

非线性平板介质波导传输特性的网络分析

郑国武 陈抗生

(浙江大学电子物理技术研究所 杭州 310008)

摘要 本文提出了分析包含非线性介质的层状介质波导特性的等效传输线方法。通过把线性和非线性介质分别用等效传输线表示,从而把非线性介质这一复杂的电磁场问题等价成一个电路问题求解。其本征方程可以利用横向谐振原理得到。本文最后分析了层状介质波导包含饱和和非饱和非线性介质时 TE 模的传播功率与归一化传播常数之间的关系。所获得的结果与有关文献符合得相当好。

关键词 介质波导,非线性,传输线

1 引言

非线性介质具有许多特有的性质,如自聚焦、双稳性质等,所以包含非线性介质的波导结构在毫米波和光波信号处理器件中的应用已越来越受到人们的关注^[1-7]。为了合理设计和应用非线性介质波导,首先必须彻底了解电磁波在非线性波导中的传播特性,因而透彻研究包含非线性介质的波导就十分必要和迫切。在线性介质波导中镀膜一层非线性介质薄膜或在其中间嵌入一层非线性介质就形成了非线性介质波导。介质波导结构中最基本结构是层状介质波导,因而包含非线性介质的层状介质波导为研究非线性介质波导的基本问题。

一般来说,表征非线性介质波导的主要特性为波导中传播功率与传播常数的关系,及波导中电磁场分布。对于这些特性的研究,过去一般采用的方法是直接从 Maxwell 方程出发,利用介质分界面上的边界条件得到非线性介质波导的本征方程^[1-5]。这一类方法的缺陷在于推导过程繁复,所获得的本征方程往往包含椭圆积分,求解存在一定的困难。随着计算机技术的发展,数值模拟成为电磁场问题研究的主要手段,近来利用差分手段研究非线性介质波导也见报道^[6,7]。但其缺点是在线性介质中也进行差分离散处理,没有利用其简单性。

本文提出的分析方法是以前传输线理论为基础的一种有效的数值模拟方法。其主要过程是先把非线性部分以足够小的空间差分步长划分成许多段,每一段都用一段传输线等效,其传输线参数与其两端的电压有关,从而把整个介质波导等效成一个横向传输线网络。利用传输线之间的阻抗变换关系及横向谐振原理可以得到其本征方程。通过对本征

1994-05-10 收到, 1994-10-05 定稿

郑国武 男, 1965 年生, 副教授, 主要从事微波集成电路数值分析和设计, 电磁场边值问题的数值方法, 微波与光的相互作用及其在光通信中的应用。

陈抗生 男, 1939 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事超薄有机膜中的光学非线性、光通信、微波集成无源电路的数值模拟, 以及声电信号处理器等方面的教学与研究。

方程的数值求解就可以得到所需特性。这一方法的特点是把原来一个复杂的电磁场问题转化成一个电路问题,其物理概念清楚,便于工程技术人员理解。由于只对非线性介质进行处理,节约了计算空间,加快了运算速度。

本文最后以分析包含非线性介质的三层介质波导中的 TE 模的传输特性为例进行研究,其中非线性介质是饱和或非饱和 Kerr 型介质,所得结果与有关文献符合得相当好。

2 基本理论

假设所研究的非线性层状介质波导如图 1 所示,衬底为非线性介质层。一般情况下非线性介质的相对介电常数可以表示成为

$$\varepsilon = f(|E|^2). \quad (1)$$

对于自聚焦 Kerr 型介质,则可表示成为

$$\varepsilon_r = \varepsilon_c + \alpha_0 |E|^2, \quad \alpha_0 > 0; \quad (2)$$

而对于饱和型非线性介质,其介电常数与电场的关系为

$$\varepsilon_r = \varepsilon_c + \frac{\varepsilon_{sat} \alpha_0 |E|^2}{\varepsilon_{sat} + \alpha_0 |E|^2}, \quad \varepsilon_{sat} > 0, \quad (3)$$

其中 ε_c 为零场时非线性介质的相对介电常数, α_0 为非线性系数, ε_{sat} 是饱和系数。

为了说明问题以分析 TE 模的传播特性进行讨论。假设波沿 x 方向传播,对于每一层线性介质均可以用等效传输线表示,其中场分量与传输线电压、电流之间的关系为

$$\begin{aligned} E_y &= e^{-i\beta x} V(z), \\ H_x &= -e^{-i\beta x} I(z), \\ H_z &= \frac{1}{j\omega\mu_0} \frac{d}{dx} e^{-i\beta x} V(z). \end{aligned} \quad (4)$$

在非线性介质中,由于 ε 是电场的函数,一般很难得到与传输线方程的简单对应关系。但当非线性介质的厚度足够薄时,在这一厚度范围内场量的变化不是很明显,那么非线性介质的介电常数可以假定为是一个恒定不变的量。由此把非线性介质以空间步长 Δl 进行

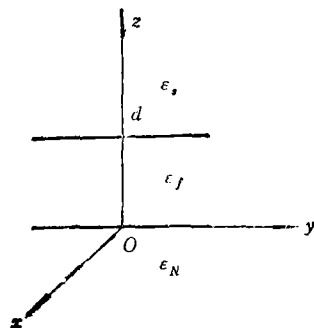


图1 非线性介质波导示意图

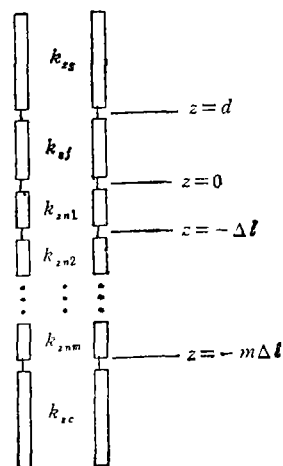


图2 横向等效网络

划分,在每一段非线性介质中其相对介电常数为

$$\begin{aligned}\varepsilon_{Nm} &= f(|E(z)|^2) \\ &\approx f(|E(-m+1)|^2), \quad -m\Delta l \leq z \leq -(m-1)\Delta l,\end{aligned}\quad (5)$$

其中 $E(-m+1)$ 表示在位置 $z = -(m-1)\Delta l$ 上的电场分量。其等效传输线的阻抗与传播常数为

$$Z_{zNm} = \frac{\omega\mu_0}{k_{zNm}}, \quad k_{zNm}^2 = \omega^2\mu_0\varepsilon_{Nm} - \beta^2. \quad (6)$$

这样非线性介质中的场量与等效传输线电压、电流之间关系仍可用(4)式表示,只是此时特征阻抗不同而已。利用上面所提到的近似,图1所示的非线性波导结构就可用横向传输线网络表示,如图2所示。

由传输线理论可知

$$\begin{bmatrix} V(z_1) \\ I(z_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos k_z \Delta z & -jZ_z \sin k_z \Delta z \\ -\frac{j}{Z_z} \sin k_z \Delta z & \cos k_z \Delta z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(z_2) \\ I(z_2) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

其中 $\Delta z = z_2 - z_1$ 。由(6),(7)式可知,只要知道某一参考面上 TE 模的电压和电流,就可以得到非线性介质中 ε_{Nm} , 从而确定非线性介质等效传输线的参数。利用传输线的阻抗变换关系,可相应确定任一参考面上的阻抗。

由横向谐振原理可知,沿纵向传播的模式在横向必定处于谐振状态,因而在任一参考面上都有

$$Z^\uparrow + Z^\downarrow = 0 \quad (8)$$

(8)式就是图1所示的非线性平面波导的本征方程。 $Z^\uparrow, Z^\downarrow$ 分别表示在参考面上向上和向下看去的阻抗,它们是频率 f 、传播常数 β 以及某参考面上模式电压的函数。当频率及 β 给定时,通过求解(8)式就可以确定 $z=0$ 处的电压或电流。从原理上来说,参考面可选在任意位置,但考虑到求解方便,通常选在 ε_{Nm} 等于 ε_c 或接近 ε_c 处。

非线性波导中传播的总功率流为各段传输线传播的功率总和,即有

$$P = P_{in} + P_f + P_{N1} + P_{N2} + \cdots + P_{Nm} + P_{id}. \quad (9)$$

由于波是沿着 x 轴传播,利用传输线理论可得

$$\left. \begin{aligned} P_f &= \frac{1}{2} Y_x \int_0^d |V(z)|^2 dz, \\ P_{in} &= \frac{1}{2} Y_x \int_d^{+\infty} |V(z)|^2 dz, \\ P_{Nm} &= \frac{1}{2} Y_x \int_{-m\Delta l}^{-(m-1)\Delta l} |V(z)|^2 dz, \\ P_{id} &= \frac{1}{2} Y_x \int_{-\infty}^{-m\Delta l} |V(z)|^2 dz, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

其中 Y_x 为 x 方向的波导纳。

综上所述,表征非线性波导主要特性的关系,波导传播功率与传播常数之间的关系就可以唯一确定。

3 数值结果及讨论

为了检验这一方法的可靠性, 对衬底分别为 Kerr 型及饱和非线性介质情况进行数值模拟。其结构参数为 $\epsilon_c = \epsilon_i = 2.4025, \epsilon_f = 2.4649, d = 0.515 \mu\text{m}$ 。数值结果如图 3、图 4 所示。

图 3 表示包含 Kerr 型非线性介质波导的 TE_1 、 TE_0 模传播常数与功率流之间的关系, $\alpha_0 = 6.4 \times 10^{-12} (\text{m/V})^2$ 。这一结果与文献[7]符合得很好。A、B 两点相当于 $\alpha_0 = 0$ 时三层介质平面波导在给定频率时的传播常数, A 点对应于对称面短路时 TE 波传播常数, 而 B 点对应于对称面开路时情况。

图 4 表示包含饱和介质非线性平面波导的色散关系, 其中 $\alpha_c = 6.4 \times 10^{-12} (\text{m/V})^2, \epsilon_{\text{sat}} = 0.1256$ 。A、B 两点同样对应于 $\alpha_c = 0$ 时三层平面介质波导的色散关系。比较图 3、图 4 可以发现, TE_1 模的色散曲线几乎相同, 这主要是由于此时波导中传播的功率相对较小, 且主要集中在非线性介质区, 非线性介质的介电常数几乎没有达到饱和状态。而对于 TE_0 模, 传播功率向非线性介质区偏移, 非线性介质更有可能达到饱和状态, 因而两者色散曲线形状相差很大。对于饱和介质波导, 当功率增加到一定程度, 其传播常数趋于稳定。而对于非饱和介质, 由于 ϵ 与 $|E|^2$ 成线性关系, 随着功率增加, ϵ_{eff} 将一直在变, 这与物理概念完全符合。

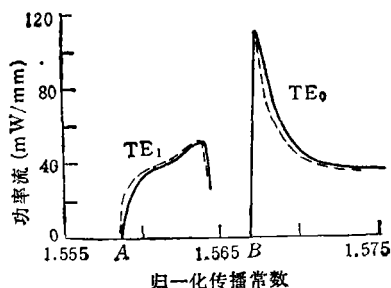


图 3 包含 Kerr 型非线性介质时功率流与归一化传播常数的关系

——文献[7] ——本文结果

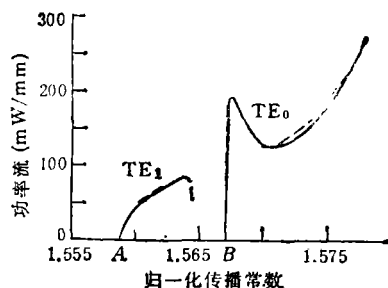


图 4 包含饱和型非线性介质时功率流与归一化传播常数的关系

——文献[7] ——本文结果

在利用本文所提到的方法分析非线性波导的过程中, 非线性介质部分用传输线等效时, 假设了在 Δl 范围内其相对介电常数保持恒定。从原理上来说这一假设只是在 Δl 等于零时才正确, 但在实际数值模拟过程中当 $\Delta l < 0.12$ 时, 其数值结果是稳定的。这一分析方法只是在非线性介质部分进行离散化处理, 其所需的内存比习惯采用的差分分析方法所需的小, 运算速度也快, 而且它的物理概念清楚, 简单明了。可以预见这一方法在非线性介质波导特性的研究上将会显出其潜在的实用价值。

参 考 文 献

- [1] Kazuhiko Ogusu. IEEE Trans. on MTT, 1989. MTT-37(6): 941—945.
- [2] Beardman D, Egan P. IEEE J. of QE, 1986. QE-22(2): 319—324.
- [3] Stegman I, et al. IEEE J. of QE, 1986. QE-22(6): 977—981.
- [4] Biehlig W, et al. IEEE J. of QE, 1992. QE-28(7): 1643—1646.

- [5] Jianguo Ma. *Int. J. of Infrared and Millimeter Waves*, 1993, 14(8): 1701—1715.
[6] Kazuhiko Ogusu. *Optical Communications*, 1987, 64(5): 425—430.
[7] Mihalache D, Mazilu D. *IEE Proc.-J. Optoelectronics*, 1991, 138(6): 365—372.

THE ANALYSIS OF NONLINEAR PLATE DIELECTRIC WAVEGUIDE WITH NETWORK METHOD

Zheng Guowu Chen Kangsheng

(*Institute of Electronic Physics, Zhejiang University, Hangzhou 310008*)

Abstract This paper presents a so called equivalent transmission line method for the analysis of multilayer dielectric waveguide involving nonlinear dielectric. By introducing the equivalent transmission line model of nonlinear dielectric and linear dielectric, the electromagnetic field problem about the nonlinear dielectric waveguide can be equivalent to a circuit problem. The eigen-equation governing the nonlinear dielectric waveguide can be obtained by using the transversal resonance technique. Finally, the multilayer dielectric waveguides involving saturable or non-saturable nonlinear dielectric are simulated, and the relations between the propagating power of TE mode and the normalized wavenumber are given. The results obtained are in good agreement with that in the references.

Key words Dielectric waveguide, Nonlinear, Transmission line