



دانشکده مهندسی برق

عنوان سمینار:

المان های میکرو الکترومکانیکی (RF MEMS) و کاربرد آن در گیرنده های مخابراتی

دانشجو:

مرتضی لطفی نیستانک

استاد راهنما:

دکتر فرخ حجت کاشانی

آبان ۱۳۸۹

فهرست مطالب

۶	چکیده
۷	فصل ۱: مقدمه ای بر سیستم های میکروالکترومکانیکی
۸	۱-۱) مقدمه
۱۱	۲-۱) روش های تحریک
۱۱	۱-۲-۱) تحریک گرمایی
۱۳	۲-۲-۱) تحریک مغناطیسی
۱۴	۳-۲-۱) تحریک الکترواستاتیک
۱۵	۴-۲-۱) تحریک پیزوالکتریک
۱۷	۳-۱) تاریخچه
۱۸	۴-۱) چشم انداز صنعت MEMS
۲۱	فهرست مراجع
۲۲	فصل ۲: سوئیچ های میکروالکترومکانیکی (MEMS)
۲۳	۱-۲) مقدمه
۲۴	۲-۲) انواع سوئیچ
۲۴	۱-۲-۲) سوئیچ های مکانیکی
۲۴	۲-۲-۲) سوئیچ های نیمه هادی
۲۵	۳-۲-۲) سوئیچ های میکروالکترومکانیکی
۲۸	۳-۲) انواع سوئیچ های MEMS
۳۰	۱-۳-۲) سوئیچ پل معلق
۳۲	۲-۳-۲) سوئیچ RF MEMS با باریکه لنگری (سگدست)
۳۹	۴-۲) تحلیل استاتیکی حرکت در سوئیچ ها
۳۹	۱-۴-۲) تحلیل استاتیکی حرکت در سوئیچ پل معلق MEMS
۴۱	۲-۴-۲) تحلیل ثابت فنر باریکه ثابت ثابت

۴۴	۱-۲-۴-۲) ثابت فنر ناشی از تنش باقیمانده
۴۶	۲-۲-۴-۲) مولفه غیر خطی کشش ثابت فنر
۴۷	۳-۲-۴-۲) کشش بحرانی باریکه ثابت ثابت
۴۸	۴-۲-۴-۲) تنش باقیمانده و ضریب مادلوانگ برای باریکه های با جنس متفاوت
۴۸	۵-۲-۴-۲) تاثیر حفره در باریکه
۴۹	۳-۴-۲) ثابت فنر باریکه های با k کم
۵۰	۴-۴-۲) ثابت فنر باریکه لنگری
۵۲	۵-۲) تحلیل دینامیکی حرکت در سوئیچ پل معلق MEMS
۵۶	۱-۵-۲) میرایی حرکت بیم در سوئیچ MEMS
۵۷	۶-۲) معرفی تکنیک های جدید برای کاهش ولتاژ تحریک سوئیچ
۵۸	۱-۶-۲) استفاده از پل فرکتالی
۶۰	۲-۶-۲) استفاده از الگوی برشی جدید
۶۵	فهرست مراجع
۶۷	فصل ۳) تغییردهنده های فاز MEMS
۶۸	۱-۳) مقدمه
۷۰	۲-۳) انواع تغییر دهنده های فاز و محدودیت های آنها
۷۰	۱-۲-۳) تغییر دهنده های فاز فریت
۷۱	۲-۲-۳) تغییر دهنده های فاز نیمه هادی
۷۱	۱-۲-۲-۳) تغییر دهنده های فاز دیود PIN
۷۲	۲-۲-۲-۳) تغییر دهنده های فاز FET
۷۲	۳-۲-۳) تغییر دهنده های فاز لایه نازک فروالکتریکی
۷۳	۴-۲-۳) محدودیت های تغییر دهنده های فاز
۷۳	۳-۳) انواع تغییر دهنده های فاز MEMS
۷۶	۱-۳-۳) تغییر دهنده های فاز با تاخیر زمانی

۷۷	۲-۳-۳) تغییر دهنده های فاز توزیع شده MEMS و مدل عناصر فشرده
۸۱	فهرست مراجع
۸۲	فصل ۴) سلف میکروالکترومکانیکی (MEMS)
۸۳	۴-۱) مقدمه
۸۳	۴-۲) سلف زیگزاگی
۸۶	۴-۳) سلف سلونوئیدی
۸۷	۴-۴) سلف حلزونی
۸۹	۴-۴-۱) اندوکتانس سلف حلزونی
۹۰	۴-۴-۲) تلفات هادی سلف حلزونی
۹۱	۴-۴-۳) تلفات خازنی سلف حلزونی
۹۱	۴-۴-۴) تلفات زیر لایه سلف حلزونی
۹۲	۴-۴-۵) استخراج پارامترهای سلف حلزونی
۹۳	۴-۵) روش های پیشنهادی به منظور بهبود مشخصات سلف
۹۴	۴-۵-۱) شکل دهی صفحه زمین
۹۴	۴-۵-۲) عایق بندی زیر لایه
۹۶	۴-۵-۳) بهینه سازی طرح بندی
۹۶	۴-۵-۴) سلف های RF MEMS با استفاده از میکروماشین کاری سطحی یا حجمی
۹۷	۴-۵-۴-۱) بهبود مشخصات سلف با استفاده از میکروماشین کاری حجمی
۹۷	۴-۵-۴-۲) بهبود مشخصات سلف با استفاده از میکروماشین کاری سطحی
۹۸	۴-۵-۴-۳) بهبود مشخصات سلف با استفاده از خود ایستایی
۹۸	۴-۶) سلف RF MEMS قابل تنظیم
۱۱۱	فهرست منابع
۱۱۳	فصل ۵) آنتن های طرح پذیر (Reconfigurable Antenna)
۱۱۴	۵-۱) مقدمه

۱۱۴	۲-۵) مفهوم طرح پذیری
۱۱۴	۵-۲-۱) عملکرد طرح پذیری در فرکانس
۱۱۵	۵-۲-۲) عملکرد طرح پذیری در پترن تشعشعی
۱۱۵	۵-۳) روش های طراحی آنتن با قابلیت پیکربندی مجدد
۱۱۶	۵-۳-۱) روش دگردیسی هندسی کلی
۱۱۷	۵-۳-۲) دگردیسی شبکه تطبیق
۱۱۸	۵-۳-۳) پیکر بندی مجدد هوشمندانه ساختار
۱۱۹	۵-۴) آنتن های طرح پذیر بر پایه RF MEMS
۱۳۲	فهرست منابع
۱۳۴	نتیجه گیری و پیشنهادات

چکیده:

در این سمینار ادوات مطرح فرکانس بالا در فناوری سیستم های میکروالکترومکانیکی MEMS فاز مورد ارزیابی قرار خواهد گرفت. ازجمله مشکلاتی که سازه های MEMS با آن مواجهند می توان به بالا بودن ولتاژ بایاس، بهینه نبودن پارامتر های تمام موج نظیر اتلاف افزوده و ایزولاسیون، غیر خطی بودن خواص تغییر دهنده های فاز و ... اشاره نمود.

در ابتدای این سمینار به ذکر مقدمه ای از سیستم میکروالکترومکانیکی پرداخته و به ذکر انواع مختلف تحریک این سیستم و تاریخچه سیستم های میکروالکترومکانیکی پرداخته می شود. در ادامه به بررسی سوئیچ های RF MEMS به عنوان مهمترین المان میکرو مکانیکی پرداخته و پارامترهای مکانیکی و الکترومغناطیسی آن شرح داده می شود، سپس به بررسی تغییر دهنده های فاز، سلف های میکروالکترو مکانیکی و آنتن های طرح پذیر با کمک این سوئیچ ها پرداخته می شود.

فصل ۱

مقدمه ای بر سیستم های میکرو الکترومکانیکی

واژه سیستم‌های میکروالکترومکانیکی^۱ یا همان MEMS معرف یک فرآیند تکنولوژی است که برای به وجود آوردن سیستم‌ها و ادوات یکپارچه (مجتمع) با ترکیب عناصر الکتریکی و مکانیکی به کار می‌رود [1]. این سیستم‌ها عموماً در سایزهای کمتر از یک میکرومتر تا چند دهم میلیمتر ساخته می‌شوند. از محصولات نوعی MEMS می‌توان به محرک‌ها^۲، سنسورها و... اشاره کرد که تا کنون انواع سنسورهای گرمایی، نوری، مکانیکی و مغناطیسی تهیه و آزموده شده‌اند [2]. علوم مهندسی بیشماری بصورت مستقیم یا غیر مستقیم با این صنعت گره خورده‌اند که از آنجمله می‌توان به مهندسی مکانیک، علم مواد، مهندسی برق، مهندسی شیمی، مهندسی سیالات، و ابزار دقیق اشاره نمود.

تمام ادوات در حوزه MEMS را می‌توان هم بطور مستقل و هم بشکل فشرده و مجتمع با سایر المان‌ها تهیه نمود. در واقع تکنولوژی میکروسیستم‌ها^۳ یا MST، یک خط مشی واحد است که امکان ساخت و بهره برداری از المان‌های MEMS را با تمام ویژگی‌های منحصر بفردشان در کنار سایر اجزای الکترونیکی مدار فراهم می‌نماید. این ویژگی‌ها را می‌توان سایز کوچک، قیمت پایین، مصرف توان کم، قابلیت اطمینان بالا و در نهایت امکان فشرده سازی با سایر اجزای الکترونیکی و مکانیکی برشمرد.

در حال حاضر تکنولوژی MEMS بطور اعم در صنایعی چون مخابرات، صنعت خودرو، پزشکی و بیوتکنولوژی، محیط زیست، سیستم‌های دفاعی، دارویی، و... دارای کاربردهای متنوع می‌باشد. بالاخص میتوان به مواردی نظیر سوسوزن‌های استفاده شده در حافظه‌های کامپیوتری^۴، اسپری جوهر^۵ در پرینترهای جوهر افشان، Chip‌های نمایش Projection، سنسورهای فشار خون، کلیدهای نوری، Micro valve‌ها (شیرهای کوچک)، بیوسنسورها، شتاب سنج‌ها، فشارسنج‌ها، و... اشاره نمود که برای نمونه از یک شتاب‌سنج دقیق MEMS می‌توان برای فعال کردن کیسه هوا در تصادفات رانندگی یا در ترمزهای ABS به عنوان ضد ترمز استفاده کرد. امروزه در یک خودروی معمولی بطور متوسط از ۵۰ سنسور و در یک خودروی اتوماتیک صدها سنسور استفاده می‌شود که حدود ۱/۳ از آنها با فناوری MST ساخته شده‌اند [3].

این سنسورها از بیم یا همان سگدست‌های^۶ میکروماشینکاری شده‌ای بهره می‌برند که هرگونه حرکت در آنها بشکل خازنی یا بشکل مقاومت پیزوالکتریکی قابل شناسایی است. عمده ترین مشکل موجود در این

¹ Micro Electromechanical Systems (MEMS)

² Actuator

³ Micro System Technology (MST)

⁴ Hard Disk Drive Head

⁵ Inject

⁶ Beam, Membrane and Cantilever are three names which are used to describe one Object

سیستم‌ها نیز در درجه اول حساسیت سازه‌ها در رنج میکرون به تحریک‌های مکانیکی خارجی است. در ثانی مقادیر خازنی که باید خوانده شوند بسیار کوچک‌اند از اینرو لازم است تا با کمک ابزارهای بسیار دقیق الکترونیکی بازخوانی گردند. لازم است اشاره شود که اگرچه هر ساختار MEMS الزاماً میکروماشینکاری شده است اما خلاف این مطلب صادق نمی‌باشد زیرا حتماً باید جزئی از ساختار مکانیکی تحت تاثیر ولتاژ یا جریان خارجی دارای حرکت باشد یا بطور عکس این مطلب، حرکت مکانیکی یک جزء بصورت سیگنال الکتریکی شناسایی شده و آشکار شود.

تکنولوژی MEMS به عنوان یکی از تکنولوژی‌های برتر قرن ۲۱ به شمار می‌رود که پتانسیل لازم برای متحول ساختن تولیدات مصرفی و صنعتی را دارد. اگر Micro Fabrication کردن نیمه‌هادی‌ها را به عنوان اولین انقلاب در تولیدات میکرو در نظر بگیریم، بدون شک MEMS دومین انقلاب در این زمینه است.

اولین مقالات مرتبط با کاربرد MEMS در فرکانس‌های بالا^۱ در حدود یک ربع قرن پیش منتشر شد. برای نمونه می‌توان به مقاله‌ای اشاره نمود که در ژورنال شرکت IBM و در ارتباط با سوئیچ‌های الکترواستاتیکی MEMS با بیم خازنی به چاپ رسید [4]. با وجود چنین قدمتی، تکنولوژی RF-MEMS هنوز در دوران طفولیت خود قرار دارد زیرا اولین سری از مدارهای مورد علاقه در این حیطه تنها ظرف ۱۰ سال گذشته مطرح شده‌اند [5].

پیش از آغاز بحث بر روی MEMS مناسب است که واژه‌های استفاده شده در این زمینه را بیشتر بشناسیم. واژه MST که پیشتر نیز مطرح شده بود عموماً از اروپا منشأ گرفته و می‌تواند زیرمجموعه‌ای شامل المان‌های میکروماشینکاری شده (خودساخته^۲ یا میکرومکانیکی)، سیستم‌های MEMS (با مکانیزم تحریک الکترواستاتیکی، پیزوالکتریکی، مگنواستاتیکی یا الکتروگرمایی)، و تکنولوژی‌های میکروشارش را در بر بگیرد. در آسیا و ایالات متحده آمریکا واژه MEMS به ندرت با همان مفهوم MST مطرح شده و هرگاه صحبت از RF در کنار MEMS باشد، مقصود تمام رنج فرکانسی از DC تا قبل از طول موج‌های میلیمتری است. به این ترتیب RF-MEMS و Optical MEMS در دو جبهه مجزا قرار می‌گیرند.

آنچه در شکل ۱-۱ آورده شده است شامل اصلی‌ترین تکنولوژی‌های RF-MEMS می‌باشد که تا به امروز در مراجع مختلف گزارش شده‌اند. اولین حوزه‌ای که باید در نظر گرفته شود، فناوری‌های ساخت می‌باشد که مشتمل بر میکروماشینکاری سطحی و حجمی و ... است. این فناوری‌ها بطور مستقیم با سایر حوزه‌ها ارتباط داشته و بر آنها اثر می‌گذارند. نوع سطحی برای ساخت سلف‌ها و مبدل‌های صفحه‌ای سه بعدی،

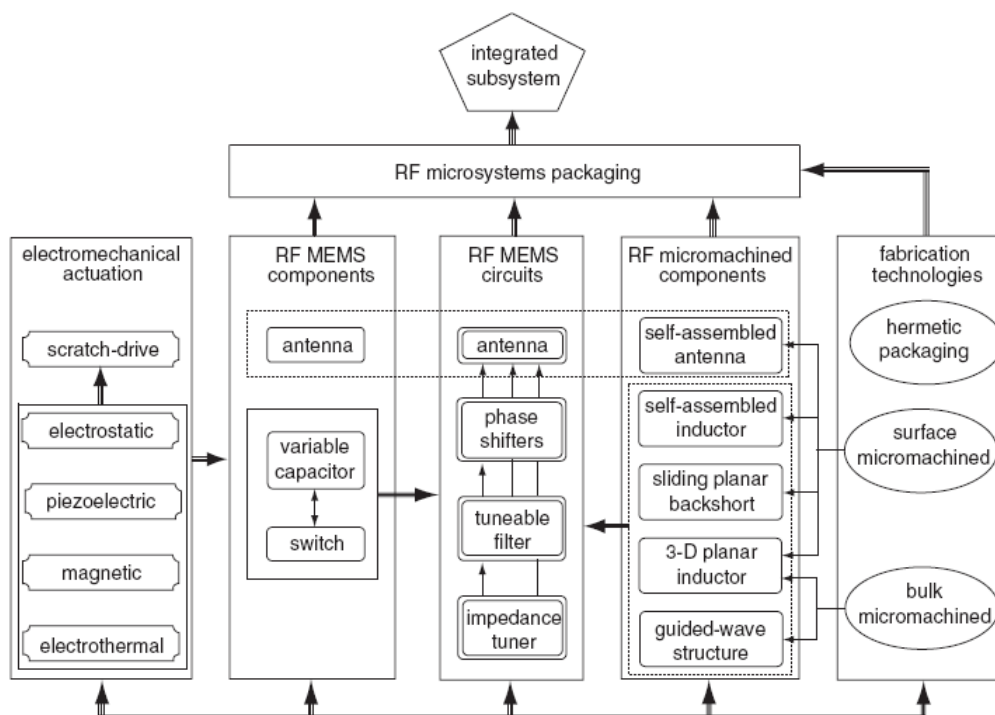
¹ Radio Frequency Micro Electromechanical Systems (RF-MEMS)

² Self Assembled

آنتن ها و تیونرهای امپدانس بکار می رود درحالیکه نوع حجمی را می توان برای ساخت سلف های صفحه ای سه بعدی، خطوط انتقال، حفره ها، تشدید کننده ها و آنتن های بوقی بکار بست.

روشهای تحریک الکترواستاتیکی، پیزوالکتریکی، مگنواستاتیکی و الکتروگرمایی از رایجترین مکانیزم های تحریک یک ساختار MEMS هستند. علاوه بر این روش های کلی و عمومی، روش دیگری نیز با نام تحریک خراشی^۱ نیز در حال رواج است.

اگر المان MEMS را عنصری تعریف کنیم که اولاً میکروماشینکاری شده باشد و ثانیاً جزئی از آن بصورت مکانیکی حرکت کند، در اینصورت تنها سه المان محقق شده MEMS تا کنون گزارش شده اند که عبارتند از: سوئیچ، خازن و آنتن.



شکل ۱-۱: اصلی ترین شاخه های تکنولوژی RF-MEMS

به یقین سوئیچ را می توان مهمترین المان MEMS معرفی شده نامید زیرا این المان با امکان کنترل دیجیتالی و کارایی بالا قادر است به عنوان مقاومت، سلف و خازن متغیر، تضعیف کننده، شیفت دهنده فاز، تیونر امپدانس، فیلتر، روتر سیگنال در مدارهای پشتیبان، ماژول های گیرندگی و فرستندگی آنتن و ... بکار رود. المان مشهور دیگر خازن است که می تواند در جهت بالا بردن کارایی سوئیچ ها در تمام موارد بالا بکار رود. آنتن نیز عملاً به عنوان سومین و آخرین المان MEMS مطرح می گردد که بخش تشعشع کننده آن تحت تاثیر یکی از روش های تحریک ذکر شده در بالا بصورت فیزیکی و کنترل شده حرکت می نماید.

^۱ Scratch – Drive Actuator or Mechanism

به ترتیبی که ذکر شد می توان چنین نتیجه گرفت که در راستای طراحی یک عنصر MEMS عوامل و نیازمندی های زیادی باید در نظر گرفته شوند که می توان به موارد زیر اشاره کرد:

الف) عملکرد فنی بخش RF: اتلاف ورودی، اتلاف بازگشتی، ایزولاسیون و ...

ب) مکانیزم تحریک

ج) پارامترهای کنترلی: ولتاژ، جریان، توان، انرژی پس ماند، سرعت و ...

د) تکنولوژی ساخت

ه) طرح بندی^۱: سطح، توپولوژی و توپوگرافی، ...

و) بسته بندی: استانداردسازی و بررسی اثر نویزهای خارجی روی عملکرد فنی بخش RF، EMC^۲، ...

ز) مجتمع سازی زیر سیستم ها: قیمت، تحریک، ...

آنچه در ادامه این فصل خواهد آمد، نگاهی دقیقتر است به روش های تحریک، تاریخچه، و چشم انداز MEMS در سال های آینده.

۱-۲) روش های تحریک

یکی از مولفه های اصلی در سیستم های در ابعاد میکرو نحوه تحریک می باشد که معمولا پس از طراحی بخش RF مشخص می شود. انتخاب مکانیزم هدایت به فاکتورهای زیادی بستگی دارد و در نهایت مشخصات سیستم را تعیین می نماید. در این بخش چهار مکانیزم عمده تحریک سیستم های میکرو، شامل تحریک گرمایی، مغناطیسی، الکترو استاتیکی و پیزو الکتریک شرح داده می شود.

نقطه شروع در مقایسه مکانیزم های اصلی تحریک سیستم های میکرو، در نحوه مقیاس گذاری می باشد. با کاهش یکسان ابعاد یک سیستم، تغییرات شیمیایی و فیزیکی، تغییرات متفاوتی را ایجاد می کنند. بعنوان مثالی ساده، تغییر سطح مساحت به نسبت حجم به منظور کوچک تر نمودن یک شی می باشد. خوشبختانه، ماتریس هایی برای مقیاس بندی نیرو بر مبنای ابعاد می باشد. بنابراین باید در انتخاب فرض اولیه درست، دقت شود و رفتار های غیر خطی با تغییر در ابعاد به خوبی محاسبه و لحاظ شود.

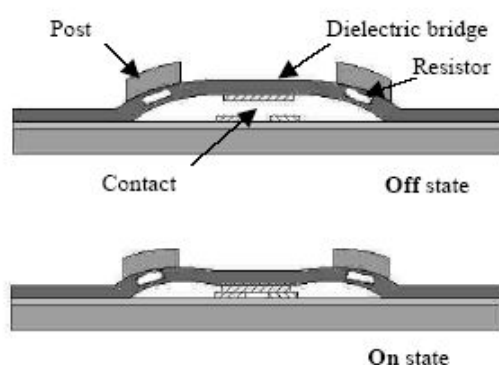
۱-۲-۱) تحریک گرمایی:

روش های مختلفی از تحریک گرمایی همچون دو فلزی^۱، ترمو پنوماتیک^۲، مواد هوشمند حافظه دار^۳ در سیستم های میکرو مورد استفاده قرار می گیرند. تحریک گرمایی بر اساس تغییر حجم مواد بر اثر گرما عمل

^۱ Layout

^۲ Electromagnetic Compatibility

می‌کنند. با توجه به اینکه معمولا کشش کم می‌باشد، از ساختارهای گوناگونی برای افزایش جابجایی استفاده می‌شود. یکی از این ساختارها فعال کننده های دو فلزی شامل دو فلز با ضریب انبساط گرمایی متفاوت که به یکدیگر متصل شده اند می‌باشد. در شکل ۱-۲، سوئیچ RF بر اساس این طراحی دیده می‌شود. در این سوئیچ متناوبا از خمیدگی باریکه گیره ای برای روشن، خاموش نمودن سوئیچ استفاده می‌شود. در روش ترمو پنوماتیک، گاز به تله افتاده در یک محفظه بر اثر گرما منبسط شده و بر اثر افزایش فشار باعث تغییر حرکت می‌شود. در هر دو مورد تلفات گرمایی ناشی از غشای مقاومتی باعث تولید گرما می‌شود. زمانی که ساختار نیاز به سرد شدن دارد، محرک های گرمایی در ابعاد بزرگ^۴، نسبتا کند می‌باشند. اما فعال کننده های در ابعاد میکرو، بر اساس نسبت جرمی و مقیاس بندی، افزایش انتقال گرما را از خود نشان داده و سریعتر خنک می‌شوند. این محرک ها توان مصرفی بالایی دارند.



شکل ۱-۲: تحریک گرمایی سوئیچ RF MEMS بر اساس خمش باریکه [6]

یکی دیگر از روش های تحریک گرمایی استفاده از مواد هوشمند حافظه دار می‌باشد. در دماهای پایین ساختار کریستالی این مواد دارای فاز سخت و شکننده ای است که قابلیت انعطاف و تغییر شکل زیادی را ایجاد می‌کند. وقتی که دما افزایش می‌یابد. تغییر شکل در ساختار ایجاد می‌گردد و ماده انعطاف پذیری خود را از دست می‌دهد و قابلیت کشش بهبود می‌یابد. معمولا گرمای لازم برای این تحریک کننده ها از طریق تلفات گرمایی اهمی بدست می‌آید و ولتاژ لازم در حدود ۵ ولت می‌باشد، که از این لحاظ تحریک به وسیله این مواد را بهتر از تحریک الکترو استاتیکی می‌نماید. در حقیقت به وسیله ولتاژ کم، تحریک کننده های با استفاده از مواد هوشمند، نیروی و چگالی انرژی بیشتر را تولید می‌کنند. متاسفانه ایراد این تحریک کننده ها در زمان واکنش آنها می‌باشد، که نسبتا زیاد و در حدود ۵۰ میلی ثانیه می‌باشد. (پاسخ تحریک الکترو استاتیکی در رنج میکرو ثانیه است.). همانطور که اشاره شد، تحریک گرمایی ممکن است بر اثر عبور جریان

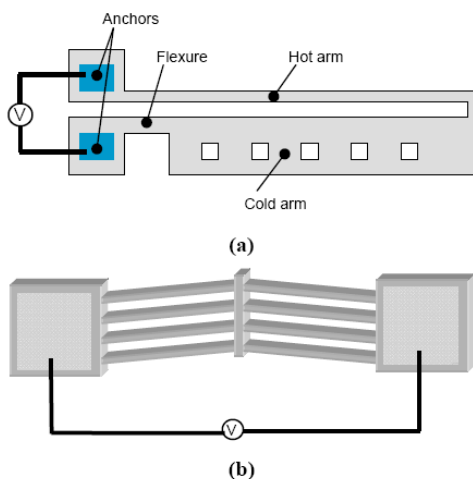
¹ Bimetallic

² Thermo pneumatic

³ Shape memory alloys

⁴ Macro-scale

یا اعمال ولتاژ و ایجاد گرما بر اثر تلفات اهمی ایجاد گردد که به آن بصورت کلی تحریک الکتروگرمایی^۱ می‌گویند دو نوع از فعال کننده های الکتروگرمایی، تحریک کننده U شکل [7] و تحریک کننده دستکشی شکل^۲ [8]، می‌باشد. رنج ولتاژ مورد نیاز این تحریک کننده ها معمولا متناسب با مدارات CMOS، می‌باشد اما توان مصرفی این تحریک کننده ها خیلی زیاد و سرعت آنها کند می‌باشد.



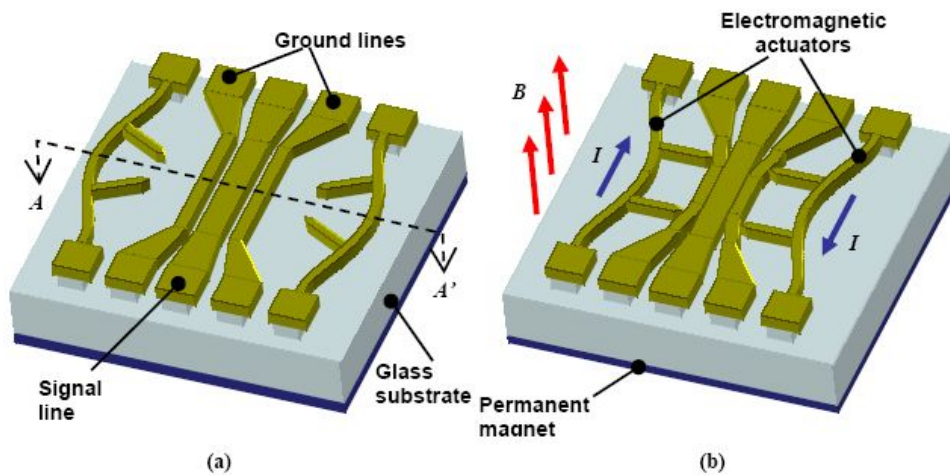
شکل 1-3: طرح تحریک کننده الکترو گرمایی، (a) شکل U [7]، (b) دستکشی شکل [8]

۱-۲-۲) تحریک مغناطیسی:

در ابعاد بزرگ، نیروی مغناطیسی استفاده زیادی دارد. گواه این ادعا، استفاده وسیع از موتورهای الکترومغناطیسی، سلونوئیدها و دیگر وسایل از این قبیل می‌باشد. بر پایه یک مقیاس بندی ساده، بوسیله کوچک سازی کاهش مهمی در نیروی مغناطیسی قابل دسترس توسط تحریک کننده های مغناطیسی چه از نوع الکترومغناطیسی و یا مغناطیس دائم ایجاد می‌شود. [9]. هرچند این امر به فرض موجود در آنالیز بستگی دارد. شار مغناطیسی و در نتیجه آن نیرو را می‌توان با کاهش چگالی جریان عبوری از سیم پیچ کاهش داد. این امر گرمای بیشتری را تولید می‌کند که در سیستم های در ابعاد میکرو تا دمای معینی مجاز می‌باشد. تحریک مغناطیسی معمولا در مقایسه با تحریک الکترو استاتیک، توان مصرفی و پیچیدگی ساخت بالاتری دارد و مجتمع سازی آن بسیار سخت می‌باشد. با این وجود برای برخی کاربردهای خاص، رله های میکرو ماشین کاری شده مغناطیسی توسط لابراتوارهای میکرو بصورت تجاری در آمده اند. در شکل زیر یک نمونه سوئیچ RF MEMS، با تحریک الکترو مغناطیسی با کمک مغناطیس دائم موجود در زیر دی الکتریک، در دو حالت روشن و خاموش دیده می‌شود.

¹ Electrothermal

² Chevron-shape actuator



شکل ۱-۴: سوئیچ RF MEMS با تحریک الکترو مغناطیسی در حالت، (a) روشن (b) خاموش [10]

همانگونه که اشاره شد، روش تحریک با نیروی مگنواستاتیک به ولتاژ کنترلی کمی نیاز دارد و نیروی اتصال در آن بسیار قوی است. اما در یک مقایسه با روش الکترواستاتیک و پیزوالکتریک، این روش بسیار کند بوده و جریان الکتریکی زیادی مصرف می کنند. بدین ترتیب در هنگامی که نیاز به حفظ وضع موجود در سوئیچ داریم توان زیادی تلف خواهد شد. از این گذشته، نوع مگنواستاتیک بسیار حجیم بوده و عموماً ساخت آن دشوار می باشد زیرا علاوه بر یک سیم پیچ سه بعدی به یک هسته مغناطیسی نرم نیز نیاز داریم.

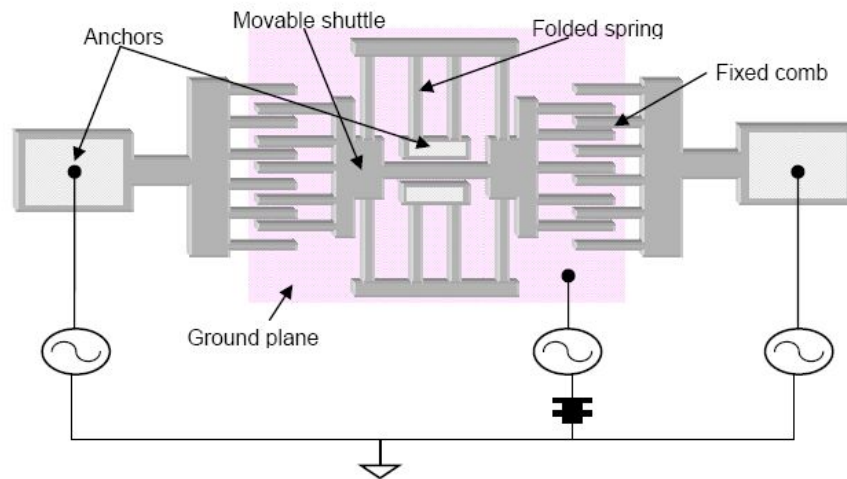
۱-۲-۳) تحریک الکترو استاتیک:

روش الکترو استاتیکی به دلیل سرعت بالا، امکان ساخت و تحقق راحتتر در کنار المان های کوچک، قابلیت اطمینان زیاد خصوصاً در مقابل تغییرات محیطی و دمایی، مصرف توان بسیار کم (در حد صفر)، تکیه بر انرژی ذخیره شده برای حفظ حالت دلخواه المان، مقیاس گذاری مطلوب و ساخت ساده تر و همساز با تکنولوژی CMOS به عنوان رایجترین روش تحقق تحریک مدار مطرح می گردد. شاید اصلی ترین عیب این روش در سوئیچ های MEMS آنجاست که امکان دستیابی به ولتاژ تحریک کوچک همزمان با تلفات ورودی کم سوئیچ وجود ندارد. پتانسیل الکتریکی به دو صفحه الکتروود که با یک لایه دی الکتریک از هم جدا شده اند، اعمال می شود، در نتیجه نیروی جاذبه الکترو استاتیکی بین الکتروود ها ایجاد می شود. نیروی بین دو صفحه الکتروود موازی با تغییر انرژی داخلی، E ، ایجاد می شود. این نیرو از فرمول زیر بدست می آید.

$$F_z = \frac{\partial E}{\partial z} = \frac{1}{2} \frac{dCV^2}{dz} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon AV^2}{g^2} \quad (1-1)$$

که Z ، محور قرار گیری الکتروود ها، C ، ظرفیت خازنی بین دو صفحه، V ، پتانسیل الکتریکی بین دو صفحه، g ، فاصله بین دو صفحه، A ، مساحت صفحات و ϵ ، ضریب الکتریکی بین لایه دی الکتریک بین صفحات می باشد. نیروی الکترو استاتیکی، تابعی از فاصله یا شکاف بین الکتروود ها می باشد. این نیرو با کاهش شکاف

بصورت نمایی افزایش می‌یابد. برای سوئیچ‌های MEMS، این نیرو باید، با قابلیت فتری ساختار متوازن باشد. با اعمال ولتاژ و خم شدن باریکه معلق، شکاف بین الکترودها کاهش می‌یابد. نقطه‌ای که در آن باریکه به میزان $\frac{2}{3}$ ارتفاع شکاف بین صفحه‌ها خم شود را نقطه روشن شدن سوئیچ MEMS در نظر می‌گیرند. [11] یکی از انواع تحریک‌کننده‌های الکترواستاتیکی هم سطح، راه‌انداز شانه‌ای^۱ الکترواستاتیکی می‌باشد. محرک راه‌انداز شانه‌ای، از الکترودهای در میان هم، مطابق شکل ۵-۱ تشکیل شده است.



شکل ۱-۵: شماتیک محرک راه‌انداز شانه‌ای [10]

زمانی که پتانسیل الکتریکی بین شانه‌های ثابت و محرک اعمال می‌شود، شانه‌های متحرک به سمت شانه‌های ثابت جذب می‌شوند. یکی از محاسن محرک راه‌انداز شانه‌ای، توان مصرفی کم آن می‌باشد و یکی از معایب آن احتیاج به ولتاژ بالا می‌باشد. بدون استفاده از تراشه راه‌انداز ولتاژ بالاتر، ولتاژ تحریک برای تطبیق با مدارات CMOS، باید به حدود ۵ ولت برسد. این امر با باریک کردن شکاف بین انگشتان شانه، افزایش ارتفاع انگشتان و یا افزایش تعداد آنها محصل می‌شود. البته این امر ممکن است با مشکلات فنی همراه شود، از آن جمله، شکاف خیلی باریک، ریسک عدم حرکت مکانیکی بازو و در نتیجه ناپایداری را دارد.

۱-۲-۴) تحریک پیزو الکتریک:

در اواخر قرن نوزدهم برادران کوری^۲، مشاهده نمودند که وسایل اندازه‌گیری وزن بر روی کریستال‌های خاصی از جنس کوارتز، انباشتگی بار را روی سطوح کریستال نشان می‌دهند. این پدیده بر اثر هدایت پیزو الکتریک شناخته شد و بعنوان تزویجی خطی بین دو حوزه الکتریکی و مکانیکی تعریف شد. هم‌چنین با معکوس نمودن اثر پیزو الکتریک، کششی (انبساط و انقباض)، ایجاد می‌گردد که باعث ایجاد میدان الکتریکی می‌شود. خاصیت پیزو الکتریکی تنها در کریستال‌های دی‌الکتریکی ایجاد می‌گردد که ساختاری فاقد تقارن مرکزی دارند. از ۳۲ گروه ممکن که بر اساس تقارن در مبحث بلور شناسی^۳ تقسیم بندی شده‌اند، ۲۱ گروه

¹ Comb-drive

² Curie

³ Crystallography

فاقد تقارن مرکزی و ۲۰ گروه پتانسیل پیزو الکتریک بودن را دارند [12]. نتیجه عدم تقارن در ساختار و هم چنین در پتانسیل شبکه ای از جابجایی یون ها می باشد. [13]. دیگر توزیع بین دو حوزه الکتریکی و مکانیکی که در تمامی دی الکتریک ها یافته شده، تغییر شکل بر اثر میدان الکتریکی^۱ می باشد. که در آن کشش متناسب با مجذور میدان می باشد. کشش ایجاد شده بر اثر اعمال میدان الکتریکی تا زمانیکه کشش پیزو الکتریک به قطبش میدان اعمالی بستگی دارد، غالباً مثبت می باشد.

برای بدست آوردن رابطه بین کشش ایجاد شده در ماده پیزو الکتریک و میدان الکتریکی اعمالی، معادله جابجایی الکتریکی بر حسب میدان الکتریکی (۲-۱) و قانون هوک (۳-۱) با یکدیگر در آمیخته می شوند. در معادلات زیر میدان الکتریکی اعمالی (E بر حسب v/m)، جابجایی الکتریکی (D بر حسب c/m²)، کشش (T بر حسب N/m²) و کرنش^۲ (S بر حسب m/m) [13]، برای تحریک از ضریب d (بر حسب m/v یا c/N) و برای مد دریافت از ضریب e (بر حسب c/m²) استفاده می شود.

$$D = \epsilon E \quad (2-1)$$

$$S = sT \quad (3-1)$$

با ترکیب این دو معادله خواهیم داشت:

$$\{S\} = [s^E] \{T\} + [d^T] \{E\} \quad (4-1)$$

$$\{D\} = [d] \{T\} + [\epsilon^T] \{E\} \quad (5-1)$$

با بکار گیری ماتریس فشرده نشانه گذاری شده به منظور کاهش شاخص ها از سه به دو، خواهیم داشت.

$$d_{ij} = \left(\frac{\partial D_i}{\partial T_j} \right)^E = \left(\frac{\partial S_i}{\partial E_j} \right)^T \quad (6-1)$$

$$e_{ij} = \left(\frac{\partial D_i}{\partial S_j} \right)^E = - \left(\frac{\partial T_i}{\partial E_j} \right)^S \quad (7-1)$$

$$g_{ij} = - \left(\frac{\partial E_i}{\partial T_j} \right)^D = \left(\frac{\partial S_i}{\partial D_j} \right)^T \quad (8-1)$$

$$h_{ij} = - \left(\frac{\partial E_i}{\partial S_j} \right)^D = - \left(\frac{\partial T_i}{\partial D_j} \right)^S \quad (9-1)$$

در تحریک سوئیچ های MEMS، روش پیزوالکتریک بر پایه دو بیم استوار است که اختلاف انقباض این دو بیم در ازای آثار پیزوالکتریک منجر به خمش در خود بیم می گردد. این روش نسبتاً سریع است اما دارای معایبی نیز می باشد. منجمله اختلاف انقباض دمایی در دو عنصر پیزوالکتریک نیز بمانند اختلاف انقباض الکتریکی موجب خمش بیم می گردد. از اینرو دما در این روش آثار پارازیتیک خواهد داشت. برای اجتناب از

¹ Electrostriction

² Strain

این مشکل معمولاً لایه‌ها را نسبت به خواص گرمایی شان متقارن می‌چینند. مشکل دیگر تحریک با پیزوالکتریک‌ها نیز آنجاست که مجتمع‌سازی آنها در رنج میکرو بسیار دشوار بوده و نیاز به دماهای بالا دارد. فیلم‌های بکار رفته در این روش نیز بسیار به سختی الگو می‌گیرند.

جدول ۱-۱، بطور خلاصه تحریک‌های مختلف را با هم مقایسه می‌نماید.

جدول ۱-۱: مقایسه روش‌های مختلف تحریک

نیروی اتصال (μN)	زمان سوئیچینگ (μS)	اندازه	توان مصرفی (mW)	جریان (mA)	ولتاژ (V)
50-1000	1-200	Small	0	0	20-80
500-4000	300-10,000	Large	0-200	5-100	3-5
50-200	300-1000	Medium	0-100	20-150	3-5
50-200	50-500	Medium	0	0	3-20

۳-۱) تاریخچه:

- در دهه ۵۰ کشش‌سنج‌های^۱ سیلیکونی به صورت تجاری موجود بودند.
- در سال ۱۹۵۹ ریچارد فایمن در کالیفرنیا موتور الکتریکی کوچکتر از $\frac{1}{4}$ اینچ را ساخت.
- در دهه ۶۰ و در سال ۱۹۶۱ اولین سنسور فشار سیلیکونی به وجود آمد.
- در سال ۱۹۶۹ شرکت WESTINGHOUSE یک ترانزیستور اثر میدان تشدید کننده را به وجود آورد (RGT).
- در دهه ۷۰ و در سال ۱۹۷۰ اولین شتاب‌سنج سیلیکونی شکل گرفت.
- در سال ۱۹۷۹ اولین نازل جوهرافشان میکرو ماشین شده اختراع شد.
- در دهه ۸۰ و در اوایل سال ۱۹۸۰ اولین تجربیات در زمینه سیلیکون میکرو ماشین شده، شکل گرفت.

¹ strain gauge

- در اواخر سال ۱۹۸۰ صنعت میکروالکترونیک با قطعات میکروماشین کاری شده به همراه اسناد و نتایج رایج و متداول توجه محققین بسیاری را به سوی خود جلب نمود.
- در سال ۱۹۸۲ در سنسور فشار خون، سیلیکون به عنوان یک ماده مکانیکی در فرآیند LIGA مورد استفاده قرار گرفت.
- در سال ۱۹۸۸ اولین کنفرانس MEMS برگزار گردید.
- در دهه ۹۰ و در سال ۱۹۹۰ روش‌های میکروماشین کاری برای بهبود عملکرد سنسورها، بدست آورده شد.
- در سال ۱۹۹۲ MCNC، فرآیند MCMS چند کاربره (MUMPS) را شروع کرد و از طرف DARPA حمایت شد.
- در همین سال (۱۹۹۲) اولین لولای میکروماشین کاری شده ساخته شد.
- در سال ۱۹۹۳ اولین شتاب‌سنج‌های میکروماشین کاری شده سطحی فروخته شد (ADXL50).
- در سال ۱۹۹۵، BIOMEMS به سرعت توسعه پیدا کرد
- در سال ۲۰۰۰ اجزای شبکه نوری MEMS جز مشاغل بزرگ شد.

(۴-۱) چشم انداز صنعت MEMS

کاربرد تکنولوژی MEMS در سال‌های اخیر و در صنایع پزشکی، مخابرات، هوا فضا، و خودرو بیشترین رشد را داشته است که در ذیل به چشم‌انداز برخی از این صنایع اشاره می‌شود.

الف) صنایع پزشکی (Bio-MEMS):

کاربردهای ابتدایی MEMS در این زمینه در رابطه با اندازه گیری فشار خون، فلوی مایعات داخلی بدن، ماسک گاز، دیالیز، و ظرفیت تنفسی می باشد که به عنوان مثال می توان از MEDICAL PRESSURE نام برد که ساختاری بر اساس خواص پیزو دارد و به صورت یکبار مصرف در بیمارستانها مورد استفاده قرار می‌گیرد.

در زمینه Bio-MEMS بعلاوه شاهد کاربردهای بررسی محیط زیست و آب تا کشف دارو و بررسی رشته DNA خواهیم بود. اساس کار غالب این کاربردها سیستم‌های میکروفلوئیدی می‌باشد که این سیستمها قابلیت آنالیز مقادیر کوچک حجمی مایعات را دارند و بر همین اساس در زمینه صنعت ساخت وسایل پزشکی مورد استفاده قرار می‌گیرند.

ب) صنایع هوا فضا:

در نشانگرهای کابین خلبان، ابزار Ejection، اندازه‌گیرهای تونل هوا و میکرو ماهواره‌ها کاربرد خواهند داشت.

ج) صنایع خودرو:

شتاب‌سنج‌های ساخته شده با فناوری MEMS، به سرعت با شتاب‌سنج‌های رایج جهان جایگزین خواهند شد. در روش سنتی و مرسوم، چندین شتاب‌سنج بزرگ در جلوی اتومبیل در کنار سیستم الکترونیک نزدیک کیسه هوا نصب می‌شد و این روش برای هر اتومبیل بالغ بر ۵۰ دلار هزینه داشت. فناوری MEMS مجتمع سازی شتاب‌سنج‌ها و مدارهای الکترونیکی را روی یک تراشه سیلیکونی با هزینه ای بین ۵ تا ۱۰ دلار در بر خواهد داشت که اهداف عمده مقابل را جستجو می‌نماید: سبک‌تر، قابلیت اطمینان بالاتر، و ارزان‌تر (با کسری از هزینه عناصر شتاب‌سنج مقیاس یزرگ).

د) صنایع مخابرات:

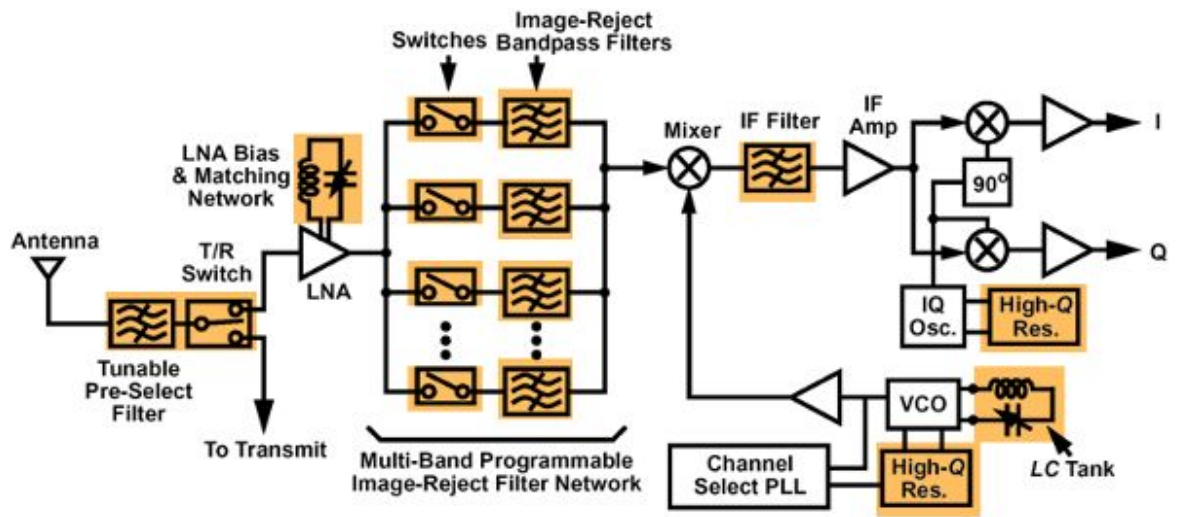
از دو نوع MEMS در این صنایع به طور متداول استفاده می‌شود: MOEMS و RF-MEMS

تکنولوژی MOEMS به دلیل وجود فوتون بدون جرم، نیاز به نیروی کمی ندارند، مکان کوچکی را اشغال می‌کنند، دقت بالایی دارند، و با سرعت نور کار می‌کنند. تکنولوژی ساخت آنها مانند نیمه هادی‌ها می‌باشد که این امر سبب تولید ارزان قیمت و افزایش کارایی آنها شده است. ساختار جزء آنها میکرو آینه است که باعث افزایش سرعت جریان اطلاعات شده است. غالب کاربردهای MOEMSها در آینده بر روی توسعه فیلترها، مدولاتورها، آنتن‌ها، و موجبرها خواهد بود.

در آینده انتظار گسترش کاربرد RFMEMSها در صنعت ساخت موبایل خواهیم بود به طوری که با پیشرفت آنها، موبایل‌ها ارزانتر شده و اندازه کوچکتری خواهند داشت. از سوی دیگر مجتمع سازی عناصر مکانیکی، سنسورها، محرک‌ها، و ادوات الکترونیک روی یک بستر سیلیکونی نیز بعنوان یک محصول Hybrid مدنظر بسیاری از طراحان خواهد بود.

آنچه که مسلم است درخواست برای سیستمهای ارزانتر و کوچکتر بطور مستمر وجود داشته و خواهد داشت. برای روشن شدن موضوع بلوک دیاگرام یک گیرنده و فرستنده در شکل ۱-۶ آورده شده است. اکثر عناصر این سیستم از جمله تقویت کننده کم نویز، میکسرها، سینتی سائزرهای الکترونیکی و مدارهای دیجیتال باند پایه با فناوری مدارهای مجتمع موجود کوچک شده اند اما عناصر بسیاری نیز وجود دارند که با فناوری مدارهای مجتمع موجود قابل کوچک سازی نیستند. در نتیجه عمده تحقیقات بر روی جایگزینی این عناصر با ساختارهای دیگر متمرکز شده است.

پیشرفت های اخیر در فناوری MEMS و صنعت میکرو ماشینکاری امکان فشرده و کوچک سازی تمام عناصر را بر روی برد ایجاد نموده است و در آینده ای نزدیک سازگاری فناوری IC با فناوری میکرو ماشینکاری RF را نوید می‌دهد. در شکل ۱-۶ عناصری که امکان جایگزینی آنها با فناوری MEMS وجود دارد بصورت رنگی نشان داده شده اند.



شکل ۱-۶: بلوک دیاگرام نوعی یک گیرنده مخابراتی [11]

- [1] Maluf N., an introduction to Micro Electromechanical Systems Engineering, Artech House, 2000, ISBN 0-89006-581-0
- [2] Gardner J.W., Micro Sensors, John Wiley & Sons, 1994, ISBN 0-471-94145-2
- [3] Krueger S., Müller-Fiedler R., Finkbeiner S., Trah, H.-P., MST News, January 2005, pp. 8-10
- [4] Peterson K.E., "Micromechanical membrane switches on silicon", IBMJ. Res. Dev., 1979, 23, (4), pp.376– 385
- [5] Lucyszyn S., "RF MEMS-an introduction", Proc. Workshop on MEMS for RF and Optoelectronics Applications, part of the International Wireless Design Conf., London, UK, May 2002, pp. 3–26
- [6] P. Blondy, D. Mercier, D.Cros, P. Guillon, P. Rey, P. Charvet, B. Diem, "Packaged millimeter wave thermal MEMS switches," Proc. Gallium Arsenide applications symposium, 2001.
- [7] J. H. Corntois, V. M. Bright, "Applications for surface-micromachined polysilicon thermal actuators and arrays," Sensors and Actuators A, vol. 58, pp. 19-25, 1997
- [8] Q. Huang and N. K. S. Lee, "Analysis and design of polysilicon thermal flexure actuator," J. Micromech. Microeng., vol. 9, pp. 64–70, 1999.
- [9] M. Madou, "Fundamentals of Microfabrication", CRC press, 1997.
- [10] Seunghoon Park "A Study on Bulked-Beam actuators for RF MEMS Application" December 2007
- [11] G.M. Rebeiz, "RF MEMS Theory, Design, and Technology", John Wiley & Sons, 2003
- [12] J.F Nye, "Physical Properties of Crystals", Oxford Science Publishing, 1985.
- [13] K. Uchino, "Ferroelectric Devices", Marcel Dekker, 2000.
- [14] IEEE Standard, IEEE Standard on Piezoelectricity, IEEE, 2001.

فصل ۲

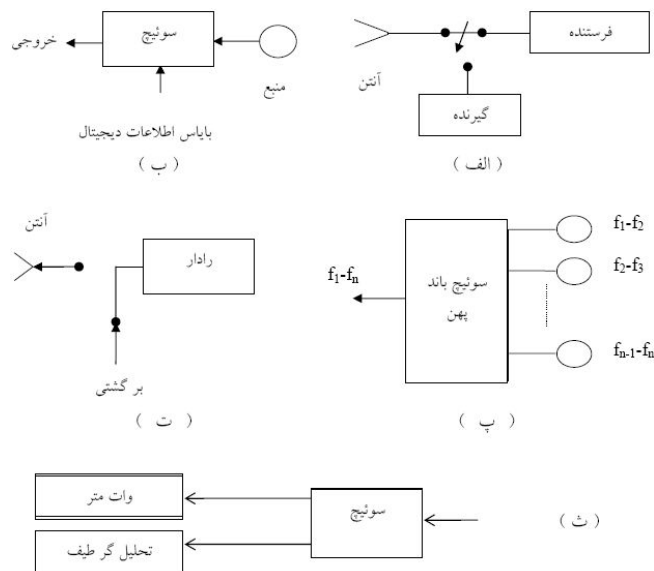
سوئیچ‌های میکروالکترومکانیکی
(MEMS)

در مهندسی مخابرات سوئیچ و مفهوم سوئیچینگ شاید وسیعترین عبارت در متون و پر کاربردترین قطعه در عمل باشد. نقش سوئیچ چه بعنوان یک قطعه مستقل و چه بلوک اصلی قطعات و سیستمهای دیگر چنان گسترده است که مخابرات بدون آن شاید مفهوم دیگری داشت. عملکرد و هزینه آن در تمام زمینه های مخابرات غیر قابل انکار بوده و در واقع می توان گفت بلوک اصلی و تعیین کننده در تمام سیستمهای مخابراتی بویژه در فرکانسهای بالا می باشد.

سوئیچ عنصری ساده اما حیاتی در سیستمهای مخابراتی، رادار، تست، اندازه گیری و کنترل می باشد. سوئیچ بعنوان وسیله ای برای برقراری اتصال یا قطع یک مدار الکتریکی قابل تعریف است. این تعریف ساده بر مبنای مفاهیم و قوانین مداری براحتی قابل درک است. اگر چه قطع و وصل یک مدار ساده به نظر می رسد اما نباید تصور شود که بررسی و تحلیل سوئیچ در تمام موارد به این راحتی عملی است. در حالتهاى مختلف بویژه در فرکانسهای بالا تحلیل عملکرد سوئیچ مستلزم محاسبات طولانی و پیچیده است. بسته به نوع سوئیچ، توصیف آن مستلزم بررسی مفاهیمی از فیزیک و مکانیک و الکترومغناطیس بطور همزمان می باشد.

سوئیچ ها همانطور که در شکل ۱-۲ ملاحظه می شود، یکی از پر کاربردترین قطعات الکترونیکی در صنعت مخابرات به شمار می روند. این قطعات از اولین بلوک های گیرندگی و در کنار آنتن ها به عنوان داپلکسر، تا آخرین بلوک های فرستندگی به عنوان اجزاء اصلی تغییر دهنده های فاز ظاهر می شوند و در واقع می توان گفت بلوک اصلی و تعیین کننده در تمام سیستمهای مخابراتی بویژه در فرکانسهای بالا می باشند. بنابر اهمیت فوق العاده و ضرورت بررسی دقیقتر این المان در حیطه MEMS، این فصل را به تحلیل و بررسی بیشتر این قطعات و کاربرد آنها اختصاص داده ایم.

در طول دهه های گذشته و برای اعمال سوئیچینگ در مدارات مجتمع RF از دیود های PIN در تکنولوژی HMIC و از Cold-FET ها در RFIC و MMIC استفاده می شد. معماری سیستم های RF را در تکنولوژی MEMS می توان با افزایش کارایی و کاهش پیچیدگی و قیمت بهبود بخشید [1]. برای نمونه Goldsmith و همکاران [2] سوئیچ MEMS ای طراحی نمودند که در فرکانس ۲ تراهرتز دارای دست کم دو برابر کارایی بیشتر از عملکرد قابل دسترس سوئیچ های PIN بود.



شکل ۲-۱: شماتیکی از برخی کاربردهای سوئیچ در صنعت مخابرات، الف) سوئیچ بین فرستنده و گیرنده ب) مدولاتور دیجیتال پ) ایجاد سیگنال باند پهن ت) رادار ث) سیستم های اندازه گیری [28]

۲-۲) انواع سوئیچ:

سه نوع سوئیچ معمول در مایکروویو عبارتند از: سوئیچهای مکانیکی، سوئیچهای نیمه هادی و سوئیچهای میکروالکترومکانیکی

۲-۲-۱) سوئیچهای مکانیکی:

سوئیچهای مکانیکی عمدتاً از کابل هم محور و موجبر ساخته می شوند و مناسب برای کاربردهایی هستند که در آنها سرعت کلید زنی مورد مهمی نباشد. حرکت کلید زن بطور دستی یا بوسیله یک سلونوئید کنترل می شود. بواسطه ماند مکانیکی عنصر، سرعتهای کلید زنی معمولاً در حدود کسری از ثانیه می باشد. خواص عمده این سوئیچها عبارتند از: تلفات داخلی کم، ایزولاسیون بالا، توانائی تحمل توان بالا و خاصیت خطی قوی. حجیم، سنگین و کند بودن از جمله معایب آنهاست. سوئیچهای مکانیکی با مشخصات گوناگون و در باندهای فرکانسی مختلف و نیز برای محدوده توانی وسیع بصورت تجارتي در دسترس هستند. علیرغم مزایای مذکور، برای سرعتهای بالا سوئیچهای نیمه هادی ترجیح داده می شوند.

۲-۲-۲) سوئیچهای نیمه هادی:

سوئیچهای نیمه هادی از عناصر نیمه هادی همانند دیود PIN و ترانزیستور FET برای سوئیچینگ استفاده می کنند. سرعت بالا، اندازه و وزن کم از جمله محاسن این سوئیچهاست. اما از نظر مصرف توان DC، ایزولاسیون، تحمل توان، خاصیت خطی دچار ضعف هستند. کلاً در حالتی که سرعت خیلی مهمتر از توان باشد سوئیچهای نیمه هادی مطرح می شوند. معمولترین سوئیچ الکترونیکی دیود سری، موازی و یا ترکیبی از آنهاست. این دیودها دارای یک پیوند نیمه هادی قابل کنترل هستند. در بایاس مستقیم معادل یک

مقاومت کوچک و در بایاس معکوس خازن با ظرفیت کم می باشد. دیود PIN مشابه دیود معمولی بوده با این تفاوت که بعلت ناحیه تخلیه بزرگ خازن کوچکتری دارد. این سوئیچ بصورت سری و موازی در مدارات مایکرواستریپ کاربرد وسیعی دارد.

برخی از کاربردهای سوئیچ دیودی عبارتند از:

- در آرایه های فازی سیگنال بین مسیرهای مختلف هدایت شده و متناسب با طول مسیرها تأخیر زمانی و در نتیجه اختلاف فاز ایجاد می گردد.

- در کاربردهای راداری بعنوان یک ابزار جدا کننده، از گیرنده در برابر فرستنده محافظت می کند.

- با اتصال چند عنصر باند باریک بصورت مناسب سیستم باند پهن ایجاد می نماید.

- در مدولاتورهای دیجیتال، مسیریگنال ورودی به خروجی مدولاتور را کنترل می کند.

نوع دیگر سوئیچ نیمه هادی با استفاده از مواد دارای حامل با ضریب تحرک بالا همانند ترانزیستور GaAs FET ساخته شده است که سرعت سوئیچینگ بالاتری دارند. در مقایسه با دیودها، عموماً این نوع سوئیچها مقاومت سری بالا و خازن بزرگتری دارند. سوئیچ FET یک عنصر سه سر است که با ولتاژ گیت کنترل می شود. کلاً GaAs MESFETs و دیود PIN عملکرد بهتری در فرکانسهای بالا و سیگنالهای کوچک ارائه می دهند.

سوئیچهای FET دارای پهنای باند وسیع، مصرف توان DC پائین، سرعت سوئیچینگ بالا و حالت گذرای کم نسبت به سوئیچهای دیودی بوده اما تلفات داخلی بیشتری دارند. برای فرکانسهای بالای 1 GHz سوئیچهای نیمه هادی در حالت روشن تلفات بالا (1-2 dB) و در حالت خاموش دارای ایزولاسیون ضعیف (25- dB) هستند. (۲۰)

۲-۲-۳) سوئیچهای میکروالکترومکانیکی:

سیستم های میکروالکترومکانیکی یا بصورت خلاصه MEMS، ابزاری در مقیاس میکرو می باشند که بین پدیده های الکتریکی و مکانیکی ارتباط برقرار کرده اند و با تکنیک های ساخت در ابعاد میکرو که در کارخانجات ساخت مدارهای مجتمع استفاده می شود، ساخته می شوند. زمینه ای از تکنولوژی MEMS که در فرکانس های مایکروویو استفاده می شود و تفاوت نسبتاً زیادی نیز با دیگر زمینه های آن دارد، RF MEMS خوانده می شود. با توجه به مشخصات RF MEMS، این تکنولوژی پتانسیل بالایی برای کاربرد در سیستم های دفاعی و ارتباطی دارد. یکی از مهمترین المان های MEMS در فرکانس های مایکروویو، سوئیچ می باشد، که ضروری است دارای ابعاد کوچک بوده و بتواند با استفاده از حرکت مکانیکی مدار اتصال کوتاه یا باز در خط انتقال ایجاد کند.

سوئیچ های MEMS، معایبی همچون سرعت سوئیچ متوسط در حدود ۱۰۰-۳ میکرو ثانیه، ظرفیت توان قابل تحمل کم ($W < 1-2$)، در مقایسه با ساختارهای حالت جامد و فرو الکترونیک، را دارا می باشد. مساله مهم دیگری که باید در مورد این سوئیچ ها در نظر گرفت مساله بسته بندی و عمر مفید این سوئیچ ها می باشد. برای داشتن سوئیچ های MEMS با مشخصات مناسب و کارا، به پکیج مخصوصی^۱ نیاز می باشد تا از سوئیچ در برابر اثرات محیطی محافظت نماید. سوئیچ های MEMS غیر بسته بندی عملکرد نامطلوبی از خود نشان می دهند. پلیمر کریستال مایع با تلفات کم در فرکانس میکروویو و ریز موج، گزینه مناسبی برای بسته بندی سوئیچ های MEMS می باشد. سوئیچ های میکروالکترومکانیکی علاوه بر معایب فوق محاسن زیر را دارا می باشد:

- ۱- تلفات عبوری خیلی کم: با استفاده از فلز بجای نیمه هادی به منظور هدایت، سوئیچ های MEMS، تلفات بسیار کمی در حدود ۰/۵ تا ۰/۲ دسیبل را در باند فرکانسی ۱-۱۰۰ گیگا هرتز نشان می دهند.
 - ۲- خاصیت خطی خیلی بالا: سوئیچ های MEMS، وسایلی بسیار خطی می باشند. خاصیت خطی بودن این سوئیچ ها در حدود ۶۰-۳۰ دسیبل بهتر از سوئیچ های FET، دیودهای PIN و ورکتورهای BST می باشد.
 - ۳- توان مصرفی خیلی کم: با وجود اینکه تحریک الکترو استاتیکی سوئیچ MEMS، به ولتاژی در حدود ۲۰ تا ۱۰۰ ولت نیازمند می باشد، جریان خیلی خیلی کوچک آنها، اتلاف توان DC خیلی کمی را ایجاد می کند.
 - ۴- ایزولاسیون خیلی بالا: سوئیچ های MEMS با اتصال فلزی بر روی دی الکترونیک هوا ساخته می شوند و نتیجتاً در وضعیت خاموش (بالا)، با داشتن ظرفیت خازنی خیلی کمی در حدود ۱-۶ Ff، ایزولاسیون خیلی بالایی تا حدود ۴۰ گیگاهرتز را از خود نشان می دهند.
- این محاسن بدلیل مطابقت با ساخت مدارات مجتمع، تکنولوژی RF MEMS را قادر به استفاده ارزان و با کیفیت، در وسایل ارتباطی و نظامی مانند فیلتر های سوئیچی قابل تنظیم باند وسیع، آرایه آنتن و شبکه های تطبیق طرح پذیر^۲ و مخابرات ماهواره ای می کند. بیشتر فعالیت های اخیر در حوزه RF MEMS، در راستای بهبود توان قابل تحمل، افزایش قابلیت اطمینان، بسته بندی و کاهش زمان سوئیچ ساختارهای بر پایه MEMS، صورت پذیرفته است. جدول ۱-۲، محاسن و معایب سوئیچ RF MEMS را بطور خلاصه نشان می دهد.

¹ Hematic package

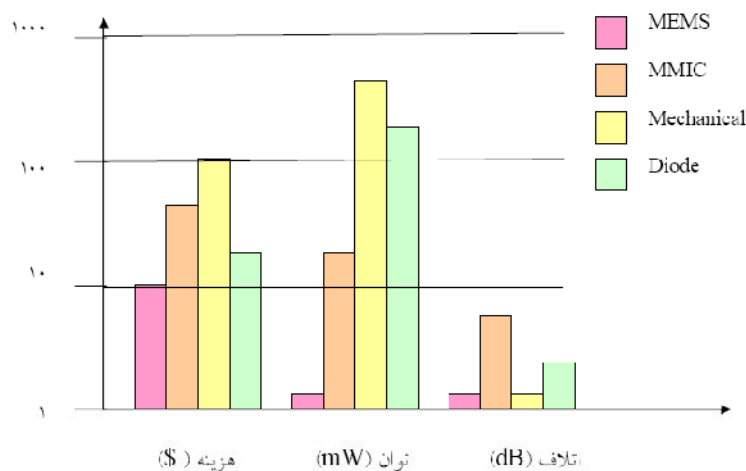
² Reconfigurable

جدول ۲-۱: محاسن و معایب سوئیچ RF MEMS

معایب	محاسن
نیازمندی به ولتاژ تحریک بالا	ایزولاسیون بالای بین DC و RF
سرعت سوئیچ پایین	تلفات عبوری بسیار کم
توان قابل تحمل محدود	قابلیت خطی بودن بالا
عمر مفید نامشخص	توان مصرفی در حد صفر (با تحریک الکترواستاتیکی)
قابلیت اطمینان نامشخص	پهنای باند خیلی زیاد
قیمت نامشخص	قابلیت کوچک سازی
نیازمند بسته بندی خاص	امکان ساخت در ابعاد بالا
پیچیدگی مجتمع سازی با مدارات RF	دارا بودن مدارات کنترلی ساده

آنچه در جدول ۲-۲ آمده است مقایسه ای می باشد میان سوئیچ های MEMS با سایر انواع سوئیچ که در صنعت مخابرات استفاده می شوند.

با اینکه تمام پارامترهای توصیف کننده سوئیچ دارای اهمیت هستند اما هزینه ساخت، توان مصرفی و تلفات داخلی از اهمیت ویژه ای برخوردار می باشند. شکل ۲-۲ این فاکتورهای تعیین کننده را برای سوئیچهای معمولی و سوئیچهای MEMS با یکدیگر مقایسه نموده است. همانطور که از این شکل نیز بر می آید، سوئیچهای MEMS مزایای عمده ای نسبت به سایر سوئیچها ارایه می کند و بویژه از نظر ایزولاسیون و تلفات داخلی بسیار بهینه است.



شکل ۲-۲: مقایسه تلفات، توان، و هزینه ساخت در سوئیچ های MEMS با سایر انواع سوئیچ های نیمه هادی و مکانیکی [28]

جدول ۲-۲: مقایسه سوئیچ های MEMS با سایر سوئیچ های نیمه هادی [28]

سوئیچ	رله	دیود شاتکی	FETs	دیود PIN	MMIC	MEMS
زمان گذرا (ns)	-	۵	-	۳۰۰	۵	-
ولتاژ (V)	۱۰۰-۲۰۰	-	۵-۵۰	۳-۵	-	۳-۳۰
جریان (μA)	۱-۲	-	<1۰	۱۰۰۰۰	-	<1۰
معیار شایستگی (GHz)	-	-	۳۰۰-۴۰۰	۱۵۰۰-۲۰۰۰	-	>۳۰۰۰
طول عمر	10^8-10^9	$>10^9$	$>10^9$	-	-	$>10^{13}$
اتلاف در ۱GHz (dB)	۰/۲۵	۰/۸۵	۰/۵-۱	۱/۵-۱	۱/۱	۱/۱
ایزولاسیون در ۱GHz (dB)	۷۰	۶۲	۲۰-۴۰	۴۰	۶۰	>۴۰
عرض باند (MHz)	۰-۱۲۰۰	۲-۵۰۰	-	۲۰-۲۰۰۰	۵-۴۰۰۰	۰-۴۰۰۰۰

۲-۳) انواع سوئیچ های MEMS

در عمل دو نوع کلی از سوئیچ های MEMS وجود دارند. سوئیچ های اهمی^۱ (یا MAM) و سوئیچ های خازنی^۲ (یا MIM). در هر دو این سوئیچ ها می توان به تلفات انتقالی بسیار کم در هنگام خاموش بودن سوئیچ و ایزولاسیون بالا در هنگام روشن بودن آن دست یافت. متأسفانه مشکل عمده سوئیچ های اهمی در مستعد بودن اتصالاتش برای خوردگی است. علاوه بر این، ایجاد اتصالات فلز-فلز در این نوع بسیار دشوار بوده و گاهی تحت مکانیزم های تحریک خاص ممکن نمی باشد.

در سوئیچ های خازنی اما یک بده بستان برقرار است؛ افزایش سطح سوئیچ منجر به افزایش تلفات انتقال در هنگام خاموش بودن سوئیچ می شود که مطلوب نیست و از سوی دیگر ایزولاسیون را در هنگام روشن بودن آن افزایش می دهد که مورد نظر است. اگر ارتفاع سطح بیم را افزایش دهیم نیز بهبود در هر دو پارامتر ذکر شده رخ می دهد که این تقویت به قیمت تنزل در کیفیت تحریک است به این معنی که برای روشن کردن سوئیچ در تحریک الکترواستاتیک به ولتاژ بالایی نیاز خواهد بود.

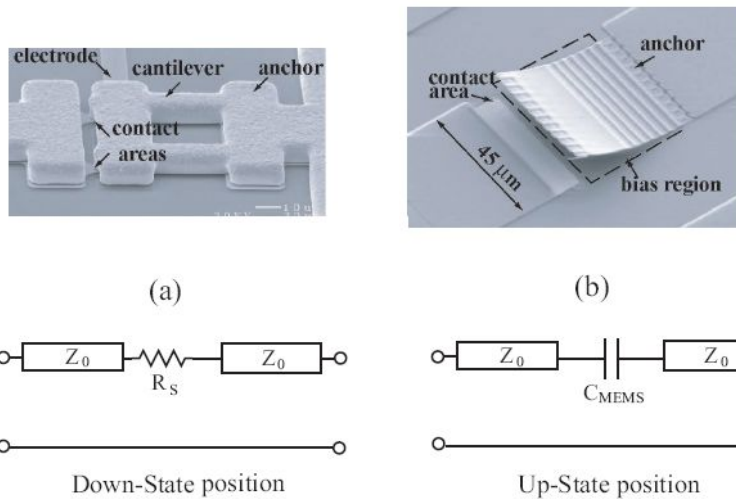
شکل ۲-۳ سوئیچ سری اتصال فلزی را در دو حالت بالا و پایین به همراه مدار معادلش که در آزمایشگاه لینکن^۳ و شرکت ابزار آلات آنالوگ^۴ ساخته شده است را نشان می دهد.

¹ Ohmic or Metal-Air-Metal (MAM)

² Capacitive Membrane or Metal-Insulator-Metal (MIM)

³ Lincoln Laboratory

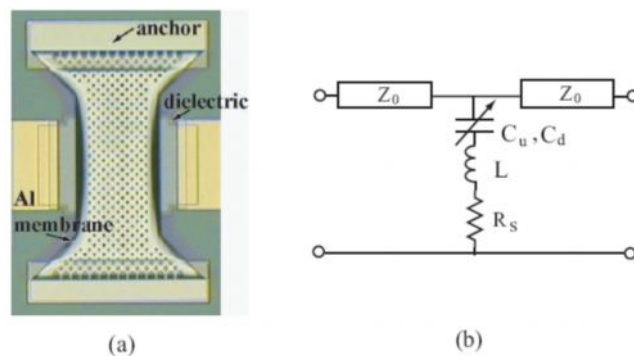
⁴ Analog Devices



شکل ۲-۳: سوئیچ اتصال فلزی سری ساخته شده توسط: (a) آزمایشگاه لینکن (b) شرکت ابزار آلات آنالوگ

به همراه مدارات معادل آنها [3]

سوئیچ سری می تواند در مسیر سیگنال مدار اتصال باز ایجاد کند. ($C_{up} < 6 \text{ fF}$) و یا مدار اتصال کوتاه ایجاد کند و سیگنال از اتصال فلز به فلز عبور می کند. ($R_s < 2\Omega$). سوئیچ های فلز به فلز، اغلب در DC-40 GHz استفاده می شوند. از طرف دیگر سوئیچ های خازنی همان پاسخ را اتصال فلز-دی الکتریک ایجاد می کنند. شکل ۲-۴ سوئیچ خازنی موازی ساخته شده توسط شرکت ریتون^۱ [3]، را نشان می دهد. سوئیچ در حالت بالا به سیگنال اجازه عبور می دهد و در حالت پایین سیگنال را به زمین هدایت و اتصال کوتاه می کند. ($C_{down} \ll C_{up}$). سوئیچ های خازنی برای کار در فرکانس ۱۰-۴۰۰ گیگا هرتز مناسب می باشند و دارای نسبت خازنی ($C_r = C_{down}/C_{up}$)، در حدود ۱۰۰-۲۰ می باشد. این نسبت، برای برخی کاربردها، نظیر شیفت دهنده های فاز خط باردار شده [5], [4]، مدارات تطبیق قابل تنظیم [7], [6] و فیلترهای سوئیچی باند وسیع [9], [8]، که نیازمند نسبت خازنی ۵-۲ است، مناسب نمی باشد. برای حل این مشکل، از یک خازن با مقدار ثابت و بصورت سری با سوئیچ های خازنی استفاده می شود.



شکل ۲-۴: سوئیچ خازنی موازی ساخته شده توسط ریتون، (a) نمای بالا (b) مدار معادل متناظر با آن [3]

¹ Raytheon

در برخی کاربردها همچون فیلترهای قابل تنظیم که مقادیر خازنی پیوسته احتیاج می‌باشد. [10]، و رکتورهای MEMS آنالوگ گسترش یافته اند. [11]، اما در این حالت نسبت خازنی در حدود ۲ می‌گردد و فرآیند ساخت را دشوار می‌سازد.

سوئیچهای MEMS را از نقطه نظر ترکیب ساخت می‌توان در دو گروه اصلی جای داد، سوئیچ با باریکه لنگری یا سگدست^۱ و سوئیچ با باریکه ثابت-ثابت یا پل معلق^۲. هر کدام از دو گروه بالا را از منظر نحوه قرار گرفتن در طول خط انتقال، می‌توان به دسته‌های سری یا موازی تقسیم نمود.

تقریباً تمام سوئیچهای MEMS، همانطور که در شکل ۲-۵ نیز مشاهده می‌شود، دارای یک پل معلق یا یک سگدست می‌باشند که در خارج از صفحه پل بصورت الکترواستاتیکی تحریک می‌گردند. روشن شدن سوئیچ در بسیاری مراجع به اینصورت تعریف شده است که پل بیش از ۲/۳ مقدار اولیه اش خمش پیدا کند و از آنجاییکه این خمش محصول نیروی الکترواستاتیک حاصل از ولتاژ تحریک V_s می‌باشد، محاسبه این ولتاژ تحریک از پارامترهای مهم در هر سوئیچ به حساب می‌آید.

بر اساس قوانین نیوتن این خمش زمانی آغاز خواهد شد که نیروی جاذبه الکترواستاتیکی بزرگتر یا مساوی نیروی دافعه فنری باشد و به این ترتیب می‌توان به سادگی نشان داد که،

$$V_s \cong \sqrt{\frac{8kh_{up}^3}{27\varepsilon_0 A}} \begin{cases} \sqrt{\frac{128Et^3 h_{up}^3}{27\varepsilon_0 L^4}} & \text{for a Suspension Bridge} \\ \sqrt{\frac{2Et^3 h_{up}^3}{27\varepsilon_0 L^4}} & \text{for a Cantilever} \end{cases} \quad (1-2)$$

که k ثابت موثر فنر، h_{up} ارتفاع اولیه سطح بیم در هنگام خاموش بودن سوئیچ، ε_0 ضریب نفوذ پذیری خلاء، E مادول یانگ، A مساحت سطح بیم، L طول بیم، W عرض بیم و t ضخامت بیم می‌باشند. واضح است که نوع سگدست دارای ولتاژ و ولتاژ تحریک کمتر (از مرتبه ۸) نسبت به پل معلق معمولی است. در عمل کاهش k موجب کاهش ولتاژ تحریک و در مقابل افزایش زمان سوئیچ می‌گردد. به بیان دیگر بین سرعت و ولتاژ تحریک یک بده بستان وجود دارد.

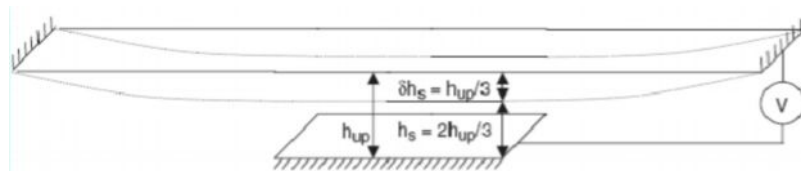
۲-۳-۱) سوئیچ پل معلق:

سوئیچ پل معلق عمدتاً از نوع خازنی بوده و می‌تواند بصورت سری یا موازی بکار رود. این سوئیچ همانطور که در شکل ۲-۵ نیز دیده می‌شود روی موجبر هم صفحه قرار گرفته و شامل دو الکتروستات است. الکتروستات پائین همان خط انتقال مرکزی موجبر هم صفحه می‌باشد درحالیکه الکتروستات بالایی یک ورقه نازک فلزی

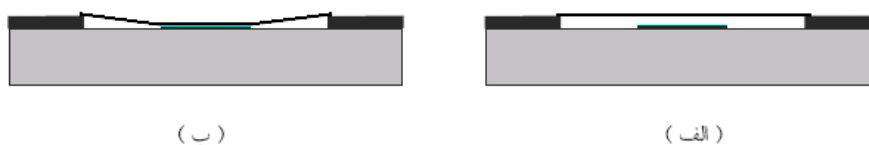
¹ Cantilever

² Suspension Bridge

است که بصورت معلق بر روی الکتروود پایینی قرار گرفته و از طرفین به هادی های کناری موجبر هم صفحه متصل می باشد. یک لایه نازک دی الکتریک نیز جهت جلوگیری از اتصال فلز به فلز، بر روی الکتروود پائین پوشانده می شود که در این دو شکل با رنگ آبی نشان داده شده است.



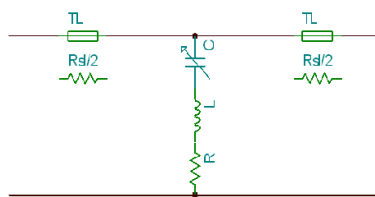
شکل ۲-۵: پل معلق سوئیچ MEMS تحت تاثیر نیروی الکترواستاتیک



شکل ۲-۶: سوئیچ پل معلق MEMS روی موجبر هم صفحه در دو حالت (الف) خاموش و (ب) روشن

باریکه سوئیچ می تواند بین دو موقعیت بالا و پائین با اعمال یک ولتاژ تحریک DC حرکت کند. فاصله هوایی نسبت خازنهای روشن و خاموش و در نتیجه ایزولاسیون را مشخص می کند. وقتی که هیچ ولتاژ تحریکی اعمال نشود، الکتروود بالایی به شکل یک خازن کوچک پارازیتی ظاهر خواهد شد که در حالت ایده آل می توان از آن صرف نظر نمود.

مدل معادل این نوع سوئیچ و روابط مربوط به امپدانس و تقریب آن در اطراف فرکانس تشدید، بصورت زیر می باشد.



شکل ۲-۷: مدل خط انتقال CPW و عناصر سوئیچ MEMS

$$Z_s = \begin{cases} \frac{1}{j\omega C} & f \ll f_0 \\ R_s & f = f_0 \\ j\omega L & f \gg f_0 \end{cases}$$

(۲-۲)

$$Z_s = R_s + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

در اینجا مدل سوئیچ مستقل از خط انتقال در نظر گرفته می شود. در حالت بالا ظرفیت با استفاده از فرمول خازن موازی با تقریب خوبی قابل محاسبه است زیرا در این حالت کافی است ظرفیت حاصل از لایه و هادی مرکزی را بصورت سری در نظر بگیریم. در حالت خاموش تقریباً لایه به دی الکتریک چسبیده و فاصله صفحات خازن همان ضخامت دی الکتریک می باشد. بنابراین مقدار ظرفیت در حالت بالا و پائین بصورت زیر خواهد بود.

$$C_{pu} = \frac{\epsilon_0 w W}{g_0 + \frac{t_d}{\epsilon_r}} \quad C_d = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{t_d} \quad (3-2)$$

که C_d ظرفیت خازن در حالت پایین و C_{pu} ظرفیت خازن در حالت بالا می باشد.

در بررسی سوئیچ نسبت ظرفیت حالت روشن و خاموش دارای اهمیت زیادی است در اینجا این نسبت بصورت زیر خواهد بود.

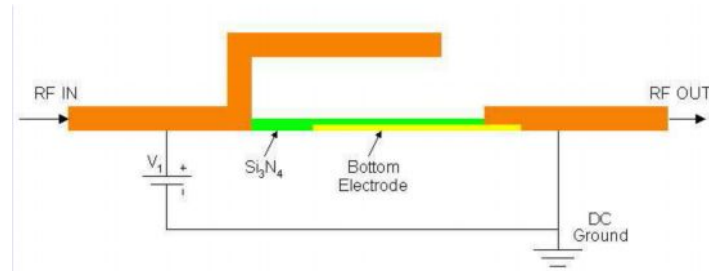
$$\frac{C_d}{C_u} = \frac{\frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{t_d}}{\left(\frac{\epsilon_0 A}{g_0 + t_d / \epsilon_r}\right) + C_f} \quad (4-2)$$

۲-۳-۲ سوئیچ RF MEMS با باریکه لنگری (سگدست):

همانطور که گفته شد دومین نوع از سوئیچها، سوئیچ با باریکه لنگری است. در واقع در این نوع سوئیچ یک طرف باریکه ثابت و طرف دیگر متحرک است. اولین تفاوت آن با سوئیچ قبلی استفاده از دی الکتریک برای ثابت نگه داشتن باریکه است که باعث جدائی DC از RF در اغلب این نوع سوئیچها می گردد. سوئیچهای با پل هوایی و تحریک الکترو استاتیک، ظرفیت خازنی خیلی بالا و تلفات کمی را از خود نشان می دهند اما دارای ولتاژ تحریک خیلی بالایی می باشند [12]. سوئیچهای با بیم لنگری، ولتاژ پایین آمدن خیلی کمی را به همراه تلفات کم و ایزولاسیون خوب در حد سوئیچهای با اتصال dc از خود نشان می دهند. تحریک گرمایی و بسته بندی این سوئیچها با کریستال مایع پلیمری^۱ (LCP)، گزارش شده است [13]. همانطور که اشاره شد، بدلیل ساختار این نوع سوئیچ، شکل باریکه خیلی حساس و به راحتی قابل تغییر می باشد، بطوریکه حتی در عدم حضور ولتاژ امکان خم شدن باریکه وجود دارد. یک راهکار برای حل این مشکل، باریک و کلفت کردن بیم، تا حد امکان می باشد. هرچند این امر باعث افزایش استحکام باریکه و در نتیجه افزایش ولتاژ تحریک آن می گردد. در نتیجه در طراحی این نوع سوئیچها باید بین میزان استحکام و ولتاژ مورد نیاز تحریک بسته به خواسته های مورد نظر توازن ایجاد نمود. سوئیچهای RF MEMS با باریکه لنگری به دو دسته خازنی و اتصال DC تقسیم می شوند.

¹ liquid crystal polymer

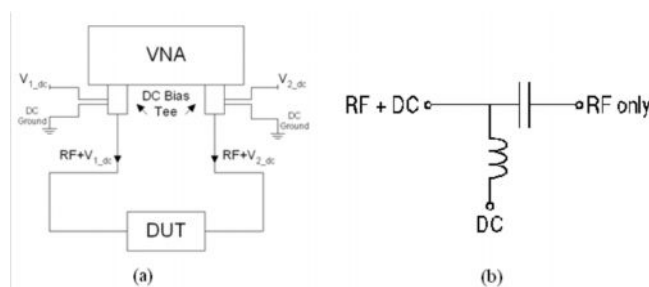
در شکل ۸-۲ سوئیچ خازنی RF MEMS با باریکه لنگری از نمای کناری نشان داده شده است.



شکل ۸-۲: نمای جانبی سوئیچ خازنی RF MEMS با باریکه لنگری [14]

همانطور که در شکل ۸-۲ دیده می‌شود، ورودی و خروجی سیگنال RF، در مسیر مستقیم خط انتقال می‌باشد. بر روی الکتروود پایینی یک لایه نازک از دی الکتریک با جنس سیلیکون نیتريد با فرمول Si_3N_4 قرار دارد. هنگامی که ولتاژ V_1 در شکل ۸-۲، بین باریکه لنگری معلق و الکتروود پایینی اعمال می‌شود، پوسته بالایی به سمت پایین کشیده می‌شود و ظرفیت خازنی زیادی بین پوسته و خط سیگنال RF ایجاد شده و سیگنال عبور می‌کند. این وضعیت را، حالت روشن کلید می‌نامند. زمانیکه بین باریکه لنگری معلق و الکتروود پایینی هیچ ولتاژی اعمال نمی‌شود (در شکل ۸-۲، $V_1 = 0V$)، ظرفیت خازنی خیلی ضعیفی ایجاد می‌شود و سیگنال RF، عبور نمی‌کند که به این وضعیت، حالت خاموش کلید می‌گویند.

یکی از روش‌های اندازه‌گیری ظرفیت خازنی سوئیچ‌های MEMS با باریکه لنگری خازنی ساخته شده، استفاده از تحلیل گر شبکه برداری 8510c می‌باشد. برای کالیبراسیون، از روش $SOLT^1$ استفاده می‌شود. ولتاژ تحریک سوئیچ بین پوسته بالایی و الکتروود پایینی اعمال می‌شود. برای مشخص نمودن این ولتاژ، دو بایاس تی بین تحلیل گر و کابل RF (کابل RF به پروب RF متصل است)، متصل شده اند. شکل ۹-۲، نحوه اتصالات را نشان می‌دهد.



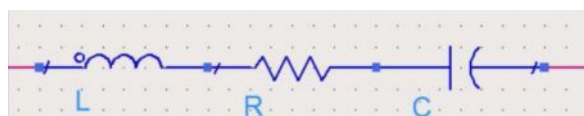
شکل ۹-۲: اندازه‌گیری پارامترهای سوئیچ خازنی RF MEMS با باریکه لنگری، (a) بلوک دیاگرام روش اندازه‌گیری، (b)

مدار معادل ساده شده بایاس تی [14]

در واقع بایاس تی، شامل یک سری خازن و سلف می‌باشد، که توسط خازن‌ها سیگنال RF عبور و سیگنال DC مسدود می‌شود و توسط سلف‌ها سیگنال DC عبور و سیگنال RF مسدود می‌شود. بدین ترتیب دو

¹ Space-Conservative

سیگنال RF و DC از هم تفکیک می‌شوند. مطابق شکل، هر کدام از بایاس‌های تی از یک سو به تحلیل‌گر شبکه و از سمت دیگر به وسیله تحت آزمایش که در اینجا سوئیچ می‌باشد وصل شده‌اند. با اعمال ولتاژ به پایه DC بایاس تی، خروجی بایاس شامل دو سیگنال RF و DC می‌شود. در شکل بالا این ولتاژها با V_{1dc} و V_{2dc} نشان داده شده‌اند. حال با زمین کردن هر کدام از این بایاس‌ها، ولتاژ دیگر برابر با ولتاژ تحریک سوئیچ می‌باشد. هم‌چنین پارامترهای پراکندگی سوئیچ نیز بدست آورده می‌شود. در شکل ۲-۱۰، مدل پیشنهادی برای سوئیچ خازنی MEMS با باریکه لنگری نشان داده شده است. [3]



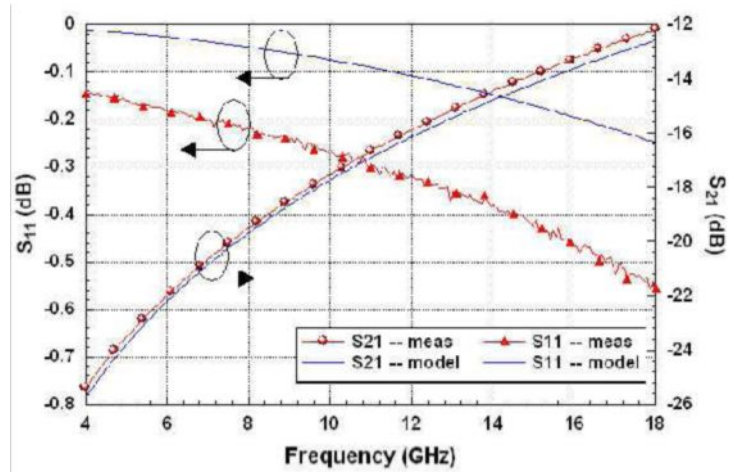
شکل ۲-۱۰: مدار معادل سوئیچ خازنی RF MEMS با باریکه لنگری [3]

در این مدار مقدار سلف در دو حالت روشن (پایین) و خاموش (بالا) بودن سوئیچ در حدود چند ده پیکو هانری می‌باشد. مقدار مقاومت در حدود چند صد میلی اهم می‌باشد. تنها تفاوت در مقدار خازن می‌باشد که در حالت خاموش ظرفیت خازنی خیلی کم و در حدود چند ده فنتو فاراد و در حالت روشن ظرفیت خازنی زیاد و در حدود چند پیکو فاراد از خود نشان می‌دهند.

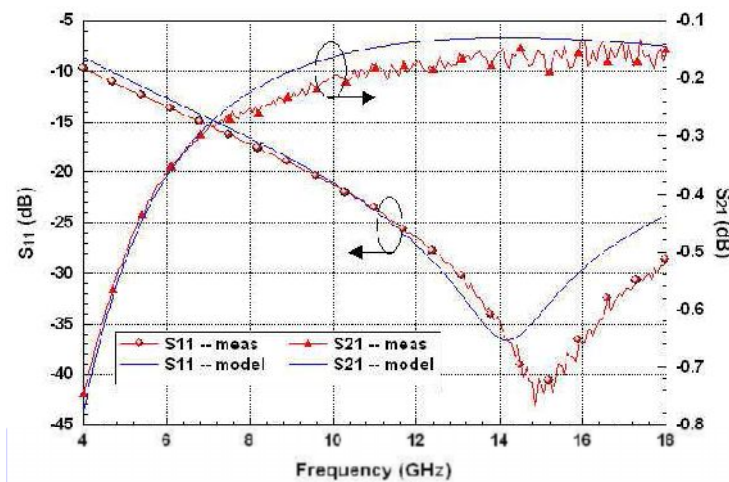
نتایج شبیه‌سازی و ساخت بدست آمده از یک سوئیچ خازنی RF MEMS با باریکه لنگری با طول باریکه ۲۸۰ و عرض ۱۱۰ میکرو متر با مساحت همپوشانی ۱۰۰ در ۱۱۰ میکرو متر و ارتفاع پل ۲ میکرو متر و ضخامت پوسته ۲ میکرو متر، حاکی از ولتاژ تحریک حدود ۲۷ ولت بصورت تئوری و ۳۵ ولت بصورت عملی می‌باشد. که این اختلاف کم به خاطر خطاهای پروسه ساخت می‌باشد [14]. برای این نمونه سوئیچ، افت بازگشتی^۱ در حالت خاموش (بالا)، در فرکانس ۸-۱۵ گیگاهرتز در حدود ۰/۲۲- تا ۰/۴۵- دسیبل و افت عبوری^۲ در این بازه در حدود ۱۵- تا ۲۰- دسیبل می‌باشد. در حالت روشن، در بازه فرکانسی ذکر شده افت بازگشتی در حدود ۱۷- تا ۳۵- دسیبل و افت عبوری در حدود ۰/۱۵- تا ۰/۳- دسیبل می‌باشد.

^۱ Return loss

^۲ Insertion loss



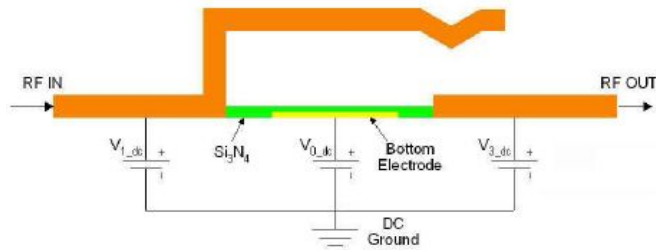
شکل ۱۱-۲: پارامترهای پراکندگی سوئیچ ذکر شده در حالت خاموش (بالا) [14]



شکل ۱۲-۲: پارامترهای پراکندگی سوئیچ ذکر شده در حالت روشن (پایین) [14]

نوع دیگری از سوئیچ های RF MEMS با باریکه لنگری، سوئیچ باریکه لنگری با اتصال DC است و همچنان که در شکل ۱۳-۲ دیده می شود، دارای ۳ بخش فلزی می باشد، باریکه لنگری معلق، خط انتقال خروجی (شکل ۱۳-۲، RF OUT)، الکتروود پایینی که در زیر لایه دی الکترونیک سیلیکون نیتريد قرار گرفته است. کارکرد این نوع سوئیچ شبیه سوئیچ خازنی می باشد، با این تفاوت که ولتاژ بین پوسته و الکتروود پایینی اعمال می شود و اتصال DC، بین پوسته و خط انتقال سیگنال RF خروجی ایجاد می گردد. نتیجه این امر ایجاد یک مقاومت بسیار کوچک در حدود ۰/۵ تا ۱ اهم در خط RF، می باشد. در شکل ۱۳-۲، همچنین گودی بسیار کوچکی در انتهای باریکه لنگری معلق دیده می شود به منظور ایجاد اتصال الکتریکی بهتر و حداقل نمودن مشکل پتانسیل شارژ دی الکترونیک و نیروی آستانه حرکت^۱ سوئیچ قرار داده شده است. سوئیچ های باریکه لنگری با اتصال DC نیز، در حالت خاموش دارای ظرفیت خازنی خیلی کوچکی می باشند و مانع از عبور سیگنال RF می شوند.

^۱ Stiction

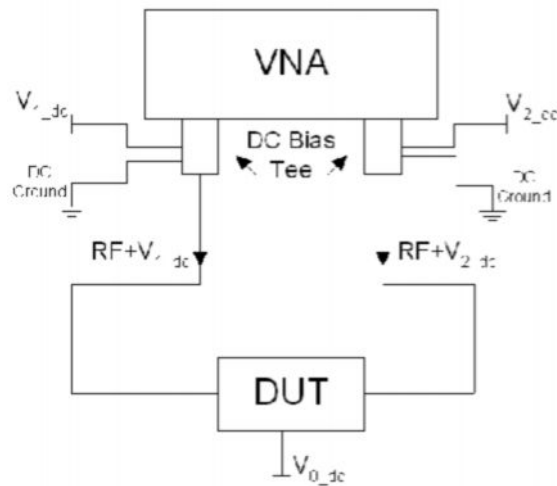


شکل ۲-۱۳: سوئیچ RF MEMS با باریکه لنگری با اتصال DC به همراه ولتاژهای اعمالی [14]

همانطور که دیده می‌شود در سوئیچ RF MEMS با باریکه لنگری با اتصال DC، سیگنال RF و DC از یکدیگر جدا می‌باشند. در عمل تحریک سوئیچ RF MEMS با باریکه لنگری با اتصال DC ساده تر می‌باشد و در حالت غیر بسته بندی مشکلات کمتری از قبیل مشکل شارژ دی الکتریک و آستانه حرکت از خود نشان می‌دهد. مکانیزم تحریک این سوئیچ ها با سوئیچ های خازنی RF MEMS با باریکه لنگری متفاوت می‌باشد. همانطور که در شکل ۲-۱۴ دیده می‌شود، سه ولتاژ مختلف، V_{0dc} ، V_{1dc} و V_{2dc} به این نوع سوئیچ اعمال می‌شود. V_{0dc} ، به الکترود پایینی، V_{1dc} به خط انتقال ورودی یا پوسته و V_{2dc} به خط انتقال خروجی متصل می‌شود. زمانی که سوئیچ در حالت روشن قرار می‌گیرد، باریکه لنگری به سمت پایین کشیده می‌شود و با سطح فلز پایینی و یا خط انتقال خروجی تماس پیدا می‌کند. اما الکترود پایینی نمی‌تواند، با خط انتقال خروجی اتصال پیدا کند. به بیان دیگر، V_{0dc} باید نسبت به V_{2dc} متفاوت باشد، در نتیجه در صورت اتصال الکترود پایینی با خط خروجی، در خروجی منبع ولتاژ اتصال کوتاه پدید می‌آید، که ممکن است به سوئیچ و یا حتی تحلیل گر شبکه، در جریان های بالا آسیب بزند. از این رو باید از یک صفحه اتصال کننده^۱، برای اتصال الکترود پایینی به ولتاژ DC، استفاده کرد. برای یک تحریک مناسب، باید بین باریکه لنگری و فلز پایینی اتصال، پتانسیل یکسانی وجود داشته باشد تا از هر گونه تخلیه الکترود استاتیکی^۲ جلوگیری کند. بنابراین بطور خلاصه، سه اتصال از منبع تغذیه تحریک کننده به سوئیچ RF MEMS با باریکه لنگری اتصال DC، وجود دارد. نخست اتصال DC به باریکه لنگری متصل به خط ورودی RF، می‌باشد. اتصال دیگر اتصال الکترود پایینی به صفحه اتصال کننده جداگانه و آخرین اتصال، اتصال منبع DC به فلز پایینی یا همان خط انتقال RF خروجی می‌باشد.

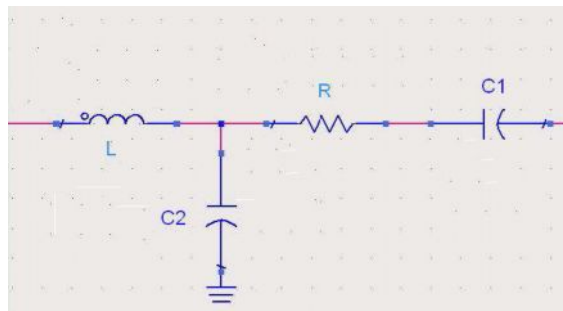
¹ Probe pad

² Electro-static shot



شکل ۲-۱۴: بلوک دیاگرام روش اندازه گیری پارامترهای سوئیچ RF MEMS با باریکه لنگری با اتصال DC [14]

در این حالت نیز از دو بایاس تی ثابت بعنوان منبع DC خطوط انتقال RF استفاده می شود و الکتروود پایینی بوسیله صفحه اتصال کننده به منبع DC جداگانه وصل می شود. همانطور که در شکل ۲-۱۴ دیده می شود، می توان پایه های DC بایاس تی را زمین نمود ($V_{1dc} = 0$ و $V_{2dc} = 0$). بدین ترتیب از خطوط انتقال تنها سیگنال RF عبور کند. ولتاژ تحریک (V_{0dc} در شکل ۷)، از به صفحه اتصال کننده اعمال و از آنجا به الکتروود پایینی سوئیچ MEMS منتقل می شود. سوئیچ MEMS در حالت خاموش (بالا)، را مطابق شکل ۲-۱۵ می توان با یک سلف کوچک در حدود چند ده پیکو هاتری، سری با یک مقاومت کوچک در حدود چند صد میلی اهم و یک خازن کوچک در حدود چند فنتو فاراد، موازی خازن کوچکی در حدود چند فنتو فاراد مدل نمود.



شکل ۲-۱۵: مدار معادل سوئیچ RF MEMS با باریکه لنگری با اتصال DC در حالت خاموش (بالا) [3]

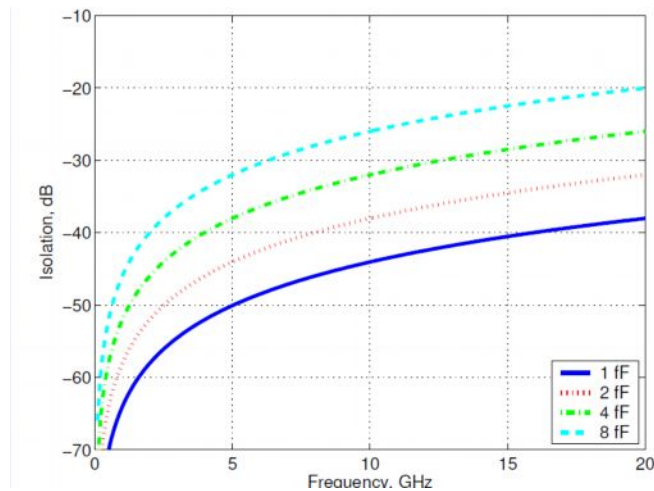
خازن کوچک سری، خازن بین باریکه لنگری و فلز پایینی متصل به خط انتقال RF خروجی را مدل می کند. خازن کوچک موازی، خازن بین باریکه لنگری و الکتروود پایینی را مدل می کند و مقاومت کوچک سری تلفات خط انتقال را مدل می کند.

ایزولاسیون حالت خاموش سوئیچ MEMS در حالت سری را می توان از ضریب انتقالش بدست آورد [3]:

$$S_{21} = \frac{2jC_u Z_0}{1+2j\omega C_u Z_0} \quad (5-2)$$

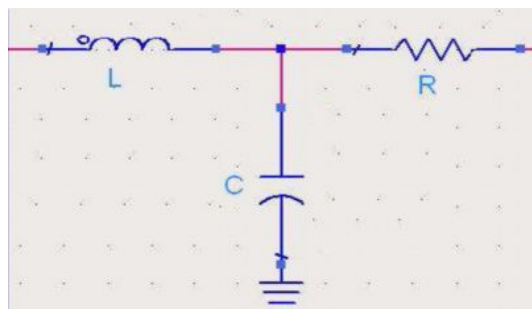
که C_u خازن سوئیچ در حالت خاموش و برابر با مجموع خازن های C_1 و C_2 ، Z_0 امپدانس مشخصه خط انتقال می باشد. بر اثر دو عامل بوجود می آید: کوپلینگ بین اثر open end خط انتقال و کوپلینگ بین باریکه لنگری و خط انتقال. در وضعیت خاموش اثر سلفی ناچیز که مربوط به طول کوتاه سوئیچ می باشد وجود دارد که می توان از آن صرف نظر کرد [3]. در نتیجه ایزولاسیون فقط به خازن C_u بستگی خواهد داشت. این خازن معمولاً بسیار کوچک است و باعث ایجاد ایزولاسیون بالا حتی در فرکانس های بالا نیز می شود.

شکل زیر خازن C_u را با ایزولاسیون سوئیچ در فرکانس های متفاوت مقایسه می کند .



شکل ۲-۱۶: مقایسه خازن C_u با ایزولاسیون سوئیچ در فرکانس های متفاوت برای یک سوئیچ RF MEMS با اتصال DC [3]

هنگامیکه ولتاژ تحریک بین باریکه و الکتروود پایینی اعمال می شود، باریکه به سمت پایین کشیده شده و با فلز پایینی اتصال، تماس پیدا می کند. در این حالت مطابق شکل ۲-۱۷، سوئیچ را می توان، با یک سلف سری چند ده پیکو هانری، مقاومت چند اهمی و خازن موازی چند ده فنتو فارادی معادل نمود.



شکل ۲-۱۷: مدار معادل سوئیچ RF MEMS با باریکه لنگری با اتصال DC در حالت روشن (پایین) [3]

در حالتی که سوئیچ روشن می باشد، مقدار سلف در مقایسه با حالت خاموش تغییری نمی کند. در این حالت بدلیل تماس باریکه با فلز پایینی یا بعبارتی خط انتقال RF خروجی، خازن سری معادل در حالت خاموش سوئیچ حذف می شود. در عوض در این حالت مقدار مقاومت به میزان اندکی نسبت به سوئیچ خاموش افزایش

می‌یابد. این مقاومت شامل تلف خط انتقال RF، برابر با حالت خاموش سوئیچ و مقاومت اتصال MEMS، R_s می‌باشد. هم چنین ظرفیت خازن موازی در این حالت نسبت به سوئیچ خاموش اندکی افزایش می‌یابد. در واقع با روشن شدن سوئیچ، باریکه لنگری به سمت پایین کشیده شده و فاصله بین دو صفحه فلزی باریکه و الکتروود پایینی کاهش می‌یابد. در نتیجه با توجه به فرمول $C = A\epsilon/d$ ، با کاهش فاصله بین دو صفحه ظرفیت خازنی افزایش می‌یابد. در وضعیت سوئیچ روشن تلفات جایگذاری تحت سلطه مقاومت سوئیچ R_s قرار می‌گیرد. R_s بیانگر مقاومت بین باریکه سوئیچ و خط انتقال می‌باشد (مقاومت اتصال سوئیچ). R_s تابعه ای از محل تماس سوئیچ، مقدار نیروی اعمال شده برای پائین نگه داشتن سوئیچ و کیفیت فلز تماس می‌باشد [15]، در نتیجه برای ضریب انتقال در وضعیت روشن داریم:

$$S_{21} = 1 - \frac{R_s}{2Z_0}$$

(۶-۲)

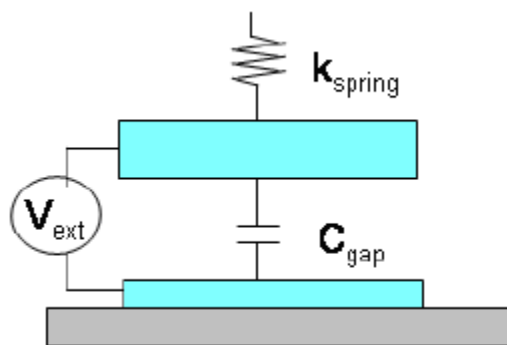
۴-۲) تحلیل استاتیکی حرکت در سوئیچ ها:

۱-۴-۲) تحلیل استاتیکی حرکت در سوئیچ پل معلق MEMS

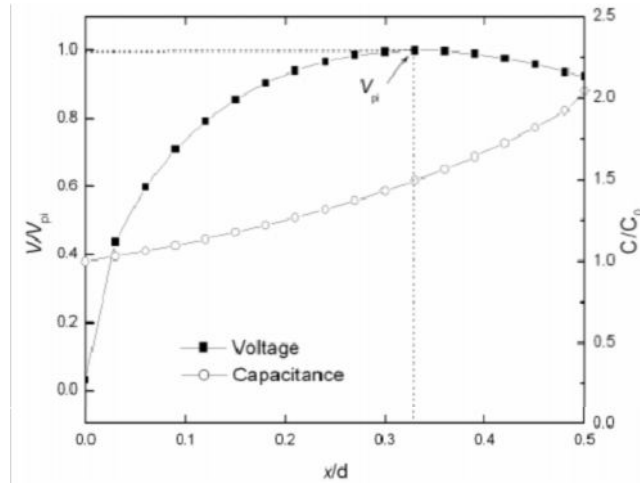
یک صفحه خازنی MEMS همانطور که در شکل ۱۸-۲ نشان داده شده است، شامل دو ویفر سیلیکونی است که ویفر بالایی بصورت معلق توسط دو بازوی فنری مرتجع حمایت می‌شود. این سیستم جرم-فنر را میتوان با معادله دینامیک زیر مدل کرد [16].

$$F_e(t) = m \frac{\partial^2 x}{\partial t^2} + \lambda \frac{\partial x}{\partial t} + kx - F_m$$

(۷-۲)



شکل ۱۸-۲: مدل شماتیک برای صفحات موازی و متحرک خازنی MEMS



شکل ۱۹-۲: منحنی های مشخصه صفحات خازنی پل MEMS

که m جرم صفحه متحرک، λ ضریب میرایی^۱، k ثابت فنر، F_m نماینده نیروهای خارجی و F_e بیانگر نیروی الکترواستاتیکی است که پل را حرکت می دهد.

در تحلیل استاتیک فرض بر آن است که ولتاژ تحریک به آرامی تغییر می کند و سیستم همواره در حال تعادل قرار دارد. در نتیجه ترم های وابسته به زمان در معادله (۷-۲) حذف می شوند. بدین ترتیب نیروی الکترواستاتیک ناشی از ولتاژ تحریک خارجی V_s را می توان چنین بیان کرد،

$$F_e = \frac{1}{2} V_s^2 \frac{\epsilon A}{(d-x)^2} = \frac{1}{2} V_s^2 \frac{C}{(d-x)} \quad (۸-۲)$$

که ϵ ضریب نفوذپذیری دی الکتریکی است که در میان صفحات خازن قرار گرفته و d فاصله هوایی میان صفحات خازن در حالت آزاد است. متغیر x میزان خمش پل را تحت بارگذاری V_s نشان می دهد و A مساحت صفحات خازنی است. بدین ترتیب می توان معادله (۷-۲) را به شکل زیر ساده کرد:

$$\frac{1}{2} V_s^2 \frac{\epsilon A}{(d-x)^2} = kx \quad (۹-۲)$$

در معادله بالا از حضور نیروهای خارجی F_m صرف نظر شده است. ثابت فنر k را نیز می توان به شکل زیر تقریب زد،

$$k = 2 \frac{Eh^3 w_s}{l_s^3} \quad (۱۰-۲)$$

اگر V_{pi} را حداکثر ولتاژ لازم برای خواباندن پل روی سطح ویفر ثابت و C_0 را ظرفیت خازنی در این حالت بنامیم، در اینصورت شکل ۱۹-۲ را می توان اصطلاحاً منحنی مشخصه صفحات پل خازنی نامید.

^۱ Damping Coefficient

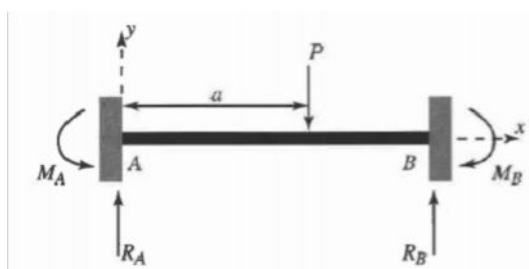
۲-۴-۲) تحلیل ثابت فنر باریکه ثابت-ثابت:

فهم عملکرد ثابت فنر باریکه ثابت-ثابت یا لنگری اولین قدم در شناخت عملکرد مکانیکی سوئیچ RF MEMS می‌باشد. غالب ساختارهای RF MEMS به انحنای کوچک باریکه ختم می‌شوند و می‌توان رفتار مکانیکی آنها را با ثابت فنری خطی $K(N/m)$ مدل نمود. در نتیجه انحنای $\Delta g(m)$ باریکه ثابت-ثابت یا لنگری بر اثر نیروی خارجی $F(N)$ برابر است با:

$$F = k\Delta g \quad (۱۱-۲)$$

باریکه ثابت-ثابت بدلیل ساخت ساده تر معمولاً بیشتر مورد توجه می‌باشد. ثابت فنر باریکه ثابت-ثابت معمولاً در دو بخش قابل مدلسازی می‌باشد. بخش اول K' ناشی از سختی پل می‌باشد و وابسته به ویژگی مواد نظیر مادول یانگ $E(Pa)$ و ممان اینرسی $I(m^4)$ می‌باشد. بخش دیگر ثابت فنری K'' ناشی از تنش ایجاد شده در باریکه در فرآیند ساخت می‌باشد.

شکل ۲-۲۰، ثابت فنر باریکه ثابت-ثابت با بار عمودی و متمرکز $P(N)$ را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۲۰: باریکه ثابت-ثابت با نیروی متمرکز P [3]

از انحراف در موقعیت بار داده شده بدست می‌آید: [17]

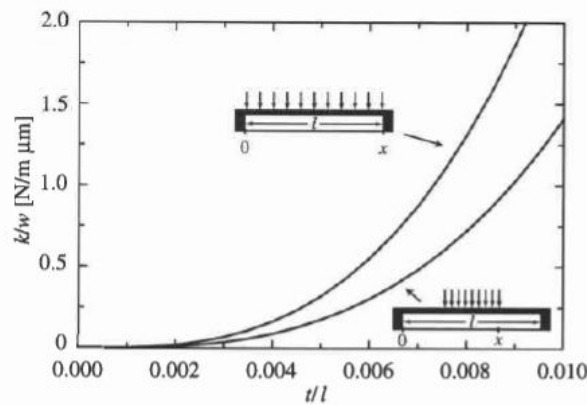
$$\begin{aligned} EI \frac{d^2y}{dx^2} &= M_A + R_A x && \text{for } x \leq a \\ y &= \frac{M_A x^2}{2EI} + \frac{R_A x^3}{6EI} && \text{for } x \leq a \\ M_A &= -\frac{Pa}{l^2} (l-a)^2 \\ R_A &= \frac{P}{l^3} (l-a)^2 (l+2a) \end{aligned} \quad (۱۲-۲)$$

که l طول باریکه، $M_A(N/m)$ ممان ایجاد شده و $R_A(N)$ نیروی عکس العمل در انتهای سمت چپ می‌باشد. ممان اینرسی (I)، برای مقطع مستطیلی با فرمول $I = wt^3/12$ داده می‌شود، که w عرض و t ضخامت باریکه می‌باشد.

در کاربردهای MEMS معمولاً بار در طول باریکه توزیع و انحنای مرکز باریکه برای مشخص نمودن ثابت فنر استفاده می‌شود. با قرار دادن $x=l/2$ در معادله ۲-۱۲، انحنا مرکز باریکه برای بار متمرکز در نقطه a بدست می‌آید. برای یافتن انحنای بار توزیعی از قضیه جمع آثار استفاده می‌شود. برای مثال هنگامیکه بار در کل باریکه توزیع می‌شود، انحنای باریکه با استفاده از انتگرال زیر بدست می‌آید.

$$y = \frac{2}{EI} \int_{l/2}^l \frac{\xi}{48} (l^3 - 6l^2a + 9la^2 - 4a^3) da \quad (۲-۱۳)$$

که ζ بار در واحد طول می‌باشد و در نتیجه بار کل برابر با $p=l\zeta$ است. زمانیکه ساختار متقارن می‌باشد، انتگرال از $l/2$ تا l محاسبه و حاصل ضربدر دو می‌شود. شکل ۲-۲۱، مقادیر مختلف ثابت فنر ناشی از سختی باریکه (K'_a) را برای باریکه از جنس طلا با مادول یانگ $E=80\text{GPa}$ و توزیع بار در دو حالت یکنواخت در کل باریکه و توزیع بار در یک سوم میانی باریکه را نشان می‌دهد.



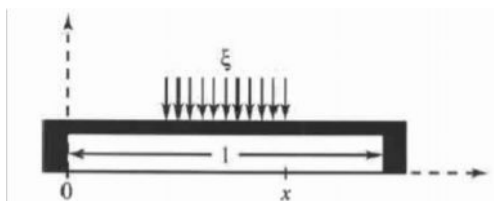
شکل ۲-۲۱: ثابت نرمالیزه فنر بر حسب ضخامت به طول باریکه از جنس طلا [3]

ثابت فنر در این حالت برابر است با:

$$k'_a = -\frac{P}{y} = -\frac{\xi l}{y} = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \quad (۲-۱۴)$$

بطور معمول، طول باریکه در رنج $200-500 \mu\text{m}$ و ضخامت آن در حدود $0.5-2 \mu\text{m}$ می‌باشد. بنابراین باریکه ای با طول $300 \mu\text{m}$ و ضخامت $1 \mu\text{m}$ و عرض $100 \mu\text{m}$ از جنس طلا، ثابت فنری برابر با $9/5$ دارد. برای باریکه ای با همین شرایط ولی از جنس آلومینیوم ثابت فنر برابر با $8/2$ می‌باشد. مطابق معادله ۲-۱۴ با دو برابر شدن ضخامت ثابت فنر نیز ۸ برابر می‌شود.

نیرو ممکن است بصورت زوج حول قسمتی از مرکز باریکه مانند شکل ۲-۲۲، توزیع گردد. بارکل برابر با $P=2\zeta(x-l/2)$ می‌باشد.



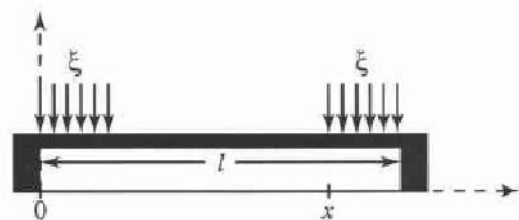
شکل ۲-۲۲: ثابت فنر باریکه ثابت-ثابت با توزیع بار بصورت زوج حول مرکز [3]

در اینصورت انتگرال ۲-۱۳ باید در محدوده 1/2 تا x محاسبه شود. در این حالت ثابت فنر برابر است با:

$$k'_c = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1}{8(x/l)^3 - 20(x/l)^2 + 14(x/l) - 1} \quad (۱۵-۲)$$

بنابر این ثابت فنری برای بار متمرکز در مرکز باریکه با قرار دادن $x=l/2$ و برای بار با توزیع یکنواخت روی کل باریکه با قرار دادن $x=l$ در معادله ۲-۱۴ بدست می‌آید. در شکل ۲-۲۱، K'_c برای بار توزیع شده در یک سوم مرکزی باریکه نشان داده شده است. همانطور که دیده می‌شود، تمرکز بیشتر بار در مرکز باریکه نسبت به توزیع یکنواخت بار در کل باریکه، ثابت فنر کوچکتری ایجاد می‌کند. بعنوان مثال برای باریکه $300 \times 100 \times 1 \mu\text{m}$ با توزیع بار در یک سوم میانی، ثابت فنر برای طلا به $5/2$ و برای آلومینیوم به $4/5$ نیوتن بر متر کاهش می‌یابد.

نوع دیگر طرح بندی، توزیع متمرکز بار در دو انتها بجای مرکز مانند شکل ۲-۲۳ می‌باشد. بار کل در این وضعیت برابر با $P=2\zeta(1-x)$ می‌باشد.



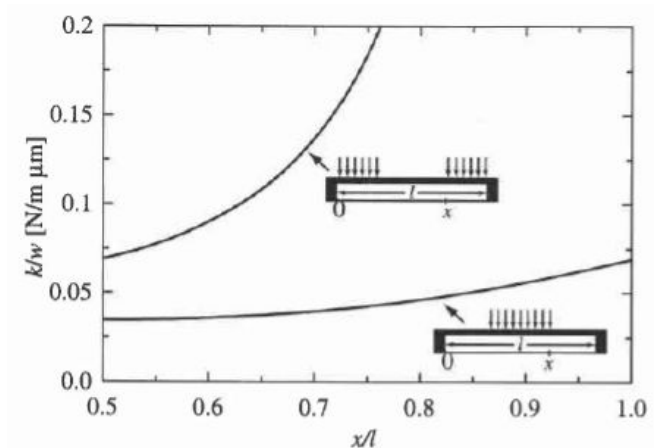
شکل ۲-۲۳: باریکه ثابت-ثابت با بار متمرکز در دو انتها [3]

ثابت فنری در این وضعیت با محاسبه انتگرال ۲-۱۳ از x تا l بدست می‌آید:

$$k'_e = 4Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1}{(x/l)(1 - (x/l))^2} \quad (۱۶-۲)$$

شکل ۲-۲۴، ثابت فنر باریکه طلا با استفاده از معادلات ۲-۱۵ و ۲-۱۶ را نشان می‌دهد. در این شکل ثابت فنر نرمالیزه شده به عرض باریکه برای باریکه با $t/l=0.003$ نشان داده شده است. این تذکر لازم است که حالت $x/l=1$ برای K'_c و $x/l=0.5$ برای K'_e ، بدلیل پخش نیرو در کل باریکه، ثابت فنر یکسانی را ایجاد

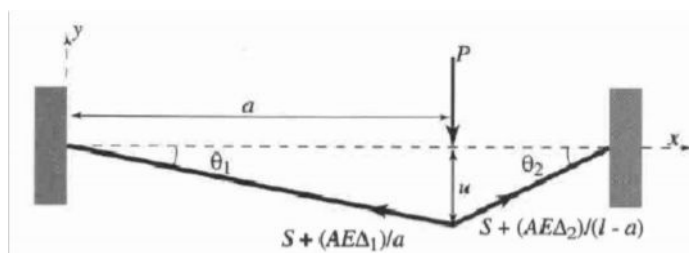
می‌کند. همانطور که انتظار می‌رفت، تمرکز بار در دو انتهای باریکه ثابت فنر بسیار بزرگتر و جابجایی کمتر با نیروی یکسان را در مقایسه با توزیع بار در مرکز باریکه از خود نشان می‌دهد.



شکل ۲-۲۴: ثابت فنر نرمالیزه باریکه طلا با توزیع بار متفاوت [3]

۲-۴-۲-۱) ثابت فنر ناشی از تنش باقیمانده:

بخشی از ثابت فنر، ناشی از تنش باقیمانده در دو محور باریکه در فرآیند ساخت می‌باشد که به وسیله مدل نمودن باریکه بصورت یک سیم ارتجاعی همانند شکل ۲-۲۵ بدست می‌آید. البته این مدل تنها برای نیروی کشش باریکه کشسان قابل اعمال می‌باشد.



شکل ۲-۲۵: مدل نمودن باریکه با سیم کشسان و نیروی متمرکز P [3]

تنش باقیمانده دو محور باریکه، باعث ایجاد نیروی S می‌شود [18].

$$S = \sigma(1 - \nu)tw \quad (17-2)$$

که ν نسبت پواسن، σ تنش، t ضخامت و w عرض باریکه می‌باشد. با اعمال نیروی عمودی P ، باریکه به میزان u از محل اعمال نیرو خمیده می‌شود. این خمش باعث کشش باریکه و افزایش نیروی کششی روی باریکه می‌شود و در نتیجه نیروی اعمالی به دو انتها به مقدار زیر افزایش می‌یابد [19]:

$$S + \frac{AE\Delta_1}{a} \quad \text{and} \quad S + \frac{AE\Delta_2}{(l-a)} \quad (18-2)$$

که Δ_1 و Δ_2 ، طول اضافی باریکه در هر دو طرف نیروی اعمالی P بر اثر کشش باریکه می‌باشد و برابر است با:

$$\begin{aligned}\Delta_1 &= \sqrt{a^2 + u^2} - a \\ \Delta_2 &= \sqrt{(l-a)^2 + u^2} - (l-a)\end{aligned}\quad (19-2)$$

با مساوی قرار دادن نیروی اعمالی P و مولفه عمودی نیروی کشش باریکه و فرض انحنای کوچک بدست می‌آید:

$$u = \frac{Pa(l-a)}{S'l} \quad (20-2)$$

که از نیروی اضافی ناشی از کشش Δ_1 و Δ_2 صرف‌نظر شده است. از معادله ۲۰-۲، انحنا در مرکز باریکه ($x=l/2$) بدست می‌آید:

$$y = -\frac{P}{2S}(l-a) \quad (21-2)$$

انحنا حاصل از بار توزیعی در کل باریکه ($P=1$) را با استفاده از انتگرال زیر قابل محاسبه می‌باشد که بذلیل تقارن انتگرالگیری در نصف کران صورت پذیرفته و حاصل دوبرابر گردیده است.

$$y = -2 \int_{l/2}^l \frac{\xi}{2S}(l-a) da \quad (21-2)$$

با استفاده از انتگرال بالا، ثابت فنر ناشی از تنش باقیمانده در باریکه برای توزیع یکنواخت بار در کل باریکه بدست می‌آید:

$$k_a'' = -\frac{\xi l}{y} = \frac{8S}{l} = 8\sigma(1-\nu)w\left(\frac{l}{l}\right) \quad (22-2)$$

برای توزیع بار روی باریکه همانند شکل ۲۱-۲ و ۲۲-۲ و در نظر گرفتن انحنا در مرکز باریکه ($x=l/2$)، ثابت فنر ناشی از تنش باقیمانده برابر است با:

$$k_c'' = 8\sigma(1-\nu)w\left(\frac{l}{l}\right) \frac{1}{3-2(x/l)} \quad (23-2)$$

$$k_e'' = 4\sigma(1-\nu)w\left(\frac{l}{l}\right) \frac{1}{1-(x/l)} \quad (24-2)$$

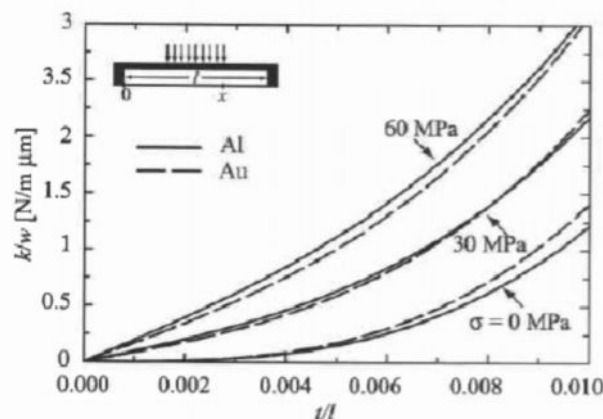
ثابت فنر کل از مجموع ثابت فنر ناشی از سفتی باریکه و تنش دو محور باقیمانده در باریکه بدست می‌آید. بنابراین ثابت فنر کل برای بار توزیعی یکنواخت در کل باریکه برابر است:

$$k_a = k_a' + k_a'' = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 + 8\sigma(1-\nu)w \left(\frac{t}{l}\right) \quad (25-2)$$

برای باریکه روی خط cpw با هادی مرکزی با عرض یک سوم طول باریکه و توزیع یکنواخت در مرکز هادی، با در نظر گرفتن معادلات ۲-۱۵ و ۲-۲۳، ثابت فنر کل برای $x=2l/3$ بدست می‌آید:

$$k = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \left(\frac{27}{49}\right) + 8\sigma(1-\nu)w \left(\frac{t}{l}\right) \left(\frac{3}{5}\right) \quad (26-2)$$

شکل ۲-۲۶ ثابت فنر کل باریکه طلا و آلومینیوم با تنش باقیمانده صفر، ۳۰ و ۶۰ مگاپاسکال با استفاده از معادله ۲-۲۶، نشان می‌دهد. ثابت فنر برای باریکه آلومینیومی خیلی نزدیک به معادله تقریبی مادول یانگ و نسبت پواسن می‌باشد. برای $l=300$ و $t=0.5-1.5 \mu\text{m}$ و $\sigma > 10-20 \text{ MPa}$ ، ثابت فنر عمدتاً ناشی از تنش باقیمانده (K'') می‌باشد.



شکل ۲-۲۶: ثابت فنر نرمالیزه برای باریکه از جنس طلا و آلومینیوم با استفاده از معادله ۲-۲۶ [3]

۲-۲-۴-۲ مولفه غیر خطی کشش ثابت فنر:

نیروی متعادل کننده کشش^۱ و ثابت فنر ناشی از کشش باریکه ثابت-ثابت توسط چان و همکاران بدست آمده است [20].

$$F = k_s(g_0 - g)^3 \quad (27-2)$$

¹ stretching restoring force

که در آن K_s برابر است با:

$$k_s = \frac{\pi^4 Ewt}{8l^3} \quad (2-28)$$

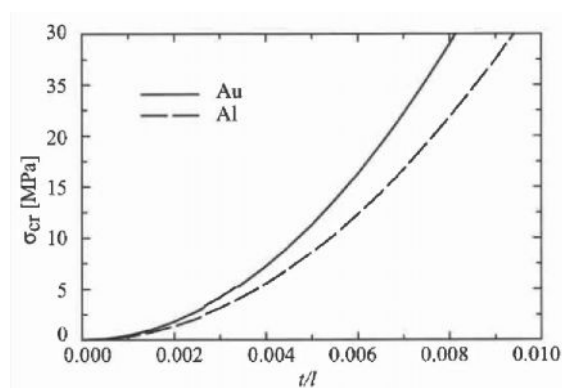
نیروی بازدارنده کشش برای Δg کوچک ناچیز است اما برای $K=10 \text{ N/m}$ و $\Delta g=3\mu\text{m}$ می‌تواند در حدود ۳۳ درصد از کل نیروی متعادل کننده باشد. هرچند اثر کشش در آنالیز پایین کشیدن باریکه قابل صرف نظر می‌باشد اما در محاسبات پایین نگهداشتن باریکه و رهاسازی ساختار MEMS باید لحاظ شود.

۲-۴-۲-۳) کشش بحرانی باریکه ثابت-ثابت:

در این حالت تنش باقیمانده در داخل باریکه فشرده می‌شود و مدل K'' چندان معتبر نمی‌باشد. نگرانی ابتدائی در این حالت گرایش باریکه به خم شدگی بر اثر تنش فشرده می‌باشد. بسته به سختی باریکه، مقدار معینی از نیروی فشرده قبل از خم شدگی قابل تحمل می‌باشد. این کشش، کشش بحرانی نامیده می‌شود و برای باریکه ثابت-ثابت برابر است با [18]:

$$\sigma_{cr} = \frac{\pi^2 Et^2}{3l^2(1-\nu)} \quad (2-29)$$

تغییر کشش بحرانی بر اساس نسبت ضخامت به طول برای باریکه از جنس طلا و آلومینیوم در شکل ۲-۲۷ نشان داده شده است. اینگونه به نظر می‌رسد که برای باریکه به ضخامت $1-2\mu\text{m}$ و طول $300\mu\text{m}$ ، کشش فشرده برای طلا در حدود $5-20 \text{ MPa}$ و برای آلومینیوم در حدود $4-15 \text{ MPa}$ قابل تحمل می‌باشد. باریکه با طول کمتر توانایی کشش فشرده بیشتری را دارد اما در این حالت به ولتاژ تحریک بالاتری نیاز می‌باشد.



شکل ۲-۲۷: کشش بحرانی باریکه ثابت-ثابت از جنس طلا و آلومینیوم [3]

۲-۴-۲-۴) تنش باقیمانده و ضریب مادول یانگ برای باریکه های با جنس متفاوت:

معادل مادول یانگ، نسبت پواسن و تنش باقیمانده در باریکه ثابت-ثابت (یا لنگری) با لایه های مختلف با E_n, t_n, V_n و σ_n متفاوت، بر اساس متوسط وزن حجمی لایه های مختلف برابر است با:

$$E_e = \frac{\sum E_n t_n}{\sum t_n} \quad (30-2)$$

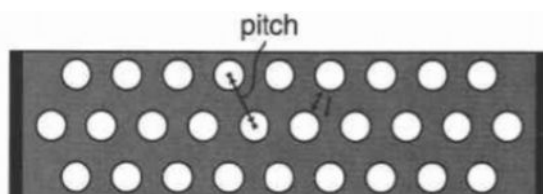
با بکارگیری متوسط گیری معادله یکسانی نیز برای σ_e و ν_e بدست می آید. برای تشخیص ثابت فنر باریکه ثابت- ثابت یا لنگری با لایه های مختلف می توان از این اعداد معادل استفاده کرد.

۲-۴-۲-۵) تاثیر حفره در باریکه:

در بسیاری از سوئیچ ها و ورکتورهای MEMS، به منظور کاهش نوسانات باریکه و افزایش سرعت سوئیچ MEMS از حفره هایی با قطر کوچک ($3-8\mu m$)، در باریکه استفاده می شود. ناحیه حفره ها می تواند تا ۶۰٪ کل ناحیه ساختار MEMS را شامل شود. الگوی سوراخ نمودن بر اساس بازده رباط^۱ مشخص می شود، که برابر است با:

$$\mu = l/pitch \quad (31-2)$$

که در شکل ۲-۲۸، l و $pitch$ نشان داده شده اند.



شکل ۲-۲۸: نمایی از پارامترهای بازده رباط باریکه با حفره [3]

سوراخ ها مقداری از تنش باقیمانده در باریکه را آزاد می کنند و مادول یانگ ساختار را کاهش می دهند. این نتیجه با استفاده از مدل سه بعدی مکانیکی ارائه شده توسط سنتوریا و همکارانش بدست آمده است [21]. کاهش تنش باقیمانده تقریباً برابر است با:

$$\sigma = (1 - \mu)\sigma_0 \quad (32-2)$$

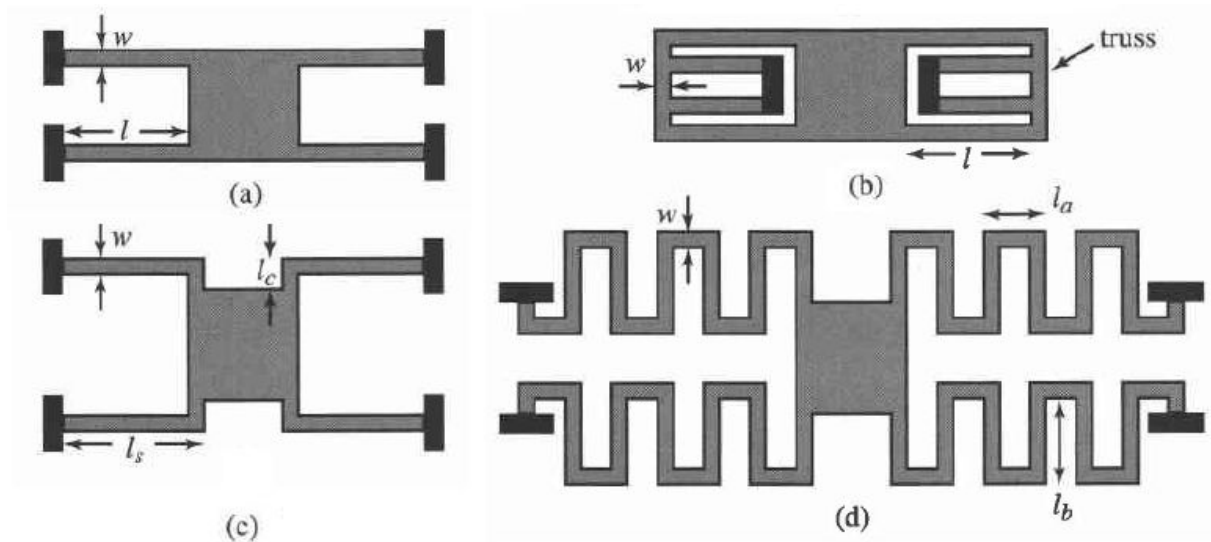
که σ_0 تنش باقیمانده در باریکه بدون حفره می باشد. برای باریکه با حفره با بازده $\mu=0.625$ ، مادول یانگ در حدود ۲۵ درصد کاهش می یابد. سوراخ ها جرم باریکه را هم کاهش می دهند که این امر به نوبه خود

¹ ligament efficiency

فرکانس رزونانس مکانیکی بالاتری را ایجاد می‌کند. تاثیر سوراخ‌ها در حالت روشن سوئیچ، با قطر سوراخ کمتر از $3-4g_0$ ، ناچیز می‌باشد. علت این امر در برگیری ناحیه سوراخ‌ها توسط میدان‌های لبه^۱ می‌باشد. در حالت خاموش، سوراخ‌ها ظرفیت خازنی را تحت تاثیر قرار داده و کاهش می‌دهند.

۲-۴-۳) ثابت فنر باریکه‌های با K کم:

باریکه‌های متفاوت زیادی برای کاهش ثابت فنر ساختارهای MEMS وجود دارد. تعدادی از رایجترین اشکال مستعمل در شکل ۲-۲۹ نشان داده شده است.



شکل ۲-۲۹: طرح بندی‌های مختلف باریکه برای کاهش ثابت فنر، (a) خم ثابت-ثابت^۲، (b) خم تاخورد^۳، (c) خم پایه خرچنگی^۴، (d) خم مارپیچی^۵ [3]

در جدول ۲-۳، ثابت فنر معادل این ساختارها بدون در نظر گرفتن تنش باقیمانده در باریکه داده شده است. در این جدول w و t ضخامت و عرض باریکه، l طول بازوها مطابق شکل ۲-۲۹، E مدول یانگ، ν نسبت پواسن، n تعداد خم‌ها در باریکه زیگزاگ، G مدول پیچش^۶ با مقدار $E/2(1+\nu)$ ، I_x ممان اینرسی با مقدار $J = wt^3/12$ و J ثابت پیچش با مقدار زیر می‌باشد.

$$J = \frac{1}{3} t^3 w \left(1 - \frac{192}{\pi^5} \frac{t}{w} \sum_{i=1, i \text{ odd}}^{\infty} \frac{1}{i^5} \tanh\left(\frac{i\pi w}{2t}\right) \right) \quad (2-33)$$

¹ Fringing fields

² Fixed-fixed flexures

³ Folded flexures

⁴ Crab-leg flexures

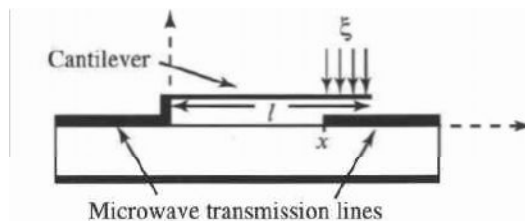
⁵ Serpentine flexures

⁶ Torsion modulus

Beam	Spring Constant
Fixed-fixed flexure	$k = 4Ew \left(\frac{t}{l} \right)^3$
Crab-leg flexure	$k = \frac{4Ew \left(\frac{t}{l_c} \right)^3}{1 + \frac{l_s}{l_c} \left[\left(\frac{l_s}{l_c} \right)^2 + 12 \frac{1 + \nu}{1 + \left(\frac{w}{t} \right)^2} \right]}$ $\approx 4Ew \left(\frac{t}{l_s} \right)^3 \quad (\text{for } l_s \gg l_c)$
Folded flexure	$k \approx 2Ew \left(\frac{t}{l} \right)^3$ for very stiff truss
Serpentine flexure	$k \approx \frac{48GJ}{l_a^2 \left(\frac{GJ}{EI_x} l_a + l_b \right) n^3} \quad \text{for } n \gg \frac{3l_b}{\frac{GJ}{EI_x} l_a + l_b}$ $k \approx 4Ew \left(\frac{t}{nl_a} \right)^3 \quad \text{for } l_a \gg l_b$

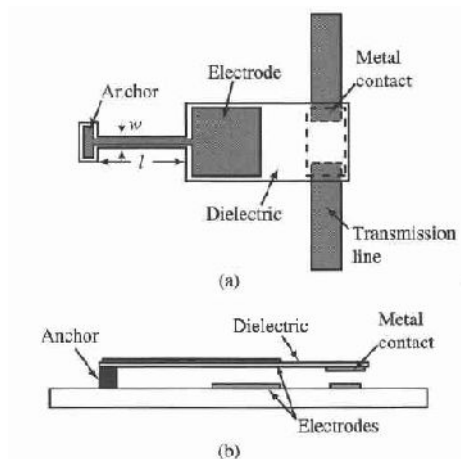
۲-۴-۴) ثابت فنر باریکه لنگری:

باریکه لنگری در وضعیت های بسیاری که استفاده از باریکه دو طرف ثابت مناسب نمی باشد، مفید است. بطور مثال سوئیچ های سری داخل خط، که خط انتقال ورودی وارد باریکه لنگری وصل می باشد و بسته به روشن یا خاموش بودن سوئیچ باریکه لنگری معلق ورودی را به خط انتقال خروجی متصل یا جدا می کند (شکل ۲-۳۰)



شکل ۲-۳۰: نمایی از سوئیچ باریکه لنگری با نیروی اعمالی توزیعی در نوک باریکه [3]

نوع دیگری از این نوع باریکه در شکل ۲-۳۱، نشان داده شده است. در این نوع سوئیچ RF MEMS، الکتروود تحریک با استفاده از لایه دی الکتریک از نظر الکتریکی از خط انتقال ایزوله می شود.



شکل ۲-۳۱: سوئیچ RF MEMS با باریکه لنگری، (a) نمای بالا (b) نمای جانبی [3]

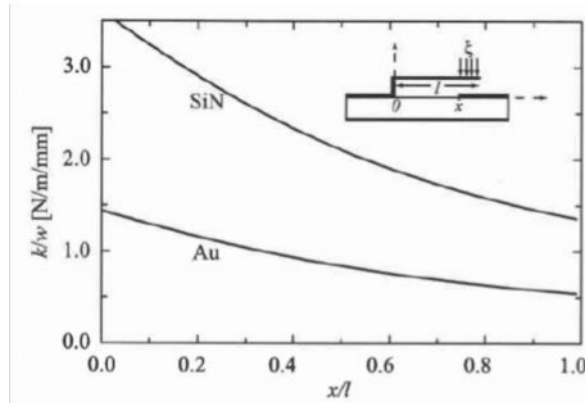
بدلیل آزاد بودن انتهای لنگری باریکه، هرگونه تنش باقیمانده در این نوع سوئیچ آزاد می‌شود و ثابت فنر باریکه لنگری دارای مولفه ناشی از تنش باقیمانده در باریکه نمی‌باشد. همچنین بدلیل آزادی انتها، باریکه لنگری هیچ گونه مولفه کششی (K_s) را نیز شامل نمی‌باشد. ثابت فنر برای باریکه لنگری با روشی مشابه باریکه ثابت-ثابت بدست می‌آید. ثابت فنر ناشی از نیروی یکنواخت اعمالی بر کل باریکه برابر است با:

$$k_a = \frac{2Ew}{3} \left(\frac{t}{l}\right)^3 \quad (2-34)$$

ثابت فنر تقریبی برای نیروی اعمالی از x تا l باریکه همانند شکل ۲-۳۰ برابر است با:

$$k_c = 2Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1 - (x/l)}{3 - 4(x/l)^3 + (x/l)^4} \quad (2-35)$$

در بسیاری از حالات، باریکه لنگری با استفاده از یک لایه کلفت سیلیکون نیتريد یا دی اکسید سیلیکون (SiO_2) با مادول یانگ در حدود 210GPa و 70GPa ساخته می‌شود. شکل ۲-۳۲، ثابت فنر باریکه از جنس طلا و سیلیکون نقره با $t/l=0.01$ را با استفاده از معادله ۲-۳۵، نشان می‌دهد. با مقایسه شکل ۲-۳۲ و ۲-۲۴ بنظر می‌رسد ثابت فنر باریکه لنگری با نسبت t/l یکسان خیلی کوچکتر از باریکه ثابت-ثابت می‌باشد.



شکل ۲-۳۲: ثابت فنر باریکه لنگری از جنس طلا و سیلیکون نیتريد [3]

ثابت فنر باریکه لنگری نشان داده شده در شکل ۲-۳۱ را می‌توان با فرض عدم انحنای در الکتروود تحریک و ایجاد بار متمرکز در انتهای باریکه قابل انعطاف به طول l ، به کمک معادله ۲-۳۵ با قرار دادن $x=l$ بدست آورد.

$$k = 3 \frac{EI}{l^3} \quad (2-36)$$

در اینجا برای محاسبه مادول یانگ باید این واقعیت که باریکه از دو ماده مختلف تشکیل شده است را در نظر گرفت [22].

۲-۵) تحلیل دینامیکی حرکت در سوئیچ پل معلق MEMS

در تحلیل استاتیک فرض بر آن بود که یا فرکانس تحریک بسیار بالاتر از فرکانس تشدید مکانیکی سازه باشد و یا حرکت مکانیکی الکتروودها بقدر کافی میرا فرض شود تا مکانش ثابت بماند. در صورتیکه هریک از این دو فرض نقض شود، نخواهیم توانست از نوسانات احتمالی الکتروود چشم‌پوشی کنیم و بدین ترتیب نوسانات صفحات خازن تولید فرکانس‌های هارمونیک دیگری خواهد کرد که در کنار سیگنال اصلی در خروجی قابل مشاهده خواهد بود. این مولفه از سیگنال جمع‌شونده، در مقدار موثر سیگنال AC تولید خطا خواهد نمود. برای اکتشاف اثر صفحات لرزان بر سیگنال ولتاژ مرجع، معادله نوسانات واداشته معرفی و حل خواهند شد. فرض کنید که جریانی با دامنه \hat{I} و فرکانس زاویه ای ω مسئول تحریک پل با نیروی الکترواستاتیک F_e خواهد بود. بدین ترتیب می‌توان نوشت.

$$F_e = \frac{\hat{I}^2}{2\epsilon A \omega^2} \cos^2(\omega t) = \frac{I_{rms}^2}{2\epsilon A \omega^2} (1 + \cos(2\omega t)) \quad (2-37)$$

با چنین نیروی محرکی، معادله نوسانات را می‌توان به شکل زیر بسط داد.

$$\frac{\partial^2 x}{\partial t^2} + 2\gamma \frac{\partial x}{\partial t} + \omega_0^2 x = \frac{I_{rms}^2}{2m\epsilon A \omega^2} (1 + \cos(2\omega t))$$

(۳۸-۲)

که $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ و $\gamma = \lambda/2m$ از نیروهای خارجی F_m صرفنظر شده است. برای این معادله یک راه حل با فرمول‌های بسته وجود دارد.

$$x(t) = \hat{x}_0 \left(1 + \frac{1}{\Omega} \sin(2\omega t - \alpha) \right)$$

(۳۹-۲)

که

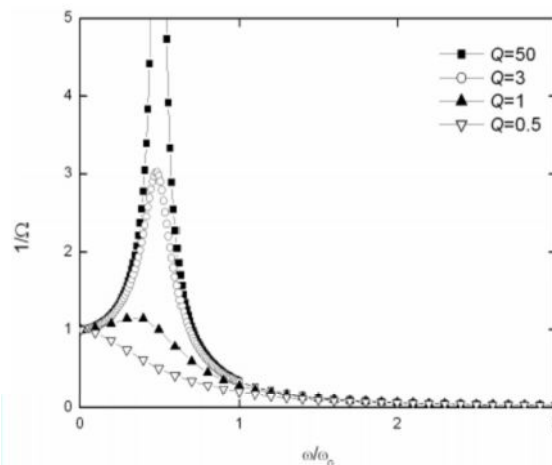
$$\Omega = \sqrt{\left(4\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1 \right)^2 + \left(\frac{4\gamma\omega}{\omega_0^2} \right)^2} = \sqrt{\left(4\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1 \right)^2 + \left(\frac{2\omega}{\omega_0 Q} \right)^2}$$

$$\hat{x}_0 = \frac{1}{2\epsilon A k} \left(\frac{I_{rms}}{\omega} \right)^2$$

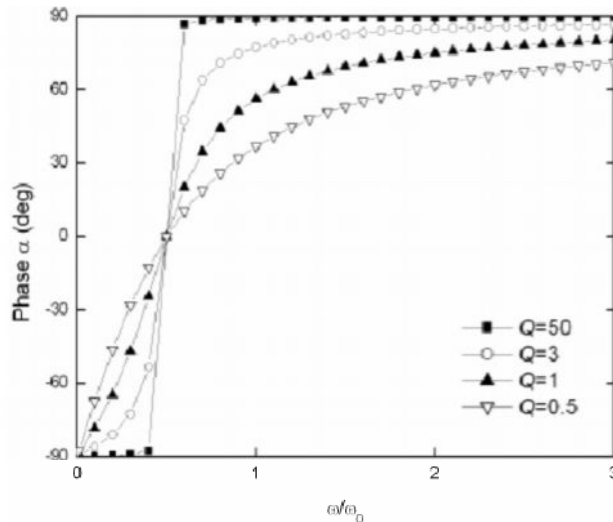
$$\tan(\alpha) = \frac{4\omega^2 - \omega_0^2}{4\gamma\omega}$$

(۴۰-۲)

نسبت دامنه قطعات نوسان کننده (\hat{x}_0/Ω) به قطعات غیر نوسان کننده (\hat{x}_0) بصورت تابعی از فرکانس زاویه ای تحریک در شکل ۳۳-۲ و در ازای تغییر در مقادیر ضریب کیفیت (Q) آورده شده است. ضریب کیفیت مکانیکی Q به شکل $Q = \sqrt{km}/\lambda = \omega_0/2\gamma$ تعریف شده و از مقدار ۰/۰۰۱ برای پل‌های کاملاً میرا شده تا 10^6 برای المان در خلاء متغیر است.



شکل ۳۳-۲: نسبت دامنه قطعات نوسانی از صفحات خازن به قطعات غیر از آن با جریان تحریک $I = \hat{I} \sin(\omega t)$



شکل ۲-۳۴: فاز α بصورت تابعی از فرکانس زاویه ای برای مقادیر مختلف Q

همانطور که در شکل ۲-۳۳ نیز ملاحظه می شود، قطعات نوسان کننده، در فرکانس $\omega_0/2$ رفتار کل سازه را تحت کنترل خود در ما آورند و این زمانی است که فرکانس تحریک ورودی با فرکانس نوسانات نامیرای سازه برابر است. فلذا غالب انرژی تحریک ورودی صرف نوسان خود سازه خواهد شد. اما پس از عبور از این ناحیه که به ناحیه تشدید نیز معروف است، نسبت دامنه با نرخ $1/\omega^2$ کاهش خواهد یافت. فاز α که در معادله ۲-۴۰ بصورت تابعی از فرکانس زاویه ای نسبی بیان شده، در شکل ۲-۳۴ بصورت تابعی از ضریب کیفیت Q رسم گردیده است.

سیگنال ولتاژی که در ازای حرکت صفحات خازنی در هادی ها القاء شده است را اکنون می توان بصورت تابعی از زمان محاسبه نمود.

$$\begin{aligned}
 V(t) &= \frac{q(t)}{C(t)} = \frac{\sqrt{2}}{\varepsilon A} \left(\frac{I_{rms}}{\omega} \right) (d - x(t)) \cos(\omega t) \\
 &= \hat{U}_{\omega} \sin(\omega t - \beta) - \hat{U}_{3\omega} \sin(3\omega t - \alpha) = U_{\omega} + U_{3\omega}
 \end{aligned}
 \tag{۲-۴۱}$$

که

$$\begin{aligned}
 \hat{U}_{\omega} &= \frac{\sqrt{2} I_{rms}}{\omega \varepsilon A} \left[\left(d - \hat{x}_0 \left(1 - \frac{\sin \alpha}{2\Omega} \right) \right)^2 + \hat{x}_0^2 \left(\frac{\cos \alpha}{2\Omega} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \\
 \hat{U}_{3\omega} &= \frac{\sqrt{2}}{k(2\varepsilon A)^2 \Omega} \left(\frac{I_{rms}}{\omega} \right)^3
 \end{aligned}
 \tag{۲-۴۲}$$

فاز α قبلا معرفی شده است و β عبارتست از:

$$\beta = \arcsin \left(\frac{-d + \hat{x}_0 \left(1 - \frac{\sin \alpha}{2\Omega} \right)}{\left[\left(d - \hat{x}_0 \left(1 - \frac{\sin \alpha}{2\Omega} \right) \right)^2 + \hat{x}_0^2 \left(\frac{\cos \alpha}{2\Omega} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right) \quad (43-2)$$

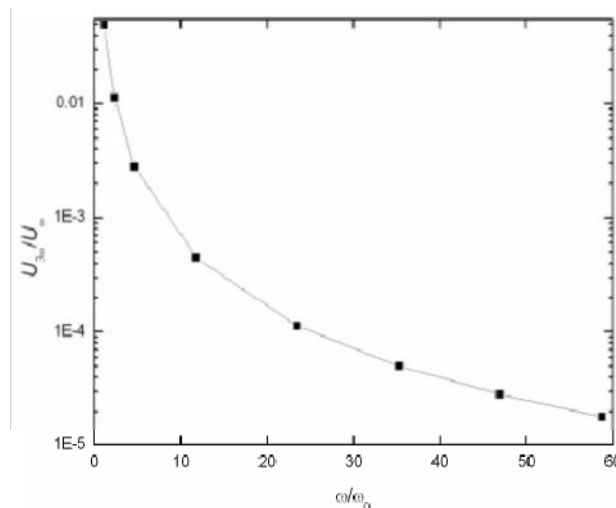
بر طبق معادله (۴۱-۲) ولتاژ خازن با فرکانس تحریک $f = \omega/2\pi$ و هارمونیک سومش (3f) نوسان خواهد کرد. نسبت دامنه هارمونیک سوم به سیگنال اصلی چنین محاسبه می شود،

$$\frac{\hat{U}_{3\omega}}{\hat{U}_{\omega}} = \frac{\hat{x}_0}{2\Omega \left[\left(d - \hat{x}_0 \left(1 - \frac{\sin \alpha}{2\Omega} \right) \right)^2 + \hat{x}_0^2 \left(\frac{\cos \alpha}{2\Omega} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (44-2)$$

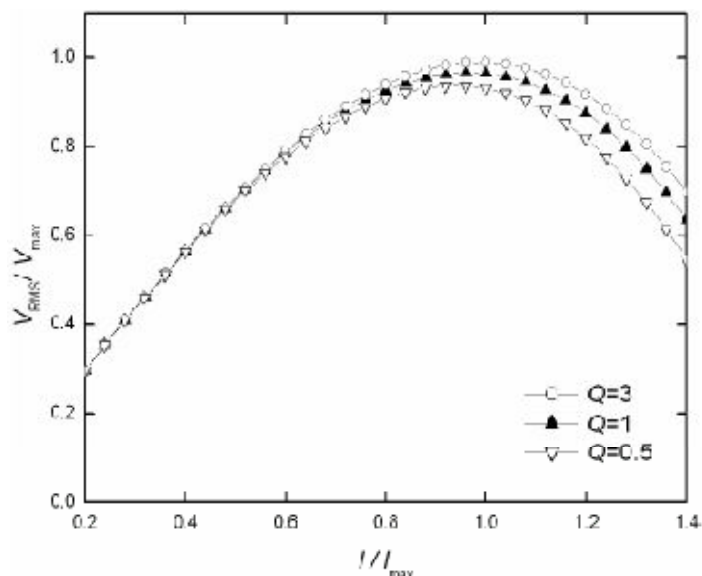
این نسبت در ازاء نقطه ماکزیمم از منحنی ولتاژ-جریان، در شکل ۳۵-۲ رسم شده است.

در فرکانس های تحریک بالا $\omega \gg \omega_0$ ، فاز α را می توان با تقریب خوبی ۹۰ درجه فرض کرد. و معادله (۲-۴۴) به شکل زیر ساده می شود:

$$\frac{\hat{U}_{3\omega}}{\hat{U}_{\omega}} = \frac{1}{2\Omega} \cdot \frac{\hat{x}_0}{1 - \frac{\hat{x}_0}{d}} \quad (45-2)$$



شکل ۳۵-۲: نسبت دامنه هارمونیک سوم از مولفه ولتاژ به دامنه هارمونیک اول برای یک پل نوعی با $m=1.45e-6$ kg، $k=105$ N/m و $d=2e-6$ m، $A=1.45e-6$ m²



شکل ۲-۳۶: تغییرات ولتاژ صفحات خازنی ناشی از اعوجاج در تحریک ورودی در ازاء ضرایب کیفیت متفاوت

و ولتاژ موثر در روی صفحات متحرک خازنی عبارت است از،

$$V_{rms}^2 = U_{\omega, rms}^2 + U_{3\omega, rms}^2 \approx \left(\frac{I_{rms}}{\omega C_0} \right)^2 \left[\left(1 - \frac{\hat{x}_0}{d} \left(1 - \frac{1}{2\Omega} \right) \right)^2 + \left(\frac{\hat{x}_0}{d} \frac{1}{2\Omega} \right)^2 \right] \quad (۲-۴۶)$$

در نتیجه هر دو مولفه هارمونیک در شکل گیری ولتاژ موثر صفحات خازنی MEMS موثر خواهند بود در نتیجه اعوجاج خواهد توانست مقدار ماکزیمم این ولتاژ را دستخوش تغییر نماید. در شکل ۲-۳۶ نسبت ولتاژ موثر به ولتاژ ماکزیمم در ازاء تغییرات جریان تحریک ورودی و برای مقادیر مختلفی از ضریب کیفیت مکانیکی Q رسم شده است. فرکانس تحریک همان فرکانس تشدید مکانیکی فرض شده و V_{max} نیز برای $Q=3$ محاسبه گردیده است.

نتیجه دیگری که می توان از این روابط برداشت کرد این است که در فرکانس های بالا، هارمونیک اصلی بر هارمونیک سوم غلبه می کند. بعلاوه در این شرایط، مساله دینامیک را می توان به یک مساله استاتیک بدل کرد که پیشتر شرح آن آورده شده است. هارمونیک سوم نیز تنها در حوالی فرکانس تشدید سازه مکانیکی قابل ارزیابی است.

۲-۵-۱) میرایی حرکت بیم در سوئیچ MEMS

مقدار ضریب کیفیت مکانیکی (Q) صفحات متحرک خازنی را می توان با تنظیم فشار گاز در داخل بسته بندی سوئیچ MEMS تغییر داد. در تحلیل های دینامیک و استاتیک که در بخش های قبلی مطرح شدند، ضریب میرایی بصورت عدد ثابت λ فرض شد که در حد یک تحلیل کیفی مناسب می نمود.

به هر شکل، در یک تحلیل عددی دقیق تر لازم است که تراکم پذیری گاز ها نیز در معادلات حرکت مکانیکی وارد شوند. برای این منظور لازم است که دامنه فرکانسی را به دو بخش تقسیم کنیم. در فرکانس های زیر فرکانس قطع، گاز زمان کافی در اختیار خواهد داشت تا از میان صفحات خازنی در حال خمش به بیرون شارش نماید. در نتیجه اثر حضور گاز را می توان به شکل تلفات بررسی نمود. در فرکانس های بالاتر از فرکانس قطع اما داستان به شکل دیگری است. در این فرکانس ها یک نوار گازی در بین الکتروود های خازنی محصور و فشرده می شود. این نوار گازی را می توان همچون یک فنر با تلفات کم ارزیابی نمود [23].

عمده تفاوت میان نتایج یک تحلیل دقیق و یک تحلیل در حالت ایده آل، در فرکانس های پایین به شکل شیفت فاز بزرگتر خواهد بود و در فرکانس های بالا نیز باید منتظر ظهور فرکانس های تشدید جدید باشیم.

میرایی گاز همچنین موجب افزایش نویز در ادوات مکانیکی MEMS خواهد شد [24]. می دانیم که مولکول ها در هر دمایی بالاتر از صفر کلوین دارای نوسانات ناخواسته اند. این حرکات تصادفی کوچک در رنج میکرون نسبتا بزرگتر به نظر خواهند آمد. بر طبق تئوری Equipartition عدد نویز DC برای یک سگدست تنها بشکل زیر معرفی می شود [25].

$$|\delta_N| = \sqrt{\frac{2k_B T}{\pi f_0 k Q}} = \sqrt{\frac{2k_B T}{\pi^3 f_0^3 m Q}}$$

(۴۷-۲)

که T دما بر حسب کلوین و k_B ثابت بولتزمن است. از آنجاییکه این نویز با کاهش جرم افزایش می یابد، لذا نویز مکانیکی در ابزار های میکرو ماشینکاری شده سطحی پارامتر تعیین کننده ای خواهد بود.

۲-۶) معرفی تکنیک های جدید برای کاهش ولتاژ تحریک سوئیچ:

با بررسی منابع و مراجع مشخص می شود که سوئیچ با باریکه پل معلق در روی خط انتقال هم صفحه در میان انواع سوئیچهای MEMS بیشترین سطح توجه را به خود اختصاص داده است.

همان گونه که اشاره شد، یکی از عیوب مهم سوئیچهای MEMS احتیاج آنها به ولتاژ عمل بالاست (120-30 V). برای استفاده مفید، در عمل این سوئیچها باید ولتاژ عمل کمتری داشته باشند (در حدود ۶ ولت).

پائین آوردن ولتاژ عمل به یکی از سه طریق زیر امکان پذیر است:

۱- افزایش سطح عمل، که اندازه سوئیچ نیز افزایش خواهد یافت.

۲- کاهش شکاف بین باریکه سوئیچ و الکتروود پائین، که در عمل با مشکلاتی همراه است.

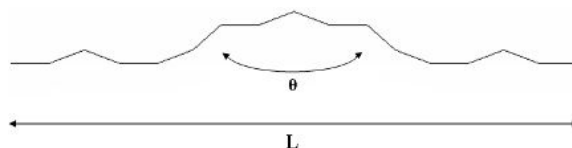
۳- طراحی ساختار با ثابت فنر کم

از اینرو در ادامه بیشتر بر روی عملکرد این نوع سوئیچ و روش های کاهش ولتاژ این نوع سوئیچ ها تمرکز می شود.

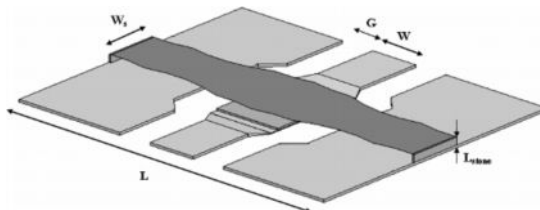
۲-۶-۱) استفاده از پل فرکتالی:

خود تشابهی^۱ سازه های فرکتالی (خصوصاً فرکتال Koch) موجب شده است که این سازه ها در عین حال داشتن مساحت محدود، طول نامحدودی داشته باشند. این خاصیت برای پل ها در سوئیچ های MEMS بسیار ایده آل بنظر می رسد زیرا طول نامحدود (در تئوری) موجب کاهش ثابت فنری خواهد شد و در نتیجه پل با ولتاژ DC کوچک تری تحریک می گردد.

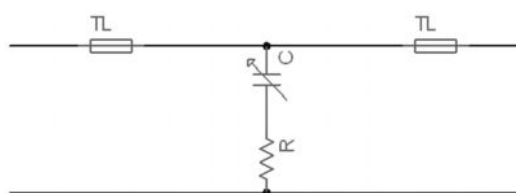
همانطور که در شکل ۲-۳۷ و ۲-۳۸ نشان داده شده است، یک نوار Koch بعنوان پل در ساختار سوئیچ MEMS بکار گرفته شده است. این منحنی دارای زاویه خمشی $\theta = 0.9\pi$ و طولی است که بتواند تمام فاصله دو ستون را پر کند. نوار ارائه شده در این شکل مشتمل بر دو تکرار (از شکل پایه Koch) می باشد.



شکل ۲-۳۷: هندسه فرکتالی Koch با تکرار برای استفاده به عنوان پل در سوئیچ MEMS [26]



شکل ۲-۳۸: ساختار سوئیچ MEMS فرکتالی با دو تکرار Koch [26]

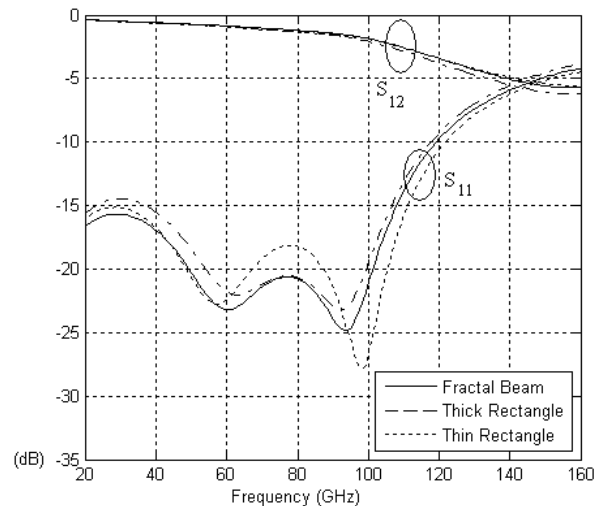


شکل ۲-۳۹: مدلسازی سوئیچ MEMS با عناصر مداری

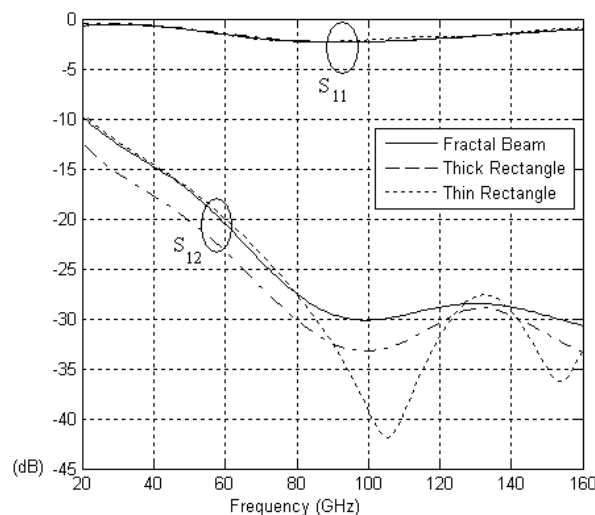
مدار معادل سوئیچ پیشنهادی در شکل ۲-۳۹ نشان داده شده است که می تواند در کاربردهای مدلسازی بکار گرفته شود. در این مدلسازی، با افزایش ولتاژ تحریک DC، مقدار خازن در زیر پل افزایش یافته و منجر به قطع شارش میدان از زیر پل می گردد. مقاومت نیز برای مدلسازی لایه نازک SiN (عایق) قرار داده شده است.

^۱ Self similarity

پارامترهای پراکندگی سوئیچ شامل اتلاف بازگشتی (S_{11}) و اتلاف افزوده (S_{21}) در شکل‌های ۲-۴۰ و ۲-۴۱ برای هر دو حالت سوئیچ روشن و خاموش مورد بررسی قرار گرفته‌اند. در حالت خاموش اتلاف بازگشتی در تمام رنج فرکانسی UHF تا امواج میلی‌متری در حدود کمتر از -15dB باقی می‌ماند ولی وقتی سوئیچ روشن است، حد پایین فرکانسی تا باند Ku بالا رفته و حد بالا همچنان روی امواج میلی‌متری خواهد ماند. با این اوصاف می‌توان چنین برداشت کرد که محدوده عملکرد این سوئیچ در باند Ka و حوالی آن است. شکل بیم تاثیر چندانی بر عملکرد میدانی سوئیچ نخواهد داشت و ایزولاسیونی در حدود -10dB تا -30dB براحتی قابل دستیابی است که این عملکرد کاملاً قابل مقایسه با سوئیچ‌های مستطیلی رایج می‌باشد.



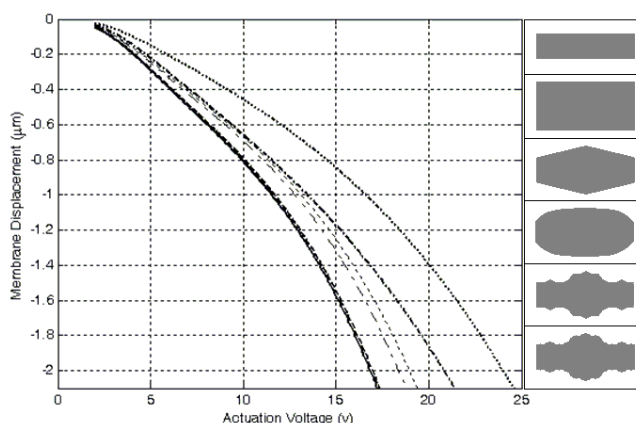
شکل ۲-۴۰: پارامترهای پراکندگی سوئیچ فرکتالی در حالت روشن [26]



شکل ۲-۴۱: پارامترهای پراکندگی سوئیچ فرکتالی در حالت خاموش [26]

تاثیر ولتاژ تحریک بر روی تغییر شکل و خمش پل در شکل ۲-۴۲ نشان داده شده است. این شکل با آنچه در مورد سوئیچ بیضوی در بخش قبل آورده شده بود یک اختلاف در قرارداد دارد. در این شکل وضعیتی که سوئیچ در بالاترین سطح خود بصورت ایستاده (خاموش) قرار دارد، صفر فرض شده و هنگامی که تحت تاثیر

نیروی الکترواستاتیکی کاملاً خم شده و روی عایق هادی مرکزی خوابیده است (روشن) بصورت غیر نرمالیزه با $2.35\mu\text{m}$ - نشان داده شده است.



شکل ۲-۴۲: جابجایی نقطه میانی پل بصورت تابعی از ولتاژ تحریک [26]

همانطور که از این شکل نتیجه می‌شود، افزایش تعداد تکرار فرکتال از ۲ به ۳ تاثیر چشمگیری بر نتایج نخواهد داشت و این در حالی است که بالا رفتن رقم تکرار، بدلیل کوچک کردن ابعاد پل می‌تواند فرآیند ساخت را پیچیده‌تر نماید. بعلاوه همانطور که در این شکل مشاهده می‌گردد، ولتاژ تحریک سوئیچ فرکتالی حتی نسبت به سوئیچ مستطیلی پهن نیز پایین‌تر است و این ویژگی از همان خاصیت عمومی فرکتال‌ها نتیجه می‌گردد که بر اساس آن می‌توان در یک حجم محدود، یک طول نامحدود داشت. این ویژگی ثابت الاستیسیته فنر و گشتاور گردشی آنرا افزایش می‌دهد. بر اساس آنچه در جدول ۲-۵ نشان داده شده است، انتخاب ساختار فرکتالی می‌تواند ولتاژ آستانه تحریک را در یک شرایط برابر تا 17.5V کاهش دهد.

جدول ۲-۴: مقایسه ولتاژ تحریک و پارامترهای پراکندگی برای پل فرکتالی و مستطیلی در فرکانس 50GHz [26]

نوع بیم	در حالت S11 خاموش	در حالت S12 خاموش	در حالت S11 روشن	در حالت S12 روشن	ولتاژ تحریک (V)
فرکتال (۲ تکرار)	$0.09 < 168$	$0.92 < 130$	$0.88 < 64$	$0.13 < 150$	۱۷/۵
مستطیل ($40\mu\text{m}$)	$0.09 < 169$	$0.91 < 130$	$0.87 < 62$	$0.13 < 150$	۲۵
مستطیل ($60\mu\text{m}$)	$0.11 < 157$	$0.91 < 130$	$0.88 < 65$	$0.09 < 151$	۲۲

۲-۶-۲) استفاده از الگوی برشی:

همانگونه که در بخش ۲-۴ نشان داده شد، استفاده از الگوهای برشی باعث کاهش ثابت فنر گردید. در این قسمت نمودارهای نتایج حاصل از حضور دو یا سه برش متقارن با حالتی که برشی داده نشده است مقایسه گردیده‌اند. وقتی که سوئیچ خاموش است، حضور برش‌های فنی تاثیر ملموسی بر نتایج از خود نشان نمی‌-

دهند. در یک حالت دیگر و هنگامیکه سوئیچ روشن است ملاحظه می‌گردد که برعکس زمان خاموش بودن سوئیچ، در این حالت با افزایش تعداد برش‌ها، ایزولاسیون دو پورت ورودی و خروجی از بین رفته و سوئیچ بخوبی از پس قطع سیگنال RF برنخواهد آمد.



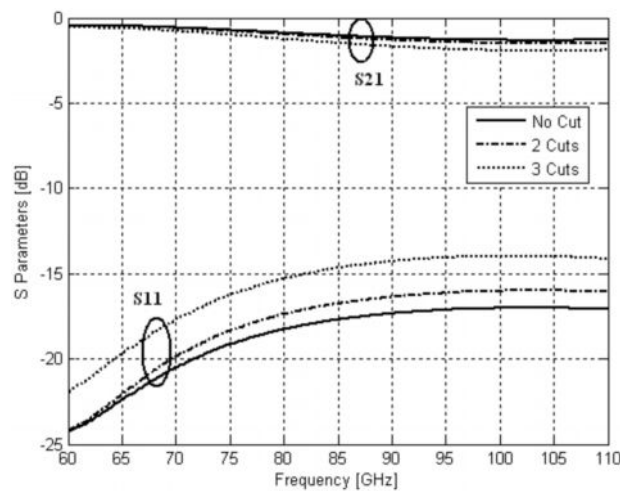
شکل ۲-۴۳: پل مستطیلی با ۳ برش متقارن فبری برای کاهش ولتاژ تحریک

جدول ۲-۵: ابعاد نوعی سوئیچ MEMS مورد مطالعه

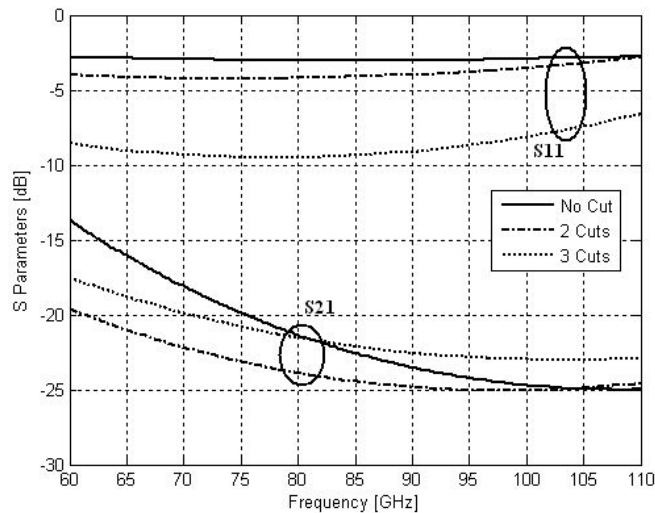
نام متغیر	L (طول زیر لایه)	Ws (عرض باریکه)	td (ضخامت لایه سیلیکون نیتريد زیر پل)	st (ارتفاع پل)	tm (ضخامت هادی‌ها)	g (عرض شکاف بین هادی مرکزی و کناری)	w (عرض هادی مرکزی)	h (ارتفاع زیر لایه)
مقدار [μm]	۲۵۰	۴۰	۰/۱۵	۰/۳۵	۲	۲۵	۳۵	۴۰۰

جدول ۲-۶: ولتاژ تحریک بصورت تابعی از تعداد برش متقارن

تعداد برش متقارن	۲	۴	۶	۸	۱۰
ولتاژ تحریک اندازه گیری شده [V]	۳۵	۲۸	۲۰	۱۵	۹



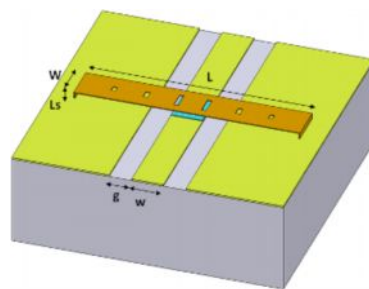
شکل ۲-۴۴: پارامترهای S سوئیچ در حالت خاموش با و بدون حضور برش‌های فبری



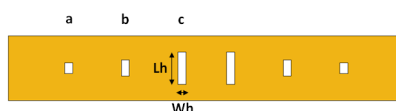
شکل ۲-۴۵: پارامترهای S سوئیچ در حالت روشن با و بدون حضور برش‌های فیزی

این طرز برش زمان گذرای سوئیچینگ را (در هر دو حالت روشن و خاموش شدن) بسیار بالا می‌برد که مطلوب نیست. الگوی برشی دیگر استفاده از سوراخ‌های مستطیلی در روی خود باریکه می‌باشد. این مدل دارای زمان سوئیچینگ تقریباً مساوی با یک پل یکپارچه می‌باشد. بعلاوه پیش از این نشان داده شد که افزایش تعداد برش‌های فیزی می‌تواند پارامترهای پراکندگی را تخریب نماید. این موضوع در رابطه با این الگوی برشی چندان مشهود نیست.

همانطور که در شکل ۲-۴۶ نشان داده شده است، یک سری ۶ تایی از برش‌های مستطیلی بر روی پل اعمال گردیده است تا ثابت فیزی آنرا کاهش دهد. پهنای این برش‌ها ثابت فرض گردیده و برابر است با $W_h = L/50 = 5\mu\text{m}$. اما طول برش‌ها به دو فرم که LISO و LOSI نامیده شده‌اند، متغیر می‌باشند. آنچه در شکل ۲-۴۶ مشاهده می‌شود، برشی است که LISO خوانده می‌شود و بمعنای برش‌های طویل در میانه و کوتاه در کناره‌ها است. بطبع برعکس این چیدمان LOSI خوانده خواهد شد.



(a)



(b)

شکل ۲-۴۶: نمای شماتیک از سوئیچ MEMS و الگوی برشی جدید [27]

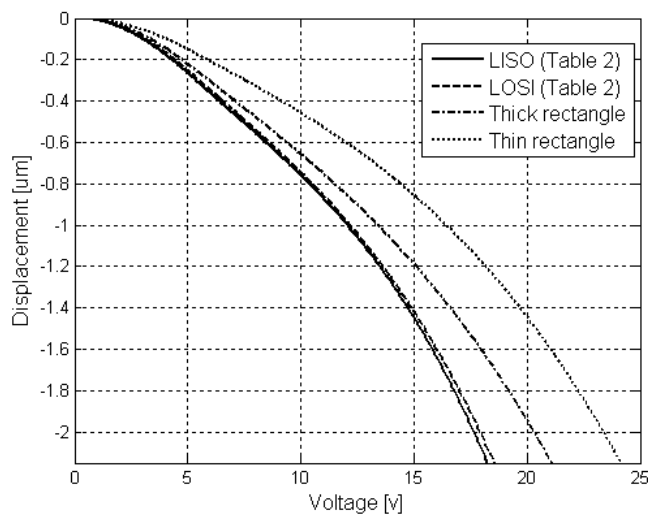
جدول ۲-۷: ابعاد سوئیچ و موجبر هم‌صفحه [27]

Parameter name	Value [μm]
L	250
W	40
Ls	0.85
G	25
W	35

جدول ۲-۸: ابعاد الگوی برشی با $W_h=L/50$ [27]

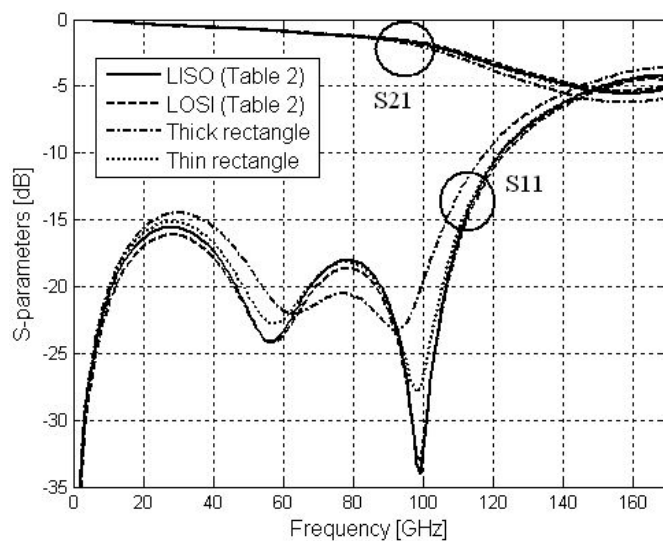
Naming	Lh for a	Lh for b	Lh for c
Large In Small Out (LISO)	W/6	W/4	W/2
Large Out Small In (LOSI)	W/2	W/4	W/6

تاثیر این برش‌ها بر ولتاژ تحریک در شکل ۲-۴۷ نشان داده شده است. مقصود از مستطیل‌های عریض یا باریک در این شکل همانند قبل $W=60\mu\text{m}$ یا $W=40\mu\text{m}$ است.

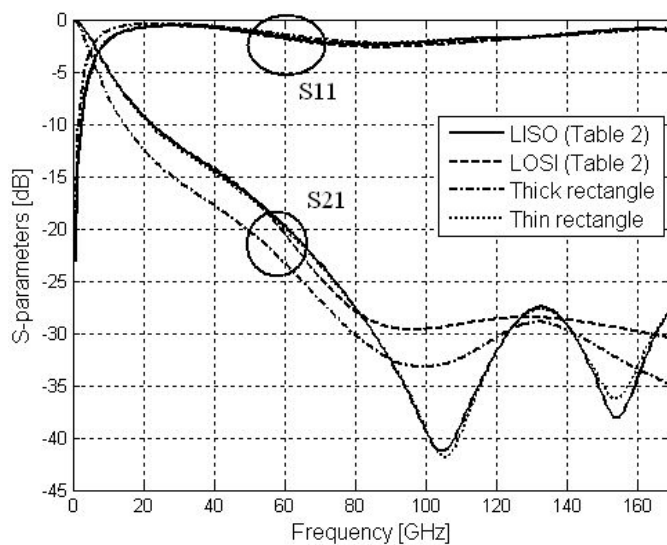


شکل ۲-۴۷: جابجایی نقطه میانی پل بصورت تابعی از ولتاژ تحریک [27]

در این شکل بخوبی مشخص است که اعمال برش‌های عرضی بسیار موثرتر از پهن نمودن می‌تواند ولتاژ تحریک DC را کاهش دهد. خصوصاً که با افزایش بیش از حد پهنای، اتلاف بازگشتی نیز؛ حتی در حالت خاموش بودن سوئیچ، افزایش خواهد یافت و موج از زیر پل عبور نخواهد کرد.



شکل ۲-۴۸: پارامترهای پراکندگی سوئیچ RF-MEMS در حالت خاموش [27]



شکل ۲-۴۹: پارامترهای پراکندگی سوئیچ RF-MEMS در حالت روشن [27]

- [1] Rebeiz G.M., Muldavin J.B., "RF MEMS switches and switch circuits", IEEE Microwave Magazine, 2001, pp.5 9–71
- [2] Goldsmith C., Lin T.H., Powers B., Wu W.R., Norvell B., "Micromechanical membrane switches for microwave applications", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Proceeding, Orlando, FL, May 1995, pp. 91–94
- [3] G.M. Rebeiz, "RF MEMS Theory, Design, and Technology", John Wiley & Sons, 2003.
- [4] J. S. Hayden and G. M. Rebeiz, "Very Low Loss distributed X-Band and Ka-Band MEMS phase shifters using Metal-Air-Metal capacitors," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 309-314, Jan. 2003.
- [5] J. J. Hung, L. Dussopt and G. M. Rebeiz, "Very Low Loss distributed 2- and 3- bit W-Band MEMS phase shifters on glass substrates" *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp.600-606, Feb. 2004.
- [6] T. Vaha-Heikkila, J. Varis, J. Touvinen and G. M. Rebeiz, "A 20-50 GHz RF MEMS Single-Stub Impedance Tuner" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, pp. 205-207, April 2005
- [7] T. Vaha-Heikkila and G. M. Rebeiz, "A 20-50 GHz reconfigurable matching network for poweramplifier applications" *IEEE MTT-S Dig.*, pp. 717-720, June 2004.
- [8] K. Entesari and G. M. Rebeiz, "A Differential 4-bit 6.5-10 GHz RF MEMS tunablefilter" *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 1103-1110, March 2005.
- [9] K. Entesari and G. M. Rebeiz, "A 12-18 GHz 3 Pole RF MEMS Tunable Filter" *IEEE Trans.on Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 2566-2571, Aug. 2005.
- [10] L. Dussopt, and G. M. Rebeiz, "High-Q millimeter-wave MEMS varactors," IEEE MTT-S Dig., pp. 1205-1208, June 2000.
- [11] A. Abbaspour-Tamijani, L. Dussopt and G. M. Rebeiz, "Miniature and tunable filters using MEMS capacitors" IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., vol. 51, pp. 1878-1885, July 2003.
- [12] C. Goldsmith, S. Eshelman, and D. Denniston, "Performance of low-loss rf mems capacitive switches," *IEEE Microwave Guided Wave Lett*, no. 8, pp. 269{271, 1998.
- [13] F. Faheem, K. Gupta, and Y.-C. Lee, "Flip-chip assembly and liquid crystal polymer encapsulation for variable mems capacitors," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, no. 12, pp. 2562{2567, Dec. 2003.
- [14] Guizhen Zheng" low power reconfigurable microwave circuits using rf mems switches for wireless systems", Georgia Institute of Technology, August 2005
- [15] D. Hyman and M. Mehregany, Contact physics of gold microcontacts for MEMS switches," IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, vol. 22, no. 3, September 1999
- [16] Senturia, S.D. Micro system design, Kluwer Academic Publishers, 2001, ISBN 0-7923-7246-8.
- [17] R. J. Roark and W. C. Young, Formulas for Stress and Strain, 6th edition, McGraw-Hill, New York, 1989.

- [18] J. M. Gere and S. P. Timoshenko, *Mechanics of Materials*, 4th edition, Prentice Hall Publishing Company, Boston, 1997.
- [19] W. Weaver, Jr., S. P. Timoshenko, and D. H. Young, *Vibration Problems in Engineering*, 5th edition, John Wiley & Sons, New York, 1990.
- [20] E. K. Chan, E. C. Kan, R. W. Dutton, and P. M. Pinsky, Nonlinear dynamic modeling of micromachined microwave switches, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Denver, CO, June 1997, pp. 1511-1514.
- [21] V. L. Rabinov, R. J. Gupta, and S. D. Senturia, The effect of release notch-holes on the electromechanical behavior of MEMS structures. *IEEE International Conference on Solid-State Sensors, Actuators, and Transducers*, Chicago, IL, June, 1997, pp. 1125-1128.
- [22] S. P. Timoshenko and G. H. MacCullough, *Elementary Strength of Materials*, 2nd edition, Van Nostrand, New York, 1940.
- [23] Veijola, T., Kuisma, H., Lahdenperä J., "The influence of gas-surface interaction on gas-film damping in a silicon accelerometer", *Sensors and Actuators*, A 66, 1998, pp. 83-92.
- [24] Seppä, H., Kyynäräinen, J., Oja A., "Micro electromechanical Systems in Electrical Metrology", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 50, No. 2, Apr. 2001, pp. 440-444.
- [25] Kyynäräinen, J., Oja A.S., Seppä H., Stability of Micro electromechanical Devices for Electrical Metrology, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 50, No. 6, Dec. 2001, pp. 1499-1503.
- [26] M. Jahanbakht, M. N. Moghaddasi, and A. A. Lotfi Neyestanak, "Low Actuation Voltage Ka-Band Fractal MEMS Switch", *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 5, 83-92, 2008.
- [27] A. A. Lotfi Neyestanak, and M. Jahanbakht, "Inset a novel cutting pattern to reduce the actuation voltage of the rf-mems switches", *European Conference on Antennas and Propagation 2010*, 12-16 April 2010, Barcelona.
- [28] حبیب اله زلفخانی "تحلیل و طراحی آرایه های فازی آنتنهای میکرواستریپ میکروالکترومکانیکی"

بهمن ۱۳۸۴

فصل ۳

تغییردهنده‌های فاز MEMS

یک تغییر دهنده فاز، شبکه دو پورته است که در آن می‌توان، اختلاف فاز بین سیگنال‌های ورودی و خروجی را توسط یک سیگنال کنترلی (معمولاً بایاس DC)، کنترل نمود. علت اصلی گسترش آنتن‌های آرایه فازی، وزن سبک، توان تحریک پایین، قابلیت تنظیم دائم، هزینه تولید کم و افت عبوری کم تغییر دهنده های فاز، می‌باشد. آنتن‌های آرایه فازی میکروویو نوین، بدلیل قابلیت هدایت سریع^۱ و شکل دهی پرتوهای موج^۲ در فضا بدون جابجایی فیزیکی المان‌های آنتن، بسیار مورد توجه می‌باشند. این امکان با کنترل الکترونیکی فاز سیگنال المان‌های آنتن میسر می‌گردد. در اینصورت، امکان ساخت و جابجایی پرتو آنتن به هر شکل مورد نیاز، بدون جابجایی المان‌های آنتن میسر می‌گردد. یک آنتن آرایه فازی ممکن است دارای چندین المان باشد که هر یک از طریق یک تغییر دهنده فاز تغذیه می‌شوند و پرتو آرایه حاصل را می‌توان در جهت های مختلف هدایت نمود. بنابر این سبکی، افت و هزینه کم تغییر دهنده‌های فاز در طراحی آنتن‌های آرایه فازی از اهمیت ویژه ای برخوردار می‌باشد.

بطور کلی تغییر دهنده های فاز به دو دسته دیجیتال و آنالوگ طبقه بندی می‌شوند. در تغییر دهنده‌های فاز دیجیتال تغییر فاز فقط می‌تواند مقادیر گسسته از پیش تعیین شده ای مثل ۱۱/۲۵، ۲۲/۵، ۴۵، ۹۰ و... را اختیار کند. در این حالت تغییر دهنده را بسته به تعداد حالات فازی که توانایی ایجاد آن را دارد، N بیتی می‌نامند. بعنوان مثال یک تغییر دهنده فاز دیجیتال ۲ بیتی توانایی ایجاد ۴ حالت مختلف فاز را دارا می‌باشد. روش های بسیاری برای تحقق یک تاخیر دهنده فاز دیجیتالی وجود دارد که از آنجمله اند [1]:

الف) سوئیچ: با قرار دادن بیشتر از ۲ سوئیچ در هر خط و سپس سری کردن طبقات متوالی از این خطوط سوئیچ دار

ب) روش انعکاسی: با استفاده از یک یا چند طبقه کوپلر جهتی کاسکد شده

ج) خازن: بارگذاری متناوب خط با کمک خازن های SPST^۳

در طول ۵ الی ۱۰ سال گذشته انبوهی از تاخیر دهنده های فاز MEMS با کمک برخی از این تکنیک ها معرفی گردیده اند. برای نمونه گروهی از دانشمندان مرکز علوم Rockwell شبکه تاخیر دهنده فاز ۳ و ۴ بیتی برای کار در فرکانس های DC تا ۴۰ گیگا هرتز معرفی نموده اند که از سوئیچ های SPDT^۴ بر روی

¹Rapid beam steering

² Beam shaping

³ Single Pole Single Through

⁴ Single Pole Double Through

گالیم آرسناید بهره می برد. اخیرا نیز Ten و همکاران کارآیی مشابهی را در رنج فرکانسی DC تا ۲۰ گیگا هرتز و با شبکه ۲ و ۴ بیتی و با کمک سوئیچ های SP4T روی بستر گالیوم آرسناید به نمایش گذاشته‌اند.

عمده مشکل موجود بر سر راه گسترش تاخیر دهنده های فاز MMIC، وجود تغییرات شدید در اتلاف ورودی در طبقات مختلف شبکه بشمار می آمد که استفاده از خطوط انتقال میکرو ماشینکاری شده میتواند این مشکل را مرتفع نماید. البته لازم به ذکر است که اگر از خطوط انتقال CPW^۱ به جای خطوط مایکرواستریپ استفاده شود، باید از حضور مودهای ناخواسته اجتناب نمود زیرا فاز ورودی می تواند به سادگی تحت تاثیر این مودها قرار گرفته و تخریب شود. در تغییر دهنده های فاز آنالوگ، امکان تغییر پیوسته فاز دارد.

در یک آنتن آرایه فازی، تغییر دهنده های فاز با تغییر طول موثر خط انتقال، فازهای مختلف را برای هر المان ایجاد می نمایند. مشخصاتی مانند تطبیق امپدانس خوب، قابلیت حمل توان مناسب، توان تحریک پایین و سرعت پاسخ بالا از جمله پارامترهای مورد نیاز یک تغییر دهنده فاز ایده آل می باشد. تاکنون تنوع وسیعی از تغییر دهنده های فاز برای دستیابی به این پارامترها ایجاد شده‌اند. در سال ۱۹۵۷، رجیا و اسپنسر^۲ اولین تغییر دهنده فاز متغیر الکترونیکی را ابداع نمودند. که بدلیل امکان فراهم نمودن تغییر فاز فاقد اینرسی^۳ در مدت زمانی کوتاه، مرحله مهمی از بوجود آمدن تغییر دهنده های فاز محسوب می شوند. علاوه بر تغییر دهنده های فاز فریت، نوع مهم دیگری از تغییر دهنده های فاز در اواسط دهه ۱۹۶۰، بعنوان تغییر دهنده های فاز نیمه هادی ایجاد گردیدند. در سال ۱۹۶۵، وایت^۴ از دیود PIN، بعنوان یک سوئیچ الکترونیکی برای کنترل فاز استفاده نموده است. پس از آن پیشرفت های مهمی در تغییر دهنده های فاز الکترونیکی صورت گرفته است. به کمک تکنولوژی نیمه هادی ها، نوع جدیدی از تغییر دهنده های فاز نیمه هادی، مثل تغییر دهنده های فعال GaAs FET، که توانایی مجتمع شدن بصورت یکپارچه را دارا می باشند، توسط کوجت^۵ در سال ۱۹۸۹ و کاتو^۶ در سال ۱۹۹۲، پدید آمدند.

تغییر دهنده های فاز فریت، افت عبوری کمی دارند و می توانند توان های بسیار بالاتری را تحمل کنند، اما طبیعت آنها پیچیده است و هزینه ساخت بالایی دارند، با وجود آنکه تغییر دهنده های فاز نیمه هادی که در آنها دیود PIN و یا FET بکار رفته، ارزان ترند و از نظر ابعاد نیز نسبت به فریت ها کوچکتر می باشند، کاربرد

¹ Co Planar Waveguide

² Reggia & Spencer

³ inertialess

⁴ White

⁵ Coget

⁶ Kato

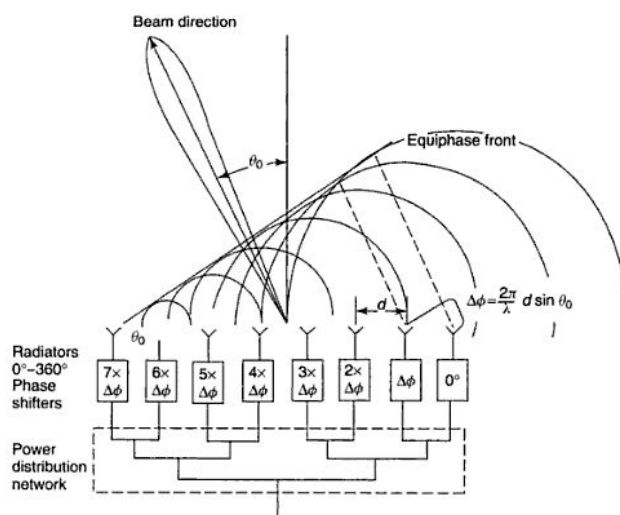
آنها بدلیل افت عبور بالا محدود می‌باشد. گونه‌های دیگر از تغییر دهنده‌های فاز با استفاده از پیل‌های MEMS، توسط ریبز^۱ و بارکر در سال ۱۹۹۸ و دیگر پژوهشگران در سال‌های بعد و مواد فروالکتریکی لایه نازک مانند BST، برای رفع محدودیت‌های بالا بررسی شدند. اخیراً طراحی آنتن‌های آرایه‌فازی با استفاده از قطعات MEMS، توجه قابل ملاحظه‌ای را به خود جلب نموده است. در این فصل به معرفی اجمالی انواع مختلف تغییر دهنده‌های فاز و تحلیل کامل تغییر دهنده‌های فاز MEMS می‌پردازیم.

۳-۲) انواع تغییر دهنده‌های فاز و محدودیت‌های آنها:

شکل ۳-۱، عملکرد یک آنتن آرایه‌فازی با استفاده از تغییر دهنده‌های فاز را نشان می‌دهد. جهت پرتو را می‌توان با تغییر فاز نسبی تک‌تک المان‌های آنتن کنترل کرد. دو روش کلی برای تغییر دهنده‌ها وجود دارد:

۱- مواد فریتی که در آن تغییر فاز با تغییر میدان بایاس میسر می‌شود.

۲- ادوات نیمه‌ها



شکل ۳-۱: نمایی از عملکرد یک آنتن آرایه‌فازی با استفاده از تغییر دهنده‌های فاز

۳-۲-۱) تغییر دهنده‌های فاز فریت:

عملکرد تغییر دهنده فاز فریت بر پایه تعامل بین امواج الکترومغناطیسی و الکترون‌های در چرخش، در یک فریت مغناطیس شده استوار است. چرخش دسته جمعی^۲ الکترون‌ها با میدان مغناطیسی اعمالی تغییر می‌کند و این امر باعث تغییر نفوذ پذیری مغناطیسی فریت می‌گردد. بنابر این با کنترل الکترونیکی میدان

^۱ Rebeiz

^۲ Spinning procession

مغناطیسی اعمال شده، امکان تغییر ثابت انتشار امواج الکترومغناطیسی و در نتیجه تغییر فاز آنها وجود دارد. این تغییر دهنده‌های فاز فریت را می‌توان در طرح‌های مختلفی مثل موجبرها، خطوط کواکسیال، خطوط نواری و مایکرواستریپی و در هر دو شکل آنالوگ یا دیجیتال، تحقق بخشید.

تغییر دهنده‌های فاز فریت به واسطه سبکی و ابعاد کوچک خود بطور وسیعی در آنتن‌های آرایه فازی بکار رفته اند، اما هزینه بالا، پیچیدگی و محدودیت‌های فرکانسی، استفاده آنها را در کاربردهای نظامی ناممکن و در ادوات مخابرات ماهواره‌ای بسیار، غیر عملی نموده است.

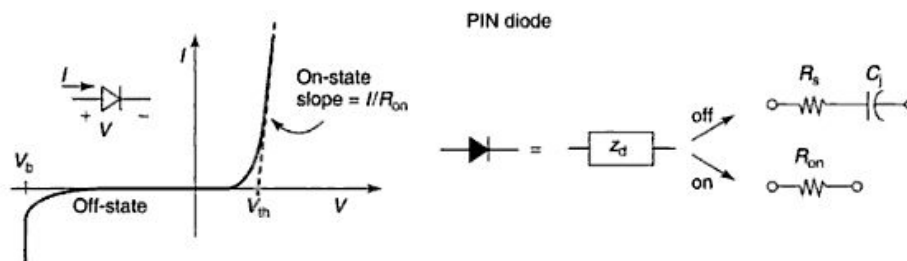
۳-۲-۲) تغییر دهنده‌های فاز نیمه هادی:

تغییر دهنده‌های فاز نیمه هادی بطور معمول بسته به المان کنترل الکترونیکی بکار رفته در آنها به عنوان سوئیچ الکترونیکی، به ۲ دسته تغییر دهنده‌های فاز دیود PIN و تغییر دهنده‌های فاز FET طبقه بندی می‌شوند.

۳-۲-۲-۱) تغییر دهنده‌های فاز دیود PIN:

دیود PIN، در واقع یک اتصال P-N است که دارای یک محیط ذاتی^۱ یا تزریق شده بسیار کوچک بین محیط‌های P و N می‌باشد. افزودن این محیط مشخصات مختلفی را نتیجه می‌دهد. بعنوان مثال رسانایی آن در بایاس مستقیم قابل کنترل می‌گردد و می‌توان خازن بایاس معکوس را کاهش داد. دیودهای PIN بطور وسیعی در مدارهای مایکروویوی برای مدولاسیون دامنه و یا تضعیف بکار می‌روند. این دیودها بعنوان سوئیچ‌های RF، تغییر دهنده‌های فاز و محدود کننده‌های بسیار عالی نیز بکار می‌روند.

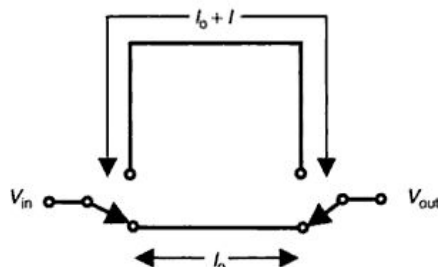
در تغییر دهنده‌های فاز، دیودهای PIN، بعنوان سوئیچ‌های الکترونیکی بکار گرفته می‌شوند که جریان بایاس را از بایاس مستقیم به بایاس معکوس سوئیچ می‌کنند. شکل ۲-۳ مشخصه ولتاژ-جریان DC و مدار معادل دیود PIN را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۳: مشخصه ولتاژ-جریان دیود PIN و مدار معادل آن در حالت‌های روشن و خاموش

^۱ Intrinsic region

ناحیه اصلی، حالت‌های روشن و خاموش سوئیچ را بگونه ای کنترل می‌کند که در بایاس مستقیم امیدانس دیود کاهش می‌یابد و در بایاس معکوس دیود یک امیدانس بسیار بالا از خود نشان می‌دهد. بنابراین تغییر دهنده های فاز دیود PIN، مطابق شکل ۳-۳، با سوئیچ نمودن سیگنال بین دو مسیر مختلف به طول های 10 و 10+I، تغییر فاز ایجاد می‌نمایند. تغییر فاز برای طول اضافی مسیر، βI ، می‌باشد که β ثابت انتشار محیط می‌باشد.



شکل ۳-۳: نمایی از کاربرد دیود PIN بعنوان یک تغییر دهنده فاز

۳-۲-۲-۲) تغییر دهنده های فاز FET:

ترانزیستورهای اثر میدان، که بعنوان یک سوئیچ دو پورته کنترل شده با ولتاژ بایاس گیت، بکار می‌رود، مزایای بسیاری در مقایسه با دیودهای PIN فراهم می‌کند. سرعت سوئیچ بسیار بالا (در حدود ns)، مصرف توان dc بسیار پایین و قابلیت مجتمع سازی یکپارچه از جمله این مزایاست. همچنین بر خلاف تغییر دهنده فاز دیود PIN، که طبیعت آن یک تغییر دهنده فاز دیجیتال است، تغییر دهنده فاز FET را می‌توان در هر دو شکل دیجیتال و آنالوگ تحقق بخشید.

با توجه به اینکه تغییر دهنده های فاز نیمه هادی با دیودهای PIN و یا مدارات FET بسیار گرانقیمت هستند و در فرکانس های میکروویو افت قابل توجهی دارند، ضرورت وجود عناصر با افت و هزینه نسبی کم برای آنتن های آرایه فازی احساس می‌شود. به همین دلیل اخیراً از دو تکنولوژی جدید با استفاده از دی الکتریک های غیر خطی لایه نازک^۱ و سوئیچ های MEMS، به منظور ایجاد تغییر دهنده های فاز نوین بهره گرفته اند. این تغییر دهنده های فاز جدید بطور قابل ملاحظه ای افت عبوری کم ($<2\text{dB}$)، را برای یک تغییر فاز کامل ۳۶۰ درجه، در محدوده فرکانس های میکروویو از خود نشان می‌دهند.

۳-۲-۳) تغییر دهنده های فاز لایه نازک فرو الکتریکی:

تغییر دهنده های فاز فروالکتریک قابلیت ساخت بر روی خطوط انتقال میکرواستریپ و CPW را دارا می‌باشند. تغییر دهنده های فاز میکرواستریپی که از زیر لایه ای غیر از مواد نیمه هادی استفاده می‌کنند،

¹ Thin-film nonlinear dielectric

محدودیت هایی در پیکپارچگی با دیگر مدارات اکتیو و پسیو را دارا می‌باشند، از اینرو تغییر دهنده های فاز فروالکتریکی با استفاده از خطوط CPW، مورد توجه زیادی قرار گرفته اند. تغییر دهنده های نیمه هادی در مقایسه با فروالکتریک ها، سرعت عمل بالاتر و توانایی یکپارچگی با مدارات مجتمع میکروویو را دارا می‌باشند، با این وجود فرکانس کاری تغییر دهنده های فاز نیمه هادی بخاطر ضریب کیفیت پایین آنها در فرکانس های میکروویو محدود می‌باشند، علاوه بر این افت عبوری وسایل نیمه هادی در فرکانس های بالا بشدت افزایش می‌یابد. این دلایل، مواد فروالکتریک را بعنوان گزینه بهتر در فرکانس های میکروویو انتخاب می‌کند.

با وجود استفاده از مواد فروالکتریک مختلف در تغییر دهنده های فاز، بیشتر این نوع تغییر دهنده ها از ماده فروالکتریک BST، استفاده می‌نمایند. در واقع حسن BST در قابل تنظیم بودن آن با ولتاژ DC می‌باشد.

۳-۲-۴) محدودیت های تغییر دهنده های فاز:

هرچند تغییر دهنده های فاز فریت افت عبوری کم و توان قابل تحمل بالاتری دارند، هزینه و پیچیدگی آنها مسائلی است که هنوز حل نشده است. تغییر دهنده های فاز نیمه هادی (دیود PIN و FET)، ارزانتر و کوچکتر از فریت ها می‌باشند. اما کاربرد آنها بدلیل افت عبور بالا در فرکانس های RF و قابلیت تحمل توان کم محدود می‌شود. همچنین عدم ایجاد تغییر فاز پیوسته در دیود PIN، با توجه به نیاز تغییر فاز پیوسته در آنتن های وفقی جدید و رادارهای آرایه فازی از دیگر مسائل حل نشده است.

۳-۳) انواع تغییر دهنده های فاز MEMS

در تغییر دهنده های فاز که عنصر اساسی در آنتن های آرایه فازی است، سوئیچها نقش مهمی دارند. در تغییر دهنده های فاز که از شبکه های تأخیر زمانی بهره می‌گیرند، سیگنال را باید در مسیرهای مختلف هدایت نمود که این مهم بر عهده سوئیچ می‌باشد. همچنین در تغییر دهنده های فاز توزیع شده که از خازنهای متغیر و ساختارهای آهسته کننده موج ساخته می‌شوند نیز از تعداد زیاد سوئیچهای خازنی استفاده می‌گردد.

بطور کلی برای توصیف یک سوئیچ به عنوان المان اصلی تغییر دهنده های فاز، پارامترهای خاصی از آنرا باید در نظر گرفت که مهمترین آنها عبارتند از: زمان تغییر حالت و سرعت سوئیچینگ، نمودارهای گذرای سوئیچ، قدرت تحمل توان RF، تطبیق با مدار های باند وسیع، تلفات داخلی، ایزولاسیون، مقاومت سری، سطح ولتاژ تحریک، طول عمر، فرکانس تشدید، سطح اعوجاج دامنه و فاز سیگنال و ...

سوئیچها و تغییر دهنده های فاز و دیگر قطعات MEMS در فرکانسهای RF و امواج میلیمتری عملکرد استثنائی از قبیل تلفات داخلی کم و ایزولاسیون بالا و توان راه اندازه پائین ارائه می‌نمایند. سوئیچهای MEMS تبدیل فاز را به دو روش عمده ایجاد می‌کنند. با سوئیچ کردن سیگنال بین مسیرهای مختلف یا

سوئیچ خازنی توزیع شده که باعث تغییر خازن موثر خط می گردد. طراحی با فناوری MEMS با خواص وزن کم و هزینه پائین می تواند به آرایه های فازی دارای هزینه کم منجر شود. برای ایجاد درک بهتر ضرورت استفاده از فناوری MEMS در تغییر دهنده های فاز چند نمونه از آنها به همراه مشخصات عمده آنها در جدول ۱-۳ آمده است [2].

جدول ۱-۳: مشخصات چند تغییر دهنده فاز MEMS [2]

فرکانس (GHz)	نوع سوئیچ MEMS	تعداد بیت	خطای فاز (درجه)	اتلاف (dB)	زیرلایه	سطح چیپ (mm ²)
۷-۱۱	خازنی	۴	۱۱	۱/۱۵	Si/Al ₂ O ₃	۱۰۰
۱۰-۴۰	سری	۴	۴	۲/۲	GaAs	۳۰
۳۲-۳۶	خازنی	۳	۱۳	۱/۷	Si	۵۰
۳۵-۵۰	سری	۳	۶	۲/۲	GaAs	۱۶
۱۰-۴۰	سری	۲	۴	۲/۲	GaAs	۳۰
۱۳/۶	توزیع شده	۲	۴	۱/۲	Quartz	-

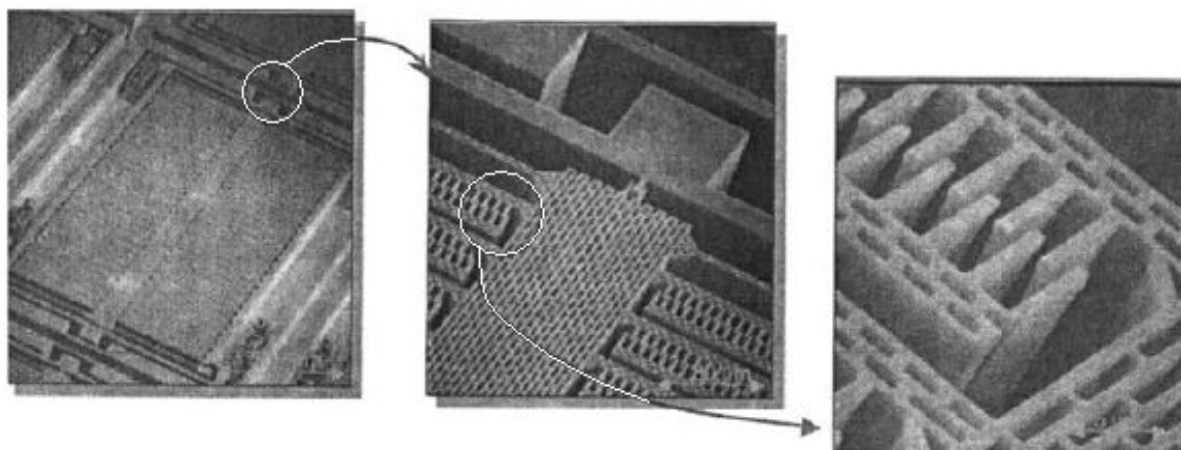
به طور خلاصه می توان گفت که تحلیل و طراحی و ساخت تغییر دهنده های فاز MEMS با روشهای متنوعی انجام می گیرد. بهبود عملکرد آنها که با تلفات داخلی، ایزولاسیون و افت برگشتی بیان می شوند و نیز روش ساخت، هزینه ساخت، وزن، حجم و اندازه باعث بوجود آمدن رقابت شدیدی در طراحی و ساخت تغییر دهنده های فاز شده است. دو تکنیک خیلی مهم در حال حاضر برای طراحی تغییر دهنده فاز با فناوری MEMS موجود است. در نوع اول با استفاده از سوئیچهای MEMS با هدایت سیگنال در مسیرهای مختلف تأخیر زمانی واقعی ایجاد می شود. در نوع دوم با توزیع سوئیچهای خازنی ظرفیت موثر خازن تغییر داده شده و در نتیجه تغییر سرعت، اختلاف فاز مورد نظر بدست می آید. تغییر دهنده های فاز از نظر خط انتقال، زیر لایه، سوئیچ، تطبیق امپدانس بسیار متنوع هستند که هر کدام بسته به کاربرد و امکانات ساخت و ملاحظات دیگر می تواند مورد بحث و بررسی قرار گیرند [3],[4].

خازن های متغیر به واقع از عناصر حیاتی در تحقق تاخیر دهنده های فاز به شمار می روند که خود از ادوات لازم برای شکل گیری یک آرایه فازی از آنتن ها می باشند. بعلاوه این نوع از خازن ها در کنترل فرکانس تیونر ها، فیلتر ها و آنتن ها نیز نقش حیاتی ایفاء می کنند.

بالا بردن ضریب کیفیت^۱ خازن از پارامترهای حیاتی در طراحی آن بشمار می رود که منجر به کاهش تلفات و نویز خواهد شد. خازن های متغیر مرسوم نظیر دیود های ورکتور عموماً دارای سرعت بالا در قبال ضریب کیفیت پایین، حساسیت به توان های متوسط و بالای RF و غیر خطی بودن مشخصه فرکانسی اند.

خازن های متغیر MEMS از سویی در ازاء کاهش سرعت، بسیاری از این مشکلات را در پیش رو نخواهند داشت. این خازن ها با همان تکنیک سوئیچ های MEMS ساخته می شوند و تنها تفاوت آنها در آنالوگ (پیوسته) بودن ولتاژ کنترلی است.

مرکز علوم Rockwell یک خازن متغیر الکترواستاتیکی معرفی نموده است [5] که بصورت حجمی ماشینکاری شده و از ساختار انگشت های فرو رفته^۲ الگو گرفته است. همانطور که در شکل ۳-۴ نیز ملاحظه می گردد، نرخ وجهی^۳ در این خازن ها بالا رفته، رفتار آن در رنج تیون خطی تر شده و سایز آن کاهش می یابد. خازن بدست آمده در ولتاژ تحریک ۵.۳ ولت قریب به ۶ پیکو فاراد و ضریب کیفیت خازن در فرکانس ۵۰۰ مگا هرتز در حدود ۲۶۵ خواهد بود.

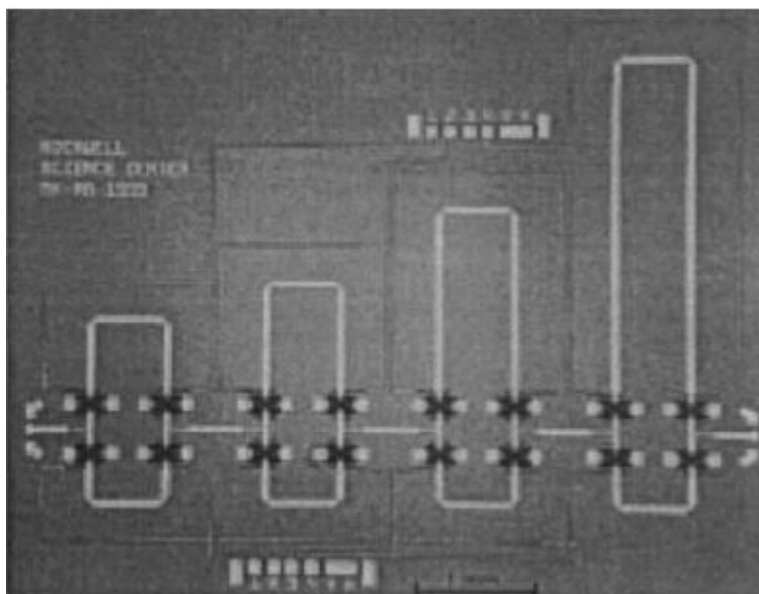


شکل ۳-۴: خازن متغیر سیلیکونی با تحریک الکترواستاتیکی

^۱ Q-Factor

^۲ Interdigitated Fingers

^۳ Aspect Ratio



شکل ۳-۵: شبکه تاخیر دهنده فاز ۴ بیتی در رنج فرکانسی DC تا ۴۰ گیگا هرتز

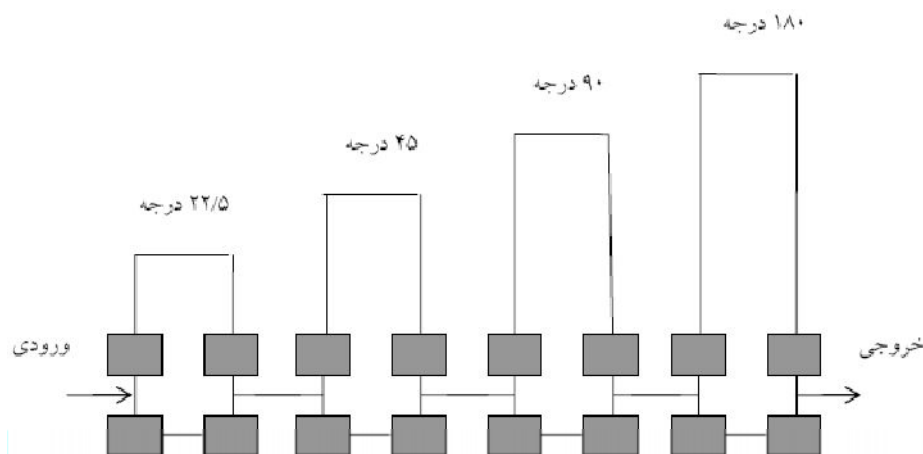
۳-۳-۱) تغییر دهنده های فاز با تاخیر زمانی:

همانطور که قبلا اشاره شد دو روش عمده برای طراحی و ساخت تغییر دهنده های فاز MEMS دیجیتال وجود دارد. در روش اول با استفاده از سوئیچهای مختلف سیگنال را در مسیرهای متفاوت هدایت کرده و بدین طریق انتشار سیگنال در فواصل متفاوت باعث ایجاد فازهای متفاوت می گردند. در روش دوم که به تغییر دهنده های فاز توزیع شده معروف هستند با استفاده از سوئیچهای خازنی ظرفیت واحد طول خط انتقال را تغییر داده و با استفاده از تغییر سرعت انتشار فاز سیگنال را می توان تغییر داد. در این بخش تغییر دهنده های فاز با روش اول را مورد بررسی قرار می دهیم. اساس ساختار تغییر دهنده های فاز دیجیتال بر ایجاد بلوکهای ایجاد کننده های فازهای پایه استوار است یعنی بلوکهایی که می توان تمام فازهای مورد نظر را با ترکیب مناسب آنها بدست آورد. بطور کلی تغییر دهنده های فاز دیجیتالی چند بیتی و بلوکهای مورد نیاز آنها در جدول ۳-۲ مشخص شده اند.

جدول ۳-۲: بلوک های مورد نیاز برای تغییر دهنده فاز دیجیتالی N بیتی [9]

انتقال دهنده N بیتی	بلوکهای مورد نیاز
۲-بیتی	۹۰ و ۱۸۰
۳-بیتی	۴۵ و ۹۰ و ۱۸۰
۴-بیتی	۲۲/۵ و ۴۵ و ۹۰ و ۱۸۰
۵-بیتی	۱۱/۲۵ و ۲۲/۵ و ۴۵ و ۹۰ و ۱۸۰
۶-بیتی	۵/۶۲۵ و ۱۱/۲۵ و ۲۲/۵ و ۴۵ و ۹۰ و ۱۸۰

روشهای بسیار زیادی برای چنین ساختارهایی وجود دارد در هر کدام از آنها می توان از سوئیچهای چند ورودی و چند خروجی بهره گرفت. یکی از روشهای ساده ولی عمومی که برای تغییر دهنده فاز هر چند بیتی می توان بکار گرفت استفاده از چهار سوئیچ برای هر بلوک می باشد که می توان با روشن و خاموش کردن آنها هر بلوک دلخواه را در مسیر سیگنال قرار داد و یا از مسیر سیگنال حذف نمود. بلوک دیاگرام کلی این نوع تغییر دهنده های فاز برای تغییر دهنده فاز چهار بیتی در شکل ۳-۶ نشان داده شده است.



شکل ۳-۶: بلوک دیاگرام تغییر دهنده فاز ۴ بیتی [9]

عملکرد تغییر دهنده فاز در این روش به چند عامل مهم از جمله فرکانس کار، خطوط انتقال مورد استفاده، و سوئیچهای MEMS بکار رفته بستگی دارد [6]. واضح است که طول خطوط تشکیل دهنده بلوکها، بستگی به فرکانس دارند و ابعاد تغییر دهنده فاز بسته به فرکانس کار می تواند کوچک و یا بزرگ شود. همچنانکه از شکل ۳-۷ دیده می شود، ناپیوستگیها و اتصالات مختلفی در این ساختار وجود دارند. با توجه به اینکه طوج موج با فرکانس و جنس زیر لایه یعنی ضریب دی الکتریک موثر تعیین می شود بنابراین نقش فرکانس را در کنار جنس مواد استفاده شده برای زیر لایه باید در نظر گرفت. مورد دیگری که بسیار مهم است عملکرد سوئیچهای مورد استفاده می باشد که هر چه تعداد آنها زیاد باشد اثرات سوء شان نیز افزایش می یابد.

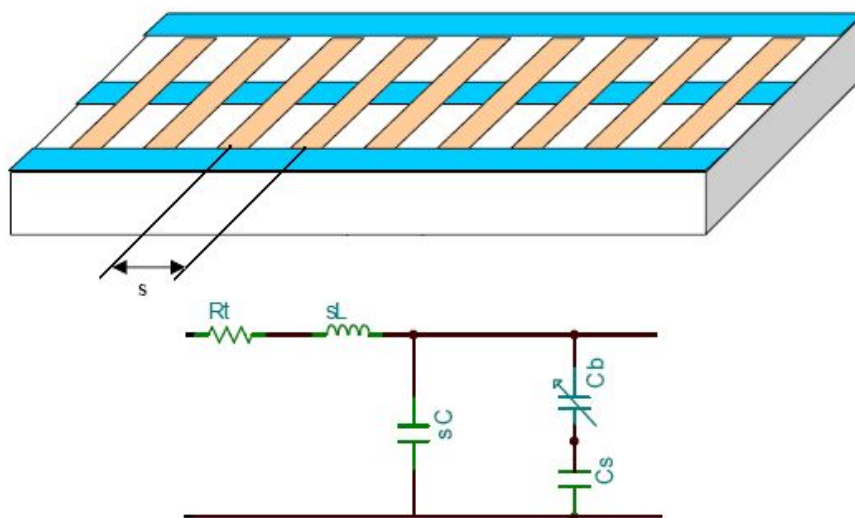
۳-۳-۲) تغییر دهنده های فاز توزیع شده MEMS و مدل عناصر فشرده

تغییر دهنده فاز توزیع شده^۱ DMTL از سوئیچهای خازنی MEMS که بصورت متناوب در روی خط انتقال موجبر هم صفحه قرار می گیرند، ساخته می شوند. همانطور که قبلا ذکر شد با اعمال ولتاژ بایاس به هر کدام از این سوئیچها و بالطبع به تعدادی از آنها می توان ظرفیت موثر خط را تغییر داد. بدین روش سرعت

^۱ Distributed MEMS Transmission Line (DMTL)

انتشار و در نتیجه فاز سیگنال کنترل خواهد شد. در این بخش روشهای تحلیل و طراحی مبتنی بر مدلسازی با عناصر فشرده موجود ارائه می شود.

ساختار تغییر دهنده های فاز توزیع شده به همراه مدل مداری آن در شکل ۳-۷ دیده می شود. خط انتقال موجبر هم صفحه با ابعاد $G/W/G$ با ضخامت زیرلایه h و ضریب دی الکتریک ϵ_r قسمت مهمی از این ساختار را تشکیل می دهد. پهنای باریکه سوئیچ w و طول آن $l = 2G + W$ و ضخامت پل فلزی t و فاصله آنها s در نظر گرفته می شود [7],[8].



شکل ۳-۷: نمای شماتیک از تغییردهنده فاز توزیع شده MEMS بر روی موجبر هم صفحه و مدل مداری آن [9]

عملکرد ساختارهای پریودیک توسط فرکانس قطع یا فرکانس براگ^۱ تحت تأثیر قرار می گیرد و وقتی اهمیت می یابد که فاصله عناصر گسسته به طول موج هدایت نزدیک می شود. در مدارهای توزیع شده پریودیک میتوان این فاصله را چنان در نظر گرفت که فرکانس براگ از باند فرکانسی دور باشد در DMTL فرکانس رزونانس خودی پل MEMS در حدود ۲۰۰ گیگا هرتز است بنابراین عملکرد با فرکانس براگ خود خط ممکن است محدود گردد.

همچنانکه دیده می شود، پل MEMS با خازن موازی مدل شده و در نتیجه یک خط انتقال بارشده خواهیم داشت. امپدانس مشخصه این خط عبارت است از :

$$Z_l = \sqrt{\frac{sL_t}{sC_t + C_b}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2} \quad (1-3)$$

$$\omega_B = \frac{2}{\sqrt{2L_t(sC_t + C_b)}}$$

¹ Bragg Frequency

همانطور که دیده میشود که به ازای فرکانسهای به اندازه کافی کوچکتر از فرکانس براگ ($\omega \ll \omega_B$) روابط فوق به فرمولهای آشنای $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ با $L = sL_t$ و $C = sC_t + C_b$ تبدیل می شود. پل MEMS را بخاطر وجود اندوکتانس و مقاومت، تنها با یک خازن نمی توان مدل کرد. در اینجا اندوکتانس را بعلت تأثیر زیادش در نظر گرفته و از مقاومت آن فعلا صرف نظر می کنیم. در این حالت روابط تئوری خط انتقال باید تمام اثرات مذکور را شامل شوند. ادمیتانس شاخه موازی و امپدانس مشخصه را می توان با روابط زیر بیان نمود.

$$Y_p = j\omega sC_t + \frac{j\omega C_b}{1 - \omega^2 L_b C_b} \quad (2-3)$$

امپدانس مشخصه با توجه به بار عبارتست از،

$$Z_l = \sqrt{\frac{sL_t}{sC_t + \frac{C_b}{1 - \omega^2 L_b C_b}}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2 s^2 L_t C_t}{4} - \frac{\omega^2 sL_t C_b}{4(1 - \omega^2 L_b C_b)}} \quad (3-3)$$

با قرار دادن این معادله مساوی صفر و حل آن فرکانس براگ بدست می آید:

$$\omega = \sqrt{\frac{b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}} \quad (4-3)$$

که در آن مقادیر a ، b و c چنین تعریف می شوند،

$$a = s^2 L_t C_t L_b C_b, \quad b = s^2 L_t C_t + sL_t C_t + 4L_b C_b, \quad c = 4 \quad (5-3)$$

در جدول ۳-۳ فرکانس براگ به ازای $Z=100\Omega$ ، $\epsilon_{\text{eff}}=2.5$ ، $s=200\mu\text{m}$ و $C_b=40\text{fF}$ محاسبه شده است.

جدول ۳-۳: فرکانس قطع براگ به ازای اندوکتانس های مختلف

L_b (pH)	۰	۱۰	۲۰	۳۰
F_B (GHz)	۱۳۷/۹	۱۲۳/۳	۱۱۱/۹	۱۰۲/۹

سرعت فاز در حالت بدون اتلاف بصورت زیر قابل بیان است،

$$v = \frac{s}{\sqrt{sL_t (sC_t + C_b) \left(1 + \frac{\omega^2}{6\omega_b^2} + \dots\right)}} \quad (6-3)$$

برای فرکانسهای دور از فرکانس براگ سرعت فاز به $v = \frac{s}{\sqrt{LC}}$ تبدیل می گردد. دیده میشود که با تغییرات خازن سرعت فاز متغیر خواهد بود و این خود به تأخیرهای متغیر منجر خواهد شد که در نهایت فازهای مختلف خواهیم داشت. واضح است که برای طراحی کامل تلفات را نیز باید لحاظ کرد. یکی از روشهای ساده بررسی این امر منظور سری کردن مقاومت R_s با خط و مقاومت R_b با خازن سوئیچ می باشد. ضریب تلفات در چنین حالتی را میتوان بصورت زیر بیان کرد،

$$\alpha = \frac{R_s}{2Z_l} + \frac{R_b Z_l C_b^2 \omega^2}{2}$$

(۷-۳)

با مقادیر عددی $Z=100\Omega$ ، $\epsilon_{\text{eff}}=2.5$ ، $s=200\mu\text{m}$ و $C_b=40\text{fF}$ مقدار تلف خط بی بار در ۲۰ گیگا هرتز 0.6 dB/cm برای خط با $R_s=0.28\Omega$ بدست می آید. با مقاومت ۰.۱ اهم برای پل MEMS اتلاف خط بترتیب ۲.۵ و ۱.۶ dB/cm در فرکانس های ۶۰ و ۳۰ گیگا هرتز بدست می آید. براحتی مشاهده می کنیم که اتلاف خط مهمتر است. اگر چه این مدل تحلیلی برای خط توزیع شده مناسب است اما در نزدیکی های فرکانس قطع اعتبار خودش را از دست می دهد و این بخاطر تقریب بخشهای مختلف خط با عناصر فشرده است. تقریب مناسبی با استفاده از شبیه ساز مدار که در آن از قطعات خط انتقال بجای عناصر فشرده استفاده شده باشد قابل حصول است.

- [1] Robertson I.D., Lucyszyn S., "RFIC and MMIC Design and Technology", IEE, London, 2001
- [2] Gabriel M. Rebeiz, Guan-Leng Tan, Joseph S. Hayden, "RF MEMS phase shifters", IEEE microwave Magazine, June 2002, pp. 72-81
- [3] Cyrus Shafai, Satish Kumar Sharma, Lotfollah Shafai, and Dwayne, "Microstrip phase shifter using ground-plane reconfiguration," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No. 1, January 2004, pp. 144-153
- [4] Juo-Jung Hung, Laurent Dussopt, Gabriel M. Rebeiz, "Distributed 2- and 3- Bit Wband MEMS phase shifters on glass substrates," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No. 2, February 2004, pp. 600-606
- [5] Borwick, R.L., Stupar, P.A., DeNatale, J.F., Anderson, R., and Erlandson, R.: "Variable MEMS capacitors implemented into RF filter systems", IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology, 2003, 51, (1), pp.315-319
- [6] Guan-Leng Tan, Robert E. Mihailovich, Jonathan B. Hacker, Jeffrey F. DeNaatale, and Gabriel M. Rebeiz, "Low-Loss 2- and 4- bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches," IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 1, January 2003, pp. 297-304
- [7] Jian Qing, Yanling Shi, Wei Li, Zongsheng Lai, Ziqiang Zhu, and Peisheng Xin, "Ka band distributed MEMS phase shifters on silicon using AlSi suspended membrane", Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 13, No. 3, June 2004, pp. 542-549
- [8] Joseph S. Hayden, and Gabriel M. Rebeiz, "Very low-loss distributed X-band and Ka band MEMS phase shifters using metal-Air-metal capacitors," IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 1, January 2003, pp. 309-314

[9] حبیب اله زلفخانی "تحلیل و طراحی آرایه های فازی آنتنهای میکرواستریپ میکروالکترومکانیکی"، بهمن

فصل ۴

سلف میکروالکترومکانیکی

(MEMS)

یکی دیگر از المان های مهم RF MEMS، سلف می باشد که در این بخش به بررسی اجمالی آن می پردازیم. بدلیل بازده بالا و قیمت پایین CMOS سیلیکونی، چندین روش در جهت بهبود ضریب کیفیت سلف های CMOS سیلیکونی، معرفی شده اند. البته ضریب هدایت CMOS سیلیکونی، همچنان بعنوان یک مشکل باقی مانده است. یک راه حل ساده برای حل این مشکل استفاده از زیر لایه های مقاومتی نظیر کوارتز، یاقوت کبود و یا سیلیکون با مقاومت بالا می باشد. [1] متأسفانه این روش مناسب با تکنولوژی CMOS نمی باشد و نیازمند هزینه بالاتری برای ساخت می باشد.

سلف های میکرو الکترومکانیکی را می توان به سه دسته عمده سلف های زیگزاگی^۱، سلف های سلونوئیدی^۲ و سلف های حلزونی^۳ تقسیم بندی کرد. در این بین سلف حلزونی بیشترین کاربرد را در مقیاس میکرو دارا می باشد، به همین دلیل پس از توضیح اجمالی انواع دیگر سلف به بحث درباره سلف حلزونی پرداخته می شود.

۴-۲) سلف زیگزاگی:

بدلیل طبیعت مارپیچی سلف زیگزاگی و اثر منفی اندوکتانس متقابل بالا، اندازه این نوع سلف غالباً کوچک می باشد. یکی دیگر از مهمترین مشکلات سلف زیگزاگی ساخت هسته سه بعدی سلونوئیدی با استفاده از پروسه ساخت مسطح و تحریک مغناطیسی در ابعاد میکرو می باشد. درک بیشتر تحریک های میکرو باعث پیشرفت در تکنیک های هیبریدی مانند ایجاد مولفه مغناطیسی در چنبره مسطح، معرفی میدان مغناطیسی اضافی در قسمت های متحرک با ضریب نفوذپذیری بالا و تکنیک های قلم زنی برای ساخت سلف زیگزاگی لایه نازک با فضای سیم پیچی در حدود ۷ میکرومتر گردیده است. با استفاده از تکنیک های میکرو ماشین کاری سطحی، هادی های زیگزاگ کم تلفات با هسته مغناطیسی خمیده در یک سطح مطابق شکل ۴-۱ با هم ترکیب شده اند [2]. هسته مغناطیسی بصورت چند سطحی ساخته شده و به همین صورت هادی دور آن پیچیده می شود. این ساختار سلفی با ۲۶ دور و ابعاد ۴ در ۰/۹ میلیمتر می باشد و اندوکتانسی در حدود ۰/۲ میکرو هانری را در فرکانس ۱۰۰ کیلوهرتز نشان می دهد. البته با کوچک و مسطح شدن هادی ها مقاومت کل سیم پیچ افزایش می یابد.

¹ Meander inductor

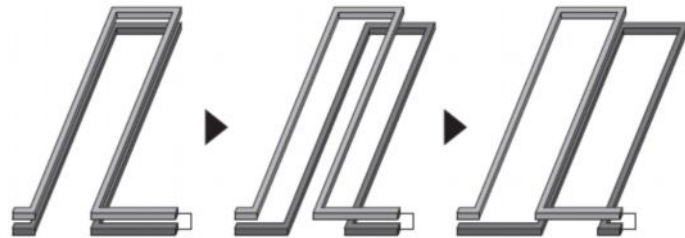
² Solenoid inductor

³ Spiral inductor

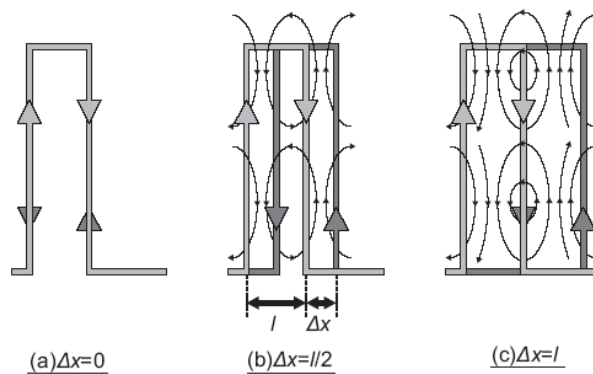
$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{w \mu_0 \mu_r N A_c A_w}{2(w+l) \rho l_c} \quad (2-4)$$

که A_c سطح مقطع هسته مغناطیسی، l_c طول هسته، μ_0 و μ_r ضریب تراوایی هوا و نسبی، A_w سطح مقطع هادی، $2(w+l)$ طول یک دور هسته خمیده، N تعداد دور هادی بر روی هسته، w فرکانس کاری می‌باشد. با توجه به معادله (۲-۴)، این نوع سلف میکروالکترومکانیکی باعث بهبود در ضریب کیفیت و اندوکتانس می‌شود.

نمونه قابل تنظیم سلف زیگزاگی با استفاده از دو سیم خمیده که در انتها بهم اتصال کوتاه شده اند و اندازه سلف با تغییر شار بر اثر تغییر فاصله دو سیم خمیده قابل تنظیم می‌باشد، گزارش شده است [4]. شکل ۳-۴ نمایی از سلف و شکل ۴-۴ مکانیزم تغییر اندوکتانس سلف را نشان می‌دهد.

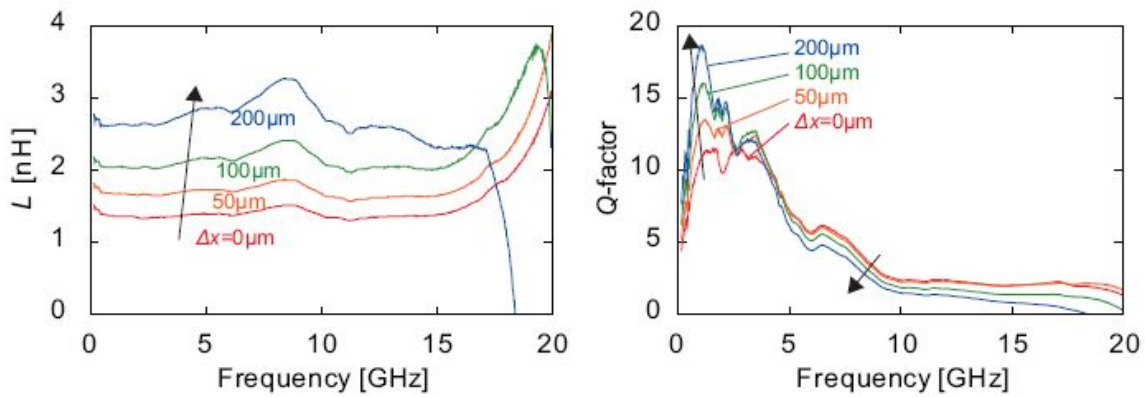


شکل ۳-۴: سلف زیگزاگی با ناحیه حلقه مختلف [4]



شکل ۴-۴: نمایی از ارتباط بین ناحیه حلقه جریان و شار مغناطیسی [4]

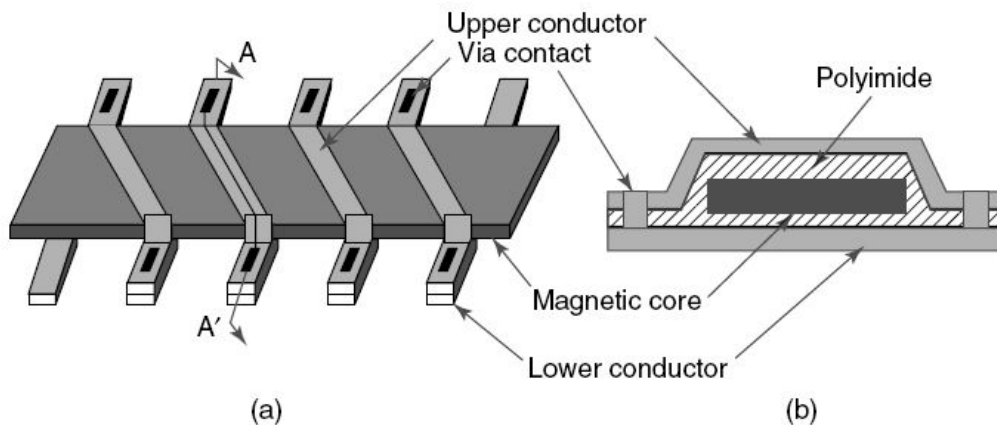
در حالت (a)، بخاطر قرار گرفتن دقیق سیم ها روی هم حلقه جریان خیلی کوچک است و مقدار اندوکتانس سلف مینیمم می‌باشد، با افزایش فاصله بین دو سیم، حلقه جریان نیز بزرگ شده و در نتیجه مقدار اندوکتانس نیز افزایش می‌یابد و در حالت (c)، مقدار اندوکتانس ماکزیمم می‌شود. برای افزایش رنج تنظیم می‌توان از تحریک شانه ای و تعداد خم بیشتر استفاده نمود. شکل ۴-۵، نمودار ضریب کیفیت و اندوکتانس سلف زیگزاگی با طول سیم ۲ میلی‌متر و اختلاف فاصله مختلف بین بازوها را برحسب فرکانس نشان می‌دهد.



شکل ۴-۵: نمودار ضریب کیفیت و اندوکتانس بر حسب فرکانس [4]

۳-۴) سلف سلونوئیدی:

سلف های سلونوئیدی معمول با پیچیدن سیم هادی حول هسته مغناطیسی ایجاد می گردد. هرچند تبدیل ساختار سه بعدی به مسطح مشکلی شگرف می باشد. ساخت هادی مارپیچی حول یک هسته با تکنیک های معمول ساخت IC خیلی سخت تر از ساخت شکل های زیگزاگی یا حلزونی می باشد. با وجود ساخت ساده تر سلف های زیگزاگی، این نوع سلف بخاطر اثر کاهنده اندوکتانس متقابل دارای مقدار سلفی خیلی کم می باشد. سلف های حلزونی نیز نیازمند یک قطعه سیم هادی برای اتصال انتهای داخل سیم پیچ به بیرون می باشد که این امر خازن های سرگردان غالبی را نشان می دهد. شکل ۴-۶، سلف مارپیچی شکل مسطح بصورت قالب های میله ای روی زیر لایه سیلیکون، را نشان می دهد [2].



شکل ۴-۶: (a) نمایی از سلف سلونوئیدی مسطح (b) نمایی جانبی سلف از مقطع A-A' [2]

سلف میله ای شکل، با استفاده از هسته مغناطیسی از جنس آلیاژی از نیکل-آهن با ضخامت ۲۵ میکرومتر در زیر خطوط مس پیچیده شده با ضخامت ۳۰ میکرومتر، ساخته شده است. سلف دارای ابعاد ۴ در ۱ میلیمتر و ضخامت ۱۱۰ میکرومتر با ۳۳ دور سیم پیچ می باشد. سیم پیچ فلزی حول هسته توسط اتصال via در دو سطح به هم متصل می گردند. اتصال via مقاومت بالایی ایجاد می کند. بنابراین برای رسیدن به مقدار اندوکتانس بالا، نیاز به افزایش تعداد دور سیم پیچ سلونوئیدی می باشد که افزایش دور موجب افزایش

اتصالات via و در نتیجه افزایش مقاومت می‌شود. آبکاری نمودن خطوط هادی و اتصالات via، بدلیل کاهش مقاومت اتصال فلزات آبکاری شده این مشکل را حل می‌نماید. عرض خطوط هادی و هسته میله ای ۸۰ میکرومتر و ۳۰۰ میکرومتر می‌باشند. اندازه مقاومت dc خطوط هادی در حدود ۰/۳ اهم می‌باشد. اندوکتانس سلف سلونوئیدی برابر است با:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A_c}{l_c} \quad (3-4)$$

که AC سطح مقطع، l_c طول محصور هسته مغناطیسی، μ_0 و μ_r ضریب تراوایی هوا و نسبی و N تعداد دور هادی بر روی هسته می‌باشد.

ضریب کیفیت اندوکتانس برابر است با:

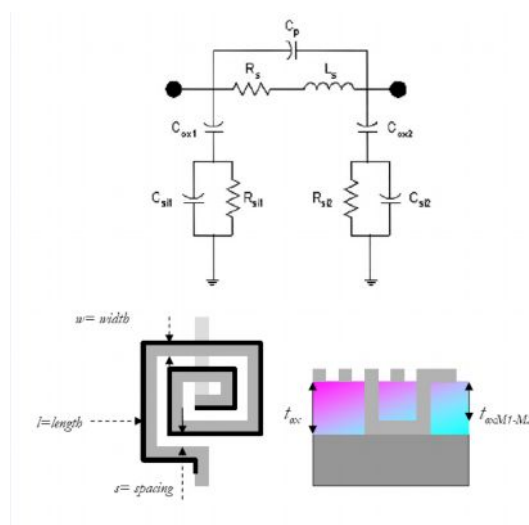
$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{w \mu_0 \mu_r N A_c A_w}{2W \rho l_c} \quad (4-4)$$

که A_w سطح مقطع هادی و $2W$ طول سیم پیچ در دور و ρ مقاومت ویژه فلز هادی می‌باشد.

از بحث های فوق می‌توان نتیجه گرفت اندوکتانس و ضریب کیفیت سلف سلونوئیدی و زیگزگی متناسب با μ_r است.

۴-۴) سلف حلزونی:

سلف حلزونی یکی از رایجترین مدل های سلف می‌باشد، مدل π این سلف با استفاده از عناصر فشرده، در شکل ۱ نشان داده شده است. این مدل بسیار ساده می‌باشد و به راحتی می‌توان مقادیر آنرا بصورت تجربی بدست آورد، اما تنها برای پهنای باند باریک مناسب می‌باشد. [5]



شکل ۴-۷: مدل مداری و شماتیک سلف حلزونی [5]

در مدل نشان داده شده در شکل ۴-۷، خازن C_p ، بین نوار فلزی بالایی و پایینی مارپیچ ایجاد می‌گردد و مقدار آن ناچیز می‌باشد. سلف L_s ، اندوکتانس هسته می‌باشد. مقاومت R_s ، مقاومت سلف می‌باشد و برای در نظر گرفتن تلفات اهمی ناشی از فلز هادی و جریان مغناطیسی در زیر لایه لحاظ شده است. خازن C_{ox} ، خازن پارازیتی بین فلز هسته و زیر لایه می‌باشد. مقاومت R_{si} ، تلفات اهمی زیر لایه سیلیکونی را نشان می‌دهد. خازن C_{si} ، اثر خازنی خود زیر لایه سیلیکونی می‌باشد. در جدول ۴-۱ مقادیر این المان‌ها و علت بوجود آمدن آنها توضیح داده شده است.

جدول ۴-۱: پارامترهای مدل π و ارتباط آنها

	Equation	Relation
C_p	$\frac{nw^2 \epsilon_{ox}}{t_{oxM_1-M_2}}$	Capacitance between the underpass and overpass metal strips. This value is normally negligible. n = number of crossing between the coil and central lower connection w = width ϵ_{ox} = oxide dielectric constant $t_{oxM_1-M_2}$ = oxide depth between the spiral tracks and its central interconnection
L_s	$n^2 \mu \frac{wt}{l}$	Inductance of the coil n = number of turns μ = permeability of the metal w = width t = depth of metal strip l = length of spiral
R_s	$\frac{\rho l}{w\delta[1 - e^{-t/\delta}]}$	Inductor resistance. Accounting for ohmic losses due to the metal resistance, induced effects in the metallic conductor and magnetic induced currents in the substrate. w = width t = depth of metal strip l = length of spiral δ = skin depth ρ = resistivity
C_{ox}	$\frac{hw\epsilon_{ox}}{2t_{ox}}$	Parasitic capacitance between metal of the coil and substrate w = width, l = length of spiral t_{ox} = depth of oxide, ϵ_{ox} = oxide dielectric constant
R_{si}	$\frac{2}{hwG_{sub}}$	Resistivity caused by the ohmic losses in the silicon substrate G_{sub} = substrate conductance per unit area
C_{si}	$\frac{hwC_{sub}}{2}$	Capacitance effect of the substrate due to the silicon substrate characteristics C_{sub} = substrate capacitance per unit area

در ادامه به توضیح پارامترهای سلف حلزونی پرداخته می‌شود:

۴-۴-۱) اندوکتانس سلف حلزونی:

دو مولفه اندوکتانس خودی (L_{self}) و اندوکتانس متقابل (M). اندوکتانس یک سلف را ایجاد می‌کنند. اندوکتانس خودی برای هادی مستطیلی توسط گراور^۱، بصورت زیر بدست آمده است [6].

$$L_{self} = 2l \left\{ \ln \frac{2l}{w+t} + 0.5 + \frac{w+t}{3l} \right\} \quad (۵-۴)$$

که L_{self} ، اندوکتانس خودی بر حسب nH و ابعاد هادی بر اساس cm ، می‌باشند. اندوکتانس متقابل، بر اساس عبور شارژ تولیدی یک مدار در مدار دیگر ایجاد می‌گردد. هنگامیکه جهت جریان عبوری از دو خط یکسان باشد، اندوکتانس متقابل مثبت و در غیر اینصورت منفی می‌باشد. اندوکتانس متقابل دو خط عمود بر هم صفر می‌باشد. این اندوکتانس با رابطه زیر بدست می‌آید:

$$M=2lQ \quad (۶-۴)$$

$$Q = \ln \left\{ \left(\frac{l}{GMD} \right) + \left[1 + \frac{l^2}{GMD^2} \right]^{1/2} \right\} - \left\{ 1 + \frac{GMD^2}{l^2} \right\}^{1/2} + \left[\frac{GMD}{l} \right] \quad (۷-۴)$$

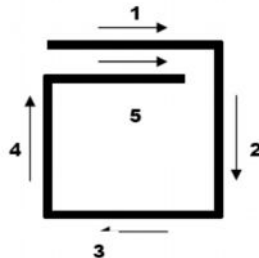
$$\ln GMD = \ln d - \frac{w^2}{12d^2} - \frac{w^4}{60d^4} - \frac{w^6}{168d^6} - \frac{w^8}{360d^8} - \dots \quad (۸-۴)$$

که GMD ، میانگین هندسی فاصله بین هادی ها، w عرض و d ، فاصله مرکز تا مرکز هادی ها می‌باشد.

برای مثال، با نگاهی به سلف شکل ۴-۸، مقدار اندوکتانس آن بصورت زیر محاسبه می‌شود. [7]

$$L_{total} = \sum L_{self} + \sum M_+ + \sum M_-$$

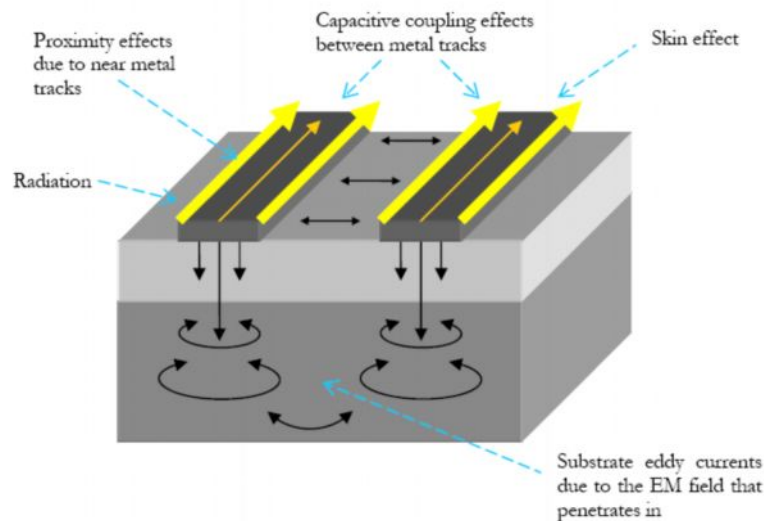
$$L_{total} = L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_5 + 2M_{1,5} - 2(M_{1,3} + M_{2,4} + M_{3,5}) \quad (۹-۴)$$



شکل ۴-۸: طرح کلی سلف برای نمایش اندوکتانس خودی و متقابل [7]

¹ Grover

مدل π ، باعث فهم بهتر از مشخصات سلف شده و هرگونه چالش کوچک احتمالی در مجتمع سازی را نشان می‌دهد. با توجه به معادلات جدول ۴-۱، واضح است که جنس زیر لایه و فلز، تاثیر زیادی بر روی مشخصات سلف دارد. برای بهبود یک ساختار، باید هرگونه تلف بالقوه ای به خوبی شناخته شود. مکانیزم تلفات در شکل ۴-۹ نشان داده شده است.



شکل ۴-۹: طرح کلی از مکانیزم تلفات در سلف ها

همانگونه که دیده می‌شود این تلفات شامل تلفات هادی، تلفات زیر لایه، تلفات خازنی می‌باشد که در ادامه به بررسی علت فیزیکی ایجاد این تلفات می‌پردازیم.

۴-۴-۲) تلفات هادی سلف حلزونی:

در بسیاری از لایه های فلز اندود شده CMOS، از المان های پسیو استفاده می‌شود. ضریب هدایت هادی، کیفیت آن را مشخص می‌کند. در فرکانس های بالا، جریان بیشتر در پوسته هادی جاری می‌شود (اثر پوستی). با افزایش جریان، سطح موثر جریان عبوری کاهش می‌یابد، در نتیجه چگالی جریان افزایش یافته و به طبع آن تلفات اهمی نیز بیشتر می‌شود [5]. بدلیل هندسه سلف، میدان مغناطیسی متناوب، در هادی نفوذ نموده و میدان الکتریکی ایجاد می‌نماید. این امر مقاومت لایه های درونی سلف را افزایش می‌دهد. در نتیجه جریان به سمت لایه های خارجی هادی متمایل می‌شود. ایجاد جریان های گردابی در هادی بر اثر میدان مغناطیسی متغیر با زمان باعث عبور جریان از لایه های نزدیک به سطح هادی می‌شود که به آن اثر پوستی می‌گویند. زمانیکه میدان متغیر با زمان از نزدیکی هادی ها با هم ایجاد می‌شود و در هادی مشخصی

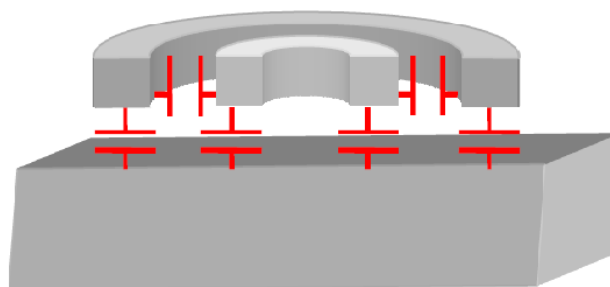
نفوذ می کند را، اثر مجاورت^۱ می نامند. پارامتر مهمی که تاثیر جریان های گردابی را نشان می دهد، عمق نفوذ می باشد. (δ)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (۱۰-۴)$$

که ρ مقاومت ویژه، μ ضریب نفوذ پذیری و f فرکانس می باشد.

۴-۴-۳) تلفات خازنی سلف حلزونی:

علاوه بر در نظر گرفتن تاثیر مقاومتی خطوط، اثر خازنی بین هادی ها و نیز اثر خازنی بین هادی و زیر لایه نیز باید مشخص شود. اولین تلفات خازن پارازیتی بین خطوط هادی دوار ایجاد می شود. دومین تلفات مربوط به هادی سلف و زیر لایه می باشد، که ظرفیت خازنی بزرگتر ایجاد می کند. بسته به مقدار کاپاسیتانس و فرکانس، مقداری از انرژی سلف در این ساختار ذخیره می شود و در نتیجه سلف شروع به رفتاری شبیه خازن می کند. این امر باعث ایجاد فرکانس رزونانس می شود، این دو نوع خازن در شکل ۱۰-۴ دیده می شود.



شکل ۱۰-۴: طرح کلی از خازن های پارازیتی بین هادی های مدور (خازن های افقی) و بین هادی ها و زیر لایه [1]

۴-۴-۴) تلفات زیر لایه سلف حلزونی:

زیر لایه های سیلیکونی ارزان قیمت رایج، بدلیل ضریب هدایت بالا، یکی از مهمترین منابع ایجاد تلفات می باشند. تاثیر این تلفات، بین لایه هادی و سطح زیر لایه ایجاد می گردد. میدان مغناطیسی متغیر در سطح هادی باعث ایجاد و نفوذ جریان در زیر لایه می شود. میدان مغناطیسی تولیدی توسط سلف در زیر لایه نفوذ می کند. این امر باعث تولید ولتاژ متفاوتی می شود که به نوبه خود باعث تولید جریان می شود. نتیجتاً انرژی هسته و ضریب کیفیت سلف کاهش می یابد.

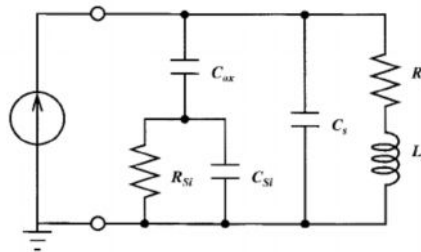
¹ the proximity effect

۴-۴-۵) استخراج پارامترهای سلف حلزونی:

در طراحی یک سلف باید پارامترهای اندوکتانس سلف (L)، ضریب کیفیت (Q) و فرکانس رزونانس (f_{res}) باید محاسبه شود. ضریب کیفیت، در واقع نسبت ماکزیمم انرژی ذخیره شده به توان متوسط مصرفی در هر سیکل کاری می‌باشد.

$$Q = \frac{\omega W_{\max}}{P_{\text{diss}}} = 2\pi \frac{\text{energy_stored}}{\text{energy_loss_in_one_oscillation_cycle}} \quad (11-4)$$

فرکانس رزونانس بر اثر تشدید بین سلف و خازن‌های پارازیتی، ایجاد می‌گردد. ساختار معمولاً زیر این فرکانس کار می‌کند. ضریب کیفیت سلف حلزونی بر اساس مدل π تک پورته، مطابق شکل ۴-۱۱، بصورت معادله (۴-۱۲) در می‌آید. [8]



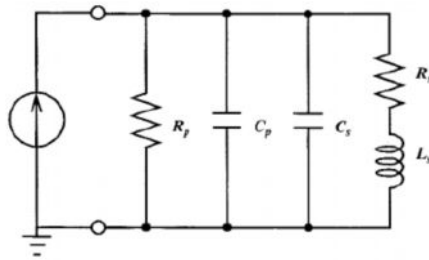
شکل ۴-۱۱: مدار معادل سلف حلزونی روی زیر لایه سیلیکونی [8]

$$Q = \left(\frac{\omega L_s}{R_s} \right) \cdot \left(\frac{R_p}{R_p + \left[\left(\frac{\omega L_s}{R_s} \right)^2 + 1 \right] \cdot R_s} \right) \cdot \left(1 - \frac{R_s^2 C_o}{L_s} - \omega^2 L_s C_o \right) \quad (12-4)$$

قسمت اول این معادله در واقع نسبت انرژی ذخیره شده در سلف به تلفات اهمی موجود در لایه فلزی هادی را نشان می‌دهد. ترم دوم این معادله، ضریب تلفات زیر لایه می‌باشد که تلفات انرژی ناشی از زیر لایه سیلیکونی را نشان می‌دهد. ترم آخر این معادله ضریب تشدید خودی می‌باشد که بیانگر کاهش ضریب کیفیت بر اثر افزایش پیک انرژی الکتریکی نسبت به فرکانس و کاهش ضریب کیفیت در فرکانس رزونانس می‌باشد. با قرار دادن این ترم مساوی صفر، فرکانس رزونانس بدست می‌آید.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (13-4)$$

با توجه به معادله بالا، ملاحظه می‌شود که سلف حلزونی می‌تواند رفتار خازنی یا سلفی داشته باشد. با ترکیب اثر مقاومت R_{si} و خازن‌های C_{ox} و C_{si} و نمایش آنها با مقاومت موازی R_p و خازن موازی C_p ، مدار شکل ۶ بصورت زیر در می‌آید.



شکل ۴-۱۲: مدار معادل سلف حلزونی با فشرده سازی المان‌ها [8]

در شکل فوق، C_p و R_p بصورت زیر محاسبه می‌شود.

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C_{ox}^2 R_{si}} + \frac{R_{si} (C_{ox} + C_{si})^2}{C_{ox}^2} \quad (۴-۱۴)$$

$$C_p = C_{ox} \cdot \frac{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si}) C_{si} R_{si}^2}{1 + \omega^2 (C_{ox} + C_{si})^2 R_{si}^2} \quad (۴-۱۵)$$

در بخش بعد، به بررسی تعدادی از روش‌های پیشنهادی در جهت بهبود مشخصات سلف پرداخته می‌شود. خط مشی اول بر اساس استفاده از همان زیر لایه سیلیکونی مطابق با تکنولوژی CMOS و تلاش برای یافتن راهی به منظور کاهش تلفات می‌باشد. خط مشی دوم بر اساس MEMS و بر پایه هردو روش میکرو ماشین‌کاری و میکرو ماشین‌کاری حجمی^۱ می‌باشد

۴-۵) روش‌های پیشنهادی به منظور بهبود مشخصات سلف:

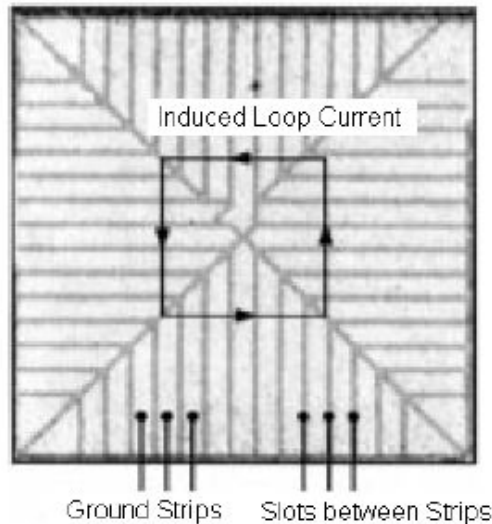
ساخت سلف بر روی زیر لایه سیلیکونی، بدلیل تلفات بالای این زیر لایه موجب نفوذ میدان مغناطیسی سلف در زیر لایه و ایجاد جریان‌های گردابی شده و کیفیت عملکرد سلف را پایین می‌آورد. در RFIC ها معمولا از دو روش، تکنیک عایق بندی زیر لایه یا بهینه سازی طرح بندی^۲ برای مقابله با این مشکل استفاده می‌کنند.

¹ bulk

² layout optimization

۴-۵-۱) شکل دهی صفحه زمین:

در این روش، در فلز صفحه زمین سلف حلزونی شکاف‌های عمودی باریکی قلم زنی می‌شود [8]. همچنان که در شکل ۴-۱۳ دیده می‌شود، این عمل باعث ایجاد مدار باز شده و مانع از تولید جریان‌های گردابی توسط سلف می‌شود. در حقیقت این روش با ایجاد شکاف در مسیر جریان مانع از بسته شدن جریان گردابی می‌شود. با بکارگیری این روش ضریب کیفیت سلف در فرکانس ۲ گیگاهرتز و با مقدار سلف ۷/۵ نانوهارتری، از ۵/۰۸ به ۶/۷۶ (در حدود ۳۳٪) بهبود می‌یابد. این روش با پروسه استاندارد CMOS، مطابقت دارد.



شکل ۴-۱۳: نمایی از شکل دهی صفحه زمین [8]

۴-۵-۲) عایق بندی زیر لایه:

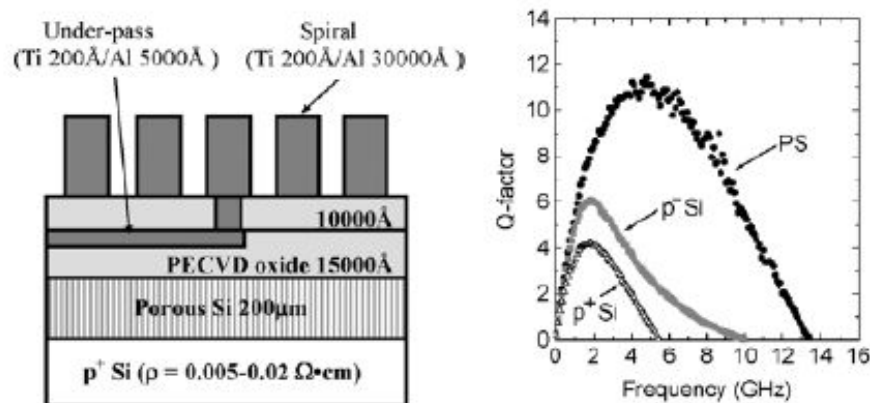
در RFIC های معمول، یک لایه اکسید، بعنوان لایه دی‌الکتریک عایق برای جدا نمودن هادی سلف و زیر لایه تلفاتی سیلیکون استفاده می‌شود. هرچند اکسید با کیفیت بالا، نیازمند دمای رسوب بالایی^۱ می‌باشد. زمانیکه اکسید در دماهای پایین تر ایجاد گردیده، کیفیت ضعیف تر و ساختمان متخلخل تری را دارا می‌باشد [9]. تئوری نشان می‌دهد که لایه اکسید ضخیم تر (50um و بیشتر)، عایق بندی بهتری را از خود نشان می‌دهد. هرچند این لایه ضخیم تر، فشار بیشتری را ایجاد می‌کند. این فشار ناشی از تفاوت در ضریب انبساط گرمایی^۲ (CTE)، بین زیر لایه سیلیکونی و اکسید می‌باشد.

یکی از مواد پیشنهاد شده به منظور عایق بندی، سیلیکون متخلخل می‌باشد که بوسیله فرآیند الکتروشمیایی شکل دهی می‌شود [1]. در این روش، نواری از جنس سیلیکون متخلخل به ضخامت ۵۴ تا ۲۰۰ میکرومتر بر

¹ deposition temperatures

² thermal expansion coefficients

روی زیر لایه ساخته می‌شود و سپس به وسیله لایه ضخیمی از جنس اکسید PECVD، مهر و موم می‌شود. این مهر و موم به منظور پوشاندن منافذ ریز و امکان استفاده از هادی‌ای با توپولوژی^۱ نرم و صاف می‌باشد. شکل ۴-۱۵، سلف حلزونی با مقدار 4.6 nH، ساخته شده با این روش را نشان می‌دهد. این سلف ضریب کیفیت ۱۱/۴ را در فرکانس در حدود ۵ گیگاهرتز نشان می‌دهد، که در مقایسه با سلف مشابه ساخته شده روی زیر لایه سیلیکونی تنها، افزایش ضریب کیفیت در حدود ۵۰٪، را نشان می‌دهد [10]. یکی از معایب استفاده از سیلیکون متخلخل، نیاز به پوشاندن تخلخل‌های سیلیکون، به وسیله لایه پوششی به منظور رفع این اشکال می‌باشد. در غیر اینصورت هیچ لایه بعدی قابلیت ایزولاسیون الکتریکی کامل زیر لایه را ندارد.



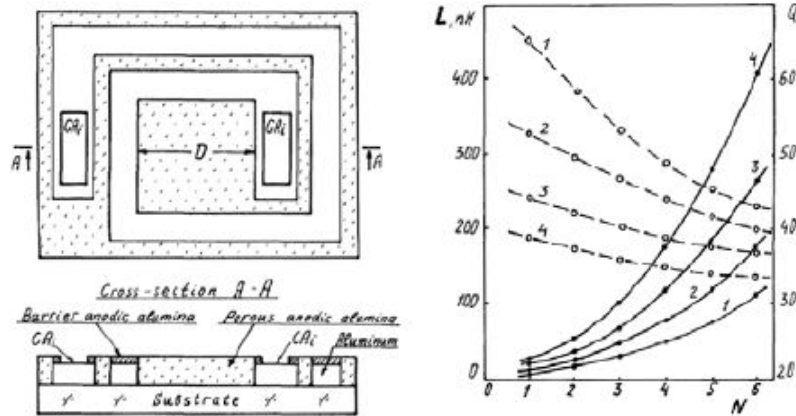
شکل ۴-۱۵: نمای جانبی سلف ساخته شده (سمت چپ)، ضریب کیفیت سلف (سمت راست) [10]

با استفاده از آلومینیوم آندی در اتصال داخلی سیستم سطح IC و ساخت سلف و خازن مسطح بر روی زیر لایه شیشه ای با لایه عایقی از جنس PAA^۲ و لایه پوششی از جنس اکسید آلومینیوم^۳، مطابق شکل ۴-۱۶، حداکثر ضریب کیفیت برابر ۶۰ برای سلفی با چهار دور و اندازه ۴۰۰ نانوهانری، گزارش شده است [11]. هرچند این سلف محدوده فرکانسی پایینی (1KHZ-300MHZ) دارد و بدلیل ساخت بر روی زیر لایه شیشه ای، با پروسه CMOS، ناسازگار می‌باشد.

¹ topology

² Polyacrylic Acid

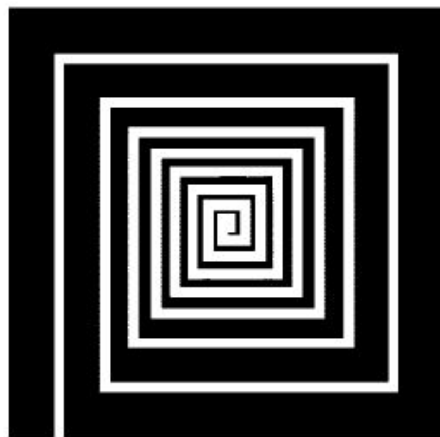
³ barrier alumina



شکل ۴-۱۶: نمایی از سلف مسطح با زیر لایه شیشه (سمت راست)، نمودار اندوکتانس و ضریب کیفیت سلف بر اساس تعداد دورهای آن (سمت چپ) [11]

۴-۵-۳) بهینه سازی طرح بندی:

بر خلاف تلفات مغناطیسی که غالباً در دورهای درونی سلف حلزونی می‌باشد، اغلب تلفات اهمی در سلف‌های حلزونی در دورهای بیرونی آن می‌باشد. [12]. بدین جهت مطابق شکل ۴-۱۷، عرض هادی سلف در دورهای داخلی کمتر و در دورهای بیرونی بیشتر گرفته شد. با کمک این روش بهینه سازی، ضریب کیفیت سلفی با اندازه ۲۰ نانوهانری در فرکانس ۳/۵ گیگاهرتز، بیشتر از ۴۰ می‌باشد که نسبت به سلفی با عرض ثابت و با همین اندازه و فرکانس، افزایشی در حدود ۴۰٪ را نشان می‌دهد.



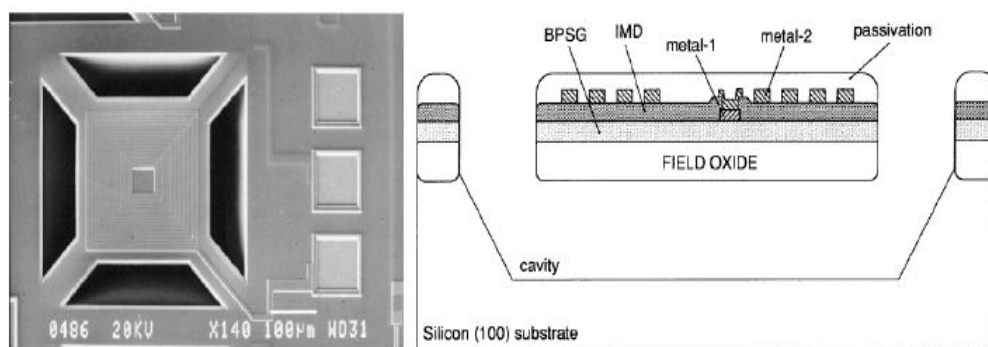
شکل ۴-۱۷: بهینه سازی تلفات هادی سلف [12]

۴-۵-۴) سلف‌های RF MEMS با استفاده از میکروماشین کاری سطحی یا حجمی:

تکنولوژی MEMS، به سلف‌ها این امکان را می‌دهد که بصورت معلق و شناور در هوا دور از زیر لایه سیلیکونی قرار گیرند. این افزایش در فاصله، اثر جریان‌های گردابی را کاهش می‌دهد. در ادامه به بررسی روش میکروماشین کاری سطحی و حجمی پرداخته می‌شود.

۴-۵-۴) بهبود مشخصات سلف با استفاده از میکروماشین کاری حجمی:

در روش میکروماشین کاری حجمی، به وسیله قلم زن های غیر متقارن^۱ مانند KOH، TMAH و EDP، سطح زیرین سلف در زیر لایه تلفاتی سیلیکون، قلم زنی می شود. در نتیجه امکان معلق بودن سلف در هوا ایجاد شده و تلفات زیر لایه و تزویج خازنی بین سلف و زیر لایه کاهش می یابد. این تکنیک ساخت پوسته با پروسه استاندارد CMOS، 2um و 0.7um مطابق شکل ۴-۱۸ به اجرا در آمده است [13]، [14]. با استفاده از این تکنیک، برای سلف 115nH و در فرکانس 270MHz ضریب کیفیتی برابر ۲۲ و فرکانس رزونانسی از حدود 100MHz تا 3GHz بدست آمده است. از جمله مشکلات این روش بحث شکنندگی، محدودیت در پردازش ویفر بعدی و افزایش پیچیدگی در بسته بندی می باشد.



شکل ۴-۱۸: نمایی از سلف حلزونی معلق ساخته شده با پروسه CMOS استاندارد 0.7um (سمت چپ) و نمای جانبی این ساختار (سمت راست) [13]

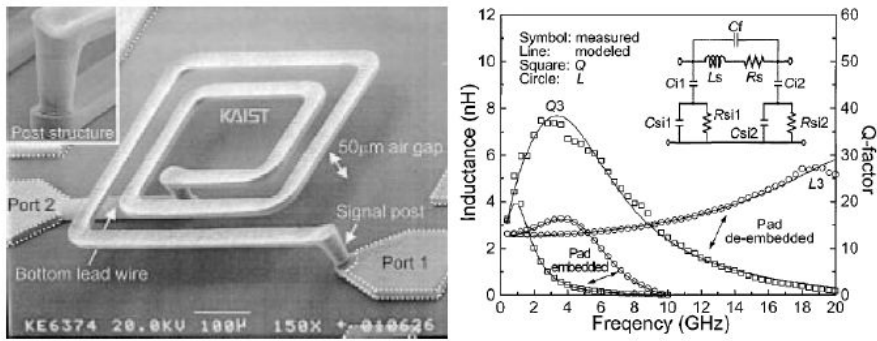
۴-۵-۴) بهبود مشخصات سلف با استفاده از میکروماشین کاری سطحی:

با وجود بهبود مشخصات سلف با استفاده از تکنیک میکروماشین کاری حجمی، اثر خازن پارازیتی بین فلز هادی و زیر لایه همچنان باقی می ماند [15]. راه کار دیگر، استفاده از روش میکروماشین کاری سطحی برای ایجاد ساختار در بالای زیر لایه می باشد. با استفاده از روش شکل دهی نوری سه بعدی^۲، ساختار آبکاری^۳ می شود. این روش ضریب کیفیتی در حدود ۱۶/۷ را در فرکانس ۲/۴ گیگاهرتز با سلفی به اندازه ۲/۶۷ نانوهانری نشان می دهد [16]. در شکل ۴-۱۹ نمایی از سلف مذکور و مشخصات اندازه گیری شده آن نشان داده شده است.

¹ anisotropic etchant

² electroplating

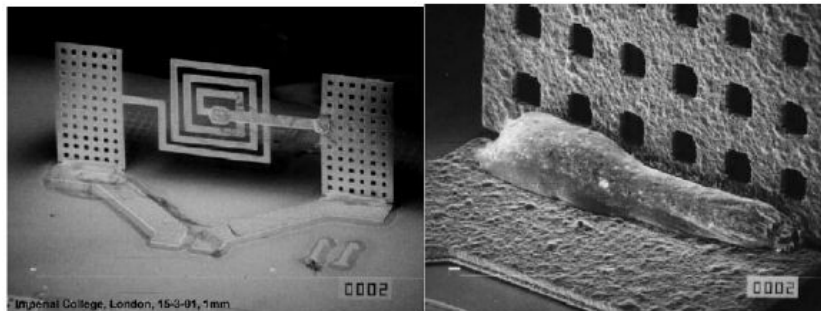
³ 3D photoresist mould



شکل ۴-۱۹: نمای SEM سلف (سمت چپ)، اندازه‌گیری و مدل‌سازی مشخصات سلف (سمت راست) [16]

۴-۵-۳) بهبود مشخصات سلف با استفاده از خود ایستایی^۱:

یکی دیگر از روش‌های بالا نگه‌داشتن سلف نسبت به زیر لایه استفاده از روش خود ایستایی می‌باشد. این ساختارها با استفاده از روش خودکار سطحی و اضافه کردن مفصل گداخته به پایه زیر لایه و پخش مقطع دستگاه ساخته می‌شوند. با گداختن مفصل، نیروی کشش سطحی سلف را به خارج صفحه زیر لایه می‌چرخاند. شکل ۴-۲۰، این سلف خارج از صفحه را که بصورت عمودی نسبت به زیر لایه قرار گرفته است، نشان می‌دهد. با کمک این روش، ضریب کیفیت سلف از مقدار ۴ در فرکانس ۰/۵ گیگاهرتز، به حداکثر مقدار ۱۷ در فرکانس ۳/۵ گیگاهرتز و با همان مقدار اندوکتانس بهبود می‌یابد. [17]



شکل ۴-۲۰: نمای از سلف حلزونی خارج از صفحه خود تشکیل (سمت چپ)، نمایی از ناحیه گداخته لحیم شده پس از خود ایستایی (سمت راست) [17]

۴-۶) سلف RF MEMS قابل تنظیم:

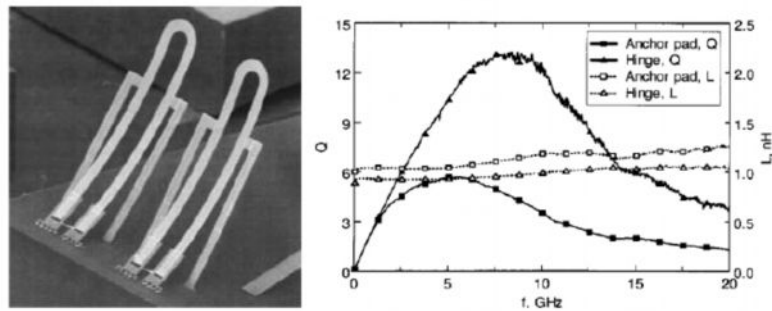
در چند سال اخیر کارهای زیادی در زمینه توسعه سلف‌های RF MEMS قابل تنظیم صورت گرفته است. قابلیت بهینه‌سازی و عملکرد RF این سلف‌ها، جزو مولفه‌های مثبت آنها می‌باشد.

اولین سلف از این نوع، با ساختاری لنگری، با استفاده از پروسه میکروماشین‌کاری سطحی ۳ لایه پلی‌سیلیکون یا به اختصار PolyMUMPs، توسط لوبک^۲ ارائه شد [18]. این سلف خمیده با استفاده از فشار

¹ Self Assembly

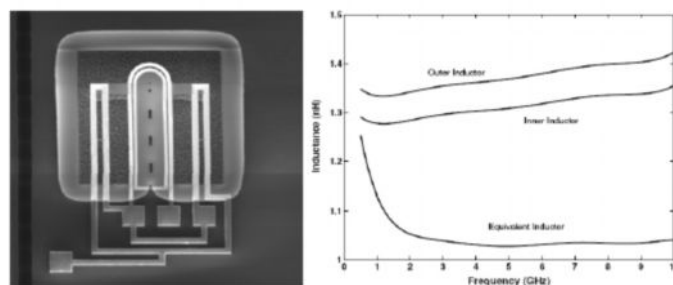
² Lubecke

لایه بین دو لایه، بدلیل استفاده از دو نوع ماده متفاوت از جنس پلی سیلیکون و طلا-کروم، از زیر لایه جدا می شود. شکل ۴-۲۱ نمایی از این سلف را نشان می دهد. این سلف با اندوکتانس 1.2 nH و در فرکانس 9GHz، حداکثر ضریب کیفیت ۱۳ را از خود نشان می دهد.



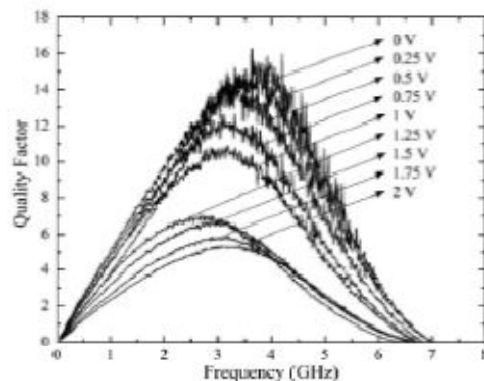
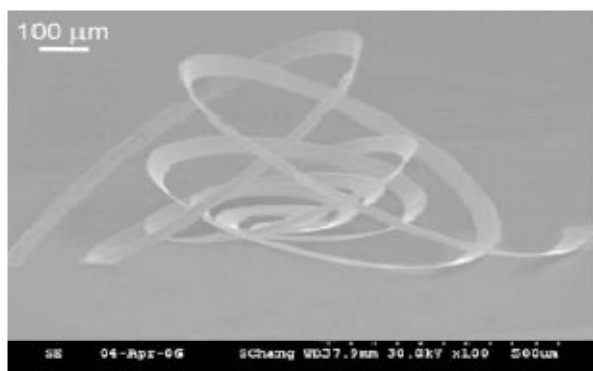
شکل ۴-۲۱: تصویر SEM سلف خود ایستای لولایی (سمت چپ)، نمودار اندوکتانس و ضریب کیفیت این سلف نسبت به فرکانس (سمت راست) [18]

یکی دیگر از سلف های قابل تنظیم، بر پایه تزویج متقابل بین دو هسته می باشد [19]. در این نوع سلف، تحریک کننده با جابجا نمودن هسته بیرونی، تزویج متقابل را کاهش می دهد و یا با نزدیک نمودن هسته ها به یکدیگر تزویج متقابل را افزایش می دهد. در اینجا با تحریک گرمایی و انبساط یا انقباض هادی هسته ها مطابق شکل ۴-۲۲، هسته ها بهم نزدیک شده و تزویج افزایش و یا از هم دور شده و تزویج کاهش می یابد. مشابه روش میکروماشین کاری حجمی، در اینجا نیز زیر لایه، با لایه ای از جنس XeF2 قلم زنی می شود. این نوع سلف رنج تنظیمی در حدود ۳۰٪ و حداکثر ضریب کیفیت در حدود ۲۵ در فرکانس ۷ گیگا هرتز را از خود نشان می دهد.



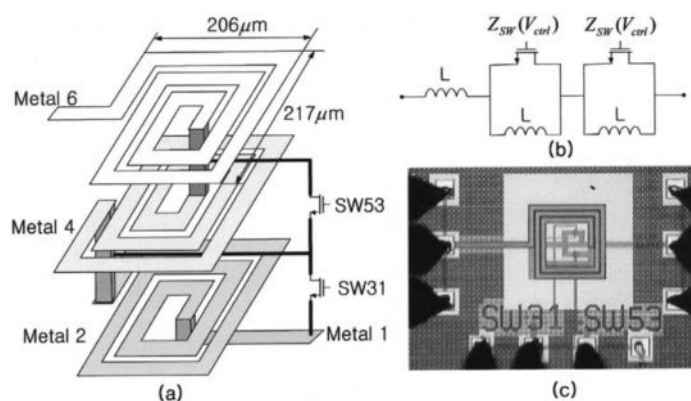
شکل ۴-۲۲: تصویر SEM سلف قابل تنظیم (سمت چپ)، اندازه گیری اندوکتانس هسته داخلی و خارجی و سلف معادل بر حسب فرکانس (سمت راست) [19]

اخیرا بیشتر سلف های قابل تنظیم RF MEMS، بر پایه سیلیکون مارپیچی سه بعدی معرفی شده اند [20]. این ساختار مارپیچی از جنس سیلیکون، آلومینیوم در شکل ۴-۲۳ نشان داده شده است. در این نوع سلف نیز تنظیم بر اساس تغییر طول بیم بر اساس انقباض و انبساط صورت می گیرد.



شکل ۴-۲۳: تصویر SEM سلف مارپیچی سه بعدی قابل تنظیم (سمت چپ)، اندازه گیری ضریب کیفیت سلف در ولتاژهای مختلف بر حسب فرکانس (سمت راست) [20]

یکی دیگر از روش‌های طراحی سلف‌های قابل تنظیم با رنج اندوکتانسی وسیع و ضریب کیفیت بالا، استفاده از سوئیچ برای تغییر مقدار سلف می‌باشد. در این روش، چند اندوکتانس با هم سری می‌شوند و تعدادی از آنها مطابق شکل ۴-۲۴، موازی با سوئیچ شده و با تغییر حالت سوئیچ اندوکتانس معادل تغییر نموده و قابل تنظیم می‌باشد [21]. مقدار سلف در این حالت از ۸ تا ۲۳ نانوهارتری در فرکانس ۲/۴ گیگاهرتز تغییر می‌نماید.



شکل ۴-۲۴: (a) طرح بندی سلف، (b) مدار معادل سلف، (c) نمای میکروگراف سلف [21]

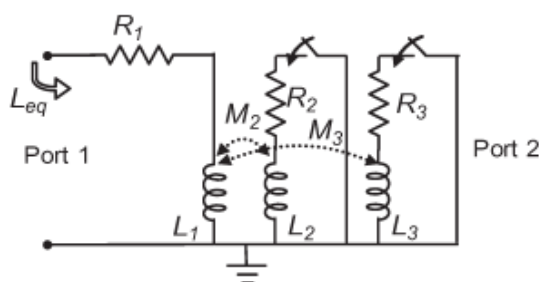
با بکارگیری فرمول ۴-۱۶ برای محاسبه رنج تنظیم، رنج تنظیمی بیشتر از ۱۰۰ درصد (۱۸۷/۵ درصد)، برای این مجموعه سلف بدست می‌آید. با این وجود بدلیل تلفات اهمی ناشی از سوئیچ‌ها، ضریب کیفیت کمتر از ۵ می‌شود.

$$\text{درصد تنظیم} = [(L_{\max} - L_{\min}) / L_{\min}] * 100 \quad (۴-۱۶)$$

نمونه‌ای دیگر از سلف‌های قابل تنظیم میکرو الکترونیکی، سلف‌های قابل تنظیم با سوئیچ‌های RF MEMS می‌باشد [22]. در این روش از کنترل تزویج متقابل سلف‌ها بوسیله سوئیچ‌های میکروالکترومکانیکی به منظور تنظیم مقدار سلف استفاده می‌شود. برای بدست آوردن رنج وسیع تنظیم و ضریب کیفیت بالا، از

نقره، بدلیل ضریب هدایت بالای آن و ضریب مادول یانگ پایین آن در ساختار هادی استفاده شده است و سیلیکون بصورت معین و خاصی از پشت زیر لایه برداشته شده است. با استفاده از این روش ماکزیمم درصد تنظیم ۴۷٪ در فرکانس ۶ گیگاهرتز و برای سلف ۱/۱ نانوهارتز و ضریب کیفیتی در رنج ۲۵-۴۰ را در فرکانس ۶ گیگاهرتز نشان می‌دهد.

نمایی از مدار معادل طرح در شکل ۴-۲۵ دیده می‌شود. اندوکتانس دیده شده از پورت یک، مجموع اندوکتانس اولیه و اندوکتانس های ثانویه می‌باشد که بوسیله سوئیچ وارد مدار می‌شوند یا از آن خارج می‌شوند. وقتی همه سوئیچ ها در پورت دوم باز هستند، اندوکتانس دیده شده از پورت اول، L_1 می‌باشد. از نظر اندازه اندوکتانس ها در پورت دوم مختلف هستند و نیز با فعال شدن اثر تزویجی متفاوتی را در پورت اول نشان می‌دهند. تعداد حالات مختلف اندوکتانس دیده شده از پورت اول برابر $1 + n(n + 1)/2$ ، می‌باشد، که n ، تعداد سلف ها در پورت دوم می‌باشد.



شکل ۴-۲۵: مدار الکتریکی معادل سلف قابل تنظیم با سوئیچ [22]

در این حالت با قرار دادن ۲ سلف در پورت دوم، ۴ حالت مقاومت و سلف معادل دیده شده از پورت اول برابر است با:

$$L_{eq} = L_1 \left(1 - \sum_{i=2}^{n+1} \frac{b_i k_i^2 L_i^2 \omega^2}{R_i^2 + L_i^2 \omega^2} \right), \quad b_i = 0 \text{ or } 1 \quad (4-17)$$

$$R_{eq} = R_1 + \sum_{i=2}^{n+1} \frac{b_i R_i k_i^2 L_1 L_i \omega^2}{R_i^2 + L_i^2 \omega^2}, \quad b_i = 0 \text{ or } 1 \quad (4-18)$$

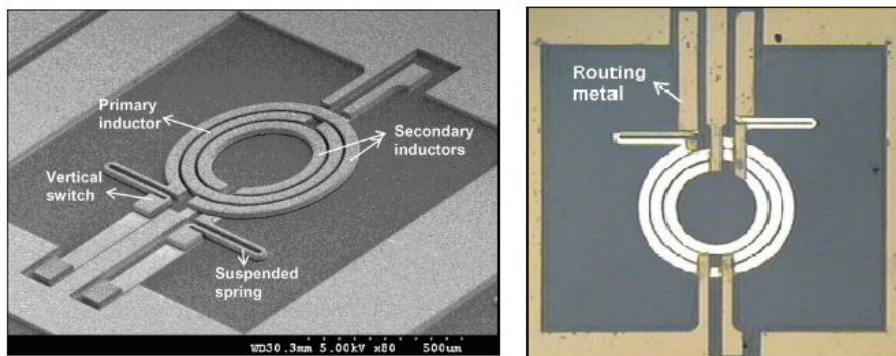
که L_i مقدار اندوکتانس های ثانویه، R_i مقاومت سری هر کدام از سلف های ثانویه بعلاوه اثر اتصال مقاومتی متناظر با هر سوئیچ، k_i ضریب تزویج، b_i نمایانگر حالت سوئیچ (۱ حالت روشن و صفر حالت خاموش سوئیچ می‌باشد) و ω فرکانس لحظه ای می‌باشد. بیشترین تغییر در اندوکتانس معادل با روشن شدن تمام سوئیچ های موجود در پورت دوم، رخ می‌دهد.

درصد تنظیم برابر است با:

$$\% \text{ tuning} = \sum_{i=2}^{n+1} \frac{b_i k_i^2 L_i^2 \omega^2}{(R_i^2 + L_i^2 \omega^2)} \times 100 \quad (19-4)$$

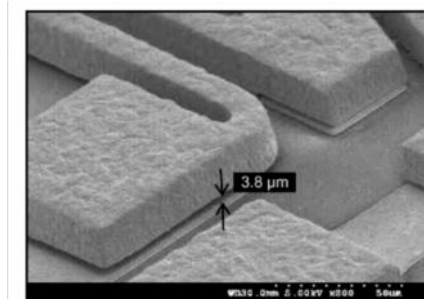
با توجه به فرمول بالا، برای رسیدن به رنج تنظیم بالا، مقدار مقاومت R_i باید بسیار کمتر از راکتانس سلف های ثانویه ($L_i \omega$)، باشد. بنابراین نیاز به سلف های با ضریب کیفیت بالا و سوئیچ های با اتصال مقاومتی پایین می باشد، که تکنولوژی میکروماشین کاری بهترین انتخاب را در اختیار ما قرار می دهد. از سوی دیگر استفاده از نقره که بیشترین ضریب هدایتی و کمترین ضریب مادول یانگ را در اتاق دما در میان فلزات با ضریب هدایت بالا دارا می باشد نیز یکی دیگر از انتخاب های مفید در کاهش مقاومت می باشد.

شکل ۴-۲۶، نمای SEM و میکروگراف سلف قابل تنظیم با سوئیچ با جنس هادی نقره را نشان می دهد. دو سلف موجود در پورت دو بوسیله یک سوئیچ اهمی عمودی با ضریب فزری کم، بصورت سری بهم متصل هستند. با بکار بردن الگوی برشی در بازوی معلق فزری، مقاومت و سختی آن کاهش یافته است ($<15N/m$).



شکل ۴-۲۶: نمای SEM (سمت چپ) و میکروگراف (سمت راست)، سلف قابل تنظیم [22]

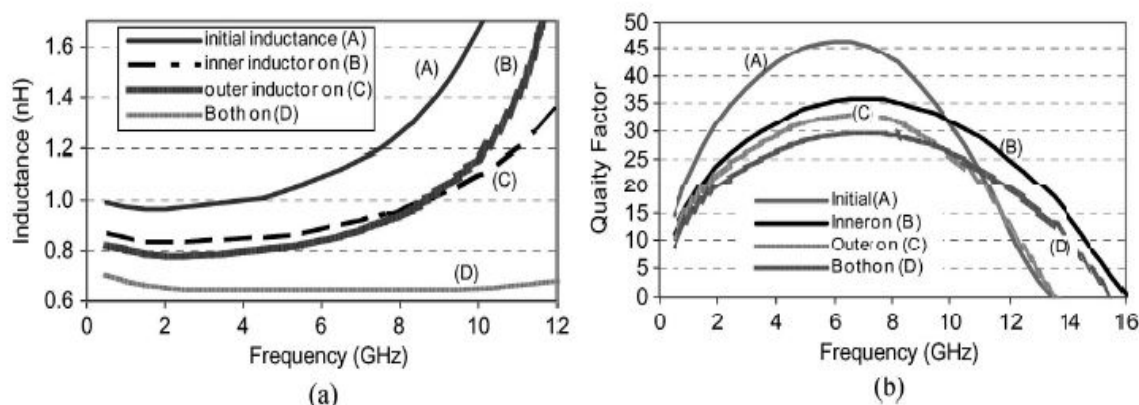
ولتاژ تحریک سوئیچ برای فاصله شکاف $3/8$ میکرومتر در حدود 40 ولت می باشد. این ولتاژ با کاهش فاصله شکاف به مقدار $0/9$ میکرومتر در حدود 5 ولت می رسد. نمای SEM نزدیک سوئیچ و شکاف آن در شکل ۴-۲۷ دیده می شود.



شکل ۴-۲۷: نمای SEM نزدیک سوئیچ و فاصله لازم تحریک [22]

شکل ۴-۲۸، مقادیر اندوکتانس و ضریب کیفیت بر حسب فرکانس را برای هر چهار حالت نشان می دهد. ماکزیمم تغییر اندوکتانس در فرکانس ماکزیمم ضریب کیفیت و در حالتی که هر دو سوئیچ روشن می باشد،

۴۷٪ می‌باشد. در فرکانس‌های پایین مقدار Ri نسبت به $Li\omega$ قابل چشم‌پوشی نمی‌باشد و مطابق با فرمول ۴-۱۹، درصد تنظیم پایین می‌باشد. در فرکانس‌های بالاتر، $Ri \ll Li\omega$ و تزویج مغناطیسی قویتر و در نتیجه درصد تنظیم افزایش می‌یابد. سلف ثانویه بیرونی مطابق شکل ۴-۲۶، اندازه بزرگتری نسبت به سلف درونی دارد و ماکزیمم ضریب کیفیت آن در فرکانس‌های پایین‌تر رخ می‌دهد. در نتیجه سلف بیرونی تاثیر بیشتری در سلف معادل در فرکانس‌های پایین‌تر دارد. در نقطه مقابل فرکانس ماکزیمم ضریب کیفیت برای سلف داخلی بالاتر می‌باشد و تاثیر این سلف در اندوکتانس معادل در فرکانس‌های بالاتر بیشتر می‌باشد.



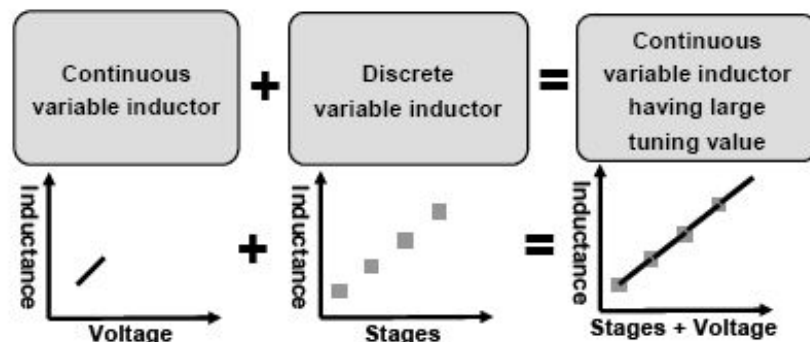
شکل ۴-۲۸: (a) نمودار اندوکتانس بر حسب فرکانس در حالات مختلف، (b) نمودار ضریب کیفیت بر حسب فرکانس در حالات مختلف [22]

سلف‌های قابل تنظیم RF MEMS، از دیدگاه نوع تنظیم به دو کلاس گسسته و پیوسته تقسیم می‌شود. تنظیم گسسته سلف معمولاً با تغییر طول یا طرح بندی خط انتقال با استفاده از سوئیچ‌های میکروالکترومکانیکی صورت می‌گیرد [23-24]. اتصال سوئیچ به بدنه سلف‌های قابل تنظیم، تلفات مقاومتی را افزایش و در نتیجه ضریب کیفیت را کاهش می‌دهد. با این وجود این سلف‌ها قابلیت ایجاد رنج تنظیم بزرگتری را نسبت به تنظیم پیوسته دارا می‌باشند اما مقدار اندوکتانس بدست آمده آنها کوانتیزه می‌باشد [25]. سلف‌های قابل تنظیم پیوسته معمولاً با تغییر فاصله در هسته مغناطیسی می‌شوند. [26], [27] [28]. در روش دیگر با تغییر ضریب تراوایی هسته ایجاد تنظیم پیوسته می‌نمایند [29]. از معایب این روش‌ها، پیچیدگی در تکنیک تحریک و ساخت و مشکل در پیاده‌سازی روی تراشه می‌باشد. استحفاظ^۱ شار مغناطیسی سلف با صفحه فلزی از دیگر روش‌های تنظیم پیوسته می‌باشد [30]. عیب این روش نیز در رنج تنظیم کم آن می‌باشد

یکی دیگر از روش‌های ایجاد سلف قابل تنظیم استفاده از ترکیب روش گسسته و پیوسته می‌باشد [31]. در واقع استفاده از سلف قابل تنظیم گسسته، مقادیر وسیع ولی کوانتیزه ایجاد می‌نماید، از طرفی روش پیوسته

¹ sheilding

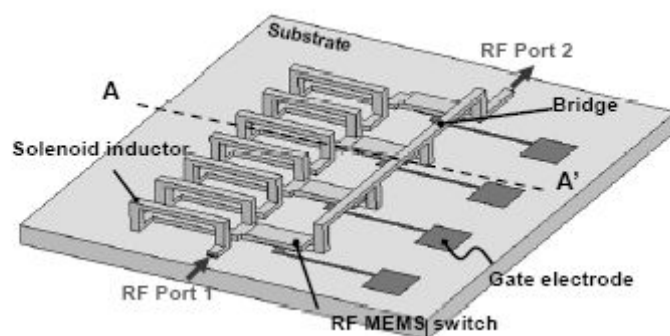
رنج تنظیم کوچکی ایجاد می‌کند. حال برای ایجاد سلف قابل تنظیم با رنج وسیع باید رنج تنظیم متغیر پیوسته تغییر اندوکتانس بین هر حالت اندوکتانس متغیر را مانند شکل ۴-۲۹ پوشش دهد.



شکل ۴-۲۹: ترکیب روش گسسته و پیوسته برای افزایش رنج تنظیم [31]

همانطور که در شکل ۴-۲۹ دیده می‌شود، تکنیک اصلی بکار رفته برای افزایش کارآمدی رنج تنظیم پیوسته کل با وجود محدودیت در رنج هر قسمت پیوسته، افزایش خطی مقدار تنظیم کوانتیزه اندوکتانس متغیر گسسته می‌باشد.

برای تحقق ایده مورد بحث، سلف گسسته پیشنهادی شامل تعدادی سوئیچ و یک سلف می‌باشد. بدلیل تاثیر مخرب تلفات بر روی ضریب کیفیت، مولفه سوئیچ سلف باید کم تلفات باشد. بنابر این از سوئیچ‌های RF MEMS با تلفات کم استفاده می‌شود. برای افزایش میزان خطی بودن، از سلف سلونوئیدی بدلیل تناسب بالای اندازه این سلف به تعداد دورها و سطح موثر هسته، استفاده می‌شود. شکل ۴-۳۰ نمایی از سلف پیشنهادی را نشان می‌دهد.



شکل ۴-۳۰: نمایی از سلف قابل تغییر با رنج تنظیم وسیع [31]

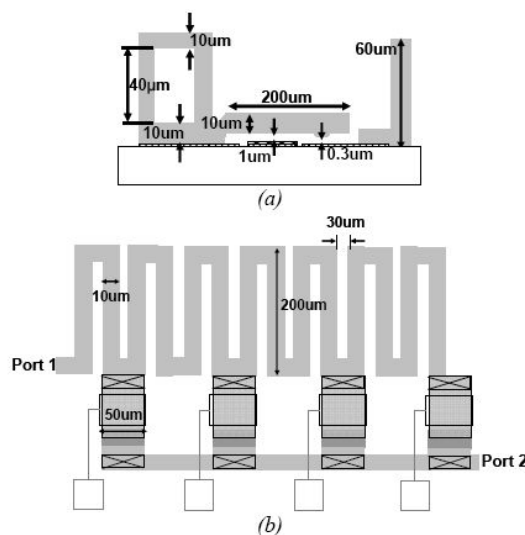
برای ایجاد مقادیر کوانتیزه معلوم، سوئیچ‌ها در جاهای مشخص از قبل تعیین شده قرار می‌گیرند. به منظور کاهش تلفات زیر لایه، سوئیچ‌ها بصورت پل‌های معلق نسبت به زیر لایه قرار می‌گیرند. با تغییر موقعیت سوئیچ‌ها تعداد دورهای فعال سلف نیز تغییر می‌نماید و به دلیل تناسب خطی بین تعداد دور و اندازه سلف، اندوکتانس بصورت خطی تغییر می‌کند. شکل ۴-۳۱، شماتیک و نحوه عملکرد سوئیچ‌ها را نشان می‌دهد.

اگر SW1 فعال شود مقدار اندوکتانس بین پورت ۱ و ۲ مینیمم می‌شود. مقدار ماکزیمم اندوکتانس با فعال شدن سوئیچ SW4 بدست می‌آید.



شکل ۴-۳۱: شماتیک سلف قابل تنظیم گسسته به کمک سوئیچ [31]

سلف سلونوئیدی و سوئیچ‌های RF MEMS، برای حصول اندوکتانس 0.2 نانوهانری در هر دور و ولتاژ فعال نمودن سوئیچ $54/4$ ولت طراحی می‌شوند. شکل ۴-۳۲ ابعاد دقیق سلف پیشنهادی و شکل ۴-۳۳ مراحل ساخت این سلف را نشان می‌دهد. سلف مورد نظر با استفاده از زیر لایه شیشه و با تکنیک میکرو ماشین کاری سطحی ایجاد گردیده است.

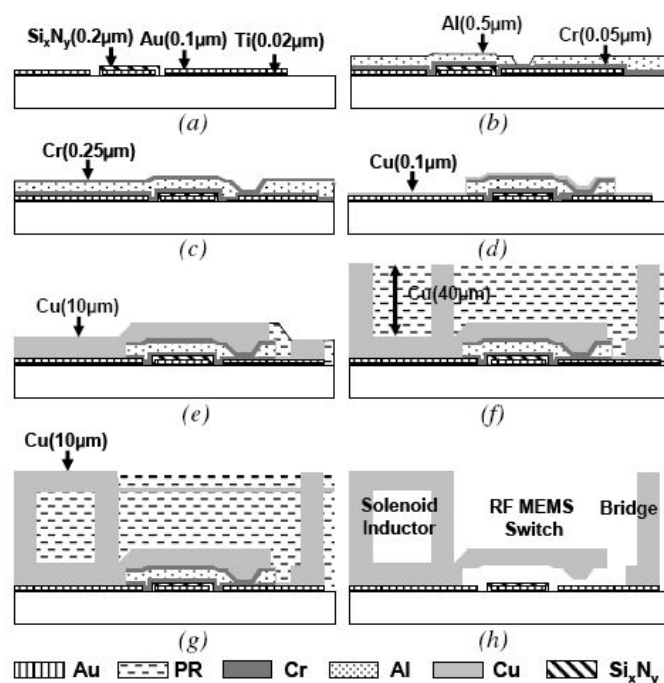


شکل ۴-۳۲: نمایی از سلف و پارامترهای طراحی آن (a) نمای جانبی از برش A-A (b) نمای بالا [31]

در ابتدا، لایه زیرین با تبخیر و شکل دهی لایه تیتانیوم-نقره با ضخامت $200\text{\AA}/1000\text{\AA}$ ایجاد می‌گردد. سپس لایه عایق Si_xN_y با ضخامت 2000\AA با روش PECVD^۱ روی الکتروود پایین آورنده ته نشین شده و از اتصال کوتاه بین باریکه لنگری و الکتروود پایین آورنده در حین تحریک جلوگیری می‌نماید (شکل ۴-۳۳-a). به منظور شکل دهی شکاف ابتدائی و گودی، لایه Cr/Al به ضخامت $500\text{\AA}/5000\text{\AA}$ بعنوان لایه واسط لایه نشانی می‌شود. در این مرحله گودی قابل تشخیص می‌باشد (شکل ۴-۳۳-b)، لایه دوم کروم با ضخامت

^۱ Plasma-enhanced chemical vapor deposition

2500Å بعنوان دومین لایه واسط، بوسیله فرآیند جداسازی با ولتاژ dc و ته نشین کردن روی سطح ایجاد^۱ می‌شود(شکل ۴-۳۳-c). پس از این مرحله لایه های مورد نظر شکل دهی می‌شوند و لایه Cu با ضخامت 1000Å بر روی آن لایه نشانی می‌شود(شکل ۴-۳۳-d)، سپس باریکه سوئیچ و خطوط زیرین اندوکتانس سلونوئیدی روی قالب حساس به نور^۲ آبکاری می‌شوند(شکل ۴-۳۳-e).

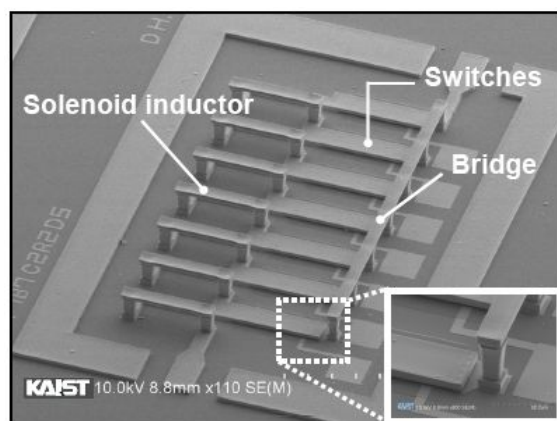


شکل ۴-۳۳: نمای خلاصه از پروسه ساخت سلف قابل تنظیم [31]

بدلیل شکل دهی همزمان سلف و باریکه سوئیچ، ساخت این نوع سلف در مقایسه با ساخت جداگانه سلف و سوئیچ آسانتر می‌باشد. در ادامه مراحل ساخت، قالب حساس به نور با ضخامت 40μm ایجاد و سپس پایه های سلف سلونوئیدی بوسیله آبکاری مس شکل دهی می‌شود(شکل ۴-۳۳-f)، در این مرحله لایه مس با ضخامت 1000Å بر روی قالب حساس به نور 40μm کاشته می‌شود و پل اندوکتانس سلونوئیدی در روی قالب حساس به نور 10μm آبکاری می‌شود(شکل ۴-۳۳-g)، در مرحله بعد همه لایه های واسط، شامل دو قالب حساس به نور، لایه مس کاشته شده و لایه واسط 0.8 μm از جنس Cr/Al/Cr از سازه برداشته می‌شود. سرانجام نقطه بحرانی خشک نمودن برای رهایی سازه از نیروی ممانعت از حرکت انجام می‌شود(شکل ۴-۳۳-h). نمای SEM، سلف ساخته شده شامل ۷ سوئیچ RF MEMS و هفت دور سلف در شکل ۴-۳۴ دیده می‌شود.

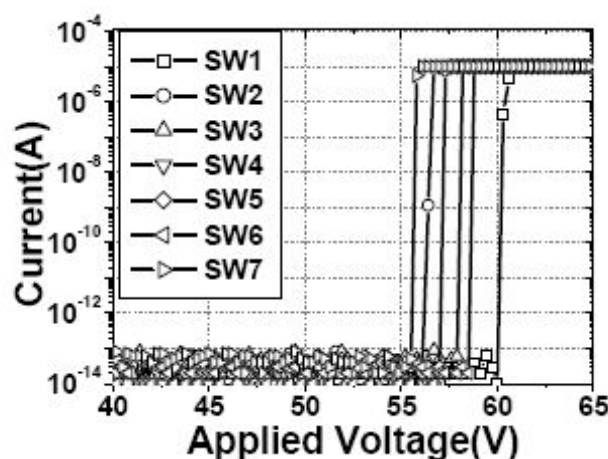
¹ DC-sputtering

² photoresist mold



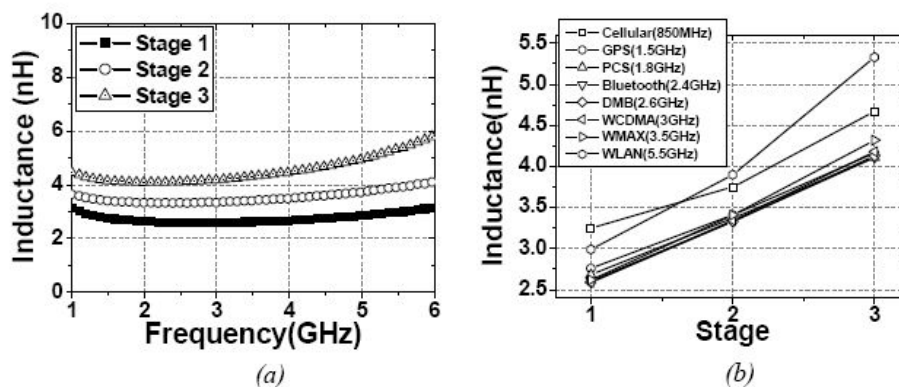
شکل ۴-۳۴: نمای SEM سلف سلونوئیدی به همراه سوئیچ های RF MEMS [31]

شکل ۴-۳۵، ولتاژ فعال نمودن ۷ سوئیچ موجود در سازه را نشان می‌دهد، این ولتاژ به دلیل تغییر ضخامت باریکه از ۵۵ ولت تا ۶۰ ولت جابجا می‌شود.



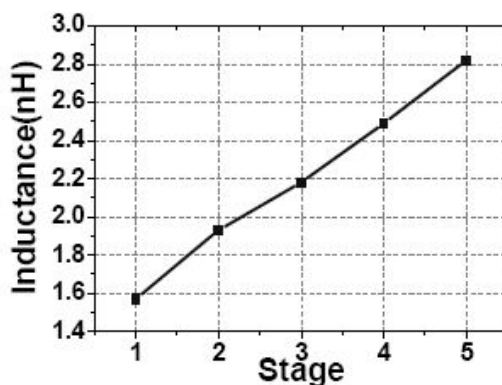
شکل ۴-۳۵: نمودار ولتاژ تحریک نسبت به جریان برای سوئیچ های RF MEMS مختلف [31]

شکل ۴-۳۶، نمایی از اندوکتانس اندازه گیری شده با وجود ۳ سوئیچ RF MEMS و ۵ دور سلف بین هرکدام و در مجموع ۱۵ دور سلف را نشان می‌دهد. در این شکل حالت اول شامل ۵ دور سیم پیچ فعال و ۱۰ دور غیر فعال، حالت دوم شامل ۱۰ دور سیم پیچ فعال و ۵ دور غیر فعال و حالت سوم شامل ۱۵ دور سیم پیچ فعال می‌باشد. تمام حالات فرکانس رزونانس خودی بالایی در حدود 9 GHz را دارا می‌باشند. با توجه به حالت سوئیچ ها، اندازه سلف بصورت خطی در رنج های فرکانسی مختلف مورد استفاده در کاربردهای RF، تغییر می‌کند (شکل ۴-۳۶-b). مطلوبترین عملکرد خطی در رنج ۱/۵ تا ۳/۵ گیگاهرتز دیده می‌شود و در ۵/۵ گیگاهرتز اندازه سلف بدلیل اثر فرکانس رزونانس خودی بالاترین مقدار می‌باشد. در فرکانس ۲ گیگاهرتز اندازه تنظیم کل ۱/۵ نانوهارنی و مقدار تنظیم بر حالت ۰/۷۵ نانوهارنی می‌باشد. با افزایش تعداد سوئیچ ها، رنج تنظیم پیوسته نیز بسادگی قابل افزایش می‌یابد. این مطلب دلالت بر گسترش رنج تنظیم پیوسته کل با افزایش تعداد حالات اندوکتانس متغیر گسسته دارد.



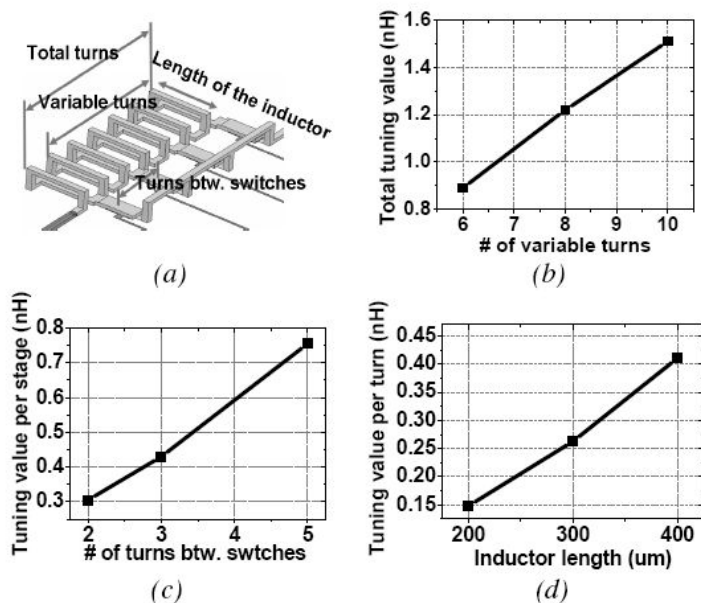
شکل ۴-۳۶: (a) نمودار اندوکتانس بر حسب فرکانس برای حالات مختلف، (b) نمودار اندوکتانس بر حسب حالت سوئیچ در باندهای فرکانسی RF [31]

شکل ۴-۳۷ تغییر اندازه سلف را با ۵ سوئیچ RF MEMS نشان می‌دهد، در این وضعیت تعداد کل دوره‌های سلف ۹ دور می‌باشد که بین هر دو سوئیچ دو دور سلف قرار می‌گیرد. این ساختار شامل ۵ حالت می‌باشد. حالت اول ۱ دور سلف فعال و ۸ دور آن غیر فعال، حالت دوم ۳ دور سلف فعال و ۶ دور غیر فعال، حالت سوم ۵ دور فعال و ۴ دور غیر فعال، حالت چهارم ۷ دور فعال و ۲ دور غیر فعال و در نهایت در حلت پنجم تمام ۹ دور سلف فعال می‌باشند.



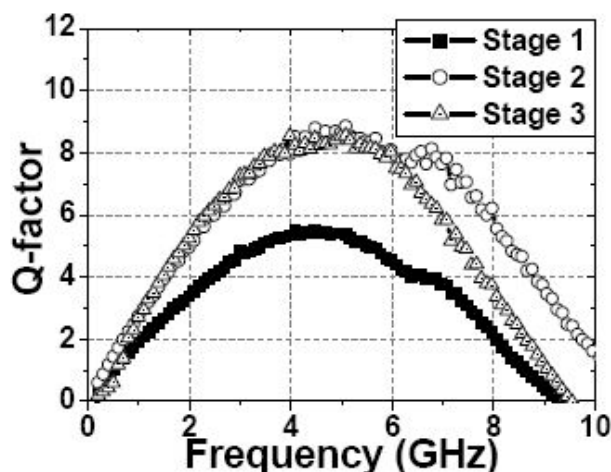
شکل ۴-۳۷: نمودار اندازه اندوکتانس بر حسب حالت ساختار [31]

پارامتر مهم دیگر، تغییر خطی اندوکتانس نسبت به هندسه ساختار می‌باشد. شکل ۴-۳۸، ارتباط بین هندسه و مشخصات RF سلف را نشان می‌دهد. همانطور که دیده می‌شود، تغییر کل و مقدار تنظیم بر حالت سلف با تعداد دوره‌های سلف و اندازه هسته سلف سلونوئیدی تناسب دارد. بدلیل قابلیت تنظیم اندازه سلف از طریق تغییر ابعاد سلف، این ساختار قابلیت ایجاد هر هر بخش پیوسته معینی را دارد، بنابراین می‌توان رنج تنظیم گسسته کافی برای ایجاد سلف پیوسته متغیر طراحی نمود.



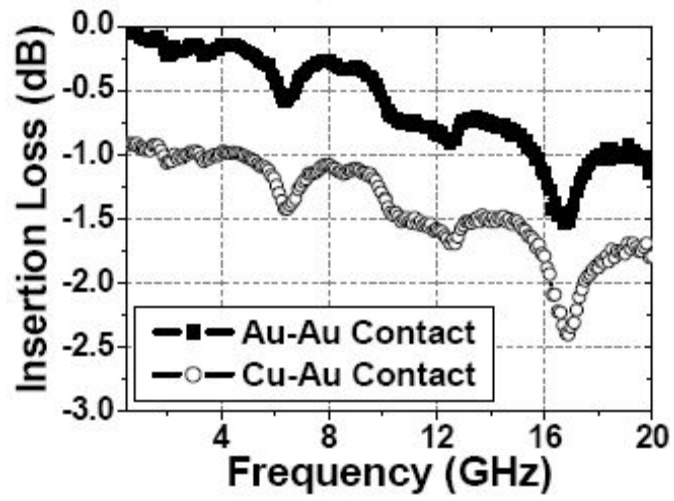
شکل ۴-۳۸: اندازه گیری رنج تنظیم با تغییر هندسه سلف [31]

شکل ۴-۳۹، ضریب کیفیت سلف را نشان می‌دهد. بدلیل تلفات مقاومتی اتصال مس-طلا سوئیچ، ضریب کیفیت اندازه گیری شده نسبتاً کم می‌باشد.



شکل ۴-۳۹: نمودار ضریب کیفیت سلف قابل تنظیم ساخته شده در حالات مختلف نسبت به فرکانس [31]

با استفاده از اتصال طلا-طلا بجای طلا-مس، این تلفات قابل کاستن می‌باشد. شکل ۴-۴۰، افت عبوری اتصال طلا-طلا و مس-طلا را با هم مقایسه می‌کند. مقاومت سری اتصال طلا-طلا ۰/۵ اهم می‌باشد، در حالیکه برای اتصال مس-طلا، این مقاومت ۱۰ اهم می‌باشد. بنابراین با جایگزینی اتصال طلا-مس با اتصال طلا-طلا، ضریب کیفیت به نحوی موثر بهبود می‌یابد.



شکل ۴-۴۰: نمودار مقایسه تلفات عبوری اتصال طلا-طلا و مس-طلا [31]

- [1] Tania Brinda Oogarah, "Low Temperature RF MEMS Inductors Using Porous Anodic Alumina". Waterloo, Ontario, Canada, 2008
- [2] C.H. Ahn and M.G. Allen, 'A fully integrated surface micromachined microactuator with a multilevel meander magnetic core', *Journal of Microelectromechanical Systems* 2(1): 15–22, by permission of IEEE, 1998 IEEE
- [3] Vijay K. Varadan, K.J. Vinoy, K.A. Jose. "RF MEMS and Their Applications", 2003
- [4] Yutaka Mizuochi, Shuhei Amakawa, Noboru Ishihara, and Kazuya Masu, "Study of air-suspended RF MEMS inductor configurations for realizing large inductance variations". *Proceedings of the Argentine School of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications 2009*
- [5] J. Aguilera and R. Berenguer. 'Design and Test of Integrated Inductors for RF Applications.' ,2003
- [6] F. W. Grover, *Inductance Calculations : Working Formulas and Tables.* ,Special ed. Prepared for Instrument Society of America. - ed. Research Triangle Park, N.C.: Instrument Society of America, 1981
- [7] H. M. Greenhouse, "Design of planar rectangular microelectronic inductors," *IEEE Transactions on Parts, Hybrids and Packaging*, vol. PHP-10, pp. 101-9, 06. 1974
- [8] C. P. Yue and S. S. Wong, "On-chip spiral inductors with patterned ground shields for si-based RF ICs," in *1997 Symposium on VLSI Circuits*, 1998, pp. 743-52.
- [9] M. J. Madou, *Fundamentals of Microfabrication.* Boca Raton, Fla.: CRC Press, 1997
- [10] K. Chong, Y. Xie, K. Yu, D. Huang and M. F. Chang, "High-performance inductors integrated on porous silicon," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 26, pp. 93-95, 2005
- [11] V. Surganov, "Planarized thin film inductors and capacitors for hybrid integrated circuits made of aluminum and anodic alumina," *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology Part B: Advanced Packaging*, 1994.
- [12] J. M. Lopez-Villegas, J. Samitier, C. Cane, P. Losantos and J. Bausells, "Improvement of the quality factor of RF integrated inductors by layout optimization," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, pp. 76-83, 01. 2000.
- [13] J. Y. C. Chang, A. A. Abidi and M. Gaitan, "Large suspended inductors on silicon and their use in a 2- μ m CMOS RF amplifier," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 14, pp. 246-248, 1993.
- [14] H. A. C. Tilmans, K. Baert, A. Verbist and R. Puers, "CMOS foundry-based micromachining," in *Sixth European Workshop on Micromechanics (MME'95)*, 1996
- [15] De Los Santos, H.J.1, "On the ultimate limits of IC inductors-an RF MEM perspective," in *Proceedings of 52nd Electronic Components and Technology Conference*, 2002
- [16] J. Yoon, Y. Choi, B. Kim, Y. Eo and E. Yoon, "CMOS-compatible surfacemicromachined suspended-spiral inductors for multi-GHz silicon RF ICs," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 23, pp. 591-593, 2002.
- [17] G. W. 1. Dahlmann, E. M. 1. Yeatman, P. Young, I. D. Robertson and S. Lucyszyn, "Fabrication, RF characteristics and mechanical stability of self-assembled 3D microwave inductors," in *Proceedings of 11th International Conference on Solid State Sensors and Actuators Transducers '01/Eurosensors XV*, 2002

- [18] V. M. 1. Lubecke, B. Barber, E. Chan, D. Lopez, M. E. Gross and P. Gammel, "Self-assembling MEMS variable and fixed RF inductors," in Proceedings of 2000 Asia-Pacific Microwave Conference, 2001
- [19] I. Zine-El-Abidine, M. Okoniewski and J. G. McRory, "RF MEMS tunable inductor using bimorph microactuators," in 2005 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems, ICMENS 2005, 2005, pp. 436-437.
- [20] S. Chang and S. Sivoththaman, "A tunable RF MEMS inductor on silicon incorporating an amorphous silicon bimorph in a low-temperature process," IEEE Electron Device Lett., vol. 27, pp. 905-907, 2006.
- [21] Piljae Park, Cheon Soo Kim, Mun Yang Park, Sung Do Kim, and Hyun KyuYu."Variable Inductance Multilayer Inductor With MOSFET Switch Control". IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS, VOL. 25, NO. 3, MARCH 2004.
- [22] Mina Rais-Zadeh, Paul A. Kohl and Farrokh Ayazi," MEMS Switched Tunable Inductors"., JOURNAL OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS, VOL. 17, NO. 1, FEBRUARY 2008.
- [23] P. Park, C. S. Kim, M. Y. Park, S. D. Kim, and H. K. Yu, "Variable inductance multilayer inductor with MOSFET switch control," IEEE Electron Device Lett., vol. 25, no. 3, pp. 144–146, Mar. 2004.
- [24] S. Lee, J. M. Kim, J. M. Kim, Y. K. Kim, and Y. Kwon, "Millimeterwave MEMS tunable low pass filter with reconfigurable series inductors and capacitive shunt switches," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 15, no. 10, pp. 691–693, Oct. 2005.
- [25] Shifang Zhou *et al.*, "A monolithic variable inductor network using microrelay with combined thermal and electrostatic actuation", *J. Micromech. and Microeng.* 1999
- [26] W. P. Shih, Z. Li, D. T. McCormick, N. C. Tien, and C. Y. Hui, "Tunable solenoid microinductors utilizing permalloy electro-thermal vibromotors," in Proc. IEEE Int. Conf. Microelectromech. Syst., Maastricht, The Netherlands, Jan. 2004.
- [27] S. Chang and S. Sivoththaman, "A tunable RF MEMS inductor on silicon incorporating an amorphous silicon bimorph in a low-temperature process," IEEE Electron Device Lett., vol. 27, no. 11, pp. 905–907, Nov. 2006.
- [28] J. Salvia, J. A. Bain, and C. P. Yue, "Tunable on-chip inductors up to 5 GHz using patterned permalloy laminations," in IEDM Tech. Dig. Washington, DC, Dec. 2005, pp. 943–946
- [29] M. Vroubel, Y. Zhuang, B. Rejaei, and J. N. Burghartz, "Integrated tunable magnetic RF inductor," IEEE Electron Device Lett., vol. 25, no. 12, pp. 787–789, Dec. 2004.
- [30] Charles-Marie Tasseti *et al.*, "New tunable RF MEMS microinductors design", *J. Micromech. and Microeng.* 2004
- [31] Dong-Hoon Choi, Hyung Suk Lee, and Jun-Bo Yoon," LINEARLY VARIABLE INDUCTOR WITH RF MEMS SWITCHES TO ENLARGE A CONTINUOUS TUNING RANGE". Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2009.

فصل ۵

آنتن های طرح پذیر

(Reconfigurable Antenna)

با افزایش تقاضا برای آنتن های چند بانده، آنتن های طرح پذیر نیز مورد توجه زیادی قرار گرفته اند. این آنتن ها با حذف نیاز به آنتن های پهن باند پیچیده، سطوح بیشتری از قابلیت را ارائه می دهند. طراحی آنتن های معمول بدلیل ساختار ثابت آنها، شامل محدودیت های تحمیلی بدلیل طرح پذیری دوباره نمی گردد. آنتن های طرح پذیر بدلیل توانایی در تطبیق با شرایط عملیاتی جدید، مشخصات مطلوبی را از خود نشان می دهند.

چندین روش با تکیه بر هندسه طرح پذیری برای تنظیم فرکانس کار آنتن ها با استفاده از دیود PIN، وریکتور و سوئیچ های فعال شونده نوری با کمک کابل های فیبر نوری ارائه گردیده است [1]. آنتن های بسیاری نیز مبتنی بر حفظ ویژگی های تشعشی با کمک ساختارهای خود متشابه در عین تغییر فرکانس کاری با تغییر ابعاد روزنه طراحی شده اند [2]. دسته دیگری از طراحی ها شامل یک آنتن دوقطبی خطی با امکان تغییر طول انتهای آن به منظور کار در فرکانس های بالاتر می باشد [3]. در این آنتن های دو قطبی بدلیل حفظ نسبت بین طول موج فرکانس رزونانس و توزیع جریان آنتن، تشعشع آنتن تغییری نمی کند. برخی آنتن های طرح پذیر بر مبنای حفظ فرکانس رزونانس و تغییر پترن تشعشی طراحی می گردند [4]. این مفهوم می تواند توانایی سیستم در حذف اثرات نامطلوب جمینگ و نویز را با جهت دهی انرژی بسمت کاربر در نظر گرفته شده، افزایش دهد.

چالش روبروی طراحان آنتن های طرح پذیر، ایجاد تغییر در خواص دیگر همگام با طراحی اصلی می باشد. بعنوان مثال طرح پذیری به منظور تغییر پاسخ فرکانسی، پترن تشعشی را نیز تحت تاثیر قرار می دهد و نیز طرح پذیری به منظور تغییر پترن تشعشی، پاسخ فرکانسی آنتن را نیز تغییر می دهد. این وابستگی با پیشرفت آنتن ها چندان مطلوب نمی باشد و معمولاً ترجیح داده می شود خواص تشعشی و پاسخ فرکانسی از هم جدا و مستقل باشند.

۵-۲) مفهوم طرح پذیری:

مفهوم آنتن های طرح پذیر به تغییر در ویژگی های فرکانسی، پترن تشعشی و یا پلاریزاسیون آنتن با تغییر در ابعاد روزنه یا هندسه الکتریکی یا مکانیکی اطلاق می شود. با تنظیم فرکانس کاری، آنتن ها قابلیت فیلتر نمودن سیگنال های تداخلی با عملکرد معلوم را دارا می باشند.

۵-۲-۱) عملکرد طرح پذیری در فرکانس:

آنتن های با پاسخ فرکانسی طرح پذیر قابلیت سوئیچ سریع و یا مداوم از یک باند فرکانسی به باند فرکانسی دیگر را دارا می باشند. طرح پذیری پاسخ فرکانسی، با کنترل فعال طول موثر الکتریکی آنتن و نتیجتاً توانمند

نمودن آنتن در کار در باندهای فرکانسی مختلف، بدست می‌آید. این عمل معمولاً با اضافه یا کم نمودن بخش یا بخش‌هایی به آنتن از نظر الکتریکی، مکانیکی و یا نوری تحقق می‌یابد [2].

۵-۲-۲) عملکرد طرح پذیری در پترن تشعشی:

طرح پذیری در پترن تشعشی نیازمند هدایت پترن دور از منابع نویز یا کاهش تداخل می‌باشد. به منظور طرح پذیری پترن تشعشی، برخی محققان از پین‌های اتصال کوتاه استفاده نموده‌اند. کاربرد احتمالی برای این نوع آنتن‌ها در آنتن‌های آرایه فازی با اسکن زاویه‌ای وسیع می‌باشد.

روش‌های زیادی برای تغییر پترن تشعشی در ضمن استقلال از رفتار فرکانسی وجود دارد. یکی از این روش‌ها استفاده از المان‌های تیون الکتریکی یا سوئیچ‌های پارازیتی می‌باشد. این روش ایزولاسیون المان تحریک از المان یا المان‌های تحریک، امکان بالقوه پهنای باند فرکانسی وسیع، رنج وسیعی از توپولوژی قابل دسترس را فراهم می‌نماید [5]. این تکنیک بر پایه کوپلینگ متقابل بین المان‌های تحریک و پارازیتی نزدیک و در نتیجه رفتار آرایه‌ای موثر با یک نقطه تغذیه می‌باشد. بنابراین تغییر در پترن تشعشی از طریق تغییر در تزویج بین المان‌ها که خود باعث تغییر منبع جریان موثر در هر دو المان تحریک و پارازیتی می‌باشد، ایجاد می‌گردد.

۵-۳) روش‌های طراحی آنتن با قابلیت پیکربندی مجدد:

اکثر فعالیت‌های انجام شده در زمینه طراحی آنتنهای کلاسیک (غیر قابل پیکربندی مجدد) تحت تاثیر مهندسی آنتن بوده است. برای ایجاد تحول در آنتن‌ها با المانهای ثابت و رسیدن به آنتنهای قابل پیکربندی مجدد احتیاج به یک تبدیل مناسب در روش طراحی هستیم.

در زمینه طراحی آنتنهای قابل پیکربندی مجدد دو روش بصورت اولیه وجود دارد:

روش اول دگرذیسی هندسی کلی^۱ و روش دیگر دگرذیسی شبکه تطبیق^۲ می‌باشد. در سالهای اخیر روش سوم و کارآمد دیگری به نام پیکربندی مجدد هوشمندانه^۳ پدیدار شده است که دو روش قبل را تحت تاثیر قرار داده است.

روش دگرذیسی هندسی کلی به اختصار TGM دارای ساختار پیچیده و دشوار می‌باشد. در این روش مجموعه‌ای از زیر المانهای قابل تغییر باهم ترکیب شده و فرم ساختار مورد نظر را بوجود می‌آورند.

¹ Total Geometry Morphing

² Matching Network Morphing

³ Smart Geometry Reconfiguration

روش دگردیسی شبکه تطبیق به اختصار MNM دارای ساختار بسیار ساده در بین سه روش موجود می باشد. در این روش تغییرات فقط روی ساختار تغذیه و یا شبکه تطبیق امپدانس ورودی می باشد و سایر المانها بدون تغییر باقی می ماند.

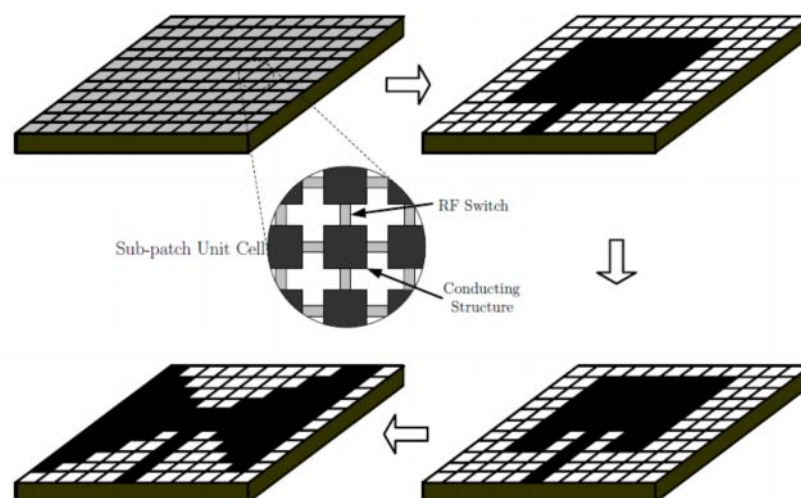
روش پیکر بندی مجدد هوشمندانه به اختصار SGR از نظر پیچیدگی بین دو روش قبلی می باشد. در این روش فقط برخی از المانهای مهم در ساختار تشعشی آنتن تغییر می کند و باقی المانها ثابت باقی می ماند.

۵-۳-۱) روش دگردیسی هندسی کلی:

روش TGM برای دستیابی به پیکربندی مجدد از سوئیچینگ آرایه بزرگی از زیر المانهای به هم پیوسته استفاده می کند. زیر المانها معمولاً بوسیله سوئیچهای RF به هم متصل شده و ابعاد آنها کوچکتر از $\frac{\lambda}{4}$ است. از آنجایی که اندازه این زیر المانها در مقایسه با طول موج خیلی کم است آنها معمولاً به صورت تکی اثر کارآمدی ندارد. به هر حال، سوئیچینگ چند گانه زیر المان های مجاور با هم باعث می شود تا در مجموع به یک ساختار با فرم تشعشی مورد نظر برسیم. بوسیله آرایه کردن این زیر المان ها می توان به انعطاف پذیری قابل توجهی در شکل پترن تشعشی باشیم.

آنتن هایی که با این روش طراحی می شوند بیشتر به صورت تئوری و در مقالات هستند، کاربرد عملی ندارند زیرا برای ساختار کلی تشعشی آنها باید از تعداد زیادی از ساختار های کوچکتر استفاده کرد .

شکل زیر ساختار کلی روش TGM را توصیف می کند. در این مثال یک آنتن پیچ میکرواستریپی با قابلیت پیکر بندی مجدد که متشکل از یک شبکه بزرگ از زیر-پیچ ها میکرواستریپی با قابلیت سوئیچ کردن است و روی یک دی الکتریک به عنوان بستر قرار دارند، را نشان می دهد. این زیر-پیچ ها به صورت جداگانه بصورت یک آنتن پیچ میکرواستریپی عمل نمی کنند اما در صورتی که با یکدیگر و به صورت آرایه ای فعال شوند یک ساختار با قابلیت پیکربندی مجدد را به ما می دهند.



شکل ۵-۱: روش دگردیسی هندسی کلی در طراحی آنتن قابل پیکربندی مجدد [6]

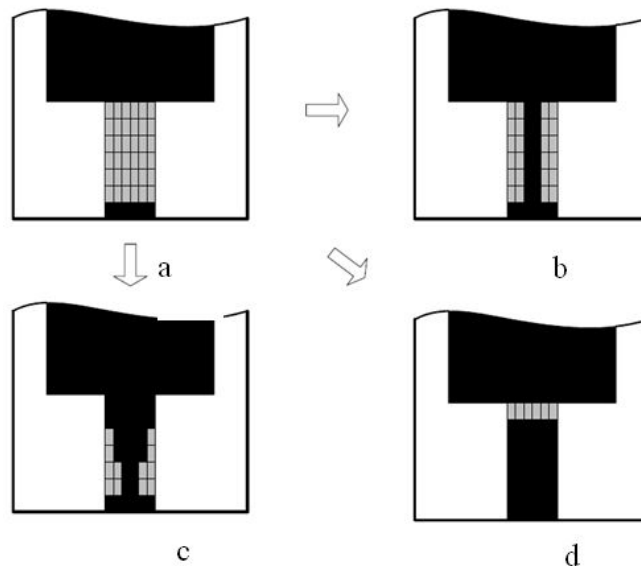
در این شکل هر یک از سلولهای کوچک شامل یک پیچ از جنس فلز و چهار سوئیچ RF است. وظیفه این سوئیچ ها هدایت جریان به سلولهای مجاور است.

بوسیله فعال کردن هر یک از این سلولها می توان آنتن های جدیدی بوجود آورد. مثلاً در این شکل ابتدا ساختاری همانند یک پیچ مایکرواستریپی مربعی داریم. در مرحله بعدی چند تا از زیر- پیچ های واقع شده در طول تغذیه مایکرواستریپی آنتن فوق خاموش می شوند. با این تغییر طول تغذیه می توان امپدانس ورودی آنتن و در نتیجه ساختار تشعشی و فرکانس کاری آنتن را تغییر داد. با خاموش کردن برخی از زیر-پیچ ها می توان آنتن پیچ مستطیلی را به آنتن پایونی که دارای ساختار متفاوت از آنتن فوق است، تبدیل کرد. روش TGM دارای مزیت هایی زیر می باشد:

بوسیله آرایه کردن زیرالمانها رنج وسیعی از انعطاف پذیری در تشکیل آنتن فراهم می شود. و این بدین علت است که با انعطاف پذیری در پیکربندی آنتنها می توان رنج وسیعی از مشخصات آنتن را کنترل کرد. از جمله مشخصه های قابل کنترل می توان به عملکرد آنتن در چند فرکانس مختلف، تغییر در پلاریزاسیون، تغییر در پترن تشعشی اشاره کرد. این روش دارای پیچیدگی های بسیار است. تعداد زیاد زیر-المانها، سوئیچینگ بین آنها، کنترل خطوط، همگی باعث پیچیدگی و دشواری ذاتی این روش شده اند. علاوه بر اینها استفاده از تعداد زیادی المانهای فعال باعث بوجود آمدن خطا در سیستم می شود. بخاطر پیچیدگی ها و دشواریهای زیاد این روش، معمولاً روش فوق بسیار کم مورد استفاده قرار می گیرد.

۵-۳-۲) دگردیسی شبکه تطبیق:

این روش ساده ترین روش در بین روشهای طراحی آنتنهای پیکربندی مجدد می باشد. در این روش تغییرات فقط روی ساختار تغذیه و شبکه تطبیق امپدانس ورودی می باشد و باقی المانهای آنتن بدون تغییر باقی می ماند. این روش همانند روش TGM بیشتر برای ساختارهای مایکرواستریپی بکار می رود و این بدین سبب است که در این ساختارها قرار گرفتن سوئیچهای RF در ساختارهای صفحه ای بسیار آسان می باشد. در ساختارهایی که با خطوط مایکرواستریپی تغذیه می شوند معمولاً در حدود ۱۰ یا بیشتر زیر-المان در طول و عرض خط برای کنترل امپدانس ورودی وجود دارد. سائز این زیر-المانها معمولاً در حدود $\frac{\lambda}{4}$ می باشد. شکل زیر ساختار کلی روش MNM را نشان می دهد. در این مثال یک آنتن پیچ مایکرواستریپی بوسیله یک خط تغذیه مایکرواستریپی با قابلیت پیکربندی مجدد تغذیه می شود. خط تغذیه مایکرواستریپی شامل آرایه کوچکی از زیر-المانهای مایکرواستریپی با قابلیت سوئیچینگ می باشد. بوسیله فعال شدن سوئیچهای کوچک RF که بین زیر-المانها قرار گرفته اند و در کل خط تغذیه وجود دارد، هر یک از زیر-المانها می توانند به حالت روشن و خاموش سوئیچ کنند. بوسیله تغییر در پهنا و طول تغذیه می توان امپدانس ورودی را تغییر داد.



شکل ۵-۲: پیکربندی تغذیه میکرواستریپی برای تطبیق امپدانس در طراحی آنتن قابل پیکربندی مجدد [6]

شکل ۵-۲-۱، یک آنتن پچ میکرواستریپی و صورتهای موجود خط تغذیه میکرواستریپی را نشان می دهد. در شکل ۵-۲-۲ بوسیله زیر-المانها خط تغذیه نازکتر می شود، این نازکی خط تغذیه باعث می شود که امپدانس مشخصه تغییر کند و در نتیجه آن الگوی تشعشعی آنتن عوض شود. دو شکل، ۵-۲-۳ و ۵-۲-۴ نشانگر دو شکل دیگر از ساختار خط تغذیه می باشد که هر کدام از این ساختارها دارای امپدانس مشخصه جداگانه ای می باشند. توسط روشن و خاموش کردن هر یک از این سوئیچها می توان ساختارهای متفاوتی بوجود آورد.

روش MNM دارای مزایای متفاوتی می باشد. از جمله آنها می توان به ساده بودن ساخت، عدم پیچیدگی، ارزان قیمت بودن اشاره نمود. این روش در عین حال که کارآمد می باشد دارای معایبی از قبیل کم بودن دامنه تغییرات به علت اینکه تغییرات فقط روی خط تغذیه می باشد و تمام تغییرات روی امپدانس ورودی اعمال می شود، می باشد.

۵-۳-۳) پیکربندی مجدد هوشمندانه ساختار:

آخرین روشی که در این بخش توضیح می دهیم روش SGR می باشد. پیچیدگی این روش ما بین روشهای TGM و MNM می باشد ولی در عین حال کارآمدی بیشتری از دو روش قبلی دارد.

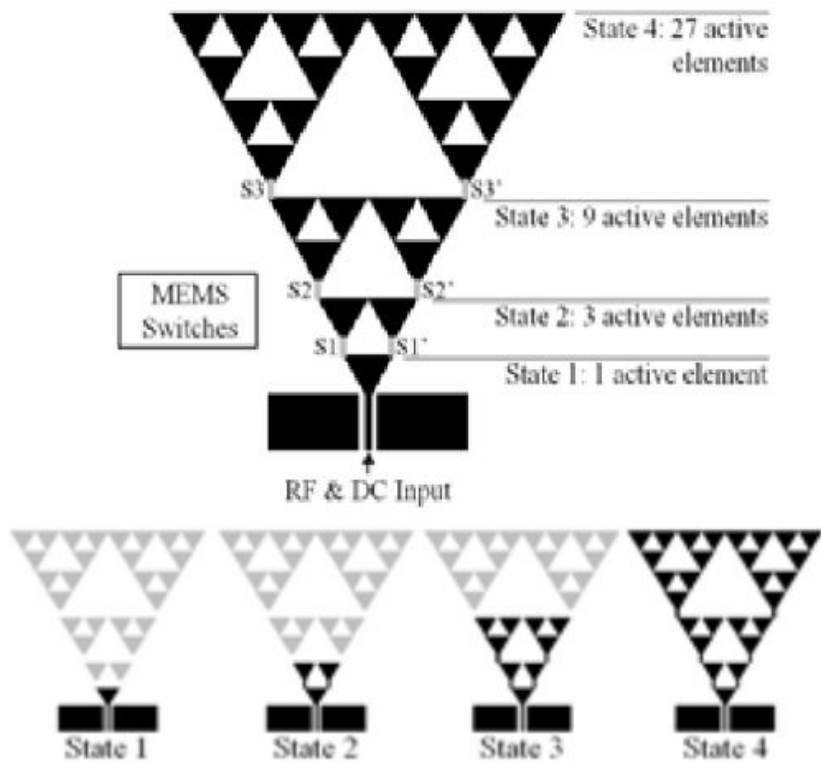
در این روش تغییرات روی برخی از المانهای کلیدی آنتن می باشد تا بوسیله این تغییرات به نتیجه مورد نظرمان برسیم. تعداد المانهای قابل کنترل در این روش خیلی کمتر از روش TGM می باشد ولی در عین حال دارای کارایی و بازدهی بهتری می باشد.

۵-۴) آنتن های طرح پذیر بر پایه RF MEMS:

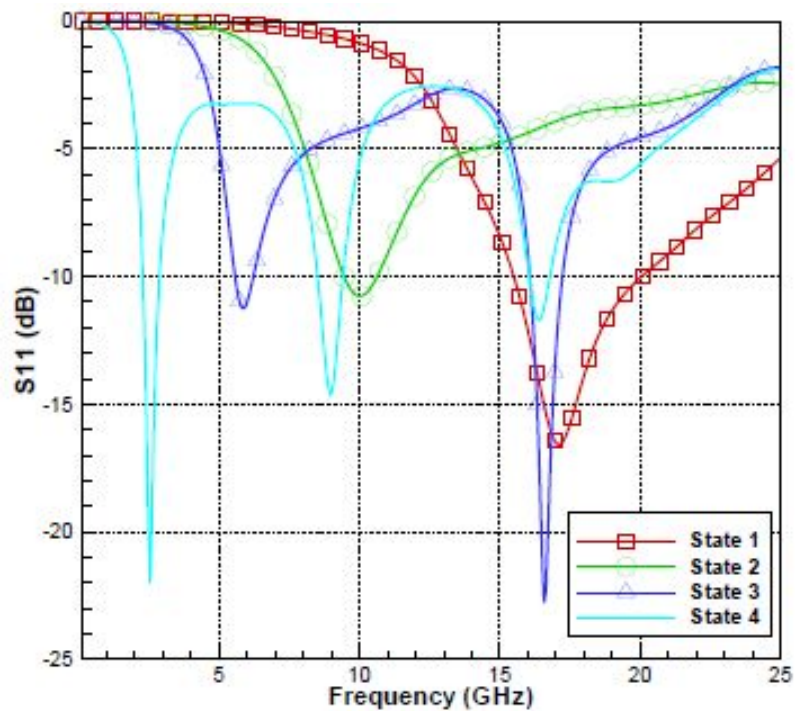
مفهوم آنتن های طرح پذیر بر پایه RF MEMS اولین بار توسط ای. آر. براون در سال ۱۹۹۸ مطرح گردید [7]. از آن تاریخ پژوهش های زیادی در این باب صورت پذیرفته است. در گذشته فرکانس رزونانس آنتن های پچ میکرواستریپی با تنظیم طول موثر پچ با کمک دیودهای ورکتور تنظیم می شد. در ساختارهای جدید سوئیچ های RF MEMS جایگزین دیودها و FET ها گردیده است. آنتن های طرح پذیر با کمک سوئیچ های RF MEMS، ساخته و تست شدند و در مقایسه با ساختارهای حالت جامد دیودی و FET، در توان های قابل حمل کم و متوسط ویژگی برتری را از خود نشان دادند. با این حال مجتمع سازی سوئیچ های RF MEMS شرح و اثبات نشده است.

یکی از آنتن های طرح پذیر با کمک سوئیچ RF MEMS، آنتن خود متشابه با ساختار فراکتالی سیرپینسکی می باشد [8]. در این طراحی، ابتدا مشخصات آنتن تک المانی بدست آمده است، سپس طراحی و ساخت برای بدست آمدن آنتن چند فرکانسی صورت پذیرفته است. در واقع این آنتن ها پترن تشعشی مشابهی را در باند های فرکانسی مختلف نشان داده و با طرح پذیری و تغییر پیکر سازه به کمک سوئیچ های RF MEMS با پترن ثابت، پاسخ فرکانسی و باند کاری متفاوتی را نشان می دهند.

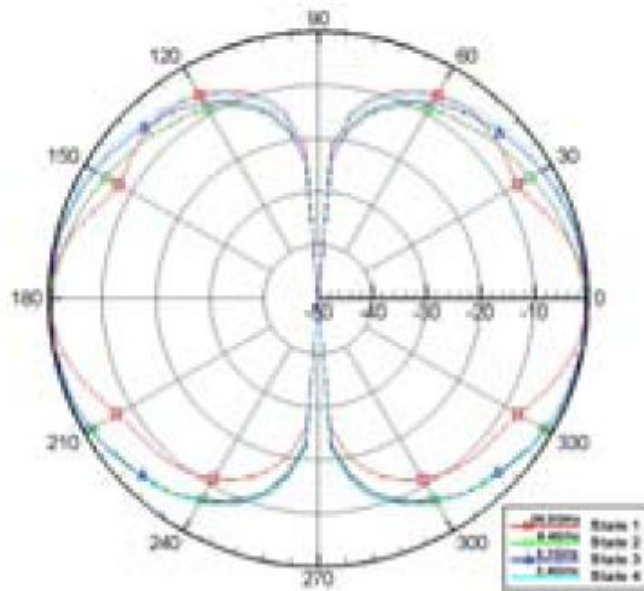
رفتار آنتن های فراکتال سیرپینسکی، در سال ۱۹۹۸ بطور کامل مورد بررسی قرار گرفتند [9]. این آنتن ها با تکرار نامحدود، باند های فرکانسی نامحدودی را از خود نشان می دهند. با این وجود با افزایش تکرارها پیچیدگی ساختار نیز افزایش می یابد. خط مشی این آنتن ها ایجاد فیلتر پایین گذر بین اتصالات مثلثی داخلی برای حذف هرگونه گلبرگ کناری که پس از فرکانس رزونانس اولیه ایجاد می گردد، می باشد. بیشتر پژوهش ها در زمینه آنتن های فراکتال سیرپینسکی بر روی ساختارهای با ضریب دی الکتریک کم و ضخامت نازک دی الکتریک صورت گرفته شده است. در نتیجه می توان فضای آزاد را برای آن تخمین زد. در آنتن خود متشابه با ساختار فراکتالی طرح پذیر با کمک سوئیچ RF MEMS، نیز از این اصل در طراحی اولیه استفاده شده است [2]. در این ساختار، از سه سوئیچ RF MEMS با ولتاژهای تحریک متفاوت برای فعال و غیر فعال نمودن مداوم بخشی از آنتن فراکتال سیرپینسکی چند بانده استفاده شده است. تحریک الکترواستاتیکی سوئیچ ها از طریق خط تغذیه RF صورت گرفته است. در اشکال زیر حالات سوئیچ، پترن تشعشی و پارامترهای پراکندگی آنتن خود متشابه سیرپینسکی طراحی شده دیده می شود [8].



شکل ۵-۳: نمایی از آنتن خود متشابه فراکتال به همراه حالات مختلف آن [8]

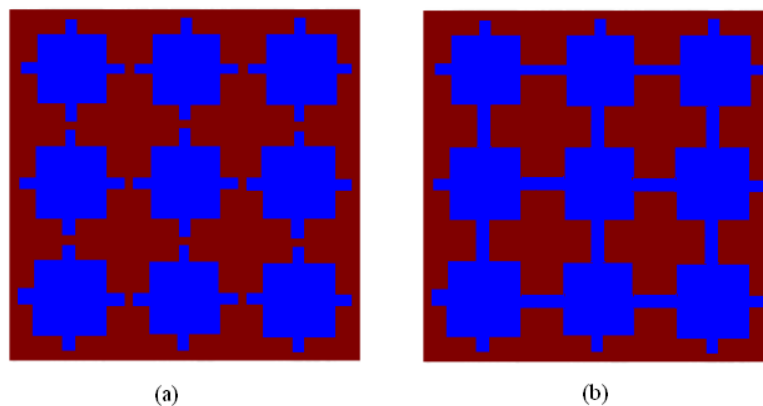


شکل ۵-۴: پارامترهای پراکندگی آنتن خود متشابه فراکتال در حالات مختلف



شکل ۵-۵: پترن تشعشعی صفحه E آنتن خود متشابه فراکتال در حالات مختلف و در فرکانس رزونانس اول [8]

استفاده از سوئیچ های RF MEMS در آنتن های پچ میکرواستریپی و ساختار تغذیه آنها به منظور بهبود آنتن های چند بانده طرح پذیر توسط ریپیز مورد مطالعه قرار گرفته است [10]. او ماژول پچ پذیر را RPM¹ نامید. RPM پیشنهادی وی شامل آرایه پچ ۳ در ۳ که توسط سوئیچ های MEMS به یکدیگر متصل شده اند، می باشد. سوئیچ های MEMS در دو حالت مدار باز و بسته، همانند شکل ۵-۶، شبیه سازی شده اند.

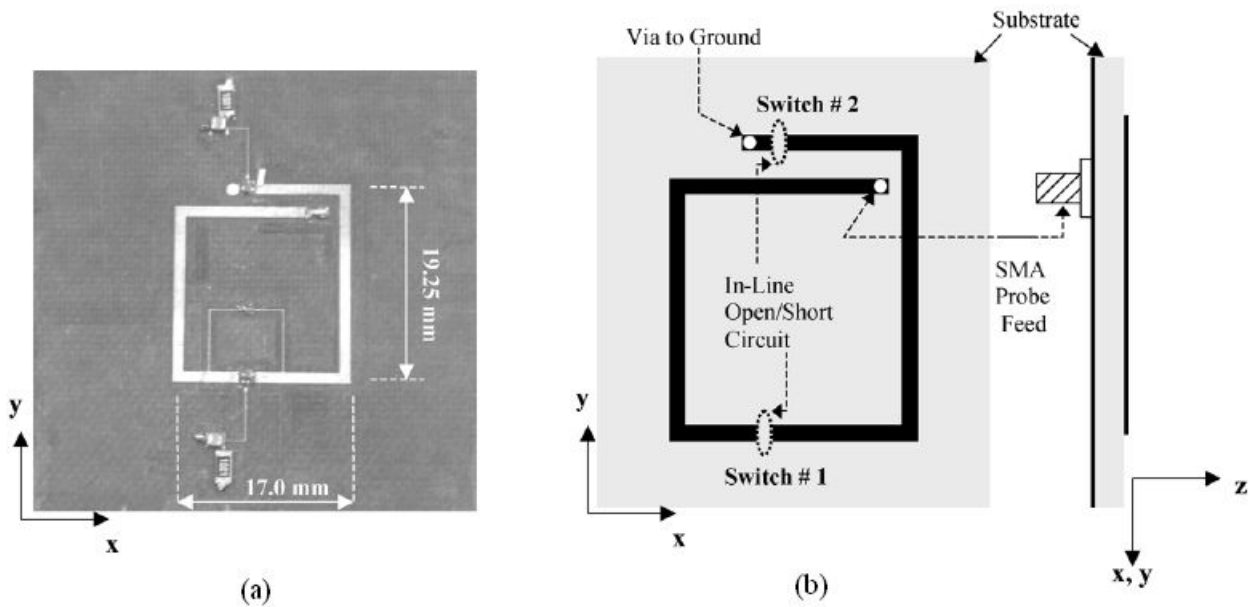


شکل ۵-۶: (a) پیکر بندی باز، (b) پیکر بندی بسته [10]

با این طرح پذیری، پهنای باند امپدانس در حدود ۱۲ درصد برای باند L و پهنای باندی در حدود ۷ درصد برای طرح پذیری در باند X بدست آمده است. که طرح پذیری آنتن برای کار در دو باند فرکانسی را نشان می دهد.

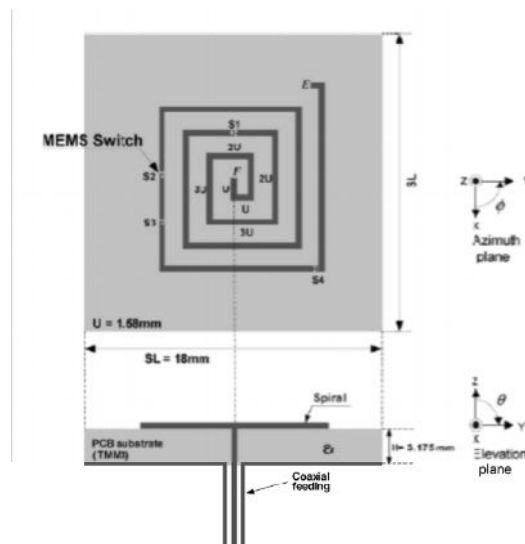
¹ reconfigurable patch module

یکپارچه سازی و بسته بندی سوئیچ های RF MEMS در آنتن های مارپیچی مربعی با استفاده از تکنیک سوار نمودن اجزا روی زیر لایه (SMT)، مطابق شکل ۵-۷، توسط جنیفر برنارد ارائه شده است [11]. اصلاح سوئیچ برای کاهش عدم تطبیق امپدانسی، همچنانکه آنتن از لحاظ فیزیکی و الکتریکی با سوئیچ تطبیق است، صورت پذیرفته است. در این آنتن پترن تشعشی با تغییر ساختار آنتن توسط سوئیچ ها تغییر می کند.



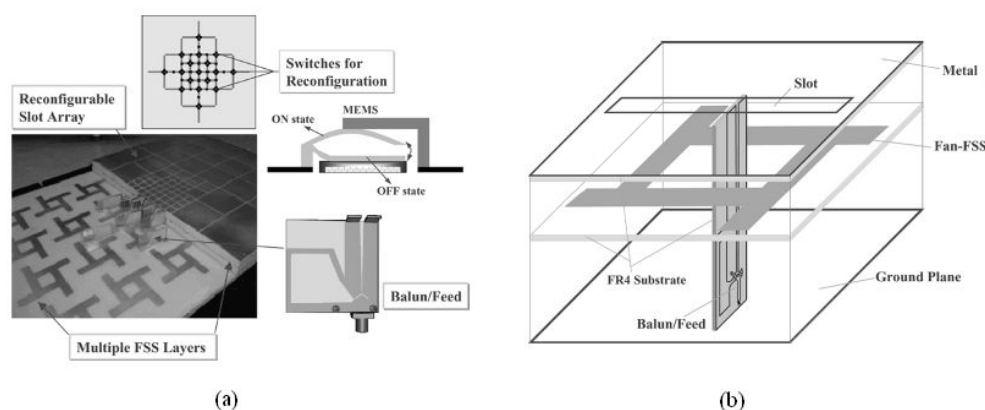
شکل ۵-۷: (a) نمایی از آنتن مارپیچی طرح پذیر (b) نمایی از هندسه آنتن مارپیچی [11]

آنتن مارپیچی مستطیلی طرح پذیر به همراه سوئیچ های RF MEMS که بر روی یک زیر لایه بصورت یکپارچه مجتمع و بسته بندی شده است. این آنتن تک بازو بوده و با تغییر حالات سوئیچ ها قادر به شکل دهی جدید پترن می باشد. در شکل ۵-۸، این آنتن دیده می شود [12].



شکل ۵-۸: نمایی از آنتن مارپیچی طرح پذیر تک بازو [12]

در سال ۲۰۰۴، آنتن روزنه ای شکافی طرح پذیر بر روی زیر لایه پهن باند گزارش شده است [13]. روزنه طرح پذیر پیشنهادی، شامل المان های شکافی صلیبی، برای ایجاد پلاریزاسیون دوتایی و عملکرد آرایه ای پهن باند بدون ایجاد گلبرگ های فرعی^۱ می باشد. با استفاده از سوئیچ های RF MEMS، ابعاد المان های آرایه قابل شکل پذیری می باشند. المان های آرایه به همراه سوئیچ های RF MEMS بصورت یکپارچه در سطح بالای زیر لایه چند لایه که شامل سطوح انتخابگر فرکانسی^۲ (FSS) می باشد، قرار گرفته است. شکل ۹-۵ نمایی از طرح پیشنهادی را نشان می دهد.



شکل ۹-۵: (a) نمایی از آنتن طرح پذیر روزنه شکافی و مولفه های آن، (b) هندسه سلول واحد ساختار [13]

زمانیکه فاز ضریب انعکاس سطوح انتخابگر فرکانس، در روزنه ثابت و در حدود صفر تا ۵۰ درجه می باشد، سطح انتخابگر فرکانسی همانند یک صفحه زمین مغناطیسی امیدانس بالا عمل می نماید و در نتیجه باعث بهبود عملکرد تشعشعی آنتن چاپی می شود. بدست آوردن پاسخ فازی تقریباً صاف و ثابت با استفاده از بار مقاومتی و در ازای کاهش گین بدست می آید.

آنتن شکل پذیر بر پایه آرایه یاگی در شکل ۵-۱۰ نشان داده شده است [14]. این آنتن در واقع یک آنتن دو قطبی ساده می باشد که با تغییر سوئیچ ها و تغییر فرکانس رزونانس در باند فرکانسی متفاوت عمل می نماید. این آنتن برای کار در دو فرکانس متفاوت طراحی شده است که تعداد رفلکتورها و دایرکتیوها در فرکانس بالاتر دو برابر فرکانس پایین تر می باشد.

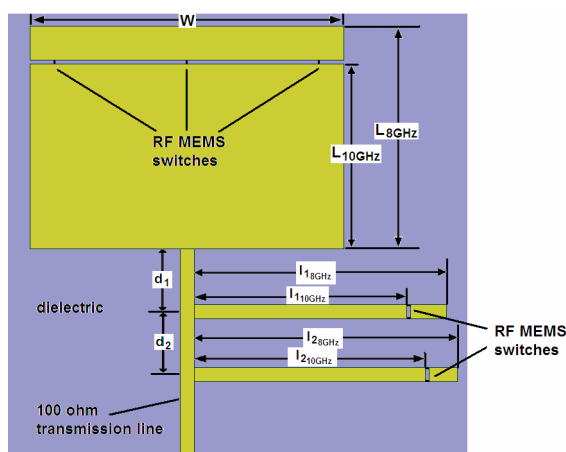


شکل ۵-۱۰: آنتن یاگی شکل پذیر [14]

¹ Grating lobes

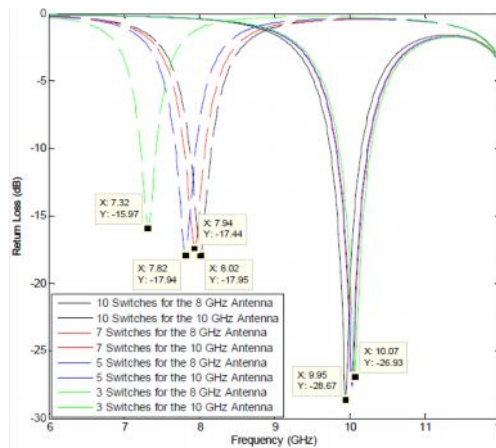
² Frequency selective surface

در مرجع [15] یک آنتن پچ میکرواستریپی با قابلیت پیکربندی مجدد فرکانسی معرفی شده است. در این ساختار عملکرد دو فرکانسی با تغییر در سایز آنتن توسط دو پچ میکرواستریپی که بوسیله سوئیچهای RF-MEMS بهم متصل شده اند بدست می آید. یکی از مزیت‌های عمده این ساختار این است که سوئیچ MEMS توسط نرم افزار HFSS شبیه سازی شده است و همچنین برای پیکربندی مجدد فرکانسی از تعداد کمی سوئیچ در مقایسه با ساختارهای مشابه استفاده کرده است. در این ساختار هنگامی که سوئیچ باز است طول پچ کوچک شده (L_{10GHz}) و فرکانس رزونانس به $10GHz$ می رسد و در صورتی که سوئیچ بسته باشد طول پچ بزرگتر شده (L_{8GHz}) و فرکانس رزونانس به $8GHz$ می رسد. در این آنتن به منظور تطبیق امپدانس ورودی به خط انتقال $100\ \Omega$ دو استاب قابل تنظیم^۱ مورد استفاده قرار می گیرد. در این ساختار فاصله بین استابها d_1 و d_2 ثابت می باشد ولی طول استابها l_1 و l_2 با توجه به وضعیت سوئیچ تغییر می کند. هنگامی که سوئیچها باز باشند طول استابها تغییر کرده و به $l_{1,10GHz}$ و $l_{2,10GHz}$ تبدیل شده و خود را برای امپدانس ورودی یک آنتن با فرکانس رزونانس $10GHz$ تطبیق می دهند. هنگامی که سوئیچها بسته باشند طول استابها بزرگتر شده و به $l_{1,8GHz}$ و $l_{2,8GHz}$ تغییر کرده و خود را برای امپدانس ورودی یک آنتن با فرکانس رزونانس $8GHz$ تطبیق می دهند.



شکل ۵-۱۱: شماتیک آنتن پچ میکرواستریپی [15]

^۱ Stub tuner



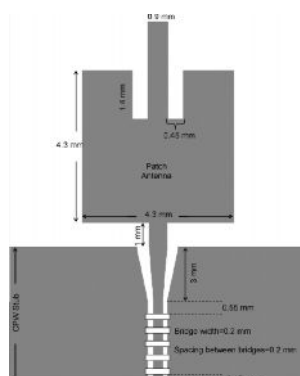
شکل ۵-۱۲: افت برگشتی برای حالت های ۳، ۵، ۷ و ۱۰ سوئیچ [15]

در جدول زیر نحوه تغییر فرکانس به صورت مختصر بیان شده است:

جدول ۵-۱: وضعیت سوئیچها و نحوه تغییر فرکانس

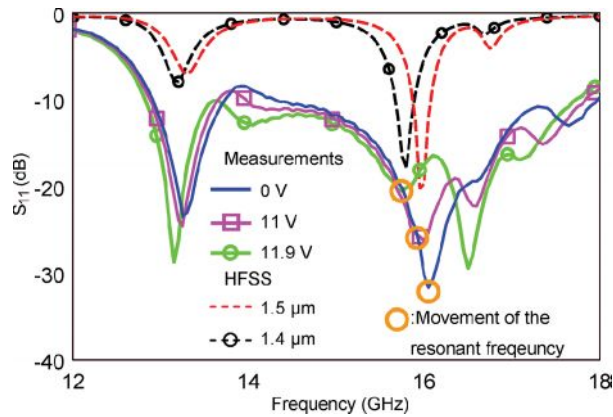
وضعیت سوئیچها	وضعیت استابها	فرکانس رزونانس
باز	$l_{2,10GHz}$ و $l_{1,10GHz}$	۱۰ GHz
بسته	$l_{2,8GHz}$ و $l_{1,8GHz}$	۸ GHz

مرجع [16] یک آنتن پچ مایکرواستریپی با قابلیت پیکربندی مجدد فرکانسی را معرفی می کند. این ساختار آنتنی اولین ساختار یکپارچه است که با سوئیچ MEMS به صورت مجتمع قرار گرفته است. تغذیه این ساختار خط موجبر هم صفحه^۱ می باشد که روی خط مایکرواستریپی اش پلهای MEMS قرار گرفته شده است. با اعمال ولتاژ صفر تا ۱/۹ ولت به سوئیچهای MEMS می توان طول الکتریکی استابها را تغییر داد و در نتیجه بتوان فرکانس رزونانس را حدود ۳۰۰ MHz از ۱۵/۷۵ GHz تا ۱۶/۰۵ GHz بدون تداخل در الگوی تشعشعی جابجا نمود.



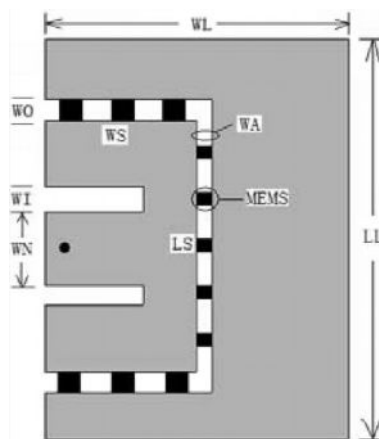
شکل ۵-۱۳: شماتیک آنتن پچ مایکرواستریپی با قابلیت پیکربندی مجدد فرکانسی [16]

^۱ Coplanar waveguide

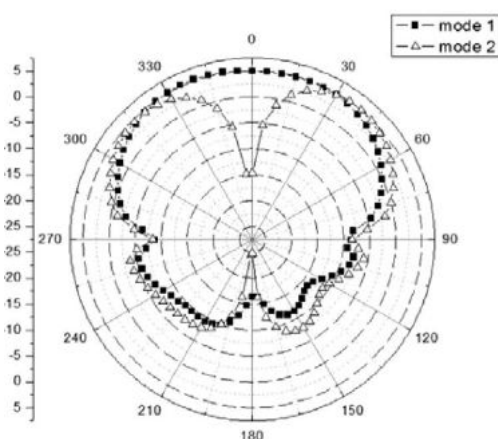


شکل ۵-۱۴: افت بازگشتی آنتن برای ولتاژهای مختلف تحریک MEMS [16]

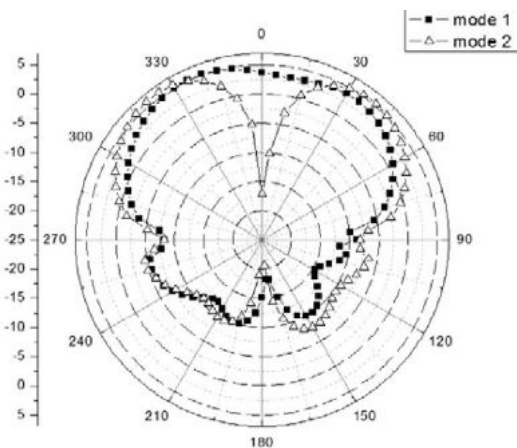
در مرجع [17] یک ساختار بسیار ساده ولی کارآمد برای پیکربندی مجدد الگوی تشعشعی آنتن میکرواستریپ E شکل ارائه شده است. این ساختار از ترکیب دو آنتن و یکسری سوئیچ MEMS تشکیل شده است و اولین ساختار ساده ای است که برای پیکربندی مجدد الگوی تشعشعی از سوئیچ کردن بین دو مد استفاده می کند. در این ساختار آنتنی، آنتن اول به عنوان آنتن میکرواستریپی E شکل که مد اصلی را تولید می کند انتخاب شده و آنتن دوم به عنوان تولید کننده مدهای بالاتر وظیفه نزدیک کردن پترن تشعشعی به حالت End Fire را دارد. سوئیچهای MEMS وظیفه سوئیچ کردن بین این مدها را دارند. هنگامی که تمامی این سوئیچها در حالت خاموش هستند آنتن E شکل داخلی عمل می کند و هنگامی که تمامی این سوئیچها در حالت روشن هستند آنتن E شکل بزرگتر که بیرون قرار دارد عمل می کند و الگوی تشعشعی را تولید می کند. این ساختار با توجه به اینکه دارای بیم پهن و گین بالا می باشد برای سیستمهای موقعیت یاب جهانی و سیستمهای موبایل و آنتنهای آرایه فازی مناسب می باشد.



شکل ۵-۱۵: شماتیک آنتن E طرح پذیر [17]



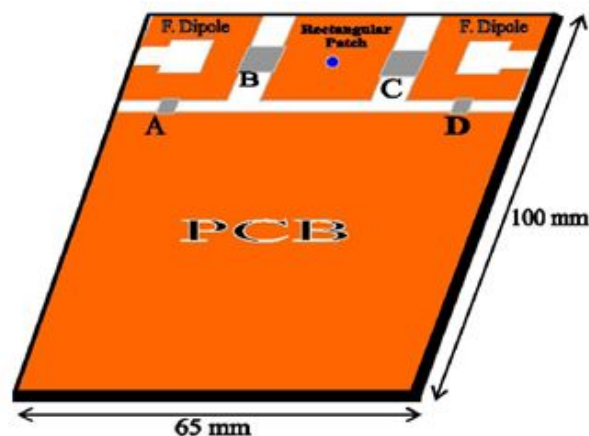
(الف)



(ب)

شکل ۵-۱۶: الگوی تشعشی اندازه گیری شده در صفحه E برای فرکانس الف) ۱۰/۸GHz (ب) ۱۲/۲۰GHz [17]

مرجع [18] یک آنتن پچ مایکرواستریپی با دو المان پارازیتی دو قطبی تا شده^۱ با قابلیت پیکربندی مجدد فرکانسی را ارائه می دهد. در این ساختار یک آنتن پچ مربعی در مرکز و دو خط ریزنوار دو قطبی تا شده در کناره راست و چپ بالای صفحه زمین قرار گرفته اند. هر کدام از این دو قطبی های تا شده دارای دو سوئیچ دیود بین می باشند که در چهار وضعیت اتصال کوتاه یا اتصال باز، اتصال و عدم اتصال به پچ می باشد. در شکل ۵-۱۷ با اتصال کردن یکی از دو قطبی ها به صفحه زمین (سوئیچ A) می توان الگوی تشعشی را جهت دار کرد. هنگامی که سوئیچ C در وضعیت بسته قرار گیرد می توان فرکانس را تغییر داد.



شکل ۵-۱۷: شماتیک آنتن طرح پذیر با دو المان پارازیتی [18]

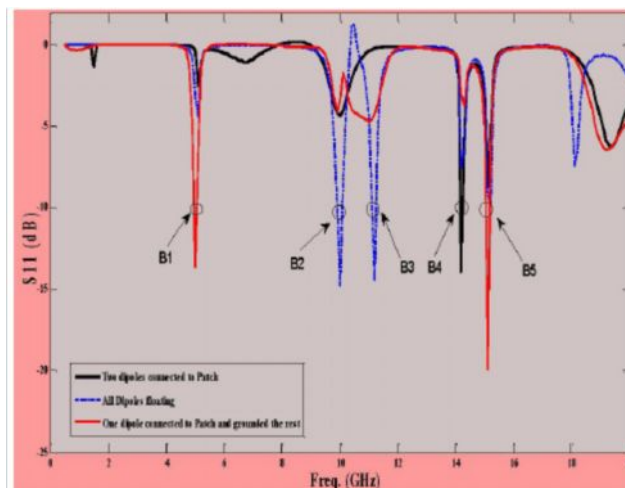
در جدول ۵-۲، نحوه تغییر فرکانس توسط سوئیچها آمده است.

^۱ Folded Dipole

جدول ۵-۲: نحوه تغییر فرکانس توسط سوئیچها

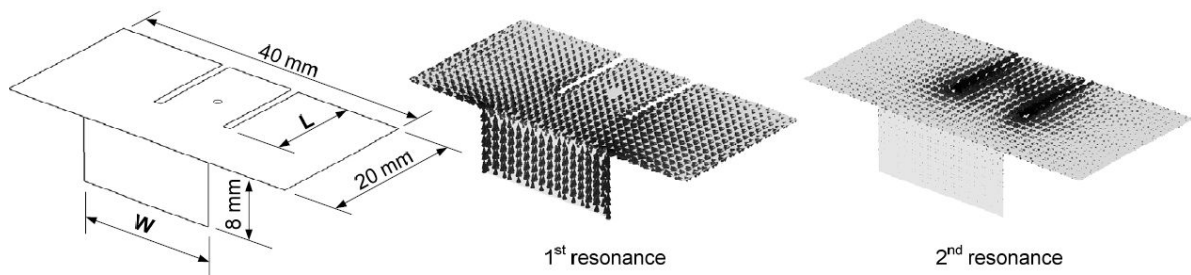
سوئیچ A	سوئیچ B	سوئیچ C	سوئیچ D	فرکانس (GHz)	جهتدار بودن بیم اصلی (°)
خاموش	خاموش	خاموش	خاموش	۱۰/۱۱	۰/۱۸۰
خاموش	روشن	خاموش	روشن	۵/۱۵	۴۵/۲۲۵
روشن	خاموش	روشن	خاموش	۵/۱۵	۳۱۵/۱۳۵
خاموش	روشن	روشن	خاموش	۱۴/۱۵	۳۴۵/۱۶۵

تغذیه آنتن به صورت کابل کواکسیل می باشد. ولتاژ لازم برای این سوئیچها بوسیله یک میکروکنترلر فراهم می شود.



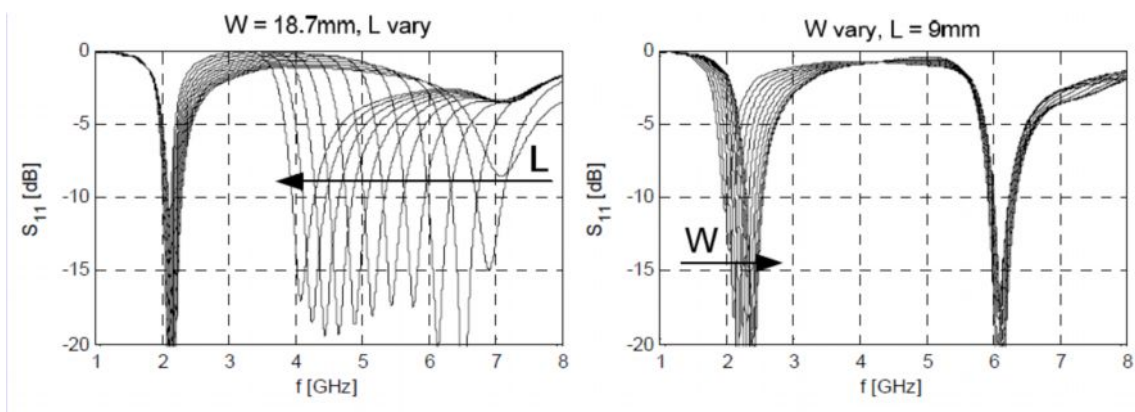
شکل ۵-۱۸: افت بازگشتی آنتن آنتن طرح پذیر با دو المان پارازیتی [18]

در مرجع [19] یک آنتن E-شکل با قابلیت پیکربندی مجدد فرکانس معرفی می شود. در این ساختار آنتنی با استفاده از پیکره آنتن PIFA و با توجه به مزیت دو فرکانسی پچ E-شکل یک آنتن جدید با قابلیت پیکربندی مجدد فرکانس که دارای تنظیم پذیری رنج وسیعی از فرکانس است ارائه شده است. در این ساختار پیکربندی مجدد فرکانسی بین باندهای IEEE 802.11b/g /2.44GHz یا WiMAX/3.45GHz و IEEE802.11a /5.25GHz یا فرکانس ۵/۷۷۵GHz بوسیله سوئیچ MEMS صورت می گیرد. ساختار آنتن فوق شامل یک آنتن PIFA، یک پچ E-شکل که از وسط با پراب کواکسیال تغذیه می شود و یک دیواره عمودی با پهنای W برای اتصال کوتاه کردن اسلات به زمین مطابق شکل ۵-۱۹ می باشد.



شکل ۵-۱۹: ساختار آنتن PIFA با پیچ E-شکل به همراه توزیع جریان سطحی [19]

در آنتن پیچ E-شکل معمولی فرکانس اول رزونانس وابسته به طول الکتریکی اطراف اسلات و فرکانس رزونانس دوم در نصف طول موج پیچ مستطیلی رخ می دهد. در این ساختار تغییر پهنای دیواره عمودی باعث جابجایی فرکانس اول رزونانس می شود و روی فرکانس دوم رزونانس اثری ندارد و این بدین علت است که تغییر پهنای دیواره عمودی باعث تغییر (کوتاهتر و یا بلندتر شدن) مسیر جریان سطحی که از روی پیچ به سمت زمین در حرکت است می شود. تغییر طول اسلات (L) باعث جابجایی فرکانس دوم رزونانس می شود.

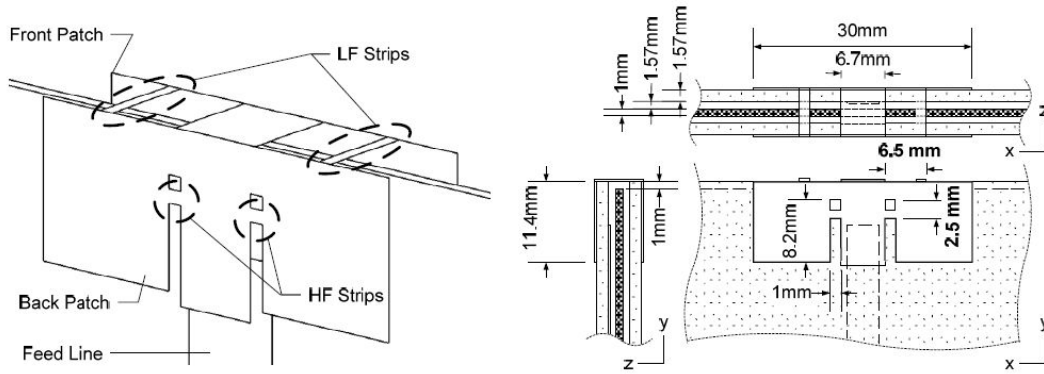


شکل ۵-۲۰: نمودار تغییر فرکانس با تغییر W و L [19]

یکی از مهمترین کاربردهای آنتن PIFA با پیچ E-شکل، آنتن E-شکل پشت به پشت شبه تمام جهته^۱ می باشد که برای لپ تاپها بسیار مناسب می باشد. برای این منظور دو آنتن PIFA با پیچ E-شکل پشت به پشت هم توسط نوارهایی با ضخامت ۱ mm بهم متصل شده اند.

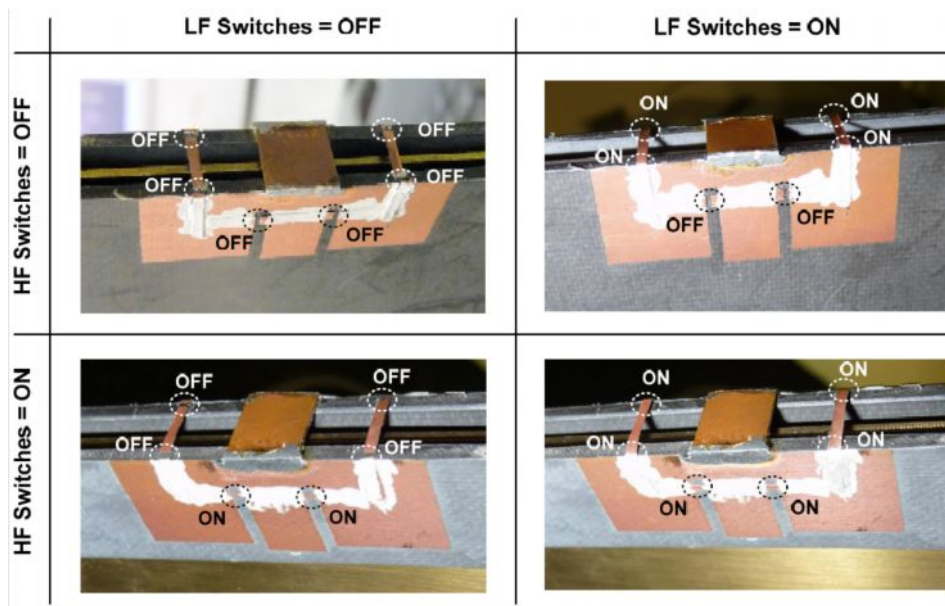
دسته اول از نوارها شامل دو نوار به نام LF می باشد که وظیفه گسترش طول موثر تماس (مثلاً افزایش W) را دارند. دسته دوم از نوارها شامل چهار نوار به نام HF می باشد که وظیفه اتصال به اسلات را دارند. در این ساختار سوئیچ MEMS وظیفه اتصال برقرار کردن را دارد.

¹ Quasi-Omnidirectional Back-To-Back E-Shaped Antenna

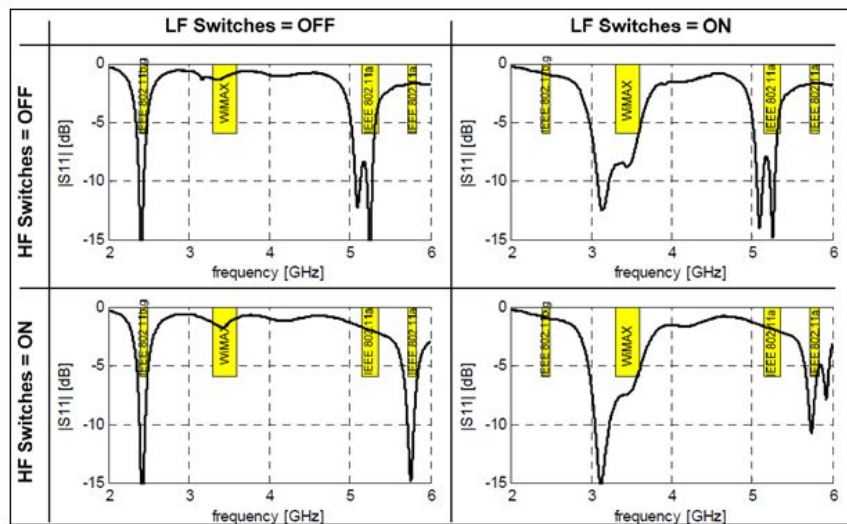


شکل ۵-۲۱: شماتیک آنتن E-شکل پشت به پشت قابل پیکربندی مجدد [19]

هنگامی که تمام سوئیچها در وضعیت خاموش باشند آنتن فوق باندهای IEEE 802.11b/g /2.44GHz و IEEE802.11a /5.25GHz را پوشش می دهد. هنگامی که سوئیچهای LF روشن باشد فرکانس رزونانس پائینتر جابجا شده و به باند WiMAX منتقل می شود. هنگامی که سوئیچهای HF روشن باشد و سوئیچهای LF خاموش باشد فرکانس رزونانس بالاتر جابجا شده و به فرکانس ۵/۷۷۵GHz منتقل می شود و در صورتی که تمام سوئیچها روشن باشد آنتن فوق باندهای WiMAX و IEEE802.11a/5.775GHz را پوشش می دهد. البته شایان به ذکر است که آنتن فوق در مقایسه به PIFA معمولی محدوده وسیعتری از فرکانس را می تواند تنظیم کند.



شکل ۵-۲۲: وضعیت سوئیچهای آنتن E طرح پذیر [19]



شکل ۵-۲۳: افت بازگشتی اندازه گیری شده برای وضعیتهای مختلف سوئیچ MEMS آنتن E طرح پذیر [19]

در جدول ۵-۳، نحوه تغییر باندهای فرکانسی با استفاده از سوئیچ های RF MEMS در آنتن E طرح پذیر نشان داده شده است.

جدول ۵-۳: نحوه تغییر فرکانس توسط سوئیچها

فرکانسهای رزونانس	سوئیچ HF	سوئیچ LF
۲/۴۴GHz و ۵/۲۵GHz	خاموش	خاموش
۵/۲۵WiMAX GHz	خاموش	روشن
۲/۴۴GHz و ۵/۷۷۵GHz	روشن	خاموش
۵/۷۷۵WiMAX GHz	روشن	روشن

- [1] C. Panagamuwa, A. Chauraya, J. Vardaxoglou, "Frequency and Beam Reconfigurable Antenna Using Photoconducting Switches", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 2, pp. 449-454, February 2006.
- [2] D. E. Anagnostou, et al., "Design, fabrication, and measurements of an RF-MEMS-Based self similar reconfigurable antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.54, No. 2, February 2006.
- [3] G. M. Rebeiz, "RF MEMS: Theory, Design, and Technology", Chapter 13, N.J. 2003
- [4] G. H. Huff, J. Feng, S. Zhang, J. T. Bernhard, "A Novel Radiation Pattern and Frequency Reconfigurable Single Turn Square Spiral Microstrip Antenna", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 13, No. 2, pp. 57-59, February 2003.
- [5] T. Bernhard, "Reconfigurable Antennas", Morgan & Claypool Publisher, pp. 5, 2007.
- [6] Active Antenna Bandwidth Control Using Reconfigurable Antenna Elements, Nathan P. Cummings, December, 2003
- [7] E. R. Brown, "RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 11, pp. 1868–1880, Nov.1998.
- [8] Nickolas Kingsley, Dimitrios E. Anagnostou, Manos Tentzeris, John Papapolymerou "RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate With Novel DC Biasing Technique," *Journal of Microelectromechanical Systems*, Volume 16, Issue 5, Year: 2007, Pages 1185 - 1192
- [9] C. Puente-Baliarda, J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama (Polytechnic University of Catalonia, Barcelona, Spain), "On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 4, pp. 517–524, Apr. 1998.
- [10] G. Rebeiz, W. H. Weedon, W. J. Payne, "MEMS-Switched Reconfigurable Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Boston, MA, Volume: 3, pp.654-657, July 8-13, 2001.
- [11] G. H. Huff, J. T. Bernhard (University of Illinois at Urbana-Champaign, IL), "Integration of Packaged RF MEMS Switches With Radiation Pattern Reconfigurable Square Spiral Microstrip Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 2, February 2006.
- [12] Chang won Jung, Ming-jer Lee, G. P. Li, and Franco De Flaviis (University of California at Irvine, CA), "Reconfigurable Scan-Beam Single-Arm Spiral Antenna Integrated With RF MEMS Switches", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.54, No. 2, pp. 455-463, February 2006.
- [13] Y. E. Erdemli, R. A. Gilbert, J. L. Volakis (Ohio State University), "A Reconfigurable Slot Aperture Design Over a Broad-Band Substrate/Feed Structure", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 11, November 2004, pp. 2860-2870.
- [14] M. A. Ali and P. Waheed "A reconfigurable yagi-array for wireless applications ", *IEEE Antennas and Propagation society international symposium*, Vol 1, pp. 446-468, June 2002.

- [15] DeSignor J. and Venkataraman J, "Reconfigurable Dual Frequency Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Switches" Applied Computational Electromagnetic Society ACES Intl. Conference, Niagara Falls, March 2008
- [16] Emre Erdil, Kagan Topalli, Mehmet Unlu, Ozlem Aydin Civi, and Tayfun Akin " Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Technology", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 55, NO. 4, APRIL 2007
- [17] Jun Ouyang, Feng Yang, Shiwen Yang, and Zaiping Nie " A Novel E-Shape Radiation Pattern Reconfiguration Microstrip Antenna for Broad Band, Wide-Beam, High-GAIN APPLICATIONS", MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS / Vol. 50, No. 8, August 2008
- [18] Elyas Palanteil, David V. Thief, and Steven G. O'Keefe " Rectangular Patch with Parasitic Folded Dipoles: A Reconfigurable Antenna", Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2008. iWAT 2008. International Workshop on 4-6 March 2008 Page(s):251 – 254
- [19] Guterman, J.; Moreira, A.A.; Peixeiro, C.; Rahmat-Samii, Y." Reconfigurable E-shaped Patch Antenna", Antenna Technology, 2009. iWAT 2009. IEEE International Workshop on Volume , Issue , 2-4 March 2009 Page(s):1 – 4

نتیجه گیری و پیشنهادات:

در این سمینار محاسن و معایب سوئیچ میکروالکترومکانیکی به عنوان مهمترین المان میکروالکترومکانیکی مورد بررسی قرار گرفت. عمده مشکلات سوئیچ میکروالکترومکانیکی ولتاژ تحریک بالا، عدم تخمین عمر مفید، قیمت و بسته بندی خاص آنها می باشد.

از محاسن سوئیچ میکروالکترومکانیکی نیز ابعاد کوچک، سازگاری آنها با تکنولوژی CMOS، توان مصرفی کم، ایزولاسیون بالا و تلفات کم آنها می باشد.

روش های کاهش ولتاژ تحریک سوئیچ های میکروالکترومکانیکی بعنوان مهمترین عیب این سوئیچ ها پرداخته شد.

در ادامه به کاربرد سوئیچ های میکروالکترومکانیکی در ادوات مختلف فرکانس بالا همچون تغییر دهنده های فاز، سلف های با ضریب کیفیت بالا و آنتن های طرح پذیر اشاره شد.

از جمله مهمترین پیشنهادات برای ادامه کار می توان به موارد زیر اشاره کرد.

- بکارگیری الگوی برشی جدید بر روی پل های ساده فرکتالی
- بکارگیری نانو کامپوزیت ها بعنوان روکش یا حتی خود پل در سوئیچ های MEMS
- استفاده از عناصر ساده مداری و عناصر ساده مکانیکی برای مدلسازی سوئیچ های فرکتالی و الگوهای برشی جدید
- استفاده از الگوریتم های بهینه سازی نظیر الگوریتم ژنتیک یا روش بهینه سازی گروه ذرات برای ارتقای کارایی و بهبود پارامترهای مکانیکی و الکتریکی