引用格式：杨金升, 夏敬轩, 肖前明, 等. 轴流风机辐照电磁干扰计算方法与敏感频率研究 [J]. 电子科技大学学报, 2026, 55(2): 178-183.
YANG J S, XIA J X, XIAO Q M, et al. Calculation method and sensitive frequency of irradiation electromagnetic interference for axial flow fan[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2026, 55(2): 178-183.

轴流风机辐照电磁干扰计算方法与敏感频率研究

杨金升[1]，夏敬轩[1]，肖前明[2]，吴　强[2]，杜平安[1*]

（1. 电子科技大学机械与电气工程学院，成都 611731；2. 成都奇航系统集成有限公司， 成都 610041）

摘要：研究了轴流风机在电磁辐照环境下的感应电流特性及敏感频率问题。基于 Agrawal 传输线模型与 BLT 方程，通过绕组阻抗测试和建立等效电路模型，提出一种针对线缆端接非线性负载的感应电流频域解析计算方法，并利用数值方法验证了其计算精度和效率。通过对传输线敏感频率分析，发现在特定频率下传输线上感应电流会大幅增加，测试结果显示在 31 MHz 和 93 MHz 两个敏感频点轴流风机容易受到外界电磁波干扰。研究成果可为电子设备辐照电磁干扰预测和防护提供参考。

关键词：轴流风机；非线性负载；场线耦合；Agrawal 传输线模型；BLT 方程；敏感频率
中图分类号：TM15　　**文献标志码：**A　　DOI: 10.12178/1001-0548.2024304

Calculation method and sensitive frequency of irradiation electromagnetic interference for axial flow fan

YANG Jinsheng[1], XIA Jingxuan[1], XIAO Qianming[2], WU Qiang[2], and DU Pingan[1*]

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China;
2. Chengdu Qihang System Integration Co., Ltd., Chengdu 610041, China)

Abstract: This study investigates the induced current characteristics and sensitive frequency of axial flow fans under an electromagnetic irradiation environment. Based on the Agrawal model and BLT equations, a frequency-domain analytical calculation method of induced current for nonlinear loads is proposed through winding impedance measurement and equivalent circuit modeling. The accuracy and efficiency are also verified using numerical methods. By analyzing the sensitive frequency of the transmission line, it is found that the induced current increases significantly at specific frequencies. Test results show that the axial flow fan is susceptible to exterior electromagnetic interference at the sensitive frequency points of 31 MHz and 93 MHz. The research results can provide a reference for the prediction and protection from the irradiation of electronic equipment.

Key words: axial flow fan; nonlinear load; field-line coupling; Agrawal model; BLT equation; sensitive frequency

轴流风机广泛用于电子设备的散热，风机运行过程中会根据热载荷变化利用脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 原理进行调速，这对设备会产生辐射和传导干扰。同时，设备内部复杂的电磁环境也会对风机产生电磁干扰，导致控制延迟和调速误差等问题，使系统稳定性降低。因此，GJB-151B 对风机产品的电磁兼容特性提出了严格要求。

风机工作时，其电源线缆直接暴露于电磁环境中。由于内部控制电路与绕组相比外部电源线尺寸较小，同时机壳具有一定的屏蔽防护作用，因此线缆成为外界辐照干扰的传输途径。外界电磁能量耦合进线缆形成传导干扰电流，因此研究场线耦合规律和预测干扰电流对风机电磁防护具有重要的指导意义。

辐照电磁场对线缆的耦合作用已有广泛研究。文献 [1-4] 提出的 4 种经典耦合模型构成了该领域

收稿日期：2024−11−06
基金项目：国家自然科学基金（52175218）
作者简介：杨金升，博士生，主要从事电磁兼容数值仿真方面的研究。
*通信作者 E-mail: dupingan@uestc.edu.cn

的研究基础。多种数值方法也被应用于求解场线耦合问题，包括时域有限差分法（finite-difference time-domain, FDTD）、有限积分法（finite integration technique, FIT）、基于互易定理的方法、传输线矩阵法（transmission line matrix method, TLM）、BLT 方程等[5-6]。FDTD 和 FIT 方法通过离散化网格求解传输线方程，但对计算资源提出了较高要求[7-8]；互易定理方法依赖于全波仿真软件进行建模，尽管精确但计算效率受限[9]；TLM 法通过求解迭代矩阵获得电磁场解，虽能提高计算效率，但计算过程相对复杂[10]。采用 BLT 方程能够直接获取传输线的负载响应，是处理场线耦合问题的有效手段[11-12]。文献 [13-16] 利用 BLT 方程深入探讨了典型线缆的负载响应特性，包括微带线缆、同轴线缆、双绞线等。而当前对于场线耦合的研究往往考虑理想线性负载情况，而在实际应用中负载端的阻抗特性会随频率发生变化。

本文基于 Agrawal 传输线模型和 BLT 方程，通过电机绕组阻抗测试和建立等效电路模型，提出一种针对非线性负载的感应电流解析计算方法，具有更高的计算效率，更符合实际应用场景。在电磁兼容辐照干扰测试中需要关注被测设备的敏感频率[17]，因此本文对传输线在外界干扰下的敏感频率进行分析，并通过实验对敏感频点进行测试验证。

1　风机辐照电磁干扰计算方法建立

在现有场线耦合研究中，传输线端接负载通常采用理想状态下的固定值，负载阻抗不随频率变化。而风机作为传输线负载，其阻抗会随着频率变化。本节基于阻抗测量与拟合，对风机负载进行等效建模，建立端接非线性负载的场线耦合计算方法。

1.1　轴流风机辐照干扰传输线模型

风机由直流电压源驱动，其电源线配置为两条平行导线，其中负线与大地短接。此外，与电源负线相连接的逆变电路下桥臂中的 MOSFET 具有单向导通的特性，能够有效抑制电源负线产生的感应电流。因此，风机受辐照干扰下的场线模型可等效为一条位于地面上方的单线传输线，如图 1 所示。传输线一端接直流电源，另一端接风机非线性负载。

对于空间任意角度入射的平面波，ψ 表示电场入射方向与水平面的夹角，ϕ 表示电场入射方向与线缆及负载所在平面的夹角，α 表示入射电场的极化方向与竖直方向的夹角。k 表示波数，$k=\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon}$。则入射方向用矢量 $\boldsymbol{a}$ 表示为：

$$\boldsymbol{a}=(\cos\psi\cos\varphi,-\cos\psi\sin\varphi,-\sin\psi)^{\mathrm{T}} \tag{1}$$

入射电场可以表示为：

$$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{r})=E_m\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k\boldsymbol{a}\cdot\boldsymbol{r}} \tag{2}$$

式中，$\boldsymbol{a}\cdot\boldsymbol{r}=x\cos\psi\cos\varphi-y\cos\psi\sin\varphi-z\sin\psi$，$\boldsymbol{r}=(x,y,z)$。则可对风机线缆产生激励的 x 轴和 z 轴方向电场大小分别为：

$$\begin{cases} E_x(x,z)= \\ E_0(\sin\alpha\sin\varphi+\cos\alpha\sin\psi\sin\varphi)\times \\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}k(x\cos\psi\cos\varphi-y\cos\psi\sin\varphi-z\sin\psi)} \\ E_z(x,z)= \\ E_0\cos\alpha\cos\psi\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k(x\cos\psi\cos\varphi-y\cos\psi\sin\varphi-z\sin\psi)} \end{cases} \tag{3}$$

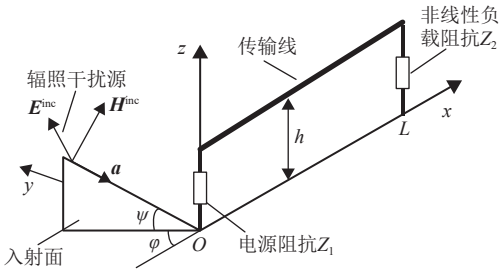
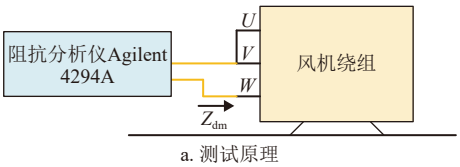


图 1　风机辐照干扰传输线模型

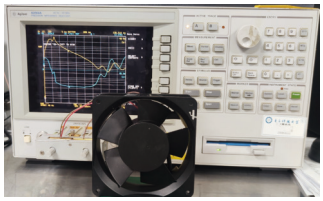
1.2　风机绕组非线性负载等效电路模型

线缆受电磁场辐照时会在传输线上产生感应电流，该电流包含差模电流 $I_{\mathrm{DM}}(x)$ 与共模电流 $I_{\mathrm{CM}}(x)$。共模电流是两根导线中只包含同一方向流动的电流，并在传输线终端消失；差模电流则是两个导体上通过大小相等方向相反的电流[18]，由于天线模（共模）电流在传输线终端互相抵消，同时风机通过绝缘支架固定，完全隔离了风机机壳与接地铜板，使风机相对于地面呈开路状态。因此，传输线模（差模）在终端负载处响应中通常占据主导地位，此时负载阻抗可等效为风机绕组的差模负载阻抗。

采用阻抗分析仪对风机绕组阻抗进行测量，测试原理与设备如图 2 所示。



a. 测试原理



b. 测试设备

图 2　风机负载差模阻抗测量

本文采用多谐振点无源器件等效建模方法对绕组阻抗进行拟合[19]。绕组阻抗测量结果如图 3 所示，可以看出阻抗首先呈现电阻性，随着频率增加而交替呈现出电感性与电容性。

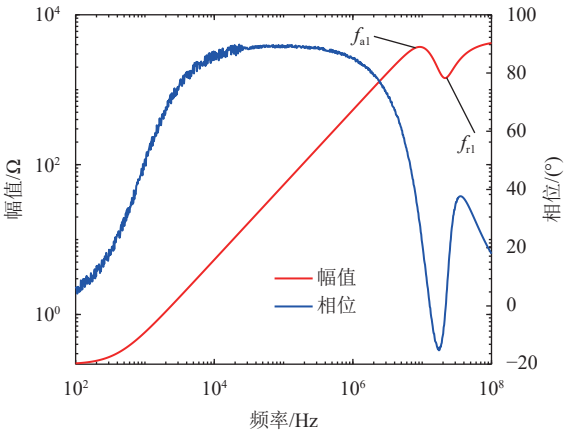


图 3 绕组差模阻抗测量结果

在阻抗初始段，阻抗幅值近似等效为串联电阻阻值。可采用 R_0 与 L_0 串联的电路拓扑近似，其阻抗可表示为：

$$Z_0 = R_0 + \mathrm{j}\omega L_0 \tag{4}$$

在低频段，电感参数 L_0 的阻抗远小于电阻 R_0。电感 L_0 的阻抗随着频率的上升而增加，整条 R_0–L_0 支路呈现出感性。因此 R_0–L_0 串联支路可以等效阻抗曲线中 0～f_{a1} 的频段。

在阻抗拟合电路中每添加 1 条 R_i–L_i–C_i 支路，且支路中参数满足一定条件，则可在新电路中增加 1 个电容和电感特性的等效能力，因此，通过在等效电路中添加 R_1–L_1–C_1 支路来实现图中 f_{a1} 之后频段的阻抗等效。此外，考虑风机内部的制造工艺因素，其中可能存在高电阻阻抗，因此，在等效电路中增加一条纯电阻支路 R_x。基于测量的差模阻抗特性，最终提出如图 4 所示风机阻抗等效电路拓扑。

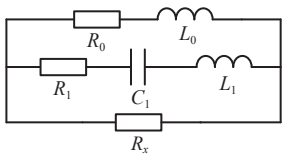
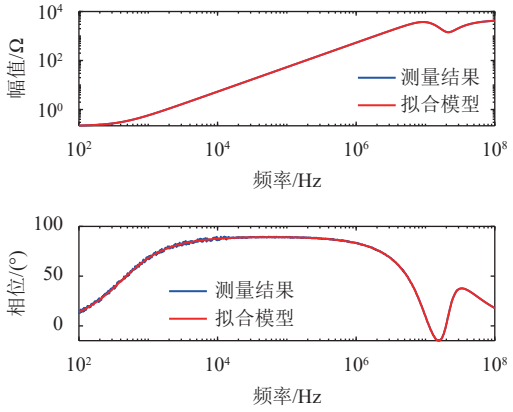


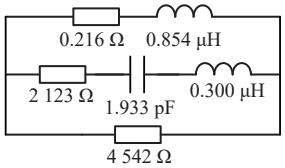
图 4 阻抗等效电路拓扑

绕组负载的阻抗拟合结果与参数如图 5 所示。则根据电路拓扑推导出风机负载 Z_2 的表达式为：

$$Z_2(\omega) = Z_{\mathrm{dm}} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_0 + \mathrm{j}\omega L_0} + \dfrac{1}{R_1 + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_1} + \mathrm{j}\omega L_1} + \dfrac{1}{R_x}} \tag{5}$$



a. 阻抗拟合结果



b. 阻抗拟合参数

图 5 绕组阻抗拟合结果

1.3 端接非线性负载的感应电流计算方法

本文采用 Agrawal 模型建立感应电流计算方法。该模型将场线耦合问题等效为电磁散射问题，辐照干扰源会在线缆上形成一个分布激励电压源 V_s，并在两端负载处形成集总电压激励源 V_1 和 V_2，如图 6 所示。

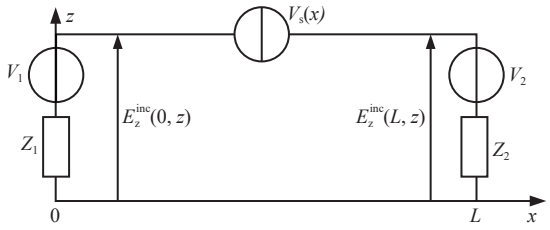


图 6 Agrawal 模型等效激励源电路

传输线电报方程为：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}\begin{bmatrix} V^{\mathrm{sca}}(x) \\ I(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & Z \\ Y & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V^{\mathrm{sca}}(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\mathrm{s}} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{6}$$

式中，右侧的电压等效分布电压源为：

$$V_{\mathrm{s}} = E_x^{\mathrm{inc}}(x,h) - E_x^{\mathrm{inc}}(x,0) \tag{7}$$

电报方程的边界条件为：

$$\begin{cases} V^{\mathrm{sca}}(0) = -Z_1 I(0)_1 + \int_0^h E_z^{\mathrm{inc}}(0,z)\,\mathrm{d}z \\ V^{\mathrm{sca}}(L) = Z_2 I(L) + \int_0^h E_z^{\mathrm{inc}}(L,z)\,\mathrm{d}z \end{cases} \tag{8}$$

式中的积分项表示位于线缆两端的等效集总源，即：

$$\begin{cases} V_1 = -\int_0^h E_z^{\text{inc}}(0,z)\,\mathrm{d}z \\ V_2 = -\int_0^h E_z^{\text{inc}}(L,z)\,\mathrm{d}z \end{cases} \tag{9}$$

当传输线上包含电压源激励时，根据叠加定理，负载处的入射电压可以写成：

$$\begin{bmatrix} V^{\text{inc}}(0) \\ V^{\text{inc}}(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mathrm{e}^{-\gamma L} \\ \mathrm{e}^{-\gamma L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^{\text{ref}}(0) \\ V^{\text{ref}}(L) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}(V_s - Z_c I_s)\mathrm{e}^{-\gamma x_s} \\ \frac{1}{2}(V_s + Z_c I_s)\mathrm{e}^{-\gamma(L-x_s)} \end{bmatrix} \tag{10}$$

式中，入射电压与反射电压的关系为：

$$V^{\text{ref}} = \rho V^{\text{inc}} \tag{11}$$

式中，ρ 表示反射系数：

$$\rho_1(\omega) = \frac{Z_1(\omega) - Z_c}{Z_1(\omega) + Z_c},\ \rho_2(\omega) = \frac{Z_2(\omega) - Z_c}{Z_2(\omega) + Z_c} \tag{12}$$

式中，Z_1、Z_2 为线缆两端的负载，是频率的函数。则负载处的全电压为：

$$\begin{bmatrix} V(0) \\ V(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^{\text{inc}}(0) \\ V^{\text{inc}}(L) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V^{\text{ref}}(0) \\ V^{\text{ref}}(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+\rho_1(\omega) & 0 \\ 0 & 1+\rho_2(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1(\omega) & \mathrm{e}^{\gamma L} \\ \mathrm{e}^{\gamma L} & -\rho_2(\omega) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \tag{13}$$

由此可得端接非线性负载的电流响应的 BLT 方程为：

$$\begin{bmatrix} I(0) \\ I(L) \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_c} \begin{bmatrix} 1-\rho_1(\omega) & 0 \\ 0 & 1-\rho_2(\omega) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -\rho_1(\omega) & \mathrm{e}^{\gamma L} \\ \mathrm{e}^{\gamma L} & -\rho_2(\omega) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \tag{14}$$

对于 Agrawal 模型，式中的激励源项为：

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}\int_0^L \mathrm{e}^{\gamma x_s} V_{\text{s}}(x_s)\,\mathrm{d}x_s - \frac{V_1}{2} + \frac{V_2}{2}\mathrm{e}^{\gamma L} \\ -\frac{1}{2}\int_0^L \mathrm{e}^{\gamma(L-x_s)} V_{\text{s}}(x_s)\,\mathrm{d}x_s + \frac{V_1}{2}\mathrm{e}^{\gamma L} - \frac{V_2}{2} \end{bmatrix} \tag{15}$$

利用上述方法计算风机辐照干扰。电源线长 2.5 m、半径 1 mm，离地平面高度 50 mm。线缆一侧端接 50 Ω 负载（电源内阻），另一端接风机等效负载。入射波沿 z 轴方向垂直极化，采用式 (14) 对终端负载的感应电流进行计算。同时利用 CST 软件进行数值验证，两者计算结果如图 7 所示。可以看出两条结果曲线几乎重合，表明两种计算方法具有很高的一致性。在相同计算机配置下，本文方法的计算时间仅为 1.7 s，而 CST 仿真需要 1 787 s。可见本文方法的计算效率具有明显优势。

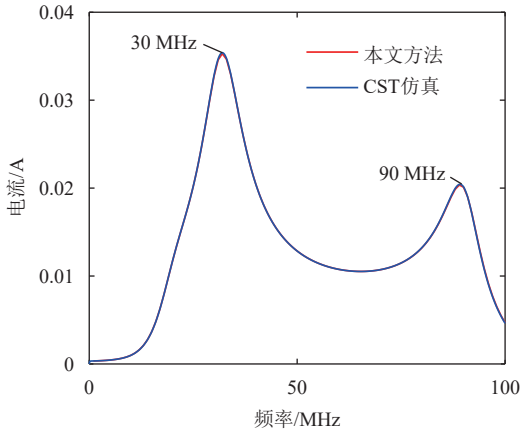


图 7　端接非线性负载处感应电流值

2　传输线敏感频率分析

根据感应电流计算结果可以看出，感应电流会随入射波频率变化而变化，并在某些频点大幅增加，产生有害的尖峰干扰。

采用 Agrawal 模型分析场线耦合的传输线模感应电流问题时，将其视为一个沿线分布的电压源 $V_{\text{s}}(x)$，同时在负载端还需要考虑两个集总电压源 V_1 和 V_2 的影响。因此传输线上任意位置 x 处的差模感应电流可用格林函数表示为：

$$I(x) = \int_0^x G_I(x > x_s)\,V_{\text{s}}(x_s)\,\mathrm{d}x_s + \int_x^L G_I(x < x_s)\,V_{\text{s}}(x_s)\,\mathrm{d}x_s - G_I(x,0)V_1 + G_I(x,L)V_2 \tag{16}$$

式中，

$$G_I(x > x_s) = \frac{\left[\mathrm{e}^{-rx} - \rho_2 \mathrm{e}^{\gamma(x-2L)}\right]\left(\mathrm{e}^{2x_s} - \rho_1 \mathrm{e}^{-\gamma x_s}\right)}{2Z_c(1 - \rho_1\rho_2 \mathrm{e}^{-2\gamma L})} \tag{17}$$

$$G_I(x < x_s) = \frac{\left[\mathrm{e}^{\gamma(x-L)} - \rho_1 e^{-\gamma(x+L)}\right]\left[\mathrm{e}^{\gamma(L-x_s)} - \rho_2 \mathrm{e}^{-\gamma(L-x_s)}\right]}{2Z_c(1 - \rho_1\rho_2 \mathrm{e}^{-2\gamma L})} \tag{18}$$

1）当线缆两端均为高阻抗时，ρ_1=ρ_2=1，此时传输线上的感应电流为：

$$I(x) = \frac{-E_0(\mathrm{e}^{\mathrm{j}kh} - \mathrm{e}^{-\mathrm{j}kh})[\mathrm{e}^{-\gamma x} + \mathrm{e}^{-\gamma(L-x)}]}{\gamma Z_c(1 + \mathrm{e}^{-\gamma L})} + \frac{E_0(\mathrm{e}^{\mathrm{j}kh} - \mathrm{e}^{-\mathrm{j}kh})}{Z_i} \tag{19}$$

上式中的分母等于 0 时对应于传输线的本征谐振，即：

$$1 + \mathrm{e}^{-\gamma L} = 1 + \mathrm{e}^{-(\alpha+\mathrm{j}\beta)L} = 0 \tag{20}$$

此时，传输线的本征谐振频率为：

$$f = \frac{(2n+1)c}{2L} \quad n = 0,1,2,\cdots \tag{21}$$

2）线缆一端短接、另一端高阻抗时，ρ_1=−1，

ρ_2=1，则此时感应电流为：

$$I(x)=\frac{-E_0(\mathrm{e}^{\mathrm{j}kh}-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}kh})[\mathrm{e}^{-\gamma(L+x)}+\mathrm{e}^{-\gamma(L-x)}]}{\gamma Z_c(1+\mathrm{e}^{-2\gamma L})}+\frac{E_0(\mathrm{e}^{\mathrm{j}kh}-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}kh})}{Z_i} \tag{22}$$

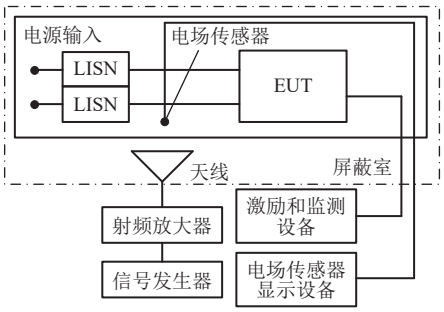
上式分母等于 0 时对应于传输线的本征谐振，即：

$$f=\frac{(2n+1)c}{4L}\quad n=0,1,2,\cdots \tag{23}$$

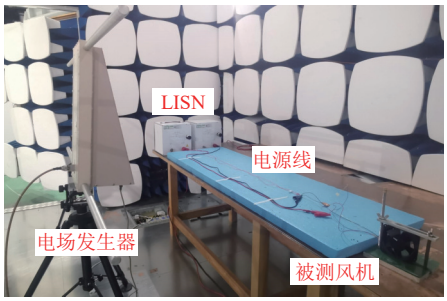
当电源线端接风机非线性负载时，入射频率 f 会通过传播常数 γ 对感应电流产生影响，进而影响线缆对电磁能量的吸收功率。根据图 7 可以看出，当线缆端接非线性负载时，在 30 MHz 与奇数倍频点 90 MHz 处出现了电流尖峰，这与线缆的一端接地、另一端接高阻抗时敏感频点是一致的。根据式 (23) 可以看出，线缆的敏感频率与线缆的长度相关。在实际应用中，可以通过缩短线缆的长度，使敏感频率超出辐照干扰的频段，以实现对风机的防护。

3 受扰敏感频率的实验验证

在屏蔽室中进行风机辐照干扰测试，实验平台配置与测试现场如图 8 所示。



a. 平台配置



b. 现场

图 8 辐照干扰测试

FG（feedback ground）信号是与电机转速紧密相关的反馈信号，由电机内部霍尔传感器生成，并通过特定信号线输出，表现为连续输出的脉冲信号。图 9 为风机在未受扰时的 FG 信号波形。

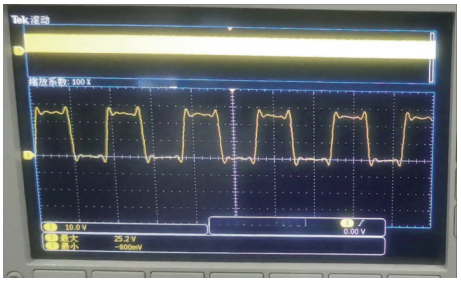


图 9 风机未受扰时的 FG 信号波形

通过监测 FG 信号可以判断风机是否受到电磁辐照干扰。测试中通过信号发生器给天线馈电，在 0～100 MHz 范围内扫频，图 10 给出了受扰频点的 FG 信号波形，入射干扰波极化方向为垂直极化。



a. 31 MHz辐照干扰



b. 93 MHz辐照干扰

图 10 辐照干扰受扰情况监测

可以看出，辐照干扰频率在 31 MHz 与 93 MHz 处 FG 波形发生了严重变形，说明风机在这些频点处受到了较大的电磁干扰，受扰频点与前面计算的敏感频点接近。通过改变线缆长度可对敏感频点进行控制，使其偏离工作频段。

4 结束语

本文基于 Agrawal 传输线模型和 BLT 方程，通过电机绕组阻抗测试和建立等效电路模型，提出了一种针对线缆端接非线性负载的感应电流计算方法。并对传输线在外界干扰下的敏感频率和非线性负载的耦合功率进行分析。通过仿真与测试，验证了本文理论分析和计算方法的正确性，也为风机电磁防护设计提供了参考。

参 考 文 献

[1] TAYLOR C, SATTERWHITE R, HARRISON C. The response of a terminated two-wire transmission line excited by a nonuniform electromagnetic field[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1965, 13(6): 987-989.

[2] VANCE E F. Coupling to shielded cables[M]. New York: John Wiley & Sons Press, 1978.

[3] AGRAWAL A K, PRICE H J, GURBAXANI S H. Transient response of multiconductor transmission lines excited by a nonuniform electromagnetic field[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1980, 2(EMC-22):119-129.

[4] RACHIDI F. Formulation of the field-to-transmission line coupling equations in terms of magnetic excitation field[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1993, 35(3): 404-407.

[5] YANG J S, ZHAO X, WEI S Q, et al. A rapid analytical method for computing induced current on spatial arbitrarily bent cable by plane wave irradiation[C]//Proceedings of the 8th Asia International Symposium on Mechatronics. Singapore: Springer Nature Singapore, 2022: 1699-1707.

[6] 席志豪, 梁涛, 谢彦召, 等. 基于时域 BLT 方程的带绝缘线缆束场-线耦合模型[J]. 高电压技术, 2024, 50(2): 758-764.
XI Z H, LIANG T, XIE Y Z, et al. Field-to-line coupling model for insulated wiring bundle based on time-domain BLT equation[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(2): 758-764.

[7] 王川川, 贾锐, 曾勇虎, 等. 一种频变传输线系统电磁脉冲响应的数值算法[J]. 北京邮电大学学报, 2020, 43(2): 52-58.
WANG C C, JIA R, ZENG Y H, et al. A numerical algorithm for the transient response of a frequency-dependent transmission line system excited by EMP[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2020, 43(2): 52-58.

[8] QIU H, WANG S H, SUN F J, et al. Transient electromagnetic field analysis for the single-stage fast linear transformer driver with two different configurations using the finite-element method and finite integration technique[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56(4): 1-5.

[9] 王婷婷. 基于天线互易定理的场线耦合研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017.
WANG T T. Study of field-to-wire coupling based on antenna reciprocity theorem[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2017.

[10] 王倩营, 卢俊文, 周超. 基于 TLM 的传输线串扰影响因素研究[J]. 机车电传动, 2021(4): 146-152.
WANG Q Y, LU J W, ZHOU C. Research of transmission line crosstalk influence factors based on TLM[J]. Electric Drive for Locomotives, 2021(4): 146-152.

[11] YUAN K L, WANG J G, XIE H Y, et al. A time-domain macromodel based on the frequency-domain moment method for the field-to-wire coupling[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2016, 58(3): 868-876.

[12] QIU R Q, ZHU F, ZENG H B, et al. Suppression of cable sheath current using ferrite magnetic rings[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2017, 60(1): 140-148.

[13] 张友俊, 占章鹏. 基于时域 BLT 方程的插槽对微带线间串扰分析[J]. 电子元件与材料, 2017, 36(6): 80-84.
ZHANG Y J, ZHAN Z P. Analysis of crosstalk with a slot between microstrip lines based on time-domain BLT equation[J]. Electronic Components and Materials, 2017, 36(6): 80-84.

[14] XIE H Y, DAWSON J F, YAN J X, et al. Numerical and analytical analysis of stochastic electromagnetic fields coupling to a printed circuit board trace[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2019, 62(4): 1128-1135.

[15] XIE L, LEI Y Z. Transient response of a multiconductor transmission line with nonlinear terminations excited by an electric dipole[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2009, 51(3): 805-810.

[16] LI B, SU D L, WANG J J, et al. Common-and differential-mode conversion induced by asymmetry and dielectric coating in a transmission line system[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2016, 59(3): 988-991.

[17] 李贵兰, 李国新, 汪佩兰. 电磁干扰下的电爆装置射频敏感频率研究[J]. 北京理工大学学报, 2010, 30(6): 647-650.
LI G L, LI G X, WANG P L. Study on the RF sensitive frequency of electro-explosive devices in EMI[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2010, 30(6): 647-650.

[18] TESCHE F M, IANOZ M, KARLSSON T. EMC analysis methods and computational models[M]. New York: John Wiley & Sons, 1996.

[19] PAN Z, REN D, SPIAZZI G, et al. An equivalent modeling method of passive components with multi-resonant frequency[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2023, 51(6): 2689-2704.

责任编辑　税　红