

# 带缝金属腔体内包含非线性组件的耦合效应分析

罗佳伟，王保成，季嘉伟

(空军勤务学院航空四站系，江苏 徐州 221000)

**摘要：**目的 对带缝金属腔体内连接非线性组件的系统级耦合效应进行分析。方法 在外界电磁激励源的作用下，采用全波混合算法解决腔体内部场强分布问题，并利用高阶 FDTD 方法求解线缆上的感应电压和电流，得到流入非线性组件的信号，然后建立非线性组件的频域黑箱模型，结合 S-参数，得到非线性组件端口的功率响应，最后通过仿真实验验证方法的有效性。结果 通过系统耦合效应分析建模，建立仿真模型，得到了非线性组件的响应曲线。结论 该系统级的耦合效应分析方法可以分析得到非线性组件作为二端口或多端口时的输出功率响应，对系统级的耦合研究具有重要意义。

**关键词：**耦合效应；非线性组件；金属腔体；电磁干扰

**DOI:** 10.7643/ issn.1672-9242.2017.09.003

**中图分类号：**TJ07

**文献标识码：**A

**文章编号：**1672-9242(2017)09-0010-06

## Electromagnetic Effects on Cavity with Slots Containing Nonlinear Components

LUO Jia-wei, WANG Bao-cheng, JI Jia-wei  
(Department of Aviation Ground, Air Force Logistics College, Xuzhou 221000, China)

**ABSTRACT:** The paper aims to analyze the system-level electromagnetic effects on nonlinear components in cavity with slots. Under the action of electromagnetic excitation source in the outside world, the hybrid approach was adopted to solve the problem of the filed intensity distribution inside the cavity. The higher-order FDTD method was adopted to solve the cable on the inductive voltage and current to get the signal influx the nonlinear components. And then, the frequency domain black-box model of nonlinear components was established. The power response of nonlinear component ports was obtained in combination with S-parameters. Finally, the validity of the method was verified by simulation. The system-level coupling effect analysis could analyze and obtain the power output response with nonlinear components as a port or multiple ports, and has great significance to the system-level coupling research.

**KEY WORDS:** coupling effect; nonlinear components; metal cavity; electromagnetic interference

随着现代科技的不断发展，通信、雷达、导航、电子仪器以及各种武器装备系统从综合化向集成化发展，实现了装备的信息化和智能化，极大地提高了武器系统的综合效能<sup>[1-4]</sup>。在军用电子系统不断发展的同时，其对电磁攻击的敏感性和易损性也在逐

渐增加<sup>[5]</sup>。

在飞行保障过程中，保障装备频繁受到外界电磁信号的干扰，影响整个保障过程的顺利进行，所以对装备的抗电磁干扰设计尤为重要。在设计阶段，应对其进行电磁环境效应分析。

为解决复杂的电磁环境效应分析问题, 现从孔缝耦合、场线耦合、天线耦合三个方面进行了大量的研究。较为常用的模型与方法主要有: 等效传输线模型、时域有限差分法、矩量法、时域积分方程法等<sup>[6]</sup>, 但这几种在解决多尺度问题和计算效率、精度问题存在较大难度。因此对常用的几种模型方法的混合运用<sup>[7]</sup>和改进等进行了大量研究, 例如采用 FFT 加速的 TDIE 方法求解带线缆结构飞机的电磁环境效应问题<sup>[8]</sup>; 运用 FDTD 方法和 SPICE 等效电路模型求解线缆网络的响应<sup>[9]</sup>等等。另外, 保障装备电子系统中, 含有大量的非线性组件, 在外来信号的干扰下, 其电磁效应表现的非常明显。现有的建模方法和数值计算方法能有效地分析非线性组件在外来信号激励下所产生的影响, 并且还伴随一定的复杂性和难度。现有的研究成果如王建国、谢海燕等提出的混合 FDTD-SPICE 方法, Tesche 通过将 BLT 方程扩展到时域来计算电磁波辐照下传输线上的非线性负载的影响<sup>[10]</sup>。这些方法都是将非线性组件当作独立的器件进行分析, 但在装备电子系统内部, 非线性组件都是作为二端口或多端口器件, 其在电磁源的激励下, 必会产生谐波, 并且可以通过电路传导影响下一个组件, 也可以通过辐射传递到其他器件产生干扰。

为分析保障装备带缝金属腔体内连接线缆的非线性组件在受外来源激励下的耦合效应, 文中出了一种系统的耦合分析方法。首先利用全波混合算法求解金属腔体内场的问题, 在得到腔体内场分布的前提下, 采用高阶 FDTD 方法解决线缆耦合问题, 得到线缆上的耦合感应电压和电流。再结合频域黑箱模型, 建立在非线性散射参数基础上的包含非线性组件的耦合模型, 获得非线性组件的响应特性。最后通过具体实例得出了非线性组件的输出响应。

## 1 系统耦合效应分析建模方法

### 1.1 带缝金属腔体内场分布的求解

假设保障装备的矩形金属机壳尺寸为  $a \times b \times h$ , 厚度为  $t$ , 金属机壳的侧壁上有一个矩形孔缝, 尺寸为  $w \times l$ , 外界干扰电磁信号是垂直照射到孔缝所在的侧壁上<sup>[11]</sup>, 如图 1 所示。为分析在电磁波辐照下金属腔体内的场分布情况, 将孔缝外侧所在平面  $z=t$  等效为无限大的导电平面<sup>[12]</sup>, 并且将导电平面化为三个区域, 区域 I ( $-h < z < 0$ ) 为金属机壳所在区域, 区域 II ( $0 < z < t$ ) 为孔缝所在区域, 区域 III ( $z > t$ ) 则为电磁干扰源所在区域, 等效模型如图 2 所示。

根据麦克斯韦方程组, 在其中引入电、磁矢量位函数  $A_e$  和  $A_h$ , 可以得到区域 I、II 内的横向电磁磁场表达式为:

$$E_t^i = -\nabla_t A_{hz}^i \times z + \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla_t \frac{\partial A_{ez}^i}{\partial z} \quad (1)$$

$$H_t^i = \nabla_t A_{ez}^i \times z + \frac{1}{j\omega\mu} \nabla_t \frac{\partial A_{hz}^i}{\partial z} \quad (2)$$

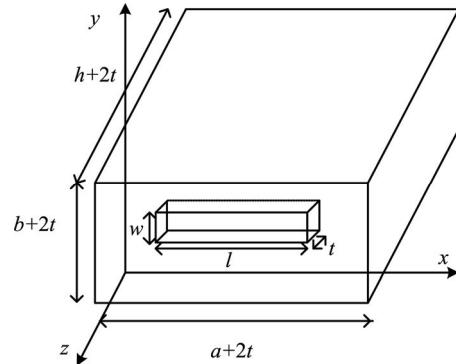


图 1 金属机壳

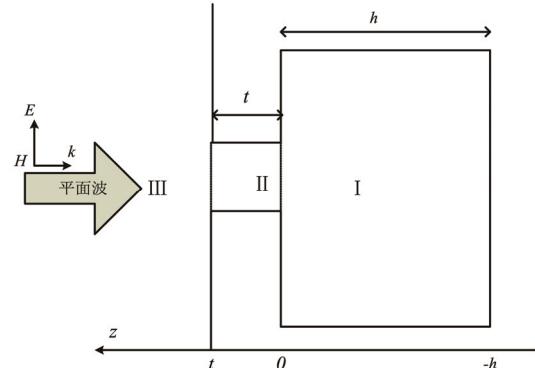


图 2 等效模型

式中:  $i$  表示区域 I, II;  $A_{ez}^i$ ,  $A_{hz}^i$  为矢量电位、矢量磁位在  $z$  轴的分量。在区域 I, II 中, 假设 TE 和 TM 各有  $N$  种模式, 并且考虑沿  $z$  轴方向传播的所有模式, 时谐电磁场沿  $z$  轴方向传播的行波因子为  $\exp(-\Gamma_z z)$ , 可以将矢量电位  $A_{ez}^i$  和矢量磁位  $A_{hz}^i$  写作<sup>[13]</sup>:

$$A_{ez}^i(x, y, z) = \sum_{q=1}^N \mathbf{Q}_{eq}^i \mathbf{T}_{eq}^i \left[ A_{eq}^{i+} e^{-\Gamma_{eq}^i z} - A_{eq}^{i-} e^{-\Gamma_{eq}^i z} \right] \quad (3)$$

$$A_{hz}^i(x, y, z) = \sum_{q=1}^N \mathbf{Q}_{hq}^i \mathbf{T}_{hq}^i \left[ A_{hq}^{i+} e^{-\Gamma_{hq}^i z} - A_{hq}^{i-} e^{-\Gamma_{hq}^i z} \right] \quad (4)$$

式中:  $q$  为模式序号;  $A_{hq}^{i+}$ ,  $A_{eq}^{i+}$  为磁位矢量和电位矢量在沿  $z$  轴正方向传播模式  $q$  的幅度系数;  $A_{hq}^{i-}$ ,  $A_{eq}^{i-}$  为磁位矢量和电位矢量在沿  $z$  轴负方向传播模式  $q$  的幅度系数;  $\mathbf{Q}_h$  和  $\mathbf{Q}_e$  为 TE 和 TM 模式的功率归一化系数矩阵;  $\Gamma_h$  和  $\Gamma_e$  为传播常数矩阵;  $\mathbf{T}_h$  和  $\mathbf{T}_e$  为本征函数矩阵。

在区域 I, II 中沿  $z$  轴正负方向的传播模式的幅度系数矩阵  $A^{i+}$  和  $A^{i-}$  可以分别表示为:

$$A^{i+} = \begin{bmatrix} A_h^{i+} \\ A_e^{i+} \end{bmatrix}; A^{i-} = \begin{bmatrix} A_h^{i-} \\ A_e^{i-} \end{bmatrix} \quad (5)$$

采用模式匹配法, 得到区域 I, II 模式的幅度系数矩阵对应的表达式为:

$$A^{I+} + A^{I-} = \mathbf{M}(A^{II+} + A^{II-}) \quad (6)$$

$$\mathbf{M}^T(A^{I+} - A^{I-}) = A^{II+} - A^{II-} \quad (7)$$

将区域 I 看成是终端短路的矩形电磁波导体, 所以在  $z=-h$  处可以得到:

$$A^{I+} = -L^I A^{I-} \quad (8)$$

式中:  $L^I = \text{diag}\{e^{-2I^I j h}\}, j = h, e$ 。将将 (式 8)

代入式 (6) 和 (7) 得出一个区域 II 中相关模式的幅度系数的矩阵:

$$A^{II+} = \rho A^{II-} \quad (9)$$

式中:  $\rho = (U + P)^{-1}(U - P)$ ;  $P = \mathbf{M}^T(L^I + U)$

$(U - L^I)^{-1} \mathbf{M}$ ,  $U$  是一个  $2N \times 2N$  的单位矩阵。将式(8)和(9)代入式(6)和(7)中, 得到矩阵:

$$A^{I-} = (U - L^I)^{-1} \mathbf{M}(\rho + U) A^{II-} \quad (10)$$

运用电磁场在不连续表面两侧切相量相等的原理, 在区域 II、III 相交的孔缝表面上建立方程:

$$H_t^{M_s} + 2h_t^{\text{inc}} = H_t^{II}(t) \quad (11)$$

式中:  $M_s$  为等效面磁流, 用正交基函数展开为:

$$M_s = \sum_{n=1}^{2N} K_n \cdot W_n \quad (12)$$

根据矩量法 Galerkin 法则, 构建  $2N \times 1$  权函数矩阵  $\mathbf{W}$  为:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} W_e \\ W_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_e^{II} Q_e^{II} (\nabla_t \cdot T_e^{II}) \times z \\ j\omega \epsilon Q_e^{II} (\nabla_t \cdot T_e^{II}) \\ -Q_h^{II} (\nabla_t \cdot T_e^{II}) \end{bmatrix} \quad (13)$$

将式(13)在孔缝截面上积分, 由函数的正交性, 可以得到矩阵方程:

$$TK + I^{\text{inc}} = z \quad (14)$$

式中:  $TK = -j\omega(W, F) + (\nabla_t W, \Phi_m)$ ,  $K = L^{II} A^{II+} + (L^{II}) A^{II-}$ ,  $I^{\text{inc}} = (W, 2H_t^{\text{inc}})$ ,  $z = L^{II} A^{II+} - (L^{II})^{-1} A^{II-}$ ,  $L^{II} = \text{diag}\{e^{-2I^{II} j t}\}, j = h, e$ 。

根据式(9), (14), 可以得出幅度系数  $A^{II-}$  为:

$$A^{II-} = \left[ \left( L^{II} \rho - (L^{II})^{-1} \right) - T \left( L^{II} \rho + (L^{II})^{-1} \right) \right]^{-1} \cdot I^{\text{inc}} \quad (15)$$

将式(15)带入式(8)和(10)中, 矩形金属腔体中所有的幅度系数都可以计算出, 因此, 该金属腔体内任何一点的场强度都可以由式(1)得出。

## 1.2 带缝金属腔体内屏蔽线缆响应求解

保障过程中, 电磁干扰信号大多通过装备金属屏蔽腔体的缝隙耦合进入装备内部, 在内部产生激励电场和磁场。再通过场线耦合, 在线缆上产生响应电压

和电流, 从而影响连接在线缆上的各组件, 进而影响飞行保障的顺利进行。

为减小电磁信号的干扰, 现保障装备内部大多数采用屏蔽电缆。将屏蔽电缆等效为两个回路, 一个是由屏蔽层与参考地之间构成的回路, 一个是内部芯线构成的回路。当干扰信号通过孔缝耦合进入金属腔体内部时, 耦合进入的场强在电缆屏蔽层上产生电压源  $V$  与电流源  $I$ , 则屏蔽层与参考地之间构成的回路可以用方程描述:

$$\frac{dV_1}{dx} + Z_1 I_1 = V \quad (16)$$

$$\frac{dI_1}{dx} + Y_1 V_1 = I \quad (17)$$

式中:  $V_1, I_1$  为在屏蔽层上产生的电压与电流;  $Z_1$  为屏蔽层单位长阻抗,  $Z_1 = R' + j\omega L'$ ,  $Y_1$  为屏蔽层单位长导纳,  $Y_1 = G' + j\omega C'$ ;  $R', L', G', C'$  分别为屏蔽层的单位长电阻、电感、电导和电容参数。内部芯线构成的回路则可以通过以下方程描述:

$$\frac{dV_2}{dx} + Z_2 I_2 - Z_0 I_1 = 0 \quad (18)$$

$$\frac{dI_2}{dx} + Y_2 V_2 + Y_0 V_1 = 0 \quad (19)$$

式中:  $Z_0, Y_0$  为转移阻抗和转移导纳;  $L_0, G_0$ , 为转移电感和电容。

根据式(16) — (19), 可以写出两个回路的时域表达式:

$$\frac{dV_1(x, t)}{dx} + R'I_1(x, t) + L' \frac{\partial I_1(x, t)}{\partial t} = V \quad (20)$$

$$\frac{dI_1(x, t)}{dx} + G'V_1(x, t) + C' \frac{\partial V_1(x, t)}{\partial t} = I \quad (21)$$

$$\frac{dV_2(x, t)}{dx} - R_0 I_1(x, t) - L_0 \frac{\partial I_1(x, t)}{\partial t} + R_2 I_2(x, t) + L_2 \frac{\partial I_2(x, t)}{\partial t} = 0 \quad (22)$$

$$\frac{dI_2(x, t)}{dx} + C_0 \frac{\partial V_1(x, t)}{\partial t} + G_2 V_2(x, t) + C_2 \frac{\partial V_2(x, t)}{\partial t} = 0 \quad (23)$$

装备内部的屏蔽电缆大多数采用金属细线构成的编织层作为屏蔽体, 设编织层的半径为  $b$ , 编织束数为  $l$ , 内含细线根数为  $N$ , 细线直径、电导率和编织角分别用  $d, \sigma, \varphi$  表示。电缆的转移阻抗、电感和电容分别为:

$$R_0 \approx \frac{4}{\pi d^2 l \sigma \cos \varphi} \quad (24)$$

当  $\varphi \leq \pi/4$  时:

$$L_0 = \frac{\pi \mu_0}{6l} (1 - \kappa)^{1.5} \frac{e^2}{E(e) - (1 - e^2)K(e)} \quad (25)$$

$$C_0 \approx \frac{\pi C_{\text{out}} C_{\text{in}}}{3l(\epsilon_{\text{out}} + \epsilon_{\text{in}})} \frac{(1-\kappa)^{1.5}}{E(e)} \quad (26)$$

当  $\varphi > \pi/4$  时:

$$L_0 = \frac{\pi \mu_0}{6l} (1-\kappa)^{1.5} \frac{e^2 / \sqrt{1-e^2}}{E(e) - (1-e^2) K(e)} \quad (27)$$

$$C_0 \approx \frac{\pi C_{\text{out}} C_{\text{in}}}{3l(\epsilon_{\text{out}} + \epsilon_{\text{in}})} \frac{(1-\kappa)^{1.5}}{(1-e^2) E(e)} \quad (28)$$

式中:  $\kappa$  为投影覆盖率;  $K(e)$ ,  $E(e)$  分别为第一、第二椭圆积分;  $e$  为椭圆离心率;  $C_{\text{out}}$ ,  $C_{\text{in}}$  分别为屏

蔽层电容和其对参考地的电容;  $\epsilon_{\text{out}}$ ,  $\epsilon_{\text{in}}$  分别为电缆外部和内部的介电常数。

为了求解式 (20) — (23), 大多数采用传统的二阶 FDTD 方法。为了获得较好的计算精度, 二阶 FDTD 方法需要采用精细的网格离散, 但降低了计算效率。因此文中采用高阶的 FDTD 方法, 可以有效地降低数值误差, 并且可以得到同二阶 FDTD 方法同等的计算精度, 提高了计算效率<sup>[14]</sup>。

采用高阶的 FDTD 方法求解, 得到了耦合进入金属腔体内的场强在屏蔽电缆上产生的响应电压和电流:

$$\begin{aligned} I_1 \left| \begin{array}{c} m \\ n \end{array} \right. &= \frac{1}{24\Delta x \left( \frac{L'}{\Delta t} + \frac{R'}{2} \right)} \left[ 24\Delta x \left( \frac{L'}{\Delta t} - \frac{R'}{2} \right) I_1 \left| \begin{array}{c} m-1 \\ n \end{array} \right. + 24\Delta x V \left| \begin{array}{c} m \\ n-V \end{array} \right| \right] \left| \begin{array}{c} m \\ n-1 \end{array} \right. - \\ 27V_1 \left| \begin{array}{c} m \\ n+1 \end{array} \right. - V_1 \left| \begin{array}{c} m \\ n+2 \end{array} \right. , &n = 2, 3, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} V_1 \left| \begin{array}{c} m \\ n \end{array} \right. &= \frac{1}{24\Delta x \left( \frac{C'}{\Delta t} + \frac{G'}{2} \right)} \left[ 24\Delta x \left( \frac{C'}{\Delta t} - \frac{G'}{2} \right) V_1 \left| \begin{array}{c} m-1 \\ n \end{array} \right. + 24\Delta x I \left| \begin{array}{c} m-1 \\ n-1 \end{array} \right. - I_1 \left| \begin{array}{c} m \\ n-2 \end{array} \right. - \right. \\ 27I_1 \left| \begin{array}{c} m \\ n-1 \end{array} \right. - I_1 \left| \begin{array}{c} m \\ n+1 \end{array} \right. , &n = 3, 4, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} I_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n \end{array} \right. &= \left[ \frac{24\Delta x}{\Delta t} L_2 + \frac{24\Delta x}{\Delta t} R_2 \right]^{-1} \left[ \left( \frac{24\Delta x}{\Delta t} L_2 + \frac{24\Delta x}{\Delta t} R_2 \right) I_2 \left| \begin{array}{c} m-1 \\ n \end{array} \right. - \left( V_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n-1 \end{array} \right. - 27V_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n \end{array} \right. + \right. \right. \\ 27V_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n+1 \end{array} \right. - V_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n+2 \end{array} \right. \left( \frac{24\Delta x}{\Delta t} L_0 + \frac{24\Delta x}{\Delta t} R_0 \right) I_1 \left| \begin{array}{c} m \\ n \end{array} \right. + \left( \frac{24\Delta x}{\Delta t} R_0 - \frac{24\Delta x}{\Delta t} L_0 \right) I_1 \left| \begin{array}{c} m-1 \\ n \end{array} \right. \right] \\ n = 2, 3, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} V_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n \end{array} \right. &= \left[ \frac{24\Delta x}{\Delta t} C_2 + \frac{24\Delta x}{\Delta t} G_2 \right]^{-1} \left[ \left( \frac{24\Delta x}{\Delta t} C_2 + \frac{24\Delta x}{\Delta t} G_2 \right) V_2 \left| \begin{array}{c} m-1 \\ n \end{array} \right. - \left( I_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n-2 \end{array} \right. - 27I_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n \end{array} \right. + \right. \right. \\ 27I_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n \end{array} \right. - I_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n+1 \end{array} \right. \left( \frac{24\Delta x}{\Delta t} C_0 + \frac{24\Delta x}{\Delta t} G_0 \right) V_1 \left| \begin{array}{c} m-1 \\ n \end{array} \right. - V_1 \left| \begin{array}{c} m \\ n \end{array} \right. \right], &n = 3, 4, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (32)$$

式中:  $V_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n \end{array} \right.$  为  $(m-1)\Delta t$  时时间点和  $n\Delta t$  空间点

的电压,  $I_2 \left| \begin{array}{c} m \\ n \end{array} \right.$  为  $(m-1/2)\Delta t$  时间点和  $(n+1/2)\Delta t$  空间点的电流示时间点的电流;  $N$  为线缆的分段数。

### 1.3 非线性组件的建模

采用频域黑箱模型<sup>[15]</sup>对非线性组件进行建模, 只要考虑连接组件端口的电流电压输入输出信号, 就可以通过频域黑箱模型获得非线性组件的响应特性<sup>[16]</sup>。

图 3 为典型的二端口非线性网络, 图中的  $a_m^j$  和  $b_n^k$  归一化入射波电压和电流,  $m$ ,  $n$  为端口号,  $j$ ,  $k$  为基波或各次谐波。如考虑三次谐波,  $S$ -参数则可以表

示为<sup>[17]</sup>:

其中:

$$S_{mn}^{kj} = \frac{b_n^k}{a_m^j} \begin{cases} a_x^y = 0, x \neq m \\ a_x^y = 0, x = m \& y \neq j \end{cases} \quad (34)$$

$S$ -参数中的矩阵参数可以由仿真计算或实验获得。



图 3 二端口非线性网络

## 2 系统耦合效应分析

图 4 给出了带缝金属腔体内连接非线性组件的

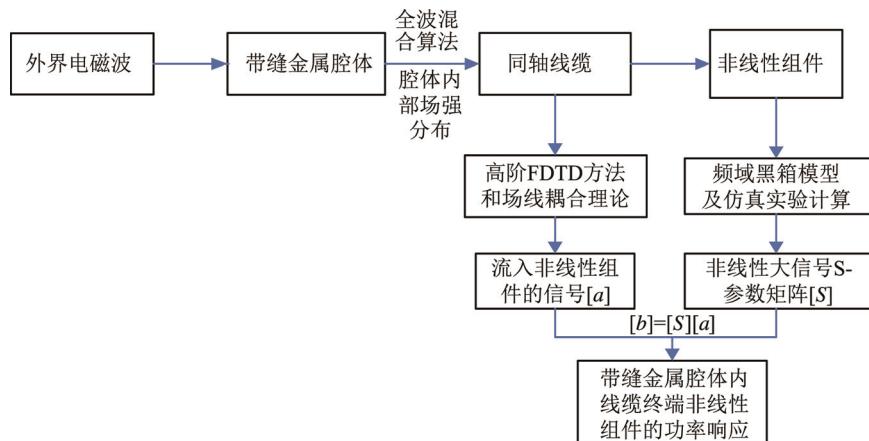


图 4 带缝金属腔体内连接非线性组件的耦合效应分析流程

耦合效应分析流程。首先由全波混合算法得到在外界电磁场干扰下带缝金属腔体内任一点的场强值,然后在得到内部场强值的基础上,采用高阶 FDTD 方法解决腔体内场线耦合问题,得到线缆上感应电压和电流值,以及耦合功率,即获得了进入非线性组件的信号,即 $[a]$ 。再建立频域黑箱模型,最终获得带缝金属腔体内连接非线性组件的响应特性。

### 3 仿真结果分析

假设金属机壳尺寸为  $30\text{ cm} \times 12\text{ cm} \times 30\text{ cm}$ , 孔缝大小为  $10\text{ cm} \times 0.5\text{ cm} \times 1.5\text{ cm}$ , 一条同轴电缆穿过孔缝延伸到腔体内部, 腔体内外电缆的长度均为  $0.5\text{ m}$ , 电缆屏蔽层与参考地之间的电阻为  $100\Omega$ , 与芯线之间的电阻为  $50\Omega$ , 在线缆的内部终端连有二极管对。电磁激励源从外界入射, 方向垂直于孔缝, 电场强度为  $377\text{ V/m}$ , 极化方向平行于缝隙短边, 频率为  $2.5\text{ GHz}$ 。利用电磁仿真软件即可分析非线性组件的输出响应。

计算时, 首先可以得到金属腔体内电场强度分布, 然后通过场线耦合可以得到电缆上的感应电压和电流的大小, 则流入非线性组件的信号便可知。再根据频域黑箱模型计算得出 S-参数, 则可得到非线性组件的输出功率, 即输出响应。腔体内部场强分布图、部分 S-参数值以及非线性组件输出功率曲线如图 5—7 所示。

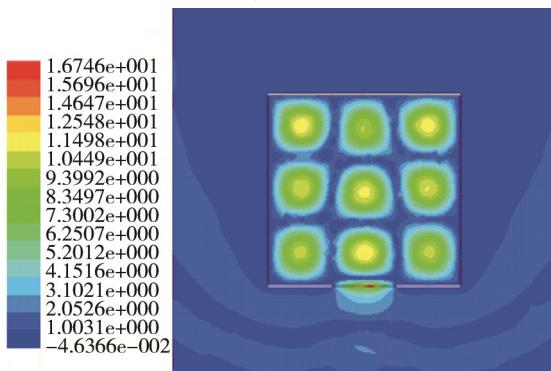


图 5 金属腔体内场强分布

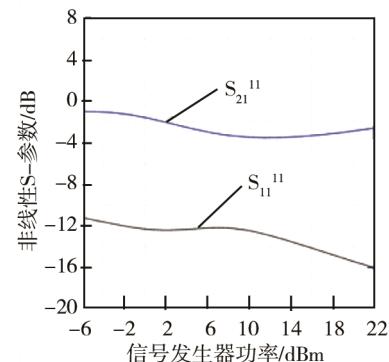


图 6 部分 S-参数值曲线

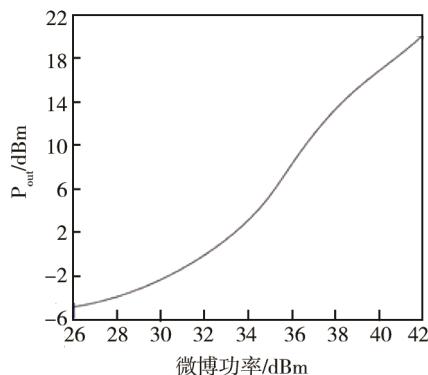


图 7 非线性组件输出功率曲线

### 4 结语

在全波混合算法、高阶 FDTD 方法和频域黑箱模型的基础上, 构建出了包含非线性组件的耦合分析模型, 利用该分析方法可以分析得到非线性组件作为二端口或多端口时的输出功率响应。该方法的优点在于可以应用于各种复杂电磁环境下的系统电磁耦合效应分析, 在非线性组件的建模上, 无需考虑非线性组件内部的复杂结构, 这样就不必进行大量的建模和计算, 提高了效率。同时该方法是对单个非线性器件耦合效应分析的深入研究, 给出了系统级的分析方法,

在系统级的耦合效应分析方面有一定的参考价值。

## 参考文献:

- [1] 宋扬, 刘赵云. 电磁脉冲武器技术浅析[J]. 飞航导弹, 2009(2): 24-29.
- [2] 乔晓强, 柳永祥, 梁涛. 新材料在电磁脉冲防护中的应用[J]. 河北科技大学学报, 2011, 32(6): 184-186.
- [3] 任少杰, 郝永生. 基于 RFID 的导弹装备管理方法研究[J]. 包装工程, 2015, 36(15): 153-158.
- [4] 乌伟, 邱宗明, 宋春林. 机载雷达抗异步干扰脉冲的研究[J]. 西安理工大学学报, 2014, 30(2): 209-212.
- [5] 董作典, 宋燕, 史广芹, 等. 电磁脉冲对 MMIC 电路中 MIM 电容的损伤分析[J]. 电子产品可靠性与环境试验, 2016, 34(3): 13-18.
- [6] 郝鹏. 若干微纳光学器件光学性能分析及实验研究[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2012.
- [7] 张旭锋, 李颖, 倪谷炎, 等. 有孔腔体屏蔽效应分析的混合模型[J]. 电波科学学报, 2011, 26(1): 25-29.
- [8] BAGCI H. Fast and Rigorous Analysis of EMC/EMI Phenomena on Electrically Large and Complex Cable-loaded Structures[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2007, 49(2): 361-381.
- [9] XIE H, WANG J, FAN R, et al. A hybrid FDTD-SPICE Method for Transmission Lines Excited by a Nonuniform Incident Wave[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2009, 51(3): 811-817.
- [10] TESCHE F M. Development and Use of the BLT Equation in the Domain[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2007, 49(1): 3-11.
- [11] 吴刚, 张新刚, 刘波. 有孔矩形金属腔体屏蔽效能的估算[J]. 强激光与粒子束, 2011, 23(3): 743-748.
- [12] 吴刚, 孙靖虎, 李兵, 等. 矩形金属机壳孔缝电磁耦合特性研究[J]. 电波科学学报, 2015, 30(6): 1222-1227.
- [13] 张本全. 微波无源器件设计中的模式匹配法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2004.
- [14] 覃宇建, 王为, 周东明, 等. 基于 TDIE-FDTD 混合算法的电磁环境效应分析[J]. 现代电子技术, 2013, 36(21): 157-162.
- [15] 孙璐, 王家礼. 基于散射函数的一种微波非线性电路建模新方法[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2010.
- [16] 王天乐, 闫丽萍, 赵翔, 等. 包含非线性组件的系统级电磁效应分析方法[J]. 强激光与粒子束, 2014, 26(7): 073204-1-073204-6.
- [17] 张超, 年夫顺, 梁胜利, 等. 基于散射函数的非线性网络级联特性研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2010, 24(2): 119-124.