

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

İKİ BAND YENİDEN ŞEKİLLENEBİLİR AKILLI
ANTEN TASARIMI

Elektronik ve Hab. Müh. Yasin DAMGACI

Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı Haberleşme Programında

Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Y. Doç. Dr. Hamid TORPİ

İSTANBUL, 2007

SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÖNSÖZ	x
ÖZET	xi
ABSTRACT	xii
1. GİRİŞ	13
2. YENİDEN ŞEKİLLENEBİLİR (RECONFIGURABLE) ANTENLER VE ANAHTARLAMA TEKNOLOJİLERİ	15
2.1 Anten Anahtar Teknolojileri	18
2.1.1 Mekanik Anahtarlar	18
2.1.2 PIN Diyod Anahtarlar	18
2.1.3 FET Anahtarlar	19
2.1.4 RF-MEMS Anahtarlar	20
3. RF-MEMS ANAHTARLARIN İNCELENMESİ VE MODELLENMESİ	23
3.1 Temel RF-MEMS Anahtar Yapısı	23
3.2 RF-MEMS Anahtarların Üretimi	26
3.3 RF-MEMS Anahtar Tasarımında Dikkat Edilmesi Gereken Hususlar	29
3.4 RF-MEMS Anahtarların Mikrodalga Karakteristiği	34
3.5 RF-MEMS Anahtarın Modellenmesi	36
3.5.1 RF-MEMS Kapasitif Paralel Anahtar	37
3.5.2 RF-MEMS Kapasitif Seri Anahtar	44
4. İKİ-BAND YENİDEN ŞEKİLLENEBİLİR MİKROŞERİT YAMA ANTEN TASARIMI	50
4.1 Mikroşerit Antenlerin Özellikleri	50
4.2 Mikroşerit Antenin Temel Özellikleri	51
4.3 Dikdörtgen Mikroşerit Anten	51
4.3.1 Koaksiyel Hat İle Besleme	52
4.3.2 Mikroşerit Hat İle Besleme	52
4.3.3 Ayrıklık Kuplajı	53
4.3.4 Yakınlık Kuplajı	54
4.4 Mikroşerit Anten İçin Transmisyon-Hat Modeli	54
4.4.1 Toprak Düzlemin Boyutları	57
4.4.2 Eş Transmisyon Hat Modeli	58
4.4.3 Giriş Direnci	60

4.5	İki-Band Yeniden Şekillenebilir Mikroşerit Yama Anten Tasarımı.....	61
5.	AKILLI ANTEN SİSTEMLERİ	65
5.1	Akıllı Anten Sistemi ve Çeşitleri.....	65
5.1.1	Anahtarlamalı Demet Sistemleri.....	67
5.1.2	Adaptif Dizi Sistemleri	68
5.2	Genel Olarak Sistem Mimarisi ve Uygulaması	69
5.2.1	Mikrodalga Temelli Mimari	70
5.2.2	Sayısal İşaret İşleyici Temelli Mimari.....	71
5.2.3	Anten Dizileri	73
5.2.3.1	Doğrusal Anten Dizileri.....	75
5.2.3.2	Düzlemsel Anten Dizileri	75
5.3	Akıllı Anten Çalışma Prensibi	76
5.4	Hüzme Biçimlendirme (Beamforming).....	78
5.4.1	Geliş Açısı Kestirimi	79
5.4.2	Hüzme Yönlendirme.....	80
5.5	Adaptif Algoritmalar	82
5.5.1	İstatiksel Optimal Hüzme Biçimlendirme Teknikleri.....	83
5.5.2	LMS Algoritması	84
6.	YENİDEN ŞEKİLLENEBİLİR ANTEN ELEMANLARI İLE AKILLI ANTEN SİSTEMİ TASARIMI VE SİMÜLASYON SONUÇLARI.....	85
6.1.1	2 Elemanlı Anten Dizisi İçin Sistem Simülasyonları	86
6.1.2	3 Elemanlı Anten Dizisi İçin Sistem Simülasyonları	91
6.1.3	4 Elemanlı Anten Dizisi İçin Sistem Simülasyonları	96
7.	SONUÇLAR.....	103
	KAYNAKLAR.....	104
	EKLER	107
	EK-1 Transmisyon Hat Modeline Göre Mikroşerit Anten Tasarımı İçin MATLAB Kodu...	108
	EK-2 Akıllı Anten Sistemi İçin MATLAB Kodu	110
	ÖZGEÇMİŞ.....	115

SİMGE LİSTESİ

Im	İmajiner Operatör
Re	Reel Operatör
θ	Elevasyon Açısı
λ	Dalga Boyu
μ	Adım Büyüklüğü Parametresi
σ^2	Gürültü Gücü
ω	Frekans (radyan)
Φ	Azimut Açısı
W	Yama antenin genişliği
L	Yama antenin uzunluğu
ε	Dielektrik Sabiti

KISALTMALAR LİSTESİ

AF	Array Factor
AOA	Angle of Arrival
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CMA	Constant Modulus Algorithm
dB	Decibels
DoA	Direction of Arrival
DPSK	Differential Phase Shift Keying
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GSM	Global System of Mobile Communications
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM	Industrial-Scientific-Medical
LMS	Least Mean Squares
MEMS	Micro-Electro-Mechanical- Systems
MSE	Mean Square Error
PIN	P-region I-region N-region
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
SDMA	Space Division Multiple Access
SEM	Scanning Electron Microscope
SFIR	Spatial Filtering for Interference Reduction
SINR	Signal-to-Interference plus Noise Ratio
SNR	Signal-to-Noise Ratio
ULA	Uniform Linear Array
WLAN	Wireless-Local-Area-Network

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Dipol antenin anahtarlar yardımıyla farklı frekanslarda çalıştırılması.....	16
Şekil 2.2 Yeniden şekillenebilir anten tasarımında tüm geometriyi değiştirme metodu.....	17
Şekil 2.3 Yeniden şekillenebilir anten tasarımında besleme ağını değiştirme metodu	17
Şekil 2.4 PIN Diyod ve RF Devre Modeli	19
Şekil 2.5 FET Transistor ve RF Devre Modeli.....	19
Şekil 2.6 MEMS anahtarın açık (up) ve kapalı (down) durumları için kesitleri. Bu durumda anahtar yüksek empedans ve düşük empedans arasında değişir	20
Şekil 2.7 Şekil 2.6'daki iki durum için RF-MEMS anahtarın eşdeğer devresi	20
Şekil 3.1 Tipik bir MEMS paralel kapasitif anahtar şeması.....	23
Şekil 3.2 RF-MEMS anahtarların üretim süreci.....	27
Şekil 3.3 RF-MEMS anahtarın hava ile kurutulması sırasında meydana gelen yapışma durumu	28
Şekil 3.4 MEMS örneklerini Kritik Nokta kurutma prosedürü uygulanmış ve uygulanmamış halinin SEM görüntüleri	29
Şekil 3.5 Bazı önemli MEMS tasarımlarının SEM görüntüleri	30
Şekil 3.6 RF-MEMS anahtarın ileri ve geri DC besleme salınımının C- V ölçümü.	31
Şekil 3.7 a) Alüminyum tortulanmasından önceki MEMS Anahtar resmi (solda) b) Nikel tortulanmasından önceki MEMS Anahtar resmi (sağda). Burada köprünün zorlanımı açıkça görülebilir	32
Şekil 3.8 Fotorezistin düzgün olmayan profilinin metal depozisyonundan önceki ve sonraki halini göstermektedir	33
Şekil 3.9 Yüksek sıcaklıkta ters dalgalanma işlemi uygulanmayan örneğin SEM resmi (solda) (Zarın düzlemsel olmayan profili belirgindir). Yüksek sıcaklıkta tekrar akış ile düzeltilen örneğin anlık görüntüsü. Profildeki birçok düzensizlik kaybolmuş, en alttaki iletken ile olan temas artmıştır (sağda).....	33
Şekil 3.10 Anahtarların SEM resimleri : a) (solda) Yapı (zar) serbest bırakılmış, b) (sağda) Sürekli bir yapışma meydana gelmiştir.....	34
Şekil 3.11 10 GHz de anahtarlama durumundaki RF-MEMS anahtarın SEM Resmi.	35
Şekil 3.12 Şekil 3.11'de verilen anahtarın ölçümlerle ve HFSS ile elde edilen S-Parametre Bilgileri: Üstteki grafik açık (up) konum, alttaki ise kapalı (down) konum içindir.	36
Şekil 3.14 RF-MEMS kapasitif paralel anahtarın fonksiyonel diyagramı	38
Şekil 3.15 HFSS'de Modellenmiş RF-MEMS Kapasitif Anahtar.....	38
Şekil 3.16 RF-MEMS Kapasitif Anahtarın Aşağı Durumu (Anahtar Açık)	39

Şekil 3.17 RF-MEMS Kapasitif Anahtarın Yukarı Durumu (Anahtar Kapalı).....	39
Şekil 3.18 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın Aşağı Durumu (Anahtar Açık)	41
Şekil 3.19 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın Yukarı Durumu (Anahtar Kapalı)	41
Şekil 3.20 Bakır-oksit’le tasarlanan anahtarın Aşağı Durumu (Anahtar Açık).....	42
Şekil 3.22 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın dielektrik kalınlığı 0.1 μm – 0.3 μm arasındaki değişiminin izolasyon frekansına etkisi.....	43
Şekil 3.23 Bakır-oksit’le tasarlanan anahtarın dielektrik kalınlığı 0.1 μm – 0.3 μm arasındaki değişiminin izolasyon frekansına etkisi	43
Şekil 3.24 RF-MEMS Kapasitif seri anahtarın yapısı	44
Şekil 3.25 RF-MEMS kapasitif seri anahtarın fonksiyonel diyagramı	45
Şekil 3.26 HFSS’de Modellenmiş RF-MEMS Kapasitif Seri Anahtar	45
Şekil 3.27 RF-MEMS Kapasitif Seri Anahtarın Yukarı Durumu (Anahtar Açık)	46
Şekil 3.28 RF-MEMS Kapasitif Seri Anahtarın Aşağı Durumu (Anahtar Kapalı).....	46
Şekil 3.29 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın yukarı durumu (Anahtar Açık)	47
Şekil 3.30 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın aşağı durumu (Anahtar Kapalı)	47
Şekil 3.31 Bakır-oksit’le tasarlanan anahtarın yukarı durumu (Anahtar Açık).....	48
Şekil 3.32 Bakır-oksit’le tasarlanan anahtarın aşağı durumu (Anahtar Kapalı).....	48
Şekil 3.33 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın dielektrik kalınlığı 0.1 μm – 0.3 μm arasındaki değişiminin izolasyon (S_{21}) frekansına etkisi	49
Şekil 3.34 Bakır-oksit’le tasarlanan anahtarın dielektrik kalınlığı 0.1 μm – 0.3 μm arasındaki değişiminin izolasyon (S_{21}) frekansına etkisi	49
Şekil 4.1 Mikroşerit Antenin Genel Yapısı	51
Şekil 4.2 Koaksiyel Konnektör İle Besleme.....	52
Şekil 4.4 Ayrıklık Kuplajı İle Besleme	53
Şekil 4.5 Yakınlık Kuplajı İle Besleme	54
Şekil 4.6 Etkin Dielektrik Sabiti Geometrisi	55
Şekil 4.7 Anten uzunluğu boyunca voltaj ve akımın değişimi	55
Şekil 4.8 Mikroşerit Antenin etkin boyutları	56
Şekil 4.9 Mikroşerit Anten için Eş Transmisyon Hat Modeli	58
Şekil 4.10 Altı Adet RF-MEMS anahtarla tasarlanan yeniden şekillenebilir anten ($L_1=25.9\text{mm}$, $W_1=34\text{mm}$, $W_2=23.3\text{ mm}$, $L_2=17.68\text{mm}$)	61
Şekil 4.11 3.5 GHz’de antenin çalışması durumundaki S_{11} -Parametresi değişimi (Anahtarlar Açık)	62
Şekil 4.12 2.4 GHz’de antenin çalışması durumundaki S_{11} -Parametresi değişimi (Anahtarlar Kapalı).....	63

Şekil 4.13 Antenin her iki durumdaki ışıma paterni a) 2.4 GHz (Anahtarlar Kapalı) b)3.5 GHz (Anahtarlar Açık).....	63
Şekil 4.14 Antenin her iki durumdaki yönlülüğü a) 2.4 GHz (Anahtarlar Kapalı) b)3.5 GHz (Anahtarlar Açık).....	64
Şekil 5.1 Anahtarlamaalı Demet Sistemi	68
Şekil 5.2 Adaptif Dizi Sistemi.....	69
Şekil 5.3 Geleneksel analog temelli adaptif antenin blok diyagramı	71
Şekil 5.4 DSP temelli akıllı antenin blok diyagramı	72
Şekil 5.5 Analog aşağı çevirici	73
Şekil 5.6 Akıllı Anten Sistemleri İçin Değişik Anten Geometrileri.....	74
Şekil 5.7 Doğrusal Anten Dizisi.....	75
Şekil 5.8 Düzlemsel Anten Dizileri.....	76
Şekil 5.9 Adaptif Anten Sistemi.....	77
Şekil 5.10 Akıllı Anten Sistemi.....	79
Şekil 5.11 Hüzme Yönlendirme	81
Şekil 5.12 8 elemanlı düzgün doğrusal dizinin normalize dizi cevabı	81
Şekil 5.13 8 elemanlı düzgün doğrusal dizinin hüzme paterninin kutupsal koordinatlarda çizimi.....	82
Şekil 6.1 2 elemanlı sistemin anahtarlar kapalı iken 2.4 GHz’de durumu	87
Şekil 6.2 2 elemanlı sistemin anahtarlar açık iken 3.5 GHz’de durumu	87
Şekil 6.3 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması	88
Şekil 6.4 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması ile oluşan bit hata oranı	88
Şekil 6.5 Anten sisteminin dizi genlik cevabı a) ideal durum b) 2.4 GHz’de antenin çalışma durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu.....	89
Şekil 6.6 Anten sisteminin ışıma paterni a) ideal durum b) 2.4 GHz’de antenin çalışma durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu.....	90
Şekil 6.7 3 elemanlı sistemin anahtarlar kapalı iken 2.4 GHz’de durumu	92
Şekil 6.8 3 elemanlı sistemin anahtarlar açık iken 3.5 GHz’de durumu	92
Şekil 6.9 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması	93
Şekil 6.10 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması ile oluşan bit hata oranı	93
Şekil 6.11 Anten sisteminin dizi genlik cevabı a) ideal durum b) 2.4 GHz’de antenin çalışma durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu.....	94
Şekil 6.12 Anten sisteminin ışıma paterni a) ideal durum b) 2.4 GHz’de antenin çalışma	

durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu	95
Şekil 6.13 4 elemanlı sistemin anahtarlar kapalı iken 2.4 GHz’de durumu	97
Şekil 6.14 4 elemanlı sistemin anahtarlar açık iken 3.5 GHz’de durumu	97
Şekil 6.15 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması	98
Şekil 6.16 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması ile oluşan bit hata oranı	98
Şekil 6.17 Anten sisteminin dizi genlik cevabı a) ideal durum b) 2.4 GHz’de antenin çalışma durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu	99
Şekil 6.18 Anten sisteminin ışıma paterni a) ideal durum b) 2.4 GHz’de antenin çalışma durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu	100
Şekil 6.19 Anten sisteminin ikinci durum için dizi genlik cevabı a) ideal durum b) 2.4 GHz’de anten sisteminin çalışan durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu.....	101
Şekil 6.20 Anten sisteminin ikinci durum için ışıma paterni a) ideal durum b) 2.4 GHz’de anten sisteminin çalışan durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu.....	102

ÖNSÖZ

Eğitim hayatım boyunca bana her zaman destek olan aileme, arkadaşlarıma ve tez süreci boyunca yardımlarını eksik etmeyen sayın hocam Y. Doç. Dr. Hamid TORPİ'ye çok teşekkür ederim.

Mayıs 2007

ÖZET

Modern radar ve haberleşme sistemleri üzerindeki anten sayıları günden güne artmaktadır. Bu artış özellikle yer ve ağırlık ihtiyaçlarının çok önemli olduğu uzay çalışmalarında ciddi bir sorundur. Tezde ilk olarak yeniden şekillenebilir antenler ve antenlerin yapısı üzerinde durulmuştur. Bu yeni tip antenler uygun anahtarlama yapılarıyla değişik frekanslarda çalışabilecek şekilde yapısal olarak şekillendirilebilirler. Bu şekilde aynı anten çok değişik uygulamalarda kullanılabilir. Böylece antenin çalıştığı frekans bandları artabilir ve yer, ağırlık gibi unsurlarda tasarruf sağlanır.

Tezde RF-MEMS anahtarlar kullanılarak tasarlanan yeni bir anten yapısı sunulmuştur. Anten tasarım aşamasında dikdörtgen mikroşerit anten 3.5 GHz bandı için tasarlanmış daha sonra bu anten U-şeklinde bir yama antenle anahtarlar yardımıyla birleştirilerek 2.4 GHz bandı için de çalışabilmesi sağlanmıştır. Tezin asıl amacı ise yeniden şekillenebilir özellikteki tasarlanan antenin adaptif bir dizide kullanılmasıdır. Adaptif antenler veya daha genelleştirerek akıllı antenler; istenilen işarete doğru antenin ana hüzmelerini yönlendiren, gürültü veya interferans işaretlerine doğru antenin yan loblarını veya sıfırlarını yönlendiren sistemlerdir. Adaptiflik ve yeniden şekillenebilirlik özelliklerinin tek bir sistemde birleştirilmesi ve incelenmesi çeşitli örneklerle gösterilmiştir. Bu sistemin kablosuz haberleşme teknolojilerinde sağlayacağı faydalar incelenmiştir.

ABSTRACT

Modern radar and communication systems have experienced a tremendous increase in the number of antennas onboard, on the ground, and in orbital space. This places a burden due to the confined volume and limited weight requirements especially in space applications. The reconfigurable antenna is a promising and exciting new type of antenna, where through the use of appropriate switches the antenna can be structurally reconfigured, to maintain the elements near their resonant dimensions for several frequency bands. This increases the bandwidth of the antenna dramatically, which enables the use of one antenna for several applications.

In this thesis novel reconfigurable antenna element were designed to work at 2.4 GHz and at 3.5 GHz. Simulation results for antenna were obtained using HFSS. In this work introduces the use of reconfigurable antenna elements in adaptive arrays. An adaptive array that can null interference and direct its main lobe to the desired signal while being reconfigurable to maintain functionality at several frequency bands has the potential to revolutionize wireless communications in the future. This system design illustrate how reconfigurable elements and adaptive arrays can be combined very beneficially for use in wireless communication systems.

1. GİRİŞ

Kablosuz haberleşme sistemleri yeni bir teknoloji olmamasına rağmen 1980'lerden itibaren hücresel kavramın başarıyla ortaya çıkmasıyla frekans spektrumunun yeniden kullanımı zorunlu hale gelmiştir. Bunun sonucu olarak büyük sayıdaki kullanıcılara birbirlerine girişim etkisi yapmadan sınırlı band genişliğinde hizmet verilmelidir. Kullanıcı sayılarının artmasıyla ortaya çıkan ana problem daha fazla kapasitenin gereksinimidir. Bu nedenle bu endüstrinin yeni bir teknoloji geliştirmesi zorunlu hale gelmiştir. Böylece kapasite artımı sağlanacak, haberleşme şebekesinin servis kalitesi artacak ve yüksek veri hızı gerektiren uygulamalar için gereksinimler karşılanacaktır. Kapasiteyi arttırmak için en basit yaklaşım band genişliğini arttırmaktır. Fakat bu ekonomik ve uygulanabilir bir çözüm değildir. Diğer bir çözüm ise; hücreleri daha alt hücrelere bölmektir. Ama artan hücre sayısı ile birlikte altyapı maliyetinin artması da istenen bir durum değildir. Bunlara alternatif olarak gelişmiş işaret işleme teknikleri ve bunlara ek olarak adaptif dengeleyiciler kullanılarak yeni bir yapı tasarlanabilir. Birinci ve ikinci nesil hareketli haberleşme sistemlerinde baz istasyonları antenlerini akıllı yapacak herhangi bir sistem yoktur. Bu antenler çokluyol propagasyon etkilerini azaltmada ayrıklık (diversite) yapılarını kullanmalarına rağmen yeterli olamamaktadırlar. Bu nedenle yeni ve daha akıllı antenler gerekmektedir. Akıllı antenler, kablosuz sistemlerin performans ve kapasitesini artırıcı bir yöntem olarak tanımlanabilirler. Akıllı antenler bilinmeyen girişim ortamında, istenilen işarete ana hüzmeyi yönlendirirken, girişim işaretlerine karşı sıfırları yönlendirip otomatik cevap verme yeteneğine sahiptirler. Bu sistemler dizi anten elemanlarına ve adaptif alıcı-verici işlemcilerle sahiptirler. Bu işlemci, seçilmiş kontrol optimizasyon kriterine göre dizi eleman ağırlıklarını (genlik ve faz) ayarlar. (Winters, 1998)

Antenler tarih içerisinde, haberleşme sistemi bakış açısıyla, zamanla sabit karakteristikleri olan durağan elemanlar olarak görülmüşler ve tasarlanmışlardır. Antenin tasarımı tamamlandığında sistemin kullanımı süresince operasyon karakteristikleri değişmeden kalmıştır. Son yıllarda farklı frekanslarda çalışan iletişim ve bilgi sistemlerinin ortaya çıkmasıyla, tek bir antenle birden çok işlevi sağlayabilmek için, antenlerin bu frekanslara göre ayarlanabilmesine gereksinim duyulmaktadır. Performansından ödün vermeden aynı fiziksel alanda çoklu frekans bandlarını kapsayan, değişik fonksiyonlara hizmet eden antenlerin gelişmesi çok fazla fayda sağlayacaktır. Günümüzde yeniden şekillenebilir antenler bu ihtiyaç üzerine ortaya çıkmıştır. Bu antenler uygun anahtarlama mekanizmaları ile birlikte (MEMS veya PIN anahtarlar) değişebilen boyutlara sahip olabilmektedirler. Böylece bir anten değişik uygulamalarda kullanılarak boyut, ağırlık ve maliyet açısından kazanç sağlanır. Bu yeni

kavram bir çok uygulama için umut vaad eden bir gelişmedir.

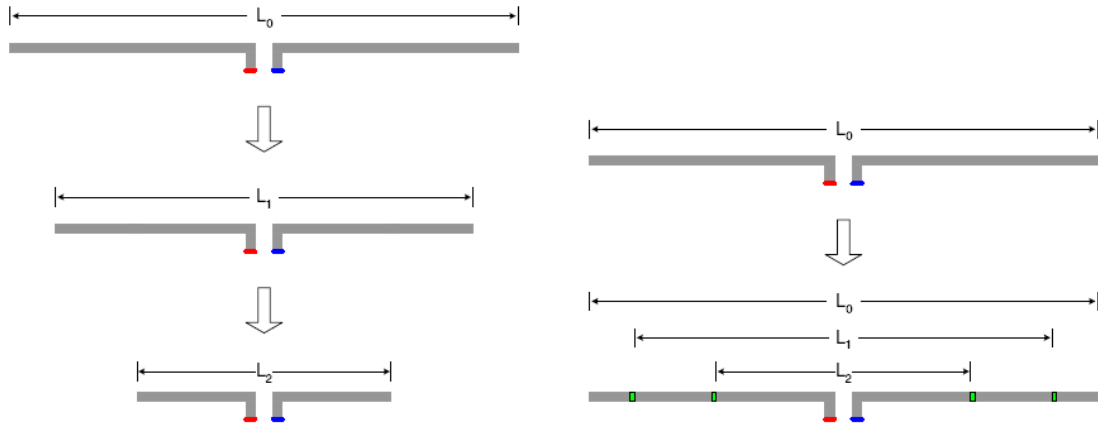
Bu çalışmada aynı anten dizisinin hem yeniden şekillenebilirlik hem de adaptif özellikleri üzerinde durulmuştur. Çalışmanın ilk adımında yeniden şekillenebilir mikroşerit anten tasarımı RF-MEMS anahtarlar kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan iki-band mikroşerit anten, akıllı anten sistemindeki tek bir anten elemanı olarak kullanılmıştır. Bu sayede tasarlanan “yeniden şekillenebilir akıllı anten sistemi” istenilen işarete doğru ana hüzmeyi yönlendirirken, değişik frekans bandlarında da çalışabilecektir. Sistemin değişik dizi konfigürasyonları kullanılarak benzetimleri yapılmış ve bu sayede akıllı anten sistemlerinin yeniden şekillenebilir antenlerle çalışması uygulamaları örneklerle gösterilmiştir.

2. YENİDEN ŞEKİLLENEBİLİR (RECONFIGURABLE) ANTENLER VE ANAHTARLAMA TEKNOLOJİLERİ

Bu bölümde yeniden şekillenebilir antenler ve bu antenlerin tasarımında kullanılan teknolojilerin gelişimi incelenecektir. İlk adımda yeniden şekillenebilir anten tasarım metodları incelenecektir. Daha sonra fiziksel anahtar teknolojileri tanıtılacaktır ve anten tasarımında nasıl faydalandığı anlatılacaktır. Bölümün sonunda ise anten tasarımında kullanılan RF-MEMS anahtarlar detaylarıyla incelenecek ve modellenecektir.

Antenler tarih içerisinde, haberleşme sistemi bakış açısıyla, zamanla sabit karakteristikleri olan durağan elemanlar olarak görülmüşler ve tasarlanmışlardır. Antenin tasarımı tamamlandığında sistemin kullanımı süresince operasyon karakteristikleri değişmeden kalmıştır. Son yıllarda farklı frekanslarda çalışan iletişim ve bilgi sistemlerinin ortaya çıkmasıyla, tek bir antenle birden çok işlevi sağlayabilmek için, antenlerin bu frekanslara göre ayarlanabilmesine gereksinim duyulmaktadır. Adı sıkça duyulmaya başlanan Mikro Elektro Mekanik Sistemler (MEMS) teknolojisi ile anten tasarım ve üretiminde yeni ve özgün yöntemler ortaya çıkmıştır. Radyo Frekansı (RF) uygulamaları için geliştirilen bu mekanik yapılarla yüksek performanslı RF anahtarlar, ayarlanabilir kapasitörler, endüktörler, filtreler ve faz kaydırıcıları gibi pek çok devre elemanının üretilebildiği çalışmalarla gösterilmiştir. Bu ayarlanabilir devre elemanlarının kullanımıyla özellikleri değiştirilebilir antenler tasarlamak olanaklı hale gelmiştir. Bununla birlikte anten tasarım ve operasyon özellikleri gelişirken, haberleşme sistemi için görevi hala aynıdır. Kazanç, band genişliği, polarizasyon gibi ölçülebilen değerler önemini korumaktadır. Bu yeni gelişen bu anten tipleri anten tasarımcılarına tasarım hedeflerini gerçekleştirmede ek bir serbestlik derecesi kazandırmıştır.

Yeniden şekillenebilir anten aynı fiziksel açıklıkta ışıma topolojisini elektronik olarak değiştirebilen anten olarak tanımlanabilir. Yeniden şekillenebilir antenin en kritik parçası anten elemanlarını birbirine bağlayan anahtar yapılarıdır. MEMS anahtarlar, PIN anahtarlar veya diğer anahtarlama yapıları kullanılarak bir anten yapısal olarak yeniden şekillendirilerek değişik frekans bandlarında çalışabilir. Anahtarların araya ekleme kaybı (insertion loss) ve yalıtım özellikleri (isolation loss) bütün yeniden şekillenebilir anten dizisinin performansını belirler. Bu anten sayesinde yer, ağırlık ve maliyet faktörlerinde azalma sağlanarak değişik uygulamalar gerçekleştirilebilir.



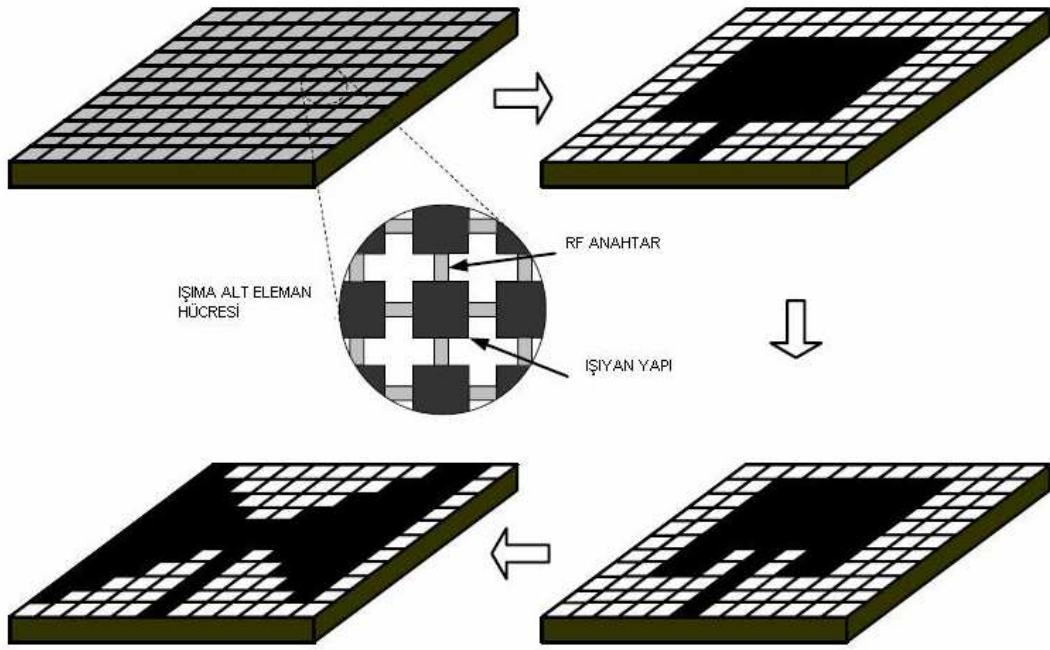
Şekil 2.1 Dipol antenin anahtarlar yardımıyla farklı frekanslarda çalıştırılması

Anten tasarım metodlarında değişimler yaşansada, antenin haberleşme sistemi için oynadığı rol hala aynıdır. Anten tasarımı sonunda istenen büyüklükteki kazanç, polarizasyon, band genişliği gibi ölçütleri sağlamalıdır.

Yeniden şekillenebilir anten tasarım metodları üç ana başlıkta toplanabilir. (Liu, 2002)

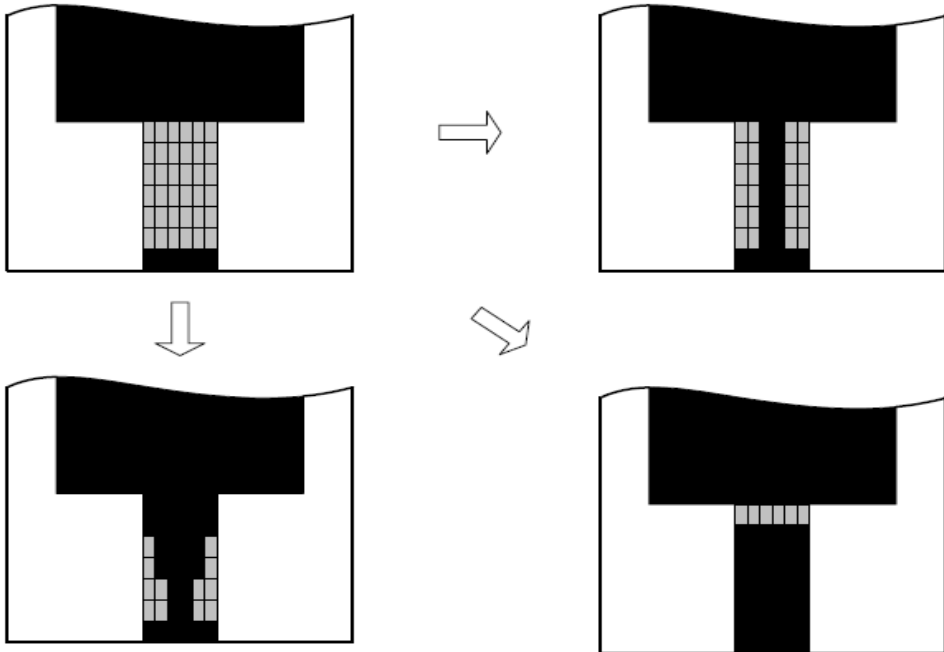
- Tüm geometriyi değiştirme metodu
- Uydurma ağını değiştirme metodu
- Akıllı geometri uyarlama metodu

Tüm geometriyi değiştirme metodunda, anahtarlanabilen alt elemanlardan oluşan dizinin, istenen ışıma yapına göre birleştirilmesi esasına dayanır. Alt elemanlar birbirlerine RF anahtarlar ile bağlanmışlardır. Literatürde bu tür antenler dağıtık ışıyanlar olarak da tanımlanır. Çünkü bütün olarak ışıma yapısı küçük elemanlara dağılmıştır.



Şekil 2.2 Yeniden şekillenebilir anten tasarımında tüm geometriyi değiştirme metodu

Besleme ağını değiştirme metodunda sadece antenin besleme veya uyumlandırma kısmı değiştirilir. Bu metod RF anahtarların düzlemsel olarak yerleşimiyle mikroşerit yapılar kolayca uygulanabilir.



Şekil 2.3 Yeniden şekillenebilir anten tasarımında besleme ağını değiştirme metodu

Akıllı geometri uyarlama metodu ise ilk iki metodun ortasında yer alıyor olarak farzedilebilir. Sadece antenin kritik noktaları yeniden uyarlanarak farklı geometriler oluşturulabilir. Böylece toplam geometri metoduna göre daha az RF anahtar kullanılmış olur.

2.1 Anten Anahtar Teknolojileri

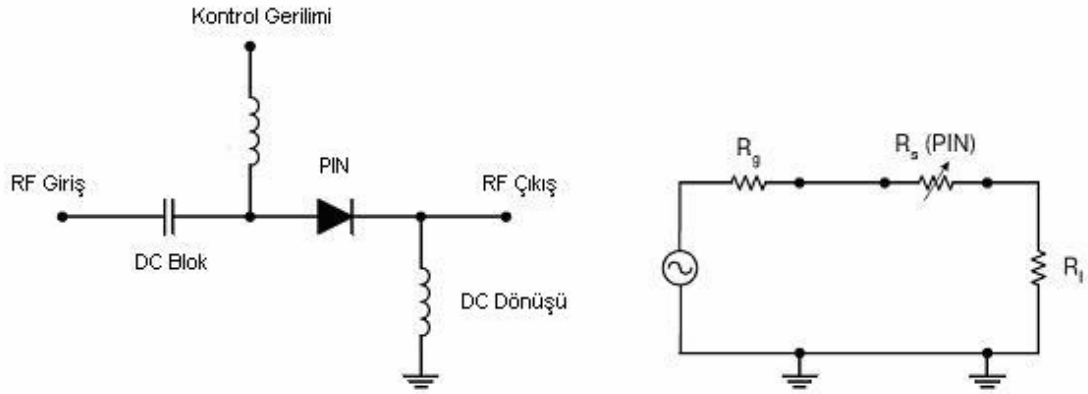
Bu bölümde anten sistemlerinde kullanılabilecek anahtar yapıları özet halinde verilecektir. Bu anahtarlar klasik anten yapılarında kullanıldığı gibi yeniden şekillenebilir uygulamalarda da kullanılmaktadır. Klasik mekanik anahtarlar, PIN diyodlar, FET anahtarlar ve MEMS anahtarlar yeniden şekillenebilir anten uygulamalarında kullanabilmir.

2.1.1 Mekanik Anahtarlar

Klasik mekanik anahtarların boyutlarının büyük olmasından dolayı yeniden şekillenebilir anten uygulamalarına uygun değildir. Fakat yüksek güçte çalışan RF uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Mekanik anahtarlama genelde transmisyon hattının anahtarlarla kesilmesiyle yapılır. Elektriksel karakteristikleri yarı iletken anahtarlara göre daha iyidir. Genelde araya ekleme kaybı (insertion loss) 0.1 dB ve yalıtım (isolation) 70 dB değerindedir. Yüksek güçlü uygulamalarda kullanılmalarına rağmen mekanik anahtarların en büyük dezavantajı uzun anahtarlama süreleridir.

2.1.2 PIN Diyod Anahtarlar

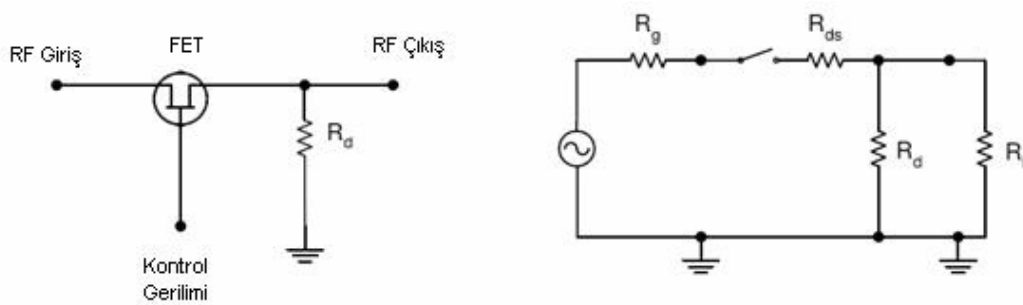
PIN Diyod anahtarlar hızlı anahtarlama zamanları ve yüksek akım taşıma kapasiteleri nedeniyle mikrodalga devre uygulamalarında yaygın olarak kullanılırlar. Anahtarlama süreleri genellikle 100 ns civarındadır. Mekanik anahtarlara göre paket büyüklükleri daha küçüktür. PIN diyodun oluşumunda iki yarı iletken kısım (p-tipi ve n-tipi) ve rezistif esas kısım (I-intrinsic) vardır. RF frekanslarında, 1 Ω dan 10 k Ω a kadar çıkan aralıkta saf direnç gibi davranır.



Şekil 2.4 PIN Diyod ve RF Devre Modeli

2.1.3 FET Anahtarlar

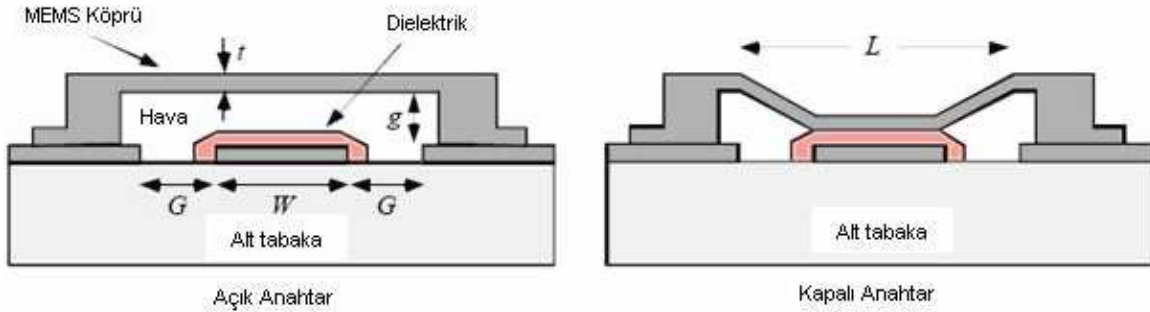
1980'lerden sonra yarı iletken teknolojisinin ilerlemesi ile birlikte GaAs FET ve diğer MMIC transistörler mikrodalga devrelerde yaygın olarak kullanılmaya başlandı. FET anahtarları PIN diyodlara göre iyi kılan karakteristikler besleme voltajının RF sinyal yolundan ayrı olması, yüksek anahtarlama hızı ve daha düşük güç tüketimidir. Genellikle FET anahtarlar MOSFET veya MESFET teknolojisine dayanır. Genelde araya ekleme kaybı (insertion loss) 1-2 dB ve yalıtım (isolation) 20-25 dB değerindedir.



Şekil 2.5 FET Transistor ve RF Devre Modeli

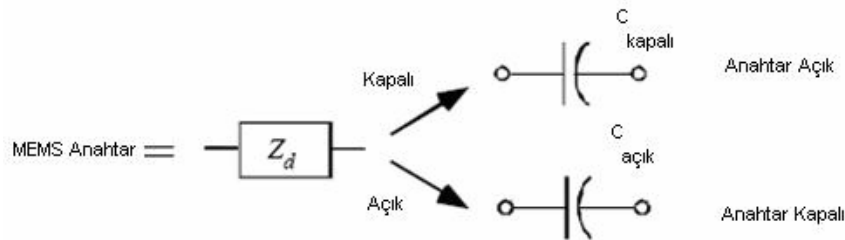
2.1.4 RF-MEMS Anahtarlar

Radio frekans mikroeletromekanik sistem (RF-MEMS) hâli hazırdaki mikrodalga uygulamalarında düşük maliyet ve yüksek performans açısından çok iddialı olmasından dolayı son zamanlarda önem kazanan bir teknolojidir. RF-MEMS anahtarlar RF transmisyon hatlarında açık devre-kapalı devre şeklinde hareket etme olanağı sağlayan mekanik elemanlardır. Mekanik hareket için gereken kuvvet elektrostatik, magnetostatik, piazoelektrik veya termal tasarımlarla sağlanabilir. Günümüzde sadece 0.1-100 GHz frekans aralığındaki elektrostatik tip anahtarlar kullanılmaktadır. Bu anahtarlar yüksek güvenilirliğe (100 milyondan 10 milyara kadar çevrim) sahiptir.



Şekil 2.6 MEMS anahtarın açık (up) ve kapalı (down) durumları için kesitleri. Bu durumda anahtar yüksek empedans ve düşük empedans arasında değişir

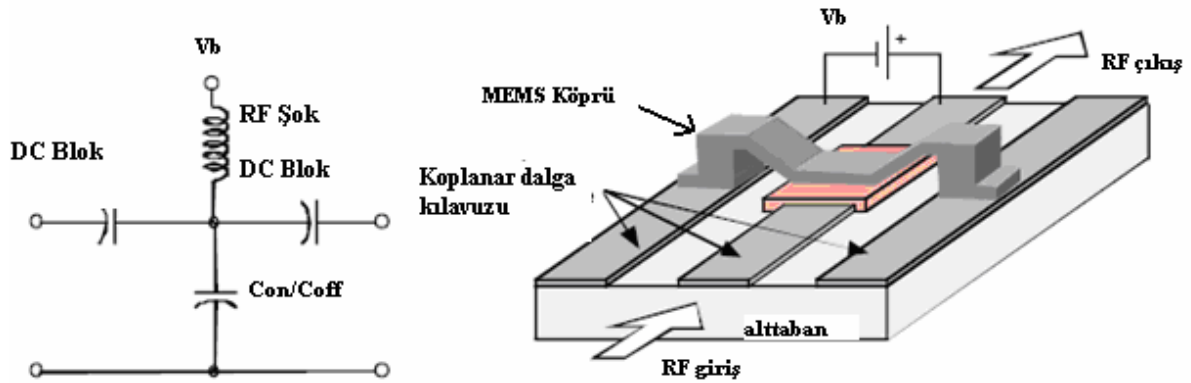
Elektrostatik tip MEMS anahtarın fiziksel yapısı şekil 2.6'da gösterilmektedir. Burada t kalınlığında ince metal bir tabaka, iletken elektrotlardan g uzaklığında konumlandırılmıştır. İki iletken arasına bir DC gerilim uygulandığında, yükler metal zar üzerinde yüklenir. Böylece iki elektrotu kendine doğru çeker. Eşik gerilimin üzerindeki bir gerilim, materyalde mekanik direnci aşacak bir çekim kuvveti oluşturur ve metal tabaka şekil 2.6'nın sağ kısmında görüldüğü gibi kapalı duruma geçer.



Şekil 2.7 Şekil 2.6'daki iki durum için RF-MEMS anahtarın eşdeğer devresi

İlk başlarda hüzmeye şekillendirme, iki band ve iki polarizasyonlu radyasyon sağlamak için PIN diyodlar kullanılıyordu. Fakat bu yarı iletken elemanlar yüksek frekanlarda düşük kalite (Q) ve yüksek araya ekleme kayıplarına sahiptirler. MEMS anahtarlar bu yarı iletken elemanların alternatifi olarak kullanılabilirler. Yarı iletken elemanlara göre RF-MEMS anahtarlar yüksek Q ve çok az anahtarlama kayıplarına sahiptirler. Bunun anlamı RF-MEMS anahtarların özellikle büyük anten dizilerinde geniş yer kaplayan anahtar besleme ağının, antenin ışıma paterninde herhangi bir bozulmaya ve zayıflamaya yol açmamasıdır. Aynı zamanda bu besleme ağı herhangi bir güç harcamamaktadır

Bu teknolojiyle tam iletken açık/kapalı anahtarlar yapılması mümkün görünse de kapalı durumda metal-metal bağlantısının istenilen sonucu vermesinde zorluklar ortaya çıkmıştır. Bu yüzden yaygın olan MEMS anahtarlama teknolojisinde Şekil 2.8’de görüldüğü gibi merkezdeki bir iletkenin üzerinde ince bir dielektrik tabakası kullanılır, böylece eleman aslında iki kapasite arasında anahtarlama yapar. Tipik olarak $h=100$ Å kalınlığında bir silikon nitrit (SiN) film kullanılır. Bu film için $\epsilon_r = 7.5$ tur. Anahtar için eşdeğer devre şekil 2.8’de verilmiştir. İki durumdaki kapasiteler paralel levha formülü ile kolayca hesaplanabilir. Bunun için sadece elektrotun ve dielektriğin geometrik bilgisi yeterlidir.



Şekil 2.8 MEMS paralel kapasitif anahtar ve düzlemsel dalga kılavuzu uygulaması

MEMS anahtarın koplanar bir dalga kılavuzu olarak uygulaması Şekil 2.8’de gösterilmiştir. Burada metal tabaka toprak elektrotları arasında bir köprü durumundadır ki bu da zaten her düzlemsel dalga kılavuzunun bir parçasıdır ve bu yüzden alışılmışın dışında bir işlem gerektirmez. Bu anahtar, hat kapasiteleriyle karşılaştırıldığında kapalı durumda oluşan kapasitelerinin daha küçük olması sebebiyle tasarlanmıştır. Eşik değerin üzerinde bir gerilimle, merkezi iletken ile toprak arasına uygulandığında anahtar kapanır ve hat üzerinde bir paralel kapasite etkisi oluşturur. Eşdeğer devrede de görülen kapasite RF frekanslarda etkili bir kısa

devre oluşturması için tasarlanmıştır. RF-MEMS anahtarlar esasen PIN diyotlara veya FET anahtarlara göre daha yüksek performans gösterir. Elektrostatik aktivasyon için 20-80 V aralığında bir gerilim gereklidir fakat akım çekmez ve bunun sonucunda çok düşük enerji harcaması (10-100 nJ, her bir anahtarlama çevrimi için) sağlanır. RF-MEMS anahtarlar, hava boşluklarıyla üretilirler. Bu yüzden çok düşük kapalı durum kapasitelerine (2-4fF) sahiptir, dolayısıyla 0.1- 40 GHz frekans aralığında mkemmekel izolasyon sağlar. Ayrıca MEMS anahtarlarda yarıiletken anahtarlarda karşılaşılan non-lineer akım-gerilim ilişkisi gibi bir sorun yoktur. Sonuç olarak RF-MEMS anahtarlar MMIC (monolitik mikroelektrik tümleşik devre) işlemleriyle, silikon, GaAs, cam ve alüminyum içeren herhangi bir gövde üzerinde retiler.

FET veya PIN diyotlarla karşılaştırıldığında RF-MEMS elemanlar ile mümkün hale gelen yüksek performans, mikrodalga ve milimetrik dalga uygulamalarını içeren ticari telekomünikasyonda ve askeri alandaki sistem tasarımında önemli şeyler ifade eder. MEMS anahtarların temel uygulama alanları;

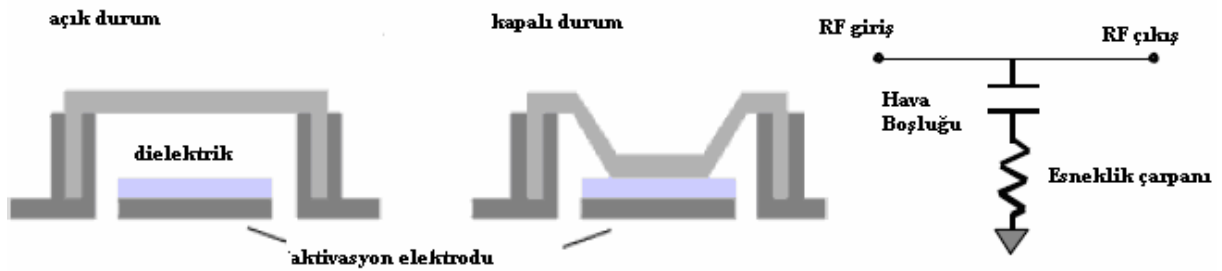
- *Savunma Uygulamaları için Radar Sistemleri (5-94 GHz):* Uydu tabanlı radarlar için faz kaydırıcılar, misil sistemleri, uzak mesafe radarları
- *Otomotiv Radarları:* 24, 60 ve 77 GHz.
- *Uydu Haberleşme Sistemleri (12-35 GHz):* Anten uygulamaları için anahtarlama devreleri.
- *Kablosuz Haberleşme Sistemleri (0.8-6 GHz):*
- *Enstrumantasyon Sistemleri (0.01-50 GHz):* Bu sistemler yüksek performans anahtarlar, programlanabilir zayıflatıcılar, SPNT devreleri ve faz kaydırıcıları içerir.

3. RF-MEMS ANAHTARLARIN İNCELENMESİ VE MODELLENMESİ

Bu bölüme RF-MEMS anahtarların temel elektromekanik karakteristikleri incelenerek başlanmaktadır. Detaylı işleme teknikleri ve bazı ilgili fonksiyonlar sunulmaktadır. RF-MEMS anahtarların tasarımında, geliştirilen verimlilik ve güvenilirlik hakkında detaylarla devam edilmektedir. Bu anahtarların üç boyutlu yüksek frekans analizi gösterilmektedir. Bu anahtarların özelliklerini kolayca görebileceğimiz, basit devre modelleri verilmiştir. Son olarak, anahtarların performansının incelendiği iki RF-MEMS yapısı sunulmaktadır.

3.1 Temel RF-MEMS Anahtar Yapısı

Günümüzde RF-MEMS anahtarların gelişimi devam ettiği halde, bugün hala yüz yıl önce geliştirilen temel mekanik yasalar takip edilmektedir, fakat ölçümler sonucu ortaya çıkan anahtarlar üzerine etki eden kuvvetler bizim makro-dünyada tecrübe ettiğimizden önemli ölçüde farklıdır. Yüzey kuvvetleri ve viskoz nemli hava, sürtünme ve yerçekimi kuvvetleri üzerinde baskın bir etkiye sahiptir. RF- MEMS anahtarları genellikle sinyal iletim yolunun bir tarafından öbür tarafına gerilen zar kullanılarak üretilir ve mekanik yaylara eşdeğer yay sabiti k [N/m] ile modellenir. Yay sabiti zarın geometrik boyutuna ve 5-40 N/m arasında olan birçok RF-MEMS anahtar tasarımında kullanılan materyalin (Au, Al, Nitrit vs.) esneklik çarpanına (Young's Modulus) bağlıdır. Temelde RF-MEMS anahtarları çok düşük bir kütleye sahiptir, ve genellikle 10^{-10} - 10^{-11} kg arasındadır, bu nedenle çekim kuvvetleri önemsizdir, yani anahtarlar yerçekimi kuvveti ile ivmelenmez.



Şekil 3.1 Tipik bir MEMS paralel kapasitif anahtar şeması.

Aktivasyon mekanizması üst ve alt elektrotlar arasındaki elektrostatik kuvvet kullanılarak gerçekleştirilir ve şu şekilde hesaplanır: (Vardan vd., 2005)

$$F = \frac{QE}{2} = \frac{CVE}{2} = \frac{CV^2}{2(g + \frac{td}{\epsilon_r})} = \frac{\epsilon AV^2}{2(g + \frac{td}{\epsilon_r})^2} \quad (3.1)$$

V = Gerilim.

g = Boşluk mesafesi.

C= Elektrotlar arasındaki kapasite.

A= Elektrotun alanı.

En alt elektrod, kalınlığı (t_d) 100-200 nm olan dielektrik tabakasıyla çevrilidir. Üst ve alt plakalar arasında kısa devreyi sağlayan; değeri 3-8 arasında olan dielektrik sabiti (ϵ_r) vardır. Alt ve üst plakalar arasındaki hava boşluğu genellikle 1.5 - 4 μm kadardır. Anahtarın elektrotunun alanı $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ dir. Uygulanan gerilim 40V dur ve 2.5 μm 'lik boşluk vardır. Anahtarı aktif hale getirmek için gereken güç sadece 11 μNewton 'dur. Çok düşük kuvvetlerle elektrostatik aktivasyon sağlanmaktadır. Bu MEMS anahtarların çalışması için yeterlidir. Bunun sebebi, eğer anahtar alt elektrota doğru çekilirse aradaki boşluk azalır ve iki elektrot arasındaki aşağı çekme kuvveti artar. Diğer taraftan; anahtarın yay sabitine bağlı olarak bir yukarı çekme kuvveti vardır.

$$F = \frac{\epsilon AV^2}{2(g + \frac{td}{\epsilon_r})^2} = k(g - g_0) \quad (3.2)$$

g_0 = Köprünün başlangıç yüksekliği

İki kuvvet eşit olduğu zaman denge sağlanır ve g 'ye bağlı olarak bu kübik eşitliğin çözümü kararlı durumda yaklaşık olarak $g_0/3$ tür ve anahtar tamamen aşağı konumda kalır. Bu kapalı durumu sağlayan gerilim aşağı çekme gerilimi olarak adlandırılır. Bu gerilim aşağıdaki eşitlikle hesaplanır.

$$V_p = \sqrt{\frac{8kg_0^3}{27\epsilon A}} \quad (3.3)$$

k = 10N/m

$$A = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$$

$$g_0 = 2.5 \mu\text{m}$$

$$V_p (\text{aşağı çekme gerilimi}) = 23 \text{ V}$$

Uygulanan gerilim tipik olarak 1.2-1.4 V_p civarındadır. Bu gerilim, anahtarın hızlı çalışmasını sağlamakta kullanılır. Bir kere anahtar aşağı çekildiğinde ve $g = 0 \mu\text{m}$ olduğunda, elektrostatik kuvvet 8-15 Volta düşer ve anahtar aşağı konumda kalmaya devam eder. Bu, dielektrikteki elektrik alanı azaltmak ve dielektriğin bozulma ihtimali veya dielektriğe yük enjeksiyonunu önlemek için yapılır. Besleme gerilimi kaldırıldığı zaman, birçok RF-MEMS anahtar için 30-60 μNewton olan yukarı çekme kuvveti uygulandığında köprünün yer değiştirmesi g_0 olur. Yukarı çekme kuvveti çok düşüktür ve çevresel değişikliklere bağlıdır. Bundan dolayı RF-MEMS anahtarlar yüzeye duyarlıdır ve temiz bir ortam içinde paketlenmelidir.

RF-MEMS anahtarlar ayrıca Newton mekaniğini ve d'Alembert'in hareket denklemini takip eder.

Dinamik cevap:

$$mg'' + bg' + k(g_0 - g) = F_e \quad (3.4)$$

m = Kütle.

b = köprünün sönüm katsayısı.

F_e = (3.1)'de verilen elektriksel kuvvet.

Bu sistemin rezonans frekansı :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (3.5)$$

RF-MEMS Anahtarların yay sabiti 5- 30 N/m olduğunda rezonans frekansı 30-100 KHz olarak görülür. Sönüm katsayısı (Q) kalite faktörü olarak ta yazılabilir; bu da $Q = k/w_0b$ 'dir. Anahtar kapanırken köprünün altındaki hava boşalır ve bunun sonucunda sönüm meydana gelir. Qw_0 'deki ilk kutup anahtarın zaman domenindeki cevabını sınırlandırır. RF-MEMS anahtarları vakumlu bölgeye koyarsak sönüm faktörü azalır. Anahtarlama zamanını doğru olarak gösteren basit eşitlik aşağıda verilmiştir.

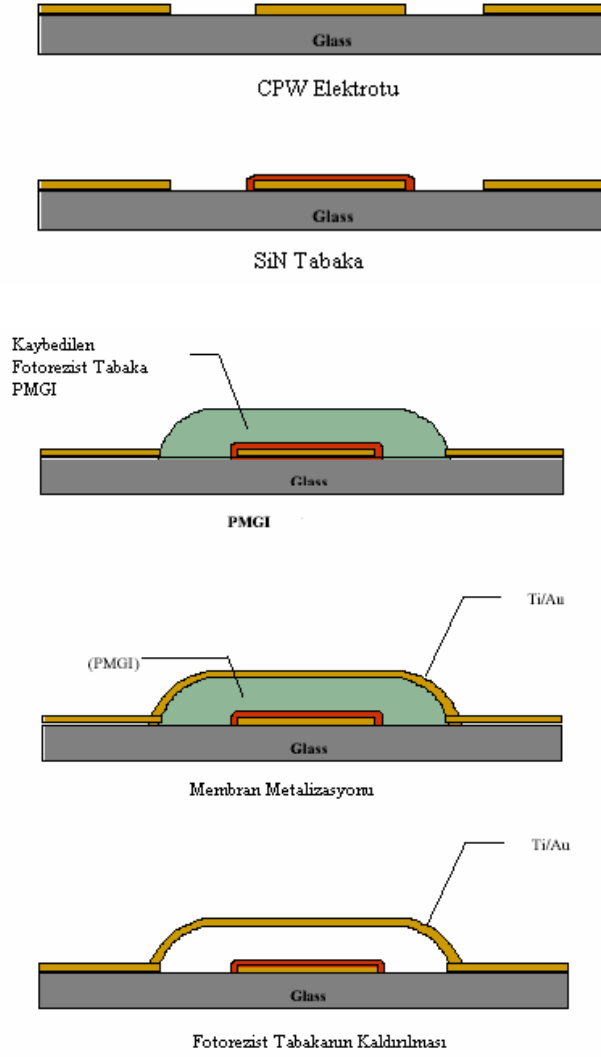
$$t = 3.67 \frac{V_p}{V_s \omega_0} \quad (3.6)$$

V_s = Uygulanan gerilim.

Bir Anahtar için $\omega_0 = 50$ KHz ve $V_s = 1.3 V_p$ 'dir. Anahtarlama zamanı ise $9 \mu s$ ' dir. Çoğu MEMS anahtarın açılma-kapanma zamanı $2-50 \mu s$ arasındadır. (3.6) eşitliğinden de anlaşılacağı gibi, $0.3 \mu s$ 'lik anahtarlama zamanı elde etmek oldukça zordur. Yüksek rezonans frekansına ancak yüksek yay sabiti (ve çok küçük kütle), yüksek bir aşağı çekme gerilimi (ve bu nedenle V_s gerçekten çok yüksek olmalıdır) ile sağlanabilir. Anahtarlama zamanının yüksek güvenilirlikli uygulamalarda öngörülen çalışma sınırı $1 \mu s$ civarındadır.

3.2 RF-MEMS Anahtarların Üretimi

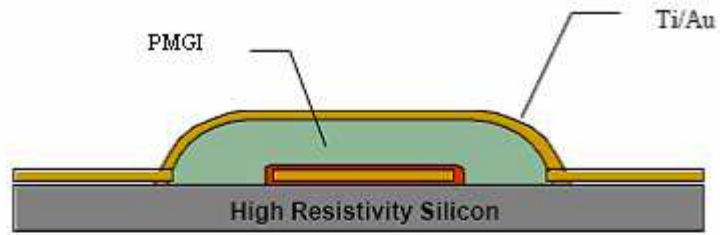
RF-MEMS Anahtarlar yüksek öz dirençli silikon ve galyum arsenik gibi diğer alt tabaka materyaller ile de uyumlu olmasına rağmen, çoğunlukla fiyatı etkilediğinden, $500 \mu m$ kalınlıklı cam alt tabaka ($\epsilon_r = 5.7$) üzerine üretilirler. Devam eden kısımda alt tabaka materyalinin seçiminden bahsedeceğiz. Şekil (3.2) RF-MEMS anahtarın üretim süreçlerini detaylı olarak göstermektedir. Koplanar dalga klavuzu (CPW) çizgileri $100/5000 \text{ \AA}$ Ti/Au'nun tabakasının buharlaştırıldığı lift-off işlemi ile meydana getirilir. $5000 \text{ \AA}$ 'luk SiN plazma yükseltmeli kimyasal buhar tortusu (PECVD: plazma-enhanced chemical vapor deposition) en üste kaplanır. Daha sonra MEMS hava köprüsünün yüksekliğini belirleyen, daha sonraki aşamalarda kaldırılacak olan fotorezist (ışığa maruz kalınca çözünen likit polimer) tabaka tortulanıp işlenir. Merkezdeki iletkenin üzerindeki köprünün yüksekliği $1.5-4 \mu m$ arasında seçilir. $220^\circ C$ 'deki sıcak yüzeyde fotorezist tabakayı pürüzsüz hale getirmek için 20 dk boyunca akıtma işlemi yapılır. $100/1000 \text{ \AA}$ 'lük Ti/Au tabakası, altının buharlaşma hızından $6 \text{ \AA/saniye}$ daha az olan buharlaşma hızıyla buharlaştırılır ve MEMS köprüsünün geometrisi oluşturulur. Oluşan örnek, anahtarın dayanıklılığını artırmak için genellikle, buharlaşma esnasında düşük devir hızında eğik bir plaka üzerine konur ve daha sonra fotorezist tabaka kaldırılır. Bu işlemden sonra MEMS köprülerini serbest bırakmak için kritik nokta kurutma sistemi kullanılır. İşlemin verimliliği ve anahtarların güvenilirliği büyük değişiklikler gösterebilir ve bu bahsedilen verim ve güvenilirlik metal zarın kalınlığı, köprünün yüksekliği ve metalin mukavemeti gibi kritik parametrelere bağlıdır.



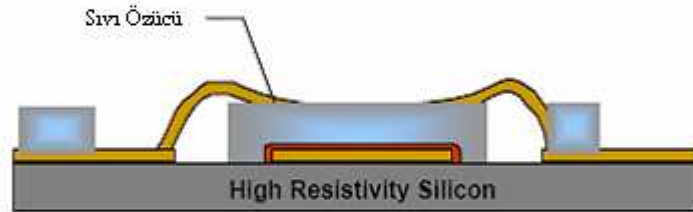
Şekil 3.2 RF-MEMS anahtarların üretim süreci

MEMS Anahtarların fabrikasyonunda alt tabaka olarak silikonun seçilmesinin bazı dezavantajları vardır. Ölçümler yüksek DC kapasitesini düşük kırılma gerilimini ve yüksek akım sızıntısını göstermektedir. Metal yolları oluşturan altının tortulanması, gerçekte, metal silikon bağlantısında yük yayılımı olan bir bölge oluşturur. Bu bölge de MEMS Anahtarın kapasitesiyle kıyaslanabilir bir DC parazitik kapasite meydana getirir ve DC ölçüm yapmak çok zordur. Ek olarak DC ölçüm yapılırken silisyumun üzerindeki MEMS anahtarın beslemesinin ~ 60 Volttan daha yüksek olduğunu gözlemledik. Bu da genellikle alt tabakanın bozulması ve neticede anahtarın kullanılamaz duruma gelmesi ile sonuçlanır. Hatta gerçekleşen bozulmanın öncesinde alt tabakadaki yüksek akım kaçağını ölçmek mümkündür. Bu problemin üstesinden gelebilmek için, silikonun üstüne SiN tabakası ve SiO₂ tabakası yerleştirilerek test edilir. Bozulma geriliminin artmış olmasına rağmen, parazitik kapasite tamamıyla kaybolmaz. Safir, yüksek

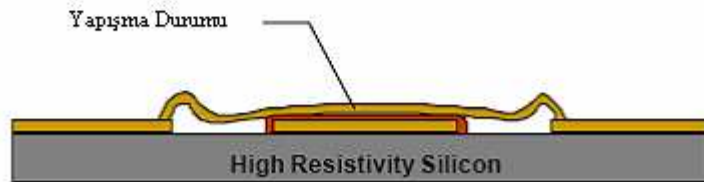
özdirençli silikon ve cam alt tabakaya göre çok iyi karakteristik gösterir. Yüksek kırılma gerilimi, parazitik kapasitesi ve akım sızıntısı yoktur. Cam alt tabaka, safir ve yüksek özdirençli silikon ile kıyaslandığında çok düşük maliyet ve bol miktarda bulunmasından dolayı tercih edilir. Bu yüzden RF-MEMS anahtarların fabrikasyonunda kullanmak için idealdir. Yapıdaki fotorezist tabakayı kaldırmak için iki metot vardır: Kuru etching (asitle yıkama) ve yaş etching teknikleri. Tabakayı kaldırmak için kullanılan kuru etching tekniğini uygulayabilmek için MEMS anahtarlar köprü zarındaki birbirine yakın deliklerle imal edilir. Bu metotta etching işleminin tamamlanmasını izlemek zordur. Fotorezistin aşınan kısmının artıkları kritik aşağı çekme gerilimine ve aşağı-konum kapasitesine sebep olur. Bu durum Şekil 3.3'te görülmektedir.



a) Fotorezist tabakasının kaldırılmasından önceki durum



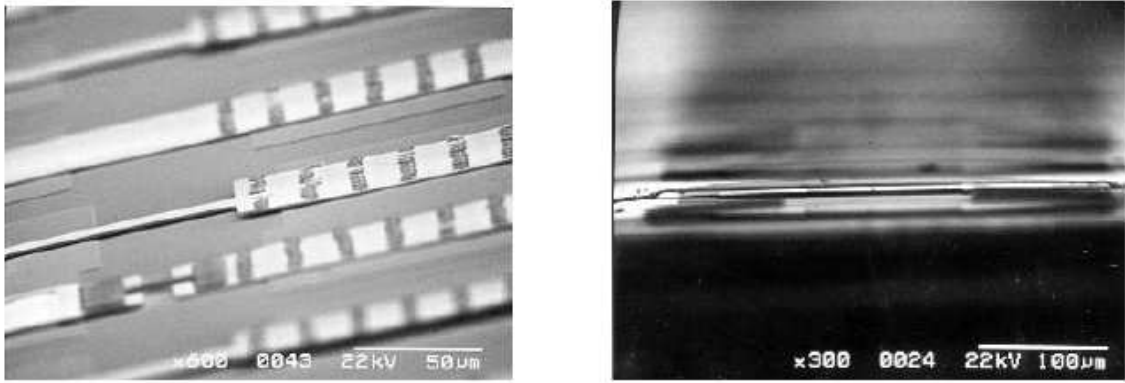
b) Zarin altında meydana gelen menisküs formu



c) Zarin yonga plakasına yapışması durumu

Şekil 3.3 RF-MEMS anahtarın hava ile kurutulması sırasında meydana gelen yapışma durumu

Sistem örnekleri, yapışmanın meydana gelmemesi için CO₂ 'in fiziksel özelliklerini baz alarak yıkar. Basıncı bir odada CO₂ sıvısı kritik noktaya ulaşana kadar belirli bir sıcaklığa ve basınca getirilir. Bu gibi termodinamik durumlarda gaz halindeki CO₂ nin yoğunluğu sıvı CO₂ 'ninki ile aynıdır ve her iki hali bir arada bulunur. Bu durumda serbest bırakılan CO₂ mekanik yapıda yapışmaya neden olmaz. Örnek, kritik nokta kurutucu sistemli odaya koyulmadan önce aseton veya metanol gibi bileşikler çözücüyü kaldırmak için kullanılır. Şekil (3.4) MEMS örneklerinin iki adet SEM görüntüsü kritik nokta kurutma prosedürünün uygulanmış ve uygulanmamış hallerini göstermektedir. Resimlerden hava ile kurutulmuş olan örnekte yapışmanın meydana geldiğini görebiliriz. Kritik noktali kurutma prosedürünün uygulandığı örnek, askıda kalan yapının serbest bırakılmasını gösterir ve dikkat edilmelidir ki ortamdaki nem de yapışma oluşmasına neden olur. Özellikle örnek nem oranı yüksek bir ortamda uzun süre bekletilirse yapışma meydana gelir. Bu sebepten dolayı MEMS örneklerini saklamak için nitrojen odaları tercih edilir.

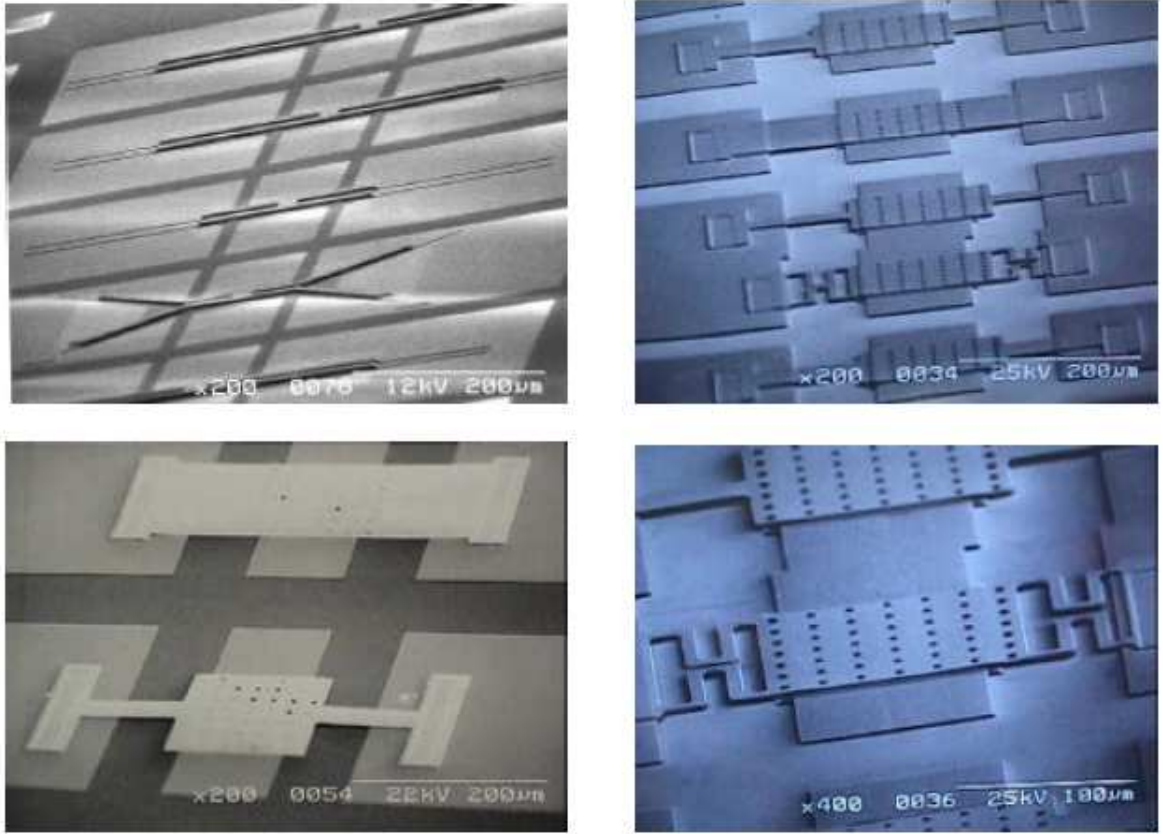


Şekil 3.4 MEMS örneklerini Kritik Nokta kurutma prosedürü uygulanmış ve uygulanmamış halinin SEM görüntüleri

3.3 RF-MEMS Anahtar Tasarımında Dikkat Edilmesi Gereken Hususlar

Bugüne kadar anahtarların gerçekleştirilmesinde birçok tasarım düşünülmüş ve uygulanmıştır. Buradaki amaç en iyi performansı elde etmek için anahtarların; güvenilirlik, aşağı çekme gerilimi, kapasitif oran ($C_{açık}/C_{kapalı}$)'nın incelenmesidir. Çeşitli tasarımların gerçekleştirilmiş örnekleri Şekil (3.5)'te gösterilmiştir. Bazı MEMS anahtarlar, köprü zarında birbirine yakın delikli olarak imal edilmiştir. Bu tabakanın kaldırılması için kuru etching tekniğinin kullanılması

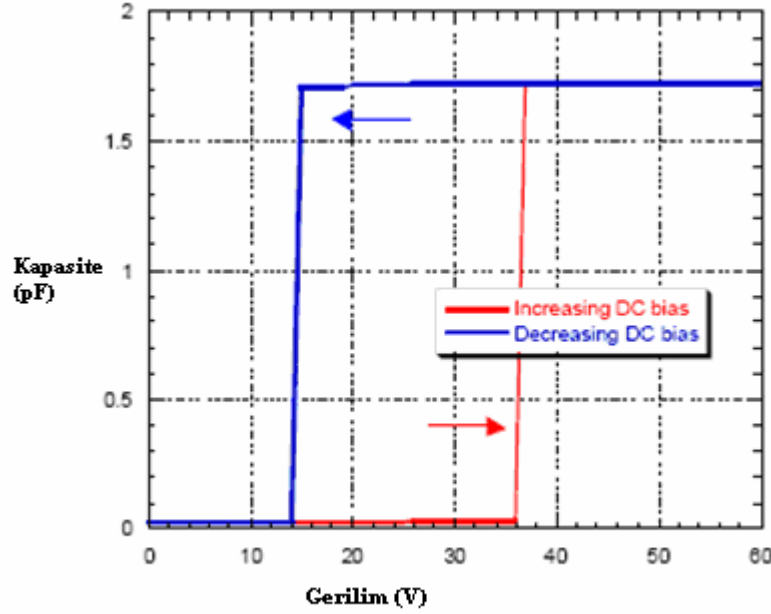
ve köprünün altındaki nemin azaltılarak anahtarın hızlı çalışması için yapılır.



Şekil 3.5 Bazı önemli MEMS tasarımlarının SEM görüntüleri

Bu RF-MEMS anahtarların DC karakteristikleri C-V metre ile ölçülebilir. Ölçüm sonuçları MEMS geometrilerine göre farklılık gösterir. Aşağı-durum kapasitesinin 2-7 pF civarında ve yukarı-durum kapasitesinin ise 20-100 fF civarında olduğu gözlemlenmiştir. Aşağı çekme gerilimi ise 15 ile 50 Volt aralığındadır. MEMS yapılarının dar destek kollu ve geniş zar temas alanına sahip olanları, geniş destek kollu ve küçük temas alanına sahip olanlarına göre çok daha az aşağı çekme gerilimi gerektirirler. Fakat bu durum, diğer bir sorunu ortaya çıkarır. Düşük aşağı çekme gerilimi gerektiren MEMS yapıları çok fazla süreç kontrolü gerektirir ve ölçüm sırasında genellikle bozulurlar. Devre uygulamaları sırasında RF-MEMS anahtarlardan faydalanırken, yukarı/aşağı durum kapasitelerinin tam kontrolü gerekmektedir ve bu yüzden saçılma alan kapasitelerinin modellenmesi ve hesaplanmasının zor olduğu yerlerde; basit MEMS yapıları kompleks olanlarına tercih edilebilir. Bu durum anahtarın performans kaybına uğramadan dikdörtgen zar yapısıyla basitçe cihazı modellemek için sonraki birçok tasarımı ilgilendirmektedir. DC C-V ölçümünde, genellikle MEMS anahtarı aktive etmek için yüksek aşağı çekme gerilimi gerektiği halde, Şekil 3.6'da gösterildiği gibi sonradan üst zarın aşağı

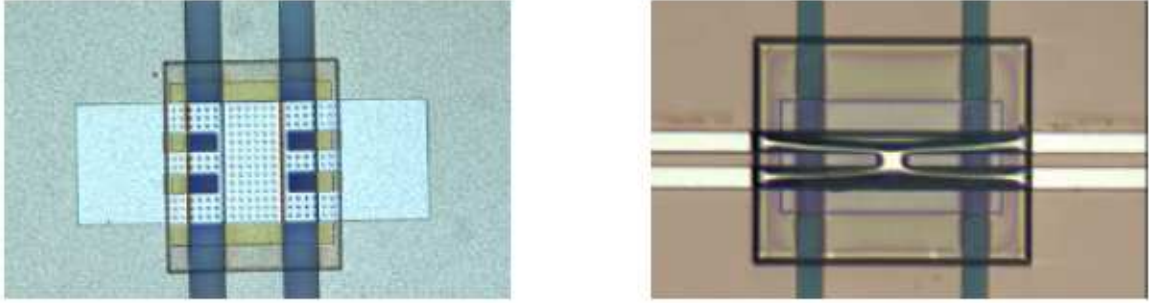
durumda kalabilmesi için çok daha az bir besleme gerilimi gerekir. Böyledir çünkü aşağı-durum halinde üst ve alt elektrotlar arasındaki boşluk azalır ve görece küçük DC Besleme, yüksek elektrik alan oluşturur ve böylece en üst metalin kendine has yay kuvveti, yüksek elektrostatik kuvvet ile dengelenir.



Şekil 3.6 RF-MEMS anahtarın ileri ve geri DC besleme salınımının C- V ölçümü.

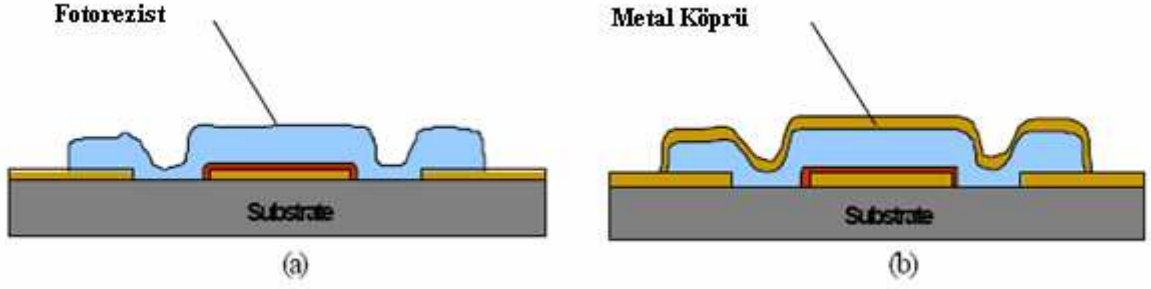
Diğer önemli parametre ise anahtarları aktive etmek için gereken gerilimdir. Birçok araştırmada RF-MEMS anahtar düşük aktivasyon gerilimi ile çalışması için tasarlanmaya çalışılmaktadır. RF-MEMS anahtarın aktivasyon gerilimi ve güvenilirliği en üst zarın mukavemetine ve kalitesine bağlıdır. Mukavemetin minimum olması, aşağı çekme geriliminin de minimum olması demektir. Düşük mukavemetli metal köprünün bulunması için en iyi teknikler araştırılmaktadır, farklı metaller (Altın, Nikel, Alüminyum, Titanyum vs.) ve çeşitli metal tortulanma durumları test edilmiştir. Sonuçlar, çok yavaş bir Altın veya Alüminyum e-beam (elektron ışıması) tortulanmasının güvenilirlik ve aşağı çekme gerilimi açısından en iyi sonuçları verdiğini göstermektedir (Şekil 3.7-a). Buradaki tasarımda anahtarların tipik aşağı çekme gerilimi, elektron ışıması tortulanma oranına, zarın kalınlığına, direnç profiline ve dikey mukavemet eğimine bağlı olarak 20-30 Volt'tur. Halen, Raytheon MEMS anahtarın aşağı çekme geriliminde 1.5 Voltluk bir sapma ile standart uygulamaları gerçekleştirmektedir. Şekil 3.7-b'de görüldüğü gibi Nikel oldukça yüksek mukavemet gösterir, bu mukavemet en üst tabaka serbest bırakıldığı zaman anahtarı aşağı çeker. Titanyum bazlı metal köprüler, ölçüm sırasında çalışmasına rağmen

Alüminyum ve Altının kesin alternatifi olarak görülememektedir. Titanyumun elektron ışıması ile tortulanması durağan değildir ve metalde kayda değer bir mukavemet meydana getirir ve çok çabuk oksitlenir. Bu durum da anahtarların mekanik ve elektriksel özelliklerini etkiler.

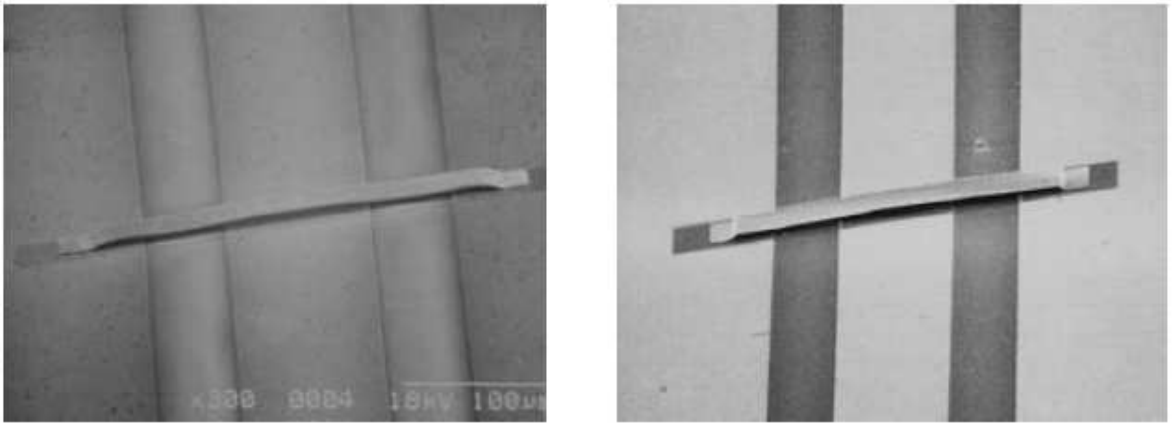


Şekil 3.7 a) Alüminyum tortulanmasından önceki MEMS Anahtar resmi (solda) b) Nikel tortulanmasından önceki MEMS Anahtar resmi (sağda). Burada köprünün zorlanımı açıkça görülebilir

Diğer bir önemli konu ise güvenilir teknik bir gelişme olan en üst tabakanın planarizasyonudur. Birçok mikrodalga uygulamasında, sinyal iletim kaybını azaltmak için koplanar dalga kılavuzları genellikle 1 μm kalınlığında tasarlanır. Örnekte metal köprünün yüksekliği ve profili, kaldırılan fotorezistin yüksekliğine ve profiline göre ayarlanır. Şekil 3.8’de gösterildiği gibi, kalın transmisyon hattı metal köprünün düzensiz yüzey profiliyle sonuçlanır. Bu durum eğer zar yeterince düzgün değilse meydana gelir, ve zar aşağıya doğru çekildiğinde merkez iletkene iyi temas sağlanamaz. Bu durumda beklenenden farklı olarak düşük kapasite değeri ile ortaya çıkar. Ek olarak, zarın düzlemsel olmayan profili gerilme kuvvetini azaltır ve böylece metal köprüdeki yay sabiti (k), düşük anahtarlama hızı ve anahtarların güvenilirliğinde azalma görülür. Böylece, fotorezistin profilindeki salınımları azaltmak için etkili bir işlem belirlemek çok önemlidir. Kaldırılacak fotorezist kısmın yüzeyini düzleştirmek için çok yüksek sıcaklıklarda (~ 280 derece) fotorezistin akışkanlığını önlemek için çok fazla çaba sarf edilmektedir. Şekil 3.9 üretilen iki örneğin yüksek sıcaklık ters dalgalanma işlemi uygulanan ve uygulanmayan iki SEM resimlerini gösterir. Soldaki resimde yüksek sıcaklıktaki ters dalgalanma işlemi uygulanmayan metal köprünün profilinin düzlemsel olmadığını görebiliriz. Profildeki bu durum sağdaki görüntüde gösterildiği gibi, 280°C ’deki sıcak plaka üzerinde 3 dakika bekletilerek yüksek sıcaklıkta ters dalgalanma işlemiyle giderilebilir.



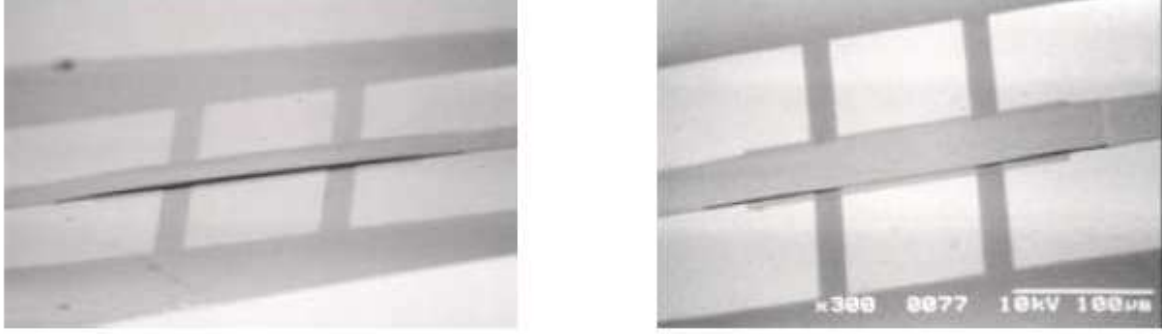
Şekil 3.8 Fotorezistin düzgün olmayan profilinin metal deposisyonundan önceki ve sonraki halini göstermektedir



Şekil 3.9 Yüksek sıcaklıkta ters dalgalanma işlemi uygulanmayan örneğin SEM resmi (solda) (Zarın düzlemsel olmayan profili belirgindir). Yüksek sıcaklıkta tekrar akış ile düzeltilen örneğin anlık görüntüsü. Profildeki birçok düzensizlik kaybolmuş, en alttaki iletken ile olan temas artmıştır (sağda)

10 GHz in altındaki uygulamalar için üretilen RF-MEMS anahtarlarda bazı güçlüklerle karşılaşılmaktadır. Bu amaçla, en üst zar olağan ($300\mu\text{m} \times 30\mu\text{m} - 80\mu\text{m}$) yerine $300\mu\text{m} \times 200\mu\text{m}$ 'ye genişletilmiştir. Fakat en üst zarın büyüyen alanı, yapışma oluşmasına neden olur ve kritik serbest bırakma olabilmesi için çok büyük değişiklikler gerekmektedir. Bu işlemin verimliliği oldukça azdır. Sadece birkaç MEMS cihazı yapışma olmadan başarıyla gerçekleştirilmiştir (Şekil 3.9-a). Ek olarak, DC ölçüm yapılamadan cihazlar başarıyla serbest bırakılmıştır. Anahtarı yukarı konumdan aşağı konuma getirebilmek için DC beslemeye başvurulmuştur. Fakat DC besleme geriliminin kaldırılmasından sonra zar tekrar yukarı konuma gelememiştir (Şekil 3.10-b). Bundan dolayı daha büyük tasarımların problemlere yol açacağı düşünülmektedir. Yapılar çok daha geniş olarak tasarlanabilir ancak, bu durumda silikon nitritin dielektrik tabakasındaki şarj etkileri çok büyür ve de dielektrik tabaka ve metal köprü arasında yapışma meydana gelir. Metal köprüünün esnekliği aşağı konuma getirilen en üst elektrotu tekrar

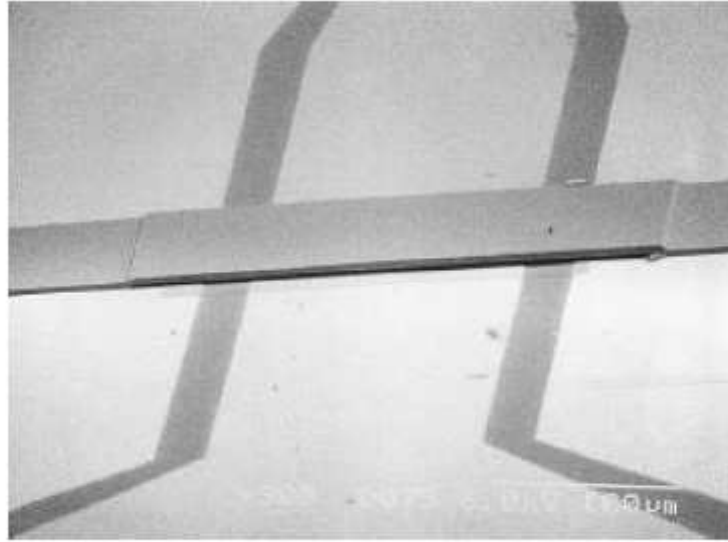
yukarı konuma getirebilmek için yeterli değildir. Güvenilir anahtarlama işlemi için, RF-MEMS anahtar kesin ölçülerdeki üst metal köprünün boyuna ve genişliğine sahip olmalıdır. Burada dikkat edilmesi gereken en önemli nokta, metal köprünün uzunluğu 350 μm 'yi aşmamalıdır ve genişliği 100-120 μm arasında olmalıdır. 10-30 GHz'deki uygulamalarda genellikle köprünün uzunluğu 250 μm ve genişliği 80 μm olarak seçilir.



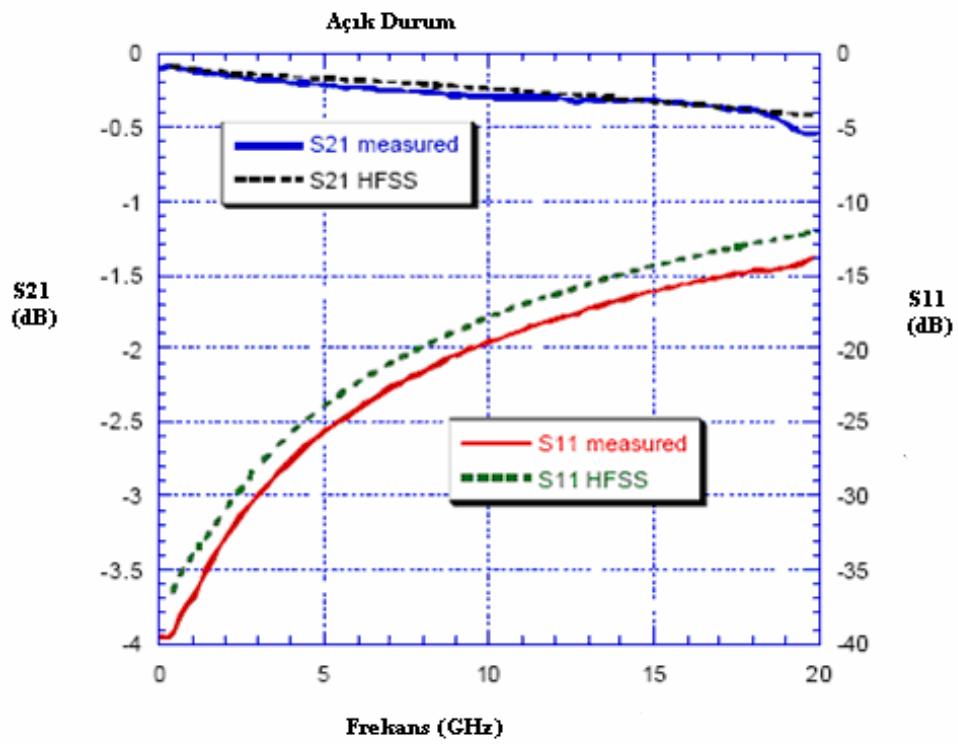
Şekil 3.10 Anahtarların SEM resimleri : a) (solda) Yapı (zar) serbest bırakılmış, b) (sağda) Sürekli bir yapışma meydana gelmiştir

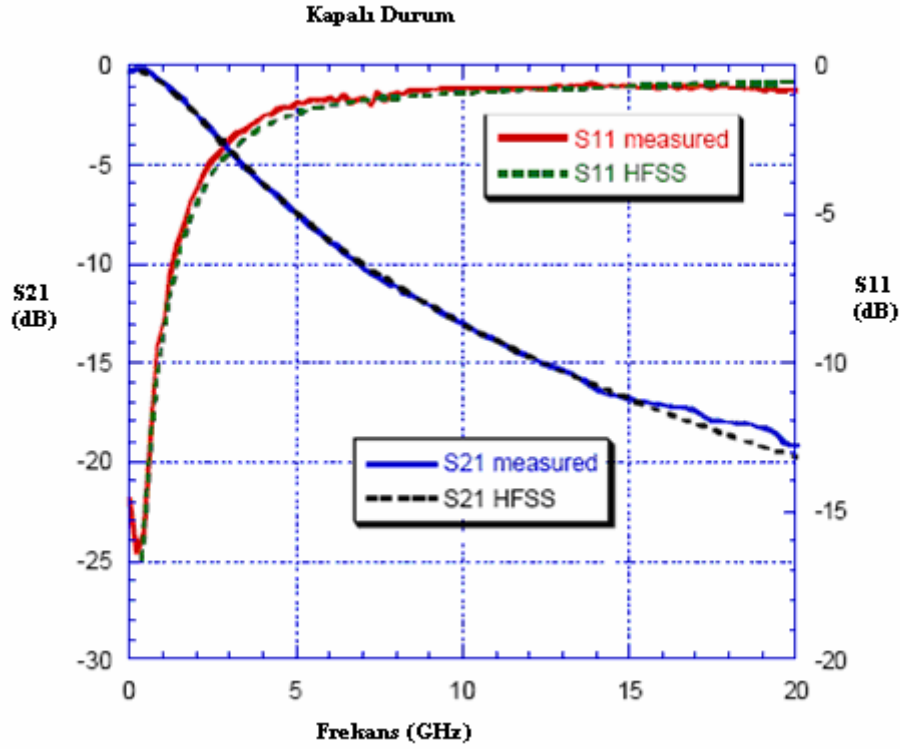
3.4 RF-MEMS Anahtarların Mikrodalga Karakteristiği

Yapılan testlerde anahtarların davranışı ve modellenmesi için koplanar dalga kılavuzu iletim hatlarının içine yerleştirilmektedir. Düzlemsel dalga kılavuzunun merkezinden geçen hat hem elektrostatik aktivasyon hem de transmisyon hattı ile zar arasında RF kapasitesi sağlar. Anahtar açık konumda iken, 25-75 fF seviyesinde düşük toprak kapasitesi meydana gelir ve bu kapasite transmisyon hattındaki sinyal üzerinde etki meydana getirmez. Anahtar kapalı konumda iken, toprak kapasitesi 1.2-3.6 pF seviyelerine çıkar. Bunun sonucunda anahtar, mikrodalga frekanslarda mükemmel bir kısa devre ve yüksek izolasyon sağlar. Şekil 3.11 titanyum temelli bir MEMS anahtarın SEM (Scanning Electron Microscope: tarayıcı elektron mikroskobu) resmini göstermektedir. Bu örnekte MEMS anahtarın üst zarının kalınlığı, katılığı arttırmak için oldukça kalın (çoğunlukla kullanılan 1-2 μm yerine 4 μm) seçilmiştir. Bunun sonucunda ölçülen çekme gerilimi normale göre yaklaşık 95 Volt yükselmiştir. Bu örnek bizim MEMS anahtar üzerinde RF ölçümleri yapmamıza ve RF frekanslardaki elektriksel parametreleri hakkında faydalı bilgilere ulaşmamıza imkân sağlamaktadır. (Jung, 2005)



Şekil 3.11 10 GHz de anahtarlama durumundaki RF-MEMS anahtarın SEM Resmi.





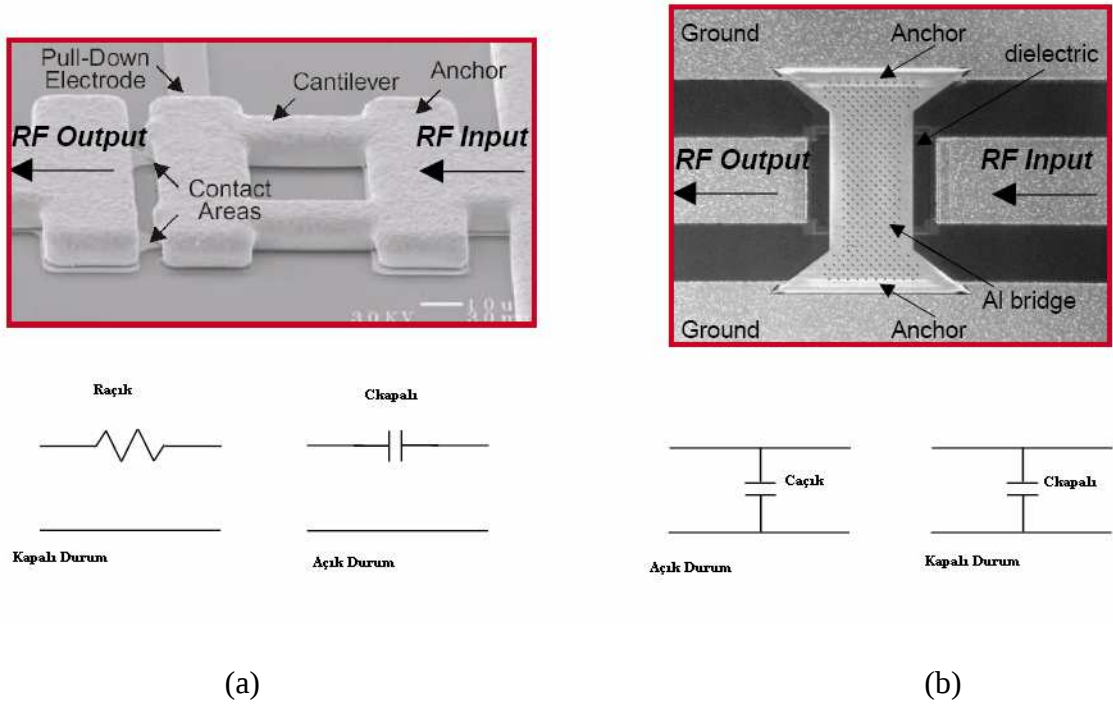
Şekil 3.12 Şekil 3.11’de verilen anahtarın ölçümlerle ve HFSS ile elde edilen S-Parametre Bilgileri: Üstteki grafik açık (up) konum, alttaki ise kapalı (down) konum içindir.

Şekil (3.12) MEMS anahtarın kapalı ve açık durumları için 0-20 GHz frekans aralığında ölçülen S parametrelerini göstermektedir. Bu konfigürasyonda açık konumdaki S_{21} değeri anahtarın “ekleme kaybı” olarak, kapalı durumdaki S_{21} parametresi ise anahtarın “izolasyonu” olarak yorumlanabilir. 10 GHz deki anahtarlama işleminde, anahtar açık konumdayken -15 dB’den iyi bir geri dönüş kaybıyla birlikte eklenme kaybı -0.3 dB’dir. Anahtar kapalı konuma getirildiğinde, izolasyon -13 dB’olmaktadır.

3.5 RF-MEMS Anahtarın Modellenmesi

İlerleyen iki bölümde RF-MEMS anahtarlar hem seri hem paralel konfigürasyonlarda incelenecektir. Şekil 3.13, seri ve paralel anahtar yapıları ile bu anahtarların basitleştirilmiş eşdeğer devrelerini göstermektedir. Bu eşdeğer devreler, anahtarların özelliklerini tam olarak karakterize etmese de önemli parametreleri içermektedir. Örnek olarak, seri bir anahtar kapalı durumda 1 Ω ’dan az bir dirence sahip olursa 0.1 dB’den daha az araya ekleme kaybına sahip olur.

Anahtarlar ayrıca anahtarın S-parametrelerini elde etmek amacıyla sonlu elemanlar metoduna dayalı tam dalga analizi kullanılarak karakterize edilmiştir. Anahtarın tam dalga elektromagnetik simülasyonu (Ansoft High Frequency Structure Simulator) HFSS programı yardımıyla yapılmıştır. Analizi yapıldıktan sonra, S-parametreleri 1GHz den 50 GHz'e kadar olan aralıkta elde edilmiştir. Sınır ışıma koşulları da kutunun altı yüzeyinde de hesaplanmıştır. Tam dalga analizi yapıldıktan sonra 1- 50 GHz arasında S-parametreleri elde edilmiş olur. Bu arada alt tabakanın bağıl dielektrik sabiti 5.7 olup, kayıpsız olduğu varsayılmıştır. Alt tabakanın kalınlığı 500 μm ve CPW (coplanar wave guide- eşdüzlemsel dalga kılavuzu) iletkenleri ve RF-MEMS anahtarlar mükemmel iletken gibi davranırlar. Bu sonuçlardan elde edilen veriler ışığında yeniden şekillenebilir anten tasarımında kullanılacak anahtar yapısına ve konfigürasyonuna karar verilmiştir.

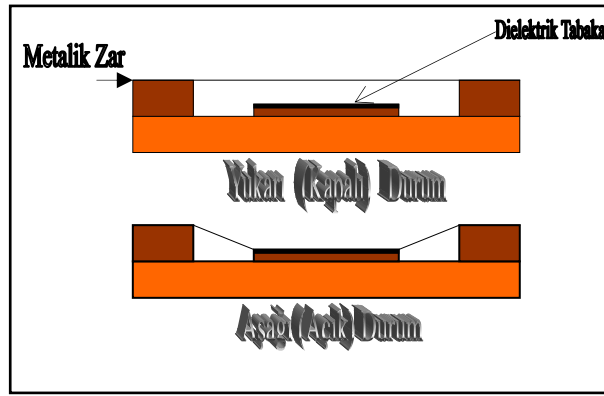


Şekil 3.13 (a) Seri anahtar ve basit eşdeğer devresi. (b) Paralel anahtar ve basit eşdeğer devresi

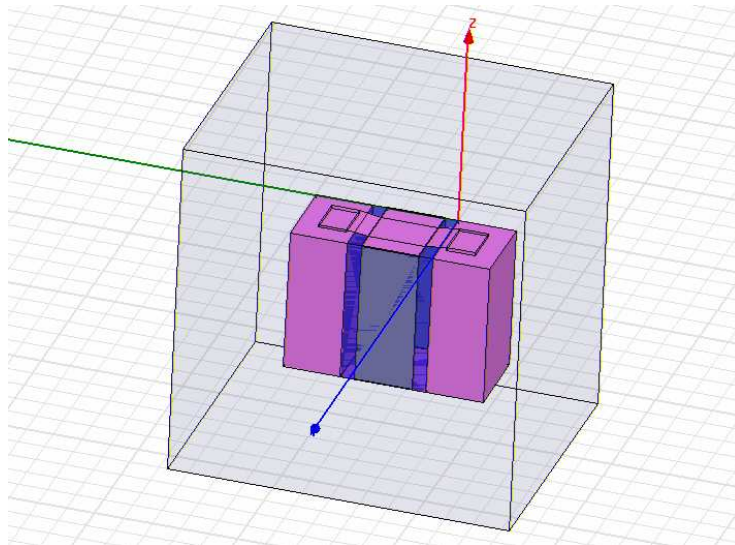
3.5.1 RF-MEMS Kapasitif Paralel Anahtar

Bu bölümde mikrodalga baskılı devre üzerine oluşturulan RF-MEMS kapasitif paralel anahtar incelenecektir. RF-MEMS anahtarın fonksiyonel blok diyagramı Şekil 3.14'de gösterilmiştir. Koplanar dalga klavuzu, toprak yapısıyla birlikte kullanılmıştır. Alt taban malzemesi olarak cam seçilmiştir ($\epsilon_r = 5.75$). Alt taban kalınlığı 500 μm 'dir. RF sinyal genişliği 200 μm 'dir. Alt elektrodla temas alanını belirleyen metalik zar genişliği 150 μm olarak tasarlanmıştır ve kalınlığında 0.5 μm 'dir

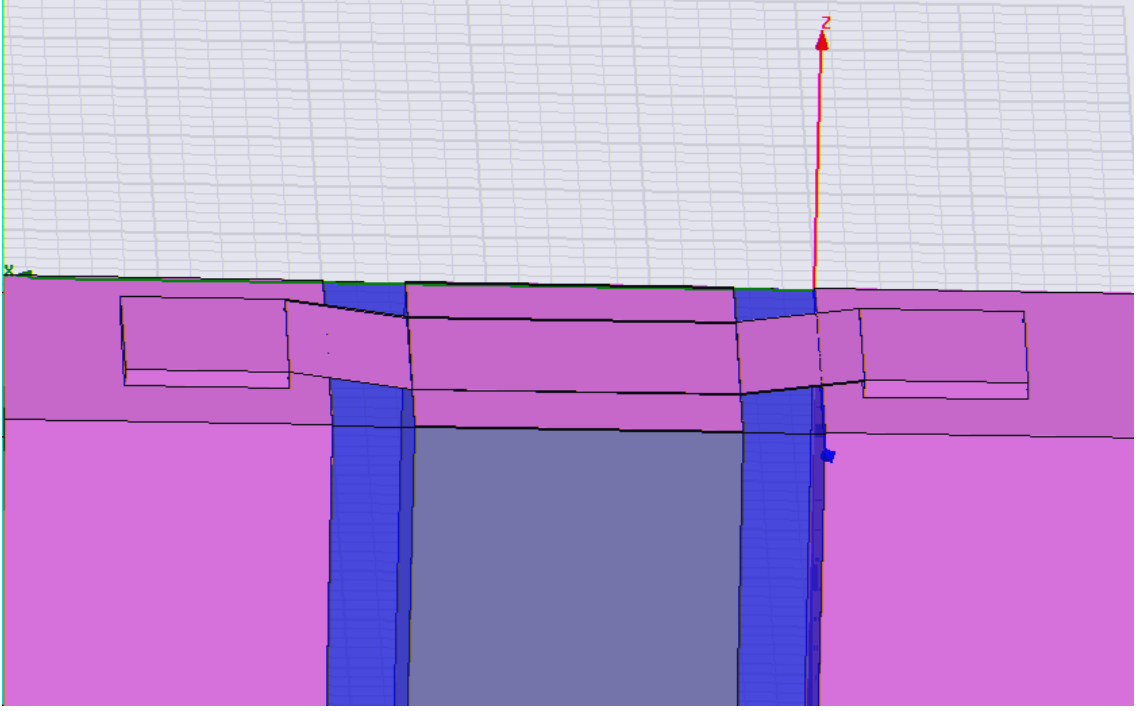
Anahtarların dielektrik katmanı için silikon-nitrit ve bakır-oksit kullanılarak inceleme yapılmıştır. Bakır oksit kullanımının çeşitli avantajları olduğu ortaya çıkmıştır. Öncelikle bakır oksitin yüksek dielektrik sabiti ($\epsilon_r=18.1$), yüksek aşağı durum kapasitesi sağlamış ve rezonans frekansını daha aşağı frekans bandına çekmiştir. Anahtarlama performansı açısından yüksek kapasite oranı sağlanmalıdır ve bunun içinde aşağı durum kapasitesi mümkün olduğunca yüksek olmalıdır. Aynı zar ve dielektrik tabaka kapanma alanında bakır-oksit, silikon-nitrite göre daha yüksek kapasite oranına sahiptir. Böylece simülasyonlar sonucunda bakır-oksit RF-MEMS anahtarın silikon-nitrit’li RF-MEMS anahtara göre daha düşük frekansta daha iyi izolasyon değerlerine sahip olduğu görülmüştür.



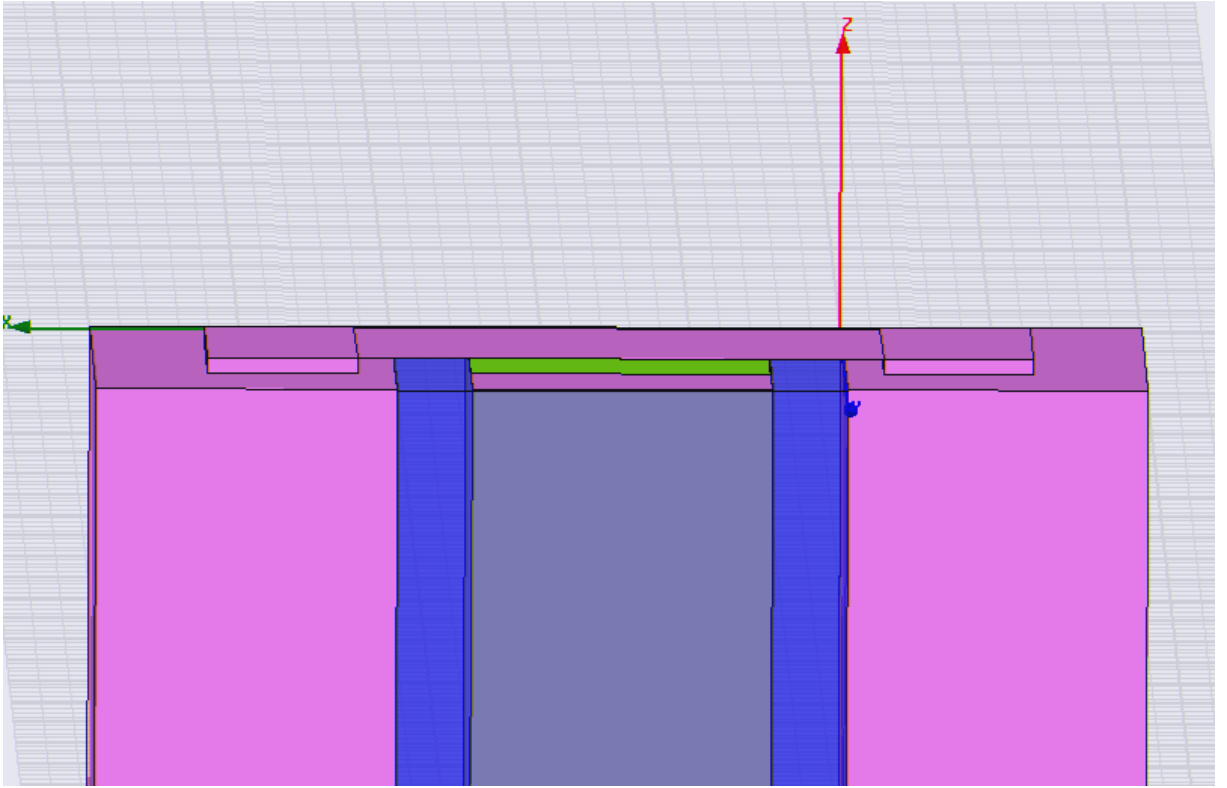
Şekil 3.14 RF-MEMS kapasitif paralel anahtarın fonksiyonel diyagramı



Şekil 3.15 HFSS’de Modellenmiş RF-MEMS Kapasitif Anahtar



Şekil 3.16 RF-MEMS Kapasitif Anahtarın Aşağı Durumu (Anahtar Açık)



Şekil 3.17 RF-MEMS Kapasitif Anahtarın Yukarı Durumu (Anahtar Kapalı)

Bakır-oksit ve silikon-nitrit MEMS anahtarların RF karakteristiklerini karşılaştırmak için kullanılmıştır. Metalik zar ile alt elektrod arasındaki yükseklik 10 µm olarak seçilmiştir.

Anahtarlama performansını arttırmak için kapalı durum kapasitesi mümkün olduğunca yüksek olmalıdır. Bu kapasite oranını yükseltmek için iki yol incelenmiştir. İlk olarak dielektrik tabakanın kalınlığını incelemek, ikinci olarak yüksek dielektrik sabitine sahip malzeme kullanmak. Aşağı durum kapasitesi aşağıdaki gibi hesaplanabilir.(Jung, 2005)

$$C_{kapalı} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{t_{diel}} \quad (3.7)$$

t_{diel} = Dielektrik tabakanın kalınlığı

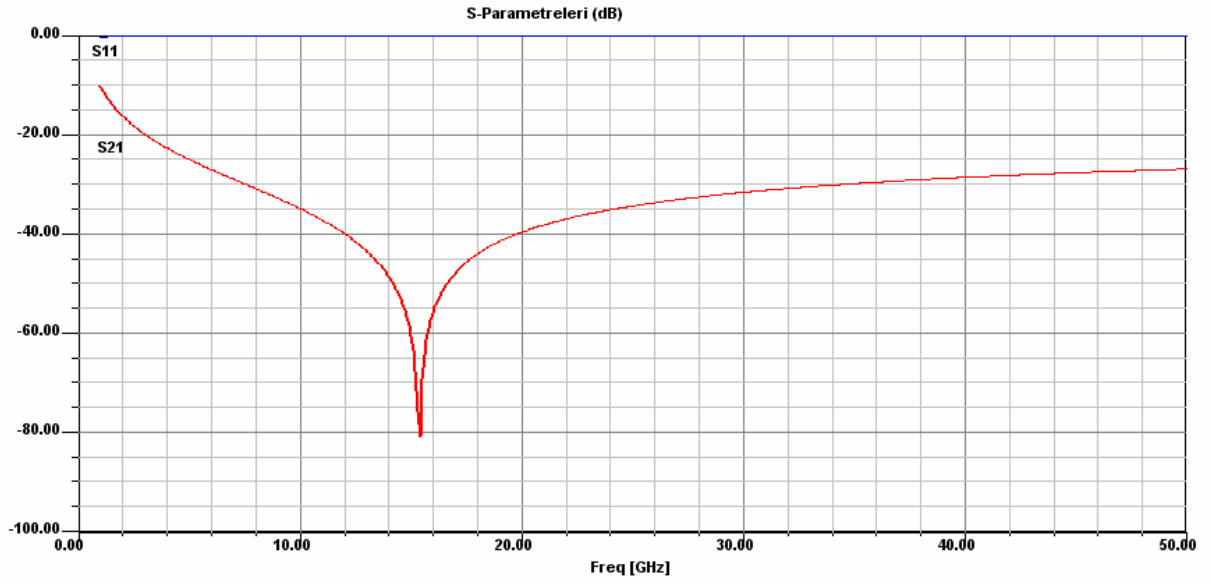
A = Metalik zar ile alt elektrod arasındaki kesişim alanı

ϵ_r = Bağıl Dielektrik Sabiti

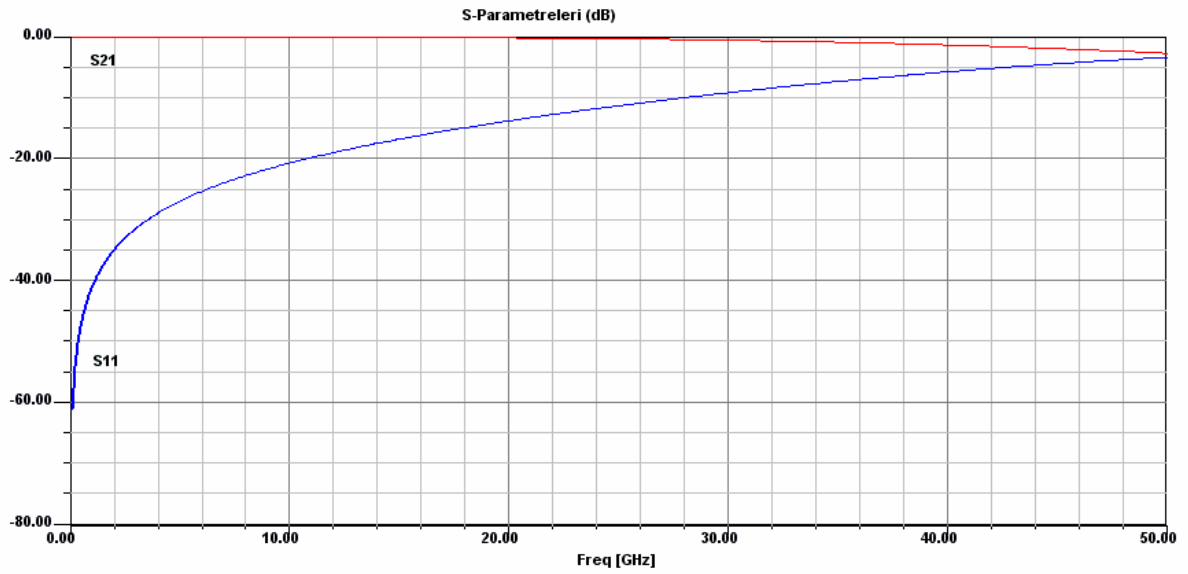
İnceleme yapılan her iki dielektrik malzeme için kesişim alanları sabit tutulmuştur. Dielektrik kalınlığı 0.1µm ile 0.3 µm arasında değiştirilmiştir. Aynı kalınlıkta bakır-oksitin aşağı durum kapasitesi silikon-nitrite göre üç kat daha fazla olarak hesaplanmıştır. Şekil 3.18 - Şekil 3.21’de 0.1 µm kalınlıklı silikon-nitrit ve bakır-oksit ile tasarlanmış anahtarın simülasyonu sonucunda elde edilen S-parametre grafikleri 0-50 GHz aralığında açık ve kapalı durum için verilmiştir.

Şekillerden de görüleceği üzere bakır-oksitin izolasyon frekansı silikon-nitrite göre daha aşağı frekans bandındadır. İzolasyon frekansı yaklaşık olarak 5-6 GHz kaymıştır. İki anahtar yapısında da S_{21} parametresi 5 GHz’den sonra 20 dB’in altına inmiştir.

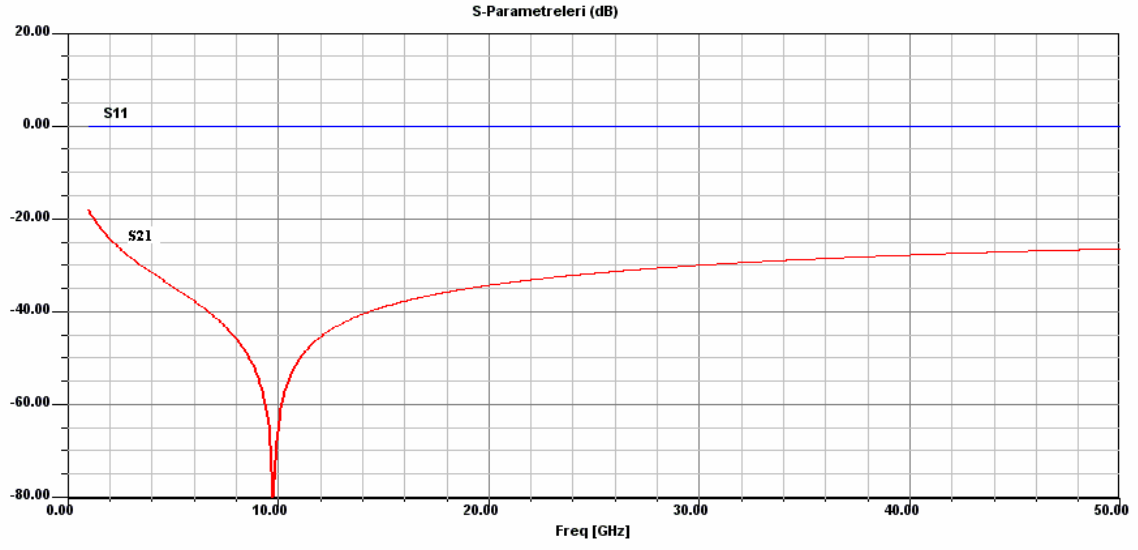
Şekil 3.22-3.23’de anahtarların kapalı durumda S_{21} parametresini verilmiştir. Bakır-oksitle tasarlanan anahtarın izolasyon frekansı 10-20 GHz aralığında değişirken, silikon nitritle tasarlanan anahtarın 15-30 GHz aralığında değişmektedir.



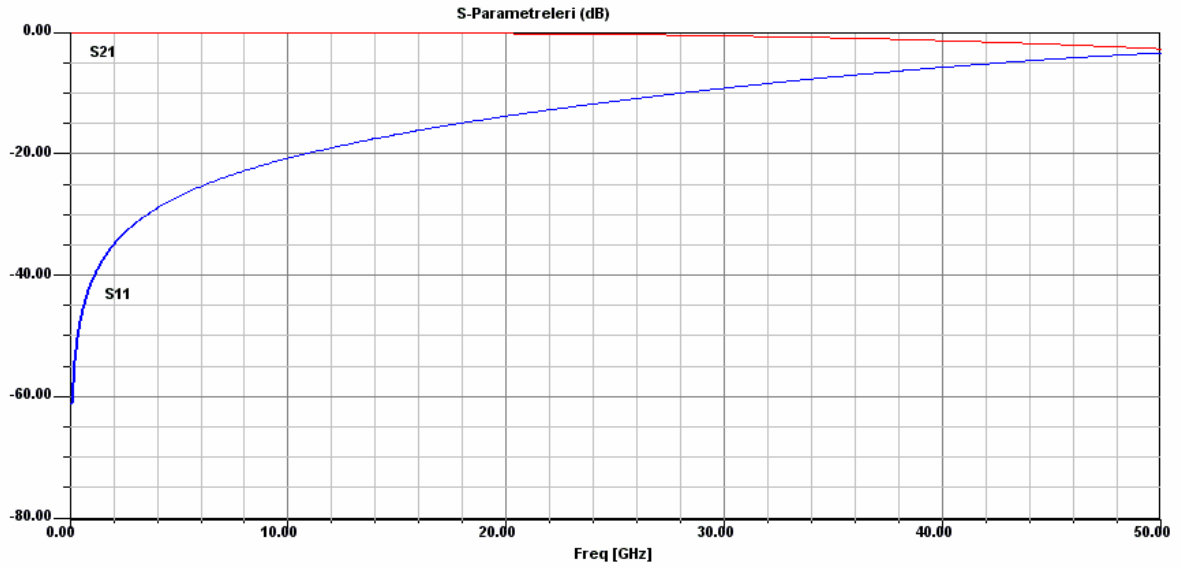
Şekil 3.18 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın Aşağı Durumu (Anahtar Açık)



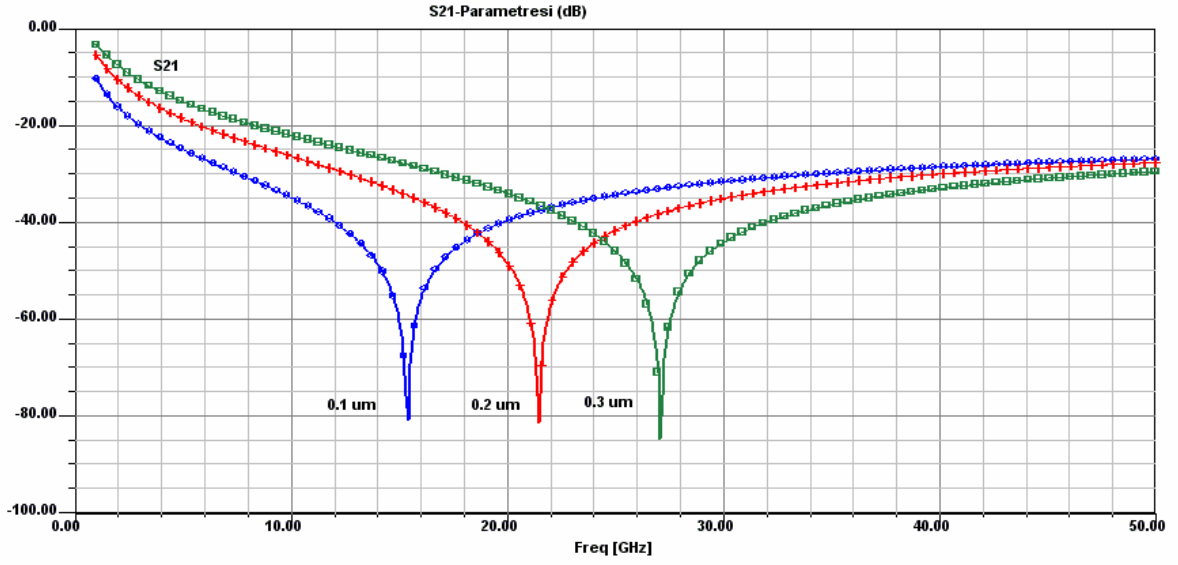
Şekil 3.19 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın Yukarı Durumu (Anahtar Kapalı)



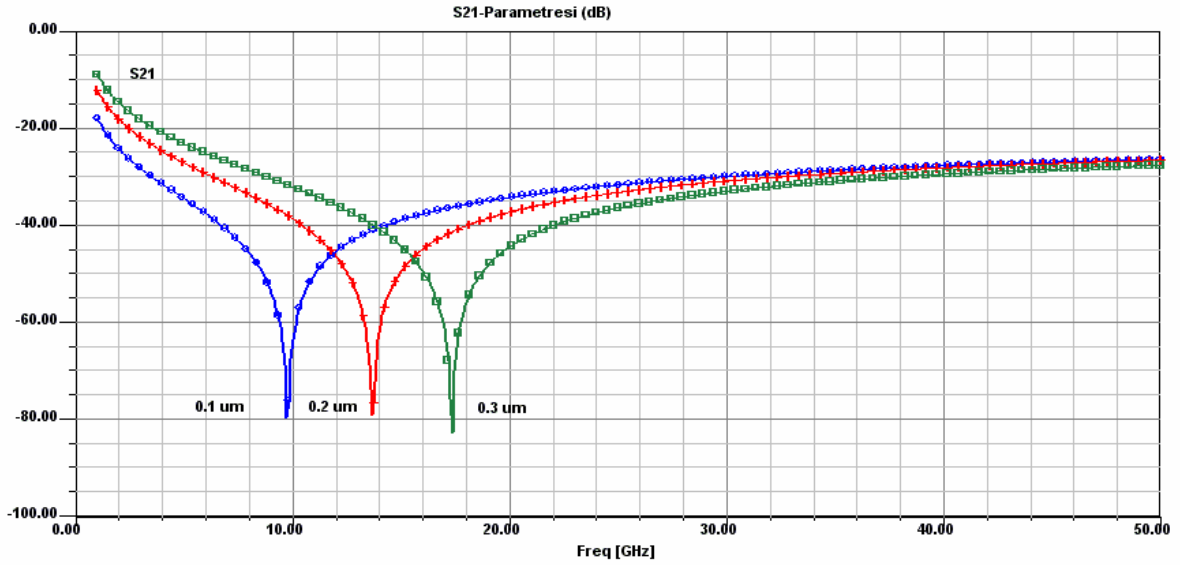
Şekil 3.20 Bakır-oksit'le tasarlanan anahtarın Aşağı Durumu (Anahtar Açık)



Şekil 3.21 Bakır-oksit'le tasarlanan anahtarın Yukarı Durumu (Anahtar Kapalı)



Şekil 3.22 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın dielektrik kalınlığı 0.1 μm – 0.3 μm arasındaki değişiminin izolasyon frekansına etkisi

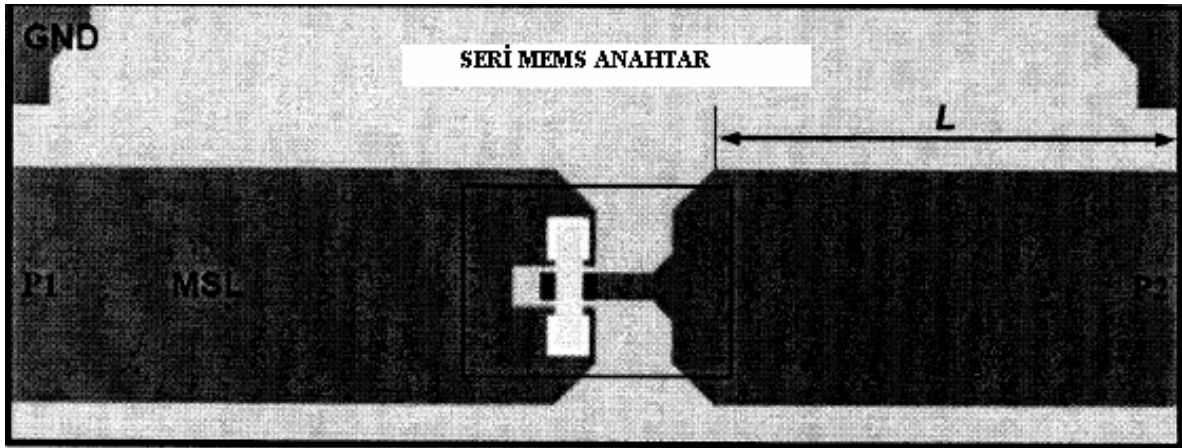


Şekil 3.23 Bakır-oksit’le tasarlanan anahtarın dielektrik kalınlığı 0.1 μm – 0.3 μm arasındaki değişiminin izolasyon frekansına etkisi

3.5.2 RF-MEMS Kapasitif Seri Anahtar

Bu bölümde mikrodalga baskılı devre üzerine oluşturulan RF-MEMS kapasitif seri anahtar incelenecektir. RF-MEMS anahtarın yapısı şekil 3.24'de, fonksiyonel blok diyagramı Şekil 3.25'de gösterilmiştir. Anahtarın izolasyonu (anahtar açık) ve araya ekleme kaybı (anahtar kapalı) durumları HFSS simulasyonları ile incelenmiştir.

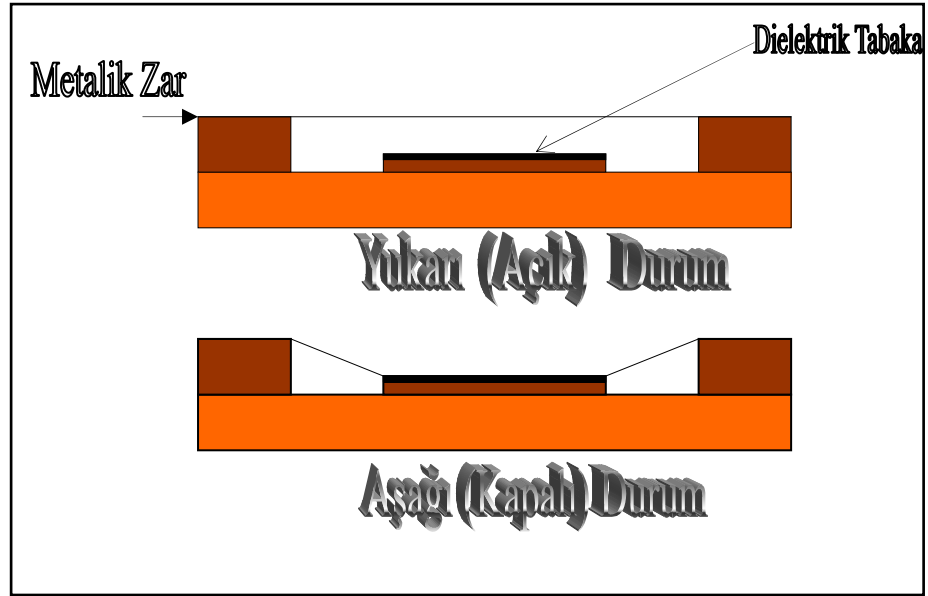
Bu anahtarlar genelde yeniden şekillenebilir devrelerde olduğu üzere mikroşerit hat yapısıyla tasarlanmıştır. Bir önceki bölümde olduğu gibi anahtarların dielektrik katmanı için silikon-nitrit ve bakır-oksit kullanılarak inceleme yapılmıştır. Alttaban malzemesi olarak cam seçilmiştir ($\epsilon_r = 5.75$) ve alttaban kalınlığı $500\ \mu\text{m}$ 'dir. RF sinyal genişliği $200\ \mu\text{m}$ 'dir. Alt elektrodla temas alanını belirleyen metalik zar genişliği $150\ \mu\text{m}$ olarak tasarlanmıştır ve kalınlığı $0.5\ \mu\text{m}$ 'dir



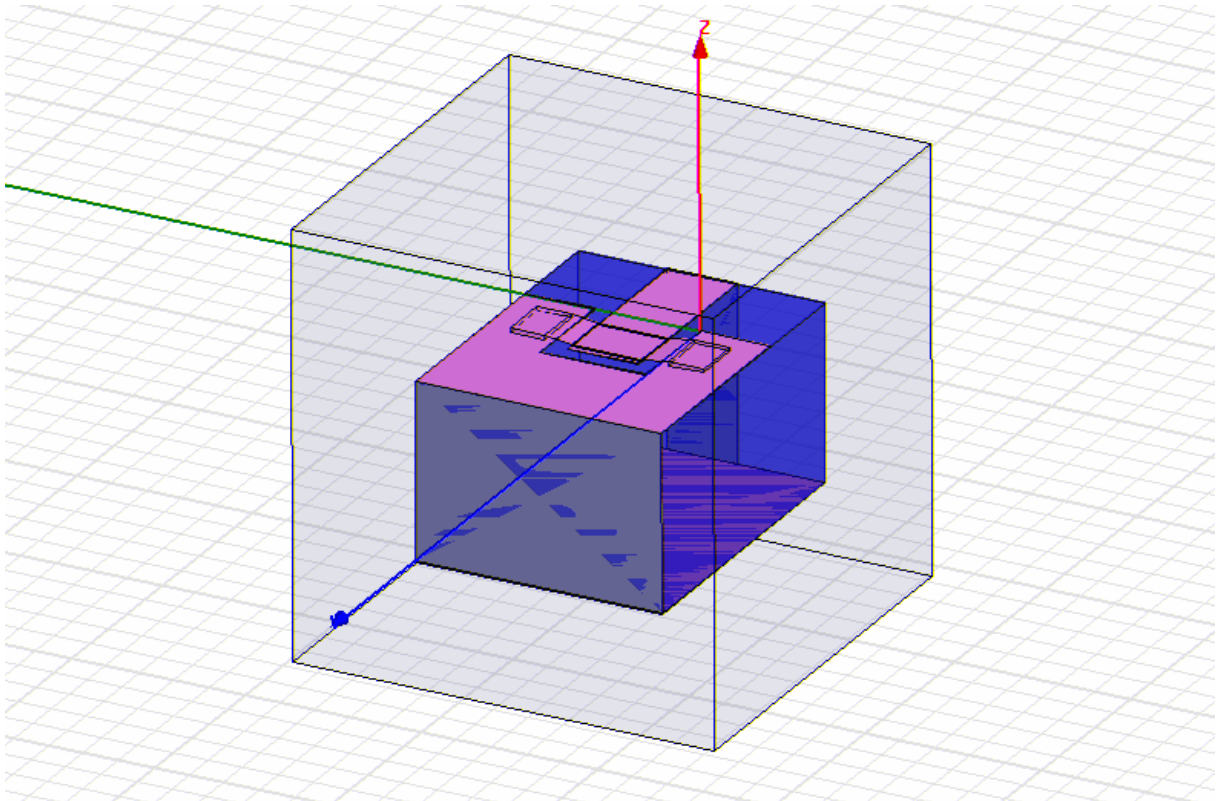
Şekil 3.24 RF-MEMS Kapasitif seri anahtarın yapısı

Şekil 3.29 - Şekil 3.32'de $0.1\ \mu\text{m}$ kalınlıklı silikon-nitrit ve bakır-oksit ile tasarlanmış anahtarların simülasyonu sonucunda elde edilen S-parametre grafikleri 0-5 GHz aralığında açık ve kapalı durum için verilmiştir.

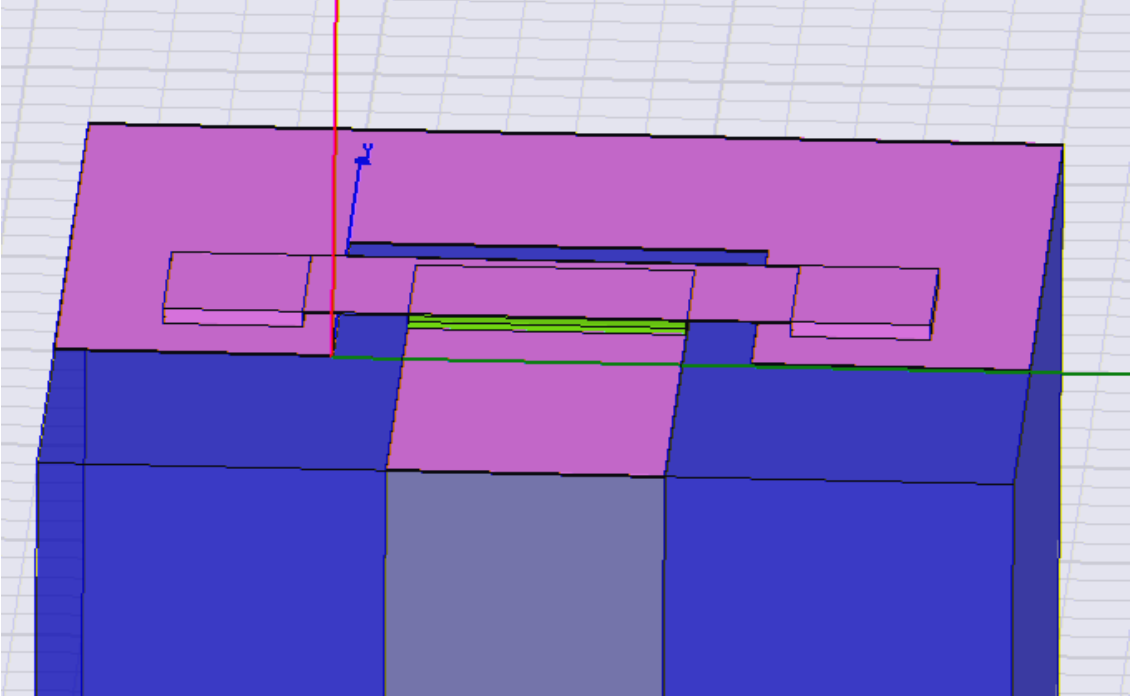
Şekil 3.33 – Şekil 3.34'de anahtarların kapalı durumda S_{21} parametresini kapalı olarak vermiştir. Bakır-oksitle ve silikon-nitritle tasarlanan anahtarın izolasyon değerleri $0.1\text{-}0.3\ \mu\text{m}$ aralıklarında incelenmiştir. Anahtarların $0.2\ \mu\text{m}$ kalınlığa kadar çalışabildikleri simülasyon sonuçlarından ortaya çıkmıştır.



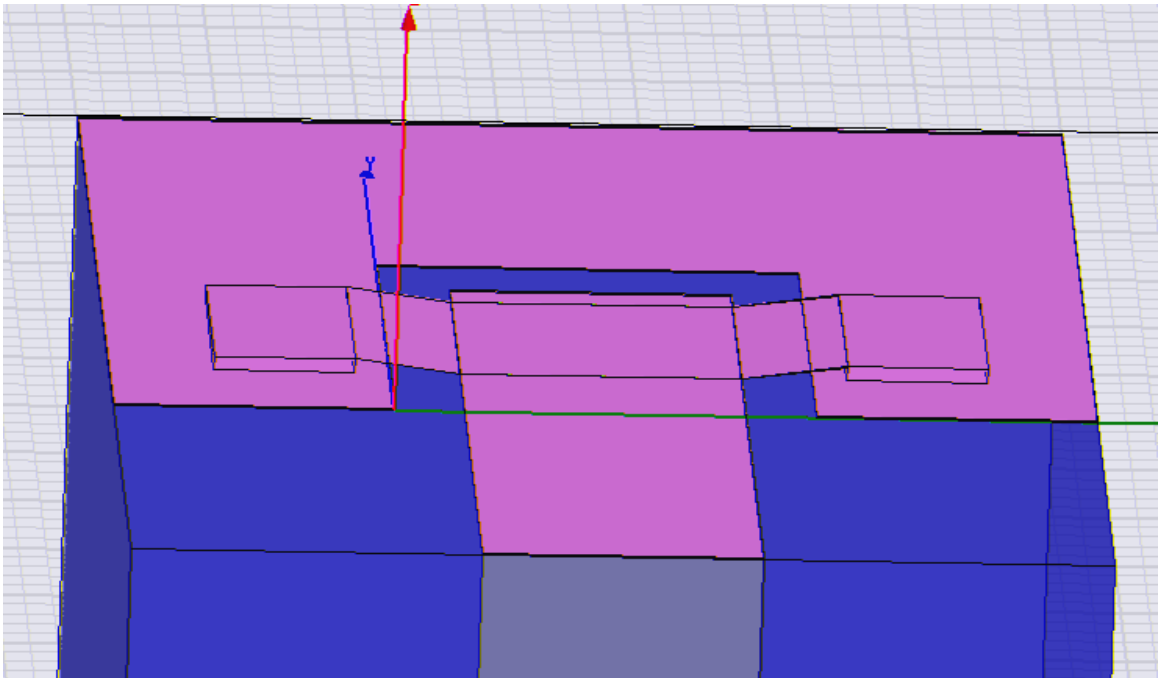
Şekil 3.25 RF-MEMS kapasitif seri anahtarın fonksiyonel diyagramı



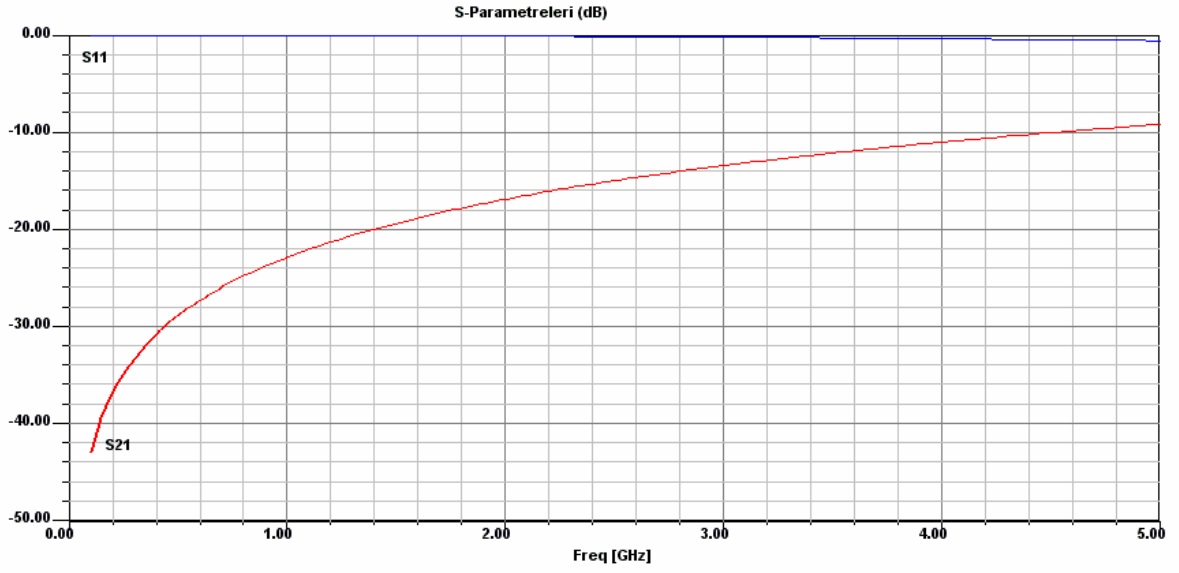
Şekil 3.26 HFSS'de Modellenmiş RF-MEMS Kapasitif Seri Anahtar



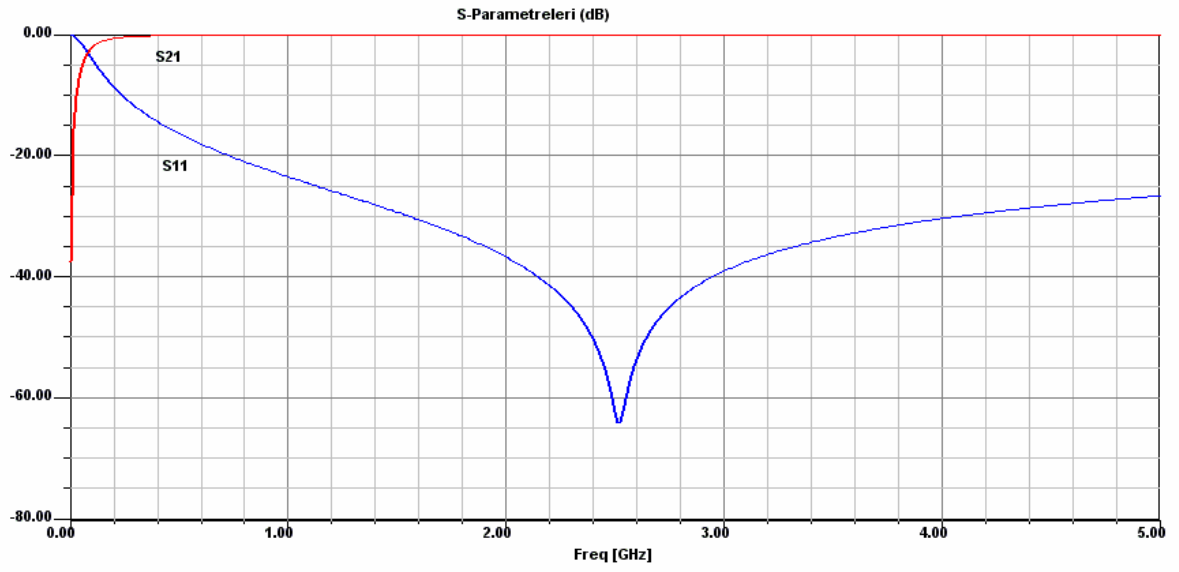
Şekil 3.27 RF-MEMS Kapasitif Seri Anahtarın Yukarı Durumu (Anahtar Açık)



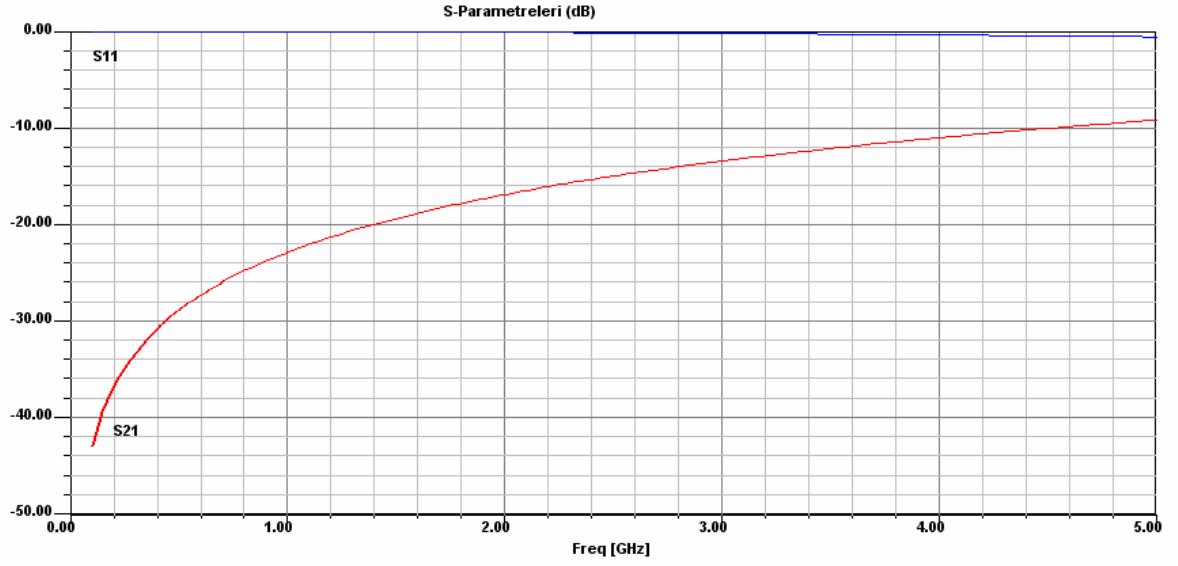
Şekil 3.28 RF-MEMS Kapasitif Seri Anahtarın Aşağı Durumu (Anahtar Kapalı)



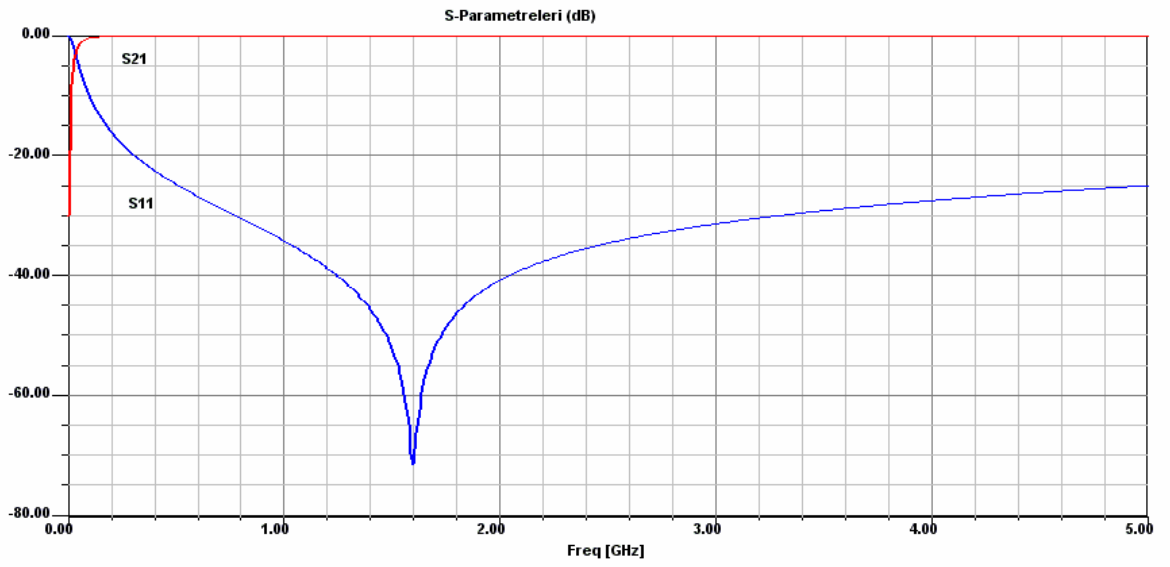
Şekil 3.29 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın yukarı durumu (Anahtar Açık)



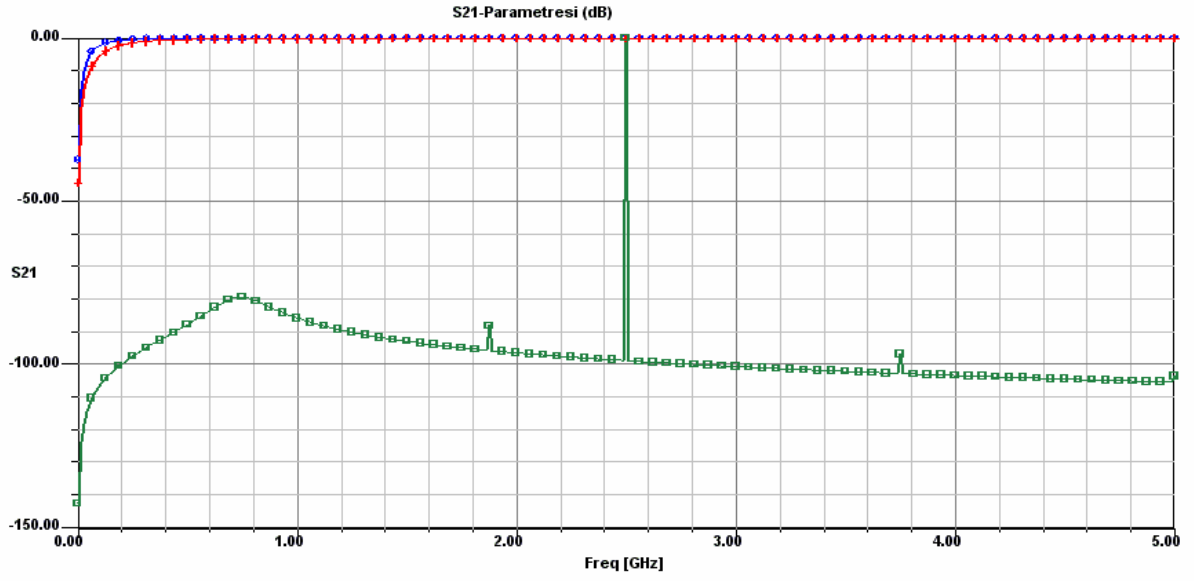
Şekil 3.30 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın aşağı durumu (Anahtar Kapalı)



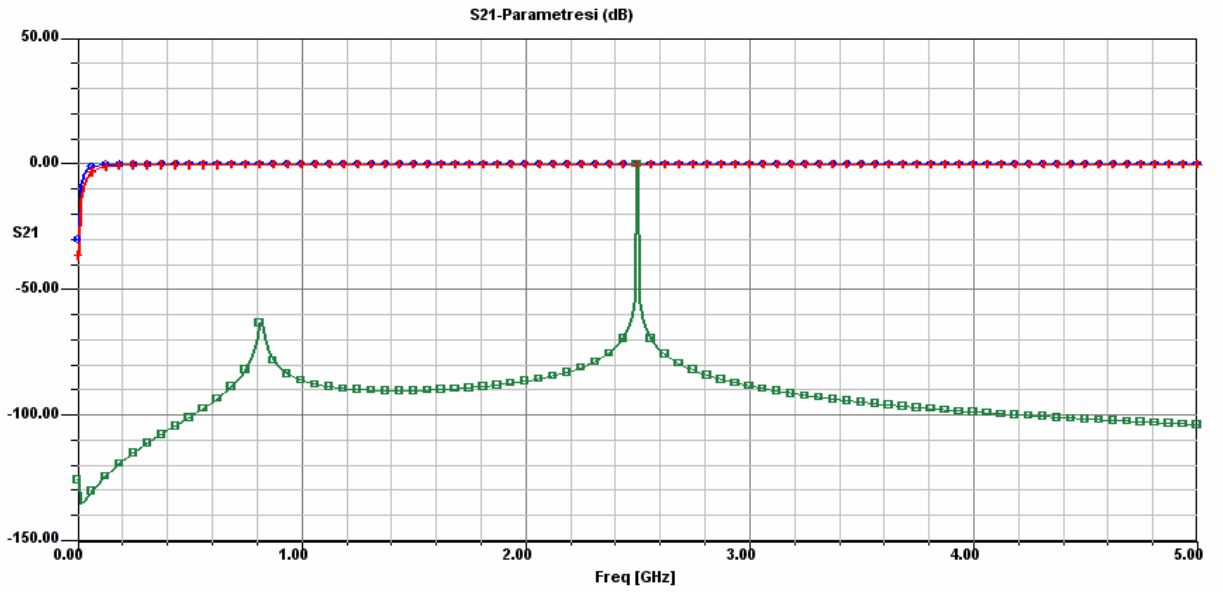
Şekil 3.31 Bakır-oksit'le tasarlanan anahtarın yukarı durumu (Anahtar Açık)



Şekil 3.32 Bakır-oksit'le tasarlanan anahtarın aşağı durumu (Anahtar Kapalı)



Şekil 3.33 Silikon-Nitrit’le tasarlanan anahtarın dielektrik kalınlığı $0.1\ \mu\text{m} - 0.3\ \mu\text{m}$ arasındaki değişiminin izolasyon (S_{21}) frekansına etkisi



Şekil 3.34 Bakır-oksit’le tasarlanan anahtarın dielektrik kalınlığı $0.1\ \mu\text{m} - 0.3\ \mu\text{m}$ arasındaki değişiminin izolasyon (S_{21}) frekansına etkisi

4. İKİ-BAND YENİDEN ŞEKİLLENEBİLİR MİKROŞERİT YAMA ANTEN TASARIMI

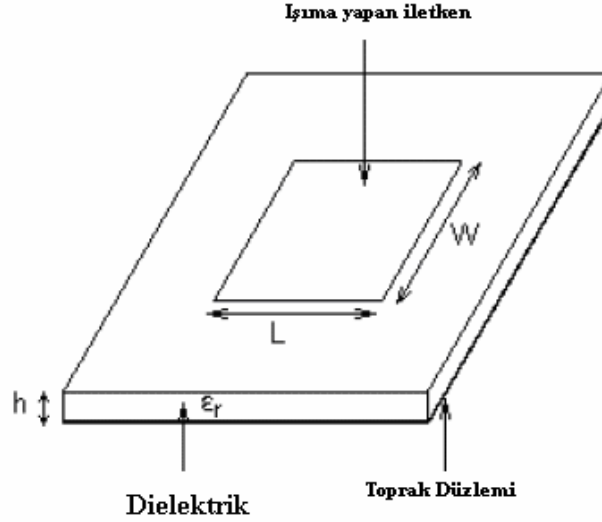
Mikroşerit antenler; düşük maliyetleri, küçük profilleri ve uyumlulukları yüzünden kablosuz haberleşme alanında geniş bir kullanıma sahiptirler. Günümüzde kablosuz haberleşmedeki son gelişmeler bu antenlerin kullanımında da farklılıklar getirmiştir. Örneğin, IEEE WLAN standardı hem 2.4 GHz hem de 5-6 GHz band aralığında tanımlanmıştır. Bundan sonra geliştirilecek anten, RF alıcı-verici sistemlerinin bütün bu protokollerle uyum gösterebilmesi için bir kaç frekans bandında aynı karakteristikleri göstermesi gerekmektedir. Bunun yanında askeri haberleşme sistemleri geçmişten günümüze kadar bu tür ihtiyaçlara bilgi güvenliği ve değişik haberleşme sistemleri açısından ihtiyaç duymaktadır. Özellikle bir kaç frekansı seçebilme özelliği farklı haberleşme sistemleriyle yapılan haberleşmede zorunlu bir hal almaktadır.

Bir antenin bir kaç frekans bandında çalışabilmesi için en basit yol onun geometrik yapısını değiştirmektir. Özellikle bir önceki bölümde de detaylarıyla anlatılan MEMS anahtarların ortaya çıkması ve bu teknolojiadaki gelişmeler yeniden şekillenebilir yapılarını mümkün kılmıştır.

Bu bölümde mikroşerit antenlerin genel özelliklerinden bahsedildikten sonra iki band da tasarlanan yeni bir dikdörtgen yama anten tanıtılacaktır. Bu anten 2.4 GHz ve 3.5 GHz frekans bandları için tasarlanmıştır. Temel olarak iki yama antenin RF-MEMS anahtarlar yardımıyla birleştirilmesi mantığına dayanan bu anten bölüm 4.6'da detaylarıyla anlatılacaktır.

4.1 Mikroşerit Antenlerin Özellikleri

Şekil 4.1'de görüldüğü gibi mikroşerit anten dielektrik malzemenin bir tarafında ışıma yapan bir yama'dan ve diğer tarafında bulunan bir toprak yüzeyden (ground plane) oluşur. Bu antenler yama anten olarak da bilinirler ve mikrodalga frekans bandında çalışırlar. Mikroşerit antenin radyasyon yönü, antenin bulunduğu düzleme dik istikamettir. Boyutlarının ve özellikle profilinin küçük olmasından dolayı, uçaklarda ve diğer hava araçlarında yüzeye monte şekilde kullanılmaktadır. Antenin kazancını arttırmak için birçok mikroşerit anten kullanılarak bir anten dizisi oluşturulabilir. Mikroşerit dizi antenler, faz kaydırıcı ve diğer elektronik devrelerin eklenmesiyle radar ve elektronik tarama uygulamalarında da kullanılmaktadır.



Şekil 4.1 Mikroşerit Antenin Genel Yapısı

4.2 Mikroşerit Antenin Temel Özellikleri

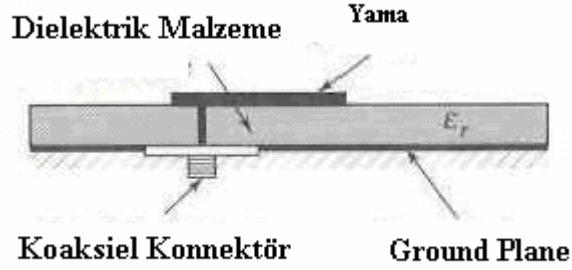
Mikroşerit anten çok ince bir metal levhanın toprak düzlem üzerindeki genişliği dalga boyuna oranla çok küçük olan ($h \ll \lambda_o$ ve genellikle $0.003\lambda_o < h < 0.05\lambda_o$) bir malzeme üzerine yerleştirilmesiyle olur. Çoğu dikdörtgen mikroşerit antende de yama uzunluğu (L) $\lambda_o/3 < L < \lambda_o/2$ olarak seçilir. Şekil 4.1’de görüldüğü gibi yama ve toprak düzlemi bir dielektrik malzeme ile birbirinden ayrılır. Kullanılan malzemenin dielektrik sabiti ise $2.2 < \epsilon_r < 12$ olarak seçilir. Kalın ve dielektrik katsayısı düşük olan malzemeler kullanılırsa band genişliği artar ve daha etkin bir ışıma yapar, ancak diğer malzemelerin boyutlarında bir artış olur. İnce ve dielektrik katsayısı yüksek bir malzeme kullanılırsa kayıp artabilir ancak eleman boyuları daha küçük olacağından daha kullanışlıdır. (Balanis, 1997)

4.3 Dikdörtgen Mikroşerit Anten

Dikdörtgen yama anten, mikroşerit antenler arasında en basit yapıda olan ve en çok kullanılan anten çeşitidir. Basit olarak ele alındığında üstte bir elektrik iletken, altta bir toprak düzlemi ve arada bulunan bir dielektrik malzemeden oluşur. Bu yapıyı beslemek için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bunlardan en çok kullanılan dört tanesi koaksiyel konnektör, mikroşerit hat, ayrıklık kuplajı ve yakınlık kuplajıdır.

4.3.1 Koaksiyel Hat İle Besleme

Dar band genişliğine sahip olması ve kalın malzemeler için kullanılması zor olmasına rağmen, üretilmesi ve uyumlandırılması (matching) kolay olduğu için koaksiyel hat ile besleme oldukça yaygın olarak kullanılır.

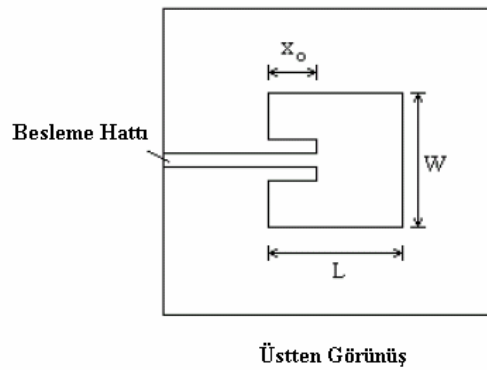


Şekil 4.2 Koaksiyel Konnektör İle Besleme

Kullanılan konnektörün iç kısmı yani pozitif olan kısmı dielektrik malzemenin içinden geçerek yamaya gelir, dışı ise yani negatif olan kısmı toprak düzlemine gelir.

4.3.2 Mikroşerit Hat İle Besleme

Mikroşerit hat beslemenin üretimi ve anten ile uyumu kolaydır. Ancak koaksiyel konnektör gibi band genişliğini azaltıcı faktörlerden etkilenir. (Dielektrik malzemenin kalınlığının artması gibi vb.)

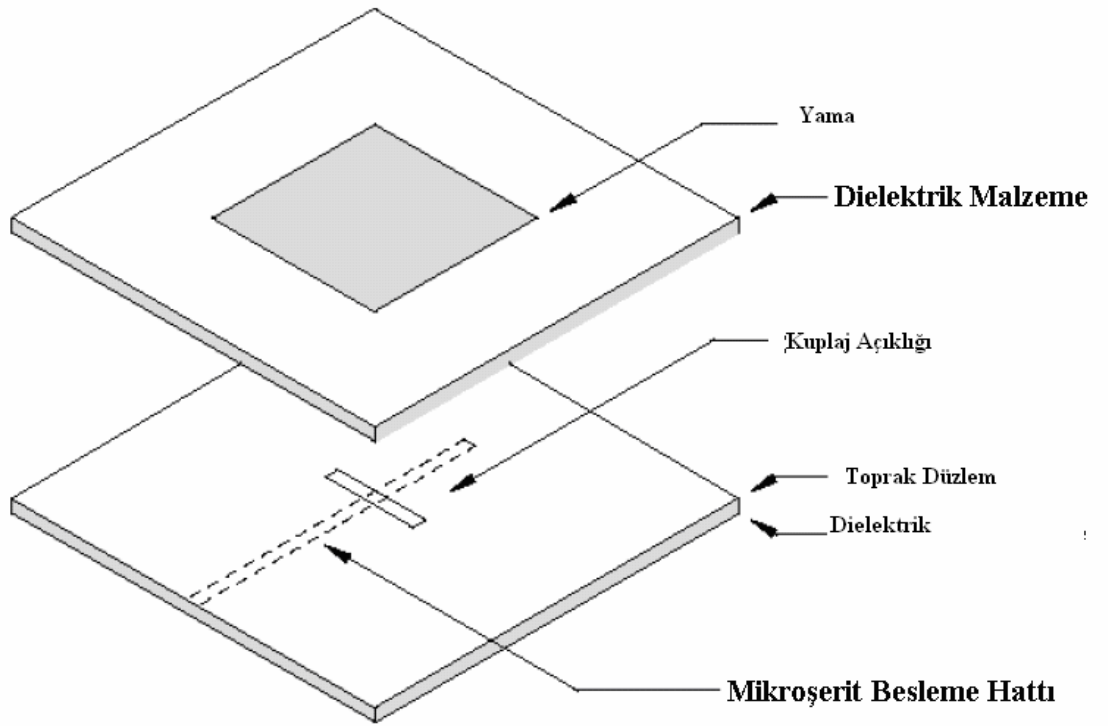


Şekil 4.3 Mikroşerit Hat İle Besleme

Çoğu mikroşerit antende mikroşerit besleme hattı 50 ohm'dur ve giriş empedansı yamanın kenarlarında maksimum olduğu için 50 ohm'a çekilmesi gerekir. Bu yüzden besleme hattı yamanın x_0 kadar içine sokulur.

4.3.3 Ayrıklık Kuplajı

Mikroşerit hat ve koaksiyel konnektör ile besleme sırasında istenmeyen ışımlar yapan modlar oluşabilir. Bu problemi çözmek için başka besleme metodları üretilmiştir. Bunlardan biri olan ayrıklık kuplajının üretilmesi zordur ve dar bir band genişliği vardır.



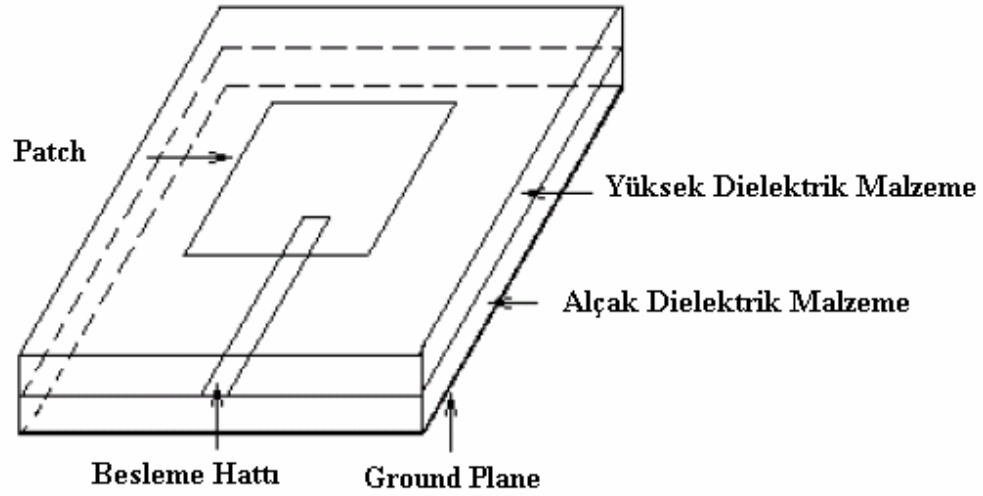
Şekil 4.4 Ayrıklık Kuplajı İle Besleme

Ayrıklık kuplajında iki dielektrik malzeme kullanılır ve bunlar bir toprak düzlem ile ayrılmıştır. Altta bulunan dielektrik malzemede enerjiyi yamadan toprak düzlemine ileten bir mikroşerit hat beslemesi bulunur. Ayrıca toprak düzlem mikroşerit hattın ışıyan elemandan etkilenmesini önler ve girişimi en aza indirir.

4.3.4 Yakınlık Kuplajı

Ayrıklık kuplajı ile beraber mikroşerit hat ve koaksiyel konnektör ile besleme yöntemlerine göre üstünlükleri bulunmaktadır. Bunlar:

- Besleme hattı ile ışıyan eleman arasında bir temas bulunmaz.
- Anten dizileri için daha kullanışlıdır.
- Yüksek dereceli modlarda ve frekanslarda daha kullanışlıdır.
- Yama üzerinde herhangi bir fiziksel oynama gerektirmez.



Şekil 4.5 Yakınlık Kuplajı İle Besleme

Ayrıklık kuplajına benzer ama toprak düzlem malzemeler arasında değil antenin en altında bulunur.

4.4 Mikroşerit Anten İçin Transmisyon-Hat Modeli

Uzunluğu L , genişliği W olan bir dikdörtgen yama antenin genellikle genişliği dalga boyundan çok daha küçük olur. Ama dalga boyuyla karşılaştırılabilir olması kenarlardaki ışımayı daha da arttırır. Dielektrik malzemenin kalınlığı dalga boyundan çok çok küçüktür ve bu antenin iki boyutlu analizinde kolaylık sağlar. (Balanis, 1997)

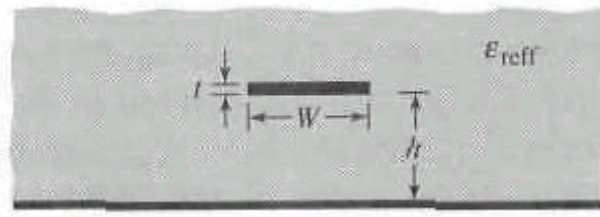
TM_{010} için antenin uzunluğu $L \cong \lambda/2$ dir.

$$\lambda = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.1)$$

λ_o = Boşluğun dalga boyu

ϵ_{eff} = Yama'nin efektif dielektrik sabiti

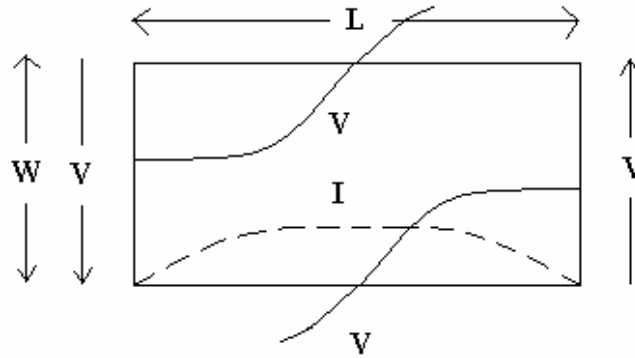
Yamanın kenarlarında oluşan elektrik alan sadece dielektrik malzemenin içinde kalmayıp havayla da temas ettiği için, ki buna saçaklanma etkisi (fringing effects) adı verilir, dielektrik sabiti olarak ϵ_r yerine ϵ_{eff} kullanılır. Genelde değerleri $\epsilon_{eff} < \epsilon_r$ olmak şartıyla birbirine yakın çıkmaktadır.



Şekil 4.6 Effektif Dielektrik Sabiti Geometrisi

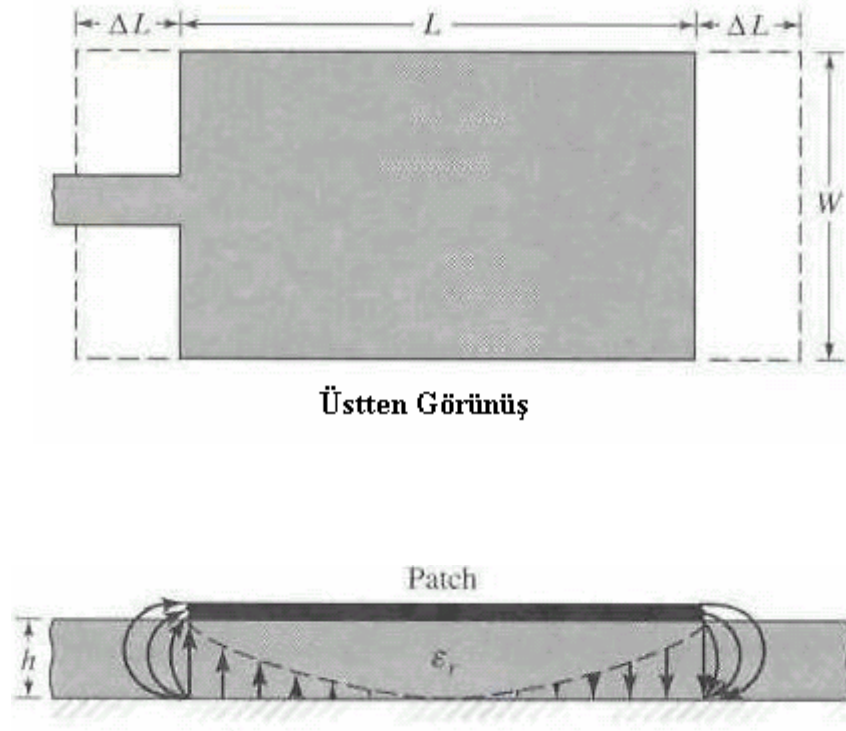
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (4.2)$$

Alan ifadeleri boyu $\lambda/2$ olan yamanın uzunluğu boyunca değişecek, genişliği boyunca ise bir değişme göstermeyecektir. Uzunluk boyunca voltaj ve akımın değişimi aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.7 Anten uzunluğu boyunca voltaj ve akımın değişimi

Açık devre sonlandırma gibi yamanın genişliği boyunca voltaj maksimum akım ise sıfırdır. Şekil 4.8’de görüldüğü gibi W boyunca oluşan elektrik alanın dik bileşenleri zıt yöndedir ve birbirini yok eder ama yatay bileşenleri aynı yöndedir ve birleşir. Bu yüzden W boyunca olan kenarlar ışıyan kenarlar olarak bilinir. L boyunca olan kenarlar ise ışımayan kenarlardır.



Şekil 4.8 Mikroşerit Antenin efektif boyutları

Eğer saçaklanma hesaba katılmazsa uzunlukları L ve W olan aradaki mesafede h olan iki paralel tabaka arasındaki kapasite:

$$C = \epsilon_o \epsilon_r \frac{WL}{h} \quad (4.3)$$

olur. Ama eğer saçak etkilerinden dolayı oluşan saçak kapasitede hesaba katılırsa

$$C_e = \epsilon_o \epsilon_r \frac{W_e L_e}{h} \quad (4.4)$$

L_e ve W_e etkin uzunluklardır ve değerleri;

$$L_e = L + 2\Delta L \quad (4.5)$$

$$W_e = W + 2\Delta W \quad (4.6)$$

ile hesaplanır. Ancak saçaklanma L boyunca etkili olacağından ΔW hesaba katılmaz.

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (4.7)$$

Genel olarak RMSA (Rectangular Microstrip Antenna) için $W \gg h$ olduğu için yukarıdaki formül aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\Delta L = \frac{h}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.8)$$

Verilen bir rezonans frekansı içinse yamanın uzunluğu

$$L_{eff} = \frac{c}{2 f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

olur. ϵ_{eff} 'in hesaplanması için W'in bilinmesi gerekir. İki dielektrik malzemenin (hava ve başka bir dielektrik malzeme) katsayılarının ortalamasıyla hesaplanan W,

$$W = \frac{c}{2 f_0 \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (4.9)$$

olarak bulunur. W bu hesaplanan değerden daha küçük ya da daha büyük alınabilir. Eğer daha küçük alınırsa band genişliği ve kazanç azalır. Daha büyük alınırsa ısımanın artmasından dolayı band genişliği azalır. Dolayısıyla antenin yönlülüğü de (directivity) bundan etkilenir.

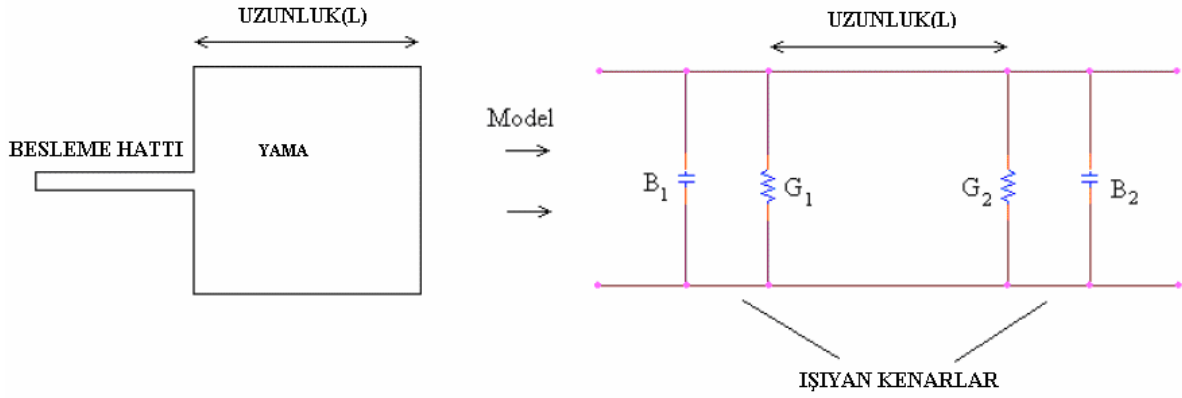
4.4.1 Toprak Düzlemin Boyutları

Transmisyon hat modeli sadece sonlu toprak düzlemlerde uygulanabilir. Ancak bazı yaklaşımlar için toprak düzlemin sonsuz ele alınması gerekir. Fakat toprak düzlemin boyutlarının yamanın boyutlarından 6 kez daha büyük olması, toprak düzlemin sonsuz olması ile hemen hemen aynı sonuçları vermiştir. (Balanis, 1997)

$$\begin{aligned} L_g &= 6h + L \\ W_g &= 6h + W \end{aligned} \quad (4.10)$$

4.4.2 Eş Transmisyon Hat Modeli

Bir RMSA için kenarlarda oluşan ısıma ve saçaklanma etkisi onlara eş direnç ve kapasite ile modellenebilir.



Şekil 4.9: Mikroşerit Anten için Eş Transmisyon Hat Modeli

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (4.11)$$

Sınırlı bir W için;

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_o} \left[1 - \frac{1}{24} (k_o h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_o} < \frac{1}{10} \quad (4.12)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_o} [1 - 0.636 \ln(k_o h)] \quad \frac{h}{\lambda_o} < \frac{1}{10} \quad (4.13)$$

Birinci slotla (ısıma yapan kenar) ikinci slot eş olduğu için;

$$Y_2 = Y_1 \quad G_2 = G_1 \quad B_2 = B_1$$

Genel olarak konduktans,

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_o|^2} \quad (4.14)$$

olarak tanımlanır.

Işıma gücü ise aşağıda ifade edileceği gibi,

$$P_{rad} = \frac{|V_o|^2}{2\pi\eta_o} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_o W}{2} \cos \vartheta\right)}{\cos \vartheta} \right]^2 \sin^3 \vartheta d\vartheta \quad (4.15)$$

olur. Ayrıca I_1 gibi bir ifade tanımlarsak,

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_o W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (4.16)$$

$$= -2 + \cos(X) + XSi(X) + \frac{\sin(X)}{X}$$

$$X = k_o W$$

o zaman kondüktans,

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (4.17)$$

olur.

Bu ifadeler kullanılarak,

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_o} \right)^2 & \dots\dots\dots W \ll \lambda_o \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_o} \right) & \dots\dots\dots W \gg \lambda_o \end{cases} \quad (4.18)$$

olarak bulunur.

4.4.3 Giriş Direnci

İki slotun dielektrik içindeki dalga boyunun yarısı kadar olan L ile ayrıldığını düşünürsek ve birinci slottaki gücü ikinci slota en az kayıpla iletmek istersek o zaman;

$$\bar{Y}_2 = \bar{G}_2 + j\bar{B}_2 = G_1 - jB_1$$

ve

$$\bar{G}_2 = G_1$$

$$\bar{B}_2 = -B_1$$

olur. Anten rezonansta olduğu için ($L = \lambda/2$) toplam admitansın sadece reel kısmı olacaktır.

$$\begin{aligned} Y_{in} &= Y_1 + Y_2 \\ &= 2G_1 \end{aligned} \tag{4.20}$$

Böylece giriş empedansı

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = \frac{1}{2G_1} \tag{4.21}$$

olur. Ancak ışıyan slotlar arasındaki etkiden dolayı oluşacak kondüktansı da göz önünde bulundurursak

$$G_{12} = \frac{1}{|V_o|^2} \text{Re} \iint_s E_1 \times H_2^* \cdot ds \tag{4.22}$$

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \tag{4.23}$$

J_0 = Birinci dereceden Bessel fonksiyonu

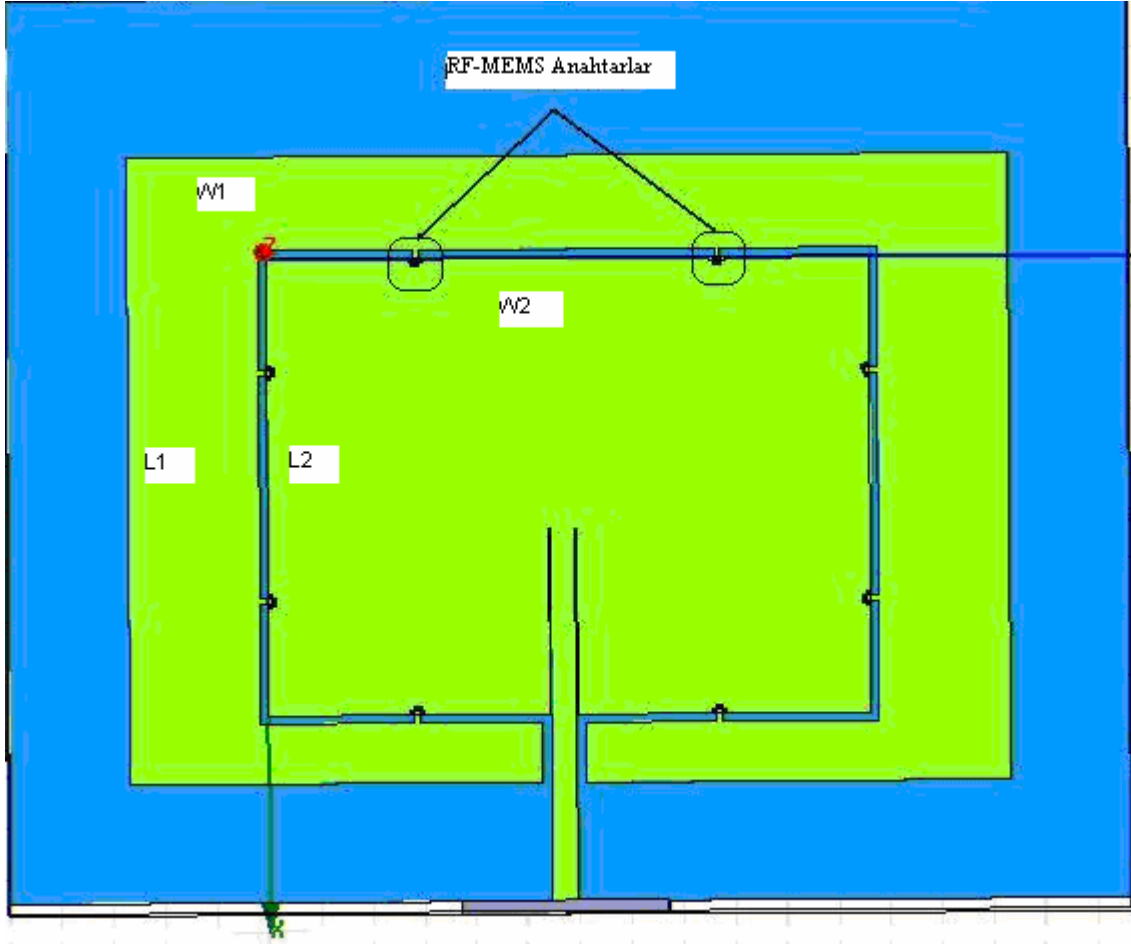
olur. Bu durumda giriş direnci aşağıdaki gibidir.(Balanis, 1997)

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \tag{4.24}$$

4.5 İki-Band Yeniden Şekillenebilir Mikroşerit Yama Anten Tasarımı

Bu bölümde iki band dikdörtgen yama anten, IEEE 802.11b (2.4 GHz) ve IEEE 802.16e (3.5 GHz) standartları için tasarlanmıştır. Anten tasarım aşamasında dikdörtgen anten 3.5 GHz bandı için tasarlanmış daha sonra bu anten U-şeklinde bir yama antenle anahtarlar yardımıyla birleştirilerek 2.4 GHz bandı için de çalışabilmesi sağlanmıştır. Böylece tek bir antenin iki frekans bandında da kullanılması amaçlanmıştır.

Şekil 4.10, dikdörtgen yama antenin geometrisini göstermektedir. Dikdörtgen anten mikroşerit hatla beslenmiş olup, dielektrik olarak ta corning-cam ($\epsilon_r=5.75$) kullanılmıştır. Bölüm 3’de tasarlanan seri anahtar yapıları bu antenin tasarımında kullanılmıştır. Dielektrik maddenin kalınlığı da 500 μm olup anahtarlardaki tasarımla aynı kalınlıktadır.



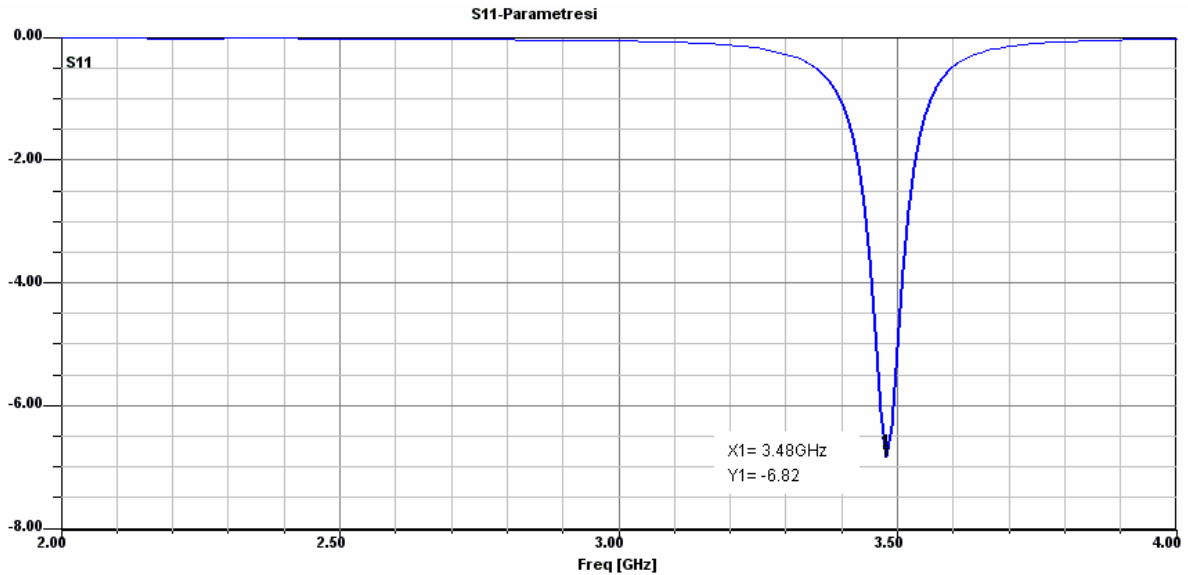
Şekil 4.10 Altı Adet RF-MEMS anahtarla tasarlanan yeniden şekillenebilir anten
(L1=25.9mm, W1=34mm, W2=23.3 mm, L2=17.68mm)

Anten tasarımında bir önceki bölümde anlatılan transmisyon hat modeli kullanılmıştır. Transmisyon hat modeli ile hesaplanan boyutlar HFSS simülasyonları ile optimize edilmiştir. Kullanılan alt taban 34.88mm x 43.30 mm boyutlarındadır. İçteki yama anten 3.5 GHz bandında çalışmaktadır. Boyutları 17.68 mm x 23.3 mm olarak belirlenmiştir. Dıştaki U şeklindeki yama anten iç antenle birleştirilince anten 2.4 GHz bandında çalışmaktadır. Dış yamanın boyutları 25.9mm x 34mm'dir. Anahtarlar seri olarak tasarlandıkları için, anahtarlar açık konumdayken anten 3.5 GHz'de, kapalı konumdayken 2.4 GHz'de çalışmaktadır. Besleme noktasındaki kesim yine transmisyon hat modeline göre belirlenmiştir.

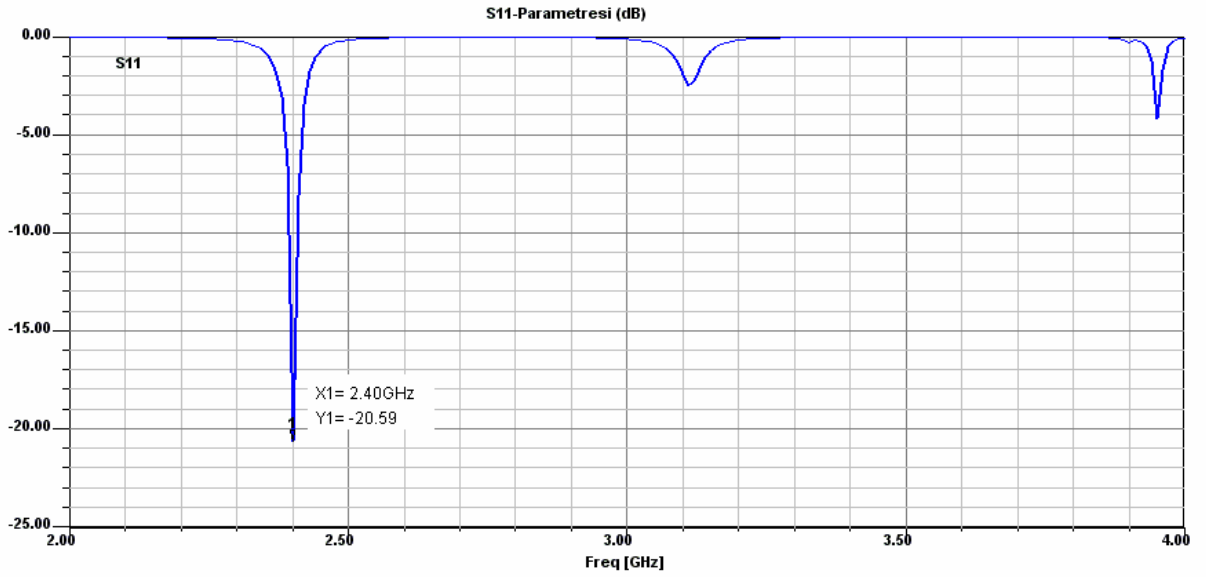
İki-band dikdörtgen yama anten HFSS kullanılarak analiz edilmiştir. Geri dönüş kaybı, ışıma ve kazanç patternleri simülasyonlarla belirlenmiştir. Geri dönüş kaybı yani antenin rezonans frekansı anahtarların açık ve kapalı konumları için belirlenmiştir.

Anten açık ve kapalı konumda aynı performansı göstermemesine rağmen istenilen frekanslarda çalışmıştır. İki frekans arasındaki çalışma sırasında çok az kuplaj etkisi gözlenmiştir. Geri dönüş kayıpları Şekil 4.11 ve 4.12'de gösterilmiştir.

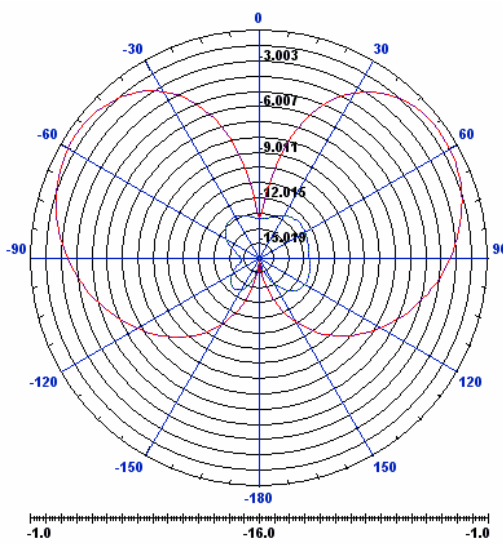
2.4 GHz ve 3.5 GHz için normalize ışıma paternleri şekil 4.13'de gösterilmiştir. Antenlerin yönlülük değerleri işe şekil 4.14'tedir.



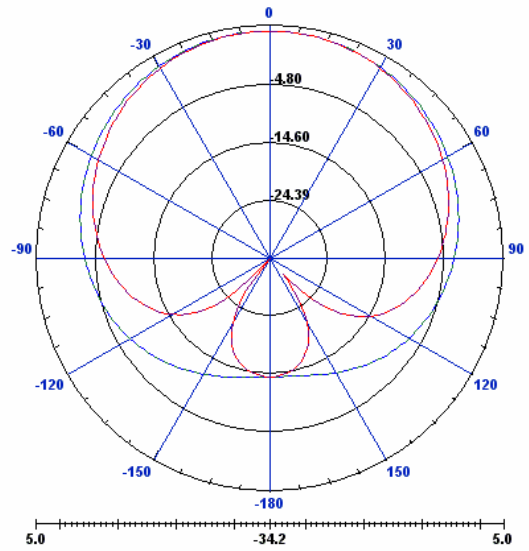
Şekil 4.11 3.5 GHz'de antenin çalışması durumundaki S11-Parametresi değişimi (Anahtarlar Açık)



Şekil 4.12 2.4 GHz’de antenin çalışması durumundaki S11-Parametresi değişimi (Anahtarlar Kapalı)

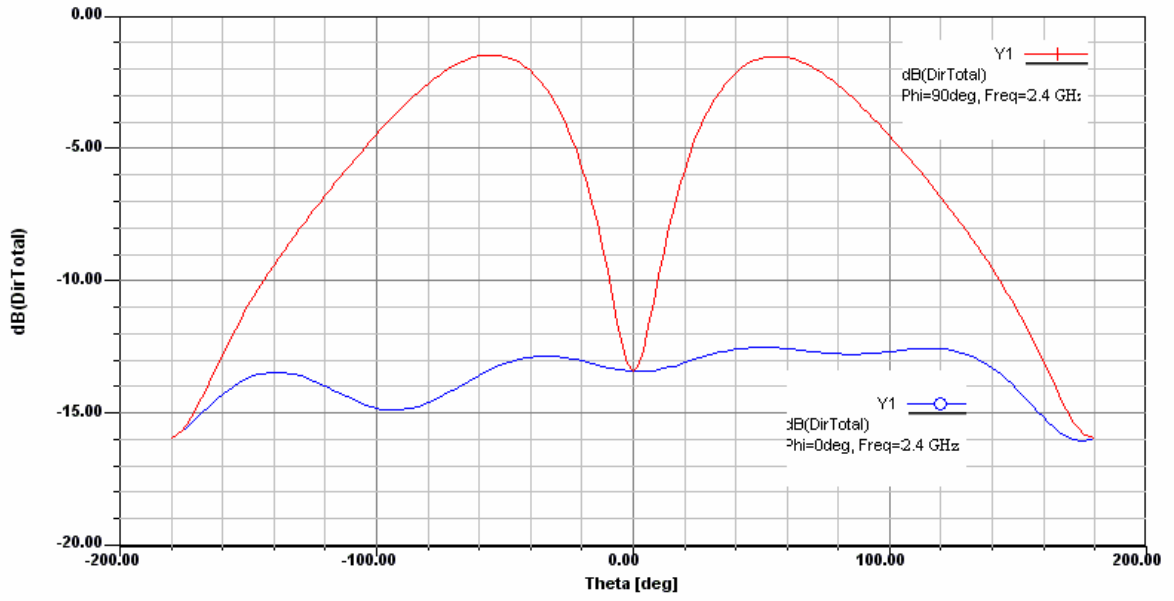


(a)

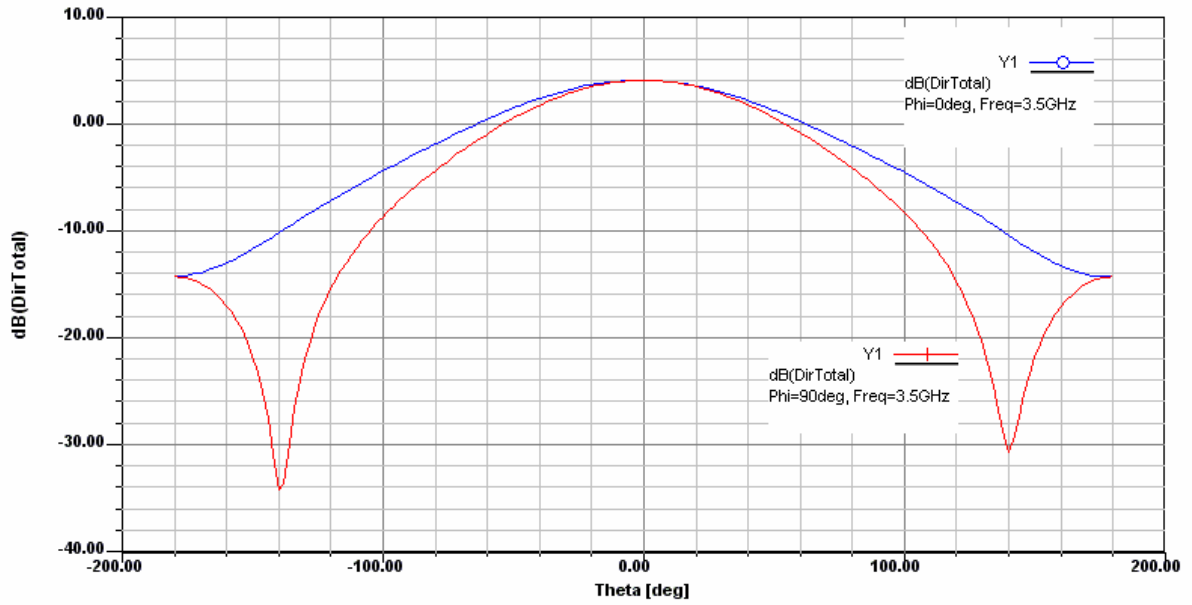


(b)

Şekil 4.13 Antenin her iki durumdaki ışıma paterni a) 2.4 GHz (Anahtarlar Kapalı) b) 3.5 GHz (Anahtarlar Açık)



(a)



(b)

Şekil 4.14 Antenin her iki durumdaki yönlülüğü a) 2.4 GHz (Anahtarlar Kapalı) b) 3.5 GHz (Anahtarlar Açık)

5. AKILLI ANTEN SİSTEMLERİ

Adaptif anten sistemleri, ışıma diyagramını ortamdaki gürültü ve karıştırıcı etkilere göre işaret-gürültü oranını arttıracak şekilde dinamik olarak ayarlayabilen sistemlerdir. Başka bir deyişle anten ağırlık katsayılarını adaptif olarak değiştirerek ışıma diyagramını kontrol eder. Adaptif anten sistemleri akıllı anten olarak da adlandırılırlar. (Rappaport vd., 1999)

Önceki bölümlerde tanıtılan anahtarlama mekanizmaları sayesinde antenlerin yeniden şekillenebilir kullanımı ve yeni tip bir anten tasarımı detaylarıyla açıklanmıştır. Tasarlanan yeni anten iki farklı frekansta çalışabilmektedir. Bu tasarım antenin çalışma band genişliğini önemli derecede arttıran bir faktördür. Bu anten elemanlarını adaptif anten sisteminde kullanmak aynı anda istenilen işarete yönelimin yanında değişik frekans bandlarında da çalışma olanağı sağlayacaktır.

Bu bölümde, akıllı anten sistemi tanıtıldıktan sonra, aynı anten dizisinin adaptiflik ve yeniden şekillenebilirlik özelliklerini birleştirmesi üzerinde durulacaktır. Bu yeni sistemin özellikleri ve simülasyon sonuçları tanıtılacaktır. Bir önceki bölümde tanıtılan antenin böyle bir sistemde kullanılması durumundaki performansı da Bölüm 6’da incelenecektir.

5.1 Akıllı Anten Sistemi ve Çeşitleri

Bir anten dizisi, ortak bir sabit referans noktasına göre uzaysal olarak bilinen konumlara yerleştirilmiş anten elemanlarının bir kümesidir. Her bir anten elemanındaki uyarma akımının genlik ve fazını değiştirerek, anten ışıma karakteristiğinde herhangi bir doğrultuda ana demedi ve sıfırları oluşturmak mümkündür.

Anten elemanları doğrusal, dairesel ve düzlemsel gibi değişik geometrilere yerleştirilebilir. Doğrusal bir dizide, dizi elemanlarının merkezleri düz bir çizgi boyunca sıralanır. Eğer anten elemanlarının arasındaki mesafeler eşitse bu dizi “düzgün aralıklı doğrusal dizi” olarak adlandırılır. Dairesel dizide anten elemanlarının merkezi bir çember üzerindedir. Düzlemsel dizilerde ise, anten elemanlarının merkezleri tek bir düzlem üzerinde bulunur. Aslında doğrusal ve dairesel diziler, düzlemsel dizilerin özel bir biçimidir.

Bir dizinin ışıma diyagramı, tek tek anten elemanlarının ışıma diyagramlarına, bu elemanların yönlerine, uzayda birbirlerine göre konumlarına ve besleme akımlarının genlik ve fazına göre belirlenir. Eğer dizi elemanlarından her biri izotropik (her bir anten elemanı enerjiyi tüm yönlerde eşit olarak yayar ya da alır) noktasal birer kaynaksa, o zaman dizinin ışıma diyagramı, sadece geometriye ve dizinin besleme akımına bağlı olacaktır. Bu durumda elde

edilen ışıma diyagramı “dizi faktörü” olarak adlandırılır. Eğer dizi elemanları benzer fakat izotropik değilse, diyagram çoğullama prensibiyle, her bir elemanın ışıma demedinin ve dizi faktörünün çarpanı olarak hesaplanabilir.

Genel olarak, akıllı anten sistem mimarisi, aşağıdaki üç ana vazifeyle yönetilir, akıllı anten sistem mimarisi onun amaçlarını başarıyla yerine getirmelidir

- İlk olarak, gerekli bilgileri veya işaretleri onun anten dizileri yoluyla elde etmelidir. Daha sonra, bu işaretleri, işleme için uygun bir formata dönüştürmelidir.
- Dijital teknoloji kullanan modern sistemlerde bu, orjinal analog işaretin, analog sayısal, dönüştürücüler kullanımıyla sayısal forma dönüştürülmesi gerektiği anlamına gelir.
- Ayrıca, tek tek anten elemanlarının işaretleri değiştirilmeli, en iyi şekilde, interferansı minimize etmek ve istenen işareti güçlendirmek için onları birleştirmelidir.

Akıllı antenler, hücre alanının genişlemesi ve hücre içindeki servis dışı kalan alanların azaltılması konularında etkili bir yöntem olarak öne çıkarlar. Akıllı anten kullanımı, kablosuz sistemin ilk kurulması sırasındaki masrafların azalmasını sağlar. Kapsama alanı genişletilmiş olacağı için masraf da az olacaktır. Sadece birkaç kullanıcı bulunan sistemde bile bazı alanların kapsama alanına dahil edilmesi için yeterli sayıda baz istasyonu kurulması gerekmektedir. Hücresel şebekeye daha fazla kullanıcı eklenmesi halinde, baz istasyonlarının kapsama alanının azaltılması ve daha fazla hücre sektörlerinin konulması sayesinde sistem kapsamı ve kapasitesi artırılabilir. Akıllı antenler, bu soruna daha geniş hücre boyutlarının kullanılması ve kapasite artırılmasına olanak sağlayarak çözüm getirirler. Ancak sıradan teknolojilere kıyasla akıllı anten sistemlerinin kullanımındaki ek giderler de göz önünde bulundurulmalıdır.

Akıllı antenler, sistem bozulmalarına ve sistemdeki karıştırıcı işaretlere karşı dayanıklılık sağlarlar. CDMA sistemlerinde, baz istasyonuna ulaşan tüm işaretlerin yaklaşık olarak aynı güç seviyesinde olması gerekir. CDMA sistemlerinde akıllı anten kullanımı, güç kontrolü gereksinimlerini azaltır ve girişim işaretlerin etkisinin giderilmesini sağlar. Kablosuz CDMA sistemlerde kullanıcıların coğrafi dağılımı bir sorun oluşturabileceğinden, fazla kullanıcı yoğunluğu olan alanlarda, akıllı anten kullanılmasıyla daha iyi bir sonuç elde edilebilir.

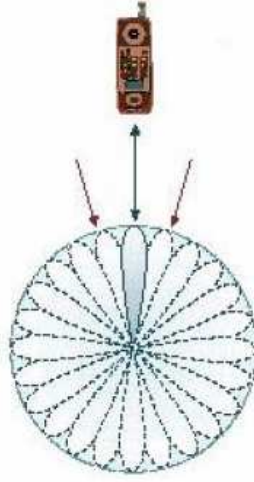
Akıllı antenler, sistem kapasitesini geliştirirler. Ayrıca baz istasyonu ve abonenin aynı alanda fakat daha düşük güçte çalışmasına olanak verirler. Bu da akıllı antenli FDMA ve TDMA sistemlerinin, sabit antenleri kullanan geleneksel sistemlere göre daha fazla yeni kanal tesisine

izin verir. CDMA sistemlerinde ise akıllı antenler, her bağlantıdan daha az güç elde edilmesi amacıyla kullanılıyorsa, girişim işaretlerin etkisinin azalmasından dolayı, her hücrede aynı anda servis verilen abone sayısı artar. Akıllı antenler, farklı abonelerin aynı kanalları paylaşmasına izin vermek için, işaretleri konumsal olarak ayırmada da kullanılabilirler. SDMA sistemi, akıllı antenin işaretleri geliş doğrultusuna göre ayırmasını sağlayarak, bir çok kullanıcının aynı hücre içinde ve aynı frekansta çalışmasını sağlar. Bu yaklaşım, sınırlı bir frekans bandı içerisinde, sıradan antenlere oranla daha fazla kullanıcının desteklenmesine izin verdiğinden, SDMA, kapasitenin artırılmasına öncülük eder.

Akıllı anten sistemleri, “anahtarlama demet sistemleri” ve “adaptif dizi sistemleri” olmak üzere 2 temel çeşide ayrılarak incelenmektedir. Aslında her iki sistemde kullanıcı yönünde kazancı arttırmakla beraber, sadece adaptif dizi sistemleri, hem karıştırıcı işaretleri belirleyip etkilerini azaltırken hem de optimum kazanç sağlarlar. Bu da adaptif dizi sistemlerinin anahtarlama demet sistemlerine göre daha esnek ve performans açısından daha üstün olmasını sağlar.

5.1.1 Anahtarlama Demet Sistemleri

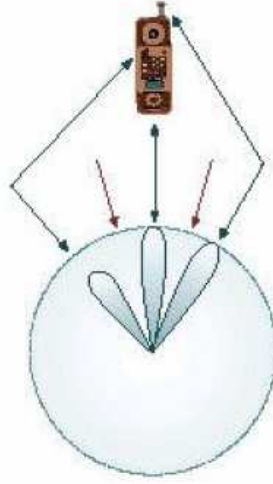
Anahtarlama demet sistemleri sektörize edilmiş hücresel sistemlerin gelişmiş bir şeklidir. Tipik bir sektörize edilmiş sistem 3 tane 120 derecelik makro sektörden oluşur. Anahtarlama demet sisteminde hücre içerisindeki her bir sektör yönlü antenler kullanılarak küçük sektörlerle yani mikro sektörlerle ayrılmış gibi düşünülebilir. Her mikro sektör sabit bir hüzme paternine sahiptir ve en fazla kazanç hüzmenin ortasında yer almaktadır. Gelen işaret güç seviyesine göre en iyi hüzme seçilecek şekilde anahtarlama yapılır. Anahtarlama demet anten sistemini oluşturan elemanlar, ışıma demeti oluşturma çevresi, anahtar ve uygun demeti seçmek için gereken lojik kontrolördür. Belli bir zaman aralığında sadece bir demet işlevseldir. Buradaki amaç kullanıcının yerine göre kazancın artmasını sağlamaktır. Konuşma süresince sistem işaret gücünü gözler ve gerekirse diğer sabit mikro sektörlerle anahtarlama yapar. Bu sistemde kullanılan anten demetleri sabit olduğundan istenilen kullanıcı tam olarak ana demet doğrultusunda bulunmayabilir ve kullanıcı sektör içinde hareket ettikçe işaretin gücü değişir. Onun için bu sistemler daha çok alıcı durumda çalışır.



Şekil 5.1 Anahtarlamalı Demet Sistemi

5.1.2 Adaptif Dizi Sistemleri

Adaptif dizi sistemleri, ışıma diyagramını ortamdaki gürültü ve karıştırıcı etkilere göre işaret-gürültü oranını arttıracak şekilde dinamik olarak ayarlayabilen sistemlerdir. Başka bir deyişle anten ağırlık katsayıları adaptif olarak değiştirilerek ışıma diyagramını kontrol eder. Adaptif dizi sistemleri, her bir hücre için daha geniş bir kapsama alanında ışıma diyagramını kontrol etme yeteneğine sahip olduklarından, kapasiteyi büyük oranda arttırmaktadırlar. Düşük seviyeli karıştırıcı işaretlerin olduğu bir ortamda, hem anahtarlamalı demet sistemleri hem de adaptif dizi sistemleri sektörize edilmiş sistemlere oranla daha büyük kazanç sağlar. Ama ortamda yüksek seviyeli karıştırıcı işaretler mevcutsa adaptif dizi sistemleri diğer tüm sistemlere oranla daha büyük bir kapsama alanı sağlamaktadır. Adaptif dizi sistemleri istenilen kullanıcıların ve karıştırıcı etki yaratan kaynakların işaretlerini takip eder. İşaret işleme algoritmaları kullanılarak, karıştırıcı işaretlerin etkisini en az yapacak şekilde anten ışıma diyagramının dinamik bir şekilde ayarlanmasını sağlar. M tane anten elemanına sahip bir adaptif dizi sisteminde aynı anda $M-1$ tane sıfır doğrultusu oluşturularak $M-1$ tane karıştırıcı işaretin etkisi yok edilebilir. Bu sistemlerde alınan işaretler öncelikle temel band işaretlerine dönüştürülüp sayısallaştırıldıktan sonra DOA (Direction of Arrival) algoritmaları kullanılarak istenilen işaret kaynağının konumu belirlenir. Temel olarak geliş açısı algoritmaları işaretlerin geliş yönünü anten elemanları arasındaki zaman farkını hesaplayarak bulur. (Winters, 1998)



Şekil 5.2 Adaptif Dizi Sistemi

5.2 Genel Olarak Sistem Mimarisi ve Uygulaması

Genel olarak akıllı anten mimarisi beş basit alt sistemi içerir. Bunlar; antenin kendisi, radyo frekans (RF) başlangıcı, aşağı çevirici kısım, veri elde etme sistemi ve işaret işleme modülü (DSP). Bu mimariye adaptif dengeleyicileri de katarak genişletmek mümkündür.

Yukarıdaki bölümlerde belirtildiği gibi akıllı antenin ana görevi olan girişimi ve çoklu yol etkisini azaltmayı gerçekleştirmek için bir çok bileşenden ve alt sistemden oluşmuştur. Akıllı anten sistemi içinde antenin kendisi alt sistemlerden biri olmasına rağmen oldukça önem taşır, çünkü antenin radyasyon karakteristiği hareketli alıcıdaki en son işaret kalitesine karar vermektedir. Son olarak alıcı ve verici yapısındaki prensibin benzer olmasından dolayı ana olarak alıcı yapısı üzerinde durulacaktır. Ayrıca akıllı antenin, anten dizilerini ihtiva ettiğini de söylemek gerekir. Burada anlatılacak olan mimari hem baz istasyonları hem de hareketli terminaller için kullanılabilir.

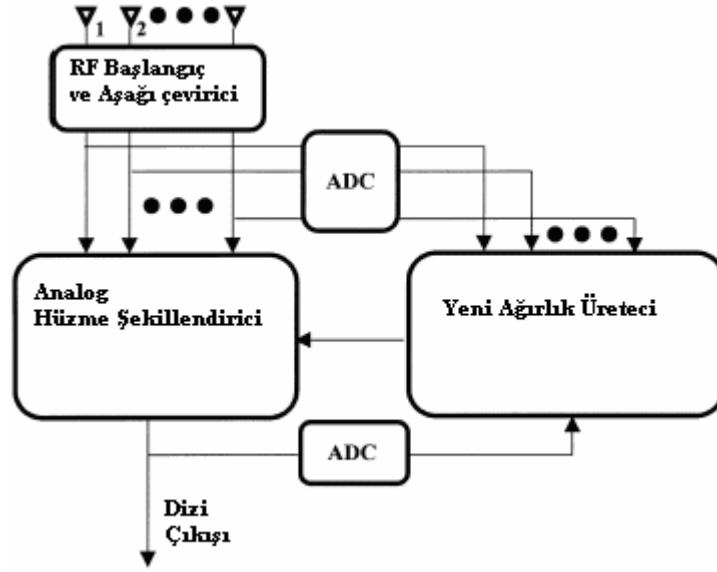
Genel olarak bir akıllı anten aşağıdaki üç görevi yerine getirmelidir. İlk olarak gerekli bilgileri veya işaretleri anten dizisinden elde etmek. Daha sonra bu bilgileri işlemek için uygun biçime dönüştürmek. Sayısal sistemi kullanan teknolojiler için bu analog işaretlerin sayısal işaretlere analog sayısal çeviriciler (ADC) kullanılarak dönüştürülmesi anlamına gelmektedir. Ayrıca anten elemanlarından tek tek gelen bilgileri uygun bir biçimde toplamak ve istenen işarete ulaşmak için kuvvetlendirmek ve girişimi minimize etmek için değiştirmektir. Bu görevi adaptif işlemci gerçekleştirir.(Winters, 1998)

Prensip olarak adaptif algoritmalar mikrodalga temelli metodlara veya DSP temelli tekniklere uygulanabilir. Buna ek olarak hem geniş band hem dar band uygulamaları için tasarlanabilir. Fakat adaptif antenlerle ilgili tartışmalarda dar band işaretler olduğu var sayılır, böylece zaman gecikmesi sadece taşıyıcıda faz kayması olarak gösterilebilir. Bu nedenle girişime sıfırları yönlendirme ve ana hüzmeyi istenen yöne çevirme işlemi dizideki elemanların işaretlerinin faz ve genliklerini değiştirmekle gerçekleştirilebilir. Dar band yaklaşımı sistem mimarisini büyük ölçüde basitleştirmektedir. (Godara, 1997)

5.2.1 Mikrodalga Temelli Mimari

Geleneksel olarak askeri radar sistemlerinde kullanılan geniş adaptif antenler baskın olarak mikrodalga temelli sistemler, istenilen adaptif hüzmeye biçimlendirme için bilgisayar kontrollü mikrodalga faz kaydırıcıları ve atenuatörleri (zayıflatıcı) kullanırlar. Bu elemanların değişik faz ve genlikleri elde etmek için değişik sayıda anahtarlama diyotu ihtiva etmesinden dolayı bazı problemler ortaya çıkmaktadır. (İstenmeyen ve eşit olmayan ek kayıpların aktif anahtarlama diyotlarının kayıpları sonucu anten elemanlarının kanallarında meydana gelmesi gibi). Ek olarak faz ve genliğin geniş ayırık adımlarda belirlenmesinden dolayı adaptif antenlerde gizli hatalar ortaya çıkması da problemlerden biridir. Sonuç olarak anten performansının optimum olmaması ve ek olarak esnek olmayan analog temelli mimaride söylenebilir. Bu dezavantajlar aşağıda sıralanmıştır:

- Sistemin faz kaydırıcılarda ve atenuatörlerdeki kuantizasyon hataları da dahil olmak üzere çok sayıda hatadan kolaylıkla etkilenmesi
- Faz ve genliğin geniş adım artışlarıyla belirlenmesi dolayısıyla anten dizisinin tam olarak istenen yöne hüzmelerini ve sıfırlarını yönlendirememesi. Bu nedenle kazancın düşmesi ve girişimin istenen düzeyde bastırılamaması
- Transmisyon hattında değişik yapıda diyotun değişik girişim yapıları için anahtarlama sonucu eşit olmayan kayıpların meydana gelmesi. Böylece sistem performansının değişik girişim senaryolarıyla karşı karşıya kaldığında düzgün olmaması
- Sistem mimarisini tekrar şekillendirirken esnekliğin olmaması. (Bir kez tasarlanan donanımın başka girişim senaryolarına göre tekrar şekillendirmenin zorluğu)
- Çoklu kanal ve çoklu hüzmelerin maliyetli olması



Şekil 5.3 Geleneksel analog temelli adaptif antenin blok diyagramı

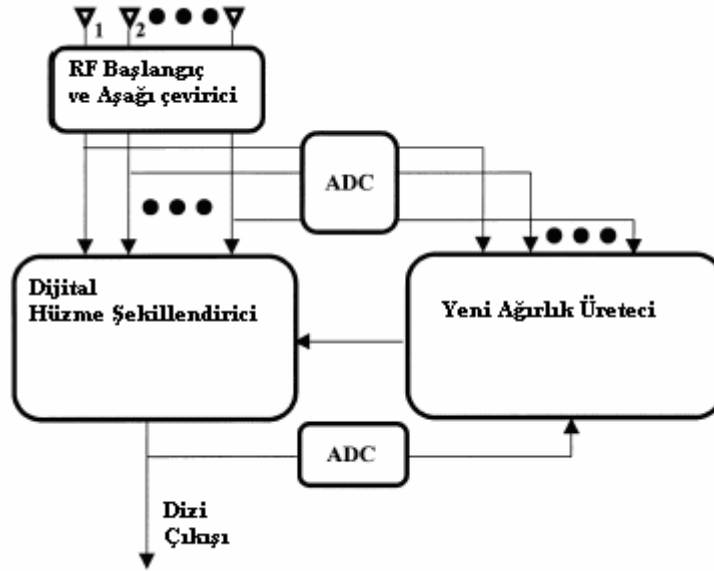
Şekil 5.3’de mikrodalga sayısal faz kaydırıcılar ve atenatör kullanılarak yapılmış adaptif dizinin blok diyagramı görülmektedir. Burada işlemci dizideki yeni girişlere göre işaret gürültü artı girişim (SNIR) oranını arttırmak için yeni ağırlıklar belirlemektedir .Bu ağırlıklar daha sonra dizinin elemanları için gerekli olan faz ve genliğe çevrilmektedir.

5.2.2 Sayısal İşaret İşleyici Temelli Mimari

Modern akıllı anten yapılarında diğer yandan sayısal sistemde yazılım daha baskın hala gelmektedir. Her antenden gelen işaretler DSP (Digital Signal Processor) modülünde işleme girmeden önce birbirinden bağımsız olarak sayısallaştırılır. Böylece akıllı anten maliyeti düşerken esnekliği ve DSP’deki gelişmelerle gücü artmıştır. Daha önemli olan akıllı anteni bütün ana fonksiyonları sayısal DSP modülünde toplanmıştır ve geleneksel anten fonksiyonlarını diğer tekniklerle birleştirmek kolaylaşmıştır (zaman domeninde dengeleme gibi). Ayrıca bu yaklaşım alıcı performansını optimize etmek için bir şans oluşturmuştur zira geleneksel yaklaşımda bütün alt sistemlerin ayrı ayrı optimize edilmesi bütünün optimizasyonunu her zaman getirmemektedir. Bu avantaj girişime karşı adaptif anten ile gecikme dengeleyicisinin birleşmesi şeklinde örneklenebilir. Birleşik anten dengeleyici sistem, dengeleyici adaptif olmasa bile büyük sayılarda girişimlerle başa çıkabilir. Adaptif antenin tek başına kullanıldığında performansının azalmasındaki neden hareketli haberleşmede olduğu gibi dizi eleman sayısından daha fazla girişim kaynağının olmasıdır.

Mikrodalga temelli sistemlerinin tersine modern akıllı antenlerde ağırlık kontrolü sayısal

işaret işlemeyle yapılmaktadır. Geleneksel sistemlere göre en büyük avantaj adaptif ağırlık hatalarının ve faz kaydırıcılarda ve attenatörler de gözlenen iç kayıpların olmamasıdır. Buna ek olarak DSP-temelli akıllı anten mimarisi daha fazla esnekliğe sahiptir. Son olarak DSP temelli dizi fabrikasyon ve yanlış parça tasarımı kaynaklanan sistem hatalarını kalibre etme yeteneğine sahiptir.

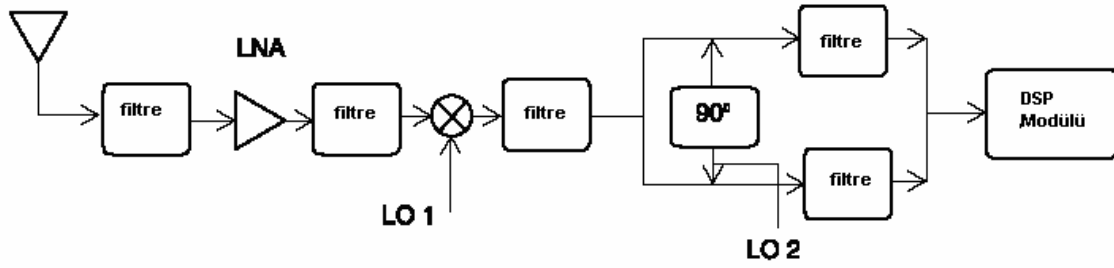


Şekil 5.4 DSP temelli akıllı antenin blok diyagramı

Şekilde yukarıda anlatılanlara karşı düşen akıllı antenin blok diyagramı görülmektedir. Buradan çıkarılacak en önemli bilgi akıllı antenin iki önemli işaret işleme görevini gerçekleştirme gereğidir. Bunlardan birincisi yeni giriş verisinin uygun bir algoritma kullanılarak analiz edilip, işlenmesi ve yeni optimum ağırlıkların belirlenmesidir. İkinci görev ise daha açık olarak optimum ağırlıkların anten elemanlarından gelen sayısal işaretlerle çarpılmasıdır. İlk görev ağırlık yenileme fonksiyonudur (WUF). Karmaşık ve zaman alıcı bir işlemdir. Karmaşıklık sistem mimarisine ve seçilen algoritmaya da bağlıdır. Diğer yandan ikincisi hüzme biçimlendirmefonksiyonu (BFF) olarak adlandırılabilir ve sayısal filtre operasyonlarında sıkça kullanılan çarpma ve toplama (MAC) işlemine karşılık gelmektedir.

Ticari olarak bulunan DSP'lerde çarpma ve toplama operasyonu DSP'ye her yeni gelen bir veri grubu için mikro saniyeler mertebesinde sürmektedir. Daha önemli olan hücresel hareketli haberleşmede bir çok operasyon mili saniyeler mertebesinde sabit kalmaktadır. Böylece her yeni veri grubu için yeni ağırlıklar üretmek gereksiz olmaktadır. Diğer bir deyimle DSP modülü normal olarak WUF bölümünden yeni ağırlık grubu gelinceye kadar

eski ağırlıkları kullanır. Özellikle karmaşık akıllı anten mimarilerinde iki görevi gerçekleştirmek ve daha etkili veri yönetimi için paralel çalışan iki DSP modülü kullanılır. Zaman domeni geciktirici dengeleyici ve geleneksel diziyi birleştiren genişletilmiş akıllı anten mimarisi ayrı kanal oluşturan anten dizisinin her bir elemanı ile birlikte DSP modülünde yazılımla uygulanabilir. Şekil 5.5 analog aşağı çevirici gösterilmiştir, aynı zamanda sayısal olarak ta bu işlemin yapılması olasıdır.



Şekil 5.5 Analog aşağı çevirici

5.2.3 Anten Dizileri

Akıllı antenler birbirine birleşik ağlarla bağlı, düşük kazançlı anten elemanları dizisini kullanırlar. Alıcı eleman olarak tek bir antenin kullanılması, özellikle istenilen işaretin elde edilmesinin zor olduğu, gürültülü ortamlarda arzu edilen hüzme genişliğini sağlamak için yeterli olmamaktadır. Bu durumda, gürültülü ortam içerisinde istenilen hüzme genişliğine ulaşmak için tek bir antenin yol açacağı bir takım sınırlandırmaları ortadan kaldırmak amacıyla anten dizileri kullanmak daha faydalı olmaktadır. Bunun sonucu olarak, değişken işaret ortamlarına uyum sağlayabilen, daha güvenilir, esnek ve işaret algılama performansı daha yüksek yeni dizi sistemleri oluşturulmuştur.

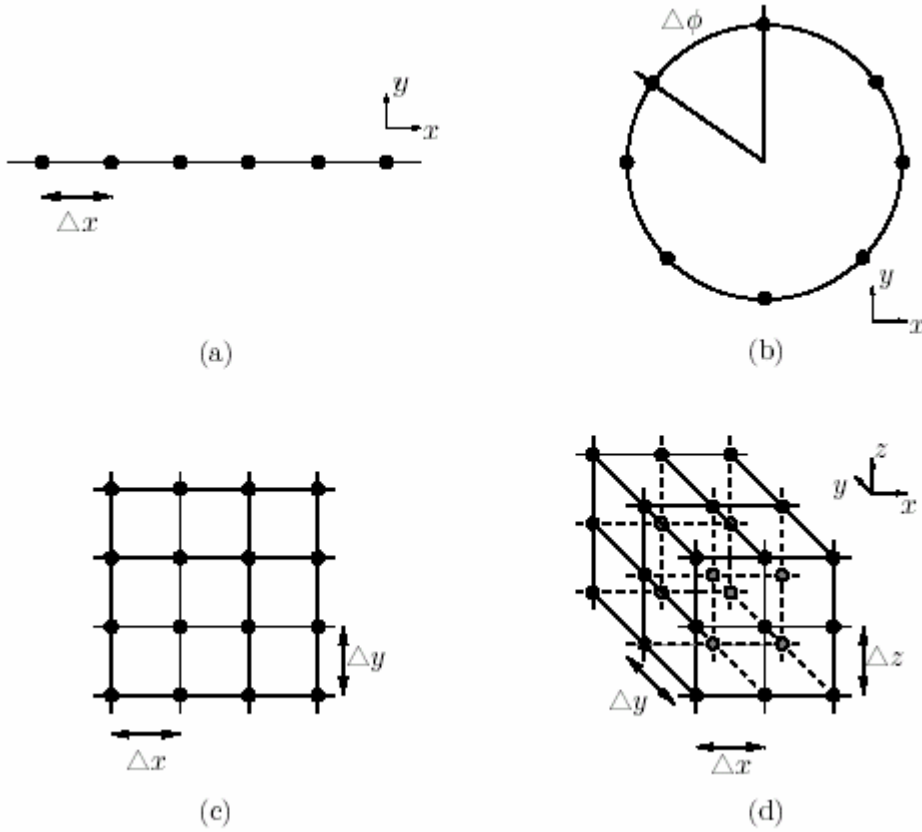
Anten dizilerindeki incelemelerde bazı varsayımlar yapılmaktadır.

- Dizi elemanları arasındaki mesafe yeteri kadar küçüktür ve farklı elemanlara düşen dalgalar arasında genlik farkı yoktur.
- Elemanlar arasında karşılıklı kuplaj yoktur.
- Sonlu sayıda işaret gelmektedir.

- Diziye gelen işaretlerin band genişliği taşıyıcı frekansına göre çok küçüktür.

Bu diziler çeşitli sayıda anten elemanlarından oluşur. Burada işaretler hem genlik hem fazda bölünür veya birleştirilir. Genel olarak elemanların çeşitli kombinasyonlarından dizi oluşturulur, fakat eşit elemanlar ve düzenli geometri kullanılır.

Diziler erişilmek istenilen boyuta göre bir, iki veya üç boyutlu olabilir.

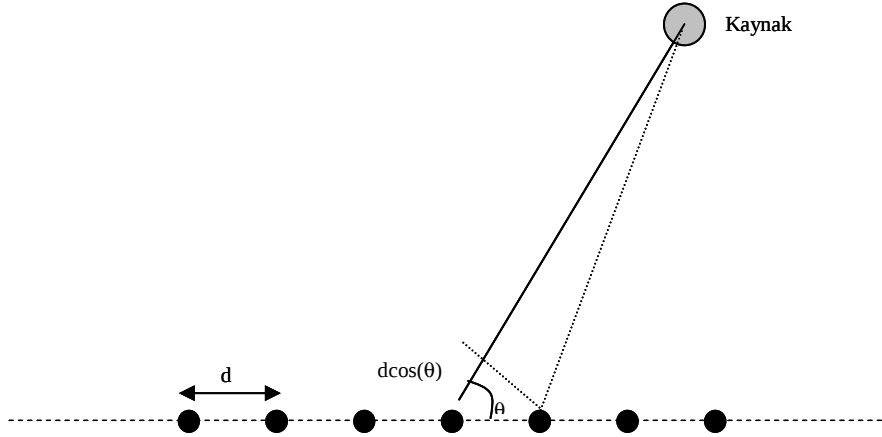


Şekil 5.6 Akıllı Anten Sistemleri İçin Değişik Anten Geometrileri

Düzenli geometriler dizinin analiz ve sentezinden kolaylık sağlamaktır. Şekil 5.6'da dört değişik dizi geometrisini göstermektedir. İlk iki yapı sadece yatay düzlemde hüzme biçimlendirme için kullanılmaktadır. Normalde bina dışı çevrelerde ve büyük hücrelerde bu geometriler yeterlidir. Diğer iki yapı ise iki boyutlu hüzme biçimlendirme için kullanılır. Bu yapılar bina içinde ve yoğun kent ortamları için kullanılabilir. İlk örnekteki (a) bir boyutlu doğrusal dizi eşit aralıklarla düzgün olarak elemanlardan oluşturulmuştur. Karmaşıklığın az olmasından dolayı literatürde en çok kullanılır yapı budur.

5.2.3.1 Doğrusal Anten Dizileri

Doğrusal anten dizileri, doğrusal bir hat üzerine yerleştirilmiş antenlerden oluşan dizilerdir. En yaygın kullanılan düzgün doğrusal anten dizisidir. Düzgün, dizi elemanları eşit aralıklarla dağıtıldığı anlamında kullanılmaktadır.



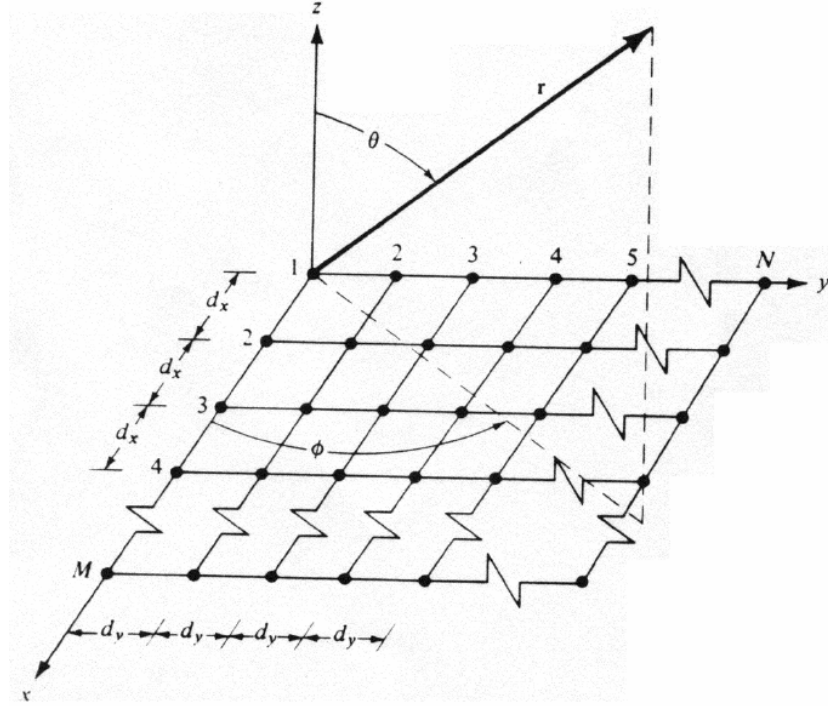
Şekil 5.7 Doğrusal Anten Dizisi

Bununla beraber uygulamaya göre dizi elemanları çeşitli aralıklarla yerleştirilerek ışıma diyagramının çeşitli açılarda ortam şartlarına göre tepki vermesi sağlanabilir. Dizi elemanlarının dağıtım şekli anten yönlendirme vektörünü belirler bu da dizi eleman ağırlıklarını oluştururken denetleyici tarafından başvuru bir bilgidir.

5.2.3.2 Düzlemsel Anten Dizileri

Düzlemsel anten dizileri adından da anlaşılacağı üzere, antenlerin iki boyutlu bir düzlem üzerine yerleştirilmesiyle oluşturulur. Şekil 5.8’de bir düzlemsel anten dizisi görülmektedir. Düzlemsel anten dizilerinin, doğrusal dizilere göre avantajı ışıma diyagramının küresel koordinat sisteminde iki boyutu temsil eden θ ve Φ açısal eksenleri ile tanımlanabilmesidir. Yani doğrusal dizilerde ışıma diyagramı sadece dizi ekseninin bulunduğu düzlemde tek bir boyut taranabilirken, düzlemsel diziler de iki boyut birden taranabilmektedir. Bu bize sadece yatayda değil dikey ekseninde de kullanıcıların konumlarına göre hüzmeye şekillendirebilme imkanı sunmaktadır. Fakat anten sayısının artışı işlemsel yoğunluğu da artırmakta ve zaman

kaybına neden olabilmektedir. Bu yüzden doğrusal dizilere eklenecek bir kaç anten ile dikeyde hüzme biçimlendirmeyapılmaya çalışılmaktadır.



Şekil 5.8 Düzlemsel Anten Dizileri

Hücrel haberleşme sistemlerinde geliş açıları yatay eksenle dikey eksene göre çok daha fazla dağılırlar. Bu nedenle düzlemsel diziler yerine dikeyde daha az ayarlamaya veren dizi yapıları tercih edilmektedir. Bu aşamada anten dizilerinin denetlenmesini sağlayan işaret işleyici işlemcisi yapısına değinmeden önce akıllı anten çeşitlerini ve alıcı-verici yapılarını incelemek yerinde olacaktır. Akıllı anten yapısına göre denetleyici kısımda genel bir değişiklik olmamakta birlikte, kullanılan algoritmalar çeşitlilik göstermektedir.

5.3 Akıllı Anten Çalışma Prensibi

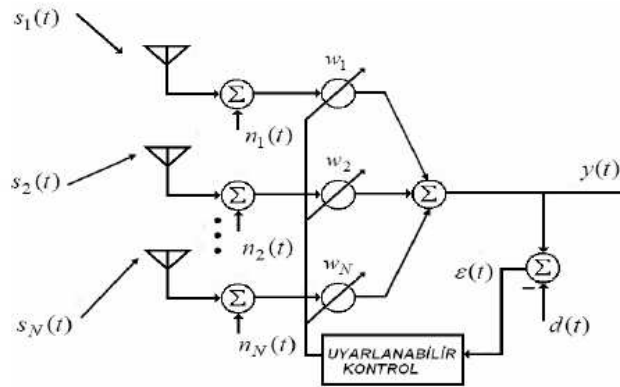
Bu bölümde adaptif anten çalışma prensipleri üzerinde durulmuştur. Adaptif anten elemanlarının her bir elemanındaki uyarma akımının genlik ve fazı değiştirilerek, anten ışıma karakteristiğinde herhangi bir doğrultuda ana demedi ve sıfırları oluşturmak mümkündür.

Anten elemanları doğrusal, dairesel ve düzlemsel gibi değişik geometrilere yerleştirilebilir. Doğrusal bir dizide, dizi elemanlarının merkezleri düz bir çizgi boyunca sıralanır. Eğer anten elemanlarının arasındaki mesafeler eşitse bu dizi, “düzgün aralıklı doğrusal dizi” olarak adlandırılır. Dairesel dizide anten elemanlarının merkezleri bir çember üzerindedir. Düzlemsel

dizilerde ise, anten elemanlarının merkezleri tek bir düzlem üzerinde bulunur. Aslında doğrusal ve dairesel diziler, düzlemsel dizilerin özel bir biçimidir.

Bir dizinin ışıma diyagramı, tek tek anten elemanlarının ışıma diyagramlarına, bu anten elemanlarının yönlerine, uzayda birbirine göre konumlarına ve besleme akımlarının genlik ve fazına göre belirlenir. Eğer dizi elemanlarından her biri izotropik (her bir anten elemanı enerjiyi tüm yönlere yayar ya da alır) noktasal birer kaynaksa, o zaman dizinin ışıma diyagramı, sadece geometriye ve dizinin besleme akımına bağlı olacaktır. Bu durumda elde edilen ışıma diyagramı “dizi faktörü” olarak adlandırılır. Eğer dizi elemanları benzer fakat izotropik değilse, diyagram çoğullama prensibiyle, her bir elemanın ışıma demedinin ve dizi faktörünün bir çarpanı olarak hesaplanabilir.

Şekil 5.7’de düzgün doğrusal anten dizisi görülmektedir. Elemanlar arasındaki uzaklık, işaretin geliş açısı θ ’dır. Her bir eleman arasındaki uzaklık eşittir.



Şekil 5.9 Adaptif Anten Sistemi

Şekil 5.9’da adaptif bir anten sistemi görülmektedir. Anten dizindeki her bir elemana gelen s_1 işaretleri ile gürültü işaretlerinin toplamalarının ağırlık vektörleri ile çarpımlarının toplamı dizi çıkışı $y(t)$ ’i verir. Önceki ağırlıklar dizi çıkışı $y(t)$ ve referans işareti $d(t)$ ile w_m ağırlıkları yinelemeli olarak hesaplanır. Referans işareti olarak hem alıcı hem de verici tarafından bilinen bir eğitim dizisidir. Referans işaretinin şekli uyarlanabilir huzme şekillendirme sistemine bağlı olarak değişir. Dizi çıkışı ;

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (5.1)$$

olarak ifade edilir.

Optimum ağırlıkları hesaplamak için, dizi yanıt vektörü bilinmesi gereklidir. Dizi yanıt vektörü açının bir fonksiyonudur. N. Antende alınan temel band işareti, orijinal işaret $s_i(t)$ 'nin zayıflamış ve faz kaymış versiyonlarının toplamlarından oluşmaktadır.

$$x_N(t) = \sum_{i=1}^N a_N(\theta_i) s_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_N(\theta_i)} \quad (5.2)$$

$\tau_k(\theta_i)$ gecikmeyi ve f_c taşıyıcı frekansı ifade eder.

$$a(\theta_i) = (a_1(\theta_i) e^{-j2\pi f_c \tau_1(\theta_i)}, a_2(\theta_i) e^{-j2\pi f_c \tau_2(\theta_i)}, \dots, a_N(\theta_i) e^{-j2\pi f_c \tau_N(\theta_i)})^T \quad (5.3)$$

$$A(\theta) = [a(\theta_1) a(\theta_2) \dots a(\theta_d)] \quad (5.4)$$

$$S(t) = [s_1(t) s_2(t) \dots s_d(t)]^T \quad (5.5)$$

$$x(t) = A(\theta) S(t) \quad (5.6)$$

Gürültü eklersek,

$$x(t) = A(\theta) S(t) + n(t) \quad (5.7)$$

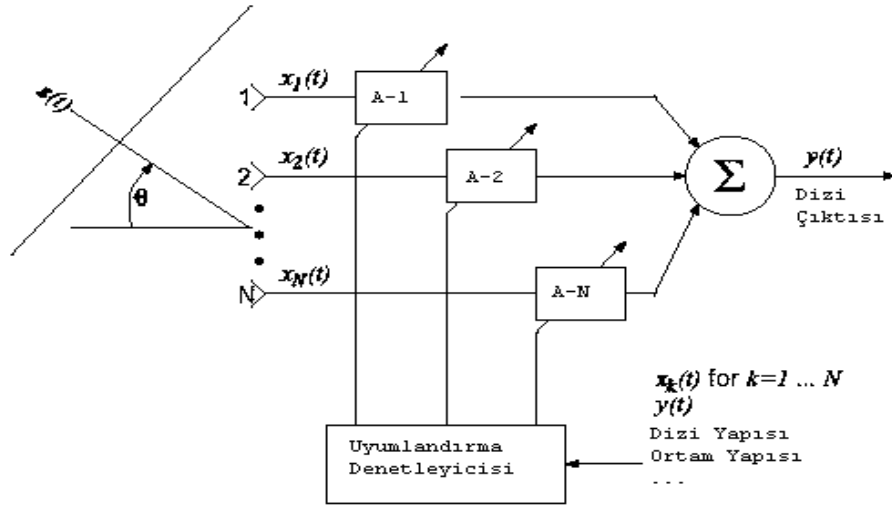
Sonuç olarak, orijinal işareti ile kestirilmiş işaret arasındaki hatayı en küçük yaparak, işaretinden işaretini kestirmek için adaptif algoritmalara ihtiyaç vardır. Adaptif algoritmalar kör algoritmalar ve kör olmayan algoritmalar olarak iki grupta toplamak mümkündür. Kör olmayan algoritmalarda alıcı ve verici tarafından binen bir eğitim işareti kullanılarak optimum ağırlık vektörleri hesaplanır. Kör algoritmalar, eğitim işaretine duymazlar. Bunun yerine istenen işaretin bazı özelliklerinden (geliş açısı, işaretin modülü, işaretin zarfı vb.) faydalanmak suretiyle optimum ağırlık vektörlerini hesaplarlar.

5.4 Hüzme Biçimlendirme (Beamforming)

Anten dizilerinin ışıma örüntüleri ayarlanabilmesi antenlerin herbirine gelen faz ve genlik bilgilerinin ayarlanmasıyla mümkün olmaktadır. Akıllı anten sistemlerinde faz ve genlik bilgileri denetleyiciden Şekil 5.10'da görülen A1, A2 ... kutucuklarına gelen işaretlerle ayarlanmaktadır.

Akıllı antenlerin başarımını etkileyen en önemli faktör işlemler sırasında harcadığı zaman ve ayarlanabilir antenin çözünürlüğüdür. Antenin işlem süresi geliş açısı kestiriminde ve ışıma örüntüsü ayarlama harcadığı zaman ile ilişkilidir. Çözünürlük ise antenin dizi yapısı ile

olduğu kadar yine algoritmalar ile ilgili bir durumdur



Şekil 5.10 Akıllı Anten Sistemi

Bir akıllı anten denetleyicisini asıl hedefi ise girişimde bulunan kullanıcıları anten dizisinin sıfırlarına yerleştirerek asıl iletişimi hedeflenen kullanıcı ile karışmasını engellemektir. Böylece kullanıcı aynı frekans ve zaman diliminde olsa bile diğer kullanıcılar ile işaret karışması olmayacağı için iletişimini sürdürebilecektir.

Denetleyici anten ışıma örüntüsünü iletişim kurulan kullanıcıyı en iyi şekilde algılayabilecek şekilde ayarlamaya çalışacaktır. İşlemin bu aşaması hüzme şekillendirme (beamforming) olarak adlandırılır. Hüzme şekillendirme antenlere giden (ya da antenden gelen) işaretlerin genlik ve fazlarının ayarlanması yolu ile olmaktadır. İşlemin bu aşamasında oldukça zaman alıcı bir bölümdür.

5.4.1 Geliş Açısı Kestirimi

Anten dizisine şekil 5.10'da görüldüğü gibi tek bir kullanıcıdan işaret gelmesi durumunda, dizi elemanları arasında oluşan faz farkını belirleyerek geliş açısını işaretin geliş açısını bulabiliriz. Bu durumda antenler, işaretin $d \cos \theta$ kadar mesafeyi aldığı süre kadar zaman farkıyla işareti algılayacaktır. Bu sürenin çalışma frekansında yaratacağı faz farkı bizim geliş açısını hesaplamamızı sağlar.

Fakat birden fazla kullanıcının antenler üzerinde değişik fazlarda oluşturduğu toplam işaret, tek kullanıcıdaki gibi elemanlar arasında düzenli bir faz farkı yaratmayacaktır. Bu nedenle

geliş açısı kestirimi algoritmaları kullanılmaktadır

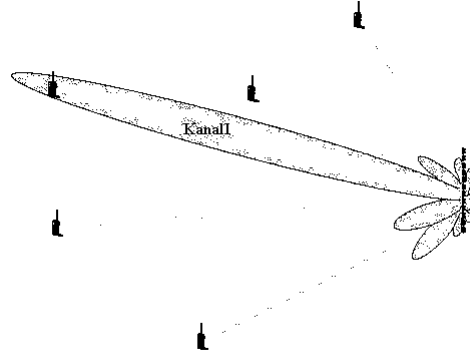
Geliş açısı kestirim algoritmaları anten dizisi yönlendirme vektörü, ortam bilgisi ve dizi elemanlarının ışıma bilgisini kullanarak anten dizisinden gelen işaretleri işler ve geliş açılarını tahmin eder.

Geliş açılarını doğru tahmin edebilmek için gelen işaret sayısından en az 1 fazla antene ihtiyaç vardır. Fakat anten sayısının artırılması işlenecek işaret sayısını artırmaktadır. Bu işlemlerin çoğunun matris işlemleri olduğu düşünülürse işlem yükünün aritmetik değil geometrik artacağı öngörülebilir. Bu nedenle geliş açısı algoritmalarının daha kısa sürede, daha yüksek çözünürlükte daha fazla kullanıcıdan gelen işareti algılayabilmesi halen üzerinde yoğun zaman harcanan bir konudur.

En yaygın geliş açısı kestirimi algoritmalarından biri MUSIC algoritmasıdır. Temel olarak alınan örnek işaret vektörünün özdeğer ayrıştırması uygulanarak sözde tayfının oluşturulmasına dayanır. Sözde tayfın tepe noktaları geliş açısı kestirimlerini vermektedir [4].

5.4.2 Hüzme Yönlendirme

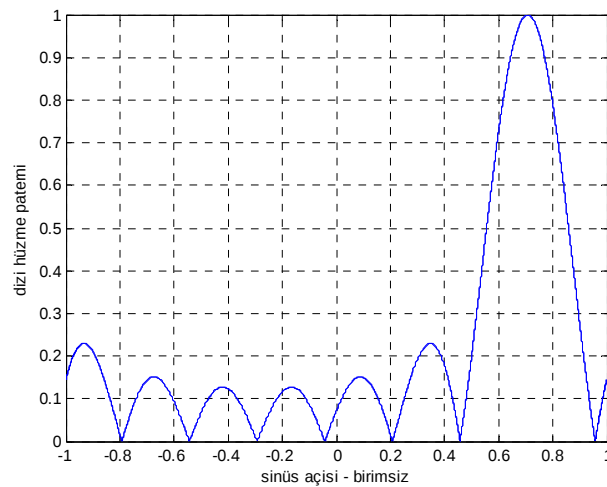
Hüzme yönlendirme denetleyicinin geliş açlarına göre oluşturacağı faz ve genlik bilgilerini içeren ağırlık vektörünün anten dizisine uygulanması işlemidir. Temel olarak gelen tek bir işaret için ışıma örüntüsünün kullanıcıya yönlendirilmesi dizi elemanlarının fazlarını dizi faktörü uyarınca değiştirmekle mümkündür. Fakat birden çok işareti ayırtmak için matematiksel olarak ağırlıkları hesaplamak zaman alıcı olduğu kadar her zaman doğru sonucu vermeyebilir. Bu nedenle ağırlık hesaplamasında özyineli (iterative) yöntemler kullanmak çok daha verimli sonuçlar vermektedir. Özyineli yöntemler belli bir başlangıç ağırlık vektörünü (genelde tamamen sıfırlardan oluşan) temel alırlar ve belli bir algoritmayı yineleyerek istenen işareti elde etmeye çalışırlar. İstenen işaretin elde edilmesi durumunda oluşan ağırlık vektörü anten dizisine uygulanarak, ışıma örüntüsünün gelen işaretleri ayırtacak şekilde oluşması sağlanır.



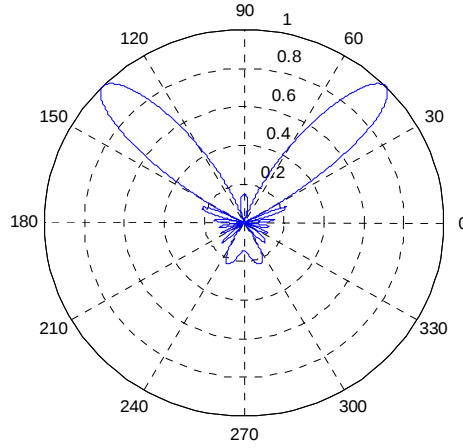
Şekil 5.11: Hüzme Yönlendirme

Hüzme biçimlendirme algoritmaları da dizi eleman sayısına bağımlı olarak çalışırlar. Dizi eleman sayısının, gelen işaret sayısından az olması durumunda geleneksel algoritmalar yeterli çözünürlüğe ulaşamazlar bu durumda süper çözünürlükte algoritmalar kullanılmalıdır. İşlem yoğunluğu çok daha yüksek olmasına rağmen bu algoritmaların özellikle yansıma yolu ile yoğun bir işaret trafiğinin yaşanması muhtemel yoğun şehirleşme bulunan ortamlarda daha yüksek başarımla sergilemesi olasıdır.

En temel özyineleme algoritmalarından olan LMS (Least Mean Squares) ve RLS (Recursive Least Squares) algoritmaları ve bu algoritmaların değişik türevleri oldukça yaygın bir şekilde hüzme şekillendirmede kullanılmaktadır. LMS işlem yoğunluğu olarak daha az yüklü olsa da RLS ile karşılaştırıldığında çok daha fazla özyineleme ile ağırlıkları hesaplamaktadır. Bu nedenle son yıllarda işlem yükünü kaldırabilecek hızda denetleyicilerin de çıkmasıyla RLS daha çok tercih edilir hale gelmiştir. (Haykin, 2002)



Şekil 5.12: 8 elemanlı düzgün doğrusal dizinin normalize dizi cevabı



Şekil 5.13 : 8 elemanlı düzgün doğrusal dizinin hüzmeye paterninin kutupsal koordinatlarda çizimi

5.5 Adaptif Algoritmalar

Adaptif kontrol işlemcisi ağırlık katsayılarını değiştirmek için adaptif algoritmalar kullanır. Adaptif algoritmaların çoğunda ilk olarak performans kriteri tanımlanır ve bu kriter sağlanana kadar ağırlık katsayıları yinelenmeli olarak değiştirilir. En çok kullanılan performans kriterleri, En Küçük Ortalama Karesel Hata (Minimum Mean Squared Error = MMSE), En büyük olasılık (Maximum Likelihood = ML) ve En Büyük İşaret – Karıştırıcı ve Gürültü Oranı (Maximum Signal-to-Interference and Noise Ratio=SINR)'dır. Tipik olarak dizi çıkışında işaret kalitesiyle ters ilişkili olan kriterler genellikle amaç fonksiyonu (cost function) olarak adlandırılır. Ağırlıklar iterative (özyinelemeli) olarak ayarlandıklarından, amaç fonksiyonu giderek daha da küçülür. Amaç fonksiyonu, en küçük yapıldığında performans kriteri sağlanmış olur ve algoritmanın yakınsadığı söylenir.

Adaptif bir dizi sisteminde, ağırlık katsayısı vektörünü ayarlamak için pek çok farklı algoritma kullanmak mümkündür. Farklı algoritmaların yakınsama hızı, hesaplama karmaşıklığı, izleme (tracking) gibi farklı karakteristikleri vardır. Yakınsama hızı, optimum çözüme yakınsaması için, algoritmadaki özyineleme sayısını ifade etmektedir. Yakınsama hızı büyük ise algoritma, istatistikleri bilinmeyen durağan bir ortama daha çabuk uyarlanır. Hesaplama karmaşıklığı ile kastedilen algoritmadaki matematiksel işlemler ve program ile verinin kaydedildiği hafızanın büyüklüğüdür. Ayrıca algoritma durağan olmayan bir ortamda

çalıştığında, algortimanın ortamdaki istatistiksel değişimleri izlemesi istenmektedir.

Adaptif algoritmaların özyinelemeli olarak çalışanlarının dışında blok modunda (block mode) çalışanları da vardır. Bu çalışma biçiminde elde edilen istatistiklerin tahminleri, periyodik olarak yeni ağırlık katsayılarını hesaplamak için kullanılır. Özyinelemeli çalışmada ise bir önceki ağırlık vektörü, yani ağırlık vektörünü hesaplamada kullanılmaktadır.

Adaptif algoritmaların pek çoğu eğitime işareti (training signal) kullanıp kullanmamalarına göre ikiye ayrılmaktadır. Ağırlık katsayısı vektörünü yenilerken eğitime işareti kullanan algoritmalar “kör olmayan (non-blind)”, kullanmayan algoritmalar ise “kör (blind)” algortimalar olarak adlandırılmaktadır. Kör olmayan algoritmalar eğitime peryodunda radyo kanalını veri yollamak için kullandıklarından, sistemin spektral verimliliği, kör algoritmalara göre daha az olmaktadır. (Haykin, 2002)

5.5.1 İstatiksel Optimal Hüzme Biçimlendirme Teknikleri

Dizi tarafından alınan bilgi esasına dayanan istatistiksel optimal hüzme paternlerine direkt çözümler için bir çok yaklaşım türetilmiştir. Böyle bir hüzme biçimlendiricisinde, patern, dizi çıkışındaki sinyalin kalitesi ile ters orantılı olan bir değer fonksiyonunu minimum kılmak için optimize edilir. Yani, değer fonksiyonu minimumken dizi kazancındaki sinyalin kalitesi maksimumdur.

Minimum ortalama karesel hata (MMSE) yaklaşımı dizi çıktısı ile istenilen cevap arasındaki farkı minimize eder. MMSE’ nin avantajı hiçbir DOA verisine ihtiyaç duymaması iken dezavantajı sinyalin nereden geldiğini bilmek için bir deneme süresine gereksinim duymasıdır.

Maksimum SNR tekniği sinyalin gürültüye olan oranını (SNR) maksimize eder, bu sistem başka yaklaşımlar yolu ile geliştirmekten ziyade SNR’nin doğru maksimizasyonu verme avantajına sahiptir. Maksimum SNR yönteminin dezavantajı sistemin girişimci gürültünün istatistiki değerlerini ve arzu edilen sinyalin DOA’sını bilme zorunluluğudur.

Doğrusal olarak zorlanmış minimum varyans yaklaşımı (LCMV) doğrusal zorlama tesiri altındaki dizinin çıktısındaki varyansı minimize eder. Genelleştirilmiş bir zorlama tekniği olmak LCMV’ nin bir avantajıdır. Max SNR’ de olduğu gibi, arzu edilen sinyalin DOA bilgisi gerekmektedir.

5.5.2 LMS Algoritması

En küçük karesel ortalama (LMS) algoritması Widrow&Hoff tarafından 1959 yılında sunulmuştur. En yaygın kullanıma sahip kör olmayan algoritmalar sınıfındadır. Optimum ağırlık vektörlerini hesaplamak için referans işaretin yani, istenen işaret bilgisine ihtiyaç vardır. LMS algoritmasında matris ters alma veya ilinti matrisleri hesabı gerekmediğinden basit bir algoritmadır.

LMS algoritması aşağıdaki denklemler ile ifade edilir. (Haykin, 2002)

$$\text{Çıkış, } y(n) = w^H x(n) \quad w_1 = 0.254 \angle -0.414^\circ \quad (5.8)$$

$$\text{Hata, } e(n) = d^* - y(n) \quad (5.9)$$

$$\text{Ağırlık, } w(n+1) = w(n) + \mu x(n)e^*(n) \quad (5.10)$$

Algoritmada kullanılan μ adım büyüklüğü parametresi $w(n)$ ağırlıklarının yakınsamasını kontrol eder. Bu algoritma sürekli olup her örneklenen giriş işaretinden sonra ağırlıklar güncellenir. Adım büyüklüğü parametresi aşağıdaki aralıkta seçilebilir.

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{maks}} \quad (5.11)$$

6. YENİDEN ŞEKİLLENEBİLİR ANTEN ELEMANLARI İLE AKILLI ANTEN SİSTEMİ TASARIMI VE SİMÜLASYON SONUÇLARI

Bu bölümde hesaplama kolaylığından ve en küçük karesel ortalama karesel hatayı performans kriteri olarak kullanan algoritmalara temel teşkil ettiğinden dolayı demet oluşturma problemlerinde LMS algoritması kullanılmıştır. Simülasyonlar ile elde edilen hüzmeye oluşturma sonucunda LMS algoritmasının sonucu incelenmekte ve tasarlanan yeniden şekillenebilir anten elemanları ile izotropik anten kullanılması durumundaki hüzmeye biçimlendirme karşılaştırılmaktadır. Simülasyonlarda MSK modülasyonlu işaret kullanılmış sistem gürültüsü ve programda kullanılan gürültü işaretlerinin genliklerinin normal dağılımlı fazlarının ise kullanılan sektör içerisinde düzgün dağılımlı olduğu varsayılmıştır. Ayrıca ısı gürültü olan sistem gürültüsü de işarete eklenmiştir; sistem gürültüsü ortalamasını $\mu=0$, varyansının $\sigma^2=0.1$ alınmıştır. Antenler arasındaki mesafe 2.4 GHz bandına göre ayarlanmış, 0.5λ olarak alınmıştır.

Tüm adaptif dizi akıllı anten simülasyonları için ikili değerler gönderen vericiyi simülasyonunu yapmak için deneme serisinin 4000 giriş sinyali 1 ya da -1 değerleri olarak işaretlenmiştir. Her ne kadar 1000 örnekleme sayısı olsa da sistemin aşırı yüksek olan yaklaşım hızı nedeniyle sonuçlar sadece 400 aralığa kadar gösterilmiştir. LMS algoritmasının adım genişliği parametresi μ 0.05'e ayarlanmıştır. Birden fazla çokluyol içeren simülasyonları mümkün olduğunca gerçekçi kılmak amacıyla, hem genlik hem de faz bileşenleri içeren her bir çokluyol değişik bir kazanç değerine sahiptir. Kazancın genliğinin sistem üzerinde en fazla etkiye sahip olduğu, fazın çok az ya da hiç etkiye sahip olmadığı görülmüştür.

Akıllı antenin LMS algoritması ile çalışmasını değişik eleman sayılı anten dizileri ile benzetimler yapılarak incelenmiştir. İzotropik anten durumunda ideal durum hesaplanarak, tasarlanan anten elemanı ile toplam Elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$E(\text{Toplam})=E(\text{Referans noktasındaki tek eleman})\times\text{Dizi Faktörü}$$

Akıllı anten sistem simülasyonu yine MATLAB ortamında gerçekleştirilmiş olup, kaynak kodları EK 1 ve 2'de verilmiştir. Anten besleme akım ve fazlarını MATLAB programından alınarak, Ansoft Designer programında anten ışıma paterni yeni tasarlanan yeniden şekillenebilir anten için hesaplanmıştır. Böylece tam olarak bu sistemin ne kadarlık kazançla bu yönelimi sağladığı gösterilmiştir.

6.1.1 2 Elemanlı Anten Dizisi İçin Sistem Simülasyonları

Bu simülasyonda 2 elemanlı anten dizisi için 35^0 'den hüzmeyi yöneltmek istediğimiz gelen işaret 0^0 ve -20^0 'den gürültü işaretlerinin geldiği varsayılmıştır. İdeal durum ve algoritmanın performansı izotropik anten kullanılarak gerçekleştirilmiş ve anten uyarımları için genlik ve faz bileşenleri bulunmuştur. Daha sonra sistemin performansı, tasarlanan antenin ışıma paterninin dizi faktörü ile çarpılarak incelenmiş ve pratikte yeni tasarlanan anten kullanılması durumunda meydana gelecek durum gözlenmiştir.

Simülasyonlardan görüleceği üzere tasarlanan antenin kazancı ideal duruma göre daha azdır. Fakat 35^0 'den gelen istediğimiz işaret için yönelticiliği sağlamıştır. Anten besleme akım ve fazlarını MATLAB programında hesaplanarak bu anten dizisi için Ansoft Designer programında uygulanmıştır. Böylece tam olarak bu sistemin ne kadarlık kazançla bu yönelimi sağladığını hesaplanmıştır. Ansoft Designer programı düzlemsel antenler için düzenlenmiş modülü ile anten ışımasını MoM çözüm metoduna göre hesaplar.

Antenlerin bu durumda LMS tarafından hesaplanan genlik ve faz katsayıları aşağıdaki gibidir.

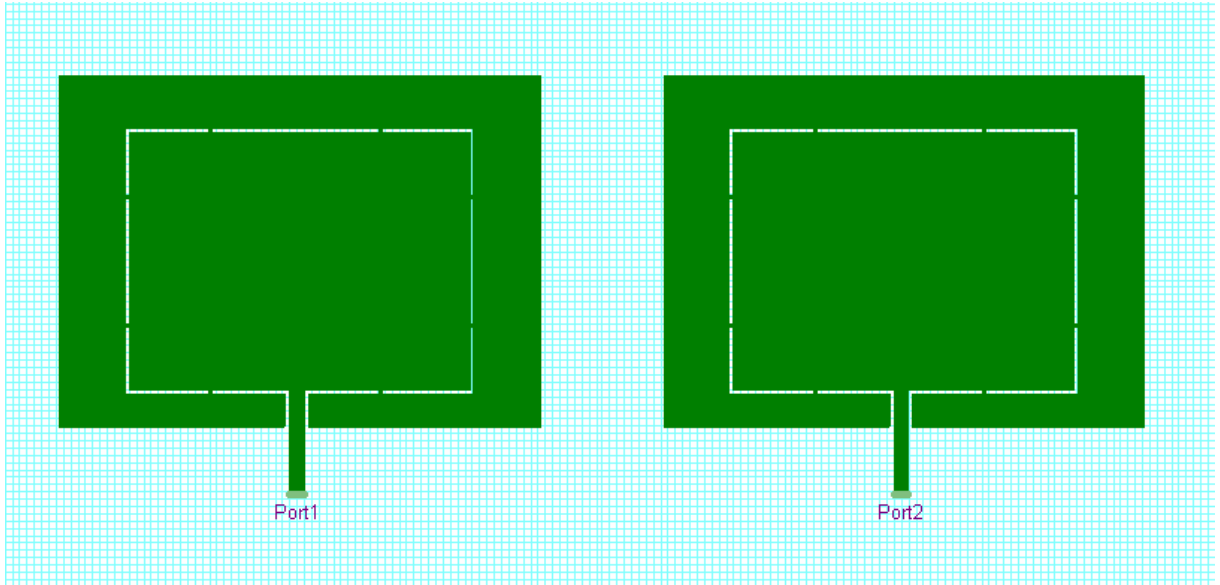
$$w_1 = 0.493 \angle 17.314^\circ$$

$$w_2 = 0.421 \angle -127.088^\circ$$

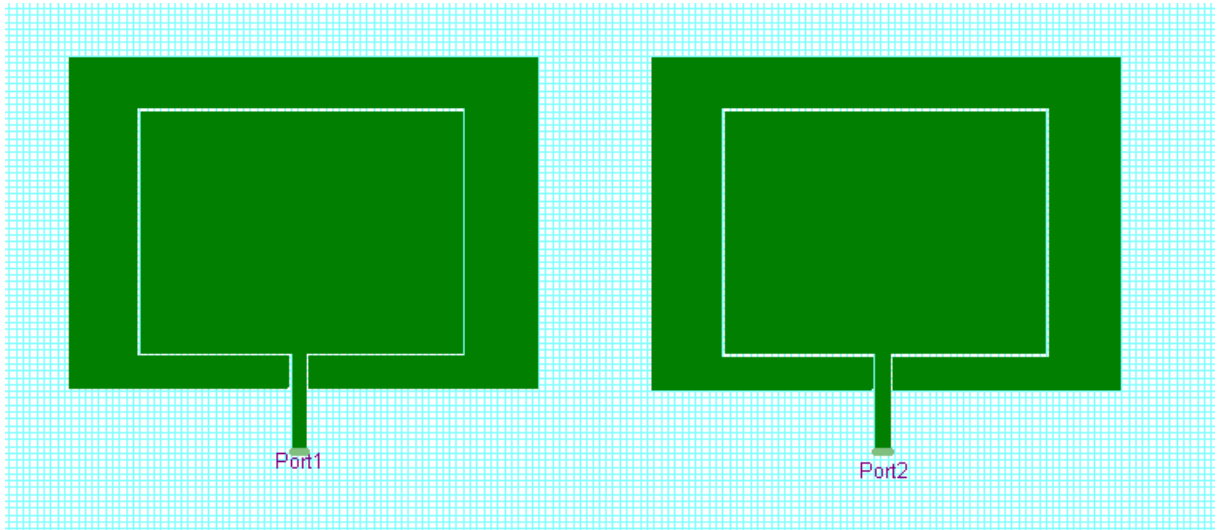
Tasarlanan anten sistemi anahtarların açık olması durumunda 3.5 GHz'de, kapalı olması durumunda 2.4 GHz'de çalışmaktadır. Sistemin her iki frekans içinde görünümü Şekil 6.1 ve Şekil 6.2'de verilmiştir.

LMS algoritması sonucunda algoritmanın istenilen işarete yaklaşması ve oluşan bit hata oranı Şekil 6.3 ve Şekil 6.4'de verilmiştir. Grafiklerden de görüleceği üzere anten sayısına direkt bağlı bir parametre olan çözünürlük burada etkili olmuştur. İstenilen işarete verilen örnek sayısı civarında direkt yakınsama olmamış ve bit hata oranı yüksek seviyelerde kalmıştır.

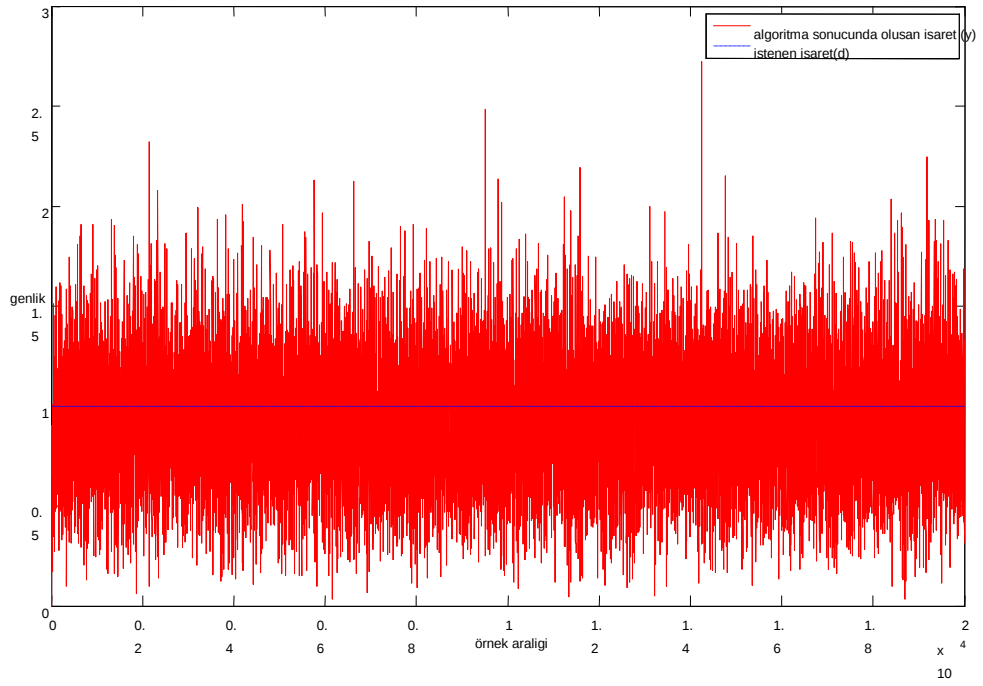
Buna rağmen 35^0 'den gelen işaret, 0^0 ve -20^0 'den gelen gürültü işaretlerinin sezilmesi ve yönelimi her iki frekansta da sağlanmıştır. İzotropik antenin ve tasarlanan antenin dizi genlik cevapları ve ışıma paternleri sıralı olarak Şekil 6.5 ve Şekil 6.6'da verilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, tasarlanan sistem her iki frekans içinde aynı genlik ve faz değerlerinin uygulanmasına rağmen benzer performansı göstermiş ve yaklaşık kazanç değerleriyle gelen işarete yönelim sağlanmıştır.



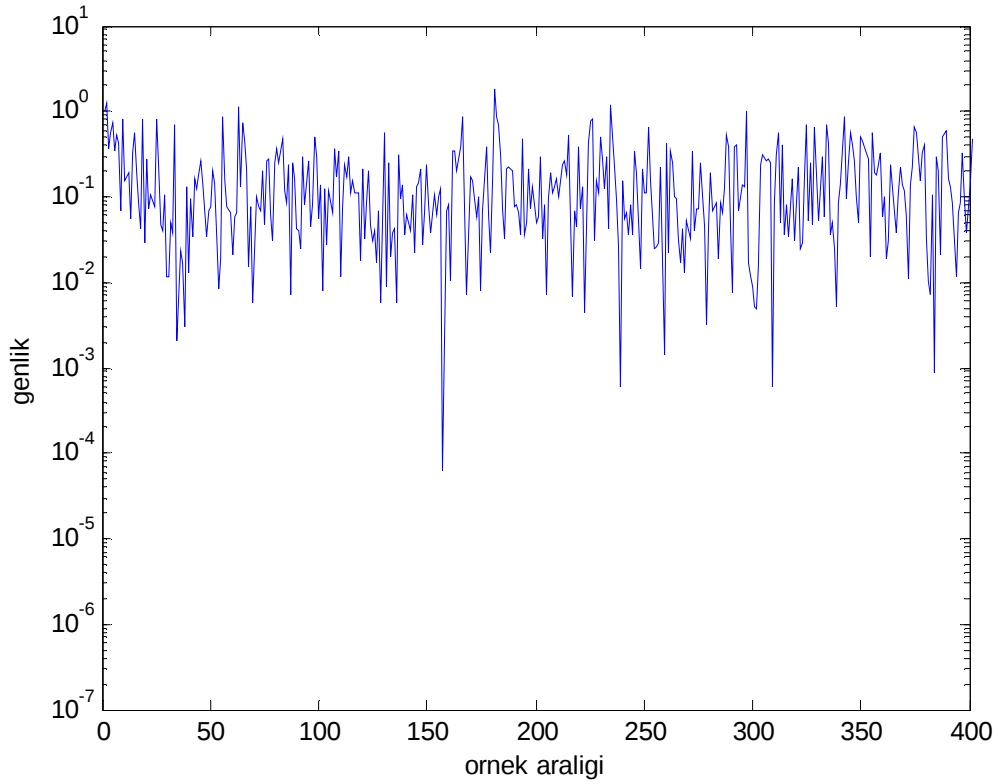
Şekil 6.1 2 elemanlı sistemin anahtarlar kapalı iken 2.4 GHz’de durumu



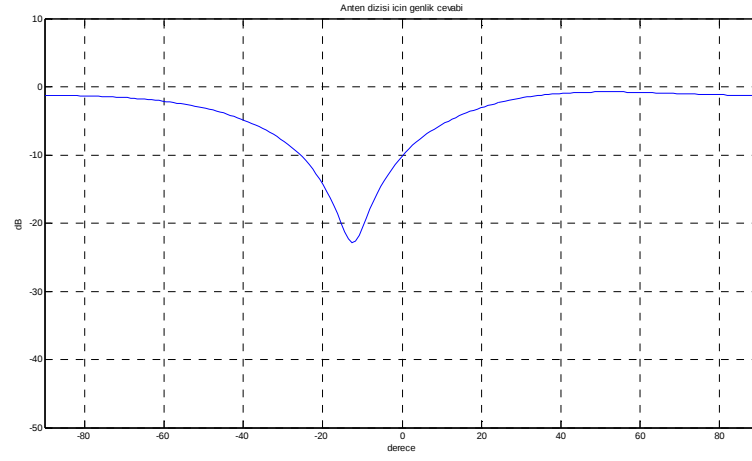
Şekil 6.2 2 elemanlı sistemin anahtarlar açık iken 3.5 GHz’de durumu



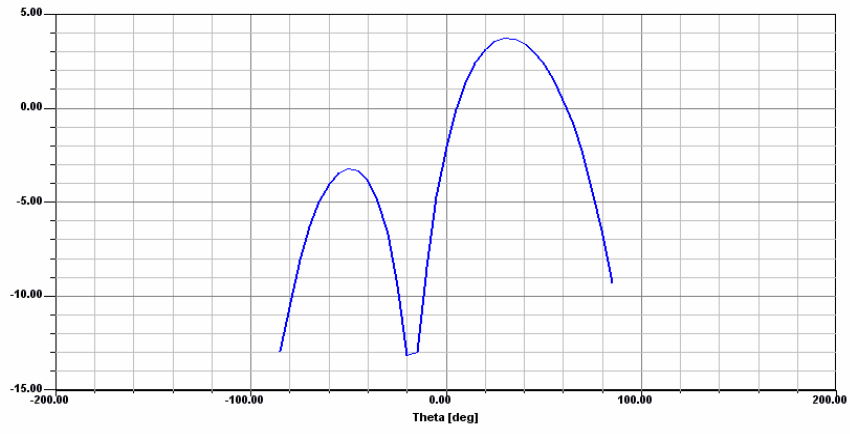
Şekil 6.3 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması



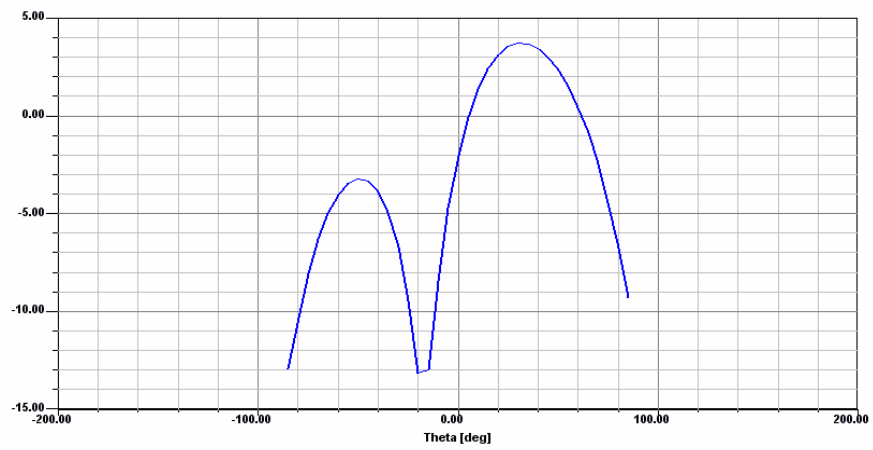
Şekil 6.4 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması ile oluşan bit hata oranı



(a)

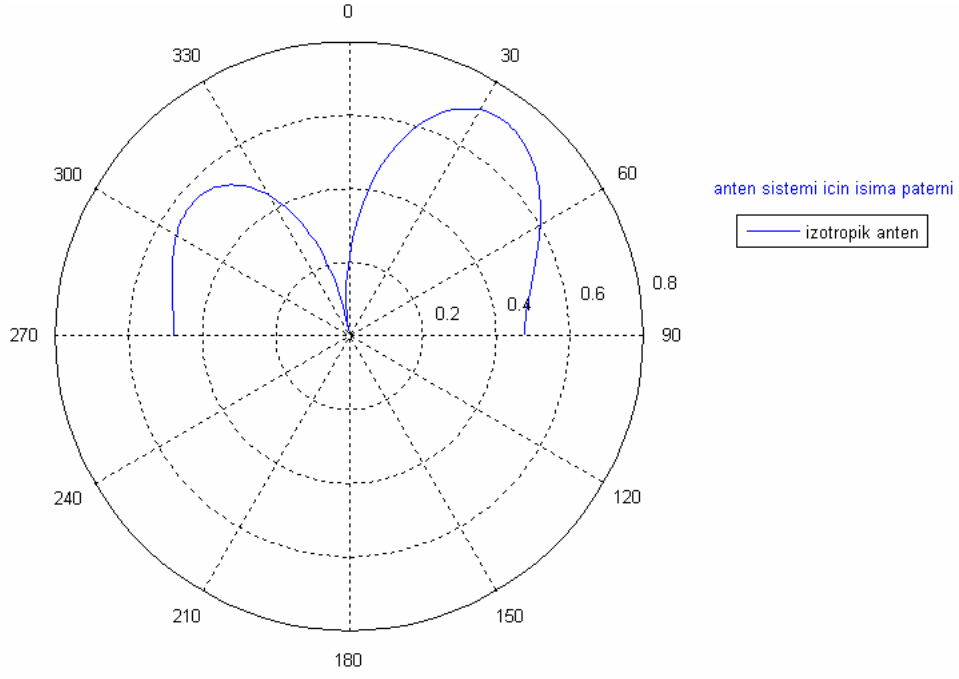


(b)

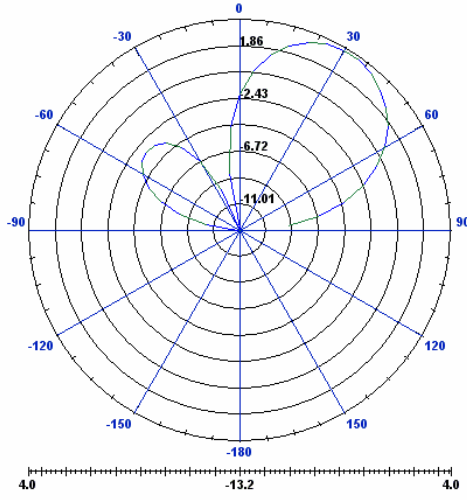


(c)

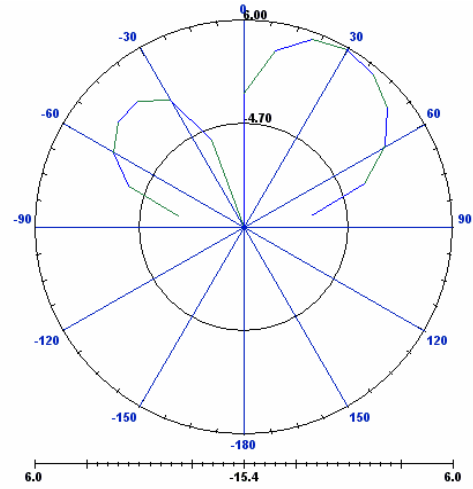
Şekil 6.5 Anten sisteminin dizi genlik cevabı a) ideal durum b) 2.4 GHz’de antenin çalışma durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu



(a)



(b)



(c)

Şekil 6.6 Anten sisteminin ışıma paterni a) ideal durum b) 2.4 GHz’de antenin çalışma durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu

6.1.2 3 Elemanlı Anten Dizisi İçin Sistem Simülasyonları

Bu simülasyonda da 3 elemanlı anten dizisi için 35^0 'den hüzmeyi yönleltmek istediğimiz gelen işaret 0^0 ve -20^0 'den gürültü işaretlerinin geldiği varsayılmıştır. Burada bir önceki simülasyon değerleri ile aynı değerler kullanılmasındaki amaç anten sayısının performansa etkisini gözlemlemektir.

Antenlerin bu durumda LMS tarafından hesaplanan genlik ve faz katsayıları aşağıdaki gibidir.

$$w_1 = 0.332 \angle 46.154^\circ$$

$$w_2 = 0.421 \angle -103.395^\circ$$

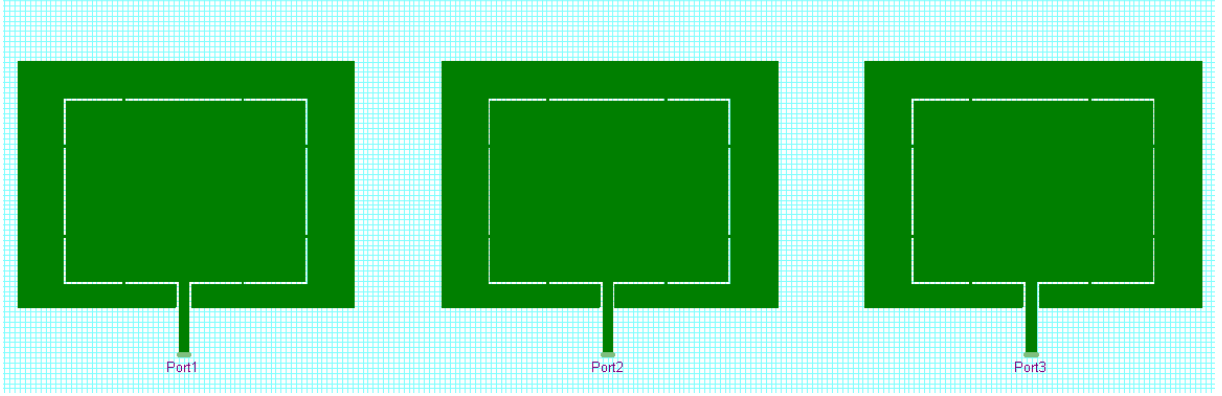
$$w_3 = 0.329 \angle 110.438^\circ$$

Tasarlanan anten sistemi anahtarların açık olması durumunda 3.5 GHz'de, kapalı olması durumunda 2.4 GHz'de çalışmaktadır. Sistemin her iki frekans içinde görünümü Şekil 6.7 ve Şekil 6.8'de verilmiştir.

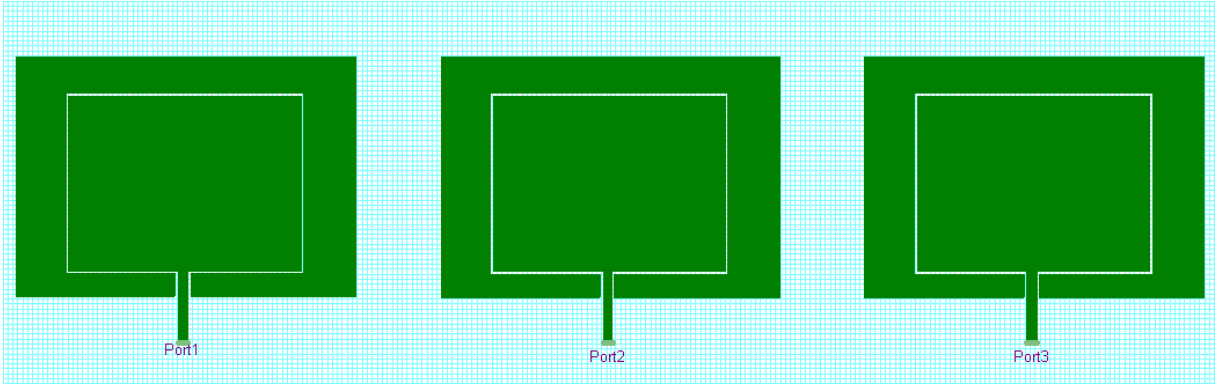
LMS algoritması sonucunda algoritmanın istenilen işarete yaklaşması ve oluşan bit hata oranı Şekil 6.9 ve Şekil 6.10'da verilmiştir. Bir önceki bölümde anlatılan 2 elemanlı sistemden daha iyi sonuçlar alınmıştır. Düşük bit-hata oranının yanı sıra, daha iyi yakınsama sağlanmıştır.

35^0 'den gelen işaret, 0^0 ve -20^0 'den gelen gürültü işaretlerinin sezilmesi ve yönelimi her iki frekansta da sağlanmasına rağmen ana hüzmeye ve sıfır noktalarında kaymalar olmuştur. 2.4 GHz'de ana hüzmeye 45^0 'de 2.41 dB kazançla yönelim yaparken, sıfır noktaları da 10^0 ve -40^0 'de oluşmuştur. 3.5 GHz'de ana hüzmeye 40^0 'de 6.20 dB kazançla yönelim yaparken, sıfır noktaları da 10^0 ve -30^0 'de oluşmuştur. Frekanslardaki bu kaymalar LMS algoritmasının izotropik antene göre modellenmesi ve kuplaj etkilerinin simülasyona dahil edilmemiş olmasıdır. Fakat antenin her iki frekansta ta kazançta düşmeyle beraber aynı karakteristikleri göstermesi bu sistemin daha iyi bir işaret işleme modeli ile birlikte akıllı anten sisteminde kullanılabileceğini gösterir.

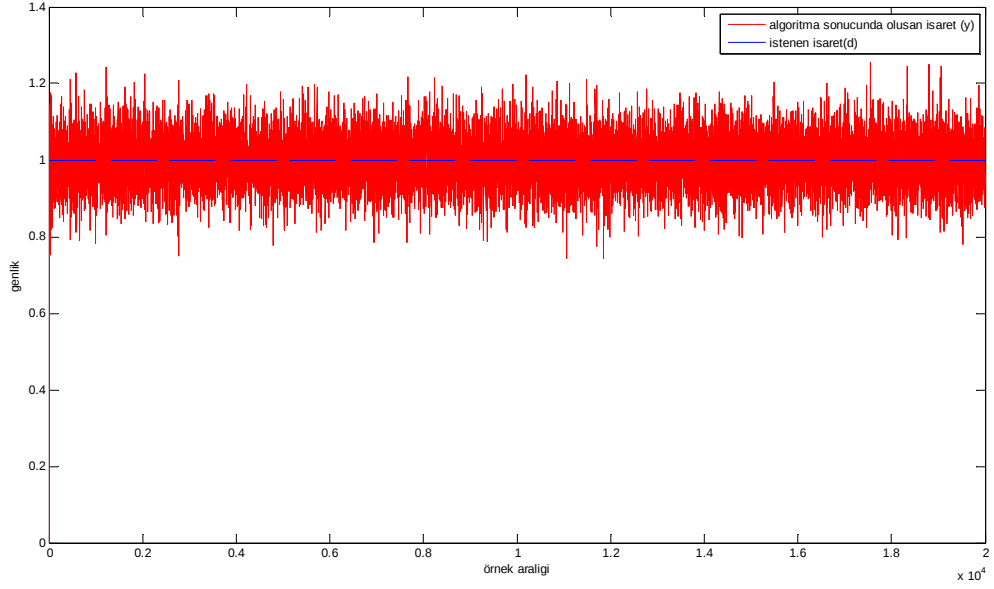
İzotropik antenin ve tasarlanan antenin dizi genlik cevapları ve ışıma paternleri sırasıyla Şekil 6.11 ve Şekil 6.12'de verilmiştir.



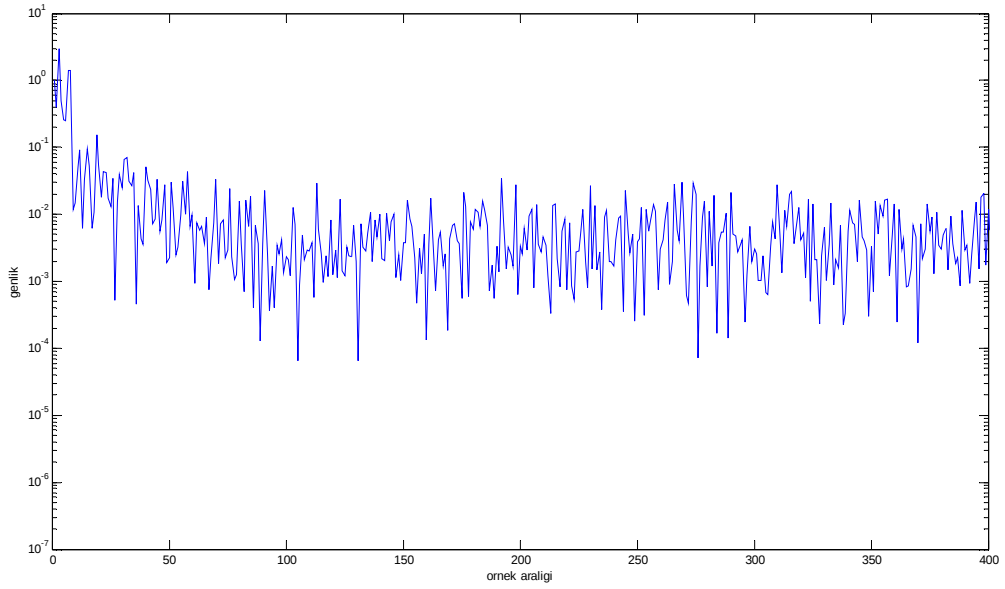
Şekil 6.7 3 elemanlı sistemin anahtarlar kapalı iken 2.4 GHz’de durumu



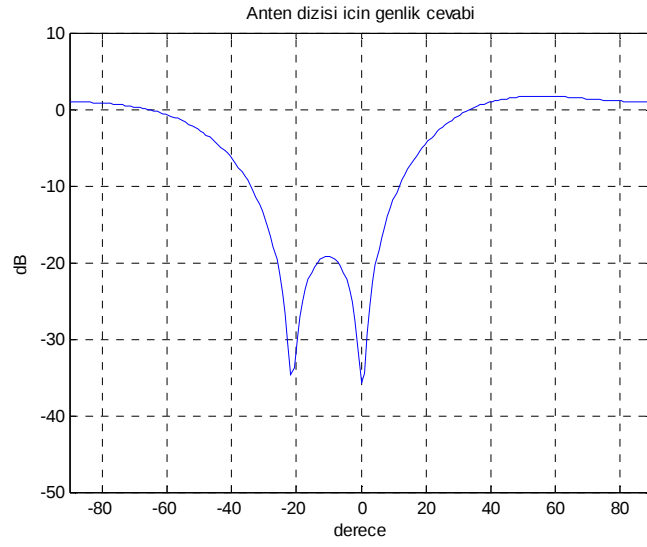
Şekil 6.8 3 elemanlı sistemin anahtarlar açık iken 3.5 GHz’de durumu



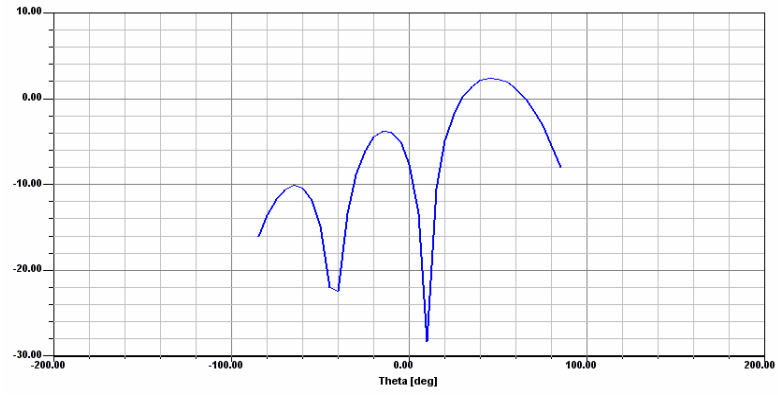
Şekil 6.9 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması



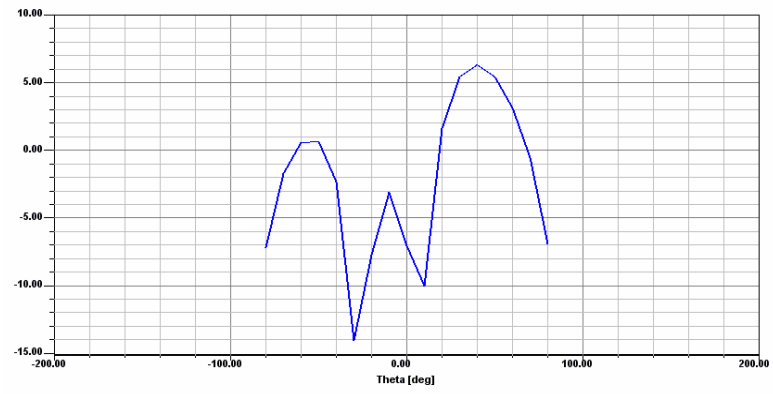
Şekil 6.10 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması ile oluşan bit hata oranı



(a)

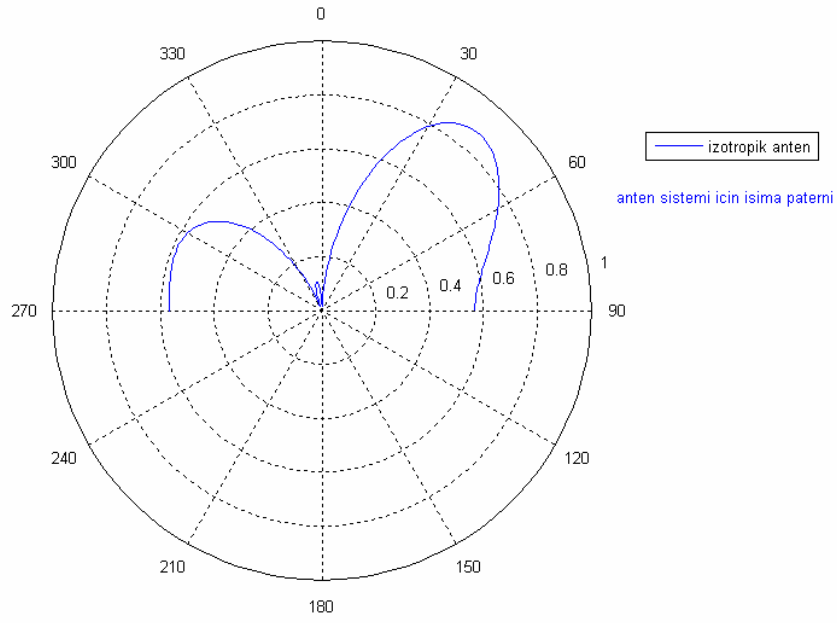


(b)

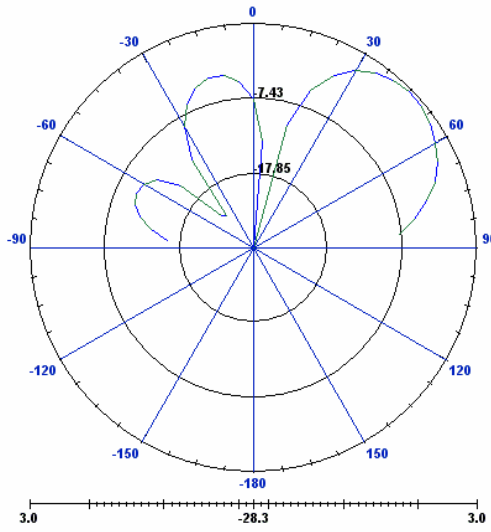


(c)

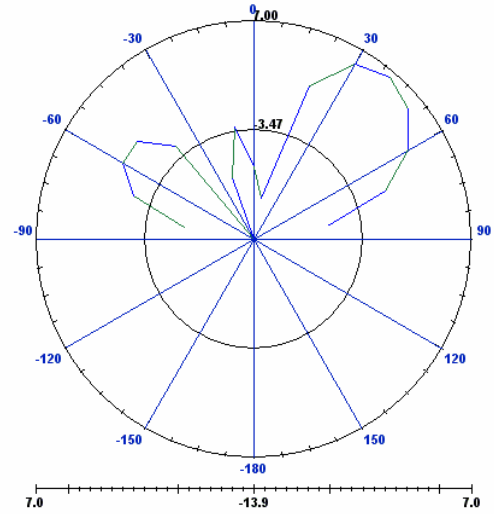
Şekil 6.11 Anten sisteminin dizi genlik cevabı a) ideal durum b) 2.4 GHz’de antenin çalışma durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu



(a)



(b)



(c)

Şekil 6.12 Anten sisteminin ışıma paterni a) ideal durum b) 2.4 GHz'de antenin çalışma durumu c) 3.5 GHz'de antenin çalışma durumu

6.1.3 4 Elemanlı Anten Dizisi İçin Sistem Simülasyonları

Bu simülasyonda da 4 elemanlı anten dizisi için 35^0 'den hüzmeyi yönleltmek istediğimiz gelen işaret 0^0 ve -20^0 'den gürültü işaretlerinin geldiği varsayılmıştır. Yine burada da anten sisteminin performansı gözlemlenmiş olup bundan önceki iki sistemin simülasyonunda meydana gelen işarete yönelimdeki kaymaların bu sistemde çok azaldığı gözlemlenmiştir. LMS algoritması sonucunda algoritmanın istenilen işarete yaklaşması ve oluşan bit hata oranı bir önceki bölümde anlatılan 2 ve 3 elemanlı sistemden daha iyidir.

Antenlerin bu durumda LMS tarafından hesaplanan genlik ve faz katsayıları aşağıdaki gibidir.

$$w_1 = 0.215 \angle 1.141^\circ$$

$$w_2 = 0.421 \angle -111.680^\circ$$

$$w_3 = 0.329 \angle 159.636^\circ$$

$$w_4 = 0.329 \angle 50.399^\circ$$

Sistemin her iki frekans içinde görünümü Şekil 6.13 ve Şekil 6.14'de verilmiştir.

LMS algoritması sonucunda algoritmanın istenilen işarete yaklaşması ve oluşan bit hata oranı ve antenlerin tam dalga çözümünün istenilen değerlerde olması üzerine sistem başka iki değer için daha test edilmiştir. Değişik açılardan verilen gelen ve gürültü işaretleri yanı sıra gürültü işareti sayısı da bire indirilerek simülasyon yapılmıştır.

İstenilen işaret -40^0 'den, gürültü işareti ise 60^0 'den gelecek şekilde LMS algoritmasında değerler verilerek, genlik ve fazlar her bir anten elemanı için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$w_1 = 0.254 \angle -0.414^\circ$$

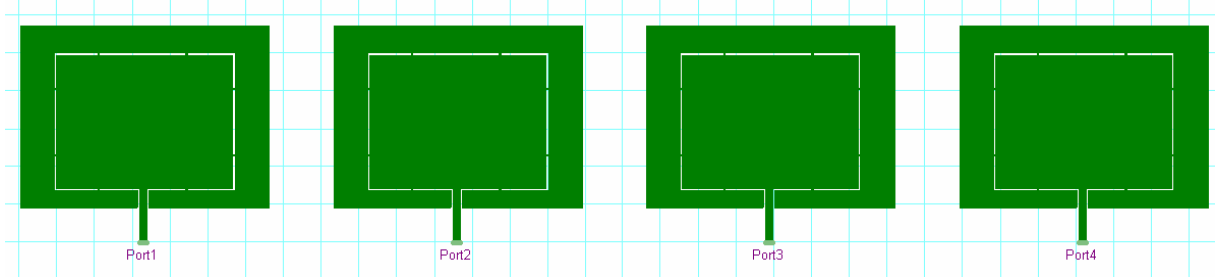
$$w_2 = 0.237 \angle -115.995^\circ$$

$$w_3 = 0.240 \angle -130.891^\circ$$

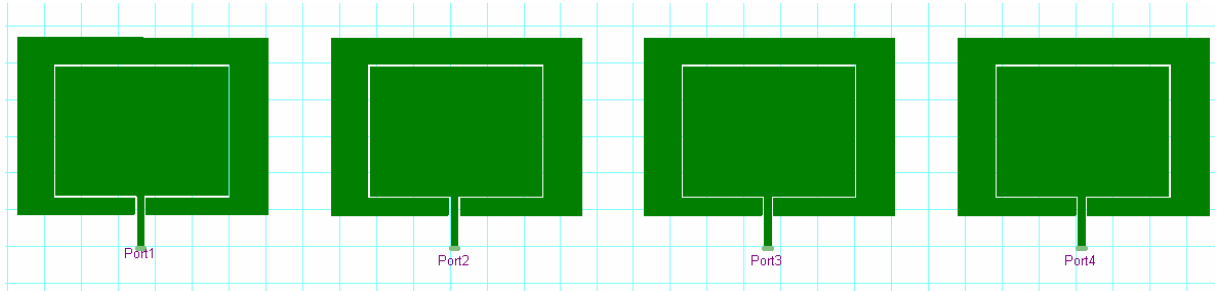
$$w_4 = 0.263 \angle -12.178^\circ$$

İkinci durum olarak adlandırılan bu durum sonucunda -40^0 'den gelen işaret, 60^0 'den gelen gürültü işaretlerinin sezilmesi ve yönelimi 3.5 GHz frekansında tam olarak sağlanmıştır. 2.4 GHz'de ana hüzmeye -45^0 'de 5.49 dB kazançla yönelim yaparken, sıfır noktası da 30^0 oluşmuştur. 3.5 GHz'de ana hüzmeye -40^0 'de 8.38 dB kazançla yönelim yaparken, sıfır noktası da 60^0 'de oluşmuştur. Frekanslardaki bu kaymalar göstermiştir ki karşılıklı kuplaj etkisi boyu daha büyük olan 2.4 GHz sisteminde bozulmalara neden olmuştur. Anten sistemi

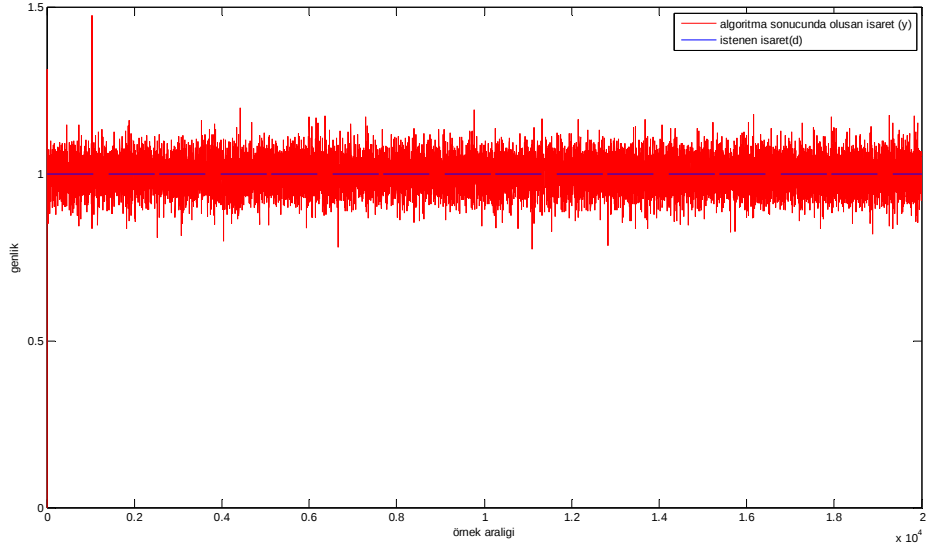
2.4 GHz’de 0.5 dalga boyu arayla sıralanmış olmasına rağmen bu açıklığın biraz daha artırılması gerekliliği ortaya çıkmıştır.



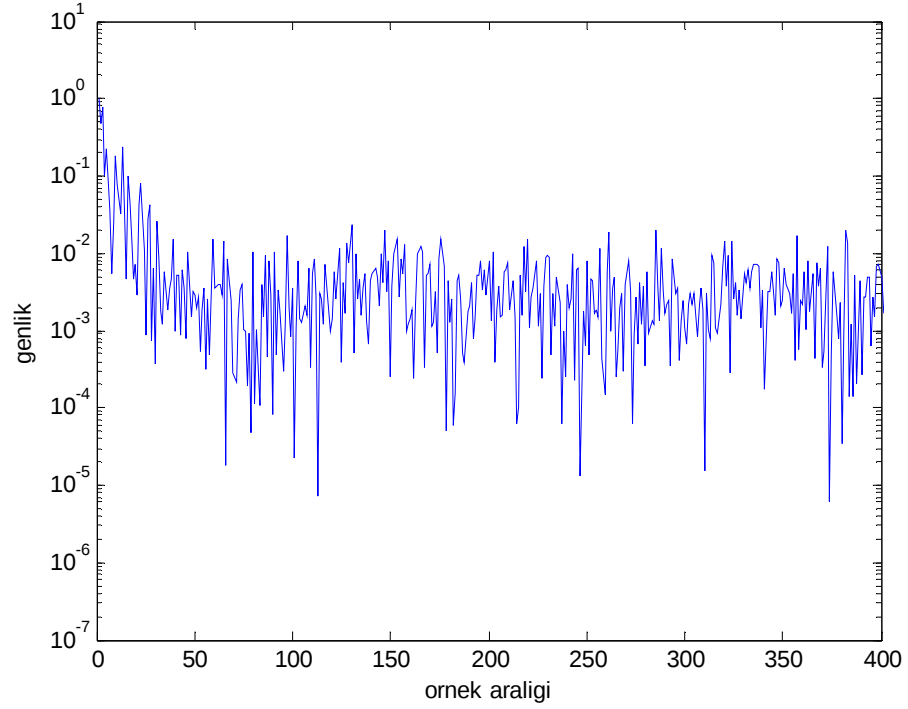
Şekil 6.13 4 elemanlı sistemin anahtarlar kapalı iken 2.4 GHz’de durumu



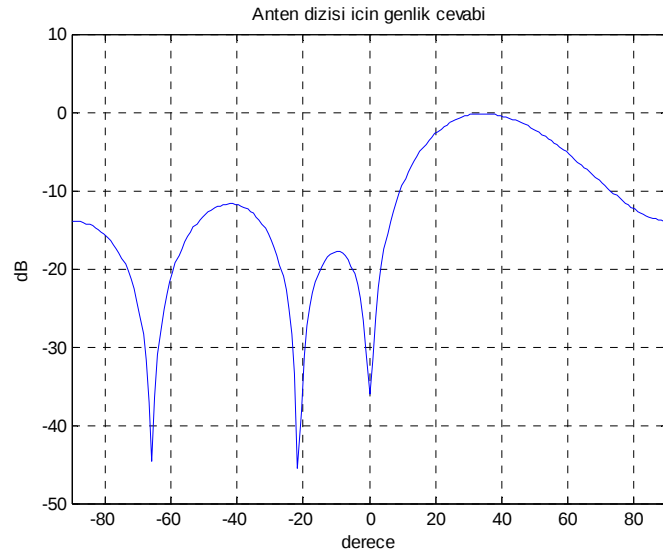
Şekil 6.14 4 elemanlı sistemin anahtarlar açık iken 3.5 GHz’de durumu



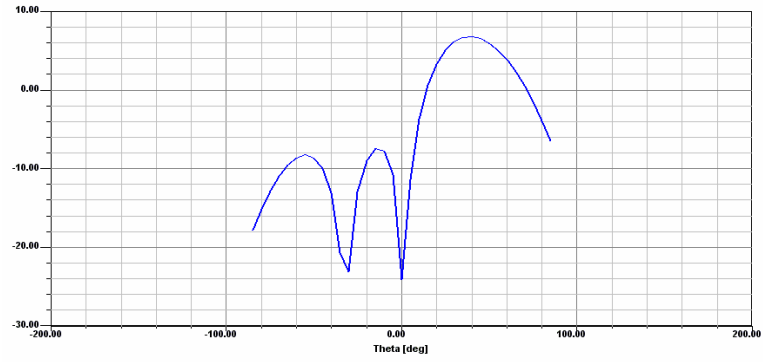
Şekil 6.15 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması



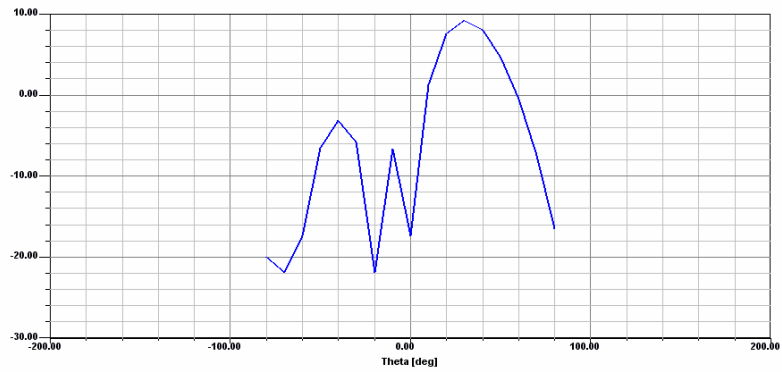
Şekil 6.16 İstenilen İşaret (verilen işaret) ile LMS sonucu ortaya çıkan işaretin karşılaştırılması ile oluşan bit hata oranı



(a)

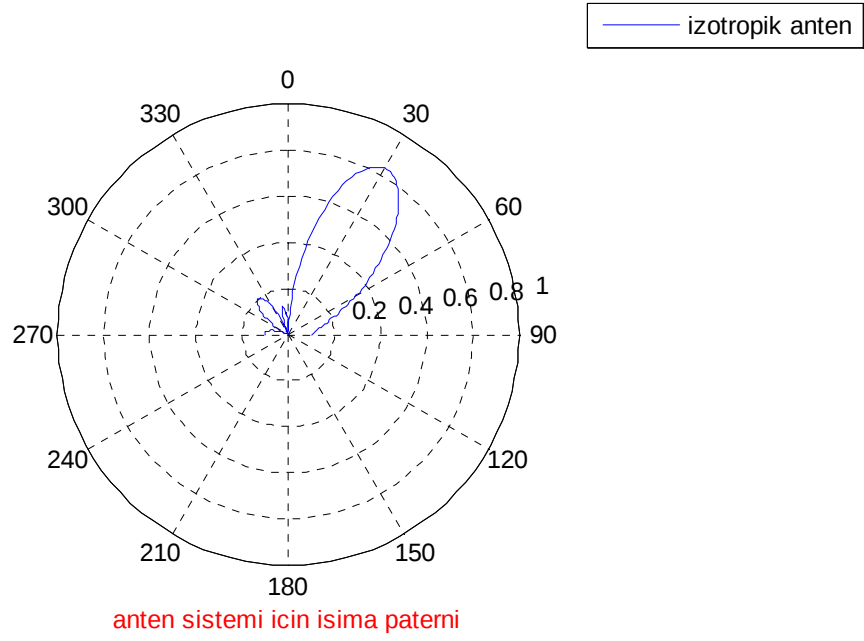


(b)

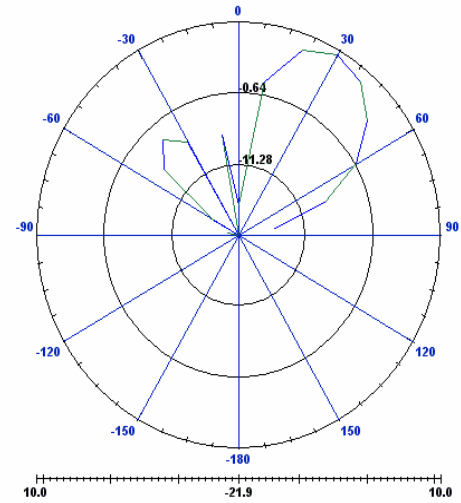
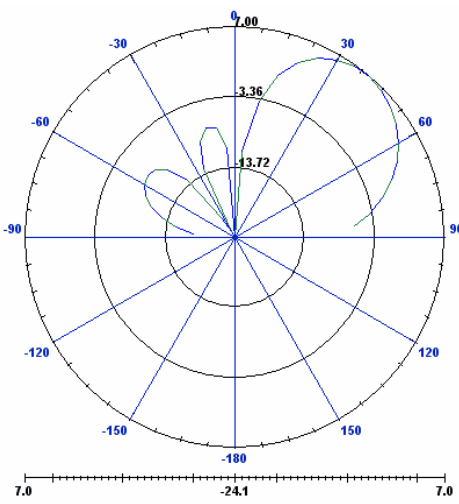


(c)

Şekil 6.17 Anten sisteminin dizi genlik cevabı a) ideal durum b) 2.4 GHz’de antenin çalışma durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu

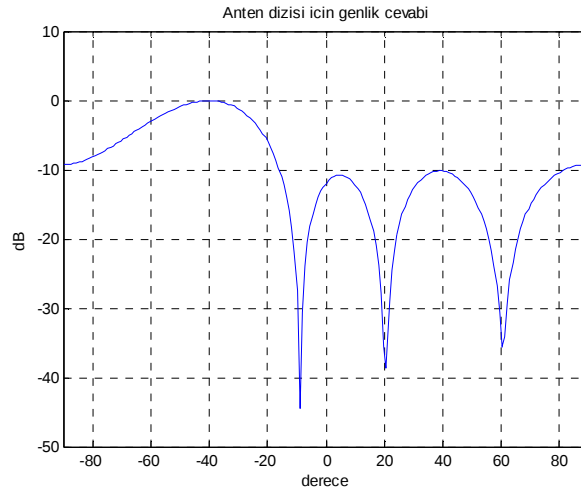


(a)

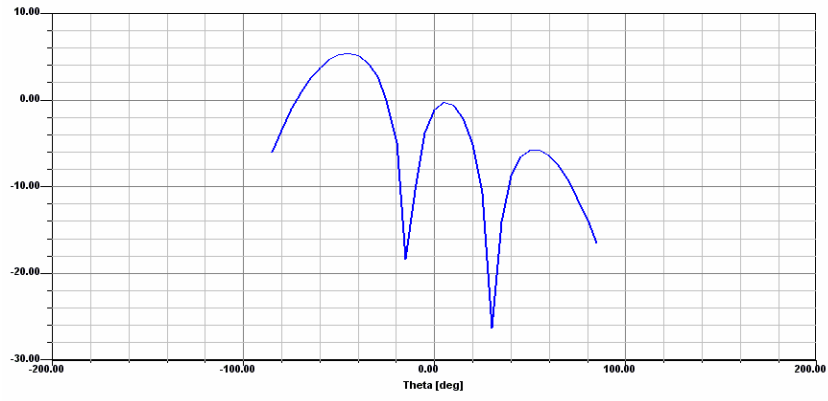


Şekil 6.18 Anten sisteminin ışıma paterni a) ideal durum b) 2.4 GHz’de antenin çalışma durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu

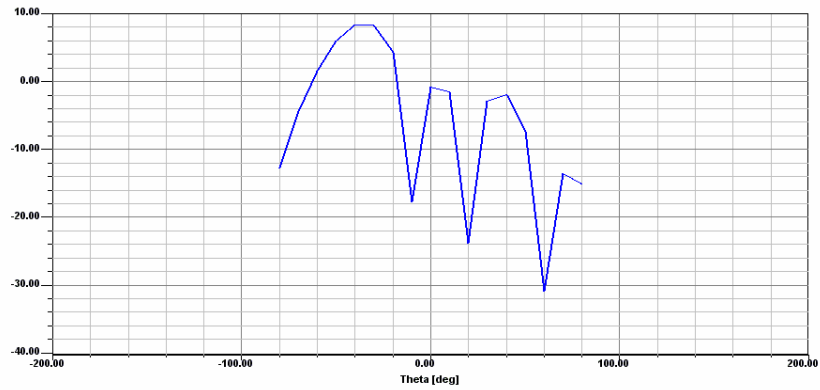
- İkinci Durum



(a)

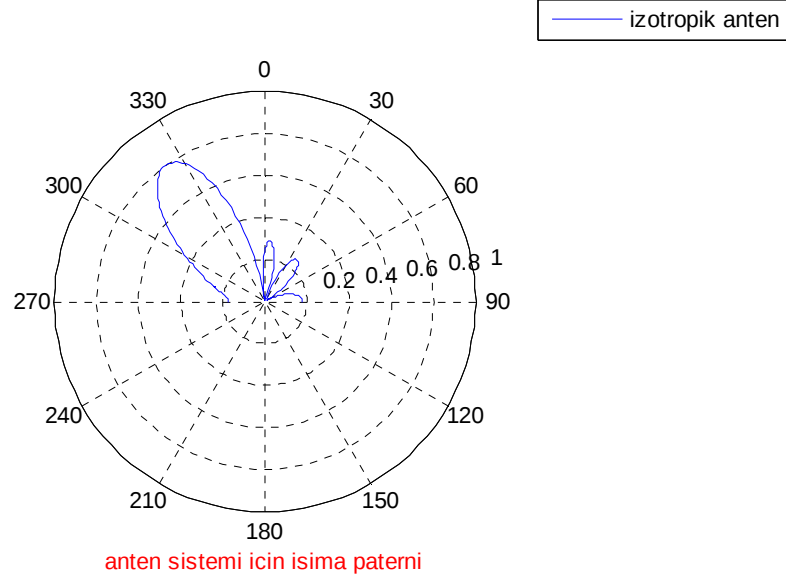


(b)

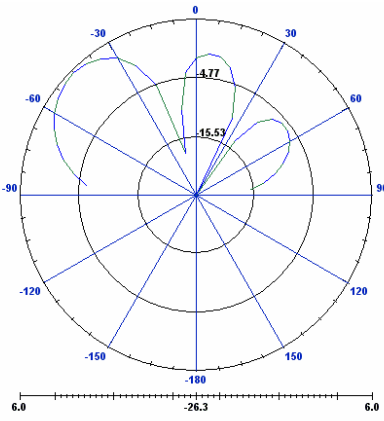


(c)

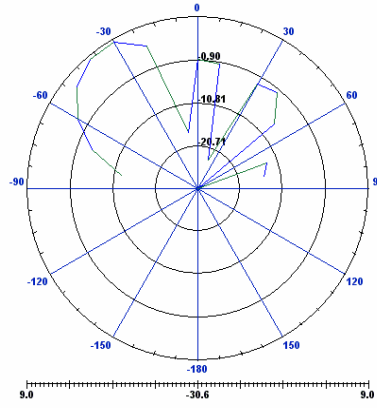
Şekil 6.19 Anten sisteminin ikinci durum için dizi genlik cevabı a) ideal durum b) 2.4 GHz’de anten sisteminin çalışan durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu



(a)



(b)



(c)

Şekil 6.20 Anten sisteminin ikinci durum için ışıma paterni a) ideal durum b) 2.4 GHz’de anten sisteminin çalışan durumu c) 3.5 GHz’de antenin çalışma durumu

7. SONUÇLAR

Tezde ilk olarak yeniden şekillenebilir antenler ve antenlerin yapısı üzerinde durulmuştur. Bu yeni tip antenler uygun anahtarlama yapılarıyla değişik frekanslarda çalışabilecek şekilde tasarlanabilirler. Bu şekilde aynı anten çok değişik uygulamalarda kullanılabilir. Bu antenlerde kullanılan anahtarlama teknolojileri ve özellikle tasarlanan antende kullanılan RF-MEMS anahtarlar üzerinde de incelemeler ve modellemeler yapılmıştır. RF-MEMS anahtarlar diğer anahtarlama teknolojilerine göre daha üstün özelliklere sahiptir. HFSS kullanılarak anten yapısında kullanılan RF-MEMS anahtar modellenmiş ve mikrodalga karakteristikleri incelenmiştir.

RF-MEMS anahtarlar kullanılarak tasarlanan yeni anten yapısının detayları Bölüm 4'te verilmiştir. Anten tasarım aşamasında dikdörtgen anten 3.5 GHz bandı için tasarlanmış daha sonra bu anten U-şeklinde bir yama antenle anahtarlar yardımıyla birleştirilerek 2.4 GHz bandı için de çalışabilmesi sağlanmıştır. Böylece tek bir antenin iki frekans bandında da benzer performansla çalışması incelenmiştir.

Tezin asıl amacı ise yeniden şekillenebilir özellikteki tasarlanan antenin adaptif bir dizide kullanılmasıdır. Adaptif antenler veya daha genelleştirirsek akıllı antenler; istenilen işarete doğru ana hüzmeyi yönlendiren, gürültü veya interferans işaretlerine doğru yan lobları veya sıfırları yönlendiren sistemlerdir. Tez içerisinde kullanılan anten dizi yapısı olarak, düzgün aralıklı doğrusal seçilmiş ve hüzmeye biçimlendirme algoritmaları tanıtılmıştır.

Adaptiflik ve yeniden şekillenebilirlik özelliklerinin tek bir sistemde birleştirilmesi ve incelenmesi Bölüm 6'da çeşitli örneklerle gösterilmiştir. Buradan da görüleceği üzere iki farklı frekansta operasyon durumunda adaptiflik özelliği sağlanmıştır. Yani anten sistemi istenilen işarete yönelimi sağlarken, frekans bandının değişmesi durumunda da cevap verebilmektedir.

Sonuç olarak; iki özelliği birleştiren yeni bir anten sistemi tanıtılmış ve bu sistemin olabilirliği değişik simülasyonlarla gösterilmiştir.

Bununla birlikte, anten sisteminin tasarımında dikkate alınmayan karşılık kuplaj etkisi gelecekte yapılacak çalışmalar arasında sayılabilir. Ayrıca anten sisteminin başka algoritmalarda performansının incelenmesi veya bu iki özelliği birleştiren yeni bir algoritma tasarımı yine gelecekte yapılacak çalışmalar arasındadır. Bununla birlikte sadece antenin değil anahtarların da etkisi bu algoritmaya dahil edilmelidir.

KAYNAKLAR

- Haykin S., (2002), "Adaptive Filter Theory", forth edition, Prentice Hall Information System Science Series, New Jersey,
- Libert, J.R.Jr. and Rappaport T.S., (1999), "Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation Applications", Prentice Hall Upper Saddle River, New Jersey, .
- Rong Z. "Simulation of Adaptive Array Algorithms for CDMA Systems", MS. Thesis, Virginia PI&S Univ., USA
- C. A. Balanis, (1997) "Antenna Theory Analysis and Design", third edition, John Wiley & Sons.
- Varadan V., Viney K. J., Jose K.A., (2005), "RF-MEMS and Their Aapplications", John Wiley & Sons.
- Lal. C. Godara, (1997), "Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-forming and Direction of Arrival Considerations," Proceedings of the IEEE, vol.85, no. 8, pp. 1195-1245.
- Peroulis, D., K. Sarabandi, and P. B. K. Katehi, (2005) "Design of reconfigurable slot antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, 645–654,.
- Behdad N., K. Sarabandi, W.B. Hong, (2006) "Tri-Band Reconfigurable antenna for RF ID Applications", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 2669,.
- Behdad N., K. Sarabandi, (2005), "A Compact Dual-/Multi-Band Wireless LAN Antenna," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.2B, 527-530.
- Shynu, S. V., G. Augustin, C. K. Aanandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan, (2005) "A reconfigurable dual frequency slot loaded microstrip antenna controlled by pin-diodes," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 44, 374–376.
- Sinan ONAT, Lale ALATAN, Şimşek DEMİR, (2004), "Design of Triple-Band Reconfigurable Microstrip Antenna Employing RF MEMS Switches," 2004 IEEE AP-S International Symposium and USNC / URSI National Radio Science Meeting,
- Hammerstad, E. O., (1975) "Equations for Microstrip Circuit Design" Proc. Fifth European Microwave Conf. pp. 268-272, September
- B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. Goode, (1967) Adaptive antenna systems, Proc. IEEE, pp. 2143-2159, December.
- Per H. Lehne and Magne Pettersen, (1999), "An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems," IEEE Communications Sureys, Vol. 2, No.4 373,
- J.Winters, (1998), "Smart Antennas for Wireless Systems", IEEE Personal Communications, vol 1, pp. 23-27,.
- W. Mahler, F.M. Landstorfer, Design and Optimisation of an Antenna Array for WIMAX Base Stations, (2005), "Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics", pp.1006-1009,
- W.Chen, B.Kao, (2006), "The Design of Printed Rectangular Slot Antenna With a Small Isosceles Triangle Slot For Wimax Applications", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.48, No.9, September

- R.A.Abd-Alhameed, N.T.Ali, C.H.See, B.Gizas, P.S. Excell, (2006), "Design of Broadband Slotted Ground Plane Microstrip Antenna For 3G Communication", Electrotechnical Conference Melecon, pp.240-243,
- J.P.Carrier, T.W.Hee, P.S.Hall, (2003), "Dual-Polarized Broadband Dipole", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.2
- J.Ju, G.Jeong, J.Yoon, C.Kim, H.Kim, K.Kwak, (2005) "Design of Multiple U-Shaped Slot Microstrip Patch Antenna in 5 GHz Band WLAN", IEICE Trans.Comm., Vol.E88-B, No.2, February
- J.Y. Jan and J.W. Su, (2005), "Bandwidth enhancement of a printed wide-slot antenna with a rotated slot", IEEE Trans Anten Propag 53, 2111–2114
- D.K.Neog, S.S.Pattnaik, D.C.Panda, S.Devi, B.Khuntla, M.Dutta, (2005), "Design of a Wideband Microstrip Antenna and the Use of Artificial Neural Networks in Parameter Calculation", IEEE antennas & propagation magazine, vol.47,no.3,pp60-65,
- F.Yang, X.Zhang, X.Ye, Y.Samii, (2001), "Wide-Band E-Shaped Patch Antennas For Wireless Communications", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.49, No.7,
- M.K. Kim, K. Kim, Y.H. Suh, and I. Park, (2000), "A T-shaped microstrip-line-fed wide slot antenna", IEEE Int Symp Anten Propag 3, 1500–1503.
- G.Çakır, L.Sevgi, (2005), "Design, Simulation and Tests of a Low-cost Microstrip Patch Antenna Arrays For the Wireless Communication", Turk J Elec Engin, Vol.13, No.1,
- S.-C.Gao, L.-W.Li, M.-S.Leong, T.-S.Yeo, (2001), "Analysis of an H-Shaped Patch Antenna By Using FDTD Method", Progress in Electromagnetic Research, Pier 34, 165-187.
- K.L.Wong, C.H.Wu, F.S.Chang, (2006), "Broadband Coaxial Antenna For Wimax Access-Point Application", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 4.
- R.Azaro, G.Boato, M.Donelli, A.Massa,E.Zeni, (2006), "Design of a Prefractal Monopolar Antenna for 3.4–3.6 GHz Wi-Max Band Portable Devices", IEEE Antennas and wireless Propagation Letters, Vol.5.
- Yu Liu, (2002), "MEMS and BST Technologies for Microwave Applications" Ph.D. dissertation, University of California, Santa Barbara.
- Nathan P. Cummings, (2003), "Active Antenna Bandwidth Control Using Reconfigurable Antenna Elements" Ph.D. dissertation, Virginia Tech, Blacksburg, VA.
- Chang Won Jung, (2005), "Multi-functional Reconfigurable Antenna Using RF-MEMS Switches For Communication Systems" Ph.D. dissertation, University of California, Irvine.
- Ji-Hyuk Kim, Hyeon Cheol Kim, and Kukjin Chun, (2005) "A Small Size Broadband MEMS Antenna for 5 GHz WLAN Applications", Journal Of Semiconductor Technology And Science, Vol.5, No.3, September,
- Kyungho Chung, Yongsik Nam, Taeyeoul Yun, and Jaehoon Choi, (2006), "Reconfigurable Microstrip Patch Antenna", ETRI Journal, Volume 28, Number 3.
- Y. J. Sung, T. U. Jang, and Y.-S. Kim, (2004), "A Reconfigurable Microstrip Antenna for Switchable Polarization", IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.,vol. 14

Onat, S, Alatan, L.; Demir, S, (2004), "Design of triple-band reconfigurable microstrip antenna employing RF-MEMS switches", IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, vol 2, USA, June 2004, pp 1812-1815.

Feldner, L.M. Nordquist, C.D. Christodoulou, (2004), "RF MEMS reconfigurable triangular patch antenna", IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2005, vol 2, USA, pp 1812-1815.

Chang won Jung, Ming-jeer Lee G. P. Li, and Franco De Flaviis, (2006), Reconfigurable Scan-Beam Single-Arm Spiral Antenna Integrated With RF-MEMS Switches, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 54, No. 2

K. Topalli, H. Sagkol, M. Ünlü, Ö. Aydın Çivi, S. Demir, S. Koç ve T. Akin, (2002), "RF MEMS Teknolojisi ile Faz Dizili Anten", URSI-Türkiye'2002 Birinci Ulusal Kongresi, p 134-137.

Emre Erdil, Ozlem Aydın Civi, (2004), "RF MEMS teknolojisi ile rezonans frekansi ayarlanabilir mikroselit yama anten" National URSI Symposium Turkey, pp. 351-353.

EKLER

- Ek 1 Transmisyon Hat Modeline Göre Mikroşerit Anten Tasarımı İçin MATLAB Kodu
- Ek 2 Akıllı Anten Sistemi İçin MATLAB Kodu

EK-1 Transmisyon Hat Modeline Göre Mikroşerit Anten Tasarımı İçin MATLAB Kodu

```

clear all;

epsilon=input('epsilon degerini giriniz');

rfreq1=input('frekans degerini giriniz');

rfreq=rfreq1*10^9;

h=input('dielektrik malzemenin kalinligini giriniz');

h=h/10;

c=3*10^10;

w=(1/(2*rfreq*c^(-1)))*(2/(epsilon+1))^0.5

epsiloneff=((epsilon+1)/2)+((epsilon-1)/2)*((1+12*(h/w))^(-0.5));

deltaL=h*0.412*(epsiloneff+0.3)*((w/h)+0.264)*(epsiloneff-0.258)^(-1)*((w/h)+0.8)^(-1);

L=(2*rfreq*(epsiloneff)^0.5*c^(-1))^(-1)-2*deltaL

clear all;

rin=input('gerekli direnc degerini giriniz ');

L=input('uzunluk degerini giriniz');

w= input('genislik degerini giriniz ');

c=3*10^10;

freq=input('frekans degerini giriniz ');

freq=freq*10^9;

lambda0=c/freq;

if w<lambda0

    G1=(1/90)*(w/lambda0)^2;

else

```

```
G1=(1/120)*(w/lambda0)^2;  
  
end  
  
rin0=(2*G1)^(-1)  
  
y01=(L/pi)*acos((rin/rin0)^0.5)  
  
y02=(L/pi)*acos(-(rin/rin0)^0.5)
```

EK-2 Akıllı Anten Sistemi İçin MATLAB Kodu

```

clear all

NumofAntenna = 2; % Number of antennas in the array

NumofSamples = 1000; % Number of bits to be transmitted

SigmaSystem = 0.1; % System Noise Variance

theta_x = 35 * (pi/180); % direction of signal x

theta_n1 = 0 * (pi/180); % direction of noise source 1

theta_n2 = -20 * (pi/180); % direction of noise source 2

theta = pi*[-1:0.005:1];

BitRate = 100;

SimFreq = 4*BitRate; % Simulation frequency

Ts = 1/SimFreq; % Simulation sample period

% GENERATE A COMPLEX MSK DATA TO BE TRANSMITTED

for k=1:NumofSamples

q=randperm(2);

Data(k)=-1^q(1);

end

Data = upsample(Data, SimFreq/BitRate); % Upsample data

t = Ts:Ts:(length(Data)/SimFreq); % Timeline

faz=(cumsum(Data))/8;

signal_x = cos(pi*faz)+j*sin(pi*faz); % The signal to be received

% distribution(magnitude 1)

signal_n1 = normrnd(0,1,1,length(t)).*exp (j*(unifrnd(-pi,pi,1,length(t))));

```

```

signal_n2 = normrnd(0,1,1,length(t)).*exp (j*(unifrnd(-pi,pi,1,length(t))));

% amplitude distribution(magnitude 1)

noise = zeros(NumofAntenna, length(t));

for i = 0:NumofAntenna-1,

noise(i+1,:) = normrnd(0,SigmaSystem,1,length(t)).*exp (j*(unifrnd(-pi,pi,1,length(t))));

end;

Kd = pi; % It is assumed that antennas are seperated by lambda/2.

response_x = zeros(1,NumofAntenna);

response_n1 = zeros(1,NumofAntenna);

response_n2 = zeros(1,NumofAntenna);

for k = 0:NumofAntenna-1,

response_x(k+1) = exp(j*k*Kd*sin(theta_x));

response_n1(k+1) = exp(j*k*Kd*sin(theta_n1));

response_n2(k+1) = exp(j*k*Kd*sin(theta_n2));

end;

% TOTAL RECEIVED SIGNAL (SUM of X.*Hx, N1.*Hn1 and N2.*Hn2)

x = zeros(NumofAntenna, length(t));

n1 = zeros(NumofAntenna, length(t));

n2 = zeros(NumofAntenna, length(t));

for i = 0:NumofAntenna-1,

x(i+1,:) = signal_x .* response_x(i+1); % received signal from signal source x

n1(i+1,:) = signal_n1 .* response_n1(i+1); % received signal from noise source n1

n2(i+1,:) = signal_n2 .* response_n2(i+1); % received signal from noise source n2

end;

```

```

signal_ns = (noise + n1+n2+x); % total received signal

y = zeros(1,length(t)); % output

mu = 0.05; % gradient constant

e = zeros(1,length(t)); % error

w = zeros(1,NumofAntenna); % weights

for i=0:length(t)-1,

y(i+1) = w * signal_ns(:,i+1);

e(i+1) = signal_x(i+1)-y(i+1);

w = w + mu *e(i+1)*(signal_ns(:,i+1))';

B (i+1) = e(i+1)* e(i+1)';

end;

Re=abs(w);

I=angle(w)*180/pi;

% PLOTS

close all;

figure (1);

plot(abs(y),'r');

hold;

plot(abs(signal_x),'--b');

ylabel('genlik');

xlabel('örnek araligi');

legend('algorithm sonucunda olusan isaret (y)', 'istenen isaret(d)')

hold off;

figure(2);

```

```

semilogy(abs(B));

XLIM([0,400]);

YLIM ([10^-7,10^1]);

ylabel('genlik');

xlabel('ornek araligi');

for k = 0:NumofAntenna-1,

response(k+1,:) = exp(j*k*Kd*sin(theta));

end;

angle_min=-90*pi/180;

angle_max=90*pi/180;

angle_incr=1*pi/180;

q=0;

F=conj(w);

for angle1=angle_min:angle_incr:angle_max

    q=q+1;

    angle2(q)=Kd*sin(angle1);

    for t=1:NumofAntenna

        G(t)=exp(j*angle2(q)*(t-1));

    end;

    beam(q)=abs(F*G');

end;

% CALCULATE ARRAY RESPONSE

figure(3);

R = w*response;

```

```
plot((theta*180/pi), 20*log10(abs(R)));  
  
grid on;  
  
title('Anten dizisi icin genlik cevabi');  
  
ylabel('dB');  
  
xlabel('derece');  
  
axis([-90,+90,-50,10]);  
  
figure(4);  
  
polar(angle_min:angle_incr:angle_max, beam);  
  
view(90,-90);
```

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 02.01.1982

Doğum yeri Afyonkarahisar

Lise 1997-2000 Afyonkarahisar Süleyman Demirel Fen Lisesi

Lisans 2000-2004 Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak.
Elektronik ve Hab. Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2004-2007 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik ve Hab. A.B.D., Haberleşme Programı

Çalıştığı kurum(lar)

2004-2005 Beta Elektronik Ltd Şti.

2005-Devam ediyor Türk Telekomünikasyon A.Ş.