone Boundaries of Short,  $\lambda/2$ , and  $\lambda$  Dipoles," ], bu alanın sınırını, reaktif parçaların radyal güç yoğunluğunun parçalarına (dönmekte olan değil dış yöne doğru akan) oranının  $-30$  dB olduğu mesafe olarak tanımlamaktadır. Bu ilkelere göre, kısa dipoller ve küçük çevrimler için sınır  $1.6\lambda'$ 'dir. Bu durum,  $1.6\lambda$  ve  $10\lambda$  arasındaki ara bölgesi son derece farklı durumda bırakmaktadır.

Boswell ve arkadaşları, [Alan Boswell, et. al., "Performance of a Small Loop Antenna in the 3-10 MHz Band,"]'da 3.6 - 10.1 MHz arasındaki frekanslarda çalışan 1 m çaplı bir çevrimin radyasyon verimliliğini ölçme çabasını anlatmaktadır. Bu işlem, alıcı olarak kalibre edilmiş bir çevrimle transmitter ve alan güç ölçüm cihazı olarak kullanılan DUT sistemi bir transmitter olarak kullanılarak yapılmıştır. Her iki anten de alanın 1.5 m üzerinde tutulmuştur ve aralarındaki mesafe 20 - 80 m arasında değişmiştir. Çalışmalar sonunda, 3.6 MHz frekansta uzak alan teorisi ve kendi ölçümleri arasındaki sapmanın 20 m'de 1.1 dB ve 40 m'de 0.3 dB olduğunu görmüşlerdir. Antenin etkililik değerine erişmek için, ölçülü alan şiddetini ve aynı çevrede bir kayıpsız çevrim kullanmışlardır. Bu işlemin deneysel kalitesinin eksik olduğu bir yöntem olarak görülmesine rağmen, 3.6 MHz'deki çeyrek dalga monopol yaklaşık 20 m yüksekliğinde olduğundan, düşük kayıp değerli referans antenle karşılaştırıldığında ölçüm pratik değildir.

HF bandının üzerindeki frekanslarda, değişik türde muhafazalar kullanılmıştır. En yaygın olanı, sessiz odadır. Sessiz oda, iç yüzeyleri EM alan absorb eden konilerle kaplanmış bir odadır. Bunların elektrik açısından büyük test odaları olarak kullanılması dışında, yakın alan

ölçümlerini antenin uzak alan davranışlarını tahmin etmek amacıyla kullanılması son 20 yıl boyunca epeyce gelişme göstermiş durumdadır.

#### 9.4 Wheeler Kablo Başlıkları ve Bunların Çeşitleri

Küçük antenlerin birçoğu için, ölçülmesi gerekli en önemli parametre etkililiktir. Bunu gerçekleştirmenin yaygın bir yöntemi, kalibre edilmiş veya iyi anlaşılmiş bir dipolü küçük bir antenin yerine koymak ve sistemden transfer edilen güçler arasındaki farkı ölçmektir. İletim kaybı frekansla orantılı olmadığından, bu konuyla ilgilenenler antenleri uygun boyutlara göre boyutlandıramazlar ve bu nedenle istenen çalışma frekansında test gereklidir ve muhtemelen de uygun bir yöntem değildir. 1959'da, Wheeler [H. A. Wheeler, "The Radiansphere Around a Small Antenna,"] bir küçük antenin etkililiğini ölçmek için iletken kabuk muhafaza kullanılması gerektiğini ileri süren bir makale yayınladı. Muhafaza, yarıçapı  $r$ ,  $2\pi r/\lambda = 1$  radyan olacak şekilde ayarlanmış bir küredir. Bu nedenle, bu tarihten bu yana söz konusu muhafazanın boyutları Wheeler tarafından radyanküre olarak adlandırılmıştır ve diğerleri tarafından *Wheeler Kablo Başlıkları* olarak adlandırılmaktadır. Bu sistemin amacı küçük antenin radyasyon yaymasını önlemek ve böylelikle absorbe edilen herhangi bir gücün bir kayıp güç olmasını sağlamaktır. Bu durumda, giriş empedansının doğrudan ölçümü kayıp direncini verecektir. Aynı antenin sınırlandırılmamış bir uzayda veya yarı uzayda test edilmesi radyasyon ve kayıp dirençlerinin toplam değerini vereceğinden iki ölçümün bir arada yapılması radyasyon direncinin ve etkinliğin bulunmasına izin verecektir. Bu işlem, akım dağılımının kabukla ve kabuksuz durumda eşit olduğunu varsaymaktadır. Wheeler, makalesinde, yalıtım kabuğunun boyutlarının ve şeklinin kritik olmadığını söylemektedir; küre, teorik açıdan uygun olması nedeniyle kullanılmıştır. Makalesinde, ayrıntılı deney sonuçlarını vermemektedir.

Glenn Smith [G. S. Smith, "An Analysis of the Wheeler Method of Measuring the Radiating Efficiency of Antennas,"], Wheeler Kablo Başlıkları'nın bir çevrimdeki ve kabuktaki akımlar için gerçekleştirilen kuramsal çözümler bazında analizini yayınlamıştır. Bu üzerinde düşünülmüş ve hesaplamalar yapılmış bir dene olduğundan, bu bileşim için beklenebilecek en iyi kesinlik durumunu temsil etmektedir. Radyasyon direncini  $R_R$ , kayıp direncini  $R_L$ : ve kablo başlıkları olmaksızın ölçülen direnci  $R_o$  olarak adlandırsak elde edeceğimiz etkililik değeri aşağıdaki gibi olacaktır:

$$E = \frac{R_o - R_L}{R_o} = \frac{R_R}{R_o} \quad (9.10)$$



Burada, anten ve bunun empedansı için bir seri model varsayılmaktadır ve bu Smith tarafından değerlendirilen ifadedir. Hem çevrimin hem de yalıtımın bakırdan yapılmış olduğu durumlarda  $0.05\lambda$ 'dan  $0.9\lambda$ 'ya kadar çevrim çevre uzunlukları için yöntemi test etmiştir.  $0.4\lambda$  altında, yöntem üç karaktere kadar tamdır. Özellikle paralel rezonans durumundaki boyutlarda, bu noktanın üzerinde yalıtılmış ve yalıtılmamış durumdaki kayıp dirençleri arasında büyük farklılıklar ortaya çıkmıştır. Çizimlerinde, ölçek farklılıkları dışında bir şekil farklılığı görmememe rağmen, Smith bu farklılığı, rezonans durumundaki akım dağılımındaki değişikliklere bağlamaktadır.

Rezonant olan fakat elektrik açısından değerlendirildiğinde küçük olmayan mikroşerit antenler üzerine çalışanlar, 1980'li yıllardan bu yana [Pozar, Kaufman, Johnston, Maccoy vb] radyasyon siperi yöntemini kullanmaktadırlar. Pozar ve Kaufman [D. M. Pozar and B. Kaufman, "Comparison of Three Methods of Printed Antenna Efficiency,"] doğrudan kazanç yöntemlerinden daha kesin ve daha duyarlı olan bir yöntem buldular. Johnston ve McRory [ R. H. Johnston and J. G. McRoy, "An Improved Small Antenna Radiation-Efficiency Measurement Method,"], kalkan kısa devreleri olan dalga kılavuzunun bir bölümünün kalkan boşluğu olarak kullanıldığı bir yöntem önermişlerdir. Giriş empedansını veya güç transferini ölçmek yerine  $S$  parametrelerini ölçmekte ve  $S$  parametreleri üzerine baz edilmiş bir etkililik ifadesi kullanmaktadırlar. Hem bir iletim testi (bir boşluk içinde iki anten) hem de bir yansıma testi yapmışlar ve yansıtma yöntemini, [D. M. Pozar and B. Kaufman, "Comparison of Three Methods of Printed Antenna Efficiency,"]'da rapor edilen kablo başlıkları yönteminden daha duyarlı bulmuşlardır. Yansıtma yönteminde, bir kısa anten durağan durumda tutulmuş, diğeri bir çeyrek kılavuz dalgaboyu üzerinde değişik konumlara hareket ettirilmiştir. Her bir  $S_{11wgs}$  konumunda, yansıtma katsayısı ölçülmüştür. Bu değerler karmaşık düzlem üzerinde bir çember üzerinde bulunmaktadır. Bu çemberden  $S_{11fs}$  noktasına minimum ve maksimum mesafe, yani serbest uzay yansıma katsayısı, antenin etkililiğini belirlemektedir. Bu yöntem basit kablo başlıkları yönteminden daha ayrıntılı bir deney sistemi oluşturulmasını ve frekans başına daha fazla noktada veri toplanmasını gerektirmekte olmasına rağmen gelişkin bulgular sağlanabilmesi için gerekli bir yöntemdir.

H. Choo ve arkadaşları. [H. Choo, et. al., "On the Wheeler Cap Measurement of the Efficiency of Microstrip Antennas,"] kalkan boşluğu olarak bir dikdörtgen kutu kullanmışlardır ve bu sistem elektrik açısından küçük değildir. Ancak, boşluk rezonansı frekanslarını test frekanslarından uzak tutarak iyi

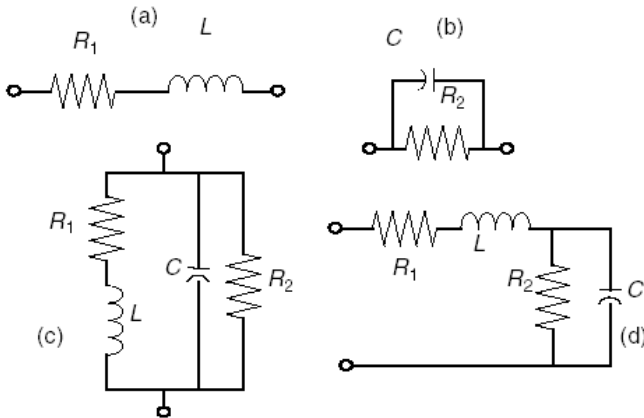


sonuçlar elde etmişlerdir. Aynı zamanda, etkililik için direnç bazlı bir ifade olan (9.10) denkleminin kullanılmasının, antenin istenen çalışma frekansı olan rezonans frekansı yakınlarında kötü sonuçlar verdiğini de buldular. Antenin rezonans yakınında bir paralel RLC devresi olarak modellenmesinin kondüktans değerleri kullanılarak etkililiğin yazılmasını gerektirdiğini ve bunun da iyi çalıştığını buldular. (9.10) denkleminin aynı anlama gelen indisin kullanılması sonucunda elde edilen kondüktans bazlı etkililik aşağıdaki gibidir:

$$E = \frac{G_o - G_L}{G_o} = \frac{G_R}{G_o} \quad (9.11)$$

#### 9.4.1 Seri ve Paralel Etkiler

Choo [H. Choo, et. al., "On the Wheeler Cap Measurement of the Efficiency of Microstrip Antennas," ]'de gerçekleştirilen çalışmalardan elde edilen sonuçlar, "Uygun kayıp modeli nedir?" ve "Basit serileri ve paralel modelleri seri ve paralel rezonant devreler halinde birleştirdiğinizde ortaya ne çıkmaktadır?" sorularını gündeme getirmektedir. Şekil 9.4(a), rezonans değerinin aşağısındaki bir çevrim için eşdeğer devreyi göstermektedir. Sistemin fizik kuralına göre, bunun seri  $RL$  olarak modellenmesi en uygun durumdur ve bu durumda absorbe edilen güç en basit şekliyle  $I^2 R_1$  olarak ifade edilmektedir. Bir kayıplı dielektriği olan kapasitör yüklü dipol bir paralel RC devresi olarak modellenebilir ve kondüktans tarafından absorbe edilen güç en basit şekliyle  $V^2 G_2 = V^2 / R_2$  olarak ifade edilmektedir. Birinci durumda,  $R$  değerindeki bir yükselme absorbe edilen güçte bir artışa neden olmakta, ikinci durumda  $R$  değerindeki bir yükselme absorbe edilen güçte bir artışa neden olmaktadır.



**Şekil 9.4:** (a) Küçük çevrim eşdeğeri devre. (b) Dielektrik yüklü dipol eşdeğeri devre. (c) Paralel rezonant devre. (d) Seri rezonant devre.

Şekil 9.4(c)'deki giriş admitansı aşağıda verildiği gibidir:

$$Y = G_2 + j\omega C + \frac{R_1 - j\omega L}{R_1^2 + \omega^2 L^2} \quad (9.12)$$

$$\approx G_2 + \frac{R_1}{\omega^2 L^2} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right), \quad \omega L \gg R_1$$

Eşitsizlik geçerli olduğu sürece,  $R_1$  veya  $G_2$  değerlerindeki bir yükselmenin giriş kondüktansının artmasına yol açtığına dikkat edin. Benzer şekilde, Şekil 9.4(c)'deki seri rezonant devre için giriş empedansı aşağıda verildiği gibidir:

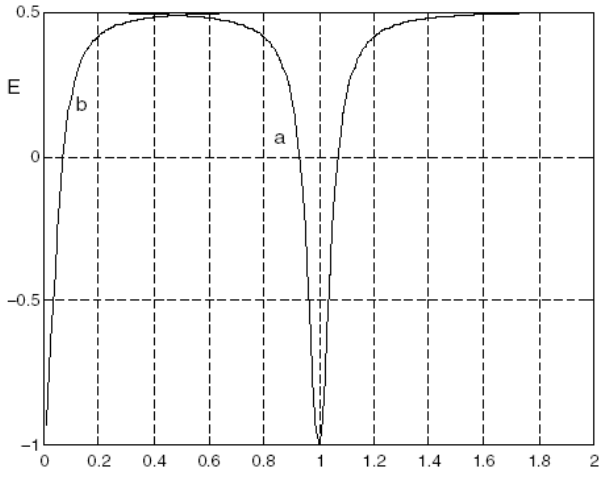
$$Z = R_1 + j\omega L + \frac{G_2 - j\omega C}{G_2^2 + \omega^2 C^2} \quad (9.13)$$

$$\approx R_1 + \frac{G_2}{\omega^2 C^2} + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right), \quad \omega C \gg G_2$$

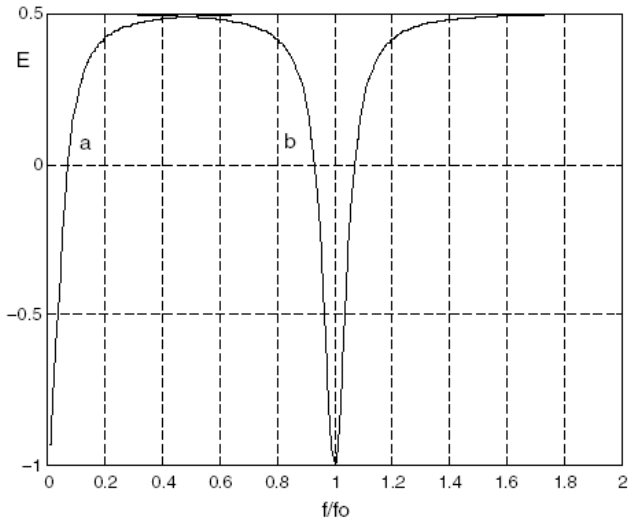
Eşitsizlik geçerli olduğu sürece,  $R_1$  veya  $G_2$  değerlerindeki bir artışın giriş direncinin artmasına neden olacaktır. Bu sonuçlara dayanarak, rezonans tipinin kayıp mekanizmasının bileşen dirençlerine etkisi kadar önemli olduğu sonucuna varabiliriz.

### Örnek 9.2 Salımlı Devrelerde Bağlanmış İki Hipotetik Anten için Verimlilik

Miron bu örnekte, Şekil 9.4(c) ve (d)'de verilen devrelerin geniş bantta nümerik testini yapmaya karar verir:  $\omega = 1$  noktasında rezonans ve olabildiğince yüksek bir  $Q$  değeri elde etmeyi istediğinden  $R_{R1} = R_{L1} = 0.5\Omega$ ,  $G_{R2} = G_{L2} = 0.005S$ ,  $L = 10$  ve  $C = 0.1$  değerlerini seçer. Dirençler frekansın fonksiyonu olmadığından bu tamamen varsayımsal bir çözümdür. Bütün frekanslardaki etkililik değerinin 0.5 olması gereklidir. MATLAB kullanarak, frekans aralıkları 0.001 - 2 arasında olan her bir devre için giriş empedansı ve admitansı değerlerini hesaplar. Şekil 9.5 ve 9.6'dan görebileceğiniz gibi, etkililiğin ne kondüktans bazlı ne de direnç bazlı versiyonları bütün aralık üzerinde doğru cevabı sağlamamaktadır. Daha yüksek değer her durumda doğru cevaba daha yakındır. (9.10) seri rezonans bölgesi ve durumu, (9.1) paralel rezonans bölgesi ve durumu için uygundur.



Şekil 9.5: Paralel rezonant devre için etkililik. (a) Direnç bazlı. (b) İletkenlik bazlı.



Şekil 9.6: Seri rezonant devre için etkililik. (a) Direnç bazlı. (b) İletkenlik bazlı.

## Bölüm 10

### Anten Yönlendirme Matematiği

Bunlar amaçlanan durum için en iyi yönlendirmeyi veren küresel koordinat sisteminde verilmiş olduğundan, 2.Bölüm'de verilen dikey dipol ve yatay çevrimler için alan ifadeleri kolaydır. Pratik nedenlerle, diğer yönlendirmeler için alan ifadelerinin aynı koordinat sisteminde verilmesi yararlıdır. Özellikle, bu bölümde x eksenindeki yatay dipol ve x-z düzlemindeki dikey çevrim için bu ifadelerin nasıl bulunacağını göstereceğiz. Sözü edilen yöntem başlangıç ifadesini  $(x,y,z)$  koordinatları cinsinden ifade etmekte, antenin dönüşü için anten dönüşünün simülasyonunu yapmak amacıyla eksenleri yeniden adlandırmakta ve daha sonra sonucu yeniden açılı koordinatlarına dönüştürmektedir. Bunu gerçekleştirmek amacıyla, bir sistemdeki birim vektörleri diğeri cinsinden ifade etmemiz gereklidir. Bu uygulama da bu bölümün ilerleyen başlıklarında gösterilecektir.

#### 10.1 Birim Vektör ve Koordinat Değişim İlişkileri

2.Bölüm'deki Şekil 2.1, küresel  $(r, \theta, \phi)$ , silindirik  $(\rho, \phi, z)$  ve doğrusal  $(x, y, z)$  koordinat sistemini göstermektedir. İhtiyaç duyduğumuz ilişkileri

elde etmek amacıyla, bu şeklin bazı bölümlerini Şekil A.1'de görüldüğü gibi alıyorum. Şekil A.1(a)  $\phi$ 'deki dikey düzlemi oluşturan  $(\rho, z)$  düzlemini göstermektedir.  $\rho$ ,  $r$ 'nin  $(x, y)$  düzlemi üzerindeki izdüşümüdür. Bu şekilden bulmaya ihtiyaç duyduğumuz değişken ilişkileri aşağıdaki gibidir:

$$\sin(\theta) = \frac{\rho}{r}, \cos(\theta) = \frac{z}{r}, r^2 = \rho^2 + z^2 \quad (\text{A.1})$$

Açı birimi vektörlerini doğrusal birim vektörlerinin terimleriyle ifade etmemiz gerekmektedir. Şekil A.1(b),  $\theta$ 'nın hipotenüsünü oluşturduğu açıdır. Tanım gereği,  $\theta$ 'nın uzunluğu 1 olduğundan, diğer yan uzunluklar  $\cos(\theta)$  ve  $\sin(\theta)$ 'dir. Vektörler olarak bu yanların her birinin uzunluğunun birim vektörle çarpımı sürecektir. Vektör toplamı aşağıdaki gibidir:

$$\hat{\theta} = \hat{\rho} \cos(\theta) - \hat{z} \sin(\theta) \quad (\text{A.2})$$

$\rho$  ve  $\theta$   $(x, y)$  düzleminde olduğundan, daha sonra yine Şekil A.1(c)'ye döneriz. Bu şekilden bulmamız gereken ilişkiler aşağıdaki gibidir:

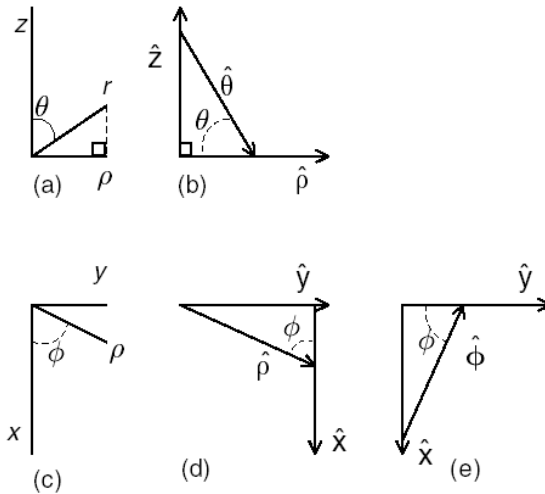
$$\cos(\phi) = \frac{x}{\rho}, \sin(\phi) = \frac{y}{\rho}, \rho^2 = x^2 + y^2 \quad (\text{A.3})$$

Şekil A.1(d)'deki birim vektör üçgeninden:

$$\hat{\rho} = \hat{x} \cos(\phi) + \hat{y} \sin(\phi) \quad (\text{A.4})$$

Son olarak, Şekil A.1(e)'den aşağıdakini elde ederiz:

$$\hat{\phi} = -\hat{x} \sin(\phi) + \hat{y} \cos(\phi) \quad (\text{A.5})$$



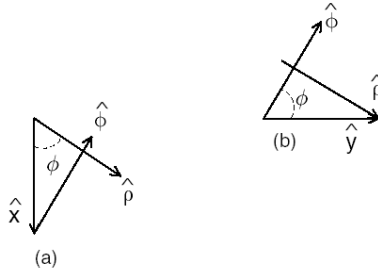
Şekil 10.1: Küresel, silindirik ve doğrusal değişkenler arasındaki ilişkiyi gösteren çizimler.

Şu anda elimizde küresel değişkenleri doğrusal değişkenlerle değiştiren denklemler vardır.  $(x,y)$  vektörlerinden açılal vektörlere dönüş için de biraz yardıma ihtiyacımız vardır. Şekil A.2 bize yardımcı olacak çizimleri göstermektedir. Şekil A.2(a)'dan:

$$\hat{x} = \hat{\rho} \cos(\phi) - \hat{\phi} \sin(\phi) \quad (\text{A.6})$$

ve Şekil A.2(b)'den:

$$\hat{y} = \hat{\phi} \cos(\phi) + \hat{\rho} \sin(\phi) \quad (\text{A.7})$$



**Şekil 10.2:** Doğrusal birim vektörlerin silindirik birim vektörler cinsinden elde edilmesini sağlayan çizimler.

## 10.2 Yatay Dipol

Bu bölümde ve bunu izleyen bölümde, alan ifadelerinin yalnızca açılara dayalı olanlarıyla ilgileneceğiz. Dikey dipol için bu ilişki aşağıdaki gibidir:

$$D = \sin(\theta)\hat{\theta} \quad (\text{A.8})$$

Önceki bölümden, ilk olarak  $\theta$ , daha sonra  $\rho$  terimlerini değiştiririz.

$$\begin{aligned} D &= \sin(\theta)(\hat{\rho} \cos(\theta) - \hat{z} \sin(\theta)) \\ &= \sin(\theta)((\hat{x} \cos(\phi) + \hat{y} \sin(\phi)) \cos(\theta) - \hat{z} \sin(\theta)) \\ &= \hat{x} \cos(\phi) \sin(\theta) \cos(\theta) + \hat{y} \sin(\phi) \sin(\theta) \cos(\theta) - \hat{z} \sin^2(\theta) \\ &= \hat{x} \frac{xz}{r^2} + \hat{y} \frac{yz}{r^2} - \hat{z} \frac{x^2 + y^2}{r^2} \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Şimdi, dipölü  $z$  ekseninden  $x$  eksenine hareket ettirmemiz gereklidir.  $z$  eksenini  $x$  eksenine göre yeniden etiketliyoruz. Bu bir sağ el koordinat sistemidir ve bu nedenle  $z \rightarrow x$ ,  $x \rightarrow y$ ,  $y \rightarrow z$  ilişkileri vardır. Bu da aşağıdaki ilişkileri ortaya koymaktadır:

$$D = \frac{y^2 + z^2}{r^2} \hat{x} + \frac{xy}{r^2} \hat{y} + \frac{zx}{r^2} \hat{z} \quad (\text{A.10})$$

Bu,  $x$  eksenine üzerine merkezlenmiş  $D$  dipolüdür. Açılar cinsinden verilmiş bir ifadeye erişebilmek için (A.10) denkleminin yeniden düzenlenmesi olabilecek en iyi yöntemdir. Bu düzenleme sonucunda, yapılacak düzenlemenin açısal birim vektörler için A.1'dekilere benzer ifadeler taşıması sağlanacaktır. Tam olarak doğrudan yerine kullanım, hata ihtimalini artıran uzun ifadeler içermektedir.

$$\begin{aligned} D &= \frac{y}{r} \left( -\frac{y}{r} \hat{x} + \frac{x}{r} \hat{y} \right) - \frac{z^2}{r^2} \hat{x} + \frac{zx}{r^2} \hat{z} \\ &= \sin(\phi) \sin^2(\theta) (-\sin(\phi) \hat{x} + \cos(\phi) \hat{y}) - \cos^2(\theta) \hat{x} + \cos(\theta) \sin(\theta) \cos(\phi) \hat{z} \\ &= \hat{\phi} \sin(\phi) \sin^2(\theta) - \cos^2(\theta) \hat{x} + \cos(\theta) \sin(\theta) \cos(\phi) \hat{z} \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

(A.6)'yı kullanarak:

$$\begin{aligned} D &= \hat{\phi} \sin(\phi) \sin^2(\theta) - \cos^2(\theta) (\hat{\rho} \cos(\phi) - \hat{\phi} \sin(\phi)) + \cos(\theta) \sin(\theta) \cos(\phi) \hat{z} \\ &= \hat{\phi} \sin(\phi) + \cos(\phi) \cos(\theta) (-\cos(\theta) \hat{\rho} + \sin(\theta) \hat{z}) \\ &= \hat{\phi} \sin(\phi) - \hat{\theta} \cos(\phi) \cos(\theta) \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Bu uygulama fiziksel açıdan anlamlı mıdır? Dipol  $z$  eksenine üzerindeyken,  $\bar{E}$ 'nin yönü  $\theta$ 'ydı ve bu da genellikle akımla ters yöndedir. Şimdiki durumda, akım  $x$  eksenine aynı yöndedir.  $\phi = 0$  için (A.12)  $D = -\theta \cos(\theta)$  şeklini almaktadır. Bu  $x$ - $z$  düzlemi üzerindedir. Üst yarı üzerinde,  $\phi$  akımla aynı yöndedir,  $\cos(\phi) > 0$  ilişkisi vardır ve buna göre elde edilen sonuç doğrudur.  $x$ - $z$  düzleminin alt yarısında,  $\theta$  akımla ters yöndedir ve  $\cos(\theta) < 0$  ilişkisi vardır ve bu nedenle yine sonuç doğrudur. Aynı zamanda genlik değişmesi de normaldir.  $\phi = \pi/2$  için, (A.12)  $D = \phi$  şeklini almaktadır ve yine doğru yön ve genlik değişimi taşımaktadır.

$z$  ekseninden  $y$  eksenine hareket eden dipol için de aynı prosedürü izleyerek,  $z \rightarrow y$ ,  $y \rightarrow x$ ,  $x \rightarrow z$ , aşağıdaki ilişkiyi bulalım:

$$D = -\hat{\phi} \cos(\phi) - \hat{\theta} \cos(\theta) \sin(\phi) \quad (\text{A.13})$$

## 10.3 başlık2

$x$ - $z$  düzleminde merkezlenmiş bir yatay çevrim için alan ifadesinin açığına bağlı bölümü aşağıdaki gibidir:

$$D = \hat{\phi} \sin(\theta) \quad (\text{A.14})$$

Bölüm A.1'deki denklemi kullanarak bu aşağıdaki ifadeye dönüştürülebilir:

$$D = -\hat{x} \frac{y}{r} + \hat{y} \frac{x}{r} \quad (\text{A.15})$$

Çevrimin x-z düzlemine hareket ettirilmesi, ekseninin z'den y eksenine hareket ettirilmesiyle eşdeğerdir. Bu sol el rotasyonu,  $z \rightarrow y$ ,  $y \rightarrow x$ ,  $x \rightarrow z$ , anlamına gelmektedir.

$$\begin{aligned} D &= \hat{x} \frac{z}{r} - \hat{z} \frac{x}{r} \\ &= \cos(\theta) (\hat{\rho} \cos(\phi) - \hat{\phi} \sin(\phi)) - \hat{z} \cos(\phi) \sin(\theta) \\ &= \hat{\theta} \cos(\phi) - \hat{\phi} \sin(\phi) \cos(\theta) \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Çevrimin yataydan y-z düzlemine kaydırılması, çevrimin eksenini z'den x eksenine kaydıracaktır. Aynı işlemleri izleyerek aşağıdaki ifadeyi buldum:

$$D = -\hat{\theta} \sin(\phi) - \hat{\phi} \cos(\phi) \cos(\theta) \quad (\text{A.17})$$

## 10.4 Anten Yönlendirme Matematiği

Bunlar amaçlanan durum için en iyi yönlendirmeyi veren küresel koordinat sisteminde verilmiş olduğundan, 2.Bölüm'de verilen dikey dipol ve yatay çevrimler için alan ifadeleri kolaydır. Pratik nedenlerle, diğer yönlendirmeler için alan ifadelerinin aynı koordinat sisteminde verilmesi yararlıdır. Özellikle, bu ekte x eksenindeki yatay dipol ve x-z düzlemindeki dikey çevrim için bu ifadelerin nasıl bulunacağını göstereceğim. Sözü edilen yöntem başlangıç ifadesini  $(x,y,z)$  koordinatları cinsinden ifade etmekte, antenin dönüşü için anten dönüşünün simülasyonunu yapmak amacıyla eksenleri yeniden adlandırmakta ve daha sonra sonucu yeniden açı koordinatlarına dönüştürmektedir. Bunu gerçekleştirmek amacıyla, bir sistemdeki birim vektörleri diğeri cinsinden ifade etmemiz gereklidir. Bu uygulama da bu bölümde gösterilecektir.

### 10.4.1 Birim Vektör ve Koordinat Değişim İlişkileri

2.Bölüm'deki Şekil 2.1, küresel  $(r, \theta, \phi)$ , silindirik  $(\rho, \phi, z)$  ve doğrusal  $(x, y, z)$  koordinat sistemini göstermektedir. İhtiyaç duyduğumuz ilişkileri elde etmek amacıyla, bu şeklin bazı bölümlerini Şekil 10.3'de görüldüğü gibi alıyorum. Şekil 10.3(a)  $\phi$ 'deki dikey düzlemi oluşturan  $(\rho, z)$  düzlemini göstermektedir.  $\rho$ ,  $r$ 'nin  $(x, y)$  düzlemi üzerindeki izdüşümüdür. Bu



şekilden bulmaya ihtiyaç duyduğumuz değişken ilişkileri aşağıdaki gibidir:

$$\sin(\theta) = \frac{\rho}{r}, \cos(\theta) = \frac{z}{r}, r^2 = \rho^2 + z^2 \quad (\text{A.1})$$

Açı birimi vektörlerini doğrusal birim vektörlerinin terimleriyle ifade etmemiz gerekmektedir. Şekil 10.3(b),  $\theta$ 'nın hipotenüsünü oluşturduğu açıdır. Tanım gereği,  $\theta$ 'nın uzunluğu 1 olduğundan, diğer yan uzunluklar  $\cos(\theta)$  ve  $\sin(\theta)$ 'dir. Vektörler olarak bu yanların her birinin uzunluğunun birim vektörle çarpımı sürecektir. Vektör toplamı aşağıdaki gibidir:

$$\hat{\theta} = \hat{\rho} \cos(\theta) - \hat{z} \sin(\theta) \quad (\text{A.2})$$

$\rho$  ve  $\theta$  ( $x, y$ ) düzleminde olduğundan, daha sonra yine Şekil A.1(c)'ye döneriz. Bu şekilden bulmamız gereken ilişkiler aşağıdaki gibidir:

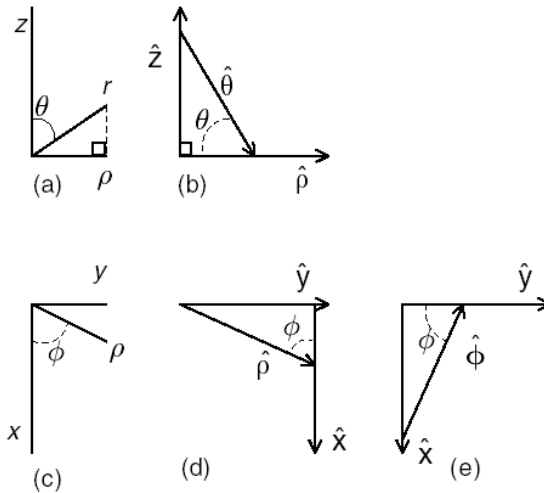
$$\cos(\phi) = \frac{x}{\rho}, \sin(\phi) = \frac{y}{\rho}, \rho^2 = x^2 + y^2 \quad (\text{A.3})$$

Şekil 10.3(d)'deki birim vektör üçgeninden:

$$\hat{\rho} = \hat{x} \cos(\phi) + \hat{y} \sin(\phi) \quad (\text{A.4})$$

Son olarak, Şekil 10.3(e)'den aşağıdakini elde ederiz:

$$\hat{\phi} = -\hat{x} \sin(\phi) + \hat{y} \cos(\phi) \quad (\text{A.5})$$



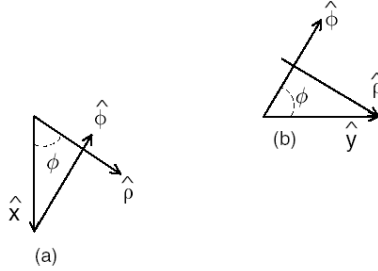
**Şekil 10.3: Küresel, silindirik ve doğrusal değişkenler arasındaki ilişkiyi gösteren çizimler.**

Şu anda elimizde küresel değişkenleri doğrusal değişkenlerle değiştiren denklemler vardır.  $(x,y)$  vektörlerinden açılal vektörlere dönüş için de biraz yardıma ihtiyacımız vardır. Şekil 10.4 bize yardımcı olacak çizimleri göstermektedir. Şekil 10.4(a)'dan:

$$\hat{x} = \hat{\rho} \cos(\phi) - \hat{\phi} \sin(\phi) \quad (\text{A.6})$$

ve Şekil 10.4(b)'den:

$$\hat{y} = \hat{\phi} \cos(\phi) + \hat{\rho} \sin(\phi) \quad (\text{A.7})$$



**Şekil 10.4:** Doğrusal birim vektörlerin silindirik birim vektörler cinsinden elde edilmesini sağlayan çizimler.

### 10.4.2 Yatay Dipol

Bu bölümde ve bunu izleyen bölümde, alan ifadelerinin yalnızca açılara dayalı olanlarıyla ilgileneceğim. Dikey dipol için bu ilişki aşağıdaki gibidir:

$$D = \sin(\theta)\hat{\theta} \quad (\text{A.8})$$

Önceki bölümden, ilk olarak  $\theta$ , daha sonra  $\rho$  terimlerini değiştiririz.

$$\begin{aligned} D &= \sin(\theta)(\hat{\rho} \cos(\theta) - \hat{z} \sin(\theta)) \\ &= \sin(\theta)((\hat{x} \cos(\phi) + \hat{y} \sin(\phi)) \cos(\theta) - \hat{z} \sin(\theta)) \\ &= \hat{x} \cos(\phi) \sin(\theta) \cos(\theta) + \hat{y} \sin(\phi) \sin(\theta) \cos(\theta) - \hat{z} \sin^2(\theta) \\ &= \hat{x} \frac{xz}{r^2} + \hat{y} \frac{yz}{r^2} - \hat{z} \frac{x^2 + y^2}{r^2} \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Şimdi, dipölü  $z$  ekseninden  $x$  eksenine hareket ettirmemiz gereklidir.  $z$  eksenini  $x$  eksenine göre yeniden etiketliyorum. Bu bir sağ el koordinat sistemidir ve bu nedenle  $z \rightarrow x$ ,  $x \rightarrow y$ ,  $y \rightarrow z$  ilişkileri vardır. Bu da aşağıdaki ilişkileri ortaya koymaktadır:

$$D = \frac{y^2 + z^2}{r^2} \hat{x} + \frac{xy}{r^2} \hat{y} + \frac{zx}{r^2} \hat{z} \quad (\text{A.10})$$

Bu,  $x$  eksenine üzerine merkezlenmiş  $D$  dipolüdür. Açılar cinsinden verilmiş bir ifadeye erişebilmek için (A.10) denkleminin yeniden düzenlenmesi olabilecek en iyi yöntemdir. Bu düzenleme sonucunda, yapılacak düzenlemenin açılal birim vektörler için A.1'dekilere benzer ifadeler taşıması sağlanacaktır. Tam olarak doğrudan yerine kullanım, hata ihtimalini artıran uzun ifadeler içermektedir.

$$D = \frac{y}{r} \left( -\frac{y}{r} \hat{x} + \frac{x}{r} \hat{y} \right) - \frac{z^2}{r^2} \hat{x} + \frac{zx}{r^2} \hat{z} \quad (\text{A.11})$$

$$= \sin(\phi) \sin^2(\theta) (-\sin(\phi) \hat{x} + \cos(\phi) \hat{y}) - \cos^2(\theta) \hat{x} + \cos(\theta) \sin(\theta) \cos(\phi) \hat{z}$$

$$= \hat{\phi} \sin(\phi) \sin^2(\theta) - \cos^2(\theta) \hat{x} + \cos(\theta) \sin(\theta) \cos(\phi) \hat{z}$$

(A.6)'yı kullanarak:

$$D = \hat{\phi} \sin(\phi) \sin^2(\theta) - \cos^2(\theta) (\hat{\rho} \cos(\phi) - \hat{\phi} \sin(\phi)) + \cos(\theta) \sin(\theta) \cos(\phi) \hat{z}$$

$$= \hat{\phi} \sin(\phi) + \cos(\phi) \cos(\theta) (-\cos(\theta) \hat{\rho} + \sin(\theta) \hat{z}) \quad (\text{A.12})$$

$$= \hat{\phi} \sin(\phi) - \hat{\theta} \cos(\phi) \cos(\theta)$$

Bu uygulama fiziksel açıdan anlamlı mıdır? Dipol  $z$  eksenine üzerindeyken,  $\vec{E}$ 'nin yönü  $\theta$ 'ydı ve bu da genellikle akımla ters yöndedir. Şimdiki durumda, akım  $x$  eksenine aynı yöndedir.  $\phi = 0$  için (A.12)  $D = -\theta \cos(\theta)$  şeklini almaktadır. Bu  $x$ - $z$  düzlemi üzerindedir. Üst yarı üzerinde,  $\phi$  akımla aynı yöndedir,  $\cos(\phi) > 0$  ilişkisi vardır ve buna göre elde edilen sonuç doğrudur.  $x$ - $z$  düzleminin alt yarısında,  $\theta$  akımla ters yöndedir ve  $\cos(\theta) < 0$  ilişkisi vardır ve bu nedenle yine sonuç doğrudur. Aynı zamanda genlik değişmesi de normaldir.  $\phi = \pi/2$  için, (A.12)  $D = \phi$  şeklini almaktadır ve yine doğru yön ve genlik değişimi taşımaktadır.

$z$  ekseninden  $y$  eksenine hareket eden dipol için de aynı prosedürü izleyerek,  $z \rightarrow y$ ,  $y \rightarrow x$ ,  $x \rightarrow z$ , aşağıdaki ilişkiyi bulacağız:

$$D = -\hat{\phi} \cos(\phi) - \hat{\theta} \cos(\theta) \sin(\phi) \quad (\text{A.13})$$

### 10.4.3 başlık2

$x$ - $z$  düzleminde merkezlenmiş bir yatay çevrim için alan ifadesinin açığıya bağlı bölümü aşağıdaki gibidir:

$$D = \hat{\phi} \sin(\theta) \quad (\text{A.14})$$

Bölüm A.1'deki denklemi kullanarak bu aşağıdaki ifadeye dönüştürülebilir:

$$D = -\hat{x} \frac{y}{r} + \hat{y} \frac{x}{r} \quad (\text{A.15})$$

Çevrimin  $x$ - $z$  düzlemine hareket ettirilmesi, ekseninin  $z$ 'den  $y$  eksenine hareket ettirilmesiyle eşdeğerdir. Bu sol el rotasyonu,  $z \rightarrow y$ ,  $y \rightarrow x$ ,  $x \rightarrow z$ , anlamına gelmektedir.

$$\begin{aligned} D &= \hat{x} \frac{z}{r} - \hat{z} \frac{x}{r} \\ &= \cos(\theta) \left( \hat{\rho} \cos(\phi) - \hat{\phi} \sin(\phi) \right) - \hat{z} \cos(\phi) \sin(\theta) \\ &= \hat{\theta} \cos(\phi) - \hat{\phi} \sin(\phi) \cos(\theta) \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

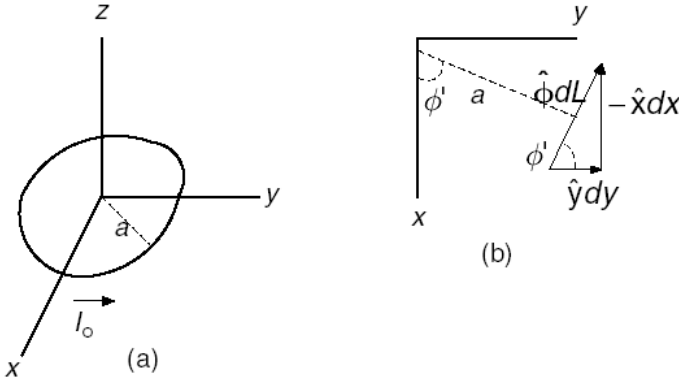
Çevrimin yataydan  $y$ - $z$  düzlemine kaydırılması, çevrimin eksenini  $z$ 'den  $x$  eksenine kaydıracaktır. Aynı işlemleri izleyerek aşağıdaki ifadeyi bulacağız:

$$D = -\hat{\theta} \sin(\phi) - \hat{\phi} \cos(\phi) \cos(\theta) \quad (\text{A.17})$$

## 10.5. Küçük Çevrimli Anten

Çevrimli antenler, değişik şekillerde ortaya çıkmaktadır fakat en yaygın olarak kullanılan tek sarımlı antenler çember ve dikdörtgen şeklinde olan antenlerdir. Bu ekte, eşdeğer (konumdan bağımsız) akım taşıyan bir küçük çember çevrimli anten için yayılma alanını bulmak üzere 10. Bölümün ilk kısımlarındaki sonuçları kullanalım. Şekil 10.5(a),  $x$ - $y$  düzlemindeki bir çevrimli anten için düzenlemeyi, Şekil 10.5(b) akım uzunluk elemanının bileşenlerine ayrılmasını göstermektedir. 2.Bölüm'de belirtilmiş olduğu gibi, yayılma alanlarının vektörel yönlendirmesi akım kaynağının yönüne bağlıdır. Elektromanyetik teoride, akım yoğunluğuna bir vektör özelliği verilmiştir ve akım yoğunluğu hacim çarpımı,  $\bar{J}dV$ , toplam akım çarpı uzunluk ilişkisine dönüştürülmüştür ve bu akımın akış yönünü  $Id\bar{L}$  olarak göstermek üzere vektör özelliği verilmiş bir uzunluk elemanıdır. Bu durumda, akım çevrimin çevresinde  $\phi'$  yönünde akmaktadır. Çevrim üzerindeki her noktada, uzunluk elemanı  $ad\phi'$  şeklinde verilmiştir. Şekil 10.5(b)'den, bu değer  $dy' = a\cos(\phi')d\phi'$  uzunluğunun  $y$ -yönündeki bileşenine ve  $dx' = a\sin(\phi')d\phi'$  uzunluğunun  $x$ -yönündeki bileşenine karşılık gelmekte olduğunu görürüz. (2.3) denklemini ve Bölüm başındaki matematik bağınımlarını kullanarak, bu

akım-uzunluk bileşenlerinin orijinden geçmesi durumunda yayılma alanları aşağıdaki gibi olacaktır:



Şekil 10.5: (a) x-y düzleminde sabit akım taşıyan devre. (b) Bir uzunluk vektörünün x-y bileşenlerine ayrılması.

x bileşeninden:

$$\bar{E} = -\frac{j\eta}{2\lambda} I_o a \sin(\phi') d\phi' \left( \hat{\phi} \sin(\phi) - \hat{\theta} \cos(\phi) \cos(\theta) \right) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (C.1)$$

y bileşeninden:

$$\bar{E} = -\frac{j\eta}{2\lambda} I_o a \cos(\phi') d\phi' \left( \hat{\phi} \cos(\phi) + \hat{\theta} \sin(\phi) \cos(\theta) \right) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (C.2)$$

Bunların alanları, aşağıdaki ifadeyi vermek üzere birleşecektir:

$$\bar{E} = -\frac{j\eta}{2\lambda} I_o a d\phi' \left( \hat{\phi} \cos(\phi' - \phi) - \hat{\theta} \sin(\phi' - \phi) \cos(\theta) \right) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (C.3)$$

Ancak, bunlar orijin noktasında değildir fakat alan ölçme noktasına Ek B'deki bilgiler kullanılarak elde edilen  $d$  mesafesi kadar yakındır:

$$d = a \cos(\phi' - \phi) \sin(\theta) \quad (C.4)$$

Bu durum da  $\beta d$ 'de bir faz önceliğine (zaman açısından daha yakın olmayla eşdeğer) neden olmaktadır. Bu durumda, bizim akımımız için net alan aşağıda verildiği gibidir:

$$\bar{E} = -\frac{j\eta}{2\lambda} I_o a d\phi' \left( \hat{\phi} \cos(\phi' - \phi) - \hat{\theta} \sin(\phi' - \phi) \cos(\theta) \right) \frac{e^{-j\beta r}}{r} e^{j\beta a \cos(\phi' - \phi) \sin(\theta)} \quad (C.5)$$

Bu noktada, çevrimli antenin çevresindeki akım uzunluk elemanından kaynaklanan alanları toplayabiliriz. Fakat, simetriden yararlanarak bir miktar zaman tasarrufu sağlayabiliriz. Devre üzerindeki her noktada, ters

yöne işaret eden çevrimli anten üzerinde çap oluşturan bir akım uzunluk elemanı vardır. Bu elemanın alan noktasından yer değiştirmesi de ters yönde (negatif) olacaktır. Bu gerçekleri kullanırsak, bu tür eleman çiftlerinden kaynaklanan toplam alan elemanı aşağıdaki gibidir:

$$\bar{E} = \frac{\eta}{\lambda} I_o a d\phi' \left( \hat{\phi} \cos(\phi' - \phi) - \hat{\theta} \sin(\phi' - \phi) \cos(\theta) \right) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sin(\beta a \cos(\phi' - \phi) \sin(\theta)) \quad (C.6)$$

Çevrimli anten elektrik olarak küçük olduğundan,  $\sin(\beta a \dots)$ 'yü kendi argümanı ile değiştirebiliriz. Bu durumda, son ifadelerimizin element çiftleri için olduğunu ve bu nedenle bu ifadenin 0'dan  $\pi$  noktasına kadar entegre edilmesini aklımızda tutarak toplam alanı yazmaya hazırız.

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \frac{\eta}{\lambda} I_o a \frac{e^{-j\beta r}}{r} \int_0^\pi d\phi' \beta a \sin(\theta) \cos(\phi' - \phi) \left( \hat{\phi} \cos(\phi' - \phi) - \hat{\theta} \sin(\phi' - \phi) \cos(\theta) \right) \\ &= \frac{\eta}{\lambda} I_o a \frac{e^{-j\beta r}}{r} \int_0^\pi d\phi' \beta a \sin(\theta) \cos(\phi') \left( \hat{\phi} \cos(\phi') - \hat{\theta} \sin(\phi') \cos(\theta) \right) \\ &= \frac{\eta}{\lambda} I_o \beta a^2 \sin(\theta) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \int_0^\pi d\phi' \left( \hat{\phi} \cos^2(\phi') - \hat{\theta} \frac{\sin(2\phi')}{2} \cos(\theta) \right) \\ &= \frac{\eta}{2\lambda} I_o \beta \pi a^2 \sin(\theta) \hat{\phi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \\ &= \eta \pi \frac{A}{\lambda^2} I_o \sin(\theta) \hat{\phi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \end{aligned} \quad (C.7)$$

Birinci satırdan ikinci satıra geçerken, Antenin herhangi bir  $\phi$  noktasından aynı görüldüğü ve buna göre  $\phi = 0$  varsayımı sonucunda herhangi bir kayıp olmadığı gerçeğini kullanarak erişeceğiz. Son satırda,  $A$  çevrim alanıdır. Bunun sonucunda, elde edilen sonucun herhangi bir şekildeki bütün antenler için doğru olduğu sonucuna varılmaktadır – alan çevrilen alanın şekline değil, çevrilen alanın büyüklüğüne bağlıdır. Rasgele şekilli bir alan için vektör manyetik potansiyeli hesaplanarak bu durum kanıtlanabilir.

## 10.6. Son Sınıf Elektrik Mühendisliği Öğrencisinin Matematik Hakkında Neler Bilmesi Gereklidir?

### 10.6.1 Bir Mühendis için Matematik Nedir?

Matematik, kullanımda yararlı soyutlamaları, ilişkileri ve gerçeklikleri ifade ettiğimiz doğal dile bir uzanımdır. Mantığın diğer insan etkinliklerindeki durumların kelimelerle tanımlarına uygulanması

gerektiği gibi, Fiziksel dünyanın modellerini oluşturmak ve bunların performans özelliklerini keşfetmek amacıyla bu modellere bir mantık uyguladığımız matematiğin kavramlarını ve notasyonunu kullanmaktayız. Mühendislikte iletişimin sağlanabilmesi için, konuşmanın iki tarafındakilerin hepsinin de dil konusunda temel bir yetenek taşımaları gereklidir. İlgili dilin temel bilgisinden yoksun olan bir kişi, çevirmeye çalışırken çok zaman harcayacak (veya pes edecek) ve amaçlanan bilgiye nadiren erişebilecek veya asla erişemeyecektir.

İzleyen bölümlerde verilen malzemeler, matematik üzerine bilmeniz gerekenlerin bir altkümesini oluşturmaktadır. Burada sözü edilenler, "mavi"nin anlamını bilmeniz durumunda olduğu gibi bilmeniz gerekenleri ve suyu kaynatmak gibi basit türden yapmanız gerekenleri temsil etmektedir.

### 10.6.2 Sürecin Kendisi Sonuç Kadar Önemlidir

Temel bir dil özelliği neden gerekmektedir? Kuşkusuz, kişiler başlamak amacıyla belirli sayıda kurslar almaktadır. Daha sonra, Almanca öğrenmek için Almanya'ya gitmek gibi, matematiğin toplam alanının belirli parçalarının tekrar tekrar uygulandığı mühendislik sınıflarında dersler almaktasınız. Metinlerdeki ve sınıflardaki problemlerin gelişmesiyle birlikte etkili duruma gelebileceksiniz. Hiçbir şeyi garanti edilmiş olarak ele almayın.

Mühendislerin ve matematikçilerin ilgi alanları genellikle farklı olduğundan, mühendislikteki türevler, matematikteki ispatlara benzememektedir. Matematikçiler çözümlerin varlığıyla ve eşsiz oluşuyla ilgilenmektedir. Mühendisler, bir çözümün var olup olmadığını bilmek için çözüme temel oluşturacak bir fiziksel bazın olduğunu hissederler. Matematikçilerin ve mühendislerin aynı ilgiyi duydukları tek alan yineleme yöntemlerinin yakınsama özelliğidir. Matematik derslerinizdeki  $\epsilon$ - $\delta$  ispatlarının fiziksel gerçeklikle ilişkilerini kaybetmiş olması nedeniyle çok önemli olmadığını düşünürken, mühendislik sınıflarındaki türevler genellikle bir fiziksel model kurularak, bazı temel matematik yöntemleri kullanılarak, daha önceki fiziksel modellerden elde edilen bazı sonuçlar kullanılarak ve istenen bilgiyi elde etmek amacıyla model ilişkilerinin çalıştırılması (veya zorlanması) yöntemiyle elde edilmektedir. Bu süreç, mühendislik etkinliğinin merkezini oluşturmaktadır. Yalnızca bu süreçlerin pratik olarak uygulanması yoluyla önermelere benzeyen ve gerçek bir mühendislik konuşmalarının temelini oluşturan çok sayıda gerçekliği ve formülü öğrenebilirsiniz.

### 10.6.3 Gerçekler ve Önermeler

Bu bölümde özel numaralar, trigonometrik özdeşlikler ve çok sık olarak gündeme gelen ve bu nedenle bunları hemen bilmeniz ve gerekli olduğunda düşünebilmeniz gereken bazı yaklaşımlar listelenecektir. Bu bir kendi kendini test yöntemi olarak kurulmuştur ve yanıtları izleyen sayfalarda verilmiştir.

#### 10.6.3.1 Özel Sayılar

- (a) Bir hesap makinesi, bu sayıların değerlerini birçok ondalık rakama göre verilecektir fakat genellikle bunların önemli birkaç ilk rakamlarının bilinmesi yararlıdır.

$$\pi \quad e \quad \sqrt{2} \quad 1/\sqrt{2} \quad \sqrt{3} \quad \sqrt{5} \quad \sqrt{10}$$

- (b) Trigonometrik fonksiyonlar periyodiktir ve temel önermelerine göre bu fonksiyonların aralıkları genellikle  $-\pi$  ile  $+\pi$  veya 0 ile  $2\pi$  arasında alınmaktadır.  $\pi/4$  ve  $\pi/6$  ve bunların katlarındaki aralıklarda sinüs, kosinüs ve tanjant değerlerini temel üçgen yan uzunlukları için özel sayılar olarak bilmeniz gereklidir. Bu sayılar, örneğin,  $1/\sqrt{2}$  veya  $\sqrt{3}/2$  şeklindedir.

- (c) Polar, dikdörtgen ve kompleks sayıların eksponansiyel temsilleriyle eşit ölçüde tanıdık olmanız gereklidir. Yukarıda verilen trigonometrik fonksiyonlarla ilgili özel değerler aşağıda verilmiştir:

$$1+j \quad 1-j \quad -1+j \quad -1-j$$

$$\sqrt{3}+j \quad -1+j\sqrt{3} \quad 0+j \quad -1+j0$$

Doğrusal ve polar eksponansiyel şekilleri listeleyin.

#### 10.6.3.2 Özdeşlikler ve Formüller

- açılarının toplamı ve farkı terimleriyle  $\cos(a)\cos(b)$
- açılarının toplamı ve farkı terimleriyle  $\sin(a)\cos(b)$
- açılarının toplamı ve farkı terimleriyle  $\sin(a)\sin(b)$
- $\sin(a+b)$
- $\cos(a+b)$
- $\sin^2(a) + \sin^2(b)$
- Euler özdeşliği
- $x^2 + bx + c = 0$  ve  $ax^2 + bx + c = 0$  denklemlerinin kökleri.



- i.  $(a + b)(a - c)$
- j.  $(a + jb)(a - ji)$
- k.  $(a + jb)(c + jd)$
- l.  $(a + jb)/(c + jd)$

### 10.6.3.3 Yaklaşık Değerler

Fiziksel problem modellerimizin birçoğu, diğerleriyle karşılaştırılan bazı niceliklerin idealleştirilmesini içermektedir. Bu da bizlere doğrusal olmayan davranışlara genellikle bir sabitle veya bir doğrusal ifadelerle basit ifadelerle yaklaşım yapmamıza olanak sağlamaktadır.  $x \ll 1$  varsayımını yaparak aşağıdaki ifadeler için bir veya iki terimli yaklaşımlar yazın.

$$\sin(x) \quad \cos(x) \quad \tan(x) \quad e^x \quad \ln(1+x) \quad (1+x)^p \quad 1/(1+x)$$

### 10.6.4 İntegraller ve Türevler

Yukarıda sözü edilen trigonometrik, logaritmik ve eksponansiyel fonksiyonların ve kuvvet fonksiyonlarının türevlerini ve integrallerini bilmeniz gereklidir. Türevin alınması için zincirleme türev, çarpım ve bölümlle ilgili kurallar bilinmelidir. İntegral için, en yaygın kurallar bilinen şekillere bölünmesi ve daha sonra kısmi olarak entegre edilmesidir. Kuşkusuz, integral tablolarını içeren bir elkitabına sahip olmalıdır. Bu kaynaklarda, sık sık ihtiyaç duyulan ama çok kolayca akılda kalmayan birçok integrali içermektedir.

Oldukça sık şekilde, açıkça belirsiz bir miktarın sınır değerini bulmanız gerekmektedir. Bu genellikle bir oran olarak,  $0/0$  veya  $\infty/\infty$  olarak belirlenmektedir ve l'Hopital's Kuralı kullanılmaktadır. Alternatif olarak, bölen ve bölünen  $x$ 'in fonksiyonlarına, küçük değer  $x$ 'e dönüştürülebilir ve sözü edilen yaklaşımlar  $x$ 'in değeri sıfıra yaklaşırken sınırı göstermeyi sağlamaktadır.

### 10.6.5 Radyan mı Derece mi?

Bir açı ölçüm birimi olarak derece kültürümüzde derin şekilde yer etmiş bulunmaktadır fakat bu birim özel bir matematik veya fizik yarar sağlamamaktadır. Radyan, çember üzerinde yarıçap cinsinden tanımlanmış yay uzunluğudur ve aynı zamanda trigonometrik fonksiyonlar ve  $e^{j\theta}$  için çemberi tanımlamaktadır. Bir açıya göre integrallerin ve türevlerin radyan ölçüsü kullanılarak yapılması durumunda, ark uzunluğunun değişmesi nedeniyle fonksiyon doğrudan değişmekte ve bu nedenle bir dönüşüm birimine ihtiyaç duyulmamaktadır. Bu konuyu önceden görmemiş olmanız

durumunda, kosinüs açısının türevini geometrik oluşumundan yola çıkarak bulmayı denemelisiniz.

Elde ettiğimiz sonuçların birçoğu bu türden trigonometrik fonksiyonlarda kalkulus kullanılarak türetilmiştir.  $\omega$  değerini derece/saniye birimine dönüştürülmesi amacıyla 180 dereceyle değiştirilmesi gereken  $\pi$  sayısını gözden uzak tutarak derece birimiyle çalışmanın mümkün olmasına rağmen böyle bir sorunla uğraşmaya değmemektedir. En iyi politika, bütün hesaplamalarda radyan kullanmak, başlangıçtaki verileri radyan birimine dönüştürmek ve hesap makinenizin veya yazılımlarınızın radyan biriminde çalışmasını sağlamaktır. Diğer işi çalışmaların büyük bir bölümü bir çalışma tarzı hatası nedeniyle çöpe dönüşmektedir.

### 10.6.6 Matris Notasyonu ve İşlemleri

Matris notasyonu, öncelikle bir denklemler kümesinin bir kısa yazıma dönüştürülmesi amacıyla kullanılan bir basit yazım türüdür. Problemlerimizin çoğu için, bu denklemler giriş sinyalleri, dahili sistem veya devre sinyalleri ve çıkış sinyalleri arasındaki ilişkileri tanımlamaktadır. Her bir sinyal kümesi genellikle bir kolon vektöründe toplanmakta ve bunlarla ilgili katsayılar bir dikdörtgen matriste toplanmaktadır. Devrenin veya sistemin skaler denklemlerini yazdığımızda, bu işlemi her bir denklemde aynı yineleme düzeni içinde ortaya çıkan değişken etiketleriyle yapmanız ve bunun sonucunda katsayıları doğrudan matrislere transfer etme şansınızı korumanız gereklidir. Bir matris denklem okuduğunuzda, her bir katsayı satırının temsil ettiği skaler denklem üzerine düşünün. Bu uygulama, notasyonun fiziksel anlamı üzerinde durmanızı sağlayacaktır.

Kuşkusuz, bir kestirme yazım yöntemi kullanıyorsanız, sonuçların sanki siz doğrudan skaler denklemlerle ilgilenmişsiniz gibi sağlayacak kurallarınızın olması gereklidir. Çarpma ve toplama ve transpoz ve tersini alma müdahaleleri sırasında uygulanan kuralların temeli budur. Yapılan matris işlemlerinin anlamlarının ve analitik olarak bu hesaplamaların nasıl yapılacağını bilmesi gereklidir.

### 10.6.7 Bölüm 10.6.3 için Yanıtlar

## E.3.1

(a) 3.14 2.718 1.414 0.707 1.732 2.236 3.16

(b)  $\theta = k\pi/4$ 

$k$	0	1	2	3	4	5	6	7
$\sin\theta$	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	-1	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$
$\cos\theta$	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	-1	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
$\tan\theta$	0	1	$\pm\infty$	-1	0	1	$\pm\infty$	-1

 $\theta = k\pi/6$ 

$k$	0	1	2	3	4	5
$\sin\theta$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$
$\cos\theta$	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$
$\tan\theta$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{3}$	$\pm\infty$	$-\sqrt{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$

$k$	6	7	8	9	10	11
$\sin\theta$	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	-1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$
$\cos\theta$	-1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$
$\tan\theta$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{3}$	$\pm\infty$	$-\sqrt{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$

(c)  $\sqrt{2}\angle\frac{\pi}{4} = \sqrt{2}e^{j\frac{\pi}{4}}$      $\sqrt{2}\angle-\frac{\pi}{4} = \sqrt{2}e^{-j\frac{\pi}{4}}$      $\sqrt{2}\angle\frac{3\pi}{4} = \sqrt{2}e^{j\frac{3\pi}{4}}$      $\sqrt{2}\angle-\frac{3\pi}{4} = \sqrt{2}e^{-j\frac{3\pi}{4}}$  $2\angle\frac{\pi}{6} = 2e^{j\frac{\pi}{6}}$      $2\angle\frac{2\pi}{3} = 2e^{j\frac{2\pi}{3}}$      $j = 1\angle\frac{\pi}{2} = e^{j\frac{\pi}{2}}$      $-1 = 1\angle\pm\pi = e^{\pm j\pi}$

**E.3.2**

(a)  $\frac{1}{2}[\cos(a+b) + \cos(a-b)]$

(b)  $\frac{1}{2}[\sin(a+b) + \sin(a-b)]$

(c)  $\frac{1}{2}[\cos(a-b) - \cos(a+b)]$

(d)  $\sin(a)\cos(b) + \cos(a)\sin(b)$

(e)  $\cos(a)\cos(b) - \sin(a)\sin(b)$

(f) 1

(g)  $\cos(\theta) + j\sin(\theta) = e^{j\theta}$

(h)  $\frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$

(i)  $a^2 - b^2$

(j)  $a^2 + b^2$

(k)  $ac - bd + j(ad + bc)$

(l)  $\frac{ac + bd + j(bc - ad)}{c^2 + d^2}$

**E.3.3**

$$x \quad 1 - \frac{x^2}{2} \quad x \quad 1 + x \quad x \quad 1 + px \quad 1 - x$$

## TERİMLER SÖZLÜĞÜ

**3D space:** üç boyutlu uzay

### A

**achromatic antenna:** düz yayımlı anten (İstenilen frekans bandı için düzgün bir yayım niteliği olan anten)

**acoustic horn:** akustik huni

**active antenna:** aktif anten

**added inductance:** ek indüktans\*

**addition:** ekleme, toplama

**admittance:** admitans, geçirgenlik

**aerial advertizing:** gök ilanı

**aerial amplifier:** anten amplifikatörü, dalgalık güçlendirici

**aerial and accessory:** anten ve malzemesi

**aerial antenna:** anten elemmanı, hava anteni, dalgalık

**aerial array:** anten dizisi (Verilen veya alınan enerjinin bir veya birkaç doğrultuda yoğunlaştırılması için kullanılan anten düzeni.), anten şebekesi

**aerial attack:** hava akını, hava hücumu

**aerial attenuator:** anten zayıflatıcı

**aerial barrage:** balon barajı, uçaksavar ateşi, uçaksavar ateş perdesi

**aerial bascule:** havai baskül

**aerial beacon:** hava meydanı kontrol kulesi

**aerial bomb:** hava bombası

**aerial bombardment:** hava bombardımanı, havadan bombalama

**aerial booster:** anten kuvvetlendiricisi

**aerial burst fuse:** havada patlatıcı tapa

**aerial cable pole:** havai kablo kutbu

**aerial cable:** anten teli, anten kablosu, havai hat, havai kablo, asma tel, asma kablo

**aerial cableway:** kablolu havai hat, kablolu havai yol, asma kablo yolu, teleferik, havai hat

**aerial cage:** kafes anten

**aerial camera:** uçak foto makinesi, otomatik film çekme makinesi, foto mitralyöz

**aerial capacitor:** anten kondansatörü

**aerial capacity:** anten kapasitesi

- aerial car:** hava hattı arabası
- aerial change over switch:** anten komut fon şalteri
- aerial characteristic:** antenin özellikleri, anten karakteristiği, anten evsafı
- aerial circuit breaker:** anten devre kesicisi
- aerial circuit:** anten devresi
- aerial coil:** anten ayar bobini
- aerial combat:** hava muharebesi
- aerial compass:** seyir pusulası
- aerial condenser:** anten kondansatörü
- aerial conductor:** anten iletkeni
- aerial conduit:** havai hat, havai tel, asma tel, havai kablo
- aerial contact line:** hava kontak hattı
- aerial control table:** anten kumanda tablosu
- aerial conveying bucket:** havai taşıma kepçesi
- aerial conveying cable:** havai taşıma kablosu
- aerial corridor:** hava koridoru
- aerial coupler:** anten kuplörü
- aerial coupling capacitor:** anten kuplaj kapasitörü
- aerial coupling:** anten bağlantısı kuplajı
- aerial crossing:** havai hat makası, havai hat kruazmanı
- aerial crosstalk:** antenler arasındaki diafoni
- aerial current:** anten akımı, anten cereyanı
- aerial damping:** anten sönümü
- aerial defense:** hava savunması, hava müdafası
- aerial detection:** havai deteksiyon
- aerial director:** yönlentmeli anten, tevcihli anten, yönlentmeli dalgalık
- aerial downlead:** anten iniş teli (Anten ile alıcı veya verici cihaz arasında bağlantıyı sağlayan tel.)
- aerial drum:** anten makarası, anten tamburası
- aerial efficiency:** anten verimi, anten verimliliği
- aerial element:** havai eleman
- aerial elevation pawl:** anten yükseltme mandalı
- aerial emf:** anten elektromotor kuvveti
- aerial energy:** anten enerjisi
- aerial excitation:** anten ikazı, anten uyarısı
- aerial feed impedance:** anten besleme empedansı
- aerial feeder:** anten besleyici (Vericiden anteni sürmek (beslemek) için kullanılan kablo veya transmisyon hattı.), besleme kablosu
- aerial feeding:** anten besleme düzeni
- aerial fertilization:** havadan gübreleme

- aerial field gain:** anten kazancı, dalgalık kazancı
- aerial frame:** anten çerçevesi
- aerial fuse:** havai sigorta
- aerial gain:** anten kazancı, dalgalık kazancı
- aerial gun:** güverte uçaksavar topu
- aerial heating switch:** anten ısıtma komütatörü
- aerial highway:** otomobil yolu
- aerial image photography:** yansıtılmış görüntü saptama
- aerial image printer:** yansıtılmış görüntü basım aygıtı
- aerial image projector:** yansıtılmış görüntü göstericisi
- aerial image:** yansıtılmış görüntü, hava fotoğrafı, havai resim
- aerial impedance:** anten empedansı
- aerial inductance:** anten indüktansı
- aerial input:** anten girişi, dalgalık girişi
- aerial inspection:** havadan gözetleme
- aerial inspection:** havadan gözetme
- aerial insulation:** anten izolasyonu
- aerial insulator:** anten izolatörü
- aerial ladder:** uzun merdiven, itfaiye merdiveni
- aerial lead:** antenin inişi, anten iniş teli
- aerial lead-in:** anten iniş teli, anten iniş hattı, anten bağlantısı kuplajı, besleme kablosu
- aerial length:** anten uzunluğu, dalgalık uzunluğu
- aerial lens:** anten merceği
- aerial line:** havai hat, havai tel, havai kablo
- aerial loading coil:** anten şarj bobini
- aerial loading inductance:** anten yükleme indüktansı
- aerial log:** havai parakete
- aerial loss:** anten kaybı
- aerial magnetometer:** hava manyetometresi, uçak manyetometresi
- aerial map:** hava haritası, havadan alınma harita, havadan alınmış harita
- aerial mapping camera:** hava haritası çıkarmak için kullanılan fotoğraf makinesi
- aerial mapping:** hava haritacılığı
- aerial mast:** anten direği, dalgalık direği, taşıyıcı direk
- aerial matching:** anten düzenlemesi
- aerial navigation:** hava seferi, hava yolculuğu, hava trafiği
- aerial network:** anten şebekesi, havai tel şebekesi, havai tel şebekesi
- aerial nitrogen:** havanın azotu
- aerial noise:** anten gürültüsü

- aerial observation:** havadan gözetleme  
**aerial outlet:** kolektif anten prizi, orta dalgalık yuvası  
**aerial output:** yayılmış enerji  
**aerial parts:** bitkinin toprak üstü kısımları  
**aerial pattern:** anten yayım şekli  
**aerial performance:** antenin performansı, anten gücü  
**aerial perspective:** kuşbakışı, havadan görünüş  
**aerial photograph:** hava fotoğrafı, havadan alınma fotoğraf, kuşbakışı resim, uçaktan çekilen resim, hava fotoğrafçılığı  
**aerial photography:** hava fotoğrafçılığı  
**aerial pipeline:** havai boru hattı  
**aerial plan:** havai plan  
**aerial platform:** hava platformu  
**aerial power:** anten gücü, dalgalık gücü  
**aerial primal element:** havai primer eleman  
**aerial projector:** anten reflektörü  
**aerial propagation:** açık havada üretim, açık havada yetiştirme  
**aerial radiation:** anten radyasyonu  
**aerial radiometallography:** havai radyometalografi  
**aerial radiometric design:** havai radyometrik etüt  
**aerial rail:** havai ray  
**aerial railway:** havai demiryolu, asma demiryolu, havai hat, havai teleferik  
**aerial reconnaissance:** havadan keşif, hava keşfi, hava gözetlemesi  
**aerial reel:** anten makarası, anten tamburu  
**aerial reflector:** anten reflektörü  
**aerial repeat dial:** anten gösterge kadranı  
**aerial resistance:** anten direnci (Anten sistemine verilen toplam gücün anten akımının karesine oranı.), anten rezistansı, anten mukavemeti, anten yayın direnci, anten direnmesi  
**aerial rope:** teleferik  
**aerial ropeway:** teleferik  
**aerial seeding:** havadan tohumlama  
**aerial short wave condenser:** anten kısa dalga kondansatörü  
**aerial shortening condenser:** anten seri kondansatörü  
**aerial shower center:** havai sağanak merkezi  
**aerial shower:** havai sağanak  
**aerial sickness:** uçak tutması  
**aerial socket:** anten yuvası, anten prizi, dalgalık yuvası, dalgalık prizi



- aerial survey:** hava haritacılığı, fotogrametri, havadan foto alımı, aerofotogrametri
- aerial surveying:** hava haritacılığı
- aerial switch:** anten anahtarı, anten şalteri
- aerial switchinn:** anten komütasyonu
- aerial syntonizing means:** anten ayarlayıcı
- aerial system:** anten sistemi
- aerial target:** hava hedefi
- aerial terminal:** anten bağlantısı
- aerial tie:** havai bağ
- aerial top dressing:** havadan gübreleme
- aerial torpedo:** hava torpili, hava torpidosu
- aerial tower:** anten kulesi
- aerial train:** hava treni, yanaşık ardarda uçan uçak grubu, havai tren
- aerial tramway:** havai tramvay
- aerial transport:** hava taşımacılığı, hava ulaştırması
- aerial transportation:** havayoluyla taşıma
- aerial triangulation:** havai nirengi
- aerial trunk:** anten giriş tüpü
- aerial tuner:** anten akortu, anten ayarı
- aerial tuning coil:** anten ayar bobini, anten ayarlama bobini
- aerial tuning condenser:** anten ayar kondansatörü
- aerial tuning control:** anten akort kontrolü
- aerial tuning inductance:** anten ayar kondansatörü, anten ayar indüktansı
- aerial tuning:** anten akortu, anten ayarı
- aerial variometer:** anten ayarlama bobini
- aerial view:** kuşbakışı
- aerial warfare:** hava savaşı, hava harbi
- aerial weight:** anten germe ağırlığı
- aerial winch:** anten makarası, anten tamburu
- aerial wire:** havai hat, havai tel, havai kablo, anten teli, hava hattı, hava iletkeni
- aerial yield:** anten verimi
- aerial:** anten, asma anten, dalgalık, uyarga; havaya ait, havayla ilgili, havada yapılan, havai, yerüstü tesisleri için kullanılan deyim, görülmez, hava ilmine ait
- aerialist:** hava cambazı, trapez cambazı
- air-core:** hava çekirdekli, hava göbekli
- air-core coil:** manyetik bir çekirdeği olmayan bobin
- air-core solenoid:** hava çekirdekli solenoit, hava göbekli solenoit

**air-core transformer:** metal olmayan bir çekirdeğe sahip olan transformatör

**air-speed transmission line:** ???

**Alford antenna:** Alford anteni (FM yayınlarında kullanılan bir anten tipi.)

**Alford loop:** Alford çerçeve anteni

**Alford slotted tubular antenna:** Alford yarıkli boru anteni

**alternating series:** alternatif seri, almaşık deney

**altitude:** yükseklik, seviye, yükselti, irtifa, rakım, kod, denizden yükseklik

**amplifier:** yükseltici, kuvvetlendirici, amplifikatör, yükselteç, gürleştirci, büyültücü (Bir kaynaktan alınan gücü, girişine beslenenden çıkışında dah fazlasını verecek şekilde kontrol eden cihaz. Güç kaynağı, mekanik, hidrolik, pnömatik, elektrik cinsinden olabilir. Elektrik

kuvvetlendiricileri aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir: 1. *lamba*: gerilimle çalışır, 2. *repetör*: özel olarak telefon devrelerinde kullanılır, 3.

*transiztör*: akımla çalışır, 4. *manyetik*: çok alçak frekanslı akımlarla

çalışır, 5. *katı hal*: bir tek yarı iletken bloku olup transistör tipinde çalışır)

**amplifier stage:** yükseltici kademesi

**amplitude-setting:** genlik belirleme\*

**amplitude-setting condition:** genlik belirleme koşulu\*

**amplitude-shift factor:** genlik kayma faktörü\*

**amplitude pattern:** genlik eğrisi\*

**anechoic room:** sessiz oda, sağır oda (İçindeki yansımalar, etkisiz bir değere indirilmiş, dolayısıyla akustik bakımdan sağırlaştırılmış oda. Bu amaçla odanın her tarafı plastik veya fiberglastan veya cam pamuğundan yapılmış piramitlerle kaplanır. Mikrofonlar üzerinde standart ölçmeler yapmak için kullanılır.)

**anechoic chamber:** sessiz oda, sağır oda (İçindeki yansımalar, etkisiz bir değere indirilmiş, dolayısıyla akustik bakımdan sağırlaştırılmış oda. Bu amaçla odanın her tarafı plastik veya fiberglastan veya cam pamuğundan yapılmış piramitlerle kaplanır. Mikrofonlar üzerinde standart ölçmeler yapmak için kullanılır.)

**angle function:** açı fonksiyonu\*

**angle layout:** açı düzenlemesi\*

**angle of incidence:** geliş açısı, gelme açısı, konum açısı

**angle step:** açı kademesi\*

**angular current:** açısal akım\*

**angular-directed wire:** açısal olarak yönlendirilmiş tel\*

**angular frequency:** açısal frekans (Periyodik bir tekrarlama hareketinin saniyede radyan olarak ifade edilen frekansı. P veya w ile gösterilen

açısal frekansı, Hz cinsinden frekansın  $2\pi$  ile çarpımıdır.) [=radian frequency]

**angular offset:** açısal sapma

**antenna adapter:** anten bağlama devresi

**antenna adcock:** Adcock anteni

**antenna amplifier:** anten amplifikatörü, anten kuvvetlendiricisi, dalgalık güçlendirici (İşaret-gürültü oranını iyileştirmek ve antenden çeşitli aletleri izole etmek için fiziksel olarak alıcı antene yakın veya içinde yerleştirilmiş bir veya daha çok geniş bantlı elektronik kuvvetlendirme katı.)

**antenna aperture:** anten açıklığı

**antenna array:** anten dizisi, anten şebekesi, kafes anten, anten düzeni (Alış veya verişte istenen yönlendirmeyi sağlamak amacıyla birden fazla antenle teşkil olunan sistem.)

**antenna assembly:** anten tümleşkesi

**antenna attenuator:** anten zayıflatıcı

**antenna baloon:** uçurtma anten

**antenna bar:** anten çubuğu

**antenna base:** anten bazı\*

**antenna beam width:** anten huzme genişliği

**antenna bearing:** anten kerterizi

**antenna board:** anten tablosu

**antenna booster:** anten amplifikatörü, anten kuvvetlendiricisi, dalgalık güçlendirici

**antenna cadre:** anten çerçevesi

**antenna capacitance:** anten kapasitansı, anten kapasitesi, anten takati (Gerilimin akımdan geri kalması halindeki anten empedansının reaktif kısmı.)

**antenna capacity:** anten kapasitesi, anten gücü

**antenna changeover switch:** anten değiştirme anahtarı, anten değiştirme şalteri, alıcı verici anten anahtarı, anten anahtarı, anten komütatörü (Anteni alıcı cihazda iken vericiye veya tersine bağlamak için kullanılan anahtar.)

**antenna choke:** anten şok bobini

**antenna circuit breaker:** anten devre kesicisi

**antenna circuit:** anten devresi, anten şebekesi (Anten içeren tüm bir elektrik devresi.)

**antenna coil:** anten bobini, anten kangalı (Anten akımı geçiren bobin.)

**antenna coincidence:** anten çakışması

**antenna condenser:** anten kondansatörü

**antenna conductor:** anten iletken, anten teli, anten ileticisi

**antenna conflict:** anten girişimi

**antenna connecting plug:** anten bağlama fişi

**antenna connection:** anten bağlantısı kuplajı, anten irtibatlaşması, anten bağlantısı

**antenna control board:** anten kumanda tablosu

**antenna cord:** anten kordonu

**antenna cording:** anten teli, anten kablosu

**antenna counterpoise:** denge, denk, denkleme kuvveti, karşı ağırlık, mukabil ağırlık, dengeleyici anten, dengeleyici tel, kontrpua, yapma toprak, anten kontrpuası (Bir antenin, toprak akımı kayıplarını büyük ölçüde azaltmak için toprak irtibatı olarak kullanılan, toprak üzerinde ve topraktan yalıtılmış, birbirine yakın yerleştirilmiş iletkenlerden meydana gelen ağ)

**antenna coupler:** anten kuplörü, anten birleştirici, anten transformatörü (Bir vericiden bir transmisyon hattına veya bir transmisyon hattından bir alıcıya verimli olarak enerji iletmek için kullanılan radyo frekansı transformatörü, ayarlı hat veya diğer bir düzen.)

**antenna coupling capacitor:** anten kuplaj kondansatörü

**antenna coupling system:** anten bağlama düzeni

**antenna coupling:** anten bağlantı kuplajı, anten bağlantısı, anten kavrama

**antenna coupling:** anten bağlaşımı (İki anten arasındaki elektromanyetik bağlaşım.)

**antenna crossection:** anten kesiti

**antenna crosstalk:** anten diyafonisi, bir antenle diğerinden alınan istenmeyen gücün, diğeriyle verilen güce oranı veya logaritması

**antenna cross-talk:** antenlerde konuşmanın karışması, anten diyafonisi (Bir antende ölçülen ve diğer bir antenden uzay yoluyla gelen enerji.)

**antenna current:** anten akımı

**antenna decrement:** anten amortismanı

**antenna detector:** anten detektörü (Uçak ekibi radarla gözlenirken onları uyarmak için bir anten ve elektronik alet içeren düzen.)

**antenna diagram:** anten diyagramı, kardioid eğrisi (Yön bulucu sistemde kullanılan çerçeve ve dikey antenlerin birlikte karakteristiğini gösteren ve kalp şeklinde olan polar diyagram.)

**antenna directivity diagram:** anten yönlendirme diyagramı, anten yönelme diyagramı (Belirli bir düzlemde çeşitli doğrultularda anten kazancıyla orantılı olan bir büyüklüğün polar veya kartezyen koordinatlarda eğri biçiminde olan diyagramı.)

**antenna director:** anten yönü

**antenna dish:** anten çanağı

**antenna double:** çift anten

**antenna double:** çifte anten

**antenna downlead:** anten iniş teli (Anten ile alıcı veya verici cihaz arasında bağlantıyı sağlayan tel.)

**antenna drive:** anten sürücü motoru

**antenna duplexer:** anten dubleksörü

**antenna earthing switch:** anten topraklama anahtarı, anten toprak anahtarı (Alıcı veya verici cihazları yıldırımdan korumak için anten ile bağlantısını kesip anteni doğrudan toprağa bağlamada kullanılan anahtar.)

**antenna effect:** anten etkisi, anten tesiri (1. Antenin simetrik olmaması nedeniyle oluşan yöneltme hatası. 2. Toprağa olan kapasitesinin asimetrik dağılması dolayısıyla, bir antenin, işaretleri farklı yönlerden algılaması.)

**antenna effective area:** anten etkin alanı (Belirli bir doğrultuda, güç kazancının dalgaboyunun karesiyle çarpılıp  $4\pi$ 'ye bölünmesiyle bulunan alan.)

**antenna effectiveness:** antenin verimliliği, antenin tesirliliği

**antenna efficiency:** anten verimi, antenin verimi, anten kapsama alanı

**antenna element:** anten elemanı, hava anteni

**antenna elevation pawl:** anten yükseltme mandalı

**antenna eliminator:** anten bağlama devresi

**antenna energy:** anten enerjisi

**antenna excitation:** anten ikazı, anten uyarması, radar uyarması

**antenna exciter:** anten sürücü (1. Bir anten dizisinde enerji kaynağına direkt bağlı olan anten elemanı, 2. Bir antenin enerji kaynağı.)

**antenna feed impedance:** anten besleme empedansı

**antenna feeder:** anten besleyici (Vericiden anteni sürmek (beslemek) için kullanılan kablo veya transmisyon hattı.)

**antenna field gain:** anten alan kazancı

**antenna field:** anten alanı (Bir antenin uzaya yaydığı elektromanyetik alan şiddetini, aynı alan şiddeti bulunan noktaları birleştiren eğriler şeklinde gösteren harita.)

**antenna frame:** anten çerçevesi

**antenna gain:** anten kazancı, dalgalık kazancı (Bir antenin maksimum enerji akısının, aynı gücü ışıyan bir dipolün oluşturduğu enerji akısına oranı.)

**antenna ground system:** anten toprak sistemi

**antenna grounding switch:** anten topraklama şalteri

**antenna guy rope:** anten germe halatı

**antenna height above average terrain:** ortalama arazi yüksekliği üzerindeki anten yüksekliği

**antenna image:** anten görüntüsü

**antenna impedance:** anten empedansı (Anten besleme hattının antene bağlandığı noktada ölçülen gerilim ile akımın kompleks oranı.)

**antenna inductance:** anten endüktansı, anten bobini (Gerilimin akımdan ileri olması halindeki anten empedansının reaktif kısmı.)

**antenna inlet tube:** anten giriş borusu

**antenna input:** antenin emdiği enerji, anten girişi, dalgalık girişi

**antenna input impedance:** anten giriş empedansı

**antenna insulator:** anten izolatörü

**antenna interval:** anten açıklığı

**antenna jack:** anten duyu

**antenna kite:** uçurtma anten

**antenna lead in insulator:** anten iniş teli yalıtkanı

**antenna lead:** anten teli

**antenna lead-in:** anten iniş teli, antenin inişi (Anten ile alıcı veya verici cihaz arasında bağlantıyı sağlayan tel.)

**antenna length:** anten uzunluğu, dalgalık uzunluğu

**antenna lens:** anten merceği

**antenna load:** anten yükü, yapma yük (1. Yapma yük, 2. Antenin vericiye gösterdiği yük empedansı.)

**antenna loading coil:** anten akort bobini

**antenna loading:** 1. Antenin elektriksel uzunluğunu belirleyen antenle seri endüktans veya kapasite miktarı, 2. Antenin elektriksel uzunluğunu artırmak için anteni yükleme.

**antenna mast:** anten direği, taşıyıcı direk, anten teli

**antenna matching:** anten eşleme (Antenin empedansının kendi transmision hattının karakteristik empedansına eşit olması için yapılan empedans ayarlama işlemi.)

**antenna-matching network combination:** anten eşlemeli devre bileşimi\*

**Antenna Modelling Program (AMP):** Anten Modelleme Programı (AMP)

**antenna mount:** anten taşıyıcı

**antenna noise:** anten gürültüsü

**antenna oscillation:** anten salıntısı, anten osilasyonu, anten titreyişi

**antenna pattern type:** anten yayın biçimi

- antenna pattern:** anten eğrileri, ışınma eğrileri, anten yayın biçimi, radyasyon eğrileri (Bir kaynağın yaptığı ışınmanın uzayda dağılım şeklini veren eğriler.)
- antenna performance:** anten performansı\*
- antenna pick-up:** anten gürültüsü
- antenna pole:** anten direği
- antenna power gain:** anten güç kazancı (Belirli bir doğrultuda bir antenin güç kazancı, bu doğrultudaki radyasyon şiddetinin antene verilen toplam güce oranının  $4\pi$  katıdır.)
- antenna power:** anten gücü, anten takati (Antene verilen radyo frekansı gücü.)
- antenna proximity zone:** antene yakınlık bölgesi
- antenna radiation resistance:** anten yayın direnci
- antenna ranges:** antenlerin erimi, antenlerin kullanım mesafesi
- antenna reactance:** anten reaktansı
- antenna reel:** anten makarası
- antenna reflector:** anten reflektörü
- antenna relay:** anten rölesi
- antenna repeat dial:** anten gösterge kadranı
- antenna resistance:** anten direnci, anten verim kaybı, anten mukavemeti, anten direnmesi (Anten sistemine verilen toplam gücün anten akımının karesine oranı.)
- antenna resonant frequency:** anten rezonant frekansı
- antenna ribbon:** anten şeridi
- antenna rotator:** anten döndürücü, anten motoru
- antenna scanner:** anten tarayıcı (Bir anten dizisinin yansıtıcı elemanlarını bir arada gösterecek şekilde hareket eden ve böylece istenen bir alan diyagramı üreten mikrodalga besleme huni anteni.)
- antenna selector:** anten ayırıcısı
- antenna series capacitor:** anten seri kondansatörü
- antenna size:** anten boyutu\*
- antenna socket:** anten yuvası, dalgalık yuvası
- antenna spacing:** anten aralığı
- antenna strand:** örgü anten iletkeni
- antenna switch with fuse:** sigortalı anten anahtarı, sigortalı anten komütatörü
- antenna switch:** anten anahtarı, anten komütatörü
- antenna system:** anten sistemi
- antenna terminal:** anten kutbu
- antenna tilt error:** anten eğim hatası

- antenna tower:** anten direği
- antenna transformer:** anten transformatörü
- antenna trunk:** anten giriş tüpü
- antenna tuning capacitor:** anten akort kondansatörü
- antenna tuning control:** anten akord kontrolü
- antenna tuning:** anten ayarı, anten akordu
- antenna voltage:** anten voltajı
- antenna winch:** anten vinci
- antenna wire:** anten teli
- antenna yard:** anten sereni
- antenna:** alıcı, uyurga, dalgalık, anten
- antenna-shortening capacitor:** anten kısaltma kondansatörü, anten ayırma kondansatörü (Anten ile toprak arasındaki empedansı küçültmek için antene seri bağlanan kondansatör.)
- anti-fading antenna:** antifading anten (daha büyük elevasyon açılarındaki radyasyon fadingini azaltmak için radyasyonu küçük elevasyon açılarıyla sınırlamak amacıyla tasarlanan bir anten)
- anti-static aerial:** antistatik anten
- anti-static antenna:** anti-statik anten (İşaretleri alan kısmı girişim alanının mümkün olduğu kadar dışına yerleştirilmiş ve alıcıya ekranlı kablo ile bağlı anten.), statik önler anten
- antiresonance:** antirezonans, paralel rezonatör, akım rezonansı (Paralel bağlanmış iki vey adaha çık empedans için maksimum empedans koşulu.) [parallel impedance]
- apartment loop:** apartman çerçeve\*
- aperiodic aerial:** aperiyojik anten
- aperiodic antenna:** rezonanssız anten (Geniş bir frekans sahası içinde yüksek verimle çalışabilen anten), aperiyojik anten, titremesiz anten, seyremesiz anten
- applied field:** uygulamalı alan\*
- arc current:** ark akımı
- arc-length step:** yay uzunluğu kademesi\*
- arc segment:** ark segmenti\*
- arc step:** yay kademesi\*
- array:** dizilim
- artificial aerial:** yapay anten, yapma anten, suni anten (Enerji yaymayan fakat esas anten ile aynı karakteristiğe sahip, direnç kondansatör ve bobin elemanlarının uygun tertibi ile yapılmış anten)



**artificial antenna:** yapay anten, yapma anten, suni anten (Enerji yaymayan fakat esas anten ile aynı karakteristiğe sahip, direnç kondansatör ve bobin elemanlarının uygun tertibi ile yapılmış anten)

**artificial earth:** yapma toprak (Bir antenin, toprak akımı kayıplarını büyük ölçüde azaltmak için toprak irtibatı olarak kullanılan, toprak üzerinde ve topraktan yalıtılmış, birbirine yakın yerleştirilmiş iletkenlerden meydana gelen ağ)

**atmospheric noise:** atmosferik gürültü, parazit (Radyo alıcılarında atmosferik olaylar sonucu alınan parazit işaretlerin oluşturduğu gürültü sesi.)

**attenuation:** zayıflama

**attenuator:** zayıflatıcı

**audio amplifier:** ses yükseltici, ses frekanslı amplifikatörü, ses frekanslı yükseltici, odyoamplifikatör, odyofrekans amplifikatörü, işitsel yükselteç, ses gürleştirici [**audio frequency amplifier**]

**audio band:** duyulabilir ses titreşimleri aralığı

**audio-frequency amplifier:** ses frekans kuvvetlendiricisi, ses frekanslı amplifikatörü, ses frekanslı yükseltici, (İşitilebilen frekans bandını veya bunun bir kısmını kuvvetlendiren kuvvetlendirici.) [**audio amplifier**]

**Average Power Gain (APG):** Ortalama Güç Kazancı

**average gain test:** ortalama kazanç testi

**average gain:** ortalama kazanç

**axial separation:** eksenel ayırım\*

**azimuth:** azimut, semt, açıklık, güney açısı

**azimuth pattern:** azimut model\*

## B

**back lobe:** arka lob\*

**back voltage:** ters voltaj\*

**balanced aerial:** dengelemeli anten (İstenen işaret dışında gelen girişim işaretlerini algılayan alıcı anten), denkleştirme anteni

**balanced antenna:** dengelemeli anten (İstenen işaret dışında gelen girişim işaretlerini algılayan alıcı anten), denkleştirme anteni

**balanced feed:** dengeli besleme\*

**balancing aerial:** dengelemeli anten, dengeleme anteni, denkleme anteni

**balancing antenna:** dengelemeli anten (İstenen işaret dışında gelen girişim işaretlerini algılayan alıcı anten), denkleştirme anteni

**balun:** balun, dengeli, dengesiz transformatör

**band center:** band merkezi (Bir frekans bandının sınırları arasındaki geometrik ortalama.)

**band noise:** bant gürültüsü\*

**band radio:** radyo yayını\*

**bandwidth:** bant genişliği

**barrel loop:** namlu anten\*

**base bias:** temel polarizasyon (Bir transistörün bazına bağlanan elektrot.)

**base coil:** baz sarım\*

**base collector:** baz toplayıcı, baz kolektör

**base current:** baz akımı

**base design:** temel dizayn\*

**base of antenna:** anten bazı\*

**base structure:** baz yapı, temel yapı

**base tuning:** baz ayarlama\*

**base wire:** baz alınan tel\*

**basic loop:** temel çerçeve

**basic loop almost-circle:** yaklaşık daire şeklindeki temel çerçeve\*

**basis function:** temel fonksiyon\*

**batch file:** toplu iş dosyası, toplu dosya, toplu iş kütüğü, toptan iş dosyası (Peş peşe işleme sokulacak işleri içeren dosya.)

**beacon:** 1. işaret istasyonu; 2. gemiler ve uçaklarda yer göstermek için üretilen işaret [**radio beacon**]

**beam aerial:** hüzme anten (Çok keskin yönlendirilmiş bir anten.), verici anten, yöneltici anten, yöneltilmiş anten, tevcihli anten, radyofar anten, huzmeli anten, şualı anten

**beam antenna:** hüzme anten (Çok keskin yönlendirilmiş bir anten.), verici anten, yöneltici anten, yöneltilmiş anten, tevcihli anten, radyofar anten, huzmeli anten, şualı anten

**beam array:** huzme anten dizisi (Yönlendirilme özelliğine göre yerleri tayin edilmiş hüzme antenlerden müteşekkil anten dizisi.), şua demeti, huzme demeti

**beamwidth:** ışın genişliği, ışın genişliği, huzma genişliği, huzme genişliği, şua genişliği

**Bellini-Tosi antenna:** Bellini-Tosi anteni (Kesişen iki çerçeve ihtiva eden bir yönlü anten. En büyük alışı doğrultusu birç gonyometre ile kontrol edilir.)

**bent aerial:** kıvrık anten

**bent antenna:** kıvrık anten

**beverage antenna:** dalga anteni (Dalğanan geliş doğrultusuna yatay olarak konulmuş gergin bir tel şeklindeki alıcı anten.)

**bias current:** bias akım, önakım (Bir yarı iletken elemanın, manyetik kuvvetlendiricinin, teyp cihazının, vb. en uygun çalışma noktasında çalışmasını kontrol eden ve işaret yokken sistemi besleyen akım.)

**bias-point:** çalışma noktası

**biconical antenna:** çift konili anten, çift konik anten

**biconical horn:** çift konili anten, çift konik anten (Bir koaksiyal kablo ile sürüldüğünde yatay yönde düzgün ışımaya yapan uç uca yerleştirilmiş iki koniden müteşekkil anten.), çift korna

**bit of code:** kod biti\*

**BJT:** BJT\*

**body effect:** gövde etkisi\*

**boost:** bir ses sisteminde bas cevabı destekleyerek bağıl şiddeti artırmak; aşağıdan yukarıya itiş, ileriye itiş, basıncı artırma, destek, katma, takviye, övme, reklam, yadım, akım gücünü artırmak, altına desteklemek, amplifiye etmek, aşağıdan yukarıya iterek kaldırmak, desteklemek, şişirmek, voltajını yükseltmek

**bound charge:** yüzey yükü (Zıt kutuplu bir yükün bulunuşu nedeniyle buna bağlı olarak durgun halde bulunan yük.) [**surface charge**]

**boundary effect:** sınır etkisi\*

**boundary surface:** sınır yüzeyi, ayırıcı yüzey

**box parameter:** kutu parametresi\*

**broadband antenna:** geniş bantlı anten (Geniş bir frekans bandını alabilen anten), her dalga anteni

**broadband LC theory:** geniş bant LC teorisi

**broadband transmission-line network:** geniş bant iletim hattı ağı\*

**broadcast band:** yayım bandı

**broadcasting antenna:** verici anten, yayma anteni, radyo yayın anteni, radyo verici anteni

**broadside antenna:** enine anten dizisi (Elektromanyetik enerjinin alınış veya verilmiş yönü sürücü anten elemanının doğrultusunda olan anten dizisi.)

**broadside array of antennas:** enine anten sistemi

**broadside array:** enine anten dizisi (Elektromanyetik enerjinin alınış veya verilmiş yönü sürücü anten elemanının doğrultusunda olan anten dizisi.)

**broadside directional antenna:** geniş açıklıklı anten şebekesi

**built in:** yerleşik

**built-in:** yerleşik

**built-in text editor:** yerleşik metin editörü

**buried antenna:** gömme anten (Telleri toprak altına gömülmüş anten.), yeraltı anteni

## C

**cake antenna:** kafes anten (Bakır kayıplarını azaltmak ve etkin kapasiteyi artırmak amacıyla tasarlanmış paralel bağlı tellerin birç kafes biçiminde tertiplendiği anten tipi.)

**cancelling fields:** birbirini iptal eden alanlar\*

**cancellation:** iptal

**cap:** kep, kablo başlığı (Haberleşme kablolarının uçlarına, kablo çekirdeğinin dış ortamdan yalıtılması için takılan başlık.) başlık, büyük harf, saplama, kapak, dış kapak, şapka, dip, diplik, sütun başlığı, başlık geçirmek

**capacitor:** kondansatör, kapasitör, kondensatör, meksefe, yoğunlaç, sığaç, tutucu, alıkoyucu, toplayıcı (Kapasitesi olan elektrik elemanı, aralarında bir dielektrik bulunan iki iletken levhadan müteşekkil olup dielektrik olarak boşluk, kâğıt, mika, cam, hava, plastik, seramik, vb. kullanılır. Levhalar arasına tatbik edilecek gerilim dielektriğin delinme gerilimine bağlıdır. Sabit veya ayarlı tipten olabilir. Ayarlı kondansatörler genellikle akord devrelerinde kullanılır.)

**capacitor loaded:** kapasitör yüklü\*

**capacity earth:** yapma toprak (Bir antenin, toprak akımı kayıplarını büyük ölçüde azaltmak için toprak irtibatı olarak kullanılan, toprak üzerinde ve topraktan yalıtılmış, birbirine yakın yerleştirilmiş iletkenlerden meydana gelen ağ), toprak kapasitesi

**cardioid diagram:** kardiod eğrisi, kalp eğrisi (Yön bulucu sistemde kullanılan çerçeve ve dikey antenlerin birlikte karakteristiğini gösteren ve kalp şeklinde olan polar diyagram.)

**carrier return:** satırbaşı

**Cassegrain antenna:** Cassegrain anteni (Bir odaktan çıkan radyasyonların bir yüzey tarafından (örneğin bir parabol) paralel hale getirildiği ve yine başka bir yüzey ile yansıtıldığı anten.)

**cavity resonance:** kavite rezonansı, boşluk rezonansı

**cell phone:** zzzz

**center-driven monopole (CDM):** merkezden tahrikli tek kutuplu anten\*

**center-driven:** merkezden tahrikli\*

**center frequency:** anma frekansı, sükunet frekansı, nominal frekans

**center loading:** merkez yükleme\*

**centred coil:** merkezlenmiş sarım\*

**charge condition:** yük koşulu\*

**charge continuity:** şarjın sürekliliği, şarjın kesintisizliği\*

**charge density:** yük yoğunluğu (Bir cismin dış yüzeyine dağılmış yük miktarının yüzeye oranı.)

**charge-and-conductor system:** yük ve iletken sistemi\*

**charge discontinuity:** şarj kesintisi\*

**charge discontinuity model:** kesintili yük modeli

**charge-distribution:** yük dağılımı

**charge-pairs:** yüklü çift

**Chireix-Mesny antenna:** Chireix-Mesny anteni (Bir kare ve köşegenlerine yerleştirilmiş benzer yansıtıcı anten dizisi.)

**Chireix-Mesny coaxial antenna:** Chireix-Mesny koaksiyel anten

**choke balun:** şok bobinli balun\*

**choke:** hava giriş sürgüsü, hava kelebeği, kesme, kısma sürgüsü, kısma valfi, şok, tıkaç, tıkama, boğucu, jikle, kısıcı, starter, yol verici, boğucu bobin, şok bobini, tıkaç bobini, bastırmak, boğulmak, gaz kısmak, tıka basa doldurmak, tıkamak, tıkanmak, boğmak, kısmak, nefes alamamak

**chord wire:** kord teli\*

**circuit empedance:** devre empedansı\*

**circuit loss:** devre kaybı\*

**circuit noise:** devre gürültüsü

**circuit power:** elektrik devresinde bir güç, elektrik devresi gücü

**circuit resonance:** devre rezonansı\*

**circular loop:** dairesel çevrim

**circular polarization:** dairesel polarizasyon, dairesel kutuplaşma (Elektromanyetik dalganın elektrik ve manyetik alanlarının herbirinin birbirine dik açılı iki bileşene sahip olduğu zamanki kutuplaşma.)

**circulating current:** çevrim akımı, devridaim akımı, devrim akımı (Tam bir devrenin çevre kollarından akan akım.)

**citizen band:** sivil radyo yayın bandı

**claimed directivity:** istenen yönelme\*

**clipping:** kırpma, kırılma, kırkma, kırpıntı, talaş, oyma makinesi (1.

Telefon transmisionunda devreyi ötmeden korumak için gerekli olan ses-anahtarının çalışmasından dolayı baştaki veya sondaki konuşma seslerinin kaybolması, 2. Bir sistemde girişe gelen yüksek seviyeli işaretlerin sebep olduğu aşırı yüklenmeden dolayı çıkış işaretinin tepelerindeki kesilmeler şeklindeki distorsiyon.)

**close dipol:** kapalı dipol\*

**close-in field point:** kapalı alan ölçme noktası\*

**closed-wire antenna:** kapalı telli anten\*

**code block:** kod bloğu\*

**coefficient:** katsayı, misli, emsal

**coil:** bobin, demet, kangal, serpantin, roda, halka, sargı, halka şeklinde kıvrılmış saç; sarmak, sarılmak, roda etmek, bobin yapmak, kıvrırmak, kangallamak, kangal halinde sarmak, kanırmak, kıvrırmak, çöreklemek

**coil aerial:** çerçeveli anten

**coil antenna:** çerçeveli anten

**coil arm:** bobin kolu

**coil current:** sarımlardaki akım\*

**coil inductance:** sargı indüktansı, bobin indüktansı\*

**coil loading:** bobinle yükleme, bobin vasıtasıyla doldurma

**coil loss resistance:** sargı kayıp direnci\*

**coil reactance:** bobin reaktansı

**coil resistance:** sargı direnci (Bir bobinin belli bir sıcaklıkta uçtan uca toplam direnci.)

**coil resistor:** sargı direnci\*

**coil-loaded antenna:** bobin yüklemeli anten\*

**collector:** toplayıcı, kolektör (1. Görevlerini tamamlamış elektronları toplayan elektrot, örneğin ekran ızgara, 2. Bir transistörün taşıyıcı akımını alan dış kısmı.)

**collector current:** kolektör akımı (Bir transistörde uygun ön gerilim uygulandığında kolektörden akan akım.)

**command prompt:** komut bekleme işareti, komut istemi

**command window:** komut penceresi

**comment:** yorum, açıklama

**comment end:** açıklamanın sonu

**compilation:** derleme

**complex function:** kompleks fonksiyon, karmaşık değerli fonksiyon, karmaşık değerli işlev

**complex number:** kompleks sayı, karmaşık sayı, mürekkep sayı, karışık sayı (Yön özelliği olan ve  $z = x + jy = r(\cos\theta + j\sin\theta)$  denklemleriyle belirtilen sayılar olup burada  $j = (-1)^{1/2}$ ,  $\theta$  argüman veya faz,  $r$  ise genlik veya modüldür.) **[real number]**

**complex plane:** kompleks düzlem, karmaşık düzlem

**complex valued function:** kompleks değerli fonksiyon, karmaşık değerli fonksiyon, karmaşık değerli işlev

**component function:** bileşenleri tanımlayan fonksiyon\*

**composite antenna:** bileşik anten\*

**composite dipol:** bileşik dipol\*

**composite material:** kompozit malzeme, karma gereç

**composite source:** bileşik kaynak\*

**conductance:** iletkenlik, kondüktans, nakil kabiliyeti (Bir malzemenin gerilim uygulanmasında içinden akım akmasına mücade etme özelliği. Direncin karşısı olup mho ile ölçülür.)

: iletken kabuk muhafaza\*

**conductively lossless:** iletkenlik açısından kayıpsız\*

**conductivity:** özgül iletkenlik, iletkenlik, nakil kabiliyeti, iletme kabiliyeti, nakiliyet (1. Kenarları 1 cm olan bir küpün karşılıklı iki yüzü arasında belirli sıcaklıktaki iletkenliği olup özgül direncin karşısıdır. 2. Bir akustik delikten geçen hava akımı ile akustik potansiyel farkı arasındaki oran.)

**conductor loss:** iletken kaybı\*

**conjugate matched:** karşılıklı eşlendirilmiş

**constant magnitude:** sabit büyüklük

**continuity equation:** süreklilik denklemi

**contrawound toroidal helix antenna (CTHA):** ters sarımlı toroid heliks anten\*

**contrawound:** ters sarımlı\*

**convergence:** yakınsama, bir noktaya yaklaşma, doğruların birbirine yakın gelmesi, tavan oturması

**copper loss:** bakır kaybı

**core:** çekirdek (1. Bir bobinin endüktansını artıran magnetik malzeme. 2. Bir atomda nükleu'lar ve tamamlanmış elektron kabuklarının tümü. 3. Bir nükleer reaktörün fizyon olabilen malzemeyi içinde bulunduran kısmı.)

**cross-modulation:** çapraz modülasyon (Doğrusal olmayan bir ortamda gönderilen iki taşıyıcı dalgadan birinin modülasyon zarfının diğeri üzerindeki modülasyon etkisi.)

**cosecant antenna:** kosekant anteni (Radyasyon eğrisi geniş bir açı içinde kosekant eğrisine benzeyecek şekilde olan anten)

**cosecant squared antenna:** kosekant kare şeklinde ışın yayan anten

**counterpoise antenna:** yapma toprak (Bir antenin, toprak akımı kayıplarını büyük ölçüde azaltmak için toprak irtibatı olarak kullanılan, toprak üzerinde ve topraktan yalıtılmış, birbirine yakın yerleştirilmiş iletkenlerden meydana gelen ağ)

**counterpoise:** denge, denk, denkleme kuvveti, karşı ağırlık, mukabil ağırlık, dengeleyici anten, dengeleyici tel, kontrpua, yapma toprak (Bir antenin, toprak akımı kayıplarını büyük ölçüde azaltmak için toprak irtibatı olarak kullanılan, toprak üzerinde ve topraktan yalıtılmış, birbirine yakın yerleştirilmiş iletkenlerden meydana gelen ağ) **[artificial earth, capacity earth, counterpoise antenna]**

**crossing:** çaprazlama (Haberleşme hatlarının dengelenmesi için bir devre çiftinin ek noktasında bir başka devre çiftine bağlanması metodu.)

**crossover:** geçiş, geçit, köprü, aşma deveboynu

**CTHA antenna:** CTHA anten

**cubical antenna:** kübik anten (Radyasyon elemanları bir kübün kenarlarını meydana getirecek şekilde dizilmiş anten.)

**current coefficient:** akım katsayısı

**current crowding:** akım kümelenmesi\*

**current density:** akım yoğunluğu, akım kesafeti, akım şiddeti, akım yeğinliği

**current distribution:** akım dağılımı, akım tevzii, akım dağılışı

**current element antenna:** akım elemanlı anten\*

**current element radiation resistance:** akım elemanı radyasyon direnci\*

**current feed:** akımla besleme (Bir antenin rezonans yapan kısmındaki en büyük akım değerli noktaya yüksek frekans gücünün verilmesi.), akım kaynağı

**current gain:** akım kazancı (Bir transistörde, sabit gerilim altında kolektör akımındaki değişimin bunu meydana getiren emitör akımındaki değişmeye oranı.)

**current length:** akım-uzunluk\*

**current matrix equation:** akım matris denklemi\*

**current matrix:** akım matrisi\*

**current maximum:** maksimum akım\*

**current-generated field:** akımın üretildiği alan\*

**current output:** akım çıkışı, ceryan çıkışı, akım verme, akım verilmiş hat

**current sheet:** ince akım tabakası\*

**current swing:** akım salınımı\*

**curtain antenna:** perde anten (İlk huzme sisteminde olduğu gibi bir düzlem içinde çok miktarda dikey yansıtıcıları bulunan anten.)

**curtain array:** perde anten sistemi

**curve fit equation:** eğriyle uyumlu denklem

**curve fitting:** eğri uydurma, eğrilerle uyumlu hale getirilmesi\*

**curved reflector:** eğri reflektör

**cycle:** salınım, çevrim, devir, devir yapmak; dönme, bisiklet, dizi, dolaşım, dönem, dönüş, motosiklet, saykıl; siklus, terbiyede bir devrede geçmek; bisiklete binmek

## D

**data fit:** veri uyumu\*



**data sheet:** veri listesi

**decade:** onluk, dekad (10:1'in herhangi bir oranı.)

**declaration:** bildirim\*

**decomposition method:** ayrıştırma yöntemi\*

**demagnetization factor:** mıknatıslığın giderilme katsayısı (N ile verilen bu katsayı yapının geometrik şekline bağlı olup  $N = \Delta H/I$  formülüyle bellidir. Burada  $\Delta H$  mıknatıslığı giderici alan, I mıknatıslanma şiddetidir.)

**denominator:** payda

**descriptive comment:** betimleyici açıklama

**design considerations:** dizayn sırasında göz önünde bulundurulması gerekenler

**destructive interference:** bozucu girişim\*

**device under test (DUT):** test edilmekte olan cihaz (DUT)

**dielectric:** dielektrik, yalıtkan, içyükül yalıtkan, elektrik akımlarını geçirmez, mücerrit, dielektrik, izole, yalıtkan madde veya araç (Sürekli bir elektrik alanı tutabilen ve böylece yalıtıcı olan katı, sıvı veya gaz cisim.)

**dielectric antenna:** dielektrik anten (Gerekli radyasyon alanının prensip olarak iletken olmayan dielektrikten elde edildiği anten.)

**differential length:** diferansiyel uzunluk\*

**dip:** manyetik sapma (Dikey düzlemde yerin manyetik alanının bileşke doğrultusu ile yatay doğrultu arasındaki açı.) [**inclination**]

**dipole aerial:** dipol anten (Yarım dalga boyunda, ortasından beslenen düz bir iletken anten.), iki kutuplu anten, çift kutuplu anten

**dipole antenna:** dipol anten (Yarım dalga boyunda, ortasından beslenen düz bir iletken anten.), iki kutuplu anten, çift kutuplu anten

**dipole capacitance:** dipol kapasitans\*

**dipole resistance:** dipol direnç\*

**dipole:** çift kutuplu anten, dipol, çift ucay, ikiz kutup

: ZZZZ

**direct wave:** direkt dalga (Transmisyonun, vericiden çıktıktan sonra, iyonosfer tabakalarından yansıma yapmaksızın doğruca alıcıya gitmesi.)

**direct ray, ground ray, ground wave**

**direct ray:** direkt dalga (Transmisyonun, vericiden çıktıktan sonra, iyonosfer tabakalarından yansıma yapmaksızın doğruca alıcıya gitmesi.)

**direct wave, ground ray, ground wave**

**direct wave:** direkt dalga (Transmisyonun, vericiden çıktıktan sonra, iyonosfer tabakalarından yansıma yapmaksızın doğruca alıcıya gitmesi.)

**direct ray, ground ray, ground wave**

**directional aerial:** yönlü anten (alış ve veriş özellikleri belirli bir doğrultuda yoğunlaşmış anten.), yön bulma anteni, yönelmiş anten, cihet bulucu anten, yönetici anten, tevcihli anten, yönelmeli dalgalık, yönelmeli anten

**directional antenna:** yönlü anten (alış ve veriş özellikleri belirli bir doğrultuda yoğunlaşmış anten.), yön bulma anteni, yönelmiş anten, cihet bulucu anten, yönetici anten, tevcihli anten, yönelmeli dalgalık, yönelmeli anten

**directionality:** yönsemelilik\*

**directive aerial:** yöneltmeli anten, tevcihli anten, yönelici anten, yönelen anten, bir yöne çevrilmiş anten

**directive antenna:** yöneltmeli anten, tevcihli anten, yönelici anten, yönelen anten, bir yöne çevrilmiş anten

**directive gain:** yönelme kazancı (Verilen bir doğrultudaki radyasyon şiddetinin, antenden çıkan toplam güce oranıyla  $4\pi$  değerinin çarpımı)

**directivity:** yönelme yeteneği, yöneltme yönlülüğü (Yönlü bir antenin, hoparlörün, mikrofonun radyasyonun belli bir yönde toplanma derecesinin dB olarak ölçüsü.)

**director:** yönlendirici (Anten dizisinin önünde, dizinin aynı doğrultudaki yönelticiliğini arttırmaya yarayan serbest rezonanslı dipol eleman.)

**disc loaded:** disk yüklü\*

**discone aerial:** düşey konili anten (Geniş bir frekans bandında çok sabit sürücü empedans gösteren ve VHF transmisyonda kullanılan düşey konili anten.), disk-koni anten, boru şeklinde anten

**discone antenna:** düşey konili anten (Geniş bir frekans bandında çok sabit sürücü empedans gösteren ve VHF transmisyonda kullanılan düşey konili anten.), disk-koni anten, boru şeklinde anten

**discrete charge:** ayrık şarj\*

**displacement field:** yer değiştirme alanı\*

**dissipated power:** kaybedilen kuvvet\*

**distance covered:** mesafe içerikli\*

**distributed-element:** dağınık elemanlar

**diversity:** tip değişikliği

**domain:** alan, etki alanı

**dot product:** nokta çarpımı

**double antenna:** çift anten

**double-precision arithmetic:** çift duyarlıklı aritmetik (Bir sayıyı göstermek üzere iki bilgisayar kelimesinin yanyana kullanılması.)

**doublet antenna:** dipol anten, çift anten

**doughnut loop:** toroit çevrim\*

**doughnut:** halka bobin, toroit

**drain current:** boşalma akımı\*

**drive element:** tahrik elemanı\*

**drive wire:** tahrik teli\*

**driven segment:** sürücü segment\*

**driving voltage:** tahrik gerilimi

**dual antenna:** ikili anten\*

**dumb aerial antenna:** dilsiz anten (Vericinin sustuğu peyotla çıkış gücünü yutmak için kullanılan, yayının özelliği olmayan rezistif devre), aperiyodik anten

**dummy aerial:** yapma anten, suni anten (Enerji yaymayan fakat esas anten ile aynı karakteristiğe sahip, direnç kondansatör ve bobin elemanlarının uygun tertibi ile yapılmış anten), yardımcı anten

**dummy antenna:** yapma anten, suni anten (Enerji yaymayan fakat esas anten ile aynı karakteristiğe sahip, direnç kondansatör ve bobin elemanlarının uygun tertibi ile yapılmış anten), yardımcı anten

**dummy load:** anten yükü, yapma yük (Besleme hattını veya vericiyi yüklemeye, özellikle ölçmelerde kullanılan devre.)

**duplicated:** kopyalanmış, çiftleştirilmiş\*

## E

**earth ground:** toprak yüzeyi\*

**earthed aerial antenna:** topraklanmış anten (Alt ucu topraklanmış Marconi anteni.)

**earthed antenna:** topraklanmış anten (Alt ucu topraklanmış Marconi anteni.)

**earthing switch:** topraklama anahtarı (Herhangi bir anteni kullanılmadığı zamanlar, yıldırımdan veya statik yüklenmeden korumak için toprağa bağlayan anahtar.)

**eddy current:** girdaplı akım, indüksiyon akımı, Foucault akımı, fukolt akımı, burgaç akım (Manyetik alanı bağıl olarak hareket ettirerek veya değiştirerek iletken bir malzemede endüklenmesi sağlanan bölgesel akımlar.)

**edge-driven monopole (EDM):** kenardan tahrikli tek kutuplu anten (EDM)\*

**edge-driven:** kenardan tahrikli\*

**effective:** etkin, efektif\*

**effective antenna height:** etkin anten yüksekliği (Metre olarak yükseklik, antene gelen alan şiddeti (metre başına volt) ile çarpılırsa Vat olarak

- elektromotor kuvveti elde edilir. Etkin anten yüksekliği, fiziksel boyutlardan küçüktür.)
- effective area:** etkin alan, efektif alan
- effective height:** etkin yükseklik, etkili yükseklik, tesirli yükseklik
- effective length:** etkili uzunluk, etkin boy, etkili yükseklik
- effective Q:** efektif Q, etkili Q\*
- efficiency:** etkililik
- electric displacement:** elektriksel yer değiştirme (Birim alanda, akı yönüne dik olan elektrik akısı.)
- electric displacement field vector:** elektriksel yer değiştirme alan vektörü
- electric displacement vector:** elektriksel yer değiştirme vektörü
- electric field:** elektrik alanı, elektriksel alan, elektrik sahası (Elektrik yüküne kuvvet uygulayan bölge)
- electric field intensity:** elektrik alan yoğunluğu, elektrik alan kuvveti, elektrik alan şiddeti
- electric field magnitude:** elektrik alanın genliği
- electric-field null:** elektrik alan boşluğu\*
- electric field strength:** elektrik alan şiddeti, elektriksals alan kuvveti
- electric force:** elektriksel güç
- electric force field:** elektrik güç alanı, elektriksel güç alanı
- electric force field vector:** elektrik güç alan vektörü
- electric noise:** elektrik gürültü
- electrical length:** elektriksel uzunluk (Dalgaboyu, radyan veya derece ile ifade edilen uzunluk.)
- electrical noise:** elektriksel gürültü (İletim sisteminde diyafoni harici elektriksel enerjilerden doğan arzu edilmeyen gürültüler.)
- electrically short:** elektrik açısından kısa elektriksel olarak kısa\*
- electrically small antenna:** elektrik açısından küçük anten\*
- electrically small:** elektrik açısından küçük
- electromagnetic horn:** elektromanyetik huni
- electromagnetic noise:** elektromanyetik gürültü
- element value:** esas değer\*
- elevation:** açısals yükseklik, irtifa dümeni, elevasyon (Dünya yüzeyine dik olan açısals konum.)
- elevation sweep:** yükseklik sapması\*
- elliptic polarization:** eliptik polarizasyon (İçinde elektrik ve manyetik alanlar uzayda birbirine dik ve 90° faz farklı iki bileşeni kapsayan manyetik dalganın polarizasyonu.)
- emitter:** transmitter, emitör, fişkirtıcı, su memesi
- enclosure:** birşelme, muhafaza, sandıklama

**end basis function:** temel uç fonksiyonu\*

**end body:** zzzz

**end cap:** uç başlığı\*

**end-fed vertical antenna:** seri beslenen düşey anten

**end-fire aerial array:** maksimum ışın, anten eksenini doğrultusunda olacak şekilde yapılmış doğrusal anten dizisi

**end-fire array:** yagi anteni, yagi dalgalığı, boyuna dizi, boyuna anten dizisi

**end frame:** uç kafes\*

**end load:** uç yükü\*

**end loaded:** uçtan yüklemeli

**end loaded whip:** uçtan yüklemeli kamçı\*

**end-on aerial array:** maksimum ışın, anten eksenini doğrultusunda olacak şekilde yapılmış doğrusal anten dizisi

**end-on directional antenna:** yagi anteni, yagi dalgalığı

**end value:** uç değeri, uç değeri\*

**enforcement point:** uygulama noktası\*

**entire-domain basis function:** etki alanı temel fonksiyonu\*

**equal area rules:** eşit alan kuralları\*

**equivalent circuit:** eşdeğer devre (Direnç, self ve kondansatörlerden oluşup, uç akım ve gerilimleri bakımından başka bir devre ya da düzene denk olan.)

**equivalent circuit series:** eşdeğer devre serileri

**equivalent height:** eşdeğer yükseklik (Tam iletken zemine dikilmiş ideal antenin üniform dağılmış akım taşınması halinde, bu akımın normal bir antenin maksimum akımına eşitliği durumunda, eşit güç yayması için yüksekliği.)

**even symmetry:** çift simetri\*

**excess reactance:** fazladan reaktans\*

**excitation segment:** uyarı segmenti\*

**executable:** çalıştırılabilir, işletilebilir, yürütülebilir

**exponential:** üstel, eksponansiyel

**exponential phase:** üstel faz, eksponansiyel faz

**exponent:** üs, on sayısının kuvveti

**extended coax monopole:** büyütülmüş koaksiyel monopol\*

**external current:** dış akım

**external current wave:** dış akım dalgası

**external noise:** harici gürültü\*

**external reactance:** dış reaktans, dış reaktif direnç

**external reactor:** dış reaktör

## Extremely Low Frequency (ELF): Ekstra Düşük Frekans (ELF)

### F

**fan aerial:** yelpaze anten, çerçeve anten

**fan antenna:** yelpaze anten (Yelpaze biçiminde düşey tellerden oluşturulan anten tipi.), çerçeve anten

**fan-shaped aerial:** yelpaze anten, çerçeve anten

**fan-shaped antenna:** yelpaze anten, çerçeve anten

**far-zone:** uzak alan\*

**far field:** uzak alan

**fast wave:** hızlı dalgalar

**fat monopole:** kalın tek kutuplu anten, kalın monopol anten\*

**feature-based parameter:** özelliklere dayalı parametre\*

**feed gap:** besleme açıklığı\*

**ferrite rod antenna:** ferrit anten, küçük alıcı anten

**ferrite rod inductance:** ferrit çubuk indüktansı\*

**ferrite rod loss:** ferrit çubuk kaybı\*

**ferrite rod normalized force field:** ferrit çubuk normalleştirilmiş kuvvet alanı\*

**ferrite rod spot permeability:** ferrit çubuk nokta geçirgenliği\*

**ferrite rod:** ferrit çubuk

**ferrite:** ferrit, demir filizi

**field-absorbing:** alan absorb eden\*

**field-absorbing cone:** alan absorb eden koni\*

**field amplitude:** alan genliği

**field expression:** alan ifadesi\*

**field intensity:** alan yoğunluğu

**field leakage:** alan kaçağı

**field magnitude:** alan genliği\*

**field point:** alan ölçme noktası

**field quantity:** alan büyüklüğü\*

**field strength:** alan şiddeti (1. Bir elektrik ya da manyetik alanda kuvvetin yüke oranını belirleyen vektör. 2. Televizyonda 1 metre uzunluğunda bir dipol antenden bir verici ile iletilen taşıyıcı işaretin mikrovolt/metre olarak ölçülen şiddeti.)

**figure eight:** sekiz şekilli, sekiz biçimli, 8 şekilli

**figure-8 wire:** 8-biçimli tel

**file set:** dosya kümesi

**finish segment:** devreden çıkarma segmenti\*

**finitely conducting:** iletkenliği sınırlı\*

**firewall:** yangın duvarı\*

**fishbone antenna:** balık kılıcı tipi anten (Kolineer çiftler olarak düzenlenmiş kaplanan elemanlardan oluşan ve gerçek bir şekilde dengeli bir transmisyon hattına bağlanan anten.), yöneltmeli anten, tevcihli anten

**fishpole antenna:** kamçı anten (Tek iletkenli düşey anten.)

**fitting:** alıştırma, armatür, armatür teçhizatı, ayarlama, bağlantı elemanı, bağlantı parçası, boru bağlantı elemanı, çatma, demir kuşantı deneme, donatım, donatma, donanım, dengeleme, ekipman, gresörlük, kuruptakma, montaj, rakor, rezene, takım, teferruat, teçhiz, teçhizat, tertibat, tesbit yeri, tesisat, tesviyecilik, yedek parçalar

**fitting coefficient:** dengeleme katsayısı\*

**fitting curve:** dengeleme eğrisi

**fitting function:** dengeleme fonksiyonu, bağlantı fonksiyonu\*

**flag:** bayrak

**flat boundary:** düz sınır\*

**flat coil:** yassı bobin

**flat transfer:** yüzeysel transfer

**flicker noise:** kırpışma gürültüsü (Tüplerde katottan, özellikle oksit kaplı katottan elektron yayılımındaki rastgele dalgalanmalar sonucu alçak frekanslarda ortaya çıkan gürültü.)

**floating point:** gezer nokta, kayan nokta

**folded antenna:** katlanmış anten

**folded spherical helix antenna (FSH):** katlanmış küresel heliks anten\*

**folder:** klasör, dosya

**force field:** kuvvet alanı

**forward wave:** ileriye doğru yürüyen dalga, yöneltilmiş dalga, tevcihli dalga, şualı dalga (Bir yürüyen dalgalı tüpte elektron akışı hareketi ile grup hızı aynı yönde olan dalga)

**fractional bandwidth:** kısmi bant genişliği

**frame aerial:** çerçeve anten (Düzlemi gelen dalganın doğrultusuna çevrilen ve iletkenin birkaç kere bir çerçeve üzerine sarılmasıyla oluşan anten)

**frame antenna:** çerçeve anten (Düzlemi gelen dalganın doğrultusuna çevrilen ve iletkenin birkaç kere bir çerçeve üzerine sarılmasıyla oluşan anten)

**Franklin antenna:** Franklin anteni (Elemanları maksimum ışınlama doğrultusuna dik olarak dizilmiş yöneltmiş anten.)

**free space:** boşluk, serbest boşluk, serbest oynaklık, serbest pay, serbest aralık, serbest saha

**free space reflection coefficient:** serbest uzay yansımaya katsayısı

- free-space dipole:** serbest boşluk dipolü\*
- free-space wavelength:** boşluktaki dalgaboyu değeri
- frequency domain:** frekans alanı, frekans menzili
- frequency increment:** frekans artış\*
- frequency ratio:** frekans oranı
- frequency response:** frekans cevabı, genlik frekans eğrisi  
(Kuvvetlendiricilerde işaret frekansı ile kazanç arasındaki bağıntı.)
- frequency scale:** frekans ölçeği
- frequency set:** frekans ayarı
- frequency sweep:** frekans taraması\*
- frequency variation:** frekans değişimi (Bir radyo-frekansı taşıyıcının belirlenmiş frekanslardan sapma zamanındaki değişim.)
- frequency variation behavior:** frekans değişim davranışı
- front lobe:** ön lob\*
- front-to-back ratio:** kazanç oranı (Bir yöneltilmiş anten ya da mikrofonun etkinliğinin düz ve ters yönlerde oranı.)
- function key:** işlev tuşu, fonksiyon tuşu
- function of direction:** doğrultu fonksiyonu\*
- functional argument:** fonksiyonel bağımsız değişken\*
- functional argument notation:** fonksiyonel bağımsız değişken notasyonu\*
- funnel-shaped aerial:** huni anten, huni biçimli anten, yelpaze anten

## G

- gain:** kazanç (1. Elektrik sistemlerinde, genellikle transmisyon devresine bir kuvvetlendirici eklenmesiyle veya uygun empedans elde etmek için kayıpsız dönüştürücü kullanılarak sağlanır. Desibel veya Neper cinsinden ölçülür. Yükteki güç seviyesinin artışı olarak tanımlanır. Yüke iletilen gücün, devrede kuvvetlendirici olmaksızın kaynağın kayıpsız ve uygun empedans üzerinden yüke verebileceğinin oranıdır. 2. Yönlendirilmiş antende, duyarlılığın maksimum olduğu doğrultuda bulunan alıcının girişinde oluşan işaret geriliminin yöneltmesiz anten (genellikle yarım dalga depolü) kullanıldığında oluşacak gerilime desibel cinsinden oranıdır. Verici antende, maksimum ışımaya doğrultusu üzerindeki bir noktada oluşan alan şiddetinin, aynı gücü ışınlayan bir yöneltmesiz antenin bu noktada doğurduğu alan şiddetine oranıdır.)
- gain control:** kazanç kontrolü
- gain dip:** kazançtan kaynaklanan manyetik sapma\*
- gain factor:** kazanç faktörü
- gain of antenna:** anten kazancı



**gain phase:** faz kazanmak\*

**galactic noise:** galaktik gürültü (Galaksilerdeki kaynakların ürettiği, dış uzaydan gelen ve elektronik devrelerde görülen elektriksel gürültü.)

**gap angle:** boşluk açısı\*

**gap length:** aralık uzunluğu, aralık boyu uzunluğu

**general field point:** genel alan noktası\*

**generic:** genel\*

**Geometry Arc (GA):** Geometrik Yay (GA)

**geometry editor:** geometri editörü\*

**Geometry Move (GM):** Geometrik Hareket (GM)

**Geometry RefleXion (GR):** Geometrik Yansıma (GX)

**Geometry Rotate (GR):** Dönme Geometrisi (GR)

**Graphical User Interface (GUI):** grafik kullanıcı arayüzeyi

**grid:** ızgara, kafes, parmaklık

**grid-controlled:** ızgara kontrollü [Austin 2005:92]

**gridding:** ızgaralama

**grill area:** ızgara alanı\*

**ground-proximity:** toprağa yakınlık\*

**ground constant:** topraklama sabiti\*

**ground description:** toprak tanımı\*

**ground effect:** topraklama etkisi, yer etkisi

**ground elevation:** toprak yüksekliği\*

**ground loss:** topraklama kaybı\*

**ground plane:** toprak düzlemi

**ground ray:** toprak ışını **direct ray**

**ground resistance:** toprak direnci, toprağın akıma karşı gösterdiği direnç, toprağın akım akmasına karşı gösterdiği direnç

**ground wave:** toprak dalgası **direct ray**

**ground stake:** toprak bağlantısı

**grounded-source antenna:** topraklanmış kaynağa bağlı anten\*

**guide wavelength:** kılavuz dalgaboyu (Bir dalgakılavuzunda iletilen elektromanyetik enerjinin dalgaboyu; hava doldurulmuş kılavuzlar için kılavuz dalgaboyu, daima uygun serbet uzay dalgaboyundan daha uzundur.)

**GW line:** GW hatları\*

## H

**H antenna:** H anteni (Biri yansıtıcı olmak üzere iki düşey dipolden oluşan, 1/2 veya 1/3 dalgaboyu aralıklı, televizyon alıcı anteni.)

**half-cycle:** yarım devir

**half-loop:** yarı çevrimli\*

**half-power bandwidth:** yarı güç bant genişliği\*

**half-power beamwidth:** yarı güç ışınma genişliği

**half-power frequency:** yarı güç frekansı

**half-power matched bandwidth:** yarı güç dengelenmiş bant genişliği\*

**half-space integral:** yarı uzay integrali

**half-turn:** yarı tur\*

**half-wave:** yarım dalga

**half-wave dipole:** ortadan beslenmiş yarım dalga anteni

**half-wave horizontal dipole:** ortadan beslenmiş yatay yarım dalga anteni

**half-wave resonant length:** yarı dalga rezonant uzunluk

**handheld:** elde taşınabilir, el tipi, elde kullanılan

**handset:** ahize, elaygıtı, eltakımı

**harmonic antenna:** harmonik anten (Uzunluğu 1/4 dalgaboyunun bir tam katı olan anten.)

**harmonic generation:** harmonik üretim

**harmonic generator:** harmonik üretici (Temel frekansı değiştirilebilen ve bu temel frekansın oldukça büyük genliklerde tek ve çift harmoniklerini üreten aygıt. Ölçme veya ayarlama amacıyla kullanılır.) **multivibrator**

**helix antenna:** heliks anten, helisel anten, helis anten

**Hertz antenna:** Hertz anteni (Ortasından beslenen yarım dalga dipolü.)

**hood:** kaporta\*

**horizontal dipole:** yatay dipol

**horizontal loop:** yatay çevrim\*

**horizontal antenna:** yatay anten (Yatay polarizasyonlu dalga ışınmak veya algılamak için yapılmış bir veya birden fazla yatay iletkenle oluşan anten.)

**horizontally polarized wave:** yatay polarizasyonlu dalga

**horn:** huni (Işınma yaymak veya algılamak için kullanılan, kesiti sürekli olarak değiştirilebilen tüp. Geometrik kesitlerine göre sınıflandırılmaktadır.)

**hybrid size category:** hibrit boyut kategorisi\*

**I**

**image theory:** görüntü teorisi\*

**imaginary number:** sanal sayı, hayali sayı, imajiner sayı, görünür zahiri sayı, görünür sanal sayı (Agrand diyagramında y eksenine paralel bir vektörle gösterilen sayı.) **[complex number]**

**imitation-capacitor:** sanal kapasitör

**impedance level:** empedans seviyesi, empedans düzeyi, iç direnç seviyesi

**impedance magnitude:** empedans genliği\*

**impedance matching:** empedans uyumu, empedans hesaplayıcı, empedans uygulaması, empedans intibakı

**impedance matrix:** empedans matrisi\*

**impedance resonance:** empedans rezonansı

**impedance transformer:** empedans transformatörü (Bir devreden diğerine maksimum güç transferini sağlayan transformatör.) iç direnç dönütürgesi, empedans çevirici, iç direnç dönüştürücü

**incident field:** geliş alanı\*

**incident wave:** gelen dalga (Farklı karakteristiklere sahip bir ortam veya bir süreklilik üzerinde giden dalga.)

**in line:** seri olarak bağlanmış, sıralı, sıra hatlı, sırayla bağlı

**in-line:** sıralanmış

**in phase:** eş faz, aynı fazda, faz sinyali, müşterek sinyal, faz eşiti, (Aynı frekansta iki dalganın aynı anda aynı kutupta maksimum veya minimum değere ulaşması.) [**phase**]

**inclination:** manyetik sapma (Dikey düzlemde yerin manyetik alanının bileşke doğrultusu ile yatay doğrultu arasındaki açı.) [**dip**]

**incoming current:** giriş akımı\*

**incoming vertical current:** düşey giriş akımı\*

**inductance loop:** indüktans çevrimi

**inductive reactance:** endüktif reaktans, indüktif reaktans (Endüktans ve açısız frekansın çarpımı. Endüktansın birimi henry alındığında reaktansın birimi ohm olur.)

**inductor:** endüktans bobini, indüktör, indüksiyon cihazı, irkilteç, indükteç, indüksiyon yaratan bir ajan, uyarıcı, düzenleyici, tesir edici

**inner cosine:** iç kosinüs\*

**input admittance:** giriş admitansı (Çıkış uçları kısadevre edilmiş bir devrenin girişinden görülen admitans.)

**input current:** giriş akımı

**input file:** giriş dosyası, okunan dosya

**input impedance:** giriş empedansı, giriş çelisi (Bir tüpte, normal çalışma koşulları altında, ıskara ile katot arasında görülen empedans.)

**input null:** boş giriş\*

**input power:** giriş gücü, giriş takati

**input reactance:** giriş reaktansı\*

**input resistance:** giriş direnci

**input voltage:** giriş gerilimi (Doğrudan doğruya veya bir transformatör üstünden tüpün kontrol ıskarasına uygulanan gerilim.)

**insertion gain:** eklenen kazanç, araya girme kazancı (Bir devreye transformatör veya başka bir empedans uyum devresi eklendiğinden görülen, desibel cinsinden kazanç.)

**insertion loss:** eklenen kayıp, araya girme kaybı (Bir devreye transformatör veya başka bir empedans uyum devresi eklendiğinden görülen, desibel cinsinden kayıp.)

**integrand:** alınan integral

**interaction matrix:** etkileşim matrisi\*

**interchangeability:** birbiriyle değiştirilebilir, birbiriyle değişebilir

**interior function:** dahili fonksiyon\*

**intermodulation:** intermodülasyon (Lineer olmayan bir elemandan geçen frekansların oluşturduğu istenmeyen modülasyon.)

**internal capacitance:** iç kapasitans, iç kapasite (Tüpte, daha çok anot katot arası kapasite için kullanılan, elektrotlar arası kapasite.)

**internal impedance:** iç empedans (1. Bir tüpte, çalışma koşulları altında, anot katot uçlarında görülen empedans. 2. Herhangi bir işaret kaynağı veya üreticinin çıkış uçları arasındaki empedans.)

**internal inductance:** iç indüktans

**internal resistor:** iç direnç elemanı

**internally resonant:** dahili olarak rezonant\*

**intrinsic loop:** gerçek çerçeve\*

**inverse element:** ters element\*

**inverted L antenna:** ters L anteni (Birisini yatay, diğeri düşey iki iletkenin ters L şeklinde birleştirilmiş olduğu anten.)

**inverted V antenna:** ters V anteni (Birisini dirençle, diğeri verici veya alıcı ile sonlandırılmış, birkaç çeyrek dalga boyunda, diğer uçları ters V oluşturacak şekilde birleştirilmiş iki iletkenden oluşan anten.)

**isotropic:** izotropik, yönsemez, eşyönlü, her yönden aynı özelliklere sahip olan

**isotropic radiator:** izotropik yayın kaynağı

**iterative method:** yineleme yöntemi, dürümsel yöntem

## J

**jump discontinuity:** atlamak şeklindeki süreksizlik\*

## K

**keyed-signal:** anahtarlanmış sinyal

## L

**L section:** L bölgesi (Bir paralel ve bir seri kollu olan dalga süzgecinin parçası.)

**ladder line:** şebeke hattı\*

**launching:** besleme (Bir işareti iletken bir devreden bir dalga kılavuzuna verme işlemine verilen ad.)

**LC trap:** LC kapan\*

**least-squared-error integral:** en küçük kareli hata entegrali\*

**least-squared-error solution:** en küçük kareli hata çözümü\*

**Left Handed Circularly Polarized (LHCP):** Sola Dairesel Polarılmış Dalga (LHCP)

**left-handed coil:** sol sarımlı bobin\*

**Left Handed Elliptically Polarized (LHEP):** Sola Eliptik Polarılmış Dalga (LHEP)

**leg length:** bacak uzunluğu\*

**lens antenna:** mercek anten (Bir frekans bandındaki mikrodalga demetine karşı çok hassas simetrik düzen.)

**LF beacon:** LF işaret istasyonu\*

**light dimmer:** ışığın ayarlanması, ışığın karartılması

**limit Q:** sınır  $Q$ \*

**limiter:** sınırlayıcı, limitör (Girişin kritik belirli bir değerinden daha büyük değerleri için çıkış büyüklüğünün artmadığı dönüştürücü.)

**limiting value:** sınır değer

**line charge:** hat yükü, hat şarjı\*

**line charge density:** hat yükü yoğunluğu

**line parameters:** hat parametreleri (Bir transmisyon hattının elektriksel karakteristiklerini belirleyen özellikler.)

**linearly polarized antenna:** doğrusal polarılmış anten

**linearly polarized wave:** doğrusal polarılmış dalga, düzlem polarılmış dalga

**listing:** listeleme

**LLNL:** Lawrence Livermore National Laboratory

**load conductance:** yük kondüktansı

**load current:** yük akımı, yükleme haddi

**load end:** yüklü uç\*

**load impedance:** yük empedansı, şarj empedansı (Bir kaynaktan güç alan düzenin empedansı.)

**load power:** şarj gücü (Belirli bir kaynağa bağlandığında bir yükün uçlarından enerji akışının ortalama değeri.)

**load reactance:** yük reaktansı

**load resistor:** yük direnç elemanı

**load voltage:** yük gerilimi, çıkış gerilimi, çıkış voltajı

**loaded Q:** 1) çalışma koşulları altında bağlanan veya kuple olan bir empedansın Q faktörü, 2) bir mikrodalga tüpü veya rezonans boşluğunun rezonansının belirli bir modunun, bu moda alış kuplaj olduğundaki Q faktörü

**loading body:** yükleme gövdesi\*

**loading coil:** yükleme bobini, akort bobini, şarj bobini, pupin bobini, pupinize bobin, püpinleme bobinleri (Hatta belirli aralıklarla konulan bobinler.)

**loading plate:** yükleme plakası\*

**lobe:** kulak, kanat, çene, dilim, çıkıntı

**log-periodic antenna:** log periyodik anten (Karakteristikleri, logaritmik bir skalada eşit aralıklı olarak bulunan frekanslarda tekrarlanan geniş bantlı bir anten.), logaritmik periyodik anten

**long strap antenna:** uzun şeritli anten\*

**loop:** döngü, çevrim, çerçeve, halka, toka, ilik, kapalı eğri, demir külçesi

**loop aerial:** çerçeve anten (Bir iletkenin bir veya daha çok ton çevriminden oluşan ve çevrimin uçlarına bağlanan değişken bir kondansatörle rezonansa akort edilen yöneltici tipi bir anten), halka şeklinde anten, kadran anten

**loop antenna:** çerçeve anten (Bir iletkenin bir veya daha çok ton çevriminden oluşan ve çevrimin uçlarına bağlanan değişken bir kondansatörle rezonansa akort edilen yöneltici tipi bir anten), halka şeklinde anten, kadran anten

**loop area:** çevrim alanı\*

**loop capacitance:** çevrim kapasitansı\*

**loop current:** çevrim akımı, çerçeve akımı, döngü akımı

**loop design:** çevrim dizaynı\*

**loop resistance:** çevrim direnci, döngü direnci, çevre direnci

**loopstick antenna:** ferrit çubuk anten

**loss noise:** kayıp gürültüsü\*

**loss resistance:** kayıp direnci\*

**loss tangent:** kayıp açısı tanjantı

**lossless:** kayıpsız, zayıpsız

**lossless antenna:** kayıpsız anten

**lossless medium:** kayıpsız ortam

**lossy:** kayıplı (Enerji yutan bir madde ya da cihaz.)

**lossy capacitor:** kayıplı kapasitör

**lossy dielectric:** kayıplı dielektrik

**low profile antenna:** düşük profilli anten\*

**low profile:** alçak profilli, düşük profilli++

**lower bound:** alt sınır

**lower-triangle:** alt üçgen\*

**lowpass lather:** düşük frekanslı merdiven\*

**lumped:** birleştirilmiş, konsantre edilmiş, terkip edilmiş yoğun

**lumped coil:** birleşik bobin\*

**lumped element:** birleştirilmiş eleman (Elektrik veya manyetik enerjinin belirli frekanslarda içinde yoğunlaşması için tasarlanmış transmisyon hattı kesimi.)

**lumped element resonator:** birleştirilmiş elemanlı rezonatör

**lumped model:** birleştirilmiş model\*

## M

**magnetic charge:** manyetik yük++

**magnetic charge-pair:** manyetik yüklü çift

**magnetic dipole:** manyetik dipol, manyetik kutup, mıknatıssal ucay

**magnetic displacement:** manyetik yer değiştirme, manyetik deplasman, manyetik kayma, mıknatıssal yerdeğişim

**magnetic displacement field vector:** manyetik yer değiştirme alan vektörü

**magnetic field:** manyetik alan, manyetik saha, mıknatıs sahası, mıknatısın etki alanı (Mıknatıslarda ya da manyetik kutuplarda kuvvetler belirecek şekilde ortamın değişimi. Elektrik akımı ve atomlarda elektron hareketi ile ilgilidir.)

**magnetic field intensity:** manyetik alan yoğunluğu, manyetik alan şiddeti (Bir ortamdaki alan şiddeti vektörünün genliği. MKSA birimlerinde amper-sarım/metre, CGS birimlerinde ise oersted olarak verilir. Manyetik şiddet, mıknatıslayan kuvvet de denir.)

**magnetic field strength:** manyetik alan şiddeti

**magnetic flux:** manyetik akı, manyetik kaçak, manyetik akış (Bir ortamın permeabilitesi ile yüzüze dik manyetik alan şiddetinin çarpımının yüzey integrali. MKSA sisteminde birimi Weber, CGS sisteminde Maxwell'dir.  $1 \text{ Maxwell} = 10^{-8} \text{ Weber}$ )

**magnetic flux density:** manyetik akı yoğunluğu (Santimetre kare başına düşen manyetik akı miktarı. Akımın yönü manyetik alana diktir. Sembolü B, birimi MKSA sisteminde Weber/metrekare; CGS sisteminde Gauss, SI sisteminde Tesla'dır.)

**magnetic force:** manyetik kuvvet, mıknatıssal kuvvet, manyetik alan şiddeti, mıknatıslayıcı kuvvet

**magnetic force field:** manyetik kuvvet alanı

**magnetic force field vector:** manyetik kuvvet alanı vektörü

**magnetic induction:** manyetik endüksiyon (1. Manyetik malzemede endüklenen mıknatıslanma. 2. Bir ortamdaki manyetik akı yoğunluğu. Alan şiddeti ile ortamın permeabilitesinin çarpımı olarak verilir ve MKSA sisteminde birimi weber/m<sup>2</sup> 'dir)

**magnetic material:** manyetik malzeme, manyetik materyal

**magnitude:** genlik, büyüklük, cesamet, miktar, ebad; ehemmiyet, çap (İşaretinden bağımsız büyüklük ölçüsü. Örneğin, -5 veya +5 aynı genlik değerini taşımaktadır.)

**main lobe:** ana kulak, ana lob (antende, karakteristiğin temelini teşkil eden ve kazancın en büyük olduğu kulak)

**main subfunction:** ana altfonksiyon\*

**man-made noise:** suni gürültü

**mast aerial:** direk anten (Orta dalgaları yayınlamak için yapılmış özel çelik direk. Işıma, gök dalgalarıyla girişimi önlemek için, küçük bir açı altında yapılır.), çubuk anten

**mast antenna:** direk anten (Orta dalgaları yayınlamak için yapılmış özel çelik direk. Işıma, gök dalgalarıyla girişimi önlemek için, küçük bir açı altında yapılır.), çubuk anten

**match point:** dengeleme noktası\*

**matched fractional bandwidth:** dengeli kısmi bant genişliği\*

**matched half-power bandwidth:** dengelenmiş yarı güç bant genişliği

**matched load:** uygun yük (Bir hattın ya da dalga kılavuzunun karakteristik empedansına uyan yük. Böylece güç yansımaları olmaksızın maksimum güç aktarılması sağlanır.)

**matched source:** dengelenmiş kaynak

**matched transmission line:** dengelenmiş iletim hattı

**matching coil:** dengeleme sarımı\*

**matching design:** dengeleme dizaynı\*

**matching frequency:** dengeleme frekansı

**matching loss:** dengeleme kaybı

**matching network:** dengeleme devresi, dengeleme ağı, uyumlama devresi

**matching system:** dengeleme sistemi

**material object:** maddi nesne\*

**matrix entry:** matris giriş\*

**Maximum Power Transfer Theorem:** Maksimum Güç Transferi Teorisi

**mean diameter:** orta çap

**mesh cell:** ızgara hücresi\*



**method of moments (MoM):** momentler yöntemi

**microstrip circuits:** mikroşerit devreler

**microstrip:** mikroşerit

**microstrip antenna:** mikroşerit anten

**mid-band frequency:** ortalama bant frekansı

**mid-segment:** orta segmen\*

**mismatch:** uygunsuz birleşme, uymama, uygunsuz eşlenme, bozuk ayar, birbirine iyi uymama, eşlenmeme, uygunsuzluk (Maksimum enerji aktarmak için yanlış değerlerde yük empedansı seçmek.)

**mobile network:** gezici ağ

**mobile radio:** gezici radyo

**mobile telephone:** cep telefonu

**modification:** değişiklik

**monopole:** tek kutup, tek ucay

**monopole antenna:** tek kutuplu anten, tek kutup anteni

**multiple assignment:** çoklu atama\*

**Multiple Unit Steerable Antenna (MUSA):** çok birimli yönetilebilir anten (MUSA)

**multiple-wire aerial:** çok telli anten

**multiturn coil antenna:** çok devirli çerçeve anten

**multiturn winding:** çok devirli sarım\*

**multiwire junction:** çok telli bağlantı

**musa antenna:** çok birimli yönetilebilir anten (Tek tek ünitelerinin fazlarını değiştirmekle döndürülen anten.)

**musa reception:** musa algılama, musa alışı

## N

**narrowband:** dar bant, dar (şerit) bant (genişliği merkez frekansının %1'inden büyük, bir oktavin üçte birinden küçük olan bant)

**narrowband matching:** dar bantların dengelenmesi

**navigational beacon:** gemicilik işareti (Gemiciler için yayınlanan optik radyo işareti.)

**near field:** yakın alan, takribi alan (Verici antene birç dalgaboyundan daha yakın olan alan.)

**near-resonant:** rezonansa yakın\*

**NEC2 basis function:** NEC2 temel fonksiyonu\*

**NEC4 basis function:** NEC4 temel fonksiyonu\*

**nested for loop:** yuvalanmış çevrim, yuvalanmış döngü, içiçe döngü

**nested loop:** yuvalanmış çevrim, yuvalanmış döngü, içiçe döngü

**network combination:** devre bileşimi\*

**network:** şebeke, devre, kafes, elek, tambur, ağ, örgü, ağ şeklinde kumaş, file örgüsü, ağı yapıya benzeyen (1. Aktif veya pasif veya her iki cinsten elektrik elemanlarının, belirli bir amaca göre, aralarında bağlanmasıyla elde edilmiş sistem. 2. Aşağıdaki harflerle belirlenen devre tipleri: L, C, T, H,  $\pi$ , o, v.s. şeklen bu harfleri oluşturacak biçimde iki veya daha fazla elemanın bağlanmasıyla oluşur.)

**network gain:** şebeke kazancı

**no-coil:** sarımsız\*

**no-load:** yüksüz, boşa işleme

**no-load bandwidth:** yüksüz bant genişliği

**no-loss gain:** kayıpsız kazanç\*

**noise floor:** gürültü zemini\*

**noise model:** gürültü modeli++

**noise value:** gürültü değeri

**non-resonant antenna:** rezonanssız anten (Geniş bir frekans sahası içinde yüksek verimle çalışabilen anten)

**non-zero response:** sıfırdan farklı tepki\*

**normal-mode helix (NMH):** normal mod heliks (NMH)\*

**normalization factor:** normalizasyon faktörü\*

**normalized current:** normalleştirilmiş akım

**normalized frequency:** normalleştirilmiş frekans

**normalized gain:** normalleştirilmiş kazanç, standartlaştırılmış kazanç

**normalized power:** normalleştirilmiş güç

**normalized power function:** normalleştirilmiş güç fonksiyonu

**normalized transmitted power:** normalize gönderilen güç

**normal-mode helix:** norma mod heliks\*

**Notepad:** Notepad, Not Defteri, elektronik defter, defter bilgisayar (Klavyesiz olup bir kalem şişe verilerin ve kısa notların girildiği taşınır bilgisayar.)

**null frequency:** boş frekans\*

**null zone:** ölü alan, ölü nokta, sıfır noktası

**numerator:** kesrin payı, pay, sayaç, sayıcı, numarator, sayılandırıcı

**numerator of a fraction:** kesrin payı

**numerical antenna simulation:** sayısal anten simülasyonu, nümerik anten simülasyonu\*

**numerical electromagnetic code (NEC):** sayısal elektromanyetik kod, nümerik elektromanyetik kod (NEC)

**numerical control:** sayısal kontrol, nümerik kontrol

**NVIS:** zzzz

## O

**odd harmonics:** tek sayılı harmonik, tek harmonik (Ana frekansın tek katı olan frekans (1-3-5 vs..))

**odd symmetry:** tek simetri\*

**offset triangle:** ofset üçgen\*

**omnidirectional antenna:** yöneltmesiz anten (Yatay düzlemde her yöne eş duyarlıklı alışı ya da yayını yapan.), tevcihli anten, yöneltmeli anten, tevcihli dalgalık, yöneltmeli dalgalık, her yönde çalışabilen anten

**one port:** bir portlu

**one port network:** tek kapılı devre

**open circuit:** açık devre, açık çevrim, akım devresini açma, devreyi kesme (Bir kaynaktan açık çekmeyip yüklenmemiş olan devre)

**open circuit voltage source:** açık devre gerilim kaynağı

**open end:** açık uç, boş kablo ucu

**open-loop:** açık çevrim

**open-wire:** çıplak tel, çıplak hat

**open-wire antenna:** çıplak tel anten\*

**open-wire line:** çıplak hat, çıplak tellerle tesis edilen devre, çıplak havai hat

**open-wire transmission line:** iki paralel telden oluşan transmisyon hattı

**operating frequency:** çalışma frekansı, işleme frekansı, bir eko süpresörün en hassas olduğu frekans

**operating system:** işletim sistemi

**operator:** operatör, işleç, işlem operatörü, işlemci, işletmen sistem operator

**optimization:** optimizasyon

**optimized:** optimize

**optimizer:** optimizasyon cihazı

**ormidirectional radiator antenna:** yöneltmesiz ışınlayıcı anten (Enerjiyi her yöne aynı oranda ışınlayan.)

**out of phase:** farklı fazlarda, faz dışı

**out of round:** eksantrik, ovalleşmiş

**output file:** çıktı dosyası, çıkış dosyası

**output impedance:** çıkış empedansı (Bir düzenin yük tarafından görülen empedansı. Yükten akım akarken, kaynakta oluşan gerilim düşümü, çıkış empedansına bağlıdır.) **[source empedance]**

**output power:** çıkış gücü, çıkış takati

**outward flow:** dışarıya doğru akış

**overbar:** üst çizgi\*

**overall transfer:** toplam transfer

**overhead code:** genel kurallar\*

**override:** geçersiz kılmak, eskisini geçersiz kılmak

**overstate:** abartmak, mubalağa etmek, büyütme, yüksek göstermek

## P

**panel:** panel\*

**parallel equivalent circuit:** paralel eşdeğer devre

**parallel impedance:** antirezonans, paralel empedans

**parallel loop:** paralel çerçeve\*

**parallel-plate capacitor:** paralel levhali kondansatör, paralel levha kapasitörü (Kapasitesi  $C = kA/11.3d$  pikofarada eşit kondansatör).

**parallel ray:** paralel ışın

**parallel resonance:** paralel rezonans, koşut çınlanım

**parallel resonant:** paralel rezonans durumundaki

**parallel-tuned antenna:** paralel akortlu anten

**parallel-tuned loop:** paralel ayarlı devre\*

**parallel-ray approximation:** paralel ışın yaklaşımı\*

**parallel yielded:** paralel soğurulan\*

**parasitic aerial:** parazitik anten (Yöneltici ya da yansıtıcı olarak davranan beslenmemiş dipol elemanları.)

**parasitic antenna:** parazitik anten (Yöneltici ya da yansıtıcı olarak davranan beslenmemiş dipol elemanları.)

**parasitic array:** parazitli anten dizisi

**partway:** bir bölümü\*

**pass:** geçiş, geçmek (Bir veri kümesi üzerinde iş yürütümünün bir kez yapılması.)

**passing wave:** geçmekte olan dalga\*

**pattern:** örnek, (uyulacak, benzeri yapılacak, boyanacak) örnek, numune, motif, model, örnekbbiçim, desen, tasarım, prototip, döküm modeli, lastik deseni

**pattern plot:** eğrilerin çizimi

**patched antenna:** bağlantılı anten

**peak value:** tepe değeri, maksimum değer, amplitüd amili, en yüksek değer (Akım, gerilim gibi zamanla değişen herhangi bir büyüklüğün belli bir zaman aralığında aldığı maksimum değer.)

**penalty function:** maliyet fonksiyonu

**Perfect Electrically Conducting (PEC):** Mükemmel Elektrik İletkeni (PEC)

**perfect ground:** mükemmel topraklama\*

**perfectly conducting plane:** tam iletken yüzey, tam iletken düzlem, mükemmel iletken yüzey, mükemmel iletken düzlem\*

**perimeter:** çevre uzunluğu, bir cismin ya da şeklin dış sınırı, çevresi, saha ölçer, çevre, perimetre, çevrel uzunluk, (Bir cismin ya da şeklin dış sınırı, çevresi)

**periodic antenna:** periyodik anten (Kendi elemanlarındaki rezonansa bağlı olan anten. Bu rezonansa göre, kaynağın frekansı değiştirildiği zaman, antenin giriş empedansı da periyodik olarak değişir.)

**permeability:** geçirgenlik, manyetik geçirgenlik, mıknatıs geçirgenlik, içine işleyebilme, geçirimsizlik (Bir ortamda oluşturulan manyetik akı yoğunluğunun, onu oluşturan mıknatıslayıcı kuvvete oranı (mutlak olarak). Bağlı olarak ise, bir ortamda oluşturulan manyetik akı yoğunluğunun onu boşlukta oluşturan mıknatıslayıcı kuvvete oranı. CGS elektromanyetik birimleri ile, mutlak ve bağlı geçirgenlikler eşittir.)

**permittivity:** dielektrik geçirgenlik, bağlı permitivite, dielektrik sabiti, dielektrik sabite (içyükül değişmez) (Mutlak olarak, bir ortamdaki elektriksel akı yoğunluğunun, onu oluşturan elektrik alanı şiddetine oranı. Bağlı olarak ise, bir ortamdaki elektriksel akı yoğunluğunun, onu boşlukta oluşturan elektrik alanı şiddetine oranı. CGS elektrostatik birim sisteminde bağlı ve mutlak dielektrik geçirgenlikler eşittir. MKSA sistemlerinde ise, mutlak dielektrik geçirgenlik, bağlı dielektrik geçirgenlik, bağlı dielektrik geçirgenlik ile boşluğun geçirgenliğinin çarpımına eşittir. Bağlı dielektrik geçirgenliğe, **dielectric constant** da denir.)

**personal radio:** portatif alıcı, kişisel radyo

**phantom aerial:** yapma anten, suni anten (Enerji yaymayan fakat esas anten ile aynı karakteristiğe sahip, direnç kondansatör ve bobin elemanlarının uygun tertibi ile yapılmış anten), fantom anten

**phantom antenna:** yapma anten, suni anten (Enerji yaymayan fakat esas anten ile aynı karakteristiğe sahip, direnç kondansatör ve bobin elemanlarının uygun tertibi ile yapılmış anten), fantom anten

**phase advance:** faz önceliği, faz ileriliği, faz

**phase delay:** faz gecikmesi (Bir haberleşme sisteminin bir parçasından ya da tümünden geçen tek frekans bileşeni bir ç dalganın radyan ya da saniye olarak gecikmesi.) **[phase retardation]**

**phase retardation:** faz gecikmesi **[phase delay]**

**phase shift:** faz kayması, faz farkı (1. Periyodik bir büyüklüğün fazındaki herhangi bir değişme, 2. İki veya daha fazla periyodik büyüklük arasındaki faz farkı.)

**phase-shift factor:** faz kayma faktörü, faz farkı katsayısı

**phase shift keying:** faz kaydırmalı modülasyon, faz kaydırmalı anahtarlama

**phasor:** fazör (Karmaşık bir sayıyı gösteren matematiksel büyüklük.)

**phasor domain:** fazör aralığı

**phasor notation:** fazör notasyonu

**Photocell Amplifier (PEC):** fotosel kuvvetlendirici (1. Fotosele yakın yerde duran ve ses ile modüle edilen ışık demetini alıp kuvvetlendiren düzen, 2. Galvanometre akım kuvvetlendiricisi.) [**PEC, pec amplifier, photoelectric galvanometer**]

**physical size:** fiziksel boyutlar

**physically small antenna:** fiziksel olarak küçük anten\*

**pickup:** ek ağırlık, veri derleyici, pikap (Herhangi bir düzen için gerekli bir işareti elde eden dönüştürücünün genel adı.)

**piecewise-constant value:** parçalı sabit değer\*

**piecewise-linear representation:** parçalı doğrusal gösterim\*

**pinchoff:** blokaj (Alan etkili transistörde, kapı işareti ile kanal akımının kesime gitmesi.)

**pinchoff voltage:** blokaj gerilimi, blokaj voltajı

**pinetree antenna:** çam şekilli anten (Yatay dipollerden oluşmuş ve bükülmüş düşey transmisyona hattı ile sürülen düşey dizi.)

**pin hole camera:** küçük mercekli kamera\*

**pin hole:** pin deliği, pin boşluğu, iğne deliği

**placeholder:** ayrılmış bilgi alanı

**plain monopole:** düz monopol\*

**plane boundary:** düzlem sınırı

**plane wave:** düzlem dalga (Eşfazlı yüzeylerinin düzlem olduğu dalga.)

**point matching:** nokta dengeleme\*

**polarization:** polarizasyon, polarizasyon, kutuplanma yönü, ucaylama, kutuplama

**polyrod antenna:** parmaklık biçimli anten (Birçok dielektrik parmaklık biçimli çubuklardan oluşan anten.), çok çubuklu anten

**portable phone:** cep telefonu, seyyar telefon, taşınabilir telefon

**post top:** direk ucu\*

**potential divider:** gerilim bölücü (Uygulanan gerilimin değişik kesirlerini elde etmek için seri bağlı dirençlerle yapılmış gerilim bölücü.) **voltage divider**

**power amplifier:** güç yükseltici, güç kuvvetlendirici, güç amplifikatörü, takat amplifikatörü, çıkış lambası (Bir kuvvetlendiricinin çıkış gücünü artırmak üzere ona eklenen kat.) [**power unit**]

**power bandwidth:** güç yükselticideki bant genişliği

**power converter:** güç değiştirici, güç konversitörü

**power density:** güç yoğunluğu (Bir reaktör çekirdeğinin birim hacminden birim saniyede bırakılan enerji; watt/cm<sup>3</sup> olarak ifade edilir.)

**power flow vector:** güç akış vektörü\*

**power gain:** güç kazancı (Bir yüke aktarılan gücün, bu yükün kaynağa uygun şekilde bağlı olduğu durumdaki güce bölünmesiyle elde edilen değerdir. Desibel olarak belirlenir. Oran birden küçük ise kayıp söz konusudur.)

**power handling capability:** güç yeteneği, kaldırabileceği güç

**power handling capacity:** güç sınırı, kaldırabileceği güç

**power in waves:** dalgalardaki güç\*

**power pattern:** güç modeli, güç denklemi

**power pattern function:** güç modeli fonksiyonu

**power vector:** güç vektörü

**preamplifier:** önyükseltici, ön kuvvetlendirici (En az bir transistör y ada tüplü kuvvetlendirici kat. Bir güç katını sürmek için kullanılır.)

**precision:** doğruluk, incelik, hassaslık, hassasiyet, sıhhatlik, kesinlik, kusursuzluk, ölçülemeyen hassaslık

**primed coordinate:** tercih edilen koordinatlar\*

**printed antenna:** baskılı anten

**printed circuit:** baskılı devre (Fenol taban üzerine bakır iletkenlerle yapılan ve elektronik bir devrenin elemanları arasındaki bağlantıyı sağlayan tertip.)

**printed patch:** baskılı kalıp

**printed patch antenna:** baskılı kalıp anten\*

**program listing:** program dökümü

**progression:** dizi, sıra

**prompt:** bilgi istemek, bilgi istemi, güdü, istek, istemde bulunmak, komut istemek, komut istemi, sor

**propagation function:** üretim fonksiyonu

**proximity effect:** yaklaşım etkisi, yaklaştırma etkisi (Bir iletken diğer iletkene yaklaştırıldığında akımın dağılması olayı.)

**public domain software:** kamuya açık yazılım

**public domain:** genel kullanıma açık, herkese açık

## Q

**quality factor:** kalite faktörü, nitelik faktörü

**quarter cycle:** çeyrek periyot, çeyrek salınım

**quarter wave transmission line:** çeyrek dalga iletim hattı

**quarter-wave aerial:** çeyrek dalga anteni, çeyrek dalgalı anten(Uzunluğu, algıladığı işaretin dalgaboyunun 1/4'ü kadar olan anten.)

**quarter-wave antenna:** çeyrek dalga anteni, çeyrek dalgalı anten (Uzunluğu, algıladığı işaretin dalgaboyunun 1/4'ü kadar olan anten.)

**quarter-wave bar:** çeyrek dalga hattı [**quarter-wave line**]

**quarter-wave line:** çeyrek dalga hattı (Değişik empedanslı iki hat arasında empedans uygunluğu sağlamak üzere kullanılan dengeli transmisyon hattının çeyrek dalga boyu uzunluğundaki bölümü.)

**quarter-wave monopole antenna:** çeyrek dalga tek kutuplu anten [**quarter-wave bar**]

**quasi-normalized (QNEC) basis function:** yarı normalleştirilmiş temel fonksiyon\*

## R

**rabbit-ears:** tavşan kulakları

**radial current:** radyal akım\*

**radial length:** radyal uzunluk\*

**radial spacing:** radyal iletken aralığı\*

**radial step:** radyal kademe\*

**radian frequency:** açısal frekans, pulsasyon, ihtizaz [=angular frequency]

**radian frequency vector:** açısal frekans vektörü

**radian space frequency:** açısal uzay frekansı

**radiansphere:** radyanküre

**radiated field:** yayılma alanı

**radiated power:** ışınım gücü, yayılıcı güç

**radiating:** ışınım yapan

**radiation efficiency:** ışınım verimliliği, yayılma kabiliyeti. Antenin ışıdığı gücün anteni besleyen güce oranı. [=aerial efficiency]

**radiation gain:** radyasyon kazancı\*

**radiation pattern:** ışınım eğrileri, radyasyon karakteristiği, ışınım karakteristiği (Bir kaynağın yaptığı ışınımın uzayda dağılım şeklini veren eğriler.)

**radiation peak:** ışınım tepe noktası\*

**radiation resistance:** radyasyon direnci, ışınım direnci, ışınım direnci, ışınım mukavemeti, radyasyon mukavemeti (Bir anten sistemi empedansının ışınım gücüyle ilgili kısmı. Işınım gücü, belli bir noktadaki akımın karesine bölerek elde edilir.)

**radiation shield:** radyasyon siperi, radyasyon kalkanı, ışınım siperi, ışınım kalkanı



**radiative power:** ışınma gücü, yayılıcı güç

**radiator:** verici anten, ışığı yayıcı, radyatör, kalorifer, soğutmaç, ısıtıcılar, ısıtma elemanı, ışık veya sıcaklık yayan şey (1. Kendisine verilen gücü elektromanyetik dalga olarak ışıyabilen anten elemanı. 2.

Radyoaktivitede, alfa, beta, gamma ışınlarının kaynağı) [= source]

**radio box:** radyo kasası\*

**radio-frequency cycle:** radyo frekans salınımı

**radio noise:** radyo paraziti\*

**range bed:** erişim alanı

**rated current:** anma akımı, nominal akım, akımın anma değeri

**rated voltage:** anma gerilimi, nominal gerilim, nominal voltaj

**re-radiation:** yeniden dalga yayımı, yeniden ışınım, yeniden radyasyon, tekrar yayma (1. Rezonansa giren elemanların yaptığı ve televizyon görüntüsünde bozulmalar oluşturan ışınma, 2. Anten devresinin osilasyon noktasında akort edilen alıcıda görülen tepki.)

**reactance:** reaktans (Empedansın sanal bileşeni. Enerji depo etme, reaktansı olan elemanların bir özelliğidir. Sembölü: X)

**reaction matrix:** reaksiyon matrisi\*

**reaction pattern:** reaksiyon modeli

**real number:** reel sayı, gerçek sayı

**receiver:** alıcı (Bir transmisyon sisteminde, gelen enerjiyi depolayan, kaydeden veya istenen bir forma çeviren en son ünite.)

**receiver dipol:** alıcı dipol

**receiving aerial:** alıcı anten, alış anteni (Elektromanyetik dalgaları modüle edilmiş radyo-frekanslı akımlara dönüştürmek için kullanılan bir anten)

**receiving antenna:** alıcı anten, alış anteni (Elektromanyetik dalgaları modüle edilmiş radyo-frekanslı akımlara dönüştürmek için kullanılan bir anten)

**reception:** alımlama, alış, alma

**reception pattern:** algılama modeli\*

**rectangular coordinates:** dikdörtgen koordinatlar, dikdörtgen konaçlar, dikköşeli çizgi

**rectangular printed patch:** dikdörtgen şeklinde baskılı kalıp

**reduce to arguments:** argümanlarına indirgenme\*

**reduced matrix:** indirgenmiş matris, dizey matris

**reduced maximum signal:** indirgenmiş maksimum sinyal\*

**reference direction:** referans yön (Denizcilik veya havacılıkta, belirli bir noktanın yönünü vermek için referans olarak alınan yön).

**reflected power:** yansıyan güç

**reflected wave:** yansımış dalga, yansıyan dalga

**reflection coefficient:** yansımaya katsayısı, yansımaya faktörü, yansımaya emsali

**regular text:** normal metin

**regular text editor:** normal metin editörü

**relative permeability:** bağıl geçirgenlik

**relative permittivity:** dielektrik geçirgenlik, bağıl permitivite, dielektrik sabiti, dielektrik sabite (içyükül değişmez)

**relay contact:** röle kontağı (Bir röle armatürünün hareketiyle açılan veya kapanan kontak çiftinin birisi.)

**reflection wave:** yansımaya dalgası\*

**resistance component:** direnç bileşeni, direnç gösteren bileşen

**resistance loss:** direnç kaybı, jül efekti akımla ısıtma kaybı

**resistance per square:** birim alan başına direnç\*

**resistive:** direnç gösteren türden, dirençli mukavemet eden

**resistive termination:** dirençli sonlandırma

**resistor:** direnç elemanı, direnç (Bir elektrik devresinde, belirli bir direnç göstermek üzere hazırlanmış elektriksel eleman. Telli, seramik, plakalı, karbonlu tipleri vardır.)

**resistor voltage:** direnç gerilimi\*

**resonance series:** rezonans serisi\*

**resonance:** rezonans, tınlama

**resonant antenna:** rezonans anteni (Belirli bir frekansta antenin aldığı ve yaydığı gücün keskin bir tepe oluşturduğu anten.)

**resonant capacitor:** rezonans kapasitör, rezonans kondansatör

**resonant circuit:** rezonans devresi (Seri veya paralel bağlı bir endüktans bobini ile kondansatörden oluşan devre)

**resonant current:** rezonans akım\*

**resonant frequency:** rezonans frekansı (Seri veya paralel rezonans devresinin, devredeki parametrelere bağlı olarak  $1/2\pi (LC)^{1/2}$  ifadesiyle verilen öz frekansı.)

**resonant monopole:** rezonanslı tek kutuplu\*

**resonant series:** rezonant seriller\*

**resonant-length:** rezonant uzunluk\*

**resonant-size:** rezonant boyutlu\*

**resonating coil:** rezonans sarımı\*

**resonator:** rezonatör (Elektriksel, mekanik veya akustik rezonanslar oluşturan düzen.)

**retune:** yeniden ayarlama, tekrar ayarlama

**reverse wave:** ters dalga\*

**RF circuit:** RF devreleri\*

**rhombic aerial:** rombik anten, baklava anten, eşkenar paralel biçimli anten (Birkaç çeyrek dalga boyunda ve birbirine eşit iletkenlerin, bir paralel kenar şeklinde, genellikle yatay bir düzlemde bir araya getirilmesiyle oluşturulmuş yönlendirilmiş anten.)

**rhombic antenna:** rombik anten, baklava anten, eşkenar paralel biçimli anten (Birkaç çeyrek dalga boyunda ve birbirine eşit iletkenlerin, bir paralel kenar şeklinde, genellikle yatay bir düzlemde bir araya getirilmesiyle oluşturulmuş yönlendirilmiş anten.)

**right-handed coil:** sağ sarımlı bobin\*

**ripple:** dalgalanma, kırışıklık, tepecik

**rippling:** harelenme

**rod loss tangent:** çubuk kayıp açısı\*

**root folder:** temel klasör\*

**rotational structure:** döner yapı

**round wire:** yuvarlak tel

## S

**sausage antenna:** sosis anten (Dairesel ve birbirine paralel şekilde bağlanmış tellerden oluşan anten.)

**scalar quantity:** skaler büyüklük, kademeli büyüklük (Sayısal bir değer ve bir birimle verilebilen büyüklük.)

**scaling:** ölçeklendirme, empülsiyon ölçme, hacim tayini, pul çıkarma, soyma, soyulma, merdivenle çıkma, ölçme, ölçüye vurma, taşı giderme

**Schwartzchild antenna:** Schwartzchild anteni (Radar dalgalarını yansıtarak çok dar bir ışına algılayan, plakalardan yapılmış bir sistem.)

**scoop:** tarama cihazı

**scoop energy out of:** ...'deki enerjiyi taramak

**search function:** arama fonksiyonu

**section of line:** hattın bir bölümü\*

**segment density:** segment yoğunluğu\*

**sending aerial:** verici anten, yayıcı anten, yayın anteni

**sending antenna:** verici anten, yayıcı anten, yayın anteni

**serial resonance:** seri rezonans (Seri bağlı olduğu alternatif gerilim kaynağına, akortlu bir devrenin, belirli bir frekansta, minimum empedans göstermesi.)

**series form:** seri bağlanmış

**series model:** seri model

**series reactance:** seri reaktans\*

**series resonance:** seri rezonans (Seri bağlı olduğu alternatif gerilim kaynağına, akortlu bir devrenin, belirli bir frekansta, minimum empedans göstermesi.)

**series-resonant circuit:** seri rezonans devre

**series resonating coil:** seri rezonans sarım

**series-tuning:** seri ayarlama\*

**set-top:** zirve noktalarına kurulan

**settling:** dengelenme, yerleşme, oturma, durulma, çökeltme, durultma; tortu, posa, çöküntü

**settling time:** dengelenme süresi, yerleşme süresi, oturma süresi, durulma süresi

**sheath:** muhafaza ???

**sheathed:** kılıflı, muhafazalı

**sheet barrel:** ince levha varil\*

**sheet current:** ince tabaka akımı\*

**shield cavity:** kalkan boşluğu\*

**shielding shell:** yalıtım kabuğu\*

**short-circuit termination:** kısadevreye sonlandırma\*

**short dipole antenna:** kısa dipol anten, kısa iki kutuplu anten++

**short dipole beamwidth:** kısa dipol dalga genişliği

**short dipole radiation resistance:** kısa dipol radyasyon direnci

**short dipole:** kısa dipol

**short-line solution:** kısa iletim hattı çözümü\*

**short monopole antenna:** kısa tek kutuplu anten, kısa tek kutup anteni++

**short sine function:** kısa sinüs fonksiyonu\*

**shorted load:** kısadevreye yaptırılmış yük\*

**shorted out:** kısadevreye yaptırılmış

**shorted transmission line sections:** kısa devreli iletim hattı kesitleri\*

**shot noise:** saçma gürültüsü (Tüplerin anot devrelerinde görülen ve elektron yayılımının eşdağıtımlı olması nedeniyle oluşan gürültü.)

**shunt capacitor:** şönt kondensatör

**shunt variable capacitor:** şönt değişken kapasitör\*

**shunt-excited antenna:** paralel uyarılmış anten, paralel bağlantılı uyarılmış anten

**shunt-fed vertical antenna:** paralel beslemeli dikey anten (Ucu toprağa bağlı, besleme noktası taprağın üstünde uygun bir nokta olan düşey anten.)

**side cell:** yan hücre\*

**side lobe:** yan lob, yan kulak

**single frequency design:** tek frekanslı dizayn\*

**single precision:** tek duyarlıklı

**single turn:** tek sarımlı

**single turn loop:** tek sarımlı çerçeve\*

**single turn small loop antenna:** tek sarımlı, küçük çerçeveli anten\*

**single-wire loop:** tek telli halka

**sinusoidal basis function:** temel sinüzoidal fonksiyon\*

**size multiple:** boyut katsayısı\*

**skew:** sapma\*

**skin depth:** deri derinliği, çeper derinliği, cidar derinliği, yüzey derinliği  
(Yüksek frekanslı elektromanyetik dalgaların bir iletken yüzeyinden içeriye doğru sızabildikleri derinlik.)

**skin effect:** deri olayı, yüzey etkisi, Kelvin etkisi, cilt etkisi, deri etkisi  
(Yüksek frekanslı akım taşıyan metal iletkenlerde görülen ve akımın, iletkenin dış yüzeyine yakın bir kesitten akmasına neden olan olay.)

**skirt antenna:** etekli anten (Altında metal koniden bir etek bulunan çeyrek dalga anteni.)

**skirt dipole antenna:** etek dipol anteni

**skirt dipole:** etek dipolü

**sky wave:** yansımış dalga, gök dalgası, iyonosfer dalgası

**slant range:** eğimli erişim\*

**sliding short:** kayan kısa devre

**slope discontinuity:** eğimin süreksizliği\*

**slope jump:** eğimin atlama noktası\*

**slot antenna:** yarık anten (Bir yarığı çevreleyen metalden oluşmuş anten.)

**slot array:** yarık anten dizisi, yarık anten sistemi

**slow-wave:** yavaş dalga

**small coil loss resistance:** küçük bobindeki kayıp direnç\*

**small loop:** küçük çevrim

**small loop antenna:** küçük çevrimli anten\*

**small loop beamwidth:** küçük çevrim dalga genişliği\*

**small loop radiation resistance:** küçük çevrim radyasyon direnci

**small signal:** küçük sinyal, küçük işaret

**smooth function:** kesintisiz fonksiyon\*

**source:** kaynak, gerilim kaynağı, enerji kaynağı (1. Yüke güç verebilen aktif uç çifti 2. [= radiator])

**source antenna:** yayın durumundaki anten

**source charge:** kaynak yük

**source code:** kaynak kodu, kaynak program

**source current:** kaynak akım

**source model:** enerji kaynağı modeli, kaynak modeli\*

**source point:** kaynak noktası\*

**source segment:** kaynak segment\*

**source unit vector:** kaynak birim vektörü\*

**source voltage:** kaynak gerilim

**source wire:** besleme teli\*

**space-charge waves:** uzay yükü dalgaları (Bir mikrodalga tüpünde, demetleştirme düzeni nedeniyle, elektron ışımına uygulanan periyodik bozucu etkenler sonucu oluşan dalgalar.)

**space domain:** uzay aralığı\*

**space frequency:** uzay frekansı\*

**space harmonic counter:** harmonik uzay sayacı\*

**space orientation:** uzaysal yönlendirme\*

**space phase:** uzay fazı

**spaced aerial:** aralıklı anten, yöneltici özelliği artırılmış anten

**spaced antenna:** aralıklı anten, yöneltici özelliği artırılmış anten

**spaced-antenna direction finder:** iki veya daha fazla benzer fakat ayrık olarak ortak birç alıcıya kuple anteni bulunan yön bulucu

**spaced-loop direction finder:** aralıklı antenli yön bulucu (yöneltme özelliklerinin artırmak üzere dalga boyuna uygun aralıkla konmuş, çember şeklinde iki antenden oluşan düzen)

**spacing:** açıklık, aralık, mesafe, ara açma, ara bırakma, anterlin, kolektör dilim aralığı

**spherical coordinates:** küresel koordinatlar, küresel konaçlar

**spiral antenna:** sarmal anten, helezoni anten\*

**spiral antenna on a box:** yuva üzerindeki sarmal anten\*

**spurious mixing:** yanlış karışma\*

**square wave:** kare dalga

**stacked array:** yığın anten, üstüste dizilmiş ışınlayıcı elemanları olan anten

**stage:** kademe\*

**stake:** bir iletkeni toprağa bağlamak; desteklemek (dayamak, takviye etmek, sağlamlaştırmak)

**standing wave:** sabit dalga, sürekli dalga, stasyonier dalga, kararlı dalga, durağan dalga

**Standing-Wave Ratio (SWR):** Duran Dalga Oranı (SWR)

**standing waves transmission line:** sabit dalga iletim hattı

**start segment:** devreye alma segmenti\*

**starting frequency:** başlatma frekansı\*

**stationary vertical antenna:** sabit dikey anten

**steerable antenna:** yönetilebilir anten (Ayrık elemanlarının fazı değiştirilerek duyarlılığı ayarlanabilen çok elemanlı bir anten.), kumandalı anten

**step frequency:** adımlama frekansı

**step grid:** kademeli ızgara\*

**step size:** kademe boyutu\*

**sterba antenna:** sterba anten

**straight-wire antenna:** düz telli anten\*

**strap antenna:** şerit anten\*

**strap loop:** şerit çerçeve, şerit çevrim\*

**structure efficiency:** yapı verimliliği\*

**structure vector:** yapı vektörü\*

**stub aerial:** tel şeklinde anten (Uzunluğunun dört katı dalga boyunda rezonansa giren düzgün tel şeklinde anten.), kısa anten

**structure loss:** yapı kaybı\*

**sub-domain basis function:** alt alan temel fonksiyonu\*

**subcomponent:** alt bileşen\*

**subfunction:** alt fonksiyon

**subplot:** alt çizim\*

**subscript:** indis (Örneğin bir matrisin elemanlarının konumlarını gösteren tam sayılar veya semboller.)

**summing junction:** katma bağlantısı\*

**superscript:** üs, üs işareti

**supervisory program:** yönetici program

**surface charge:** yüzey yükü [**bound charge**]

**surface patch:** yüzey lekesi

**surface tangent unit vector:** yüzey tanjant birim vektörü\*

**susceptance:** süseptans, kör iletme, his (Empedansı  $R + jX$  şeklinde verilen devrenin admitansının sanal kısmı. Sembolü B.)

**SWR bandwidth:** SWR bant genişliği\*

**symmetry flag:** simetri bayrağı\*

**system efficiency:** sistem etkinliği

**system level impedance:** sistem düzeyindeki empedans

## T

**T-network:** T ağı, T şebekesi (iki seri kolu ve bu kollar arasında bir şönt kolu bulunan şebeke.)

**T antenna:** T anteni (T biçiminde bir yatay ve düşey iletkenlerden oluşan anten. Genel olarak uzun dalgalar için kullanılır.)

**tag number:** etiket numarası

- tag increment:** etiket artış numarası\*
- tail end:** uç kısım, en son kısım, kuyruk ucu, uç
- tail function:** darbe fonksiyonu\*
- tail subfunction:** darbe altfonksiyonu\*
- tangent electric field:** tanjant elektrik alanı, teğet elektrik alanı
- target frequency:** hedef frekans
- terminal current:** terminal akım, uç akım\*
- terminal impedance:** uç empedansı
- terminal inductance:** uç indüktansı\*
- terminal resistance:** uç direnci, terminal empedansı
- terminal voltage:** bağlantı gerilimi, terminal gerilimi, uç voltajı (Bir elektrik makinesi için elektrik kaynağına bağlı uçlardaki gerilim.)
- termination:** sonlandırma, uçlandırma, kutuplandırma, bitme, sona erme, nihayetlenme, son, netice, sınır, had (Bir terminasyon sisteminin sonuna konulan herhangi bir düzen.) [**matched load**]
- termination resistance:** sonlandırma direnci\*
- test range:** test aralığı\*
- text editor:** metin düzenleyici
- text file:** metin dosyası
- thick loop:** kalın çevrim
- thick monopole:** kalın tek kutuplu
- thick-walled barrel:** kalın duvarlı varil\*
- thicker loop:** daha kalın çevrim
- thin direction:** hassas yönlendirme\*\*
- thin loop:** ince çevrim
- thin walled barrel:** ince duvarlı varil\*
- thin wire:** ince tel
- thin wire model:** ince tel modeli
- thinner loop:** daha ince çevrim
- tiered array:** sıralı anten, üstüste dizilmiş ışınlayıcı elemanları olan anten
- time domain:** zaman aralığı, zaman alanı, zaman bölgesi
- time-varying:** zaman değişkenli, zamana göre değişen
- time-varying magnetic field:** zamana göre değişen manyetik alan
- top loaded antenna:** üstten yüklü anten
- top-loading:** üstten yükleme\*
- top-radials-and-coil:** üstten radyal ve sargı\*
- trade-off:** ticari avantaj\*
- transciever:** alıcı verici (Devresinin hem alış hem de veriş özelliği olan elektriksel düzen.) **walkie-talkie**



**transconductance:** geçiş iletkenliği, eğim (Geçiş empedansının tersi. Bir devrenin bir yerindeki akımın, diğer bir yerindeki elektromotor kuvvete ya da potansiyel farkına oranı.)

**transducer:** transduser, dönüştürücü, güç çevirici, alet transformatörü, konvertisör, çevirgeç, transdüktör, değıştirgeç

**transducer power gain (TPG):** dönüştürücü güç kazancı, transduser güç kazancı (TPG)\*

**translation:** öteleme

**translational increment:** öteleme artışı\*

**transmission antenna:** iletim anteni\*

**transmission line wave impedance:** zzzz

**transmission line:** iletim hattı, nakil hattı, enerji hattı, transmisyon hattı

**transmit dipole:** iletim dipolü\*

**transmit mode:** zzzz

**transmit power:** iletilen güç\*

**transmitted power:** gönderilen güç (Bir haberleşme kanalının herhangi bir tipi ile yayılan güç.)

**transmitted wave:** iletilmiş dalga

**transmitter:** verici, emitter, transmitter

**transmitter end:** verici ucu\*

**transmitting aerial:** iletici anten, verici anten, aktarıcı anten, nakledici anten, yayıcı anten, yayıcı dalgalık, verici dalgalık

**transmitting antenna:** iletici anten, verici anten, aktarıcı anten, nakledici anten, yayıcı anten, yayıcı dalgalık, verici dalgalık

**transmitting:** iletim

**transmitting loop:** verici çevrim\*

**transverse:** çapraz, enine, hiperbolün enine mihver

**trap:** kapan (Bir yarıiletkende, akım taşıyıcılarının yakalandığı kristal kafes bozuklukları. Bu kapanlar, birleşmeyi arttırabilir ya da yük taşıyıcılarının hareket yeteneğini azaltabilir.)

**travelling-wave antenna:** yürüyen dalga anteni

**triangle basis function:** temel üçgen fonksiyonu\*

**triangle function:** üçgen fonksiyonu\*

**truncate:** kesmek, kırmak

**tubing diameter:** borulama çapı\*

**tuned aerial:** ayarlanmış anten, akortlu anten

**tuned antenna:** ayarlı anten, akordlu anten, ayarlanmış anten (Tabii rezonans frekansında çalışan anten.)

**tuned circuit:** akordlu devre (Bir endüktans bobini ile bir kondansatör seri ya da paralel bağlanarak oluşturulan devre. Rezonans frekansında alternatif akıma karşı küçük ya da çok büyük direnç gösterir.)

**tuned input resistance:** akortlu giriş direnci

**tuned monopole:** akortlu monopol\*

**tuner:** akordlayıcı, kanal seçici (Bir ya da daha çok rezonans devresinden oluşup, istenilen işareti seçen, diğerlerine duyar olmayan düzen.) **turret tuner**

**tuning capacitor:** ayarlama kapasitörü, akort kondansatörü

**tuning coil:** ayar bobini, akort bobini

**tuning element:** akort cihazı

**tuning range:** akort aralığı (Mekanik olarak akortlanan bir rezonans devresinin ayar edilebildiği frekans bölgesi.)

**turn:** dönüş, sarım, bobin

**turn ratio:** sargı sayısı oranı

**turn-to-turn capacitance:** sarımdan sarıma kapasitans

**turnstile antenna:** turnike anten (90° faz farkı eşit akımlarla sürülen, birbirine dik iki eş dipol.)

**turret tuner:** televizyon alıcılarında kullanıldığı gibi, üzerinde akortlu devreler bulunan ve çevrildiği zaman istenilen frekansa akort edilebilen tambur.

**twin aerial:** çift anten

**twin-lead:** çift iletkenli kablo

**two-charge system:** iki yüklü sistem\*

**two-port network:** iki kapılı ağ

**two-wire transmission line:** iki telli iletim hattı

## U

**uncancelled:** geçersiz duruma getirilmemiş

**uneven:** düzenli olmayan, çift olmayan\*

**unidirectional antenna:** tek yönlü anten, bir yöne yönelmeli anten (Bir yöne hassas olan anten.)

**unidirectional log-periodic antenna:** ana radyasyonun geriye doğru olduğu ve empedansın tüm frekanslar için sabit olduğu geniş bantlı bir anten

**uniform applied field:** eşşekilli uygulanmış alan

**uniform current:** eşdeğer akım\*

**uniform field:** eşşekilli alan (Bütün noktalarında aynı vektör ile belirlenen alan.)

**unipole antenna:** tek kutuplu anten (Her yönde aynı özellikte yayın yapan anten. Pratikte gerçekleştirilememiştir fakat teorik olarak kullanılır.)

**unit vector:** birim vektör, yöney vektör

**unloaded antenna:** yüklenmemiş anten (Tabii dalga boyunu artırmak üzere endüktans bobininin kullanılmadığı anten.), izoleli anten

**unloaded half-power bandwidth:** yüksüz yarı güç bant genişliği\*

**unloaded line:** yüksüz hat

**unloaded Q:** yüksüz Q (Bir sisteme dış kuplaj olmadığı durumda sistemin Q değeri)

**unmatched:** akortsuz

**unnormalized directive gain:** normalleştirilmemiş yönelme kazancı

**unnormalized half-power bandwidth:** anormalleştirilmiş yarı güç bant genişliği\*

**unset:** kurulmamış

**untuned antenna:** ayarlanmamış anten, akortsuz anten (Çalışma frekansına akordu yapılmamış anten.)

**unzip:** açmak, zip sıkıştırmasını açmak

**upper-triangle:** üst üçgen\*

**utility program:** kullanım programı

## V

**variable elevation beam antenna:** demet uzunluğu değiştirilebilen anten (Çok sayıda dipol elemanı olan anten. Ana kulak karakteristiği faz ayarı ile kontrol edilir.), değişken yükseklikli huzme anteni

**vector field:** vektör alan, yöney alanı, yönleç alanı

**vee antenna:** yatay düzlemde V şeklinde katlanmış yayınlayıcı

**vertical aerial:** dikey anten, dik anten

**vertical dipole:** dikey dipol

**vertical loop:** dikey çevrim\*

**vertically polarized wave:** dikey polarizasyonlu dalga, düşey polarizasyonlu dalga

**Very Low Frequency (VLF):** Çok Düşük Frekans (VLF)

**very-near field:** çok yakın alan\*

**voltage amplitude:** gerilim genliği\*

**voltage divider:** gerilim bölücü (Uygulanan gerilimin değişik kesirlerini elde etmek için seri bağlı dirençlerle yapılmış gerilim bölücü.) **potential divider**

**voltage driven:** voltaj tahrikli\*

**voltage feed:** gerilim beslemesi (Bir verici antenin maksimum potansiyel noktasına gerilim uygulanarak uyarılması.)

- voltage gain:** gerilim kazancı, voltaj kazancı  
**voltage generator:** gerilim üretici (İdeal olarak iç direnci sıfır olan işaret kaynağı.)  
**voltage pickup:** gerilim pikapı  
**Voltage Standing-Wave Ratio (VSWR):** Duran Dalga Gerilim Oranı (VSWR) (Bir duran dalgada maksimum ile minimum arasındaki oran.)  
**voltage swing:** gerilim dalgalanması  
**voltage-fed antenna:** gerilim beslemeli anten (Bir hattan, hattın yüksek empedans gösterdiği bir yerde güç alan anten.)  
**volume loaded small dipole antenna:** hacim yüklü küçük dipol anten\*  
**volume loading:** hacmen yükleme  
**volume-loaded antenna:** hacim yüklü anten\*  
**volume-loaded monopole:** hacim yüklü monopol\*  
**volume-loaded dipole:** hacim yüklü dipol\*  
**volume top load:** tepeden hacme yükleme\*

## W

- walkie-talkie:** alıcı verici (Bir kişinin taşıyabileceği büyüklükte portatif radyo alıcı ve vericisi.) **transceiver**  
**wall thickness:** duvar kalınlığı\*  
**wave antenna:** dalga anteni (Dalgalanan geliş doğrultusuna yatay olarak konulmuş gergin bir tel şeklindeki alıcı anten.)  
**wave attenuation:** dalga zayıflaması (Kaynaktan uzaklaştıkça, dalga genliğinin veya güç şiddetinin azalması.)  
**wave field:** dalga alanı\*  
**wave front:** dalga sınırı, dalga cephesi  
**wave impedance:** dalga empedansı, dalga kılavuzu empedansı  
**wave line:** dalga hattı, dalga çizgisi  
**wave monopole:** tek kutuplu dalga\*  
**wave reflection:** dalganın yansıması  
**wave resonance:** dalga rezonansı  
**waveguide:** dalga kılavuzu (1. Çok yüksek frekanslı enerjiyi, herhangi bir elektromanyetik osilasyon modunda iletmeye yarayan, boru şeklindeki metal iletken. 2. Dünya çevresinde, elektromanyetik dalgaların yayılma doğrultusunu etkileyen, iyonlaşmış atmosfer tabakaları. 3. Akustik dalgaların yayılma doğrultusunu etkileyen farklı sıcaklıktaki hava tabakaları.)  
**waveguide cavity:** dalga kılavuzu boşlukları  
**waves in space:** uzaydaki dalgalar\*  
**waves in transmission lines:** iletim hatlarındaki dalga\*

**Wheeler cap:** Wheeler kablo başlığı

**Wheeler Q:** zzzz

**whip antenna:** tek iletkenli düşey anten, kamçı anten (Tek iletkenli düşey anten.)

**whip:** kamçı\*

**wide band:** geniş band, (geniş bir frekans bandını geçirebilen tuner, kuvvetlendirici veya diğer bir aletin özelliği)

**wind back:** geri sarım\*

**wire antenna:** tel anten

**wire gauge:** tel çapı, tel kesitli ölçü sistemi, tel masdarı, tel numarası, madeni tel kalibresi, mikrometre vidası

**wire grid:** tel ızgara, renk ızgarası++

**wire-list:** tel listesi\*

**wire loop:** tel çerçeve\*

**wire mesh:** tel kafes, tel örgü, metal kafes

**wire overlap:** tellerin çakışması\*

**wire space:** tel alanı\*

**wire statement:** tel özellikleri\*

**wire-equivalent:** telle eşdeğer

**wireless data link:** telsiz veri bağlantısı

**word processor:** kelime işlemci, sözcük işlemci, sözcük işlemcisi, yazı işlemci (Yazı işleme yeteneklerine sahip olabilen bilgisayar ya da bilgisayar programı.)

## X

## Y

**Yagi antenna:** Yagi anteni (Normal bir dipol ile buna paralel olarak konmuş yönlendirici ve yansıtıcı çubuklardan oluşan anten.)

**Yagi array:** Yagi anteni (Normal bir dipol ile buna paralel olarak konmuş yönlendirici ve yansıtıcı çubuklardan oluşan anten.)

**Yagi-uda antenna:** Yagi anteni (Normal bir dipol ile buna paralel olarak konmuş yönlendirici ve yansıtıcı çubuklardan oluşan anten.), Yagi Uda anteni

## Z

**zapp antenna:** zep anteni (Rezonanslı bir transmisyon hattıyla beslenen, yarım dalgaboyu uzunluğunda yatay anten.)

**zero crossing:** sıfır çaprazlama

**zip file:** zip dosyası

## SONSÖZ:

Bu notların hazırlanmasında, [www.halkbandi.amatortelsiz.com](http://www.halkbandi.amatortelsiz.com), [www.radartutorial.eu](http://www.radartutorial.eu), [www.dxzone.com](http://www.dxzone.com) (4NEC2 yazılımı ve NEC bazlı örnek antem modellemeleri, Arie Voors) web siteleri ile Antenna Engineering Handbook-Johnson, Radio Engineers' Handbook-Terman kitaplarından yararlanıldı. Ancak asıl olarak okuduğunuz notlar, Douglas Miron'un Small Antenna Design kitabı baz alınarak biraraya getirildi. Hacim yüklü küçük dipol antenin de mucidi olan Miron, kitabında küçük antenler tasarlamak üzerine deneyimlerini paylaşmış. İngilizce olarak yayınladığı kitabında bir de CD-ROM veren Miron, kullandığı nümerik araçları (NEC2) ve herkese açık GUI kodlarıyla, tasarladığı antenler için yaptığı çözümleri MATLAB aracılığı ile yapmış ve bunları dosyalamış. Bu notlarda zaman zaman bu araçlara ya da kodlara referanslar verilmiştir. Bu CD-ROM'a derseniz Douglas Miron'un orijinal kitabını alarak ulaşabilirsiniz ya da kitapla verilen CD-ROM'daki yazılımlara, kodlara, GUI ve diğer araçların bir kısmına <http://www.silist.org/swindex2.html>, "<http://dxzone.com/cgi-bin/dir/jump2.cgi?ID=6997>", <http://www.robomod.net/mailman/listinfo/nec-list>" web sitelerinden de en azından NEC2 arşivine ulaşabilir ve bu araçların ve bu araçlarla üretilmiş kimi çalışan kodların bir kısmını indirebilirsiniz.

Miron, antenle ilgilenen daha doğrusu anten tasarlamak isteyenlere elektronik ve mühendislik bilgisine sahip olmalarının yanında, mutlaka bir programlama bilgisine sahip olmalarını ve nesne temelli bir programlama dilini bilmenin yararlarını anlatıyor ve elbette iyi bir matematik kullanıcısı olmanın altını çiziyor.

Notlar, başlangıç bölümü dahil onbir ayrı bölümden oluşmuştur. Başlangıçtaki bir kaç bölümden sonra doğrudan anten uygulamalarına geçilmiştir. Son olarak İngilizce terimlerin Türkçe karşılıklarının listelendiği bir terimler sözlüğü de ilave edilmiştir.

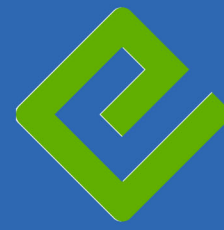
Anten Yapımı ile ilgili okuduğunuz bu notların hazırlanmasında çeşitli İngilizce kaynakların taranmasında ve çevrilmesinde emeği geçen Erdemir Fidan'a bolca teşekkür borçluyuz. Bu çalışmanın EMO kanalı ile yayınlanması için başından beri desteğini esirgemeyen Orhan (Örücü) Ağabeyimize, derlemenin hazırlanmasında katkılarından dolayı Emre (Metin) ve Hakkı (Ünlü) kardeşlerime teşekkür ederiz. Ayrıca bu tür mesleki yayınların e-kitap olarak çok düşük bedeller ile meslektaşlarına kazandırmak için bu yayın portalını oluşturma kararı alan 42. Dönem EMO Yönetimine bu öncü rölünden dolayı teşekkür ederiz.

E-Kitabı Derleyen ve Yayına Hazırlayan  
İbrahim Aydın Bodur

Sağda kalacak boş sayfa

DERLEYEN: AYDIN BODUR

# ANTEN YAPIMI



ePUB



# e-kitap

EMO Yönetim Kurulu 42. Dönem'de(Kasım 2010) bir yayın portalı oluşturdu. Bu yayın portalı üzerinde,daha önce de sürdürmekte olduğumuz, basılı dergilerimizin İnternet sürümleri, basılı kitaplarımızın tanıtımları ve çevrim içi satın alma olanakları ile doğrudan İnternet üzerinden bilgisayarınıza indirebileceğiniz e-kitapları çok düşük bedellerle edinebilme olanağına sahip olacaksınız.

İnternet sitemiz üzerinden e-kitap dağıtım hizmetini, yakında hizmete girecek olan EMO Yayın Portalı'nın öncülü olan, sitemizin yayın bölümünde yer alan e-kitaplarla uzunca bir süredir veriyorduk. Yayınlarımızı izleyenler hatırlayacaktır, ilk e-kitabımız, EMO üyesi Arif Künar'ın "Neden Nükleer Santrallere Hayır" kitabının PDF baskısıydı. Hükümetin Akkuyu'da nükleer santral kurma inadı maalesef hala kırılamadı. Dört yıl önce bastığımız bu kitap hala güncel!....

EMO'nun İnternet sitesi üzerinden hizmete giren bu yeni sitemizde yeni e-kitaplarla hizmete açıldı. Sizlerde varsa yayınlamak istediğiniz kitaplarınızı, notlarınızı bize iletebilirsiniz. Bu yayınlar yayın komisyönümüzün değerlendirmesinden sonra uygun bulunursa yayınlanacak ve eser sahibine EMO ücret tarifesine göre ücret ödenecektir. E-Kitaplar tarafımızdan yayımlandıkça üyelerimize ayrıca eposta ile iletilecektir.

Saygılarımızla

Elektrik Mühendisleri Odası  
42. Dönem Yönetim Kurulu

**TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası**

İhlamur Sokak No:10 Kat:2 Kızılay/Ankara

Tel: (312) 425 32 72 Faks: (312) 417 38 18

<http://www.emo.org.tr> E-Posta: [emo@emo.org.tr](mailto:emo@emo.org.tr)

EMO YAYIN NO: EK/2010/1