



دانشکده مهندسی

طراحی بهینه و تحلیل خطا و نویز فاز شیفته دهنده فاز توزیعی MEMS برای باند فرکانسی Ku

نگارش:

داود ناصح

استاد راهنما:

دکتر خلیل مافی نژاد

پایان نامه جهت دریافت درجه کارشناسی ارشد

در رشته مهندسی برق-مخابرات میدان

شهریور ۱۳۸۹

چکیده:

شیفت دهنده های فاز مایکروویو از اجزای اصلی آنتن های آرایه فازی برای کاربردهای راه دور و راداری اند. در حال حاضر، شیفت دهنده های فاز با استفاده از مواد فریت، ترانزیستور اثر میدانی، دیود پین و MEMS ساخته می شوند. در این میان، سوئیچ های MEMS منجر به ساخت شیفت دهنده های فاز کم اتلاف در کلیه فرکانس ها، بخصوص از ۸ تا ۱۰۰ گیگاهرتز می گردند. همچنین، از آن جایی که سوئیچ های MEMS، خازن وضعیت-بالای خیلی کوچکی دارند، منجر به عملکرد باند وسیع تری نسبت به طراحی های با استفاده از ادوات حالت-جامد می گردند. شیفت دهنده های فاز MEMS همچنین منجر به کاهش چشمگیر مصرف توان DC در آرایه های فازی بزرگ، بخصوص در سیستم های فقط-گیرنده می شوند. در نهایت، شیفت دهنده های فاز MEMS می توانند مستقیماً با آنتن بر روی زیرلایه سرامیک، کوارتز یا تفلون ساخته شوند که در نتیجه منجر به آرایه های فازی ارزان می گردد.

در این پایان نامه، ابتدا کاربردهای متنوع شیفت دهنده های فاز مایکروویو بررسی شده و سپس بدقت، انواع توپولوژیهای تحقق شیفت دهنده های فاز با مثال بررسی گردیده است. همچنین، در هر مورد به مزایا، معایب و ترفندهای بهبود عملکرد از دیدگاههای مختلف پرداخته شده است. سپس، به دسته مهمی از شیفت دهنده های فاز، یعنی شیفت دهنده های فاز گسترده (توزیع شده)، که بدلیل پهن باند بودن از محبوبیت زیادی برخوردارند پرداخته ایم. آنگاه، هر دو نوع شیفت دهنده فاز آنالوگ و دیجیتال بررسی شده اند. قسمت اعظم تئوری کار را که در طراحی شیفت دهنده فاز بهینه خود بکار رفته است، با شبیه سازی و ترسیم، انجام داده شده است. همچنین، به تفحصی دقیق بر روی نویز شیفت دهنده های فاز پرداخته ایم. از آنجاییکه اثر نویز بصورت نویز فاز در مورد شیفت دهنده های فاز، حائز اهمیت است، انواع نویز فاز بسته به منشأ آن (حرارتی، شتاب، صوتی و منبع تغذیه) بدقت مورد بررسی قرار گرفته و برای محاسبه هر یک، روابطی ارائه گردیده است. در پایان، ابتدا به شبیه سازی توپولوژیهای مختلف پرداخته و یکی از سوئیچهای رایج MEMS با تلفات کم مورد بررسی قرار گرفته است. سپس، به طراحی شیفت دهنده فاز بهینه شده ۵ بیتی پهن باند با CPW بر روی زیرلایه کوارتز پرداخته، خطای فاز برای تمام حالت های فاز رسم شده و اثرات نویز فاز را بررسی کرده ایم. در نهایت، دو ایده جدید، یکی برای کاهش خطای فاز و دیگری بمنظور کاهش تعداد سوئیچهای MEMS که از اهمیت زیادی برخوردارند، مطرح و با شبیه سازی تأیید گردیده است.

فهرست مطالب

۱	فصل ۱: پیشگفتار
۱	۱-۱) شیفت دهنده های فاز
۴	۲-۱) نحوه نگارش رساله
۵	فصل ۲: کاربردها و انواع شیفت دهنده های فاز
۵	۱-۲) کاربردهای شیفت دهنده های فاز
۷	۲-۲) انواع شیفت دهنده های فاز
۷	۱-۲-۲) شیفت دهنده های فاز نوع انعکاسی
۸	۱-۲-۲-الف) تحقق N بیتی با سوئیچ های موازی
۹	۱-۲-۲-ب) تحقق N بیتی با سوئیچ های سری
۱۰	۱-۲-۲-ج) شیفت دهنده های فاز نوع انعکاسی ۱ بیتی/N بیتی
۱۲	۱-۲-۲-د) شیفت دهنده های فاز ورکتوری و بانک خازنی سوئیچ شده
۱۳	۲-۲-۲) شیفت دهنده های فاز خط سوئیچ شده
۱۴	۳-۲-۲) شیفت دهنده فاز بر پایه شبکه های سوئیچ شده
۱۸	۴-۲-۲) شیفت دهنده فاز بر اساس سوئیچ های ۱:N
۱۹	۵-۲-۲) شیفت دهنده های فاز خط بارشده
۲۵	۳-۲) خلاصه ای از شیفت دهنده های فاز MEMS ساخته شده تا کنون
۲۶	فصل ۳: شیفت دهنده های فاز گسترده
۲۶	۱-۳) مقدمه
۲۷	۲-۳) تحلیل خطوط انتقال گسترده MEMS:
۲۸	۱-۲-۳) اثر اندوکتانس بر روی فرکانس براگ
۲۹	۲-۲-۳) تلفات

۳۰	۳-۳) اندازه گیری های خط انتقال گسترده MEMS
۳۲	۳-۴) تحقق DMTL
۳۵	۳-۵) شیفت فاز DMTL
۳۶	۳-۶) طراحی خطوط انتقال گسترده بارشده خازنی
۳۷	۳-۶-۱) بهینه سازی
۴۰	۳-۶-۲) اثر خازن بارگذاری
۴۳	۳-۶-۳) اثر فرکانس براگ
۴۶	۳-۶-۴) مقیاس کردن برای فرکانسهای دیگر
۴۸	فصل ۴: تحلیل نویز در مدارهای شیفت دهنده فاز
۴۸	۴-۱) مروری بر نویز براونی
۵۰	۴-۲) تاثیر حفره های پل و اثر فرینگینگ بر روی خازنهای وضعیت بالا و پایین
۵۱	۴-۳) اثرات نویز براونی در سوئیچهای MEMS موازی
۵۳	۴-۳-۱) نویز فاز
۵۴	۴-۳-۲) نویز دامنه
۵۵	۴-۴) کاهش نویز فاز با استفاده از N سوئیچ موازی
۵۵	۴-۵) نویز فاز شیفت دهنده های فاز با سوئیچ های موازی
۵۷	۴-۶) شیفت دهنده فاز با ورکتورهای MEMS
۵۹	۴-۷) نویز فاز شیفت دهنده های فاز گسترده
۶۱	۴-۸) نویز براونی در سوئیچها و شیفت دهنده های فاز سری
۶۱	۴-۹) اثر نویز شتاب و نویز صوتی
۶۳	۴-۱۰) اثر نویز ولتاژ بایاس
۶۲	فصل ۵: طراحی، شبیه سازی، بهینه سازی و بررسی نویز و خطای فاز شیفت دهنده های فاز تک بیتی و ۵ بیتی

۶۵	(۱-۵) طراحی و شبیه سازی شیفت دهنده فاز خط سوئیچ شده نوع انعکاسی
۶۵	(۱-۱-۵) طراحی
۶۵	(۲-۱-۵) شبیه سازی با Agilent ADS
۶۸	(۲-۵) شیفت دهنده فاز پهن باند گسترده MEMS ۵ بیتی ۳۰ طبقه بهینه سازی شده با تلفات فوق العاده کم و دقت بالا
۶۸	(۱-۲-۵) مشخصات و پارامترهای طراحی
۶۹	(۲-۲-۵) نمای سه بعدی
۷۰	(۳-۲-۵) نمای لایه ها
۷۱	(۴-۲-۵) نمای پل به همراه خازن MIM
۷۲	(۵-۲-۵) شیفت فاز
۷۳	(۶-۲-۵) جدول شیفت فاز
۷۴	(۷-۲-۵) خطای فاز مطلق
۷۶	(۸-۲-۵) پارامترهای پراکندگی
۷۸	(۹-۲-۵) محاسبات نویز فاز
۸۰	فصل ۶: نتیجه گیری، مقایسه و پیشنهادات
۸۰	(۱-۶) نتیجه گیری و مقایسه
۸۱	(۲-۶) پیشنهادات
۸۲	مراجع

فصل ۱

پیشگفتار

(۱-۱) شیفت دهنده های فاز

شیفت دهنده های فاز میکروویو^۱ از اجزای اصلی آنتن های آرایه فازی^۲ برای کاربردهای راه دور و راداری اند. در حال حاضر با استفاده از مواد فریت^۳، سوئیچ های ترانزیستور اثر میدانی^۴، دیود پین^۵ و MEMS^۶ ساخته می شوند. شیفت دهنده های فاز فریت بازده خوبی داشته و قابلیت تحمل توان RF^۷ زیادی را دارند اما گرانبه است، نیاز به تنظیم دستی دارند و توان DC^۸ زیادی مصرف می کنند. شیفت دهنده های فاز حالت جامد^۹ راه حل مناسبی برای ساخت صفحه ای^{۱۰} در فرکانس های میکروویو می باشد و لذا در سیستم های آرایه فازی مدرن رایج شده اند. طراحی های براساس دیود پین، مصرف توان DC^{۱۱} بیشتری نسبت به شیفت دهنده های فاز براساس FET^{۱۲} دارند و اندازه بیشتری را بر روی تراشه اشغال می کنند (به دلیل طراحی پیچیده مدار درایور تغذیه دیود)، اما در عوض تلفات توان کمتری مخصوصا در فرکانس های موج میلیمتری دارند. مزیت دیگر طراحی با FET نسبت به دیود پین و فریت، امکان تحقق همزمان به همراه تقویت کننده ها و دیگر مدارها بر روی یک تراشه است که باعث کاهش چشمگیری در هزینه ساخت سیستم های آرایه فازی می گردد.

دو نوع طراحی پایه برای شیفت دهنده های فاز موجود است: نوع آنالوگ و نوع دیجیتال. شیفت دهنده های فاز آنالوگ، تغییر فاز پیوسته ای از ۰ تا ۳۶۰ درجه ایجاد می کنند و با استفاده از دیودهای ورکتور^{۱۳} ساخته می شوند. شیفت دهنده های فاز دیجیتال، مجموعه تاخیر فاز^{۱۴} هایی گسسته ایجاد می کنند و معمولا با استفاده از سوئیچ ها ساخته می شوند. مثلا شیفت دهنده های فاز ۳ بیتی با استفاده از شبکه های تاخیر ۱۸۰/۹۰/۴۵ درجه ساخته شده و می تواند با ترکیب مناسبی از بیت ها، شیفت های فاز ۰، ۴۵، ۹۰، ۱۳۵، ۱۸۰، ۲۲۵، ۲۷۰ و ۳۱۵ درجه ایجاد کند. دقت اسکن^{۱۵} و سطح گلبرگ های کناری^{۱۶} یک آنتن آرایه فازی، مستقیما به تعداد

^۱Microwave phase shifters

^۲Phased array antennas

^۳Ferrite

^۴FET=Field Effect Transistors

^۵PIN (=Positive Insulator Negative) diode

^۶MicroElectromechanical Systems

^۷Solid-State

^۸Planar

^۹Varactor diodes

^{۱۰}Phase delay

^{۱۱} Scanning

^{۱۲}Side-lobe level

تعداد بیت های بکار رفته بستگی دارد و اکثر سیستم ها به طراحی ۳بیتی یا ۴بیتی نیاز دارند، اما برخی سیستم های با حساسیت بالا ممکن است به شیفت دهنده های فاز ۵ یا ۶ بیتی احتیاج داشته باشند.

در جدول ۱-۱ مختصری از آخرین نتایج شیفت دهنده های فاز صفحه ای با استفاده از دیود پین و ترانزیستورهای اثرمیدانی گالیوم آرسناید^۱ (MESFET و HEMT) آورده شده است. عمدا شیفت دهنده های فاز فریت ذکر نشده اند، چرا که اهداف مشابهی ندارند (احتیاج به توان DC، طراحی های ارزان، عدم نیاز به تنظیم دستی و غیره). شیفت دهنده های فاز حالت-جامد کاملا پیشرفته اند و طراحی های ۵ و ۶ بیتی در بازه فرکانسی ۲۰-۵ گیگاهرتز با عملکرد عالی موجود است. هم دیود پین و هم ترانزیستور اثر میدانی، باند فرکانسی ۱ تا ۱۰۰ گیگاهرتز را پوشش می دهند، اگر چه از ۳۰ تا ۱۰۰ گیگاهرتز تلفات نسبتا زیادی (۷ تا ۱۰ دسیبل) دارند. زمان سوئیچینگ، بسته به توان RF و اندازه دیودهای پین و فت های استفاده شده، بین ۱ تا ۵۰ نانوثانیه خواهد بود.

مستقیما از جدول ۱-۱ به نقش سوئیچ های MEMS در طراحی شیفت دهنده های فاز پی می بریم. سوئیچ های MEMS منجر به ساخت شیفت دهنده های فاز کم اتلاف در کلیه فرکانس ها، بخصوص از ۸ تا ۱۰۰ گیگاهرتز می گردند. همچنین، از آن جایی که سوئیچ های MEMS خازن های وضعیت-بالای^۲ خیلی کوچکی دارند، منجر به عملکرد باند وسیع تری نسبت به طراحی های مشابه با استفاده از ادوات حالت-جامد می گردند. شیفت دهنده های فاز MEMS همچنین منجر به کاهش چشمگیر مصرف توان DC در آرایه های فازی بزرگ، بخصوص در سیستم های فقط-گیرنده می شوند. در نهایت، سوئیچ های MEMS می توانند مستقیما با آنتن بر روی زیرلایه سرامیک، کوارتز یا تفلون ساخته شوند که در نتیجه منجر به آرایه های فازی ارزان می گردد. تنها عیب در حال حاضر سوئیچ های MEMS زمان سوئیچینگ آن هاست. زمان سوئیچینگ سوئیچ های MEMS در مرتبه ۱ تا ۳۰ میکروثانیه است که کاربرد آن ها را محدود به آرایه های فازی نسبتا کند می کند.

¹Gallium-Arsenide

²Up-state capacitance

جدول ۱-۱ : خلاصه ای از نتایج آخرین شیفت دهنده های فاز صفحه ای

Reference	Frequency (GHz)	Device	Bits	Phase Error (Degrees)	Average Loss (dB)	Amplitude Variation (dB)	Substrate	Chip Area (mm square)	Design	Comments
Nakajima et al. [1]	1.5-1.6	FET	3	±10	1.7	±0.2	Ceramic	60*50	Reflection	-
Kato et al. [2]	L-band	FET	5	2.4 rms	8.2	±0.5	Glass epoxy	36*15	Switched filters	-
Andricos et al. [3]	5-6	FET	6	±5	8.7	-	GaAs	9.5*4	Loaded-Line +Reflection	Constant Phase
Murphy et al. [4]	6-18	PIN	6	3.5 rms	5.3	±0.3	GMIC	25*8.2	Loaded-Line +Reflection	Constant Phase
Wilson et al. [5]	8-12	PIN	4	-	4	±1	GaAs	3.7*2.3	Reflection	Linear Phase
Coats et al. [6]	7-12	PIN	5	-	4.7	±0.7	GaAs	6.6*3.8	Switched filters	Constant Phase
Boire and Marion [7]	6-18	FET	5	3 rms	13	0.4 rms	GaAs	4.2*3.8	Reflection +Switched filters	Constant Phase
Wallace et al. [8]	11.7-12.7	FET	4	±2	6	±0.3	GaAs	1.3*1	Switched filters	Constant Phase
Glance [9]	11.7-12.2	PIN	4	-	1.6	±0.2	Silica	50*20	Reflection	Constant Phase
Glance [10]	14-14.5	PIN	4	±6	1.4	±0.1	Silica	42.5*17	Reflection	Constant Phase
Chen et al. [11]	16-18	Diode varactor	Analog	-	4.2	±0.9	GaAs	2*6	Reflection	Constant Phase
Campbell and Brown [12]	17-21	FET	5	3 rms	5	±0.6	GaAs	1.7*0.75	Switched filters	Constant Phase
Schindler and Miller [13]	18-40	FET	3	10 rms	9	±1.0	GaAs	2.1*1.3	Switched filters	Constant Phase
Penn [14]	28-36	pHEMT	4	±10	8	±1.0	GaAs	3.1*1.3	Reflection/High-Low pass	Constant Phase
Teeter et al. [15]	30-36	PIN	3	±10	7	±1.0	GaAs	-	Switched filters	Constant Phase
Maruhashi et al. [16]	33-36	FET	4	3.3 rms	15	0.9 rms	GaAs	2.5*2.2	Switched filters	Constant Phase
Takasu et al. [17]	34-36	PIN	3	9.5 rms	3.8	±1.0	GaAs	3.5*2.5	Loaded-Line +Reflection	Constant Phase
Aust et al. [18]	43-45	FET	3	<7	7.5	±0.5	GaAs	2.8*2.0	Switched-line	Linear Phase
Dunn et al. [19]	42-46	FET	4	3.3	10.5	±1.0	GaAs	2.5*1.3	Switched-line	Linear Phase
Jacomb-Hood et al. [20]	61-64	PIN	3	5.2 rms	8.8	±1.8	GaAs	3.2*1.9	Reflection	Linear Phase
Weinreb et al. [21]	75-110	Diode varactor	Analog	-	8.7	±2.5	GaAs	2*0.9	Reflection	Constant Phase
Zuefle et al. [22]	92-96	FET	4	2.1 rms	12.4	±0.8	GaAs	2.5*1	Loaded-Line	Constant Phase

۱-۲) نحوه نگارش پایان نامه

نحوه نگارش این پایان نامه به این ترتیب است که در فصل ۲، ابتدا کاربردهای متنوع شیفت دهنده های فاز مایکروویو بررسی شده و سپس بدقت، انواع توپولوژیهای تحقق شیفت دهنده های فاز با مثال بررسی گردیده است. همچنین، در هر مورد به مزایا، معایب و ترندهای بهبود عملکرد از دیدگاههای مختلف پرداخته شده است. در فصل ۳، به دسته مهمی از شیفت دهنده های فاز، یعنی شیفت دهنده های فاز گسترده (توزیع شده^۱)، که به دلیل پهن باند بودن، بسیار مورد استفاده قرار می گیرند پرداخته ایم. در این فصل هر دو نوع شیفت دهنده فاز آنالوگ و دیجیتال بررسی شده اند. قسمت اعظم تئوری کار را که در طراحی شیفت دهنده فاز بهینه فصل ۵ بکار گرفته ایم، در این فصل با شبیه سازی و ترسیم، انجام داده ایم. در فصل ۴، به تفحصی دقیق بر روی نویز شیفت دهنده های فاز پرداخته ایم. از آنجاییکه اثر نویز بصورت نویز فاز در مورد شیفت دهنده های فاز، حائز اهمیت است، انواع نویز فاز بسته به منشاء آن (حرارتی، فشار، صوتی و منبع تغذیه) بدقت مورد بررسی قرار گرفته و برای محاسبه هر یک، روابطی ارائه گردیده است. در فصل ۶، ابتدا به شبیه سازی ساختارهای ذکر شده در فصل ۲ پرداخته و یکی از سوئیچهای رایج MEMS با تلفات کم مورد بررسی قرار گرفته است. سپس، به طراحی شیفت دهنده فاز ۵ بیتی پهن باند پرداخته، خطای فاز برای تمام حالت های فاز رسم شده و اثرات نویز فاز را بررسی کرده ایم. در انتهای فصل، دو ایده جدید، یکی برای کاهش خطای فاز و دیگری بمنظور کاهش تعداد سوئیچهای MEMS که از اهمیت زیادی برخوردارند، مطرح و با شبیه سازی تائید گردیده است. نهایتاً در فصل ۶، به نتیجه گیری و مقایسه طرح های ارائه شده با مقالات اخیر پرداخته شده است، و در انتها، پیشنهاداتی برای ادامه کار مطرح گردیده است.

¹ Distributed

فصل ۲

کاربردها و انواع شیفت دهنده های فاز

۱-۲) کاربردهای شیفت دهنده های فاز

اساسی ترین کاربرد شیفت دهنده های فاز، در آرایه های آنتن فازی است. آنتن های آرایه فازی، قابلیت جهت دهی پترن تشعشعی بصورت الکتریکی^۱ دارند، به این معنا که آنتن از لحاظ فیزیکی ثابت است. مخصوصا این آنتن ها بسیاری از مشکلات سیستم های راداری را مرتفع ساخته اند. با استفاده از آن ها می توان آنتنی که بر روی سکوی متحرکی نصب شده است را بر روی ماهواره قفل کرد. یکی از معروف ترین کاربردهای آنتن های آرایه فازی، در سیستم ضد موشکی پاتریوت^۲ در شکل ۱-۲ نشان داده شده است.

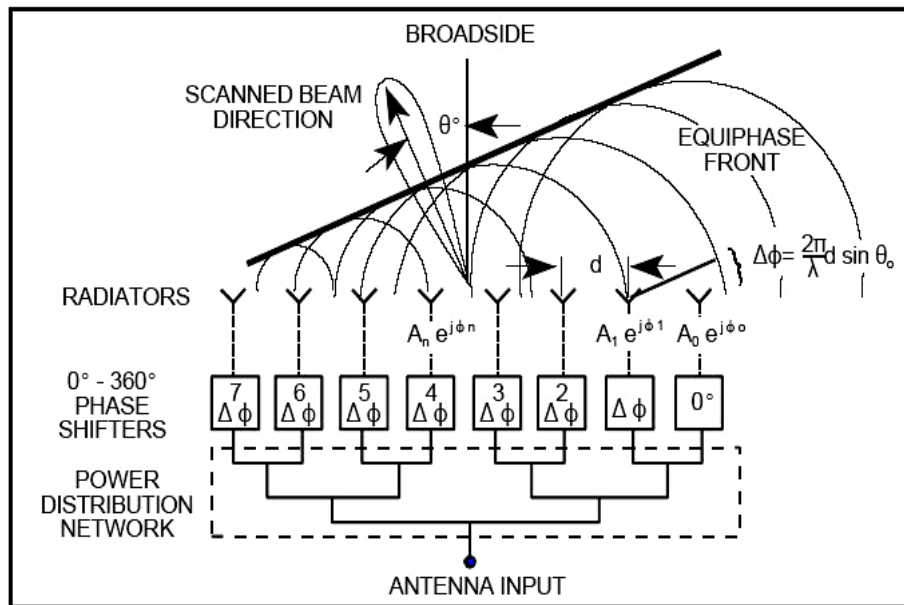


شکل ۱-۲: نمایی از آرایه فازی پاتریوت

¹Electrically steerable

²PATRIOT = Phased Array Track to Intercept Of Target

همچنین همانطور که از شکل ۲-۲ مشخص است، روش کار این نوع آرایه‌ها بر این اساس است که می‌توان نمودار تشعشعی^۱ تک تک آنتن‌ها را با تغییر فاز سیگنال تغذیه^۲ آن‌ها کنترل کرد. طبق اصل ضرب پرتو^۳ می‌توان جهت گلبرگ اصلی^۴ و نمودار تشعشعی آرایه کلی را با تغییر تدریجی فاز از آنتنی به آنتن مجاور آن در آرایه کنترل نمود. برای اطلاعات بیشتر در این مورد می‌توان به مرجع [۲۳] مراجعه کرد.



شکل ۲-۲: شکل دهی طرح تشعشعی آنتن آرایه فازی

دو خواسته از شیفت دهنده‌های فاز انتظار می‌رود: (۱) فاز ثابت بر حسب فرکانس و (۲) فاز خطی نسبت به فرکانس. طراحی‌های فاز-ثابت برای پردازش سیگنال در کاربردهای راداری، سیستم‌ها و ادوات مخابرات پهن باند^۵ (مانند مخلوط کننده‌های SSB، تقویت کننده‌های متوازن^۶ و غیره) و سیستم‌های ابزار دقیق^۷ استفاده می‌شوند، و به بهترین نحو توسط تکنیک‌های خط بار شده^۸ شده^۸ یا شبکه‌های سوئیچ شده^۹ ساخته می‌شوند. طراحی‌های فاز-خطی غالباً در آرایه‌های فاز با تاخیر زمانی واقعی^{۱۰}، مخصوصاً

^۱Radiation Pattern

^۲Feed

^۳Pattern multiplication principle

^۴Main-lobe

^۵Wide-band communication devices

^۶Balanced amplifiers

^۷High-precision instrumentation systems

^۸Loaded-line

^۹Switched networks

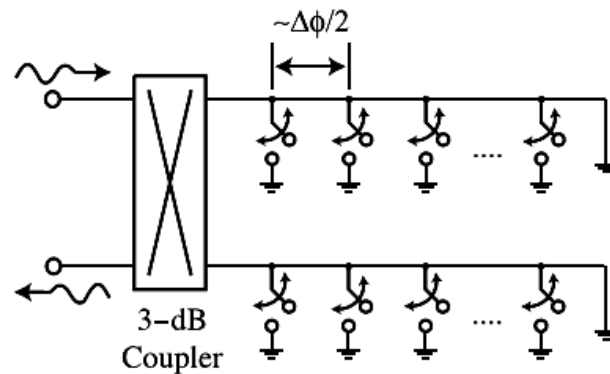
^{۱۰}True-Time Delay=TTD

مخصوصاً آنهایی که پهنای باند زیادی را پوشش می دهند استفاده می شوند، و به سادگی با استفاده از خطوط تاخیر سوئیچ شده^۱ ساخته می شوند.

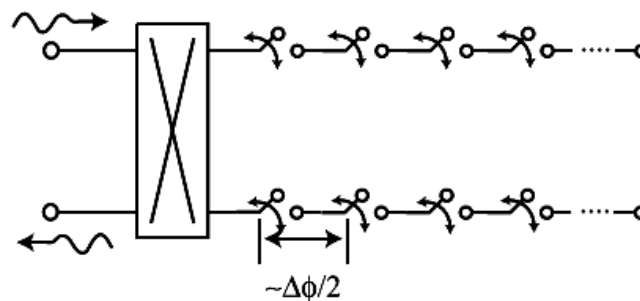
۲-۲) انواع شیفت دهنده های فاز

۲-۲-۱) شیفت دهنده های فاز نوع انعکاسی^۲

یک شیفت دهنده فاز N بیتی خط انعکاسی، با توالی سوئیچ های سری یا موازی MEMS بر روی یک خط انتقال مطابق شکل ۲-۳ ایجاد می گردد. طراحی خط انعکاسی، منجر به تاخیر فاز دو برابر، در مقایسه با یک طراحی استاندارد می گردد. بنابراین، فاصله بین سوئیچ ها نصف دقت کم ارزش ترین بیت است.



(الف)



شکل ۲-۳: شیفت دهنده فاز N -بیتی خط انعکاسی با استفاده از سوئیچ های (الف) موازی و (ب) سری

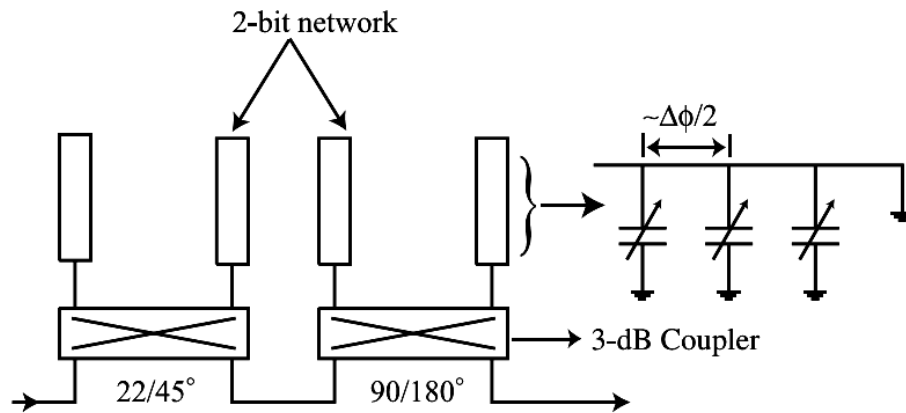
یک کوپلر ۳ دسی بل در شیفت دهنده فاز خط انعکاسی می تواند آن را به طراحی نوع انتقالی مبدل سازد. پهنای باند (که بر اساس دو معیار ضریب بازتاب و شیفت فاز نسبت به فرکانس تعریف می گردد) برای این نوع شیفت دهنده فاز N بیتی بطور قابل ملاحظه

^۱Switched delay lines

^۲Reflection-type phase shifters

ای از پهناى باند یک کوپلر استاندارد ۵۰ اهمی کمتر است و بستگی به تاخیر فاز دارد. دلیل آن است که کوپلر برای هر بیت فاز به راکتانس متفاوتی ختم شده است. معمولاً از کوپلر لانج^۱ استفاده می‌گردد، چرا که پهناى باند نسبتاً زیادی دارد (۱۵٪) و فضای کمی را بر روی ویفر اشغال می‌کند.

شیفت دهنده‌های فاز خط انعکاسی ۲ بیتی تا فرکانس‌های بالای ۴۰ گیگاهرتز و ۴ بیتی برای فرکانس‌های باند X بر روی زیرلایه سیلیکون و یا گالیوم آرسناید قابل تحقق اند [۲۴]. حتی اگر از زیر لایه‌های با ضریب دی الکتریک کمتر استفاده کنیم می‌توانیم شیفت دهنده فاز ۴ بیتی برای فرکانس‌های بالاتر از ۳۰ گیگاهرتز طراحی کنیم. همچنین، می‌توان طراحی‌های ۴ بیتی را به ۲ شیفت دهنده فاز ۲ بیتی سری تجزیه کرد (شکل ۲-۴). این عمل به ما امکان می‌دهد که هر کدام از شیفت دهنده‌های فاز را با سوئیچ‌های سری یا موازی بهینه کنیم. اثر خازن سوئیچ بر روی ضریب بازتاب را در ادامه مطلب توضیح خواهیم داد. خواهیم دید که بایستی طراحی را با استفاده از برنامه تحلیل مدارهای میکروویو، بهینه‌سازیم تا به شیفت فاز دقیقی دست یابیم.



شکل ۲-۴: شیفت دهنده فاز خط انعکاسی ۴-بیتی سنتز شده با دو شیفت دهنده فاز خط انعکاسی ۲-بیتی

۲-۲-۱-الف) تحقق N بیتی با سوئیچ‌های موازی

خازن وضعیت-بالای سوئیچ موازی بایستی منجر به ضریب بازتاب^۲ بسیار کمی گردد ($S_{11} \leq -20 \text{ dB}$) که عملکرد شیفت دهنده فاز را تحت تاثیر قرار ندهد. خازن وضعیت-پایین^۳ بایستی به اندازه کافی بزرگ باشد تا منجر به ضریب بازتاب بالایی گردد، و نوعاً به مقادیر ۳ تا ۵ پیکوفاراد و ۱ تا ۲ پیکوفاراد به ترتیب در فرکانس‌های ۱۰ گیگاهرتز و ۳۰ گیگاهرتز نیاز داریم. سوئیچ‌های موازی نیاز به اتصال صفحه زمین دارند که با استفاده از تکنیک‌های اتصال کوتاه پهن باند (مثلاً استفاده از شاخک شعاعی^۴) یا از طریق حفره^۵ محقق می‌گردد.

^۱Lange coupler

^۲Reflection coefficient

^۳Down-state capacitance

^۴Radial Stub

^۵Via-hole

اولا، برای طراحی شیفت‌دهنده فاز N بیتی، بایستی شیفت فاز سوئیچ موازی MEMS در وضعیت-بالا در نظر گرفته شود. بخصوص این مسئله در شیفت‌دهنده‌های فاز ۳ بیتی و ۴ بیتی مهم است، چرا که تاخیر نموی بین سوئیچ‌های MEMS کوچک است (به ترتیب ۲۲/۵ درجه و ۱۱/۲۵ درجه). خازن وضعیت-بالایی که منجر به تاخیر فاز می‌گردد توسط رابطه زیر داده می‌شود:

$$\varphi_{\text{shunt}} = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega C_u Z_0}{2}\right) \cong -\frac{\omega C_u Z_0}{2} \quad \left(\frac{\omega C_u Z_0}{2} \ll 1\right) \quad (1-2)$$

که در آن Z_0 امپدانس مشخصه خط انتقال است. مقدار نوعی خازن وضعیت-بالا (C_u) در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز برای تاخیر فاز ۵ درجه برابر ۶۰ فمتوفاراد است. عرض این سوئیچ در حدود ۱۴۰ میکرون است که بر روی زیرلایه سیلیکن/گالیم ارسناید منجر به تاخیر فاز اضافی خط انتقالی برابر ۵ درجه می‌گردد. در نتیجه کل تاخیر ناشی از سوئیچ MEMS در وضعیت-بالا ۵ درجه است. این سوئیچ می‌تواند در شیفت‌دهنده فاز ۲ بیتی با تاخیر خط انتقال ۳۵ درجه بین سوئیچ‌های MEMS و ۱۰ درجه برای هر سوئیچ MEMS بکار رود.

ثانیا، فاز ضریب بازتاب در وضعیت-پایین بستگی به خازن سوئیچ (و در نتیجه ایزولاسیون آن) دارد. در حالت کلی فاز بازتاب سوئیچ موازی بصورت زیر است:

$$\varphi_{\text{shunt}} = 180^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{2}{\omega C_d Z_0}\right) \cong \pi + \frac{2}{\omega C_d Z_0} \quad (\omega C_d Z_0 \gg 2) \quad (2-2)$$

مثلا برای خازن وضعیت-پایین (C_d) ۴ پیکوفاراد، در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز، فاز بازتاب ۱۸۹ درجه خواهد بود. این تاخیر فاز در همه بیت‌ها بجز بیت آخر که از طریق حفره زمین شده است وجود دارد. اتصال کوتاه معمولا سلفی است با اندوکتانس ۵۰ تا ۱۰۰ پیکوهانری و در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز فاز بازتاب ۱۶۶ تا ۱۷۳ درجه ایجاد می‌کند. بنابراین، بایستی یک خط انتقال اضافی ۸ تا ۱۱.۵ درجه برای جبران اختلاف فاز بین سوئیچ MEMS و حفره، در آخرین بیت در نظر گرفت.

همچنین، تاخیر فاز سوئیچ موازی MEMS در وضعیت-بالا متناسب با فاصله بین صفحات مرجع است. هرچند که اگر سوئیچ در وضعیت-پایین باشد، دو برابر فاصله بین صفحات مرجع در فاز بازتاب سهمیم است. این موجب خطای فاز در حدود ۲ تا ۳ درجه بر هر سوئیچ در فرکانس ۱۰ تا ۳۰ گیگاهرتز با زیرلایه سیلیکن می‌گردد. بنابراین، نتیجه می‌گیریم که اگر شیفت‌دهنده فاز ۳ بیتی یا ۴ بیتی نیاز داریم، طراحی دقیق و بهینه‌سازی برای رسیدن به دقت ۵ درجه (بر روی زیرلایه سیلیکن یا گالیم ارسناید) ضروری است.

۲-۲-۱-ب) تحقق N بیتی با سوئیچ‌های سری

در تحقق سری، تاخیرهای متفاوت سوئیچ در وضعیت‌های بالا و پایین باید محاسبه گردد. فاز بازتاب در اثر خازن وضعیت-بالا برابر است با

$$\varphi_{\text{series}} = \tan^{-1}(-2\omega C_u Z_0) \cong -2\omega C_u Z_0 \quad (-2\omega C_u Z_0 \ll 1) \quad (3-2)$$

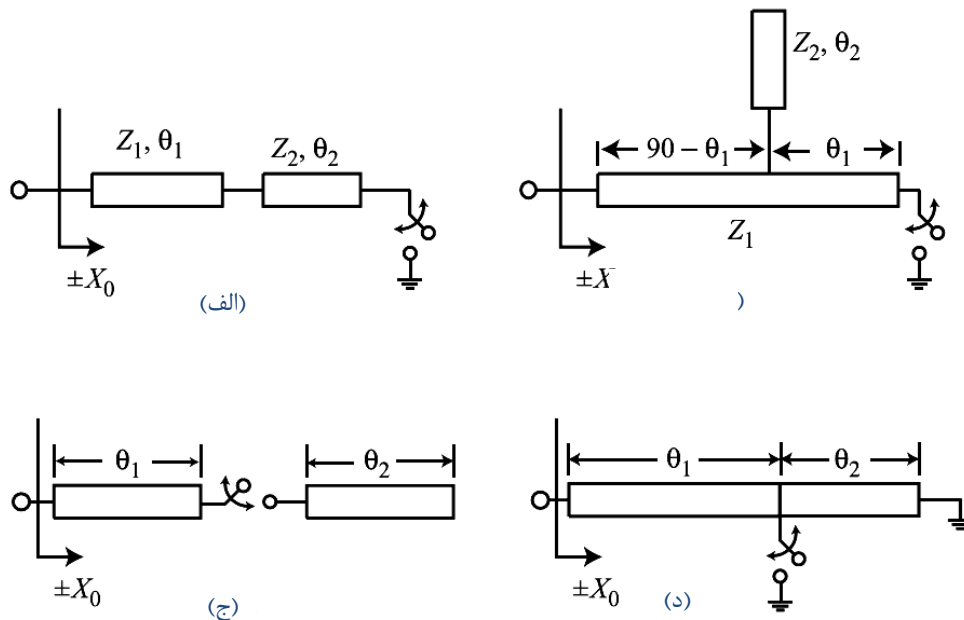
برای خازن وضعیت-بالای ۳۰ پیکوفاراد، فاز بازتاب به ترتیب در فرکانس های ۱۰ و ۳۰ گیگاهرتز برابر با ۱- و ۳- درجه است. صفحه مرجع این ضریب در انتهای آزاد خط انتقال است.

تاخیر سوئیچ سری در وضعیت-پایین تقریباً مساوی با تاخیر خط انتقال بین سرهای آزاد اهرم^۱ MEMS است. برای یک سوئیچ به طول ۱۰۰ میکرون (تا صفحات مرجع)، بر روی زیرلایه سیلیکن/گالیم آرسناید در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز، تاخیر برابر با ۳ درجه است. این سوئیچ برای طراحی های ۲ تا ۴ بیتی در باند فرکانسی X عالی است. مدار باز انتهای شیفت دهنده خط انعکاسی، همچون خازن عمل کرده و بسته به فرکانس، فاز بازتاب ۵- تا ۱۵- درجه دارد. دوباره، اختلاف فاز بین سوئیچ MEMS و مدار باز بایستی لحاظ گردد و بیت آخر بایستی باندازه ۳ تا ۷ درجه کوتاه شود.

تحقق سری به هیچ صفحه زمینی احتیاج ندارد. در عوض، یک سوئیچ سری تماس DC معمولی، بسته به مقاومت تماس^۲ فلز با فلز، دارای تلفات ۱/۰ تا ۲/۰ دسیبل است، بنابراین تحقق سوئیچ خازنی منجر به تلفات کمتری در باند فرکانسی X می گردد.

۲-۲-۱-ج) شیفت دهنده های فاز نوع انعکاسی ۱ بیتی / N بیتی

طراحی یک بیتی می تواند با استفاده از سوئیچ MEMS و یک شبکه تبدیل امپدانس مطابق شکل ۲-۵ تحقق پذیرد. عموماً شبکه های تبدیل امپدانس به منظور ایجاد راکتانس های مزدوج مختلط^۳ برای ۲ وضعیت سوئیچ طراحی می گردند و منجر به تلفات برابر برای هر دو وضعیت فاز (۰ و $\Delta\phi$) می شوند.



شکل ۲-۵: برخی شبکه ها که برای دو حالت سوئیچینگ، منجر به امپدانس های مزدوج مختلط می گردد.

¹Cantilever

² Contact resistance

³Complex-conjugate

امپدانس متشکل از مقاومت R و راکتانس X در نظر بگیرید. ضریب بازتاب برابر است با

$$S_{11} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(R - Z_0) \pm jX}{(R + Z_0) \pm jX}$$

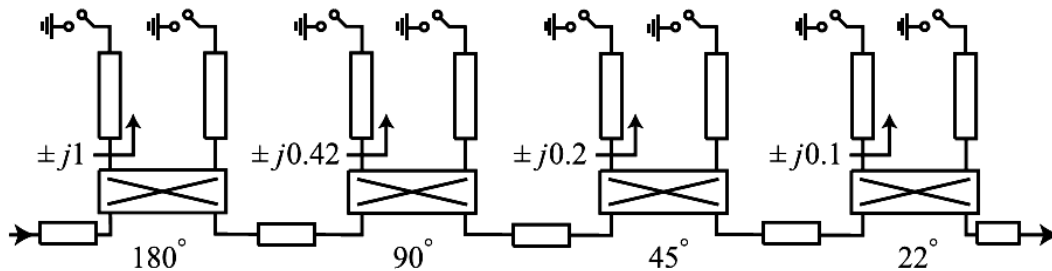
$$\Rightarrow \begin{cases} |S_{11}| = \sqrt{\frac{(R - Z_0)^2 + X^2}{(R + Z_0)^2 + X^2}} \\ \varphi = \pm \tan^{-1}\left(\frac{X}{R - Z_0}\right) \mp \tan^{-1}\left(\frac{X}{R + Z_0}\right) \end{cases} \quad (4-2)$$

همانطور که ملاحظه می شود برای ثابت ماندن تلفات انعکاسی باید راکتانس بین دو مقدار مزدوج مختلط $\pm jX$ سوئیچ شود. تحلیل مشابهی برای یک بار راکتیو $\pm jX$ که به خط انتقال تلفاتی وصل شده است انجام گرفته و نشان می دهد کمترین تغییرات در دامنه ضریب بازتاب وقتی رخ می دهد که X بین دو راکتانس مزدوج سوئیچ کند [مراجع ۲۵ و ۲۶].

در نتیجه اختلاف فاز مربوط به دو وضعیت با فرض $Z = \pm jX_0$ برابر است با

$$\Delta\varphi = 4 \tan^{-1}\left(\frac{X_0}{Z_0}\right) \quad (5-2)$$

و برای اختلاف فاز ۲۲/۵، ۴۵، ۹۰ و ۱۸۰ درجه به ترتیب مقدار $\frac{X_0}{Z_0}$ برابر با ۱/۰، ۲/۰، ۰.۴۲ و ۱ خواهد بود. شبکه های تبدیل امپدانس زیادی وجود دارند که منجر به شیفت فاز ۲۲/۵ درجه تا ۱۸۰ درجه شوند که می توان آن ها را در مراجع ۲۵ تا ۲۷ یافت. اکثر آن ها بر پایه یک خط طول موج $(\lambda/4)$ است که یا به یک شاخک یا به یک قطعه دیگر با امپدانس متفاوت وصل شده است. معمولا شبکه تبدیل امپدانس برای وضعیت باز سوئیچ منجر به $-X_0$ و برای وضعیت بسته سوئیچ منجر به X_0 می گردد. دو راکتانس همدیگر را با فرکانس تعقیب می کنند که این موجب شیفت فاز ثابت بر روی ۵٪ تا ۱۵٪ پهنای باند (بسته به طراحی) می شود [۲۶]. همین که شیفت دهنده های فاز تک بیتی با موفقیت طراحی گردیدند، یک شیفت دهنده فاز N بیتی می تواند با استفاده از مجموعه ای از کوپلرهای ۳ دسیبل که بطور سری با طراحی های تک بیتی به همدیگر وصل شده اند محقق گردد (شکل ۲-۶). معمولا، برای کاهش اثر بارگذاری راکتیو بر روی کوپلرها، شبکه های تطبیق کوچکی بین بیت های متفاوت قرار می گیرد. سپس کل شیفت دهنده فاز N بیتی با استفاده از نرم افزارهای مدارهای میکروویو بهینه سازی می گردد.



شکل ۲-۶: شیفت دهنده فاز ۴-بیتی با تلفات ثابت با استفاده از چهار شیفت دهنده فاز خط انعکاسی ۱-بیتی با امپدانس های مزدوج مختلط

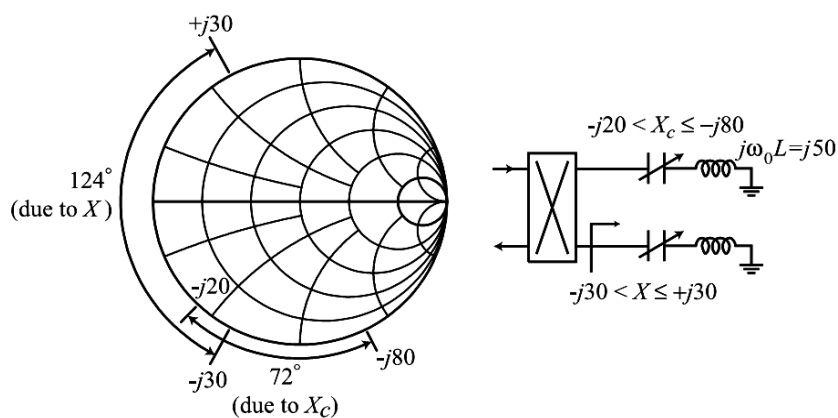
با استفاده از دیودهای پین و این تکنیک، شیفت دهنده فاز ۴ بیتی بوسیله Glance [مراجع ۹ و ۱۰] ساخته شده که عملکرد خوبی را بر روی زیرلایه سیلیکا از خود نشان داده و به اتلاف (-1.4 ± 0.1) dB در فرکانس ۱۴ تا $14/5$ گیگاهرتز با استفاده از جریان بایاس $5/2$ میلی آمپر بر هر دیود دست یافته است. قابل توجه است که اتلاف در هر ۱۶ حالت فاز در حد ± 0.1 dB ثابت باقی مانده است.

۲-۲-۱-د) شیفت دهنده های فاز ورکتوری و بانک خازنی سوئیچ شده^۱

شیفت دهنده های فاز آنالوگ بارشده با ورکتور یکی دیگر از طراحی های استاندارد در فرکانس های میکروویو و میلیمتری می باشد. طراحی بر اساس کوپلر ۳ دسیبل و شیفت دهنده فاز نوع انعکاسی است. فاز بازتاب در اثر بار خازنی برابر است با

$$\varphi = \pi + 2 \tan^{-1} \left(\frac{|X_c|}{Z_0} \right) \quad (X_c \leq 0) \quad (6-2)$$

که در آن $Z_c = -j/(\omega_0 C)$ ظرفیت خازنی دیود و ω_0 فرکانس طراحی است. ظرفیت خازنی برای دیود ورکتور گالیم ارسناید با ولتاژ بایاس $+5/0$ تا -15 ولت بطور نوعی برابر با $1:4-5$ است. مقدار خازن بایاس-صفر (C_{max}) به گونه ای انتخاب می شود که در فرکانس طراحی داشته باشیم $Z_c = -j20 \Omega$. برای تغییرات خازنی $4:1$ ، X_c بین $-j20 \Omega$ و $-j80 \Omega$ تغییر کرده و منجر به شیفت فاز 72° درجه می گردد. پهنای باند توسط کوپلر ۳ دسیبل تا حدود 15% محدود می گردد که این در اثر بارگذاری راکتیو در پورت های خروجی کوپلر است [۲۵].



شکل ۲-۷: مکان ضریب بازتاب شیفت دهنده فاز با تنظیم سلفی^۲ و بدون آن (تمامی اعداد بر حسب Ω اند)

می توان شیفت فاز را با قرار دادن یک سلف سری با دیود ورکتور افزایش داد. مقدار اندوکتانس به گونه ای انتخاب می گردد که با مقدار میانگین ظرفیت خازنی ورکتور تشدید کند و این موجب بیشترین پوشش زاویه ای فاز بازتاب^۳ می گردد (شکل ۲-۷). برای مثال فوق، اگر سلف با $Z_L = +j50 \Omega$ به صورت سری با ورکتور قرار گیرد، کل راکتانس از $X = -j30 \Omega$ تا $X = +j30 \Omega$ تغییر می کند که موجب شیفت فاز 124° درجه می گردد. این مقدار اندوکتانس با استفاده از یک خط انتقال امپدانس

¹Switched capacitor bank

²Inductive tuning

³Reflection phase

بالای اتصال کوتاه شده محقق می گردد و در نهایت، بهینه سازی کامپیوتری برای دستیابی به بیشترین پهنای باند پاسخ ممکن (با لحاظ کردن اثرات کوپلر) انجام می گیرد.

شیفت دهنده های فاز ورکتوری با نسبت خازنی ۱: ۵-۴ منجر به ایجاد ۱۰۰ تا ۱۴۰ درجه شیفت فاز می گردند و ۳ واحد شیفت دهنده فاز که با هم سری شده باشند، ۳۶۰ تا ۴۰۰ درجه شیفت فاز خواهند شد. تلفات گزارش شده با استفاده از دیودهای گالیم ارسناید برابر $(2.5 \pm 1) \text{ dB}$ در باند X ، $(4.3 \pm 1.2) \text{ dB}$ در ۱۷ گیگاهرتز [۱۱] و $(8.7 \pm 2.5) \text{ dB}$ در ۹۴ گیگاهرتز [۲۱] است. اکثر تلفات به دلیل مقاومت سری دیودهای ورکتور است.

به منظور دستیابی به شیفت دهنده فاز با تلفات تعبیه^۱ کم می توان از ورکتور MEMS با ضریب کیفیت بالا^۲ به جای دیود گالیم ارسناید بهره جست. ورکتورهای MEMS تحریک شده الکتروستاتیکی^۳ با دو یا سه لایه، دارای رنج خازنی ۱: ۱/۵-۱/۳ و ۲/۲-۲/۱ هستند [مراجع ۲۷ تا ۲۹]. ورکتورهای میان انگشتی^۴ با نسبت خازنی ۱: ۵-۳ ساخته شده و با بکارگیری آن ها شیفت فاز ۱۴۰ درجه کسب گردیده است [۳۰ و ۳۱]. این ورکتورها به دلیل اندازه بزرگ و فرکانس تشدید پایین، فقط برای کاربردهای ۱/۰ تا ۶ گیگاهرتز مناسب اند. می توان از ورکتورهای MEMS پلی سیلیکونی^۵ تحریک شده گرمایی^۶ یا راه اندازی میل لنگی^۷ با نسبت های خازنی بزرگ استفاده کرد، اما بایستی توجه داشت که این نوع ورکتورها زمان پاسخ کندی دارند (۱۰۰ تا ۱۰۰۰ میکروثانیه) و برای اکثر کاربردها نامناسب اند [۳۲]. روش دیگر استفاده از بانک سوئیچ شده خازنی MEMS است [۳۳]. این خازن ها برای فرکانس های بیش از ۶ گیگاهرتز با نسبت خازنی ۱: ۶-۵/۱ معرفی گردیده اند، اما به دلیل طول های خط انتقالی که در آن ها بکار رفته است عملکرد مناسبی در فرکانس های بالاتر از باند X نخواهند داشت.

۲-۲-۲) شیفت دهنده های فاز خط سوئیچ شده^۸

یکی از ساده ترین راههای ساخت یک شیفت دهنده فاز دیجیتال استفاده از تکنیک خط تاخیر سوئیچ شده است (شکل ۲-۸). در این روش، ابتدا هر بیت تاخیر را ایجاد می کنیم و شیفت دهنده فاز N بیتی از توالی چندین بیت با مقدار متفاوت شکل می گیرد. تاخیر فاز با سوئیچینگ بین تعداد لازم از بیت ها ایجاد می گردد. مثلا اگر شیفت فاز ۹۰ درجه نیاز است، فقط بیت شماره ۲ به مدار سوئیچ می گردد و اگر شیفت فاز ۲۲۵ درجه لازم است، آنگاه بیت های شماره ۱ و ۳ استفاده می شوند. همانطور که از هر تکنیک خط انتقال تاخیری با پاشندگی کم انتظار می رود، شیفت فاز بطور خطی با فرکانس افزایش می یابد.

¹Insertion loss

²High-Q

³Electrically actuated

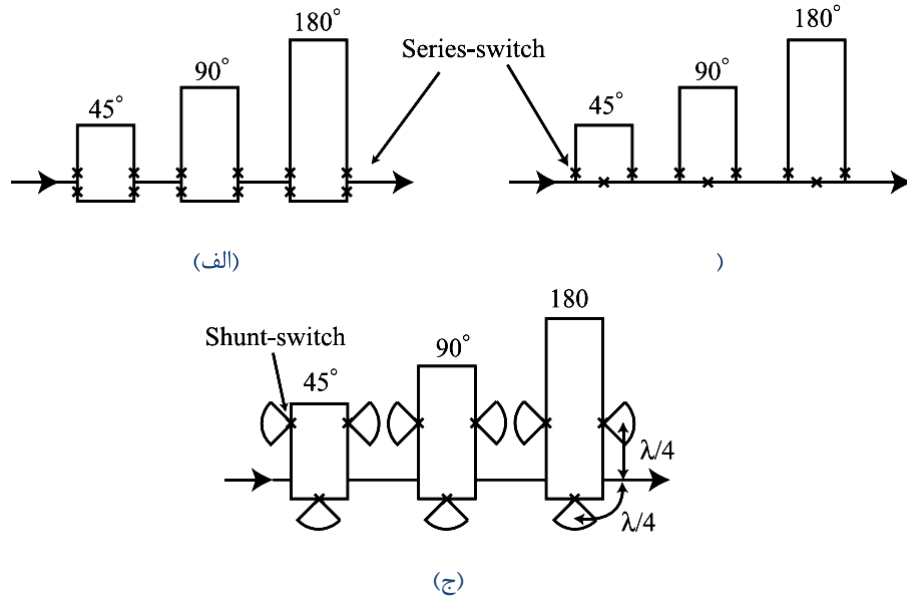
⁴Interdigital

⁵Polysilicon

⁶Thermally actuated

⁷Crank-driven

⁸Switched-line phase shifters



شکل ۲-۸: شیفت دهنده های فاز خط سوئیچ شده با استفاده از (الف و ب) سوئیچ های سری و (ج) سوئیچ های موازی. شاخک های شعاعی، فقط در طراحی میکرواستریپی بکار می رود.

شیفت دهنده های فاز خط سوئیچ شده را می توان با استفاده از سوئیچ های SPDT^۱ سری یا موازی ساخت. طراحی سوئیچ سری همچنین می تواند با استفاده از سه سوئیچ برای هر بیت انجام گیرد، چرا که سوئیچ های MEMS ایزولاسیون بالایی دارند (شکل ۲-۸-ب). طراحی سری سوئیچ MEMS به دلیل ایزولاسیون بالای آن ($C_{il} = 2 - 4 fF$) از خود، تشدید S_{21} نشان نمی دهد (چیزی که در ساخت سوئیچ های پین و فت رایج است)، که این به نوبه خود موجب پهنای باند زیادی (از DC تا ۵۰ گیگاهرتز) می گردد (البته به شرط آن که سوئیچ ها نزدیک به اتصال T^۲ قرار گیرند). معمولا از یک خط انتقال کوتاه با امپدانس بالا برای جبران شاخک کوتاه راکتیو^۳ ناشی از قطعه سوئیچ نشده بیت تاخیر استفاده می شود. از طرف دیگر، طراحی سوئیچ موازی ریزنوار^۴ یا موجبر هم صفحه^۵ به دلیل پهنای باند ۲۰٪ ای اتصال T مربوط به SPDT محدود است. شیفت دهنده های فاز خط سوئیچ شده فضای نسبتا زیادی اشغال می کنند، اما طراحی و ساخت آن ها آسان است. عموما و بخصوص برای طراحی های باند Ka، بایستی با استفاده از مدل سازی الکترومغناطیسی به بهینه سازی طولهای تاخیر، اتصال T و خازن های سوئیچ برای دستیابی به شیفت فاز دقیق بر هر بیت پرداخت.

۲-۲-۳) شیفت دهنده فاز بر پایه شبکه های سوئیچ شده

یکی از رایج ترین شیفت دهنده های فاز، طراحی شبکه سوئیچ شده است. در این روش، سیگنال ورودی به یکی از دو شبکه ۱ یا ۲، با تلفات تعبیه کم و فابل اغماض و تاخیر فازهای φ_1 و φ_2 داده می شود. اختلاف فاز $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ می تواند برای پاسخ

^۱Single-pole Double-throw

^۲T-junction

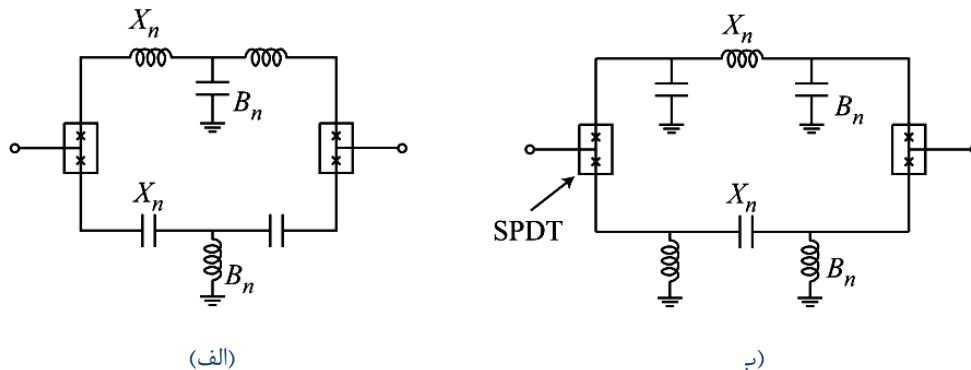
^۳Short reactive stub

^۴Microstrip

^۵CPW=CoPlanar Waveguide

فرکانسی خطی نسبت به فرکانس، ثابت نسبت به فرکانس یا هر آنچه در کاربرد مورد نیاز است طراحی شود. شیفت دهنده فاز خط سوئیچ شده، حالت خاصی از طراحی شبکه سوئیچ شده است که فاز با فرکانس بصورت خطی تغییر می کند.

یک نوع بسیار رایج شیفت دهنده فاز شبکه سوئیچ شده، ساختار فیلتر پایین گذر/بالاگذر^۱ است که در شکل ۲-۹ نشان داده شده است. فیلتر پایین گذر منجر به تاخیر فاز و فیلتر بالاگذر منجر به تقدم فاز^۲ می گردد. امپدانس ورودی/خروجی هر دو فیلتر در فرکانس طراحی، Z_0 انتخاب می گردد. می توان خازن ها و سلف ها را با استفاده از عناصر فشرده^۳، خطوط انتقال یا ترکیبی از هر دو (خازن های عنصر فشرده با خطوط انتقال کوتاه امپدانس بالا) تحقق داد. شیفت دهنده فاز پایین گذر/بالاگذر منجر به سطح تراشه^۴ بسیار کوچکتری نسبت به تکنیک خط سوئیچ شده می گردد، در نتیجه با پیشرفت فناوری مدار مجتمع میکروویو یکپارچه^۵، در فرکانس های ۶ تا ۳۵ گیگاهرتز بسیار رایج است [مراجع ۸ و ۱۲ و ۳۴]. علاوه بر آن، می توان با استفاده از سلف ها و خازن های عنصر فشرده با کیفیت بالا شیفت دهنده فاز بسیار کوچکی در باند ۰/۵ تا ۲ گیگاهرتز ساخت [۱].



شکل ۲-۹: شیفت دهنده های فاز فیلتر سوئیچ شده با استفاده از (الف) شبکه های T و (ب) شبکه های π

برای تحقق شبکه T سلفی-خازنی، معادلات طراحی عبارتند از

$$X_n = \tan\left(\frac{\Delta\phi}{4}\right) \quad (7-2)$$

$$B_n = \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (8-2)$$

که برای شبکه پایین گذر داریم $X_n = \frac{\omega L}{Z_0}$ و $B_n = \omega C Z_0$ و برای شبکه بالاگذر داریم $X_n = \frac{1}{\omega C Z_0}$ و $B_n = \frac{Z_0}{\omega L}$. همچنین می توان B_n را بصورت زیر بر حسب X_n نوشت [۲۵]:

$$B_n = \frac{2X_n}{X_n^2 + 1} \quad (9-2)$$

¹High-pass/low-pass

²Phase advance

³Lumped-element

⁴Chip area

⁵MMIC