

矢量天线空频极化域联合滤波新方法

王兰美，王洪洋，廖桂生

(西安电子科技大学 雷达信号处理国家重点实验室 陕西 西安 710071)

摘要：研究了单矢量天线的滤波问题。为了充分利用信号和干扰的空域、频域和极化域信息,提出了LCMV准则下的空频极化域联合滤波新方法,当信号和干扰在任何一个域中有差别时,该滤波方法都能更好地抑制干扰,提高输出信噪比。通过比较可知空频极化域联合滤波方法比空域极化域联合滤波方法的性能要好。

关键词：矢量天线 极化 滤波 LCMV 准则

中图分类号 TN911.23 文献标识码 A 文章编号 :1001-2400(2004)06-0870-03

A new method for space frequency and polarization filtering

WANG Lan-mei , WANG Hong-yang , LIAO Gui-sheng

(State Key Lab. of Radar Signal Processing , Xidian Univ. , Xi'an 710071 , China)

Abstract : We propose a novel algorithm for joint filtering in spatial, spectral and polarizational domains with an electromagnetic vector sensor(EVS). The proposed algorithm can make full use of the information in three domains and signals can be resolved from the interference background provided there is a separation between signals and interferences in any domain. Finally, the validity of this algorithm is verified by simulation results.

Key Words : vector sensor ;polarization ;filter ;LCMV

现有的滤波方法,如频域滤波、空域滤波、空域和极化域联合滤波^[1]以及频域和极化域联合滤波^[2],都不不同程度地提高了输出信噪比,但由于没有充分利用信号和干扰的空域、频域和极化域的全部信息,所以在一定的缺陷。基于这种情况,笔者提出了空频极化域(SFP)联合滤波新方法。这种方法能够充分利用信号和干扰在三个域的信息,更好地抑制了干扰,提高输出信噪比。数值模拟结果证明了这种方法比空域极化域联合滤波(SP)的结果要好得多。在任何两个域中不能分离的信号和干扰,利用空频极化域联合滤波方法可能将其分离。到目前为止,作者尚未发现有过类似的研究报道。

1 数学模型

假设信号、干扰和噪声之间两两不相关,噪声各分量之间也不相关,且信号和干扰都是完全极化的复谐波信号。第 k ($1 \leq k \leq K$) 个复谐波电磁信号表示为 $s_k(t) = E_k \exp(j2\pi f_k t + \varphi_k)$, 其中 f_k ($f_{\min} \leq f_k \leq f_{\max}$) 为频率, E_k 为幅度, φ_k 为信号初相。第 k 个单位功率完全极化电磁场分量可以表示成

$$\alpha(\theta_k, \phi_k, \gamma_k, \eta_k) = \begin{bmatrix} \alpha(1, k) \\ \alpha(2, k) \\ \alpha(3, k) \\ \alpha(4, k) \\ \alpha(5, k) \\ \alpha(6, k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\phi_k) \cos(\theta_k) & -\sin(\phi_k) \\ \sin(\phi_k) \cos(\theta_k) & \cos(\phi_k) \\ -\sin(\theta_k) & 0 \\ -\sin(\phi_k) & -\cos(\phi_k) \cos(\theta_k) \\ \cos(\phi_k) & -\sin(\phi_k) \cos(\theta_k) \\ 0 & \sin(\theta_k) \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \sin(\gamma_k) \exp(j\eta_k) \\ \cos(\gamma_k) \end{bmatrix}}_{g_k(\gamma_k, \eta_k)}, \quad (1)$$

收稿日期 2003-12-10

基金项目 教育部高等学校博士学科本项科研项目资助(20010701008);教育部科学技术研究重点项目(01163);国家部委重点实验室资助项目(51446050103DZ01)

作者简介 王兰美(1975-)女 西安电子科技大学博士研究生。

万方数据

其中 $\phi_k \in [-\pi, \pi]$ 为方位角, $\theta_k \in [-\pi/2, \pi/2]$ 为俯仰角, $\gamma_k \in [0, \pi/4]$ 为幅度极化参数, $\eta_k \in [-\pi, \pi]$ 为相位极化参数, γ_k, η_k 可以完全确定入射波的极化状态。用 $x(m, t)$ 表示第 m 个通道感应的信号, 并将该通道 $P(P > K)$ 次连续快拍排成一列矢量

$$\begin{aligned} X(m, t) = & [x(m, t) \quad x(m, t - T_s) \quad \dots \quad x(m, t - (P-1)T_s)]^T = \\ & \sum_{k=1}^K a(m, k) d(f_k) s_k(t) + n(m, t) \quad , \end{aligned} \quad (2)$$

式中 $d(f_k) = [1 \exp(-j2\pi f_k T_s) \dots \exp(-j2\pi f_k (P-1)T_s)]^T$ 为频域导向矢量, $n(m, t)$ 表示矢量传感器第 m 个通道输出的 $P \times 1$ 维零均值高斯白噪声矢量, 与信号不相关, 并且非极化。

顺序排列 6 个通道的输出, 有

$$\begin{aligned} Y(t) = & [X^T(1, t) \dots, X^T(6, t)]^T = \sum_{k=1}^K a(\theta_k, \phi_k, \gamma_k, \eta_k) \otimes \\ & d(f_k) s_k(t) + n(t) = b s(t) + n(t) \quad , \end{aligned} \quad (3)$$

式中 $s(t) = [s_1(t) \dots, s_K(t)]^T$, $n(t) = [n^T(1, t) \dots, n^T(6, t)]^T$, $b = [b_1 \dots, b_K]$ 为空频极化域的联合导向矢量。

设 $s_1(t)$ 为期望信号, 其他的为干扰信号, 经过加权滤波后的输出信号为

$$Z(t) = w^H Y(t) \quad , \quad (4)$$

式中 $w \in \mathbb{C}^{6p \times 1}$ 是权矢量, 实际应用中可以认为期望信号的 DOA、极化状态和频率都是已知的, 那么 LCMV 准则下的最优滤波器权矢量可以表示为

$$w = \arg \min_{w \in \mathbb{C}^{6p \times 1}} w^H R w \quad \text{且} \quad w^H b_1 = 1 \quad . \quad (5)$$

式中 $R = E(Y(t)Y(t)^H)$ 表示输入数据的相关矩阵, 实际中只能用多次快拍做时间平均来代替统计平均。式(5)可得到在信号输出功率保持不变的前提下, 使干扰和噪声输出功率最小的权矢量, 而导向矢量 b_1 包含了期望信号的空域、频域和极化域的信息, 只要干扰在这 3 个域中的特性与期望信号不同, 那么干扰经过滤波器后能够被最大限度地衰减, 使得输出信噪比最大。解式(5)有

$$w = R^{-1} b_1 / (b_1^H R^{-1} b_1) \quad . \quad (6)$$

2 性能分析

为便于分析, 假定接收信号中仅存在一个干扰, 输出信噪比(SINR)可以表示为

$$\text{SINR} = \sigma_s^2 w^H b_1 b_1^H w / [w^H (R - \sigma_s^2 b_1 b_1^H) w] \quad , \quad (7)$$

据文献[1], 当 $R = \sigma_s^2 b_1 b_1^H + G \in \mathbb{C}^{6p \times 6p}$ 且权矢量 w 满足式(5)时, 若 G 非奇异则式(7)可化简为

$$\sigma_s^2 w^H b_1 b_1^H w / (w^H G w) = \sigma_s^2 b_1^H G^{-1} b_1 = \sigma_s^2 b_1^H (\sigma_i^2 b_i b_i^H + \sigma_n^2 I_{6p})^{-1} b_1 \quad , \quad (8)$$

根据文献[1, 3], 式(8)可进一步化简为

$$\sigma_s^2 b_1^H (\sigma_i^2 b_i b_i^H + \sigma_n^2 I_{6p})^{-1} b = \sigma_s^2 [2/\sigma_n^2 - \sigma_i^2 |b_1^H b_i|^2 / (\sigma_n^2 (2\sigma_i^2 + \sigma_n^2))] \quad , \quad (9)$$

于是 SINR 可表示为

$$\text{SINR} = \sigma_s^2 w^H b_1 b_1^H w / [w^H (R - \sigma_s^2 b_1 b_1^H) w] = \sigma_s^2 [2/\sigma_n^2 - \sigma_i^2 |b_1^H b_i|^2 / (\sigma_n^2 (2\sigma_i^2 + \sigma_n^2))] \quad , \quad (10)$$

式中 $\sigma_s^2, \sigma_i^2, \sigma_n^2$ 分别表示信号功率、干扰功率和噪声功率, b_i 表示干扰导向矢量。为了与文献[1]中信噪比的简洁表达式比较, 也做类似的坐标旋转, 并且根据文献[4, 5]和式(3)中 b_1, b_i 的表达式化简式(10)得

$$\text{SINR} = \sigma_s^2 \left[\frac{2}{\sigma_n^2} - \frac{(1 + \cos \psi)^2 \sigma_i^2 \cos^2 \frac{\Delta_i^s}{2}}{\sigma_n^2 (2\sigma_i^2 + \sigma_n^2)} \frac{(1 - \exp(-j2\pi \Delta f p))^2}{p^2 (1 - \exp(-j2\pi \Delta f))^2} \right] \quad . \quad (11)$$

式中 $\Delta_i^s \in [0, \pi]$ 是信号和干扰的极化角度差, 即连接和干扰对应于 Poincare 极化球上的点的大圆圆弧中较短的圆弧, $\psi \in [0, 2\pi]$ 为信号和干扰的空间角度差, Δf 为信号和干扰的频率差, 从式(11)可以看出信噪比随空间角度差、极化角度差和频率差的增大而增大。与文献[1]的结果比较可以看出式(11)的第2项乘了 $(1 - \exp(-j2\pi \Delta f p))^2 / p^2$ 。

$[p \{ 1 - \exp(-j2\pi\Delta f) \}^3] \leq 1$ 这样一个频率因子, 当 $\Delta f \rightarrow 0$ 时, 这个频率因子等于 1. 这是 SFP 方法比 SP 方法优越的体现, 是 SFP 方法充分利用信号和干扰的空域、频率域和极化域信息从而提高了系统的性能.

3 数值结果

在下面仿真中, 取延迟单元个数 $p = 6$, 采样频率为 300 MHz, 快拍数为 200, 信噪比 $S/N = 0$ dB, 信干比 $S/I = -40$ dB, 信号参数 $[\gamma_s, \eta_s, \theta_s, \phi_s] = [45^\circ, 90^\circ, 0^\circ, 40^\circ]$, 其他参数设置随例给出.

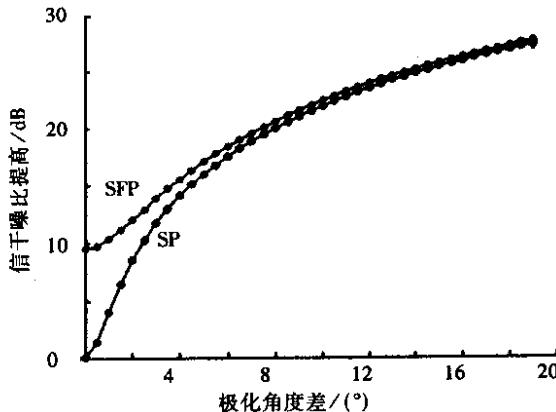


图 1 信干噪比提高与极化角度差的关系

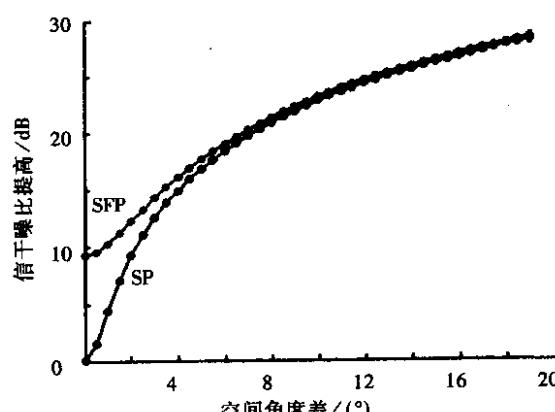


图 2 信干噪比提高与空间角度差的关系

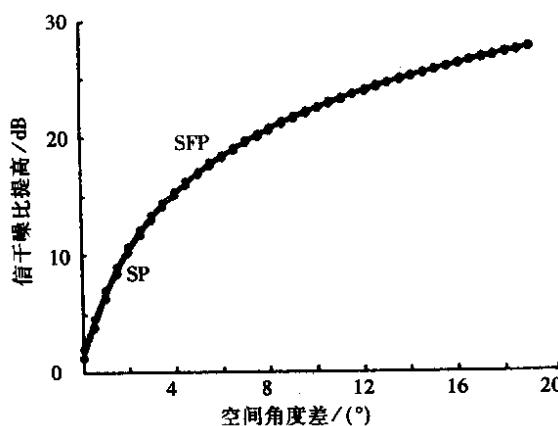


图 3 信干噪比提高与空间角度差的关系

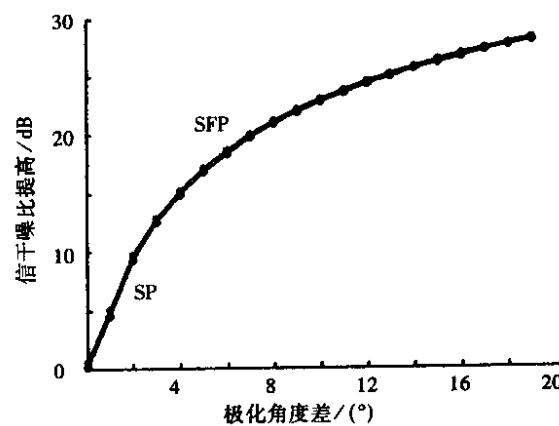


图 4 信干噪比提高与极化角度差的关系

例 1 验证在期望信号频率与干扰信号频率相差不大的情况下 SFP 滤波方法的性能. 取信号频率 $f_s = 100$ MHz, 干扰频率 $f_i = 100.5$ MHz. 此时信号和干扰的频率差 $\Delta f = 0.5$ MHz, 无法用 DFT 进行分辨. 图 1 给出了当信号和干扰的到达角相同, 干扰极化参数 $[\gamma_i, \eta_i] = [45^\circ, 90^\circ \sim 71^\circ]$ 时, 信干噪比提高与极化角度差的关系. 图 2 给出了信号和干扰的极化相同, 干扰到达角 $[\theta_i, \phi_i] = [0^\circ, 40^\circ \sim 21^\circ]$ 时, 信干噪比提高与空间角度差的关系. 从图上可以看出 SFP 滤波方法的效果要比 SP 滤波方法好得多.

例 2 验证信号和干扰的到达角、频率和极化状态 3 个参数中有两个相同时, 只有一个参数变化的情况, 图 3, 图 4 中 $\Delta f = 0$, 其他参数如例 1. 从图 3 和图 4 可以看出, 只利用

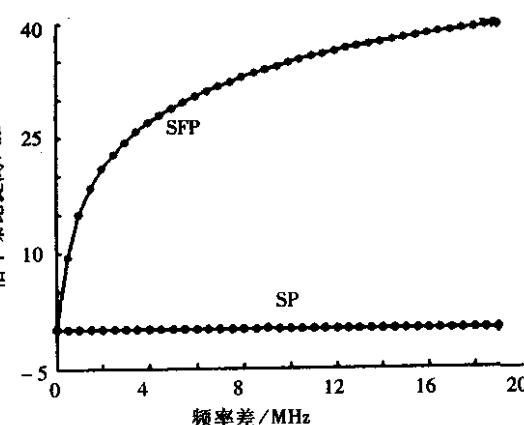


图 5 信干噪比提高与频率差的关系

(下转第 881 页)

3 结 论

从理论上分析了放大器的非线性带通模型，并根据放大器的AM-AM, AM-PM曲线给出了3阶、5阶正交幂级数非线性带通模型各阶系数和拟合曲线。由于使用正交幂级数非线性带通放大器模型可以把放大器的幅度非线性和相位非线性转化为两路只存在幅度失真不存在相位失真的正交支路，因此可以采用两路正交幂级数预失真器来同时改善放大器的幅度非线性和相位非线性，理论分析和仿真结果表明采用正交幂级数预失真器可以更有效地改善放大器的整体非线性特性。

参考文献：

- [1] 王亚莉, 傅延增, 张海林, 等. 非线性放大器对OFDM信号的影响[J]. 西安电子科技大学学报, 2002, 29(4): 504-509.
- [2] Hamalainen S, Lilja H, Hamalainen A. WCDMA Adjacent Channel Interference Requirements[A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. The Netherlands: IEEE, 1999. 2591-2595.
- [3] Bura P, Gelerman D, Ntake P. Linear Solid-state Power Amplifier for 64 QAM Radio[A]. International Conference on Communications [C]. Washington: IEEE, 1987.
- [4] Bernardini A, Defina S. Analysis of Different Optimizaiton Criteria for IF Predistortion in Digital Radio Links with Nonlinear Amplifiers[J]. IEEE Trans on Communications, 1997, 45(4): 421-428.
- [5] Huang W, Saad R E. Novel Third-order Distortion Generator with Residual IM2 Suppression Capabilities[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 1998, 46(12): 2372-2382.
- [6] Sechi F. Linearised Class-B Tansistor Amplifier[J]. IEEE Journal of Solid-state Circuits, 1976, 11(2): 264-270.
- [7] Sundstrom L, Faulkner M, Johansson M. Quantization Analysis and Design of a Digital predistortion Lineariser for RF Power Amplifiers[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1996, 45(4): 707-719.
- [8] Kenington P B. High-linearity RF Amplifier Design[M]. London: Artech House Microwave Library, 2000. 64-65.

(编辑：齐淑娟)

(上接第872页)

空间信息或极化信息时，两种方法基本上是相同的。SFP方法优越于SP方法的原因在于SFP方法利用了信号和干扰的频率信息，而现在频率相同SFP方法应该退化为SP方法。图5中信号与干扰的到达角和极化状态相同，干扰的频率 $f_i = 100 \sim 119$ MHz，说明了SFP方法利用频率信息带来的信干噪比提高。从这个例子可以看出，当仅利用空域信息或极化域信息时两种方法的效果基本上是相同的，而当利用频域信息时SFP方法要比SP方法好得多，所以当充分利用信号和干扰的空域、频域和极化域信息时SFP方法要比SP方法优越得多。

4 结束语

以上给出了矢量天线的一种空频极化域联合滤波的新方法，该方法充分利用信号和干扰的空域、频域和极化域的信息，更好地抑制了干扰，提高了输出信干噪比。当信号和干扰在3个域中的任何一个域中有差别时，空频极化域联合滤波方法都可以得到很好的性能。

参考文献：

- [1] Nehorai A, Ho K C. Minimum-noise-variance Beamformer with an Electromagnetic Vector Sensor[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1999, 46(9): 2291-2304.
- [2] 张国毅, 刘永坦. 高频地波雷达多干扰的极化抑制[J]. 电子学报, 2000, 28(9): 1206-1209.
- [3] Golub G H, Van Loan C F. Matrix Computation[M]. Baltimore: Johns Hopkins Univ Press, 1983.
- [4] 庄钊文, 肖顺平, 王雪松. 雷达极化信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999.
- [5] Jr Compton R T. The Tripole Antenna: an Adaptive Array with Full Polarization Flexibility[J]. IEEE Trans on AP, 1981, 29(11): 944-952.

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com)，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>