

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق

طراحی، بهینه‌سازی، ساخت و اندازه‌گیری فیلترهای سنجاکی و حذف  
پاسخ ناخواسته با استفاده از تغییر در صفحه زمین

پایان نامه جهت دریافت درجه کارشناسی ارشد

رشته مهندسی برق - گرایش مخابرات

نگارنده: حجت‌اله نعمتی

استاد راهنما: دکتر همایون عریضی

## تشکر و قدردانی

اینجانب بر خود لازم می‌دانم از زحمات استاد راهنمای محترم دکتر همایون عریضی تشکر نمایم. همچنین از اساتید محترم آقایان دکتر مجید طیرانی، دکتر نادر کمیجانی، دکتر آرزوم به خاطر مطالعه پایان نامه و شرکت در جلسه داوری قدردانی می‌نمایم. از همه دوستان عزیز در آزمایشگاه الکترومغناطیس بخصوص جناب آقای مجید افصحی، نیما آزادی، کمال تشکر و قدردانی دارم.

چکیده- در این پایان نامه فرآیند طراحی بهینه، بر روی ساختار میکرواستریپ توسط روش عددی کمترین مجموع مربعات انجام شده است. در اینجا روش کمترین مجموع مربعات برای فیلتر سنجاقی میان گذر بر اساس خطوط انتقال چند هادی موازی توسعه داده شده است. در ابتدا ماتریس انتقال کل فیلتر بر حسب ابعاد هندسی به صورت پارامتری بدست می آید. در بدست آوردن ماتریس انتقال کل فیلتر اثرات تزویج خطوط مجاور، غیرمجاور، خم<sup>۱</sup>، خطوط بین خم ها و همچنین اثرات پاشندگی در نظر گرفته شده است. در ادامه افت عبوری پارامترهای پراکندگی فیلتر بدست می آید. در انتها یک تابع خطا بر اساس بهینه کردن افت عبوری در باند عبور، گذر و توقف فیلتر تعیین شده است. برای بررسی و بهبود نتیجه روش کمترین مربعات از نرم افزارهای الکترومغناطیسی موجود استفاده شده است. در این روش امکان داشتن تطبیق امپدانس ورودی و خروجی به طور همزمان وجود دارد. خاصیت پایین گذری صاف ساختار زمین ناقص<sup>۲</sup> تشدید کننده حلقه مربعی<sup>۳</sup> و مشخصه خیلی باریک در فرکانس تشدید به علت داشتن نقطه صفر عبوری تابع بیضوی دلیل انتخاب این ساختار بوده است.

برای حذف پاسخ ناخواسته فیلتر سنجاقی، شکل تشدید کننده حلقه مربعی از صفحه زمین زیر خطوط فیلتر برداشته شده است. یک نمونه استاب شعاعی دوتائی<sup>۴</sup> نیز به همین روش (کمترین مربعات) طراحی شده است. و کیفیت آن توسط نرم افزارهایی همچون *HFSS*، *CST*، *AWR* مقایسه شده و مدل مداری آن ارائه شده است. به نظر می رسد ساختار ارائه شده روش مناسبی به جهت حذف پاسخ ناخواسته برای فیلترهای میان گذر باشد.

---

۱- Bend

۲- Defected Ground Structur

۳- Squre ring DGS

۴- Double Radial Stub

## فصل اول

۹.....

خطوط مایکرواستریپ و پارامترهای مهم در طراحی مدارهای مایکرواستریپ

۹.....

۱-۱- مقدمه

۱:.....

۲-۱- میدانهای خط مایکرواستریپ

۱:.....

۱-۲-۱- تقریب شبه  $TEM$

۱.۱.....

۲-۲-۱- ثابت دی الکتریک نسبی و امپدانس مشخصه

۱.۱.....

۳-۲-۱- طول موج هدایتی ، ثابت انتشار، سرعت فاز و طول الکتریکی

۱.۲.....

۴-۲-۱- سنتز  $\frac{W}{h}$

۱.۳.....

۵-۲-۱- اثر ضخامت نوار

۱.۴.....

۶-۲-۱- اثرات پاشندگی در خطوط مایکرواستریپ :

۱.۵.....

۷-۲-۱- تلفات مایکرواستریپ

۱.۶.....

۸-۲-۱- اثر جعبه

۱.۷.....

۳-۱- خطوط تزویجی

۱.۷.....

۱-۳-۱- امپدانس مشخصه و ثابت های دی الکتریک مؤثر مدهای زوج و فرد

۱.۸.....

۲-۳-۱- معادلات دقیق طراحی

۱.۹.....

۴-۱- ناپیوستگی ها

۲.۱.....

۱-۴-۱- خم با زاویه ۹۰ درجه و با برش ۴۵ درجه

۲.۲.....

۲-۴-۱- اثر انتهای باز

۲.۳.....

۲.۶.....

## فصل دوم

.....۲۶	فیلترهای میان گذر مایکرواستریپ
.....۲۶	۱-۲- مقدمه
.....۲۶	۲-۲- فیلترهای تزویج از انتها باتشدید کننده های نصف طول موج
.....۲۹	۳-۲- فیلتر های تشدید کننده نصف طول موج تزویج موازی
.....۳۳	۴-۲- فیلترهای میان گذر خط سنجاقی ( <i>HLF</i> )
.....۳۵	۱-۴-۲- فیلترهای <i>HLF</i> متداول
.....۳۸	۲-۴-۲- فیلترهای <i>HLF</i> زیگزاگی
.....۳۹	۳-۴-۲- فیلتر با چندین خطوط تزویج حلقوی، از نوع سرسنجاقی
.....۴۱	۴-۴-۲- فیلتر سنجاقی - شانه ای
.....۴۳	۵-۴-۲- فیلتر <i>HLF</i> از نوع ویگلی
.....۴۳	۶-۴-۲- تشدید کننده ها
.....۴۵	فصل سوم
.....۴۵	استخراج ضریب کیفیت خارجی $Q_e$
.....۴۶	۱-۳- مقدمه
.....۴۶	۲-۳- اثر بار گذاری یک تشدید کننده تنها
.....۵۰	۳-۳- تزوویج الکتریکی و مغناطیسی تشدید کننده ها
.....۵۳	فصل چهارم
.....۵۳	تحلیل دقیق مدل مداری فیلتر سنجاقی با در نظر گرفتن اثر پیوند خطوط غیر مجاور
.....۵۴	۱-۴- مقدمه

۲-۴- تحلیل دقیق مدل مداری فیلتر سنجاقی با در نظر گرفتن اثر پیوند خطوط غیرمجاور.....۵۴

۳-۴- بهینه سازی فیلتر سنجاقی نمونه به روش کمترین مربعات

.....۶۷

#### فصل پنجم

.....۷۱

طراحی فیلتر سنجاقی بدون در نظر گرفتن اثرات تزویج خطوط غیر مجاور

.....۷۱

۱-۵- مقدمه

.....۷۲

۲-۵- طراحی فیلتر سنجاقی بدون در نظر گرفتن اثرات پیوند خطوط غیر مجاور

.....۷۲

۳-۵- بهینه سازی یک فیلتر سنجاقی نمونه

.....۷۳

#### فصل ششم

.....۷۸

حذف مؤلفه های ناخواسته

.....۷۸

۱-۶- مقدمه

.....۷۹

۲-۶- بیان فیلتر های تشدیدکننده نصف طول موج به صورتی دیگر.....۷۹

۱-۲-۶- خطوط پیونیده پشت سر هم

.....۷۹

۲-۲-۶- چندین خط پیونیده

.....۷۹

۳-۶- روش های استفاده شده برای حذف مؤلفه ناخواسته

.....۸۰

۱-۳-۶- استفاده از ساختار  $DGS$  برای حذف مؤلفه هارمونیکی

.....۸۰

۲-۳-۶- مدل سازی شبه ساکن برای ساختار زمین اختلال یافته

.....۸۲

۳-۳-۶- استفاده از تشدید کننده تک استابی خط انتقالی در ورودی و خروجی فیلتر

.....۹۱

۴-۳-۶- فیلتر های پائین گذر با عناصر شبه فشرده ای که قطب های تضعیف با فرکانس محدود

.....۹۲

دارند

۵-۳-۶- استفاده از تشدید کننده شاخک رادیالی

.....۹۵

.....۱.۰.۹	۴-۶- ساخت فیلترسنجاقی، شاخک رادیالی، زمین ناقص ( $DGS$ )
.....۱.۱.۶.۱.۱۵	فصل هفتم
.....۱.۱.۵	نتیجه گیری و پیشنهادات
.....۱.۱.۷	فصل هشتم
.....۱.۱.۸	پیوست (الف)
۱۱۸	تحلیل خطوط انتقال چند سیمه مزدوج (با فرض شبه $TEM$ بودن میدانها).....
.....۱.۲.۱	۸-۲- حل معادلات خطوط دو سیمه
.....۱.۲.۴	۸-۳- حل معادلات خطوط چند سیمه
.....۱.۲.۵	۸-۳-۱- حل معادلات خطوط چند سیمه یکنواخت به روش معادلات حالت
.....۱.۲.۶	۸-۳-۲- حل معادلات خطوط یکنواخت به روش مقادیر ویژه
.....۱.۲.۹	۸-۳-۳- حل معادلات خطوط یکنواخت به روش حل معادلات دیفرانسیل ماتریسی
.....۱.۲.۹	۸-۳-۴- حل معادلات خطوط یکنواخت به روش مودال
.....۱.۳.۴	۸-۴- حل معادلات خطوط غیر یکنواخت
.....۱.۳.۴	۸-۵- قطری سازی ماتریس های $L$ و $C$
.....۱.۳.۵	فصل نهم
.....۱.۳.۶	پیوست (ب)
.....۱.۴.:	فصل دهم
.....۱.۴.:	پیوست (ج)
.....۱.۴.۶	فصل یازدهم



.....۱۴۷.....

پیوست (د)

.....۱۵:.....

مراجع

## اصطلاحات:

End Coupled, Half-wave length Resonator	تزویدج از انتها باتشدیدکننده های نصف طول موج
Parallel-Coupled, Half-Wavelength Resonator Filters	تشدید کننده نصف طول موج تزویدج - موازی
Hairpin-Line BandpassFilters	فیلترهای میان گذر خط سنجاقی
edge coupled line filter (ECLF)	فیلتر تزویدج از لبه تشدیدکننده های
Multiple Coupled Hairpin-line	فیلتر سنجاقی باچندین خط پیونیده
Coupled line	خط تزویدجی
Single loaded Resonator	اثر بارگذاری یک تشدید کننده تنها
Defected Ground Structure( DGS )	ساختار زمین ناقص
Photonic Band Gap( PBG )	شکاف باند فوتون
Square ring resonator (SRR)	حلقه تشدیدکننده مربعی
Finite Element Method (FEM)	روش المان محدود

## مقدمه

فیلترهای مایکروویو یکی از اجزا پرکاربرد سیستم های مخابراتی، رادار، دستگاههای اندازه گیری و سیستم های مایکروویوی و صنعتی به حساب می آیند. این فیلترها انواع مختلف دارند. متناسب با کاربرد، حساسیت و همچنین هزینه سیستم ها، نوع فیلتر مورد نظر برای طراحی انتخاب می شود.

در این پایان نامه فیلترهای سنجاقی<sup>۱</sup> مورد بررسی قرار می گیرند و چند نمونه آن در فرکانس های مختلف بررسی می شود. روش مداری نیز برای مدل کردن دقیق و حل تحلیلی برای رسیدن به پاسخ  $K_{21}$  و پارامترهای  $K_{11}$  فیلتر ارائه می شود. انواع مختلف فیلترهای سنجاقی که تا به حال ارائه شده اند و همچنین تئوری، نحوه بدست آوردن و اندازه گیری ضریب تزویج بین تشدیدکننده ها برای طراحی فیلتر بررسی می گردد. در ادامه روشهای بدست آوردن مدل  $RLC$  خطوط انتقال با چند هادی موازی توسط نرم افزارهای مختلف و نقاط ضعف و قوت آنها بیان می شود و روش حذف پاسخ ناخواسته فیلتر میان گذر سنجاقی توسط ساختارهای زمین ناقص و شاخک<sup>۲</sup> شعاعی بررسی می شود. نتایج محاسبه، شبیه سازی و ساخت بعضی از این فیلترها و همچنین ساختارهای حذف مولفه دوم در فصل نتایج ارائه شده است. در شبیه سازی و مقایسه این فیلترها از نرم افزارهای موجود همچون  $ADS$  2005،  $AWR$  2006،  $CST$ ،  $HFSS$  و نرم افزار  $MATLAB$  استفاده شده است. برای ساخت نمونه فیلترهای شبیه سازی شده ابتدا توسط نرم افزار  $Autocad$  ساختار هندسی فیلتر رسم شده و سپس فیلم فتوپلات آن تهیه شده است.

---

۱- Hairpin filter

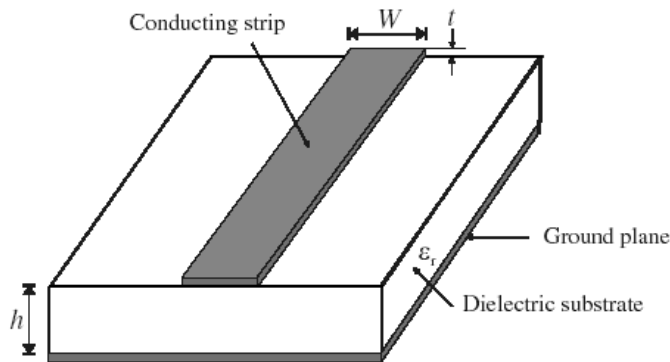
۲- Stub

## فصل اول

خطوط مایکرواستریپ و پارامترهای مهم در طراحی مدارهای  
مایکرواستریپ

## ۱-۱- مقدمه

در این فصل، مفاهیم اساسی و معادلات طراحی خطوط انتقال پیونیده میکرواستریپ، ناپیوستگی ها و عناصر مفیدی که در طراحی فیلترها استفاده می شوند به طور مختصر توصیف می شوند. شکل عمومی یک خط میکرواستریپ در شکل (۱-۱) نشان داده شده است. نوار هادی خط میکرواستریپ با عرض  $W$  و ضخامت  $t$  بر روی زیرلایه ای با دی الکتریک نسبی  $\epsilon_r$  و ضخامت  $h$  قرار دارد و در زیرلایه دی الکتریک یک صفحه هادی زمین وجود دارد.



شکل (۱-۱)-ساختار خط انتقال میکرواستریپ

## ۱-۲- میدانهای خط میکرواستریپ

ساختار میکرواستریپ از دو محیط تشکیل شده است. که در بالا هوا و در پائین لایه دی الکتریک قرار دارد. بنابراین میدانهای خط میکرواستریپ در یک ساختار غیر همگن انتشار می یابند. به علت طبیعت غیر همگن محیط خطوط میکرواستریپ، موج  $TEM$  انتشاری، خالص نمی باشد. به این دلیل که موج  $TEM$  خالص تنها دارای دو مؤلفه عمود بر هم دارد. در این محیط ها سرعت انتشار تنها به خواص مواد که معمولاً با ضریب دی الکتریک و ضریب نفوذ پذیری مغناطیسی بیان می شوند وابسته است.

با وجود دو محیط انتشار موج در این ساختار (لایه دی الکتریک و هوا) امواج الکتریکی و مغناطیسی خطوط میکرواستریپ، دارای مؤلفه های طولی غیرصفر می باشند. در این حالت سرعت های انتشار تنها به خواص مواد وابسته نبوده بلکه به ابعاد فیزیکی خط میکرواستریپ نیز وابسته است.

### ۱-۲-۱- تقریب شبه TEM

وقتی که مؤلفه های طولی مدهای غالب میدانهای یک خط میکرواستریپ خیلی کوچکتر از مؤلفه های سطح مقطع عرضی باقی بمانند مؤلفه های طولی را می توان نادیده گرفت. در این حالت مد غالب شبیه مد TEM عمل خواهد کرد. و تئوری خط انتقال TEM را می توان به صورت قابل قبولی برای خط میکرواستریپ نیز به کار برد. به این حالت، تقریب شبه TEM گفته می شود که برای کل محدوده فرکانس کاری میکرواستریپ معتبر می باشد.

### ۱-۲-۲- ثابت دی الکتریک نسبی و امپدانس مشخصه

در تقریب شبه TEM، یک محیط غیر همگن دی الکتریک و هوا جایگزین یک ماده دی الکتریک همگن می شوند. مشخصه انتقالی خط میکرواستریپ توسط دو پارامتر توصیف می شود. این پارامترها عبارتند از ثابت دی الکتریک نسبی  $\epsilon_{re}$  و امپدانس مشخصه  $Z_c$ ، که از روی تحلیل شبه ساکن به دست می آیند. در تحلیل های شبه ساکن، مد اصلی انتشار موج در محیط میکرواستریپ، TEM خالص فرض می شوند. این دو پارامتر از مقادیر خازن پراکندگی هوا و دی الکتریک با روابط ذیل قابل حصول می باشند.

$$\epsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \quad Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}} \quad (1-1)$$

$C_d$  ظرفیت خازنی در واحد طول با حضور لایه دی الکتریک،  $C_a$  ظرفیت خازنی در واحد طول لایه دی الکتریک جایگزین شده با هوا و  $c$  سرعت امواج الکترومغناطیس در فضا می باشد. برای هادی های نازک ( $t \rightarrow 0$ )، شکل بسته عبارتهای  $\epsilon_{re}$  و  $Z_c$ ، با دقت کمتر از ۱٪، به این صورت قابل محاسبه می باشد:

$$\text{برای } \frac{w}{h} \leq 10 :$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{w}{h}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right\} \quad (2-1)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \quad (3-1)$$

و برای  $1 > \frac{w}{h}$ :

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{w}{h}\right)^{-0.5} \quad (4-1)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.677 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right) \right\}^{-1} \quad (5-1)$$

هامرستد<sup>۱</sup> و جنسن<sup>۲</sup> روابط دقیق تری برای ثابت دی الکتریک نسبی و امپدانس مشخصه ارائه داده اند:

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \right\}, \quad u = \frac{w}{h} \quad (6-1)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln\left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432}\right) + \frac{1}{18.7} \ln\left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3\right] \quad (7-1)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3}\right)^{0.053} \quad (8-1)$$

دقت این مدل برای  $\varepsilon_r \leq 128$  و  $0.1 \leq u \leq 100$  بهتر از  $0.2\%$  می باشد. عبارت دقیق تر امپدانس مشخصه عبارت است از:

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln\left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2}\right] \quad (9-1)$$

که  $u = \frac{W}{h}$  و  $\eta = 120\pi$  اهم می باشد.

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp\left[-\left(\frac{30.666}{u}\right)^{0.7528}\right] \quad (10-1)$$

دقت  $\sqrt{\varepsilon_{re}}$  و  $Z_c$  برای  $u \leq 1$  بهتر از  $0.1\%$  و برای  $u \leq 1000$  بهتر از  $0.3\%$  است.

۱-۲-۳- طول موج هدایتی<sup>۱</sup>، ثابت انتشار، سرعت فاز و طول الکتریکی

<sup>۱</sup> -Hammerstad

<sup>۲</sup> -Jensen

وقتی که ثابت دی الکتریک یک ساختار میکرواستریپی تعیین می شود، طول موج هدایتی مد شبه TEM موجبر میکرواستریپ از این رابطه بدست می آید.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (11-1)$$

$\lambda_0$  طول موج فضای آزاد در فرکانس کاری  $f$  است. معمولاً فرکانس را در واحد گیگا هرتز (GHz) استفاده می کنند.

طول موج هدایتی مستقیماً از رابطه زیر بر حسب میلی متر قابل ارزیابی است.

$$\lambda_g = \frac{300}{f^{(GHz)} \sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ mm} \quad (12-1)$$

ثابت انتشار متناظر  $\beta$  و سرعت فاز  $v_p$  از روابط ذیل به دست می آید:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (13-1)$$

$c$ ، سرعت نور در فضای آزاد ( $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ) می باشد. طول الکتریکی  $\theta$  برای طول فیزیکی  $l$  خط میکرواستریپ، به صورت  $\theta = \beta l$  تعریف می شود. بنا براین  $\theta = \pi/2$  معادل  $l = \lambda_g/4$  و  $\theta = \pi$  است زمانی که  $l = \lambda_g/2$  باشد.

$$\frac{W}{h} \text{ سنتز } 4-2-1$$

عبارت تقریبی برای  $\frac{W}{h}$  بر حسب  $Z_c$  و  $\epsilon_r$  توسط ولر<sup>۲</sup> و هامراستد<sup>۳</sup> اثبات شده است و از روابط ذیل برای محدوده های مختلف استفاده می شود.

$$\frac{W}{h} \leq 2 \text{ برای}$$

$$\frac{W}{h} = \frac{v \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (14-1)$$

<sup>۳</sup>-Guided Wavelength

<sup>۱</sup>-Wheeler

<sup>۲</sup>- Hammerstad



$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (15-1)$$

$$\frac{W}{h} \geq 2 \text{ برای}$$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (16-1)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (17-1)$$

با استفاده از روابط بالا مقدار  $\frac{W}{h}$  با دقت ۱٪ بدست می آید.

### ۱-۲-۵- اثر ضخامت نوار<sup>۱</sup>

در روابط بالا، اثر ضخامت  $t$  در نظر گرفته نشده بود. وقتی که خط ریزنوار توسط یک فیلم نازک پیاده سازی می شود، ضخامت  $t$  معمولاً خیلی کم است و می توان از اثر آن چشم پوشی کرد. چنانچه بخواهیم اثرات ضخامت را بر روی امپدانس مشخصه و ثابت دی الکتریک نسبی در نظر بگیریم، روابط زیر را خواهیم داشت.

$$\frac{W}{h} \leq 1 \text{ برای}$$

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8}{W_e(t)/h} + 0.25 \frac{W_e(t)}{h} \right\} \quad (18-1)$$

$$\frac{W}{h} \geq 1 \text{ و به ازای}$$

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W_e(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_e(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (19-1)$$

$$\frac{W_e(t)}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left( 1 + \ln \left( \frac{4\pi W}{t} \right) \right) & , \left( \frac{W}{h} \leq 0.5\pi \right) \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left( 1 + \ln \left( \frac{2h}{t} \right) \right) & , \left( \frac{W}{h} \geq 0.5\pi \right) \end{cases} \quad (20-1)$$

$$\varepsilon_{re} = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (21-1)$$

طبق روابط بیان شده در بالا اگرچه اثر ضخامت‌های نوار برای  $t/h$  کوچک، بر روی امیدانس مشخصه و ثابت نسبی دی الکتریک بسیار ناچیز می باشد اما اثر ضخامت‌های هادی خط میکرواستریپ بر روی تلفات هادی چشمگیر است.

### ۱-۲-۶- اثرات پاشندگی در خطوط میکرواستریپ :

پاشندگی در خطوط میکرواستریپ همان ثابت نبودن سرعت فاز نسبت به تغییرات فرکانس است. خاصیت دیگر پاشندگی را می توان تابعیت فرکانس ثابت نسبی دی الکتریک نسبت به فرکانس به صورت  $\varepsilon_{re}(f)$  در نظر گرفت. عبارت  $\varepsilon_{re}$  براساس تقریب شبه ساکن به دست آمده است و در فرکانس های پائین این عبارتها تقریب خوبی را در مدارات نتیجه می دهند.

$$\varepsilon_{re} = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (22-1)$$

$$\varepsilon_{re}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}{1 + (f/f_{50})^m} \quad (23-1)$$

$$f_{50} = \frac{f_{TM0}}{0.75 + (0.75 - 0.332 \varepsilon_r^{-1.73})^{w/h}} \quad (24-1)$$

$$f_{TM0} = \frac{c}{2\pi h \sqrt{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}} \tan^{-1} \left( \varepsilon_r \sqrt{\frac{\varepsilon_{re} - 1}{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}} \right) \quad (25-1)$$

$$m = m_0 m \leq 2.32 \quad , \quad m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} + 0.0332 \left( \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} \right)^3 \quad (26-1)$$

$$m_C = \begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1 + w/h} \left( 0.15 - 0.235 \exp \left( \frac{-0.45 f}{f_{50}} \right) \right) & \frac{W}{h} \leq 0.7 \\ 1 & \frac{W}{h} \geq 0.7 \end{cases} \quad (27-1)$$

$c$  سرعت نور در فضای آزاد می باشد. مدل واپاشی نشان می دهد که مقدار  $\varepsilon_{re}(f)$  با زیاد شدن فرکانس افزایش می یابد و وقتی فرکانس به سمت بی نهایت میل می کند مقدار  $\varepsilon_{re}(f)$  به سمت  $\varepsilon_r$  میل می کند. دقت تخمین زده شده برای  $0.1 \leq w/h \leq 10$  و  $1 \leq \varepsilon_r \leq 128$  در حدود ۶٪ برای هر مقدار  $h/\lambda_0$  می باشد. از طرفی اثر پاشندگی بر روی امپدانس مشخصه توسط رابطه  $Z_C(f) = Z_C \frac{\varepsilon_{re}(f) - 1}{\varepsilon_{re} - 1} \sqrt{\frac{\varepsilon_{re}}{\varepsilon_{re}(f)}}$  تخمین زده می شود که  $Z_C$  مقدار امپدانس مشخصه بدست آمده در شبه ساکن است.

### ۷-۲-۱- تلفات مایکرواستریپ

مؤلفه های تلفاتی یک خط مایکرواستریپ، شامل تلفات هادی، تلفات دی الکتریک و تلفات تشعشی می باشد. برای زیرلایه های مغناطیسی همچون فريت ها تلفات مغناطیسی نیز مطرح است. ثابت انتشار خط انتقال با تلفات یعنی  $(\gamma = \alpha + j\beta)$  مختلط بوده و قسمت حقیقی آن،  $\alpha$ ، برحسب  $neper/m$  ثابت تضعیف نامیده می شود. عبارت ساده ای که برای تلفات هدایتی به صورت تخمینی در نظر گرفته می شود عبارت است از [۲]:

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{Z_C W} \quad (28-1)$$

به طوری که  $Z_C$ ، امپدانس مشخصه خط مایکرواستریپ با عرض  $W$  و  $R_s$  مقاومت سطحی برحسب اهم بر مترمربع با رابطه زیر بیان می شود:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (29-1)$$

$\sigma$  هدایت و  $\mu_0$  ضریب نفوذپذیری فضای آزاد و  $\omega$  فرکانس زاویه ای می باشد.

اگرچه عبارت تقریبی (۲۸-۱) در کاربردهای عملی بسیار مورد استفاده قرار می گیرد، اما تنها برای نوارهای با عرض بزرگ صادق است. در بدست آوردن این رابطه فرض بر این است توزیع جریان در راستای خطوط مایکرواستریپ یکنواخت می باشد و رابطه برای نوارهای با عرض باریک یک حالت تخمینی دارد. تضعیف ناشی از تلفات دی الکتریک در ریزنوارها به این صورت قابل محاسبه است:

$$\alpha_d = 8.686\pi \left( \frac{\varepsilon_{re} - 1}{\varepsilon_r - 1} \right) \frac{\varepsilon_r \tan \sigma}{\varepsilon_{re} \lambda_g} \quad dB/m \quad (30-1)$$

$\tan \sigma$  بیانگر تانژانت تلفاتی لایه دی الکتریک می باشد.

از آنجاکه مایکرواستریپ یک ساختار شبه باز است، توان تشعشعی به راحتی در فضا انتشار می یابد و حتی می تواند بر روی جعبه فلزی جریان القایی ایجاد کند و موجب افت تشعشعی شود. این نوع تلفات، افت جعبه نامیده می شود.

### ۱-۲-۸ اثر جعبه

پس از طراحی و ساخت فیلتر بر روی زیرلایه، در مرحله تست مدارهای مایکرواستریپ بهتر است از جعبه فلزی استفاده شود. وجود دیوارهای هادی در بالا و اطراف، هم امپدانس مشخصه و هم ثابت دی الکتریک موثر را تحت تأثیر قرار می دهد. رابطه بسته مرجع [۲] و [۳] با حضور پوشش هادی بالا ( بدون هادی های کناری) نشان می دهد که در این حالت در مقایسه با حالتی که هیچ پوششی وجود ندارد، چه پارامترهایی تغییر می کند. در عمل، برای تغییر نکردن مشخصه خط مایکرواستریپ قاعده سرانگشتی مورد استفاده این است که ارتفاع جعبه فلزی از زیرلایه را بزرگتر از ۸ برابر ضخامت دی الکتریک در نظر می گیرند و همچنین فاصله نوارها از دیواره های کناری بایستی بیشتر از ۵ برابر ضخامت زیرلایه در نظر گرفته شود. محکم بستن زیرلایه بر روی جعبه با وشر و پیچ یا در بعضی مواقع چسباندن بورد تست بر روی جعبه توسط صفحه داغ<sup>۱</sup> و خمیر قلع و یا خمیر نقره می تواند در پاسخ فیلتر مؤثر باشد. به هر حال در موقع تست بایستی زمین مناسب وجود داشته باشد. اگرچه ممکن است اثر زمین مناسب و جعبه در موقع تست، بر روی افت عبوری کم باشد ولی اثر آن بر روی مشخصه فاز تأثیر بسزایی دارد بخصوص اگر عناصری همچون شیفته دهنده فاز زیر بار تست باشند.

### ۱-۳- خطوط تزویجی

چند خط که نسبت به همدیگر تزویج دارند، خطوط تزویجی نامیده می شوند. خطوط تزویجی مایکرواستریپ به طور وسیع در پیاده سازی فیلترهای مایکرواستریپ مورد استفاده قرار می گیرند. شکل (۱-۲) برشی از سطح مقطع یک جفت خط مایکرواستریپ تزویج شده نسبت به همدیگر را نشان می دهد. عرض خط ها،  $w$  و فاصله بین این خطوط  $S$  می باشد. این خطوط می توانند در آرایش هایی همچون خطوط تزویج موازی یا خط تزویج لبه ای به کار رود. این ساختارها مدهای شبه  $TEM$  را پشتیبانی می کنند.

---

<sup>۱</sup> -Hot plate