

文章编号: 1673-8691(2008)01-0043-03

补偿式λ/4 阻抗变换器的频率特性

刘捷, 傅文斌, 姜永金

(空军雷达学院电子对抗系, 武汉 430019)

摘要: 借助微波网络理论研究了串联、并联及串并联三种补偿式λ/4阻抗变换器的频率特性. 在导出的频率特性方程的基础上, 仿真得到相应的幅频特性曲线和相频特性曲线. 分析表明, 从带宽特性看, 串联补偿式和并联补偿式特性相近, 串并联补偿式则优于前两者.

关键词: 阻抗变换器; 微波传输线; 幅频特性; 相频特性

中图分类号: TN811

文献标识码: A

λ/4 阻抗变换器在微波工程, 特别是雷达射频传输系统中有着广泛应用, 由于其频带窄, 只能对一个频点实现严格的匹配. 为改善阻抗变换器的频率特性, 已设计有多节阻抗变换器、连续式阻抗变换器及补偿式阻抗变换器等^[1-3].

为便于工程运用, 本文拟对补偿式阻抗变换器改善频率特性的效果进行定量分析. 首先, 借助二端口微波网络理论及阻抗匹配方程, 导出串联、并联、串并联三种补偿式 λ/4 阻抗变换器的频率特性方程; 然后, 通过仿真得到多种条件下这 3 种阻抗变换器的幅频特性和相频特性曲线; 并以最大允许反射系数为约束参数分析了它们的带宽.

1 理论分析

均匀无耗传输线组成的匹配微波电路如图 1 所示(图中, Z_0 为均匀无耗传输线的特性阻抗, R_L 为末端所接负载, Z_m 和 Γ 分别为补偿式 λ/4 阻抗变换器输入端的输入阻抗、电压反射系数).

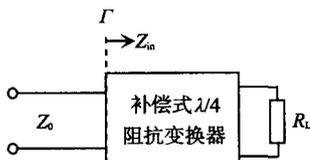


图1 匹配电路

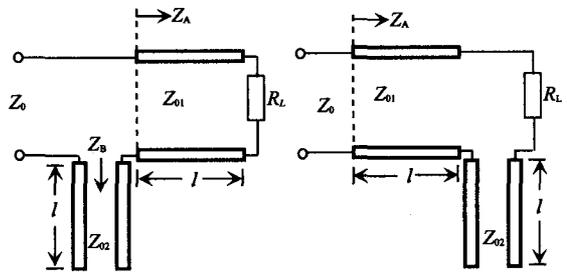
根据二端口网络理论, 补偿式 λ/4 阻抗变换器可看成由补偿段和 λ/4 阻抗变换器级联而成的组合网络(补偿段长度 $l = \lambda_0/4$), 其总转移矩阵 $A = A_1 A_2 A_3 \dots$, 由此可求得 Z_m 和 Γ 为

$$Z_m = (A_{11}R_L + A_{12}) / (A_{21}R_L + A_{22}) \quad (1)$$

$$\Gamma = (Z_m - R_L) / (Z_m + R_L) \quad (2)$$

1.1 串联补偿式 λ/4 阻抗变换器

串联补偿式 λ/4 阻抗变换器如图 2 所示.



(a) 补偿段接入方式 1

(b) 补偿段接入方式 2

图2 串联补偿式 λ/4 阻抗变换器

若补偿段串接于 λ/4 阻抗变换器与主传输线之间, 如图 2(a)所示, 要使传输线在工作频率 f 不等于中心频率 f_0 时, 仍处于匹配状态, 由阻抗匹配方程, 必须 $Z_A + Z_B = Z_0$, 得

$$Z_{01} = \sqrt{Z_0 R_L} \quad Z_{02} = \sqrt{Z_0 R_L} (Z_0 / R_L - 1) \quad (3)$$

由于 Z_{02} 只能是正实数, 故须有 $R_L < Z_0$.

将图 2(a)所示阻抗变换器看成串联的开路线和 λ/4 阻抗变换器这 2 个二口网络的级联, 得组合网络的 4 个 A 参量为

$$\begin{cases} A_{11} = \cos \theta (1 + Z_{02}/Z_0) \\ A_{12} = j(Z_{01} \sin \theta - Z_{02} \cot \theta \cos \theta) \\ A_{21} = j \sin \theta / Z_0 \\ A_{22} = \cos \theta \end{cases} \quad (4)$$

式中 $\theta = \pi l / \lambda$ 为电角度. 对 f_0 有 $\theta_0 = \pi l / \lambda_0 = 90^\circ$.

把式(1)、式(3)及式(4)代入式(2), 得对应图 2(a)的频率特性方程为

$$\Gamma = \frac{2(Z_0/R_L - 1) \cos^2 \theta}{\cos 2\theta - 3 + 2Z_0 \cos^2 \theta / R_L + 2j\sqrt{Z_0/R_L} \sin 2\theta} \quad (5)$$

图2(b)是补偿段串接于 $\lambda/4$ 阻抗变换器与 R_L 之间的情况,同理,须有 $R_L > Z_0$,对应的频率特性方程为

$$\Gamma = \frac{2(R_L/Z_0 - 1) \cos^2 \theta}{\cos 2\theta - 3 + 2R_L \cos^2 \theta / Z_0 + 2j\sqrt{R_L/Z_0} \sin 2\theta} \quad (6)$$

1.2 并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器

并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器如图3所示.

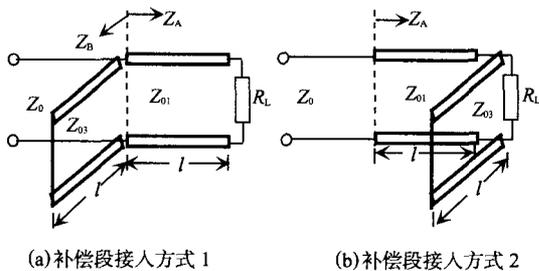


图3 并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器

图3(a)是补偿段并接于 $\lambda/4$ 阻抗变换器与主传输线之间的情况,与前一种情况类似,可得

$$Z_{01} = \sqrt{Z_0 R_L} \quad Z_{03} = \sqrt{Z_0 R_L} / (R_L / Z_0 - 1) \quad (7)$$

故须有 $R_L > Z_0$. 对应的频率特性方程为

$$\Gamma = \frac{2(1 - R_L/Z_0) \cos^2 \theta}{\cos 2\theta - 3 + 2R_L \cos^2 \theta / Z_0 + 2j\sqrt{R_L/Z_0} \sin 2\theta} \quad (8)$$

图3(b)是补偿段并接于 $\lambda/4$ 阻抗变换器与 R_L 之间的情况,须有 $R_L < Z_0$. 对应的频率特性方程为

$$\Gamma = \frac{2(1 - Z_0/R_L) \cos^2 \theta}{\cos 2\theta - 3 + 2Z_0 \cos^2 \theta / R_L + 2j\sqrt{Z_0/R_L} \sin 2\theta} \quad (9)$$

1.3 串并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器

串并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器是由3个二口网络级联的组合网络,根据补偿段的接入位置不同,按图4中2种情况进行分析.

图4(a)中,要使传输线在 $f \neq f_0$ 时,仍处于匹配状态,须有 $R_L < Z_0$,且

$$Z_{01} = \sqrt{Z_0 R_L} \quad Z_{02} = Z_{01}(Z_{01}^2 / R_L^2 - Z_{01} / Z_{03} - 1) \quad (10)$$

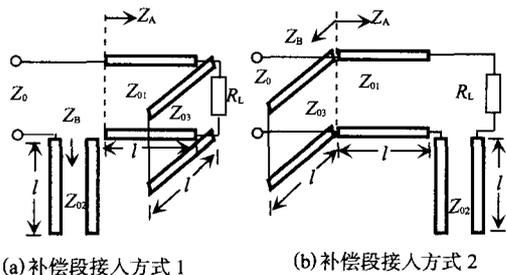


图4 串并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器

对应的频率特性方程为

$$\Gamma = \cos \theta \cot \theta (R_L^2 (\sqrt{Z_0 R_L} + Z_{03}) \cot \theta - jZ_{02} Z_{03} + jR_L Z_{03} (jZ_0 \cot \theta + 2\sqrt{Z_0 R_L} + Z_{03})) / ((2\sqrt{Z_0 R_L} -$$

$$jZ_0 \cot \theta) Z_{03}^2 \cos \theta + R_L^2 (\sqrt{Z_0 R_L} + Z_{03}) \cos \theta \cot^2 \theta + jR_L Z_{03} (jZ_0 \cos \theta \cot^2 \theta + Z_{03} (\cos \theta \cot \theta + 2 \sin \theta))) \quad (11)$$

图4(b)中,须有 $R_L > Z_0$,且

$$Z_{01} = \sqrt{Z_0 R_L} \quad Z_{03} = Z_{01} / (R_L^2 / Z_{01}^2 - Z_{02} / Z_{01} - 1) \quad (12)$$

对应的频率特性方程为

$$\Gamma = \cos \theta \cot \theta (-R_L^2 \sqrt{Z_0 R_L} - jZ_0 Z_{02} (\sqrt{Z_0 R_L} + Z_0) \cot \theta + R_L (j\sqrt{Z_0 R_L} Z_{02} \cot \theta + Z_0 (\sqrt{Z_0 R_L} + 2Z_{02}))) / (R_L^2 \cot \theta (2jZ_0 \sin \theta + \sqrt{Z_0 R_L} \cos \theta) + jZ_0 Z_{02} (\sqrt{Z_0 R_L} + Z_0) \cos \theta \cot^2 \theta + 0.25R_L \sqrt{Z_0 R_L} \csc^2 \theta \cdot (Z_0 (\sin 3\theta - 7 \sin \theta) - 4jZ_{02} \cos^3 \theta)) \quad (13)$$

2 仿真与分析

对于串、并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器,由式(3)和式(7)可见, Z_{01} 、 Z_{02} 及 Z_{03} 都不是独立参量,且串、并联补偿段接入位置不同,所要求的 Z_0/R_L 比值关系不同(大于或小于1),故以比值 Z_0/R_L 为参量分析.取 $Z_0/R_L = 2, 4, 6$,由式(5)和式(9);取 $Z_0/R_L = 1/2, 1/4, 1/6$,由式(6)和式(8),在MATLAB环境^[4]下可分别得幅、相频特性曲线如图5所示.

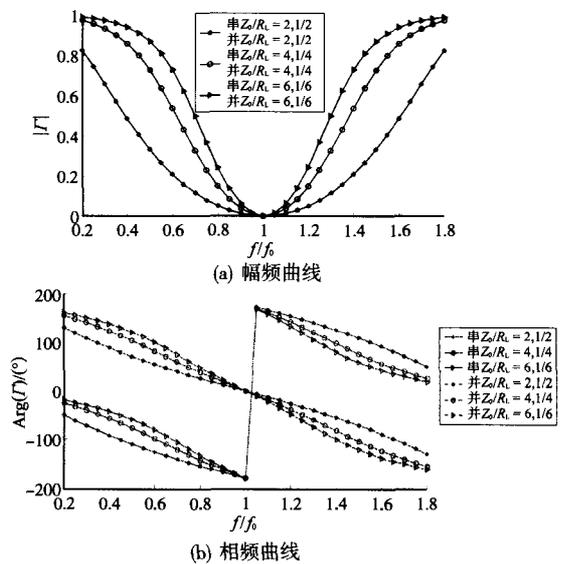


图5 串、并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器幅、相频曲线

对于图4所示串并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器,取 $R_L/Z_{03} = 0.3$, $Z_0/R_L = 2, 4, 6$,由式(11);取 $Z_{02}/R_L = 0.3$, $Z_0/R_L = 1/2, 1/4, 1/6$,由式(13),分别得幅、相频特性曲线如图6所示.再取 $Z_0/R_L = 2$, $R_L/Z_{03} = 0.05, 0.15, 0.3$,由式(11);取 $Z_0/R_L = 1/2$, $Z_{02}/R_L = 0.05, 0.15, 0.3$,由式(13),分别得幅频特性曲线如图7所示.

为分析方便,取要求的最大反射系数 $|\Gamma_m|$ 为0.05(稍宽于常规雷达射频传输系统的带宽),由图5(a)、图6(a)得图2(a)、图3(b)及图4(a)所示的串联、并联及串并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器的工作

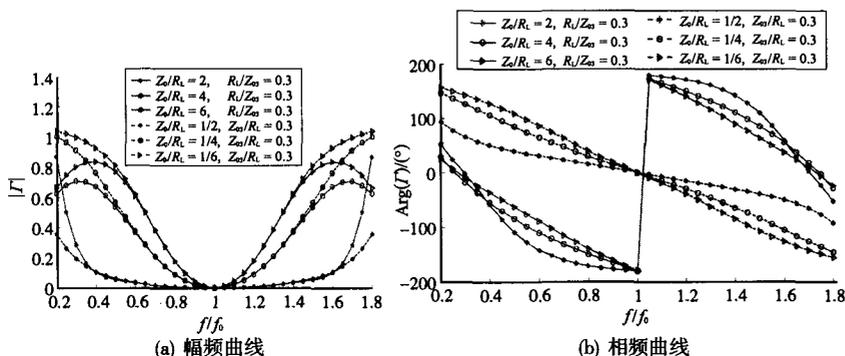


图6 不同 Z_{02}/R_L 时串并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器幅、相频曲线

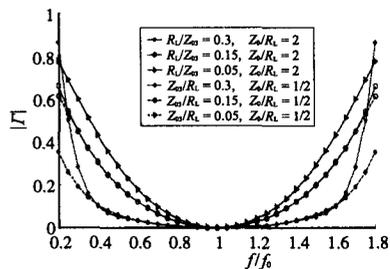


图7 不同 R_L/Z_{03} ($Z_{02}/R_L = 2$)、 Z_{02}/R_L ($Z_{02}/R_L = 1/2$) 比值时串并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器幅频特性曲线

带宽比较,如表1所示.

表1 3种补偿式λ/4阻抗变换器工作带宽比较

Z_0/R_L	$\Delta f/f_0 / (\%)$		
	串联	并联	串并联
2	40	40	50
4	23	23	30
6	18	18	22

仿真分析表明:(1)对于串、并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器,比值 Z_0/R_L 大于1或小于1决定串联或并联补偿段的接入位置不同,但对同一 R_L 与 Z_0 的匹配,它们的幅频特性是相同的;且 R_L 与 Z_0 越接近,工作带宽越宽;(2)对于图4所示2种接法的串并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器,在比值 R_L/Z_{03} 和 Z_{02}/R_L 相同时,对同一 R_L 与 Z_0 的匹配,它们的幅频特性随频率偏移越小越接近;且 R_L 与 Z_0 越接近,工作带宽越宽;(3)图4(a)所示串并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器,在比值 R_L/Z_{03} 小于且越接近 $(\sqrt{Z_0/R_L} - 1)$ 时,工作带宽越宽;图4(b)所示的串并联补偿式在比值 Z_{02}/R_L 小于且越接近 $\sqrt{R_L/Z_0} - 1$ 时,工作带宽越宽;(4)就工作带宽而言,串并联补偿式要优于单一的串、并联补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器。

3 结束语

本文利用二口网络A参数的级联特性和阻抗匹配方程,导出补偿式 $\lambda/4$ 阻抗变换器的频率特性方程,并运用MATLAB仿真得到它们的幅频和相频特性曲线.分析表明,补偿段的接入位置取决于比值 Z_0/R_L 大于1或小于1,且 R_L 与 Z_0 越接近,工作带宽越宽.就工作带宽而言,串联补偿式与并联补偿式的相同,串并联补偿式要优于前2种.

参考文献:

- [1] 傅文斌,等.微波技术与天线[M].北京:机械工业出版社,2007:71-73.
- [2] Sophocles J Orfanidis. A Two-Section Dual Band Chebyshev Impedance Transformer [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2003,13(9):382-384.
- [3] MONZON C. Analytical Derivation of a Two Section Impedance Transformer for a Frequency and its First Harmonic[J].IEEE Microwave and Wireless Components Letters,2002,12(10):381-382.
- [4] 张志涌,等.MATLAB教程[M].北京:北京航空航天大学出版社,2001:160-165.

Analysis of Frequency Characteristics of Impedance Convertors With Compensated $\lambda/4$

LIU Jie, FU Wen-bin, JIANG Yong-jin

(Department of Electronic Countermeasures, AFRA, Wuhan 430019, China)

Abstract: The frequency characteristics of impedance convertors with compensated $\lambda/4$ that are in series, in parallel and series-parallel were studied in terms of the theory of microwave network. The curves of amplitude-frequency and phase-frequency characteristics were obtained based on the derived frequency characteristic equations. The analysis shows that the characteristics of the series compensation is nearly the same as that of the parallel compensation, and the series-parallel compensation is much better than the former two in the characteristics of the frequency bandwidth.

Key words: impedance convertor; microwave transmission line; amplitude-frequency characteristics; phase-frequency characteristics