

T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**MONOPOL ANTENLİ UÇAKLARDA ALAN  
ÖRÜNTÜSÜNÜN VE KUPLAJIN KİRİNİMİN  
DÜZGÜN TEORİSİ (UTD) İLE BULUNMASI**

**DOKTORA TEZİ**

**Elektrik-Elektronik Müh. Ali DAĞDEVİREN**

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH.**

**Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK MÜH.**

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. Osman Çerezci**

**Ağustos 2006**

T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**MONOPOL ANTENLİ UÇAKLARDA ALAN  
ÖRÜNTÜSÜNÜN VE KUPLAJIN KIRINIMIN  
DÜZGÜN TEORİSİ (UTD) İLE BULUNMASI**

**DOKTORA TEZİ**

**Elektrik-Elektronik Müh. Ali DAĞDEVİREN**

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH.**

**Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK MÜH.**

**Bu tez 03 / 08 /2006 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.**

**Prof. Dr.  
Osman ÇEREZCİ  
Jüri Başkanı**

**Prof Dr.  
Abdullah FERİKOĞLU  
Üye**

**Prof Dr.  
Etem KÖKLÜKAYA  
Üye**

**Y.Doç.Dr. Ahmet ÖZMEN  
Üye**

**Yrd. Doç. Dr. Şükrü ÖZEN  
Üye**

## TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmamda başta tez danışmanım Prof. Dr. Osman erezci olmak üzere, verdikleri derslerle beni destekleyen Prof. Dr. Niyazı Arı'ya ve Dr. Ahmet Teřneli'ye teşekkür ederim.

Tez alışma aşamasında kıymetli tavsiyelerini esirgemeyen Dr. Fatih Üstüner'e, Dr. Bahattin Türetken'e ve Dr. Nazlı Candan'a teşekkür ederim.

Ölçümler esnasındaki değerli çalışmalarından dolayı Ekrem Demirel'e ve Ersan Baran'a, modelin hazırlanmasında emeği geçen Emre Aydemir'e, Muharrem Demirbař'a ve Sefa Ogan'a teşekkür ederim.

Tez çalışmam esnasında bana desteğini esirgemeyen eşim Sümeyye Dağdeviren'e teşekkür ederim.

## İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	viii
TABLOLAR LİSTESİ.....	xi
ÖZET.....	xii
SUMMARY.....	xiii
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2.	
ANALİTİK TEMELLER .....	4
2.1. Kırınımın Düzgün Teorisine Giriş ve Özellikler.....	4
2.1.1. Geometrik optik ışınlarının yörüngesi.....	5
2.1.2. Geometrik optik ışınlarının polarizasyonu.....	6
2.1.3. Geometrik optik ışınlarının faz değişimi.....	6
2.1.4. Geometrik optik ışınlarının genlik değişimi.....	6
2.2. Dipol Antenden Çıkan Işınların Oluşturduğu Elektrik Alan.....	7
2.3. Açık Sınırlı Ortamlarda Toplam Alan ve Saçıcı Etkisi.....	9
2.4. Düzlem Plakada ve Silindirde Yansıma.....	10
2.4.1. Düzlem plakada yansıma.....	10
2.4.2. Silindirik ylakada yansıma.....	11
2.5. Kırınım ve Kırınımın Düzgün Teorisi.....	12
2.6. Dışbükey Geometrilere Yüzey Kırınımı.....	15
2.7. Uçağın Modellenmesi ve Uçakta Saçılma Problemi.....	18

2.8. Bir Silindir Üzerindeki Monopol Antenin Işıma Örüntüsü.....	21
2.9. Düzlem Plaka Üzerinde Bulunan İki Monopol Arasında Kuplaj.....	23
2.10. Düzlem Plaka Üzerindeki Monopol Antenin Işıma Örüntüsü.....	24
BÖLÜM 3.	
MİNİMUM KUPLAJ ve ANTEN YERLEŞİMİ.....	27
3.1. Silindire Monte Bir Antenin Silindir Üzerindeki Herhangi Bir Noktada Oluşturduğu Elektrik Alan.....	27
3.2. Kaynak Anten Alıcı Anten Eşdeğer Devresinde Kuplaj İfadesinin Bulunması.....	32
3.3. Monopol Anten Eşdeğer Devresinde Açık Devre Geriliminin Bulunması.....	34
3.4. Monopol Antenin Giriş Empedansının Bulunması.....	35
3.5. Silindire Monte Edilmiş Alıcı ve Verici Anten Arasındaki Kuplaj İfadesinin Bulunması .....	38
3.6. Silindir Üzerinde Minimum Kuplaj ve Anten Yerleşimi.....	44
BÖLÜM 4.	
SAYISAL MODELLER.....	46
4.1. MoM Metodu ve MoM Modeli.....	46
4.2. UTD Metodu.....	49
4.3. MoM/UTD Melez Metodu.....	51
4.4. Kuplaj Hesaplama Yöntemi.....	53
BÖLÜM 5.	
ÖLÇÜMLER.....	57
5.1. Ölçüm Düzenegi.....	58
5.2. Ölçüm Prosedürü.....	60
BÖLÜM 6.	
SONUÇLAR.....	62
BÖLÜM 7.	
TARTIŞMA VE ÖNERİLER.....	69

KAYNAKLAR.....	71
EKLER.....	76
EK A – Kırınım Katsayıları Hesaplayan Matlab Kodu .....	77
EK B – Fock Kuplaj Fonksiyonları.....	79
EK C – Fock Kuplaj Fonksiyonlarını Hesaplayan Matlab kodu.....	82
EK D – Silindir Üzerindeki Antenlerin Kuplajını Hesaplayan Matlab Kodu.....	83
EK E – Silindir Üzerindeki Minimum Kuplaj ve Optimum Anten Yeri Hesaplayan Matlab Kodu.....	86
ÖZGEÇMİŞ.....	89

## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

$c$	: Işık hızı
$C$	: Kuplaj
$C_i$	: Kosinüs integrali
$C_{\max}$	: Maksimum kuplaj
$dp_e$	: Elektrik akım momenti
$D$	: Kırınım katsayısı
$E$	: Elektrik alan
$f$	: frekans
$F$	: Geçiş fonksiyonu
GTD	: Geometrical Theory of Diffraction (Kırınımın Geometrik Teorisi)
$h$	: Monopol antenin uzunluğu
$H$	: Manyetik alan
$I$	: Akım
$I_g$	: Kaynağın ürettiği akım
$k$	: Dalga sayısı
$K$	: Büyüklük parametresi
$L$	: Uzaklık parametreleri
$l_e$	: Vektör efektif uzunluğu
ML	: Mismatch Loss (Uyumsuzluk kaybı)
MoM	: Moment metodu
$P_g$	: Kaynağın iç direncinde harcanan güç miktarı
$P_{in}$	: Antene aktarılan güç miktarı
$P_L$	: Alıcıya aktarılan güç miktarı
$P_{rad}$	: Toplam ışıyan güç miktarı
$P_s$	: Kaynağın harcadığı toplam güç miktarı
$r$	: Uzaklık

$R$	: Yansıma katsayısı
$R_g$	: Kaynak iç direnci
$R_L$	: Alıcının direnci
$R_r$	: Işınım direnci
$S_{xy}$	: S parametreleri
$S_i$	: Sinüs integrali
$t$	: Silindir üzerinde katedilen mesafe
$T$	: Yüzey kırınım katsayısı
$U(\xi)$	: Fock kuplaj fonksiyonu
UTD	: Uniform Theory of Diffraction (Kırınımın Düzgün Teorisi)
$V_g$	: Kaynak gerilimi
$V_{oc}$	: Açık devre gerilimi
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio (Duran dalga oranı)
$W_{av}$	: Ortalama Poynting vektörü
$X_r$	: Işınım reaktansı
$Y$	: admitans
$Z_{in}$	: Antenin terminallerindeki eşdeğer empedans
$Z_{mn}$	: MoM matris elemanı
$\lambda$	: Dalga boyu
$\psi$	: Faz fonksiyonu
$\rho$	: Eğiklik yarıçapı
$\eta$	: Ortam empedansı
$\Delta$	: Segman uzunluğu
$\Gamma$	: Yansıma katsayısı
$\theta$	: Elevasyon açısı
$\phi$	: Azimut açısı
$\epsilon$	: Dielektrik sabiti
$\mu$	: Manyetik geçirgenlik
$\omega$	: Açısal hız



## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Bir hertz dipolü.....	7
Şekil 2.2. Bir dipolden çıkan ışınların açıya göre genlik değişimleri...	8
Şekil 2.3. Bir dipolden çıkan ışınların uzaklığa göre genlik değişimleri.....	9
Şekil 2.4. Toplam alana saçıcı etkisi .....	9
Şekil 2.5. Metalik düzlemde yansıma.....	10
Şekil 2.6. Silindir plakada yansıma.....	11
Şekil 2.7. Düzgün kamada kırınım.....	12
Şekil 2.8. Düzgün kamada dik kırınım.....	13
Şekil 2.9. Genel bir kama geometrisinde kırınım.....	13
Şekil 2.10. Yüzeğe teğet gelen ışın sürünerek enerji kaybeder.....	16
Şekil 2.11. Yüzeğe teğet gelen ışınların uzak alanda oluşturduğu alan.	16
Şekil 2.12. Silindirin monopol antenin ışımaya etkisi.....	18
Şekil 2.13. Bir F-4 savaş uçağı.....	19
Şekil 2.14. Bir F-4 savaş uçağı kanonik modeli.....	20
Şekil 2.15. Bir antenin F-4 savaş uçağında ışımaya etkisi.....	20
Şekil 2.16. Silindir üzerine monte edilmiş monopol anten.....	21
Şekil 2.17. Silindir üzerine monte edilmiş monopol antenin 3 boyutlu ışımaya örüntüsü.....	22
Şekil 2.18. Silindir üzerine monte edilmiş monopol antenin xz düzlemindeki ışımaya örüntüsü.....	22
Şekil 2.19 Silindir üzerine monte edilmiş monopol antenin yz düzlemindeki ışımaya örüntüsü.....	23
Şekil 2.20 Metal düzlem üzerine monte edilmiş alıcı ve verici antenler	23
Şekil 2.21. Düzlem plaka üzerine yerleştirilmiş monopol anten.....	24
Şekil 2.22. Düzlem plaka üzerine yerleştirilmiş monopol antenin 3 boyutlu ışımaya örüntüsü.....	25

Şekil 2.23. Düzlem plaka üzerine yerleştirilmiş monopol antenin xz düzlemindeki ışınma örüntüsü.....	25
Şekil 2.24. Kare düzlem plaka üzerine yerleştirilmiş monopol antenin 3 boyutlu ışınma örüntüsü.....	26
Şekil 2.25. Kare düzlem plaka üzerindeki monopol antenin xz düzlemindeki ışınma örüntüsü.....	26
Şekil 3.1. Bir silindir üzerinde ilerleyen bir ışın.....	28
Şekil 3.2. Açık silindir.....	28
Şekil 3.3. Kaynak-anten eşdeğer devresi.....	32
Şekil 3.4. Yük-anten eşdeğer devresi.....	33
Şekil 3.5. Silindirik gövdeye yerleştirilmiş alıcı ve verici antenler.....	38
Şekil 3.6. 225 MHz'de $\beta=\pi/3$ için alıcı ve verici antenler arasındaki kuplaj.....	41
Şekil 3.7. 300 MHz'de $\beta=\pi/3$ için alıcı ve verici antenler arasındaki kuplaj.....	42
Şekil 3.8. 400 MHz'de $\beta=\pi/3$ için alıcı ve verici antenler arasındaki kuplaj.....	42
Şekil 3.9. 300 MHz'de $\phi=\pi$ için alıcı ve verici antenler arasındaki kuplaj.....	43
Şekil 3.10 300 MHz'de $z=0$ için alıcı ve verici antenler arasındaki kuplaj.....	43
Şekil 3.11. Silindirik gövdeye optimum anten yerleşim bölgeleri.....	45
Şekil 4.1. MoM modeli.....	47
Şekil 4.2. MoM modelinin yandan görünümü ve anten yerleri.....	47
Şekil 4.3. MoM modelinin üstten görünümü.....	48
Şekil 4.4. MoM modelinin önden görünümü.....	48
Şekil 4.5. UTD modeli.....	49
Şekil 4.6. UTD modelinin yandan görünümü.....	50
Şekil 4.7. UTD modelinin üstten görünümü.....	50
Şekil 4.8. UTD modelinin önden görünümü.....	50
Şekil 4.9. MoM/UTD melez modeli.....	51
Şekil 4.10. MoM/UTD melez modeli yandan görünümü.....	52

Şekil 4.11. MoM/UTD melez modeli üstten görünümü.....	52
Şekil 4.12. MoM/UTD melez modeli önden görünümü.....	52
Şekil 4.13. İki antenin iki portlu devre temsili.....	53
Şekil 5.1. Ölçüm düzeneği.....	58
Şekil 5.2. Yarı yansız oda ve ölçüm düzeneği.....	59
Şekil 5.3. Ölçekli F-4 modelinin yerleşimi.....	60
Şekil 6.1. Sonuçların karşılaştırıldığı düzlem.....	62
Şekil 6.2. A1 antenin 225 MHz'de ışımaya örüntüsü.....	63
Şekil 6.3. A1 antenin 400 MHz'de ışımaya örüntüsü.....	63
Şekil 6.4. A2 antenin 225 MHz'de ışımaya örüntüsü.....	64
Şekil 6.5. A2 antenin 400 MHz'de ışımaya örüntüsü.....	64
Şekil 6.6. A3 antenin 225 MHz'de ışımaya örüntüsü.....	65
Şekil 6.7. A3 antenin 400 MHz'de ışımaya örüntüsü.....	65
Şekil 6.8. A1-A2 antenleri arası kuplaj.....	66
Şekil 6.9. A2-A3 antenleri arası kuplaj.....	66
Şekil A.1 Kırınım katsayıları hesaplama algoritması.....	77
Şekil B.1. Fock kuplaj fonksiyonları integral eğrileri.....	79
Şekil B.2. $u(x)$ fonksiyonu.....	81
Şekil B.3. $v(x)$ fonksiyonu.....	81
Şekil D.1 Anten Kuplaj Hesaplama Algoritması.....	83
Şekil E.1 Optimum anten yerleşimi hesaplayan algoritma.....	86

## TABLULAR LİSTESİ

Tablo 4.1. MoM model kıstasları.....	47
Tablo 4.2. VSWR, yansıma katsayısı ve uyumsuzluk kaybı ilişkisi.....	56
Tablo 5.1. Elektriksel parametrelerin ölçeklendirilme kuralları.....	57
Tablo B.1. Fock kuplaj fonksiyonu katsayıları.....	80

## ÖZET

**Anahtar Kelimeler:** Kuplaj, ışımaya örüntüsü, kırınım

Bu çalışmada bir F-4 uçağının üzerine yerleştirilmiş antenlerin ışımaya örüntüleri ve antenler arası kuplaj simülasyonlarla ve yazılan kodlarla incelenmiştir. Metod olarak UTD metodu, MoM metodu ve MoM/UTD melez metodları kullanılmıştır. Sonuçların doğruluğunu kontrol etmek için ölçekli bir modelle deneysel ölçümler gerçekleştirilmiştir. UTD metodunun en az MoM kadar doğru sonuçlar verdiği ve problem çözme süresinin MoM metodundan en az 100 kat daha kısa olduğu gösterilmiştir. Ayrıca MoM/UTD melez metodunun da gerçeğe yakın sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.

Bu çalışmada ayrıca kanat etkisinin ihmal edilebilir olduğu durumlar göz önüne alınarak uçağın ana gövdesi bir silindir gibi düşünülüp, uçak üzerinde anten yerleşiminin en ideal bölgeleri ve en optimum bölgeleri saptanmıştır. Bu saptamada metod olarak tüm çalışma frekans bandında ortalama minimum elektromanyetik girişim hesaplanması kullanılmıştır.

# **FINDING THE RADIATION PATTERN AND THE MUTUAL COUPLING OF AIRCRAFT MOUNTED MONOPOLE ANTENNAS BY USING UNIFORM THEORY OF DIFFRACTION (UTD)**

## **SUMMARY**

**Keywords:** Coupling, radiation pattern, diffraction

In this work, radiation pattern and mutual coupling of antennas mounted on a F-4 aircraft are analyzed via simulations and computer codes. The methods used are, UTD, MoM/UTD hybrid method and MoM. To check the validity of the results the measurements are performed on a scaled model. It was observed that the UTD is as accurate as the MoM method and the MoM/UTD hybrid method gives also quite accurate results. Also, UTD is at least 100 times faster than the MoM method.

In addition, the ideal and optimum antenna placement points are determined by assuming the fuselage of the aircraft as a cylinder. This work is valuable in the region that the wing effects are neglectable. The method used here is computing the average minimum electromagnetic interference in the whole operating frequency range.

## **BÖLÜM 1. GİRİŞ**

Uçak, gemi, helikopter gibi vasıtaların elektronik teçhizatının doğru çalışması kritik öneme sahiptir. Çünkü sistem içi ya da sistemler arası oluşabilecek bir elektromanyetik girişim sonucu çıkacak herhangi bir problem hem insan kaybına hem de yüksek miktarda maddi zarara yol açabilir. Bu nedenle bu gibi yapılarda potansiyel elektromanyetik girişim tehditleri tasarım öncesinde elden geldiğince saptanmalı ve tasarım esnasında geliştirilen uygun çözümler uygulanmalıdır. Bu potansiyel tehlikelerden biri de uçak üzerine monte edilmiş antenlerin çalışması esnasında ışıma yolu ile kuplaj vasıtasıyla sistemler arası etkileşimdir. Bir antenden diğerine aynı band kanal girişimi ile ya da harmonikler vasıtasıyla yan band kanal girişimi ile ulaşan bir elektromanyetik girişim, bu antenin çalışmasını önleyebilir, kritik bir zamanda bu çalışmazlık ciddi sorunlara yol açabilir. Bu nedenle antenler arası kuplajın ve antenlerin ışıma örüntülerinin tasarım ve test öncesi saptanması gereklidir. Uçağın büyüklüğü düşünüldüğünde her tasarım öncesi ölçekli bir model kullanarak kuplaj ve alan örüntüsünü test etmek ise hem pahalı hem de çok zaman alıcıdır. Bu nedenle simülasyonlar yardımı ile bu analizi yapmak daha akıllıcadır. Simülasyon sonuçları yaklaşık bir sonuç verecektir ama bir ön bilgi vermesi açısından bu oldukça önemlidir.

Bilindiği gibi elektromanyetik teoride bir problemin çözümünde üç değişik yöntem kullanılır: analitik metodlar, sayısal metodlar ve asimtotik metodlar. Analitik metodlar, Maxwell denklemlerinin sınır koşulları kullanılarak matematiksel çözümünü içerir. Bu metod ancak basit geometriler için kullanılabilir ama tam çözüm verir. Kompleks geometriler için, matematiksel ifadelerin çözümünün pratik olarak mümkün olmamasından dolayı analitik metodlar yerine sayısal metodlar kullanılır. Sayısal metodlar, sonlu fark metodu, moment metodu (MoM), sonlu eleman metodu, iletim hattı modellemesi, Monte Carlo metodu gibi metodlardan biriyle veya birkaçının melezlenmesi ile çözüm önerir.

Kompleks geometrilerin modellenmesi kullanılan sayısal metoda göre değişir. Sayısal metodlar yaklaşık çözümler verir. Bağımsız bir parametrenin değeri artarken doğruluğu artan metodlara asimtotik metodlar denir. Elektromanyetik teoride bu bağımsız parametre frekans veya bir başka deyişle dalga sayısıdır. Bu teoride elektromanyetik enerji ışınlarla düz çizgiler boyunca taşınır.

HF frekansı gibi nispeten düşük frekanslarda, dalga boyu metreler mertebesinde büyük olduğundan yapının elektriksel uzunluğu küçüktür. Bu frekanslarda kuplaj hesabı ve ışınım örüntüsü hesabı MoM metodu gibi sayısal metodlarla gerçekleştirilebilir. Ama UHF bandı ve yukarıdaki frekanslarda yapının elektriksel uzunluğu büyük olacak, problemin çözümü kaçınılmaz olarak asimtotik metodlarla gerçekleştirilecektir. Saçılma problemi incelenecek yapı, hem kompleks hem de elektriksel uzunluğu büyük ise bu durumda asimtotik metodları kullanmaktan başka çare yoktur. Çünkü, analitik metodlar çözülemeyecek kadar karışık, sayısal metodlar ise bu yapılar için çok uzun problem çözme süresi ve yüksek hafıza gereksiniminden dolayı kullanışsızdır.

Asimtotik metodlardan en sık kullanılanı Kırınımın Düzgün Teorisi (**UTD** – Uniform Theory of Diffraction) veya Kırınımın Geometrik Teorisi (**GTD** – Geometrical Theory of Diffraction)'dir. Bu metodlara Bölüm 2'de değinilecektir. Burada bilinmesi gereken, her ne kadar UTD metodu GTD metodunun geliştirilmiş hali olsa da, günümüz literatüründe her ikisinin de aynı manada kullanıldığıdır. Ayrıca, MoM metodu gibi sayısal metodları UTD gibi asimtotik metodlarla melezleyen yöntemler de mevcuttur.

Daha önce de değinildiği gibi UTD metodu elektriksel uzunluğu büyük olan kompleks yapılardaki saçılma problemlerinde kullanılır. Pratik olarak 1 GHz'in üstünde ve bir dalga boyundan büyük yapılarda kullanılır. Bir fikir edinmek açısından çeyrek dalga boyunda da analizler yapılabilmektedir ama analiz sonuçlarının doğruluğunun azaldığı göz önüne alınmalıdır.

Bu çalışmada bir F-4 savaş uçağında antenler arası kuplaj ve anten ışınma örüntüsü hesabı UTD metoduyla bulunacak ve sonuçlar MoM metodu, MoM/UTD melez



metodu ve ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırılacaktır. Daha önceki çalışmalarda KC-135, F-16 ve Boeing 737 uçaklarının üzerine yerleştirilmiş bir antenin ışınma örüntüsü UTD metodu ile incelenmiştir [1-4]. UHF bandında (225-400 MHz) UTD metodunun MoM metodu kadar sağlıklı sonuçlar verdiği gösterilecek, UTD metodunun problem çözme süresinin kısalığı ve az hafıza gereksinimi ile birlikte ne kadar kullanışlı olduğu görülecektir. Bölüm 2’de analitik temelleri aktarılan metodun, Bölüm 4’te sayısal incelemesi yapılacak, Bölüm 6’da ise elde edilen sayısal sonuçlar Bölüm 5’te anlatılan deney sonuçları ile karşılaştırılacaktır.

Ayrıca bilinmesi gereken noktalardan biri de uçaklarda antenler yerleştirilirken antenler arası etkileşimin en alt seviyede olacak şekilde yerleştirilmesinin gerekliliğidir. UTD analizinde yapılar kanonik yapılar cinsinden ifade edilmek zorundadır. Bu nedenle daha önce Koper ve arkadaşları tarafından tek bir frekansta çalışan sistemler için genetik algoritmalar kullanılarak çözülen uçağın gövdesi üzerindeki minimum kuplaj ve anten yerleşim problemi [5-6], uçağın gövdesi bir silindir gibi düşünülerek, tüm frekans bandında silindir üzerinde anten yerleşiminin optimum bölgeleri geliştirilen bir Matlab kodu yardımıyla Bölüm 3’te çözülecektir.

## **BÖLÜM 2. ANALİTİK TEMELLER**

### **2.1. Kırınımın Düzgün Teorisine Giriş ve Özellikler**

Işığın çok yüksek frekansa sahip bir elektromanyetik dalga olduğu bilinmektedir. Bu nedenle ışıkla yapılan çalışmalarda elde edilen sonuçlar, yüksek frekanslı elektromanyetik dalgalar için de geçerlidir.

Fermat, bir ışının kırılma, kırınım veya yansıma gibi maruz kaldığı tüm olaylarda, iki nokta arasında en kısa sürede katedilen yörüngeyi takip ettiğini belirtmiştir. Bu “Fermat Prensi” olarak bilinir ve konusu “Klasik Geometrik Optik”tir. Klasik geometrik optik daha çok matematik tabanlıdır ve ışığın ya da elektromanyetik dalganın faz, polarizasyon, dalga boyu, girişim, kırınım, şiddet gibi özelliklerinden bahsetmez. Modern geometrik optik, ışığın da bir elektromanyetik dalga olarak Maxwell Denklemlerini sağladığını, girişim, faz, polarizasyon, alan şiddeti gibi özelliklerini açıklar.

Daha sonra Keller tarafından kırınım kavramı da geometrik terimlerle ifade edilmiş ve Geometrik Kırınım Kuramı ya da bir başka deyişle Kırınımın Geometrik Teorisi (GTD – Geometrical Theory of Diffraction) geliştirilmiştir. Bu teorinin özellikle, aydınlık bölge-karanlık bölge sınırlarındaki hatalı sonuçları düzeltilerek Kırınımın Düzgün Teorisi (UTD – Uniform Theory of Diffraction) geliştirilmiştir. Günümüz literatüründe bir problemin çözümünün GTD metoduyla gerçekleştirildiği söylendiğinde bundan kasıt UTD metodudur.

Kırınımın Düzgün Teorisi sadece yüksek frekans problemlerinin çözümünde kullanılır. Yüksek frekans kavramıyla kasıt, elektrik ya da manyetik alanın olduğu ortamda saçıcıların geometrisindeki değişmelerin yaklaşık olarak bir dalga boyundan

küçük olmamasıdır. Pratik olarak 1 GHz ve üstünde kullanılır. Yüksek frekanslı elektromanyetik alan analizinde matematik tabanlı asimtotik metodlar kullanılır.

Asimtotik metod, integral ya da diferansiyel ifadeler içeren bir denklemin, bir parametreyi limit değerine ulaştırarak elde edilen yaklaşık çözümleridir [7]. UTD'de dalga sayısı ya da frekans sonsuza yaklaştırılarak Maxwell Denklemlerinin asimtotik çözümü sağlanır.

Kaynaksız, izotropik bir ortamda yüksek frekanslı elektromanyetik alan için aşağıdaki asimtotik eşitlikler önerilmiştir[8-9].

$$E(\mathbf{r}, \omega) \sim \exp(-jk\psi(\mathbf{r})) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{E_n(\mathbf{r})}{(j\omega)^n} \quad (2.1)$$

$$H(\mathbf{r}, \omega) \sim \exp(-jk\psi(\mathbf{r})) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{H_n(\mathbf{r})}{(j\omega)^n} \quad (2.2)$$

Burada  $\psi(\mathbf{r})$  faz fonksiyonu,  $\omega$  açısal hız,  $k$  ise dalga sayısıdır.

Frekans sonsuza gittikçe (2.1) ve (2.2) denklemleri

$$E(\mathbf{r}, \omega)_{\omega \rightarrow \infty} \sim \exp(-jk\psi(\mathbf{r}))E_0(\mathbf{r}) \quad (2.3)$$

$$H(\mathbf{r}, \omega)_{\omega \rightarrow \infty} \sim \exp(-jk\psi(\mathbf{r}))H_0(\mathbf{r}) \quad (2.4)$$

şeklinde sadeleşir. (2.1) ve (2.2) denklemleri şeklinde yazılabilen E elektrik alanı ve H manyetik alanı Işın Optik Alanları, (2.3) ve (2.4) denklemleri şeklinde yazılabilen E elektrik alanı ve H manyetik alanı Geometrik Optik Alanları olarak tanımlanır. Bu durumda her geometrik optik alanının aynı zamanda bir ışın optik alanı olduğu, bunun tersinin ise her zaman doğru olmadığı sonucuna varılır.

### 2.1.1. Geometrik optik ışınlarının yörüngesi

Bir geometrik optik ışının yörünge denklemi

$$\bar{\mathbf{r}}(s) = \bar{\mathbf{A}}s + \bar{\mathbf{B}} \quad (2.5)$$

şeklinde yazılır[10]. Burada A ve B sabit vektörlerdir. (2.5) denkleminde de anlaşılacağı üzere, homojen ortamlarda geometrik optik ışınları düz bir çizgi boyunca ilerlerler.

### 2.1.2. Geometrik optik ışınlarının polarizasyonu

Homojen bir ortamda yayılan bir geometrik optik ışınının polarizasyon vektörü sabittir.

### 2.1.3. Geometrik optik ışının faz değişimi

Işın yörüngesi boyunca faz değişimi

$$\exp(-jk\psi(s)) = \exp(-jk\psi(0))\exp(-jks) \quad (2.6)$$

şeklindedir [10]. Buradan anlaşılacağı üzere faz, yörünge boyunca lineer olarak azalır.

### 2.1.4. Geometrik optik ışının genlik değişimi

Bir geometrik optik ışının genliği yörünge boyunca

$$E(s) = E_0 \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)}} \quad (2.7)$$

şeklinde değişir[10]. Burada  $\rho_1$  ve  $\rho_2$  ışının yörünge boyunca sahip olduğu eğiklik yarı çaplarıdır. Mesela bir düzlem dalga ele alındığında

$$\rho_1 = \rho_2 = \infty \quad (2.8)$$

dır ve

$$E(s) = E_0 \quad (2.9)$$

elde edilir. Yani düzlem dalga boyunca ışın genliği sabittir. Bir silindirik dalga için eğiklik yarı çapları

$$\rho_1 = \rho \quad (2.10)$$

$$\rho_2 = \infty \quad (2.11)$$

yazılırsa bu durumda genlik değişimleri

$$E(s) = E_0 \sqrt{\frac{\rho}{\rho + s}} \quad (2.12)$$

haline gelir. Burada çıkarılan sonuç silindirik dalganın mesafenin kareköküyle doğru orantılı bir biçimde zayıfladığıdır. Bir küresel dalga için eğiklik yarı çapları

$$\rho_1 = \rho_2 = \rho \quad (2.13)$$

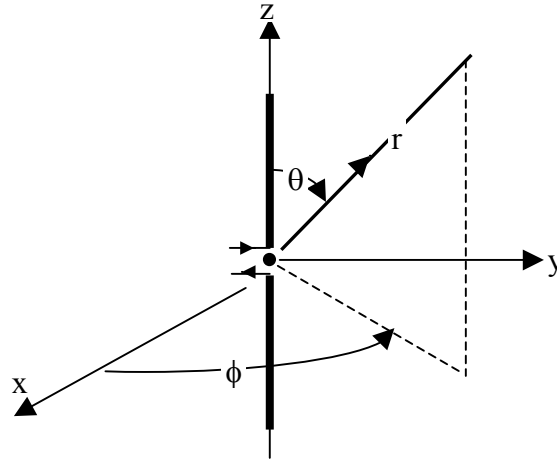
yazılırsa bu durumda genlik değişimleri

$$E(s) = E_0 \left| \frac{\rho}{\rho + s} \right| \quad (2.14)$$

haline gelir. Burada çıkarılan sonuç küresel dalganın mesafeyle doğru orantılı bir biçimde zayıfladığıdır.

## 2.2. Dipol Antenden Çıkan Işınlardan Oluşturduğu Elektrik Alan

Daha sonra uçağın üzerine yerleştirilecek anten bir monopol olacağından, aynı özelliklere sahip bir monopol antenden çıkan ışınların (elektromanyetik dalga) hangi özelliklerde olduğunun bilinmesinde fayda vardır. z-ekseni boyunca yerleştirilmiş bir hertz dipolü Şekil 2.1'deki görülmektedir. Bu dipolün oluşturduğu elektrik alan



Şekil 2.1. Bir hertz dipolü

$$\vec{E} = \hat{r}E_r + \hat{\theta}E_\theta + \hat{\phi}E_\phi \quad (2.15)$$

şeklinde küresel koordinatlarla ifade edilecek olunursa, r,  $\theta$  ve  $\phi$  bileşenleri

$$E_r = \eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi r^2} e^{-jkr} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] \quad (2.16)$$

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{k^2 r^2} \right] \quad (2.17)$$

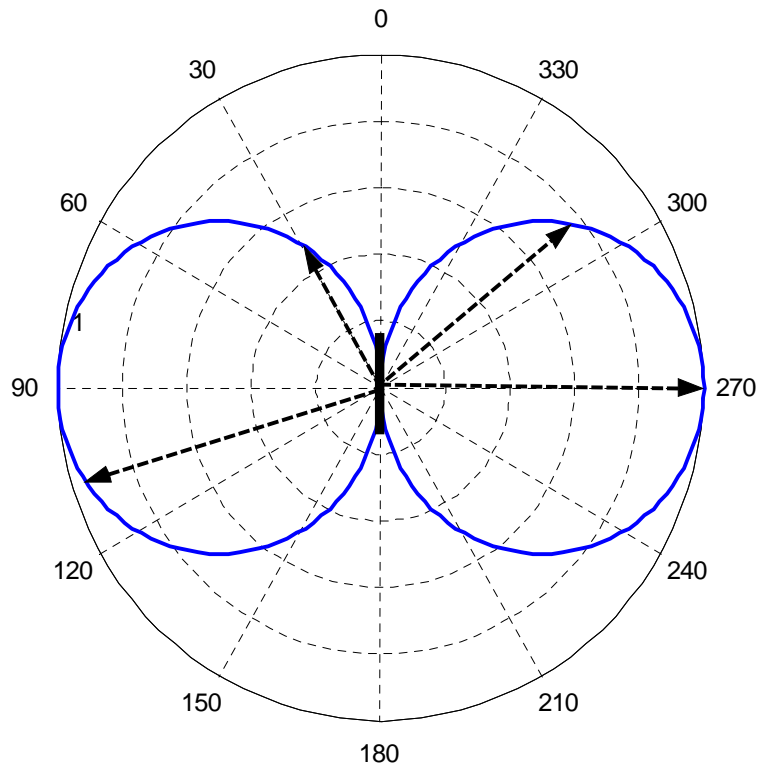
$$E_\phi = 0 \quad (2.18)$$

şeklinde olur[11]. Uzak alanda  $r^2$  'li ve daha kuvvetli terimler ihmal edilir ve elektrik alan ifadesi

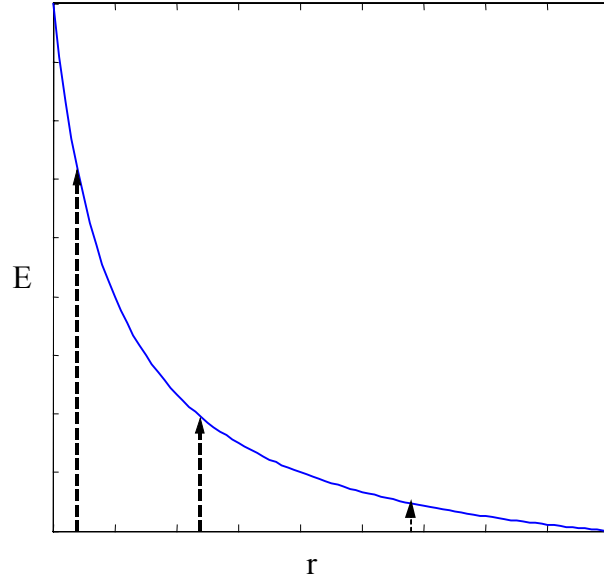
$$E = j\eta \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (2.19)$$

şeklinde yazılır.

Bu durumda sonlu uzunlukta bir dipolden çıkan ışınların açığa göre genlikleri Şekil 2.2'de ve uzaklığa göre genlikleri Şekil 2.3'te verilmiştir. Şekillerde verilen kesikli oklar o yöndeki veya mesafedeki elektromanyetik alan (ışın) genliğini verir.



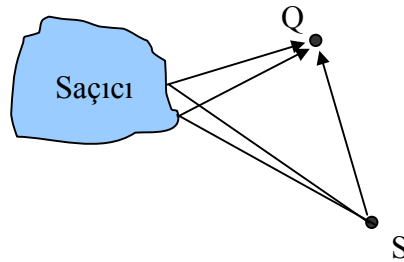
Şekil 2.2 Bir dipolden çıkan ışınların açığa göre genlik değişimleri



Şekil 2.3 Bir dipolden çıkan ışınların uzaklığa göre genlik değişimleri

### 2.3. Açık Sınırlı Ortamlarda Toplam Alan ve Saçıcı Etkisi

Bir kaynaktan bir saçıcıya ulaşan bir elektromanyetik dalga saçıcının geometrisine bağlı olarak gelen dalgayı çeşitli yönlerde saçar. Şekil 2.4'teki S noktasında bulunan kaynaktan çıkan ışınlar Q noktasında bir elektrik alan oluşturur.



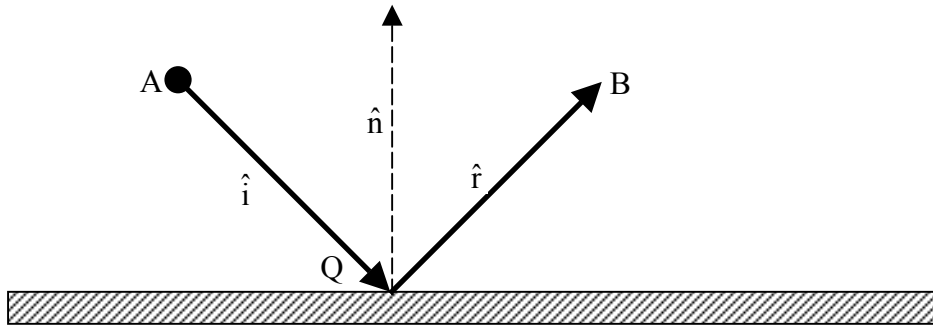
Şekil 2.4 Toplam alana saçıcı etkisi

Bu elektrik alan, Q noktasına ulaşan tüm ışınların oluşturduğu elektrik alanın süperpozisyonu ile bulunur. Bu ışınlar S'den Q'ya doğrudan giden ışın ile S'den saçıcıya ulaşmış, saçıcıda yansıma veya kırınım yolu ile Q'ya ulaşan tüm ışınlardır. Bu saçıcı geometrisi ele alınacak problemde bir uçak gövdesi olacaktır (ileride değinilecektir).

## 2.4. Düzlem Plakada ve Silindirde Yansıma

### 2.4.1. Düzlem plakada yansıma

Yalıtkan ya da iletken bir düzleme gönderilen bir ışının bir kısmı aynı açıyla yansır. Bu yansıtıcı eğer mükemmel iletken bir düzlem ise gelen ışının tamamı aynı açıyla yansır. Şekil 2.5'te görülen mükemmel iletken metalik bir düzleme gönderilen ışın, Q noktasında plakadan aynı açıyla yansıyacaktır[12].



Şekil 2.5 Metalik düzlemde yansıma

Vektörler arasında

$$\hat{r} = \hat{i} - 2\hat{n}(\hat{n} \cdot \hat{i}) \quad (2.20)$$

ilişkisi geçerli olacaktır. Q noktasında, gelen ışının elektrik alanı plakaya teğet ve dik iki bileşenle ifade edilsin:

$$\vec{E}_i(Q) = \hat{e}_\perp E_\perp(Q) + \hat{e}_\parallel E_\parallel(Q) \quad (2.21)$$

Bu durumda yansıyan ışın

$$\vec{E}_r(Q) = -\hat{e}_\perp E_\perp(Q) + \hat{e}_\parallel E_\parallel(Q) \quad (2.22)$$

elektrik alanına sahip olacaktır. Bu ışının A noktasında bulunan ve silindirik dalga önyüzüne sahip bir kaynaktan çıktığı varsayalım. Bu durumda gelen ışının Q noktasındaki değeri

$$E_i(Q) = E_A \frac{\exp(-jks^i)}{\sqrt{s^i}} \quad (2.23)$$

olur. Burada  $s^i$ , A noktasının Q noktasına olan uzaklığıdır. Benzer şekilde Q noktasında yansıyan dalga ile B noktası arasında



$$E_B = E_r(Q) \frac{\exp(-jks^r)}{\sqrt{s^r}} \quad (2.24)$$

ilişkisi mevcuttur. Burada  $s^r$ , B noktasının Q noktasına olan uzaklığıdır. A noktasındaki kaynak ile B noktasındaki gözlemci arasındaki ilişki bu durumda

$$E_{\perp}(B) = -E_{\perp}(A) \frac{\exp[-jk(s^i + s^r)]}{\sqrt{s^i s^r}} \quad (2.25)$$

$$E_{\parallel}(B) = E_{\parallel}(A) \frac{\exp[-jk(s^i + s^r)]}{\sqrt{s^i s^r}} \quad (2.26)$$

olur. Yansıma katsayısı R, elektrik alanı oluşturan iki vektör için

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

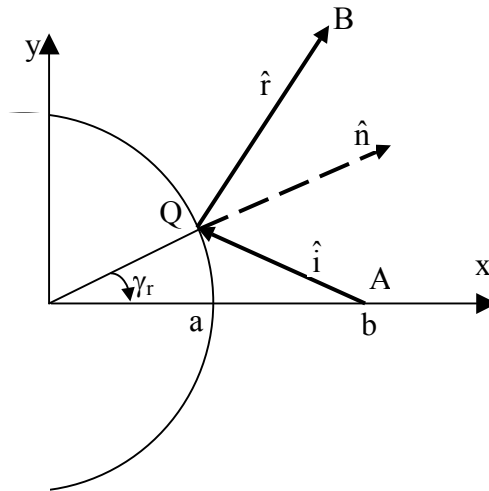
şeklinde yazılır ve (2.25) ve (2.26) denklemleri

$$E(B) = R \cdot E(A) \frac{\exp[-jk(s^i + s^r)]}{\sqrt{s^i s^r}} \quad (2.28)$$

halinde yazılabilir.

#### 2.4.2. Silindirik plakada yansıma

Eğer yansıtıcı yüzey bir silindir ise metalik bir düzlemde olduğu gibi, gelen elektromanyetik dalga aynı açıyla yansıyacaktır. Şekil 2.6'da görüldüğü gibi, A



Şekil 2.6 Silindir plakada yansıma

noktasından gelen ışın silindirik metal plakada Q noktasından yansıyarak B noktasındaki gözlemciye ulaşıyor. Bu durumda B noktasındaki elektrik alan

$$E(B) = R \cdot E(A) \frac{\exp[-jk(s^i + s^r)]}{\sqrt{s^i}} \frac{\sqrt{\rho_r}}{\sqrt{\rho_r + s_r}} \quad (2.29)$$

şeklinde ifade edilir.

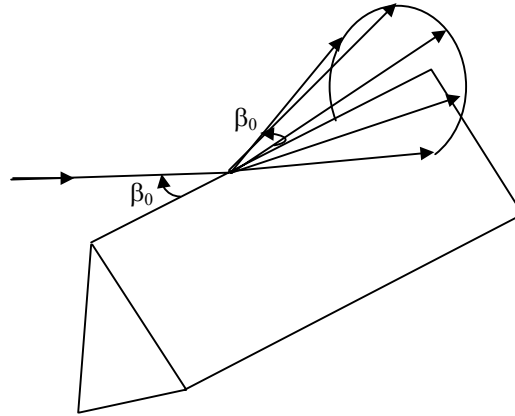
Burada  $\rho_r$  yansıyan ışının Q noktasındaki eğiklik yarıçapıdır ve

$$\frac{1}{\rho_r} = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2 - 2ab \cos \gamma_r}} + \frac{2}{a \cos(\phi - \gamma_r)} \quad (2.30)$$

denklemleriyle ifade edilir.

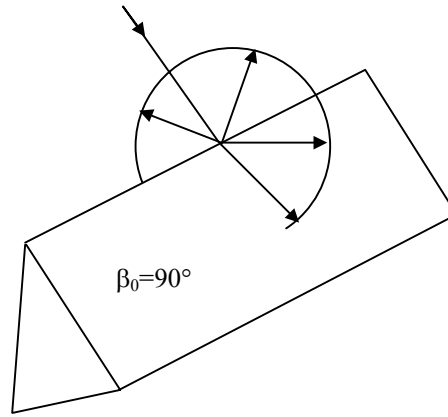
## 2.5. Kırınım ve Kırınımın Düzgün Teorisi

Bir saçıcının kenarına ya da köşesine gelen bir ışın, eksenini değiştirmeyecek şekilde gelme açısıyla eşit bir açı oluşturacak bir koni oluşturarak farklı yönlerde kırınıma uğrar. Şekil 2.7'de görülen cisme, kenarıyla  $\beta_0$  açısı yapacak şekilde gelen bir ışın, değme noktasında iç açısı  $\beta_0$  olan bir koni şeklinde kırınıma uğrar.



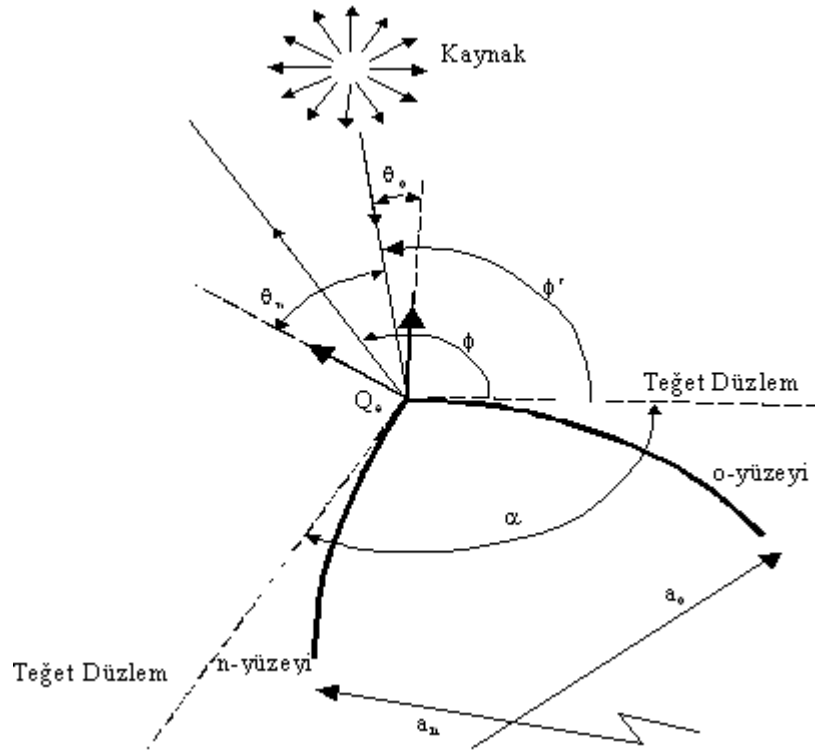
Şekil 2.7 Düzgün kamada kırınım

$\beta_0$  90 derece ise, Şekil 2.8'de de görülebileceği gibi bu koni disk halini alır.



Şekil 2.8 Düzgün kamada dik kırınım

Mükemmel iletken olan genel bir kama geometrisi için kırınımına uğrayan ışının alan denklemini bulmak gerekir. Şekil 2.9’da genel bir kama geometrisi çizilmiştir.



Şekil 2.9 Genel bir kama geometrisinde kırınım

o-yüzeyiyle n-yüzeyinin kesiştiği  $Q_e$  noktasına gelen, o yüzeyiyle  $\phi'$  açısı yapan ışın, bu köşede kırınımına uğramıştır. o yüzeyiyle  $\phi$  açısı yapan kırınan ışınlardan herhangi biri için alan ifadesi

$$E^d(s) = E^i(Q_e)D \frac{\exp(-jks)}{\sqrt{s}} \quad (2.31)$$

şeklindedir. Burada son ifadede kaynağın silindirik dalga önyüzüne sahip olduğu kabulü vardır. Düzlem dalga, küresel dalga ya da farklı dalga önyüzleri için  $\sqrt{s}$  ifadesi değişecektir. D kenar kırınım katsayısıdır ve denklemini aşağıdaki gibidir [13]:

$$D = D_1 + D_2 + R(D_3 + D_4) \quad (2.32)$$

R, (2.27) denkleminde verilmiştir.

Burada  $D_{1,2,3,4}$

$$D_1 = \frac{-\exp(-\frac{j\pi}{4})}{2n\sqrt{2\pi k}} \cot\left[\frac{\pi + \phi - \phi'}{2n}\right] F[kL^i a^+(\phi - \phi')] \quad (2.33)$$

$$D_2 = \frac{-\exp(-\frac{j\pi}{4})}{2n\sqrt{2\pi k}} \cot\left[\frac{\pi - \phi + \phi'}{2n}\right] F[kL^i a^-(\phi - \phi')] \quad (2.34)$$

$$D_3 = \frac{-\exp(-\frac{j\pi}{4})}{2n\sqrt{2\pi k}} \cot\left[\frac{\pi + \phi + \phi'}{2n}\right] F[kL^m a^+(\phi + \phi')] \quad (2.35)$$

$$D_4 = \frac{-\exp(-\frac{j\pi}{4})}{2n\sqrt{2\pi k}} \cot\left[\frac{\pi - \phi - \phi'}{2n}\right] F[kL^m a^-(\phi + \phi')] \quad (2.36)$$

şeklindedir ve k dalga sayısıdır:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.37)$$

dır. Kamanın iç açısına  $\alpha$  denecek olursa, n

$$n = 2 - \frac{\alpha}{\pi} \quad (2.38)$$

şeklinde tanımlıdır.

L, uzaklık parametreleridir ve aşağıdaki gibidir.

$$L^i = \frac{s's}{s' + s} \quad (2.39)$$

$$L^{ro} = \frac{\rho^{ro}s}{\rho^{ro} + s} \quad (2.40)$$

$$L^m = \frac{\rho^m s}{\rho^m + s} \quad (2.41)$$

$s'$  kaynağın kırınım noktasına olan uzaklığı,  $s$  ise gözlem noktasının kaynağa olan uzaklığıdır.  $a_o$  o yüzeyinin,  $a_n$  n yüzeyinin eğiklik yarıçapıdır.  $\rho^{ro}$  ve  $\rho^m$  ise

$$\frac{1}{\rho^{ro}} = \frac{1}{s'} + \frac{2}{a_o \cos \theta_o} \quad (2.42)$$

$$\frac{1}{\rho^m} = \frac{1}{s'} + \frac{2}{a_n \cos \theta_n} \quad (2.43)$$

şeklinde ifade edilir.

F, geçiş fonksiyonu olarak tanımlanır ve

$$F(x) = 2j\sqrt{x} \exp(jx) \int_{\sqrt{x}}^{\infty} \exp(-ju^2) du \quad (2.44)$$

şeklinde tanımlanır. F fonksiyonunun ve D kırınım katsayılarının hesaplanması için gerekli algoritma ve hazırlanan Matlab kodu Ek A'dadır.

Burada unutulmaması gereken bir nokta vardır. Kırınım denklemleri, asimtotik metodlarla çözüldüğünden, K büyüklük parametresinin daima

$$K = kL \sin^2(\beta_o) > 1 \quad (2.45)$$

Koşulunu sağlaması gerekir. Burada L, (2.39-41) eşitliklerinde belirtilen uzaklık parametreleridir.  $a^\pm$  fonksiyonu ise şu şekilde tanımlanır:

$$a^\pm(\beta^\pm) = 2 \cos^2\left(n\pi N^\pm - \frac{\beta^\pm}{2}\right) \quad (2.46)$$

Burada

$$\beta^\pm = \phi \pm \phi' \quad (2.47)$$

dır  $N^\pm$  ise aşağıdaki eşitliklerde en yaklaşık değeri veren tam sayılardır.

$$2\pi n N^+ - (\phi \pm \phi') = \pi \quad (2.48)$$

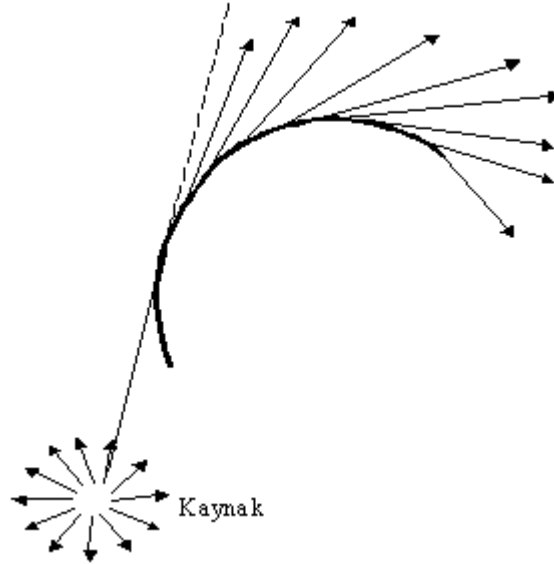
$$2\pi n N^- - (\phi \pm \phi') = -\pi \quad (2.49)$$

Burada belirtilmesi gereken nokta kamanın mükemmel iletken bir düzlemin olabileceği gibi [14], yalıtkan bir malzemeden de yapılmış olabileceğidir [15-16].

## 2.6. Dışbükey Geometrilere Yüzey Kırınımı

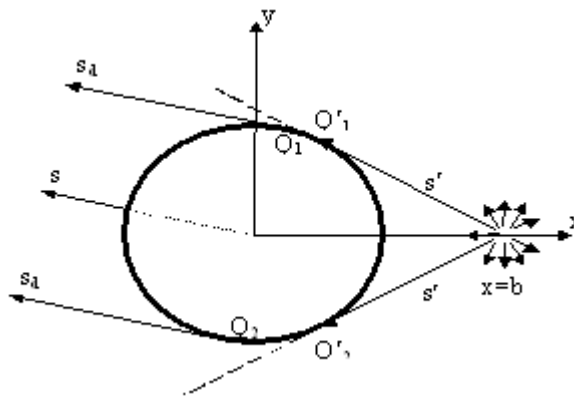
Bir kaynaktan ilerleyen ışın, Şekil 2.10'da görüldüğü gibi dışbükey bir metale teğet değdiğinde, yüzey üzerinde sürünerek ilerler ve ilerlerken her noktada bir miktar ışır.

Işının enerjisi azalır ve sönümleninceye kadar sürünme devam eder. Silindir üzerinde olmayan harici bir kaynak, silindir üzerindeki bir antende elektromanyetik girişim oluşturur [17].



Şekil 2.10 Yüzeye teğet gelen ışın sürünerek enerji kaybeder

Şekil 2.11’de görülen bir kaynaktan çıkan ışının  $Q_1'$  ve  $Q_2'$  noktalarında silindire teğet değdiği, bir miktar ilerleyerek  $Q_1$  ve  $Q_2$  noktalarında bu yüzeyi terkeditip ışığı varsayılsın.



Şekil 2.11 Yüzeye teğet gelen ışınların uzak alanda oluşturduğu alan

$t_1$  ve  $t_2$  yüzey üzerinde aldıkları mesafeleri belirtmektedir. Bu durumda toplam kırınan alan,

$$E_d(s) = E_i(Q_1') T \frac{\exp(-jks^d)}{\sqrt{s^d}} + E_i(Q_2') T \frac{\exp(-jks^d)}{\sqrt{s^d}} \quad (2.50)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $E_i(Q_1')$  ve  $E_i(Q_2')$  kaynağın  $Q_1'$  ve  $Q_2'$  noktalarında oluşturduğu alandır.

$$\frac{\exp(-jks^d)}{\sqrt{s^d}} \quad (2.51)$$

ifadesi kaynağın silindirik bir dalga önyüzüne sahip olduğunu gösterir. Bu ifade kaynak eğer monopol anten olsaydı

$$\frac{\exp(-jks^d)}{s^d} \sin \theta \quad (2.52)$$

halini alırdı, ya da  $\theta = \pi/2$  olduğu için sadece

$$\frac{\exp(-jks^d)}{s^d} \quad (2.53)$$

halini alırdı.

T yüzey kırınım katsayısıdır ve

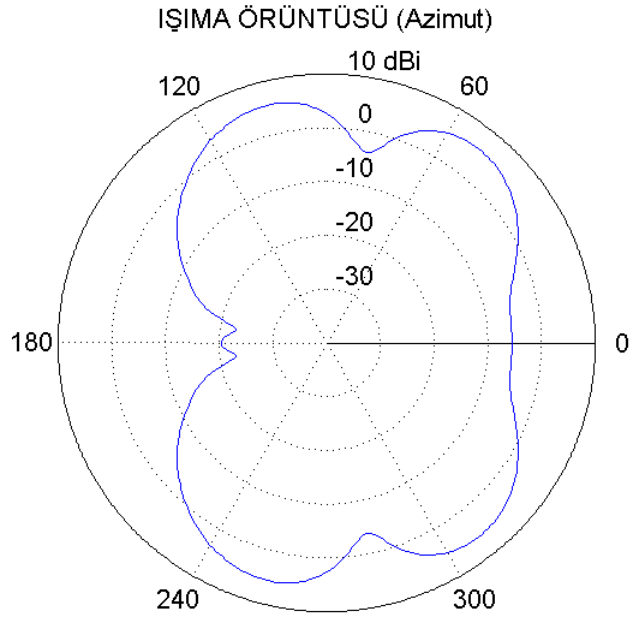
$$T = -\left(\frac{ka}{2}\right)^{1/3} \sqrt{\frac{2}{k}} e^{-jkt} \left\{ \begin{array}{l} \left[ \frac{a^{2/3} e^{-j\pi/4}}{2.8k^{1/3}t} \left[ 1 - F\left(\frac{k\sqrt{b^2 - a^2}t^2}{2a^2}\right) \right] \right] \\ + \sqrt{\frac{-\left(\frac{k}{2a^2}\right)^{1/3}t}{4}} \exp\left(\frac{jkt^3}{24a^2}\right) \end{array} \right\} \quad (2.54)$$

eşittir [18], [19]. T katsayısı  $t_1$  ve  $t_2$  için ayrı ayrı hesaplanır.

$$t_1 = a \left[ \phi - \pi/2 - \cos^{-1} \frac{a}{b} \right] \quad (2.55)$$

$$t_2 = a \left[ 3\pi/2 - \phi - \cos^{-1} \frac{a}{b} \right] \quad (2.56)$$

Burada a silindirin yarıçapı, b kaynağın silindirin merkezine olan uzaklığıdır. k dalga sayısıdır. F(x) geçiş fonksiyonudur ve Bölüm 2.5'te tanımlıdır. Şekil 2.11'de gösterilen anten monopol anten olsaydı ışınma örüntüsü Şekil 2.12'deki gibi olur.



Şekil 2.12 Silindirin monopol antenin ışımaya etkisi

## 2.7. Uçağın Modellenmesi ve Uçakta Saçılma Problemi

Bir uçağın düşük frekanslarda MoM metodu kullanılarak modellenmesi gerçekleştirilebilir [20]. Yüksek frekanslarda UTD metodu ile uçakta saçılma probleminin çözülebilmesi ve anten ışımaya örüntüsünün bulunabilmesi için, uçağın kanonik yapılarla modellenmesi gerekir. Kanonik yapılar, düzlem plaka, silindir, eliptik silindir, küre gibi üzerine gelen ışını yansıtma ve kırınım özellikleri bilinen yapılardır. Burada UTD metodunun noktasal değil de lokal çözüm önerdiğini unutmamak gerekir. Burada kasıt şudur: Bir saçıcı üzerindeki herhangi bir noktaya gelen ışının yansıtma ve kırınım özelliklerinin bilinebilmesi için, noktanın bulunduğu yüzeyin yapısı da bilinmelidir. Bu yapı da silindir, düzlem, küre gibi kanonik bir formda olmalıdır. Şekil 2.13'te bir F-4 savaş uçağı görülmektedir.



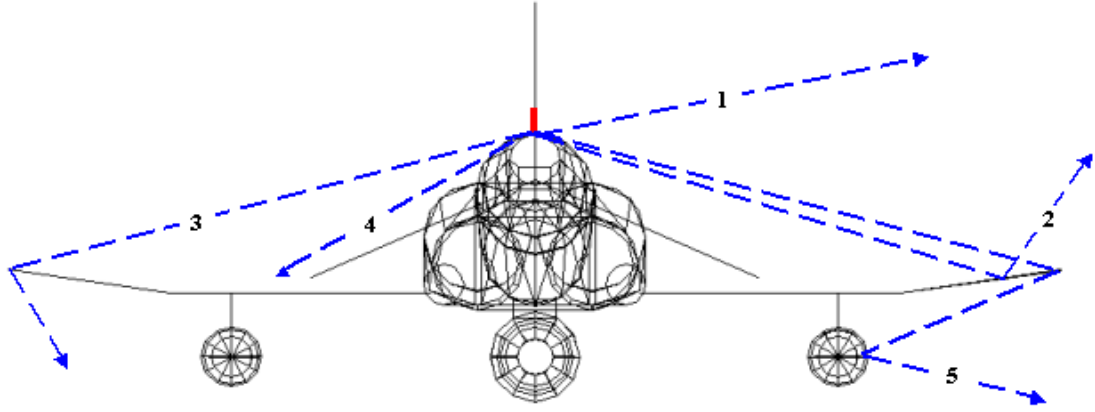


Şekil 2.13 Bir F-4 savaş uçağı

Daha önceki çalışmalarda KC-135, F-16 ve Boeing 737 uçaklarının üzerine yerleştirilmiş bir antenin ışıma örüntüsü UTD metodu ile incelenmiştir. KC-135 ile yapılan çalışmada [1-2], uçak geometrisi sadece gövdeye temsil eden bir eliptik silindir ve kanatları temsil eden iki düzlem plakadan oluşmaktadır. Bu çalışmada sadece alan örüntüsü hesabı yapılmış ve gövde altında kalan kısımda 5-6 dB'lik hatalar oluşmuştur. F-16 ile yapılan çalışmada da sadece alan örüntüsü hesabı yapılmış ve uçak bir eliptik silindir ile 12 düzlem plakayla modellenmiştir [3]. Boeing 737 ile yapılan çalışma ise yine kanonik modele yerleştirilmiş bir antenin alan örüntüsünü inceler [4].

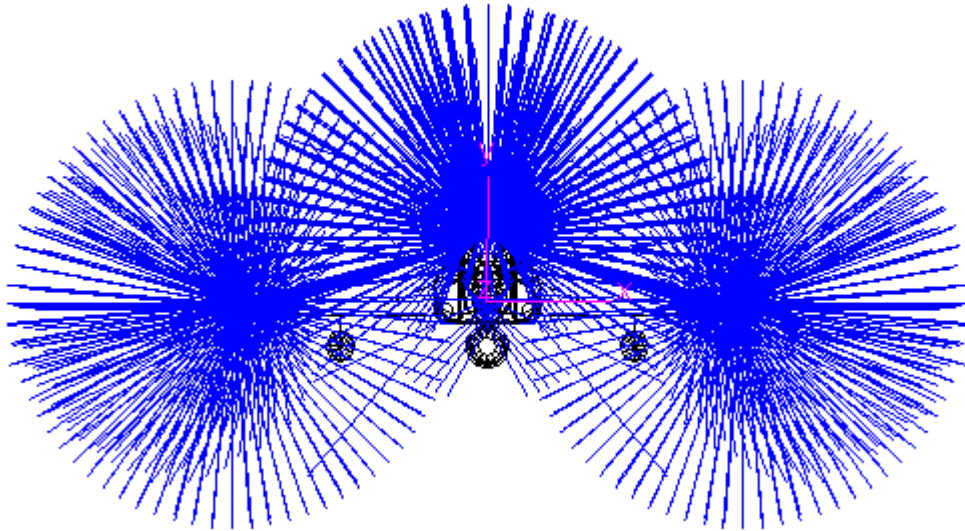
Bu çalışmada F-4 uçağı analiz edilmiştir [21-22]. Bu uçakta saçılmanın incelenebilmesi için uçak metal düzlem plaka ve metal silindirlerle Şekil 2.14'teki gibi modellenmiş ve hem kuplaj hem de alan örüntüsü hesaplanmıştır. Bu modelleme küre ve düzlem plakalar kullanılarak da gerçekleştirilebilir [23]. Bu şekilde uçağın üzerine monte edilmiş bir antenden çıkan ışınları uçağın geometrisinin nasıl saçtığı görülmektedir. Işıma örüntüsü bulunurken veya kuplaj hesaplanırken bu ışınlardan yararlanılır. Şekil 2.14'te 1 numara ile gösterilen ışın monopol antenden direk ışıyan bir ışını, 2 numara ile gösterilen ışın antenden ışıyarak kanatta yansıyan bir ışını, 3 numara ile gösterilen ışın kanat kenarında kırılan bir ışını, 4 numara ile gösterilen ışın uçağın silindirik gövdesinde süründükten sonra (yüzey kırınımı) ışıyan bir ışını ve 5 numara ile gösterilen ışın uçağın kanadında kırıldıktan sonra uçağın alt kısmından yansıyarak ışıyan bir ışını göstermektedir. Uçak üzerindeki tüm ışıma ve saçılma mekanizmaları gözönüne alarak alan örüntüsü ve kuplaj bulunur. Bir kompleks yapı üzerinde birbirini gören iki antenin arasındaki kuplaj, sadece Frii's

iletim denklemi kullanılarak kaba olarak tahmin edilebilir [24]. Ama daha doğru sonuçlar için muhakkak saçıcı geometrisi göz önüne alınmalıdır.



Şekil 2.14 Bir F-4 savaş uçağı kanonik modeli

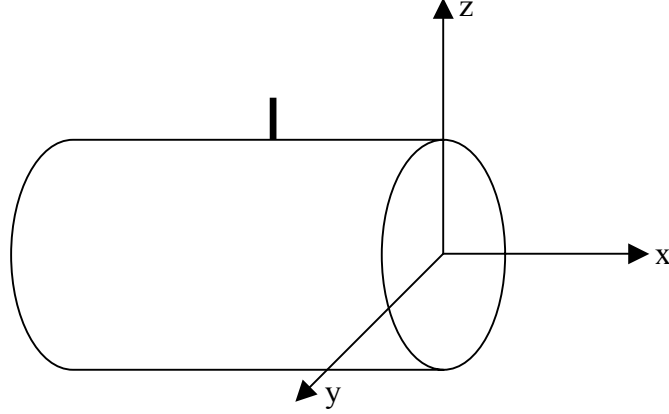
Şekil 2.15'te uçağın üzerine yerleştirilmiş monopoll antenin ışınması iki boyutlu olarak gösterilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı gibi uçağın kanatlarının kenarlarında oluşan kırınımdan dolayı, bu kanatlarda ikincil kaynaklar oluşur. Şimdi yapılması gereken uçağı oluşturan metal silindir ve düzlem plakaların yansıtma ve kırınım özelliklerinin bilinmesidir



Şekil 2.15 Bir antenin F-4 savaş uçağında ışınması

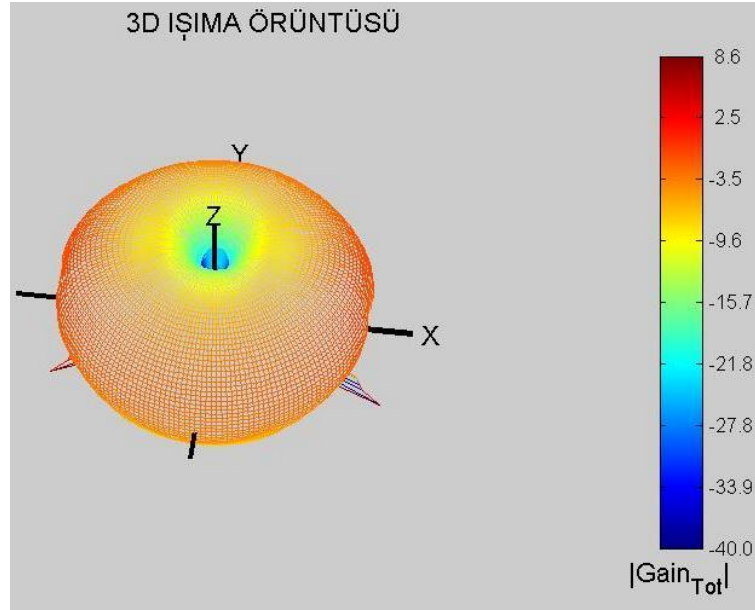
### 2.8. Bir Silindir Üzerindeki Monopol Antenin Işıma Örüntüsü

Bir silindir üzerine Şekil 2.16'daki gibi z eksenine boyunca silindirin üzerine yerleştirilmiş bir monopol anten, yüzey kırınımlarından dolayı alan örüntüsü değişir.

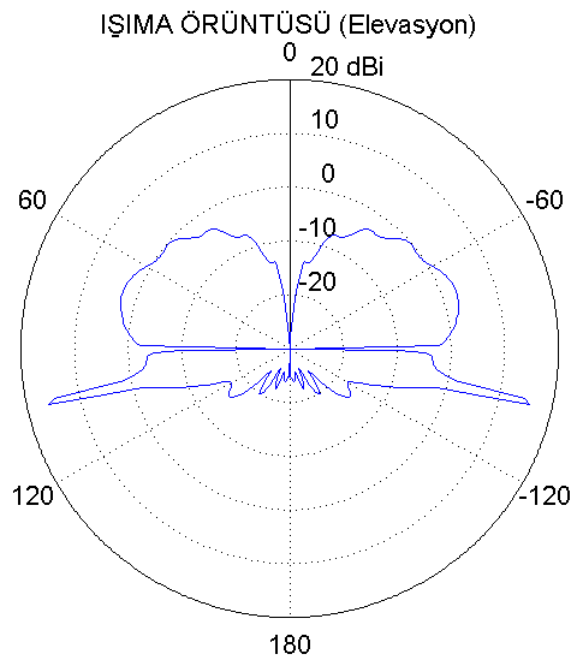


Şekil 2.16 Silindir üzerine monte edilmiş monopol anten

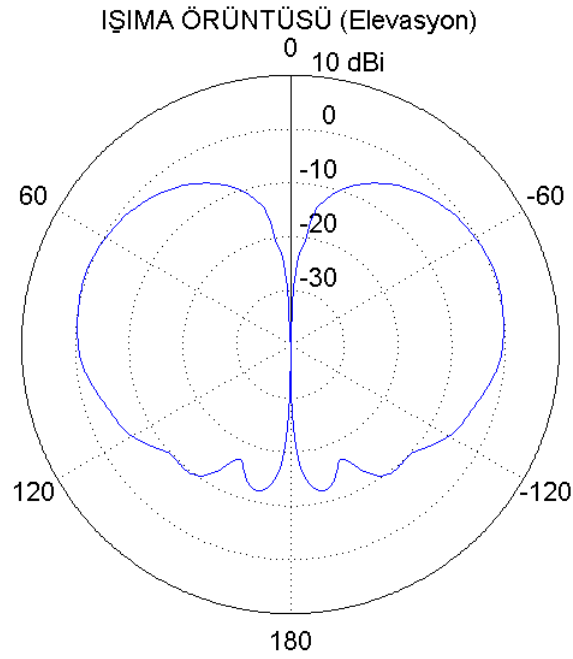
Bu monopolün 3 boyutlu ışınım örüntüsü Şekil 2.17'de, xz düzlemindeki ışınım örüntüsü Şekil 2.18'de, yz düzlemindeki ışınım örüntüsü Şekil 2.19'da gösterilmiştir. İçbükey yapı üzerine yerleştirilmiş bir tel antenin analizi MoM ve UTD metodları melezlenerek de çözülebilir [25]. Bir silindir üzerine monte edilmiş antenin ışınımı incelenmiştir [26-28].



Şekil 2.17 Silindir üzerine monte edilmiş monopol antenin 3 boyutlu ışım örüntüsü



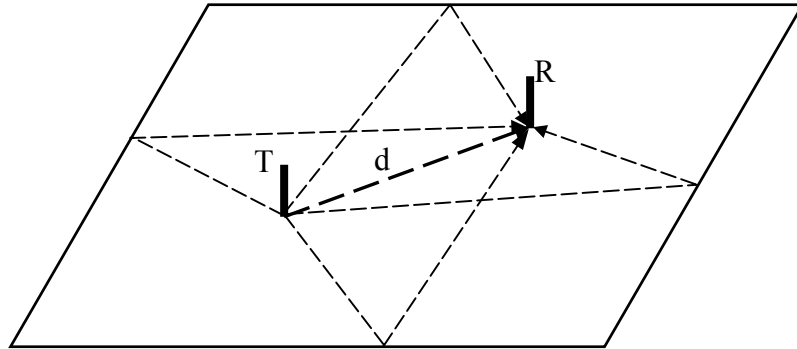
Şekil 2.18 Silindir üzerine monte edilmiş monopol antenin xz düzlemindeki ışım örüntüsü



Şekil 2.19 Silindir üzerine monte edilmiş monopol antenin yz düzlemindeki ışımaya örüntüsü

## 2.9. Düzlem Plaka Üzerinde Bulunan İki Monopol Arasında Kuplaj

Birbirinden  $d$  kadar uzaklıkta bulunan iki monopol anten Şekil 2.20'deki gibi yerleştirilmiştir. Plakanın kenarlarındaki kırınımdan dolayı kuplaj değişecektir.



Şekil 2.20 Metal düzlem üzerine monte edilmiş alıcı ve verici antenler

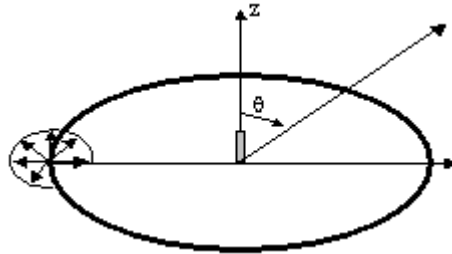
T verici anteninden çıkan ışınlar, R alıcısına ulaşmaktadır. Antenin monopol anten ve  $\theta=\pi/2$  olduğu düşünülürse elektrik alan ifadesi

$$E_{\theta} = j60 \frac{\exp(-jkd)}{d} \frac{1}{R_L + Z_{in}} \quad (2.57)$$

halini alır. Eğer toprak düzlem olan metal plaka sonsuz uzunlukta olsaydı bu durumda sadece vericiden alıcıya direk ulaşan ışın dikkate alınır. Fakat toprak düzlemi sonlu olduğundan, plakanın her kenar noktasında kırınım olacak ve kırınan ışınlar alıcıya ulaşacaktır. Böylece farklı kuplaj değerleri ortaya çıkacaktır. Bir metal düzlem plaka üzerine yerleştirilmiş olan monopol antenin analizi bu şekilde yapılmış olacaktır [29-30].

## 2.10. Düzlem Plaka Üzerindeki Monopol Antenin Işıma Örüntüsü

Düz bir plaka üzerine yerleştirilmiş bir monopol anten Şekil 2.21'deki gibi yerleştirilmiştir. Bu antenin ışınım örüntüsü bulunacaktır [31-33].



Şekil 2.21 Düzlem plaka üzerine yerleştirilmiş monopol anten

Bu monopolün yaydığı alan, (2.19) denkleminde sabit terimleri ihmal ederek

$$E = \hat{\theta} \frac{\sin \theta}{r} e^{-jkr} \quad (2.58)$$

şeklinde yazılır. Problemden simetri olduğundan sadece  $0 \leq \theta \leq \pi$  aralığını incelemek yeterli olacaktır. Elektrik alan

$$E = E_m + E_p + E_Q + E_{QP} + E_{PQ} \quad (2.59)$$

şeklinde yazılabilir. Burada

$E_m$ , kaynaktan direk giden ışının oluşturduğu elektrik alanıdır.

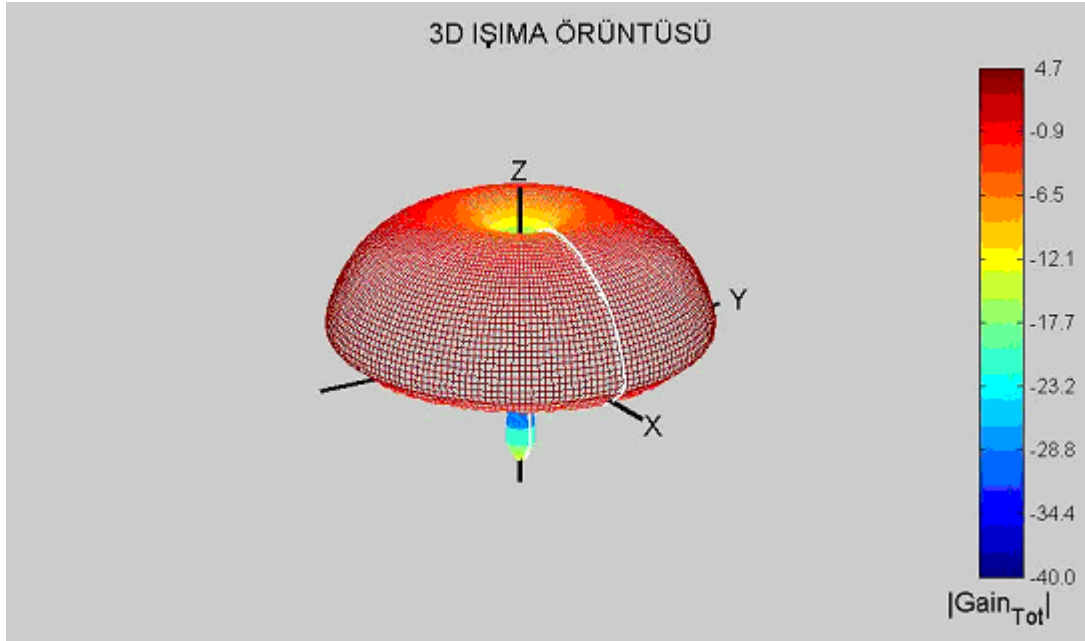
$E_p$ , P noktasında kırınan ışının oluşturduğu elektrik alanı

$E_Q$ , Q noktasında kırınan ışının oluşturduğu elektrik alanı

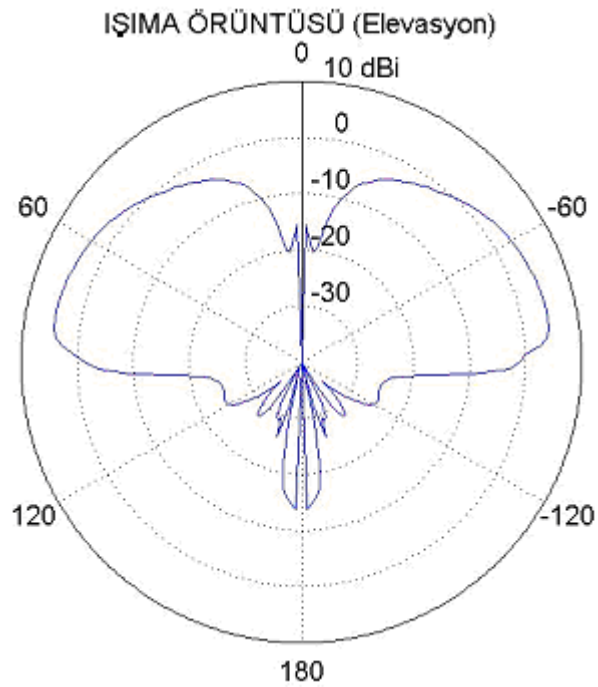
$E_{PQ}$ , P noktasında kırınan ışının Q noktasında tekrar kırınarak oluşturduğu elektrik alanı

$E_{QP}$ , Q noktasında kırınan ışının P noktasında tekrar kırınarak oluşturduğu elektrik alanıdır.

Bu durumda toplam elektrik alanın 3 boyutlu ışımaya örüntüsü Şekil 2.22’de, xz düzlemindeki ışımaya örüntüsü Şekil 2.23’teki gibi olur.

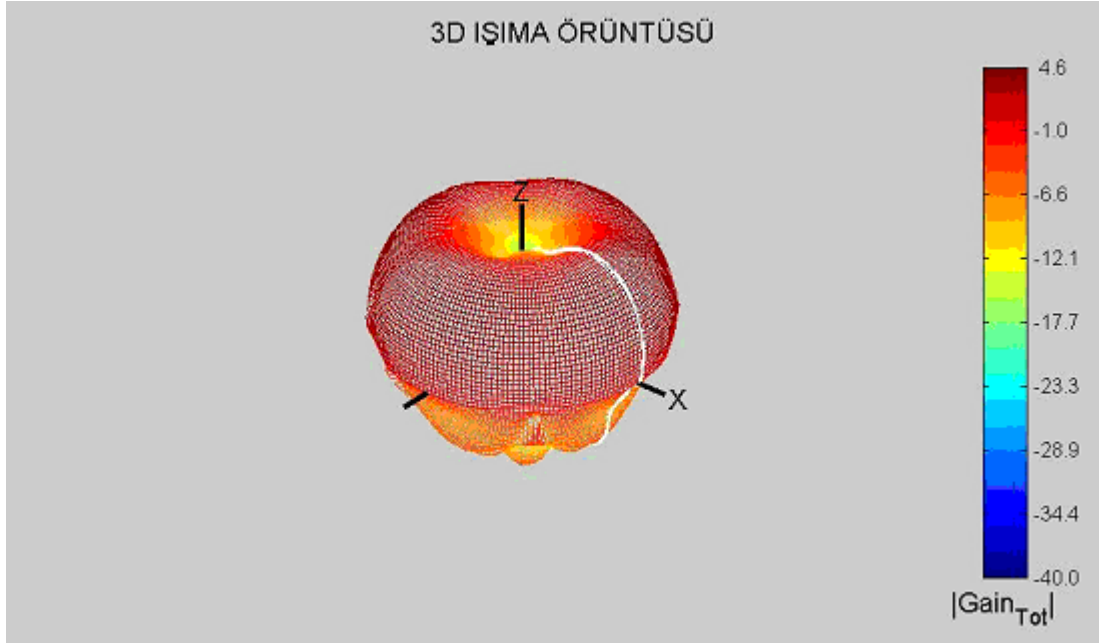


Şekil 2.22 Düzlem plaka üzerine yerleştirilmiş monopol antenin 3 boyutlu ışımaya örüntüsü

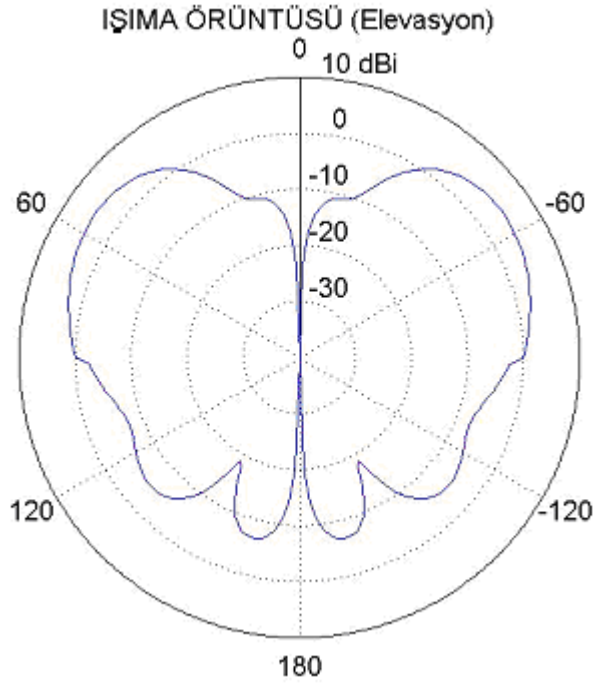


Şekil 2.23 Düzlem plaka üzerine yerleştirilmiş monopol antenin xz düzlemindeki ışımaya örüntüsü

Şekil 2.21'deki plaka daire şeklinde değil de kare şeklinde olsaydı, bu durumda elektrik alanın 3 boyutlu ışınım örüntüsü Şekil 2.24'te, xz düzlemindeki ışınım örüntüsü Şekil 2.25'teki gibi olurdu.



Şekil 2.24 Kare düzlem plaka üzerine yerleştirilmiş monopol antenin 3 boyutlu ışınım örüntüsü



Şekil 2.25 Kare düzlem plaka üzerindeki monopol antenin xz düzlemindeki ışınım örüntüsü

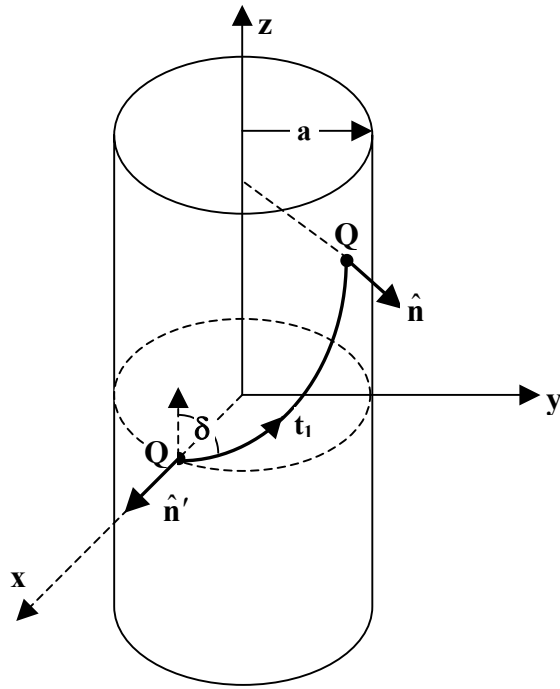


## **BÖLÜM 3. MİNİMUM KUPLAJ VE ANTEN YERLEŞİMİ**

Daha önce de değinildiği gibi antenler arası kuplajın, dolayısıyla da elektromanyetik girişimin minimum olabilmesi, uçaklarda anten yerleşiminde dikkat edilmesi gereken hususların başında gelir. Uçağın gövdesini çeşitli simülasyon araçlarıyla modelleyip gövdedeki değişik noktalara anten yerleştirmek ve minimum kuplaj seviyelerinin olduğu noktaları tespit etmek oldukça zor ve zahmetli bir yoldur. Çünkü uçağa yerleştirilecek antenlerin yerleştirilebilecekleri her nokta için çeşitli kombinasyonlarla kuplajının hesaplanması gerekir. Bu nedenle, UTD analizinde yapıların kanonik yapılar cinsinden ifade edilmek zorunluluğunu da hatırd tutarak, uçağın elden geldiğince basit bir şekilde modellenmesi gerekir. Bundan dolayı uçağın gövdesi bir silindir gibi düşünülerek ve kanat etkisinin ihmal edilebilir olduğu uçağın ön gövde kısmında anten yerleşim analizi yapmak akıllıcadır. Bu sebeple burada daha önce Koper ve arkadaşları tarafından tek bir frekansta çalışan sistemler için genetik algoritmalar kullanılarak çözülen uçağın gövdesi üzerindeki minimum kuplaj ve anten yerleşim problemi tüm frekans bandında analitik olarak çözülmeye çalışılacaktır. Uçak üzerinde anten yerleşiminin en ideal bölgeleri ve en optimum bölgeleri saptanacaktır. Bu saptamada metod olarak tüm çalışma frekans bandında toplam minimum kuplaj hesaplanması kullanılacaktır.

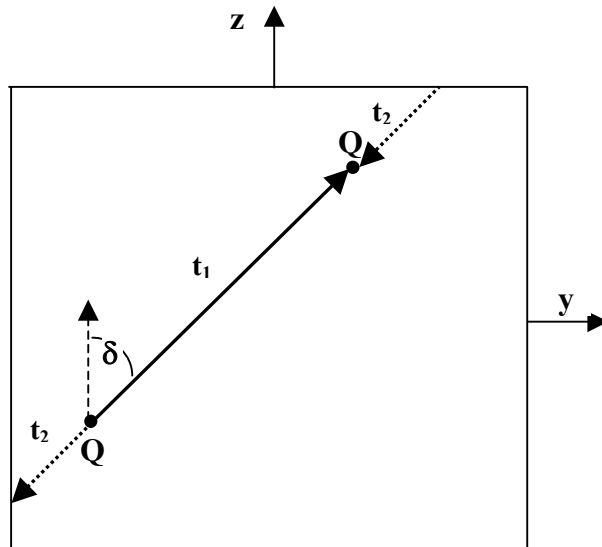
### **3.1. Silindire Monte Bir Antenin Silindir Üzerindeki Herhangi Bir Noktada Oluşturduğu Elektrik Alan**

Daha önce de belirtildiği gibi içbükey bir yapıya teğen gelen bir ışın, bu yapı üzerinde sürünerek ilerler. Şekil 3.1'de silindirin üzerindeki  $Q'$  noktasında bulunan  $\hat{n}'$  yönündeki monopolden dolayı, yine silindir üzerinde herhangi bir  $Q$  gözlem noktasında bir yüzey alanı oluşur.



Şekil 3.1 Bir silindir üzerinde ilerleyen bir ışın

$Q'$  noktasından çıkan ışınlar  $Q$  noktasına iki yoldan ulaşır. Birincisi, şekilde belirtilen  $t_1$  jeodezik yoludur. Burada  $t_1$  jeodezik yolu bu iki nokta arasındaki en kısa mesafedir. İkinci ışın,  $t_1$  jeodezik yolunun ters yönünde, yani  $t_1$  ile 180 derecelik bir açı yaparak  $t_2$  yoluyla ulaşır. Şekil 3.2'de silindir açılarak düzlem haline dönüştürülmüş ve bu iki ışın gösterilmiştir. Düz çizgiyle gösterilen yol birinci ışına, kesikli çizgiyle gösterilen yol ikinci ışına aittir.



Şekil 3.2 Açık silindir

Bu iki ışının Q noktasında oluşturduğu toplam elektrik alan bulunacaktır.

Şekil 3.1'de  $\hat{n}'$  yönündeki monopollük üzerindeki herhangi bir  $l'$  noktasındaki bölünemeyecek kadar küçük  $d\bar{p}_e(l')$  elektrik akım momenti şu şekilde tanımlanır:

$$d\bar{p}_e(l') = I(l')\hat{n}'dl' \quad (3.1)$$

Burada  $I(l')$ ,  $l'$  deki  $dl'$  artım uzunluğunda akan akım miktarını tanımlar.  $d\bar{p}_e(l')$  elektrik akım momentinden dolayı Q noktasında  $d\bar{E}_e(Q|l')$  elektrik alanı oluşur. Q noktasında oluşan toplam elektrik alan ise  $d\bar{E}_e(Q|l')$  alanının  $h$  uzunluğundaki monopollük boyunca integralinin alınmasıyla bulunur:

$$\bar{E}_e(Q) = \int_0^h d\bar{E}_e(Q|l') \quad (3.2)$$

Gözlem noktası, kaynak noktasına yeterince uzaksa

$$\bar{E}_e(Q)|_{t>t_0} \approx \frac{d\bar{E}_e(Q|Q')}{dp_e(Q')} \int_0^h dp_e(l') \quad (3.3)$$

olur [34].

Yeterince uzak olmasından kasıt,  $t>t_0$  koşulunun sağlanmasıdır. Burada  $t_0$

$$t_0 = \rho_g(Q') \cos^{-1}\left(\frac{\rho_g(Q')}{\rho_g(Q') + h}\right) \quad (3.4)$$

dır [34].  $\rho_g(Q')$ ,  $Q'$  noktasındaki yüzey eğiklik yarıçapıdır ve bir silindir için

$$\rho_g(Q') = \frac{a}{\sin^2 \delta} \quad (3.5)$$

şeklinde ifade edilir.

Burada  $d\bar{p}_e(Q')$ ,  $dp_e(l')$  in monopollükün tabanında, yani  $l'=0$  ( $Q'$ ) noktasında aldığı değerdir.

$$dp_e(l') = I(l')dl' \quad (3.6)$$

olduğundan

$$dp_e(Q') = I(Q')dl' \quad (3.7)$$

olur. Burada  $I(Q')$  monopollükün tabanındaki (yani  $l'=0$  ya da  $Q'$ ) akım miktarıdır.

$Q'$  noktasındaki  $d\bar{p}_e$  kaynağının Q noktasında oluşturduğu  $d\bar{E}_e$  alanı

$$d\bar{E}_e(Q|Q') = \frac{-jk}{4\pi} 2Z_0 DG_0(kt) d\bar{p}_e(Q') \cdot \hat{n}' \hat{n} \left\{ \begin{array}{l} V(\xi) - \frac{j}{kt} V(\xi) + \left(\frac{j}{kt}\right)^2 U(\xi) + \\ T_0^2 \frac{j}{kt} [U(\xi) - V(\xi)] \end{array} \right\} \quad (3.8)$$

$$d\bar{E}_e(Q|Q') = \hat{n} \frac{-jk}{4\pi} 2Z_0 DG_0(kt) dp_e(Q') \left\{ \begin{array}{l} V(\xi) - \frac{j}{kt} V(\xi) + \left(\frac{j}{kt}\right)^2 U(\xi) + \\ T_0^2 \frac{j}{kt} [U(\xi) - V(\xi)] \end{array} \right\} \quad (3.9)$$

dır [34]. (3.3) ve (3.9) eşitlikleri kullanılarak ve  $t > t_0$  koşulu ile birlikte

$$\bar{E}_e(Q) \approx \frac{-jk}{4\pi} 2Z_0 \hat{n} DG_0(kt) \left\{ \begin{array}{l} V(\xi) - \frac{j}{kt} V(\xi) + \left(\frac{j}{kt}\right)^2 U(\xi) + \\ T_0^2 \frac{j}{kt} [U(\xi) - V(\xi)] \end{array} \right\} \int_0^h dp_e(l') \quad (3.10)$$

$$\bar{E}_e(Q) \approx \frac{-jk}{4\pi} 2Z_0 \hat{n} DG_0(kt) \left\{ \begin{array}{l} V(\xi) - \frac{j}{kt} V(\xi) + \left(\frac{j}{kt}\right)^2 U(\xi) + \\ T_0^2 \frac{j}{kt} [U(\xi) - V(\xi)] \end{array} \right\} \int_0^h I(l') dl' \quad (3.11)$$

yazılır.

Yukarıdaki ifade de  $U(\xi)$  ve  $V(\xi)$ , Fock kuplaj fonksiyonlarıdır ve Ek B'de anlatılmıştır. Fock kuplaj fonksiyonlarını hesaplayan Matlab kodu Ek C'dedir.

Şimdi (3.11) denkleminin sağında kalan integral ifadesi bulunması gerekir.

Monopol antenin üzerinde sinüzoidal dağılımlı bir akım oluşur.

$$\bar{I}(l') = \hat{n}' I_g \sin[k(h - l')], \quad 0 \leq l' \leq h \quad (3.12)$$

İntegralin değeri

$$\int_0^h I(l') dl' = I_g \int_0^h \sin[k(h - l')] dl' \quad (3.13)$$

$$\int_0^h I(l') dl' = \frac{I_g}{k} [1 - \cos(kh)] \quad (3.14)$$

dir. Bu durumda (3.11) denklemini

$$\bar{E}_e(Q) \approx \frac{-j}{2\pi} Z_0 I_g \hat{n} D G_0(kt) [1 - \cos(kh)] \left\{ \begin{array}{l} V(\xi) - \frac{j}{kt} V(\xi) + \left(\frac{j}{kt}\right)^2 U(\xi) + \\ T_0^2 \frac{j}{kt} [U(\xi) - V(\xi)] \end{array} \right\} \quad (3.15)$$

halini alır.

Burada;

$$D=1 \quad (3.16)$$

$t = t_1$  veya  $t_2$

$$t_1 = \sqrt{(a\phi)^2 + z^2} \quad (3.17)$$

$$t_2 = t_1 \left( \frac{2\pi}{\phi} - 1 \right) \quad (3.18)$$

$$G_0(kt) = \frac{\exp(-jkt)}{t} \quad (3.19)$$

$\delta = \delta_1$  veya  $\delta_2$

$$\delta_1 = \tan^{-1} \left( \frac{a\phi}{z} \right) \quad (3.20)$$

$$\delta_2 = \pi - \delta_1 \quad (3.21)$$

$$\rho_g = \frac{a}{\sin^2 \delta_1} = \frac{a}{\sin^2 \delta_2} \quad (3.22)$$

$$m = \left( \frac{k\rho_g}{2} \right)^{1/3} \quad (3.23)$$

$$\xi = \frac{mt}{\rho_g} \quad (3.24)$$

$$T_0 = \cot \delta \quad (3.25)$$

dır [34].

Q noktasındaki toplam elektrik alan her iki ışının oluşturduğu elektrik alanın toplamıdır:

$$\Sigma \bar{E}_e(Q) = \bar{E}_e(Q,1) + \bar{E}_e(Q,2) \quad (3.26)$$

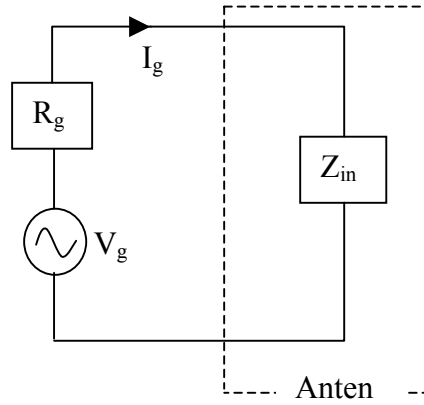
Burada  $\bar{E}_e(Q,1)$ , (3.15) denkleminin  $t_1$  ve  $\delta_1$  için değeri;  $\bar{E}_e(Q,2)$  ise aynı denklemin  $t_2$  ve  $\delta_2$  için değeridir.

### 3.2. Kaynak Anten Alıcı Anten Eşdeğer Devresinde Kuplaj İfadesinin Bulunması

Verici antenden alıcı antene ulaşan ışın, bu antenin terminallerinde bir açık devre gerilimi oluşturur. Silindir üzerindeki iki anten arasındaki kuplaj ifadesini elde etmek için, kaynaktan başlayarak yüke doğru adım adım ilerlemek ve kaynak antenin gücüyle alıcı antende elde edilen gücü oranlamak gerekir. Bunun için öncelikle kaynak anten tarafı ele alınacaktır. Şekil 3.3'te kaynak-anten eşdeğer devresinde, devreden akan eşdeğer akım

$$I_g = \frac{V_g}{R_g + Z_{in}} \quad (3.27)$$

dır.



Şekil 3.3 Kaynak-anten eşdeğer devresi

Kaynağın reaktansının 0 olduğu ve antenin kayıpsız olduğu varsayılmıştır. Burada  $R_g$  kaynağın direnci,  $Z_{in}$  antenin terminallerindeki eşdeğer empedanstır. Kaynak sinüzoidaldır ve maksimum şiddeti  $V_g$  kadardır.

Kaynağın iç direncinde harcanan güç miktarı

$$P_g = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_g \quad (3.28)$$

dır. Antene aktarılan güç miktarı ise

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_{in} \quad (3.29)$$

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_g^2 R_{in}}{|R_g + Z_{in}|^2} \quad (3.30)$$

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_g^2 R_{in}}{(R_g + R_{in})^2 + X_{in}^2} \quad (3.31)$$

kadardır. Kaynağın harcadığı toplama güç miktarı ise

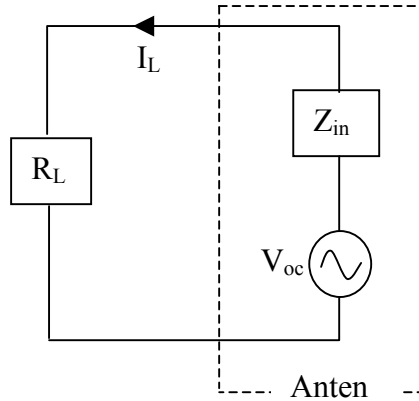
$$P_s = P_{in} + P_g \quad (3.32)$$

$$P_s = \frac{1}{2} \frac{V_g^2 (R_{in} + R_g)}{(R_g + R_{in})^2 + X_{in}^2} \quad (3.33)$$

kadardır.

Antenden ışıyan elektromanyetik dalga diğer bir anten tarafından alınır ve Şekil 3.4'te görüldüğü gibi antenin terminallerinde  $V_{oc}$  kadar bir açık devre gerilimi oluşturur.

Alıcıya aktarılan güç miktarı



Şekil 3.4 Yük-anten eşdeğer devresi

$$P_L = \frac{1}{2} |I_L|^2 R_L \quad (3.34)$$

kadardır.  $I_L$  akımı

$$I_L = \frac{V_{oc}}{R_L + Z_{in}} \quad (3.35)$$

dır. Buradaki  $Z_{in}$ 'in verici devresindeki  $Z_{in}$ 'den farklı olduğu, fakat aynı tip anten için aynı değerde olduğu unutulmamalıdır. İncelenecek modelde aynı tip antenler kullanılacağı için  $Z_{in}$ 'ler aynıdır. Bu durumda

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{|V_{oc}|^2 R_L}{(R_L + R_{in})^2 + X_{in}^2} \quad (3.36)$$

şeklinde yazılabilir.

Kuplaj bir antenden iletilen gücün, diğer bir antende oluşturduğu güç miktarı olarak tanımlanır:

$$C = \frac{\text{Alıcıya Ulaşan Güç}}{\text{Kaynaktan Çıkan Güç}} \quad (3.37)$$

Burada kuplaj ifadesi olarak, antenlerin verimliliği de işin içine katılıp alıcıda oluşan güç miktarının kaynağın harcadığı güce oranı kullanılacaktır.

$$C = \frac{P_L}{P_s} \quad (3.38)$$

(3.33), (3.36) ve (3.38) denklemleri kullanılarak kuplaj ifadesi

$$C = \frac{|V_{oc}|^2 R_L}{(R_L + R_{in})^2 + X_{in}^2} \frac{(R_g + R_{in})^2 + X_{in}^2}{V_g^2 (R_{in} + R_g)} \quad (3.39)$$

şeklinde yazılır. Kaynağın ve alıcının 50 ohmluk sistem olduğu ve antenlerin aynı tip olduğu düşünüldüğünde:

$$C = \frac{|V_{oc}|^2 R_L}{V_g^2 (R_{in} + R_g)} \quad (3.40)$$

kuplaj ifadesi olur. Yukarıdaki ifadede  $R_L$ ,  $R_g$  ve  $V_g$  bilinen değerlerdir.  $V_{oc}$  ve  $R_{in}$  değerlerine ulaşıldığı takdirde kuplaj değeri bulunmuş olur.

### 3.1. Monopol Anten Eşdeğer Devresinde Açık Devre Geriliminin Bulunması

Vektör efektif uzunluğu, bir antenin üzerine çarpan elektromanyetik dalganın, antenin terminallerinde oluşturduğu açık devre gerilimini ifade etmekte kullanılan bir terimdir. Efektif yükseklik olarak da bilinir ve uzak alan ifadelerinde kullanılır [11]:

$$I_e(\theta, \phi) = \hat{\theta} I_\theta(\theta, \phi) + \hat{\phi} I_\phi(\theta, \phi) \quad (3.41)$$

Terminallerinde  $I_g$  akımı akan bir antenden çıkan elektrik alanın uzak alan ifadesi

$$E = \hat{\theta} E_\theta + \hat{\phi} E_\phi \quad (3.42)$$

olsun. Bu durumda



$$E = \hat{\theta}E_{\theta} + \hat{\phi}E_{\phi} = -j\eta \frac{kI_g}{4\pi r} I_e(\theta, \phi) \exp(-jkr) \quad (3.43)$$

yazılır [11]. Alıcı antenin terminallerinde oluşan açık devre gerilimi ise

$$V_{oc} = E^i \cdot I_e \quad (3.44)$$

şeklinde yazılır.  $E^i$  antene çarpan elektrik alanıdır. Sonlu uzunluktaki dipol için uzak alanda elektrik alan

$$E_{\theta} = j\eta \frac{I_g \exp(-jkr)}{2\pi r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kh}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kh}{2}\right)}{\sin \theta} \right] \quad (3.45)$$

şeklindedir [11]. (3.43) ve (3.45) eşitlikleri kullanılarak

$$I_e(\theta) = -\frac{2}{k} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kh}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kh}{2}\right)}{\sin \theta} \right] \quad (3.46)$$

yazılır. Burada  $\theta$ , z eksenini boyunca yerleştirilmiş bir monopol için geçerlidir. Şekil 3.1'deki problem düşünüldüğünde  $\theta = \pi/2$  olur ve (3.46) denklemi

$$I_e(\theta) = \frac{2}{k} \left[ \cos\left(\frac{kh}{2}\right) - 1 \right] \quad (3.47)$$

haline dönüşür. Burada verilen vektör efektif uzunluğu dipol anten içindir. Monopol anten, imaj teorisine göre dipol anten gibi davranır ve vektör efektif uzunluğu aynıdır. Bu durumda eğer monopolün uzunluğuna  $h$  denecek olursa (3.47) denklemi

$$I_e(\theta) = \frac{2}{k} [\cos(kh) - 1] \quad (3.48)$$

halini alır. Bu durumda alıcıda antende oluşan açık devre gerilimi

$$V_{oc} = \frac{2}{k} [\cos(kh) - 1] \sum E_e(Q) \quad (3.50)$$

dir.

### 3.2. Monopol Antenin Giriş Empedansının Bulunması

Sonlu uzunluktaki dipol anten için uzak alan elektrik alan ve manyetik alan formülü

$$E_{\theta} = j\eta \frac{I_g \exp(-jkr)}{2\pi r} \left[ \frac{\cos(\frac{kh}{2} \cos \theta) - \cos(\frac{kh}{2})}{\sin \theta} \right] \quad (3.51)$$

$$H_{\phi} = j \frac{I_g \exp(-jkr)}{2\pi r} \left[ \frac{\cos(\frac{kh}{2} \cos \theta) - \cos(\frac{kh}{2})}{\sin \theta} \right] \quad (3.52)$$

dır [11].

Ortalama Poynting vektörü

$$W_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \quad (3.53)$$

$$W_{av} = \eta \frac{|I_g|^2}{8\pi^2 r^2} \left[ \frac{\cos(\frac{kh}{2} \cos \theta) - \cos(\frac{kh}{2})}{\sin \theta} \right]^2 \quad (3.54)$$

şeklindedir. Toplam ışıyan güç ise şu şekilde bulunur:

$$P_{rad} = \oiint_S \mathbf{W}_{av} \cdot d\mathbf{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} W_{av} r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (3.55)$$

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_g|^2}{4\pi} \int_0^{\pi} \left[ \frac{\cos(\frac{kh}{2} \cos \theta) - \cos(\frac{kh}{2})}{\sin \theta} \right]^2 d\theta \quad (3.56)$$

Bazı matematiksel işlemlerden sonra bu integral şu şekilde dönüşür [11]:

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_g|^2}{4\pi} \left\{ \begin{array}{l} 0.5772 + \ln(kh) - C_i(kh) + \frac{1}{2} \sin(kh)[S_i(2kh) - 2S_i(kh)] + \\ \frac{1}{2} \cos(kh)[0.5772 + \ln(kh/2) + C_i(2kh) - 2C_i(kh)] \end{array} \right\} \quad (3.57)$$

$C_i(x)$  ve  $S_i(x)$  kosinüs ve sinüs integralleridir ve tanımları:

$$C_i(x) = \int_{\infty}^x \frac{\cos y}{y} dy \quad (3.58)$$

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin y}{y} dy \quad (3.59)$$

şeklindedir.

Işınım direncinin ışınım gücü ile ilişkisi

$$P_{\text{rad}} = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r \quad (3.60)$$

şeklindedir. Bu durumda sonlu uzunluktaki dipol anten için ışınım direnci

$$R_r = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ \begin{array}{l} 0.5772 + \ln(kh) - C_i(kh) + \frac{1}{2} \sin(kh) [S_i(2kh) - 2S_i(kh)] + \\ \frac{1}{2} \cos(kh) [0.5772 + \ln(kh/2) + C_i(2kh) - 2C_i(kh)] \end{array} \right\} \quad (3.61)$$

olur. Işınım reaktansı ise:

$$X_r = \frac{\eta}{4\pi} \{ 2S_i(kh) + \cos(kh) [2S_i(kh) - S_i(2kh)] - \sin(kh) [2C_i(kh) - C_i(2kh)] \} \quad (3.62)$$

dir [11]. Antenin kayıpsız olduğu varsayıldığında  $R_L = 0$  olur.

$I_g$  maksimum akım miktarını belirtir. Dipol antenin terminallerinde görünen giriş direnci ve empedansı ise

$$R_{\text{in}} = \frac{R_r}{\sin^2(kh/2)} \quad (3.63)$$

$$R_{\text{in}} = \frac{\eta}{2\pi \sin^2(kh/2)} \left\{ \begin{array}{l} 0.577 + \ln(kh) - C_i(kh) + \frac{1}{2} \sin(kh) [S_i(2kh) - 2S_i(kh)] \\ + \frac{1}{2} \cos(kh) [0.5772 + \ln(kh/2) + C_i(2kh) - 2C_i(kh)] \end{array} \right\} \quad (3.64)$$

$$X_{\text{in}} = \frac{X_r}{\sin^2(kh/2)} \quad (3.65)$$

$$X_{\text{in}} = \frac{\eta}{4\pi \sin^2(kh/2)} \left\{ \begin{array}{l} 2S_i(kh) + \cos(kh) [2S_i(kh) - S_i(2kh)] \\ - \sin(kh) [2C_i(kh) - C_i(2kh)] \end{array} \right\} \quad (3.66)$$

dir [11]. Monopol antenin giriş empedansı, dipol anteninkinin yarısı kadardır [11]:

$$R_{\text{in}}(\text{monopol}) = \frac{R_{\text{in}}(\text{dipol})}{2} \quad (3.67)$$

$$X_{\text{in}}(\text{monopol}) = \frac{X_{\text{in}}(\text{dipol})}{2} \quad (3.68)$$

(3.64) ve (3.66) numaralı denklemlerde  $h$  dipol antenin uzunluğu idi. Monopol antenin uzunluğuna  $h$  denecek olursa monopol antenin giriş direnç ve reaktansları şu şekilde olur:

$$R_{in} = \frac{30}{\sin^2(kh)} \left\{ \begin{array}{l} 0.577 + \ln(2kh) - C_i(2kh) + \frac{1}{2} \sin(2kh)[S_i(4kh) - 2S_i(2kh)] \\ + \frac{1}{2} \cos(2kh)[0.577 + \ln(kh) + C_i(4kh) - 2C_i(2kh)] \end{array} \right\} \quad (3.69)$$

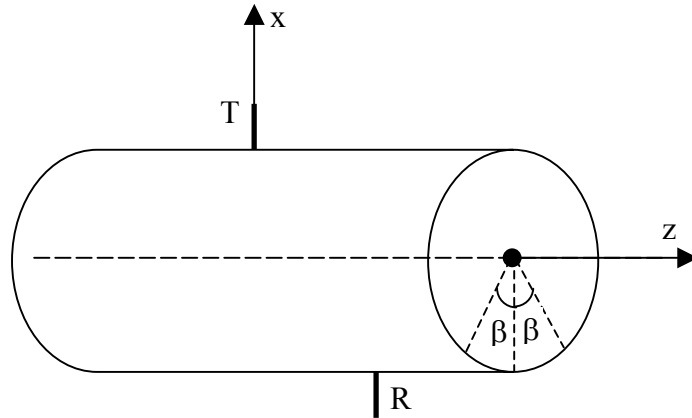
$$X_{in} = \frac{\eta}{8\pi \sin^2(kh)} \left\{ \begin{array}{l} 2S_i(2kh) + \cos(2kh)[2S_i(2kh) - S_i(4kh)] \\ - \sin(2kh)[2C_i(2kh) - C_i(4kh)] \end{array} \right\} \quad (3.70)$$

Bu durumda 3.40 numaralı denklemdeki kuplaj ifadesi için geçerli tüm parametreler saptanmış olur. Kuplaj, kaynağın geriliminden ve alıcı antende oluşan gerilimden bağımsızdır. Bu durum yanıtıcı olmamalıdır. Zira (3.43) ve (3.50) denklemlerine bakılırsa  $V_{oc}$ ,  $I_g$  ile dolayısıyla  $V_g$  ile doğru orantılıdır. Bu durumda (3.40) denklemindeki kuplaj ifadesinde  $V_{oc}$  ve  $V_g$  sadeleşecektir.

### 3.5. Silindire Monte Edilmiş Alıcı ve Verici Anten Arasındaki Kuplaj İfadesinin Bulunması

Daha önce de belirtildiği gibi uçak gövdesi bir silindir ile Şekil 3.5'te görüldüğü gibi gösterilmiştir. T verici monopul anteni gövdenin üstünde  $\phi=0$ ,  $z=0$  noktasına, R alıcı monopul anteni ise uçak gövdesinin altında kalacak şekilde ( $-\pi-\beta < \phi < \pi+\beta$ ,  $z$ ) yerleştirilmiştir. Burada incelenen anten monopul olmasına rağmen farklı türdeki antenler de incelenebilir [35-36]. Bu seçimin iki sebebi vardır:

- (3.4) denkleminde belirtilen  $t > t_0$  koşulunu sağlamak
- Kuplajın zaten yüksek olduğu üst bölgeden alıcı anteni uzaklaştırmak



Şekil 3.5 Silindirik gövdeye yerleştirilmiş alıcı ve verici antenler

$z'$ 'nin maksimum ve minimum değerleri, uçakta silindirik gövdenin uzunluğu ve köşe kırınımının ihmal edilmesi gibi şartlar düşünülerek saptanmalıdır.

T vericisinden R alıcısına olan kuplaj

$$C = \frac{|V_{oc}|^2 R_L}{V_g^2 (R_{in} + R_g)}$$

şeklinde ifade edilmişti. Burada  $R_L=R_g=50$  ohmdur. Bu durumda

$$C = \frac{|V_{oc}|^2 R_L}{V_g^2 (R_{in} + R_L)} \quad (3.71)$$

yazılabilir.

$\eta = 120\pi$  için (3.69) ve (3.70) numaralı denklemler

$$R_{in} = \frac{30}{\sin^2(kh)} \left\{ \begin{array}{l} 0.577 + \ln(2kh) - C_i(2kh) + \frac{\sin(2kh)}{2} [S_i(4kh) - 2S_i(2kh)] + \\ \frac{1}{2} \cos(2kh) [0.5772 + \ln(kh) + C_i(4kh) - 2C_i(2kh)] \end{array} \right\} \quad (3.72)$$

$$X_{in} = \frac{15}{\sin^2(kh)} \left\{ \begin{array}{l} 2S_i(2kh) + \cos(2kh) [2S_i(2kh) - S_i(4kh)] \\ - \sin(2kh) [2C_i(2kh) - C_i(4kh)] \end{array} \right\} \quad (3.73)$$

şeklinde yazılabilir.

Monopol antenin kullanıldığı frekans aralığı  $[f_1, f_2]$ , çeyrek dalga boyunda olduğu frekans  $f_0$  olsun. Yani,

$$f_1 < f_0 < f_2 \quad (3.74)$$

dir.

Bu durumda monopol antenlerin uzunluğu

$$h = \frac{\lambda_0}{4} = \frac{c}{4f_0} \quad (3.75)$$

olacaktır. Burada  $c$ , ışık hızıdır ve yaklaşık  $3 \times 10^8$  m/sn'dir.

$k \cdot h$  çarpımı ise

$$kh = \frac{\pi f}{2f_0} \quad (3.76)$$

olur.

Böylece kuplaj fonksiyonu, C, üç parametreye bağlı kalmaktadır; frekans, z eksenindeki konum ve  $\phi$  açısı.

Yine  $Z_0 = \eta = 120\pi$  için (3.15) denklemi

$$E_e(Q) \approx -j60I_g G_0(kt)[1 - \cos(kh)] \left\{ \begin{array}{l} V(\xi) - \frac{j}{kt} V(\xi) + \left(\frac{j}{kt}\right)^2 U(\xi) + \\ T_0^2 \frac{j}{kt} [U(\xi) - V(\xi)] \end{array} \right\} \quad (3.77)$$

olur. Daha önce de belirtildiği gibi, kuplaj denklemindeki gerilim ifadeleri yanıtıcı olmamalıdır. Zira bunlar sadeleşmektedir. Bu nedenle işlem kolaylığı açısından  $V_g=1$  alınabilir. Bu durumda

$$I_g = \frac{1}{R_L + Z_{in}} \quad (3.78)$$

olur.

(3.77) denklemi de

$$E_e(Q) \approx -j \frac{60G_0(kt)[1 - \cos(kh)]}{R_L + Z_{in}} \left\{ \begin{array}{l} V(\xi) - \frac{j}{kt} V(\xi) + \left(\frac{j}{kt}\right)^2 U(\xi) + \\ T_0^2 \frac{j}{kt} [U(\xi) - V(\xi)] \end{array} \right\} \quad (3.79)$$

halini alır.

Bu durumda kuplaj ifadesi

$$C = \frac{\left| \frac{2}{k} [1 - \cos(kh)] \sum E_e(Q) \right|^2 R_L}{(R_{in} + R_L)} \quad (3.80)$$

halini alır.

T verici anteni ile R alıcı anteni arasındaki kuplaj dB cinsinden C olsun. Bu durumda

$$C = 10 \log C(f, z, \phi) \quad (3.81)$$

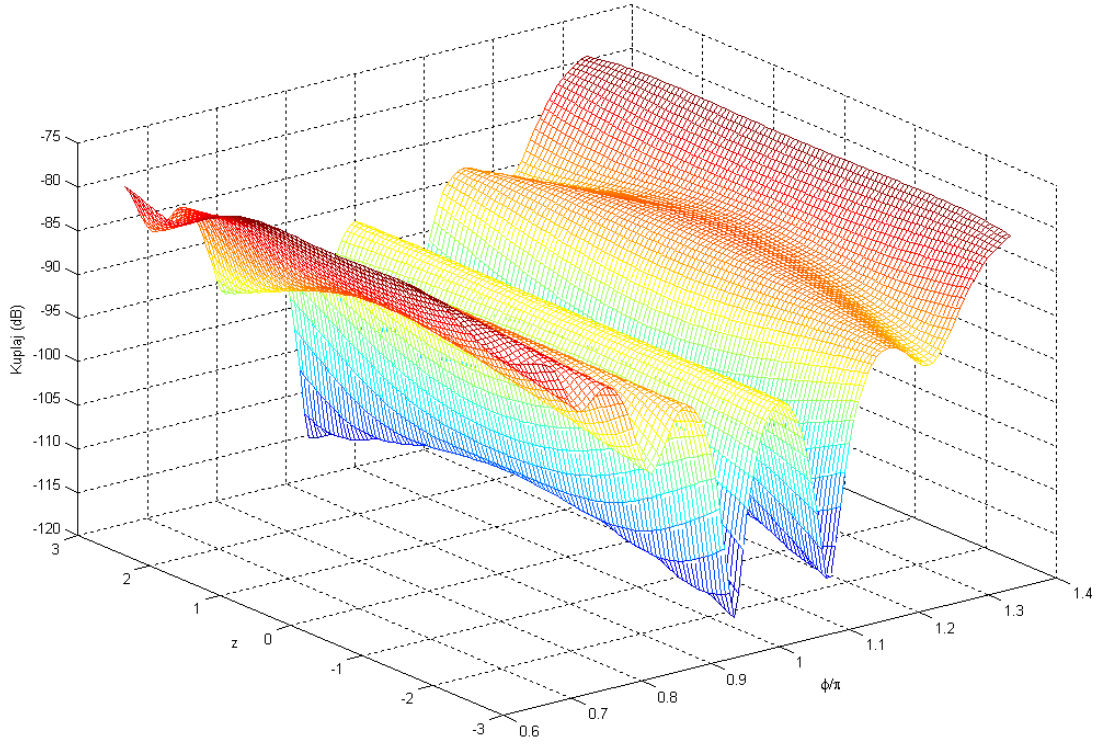
$$C = 10 \log \frac{\left| \frac{2}{k} [1 - \cos(kh)] \sum E_e(Q) \right|^2 R_L}{(R_{in} + R_L)} \quad (3.82)$$

yazılabilir.

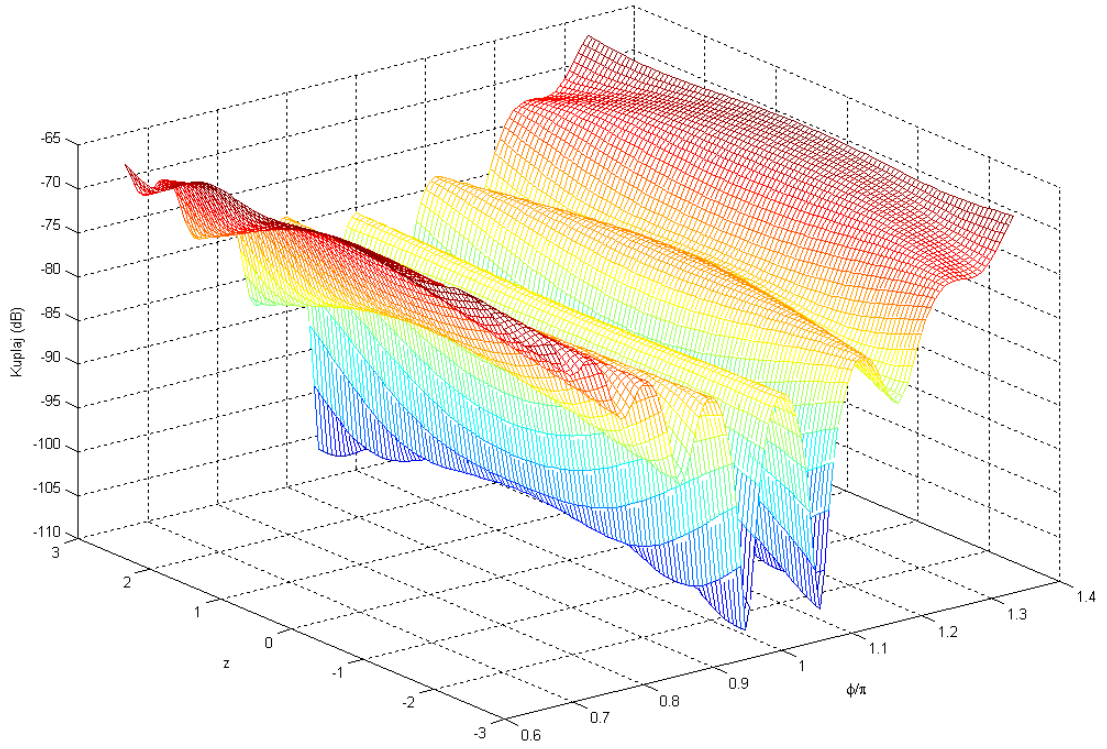
Daha açık bir ifadeyle

$$C = 20 \log \left| \frac{[1 - \cos(kh)]}{k} \sum E_e(Q) \right| - 10 \log(R_{in} + 50) + 23 \quad (3.83)$$

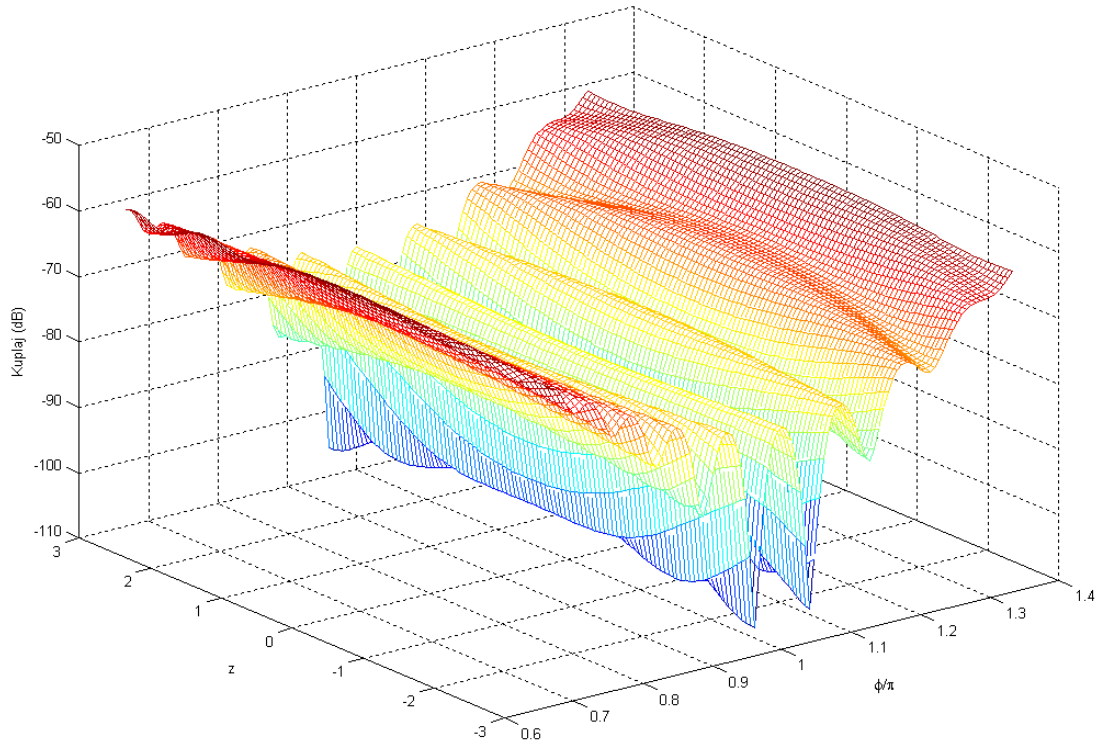
yazılır. Böylece frekansa bağlı kuplaj ifadesi elde edilmiş olur. Antenlerin çalışma frekansı 225 MHz ile 400 MHz arasındadır. Antenin çeyrek dalga boyu 300 MHz'e göre ayarlanmıştır. (3.83)'te belirtilen kuplaj ifadesi Şekil 3.6-3.8'de çizilmiştir.



Şekil 3.6 225 MHz'de  $\beta = \pi/3$  için alıcı ve verici antenler arasındaki kuplaj



Şekil 3.7 300 MHz'de  $\beta=\pi/3$  için alıcı ve verici antenler arasındaki kuplaj

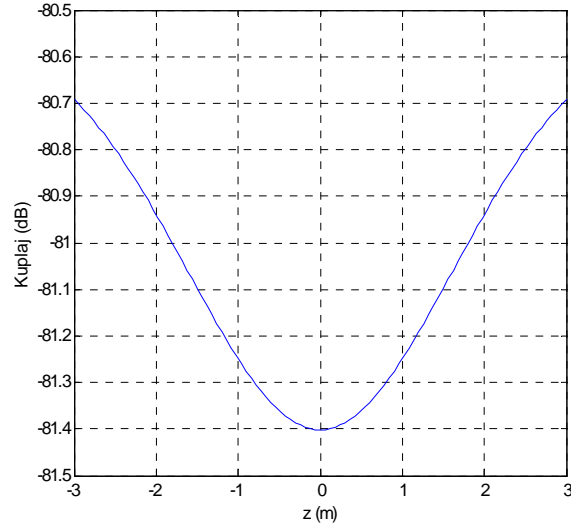


Şekil 3.8 400 MHz'de  $\beta=\pi/3$  için alıcı ve verici antenler arasındaki kuplaj



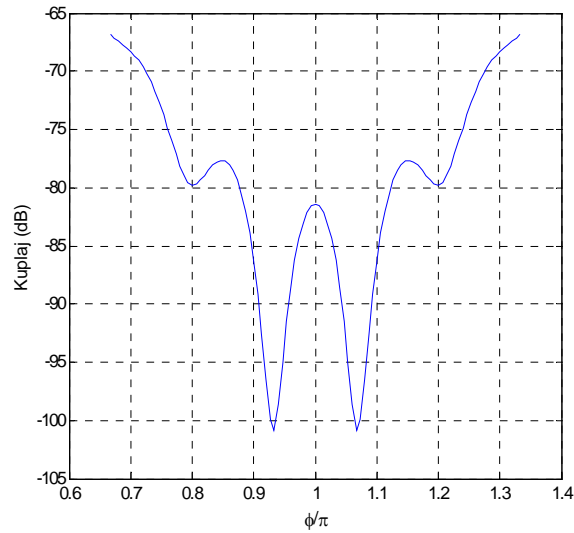
(3.83) ile belirtilen kuplaj ifadesini çizen Matlab kodu ve algoritması Ek D'tedir.

300 MHz'de  $\phi$  açısı  $\phi = \pi$  için sabit tutulup, 3.83'deki kuplaj ifadesi z eksenini boyunca iki boyutlu Şekil 3.9'da çizdirilmiştir.



Şekil 3.9 300 MHz'de  $\phi=\pi$  için alıcı ve verici antenler arasındaki kuplaj

300 MHz'de  $z = 0$ 'da sabit tutulup, 3.83'deki kuplaj ifadesi  $\phi$  eksenini boyunca iki boyutlu Şekil 3.10'da çizdirilmiştir.



Şekil 3.10 300 MHz'de  $z=0$  için alıcı ve verici antenler arasındaki kuplaj

### 3.6. Silindir Üzerinde Minimum Kuplaj ve Anten Yerleşimi

R antenini T anteninden minimum etkilenmesi için kuplajın düşük olduğu noktalara konulması gerekir. Burada anten yerleşiminin en uygun olduğu yeri saptamak için bir kriter belirlemek gerekir. Burada uçağın verici ve alıcısının çalışma bandında belirli bir kanal aralığına sahip olduğu düşünülerek antenlerin çalışma frekansı  $f_i = f_1, f_2, \dots, f_N$  olarak kabul edilebilir.  $f_i$  frekansındaki kuplaj  $C_i$  olsun.  $P_t$  kaynağın bastığı güç,  $P_d$  alıcının duyarlılığı olmak üzere ve antenlerin uyumlu olduğu varsayıldığında  $f_i$  frekansındaki elektromanyetik girişim ( $e_i$ ) şu şekilde ifade edilir.

$$e_i = P_t + C_i - P_d \quad (3.84)$$

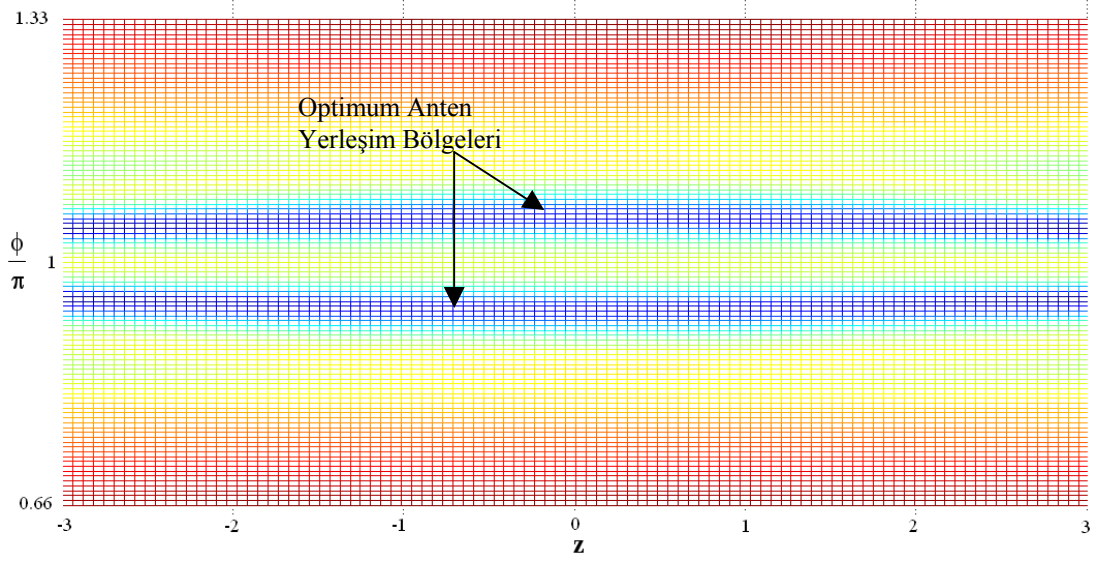
Elektromanyetik girişimin 0'dan düşük çıktığında tehlikesiz olduğu düşünüldüğünde, negatif çıkan değerleri önemsememek, pozitif çıkan değerleri bir tehdit unsuru olarak görmek gerekir. Bu durumda (3.84) numaralı eşitlik

$$e_i = (P_t + C_i - P_d)u(P_t + C_i - P_d) \quad (3.85)$$

şeklinde tekrar yazılabilir. Burada  $u(x)$  birim adım fonksiyonudur, sıfırdan büyük değerler için 1, sıfır ve negatif değerler için 0 değerini alır. Gövde üzerindeki herhangi bir noktada tüm frekans bandı düşünüldüğünde ortalama elektromanyetik girişim miktarı

$$e_o = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (P_t + C_i - P_d)u(P_t + C_i - P_d) \quad (3.86)$$

olarak yazılabilir. Bu durumda anten yerleşimini en düşük ortalama elektromanyetik girişim miktarının olduğu bölge(ler)e yapmak gerekir. (3.86) denklemi optimum anten yerleşimi için kriterdir. Bu kriter T ve R antenleri için  $P_t = 10$  Watt (40 dBm),  $P_d = -103$  dBm,  $\beta = \pi/3$ ,  $f = [ 225 \text{ MHz} - 400 \text{ MHz} ]$  şartlarında uygulandığında Şekil 3.11'deki grafik elde edilir.



Şekil 3.11 Silindirik gövdeye optimum anten yerleşim bölgeleri

Şekil 3.11'de (3.86) kriteri için kuplaj seviyeleri çizdirilmiştir. Optimum anten yerleştirme bölgeleri, alıcı antenin yerleştirilmesinin en uygun olduğu yerlerdir ve şekilde de görülebileceği gibi silindirin en altında değil de yaklaşık  $\pm 10$  derece komşuluklarında çıkmaktadır. Optimum anten yerleşimi hesaplayan algoritma ve yazılan MATLAB kodu Ek E'dedir.

## **BÖLÜM 4. SAYISAL METODLAR**

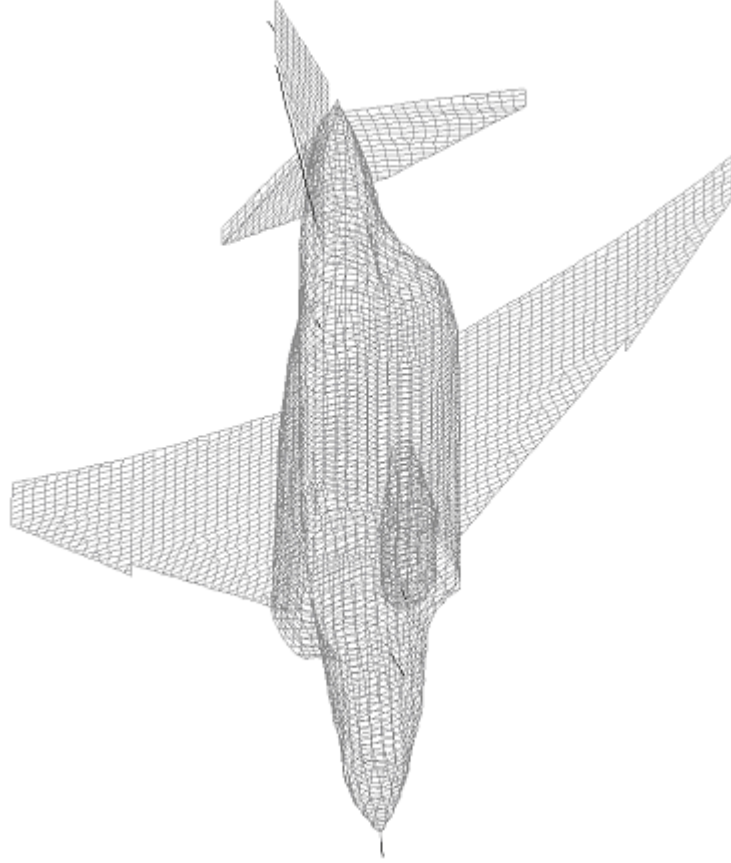
Sayısal modellerin oluşturulmasında Bert Kinzey'in "F-4C, F-4D & RF-4C Phantom II in detail and scale" adlı kitabında verilen çizimler temel alınmıştır [37].

### **4.1. MoM Metodu ve MoM Modeli**

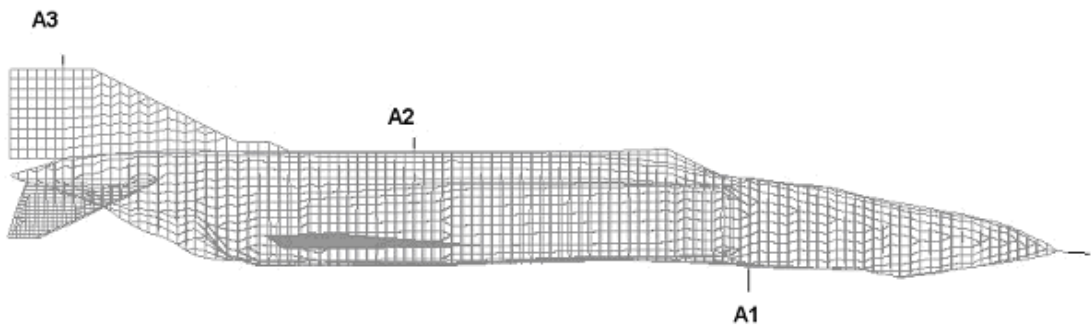
Moment Yöntemi (Method of Moments - MoM) Maxwell denklemlerinin tam dalga (full wave) çözümüne yönelik sayısal elektromanyetik hesaplama tekniğidir. Kompleks yapılarda belirli bir frekansa kadar rahatlıkla kullanılabilir [38]. Elektromanyetik teoride anten problemleri genelde açık sınırlı (open boundary) problemler sınıfına girer. Bu tip problemlerin çözümünde en etkin sayısal yöntem MoM yöntemidir. Bu yöntem Maxwell denklemlerinin tam dalga çözümünü amaçlar. MoM yöntemi ışığı yapı üzerindeki akımın hesaplanmasına dayalıdır. Tam dalga çözümü sözkonusu olduğu için bu yöntem teorik olarak tüm frekanslarda anten problemleri için kullanılabilir. Ancak akımların hesaplanacağı yapının (anten ve bağlı bulunduğu kompleks geometrik yapı) büyüklüğü pratikte hesaplama ortamı ve zamanı açısından kısıtlar oluşturmaktadır. MoM yönteminde kompleks yapı tel segmentlerle modellenir ve akım hesaplaması her tel segment üzerinde ayrı ayrı yapılır. Dolayısıyla tel segment sayısı büyüdükçe tel segment sayısının karesiyle orantılı olarak bilgisayar hafıza gereksinimi ve hesaplama süresi artmaktadır. Gerçeğe yakın simülasyon sonuçları almak için tel segment boyu simülasyonun yapılacağı frekansın dalga boyunun en fazla onda biri kadar olmak zorundadır. Bu nedenle çok yüksek frekanslarda (örneğin 10 metrelik bir yapı için 1 GHz'in üstü) MoM yönteminin kullanılması pratik olarak mümkün değildir.

Şekil 4.1'te görülen MoM modeli 10910 tel segmentten oluşmaktadır ve SuperNEC 2.55 yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir [39-41]. Segmentlerin büyük çoğunluğu 17.1 cm uzunluğundadır (175 MHz'de dalga boyunun 1/10'u). MoM modelinde üç adet anten yer almaktadır: A1, A2 ve A3. Bu antenler 25 cm uzunluğunda monopollü

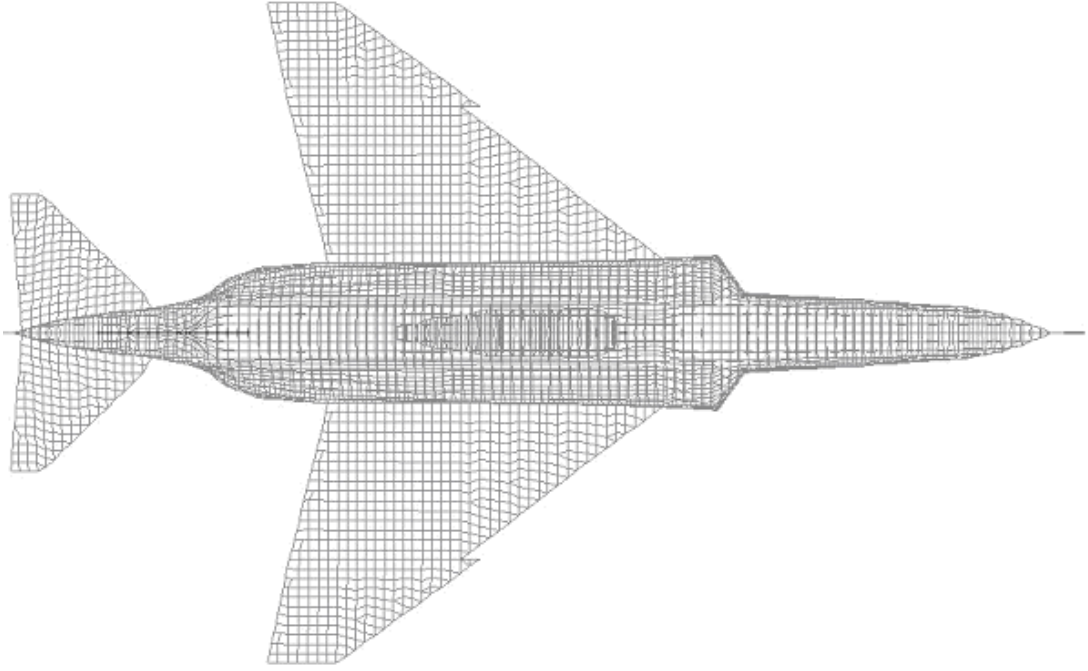
ile modellenmiştir. MoM modelinin yandan, üstten ve önden görünümü Şekil 4.2, 4.3 ve 4.4'te gösterilmiştir.



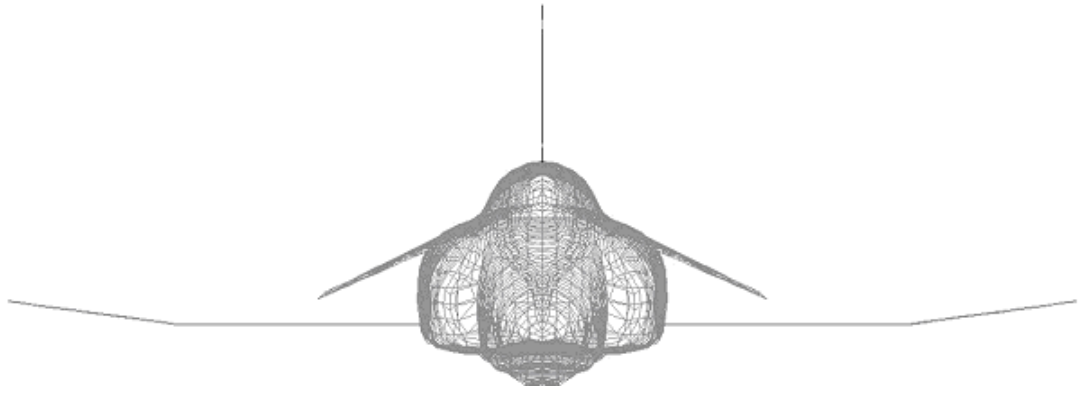
Şekil 4.1 MoM modeli



Şekil 4.2 MoM modelinin yandan görünümü ve anten yerleri



Şekil 4.3 MoM modelinin üstten görünümü



Şekil 4.4 MoM modelinin önden görünümü

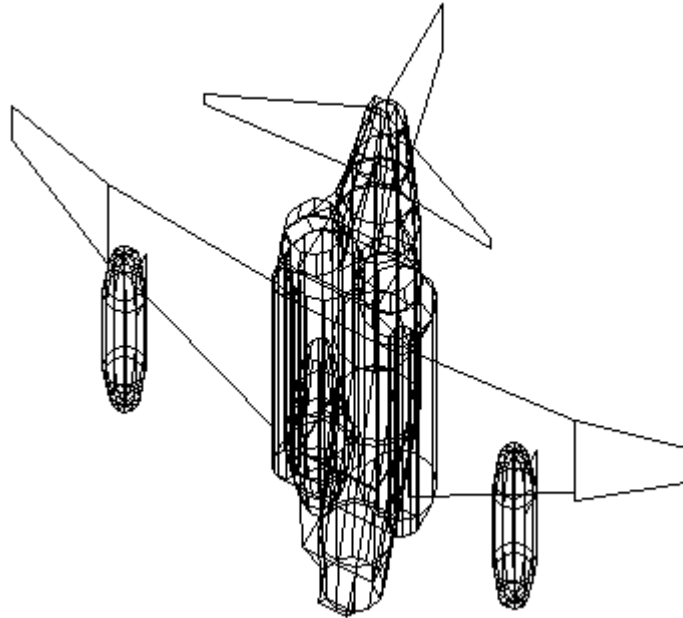
MoM modelinde segman uzunlukları, segman yarıçapları ve uzunluğun yarıçapa oranı Tablo 4.1’de belirtilen şartları sağlaması gerekir[42]:

Tablo 4.1 MoM model kıstasları

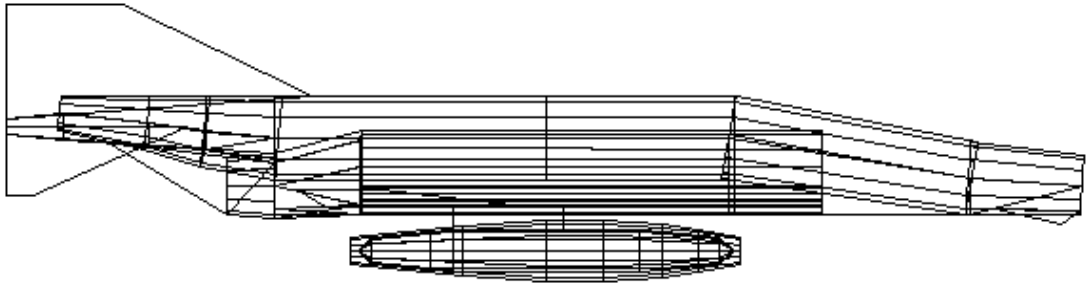
Segman Uzunluğu	$\Delta < \frac{\lambda}{10}$
Segman Yarıçapı	$r < \frac{\lambda}{100}$
Segman Uzunluğu/Yarıçap Oranı	$\frac{\Delta}{r} > 2$

#### 4.2. UTD Metodu

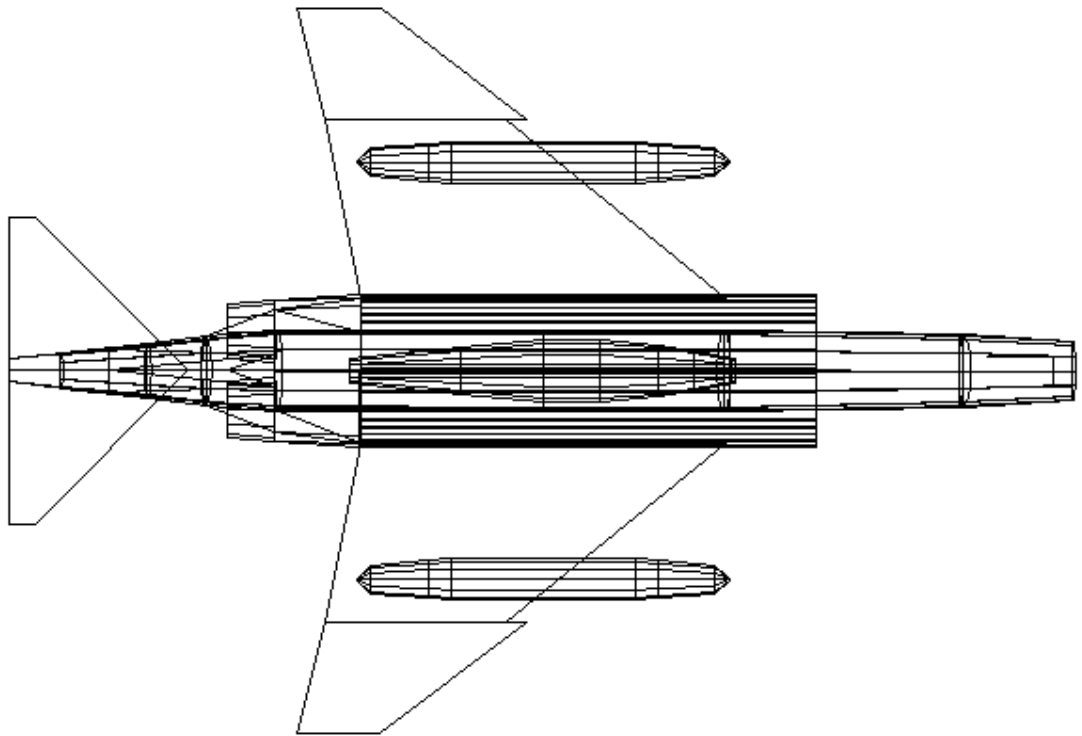
Yüksek frekanslarda (yapının boyu ilgili frekansın dalgaboyundan 10 kat daha fazla olduğu durumlarda) UTD yönteminin kullanılması daha uygundur. UTD gerçeğe yaklaşık sonuç verir. Uygulama sırasında modelleme büyük önem taşır. UTD yönteminde temel kanonik yapılarda elde edilmiş yaklaşık çözüm yöntemleri kompleks yapıya ayrı ayrı uygulanır ve ortaya çıkan sonuçlardan toplam sonuca gidilir. Şekil 4.5'te görülen UTD modeli 55 plaka ve 14 silindirden oluşur ve NEC-BSC 4.2 yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. UTD modelinin yandan, üstten ve önden görünümü Şekil 4.6, 4.7 ve 4.8'de verilmiştir.



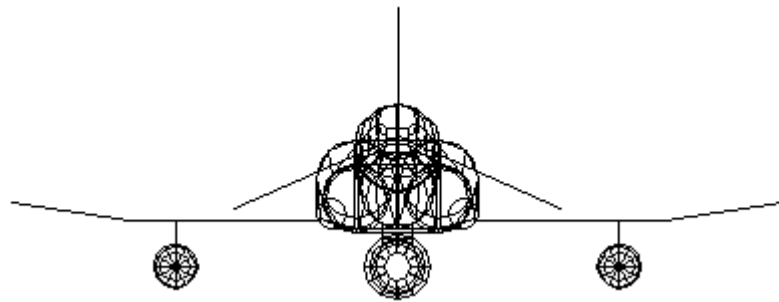
Şekil 4.5 UTD modeli



Şekil 4.6 UTD modelinin yandan görünümü



Şekil 4.7 UTD modelinin üstten görünümü



Şekil 4.8 UTD modelinin önden görünümü



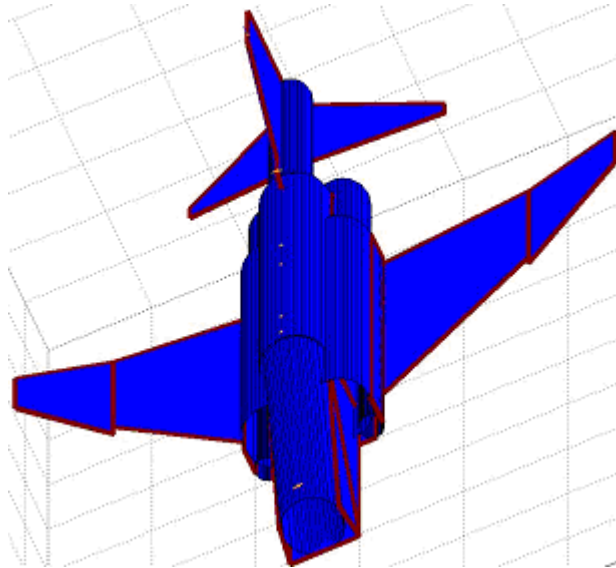
### 4.3. MoM/UTD Melez Metodu

MoM/UTD melez metodu adından da anlaşılacağı gibi MoM ve UTD metodları mezeleştirilerek geliştirilmiştir [43-45]. Bu metotta MoM matris elemanlarına kırınım, yansımaya, çift kırınım, yansımaya-kırınım, kırınım-yansımaya, çift yansımaya vb. gibi saçılma mekanizmalarına ait değerler eklenmiştir. Kısacası, yeni empedans matrisinin  $m_n$ 'inci elemanı

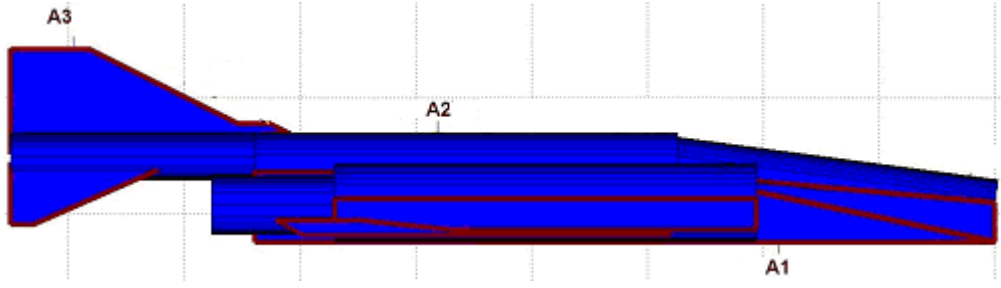
$$Z'_{mn} = Z_{mn} + Z^g_{mn} \quad (4.1)$$

halini alır. Burada  $Z_{mn}$  kaynaktan gözlem noktasında doğrudan giden ışığın katkısından,  $Z^g_{mn}$  ise kırınım, yansımaya, çift kırınım, yansımaya-kırınım, kırınım-yansımaya, çift yansımaya vb. gibi saçılma mekanizmalarına ait ışınların katkısından kaynaklanır.

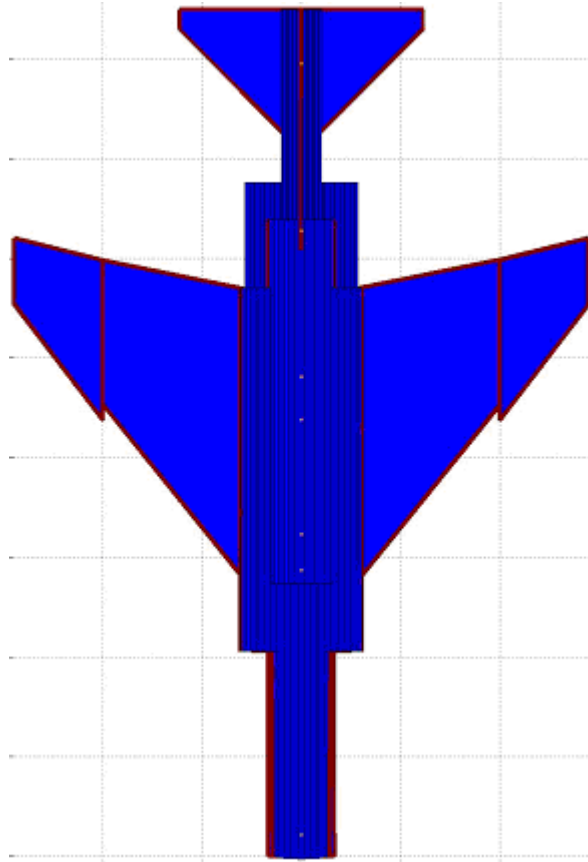
Şekil 4.9'da görülen MoM/UTD melez modeli 18 adet düzlem ve 9 adet silindirik UTD komponentinden oluşmaktadır ve SuperNEC 2.55 yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Modelin yandan, üstten ve önden görünümü Şekil 4.10-4.12'de verilmiştir.



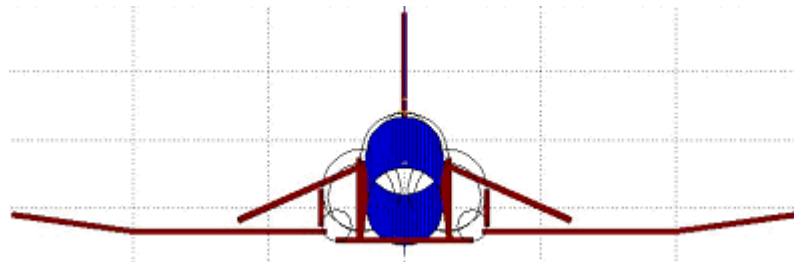
Şekil 4.9 MoM/UTD melez modeli



Şekil 4.10 MoM/UTD melez modeli yandan görünümü



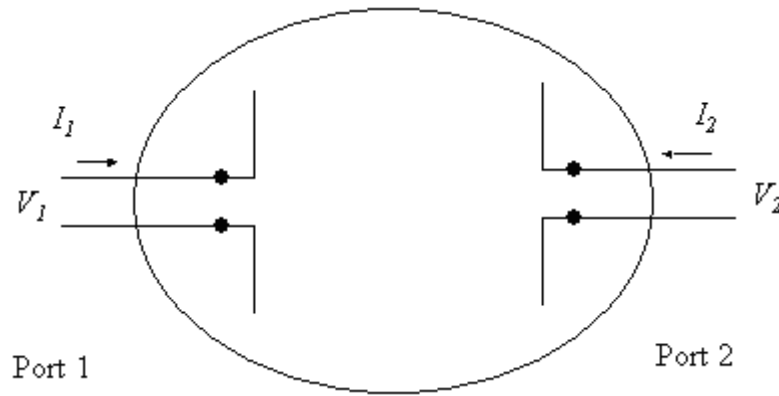
Şekil 4.11 MoM/UTD melez modeli üstten görünümü



Şekil 4.12 MoM/UTD melez modeli önden görünümü

#### 4.4. Kuplaj Hesaplama Yöntemi

SuperNEC programı izolasyon verisini anten besleme segmanlarının admitans parametrelerinden (Y-parametreleri) yola çıkarak vermektedir. Birbirleri arasında izolasyonun bir başka deyişle kuplajın araştırıldığı iki anten iki portlu bir devre olarak düşünülmektedir (Bkz. Şekil 4.13).



Şekil 4.13 İki antenin iki portlu devre temsili

Şekil 4.13'teki iki portlu bir devrenin  $I_1$  ve  $I_2$  akımları:

$$I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \quad (4.2)$$

$$I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \quad (4.3)$$

şeklindedir. Burada  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$ ,  $Y_{22}$  sırasıyla şu şekilde verilir:

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (4.4)$$

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (4.5)$$

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (4.6)$$

$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (4.7)$$

SuperNEC’de Y parametrelerinin elde edilmesi iki aşamada olmaktadır. Birinci aşamada birinci antene 1 V seviyesinde bir gerilim kaynağı takılmakta ve hem birinci antenin hem de ikinci antenin besleme noktalarındaki akım seviyesi hesaplanmaktadır. Buradan  $Y_{11}$  ve  $Y_{21}$  parametreleri bulunmaktadır. İkinci aşamada birinci antendeki kaynak susturulmakta ve 1 V seviyesindeki gerilim kaynağı ikinci antenin besleme segmanına takılmaktadır. Bu gerilim kaynağı altında birinci ve ikinci antendeki akım seviyeleri hesaplanmakta ve buradan diğer iki Y parametresine  $Y_{12}$  ve  $Y_{22}$ ’ya erişilmektedir.

İki portlu bir devrede maksimum kuplaj hesabında yüksek frekans transistörlü yükselteç tasarımında kullanılan Linville yönteminden yararlanılmaktadır [46]. Bu yöntemde göre maksimum kuplaj:

$$C_{\max} = \frac{1}{L} \left[ 1 - \sqrt{1 - L^2} \right] \quad (4.8)$$

burada

$$L = \frac{|Y_{12} Y_{21}|}{2 \operatorname{Re}[Y_{11}] \cdot \operatorname{Re}[Y_{22}] - \operatorname{Re}[Y_{12} Y_{21}]} \quad (4.9)$$

Maksimum kuplaj için ikinci antene bağlanacak uyumlu yük admitansı ise aşağıda verilmiştir:

$$Y_L = \left[ \frac{1 - \rho}{1 + \rho} + 1 \right] \operatorname{Re}[Y_{22}] - Y_{22} \quad (4.10)$$

burada

$$\rho = \frac{C_{\max} (Y_{12} Y_{21})^*}{|Y_{12} Y_{21}|} \quad (4.11)$$

ve birinci antenin giriş admitansı ise aşağıdaki gibi olur:

$$Y_{IN} = Y_{11} - \frac{Y_{21} Y_{12}}{Y_L + Y_{22}} \quad (4.12)$$

Analiz sonunda elde edilen çıktılar şunlardır:

İki anten arasındaki optimum giriş ve çıkış empedansları mevcut olmak şartıyla maksimum kuplaj  $C_{T,opt}$

Kaynak antenin giriş empedansı  $Z_{in}$

Alıcı antenin optimum yük empedansı  $Z_L$

Antenlerin gerçekte bağlı oldukları alt-sistemle tamamen empedans uyumlu olmaları oldukça az rastlanan bir durumdur. Özellikle girişim analizinde kaynak rolünü oynayan verici anteninde harmonik frekansında empedans uyumsuzluğu beklenmelidir.

Empedans uyumsuzluğu sonucu oluşacak uyumsuzluk kaybının hesaplanması için öncelikle port girişinde mevcut yansımaya katsayısı hesaplanır:

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o} \quad (4.13)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{Z_L^* - Z_o}{Z_L^* + Z_o} \quad (4.14)$$

Burada  $Z_o$  sistemin karakteristik empedansı 50 ohm'a eşittir.  $Z_L^*$  ise optimum yük empedansının kompleks konjugesini göstermektedir.

Yansımaya katsayısı port girişlerinde oluşan VSWR değeri gözönüne alınarak da hesaplanabilir:

$$\Gamma_{in} = \frac{VSWR_{in} - 1}{VSWR_{in} + 1} \quad (4.15)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{VSWR_{out} - 1}{VSWR_{out} + 1} \quad (4.16)$$

Giriş ve çıkış portlarında oluşan uyumsuzluk kaybı aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$MLin = 10 \cdot \log(1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (4.17)$$

$$MLout = 10 \cdot \log(1 - |\Gamma_{out}|^2) \quad (4.18)$$

Bazı VSWR değerleri için ortaya çıkan yansımaya katsayıları ve uyumsuzluk kayıpları Tablo 4.2'de verilmiştir.

Tablo 4.2 VSWR, yansıma katsayısı ve uyumsuzluk kaybı ilişkisi

<b><i>VSWR</i></b>	<b><math>\Gamma</math></b>	<b><i>ML</i></b>
1.00	0.00	0.00
2.00	0.33	-0.51
5.00	0.67	-2.55
10.00	0.82	-4.81
50.00	0.96	-11.14
100.00	0.98	-14.07

## BÖLÜM 5. ÖLÇÜMLER

400 MHz'e kadar yapılan sayısal analizlerin doğrulanması için 1:10 ölçekli F-4 modeli üzerinde yarı yansız odada kuplaj ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ölçekli modelin hazırlanmasında ve test parametrelerinin ölçeklendirilmesinde Tablo 5.1'de belirtilen elektriksel parametre ölçeklendirme kurallarına uygun hareket edilmiştir[47-49].

Tablo 5.1 Elektriksel parametrelerin ölçeklendirilme kuralları

Gerçek Parametre		1 : n Ölçekli Parametre
Uzunluk	$l$	$l/n$
Frekans	$f$	$nf$
Dalgaboyu	$\lambda$	$\lambda/n$
İletkenlik	$\sigma$	$n\sigma$
Dielektrik Sabiti	$\epsilon$	$\epsilon$
Manyetik Geçirgenlik	$\mu$	$\mu$

Buna göre uçağın boyutlarında meydana gelen 1/10'luk bir küçülme, analizi yapılacak frekansların da 10 kat artmasına neden olur. Etkilenmesi gereken bir diğer parametre iletkenliktir. Gerçek uçağın dış gövdesi tamamen alüminyumdur. Ölçekli modelde ise bakır kullanılmıştır. Dolayısıyla normalde 10 kat artırılması gereken iletkenlik sadece 1.64 katına çıkartılmıştır. Bununla birlikte bunun getireceği hatanın değerlendirilmesi, iki farklı ortam sınırında normal geliş açısına bağlı olarak elde edilen elektromanyetik dalganın yansıma katsayısındaki değişimi incelemekle mümkündür. Yansıma katsayısı şu şekilde verilir :

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (5.1)$$

burada  $\eta_1$  birinci ortamın empedansı,  $\eta_2$  ikinci ortamın empedansıdır. Birinci ortam olarak hava ve ikinci ortam olarak iletken malzeme gözönüne alınır ve bakır ve alüminyumdan 10 kat daha iletken bir teorik malzeme için yansımaya katsayıları ayrı ayrı hesaplanırsa aşağıdaki neticeler elde edilir:

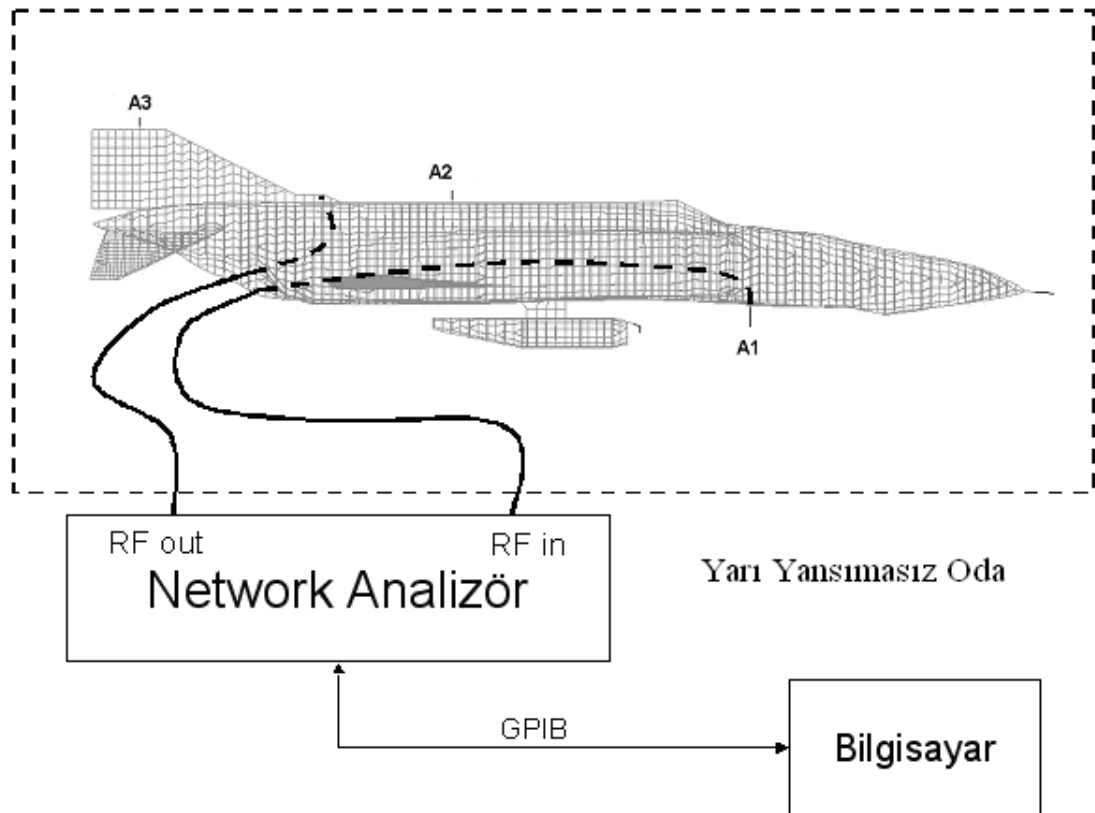
$$\Gamma_{\text{hava-alüminyum} \times 10} = -0.9999745$$

$$\Gamma_{\text{hava-bakır}} = -0.9999381$$

Görüldüğü gibi hata miktarı ihmal edilebilecek seviyededir [49]. Ölçekli model üzerinde veri alınacak frekans bandı 2.25 GHz – 4 GHz aralığıdır ve gerçek frekans bandının (225 MHz – 400 MHz) 10 katıdır.

### 5.1. Ölçüm Düzeneği

Ölçüm için Şekil 5.1’de görülen düzenek kullanılmıştır. Network Analizörün kontrolü GPIB veriyolu üzerinden bilgisayarla yapılmıştır.



Şekil 5.1 Ölçüm düzenegi



Ölçüm ortamı olarak Şekil 5.2’de görüldüğü gibi TÜBİTAK – UEKAE / Gebze’de kurulu EMC – TEMPEST Test Merkezi (ETTM) Yansız Odası kullanılmıştır. Oda 8.5x4.8x3.3 m (UxGxY) boyutlarında olup içi 66 cm’lik piramit karbon emdirilmiş poliüretan yutucularla kaplıdır. Bu yutucuların geriye dönüş kayıpları 300 MHz – 40 GHz arasında dikine gelişte (normal incidence) minimum –40 dB seviyesindedir. Odanın dış ortamdaki izolasyonu 100 dB’yi aşmaktadır.

Ölçekli modelin yansız oda içindeki pozisyonu Şekil 5.3’te verilmiştir.



Şekil 5.2 Yarı yansız oda ve ölçüm düzeneği



Şekil 5.3 Ölçekli F-4 modelinin yerleşimi

## 5.2. Ölçüm Prosedürü

A1 – A2 ve A2 – A3 antenleri arasındaki kuplaj ayrı ayrı ölçülmüştür. Her ölçüm öncesinde ilgili frekans bandında kalibrasyon gerçekleştirilmiştir. Ölçekli model üzerinde ölçülen ana parametreler kaynak antenler ile etkilenen antenler arasında oluşan iki portlu devrelerin S-parametreleridir. Bu parametreler 50 ohm’luk bir ölçüm düzeneğinde ölçüldüğü için iki anten arasındaki kuplajı gösteren  $S_{21}$  (bu çalışma kapsamında  $C_{T,50ohm}$  olarak da isimlendirilecektir) parametresinin yanında giriş ve çıkış portlarındaki uyumsuzluğu gösterecek olan  $S_{11}$  ve  $S_{22}$  parametrelerinin ölçümü de büyük önem taşımaktadır. S-parametrelerinin ölçümünde kullanılan düzenek 50 ohm’luk bir sistem empedansına sahip olduğu için devrenin giriş ve çıkışlarında uyumsuzluktan kaynaklanan uyumsuzluk kaybı söz konusu olacaktır. Sayısal analiz sonuçlarıyla karşılaştırırken ortak zeminin hazırlanmasında giriş ve çıkış portlarında oluşan uyumsuzluk kayıpları da hesaba katılacaktır. Uyumsuzluk kaybı aşağıdaki şekilde hesaplanır:

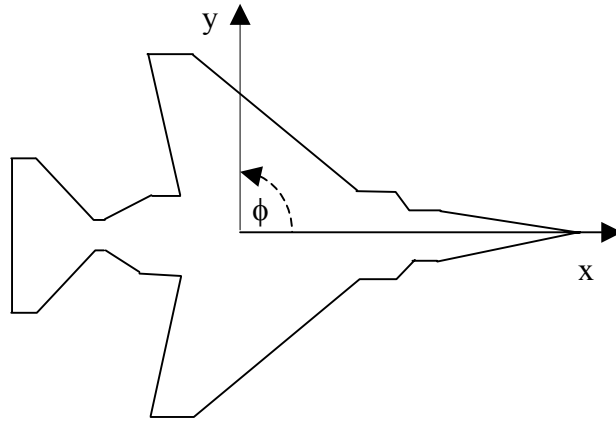
$$ML1 = 10 \cdot \log(1 - |S_{11}|^2) \quad (5.2)$$

$$ML2 = 10 \cdot \log(1 - |S_{22}|^2) \quad (5.3)$$

Denklemlerden de anlaşılacağı gibi porttaki yansıma katsayısı arttıkça uyumsuzluk kaybı hızla artar.

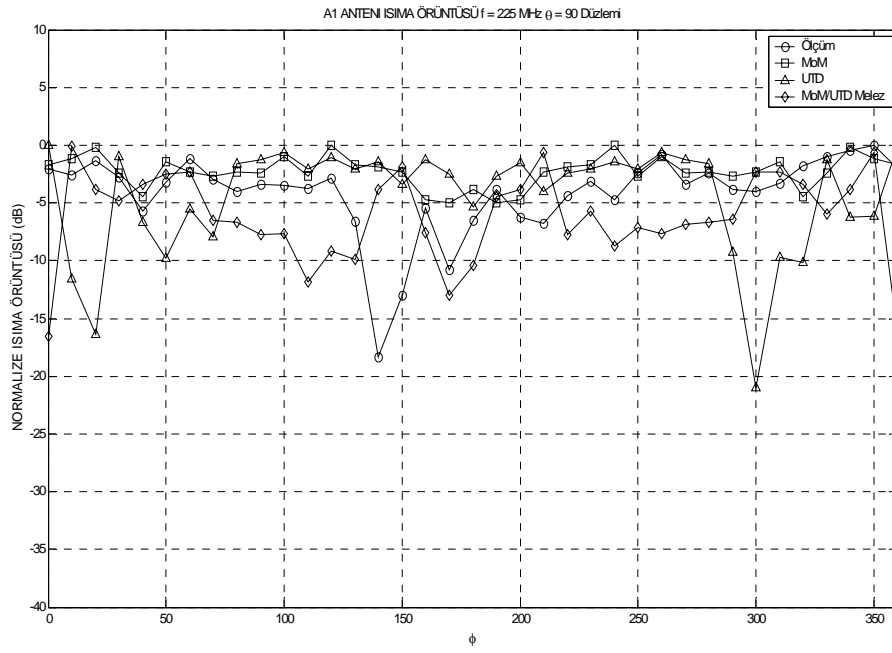
## BÖLÜM 6. SONUÇLAR

UTD metodu, MoM metodu ve MoM/UTD melez metodu ile gerçekleştirilen analizler ölçüm sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Şekil 6.1’de sonuçların karşılaştırıldığı düzlem (XY Düzlemi,  $\theta = 90^\circ$ ) gösterilmiştir.

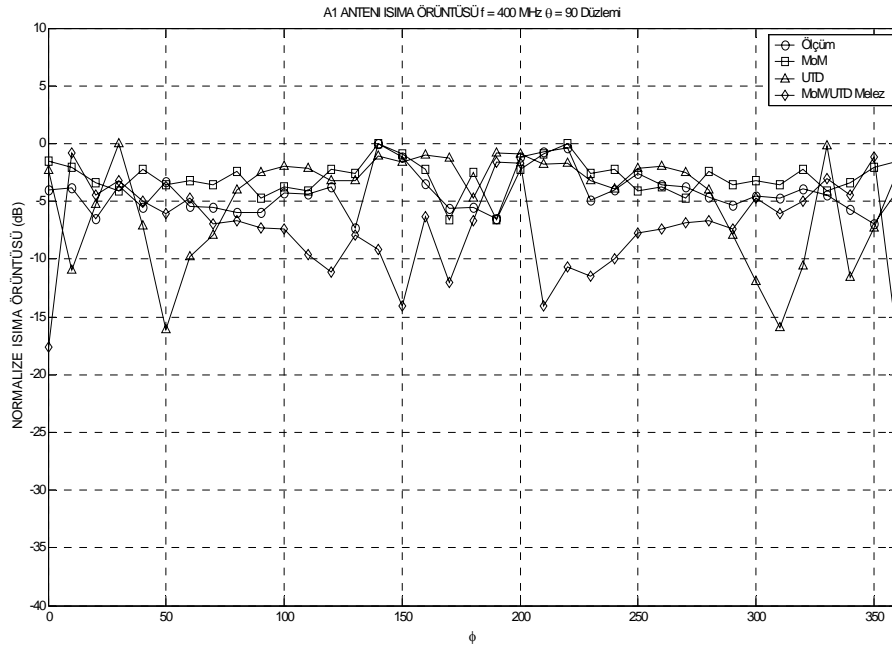


Şekil 6.1 Sonuçların karşılaştırıldığı düzlem

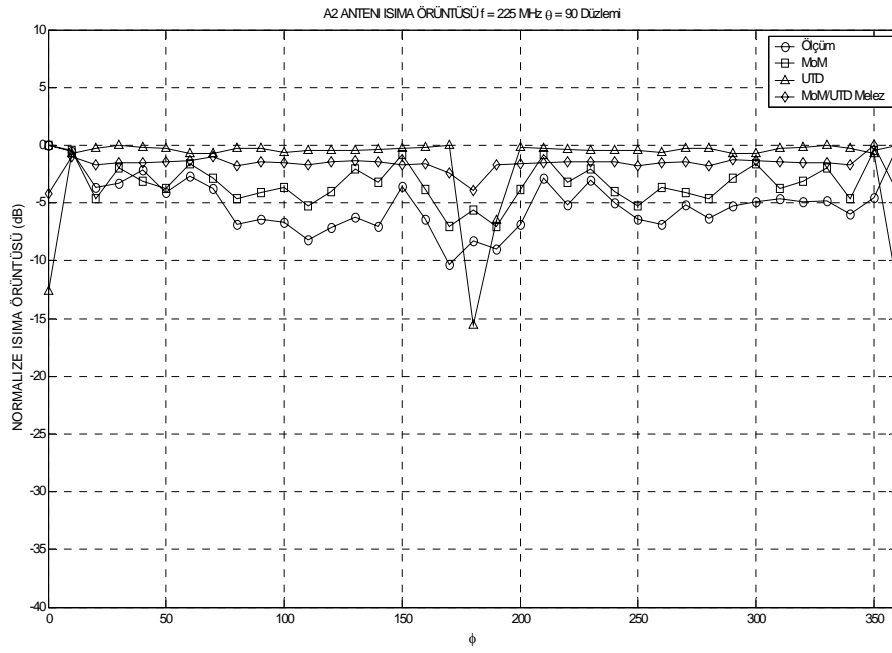
A1 antenin 225 MHz’de ışıma örüntüsü sonuçları Şekil 6.2’de, 400 MHz’deki ışıma örüntüsü sonuçları Şekil 6.3’te, A2 antenin 225 MHz ve 400 MHz’de ışıma örüntüsü sonuçları Şekil 6.4 ve 6.5’te, A3 antenin 225 MHz ve 400 MHz’de ışıma örüntüsü sonuçları ise Şekil 6.6 ve 6.7’de görülmektedir. A1 ile A2 antenleri arasındaki kuplaj 225 MHz – 400 MHz frekans aralığında Şekil 6.8’de, A2 ile A3 arasındaki kuplaj ise Şekil 6.9’da görülmektedir.



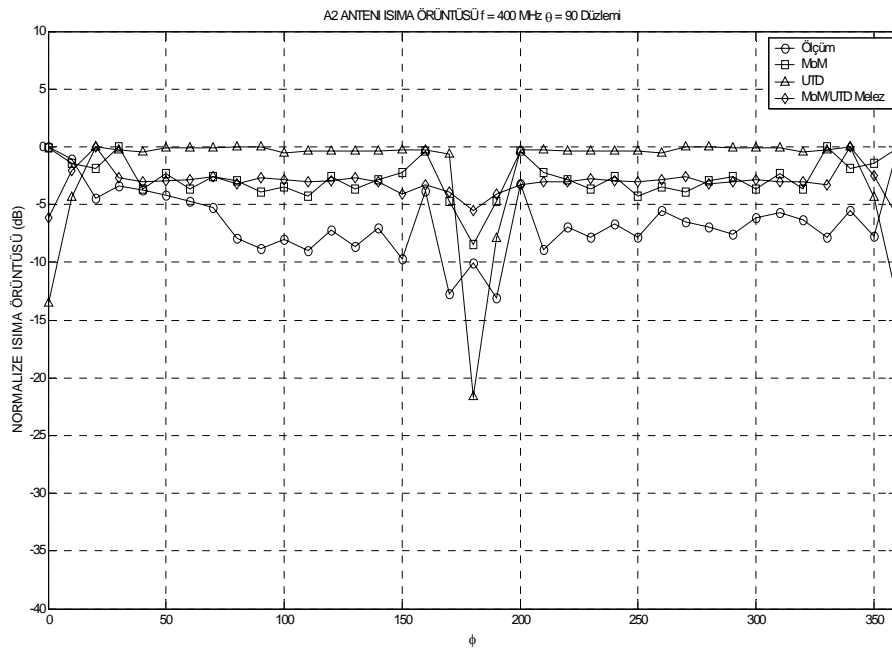
Şekil 6.2 A1 antenin 225 MHz’de ışma örüntüsü



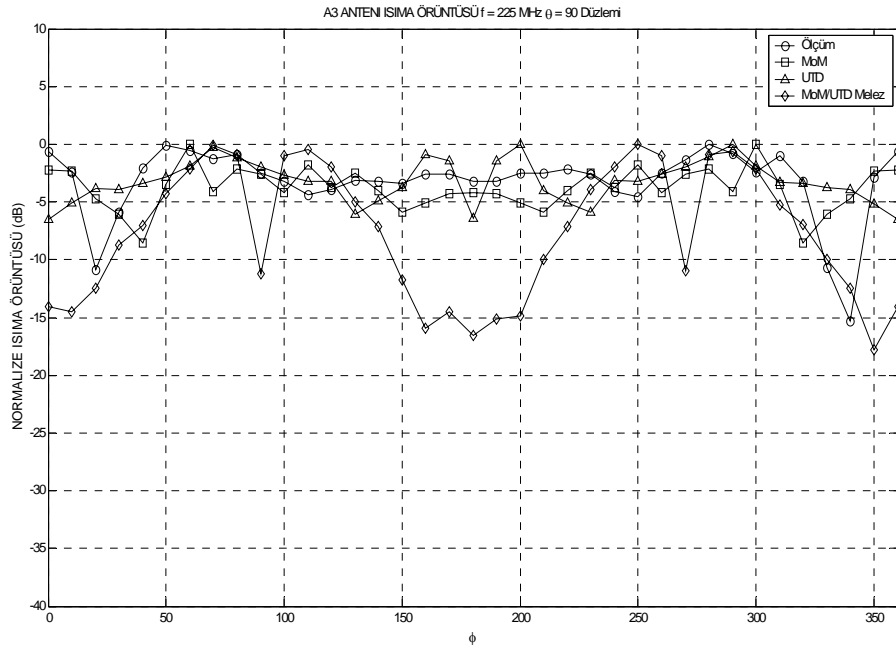
Şekil 6.3 A1 antenin 400 MHz’de ışma örüntüsü



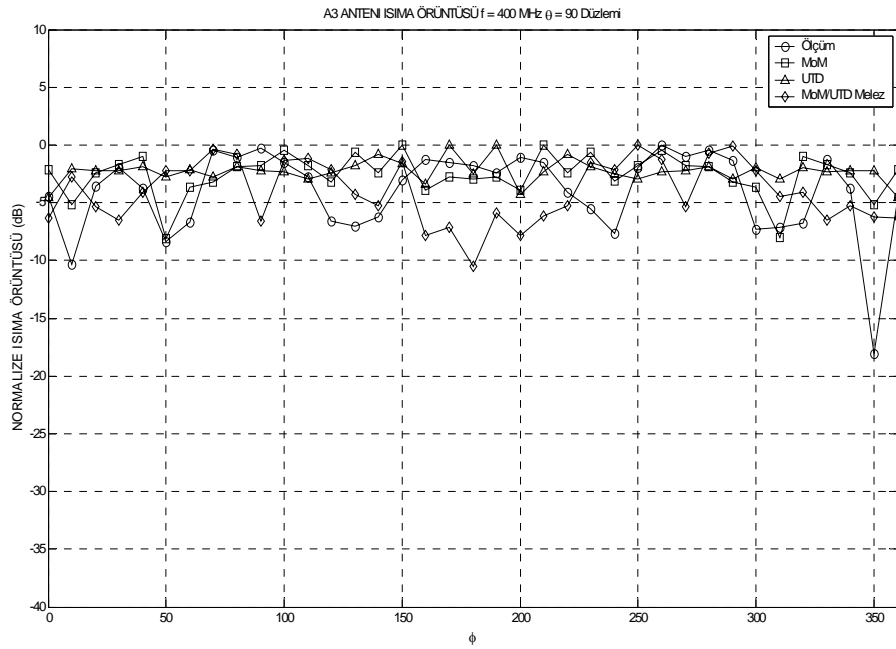
Şekil 6.4 A2 antenin 225 MHz’de ışıma örüntüsü



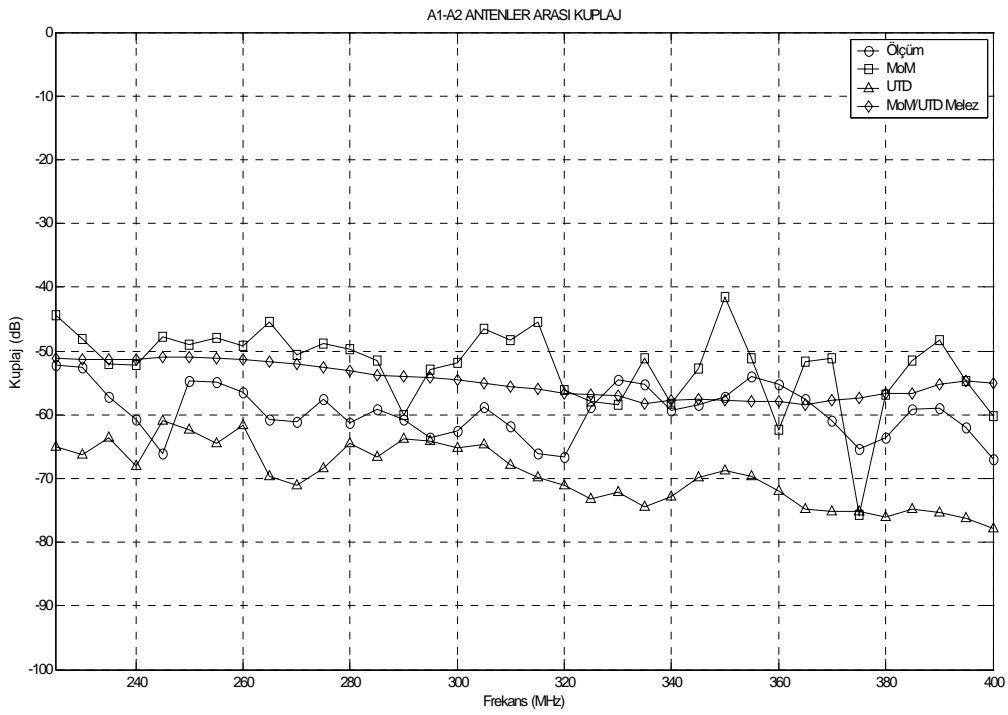
Şekil 6.5 A2 Antenin 400 MHz’de ışıma örüntüsü



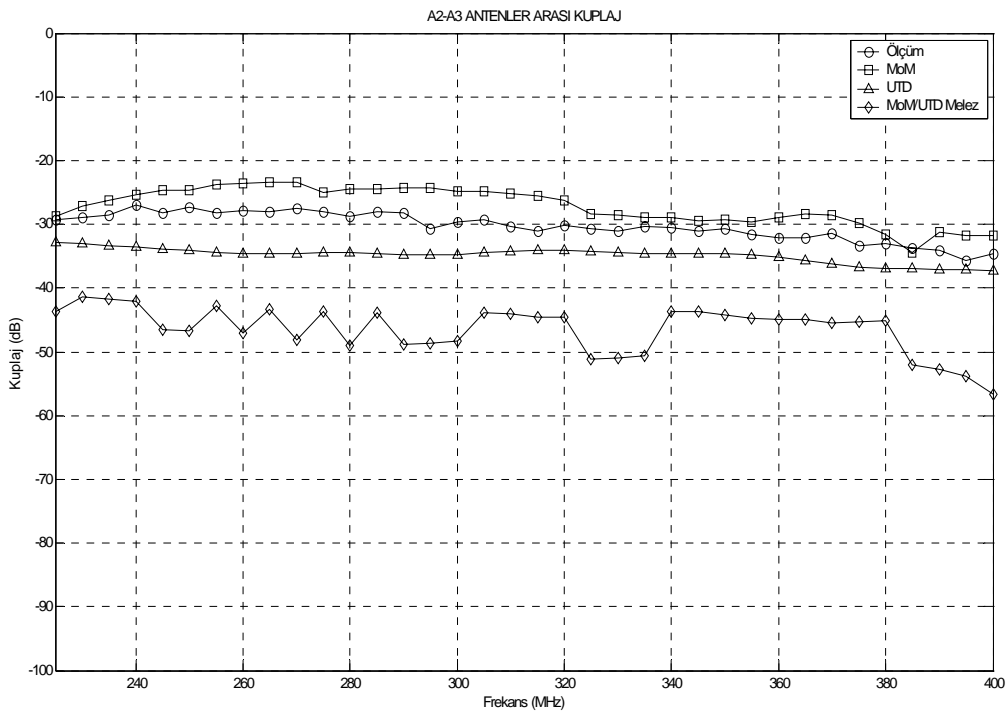
Şekil 6.6 A3 antenin 225 MHz’de ışınma örüntüsü



Şekil 6.7 A3 antenin 400 MHz’de ışınma örüntüsü



Şekil 6.8 A1-A2 antenleri arası kuplaj



Şekil 6.9 A2-A3 antenleri arası kuplaj



Genel olarak sonuçlar incelendiğinde değişik metodlarla gerçekleştirilen simülasyon sonuçları ile ölçüm sonuçlarının birbirine yakın olduğu, MoM/UTD melez metodunun A1 antenin 400 MHz'de ışına örüntüsünde, A3 antenin 225 MHz'de ışına örüntüsünde ve A2-A3 antenleri arasındaki kuplaj sonuçlarında daha rahat anlaşılabilceği gibi 5-10 dB saptığı görülmüştür. UTD metodunun ise sadece A2 antenin ışına örüntüsünde 0 ve 180 derecelerde 10-15 dB sapsamasına rağmen genelde en az MoM metodu kadar doğru sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. A1 ile A2 antenleri arasındaki kuplaj, A2-A3 antenleri arasındaki kuplajdan daha azdır. Özel olarak şekiller incelendiğinde, Şekil 6.2'de görülen A1 antenin 225 MHz'deki ışına grafiğinde sonuçların birbirine genelde  $\pm 5$  dB yakınlıkta olduğu, UTD metodunun sadece 300 derece için 15 dB saptığı, buna rağmen UTD ve MoM metodunun genelde ölçüm sonuçlarına daha yakın bir seyir izlediği görülebilmektedir. Şekil 6.3'te görülen A1 antenin 400 MHz'deki ışına grafiğinde sonuçların yine birbirine yakın izlediği, uçak geometrisine göre simetrisinin ana hatlarıyla sağlandığı, UTD ve MoM metodunun MoM/UTD melez metoduna oranla yaklaşık 10 dB ölçüm sonuçlarına daha yakın bir seyir izlediği görülebilmektedir. Şekil 6.4 ve Şekil 6.5'de görülen A2 antenin 225 MHz'deki ve 400 MHz'deki ışına grafiğinde sonuçların birbirine genelde  $\pm 7$  dB yakınlıkta olduğu, UTD metodunun sadece 180 derece için 10 dB saptığı, MoM metodunun ölçüm sonuçlarına daha yakın olduğu görülebilmektedir. Şekil 6.6'da görülen A3 antenin 225 MHz'deki ışına grafiğinde UTD, MoM ve ölçüm sonuçlarının birbirine yakın olduğu, MoM/UTD melez metodunun bazı frekanslarda 10 dB saptığı izlenebilmektedir. Şekil 6.7'da görülen A3 antenin 400 MHz'deki ışına grafiğinde üç metodun da ölçüm sonuçlarına gayet yakın olduğu, sadece 350 derecede 13 dB'lik bir fark olduğu gözlenebilmektedir. Şekil 6.8'de görülen A1 - A2 antenleri arasındaki kuplajda, üç metodun sonuçlarının ölçüm sonuçlarına ortalama  $\pm 5$  dB yakınlıkta olduğu görülebilmektedir. Şekil 6.9'de görülen A2 - A3 antenleri arasındaki kuplajda, UTD ve MoM metodlarının ölçüm sonuçlarına ortalama  $\pm 2$  dB yakınlıkta olduğu, MoM/UTD melez metodunun ise yaklaşık 12 dB saptığı gözlemlenebilmektedir. Genele bakıldığında üç methodunda tatminkar sonuçlar vermesine rağmen, UTD ve MoM metodunun MoM/UTD melez metoduna kıyasla daha başarılı olduğu sonucuna varılabilir.

Metodlar arasındaki en belirgin farklardan biri de problemi çözme süresi olmuştur. Örneğin A1 ve A2 antenleri arasındaki kuplaj, MoM metoduyla 11 saat 40 dakika 51 saniyede, MoM/UTD metoduyla 8 saat 50 dakika 23 saniyede, UTD metoduyla yaklaşık 2 dakika 10

saniyede hesaplanmaktadır. Görüldüğü gibi UTD gibi anten analizinde kullanılan yüksek frekans teknikleri ile kısa sürede doğruya yakın sonuçlar alabilmek mümkündür [50].

## **BÖLÜM 7. TARTIŞMA VE ÖNERİLER**

Bu çalışmada bir F-4 uçağına ait antenlerin ışına örüntüleri ve antenler arası kuplaj UTD metodu, MoM metodu ve MoM/UTD melez metodu kullanılarak hesaplanmış, ayrıca sonuçların doğruluğunu kontrol etmek açısından 1:10 ölçekli bir modelle ölçümler gerçekleştirilmiştir. Daha önceki çalışmalarda ise KC-135, F-16 ve Boeing 737 uçaklarının üzerine yerleştirilmiş bir antenin ışına örüntüsü sadece UTD metodu ile incelenmiştir.

Kompleks yapılarıdaki saçılma problemlerinde 1 GHz'den yüksek frekanslarda kaçınılmaz olarak kullanılmasına rağmen, nispeten geçiş frekansı olan UHF bandında bile MoM metodu kadar doğru sonuçlar vermesi, üstelik çözüm süresinin kısalığı ve yüksek hafıza gereksinimi duymaması UTD metodunu çok kullanışlı kılmıştır. MoM/UTD melez metodunun nispeten daha az doğrulukta olduğu görülmüştür.

Bu nedenle incelenecek kompleks yapının elektriksel olarak büyük olduğu durumlarda, süre kısıtlaması veya hafıza kısıtlaması durumlarında UTD metodunun tercih edilmesi daha uygundur.

Aynı uçak yapısı gözönüne alınıp geometri değiştirilmeden bir sonraki çalışmanın yine bir yüksek frekans tekniğı olan fiziksel optik üzerine olması tavsiye edilir. Ayrıca aynı problemin son dönemlerde popülerliği artan MLFMM metodu (Multilevel Fast Multipole Technique) ile analiz edilmesi uygun olacaktır.

Bu çalışmada ayrıca kanat etkisinin ihmal edilebilir olduğu durumlar göz önüne alınarak uçağın ana gövdesi bir silindir gibi düşünülüp, uçak üzerinde anten yerleşiminin en optimum bölgeleri saptanmıştır. Bu saptamada metod olarak tüm çalışma frekans bandında en düşük ortalama elektromanyetik girişimin hesaplanması

kullanılmıştır. Burada silindir üzerine yerleştirilmiş olan alıcı ve verici antenin birbiriyle sadece sürünerek ilerleyen (yüzey kırınımı) ışınlarla etkileştiği unutulmamalıdır. Benzer problem tüm frekans bandını kapsayacak şekilde genetik algoritmalar veya başka bir optimizasyon tekniği kullanılarak çözülebilir.

## KAYNAKLAR

- [1] PATHAK P. H., WANG N., BURNSIDE W. D., KOUYOUMJIAN R. J., “A Uniform GTD Solution for the Radiation from Sources on a Convex Surface”, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Cilt AP-29 No:4, Temmuz 1981, syf 911-922
- [2] YAU Lin, RICHMOND J., “EM modeling of aircraft at low frequencies”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Cilt 23, Baskı 1, Ocak 1975 syf. 53 – 56
- [3] BURNSIDE W., GILREATH M., MARHEFKA R., CHONG Yu; “A study of KC-135 aircraft antenna patterns”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Cilt 23, Baskı 3, Mayıs 1975 syf. 309 - 316
- [4] BURNSIDE W., MARHEFKA R., YU C., “A study of KC-135 aircraft antenna patterns”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1974, Cilt 12, Haziran 1974 syf. 221 – 224
- [5] KOPER E.M., WOOD W.D., SCHNEIDER S.W., BALDWIN R.O., HILL R.R., “A genetic algorithm and local search technique for minimization of monopole coupling on aircraft by physical antenna placement”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, Cilt 2, 16-21 Haziran 2002 syf. 358 - 361
- [6] KOPER E.M., WOOD W.D., SCHNEIDER S.W., “Aircraft antenna coupling minimization using genetic algorithms and approximations”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Cilt 40, Baskı 2, Nisan 2004 syf. 742 – 751
- [7] KOUYOUMJIAN R. G., “Asymptotic High Frequency Methods”, Proc. IEEE, Cilt.53 Ağustos 1965 syf: 864-876
- [8] KLINE M., “An Asymptotic Solution of Maxwell’s Equation”, Comm. Pure Appl. Math., Vol.4, 1951, syf 225-262
- [9] KLINE M. ve KAY I., Electromagnetic Theory and Geometrical Optics, Interscience, New York, 1965
- [10] MCNAMARA D.A., PISTORIUS C. W. I., MALHERBE J. A. G., Introduction to The Uniform Geometrical Theory of Diffraction, Artech House, 1990

- [11] BALANIS C. A., *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley, 1997
- [12] SHUNG-WU Lee, "Electromagnetic reflection from a conducting surface: Geometrical optics solution", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Cilt 23, Baskı 2, Mart 1975 syf. 184 – 191
- [13] KOUYOUMJIAN R.G. ve PATHAK P. H., "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface," *Proceedings of the IEEE*, 62, November, 1974, syf 1448-1361
- [14] VOLAKIS J., RICOY M., "Diffraction by a thick perfectly conducting half-plane", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Cilt 35, Baskı 1, Ocak 1987 syf.62 – 72
- [15] HUEN-TAE Ha, JUNG-WOONG Ra, "Edge diffraction of electromagnetic waves by a composite wedge of conductor and dielectric", *Microwave Conference Proceedings, APMC '97., Asia-Pacific*, Cilt 1, 2-5 Aralık 1997 syf.181 – 184
- [16] VANDAMME J., BARANOWSKI S., MARIAGE P., "High frequency diffraction by a dielectric wedge - three dimensional study", *Sixth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1995. PIMRC'95*. Cilt 1, 27-29 Eylül 1995 syf. 125 – 129
- [17] SENGUPTA M.S., DEB G.K., "Modelling and prediction of EMI coupling through antennas mounted on a cylindrical body", *International Symposium on Electromagnetic Compatibility Proceedings*, 21-23 Mayıs 1997 syf. 162 – 166
- [18] PATHAK P. H., BURNSIDE W. D., MARHEFKA R. J., "A Uniform GTD Analysis of the Diffraction of Electromagnetic Waves by a Smooth Convex Surface", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Cilt AP-28 No:5, Eylül 1980, syf 631-642
- [19] MARHEFKA R.J., BURNSIDE W.D., "Antennas on complex platforms", *Proceedings of the IEEE*, Cilt 80, Baskı 1, Ocak 1992 syf. 204 – 208
- [20] YU C., BURNSIDE W., GILREATH M., "Volumetric pattern analysis of airborne antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Cilt 26, Baskı 5, Eylül 1978 syf. 636 – 641
- [21] DAĞDEVİREN A., ÇEREZCİ O., ÜSTÜNER F., TÜRETKEN B., "Mutual Coupling Between Monopoles On F-4 Aircraft At Transition Frequencies: A Comparison Between MoM and MoM/UTD Hybrid Method at UHF Band", *ACES Journal*, Cilt 21, No.2, Temmuz 2006
- [22] DAĞDEVİREN A., ÇEREZCİ O., ÜSTÜNER F., TÜRETKEN B., KAHRİMAN M., "Coupling On Complex Platforms: A Comparison Between MoM and MoM/UTD Hybrid Method" *IEEE Symposium, International*

Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, Haziran 26 – Temmuz 1, 2006, Kharkiv, Ukraine

- [23] CHUNG H., BURNSIDE W., “Analysis of airborne antenna radiation patterns using spheroid/plates model”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1984, Cilt 22, Haziran 1984 syf. 855 – 858
- [24] HARRIS J.M., LEVIN R.J., “Far-field Techniques For Predicting Aircraft Antenna Coupling”, IEEE 1992 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Ağustos 17-21, syf. 112 – 115
- [25] HENDERSON L., THIELE G., “A hybrid MM-geometrical optics technique for the treatment of wire antennas mounted on a curved surface”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Cilt 30, Baskı 6, Kasım 1982 syf. 1257 – 1261
- [26] RYAN C., “Analysis of antennas on finite circular cylinders with conical or disk end caps”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Cilt 20, Baskı 4, Temmuz 1972 syf. 474 – 476
- [27] FAHMY M., BOTROS A., “Radiation from quarter-wavelength monopoles on finite cylindrical, conical, and rocket-shaped conducting bodies”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Cilt 27, Baskı 5, Eylül 1979 syf. 615 – 623
- [28] COOPER L., “Radiation patterns of a monopole antenna on an electrically large conducting cylinder”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1975, Cilt 13, Haziran 1975 syf. 23 – 26
- [29] POZAR D., NEWMAN E., “Analysis of a monopole mounted near or at the edge of a half-plane”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Cilt 29, Baskı 3, Mayıs 1981 syf. 488 – 495
- [30] ANDO M., MURASAKI T., INASAWA Y., SATO M., NATSUHARA K., “GTD pattern analysis of antennas on a finite ground plane by using modified edge representation”, Eighth International Conference on Antennas and Propagation, 1993, syf. 967 – 970
- [31] TAI C. T., “Dipoles and Monopoles”, Antenna Engineering Handbook, 2nci baskı, McGraw-Hill, New York, 1984
- [32] LOPEZ A. R., “The Geometrical Theory of Diffraction Applied to Antenna Pattern and Impedance Calculations”, IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Cilt Ap-14, no.1, Ocak 1966, syf 40-45
- [33] BALANIS C. A., DE CARLO D., “Monopole Antenna Patterns on Finite Sized Composite Ground planes”, IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Cilt Ap-30, no.3, Temmuz 1982, sayfa 764-768

- [34] PATHAK P., WANG N., “Ray analysis of mutual coupling between antennas on a convex surface”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Cilt 29, Baskı 6, Kasım 1981 syf. 911 - 922
- [35] PERSSON P., JOSEFSSON L., “Calculating the mutual coupling between apertures on a convex circular cylinder using a hybrid UTD-MoM method”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Cilt 49, Baskı 4, Nisan 2001, syf. 672 – 677
- [36] PERSSON P., JOSEFSSON L., “Calculating the mutual coupling between apertures on convex cylinders using a hybrid UTD-MoM method”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999, IEEE, Cilt 2, 11-16 Temmuz 1999, syf.890 – 893
- [37] KINZEY Bert, F-4C, F-4D & RF-4C Phantom II in detail and scale, Squadron/Signal Publications, 1994
- [38] TÜRETKEN B., ÜSTÜNER F., DEMİREL E., DAĞDEVİREN A., “EMI/EMC Analysis of Shipboard HF Antenna By Moment Method”, IEEE Symposium, International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, Haziran 26 – Temmuz 1, 2006, Kharkiv, Ukraine
- [39] FOURIE A., NITCH D., “SuperNEC: antenna and indoor-propagation simulation program”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Cilt 42, Baskı 3, Haziran 2000 syf. 31 – 48
- [40] SuperNEC GUI Input User Reference Manual V.2.55, Poynting Corporation
- [41] SuperNEC GUI Output User Reference Manual v.2.55, Poynting Corporation
- [42] TRUEMAN C. W, KUBINA S. J., “Verifying Wire-Grid Model Integrity with Program Check”, Aces Kış 1990, Cilt 5, No:2
- [43] THIELE G., NEWHOUSE T., “A hybrid technique for combining moment methods with the geometrical theory of diffraction”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Cilt 23, Baskı 1, Ocak 1975 syf. 62 - 69
- [44] EKELMAN E., THIELE G., “A hybrid technique for combining the moment method treatment of wire antennas with the GTD for curved surfaces”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Cilt 28, Baskı 6, Kasım 1980 syf. 831 - 839
- [45] HENDERSON L., THIELE G., “A hybrid technique for combining the moment method treatment of wire antennas with the GTD for curved surfaces”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1980, Cilt 18, Haziran 1980 syf. 655 – 658

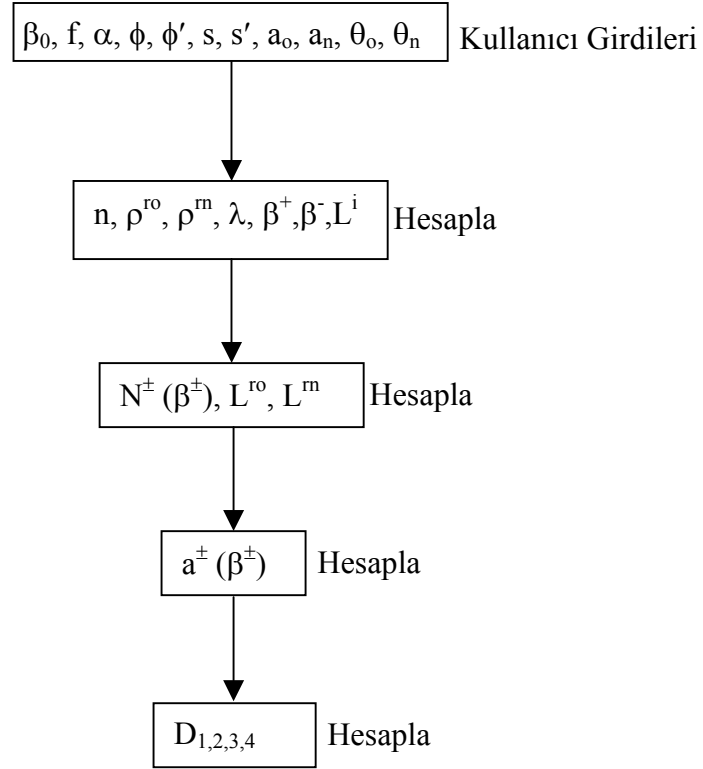


- [46] RUBIN, D., “The Linville Method of High Frequency Transistor Amplifier Design”, Naval Weapons Center, Research Department, NWCCL TP 845, Corona Laboratories, Corona, California, Mart 1969
- [47] IEEE Standard 149-1979, “Standart Test Procedures for Antennas”, IEEE, 1979
- [48] BELROSE, J.S., “Scale Modelling and Full Scale Measurement Techniques with Particular References to Antennas in Their Operational Environments”, NATO AGARD, LS-131, 1983
- [49] ÜSTÜNER F., “IRCM Teçhizatının Helikopterdeki EMI Etkisinin Sayısal ve Deneysel Analizi”, Doktora Tezi, Ekim 2002 Sakarya Üniversitesi
- [50] PATHAK P., “High frequency techniques for antenna analysis”, Proceedings of the IEEE, Cilt 80, Baskı 1, Ocak 1992 syf. 44 – 65

## **EKLER**

## EK A – Kırınım Katsayıları Hesaplayan Matlab Kodu

Kırınım katsayıları hesaplayan algoritma Şekil A.1’de gösterilmiştir.



Şekil A.1 Kırınım katsayıları hesaplama algoritması

```

function y=fUTD2D_s(B0,f,alfa,fi,fip,s,sp,ao,an,teo,ten)
n=2-alfa/pi;
sgro=1/(1/sp+2/ao/cos(teo));
sgrn=1/(1/sp+2/an/cos(ten));
c=3e8;
lam=c/f;

```

```

k=2*pi/lam;
Rs=-1; %PEC
Rh=1; %PEC
ba=fi+fip;
be=fi-fip;
Naba=round((pi+ba)/2/pi/n);
Nabe=round((pi+be)/2/pi/n);
Neba=round((-pi+ba)/2/pi/n);
Nebe=round((-pi+be)/2/pi/n);
aaba=2*cos(n*pi*Naba-ba/2).^2;
aabe=2*cos(n*pi*Nabe-be/2).^2;
aeba=2*cos(n*pi*Neba-ba/2).^2;
aebe=2*cos(n*pi*Nebe-be/2).^2;
Li=sp*s/(sp+s);
Lro=(sgro*s)/(sgro+s);
Lrn=(sgrn*s)/(sgrn+s);
K1=k*Li*sin(B0)^2;
K2=k*Lro*sin(B0)^2;
K3=k*Lrn*sin(B0)^2;
t=-exp(-j*pi/4)/2/n/sqrt(2*pi*k);
D1=t*cot((pi+be)/2/n).*tr(k*Li*aabe);
D2=t*cot((pi-be)/2/n).*tr(k*Li*aebe);
D3=t*cot((pi+ba)/2/n).*tr(k*Lrn*aaba);
D4=t*cot((pi-ba)/2/n).*tr(k*Lro*aeba);
Dh=D1+D2+Rh*(D3+D4);
y=Dh;

function y=tr(x)
y=2*j*sqrt(x).*exp(j*x)*sqrt(pi/2).*(0.5-0.5j-
mfun('FresnelC',sqrt(2*x/pi))+j*mfun('FresnelS',sqrt(2*x/pi)));

```

## EK B – Fock Kuplaj Fonksiyonları

$u(x)$  ve  $v(x)$ , Fock kuplaj fonksiyonları olarak bilinirler ve tanımları şu şekildedir [4]:

$$u(x) = \frac{x^{3/2} e^{j3\pi/4}}{\sqrt{\pi}} \int_{\infty \exp(-j2\pi/3)}^{\infty} \frac{W_2'(\tau) e^{-jx\tau}}{W_2(\tau)} d\tau \quad (\text{B.1})$$

(integral Şekil B.1'de kompleks düzlemde  $C_1$  hattı boyunca.)

$$v(x) = \frac{x^{1/2} e^{j\pi/4}}{2\sqrt{\pi}} \int_{\infty \exp(-j2\pi/3)}^{\infty} \frac{W_2(\tau) e^{-jx\tau}}{W_2'(\tau)} d\tau \quad (\text{B.2})$$

(integral Şekil B.1'de kompleks düzlemde  $C_1$  hattı boyunca.)

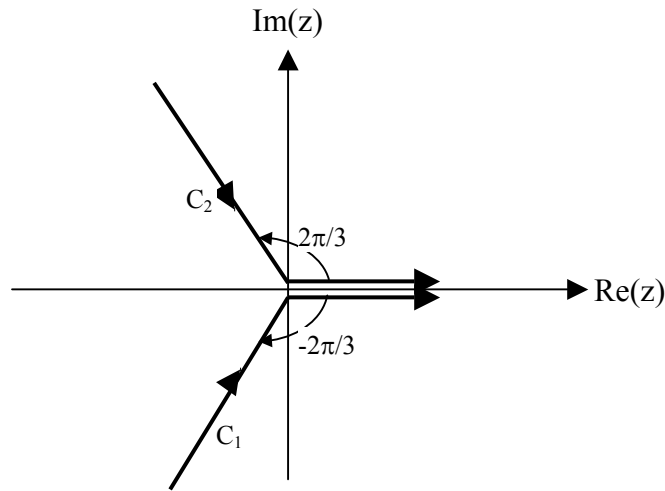
$W_2(\tau)$  nin tanımı ise şu şekildedir[4]:

$$W_2(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\infty \exp(j2\pi/3)}^{\infty} \exp(-z^3/3) \exp(\tau z) dz \quad (\text{B.3})$$

(integral Şekil B.1'te kompleks düzlemde  $C_2$  hattı boyunca.)

$W_2'(\tau)$ ,  $W_2(\tau)$  nin türevidir:

$$W_2'(\tau) = \frac{dW_2(\tau)}{d\tau} \quad (\text{B.4})$$



Şekil B.1 Fock kuplaj fonksiyonları integral eğrileri

$x > 0.6$  için  $u(x)$  ve  $v(x)$  fonksiyonları yaklaşık olarak şu şekilde ifade edilir:

$$u(x) \approx e^{j\pi/4} 2\sqrt{\pi} x^{3/2} \sum_{n=1}^{10} \exp(-jx\tau_n) \quad (\text{B.5})$$

$$v(x) \approx e^{-j\pi/4} \sqrt{\pi} x^{1/2} \sum_{n=1}^{10} \frac{1}{\tau_n} \exp(-jx\tau_n') \quad (\text{B.6})$$

Burada

$$\tau_n = |\tau_n| e^{-j\pi/3} \quad (\text{B.7})$$

$$\tau_n' = |\tau_n'| e^{-j\pi/3} \quad (\text{B.8})$$

dır.

Burada  $|\tau_n|$  ve  $|\tau_n'|$  katsayıları Tablo B.1'de verilmiştir.

Tablo B.1 Fock kuplaj fonksiyonu katsayıları

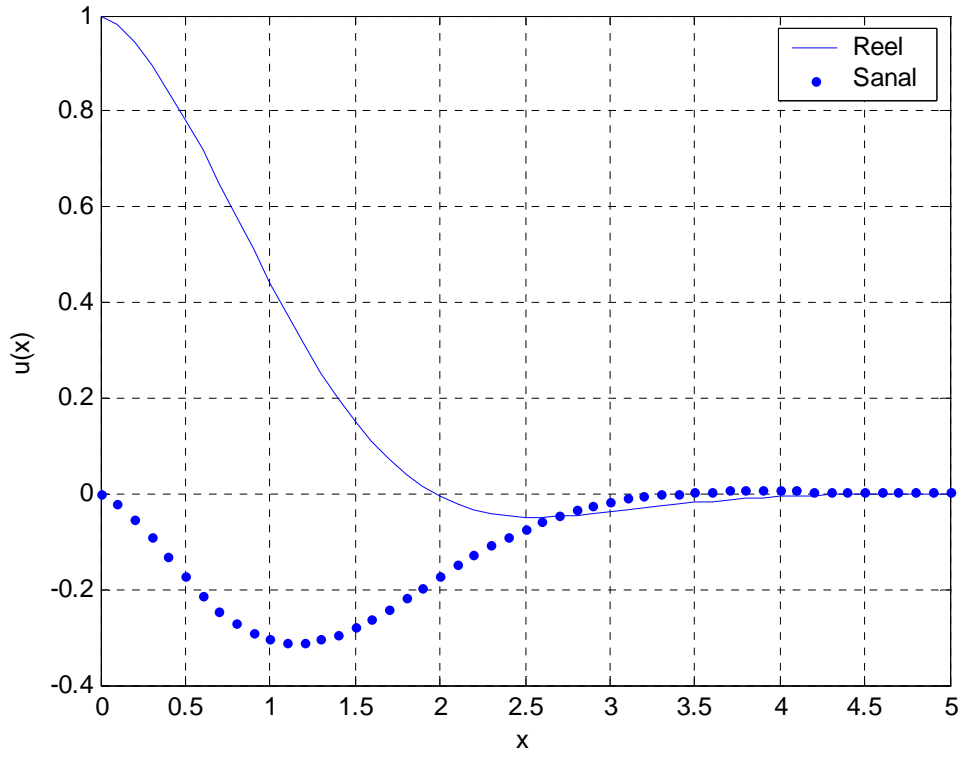
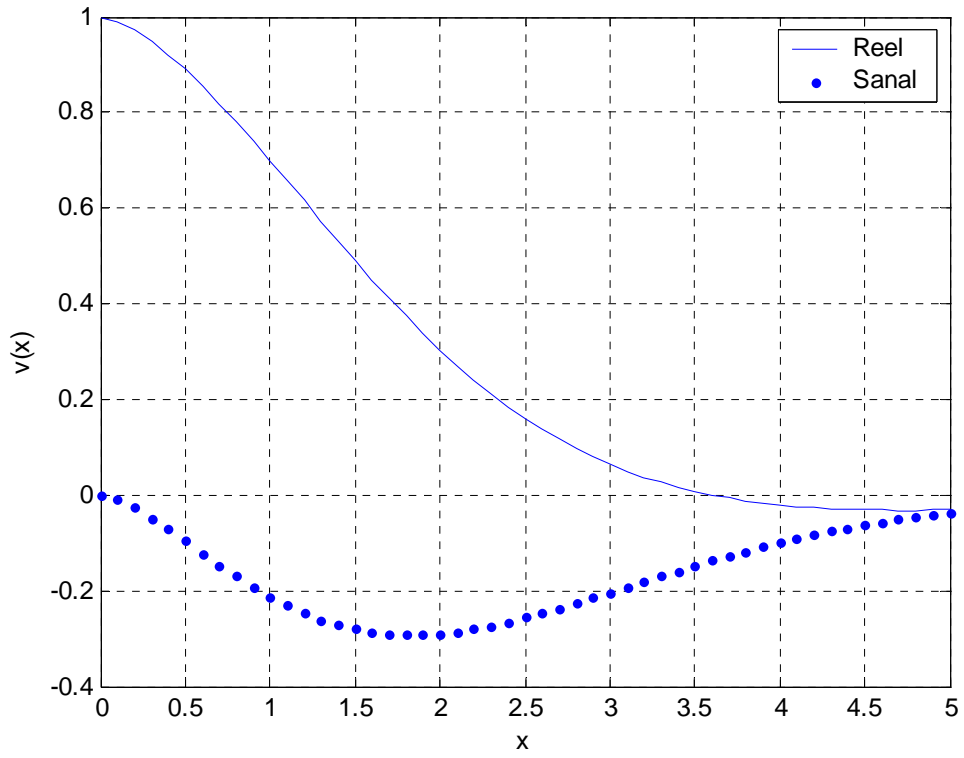
n	$ \tau_n $	$ \tau_n' $
1	2,33811	1,01879
2	4,08795	3,24819
3	5,52056	4,82010
4	6,78661	6,16331
5	7,94413	7,37218
6	9,02265	8,48849
7	10,04020	9,53545
8	11,00850	10,52770
9	11,93000	11,47510
10	12,82880	12,38480

$x > 0.6$  için  $u(x)$  ve  $v(x)$  fonksiyonları yaklaşık olarak şu şekilde ifade edilir:

$$u(x) \approx 1 - \frac{\sqrt{\pi}}{2} e^{j\pi/4} x^{3/2} + j \frac{5}{12} x^3 + \frac{5\sqrt{\pi}}{64} e^{-j\pi/4} x^{9/2} \quad (\text{B.9})$$

$$v(x) \approx 1 - \frac{\sqrt{\pi}}{4} e^{j\pi/4} x^{3/2} + j \frac{7}{60} x^3 + \frac{7\sqrt{\pi}}{512} e^{-j\pi/4} x^{9/2} \quad (\text{B.10})$$

$u(x)$  ve  $v(x)$  fonksiyonlarının grafiksel gösterimi Şekil B.2 ve Şekil B.3'tedir.

Şekil B.2  $u(x)$  fonksiyonuŞekil B.3  $v(x)$  fonksiyonu

**EK C – Fock Kuplaj Fonksiyonlarını Hesaplayan Matlab kodu**

```

function y=fcf(x)
tn=[2.33811 4.08795 5.52056 6.78661 7.94413 9.02265 10.0402 11.0085 11.93
12.8288]*exp(-j*pi/3);
tnp=[1.01879 3.24819 4.82010 6.16331 7.37218 8.48849 9.53545 10.5277 11.4751
12.3848]*exp(-j*pi/3);
if x>=0.6
u=sum(exp(-j*x*tn))*exp(j*pi/4)*2*sqrt(pi)*x^1.5;
end
if x<0.6
u=1-sqrt(pi)/2*exp(j*pi/4)*x^1.5+j*5/12*x^3+5*sqrt(pi)/64*exp(-j*pi/4)*x^4.5;
end
y=u;

```

```

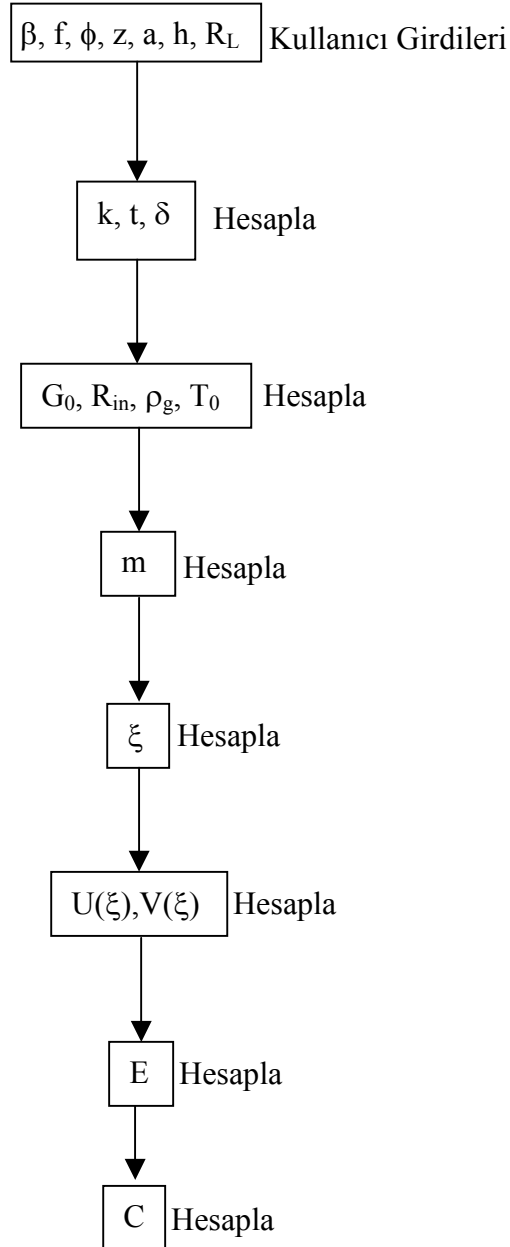
function y=fcf(x)
tn=[2.33811 4.08795 5.52056 6.78661 7.94413 9.02265 10.0402 11.0085 11.93
12.8288]*exp(-j*pi/3);
tnp=[1.01879 3.24819 4.82010 6.16331 7.37218 8.48849 9.53545 10.5277 11.4751
12.3848]*exp(-j*pi/3);
if x>=0.6
v=sum(exp(-j*x*tnp)./tnp)*exp(-j*pi/4)*sqrt(pi)*x^0.5;
end
if x<0.6
v=1-sqrt(pi)/4*exp(j*pi/4)*x^1.5+j*7/60*x^3+7*sqrt(pi)/512*x^4.5;
end
y=v;

```



### EK D – Silindir Üzerindeki Antenlerin Kuplajını Hesaplayan Matlab Kodu

Silindir üzerindeki antenlerin kuplajını hesaplayan algoritma Şekil D.1’de verilmiştir.



Şekil D.1 Anten Kuplaj Hesaplama Algoritması

```

clear all;
close all;
clc;

```

```

f=4e8;
f0=3e8;
c=3e8;
step=100;
zmin=-3;
zmax=3;
zd=(zmax-zmin)/step;
z=[zmin:zd:zmax];
be=1/3*pi;
phimin=pi-be;
phimax=pi+be;
phid=(phimax-phimin)/step;
phi=[phimin:phid:phimax];
a=1; %radius;
h=c/4/f0;
k=2*pi*f/c;
x=k*h;
rin=30/sin(x/2)^2*(0.5772+log(x)-cosint(x)+0.5*sin(x)*(sinint(2*x)-
2*sinint(x))+0.5*cos(x)*(0.5772+log(x/2)+cosint(2*x)-2*cosint(x)));
xin=15/sin(x/2)^2*(2*sinint(x)+cos(x)*(2*sinint(x)-sinint(2*x))-sin(x)*(2*cosint(x)-
cosint(2*x)));
zin=rin+j*xin;
rl=50;
for i=1:length(z)
for n=1:length(phi)
    t1=sqrt(a^2*phi(n)^2+z(i)^2);
    t2=t1*(2*pi/phi(n)-1);
    g01=exp(-j*k*t1)/t1;
    g02=exp(-j*k*t2)/t2;
    sig1=atan(a*phi(n)/z(i));
    sig2=pi-sig1;
    pg=a/sin(sig1)^2;
    m=(k*pg/2)^(1/3);

```

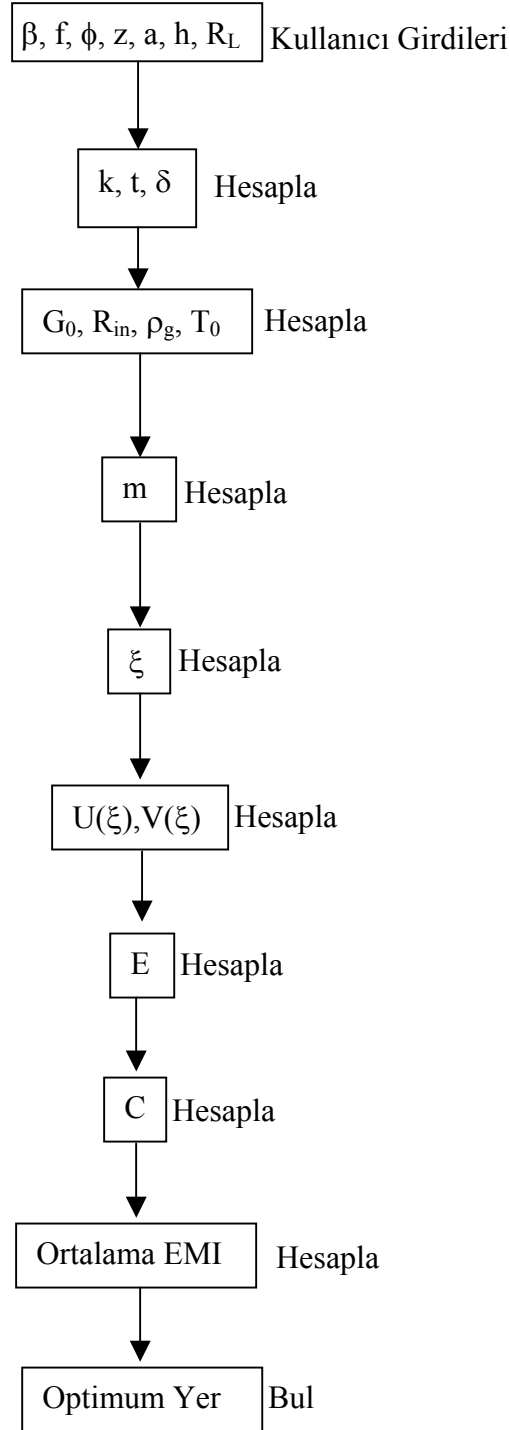
```

psi1=m*t1/pg;
psi2=m*t2/pg;
T01=cot(sig1);
T02=cot(sig2);
v1=fcfv(psi1);
v2=fcfv(psi2);
u1=fcfu(psi1);
u2=fcfu(psi2);
E1(i,n)=-j*60*g01*(1-cos(x))/(rl+zin)*(v1-j/k/t1*v1-
1/k^2/t1^2*u1+T01^2*j/k/t1*(u1-v1));
E2(i,n)=-j*60*g02*(1-cos(x))/(rl+zin)*(v2-j/k/t2*v2-
1/k^2/t2^2*u2+T02^2*j/k/t2*(u2-v2));
E(i,n)=E1(i,n)+E2(i,n);
C(i,n)=rl/(rin+rl)*abs(2/k*(1-cos(x))*E(i,n))^2;
CdB(i,n)=20*log10(C(i,n));
end
end
mesh(phi/pi,z,CdB);
ylabel('z');
xlabel('\phi/\pi');
zlabel('Kuplaj (dB)');

```

### EK E – Silindir Üzerindeki Minimum Kuplaj ve Optimum Anten Yeri Hesaplayan Matlab Kodu

Optimum anten yerleşimi hesaplayan algoritma Şekil E.1’de gösterilmiştir.



Şekil E.1 Optimum anten yerleşimi hesaplayan algoritma

```

clear all;
f0=3e8;
c=3e8;
step=100;
zmin=-3;
zmax=3;
zd=(zmax-zmin)/step;
z=[zmin:zd:zmax];
be=1/3*pi;
phimin=pi-be;
phimax=pi+be;
phid=(phimax-phimin)/step;
phi=[phimin:phid:phimax];
a=1; %radius;
h=c/4/f0;
Pt=40;
Pd=-103;
TEMI=0;
for ii=1:36
    f=220e6+5e6*ii;
    k=2*pi*f/c;
    x=k*h;
    rin=30/sin(x/2)^2*(0.5772+log(x)-cosint(x)+0.5*sin(x)*(sinint(2*x)-
2*sinint(x))+0.5*cos(x)*(0.5772+log(x/2)+cosint(2*x)-2*cosint(x)));
    xin=15/sin(x/2)^2*(2*sinint(x)+cos(x)*(2*sinint(x)-sinint(2*x))-
sin(x)*(2*cosint(x)-cosint(2*x)));
    zin=rin+j*xin;
    rl=50;
    for i=1:length(z)
        for n=1:length(phi)
            t1=sqrt(a^2*phi(n)^2+z(i)^2);
            t2=t1*(2*pi/phi(n)-1);
            g01=exp(-j*k*t1)/t1;

```

```

g02=exp(-j*k*t2)/t2;
sig1=atan(a*phi(n)/z(i));
sig2=pi-sig1;
pg=a/sin(sig1)^2;
m=(k*pg/2)^(1/3);
psi1=m*t1/pg;
psi2=m*t2/pg;
T01=cot(sig1);
T02=cot(sig2);
v1=fcfv(psi1);
v2=fcfv(psi2);
u1=fcfu(psi1);
u2=fcfu(psi2);
E1(i,n)=-j*60*g01*(1-cos(x))/(rl+zin)*(v1-j/k/t1*v1-
1/k^2/t1^2*u1+T01^2*j/k/t1*(u1-v1));
E2(i,n)=-j*60*g02*(1-cos(x))/(rl+zin)*(v2-j/k/t2*v2-
1/k^2/t2^2*u2+T02^2*j/k/t2*(u2-v2));
E(i,n)=E1(i,n)+E2(i,n);
C(i,n)=rl/(rin+rl)*abs(2/k*(1-cos(x))*E(i,n))^2;
CdB(i,n)=20*log10(C(i,n));
EMI(i,n)=(Pt+CdB(i,n)-Pd)*(sign(Pt+CdB(i,n)-Pd)+1)/2;
end
end
TEMI=TEMI+EMI;
end
OEMI=TEMI/36;
mesh(phi/pi,z,OEMI);
ylabel('z');
xlabel('\phi/pi');
zlabel('Kuplaj (dB)');

```

## **ÖZGEÇMİŞ**

Ali Dağdeviren, 25 Temmuz 1977'de Adıyaman'a bağlı Çelikhan ilçesinde doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Malatya'da tamamladıktan sonra 1995 yılında düzenlenen ÖYS sınavında Bilkent Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünü okumaya hak kazandı. 1999 yılında mezun olup, aynı yıl içinde TÜBİTAK Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Enstitüsü'nde EMC ve TEMPEST Test Merkezinde işe başladı. İş hayatının paralelinde eğitim hayatına da devam edip, 2002 yılında Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü'nde yüksek lisansı bitirdi. 2002 yılında Sakarya Üniversitesi'nde Elektronik Mühendisliği bilim dalında doktora eğitimine başladı. Şu an TÜBİTAK UEKAE'de uzman araştırmacı olarak görev yapmakta ve doktora eğitimine devam etmektedir.