

改进的宏元胞法及其在一维人工周期传输线色散性能提取中的应用

龚建强, 吴 边, 梁昌洪

(西安电子科技大学天线与微波技术国防科技重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 针对传统宏元胞法时效性低通用性弱的缺陷, 提出了一种改进的宏元胞法, 即将相移常数的多值问题转化为对同一周期结构相位解卷绕起始频点的判定问题, 如此可方便地提取出唯一精确的相移常数. 由于新方法严格考量了元胞间电磁场的互耦效应, 仅需一次仿真或实测便可计算出元胞间存在任意耦合强度的一维人工周期传输线的色散和 Bloch 阻抗性能. 运用新方法提取了经典的非平衡态和平衡态互易非对称微带复合左右手传输线的色散特性, 并与传统的本征模式法、解卷绕法和单元胞法的提取结果进行了对比. 进一步利用改进宏元胞法和解卷绕法的提取结果分别反演出微带复合左右手传输线的 S 参数, 基于改进宏元胞法解的 S 参数与全波仿真 S 参数之间良好的一致性证实了新方法的精确性.

关键词: 改进的宏元胞法; 人工周期传输线; 色散和 Bloch 阻抗性能

中图分类号: TN011 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)10-1957-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.10.014

Improved Macro Cell Method and Its Application in Extraction of Dispersive Characteristics of 1D Artificial Periodic Transmission Lines

GONG Jian-qiang, Wu Bian, LIANG Chang-hong

(National Laboratory of Science and Technology on Antennas and Microwaves, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: In view of the poor time-efficiency and generality of the traditional macro cell method, an improved macro cell method (IMCM) is proposed, capable of extracting the dispersive properties of any 1D reciprocal artificial periodic transmission line (APTL) with finite periodicity. Key to the IMCM lies in that the multiple-root problem of the initially extracted phase shift constant is transferred to the problem of judging the starting frequency of the phase unwrapping, making it easy to determine the uniquely correct phase shift constant. Since the electromagnetic coupling effects among unit cells of a periodic structure are rigorously considered in the IMCM, both the dispersion and Bloch impedance characteristics can be accurately and effectively extracted with simulation or measurement only once, however strong the coupling intensity is. As examples, the proposed IMCM is applied to extract the dispersive properties of the classical reciprocal asymmetric microstrip composite right-/left-handed transmission lines (CRLHTLs) in the unbalanced and balanced states, and the extraction results are compared to those from the traditional eigenmode method, unwrapping method (UPM) and single cell method. Furthermore, S parameters of the microstrip CRLHTL are retrieved using the extraction results of the IMCM and the UPM, and the former S parameters coincide perfectly with the full-wave results, confirming the accuracy of the IMCM.

Key words: improved macro cell method; artificial periodic transmission line; dispersion and Bloch impedance characteristics

1 引言

利用人工周期传输线 (Artificial Periodic Transmission Line, APTL) 来设计新型微波导波和辐射波器件是近年来电磁领域中的研究热点^[1]. 人工周期传输线所呈现的

色散和 Bloch 阻抗特性是此类设计的关键, 而准确高效的色散性能提取方法是深入刻画 APTL 特性并促使其获得广泛工程应用的有力工具. 传统色散性能提取方法主要有三种: 一是本征模式法 (Eigenmode Method, EGM), 即在传播方向上通过对单位元胞施加 Floquet 边界进行

本征模分析,可精确求解出无限周期结构的带隙特性,然而该方法非常耗时,并且它的解仅能作为有限周期结构带隙特性的近似解,当有限周期结构中元胞数目较少时,这种近似会产生较大误差^[2];二是解卷绕法(Unwrapping Method, UPM),通过对有限周期结构仿真或测量获得的 S_{21} 幅度和相位进行解卷绕可求解出近似的色散特性,但解卷绕法仅当有限周期结构呈现的 Bloch 阻抗与端口阻抗相等时才是严格精确的,而这一条件通常仅能在有限频点处成立^[3];三是单元胞法(Single Cell Method, SCM),即根据单元胞仿真或测量所得的传输参数结合 Floquet-Bloch 定理来计算周期结构的色散性能,该方法虽然简单高效,但却无法计及元胞间的互耦效应,当元胞间互耦效应较强时,算法失效^[4].

2011 年, Valerio 提出了宏元胞法(Macro Cell Method, MCM)^[5].所谓“宏元胞”是周期结构中多个相邻元胞的组合,可完整保留元胞间电磁场的互耦信息.对宏元胞施以 Bloch 分析可立即解得衰减常数 α ,但相移常数 β 却存在寄生解问题.为此, Valerio 首先计算出元胞数目 N 和 M 互为质数的两个或元胞数目 N, M 和 P 互为质数的三个宏元胞样本的总传输矩阵,对角化这些传输矩阵求得相应的本征值,然后将对应正向波矢的本征值分别开 N, M 和 P 次方根,再将所有开根号后所得的复数解标注于复平面上,重叠的根即为已考虑了耦合的单元胞传输矩阵的本征根,最后对此根进行复对数操作,即可求解出唯一正确的 β .与 EGM 相比, MCM 针对的研究对象为有限周期结构,它能克服传统 SCM 无法计及元胞间互耦效应的缺陷,然而在处理 β 多值问题时,仍存在两方面不足:一是至少需要对两个元胞数目不同的宏元胞样本进行仿真或测量,导致算法时效性较低;另一方面,它一般适用于对均匀导波结构进行弱扰动形成的简单周期结构,当将之应用于元胞间存在强耦合效应的复杂周期结构时,算法往往会在比较判别计入耦合的单元胞传输矩阵的唯一本征根阶段失效.

为此,本文中作者提出了一种改进的宏元胞法(Improved Macro Cell Method, IMCM),即将 UPM 的 β 解作为一维 APTL 的 β 近似值,对宏元胞施以 Bloch 分析求解出 β 的多个初始值,将之同 UPM 的 β 解进行比对,来提取 β 的唯一精确解. IMCM 的本质是将 β 的多解问题转化为对同一周期结构相位解卷绕起始频点的判定问题.实际中相位解卷绕起始频点也即零相位参考点总能够根据周期结构的物理特性获得,如对于常规的右手传输线,零相位参考点位于零频处. IMCM 无须仿真或测量多个宏元胞样本,并对周期结构的复杂程度以及元胞间耦合强度不作要求,因此具有更好的时效性和通用性.文中首先阐述了 IMCM 的一般过程,随后利

用 IMCM 分别提取了非平衡态和平衡态的互易非对称微带复合左右手传输线(Composite Right-/Left-Handed Transmission Line, CRLHTL)的色散和 Bloch 阻抗特性,将之与三种传统方法的提取结果进行了对比.最后依据传输线理论,利用 IMCM 和 UPM 的传播常数解和 Bloch 阻抗解分别计算出相应的 S 参数,再与全波仿真的 S 参数进行了比较.

2 IMCM 的一般过程

实际的一维 APTL,无论是对称的或仅仅是互易的,其多个相邻元胞间存在固有的连续谱辐射模耦合以及离散谱调落模耦合^[5],为严格考虑这些耦合效应,可将这些相邻元胞组合构成“宏元胞”.一维互易 APTL 的网络模型如图 1 所示,第 n 个元胞两侧的归一化模式电压和归一化模式电流可通过传输矩阵 T 关联.

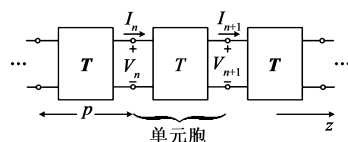


图1 一维互易APTL的网络模型

$$\begin{pmatrix} V_n \\ I_n \end{pmatrix} = T \cdot \begin{pmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{pmatrix} \quad (1)$$

其中, $T = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix}$, 此处矩阵 T 已计及了元胞间的互耦效应.根据周期性边界条件有^[6]

$$\begin{pmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{pmatrix} = e^{-\gamma p} \begin{pmatrix} V_n \\ I_n \end{pmatrix} \quad (2)$$

可见 $e^{\gamma p}$ 是矩阵 T 的特征值之一,令 $\xi = e^{-\gamma p}$ 并建立方程

$$\left| T - \frac{1}{\xi} I \right| = 0 \quad (3)$$

展开可得

$$T_{11}T_{22} - \frac{1}{\xi}(T_{11} + T_{22}) + \frac{1}{\xi^2} - T_{12}T_{21} = 0 \quad (4)$$

因元胞的互易性有

$$T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} = 1 \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)中得

$$\xi + \frac{1}{\xi} = T_{11} + T_{22} \quad (6)$$

由式(6)可知 $\xi = e^{-\gamma p}$ 和 $\frac{1}{\xi} = e^{\gamma p}$ 是矩阵 T 的两个特征值,分别对应 $+z$ 向激励和 $-z$ 向激励时的 Bloch 波传输因子,这表明互易 APTL 具有与激励位置无关的唯一传播常数 γ .因结构的无源性要求 $\alpha \geq 0$,当 $\alpha = 0$ 时, $|\xi| = \left| \frac{1}{\xi} \right| = 1$,表明 APTL 无耗;当 APTL 有耗时, $\alpha > 0$,此时 $|\xi| < 1$ 而 $\left| \frac{1}{\xi} \right| > 1$.实际的微波结构总存在导

体和介质损耗以及因端口处阻抗不匹配而引起的反射衰减,即总有 $\alpha > 0$,由此可判断出合理的 ξ 值.于是,矩阵 \mathbf{T} 可进一步表示为

$$\mathbf{T} = \mathbf{C} \cdot \begin{pmatrix} \xi & 0 \\ 0 & \frac{1}{\xi} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{C}^{-1} \quad (7)$$

其中 \mathbf{C} 为 \mathbf{T} 的相似变换矩阵.当宏元胞中包含 N 个单位元胞时,其总传输矩阵 \mathbf{T}_N 为

$$\mathbf{T}_N = \begin{bmatrix} T_{11N} & T_{12N} \\ T_{21N} & T_{22N} \end{bmatrix} = \mathbf{T}^N = \mathbf{C} \cdot \begin{pmatrix} \xi^N & 0 \\ 0 & \frac{1}{\xi^N} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{C}^{-1} \quad (8)$$

\mathbf{T}_N 可通过全波仿真或实验测量获得,通过式(8)即可求出 \mathbf{T}_N 所对应的本征值 ξ^N ,则一维互易 APTL 的色散特性可表示为

$$\alpha = -\frac{\ln|\xi^N|}{Np} \quad (9)$$

$$\beta = -\frac{\arg(\xi^N)}{Np} - \frac{2m\pi}{Np}, m \in \mathbf{Z} \quad (10)$$

其中 $\arg(\cdot)$ 表示取幅角主值, m 为 β 的整数分支,可见 α 可由式(9)直接求得,而 β 却存在如何选择唯一解的问题.考虑到在 UPM 法中,相移常数 $\beta^{\text{unwrapped}}$ 可表示为

$$\beta^{\text{unwrapped}} = -\frac{\varphi^{\text{unwrapped}}(S_{21})}{Np} + \phi \quad (11)$$

因仿真或测试所获得的 S_{21} 相位通常在 $\pm 180^\circ$ 附近阶跃, $-\varphi^{\text{unwrapped}}(S_{21})$ 表示对在 $\pm 180^\circ$ 范围内变化的 S_{21} 相位进行解卷绕,以获得连续的 β ,而 ϕ 对应相位解卷绕的起始频点,通常可根据周期结构本身的物理特性观察得到.比较式(10)和(11)可知,在 IMCM 中 ξ^N 替代了 UPM 中的 S_{21} ,而对 m 整数分支的判定反过来可转化为对 UPM 中零相位参考点 ϕ 的定位^[3]

$$m = \text{Round} \left[-\frac{Np}{2\pi} \left(\beta^{\text{unwrapped}} + \frac{\arg(\xi^N)}{Np} \right) \right] \quad (12)$$

式中“Round[]”表示四舍五入取整.如此确定 γ 之后,由式(7)进一步得到已计及耦合效应的单元胞传输矩阵 \mathbf{T} ,联立式(1)和(2)即可解得对应两本征值 ξ 和 $\frac{1}{\xi}$ 的特征 Bloch 阻抗分别为

$$\frac{Z_B^+}{Z_0} = -\frac{T_{12}}{\xi - T_{11}} \quad (13)$$

$$\frac{Z_B^-}{Z_0} = \frac{T_{12}}{\frac{1}{\xi} - T_{11}} \quad (14)$$

“ Z_B^+ ”和“ Z_B^- ”分别表示正向激励和反向激励时的 Bloch 阻抗, Z_0 为端口阻抗.可见尽管互易非对称的 APTL 具有唯一的与激励位置无关的传播常数 γ ,但其 Bloch 阻抗是不唯一的,它决定于激励的施加位置^[7].

3 IMCM 计算实例

微带 CRLHTL 元胞结构如图 2 所示,元胞由串联的交指电容和并联的短路支节级联实现,当串联支路谐振频率与并联支路谐振频率相等时,称 CRLHTL 处于平衡态,反之则为非平衡态^[3].10 元胞微带 CRLHTL 仿真设置如图 3 所示,文中全波仿真工具皆采用 Ansoft HFSS,在仿真过程中,为移除高次凋落模对波端口的影响,需在两端口和 CRLHTL 之间各附加一段 50Ω 的微带馈线,再将各端口参考面平移至馈线与 CRLHTL 的衔接处.

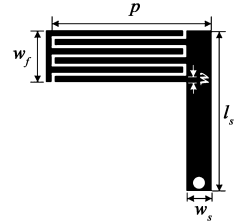


图2 微带CRLHTL元胞结构

非平衡态参数: $p = 7.655\text{mm}$, $w_f = 2.575\text{mm}$, $w = 0.3\text{mm}$, $w_s = 1.0\text{mm}$, $l_s = 7.5\text{mm}$;平衡态参数: $p = 7.655\text{mm}$, $w_f = 2.575\text{mm}$, $w = 0.3\text{mm}$, $w_s = 1.0\text{mm}$, $l_s = 5.4\text{mm}$. 过孔半径为 0.3mm , 介质基片介电常数 $\epsilon_r = 2.65$, 厚度 $h = 1.0\text{mm}$, 损耗角正切 $\tan\delta = 0.002$

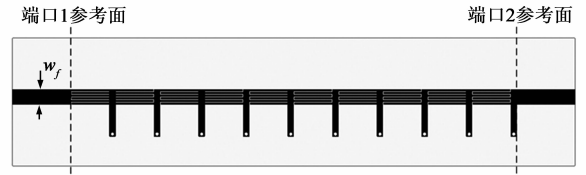


图3 引入附加馈线的10元胞微带CRLHTL仿真设置: 50Ω 馈线宽度 $w = 2.575\text{mm}$, 采用波端口激励, 结构整体位于辐射吸收边界的中心

图 4 示出了非平衡态微带 CRLHTL 色散特性的 IMCM 提取结果.图 4(a)为 10 元胞非平衡态微带 CRLHTL 的 S 参数仿真结果,此时零相位参考点位于左右手通带之间的阻带,即图 4(a)中标示的 3.31GHz ,5 元胞情形与此类同.图 4(b)绘出了 5 元胞和 10 元胞非平衡态 CRLHTL 的一阶 Bloch 模与零阶 Bloch 模的传输幅度之比,该比值在左右手通带及其间的阻带皆小于 10^{-3} ,表明零阶 Bloch 模占主导地位,近似单模传输,所提取的色散特性即为主模色散特性.图 4(c)和图 4(d)显示了传播常数 γ 的提取结果,其中 UPM 的 γ 解作为 IMCM 的 γ 近似解具有明显的振荡波纹,但随着元胞数目的增大振荡波纹幅度减小;在 $1.38\text{GHz} \sim 3.01\text{GHz}$ 的左手通带以及 $3.63\text{GHz} \sim 5.14\text{GHz}$ 的右手通带,IMCM 的 γ 解与传统的 EGM 和 SCM 的 γ 解非常接近,这说明微带 CRLHTL 元胞间的互耦效应较弱,因为即便是不考虑元胞间互耦效应的 SCM 也与分析无限元胞级联情形的 EGM 的计算结果非常接近;在 $3.01\text{GHz} \sim 3.63\text{GHz}$ 内,

$\alpha > 0$ 而 $\beta \rightarrow 0$, 为非平衡态 CRLHTL 的阻带; 此外, 在光锥线以内的区域为快波区, 当入射波频率位于快波区的通带时, CRLHTL 上的导波将形成漏波辐射. 值得指出, 当宏元胞中仅包含一个元胞时, IMCM 将退化为

SCM. 图 4(e) 示出了 IMCM 的 m 分支解, 可见无论是 5 元胞还是 10 元胞情形, m 频段取不同的值, 仅当 IMCM 退化为 SCM 时, 在整个频段内 $m=0$. 图 4(f) 表明非对称 CRLHTL 有 $Z_B^+ \neq Z_B^-$.

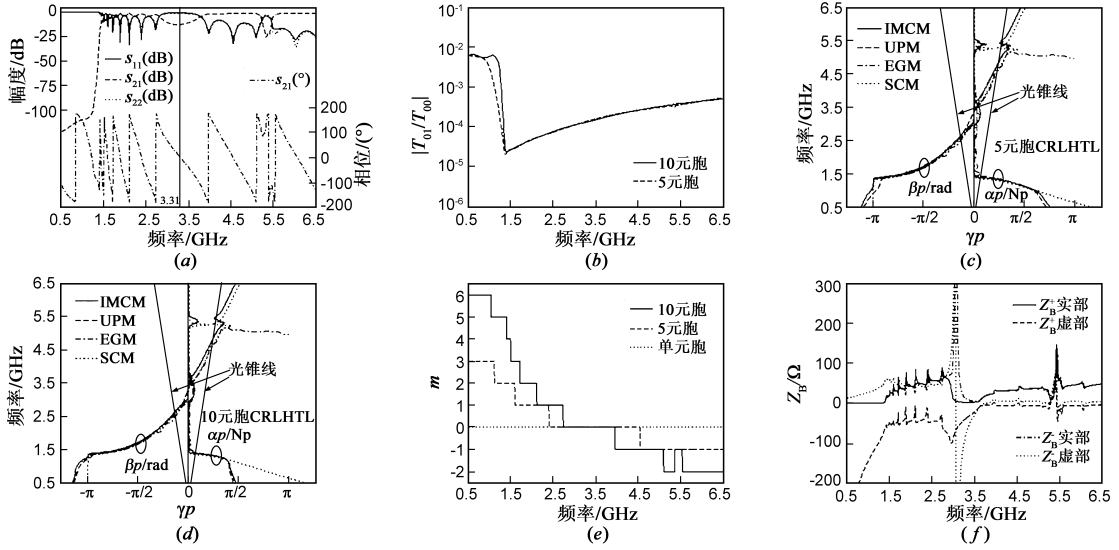


图4 非平衡态微带CRLHTL色散和Bloch阻抗的IMCM提取结果

平衡态 CRLHTL 色散特性的 IMCM 提取结果如图 5 所示. 图 5(a) 示出了 10 元胞平衡态微带 CRLHTL 的 S 参数仿真结果, 平衡态 CRLHTL 的左右手通带平滑过渡, 其间的阻带受到抑制, 此时零相位参考点位于左右手通带的衔接点. 当 CRLHTL 由 N 个元胞构成时, 在位于低频端的左手通带内将呈现 $N-1$ 个 S_{11} 极小点, 由此可定性判断出左手通带的频率范围, 而紧邻这一频段之上并使 S_{21} 相位为零的频点即为严格的零相位参考点^[3], 也即图 5(a) 中标示的 3.60GHz, 5 元胞情形与此类同. 图 5(b) 仍显示出平衡态 CRLHTL 主模占据主

导地位的单模传播特性. 图 5(c) 和图 5(d) 分别为 5 元胞和 10 元胞平衡态 CRLHTL 传播常数 γ 的提取结果, 此时左右手通带平滑过渡并衔接于 3.48GHz, 符合平衡态的定义; 此外, 在 1.59GHz~5.15GHz, IMCM 同三种传统方法的 γ 提取值十分接近, 并且 UPM 的 γ 解作为 IMCM 的 γ 近似解仍然存在波纹振荡的现象. 现实中多采用平衡态 CRLHTL 来设计漏波天线, 在辐射光锥线所界定的频段内, 它可有效实现后向至前向以及包含宽边方向在内的宽角度频扫漏波辐射^[8]. 图 5(e) 表明 5 元胞和 10 元胞 CRLHTL 的 m 分支频段取不同的值,

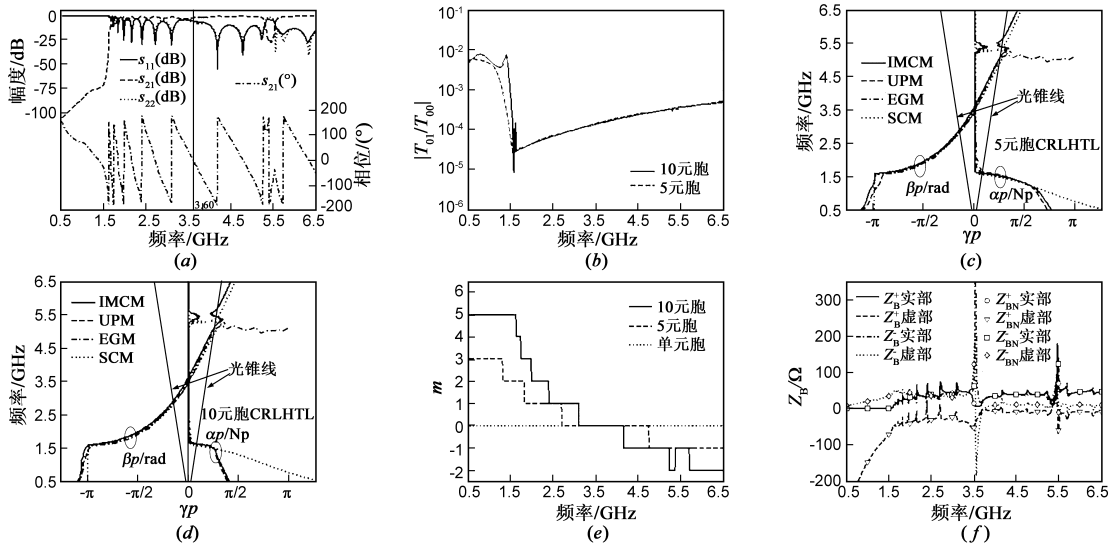


图5 平衡态微带CRLHTL色散和Bloch阻抗的IMCM提取结果

而单元胞情形作为 IMCM 的特例在全频段取 $m = 0$. 平衡态 CRLHTL 的 Z_B^+ 和 Z_B^- 如图 5(f) 所示, 由于结构的非对称性使得 $Z_B^+ \neq Z_B^-$, 但与图 4(f) 相比, $\text{Re}(Z_B^+)$ 和 $\text{Re}(Z_B^-)$ 分布更加平滑, 仅仅在左右手通带衔接点附近的窄带内才略有下降, 如此分布确保平衡态条件得以满足.

4 IMCM 提取结果的进一步讨论

以 10 元胞平衡态微带 CRLHTL 为例对 IMCM 的提取结果作进一步讨论. 首先将微带 CRLHTL 结构等效为均匀传输线模型, 如图 6 所示, 等效的均匀传输线长度为 Np , 对于正向和反向行波呈现的特性阻抗分别为 Z_B^+ 和 Z_B^- . 依据传输线理论可导出该互易均匀传输线的归一化传输矩阵为

$$\begin{aligned}
 \mathbf{a} &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{Z_B^+ e^{\gamma Np} + Z_B^- e^{-\gamma Np}}{Z_B^+ + Z_B^-} & \frac{Z_B^+ Z_B^- (e^{\gamma Np} - e^{-\gamma Np})}{Z_0 (Z_B^+ + Z_B^-)} \\ \frac{Z_0 (e^{\gamma Np} - e^{-\gamma Np})}{Z_B^+ + Z_B^-} & \frac{Z_B^- e^{\gamma Np} + Z_B^+ e^{-\gamma Np}}{Z_B^+ + Z_B^-} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{15}$$

于是 S 参数可表示为

$$S_{11} = \frac{a_{11} + a_{12} - a_{21} - a_{22}}{a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}} \tag{16}$$

$$S_{21} = \frac{2}{a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}} \tag{17}$$

$$S_{22} = \frac{-a_{11} + a_{12} - a_{21} + a_{22}}{a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}} \tag{18}$$

分别将 IMCM 的 γ 解和 Bloch 阻抗解代入式(15)~(18)中, 可计算出基于 IMCM 解的 S 参数, 如图 7 所示; 基于 UPM γ 解的 S 参数如图 8 所示, 此时采用的 Bloch 阻抗为

$$\frac{Z_{BN}^+}{Z_0} = -\frac{T_{12N}}{\xi^N - T_{11N}} \tag{19}$$

$$\frac{Z_{BN}^-}{Z_0} = \frac{T_{12N}}{\frac{1}{\xi^N} - T_{11N}} \tag{20}$$

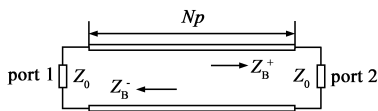


图6 N 元胞微带CRLHTL等效的均匀传输线模型

10 元胞平衡态微带 CRLHTL 的 Z_{BN}^+ 和 Z_{BN}^- 如图 5(f) 所示, 它们分别与由式(13)和(14)计算所得的 Z_B^+ 和 Z_B^- 完全吻合. 因此在利用 IMCM 解和 UPM 解分别计算 S 参数的过程中, 仅仅 γ 值是不同的. 比较图 7 和图 8, 基

于 IMCM 解的 S 参数在幅度和相位上与全波仿真结果完全一致, 相比之下, 基于 UPM 解的 S 参数与全波仿真结果吻合度降低, 这证实了由 IMCM 提取出的色散和 Bloch 阻抗特性是严格精确的, 而 UPM 提取的 γ 仅仅是近似解.

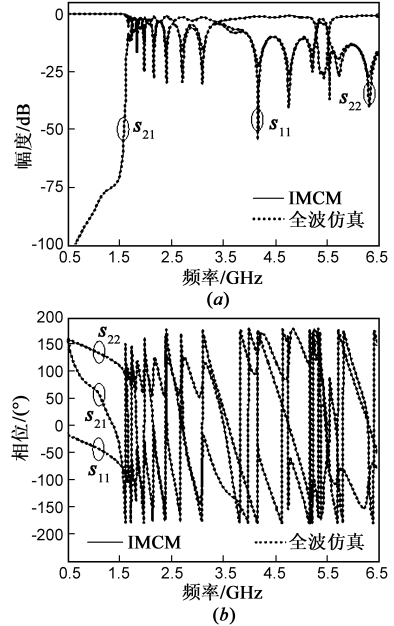


图7 基于IMCM解的10元胞平衡态微带CRLHTL S 参数与全波仿真 S 参数的幅度和相位比较

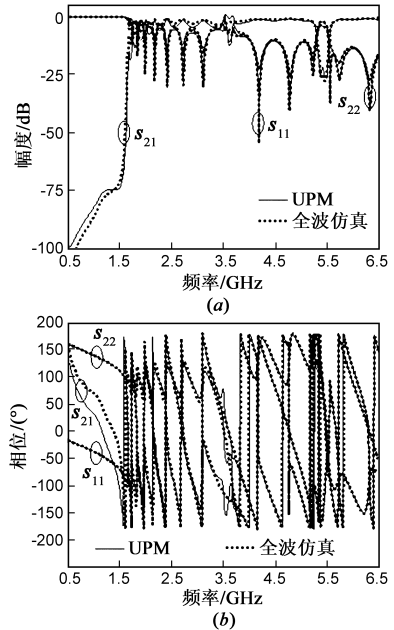


图8 基于UPM解的10元胞平衡态微带CRLHTL S 参数与全波仿真 S 参数的幅度和相位比较

5 结论

在传统 MCM 基础上提出了一种 IMCM, 即将 β 的

多整数分支选择问题转化为在 *UPM* 中对零相位参考点的判定问题,由此可快速精确地计算出 β . 与 EGM 相比,IMCM 更能反映实际 APTL 的有限周期性;与 MCM 和 SCM 相比,IMCM 对 APTL 元胞间场耦合的强弱程度不作要求,且仅需一次仿真或测量即可提取出任意一维 APTL 的色散和 Bloch 特性. 作为实例,利用 IMCM 分别提取了平衡态和非平衡态互易非对称微带 CRLHTL 的色散和 Bloch 特性,并与 UPM、EGM 和 SCM 的提取结果进行了比较,发现由这四种方法提取出的 γ 在通带内都非常接近,表明了微带 CRLHTL 元胞间的弱耦合特性. 将微带 CRLHTL 等效为互易均匀的传输线模型,分别利用 IMCM 和 UPM 的提取结果反演出 10 元胞平衡态 CRLHTL 的 *S* 参数,基于 IMCM 解的 *S* 参数与全波仿真 *S* 参数完全吻合,而基于 UPM 解的 *S* 参数与全波仿真 *S* 参数吻合度降低,从而证实了 IMCM 的精确性. 综上,IMCM 兼具时效性、通用性与精确性,为一维互易 APTL 的分析刻画提供了有效的理论工具.

参考文献

- [1] Y D Dong, T Itoh. Promising future of metamaterials[J]. IEEE Microwave Magazine, 2012, 13(2): 39 – 56.
- [2] S Paulotto, P Baccarelli, F Frezza, D R Jackson. Full-wave

modal dispersion analysis and broadside optimization for a class of microstrip CRLH leaky-wave antennas [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56 (12): 2826 – 2837.

- [3] C Caloz, T Itoh. Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications [M]. Hoboken: Wiley, 2006.
- [4] S-G Mao, M-Y Chen. Propagation characteristics of finite-width conductor-backed coplanar waveguides with periodic electromagnetic bandgap cells [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(11): 2624 – 2628.
- [5] G Valerio, S Paulotto, P Baccarelli, P Burghignoli, Alessandro Galli. Accurate Bloch analysis of 1-D periodic lines through the simulation of truncated structures [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(6): 2188 – 2195.
- [6] D M Pozar. Microwave Engineering (3rd Ed) [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006.
- [7] D R Smith, D C Vier, Th Koschny, C M Soukoulis. Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials [J]. Physical Review E, 2005, 71(3): 036617. 1 – 036617. 11.
- [8] L Liu, C Caloz, T Itoh. Dominant mode leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability [J]. Electronics Letters, 2002, 38(23): 1414 – 1416.

作者简介



龚建强 男. 1983 年 2 月出生于江西南昌. 现为西安电子科技大学电信工程系副教授, 主要从事异向介质、滤波器与天线的分析、建模、综合与优化等方面的研究工作.

E-mail: jgong@xidian.edu.cn



梁昌洪 男. 1943 年 12 月出生于上海. 教授、博士生导师, 曾任西安电子科技大学校长, 中国电子学会会士、IEEE 高级会员. 研究方向包括计算场论、计算微波、微波网络理论、电磁散射与逆散射和电磁兼容等.

E-mail: chhliang@xidian.edu.cn