

2005-270



**TÜRKİYE BİLİMSEL VE
TEKNOLOJİK ARAŞTIRMA KURUMU**

**THE SCIENTIFIC AND TECHNOLOGICAL
RESEARCH COUNCIL OF TURKEY**

72745

**MEMS TEKNOLOJİSİ İLE
RF DEVRE ELEMANLARI
GELİŞTİRİLMESİ**

(37)

1-68

PROJE NO: 101E023

Elektrik, Elektronik ve Enformatik Araştırma Grubu
Electric, Electronics and Informatics Research Grant Committee

72745

**MEMS TEKNOLOJİSİ İLE
RF DEVRE ELEMANLARI
GELİŞTİRİLMESİ**

(37)

1-68

PROJE NO: 101E023

DOÇ.DR. SENCER KOÇ

TEMMUZ 2005
ANKARA

ÖNSÖZ

Bu projede MEMS teknolojisi ile RF devre elemanları geliştirilmeye çalışılmış, proje çerçevesinde tasarım, benzetim, üretim ve test aşamalarından geçilmiştir. Proje, Orta Doğu Teknik Üniversitesi (ODTÜ), Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nün Mikrodalga Araştırma Laboratuvarı'nda ve ODTÜ Mikroelektronik Tesisleri'nde 1 Mart 2002 ile 1 Mart 2005 tarihleri arasında Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu'nun (TÜBİTAK) desteğiyle yürütülmüştür.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	2
İÇİNDEKİLER	3
TABLO LİSTESİ.....	5
ŞEKİL LİSTESİ.....	6
ÖZ.....	12
ABSTRACT.....	13
1 GİRİŞ	14
2 GELİŞME.....	15
2.1 ÜRETİM SÜREÇLERİNİN TANIMI.....	16
2.2 1. NESİL ÜRETİM SÜRECİ	17
2.3 TASARLANAN VE 1. NESİL ÜRETİM SÜRECİNDEN GEÇEN YAPILAR	23
2.3.1 ANAHTARLAR.....	25
2.3.1.1 Paralel Anahtarlar	25
2.3.1.1.1 Köprü Tipi Paralel Anahtar.....	25
2.3.1.1.2 T-kanatlı Paralel Anahtar	26
2.3.1.1.3 Yay Kollu Paralel Anahtar.....	28
2.3.1.2 Seri Anahtarlar	29
2.3.1.2.1 Dirsek Tipi Seri Anahtar	29
2.3.1.2.2 Tek Girişli Çift Çıkışlı Seri Anahtar.....	30
2.3.1.3 Ölçüm Sonuçları	31
2.3.2 FAZ KAYDIRICILAR	32
2.3.2.1 Analog Faz Kaydırıcılar.....	32
2.3.2.2 Dijital Faz Kaydırıcılar	35
2.3.3 AYARLANABİLİR EMPEDANS UYUMLAMA DEVRELERİ	35

2.3.4	FAZ DİZİLİ ANTEN.....	39
2.4	2. NESİL ÜRETİM SÜRECİ	42
2.5	TASARLANAN VE ÜRETİLEN İKİNCİ NESİL YAPILAR	46
2.5.1	ANAHTARLAR.....	46
2.5.1.1	Yüksek Dirençli Silikon Taban Üzerine Mikroşerit Seri Anahtar.....	46
2.5.1.2	Mikroşerit hat üstüne paralel anahtar yapısı	47
2.5.1.3	Eşdüzlemsel dalga kılavuzu üstüne paralel anahtar yapısı	48
2.5.2	FAZ KAYDIRICILAR	49
2.5.2.1	Analog Faz Kaydırıcılar.....	49
2.5.2.2	Dijital Faz Kaydırıcılar	50
2.5.3	EMPEDANS UYUMLAMA DEVRELERİ.....	52
2.5.4	FAZ DİZİLİ ANTEN.....	54
2.5.5	AYARLANABİLİR ANTENLER.....	56
2.6	SIRALANMIŞ MEMS İLETİM HATLARI İÇİN MODELLEME ÇALIŞMASI....	58
2.6.1	ÖNERİLEN MODELİN ELEMANLARI	59
2.6.2	MODEL PARAMETRELERİNİN HESAPLANMASI	60
2.6.3	BENZETİMLER VE ÖLÇÜMLER	60
3	SONUÇ	62
	REFERANSLAR.....	68
	EKLER.....	72

TABLO LİSTESİ

Tablo 1. Birinci metal katman üretim yöntemlerinin karşılaştırılması.	20
Tablo 2. İki farklı DMTL yapısının boyutları (Her iki yapı için de $w=100\mu\text{m}$).....	33
Tablo 3. Modelin EM benzetimlere optimizasyonu ile elde edilen model	49
Tablo 4 İki Farklı DMTL yapısının boyutları.....	49
Tablo 5 Frekansa göre parametrelerin değişimi.....	50
Tablo 6. Üç farklı DMİH yapısı için fiziksel boyutlar ve yüksek empedanslı iletim hattının hesap edilen parametreleri (@ 10 GHz). Bütün yapılar için $w=100\mu\text{m}$ 'dir.....	60
Tablo 7. Düşük empedanslı iletim hattı için hesap edilen parametreler (@ 10 GHz).	60
Tablo 8. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş farklı yüksekliklerdeki DMİH yapıları için L_d ve C_d değerleri. Optimizasyonda L_d , C_d ve α_L dışında bütün parametreler sabit tutulmuştur.	61
Tablo 9. Benzetim ve ölçüm sonuçlarından elde edilmiş süreksizlik parametreleri ve hattın kayıp parametreleri (L_d , C_d , α_L). α_L parametresi 10 GHz'de hesaplanmıştır.....	62

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1 Üretim sürecinin özeti.....	16
Şekil 2. İlk metal katmanını üretim süreci. (a) cam pul üzerine sputter tekniği ile titanyum kaplama. (b) Sputter tekniği ile bakır kaplama. (c) Elektrokaplama için kalıp olarak kullanılan fotorezistin serimi ve şekillendirilmesi. (d) Elektrokaplama yöntemi ile bakır kaplanması. (e) Koruyucu altın katmanın buharlaştırma yöntemi ile kaplanması. (f) Liftoff tekniği ile fotorezist ve üzerindeki altın tabakanın kaldırılması. (g) Aşındırma ile açık bölgelerdeki titanyum ve bakırın kaldırılması.....	20
Şekil 3 Cu elektrokaplama yöntemiyle üretilen hattın araya girme kaybı.....	21
Şekil 4. RF MEMS birinci üretim süreci (a) Bakır elektrokaplama için gerekli olan Ti/Cu (150/1200 Å) tohum tabaka serilir ve fotodirenç ile bakır elektrokaplanacak yerler belirlenir (b) Elektrokaplama yöntemi ile bakır serilir (2 µm) ve buharlaştırma yöntemiyle ince (1000 Å) altın kaplanır (c) Kaldırma (lift-off) yöntemiyle altın şekillendirilir (d) Ti/Cu tohum tabakanın aşındırılır (e) Silikon nitrit PECVD yöntemi ile serilir ve aşındırılacak yerleri fotodirenç ile belirlenir (f) Silikon nitrit aşındırılır (g) Ara tabaka olarak kalın fotodirenç serilir ve şekillendirilir. Sonra elektrokaplama için Ti/Cu (150/1200 Å) tohum tabaka tozutmaya yöntemiyle serilir (h) Nikel elektrokaplama yapılacak yerler fotodirenç ile belirlenir ve nikel elektrokaplama ile ikinci metal tabaka (MEMS köprüleri oluşturan tabaka-1 µm) serilir (i) Ti/Cu tohum tabaka aşındırılır. Fotodirenç ara tabaka aşındırılır ve köprülerin yapışmaması için yapılar kritik nokta kurutucusunda kurutulur.	24
Şekil 5. Paralel, köprü tipi anahtarın üç boyutlu görünümü.	25
Şekil 6 . Paralel anahtarın HFSS simülasyonu sonuçları.....	25
Şekil 7. ODTÜ-MET'te üretilen bir köprü tipi anahtarın SEM fotoğrafı.....	26

Şekil 8: Uzun kollu anahtarın üç boyutlu görüntüsü.	26
Şekil 9. T- kanatlı anahtarın üç boyutlu görüntüsü.....	27
Şekil 10. T- kanatlı anahtarın HFSS simülasyonu sonuçları.	27
Şekil 11. ODTÜMET’te üretilen bir T-kanat anahtarın SEM fotoğrafı.	28
Şekil 12. (a) Yay kollu anahtarın üç boyutlu görüntüsü (b) ODTÜMET’te üretilen bir yay kollu anahtarın SEM fotoğrafı.....	28
Şekil 13. (a) Seri yapının üç boyutlu görüntüsü. Yapının boyutları $L_a= 103 \mu\text{m}$, $L_b= 110 \mu\text{m}$, $L_c= 50 \mu\text{m}$, $L_d= 105 \mu\text{m}$, $L_p = 2 \mu\text{m}$, $L_T= 845 \mu\text{m}$, $L= 475 \mu\text{m}$, $W= 120 \mu\text{m}$, $S= 20 \mu\text{m}$, $d_1= 0.1 \mu\text{m}$, $d_2= 5 \mu\text{m}$ ’dir. (b) ODTÜMET’te üretilen bir seri anahtarın SEM fotoğrafı.	29
Şekil 14 Seri anahtarın değişik köprü uzunlukları için HFSS simülasyonu sonuçları.	29
Şekil 15. Tek girişli ve iki çıkışlı anahtarın üç boyutlu modeli.	30
Şekil 16. Tek girişli ve iki çıkışlı anahtarın HFSS simülasyonu sonuçları.....	30
Şekil 17. Tek girişli tek çıkışlı modellerin S-parametreleri (a) Aşağı Durum. (b) Yukarı Durum.....	31
Şekil 18. (a) Yüklenmiş hat RF MEMS faz kaydırıcı için 0 V için S-parametreleri. (b) Farklı gerilimlerde araya girme fazı karakteristiği.	31
Şekil 19. RF MEMS analog faz kaydırıcıların fiziksel ve devre şemaları (a) Üç boyutlu görünüm (b) Üstten görünüm (c) Eşdeğer devre şeması.....	32
Şekil 20. (a) T-kanatlı faz kaydırıcının üç boyutlu görüntüsü (b) T-kanatlı (düz çizgi) ve standart köprülü(noktalı) faz kaydırıcıların araya girme eğrileri.	33
Şekil 21. (a) T-kanatlı faz kaydırıcının SEM fotoğrafı (b) Standart köprülü faz kaydırıcının SEM fotoğrafı.....	33
Şekil 22 (a) 1.DMTL yapısının S-parametreleri. (b) 2. DMTL yapısının S-parametreleri	34
Şekil 23. Silikon taban üzerine tasarlanmış faz kaydırıcı karakteristiği.....	34

Şekil 24. Dijital Faz Kaydırıcının 3-Boyutlu görüntüsü. Yollar arasındaki mesafe 2*(480+90)µm.....	35
Şekil 25. Dijital faz kaydırıcı için frekansa bağlı faz kaydırım miktarı.....	35
Şekil 26. RF MEMS ayarlanabilir üç kütüklü empedans uyumlama devresinin fiziksel ve devre şemaları (a) Üç boyutlu görünüm (b) Devre şeması.	36
Şekil 27. Ansoft HFSS benzetiminde kullanılan üç kütüklü empedans eşleme devresi modeli.	37
Şekil 28. Ayarlanabilir empedans uyumlama devresinin SEM fotoğraflar. (a) İki kütüğün birlikte görünümü. (b) Bir kütüğün yakından görünümü. (c) MEMS köprülerin yakından görünümü.	38
Şekil 29. Üç kütüklü ayarlanabilir empedans uyumlama devresinin tek kütüğünün ölçüm sonuçları (a) Z11 sanal kısmı. (b) Z11 reel kısmı.	38
Şekil 30. Ayarlanabilir güç bölücü şeması ve 1/p oranında güç bölümü için gerekli empedans oranları	39
Şekil 31. Faz dizili anten sisteminde kullanılan yama antenlerden biri. Yama anten 4.14 mm kenar uzunluğuna sahip bir karedir. Anteni besleyen 778 µm genişliğindeki mikroşerit hat, uyumlama amacıyla içeri girinti şeklinde 1.55 mm kesilmiştir.	40
Şekil 32. (a) E-düzlemi ışınma örüntüsü. (b) H-düzlemi ışınma örüntüsü. Noktalı çizgiler çapraz polarizasyon, sürekli çizgiler ise eş-polarizasyon bileşenini göstermektedir.	41
Şekil 33. Faz dizili anten sisteminin S ₁₁ karakteristiği	41
Şekil 34. Üretilmiş faz dizili antenin fotoğrafı.	42
Şekil 35. RF MEMS ikinci üretim süreci (a) Altın elektrokaplama için gerekli olan Cr/Au (200/1800 Å) tohum tabaka serilir ve fotodirenç ile bakır elektrokaplanacak yerler belirlenir (b) Elektrokaplama yöntemi ile altın serilir (1.5-2 µm) (c) Cr/Au tohum tabaka elektrokaplama ile altın kaplanmış yerler fotodirenç ile korunarak aşındırılır (d) Silikon	

nitrit PECVD yöntemi ile serilir ve aşındırılacak yerleri fotodirenç ile belirlenir (e)

Silikon nitrit aşındırılır (f) Köprülerin destek noktaları negatif fotodirenç ile korunarak

kalan yerler elektrokaplanmış bakır ara tabaka ile doldurulur (g) MEMS köprülerin

koyulacağı yerler kalın fotodirenç ile belirlenir ve bu alanlar elektrokaplanmış altın ile

doldurulur (h) Elektrokaplanmış bakır ara tabaka ve tohum Ti tabaka aşındırılır.

Köprülerin yapışmaması için yapılar kritik nokta kurutucusunda kurutulur. 44

Şekil 36. RF MEMS faz kaydırıcının yakın SEM fotoğrafı. Burada birinci metal katman

kenarlarında oluşan çıkıntılar, ara katmanı ve ikinci metal katmanı etkilemiş ve ikinci

metal katmanda beklenmeyen yükseltmeler oluşmuştur. 45

Şekil 37. 3 ve 4.5 mA/cm² akım yoğunluğu ile üretilen altın elektrokaplanmış hatların S21

ölçümleri..... 45

Şekil 38. Tek hareket elektrotlu anahtar yapısı..... 46

Şekil 39. Anahtar yapısının EM simülasyon sonuçları..... 47

Şekil 40. MEMS köprüünün MŞ hat üstüne yerleştirilmesiyle gerçekleştirilen paralel anahtar

yapısı. Dairesel kütük köprü aşağı durumdayken toprak etkisi göstererek giriş-çıkış

arasında yalıtım sağlanmaktadır..... 47

Şekil 41. 10 GHz merkez frekansında çalışan MŞ üstündeki paralel anahtar yapısı için EM

benzetim sonuçları. (a) Yukarı durum yansıma kaybı (b) Aşağı durum yalıtım

performansı..... 48

Şekil 42. 15 GHz merkez frekansında çalışan MŞ üstündeki paralel anahtar yapısı için EM

benzetim sonuçları. (a) Yukarı durum yansıma kaybı (b) Aşağı durum yalıtım

performansı..... 48

Şekil 43. (a) MEMS köprüünün EDK üzerine yerleştirilmesiyle elde edilen paralel anahtar

yapısı (b) Yapı için kullanılan devre modeli. Modeldeki kapasitanslar, EDK'nın sinyal

hattı ile köprü arasındaki (C_{sb}) ve köprü ile EDK'nın düzlemsel toprakları arasındaki kapasitansları modellemek için kullanılmıştır.....	49
Şekil 44. EDK üzerinde anahtarlama yapabilen paralel anahtar yapısı için EM benzerimlerin sonuçları. (a) Yukarı durum yansıma kaybı (b) Aşağı durum yalıtım performansı.....	49
Şekil 45. Hareket verme sonucu elde edilmiş S-parametreleri (a) Yansıma katsayısı (b) İletim katsayısı	50
Şekil 46. Faz kaydırıcı yapının 0 ve 25V gerilimler için iletim katsayısının fazı.	50
Şekil 47. Sekiz anahtarlı Dijital faz kaydırıcı maske çizimi.....	51
Şekil 48. Anahtarlanmış Faz Kaydırıcı yapısının simulasyon sonuçları.	51
Şekil 49. Anahtarlanmış faz kaydırıcı yapısının farklı yollarından elde edilen frekansa bağlı faz kaydırım miktarları.....	52
Şekil 50. İndüktif olarak eşlenmiş anahtarlanmış yapının frekansa bağlı grup gecikmesi.....	52
Şekil 51. İkinci nesil 40 anahtarlı ayarlanabilir empedans uyumlama devresinin Smith Abağı üzerinden uyumlama yapabildiği noktalar.	53
Şekil 52. İkinci nesil empedans uyumlama devresinin SEM fotoğrafları. (a) MEMS anahtarın tümünden görünümü. (b) MEMS anahtarın yakından görünümü. (c) Empedans uyumlama devresinin bir kütüğünün tümünden görünümü.	54
Şekil 53. Faz dizili anten yapısının yandan görünümü.....	55
Şekil 54. İkinci nesil faz dizili anten yapısının serimi.	55
Şekil 55. İkinci nesil faz dizili anten yapısı için hazırlanan test düzeneği.	56
Şekil 56. Ayarlanabilir anten yapıları – Birinci yapı. (a) EDK beslemeli dikdörtgen yarık antenin kapasitörlerle yüklenmemiş hali. (b) Yüklenmiş hali.....	56
Şekil 57. EDK beslemeli dikdörtgen yarık antenin ölçüm sonuçları.....	57
Şekil 58. RF MEMS anahtar uyumlamalı dual frekans anten	57
Şekil 59. Ayarlanabilir dual frekans anten yapısının girişteki dönüş kaybı	57

Şekil 60. (a) DMİH'nin genel görüntüsü. (b) Arka arkaya bağlanmış yapılardan her biri için sunulan CLR modeli.....	58
Şekil 61. Proje kapsamında yapılan çalışmalarla, DMİH yapıları için öneriler yeni model. ..	59
Şekil 62. Tabanın alt yüzü iletken kaplı EDK'nın üzerine tavan şeklinde bir iletken bulunduğu oluşan elektrik alan dağılımı.	59
Şekil 63. (a) Süreksizlik kapasitansının sinyal hattının genişliğine göre değişimi. (b) süreksizlik kapasitansının köprü yüksekliğine göre değişimi.	61
Şekil 64. (a) Süreksizlik indüktansının sinyal hattının genişliğine göre değişimi. (b) Süreksizlik indüktansının köprü yüksekliğine göre değişimi.	61
Şekil 65. (a) DMİH Tip I @ 5 μm için ölçüm sonuçları. (b) DMİH Tip III @ 5 μm için ölçüm sonuçları.	62

ÖZ

RF MEMS (Radyo Frekansı Mikro-Elektro-Mekanik Sistemleri) elemanları, mikrodalga frekanslarda çalışan devrelerde kullanılmak üzere fotolitografik işlemlerle üretilen elemanlardır. Bu elemanlar, ucuz, düşük güç harcayan, hafif ve küçük sistemler geliştirilmesine olanak vermektedir. RF uygulamalar için, kapalı olduğunda düşük araya sokma yitimine sahip ve açık olduğunda yüksek izolasyon sağlayan mikro mekanik anahtarlar, faz kaydırıcılar, empedans uyumlama devreleri ya da faz dizili antenler bu teknoloji ile üretilmektedir. RF MEMS'in bu özellikleri ve kritik alanlardaki uygulamaları sebebi ile, MEMS teknolojisiyle RF devre elemanları geliştirmek üzere, Orta Doğu Teknik Üniversitesi'ndeki (ODTÜ) Mikrodalga Grubu ve MEMS grubu ortak bir çalışma başlatmıştır. Ortak çalışma, RF MEMS konusunda bir bilgi birikimi oluşturmak için geniş bir literatür taraması ile başlamıştır. Edinilen bilgiler ışığında yeni RF MEMS yapıları tasarlanmış ve bu yapıların teorik olarak çalışmaları HFSS ve MEMCAD yazılımları kullanılarak gösterilmiştir. Bu raporda ODTÜ'de TÜBİTAK desteğiyle gerçekleştirilmiş 101E023 numaralı "MEMS Teknolojisi ile RF Devre Elemanlarının Geliştirilmesi" projesi kapsamında yapılan işler anlatılmaktadır. ODTÜ Mikroelektronik Tesisleri'nde gerçekleştirilen üretim süreçleri, yapılan benzetimlerin sonuçları, ve tüm bunlar ile tasarlanan, üretilen ve test edilen anahtarlar, faz kaydırıcılar, empedans uyumlama devreler ve faz dizili antenler bu raporun kapsadığı konulardır.

Anahtar Sözcükler: mikro-elektro-mekanik sistemler, radyo frekansı, anahtarlar, faz kaydırıcılar

ABSTRACT

RF MEMS (Radio Frequency Micro-Electro-Mechanical Systems) components are fabricated by photolithographic processes to be used in circuits operating in microwave frequencies. RF MEMS technology enable us to develop low-power, light, inexpensive and small systems. By this technology, components like switches having low insertion loss and high isolation, phase shifters, impedance matchers and phased array antennas can be designed and fabricated. Considering the critical application areas and high performance of RF MEMS, in order to develop RF circuit components using MEMS technology Middle East Technical University Microwave group and MEMS group began a collaborative work. This work advanced after an extensive literature search and in the light of the gained knowledge, new RF MEMS components are designed whose operation are theoretically proved by HFSS and MEMCAD softwares. This report presents the studies done in the scope of TUBİTAK project "MEMS Teknolojisi ile RF Devre Elemanlarının Geliştirilmesi". The improved fabrication proces developed at METU Microelectronic Facilities (METU-MET), simulation results and the components designed, fabricated and measured such as switches, phase shifters, impedans matchers and phased array antennas are the subjects of this report.

Key Words: micro-electro-mechanical systems, radio frequency, switches, phase shifters

1 GİRİŞ

MEMS teknolojisi, elektronik dünyasında yeni bir çağın açılmasına yol açmıştır. Bu teknoloji, gelişmiş yarı iletken teknolojisi ve mikroişleme yöntemleri ile hassas mikromekanik yapıların tasarlanmasına imkan vermiştir. Kullandığı bu teknolojiler ve yöntemlerle birçok yeni elektronik yapının yüksek performans ve düşük maliyetle gerçekleştirilmesini sağlamaktadır. Çalışma frekanslarının gitgide arttığı, buna karşın cihaz boyutlarının büyük bir hızla küçüldüğü günümüzde, bu özelliklere sahip MEMS teknolojisinin, RF elektroniğinin de ilgisini çekmesi kaçınılmaz olmuş, bunun sonucunda, son yıllarda, bu iki teknolojiyi biraraya getirme adına yoğun bir araştırma başlamıştır. Bu araştırmalar sonucunda, MEMS'in, mikrodalga alanında kullanılan bazı devre parçalarının da, daha yüksek verim ve daha düşük maliyetle tekrar geliştirilmesine imkan sağlayabileceği ortaya konmuştur. RF MEMS teknolojisi kullanılarak üretilen devre elemanlarının ortak özellikleri düşük araya sokma yitimine (insertion loss) sahip olmaları ve daha az güç harcamalarının yanı sıra daha az hacim kaplamaları ve daha hafif olmalarıdır. Seri üretime geçildiği takdirde de maliyetleri oldukça azalmaktadır. Bu özelliklerinden dolayı bu elemanların, kişisel cihazların alıcı verici devrelerinde çok geniş kullanım alanları vardır. Ayrıca hafif olmaları ve az güç harcamaları telsiz haberleşme sistemleri gibi cihazların da hafif ve uzun ömürlü olmasını sağlamaktadır.

Bu yeni teknolojinin ülkemizde bulunmasının ülkemize ne kadar büyük bir teknolojik avantaj sağlayacağı yukarıda anlatılanlar doğrultusunda son derece açıktır. Bunun yanında, her kritik teknolojiye olduğu gibi, RF MEMS'de de, cihazların yurt dışından alınmasının hem zor hem de oldukça maliyetli olması sebebiyle bu teknolojinin ülkemizde bulunması ekonomimize önemli bir katkı sağlayacaktır. Bütün bu düşünceler ışığında, bu raporda bahsi geçen projenin hedefi, ODTÜ'deki çalışmalarda MEMS teknolojisini RF devre elemanları yapacak olgunluğa ulaştırmak ve RF MEMS konusunda bölümümüzde önemli bir altyapı oluşturmak olarak belirlenmiştir. Bu hedefe, bölümümüzdeki sağlam RF altyapısını, MEMS teknolojisi ile birleştirerek ulaşmak esastır.

Dünya literatüründeki çalışmalara bakıldığında, RF MEMS araştırmaları içindeki en yaygın ve aynı zamanda öncü olan ürün anahtarlardır (switch). Anahtarlar seri ve paralel olarak iki farklı şekilde oluşturulurlar. Seri anahtarlar hattı seri olarak açıp kapayarak sinyalin geçmesini veya geçmemesini sağlarlar. Paralel anahtarlar sinyal hattını toprak hattına bağlayarak sinyalin geçişini önlerler. Bu anahtarların en büyük özelliği eşdeğerleri olan FET anahtarlara göre çok daha az araya sokma yitimine sahip olmaları ve çok daha az güç harcamalarıdır. Anahtardan bir üst aşamada ise mikrodalga geciktirme devreleri (microwave delay circuits) diğer bir deyişle faz kaydırıcılar (phase shifters) yer almaktadır. Bu faz kaydırıcıların en büyük özelliği her frekansta aynı faz farkını vermek yerine farklı frekanslarda dalga boyu ile orantılı faz farkı vermeleridir. Bu sebepten dolayı faz kontrollü dizi (phased array) uygulamalarında büyük önemi vardır. Faz dizili anten tasarımların temel çalışma prensibi de faz kaydırıcılarla dayanmaktadır. Anahtarlar ve faz kaydırıcılarının yanında empedans uyumlama devreleri de RF MEMS teknolojsi kullanılarak elde edilebilmekte ve daha küçük alanlarda tatmin edici empedans eşlemeleri görülmektedir.

Bu proje kapsamında MEMS teknolojisi kullanılarak yukarıda bahsedilen RF devre elemanlarının geliştirilmesi planlanmıştır. Bu kapsamda yazılım destekli benzetim

programları kullanılarak tasarımlar yapılmış, istenilen performans düzeyine ulaşan yapılar için serilim (layout) çizimleri tamamlanmıştır. Bu çizimler sonucu maskeler ürettirilmiş ve elde edilen maskelerle ODTÜ-MET'te üretim sürecine geçilmiştir. Üretilen elemanlar ölçülmüş ve ODTÜ'de gerçekleşen bu ilk RF MEMS temelli çalışmalar oldukça tatmin edici sonuçlar göstermiştir. Proje başındaki hedeflere bakıldığında, bu hedefleri sağlamaya yönelik çalışmaların yapıldığı, hatta öngörülen hedeflerin aşıldığı gözlemlenmiştir.

Proje başında yapılan literatür çalışmaları ve bölümümüz elektromanyetik grubu öğretim elemanlarıyla birlikte gerçekleştirilen beyin fırtınası toplantıları sonucu proje boyunca gerçekleştirilmesi planlanan hedefler belirlenmiştir. Bu hedefleri gerçekleştirmek için takip edilen adımlar şu şekilde sıralanabilir:

1. HFSS ve MEMCAD gibi yazılımlar kullanılarak mekanik ve mikrodalga simülasyonları yapılması ve uygun yapılar karar verilmesi,
2. Karar verilen uygun yapının performansının en iyi düzeye getirilmesi için optimizasyon çalışmalarının yapılması,
3. CADENCE yazılım programı kullanılarak tasarımın seriminin yapılması ve bu serimden yurtdışında maskelerin ürettirilmesi,
4. Tasarımların ODTÜ-Mikroelektronik Tesisleri'ndeki altyapı kullanılarak üretilmesi; gerekirse yeni tasarımların ve maskelerin yapılması,
5. Üretilen cihazın uygun bir paket içine yerleştirilerek test cihazlarına bağlanması için uygun bir paket tasarlanması ve yapılması,
6. Son testlerin öncelikle ODTÜ'deki imkanlar kullanılarak yapılması.

Tasarım, simulasyon, üretim ve ölçüm için ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü MEMS-VLSI Araştırma Grubu ve milimetrik dalga laboratuvarının bünyesinde aşağıdaki araştırma olanakları kullanılmıştır:

1. Tasarım olanakları: Sun Ultra5 iş istasyonları (5 adet), VLSI ve MEMS tasarım yazılımları (Cadence, Mentor), FEM simülasyon olanakları (ANSYS, MEMCAD), RF simülasyon yazılımları (HFSS, Ensemble),
2. Mikroelektronik üretim ve test altyapısı: Temizoda, ince film metal kaplama, litografi donanımı (mask aligner, spinner, vb.), probe station, wire bonders, kimyasal aşındırma odası,
3. Mikrodalga test altyapısı: Probe station, test ekipmanları (scalar network analyzer, vector network analyzer, v.b.).

Yukarıda belirtilen olanaklar kullanılarak ve de daha önce değinilen adımlar takip edilerek, proje sonunda istenilen noktaya gelinmiş ve ODTÜ'deki RF çalışmaları ve MEMS çalışmaları yeni devre elemanları geliştirilmesi doğrultusunda ortak bir noktada buluşmuşlardır. Anahtarlar, faz kaydırıcılar, empedans uyumlama devreleri, faz dizili antenler ve ayarlanabilir antenler üzerine tasarım ve üretim çalışmaları yapılmış, tatmin edici sonuçlar alınmıştır. 3 yıla yayılan tasarım, modelleme ve üretim süreçlerinde uluslararası alanlarda ilgi gören sonuçlar elde edilmiş, hedeflenenin üstünde ilerleme kaydedilmiştir.

2 GELİŞME

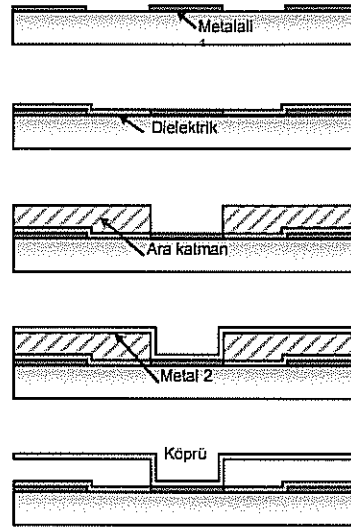
Projenin başında hedeflenen tasarımlar, bölümümüz elektromanyetik grubu öğretim elemanlarıyla birlikte gerçekleştirilen beyin fırtınası toplantılarından sonra elde edilen çeşitli fikirlerin içinden seçilerek ortaya çıkmıştır. Bu tasarım çalışmaları iki grupta

yoğunlaştırılmıştır. Birinci grupta, literatürde halen mevcut olan anahtar ve faz kaydırıcılarının değişik geometriler kullanılarak değiştirilmiş şekilde üretilmesi yer almaktadır. Bu kapsamda çeşitli anahtar ve faz kaydırıcı geometrileri tasarlanmıştır. İkinci grupta ise literatürde mevcut olmayan yapıların tasarımı yer almaktadır. Bu kapsamda empedans uyumlama devresi, kontrol edilebilir güç bölücü devresi ve faz kaydırıcılarla entegre bir biçimde üretilmesi düşünülen faz dizili anten sistemi yer almaktadır. Bu tasarımların serimleri yapıldıktan sonra maskeler ürettirilmiş ve bu maskeler kullanılarak üretim sürecine geçilmiştir.

Tasarımlar yapılırken mekanik ve elektro manyetik simülasyonlar yapılmıştır. Mekanik simülasyonlarda kullanılan program Coventorware, elektromanyetik simülasyonlarda kullanılan program ise HFSS'tir. Tasarımları bitmiş ve simülasyon sonuçlarından beklenen performansı gösterebileceği anlaşılmış yapılar üretim sürecine sokulmuştur. Proje boyunca iki temel üretim süreci tanımlanmıştır. Bu süreçler, tasarlanan yapılar için optimum ürünleri ortaya çıkarabilecek hale gelene kadar değişikliklere uğramış, ve her ikisinden de sonuç alınmıştır. Bu raporda proje boyunca ilerleme kaydetmiş ve son hallerini almış olan üretim süreçleri, tasarlanan yapılarla paralel olarak anlatılacaktır.

2.1 ÜRETİM SÜREÇLERİNİN TANIMI

Üretim süreci 4 ana adımdan oluşmaktadır. Bu adımlar birinci metal katmanının serilimi, dielektrik katmanının serilimi, ara katman ve ikinci metal katmanının serilimi olarak sıralanabilir (Şekil 1). Bu tabakaların yapımı için kullanılan malzemelerden, taban gibi, bazılarının cinsi tasarım için çok kritik olmakla beraber, metaller gibi, bazılarının cinsi tasarımın çalışmasından çok performansını etkilemektedir. Bu noktada her katmanın belli bir malzeme ve yöntem ile sorunsuz yapılabilmesi ve diğer katmanların yapımı sırasında zarar görmemesi, tüm üretim göze alındığında performanstan daha önemli bir hale gelmektedir. Bahsedilen durum göz önünde bulundurularak ilk önce sırayla her katmanın birbirinden bağımsız olarak üretilebilmesine çalışılmış, bir taraftan da eşzamanlı olarak katmanların işleme süreçlerinin birbirleriyle uyumu gözlenmiştir. Uyumsuzluk durumlarında ise katmanlardan birinin işleme sürecinde değişikliklere gidilmiştir. Katmanlarda kullanılan maddelerde yapılan değişiklikler temel alınarak iki farklı üretim süreci tanımlanmıştır.



Şekil 1 Üretim sürecinin özeti.

2.2 1. NESİL ÜRETİM SÜRECİ

Birinci nesil üretim süreci üretim tecrübesinin artmasıyla çok ilerleme kaydetmiş ve değişikliklere uğramıştır. Simulasyon sonuçları alınmış tasarımların üretilmesi için ilk olarak şu şekilde bir süreç düşünülmüştür:

a. Birinci metal tabaka altın (Au) olarak tasarlanmıştır ve bu altın tabakasını cam taban üzerine yapıştırmak için krom (Cr) tabaka kullanılmıştır. Bu tabaka için altın seçilmesinin sebepleri 1) metalin sonlu iletkenliğinden kaynaklanan kayıpları en aza indirmek; 2) genel olarak metallerin üzerinde oluşan ince oksit tabakasının oluşumunu önlemektir. Altında oksitlenme oluşmamaktadır, böylece RF karakteristiğinde bu oksitlenmeden kaynaklanan kayıpların önüne geçilmektedir.

b. İkinci tabaka, birinci metal tabakasının üzerinde bulunan yalıtkan tabakadır. Bu tabaka yüksek dielektirik sabiti nedeniyle Silikon Nitrit (Si_3N_4) olarak seçilmiştir. Bu tabaka serilirken çok düzenli olması ve kalınlığının değişmemesi, hareketli metal tabaka yalıtkan tabakanın tam olarak üzerinde olduğu zaman, yalıtkan çökmesine uğramaması ve yüksek bir sığa sağlaması açısından çok önemlidir.

c. Üçüncü tabaka, üst metal tabakanın inşa aşamasında üzerinde duracağı ara tabakadır. Bu tabakanın kalınlığının değişmemesi çok önemlidir. Çünkü, eğer bu kalınlık değişirse, havada asılı duran yapılar tabana daha yakın olacak, iletim hatlarının karakteristik empedansları değişecek, sonuç olarak yapıların RF karakteristikleri değişecek ve kayıpları artacaktır. Ayrıca bu aşamanın şekillendirilmesi yapıların tabana iyi yapışmaları açısından da çok önemlidir.

d. Son tabaka, ara tabakanın destek görevi gördüğü ve yapıların hareketli kısımlarını oluşturan ikinci metal tabakadır. Bu tabakanın ara tabaka üzerinde büyüebilmesi için, önce ara tabakayı tamamen kaplayan bir bakır(Cu), tohum tabaka kullanılmaktadır. İkinci metal tabakanın ana maddesi nikel(Ni)'dir. Bu tabakanın kalınlığı yapıların mekanik karakteristiğini doğrudan etkilemektedir. Bu tabaka serilirken gerilimden de arındırılmış olması gerekmektedir. Çünkü, üzerinde az veya fazla gerilim olan tabaka, ara tabaka kaldırıldıktan sonra, aşağı veya yukarı yönde eğilerek yapıların karakteristiğini bozabilir.

Son tabaka da serildikten sonra, ara tabaka kendi aşındırıcısında kaldırılır ve yapılar havada asılı olarak kalır. Bu aşamada çok dikkatli olunması gerekmektedir, çünkü yapılacak hatalar havada çoğu zaman ufak yerlerden tabana bağlı olarak asılı duran mikro yapıların zarar görmesine sebep olabilir.

Daha sonraki çalışmalar ve incelemeler yukarıda anlatılan bu ilk üretim tasarısında bazı eksiklikler olduğunu ortaya çıkarmış bu yüzden daha iyi bir optimizasyona ihtiyaç olduğu sonucuna varılmıştır. Bunun sonucunda katmanların üretiminde daha ayrıntılı ve daha güvenilir olan bir sürece girilmiştir. Bu yeni süreçte yapılan bazı değişikliklere ve bunların nedenlerine aşağıdaki paragraflarda değinilmiştir.

Birinci olarak, üretilen yapıların RF performanslarının iyi olabilmesi için birinci metal katmanın sağlaması gereken koşullar detaylı olarak ele alınmıştır. Metal hatların direncinin düşük olması gerekmektedir çünkü yüksek direnç sinyal kaybına yol açmaktadır. Hatların direncini düşürebilmek için yüksek iletkenliğe sahip bir metal kullanmak gerekir. Bunun yanı sıra direncin düşük olması için metalin kalınlığını olabildiğince yüksek tutmak

gerekmektedir. Ayrıca metalin oksitlenmemesi veya yüzeyin oksitlenmeyen başka bir metalle kaplanması gerekir; çünkü oksitlenme hem kontak direncini hem de hat direncini arttırmaktadır. Temel olarak hattın direncini düşük tutabilmek için yüksek iletkenliğe sahip, oksitlenmeyen metallerin kalınlığı kontrol edilebilir bir biçimde serilebilmesi gerekmektedir.

Bu elektriksel gerekliliklerin yanısıra metalin alt tabana iyi yapışması, daha sonraki üretim aşamalarındaki sıcaklıklara ve kimyasallara dayanması, ve litografi teknikleri kullanılarak düzgün bir şekilde şekillendirilebilmesi gerekmektedir. Bütün bu şartları karşılayabilecek bir metalizasyon yöntemi geliştirmek maksadı ile izleyen paragraflarda anlatılan metal türleri ve teknikler daha önce değinilen yeni süreçte denenmiştir.

İlk olarak Al metal kaplanması ve şekillendirilmesi denenmiştir. Kaplama için toz tutma (sputter) tekniği kullanılmıştır. Şekillendirme için ise litografi ve aşındırma teknikleri kullanılmıştır. Bu yöntemle ilgili bazı önemli noktalar aşağıda verilmiştir.

- Al iletkenliği yüksek bir malzemedir fakat bakır veya altın gibi malzemelere göre iletkenliği düşüktür.
- Al oksitlenen bir malzemedir ve oksitlenmeden korunması için altın gibi oksitlenmeyen bir metal ile kaplanması mümkün değildir.
- Daha sonraki üretim aşamalarında kullanılan fotorezistlerin developerları tarafından aşınmaktadır. Bu sebepten dolayı daha sonraki aşamalara karşı dayanıksızdır.
- Sputter tekniği ile istenilen kalınlıkta kaplanması mümkündür.
- Kullanılan çeşitli tabanlara (Si, cam, vs.) yapışkanlığı iyidir.
- Aşındırma tekniği ile kesin hatlar şekillendirilebilmektedir ve iyi bilinen aşındırma yöntemleri mevcuttur.

Yapılan denemeler sonucunda cam pullar üzerinde düzgün biçimlendirilmiş Al hatlar elde edilmiştir. Fakat yukarıdaki ilk üç maddede belirtilen dezavantajlardan dolayı Al katmandan vazgeçilmiştir.

İkinci denemede bakır hatlar üretilmeye çalışılmıştır. Bakır da alüminyum gibi sputter tekniği ile kaplanmış ve aşındırma tekniği ile şekillendirilmiştir. Bakır metalizasyonu ile ilgili önemli noktalar ise şu şekilde sıralanabilir:

- Bakırın iletkenliği alüminyum ve altına göre daha yüksektir.
- İstenilen kalınlıkta kaplanması mümkündür.
- Si veya cam gibi tabanlara kolay kolay yapışmamaktadır. Bu sebepten dolayı bakır kaplanmadan önce tabanın üzerine titanyum kaplanarak yapışma miktarı artırılmıştır.
- Aşındırma tekniği ile şekillendirme sırasında çok hızlı aşınma gerçekleştiğinden düzgün bir şekillendirme yapılamamıştır. Bunun üzerine başka bir teknik olan liftoff kullanılmıştır. Fakat bu sefer de yüksek sıcaklıklara çıkıldığından başarılı olunamamıştır.
- Bakır da alüminyum gibi oksitlenen bir malzemedir fakat bakırın üzerine oksitlenmeyen bir malzeme olan altın kaplanması mümkün olduğundan bu sorun çözülmüştür.
- Altın çok dayanıklı bir metal olduğundan altta bulunan bakırı daha sonraki aşamalarda korumakta ve ilk metal katmanının zarar görmemesini sağlamaktadır.

Birçok avantajına rağmen düzgün şekillendirilememesi bakır metalizasyondan vazgeçilmesine sebep olmuştur.

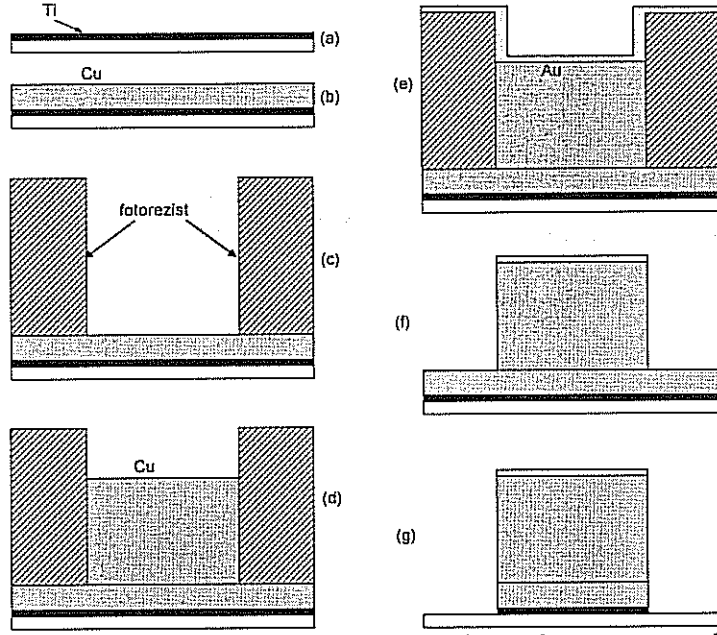
Üçüncü olarak altın metal katmanı olarak denenmiştir. Altın kaplamada buharlaştırma tekniği kullanılmıştır. Şekillendirme sırasında ise hem aşındırma hem de liftoff teknikleri denenmiştir. Altın metalizasyonu ile ilgili önemli noktalara aşağıda değinilmiştir:

- Altın iletkenliği yüksek bir malzemedir.
- İstenilen kalınlıkta kaplanması buharlaştırma tekniği ile mümkün olamamaktadır.
- Tabana yapışkanlığı az olduğundan kaplanmadan önce titanyum yada krom gibi yapıştırıcı bir katmanın kaplanması gerekir.
- Aşındırma tekniği ile şekillendirildiğinde hızlı aşınmadan dolayı istenilen şekiller elde edilememektedir. Liftoff tekniği kullanıldığında ise düzgün şekillendirmekte fakat fazla kalın kaplanamamaktadır.
- Altın oksitlenmediğinden dolayı herhangi bir iletkenlik kaybı yoktur.
- Dayanıklı bir metal olduğu için daha sonraki üretim aşamalarında zarar görmez.

Birçok avantajı olmasına rağmen istenilen kalınlıkta şekillendirilememesi ve yüksek maliyetinden ötürü altın kaplamadan vazgeçilmiştir.

Yukarıda anlatılan denemeler sonucunda ilk metal katmanı için şu sonuca varılmıştır. Katman bakırdan yapılmalıdır çünkü bakırın iletkenliği gerek alüminyuma gerekse altına göre yüksektir. Fakat bakır tabana iyi yapışamadığı için yapıştırma için önce tabana titanyum serilmelidir. Ayrıca oksitlenmeyi engellemek için üzerine altın kaplanmalıdır. Bütün bu sorunlar aşıldıktan sonra geriye sadece düzgün şekillendirme ve istenilen kalınlıkta kaplama sorunu kalmıştır. Şekillendirme için liftoff ve aşındırma teknikleri daha önceden denendiği ve başarısız sonuçlar elde edildiği için başka bir yöntem kullanılması gerekmektedir. Bu sebepten dolayı alternatif bir kaplama ve şekillendirme tekniği olan elektrokaplama kullanılması düşünülmüştür; çünkü elektrokaplama tekniği ile istenilen kalınlıkta kaplama yapılması ve aynı zamanda kaplama yapılırken düzgün bir şekillendirme yapılması mümkündür. Sonuç olarak ortaya çıkan ilk metal katmanının üretim aşamaları Şekil 2'de verilmiştir. Şekil 2'de gösterilen üretim sürecinin aşamaları şöyledir:

- Cam pulun üzerine yapışmayı sağlayacak kadar kalınlıkta (75-100 Å) titanyum sputter yöntemi ile kaplanır.
- Titanyum kaplı pulun üzerine elektrokaplama için alt metal olarak kullanılacak olan bakır katman (2500 Å) sputter yöntemi ile kaplanır.
- Alt metali ile kaplanmış olan pulun üzeri yaklaşık 4 µm kalınlığında fotorezist ile kaplanır ve bu fotorezist litografi ile şekillendirilir. Şekillendirilmiş olan bu fotorezist elektrokaplama sırasında kalıp olarak kullanılacaktır.
- Elektro kaplama yöntemi ile kalıp olarak kullanılan fotorezistin açılmış bölgeleri bakır ile kaplanır.
- Bütün yüzey buharlaştırma yöntemi ile ince bir koruyucu altın tabaka ile kaplanır.
- Pul asetonun içine daldırılarak titreştirilir bu sayede hem kalıp fotorezisti hem de fotorezistin üzerindeki altın kalkar.
- Pul çok zayıflatılmış olan bakır aşındırıcı çözeltinin içine atılır. Bu sayede alt metalde kullanılan bakır aşındırılarak şekillendirilir.
- En son olarak da pul titanyum aşındırıcı çözeltinin içine atılır. Açık alanlardaki titanyum aşındırılarak şekillendirme tamamlanır.



Şekil 2. İlk metal katmanının üretim süreci. (a) cam pul üzerine sputter tekniği ile titanyum kaplama. (b) Sputter tekniği ile bakır kaplama. (c) Elektrokaplama için kalıp olarak kullanılan fotorezistin serimi ve şekillendirilmesi. (d) Elektrokaplama yöntemi ile bakır kaplanması. (e) Koruyucu altın katmanın buharlaştırma yöntemi ile kaplanması. (f) Liftoff tekniği ile fotorezist ve üzerindeki altın tabakanın kaldırılması. (g) Aşındırma ile açık bölgelerdeki titanyum ve bakırın kaldırılması.

Sonuç olarak ilk metal katmanının üretimi için birçok yöntem denenmiştir. Bu denemeler sonucunda yukarıda belirtilen yöntem geliştirilmiştir. Denenen bütün yöntemlerin avantaj ve dezavantajları Tablo 1’de verilmiştir. Ayrıca son bahsedilen yöntem kullanılarak üretilen birinci metal katmanı hatlarının RF testleri de yapılmıştır. 3 µm kalınlıkta ve 2.2 cm uzunluğunda bir hat için yapılan hesaplamalarda araya girme kaybının (S_{21}) 1 dB civarında olduğu bulunmuştur. Bu da aşağıda Şekil 3’te görülen ölçüm sonuçlarına oldukça yakındır.

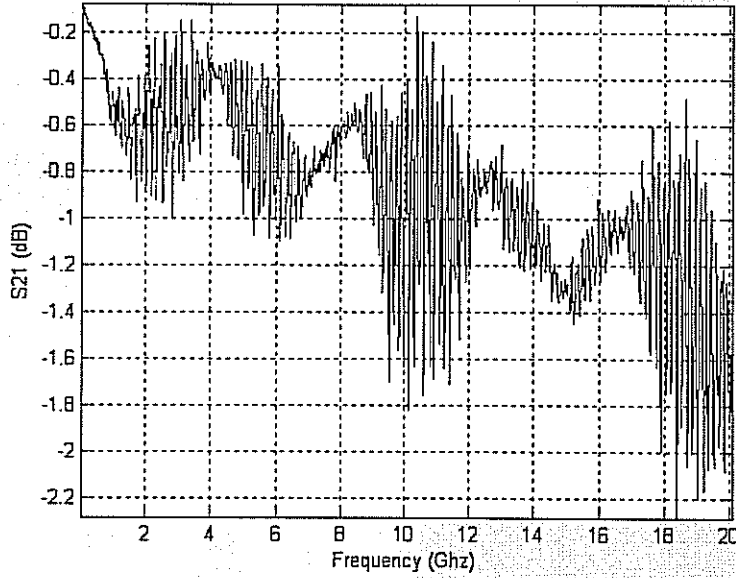
Tablo 1. Birinci metal katman üretim yöntemlerinin karşılaştırılması.

	İletkenlik	Kalınlık	Şekillendirilme	Tabana yapışma	Kimyasal direnci	Oksitlenme direnci
Al	orta	iyi	İyi	iyi	kötü	kötü
Cu sputter	iyi	orta	Kötü	iyi*	iyi**	İyi**
Au	iyi	kötü	Orta	iyi***	iyi	iyi
Cu e-kaplama	iyi	iyi	İyi	iyi*	iyi**	İyi**

* Tabana yapışkanlığı sağlamak için titanyum serildiğinde.

** Üstüne koruyucu bir altın tabaka serildiğinde.

*** Tabana yapışkanlığı sağlamak için krom serildiğinde.



Şekil 3 Cu elektrokaplama yöntemiyle üretilen hattın araya girme kaybı.

RF MEMS ürünlerde, birinci metalin üzerine, doğru akım (DC) kısa devre oluşmasını engellemek için dielektrik yalıtım katmanı serilmesi gerekmektedir. Bu amaçla silikon dioksit (SiO_2) ve silikon nitrit (Si_3N_4) üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Silikon dioksit üzerine yapılan çalışmaların özeti şu şekildedir:

- Silikon dioksit birinci metal katmanı üzerine sorunsuz bir şekilde kaplanabilmektedir.
- Silikon dioksit katmanının daha sonraki üretim süreci aşamalarında kullanılan kimyasallara yeterince dayanıklılık gösteremediği gözlenmiştir.
- Silikon dioksitin çakma gerilimi (breakdown voltage) yeterince yüksek değildir.

Yukarıda sözü edilen sorunlardan dolayı, çalışmaların ilerleyen bölümlerinde silikon nitrit üzerinde yoğunlaşmıştır. Çalışmalarımız şu şekilde özetlenebilir.

- Silikon nitrit birinci metal katmanı üzerine sorunsuz bir şekilde kaplanabilmektedir.
- Silikon nitrit sonraki aşamalarda kullanılan kimyasallara oldukça dayanıklıdır.
- Silikon nitrit silikon dioksit'e kıyasla daha yüksek bir dielektrik sabitine sahiptir.

Bu sonuçlar çerçevesinde silikon nitridin yalıtıcı olarak kullanılmasına karar verilmiştir.

Daha önce de belirtildiği gibi üretim süreci sonucunda RF MEMS ürünlerinin elde edilebilmesi için havada durabilen köprü benzeri mekanik yapıların elde edilmesine gereksinim vardır. MEMS süreçlerinde genellikle yapıların havada durabilmesi için ara katman kullanılmaktadır. Bu ara katmanın seçimi, üretim sürecine uyumluluğu, ara katmanın kalınlığı gibi çok önemli konular vardır. Proje çerçevesinde temel olarak sözü edilen bu konular ve başka ayrıntılar üzerinde çalışılmıştır.

Üretim sürecinde ara katman olarak, literatür araştırması da göz önünde bulundurularak fotorezist kullanılmasına karar verilmiştir. Yapılan denemelerde ilk olarak SJR5740 isimli fotorezist üstüne çalışılmış ancak bu fotorezistin daha kalın ara katmanların elde edilmesinde

kullanılabileceği anlaşılmıştır. Tasarımlarımızda 5 µm kalınlığında ara katmanın kullanılması gerektiği ve bunun çok kritik olduğu göz önüne alınarak başka bir fotorezist, S1828 üstünde çalışılmaya başlanmıştır. Bu fotorezistin gerek serim ve işleme kolaylığı bakımından gerekse istenen kalınlığın kolayca elde edilebilmesi yönünden SJR5740'a kıyasla amaçlarımıza daha uygun olduğu gözlenmiştir. Ara katmanın şekillendirme süreci ise sorunsuz bir şekilde gerçekleştirilebilir hale getirilmiştir.

Özetle;

- Ara katman olarak SJR5740 ve S1828 fotorezistleri denenmiştir.
- SJR5740 fotorezistiyle istenen kalınlıkları elde edebilmekte güçlükler olduğu gözlenmiştir.
- S1828 fotorezisti istenen ara katman kalınlığını sağlayabilmektedir.
- S1828 fotorezistinin şekillendirilmesinde bir sorun bulunmamaktadır.

Havada duran köprülerin elde edilmesinde nikel elektrokaplama yapılmaktadır. Elektrokaplama sürecinde gerilimin istenen yerlere iletilmesi için ara katmanın üzerinin ince bir metal ile kaplanması gerekmektedir. Bu metalin seçimi üretim sürecinin daha sonraki aşamaları göz önünde bulundurularak yapılmalıdır. Metalin hangi yöntemle hangi koşullar altında serildiği de oldukça önemlidir.

Elektrokaplama öncesi ince metalizasyon çalışmaları çerçevesinde ele alında ilk metal nikelidir. Bu metal buharlaştırma yöntemiyle serildiğinden pulun ısıtılması gerekmemektedir. Dolayısıyla, ara katmanın pişmesi gibi bir sorunla karşılaşması söz konusu değildir. Ayrıca nikel cam ve ilk metalizasyon yüzeyine iyi bir şekilde yapışabilmektedir. Ancak buharlaştırma yöntemiyle serilen nikel kolayca çatlayabilmektedir. Bu durum sürecin daha sonraki kısmını oldukça olumsuz bir şekilde etkilemektedir. Ayrıca elektrokaplama için yine nikel kullanıldığından, aşındırma sırasında problemler yaşandığı gözlenmiştir.

Özetlemek gerekirse;

- Nikelin serilmesi buharlaştırma yöntemiyle yapıldığından pulun ısıtılmasına gerek yoktur ve dolayısıyla ara katmanın pişmesi gibi bir durum söz konusu değildir.
- Bu metalin yüzeye yapışma sorunu bulunmamaktadır.
- Nikel kolayca çatlayabilmekte ve sürecin daha sonraki aşamalarında sorunlar yaşanmasına sebep olmaktadır.
- Köprülerin şekillendirilmesi ve büyütülmesinde de elektrokaplama tekniğiyle yine nikel kullanıldığından aşındırma sırasında sorunlar çıkmaktadır.

Elektrokaplama öncesi gereken ince metalizasyon katmanı olarak nikelin uygun olmadığına karar verilmesinin ardından, tozutma (sputtering) yöntemiyle bakır serilmesi üzerinde çalışılmıştır. Bu metal kullanıldığında, nikelde karşılaştığımız çatlama probleminin yaşanmadığı görülmüştür. Ayrıca elektrokaplama kullanılan metalden daha farklı bir metal kullanıldığı için aşındırma süreci sorunsuz gerçekleştirilebilmektedir. Bakırın yüzeye yapışmasını geliştirmek için bakırdan önce çok ince bir tabaka halinde titanyum serilmesi denenmiş ve başarı sağlanmıştır. Bakırın kullanılmasının getirdiği en önemli problem ise tozutma işlemi sırasında pulun ısıtılmasından kaynaklanan ara katmandaki fotorezistin pişmesi durumudur. Çünkü pişmiş fotorezisti kaldırmak için kullanılan kimyasallar havada durması gereken köprülerin yapışmasına sebep olmaktadır. Çalışmalarımız düşük sıcaklıkta metal serilmesi işlemi gerçekleştirilerek fotorezistin pişmesini engelleyecek bir süreci

geliştirmek doğrultusunda ilerlemektedir. Bakır katmanı kullanmanın avantajları ve sürecin problemleri aşağıda özetlenmiştir.

- Metal yüzeyinde herhangi bir çatlak oluşması söz konusu değildir.
- Elektrokaplama kullanılan nikelden farklı bir metal olduğundan aşındırması problemsiz bir şekilde yapılabilmektedir.
- Bakırın altında titanyum kullanılarak metalin yüzeye yapışması mümkündür ve bu süreç de geliştirilmiştir.
- Bakırın serilmesi için pulun ısıtılması esnasında ara katmanın pışmesi, bu süreçte karşılaştığımız en önemli problemdir. Bakır kaplamanın daha düşük sıcaklıklarda yapılarak bu problemin çözümü üstündeki çalışmalarımız devam etmektedir.

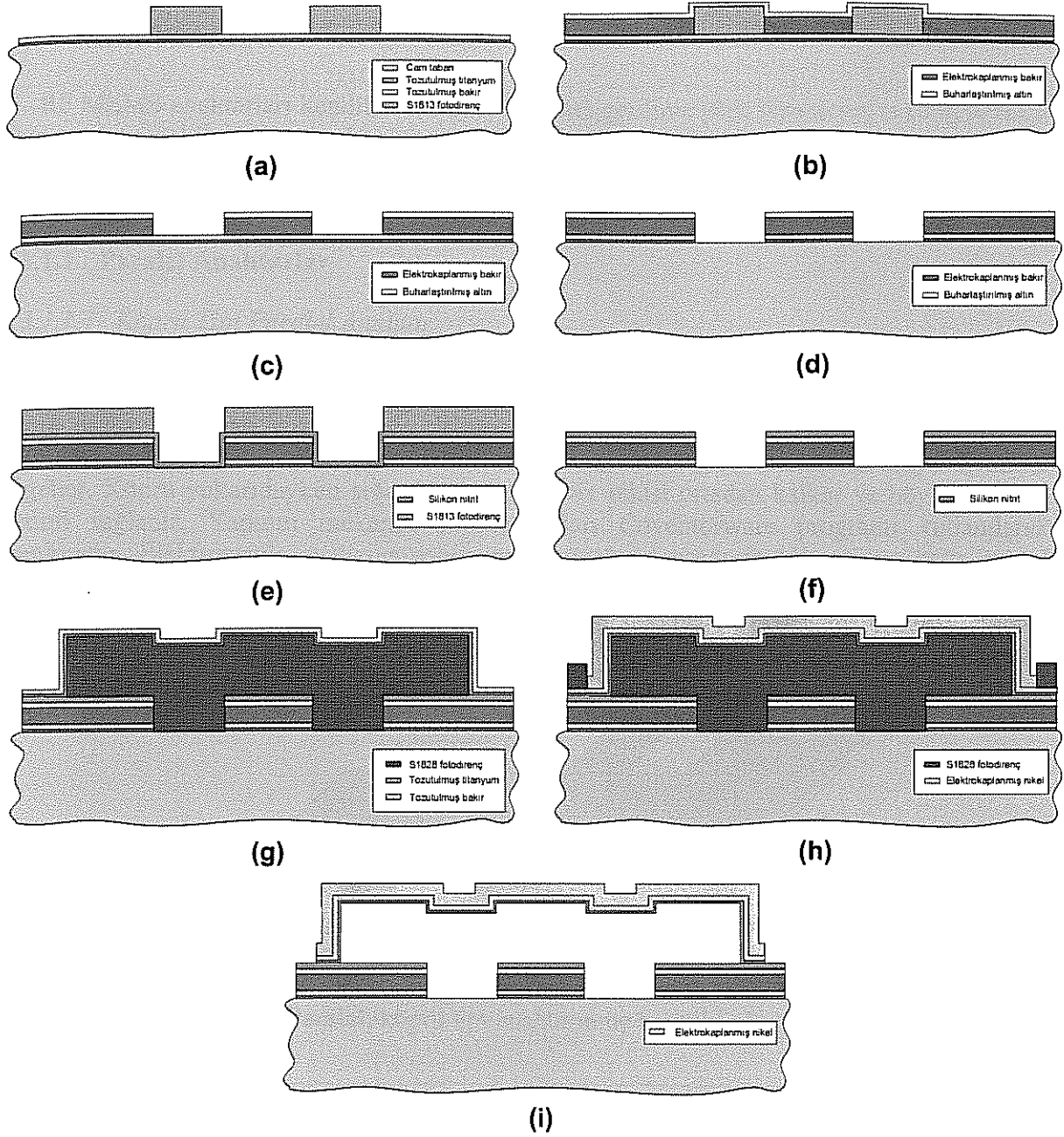
Daha önce de belirtildiği gibi köprülerin şekillendirilmesi ve oluşturulmasında nikel elektrokaplama süreci geliştirilmiştir. Bu amaçla uygun miktarlarda kimyasalların bir araya getirilerek bir elektrokaplama çözeltisi hazırlanmış ve kaplama sürecini daha iyi hale getirecek değişiklikler yapılmıştır. İstenen kalınlıkta nikel köprüler elde edebilmek için gerekli akım değerinin elde edilmesi ve mekanik stresin azaltılması için akım ve akımın uygulanacağı süre belirlenmiştir. Halen devam eden çalışmaların şu ana kadar tamamlanan bölümlerinde, parlak, pürüzsüz bir şekilde, istenen kalınlıkta ve oldukça düşük stresle köprüler elde edilebilmektedir.

Ara katmanın silinmesi üretim sürecinin en kritik aşamalarından birisidir. Bu aşamada yaşanan sıkıntılar temel olarak elektrokaplama öncesi serilen ince metal katmanın serilme sıcaklığıyla yakından ilgilidir. Daha önce de anlatıldığı gibi, bu metalin serilmesi aşamasındaki sıcaklığın düşürülmesi ve ara katmanın sorunsuz bir şekilde kaldırılması hedeflenmektedir. Aksi halde fotorezist pışmekte ve fotorezisti kaldırabilmek için daha farklı kimyasalların kullanılması gerekmektedir. Bu kimyasallar ise köprülerin alt yüzeye yapışmasına sebep olmaktadır. Düşük sıcaklıklarda işlenen pullarda kısmi bir başarı sağlanmıştır ve sonuçlar umut vericidir. Daha da düşük sıcaklıklara inilerek daha iyi sonuçların alınmasına çalışılacaktır.

Bütün bu çalışmaların ışığında Şekil 4'te özetlenen 1. nesil üretim süreci tanımlanmış, ve ilk RF MEMS elemanlarının üretilmesi sağlanmıştır.

2.3 TASARLANAN VE 1. NESİL ÜRETİM SÜRECİNDEN GEÇEN YAPILAR

Daha önce de belirtildiği gibi tasarlanan yapı çalışmaları iki grupta yoğunlaştırılmıştır. Birinci grupta literatürde halen mevcut olan anahtar ve faz kaydırıcılarının değişik geometriler kullanılarak modifiye edilmiş şekilde üretilmesi yer almaktadır. Bu kapsamda çeşitli anahtar ve faz kaydırıcı geometrileri tasarlanmıştır. İkinci grupta ise literatürde mevcut olmayan yapıların tasarımı yer almaktadır. Bu kapsamda empedans uyumlama devresi, kontrol edilebilir güç bölücü devresi ve faz kaydırıcılarla entegre bir biçimde üretilmesi düşünülen faz dizili anten sistemi yer almaktadır. Proje kapsamında tasarlanan yapılardan bir kısmı sadece simülasyon aşamasında bırakılmış bir kısmının ise birinci nesil üretim süreci sonuçları alınmıştır. İlerleyen bölümlerde tasarlanan ve üretilen bütün yapıların özelliklerine değinilecektir.



Şekil 4. RF MEMS birinci üretim süreci (a) Bakır elektrokaplama için gerekli olan Ti/Cu (150/1200 Å) tohum tabaka serilir ve fotodirenç ile bakır elektrokaplanacak yerler belirlenir (b) Elektrokaplama yöntemi ile bakır serilir (2 µm) ve buharlaştırma yöntemiyle ince (1000 Å) altın kaplanır (c) Kaldırma (lift-off) yöntemiyle altın şekillendirilir (d) Ti/Cu tohum tabakanın aşındırılır (e) Silikon nitrit PECVD yöntemi ile serilir ve aşındırılacak yerleri fotodirenç ile belirlenir (f) Silikon nitrit aşındırılır (g) Ara tabaka olarak kalın fotodirenç serilir ve şekillendirilir. Sonra elektrokaplama için Ti/Cu (150/1200 Å) tohum tabaka tozutma yöntemiyle serilir (h) Nikel elektrokaplama yapılacak yerler fotodirenç ile belirlenir ve nikel elektrokaplama ile ikinci metal tabaka (MEMS köprüleri oluşturan tabaka-1 µm) serilir (i) Ti/Cu tohum tabaka aşındırılır. Fotodirenç ara tabaka aşındırılır ve köprülerin yapışmaması için yapılar kritik nokta kurutucusunda kurutulur.

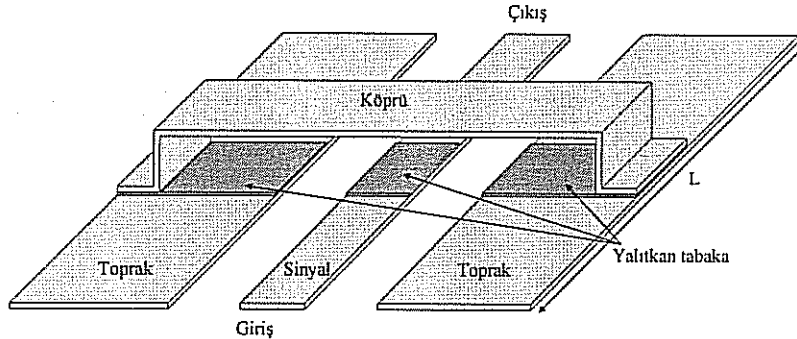
2.3.1 ANAHTARLAR

RF MEMS anahtarları kendilerine verilen uyarıcı gerilime göre kısa devre veya açık devre konumuna geçebilen cihazlardır. Literatür araştırmalarında başlıca iki tür anahtar yapısının varolduğu ortaya çıkmıştır. Bunlar seri ve paralel anahtarlardır. Bunların çalışma prensipleri alt başlıklarda detaylı olarak anlatılacaktır.

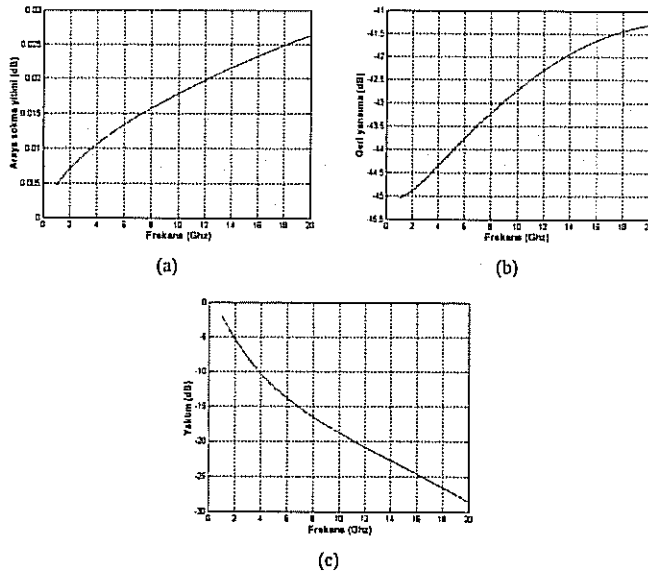
2.3.1.1 Paralel Anahtarlar

2.3.1.1.1 Köprü Tipi Paralel Anahtar

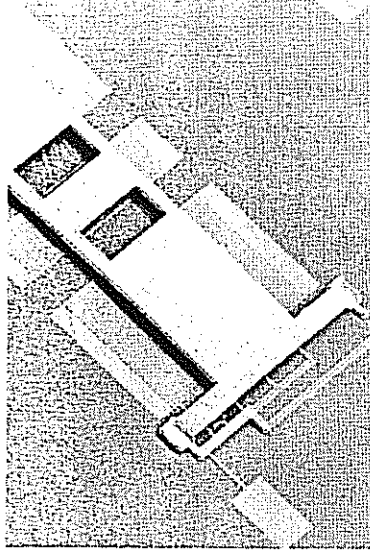
Yapılan literatür taramasıyla ele alınan yapılardan ilki, paralel anahtarlama yapan bir RF MEMS anahtardır. Yapının genel görüntüsü Şekil 5’de verilmektedir. Şekilde görülen metal köprü mekanik olarak yukarı-aşağı elektrostatik kuvvet ile hareket edebilmektedir. Köprü aşağıdayken yüksek değerlere çıkan köprü sığası kısa devre gibi davranarak sinyal iletimini engeller. Köprü yukarıdayken sığa düşer, kısa devre etkisi ortadan kalkar ve böylece sinyal iletimi sağlanır. Yapının mekanik simülasyonları Coventorware programı kullanılarak yapılmıştır. Elektrostatik analizler sonucunda, köprünün aşağı inebilmesi ve hatta sinyal hattına değebilmesi için gereken voltaj 130 V olarak bulunmuştur. Tasarlanan bu geometrideki bir anahtar yapısının HFSS simülasyon sonuçları Şekil 6 bir önceki bölümde bahsedilen 1. nesil üretim süreciyle ortaya çıkartılmış yapının SEM (scanning electron microscope) fotoğrafı ise Şekil 7’de gösterilmiştir.



Şekil 5. Paralel, köprü tipi anahtarın üç boyutlu görünümü.

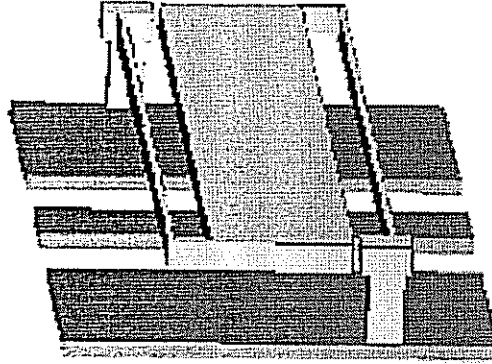


Şekil 6 . Paralel anahtarın HFSS simülasyonu sonuçları.



Şekil 7. ODTÜ-MET'te üretilen bir köprü tipi anahtarın SEM fotoğrafı.

Tasarlanan ikinci yapı ise bir önceki anahtara oldukça benzer bir geometriye sahiptir. Bu yapının en önemli farkı köprüyü taşıyan kolların boydan boya karşı tarafa uzanarak köprüye karşı tarafta tutturulmasıdır. Böylelikle sistemin RF performansında önemli bir sapmaya sebebiyet vermeden, mekanik yay sabiti önemli miktarda azaltılarak, elektrostatik olarak köprünün hareket etmesi kolaylaştırılmıştır. Bu anahtarın Coventorware programı kullanılarak elde edilen üç boyutlu görüntüsü Şekil 8'de sunulmaktadır. Yine aynı program kullanılarak yapılan analizlerde, düşüncenin doğruluğu kanıtlanmış ve aşağı inme voltajının 8 V'a düştüğü görülmüştür.

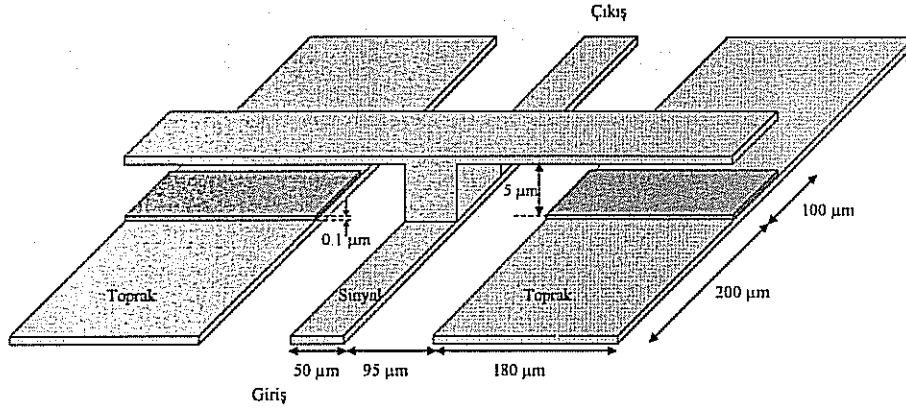


Şekil 8: Uzun kollu anahtarın üç boyutlu görüntüsü.

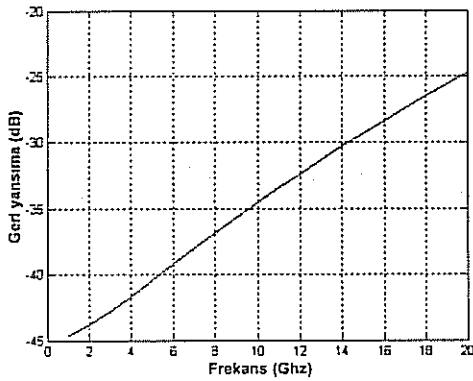
2.3.1.1.2 T-kanatlı Paralel Anahtar

ODTÜ MEMS Grubu tarafında tasarlanan RF MEMS anahtar yapılarında birisi de RF performansı arttırmak üzere tasarlanmış ve daha önce literatürde bulunmayan "T-kanatlı anahtar" olarak da adlandırılabilir tasarımıdır. Bu anahtar, destek noktası EDK'nın aktif hattı üzerinde olan ve toprak hatlara doğru uzanan iki köprüden oluşmaktadır. Bu anahtarın üç boyutlu görüntüsü Şekil 9'da verilmiştir. Bu anahtarın farkı, hattı yükleyen sığanın köprü ile aktif hat arasında değil, köprü ile toprak arasında olmasıdır. Böylelikle, hattı yükleyen sığa önemli miktarda artırılmış olmaktadır. Bu sığa, aşağı durum düşünüldüğünde, yaklaşık olarak 15 pF'dır ve bu yüksek sığa yardımıyla daha iyi bir yalıtıma ulaşılmaktadır. Yapılan HFSS simülasyonlarında bu durum gözlenmiştir. Mekanik simülasyonlarda ise köprülerin aşağı

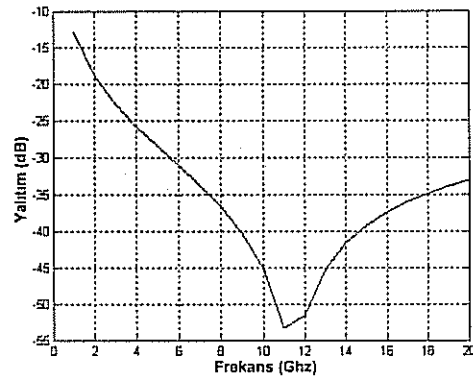
inmesi için gereken voltaj 90 V olarak bulunmuştur. Şekil 10'da HFSS simülasyon sonuçları gösterilmektedir. Bu anahtar yapısının 1. nesil üretim sürecinden çıkan sonucunun SEM fotoğrafı ise Şekil 11'de gösterilmektedir. 1. nesil üretim süreciyle üretilen yapıların fotoğraflara bakıldığında ikinci metal katmanı üzerinde mekanik stres olduğu gözlemlenebilir.



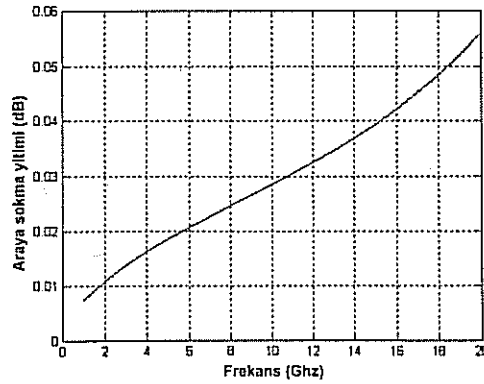
Şekil 9. T- kanatlı anahtarın üç boyutlu görüntüsü.



(a)

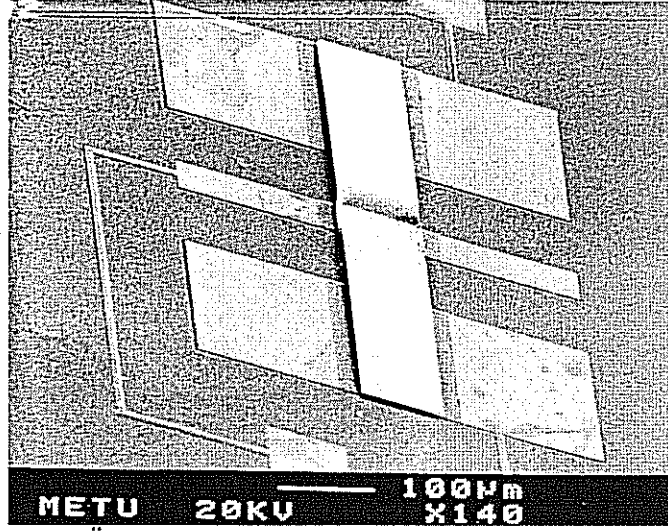


(b)



(c)

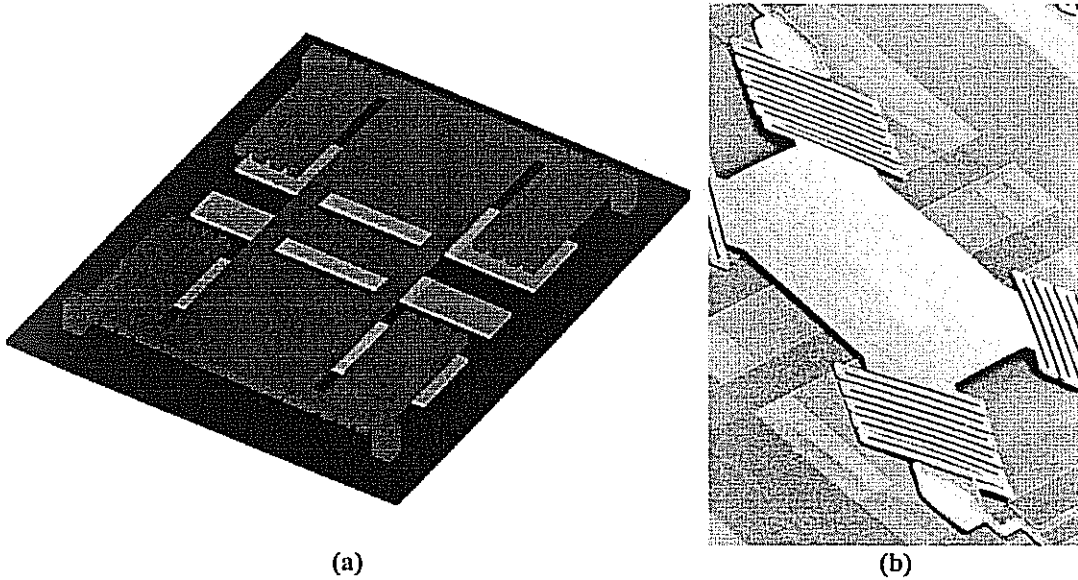
Şekil 10. T- kanatlı anahtarın HFSS simülasyonu sonuçları.



Şekil 11. ODTÜMET'te üretilen bir T-kanat anahtarın SEM fotoğrafı.

2.3.1.1.3 Yay Kollu Paralel Anahtar

Mekanik olarak anahtarların geliştirilmesi sürecinde tasarlanan temel yapılardan birisi de yay kollu yapı olarak da adlandırılabilir paralel anahtardır. Bu yapıdaki köprü, 4 ayrı destek noktasından gelen yaylı kollar tarafından havada tutulmaktadır. Anahtarın üç boyutlu görüntüsü Şekil 12'da sunulmuştur. Şekilde de görülen kollardaki yaylar sayesinde, sistemin yay sabiti azaltılmış ve aşağı inme voltajı daha da uygun değerlere düşürülmüştür. Coventorware programı kullanılarak yapılan mekanik simülasyonlarda, bu değer 3.8 V olarak bulunmuştur. HFSS ile yapılan elektromanyetik analizlerde ise yapının RF performansının daha önce söz edilen yapılara kıyasla daha kötü olduğu gözlenmiştir. Bu, yaylı kollardan dolayı beklenen bir sonuçtur. Ancak mekanik olarak iyileşme göz önüne alındığında, RF olarak bir miktar kötüye gidişin kabul edilebilir olduğu kararlaştırılmıştır. Ayrıca bu yapı temel alınarak farklı sayıda yay kıvrımına sahip, farklı geometrilerde ve değişik destek noktalarından tutturulan pek çok anahtar da tasarlanmış ve maske çizimlerinde kullanılmıştır.



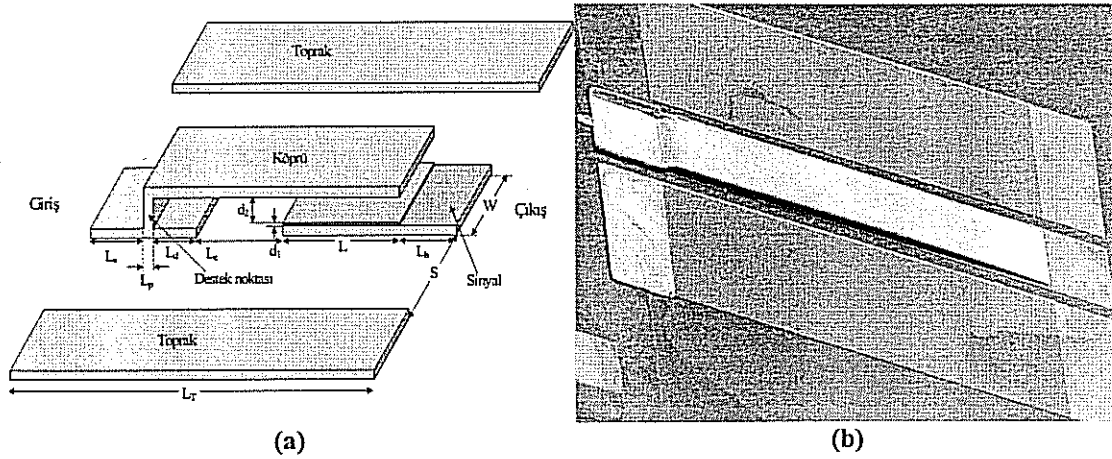
Şekil 12. (a) Yay kollu anahtarın üç boyutlu görüntüsü (b) ODTÜMET'te üretilen bir yay kollu anahtarın SEM fotoğrafı.

2.3.1.2 Seri Anahtarlar

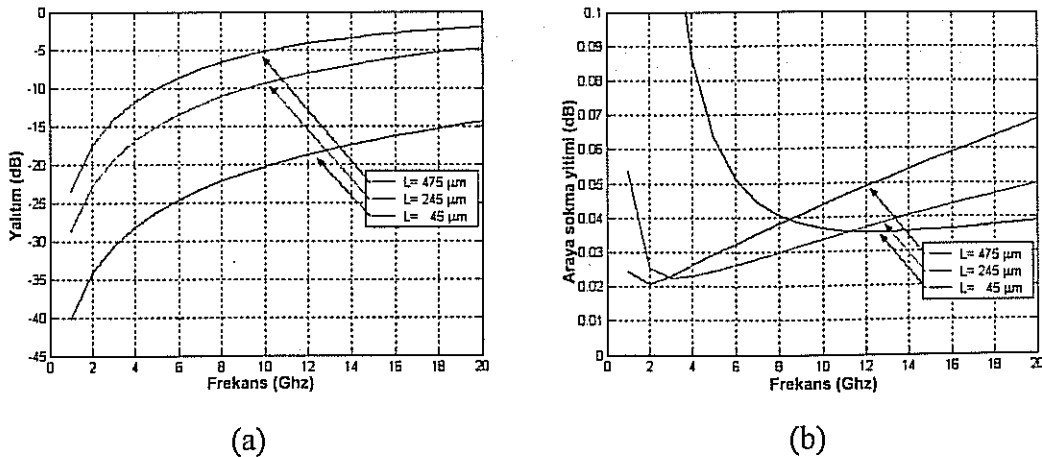
2.3.1.2.1 Dirsek Tipi Seri Anahtar

Tasarlanan ikinci yapı ise bir önceki anahtara oldukça benzer bir geometriye sahiptir. Bu yapının en önemli farkı köprüyü taşıyan kolların boydan boya karşı tarafa uzanarak köprüye karşı tarafta tutturulmasıdır. Böylelikle sistemin RF performansında önemli bir sapmaya sebebiyet vermeden, mekanik yay sabiti önemli miktarda azaltılarak, elektrostatik olarak köprünün hareket etmesi kolaylaştırılmıştır. Yine aynı program kullanılarak yapılan analizlerde, düşüncenin doğruluğu kanıtlanmış ve aşağı inme voltajının 8 V'a kadar düştüğü görülmüştür.

Seri anahtar, EDK'nın aktif hattının fiziksel olarak kopuk olan kısmı üzerinde bulunan bir köprüden oluşmaktadır. Bu anahtar voltaj uygulanmadığında RF gücü çıkışa iletmemektedir ve bu yönüyle paralel anahtarlardan ayrılır. Bu yapının genel görüntüsü ve 1.nesil üretim sürecinden çıkan yapının SEM fotoğrafı Şekil 13'de verilmiştir Coventorware kullanılarak yapılan mekanik simülasyonlarda, köprünün aşağı değmesi için gerekli voltaj 36 V olarak bulunmuştur. Şekil 14'te ise tasarlanan bu seri anahtarın HFSS simülasyonu sonuçları görülmektedir.



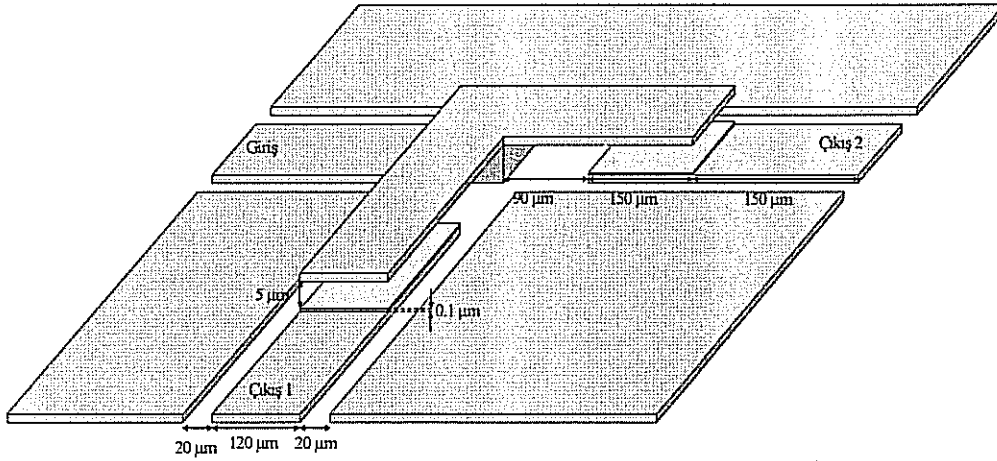
Şekil 13. (a) Seri yapının üç boyutlu görüntüsü. Yapının boyutları $L_a = 103 \mu\text{m}$, $L_b = 110 \mu\text{m}$, $L_c = 50 \mu\text{m}$, $L_d = 105 \mu\text{m}$, $L_p = 2 \mu\text{m}$, $L_r = 845 \mu\text{m}$, $L = 475 \mu\text{m}$, $W = 120 \mu\text{m}$, $S = 20 \mu\text{m}$, $d_1 = 0.1 \mu\text{m}$, $d_2 = 5 \mu\text{m}$ 'dir. (b) ODTÜMET'te üretilen bir seri anahtarın SEM fotoğrafı.



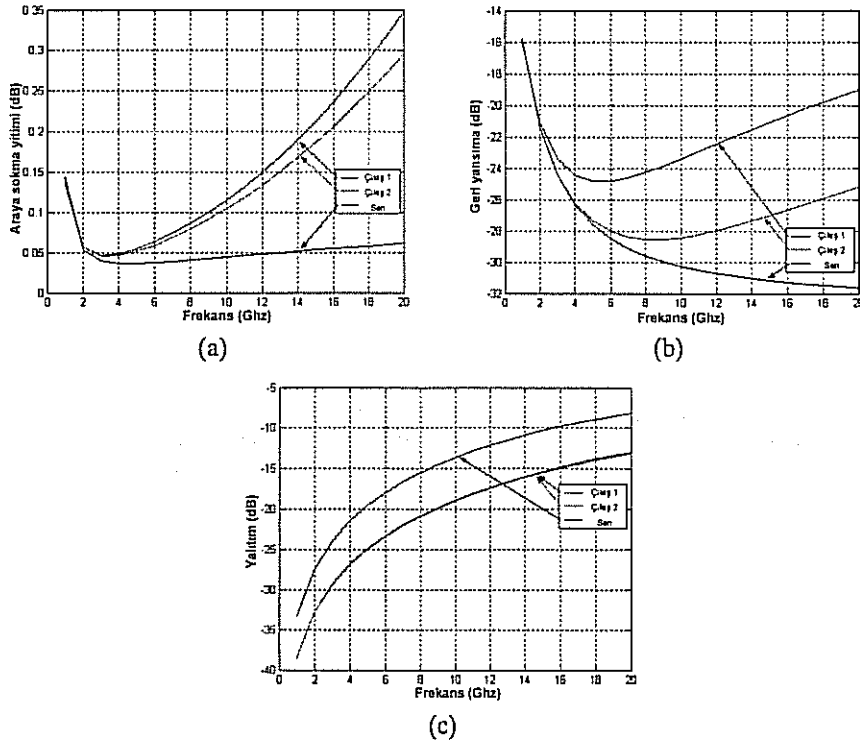
Şekil 14 Seri anahtarın değişik köprü uzunlukları için HFSS simülasyonu sonuçları.

2.3.1.2.2 Tek Girişli Çift Çıkışlı Seri Anahtar

Seri anahtar tasarımından elde edilen bilgiler kullanılarak çalışma prensibi temel olarak seri anahtar ile aynı olan tek girişli ve iki çıkışlı bir seri anahtar tasarımı da yapılmıştır. Bu modele göre anahtar aynı destek noktasını kullanan iki adet seri anahtardan oluşmaktadır. Anahtarın farklı çıkışlarına voltaj uygulanması ile istenilen çıkışa sinyal iletimi yapılabilir. Bu yapının Coventorware yazılımı ile yapılan simülasyon sonuçlarına göre köprünün aşağı değmesi için 95 V uygulanması gerekmektedir. Köprünün aşağıdaki ve yukarıdaki durumları için yapılan HFSS simülasyonları sonucunda anahtarın RF performansı ile ilgili elde edilen sonuçlar Şekil 16'da verilmiştir.



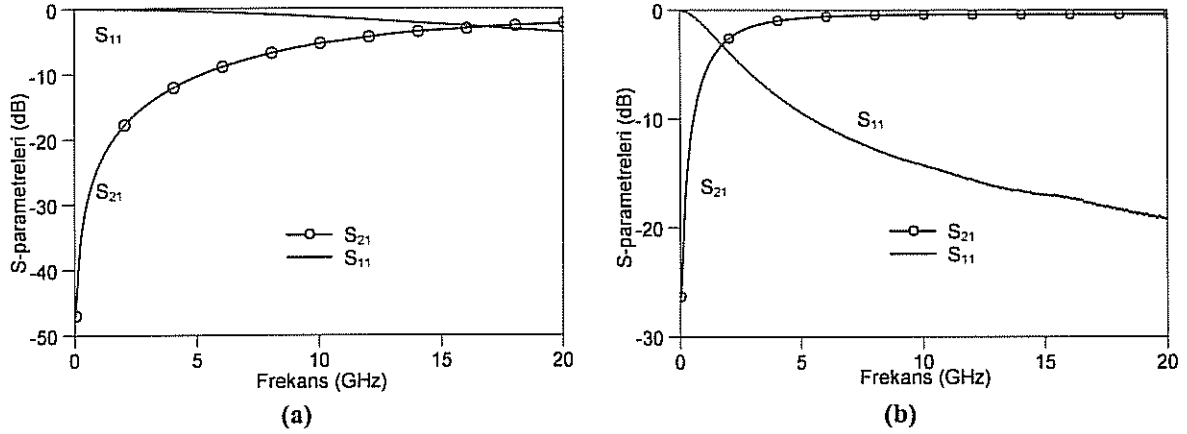
Şekil 15. Tek girişli ve iki çıkışlı anahtarın üç boyutlu modeli.



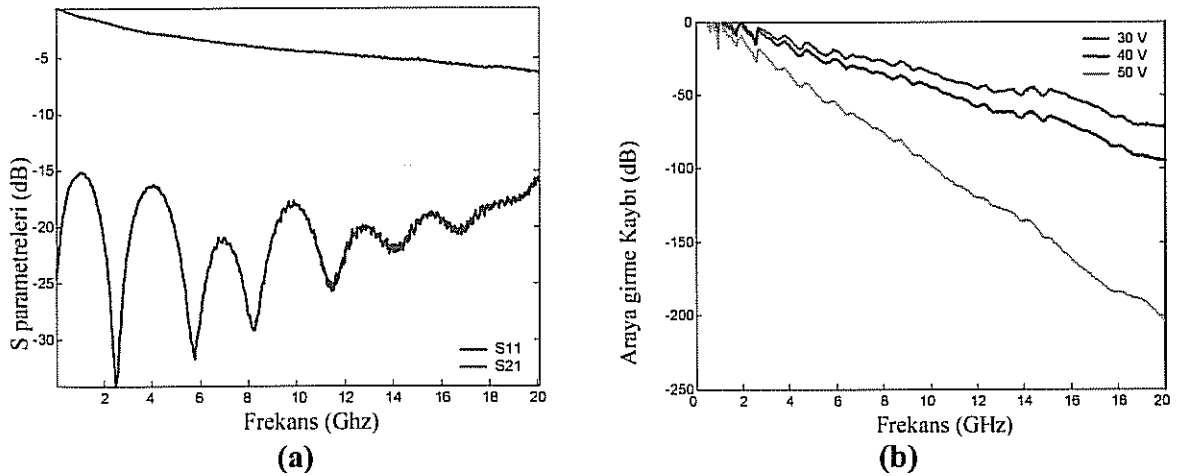
Şekil 16. Tek girişli ve iki çıkışlı anahtarın HFSS simülasyonu sonuçları.

2.3.1.3 Ölçüm Sonuçları

İlk maske setinde, tasarlanan köprü yüksekliklerine uygulanması gereken hareket voltajının çok yüksek olmasından dolayı silikon-nitrit tabakasında hasarlar meydana gelmiştir ve bu yüzden sağlıklı ölçüm alınamamıştır. Bu problemin önüne geçebilmek için yeni cihazlar köprü yükseklikleri daha az olacak şekilde üretilmiştir; ancak bu sebepten dolayı istenen performans elde edilememiştir. SEM fotoğraflarında da görüldüğü üzere hareket voltajı problemi dışında cihazlarda herhangi bir hata bulunmamaktadır. Cihazların ölçümleri pul üstünde, uç istasyonu kullanarak (probe station) ağ inceleyicisi (network analyzer) ile yapılmıştır. Şekil 17’de seri anahtar için ölçüm sonuçları görülmektedir. Bu sonuçlardan da görülebildiği gibi bu ürün anahtarlama yapabilmektedir ve bu sonuçlar simülasyon sonuçlarına oldukça yakındır. Bu anahtar için aşağı çekme gerilimi 40V olarak ölçülmüştür ve bu sonuç Coventorware ile yapılan mekanik simülasyon sonuçlarına oldukça yakındır (36V). Şekil 18’de ise faz kaydırıcı için S-parametreleri ve farklı gerilimlerde araya girme fazı görülmektedir. Örneğin 50V’luk bir gerilim uygulandığında 10 GHz frekansında 100 derecelik bir faz farkı elde edilebilmektedir.



Şekil 17. Tek girişli tek çıkışlı modellerin S-parametreleri (a) Aşağı Durum. (b) Yukarı Durum



Şekil 18. (a) Yüklenmiş hat RF MEMS faz kaydırıcı için 0 V için S-parametreleri. (b) Farklı gerilimlerde araya girme fazı karakteristiği.

2.3.2 FAZ KAYDIRICILAR

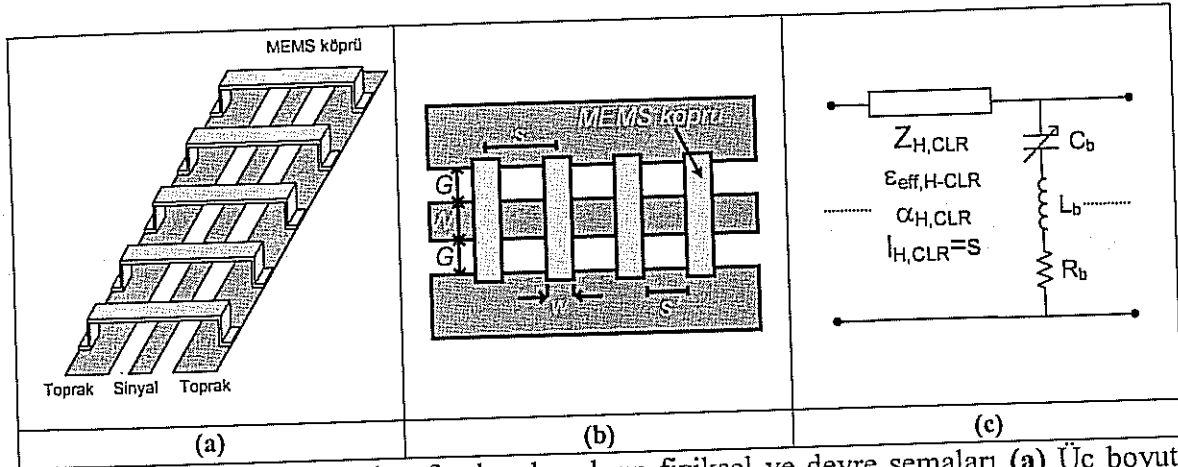
Proje kapsamında tasarlanan MEMS faz kaydırıcılar temel olarak iki gruba ayrılmaktadır. İlk gruptaki faz kaydırıcılar yüklenmiş hat geometrisini kullanarak faz kayması yaparlar (Analog Faz Kaydırıcılar). İkinci gruptaki faz kaydırıcılar ise anahtarlanmış hat geometrisini kullanarak faz kayması yaparlar (Dijital Faz Kaydırıcılar).

2.3.2.1 Analog Faz Kaydırıcılar

Birinci grup faz kaydırıcılar temel olarak iletim hattı üzerinden giden sinyalin faz hızının değiştirilmesi prensibine dayanır. İletim hattı üzerinde giden sinyalin faz hızı

$$v_{ph} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

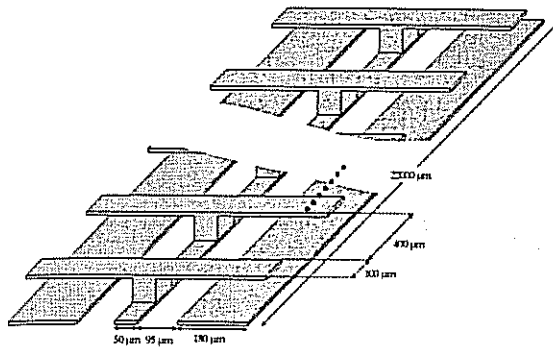
şeklinde verilebilir. Bu eşitlikteki L ve C değerleri iletim hattının birim uzunluktaki kapasitans ve indüktans değerlerini göstermektedir. Hat üzerine periyodik olarak yerleştirilecek reaktif elemanlar bu değerlerin değişmesine ve de hat üzerindeki sinyalin gecikmesi, dolayısıyla fazının kaymasında neden olmaktadır. Bu grup faz kaydırıcıların fiziksel ve devre şemaları Şekil 19'da görülebilir.



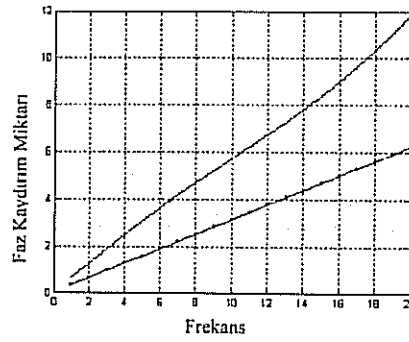
Şekil 19. RF MEMS analog faz kaydırıcıların fiziksel ve devre şemaları (a) Üç boyutlu görünüm (b) Üstten görünüm (c) Eşdeğer devre şeması.

Şekil 19'da gösterilen yapıda, köprülerin yükseklikleri voltajla ayarlanabilmektedir. Bu durumda aktif hat ile toprak arasındaki toplam kapasitans kontrol edilebilmektedir. Bir iletim hattındaki faz hızı kapasitansın karekökü ile orantılı olarak değişmektedir. Böylece iletim hattının kapasitansı kontrol edilerek faz hızı da kontrol edilmiş olur.

Daha geniş bir aralıkta kapasitans ayarı yapabilmek için yeni bir yapı tasarlanmıştır ve T şeklindeki T-kanatlı anahtar yapısı olarak adlandırılmıştır. T-kanatlı anahtarlar hakkında daha detaylı bilgi anahtarlar konusunda verilmiştir. T-kanatlı anahtarlar kullanılarak tasarlanmış bir faz kaydırıcının üç boyutlu görüntüsü Şekil 20'de gösterilmiştir. Yapılan benzetimler sonucu T-kanatlı yapının standart köprü yapıya göre, elde edilen faz kaydırımı göz önünde bulundurularak, daha iyi performans gösterdiği anlaşılmıştır. Şekil 20'de her iki yapının frekansa bağlı faz kaydırmaları karşılaştırılmıştır. Hem T-kanatlı hem de standart köprü çeşitli faz kaydırıcılar tasarlanmış ve üretilmiştir. ODTÜ-MET'te 1. nesil üretim sürecine üretilen iki farklı tip analog faz kaydırıcının SEM fotoğrafları Şekil 21'de verilmiştir. Tablo 2'de, üretilen iki DMTL yapısının boyutları gösterilmiş, Şekil 22'de ise bu DMTL yapılarının ölçülen ve simüle edilen sonuçları karşılaştırılmıştır.

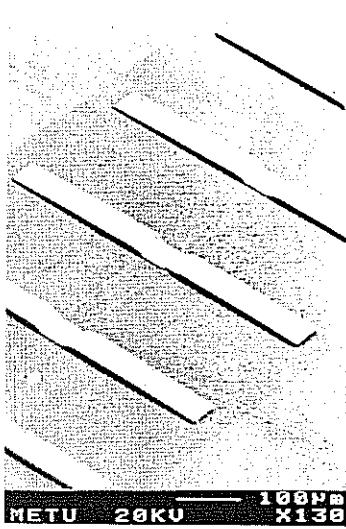


(a)

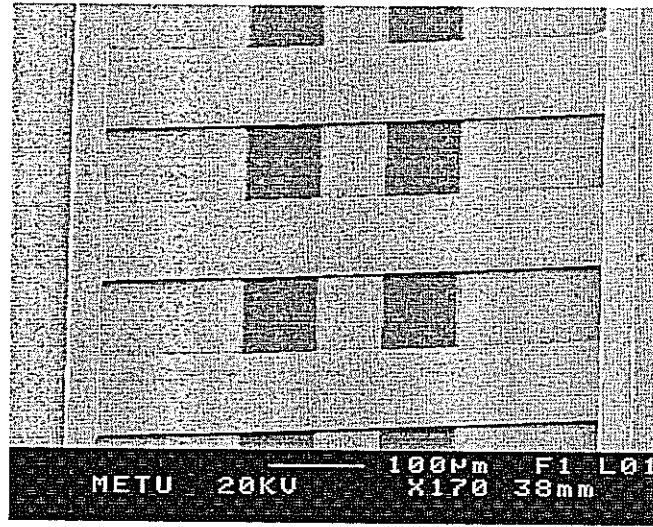


(b)

Şekil 20. (a) T-kanatlı faz kaydırıcının üç boyutlu görüntüsü (b) T-kanatlı (düz çizgi) ve standart köprülü(noktalı) faz kaydırıcıların araya girme eğrileri.



(a)



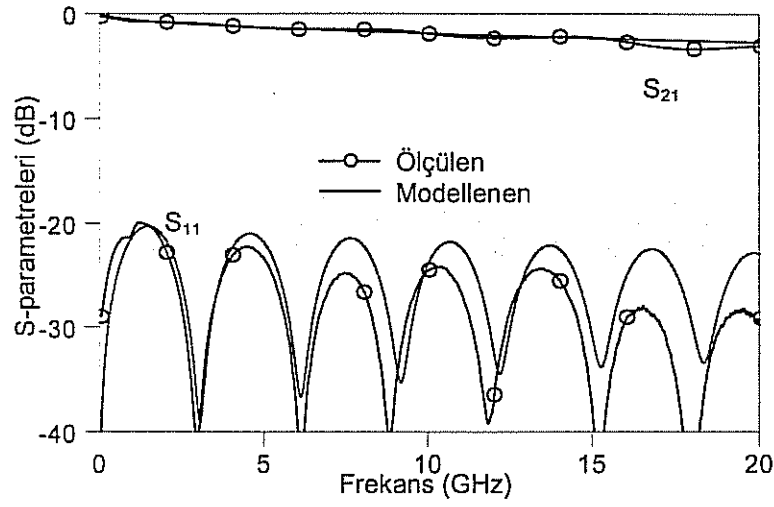
(b)

Şekil 21. (a) T-kanatlı faz kaydırıcının SEM fotoğrafı (b) Standart köprülü faz kaydırıcının SEM fotoğrafı

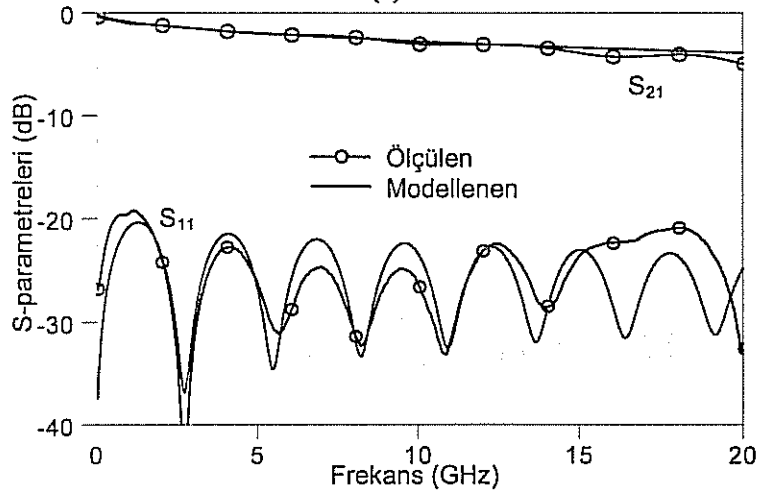
Standart köprülü yapı kullanılarak cam taban üzerine sürekli faz kaydırımı sağlayan sıralanmış mems iletim hatları (DMTL) tasarlanmıştır. Bu faz kaydırıcılardan iki tanesinin boyutları Tablo 12'de, S-parametreleri Şekil 22'de gösterilmiştir.

Tablo 2. iki farklı DMTL yapısının boyutları (Her iki yapı için de $w=100\mu\text{m}$)

Yapı	W (μm)	G (μm)	s' (μm)	Köprü sayısı	Toplam uzunluk (mm)
1. Yapı	122	59	400	45	22.5
2. Yapı	96	87	200	75	22.5



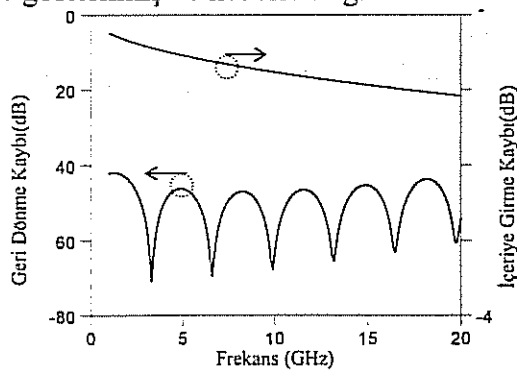
(a)



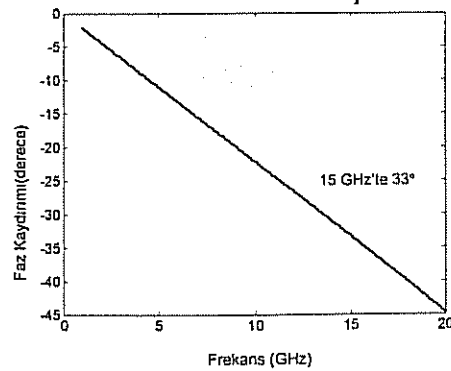
(b)

Şekil 22 (a) 1.DMTL yapısının S-parametreleri. (b) 2. DMTL yapısının S-parametreleri

Cam üzerine tasarlanmış bu yapılar dışında faz dizili anten yapılarında kullanılmak üzere yüksek dirençli silikon taban üzerine de analog faz kaydırıcı tasarlanmıştır. 0° ve 35° arasında faz kaydırımı hedefleyen bu yapının S-parametreleri ve frekansa bağlı araya girme fazı Şekil 23'de gösterilmiş ve hedeflendiği üzere 15 GHz'te 33° faz farkı elde edilmiştir.



(a) 50 birim bölümden oluşmuş ve 2um yüksekliğinde köprülere sahip DMTL yapısının S-Parametreleri

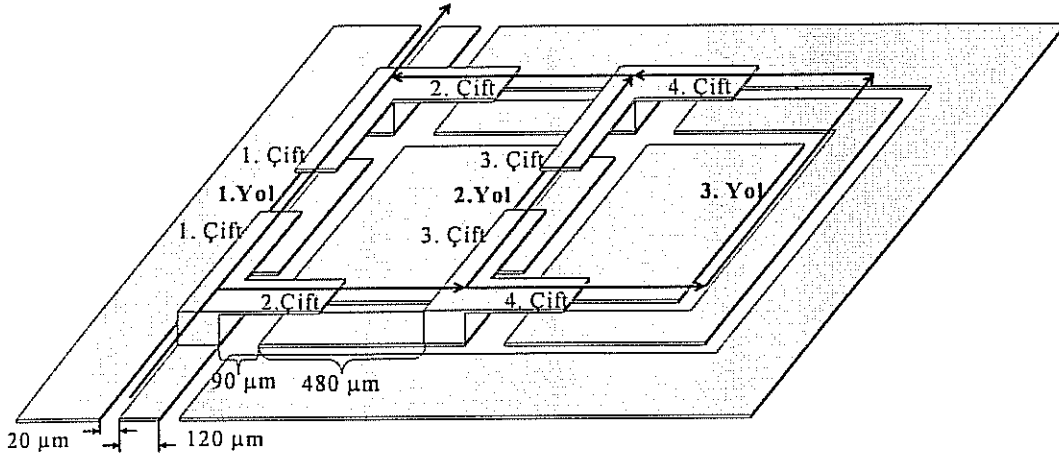


(b) Köprü yüksekliği 2um'den 1.5um'ye indirildiğinde elde edilen araya girme fazı

Şekil 23. Silikon taban üzerine tasarlanmış faz kaydırıcı karakteristiği

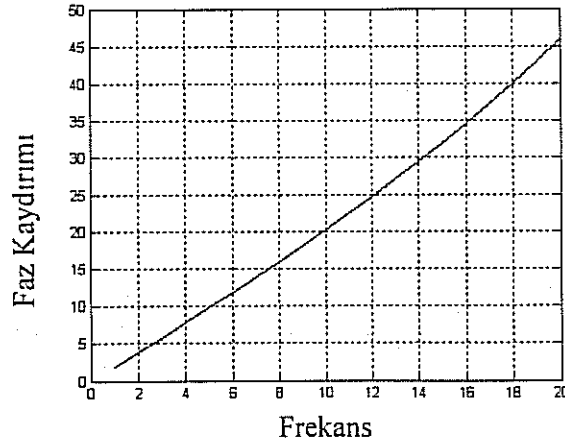
2.3.2.2 Dijital Faz Kaydırıcılar

Dijital Faz kaydırıcılar (anahtarlanmış hat yapısı kullanılarak yapılmış) küçük alanlarda tasarlanabilir ve büyük faz farkları yaratabilirler. Bu sebeple bazı uygulamalarda anahtarlanmış hat yapısına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yapılarda fazlardan ihtiyaç duyulan faz kaydırımı mesafe farkı ekleme yoluyla elde edilir. Şekil 24'de anahtarlanmış hat yapısı kullanılarak silikon taban üzerine tasarlanmış bir RF MEMS faz kaydırıcının üç boyutlu görüntüsü gösterilmektedir.



Şekil 24. Dijital Faz Kaydırıcının 3-Boyutlu görüntüsü. Yollar arasındaki mesafe $2*(480+90)\mu\text{m}$.

Şekil 24'de görülen faz kaydırıcı 15GHz'te 30° faz farkı elde etmek üzere tasarlanmıştır. Şekil 25'de 1. ve 2. yollar arasındaki araya girme faz kaydırımının benzetim sonuçları gösterilmektedir.



Şekil 25. Dijital faz kaydırıcı için frekansa bağlı faz kaydırım miktarı

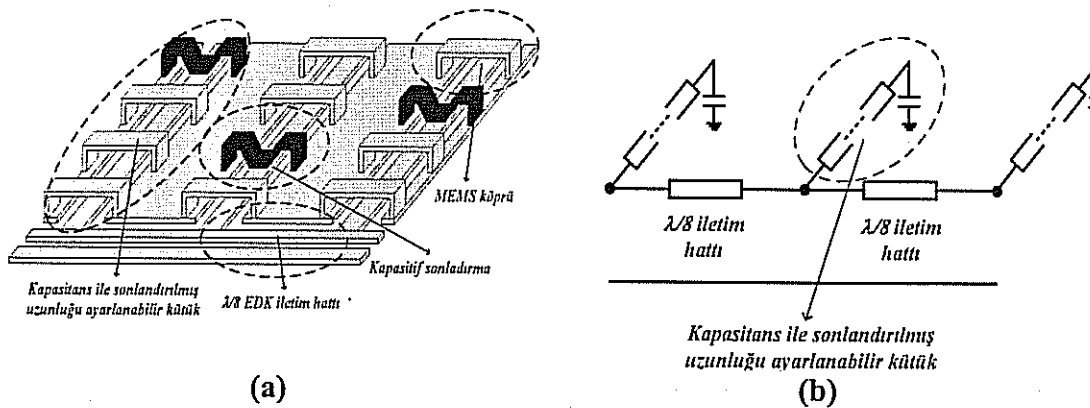
2.3.3 AYARLANABİLİR EMPEDANS UYUMLAMA DEVRELERİ

Empedans uyumlama devresi, başta antenlerin devreye bütünleştirilmesi ve yarıiletken yükselteçlerin giriş ve çıkışlarının düzenlenmesi, güç bölücü devreler de faz dizili anten uygulamaları başta olmak üzere birçok mikrodalga uygulamasında kullanılan önemli devre elemanlarıdır. Bu proje kapsamında tasarlanan empedans uyumlama ve güç bölücü

devrelerinin en önemli özellikleri: 1) tek yonga üzerinde diğer birleşik devrelerle bir arada üretilerek daha az kayıp ve daha yüksek performans sağlamaları; 2) MEMS teknolojisine getirdiği avantajları kullanarak "ayarlanabilir" olarak yapılabilmeleridir. Şu ana kadar literatürde yayınlanmış sadece birkaç tane ayarlanabilir empedans uyumlama devresi bilinmekte olup, ayarlanabilir güç bölücü devresi ise henüz bulunmamaktadır.

Empedans uyumlama devresi kütüklü empedans eşleme teorisine dayanmaktadır. Teorik olarak verilen herhangi bir giriş empedansını herhangi bir çıkış empedansına uyumlayabilmek için, kısa devre ile sonlandırılmış, ayarlanabilir uzunlukta iletim hatları, yani kütükler lazımdır. Bizim tasarımımızda bu, iletim hattı üzerine eşit aralıklarla yerleştirilmiş MEMS anahtarlarla sağlanmaktadır. Bu anahtarlar kapalı durumdayken iletim hattının özelliklerini etkilememekte, açıkken ise iletim hattını toprağa bağlayarak kısa devre sağlamaktadır. Böylece istenilen uzunlukta bir kütük elde etmek için yapılması gereken şey, sadece o uzunluğa denk gelen mesafedeki MEMS anahtarı kapatarak o noktada bir kısa devre oluşturmaktır.

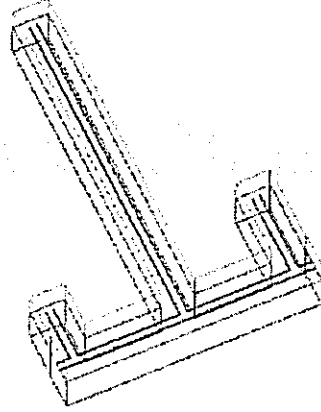
Yapıda üç kütüklü empedans eşleme yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemin kullanılmasının sebebi, iki kütüklü yöntemin aksine, Smith abağı üzerinde verilen herhangi bir noktaya eşleme yapabilmesidir. Kullanılan kütüklerin uzunluğu 10 GHz frekansında $\lambda/2$ (λ :dalgaboyu) olacak şekilde ayarlanmıştır. Bunun sebebi kütüklerle hatta eklenecek olan geçirinin hem artı, hem de eksi olabilmesidir. Kütükler arası mesafe de empedans uyumlama devrelerinde genel olarak kullanılan değer olan $\lambda/8$ olarak seçilmiştir. Yapının ve kütüğün fiziksel ve devre şeması Şekil 26'da görülebilir.



Şekil 26. RF MEMS ayarlanabilir üç kütüklü empedans uyumlama devresinin fiziksel ve devre şemaları (a) Üç boyutlu görünüm (b) Devre şeması.

Yukarıda anlatılan yapının RF benzetimleri Ansoft HFSS ve mekanik benzetimleri de Coventorware benzetim programlarıyla yapılmıştır. RF benzetiminde yapıların mekanik olarak hareketleri modellenmediği için verilen giriş ve çıkış empedansları için bir grup kütük uzunluğu hesaplanmış, o noktadaki anahtarlar açık olarak kabul edilmiş ve model bu duruma göre çizilmiştir. Çizilen model Şekil 27'de görülebilir. Benzetim sonuçlarına göre yapı, 50Ω değerini 16Ω değerine uyumlamak üzere ayarlandığında, $16.3 + j5.5 \Omega$ değerine uyumlama yapabilmektedir. Ayrıca, yapının sanal yüklerle uyumlama yeteneğini test etmek için, 50Ω değerini $1.8 + j25 \Omega$ değerine uyumlamak için ayarlandığında yapı, $1.0 + j24.5 \Omega$ değerine uyumlama yapabilmektedir. Yapının mekanik karakterini belirleyen, yapıda kullanılan MEMS

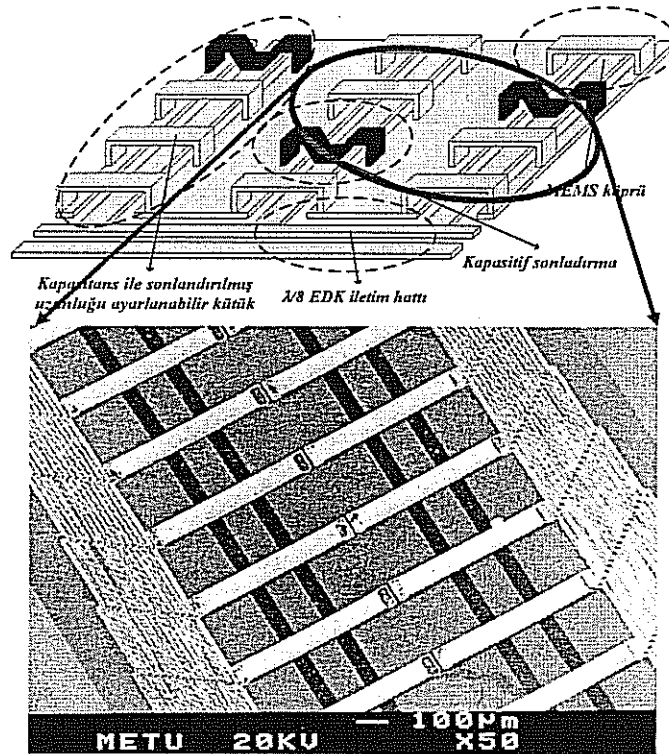
anahtarların mekanik karakteridir. Bu anahtarların benzetim sonuçlarına göre kapanma voltajı 130 V'tur.



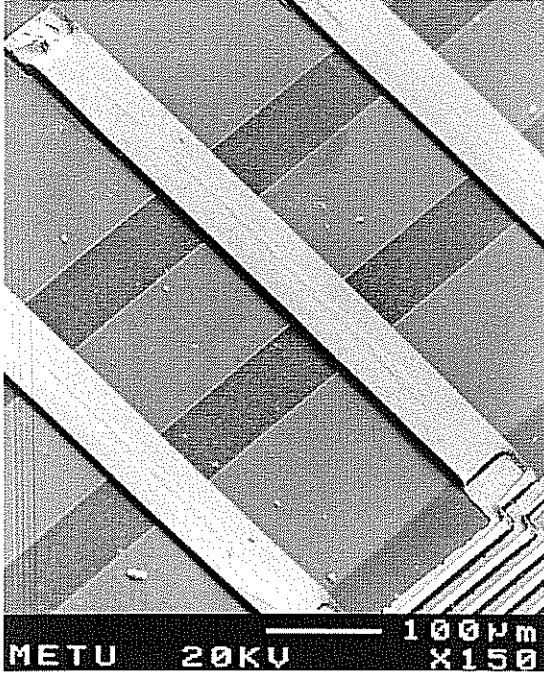
Şekil 27. Ansoft HFSS benzetiminde kullanılan üç kütüklü empedans eşleme devresi modeli.

Proje kapsamında tasarlanan ilk empedans uyumlama devrelerinde her kütük üzerinde 40'ar MEMS köprü konulmuştur. Bu sayede köprüler arasındaki mesafe azaltılarak Smith Çizelgesi üzerinde daha yoğun bir şekilde uyumlama yapılabilmesi amaçlanmıştır. Tasarlanan yapılar ODTÜMET tesislerinde üretilmiştir. 1. nesil üretim süreciyle üretilen yapıların SEM fotoğrafları Şekil 28'te görülebilir.

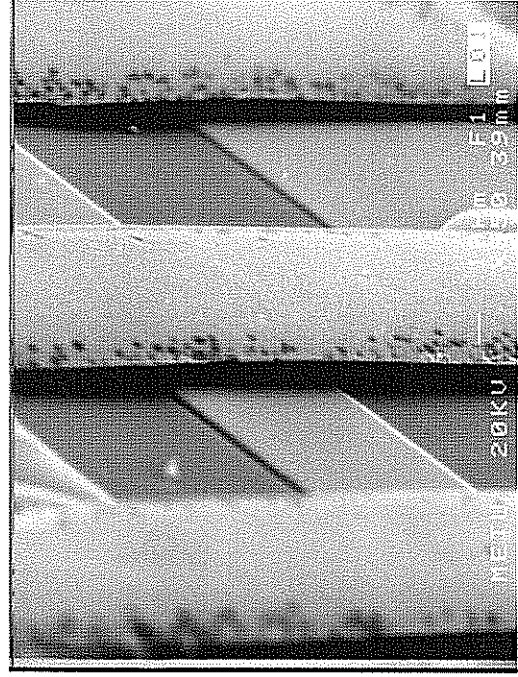
Bu yapı için ilk tasarımlarda DC voltaj uygulama yönünde problemler yaşandığından henüz ölçüm aşamasına gilememiştir. Fakat MEMS köprülerin yukarıda olduğu durumda yapının tek kütüğü için Z-parametrelerinin ölçümü alınmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 29'da görülebilir.



(a)

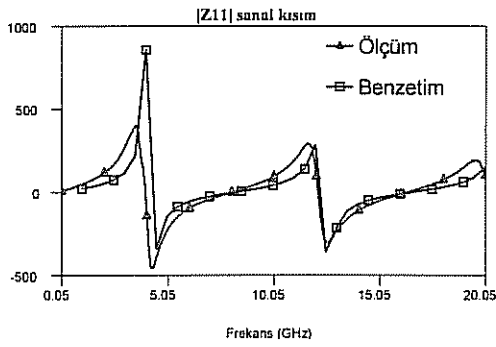


(b)

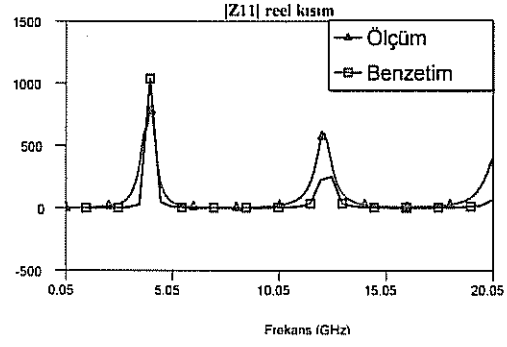


(c)

Şekil 28. Ayarlanabilir empedans uyumlama devresinin SEM fotoğrafları. (a) İki kütüğün birlikte görünümü. (b) Bir kütüğün yakından görünümü. (c) MEMS köprülerin yakından görünümü.



(a)

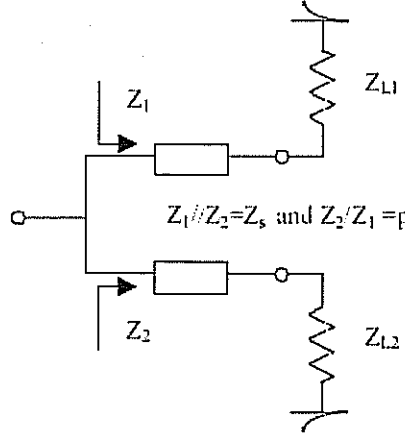


(b)

Şekil 29. Üç kütüklü ayarlanabilir empedans uyumlama devresinin tek kütüğünün ölçüm sonuçları (a) Z11 sanal kısmı. (b) Z11 reel kısmı.

Güç bölücü devreleri genel olarak, paralel eşdeğerleri 50Ω olan iki iletim hattının (mesela 62.5Ω ve 250Ω) paralel olarak bağlanmasıyla oluşturulur. Bu durumda girişten içeri bakıldığında görülen eşdeğer empedans 50Ω olacağı için yansımadan kaynaklanan bir kayıp olmayacaktır. Aynı zamanda iki hatta ayrı ayrı görülen empedanslar farklı olacağı için RF güç, bu iki hat arasında karakteristik empedansları oranında -bu durumda 4:1- bölünecektir. Bu proje kapsamında tasarlanan güç bölücü devresi de bu şekilde çalışmaktadır. Güç bölücü devresinde, yukarıda anlatılan empedans uyumlama devrelerinden iki tane (giriş uçları bağlı, çıkış uçları ayrı olacak şekilde) paralel olarak bağlanmıştır. Bu şekilde, empedans uyumlama devreleri ayarlanabilir olduğundan, çıkış empedansları istenilen bir empedans değerine ayarlanabilir. Sonuç olarak girişten uygulanan güç, çıkışlardan istenilen oranda bölünmüş olarak çıkmış olur. Ayarlanabilir güç bölücü devresinin şeması Şekil 30'da görülebilir.

Yapının problem büyüklüğü Ansoft HFSS benzetim programında yapılamayacak kadar büyüktür ve bunun için yapılamamıştır. Ancak yapının dayandığı teoremin basitliği ve ayarlanabilir empedans devresinin benzetim sonuçlarına göre çalıştığı göz önüne alındığında, bu yapının da çalışması beklenmektedir.



Şekil 30. Ayarlanabilir güç bölücü şeması ve 1/p oranında güç bölümü için gerekli empedans oranları

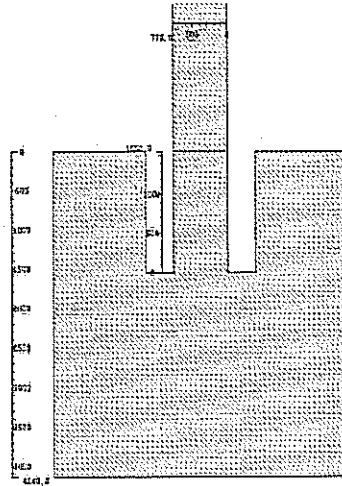
2.3.4 FAZ DİZİLİ ANTEN

Faz dizili antenler yüksek anten kazancına ihtiyaç duyulan pek çok iletişim uygulamasında çokça kullanılmaktadır. Faz dizili antenler, genellikle besleme ağının, faz kaydırıcıların ve anten elemanlarının ayrı ayrı üretilip bir araya getirilmesiyle elde edilir. Ancak sistemi oluşturan bu parçaların bir araya getirilmesi doğal olarak sistem boyutlarının, paketleme masraflarının, parazit etkilerin artmasına yol açmaktadır. Faz dizili anteni oluşturan elemanların aynı taban üstünde bir bütün halinde üretilmesi, sözü geçen sakıncaları ortadan kaldıracak bir yaklaşımdır. Bu düşünceden hareketle, RF MEMS teknolojisinin tanıdığı imkanları kullanarak, faz dizili anten üretilmesine karar verilmiştir. Bu sistemin besleme ağını meydana getiren faz kaydırıcılar, yine proje çerçevesinde tasarlanan RF MEMS faz kaydırıcılardan oluşmaktadır.

Faz dizili antenler, anten elemanlarının her birisinin faz kaydırıcılar üzerinden beslenmesiyle elde edilir. Dolayısıyla faz kaydırıcılar, faz dizili antenlerin temel yapıtaşlarından biridir. Proje çerçevesinde tasarlanan faz dizili anten ise, yine proje kapsamında bulunan RF MEMS faz kaydırıcıları besleme elemanı olarak içermektedir. Buradaki RF MEMS faz kaydırıcılar iki tipteki faz kaydırıcının yüksek miktarda ve sürekli faz kayması elde etmek üzere bir araya getirilmesiyle elde edilmiştir. Ansoft HFSS programı kullanılarak yapılan simülasyonlarda, ayrı adımlarla faz kayması verecek şekilde tasarlanan faz kaydırıcının 0° , 30° ve 60° faz kaymasını verebildiği görülmüştür. Bu yapının temel yapıtaşını oluşturan tek girişli iki çıkışlı RF MEMS anahtar, yine Ansoft HFSS sonuçlarına göre, -0.09 dB araya sokma yitimine -20 dB yalıtıma ve -40 dB giriş yansımaya sahiptir. Elde edilen bu ayrı adımlı faz kaymasını sürekli bir hale getirmek amacıyla EDK'yi köprü biçiminde MEMS anahtarlarla yükleyerek dalganın hızını değiştirmek prensibinden hareket eden faz kaydırıcılar kullanılmıştır. Faz dizili anten sisteminde kullanılan faz kaydırıcı 2 cm uzunluğundadır. Bu yapıdaki köprülerin uzunluğu $640 \mu\text{m}$, genişliği $100 \mu\text{m}$, EDK'dan yüksekliği $5 \mu\text{m}$ 'dir. Bu köprüler $100 \mu\text{m}$ aralıklarla periyodik olarak EDK üzerine sıralanmışlardır. Bu yapının 15 GHz frekansındaki sinyallerde 0° - 35° aralığındaki faz kaymalarını verebildiği HFSS benzetim programı ile gösterilmiştir. Yukarıda sözü edilen faz

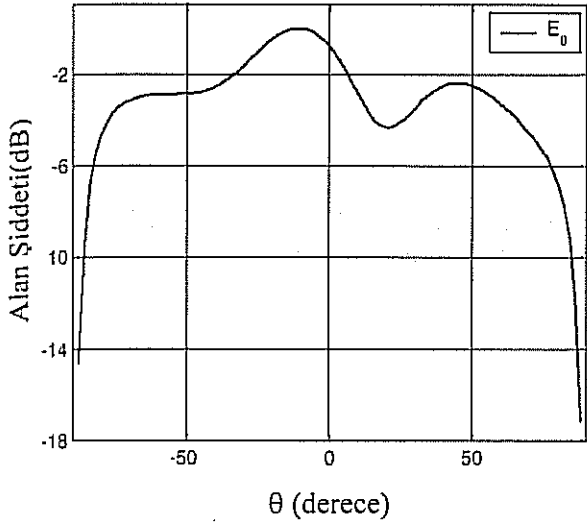
kaydırıcıların özelliklerinin tek bir yapıda birleştirilmesiyle, 0° - 35° , 30° - 65° ve 60° - 95° arasındaki faz kaymasını bu aralıklarda sürekli bir şekilde elde etmek mümkündür. Bu yeni yapı, faz dizili anten sisteminde, anten elemanlarının uygun faz kaymalarıyla beslenmesi amacıyla tasarlanmış ve 15 GHz çalışma frekansında istenen sonuçları verdiği simülasyon programlarıyla gösterilmiştir.

Anten elemanı olarak mikroşerit yama anten seçilmiştir. Çünkü mikroşerit yama antenler, MEMS teknolojisiyle kolaylıkla üretilmektedirler hem de ağırlık ve büyüklük yönünden kısıtlamalar getiren pek çok uygulama için en uygun anten çeşitlerinden biridir. Faz dizili anten sistemi deneme amaçlı olarak 15 GHz frekansında tasarlanmıştır. Bu düşünceden hareketle, doğrusal bir dizi oluşturmak amacıyla, $\lambda/2$ (λ :dalgaboyu) aralıklarla dört mikroşerit yama anten yerleştirilmiştir. Dielektrik olarak cam pul kullanılmıştır ve dielektrik sabiti 5.75, kalınlığı $500 \mu\text{m}$ 'dir. Yama antenler kare olarak tasarlanmışlardır ve kenar boyutları 4.14 mm 'dir. Anteni besleyen mikroşerit 50Ω 'a uyumlama amacıyla 1.55 mm içeri girintiyle kesilmiştir. Girişteki gücü faz kaydırıcılara ve antenlere dağıtan besleme ağı mikroşerit hatlardan oluşmaktadır ve besleme ağındaki mikroşerit hatlar açılarak EDK'ya geçişte uyumlama sağlanmıştır. Uyumlama amacıyla yapılan içeri girintinin miktarı ve anten boyutları yeterince iyi sonuçlar alınana dek Ansoft Ensemble programı kullanılarak geliştirilmiştir. Tasarlanan yama antenin genel görüntüsü Şekil 31'de görülebilir.

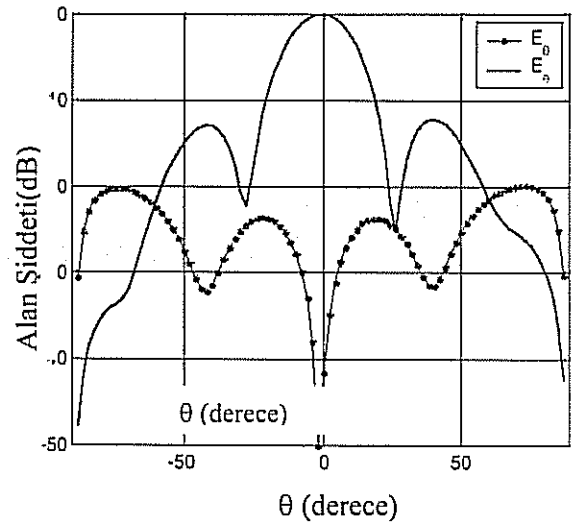


Şekil 31. Faz dizili anten sisteminde kullanılan yama antenlerden biri. Yama anten 4.14 mm kenar uzunluğuna sahip bir karedir. Anteni besleyen $778 \mu\text{m}$ genişliğindeki mikroşerit hat, uyumlama amacıyla içeri girinti şeklinde 1.55 mm kesilmiştir.

Ansoft Ensemble programıyla yapılan benzetimler sonucunda elde edilen E- ve H-düzlemindeki ışınma örüntüleri Şekil 32 (a) ve (b)'de sunulmuştur. E-düzlemindeki ışınma örüntüsünün simetrik olmaması ise anten elemanlarını besleyen faz kaydırıcıların toprak hatlarındaki geniş metal hatlardan kaynaklanmaktadır. Şekil 33'de ise sistemin S_{11} karakteristiği verilmektedir. Faz dizili anten sistemi, tasarlandığı gibi, 15.08 GHz frekansında -20 dB 'den daha düşük bir giriş yansımasına sahiptir.

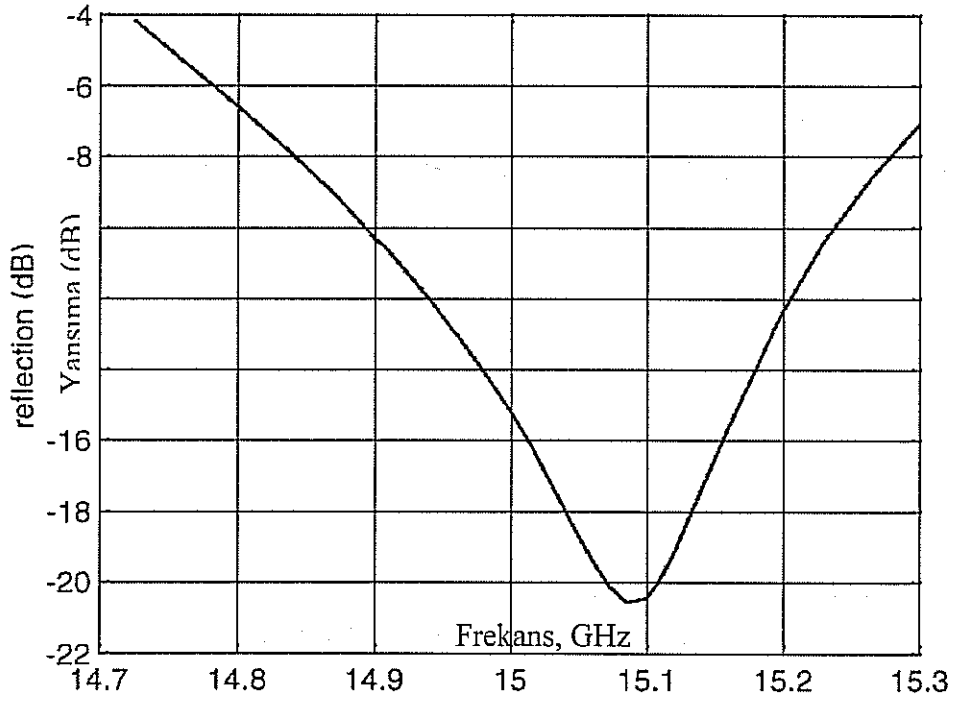


(a)

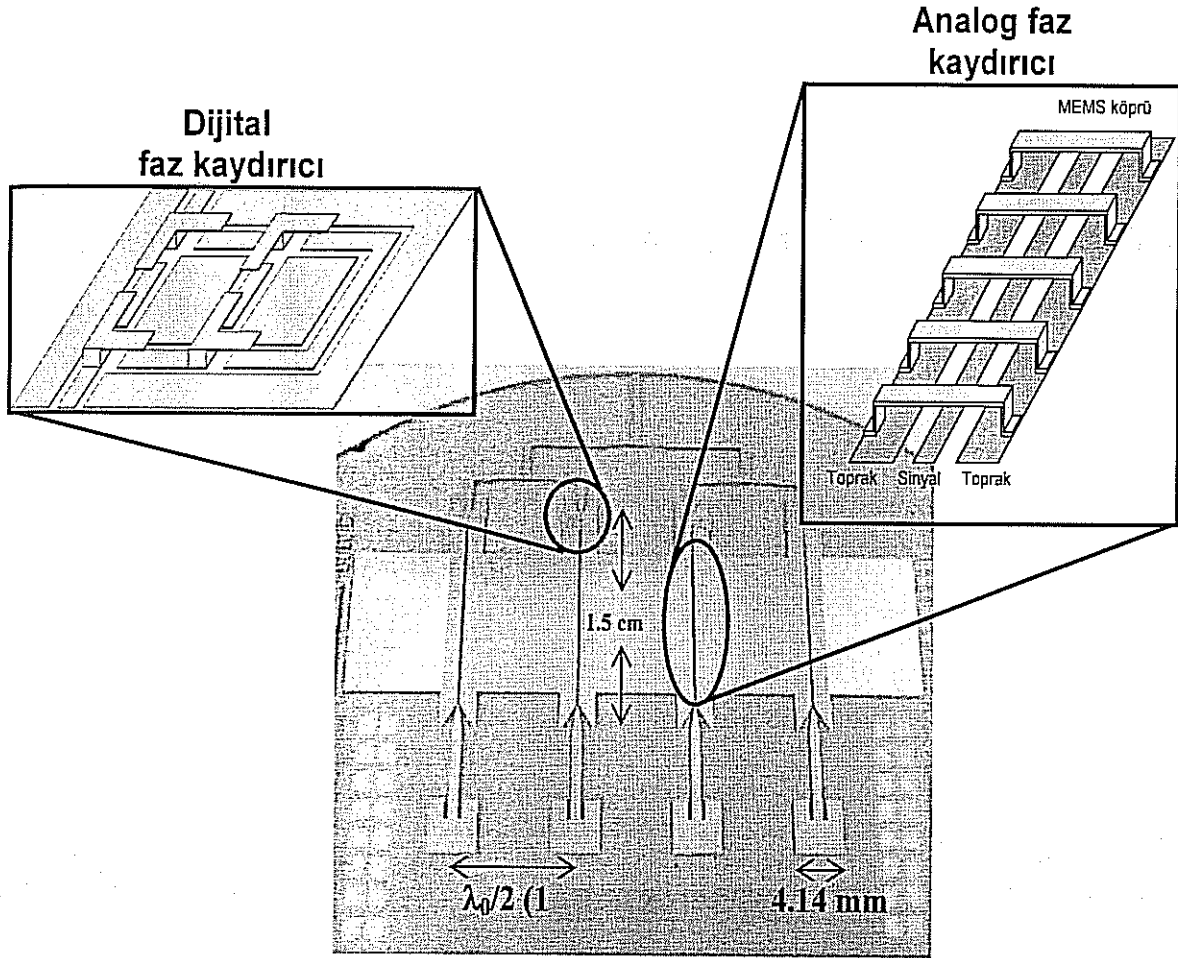


(b)

Şekil 32. (a) E-düzlemi ışınma örüntüsü. (b) H-düzlemi ışınma örüntüsü. Noktalı çizgiler çapraz polarizasyon, sürekli çizgiler ise eş-polarizasyon bileşenini göstermektedir.



Şekil 33. Faz dizili anten sisteminin S_{11} karakteristiği



Şekil 34. Üretilmiş faz dizili antenin fotoğrafı.

Yukarıda bahsedilen faz dizili anten yapısının test edilmesi sırasında empedans uyumlama devresinde karşılaşılan DC voltaj besleme problemleri aşılamadığından, yapı için şu anda elde edilebilmiş bir ölçüm sonucu bulunmamaktadır. Bu problemi aşmak için geliştirilen ikinci nesil tasarım hakkında bilgi raporun ilerleyen bölümlerinde verilecektir.

2.4 2. NESİL ÜRETİM SÜRECİ

RF MEMS yapıların üretilmesi için ikinci bir üretim süreci tasarlanmasının sebebi, birinci üretim sürecinde üretimi zorlaştıran bazı aşamalardan kurtulmak, ayrıca üretim sürecini kolay ve tekrarlanabilir hale getirmektir. Üretim sürecindeki katmanlar değişmemekle beraber, katmanları oluşturan maddeler ve maddelerin seriliş yöntemleri ciddi olarak değiştirilmiştir.

Üretim sürecinde yapılan değişikliği daha iyi anlamak için eski üretim sürecini hatırlamak gerekir. Eski üretim sürecinde birinci metal katmanı elektrokaplanmış bakır tabakadan oluşturulmaktaydı. Bu tabaka üzerine tel bağlantı (wire bonding) yapmak zor bir işlem olduğundan, üzerine yaklaşık 1000 Å altın buharlaştırılarak bu tabakaya tel bağlantı yapmak mümkün oluyordu. Ayrıca bu altın tabaka bakır tabakadaki oksitlenmeyi önleyerek RF kayıpların azalmasını sağlıyordu. Ama bu şekilde elde edilen birinci metal katmanı, üç ayrı işlem (Ti/Cu tozutma, Cu elektrokaplama, Au buharlaştırma) gerektiriyor ve çok zaman alıyordu. Ayrıca bu şekilde en üstteki altın tabakada üretim sürecinin sonraki aşamalarında

yapışma problemleri gözlenebiliyordu. Birinci metal tabakanın büyük kısmı bakır olduğu için üretim sürecinin sonraki aşamalarında kullanılan organik çözücüler içinde de zarar görebiliyordu.

Yeni üretim sürecinde birinci metal katmanı Şekil 2’de görülebileceği üzere iki işlem yapılarak üretilebilmektedir. İlk önce cam taban üzerine, 200/1800 Å Cr/Au altın elektrokaplama için tohum tabakası oluşturmak üzere buharlaştırılır. Burada krom tabaka altının cama yapışmasını sağlamak için kullanılır. Daha sonra elektrokaplama yöntemiyle 1.5-2 µm altın kaplanır. Burada birinci metal katmanı olarak altın kullanılmasının amacı, yukarıda da söylendiği gibi oksitlenmeyi önlemek, üretim sürecini sadeleştirmek ve dışarıya bağlantı yapılması gereken bu tabakaya tel bağlantı yapılabilmesini sağlamaktır.

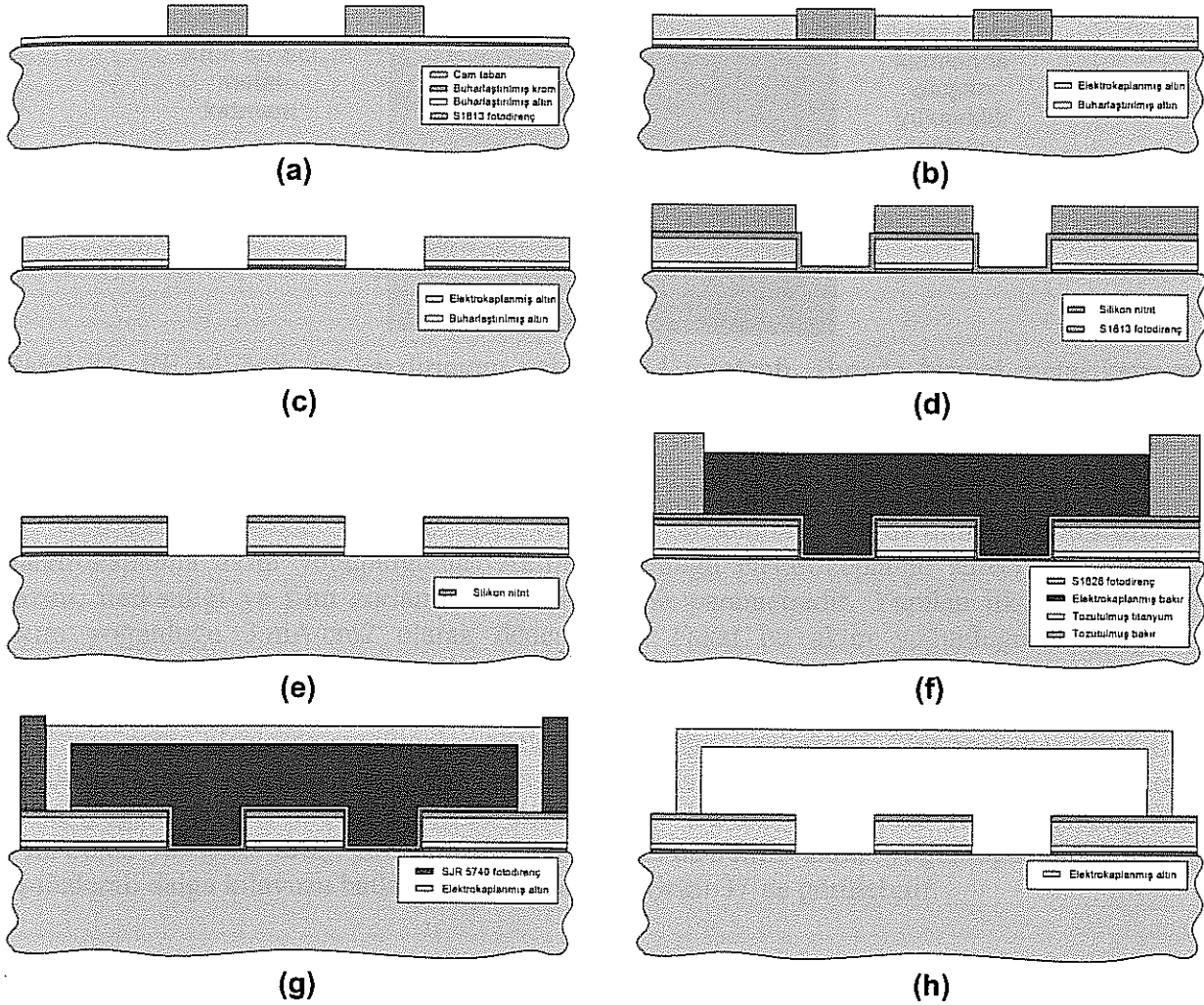
Yeni üretim sürecini eskisinde farklı kılan ikinci özellik ise ara tabaka olarak kullanılan fotodirenç malzemenin vazgeçilerek elektrokaplanmış bakır ara tabaka kullanılmasıdır. Son zamanlarda MEMS literatüründe sıkça karşılaşılan bu yöntem ile ara tabakanın kalınlığı kontrollü bir şekilde ayarlanabilmektedir ki bu, yapıların ara tabaka kalınlığına birinci dereceden bağlı olan RF performansını ciddi olarak etkilemektedir. Önceki üretim sürecinde kullanılan fotodirenç malzeme sıcaklığa çok duyarlı olduğu için, bir sonraki aşama olan Ti/Cu tohum tabaka serimi sırasında çatlama ve bozulmalarla karşılaşabilmek mümkündür. Ara tabakanın bakır yapılması sayesinde Ti/Cu tohum tabaka, ara tabakanın altına serilmektedir; böylece tohum tabakada bozulma riski oldukça azalmaktadır. İkinci metal tabakanın elektrokaplama ile serilebilmesi için gerekli olan tohum tabakaya ise, bakır ara tabaka iletken olduğu için artık gerek yoktur ve böylece üretim sürecinin en riskli aşaması olan fotodirenç üzerine tohum tabaka serilmesinden bu yeni üretim sürecinde vazgeçilmiştir.

Yeni üretim sürecindeki son yenilik ise MEMS köprüleri oluşturan ikinci metal tabakanın altın elektrokaplama yöntemiyle yapılmasıdır. Bu şekilde yapılar içerisinde en fazla RF kayba neden olan köprü kısımlarını iletkenliği 1.5×10^7 S/m’den (nikel) 3.3×10^7 S/m’ye (altın) çıkartılmıştır. Bu sayede yapıların RF kayıplarında ciddi bir azalma hedeflenmektedir.

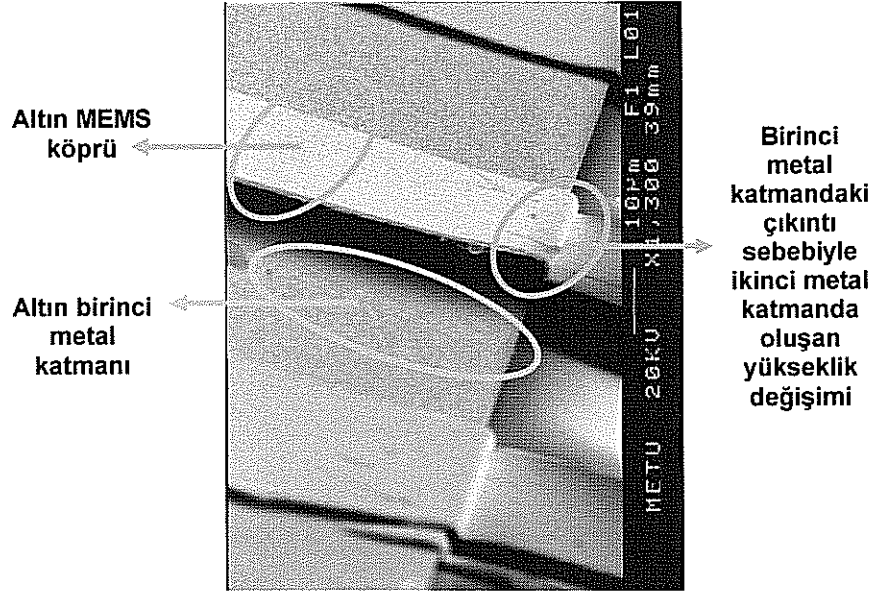
Aşağıda Şekil 35’te gösterilen yeni üretim süreci ODTÜ Mikroelektronik Tesisleri bünyesinde ilk defa denenilen bir süreç olduğundan yukarıda anlatılan haline gelinceye kadar bazı eniyileme çalışmaları yapılmıştır. Bunlardan ilki, altın elektrokaplama çözeltisi içinde kullanılacak bir fotodirenç seçimi yapmak olmuştur. Genel amaçlı kullanılabilen Shipley S1800 serisi fotodirençlerin ne kadar pişirilirse pişirilsin CN bazlı altın elektrokaplama çözeltisinde çatlama yaptığı yapılan denemelerde gözlemlendikten sonra, başka bir fotodirenç aranmıştır ve yine aynı firmanın SJR 5740 isimli fotodirenci denenmiştir. Bu fotodirenç ile başarılı sonuçlar elde edilmiş ve bir problem yaşanmamıştır.

İkinci olarak birinci metal katmanı için gerekli olan tohum tabakasının seçilmesi üzerine çalışılmıştır. Bunun için literatürde kullanılan Cr/Au tabaka seçilmiş ve ilk olarak 1000/200 Å kalınlıklarda buharlaştırma yöntemiyle serilmiştir. Burada Cr tabakanın kalın olarak seçilmesinin sebebi elektrokaplama sırasında akımı ağırlıklı olarak bu tabaka üzerinden taşımak ve elektrokaplama yapılmayacak yerlerdeki 200 Å ince altını aşındırarak elektrokaplama sonrasındaki tohum altın aşındırma işleminden kurtulmak olarak hedeflenmiştir. Bu şekilde yapılan denemelerde altın elektrokaplama sırasında herhangi bir problemle karşılaşılmemiştir, ama daha sonra birinci metal katmanı üzerinde optik yüzey profilleyici ile yapılan gözlemlerde, kaplanan kısımların kenarlarında 1-2 µm yüksekliğinde çıkıntılar olduğu gözlemlenmiştir. Bu çıkıntılar, yaklaşık olarak yapıların ara katman kalınlığı

(2 μm) yüksekliğinde olduğundan yapıların RF karakteristiğini tamamen değiştirmektedir. Bu şekilde kenarları sivrilmiş bir yapının SEM fotoğrafı Şekil 36'da görülebilir. Daha sonra tohum tabakadaki katmanların kalınlıkları 200/1800 Å olarak değiştirilmiş ve tohum tabakasının aşındırılması elektrokaplama sonrasında yapılmıştır. Bu sayede tohum tabaka içinde altın daha kalın olduğundan tahminimizce elektrokaplama sırasında kenarlarda oluşan akım yoğunlukları ortadan kalkmış ve çıkıntıların önünce geçilmiştir.

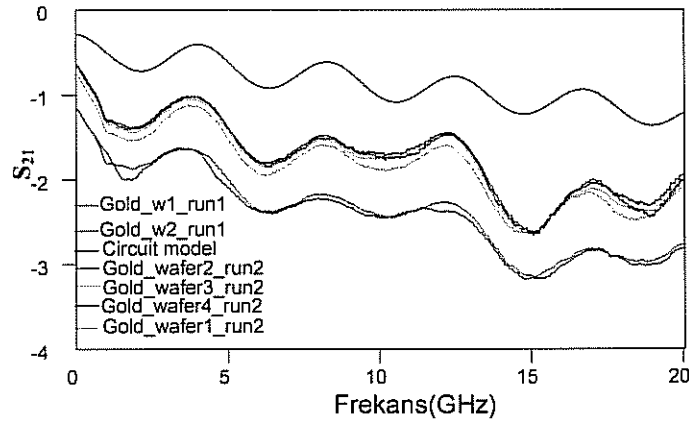


Şekil 35. RF MEMS ikinci üretim süreci (a) Altın elektrokaplama için gerekli olan Cr/Au (200/1800 Å) tohum tabaka serilir ve fotodirenç ile bakır elektrokaplanacak yerler belirlenir (b) Elektrokaplama yöntemi ile altın serilir (1.5-2 μm) (c) Cr/Au tohum tabaka elektrokaplama ile altın kaplanmış yerler fotodirenç ile korunarak aşındırılır (d) Silikon nitrit PECVD yöntemi ile serilir ve aşındırılacak yerleri fotodirenç ile belirlenir (e) Silikon nitrit aşındırılır (f) Köprülerin destek noktaları negatif fotodirenç ile korunarak kalan yerler elektrokaplanmış bakır ara tabaka ile doldurulur (g) MEMS köprülerin koyulacağı yerler kalın fotodirenç ile belirlenir ve bu alanlar elektrokaplanmış altın ile doldurulur (h) Elektrokaplanmış bakır ara tabaka ve tohum Ti tabaka aşındırılır. Köprülerin yapışmaması için yapılar kritik nokta kurutucusunda kurutulur.



Şekil 36. RF MEMS faz kaydırıcının yakın SEM fotoğrafı. Burada birinci metal katman kenarlarında oluşan çıkıntılar, ara katmanı ve ikinci metal katmanı etkilemiş ve ikinci metal katmanda beklenmeyen yükseltmeler oluşmuştur.

Yeni üretim sürecinde eniyileştirmesi yapılması gereken bir konu da birinci metal katmanı elektrokaplama akım yoğunluğudur. Akım yoğunluğu elektrokaplama sürecinde kaplama hızını, iletkenliği ve film zorlamasını etkileyen bir parametredir. Yapılan ilk denemelerde akım yoğunluğu 3 mA/cm² olarak denenmiştir. Fakat bu akım yoğunluğu ile başarılı kaplamalar yapılmasına rağmen elde edilen iletkenlik değeri yeterli bulunmamış ve akım yoğunluğu 6 mA/cm²'ye çıkartılmıştır. Bu akım yoğunluğu ile yapılan denemelerde pul üzerinde geniş alanlarda soyulmalar gözlenmiştir. Bunun sebebinin film zorlamasının krom tabakanın cama yapışma gücünden daha fazla olması olarak tahmin edilmiştir. Son olarak akım yoğunluğu 4.5 mA/cm² olarak denenmiştir. Bu son denemede film iletkenliğinde 3 mA/cm²'ye göre artış gözlenmiştir. 3 ve 4.5 mA/cm² akım yoğunluğu ile üretilen eşdüzlemli dalga kılavuzu hatların S-parametreleri Şekil 37'de görülebilir.



Şekil 37. 3 ve 4.5 mA/cm² akım yoğunluğu ile üretilen altın elektrokaplanmış hatların S₂₁ ölçümleri.

Birinci metal katmanı gibi ikinci metal katmanının akım yoğunluğu da oldukça önemli bir parametredir. Çünkü yüksek değerli bir iletkenlik ile beraber film zorlaması da MEMS köprülerin düzgün bir şekilde havada durması için gereklidir. Yapılan denemelerde 3 mA/cm² ve 7.5 mA/cm² akım yoğunluklarıyla sıkıştırma ve çekme gerilimleri elde edilmiştir ki, bu durum da bu iki akım yoğunlu arasında bir noktada gerilimsiz bir film elde edilebileceğini gösterir.

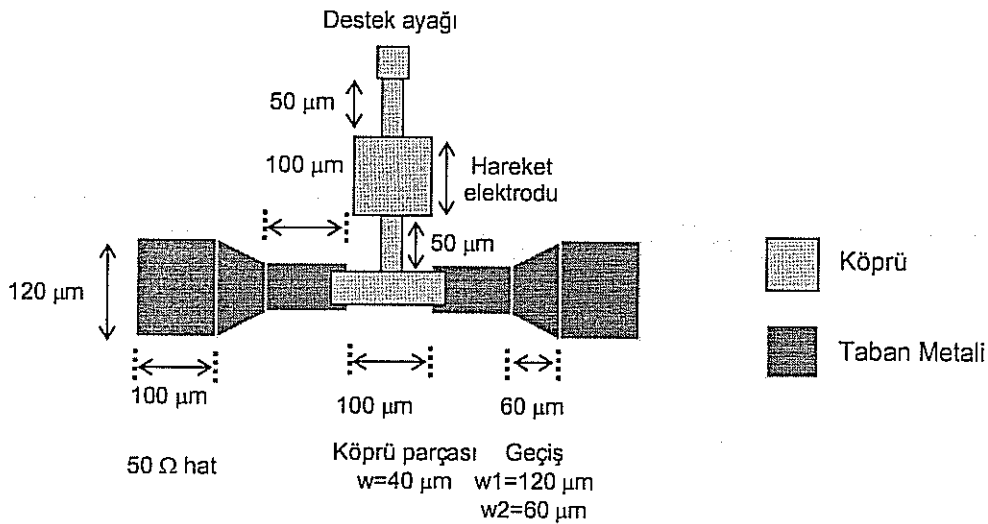
2.5 TASARLANAN VE ÜRETİLEN İKİNCİ NESİL YAPILAR

RF MEMS yapıların üretilmesi için yeni bir süreç geliştirilmesiyle beraber birinci üretim sürecinden gelen limitler ortadan kalkmıştır. Ayrıca yeni bir taban malzemesine geçilmesi ve gerekli olan yeni katmanlarından da eklenmesiyle üretim süreci ciddi bir aşama kaydetmiştir. Bu sayede birinci nesil RF MEMS yapılarda üretim sürecinden gelen hatalar ciddi manada azaltılmıştır. Raporun bu bölümünde ikinci üretim süreci kullanılarak geliştirilen ve yeni tasarlanan RF MEMS yapılar hakkında bilgi verilecektir.

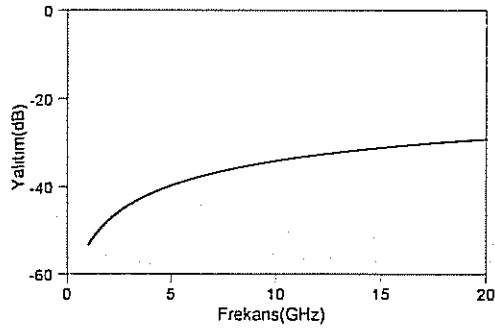
2.5.1 ANAHTARLAR

2.5.1.1 Yüksek Dirençli Silikon Taban Üzerine Mikroşerit Seri Anahtar

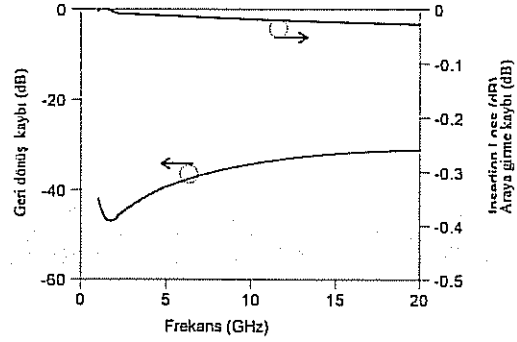
Bu bölümde anahtarlanmış hat faz kaydırıcıların tasarımında kullanılacak mikroşerit seri anahtarlar tanıtılmaktadır. Tanıtılan ilk yapıda yukarı durumda iyi yalıtıma ve aşağı durumda iyi yansımaya sahip seri anahtar üretimi amaçlanmıştır. Anahtar, faz dizili anten tasarımında kullanılacağı için ilk olarak cam tabanın üzerine yapılacak şekilde tasarlanmıştır. Ancak açık uçlardaki saçakların cam taban üzerinde yüksek olması sebebiyle cihazın, yüksek dirençli silikon taban üzerine yerleştirilmesi uygun bulunmuştur. Taban kalınlığı 500 µm'den 200µm'ye düşürülmüş ve ϵ_r ise 4.6'dan 11.9'a yükselmiştir. Böylelikle cam taban üzerinde 900 µm olan 50Ω'luk hattın genişliği 120µm düşürülmüştür. Bu sayede saçaklarda önemli miktarda azalma sağlanmış ve açık uçlar arasındaki yalıtım artırılmıştır.



Şekil 38. Tek hareket elektrotlu anahtar yapısı



(a) Aşağı durum

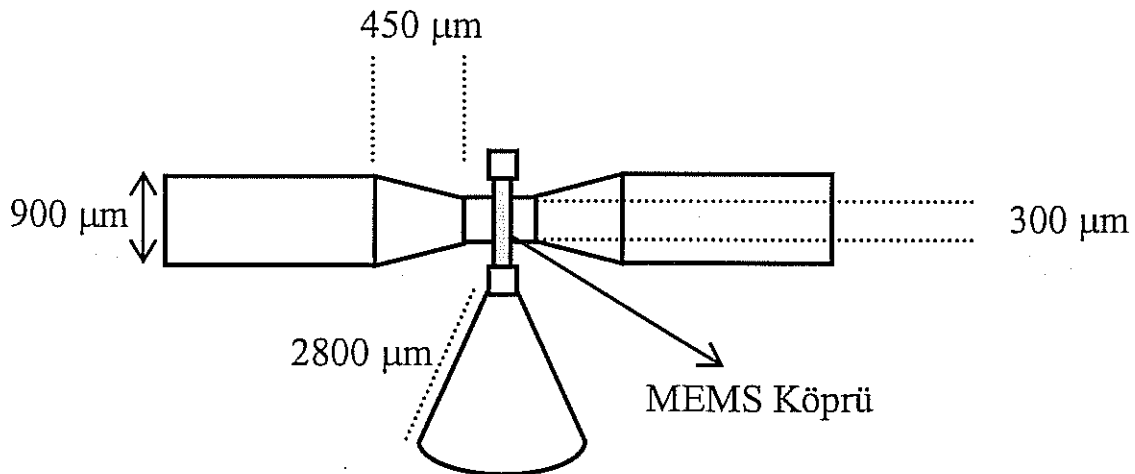


(b) Yukarı durum

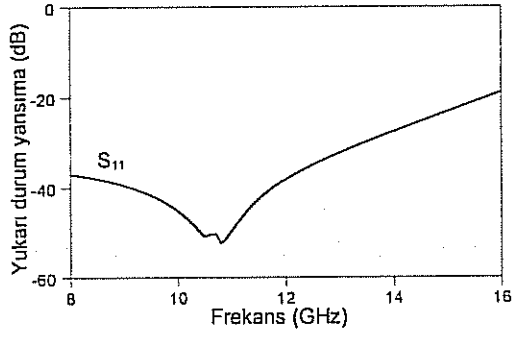
Şekil 39. Anahtar yapısının EM simülasyon sonuçları

2.5.1.2 Mikroşerit hat üstüne paralel anahtar yapısı

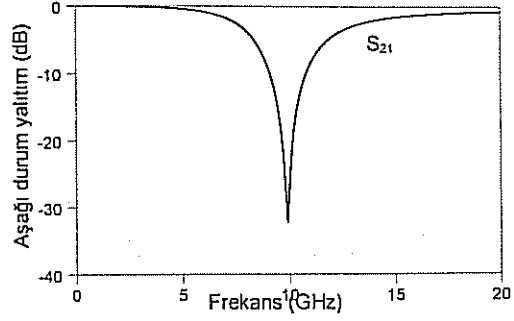
Mikroşerit (MŞ) hat üstünde paralel anahtarlama yapabilmek amacıyla tasarlanan anahtarın genel görüntüsü Şekil 40'ta sunulmuştur. Yapı genel olarak, 900 μm genişliğinde 50 Ω MŞ hat, bu hattın 2 μm üzerine yerleştirilmiş 30 μm genişliğinde MEMS köprü, köprünün destek ayaklarından birine bağlı olan dairesel kütükten oluşmaktadır. Uyumlama amacıyla, 50 Ω 'luk hat inceltilerek 300 μm genişliğinde 100 μm uzunluğunda yüksek empedanslı hatta dönüşmektedir. Geçiş için 450 μm uzunluğunda bir iletim hattı kullanılmaktadır. Ansoft HFSSv9.1 kullanılarak yapılan EM benzetimlerde, dairesel kütüğün uzunluğu 2800 μm olarak ayarlandığında köprü, aşağı durumunda en iyi yalıtımı 10 GHz frekansında sağlamaktadır. Şekil 41'de görülebileceği gibi, bu anahtar yapısıyla, köprü aşağı durumdayken 9.6-10.1 GHz (% 5 bant genişliği) arasında 20 dB'den, 9 GHz-10.6 GHz (%15 bant genişliği) arasında 10 dB'den daha iyi yalıtım elde edilebilmektedir. Bu yapının yansıma kaybı ise 8-12 GHz arasında 30 dB'den daha iyidir. Dairesel kütük uzunluğunun 2800 μm 'den 1750 μm düşürülmesiyle, köprünün aşağı durumdayken sağladığı yalıtım performansının merkez frekansı 14.5 GHz'e çekilmiştir ve Şekil 42'de de görüleceği gibi bir önceki yapıyla benzer performanslar 14.5 GHz frekansı civarında elde edilmiştir.



Şekil 40. MEMS köprünün MŞ hat üstüne yerleştirilmesiyle gerçekleştirilen paralel anahtar yapısı. Dairesel kütük köprü aşağı durumdayken toprak etkisi göstererek giriş-çıkış arasında yalıtım sağlanmaktadır.

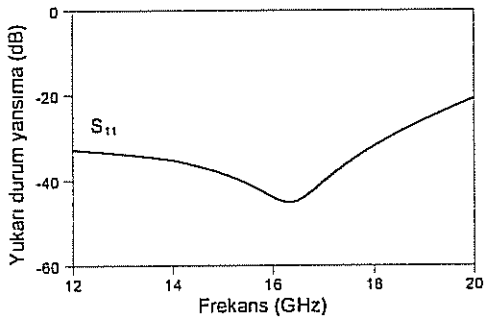


(a)

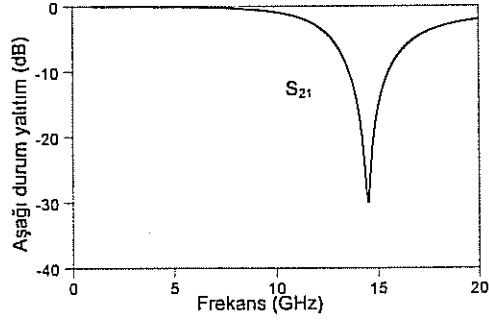


(b)

Şekil 41. 10 GHz merkez frekansında çalışan MŞ üstündeki paralel anahtar yapısı için EM benzetim sonuçları. (a) Yukarı durum yansırma kaybı (b) Aşağı durum yalıtım performansı.



(a)

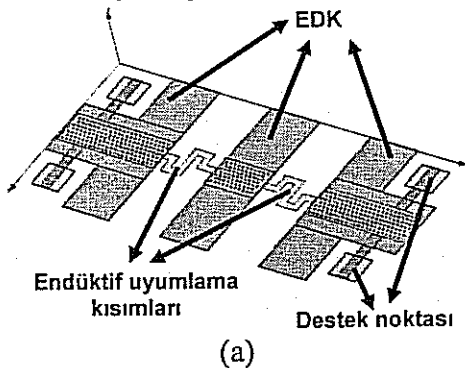


(b)

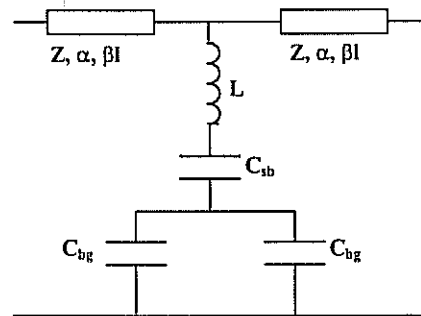
Şekil 42. 15 GHz merkez frekansında çalışan MŞ üstündeki paralel anahtar yapısı için EM benzetim sonuçları. (a) Yukarı durum yansırma kaybı (b) Aşağı durum yalıtım performansı.

2.5.1.3 Eşdüzlemsel dalga kılavuzu üstüne paralel anahtar yapısı

EDK üstünde anahtarlama yapmak amacıyla tasarlanan diğer paralel anahtarın genel görüntüsü ve yapı için kullanılan devre modeli Şekil 43'te sunulmuştur. Devre modelinden de anlaşılacağı gibi yukarı durumdayken düşük olan köprü kapasitansları (C_{sb} ve C_{bg}), köprünün anahtarlama yapmak amacıyla aşağı çekilmesi durumunda oldukça yüksek bir seviyeye gelerek girişten gönderilen RF gücün yansırarak çıkışa ulaşmasını engellemektedirler. Şekilde görülen endüktif uyumlama kısımları sayesinde modeldeki endüktans istenen seviyeye getirilerek, aşağı durumda yalıtım performansının merkez frekansı 10 GHz olarak ayarlanmıştır. Şekil 44'te HFSS sonuçları ve bu sonuçlara göre modelin sağladığı performans görülebilir. Model ile EM benzetimler arasında optimizasyon yoluyla elde edilen sonuçlara göre model parametrelerinin aldığı değerler ise Tablo 3'de verilmiştir.

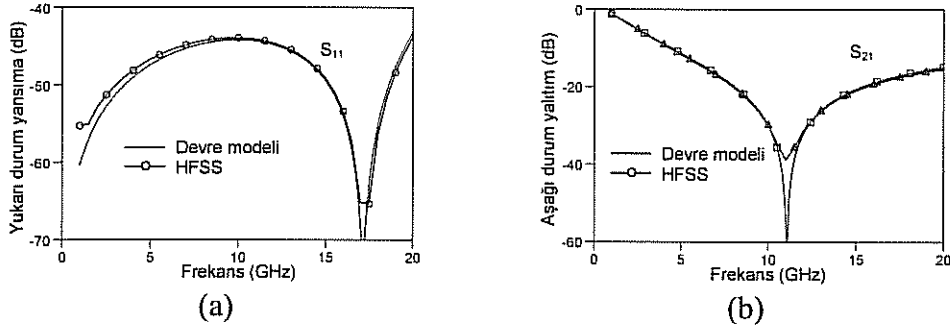


(a)



(b)

Şekil 43. (a) MEMS köprünün EDK üzerine yerleştirilmesiyle elde edilen paralel anahtar yapısı **(b)** Yapı için kullanılan devre modeli. Modeldeki kapasitanslar, EDK'nın sinyal hattı ile köprü arasındaki (C_{sb}) ve köprü ile EDK'nın düzlemsel toprakları arasındaki kapasitansları modellemek için kullanılmıştır.



Şekil 44. EDK üzerinde anahtarlama yapabilen paralel anahtar yapısı için EM benzetimlerin sonuçları. (a) Yukarı durum yansımaya kaybı (b) Aşağı durum yalıtım performansı.

Tablo 3. Modelin EM benzetimlere optimizasyonu ile elde edilen model parametrelerinin değerleri.

Köprü durumu	C_{sb} (pF)	C_{bg} (pF)	L (pH)	Z (Ω)	ϵ_{eff}	α (dB/cm)
Yukarı durum	0.071	0.134	57	85	2.78	0.27
Aşağı durum	4.5	9.29	57	85	2.78	0.27

2.5.2 FAZ KAYDIRICILAR

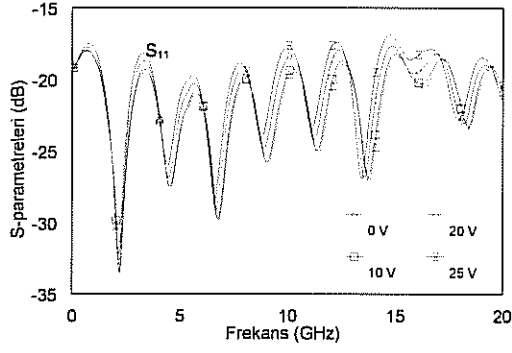
2.5.2.1 Analog Faz Kaydırıcılar

Yeni nesil üretim süreci sonunda daha önce tasarlanan analog faz kaydırıcılar geliştirilmiş ve daha iyi performans gösteren yapılar elde edilmiştir. Tablo 4'te tasarlanan ve üretilen bir DMTL (sıralanmış MEMS iletim hattı) analog faz kaydırıcının boyutları verilmiştir.

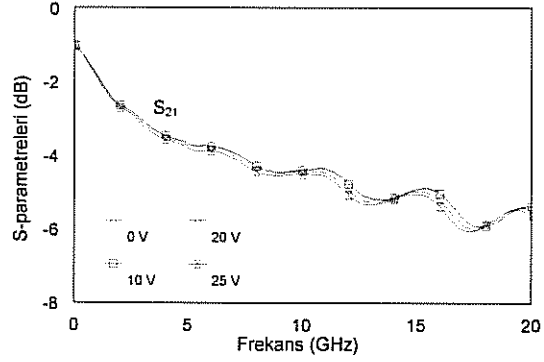
Tablo 4'te boyutları verilen bu yapının farklı gerilimler uygulanarak elde edilmiş S-parametreleri gösterilmiştir. Bu yapıyla elde edilen faz kaydırımı çeşitli gerilim değerleri için ölçülmüş, 0 ve 25 Volt için olan sonuçlar Şekil 45'de gösterilmiştir. Tablo 5'te ise 10, 20, 40 ve 60 GHz frekanslarında ölçülen çeşitli değerler verilmiştir.

Tablo 4 İki Farklı DMTL yapısının boyutları
Her iki yapı için $w=100\mu\text{m}$

W(μm)	G (μm)	s' (μm)	Köprü sayısı	Toplam uzunluk (mm)
122	59	400	75	22.5

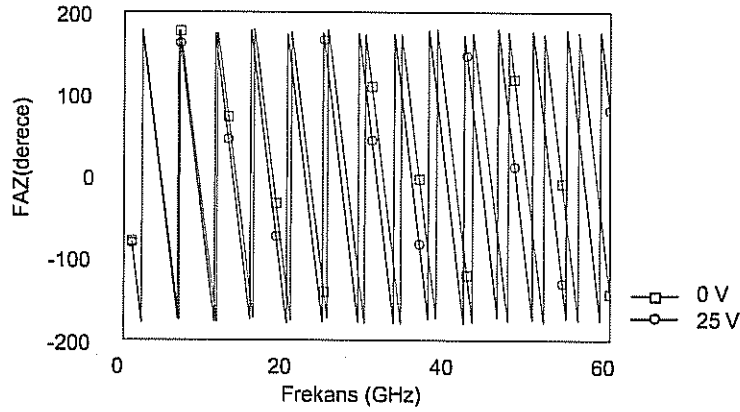


(a)



(b)

Şekil 45. Hareket verme sonucu elde edilmiş S-parametreleri (a) Yansıma katsayısı (b) İletim katsayısı



Şekil 46. Faz kaydırıcı yapının 0 ve 25V gerilimler için iletim katsayısının fazı.

Tablo 5 Frekansa göre parametrelerin değişimi.

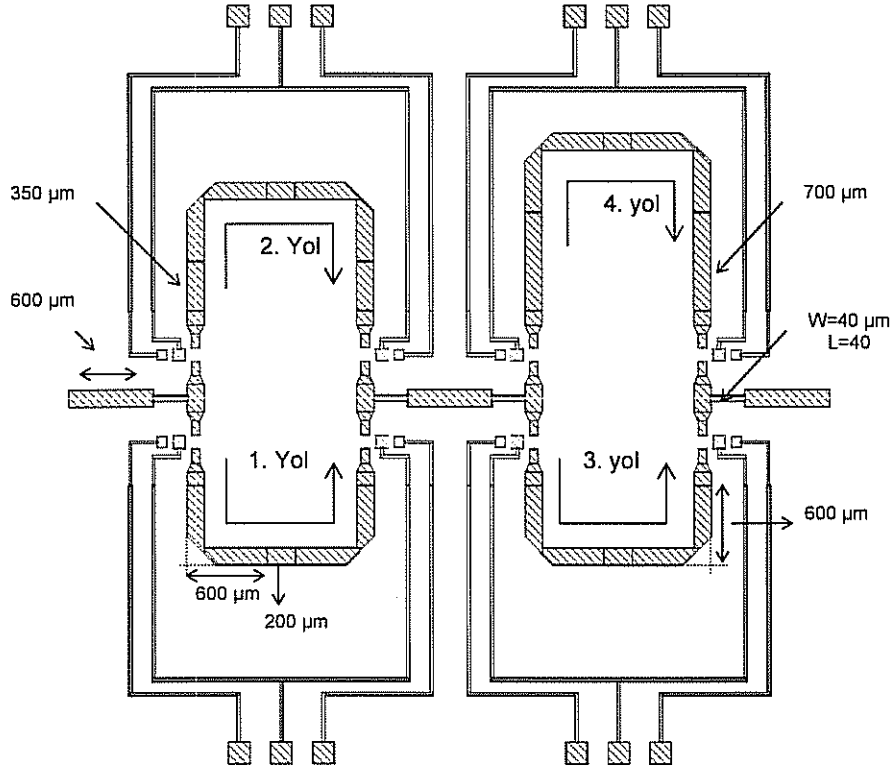
Parameter	10	20	40	60
Faz Kaydırımı (°)	21.5	42.87	87.87	136.36
Kayıp (dB)	4.66	6.65	9.72	12.7
°/dB	4.61	6.44	9.04	10.7
°/mm	0.95	1.9	3.9	6.06

2.5.2.2 Dijital Faz Kaydırıcılar

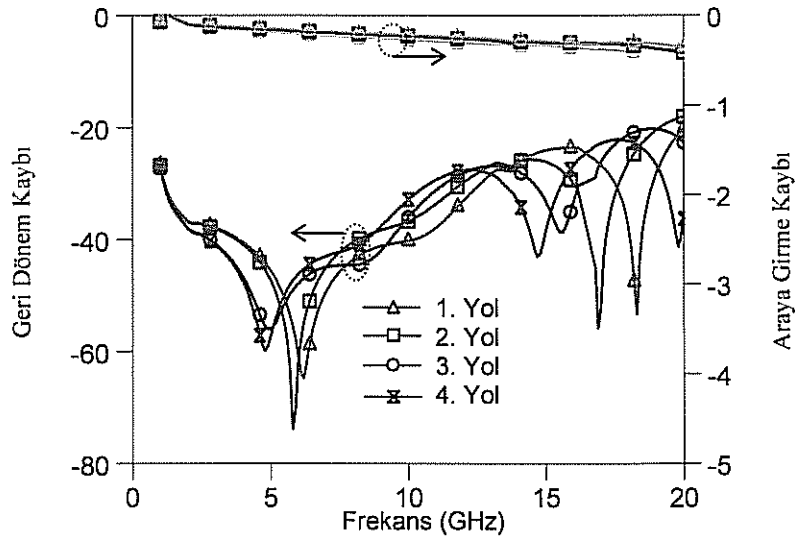
Yeni nesil üretim tekniği ile Şekil 47'de görülen farklı bir dijital faz kaydırıcı da tasarlanmış (yüksek dirençli silikon taban üzerine) ve üretilmek üzere pul üzerine yerleşimini gösteren maske çizimleri tamamlanmıştır. Bu yapıda 4 yolun başında ve sonunda birer tane olmak üzere toplam 8 anahtar vardır. Bu anahtarlardan ikisini kontrol ederek sinyal, faz kaydırma amacıyla, 4 yolun kombinasyonlarına yönlendirilebilir. Anahtarları kontrol etmek için toplamda 12 tane besleme bacağı gereklidir.

Bu faz kaydırıcı da hedeflenen faz kaydırma miktarları şu şekildedir: 15 GHz'te 35°-36° faz kaydırımı ve 10GHz'te 22°-23° faz kaydırımı. Bu gecikme zamanı miktarları ilk bit için

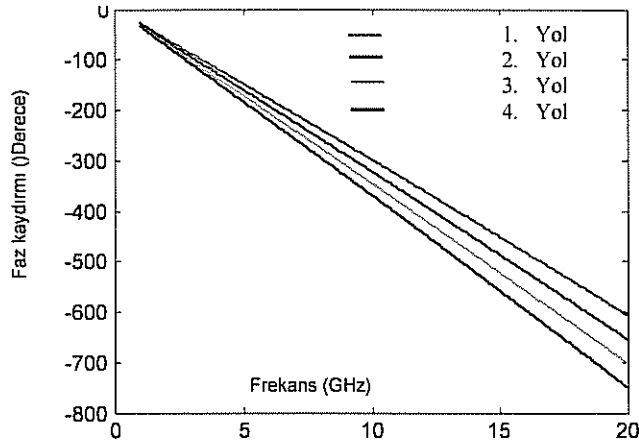
700 μm uzunluğundaki yolla ($350 \mu\text{m} \times 2$) ve ikinci bit için 1400 μm uzunluğundaki yolla ($700 \mu\text{m} \times 2$) sağlanmıştır. Şekil 48'de bütün faz kaydırıcı yapısının S-parametreleri gösterilmiştir. Görüldüğü gibi geri dönme kaybı 20dB'den daha iyi, araya girme kaybı 1dB'den daha düşüktür. Şekil 49'da bu yapının farklı yol seçimleriyle sağladığı değişik faz kaydırımı miktarları frekansa bağlı olarak gösterilmiştir. Beklendiği üzere faz kaydırımı frekansa göre lineer bir değişim gösteriyor. Şekil 50'de ise indüktif olarak eşlenmiş bir faz kaydırıcı yapısının frekansa bağlı grup gecikmesi gösterilmiştir..



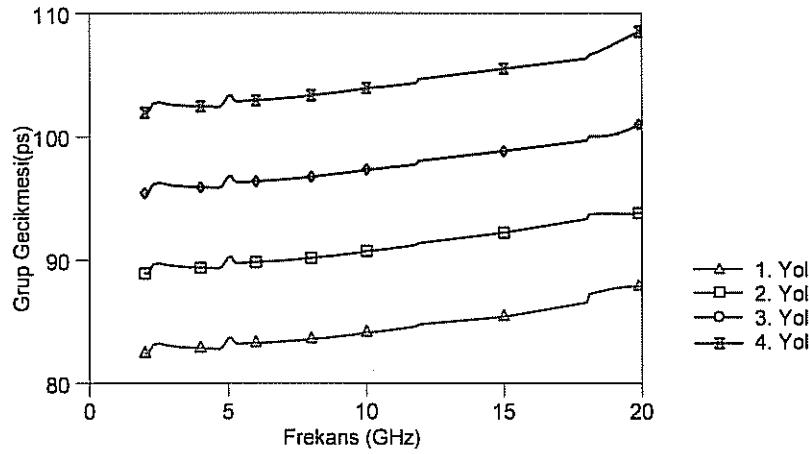
Şekil 47. Sekiz anahtarlı Dijital faz kaydırıcı maske çizimi.



Şekil 48. Anahtarlanmış Faz Kaydırıcı yapısının simulasyon sonuçları.



Şekil 49. Anahtarlanmış faz kaydırıcı yapısının farklı yollarından elde edilen frekansa bağlı faz kaydırım miktarları



Şekil 50. İndüktif olarak eşlenmiş anahtarlanmış yapının frekansa bağlı grup gecikmesi

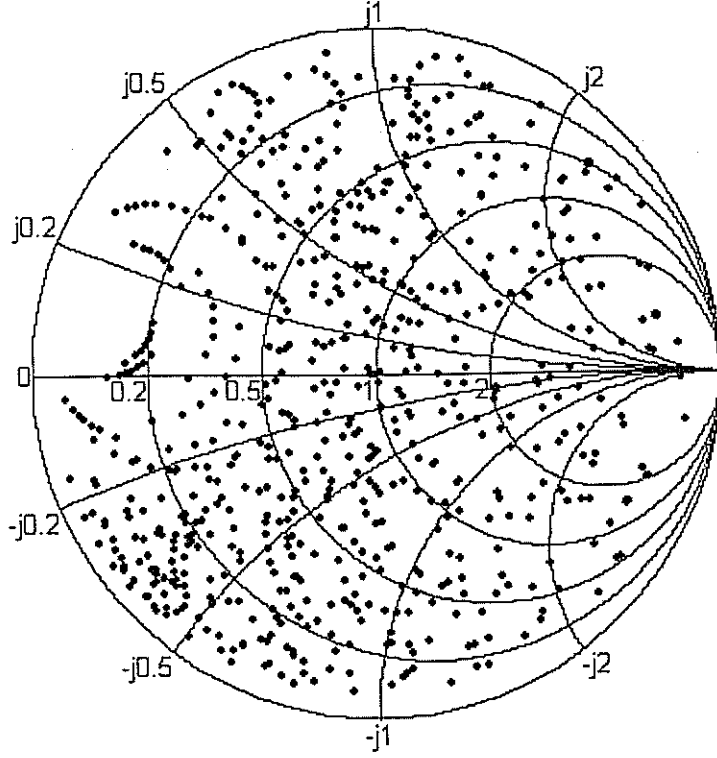
2.5.3 EMPEDANS UYUMLAMA DEVRELERİ

İkinci nesil empedans uyumlama devreleri genel yapı ve çalışma prensibi olarak birinci nesil yapılarla aynı olmakla beraber, alt yapılar bazında ciddi farklılıklar göstermektedir. Bu farklılardan birincisi yapıların üretildiği halde DC voltaj verilmesinde problem çıkartan MEMS anahtar yapısının değiştirilmesi olmuştur. Kullanılan yeni anahtar yapısı Şekil 43 ve Şekil 44'de görülebilir.

Şekil 43'te gösterilen anahtar yapısının destek noktaları taban üzerine indiğinden DC voltaj uygulamada ciddi bir avantaj sağlamaktadır. Ayrıca MEMS köprü üzerinde oluşturulan endüktif uyumlama kısımları da yapının aşağı durum performansını ciddi olarak artırmaktadır. Son olarak bu tasarım silikon taban üzerine üretildiğinde yeni bir katman olan resistif katman da kullanılacaktır. Bu sayede yapıların şu anda en önemli problemi olan DC voltaj uygulama problemlerinden kurtulması umulmaktadır.

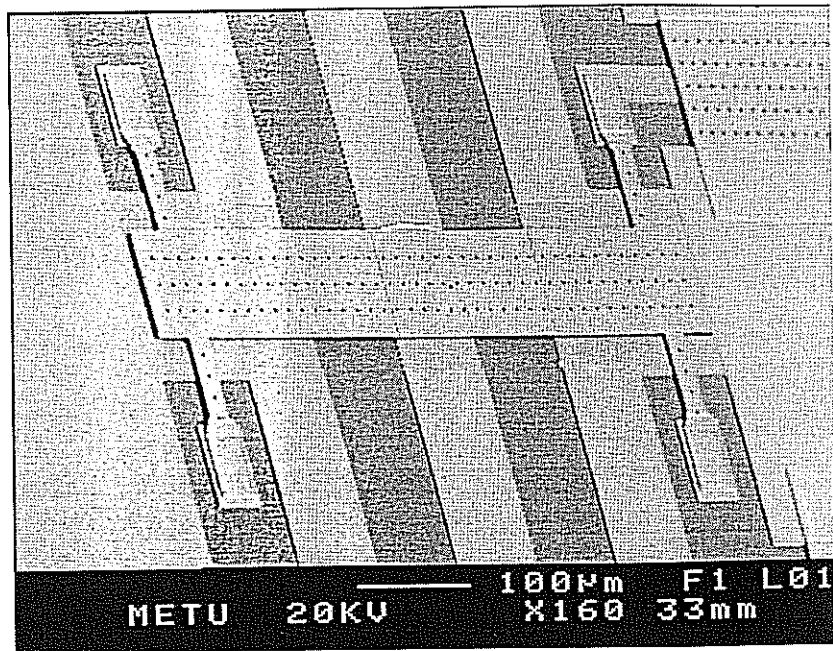
Yeni nesil empedans uyumlama devresindeki bir diğer önemli yenilik ise toplam MEMS anahtar sayısının ilk yapıya göre üçte bir oranında azaltılmasıdır. İlk yapıda 120 olan anahtar sayısı bu yapıda 40'a indirilmiştir. Bu sayede yapıların daha yüksek bir verimle üretilmesi

hedeflenmiş ve bu konuda başarı elde edilmiştir. Yapının benzetimlerle elde edilmiş empedans uyumlama kabiliyeti Şekil 51’de görülebilir.

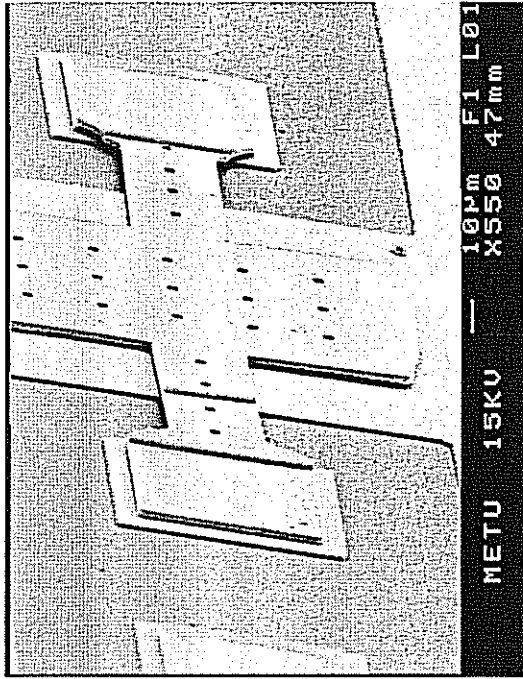


Şekil 51. İkinci nesil 40 anahtarlı ayarlanabilir empedans uyumlama devresinin Smith Abağı üzerinden uyumlama yapabildiği noktalar.

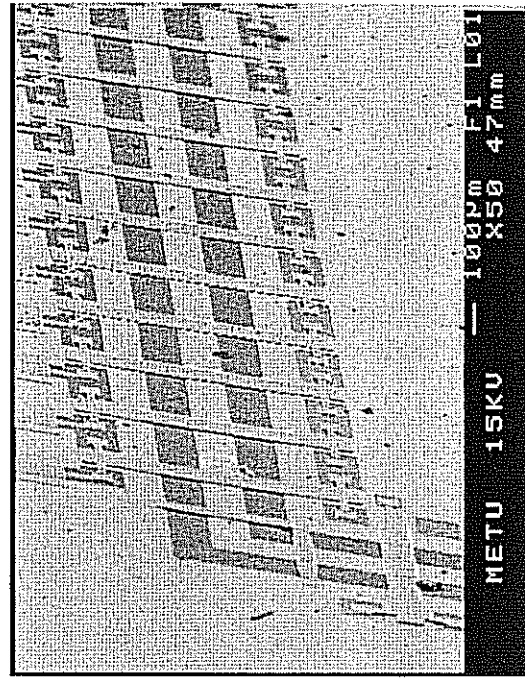
İkinci nesil empedans uyumlama devrelerinin üretimi için deneme koşulları yapılmış ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Üretilen yapıların SEM fotoğrafları Şekil 52’de görülebilir.



(a)



(b)



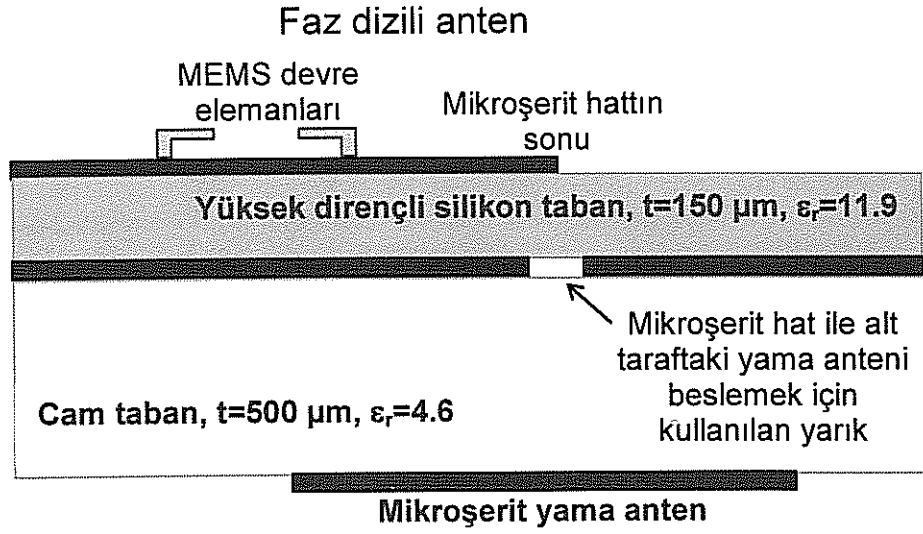
(c)

Şekil 52. İkinci nesil empedans uyumlama devresinin SEM fotoğrafları. (a) bir MEMS anahtarın görünümü. (b) aynı anahtarın bir parçasının, farklı açıdan ve yakından, görünümü. (c) Empedans uyumlama devresinin bir kütüğünün tümünden görünümü.

2.5.4 FAZ DİZİLİ ANTEN

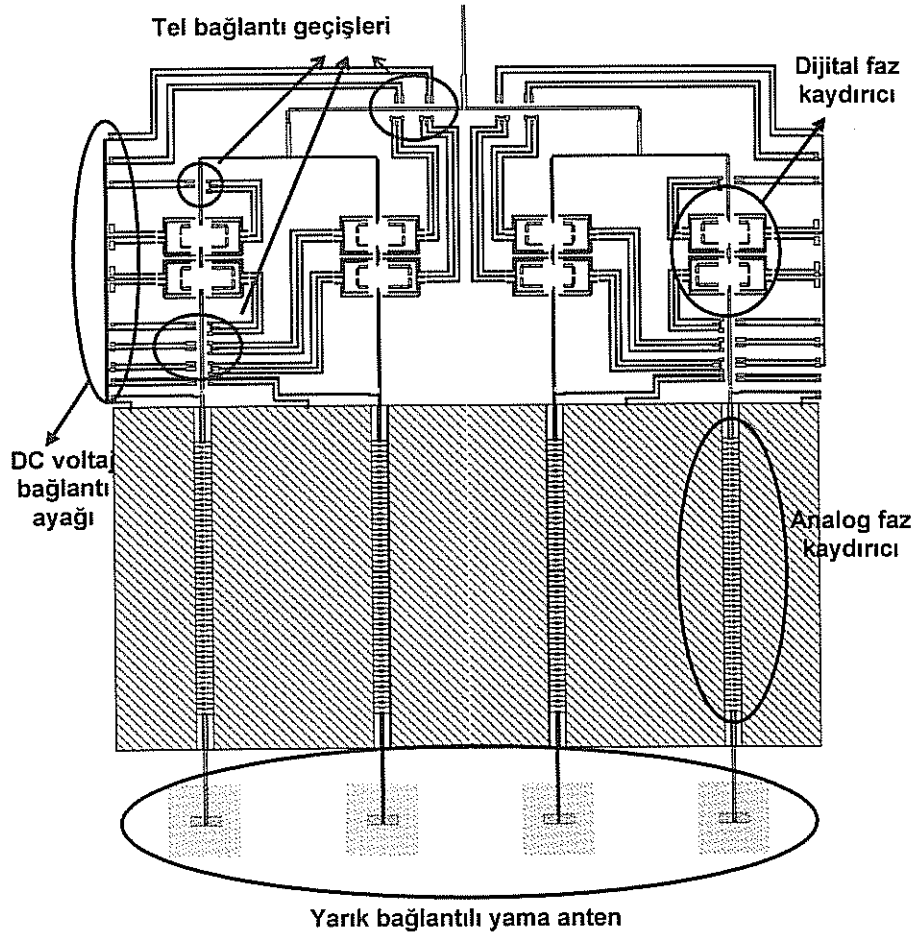
İlk üretim sürecinden edinilen tecrübelerle ikinci nesil RF MEMS çalışması içerisinde yeni bir faz dizili anten yapısı tasarlanmıştır. Bu yapı önceki yapıyla karşılaştırıldığında birçok farklılık içermektedir. Bu farklılıklarda ilk seçilen taban malzemesidir. İkinci nesil faz dizili anten iki ayrı taban üzerinde üretilerek pul bağlama yöntemiyle (wafer bonding) birbirlerine yapıştırılacaklardır. Yapı sonuç olarak yine tektaş (monolithic) bir yapı olarak kalacaktır. Yapının üzerindeki analog ve dijital faz kaydırıcılar ile bu faz kaydırıcıların DC voltaj beslemeleri $150\mu\text{m}$ kalınlığında silikon taban üzerine yapılacaktır. Bu taban malzemesi seçilmesinin sebepleri dijital faz kaydırıcılar için gerekli olan yüksek performanslı seri anahtarlar için bu tabanın uygun olması, DC voltaj uygulamak için gerekli olan yüksek dirençli hatların silikon taban üzerine serilebilmesi ve analog faz kaydırıcıların silikon taban üzerinde fiziksel olarak daha az yer kaplaması olarak sıralanabilir. Yapıların mikroşerit anten kısımları ise cam taban üzerine yapılacaktır. Anten yapımı için cam taban malzemesinin seçilmesinin sebebi cam tabanın $\epsilon_r=4.6$ değeridir. Bu değer antenin ışınım veriminin yüksek olması için uygun bir değerdir.

Faz dizili anten yapısının yandan görünümü Şekil 53'te görülebilir. Burada ilk önce cam tabanların bir yüzü üzerine antenlerin yapımı tamamlanacak, daha sonra silikon tabanın alt yüzü şekillendirilecek ve en son olarak da silikon ve cam tabanlar alt yüzeylerinden altın-altın anodik bağlantı yöntemi (gold-gold anodic bonding) ile bağlanacaktır. Silikon yüzdeki mikroşerit hattın cam tabandaki antenlere bağlantısı, iki pul arasında açılan yarıktan sinyalin iletilmesiyle sağlanacaktır (slot coupling). Faz dizili anten yapısının serimi de (layout) Şekil 54'te görülmektedir.



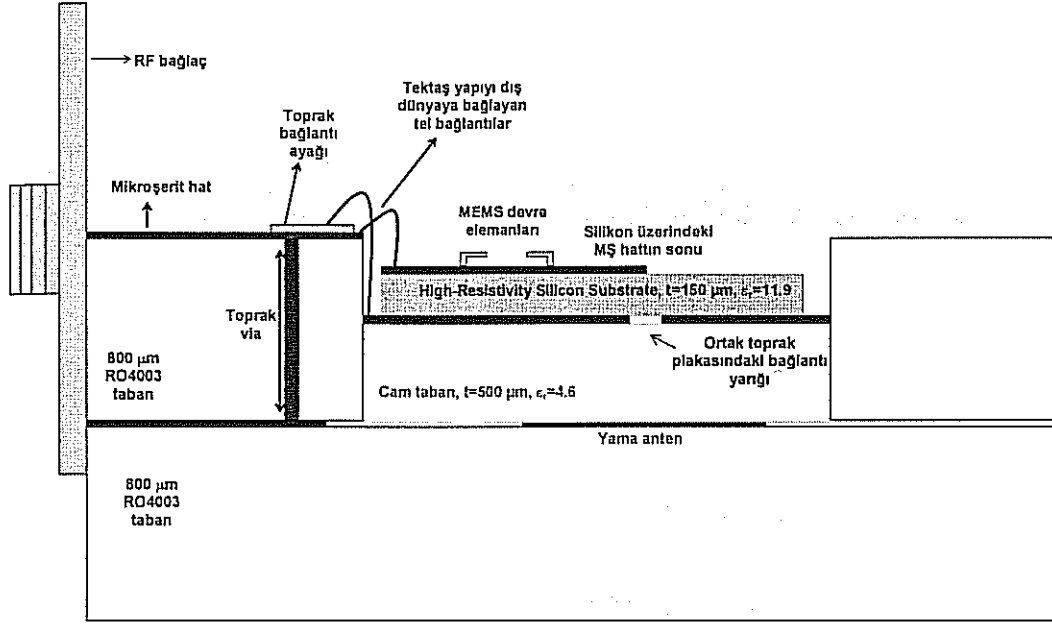
Şekil 53. Faz dizili anten yapısının yandan görünümü.

Faz dizili anten yapısının üretilmesi kadar doğru olarak test edilebilmesi de önemlidir. Bunun için faz dizili antenin dış dünyaya uygun bir şekilde bağlanması gerekmektedir. Faz dizili antene konnektör takılabilmesi aşağıda Şekil 55'te görülen düzenek öngörülmektedir.



Şekil 54. İkinci nesil faz dizili anten yapısının serimi.

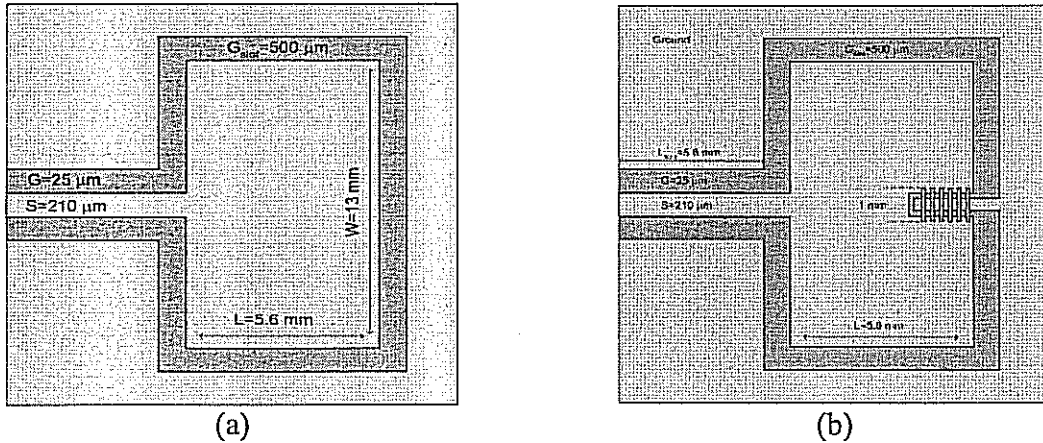
FAZ DİZİLİ ANTEN YAPISI İÇİN TEST DÜZENEGİ



Şekil 55. İkinci nesil faz dizili anten yapısı için hazırlanan test düzeneği.

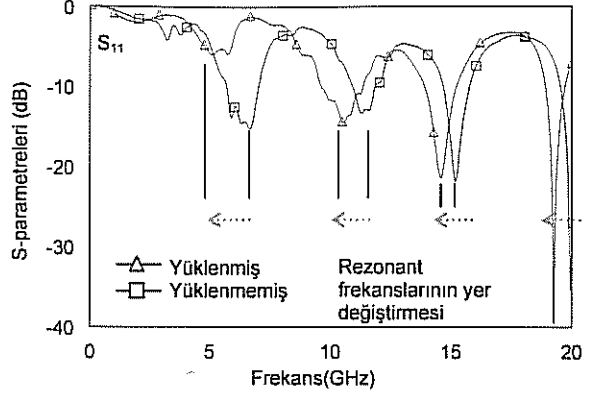
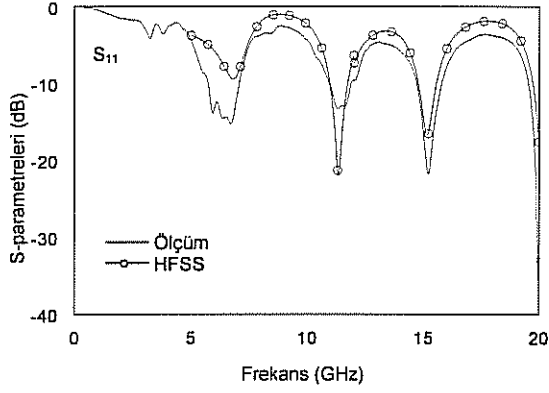
2.5.5 AYARLANABİLİR ANTENLER

Üretilen ikinci nesil RF MEMS yapıları arasında TÜBITAK 102E036 projesi kapsamında tasarlanan iki ayarlanabilir anten yapısı vardır. Birinci yapı, içine MEMS kapasitörleri ile yüklü kısa devre kütük yerleştirilmiş EDK beslemeli dikdörtgenel yarık antendir. Yapıda bulunan MEMS kapasitörler ile rezonant frekanslar istenen değerlerde elde edilmektedir. Birinci yapının üstten görünümü Şekil 56'de görülebilir.



Şekil 56. Ayarlanabilir anten yapıları – Birinci yapı. (a) EDK beslemeli dikdörtgenel yarık antenin kapasitörlerle yüklenmemiş hali. (b) Yüklenmiş hali.

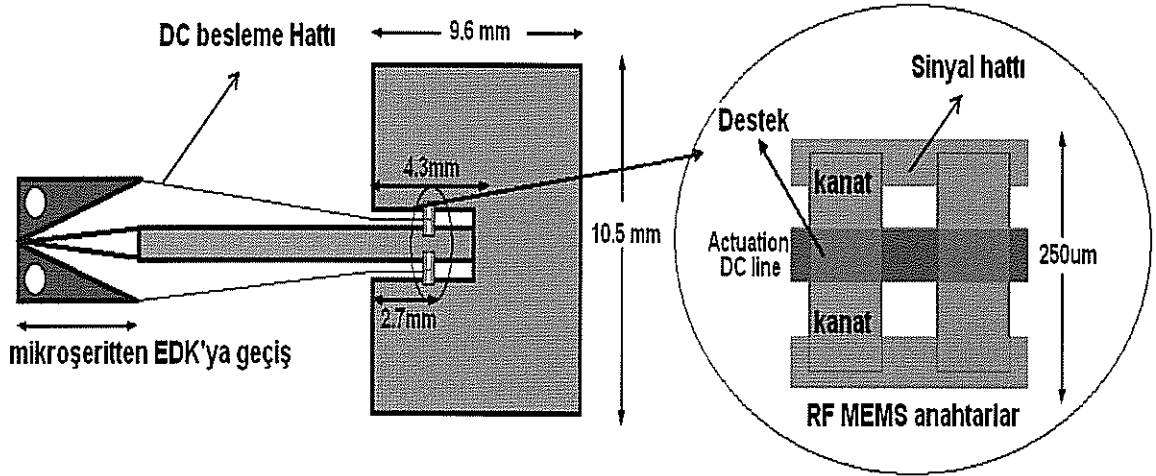
Şekil 57'te görülen ölçüm sonuçları incelendiğinde yapının rezonant frekansların yapıya kapasitörler eklenmesiyle düştüğü gözlemlenmiştir. Bu da tasarım sırasında kullanılan düşüncenin doğruluğunu göstermektedir.



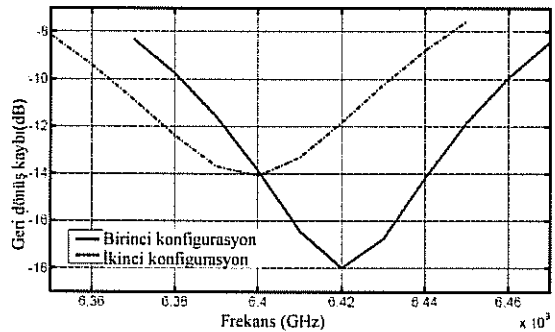
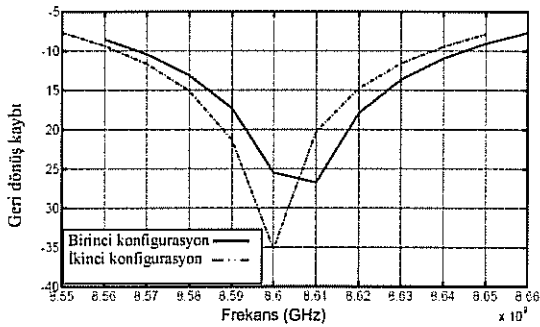
(a) antenin yüklenmemiş halinin simülasyon ve ölçüm sonuçları. (b) antenin kapasitörlerle yüklenmiş ve yüklenmemiş ölçümlerinin karşılaştırılması.

Şekil 57. EDK beslemeli dikdörtgen yarık antenin ölçüm sonuçları.

Tasarlanan ve üretilen ikinci yapı ise RF MEMS anahtarlarla ayarlanabilir hale getirilmiş çift frekanslı mikroşerit antendir. Bu çift frekanslı anten yama anten yapısına içeriye gömülmüş bir girinti ekleyerek tasarlanmıştır (Şekil 58). Frekansa bağlı dönüş kayıpları her iki frekans için de Şekil 59’da gösterilmiştir.



Şekil 58. RF MEMS anahtar uyumlamalı çift frekans anten



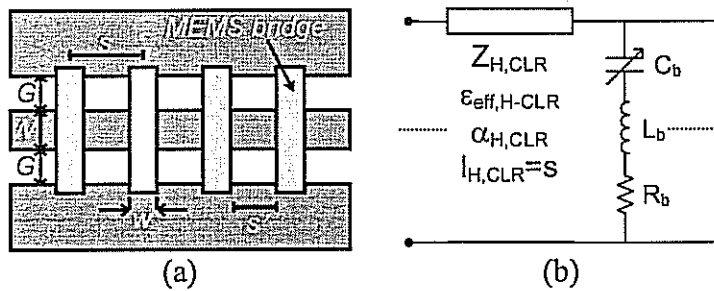
(a) Yüksek frekans için (b) Düşük frekans için
Şekil 59. Ayarlanabilir çift frekanslı anten yapısının girişteki dönüş kaybı

2.6 SIRALANMIŞ MEMS İLETİM HATLARI İÇİN MODELLEME ÇALIŞMASI

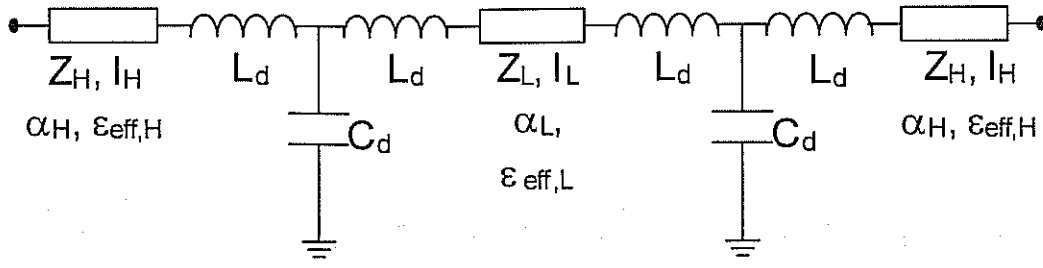
Son yıllarda RF MEMS konusunda yapılan çalışmalarda genellikle, anahtar, kapasitör, indüktör ve rezonatör gibi ayrı devre elemanları üzerine yoğunlaşmıştır. Bu devre elemanlarına ek olarak, faz kaydırıcılar, uyumlama devreleri ve iletim hatları gibi dağıtılmış-sıralanmış (distributed) devre elemanları da ele alınmıştır. Bu elemanların gerçekleştirilmesinde, periyodik olarak dizilmiş reaktif yüklerle iletim hattının yüklenmesi esas alınmıştır. Hattı yükleyen devre elemanı olarak genellikle ayarlanabilir MEMS köprüler kullanılmaktadır. Köprülerin yüksekliklerinin ayarlanabilmesiyle, iletim hattının parametrelerini kontrol edebilmek mümkün olmaktadır. Bu tür iletim hatlarına dağıtılmış (sıralanmış) MEMS iletim hatları (Distributed MEMS transmission lines- DMTL) adı verilmektedir.

Yüksek empedanslı eş düzlemli dalga klavuzunun (EDK) periyodik olarak MEMS köprülerle yüklendiği DMİH hakkında geniş analizler mevcuttur. Bu analizlerde MEMS köprüler ayrık CLR devresiyle modellenmiştir. Şekil 60'ta DMİH'nin genel görüntüsü ve ayrık seri CLR devre modeli sunulmuştur. Bu model yüklenmemiş yüksek empedanslı iletim hattının kayıplarını hesaplamakta ampirik bir çarpan faktörü kullanmakta ve r oranı (Şekil 60'daki $r=s'/w$) 5-10 iken ve MEMS köprülerin yükseklikleri $1.5 \mu\text{m}$ olduğunda oldukça iyi modelleme performansı göstermektedir. Ancak, köprüler arasındaki uzaklık köprü genişliği ile kıyaslanabilir düzeylere çekilince ($r=1,2$ ve 4 gibi) ve daha çok sayıda köprü kullanılınca (45, 75 ve 112 köprü), model ile ölçüm arasında uyumsuzluklar ortaya çıkmaktadır. Model ile ölçümler arasında uyum ancak hat kayıplarının hesaplanmasında kullanılan ampirik çarpan faktörünün artırılmasıyla bir miktar artırılabilir. CLR modelinde baskın kayıp mekanizması yüksek empedanslı hatlardır. Dolayısıyla köprü sayısının artırılmasıyla ampirik çarpan faktörünün artırılması gerekliliği beklenen bir sonuçtur. Ancak bu çarpan faktörünün ne oranda ve niye artırıldığı CLR modeliyle fiziksel olarak açıklanamamıştır.

Proje kapsamında yapılan çalışmalarda, CLR modelinin bazı yapılar için yetersizliği göz önüne alınarak yeni bir model üzerinde çalışılmıştır. Farklı fiziksel boyutlara sahip DMİH yapıları için önerilen bu modelin genel görüntüsü Şekil 61'de verilmiştir. Bu modelde de görüleceği gibi yüklenmemiş kısımlar yine yüksek empedanslı iletim hatlarıyla modellenmiştir. Düşük empedanslı iletim hatları ise MEMS köprüleri temsil etmektedir. Düşük empedanslı iletim hattından yüksek empedanslı iletim hattına geçişler ise süreksizlik (discontinuity) etkilerini hesaba katmak için LC devreleriyle modellenmiştir. Raporun daha sonraki bölümlerinde de gösterileceği gibi model ile ölçümler arasında oldukça iyi bir uyum söz konusudur.



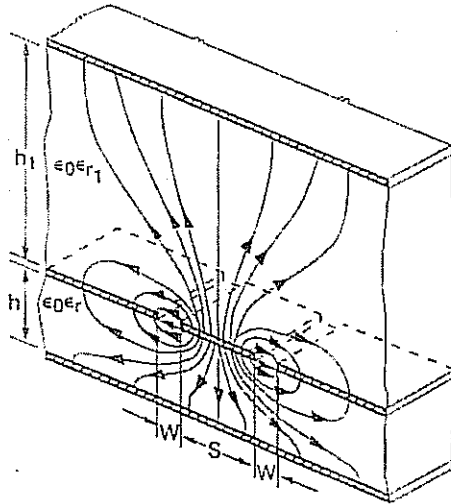
Şekil 60. (a) DMİH'nin genel görüntüsü. (b) Arka arkaya bağlanmış yapıardan her biri için sunulan CLR modeli.



Şekil 61. Proje kapsamında yapılan çalışmalarla, DMİH yapıları için önerilen yeni model.

2.6.1 ÖNERİLEN MODELİN ELEMANLARI

Önerilen model, DMİH yapısının tamamının aslında iletim hatları ve bu iletim hatları arasındaki süreksizlik etkilerinin hesaba katılmasıyla modellenebileceği öngörüsüne dayanır. Yüksek empedanslı iletim hatlarının parametreleri kaynaklarda sunulan formülasyonlarla hesaplanabilir [7]. Düşük empedanslı iletim hattı MEMS köprüleri modellemektedir. Tabanın alt yüzü iletken kaplı EDK'nın üzerine tavan şeklinde bir iletken konduğundaki elektrik alan dağılımı incelendiğinde, MEMS köprüleri için niye düşük empedanslı iletim hattının kullanıldığı daha iyi anlaşılabilir. Böyle bir EDK'da, Şekil 62'de de görüleceği gibi elektrik alan EDK'nın sinyal hattından çıkıp düzlemsel toprak hatlarına ve taban ile tavadaki iletkenlere doğru yayılmaktadır. Eğer MEMS köprüleri bu yapıdaki tavan kısmına benzetilirse, elektrik alanların çok büyük bir kısmının sinyal hattı ile MEMS köprü arasına sıkışacağı öngörülebilir. Çünkü MEMS köprü, düzlemsel toprak hatlarına ve tabandaki iletkene kıyasla çok daha yakın bir mesafededir (sadece $5 \mu\text{m}$). Bu durumda, EDK mikroşerit hat yapısına dönüşmeye başlar. MEMS köprü bu mikroşerit hattın toprağı gibi, köprü ile sinyal arasındaki boşluk ise mikroşerit hattın dielektrik malzemesi gibi davranmaktadır. Yüklenmemiş EDK ile yüklenmiş kısım arasındaki süreksizliği modelleyebilmek amacıyla, LC devreleri kullanılmıştır. Burada sözü edilen süreksizlik ani empedans ve alan değişiminden dolayı meydana gelmektedir. LC devrelerindeki indüktans, akım dağılımındaki değişimi, kapasitans ise süreksizlik bölgesindeki saçak alanları modellemek için kullanılmıştır.



Şekil 62. Tabanın alt yüzü iletken kaplı EDK'nın üzerine tavan şeklinde bir iletken konduğunda oluşan elektrik alan dağılımı.

2.6.2 MODEL PARAMETRELERİNİN HESAPLANMASI

Modelin geçerliliğini göstermek amacıyla 500 μm kalınlığında Pyrex 7740 cam taban üzerine ($\epsilon_r = 4.6$, $\tan\delta = 0.005$) farklı köprü aralıkları ve köprü yüksekliklerinde çeşitli DMİH tasarlanmış ve üretilmiştir. Tablo 6'da bu yapıların fiziksel boyutları ve hesap edilen yüksek empedanslı iletim hattının parametreleri verilmiştir [7]. Düşük empedanslı iletim hattının parametrelerinin (Z_L , $\epsilon_{\text{eff},L}$, α_L) hesaplanmasında daha öncede belirtildiği gibi, EDK'nın üzerine tavan şeklinde bir iletken konulduğundaki formülasyon kullanılmıştır. MEMS köprü, formülasyonda kullanılan yapı için tavan olarak kabul edilmiştir ve yüksekliği 2, 3, 4 ve 5 μm 'dir. Düşük empedanslı hat için hesap edilen parametreler

Tablo 7'de verilmiştir. Bu değerler Ansoft HFSSv9.1 kullanılarak yapılan EM benzetimlerle de uyum içindedir. Modeldeki süreksizlik parametreleri, L_d ve C_d , ölçümler ile model arasında yapılan optimizasyon sonucunda elde edilmiştir ve raporun bir sonraki bölümünde sunulacaktır.

Tablo 6. Üç farklı DMİH yapısı için fiziksel boyutlar ve yüksek empedanslı iletim hattının hesap edilen parametreleri (@ 10 GHz). Bütün yapılar için $w=100 \mu\text{m}$ 'dir.

Tip	W (μm)	G (μm)	s' (μm)	Köprü sayısı	Toplam uzunluk (mm)	Z_H (Ω)	$\epsilon_{\text{eff},H}$	α_H (dB/cm)
Tip I	74	83	100	112	22.4	89	2.78	0.25
Tip II	96	87	200	75	22.5	83	2.78	0.23
Tip III	122	59	400	45	22.5	70	2.77	0.25

Tablo 7. Düşük empedanslı iletim hattı için hesap edilen parametreler (@ 10 GHz).

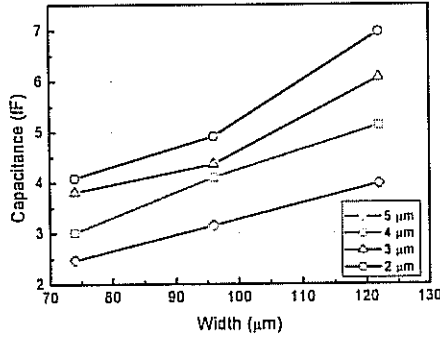
Tip	@ 2 μm			@ 3 μm			@ 4 μm			@ 5 μm		
	Z_L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff},L}$	Z_L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff},L}$	Z_L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff},L}$	Z_L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff},L}$
Tip I	9.12	3.96	1.12	13.01	2.62	1.17	16.54	1.96	1.22	19.76	1.57	1.27
Tip II	7.17	3.99	1.1	10.31	2.64	1.14	13.21	1.97	1.19	15.89	1.58	1.23
Tip III	5.68	4.02	1.09	8.2	2.66	1.13	10.54	1.99	1.18	12.72	1.59	1.22

2.6.3 BENZETİMLER VE ÖLÇÜMLER

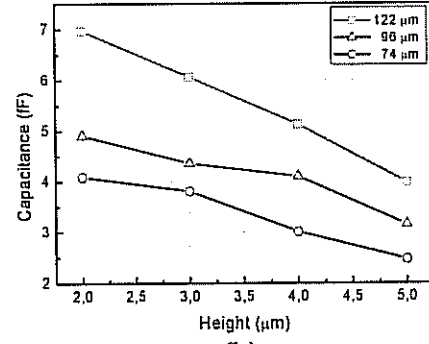
Ansoft HFSSv9.1 kullanılarak, DMİH yapıları üzerinde gerçekleştirilen EM benzetimlerle, düşük empedanslı iletim hattının parametreleri doğrulanmış ve süreksizlik indüktans ve kapasitansları elde edilmiştir. Benzetimlerde, 10-14 köprülü yapılar ele alınmıştır. Optimizasyon araçları kullanılarak, model ile benzetim sonuçları aralarında en az fark olacak şekilde birbirine yaklaştırılmıştır. Tablo 8'de optimizasyon sonucunda elde edilen parametreler sunulmuştur. Şekil 63 (a)'da da görüleceği gibi saçak kapasitansı sinyal hattının genişliğine göre doğrusal olarak değişmektedir. Saçak alanların değişiminin hangi değişkenlere bağlı olduğu düşünüldüğünde, bu durum beklenen bir sonuçtur. Benzer bir doğrusal davranış köprü yüksekliği değiştirildiğinde Şekil 63(b)'de olduğu gibi gözlemlenmektedir. Bu durum ise rapor edilen saçak kapasitans değerleri göz önüne alındığında yine beklenen bir durumdur.

Tablo 8. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş farklı yüksekliklerdeki DMİH yapıları için L_d ve C_d değerleri. Optimizasyonda L_d , C_d ve α_L dışında bütün parametreler sabit tutulmuştur.

Tip	@ 2 μm		@ 3 μm		@ 4 μm		@ 5 μm	
	L_d	C_d	L_d	C_d	L_d	C_d	L_d	C_d
Tip I	6.27	4.09	5.89	3.81	5.88	3.01	5.89	2.47
Tip II	6.47	4.91	6.09	4.36	5.47	4.10	6.39	3.15
Tip III	4.03	6.97	3.38	6.07	3.27	5.13	3.88	3.98



(a)

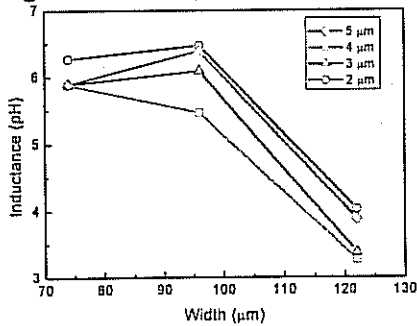


(b)

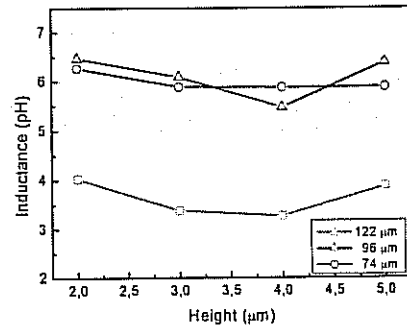
Şekil 63. (a) Süreksizlik kapasitansının sinyal hattının genişliğine göre değişimi. (b) süreksizlik kapasitansının köprü yüksekliğine göre değişimi.

Şekil 64'te de görüldüğü gibi süreksizlik indüktansının köprü yüksekliğine göre değişimi az, ancak sinyal hattına göre değişimi oldukça yüksektir. Bunun bir sebebi akım dağılımının sinyal hattının genişliğinden oldukça etkilenmesi olabilir. Ancak bu durum köprü yüksekliği için geçerli değildir.

Önerilen modelin geçerliliğini ortaya koymak amacıyla, değişik boyutlara sahip SMİH yapıların EM benzetimleri yapılmış ve ayrıca yapılar ODTÜ Mikroelektronik Tesislerinde üretilmiştir. Önerilen model ile yapılan devre bazlı benzetimler, hem EM benzetimlerle, hem de ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırıldığında gayet tutarlı sonuçlar elde edilmiş, böylece modelin geçerliliği kanıtlanmıştır.

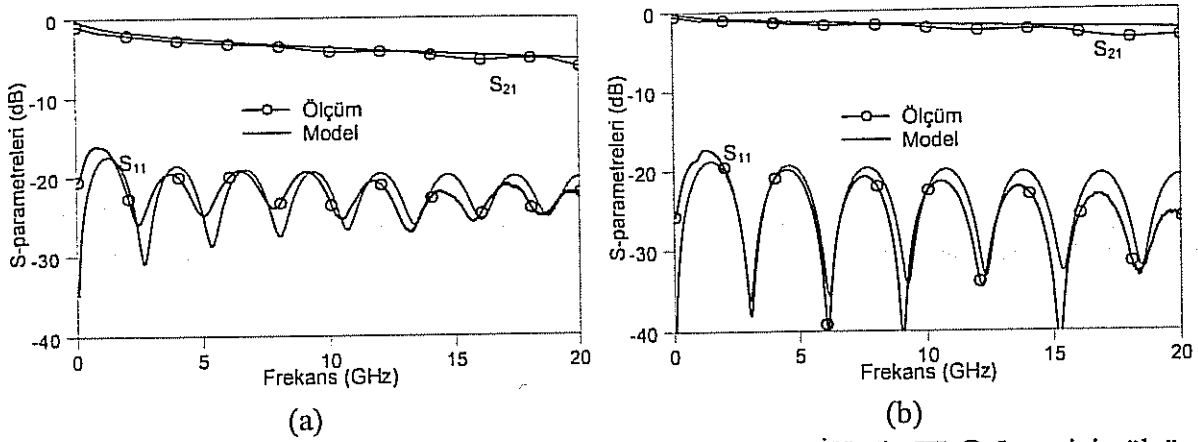


(a)



(b)

Şekil 64. (a) Süreksizlik indüktansının sinyal hattının genişliğine göre değişimi. (b) Süreksizlik indüktansının köprü yüksekliğine göre değişimi.



Şekil 65. (a) DMİH Tip I @ 5 μm için ölçüm sonuçları. (b) DMİH Tip III @ 5 μm için ölçüm sonuçları.

Tablo 9. Benzetim ve ölçüm sonuçlarından elde edilmiş süreksizlik parametreleri ve hattın kayıp parametreleri (L_d , C_d , α_L). α_L parametresi 10 GHz'de hesaplanmıştır.

Tip	Benzetim			Ölçüm		
	L_d (pH)	C_d (fF)	α_L (dB/cm)	L_d (pH)	C_d (fF)	α_L (dB/cm)
Tip I	5.89	2.47	1.57	9.59	1.61	1.85
Tip III	3.88	3.98	1.59	11.09	2.08	1.20

3 SONUÇ

Bu projede ODTÜ'de MEMS teknolojisi ile geliştirilen RF devre elemanları tasarlanmış, üretilmiş ve test edilmiştir. Proje başında ODTÜ'deki çalışmalarda MEMS teknolojisini RF devre elemanları yapmak için gelişmiş bir noktaya getirmek ve RF MEMS konusunda bölümümüzde önemli bir altyapı oluşturmak hedeflenmiş, projenin sonuna gelindiğinde ise bu hedeflere ulaşıldığı gözlemlenmiştir.

Yapıların tasarlanması ve simulasyonu için HFSS ve MEMCAD yazılım programları kullanılmıştır. Üretim ODTÜ Mikroelektronik Tesisleri'nde ve ODTÜ Elektrik Elektronik Bölümünde bulunan temiz odada ve kimyasal alanda yapılmıştır. Ölçümler ise Probe Station, test ekipmanları (scalar network analyzer, vector network analyzer, v.b.) ile gerçekleştirilmiştir.

Tasarı aşamasında atılan ilk adım geniş çapta bir literatür araştırması yapmak olmuştur. Bu literatür araştırmaları, anahtarlar ve faz kazıyıcı yapıların RF MEMS dünyasındaki en yaygın elemanlar olduğunu ortaya çıkarmıştır. Bölümümüzde yapılan araştırmalar ve beyin fırtınası toplantıları sonucu hem bu yapılar hem de bunlara ek olarak tasarlanan empedans uyumlama devreleri, faz dizili antenler gibi yeni yapılar proje kapsamına alınmaya karar verilmiştir.

Tasarlanan yapıların üretimi için değişik üretim aşamaları öngörülmüş, uygulama adımlarında çeşitlenmeler yapılarak sonuçta iki temel üretim süreci tanımlanmıştır. Her iki üretim süreci de 4 ana adımdan oluşmaktadır. Bu adımlar birinci metal katmanının serilimi, dielektrik katmanının serilimi, ara katman ve ikinci metal katmanının serilimi olarak tesbit edilmiştir.

ODTÜ'de geliştirilen RF MEMS birinci üretim sürecinde birinci metal tabaka için bakır, dielektrik kaplama için silikon nitrit, ara katman için fotodirenç, ve ikinci metal katmanı için nikel kullanılmıştır. Üretim süresince takip edilen adımlar şu şekilde özetlenebilir: Bakır elektrokaplama için gerekli olan Ti/Cu (150/1200 Å) tohum tabaka serilir ve fotodirenç ile bakır elektrokaplanacak yerler belirlenir. Elektrokaplama yöntemi ile bakır serilir (2 µm) ve buharlaştırma yöntemiyle ince (1000 Å) altın kaplanır. Kaldırma (lift-off) yöntemiyle altın şekillendirilir. Ti/Cu tohum tabakanın aşındırılır. Silikon nitrit PECVD yöntemi ile serilir ve aşındırılacak yerleri fotodirenç ile belirlenir. Silikon nitrit aşındırılır. Ara tabaka olarak kalın fotodirenç serilir ve şekillendirilir. Sonra elektrokaplama için Ti/Cu (150/1200 Å) tohum tabaka tozutmaya yöntemiyle serilir. Nikel elektrokaplama yapılacak yerler fotodirenç ile belirlenir ve nikel elektrokaplama ile ikinci metal tabaka (MEMS köprüleri oluşturan tabaka-1 µm) serilir. Ti/Cu tohum tabaka aşındırılır. Fotodirenç ara tabaka aşındırılır ve köprülerin yapışmaması için yapılar kritik nokta kurutucusunda kurutulur. Bu üretim süreciyle cam taban üzerine anahtarlar, faz kaydırıcılar, empedans uyumlama devreleri ve faz dizili antenler üretilmiş, anahtar ve faz dizili antenlerin, gerilim uygulama problemiyle karşılaşılrsa da, ölçüm sonuçları alınmıştır.

Geliştirilen ikinci nesil üretim sürecinde ise birinci metal tabaka için altın, dielektrik kaplama için silikon nitrit, ara katman için bakır, ve ikinci metal katmanı için altın kullanılmıştır. Üretim süresince takip edilen adımlar şu şekilde özetlenebilir: Altın elektrokaplama için gerekli olan Cr/Au (200/1800 Å) tohum tabaka serilir ve fotodirenç ile bakır elektrokaplanacak yerler belirlenir. Elektrokaplama yöntemi ile altın serilir (1.5-2 µm). Cr/Au tohum tabaka elektrokaplama ile altın kaplanmış yerler fotodirenç ile korunarak aşındırılır. Silikon nitrit PECVD yöntemi ile serilir ve aşındırılacak yerleri fotodirenç ile belirlenir. Silikon nitrit aşındırılır. Köprülerin destek noktaları negatif fotodirenç ile korunarak kalan yerler elektrokaplanmış bakır ara tabaka ile doldurulur. MEMS köprülerin koyulacağı yerler kalın fotodirenç ile belirlenir ve bu alanlar elektrokaplanmış altın ile doldurulur. Elektrokaplanmış bakır ara tabaka ve tohum Ti tabaka aşındırılır. Köprülerin yapışmaması için yapılar kritik nokta kurutucusunda kurutulur. Bu üretim süreciyle cam taban üzerine anahtarlar, faz kaydırıcılar, empedans uyumlama devreleri, faz dizili antenler ve ayarlanabilir antenler üretilmiştir.

Anahtar yapıları uluslararası alanlarda olduğu gibi ODTÜ bünyesindeki çalışmalarda da seri ve paralel anahtar olmak üzere ikiye ayrılmış, her iki tip için de değişik tasarımlar yapılmıştır. Paralel anahtar yapısı için cam üzerine litaratürde var olan köprü tipi bir anahtar tasarlanmıştır. 1. nesil üretim sürecine göre tasarlanan bu yapının 0-20 GHz arasındaki performanslarının HFSS programıyla simülasyonları yapılmış, bunların sonucunda 0.05dB'nin altında araya girme kaybı, 40dB'nin üstünde geri yansıma elde edilmiştir. Coventorware ile yapılan mekanik simülasyonlar sonucu bu yapının aşağı inme voltajı 130 Volt olarak bulunmuştur. Yine paralel anahtar yapısı için bu sefer litaratürde var olmayan yeni bir yapı geliştirilmiş, şeklinden ötürü T-Kanatlı anahtar olarak isimlendirilmiştir. Bu yapının simülasyon sonuçlarından, 0.06dB'nin altında araya girme kaybı, 25dB'nin altında geri yansıma ve 15dB'nin altında yansıma elde edilmiştir. Bu anahtarın hattı yükleyen sığanın köprü ile aktif hat arasında değil, köprü ile toprak arasında olmasıdır. Böylelikle, hattı yükleyen sığa önemli miktarda arttırılmış olmaktadır. Bu sığa, aşağı durum düşünülduğünde, yaklaşık olarak 15 pF'dır ve bu yüksek sığa yardımıyla daha iyi bir yalıtıma ulaşılmaktadır. Simülasyon sonuçları da bu yargıyı desteklemektedir. T-Kanatlı anahtar yapısının aşağı inme voltajı da 90 Volt olarak hesaplanmıştır. Bu iki yapı dışında aşağı inme voltajını daha aşağı

değerlere çekmek için yay kollu anahtar geliştirilmiştir. Kollardaki yaylar sayesinde, sistemin yay sabiti azaltılmış ve aşağı inme voltajı daha da uygun değerlere, 3.8 Volt'a kadar düşürülmüştür.

Seri anahtar yapısı için 1. nesil üretim sürecine göre dirsek tipi ve tek girişli çift çıkışlı tasarımlar yapılmıştır. Dirsek tipi için yapılan simülasyon sonuçlarından 0.1dB'nin altında araya girme kaybı, 15dB'nin üstünde yalıtım gözlenmiştir. Tek girişli çift çıkışlı yapıda ise 0.36dB'nin altında araya girme kaybı, çıkışlardan biri için 24dB'den diğeri içinse 18dB'den büyük geri yansıma, ve her iki çıkış için de 10dB'den büyük yalıtım elde edilmiştir.

2. nesil üretim sürecine göre faz dizili anten yapılarında kullanılmak üzere silikon taban üzerine mikroşerit hat üzerine paralel anahtar yapısı tasarlanmıştır. Bu yapının Ansoft HFSSv9.1 kullanılarak yapılan EM benzetimlerinde, dairesel kütüğün uzunluğu 2800 µm olarak ayarlandığında köprü, aşağı durumda en iyi yalıtımı 10 GHz frekansında sağlamaktadır. Bu anahtar yapısıyla, köprü aşağı durumdayken 9.6-10.1 GHz (% 5 bant genişliği) arasında 20 dB'den, 9 GHz-10.6 GHz (%15 bant genişliği) arasında 10 dB'den daha iyi yalıtım elde edilebilmektedir. Bu yapının yansıma kaybı ise 8-12 GHz arasında 30 dB'den daha iyidir. Mikroşerit dışında bir de EDK üstünde anahtarlama yapma için başka bir anahtar daha tasarlanmıştır. Bu tasarımda yukarı durumdayken düşük olan köprü kapasitansları (Csb ve Cbg), köprünün anahtarlama yapmak amacıyla aşağı çekilmesi durumunda oldukça yüksek bir seviyeye gelerek girişten gönderilen RF gücün yansıyarak çıkışa ulaşmasını engellemektedirler. Ayrıca endüktif uyumlama kısımları sayesinde modeldeki endüktans istenen seviyeye getirilerek, aşağı durumda yalıtım performansının merkez frekansı 10 GHz olarak ayarlanmıştır.

Anahtarlar dışında araştırma konusu olarak kabul edilen diğeri bir yapı da faz kaydırıcılar olmuştur. Faz kaydırıcılar çalışma prensibine göre ikiye ayrılmıştır. İlk gruptakilere yüklenmiş hat geometrisini kullanarak faz kaydırması yaptırılmıştır (Analog Faz Kaydırıcılar). İkinci gruptaki faz kaydırıcılar ise anahtarlanmış hat geometrisini kullanarak faz kaydırması yapmaktadır (Dijital Faz Kaydırıcılar).

Analog faz kaydırıcıları şu şekilde çalışmaktadır: İletim hattı üzerine periyodik olarak yerleştirilen reaktif elemanlar hat üzerindeki sinyalin gecikmesi, dolayısıyla fazının kaymasında neden olmaktadır. Analog faz kaydırıcılar daha önce açıklanan anahtar yapılarından köprü tipi ve T-Kanatlı tip paralel anahtarlarla tasarlanmıştır. Cam üzerine 1. nesil üretim sürecine göre yapılan ilk tasarımların HFSS simülasyonlarına elde edilen sonuçlara göre, aynı boyutlarda ve aynı maddelerden yapılan T-kanatlı yapı, köprü tipi yapıya göre çok daha iyi faz kaydırımı sağlamıştır. Standart köprülü yapı kullanılarak cam taban üzerine sürekli faz kaydırımı sağlayan sıralanmış mems iletim hatları (DMTL) tasarlanmıştır. Bu hatlar üretilmiş 5dB'nin altında araya girme kaybı 20dB'nin altında geri yansıma kaybı ölçülmüştür. Cam üzerine tasarlanmış bu yapılar dışında faz dizili anten yapılarında kullanılmak üzere yüksek dirençli silikon taban üzerine de analog faz kaydırıcı tasarlanmıştır. 0° ve 35° arasında faz kaydırımı hedefleyen bu yapının simülasyon sonuçları sonucu S-parametreleri ve frekansa bağlı araya girme hedeflendiği üzere 15 GHz'te 33° faz farkı elde edilmiştir. 2. nesil üretim süreciyle de faz kaydırıcılar tasarlanmış, üretilmiş ve ölçülmüştür. Ölçüm sonuçlarına göre 10GHz'te 21.5° , 20GHz'te 42.87° , 40GHz'te 87.87° , 60GHz'te 136.36° faz kaydırımı elde edilmiştir.

1. nesil üretim süreciyle 4 tek girişli çift çıkışlı anahtar yapısıyla desteklenen ve 3 yoldan oluşan cam üzerine tasarlanmış bir dijital faz kaydırıcı tasarlanmış, simülasyon sonuçları 15GHz'de 30° faz farkı elde edildiğini göstermiştir. 2. nesil üretim süreciyle de farklı bir dijital faz kaydırıcı tasarlanmış ve üretilmiştir. Bu faz kaydırıcıda 4 yolun başında ve sonunda birer tane anahtar vardır. Bu anahtarlardan ikisini kontrol ederek sinyal, faz kaydırma amacıyla, 4 yolun kombinasyonlarına yönlendirilebilir. Anahtarları kontrol etmek için toplamda 12 tane besleme bacağı gereklidir. Bu faz kaydırıcı da hedeflenen faz kaydırma miktarları şu şekildedir: 15 GHz'te 35°-36° faz kaydırımı ve 10GHz'te 22°-23° faz kaydırımı. Simulasyon sonuçlarına göre bu faz kaydırıcı yapısının geri dönme kaybı 20dB'den daha iyi, araya girme kaybı 1dB'den daha düşüktür.

Bu proje kapsamında tek yonga üzerinde diğer birleşik devrelerle bir arada üretilerek daha az kayıp ve daha yüksek performans sağlayan ve MEMS teknolojisinin getirdiği avantajları kullanarak "ayarlanabilir" özellik gösteren empedans uyumlama devresi de 1. nesil üretim sürecine göre cam üzerine tasarlanmış ve üretilmiştir. Bu empedans uyumlama devresi kütüklü (iletim hatlı) empedans eşleme teorisine dayanmaktadır. Yapıda üç kütüklü empedans eşleme yöntemi kullanılmıştır. Her kütük üzerine eşit aralıklarla yerleştirilmiş 40'ar MEMS köprü empedans uyumlayıcının ayarlanabilir olmasını sağlamaktadır. Kullanılan kütüklerin uzunluğu 10 GHz frekansında $\lambda/2$ (λ :dalgaboyu) olacak şekilde ayarlanmıştır. Kütükler arası mesafe de empedans uyumlama devrelerinde genel olarak kullanılan değer olan $\lambda/8$ olarak seçilmiştir. Simulasyon sonuçlarına göre yapı, 50 Ω değerini 16 Ω değerine uyumlamak üzere ayarlandığında, 16.3 + j5.5 Ω değerine uyumlama yapabilmektedir. Ayrıca, yapının sanal yüklerle uyumlama yeteneğini test etmek için, 50 Ω değerini 1.8 + j25 Ω değerine uyumlamak için ayarlandığında yapı, 1.0 + j 24.5 Ω değerine uyumlama yapabilmektedir. Yapının mekanik karakterini belirleyen, yapıda kullanılan MEMS anahtarların mekanik karakteridir. Bu anahtarların benzetim sonuçlarına göre kapanma voltajı 130 V'tur. Bu yapı için ilk tasarımlarda DC voltaj uygulama yönünde problemler yaşandığından henüz ölçüm aşamasına gelinebilmiştir. Fakat MEMS köprülerin yukarıda olduğu durumda yapının tek kütüğü için Z-parametrelerinin ölçümü alınmıştır. 2. nesil üretim süreciyle ilkine çok benzeyen empedans uyumlama devreleri tasarlanmış ve üretilmiştir. Aradaki fark ise temel olarak DC gerilim uygulamadaki sorunu yenmeye yönelik olmuştur. Anahtar yapısının destek noktaları taban üzerine indiğinden DC voltaj uygulamada ciddi bir avantaj sağlamaktadır. Bu tasarım silikon taban üzerine üretildiğinde yeni bir katman olan resistif katman da kullanılacaktır. Bu sayede yapıların şu anda en önemli problemi olan DC voltaj uygulama probleminden kurtulması umulmaktadır. Yeni nesil empedans uyumlama devresindeki bir diğer önemli yenilik ise toplam MEMS anahtar sayısının ilk yapıya göre üçte bir oranında azaltılmasıdır. İlk yapıda 120 olan anahtar sayısı bu yapıda 40'a indirilmiştir

Yukarıda anlatılan empedans uyumlama devrelerinden iki tane (giriş uçları bağlı, çıkış uçları ayrı olacak şekilde) paralel olarak bağlanarak bir güç bölücü devresi oluşturulması planlanmıştır. Bu şekilde, empedans uyumlama devreleri ayarlanabilir olduğundan, çıkış empedansları istenilen bir empedans değerine ayarlanabileceği düşünülmüştür. Ancak bu yapının büyüklüğü Ansoft HFSS benzetim programında yapılamayacak kadar büyüktür ve bunun için yapılamamıştır

Anlatılan bu yapıların dışında bir de faz dizili anten yapısı üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Proje çerçevesinde tasarlanan faz dizili anten, proje kapsamında bulunan RF MEMS faz kaydırıcıları besleme elemanı olarak içermektedir. Ansoft HFSS programı kullanılarak yapılan simülasyonlarda, ayrıntı adımlarla faz kayması verecek şekilde ve 1. nesil üretim

sürecine göre tasarlanan faz kaydırıcının 0° , 30° ve 60° faz kaymasını verebildiği görülmüştür. Bu yapının temel yapıtaşını oluşturan tek girişli iki çıkışlı RF MEMS anahtar, yine Ansoft HFSS sonuçlarına göre, -0.09 dB araya sokma yitimine -20 dB yalıtıma ve -40 dB giriş yansımaya sahiptir. Elde edilen bu ayırık adımlı faz kaymasını sürekli bir hale getirmek amacıyla EDK'yı köprü biçiminde MEMS anahtarlarla yükleyerek dalganın hızını değiştirmek prensibinden hareket eden faz kaydırıcılar kullanılmıştır. Bu yapının 15 GHz frekansındaki sinyallerde 0° - 35° aralığındaki faz kaymalarını verebildiği HFSS benzetim programı ile gösterilmiştir. Yukarıda sözü edilen faz kaydırıcıların özelliklerinin tek bir yapıda birleştirilmesiyle, 0° - 35° , 30° - 65° ve 60° - 95° arasındaki faz kaymasını bu aralıklarda sürekli bir şekilde elde etmek mümkündür. Bu yeni yapı, faz dizili anten sisteminde, anten elemanlarının uygun faz kaymalarıyla beslenmesi amacıyla tasarlanmıştır. Anten elemanı olarak mikroşerit yama anten seçilmiştir. Faz dizili anten sistemi deneme amaçlı olarak 15 GHz frekansında tasarlanmıştır. Bu düşünceden hareketle, doğrusal bir dizi oluşturmak amacıyla, $\lambda/2$ (λ :dalgaboyu) aralıklarla dört mikroşerit yama anten yerleştirilmiştir. Anteni besleyen mikroşerit 50Ω 'a uyumlama amacıyla 1.55 mm içeri girintiyle kesilmiştir. Girişteki gücü faz kaydırıcılara ve antenlere dağıtan besleme ağı mikroşerit hatlardan oluşmaktadır ve besleme ağındaki mikroşerit hatlar açılarak EDK'ya geçişte uyumlama sağlanmıştır. Faz dizili anten sistemi, tasarlandığı gibi, 15.08 GHz frekansında -20 dB'den daha düşük bir giriş yansımaya sahiptir. Ancak faz dizili anten yapısının test edilmesi sırasında DC voltaj besleme problemleri aşamadığından, yapı test edilememiştir. 2. nesil üretim sürecine göre tasarlanmış faz dizili antende ise şu düşünülmüştür: iki ayrı taban üzerinde üretilerek pul bağlama yöntemiyle (wafer bonding) birbirlerine yapıştırılacaklardır. Yapı sonuç olarak yine tektaş (monolithic) bir yapı olarak kalacaktır. Yapının üzerindeki analog ve dijital faz kaydırıcılar ile bu faz kaydırıcıların DC voltaj beslemeleri $150\mu\text{m}$ kalınlığında silikon taban üzerine yapılacaktır. Yapıların mikroşerit anten kısımları ise cam taban üzerine yapılacaktır. Anten yapımı için cam taban malzemesinin seçilmesinin sebebi cam tabanın ϵ_r değeridir ($\epsilon_r=4.6$). Bu değer antenin ışınım veriminin yüksek olması için uygun bir değerdir. Maske çizimleri tamamlanmış olmasına rağmen henüz ikinci nesil üretim süreciyle üretilmiş bir faz dizili anten bulunmamaktadır.

Üretilen ikinci nesil RF MEMS yapıları arasında TÜBITAK 102E036 projesi kapsamında tasarlanan iki ayarlanabilir anten yapısı vardır. Birinci yapı, içine MEMS kapasitörleri ile yüklü kısa devre kütük yerleştirilmiş EDK beslemeli dikdörtgensel yarı antendir. Tasarlanan ve üretilen ikinci yapı ise RF MEMS anahtarlarla ayarlanabilir hale getirilmiş dual frekans mikroşerit antendir. Bu dual frekans anten yama anten yapısına içeriye gömülmüş bir girinti ekleyerek tasarlanmıştır

Tasarım ve simulasyon aşamalarında literatürde var olan sıralanmış MEMS iletim hatlarını modellemekte kullanılan modelin eksiklikleri olduğu ortaya çıkarılmıştır. Proje kapsamında yapılan çalışmalarda, CLR modelinin bazı yapılar için yetersizliği göz önüne alınarak yeni bir model üzerinde çalışılmıştır. Bu model yüklenmemiş kısımlar yine yüksek empedanslı iletim hatlarıyla modellenmiştir. Düşük empedanslı iletim hatları ise MEMS köprüleri temsil etmektedir. Düşük empedanslı iletim hattından yüksek empedanslı iletim hattına geçişler ise süreksizlik (discontinuity) etkilerini hesaba katmak için LC devreleriyle modellenmiştir. Önerilen modelin geçerliliğini ortaya koymak amacıyla, değişik boyutlara sahip SMİH yapıların EM benzetimleri yapılmış ve ayrıca yapılar ODTÜ Mikroelektronik Tesislerinde üretilmiştir. Önerilen model ile yapılan devre bazlı benzetimler, hem EM benzetimlerle, hem de ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırıldığında gayet tutarlı sonuçlar elde edilmiş, böylece modelin geçerliliği kanıtlanmıştır.

Düşük maliyet, tasarım esnekliği, küçük boyutlar ve yüksek performans gibi avantajlar nedeniyle MEMS teknolojisi RF alanında da, diğer bir çok alanda olduğu gibi dikkat çekici bir noktaya gelmiştir. ODTÜ'de başlayan ve devam eden RF MEMS çalışmaları olgun durumda bulunan mikrodalga ve MEMS bilgilerini birleştirmiş ve yeni yapıların tasarlanıp üretilmesine imkan sağlamıştır. Bugüne kadar yapılan çalışmalar tasarım, simülasyon ve üretim aşamalarını hemen hemen sorunsuz hale getirmeyi başarmış, eksikleri neredeyse tamamlanan mikroelektronik tesislerinde istenilene yakın performansta ürünler elde edilmeye başlanmıştır. Bugüne kadar tasarlanan ve üretilen yapıların yanında yakın gelecekte, değişken kapasitör, indüktör ve filtre devreleri araştıma konuları arasına alınacaktır.

REFERANSLAR

- [1] Belaid, M. and Ke Wu, "Frequency multiplier using waveguide-based spatial power-combining architecture," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, April 2005, pp.1124-1129.
- [2] Branner, G.R. and Johnson, J.E. "Harmonic balance analysis of input impedance matching in active RF/microwave frequency multipliers," 47th Midwest Symposium on Circuits and Systems Proceeding, MWSCAS '04,
- [3] Geist, T. and Barth, H., "Very low noise Ka-Band oscillator in LTCC technology," 33rd European Microwave Conference, 2003.
- [4] Kwon, Y., Ng, G.I., Pavlidis, D., Lai, R., Brock, T., Castagne, J., and Linh, N.T., "High efficiency monolithic Ka-band oscillators using InAlAs/InGaAs HEMTs," 13th Annual Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium Technical Digest, 1991.
- [5] Chan, R., Lesnick, R., Becher, D., and Milton Feng, "Low-actuation voltage RF MEMS shunt switch with cold switching lifetime of seven billion cycles," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 12, Oct. 2003, pp. 713-719.
- [6] Newman, H. S., "RF MEMS switches and applications," 40th Annual Reliability Physics Symposium Proceedings, 2002.
- [7] Goldsmith, C.L., Zhimin Yao, Eshelman, S., and Denniston, D., "Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, Aug. 1998, pp. 269-271.
- [8] Fourn, E., Pothier, A., Champeaux, C., Tristant, P., Catherinot, A., Blondy, P., Tanne, G., Rius, E., Person, C., and Huret, F., "MEMS switchable interdigital coplanar filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, Jan. 2003, pp. 320-324.
- [9] Nordquist, C.D., Muyshondt, A., Pack, M.V., Finnegan, P.S., Dyck, C.W., Reines, I.C., Kraus, G.M.; Plut, T.A.; Sloan, G.R.; Goldsmith, C.L.; and Sullivan, C.T.; "An X-band to Ku-band RF MEMS switched coplanar strip filter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* vol. 14, Sep. 2004, pp. 425-427.
- [10] Lee S., Park J.-H., Kim J.-M., Kim H.-T., Kim Y.-K., and Kwon Y., "A compact low-loss reconfigurable monolithic low-pass filter using multiple-contact MEMS switches," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, Jan. 2004, pp. 37-39.
- [11] Ito, M., Maruhashi, K., Kishimoto, S., and Ohata, K., "60-GHz-band coplanar MMIC active filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, Mar. 2004, pp. 743-750.
- [12] Kondratyev, V., Lahti, M., and Jaakola, T., "On the design of LTCC filter for millimeter-waves," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003.

- [13] Kim, H.-T., Kim, D.-H., Kwon, Y., and Seo, K.-S., "Millimetre-wave wideband reflection-type CPW MMIC phase shifter," *IEEE Electronic Letters*, vol. 38, Apr. 2002, pp. 374-376.
- [14] Kim, H.-T., Lee, S., Kim, S., Kwon, Y., and Seo, K.-S., "Millimetre-wave CPS distributed analogue MMIC phase shifter," *IEEE Electronic Letters*, vol. 39, Nov. 2003, pp. 1661.
- [15] Rebeiz, G.M., Guan-Leng Tan, and Hayden, J.S., "RF MEMS phase shifters: design and applications," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, June. 2002, pp. 72-81.
- [16] Pillans, B., Eshelman, S., Malczewski, A., Ehmke, J., and Goldsmith, C., "Ka-band RF MEMS phase shifters," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, Dec. 1999, pp. 520-522.
- [17] Neculoiu, D., Marcelli, R., Dragoman, M., Iordanescu, S., Giacomozzi, F., and Muller, A., "Design, manufacturing and characterization microwave supported antennas for 38 GHz wireless applications," *International Semiconductor Conference Proceedings, CAS'01*, 2001.
- [18] Rizk, J.B., and Rebeiz, G.M., "Millimeter-wave Fermi tapered slot antennas on micromachined silicon substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, Mar. 2002, pp. 379-383.
- [19] Katehi, L. P. B. and Peroulis, D., "Electrostatically-tunable analog RF MEMS varactors with measured capacitance range of 300%," *IEEE MTT-S Digest 2003*.
- [20] Emre Erdil, Kagan Topalli, O. Aydin Civi, ve 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*, Washington, DC, 3-8 July 2005.
- [21] E. Erdil, S. Onat, K. Topalli, I. Istanbuluoglu, M. Unlu, S. Demir, L. Alatan, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin, "Reconfigurable Antenna Structures Using MEMS Technology," *6th Workshop on MEMS for MilimeterWave Communications (MEMSWAVE)*, Switzerland, 23-24 June 2005.
- [22] K. Topalli, M. Unlu, H. Sagkol, S. Demir, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin, "A New Model for Distributed MEMS Transmission Lines," *2004 AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Monterey, California, 20-26 June 2004.
- [23] Emre Erdil, Kagan Topalli, Ozlem Aydin Civi, Tayfun 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*, Monterey, California, vol.3, pp.2855-2858, 20-25 June 2004.
- [24] M. Unlu, K. Topalli, S. Demir, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin, "A Parametric Modeling Study on Distributed MEMS Transmission lines," *European Microwave Conference 2004*, Amsterdam, The Netherlands 11-15 October 2004, pp.1157-1160.

- [25] K. Topallı, M. Ünlü, Ş. Demir, Ö. Aydın Çivi, S. Koç ve T. Akin, "RF MEMS teknolojisi ile mikroserit ve eşdüzlemsel dalga kılavuzu hat üstünde paralel anahtar yapıları," National URSI Meeting 2004, pp. 370-372, 8-10 September 2004 (in Turkish)..
- [26] M. Ünlü, K. Topallı, Ş. Demir, Ö. Aydın Çivi, S. Koç ve T. Akin, "Sıralanmış MEMS iletim hatları için yeni bir model," National URSI Meeting, pp. 435-437, 8-10 September 2004 (in Turkish).
- [27] K. Topalli, M. Unlu H. Sagkol, S. Demir, O. Aydın Civi, S. Koc, and T. Akin, "A New Model for Distributed MEMS Transmission Lines," 2004 AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Monterey, California, vol.3, pp.2855-2858, 20-25 June 2004.
- [28] K. Topalli, M. Unlu, S. Demir, O. Aydın Civi, S. Koc, and T. Akin, "A Parametric Modeling Study on Distributed MEMS Transmission Lines," 5th Workshop on MEMS for MilimeterWave Communications (MEMSWAVE), pp. I13-I16, Uppsala, Sweden, 30 June-2 July 2004.
- [29] M. Unlu, K. Topalli, S. Demir, O. Aydın Civi, S. Koc, and T. Akin, "Design and Modeling of a Reconfigurable Triple Stub Impedance Matching Network using Distributed MEMS Transmission Lines," 5th Workshop on MEMS for MilimeterWave Communications (MEMSWAVE), pp. I17-I20, Uppsala, Sweden, 30 June-2 July 2004.
- [30] K. Topalli, H. Sagkol, M. Unlu, S. Onat, O. Aydın Civi, S. Demir, S. Koc, L. Alatan, T. Akin, "Microwave Circuit Components and Reconfigurable Antennas Using RF MEMS Technology," Proceeding of 4th COST284 Management Committee Meeting & Workshop with INICA, Berlin-Germany, 19 September 2003.
- [31] M. Unlu, K. Topalli, H. Sagkol, S. Demir, O. Aydın Civi, S. Koc, and T. Akin, "RF MEMS Adjustable Impedance Matching Network and Adjustable Power Divider," 2002 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp. 26-29, San Antonio, Texas, 16-21 June 2002.
- [32] M. Unlu, K. Topalli, H. Sagkol, S. Demir, O. Aydın Civi, S. Koc, and T. Akin, "New MEMS Switch Structures for Antenna Applications," 2002 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, p.134, San Antonio, Texas, 16-21 June 2002.
- [33] H. Sagkol, K. Topalli, M. Unlu, O. Aydın Civi, S. Koc, S. Demir, and T. Akin, "A Monolithic Phased Array with RF MEMS Technology," 2002 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp. 760-763, San Antonio, Texas, 16-21 June 2002.
- [34] M. Unlu, H. Sagkol, K. Topalli, O. Aydın Civi, S. Demir, S. Koc and T. Akin, "RF MEMS Teknolojisi ile Ayarlanabilir Empedans Uyumlama ve Güç Bolucu Devreleri," National URSI-Meeting 2002, pp. 142-145, September 2002 (in Turkish).

- [35] M. Unlu, H. Sagkol, K. Topalli, O. Aydin Civi, S. Demir, S. Koc and T. Akin, "Anten Uygulamalari icin Yeni MEMS Anahtar Yapilari," National URSI Meeting 2002, pp. 146-149, September 2002 (in Turkish).
- [36] K. Topalli, H. Sagkol, M. Ünlü, O. Aydin Civi, S. Demir, S. Koc and T. Akin, "RF MEMS Teknolojisi ile Faz Dizili Anten," National URSI Meeting 2002, pp. 134-137, September 2002 (in Turkish).
- [37] H. Sagkol, M. Ünlü, K. Topalli, O. Aydin Civi, S. Demir, S. Koc and T. Akin, "RF MEMS Teknolojisi ile Mikrodalga Faz Kaydiricilari," National URSI Meeting 2002, pp. 138-141, September 2002 (in Turkish).

EKLER

RECONFIGURABLE CPW-FED DUAL-FREQUENCY RECTANGULAR SLOT ANTENNA USING RF MEMS TECHNOLOGY

Emre Erdil¹, Kagan Topalli^{2*}, Ozlem Aydin Civi², Tayfun Akin²

¹ Capital Markets Board of Turkey, Dept. of Information Technology, Ankara

² Middle East Technical University, Dept. of Electrical-Electronics Eng., Ankara

ozlem@metu.edu.tr

1. INTRODUCTION

This paper presents a reconfigurable dual-frequency rectangular slot antenna using MEMS (Microelectromechanical Systems) technology. MEMS devices have proven their usefulness in microwave applications with their reduced cost, improved performance, and miniaturized dimensions feasible for batch fabrication. MEMS components seem to take the place of off-chip components in wireless communications [1]. Since RF MEMS components have tunable characteristics, the integration of these components with radiators may yield several advantages in terms of reconfigurability in polarization, frequency, and radiation pattern. The monolithic integration of tunable MEMS components with antennas can also reduce parasitic effects, the losses, system size, and costs. In last years, due to the interest to combine various wireless applications in a single system, reducing the system volume is a challenging issue. An antenna that can operate in multi-frequency might be an appropriate solution to reduce the system volume. This paper presents a new dual-frequency antenna structure implemented with the MEMS technology to achieve better performance than previous approaches. The tunable MEMS capacitors integrated with a dual-frequency rectangular slot antenna provide reconfigurability in frequency without any adverse effect on the radiation pattern. The following sections explain the antenna structure, simulation results, and fabrication process.

2. ANTENNA DESIGN

The general view of a rectangular slot antenna fed by a 50 Ω CPW line is given in Figure 1 (a). The antenna is designed on glass substrate ($\epsilon_r=4.6$, $\tan\delta=0.005$) having a thickness of 500 μm . A rectangular slot antenna itself shows a dual frequency operation with a significant amount of cross-polar component in H-plane for the second resonant frequency. When a stub is inserted to the slot opposite to the feeding transmission line, cross-polar component in H-plane can be reduced to a level lower than -30 dB, resulting in a dual-frequency antenna. The stub dimensions, i.e. the characteristic impedance of the stub, also controls the resonant frequencies and the separation between these frequencies [2]. In order to dynamically reconfigure resonant frequencies of the antenna, 6 MEMS cantilever type capacitors are placed periodically onto this stub to modify the characteristic impedance of the stub as shown in Figure 1 (b). The anchors of these cantilevers are attached to the stub. Two cantilevers supported by these anchors are suspended over the conductor carrying the RF signal. As can be seen from the cross-sectional view in Figure 1 (b), these cantilever type capacitors resemble to a "T-wing" structure which can be actuated electrostatically by applying DC voltage between the RF signal line and suspended cantilevers [3]. Since these cantilevers are bended from 2 μm to 1.4 μm under actuation, the loading capacitance increases resulting in a change in the characteristic impedance of the stub. Due to this capacitive loading, the characteristic impedance of the stub can be modified dynamically which enables reconfiguration of the resonant frequencies.

3. SIMULATION RESULTS

The proposed design has been simulated using Ansoft HFSSv9.2. The structure is designed to have cantilevers at 2 μm height when they are not actuated. Since MEMS cantilevers can only use 1/3 of their initial height because of the mechanical instability, they have been lowered down to 1.4 μm height to achieve maximum loading on the stub. The simulation results for 5-12 GHz band are given in Figure 2. The resonant frequencies of this structure when the cantilevers

is at $2 \mu\text{m}$ occur at 8.48 GHz (10 dB BW: 4.2 %) and 10.53 GHz (10 dB BW: 10 %). As the height of the cantilevers moves down to $1.4 \mu\text{m}$, the resonant frequencies shifts down to 7.3 GHz (10 dB BW: 1.6 %) and 10.2 GHz (10 dB BW: 11.7 %). Radiation patterns for related frequencies are shown in Figure 3-6. The figures show that the antenna radiates broadside for all of the four resonances and increasing the capacitance by lowering down the cantilevers do not cause any adverse effect on the radiation patterns.

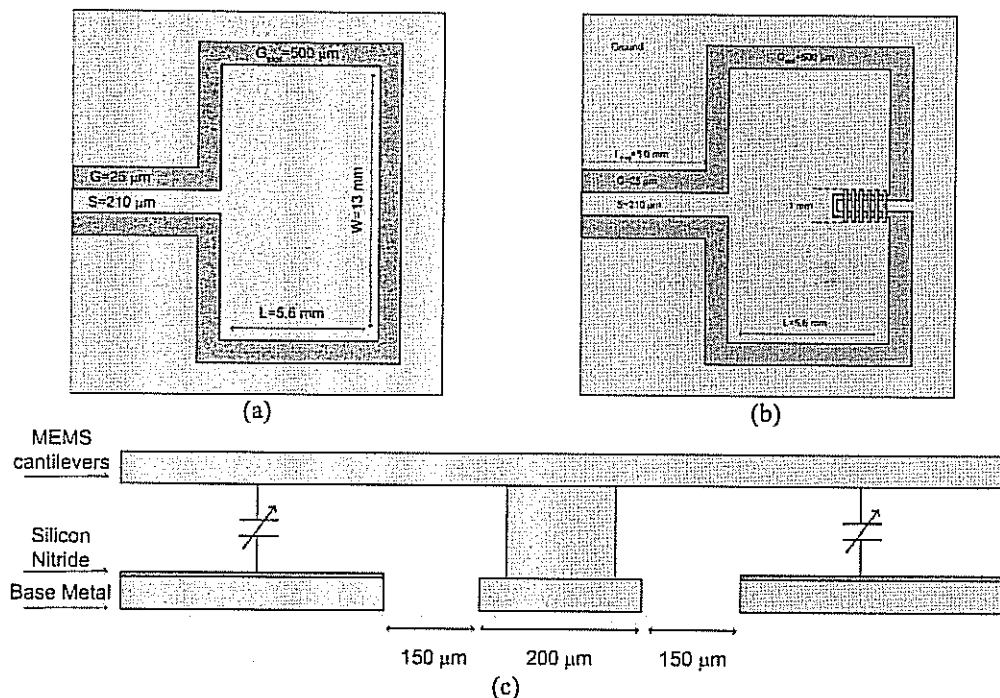


Figure 1. (a) A rectangular slot antenna with 50Ω CPW feeding line. (b) Stub loaded rectangular slot antenna where the characteristic impedance of the stub is modified with MEMS capacitors. (c) Cross-sectional view of the loading section of the antenna.

4. FABRICATION

The antenna will be fabricated on $500 \mu\text{m}$ thick Pyrex 7740 glass substrate. The process flow is as follows: (a) $0.01/0.25 \mu\text{m}$ of Cr/Au is evaporated as a seed layer for gold electroplating. (b) $2 \mu\text{m}$ of Au is deposited via electroplating and Cr/Au seed layer is etched. (c) $0.2\text{-}0.4 \mu\text{m}$ of Si_3N_4 is deposited as dielectric layer by PECVD process and patterned by RIE. (d) $0.01/0.25 \mu\text{m}$ of Ti/Cu layer is sputtered and anchor regions are patterned by etching. (e) The regions for sacrificial layer deposition is defined and $2 \mu\text{m}$ of copper is deposited via copper electroplating. (f) Structural metal regions are defined and $1 \mu\text{m}$ of Au is deposited via electroplating for structural metal. (h) Sacrificial layer is removed and the devices are released using critical point dryer.

5. CONCLUSION

A reconfigurable dual-frequency rectangular slot antenna using MEMS technology is presented. In this structure, a rectangular slot antenna is integrated with MEMS cantilever type capacitors. The simulation results show that the structure has a dual frequency behavior where both of the resonant frequencies can be reconfigured dynamically. By the actuation of MEMS cantilevers, the lower resonant frequency shifts 1.2 GHz, whereas the higher resonant frequency has a shift of 330 MHz without any distortion on the radiation pattern. The structure is currently in

fabrication. Measurement results will be presented and compared with the simulation results at the symposium.

ACKNOWLEDGMENTS

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-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.

REFERENCES

- [1] G. M. Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology," Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.
- [2] Daniel Llorens, Pablo Otero, and Carlos Camacho-Peñalosa, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 51, Jan. 2003, pp.137-139.
- [3] M. Unlu, K. Topalli, H. Sagkol, S. Demir, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin, "New MEMS Switch Structures for Antenna Applications," *2002 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, p.134, San Antonio, Texas, 16-21 June 2002.

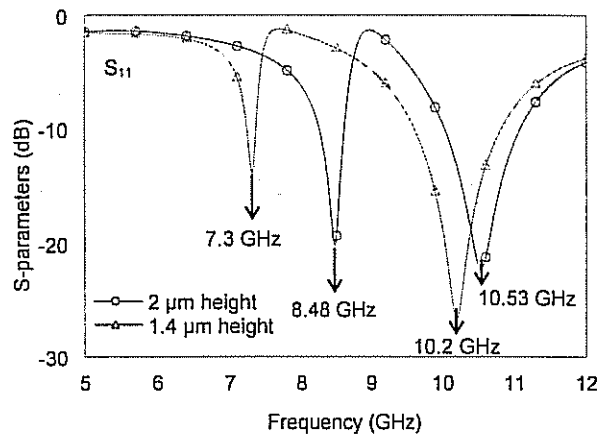


Figure 2. Reflection coefficient characteristics of the designed antenna for 2 μm and 1.4 μm cantilever height.

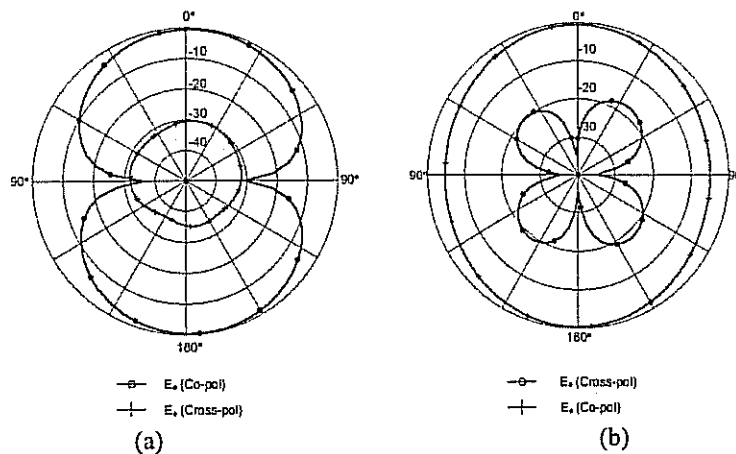


Figure 3. Radiation pattern at 8.48 GHz for the cantilever height at 2 μm (a) E-plane (b) H-plane.

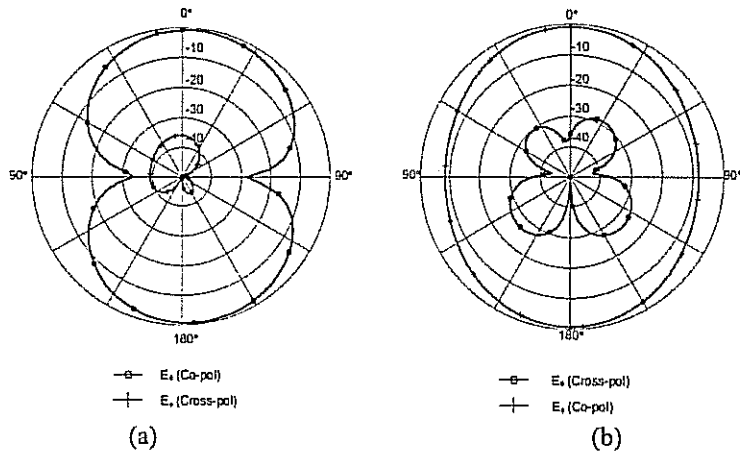


Figure 4. Radiation pattern at 10.53 GHz for the cantilever height at $2 \mu\text{m}$ (a) E-plane (b) H-plane.

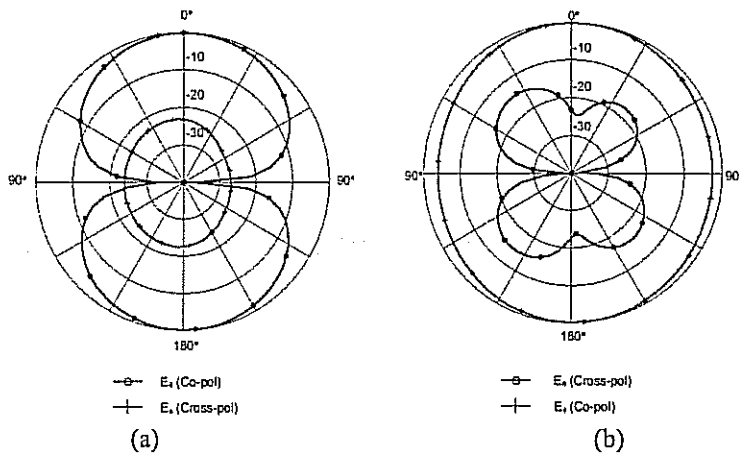


Figure 5. Radiation pattern at 7.3 GHz for the cantilever height at $1.4 \mu\text{m}$ (a) E-plane (b) H-plane.

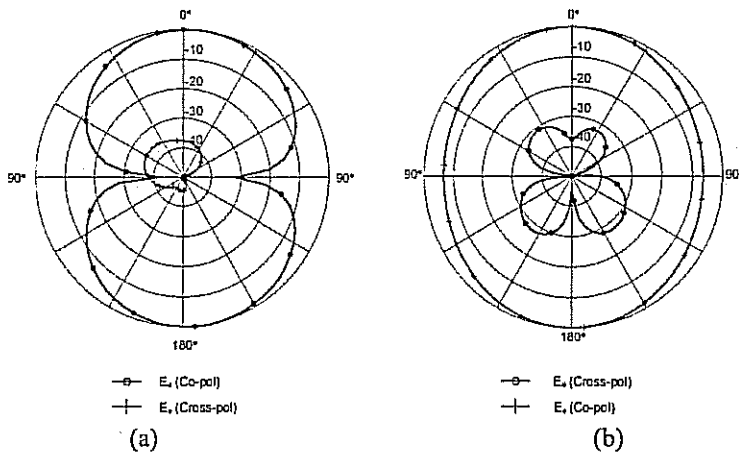


Figure 6. Radiation pattern at 10.2 GHz for the cantilever height at $1.4 \mu\text{m}$ (a) E-plane (b) H-plane.

RECONFIGURABLE ANTENNA STRUCTURES USING MEMS TECHNOLOGY

E. Erdil, S. Onat, K. Topalli, İ. İstanbulluoğlu, M. Unlu, S. Demir, L. Alatan, O. Aydın Civi, S. Koc, and T. Akin
Dept. of Electrical-Electronics Eng., Middle East Technical University, 06531, Ankara, Turkey
Phone: 90 312 210 45 26 Fax: 90 312 210 12 61 e-mail: kagan@metu.edu.tr

INTRODUCTION

The tunable and reconfigurable properties of RF MEMS components have been investigated in various studies on switches, capacitors, inductors, resonators, filters, phase shifters, and matching networks [1]. These properties of RF MEMS components can be used as an enabling tool in wireless communication and radar systems. The integration of tunable RF MEMS components with radiators is one of the examples to the usage of this enabling technology resulting as reconfigurable antennas in terms resonant frequency, polarization, radiation pattern.

This paper presents two reconfigurable antenna structures using MEMS technology. The first structure is a CPW-fed rectangular slot antenna where a short circuited stub loaded with MEMS capacitors is inserted to the antenna structure. The variable capacitors, which are controlled with DC voltage, are placed onto the stub in order to achieve a control on the characteristic impedance of the loading stub. Since the characteristic impedance of the stub has an effect on the resonant frequencies, the resulting antenna has reconfigurability on the resonant frequencies of the antenna. The other structure is an inset fed microstrip patch antenna with a slot opening which is used to obtain a dual frequency antenna. The switches placed on the inset feeding provide matching for each of the dual frequencies depending on the states of the switches controlled with DC actuation.

ANTENNA DESIGN

The general view of a rectangular slot antenna fed by a 50Ω CPW line is given in Figure 1 (a). The antenna is designed on glass substrate ($\epsilon_r=4.6$, $\tan\delta=0.005$) having a thickness of $500 \mu\text{m}$. A rectangular slot antenna itself shows a dual frequency operation with a significant amount of cross-polar component in H-plane for the second resonant frequency. When a stub is inserted to the slot opposite to the feeding transmission line, cross-polar component in H-plane can be reduced to a level lower than -30 dB , resulting in a dual-frequency antenna. The stub dimensions, i.e. the characteristic impedance of the stub, also controls the resonant frequencies and the separation between these frequencies [2]. In order to dynamically reconfigure resonant frequencies of the antenna, 6 MEMS cantilever type capacitors are placed periodically onto this stub to modify the characteristic impedance of the stub as shown in Figure 1 (b). The anchors of these cantilevers are attached to the stub. Two cantilevers supported by these anchors are suspended over the conductor carrying the RF signal. As can be seen from the cross-sectional view in Figure 1 (b), these cantilever type capacitors resembles to a "T-wing" structure which can be actuated electrostatically by applying DC voltage between the RF signal line and suspended cantilevers [3]. Since these cantilevers are bended from $2 \mu\text{m}$ to $1.4 \mu\text{m}$ under actuation, the loading capacitance increases resulting in a change in the characteristic impedance of the stub. Due to this capacitive loading, the characteristic impedance of the stub can be modified dynamically which enables reconfiguration of the resonant frequencies. The proposed design has been simulated using Ansoft HFSSv9.2. The structure is designed to have cantilevers at $2 \mu\text{m}$ height when they are not actuated. Since MEMS cantilevers can only use $1/3$ of their initial height because of the mechanical instability, they have been lowered down to $1.4 \mu\text{m}$ height to achieve maximum loading on the stub. The simulation results for 5-12 GHz band are given in Figure 2 (a). The resonant frequencies of this structure when the cantilevers is at $2 \mu\text{m}$ occur at 8.48 GHz (10 dB BW: 4.2 %) and 10.53 GHz (10 dB BW: 10 %). As the height of the cantilevers moves down to $1.4 \mu\text{m}$, the resonant frequencies shifts down to 7.3 GHz (10 dB BW: 1.6 %) and 10.2 GHz (10 dB BW: 11.7 %). The base metallization fabrication of the antenna structure has been completed and Figure 2 (b) shows the measurement results compared with the simulations. The deviations of the simulation and the measurement at the maxima of the reflection coefficient are due to the finite conductivity of the gold layer used in the fabrication which is assumed to be perfect conductor to reduce computational efforts.

Opening slot on a microstrip patch antenna is a very common way to achieve dual frequency operation. In fact, opening a slot on the patch but keeping the feed location fixed does not result in satisfactory matching levels for both of the frequency bands, because of the frequency dependent inductance and capacitance values of the patch. The second antenna design in this work presents a solution to the matching problem of a dual frequency antenna by changing the feed location of a microstrip line fed patch antenna with an electronic control on the length of the inset through the use of RF MEMS switches [4]. Placing RF MEMS switches across the inset provides two states. When switches are at ON state, they do conduct and shorten the inset length and when the switches are at OFF state, they do not conduct and antenna operates as if there is nothing in the inset. In summary, ON and OFF states of switches correspond to the shorter and the longer inset lengths, respectively. Dual frequencies of operation are chosen as 6.5 and 8.5 GHz for this design. The DC lines are connected to the ground at the end. Therefore when a DC voltage is

supplied in addition to the RF signal, the switches are actuated. In the case of actuation, RF signal should not follow the DC line path. Therefore, the length of the DC line from the switch to the ground is adjusted to 0.75λ (0.25λ is not preferred to avoid spurious radiation) at 8.5 GHz, so that the short circuit at the end of the line appears like an open circuit at the switch position for the RF signal.

Ground connections of DC lines are planned to be supplied by 50Ω CPW probe feed. Hence, a tapered transition section that converts a 50Ω microstrip line to a 50Ω CPW line is designed and added to dual-frequency microstrip antenna structure. To model the grounding of DC lines in simulations, a large via from the top metal layer to bottom metal (ground) layer is placed. The whole simulated structure is shown in Figure 4 and the simulation results for both RF MEMS configurations with single (first configuration) and double (second configuration) switches are shown in Figure 5. The simulations are performed with HFSS by Ansoft in order to accurately model the three-dimensional RF MEMS switch structures that are integrated to the planar antenna.

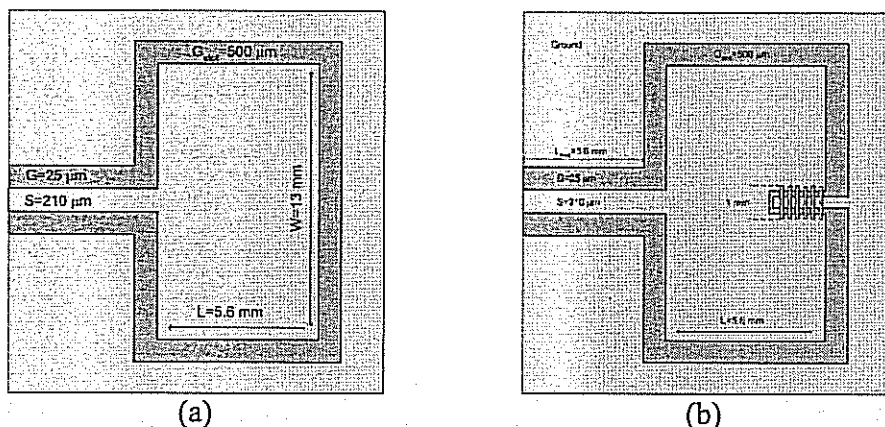


Figure 1. (a) A rectangular slot antenna with 50Ω CPW feeding line. (b) Stub loaded rectangular slot antenna where the characteristic impedance of the stub is modified with MEMS capacitors. (c) Cross-sectional view of the loading section of the antenna.

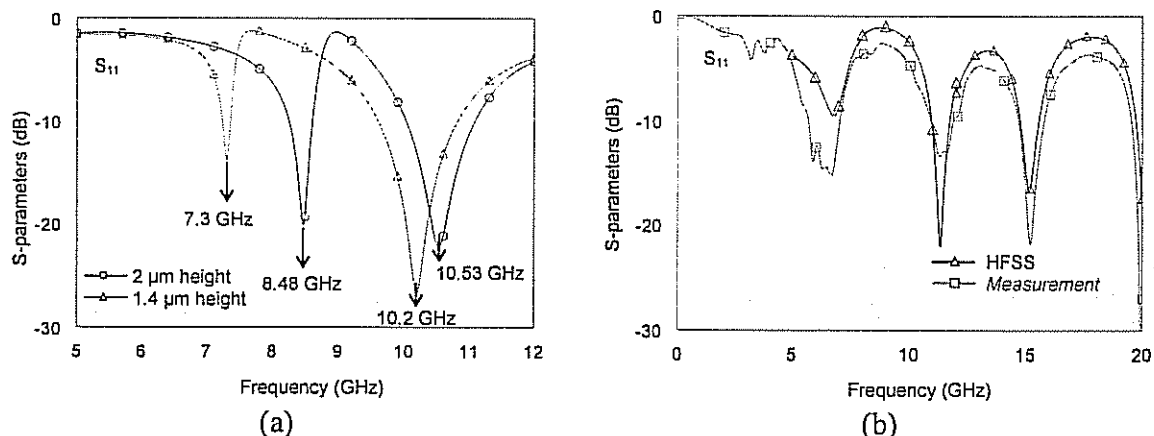


Figure 2. (a) Reflection coefficient characteristics of the designed antenna for $2 \mu\text{m}$ and $1.4 \mu\text{m}$ cantilever height. (b) Measurement results for the unloaded (no structural layer) CWP-fed slot antenna compared to simulation results.

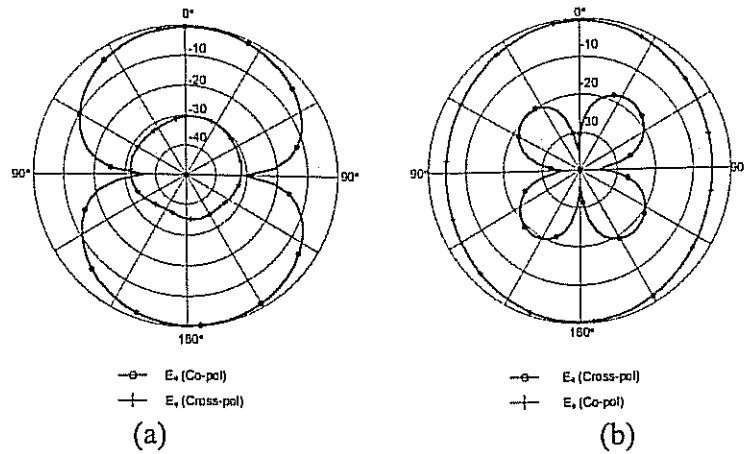


Figure 3. Radiation pattern at 8.48 GHz for the cantilever height at $2\ \mu\text{m}$ (a) E-plane (b) H-plane.

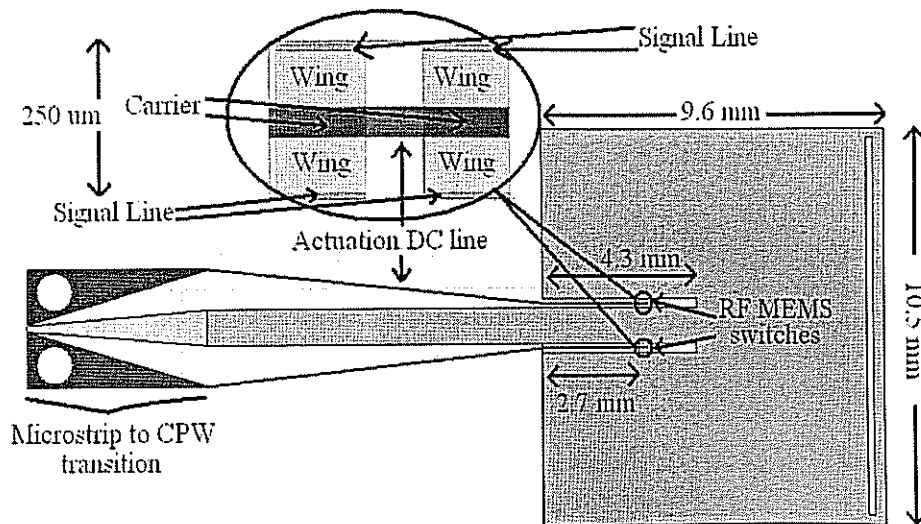
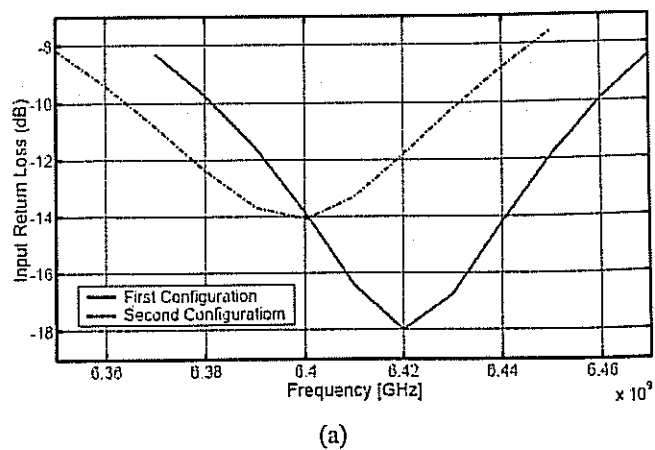
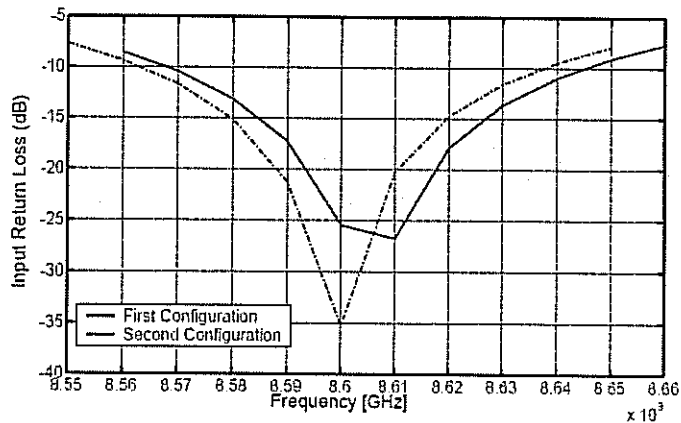


Figure 4. Reconfigurable dual frequency microstrip antenna





(b)

Figure 5. Input Return Losses of both re-configurable dual frequency microstrip antennas with integrated RF MEMS switches configurations for (a) Lower Frequency, (b) Upper Frequency.

CONCLUSION

This paper presents two reconfigurable antenna structures using MEMS technology. The first structure is a reconfigurable dual-frequency rectangular slot antenna. In this structure, a rectangular slot antenna is integrated with MEMS cantilever type capacitors. The simulation results show that the structure has a dual frequency behavior where both of the resonant frequencies can be reconfigured dynamically. By the actuation of MEMS cantilevers, the lower resonant frequency shifts 1.2 GHz, whereas the higher resonant frequency has a shift of 330 MHz without any distortion on the radiation pattern. The fabrication of the first structure has been completed up to base metallization process. The measurement and simulation results show a very good agreement. The second design is a reconfigurable dual frequency antenna structure including its integrated RF MEMS switches and their actuation lines together with a CPW feed is introduced. The number of switches used in the inset is decreased compared to the hybrid design presented in [4]. Because instead of utilizing the available RF MEMS switches, new switch designs suitable for this application are performed. Two different switch configurations are studied. Although very good performance is obtained for both of these configurations, the double wing design is preferred due to the lower DC voltage required for the actuation of the switch. The fabrication of both of the antennas will be completed in the MEMS facilities of METU. The second antenna structure but without the microstrip to CPW transition section will also be manufactured to measure the radiation characteristics of the antenna.

ACKNOWLEDGEMENTS

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-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.

REFERENCES

- [1] G. M. Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology," Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.
- [2] Daniel Llorens, Pablo Otero, and Carlos Camacho-Peñalosa, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 51, Jan. 2003, pp.137-139.
- [3] M. Unlu, K. Topalli, H. Sagkol, S. Demir, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin, "New MEMS Switch Structures for Antenna Applications," *2002 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, p.134, San Antonio, Texas, 16-21 June 2002.
- [4] Sinan ONAT, Lale ALATAN, Şimşek DEMİR, "Design of Triple-Band Re-Configurable Microstrip Antenna Employing RF-MEMS Switches", *2004 IEEE International Antennas and Propagation Symposium*, Monterey, California-USA, vol.2 p.1812-1815, June 20-25 2004.

A NEW MODEL FOR DISTRIBUTED MEMS TRANSMISSION LINES

K. Topalli*, M. Unlu, H. Sagkol, S. Demir, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin
 Dept. of Electrical-Electronics Eng., Middle East Technical University, 06531, Ankara, Turkey

ABSTRACT

This paper presents a new model for the distributed MEMS transmission line (DMTL) structure where the MEMS bridges that are placed periodically on a high-impedance transmission line are represented as low-impedance transmission lines, rather than a lumped *CLR* circuit. The model includes *LC* networks at the transition point from high-impedance to low-impedance lines to account for the effects of discontinuity. The accuracy of the model is verified with measurements on three types of DMTLs that are fabricated with an RF MEMS process based on electroforming on a glass substrate. The DMTLs have MEMS bridges with 100 μm width and interbridge spacings of 100, 200, and 400 μm . The measurement results of the fabricated devices are in good agreement with the model, verifying that modeling of MEMS bridges with transmission lines provides a good approximation for the loss mechanisms in DMTLs when the interbridge spacing approaches to MEMS bridge width.

INTRODUCTION

The research on RF MEMS has increased significantly in the last few years, focusing on lumped components such as switches, capacitors, inductors, and resonators. In addition to these lumped components, there are also investigations and reports on distributed components such as phase shifters, filters, matching networks, and transmission lines. The implementation of distributed components employs the idea of loading a planar transmission line periodically with reactive components. Generally, the loading elements are tunable RF MEMS bridges, forming a transmission line with adjustable parameters, namely distributed MEMS transmission line [1]. The DMTLs are used in implementation of phase shifters [1-3], resonators [4], and filters [5].

There are extensive analyses of DMTL [1, 2, 6], where high-impedance coplanar waveguide (CPW) is loaded periodically with MEMS bridges. These analyses are based on the modeling of the MEMS bridge as a lumped series *CLR* circuit. Fig. 1 shows a general view of the DMTL and lumped series *CLR* circuit model [6]. This model uses an empirical multiplication factor for the loss of the unloaded CPW line and provides good agreement with measurement results when the ratio, r ($r = r' / w$ in Fig. 1) is about 5-10 and the MEMS bridge height is about 1.5 μm . However, we observed that when interbridge spacing is reduced to the order of bridge width (such as $r = 1, 2$, and 4) and a high number of bridges (45, 75, 112) is used, the agreement between the measurements and the model starts to deviate if similar values for the parameters are used. The fitting can only be improved if the multiplicative factor is increased. This result is physically unreasonable with the *CLR* model which assigns the major loss mechanism in the DMTL structure to the unloaded CPW line.

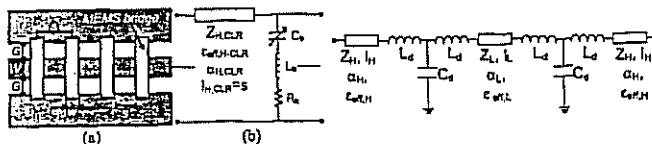


Fig. 1. (a) Top view of DMTL, (b) Lumped-element *CLR* model of the unit section of DMTL [6].

Fig. 2. The proposed circuit model for the DMTL, where the MEMS bridges are represented with low-impedance transmission lines.

This paper presents a new model for the DMTL that can be used for various DMTL structures with different dimensions. Fig. 2 shows this new model, where the MEMS bridges are represented

with low-impedance transmission lines. The transitions from low-impedance lines to unloaded CPWs are also modeled with LC networks which account for the discontinuity effects. To verify the model, DMTLs with ratios $r=1, 2, \text{ and } 4$, and MEMS bridge heights of $5 \mu\text{m}$ are fabricated and measured. It is observed that the model is in good agreement with the measurement results.

ELEMENTS OF THE CIRCUIT MODEL

The model proposes that all parts of the DMTL structure are actually transmission lines having different parameters and discontinuities in between. The high-impedance lines act as the unloaded CPW lines whose parameters can easily be calculated using the formulation in [7]. The low-impedance line models the MEMS bridges. The use of a low impedance line is understood better if the field distribution of a conductor backed CPW (CBCPW) with a top cover is considered. In a CBCPW with top cover, the electric field is mainly coupled from the signal line of the CPW to its planar grounds, but there is also coupling to the back and top covers. If the MEMS bridge is considered as a top cover, most of the field would be confined between the signal line and the top cover. This is because the MEMS bridge, which also acts as a ground plane for the CPW, is much closer than the planar grounds of the CPW and the back cover. In this case, the CPW converges to a microstrip (MS) line where the ground of the microstrip is the MEMS bridge. In order to model the discontinuities, LC networks are employed between the unloaded CPW and the MEMS bridge. The discontinuity occurs because of the abrupt impedance and field distribution change in the transition regions. The inductance in the LC network models the change in the current distribution, and the capacitance accounts for the fringe fields at the discontinuity point.

CALCULATION OF THE MODEL PARAMETERS

In order to verify the model, three DMTLs with different dimensions are designed on $500 \mu\text{m}$ Pyrex 7740 glass substrate ($\epsilon_r = 4.6, \tan \delta = 0.005$). Table I gives the dimensions of the DMTLs which are introduced in Fig. 1. Using these dimensions with a metallization thickness of $2 \mu\text{m}$ and conductivity of $5 \times 10^7 \text{ S/m}$ (electroplated Cu), the high-impedance line parameters ($Z_L, \alpha_{eff}, \alpha_d$) are calculated with CPW formulation in [7]. For the calculation of the low-impedance line parameters ($Z_L, \alpha_{eff}, \alpha_d$), the formulation for MS line in [7] is used. This is because the MEMS bridge is modeled as a low-impedance MS line as explained in the previous section. The air gap under MEMS bridge is assumed to be the dielectric of the MS line and has a thickness of $5 \mu\text{m}$. The conductivity of the MEMS bridge is taken as $1 \times 10^7 \text{ S/m}$ (electroplated Ni). The calculated parameters for both high- and low-impedance lines are given in Table II. These values agree with the EM simulations done using Ansoft HFSS v9.0. Discontinuity parameters, L_d and C_d , are found by fitting the measurement results to the circuit simulations and will be explained in the next sections.

FABRICATION

The DMTLs are fabricated on $500 \mu\text{m}$ thick Pyrex 7740 glass substrate. The process flow is as follows: (a) $0.01/0.25 \mu\text{m}$ of Ti/Cu is sputtered as a seed layer for copper electroplating (b) $2 \mu\text{m}$ of Cu is deposited via electroplating. (c) $0.1 \mu\text{m}$ of Au is evaporated and patterned by lift-off. (d) $0.2\text{-}0.4 \mu\text{m}$ of Si_3N_4 is deposited as dielectric layer by PECVD process and patterned by RIE. (e) $5 \mu\text{m}$ of photoresist is deposited and patterned as sacrificial layer. (f) $0.01/0.25 \mu\text{m}$ of Ti/Cu is sputtered as a seed layer for nickel electroplating. (g) $1 \mu\text{m}$ of Ni is deposited via electroplating. (h) Sacrificial layer is removed and the devices are released using critical point dryer.

MEASUREMENT RESULTS

The S-parameters for different types of DMTLs mentioned in Table I can be seen in Fig. 3-5. In all of the figures, the measured S-parameters are in agreement with the simulation results. This can also be observed from the Z-parameters of the DMTLs. These results also verify that the model is successful in predicting the DMTL behavior except for small differences in the magnitudes of the S_{11} -characteristics. These differences might be due to the fabrication errors specific to the measured devices. Since all the measured devices have less than -20 dB reflection, the errors are more pronounced on S_{11} -characteristics.

Table I
Dimensions for the three types of DMTL structures. $w = 100 \mu\text{m}$ for all Structures.

Type	W (μm)	G (μm)	s' (μm)	# of bridges	Total length (mm)
Type I	74	83	100	112	22.4
Type II	96	87	200	75	22.5
Type III	122	59	400	45	22.5

Table II
Parameters for the high- and low-impedance lines @ 10 GHz.

Type	Z_{H1} (Ω)	α_{H1} (dB/cm)	Z_L (Ω)	α_{L1} (dB/cm)
Type I	89	2.78	20	1.57
Type II	83	2.78	16	1.58
Type III	70	2.77	13	1.59

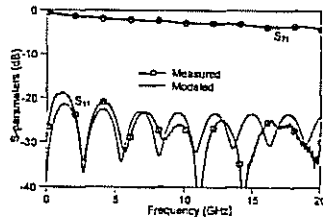


Fig. 3. S-parameters of the DMTL-Type I.

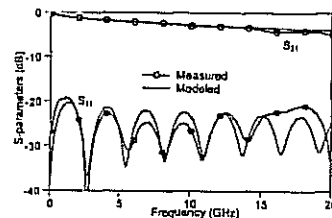


Fig. 4. S-parameters of the DMTL-Type II.

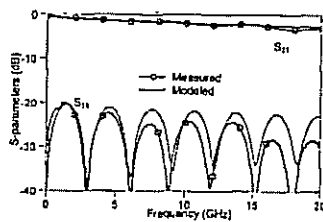


Fig. 5. S-parameters of the DMTL-Type III.

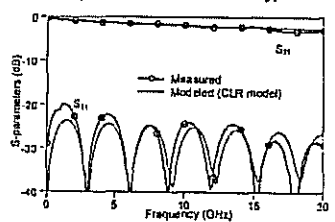


Fig. 6. S-parameters of the DMTL-Type III (compared with CLR model).

Table III
Fitted parameters extracted from optimization.

Type	L_d (pH)	C_d (fF)	α_L @ 10 GHz (dB/cm)
Type I	7.8	3.38	1.38
Type II	9.21	4.95	1.65
Type III	11.52	4.91	1.45

The model parameters are extracted by minimizing the least mean square error between the measured and simulated S-parameters using optimization tools. During the optimization, the parameters in Table II are fixed except for the loss of the low-impedance line, α_L . The discontinuity parameters, L_d and C_d , are the other parameters used in the optimization. The fitted values of these parameters can be found in Table III.

The values of α_L tabulated in Table III are quite close to those given in Table II. The deviation is about 10% which can be due to the accuracy of the formulation used in MS line parameter calculations or the process variations such as MEMS bridge thickness and conductivity. The other optimization variables, L_d and C_d , are direct results of the optimization procedure. The order of

these values is physically reasonable considering the values reported for various types of CPW discontinuities [8].

In order to make a comparison between the CLR model and the proposed model, all the measurement results are fitted with the CLR model. Fig. 6 presents the case for DMTL-Type III as an example. The optimized values for the parameters of CLR model are $C=28$ fF, $L=0$ pH, $R=1$ Ω , $Z_{H,CLR}=89$ Ω , $\alpha_{H,CLR}=0.8$ dB/cm at 10 GHz, $l_{H,CLR}=250$ μm , and $c_{gH,CLR}=2.78$. Among these parameters, C , L , R , and $\alpha_{H,CLR}$ are used for optimization. $C=28$ fF is close to the calculated value including fringe effects. R is also in an acceptable order although 1 Ω is a high value for a MEMS bridge resistance reported in [2]. But fitted $\alpha_{H,CLR}$ value is unexpected since it is even higher than $1.8 \times 0.25 = 0.45$ dB/cm where 1.8 is the multiplicative factor reported in [2] and 0.25 dB/cm is the calculated line loss at 10 GHz. Fitted $\alpha_{H,CLR}$ values in Type I and II are around 1.05 dB/cm at 10 GHz, which means that the factor should be around 4 to get a fitting. It should be noted that in CLR model, the loss of the whole structure is modeled by the loss of the unloaded CPW. However, for our case, since the number of bridges is high as indicated in Table I and the bridge conductivity is low, the contribution of the MEMS bridges to the losses is more noticeably observed. Therefore, it is a better approximation to assign the dominant loss mechanism to the MEMS bridges and modeling the MEMS bridges with transmission lines. Obviously, this assumption needs to be verified for other structures having different dimensions and number of bridges to have a more accurate model.

CONCLUSION

This paper presents a new model for DMTL structures with s/w ratio of 1, 2, and 4. The model consists of a high-impedance transmission line for the unloaded CPW, low-impedance transmission line for the MEMS bridge, and LC networks for the transitions. The model parameters are calculated using the CPW and MS line formulations reported in the literature except for L_d and C_d values. Even though L_d and C_d values are found by curve fitting techniques, their values are physically reasonable considering the reported values for various types of CPW and MS line discontinuities.

Three types of DMTL lines which are loaded with high number of bridges (45-75-112) are fabricated and measured. The proposed model is in good agreement with the measurement results. The measurements are also fitted to the CLR model to compare the reported values of previous works and a loss of $\alpha_{H,CLR}=0.8$ -1.05 dB/cm is noted for the unloaded CPW which is not physically reasonable. By modeling the MEMS bridges as transmission lines, the dominant loss mechanism is associated with the bridges. This approach provides better approximation and is physically reasonable.

ACKNOWLEDGEMENT

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEAG-101ED23) and State Planning Organization (DPT).

REFERENCES

- [1] N. S. Barker and G. M. Rebeiz, "Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-band switches," *IEEE Trans. on MTT*, vol. 46, pp. 1881-1890, November 1998.
- [2] N. S. Barker and G. M. Rebeiz, "Optimization of distributed MEMS transmission-line phase shifters - U-band and W-band designs," *IEEE Trans. on MTT*, vol. 48, pp. 1957-1966, November 2000.
- [3] Y. Liu, A. Borgioli, A. S. Nagra, and R. A. York, "K-band 3-bit low-loss distributed MEMS phase shifter," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, pp. 415-417, 2000.
- [4] J. B. Muldavin and G. M. Rebeiz, "X-band tunable MEMS resonators," *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pp. 116-118, 2000.
- [5] B. Lakshminarayanan and T. Weller, "Tunable bandpass filter using distributed MEMS transmission line," *IEEE MTT-S International Digest*, vol. 3, pp. 1789-1792, 2003.
- [6] G. M. Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology," John Wiley & Sons, 2003.
- [7] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, "Microstrip lines and slotlines," Artech House, 1996.
- [8] R. N. Simons, "Coplanar waveguide circuits, components, and systems," John Wiley & Sons, 2001.

A Parametric Modeling Study on Distributed MEMS Transmission Lines

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

Middle East Technical University, Department of Electrical & Electronics Eng.,
Inonu Bulvari, TR-06531, Ankara, Turkey. Phone: +90 312 210 45 26

Abstract — This paper presents a parametric study of a new model for the distributed MEMS transmission line (DMTL) structures. In this new model, the MEMS bridges which 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. These LC networks are employed to model the effects of the impedance discontinuities. The accuracy of the model is verified with simulations and measurements on different types of DMTLs that are fabricated with an RF MEMS process based on electroforming on a glass substrate. The fabricated structures include DMTLs with various MEMS bridge heights (2, 3, 4, and 5 μm) and center conductor widths (74, 96, and 122 μm). The variations of the model parameters with respect to the bridge height and center conductor width are obtained with EM simulations. The measurement results of the fabricated devices at a bridge height of 5 μm are in good agreement with the model.

I. INTRODUCTION

In the recent years, the research on RF MEMS has been growing drastically with the increasing number of researchers focusing on the subject. With a high number of processes and components developed such as switches, capacitors, inductors, resonators, filters, phase shifters, and matching networks, the technology becomes mature [1]. The next step toward integration requires research on reliability, packaging, and accurate modeling of the designed structures.

This paper presents a parametric modeling study on distributed MEMS transmission lines (DMTL). Up to date, the MEMS bridges in the DMTL structures were modeled with a lumped CLR circuit which can be seen in Fig. 1 [1-3]. The model presented in this work proposes that the MEMS bridges in the DMTL structure can also be modeled with low-impedance transmission lines and two LC networks that account for the discontinuity effects as can be seen in Fig. 2 [4]. The following sections in this paper explains the reasoning for the elements used in the model and simulation and measurement results for DMTL structures having different physical dimensions.

II. ELEMENTS OF THE CIRCUIT MODEL

The model proposes that all parts of the DMTL structure are actually transmission lines having different parameters and discontinuities in between [4]. The high-

impedance lines act as the unloaded CPW lines whose parameters can easily be calculated using the formulation in [5]. The low-impedance line models the MEMS bridges. The use of a low impedance line is understood better if the field distribution of a conductor backed CPW (CBCPW) with a top cover is considered. In a CBCPW with top cover, the electric field is mainly coupled from the signal line of the CPW to its planar grounds, but there is also coupling to the back and top covers. If the MEMS bridge is considered as a top cover, most of the field would be confined between the signal line and the top cover. This is because the MEMS bridge, which also acts as a ground plane for the CPW, is much closer than the planar grounds of the CPW and the back cover. In this case, the CPW converges to a microstrip (MS) line where the ground of the microstrip is the MEMS bridge. In order to model the discontinuities, LC networks are employed between the unloaded CPW and the MEMS bridge. The discontinuity occurs because of the abrupt impedance and field distribution change in the transition regions. The inductance in the LC network models the change in the current distribution, and the capacitance accounts for the fringe fields at the discontinuity point.

III. CALCULATION OF THE MODEL PARAMETERS

In order to verify the model, DMTLs with different MEMS bridge heights and interbridge spacings are designed on 500 μm Pyrex 7740 glass substrate with

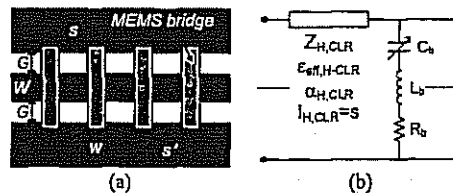


Fig. 1. (a) Top view of DMTL. (b) Lumped-element CLR model of the unit section of DMTL [1].

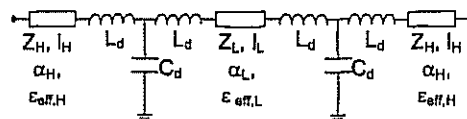


Fig. 2. The proposed circuit model for the DMTL, where the MEMS bridges are represented with low-impedance transmission lines.

Type	W (μm)	G (μm)	s' (μm)	# of bridges	Total length (mm)	Z _H (Ω)	$\epsilon_{\text{eff,H}}$	α_{H} (dB/cm)
Type I	74	83	100	112	22.4	89	2.78	0.25
Type II	96	87	200	75	22.5	83	2.78	0.23
Type III	122	59	400	45	22.5	70	2.77	0.25

TABLE I
DIMENSIONS FOR THREE TYPES OF DMTL STRUCTURES, $w=100 \mu\text{m}$ FOR ALL STRUCTURES.

Type	h = 2 μm			h = 3 μm			h = 4 μm			h = 5 μm		
	Z _L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff,L}}$	Z _L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff,L}}$	Z _L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff,L}}$	Z _L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff,L}}$
Type I	9.12	3.96	1.12	13.01	2.62	1.17	16.54	1.96	1.22	19.76	1.57	1.27
Type II	7.17	3.99	1.1	10.31	2.64	1.14	13.21	1.97	1.19	15.89	1.58	1.23
Type III	5.68	4.02	1.09	8.2	2.66	1.13	10.54	1.99	1.18	12.72	1.59	1.22

TABLE II
CALCULATED LOW-IMPEDANCE LINE PARAMETERS @ 10 GHz.

Type	h = 2 μm		h = 3 μm		h = 4 μm		h = 5 μm	
	L _d (pH)	C _d (fF)	L _d (pH)	C _d (fF)	L _d (pH)	C _d (fF)	L _d (pH)	C _d (fF)
Type I	6.27	4.09	5.89	3.81	5.88	3.01	5.89	2.47
Type II	6.47	4.91	6.09	4.36	5.47	4.10	6.39	3.15
Type III	4.03	6.97	3.38	6.07	3.27	5.13	3.88	3.98

TABLE III
FITTED PARAMETERS EXTRACTED FROM OPTIMIZATION.
THE PARAMETERS EXCEPT L_d, C_d AND α_L ARE FIXED DURING THE OPTIMIZATION.

$\epsilon_r = 4.6$ and $\tan \delta = 0.005$. Table I gives the dimensions and calculated parameters of the high-impedance parts of DMTLs [4, 5]. For the calculation of the low-impedance line parameters (Z_L , $\epsilon_{\text{eff,L}}$, α_L), the formulation for CPW with a top cover is used [5]. The MEMS bridge is assumed to be top cover of the CPW line and has a height of $h = 2, 3, 4$, and $5 \mu\text{m}$. The calculated parameters for low-impedance lines are given in Table II. These values agree with the EM simulations done using Ansoft HFSS v9.1. Discontinuity parameters, L_d and C_d , are found by fitting the measurement results to the circuit simulations and will be explained in the next sections.

IV. FABRICATION

The DMTLs are fabricated on $500 \mu\text{m}$ thick Pyrex 7740 glass substrate. The process flow is as follows: (a) $0.01/0.25 \mu\text{m}$ of Ti/Cu is sputtered as a seed layer for copper electroplating (b) $2 \mu\text{m}$ of Cu is deposited via electroplating. (c) $0.1 \mu\text{m}$ of Au is evaporated and patterned by lift-off. (d) $0.2-0.4 \mu\text{m}$ of Si_3N_4 is deposited. as dielectric layer by PECVD process and patterned by RIE. (e) $5 \mu\text{m}$ of photoresist is deposited and patterned as sacrificial layer. (f) $0.01/0.25 \mu\text{m}$ of Ti/Cu is sputtered as a seed layer for nickel electroplating. (g) $1 \mu\text{m}$ of Ni is deposited via electroplating. (h) Sacrificial layer is removed and the devices are released using critical point dryer.

A photograph of the fabricated structure can be seen in Fig. 3.

V. SIMULATION AND MEASUREMENTS

The DMTL structures are simulated using Ansoft HFSS v9.1 in order to verify the calculated low-impedance line parameters and to extract the discontinuity inductance and capacitance values. During the simulations, DMTLs with 10-14 MEMS bridges are used considering the computational time. By minimizing the mean square error between the EM and circuit simulation using optimization tools, the parameters in Table III are obtained. The variation of the capacitance values in Fig. 4 are linear with respect to center conductor width which is expected because the fringe fields should increase with increasing center conductor width. A similar linear behavior is observed in Fig. 5 when the bridge height is varied, which is also expected regarding to the reported fringe capacitance values [1].

The trend of the discontinuity inductance is not a strong function of bridge height, but the width of the center conductor has direct influence on these values as seen in Figs. 6 and 7. A possible reason for this behavior is the following: the current distribution is affected more significantly with the center conductor width, but this is not valid for the bridge height.

The model is verified with measurement results in a two fold way. The S-parameters of Type I and Type III structures having a bridge height of $5 \mu\text{m}$ are measured. The measured S-parameters are fitted by the model in Fig. 2. The comparison of the measurement and the model reflection and transmission coefficients are given

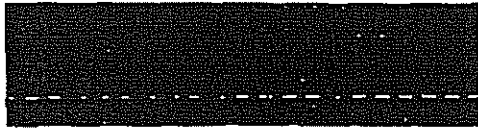


Fig. 3. A close view of the fabricated DMTL.

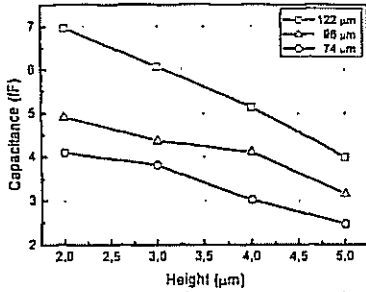


Fig. 4. Discontinuity capacitance vs. center conductor width.

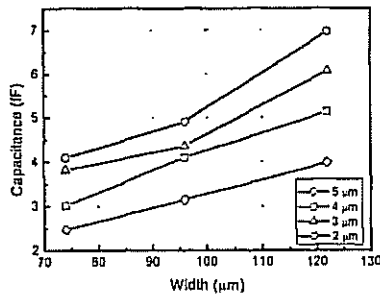


Fig. 5. Discontinuity capacitance vs. bridge height.

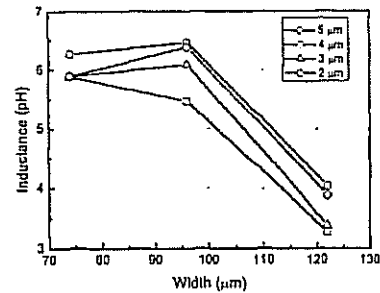


Fig. 6. Discontinuity inductance vs. center conductor width.

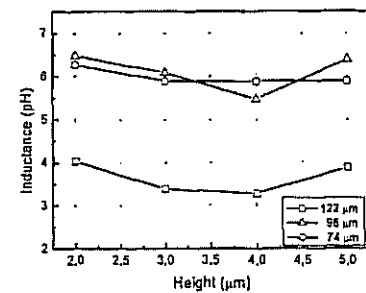


Fig. 7. Discontinuity inductance vs. bridge height.

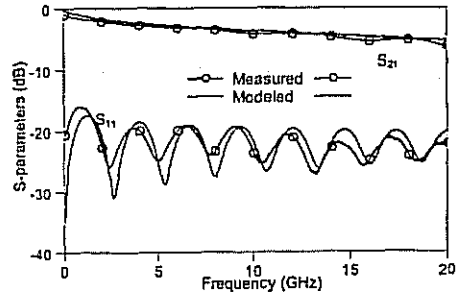


Fig. 8. Measurement results for DMTL Type I, $h = 5 \mu\text{m}$.

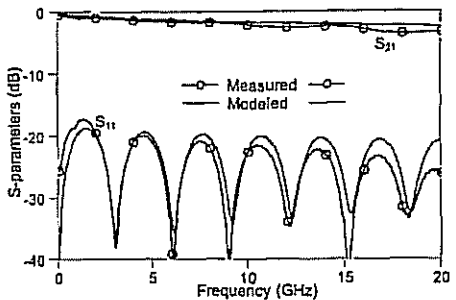


Fig. 9. Measurement results for DMTL Type III, $h = 5 \mu\text{m}$.

Type	Simulated			Measured		
	L_d (pH)	C_d (fF)	α_L (dB/cm)	L_d (pH)	C_d (fF)	α_L (dB/cm)
Type I	5.89	2.47	1.57	9.59	1.61	1.85
Type III	3.88	3.98	1.59	11.09	2.08	1.20

TABLE IV
SIMULATED AND MEASURED DISCONTINUITY AND LOSS
PARAMETERS OF THE DMTL WITH A BRIDGE HEIGHT
OF $h = 5 \mu\text{m}$. α_L IS CALCULATED @ 10 GHz.

in Figs. 8 and 9. It is seen that the fitting is very satisfactory which implies the validity of the proposed model. A second comparison is done with the LC values of the EM simulation results. The fitted values for the simulations and the measurements are given in Table IV. There is a discrepancy in the results. Either there is an effect which is not included in the EM simulations or the production process yields some unexpected changes in dimensions or electrical parameters. Currently, the other DMTL structures are in production process. Following the production, further comparisons will help us to explain the discrepancies.

The accuracy of the analytical expressions that are used to calculate the low-impedance line parameters in Table II are verified with EM simulations because these analytical expressions were not examined in the literature for a top cover height in the order of a few microns. In order to verify the calculated low-impedance line parameters, a 10 mm length of CPW with a top cover at $5 \mu\text{m}$ extending through all over line is simulated using Ansoft HFSSv9.1. The resulting S -parameters are shown

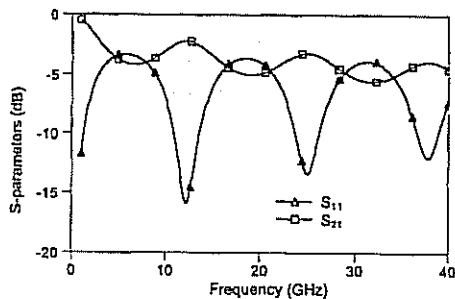


Fig. 10. S-parameters results for a 10 mm length of CPW with a top cover at $5 \mu\text{m}$.

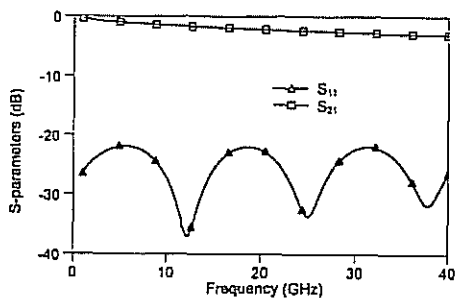


Fig. 11. S-parameters results for a 10 mm length of CPW with a top cover at $5 \mu\text{m}$ where the port impedance is tuned at 20.5Ω .

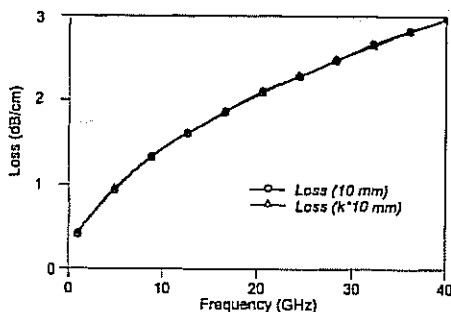


Fig. 12. S-parameters results for a 10 mm length of CPW with a top cover at $5 \mu\text{m}$ where the port impedance is tuned at 20.5Ω .

in Fig. 10 which is the expected characteristic of a transmission line. During the extraction of parameters, rather than using these results directly, a different approach is followed to minimize effect of the reflection coefficient and to avoid multiple reflection at the ports. As can be seen from Fig. 11, when the port impedance is tuned as 20.5Ω , the reflection coefficient reaches its minimum values and the ripples on the transmission coefficient vanish. Therefore, the characteristic impedance of the line is evaluated to be 20.5Ω which is quite close to calculated value of 19.76Ω . As we repeat this simulation for different lengths of transmission line and dividing the transmission coefficient values by the length of the transmission lines, the length independent behavior is observed. The extracted loss values are shown in Fig. 12 and they are sufficiently close to the

values presented in Table II. It is also observed during the EM simulations that the loss values increase with decreasing MEMS bridge height as given in Table II. This result is physically reasonable since the field is confined in a smaller volume by decreasing top cover height. The decrease in the characteristic impedance and the effective permittivity can be explained in a similar manner by the increase of per unit length capacitance and by higher amount of field propagating through the air gap.

VI. CONCLUSION

This paper presents a parametric study of a new model for DMTL structures. The model consists of a high-impedance transmission line for the unloaded CPW, low-impedance transmission line for the MEMS bridge, and LC networks for the transitions. The accuracy of the model is verified with simulations and measurements on different types of DMTLs that are fabricated with an RF MEMS process based on electroforming on a glass substrate. The simulated and fabricated structures include DMTLs with various MEMS bridge heights ($2, 3, 4,$ and $5 \mu\text{m}$) and center conductor width ($74, 96,$ and $122 \mu\text{m}$). The variation of the discontinuity parameters, L_d , and C_d , with respect to the bridge height and center conductor width is observed. The measurements results for a bridge height of $5 \mu\text{m}$ are reported. The proposed model is in good agreement with the measurement results with deviations in L_d and C_d . The deviation of the discontinuity parameters are under investigation. The results for the other bridge heights will be presented at the conference.

ACKNOWLEDGEMENT

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-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.

REFERENCES

- [1] G. M. Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology," John Wiley & Sons, 2003.
- [2] N. S. Barker and G. M. Rebeiz, "Optimization of distributed MEMS transmission-line phase shifters - U-band and W-band designs," *IEEE Trans. on MTT.*, vol. 48, pp. 1957-1966, November 2000.
- [3] N. S. Barker and G. M. Rebeiz, "Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-band switches," *IEEE Trans. on MTT.*, vol. 46, pp. 1881-1890, November 1998.
- [4] K. Topalli, M. Unlu, H. Sagkol, S. Demir, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin, "A new model for distributed MEMS transmission line," *2004 IEEE AP-S Symposium*, Monterey, CA, 20-26 June 2004.
- [5] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, "Microstrip lines and slotlines," Arctech House, 1996.

DESIGN AND MODELING OF A RECONFIGURABLE TRIPLE STUB IMPEDANCE MATCHING NETWORK USING DISTRIBUTED MEMS TRANSMISSION LINES

M. Unlu, K. Topalli, S. Demir, O. A. Civi, S. Koc, and T. Akin

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

Phone: 90 312 210 45 26 Fax: 90 312 210 12 61 e-mail: munlu@metu.edu.tr

ABSTRACT

This paper presents design and modeling of a reconfigurable triple stub impedance matching network using RF MEMS technology. The device is capable of making impedance matching on the whole Smith Chart. The device structure consists of three variable length stubs which are designed as distributed MEMS transmission lines, and two $\lambda/8$ length CPW transmission lines connecting the stubs. The variable length stubs are implemented with 10 inductively tuned MEMS switches over CPW lines and CPW lines connecting the switches. $\lambda/8$ spacing between the stubs is chosen to obtain a uniform distribution on the impedance points on the Smith Chart. The impedance matching range of the device is 1.5 to 947 Ω for the real part and -302 to 372 Ω for the imaginary part of a given load. The operation frequency is designed as 10 GHz, but since the structure is a triple stub structure, it is theoretically frequency independent.

INTRODUCTION

In the recent years, it has been shown that RF MEMS technology offers low-cost, low-loss, and high-performance RF circuit elements such as switches, variable capacitors, phase shifters, and inductors [1]. With the increasing number of demonstrated RF MEMS devices, the research is focused on two issues, namely the reliability problem and higher level integration of the RF MEMS devices. System level integration drives the technology to system-on-a-chip, which results with an increasing need for high-performance reconfigurable RF MEMS circuit elements addressing different functions.

This paper presents the design and modeling of a reconfigurable triple stub impedance matching network. The device is theoretically capable of making impedance matching on the whole Smith Chart different from previously reported MEMS matching networks which have some forbidden regions [2, 3]. The variable length stubs of the structure are implemented using distributed MEMS transmission lines (DMTL) which are actually CPW lines periodically loaded with MEMS bridges. When a specific stub length is required, the MEMS switch closest to that length is actuated, resulting with a capacitive termination. The stubs have an electrical length of $\lambda/2$ at 10 GHz and there exist 10 MEMS bridges with 400 μm spacings. The MEMS bridges used are also MEMS switches which are designed to have resonance in isolation characteristics at 10 GHz. The $\lambda/8$ spacing between the stubs is chosen such that the transformed impedance points on the Smith Chart has a uniform distribution. The device is capable of matching loads with real parts in between 1.5 to 947 Ω and imaginary parts in between -302 to 372 Ω .

MEMS SWITCH DESIGN

A shunt, capacitive MEMS switch was designed for the termination of the variable length stubs. The 3D view of the switch and the schematic model [1] can be seen in Figure 1. This switch is actually the unit section for the DMTL which is used in the design of the variable length stub. The switch is built upon a CPW structure. The MEMS bridge stands with the help of four anchor points. This type of anchor configuration was needed, because each bridge should be actuated separately for the impedance matcher design.

The MEMS switch was designed to obtain good matching at the up-state, and good isolation characteristics at the down-state around 10 GHz which is the operation frequency of the impedance matching network. The simulated performance and the circuit parameters of the switch for both up- and down-states can be seen in Figure 2 and Table 1, respectively. Here, the line impedance is selected to be 85 Ω to compensate the effects of the capacitances. Inductive tuning sections were used to decrease the LC resonance frequency near 10 GHz, so that the switch has good isolation characteristics at the operation frequency.

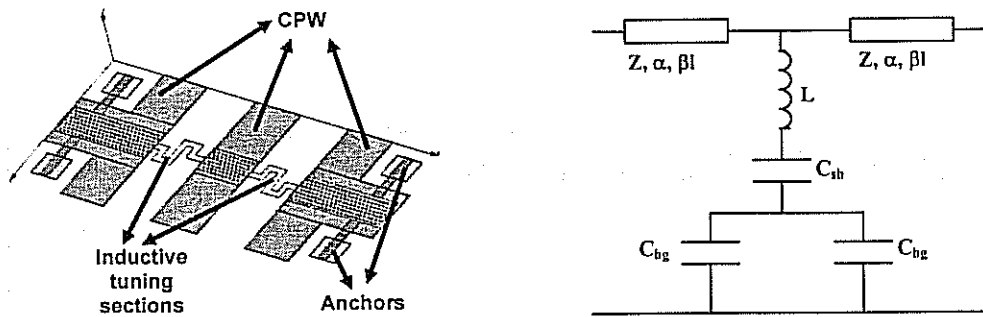


Figure 1. 3D view of the MEMS switch and its circuit model.

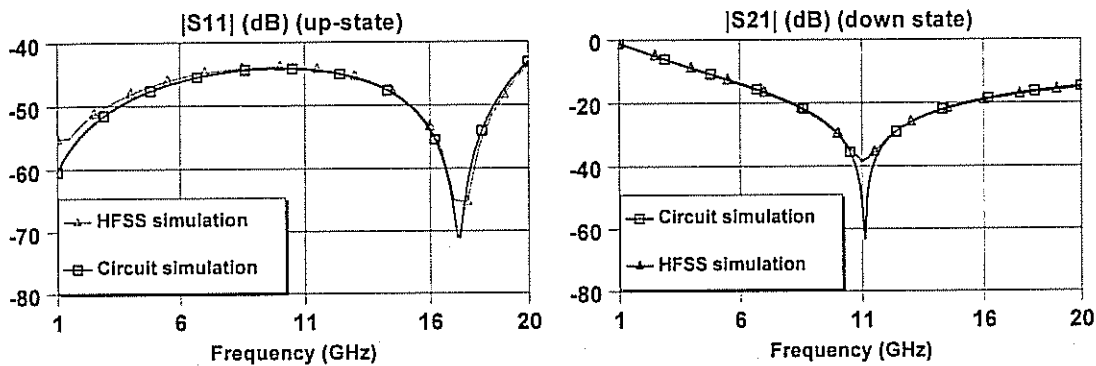


Figure 2. Circuit and HFSS simulations of the MEMS switch for up- and down-states.

Table 1. Parameters of the circuit model in Figure 1.

State	C_{sb} (pF)	C_{bg} (pF)	L (pH)	Z (Ω)	ϵ_{eff}	α (dB/cm)
Up-state	0.071	0.134	57	85	2.78	0.27
Down-state	4.5	9.29	57	85	2.78	0.27

VARIABLE LENGTH STUB DESIGN

After the design of the unit section, the next step was to cascade a number of the unit sections and design the DMTL line which will be used as the variable length stub. The design of the DMTL line was carried out using a different circuit model which can be seen in Figure 3. In this model, the MEMS bridge was modeled with a low-impedance transmission line and discontinuity capacitance and inductance on both sides of the MEMS bridge [4,5]. All the circuit parameters in the model except the discontinuity inductance and capacitance were calculated using the formulation in [6]. The discontinuity inductance and capacitance values were found by curve fitting techniques on EM simulation results on Ansoft HFSS v9.1 and circuit simulations on ADS. The number of unit sections used in the stub is design is 10. The simulated performance for a 12 unit section DMTL line can be seen in Figure 4. In the simulation results, it should be noted that the normalization impedance is equal to the port impedance of the CPW line, which is 85 Ω .

Table 2. Parameters of the new circuit model used in the design of the stub.

	l_L (μm)	Z_L (Ω)	$\epsilon_{eff,L}$	α_L (dB/cm)	l_H (μm)	Z_H (Ω)	$\epsilon_{eff,H}$	α_H (dB/cm)	# of unit sections	L (pH)	C (fF)
Variable length stub	100	4.85	1.066	0.50	200	85	2.829	0.25	10	7.8	1.7

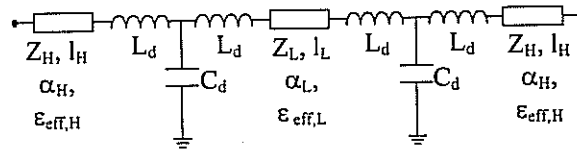


Figure 3. The circuit model used in modeling of the DMTL in variable length stub design.

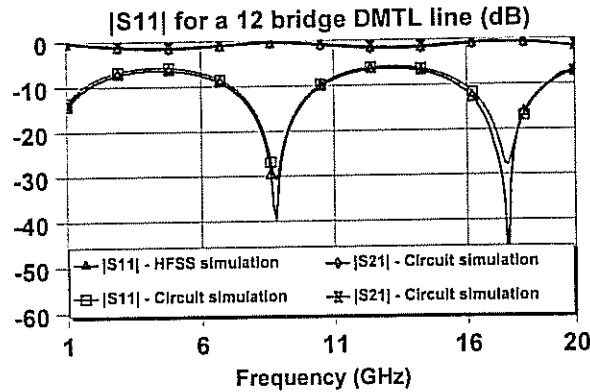


Figure 4. HFSS and circuit simulations of the 12 bridge DMTL.

DESIGN OF RECONFIGURABLE IMPEDANCE MATCHING NETWORK

The schematic of the impedance matching network and its 3D view can be seen in Figure 5. The structure consists of three variable length stubs, two $\lambda/8$ transmission lines, and three CPW T-junctions. First and third variable length stubs have 10 unit sections whereas second stub has 8 unit sections. This is because it was observed that the first and last unit sections on the second stub results with very similar impedances. $\lambda/8$ length between stubs was chosen such that all the transformed impedance points are uniformly distributed on the Smith Chart. For the connection points of the stubs and transmission lines, CPW T-junctions with air bridges were also designed and modeled.

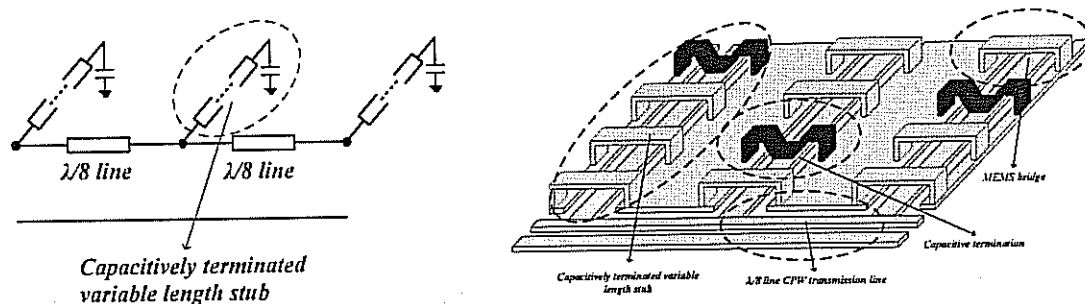


Figure 5. The schematic view and 3D view of the reconfigurable impedance matching network

To see the impedance transforming capability of the device, Matlab simulations were made. In the simulations, a 50Ω load was transformed by all possible switch combinations, and the results were plotted on the Smith Chart. The resulting plot can be seen in Figure 6. The device is capable of matching loads with real parts in between 1.5 to 947Ω and imaginary parts in between -302 to 372Ω .

FABRICATION

The DMTLs are fabricated on $500 \mu\text{m}$ thick Pyrex 7740 glass substrate. The process flow is as follows: (a) $0.1/0.1 \mu\text{m}$ of Cr/Au is evaporated and patterned as a seed layer for gold electroplating. (b) $2 \mu\text{m}$ of Au is deposited

via electroplating. (c) 0.2-0.4 μm of Si_3N_4 is deposited as dielectric layer by PECVD process and patterned by RIE. (d) 2 μm of electroplated copper is deposited and patterned as sacrificial layer. (e) 0.01/0.25 μm of Ti/Cu is sputtered as a seed layer for nickel electroplating. (f) 1 μm of Ni is deposited via electroplating. (g) Sacrificial layer is removed and the devices are released using critical point dryer.

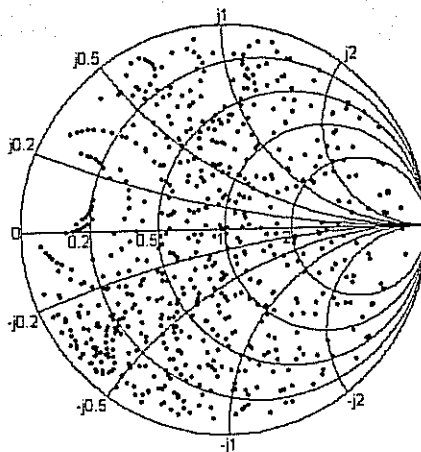


Figure 6. The impedance points that can be matched with the device.

CONCLUSION

This paper presents design and modeling of reconfigurable triple stub impedance matching network. Since the device consists of three stubs, it is capable of performing matching on the whole Smith Chart. The device structure consists of three variable length stubs which are designed as distributed MEMS transmission lines, and two $\lambda/8$ length CPW transmission lines connecting the stubs. Variable length stubs were obtained by placing 10 inductively tuned switches on a high-impedance CPW. $\lambda/8$ spacing between the stubs was chosen to obtain a uniform distribution on the impedance points on the Smith Chart. The impedance matching range of the device is 1.5 to 947 Ω for the real part and -302 to 372 Ω for the imaginary part. The fabrication of the structure has been started.

ACKNOWLEDGEMENTS

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-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.

REFERENCES

- [1] M. Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology," John Wiley & Sons, 2003.
- [2] H.-T. Kim, S. Jung, K. Kang, J.-H. Park, Y.-K. Kim, and Y. K., "Low-Loss Analog and Digital Micromachined Impedance Tuners at the Ka-Band," IEEE Trans. on MTT, vol. 49, no. 12, pp. 2394-2400, December 2001.
- [3] J. Papapolymerou, K. L. Lange, C. L. Goldsmith, A. Malczewski, and J. Kleber, "Reconfigurable Double-Stub Tuners Using MEMS Switches for Intelligent RF Front-Ends," IEEE Trans. on MTT, vol. 51, no. 1, pp. 271-278, January 2003.
- [4] K. Topalli, M. Unlu, H. Sagkol, S. Demir, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin, "A New Model for Distributed MEMS Transmission Lines," accepted to 2004 AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Monterey, California, 20-26 June 2004.
- [5] M. Unlu, K. Topalli, H. Sagkol, S. Demir, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin, "A Parametric Modeling Study on Distributed MEMS Transmission Lines," accepted to European Microwave Conference 2004, Amsterdam, Netherlands 11-15 October 2004.
- [6] R. E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering," 2nd Edition, McGraw-Hill, 1992.

A PARAMETRIC MODELING STUDY ON DISTRIBUTED MEMS TRANSMISSION LINES

K. Topalli, M. Unlu, S. Demir, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin
Dept. of Electrical-Electronics Eng., Middle East Technical University, 06531, Ankara, Turkey
Phone: 90 312 210 45 26 Fax: 90 312 210 12 61 e-mail: kagan@metu.edu.tr

ABSTRACT

This paper presents a new model and its parametric study for the distributed MEMS transmission line (DMTL) structures where the MEMS bridges are placed periodically on a high-impedance transmission line. In this new model, these MEMS bridges are represented by 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. These *LC* networks are employed to model the effects of the impedance discontinuities. The accuracy of the model is verified with simulations and measurements on three types of DMTLs that are fabricated with an RF MEMS process based on electroforming on a glass substrate. The structures include DMTLs with various MEMS bridge heights (2, 3, 4, 5 and 6 μm) and center conductor width (74, 96, and 122 μm). The variations of the model parameters with respect to the bridge height and center conductor width are obtained with EM simulations. The measurement results of the fabricated devices at a bridge height of 5 μm are in good agreement with the model. Currently, the other DMTL structures are in production process.

INTRODUCTION

The research on RF MEMS has increased significantly in the last few years, focusing on lumped components such as switches, capacitors, inductors, and resonators. In addition to these lumped components, there are also investigations and reports on distributed components such as phase shifters, filters, matching networks, and transmission lines. The implementation of distributed components employs the idea of loading a planar transmission line periodically with reactive components. Generally, the loading elements are tunable RF MEMS bridges, forming a transmission line with adjustable parameters, namely distributed MEMS transmission line [1]. The DMTLs are used in implementation of phase shifters [1-3], resonators [4], and filters [5].

There are extensive analyses of DMTL [1, 2, 6], where high-impedance coplanar waveguide (CPW) is loaded periodically with MEMS bridges. These analyses are based on the modeling of the MEMS bridge as a lumped series *CLR* circuit. Figure 1 shows a general view of the DMTL and lumped series *CLR* circuit model [6]. The model presented in this paper, which is shown in Figure 2, proposes that all parts of the DMTL structure are actually transmission lines having different parameters and discontinuities in between. Therefore, the MEMS bridges are represented as low-impedance transmission lines rather than a *CLR* circuit. The use of a low impedance line is understood better if the field distribution of a conductor backed CPW (CBCPW) with a top cover is considered. In a CBCPW with top cover, the electric field is mainly coupled from the signal line of the CPW to its planar grounds, but there is also coupling to the back and top covers. If the MEMS bridge is considered as a top cover, most of the field would be confined between the signal line and the top cover. This is because the MEMS bridge, which also acts as a ground plane for the CPW, is much closer than the planar grounds of the CPW and the back cover. In this case, the CPW converges to a microstrip (MS) line where the ground of the microstrip is the MEMS bridge. In order to model the discontinuities, *LC* networks are employed between the unloaded CPW and the MEMS bridge. The discontinuity occurs because of the abrupt impedance and field distribution change in the transition regions. The inductance in the *LC* network models the change in the current distribution, and the capacitance accounts for the fringe fields at the discontinuity point.

CALCULATION OF THE MODEL PARAMETERS

In order to verify the model, DMTLs with different MEMS bridge heights and interbridge spacings are designed on 500 μm Pyrex 7740 glass substrate ($\epsilon_r = 4.6$, $\tan\delta = 0.005$). Table I gives the dimensions of the DMTLs which are introduced in Figure 1. Using these dimensions with a metallization thickness of 2 μm and conductivity of 5×10^7 S/m (electroplated Cu), the high-impedance line parameters (Z_H , $\epsilon_{\text{eff},H}$, α_H) can be calculated using the CPW formulation in [7]. For the calculation of the low-impedance line parameters (Z_L , $\epsilon_{\text{eff},L}$, α_L), the formulation for CPW with a top cover is used [7]. The MEMS bridge is assumed to be top cover of the CPW line and has a height of 2, 3, 4, 5, and 6 μm . The calculated parameters for low-impedance lines are given in Table II. These values agree with the EM simulations done using Ansoft HFSS v9.1. Discontinuity parameters, L_d and C_d , are found by fitting the measurement results to the circuit simulations and will be explained in the next sections.

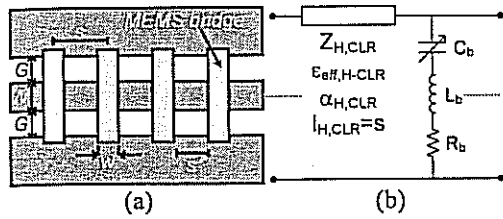


Figure 1. (a) Top view of DMTL. (b) Lumped-element CLR model of the unit section of DMTL [6].

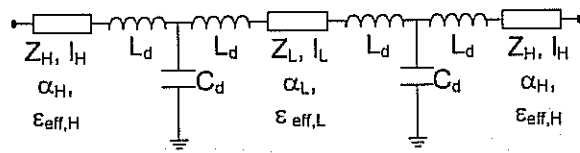


Figure 2. The proposed circuit model for the DMTL, where the MEMS bridges are represented with low-impedance transmission lines.

Table I. Dimensions for three types of DMTL structures and high-impedance line parameters @ 10 GHz, $w=100 \mu\text{m}$ for all structures.

Type	W (μm)	G (μm)	s' (μm)	# of bridges	Total length (mm)	Z_H (Ω)	$\epsilon_{\text{eff,H}}$	α_H (dB/cm)
Type I	74	83	100	112	22.4	89	2.78	0.25
Type II	96	87	200	75	22.5	83	2.78	0.23
Type III	122	59	400	45	22.5	70	2.77	0.25

Table II. Calculated low-impedance line parameters @ 10 GHz.

Type	@ 2 μm			@ 3 μm			@ 4 μm			@ 5 μm			@ 6 μm		
	Z_L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff,L}}$	Z_L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff,L}}$	Z_L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff,L}}$	Z_L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff,L}}$	Z_L (Ω)	α_L (dB/cm)	$\epsilon_{\text{eff,L}}$
Type I	9.12	3.96	1.12	13.01	2.62	1.17	16.54	1.96	1.22	19.76	1.57	1.27	22.72	1.31	1.32
Type II	7.17	3.99	1.1	10.31	2.64	1.14	13.21	1.97	1.19	15.89	1.58	1.23	18.38	1.32	1.27
Type III	5.68	4.02	1.09	8.2	2.66	1.13	10.54	1.99	1.18	12.72	1.59	1.22	14.75	1.32	1.25

FABRICATION

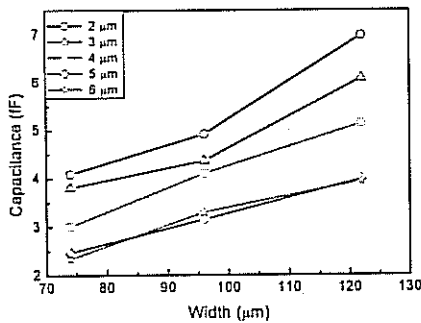
The DMTLs are fabricated on 500 μm thick Pyrex 7740 glass substrate. The process flow is as follows: (a) 0.01/0.25 μm of Ti/Cu is sputtered as a seed layer for copper electroplating (b) 2 μm of Cu is deposited via electroplating. (c) 0.1 μm of Au is evaporated and patterned by lift-off. (d) 0.2-0.4 μm of Si_xN_y is deposited as dielectric layer by PECVD process and patterned by RIE. (e) 5 μm of photoresist is deposited and patterned as sacrificial layer. (f) 0.01/0.25 μm of Ti/Cu is sputtered as a seed layer for nickel electroplating. (g) 1 μm of Ni is deposited via electroplating. (h) Sacrificial layer is removed and the devices are released using critical point dryer.

SIMULATION AND MEASUREMENTS

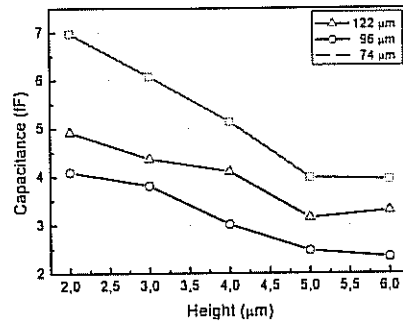
The DMTL structures are simulated using Ansoft HFSS v9.1 in order to verify the calculated low-impedance line parameters and to extract the discontinuity inductance and capacitance values. During the simulations, DMTLs with 10-14 MEMS bridges are used considering the computational time. By minimizing the mean square error between the EM and circuit simulation using optimization tools, the parameters in Table III are obtained. The variation of the capacitance values in Figure 3(a) are linear with respect to center conductor width which is expected because the fringe fields should increase with increasing center conductor width. A similar linear behavior is observed in Figure 3(b) when the bridge height is varied, which is also expected regarding to the reported fringe capacitance values [6].

Table III. Fitted parameters extracted from optimization. The parameters except L_d , C_d , and α_L are fixed during the optimization.

Type	@ 2 μm		@ 3 μm		@ 4 μm		@ 5 μm		@ 6 μm	
	L_d (pH)	C_d (fF)	L_d (pH)	C_d (fF)	L_d (pH)	C_d (fF)	L_d (pH)	C_d (fF)	L_d (pH)	C_d (fF)
Type I	6.27	4.09	5.89	3.81	5.88	3.01	5.89	2.47	5.65	2.34
Type II	6.47	4.91	6.09	4.36	5.47	4.10	6.39	3.15	5.53	3.3
Type III	4.03	6.97	3.38	6.07	3.27	5.13	3.88	3.98	3.55	3.94



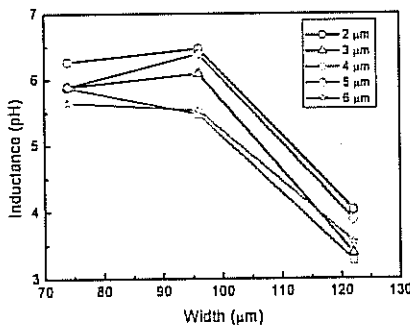
(a)



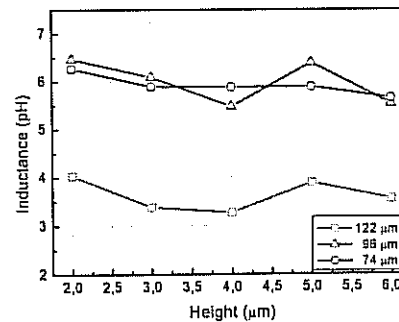
(b)

Figure 3. (a) Discontinuity capacitance vs. center conductor width (b) Discontinuity capacitance vs. bridge height.

The trend of the discontinuity inductance is not a strong function of bridge height, but the width of the center conductor has direct influence on these values as seen in Figure 4 (a) and (b). A possible reason for this behavior is the following: the current distribution is affected more significantly with the center conductor width, but this is not valid for the bridge height.



(a)



(b)

Figure 4. (a) Discontinuity inductance vs. center conductor width (b) Discontinuity inductance vs. bridge height.

The model is tried to be verified with measurement results in a two fold way. The S-parameters of structures having a bridge height of 5 μm are measured. The measured S-parameters are fitted by the model in Figure 2. The comparison of the measurement and the model reflection and transmission coefficients are given in Figure 5. It is seen that the fitting is very satisfactory which implies the validity of the proposed model. A second comparison is done with the LC values of the EM simulation results. The fitted values for the simulations and the measurements are given in Table IV. There is a discrepancy in the results. Either there is an effect which is not included in the EM simulations or the production method yields some unexpected changes in dimensions or electrical parameters. Currently, the other DMTL structures are in production process. Following the production, further comparisons will help us to explain the discrepancies.

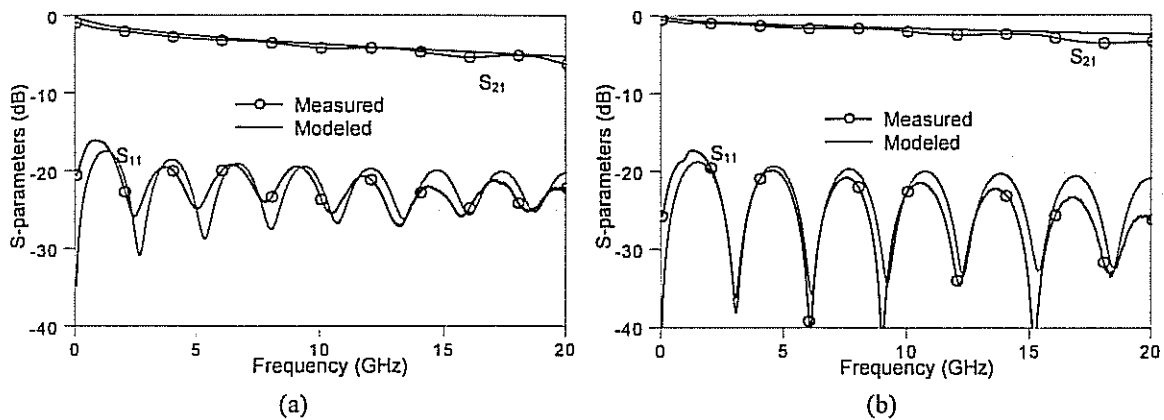


Figure 5. (a) Measurement results for DMTL Type I @ 5 μm . (b) Measurement results for DMTL Type III @ 5 μm .

Table IV. Simulated and measured discontinuity and loss parameters of the low-impedance line with a bridge height @ 5 μm . α_L is calculated @ 10 GHz.

Type	Simulated			Measured		
	L_d (pH)	C_d (fF)	α_L (dB/cm)	L_d (pH)	C_d (fF)	α_L (dB/cm)
Type I	5.89	2.47	1.57	9.59	1.61	1.85
Type III	3.88	3.98	1.59	11.09	2.08	1.20

CONCLUSION

This paper presents a parametric study of a new model for DMTL structures. The model consists of a high-impedance transmission line for the unloaded CPW, low-impedance transmission line for the MEMS bridge, and LC networks for the transitions. The accuracy of the model is verified with simulations and measurements on different types of DMTLs that are fabricated with an RF MEMS process based on electroforming on a glass substrate. The simulated and fabricated structures include DMTLs with various MEMS bridge heights (2, 3, 4, and 5 μm) and center conductor width (74, 96, and 122 μm). The variation of the discontinuity parameters, L_d , and C_d , with respect to the bridge height and center conductor width is observed. The measurements results for a bridge height of 5 μm are reported. The proposed model is in good agreement with the measurement results with deviations in L_d , and C_d . The deviation of the discontinuity parameters are under investigation. The results for the other bridge heights will be presented at the conference.

ACKNOWLEDGEMENTS

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-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.

REFERENCES

- [1] N. S. Barker and G. M. Rebeiz, "Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-band switches," *IEEE Trans. on MTT*, vol. 46, pp. 1881-1890, November 1998.
- [2] N. S. Barker and G. M. Rebeiz, "Optimization of distributed MEMS transmission-line phase shifters – U-band and W-band designs," *IEEE Trans. on MTT*, vol. 48, pp. 1957-1966, November 2000.
- [3] Y. Liu, A. Borgioli, A. S. Nagra, and R. A. York, "K-band 3-bit low-loss distributed MEMS phase shifter," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, pp. 415-417, 2000.
- [4] J. B. Muldavin and G. M. Rebeiz, "X-band tunable MEMS resonators," *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pp. 116-118, 2000.
- [5] B. Lakshminarayanan and T. Weller, "Tunable bandpass filter using distributed MEMS transmission line," *IEEE MTT-S International Digest*, vol. 3, pp. 1789-1792, 2003.
- [6] G. M. Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology," John Wiley & Sons, 2003.
- [7] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, "Microstrip lines and slotlines," Arctech House, 1996.
- [8] R. N. Simons, "Coplanar waveguide circuits, components, and systems," John Wiley & Sons, 2001.

A New Approach for Modeling Distributed MEMS Transmission Lines

Kagan Topalli, Mehmet Unlu, Simsek Demir, Ozlem Aydin Civi,

Sencer Koc, and Tayfun Akin

Middle East Technical University, Dept. of Electrical and Electronics Eng.

Ankara, Turkey

Abstract — This paper presents a new and more accurate model for the distributed MEMS transmission line (DMTL) structures operating in 1-20 GHz range. In this new 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. These *LC* networks are employed to model the effects of the impedance discontinuities. The accuracy of the model is verified with simulations and measurements on various DMTL structures that are fabricated with an RF MEMS process based on electroforming on a glass substrate. The measurement results of the fabricated devices are in good agreement with the model with an error less than 5%. It is shown that this new model provides better agreement than the conventional method for the DMTL structures with a bridge width larger than 50 μm .

I. Introduction

Distributed MEMS Transmission Lines (DMTLs) are used in implementation of phase shifters [1-4], resonators [5], and filters [6], which are the key components in phased arrays, radars, wireless communication systems, and measurement instrumentation. The implementation of DMTLs employs the idea of periodically loading a high-impedance coplanar waveguide (CPW) with reactive loading elements. Generally, the loading elements are tunable RF MEMS bridges, forming a transmission line with adjustable parameters [1-4]. Accurate modeling of DMTL structures is crucial in order to reduce the computational and implementation time. The main approach for modeling of DMTL structures is based on the modeling of the MEMS bridge as a lumped series *CLR* circuit [1]. However, the *CLR* model deviates from the DMTL characteristics when MEMS bridge dimensions are increased, as the lumped element assumption for the MEMS bridges is not valid when its electrical length becomes long, i.e., when the bridge width is larger than 50 μm .

This paper presents a new approach for modeling a DMTL structure, where the MEMS bridges in the DMTL structure is modeled with low-impedance transmission lines and two *LC* networks that account for the discontinuity effects [7, 8]. Simulations and measurement results of fabricated devices verify that this new model provides a good agreement for the DMTL structures even with bridge widths larger than 50 μm . Section II presents a discussion on the limits of the previous modeling approach of DMTL structures and the requirement for a new model. Section III summarizes the fabrication process used in the implementation of measured DMTL structures. Section IV describes the elements of the proposed new model, and Section V summarizes how the new model parameters are derived, including the high-impedance line, low-impedance line, and discontinuity parameters. Section IV also presents the verification of these derivations with simulations and measurement results of fabricated

structures. Section V gives a comparison between the *CLR* model and the proposed model.

II. Limitations of the Previous DMTL Model

Modeling of a unit cell of a loaded line structure is essential to reduce computational time in simulating electrically long structures. Fig. 1 shows the general view of a DMTL structure and existing model [2], which is composed of high-impedance transmission lines representing the unloaded CPW line and the *CLR* impedance to model the bridge in between two high-impedance transmission lines. In this approach an EM based or a measurement result is fitted to the *CLR* model using optimization tools, where C , L , and R are free variables by minimizing the least square error. Up to date, the model has been used successfully to describe the operation of DMTL structures with electrically short bridge widths. However, this model cannot provide satisfactory results for structures with relatively large bridge structures, which is necessary to obtain more phase shift for phase shifter applications. Table 1 describes two DMTL structures as case studies, where it is shown that the *CLR* model provided in [2] works for Case I with short bridge width, but not for Case II with relatively long bridge width. Considering these cases, a 10 bridge section in Ansoft HFSSv9.2 is simulated, and its S-parameters are cascaded in Agilent ADS 2003 to obtain EM simulation result for a DMTL structure with 40 bridges.

Fig. 2 shows S-parameter results for the DMTL structure with a 35 μm bridge width as described in Case I in Table 1. This example shows that a good agreement between the model and simulation can be achieved with the *CLR* model given in [2] when the bridge width is 35 μm . However, Fig. 3 shows that a satisfactory agreement between the model and simulation cannot be achieved with the model in [2] when the bridge width is 100 μm as described in Case II in Table 1. Table 2 lists the extracted *CLR* model parameters. The minima of the reflection coefficient characteristics can be fitted by the model,

however, a deviation over 5 dB is observed at the maxima of the reflection characteristics. A deviation of 1 dB in transmission coefficient can be quite significant in modeling of RF MEMS devices, because the emphases of RF MEMS structures are usually on their low-loss characteristics.

It should be noted here that larger bridge sizes are very important to increase the phase shift per unit length ($^{\circ}/\text{mm}$), as verified with simulations considering the two cases described in Table 1. Table 3 gives the calculated $^{\circ}/\text{dB}$ and $^{\circ}/\text{mm}$ values of the two cases each of which are simulated for bridge heights of $1.2\ \mu\text{m}$ and $1\ \mu\text{m}$ to obtain the inserted phase shift performance. As can be concluded from Table 3, the $^{\circ}/\text{dB}$ performance of a loaded line phase shifter is degraded as the bridge width is increased. However a significant improvement can be achieved in the inserted phase shift in a specific length of structure as implied with nearly 1.7-1.8 times increase in $^{\circ}/\text{mm}$ values at 40 and 60 GHz, which is quite important for phase shifter applications. Therefore, there is a need for a new approach that can accurately model DMTL structures with larger bridge widths, which is provided in Section IV. In order to verify the new model with measurement results on fabricated devices, various DMTL structure are fabricated using the fabrication process explained in Section III.

III. Fabrication Process

The DMTL structures are fabricated using the standard process developed at METU for implementation of RF MEMS components, which is based on electroforming on a $500\ \mu\text{m}$ -thick Pyrex 7740 glass substrate. Fig. 4 shows the fabrication process steps. The fabrication starts with the deposition of $100/2500\ \text{\AA}$ -thick Ti/Cu layer using sputtering in order to form the seed layer for the copper electroplating. The $2\ \mu\text{m}$ -thick copper is deposited using electroplating while a $3\ \mu\text{m}$ -thick patterned photoresist used as the mold. This process is

followed by the evaporation of 0.1 μm -thick gold. The base metallization layer is completed using lift-off technique applied on gold layer and selective etching of Ti/Cu seed layer. The next step is the deposition of 0.2-0.4 μm -thick Si_xN_y as the dielectric layer using plasma enhanced chemical vapor deposition (PECVD) process. The dielectric layer is then patterned with reactive ion etching (RIE) process. This dielectric layer is deposited to avoid DC short when the MEMS bridges are collapsed with electrostatic actuation. A photoresist sacrificial layer is used between the base metal and the structural layer, which is used to realize MEMS bridges. The thickness of the photoresist can be varied between 2 μm and 5 μm depending on the DMTL type to be implemented. The pattern of the sacrificial layer is followed by the sputter-deposition of 100/2500 \AA -thick Ti/Cu layer, which is used as the seed of the structural layer electroplating. 1 μm -thick nickel is electroplated as the structural layer forming the MEMS bridges having etching holes on them defined by the mold photoresist. These holes ensure the ease of etching of the sacrificial layer and reduce the air damping of the MEMS bridges. The process is finalized with the removal of the sacrificial photoresist with stripper followed by the critical point drying. Fig. 5 gives scanning electron microscope (SEM) views of a DMTL structure fabricated at METU and Fig. 6 shows a top view photograph of one of the fabricated DMTL structures. Using this process, a number of DMTL structures with different physical dimensions are fabricated to verify the new circuit model proposed in this study, which is explained below.

IV. The Proposed Circuit Model

Fig. 7 shows the circuit schematics of the proposed model [7-8], where all parts of the DMTL structure, including the bridge part, are actually transmission lines having different parameters and discontinuities in between. This approach considers that the MEMS bridge is similar to a top cover of a conductor backed CPW (CBCPW) [9]. Since the MEMS bridge is much closer

to the signal line than the planar ground of the CPW and the back cover, most of the field would be confined between the signal line and the MEMS bridge. Considering this, the DMTL structure is modeled with three components. The first component is the CPW which converges to a microstrip (MS) line with a low-impedance where the ground of the microstrip is the MEMS bridge. The second component is the high impedance CPW, modeling the unloaded part of the DMTL. The third component LC networks are employed to account for the abrupt impedance and field distribution change in the transition regions from high to low impedance lines. The inductance in the LC network models the change in the current distribution, and the capacitance accounts for the fringe fields at the discontinuity region. The derivation of the three components of the model is presented in detail in the following sections, which is followed by a section on the verification of low-impedance line parameters.

A. High-Impedance Line Parameters

The unloaded parts of the designed DMTL structures are simply unloaded CPW with a cross-section shown in Fig. 8 (a), and these parts can be modeled with a high-impedance transmission line. Eq. 1-6 provides the formulation that is used to calculate the characteristic impedance, Z_o , the effective permittivity, ϵ_{eff} , and the attenuation constant, α_H , which is obtained by conformal mapping [9-11]:

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (1)$$

$$q = \frac{\frac{K(k_1)}{K(k_1')}}{\frac{K(k_1)}{K(k_1')} + \frac{K(k_2)}{K(k_2')}} \quad (2)$$

$$k_1 = \frac{\tanh(\pi S/4H)}{\tanh[\pi(S+2W)/4H]} \quad k_1' = \sqrt{1-k_1^2} \quad (3)$$

$$k_2 = \frac{S}{S+2W} \quad k_2' = \sqrt{1-k_2^2} \quad (4)$$

$$Z_c = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k_1)}{K(k_1')} + \frac{K(k_2)}{K(k_2')}} \quad (5)$$

$$\alpha_H = \frac{8.686 \times 10^{-2} R_s \sqrt{\epsilon_{eff,H}}}{4\eta_0 S K(k) K(k') (1-k^2)} \times \left[\frac{2S}{W} \left\{ \pi + \ln \left(\frac{4\pi W (1-k)}{t(1+k)} \right) \right\} + 2 \left\{ \pi + \ln \left(\frac{4\pi S (1-k)}{t(1+k)} \right) \right\} \right] \quad (6)$$

where W , S , H are the physical dimensions of the structure given in Fig. 8 (a), and t is the metal thickness, R_s is the surface resistance given by $R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma}$, σ is the conductivity of the metal, η_0 is the free-space impedance, and $K(k)$ is the complete elliptic integral of the first kind. The ratios K/K' can be calculated as,

$$\frac{K}{K'} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right) & 0.7 \leq k \leq 1 \\ \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & 0 \leq k \leq 0.7 \end{cases} \quad (7)$$

Table 4 gives the dimensions and calculated parameters of the high-impedance parts of three DMTL structures denoted as Case III, IV, and V, which are implemented on a 500 μm -thick Pyrex 7740 glass substrate with $\epsilon_r = 4.6$ and $\tan \delta = 0.005$. The metallization of the CPW line forming the high impedance part of DMTL is taken as 2 μm of copper ($\sigma \cong 5 \times 10^7$ S/m). Fig. 9 shows the measurement results on unloaded CPW of the third structure denoted as Case V and its modeling to verify the accuracy of the calculated high-impedance parameters. The extracted values obtained from measurements for Z_H , $\epsilon_{eff,H}$, and α_H are 70 Ω , 2.77, and 0.3 dB/cm, respectively. These values are very close to the calculated parameters presented in

Table 4, where Z_H , $\epsilon_{eff,H}$, and α_H are 70 Ω , 2.77, and 0.25 dB/cm, respectively. The slight deviation of the loss parameter, α_H , might be due to the substrate and radiation losses or the effects which are underestimated in the analytical expression. Similar observations are obtained for Case III and IV, i.e., Z_H and $\epsilon_{eff,H}$ are in exactly same for the measured and calculated values, while calculated α_H is slightly lower than the measured α_H .

B. Low-Impedance Line Parameters

The low-impedance line parameters (Z_L , $\epsilon_{eff,L}$) are calculated considering the coplanar waveguide with a top cover formulation, where the MEMS bridge is assumed to be top cover. In order to complete a parametric study, the top cover height is varied as $h = 2, 3, 4$, and, 5 μm . Eq. 1-3 and Eq. 5 are also valid for this structure. Instead of Eq. 4, the following equation is used to determine k_2 as,

$$k_2 = \frac{\tanh(\pi S/4H_1)}{\tanh[\pi(S + 2W)/4H_1]} \quad k_2' = \sqrt{1 - k_2^2} \quad (8)$$

where H_1 is the top cover height as described in Fig. 8 (b). It should be noted here that the value obtained by Eq. 8 is very much close to unity, however, it should not be approximated as one, which will result in incorrect values in Eq. 1-3 and Eq. 5. To be more specific, up to 25 significant digits may be needed during the calculation of k_2 to obtain accurate value of k_2 . Table 5 gives the calculated parameters for low-impedance lines. The characteristic impedance, Z_L and effective permittivity, $\epsilon_{eff,L}$ values for low-impedance transmission line can also be calculated using MS formulation, since the CPW converges to an MS line underneath the bridge, as explained previously. Z_L values calculated with MS formulation yields similar results with the ones given in Table 5. In this case, $\epsilon_{eff,L}$ will simply be unity, because the air

gap between the signal line of the CPW and the MEMS bridge behaves as substrate of this MS line. There is no analytical expression available in open literature for the attenuation constants (α_L), so they are extracted from EM simulations in Ansoft HFSS v9.2, as presented in the following section.

C. Discontinuity Parameters and Measurements

Discontinuity parameters, i.e., inductance and capacitance values, are extracted using the simulation of DMTL structures with having only 10-14 MEMS bridges to reduce the computational time. Table 6 gives the discontinuity parameters obtained by minimizing the mean square error between these EM and the circuit model in Fig. 7. Fig. 10 shows the variation of the discontinuity parameters with respect to the center conductor width and the MEMS bridge height values. The variation of the capacitance values in Fig. 10 (a) is linear with respect to center conductor width, which is expected as the fringe fields should increase with increasing center conductor width. A similar linear behavior is observed in Fig. 10 (b) when the bridge height is varied, which is also expected regarding the reported fringe capacitance values [1]. The trend of the discontinuity inductance is not a strong function of bridge height, but the width of the center conductor has direct influence on these values as seen in Fig. 10 (c) and (d). This behavior can be explained as the current distribution is affected more significantly with the center conductor width, but this is not valid for the bridge height.

The proposed model in Fig. 7 is verified with measurements on DMTL structures having various bridge heights. Figs. 11-15 show the comparison of the measurement and the model reflection and transmission coefficients for the structures denoted as Case III (for bridge height, $h=5 \mu\text{m}$), Case IV (for bridge heights, $h=3$ and $5 \mu\text{m}$), Case V (for bridge heights, $h=3$

and 5 μm). The S-parameters of the measurement results and the model are very close for all the cases. For Case V with 3 μm bridge height, there is a slight deviation in the fitting of the model for the magnitude of the reflection coefficient; however, this deviation is coming from the sacrificial layer height difference along the device, as determined with optical surface profiler. It should be noted that the agreement between the measurement and the model is still satisfactory even for this case, when the phase of the transmission coefficient given in Fig. 16 is considered, which is crucial in phase shifter applications. Fig. 17 shows the Z-parameter results for DMTL Case III, $h=5 \mu\text{m}$, which also verifies the accuracy of the model in terms of estimating the Z-parameters.

The LC values extracted from the EM simulation results can also be compared with those extracted from the measurement results, however, LC values are very sensitive to even small dimensional changes in fabrication compared to the design. The deviation of the designed and actual fabricated device dimensions is inevitable. Table 7 and 8 give the LC values extracted from the EM simulation results and the measurement results for $h=5 \mu\text{m}$ and $h=3 \mu\text{m}$, respectively. The small discrepancy in the results is still acceptable, considering the variations in fabricated device dimensions.

D. Verification of Low-Impedance Line Parameters using EM simulations

This section presents further verification of the low-impedance line parameters that is extracted using CPW with a top cover formulation, as this formulation have not been examined for a top cover height in the order of a few micrometers in the literature. For this purpose, the low-impedance line parameters of the DMTL structures are extracted using EM simulations and these results are compared with the parameters extracted with CPW with a top cover formulation.

Fig. 18 shows the S-parameter results a CPW with a length of 10 mm and with a top cover at $5 \mu\text{m}$ extending through all over the line, which is the expected characteristic of a transmission line. The port impedance of this simulation result is tuned to minimize effect of the reflection coefficient and to avoid multiple reflection at the ports due to the low characteristic impedance of the line. Fig. 19 shows the reflection coefficient value, which reaches its minimum value when the port impedance is tuned as 20.5Ω , and the ripples on the transmission coefficient vanish. This value is equal to the characteristic impedance of the line, which is quite close to calculated value of 19.76Ω in Table 5. The loss per unit length value, i.e., the attenuation constant, is extracted directly from the transmission coefficient since the effect of reflection loss is removed. As we repeat the simulation for different lengths of transmission lines, the length independent behavior of the attenuation constant is observed. Fig. 20 shows the extracted loss values for lines having different lengths. These loss values are also sufficiently close to the values presented in Table 5. These simulations verify that the formulation on CPW with a top cover can be used to accurately determine the low-impedance line parameters of DMTL structures. It should be noted here that the loss values increase with decreasing MEMS bridge height as given in Table 5. This observation is physically reasonable, since the field is confined in a smaller volume by decreasing the top cover height. The decrease in the characteristic impedance and the effective permittivity is explained with the increase of per unit length capacitance and the amount of field propagating through the air gap.

V. Comparison between the *CLR* model and the proposed model

In order to make a comparison between the *CLR* model and the proposed model, the DMTL structures described in Table 1 are also examined with the new model where C_d , L_d , and α_L are considered as free variables. Fig. 21 and Fig. 22 show the results for Case I and Case II

modeled with the proposed approach and the *CLR* approach. Table 9 gives the results of the optimization on the free variables of the new model. The loss of the low-impedance transmission lines are lower than the calculated loss values, which can be due to the underestimation of some effects in HFSS simulations. The *CLR* model is successful in estimating both reflection and transmission characteristics of Case I, as can be seen in Fig. 21. The proposed model can also provide acceptable agreement for estimating the characteristics of Case I. However, the *CLR* model can express the loss dependency of \sqrt{f} better than the proposed model, since the loss of the structure is dominated by the loss of the unloaded CPW that changes with \sqrt{f} due to the skin effect as expressed in Eq. 6. However, for Case II, the deviation between the *CLR* model and EM simulation results can clearly be observed especially when the transmission coefficient in Fig. 22 (b) is examined. The proposed model can provide a very good agreement for both reflection and transmission coefficient characteristics. The loss of the structure shows properties of a transmission line since the loaded part of the structure behaves as a transmission line due to its increased length to 100 μm . The resistance, R , which models the bridge losses in the *CLR* model, causes a deviation in modeling the DMTL structure with increased bridge width. Therefore, it is clear from this example that the *CLR* model cannot provide a satisfactory result for DMTL structures with electrically long bridge width values, while they can be accurately modeled with the new modeling approach proposed in this study.

The proposed model and the *CLR* approach can also be compared in terms of estimating the Bragg frequency of the DMTL structures, which is a phenomenon related to the approach of guided wavelength to the periodic spacing of discrete components [12]. Fig. 23 shows the frequency sweep for both of the models in order to observe the Bragg frequency for DMTL structures. According to the both of the models, the structure with 35 μm bridge width (Case I)

have a Bragg frequency of approximately 175 GHz when the bridge inductance in the *CLR* model is 0 pH. For the second structure (Case II) having a bridge width of 100 μm , the Bragg frequency for both of the models is found to be at approximately 102 GHz again for 0 pH bridge inductance in the *CLR* model verifying that both model estimates nearly the same Bragg frequencies. The reduction in the Bragg frequency from 175 GHz to 102 GHz is also expected since the periodic spacing of the MEMS bridges is increased to 262 μm from 197 μm which results in a reduction in the Bragg frequency. In the second analysis about Bragg frequency, the bridge inductance in the *CLR* model is increased to 20 pH [2], which has nearly no effect in the frequency of interest, i.e., 1-20 GHz. However, it shows its significance in the determination of the Bragg frequency: the Bragg frequency shifts from 175 GHz to 129 GHz for Case I and 102 GHz to 88 GHz for Case II. Moreover, as can be seen from Fig. 24 (a) and (b), the depths of the ripples do not follow the same pattern in the results of two models, as the frequency is approaching to the vicinity of the Bragg frequency. The effect of the bridge inductance is quite significant for the structures with lower interbridge spacing, which is 197 μm for Case I and II. The shift in the Bragg frequency is from 175 GHz to 129 GHz, i.e., about 46 GHz, with the insertion of 20 pH bridge inductance to the model, whereas it is from 102 GHz to 88 GHz, i.e., about 14 GHz, for the structure having an increased interbridge spacing of 262 μm . The Bragg frequencies of these structures were also observed with EM simulations. The Bragg frequency is found to be at 130 GHz for Case I and at 90 GHz for Case II, which are quite close to the results of the *CLR* model with 20 pH of bridge inductance is employed.

VI. Conclusion

This paper presents a new model for DMTL structures, its parametric study, and a comparison between the *CLR* model and the new model. The proposed new model consists of a high-impedance transmission line for the unloaded CPW, low-impedance transmission line for the MEMS bridge, and *LC* networks for the transitions. The accuracy of the model is verified with simulations and measurements on different DMTL structures with different physical dimensions that are fabricated with an RF MEMS process based on electroforming on a glass substrate. The simulated and fabricated structures include DMTL structures with various MEMS bridge heights (2, 3, 4, and 5 μm) and center conductor widths (74, 96, and 122 μm). These structures are accurately modeled with the new approach, when both EM simulation results and measurement results are considered. The discontinuity parameters, L_d , and C_d , extracted using EM simulations show a slight deviation compared to those extracted using measurement results, due to possible variations in designed and fabricated device dimensions. The new model can accurately be used not only for DMTL structures with moderate bridge widths (such as 35 μm), but also for DMTL structures with large bridge widths (such as 100 μm), which is necessary for phase shifter applications in order to increase the phase shift per unit length ($^\circ/\text{mm}$) value. It is also shown that DMTL structures with large bridge widths cannot be modeled accurately with the conventional *CLR* approach, justifying the new modeling approach proposed in this study.

Acknowledgments

This research is supported by The Scientific and Technical Research Council of Turkey (TUBITAK-EEEAG-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 and to Mr. Orhan Sevket Akar for process development and packaging.

References

- [1] G. M. Rebeiz, RF MEMS theory, design, and technology. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.
- [2] 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.
- [3] N. S. Barker and G. M. Rebeiz, "Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-band switches," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, vol. 46, pp. 1881-1890, Nov. 1998.
- [4] A. Borgioli, Y. Liu, A.S. Nagra, R.A. York, "Low-loss distributed MEMS phase shifter," *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 10, pp. 7-9, Jan. 2000.
- [5] J. B. Muldavin and G. M. Rebeiz, "X-band tunable MEMS resonators," *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pp. 116-118, 2000.
- [6] B. Lakshminarayanan and T. Weller, "Tunable bandpass filter using distributed MEMS transmission line," *IEEE MTT-S International Digest*, vol. 3, pp. 1789-1792, 2003.
- [7] K. Topalli, M. Unlu, H. Sagkol, S. Demir, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin, "A new model for distributed MEMS transmission line," *Proc. 2004 IEEE International Antennas and Propagation Symp.*, Monterey, CA, pp. 2855-2858, June 2004.
- [8] M. Unlu, K. Topalli, S. Demir, O. Aydin Civi, S. Koc, and T. Akin, "A parametric modeling study on distributed MEMS transmission lines," *Proc. 34th European Microwave Conf.*, Amsterdam, The Netherlands, pp.1157-1160, Oct. 2004.

- [9] R. N. Simons, Coplanar waveguide circuits, components and systems. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [10] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, Microstrip lines and slotlines. 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 1996.
- [11] R. K. Hoffmann, Handbook of Microwave Integrated Circuits. Norwood, MA: Artech House, 1987.
- [12] B. A. Saleh and M. C. Teich, Fundamental of Photonics. New York: John Wiley & Sons, 1991.

Figure Captions

- Fig. 1 (a) General view of a DMTL structure. (b) Top view of a DMTL structure. (c) Lumped-element *CLR* model of the unit section of DMTL [1]..... 22
- Fig. 2 S-parameter results for the DMTL structure with a 35 μm bridge width as described in Case I in Table 1: (a) Reflection (b) Transmission characteristics. This example shows that a good agreement between the model and simulation can be achieved with the *CLR* model given in [2] when the bridge width is 35 μm 23
- Fig. 3 S-parameter results for the DMTL structure with a 100 μm bridge width as described in Case II in Table 1: (a) Reflection (b) Transmission characteristics. This example shows that the agreement between the model and simulation is not satisfactory with the *CLR* model given in [2] when the bridge width is 100 μm 24
- Fig. 4 Fabrication process flow..... 25
- Fig. 5 SEM views of a DMTL structure with an interbridge spacing of 100 μm and bridge width of 100 μm . (a) A portion of a DMTL structure where MEMS bridges are placed periodically. (b) A top view of 3 cascaded MEMS bridges of the same DMTL structure. 26
- Fig. 6 Photograph of the fabricated DMTL with interbridge spacing of 100 μm and bridge width of 100 μm 27
- Fig. 7 The proposed circuit model for the DMTL, where the MEMS bridges are represented with low-impedance transmission lines [7-8]. 27
- Fig. 8 Conductor-backed coplanar waveguides: (a) standard (b) with a top cover. 27

Fig. 9 Measured S-parameters for unloaded CPW line (DMTL Case V) on glass substrate. The high-impedance line parameters extracted from measurement results are quite close to the calculated values.	28
Fig. 10 Discontinuity parameter graphs for different CPW dimensions: (a) Discontinuity capacitance vs. center conductor width. (b) Discontinuity capacitance vs. bridge height. (c) Discontinuity inductance vs. center conductor width. (d) Discontinuity inductance vs. bridge height.....	29
Fig. 11 Measurement results for the DMTL Case III, $h = 5 \mu\text{m}$	30
Fig. 12 Measurement results for the DMTL Case IV, $h = 5 \mu\text{m}$	30
Fig. 13 Measurement results for the DMTL Case V, $h = 5 \mu\text{m}$	30
Fig. 14 Measurement results for the DMTL Case IV, $h = 3 \mu\text{m}$	31
Fig. 15 Measurement results for the DMTL Case V, $h = 3 \mu\text{m}$	31
Fig. 16 Measurement and circuit model results on the phase of the transmission coefficient for the DMTL Case V, $h=5 \mu\text{m}$	32
Fig. 17 Z-parameters (measured and modeled) for DMTL Case III. (a) Z_{11} (Real) (b) Z_{11} (imaginary) (c) Z_{21} (Real) (d) Z_{21} (Imaginary).	33
Fig. 18 S-parameter results for a 10 mm length of CPW with a top cover at $5 \mu\text{m}$	33
Fig. 19 S-parameters results for a 10 mm length of CPW with a top cover at $5 \mu\text{m}$ where the port impedance is tuned as 20.5Ω	34

Fig. 20 Loss (dB/cm) values of CPW with top cover structures. The simulations are performed on different lengths of transmission lines and length independent behavior of attenuation constant is observed as the effect of the reflection coefficient is removed..... 34

Fig. 21 The comparison of the proposed model with the *CLR* model in modeling EM simulation of DMTL structure with 35 μm bridge width (a) Reflection (b) Transmission characteristics. Both of the models provide satisfactory agreement with EM simulation..... 35

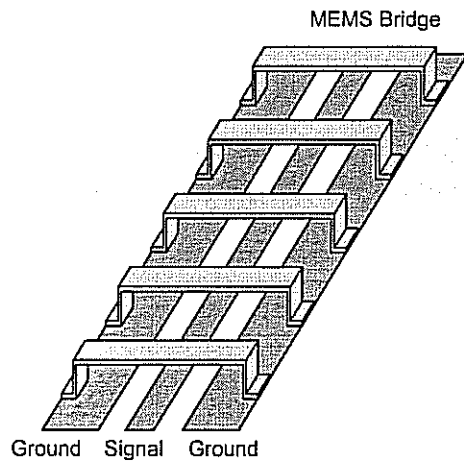
Fig. 22 The comparison of the proposed model with the *CLR* model in modeling the EM simulation of DMTL structure with 100 μm bridge width (a) Reflection (b) Transmission characteristics. The *CLR* model shows significant deviations with the EM simulations since the bridge part cannot be modeled as a lumped element due to its increased electrical length. 36

Fig. 23 The frequency sweep for both of the models in order to observe the Bragg frequency for DMTL structures investigated to test the performance of the models. Bridge inductance in the *CLR* model is taken as 0 pH (a) Case I (b) Case II. Both of the models give nearly the same Bragg frequency values. 37

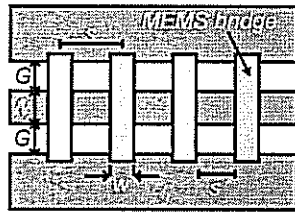
Fig. 24 The frequency sweep for both of the model in order to observe the Bragg frequency for DMTL structures investigated to test the performance of the models. Bridge inductance in the *CLR* model is taken as 20 pH (a) Case I (b) Case II. The inductance in the *CLR* model shows its significance in the determination of the Bragg frequency and this model gives closer results for the Bragg frequency values found by EM simulations..... 38

Table Captions

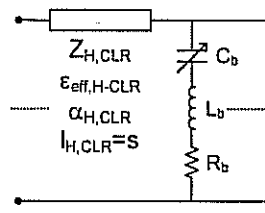
Table 1 Physical description of DMTL structures on quartz ($\epsilon_r=3.8$, $h=500 \mu\text{m}$) investigated for the validity of the <i>CLR</i> model.	39
Table 2 Evaluated parameters of the <i>CLR</i> model for the DMTL structure with dimensions in Table 1.	39
Table 3 $^{\circ}/\text{dB}$ and $^{\circ}/\text{mm}$ values for DMTL structures with dimensions in Table 1. Number of bridges for both of the structure is 40. The improvement in the $^{\circ}/\text{mm}$ shows the necessity to increase the bridge width.	40
Table 4 Dimensions for three DMTL structures, $w=100 \mu\text{m}$ for all structures.	40
Table 5 Calculated low-impedance line parameters, $Z_L (\Omega)$, $\alpha_L (\text{dB}/\text{cm})$, $\epsilon_{\text{eff},L}$ @ 10 GHz.	41
Table 6 Fitted parameters extracted from optimization. The parameters except L_d , C_d , and α_L are fixed during the optimization.	41
Table 7 Simulated and measured discontinuity and loss parameters of the DMTL structures with a bridge height of $h = 5 \mu\text{m}$. α_L is calculated @ 10 GHz.	41
Table 8 Simulated and measured discontinuity and loss parameters of the DMTL structures with a bridge height of $h = 3 \mu\text{m}$. α_L is calculated @ 10 GHz.	42
Table 9 Extracted parameters of the proposed model for the DMTL structures with dimensions in Table 1.	42



(a)

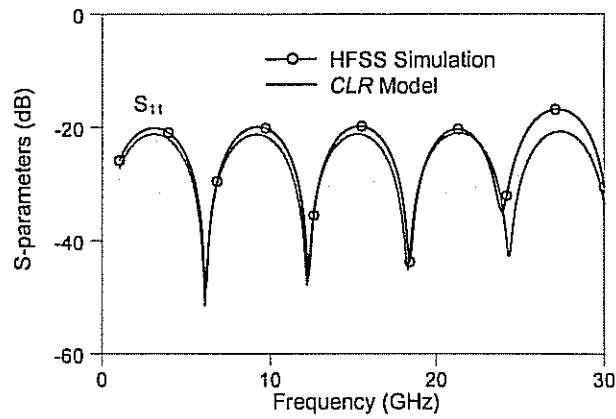


(b)

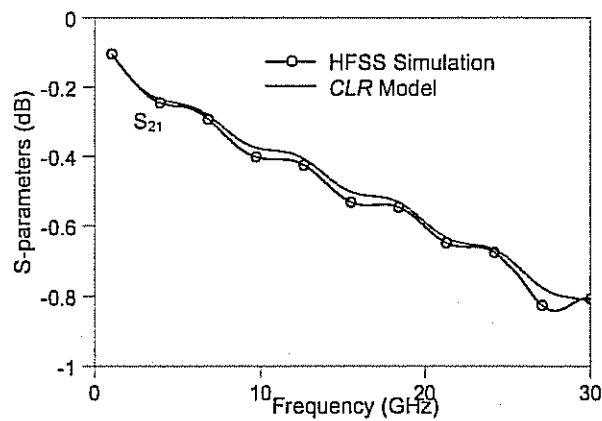


(c)

Fig. 1 (a) General view of a DMTL structure. (b) Top view of a DMTL structure. (c) Lumped-element *CLR* model of the unit section of DMTL [1].

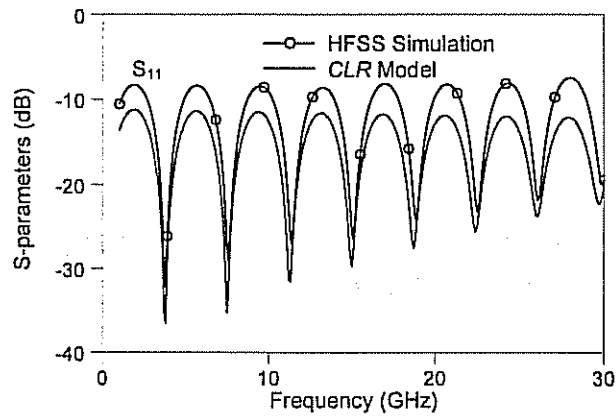


(a)

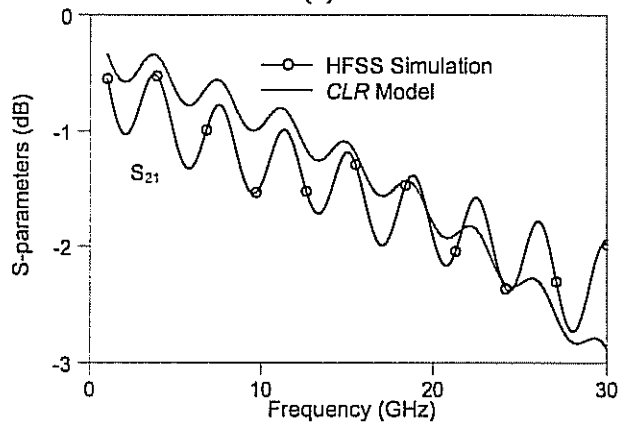


(b)

Fig. 2 S-parameter results for the DMTL structure with a 35 μm bridge width as described in Case I in Table 1: (a) Reflection (b) Transmission characteristics. This example shows that a good agreement between the model and simulation can be achieved with the *CLR* model given in [2] when the bridge width is 35 μm .

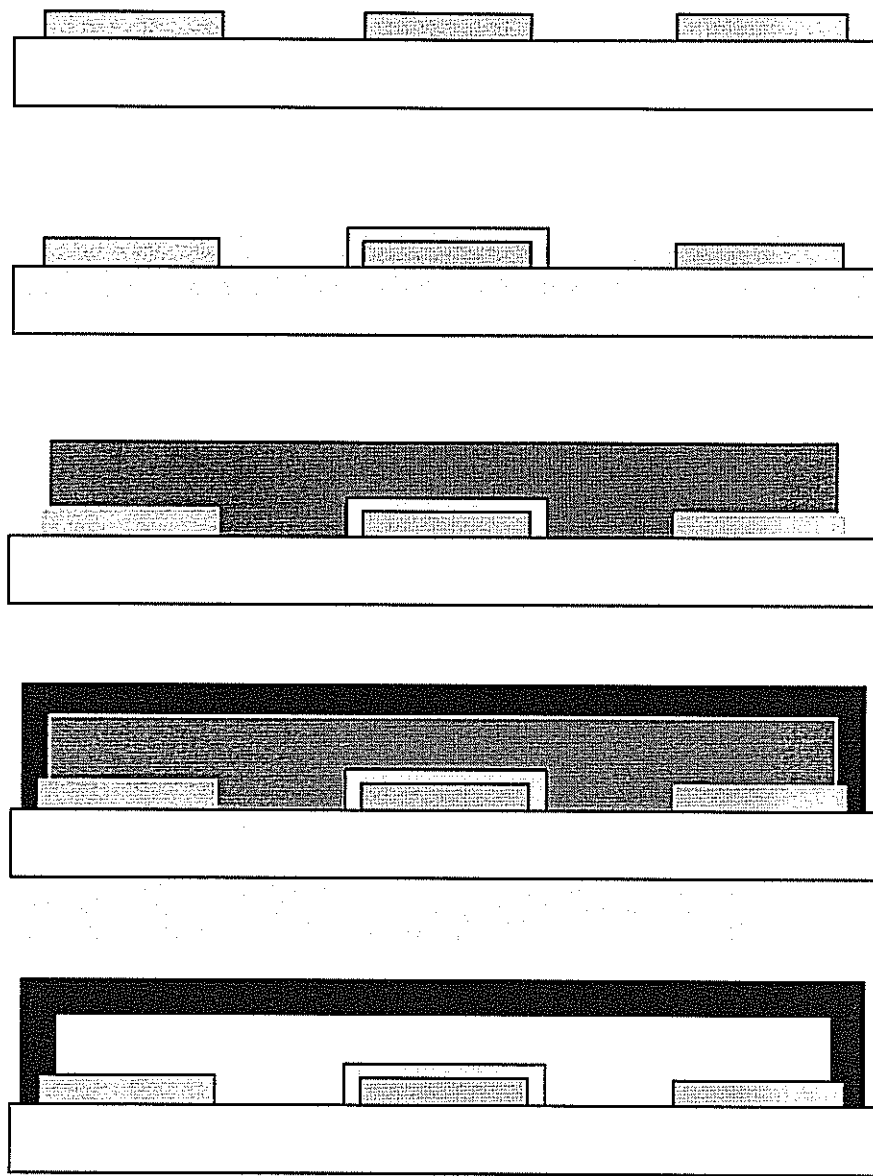


(a)



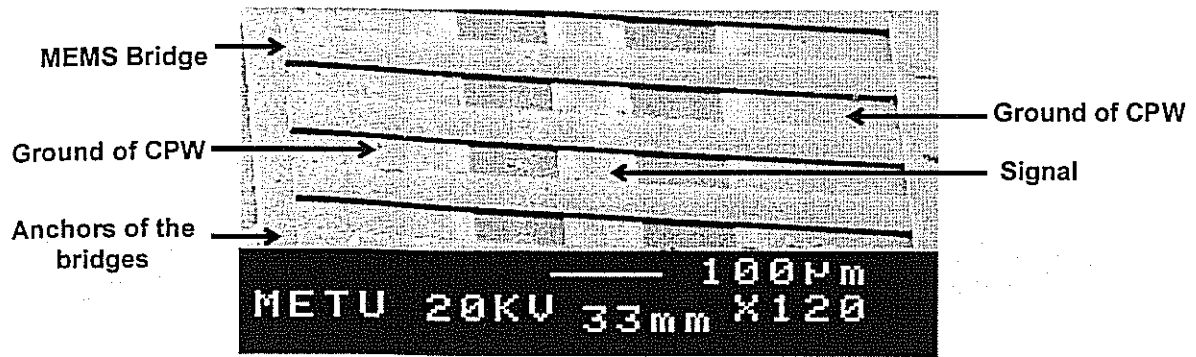
(b)

Fig. 3 S-parameter results for the DMTL structure with a 100 μm bridge width as described in Case II in Table 1: (a) Reflection (b) Transmission characteristics. This example shows that the agreement between the model and simulation is not satisfactory with the *CLR* model given in [2] when the bridge width is 100 μm .

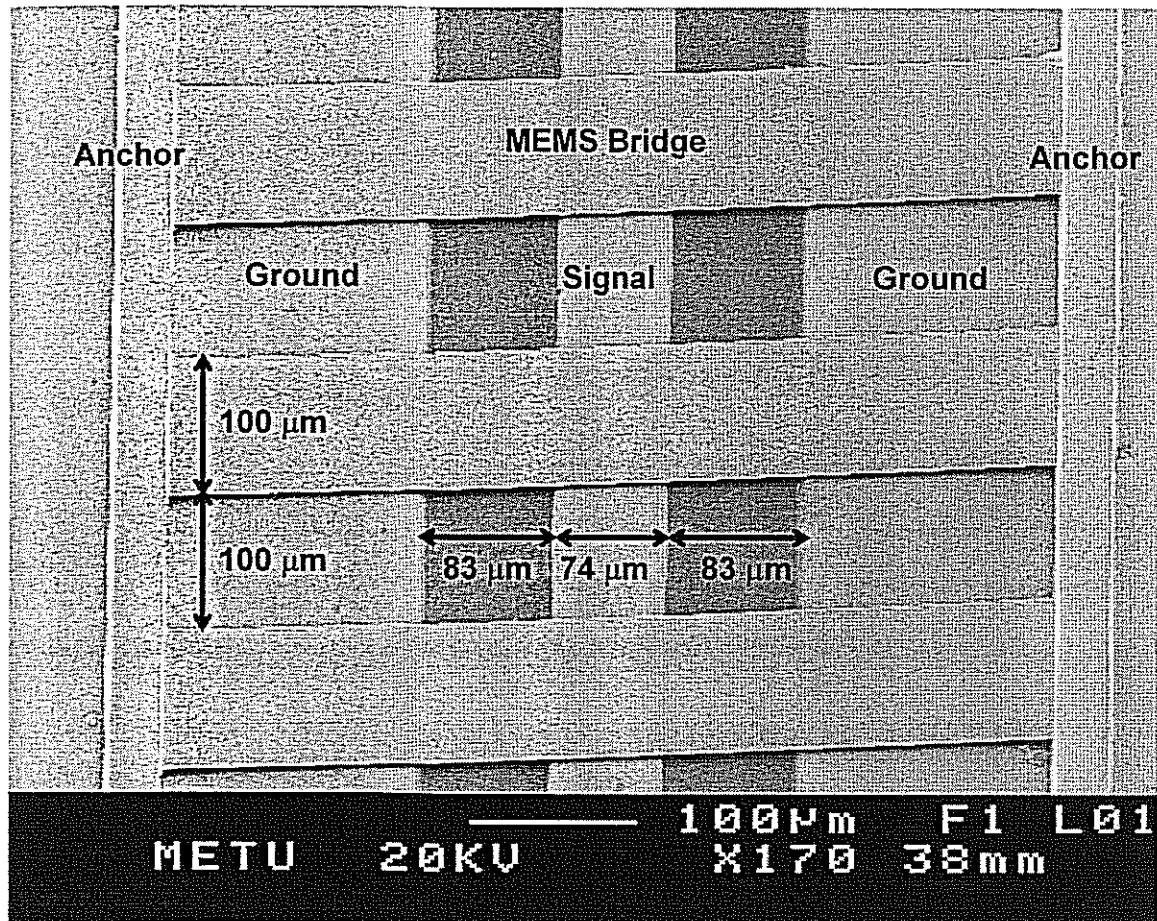


Glass substrate
 Base metal
 Sacrificial photoresist
 Isolation dielectric
 Structural metal

Fig. 4 Fabrication process flow.



(a)



(b)

Fig. 5 SEM views of a DMTL structure with an interbridge spacing of $100\ \mu\text{m}$ and bridge width of $100\ \mu\text{m}$. (a) A portion of a DMTL structure where MEMS bridges are placed periodically. (b) A top view of 3 cascaded MEMS bridges of the same DMTL structure.

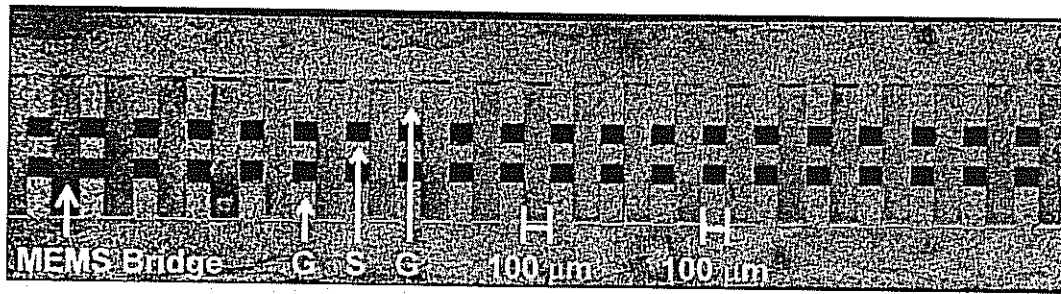


Fig. 6 Photograph of the fabricated DMTL with interbridge spacing of $100\ \mu\text{m}$ and bridge width of $100\ \mu\text{m}$.

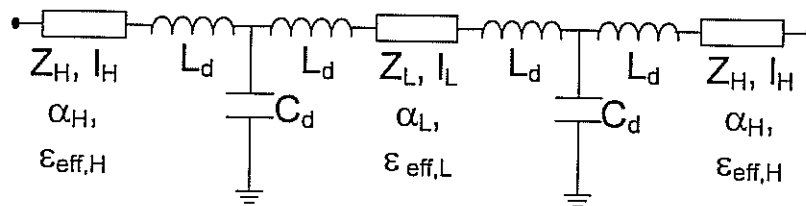


Fig. 7 The proposed circuit model for the DMTL, where the MEMS bridges are represented with low-impedance transmission lines [7-8].

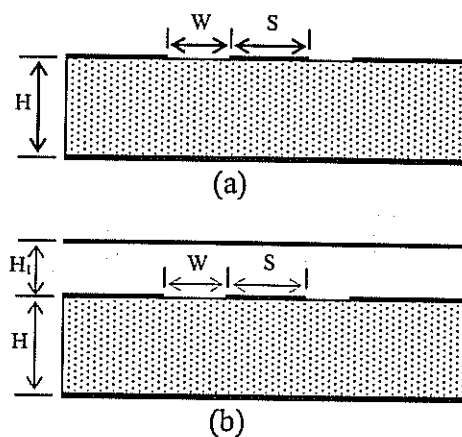


Fig. 8 Conductor-backed coplanar waveguides: (a) standard (b) with a top cover.

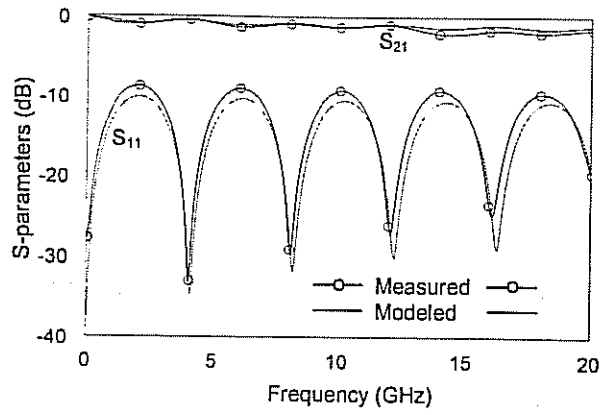


Fig. 9 Measured S-parameters for unloaded CPW line (DMTL Case V) on glass substrate. The high-impedance line parameters extracted from measurement results are quite close to the calculated values.

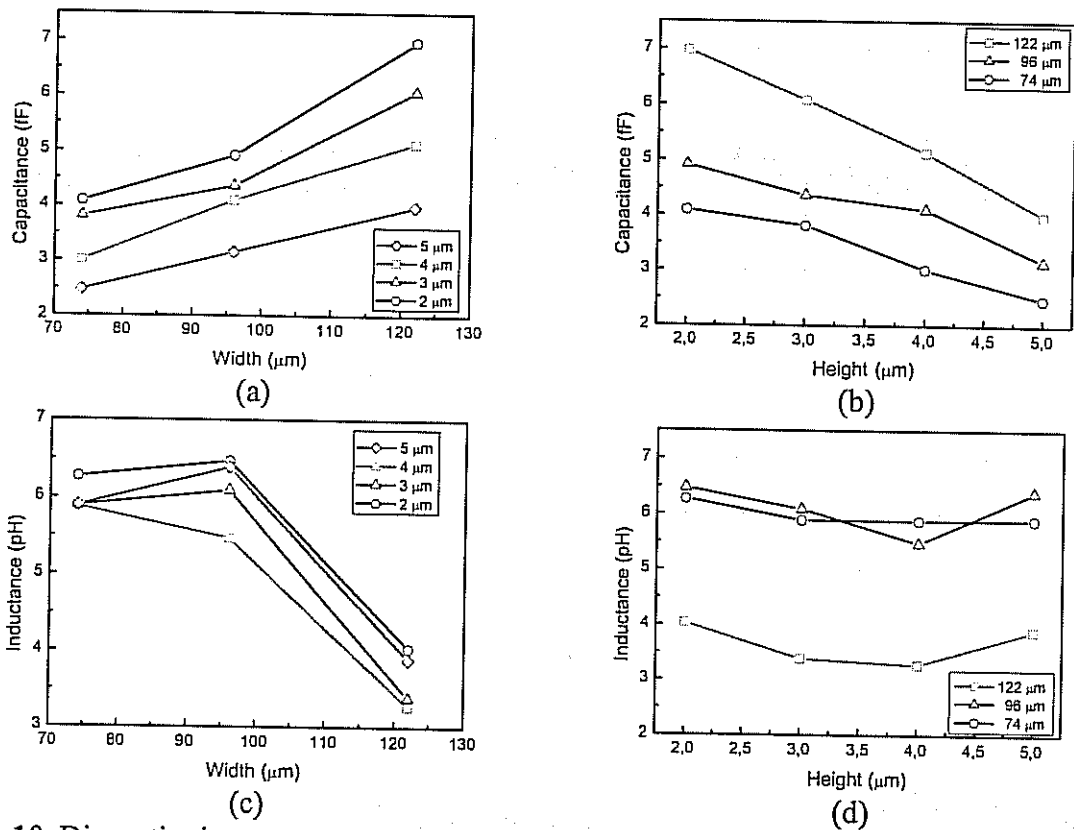


Fig. 10 Discontinuity parameter graphs for different CPW dimensions: (a) Discontinuity capacitance vs. center conductor width. (b) Discontinuity capacitance vs. bridge height. (c) Discontinuity inductance vs. center conductor width. (d) Discontinuity inductance vs. bridge height.

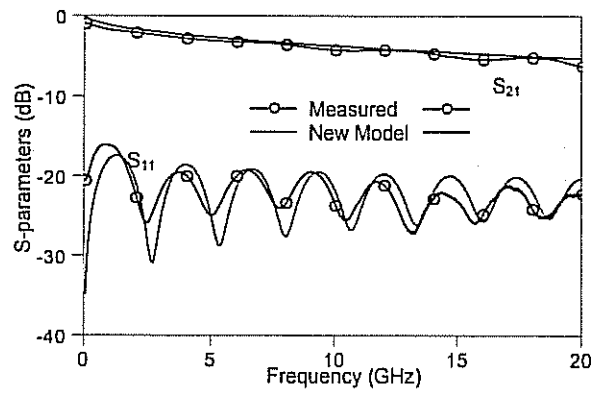


Fig. 11 Measurement results for the DMTL Case III, $h = 5 \mu\text{m}$.

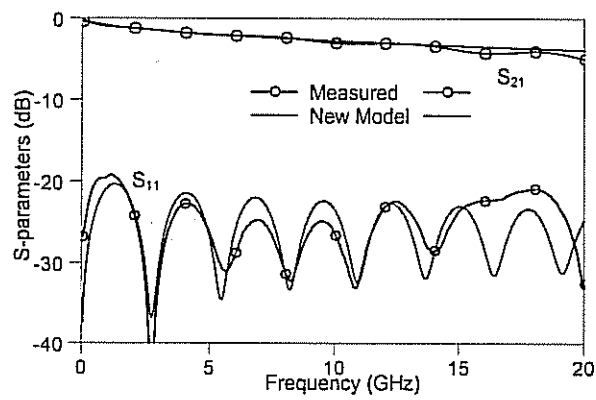


Fig. 12 Measurement results for the DMTL Case IV, $h = 5 \mu\text{m}$.

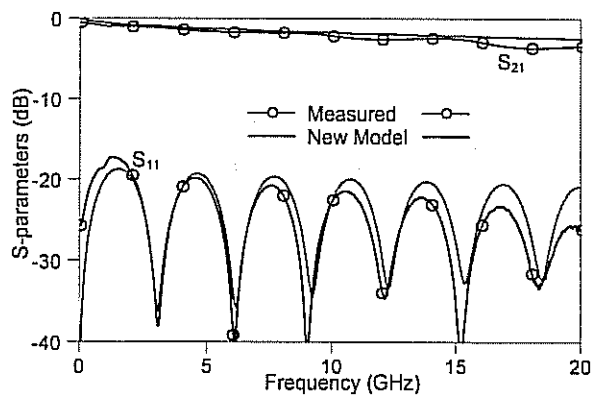


Fig. 13 Measurement results for the DMTL Case V, $h = 5 \mu\text{m}$.

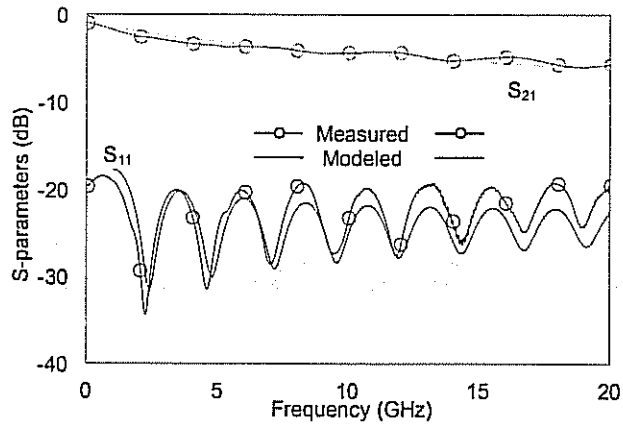


Fig. 14 Measurement results for the DMTL Case IV, $h = 3 \mu\text{m}$.

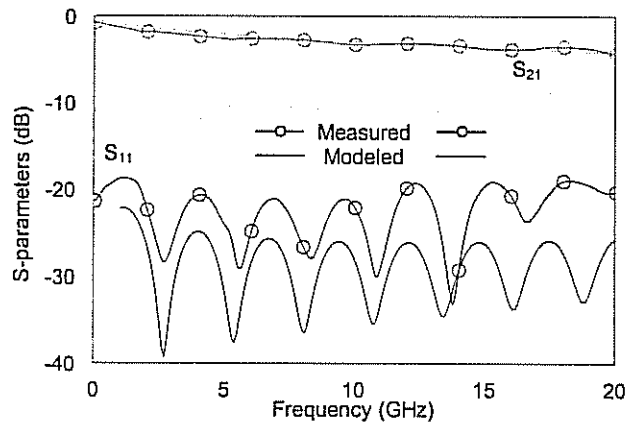


Fig. 15 Measurement results for the DMTL Case V, $h = 3 \mu\text{m}$.

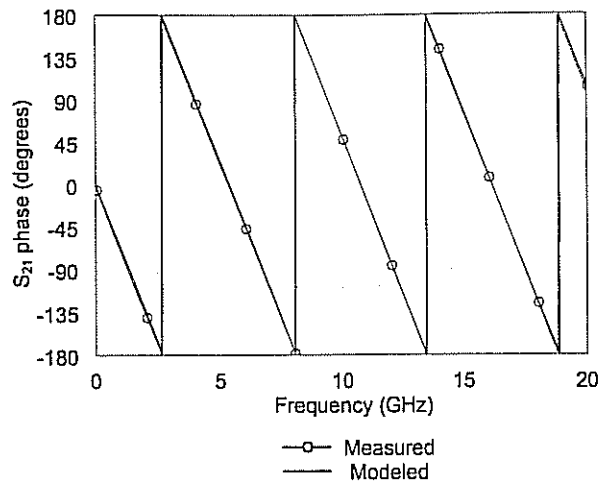


Fig. 16 Measurement and circuit model results on the phase of the transmission coefficient for the DMTL Case V, $h=5 \mu\text{m}$.

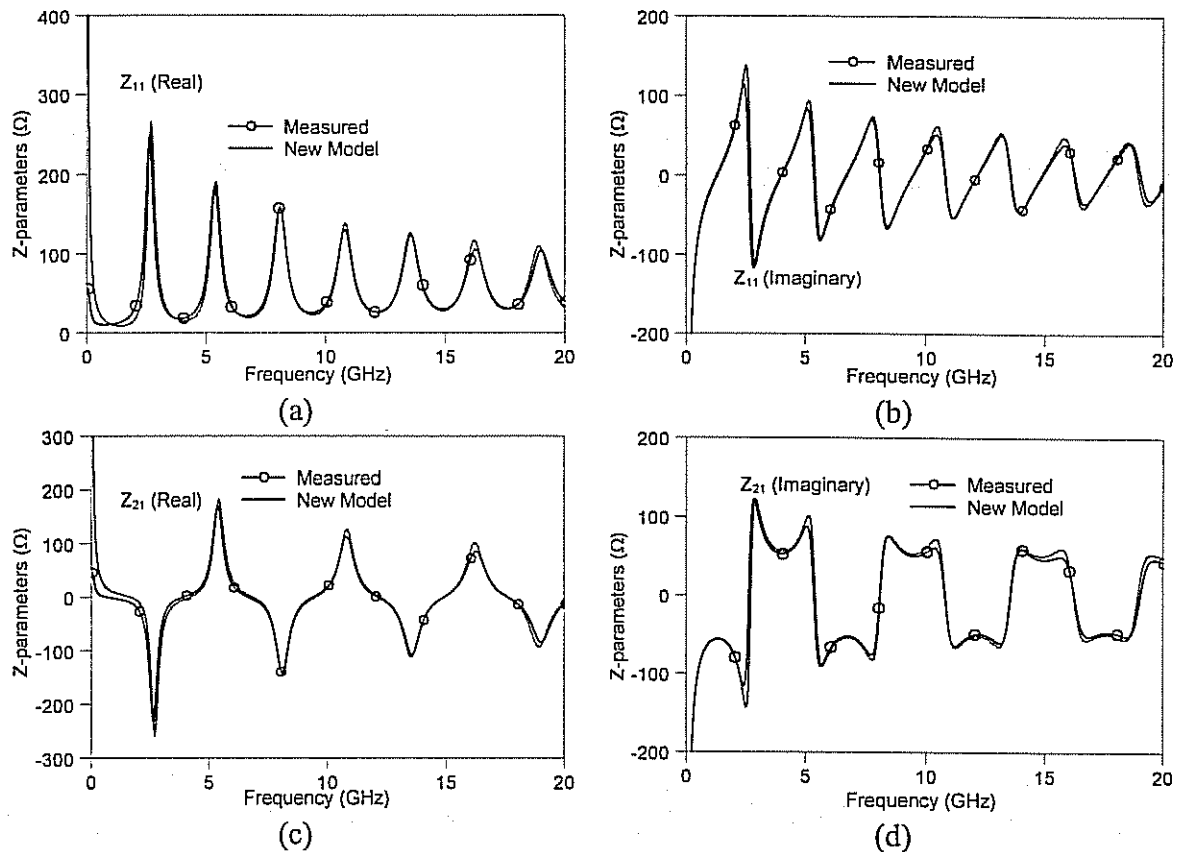


Fig. 17 Z-parameters (measured and modeled) for DMTL Case III. (a) Z_{11} (Real) (b) Z_{11} (Imaginary) (c) Z_{21} (Real) (d) Z_{21} (Imaginary).

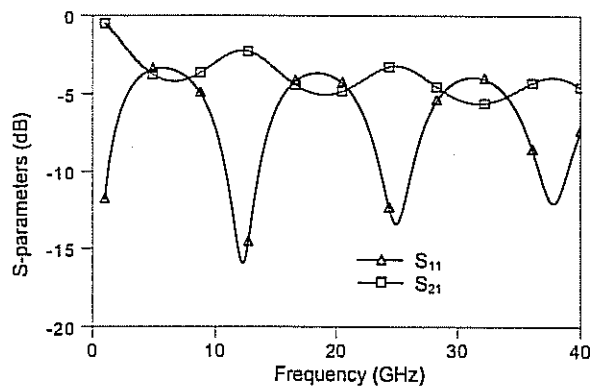


Fig. 18 S-parameter results for a 10 mm length of CPW with a top cover at 5 μm .

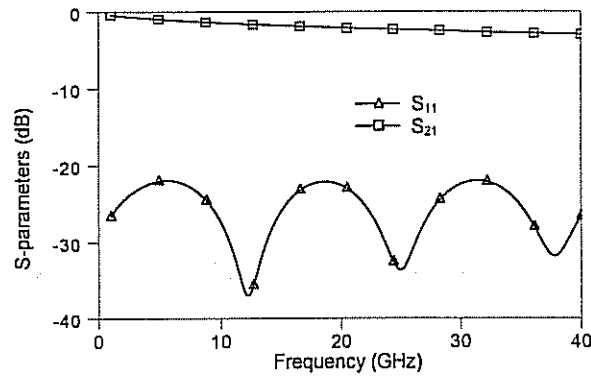


Fig. 19 S-parameters results for a 10 mm length of CPW with a top cover at 5 μm where the port impedance is tuned as 20.5 Ω .

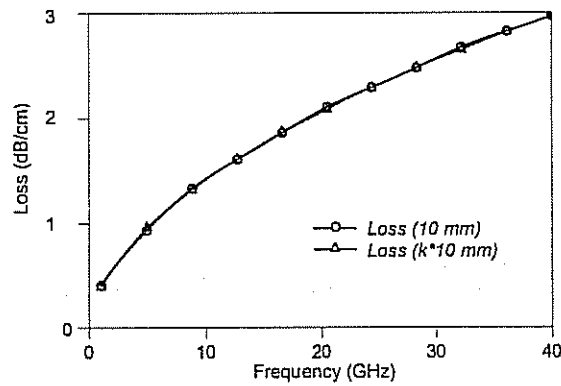
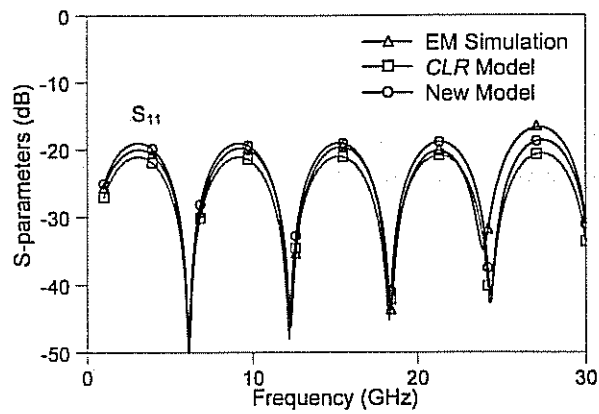
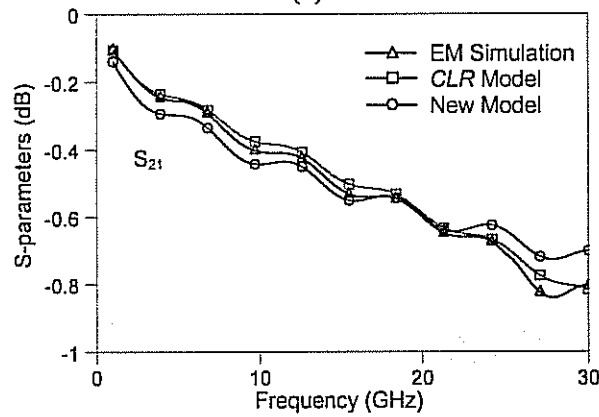


Fig. 20 Loss (dB/cm) values of CPW with top cover structures. The simulations are performed on different lengths of transmission lines and length independent behavior of attenuation constant is observed as the effect of the reflection coefficient is removed.

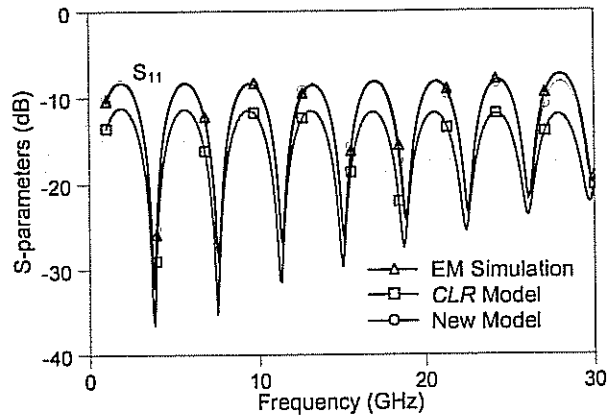


(a)

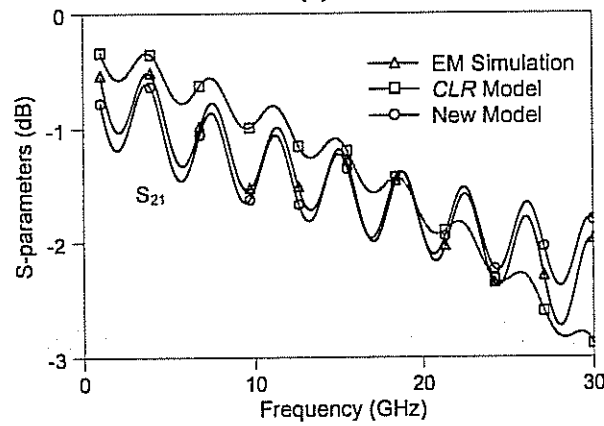


(b)

Fig. 21 The comparison of the proposed model with the *CLR* model in modeling EM simulation of DMTL structure with 35 μm bridge width (a) Reflection (b) Transmission characteristics. Both of the models provide satisfactory agreement with EM simulation.



(a)



(b)

Fig. 22 The comparison of the proposed model with the *CLR* model in modeling the EM simulation of DMTL structure with 100 μm bridge width (a) Reflection (b) Transmission characteristics. The *CLR* model shows significant deviations with the EM simulations since the bridge part cannot be modeled as a lumped element due to its increased electrical length.

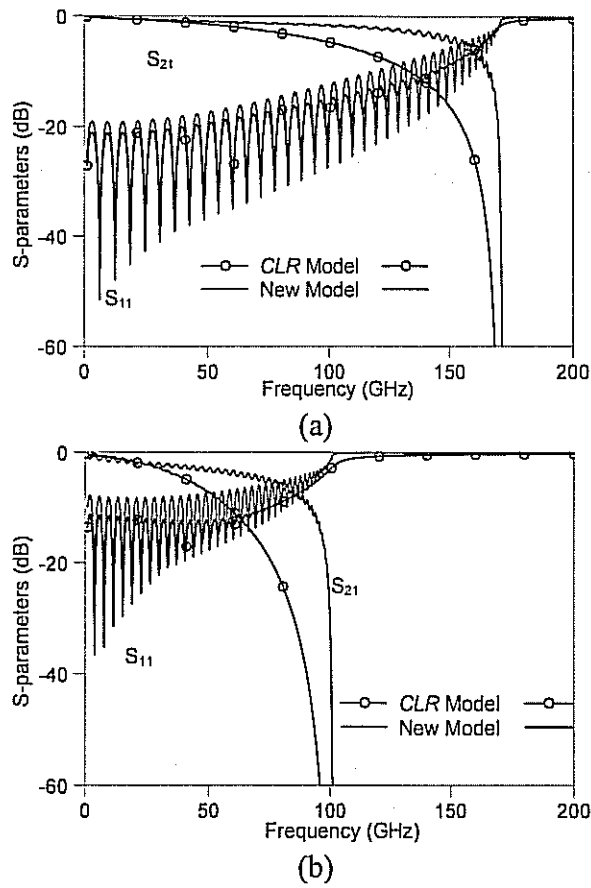
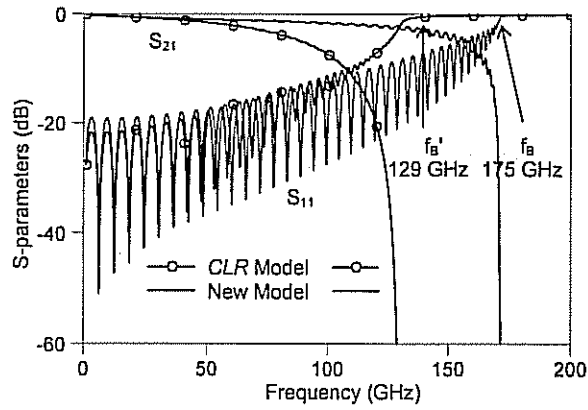
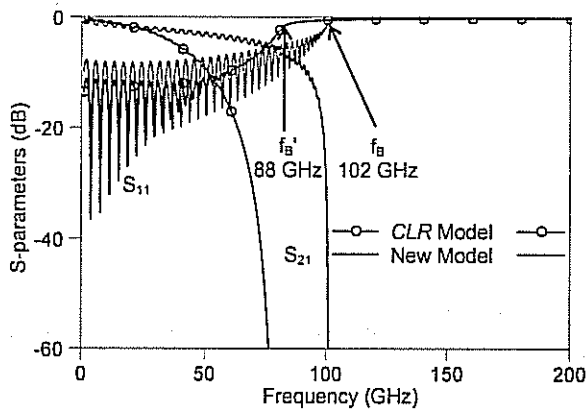


Fig. 23 The frequency sweep for both of the models in order to observe the Bragg frequency for DMTL structures investigated to test the performance of the models. Bridge inductance in the *CLR* model is taken as 0 pH (a) Case I (b) Case II. Both of the models give nearly the same Bragg frequency values.



(a)



(b)

Fig. 24 The frequency sweep for both of the model in order to observe the Bragg frequency for DMTL structures investigated to test the performance of the models. Bridge inductance in the *CLR* model is taken as 20 pH (a) Case I (b) Case II. The inductance in the *CLR* model shows its significance in the determination of the Bragg frequency and this model gives closer results for the Bragg frequency values found by EM simulations.

Table 1 Physical description of DMTL structures on quartz ($\epsilon_r=3.8$, $h=500 \mu\text{m}$) investigated for the validity of the *CLR* model.

Parameter (μm)	Case I	Case II
W	100	100
G	100	100
w	35	100
s	197	262
s'	162	162
h	1.2	1.2

Table 2 Evaluated parameters of the *CLR* model for the DMTL structure with dimensions in Table 1.

Parameter	Case I	Case II
C_b	32.6 fF	74.1 fF
L_b	20 pH	20 pH
R_b	0.84 Ω	1.41 Ω
$Z_{H,CLR}$	93 Ω	93 Ω
$\epsilon_{\text{eff},H-CLR}$	2.4	2.4
α_H @ 20 GHz	46 dB/m	46 dB/m

Table 3 α /dB and α /mm values for DMTL structures with dimensions in Table 1. Number of bridges for both of the structure is 40. The improvement in the α /mm shows the necessity to increase the bridge width.

Frequency (GHz)	Case I (w=35 μ m)		Case II (w=100 μ m)	
	@ 40	@ 60	@ 40	@ 60
α /dB	98	120	64	74
α /mm	10.9	16.8	18.4	30.6
Loss (dB)	0.87	1.1	[2.2-3.8]	[3.1-5.5]
Phase ($^\circ$)	85.6	133.6	192.8	321
Unit Cell Length (μ m)	197		262	
Total Length (mm)	7.486		10.48	

Table 4 Dimensions for three DMTL structures, w=100 μ m for all structures.

Type	W (μ m)	G (μ m)	s' (μ m)	# of bridges	Total length (mm)	Z _H (Ω)	$\epsilon_{\text{eff,H}}$	α_H (dB/cm)
Case III	74	83	100	112	22.4	89	2.78	0.25
Case IV	96	87	200	75	22.5	83	2.78	0.23
Case V	122	59	400	45	22.5	70	2.77	0.25

Table 5 Calculated low-impedance line parameters, Z_L (Ω), α_L (dB/cm), $\epsilon_{\text{eff},L}$ @ 10 GHz.

Type	h = 2 μm			h = 3 μm			h = 4 μm			h = 5 μm		
	Z_L	α_L	$\epsilon_{\text{eff},L}$	Z_L	α_L	$\epsilon_{\text{eff},L}$	Z_L	α_L	$\epsilon_{\text{eff},L}$	Z_L	α_L	$\epsilon_{\text{eff},L}$
Case III	9.12	3.96	1.12	13.01	2.62	1.17	16.54	1.96	1.22	19.76	1.57	1.27
Case IV	7.17	3.99	1.1	10.31	2.64	1.14	13.21	1.97	1.19	15.89	1.58	1.23
Case V	5.68	4.02	1.09	8.2	2.66	1.13	10.54	1.99	1.18	12.72	1.59	1.22

Table 6 Fitted parameters extracted from optimization. The parameters except L_d , C_d , and α_L are fixed during the optimization.

Type	h = 2 μm		h = 3 μm		h = 4 μm		h = 5 μm	
	L_d (pH)	C_d (fF)	L_d (pH)	C_d (fF)	L_d (pH)	C_d (fF)	L_d (pH)	C_d (fF)
Case III	6.27	4.09	5.89	3.81	5.88	3.01	5.89	2.47
Case IV	6.47	4.91	6.09	4.36	5.47	4.10	6.39	3.15
Case V	4.03	6.97	3.38	6.07	3.27	5.13	3.88	3.98

Table 7 Simulated and measured discontinuity and loss parameters of the DMTL structures with a bridge height of h = 5 μm . α_L is calculated @ 10 GHz.

Case	Simulated			Measured		
	L_d (pH)	C_d (fF)	α_L (dB/cm)	L_d (pH)	C_d (fF)	α_L (dB/cm)
Case III	5.89	2.47	1.57	9.59	1.61	1.85
Case IV	6.39	3.15	1.58	8.98	3.78	1.59
Case V	3.88	3.98	1.59	11.09	2.08	1.20

Table 8 Simulated and measured discontinuity and loss parameters of the DMTL structures with a bridge height of $h = 3 \mu\text{m}$. α_L is calculated @ 10 GHz.

Simulated				Measured		
Case	L_d (pH)	C_d (fF)	α_L (dB/cm)	L_d (pH)	C_d (fF)	α_L (dB/cm)
Case IV	6.09	4.36	2.64	7.47	7.34	2.34
Case V	3.38	6.07	2.66	9.39	5.93	1.76

Table 9 Extracted parameters of the proposed model for the DMTL structures with dimensions in Table 1.

Parameter	Case I	Case II
Z_H	93 Ω	93 Ω
$\epsilon_{\text{eff,H}}$	2.4	2.4
α_H	0.3 dB/cm	0.3 dB/cm
L_d	3.24 pH	6.58 pH
C_d	4.22 fF	8.54 fF
Z_L	4.3 Ω	4.3 Ω
$\epsilon_{\text{eff,L}}$	1.1	1.1
α_L	0.2 dB/cm	0.49 dB/cm

PROJE ÖZET BİLGİ FORMU

37
1-68, Ekeler
2005

Proje Kodu: 101E023
Proje Başlığı: MEMS TEKNOLOJİSİ İLE RF DEVRE ELEMANLARI GELİŞTİRİLMESİ
Proje Yürütücüsü ve Yardımcı Araştırmacılar: Doç. Dr. Sencer Koç, Prof. Dr. Tayfun Akın, Doç. Dr. Özlem Çivi, Doç. Dr. Şimşek Demir, Araş. Gör. Mehmet Ünlü, Araş. Gör. Kağan Topallı, Araş. Gör. İpek İstanbulluoğlu, Emre Erdil, Sinan Onat
Projenin Yürütüldüğü Kuruluş ve Adresi: Orta Doğu Teknik Üniversitesi (ODTÜ) Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü İnönü Bulvarı 06531 ANKARA
Destekleyen Kuruluş(ların) Adı ve Adresi: TÜBİTAK-EEEAG, Devlet Planlama Teşkilatı
Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri: 01.03.2002 - 01.03.2005
Öz <p>ODTÜ Mikrodalga Grubu ve MEMS grubu arasında MEMS teknolojisi ile RF devre elemanları geliştirmek üzere ortak bir çalışma başlatılmıştır. Yeni RF MEMS yapıları tasarlanmış ve bu yapıların teorik olarak çalıştıkları HFSS ve MEMCAD yazılımları kullanılarak gösterilmiştir. Bu raporda 101E023 numaralı "MEMS Teknolojisi ile RF Devre Elemanlarının Geliştirilmesi" projesi kapsamında tasarlanan, benzetim sonuçları alınan, üretilen ve ölçülen anahtarlar, faz kaydırıcılar, empedans uyumlama devreler ve faz dizili antenler ve bunların üretimi için geliştirilen üretim süreçleri anlatılmaktadır.</p>
Anahtar Kelimeler: mikro-elektro-mekanik sistemler, radyo frekansı, anahtarlar, faz kaydırıcılar
Projeden Kaynaklanan Yayınlar: <ol style="list-style-type: none">[1] Emre Erdil, Kagan Topallı, O. Aydın Çivi, and T. Akın, "Reconfigurable CPW-Fed Dual-Frequency Rectangular Slot Antenna Using RF MEMS Technology," 2005 AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Washington, DC, 3-8 July 2005.[2] E. Erdil, S. Onat, K. Topallı, I. Istanbulluoğlu, M. Ünlü, S. Demir, L. Alatan, O. Aydın Çivi, S. Koç, and T. Akın, "Reconfigurable Antenna Structures Using MEMS Technology," 6th Workshop on MEMS for MilimeterWave Communications (MEMSWAVE), Switzerland, 23-24 June 2005.[3] K. Topallı, M. Ünlü, H. Sagkol, S. Demir, O. Aydın Çivi, S. Koç, and T. Akın, "A New Model for Distributed MEMS Transmission Lines," 2004 AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp. 2855-2858, Monterey, California, 20-26 June 2004.

- [4] M. Ünlü, K. Topallı, S. Demir, O. Aydın Çivi, S. Koç, and T. Akın, "A Parametric Modeling Study on Distributed MEMS Transmission Lines," European Microwave Conference 2004, pp.1157-1160, Amsterdam, The Netherlands 11-15 October 2004.
- [5] M. Ünlü, K. Topallı, S. Demir, O. Aydın Çivi, S. Koç, and T. Akın, "Design and Modeling of a Reconfigurable Triple Stub Impedance Matching Network using Distributed MEMS Transmission Lines," 5th Workshop on MEMS for MilimeterWave Communications (MEMSWAVE), pp. I17-I20, Uppsala, Sweden, 30 June-2 July 2004.
- [6] K. Topallı, M. Ünlü, S. Demir, O. Aydın Çivi, S. Koç, and T. Akın, "A Parametric Modeling Study on Distributed MEMS Transmission Lines," 5th Workshop on MEMS for MilimeterWave Communications (MEMSWAVE), pp. I13-I16, Uppsala, Sweden, 30 June-2 July 2004.
- [7] Kagan Topallı, Mehmet Ünlü, Şimsek Demir, Özlem Aydın Çivi, Sencer Koç, and Tayfun Akın "A New Approach for Modeling Distributed MEMS Transmission Lines," Submitted to IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation.

Bilim Dalı:

Doçentlik B. Dalı Kodu: