

文章编号 1004-924X(2018)09-2261-09

微带交指滤波器抽头的结构改进

文数文¹, 高 杨^{2*}, 张大鹏^{1,3}

(1. 西南科技大学 信息工程学院, 四川 绵阳 621010;

2. 中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999;

3. 中国科学院 高能物理研究所 核探测与核电子学国家重点实验室, 北京 100049)

摘要:使用耦合谐振电路理论设计微带交指滤波器具有较好的灵活性,然而当衬底厚度和中心频率增加到一定程度时,由传统的 $50\ \Omega$ 抽头线得到的外部品质因数 Q_e 达不到理论值。为了增大实际设计中的 Q_e ,同时匹配源和负载,本文将传统的抽头结构改进为一段 $50\ \Omega$ 微带线与一段较细微带线组合的类 SIR 抽头;此外,为了减小微带线阶跃变化带来的回波损耗,将类 SIR 抽头改进为一段 $50\ \Omega$ 微带线与一段较细微带线渐变式过渡的抽头。最终,分别采用类 SIR 抽头和渐变式抽头设计了一个 Ka 波段微带交指滤波器。仿真表明:使用类 SIR 抽头和渐变式抽头得到的 Q_e 都能与理论值相匹配,且带渐变式抽头的滤波器相比于带类 SIR 抽头的滤波器,其回波损耗减小 8.31 dB,插入损耗减小 0.16 dB。从而验证了所提出的两种抽头结构改进的可行性。

关键词:微电子机械系统;耦合谐振电路理论;微带滤波器;交指;抽头线;结构改进

中图分类号:TN631.2;TN713 文献标识码:A doi:10.3788/OPE.20182609.2261

Structure improvement of tapped-line in microstrip interdigital filter

WEN Shu-wen¹, GAO Yang^{2*}, ZHANG Da-peng^{1,3}

(1. School of Information Engineering, Southwest University of
Science and Technology, Mianyang 621010, China;

2. Institute of Electronic Engineering, CAEP, Mianyang 621999, China;

3. State Key Laboratory of Particle Detection and Electronics,
Institute of High Energy Physics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

* Corresponding author, E-mail: gaoyang@caep.cn

Abstract: According to the theory of coupled resonant circuits, the design of the microstrip interdigital filter is quite flexible. However, when the substrate thickness and the center frequency increase to a certain value, the external quality factor Q_e cannot reach the theoretical value when using the traditional $50\ \Omega$ tapped-line. In order to increase the Q_e in the actual design and match the source and load, the traditional tapped-line structure was improved to an SIR-like tapped-line, with the combination of a $50\ \Omega$ microstrip line and a narrower microstrip line. To reduce the return loss caused by the step change of the microstrip line, the SIR-like tapped-line was improved to a gradual tapped-

收稿日期:2018-05-18;修订日期:2018-07-02.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 61574131);中国工程物理研究院超精密加工技术重点实验室基金资助项目(No. 2014ZA001);核探测与核电子学国家重点实验室开放课题基金资助项目(No. 2016KF-02)。

line with the combination of a $50\ \Omega$ microstrip line and a narrower microstrip line. Then, taking a Ka-band filter as an example, the microstrip interdigital filter was designed by using the SIR-like tapped-line and the gradual tapped-line, respectively. The simulation indicates that both the Q_e of the SIR-like tapped-line and the gradual tapped-line can match the theoretical values. In addition, compared with the filter with the SIR-like tapped-line, the return loss of the filter with a gradual tapped-line is reduced by 8.31 dB, and its insertion loss is reduced by 0.16 dB. The feasibility of the proposed two kinds of tapped-line structure improvement is verified.

Key words: Micro-Electro-Mechanical System (MEMS); coupled resonant circuit theory; microstrip filter; interdigital; tapped-line; structure improvement

1 引言

射频滤波器已成为现代无线通信系统的关键,其中微带交指滤波器因为结构紧凑、制造公差要求低、易于实现且阻带衰减大等优点而被广泛应用。微带交指滤波器通常使用耦合谐振电路理论进行设计,这种设计具有相当的灵活性,只要知道了滤波器的耦合系数 M 和外部品质因数 Q_e 就可以设计出所需要的滤波器^[1]。已经有文献报道使用该方法设计了微带线滤波器^[2],波导滤波器^[3],介质滤波器^[4],超导滤波器^[5]和微机械滤波器^[6]。使用该方法设计时原型滤波器的 Q_e 在 $0\sim 25$ 之间,当使用传统馈线作输入/输出时实际设计中的 Q_e 是远大于 25 的,因此,为降低实际设计中的 Q_e ,滤波器通常使用抽头线作输入/输出,且抽头线特征阻抗为匹配源和负载的 $50\ \Omega$ ^[7]。但使用该方法设计时,当衬底厚度和中心频率增大时, $50\ \Omega$ 抽头线会变得越来越宽,而与之相连的输入/输出谐振器会变得越来越短,从而使实际设计中的 Q_e 达不到理论值。如果使用传统的馈线做输入/输出来增大实际设计中的 Q_e ,又会远远大于理论 Q_e 值。因此,为了增大实际设计中的 Q_e ,对抽头线进行结构改进成为了一种必然要求。已经有文献报道在发夹型滤波器的设计中使用了新的抽头结构,但仅仅只是对使用新抽头结构的滤波器的性能进行了比较,并没有给出使用该结构的设计考虑和改进原理等^[8]。因此,本文首先使用仿真实验找到传统抽头结构与外部品质因数 Q_e 之间的关系。然后利用这一关系将传统的抽头结构改进为一段 $50\ \Omega$ 微带线加一段较细微带线组合的类 SIR 抽头,以达到既能增大实际设计中 Q_e 又能匹配 $50\ \Omega$ 的源和负载的要求;同

时考虑到微带线阶跃变化会增加回波损耗,又将类 SIR 抽头进一步改进为一段 $50\ \Omega$ 微带线加一段较细微带线的渐变式抽头。最后给出了这两种改进的抽头线和实际外部品质因数 Q_e 之间的关系,并使用这两种抽头结构进行了滤波器设计。

2 原理

以 5 阶微带交指带通滤波器为例,图 1 为带传统抽头的交指滤波器结构。图 2、图 3 分别为本文提出的带类 SIR 抽头的交指滤波器结构和带渐变式抽头的交指滤波器结构。由于随着接地孔数量的增加,滤波器的寄生电感值会减小^[9],因此,为了尽可能减小接地孔带来的寄生电感效应,每个谐振器使用两个接地孔。



图 1 带传统抽头的交指滤波器结构

Fig. 1 Traditional interdigital filter structure with tapped-line



图 2 带类 SIR 抽头的交指滤波器结构

Fig. 2 Interdigital filter structure with SIR-like tapped-line



图 3 带渐变式抽头的交指滤波器结构

Fig. 3 Interdigital filter structure with gradual tapped-line

2.1 50 Ω 线宽的影响因素

由经验公式可知, 微带线线宽 w 、衬底厚度 h 、衬底相对介电常数 ϵ_r 、微带线特征阻抗 Z_c 之间存在如下关系^[1]:

$$w/h = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2}, w/h \leq 2, \quad (1)$$

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

$$w/h = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\},$$

$$w/h \geq 2, B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}}. \quad (2)$$

该经验公式的误差小于 1%, 在 ϵ_r 和 Z_c 确定的情况下, 可以近似认为 w 只与 h 有关。当 $\epsilon_r = 11.9$, $Z_c = 50 \Omega$ 时, 为了更精确地得到这个系数, 利用 ADS 的 LineCalc 提取 10 组不同值, 并取平均得到: $w = 0.761 h$ 。

因此, 随着衬底厚度的增加, 50 Ω 抽头线会越来越宽。

2.2 谐振器线长的影响因素

由经验公式可得谐振器的长度^[1]:

$$l_1 = l_n = \lambda_g/4 - \Delta l_1 + \Delta l_c, \quad (3)$$

$$l_i = \lambda_g/4 - \Delta l_i, i = 2, 3, \dots, n-1, \quad (4)$$

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz}) \sqrt{\epsilon_{re}}} \text{mm}, \quad (5)$$

式中: λ_g 为导波长度; Δl_c 为添加抽头而产生的输入/输出谐振器的长度补偿; Δl_i 为谐振器开路端产生的等效线长。 Δl_c 、 Δl_i 很小, 故可以近似认为谐振器的长度在 1/4 导波长度附近, 即可近似认为谐振器的长度与衬底厚度无关, 与中心频率成反比。

因此, 随着中心频率的增加, 谐振器线长会越来越短。

2.3 抽头与外部品质因数 Q_e 的关系

原型滤波器的外部品质因数^[1]:

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{\text{FBW}} = Q_n = \frac{g_n g_{n+1}}{\text{FBW}}, \quad (6)$$

式中: Q_{e1} , Q_n 分别代表输入/输出端的外部品质因数; g_0, g_1, g_n, g_{n+1} 代表低通原型滤波器的归一化电导值; FBW(Fractional Bandwidth) 代表相对带宽。

在 HFSS 中建立添加了抽头的输入/输出谐振器模型, 如图 4 所示, 然后仿真分析得到 S_{11} 的群时延, 如图 5 所示。

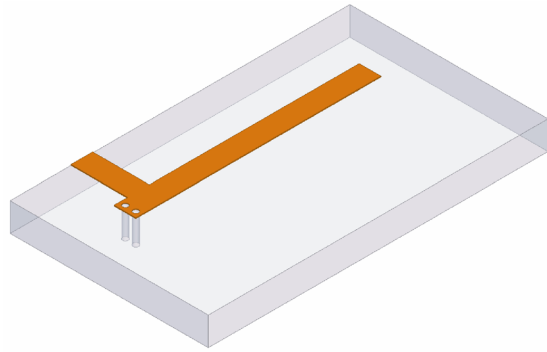


图 4 输入/输出谐振器建模

Fig. 4 Modeling of input / output resonators

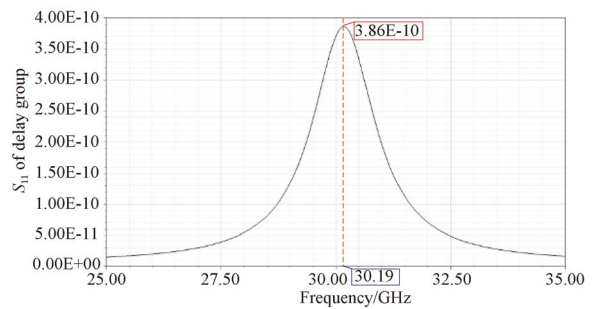


图 5 输入/输出谐振器的群时延

Fig. 5 Group delay of input / output resonator

此时谐振器的外部品质因数为^[1]:

$$Q_e = \frac{\omega_0 \tau_{S_{11}}(\omega_0)}{4}, \quad (7)$$

式中: $\tau_{S_{11}}(\omega_0)$ 代表谐振时 S_{11} 的群时延值; ω_0 代表带通滤波器的中心角频率。

当群时延的峰值对应的横坐标为中心频率时, 就得到了群时延的值 $\tau_{S_{11}}(\omega_0)$, 然后将其代入式(7)就得到了实际设计中的外部品质因数 Q_e 。当实际设计中的 Q_e 与原型滤波器的 Q_e 相匹配时, 就提取到了抽头的位置。

3 抽头结构改进

以一个中心频率为 30.19 GHz 的 Ka 波段滤波器为例, 滤波器设计指标如表 1 所示, 原型滤波器的 $Q_e = 18.3287$ 。

表 1 滤波器设计指标

Tab. 1 Design specification of filter

中心频率/GHz	30.19
通带范围/GHz	29.4~31
通带纹波/dB	1
插入损耗/dB	2~3
回波损耗/dB	17.7
带外抑制/dB	≥ 30 @27 GHz & 33.4 GHz

3.1 传统 50 Ω 抽头

当抽头为传统的 50 Ω 单根微带线时,抽头位置与接地端的距离越近, Q_e 越大^[7]。因此,为了尽可能得到最大的 Q_e ,抽头位置与接地端的距离取零。由图 6 可知,随着接地孔半径 r 的增大,谐振器外部品质因数 Q_e 也增大,因此,为了尽可能得到最大的 Q_e ,接地孔半径取尽可能大,在本案例中,接地孔取 $r = w/7$,孔边缘与谐振器边界的距离取 r 。同时可以发现,随着接地孔半径 r 的增大,输入谐振器线长 l_1 也越长,这是因为接地孔增大会使谐振器电长度减小,因此需要补偿谐振器长度。

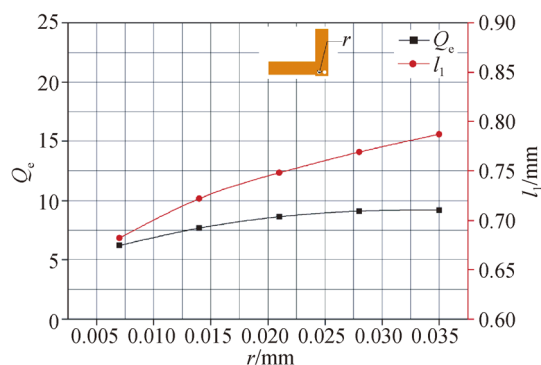


图 6 不同接地孔半径 r 下输入谐振器的 Q_e 、 l_1 仿真结果
Fig. 6 Simulated Q_e and l_1 of input resonator at different grounding hole radius r

由图 7 可知,抽头长度 lt 在 0~1 mm 范围内变化时, Q_e 基本不变,因此,抽头长度可以取 0~1 mm 之间的任意值,在本案例中,抽头长度取与输入谐振器长度 l_1 相等的值。同时可以发现,随着抽头长度的增大,输入谐振器线长 l_1 变短,这是由于添加抽头会对谐振器产生一个长度补偿,因此抽头改变时这个补偿也会发生改变,从而改变输入谐振器长度。

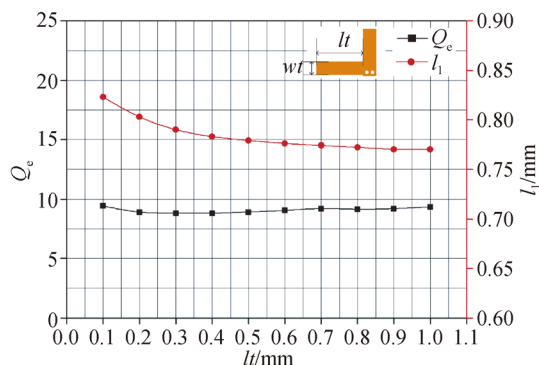


图 7 不同抽头长度 lt 下输入谐振器的 Q_e 、 l_1 仿真结果
Fig. 7 Simulated Q_e and l_1 of input resonator at different tapped-line length lt

改变衬底厚度,得到图 8 所示衬底厚度 h 与 Q_e 、 l_1 的关系。可以发现,使用传统 50 Ω 抽头时,外部品质因数 Q_e 随衬底厚度 h 增加而减小,因此,随着衬底厚度和中心频率的增加,实际设计中的 Q_e 会达不到理论值。在本案例中,当衬底厚度 $h = 0.17$ mm 时,50 Ω 抽头线宽 $wl = 0.129$ mm,输入谐振器线长 $l_1 = 0.813$ mm, $Q_e = 18.0205 < 18.3287$,已不满足设计要求。

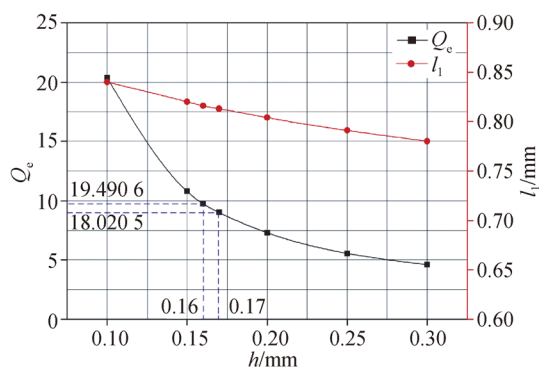


图 8 不同衬底厚度 h 下输入谐振器的 Q_e 、 l_1 仿真结果
Fig. 8 Simulated Q_e and l_1 of input resonator at different substrate thickness h

3.2 类 SIR 抽头

令抽头为单根宽度可变的微带线,改变抽头的宽度,得到其与 Q_e 、 l_1 之间的关系如图 9。可以发现,输入谐振器线长随着抽头宽度增加而增加,这与抽头长度改变导致谐振器线长改变的影响因素相同,即添加抽头会对谐振器产生一个长度补偿,因此抽头改变时这个补偿也会发生改变,从而改变输入谐振器长度。而外部品质因数 Q_e 随着

抽头宽度增加而减小, 利用这个特性, 将传统的抽头改进为类 SIR 抽头, 即与 I/O 端相连部分为长 l_{t_1} 的 50Ω 微带线, 与谐振器直接相连部分为长 l_{t_2} 的较细的微带线, 这样即能匹配 50Ω 的源和负载, 又能使实际设计中的 Q_e 达到理论值。此外, 考虑到与谐振器直接相连的抽头部分如果太细, 会增加工艺难度以及未知的损耗, 因此, 本案例中与谐振器直接相连部分的抽头宽度取谐振器长度的 10%。

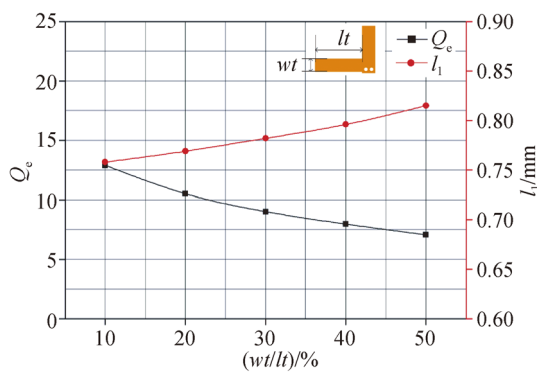


图 9 不同抽头线宽 wt 下输入谐振器的 Q_e 、 l_t 仿真结果
Fig. 9 Simulated Q_e and l_t of input resonator at different tapped-line width wt

由于此时的抽头类似一个阶梯阻抗谐振器, 因此, 在宽度确定了的情况下, 还需要知道每部分长度所占的比例。令抽头的总长度 l_t 不变, 改变 l_{t_1} 和 l_{t_2} 所占的比例得到其与 Q_e 和 l_t 之间的关系如图 10。

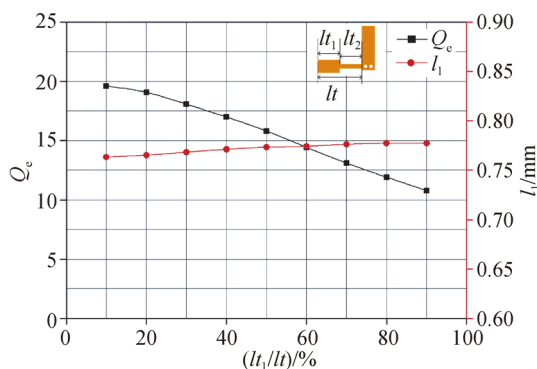


图 10 不同 50Ω 线长 l_{t_1} 下输入谐振器的 Q_e 、 l_t 仿真结果
Fig. 10 Simulated Q_e and l_t of input resonator at different 50Ω line length l_{t_1}

可以发现, 随着 l_{t_1} 所占比例的增大, 输入谐振器线长 l_t 基本不变, 外部品质因数 Q_e 呈减小的趋势, 因此, 为了增大实际设计中的 Q_e , 要尽可能减小 l_{t_1} 所占的比例。在本案例中, $l_{t_1}/l_t \leq 20\%$ 即满足设计要求。

3.3 渐变式抽头

由传输线的理论可知, 不同宽度的微带线有不同的特征阻抗, 当两段不同宽度的微带线阶跃连接时, 会出现阻抗不匹配, 从而导致损耗增加, 而使用渐变式过渡可以减小这种不匹配, 从而减小滤波器的回波损耗。因此, 将类 SIR 抽头的阶跃部分改进为渐变式过渡。此时, 可以将抽头理解为 3 段, 即 50Ω 的长 l_{t_1}' 的第 1 段, 渐变式过渡的长 l_{t_2}' 的第 2 段, 与谐振器直接相连的长 l_{t_3}' 的第 3 段。同样令抽头的总长度 l_t 不变, 改变 l_{t_2}' 的占比, 得到其与 Q_e 和 l_t 之间的关系如图 11 和图 12。

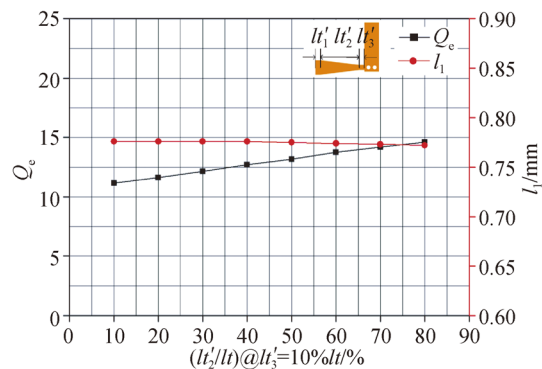


图 11 $l_{t_3}' = 10\% l_t$ 时, 不同渐变带线长 l_{t_2}' 下输入谐振器的 Q_e 、 l_t 仿真结果
Fig. 11 $l_{t_3}' = 10\% l_t$, simulated Q_e and l_t of input resonator at different gradient line length l_{t_2}'

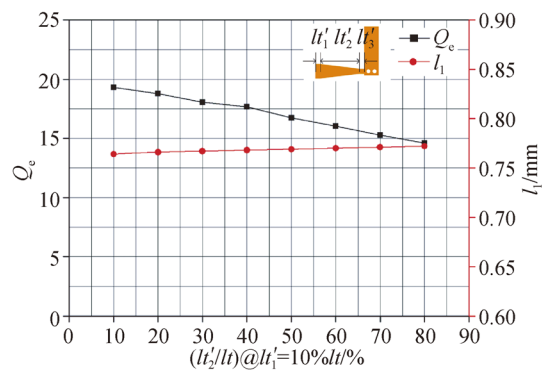


图 12 $l_{t_1}' = 10\% l_t$ 时, 不同渐变带线长 l_{t_2}' 下输入谐振器的 Q_e 、 l_t 仿真结果
Fig. 12 $l_{t_1}' = 10\% l_t$, simulated Q_e and l_t of input resonator at different gradient line length l_{t_2}'

由图 11 可以发现,当 l'_3 和总长度 l_t 保持不变时,随着 l'_2 所占比例的增大和 l'_1 所占比例的减小,即渐变带越平缓,输入谐振器线长 l_1 基本不变,外部品质因数 Q_e 呈增大的趋势。

由图 12 可以发现,当 l'_1 和总长度 l_t 保持不变时,随着 l'_2 所占比例的增大和 l'_3 所占比例的减小,即渐变带越平缓,输入谐振器线长 l_1 基本不变,外部品质因数 Q_e 呈减小的趋势。

因此,渐变带的平缓与否无法决定外部品质因数 Q_e 的大小,影响外部品质因数 Q_e 的主要还是 50Ω 的 l'_1 长度和更细的 l'_3 长度的变化,且 l'_1 所占比例越小, Q_e 越大, l'_3 所占比例越大, Q_e 越大。因此,为了增大实际设计中的 Q_e ,要尽可能减小 l'_1 占比,增大 l'_3 占比。同时,为了尽可能减小回波损耗,渐变带要足够平缓。所以,为了同时满足上述要求,在总长度 l_t 不变的情况下, l'_1 要尽可能小。在本案例中, $l'_1 = 10\% l_t$, $l'_2/l_t \leq 20\%$ 即满足设计要求。

4 验证

微带线使用 $1 \mu\text{m}$ 的铜,介质基片使用 $8000 \Omega/\text{cm}$ 的硅,厚度取 0.3 mm 。首先使用解析法^[10-11]提取到谐振器的线宽 $w_1 = w_2 = w_3 = w_4 = w_5 = 0.2269 \text{ mm}$ 。在 $1/4$ 导波长附近对

谐振器仿真分析,当谐振频率与中心频率相匹配时提取到非输入/输出谐振器的线长 $l_2 = l_3 = l_4 = 0.72 \text{ mm}$ 。

根据耦合谐振电路理论得到原型滤波器的耦合系数:

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (8)$$

然后在 HFSS 中仿真两个添加了接地孔的对称耦合谐振器,由于互耦效应,本征谐振频率会分裂为两个新的谐振频率 f_1, f_2 ,此时谐振器间的耦合系数为:

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (9)$$

当它与滤波器的耦合系数相匹配时得到谐振器的间距 $s_{12} = s_{15} = 0.645 \text{ mm}$, $s_{23} = s_{34} = 0.75 \text{ mm}$ 。

将式(6)得到的滤波器外部品质因数代入式(7)得到理论的 $\tau_{S_{11}}(\omega_0) = 3.865 \times 10^{-10}$,然后在 HFSS 中仿真添加了接地孔以及抽头的谐振器得到 S_{11} 的群时延值,当它与理论求得的 $\tau_{S_{11}}(\omega_0)$ 值相匹配时提取到抽头的位置 $l_t = 0.01 \text{ mm}$ 以及输入/输出谐振器线长 $l_1 = l_5 = 0.751 \text{ mm}$ 。最后在 HFSS 中建模、仿真、优化得到带类 SIR 抽头的滤波器布局和带渐变式抽头的滤波器布局如图 13、图 14 所示,其参数曲线如图 15、图 16 所示。

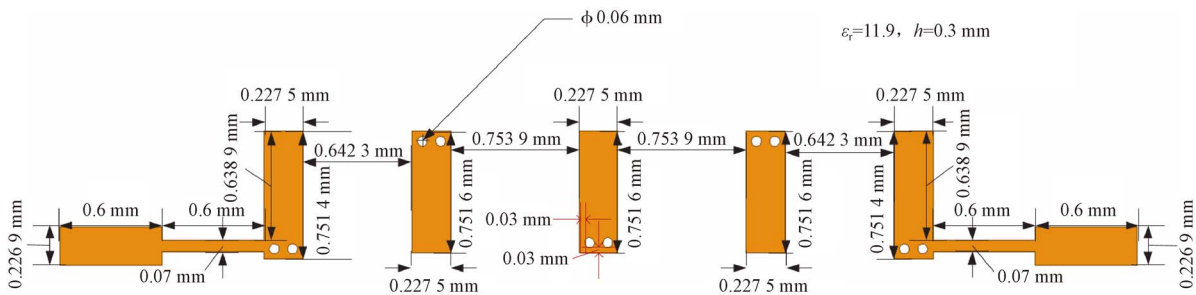


图 13 带类 SIR 抽头的微带交指滤波器版图
Fig. 13 Layout of interdigital filter with SIR-like tapped-line

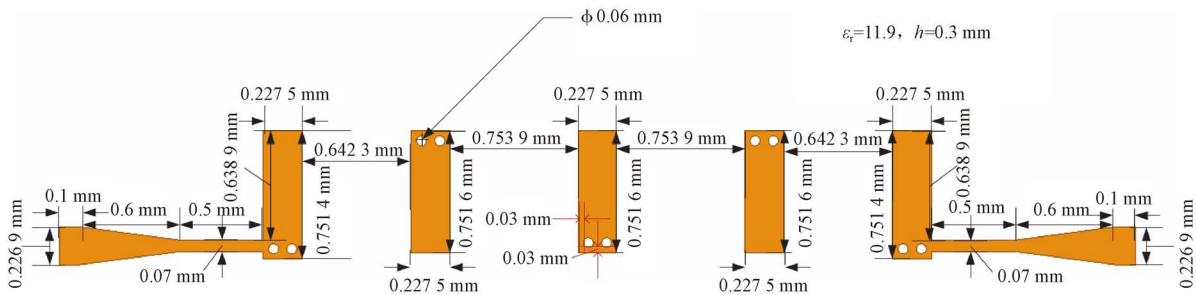


图 14 带渐变式抽头的微带交指滤波器版图
Fig. 14 Layout of interdigital filter with gradual tapped-line

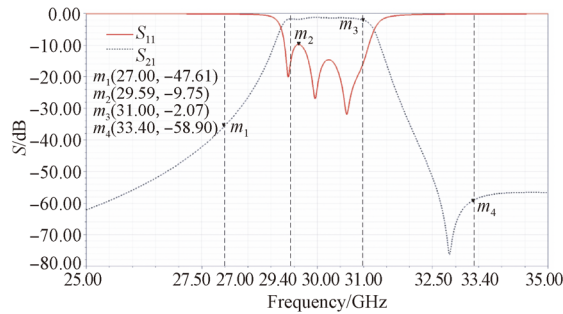


图 15 带类 SIR 抽头的微带交指滤波器 S 参数仿真结果

Fig. 15 Simulated S-parameter results of interdigital filter with SIR-like tapped-line

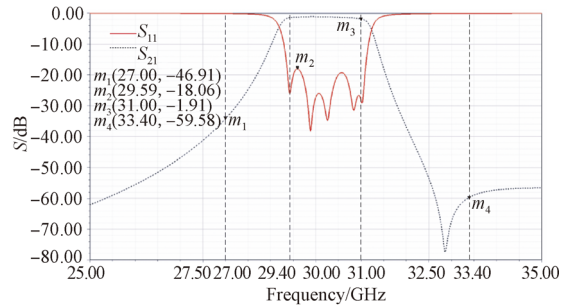


图 16 带渐变式抽头的微带交指滤波器 S 参数仿真结果

Fig. 16 Simulated S-parameter results of interdigital filter with gradual tapped-line

5 结 论

本文针对使用耦合谐振电路理论设计带抽头的微带交指带通滤波器时,传统的 $50\ \Omega$ 抽头线得到的外部品质因数 Q_e 达不到原型滤波器的外部品质因数 Q_e 的问题。采用理论分析了衬底厚度和中心频率对抽头结构的影响,并仿真实验了抽头与外部品质因数之间的关系,然后利用这一特性将传统的 $50\ \Omega$ 抽头改进为类 SIR 抽头,从而使滤波器设计中的 Q_e 能与理论值相匹配;同时为

了减小微带线阶跃变化带来的回波损耗增加,又将类 SIR 抽头进一步改进为渐变式抽头。最后以一个 5 阶 Ka 波段滤波器为案例,分别使用类 SIR 抽头和渐变式抽头进行设计,带类 SIR 抽头的滤波器回波损耗不满足指标要求,插入损耗和带外抑制满足指标要求,而带渐变式抽头的滤波器插入损耗为 1.91 dB,回波损耗为 18.06 dB,在 27.00 GHz 和 33.40 GHz 时的带外抑制分别为 46.91 dB 和 59.58 dB,相比带类 SIR 抽头的滤波器,回波损耗减小了 8.31 dB,插入损耗减小 0.16 dB,验证了所提出的两种抽头结构改进的可行性。

参考文献:

- [1] CHANG K. *Microstrip filters for RF/microwave applications* [M]. 2nd. New Jersey: John Wiley & Sons Inc, 2011.
- [2] 文数文,高杨,许夏茜.带抽头的微带交指滤波器初始设计流程[J].*强激光与粒子束*,2018,30(7):30074101(6).
WEN SH W, GAO Y, XU X X. Initial design procedure of microstrip interdigital filter with tapped-line [J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2018,30(7): 30074101(6). (in Chinese)
- [3] CAMDOO R, LAU S M, SU H T. Compact cross-coupled half-mode substrate integrated waveguide bandpass filter [C]. *IEEE Asia Pacific Microwave Conference*, 2017:706-709.
- [4] HUANG Q T, CHU Q X. Dual-mode dielectric filter [C]. *IEEE International Conference on Computational Electromagnetics*, 2016:129-131.
- [5] LU X, WEI B, CAO B, et al.. Design of a high-order dual-band superconducting filter with controlla-

- ble frequencies and bandwidths [J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2014, 24(2):3-7.
- [6] HSIEH S C, CHANG C C, CHEN Y M, et al.. Design of Ku-band SIR interdigital bandpass filter using silicon-based micromachining technology [C]. *IEEE Silicon Monolithic Integrated Circuits in Rf Systems*, 2010:104-107.
- [7] CHAKRAVORTY P, DAS S, MANDAL D, et al.. Feed line optimization in pseudo-interdigital bandpass filters [C]. *IEEE International Workshop on Electrical and Computer Engineering*, 2016:391-393.
- [8] 夏祖学,杨羿华,梁尧.2.4 GHz 波段微带发夹型带通滤波器设计与馈电研究[J].*西南科技大学学报*,2013,28(4):81-84.
XIA Z X, YANG Y H, LIANG Y. 2.4 GHz band hairpin microstrip bandpass filter design and feed research [J]. *Journal of Southwest University of Science and Technology*, 2013, 28(4):81-84. (in Chinese)
- [9] SWANSON D G J. Grounding microstrip lines with

- via holes [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 1992, 40(8):1719-1721.
- [10] CASPI S, ADELMAN J. Design of combline and interdigital filters with tapped-line input [J]. *IEEE Trans Microwave Theory & Techniques*, 1988, 36(4):759-763.
- [11] DENING C. Using microwave CAD programs to analyze microstrip interdigital filters [J]. *Micro-wave Journal*. 1989, 32(3): 147-152.

作者简介:



文数文(1992—),男,四川绵阳人,硕士,2016年于南京理工大学获得学士学位,主要从事微电子机械系统(MEMS)及其应用研发。E-mail: 505672577@qq.com



高 杨(1972—),男,四川绵阳人,博士,研究员,1993年于西安理工大学获得学士学位,1996年于重庆大学获得硕士学位,2000年于北京理工大学获得博士学位,2004年于上海交通大学博士后出站,主要从事微电子机械系统(MEMS)及其应用研发。E-mail: gaoyang@caep.cn