

引用格式:赵俊君,李冬梅,宋贺伦,等. 基于传输矩阵的勒让德阻抗变换器设计方法[J]. 微电子学与计算机,2019,36(12):26-29. [ZHAO J J, LI D M, SONG H L, et al. Design method of legendre impedance transformer based on transmission matrix [J]. Microelectronics & Computer, 2019, 36(12): 26-29.]

基于传输矩阵的勒让德阻抗变换器设计方法

赵俊君^{1,2}, 李冬梅¹, 宋贺伦², 刘登科²

(1 上海大学 材料科学与工程学院, 上海 200444;

2 中国科学院 苏州纳米技术与纳米仿生研究所 系统集成与 IC 设计研究部, 江苏 苏州 215123)

摘 要: 阻抗变换器是实现现代无线通信系统中宽带功率放大器设计的重要一环. 提出了一种基于传输矩阵的勒让德阻抗变换器设计方法. 该方法结合归一化的传输矩阵($\tilde{\mathbf{A}}$ 参量矩阵)理论完成了勒让德阻抗变换器的公式推导和设计步骤. 并结合 MATLAB, ADS(Advanced Design System)联合设计了阻抗变比为 4, 相对带宽高达 66.7% 的三阶勒让德阻抗变换器. 该三阶勒让德阻抗变换器带内衰减量 L 小于 0.013 dB, 实际带宽为 2 GHz.

关键词: 勒让德, 多节阻抗变换器; 归一化传输矩阵

中图分类号: TN 811

文献标识码: A

文章编号: 1000—7180(2019)12—0026—04

Design method of legendre impedance transformer based on transmission matrix

ZHAO Jun-jun^{1,2}, LI Dong-mei¹, SONG He-lun², LIU Deng-ke²

(1. School of Materials Science and Engineering, Shanghai University, Shanghai 200444, China;

2. System Integration & IC Design Division, Suzhou Institute of Nano-Tech and Nano-Bionics, Chinese Academy of Sciences, Suzhou 215123, China)

Abstract: An Impedance converter is an important part of the design of broadband power amplifiers in modern wireless communication systems. A design method of Legendre impedance transformer based on transmission matrix is proposed. This method combined with the normalized transfer matrix theory completes the formula derivation and design steps of the Legendre impedance transformer. Combined with MATLAB, ADS (Advanced Design System) jointly designed a three-order Legendre impedance transformer with an impedance ratio of 4 and a relative bandwidth of 66.7%. The third-order Legendre impedance converter has an in-band attenuation L of less than 0.013 dB and an actual bandwidth of 2 GHz.

Key words: Legendre; Multi-section impedance transformer; Normalized transfer matrix

1 引言

阻抗变换器是一种常用的二端口元件,在功率放大器中经常被用来实现输入以及输出的功率匹配和效率匹配.而宽带的阻抗变换器,是实现现代无线通信系统中宽带功率放大器设计的重要一环^[1].

虽然传统的 $1/4$ 波长的均匀传输线也能够实现阻抗变换的功能,但只能在很窄的频带上工作,例如:在带内反射系数最大为 0.05,阻抗变比为 4 的情况下, $1/4$ 波长阻抗变换器的带宽只有 8.52%.通过增加阻抗变换器的节数可以在较宽的频带上获得理想的匹配特性.对于多节阻抗变换器,每一阶梯的阻抗

幅值和相位变化应赋予什么样的特性来满足相对应的频率响应需求在工程设计一直是一个非常重要的网络综合问题^[2]. 常见的宽带阻抗变换包括二项式阻抗变换器和切比雪夫阻抗变换器. 二项式阻抗变换器的特性是带内平坦度非常高,但是在最大反射系数的限制下,相对带宽较低. 切比雪夫阻抗变换器属于等纹波阻抗变换器,虽然能够实现比较高的宽带,但是带内纹波较大,对于功放的匹配来说,会导致功率放大器带内性能波动较大. 勒让德阻抗变换器是另一种带内等纹波阻抗变换器,但是勒让德阻抗变换器的带内纹波则比切比雪夫阻抗变换器的带内纹波小很多,在最大反射系数和阻抗变比的限制下,勒让德阻抗变换器的带宽介于二项式阻抗变换器与切比雪夫阻抗变换器之间,但是实际上与切比雪夫阻抗变换器的带宽差距不大.

目前国内关于勒让德阻抗变换器的研究很少,关于勒让德阻抗变换器的设计主要基于小反射理论所展开,然而基于小反射理论在处理过程近似处理比较多,以此为基础的勒让德阻抗变换器设计不够精确. 本文基于归一化的传输矩阵进行设计,提出了一种更加精确的方法.

2 理论分析

2.1 阻抗变换器对比分析

以带内最大反射系数 $\tau_{\max} = 0.05$, 阻抗变比 $R=4$ 为例,如图 1 所示: $1/4$ 波长阻抗变换器的相对带宽只有 8.52%, 三阶二项式阻抗变换器的相对带宽为 57.55%, 三阶切比雪夫阻抗变换器的相对带宽为 81.29%, 而三阶勒让德阻抗变换器的相对带宽位于二项式阻抗变换器和切比雪夫阻抗变换器之间,在相同反射系数下高达 72.68%, 只比切比雪夫阻抗变换器低 8.61%. 另一方面切比雪夫阻抗变换器的带内反射系数纹波的极大值点却要比特勒让德阻抗变换器高约 4.6 dB. 这意味着切比雪夫阻抗变换器带内的阻抗稳定性要逊色于勒让德阻抗变换器. 对于三阶勒让德阻抗变换器而言,其在 64% 的相对带宽内阻抗波动在 4% 以内,72.68% 的带宽内阻抗波动在 11% 以内.

2.2 基于归一化传输矩阵的勒让德阻抗变换器设计理论推导

2.2.1 N 节阻抗变换器归一化传输矩阵

多节阻抗变换器的结构图^[3] 如图 2 所示. Z_n 为各节均匀传输线的特征阻抗, l 为均匀传输线在某一频率下的电长度, θ 为输入端口的反射系数. 实现

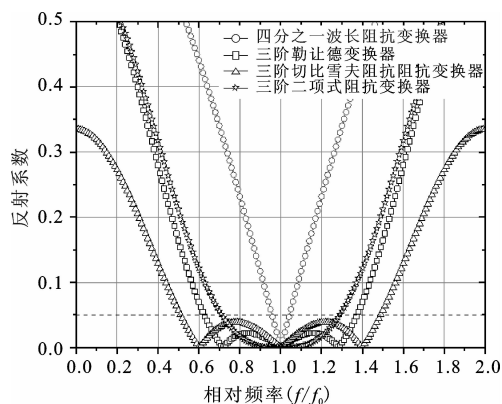


图 1 阻抗变换器带宽理论计算值对比

从 Z_L 到 Z_0 阻抗变换的归一化传输矩阵可以看成 N 段均匀传输线和特性阻抗不同传输线交接点的归一化传输矩阵的级联. 令:

$$R = \frac{Z_L}{Z_0}, Q_1 = \frac{Z_1}{Z_0}, Q_2 = \frac{Z_2}{Z_0}, Q_3 = \frac{Z_3}{Z_0}, \dots, Q_n = \frac{Z_n}{Z_0} \quad (1)$$

式中, R 为输入端口和输出端口阻抗的比值; Q_n 为各节均匀传输线特征阻抗相对于输入阻抗的归一化比值. 则 N 节阻抗变换器的归一化传输矩阵 $\tilde{\mathbf{A}}$ ^[4-5] 可表示为:

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \sqrt{Q_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{Q_1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & j\sin\theta \\ j\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{Q_2}}{\sqrt{Q_1}} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{Q_1}}{\sqrt{Q_2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & j\sin\theta \\ j\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{Q_3}}{\sqrt{Q_2}} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{Q_2}}{\sqrt{Q_3}} \end{bmatrix} \dots$$

$$\begin{bmatrix} \cos\theta & j\sin\theta \\ j\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{Q_k}}{\sqrt{Q_{k-1}}} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{Q_{k-1}}}{\sqrt{Q_k}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & j\sin\theta \\ j\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{Q_N}}{\sqrt{Q_{N-1}}} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{Q_{N-1}}}{\sqrt{Q_N}} \end{bmatrix} \dots$$

$$\begin{bmatrix} \cos\theta & j\sin\theta \\ j\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{R}}{\sqrt{Q_N}} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{Q_N}}{\sqrt{R}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (2)$$

由此可以计算得到归一化传输矩阵 $\tilde{\mathbf{A}}$ 的四个元

素 A、B、C 和 D。因为阻抗变换器是无损耗元件,电磁波的衰减是由电磁波的反射行为产生的,因此 N 节阻抗变换器的衰减量 L 可以用作衡量插入阻抗变换器后匹配程度的指标^[6-7]。经推导可得到:

$$L = \frac{1}{|S_{21}|^2} = \frac{1}{4} |A + B + C + D|^2 = \sum_{i=0}^N A_i (\cos\theta)^{2i} \quad (3)$$

式中, A_i 为 $2i$ 次 $\cos\theta$ 的系数。当 N 节阻抗变换器完全匹配时, $S_{21} = 1, L = 1$; 当失配比较严重 S_{21} 趋于 0 时, L 趋于正无穷, L 的值域为 $[1, +\infty]$ 。

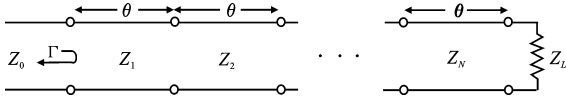


图 2 多节阻抗变换器

2.2.2 勒让德公式

勒让德多项式最早由 Adrien-Marie Legendre 提出,其一般微分公式以及前三阶公式如下^[8-9]:

$$L_n(x) = \frac{1}{2^n * n!} \times \frac{d^n}{dx^n} (x^2 - 1)^n \quad (4)$$

$$L_1(x) = x \quad (5)$$

$$L_2(x) = \frac{3}{2}x^2 - \frac{1}{2} \quad (6)$$

$$L_3(x) = \frac{5}{2}x^3 - \frac{3}{2}x \quad (7)$$

其具有如下特点:

(1) 定义域为 $[-1, +1]$ 时,值域为 $[-1, +1]$,值域的绝对值在 $[0, 1]$ 之间变化。在这个范围内勒让德多项式在正负 1 之间小幅振荡,这个区域描绘出匹配变换器的通带。

(2) $|x| > 1, |L_n(x)| > 1$ 。

(3) $L_n(x)$ 随着 x 和 n 的增加迅速增加。

(4) $L_n(x)$ 具有对称性

2.3 N 阶勒让德变换器设计

通过衰减量 L 和勒让德公式的类比,将 $x = \sec\theta_m^* \cos\theta$ 代入勒让德公式中,这样就有 $\theta = \theta_m$ 时, $x = 1$; 则与此相对应的 $\theta = \pi - \theta_m$ 时, $x = -1$ 。可得:

$$L - 1 = h^2 L_N^2(\sec\theta_m^* \cos\theta) = \sum_{i=0}^N B_i * (\cos\theta)^{2i} \quad (8)$$

式中,引入的参数 h^2 用于调整勒让德阻抗变换器的纹波系数,引入参数 $\sec\theta_m$ 则用于调整中心频点。又有:

$$L = \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \quad (9)$$

联合式(8)和式(9)可得:

$$h = \frac{|\Gamma|_{\max}}{\sqrt{1 - |\Gamma|_{\max}^2}} \quad (10)$$

$$\theta_m =$$

$$\arccos\left(L_N^{-1}\left(\frac{|R-1|}{h} * \frac{1}{\sqrt{|R+1|^2 - |R-1|^2}}\right)\right) \quad (11)$$

由(11)式进一步可得相对带宽:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2(f - f_0)}{f_0} = 2 - \frac{4\theta_m}{\pi} \quad (12)$$

由式(3)、(8)、(10)和(11)可以进一步求解出 $Q_1, Q_2, Q_3, \dots, Q_N$,若已知 Z_L 和 Z_0 ,则最终可以计算出 N 阶阻抗变换器各节均匀传输线的阻抗值。

2.4 N 阶勒让德变换器设计步骤

(1) 确定 Z_L 和 $Z_0, |\Gamma|_{\max}$ 以及阻抗变换器的频率范围 $[f_{\min}, f_{\max}]$ 。

(2) 由 Z_L 和 Z_0 确定阻抗变比 R ,由 $|\Gamma|_{\max}$ 确定 h ,由 $f_{\min}$ 和 $f_{\max}$ 确定所需相对带宽:

$$\Delta B = \frac{2(f_{\min} - f_{\max})}{f_{\min} + f_{\max}} \quad (13)$$

(3) 设置一个初始阶数 N_1 ,由 R 和 h 以及 N_1 确定相对带宽 $\frac{\Delta f}{f_0}$,检查 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 是否大于需求带宽 ΔB ,若不满足条件,则将 $N_1 + 1$,重新计算 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 直到 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 大于 ΔB ,并计算得到 θ_m 。

(4) 由 h 和 θ_m 以及式(3)和式(8)计算得到 $Q_1, Q_2, Q_3, \dots, Q_N$,结合 Z_L 和 Z_0 最终可以计算出 N 阶阻抗变换器各节均匀传输线的阻抗值。

3 勒让德阻抗变换器的电路设计及仿真

3.1 设计目标

频率范围: $2 \sim 4$ GHz, 相对带宽 66.67%

阻抗变换范围: $25 \sim 100 \Omega$, 阻抗变换比 $R=4$

带内最大反射系数 $|\Gamma|_{\max}: 0.05 (-26 \text{ dB})$

带内最大衰减量 $L_{\max}: 1.003 (0.013 \text{ dB})$

如图 3 所示,经所设计 Matlab GUI 程序计算得到,所需勒让德阻抗变换器的阶数 $N=3$;

各阶阻抗: $30.80 \Omega, 50 \Omega, 81.17 \Omega$

3.2 板材的选择

对于一般的 RF 板材,其介电常数会随着功率放大器工作时发热导致的温度变化而变化,从而导致整个电路损耗也不稳定,影响电路性能^[10]。因此

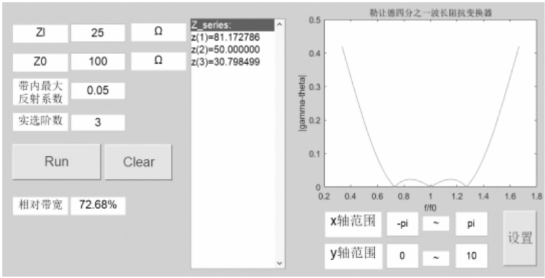


图3 matlab 计算结果

采用罗杰斯公司的 RO4350b 型号板材作 PCB , 其介电常数在放大器工作时发热导致的温度变化中能比较稳定,进一步地放大器匹配电路中的阻抗变换器的衰减也比较稳定.

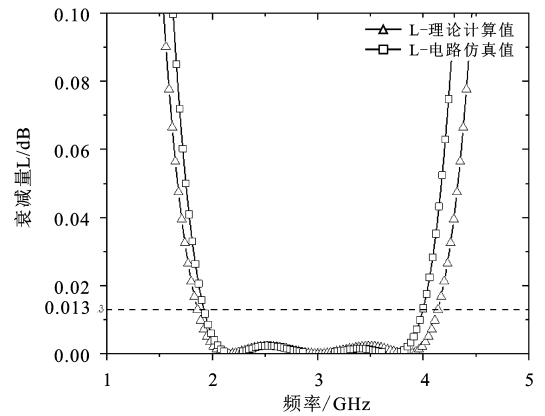


图4 仿真值对比

3.3 ADS 电路设计及仿真

根据计算结果设计 ADS 仿真电路. 图 4 是衰减量 L 理论计算值和电路仿真值得对比, 在 2~4 GHz 的带内, 两者都达到了小于 0.013 dB 的设计指标. 在 2.07~3.85 GHz 的范围内, 两者曲线的重合度相当好, 但是在 2~2.07 GHz 和 3.85~4 GHz 的边缘区域, 两者之间的差别开始扩大, 尤其是 3.85~4 GHz 的边缘区域, 理论值和电路仿真值之间的差值达到 0.01 dB. 这种差别可能在实际 PCB 成板中扩大, 关于这个问题, 后续可以结合 ADS 中的 Momentum 进行电磁仿真联合优化, 缩小和实际电路板的差别.

4 结束语

提出了一种基于提出了一种基于传输矩阵的勒让德阻抗变换器设计方法. 该方法结合归一化的传

输矩阵($\tilde{A}$ 参量矩阵)理论完成了勒让德阻抗变换器的公式推导和设计步骤. 并结合 MATLAB, ADS (Advanced Design System)联合设计出了阻抗变比为 4, 相对带宽高达 66.7% 的三阶勒让德阻抗变换器. 该三阶勒让德阻抗变换器带内衰减量 L 小于 0.013 dB, 实际带宽为 2 GHz.

参考文献:

[1] 张晨露,陈明,张毅,等. 计及特性阻抗不连续性的多频带多节变换器优化设计[J]. 电子学报, 2013, 41(2): 407-411.

[2] 周越,张国锋. 切比雪夫阻抗变换器的设计方法[J]. 大学物理, 2012, 31(11): 29-31.

[3] DAVID M POLAR. Microwave Engineering[M](4th Edition). New York: John Wiley& Sons, Inc, 2011.

[4] 闫润卿,李英惠. 微波技术基础[M](3 版). 北京:北京理工大学出版社, 2004.

[5] 沈致远. 微波技术[M]. 北京:国防工业出版社, 1980.

[6] 王子宇. 微波技术基础[M]. 北京:北京大学出版社, 2003.

[7] 顾继慧. 微波技术[M]. 北京:科学出版社, 2004.

[8] BULUT S, ENGEL O. The Radius of Starlikeness, Convexity and Uniform Convexity of the Legendre Polynomials of Odd Degree[J]. Results in Mathematics, 2019, 74(1): 48.

[9] BAGHAE M, FARROKHABADI A, JAFARI-TA-LOOKOLAEI R A. A solution method based on Lagrange multipliers and Legendre polynomial series for free vibration analysis of laminated plates sandwiched by two MFC layers[J]. J Sound Vibr. 2019, 447, 42-60.

[10] 吴毅威,唐宗熙,张彪. Doherty 高效功率放大器的设计[J]. 半导体技术, 2010, 35(1): 31-33.

作者简介:

赵俊君 男, (1990-), 硕士研究生. 研究方向为射频集成电路设计.

李冬梅 女, (1963-), 博士, 硕士生导师. 研究方向为钙钛矿新材料合成.

宋贺伦(通讯作者) 男, (1980-), 博士, 研究员. 研究方向为半导体器件集成及应用. E-mail: hlsong2008@sinano. ac. cn

刘登科 男, (1992-), 硕士研究生. 研究方向为射频集成电路设计.