

RF-MEMS Teknolojisi ile Faz Dizili Anten Yapımı

Proje No: 104E041

Doç.Dr. Özlem Aydın Çivi

Arş.Gör. Ömer Bayraktar

Temmuz 2010

ANKARA

ÖNSÖZ

104E041 projesi kapsamında, hüzme oluşturma ağı bileşenleri RF-MEMS (Radyo Frekans-MikroElektronMekanik Sistemler) devre elemanlarından oluşan, mikroişleme teknolojisi ile üretilmiş faz dizili anten ve yansıtıcı dizi antenlerin tasarımı, üretilmesi ve karakterizasyonu üzerine çalışmalar yapılmıştır. Bu proje TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	2
TABLO LİSTESİ	5
ŞEKİL LİSTESİ.....	6
ŞEKİL LİSTESİ.....	6
ÖZET	9
ABSTRACT	10
1. GİRİŞ.....	11
2. RF MEMS TEKNOLOJİSİ İLE TEK PARÇA FAZ DİZİLİ ANTEN SİSTEMİ.....	14
2.1 GİRİŞ.....	14
2.2 FAZ DİZİLİ ANTEN SİSTEMİ.....	14
2.3 3 Bit RF MEMS FAZ KAYDIRICI	16
2.3.1 Tasarım.....	16
2.3.2 Üretim ve Ölçüm Sonuçları	21
2.4 Faz Dizili Anten Sisteminin Üretimi ve Ölçümü.....	23
3. RF MEMS TEKNOLOJİSİ İLE AYARLANABİLİR TEK PARÇA YANSITICI DİZİ ANTENİ	26
3.1 GİRİŞ.....	26
3.2 YANSITICI DİZİNİN TASARIMI	26
3.2.1 Dizi Elemanı Tasarımı.....	27
3.2.2 İletim Hattı Uzunluklarının Belirlenmesi	29
3.2.3 Seri RF MEMS Anahtar Tasarımı	29
3.3 YANSITICI DİZİ ANTENİ ÜRETİMİ.....	31
3.4 ÖLÇÜM SONUÇLARI.....	33
4. MEMS TEKNOLOJİSİ İLE ÇİFT FREKANSLI AYARLANABİLİR DİZİ ANTEN	36
4.1 GİRİŞ.....	36
4.2 X ve Ku BAND ÇİFT FREKANSLI ANTEN DİZİSİNİN YAPISI	36
4.2.1 Çift Frekanslı Yarık Dipol Anten	37
4.2.2 EDK Besleme Ağı	38

4.2.3 Antenin Üretimi.....	40
4.3 K-Ka BAND HİBRİT ENTEGRE ÇİFT FREKANSLI YARIK DİPOL ANTEN DİZİSİ	45
4.3.1 Dizi Tasarımı	46
4.3.2 Paketlenmiş MEMS Anahtarlı Çift Frekansta Çalışan Yarık Dipol Anten	49
5. ODTÜ RFMEMS ÜRETİM SÜRECİ	54
6. SONUÇ	57
7. REFERANSLAR.....	59
Ek.1 Proje Kapsamında Yapılan Yayınlar ve Tezler	61

TABLO LİSTESİ

Tablo 1. Üretilen faz kaydırıcının model parametreleri.....	22
-------------------------------------------------------------	----

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1. Faz dizili anten yapısı	12
Şekil 2. Faz dizili anten sisteminin geometrisi ve fotoğrafı.	15
Şekil 3. Sistemin alt bloklarının geri dönüş kaybı karakteristikleri (a) $L=W=4.65$ mm, besleme hattı girintisi 1.7 mm olan mikroşerit yama anten (b) EDK-MŞ hatlar arasında kullanılan eksponansiyel geçiş (c) Mikroşerit besleme ağı.....	16
Şekil 4. Faz kaydırıcı devresinin birim hücresi (a) Yukarıdan görünüm (b) Devre şeması.....	18
Şekil 5. Faz kaydırıcının 8 birim hücrelik bölümü için yapılan simulasyon ve modelleme sonuçları.....	20
Şekil 6. 3-bit faz kaydırıcının maske çizimlerdeki genel görüntüsü.	20
Şekil 7. 3-bit faz kaydırıcıdan farklı durumlarda elde edilen faz farkı eğrileri.	21
Şekil 8. Tasarlanan 3-bit MEMS faz kaydırıcının bütün durumlar için geri dönüş kaybı grafiği.	21
Şekil 9. Faz kaydırıcı devresinin birim hücresinin yukarıdan görünümü	22
Şekil 10. Üretilen RF MEMS faz kaydırıcının 4 birim hücrelik bölümünün fotoğrafı.	22
Şekil 11. 3-bit RF MEMS faz kaydırıcının değişik durumlar için elde edilen faz farkı karakteristiği	23
Şekil 12. Faz dizili anten sisteminin ölçümlerinin gerçekleştirilebilmesi için kurulan düzenek.	24
Şekil 13. Faz dizili anten sisteminin geri dönüş kaybı ölçüm sonucu.	25
Şekil 14. Faz kaydırıcıların farklı durumlar ($\varphi_1\sim 20^\circ$, $\varphi_2\sim 50^\circ$, $\varphi_3\sim 50^\circ$) için ışınım örüntüsü ölçümü.....	25
Şekil 15. Yansıtıcı dizi anteni yapısı.....	27
Şekil 16. Ayarlanabilir yansıtıcı dizi anteninde kullanılan, yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anteninin (a) arkadan görünümü (b) yan görünümü, (c) Uzunluklar (mm cinsinden).....	28
Şekil 17. 26.5 GHz'de faz tasarım grafiğinin ideal faz grafiği ile karşılaştırılması ve geri dönüş kaybı.....	29
Şekil 18. Seri RF MEMS anahtarın (a) üstten (b) perspektif görüntüsü (c) EM benzetim sonuçları. (d) Au uyarım tabakasının ve RF MEMS anahtarın etkileri	30
Şekil 19. Ayarlanabilir yansıtıcı dizi anteninin maske görünümü.....	31

Şekil 20. Ayarlanabilir yansıtıcı dizi anteninin üretim süreci.....	32
Şekil 21. ODTÜ-MEMS tesislerinde üretilen 10x10 ayarlanabilir tek parça yansıtıcı dizi anteni.	33
Şekil 22. Yansıtıcı dizi anteninin ölçüm düzeneği.	34
Şekil 23. Yansıtıcı dizi anteninin ölçüm sonuçları.	35
Şekil 24. Çift frekanslı ayarlanabilir dizi anten sisteminin genel görünümü.....	37
Şekil 25. RF MEMS anahtarlarla rezonans frekansının ayarlanabildiği yarık anten yapısının genel görünümü.	38
Şekil 26. (a) RF MEMS anahtar yapısının yan kesit görüntüsü (b) RF MEMS üretim süreci ile üretilmiş bir MEMS köprünün SEM ile elde edilen fotoğrafı.	38
Şekil 27. Çift frekanslı uyumlama ağının devre şeması ve parametreleri.....	39
Şekil 28. Çift frekanslı uyumlama ağının ölçüm ve EM benzetim sonuçları	39
Şekil 29. MEMS anahtarların yukarı ve aşağı durumları için geri yansıma kaybı benzetim sonuçları.....	40
Şekil 30. H düzlemi ışıma örüntüsü sonuçları: (a) 10 GHz (b) 16 GHz.	40
Şekil 31. Üretilmiş tek yarık-dipol anten, RF-MEMS anahtarların yerine metal şeritler kullanıldı (a) Anahtarların yukarı durumu (b) Anahtarların aşağı durumu	41
Şekil 32. Şekil 31'deki antenlerin giriş geri dönüş kaybı (s_{11}) ölçüm sonuçlarıyla benzetim sonuçlarının karşılaştırılması	41
Şekil 33. Anahtarların açık olduğu durum için E-düzlemi ışıma örüntüsü	42
Şekil 34. Anahtarların açık olduğu durum için H-düzlemi ışıma örüntüsü	42
Şekil 35. Anahtarların kapalı olduğu durum için E-düzlemi ışıma örüntüsü	42
Şekil 36. Anahtarların kapalı olduğu durum için H-düzlemi ışıma örüntüsü	43
Şekil 37. Üretilmiş iki yarık antenli diziler (RF-MEMS anahtarların yerine metal şeritler kullanıldı) (a) Anahtarların yukarı durumu (b) Anahtarların aşağı durumu	43
Şekil 38. Şekil 37'deki antenlerin giriş geri dönüş kaybı (s_{11}) ölçüm sonuçları.....	44
Şekil 39. 2'li dizide anahtarların açık olduğu durum için E-düzlemi ışıma örüntüsü.....	44
Şekil 40. 2'li dizide anahtarların açık olduğu durum için H-düzlemi ışıma örüntüsü.....	44
Şekil 41. 2'li dizide anahtarların kapalı olduğu durum için E-düzlemi ışıma örüntüsü.....	45
Şekil 42. 2'li dizide anahtarların kapalı olduğu durum için H-düzlemi ışıma örüntüsü.....	45

Şekil 43. Çift Frekanslı Yarık Dipol Dizisinin Şematik Gösterimi	46
Şekil 44. Ansoft Designer'da 25 GHz'de Çalışan Yarık Dipol Anten Tasarımı	47
Şekil 45. 25 GHz'de Çalışan Yarık Dipol Anteninin S11 benzetim sonucu	47
Şekil 46. Ansoft Designer'da 35 GHz'de Çalışan Yarık Dipol Anten Tasarımı	48
Şekil 47. 35 GHz'de Çalışan Yarık Dipol Anteninin S11 benzetim sonucu	48
Şekil 48. RADANT SPST Anahtar Yapısının Fotoğrafı ve giriş, çıkış ve besleme yerleri	49
Şekil 49. RADANT SPST Anahtar Yapısının Blok Diagramı ve Ölçüleri (Micrometre Cinsinden).....	49
Şekil 50. RADANT SPST Anahtar Yapısının yerleştirildiği Yarık Dipol Anten ve DC Besleme Yapısı	50
Şekil 51. Yarık Antenin MEMS Anahtar Yukarı ve Aşağı Durumu için üretilen antenler	50
Şekil 52. Yarık Antenin MEMS Anahtar Yukarı Durumu için Üretilen Prototip S11 Ölçüm ve Benzetim Karşılaştırmaları	51
Şekil 53. Yarık Antenin MEMS Anahtar Aşağı Durumu için Üretilen Prototip S11 Ölçüm ve Benzetim Karşılaştırmaları	51
Şekil 54. Üzerine RADANT DC-40GHz SPST Anahtar Yerleştirilmiş Çift Frekanslı Yarık Anten.....	52
Şekil 55. Anahtar Yerleştirilmiş Çift Frekanslı Yarık Anteninin Probe Ölçüm İstasyonunda Ölçümü.....	52
Şekil 56. Üzerine RADANT DC-40GHz SPST Anahtar Yerleştirilmiş Çift Frekanslı Yarık-Dipol Anteninin Anahtar AÇIK ve KAPALI konumlarında S11 Ölçüm Sonuçları	53
Şekil 57. ODTÜ-MEMS Tesislerinde geliştirilen (a) - (f) yüzey mikroişleme ve (g),(h) pul bağlama üretim süreçleri.....	55
Şekil 58. ODTÜ'de geliştirilen RF MEMS üretim süreci ile üretilen RF MEMS faz kaydırıcı yapıları üzerindeki MEMS bölgelerinin SEM (Scanning electron microscope) ile elde edilen fotoğrafı.	56

ÖZET

Proje kapsamında, temel olarak RF MEMS faz kaydırıcıları ve anahtarlar kullanılarak, elektronik tarama yapabilen faz dizili anten ve yansıtıcı dizi anten tasarımı, üretimi ve ölçümleri yapılmıştır. Bu antenler, RF MEMS faz kaydırıcı ve anahtarlarla, tek bir taban üzerinde tektaş olarak, yüzey mikroişleme teknolojisine dayalı olarak geliştirilen ODTÜ-RF MEMS üretim süreci kullanılarak tasarlanmış ve üretilmişlerdir.

Geliştirilen faz dizili anten, 4 mikroşerit yama anten ve 3 bit RF MEMS faz kaydırıcılardan oluşmakta ve 15 GHz'de çalışmaktadır. Ölçüm sonuçları faz kaydırıcıların $20^\circ/50^\circ/95^\circ$ ve bunların kombinasyonu faz farklarını, 1.5 dB araya girme kaybıyla sağladıklarını göstermektedir. RF MEMS faz kaydırıcıların ayarlanmasıyla antenin ana huzmesinin döndürülebildiği ölçümlerle gösterilmiştir.

26.5 GHz'de tasarlanan yansıtıcı dizi anten, düzlemsel dizilmiş 10×10 adet yarık bağlaşımlı mikroşerit yama antenden oluşmaktadır. Elemanlar arası faz farkı, mikroşerit hatların uzunluğunun RF MEMS anahtarlarla kontrol edilmesiyle ayarlanmaktadır. Ölçüm sonuçlarına göre, huzme, tasarlandığı gibi 0 derece ile 40 derece arasında anahtarlanabilmektedir.

Geliştirilen faz dizili anten ve yansıtıcı dizi anten, üzerinde 100 dolayında çalışan RF MEMS anahtar bulunan dizi antenlerin ilk örneklerinden olarak literatürde yerlerini almışlardır.

Proje süresince, RF MEMS üretim sürecinin daha iyileştirilmesi için çalışmalar yapılmış, yansıtıcı dizi antenin üretimi için iki pulun birbirine yapıştırılması ve işlenmesi üretim adımları, ODTÜ RFMEMS üretim sürecine eklenmiştir.

Ayrıca, çift frekanslı yarık dizi anten tasarımı yapılmış, dizinin elemanları üzerinde üretim ve ölçümler yapılmıştır. Paketli RF MEMS anahtarların, antenle melez (hibrit) olarak birleştirilmesi konusunda da çalışmalar yapılmıştır.

Proje çalışmalarından faz dizili antenle ilgili olarak IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques dergisinde bir makale yayınlanmıştır. Yansıtıcı dizi antenle ilgili makale de değerlendirme sürecindedir. Saygın konferanslarda dokuz bildiri sunulmuştur. Ayrıca, proje kapsamında bir doktora ve bir yüksek lisans tez çalışması tamamlanmıştır. Doktora tezi, 2007 Mustafa Parlar Eğitim ve Araştırma Vakfı "ODTÜ Yılın Tezi Ödülü"ne değer görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Faz dizili antenler, yansıtıcı antenler, yeniden şekillendirilebilir antenler, RF MEMS faz kaydırıcılar, RF MEMS devre bileşenleri, RF MEMS antenler

ABSTRACT

In this project, electronically scanning phased array antenna and reflectarray antenna structures with RF MEMS switches and phase shifters are designed, fabricated and measured. These antennas are fabricated monolithically integrated with the RF MEMS phase shifters and switches on the same substrate using the METU RFMEMS process based on micromachining.

Phased array antenna, operating at 15 GHz, consists of 4 microstrip patch antennas and 3-bit RF MEMS phase shifters. Phase shifters can provide $20^\circ/50^\circ/95^\circ$ and combinations with 1.5 dB insertion loss according to the measurement results. It has been shown that main beam of the antenna can be scanned by the appropriate adjustments of the phase shifters.

26.5 GHz planar reflectarray consists of 10×10 aperture coupled patch antenna elements. Phase shift between the elements can be adjusted by controlling the length of microstrip lines by RF MEMS switches. According to the measurement results, the main beam can be switched between 0° and 40° degrees as required.

According to the authors' knowledge, these monolithic phased array and reconfigurable reflectarray structures are the first functional prototypes that employ large number of RF MEMS switches distributed over the large wafer area.

During the project, the METU RFMEMS fabrication process has been developed further, including wafer bonding steps that is used in the fabrication of reflectarray.

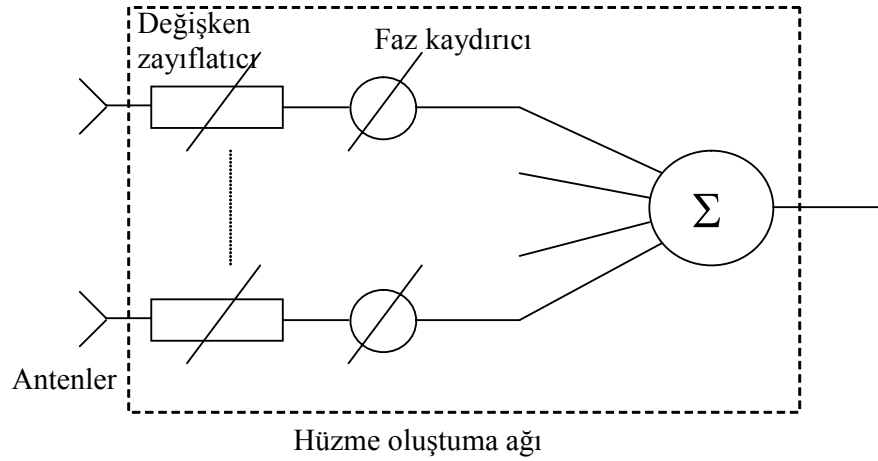
Furthermore, dual frequency slot arrays have been designed. Array elements have been produced and measured. Individually packaged RF MEMS switches have been integrated on the antenna in a hybrid fashion.

One journal paper on phased array antenna has been published in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Manuscript on reflectarray is under review. Nine conference papers have been presented in well known Conferences. One PhD Thesis and one Master Thesis study have been accomplished during the project. The PhD thesis was awarded by Mustafa Parlar Education and Research Foundation as "2007 METU Thesis of the Year".

Key Words: Phased arrays, reflectarrays, reconfigurable antennas, RF MEMS phase shifters, RF MEMS components, RF MEMS antennas

1. GİRİŞ

Bu projede, hüzme oluşturma ağı bileşenleri RF-MEMS (Radyo Frekans – MikroElektroMekanik Sistemler) devre elemanlarından oluşan, mikroişleme teknolojisi ile üretilmiş faz dizili anten prototip tasarımı ve üretimi amaçlanmıştır. Günümüzde, faz dizili antenler, askeri ve sivil uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır (MAILLOUX 1994, HANSEN 1998, BROOKNER 1991, BROOKNER 2000). Örnek kullanım alanları arasında radar antenleri, uydu iletişimde kullanılmak üzere sabit veya mobil yer terminali antenleri, otomobillerde otomatik hız kontrolü veya çarpışmayı önleme radarlarında kullanılan antenler sayılabilir. Işıma örüntüsünün elektronik olarak kontrolü, elektronik hüzme taraması, huzmenin gereksinimlere göre şekillendirilebilmesi, birden çok hüzme elde edilebilmesi, karıştırmanın engellenebilmesi gibi özellikler faz dizili antenleri çekici hale getirmektedir. Ayrıca, mikroşerit anten elemanları gibi uygun anten elemanları kullanıldığında, özellikle mobil uygulamalar için gerekli olan hafif, hacmi küçük, yüzeye monte edilebilen faz dizili antenler elde edilmektedir. Dizi antenlerde, birden çok sayıda küçük anten elemanı biraraya getirilerek daha büyük alandan ışımaya yapan bir anten oluşturulmaktadır. İki anten biraraya getirilerek dizi yapılabileceği gibi binlerce anten elemanından oluşan faz dizili antenler de vardır. Bir faz dizili antende Şekil 1’de görüldüğü gibi anten elemanları, faz kaydırıcılar, değişken zayıflatıcılar, güç bölücü/birleştiriciler yer almaktadır. Anten hüzmesinin şekillendirilebilmesi ve tam olarak elektronik tarama yaptırılabilmesi için, her anten elemanın arkasına bir faz kaydırıcı ve değişken zayıflatıcı koymak gerekmektedir. Bu da maliyeti önemli ölçüde arttırmaktadır. Günümüzde faz dizili antenlerin en büyük sorunu hala maliyetlerinin çok yüksek olmasıdır. Bu projede, faz dizili antenlerin hüzme şekillendirme birimlerinde yarı iletken teknolojisi ile üretilmiş faz kaydırıcı ve benzeri devre elemanları yerine, yeni ve gelişmekte olan bir teknoloji olan RF-MEMS (Radio Frequency – Mikro Electro Mechanical Systems, Radyo Frekans-Mikro ElektroMekanik Sistemler) teknolojisi ile üretilmiş anahtar ve faz kaydırıcılar kullanılmıştır.



Şekil 1. Faz dizili anten yapısı

RF-MEMS, mikrodalga ve milimetre dalga frekanslarında çalışan mikrosistemlerdir. Bu sistemler alüminyum, quartz, cam, silikon, GaAs gibi pek çok tabanın üzerine mikroişleme teknikleri kullanılarak gerçekleştirilmektedirler. Son 10 yıldaki çalışmalarla RF-MEMS teknolojisinde önemli gelişmeler olmuş ve pek çok mikrodalga ve milimetre dalga frekanslarında çalışan devre elemanları üretilmiştir. RF-MEMS devre elemanlarına örnek olarak anahtarlar, ayarlanabilir kapasitörler, faz kaydırıcılar, yüksek kalite faktörüne sahip endüktörler, faz kaydırıcılar, mikroşlenmiş antenler sayılabilir.

RF-MEMS teknolojisiyle üretilen elemanlar, küçük ve entegre edilebilir olmalarının yanısıra çok düşük güç tüketmesi, kayıplarının az olması, yarıiletken cihazlara göre daha doğrusal olmaları, yüksek kalite faktörüne sahip olmaları açısından ilgi çekmektedir (BROWN 1998). RF-MEMS'in bir diğer önemli özelliği de hareketli parçaları sayesinde başka teknolojilerle üretilmeyecek RF devre elemanlarının üretimine, kolaylıkla yeniden şekillendirilebilir ve geniş bandda çalışabilir yapılara olanak sağlamasıdır; bu da geleceğin iletişim sistemleri için çok önemlidir. Örneğin, ayarlanabilir kapasitör, ayarlanabilir empedans uyumlama devreleri, ayarlanabilir antenler yeniden şekillendirilebilir uygulamalar arasında sayılabilir.

X bandda bir 3 bitlik GaAs FET faz kaydırıcının güç kaybı 4 dB iken RF-MEMS faz kaydırıcı ile kayıplar 1 dB'ye indirilebilmektedir, (REBEIZ 2003). Dolayısıyla, büyük faz dizili anteni olan bir radarda ya da iki yönlü bir iletişim sisteminde 6-8 dB kazanç sağlanabilmektedir. Frekans yükseldikçe, RF-MEMS faz kaydırıcıların faz farkının güç kaybına oranı iyileşmektedir. RF-MEMS faz kaydırıcıların kullanılması durumunda, faz dizili antende daha az yükselteç kullanılacaktır. Ayrıca, seri üretim durumunda RF-MEMS devre elemanları çok ucuza üretilebilecektir. Sonuç olarak RF-MEMS'in, düşük maliyetli faz dizili antenler için anahtar teknoloji olduğu söylenebilir.

Proje kapsamında, ilk olarak RF MEMS faz kaydırıcıları kullanarak elektronik tarama yapabilen faz dizili anten tasarlanmış, üretimi ve ölçümleri yapılmıştır. Geliştirilen faz dizili anten, 4 mikroşerit yama anten ve 3 bit RF MEMS faz kaydırıcılardan oluşmakta ve 15 GHz'de çalışmaktadır. Bu anten, RF MEMS faz kaydırıcılarıyla, tek bir taban üzerinde tektaş olarak yüzey mikroişleme teknolojisine dayalı olarak geliştirilen ODTÜ-RF MEMS üretim süreci kullanılarak üretilmiştir. Ölçüm sonuçları faz kaydırıcıların $20^{\circ}/50^{\circ}/95^{\circ}$ ve bunların kombinasyonu faz farklarını, 1.5 dB araya girme kaybıyla sağladıklarını göstermektedir. RF MEMS faz kaydırıcıların ayarlanmasıyla antenin ana huzmesinin döndürülebildiği ölçümlerle gösterilmiştir. Faz dizili anten ile ilgili çalışmalar Bölüm 2'de ayrıntılı bir şekilde anlatılmaktadır.

Proje kapsamında geliştirilen bir diğer önemli anten yapısı ise yansıtıcı dizi antendir. Yansıtıcı dizi antenler yansıtıcı çanak antenlerin ve faz dizili antenlerin avantajlarını biraraya getiren, bir huni anten ile aydınlatılan baskı antenlerden oluşan düzlemsel bir yansıtıcıdan oluşmaktadır. Projede 26.5 GHz'de tasarlanan yansıtıcı dizi anten, 10x10 adet yarıklı bağlaşımlı mikroşerit yama antenden oluşmaktadır. Elemanlar arası faz farkı, mikroşerit hatların uzunluğunun RF MEMS anahtarlarla kontrol edilmesiyle ayarlanmaktadır. Ölçüm sonuçlarına göre, huzme, tasarlandığı gibi 0 derece ile 40 derece arasında anahtarlanabilmektedir. Yansıtıcı dizi antenle ilgili çalışmalar Bölüm 3'de verilmektedir.

Ayrıca, projede çift frekanslı yarıklı dizi anten tasarımları yapılmıştır. Dizi anten tamamıyla üretilmemiş, dizinin elemanlarını oluşturan yarıklı antenler üzerinde üretim ve ölçümler yapılmıştır. Bölüm 2 ve 3'de anlatılan antenlerin üretimi RF MEMS elemanlarla entegre bir şekilde yapılmıştır, burada ise paketli RF MEMS anahtarların, antenle hibrit olarak birleştirilmesine çalışılmıştır. Bu çalışmalar Bölüm 4'te anlatılmaktadır.

Proje süresince, RF MEMS üretim sürecinin daha iyileştirilmesi için çalışmalar yapılmış, yansıtıcı dizi antenin üretimi için iki pulun birbirine yapıştırılması ve işlenmesi üretim adımları, üretim sürecine eklenmiştir. ODTÜ RF MEMS üretim süreci Bölüm 5'te son haliyle verilmektedir.

2. RF MEMS TEKNOLOJİSİ İLE TEK PARÇA FAZ DİZİLİ ANTEN SİSTEMİ

2.1 GİRİŞ

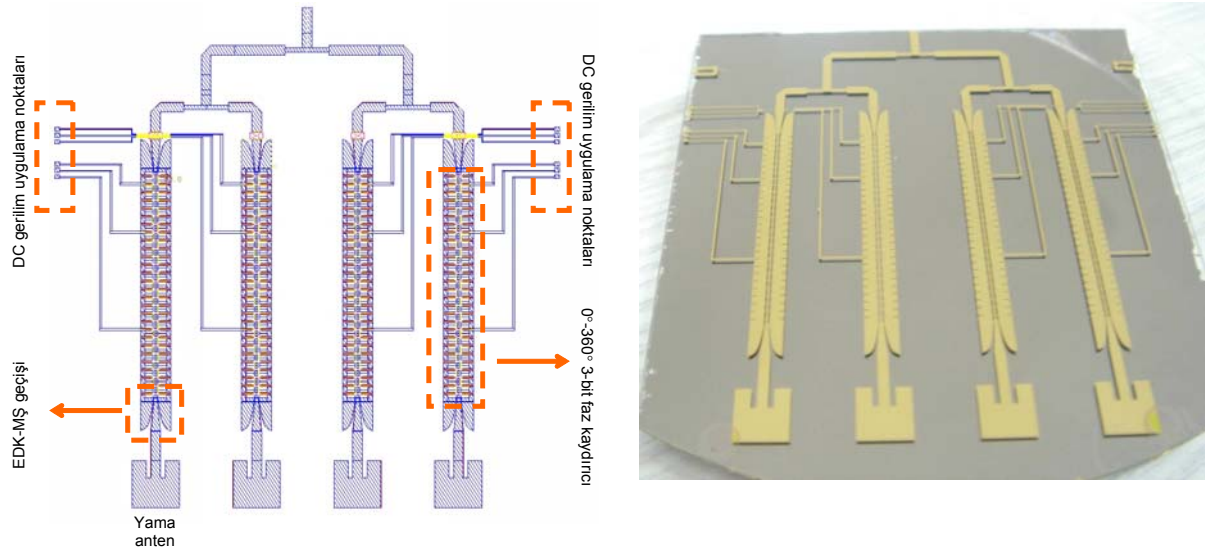
Faz dizili anten sistemleri genellikle besleme ağı, faz kaydırıcılar ve antenlerin ayrı ayrı üretilmesi ve daha sonra biraraya getirilmeleriyle elde edilmektedir (MAILLOUX 1994, HANSEN 1998, BROOKNER 1991, BROOKNER 2000). Bu parçaların melez (hybrid) yöntemlerle bütünleştirilmesi sadece sistem boyutlarının değil, aynı zamanda parazitik etkilerin, kayıpların ve paketlenme masraflarının da artmasına sebep olmaktadır. Bu sıkıntıları ortadan kaldırmak için, bu elemanların tek parça bir faz dizili anten sistemi oluşturacak şekilde, aynı taban üzerinde üretilmesine gereksinim vardır. RF MEMS teknolojisinin gelişmesi sonucunda düşük maliyetli, düşük sistem hacmine sahip, yüksek performanslı devre elemanlarının gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir (BROWN 1998). Bu devre elemanlarının mekanik hareketlerle RF performanslarının ayarlanabilir olması düşük hacimli çok işlevli anten sistemlerinin tek parça olarak gerçekleştirilebilmesini mümkün kılmaktadır. Bu devre elemanlarının faz dizili anten sistem uygulamasında kullanılması durumunda tek parça faz dizili anten sisteminin üretilmesi mümkündür. Raporun bu bölümünde 15 GHz çalışma frekansında antenlerin, besleme ağının ve 3-bit yüklenmiş iletim hattı faz kaydırıcılarının tek parça olarak bütünleştirildiği faz dizili anten sisteminin tasarımı, üretimi ve ölçüm sonuçları anlatılmaktadır. Sistemde kullanılan faz kaydırıcılar, 0° - 360° faz farkı verebildiği için değişik kombinasyonlarla antenlere besleme yapılabilir. Sistemde kullanılan bütün elemanlar aynı taban üzerinde RF gücü taşımak için başka herhangi bir bağlantı gerektirmeden tek parça bir şekilde tasarlandığı için, karma yöntemlerle üretilen faz dizili anten sistemlerine kıyasla daha az RF güç kaybı performansına sahip, üretimi tekrarlanabilir sistemlerin ortaya çıkartılabilmesi mümkündür. Aşağıdaki bölümlerde sistem içerisinde kullanılan özellikle faz kaydırıcı başta olmak üzere diğer alt bloklar anlatılacak, sistem entegrasyonu özetlenecek, sistemin üretimi ve ölçüm sonuçları tartışılacaktır.

2.2 FAZ DİZİLİ ANTEN SİSTEMİ

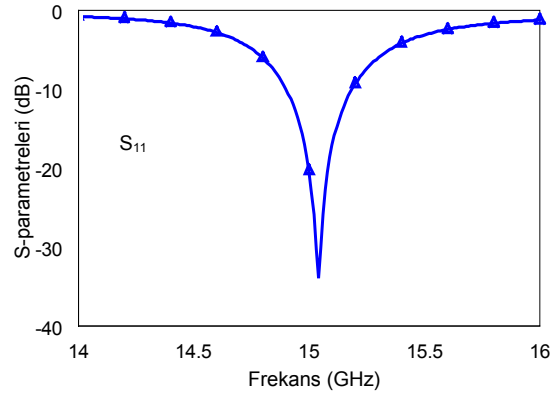
Bu projede geliştirilmiş olan faz dizili anten, dört mikroşerit yama anten, besleme devresi ve RF MEMS faz kaydırıcılardan oluşmaktadır. Çalışma frekansı, tüm anteni 500- μ m kalınlığında 4" çapındaki cam taban malzemesi ($\epsilon_r = 4.6$, $\tan\delta = 0.005$) üzerine sığdırabilmek için 15 GHz olarak seçilmiştir. Anten ODTÜ RFMEMS üretim süreci kullanılarak üretilmiştir. Şekil 2'de anten dizisinin geometrisi ve fotoğrafı görülmektedir. Dizinin toplam büyüklüğü 5cm \times 6cm'dir. Yama antenlerin büyüklüğü ise 4.65 mm \times 4.65 mm'dir. Aralarında $\lambda_0/2$ (1 cm,

boşluk dalga boyunun yarısı) uzaklık olacak şekilde yerleştirilmişlerdir. Besleme devresi 70Ω , $\sim \lambda_0/4$ (2.2 mm) transformatörlerden oluşmaktadır. 50Ω ve 70Ω 'luk hatların genişlikleri sırasıyla 0.95 mm ve 0.43 mm'dir. Mikroşerit hattın eş düzlemsel dalga kılavuzuna (EDK) geçişler geri dönüş kaybını en aza indirgeyecek şekilde tasarlanmıştır. Şekil 3'de bu alt birimlerin geri dönüş kaybı karakteristikleri verilmiştir. Faz kaydırıcılar $45^\circ/90^\circ/180^\circ$ ve bunların birleşimlerinden oluşan faz farklarını verecek şekilde tasarlanmıştır. Faz kaydırıcılarla ilgili ayrıntılı bilgi Bölüm 2.3'de verilmiştir.

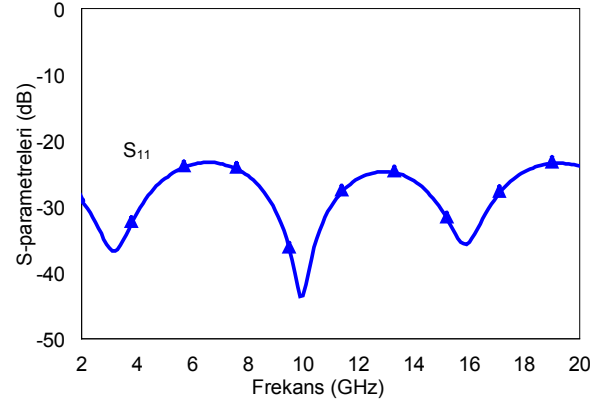
Eleman örüntüsü ve dizi faktörü düşünüldüğünde, dizinin 3dB huzme genişliği 25° 'dir. Huzme, elemanlar arası 45° ve 90° 'lik faz farkları sağlandığında 12° ve 24° 'ye döndürülebilmektedir. Faz kaydırıcılar 135° ve 180° 'lik faz farkları da verebilmektedir, fakat eleman örüntüsü nedeniyle dizinin huzmesi karşılık gelen yönlere dönmemektedir.



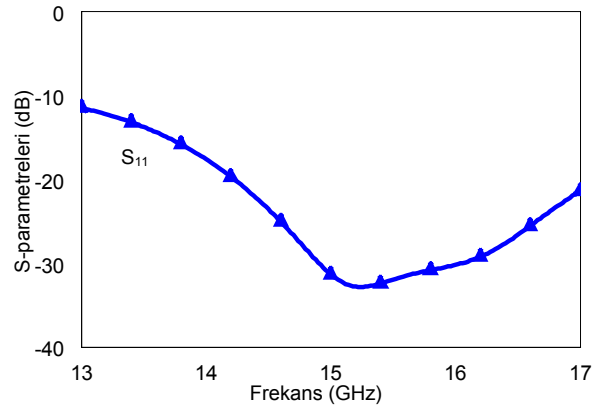
Şekil 2. Faz dizili anten sisteminin geometrisi ve fotoğrafı.



(a)



(b)



(c)

Şekil 3. Sistemin alt bloklarının geri dönüş kaybı karakteristikleri (a) $L=W=4.65$ mm, besleme hattı girintisi 1.7 mm olan mikroşerit yama anten (b) EDK-MŞ hatlar arasında kullanılan eksponansiyel geçiş (c) Mikroşerit besleme ağı.

2.3 3 Bit RF MEMS FAZ KAYDIRICI

2.3.1 Tasarım

Raporun bu kısmında anlatılan faz dizili anten yapısında kullanılan faz kaydırıcı yapısı, sıralanmış hat tasarım teknikleri kullanılarak tasarlanmış sayısal bir faz kaydırıcıdır. Bu faz kaydırıcı yüksek empedanslı ($> 50 \Omega$) bir eşdüzlemsel dalga klavuzunun (EDK) üzerine birbirine seri olarak bağlanmış değişken kapasitör olarak davranan MEMS köprü ve hareketsiz (statik) kapasitörlerin periyodik bir şekilde yerleştirilmesiyle elde edilmiştir.

Tasarlanan faz kaydırıcının birim hücresinin genel görünümü ve devre şeması Şekil 4'de verilmiştir. Devre şemasından da görüleceği gibi hattı yükleyen toplam kapasitans, MEMS köprü yukarı durumda iken, C_b ve C_s kapasitanslarının seri birleşimidir (yukarı durum). Köprü ve sinyal hattı arasına DC gerilim uygulanması sonucunda köprü aşağı çöker ve C_b kapasitansı yüksek bir değere ulaşır, (HAYDEN 2003). Bu durumda (aşağı durum) hattı yükleyen toplam kapasitans C_s kapasitansına eşit olur. Köprü'nün yukarı ve aşağı durumların hattı yükleyen kapasitans değerinin farklı olması, bu iki durum için hattın yüklenmiş karakteristik empedansı iki farklı değer alabilmesini mümkün kılar: Z_{lu} ve Z_{ld} . Her bir birim hücreden elde edilebilecek olan faz farkı, bu iki durumdaki karakteristik empedans değerlerine bağlı olarak (faz hızındaki değişimden yola çıkılarak) şu şekilde belirlenebilir:

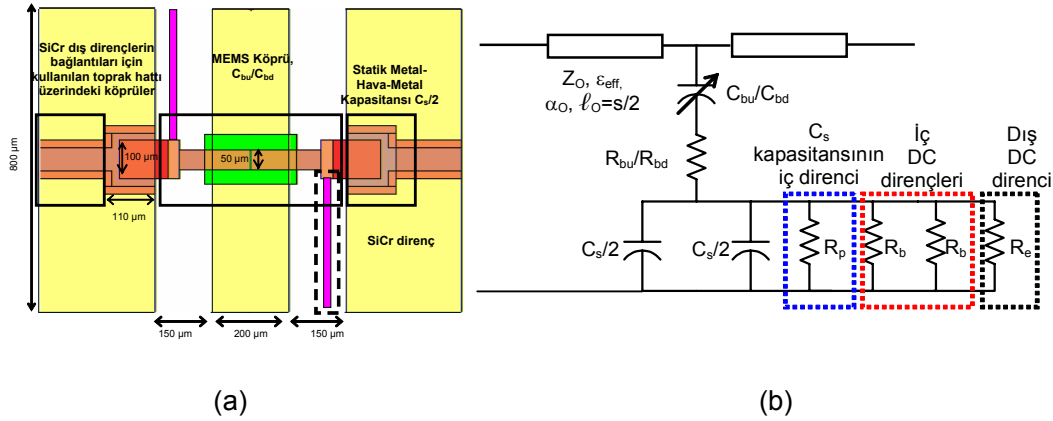
$$\Delta\phi = \frac{\omega Z_o \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \left(\frac{1}{Z_{lu}} - \frac{1}{Z_{ld}} \right) s \quad \begin{array}{l} \text{rad/birim} \\ \text{hücre} \end{array} \quad (1)$$

Bu denklemdeki Z_o hattın yüklenmemiş durumdaki karakteristik empedansını, $c/\sqrt{\epsilon_{eff}}$ kılavuzlanmış (guided) hızı, s ise birim hücrenin uzunluğunu (köprüler arası uzaklık) göstermektedir. Tasarımda yukarı ve aşağı durum yüklenmiş hat karakteristik empedans değerleri, geri dönüş kayıplarını belli bir seviyede tutabilmek amacıyla sırasıyla 58 Ω ve 44 Ω olarak seçilmiştir. Köprüler arası uzaklık ise, -dolayısıyla birim hücrelerin toplam uzunluğu-, Bragg frekansı göz önüne alınarak seçilmelidir. Bu tasarımdaki birim hücrenin toplam uzunluğu 800 μm olarak seçilmiştir. Sonuç olarak elde edilen Bragg frekansı 35 GHz civarındadır. $f_0=15$ GHz ve $f_B \approx 2.3f_0$ olduğu göz önüne alınırsa, tasarlanan faz kaydırıcının, Bragg frekansında gözlenen etkilerden uzak bir şekilde düşük yansıma ve araya girme kaybı performansını sağlayacak şekilde çalışabilmesi öngörülebilir. Aşağıdaki denklemler, Bragg frekansı değerinden (bu tasarım için 35 GHz) başlayarak hattı yükleyen kapasitans değerlerinin hesaplanması amacıyla kullanılabilir:

$$s = \frac{Z_d c}{\pi f_B Z_o \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \text{ metre} \quad (2)$$

$$C_s = \frac{Z_o^2 - Z_d^2}{\pi f_B Z_o^2 Z_d} \text{ farad} \quad (3)$$

$$C_{bu} = C_s \frac{Z_d^2 (Z_o^2 - Z_d^2)}{Z_o^2 (Z_u^2 - Z_d^2)} \text{ farad} \quad (4)$$



Şekil 4. Faz kaydırıcı devresinin birim hücresi (a) Yukarıdan görünüm (b) Devre şeması.

Yüklenmemiş hattın karakteristik empedansı $Z_0=77 \Omega$ olarak seçilmiştir ($W=200 \mu\text{m}$, $G=150 \mu\text{m}$). Bu hattın kaybı (α), 14 dB/m, $\epsilon_{r,\text{eff}}$ değeri ise 2.8 olarak hesaplanmıştır. Şekil 4'de gösterilen birim hücre 15 GHz frekansında 11.5° faz farkı verebilmektedir. HFSS ile gerçekleştirilen EM simülasyonlarda daha önce belirlenen Z_{lu} (58Ω) ve Z_{ld} (44Ω) değerlerini sağlayacak olan C_b (55 fF) ve C_s (115 fF) değerlerinin hesaplamalardan elde edilen değerlere oldukça yakın olduğu görülmüştür. Şekil 5'de 8 birim hücreden oluşan faz kaydırıcı bölümün (180° 'lik bölüm) elektromanyetik (EM) benzetim ve modelleme sonuçları verilmiştir. Yapının araya girme kaybının önemli bir kısmı yüklenmemiş hat tarafından belirlenir. Ancak araya girme kaybının doğru modellenmesi için hattı yükleyen C_b ve C_s kapasitanslarına seri olarak da bir direnç kullanılması gerekmektedir. Bu direnç yukarı durum için $R_s=1.5 \Omega$, aşağı durum için 0.5Ω olarak modellenmiştir. Modelleme çalışmalarında C_s kapasitansının Q-faktörünün kayıplar üzerindeki etkisi de incelenmiştir. Bu kapasitörün kalite faktörü şu şekilde hesaplanabilir:

$$Q = \omega C_s R_p \quad (5)$$

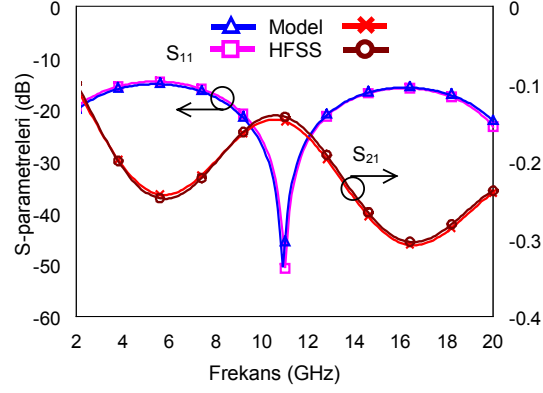
Burada R_p , C_s kapasitöründen kaynaklanan RF güç kayıplarını modellemek üzere kullanılan paralel dirençtir ve yaklaşık olarak $40 \text{ k}\Omega$ olarak modellenmiştir ve C_s kapasitansının Q-faktörü 433 olarak hesaplanabilir. Faz kaydırıcı yapısının düşük kayıplı olmasının en önemli sebeplerinden birisi de bu kapasitörün Metal-Hava-Metal (Metal-Air-Metal) şeklinde bir yapıya olmasından dolayı Q-faktörünün çok yüksek olmasıdır.

Sistemde kullanılan 3-bit RF MEMS faz kaydırıcı 3 bölümden oluşmaktadır. İlk kısım 4 birim hücreden oluşmaktadır ve EM benzetim sonuçlarına göre 15 GHz frekansında 46.9° faz farkı sağlayabilmektedir. İkinci kısım 90.2° faz farkını 8 birim hücrede ve üçüncü kısım ise 182.6° 'lik faz farkını 16 birim hücre ile sağlamaktadır. Şekil 6'da toplamda 28 köprüden

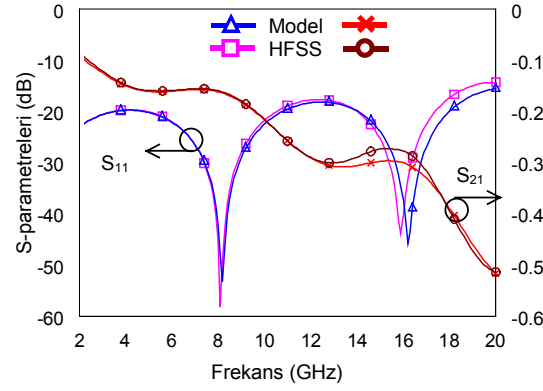
oluşan yapının maske çizimlerdeki genel görünüşü verilmiştir. Şekil 7'de ise yapının bütün durumlarda sağlayabildiği faz farkı değerleri görülebilir. Bu şekilde de anlaşılacağı gibi, yapı 15 GHz frekansında öngörülen faz farkı değerlerini sağlayabilmektedir.

Yapının ilgili kısımlarındaki köprülerin aynı anda hareket ettirilmesi gerektiğinden, köprülerin her birine hareket gerilimlerinin ayrı ayrı taşınmasına gereksinim vardır. Bu amaçla Şekil 4'de de gösterildiği gibi EDK'nın boşluklarında (sinyal ile toprak arasındaki boşluk) bir köprüden diğerine uzanan öz direnci yüksek SiCr katmanıyla elde edilen yaklaşık $R_b=70 \text{ k}\Omega$ değerinde ($\sigma_{\text{SiCr}}=2500 \text{ S/m}$, uzunluk=700 μm , genişlik=20 μm , kalınlık=0.2 μm) dirençler kullanılmıştır. Faz kaydırıcının üç kısmından her birine ayrı ayrı kombinasyonlarla gerilim verilmesi gerekebileceği için, ayrıca her bir birimdeki birer hücreye (toplam olarak sadece 3 birim hücreye) yine SiCr katmanı kullanılarak toprak hattındaki köprülerin altındaki boşluk kullanılarak dış bağlantı yapılmıştır (Şekil 4).

Şekil 8'de 3-bit faz kaydırıcı yapısının farklı durumlar için elde edilen geri dönüş kaybı karakteristiği verilmiştir. DC gerilimi taşımak için kullanılan dirençler yapının geri dönüş kaybı üzerinde herhangi bir etki göstermemektedir ve yapı yaklaşık olarak 10 dB'den daha iyi bir geri dönüş kaybına sahiptir. DC gerilimi taşımak için kullanılan dirençlerin araya girme kaybını ne yönde etkileyebileceğini anlamak için C_s kapasitörünün Q-faktörünün irdelenmesi gerekir. Şekil 4.b'de de gösterildiği gibi kullanılan dirençler C_s kapasitörünün kalite faktörünü doğrudan düşürdüğü için araya girme kaybı üzerinde önemli bir olumsuz etki yapmaktadır. Buna göre yapının araya girme kaybı EDK hat arasında direnç kullanılmadığı durumda 0.9 dB ($R_p = 40 \text{ k}\Omega$, $Q=433$), EDK klavuzu hatlar arasında 28 birim hücre için direnç kullandığı durumda 1.05 dB değerine yükselir. Çünkü bu durumda her bir C_s kapasitörü iki adet R_b direncini paralel şekilde gördüğü için C_s kapasitörünün Q-faktörünü belirleyen direnç $40 \text{ k}\Omega$ 'dan $40 \text{ k}\Omega / (R_b/2)$ 'ye düşer ve C_s kapasitörünün kalite faktörü 433'ten 202'ye düşer. 3 adet birim hücrede ise, kullanılan dış bağlantı dirençleri RF toprakla kuvvetli şekilde etkileşimde bulunduğu için C_s kapasitörü tarafından $R_f=3 \text{ k}\Omega$ olarak görülür. Bu durumda C_s kapasitörünün Q-faktörü 28'e düşer ve yapının araya girme kaybı 1.25 dB'ye yükselir. Her ne kadar DC taşıma dirençleri kullanıldığında yapının araya girme kaybında bir artış söz konusu olsa da, DC taşıma hatlarının gerekliliği göz önüne alındığında, ve yarıiletken tabanlı faz kaydırıcılarda gözlenen kayıplarla karşılaştırıldığında, tasarlanan faz kaydırıcının araya girme kaybı değerlerinin kabul edilebilir seviyelerde olduğu söylenebilir.

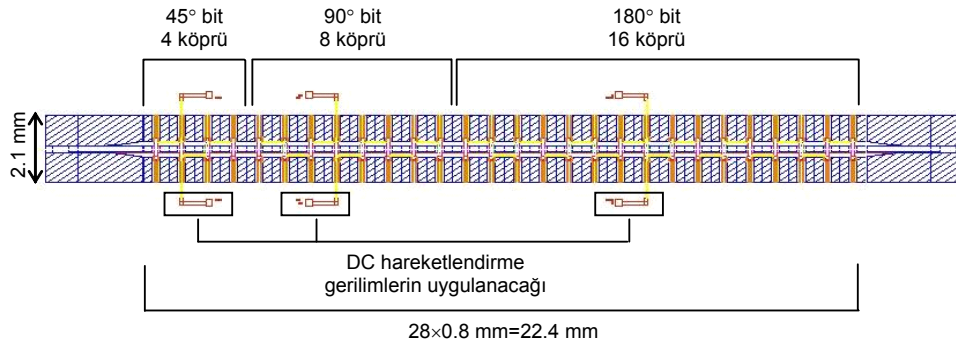


(a)

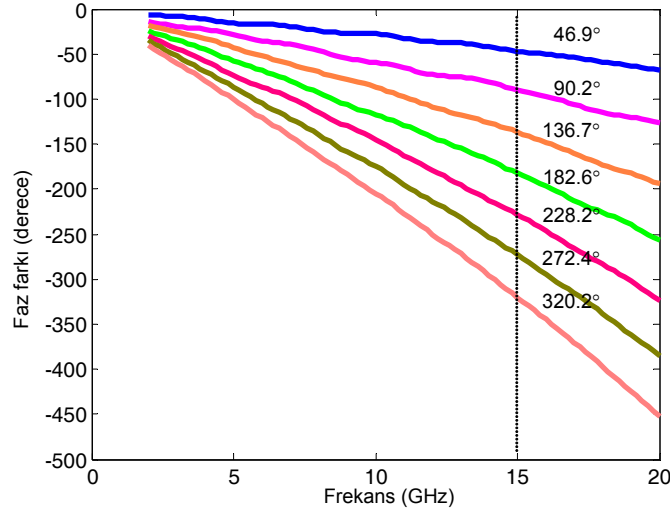


(b)

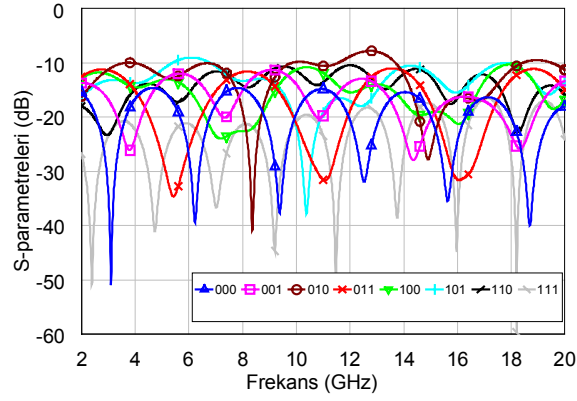
Şekil 5. Faz kaydırıcının 8 birim hücrelik bölümü için yapılan simülasyon ve modelleme sonuçları (a) yukarı durum (b) aşağı durum.



Şekil 6. 3-bit faz kaydırıcının maske çizimindeki genel görüntüsü.



Şekil 7. 3-bit faz kaydırıcıdan farklı durumlarda elde edilen faz farkı eğrileri.

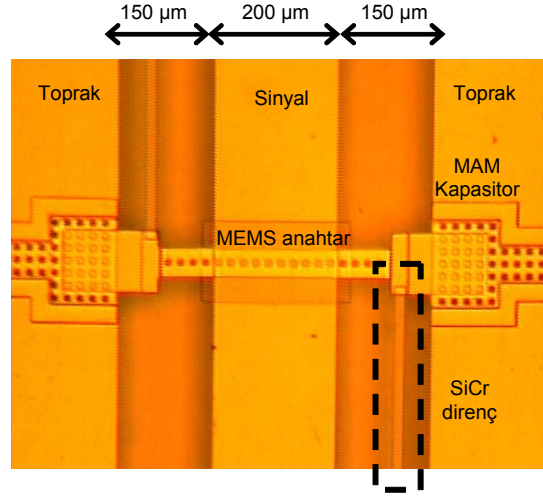


Şekil 8. Tasarlanan 3-bit MEMS faz kaydırıcının bütün durumlar için geri dönüş kaybı grafiği.

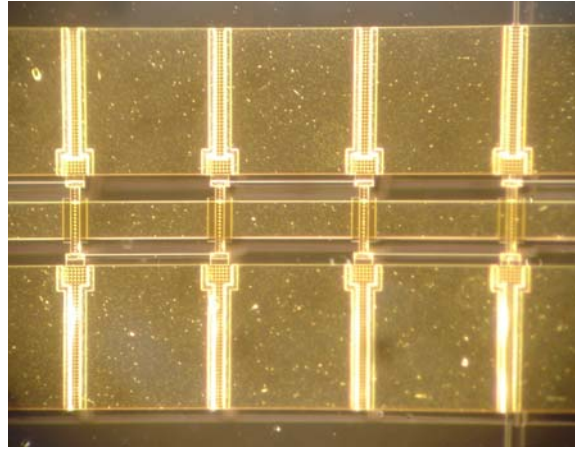
2.3.2 Üretim ve Ölçüm Sonuçları

Tasarlanan faz kaydırıcı Bölüm 5'de anlatılan üretim süreci kullanılarak üretilmiştir. Şekil 9'da, üretilen faz kaydırıcının birim hücrenin optik mikroskop ile elde edilen fotoğrafı sunulmuştur. Şekil 10'da ise üretilen faz kaydırıcının bir bölümünün fotoğrafı verilmiştir. Burada periyodik bir şekilde sıralanmış 4 adet birim hücre görülmektedir. Toprak-sinyal arasındaki boşluklarda SiCr dirençler yardımıyla bu 4 birim, DC gerilim uygulandığında aynı anda hareketlendirilebilmektedir. Faz kaydırıcıların ölçümü için TRL (Thru-Reflect-Line) kalibrasyon kullanılmıştır. 8 durum, DC prob ve bias tee kullanılarak DC gerilim uygulanmasıyla ölçülmüştür. Anahtarları hareket ettirmek için gereken DC gerilim 16 voltur. Her durum için giriş geri dönüş kaybı 10 dB'den iyidir. Araya girme kaybı en kötü durumda 15 GHz'de 2 dB olarak ölçülmüştür. Faz kaydırıcının ölçümlerinden elde edilen devre modeli

parametreleri Tablo 1’de sunulmuştur. Bu yapıların her bir birim hücresinden elde edilen faz farkı yaklaşık 6°’dir. Faz kaydırıcı yapısı 15 GHz frekansında 20°/48°/97° ve diğer kombinasyonlarla faz farkı sağlayabilmiştir. Yapının faz farkı sonuçları Şekil 11’de sunulmuştur.



Şekil 9. Faz kaydırıcı devresinin birim hücresinin yukarıdan görünümü

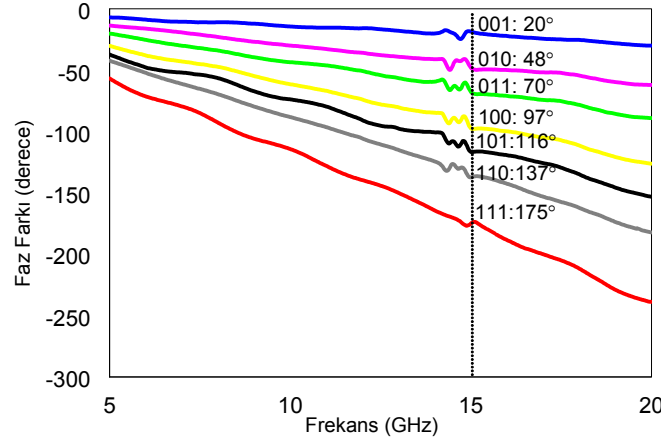


Şekil 10. Üretilen RF MEMS faz kaydırıcının 4 birim hücrelik bölümünün fotoğrafı.

Tablo 1. Üretilen faz kaydırıcının model parametreleri.

Parametre	Benzetim	Ölçüm
C_{bu}	55 fF	50 fF
C_s	115 fF	71 fF
R_{bu}/R_{bd}	0.8 Ω /1.5 Ω	0.8 Ω /1.5 Ω
Z_0	77 Ω	77 Ω

ϵ_{eff}	2.76	2.76
$\alpha_o @ 15 \text{ GHz}$	20 dB/m	29 dB/m
R_p	40 k Ω	40 k Ω
R_b	20 k Ω	20 k Ω
R_e	1.45 k Ω	1.45 Ω
C_{bd}	3 pF	1 pF
Z_{lu}	58 Ω	62.8 Ω
Z_{ld}	44 Ω	52.9 Ω
%/birim hücre	11°	6°
Araya girme kaybı	1.91 dB	2.03 dB

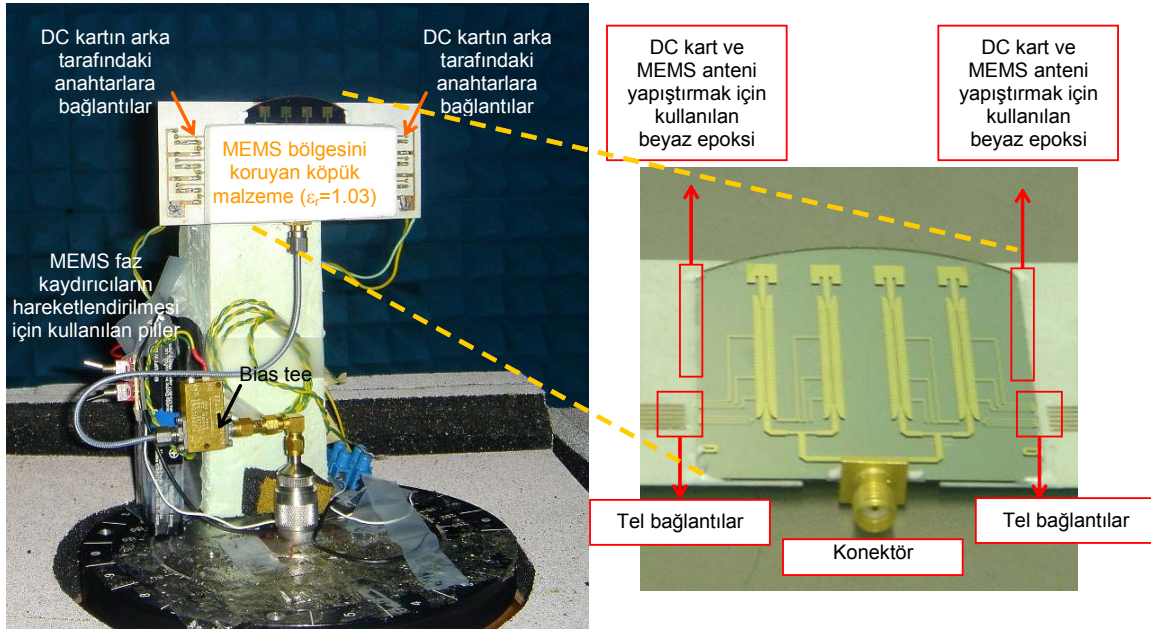


Şekil 11. 3-bit RF MEMS faz kaydırıcının değişik durumlar için elde edilen faz farkı karakteristiği

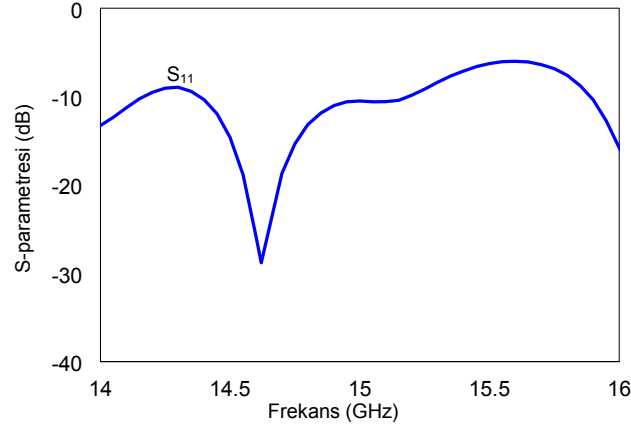
2.4 Faz Dizili Anten Sisteminin Üretimi ve Ölçümü

4 elemanlı doğrusal mikroşerit yama anten dizisi hüzmeye oluşturma ağıyla birlikte tekaş bir yapı olarak Bölüm 5'te anlatılan mikroşerit teknolojisiyle cam taban üzerinde üretilmiştir. Şekil 2'de anten dizisinin geometrisi ve fotoğrafı görülmektedir. Dizi 500 μm kalınlığında cam tabaka ($\epsilon_r = 4.6$, $\tan\delta = 0.005$) üzerinde gerçekleştirilmiştir. Dizinin toplam büyüklüğü 5cm \times 6cm'dir. Yama antenlerin büyüklüğü ise 4.65 mm \times 4.65 mm'dir. Aralarında $\lambda_o/2$ (1 cm) uzaklık olacak şekilde yerleştirilmişlerdir. Besleme devresi 70 Ω , $\sim\lambda_o/4$ (2.2 mm) transformatörlerden oluşmaktadır. 50 Ω ve 70 Ω 'luk hatların genişlikleri sırasıyla 0.95 mm ve 0.43 mm'dir. Mikroşerit hattın eş düzlemsel dalga kılavuzuna geçişler geri dönüş kaybını en aza indirgeyecek şekilde tasarlanmıştır.

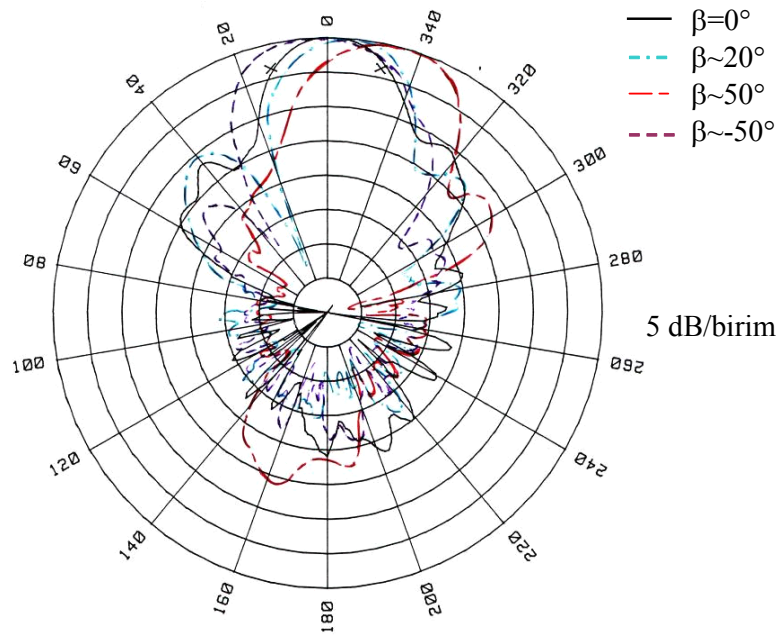
Faz dizili anten sisteminin geri dönüş kaybı ve ışımaya örüntüsü ölçümlerinin gerçekleştirilmesi amacıyla Şekil 12'de verilen düzenek kurulmuştur. Hüzme farklı doğrultulara yönlendirebilmek amacıyla DC gerilimlerin uygulanmasını sağlayan bir kart tasarlanmış ve bu kart MEMS anten sistemine beyaz epoksi ile yapıştırılmıştır. DC kart ve dizi anten arasında elektriksel bağlantılar ince teller (wire bond) ile sağlanmıştır. Sistemin ölçülen geri dönüş kaybı 14.6 GHz frekansında 28.8 dB'dir (Şekil 13). Faz kaydırıcıların farklı durumları için elde edilen ışımaya örüntüsü sonuçları Şekil 14'de sunulmuştur. Ardışık faz farkı yaklaşık 20° olacak şekilde seçildiğinde ana hüzmenin 4° döndüğü, yaklaşık 48° olarak seçildiğinde ise 14° döndüğü görülmüştür. Sonuçlar sözü edilen ardışık faz kayması değerleri için hesaplanan değerlere oldukça yakındır. Faz kaydırıcıların, diğer yöne dönmeyi sağlamak için 48° ardışık faz farkını verecek şekilde ayarlanması durumunda 6° 'lik hüzme dönmesi elde edilmiştir. Faz dizili anten sisteminin bu yönde, diğer yöne kıyasla beklenen performansı sağlayamamasının, faz kaydırıcıların her bitinin üretimden kaynaklanan sorunlar nedeniyle tasarlandığı gibi çalışmaması olduğu düşünülmektedir.



Şekil 12. Faz dizili anten sisteminin ölçümlerinin gerçekleştirilebilmesi için kurulan düzenek.



Şekil 13. Faz dizili anten sisteminin geri dönüş kaybı ölçüm sonucu.



Şekil 14. Faz kaydırıcıların farklı durumlar ($\varphi_1 \sim 20^\circ$, $\varphi_2 \sim 50^\circ$, $\varphi_3 \sim -50^\circ$) için ışınım örüntüsü ölçümü

Bu bölümde ayrıntıları anlatılan faz dizili anten, literatürde yer alan, üzerinde yüzlerce RF MEMS anahtar ve kapasitörün olduğu, entegre bir biçimde tek taban üzerine tektaş olarak üretilmiş, bu kadar çok sayıdaki MEMS anahtarın çalışabilir durumda olduğu ilk elektronik taramalı dizi anten örneklerden biridir, (TOPALLI, 2006, 2008).

3. RF MEMS TEKNOLOJİSİ İLE AYARLANABİLİR TEK PARÇA YANSITICI DİZİ ANTENİ

3.1 GİRİŞ

Yansıtıcı dizi antenleri, yansıtıcı çanak antenlerin ve faz dizili antenlerin en iyi özelliklerinin biraraya getirilmesiyle oluşturulmuş yapılardır, (HUANG 2008). Yansıtıcı dizi anteni, çanak anten yapısında olduğu gibi başka bir kaynak anten (genellikle huni anten) tarafından beslenir ve gelen elektromanyetik dalgayı belirli bir yöne yansıtır. Yansıtıcı yüzey, baskı anten elemanlarından oluşur. Çanak antenler ile karşılaştırıldığında, yansıtıcı dizi anten yapısında, anten elemanlarından yansıyan dalganın fazının uygun şekilde ayarlanmasıyla huzme istenilen şekilde şekillendirilebilir. Ayrıca, yansıtıcı dizi antenindeki elemanlara yarı iletken devre elemanları veya MEMS anahtarlar kullanılarak ayarlanabilirlik özelliği katılabilir ve bu da elektronik taramaya olanak sağlar. Çanak antenin kompleks küre yapısı düşünüldüğünde mikroşerit yansıtıcı dizi anteni basit ve iki boyutlu bir yapıya sahiptir ve uygun tasarım ile küçük parçalar halinde üretilip istenilen yüzeye monte edilebilir. Mikroşerit hatlar ile beslenen faz dizili antenlere göre yansıtıcı dizi antenin yüzeyi kaynak anten ile uzaydan aydınlatılır ve mikroşerit besleme ağının karmaşıklığı ve besleme ağından kaynaklanan kayıplar önlenmiş olur. Fakat besleme sistemi mikroşerit faz dizili antenlere göre daha fazla yer kaplar.

Proje kapsamında, 26.5 GHz'de, düzlemsel 10x10 adet yarı bağlaşımlı mikroşerit yama anten (YBMYA) elemanlarından oluşan, RF MEMS anahtarlar ile huzme yönü elektriksel uyarım ile ayarlanabilir, yansıtıcı dizi anteni tasarlanmış, üretim ve ölçümleri tamamlanmıştır. ODTÜ-MEMS tesislerinde geliştirilen yüzey işleme ve pul bağlama üretim süreçleri kullanılarak RF MEMS anahtarlar içeren yansıtıcı dizi anteni tek parça üretilmiş ve melez birleştirmeden kaynaklanan kayıp ve hatalar önlenmiştir.

3.2 YANSITICI DİZİNİN TASARIMI

Şekil 15'de ayarlanabilir yansıtıcı dizi antenin şematik yapısı gösterilmiştir. Huni antenden gelen elektromanyetik dalga, dizi elemanlarından uygun fazlarda yansıtılarak istenilen yöne yönlendirilebilir. Faz belirleme işlemi denklem 1 yardımı ile yapılır (POZAR, 1997).

$$-k_0(R_i + \vec{r}_i \cdot \hat{r}) + \psi_i = 2\pi N \quad (1)$$

Burada k_0 : elektromanyetik dalganın uzayda yayılım sabiti

R_i : kaynak anten ile i inci dizi elemanı arasındaki mesafe

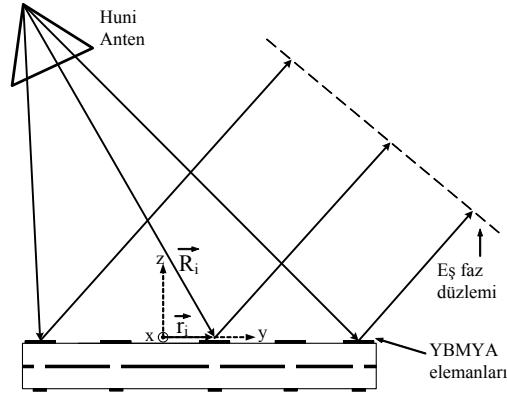
\vec{r}_i :referans koordinat sistemi ile i inci dizi elemanı arasındaki vektörel mesafe

\hat{r} : küresel koordinat sisteminde ifade edilen yarıçapsal birim vektör.

ψ_i : elektromanyetik dalganın i inci dizi elemanından aldığı yansıtma fazı gecikmesi

N : tam sayı

26.5 GHz'de ana huzmenin yönünü \hat{z} birim vektörü doğrultusunda yönlendirmek amacı ile küresel koordinat sisteminde verilen \hat{r} vektörü, \hat{z} birim vektörü doğrultusunda yönlendirilerek, 10x10 dizi elemanın her biri için yansıtma fazı değerleri (ψ_{i1}) belirlenmiştir. Yine aynı şekilde, ana huzmenin yönünü, xz-düzleminde $\theta=40^\circ$ ye yönlendirmek amacı ile \hat{r} vektörü xz-düzleminde $\theta=40^\circ$ ye yönlendirilmiş ve dizi elemanlarının sahip olması gerektiği yansıtma faz değerleri (ψ_{i2}) bulunmuştur. 10x10 dizi elemanında, 1. sütunun, faz hesaplamasında referans alınması sebebi ile bu sütunda ψ_{i1} ve ψ_{i2} değerleri aynı çıkmıştır.

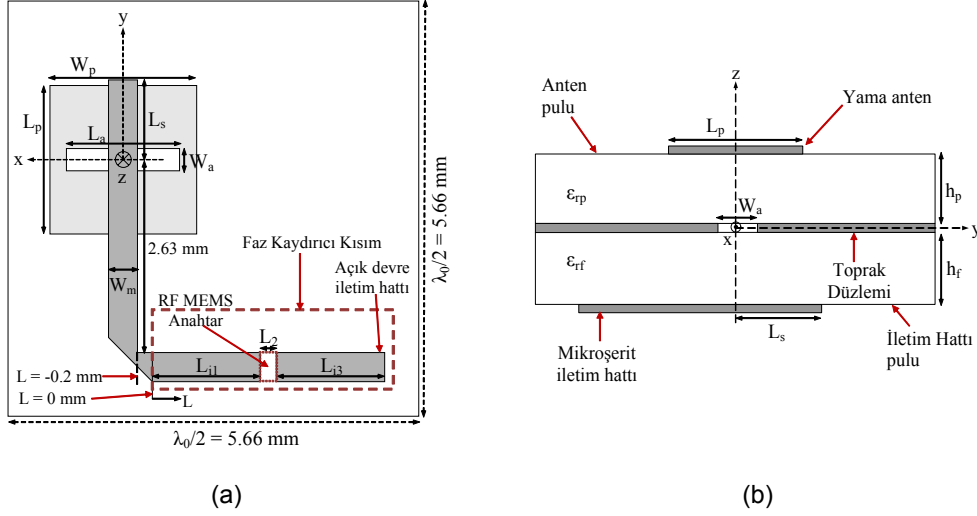


Şekil 15. Yansıtıcı dizi anteni yapısı.

3.2.1 Dizi Elemanı Tasarımı

Dizi elemanı olarak Şekil 16'da (a) ve (b)'de gösterilen yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anten yapısı kullanılmıştır. 500 μ m kalınlığında cam katmandan oluşan anten ve iletim hattı pulları ($\epsilon_{rp} = \epsilon_{rf} = 4.6$, $\tan\delta = 0.005$), aralarında W_a genişliğinde L_a uzunluğunda yarık içeren toprak düzlemi olacak şekilde birbirlerine bağlanmıştır. Anten pulunun üzerindeki yama antene gelen elektromanyetik dalga, toprak düzleminde bulunan yarık sayesinde iletim hattı pulunun altında bulunan mikroşerit iletim hattına bağlanır. İletim hattının ucunun açık devre olması sebebi ile elektromanyetik dalga geri yansır ve tekrar yarık sayesinde yama antene bağlanarak uzaya yansıtılır. Elektromanyetik dalganın yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anteninden yansıtılması sonucu oluşan faz farkı (ψ_i), açık devre uçlu mikroşerit iletim

hattında ilerlediği mesafe ile belirlenir. Tasarımda ilk olarak Şekil 16 (a) ve (b)'de gösterilen yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anten yapısı, faz kaydırıcı kısım olmadan, HFSS yardımı ile mikroşerit iletim hattından beslenerek benzetimler yapılmış ve Şekil 16 (c)'de gösterilen optimizasyon öncesi değerler kullanılarak uzaya 26.5 GHz'de uyumlandırılmıştır.

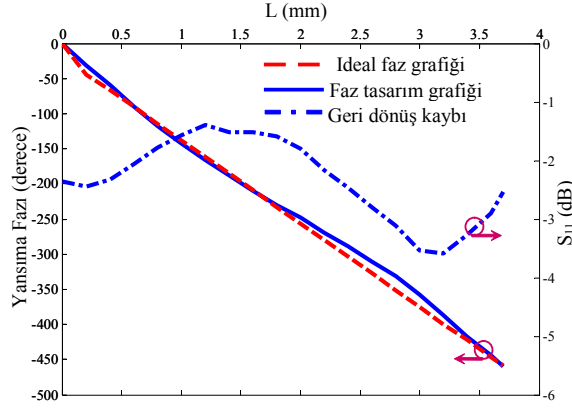


	W_p	L_p	W_a	L_a	W_m (μm)	L_s
Optimizasyon öncesi	2.02	2.02	0.3	1.6	0.4	1.1
Optimizasyon	2.03	2.03	0.3	1.55	0.4	1.1

(c)

Şekil 16. Ayarlanabilir yansıtıcı dizi anteninde kullanılan, yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anteninin (a) arkadan görünümü (b) yan görünümü, (c) Uzunluklar (mm cinsinden).

Sıradaki adım, yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anteninden yansıma sonucunda oluşan faz değişimi ile (ψ_i), mikroşerit iletim hattının uzunluğu (L) arasındaki ilişkiyi belirten faz tasarım grafiğinin bulunmasıdır. Bu amaç ile Şekil 16 (a)'da gösterilen yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anten, faz kaydırıcı kısım olmadan HFSS yardımı ile periyodik sınır koşulları kullanılarak sonsuz dizi haline getirilmiştir. Dizi elemanları arasındaki mesafe yarım dalga boyudur ($\lambda_0/2$). Sonsuz dizi, 26.5 GHz de y-yönünde doğrusal kutuplanmış düzlem dalgası ile uyarılarak benzetimleri yapılmış ve yansıyan dalganın faz değeri değişen L değerleri için hesaplanmıştır. Hesaplanan faz tasarım grafiği Şekil 17'de gösterildiği gibidir. Benzetimler sırasında yansıma fazının, ideal iletim hattı için hesaplanan faz grafiğine yakın olması için anten boyutlarında optimizasyon yapılmış ve Şekil 16 (c)'de gösterilen optimize edilmiş değerler ile Şekil 17'de belirtilen faz tasarım grafiği bulunmuştur. Şekil 17'de görüldüğü gibi faz tasarım grafiği, ideal faz grafiğine oldukça yakındır. Geriye dönüş kaybının maksimum değeri yaklaşık olarak L=3.1 mm için 3.63dB olup bu kayıp, dielektrik kaybı, iletken kayıpları ve geri ışınım kayıplarından oluşmaktadır.



Şekil 17. 26.5 GHz'de faz tasarım grafiğinin ideal faz grafiği ile karşılaştırılması ve geri dönüş kaybı.

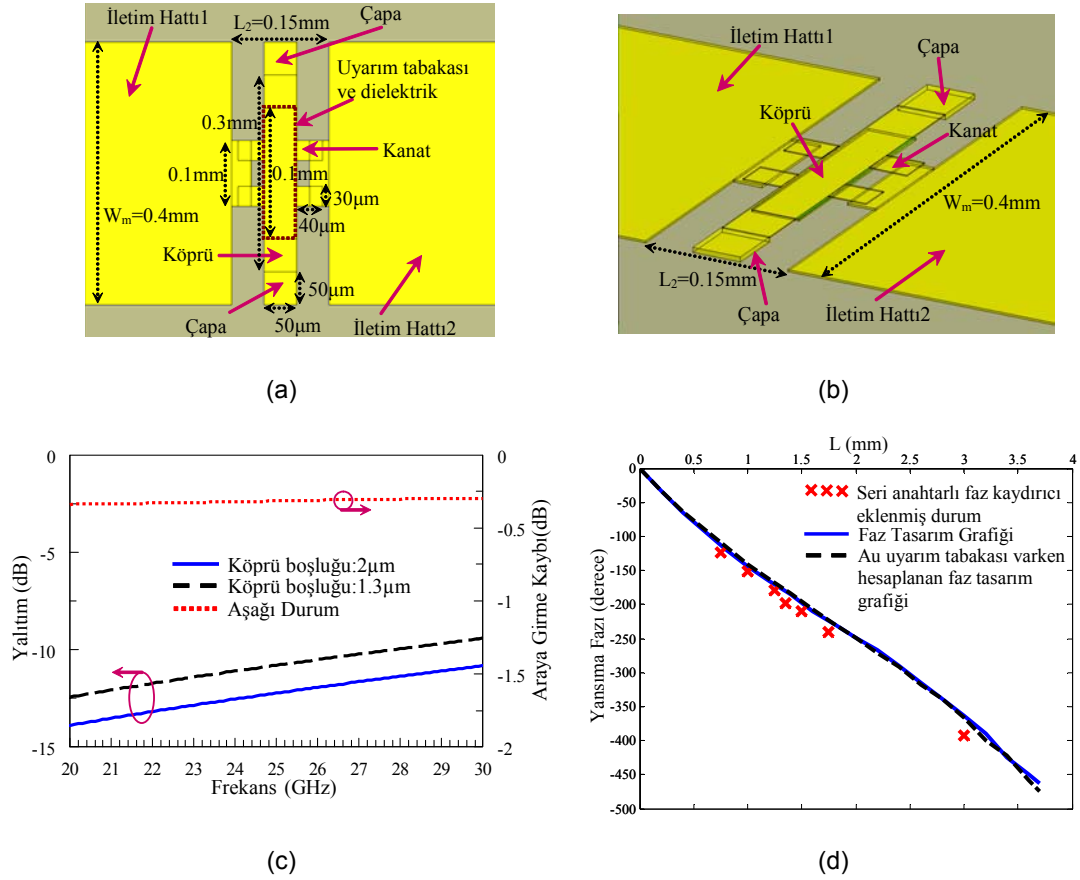
3.2.2 İletim Hattı Uzunluklarının Belirlenmesi

10x10 yansıtıcı dizi antenin ana huzmesini 0° ye yönlendirmek için hesaplanan ψ_{i1} değerleri, faz tasarım grafiği kullanılarak L_{i1} değerlerine dönüştürülür. Aynı şekilde ana huzmenin yönünü 40° 'ye yönlendirmek için hesaplanan ψ_{i2} değerleri ile $L_{i1}+L_{i2}+L_{i3}$ toplam uzunluk değerleri bulunur. L_{i1} ile $L_{i1}+L_{i2}+L_{i3}$ arasına yerleştirilen seri RF MEMS anahtar yardımı ile iki uzunluk değeri arasında anahtarlama yapılarak huzmenin yönünün 0° ve 40° arasında değiştirilmesi sağlanır. Bir sonraki kısımda anlatılacak olan iletim hatlarının arasında kullanılan seri RF MEMS anahtarların ideal olmamasından dolayı, hesaplanan iletim hattı uzunlukları istenilen faz değerlerinden bir miktar saptığı HFSS benzetimleri ile görülmüş ve uzunluklarda yapılan ufak değişimler ile son uzunluk değerleri bulunmuştur.

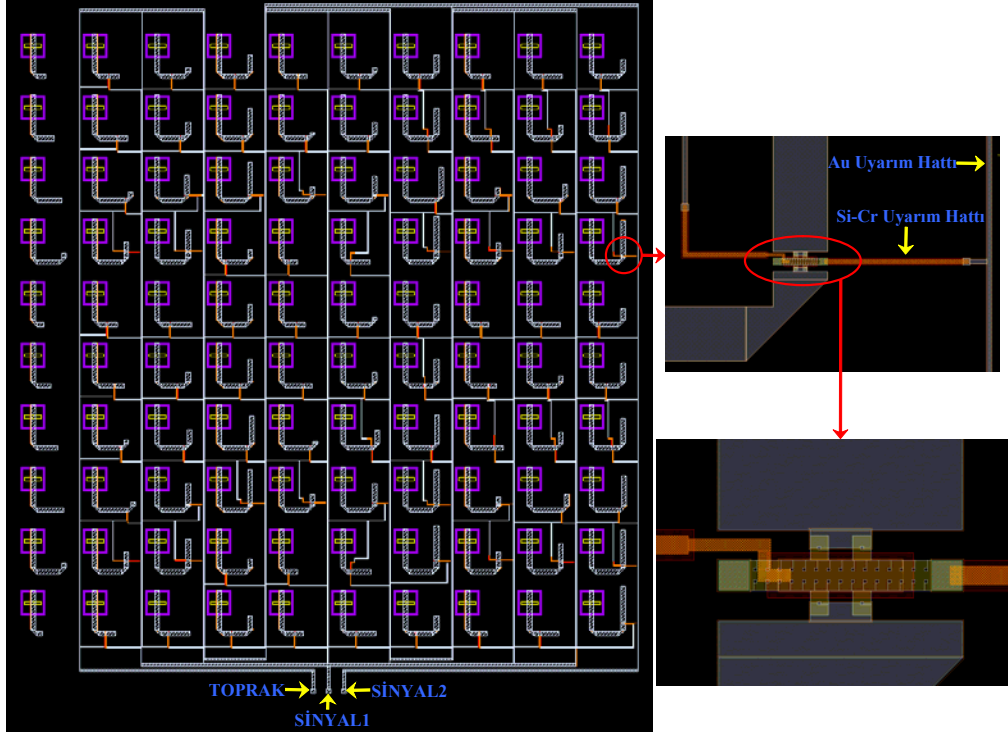
3.2.3 Seri RF MEMS Anahtar Tasarımı

Yansıtıcı dizi anteninde kullanılan seri RF MEMS anahtar Şekil 18'de gösterildiği gibi cam katmana çapa noktalarından basan, iletken bir köprü yapısıdır. Köprü yukarı konumunda iken kanatlar iletim hatlarına temas etmemekte ve iki iletim hattı birbirinden elektriksel olarak yalıtılmaktadır. Köprü, köprünün altında bulunan uyarım tabakası ile köprü arasına uygulanan DC gerilim ile aşağı konuma getirildiğinde kanat noktalarında iki iletim hattına da değeri. Böylece iletim hatlarının arasında DC ve RF olarak iletkenlik sağlanır. Köprünün yukarı konumu için kanatlar ile iletim hatları arasında kalan boşluk $2 \mu\text{m}$ olarak tasarlanmıştır. Ancak üretim sonrası yapılan ölçümlerde bu değer $1.3 \mu\text{m}$ olarak ölçülmüştür. Şekil 18 (c)'de gösterilen benzetim sonuçlarında 20-30 GHz bandında, iki boşluk değeri için de yalıtım 10 dB'den fazla, araya girme kaybı 0.5'dB den azdır.

RF MEMS anahtarın DC uyarımında kullanılan uyarım hatları Şekil 19'da gösterildiği gibidir. RF performansın etkilenmemesi açısından, RF MEMS anahtar yakınında Si-Cr katmanından oluşan, düşük dirençli uyarım tabakası kullanılmıştır. Gerilim kaybını önlemek amacı ile Si-Cr hatlara DC gerilim, iletkenliği iyi olan altın (Au) hatlar ile sağlanmıştır. Au uyarım hatlarının faz grafiğine etkisini incelemek amacı ile Şekil 16 (a)'da gösterilen birim eleman, faz kaydırıcı kısım olmadan çizilmiş, Au uyarım hatları eklenmiş ve faz tasarım grafiği Au uyarım hatları varken tekrar hesaplanmıştır. Şekil 18 (d)'de gösterilen sonuçlarda faz tasarım grafiğinin Au uyarım tabakasından çok etkilenmediği görülmektedir. Ayrıca Şekil 16 (a)'da gösterilen birim eleman faz kaydırıcı kısım ile birlikte çizilmiş ve iletim hatları arasında RF MEMS anahtarlar yerleştirilerek RF MEMS anahtarın açık ve kapalı konumlarında değişik L_{i1} ve L_{i3} uzunlukları için benzetimler yapılmıştır. Bu benzetimlerden elde edilen yansıma fazları, karşılık gelen iletim hattı uzunluğu (RF MEMS anahtar aşağı durumda ise bu uzunluk $L_{i1}+L_{i2}+L_{i3}$, yukarı durumda ise bu uzunluk L_{i1} dir) göz önünde bulundurularak nokta şeklinde işaretlenmiştir. Şekil 18 (d)'de gösterilen sonuçlarda RF MEMS anahtarın yansıma fazını çok etkilemediği görülmektedir.



Şekil 18. Seri RF MEMS anahtarın (a) üstten (b) perspektif görüntüsü (c) EM benzetim sonuçları. (d) Au uyarım tabakasının ve RF MEMS anahtarın etkileri



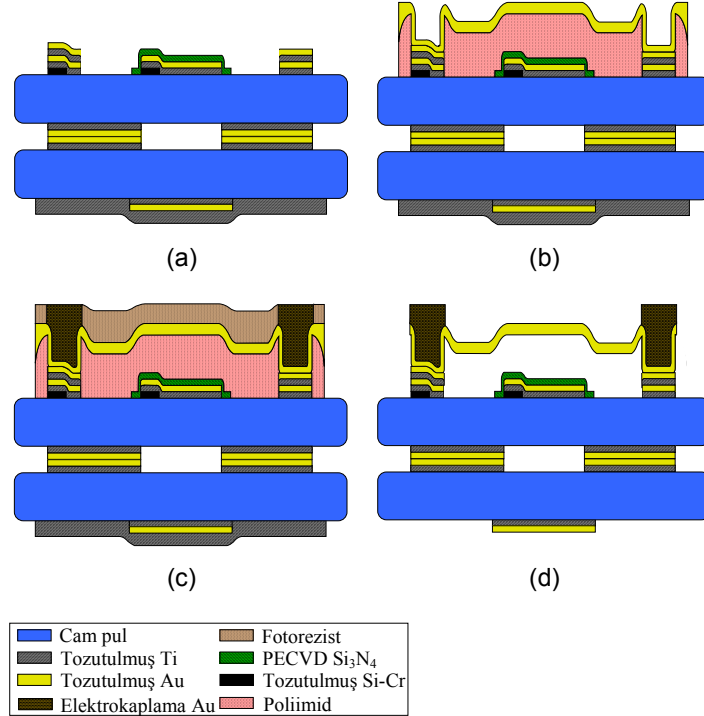
Şekil 19. Ayarlanabilir yansıtıcı dizi antenin maske görünümü.

3.3 YANSITICI DİZİ ANTENİ ÜRETİMİ

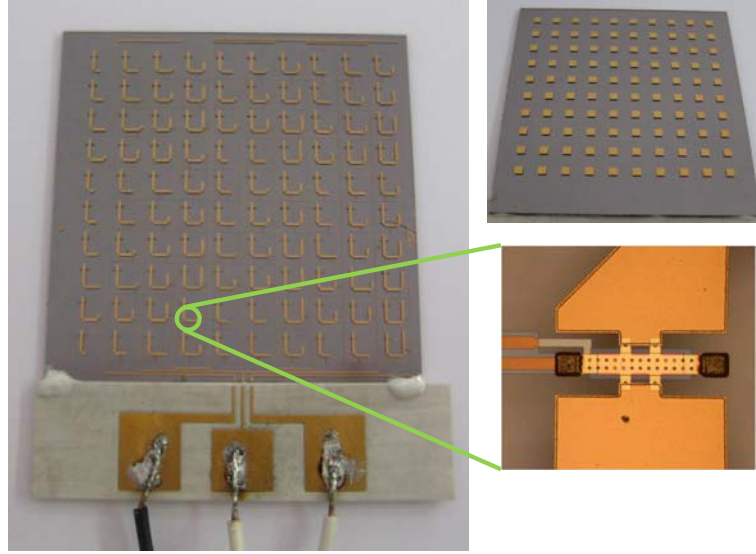
10x10 elemanlı ayarlanabilir tek parça yansıtıcı dizi anteni, ODTÜ-MEMS tesislerinde geliştirilen pul bağlama ve yüzey mikro işleme üretim süreçleri kullanılarak üretilmiştir. Üretimde iki adet 500µm kalınlığında cam pul ($\epsilon_r=4.6$, $\tan\delta=0.005$) kullanılmıştır. Üretim süreci Şekil 20'de özetlenmiştir. Bu anten iki katmanlı bir yapı olduğu için, ODTÜ RFMEMS üretim sürecine iki pulun birbirine bağlanması ve işlenmesi süreci eklenmiştir. Bölüm 5'te anlatılan süreç bazı kalınlıklarda yapılan ufak değişikliklerle bu antenin üretiminde kullanılmıştır. Üretimde kullanılan adımlar aşağıda kısaca özetlenmiştir.

İlk olarak iki adet cam pul Piranha ($H_2SO_4:H_2O_2$ 1:1.2) çözeltisine daldırılarak yüzey pürüzlülüğü artırılmıştır. Daha sonra iki pulun üzerine 0.1/0.8-µm kalınlığında titanyum/altın (Ti/Au) katmanı büyütülmüştür. Burada Ti katmanını Au ile cam tabanın birbirine yapışması için gereklidir. SPR 220-3 fotorezistiyle yapılan litografinin ardından Ti/Au katmanı, Au ve Ti aşındırıcı ile şekillendirilerek toprak düzlemindeki yarıklar oluşturulmuştur. Cam pullar, yarıkların olduğu tarafları birbirine bakacak şekilde birbirlerine bağlanmıştır. Ardından anten katmanı, 0.8 µm kalınlığında Ti/Au tabakasının tozutma ile büyütülüp şekillendirilmesi ile oluşturulmuştur. Bağlanmış pulun diğer tarafına 2000 Å kalınlığında Si-Cr uyarım tabakası tozutma yöntemi ile serilip şekillendirilmiştir. Bu aşamadan sonra RF MEMS anahtarları ve

iletim hatları oluşturulurken Au aşındırıcı kullanılmaktadır. Anten katmanının bağlanmış pulların diğer tarafında iletim hatları ve RF MEMS anahtarların oluşturulması esnasında Au aşındırıcıdan zarar görmemesi amacı ile anten katmanının üzeri tozutmaya yöntemi ile $0.8 \mu\text{m}$ kalınlığında Ti tabakası ile kaplanmıştır. Si-Cr şekillendirmesi tampon hidro florik asit (buffered HF) çözeltisinde uzun sürmektedir. Bu esnada koruyucu Ti tabakasının aşınıp yok olmasını önlemek amacı ile antenler üzerindeki koruyucu Ti tabakası Si-Cr tabakasının şekillendirilmesinden sonra büyütülmüştür. Seri RF MEMS anahtarlarda iletim hatlarının, uyarım katmanına göre daha kalın olmasını sağlamak, köprünün aşağı konumundaki iletkenliğini artırma açısından önemlidir. Bu amaç ile Si-Cr tabakasının üzerine serilecek olan Ti/Au katmanı iki aşamada serilip şekillendirilmiştir. Öncelikle $0.1/0.6 \mu\text{m}$ kalınlığında Ti/Au katmanının Si-Cr katmanı üzerinde tozutmaya yöntemi ile büyütülmesi ve şekillendirilmesi ile iletim hatları oluşturulmuştur. Daha sonra $0.1/0.25 \mu\text{m}$ kalınlığında Ti/Au katmanı tozutmaya yöntemi ile büyütülmüş ve şekillendirildiğinde hem uyarım katmanı oluşmuş hem de iletim hatlarının kalınlığı artmıştır. Bu aşamanın ardından 3000 \AA kalınlığında Si_3N_4 katmanı büyütülüp ve şekillendirilmiştir. Daha sonra köprü katmanı oluşturulmuş, elektro kaplama ve köprü şekillendirmesinin ardından pullar kritik nokta kurutucusunda kurutulduktan sonra köprüler elde edilmiştir. Üretilen ayarlanabilir tek parça yansıtıcı dizi anteni Şekil 21’de gösterilmiştir.



Şekil 20. Ayarlanabilir yansıtıcı dizi antenin üretim süreci.



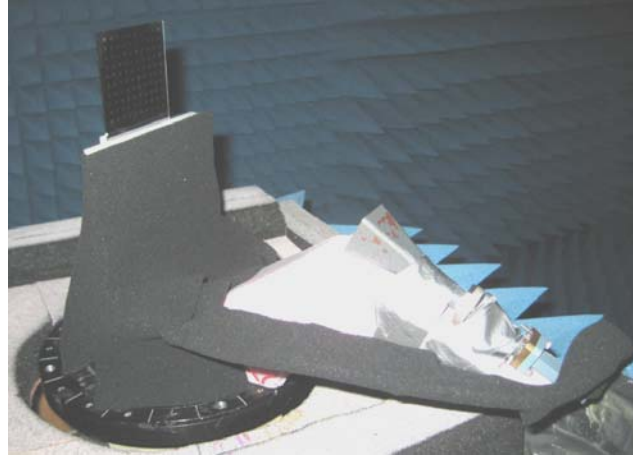
Şekil 21. ODTÜ-MEMS tesislerinde üretilen 10x10 ayarlanabilir tek parça yansıtıcı dizi anteni.

3.4 ÖLÇÜM SONUÇLARI

Yansıtıcı dizi antenin ışınım örüntüsü ölçümleri alınmadan önce, pula yerleştirilen örnek RF MEMS anahtarlar devre çözümlenmesi için ölçülerek, RF MEMS anahtarın pul üzerindeki yerine bağlı olarak 30-55 V arası gerilim değerlerinde aşağı konuma geldiği gözlemlenmiştir. Pulun ortaya yakın kısımlarına yerleştirilen RF MEMS anahtarların daha az gerilim ile uyarıldığı anlaşılmıştır. Bu durum üretim sürecinde anlatılan elektro kaplama işleminin tekdüze olmayıp, kenarlarda bulunan RF MEMS anahtarların daha fazla elektro kaplamaya maruz kalmasından kaynaklanmaktadır. Böylece yansıtıcı dizi antenin olduğu kısımdaki RF MEMS anahtarların en fazla 35 V gerilim ile uyarılabileceği anlaşılmıştır. Uyarım için Şekil 21 (a)'da gösterilen baskı devre kartı hazırlanmış ve epoxy yapıştırıcı yardımı ile yansıtıcı dizi antenine kenardan yapıştırılmıştır. Şekil 19'da belirtilen TOPRAK, SİNYAL1 ve SİNYAL2 noktaları ile baskı devre kartı arasındaki elektriksel temas tel bağlamalar ile sağlanmıştır. Daha sonra, yansıtıcı dizi anteni ve kaynak huni anten, köpük destekler kullanılarak ölçüm düzeneğine yerleştirilmiş ve siyah EM soğurucular ile uygun yerler kaplanmıştır. Hazırlanan ölçüm düzeneği Şekil 22'de gösterilmiştir.

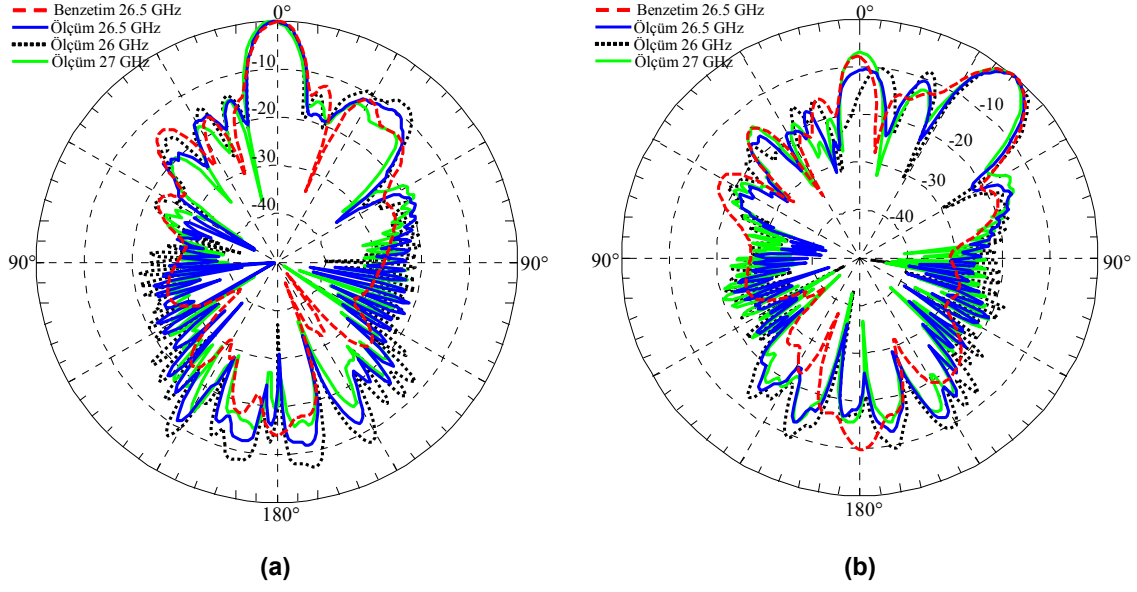
Ana huzmenin yönünü, yansıtıcı yüzeye dik (\hat{z} birim vektörü doğrultusuna) doğrultuya yönlendirmek amacıyla TOPRAK ile SİNYAL2 arasına DC gerilim uygulanmış ve Şekil 23 (a)'da gösterildiği gibi ana huzme 26.5 GHz'de z yönüne yönlendirilmiştir. Ana huzmeyi yancada (xz-düzleminde) 40°'ye yönlendirmek için ise TOPRAK ve SİNYAL1 arasına DC gerilim uygulanmış ve Şekil 23 (b)'de görüldüğü gibi ana huzme 40°'ye yönlendirilmiştir. Dizinin benzetimleri Ansoft HFSS yardımı ile yapılmıştır. Yansıtıcı dizi ile kaynak anten yapılarının

benzetim için çok büyük olması sebebi ile, sistem parçalara ayrılarak benzetimler yapılmıştır. Şekil 23'de ölçüm sonuçları ile benzetimlerin büyük bir uyum içerisinde olduğu görülmektedir. Bu, yansıtıcı dizi anteninde bulunan RF MEMS anahtarların çoğunun çalıştığını göstermektedir. Toplam yansıtıcı dizi anteni yüzeyinin 6.75 cm x 6.29 cm olduğu ve bu alanda sadece 90 RF MEMS anahtar bulunduğu düşünüldüğünde, anahtarların çoğunu çalıştıracak üretim sürecini geliştirmek zor bir işlemdir.



Şekil 22. Yansıtıcı dizi antenin ölçüm düzeneği.

26.5 GHz'de ölçüm ve benzetimler arasındaki ufak farklılıklar, benzetim ile ölçüm düzeneği arasındaki farklardan kaynaklanmaktadır. Ölçüm düzeneğinde, benzetimlerde bulunmayan kaynak anten için eşksenli kablo ölçüm düzeneğinde kullanılmıştır. İdeal ölçüm yapmak adına EM soğurucular kullanılsa bile soğurucu yerleştirmede ufak hatalar yapılmıştır. Şekil 23'de yansıtıcı dizi antenin 26 ve 27 GHz frekanslarındaki ölçüm sonuçları da sunulmuştur. Bu frekanslarda yan huzmelerde ve geri ışınım düzeyinde -10 dB sınır değeri aşılsa bile ana huzme doğrultusu neredeyse değişmemiştir. Yansıtıcı dizi antenin kazancı, standart kazançlı anten kullanılarak ölçülmüş ve 11.42 dB olarak bulunmuştur. Benzetim sonuçlarına göre kazanç 11.92 dB olarak hesaplanmış ve ölçüm sonuçlarına yakın olduğu görülmüştür. Anten verimliliği yaklaşık 0.3 olarak hesaplanmıştır; kayıpların çoğu -6.51 dB olarak hesaplanan taşma kayıplarından kaynaklanmaktadır. Daha büyük yansıtıcı dizi yüzeyi ve daha uygun kaynak anteni tasarımı ile taşma kayıpları azaltılabilir. Şu anda anten arkaya doğru da yayın yapmaktadır. Dizinin arka tarafındaki RF MEMS anahtarlar paketlenildikten sonra arkaya bir iletken tabaka konularak arkaya olan ışımaya engellenebilir.



Şekil 23. Yansıtıcı dizi antenin ölçüm sonuçları.

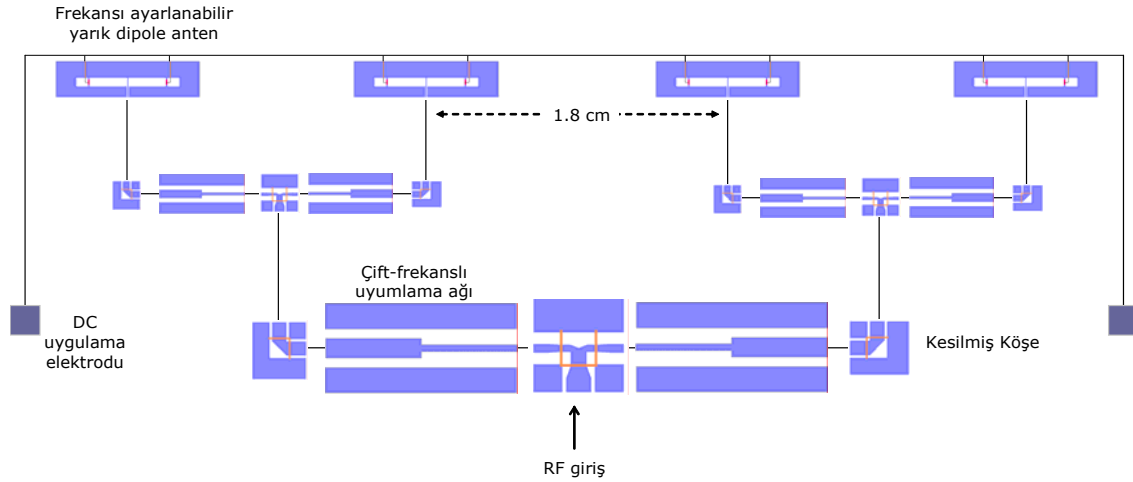
4. MEMS TEKNOLOJİSİ İLE ÇİFT FREKANSLI AYARLANABİLİR DİZİ ANTEN

4.1 GİRİŞ

Son yıllarda, sistemlerin küçültülebilmesi amacıyla birden fazla kablosuz uygulamanın tek bir sistemde birleştirilmesi yönünde yoğun bir araştırma vardır. Birden fazla frekansta çalışabilen ayarlanabilir MEMS antenler bu amaçla kullanılabilecek önemli elemanlardandır. MEMS devre elemanlarının antenlerle tek parça halinde üretilebilmesi, parazit etkileri, kayıpları ve paketleme maliyetlerini düşürmektedir. Bu antenlerin dizi antenler şeklinde kullanılması ile yüksek anten kazançlarının elde edilebilmesi mümkündür. Raporun bu bölümünde, MEMS anahtarlar ile rezonans frekansı değiştirilebilen dört adet yarık dipol antenden oluşan çift frekanslı dizi anten yapısı sunulmaktadır (TOPALLI 2007). Sistemin besleme ağı eşdüzlemsel dalga kılavuzlarından oluşmaktadır. Eşdüzlemsel dalga kılavuzuyla gerçekleştirilen besleme ağının, mikroşerit hatlar ile gerçekleştirilen besleme ağına kıyasla, düşük ışınım kayıpları, aktif dizilerdeki aktif elemanlar ile kolay entegrasyonu gibi bazı avantajları vardır (RIAZIAT 1990). Dizi antende kullanılan EDK besleme ağı, düşük yansıma kaybı sağlayacak şekilde T-bağlantı noktaları, kesilmiş köşeler ve antenlerin her iki rezonans frekansına da uyumlama sağlayabilen uyumlama ağlarından oluşmaktadır.

4.2 X ve Ku BAND ÇİFT FREKANSLI ANTEN DİZİSİNİN YAPISI

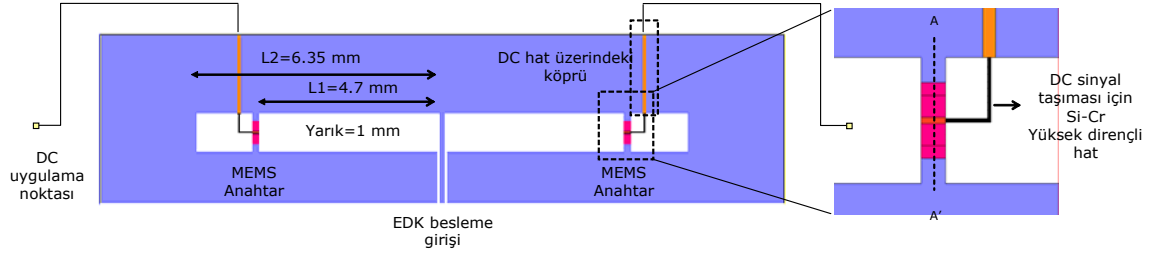
Çift frekanslı anten dizisi, doğrusal olarak dizilmiş 4 adet, frekansı ayarlanabilir yarık dipol antenden ve EDK besleme ağından oluşmaktadır. Sistemin 4" cam tabana ($\epsilon_r = 4.6$) sığdırılabilmesi için çalışma frekansları 10 GHz ve 16 GHz olarak seçilmiştir. Anten elemanları arasındaki mesafe 1.8 cm'dir. Yarık dipol anten elemanları, RF MEMS anahtarlar yardımıyla 10 GHz ve 16 GHz frekanslarında çalıştırılabilmektedirler. Besleme ağı 50Ω - 100Ω çift frekanslı uyumlama devresi, kesilmiş köşeler ve T-bağlantı noktalarından oluşmaktadır. Sistemin genel görünümü Şekil 24'de verilmiştir.



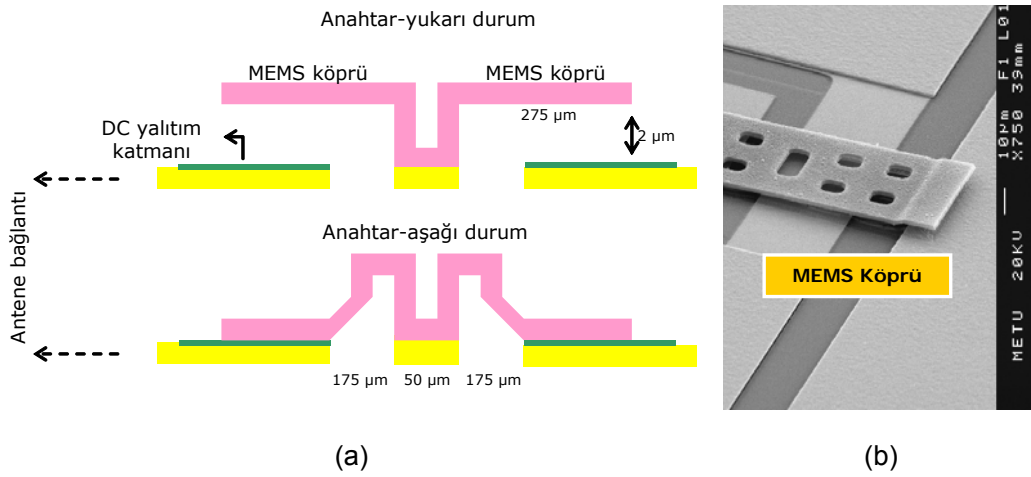
Şekil 24. Çift frekanslı ayarlanabilir dizi anten sisteminin genel görünümü.

4.2.1 Çift Frekanslı Yarık Dipol Anten

EDK beslemeli düzlemsel yarık antenler, aktif/pasif devre elemanlarıyla kolay entegre edilebilmeleri, yüksek bant genişlikleri ve düşük çapraz polarizasyona sahip olmaları sebebiyle oldukça tercih edilen antenlerdendir (ELDEK 2003). Şekil 25'de anten dizisinde kullanılan frekans ayarlanabilir yarık dipol anten yapısı gösterilmiştir. Yarıkların uzunluğu rezonans frekansını, yarık genişliği de giriş geri yansıma katsayısını belirlemektedir. Bu tip antenlerde, yarıkların uzunluğu $0.8-0.9\lambda_g$ olduğunda $40-70 \Omega$ giriş empedansı gözlenmektedir. Antenin iki farklı frekansta rezonansa gelebilmesi için yarıkların üzerine MEMS anahtarlar yerleştirilmiştir. Anahtarlar aşağı durumdayken, yarık-dipolun toplam uzunluğu ($2 \times L_1$), 16 GHz frekansında yaklaşık olarak $0.85\lambda_g$ 'dir. Anahtarlar yukarı durumdayken, dipolun toplam uzunluğu ($2 \times L_2$), 10 GHz frekansında, yaklaşık $0.7\lambda_g$ 'dir. 10 GHz frekansında yarık uzunluğunun elektriksel olarak ideal durumdakinden (üzerinde anahtar olmayan durum) daha kısa olmasının sebebi anahtarın yarık üzerinde kapasitif yükleme yapmasıdır. Yarıklar üzerindeki anahtarlar MEMS köprü ve anten metali arasına DC gerilim uygulanmasıyla hareketlendirilmektedir. DC gerilimin kutuplarından birisinin taşınabilmesi amacıyla, yarıklar içerisindeki bölgelerde 5000 S/m iletkenliğe sahip Si-Cr direnç hatları kullanılmaktadır. Bu direncin dışarıya doğru bağlanabilmesi ve antenin dışında DC gerilim uygulama elektroduna ulaşabilmesi için anten metali üzerinde bir hava köprüsü bulunmaktadır. Şekil 26'da MEMS anahtar yapısının yan kesiti ve yine ODTÜ'de üretilen benzer bir yapının SEM (scanning electron microscope) ile elde edilen görüntüsü verilmiştir.



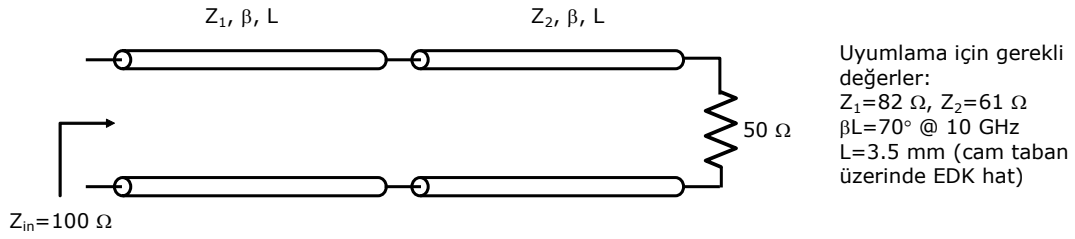
Şekil 25. RF MEMS anahtarlarla rezonans frekansının ayarlanabildiği yarık anten yapısının genel görünümü.



Şekil 26. (a) RF MEMS anahtar yapısının yan kesit görüntüsü (b) RF MEMS üretim süreci ile üretilmiş bir MEMS köprüünün SEM ile elde edilen fotoğrafı.

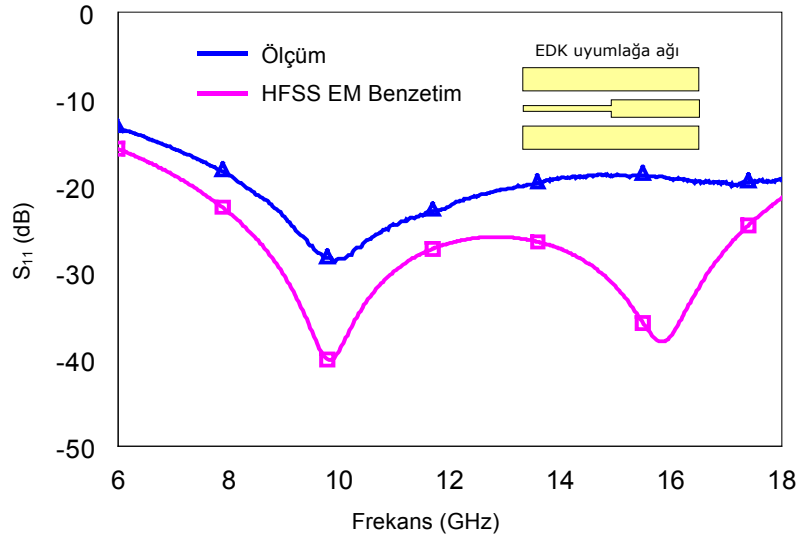
4.2.2 EDK Besleme Ağı

T-bağlantı noktaları ve kesilmiş köşelerin yanı sıra, besleme ağının en kritik elemanı çift frekanslı uyumlama ağıdır. Bu uyumlama ağı antenlerin 50Ω giriş empedansını 100Ω 'a çevirip T-bağlantı noktasındaki birleştirmenin ardından 50Ω empedans elde edilmesini mümkün kılmaktadır. Uyumlama ağı, aynı uzunlukta fakat farklı karakteristik empedanstaki iki EDK hattın oluşmaktadır (MONZON 2003). Uyumlama ağının devre şeması ve parametreleri Şekil 27'de verilmiştir.



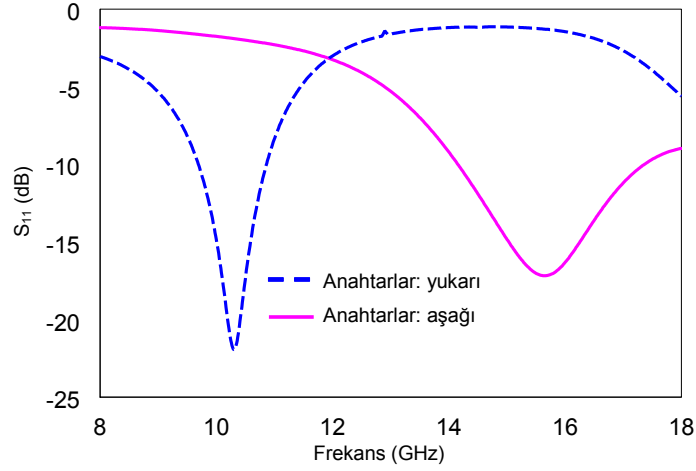
Şekil 27. Çift frekanslı uyumlama ağının devre şeması ve parametreleri.

Uyumlama ağının ölçüm ve EM benzetim sonuçları karşılaştırmalı olarak Şekil 28'de sunulmuştur. Görüldüğü gibi çalışma frekanslarında geri dönüş kaybı 15 dB'den daha iyidir.

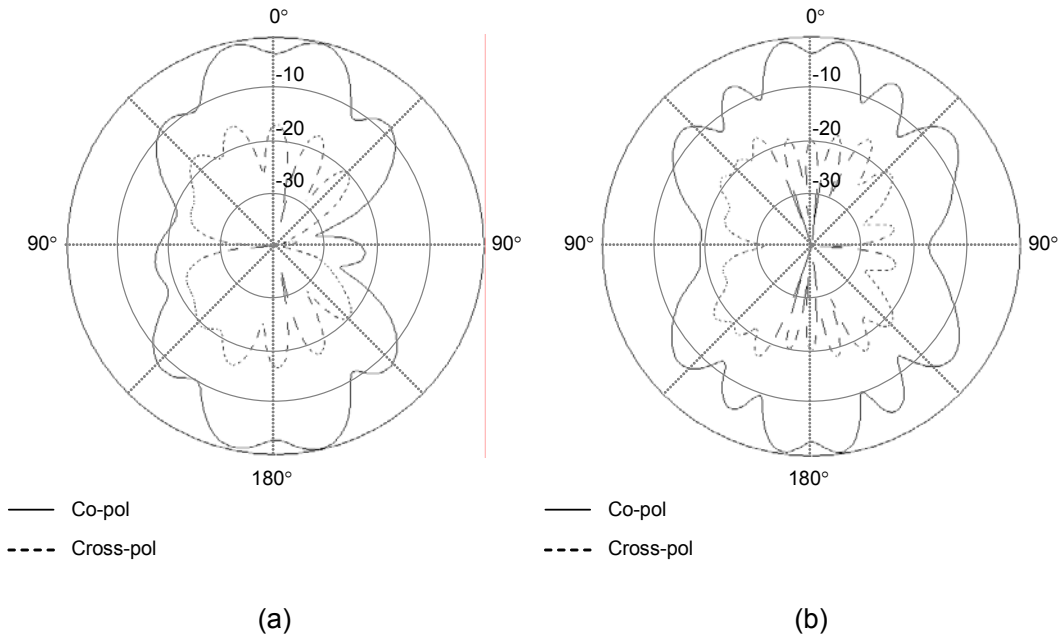


Şekil 28. Çift frekanslı uyumlama ağının ölçüm ve EM benzetim sonuçları

Şekil 29'da dizi yapısı için, anahtarların yukarı ve aşağı durumları için geri yansımaya katsayısı sonuçları verilmiştir. Bu sonuçlar, HFSS'te elde edilen EM benzetim sonuçlarının Microwave Office v7.03'te arka arkaya bağlanmasıyla elde edilmiştir. Sonuçlardan da görüldüğü gibi, anahtarlar yukarı durumdayken 10 GHz'de, aşağı durumdayken 16 GHz'de rezonans elde edilmiştir. Şekil 30'da sistemin 10 GHz ve 16 GHz frekanslarındaki ışınma örüntüsü sonuçları sunulmuştur.



Şekil 29. MEMS anahtarların yukarı ve aşağı durumları için geri yansımaya kaybı benzetim sonuçları.

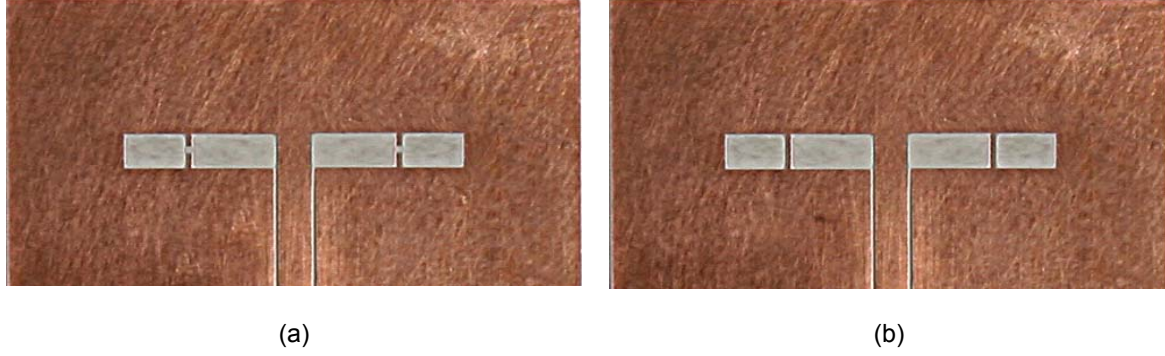


Şekil 30. H düzlemi ışınma örüntüsü sonuçları: (a) 10 GHz (b) 16 GHz.

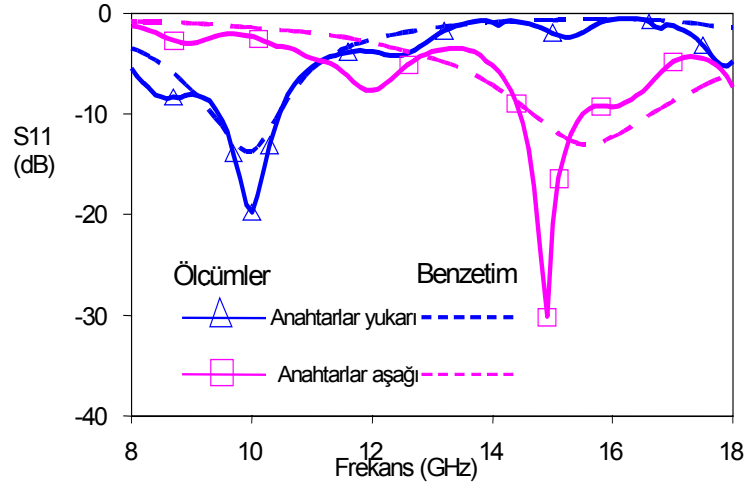
4.2.3 Antenin Üretimi

Antenler Rogers 6006 Duroid malzeme üzerinde PCB teknolojisiyle üretilmiştir. MEMS anahtarlar yerine, anahtarların kapalı (aşağı durum) olduğu durum için metal şerit kullanılarak Şekil 31'de görüldüğü gibi iki anten üretilmiştir. Antenlerin giriş geri dönüş kabı (s_{11}) ölçümleri, EM benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmalı olarak Şekil 32'de verilmiştir. Görüldüğü gibi ölçümler, EM benzetim sonuçlarıyla uyumludur; yarık-dipol anten MEMS

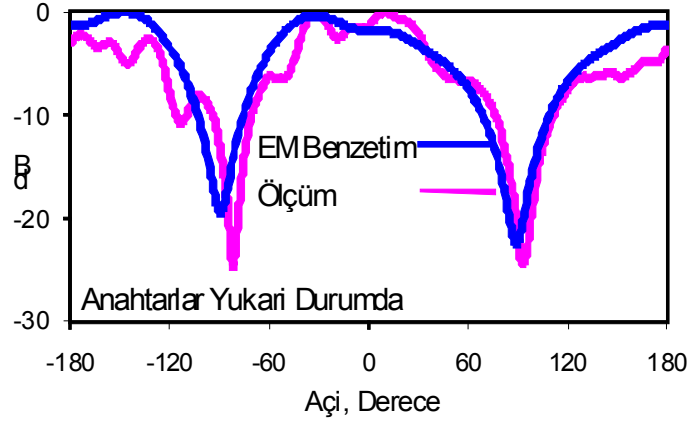
anahtarların yukarı durumu için 10 GHz'de, anahtarların aşağı durumu için ise 15 GHz'de rezonansa gelmektedir. Antenlerin ışınma örüntüleri yankısız odada ölçülmüş ve Şekil 33-Şekil 36'da EM benzetimleriyle karşılaştırılmalı olarak verilmiştir. Antenlerin ışınma örüntüleri beklendiği gibi çıkmıştır.



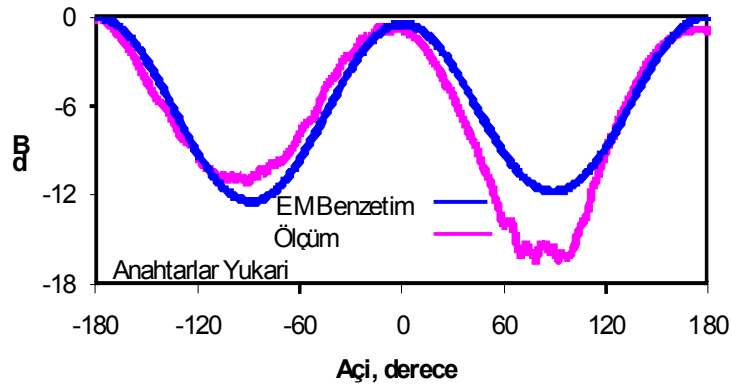
Şekil 31. Üretilmiş tek yarık-dipol anten, RF-MEMS anahtarların yerine metal şeritler kullanıldı (a) Anahtarların yukarı durumu (b) Anahtarların aşağı durumu



Şekil 32. Şekil 31'deki antenlerin giriş geri dönüş kaybı (s_{11}) ölçüm sonuçlarıyla benzetim sonuçlarının karşılaştırılması

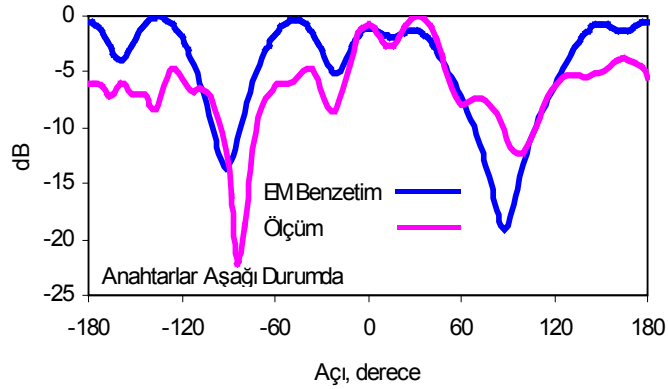


Şekil 33. Anahtarların açık olduğu durum için E-düzlemi ışınma örüntüsü

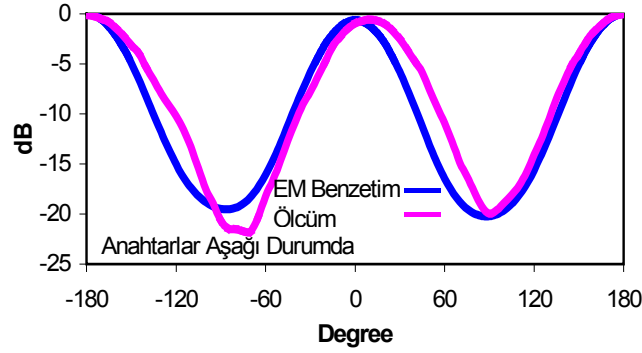


H-Plane pattern of slot dipole antenna at 10 GHz

Şekil 34. Anahtarların açık olduğu durum için H-düzlemi ışınma örüntüsü

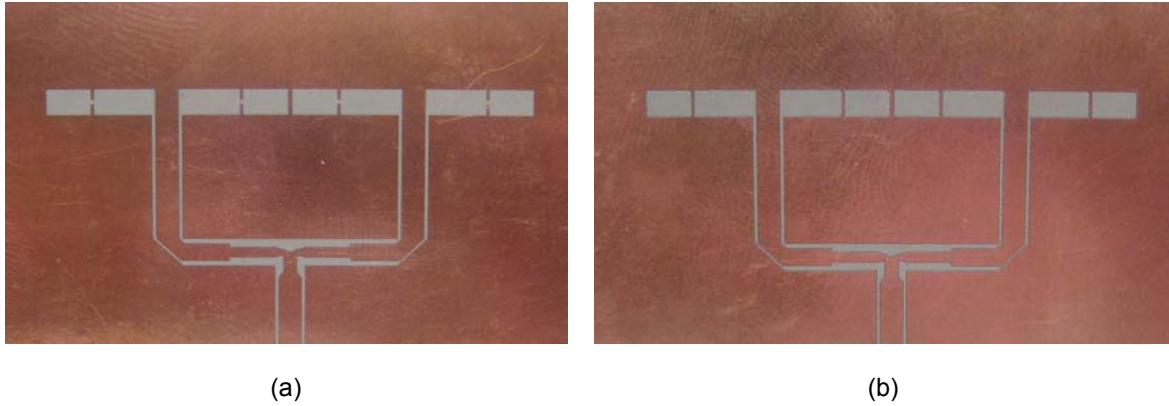


Şekil 35. Anahtarların kapalı olduğu durum için E-düzlemi ışınma örüntüsü

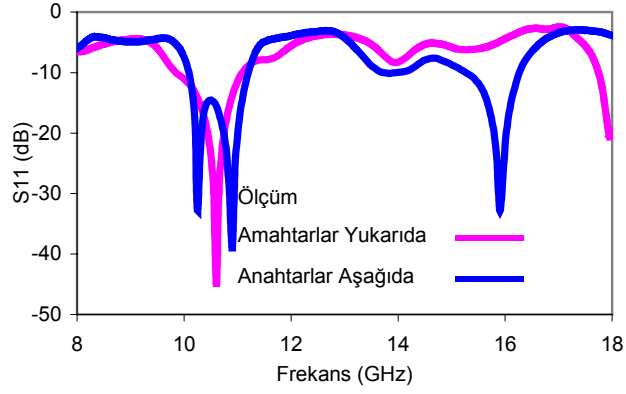


Şekil 36. Anahtarların kapalı olduğu durum için H-düzlemi ışınma örüntüsü

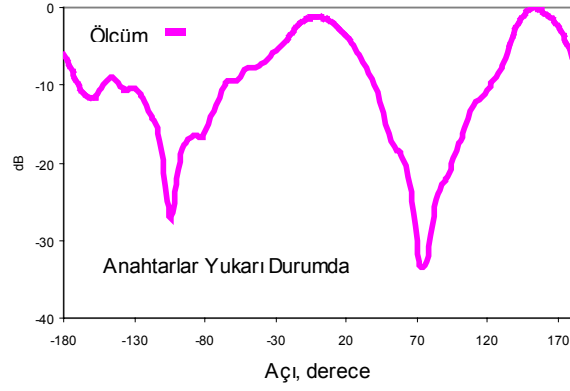
Tek yarık-dipol antenin performansının beklenildiği gibi çıkması üzerine iki yarık-dipollü dizi üretilmiştir. Çift frekanslı iki dipolün beslenmesi için çift frekanslı uyumlama ağı tasarlanmış ve kullanılmıştır. 20 mil Rogers 6006 Duroid malzeme üzerine üretilen iki yarık-dipol antenli dizi, MEMS anahtarların aşağı ve yukarı durumları için üretilmiştir; Şekil 37’de dizilerin fotoğrafları görülmektedir. Antenlerin giriş geri dönüş kayıpları Şekil 38’de anahtarların yukarı ve aşağı durumları için verilmiştir. Anahtarlar aşağı durumdayken 11 GHz’de beklenmeyen ikinci bir rezonans gözlenmektedir. Bunun nedeni anlaşılamamıştır. Antenlerin ışınma örüntüleri Şekil 39 - Şekil 42’de verilmiştir.



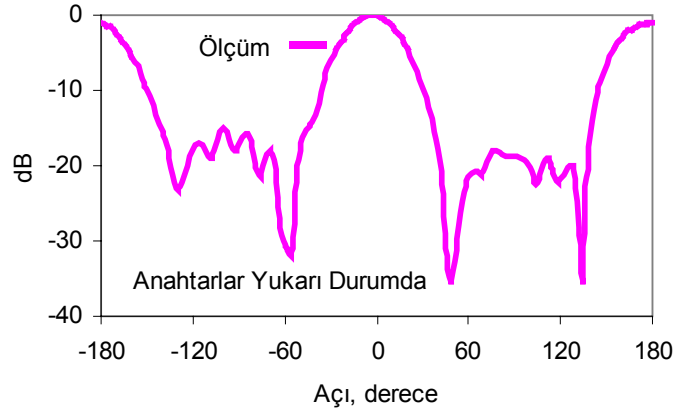
Şekil 37. Üretilmiş iki yarık antenli diziler (RF-MEMS anahtarların yerine metal şeritler kullanıldı) (a) Anahtarların yukarı durumu (b) Anahtarların aşağı durumu



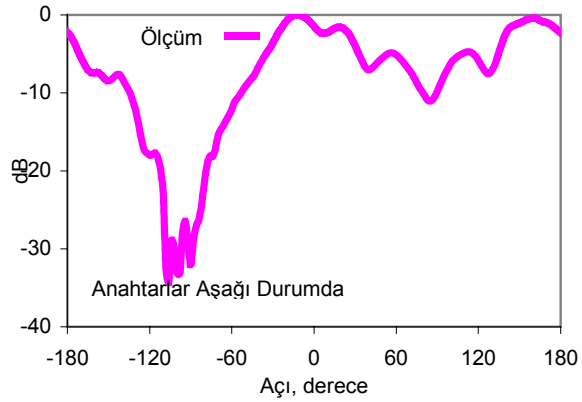
Şekil 38. Şekil 37'deki antenlerin giriş geri dönüş kaybı (s_{11}) ölçüm sonuçları



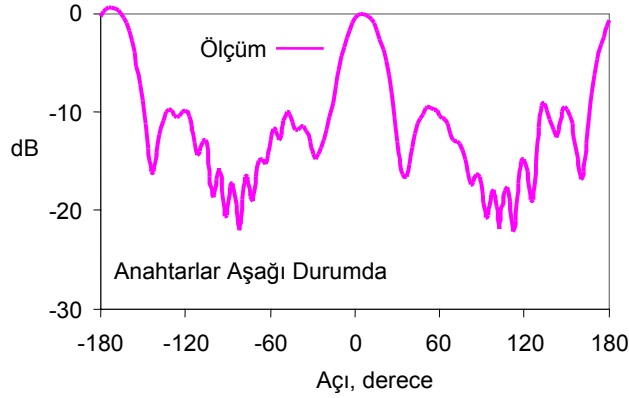
Şekil 39. 2'li dizide anahtarların açık olduğu durum için E-düzlemi ışınma örüntüsü



Şekil 40. 2'li dizide anahtarların açık olduğu durum için H-düzlemi ışınma örüntüsü



Şekil 41. 2'li dizide anahtarların kapalı olduğu durum için E-düzlemi ışınma örüntüsü



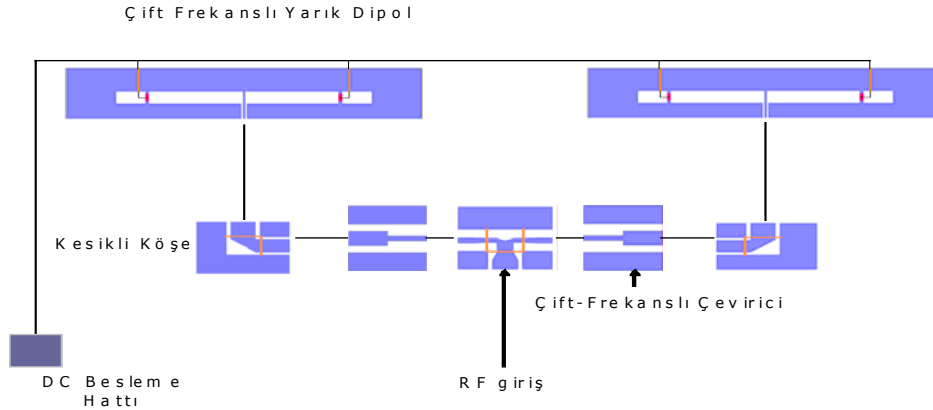
Şekil 42. 2'li dizide anahtarların kapalı olduğu durum için H-düzlemi ışınma örüntüsü

4.3 K-Ka BAND HİBRİT ENTEGRE ÇİFT FREKANSLI YARIK DİPOL ANTEN DİZİSİ

Raporunun bu bölümünde milimetre dalga frekanslarında çalışabilen çift frekanslı yarık dipol anten dizisi anlatılmaktadır. Yarık dipol antenlerin çift frekansta çalışması paketlenmiş RADANT MEMS anahtarlar kullanılarak sağlanmaya çalışılmıştır. Bölüm 2 ve 3'de anlatılan dizi yapılarında tüm sistem tekaş olarak entegre bir şekilde üretilmişti; burada yapılan çalışmada ise antenler Duroid malzeme üzerine üretilmekte ve daha sonra paketlenmiş MEMS anahtarlar antenlerle melez olarak birleştirilmektedir. Yarık dipol antenlerin çalışma frekansı, antenlerin elektriksel boyuyla orantılıdır. Seri MEMS anahtarlar yarık dipollerin üzerine yerleştirilerek çift frekansta çalışma özelliği yarık dipol anten dizisine kazandırılmıştır. Anten dizisi 25 ve 35 GHz'de çalışabilecek şekilde tasarlanmıştır.

4.3.1 Dizi Tasarımı

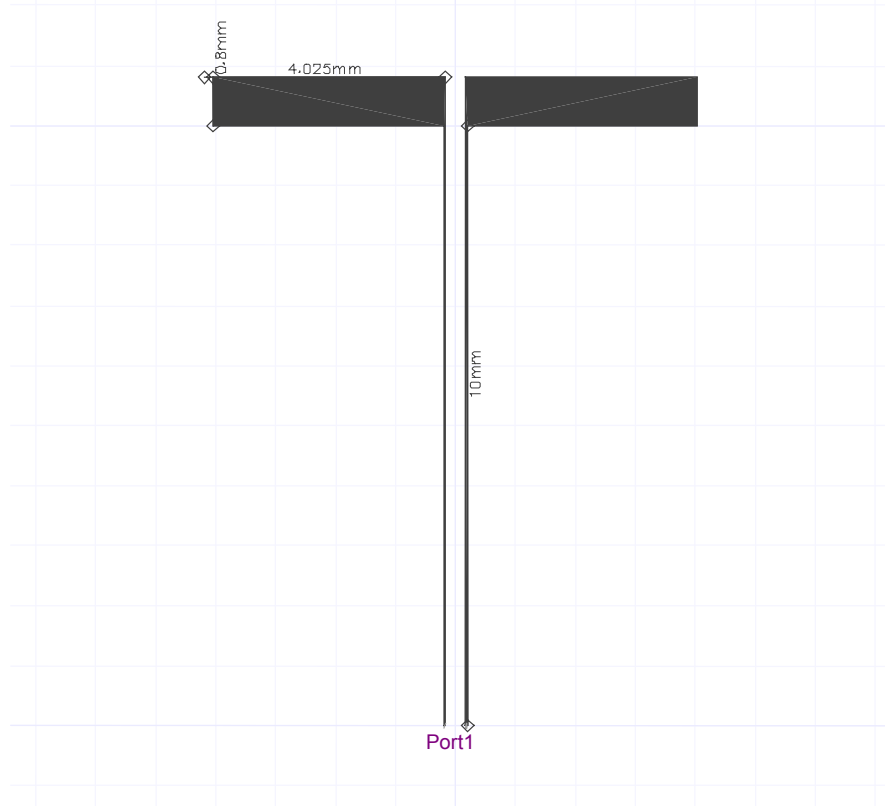
Çift frekansta çalışabilen anten dizisi iki adet sıralı yerleştirilmiş, frekansı ayarlanabilen yarık dipol anten elemanından ve EDK besleme hatlarından oluşmaktadır. Şekil 43'de çift frekanslı yarık dipol anten dizisi geometrisi gösterilmiştir. Bölüm 4.2'de aynı geometriye sahip bir anten dizisi 10 ve 16 GHz'de çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Bu dizinin milimetre dalga frekanslarında ve paketlenmiş anahtarlar kullanılarak hibrit olarak üretiminin proje amaçları açısından daha uygun olacağı düşünülmüş; 25 ve 35 GHz'de çalışmak üzere yeni bir tasarım yapılmıştır.



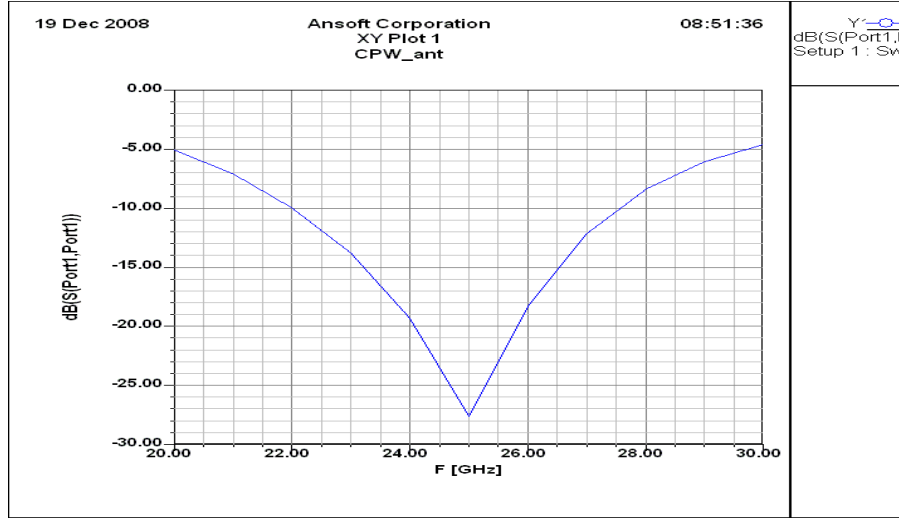
Şekil 43. Çift Frekanslı Yarık Dipol Dizisinin Şematik Gösterimi

Bu çalışmada yarık dipol antenler 10 mil kalınlığında Rogers 6002 Duroid ($\epsilon_r=2.94$) taban malzeme üzerine tasarlanmıştır. Bu malzemenin bakır kalınlığı 0.5 Oz'dur. Antenin Elektromanyetik benzetimlerini gerçekleştirmek amacıyla Ansoft Designer V2 kullanılmıştır. Ansoft Designer elektromanyetik çözümlerinde Momentler yöntemi (MoM) kullanmaktadır ve iki boyutlu ışınma problemlerinin EM benzetiminin gerçekleştirilmesi için uygun bir yazılımdır. Bu çalışmadaki anten dizisi de düzlemsel bir yüzey üzerinde olduğu için benzetim çalışmalarında Ansoft Designer seçilmiştir.

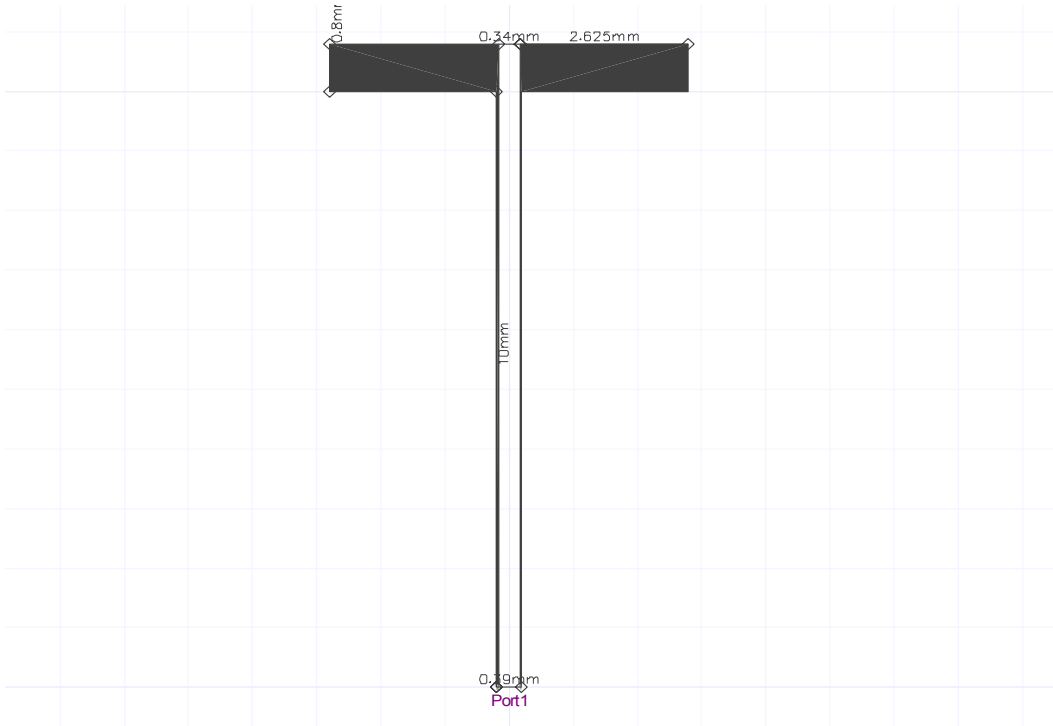
Şekil 44 ve Şekil 45'de 25 GHz'de çalışan yarık dipole antenin Ansoft Designer benzetim modeli ve geri dönüş kaybı görülmektedir. Anten istenildiği gibi 25 GHz'de rezonansa gelmektedir. Şekil 46 ve Şekil 47'de ise 35 GHz'de çalışan yarık dipole antenin Ansoft Designer benzetim modeli ve geri dönüş kaybı görülmektedir. Benzetim sonuçlarından görüldüğü gibi bu anten 35 GHz'de çalışmaktadır.



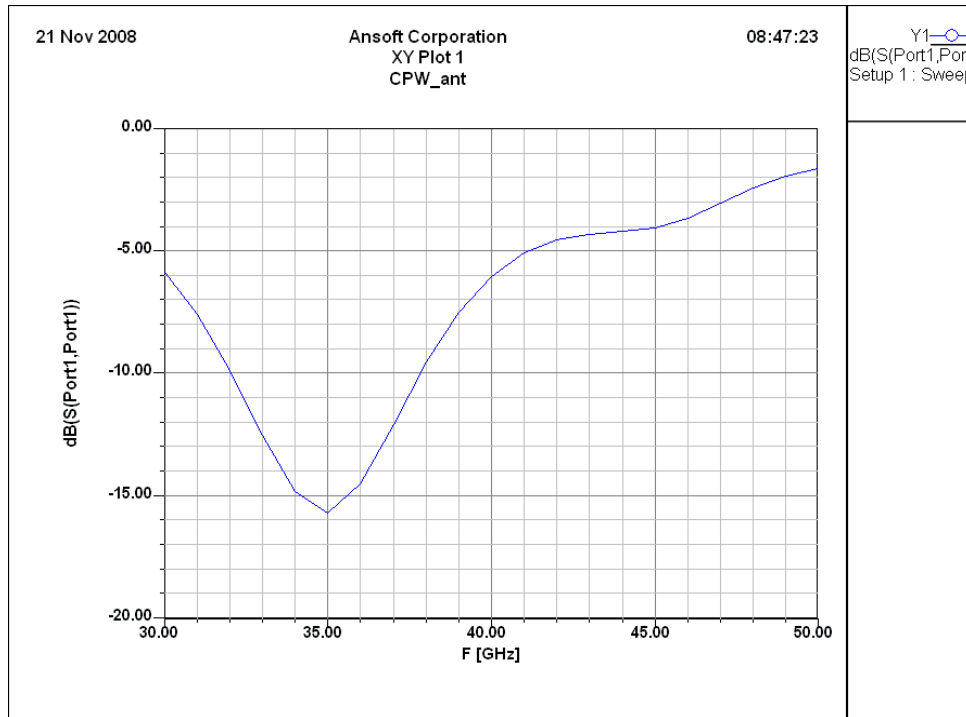
Şekil 44. Ansoft Designer'da 25 GHz'de Çalışan Yarık Dipol Anten Tasarımı



Şekil 45. 25 GHz'de Çalışan Yarık Dipol Antenin S11 benzetim sonucu



Şekil 46. Ansoft Designer'da 35 GHz'de Çalışan Yarık Dipol Anten Tasarımı

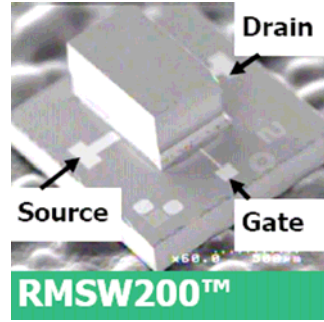


Şekil 47. 35 GHz'de Çalışan Yarık Dipol Antenin S11 benzetim sonucu

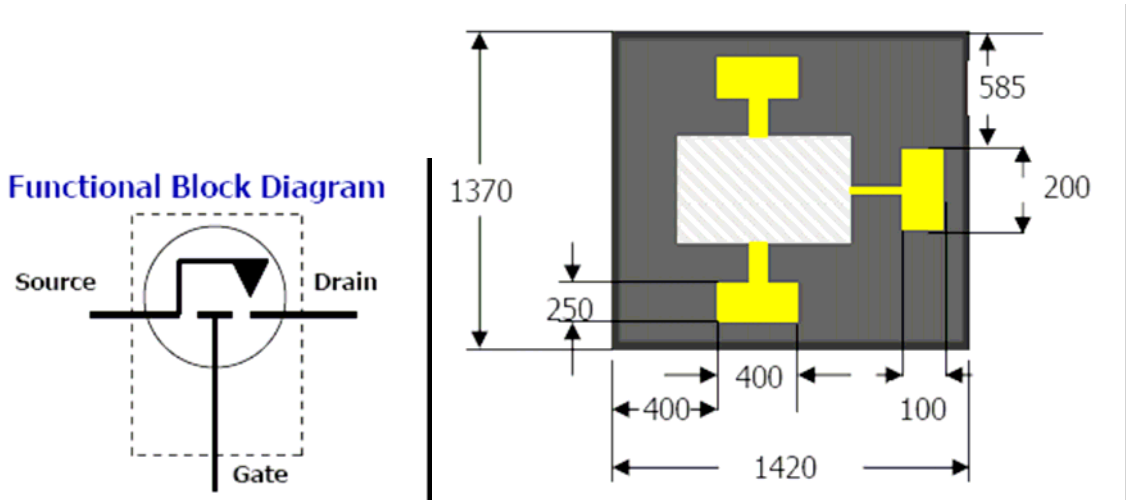
4.3.2 Paketlenmiş MEMS Anahtarlı Çift Frekansta Çalışan Yarık Dipol Anten

EDK beslemeli yarık dipol antenlerin çift frekansta çalışmalarını sağlamak için paketlenmiş MEMS anahtarlar kullanılmıştır. Bu çalışmada kullanılan anahtarlar, 40 GHz'e kadar çalışabilen RADANT SPST MEMS anahtar yapılarıdır. Bu anahtar yapısının fotoğrafı Şekil 48'de görülmektedir. Şekil 49'da RADANT SPST MEMS anahtar yapısını blok diagramı ve ölçüleri görülmektedir. Bu anahtarların ölçümleri yapılarak, firmanın verdiği performansı sağladığı gösterilmiştir.

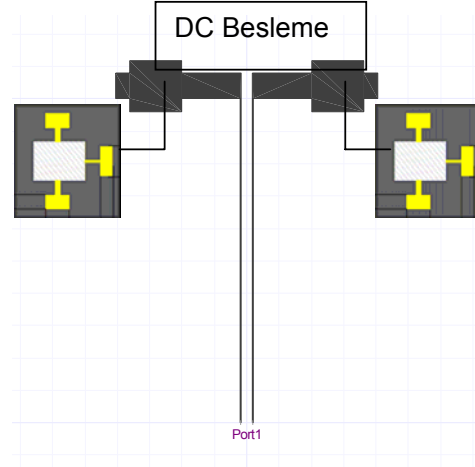
Bu yarık antenin tasarım ve üretim çalışması bu proje ve 107E090 nolu projede yürütülen çalışmalarla gerçekleştirilmiştir. RADANT MEMS anahtar yapıları seri bağlanacak şekilde anten yarıkları üzerine Şekil 50'deki gibi yerleştirilmiştir. MEMS anahtarlar, taban malzemesinin altına yerleştirilecek DC besleme hatlarıyla beslenmiştir. Anahtarlar kapalı olduğunda (OFF State), antenin boyu $2 \cdot L_1$ olmaktadır ve 25.5 GHz'de çalışmaktadır. Anahtarlar açık olduğunda ise antenin boyu elektriksel olarak kısalmakta ve $2 \cdot L_2$ olmakta ve 38 GHz'de çalışmaktadır.



Şekil 48. RADANT SPST Anahtar Yapısının Fotoğrafı ve giriş, çıkış ve besleme yerleri



Şekil 49. RADANT SPST Anahtar Yapısının Blok Diagramı ve Ölçüleri (Micrometre Cinsinden)

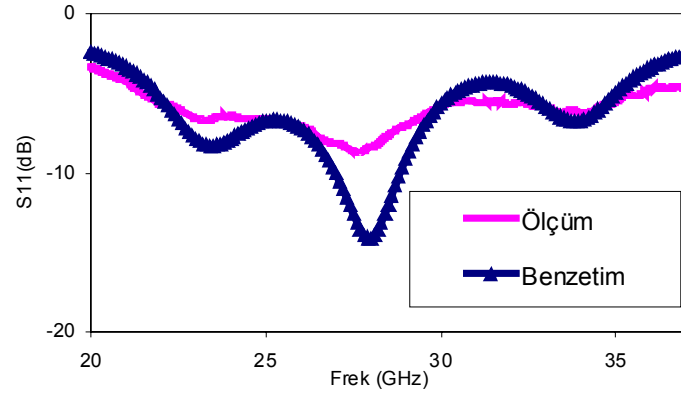


Şekil 50. RADANT SPST Anahtar Yapısının yerleştirildiği Yarık Dipol Anten ve DC Besleme Yapısı

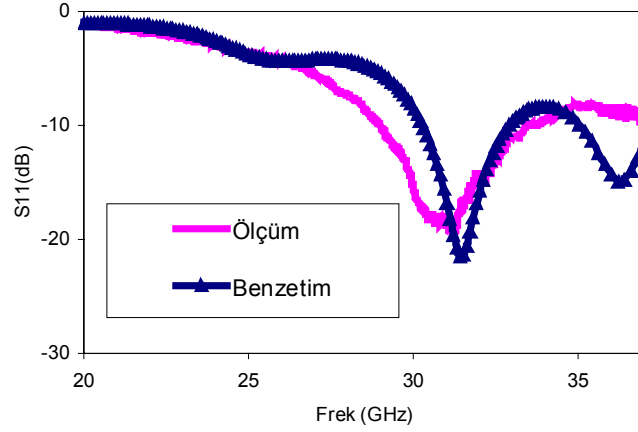
Öncelikle üzerinde anahtar olmayan, MEMS anahtarın yukarı ve aşağı durumlarının açık ve kısa devre ile modellendiği antenler üretilmiş ve ölçülmüştür. Üretilen antenlerin fotoğrafları Şekil 51’de gösterilmektedir. Üretilen antenlerin S11 ölçümleri probe istasyonunda yapılmış ve Şekil 52 ve Şekil 53’te ölçümler EM benzetimlerle karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Ölçümlerin, benzetimlerle uyumlu olduğu gözlenmektedir.



Şekil 51. Yarık Antenin MEMS Anahtar Yukarı ve Aşağı Durumu için üretilen antenler

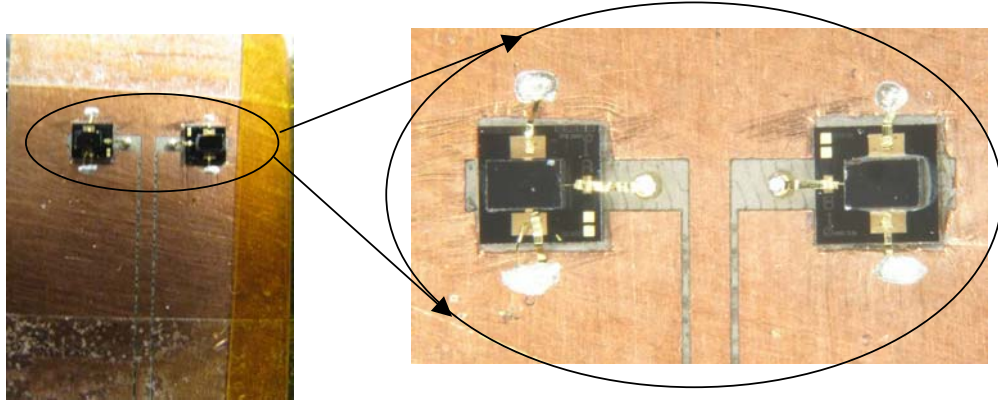


Şekil 52. Yarık Antenin MEMS Anahtar Yukarı Durumu için Üretilen Prototip S11 Ölçüm ve Benzetim Karşılaştırmaları



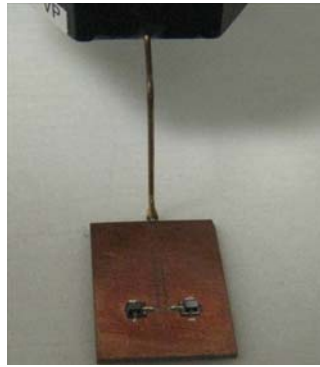
Şekil 53. Yarık Antenin MEMS Anahtar Aşağı Durumu için Üretilen Prototip S11 Ölçüm ve Benzetim Karşılaştırmaları

Anahtarın yapısı tam olarak bilinemediği için üzerine anahtar yerleştirilmiş yapının EM benzetimleri tam olarak yapılamamıştır. Yalnızca, MEMS anahtarın S-parametre sonuçları girilerek Designer programında benzetim yapmak mümkündür. Yukarıdaki çalışmalardan sonra, üzerinde RADANT SPST DC-40 GHz anahtar bulunan çift frekanslı yarık anten üretilmiştir. Üretilen antenin fotoğrafı Şekil 54'de sunulmaktadır. DC gerilim, antenin üzerindeki delikler (Via) yardımıyla kartın alt yüzeyinden sağlanmaktadır. Anahtarlara gerilim uygulanmadığında anahtarlar 'yukarı' durumdadır. Anahtarlara 70 Volt uygulandığında anahtarlar 'aşağı' konuma gelmekte ve anten yüksek frekansta rezonansa girmektedir.

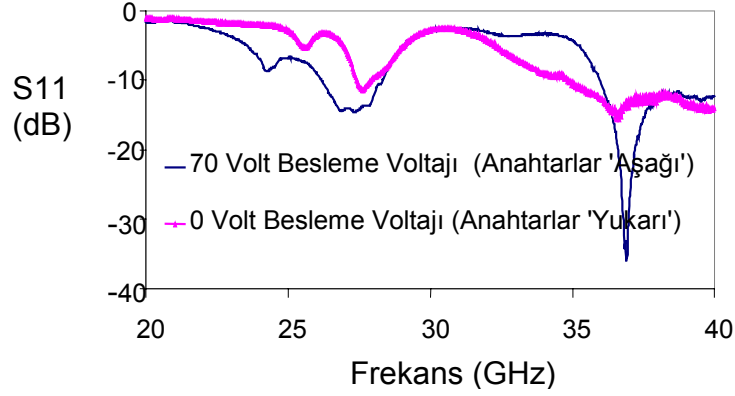


Şekil 54. Üzerine RADANT DC-40GHz SPST Anahtar Yerleştirilmiş Çift Frekanslı Yarık Anten

Şekil 55'de görüldüğü gibi üzerine anahtar yerleştirilmiş anten prob ölçüm istasyonunda ölçülmüştür. Şekil 56'da anahtarlara 0V ve 70V DC gerilim uygulandığında anahtarların Yukarı ve Aşağı durumları için S11 ölçümleri görülmektedir. Sonuç olarak antenlerin üzerindeki Aşağı konumdayken 37 GHz dolaylarında rezonans oluştuğu görülmektedir.



Şekil 55. Anahtar Yerleştirilmiş Çift Frekanslı Yarık Antenin Probe Ölçüm İstasyonunda Ölçümü



Şekil 56. Üzerine RADANT DC-40GHz SPST Anahtar Yerleştirilmiş Çift Frekanslı Yarık-Dipol Antenin Anahtar AÇIK ve KAPALI konumlarında S11 Ölçüm Sonuçları

Ölçüm sonuçlarından da görüldüğü gibi antenin performansı 25GHz'de (düşük frekansta) beklenildiği kadar iyi değildir. Bunun nedeni anahtarların anten boyutlarına göre çok büyük olmasıdır. Yarık antenin oldukça önemli bir kısmı anahtar tarafından kapatılmaktadır. RF-MEMS yapıların anten ya da diğer mikrodalga sistemlerle hibrit bir şekilde birleştirilerek kullanılması kayıpların, parazitiklerin artması, mm-dalga frekanslarında boyutlarda problem yaratması açısından performansın düşmesine neden olmaktadır. RF-MEMS bileşenlerle, anten ya da mikrodalga sisteminin tektaş üzerinde entegre bir şekilde üretilmesi, hem boyut hem performans açısından çok daha iyi sonuç vermektedir. MEMS teknolojisinin RF uygulamalarda, özellikle mm-dalga frekanslarında, sistemin aynı taban malzemesi üzerinde entegre olarak üretimine olanak sağlaması bu teknolojinin en önemli avantajlarından biri olarak görülmektedir.

5. ODTÜ RFMEMS ÜRETİM SÜRECİ

ODTÜ-MEMS tesislerinde geliştirilen yüzey mikro işleme ve pul bağlama üretim süreçleri Şekil 57'de gösterilmiştir. Proje kapsamında bu üretim sürecinin iyileştirilmesi için çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalar ayrıntılı olarak gelişme raporlarında verilmiştir. Bu Bölümde üretim sürecinin en son hali verilmektedir.

RF anahtarlama kullanılan RF MEMS köprü yapısının üretimi şu şekilde gerçekleştirilmektedir:

Şekil 57 (a): İlk olarak pul Piranha ($H_2SO_4:H_2O_2$ 1:1.2) çözeltisine daldırılarak yüzey pürüzlülüğü artırılır. 2000 Å kalınlığında silikon krom (Si-Cr) katmanı tozutmaya ile büyütülüp tampon hidro florik asit (buffered HF) ile şekillendirilir ve Si-Cr uyarım hatları oluşturulur.

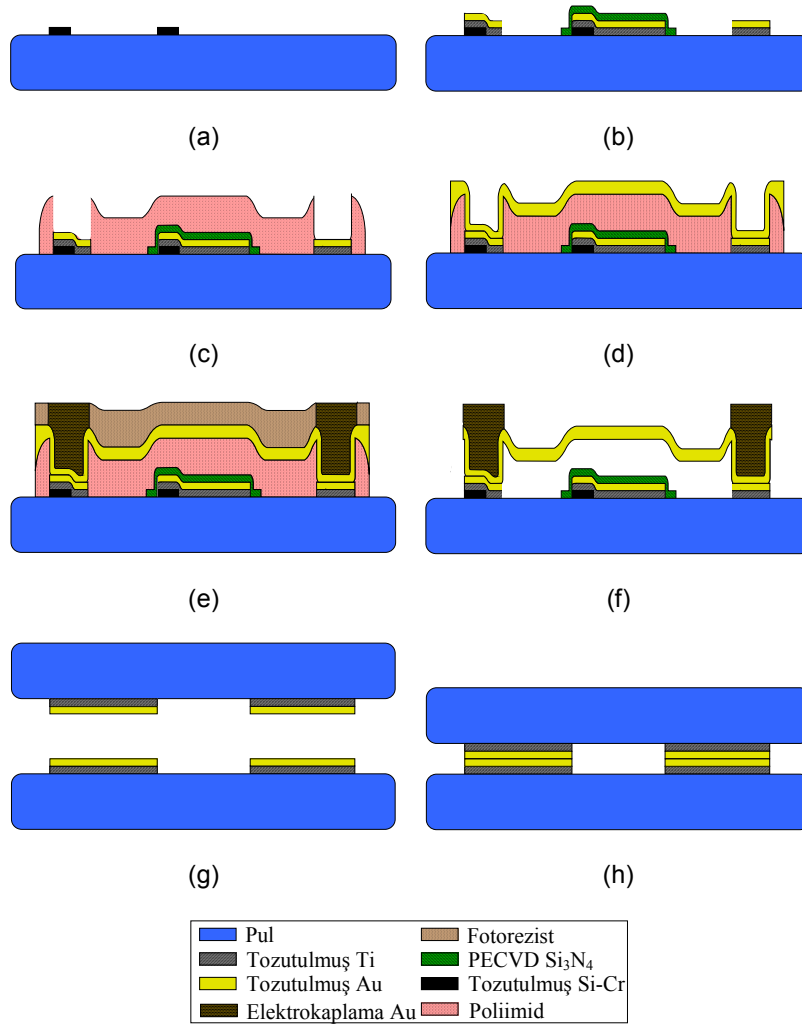
Şekil 57 (b): 0.1/0.8 µm kalınlığında Ti/Au katmanının Si-Cr katmanı üzerinde tozutmaya yöntemi ile büyütülür. Au ve Ti aşındırıcı ile bu tabakanın şekillendirilmesi sonucu, iletim hatları ve uyarım tabakası oluşturulur. Köprü aşağı konuma geldiğinde, köprü ile uyarım tabakası arasındaki gerilim farkından dolayı kısa devre olmasını önlemek amacı ile 3000 Å kalınlığında Si_3N_4 katmanı PECVD (Plasma enhanced chemical vapor deposition) cihazı ile büyütülür ve RIE (Reactive Ion Etching) cihazı ile şekillendirilir.

Şekil 57 (c): Uyarım tabakası ve köprüler arasındaki boşluğu oluşturmak üzere 2 µm kalınlığında PI2737 cinsi poliimid ara katmanı serilip fotolitografi yöntemi ile şekillendirilir ve 220 °C' de fırınlanır.

Şekil 57 (d): 1 µm kalınlığında Au katmanı köprüleri oluşturmak üzere tozutmaya yöntemi ile büyütülür.

Şekil 57 (e): Köprünün pula olan bağlantı yerlerinin kuvvetlendirilmesi ve köprülerin düz bir biçimde oluşturulabilmesi amacı ile SPR 220-7 tipi fotorezist elektro kaplama yönteminde kullanılmak üzere serilip şekillendirilir. Şekillendirme sonrası boş kalan yerler elektro kaplama yöntemi kullanılarak Au ile doldurulur.

Şekil 57 (f): SPR 220-7 fotorezist, aseton kullanılarak kaldırılır. Köprü katmanı şekillendirilir. Poliimid ara katmanı pulun 24 saat boyunca EKC-265 kimyasalı içerisinde tutulması ile aşındırılır. Alkol banyosunun ardından pullar kritik nokta kurutucusu cihazında kurutulur ve havada duran hareketli köprüler elde edilir.



Şekil 57. ODTÜ-MEMS Tesislerinde geliştirilen (a) - (f) yüzey mikroişleme ve (g),(h) pul bağlama üretim süreçleri.

Buraya kadar anlatılan kısım tek pul üzerine işlenen anten ve RF MEMS yapıların üretiminde kullanılmıştır. Yansıtıcı dizi antendeki gibi iki pulun işlenmesi ve birbirine yapıştırılması gerekiyorsa bu (a)-(f) adımlarının öncesinde aşağıda anlatılan üretim adımlarının izlenmesi gerekmektedir.

Şekil 57 (g): İki adet pul üzerine 0.1/0.8 µm kalınlığında Ti/Au katmanı tozutmaya yöntemi ile büyütülür. Au ve Ti aşındırıcı ile bu tabaka şekillendirilir. Pulların Ti/Au katmanını içeren kısımları birbirine değecek şekilde birleştirilip hizalayıcı (EVG 620 bond aligner) yardımı ile hizalanır ve pul bağlama cihazına (EVG 501 Universal Bonder) yerleştirilir.

6. SONUÇ

Proje kapsamında, temel olarak RF MEMS faz kaydırıcıları ve anahtarlar kullanılarak, elektronik tarama yapabilen faz dizili anten ve yansıtıcı dizi anten tasarımı, üretimi ve ölçümleri yapılmıştır.

Geliştirilen faz dizili anten, 4 mikroşerit yama anten ve 3 bit RF MEMS faz kaydırıcılardan oluşmakta ve 15 GHz'de çalışmaktadır. Bu anten, RF MEMS faz kaydırıcılarla, tek bir taban üzerinde tektaş olarak yüzey mikroişleme teknolojisine dayalı olarak geliştirilen ODTÜ RFMEMS üretim süreci kullanılarak entegre bir şekilde üretilmiştir. Ölçüm sonuçları faz kaydırıcıların $20^\circ/50^\circ/95^\circ$ ve bunların kombinasyonu faz farklarını, 1.5 dB araya girme kaybıyla sağladıklarını göstermektedir. RF MEMS faz kaydırıcıların ayarlanmasıyla antenin ana huzmesinin döndürülebildiği ölçümlerle gösterilmiştir.

Çalışılan bir diğer önemli dizi anten, 26.5 GHz'de çalışan yansıtıcı dizi anten yapısıdır. Yansıtıcı dizi, yarıklı bağlaşımlı mikroşerit yama antenlerden oluşmaktadır. Elemanlar arası faz farkı, mikroşerit hatların uzunluğunun RF MEMS anahtarlarla kontrol edilmesiyle ayarlanmaktadır. Bu anten iki katmandan oluştuğu için, ODTÜ RFMEMS üretim sürecine iki pulun birbirine bağlanarak işlenmesi adımları eklenmiştir. Düzlemsel 10×10 elemandan oluşan bir yansıtıcı yüzey üretilmiş ve huni anten ile beslenmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre, huzme, tasarlandığı gibi 0 derece ile 40 derece arasında anahtarlanabilmektedir.

Geliştirilen faz dizili anten ve yansıtıcı dizi anten, üzerinde 100 dolayında çalışan RF MEMS anahtar bulunan dizi antenlerin ilk örneklerinden olarak literatürde yerlerini almışlardır.

Ayrıca, çift frekanslı yarıklı dizi anten tasarımı yapılmış, dizinin elemanları üzerinde üretim ve ölçümler yapılmıştır. Bu yapıda 10 ve 16 GHz ve 25 ve 35 GHz bandlarında çalışan iki ayrı dizi tasarlanmıştır. Daha düşük bandlarda çalışan dizi, MEMS'lerin kısa/açık devre modeliyle üretilmiş ve antenin bu frekanslarda çalıştığı gösterilmiştir. Milimetre dalga frekanslarında çalışan diğer antende ise her biri paketli RF MEMS anahtarlar, antenle melez olarak birleştirilmiştir. Bu melez entegrasyon sistemini aksine, faz dizili anten ve yansıtıcı dizi anten, RF MEMS bileşenlerle aynı taban üzerinde tektaş entegre olarak üretilmiştir. Bağlayıcı kayıplarını azalttığı ve daha küçük yapılar üretilmesine olanak sağladığı için bu tür üretim avantajlıdır. Fakat, dizi üzerinde çalışmayan bir bileşen varsa bunun değiştirilmesi olanaklı değildir. Melez (hibrit) entegrasyon yöntemi, 25 ve 35 GHz'de çalışan antene uygulanmıştır. Fakat bu frekanslarda antenin boyutları paketli anahtarın boyutlarıyla hemen hemen aynı olduğu için 25 GHz'de anahtarın gölgelemesi nedeniyle antenin iyi bir performans göstermediği görülmüştür. Özellikle, milimetre dalga frekanslarında tektaş entegre üretimin daha uygun olduğu sonucuna varılmıştır.

Proje çalışmaları sırasında düşük gürültülü yükselteç ile empedans uyumlama devresi tel bağlama yöntemiyle biraraya getirilerek ölçümleri yapılmıştır; fakat aktif devrelerin diziyle entegrasyonu konusunda daha fazla çalışma yapılamamıştır. Bundan sonra çalışılması gereken önemli konulardan biri, anten, aktif eleman ve RF MEMS bileşenlerin biraraya getirilmesidir. Bu konuda ön çalışmalara başlanmıştır, ASELSAN ile bir proje çalışması başlamak üzeredir.

Çalışılması gereken diğer bir önemli konu da paketleme konusudur. RF MEMS anahtar ya da faz kaydırıcılar ayrı ayrı paketlenebileceği gibi, tektaş entegre üretimlerde dizinin birim elemanı ya da tamamı paketlenebilir. Paketleme çalışmaları da ODTÜ RF MEMS grubu tarafından başlatılmıştır.

Proje çalışmalarından faz dizili antenle ilgili olarak IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques dergisinde bir makale yayınlanmıştır. Yansıtıcı dizi antenle ilgili makale değerlendirme sürecindedir. Saygın konferanslarda dokuz bildiri sunulmuştur. Ayrıca, proje kapsamında bir doktora ve bir yüksek lisans tez çalışması tamamlanmıştır. Doktora tezi, 2007 Mustafa Parlar Eğitim ve Araştırma Vakfı "ODTÜ Yılın Tezi Ödülü"ne değer görülmüştür.

7. REFERANSLAR

BAYRAKTAR O., Aydin Civi O., Akin T., Beam Switching Reflectarray with MEMS Controls, The 4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Barselona-İspanya, (2010).

BROOKNER E. (Editor), *Practical phased Array Antenna Systems*, LexBook 282 Marrett Rd., Lexington, (1991).

BROOKNER E, Phased arrays for the new millennium, IEEE Int. Conference on Phased Array Systems and Technology, (2000) pp: 3-19.

BROWN E.R., RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 46, 11, 1868-1879, (1998).

COLIN J.M., Phased array radars in France: present and future, IEEE Symp. on Phased Array System and Technology, Boston, (1996), pp:458-462.

ELDEK A. A., Elsherbeni A. Z., Smith C. E. and Lee K-F, Wideband slot antennas for radar applications, Proc. IEEE Radar Conf., Huntsville, AL, (2003), pp: 79-84.

HANSEN R.C., *Phased Array Antennas*, Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, New York, (1998).

HAYDEN J. S. and Rebeiz G. M., Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifters using metal-air-metal capacitors, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 51, 1, 309-314, (2003).

HUANG J., Analysis of a Microstrip Reflectarray Antenna for Microspacecraft Applications, NASA TDA progress report, (1995), pp:153-173.

HUANG J, Encinar J.A., *Reflectarray Antennas*, John Wiley & Sons, (2008)

PERRUÏSSEAU-CARRIÈRE J., Skrivervik A. K., Monolithic MEMS-based reflectarray cell digitally reconfigurable over a 360° phase range, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 7, 138–141, (2008).

MAILLOUX R. J., *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, Boston, (1994).

METZLER T., Schaubert D., Scattering from a Stub Loaded Microstrip Antenna, Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S. Digest), 446 - 449, (1989).

MONZON C., A Small Dual-Frequency Transformer in Two Sections, IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., 51, 4, 1157-1161, (2003).

POZAR D.M., Targonski S.D. ve Syrigos H.D., Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 45, 287-296, (1997).

REBEIZ G. M., *RF MEMS theory, design, and technology*, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, (2003).

RIAZIAT M., Majidi-Ahy R., and Feng I., Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 38, 3, 245–251, (1990).

TOPALLI K., Unlu M., Aydin Civi O., Demir S., Koc S., and Akin T., A Monolithic Phased Array using 3-Bit DMTL RF MEMS Phase Shifters, 2006 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, (2006) pp: 517-520.

TOPALLI K., Aydin Civi O., Demir S, Koc S, and Akin T, Dual-Frequency Reconfigurable Slot Dipole Array with a CPW-Based Feed Network using RF MEMS Technology for X- and Ku-Band Applications, 2007 IEEE AP-S International Symposium, Honolulu ABD, Proceedings 825-828, (2007).

TOPALLI K., Aydin Civi O., Demir S., Koc S., and Akin T., A Monolithic Phased Array using 3-bit Distributed RF MEMS Phase Shifters, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 56, 2, 270-277, (2008).

VENNERÌ F., Boccia L., Angiulli G., Amendola G., and Di Massa G., Analysis and Design of Passive and Active Microstrip Reflectarrays, *Int. Journal of RF and Microwave Computer-Aided Eng.*, 13, 370-377, (2003).

Ek.1 Proje Kapsamında Yapılan Yayınlar ve Tezler

Hakemli Dergilerde Yayınlanmış Makaleler

1. Kagan Topalli, Ozlem Aydin Civi, Simsek Demir, Sencer Koc, and Tayfun Akin, "A Monolithic Phased Array using 3-bit Distributed RF MEMS Phase Shifters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.56, no.2, pp. 270-277, Feb 2008

Konferans Bildirileri

1. Ömer Bayraktar, Ö.Aydin Çivi, T. Akin, "Beam Switching Reflectarray with MEMS Controls", European Conference on Antennas & Propagation 2010, Barcelona, Spain, Proceedings CD, 12-16 April 2010
2. Nihan Gokalp, Özlem Aydin Çivi, "Millimeter-Wave Frequency Reconfigurable Slot Dipole Array with Packaged RF-MEMS Switches", European Conference on Antennas & Propagation 2009, Berlin, Germany, Proceedings CD, 23-27 March 2009
3. K. Topalli, M. Ünlü, İ. İstanbulluoğlu, H. İ. Atasoy, Ö. Bayraktar, Ö. Aydın Çivi, Ş. Demir, S. Koç, and T. Akin, "Reconfigurable RF MEMS Devices and Antennas," 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2007), pp.204-209, Bursa, Turkey, 5-9 December 2007.
4. K. Topalli, O. Aydin Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "Dual-Frequency Reconfigurable Slot Dipole Array with a CPW-Based Feed Network using RF MEMS Technology for X- and Ku-Band Applications," 2007 IEEE AP-S International Symposium, Honolulu ABD, Proceedings pp.825-828, June 10-15, 2007.
5. O. Bayraktar, K. Topalli, M. Unlu, O. Aydin Civi, S. Demir, T. Akin, "Beam Switching Reflectarray Using Rf Mems Technology", European Conference on Antennas & Propagation 2007, Edinburgh, England, Proceedings CD, 11-16 November 2007
6. K. Topalli, O. Aydin Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "Monolithically integrated MEMS phased array," 8th Workshop on MEMS for MilimeterWave Communications (MEMSWAVE), pp. 119-122, Barcelona, Spain, 26-29 June 2007.
7. A. Hızal, O. Aydin Civi, "Overview of MEMS Research in EMT Applications", IVth International Workshop on Electromagnetic Wave Scattering, Gebze, pp.10-3 - 10-8, September 18-22 2006.
8. K. Topalli, M.Unlu, Ö. Aydin Civi, S. Demir, S.Koc, and T.Akin, "A Monolithic Phased Array Using 3-Bit DMTL RF MEMS Phase Shifters", 2006 AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Albuquerque-USA, pp.517-520, 9-14 July 2006.

Ulusal Konferans Bildirileri

9. Ö. Bayraktar, K. Topalli, M. Ünlü, İ. İstanbulluoğlu, E. U. Temoçin, H. İ. Atasoy, Ş. Demir, Ö. A. Çivi, S. Koç ve T. Akin" RF MEMS Teknolojisi İle Yansitici Dizi Anteni Tasarımı ", URSI Türkiye 3. Bilimsel Kongresi, Ankara, pp.438-440, 6-8 Eylül 2006.

TÜBİTAK
PROJE ÖZET BİLGİ FORMU

Proje No:104E041
Proje Başlığı: RF-MEMS Teknolojisi ile Faz Dizili Anten Yapımı
Proje Yürütücüsü ve Araştırmacılar: Doç. Dr. Özlem Aydın Çivi (yürütücü), Arş.Gör. Ömer Bayraktar, Dr. Kağan Topallı, Prof. Dr.Tayfun Akın
Projenin Yürütüldüğü Kuruluş ve Adresi: Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
Destekleyen Kuruluş(ların) Adı ve Adresi:
Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri: 1.7.2005 - 30.6.2010
Öz (en çok 70 kelime) <p>Proje kapsamında, RF MEMS faz kaydırıcıların kullanıldığı 15 GHz'de çalışan faz dizili anten tektaş entegre şeklinde üretilmiştir. Dizi antenin huzmesinin, tasarıma uygun olarak tarama yapabildiği gösterilmiştir. 26.5 GHz'de, huzmesini 0 ve 40 dereceye yönlendirebilen yansıtıcı izi anten üretilmiştir. Yansıtıcı dizi anten, yarık bağlaşımlı mikroşerit antenlerden oluşmakta ve yansıyan dalganın fazı mikroşerit hatların üzerine yerleştirilmiş RF MEMS anahtarlarla kontrol edilmektedir. Bu elektronik taramalı dizi antenler, ODTÜ'de geliştirilen RF MEMS üretim süreciyle üretilmişlerdir. Proje süresince bu üretim süreci daha iyileştirilmiş ve pul bağlama gibi yeni adımlar eklenmiştir.</p>
Anahtar Kelimeler: Faz dizili antenler, yansıtıcı antenler, yeniden şekillendirilebilir antenler, RF MEMS faz kaydırıcılar, RF MEMS devre bileşenleri, RF MEMS antenler
Fikri Ürün Bildirim Formu Sunuldu mu? Evet <input type="checkbox"/> Gerekli Değil <input checked="" type="checkbox"/> <small>Fikri Ürün Bildirim Formu'nun tesliminden sonra 3 ay içerisinde patent başvurusu yapılmalıdır.</small>
Projeden Yapılan Yayınlar: Hakemli Dergilerde Yayınlanmış Makaleler <ol style="list-style-type: none">1. Kagan Topallı, Ozlem Aydın Civi, Simsek Demir, Sencer Koc, and Tayfun Akın, "A Monolithic Phased Array using 3-bit Distributed RF MEMS Phase Shifters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.56, no.2, pp. 270-277, Feb 2008

Konferans Bildirileri

2. Ömer Bayraktar, Ö.Aydın Çivi, T. Akin, "Beam Switching Reflectarray with MEMS Controls", European Conference on Antennas & Propagation 2010, Barcelona, Spain, Proceedings CD, 12-16 April 2010
3. Nihan Gokalp, Özlem Aydın Çivi, "Millimeter-Wave Frequency Reconfigurable Slot Dipole Array with Packaged RF-MEMS Switches", European Conference on Antennas & Propagation 2009, Berlin, Germany, Proceedings CD, 23-27 March 2009
4. K. Topallı, M. Ünlü, İ. İstanbulluoğlu, H. İ. Atasoy, Ö. Bayraktar, Ö. Aydın Çivi, Ş. Demir, S. Koç, and T. Akin, "Reconfigurable RF MEMS Devices and Antennas," 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2007), pp.204-209, Bursa, Turkey, 5-9 December 2007.
5. K. Topalli, O. Aydın Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "Dual-Frequency Reconfigurable Slot Dipole Array with a CPW-Based Feed Network using RF MEMS Technology for X- and Ku-Band Applications," 2007 IEEE AP-S International Symposium, Honolulu ABD, Proceedings pp.825-828, June 10-15, 2007.
6. O. Bayraktar, K. Topalli, M. Unlu, O. Aydın Civi, S. Demir, T. Akin, "Beam Switching Reflectarray Using Rf Mems Technology", European Conference on Antennas & Propagation 2007, Edinburgh, England, Proceedings CD, 11-16 November 2007
7. K. Topalli, O. Aydın Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "Monolithically integrated MEMS phased array," *8th Workshop on MEMS for MilimeterWave Communications (MEMSWAVE)*, pp. 119-122, Barcelona, Spain, 26-29 June 2007.
8. A. Hızal, O. Aydın Civi, "Overview of MEMS Research in EMT Applications", IVth International Workshop on Electromagnetic Wave Scattering, Gebze, pp.10-3 - 10-8, September 18-22 2006.
9. K. Topalli, M.Unlu, Ö. Aydın Civi, S. Demir, S.Koc, and T.Akin, "A Monolithic Phased Array Using 3-Bit DMTL RF MEMS Phase Shifters", 2006 AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Albuquerque-USA, pp.517-520, 9-14 July 2006.

Ulusal Konferans Bildirileri

1. Ö. Bayraktar, K. Topallı, M. Ünlü, İ. İstanbulluoğlu, E. U. Temoçin, H. İ. Atasoy, Ş. Demir, Ö. A. Çivi, S. Koç ve T. Akin" RF MEMS Teknolojisi İle Yansıtıcı Dizi Anteni Tasarımı ", URSI Türkiye 3. Bilimsel Kongresi, Ankara, pp.438-440, 6-8 Eylül 2006.

A MONOLITHIC PHASED ARRAY USING 3-BIT DMTL RF MEMS PHASE SHIFTERS

K. Topalli*, M.Unlu, Ö. Aydin Civi, S. Demir, S.Koc, and T.Akin

Dept. of Electrical & Electronics Eng., Middle East Technical University, 06531 Ankara, Turkey

kagan@metu.edu.tr

INTRODUCTION

Phased arrays are generally implemented using discrete components such as a feed network, phase shifters, and antennas [1]. Hybrid connection of these components not only increases the system size, but also introduces parasitic effects, packaging cost, and losses. In order to eliminate these drawbacks, there is a need to produce these components on the same substrate, forming a monolithic phased array. RF MEMS is an enabling technology for microwave engineering following the recent developments of the MEMS technology, which can also be adopted for the implementation of such a system [2].

This paper presents a phased array system designed at 15 GHz employing 3-bit Distributed MEMS Transmission Line (DMTL) type phase shifters which are monolithically integrated with the feed network of the system and the radiating elements on the same substrate. The phase shifter can give 0°-360° phase shift with 45° steps at 15 GHz which is used to obtain various combinations of progressive phase shift in the excitation of radiating elements. The phased array is composed of four linearly placed microstrip patch antennas. In order to monolithically integrate the patch antennas and phase shifters, tapered lines with low return loss from microstrip to coplanar waveguide (CPW) have been designed. The design of the phased array system and its components is given in Section 2. Since the DC biasing schema of a MEMS system is also an important issue in terms of the RF losses, the following section also addresses the effect of the bias lines on the loss characteristics of the phase shifters. Moreover, the process steps, which will be used in the fabrication of the phased array, will be summarized in Section 3.

PHASED ARRAY DESIGN

Figure 1 gives the layout of the monolithically integrated phased array operating at 15 GHz. The operation frequency, 15 GHz, is selected so that the whole system can be fitted into a single 500 μm -thick 4" glass substrate with $\epsilon_r=4.6$ ($\tan\delta=0.005$). Microstrip patch antennas are equally spaced by $\lambda_0/2$ (1 cm) distance from each other's phase center. A corporate feed network which is optimized to achieve the low return loss at 15 GHz is used to excite antennas. The CPW lines of MEMS phase shifters are connected to microstrip lines of the feed network and the microstrip fed patch antennas via exponentially tapered transitions. Designed DMTL phase shifter can provide 0°-360° phase shift at 15 GHz with 45° steps. Figure 2 (a) shows the phase shifts obtained on this structure using HFSS simulations. These phase shifters are used to excite the patch antennas of the phased array with different combinations such as progressive phase shifts of 45°, 90°, and 180°. For progressive phase shifts of 45° and 90°, the main beam, which has a 3-dB beamwidth of about 30°, can be rotated in the H-plane about 10° and 20°, respectively. As another feature of the system, when β is selected to be 180°, the radiation from individual patches are cancelled out in the broadside direction resulting a null. Figure 2 (b) presents the return loss characteristics of the system for different progressive phase shifts ($\beta=0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, \text{ and } 180^\circ$) which is obtained by cascading the S-parameters of the simulated blocks (feed network, transitions, phase shifters, and patch antennas) in ADS-2003. As can be seen, the return loss of the array is better than -20 dB for $\beta=0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, \text{ and } 180^\circ$ at 15 GHz.

The digital phase shifter used in the system is composed of a periodically loaded high-impedance transmission line ($> 50 \Omega$) with MEMS bridges in series with lumped capacitors, forming a DMTL. Figure 3 (a) and (b) shows the unit cell of the DMTL phase shifter and its circuit model [3]-[4]. The total loading capacitance when the MEMS bridge is in the upstate position, is the series combination of two capacitors: C_{bu} and C_s . As the bridge is actuated by applying a DC bias

voltage and collapsed on the DC isolation dielectric, the bridge capacitance increases by a factor of 60-70 and the resulting loading capacitance seen by the line is simply reduced to C_s . These two states in the loading capacitance yields two distinct loaded characteristics impedance of DMTL, namely, Z_{lu} (upstate loaded characteristic impedance: 58 Ω) and Z_{ld} (downstate loaded characteristic impedance: 44 Ω) where an acceptable return loss for both states can be achieved. The phase shift per unit section can be controlled with the change of the phase velocity due to the change in the loaded characteristic impedance. The periodicity, i.e. total length of the unit cell, is defined as s and is optimized as 800 μm considering the Bragg frequency, f_B . The selection of $f_B=35$ GHz $f_B=2.3f_o$ ($f_o=15$ GHz) ensures the proper operation of the phase shifter as true-time delay at 15 GHz with acceptable return loss and insertion loss.

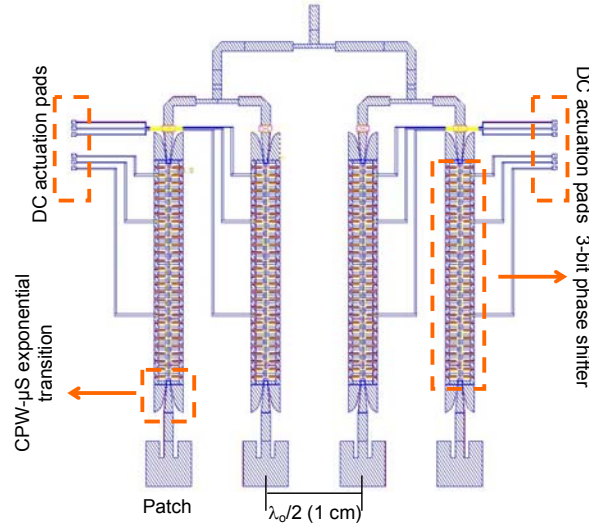


Figure 1. The phased array structure with 3-bit RF MEMS phase shifters providing 0°-360° phase shift with 45° steps @ 15 GHz. The total chip size is about 5.1 cm × 5.1 cm.

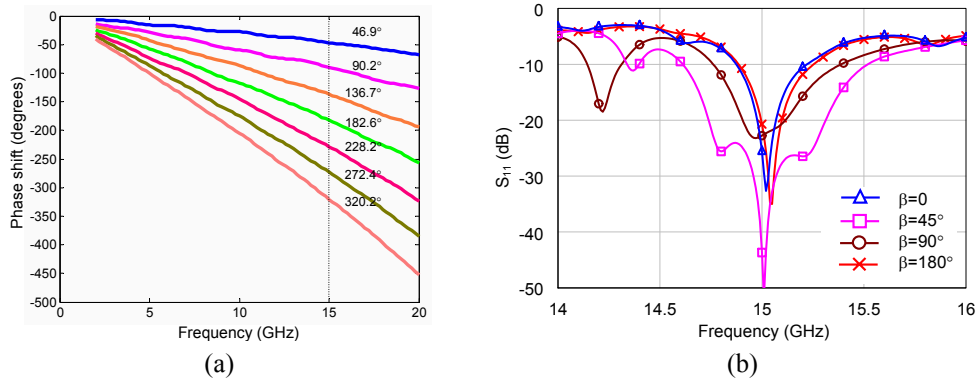


Figure 2. (a) Phase shift vs. frequency plot obtained for 8 states of the 3-bit RF MEMS phase shifter. (b) The return loss characteristics of the phased array system with different progressive phase shifts.

This unit cell shown in Figure 3 can provide nearly 11.5° at 15 GHz which is verified with EM simulations where C_{bu} (55 fF) and C_s (115 fF) are tuned to achieve the specified Z_{lu} and Z_{ld} . The characteristic impedance of the unloaded transmission line is selected to be $Z_o=77$ Ω (CPW dimensions: $W=200$ μm , $G=150$ μm). The loss, α , and the effective permittivity, $\epsilon_{r,\text{eff}}$, of the unloaded line is 14 dB/m and 2.8 respectively. The dominant loss mechanism of the phase shifter is the loss of the unloaded CPW. However, the series resistance of the bridge and the Q-factor of the C_s also play a significant role. To be more specific, in order to accurately model the loss of the structure a series resistance of 1.5 Ω in the upstate and 0.8 Ω in the downstate is employed and the Q-factor of the static capacitor (C_s) is found to be 433. Figure 4 shows the layout view of the

3-bit structure consisting of 28 unit cells. The first section has 4 cells and provides $\Delta\phi=46.9^\circ$ phase difference. The second section has 8 cells providing 90.4° , and the next 16 cells forms the 3rd bit which gives 182.6° phase shift at 15 GHz as shown in Figure 2 (a).

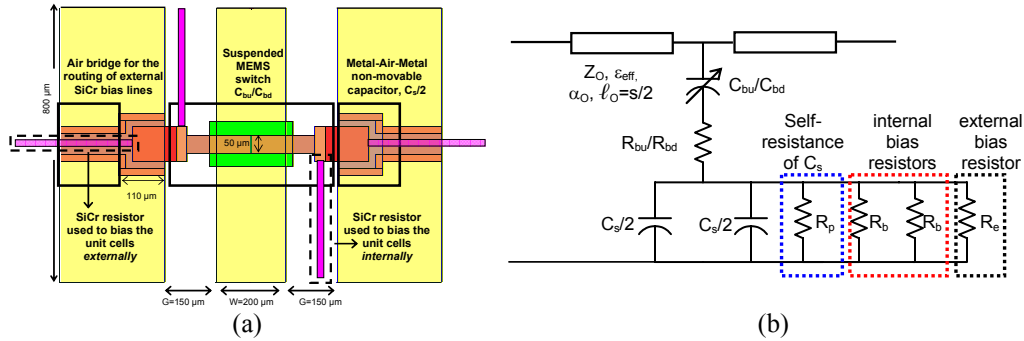


Figure 3. The unit cell of the 3-bit DMTL phase shifter (a) Top-view (b) Simplified circuit model schematics.

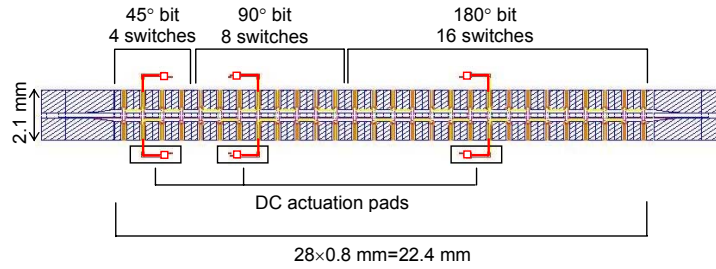


Figure 4. The top view of the 3-bit DMTL phase shifter.

SiCr bias resistors are used to actuate each section of the phase shifters. As seen from Figure 3 (a), SiCr bias lines are placed inside the gaps of CPW extending from one bridge to the other to carry the DC actuation voltage. The conductivity of SiCr layer is low ($\sigma=2200$ S/m) which is crucial in determining the loss of the structure. The return loss of the structure is not significantly affected by the presence of the bias resistors. Figure 5 (a) shows the return loss characteristics for all the states of the phase shifter. The designed phase shifter has a return loss better than -10 dB for all the states and an insertion loss of nearly 1.09 dB for the worst case if no bias lines are present. The insertion loss is calculated directly from S_{21} characteristics with return loss removed by tuning the ports of the simulated data. The bias lines which are placed inside the gaps of the CPW have an adverse effect on the insertion loss. This undesirable effect of the bias lines can be understood better as the decrease of the Q-factor of the static capacitor, C_s has been considered. The internal SiCr bias lines shown in Figure 3 (a) are shunt connected to the self resistance (R_p) of the static capacitor, C_s , reducing the Q-factor. Since there exists two bias lines seen by C_s , the equivalent resistance of the capacitor C_s reduces to $R_p/(R_b/2)$ from R_p (40 k Ω) where R_b (internal bias resistor) is equal to 35 k Ω ($\sigma_{\text{SiCr}}=2500$ S/m, length= 350 μm , width= 20 μm , thickness= 0.2 μm). The Q-factor reduces to 132 from 433 , accordingly. The insertion loss of the whole structure which is calculated as 1.09 dB increases to 1.44 dB due to reduced Q-factor of C_s . The external bias resistors which are placed underneath the air bridges on the ground depicted in Figure 3 (a) are used only for the 3 cells which is essential to actuate each bit separately. Due to the strong coupling between the ground plane and bias resistor underneath, the effective resistance seen by C_s , reduces to $R_e=2.5$ k Ω (effective resistance of the external bias lines) and Q-factor to 22 for those 3 cells. The insertion loss of the structure is 1.64 dB where the Q-factor 3 cells with external bias lines is 22 and the Q factor the remaining 25 (out of 28) is 132 . Figure 5 (b) shows the effect of the bias lines on the insertion loss characteristics.

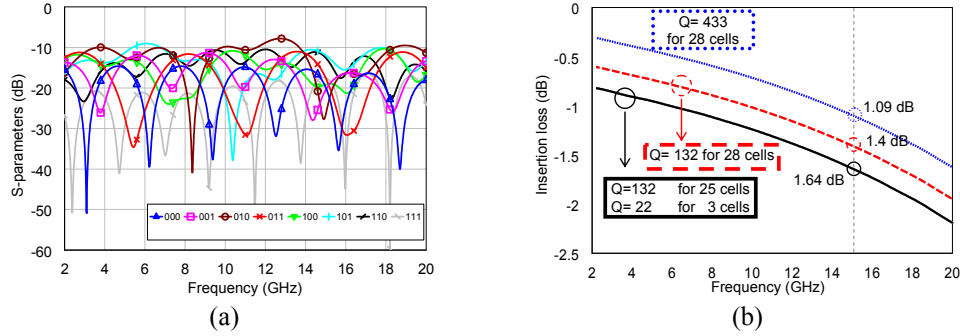


Figure 5. (a) The return loss of the 3-bit DMTL phase shifter for all states. (b) Insertion loss of the phase shifter which is obtained from S_{21} when the ports of the structure are tuned as 44Ω .

FABRICATION

The system is fabricated on $500 \mu\text{m}$ -thick Pyrex 7740 glass substrate using the process developed at METU. The first step is the sputter-deposition of SiCr resistive bias lines and patterning using buffered HF acid. $100/2500 \text{ \AA}$ -thick Cr/Au is evaporated as the seed layer for Au electroplating. $2 \mu\text{m}$ -thick Au is deposited via electroplating followed by the wet etching of remaining Cr/Au seed layer. 3000 \AA -thick Si_xN_y is deposited as the isolation layer by PECVD (plasma enhanced chemical vapor deposition) and patterned with RIE (reactive ion etching). PI2737 polyimide has been spin-coated/patterned/cured for $2 \mu\text{m}$ -thick sacrificial layer. $1.2\text{-}1.5 \mu\text{m}$ -thick Al layer is sputter-deposited and patterned to define the structural layer. The sacrificial layer is removed using oxygen plasma and the structures are released.

CONCLUSION

This paper presents the design and implementation of a phased array system at 15 GHz where 3-bit DMTL type phase shifters, patch antennas, and a feed network are integrated monolithically on the same substrate using RF MEMS technology. The DMTL phase shifter is able to provide $0^\circ\text{-}360^\circ$ phase shift with 45° steps at 15 GHz . Main beam of the antenna can be rotated by 10° and 20° when a progressive phase shifts of 45° and 90° are applied, respectively. The return loss of the system is found to be below 20 dB for all examined cases which is evaluated by cascading the EM simulation results of individual sub-blocks (CPW-Microstrip transitions, patch antennas, phase shifters, and feed network) in a circuit simulator. The structure is currently in fabrication. Measurements compared with the simulation results will be presented at the symposium.

ACKNOWLEDGEMENT

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-104E041), Turkish State Planning Organization (DPT), and AMICOM (Advanced MEMS For RF and Millimeter Wave Communications) Network of Excellence under 6th Framework Program of European Union. The authors also would like to thank to METU-MET staff for their support in the fabrication.

REFERENCES

- [1] D. Parker, D. C. Zimmermann, "Phased arrays-Part II: Implementations, applications, and future trends," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, pp. 688-698, March 2002.
- [2] G. M. Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology," Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.
- [3] N. S. Barker and G. M. Rebeiz, "Optimization of distributed MEMS transmission-line phase shifters – U-band and W-band designs," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 48, pp. 1957-1966, Nov. 2000.
- [4] J. S. Hayden and G. M. Rebeiz, "Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifters using metal-air-metal capacitors," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 309-314, Jan. 2003.

Dual-Frequency Reconfigurable Slot Dipole Array with a CPW-Based Feed Network using RF MEMS Technology for X- and Ka-Band Applications

Kagan Topalli, Özlem Aydın Civi, Simsek Demir, Sencer Koc, and Tayfun Akin
Dept. of Electrical & Electronics Eng., Middle East Technical University, 06531 Ankara, Turkey
kagan@metu.edu.tr, ozlem@metu.edu.tr

I. Introduction

In recent years there is a growing interest to combine various wireless applications in a single system for miniaturization purposes. A reconfigurable MEMS antenna that can operate in multi-frequencies is an appropriate way of reducing system volume. The monolithic integration of tunable MEMS components with antennas can also reduce parasitic effects, the losses, and packaging costs. Moreover an array of these types of antennas can offer solutions for the systems requiring high antenna gains. This paper presents a 4-element linear array of dual-frequency slot dipole antennas whose resonant frequencies are controlled via MEMS switches placed on the slots. The corporate feed network of the array is realized with coplanar wave transmission (CPW) lines. A CPW-based feed network has advantages over a microstrip feeding network, such as low radiation losses, less dispersion, easier in combining active devices for active array implementation, and the possibility of connecting shunt lumped without the need of via holes through the substrate [1]. The CPW-based feed network in this paper includes properly designed T-junctions, chamfered corners, and dual-frequency impedance transformers in order to match the input impedance at the resonant frequency of the antennas. The proposed array structure, reconfigurable slot dipole antenna, and the details about the dual-frequency impedance transformer are presented in the following sections.

II. Dual-Frequency Array

The dual-frequency array is composed of 4 linearly placed frequency-tunable slot dipole elements and a CPW-based feed network. The operation frequencies are selected as 10 and 16 GHz so that the system can be fitted into a 500 μm -thick 4" glass substrate with $\epsilon_r=4.6$ ($\tan\delta=0.005$). The distance between phase centers of antennas are 1.8 cm to avoid grating lobe for both frequencies. The slot dipole antennas can either be operated at 10 GHz or 16 GHz with the aid of RF MEMS switches located on the slot arms. The feed network includes 50 Ω -100 Ω dual-frequency transformers, chamfered CPW right-angle bends and T-junctions. Figure 1 shows the schematic view of the dual-frequency array.

Reconfigurable Slot Dipole Antenna

Planar slot antennas such as loops, bow ties, and slot dipoles fed by CPW are widely used due to their greater flexibility in integration with other active and passive devices. The other advantages of CPW-fed slot antennas are having unidirectional, bi-directional, end-fire and conical radiation patterns, low cross-polar radiation levels, larger bandwidth, less sensitive to manufacturing tolerance than microstrip patch antennas [2]. Due to these features, these antennas attracted much interest from antenna researchers for high frequency applications. Figure 2 shows the reconfigurable slot dipole antenna structure used in the array. The length of the slots determines the resonant frequency of the antenna. Slot dipole antennas exhibit 40-70 Ω input impedance when the total length is about $0.8-0.9\lambda_g$ at the frequency of interest. The total length of the dipole ($2\times L1$), when the switch is in downstate, is equal to nearly $0.85\lambda_g$ at 16 GHz. The total length of the dipole when the switch is in the upstate ($2\times L2$) is nearly $0.7\lambda_g$ at 10 GHz. The reduction in the length is due to the capacitive loading effect of the switch which in turn increases the electrical length of the slots. The width of the slot is a parameter to tune the input impedance of the antenna to nearly 50 Ω . The switches on the slots are electrostatically actuated by applying DC voltage between the MEMS cantilever and the antenna metallization. In order to carry one of the polarities of applied voltage to the cantilever part of the switch, Si-Cr resistors with a conductivity of nearly 5000 S/m are employed in the slot. An overpass air bridge is implemented on the antenna

metallization to route the bias resistor to the bias pads as shown in Figure 2. The cross-sectional view of the MEMS switch and a similar structure fabricated at METU are shown in Figure 3.

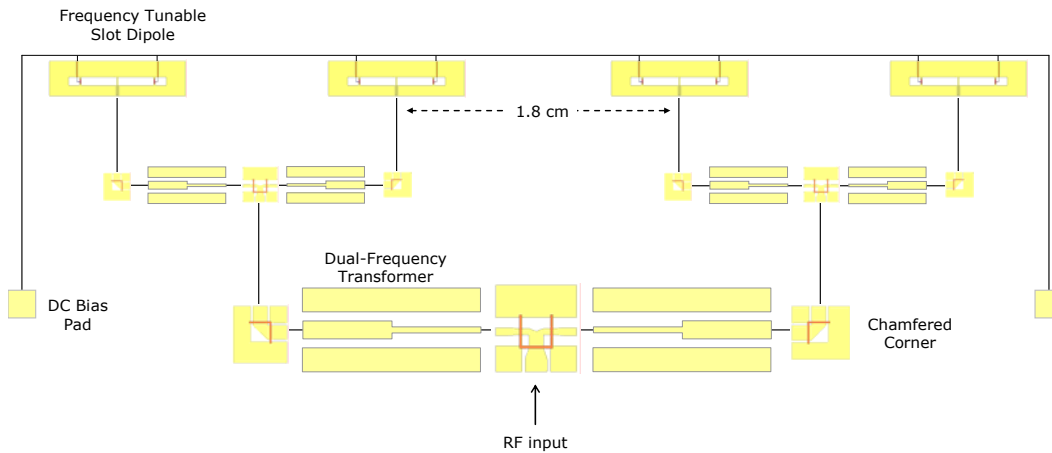


Figure 1. The schematic view of the dual-frequency array.

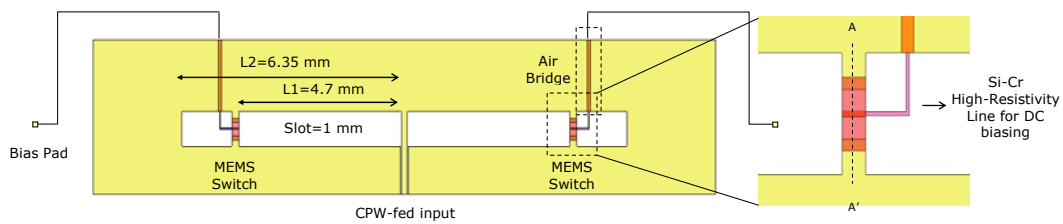


Figure 2. Reconfigurable slot dipole antenna structure with MEMS switches located on the arms to control the resonant frequency.

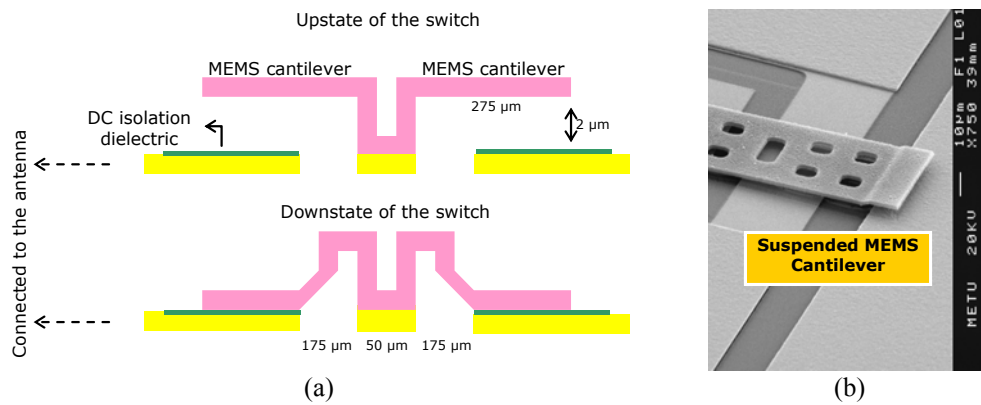


Figure 3. (a) A cross-sectional view of the MEMS switch structure. (b) The SEM photograph of a MEMS cantilever fabricated using METU RF MEMS process.

CPW-Based Feed Network

The feed network of the array is CPW-based that offer advantages as mentioned above. Besides the T-junction and the chamfered corners, the crucial element of the corporate feed network is the dual-frequency transformer which is used to transform 50Ω input impedance of the antennas to 100Ω impedance at the two output ports of the T-junction. The transformer, which is designed to operate both at 10 and 16 GHz, is realized using two equal-length sections of CPW lines with

different characteristic impedances [4]. The circuit schematic and parameters of the designed transformer are given in Figure 4. The return loss characteristics of the transformer realized with CPW transformer lines are presented in Figure 5.

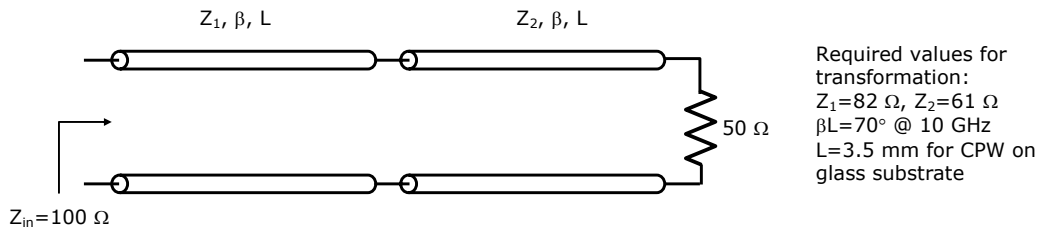


Figure 4. The circuit schematic view and parameters of the dual-frequency transformer.

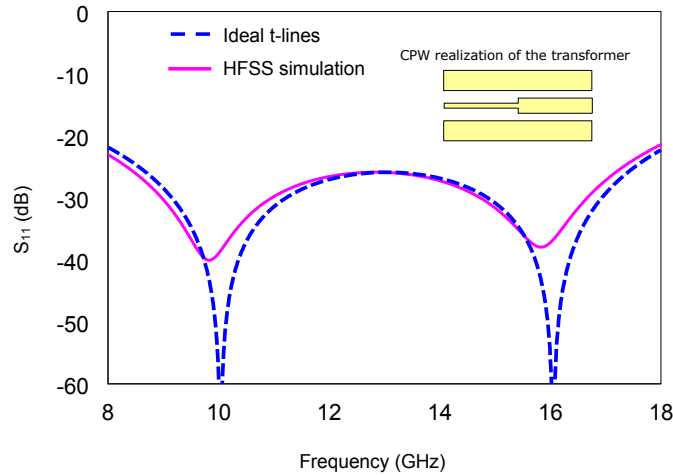


Figure 5. The simulation results of the dual-frequency transformer at 10 GHz and 16 GHz.

EM simulation results of the return loss of the array for the up- and down- states of switches is plotted on Figure 6. It is obtained by cascading the Ansoft HFSS v10 simulation results of each sub-block in AWR Microwave Office v7.03. When switches are in up-state, slots resonate around 10 GHz, whereas when switches are in down state, slots resonate around 16 GHz. Table 1 gives the directivity values of the single element and 4-element linear array obtained from EM simulation. The increase in the directivity of the array as the frequency increases can be explained with the increase of the electrical length of the array. The radiation patterns in H-plane for the array at 10 GHz and 16 GHz are shown in Figure 7. The array structure is currently in fabrication. The details of the fabrication process can be found in [3]. The measurement results of the array will be presented at the conference.

III. Conclusions

This paper presents an array of frequency tunable slot dipole antennas operating either at 10 GHz or 16 GHz depending on the state of the RF MEMS switches. The antennas are fed with a corporate CPW-based feed network consisting of T-junctions, corners, dual-frequency impedance transformer to provide a return loss better than 15 dB at the frequencies of interest. This structure can be used in a system serving different applications in X- and Ka-bands.

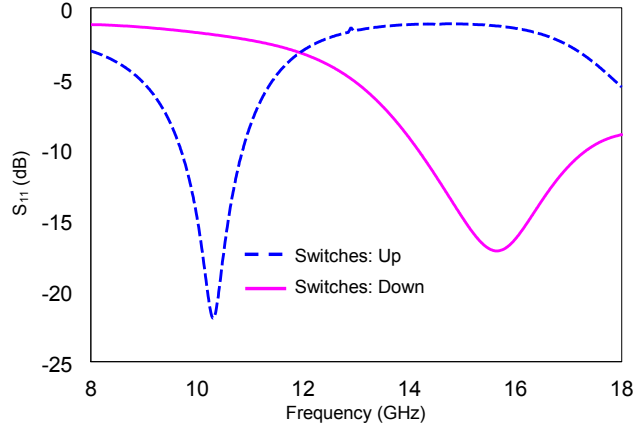


Figure 6. The return loss of the array for the MEMS switches in the up and down positions.

Table 1. The directivity values of a single element and 4-element array obtained from HFSS simulations.

	@ 10 GHz	@ 16 GHz
Single Element	3.9 dB	5.2 dB
4-Element Array	7.4 dB	11.1 dB

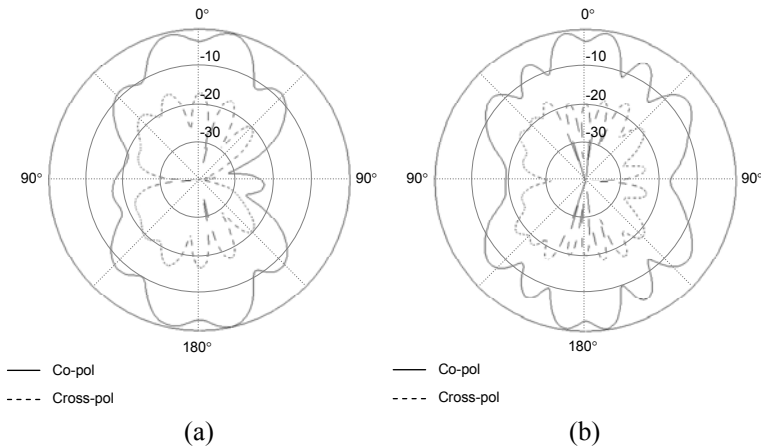


Figure 7. The H-plane radiation patterns for the array (a) at 10 GHz (b) at 16 GHz.

Acknowledgement

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-104E041), Turkish State Planning Organization (DPT), and AMICOM (Advanced MEMS For RF and Millimeter Wave Communications) Network of Excellence under 6th Framework Program of European Union.

References

- [1] M. Riazat, R. Majidi-Ahy, and I. Feng, "Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 245–251, Mar. 1990.
- [2] A. A. Eldek, A. Z. Elsherbeni, C. E. Smith and K-F Lee, "Wideband slot antennas for radar applications," *Proc. IEEE Radar Conf*, Huntsville, AL, May 2003, pp. 79-84.
- [3] K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "A Monolithic Phased Array using 3-bit DMTL RF MEMS Phase Shifters," in *IEEE Antennas and Propagation Symp. Dig.*, July 2006, pp. 517-520.
- [4] C. Monzon, "A Small Dual-Frequency Transformer in Two Sections," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol.51, pp.1157-1161, April 2003.

RECONFIGURABLE RF MEMS DEVICES AND ANTENNAS

Kağan Topallı, Mehmet Ünlü, İpek İstanbulluoğlu, Halil İbrahim Atasoy, Ömer Bayraktar,
Özlem Aydın Çivi, Şimşek Demir, Sencer Koç, and Tayfun Akın

Middle East Technical University, Dept. of Electrical and Electronics Eng.
Ankara, Turkey, kagan@metu.edu.tr

Abstract

This paper presents the overview of RF MEMS (Radio Frequency-MicroElectroMechanical Systems) components and reconfigurable antennas designed and produced in Middle East Technical University (METU) using the in-house fabrication process. The design and measurement results of various components such as switches, impedance tuners, phase shifters, frequency tunable antennas, a phased array antenna with RF MEMS phase shifters, and a reflectarray design are summarized. It is shown that the fabricated RF MEMS components satisfy the design specifications and have better performance and reconfigurability capabilities compared to their conventional counterparts.

1. Introduction

MEMS technology is a powerful way of merging the functions of sensing and actuation with computation and communication to control physical parameters at the microscale. Present markets of MEMS technology are mainly in pressure and inertial sensors, inkjet print heads, and high-resolution digital displays. Future and emerging applications include tire pressure sensing, fiber optical components, fluid management and processing devices for chemical microanalysis, medical diagnostics, and drug delivery, and RF and wireless electronics, namely RF MEMS. The application of MEMS technology to RF systems enables production of components with low power consumption, high linearity, low insertion loss, and high isolation. RF MEMS components are particularly attractive for researchers due to their tunable properties. This technology is used to implement many tunable circuits and systems in a miniaturized way that has never been implemented before using any other technology [1].

This paper presents some of the RF MEMS components and reconfigurable antennas designed and produced in METU using the in-house fabrication process developed at the Microelectronics Facilities (METU MET). Section II gives the RF MEMS switch structures, which are the key element of technology. Section III and Section IV present the impedance tuner and reconfigurable antennas, respectively. Section V gives the monolithic phased array structure implemented with MEMS technology and the proposed reflectarray design.

2. RF MEMS Switches

Metal-to-Metal Contact RF MEMS Shunt Switch

RF MEMS switches are the key elements in the design of the complete systems hence the improvement in one switch can affect the whole system performance. We have designed a metal-to-metal contact switch operating at 1-6 GHz band to obtain a better performance than the existing ones. The switch, shown in Figure 1, consists of two cantilevers located on ground planes of a coplanar waveguide (CPW) transmission line [2]. With the help of actuation electrodes beneath the cantilevers, the switching of the RF signal is maintained. According to the measurement results shown in Figure 2, the switch has isolation better than 20 dB in the 1-6 GHz band and better than 10 dB in the 1-20 GHz band. Insertion loss of the structure is better than the 0.3 dB in the 1-20 GHz band. The switch has a measured actuation voltage of 7 V.

Capacitive Contact RF MEMS Shunt Switch

A capacitive contact RF MEMS shunt switch is designed as shown in Figure 3 (a). The switch has recessed sections on the ground plane of coplanar waveguide and the meanders supporting the bridge increase the series inductance of the bridge, which is used to tune the switch to operate at Ku-band [2]. The switch has a measured down-state capacitance of 2.08 pF which results in better than 20 dB measured isolation and better than 0.2 dB insertion loss for the 11-17 GHz band as shown in Figure 3 (b). The measured actuation voltage of the switch is 13 V.

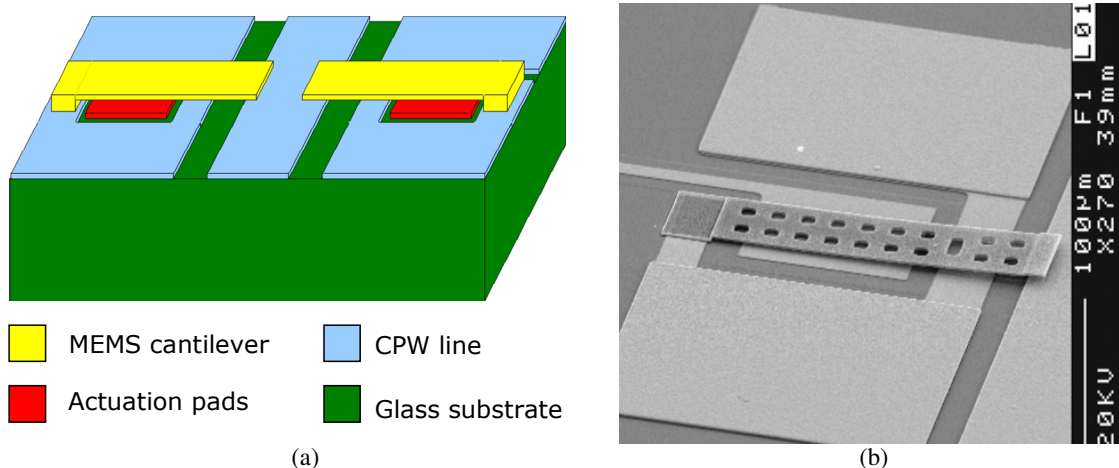


Figure 1. Metal-to-metal contact RF MEMS shunt switch: (a) 3D schematic drawing and (b) SEM image of the fabricated device.

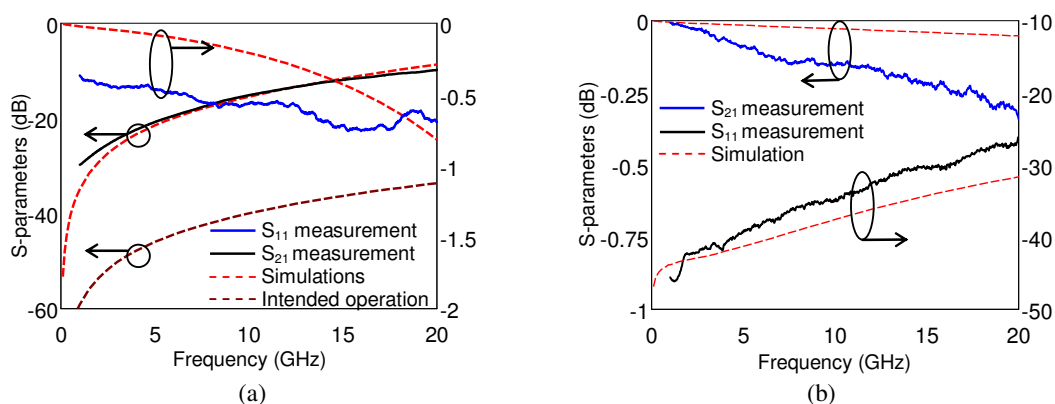


Figure 2. The measurement results of the metal-to-metal contact RF MEMS shunt switch: (a) downstate and (b) upstate.

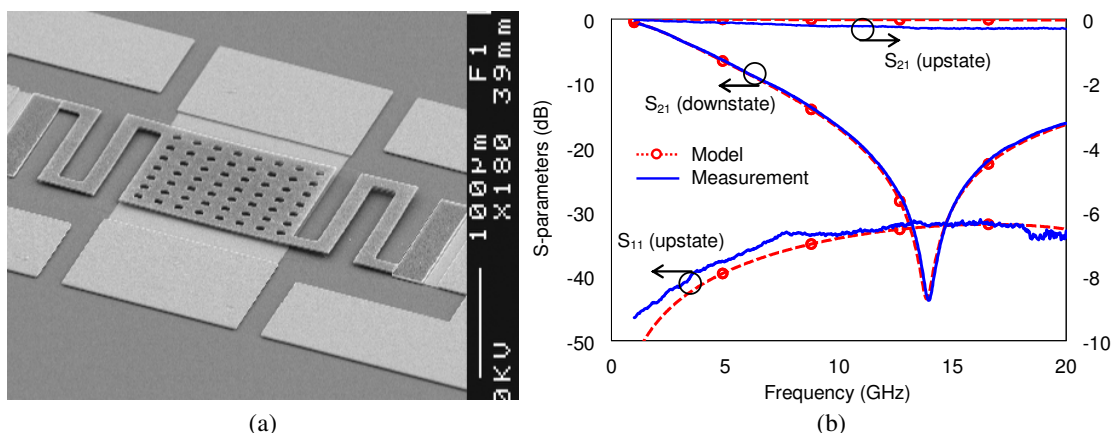


Figure 3. (a) SEM image of capacitive contact RF MEMS shunt switch. (b) Measurement result.

3. Impedance Tuners

Reconfigurable double-stub and triple stub impedance tuners are designed and produced for X and Ku-band applications. These can be used for LNA matching, antenna matching, noise parameter, and load-pull measurements. One of the designs has a double-stub structure which has 10 CPW based MEMS switches distributed evenly on the two stubs forming a distributed structure [3]. Figure 4 (a) shows the schematic view of

this design. The capacitive MEMS switch used has a specific design which uses two variable capacitors between the signal and the ground of the CPW for discrete biasing requirements for each MEMS switch of the matcher. The design is capable of matching 25 different points on the Smith Chart with a maximum measured VSWR of 5.27 at 18 GHz when a single MEMS switch is actuated from each stub. The design can also be operated by actuating more than one MEMS switch resulting with 1024 (2^{10}) combinations which has a maximum VSWR of 50.8 at 18 GHz. Figure 4 (b) shows the Smith Chart distribution of all possible states. It should be noted here that external SMT resistors were used for the DC biasing of the MEMS switches. Figure 5 shows the fabricated impedance matcher with the attached SMT resistors for DC biasing.

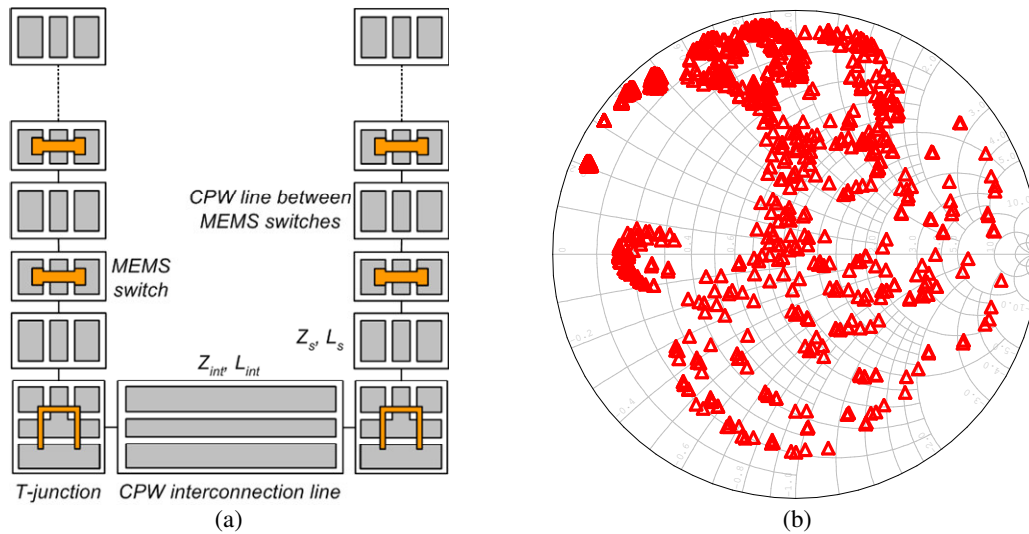


Figure 4. (a) The schematic of the designed MEMS impedance matcher. (b) The simulated Smith Chart distribution all possible states of the designed MEMS impedance matcher @ 18 GHz.

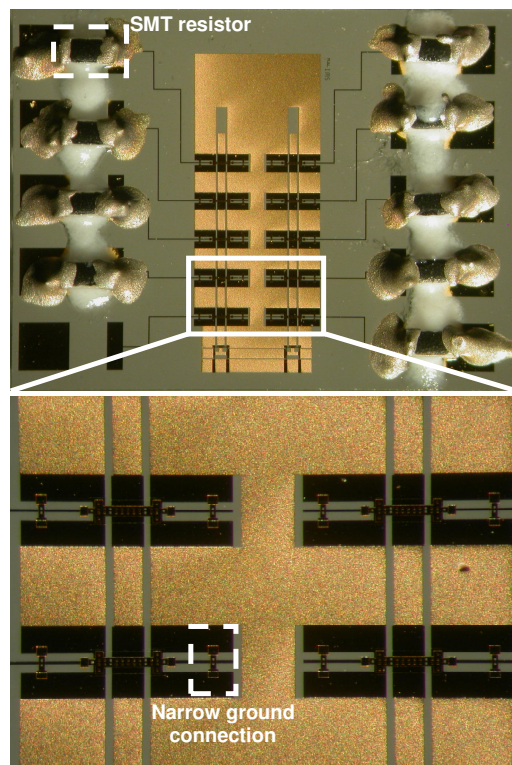


Figure 5. The photograph of the fabricated MEMS impedance matcher with external resistors and narrowed ground connections.

4. Reconfigurable antennas

RF MEMS components have tunable characteristics; thus the integration of these components with radiators may yield several advantages such as reconfigurability in polarization, frequency, and radiation pattern. One of the reconfigurable antenna structure designed and fabricated is a tunable frequency CPW fed rectangular slot antenna [4]. In order to achieve a shift in the resonant frequency, a short circuited stub with RF-MEMS capacitors is inserted opposite to the feeding transmission line as shown in Figure 6 (a). Measured reflection coefficient characteristics for different actuation voltages are shown in Figure 6 (b). It is observed that the resonant frequencies can be shifted from 8.7 GHz to 7.7 GHz, and from 10.57 GHz to 10.22 GHz by changing the actuation voltage, -hence the height of the MEMS capacitors-, from 0 to 16 volts. The measurement results are in a good agreement with the simulations. The antenna radiates broadside for all of the four resonances and increasing the capacitance by lowering down the bridges does not cause any adverse effect on the radiation patterns. The other reconfigurable antenna structure employs the idea of loading a microstrip patch antenna with a stub on which MEMS capacitors are placed periodically as shown in Figure 7 (a) [5]. MEMS capacitors are electrostatically actuated with a low tuning voltage in the range of 0-11.9 V. The antenna resonant frequency can continuously be shifted from 16.05 GHz down to 15.75 GHz as the actuation voltage is increased from 0 to 11.9 V. These measurement results are in good agreement with the simulation results obtained with Ansoft HFSS as given in Figure 7 (b).

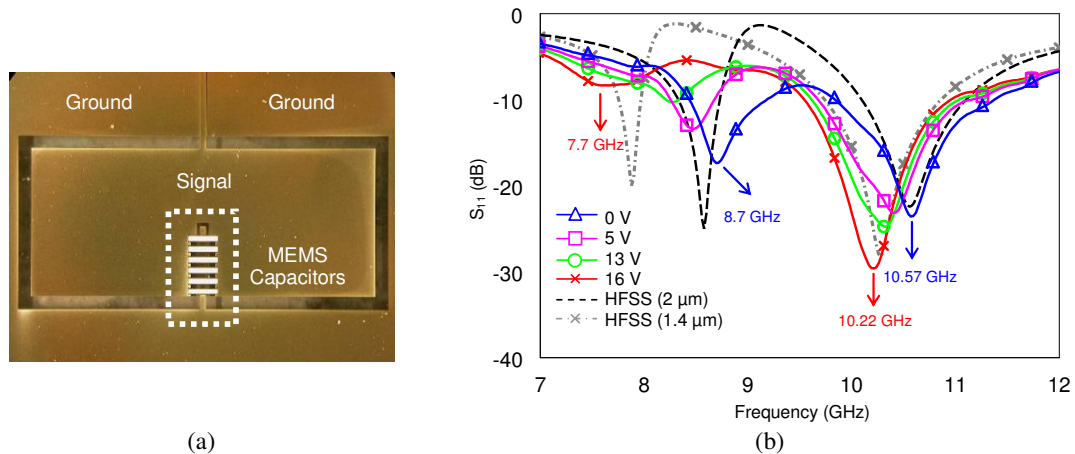


Figure 6. (a) The photograph of the rectangular slot antenna loaded with MEMS capacitors. (b) The measurement results of the slot antenna for different actuation voltages.

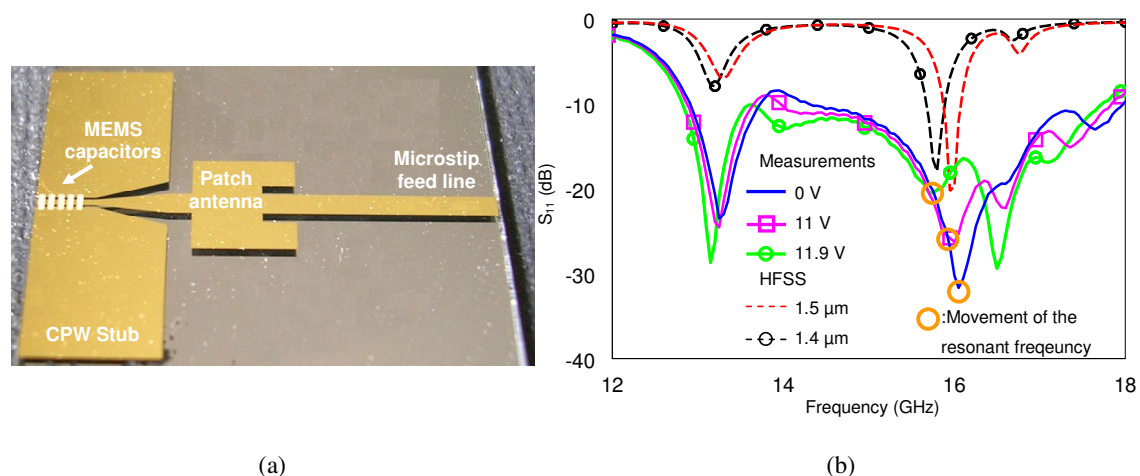


Figure 7. (a) The photograph of the patch antenna loaded with MEMS capacitors. (b) The measurement results of the patch antenna for different actuation voltages.

5. Phased arrays

This section presents the phased array system designed at 15 GHz employing 3-bit DMTL type phase shifters which are monolithically integrated with the feed network of the system and the radiating elements on the same substrate [6]. The phase shifter can give 0° - 360° phase shift with 45° steps at 15 GHz which is used to obtain various combinations of progressive phase shift in the excitation of radiating elements. The phased array is composed of four linearly placed microstrip patch antennas. Figure 8 (a) shows the photograph of the phased array fabricated on a glass substrate. The digital phase shifter used in the system is composed of a periodically loaded high-impedance transmission line ($> 50 \Omega$) with MEMS bridges in series with lumped capacitors, forming a DMTL. Figure 9 (a) and (b) shows the unit cell of the fabricated DMTL phase shifter and its circuit model []. Measured inserted phase shifts for different states are shown in Figure 9 (c). Figure 8 (b) shows the measured radiation pattern results for different progressive phase shift. The main beam can be steered by 4° , 14° as the phase shifter states are adjusted accordingly.

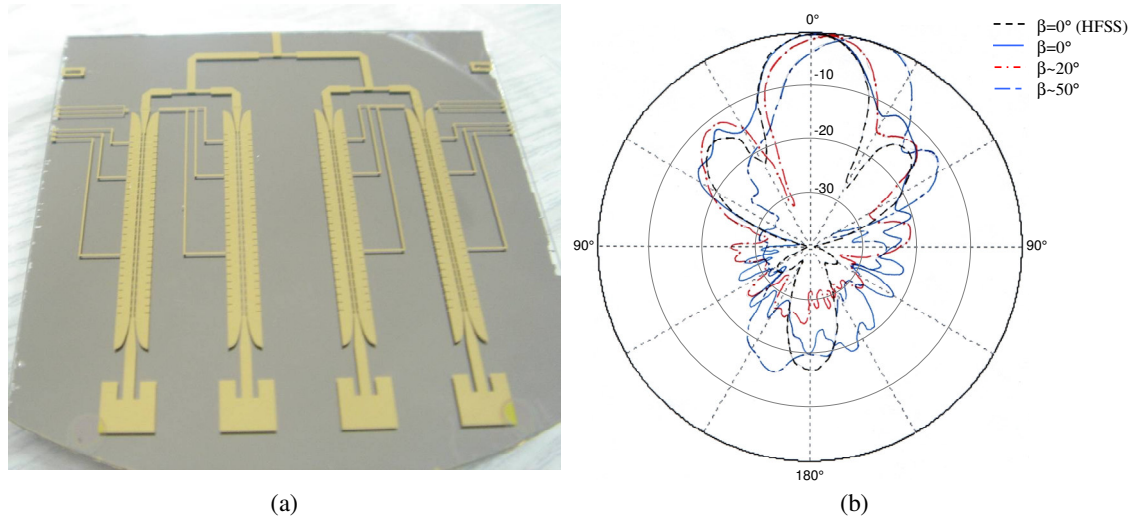


Figure 8. (a) Photograph of the fabricated phased array. Total chip size is about $6 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$. (b) Radiation pattern of the array for different progressive phase shift values.

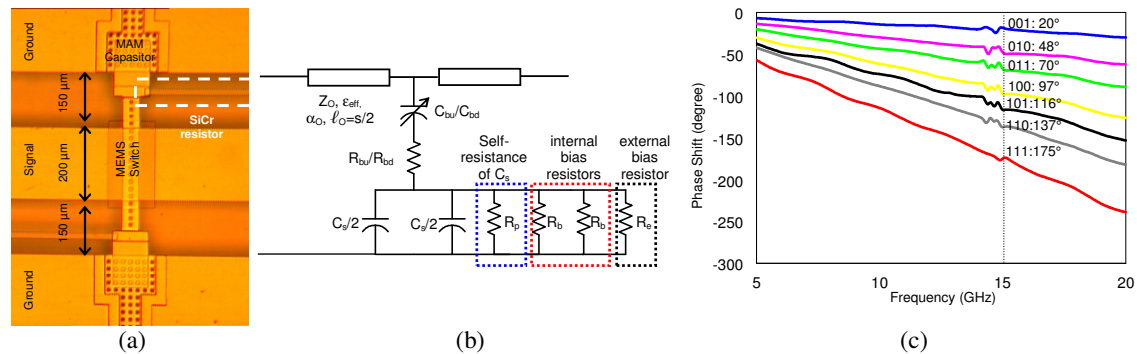


Figure 9. (a) Photograph of the unit cell of a phase shifter (b) Circuit model of a unit cell of phase shifter (c) Phase shift vs. frequency plot obtained for 8 states of the 3-bit RF MEMS phase shifter.

Another application of the MEMS technology is to use MEMS components in reflectarrays to scan the beam. In this work, in order to control the phase of the wave reflected from each element of reflectarray, the lengths of the microstrip lines are changed using RF MEMS series switches [7]. Thus, progressive phase shift between the elements are changed and reflectarray with reconfigurable main beam is obtained by the help of MEMS technology. In the proposed design, the patch antenna at 26.5GHz is printed on a glass substrate bonded to another glass substrate which contains the transmission lines with MEMS switches. Transmission line with series RF-MEMS switch is shown in Figure 10 (a). Transmission lines are coupled to the patch antenna by means of a slot in the ground layer between the two glass substrates as shown in Figure 10 (a) and (b). Control of the reflection phase from each unit element is achieved by the help of phase design curve obtained from infinite

array simulations in HFSS. The phase design curve shown in Figure 10 (c) indicates the dependence of the reflection phase on the transmission line length. Required transmission line lengths are chosen from this phase design curve. To switch the beam from broadside to 40°, two sets of lengths have been chosen by the ON-OFF states of RF MEMS switch. HFSS simulations have also been performed for transmission line with RF MEMS switch for further tuning of the phase.

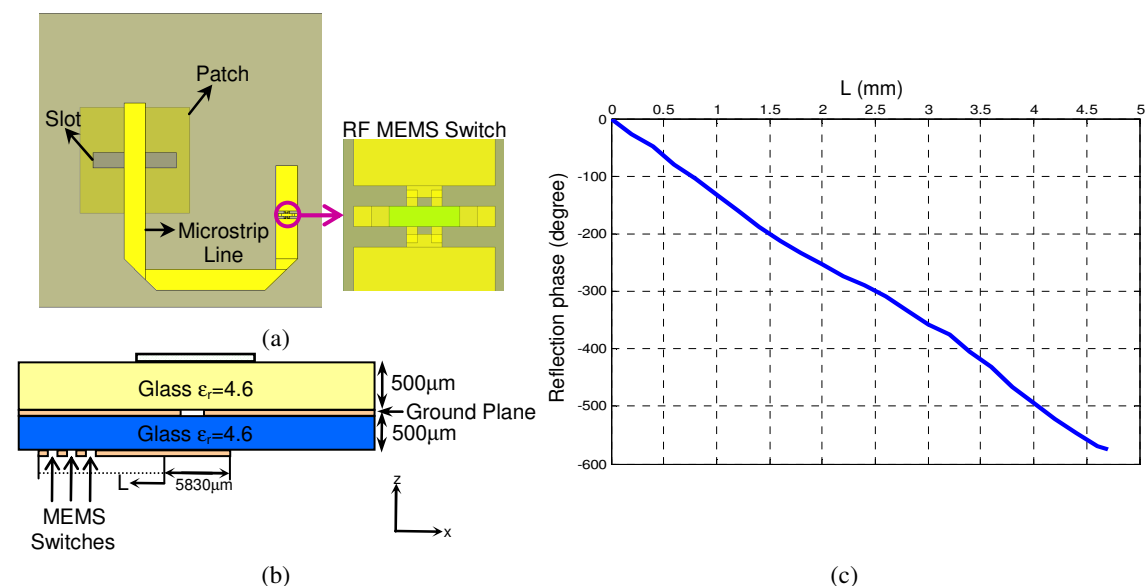


Figure 10. The back view (a) and cross section (b) of the slot coupled patch antenna. (c) Phase design curve at 26.5 GHz.

6. Conclusions

This paper reviews some examples of RF MEMS components and antennas designed and fabricated in the facilities of METU. It is shown by the measurement results that the fabricated components satisfy the design specifications. More components, as well as production, modeling and packaging studies will be presented and discussed during the presentation in the conference.

Acknowledgments

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-104E041, 104E048, 101E023 and 102E036), Turkish State Planning Organization (DPT), and AMICOM (Advanced MEMS For RF and Millimeter Wave Communications) Network of Excellence under 6th Framework Program of European Union. The authors would like to thank to METU-MET staff for their support in the fabrication.

References

- [1] G. M. Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology", Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.
- [2] H. I. Atasoy, K. Topalli, M. Unlu, I. Istanbuluoglu, E. U. Temocin, O. Bayraktar, S. Demir, O. A. Civi, S. Koc, and T. Akin, "Metal-to-Metal and Capacitive Contact RF MEMS Shunt Switch Structures", *MEMSWAVE'06, 27-30 June 2006, Orvieto-Italy*, pp.154-156.
- [3] M. Unlu, K. Topalli, H. I. Atasoy, E. U. Temocin, I. Istanbuluoglu, O. Bayraktar, S. Demir, O. A. Civi, S. Koc, and T. Akin, "A Reconfigurable RF MEMS Impedance Tuner for Impedance Matching of a Two-Stage Low Noise Amplifier", *MEMSWAVE'06, 27-30 June 2006, Orvieto-Italy*, pp.115-118.
- [4] E. Erdil, K. Topalli, M. Unlu, I. Istanbuluoglu, E. U. Temocin, H. I. Atasoy, O. Bayraktar, O. A. Civi, S. Demir, S. Koc, T. Akin, "Reconfigurable Slot Antenna with Fixed-fixed Beam Type RF MEMS Capacitors," *Proc. Eur. Conf. on Antennas and Propagation*, Nov. 6-10, on CD.
- [5] E. Erdil, K. Topalli, M. Unlu, O. Aydin Civi, and T. Akin, "Frequency tunable microstrip patch antenna using RF MEMS technology," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol.55, pp. 1193-1196, April 2007.
- [6] K. Topalli, M. Unlu, Ö. Aydin Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "A Monolithic Phased Array Using 3-Bit DMTL RF MEMS Phase Shifters", *2006 AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, 9-14 July 2006, Albuquerque-USA*, pp.517-520.
- [7] O. Bayraktar, K. Topalli, M. Unlu, I. Istanbuluoglu, E. U. Temocin, H. I. Atasoy, Ö. Aydin Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "Reconfigurable Reflectarray Using RF MEMS Technology", *Proc. Eur. Conf. on Antennas and Propagation*, Nov. 6-10, on CD.

BEAM SWITCHING REFLECTARRAY USING RF MEMS TECHNOLOGY

O. Bayraktar, K. Topalli, M. Unlu, O. Aydin Civi, S. Demir, T. Akin

Dept. of Electrical & Electronics Eng., Middle East Technical University, Ankara, Turkey, ozlem@metu.edu.tr

Keywords: Reflectarray, RF MEMS, reconfigurable antennas

Abstract

In this paper a reconfigurable reflectarray is designed where the change in the progressive phase shift between elements is obtained with RF MEMS switches in the transmission lines of unit elements composed of aperture coupled microstrip patch antenna elements. In the design, the phase errors due to nonideal phase design curve and RF MEMS switch type are reduced. It is aimed to switch the reflected beam of the reflectarray between broadside and 40 degrees. To show the validity of the design procedure, a prototype of 20x20 reflectarray is designed and produced. The measurement results of the prototype reflectarray show that the main beam can be directed to the 40 degrees as desired.

1 Introduction

The reflectarrays are planar or curved surfaces that direct the incident electromagnetic field from feed antenna to a desired direction. In general, to design a reflectarray, the first step is to obtain reflection phase characteristics with respect to a parameter of the array geometry (such as size of the patch, length of the transmission line etc.), namely, phase design curve [3,8]. By inserting RF MEMS switches in the reflectarray elements, it is possible to provide different phase shift values. Recently, the reconfigurable reflectarrays using RF MEMS switches have been reported, [1,2,6,7] by using different types of RF MEMS switches and different phase shifter structures. In this paper an aperture coupled microstrip patch antenna (ACMPA) configuration shown in Figure 1 is used as a reflectarray unit element. The phase shifting geometry is the variable length transmission line below the microstrip feed substrate. The transmission line is coupled to the microstrip patch antenna through the aperture on the ground plane between two substrates.

The phase design curve of the reflectarray is required to have low sensitivity in order not to be affected from the inaccuracies in the production of the phase shifter geometry [3]. It is also important to have a linear phase design curve in terms of expressing the transmission line lengths as a linear function of the calculated reflection phase values needed to reflect the electromagnetic field to a desired direction and this brings simplicity in determining the transmission line lengths.

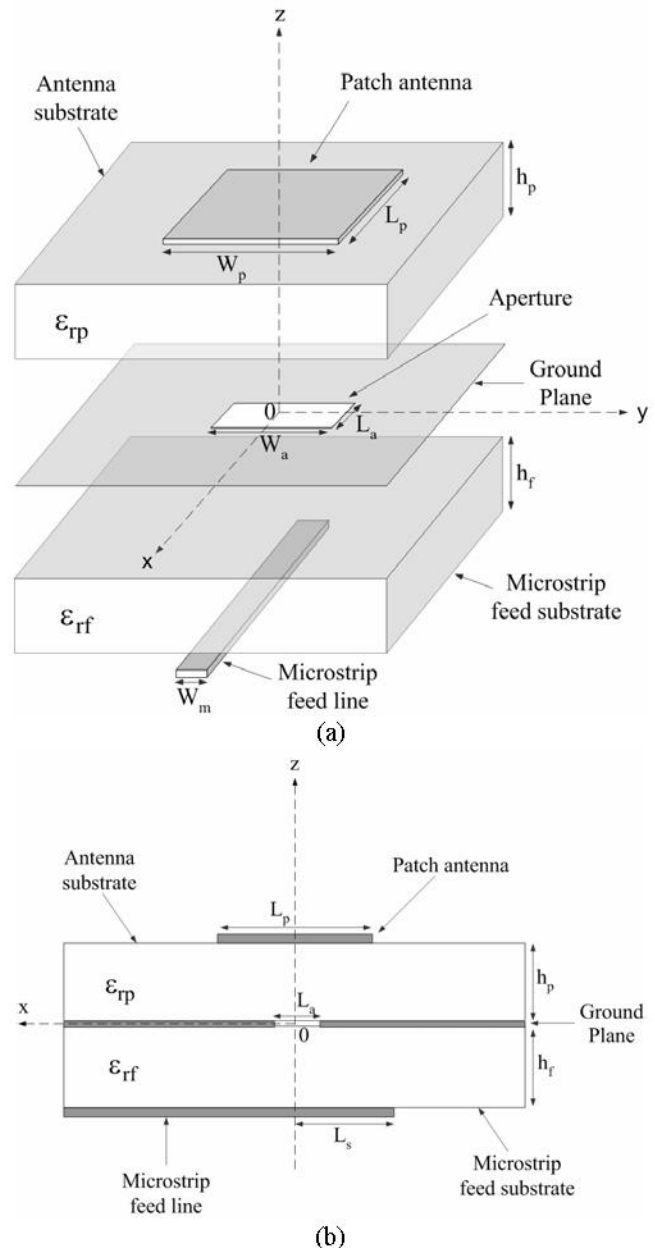


Figure 1 (a) Expanded and (b) side view of an aperture coupled microstrip patch antenna.

The reconfigurable reflectarray design is made simply by matching the ACMPA to the free space and inserting the phase shifter part containing RF MEMS switches to the matched ACMPA. Hence, the electromagnetic field incident

to the patch couples to the transmission line through an aperture at the ground plane. Then it takes required phase shift at the phase shifter part and reflects back to the patch antenna through the aperture. RF MEMS switches sustain the reconfigurability in the reflectarray to rotate the main beam direction. In this paper, series and shunt RF MEMS switch types are examined. Series configuration is used to connect two transmission lines when the switch is in down state [9]. The shunt configuration is connected to a quarter wavelength open circuited radial stub at the frequency of interest and it is used to short circuit the transmission line when the switch is in down state at the distance where shunt switch is located. These two configurations bring different mutual coupling effects and isolation characteristics. In the reflectarray designed in this work, to provide a linear phase design curve series RF MEMS switch is preferred as explained in Section 2 in detail.

A prototype of 20x20 element reflectarray without switches is build and measured to validate the concept. Measurement results are given in Section 3. Reflectarray with RF MEMS switches to rotate the beam from broadside to 40 degrees is designed. Production of this array with the standard surface micromachining process developed at Microelectronics facilities of Middle East Technical University is still in progress.

2 Reconfigurable Design

The reconfigurable aperture coupled microstrip reflectarray includes the RF MEMS switches to change the lengths of the transmission lines at the phase shifter part in the unit cell element shown in Figure 2. As the first step, aperture coupled microstrip patch antenna with dimensions given in Table 1 is matched to the free space. The glass substrate with thickness $h_p=h_f=0.5\text{mm}$ and dielectric constant $\epsilon_{tp}=\epsilon_{rf}=4.6$ is used as an antenna and transmission line substrate. Then the unit cell composed of the first antenna configuration (Antenna1 in Table 1) is simulated by inserting master and slave boundary conditions at the borders in the commercial EM simulation tool HFSS by Ansoft. The element spacing is half a wavelength in both directions. The unit cell is excited with a linearly polarized plane wave considering the polarization of the patch antenna and the phase of the reflected field is evaluated by the help of field calculator in HFSS for each value of L incremented in the direction shown in Figure 2. Hence, phase design curve, which is a graph of the reflection phase as a function of the length of the transmission line is obtained for the configuration Antenna1 and given in Figure 3. Since the transmission line of the ACMPA is incremented only in one direction and the other part is used as a matching stub with length L_s one can obtain several times of 360 degrees which helps to increase the bandwidth [5]. Then the transmission line on glass substrate with $W_m=0.4\text{mm}$ is simulated in HFSS and compared with the phase design curve obtained from the first antenna configuration. It is seen in Figure 3 that the phase design curve and the ideal curve for the first antenna configuration does not follow each other well. By playing with the dimensions of the first antenna

configuration, the phase design curve can be made closer to the ideal simulation [4]. The second antenna configuration parameters of which are shown in Table 1 is obtained by applying a slight change in the size of the patch and slot of the first antenna configuration. The phase design curve of the second antenna configuration fits well with the ideal curve as shown in Figure 3.

The reflectarray is fed by a horn antenna and the required values of L for each element are calculated from the required phase values to reflect the beam to the desired direction [8]. In this study, a reflectarray is designed to switch the main beam between broadside and 40 degrees at 26.5GHz. Hence two different L values are required for each element in the reflectarray and the RF MEMS switch is used to switch between two L values resulting to change the direction of the main beam.

Two different sets of L values which are L_1 and $L_1+L_2+L_3$ in Figure 2 are determined from the phase design curve of the second antenna configuration. The RF MEMS switch inserted between two transmission lines affects the transmission line behavior. Hence L_1 , L_3 values determined from the phase design curve needs to be altered for the fine tuning of the phases. This is done by iteratively simulating the phase shifter part which is separated from the reflectarray to save the simulation time.

	W_p	L_p	W_a	L_a	W_m	L_s
Antenna1	2.02	2.02	0.3	1.6	0.4	1.1
Antenna2	2.03	2.03	0.3	1.55	0.4	1.1

Table 1 ACMPA dimensions used in the reconfigurable design (all dimensions are in mm).

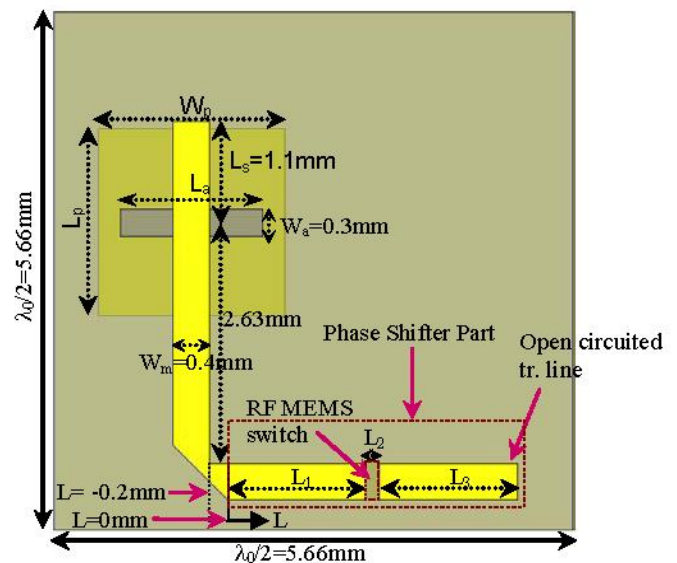


Figure 2 The unit cell structure with the reconfigurable phase shifter part.

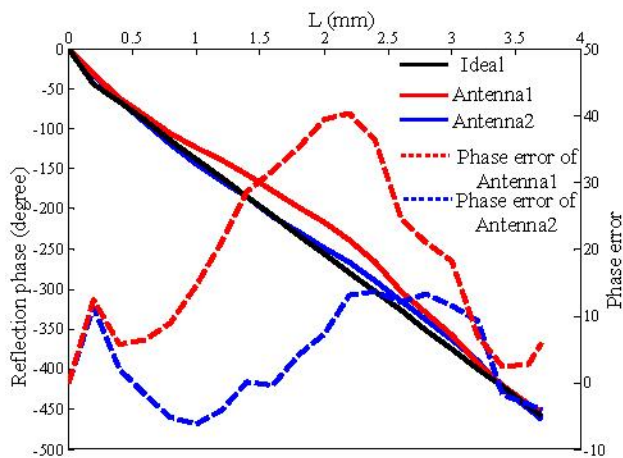


Figure 3 The comparison of the phase design curves of two different antenna configurations with the ideal curve.

Two types of RF MEMS switches are investigated to change the length of a transmission line; series and shunt configurations. Series RF MEMS switch is the bridge structure between two transmission lines. When the switch is in down position it connects two physically separate transmission lines named as Tr. Line1 and Tr. Line2 as shown in Figure 4. The s-parameters of the series RF MEMS switch are given in Figure 6. The insertion loss of the switch is greater than -0.5dB and isolation is less than -10dB which are acceptable at the frequency of interest. However, better isolation can be achieved with shunt RF MEMS switch shown in Figure 5, where the bridge is connected to an open circuited radial stub of quarter wavelength at the frequency of interest and hence the bridge is shorted. In the shunt switch configuration, Tr. Line1 and Tr. Line2 are not physically separated. When the bridge is in down state, the transmission line couples to the bridge via the dielectric layer due to the high capacitance between them and the transmission line is shorted. Hence Tr. Line1 and Tr. Line2 are electromagnetically separated from each other. The s-parameters of the shunt RF MEMS switch are shown Figure 7. The insertion loss of the shunt switch is almost the same as the series switch but the isolation of the shunt switch is much better than series switch at 26.5GHz. However, shunt switch has low bandwidth in terms of isolation characteristics and this may affect the reflectarray performance. Besides, shunt switch covers a large area due to its open circuited radial stub and introduces mutual coupling. Furthermore, choosing series switch can be seen reasonable in terms of its isolation because it connects two transmission lines and one of them is open circuited. Hence, the isolation of the series switch is not so effective in terms of power loss because the power will be reflected back at the open circuit and the losses are caused only by the dielectric losses and the radiation losses.

The series and shunt switch phase shifter structures are placed at the phase shifter part in the reflectarray constructed with second antenna configuration as shown in Figure 2. Then reflection phases are calculated for the dimensions and switch positions of the series and shunt switches shown in Table 2

and Table 3 respectively. Then the respective reflection phase values are marked at the phase design curve of the second antenna configuration in Figure 8. It is seen that the series switch configuration follows the phase design curve better than the shunt switch configuration. The reason for the difference of the reflection phase values for shunt switch configuration is the mutual couplings due to the open circuited radial stub covering large area. Hence the series switch configuration shown in Figure 4 is chosen in the unit cell of the reconfigurable reflectarray antenna operating at 26.5GHz.

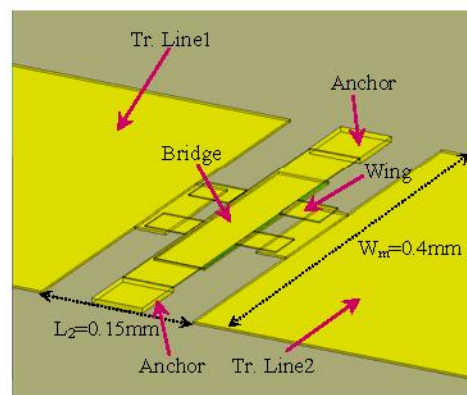


Figure 4 The perspective view of the series switch.

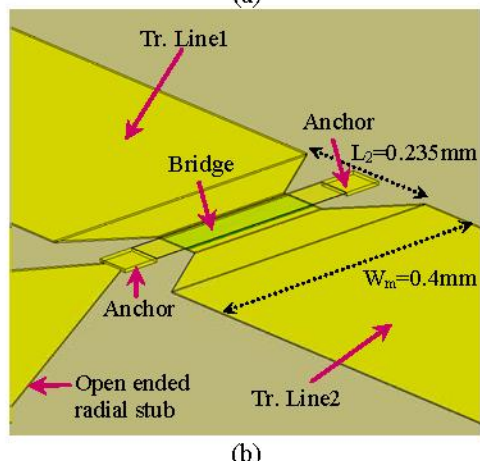
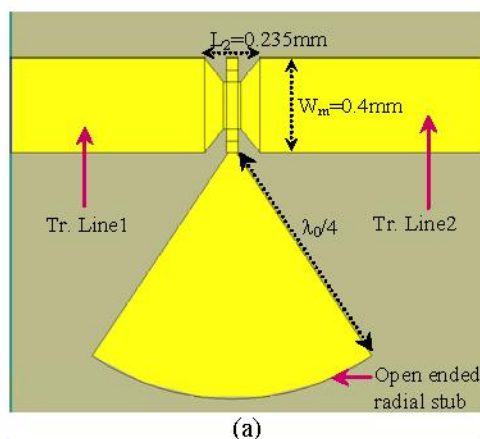


Figure 5 (a) The top and (b) the perspective views of the shunt switch.

L1 (mm)	L3 (mm)	Bridge Position
0.75	0.75	up
1	0.35	up
1.25	0.5	up
1.5	1.5	up
1	0.35	down
1.25	0.5	down
1.5	1.5	down

Table 2 The phase shifter with series switch dimensions for which the reflection phases are calculated at Figure 2.

L1 (mm)	L3 (mm)	Bridge Position
1	0.35	up
1.25	0.5	up
1.5	1.5	up
0.75	0.75	down
1	0.35	down
1.25	0.5	down
1.5	1.5	down

Table 3 The phase shifter with shunt switch dimensions for which the reflection phases are calculated at Figure 2.

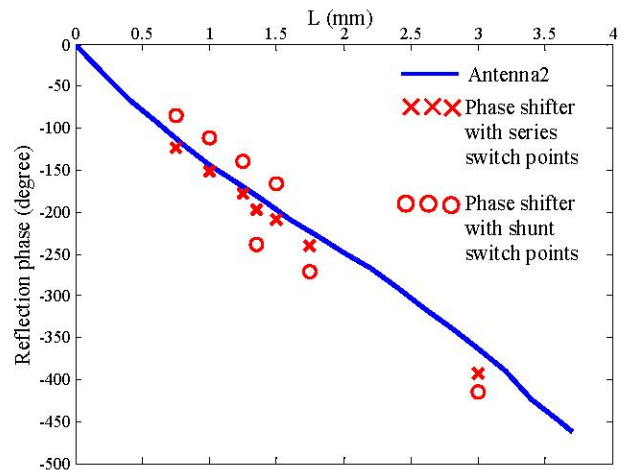


Figure 8 Comparison of the phase values calculated by using the series and shunt RF MEMS switches at the phase shifter part and phase design curve of the second antenna configuration.

3 Prototype Design

The prototype of 20×20 aperture coupled microstrip patch reflectarray with the required transmission line lengths to rotate the beam to 40 degrees is designed and produced to validate the concept of beam switching reflectarray. Reflectarray consisting of microstrip patch antennas of length $L_p = 2.5\text{mm}$ and width $W_p = 2.5\text{mm}$ is printed on Rogers4003 ($\epsilon_{rp} = 3.38$) materials with thickness $h_p = 0.51\text{mm}$. An aperture with dimensions of length $L_a = 1.85\text{mm}$ and width $W_a = 0.4\text{mm}$ on ground plane sustains the coupling between the patch antenna and the transmission line with dimensions $W_m = 0.4\text{mm}$ and $L_s = 1.2\text{mm}$. The element spacing is half wavelength in both directions. The phase design curve for the prototype reflectarray shown in Figure 9 is obtained as described in reconfigurable design. The phase design curve is almost linear. Furthermore, it includes the effects of the mutual couplings due to neighboring elements as if elements are in infinite array.

The prototype reflectarray is designed to be fed by a horn antenna such that the phase center of the horn antenna is fixed relative to the center of the reflectarray as shown in Figure 10. Then the paths between each unit element and the phase center of the horn antenna are calculated. Hence the phase values of incident field for each element are determined. These phase values are compensated by choosing proper transmission line lengths using phase design curve shown in Figure 9 for each element to give required phase shift to reflect the electromagnetic field to 40 degrees in H-plane. The designed reflectarray is produced using PCB technology. The measurement results shown in Figure 11 are in a good agreement with the simulated data. The measurement results for different frequencies show that the main beam deflects from 40 degrees by an angle of 2 degrees in 2GHz band.

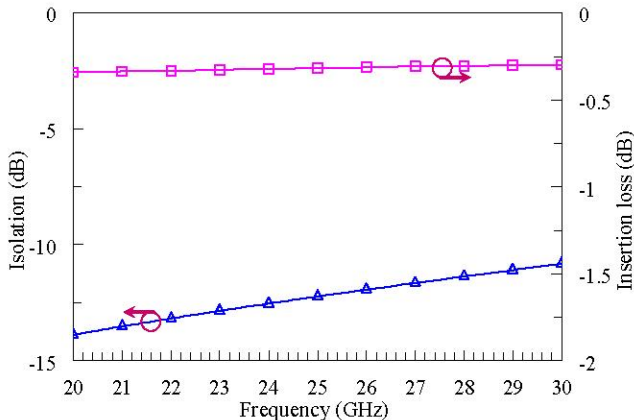


Figure 6 The s-parameters of the series switch.

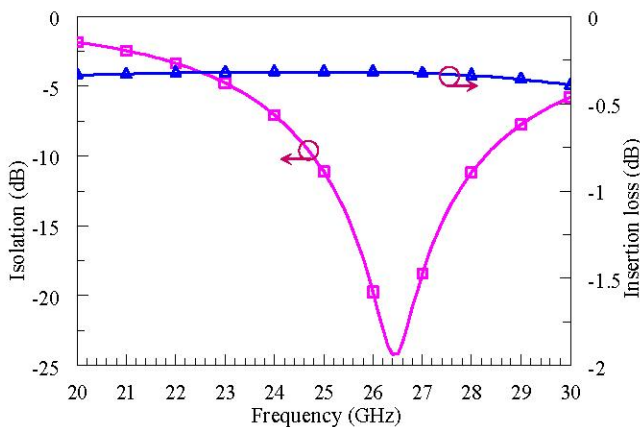


Figure 7 The s-parameters of the shunt switch.

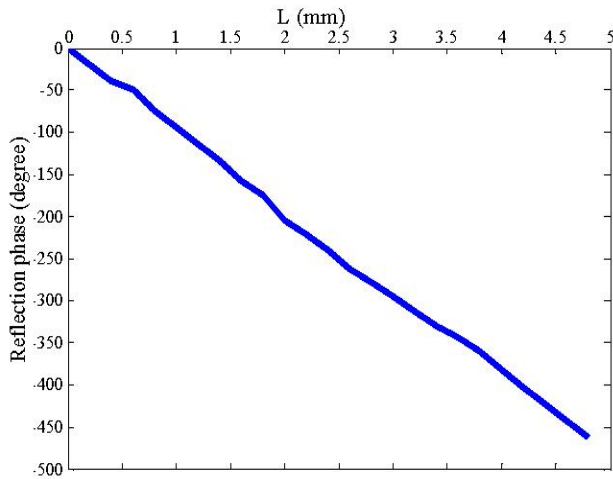


Figure 9 Phase design curve of the prototype reflectarray.

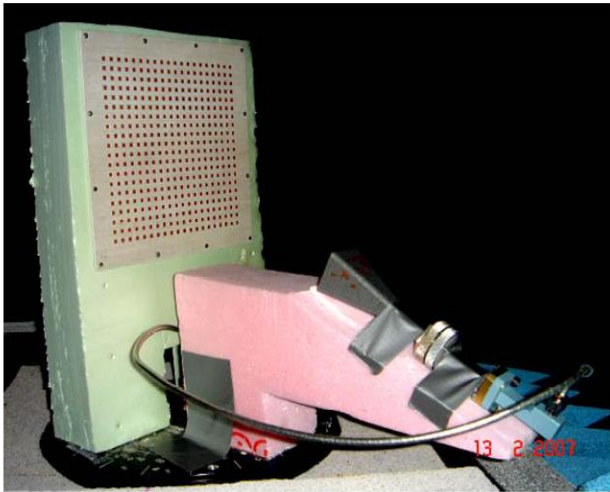


Figure 10 Measurement set up of the prototype reflectarray antenna.

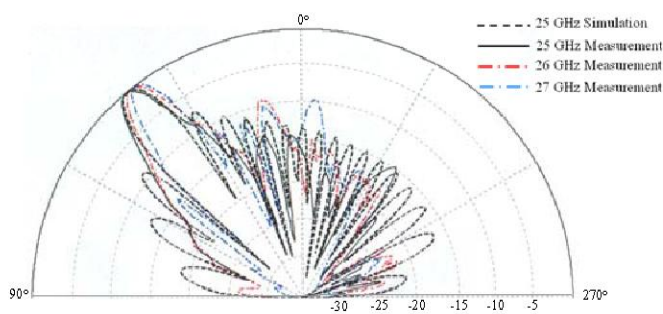


Figure 11 Measurement results of the prototype antenna.

4 Process Flow

After the prototype measurements, design of reflectarray with RF MEMS switches has been finalized and masks were drawn as shown in Figure 12. The reflectarray will be fabricated on 500 μm -thick Pyrex 7740 glass substrates ($\epsilon_r=4.6$, $\tan \delta=0.005$) using the surface micromachining based

process developed at the Middle East Technical University Microelectronic Facilities (METU-MET).

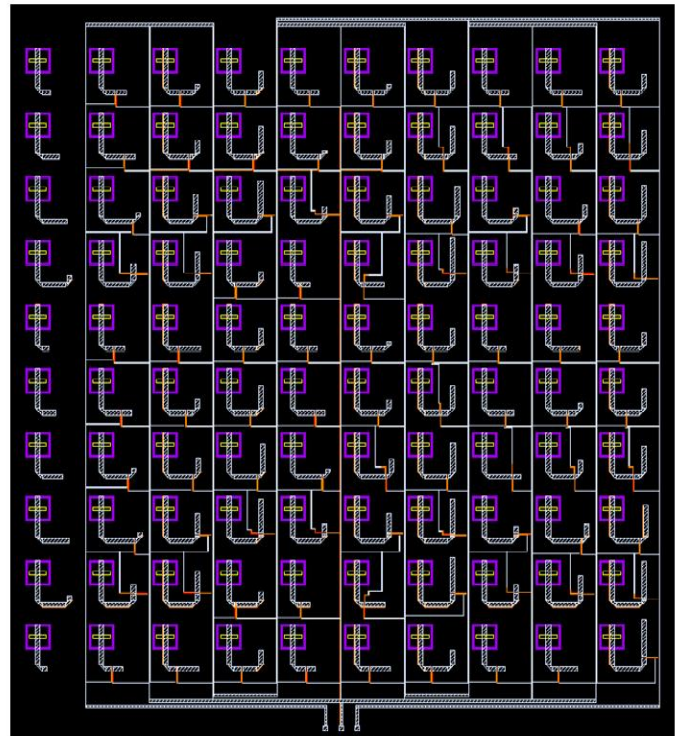


Figure 12 Mask layout of 10x10 Reflectarray with RF MEMS switches.

In the process flow, first both of the wafers will be coated with gold and patterned to construct the aperture on ground plane. Then both wafers will be bonded at the aperture sides to have a common ground plane and aperture. Structural layers are processed as shown in Figure 13: (a) The process starts with 2000- \AA thick Si-Cr resistive layer deposition by sputtering and patterning by wet etching. The next is the sputtering of a 100/3000- \AA thick Ti/Au layer, which is required as the seed layer for electroplating of the base metallization. The base metallization layer is formed using a 2- μm thick gold layer, which is electroplated inside the regions defined by the mold photoresist. The remaining Ti/Au seed layer is etched using wet etching with selective titanium and gold etchants. (b) A 3000 \AA -thick Si_3N_4 layer is coated as the DC isolation layer using plasma enhanced chemical vapor deposition technique (PECVD) and patterned using the reactive ion etching (RIE) technique. (c) The next step is the spin-coating of the photodefinable polyimide, PI 2737, as the 2- μm thick sacrificial layer. (d) Then, a 1- μm thick gold layer is sputter-deposited and patterned as the structural layer. (e) The sacrificial layer is wet etched in the SVC-175 photoresist stripper, rinsed in IPA, and dried in a supercritical point dryer.

The switch structure produced using this standard process developed at METU-MET is shown in Figure 14.

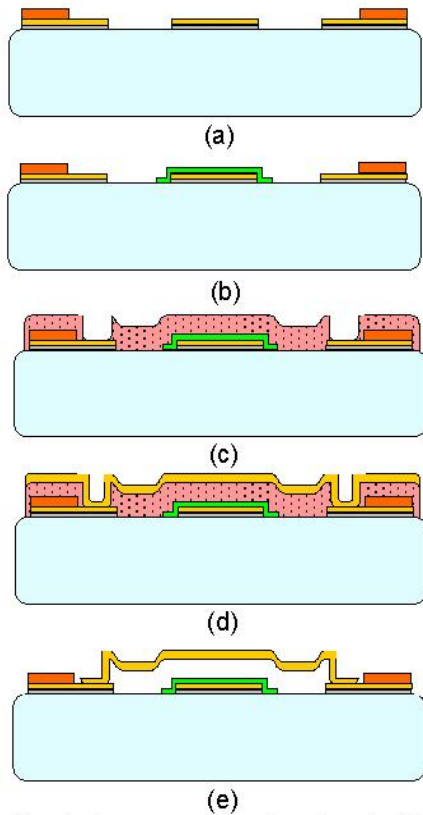


Figure 13 Standard process flow developed at METU-MET for the production of the RF MEMS switch.

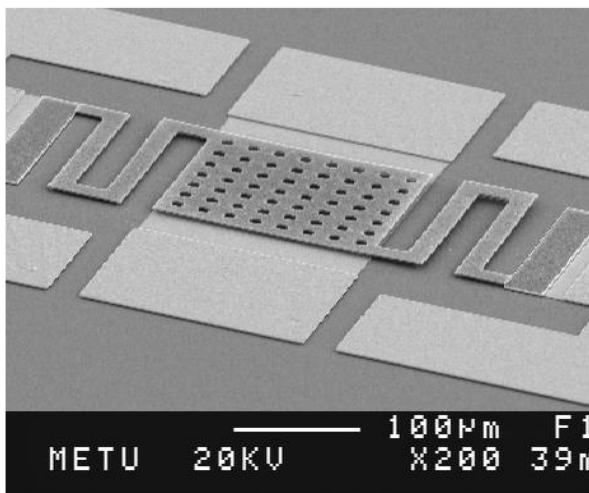


Figure 14 The SEM photo of the RF MEMS switch.

4 Conclusion

A reconfigurable aperture coupled microstrip patch reflectarray with RF MEMS switches has been designed to switch the beam between broadside and 40 degrees. The designed reflectarray will be fabricated using the standard surface micromachining process developed at Microelectronics facilities of Middle East Technical University.

Acknowledgements

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEEAG-104E041), Turkish State Planning Organization (DPT), and AMICOM (Advanced MEMS For RF and Millimeter Wave Communications) Network of Excellence under 6th Framework Program of European Union.

References

- [1] O. Bayraktar, K. Topalli, M. Unlu, I. Istanbuluoglu, E. U. Temocin, H. I. Atasoy, O. A. Civi, S. Demir, S. Koc, T. Akin, "Reconfigurable Reflectarray using RF MEMS Technology," European Conference on Antennas and Propagation, Nice, France, 6-10 November 2006.
- [2] Béatrice Pinte, et al. "A reflectarray Antenna in Ka band with MEMS control", ANTEM 2004, July 2004
- [3] M. Bozzi, S. Germani, and L. Perregrini, "Performance comparison of different element shapes used in printed reflectarrays," IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., vol. 2, pp. 219–222, 2003.
- [4] E. Carrasco, M. Barba, J.A. Encinar, "Reflectarray Element Based on Aperture-Coupled Patches With Slots and Lines of Variable Length," IEEE transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, pp.820-825, March 2007.
- [5] J.A. Encinar and J.A. Zomoza, "Broadband design of three-layer printed reflectarrays," IEEE Trans. on Antennas and Propag., vol 51, pp. 1662-1664, July 2003.
- [6] H. Legay, G. Caille, E. Girard, P. Pons, H. Aubert, E. Perret, P. Calmon, J.P. Polizzi, J-P Ghesquiers, D. Cadoret, R. Gillard, "MEMS Controlled Linearly Polarised Reflect Array Elements," 12th International symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Montréal, 16-19 July 2006.
- [7] L. Marcaccioli, B. Mencagli, R. Vincenti Gatti, T. Feger, T. Purtova, H. Schumacher, R. Sorrentino, "Beam Steering MEMS mm-Wave Reflectarrays," MEMSWAVE 2006, Orvieto, Italy, June 27-30, 2006.
- [8] D.M. Pozar, S.D. Targonski, H.D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 45, no. 2, pp. 287-296, Feb. 1997.
- [9] G. M. Rebeiz and J. B. Muldavin, "RF MEMS switches and switch circuits," IEEE Microwave Mag., vol. 2, pp. 59–71, Dec. 2001.

Millimeter-Wave Frequency Reconfigurable Slot Dipole Array with Packaged RF-MEMS Switches

Nihan Gökalg^{#1}, Özlem Aydın Çivi^{#2}

[#] *Electrical and Electronics Engineering Department, Middle East Technical University
Ankara Turkey*

²ozlem@metu.edu.tr

^{*} *ASELSAN Inc. Radar Electronic Warfare and Intelligence Systems Department
Ankara Turkey*

¹ngokalp@aselsan.com.tr

Abstract— This paper presents a frequency reconfigurable slot dipole array operating at millimeter-wave frequency band. Dual frequency operation of the array is achieved by using commercial packaged RF-MEMS switches. RF-MEMS switches located on the dipole arms control the electrical length of the slot and enable dual frequency operation.

I. INTRODUCTION

Recently, reconfigurable antennas have attracted significant interest due to their high adaptation with changing system requirements. Specifically, dual frequency operation capability of an antenna decreases system size significantly, since use of one antenna unit is sufficient instead of two different antenna units for different frequencies. Various methods are reported in the literature to achieve frequency reconfiguration ([1]-[4]). In millimeter-wave applications, MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) devices have proven their usefulness with their small size, low insertion loss and improved performance compared to their semiconductor counterparts. In addition, packaged RF-MEMS switches makes possible the hybrid integration of switches on the antennas and decreases the fabrication cost and burden.

This paper presents a dual-frequency reconfigurable antenna array operating at millimeter-wave band. Array of coplanar waveguide (CPW) fed slot dipole elements monolithically integrated by MEMS switches has been designed at X- and K-band in [5] but not manufactured yet. Furthermore, in this study hybrid integration of MEMS switches with the antenna will be performed. The packaged RF-MEMS switches integrated with a slot dipole antenna provide dual frequency operation. In the following sections, the array structure, operation of the antenna and EM simulation results in the form of input return loss, current distribution and radiation patterns are presented.

II. ANTENNA DESIGN

The dual frequency array is composed of 2 linearly placed frequency-tunable slot dipole elements and a CPW-based feed network. CPW transmission lines are used in the corporate

feed network of 2-element linear array due to its advantages over a microstrip feeding network, such as less dispersion, easier combination with MEMS and active devices [6]. Fig. 1 shows the schematic view of the dual-frequency array.

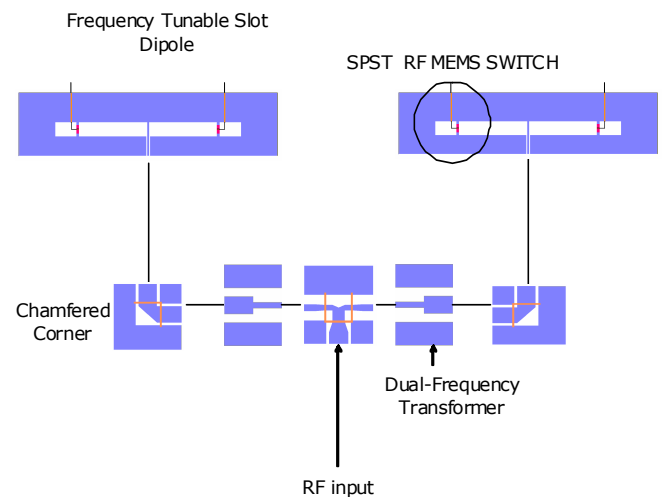


Fig. 1 The schematic view of 2-element reconfigurable slot dipole antenna array structure with MEMS switches

A. Slot Dipole Antenna

Coplanar patch antennas have advantages over microstrip patch antennas, such as easy integration with MEMS components and other active components. Due to this feature, these antenna structures are more preferable for reconfigurable antenna applications. Fig. 2 shows the CPW fed slot dipole antenna structure with RF-MEMS switches used in the array. For the antenna, a 10 mil-thick Rogers 6002 Duroid ($\epsilon_r=2.94$) substrate with 0.5 Oz Copper has been used. The operation frequency of the slot antenna is determined by the length of the slot. Also, it is stated in [7] that, in addition to the length of the slots, height of the dielectric substrate controls the resonance frequency. Slot width and feed line parameters control the return loss level. In fact, slot dipole antennas exhibit 40-70 Ω input impedance when the total

length is about $0.8-0.9\lambda_g$ at the frequency of interest. Dual frequency operation of the slot dipole antenna is achieved by using packaged RF-MEMS switches. SPST MEMS switches operating up to 40 GHz produced by RADANT are used in the array. The functional block diagram of this switch is shown in [8]. These RF MEMS switches are located on the arms of the CPW slot dipole antenna as shown in Fig. 2 by using bonding techniques. DC bias pads of the switches are placed under the substrate. Common DC bias is applied by using vias to the gate terminals of the switches. When the switches are in the up state, the total length of the dipole is equal to $0.85\lambda_g$ (L_1), and it resonates at 25 GHz. The length of the dipole is equal to $0.7\lambda_g$ (L_2) when the switches are in the down state (DC voltage (~ 70 volt) is applied between the gate and source electrodes) and it resonates at 35 GHz.

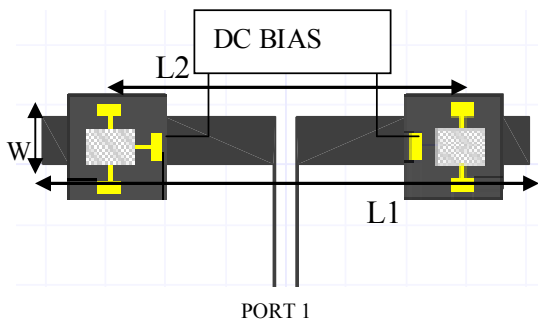


Fig. 2 The schematic view of reconfigurable slot dipole antenna with MEMS switches located on the arms to control resonant frequency with DC bias pad.

B. Reconfigurable Slot Dipole Antenna Design

CPW fed slot dipole antenna at two different lengths operating at 25 and 35 GHz has been designed by using ANSOFT Designer V2. The schematics and dimensions of the antennas are given in Fig. 3 (a) and (b) for the operation at 25 GHz and 35 GHz, respectively.

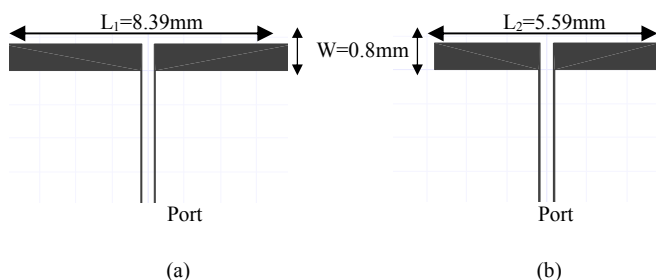


Fig. 3 Ansoft Designer schematic models of slot dipole antennas operating at (a) 25 GHz (b) 35 GHz

Radiation of the CPW slot antenna is caused by the fields in slot arms. In order to observe the radiation mechanism on the

slot arms, equivalent current distribution on the slots is obtained using Ansoft Designer V2. Fig. 4 shows the equivalent current distribution of the antenna operating at 35 GHz.

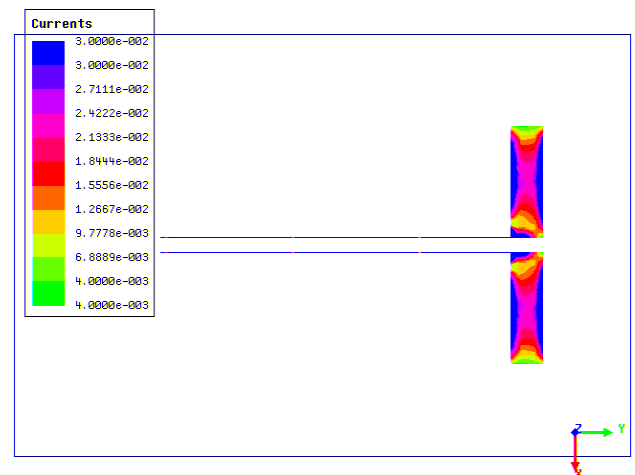


Fig. 4 Current distribution of slot dipole antenna at 35 GHz

Input return loss graphs of the antennas operating at 25 GHz and 35 GHz obtained by simulations are plotted in Fig. 5. As seen from the figure, antennas resonate at the design frequencies.

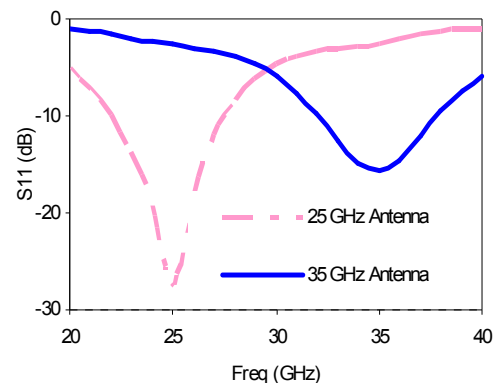


Fig. 5 S-Parameter simulation results of slot dipole antennas operating at 25 GHz and 35 GHz.

Far field simulations of the prototype structures have been performed and shown in Fig. 6 and Fig. 7. E-plane simulations of the antennas operating at 25 GHz and 35 GHz shows that antenna patterns do not change with respect to frequency variation, as expected.

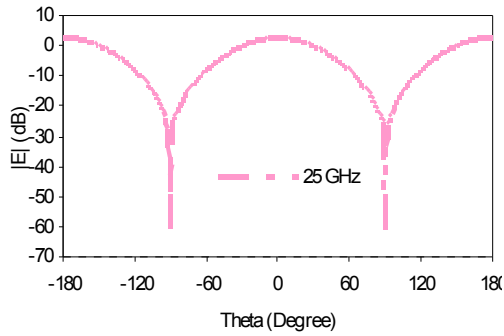


Fig. 6 E-Plane electric field patterns of single dipole antennas at 25 GHz.

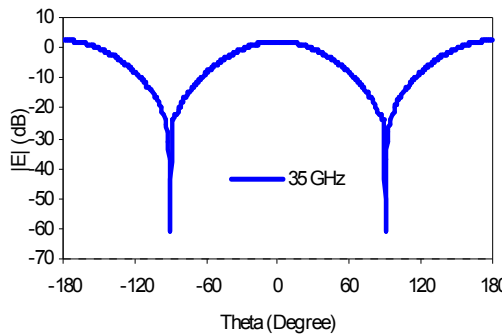


Fig. 7 E-Plane electric field patterns of single dipole antennas at 35 GHz.

C. Feed Network

The CPW-based feed network includes T-junctions, chamfered corners, and dual frequency transformers to match the input impedance at both resonant frequencies (25 GHz and 35 GHz) of the antennas. The dual frequency transformer presented in this study is used to transform 50-Ω input impedance of the antennas to 100-Ω impedance at the two ports of the T-junction [9]. The circuit schematic and parameters of the designed transformer are given in Fig. 8.

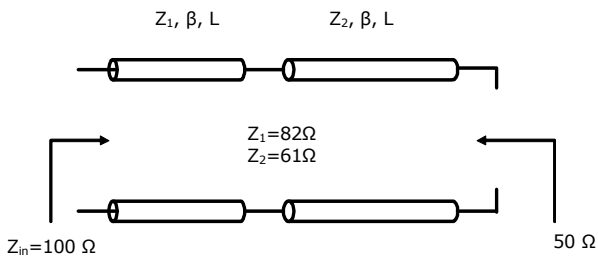


Fig. 8 The circuit schematic view of the dual-frequency transformer

In conclusion, a reconfigurable dual frequency slot dipole array operating at millimeter-wave band has been presented. Reconfigurable dual frequency operation is provided by RF-MEMS switches integrated on CPW fed slot antenna produced on Duroid substrate in a hybrid fashion. Measurement results will be presented in the conference. It is possible to increase the number of elements in the array structure to enhance the directivity of the antenna array.

ACKNOWLEDGMENT

This work is partially supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-104E041 and 107E090) and COST IC0603 ASSIST.

REFERENCES

- [1] B. Markus, K. Mikko, S. Erkki, and J. Heli, "Frequency Reconfigurable Microstrip-Fed Annular Slot Antenna," *Antennas and Propagation EuCAP 2006 First European Conference* Page(s):1 – 6 Nov. 2006.
- [2] S.L.S. Yang, A.A. Kishk, K.F. Lee, "Frequency Reconfigurable U-Slot Microstrip Patch Antenna" *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* Volume 7, 2008 Page(s):127 – 129
- [3] G.H. Huff, J. Feng, S. Zhang, J.T. Bernhard, "A novel radiation pattern and frequency reconfigurable single turn square spiral microstrip antenna" *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* Volume 13, Issue 2, Feb. 2003 Page(s):57 – 59
- [4] D. L. Sengupta, "Resonant Frequency of a Tunable Rectangular Patch Antenna," *Electronics Letters*, vol. 20, pp.614-615, 1984
- [5] Kagan Topalli, Ozlem Aydin Civi, Simsek Demir, Sencer Koc, and Tayfun Akin, "Dual-Frequency Reconfigurable Slot Dipole Array with a CPW-Based Feed Network using RF MEMS Technology for X- and Ku-Band Applications," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE* Volume , Issue , 9-15 June 2007 Page(s):825 - 828
- [6] M. Riaziat, R. Majidi-Ahy, and I. Feng, "Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 245–251, Mar. 1990.
- [7] A. A. Eldek, A. Z. Elsherbeni, C. E. Smith and K-F Lee, "Wideband slot antennas for radar applications," *Proc. IEEE Radar Conf*, Huntsville, AL, May 2003, pp. 79-84.
- [8] RADANT SPST, Broadband (0–40 GHz) RF-MEMS Switch Datasheet. <http://www.radantmems.com/radantmems.data/Library/Radant-Datasheet200_1.5.pdf>
- [9] C. Monzon, "A Small Dual-Frequency Transformer in Two Sections," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol.51, pp.1157-1161, April 2003.

Beam Switching Reflectarray with MEMS Controls

Omer Bayraktar, Ozlem Aydin Civi, and Tayfun Akin

Middle East Technical University, Dept. of Electrical & Electronics Eng. 06531 Ankara, TURKEY
email: bomer@metu.edu.tr, ozlem@metu.edu.tr

Abstract— This paper presents a 26.5 GHz beam switching reflectarray monolithically fabricated on glass substrate with the RF MEMS switches. The array is formed using 10x10 aperture coupled microstrip patch antenna (ACMPA) elements. RF MEMS switches are implemented on the transmission lines in order to sustain the beam switching. A prototype of a reflectarray with 90 RF MEMS switches is monolithically produced using an in-house surface micromachining process including the wafer bonding steps. The measurement result shows that the beam can be switched to $\sim 40^\circ$ as required.

I. INTRODUCTION

A reflectarray consist of a planar reflecting surface of printed elements and illuminated by a feed horn antenna. Microstrip reflectarray combines the advantages of the microstrip phased arrays and the parabolic reflector antennas. Printed reflection surfaces have low weight, low profile, low cost and they can be conformed to any given surface. Moreover, losses of the feed network in phased arrays are eliminated by the feeding through free space in reflectarray structures. In the reflectarray design, phase of the fields reflected from elements are adjusted to obtain an equiphase front to form a beam in the desired direction. In the literature, different approaches are developed in order to adjust the reflection phase from each element such as cross dipoles of variable length [1], patches of variable size [2], and microstrip patches loaded with stubs of variable length [3]. In order to steer the beam of the reflectarray without changing the position of the feed and the reflectarray, the phase shifting mechanism of the reflectarray should be reconfigurable. In the literature, the reconfigurable reflectarrays employing tunable dielectrics, varactor diodes, PIN diodes, MEMS structures (micro-motors, etc.) or RF MEMS switches have been reported [3]-[7].

RF MEMS switches have many advantages compared to their counterparts. They have low insertion loss, high isolation and linear characteristics compared to the PIN diodes and FET switches. Furthermore, RF MEMS switches can be implemented on many substrates such as glass, silicon, and ceramic. It is also possible to produce RF MEMS switches monolithically integrated with the other microwave components. The RF MEMS switches have low cost and high electrical performance which make RF MEMS switches the best candidate for the construction of reconfigurable antennas [8], [9], phased arrays [10], and reflectarrays [7], [11].

In this study, the ACMA antennas are used to construct 10x10 reflectarray where the reconfigurable main beam is obtained by the help of RF MEMS switches monolithically implemented in the open ended transmission lines of unit elements. In [11], the design of this reflectarray is given. Besides, the prototype where the down-state MEMS switches

are replaced by metal shorts has been fabricated with printed circuit board technology and the measurement results demonstrating the rotation of the beam has been presented. However, in this study, fabrication steps required for this reflectarray is optimized, then the reflectarray design is finalized accordingly. Furthermore, the reflectarray prototype with functional RF MEMS switches is fabricated.

Section II presents the structure of the reconfigurable reflectarray and explains the design steps, while Section III presents the series RF MEMS switch used in the reflectarray. Section IV provides the fabrication steps and measurement results. The conclusions are drawn in Section V.

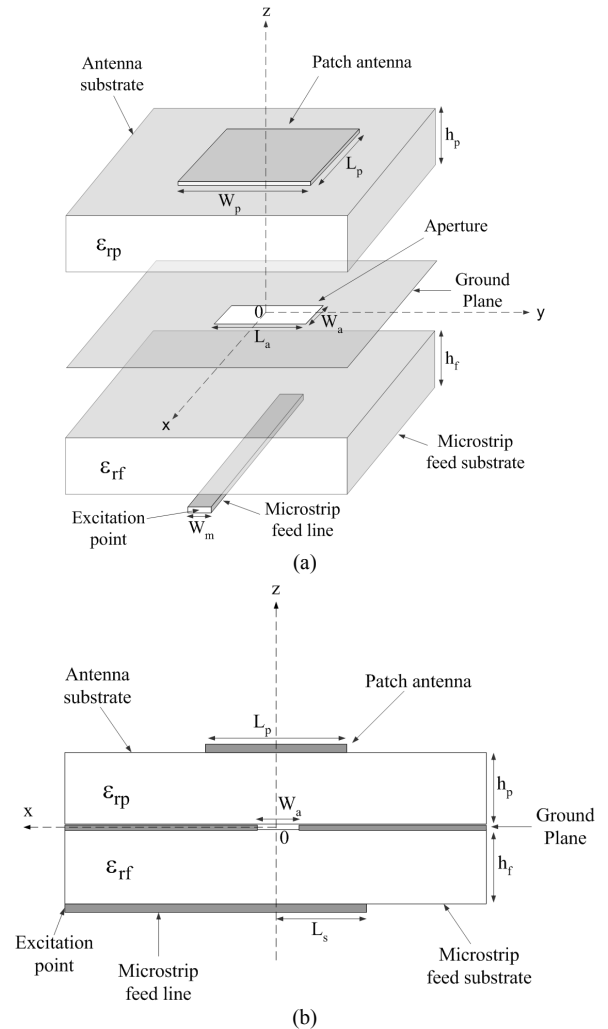


Fig. 1 (a) Expanded and (b) side view of an aperture coupled microstrip patch antenna.

II. RECONFIGURABLE REFLECTARRAY DESIGN

ACMPA elements are linearly placed with $\lambda_0/2$ spacing in both directions to form a 10×10 element reconfigurable reflectarray which operates at 26.5GHz. The ACMPA structure is presented in Fig. 1. The design of this element is given in [11], but the parameters are repeated here for the sake of completeness. The patch antenna having dimensions $W_p=2.03\text{mm}$, $L_p=2.03\text{mm}$ is coupled to the transmission line of width $W_m=0.4\text{mm}$ through aperture of length $L_a=1.55\text{mm}$ and width $W_a=0.3\text{mm}$ on the ground plane. Both the antenna and the transmission line substrates are glass of thickness $h_p=h_t=0.5\text{mm}$, dielectric constant $\epsilon_{rp}=\epsilon_{rt}=4.6$ and $\tan\delta=0.005$. The matching stub has length $L_s=1.1\text{mm}$. The reflectarray is produced using surface micromachining and wafer bonding process developed at Middle East Technical University MEMS Center facilities (METU-MEMS). The reflectarray covers an area of approximately $6.75\text{ cm} \times 6.29\text{ cm}$. The lengths of transmission lines are changed using RF MEMS switches implemented on the transmission lines of ACMPA.

The aim in the reflectarray design is to obtain an equiphase plane after reflection to direct the beam to the desired direction as described in Fig. 2. For this purpose, total distance that the wave travels in free space which is the sum of the distance from phase center of the feed antenna to the element of the reflectarray (R_i) and the distance from the element of the reflectarray to the plane that is desired to be the equiphase surface (\vec{r}_e, \vec{r}_r) is calculated. Then the total distance is multiplied by the free space propagation constant (k_0); hence the total phase delay due to the propagation of the wave at free space is calculated for each element. Then the total phase delay from the feed to the equiphase plane at any path is made equal to $2\pi N$ by choosing required reflection phase values (Ψ_i) for each element as described in eqn. 1.

$$-k_0(R_i + \vec{r}_e \cdot \vec{r}_r) + \psi_i = 2\pi N \quad (1)$$

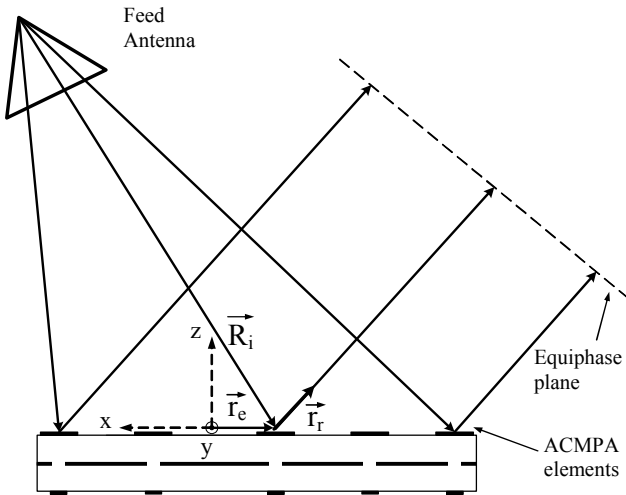


Fig. 2 The reflectarray structure and paths of the incident and reflected fields.

The reflectarray studied in this paper is fed by an offset horn antenna to prevent aperture blockage. The reflection phase values to direct the main beam toward broadside and 40° in H-plane are calculated using the procedure described in eqn. 1. Then the phase shifting unit of each element is designed to provide the calculated reflection phase value.

In the reflectarray design, a phase design curve, which is a plot of reflection phase versus the parameter responsible from the change in phase shift, is used. In this paper, the phase shifting geometry is the open ended transmission lines in the ACMPA elements. The phase design curve, which is used to determine the transmission line lengths for the corresponding reflection phase values of the array elements, is found using infinite array approach. In order to obtain the phase design curve, which also takes into account the mutual couplings of the neighboring elements, the unit cell of the reflectarray is analyzed using periodic boundary conditions in Ansoft High Frequency Structure Simulator (HFSS). The unit cell is excited with an x-polarized plane wave of amplitude 1 V/m. The phase and the amplitude of the reflected field are calculated as a function of the transmission line length, L . The phase design curve and magnitude response of the unit cell calculated at 26.5 GHz are shown in Fig. 3. The ideal phase curve in Fig. 3 is obtained by simulating the microstrip line of width 0.4mm at 26.5 GHz in HFSS. It can be seen in Fig. 3 that there is a good agreement between the ideal phase characteristics and the phase design curve. Then, the reflection phase values calculated to direct the main beam to broadside and 40° can be converted into the transmission line lengths using the phase design curve. In the array, two sets of transmission line lengths are determined to be used for broadside and 40° operations, respectively. Hence, there are two transmission line lengths needed for each element in the array except the elements in the first column because they are taken as reference in the broadside and 40° operation calculations. The series RF MEMS switches are used in the elements to change the transmission line length.

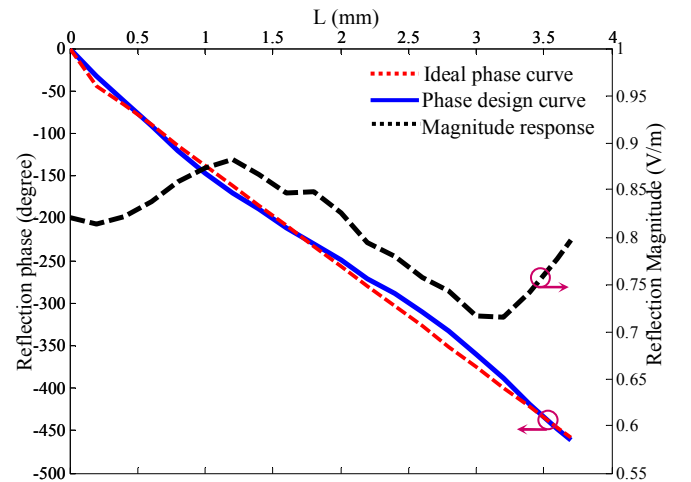


Fig. 3 The comparison of phase design curve with the ideal phase curve and the magnitude response.

It is observed from Fig. 3 that the magnitude of the reflected field changes between 0.89 V/m and 0.71 V/m as a function of L . Together with the non-uniform amplitude distribution of the illuminated field on the reflectarray surface, non-uniform magnitude response affect the radiation pattern especially the side lobe levels.

III. RF MEMS SWITCH

The series and shunt RF MEMS switch structures are examined in [11] and it is decided that using series type RF MEMS switch is more advantageous. The series RF MEMS switch used in the reflectarray is a bridge structure between two transmission lines. It connects the two physically separated transmission line pieces when the DC actuation voltage is applied between the bridge and the actuation pad as described in [11]. The gap between the transmission lines and the wings of the bridge is designed to be $2\mu\text{m}$. According to simulation results given in [11], the series RF MEMS switch has the insertion loss better than 0.5dB and isolation is better than 10dB between 20-30 GHz. The microscopy and SEM photo of the produced series RF MEMS switch is shown in Fig. 4.

The bias lines designed in [11] are used to switch the main beam to broadside and 40° in H-plane with DC actuation of the RF MEMS switches. The bias lines are composed of sputtered gold (Au) and Si-Cr layers. Au bias lines are used to bring the DC voltage near to RF MEMS switch with low voltage drop and they are close to transmission lines not more than $1500\mu\text{m}$ to avoid mutual couplings between the transmission line and Au bias line. The connection between the actuation pad and the Au bias line near the transmission line at a distance of nearly $1500\mu\text{m}$ is sustained by resistive Si-Cr bias lines the conductivity of which is optimized to be $\sigma_{\text{Si-Cr}}=10000\text{ S/m}$ in order not to disturb the RF performance of the RF MEMS switch.

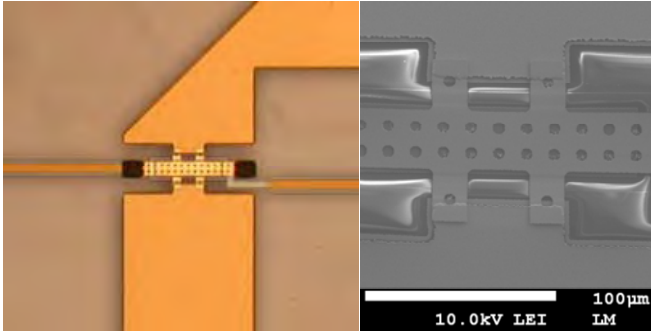


Fig. 4 The microscopy and the SEM proto of the series RF MEMS switch.

IV. FABRICATION AND MEASUREMENT RESULTS

The monolithic reconfigurable reflectarray presented in this paper is produced using the surface micromachining based process including wafer bonding step developed at the Middle East Technical University MEMS center (METU-MEMS). The substrates on which the patch antennas and transmission lines are printed are two $500\mu\text{m}$ -thick glass substrates ($\epsilon_r=4.6$, $\tan\delta=0.005$) to which gold to gold thermal compression

bonding is applied for 1 hour at 265 C° at vacuum to bond them. Then the patch antennas are patterned at one side of the bonded wafers. The other side of the bonded wafer is used to construct transmission lines with RF MEMS switches. For the protection of the patch antennas while processing the other side of the wafer, $0.8\mu\text{m}$ thick Ti layer is sputtered on the patch antennas. The process steps used in constructing RF MEMS switches in [11] are slightly modified for the fabrication of series type of switch. The base metallization is constructed using two sputtering steps instead of electroplating steps mentioned in [11]. The transmission lines are formed after the first step which is the sputtering and patterning of Ti/Au layer. Then the sputtering and patterning of another Ti/Au layer is performed to form actuation pads and to increase the thickness of the transmission lines. By this method the thickness of the transmission lines becomes larger than the thickness of actuation pads which helps to decrease the contact resistance of the series RF MEMS switch. Then, DC isolation layer Si_3N_4 is formed on the actuation pads and second metallization is formed to construct the bridge. At this point, electroplating of the anchor regions is added to the process flow given in [11] to make the bridge stronger. Finally, the bridge structure is formed and released.

We faced with a problem to cover the transmission lines with PI 2737, which is used as a sacrificial layer in the process. After an inspection with surface profiler, it is understood that the edges of the transmission lines are failed to be covered due to the large thickness of the transmission lines. As a result of this problem, the RF MEMS switches are produced in their down states.

In order to measure the radiation pattern in the H-plane of the reflectarray, the wings of the switches responsible from directing the main beam to broadside are trimmed using laser-cut to make them as if they are in upstate. Since the switches that are responsible from directing the main beam to 40° are in down state, the main beam of the reflectarray is expected to be directed to 40° . The radiation pattern of the reflectarray in H-plane is measured in the Anechoic Chamber in METU. The foam support structures are formed for the reflectarray and the feed horn antenna and the measurement setup is constructed as shown in Fig. 5. The radiation pattern is given in Fig. 6. It is observed that the main beam of the reflectarray is directed to 37° . This slight deviation from required angle 40° is due to the fact that trimming of the wings of some RF MEMS switches does not perfectly models the upstate.

To solve the problem occurred in the production of RF MEMS switches, the final thickness of the transmission lines has to be reduced. The fabrication of a new reflectarray with reduced thicknesses has been recently completed. The final thicknesses of the transmission lines are reduced and the problem is solved. Inspection of the recently produced wafers shows that all the switches in the array are functional. The characterization of the RF MEMS switches and phase shifting units by on-wafer probe station measurements has almost been completed. It is observed that the required actuation voltage is 35 V. The radiation pattern measurements of the new reflectarray will be performed and presented at the conference.



Fig. 5. The measurement setup of the reconfigurable reflectarray.

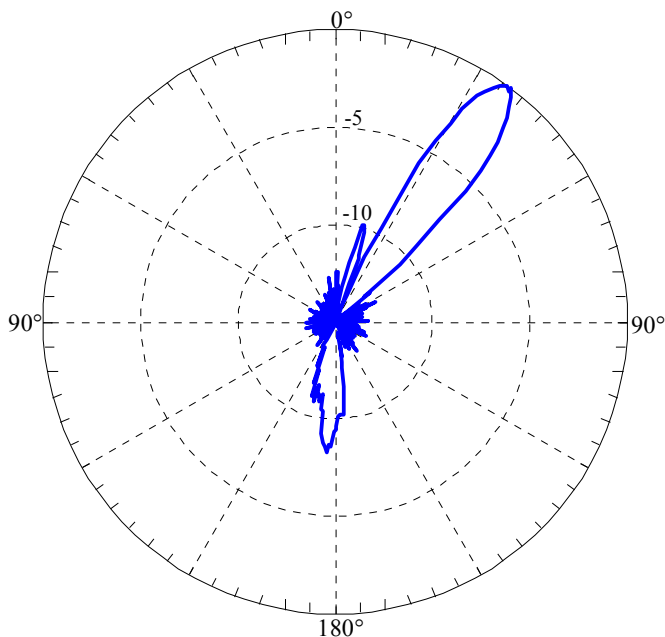


Fig. 6. Measured radiation pattern in H-plane at 26.5 GHz.

V. CONCLUSIONS

In this paper, a 26.5 GHz 10x10 reconfigurable reflectarray prototype composed of ACMFA elements containing 90 RF MEMS switches is designed, fabricated and measured. The phase of the reflected field from each element is controlled by changing the length of the transmission lines by RF-MEMS switches to switch the main beam between broadside and 40° in H-plane. It is demonstrated by measurements that the beam can be switched to ~ 40°.

ACKNOWLEDGMENT

This research is supported by The Scientific and Technological Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-104E041), Turkish State Planning Organization (DPT), and AMICOM (Advanced MEMS For RF and Millimeter Wave Communications) Network of Excellence under 6th Framework Program of European Union.

REFERENCES

- [1] D. M. Pozar and S. D. Targonski, "A Microstrip Reflectarray Using Crossed Dipoles," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1008-1011, June 1998.
- [2] J. A. Encinar, "Design of Two-Layer Printed Reflectarrays Using Patches of Variable Size," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 10, pp. 1403-14010, Oct. 2001.
- [3] T. Metzler and D. Schaubert, "Scattering from a Stub Loaded Microstrip Antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S Digest*, pp. 446 - 449, June 1989.
- [4] F. Venneri, L. Boccia, G. Angiulli, G. Amendola, and G. Di Massa, "Analysis and Design of Passive and Active Microstrip Reflectarrays," *Int. Journal of RF and Microwave Computer-Aided Eng.*, vol. 13, pp. 370-377, 2003.
- [5] J.M. Colin, "Phased array radars in France: present and future", *IEEE Symp. on Phased Array System and Technology*, Boston, MA, Oct. 1996, pp. 458-462.
- [6] J. Huang, "Analysis of a Microstrip Reflectarray Antenna for Microspacecraft Applications," NASA TDA progress report, pp. 153-173, Feb. 1995.
- [7] J. Perruisseau-Carrier and A. K. Skrivervik, "Monolithic MEMS-based reflectarray cell digitally reconfigurable over a 360° phase range," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 138-141, 2008.
- [8] E. Erdil, K. Topalli, M. Unlu, O. Aydin Civi, and T. Akin, "Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna using RF MEMS Technology," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 55, pp.1193-1196, April 2007.
- [9] Kagan Topalli, Emre Erdil, Ozlem Aydin Civi, Simsek Demir, Sencer Koc, Tayfun Akin, "Tunable Dual-Frequency RF MEMS Rectangular Slot Ring Antenna", *Sensors And Actuators: A*, vol. 156, no. 2, pp. 373-380, December 2009.
- [10] K. Topalli, O. Aydin Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "A Monolithic Phased Array using 3-bit DMTL RF MEMS Phase Shifters," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.56, pp. 270-277, February 2008.
- [11] O. Bayraktar, K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, S. Demir, T. Akin, "Beam Switching Reflectarray using RF MEMS Technology," *The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-6, Edinburgh, UK, 11-16 November 2007.

Overview of MEMS Research in EMT Applications

Altunkan Hizal, Özlem Aydın Civi

Middle East Technical University, Dept. of Electrical and Electronics Eng.
Ankara, Turkey, ozlem@metu.edu.tr

Abstract

This paper presents the overview of RF-MEMS (Radio Frequency-MicroElectroMechanical Systems) components and reconfigurable antennas designed and produced in Middle East Technical University (METU). Design and measurement results of some components such as switches, impedance tuners, phase shifters, frequency tunable antennas, phased array antenna with RF-MEMS phase shifters are summarized. It is shown that the fabricated RF-MEMS components satisfy the design specifications and have better performance and reconfigurability capabilities compared to their conventional counterparts.

1. Introduction

Recently, MEMS technology has been used in many applications in microwave components and antennas, [1]; since RF-MEMS components have several advantages, such as having low loss, smaller size, low weight and being more linear and cheaper by mass production. Moreover MEMS components with movable parts enables tunable/reconfigurable RF components and antennas. This paper presents some of the RF-MEMS components and reconfigurable antennas designed and produced in METU. Moreover, METU RF-MEMS group works on modeling and packaging of RF-MEMS devices.

A new model for the distributed MEMS transmission line (DMTL) structures has been developed, [2]. This model has been improved further and is presented in Section 2. In Section 3, design and production of RF-MEMS components such as switches and impedance tuners are summarized. Frequency tunable slot antenna is given in Section 4. It has been shown that 1 GHz frequency shift has been obtained at X-band. Four element patch array monolithically integrated with RF-MEMS phase shifters has been designed and fabricated. Measurement results given in Section 5 show that beam steering is obtained.

2. Modeling Study on Distributed MEMS Transmission Lines

Distributed MEMS Transmission Lines (DMTLs) are widely used in the implementation of several RF components such as phase shifters, resonators, and filters. A new and more accurate model for the DMTL structures operating in 1-20 GHz range has been developed [2]. In this model, the MEMS bridges that are used as the loading elements of the DMTL structures are represented as low-impedance transmission lines, rather than a lumped *CLR* circuit. The model also includes *LC* networks at the transition points from the MEMS bridges to the unloaded parts of the DMTL, which are simply high-impedance transmission lines. The measurement results of the fabricated devices are in good agreement with the model with an error less than 5%. This model has been improved further as shown in Figure 1; discontinuity inductances are eliminated, which can only be evaluated numerically in [2].

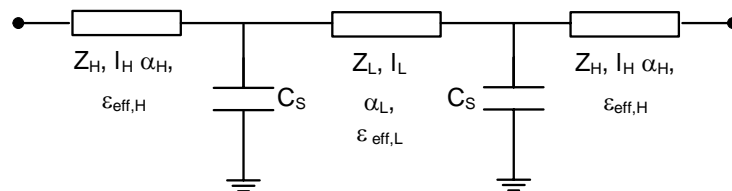


Figure 1. The proposed model for the unit cell of DMTL structures

The effect of the inductances is compensated with a systematic modification in the length of the high- and low-impedance transmission lines in new the circuit model. The remaining parameter is the value of the discontinuity capacitance. This capacitance is calculated by a parallel plate capacitance formulation including fringes. In Figure 2, the measurement results are compared with the CLR and the new model for a DMTL structure with 75 μm bridge widths. As seen from the figure the measurement results are well agreed with the results obtained by the new circuit model. Figure 3 (a-c) shows SEM pictures of the fabricated DMTL phase shifters.

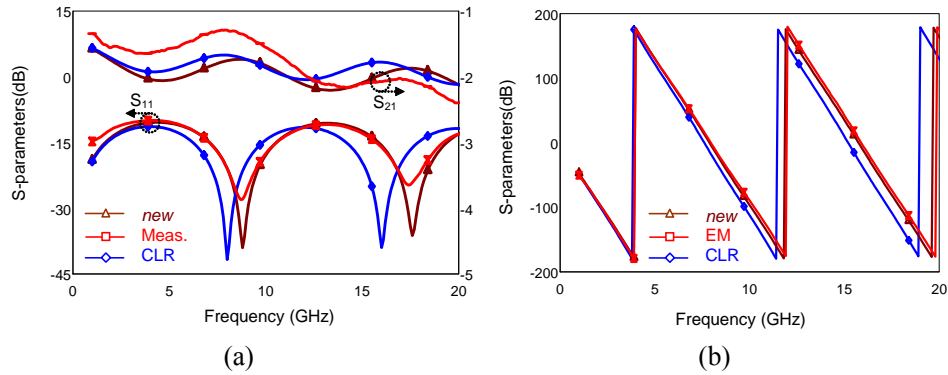


Figure 2. Comparison of measurements, CLR model and the proposed model results (a) Magnitude of S parameters (b) Phase of S_{21} .

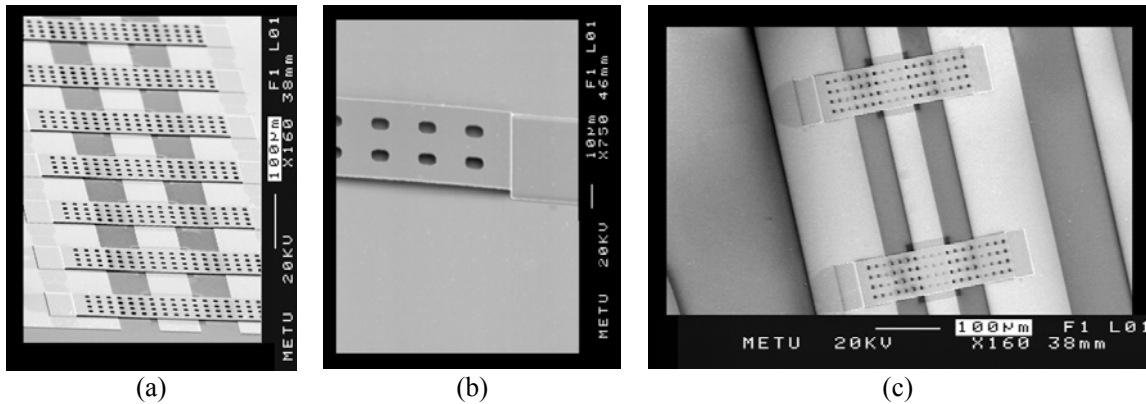


Figure 3. (a) SEM picture of the fabricated DMTL structure (b) close view of one of the anchors (c) SEM picture of another fabricated structure.

3. Microwave Components

Metal-to-Metal Contact RF MEMS Shunt Switch: RF MEMS switches are the key elements in the design of the complete systems hence the improvement in one switch can affect the whole system performance. We have designed a metal-to-metal contact switch operating at 1-6 GHz band to obtain a better performance than the existing ones, [3]. The switch, shown in Figure 4, consists of two cantilevers located on ground planes of a coplanar waveguide (CPW) transmission line. With the help of actuation electrodes beneath the cantilevers, the switching of the RF signal is maintained. According to the measurement results shown in Figure 5, the switch has isolation better than 20 dB in the 1-6 GHz band and better than 10 dB in the 1-20 GHz band. Insertion loss of the structure is better than the 0.3 dB in the 1-20 GHz band. The switch has a measured actuation voltage of 7 V.

Capacitive Contact RF MEMS Shunt Switch with Improved Isolation for Ku-Band Applications: A capacitive contact RF MEMS shunt switch is designed as shown in Figure 6 (a), [3]. The switch has recessed sections on the ground plane of coplanar waveguide and the meanders supporting the bridge increase the series inductance of the bridge, which is used to tune the switch to operate at Ku-band. The switch has a measured down-state capacitance of 2.08 pF which results in better than 20 dB

measured isolation and better than 0.2 dB insertion loss for the 11-17 GHz band as shown in Figure 6 (b). The measured actuation voltage of the switch is 13 V.

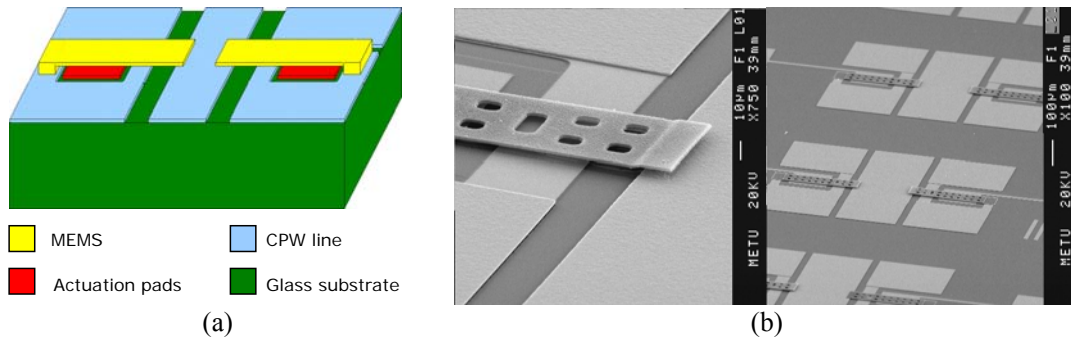


Figure 4. (a) 3D view of the metal-to-metal contact RF MEMS shunt switch. (b) SEM pictures of the fabricated device.

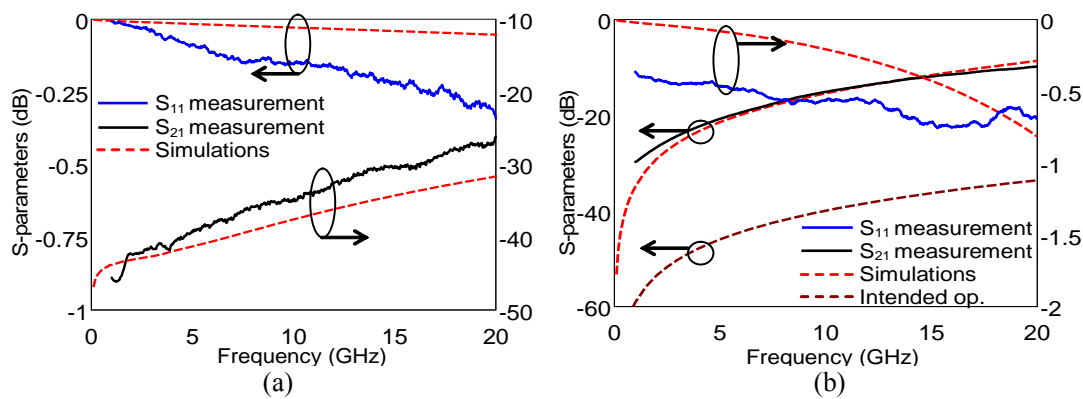


Figure 5. The measurement results of the fabricated metal-to-metal contact RF MEMS shunt switch. (a) Up state. (b) Down state.

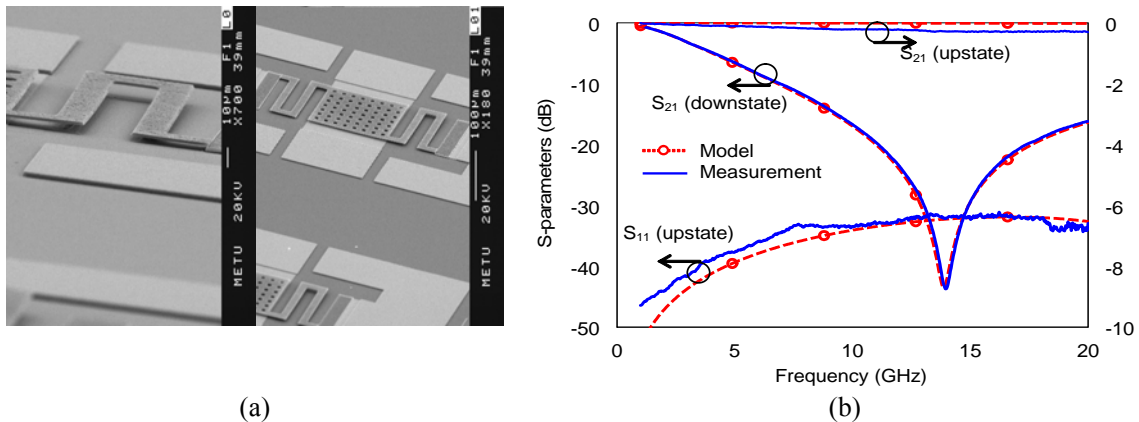


Figure 6. (a) SEM pictures of the fabricated capacitive contact RF MEMS shunt switch (b) The measurement results.

Reconfigurable RF MEMS Double/Triple Stub Impedance Matching Network: Reconfigurable double-stub and triple stub impedance tuners are designed and produced for X and Ku-band applications, [4-5]. These can be used for LNA matching, antenna matching, noise parameter, and load-pull measurements. The reconfigurability of the triple stub matching network is achieved with the aid of 12 RF MEMS switches placed on a CPW forming a DMTL as shown in Figure 7 (a). The device is capable of covering impedances on the whole Smith Chart (Figure 7 (b)). The device structure consists of three variable length DMTL stubs and two $\lambda_g/8$ length CPW transmission lines

connecting the stubs. $\lambda_g/8$ spacing between the stubs is selected to obtain a uniform distribution of the impedance points on the Smith Chart. It can be observed from Figure 8 that the measurement results are well agree with the simulations.

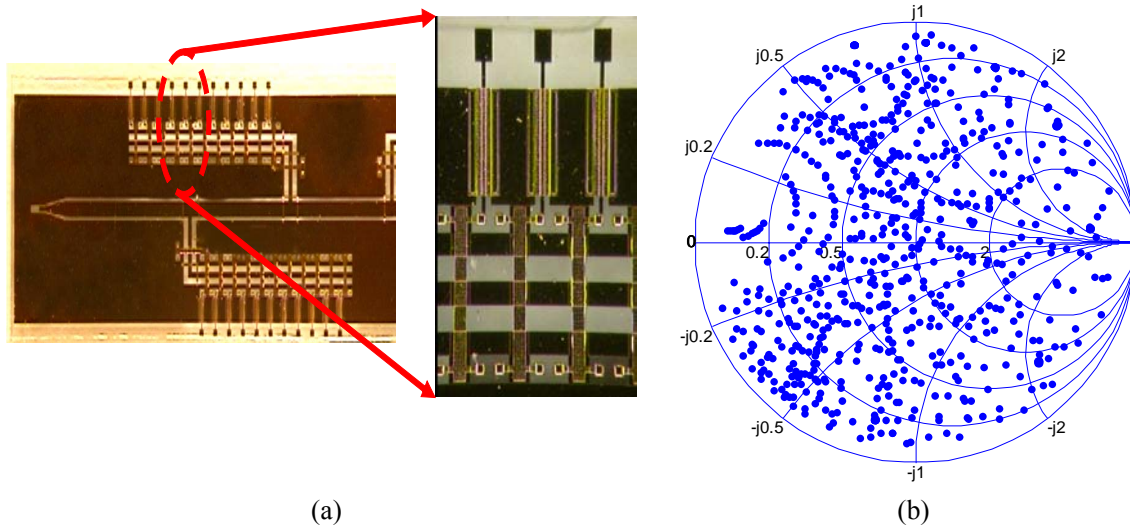


Figure 7. (a) The photographs of the fabricated reconfigurable MEMS triple stub impedance tuner and closer view of the MEMS switches (b) The simulated impedance coverage.

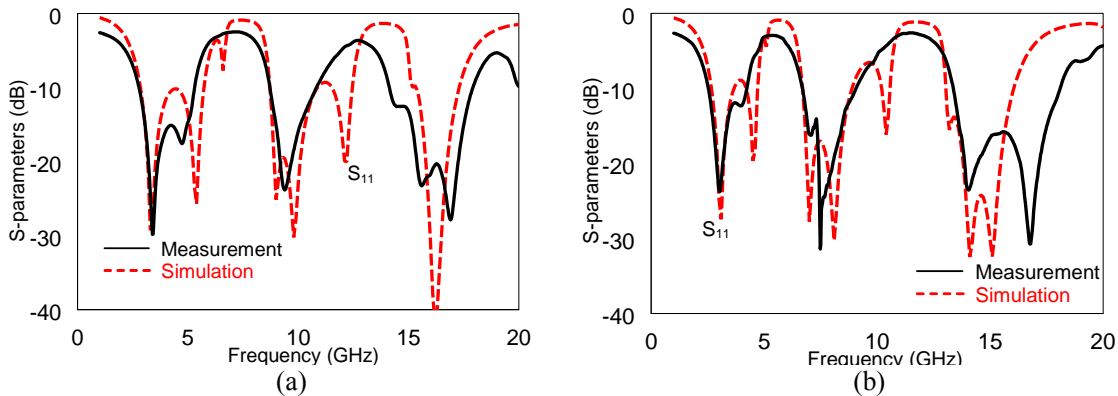


Figure 8. The measurement results of the fabricated reconfigurable triple stub impedance matching network. (a) All MEMS switches in up state. (b) 7th MEMS switch from each stub is actuated.

4. Reconfigurable Antennas

RF MEMS components have tunable characteristics; thus the integration of these components with radiators may yield several advantages such as reconfigurability in polarization, frequency, and radiation pattern. One of the reconfigurable antenna structure designed and fabricated is a tunable frequency CPW fed rectangular slot antenna, [6-7]. In order to achieve a shift in the resonant frequency, a short circuited stub with RF-MEMS capacitors is inserted opposite to the feeding transmission line as shown in Figure 9 (a-b). Measured reflection coefficient characteristics for different actuation voltages are shown in Figure 9 (c). It is observed that the resonant frequencies can be shifted from 8.7 GHz to 7.7 GHz, and from 10.57 GHz to 10.22 GHz by changing the actuation voltage, -hence the height of the MEMS capacitors-, from 0 to 25 volts. The measurement results are in a good agreement with the simulations. The antenna radiates broadside for all of the four resonances and increasing the capacitance by lowering down the bridges does not cause any adverse effect on the radiation patterns.

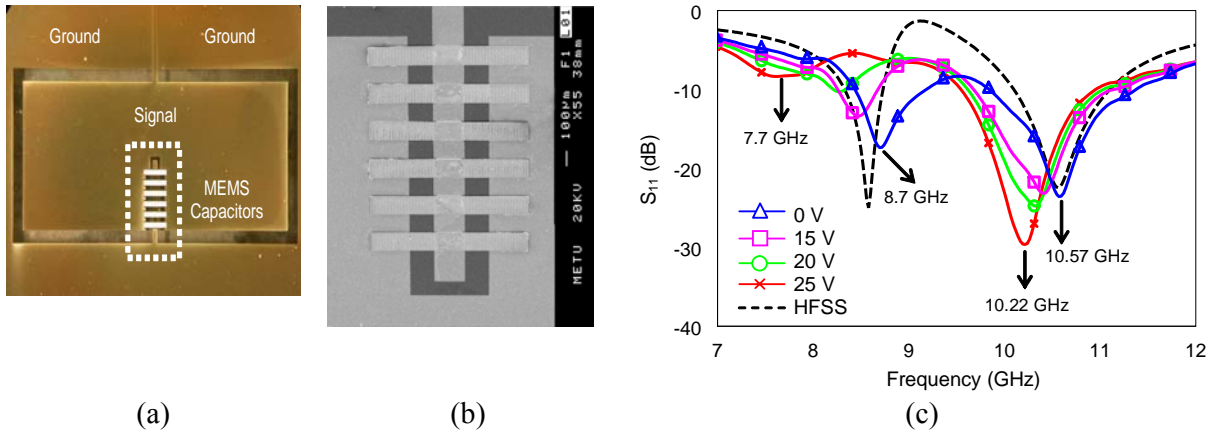


Figure 9. (a)-(b) Photos of the fabricated rectangular slot antenna loaded with 6 MEMS capacitors (c) The reflection coefficient characteristics of rectangular slot antenna for different actuation voltages

5. Phased Arrays

This section presents the phased array system designed at 15 GHz employing 3-bit DMTL type phase shifters which are monolithically integrated with the feed network of the system and the radiating elements on the same substrate. The phase shifter can give 0° - 360° phase shift with 45° steps at 15 GHz which is used to obtain various combinations of progressive phase shift in the excitation of radiating elements. The phased array is composed of four linearly placed microstrip patch antennas. Figure 10 (a) shows the photograph of the phased array fabricated on a glass substrate. The digital phase shifter used in the system is composed of a periodically loaded high-impedance transmission line ($> 50 \Omega$) with MEMS bridges in series with lumped capacitors, forming a DMTL. Figure 11 (a) and (b) shows the unit cell of the fabricated DMTL phase shifter and its circuit model. Measured inserted phase shifts for different states are shown in Figure 11 (c). Figure 10 (b) shows the measured radiation pattern results for different progressive phase shift. The main beam can be steered by 4° , 14° as the phase shifter states are adjusted accordingly.

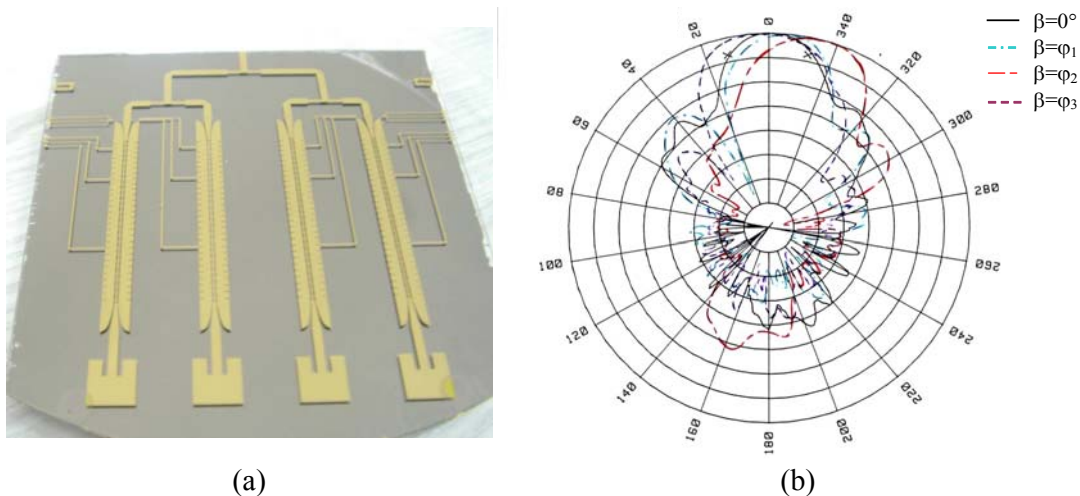


Figure 10 (a) Photograph of the fabricated phased array. Total chip size is about $6 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$. (b) Radiation pattern of the array for different progressive phase shift values.

Another application of the MEMS technology is to use MEMS components in reflectarrays to scan the beam. A reconfigurable reflectarray is designed so that the phase of the scattered field will be controlled by inserting variable length microstrip transmission line coupled to the patch by means of a slot in the ground plane, [9]. Lengths of the microstrip lines can be changed via RF-MEMS switches.

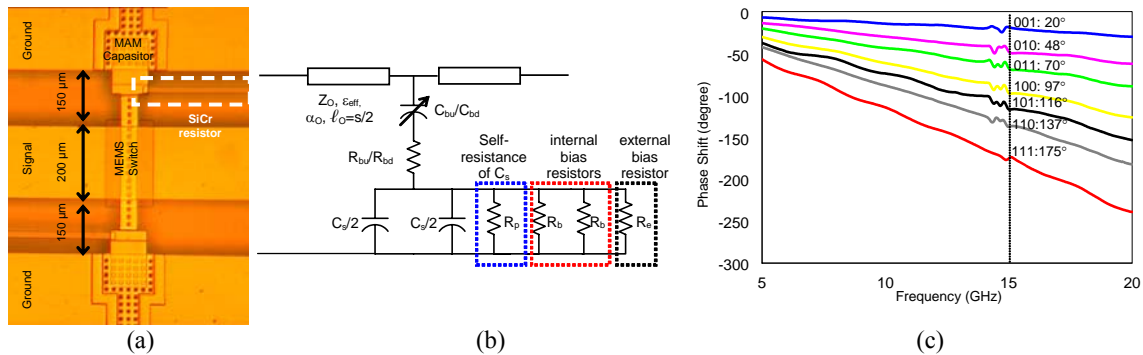


Figure 11. (a) Photograph of the unit cell of a phase shifter (b) Circuit model of a unit cell of phase shifter (c) Phase shift vs. frequency plot obtained for 8 states of the 3-bit RF MEMS phase shifter.

6. Conclusions

Some examples of RF-MEMS components and antennas designed and fabricated in the facilities of METU are reviewed. It is shown by the measurement results that the fabricated components comply with the design specifications. More components, as well as production, modeling and packaging studies will be presented and discussed during the presentation in the symposium.

Acknowledgement

These RF-MEMS studies are carried out in Middle East Technical University, Dept. of Electrical and Electronics Eng. by S. Demir, O. Aydın Civi, S. Koc, T. Akin and by graduate students K. Topalli, M. Unlu, I. Istanbuluoglu, E.U. Temocin, H. I. Atasoy, O. Bayraktar. This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-104E041, 104E048, 101E023 and 102E036), Turkish State Planning Organization (DPT), and AMICOM (Advanced MEMS For RF and Millimeter Wave Communications) Network of Excellence under 6th Framework Program of European Union. The authors also would like to thank to METU-MET staff for their support in the fabrication.

References

- [1] G. M. Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology", Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.
- [2] K.Topalli, M. Ünlü, Ş.Demir, Ö. Aydın Civi, S. Koc, and T. Akin, "A New Approach For Modelling Distributed MEMS Transmission Lines", *IEE Proceedings H- Microwave, Antennas and Propagation*, vol.153, no.2, p.152-162, April 2006.
- [3] H. I. Atasoy, K. Topalli, M. Unlu, I. Istanbuluoglu, E. U. Temocin, O. Bayraktar, S. Demir, O. A. Civi, S. Koc, and T. Akin, "Metal-to-Metal and Capacitive Contact RF MEMS Shunt Switch Structures", *MEMSWAVE'06, 27-30 June 2006, Orvieto-Italy*, pp.154-156.
- [4] M. Unlu, K. Topalli, H. I. Atasoy, E. U. Temocin, I. Istanbuluoglu, O. Bayraktar, S. Demir, O. A. Civi, S. Koc, and T. Akin, "A Reconfigurable RF MEMS Impedance Tuner for Impedance Matching of a Two-Stage Low Noise Amplifier", *MEMSWAVE'06, 27-30 June 2006, Orvieto-Italy*, pp.115-118.
- [5] M. Unlu, K. Topalli, H. I. Atasoy, E. U. Temocin, I. Istanbuluoglu, O. Bayraktar, S. Demir, O. A. Civi, S. Koc, and T. Akin, "A Reconfigurable RF MEMS Triple Stub Impedance Matching Network", *European Microwave Conference 2006, 10-15 September 2006, Manchester-England*.
- [6] K. Topalli, E. Erdil, and Ö Aydın Civi, "Reconfigurable Antenna Structures Using MEMS Technology", *28th General Assembly of URSI, 23-29 October 2005, New Delhi-India*.
- [7] E.Erdil, K.Topalli, Ö.Aydın Civi, and T. Akin, "Reconfigurable CPW-Fed Dual-Frequency Rectangular Slot Antenna Using RF MEMS Technology" *2005 AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, 3-8 July 2005, Washington-USA*, pp.392-395.
- [8] K. Topalli, M.Unlu, Ö. Aydın Civi, S. Demir, S.Koc, and T.Akin, "A Monolithic Phased Array Using 3-Bit DMTL RF MEMS Phase Shifters", *2006 AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, 9-14 July 2006, Albuquerque-USA*, pp.517-520.
- [9] O. Bayraktar, K. Topalli, M. Unlu, I. Istanbuluoglu, E. U. Temocin, H. I. Atasoy, Ö. Aydın Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, " Reconfigurable Reflectarray Using RF MEMS Technology", *1st European Conference on Antennas and Propagation, 6-10 November 2006, Nice-France*.

Monolithically Integrated MEMS Phased Array

Kagan Topalli, Ozlem Aydin Civi, Simsek Demir, Sencer Koc, and Tayfun Akin

Dept. of Electrical-Electronics Eng., Middle East Technical University, 06531, Ankara, Turkey
Phone: 90 312 210 23 40 e-mail: kagan@metu.edu.tr

Abstract — This paper presents a novel monolithically integrated MEMS phased array. The structure, which is designed at 15 GHz, consists of four linearly placed microstrip patch antennas, 3-bit distributed RF MEMS phase shifters, and a corporate feed network. MEMS switches and metal-air-metal capacitors are employed as loading elements in the phase shifter. The system is fabricated with a surface micromachining process on a glass substrate developed at the Microelectronics Facilities of METU. The measurements results show that the phase shifter can provide required progressive phase shifts at the expense of 1.5 dB average insertion loss at 15 GHz for eight combinations.

I. INTRODUCTION

Phased arrays consist of multiple stationary radiating elements fed by tunable phase or time-delay control units to steer the beam [1]. Phased arrays are generally implemented using discrete components such as a feed network, phase shifters, and antennas. Hybrid connection of these components not only increases the system size, but also introduces parasitic effects, packaging cost, and losses. In order to eliminate these drawbacks, there is a need to produce these components on the same substrate, forming a monolithic phased array, which is possible with the RF MEMS technology.

The phased array system presented in this work, which is designed at 15 GHz, employs 3-bit Distributed MEMS Transmission Line (DMTL) type phase shifters. These phase shifters are monolithically integrated with the feed network and four linearly placed microstrip patch antennas on the same substrate. The use of MEMS phase shifters in a phased array offers some advantages: First, MEMS phase shifters have low-loss performance with nearly zero DC power consumption compared to semiconductor based counterparts [2], [3]. Moreover MEMS phase shifters are also suitable for monolithic phased array designs with their reduced cost and volume compared to semiconductor and ferrite based counterparts. To the authors' knowledge this work is one of the first few electronically scanning phased array systems with RF MEMS phase shifters, reported in the literature [4], [5].

III. PHASED ARRAY STRUCTURE

The phased array is composed of four microstrip patch antennas, a corporate feed network, and four RF MEMS phase shifters. The frequency of the system, 15 GHz, is

selected so that the whole system can be fitted into a single 500 μm -thick 4" glass substrate ($\epsilon_r = 4.6$, $\tan\delta = 0.005$). The total size of the system is about 6 cm \times 5 cm.

Fig. 1 gives the photograph of the monolithically integrated phased array. Microstrip patch antennas are equally spaced by $\lambda_o/2$ (1 cm) distance from each other's phase center. A corporate feed network, which is composed of 70 Ω $\sim\lambda_o/4$ transformers, is optimized around 15 GHz. The coplanar waveguide (CPW) lines of MEMS phase shifters are connected to microstrip lines of the feed network and the microstrip fed patch antennas via exponentially tapered transitions. The phase shifters are designed to provide progressive phase shifts of 45°/90°/180° and their combinations at 15 GHz. When both array factor and element pattern are taken into account 3 dB beamwidth of the array is 30° and the main beam can be rotated to approximately 12° and 24° for progressive phase shifts of 45° and 90°, respectively.

III. PHASE SHIFTER DESIGN, FABRICATION AND MEASUREMENTS

A. Analog vs. Digital Phase Shifter

The DMTL design with only a fixed-fixed beam type capacitor are called as analog DMTL phase shifter because the beam can reach to any position between $z = h_o$ and $z = 2h_o/3$ depending on the applied DC voltage, where h_o is the beam height. The downstate to upstate capacitance ratio C_r , can have any value between 0 and 1.5 which results infinite number of phase shift states obtainable between 0° and $\Delta\phi_{\max}$. An analog phase shifter which has a C_r value to 1.5 can be operated around maximum return loss, RL_{\max} , value of -20 dB, and limited *degree/cm* and the *degree/dB* performances. A DMTL phase shifter with a higher C_r value, for example around 2-3 give higher *degree/cm* and *degree/dB* performances, due to the increased range between upstate and downstate loaded line impedances, and sustains an RL_{\max} value of around -15 dB at the same time, which can be achieved by a digital type DMTL structure. Digital type DMTL phase shifters can provide higher C_r values, typically 2.5 [6]. It is obvious that the phase shifter have finite number of steps between 0° and $\Delta\phi_{\max}$ because the term "digital" refers that the C_r value can be only 0 or 2.5. The main advantage of the digital design over analog

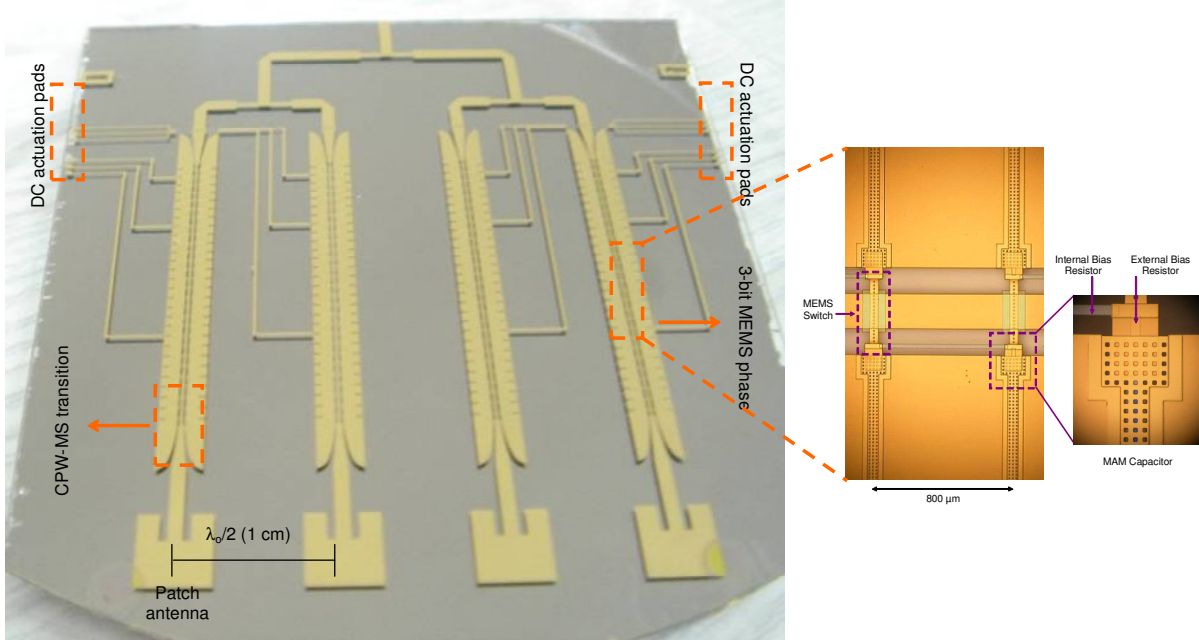


Fig. 1. Fabricated monolithically integrated MEMS phased array. The total chip size is about 6 cm × 5 cm.

is the reduction of the area of the device for the same amount of phase shift. The penalty paid for the gain in the area is the decreased resolution of phase steps obtained from the phase shifter.

The number of steps in a digital phase shifter structure, i.e. the number of bits, can be specified according to the requirements of the application. For example, for the monolithic phased array presented in this paper, the number of bits is finalized as 3, because 8 states for the corresponding bits provide sufficient amount of sensitivity for progressive phase shifts between antenna elements. Higher number of bits will definitely offer higher resolution for beam steering however it will increase the biasing and fabrication complexity.

B. Digital Phase Shifter used in the Phased Array

The digital phase shifter used in the system is composed of a periodically loaded high-impedance transmission line ($Z_o > 50 \Omega$) with MEMS bridges in series with lumped capacitors forming a DMTL. Fig. 2 shows general view of the phase shifter and its unit cell. Fig. 3 gives the corresponding circuit model of the unit cell, which provides the required closed-form expressions. The total loading capacitance when the MEMS bridge is in the upstate position is the series combination of two capacitors: C_{bu} and C_s . As the bridge is actuated by applying a DC bias voltage and collapsed on the DC isolation dielectric, the bridge capacitance increases by a factor of 60-70, and the resulting loading capacitance seen by the line is simply reduced to C_s . These two states in the loading capacitance yields two distinct loaded characteristics impedance of DMTL,

namely, Z_{lu} (upstate loaded characteristic impedance: 58 Ω) and Z_{ld} (downstate loaded characteristic impedance: 44 Ω), where an acceptable return loss for both states can be achieved [16]. The phase shift per unit section can be controlled with the change of the phase velocity due to the change in the loaded characteristic impedance as:

$$\Delta\phi = \frac{s\omega Z_o \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \left(\frac{1}{Z_{lu}} - \frac{1}{Z_{ld}} \right) \quad \text{rad/section} \quad (1)$$

where ω is the frequency in radians, c is the free-space velocity, Z_o and ϵ_{eff} are the characteristic impedance and effective dielectric constant of the unloaded transmission line, respectively. The periodicity, i.e., the total length of the unit cell, is defined as s , and it is optimized as 800 μm considering the Bragg frequency, f_B , which is the cutoff frequency observed in periodic structures when guided wavelength is getting closer to the periodic spacing. The selection of $f_B = 35 \text{ GHz}$ as $f_B = 2.3f_o$ ($f_o = 15 \text{ GHz}$) ensures the proper operation of the phase shifter as true-time delay at 15 GHz with acceptable return and insertion losses. The phase shifters of the phased array are also fabricated separately on the same wafer and measured using TRL calibration with a port impedance of 77 Ω . All of 8 states are measured by applying DC voltage with DC probes and bias tee. The actuation voltage of the phase shifters is found to be 16 V. All the states have a return loss better than 10 dB, with a worst-case insertion loss of 2 dB at 15 GHz. The average insertion loss for 8 states is 1.5 dB. The measured phase shifter provides approximately 20°/50°/95° phase shifts and their combinations at 15 GHz. Fig. 4 shows the insertion phase

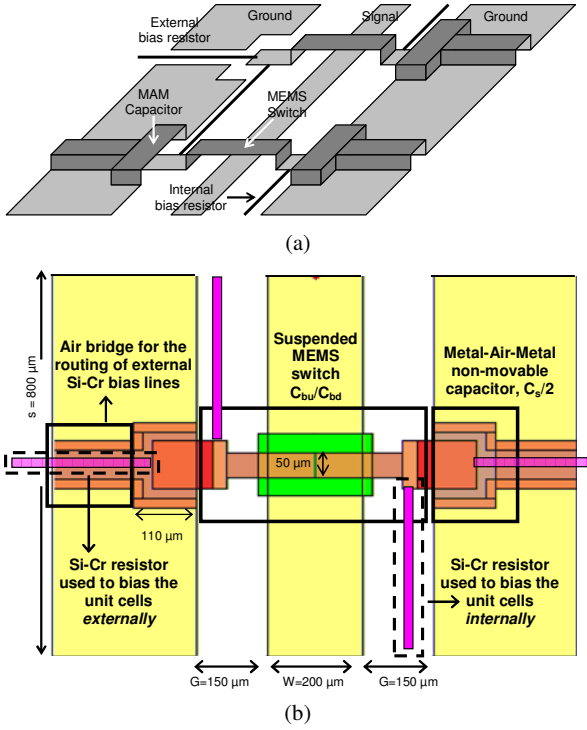


Fig. 2. (a) The phase shifter structure. The air bridge on the external resistor is removed in the drawing for better visualization. (b) The top view of the unit cell of the phase shifter showing the dimension.

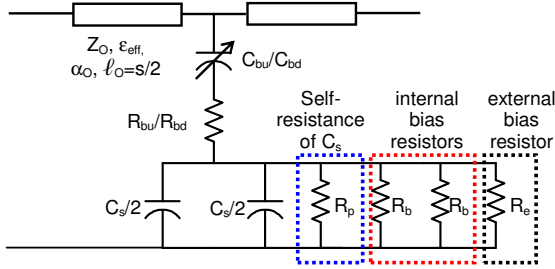


Fig. 3. The circuit model for the unit cell of the phase shifter.

shift characteristics of the fabricated phase shifter. The measured phase shifts are lower compared to the expected values, since the fabricated metal-air-metal (MAM) capacitor height is increased to 2.6 μm due stress on the structural layer which is designed to be at 2- μm height. The bridge capacitance for the upstate, C_{bu} , can be fabricated very close to the designed value. However, the MAM capacitors, C_s , show a deviation compared to the simulated value. The MAM capacitors have a different mechanical design and are fixed on three sides to have a rigid structure that might result in increase in the height due to the residual stress on the structural layer metal. Fig. 5 shows a 3-D plot of the surface profiler data of the fabricated phase shifter obtained using a light-interferometer microscope. The measured resonant frequency of the system is very close to the designed

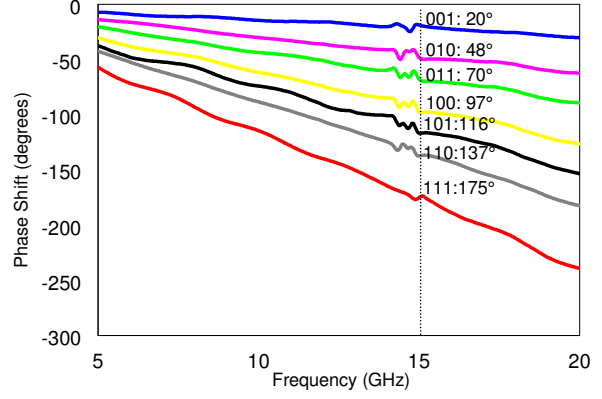


Fig. 4. The insertion phase shift characteristics of the phase shifter for different states.

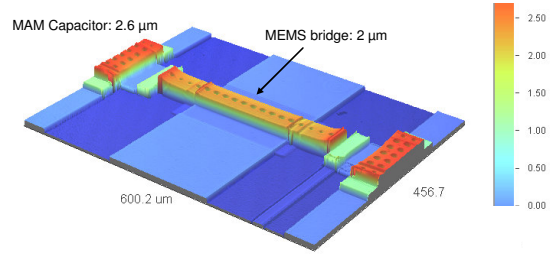


Fig. 5. Surface profiler image of the fabricated phase shifter.

value, and it is at 14.62 GHz with a 10 dB bandwidth of 6%. The radiation pattern measurements will be presented at the conference.

III. FABRICATION

The phased array presented in this work is fabricated using the surface micromachining process developed at METU for implementation of various RF MEMS components on 500- μm thick Pyrex 7740 glass substrates. Fig. 6 shows the fabrication process. (i) The process starts with 2000- \AA thick Si-Cr resistive layer deposition by sputtering and patterning by wet etching. (ii) The next is the sputtering of a 100/3000- \AA thick Ti/Au layer, which is required as the seed layer for electroplating of the base metallization. The base metallization layer is formed using a 2- μm thick gold layer, which is electroplated inside the regions defined by the mold photoresist. The remaining Ti/Au seed layer is etched using wet etching with selective titanium and gold etchants. (iii) A 3000 \AA -thick Si_3N_4 layer is coated as the DC isolation layer using plasma enhanced chemical vapor deposition technique (PECVD) and patterned using the reactive ion etching (RIE) technique. (iv) The next step is the spin-coating of the photodefinable polyimide, PI 2737, as the 2- μm thick sacrificial layer. (v) Then, a 1- μm thick gold layer is

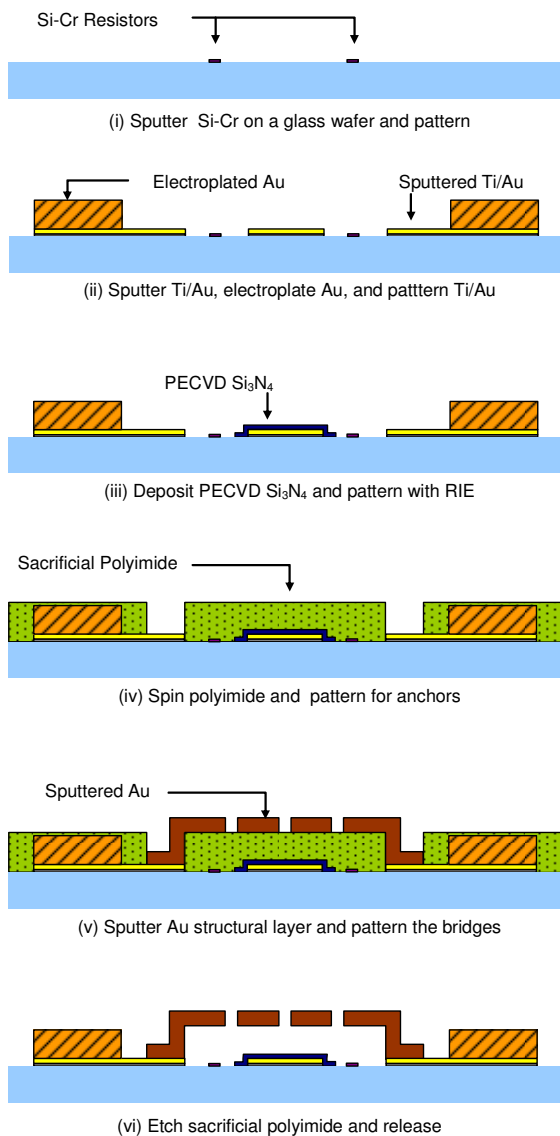
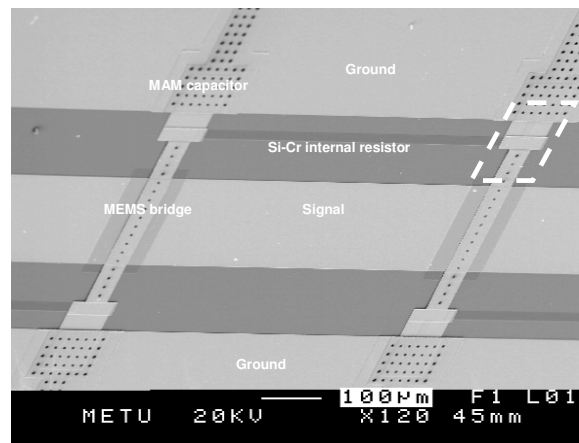


Fig. 6. The process flow used in the fabrication of the monolithic phased array devices.

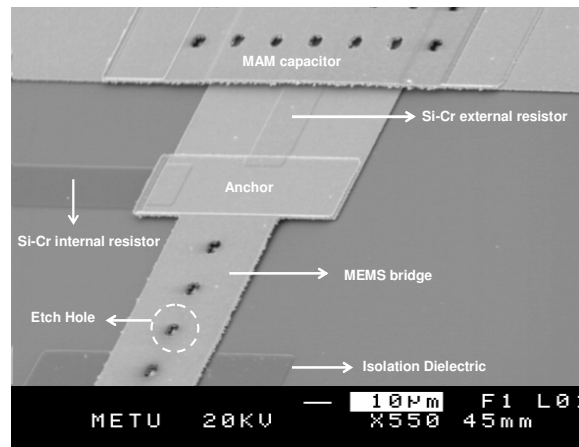
sputter-deposited and patterned as the structural layer. (vi) The sacrificial layer is wet etched in the SVC-175 photoresist stripper, rinsed in IPA, and dried in a supercritical point dryer. Fig. 7 gives SEM images of the phase shifters of the array, respectively.

ACKNOWLEDGEMENT

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-104E041), Turkish State Planning Organization (DPT), and AMICOM (Advanced MEMS For RF and Millimeter Wave Communications) Network of Excellence under 6th Framework Program of European Union.



(a)



(b)

Fig. 7. SEM photographs of the phase shifter structure: (a) photograph of the two unit cells, and (b) A detailed view of the anchor region of the MEMS bridge.

REFERENCES

- [1] R.J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*. Norwood, MA: Artech House, 1994.
- [2] B. Pillans, S. Eshelman, A. Malczewski, J. Ehmke, and C. Goldsmith, "Ka-Band RF MEMS phase shifters," *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 9, pp. 520-522, Dec. 1999.
- [3] M. Kim, J.B. Hacker, R.E. Mihailovich, and J.F. DeNatale, "A DC-to-40 GHz four-bit RF MEMS true-time delay network," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 11, pp. 56-58, Feb. 2001.
- [4] K. Van Caekenberghe, T. Vaha-Heikkila, G. Rebeiz, and K. Sarabandi, "Ka-band MEMS TTD passive electronically scanned array (ESA)," in *IEEE Antennas and Propagation Symp. Dig.*, pp. 513-516, July 2006.
- [5] K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "A monolithic phased array using 3-bit DMTL RF MEMS phase shifters," in *IEEE Antennas and Propagation Symp. Dig.*, pp. 517-520, July 2006.
- [6] J. S. Hayden and G. M. Rebeiz, "Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifters using metal-air-metal capacitors," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 309-314, Jan. 2003.

A Monolithic Phased Array Using 3-bit Distributed RF MEMS Phase Shifters

Kagan Topalli, *Student Member, IEEE*, Özlem Aydın Civi, *Senior Member, IEEE*, Simsek Demir, *Member, IEEE*, Sencer Koc, and Tayfun Akin, *Member, IEEE*

Abstract—This paper presents a novel electronically scanning phased-array antenna with 128 switches monolithically implemented using RF microelectromechanical systems (MEMS) technology. The structure, which is designed at 15 GHz, consists of four linearly placed microstrip patch antennas, 3-bit distributed RF MEMS low-loss phase shifters, and a corporate feed network. MEMS switches and high- Q metal–air–metal capacitors are employed as loading elements in the phase shifter. The system is fabricated monolithically using an in-house surface micromachining process on a glass substrate and occupies an area of $6\text{ cm} \times 5\text{ cm}$. The measurement results show that the phase shifter can provide nearly $20^\circ/50^\circ/95^\circ$ phase shifts and their combinations at the expense of 1.5-dB average insertion loss at 15 GHz for eight combinations. It is also shown by measurements that the main beam can be steered to required directions by suitable settings of the RF MEMS phase shifters.

Index Terms—Microelectromechanical systems (MEMS), micromachining, microwave, phased array, phase shifter.

I. INTRODUCTION

OVER THE past decade, RF microelectromechanical systems (MEMS) technology has offered solutions for the implementation of novel components and systems [1], [2]. This technology promises to solve many limitations of other technologies, especially for high-frequency applications. RF MEMS enables the realization of reconfigurable components such as switches, capacitors, and phase shifters with low insertion loss, low power consumption, and high linearity compared to the conventional techniques. One of the important components of the RF MEMS technology is to implement RF MEMS phase shifters for phased-array applications that require better performance than the arrays with conventional phase shifters in terms of losses and size.

Phased arrays consist of multiple stationary radiating elements each of which are fed by tunable phase or time-delay control units to steer the beam [3], [4]. Phased arrays are generally implemented using separately produced components such as a feed network, phase shifters, and antennas. Hybrid connection

of these components not only increases the system size, but also introduces parasitic effects, packaging cost, and losses. In order to eliminate these drawbacks, there is a need to produce these components on the same substrate, forming a monolithic phased array, which is possible with the enabling RF MEMS technology [5], [6].

This paper presents a novel monolithic electronically scanning array using the RF MEMS technology. The phased-array system in this study is designed to operate at 15 GHz, and it employs 3-bit distributed MEMS transmission line (DMTL) type phase shifters. These phase shifters are monolithically integrated with the feed network and four linearly placed microstrip patch antennas on the same substrate [6]. The use of MEMS phase shifters in a phased array offers some advantages. First, MEMS phase shifters have low-loss performance with nearly zero dc power consumption compared to semiconductor-based counterparts [7], [8]. Moreover, MEMS phase shifters are suitable for monolithic phased-array designs with their reduced cost and volume compared to semiconductor- and ferrite-based counterparts. The phase shifters in the phased array presented in this study are used to obtain various combinations of progressive phase shift in the excitation of radiating elements to steer the beam. In this study, phase-shifter performance is improved using high- Q metal–air–metal (MAM) capacitors in addition to MEMS switches. Furthermore, the system losses and size are reduced by implementing the RF MEMS phase shifters in a phased array monolithically manufactured by micromachining technology. To the authors' knowledge, this study is one of the first few monolithically fabricated electronically scanning phased-array systems employing a large amount of RF MEMS components reported in the literature [5], [6]. Section II gives the configuration of the electronically scanning array, while Section III presents the design, implementation, and measurement results of the low-loss MEMS phase shifter used in the phased array. Section IV provides the fabrication and measurement results of the array, which is followed by conclusions in Section V.

II. PHASED-ARRAY STRUCTURE

The phased array proposed in this paper is composed of four microstrip patch antennas, a corporate feed network, and four RF MEMS phase shifters. The operation frequency is selected as 15 GHz to be able fit the entire system into a single $500\text{-}\mu\text{m}$ -thick 4-in glass substrate ($\epsilon_r = 4.6$, $\tan \delta = 0.005$). The total size of the system is approximately $6\text{ cm} \times 5\text{ cm}$. The device is fabricated using the surface micromachining process developed at the Middle East Technical University (METU), Ankara, Turkey. Fig. 1 presents a layout and photograph of

Manuscript received April 26, 2007; revised October 4, 2007. This work was supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-104E041), by the Turkish State Planning Organization (DPT), and by the AMICOM (Advanced MEMS For RF and Millimeter Wave Communications) Network of Excellence under the 6th Framework Program of the European Union.

The authors are with the Department of Electrical and Electronics Engineering, Middle East Technical University, Ankara 06531, Turkey (e-mail: kagan@metu.edu.tr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TMTT.2007.914377

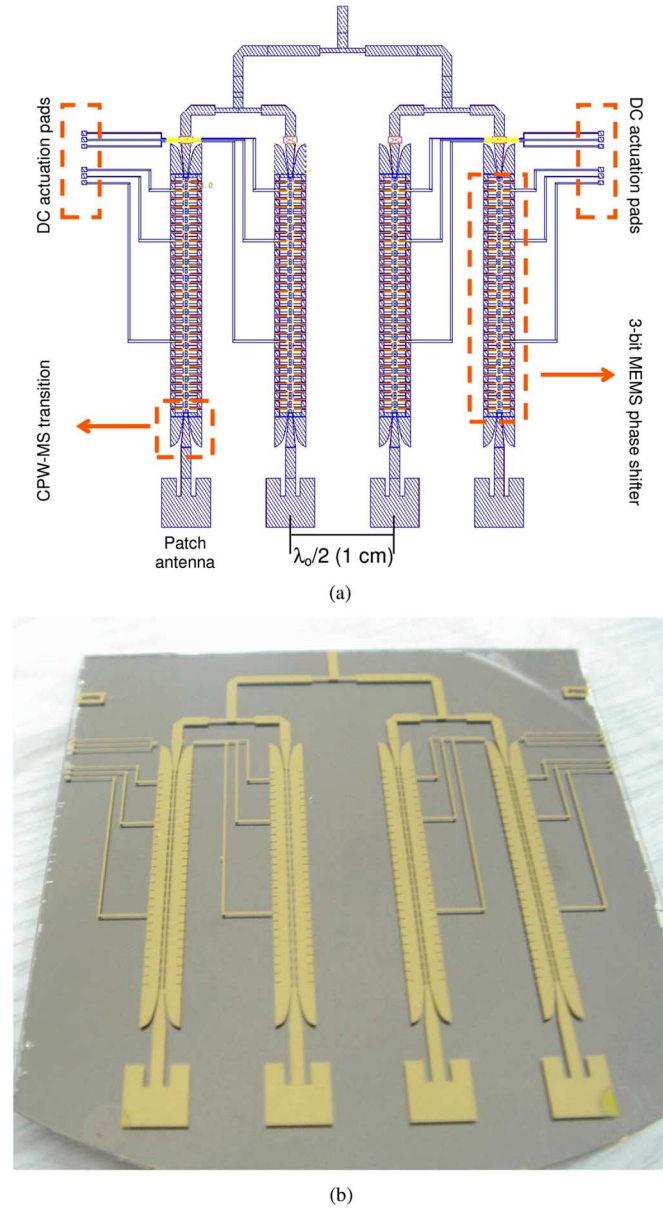


Fig. 1. Proposed monolithically integrated phased array. (a) Layout drawing and (b) photograph of the fabricated device. The device is fabricated using an in-house surface micromachining process. The total chip size is approximately 6 cm \times 5 cm.

the monolithically integrated phased array. Microstrip patch antennas having dimensions of 4.65 mm \times 4.65 mm are equally spaced by $\lambda_o/2$ (1 cm) distance from each other's phase center. A corporate feed network, which is composed of 70 $\Omega \sim \lambda_o/4$ (2.2 mm) transformers, is optimized at around 15 GHz. The width of 50- and 70- Ω lines are 0.95 and 0.43 mm. Tapered lines with low return loss are required for the transitions from microstrip lines to conductor backed coplanar waveguide (CB-CPW) since RF MEMS phase shifters are implemented on CB-CPW. These phase shifters are designed to provide progressive phase shifts of 45°/90°/180° and their combinations at 15 GHz. When both the array factor and element pattern are taken into account, the 3-dB beamwidth of the array is 25°, and the main beam can be rotated to approximately 12° and 24° for progressive phase shifts of 45° and 90°, respectively.

Progressive phase shifts of 135° and 180° can also be provided by the phase shifter; however, the main beam cannot be steered to the corresponding scan angles due to the element pattern.

III. DIGITAL PHASE SHIFTER USING MAM CAPACITORS

Most phase shifters currently being used in phased arrays are based on ferrite or semiconductor devices such as p-i-n diodes or field-effect transistor (FET) switches. Ferrite-based phase shifters are generally used in arrays where a low insertion loss is required (~ 1 dB) and slow-switching time (150 μ s) is permissible [9], [10]. However, these phase shifters are not suitable for the implementation of low-profile and low-weight phased arrays. FET-based phase shifters consume very low power, but they have a large amount of RF loss (4–6 dB at 12–18 GHz) [11]. p-i-n diode-based phase shifters consume more dc power and have slightly better performance compared to FET-based phase shifters [12], [13]. However, the semiconductor device-based phase shifter cannot compete with the loss performance of the MEMS-based phase shifter, which has been shown with various designs [1]. MEMS phase shifters are designed using switched line [7], [8] or distributed loaded line [14]–[19] approaches. Switched line phase shifters are implemented using MEMS switches on microstrip transmission lines. These phase shifters either require via-holes for series switch configuration, increasing the fabrication complexity [7], or radial stubs for shunt switch configuration, limiting the bandwidth of the phase shifter [8]. Among the MEMS phase shifters, the ones designed using distributed techniques, namely, DMTL, offer wideband and low-loss cascaded devices with a simple design and fabrication method on relatively low-permittivity substrates such as quartz ($\epsilon_r = 3.8$) and glass ($\epsilon_r = 4.6$). These low-permittivity substrates also allow the implementation of radiators monolithically integrated with the phase shifters. Therefore, the monolithic phased-array structure in this study employs a phase-shifter structure designed using distributed techniques.

The reason for low-loss characteristics of a MEMS phase shifter is that the MEMS switches used in the implementation of a DMTL have a very low series resistance (0.1–0.3 Ω) compared to solid-state devices [14]–[19]. The average loss of a typical 3-bit MEMS phase shifter is 1.2 dB at 13.6 GHz [17], which is a 3–4-dB improvement compared to designs using GaAs FET switches. This leads to an improvement of 6–8 dB in the insertion loss of a radar system. Therefore, one of the amplifier stages can be removed from the system, reducing both dc power consumption and manufacturing costs of the system.

A. Phase-Shifter Design

The digital phase shifter used in the system is composed of a periodically loaded high-impedance transmission line ($Z_o > 50 \Omega$) with MEMS bridges in series with lumped capacitors forming a DMTL [15]. Fig. 2 shows a general view of the phase shifter and its unit cell. Fig. 3 gives the corresponding circuit model of the unit cell, which provides the required closed-form expressions. The unit cell has two states for the bridge: the up position and the down position. The total loading capacitance when the MEMS bridge is in the upstate position is the series combination of two capacitors: C_{bu} and C_s . As the bridge is

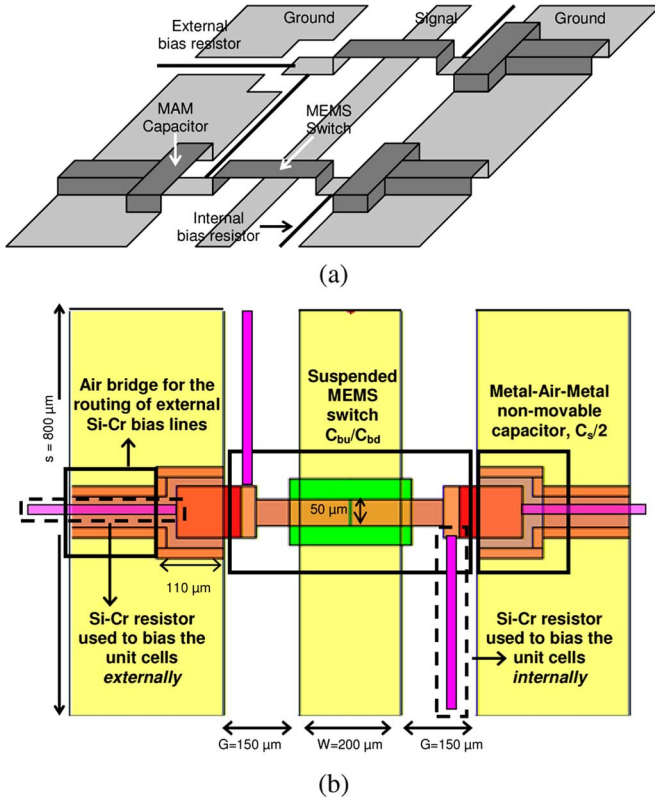


Fig. 2. (a) Phase-shifter structure. The air bridge on the external resistor is removed in the drawing for better visualization. (b) Top view of the unit cell of the phase shifter showing the dimension.

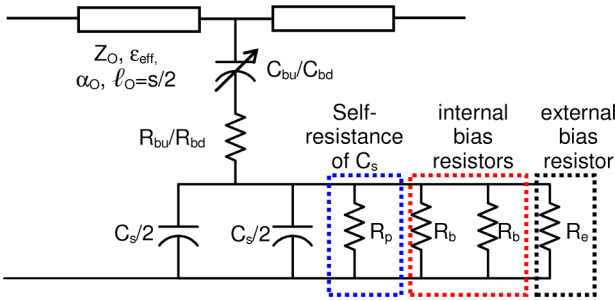


Fig. 3. Circuit model for the unit cell of the phase shifter.

actuated by applying a dc-bias voltage and collapsed on the dc isolation dielectric, the bridge capacitance increases by a factor of 60–70 theoretically, and the resulting loading capacitance seen by the line is simply reduced to C_s . These two states in the loading capacitance yields two distinct loaded characteristics impedance of DMTL, namely, Z_{lu} (upstate loaded characteristic impedance: 58 Ω) and Z_{ld} (downstate loaded characteristic impedance: 44 Ω), where an acceptable return loss for both states can be achieved [17]–[19]. The phase shift per unit section can be controlled with the change of the phase velocity due to the change in the loaded characteristic impedance as [17]:

$$\Delta\phi = \frac{\omega Z_o \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{c} \left(\frac{1}{Z_{lu}} - \frac{1}{Z_{ld}} \right) \text{ rad/section} \quad (1)$$

where ω is the frequency in radians, c is the free-space velocity, and Z_o and ϵ_{eff} is the characteristic impedance and effective di-

electric constant of the unloaded transmission line, respectively. The periodicity, i.e., the total length of the unit cell, is defined as s , and it is optimized as 800 μm considering the Bragg frequency, f_B , which is the cutoff frequency observed in periodic structures when the guided wavelength is getting closer to the periodic spacing. The selection of $f_B = 35$ GHz as $f_B = 2.3f_o$ ($f_o = 15$ GHz) ensures the proper operation of the phase shifter as true-time delay at 15 GHz with acceptable return and insertion losses. The following equations can be solved to define the required capacitance values and periodicity. Equations (1)–(4) are based on the work of Hayden and Rebeiz [17] and Hung *et al.* [18], and are summarized here for completeness:

$$s = \frac{Z_{ld}c}{\pi f_B Z_o \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \text{ meters} \quad (2)$$

$$C_s = \frac{Z_o^2 - Z_{ld}^2}{\pi f_B Z_o^2 Z_{ld}} \text{ farads} \quad (3)$$

$$C_{bu} = C_s \frac{Z_{ld}^2 (Z_o^2 - Z_{ld}^2)}{Z_o^2 (Z_{lu}^2 - Z_{ld}^2)} \text{ farads} \quad (4)$$

The designed unit cell shown in Fig. 2(b) can provide nearly an 11.5° phase shift at 15 GHz, which is verified with Ansoft's High Frequency Structure Simulator (HFSS) simulations where C_{bu} (55 fF) and C_s (115 fF) are tuned to achieve the specified Z_{lu} and Z_{ld} . The nonmovable static capacitor C_s is realized as a MAM capacitor, which has a high- Q factor (>400 at 15 GHz) compared to metal-insulator-metal (MIM) capacitors [17]. The height of membranes in the MAM capacitor and the switch is 2 μm . The characteristic impedance of the unloaded transmission line is selected to be $Z_o = 77 \Omega$ (CB-CPW dimensions: $W = 200 \mu\text{m}$, $G = 150 \mu\text{m}$). The attenuation constant α_o and the effective dielectric constant ϵ_{eff} of the unloaded line is found to be 20 dB/m and 2.8 at 15 GHz, respectively [20].

The overall 3-bit RF MEMS phase shifter employed in the system consists of three sections with a total of 28 unit cells within an area of 22.4 mm \times 2.1 mm. The first section has four cells and is designed to have a phase shift of $\Delta\phi = 46.9^\circ$. The second section has eight cells providing 90.4°, and the next 16 cells forms the third bit, which is designed to give 182.6° at 15 GHz.

The dominant loss mechanism of the phase shifter is the loss of the unloaded CB-CPW. However, the series resistance of the bridge and the Q factor of the C_s also play a significant role. To be more specific, in order to accurately model the loss of the structure, a series resistance of $R_{bu} = 1.5 \Omega$ in the upstate and $R_{bd} = 0.8 \Omega$ in the downstate is used, which is found by curve fitting. The Q factor of the static capacitor (C_s) is found to be 433 with a value of $R_p = 40$ k Ω . The high- Q values of MAM capacitors improve the loss performance of the phase shifter. However, the bias resistors have an adverse effect on the Q factor of the capacitors and the loss of the phase shifter, which is explained in Section III-B.

B. Effect of Bias Resistors

In order to actuate each section of the phase shifter separately, thin-film resistors are employed. Fig. 2(b) shows that Si-Cr bias lines are placed inside the gaps of CB-CPW extending from one bridge to the other to carry the dc actuation voltage. The con-

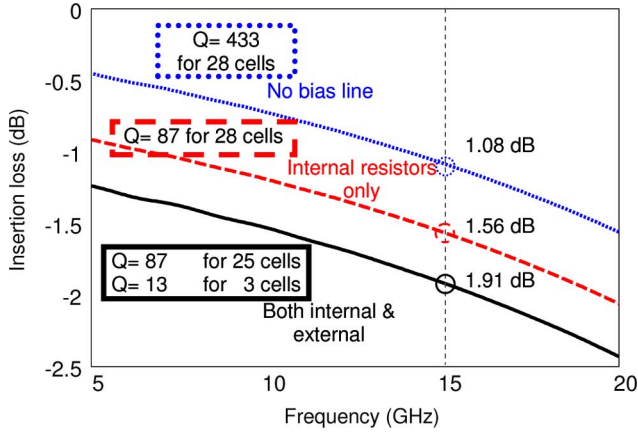


Fig. 4. Simulated insertion loss of the phase shifter, which is obtained from S_{21} when the ports of the structure are tuned as $44 \Omega (Z_{ld})$.

ductivity of the Si–Cr layer is optimized during the fabrication process to have a low value ($\sigma_{\text{Si-Cr}} = 4300 \text{ S/m}$), which is crucial in determining the loss of the structure. The return loss of the structure is not significantly affected by the presence of the bias resistors since the return loss is determined by the loaded line impedances Z_{ld} and Z_{lu} , which are only affected from the unloaded transmission line parameters and the loading capacitors C_{bu} and C_s . Fig. 4 shows the effect of the bias lines using the simulation results of insertion-loss characteristics. The designed phase shifter has an insertion loss of nearly 1.08 dB for the worst case (i.e., when all switches are down) if no bias lines are present. The insertion loss is calculated directly from S_{21} characteristics with the return loss removed by tuning the port impedance to 44Ω , i.e., downstate loaded line impedance. The bias lines, which are placed inside the gaps of the CB-CPW, have an adverse effect on the insertion loss due to the decrease of the Q factor of the static capacitor C_s . The internal Si–Cr bias lines shown in Fig. 3 are shunt connected to the self resistance (R_p) of the static capacitor C_s , reducing the Q factor. Since each static capacitor sees two bias lines, the equivalent resistance of the capacitor C_s reduces to $R_p/(R_b/2)$ from R_p ($40 \text{ k}\Omega$) where R_b (internal bias resistor) is equal to $20 \text{ k}\Omega$ ($\sigma_{\text{Si-Cr}} = 4300 \text{ S/m}$, length = $350 \mu\text{m}$, width = $20 \mu\text{m}$, and thickness = $0.2 \mu\text{m}$). The Q factor reduces accordingly to 87 from 433. The insertion loss of the entire structure, which is calculated as 1.08 dB without any bias lines, increases to 1.56 dB due to reduced Q factor of C_s . The external bias resistors that are placed underneath the air bridges on the ground depicted in Fig. 2 are used only for the three cells to actuate each bit separately. Due to the strong coupling between the ground plane and external bias resistor underneath, the external bias resistor is modeled with a smaller effective resistance ($R_e = 1.45 \text{ k}\Omega$). The Q factor of the static capacitor reduces accordingly to 13 for those three cells. The insertion loss of the structure is 1.91 dB, where the Q factor of three cells with external bias lines is 13 and the Q factor of the remaining 25 cells (out of 28) is 87.

C. Phase-Shifter Measurements

The phase shifters of the phased array are also fabricated separately on the same wafer for characterization purposes. They are measured using thru-reflect-line (TRL) calibration with a

TABLE I
SIMULATED AND MEASURED CIRCUIT PARAMETERS FOR
THE UNIT CELL OF THE DMTL PHASE SHIFTER

Parameter	Simulated	Measured
C_{bu}	55 fF	50 fF
C_s	115 fF	71 fF
R_{bd}/R_{bu}	$0.8 \Omega/1.5 \Omega$	$0.8 \Omega/1.5 \Omega$
Z_o	77Ω	77Ω
ϵ_{eff}	2.76	2.76
$\alpha_o @ 15 \text{ GHz}$	20 dB/m	29 dB/m
R_p	40 k Ω	40 k Ω
R_b	20 k Ω	20 k Ω
R_e	1.45 k Ω	1.45 k Ω
C_{bd}	3 pF	1 pF
Z_{lu}	58 Ω	62.8 Ω
Z_{ld}	44 Ω	52.9 Ω
$\theta/\text{unit cell @ 15 GHz}$	11 $^\circ$	6 $^\circ$
Insertion Loss	1.91 dB	2.03 dB

port impedance of 77Ω , where all eight states are measured by applying dc voltage with dc probes and bias tee. Actuation voltage of the phase shifters is measured to be 16 V. All the states have a return loss better than 10 dB with a worst case insertion loss of 2 dB at 15 GHz. The average insertion loss for eight states is 1.5 dB. Table I shows the simulated and measured circuit parameters for the unit cell. The bridge capacitance for the upstate (C_{bu}) can be fabricated very close to the designed value. However, the MAM capacitors (C_s) show a deviation compared to the simulated value. The measured downstate capacitance value is also degraded compared to simulated value due to the surface roughness [21]. Nevertheless, the measured downstate capacitance is high enough to have a virtual short circuit through the bridge. The MAM capacitors have a different mechanical design and are fixed on three sides to have a rigid structure that might result in an increase in the height due to the residual stress on the structural layer metal. Fig. 5 shows a 3-D plot of the surface profile data of the fabricated phase shifter obtained using a light-interferometer microscope. The bridge height is around 2 and $2.6 \mu\text{m}$ for the central bridge and MAM capacitor, respectively. The decrease of the MAM capacitances shifts the loaded line impedances Z_{lu} and Z_{ld} . The shift reduces $\theta/\text{unit cell}$ performance of the measured phase shifter to 6 $^\circ$ according to (1), which is 11 $^\circ$ for the designed phase shifter. Fig. 6 shows the measured insertion phase characteristics for all the states of the phase shifter. The measured phase shifter provides approximately 20 $^\circ$ /50 $^\circ$ /95 $^\circ$ phase shifts and their combinations.

Table II shows simulated and measured loss components at 15 GHz. The loaded line loss, which is defined when $R_{bd} = 0 \Omega$, $R_p = R_b = R_f \rightarrow \infty$, is directly related to the unloaded line loss with a multiplicative factor of Z_o/Z_{ld} . The loaded line loss is increased in the measurements due to the increase of the attenuation constant (α_o) of the unloaded line. The Q factor losses are increased not only due to the decrease of the quality factor, but also due to the change of the loaded line impedance to 52.9Ω from the designed value of 44Ω . The Q factor of the MAM capacitors with internal bias resistors reduces to 53

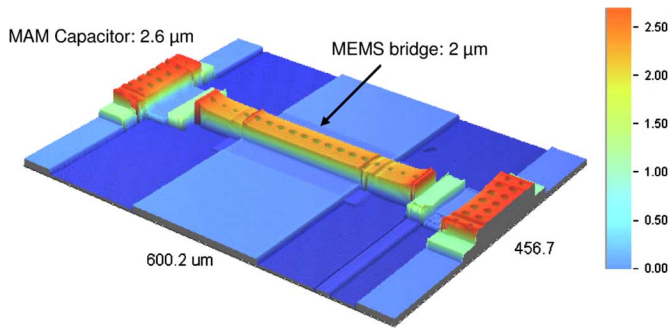


Fig. 5. Surface profiler view of the unit cell of the phase shifter obtained using an interferometer microscope.

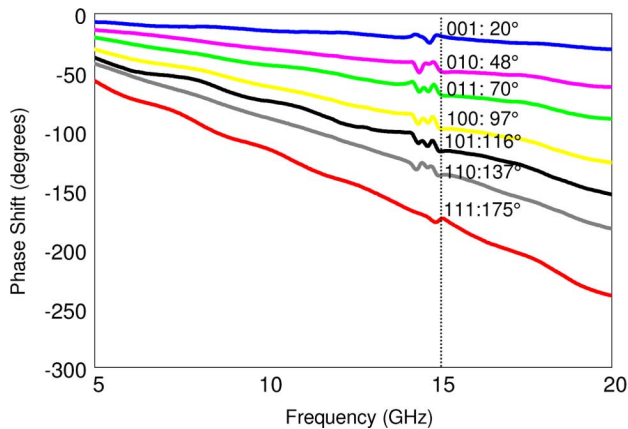


Fig. 6. Measured insertion phase-shift characteristics of the phase shifter for different states.

TABLE II

SIMULATED AND MEASURED LOSS COMPONENTS AT 15 GHz. LOADED LINE LOSS IS DEFINED WHEN $R_{bd} = 0 \Omega$, $R_p = 40 \text{ k}\Omega$, $R_b = R_e \rightarrow \infty$

Parameter	Simulated	Measured
Loaded Line Loss	0.63 dB	0.83 dB
Bridge Resistance (R_{bd}) Loss	0.45 dB	0.21 dB
25 cells Q-factor Loss	0.43 dB	0.51 dB
3 cells Q-factor Loss	0.40 dB	0.48 dB
Total Loss	1.91 dB	2.03 dB

(simulated value: 87) due to the decrease of the capacitance value. The Q factor of the MAM capacitors having both internal and external resistors is equal to 8 (simulated value: 13). Fig. 7 shows the insertion-loss analysis for the measured structure illustrating the effect of Q -factor values of MAM capacitors. These cases are: 1) $Q = 433$ (no bias line present) for 28 cells; 2) $Q = 53$ for 28 cells; and 3) $Q = 53$ (for 25 cells) and $Q = 8$ (for three cells). The analysis also shows that if a conductivity of 2500 S/m is achieved, the worst case insertion loss can be reduced down to nearly 1.6 dB, where Q factors can be increased to 132 for 25 cells with internal bias resistors and to 22 for three cells with both internal and external resistors. The average insertion loss of the phase shifter would be approximately 1.3 dB, which is quite close to the reported losses of these types of MEMS phase shifters [17]. The conductivity

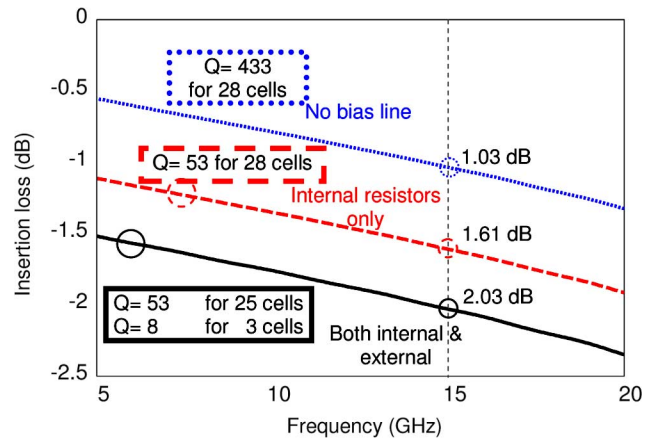


Fig. 7. Insertion loss of the phase shifter (extracted from measurement results), which is obtained from S_{21} when the ports of the structure are tuned as $52.9 \Omega (Z_{ld})$.

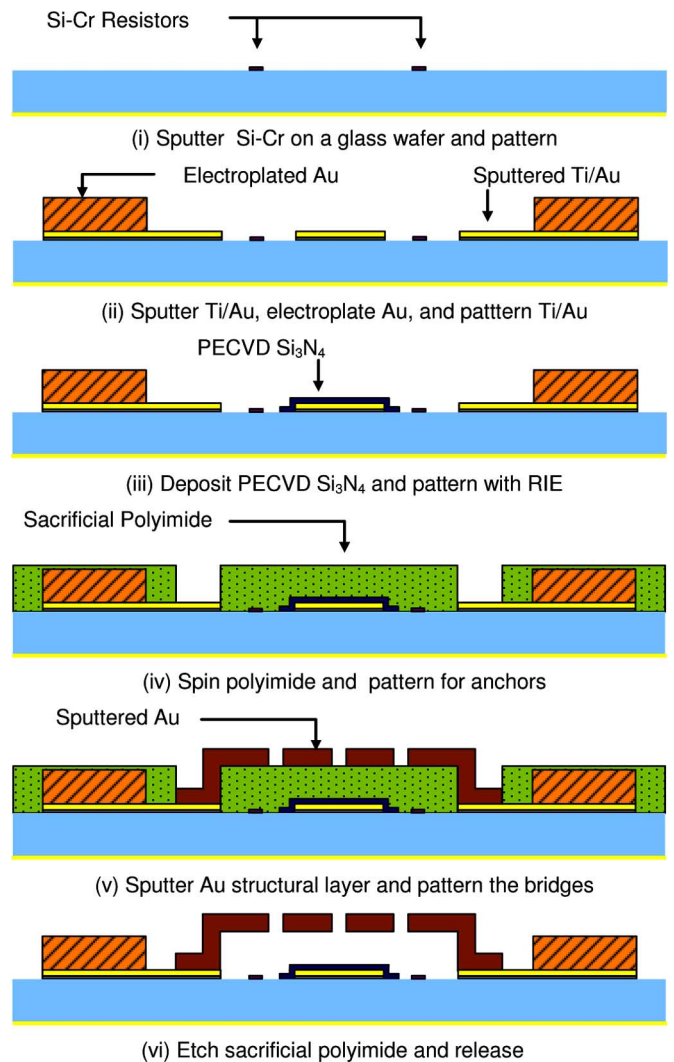
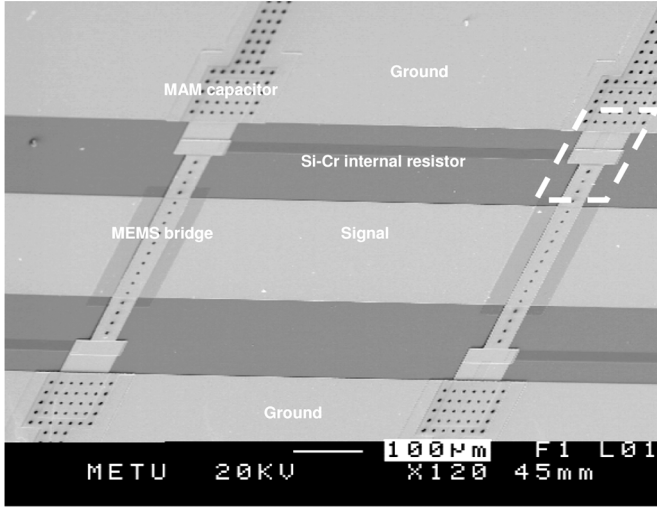
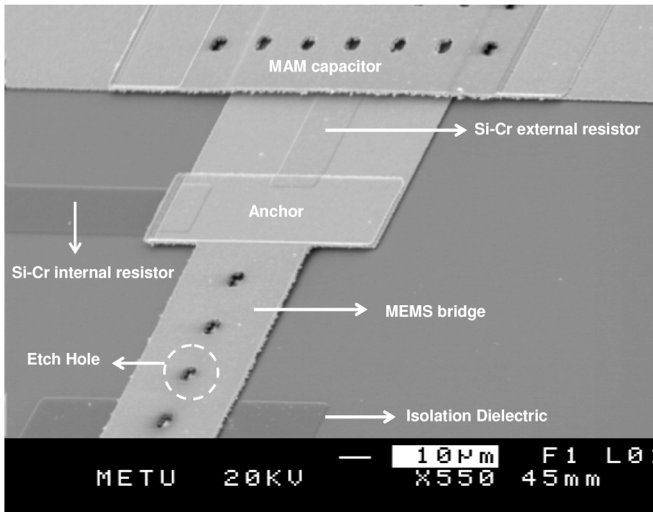


Fig. 8. Process flow used in the fabrication of the phased array.

value of the Si-Cr film depends on the chamber conditions of the sputter equipment and the gas flow during processing, and it can be reduced by process optimizations to further reduce the losses of the phase shifters, which is under progress.



(a)



(b)

Fig. 9. SEM photographs of the phase-shifter structure. (a) Two unit cells where Si-Cr internal resistors connecting the unit cells to carry dc signal can be seen. (b) Detailed view of the anchor region of the MEMS bridge where both external and internal resistors are attached. Etch holes on the suspended regions are used to improve the removal of sacrificial layer underneath those regions.

IV. FABRICATION AND MEASUREMENTS OF THE ARRAY

The phased array presented in this study is fabricated using the surface micromachining process developed at METU for implementation of various RF MEMS components on 500- μm -thick Pyrex 7740 glass substrates ($\epsilon_r = 4.6, \tan \delta = 0.005$). The backside of the wafer is coated with a 100- \AA /2- μm Ti/Au layer by sputtering for ground metallization of microstrips and CB-CPWs. Fig. 8(i)–(vi) shows the surface micromachining process. (i) The process begins with 2000- \AA -thick Si-Cr resistive layer deposition by sputtering and patterning by wet etching. (ii) The next step is the sputtering of a 100/3000- \AA -thick Ti/Au layer, which is required as the seed layer for electroplating of the base metallization. The base metallization layer is formed using a 2- μm -thick gold layer, which is electroplated inside the regions defined by the mold photoresist. The remaining Ti/Au seed layer is etched using wet etching with selective titanium and gold etchants. (iii)

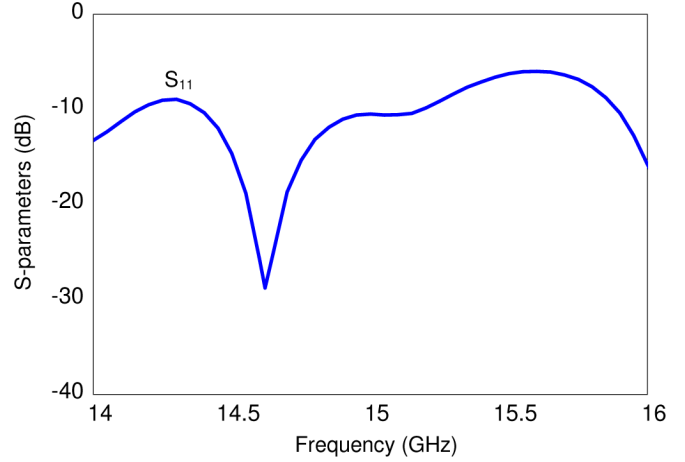


Fig. 10. Measured return loss of the monolithic phased array.

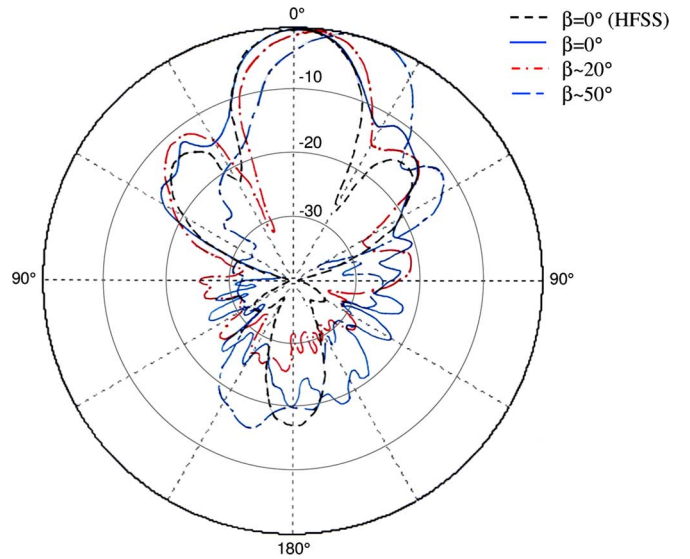


Fig. 11. Measured radiation pattern of the monolithic phased array for different progressive phase shifts.

A 3000- \AA -thick Si_3N_4 layer is coated as the dc isolation layer using a plasma enhanced chemical vapor deposition technique (PECVD) and patterned using the reactive ion etching (RIE) technique. (iv) The next step is the spin coating of the photo-definable polyimide (PI 2737) as the 2- μm -thick sacrificial layer. (v) A 1- μm -thick gold layer is then sputter deposited and patterned as the structural layer. (vi) The sacrificial layer is wet etched in the SVC – 175 photoresist stripper, rinsed in isopropyl alcohol, and dried in a supercritical point dryer. Fig. 9 shows the scanning electron microscope (SEM) photographs of the phase shifters fabricated using the process flow described above. The radiation pattern measurements of the phased array are performed via an in-house anechoic chamber. In order to apply the dc voltages, the fabricated phased array is attached to a printed circuit board (PCB) card. There exist mechanical switches located at the back of the card in order not to affect the radiation characteristics. The dc connections to the phased array are obtained using wire bonds. Fig. 10 shows the reflection coefficient characteristics of the phased array. The measured resonant frequency of the system is at 14.62 GHz with a 10-dB

bandwidth of 6%, which is very close to the designed value of 15 GHz with a 10-dB bandwidth of 2.5% [6]. Fig. 11 gives the measured radiation patterns of the phased array for different phase-shifter settings. It is observed that the beam can be tilted by 4° and 14° when the progressive phase shifts are adjusted nearly 20° and 50°, respectively. These values are quite close to the expected amount of steering. The back-radiation levels around -15 dB are acceptable considering the PCB card and the mechanical switches attached to this card for dc biasing of MEMS phase shifters.

V. CONCLUSION

This paper has presented the design and implementation of a novel monolithic phased-array system with RF MEMS phase shifters. The phased-array system is fabricated using the micromachining process developed at METU. The system employs 3-bit DMTL-type RF MEMS phase shifters, which are composed of high-impedance transmission lines ($Z_0 > 50 \Omega$) loaded with MEMS bridges in series with MAM capacitors. The phase shifter can provide nearly 20°/50°/95° phase shifts and their combinations at the expense of 1.5-dB average insertion loss at 15 GHz, showing low-loss performance compared to semiconductor counterparts. The reduction of the losses in the phase-shifting elements of a phased array can be used to eliminate one of the amplification stages, decreasing both the system costs and dc power consumption. Radiation pattern measurements shows that the beam can be steered to the desired angles by the appropriate settings of MEMS phase shifters. This study shows that the use of RF MEMS phase shifters monolithically integrated with patch antennas and feed network can offer better performance phased arrays by reducing the dc power consumption, packaging costs, and the size of the system compared to arrays with ferrite- or semiconductor-based phase shifters. This study is one of the first that demonstrate the monolithic implementation of a phased array on a single substrate with an acceptable performance, which can be further improved by increasing the number of antenna elements. Such monolithically integrated MEMS-based phased arrays can be a good candidate in weight- and power-constrained applications such as fire-control radars and automotive radars.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank to the Microelectronic Technologies staff of the Middle East Technical University, Ankara, Turkey, particularly O. S. Akar, for their support in the fabrication. The authors also thank M. Unlu and H. I. Atasoy for the process development and RF measurements.

REFERENCES

- [1] G. M. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design, and Technology*. Hoboken, NJ: Wiley, 2003.
- [2] B. R. Norvell, R. J. Hancock, J. K. Smith, M. I. Pugh, S. W. Theis, and J. Kviakofsky, "Micro electro mechanical switch (MEMS) technology applied to electronically scanned arrays for space based radar," in *Proc. Aersp. Conf.*, 1999, pp. 239–247.
- [3] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*. Norwood, MA: Artech House, 1994.

- [4] D. Parker and D. C. Zimmermann, "Phased arrays—Part II: Implementations, applications, and future trends," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 688–698, Mar. 2002.
- [5] K. Van Caekenberghe, T. Vaha-Heikkilä, G. Rebeiz, and K. Sarabandi, "Ka-band MEMS TTD passive electronically scanned array (ESA)," in *IEEE Antennas Propag. Symp. Dig.*, Jul. 2006, pp. 513–516.
- [6] K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "A monolithic phased array using 3-bit DMTL RF MEMS phase shifters," in *IEEE Antennas Propag. Symp. Dig.*, Jul. 2006, pp. 517–520.
- [7] M. Kim, J. B. Hacker, R. E. Mihailovich, and J. F. DeNatale, "A DC-to-40 GHz four-bit RF MEMS true-time delay network," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 56–58, Feb. 2001.
- [8] B. Pillans, S. Eshelman, A. Malczewski, J. Ehmke, and C. Goldsmith, "Ka-band RF MEMS phase shifters," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 9, no. 12, pp. 520–522, Dec. 1999.
- [9] W. E. Hord, C. R. Boyd, Jr., and D. Diaz, "A new type of fast switching dual-mode ferrite phase shifter," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 1987, vol. II, pp. 985–988.
- [10] C. R. Boyd, "An accurate analog ferrite phase shifter," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, May 1971, pp. 104–105.
- [11] V. Sokolov, J. J. Geddes, A. Contolatis, P. E. Bauhahn, and C. Chao, "A Ka-band GaAs monolithic phase shifter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-31, no. 12, pp. 1077–1083, Dec. 1983.
- [12] P. R. Shepherd and M. J. Cryan, "Schottky diodes for analog phase shifters in GaAs MMIC's," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 11, pp. 2112–2116, Nov. 1996.
- [13] J. F. White, "Diode phase shifters for array antennas," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech. (Special Issue)*, vol. MTT-22, no. 6, pp. 658–674, Jun. 1974.
- [14] K. Topalli, M. Unlu, S. Demir, O. A. Civi, S. Koc, and T. Akin, "New approach for modeling distributed MEMS transmission lines," *Proc. Inst. Elect. Eng.—Microw. Antennas Propag.*, vol. 153, no. 2, pp. 152–162, Apr. 2006.
- [15] N. S. Barker and G. M. Rebeiz, "Optimization of distributed MEMS transmission-line phase shifters—U-band and W-band designs," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 11, pp. 1957–1966, Nov. 2000.
- [16] J. Perruisseau-Carrier, R. Fritschi, P. Crespo-Valero, and A. K. Skrivervik, "Modeling of periodic distributed MEMS, application to the design of variable true-time delay lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 383–392, Jan. 2006.
- [17] J. S. Hayden and G. M. Rebeiz, "Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifters using metal–air–metal capacitors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 309–314, Jan. 2003.
- [18] J.-J. Hung, L. Dussopt, and G. M. Rebeiz, "Distributed 2- and 3-bit W-band MEMS phase shifters on glass substrates," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 2, pp. 600–606, Feb. 2004.
- [19] H. T. Kim, J. H. Park, S. Lee, S. Kim, J. M. Kim, Y. K. Kim, and Y. Kwon, "V-band 2-b and 4-b low-loss and low-voltage distributed MEMS digital phase shifter using metal–air–metal capacitors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2918–2923, Dec. 2002.
- [20] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems*. New York: Wiley, 2001.
- [21] J. B. Muldavin and G. M. Rebeiz, "High isolation CPW MEMS shunt switches—Part I: Modeling," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 6, pp. 1045–1052, Jun. 2000.



Kagan Topalli (S'99) was born in Eskisehir, Turkey, in 1979. He received the B.Sc. and Ph.D. degrees in electrical and electronics engineering from the Middle East Technical University (METU), Ankara, Turkey, in 2001 and 2007, respectively.

From 2001 to 2007, he was a Research Assistant with the Department of Electrical and Electronics Engineering, METU. He is currently a Senior Research Scientist with the same department. His major research interests include development, characterization, and integration of novel RF MEMS

structures such as switches, phase shifters, and impedance tuners for RF front ends at microwave and millimeter wave, reconfigurable antennas, phased arrays, microwave packaging, and microfabrication technologies.



Özlem Aydin Civi (S'90–M'97–SM'05) received the B.Sc., M.Sc., and Ph.D. degrees in electrical and electronics engineering from the Middle East Technical University (METU), Ankara, Turkey, in 1990, 1992, and 1996, respectively.

From 1990 to 1996, she was a Research Assistant with METU. From 1997 to 1998, she was a Visiting Scientist with the ElectroScience Laboratory, The Ohio State University. Since 1998, she has been with the Department of Electrical and Electronics Engineering, METU, where she is currently an

Associate Professor. Her research interests include analytical, numerical, and hybrid techniques in electromagnetic theory problems, especially fast asymptotic/hybrid techniques for the analysis of large finite periodic structures, multifunction antenna design, phased arrays, and RF MEMS applications. Since 1997, she has been a national expert on antennas of the European actions COST260, COST284, COST-IC0603. She is one of the work package leaders on RF MEMS of AMICOM, a European Network of Excellence. Since 2004, she has been a Technical Reviewer of the European community for scientific projects in the fields of antennas and communication. She has authored or coauthored over 80 journal and international conference papers.

Dr. Civi was chair of the IEEE Antennas and Propagation (AP)/Microwave Theory and Techniques (MTT)/Electron Devices (ED)/Electromagnetic Compatibility (EMC) Chapter from 2004 to 2006. She is the chair of the IEEE Turkey Section and a member of the Administrative Committee of the Turkish National Committee, URSI. She was a recipient of the 1993 Erol Gelenbe Best Masters Thesis Award, the 1994 Prof. Mustafa Parlar Foundation Research and Encouragement Award with the METU Radar Group, and the 1996 URSI Young Scientist Award.



Simsek Demir (S'91–M'98) received the B.Sc., M.Sc., and Ph.D. degrees in electrical and electronics engineering from Middle East Technical University (METU), Ankara, Turkey, in 1991, 1993 and 1998, respectively.

From 1991 to 1998, he was a Research Assistant with METU. From 1998 to 1999, he contributed to atmospheric radar antenna design with the International Research Centre for Telecommunications-Transmission and Radar, Technical University of Delft (TU-Delft), Delft, Netherlands. Since 2000,

he has been a Professor with the Department of Electrical and Electronics Engineering, METU. His main scientific interests include microwave and millimeter-wave active and passive component and system design, analysis, and modeling. Some of his research topics have been exploitation of RF MEMS technology toward industrial use, power amplifier design, modeling and implementation, and radar applications.

Dr. Demir was a recipient of several awards including the North Atlantic Treaty Organization (NATO) A2 Fellowship, which supported him as a Visiting Researcher with the University of Massachusetts at Amherst in 1995.



Sencer Koc was born in Yozgat, Turkey, in 1958. He received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Middle East Technical University, Ankara, Turkey, in 1979, 1983, and 1987, respectively.

He is currently an Associate Professor with the Department of Electrical and Electronics Engineering, Middle East Technical University. His research interests include numerical methods in electromagnetic theory, antenna measurements, and RF MEMS devices.



Tayfun Akin (S'90–M'97) was born in Van, Turkey, in 1966. He received the B.S. degree in electrical engineering (with high honors) from the Middle East Technical University (METU), Ankara, Turkey, in 1987, and the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering from The University of Michigan at Ann Arbor, in 1989 and 1994, respectively.

In 1995, 1998, and 2004, he was an Assistant Professor, Associate Professor, and Professor, respectively, with the Department of Electrical and Electronics Engineering, METU. He is also the

Technical Coordinator of Microelectronic Technologies, METU, an integrated circuit fabrication factory, which was transferred to METU by the government for MEMS-related production. His research interests include MEMS, microsystems technologies, infrared detectors and readout circuits, silicon-based integrated sensors and transducers, and analog and digital integrated circuit design.

Dr. Akin has served in various MEMS, Eurosensors, and Transducers conferences as a Technical Program Committee member. He was the co-chair of the 19th IEEE International Conference of MEMS (2006), Istanbul, Turkey. He was the recipient of a 1987 Graduate Fellowship provided by the NATO Science Scholarship Program through the Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK). He was also the recipient of the First Prize in the Experienced Analog/Digital Mixed-Signal Design Category of the 1994 Student Very Large Scale Integration (VLSI) Circuit Design Contest organized and sponsored by Mentor Graphics, Texas Instruments Incorporated, Hewlett-Packard, Sun Microsystems, and *Electronic Design Magazine*. He coauthored a symmetric and decoupled gyroscope project, which received the First Prize Award in the Operational Designs Category of the international design contest organized by DATE Conference and CMP in March 2001. He also coauthored the gyroscope project, which received the Third Prize Award of the 3-D MEMS Design Challenge organized by the MEMGen Corporation (now Microfabrica).

RF MEMS TEKNOLOJİSİ İLE YANSITICI DİZİ ANTENİ TASARIMI

Ö. Bayraktar, K. Topallı, M. Ünlü, İ. İstanbulluoğlu, E. U. Temoçin, H. İ. Atasoy,
Ş. Demir, Ö. A. Çivi, S. Koç ve T. Akın

Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
Tel: (312) 210 4526, Faks: (312) 210 2304, E-posta: e124401@metu.edu.tr, ozlem@metu.edu.tr

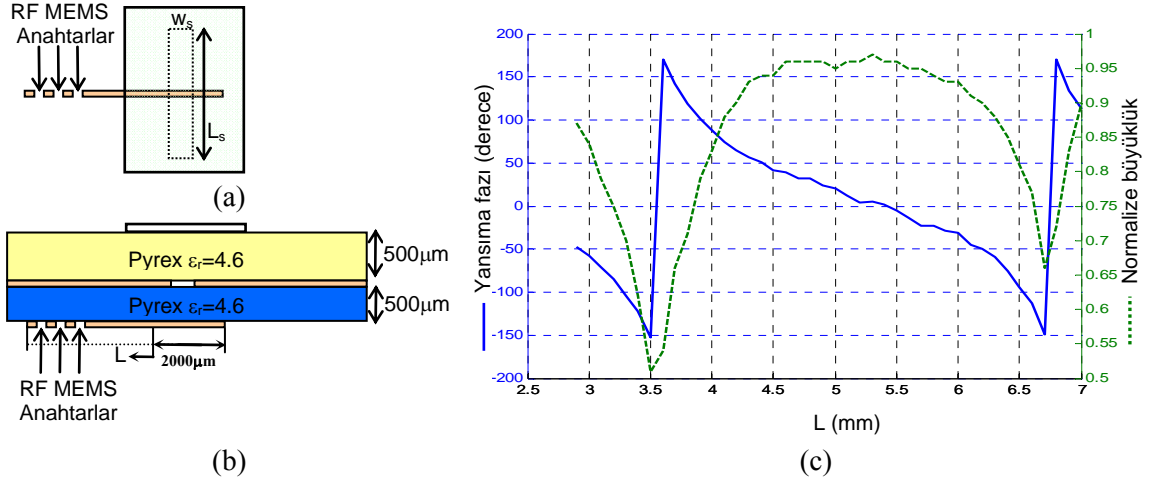
Özet: Bu bildiri RF MEMS teknolojisi kullanılarak tasarlanmış, hüzme yönü ayarlanabilir bir yansıtıcı dizi anten tasarımı sunulmaktadır. İki katmandan oluşan yansıtıcı dizi antenin üstteki birinci katmanı yama antenleri taşımakta, aşağı bakan ikinci katmanı ise hüzme yönünü ayarlamakta kullanılan mikroşerit hatlar ve MEMS anahtarları taşımaktadır. Bu iki katman, aralarında bulunan yarık ile birbirine bağlanmıştır. Tasarımda yüzeye dik olarak gelen elektromanyetik dalganın yansıma açısı, anten dizisindeki her bir elemanın yansıma fazlarının ayarlanması ile değiştirilmektedir. Yansıma fazlarının ayarlanması, alt katmanda bulunan mikroşerit hattın uzunluğunun RF MEMS anahtarlar ile değiştirilmesi suretiyle gerçekleştirilmiştir. Yapının benzetimlerinde Ansoft HFSS programı kullanılmış ve 26GHz de yapılan 4 x 1 dizide ana hüzmelerin 15 derece dönmesi sağlanmıştır. Yapı ODTÜ Mikroelektronik Tesislerinde üretilecektir.

1. Giriş

Yansıtıcı dizi antenleri gelen dalgayı istenilen yöne yansıtmak amacı ile tasarlanır. Mikroşerit hatlar ile beslenen faz dizili antenlerin aksine yansıtıcı dizi antenlerde, dizinin yüzeyi kaynak anten ile aydınlatılır. Böylece mikroşerit besleme ağında oluşan kayıplar önlenmiş olur. Yansıtıcı dizi anteninin diğer bir avantajı geometrik olarak basit ve iki boyutlu bir yapı olmasıdır. Bilindiği gibi odaklama işleminde kullanılan metal yansıtıcının küre şeklinde olması gerekir ve odaklama mesafesi kürenin merkezine göre sabittir. Yansıtıcı dizi anteni ise herhangi bir iki boyutlu yüzeye kolaylıkla uydurulabilir ve odaklama noktası yapılan tasarıma göre ayarlanabilir. Yansıtıcı dizi anteninde anten ana hüzmelerinin yönü antenin geometrisinde yapılan değişiklik sonucunda değiştirilebilir. Eğer geometrisi değiştirilebilir bir yansıtıcı dizi anteni yapılırsa, ana hüzmelerin yönü istenilen şekilde değiştirilebilir. Bu da birçok avantajı beraberinde getirir. Örneğin, odaklama amacı ile kullanılan bir yansıtıcı dizi anteninde, birden fazla noktaya farklı zamanlarda odaklama yapılabilir. Geometrisi ayarlanabilir bir yansıtıcı dizi anteninin yapımı amaçlanan bu çalışmada yarık bağlaşımlı mikroşerit yama antenlerden oluşan yansıtıcı dizi (reflectarray) anteninin mikroşerit hatlarının uzunluklarında, RF MEMS anahtarlarla değişiklikler yapılarak, anten ana hüzmelerinin istenilen açıya döndürülebileceği gösterilmektedir.

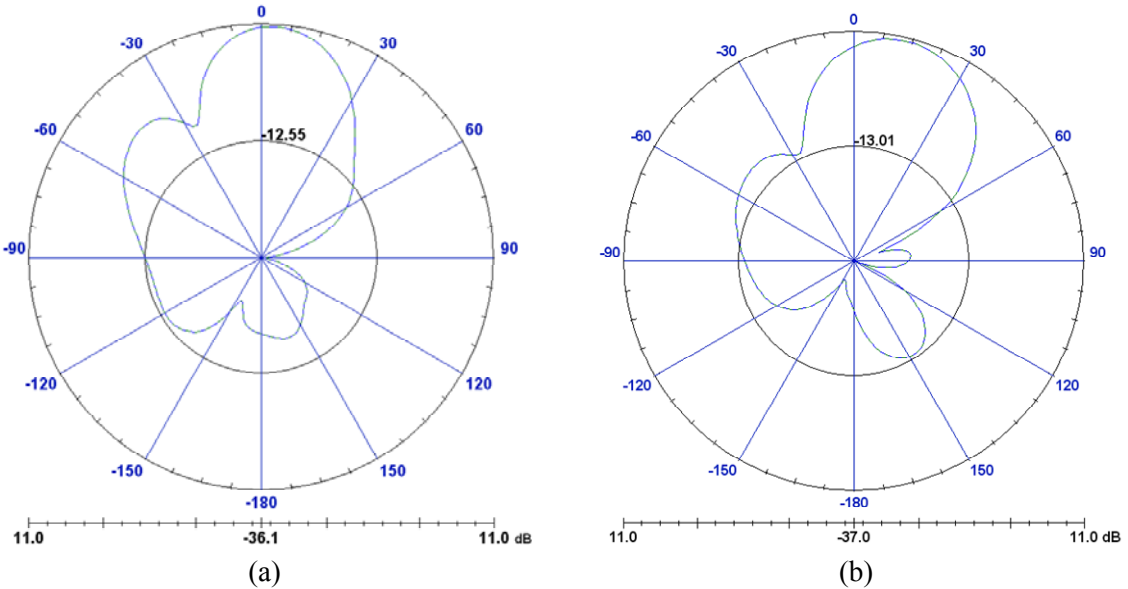
2. Yansıtıcı Dizi Anteni

Yansıtıcı dizi anteninin elemanları, kaynak antenden gelen elektromanyetik dalgayı alır ve ana hüzmelerin istenilen açıya dönmelerini sağlayacak şekilde fazı değiştirerek geri yansıtır. Şekil 1'de tasarlanan yansıtıcı dizi antenin bir elemanının (a) üst ve (b) kesit görünüşü gösterilmektedir. Bu yapıda üstteki cam katmanın (Pyrex $\epsilon_r=4.6$) üzerinde bulunan yama antene gelen elektromanyetik dalga, iki cam katman arasındaki toprak düzlemine açılmış olan yarık sayesinde alttaki cam katmanın alt yüzeyindeki mikroşerit hatta bağlanır. Mikroşerit hattın ucunun açık devre olması sebebi ile hattaki alan tamamıyla geri yansıtmakta ve yarıktan tekrar antene bağlanmaktadır. Ana hüzmelerin yönü, dizi antenindeki her bir elemanın yansıma katsayısının fazının ayarlanması ile belirlenir. Yansıtıcı dizi anteninin birim elemanının yansıma katsayısının fazındaki değişim, geometrik yapıdaki değişim ile gerçekleştirilir. Şekil 1-a ve b'de gösterilen yarık bağlaşımlı mikroşerit antendeki faz değişimi, mikroşerit hattın uzunluğunun değiştirilmesi ile sağlanmıştır. Tasarımda öncelikle faz tasarım grafiği elde edilir. Bu amaçla birim eleman HFSS programında uygun sınır koşulları verilerek elemanlar arasında yarım dalgaboyu mesafe olacak şekilde sonsuz dizi haline getirilmiştir. Bu şekilde yapılan benzetim sonucunda, yarık bağlaşımlı yansıtıcı dizi anteni için HFSS'de elde edilen faz tasarım grafiği Şekil 1-c'de gösterilmiştir. Faz tasarım grafiği birim elemandan yansıyan dalganın fazının ve büyüklüğünün geometrik uzunluk ile olan değişimini gösterir. Hüzmelerin yönünü geniş açı geçişlerine döndürebilmek için faz tasarım grafiğinin salınımının yeterince büyük olması gerekmektedir. Şekil 1-c'de görüldüğü gibi yaklaşık 300° salınım elde edilmiştir. Ayrıca faz tasarım grafiğinin üretimden kaynaklanan geometrik hatalara karşı duyarlılığı düşük olmalıdır. Bu da faz tasarım grafiğinin eğiminin çok fazla olmamasını gerektirir.



Şekil 1. Yansıtıcı dizi antenin (a) üstten ve (b) kesit görünümü. (c) Faz tasarım grafiği.

Yansıtıcı diziyi oluşturan elemanlar arasında, dizinin hüzmesini döndürmek için gerekli faz farklarının yaratılması amacıyla mikroşerit hatların uzunlukları uygun şekilde seçilmelidir. Ardından hüzmenin dönmesini istediğimiz açı değeri için, ardışık elemanlar arasında olması gereken faz farkı belirlenir. Bu çalışmada 4×1 'lik bir dizi tasarlanmıştır. Dizi elemanları arasında yarım dalgaboyu mesafe olduğunda, yansıtıcı dizi antene dik gelen dalgayı 20° döndürmek için, ardışık elemanlar arasında 61 derece faz farkı olmalıdır. Daha sonra her bir elemanın mikroşerit hattının sahip olması gereken uzunluk Şekil 1-c'deki grafik yardımıyla belirlenmektedir. Tasarımda elemanlar arasında 61 derece faz farkı elde etmek amacıyla, birinci dizi elemanı için $L=4100 \mu\text{m}$, ikinci eleman için $L=5000 \mu\text{m}$, üçüncü eleman için $L=6100 \mu\text{m}$, dördüncü eleman için $L=6500 \mu\text{m}$ olarak seçilmiştir. Uzunlukların hepsi birinci elemanın uzunluğu ile aynı seçildiğinde ana hüzmenin dönmemesi beklenmektedir. HFSS de yapılan benzetimde yapının karmaşıklığını azaltıp, yapıyı benzetimi yapılabilir hale getirmek amacıyla, mikroşerit hatlardaki RF MEMS anahtarlar yerine $50 \mu\text{m}$ uzunluğunda boşluklar bırakılmıştır. RF MEMS anahtarların açık konumu bu boşluklar ile modellenmiştir. Anahtarların kapalı konumu ise bu boşlukların doldurulması ile modellenmiştir. Şekil 2-a'da da görüldüğü gibi mikroşerit hatların uzunlukları $4100 \mu\text{m}$ seçildiğinde ana hüzme dönmemiştir. Şekil 2-b'de ise mikroşerit hatların uzunlukları ana hüzmenin 20° dönmesi için ayarlandığında 15° 'lik dönme elde edilmiştir. Aradaki farkın sebebi Şekil 1-c'de görüldüğü gibi faz ile birlikte aynı zamanda büyüklüğün de değişmesidir. Bununla beraber RF MEMS anahtarlar yerine koyulan $50 \mu\text{m}$ uzunluğundaki boşluklarda oluşan geri yansımalar istenilen açıya döndürülememesinin başka bir nedenidir. Tasarlanan yansıtıcı dizi anten, ODTÜ-MEMS grubu tarafından geliştirilen mikroşerit teknolojisiyle üretilecek ve ölçümleri yapılacaktır.



Şekil 2. Anahtarların açık (a) ve kapalı (b) konumları için ana hüzme grafiği.

3. Sonuç

Bu alışmada RF MEMS teknolojisini kullanarak, yarık bağlaşımlı mikroşerit yama antenlerden oluşan yansıtıcı dizi tasarlanmıştır. HFSS kullanılarak yapılan benzetimler sonucunda, yansıyan ana hüzmenin yönünün RF MEMS anahtarlar yardımı ile dizinin geometrisini ayarlanarak değiştirilebileceği gösterilmiştir.

4. Bilgilendirme

Bu araştırma TÜBİTAK (EEEAG-104E041), DPT ve Avrupa Birliėi 6. ereve Programı kapsamında AMICOM (Advanced MEMS For RF and Milimeter Wave Communications) Mükemmeliyet Ağı tarafından desteklenmektedir.

5. Kaynaklar

- [1] M. Himdi, J. P. Daniel ve C. Terret, "Transmission line analysis of aperture-coupled microstrip antenna," IEEE Electronic Letters, vol.25, no. 18, s. 1299-1230, Aėustos 1989.
- [2] J. R. James ve P. S. Hall, "Handbook of Microstrip Antennas," Peter Peregrinus, 1989.
- [3] G. M. Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology," John Wiley & Sons, 2003.

TÜBİTAK
PROJE ÖZET BİLGİ FORMU

Proje No: 104E041
Proje Başlığı: RF-MEMS Teknolojisi ile Faz Dizili Anten Yapımı
Proje Yürütücüsü ve Araştırmacılar: Doç. Dr. Özlem Aydın Çivi (yürütücü), Arş.Gör. Ömer Bayraktar, Dr. Kağan Topallı, Prof. Dr.Tayfun Akın
Projenin Yürütüldüğü Kuruluş ve Adresi: Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
Destekleyen Kuruluş(ların) Adı ve Adresi: TÜBİTAK, Ankara
Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri: 1.7.2005 - 30.6.2010
Öz (en çok 70 kelime) Proje kapsamında, RF MEMS faz kaydırıcıların kullanıldığı 15 GHz’de çalışan faz dizili anten tektaş entegre şeklinde üretilmiştir. Dizi antenin huzmesinin, tasarıma uygun olarak tarama yapabildiği gösterilmiştir. 26.5 GHz’de, huzmesini 0 ve 40 dereceye yönlendirebilen yansıtıcı izi anten üretilmiştir. Yansıtıcı dizi anten, yarıklı bağlaşımlı mikroşerit antenlerden oluşmakta ve yansıyan dalganın fazı mikroşerit hatların üzerine yerleştirilmiş RF MEMS anahtarlarla kontrol edilmektedir. Bu elektronik taramalı dizi antenler, ODTÜ’de geliştirilen RF MEMS üretim süreciyle üretilmişlerdir. Proje süresince bu üretim süreci daha iyileştirilmiş ve pul bağlama gibi yeni adımlar eklenmiştir.
Anahtar Kelimeler: Faz dizili antenler, yansıtıcı antenler, yeniden şekillendirilebilir antenler, RF MEMS faz kaydırıcılar, RF MEMS devre bileşenleri, RF MEMS antenler
Fikri Ürün Bildirim Formu Sunuldu mu? Evet <input type="checkbox"/> Gerekli Değil <input checked="" type="checkbox"/> Fikri Ürün Bildirim Formu’nun tesliminden sonra 3 ay içerisinde patent başvurusu yapılmalıdır.
Projeden Yapılan Yayınlar: Hakemli Dergilerde Yayınlanmış Makaleler <ol style="list-style-type: none">1. Kagan Topalli, Ozlem Aydın Civi, Simsek Demir, Sencer Koc, and Tayfun Akın, “A Monolithic Phased Array using 3-bit Distributed RF MEMS Phase Shifters”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.56, no.2, pp. 270-277, Feb 2008 Konferans Bildirileri <ol style="list-style-type: none">2. Ömer Bayraktar, Ö.Aydın Çivi, T. Akın, “Beam Switching Reflectarray with MEMS Controls”, European Conference on Antennas & Propagation 2010, Barcelona, Spain, Proceedings CD, 12-16 April 20103. Nihan Gokalp, Özlem Aydın Çivi, “Millimeter-Wave Frequency Reconfigurable Slot Dipole Array with Packaged RF-MEMS Switches”, European Conference on Antennas & Propagation 2009, Berlin, Germany, Proceedings CD, 23-27 March 20094. K. Topallı, M. Ünlü, İ. İstanbulluoğlu, H. İ. Atasoy, Ö. Bayraktar, Ö. Aydın Çivi, Ş. Demir, S. Koç, and T. Akın, “Reconfigurable RF MEMS Devices and Antennas,” 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2007), pp.204-209, Bursa, Turkey, 5-9 December 2007.5. K. Topallı, O. Aydın Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akın, "Dual-Frequency Reconfigurable Slot Dipole Array with a CPW-Based Feed Network using RF MEMS Technology for X- and Ku-Band Applications," 2007 IEEE AP-S International Symposium, Honolulu ABD, Proceedings pp.825-828, June 10-15, 2007.6. O. Bayraktar, K. Topallı, M. Unlu, O. Aydın Civi, S. Demir, T. Akın, “Beam Switching Reflectarray Using Rf Mems Technology”, European Conference on Antennas & Propagation

2007, Edinburgh, England, Proceedings CD, 11-16 November 2007

7. K. Topalli, O. Aydın Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "Monolithically integrated MEMS phased array," 8th Workshop on MEMS for MilimeterWave Communications (MEMSWAVE), pp. 119-122, Barcelona, Spain, 26-29 June 2007.
8. A. Hızal, O. Aydın Civi, "Overview of MEMS Research in EMT Applications", IVth International Workshop on Electromagnetic Wave Scattering, Gebze, pp.10-3 - 10-8, September 18-22 2006.
9. K. Topalli, M.Unlu, Ö. Aydın Civi, S. Demir, S.Koc, and T.Akin, "A Monolithic Phased Array Using 3-Bit DMTL RF MEMS Phase Shifters", 2006 AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Albuquerque-USA, pp.517-520, 9-14 July 2006.
10. Ö. Bayraktar, K. Topallı, M. Ünlü, İ. İstanbulluoğlu, E. U. Temoçin, H. İ. Atasoy, Ş. Demir, Ö. A. Çivi, S. Koç ve T. Akin" RF MEMS Teknolojisi İle Yansıtıcı Dizi Anteni Tasarımı ", URSI Türkiye 3. Bilimsel Kongresi, Ankara, pp.438-440, 6-8 Eylül 2006.