

基于自适应抗干扰技术的辐射发射现场测量方法

卢中昊, 刘培国, 刘继斌

(国防科学技术大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 提出了一种具有干扰抑制效果的外场辐射发射测试新方法。该方法通过获取多通道接收数据, 利用多重信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法获取受试设备的辐射信号和现场其他干扰信号的波达方向, 并采取最小方差无畸变波束形成算法在干扰信号来向形成阵列天线方向图的“零陷”, 从而实现了对干扰信号空间抑制。结合短时傅里叶变换方法, 对不同体制的干扰信号的抑制效果进行时频域仿真。结果表明, 该方法在保证受试设备辐射特性无失真的情况下, 既能同时抑制多个干扰源, 又能有效抑制同频干扰和宽带干扰。

关键词: 自适应干扰抑制; 辐射发射; 空间谱估计; 自适应波束形成; 短时傅里叶变换

中图分类号: TM 931

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2012.02.05

On-site measurement method for radiation emission based on adaptive anti-interference technology

LU Zhong-hao, LIU Pei-guo, LIU Ji-bin

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A measurement method for adaptive interference suppression in on-site radiated emission test is proposed. Firstly, the method acquires multi-channel data to achieve the signal directions of arrival (DOAs) of equipment under test (EUT) and interferences by the method of multiple signal classification (MUSIC) spatial spectrum estimation technique. Secondly, a wideband minimum variance distortionless response (MVDR) beam-forming algorithm combined with the short time Fourier transform (STFT) method is taken to form the beam pattern nulls in the directions of interference signals, thus to realize the suppression on interferences. The suppression effects on different kinds of interferences are simulated. The simulation results show that the method could simultaneously suppress multiple interferences, those are narrowband or wideband, continuous or transient, as well as with little distortion to the time-frequency characteristics of EUT's signals.

Keywords: adaptive interference suppression; radiated emission; spatial spectrum estimation; adaptive beam-forming; short time Fourier transform (STFT)

0 引言

在实施平台或系统级的电磁干扰排查和诊断时, 需要对发射设备进行现场辐射发射特性测试, 但此时测试精度容易受到背景中的潜在干扰影响而下降, 不能真实反映测试设备的发射频谱信息。文献[1]提出了在市区内进行电磁干扰测量并消除环境干扰的方法, 此方法利用传统电磁干扰测量接收机建立双通道在频域内测量, 但是由于接收机在整个频率范围内进行步进扫描, 如果频率范围很宽, 并且精度要求很高的时候会花费大量时间, 此方法的应用在文献[2]中也有详细阐述。文献[3]提出了虚拟暗室测量方

法, 其使用“同步测量和噪声抵消技术”实现干扰抑制, 比分时测量的方法有较大改进, 但实际效果并不理想^[4], 主要体现在: 两个测试天线所处的位置背景噪声往往不一致, 天线之间的距离减小会降低干扰抑制效果, 当背景中存在与受试设备(equipment under test, EUT)辐射信号同频且强度很大的分量时, 干扰抑制效果不明显。文献[5]改进了高信噪比时的自适应滤波算法。文献[6]通过添加较大额外噪声的方法, 改善了输出信噪比受制于输入信噪比的缺陷。为了加快测量速度, 文献[7]提出了用于实时电磁干扰测量的新方法, 此方法在时域里测量辐射发射并计算其频谱, 结合了时域测量节省时间的优点, 提出了在时域测量 EUT 辐

收稿日期: 2011-05-30; 修回日期: 2011-10-17。

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(973 计划)(613138); 湖南省研究生创新基金(CX2010B015)资助课题

作者简介: 卢中昊(1983-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电磁辐射、散射及电磁兼容。E-mail: luzhonghao@nudt.edu.cn

射信号并去除环境干扰的算法,但此方法不能处理非线性非平稳信号。文献[8]利用经验模态分解法结合自适应对消技术将对多频率复杂信号的处理转化为对多个单频率信号的处理,提高了测量的速度和精度。

针对现场测试时辐射源数量多、易突发以及先验信息缺失等特点,本文采用空间谱估计和波束形成的自适应抗干扰技术,并结合短时傅里叶变换(short time Fourier transform, STFT)方法,提出一种能够有效抑制背景干扰并能刻画出设备辐射发射时频特性的新测量方法。

1 基本原理

如图 1 所示,在辐射源周围设置天线阵列,则每个天线单元均可接收到由 EUT 辐射信号和干扰源信号所组成的混合信号,这种混合过程与各辐射源到天线的电磁传播路径有关,可以利用空间谱估计技术获取各个信号的波达方向(direction-of-arrival, DOA)。根据信号的空间谱估计结果对各阵元接收信号作最优加权,在保证 EUT 辐射信号不失真的前提下,使阵列的方向图在干扰信号的来向形成“零陷”,实现对干扰信号的空域滤波,使得阵列的输出较为客观地反映出 EUT 的真实辐射特性。

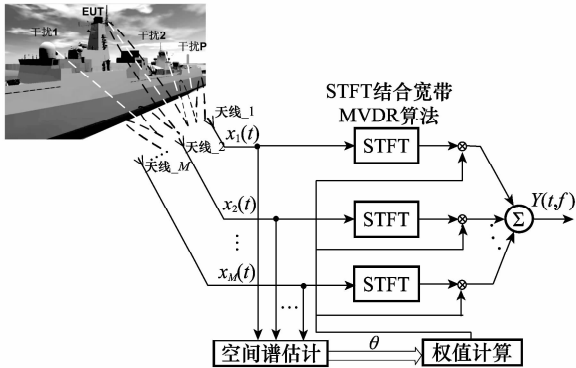


图 1 基于空间谱估计和波束形成技术的辐射发射现场测量原理示意图

2 测量算法——MUSIC 空间谱估计与 MVDR 波束形成算法

多重信号分类(multiple signal classification, MUSIC)具有较高的 DOA 估计精度和空间分辨性能,可以在辐射源先验信息缺失的情况下对 EUT 辐射信号和其他干扰信号进行空间谱估计以获取各个信号的 DOA。采用最小方差无畸变响应(minimum variance distortionless response, MVDR)准则的波束形成算法,使得阵列主波束指向 EUT 辐射信号的方向,而在干扰信号的来向形成“零陷”,既能减少 EUT 辐射信号的失真,又能抑制干扰信号。测量算法的具体流程如图 2 所示。

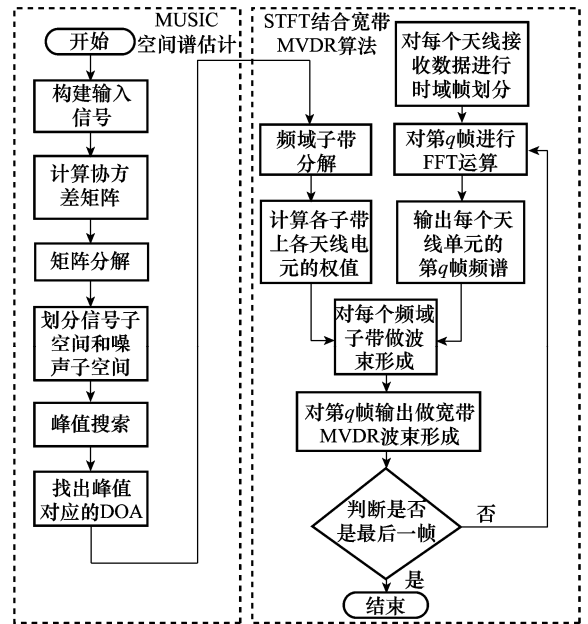


图 2 基于空间谱估计和 MVDR 波束形成的辐射发射现场测量流程

2.1 MUSIC 空间谱估计算法

MUSIC 算法通过对阵列输入数据进行特征值分解,得到信号分量对应的信号子空间以及与信号分量正交的噪声子空间。对应于 DOA 的阵列导向矢量位于信号子空间,它与噪声子空间正交,通过在所有可能的阵列导向矢量中搜索那些与噪声子空间正交的向量,就可以确定各 DOA。

以 M 元均匀直线阵为例,假设空间中存在 P 个信号($P < M$),记作 $s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_p(t)]$,其入射方向与阵列法线方向夹角记作 $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p]$,获得了阵列的输入数据后,可按照下述 3 个步骤完成信号 $s(t)$ 的波达方向估计^[9]:

步骤 1 根据阵列输入数据,计算输入协方差矩阵:

$$R_{xx} = E\{x(t)x^H(t)\} = A(\omega)E\{s(t)s^H(t)\} + E\{n(t)n^H(t)\} = A(\omega)R_{ss}A^H(\omega) + \sigma^2 I_{MM} \quad (1)$$

式中, $x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$ 是各天线单元接收信号组成的观测矩阵; R_{ss} 为 $P \times P$ 维入射信号协方差矩阵; $n(t)$ 为加性噪声,其平均功率为 σ^2 ,且噪声矢量 $n(t)$ 与信号矢量 $s(t)$ 不相关。 $A(\omega)$ 为 $M \times P$ 维的阵列响应矩阵:

$$A(\omega) = [\alpha(\omega_1), \alpha(\omega_2), \dots, \alpha(\omega_p)] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\omega_1} & e^{-j\omega_2} & \dots & e^{-j\omega_p} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\omega_1} & e^{-j(M-1)\omega_2} & \dots & e^{-j(M-1)\omega_p} \end{bmatrix} \quad (2)$$

步骤 2 对 R_{xx} 进行特征分解:

$$R_{xx} = V_s \Lambda_s V_s^H + V_n \Lambda_n V_n^H \quad (3)$$

式中, $\mathbf{A}_s = \text{diag} \{ \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_p \}$ 是由大特征值组成的对角阵; $\mathbf{V}_s = [\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots, \mathbf{V}_p]$ 是由大特征值对应的特征向量 $\mathbf{v}_i (i=1, 2, \dots, p)$ 张成的子空间, 即信号子空间; $\mathbf{A}_N = \text{diag} \{ \lambda_{p+1}, \lambda_{p+2}, \dots, \lambda_M \}$ 是由小特征值构成的对角阵; $\mathbf{V}_N = [\mathbf{V}_{p+1}, \mathbf{V}_{p+2}, \dots, \mathbf{V}_M]$ 是由小特征值对应的特征向量 $\mathbf{v}_i (i=p+1, p+2, \dots, M)$ 张成的子空间, 即噪声子空间。

步骤 3 计算 MUSIC 谱: 由于信号的阵列响应矢量与噪声子空间正交, 即

$$\mathbf{A}^H(\omega)\mathbf{V}_N = 0 \quad (4)$$

求出式(4)中的波数 ω 即可确定信号的波达角 θ , 定义一种类似于功率谱的函数:

$$\mathbf{P}(\omega) = 1/[\mathbf{A}(\omega)\mathbf{V}_N\mathbf{V}_N^H\mathbf{A}^H(\omega)] \quad (5)$$

$\mathbf{A}(\omega)$ 与噪声子空间正交时分母最小, 会出现 P 个峰值, 这些峰值所对应的角度就是 P 个信号所对应的波达角。

2.2 MVDR 自适应空间波束形成算法

通过 MUSIC 空间谱估计技术获取空间信号的 DOA 后, 可以采用 MVDR 准则确定各个阵元的最优加权系数 $\mathbf{w} = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M]^T$, 尽可能保证期望信号不失真, 并最大化抑制干扰信号功率。

设阵列信号的输出功率表示如下:

$$P_{\text{out}} = E\{|y|^2\} = E\{(\mathbf{w}^H\mathbf{x})(\mathbf{w}^H\mathbf{x})^H\} = \mathbf{w}^H\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w} \quad (6)$$

式中, $y = \mathbf{w}^H\mathbf{x}$ 是阵列加权后的输出信号。设 EUT 辐射信号的方向为 θ_0 , 则其导向矢量为 $\boldsymbol{\alpha}(\theta_0)$, 因此有 $\mathbf{w}^H\boldsymbol{\alpha}(\theta_0) = 1$ 。最后 MVDR 最佳化准则可表示为

$$\begin{cases} \min P_{\text{out}} = \mathbf{w}^H\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w} \\ \mathbf{w}^H\boldsymbol{\alpha}(\theta_0) = 1 \end{cases} \quad (7)$$

可得最优权值^[10]:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{\alpha}(\theta_0)P_{\text{omin}} \quad (8)$$

式中, $P_{\text{omin}} = (\boldsymbol{\alpha}^H(\theta_0)\mathbf{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{\alpha}(\theta_0))^{-1}$ 为最小输出功率。

由于现场测试时干扰信号的体制很难预知, 因此在获得干扰信号的来向后可采用频域宽带波束形成方式进行空间波束合成, 这样既可以抑制窄带干扰, 又可以抑制宽带干扰。频域宽带 MVDR 波束形成器结构如图 3 所示。

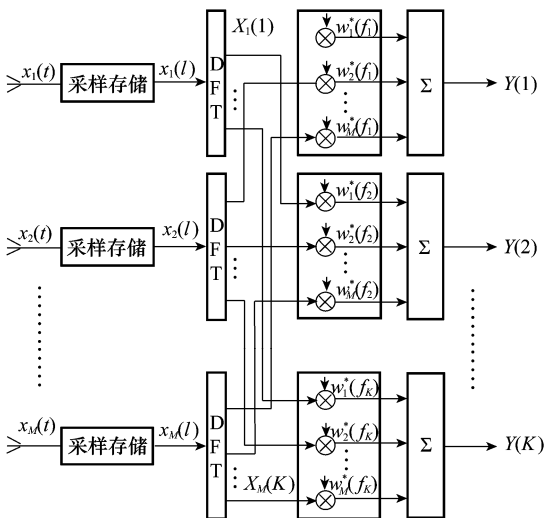


图 3 宽带 MVDR 波束形成器结构

频域宽带 MVDR 波束形成的实现步骤如下:

步骤 1 将各阵元接收的信号进行采样, 再分别进行分段, 各段数据长度为 L ;

步骤 2 对于第 n 段数据, 各阵元在这一段的数据记为 $x_m^{(n)}(l), l=0, 1, \dots, L-1, m=1, \dots, M$, 对其作 L 点离散傅里叶变换 (discrete Fourier transform, DFT), 得到频域窄带数据, 即

$$\mathbf{X}_m^{(n)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} x_m^{(n)}(l) \exp(-j2\pi k l / L), k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (9)$$

步骤 3 提取出各阵元各窄带频域数据矩阵:

$$\mathbf{X}_m^{(n)}(k) = [\mathbf{X}_1^{(n)}(k), \mathbf{X}_2^{(n)}(k), \dots, \mathbf{X}_M^{(n)}(k)] \quad (10)$$

步骤 4 采用窄带 MVDR 的方法设计对应的波束加权向量:

$$\mathbf{w}(f_k) = [\omega_1(f_k), \omega_2(f_k), \dots, \omega_M(f_k)]^T \quad (11)$$

步骤 5 对各窄带数据进行加权求和, 得到各子带的波束输出数据:

$$\mathbf{Y}^{(n)}(k) = \mathbf{w}^H(f_k)\mathbf{X}^{(n)}(k) = \sum_{m=1}^M \omega_m^*(f_k)\mathbf{X}_m^{(n)}(k) \quad (12)$$

由于实际频段是有限频段, 因此波束形成所需要的频域数据只需要取出其中的对应频段数据即可。

2.3 STFT 结合宽带 MVDR 波束形成算法

现场测试时, EUT 辐射信号以及干扰信号既有可能是稳定信号, 也有可能是非平稳信号, 通过 STFT 时频分析, 可以刻画出信号在时域和频域上的特性^[11]。本文提出一种 STFT 结合宽带 MVDR 形成算法的结构, 如图 4 所示。采用这种方式可使背景干扰在整个测试时间和测试频段上得到抑制, 阵列输出能较为准确地反映出 EUT 辐射信号的时频特性。该算法的详细步骤如下:

步骤 1 对所有阵元的接收信号进行采样, 并选取前 N 点数据 (第一帧) 作快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT);

步骤 2 对 N 点 FFT 输出数据做加权。假设整个测试频段被分为 K 段, 则由式(8)可以计算出天线各阵元在整个频段上的加权向量;

$$\mathbf{w}(f_k) = [\omega_1(f_k), \omega_2(f_k), \dots, \omega_M(f_k)]^T = \begin{bmatrix} \omega_{11} & \omega_{12} & \dots & \omega_{1k} \\ \omega_{21} & \omega_{22} & \dots & \omega_{2k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \omega_{M1} & \omega_{M2} & \dots & \omega_{Mk} \end{bmatrix} \quad (13)$$

将该权向量加权到每个天线的前 N 点 FFT 输出, 则可得第一帧的宽带 MVDR 输出;

步骤 3 沿时间轴平移 $\tau (\tau < N)$ 个点, 对各阵元的接收信号截取 N 点数据 (第二帧), 作 N 点 FFT;

步骤 4 重复步骤 2, 得到第二帧的宽带 MVDR 输出;

步骤 5 重复步骤 3 和步骤 4, 直至截取到时间终点, 则所有帧的宽带 MVDR 输出即为具有干扰抑制效果的 EUT 时频特性表征。

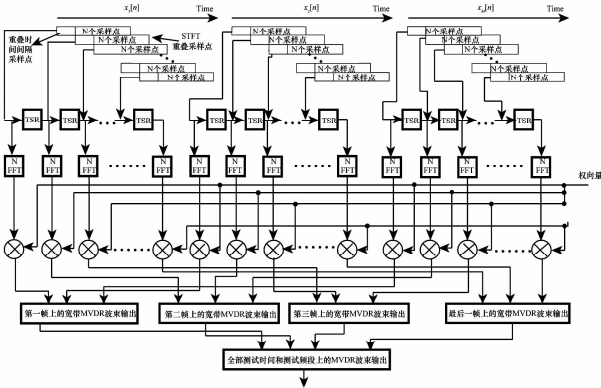


图 4 STFT 结合 MVDR 波束形成算法的结构

3 仿真示例与分析

本节以四元阵列为例,利用本文的测量算法对各种体制的干扰信号抑制效果进行仿真验证。

3.1 窄带强干扰信号抑制效果仿真

EUT 辐射信号和干扰信号表达式如下:

$$\begin{cases} S_{EUT}(t) = A_0 \sin 2\pi f_0 t + n(t) \\ S_{Inter_1}(t) = A_1 \sin 2\pi f_0 t + A_i \sin 2\pi f_1 t + n(t) \\ S_{Inter_2}(t) = A_1 \sin 2\pi f_0 t + A_i \sin 2\pi f_2 t + n(t) \end{cases} \quad (14)$$

式中, $f_0 = 600$ MHz, $f_1 = 550$ MHz, $f_2 = 650$ MHz, 且 $A_i = A_0 \cdot 10^{\hat{SIR}/10}$ 。设 EUT 辐射方向与阵列法线方向一致, 干扰信号的方向与阵列法线方向的夹角分别为 $\theta_1 = -30^\circ$ 和 $\theta_2 = 45^\circ$, 均含有与 EUT 辐射信号频率相同的分量, 输入信干比 (signal-to-interference ration, SIR) = -40 dB, 信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) = 20 dB。图 5 是阵列空间谱估计的结果及其在 550 MHz、600 MHz 和 650 MHz 时合成的方向图, MUSIC 算法准确获取 EUT 辐射信号和干扰信号的 DOA, 在相应频点上采取宽带 MVDR 方法对于干扰来向形成两个极深的“零陷”。

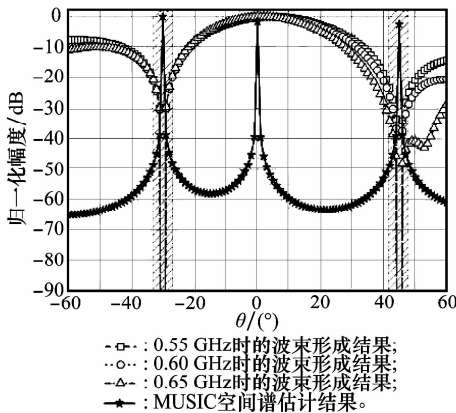


图 5 四元线阵的 MUSIC 空间谱估计及波束合成

图 6 是归一化的输入输出频谱对比, 在 550 MHz 和 650 MHz 处的干扰抑制比 (interference suppression ratio, ISR) ≈ 70 dB, 而在 600 MHz 处的频谱峰值与 EUT 原辐射信号一致, 该频点的同频强干扰信号基本被抑制。

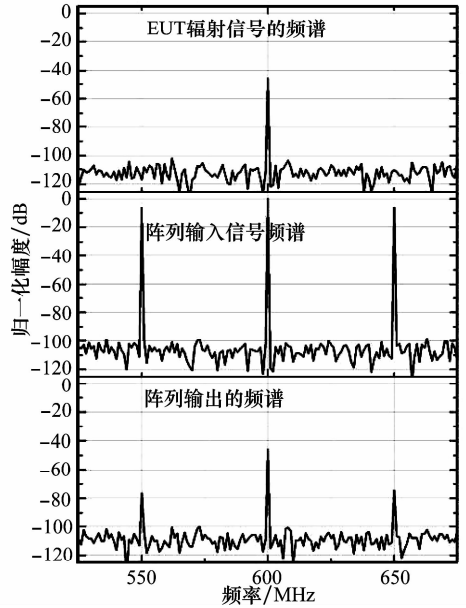


图 6 窄带强干扰信号抑制效果

3.2 宽带干扰信号抑制效果仿真

设 EUT 辐射信号和宽带干扰信号如下:

$$\begin{cases} S_{EUT}(t) = -A_0 \cos(2\pi f_0 t) \exp(-4\pi(t-t_0)^2/\tau^2) + n(t) \\ S_{Inter_1}(t) = -A_1 \cos(2\pi f_1 t) \exp(-4\pi(t-t_0)^2/\tau^2) + n(t) \\ S_{Inter_2}(t) = -A_1 \cos(2\pi f_2 t) \exp(-4\pi(t-t_0)^2/\tau^2) + n(t) \end{cases} \quad (15)$$

EUT 辐射方向仍为阵列法向, 干扰信号来自 $\theta_1 = -30^\circ$ 和 $\theta_2 = 45^\circ$ 。 $f_0 = 600$ MHz, $f_1 = 400$ MHz, $f_2 = 800$ MHz, $t_0 = 10$ ns, $\tau = 10$ ns, $A_i = A_0 \cdot 10^{\hat{SIR}/10}$ 。 SIR = -20 dB, SNR = 20 dB。

经计算, 在 50 MHz 带宽内用同一加权值可以保证阵列波束零点不出现偏移, 因此可将整个测试频段以 $\Delta f = 50$ MHz 进行等间隔划分, 在每一段采用相对应的一组权值进行加权, 从而在全频段上获得“零陷”位置一致的空间波束合成, 如图 7 所示。

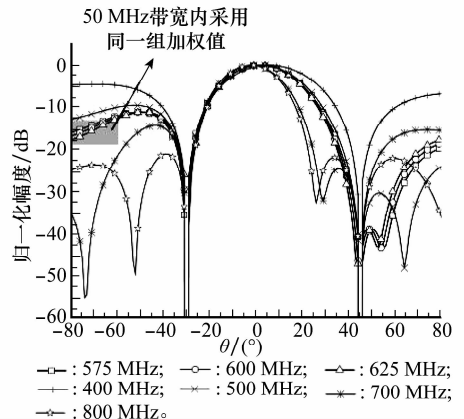


图 7 50 MHz 带宽内以及全频段的空问波束形成

宽带干扰的抑制效果如图 8 所示,在 EUT 辐射频段内,宽带干扰受到了 30~60 dB 的压制,而 EUT 自身的辐射频谱得到较好的保真。

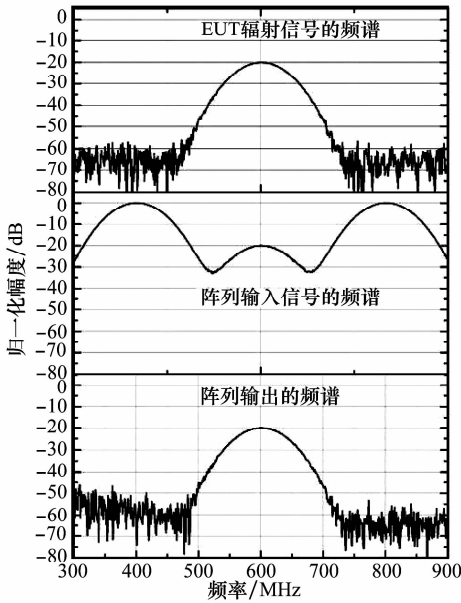


图 8 宽带干扰信号的抑制效果

3.3 非平稳信号的时频分析以及干扰滤除效果仿真

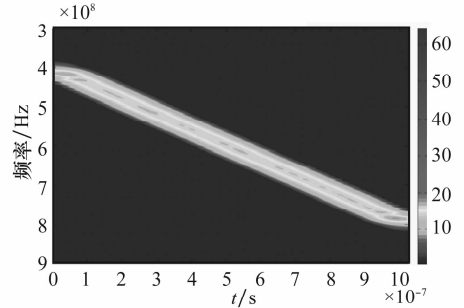
为验证 STFT 结合宽带 MVDR 波束形成算法对非平稳干扰信号抑制效果,对 EUT 辐射号和干扰信号波形设置如式(16)所示。EUT 辐射信号为一线性调频信号,其方向与阵列法线方向一致。在测试过程中,干扰信号 1 是 $t=510$ ns 时,在 $\theta=-30^\circ$ 方向上出现一个强高斯脉冲干扰。干扰信号 2 是另一个持续的线性调频信号,与阵列法线方向夹角为 $\theta=45^\circ$,强度与 EUT 辐射信号相当。

为验证 STFT 结合宽带 MVDR 波束形成算法对非平稳干扰信号的抑制效果,设 EUT 辐射号和干扰信号如下:

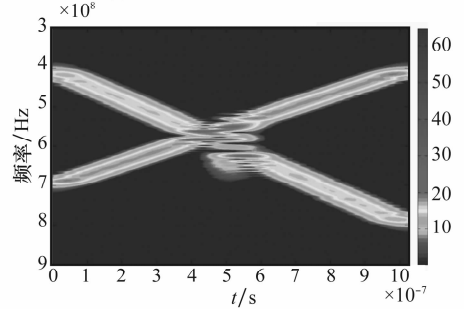
$$\begin{cases} S_{EUT}(t) = A_0 \exp(j2\pi f_0 t + j2\pi k_1 t^2) + n(t), \\ k_1 = \text{band}_1 / t_{\text{total}} \\ S_{\text{inter}1}(t) = -A_1 \cos(j2\pi f_1 t) \cdot \\ \exp(-4\pi(t-t_0)^2 / \tau^2) + n(t) \\ S_{\text{inter}2}(t) = A_2 \exp(j2\pi f_2 t + j2\pi k_2 t^2) + n(t), \\ k_2 = \text{band}_2 / t_{\text{total}} \end{cases} \quad (16)$$

式中,EUT 辐射信号为一线性调频信号,其中 $f_0=400$ MHz, k_1 为调制斜率,调制带宽 $\text{band}_1=400$ MHz,其方向与阵列法线方向一致;干扰信号 1 是 $t=510$ ns 时,在 $\theta=-30^\circ$ 方向上出现一个强高斯脉冲干扰,中心频率 $f_1=600$ MHz,时延 $t_0=510$ ns,调制时间 $\tau=10$ ns;干扰信号 2 是另一线性调频信号,且 $f_2=700$ MHz,调频带宽 $\text{band}_2=-300$ MHz,与阵列法线方向夹角为 $\theta=45^\circ$,强度与 EUT 辐射信号相当,一直存在于整个测试时间中。信号记录时间长度 $t_{\text{total}}=1$ μs 。

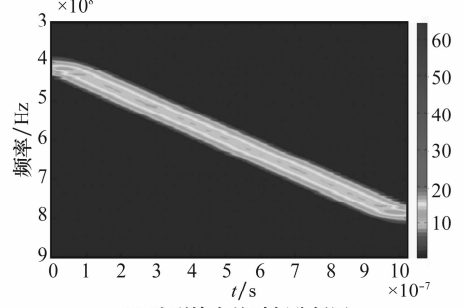
图 9 显示了利用 STFT 结合宽带 MVDR 波束形成算法对 EUT 辐射发射时频特性测试的结果,一方面线性调频干扰信号得到了明显的抑制,另一方面从瞬态脉冲到达时刻,算法能够迅速对波达角进行估计,并在脉冲作用时间内的波束形成增加一个方位上的“零陷”,对瞬态突发信号也获得了很好的抑制效果。同时,EUT 信号辐射发射的时频特性得到了比较好的保真,有利于对电磁兼容状态做出正确的分析评估。



(a) EUT辐射信号的时频分析图



(b) 阵列输入信号的时频分析图



(c) 阵列输出的时频分析图

图 9 非平稳信号抑制效果

4 结论

本文将 MUSIC 空间谱估计方法、MVDR 自适应波束形成技术以及 STFT 时频分析技术引入到电磁兼容测试领域,方法可有效抑制现场辐射发射测试中的环境干扰。相比其他测量方法,本文提出的测量方法有如下独特之处:

(1) 克服了天线远距离分立放置的缺陷。本文方法仅需在 EUT 周围设置紧凑的天线阵列即可,大大增加了适用性和易操作性;

(2) 精度更高。相对于大型平台, 天线阵列的尺寸几乎可以忽略, 各个天线阵元接收到的信号不会出现背景噪声和干扰不一致的情况, 因而有助于提高测量精度;

(3) 同频干扰抑制效果更佳。利用本文方法, 只要干扰信号与 EUT 辐射信号的 DOA 不一致, 就可以有效抑制同频干扰;

(4) 时间更短。本文方法是基于时域信号测量的方式, 因此仅需要在现场测试时对一定时间内的信号进行采样后做数字信号处理即可, 不需要进行长时间的频域测试, 因而可以大大提升测量速度;

(5) 时频分析的功能。大型平台上设备辐射信号类型多样, 很多信号是非平稳信号, 甚至是瞬态信号, 本文将 STFT 时频分析方法和抗干扰技术相结合, 能够克服非平稳信号干扰带来的测试误差, 较为准确地反映出 EUT 辐射发射的时频特征。

本文提出的方法还有一些值得深入探讨的问题, 例如天线阵列的形式、天线阵元之间互耦以及信号的极化方式对于干扰抑制性能的影响, 多径效应所引发的相干信号处理, 宽带测量技术和宽带信号时域处理等。在上述这些技术领域, 已有学者进行了相应的工作, 但如何应用于辐射发射现场测量还要进行深入研究。

参考文献:

- [1] Shinuzuka T, Sugiura A. Reduction of ambient noise in EMI measurement[C]// *Proc. of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Digest*, 1989; 24 - 28.
- [2] Parhami P, Marino M, Watkins S. Innovative pre-compliance test methodology using ambient cancellation and coherence detection techniques[C]// *Proc. of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1999; 1022 - 1025.
- [3] Jr Marino M A. System and method for measuring RF radiated emissions in the presence of strong ambient signals[P]. U. S. Patent 6980611B1, 2005.
- [4] 陈京平, 刘建平, 田军生. EMI 测试中虚拟暗室的使用[J]. *无线电工程*, 2008, 38(10): 56 - 58. (Chen J P, Liu J P, Tian J S. The usage of virtual anechoic chamber in EMI test[J]. *Engineering of China*, 2008, 38(10): 56 - 58.)
- [5] 程君佳, 田书林. 电磁干扰源的相关性定位测试方法研究[J]. *中国测试技术*, 2007, 33(2): 42 - 44. (Chen J J, Tian S L. A new method of EMI source localization test[J]. *China Measurement Technology*, 2007, 33(2): 42 - 44.)
- [6] 彭小容, 彭小玲, 何长江. 一种改进自适应算法在 EMI 测试中的应用[J]. *电子测量技术*, 2008, 38(12): 59 - 62. (Peng X R, Peng X L, He C J. Improved adaptive method in the EMI test[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2008, 38(12): 59 - 62.)
- [7] Braun S, Al-Qedra M, Russer P. A novel real-time time-domain measurement system based on field programmable gate arrays[C]// *Proc. of the 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2006; 501 - 504.
- [8] 张兰勇, 刘胜, 李冰. 一种改进的自适应干扰抵消技术研究及其在电磁辐射测量中的应用[J]. *电子学报*, 2011, 39(6): 1394 - 1398. (Zhang L Y, Liu S, Li B. The study of an improved adaptive interference cancellation technology and its application in the electromagnetic radiation measurement [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2011, 39(6): 1394 - 1398.)
- [9] Schmidt R, Franks R. Multiple source DF signal processing: an experimental system[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1986, 34(3): 281 - 290.
- [10] Capon J. High resolution frequency wave number spectrum analysis[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1969, 57(8): 1408 - 1418.
- [11] Braum S, Donauer T, Russer P. A real-time time-domain EMI measurement system for full-compliance measurements according to CISPR 16 - 1 - 1[J]. *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, 2008, 50(2): 259 - 267.