

具有抑制谐波性能的微带带通滤波新电路

林杞楠¹, 王安国¹, 吴志荣², 张 鹏³

(1. 天津大学电子信息工程学院, 天津 300072; 2. 宁波职业技术学院信息工程系, 浙江宁波 315800;
3. 信息产业部电子第五十五研究所, 江苏南京 210016)

摘 要: 针对分布参数滤波网络存在寄生通带问题, 本文提出一种新的微带带通滤波电路. 对其滤波特性进行了理论分析, 给出了电路的结构形式和有关计算公式. 它由特定组合传输线与平行耦合微带线单元级联构成, 结构简单. 计算及实验结果表明这种新的滤波电路具有良好的谐波抑制特性. 这种滤波电路用在微波振荡器或放大器输出端, 可以有效地抑制谐波输出.

关键词: 特定组合传输线; 平行耦合微带线; 微带带通滤波器; 谐波抑制

中图分类号: TN713 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 06-0816-04

A Novel Circuit of Microstrip Bandpass Filters with Good Performance in Harmonic Suppression

LIN Qi-nan¹, WANG An-guo¹, WU Zhi-rong², ZHANG Peng³

(1. College of Electronics & Information Eng., Tianjin University, Tianjin 300072, China;
2. Dept. of Information Eng., Ningbo Vocational College, Ningbo, Zhejiang 315800, China;
3. Electronic 55th Institute of the Information Industry Ministry, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

Abstract: In view of parasitic passband in the filtering networks composed of distributed elements, a novel circuit of microstrip bandpass filters is presented in this paper. The filtering properties of the filter are analyzed. The configurations of the filter and related equations are also presented. The circuit is composed of the parallel coupled microstrip lines and the specific combined transmission lines by cascaded connection, and the structure is simple. Theoretical results and experimental results indicate that the novel circuits of microstrip bandpass filters has good performance in harmonic suppression. Using this new structure as output filters in the microwave oscillators or amplifiers, the performance of the system in harmonic suppression will be improved.

Key words: specific combined transmission lines; parallel coupled microstrip lines; microstrip bandpass filter; harmonic suppression

1 引言

用在微波振荡器或放大器输出端的滤波器, 要求具有良好的抑制谐波的性能. 在微波集成电路中, 分支线带通滤波器容易设计和实现, 但它的第一寄生通带中心频率 2 倍于主通带中心频率 f_0 , 且占用较大基片面积, 一般不采用. 平行耦合微带线带通滤波器第一寄生通带的中心频率为 $3f_0$, 结构比较紧凑, 因此使用比较广泛^[1]. 然而, 通常 3 次谐波分量还是较强的, 当要求对它与 2 次谐波同样得到有效抑制时, 平行耦合微带线滤波器也就无能为力. 为了解决这个问题, 可以应用平行耦合线阶梯阻抗谐振器进行滤波器设计, 使得寄生通带响应的位置偏离 $2f_0$ 和 $3f_0$ ^[2,3].

本文提出一种新的微带线带通滤波电路结构, 它由特定组合传输线与平行耦合微带线单元级联构成. 利用特定组合

传输线的陷波特性, 可以阻止平行耦合线周期性零衰减响应在 $3f_0$ 出现, 从而为解决 2 次和 3 次谐波的抑制问题提供了一条新的途径. 首先, 对所采用的基本单元电路进行特性分析; 其次, 阐述新的滤波电路的构成及有关计算公式, 并给出算例和实验曲线, 用以表明这种新电路的滤波性能.

2 基本单元

本文采用两种类型基本单元电路: 一种是由两节开路式对称耦合线节级联组成, 如图 1(a) 所示, 简称 P (Parallel coupled microstrip lines) 型单元 (图中未标出开路端电容效应缩短长度 l); 另一种是示于图 1(b) 的特定长度并联传输线, 即特定组合传输线, 简称 S (Specific combined transmission lines) 型单元.

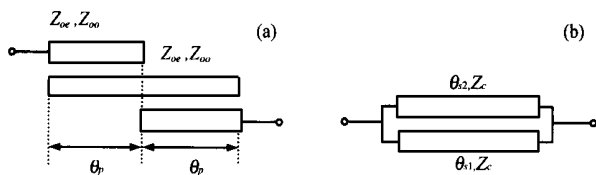


图 1 基本单元电路。(a) P 型单元; (b) S 型单元

2.1 P 型单元电路特性

在工程设计中,通常认为耦合微带线传播准 TEM 波,忽略色散特性,即认为偶、奇模特性阻抗 Z_{oe} 及 Z_{oo} 只与耦合线结构尺寸及介质有关。从而可令

$$Z_{oe} = m Z_{oo} \quad (m > 1) \quad (1)$$

于是两节开路式对称耦合线节级联(即 P 型单元)的链接参数可用 Z_{oo} 、 m 及电长度表示^[4]

$$A_p = D_p = \frac{2(m+1)^2}{(m-1)^2} \cos^2 p - 1 \quad (2a)$$

$$B_p = j \frac{(m+1) Z_{oo}}{(m-1)^2} [(m-1)^2 - (m+1)^2 \cos^2 p] \operatorname{ctg} p = j Z_{oo} x_p \quad (2b)$$

$$C_p = j \frac{4(m+1) \sin p \cos p}{(m-1)^2 Z_{oo}} = \frac{j}{Z_{oo}} y_p \quad (2c)$$

P 型单元电路本身是一个可逆对称二端口网络。在对称负载 $R_S = R_L = Z_0$ (通常 Z_0 为 50 Ω) 条件下,其以分贝为单位的衰减特性可用链接参数表示:

$$A_{dB} = 10 \lg \left[\frac{(A_p + C_p Z_0)^2 - 1}{4 |C_p|^2 Z_0^2} \right] \quad (3)$$

将式(2)代入,经推导可得 P 型单元的衰减表达式如下:

$$A_{dB} = 10 \lg \left[1 + N (16 m^2 r^2 \operatorname{ctg}^2 p - 8 m r K \cos^2 p + K^2 \cos^2 p \sin^2 p) \right] \quad (4)$$

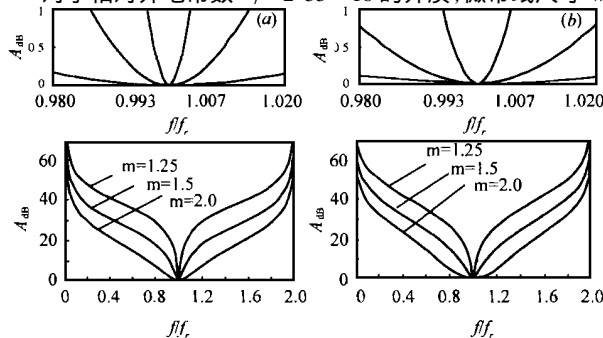
式中 $r = Z_{oo}/Z_0$, $N = (m+1)^2/4(m-1)^4$, $K = (m+1)^2 r - (4/r)$

由式(4)可知, P 型单元的衰减特性只与 r 和 m 的选取有关。不管 r 和 m 如何选取,当 p 为 $\pi/2$ 的奇数倍时,均有 $A_{dB} = 0$ 。若取某一频率为参考频率 f_r ,相应微带线中波长为 λ_r ,同时取耦合线节的长度 $l_p = \lambda_r/4$,则 p 可表示为:

$$p = 2 \left(\frac{l_p}{\lambda_r} \right) \left(\frac{f}{f_r} \right) = \left(\frac{\pi}{2} \right) \left(\frac{f}{f_r} \right) \quad (5)$$

于是当 r 和 m 选定后,便可计算 P 型单元的频率响应曲线。

对于相对介电常数 $\epsilon_r = 2.55 \sim 16$ 的介质,微带线尺寸 w/λ_r

图 2 P 型单元频率响应曲线。(a) $r = 0.8$; (b) $r = 1.25$

$h = 0.1 \sim 2.0$, $s/h = 0.2 \sim 1.0$, m 和 r 值的范围为 $m = 1.23 \sim 2.46$, $r = 0.38 \sim 3.28$ 。 r 取 0.8、1.25, m 取 1.25、1.5、2.0 时, P 型单元的频率响应曲线分别示于图 2(a) 和 (b)。从图 2 可见,带宽主要决定于 m 的取值。 m 值越小,通带越窄, r 值增大,通带略加宽。

2.2 S 型单元电路特性

特定长度并联传输线具有一定的滤波特性。其链接参数可由其短路导纳参数求得^[5]:

$$A_s = D_s = \frac{\sin(s_1 + s_2)}{\sin s_1 + \sin s_2} \quad (6a)$$

$$B_s = j Z_c \frac{\sin s_1 \sin s_2}{\sin s_1 + \sin s_2} \quad (6b)$$

$$C_s = \frac{j}{Z_c} \cdot \frac{(\sin s_1 + \sin s_2)^2 - \sin^2(s_1 + s_2)}{\sin s_1 \sin s_2 (\sin s_1 + \sin s_2)} \quad (6c)$$

若令 $s_1 = (s_2 - s_1)/2$, $s_2 = (s_2 + s_1)/2$, 在对称负载 $R_S = R_L = Z_0$ 条件下,取 $Z_c = 2 Z_0$,则可得图 1(b) 所示特定组合传输线衰减表达式为^[5]:

$$A_{dB} = 10 \lg \left[1 + \frac{\sin^4 s_1}{4 \sin^2 s_2 \cos^2 s_1} \right] \quad (7)$$

S 型单元可以选用两种特定组合传输线,第一种传输线长分别取 $l_{s1} = \lambda/6$, $l_{s2} = \lambda/3$ 。即 $s_1 = (\pi/3) \cdot (f/f_r)$, $s_2 = (2\pi/3) \cdot (f/f_r) = 2 s_1$, 称它为 S 型 I 式单元。第二种取 $l_{s1} = \lambda/12$, $l_{s2} = \lambda/4$ 。即 $s_1 = (\pi/6) \cdot (f/f_r)$, $s_2 = (\pi/2) \cdot (f/f_r) = 3 s_1$, 称它为 S 型 II 式单元。对于 S 型 I 式单元, $s_1 = (\pi/6) \cdot (f/f_r)$, $s_2 = (\pi/2) \cdot (f/f_r)$; 对于 S 型 II 式单元, $s_1 = (\pi/6) \cdot (f/f_r)$, $s_2 = (\pi/3) \cdot (f/f_r)$ 。将 s_1 、 s_2 代入式(7),便可得 S 型单元的频率响应曲线,如图 3 所示。

图 3 S 型单元频率响应曲线

由图可知, S 型 I 式单元在 $f/f_r = 2, 3, 4$ 处有陷波特性; S 型 II 式单元只在 $f/f_r = 3$ 处有陷波特性。

根据 s_1 与 s_2 的关系, S 型单元的链接参数可用 s_1 表示。对于 S 型 I 式:

$$A_s = D_s = 2 \cos s_1 - 1 \quad (8a)$$

$$B_s = j Z_0 \frac{4 \sin s_1 \cos s_1}{(1 + 2 \cos s_1)} = j Z_0 x_s \quad (8b)$$

$$C_s = \frac{j}{Z_0} \cdot \frac{(1 + 2 \cos s_1)(1 - \cos s_1)}{\sin s_1} = \frac{j}{Z_0} \cdot y_s \quad (8c)$$

对于 S 型 II 式:

$$A_s = D_s = \frac{1 - 2 \sin^2 s_1}{\cos s_1} \quad (9a)$$

$$B_s = j Z_0 \frac{\sin s_1 (3 - 4 \sin^2 s_1)}{2 \cos^2 s_1} = j Z_0 x_s \quad (9b)$$

$$C_s = \frac{j}{Z_0} \cdot 2 \sin s_1 = \frac{j}{Z_0} \cdot y_s \quad (9c)$$

3 电路结构

本文提出的滤波电路系由 P 型单元-S 型单元-P 型单元

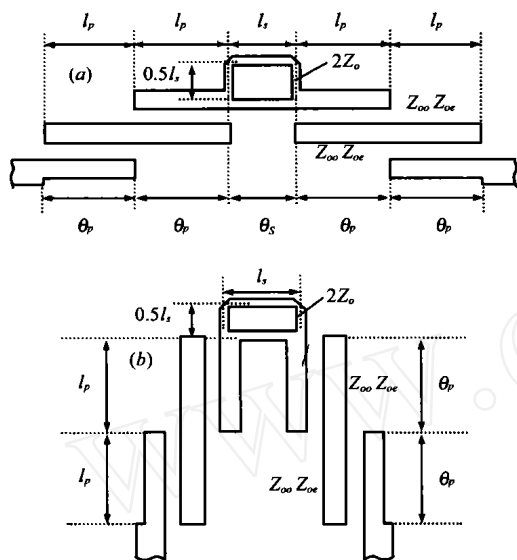


图4 滤波器结构。(a)“塔桥型”;(b)“城楼型”

级联构成,简称为P-S-P滤波电路。S型单元以式(10)为例,当滤波电路输入和输出在两个方向时,可采用图4(a)所示“塔桥”

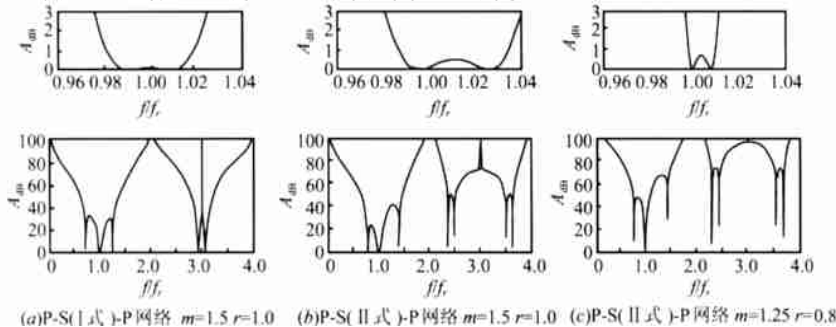


图5 滤波电路衰减特性

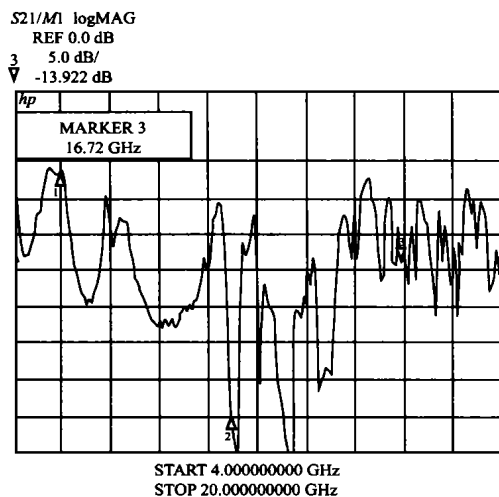


图6(b) 测试曲线

当选取 $m=1.5, r=1.0$ 时,若S型单元为式(10),其衰减特性示于图5(a);若S型单元为式(11),其衰减特性示于图5(b)。由图可见,P-S(Ⅰ式)-P滤波网络通带响应对称性较好,但在

“城楼型”结构;当输入和输出在同一方向时,可采用图4(b)所示“城楼型”结构。

通过矩阵运算,容易得P-S-P滤波电路的链接参数表达式如下:

$$A = D = A_s(2A_p^2 - 1) - (1/r)x_sA_p y_p - r y_s A_p x_p \quad (10a)$$

$$B = jZ_{oo}(2A_sA_p x_p + (1/r)x_sA_p^2 - r y_s x_p^2) = jZ_{oo}x \quad (10b)$$

$$C = (j/Z_{oo})(2A_sA_p y_p - (1/r)x_s y_p^2 + r y_s A_p^2) = (j/Z_{oo})y \quad (10c)$$

4 衰减特性

P-S-P滤波电路仍是可逆对称二端口网络,计算衰减特性公式的形式与式(3)相同。将式(10)代入,可得:

$$A_{dB} = 10 \lg(0.25(rx + y/r)^2 + A^2) \quad (11)$$

以所要求主通带中心频率 f_o 为参考频率 f_r ,根据情况选择 m 和 r 值,按式(2)求 A_p, X_p, Y_p ,按式(8)或式(9)求 A_s, X_s, Y_s ,然后按式(10)求 A, X, Y ,并代入式(11),即可确定P-S-P滤波电路的衰减频率特性。

通常 $Z_o = 50 \Omega$, m 和 r 值选定后,便可进行微带线综合。平行耦合线开路端电容效应缩短长度,可以根据经验公式确定^[6]。

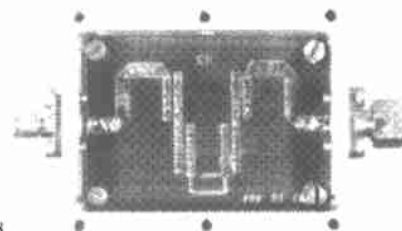


图6(a) 实验电路

$f/f_c = 3$ 两边寄生通带相邻较近而且较宽。P-S(Ⅰ式)-P滤波网络虽然通带响应不对称,中心频率稍往高端偏移,可是寄生通带的情况显然足以令人满意。当要求通带较窄时,可以选取较小的 m 值。例如 $m=1.25, r=0.8$ 时,P-S(Ⅱ式)-P滤波网络的衰减特性如图5(c)所示。其选择性明显优于图5(a)及(b)。为了验证上述理论,采用 $r=2.55$,厚度为1mm的微波介质板制作了实验电路(如图6(a)),中心频率 $f_r = 5.56 \text{ GHz}$, $r=1.243, m=1.612$ 。电路未经调整的测试结果见图6(b)。从测试结果看,通带及2次谐波抑制的性能还是令人满意的。在3次谐波附近,由于频率增高,电路的接地等工艺问题影响较大,测试结果略差,但仍有较大的衰减。

5 结论

由于传输线段频率响应的周期性,对于分布参数结构的滤波器,必须关注其寄生通带所处的位置。本文提出应用平行耦合微带线单元与特定组合传输线级联构成窄带通滤波电路,旨在为有效抑制谐波提供新的途径。根据特定组合传输线陷波特性,引入两种形式S型单元。采用P-S(Ⅰ式)-P电路,并取较小 m 值,能够获得良好抑制谐波性能,是更好的选择。P-

S-P 滤波电路结构简单,适于微波集成电路中应用。算例尚未计及耦合线节与并联传输线连接处不连续性的影响。并联的两平行传输线间距离为 $\lambda/12$,故其相互间影响也予忽略。尽管如此,算例及实验电路未经调整的测试结果足以表明应用本文所提出的滤波电路抑制 2、3 以及 4 次谐波是可行的。这在微波集成电路设计中有其实用价值。

感谢天津大学马晓红副教授、55 所朱震宇工程师等在电路板制作和测试方面所提供的帮助。

参考文献:

- [1] 清华大学编. 微带电路 [M]. 北京:人民邮电出版社,1976:130-135.
- [2] M Makimoto, S Yamashita. Bandpass filters using paralld coupled stripline stepped impedance resonators [J]. IEEE Trans., 1980, MTT-28(12):1413 - 1417.
- [3] A F Sheta, F P Coupey, et al. Miniature microstrip stepped impedance resonator bandpass filters and duplexers for mobile communications [A]. 1996 IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest [C]:607 - 610.
- [4] 王安国,林杞楠. 全等宽平行耦合微带线带通滤波器的设计 [J]. 电路与系统学报,2000,5(1):43 - 47.
- [5] 王安国,林杞楠. 微波集成电路特定长度并联传输线的滤波特性 [J]. 电子学报,1999,27(9):78 - 80.
- [6] R Garg, I J Bahl. Microstrip discontinuities [J]. Int. J. Electronics, 1978, 41(1):81 - 87.

作者简介:



林杞楠 男. 1934 年生于广东. 教授, 中国通信学会会士. 1961 年毕业于天津大学并留校工作. 1989 年~1990 年赴英国伦敦大学英王学院, 为高级访问学者. 从事电网理论及微波固态电路理论与设计的教学和科研工作. 在国内外发表论文 30 多篇.



王安国 男. 1958 年生于山西. 1982 年于南京工学院(现东南大学)无线电工程系获学士学位, 1990 年于天津大学电子工程系获硕士学位, 现为天津大学电子信息工程学院副教授, 在职博士生, 在学术刊物与会议上已发表论文 16 篇, 近年的研究兴趣为单片微波集成电路的理论与设计, 三维微波集成电路的理论与设计.