

低复杂性宽带自适应天线阵列*

谢 宁^{1,2}, 周渊平³, 王 晖¹, 林晓辉¹

- (1. 深圳大学 信息工程学院, 广东 深圳 518060;
2. 东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏 南京 210096;
3. 四川大学 电子信息工程学院, 四川 成都 610064)

摘 要: 基于频率不变思想, 提出一种适用于宽带无线通信系统下的, 新的宽带自适应天线阵列。能在信号频带范围内, 保持天线阵列响应基本不变。同时通过窗函数来控制旁瓣的幅度。相对于传统的宽带自适应天线阵列, 具有收敛速度快, 复杂性低的特点。

关键词: 宽带自适应天线阵列; 频率不变性; 快速收敛; 低复杂性

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0529-6579 (2009) 04-0031-06

Wideband Adaptive Antenna Array with a Low Complexity

XIE Ning^{1,2}, ZHOU Yuanping³, WANG Hui¹, LIN Xiaohui¹

- (1. School of Information Engineering, Shenzhen University, Shenzhen 518060, China;
2. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China;
3. School of Electronics & Information Engineering, Sichuan University, Chengdu 610064, China.)

Abstract: Based on the idea of frequency invariant, a wideband adaptive antenna array is proposed for wideband wireless communication system. With the algorithm, the array beam pattern remains basically the same within a wide frequency range of interest. At the same time, the level of sidelobe can be controlled through windows function. In comparison to the conventional wideband adaptive antenna array, the new algorithm offers a faster convergence rate with a lower computational complexity.

Key words: wideband adaptive antenna array; frequency invariant; fast convergence rate; low complexity

自适应天线阵列由于具有提高数据通信速率, 增强通信质量等特点, 被广泛的应用于无线通信领域。但是传统的自适应天线阵列主要是针对窄带通信设计的。这里的窄带不是指带宽本身绝对值的宽窄, 而是指带宽比上中心频率小于某一个值。理论上当这个比值大于1%就认为是宽带信号^[1], 如果还是采用传统的自适应天线阵列来接收的话, 性能会明显衰退。一方面在小于中心频率处, 传统方法所产生的波束图, 其主瓣会变宽, 降低了空域解析能力。另外一方面在大于中心频率处, 传统方法所

产生的波束图, 其主瓣会变窄, 但是其旁瓣会逐渐升高, 引起空域混淆的问题^[2]。

早期的宽带天线阵列是应用在麦克风阵列上, 主要是用来进行语音采集^[3], 而最近宽带阵列逐渐被应用于无线通信中, 如宽带CDMA系统^[4-5]。宽带天线阵列有两种基本的处理方法, 一种是基于时域处理的, 另外一种是基于频域处理的^[1]。基于时域处理的方法相对于频域处理的方法, 复杂性和系统存储要求更低^[1,4-6]。但两种方法的主要目的都是保持天线阵列响应在期望频带内保持不变。

* 收稿日期: 2008-10-13

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60672020、60773203、60602066); 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金资助项目(W200815); 深圳大学科研启动基金资助项目(200861)

作者简介: 谢宁(1979年生), 男, 讲师, 博士; E-mail: kensouren@yahoo.com.cn

Frost^[7]在 1972 提出一个基于时域信号处理的宽带天线阵列,其结构是在每个天线元素后都接一个横向滤波器。然而大量的更新权值个数,导致系统的复杂性提高,收敛速度变慢。之后 Ward 提出了一个频不变波束成型接收机 (FIB),减少了每次更新权值的个数,使复杂性和收敛速度得到一定程度的改善^[8]。

本文在 FIB 的基础上,结合一个窄带波束成型算法的改进方案^[9-11],提出一个新的 FIB 方法。该方法提供了更快的收敛速度,更低的复杂性。同时通过窗函数来控制波束旁瓣的幅度,使性能得到进一步提升。本文在系统性能及复杂性方面与 Frost 方法,传统的 FIB 方法进行了仿真比较^[8],提供了数值分析结果。也同时比较了各种窗函数对宽带天线阵列性能的影响,具有较强的实用价值。

1 宽带 CDMA 系统模型

假设总共有 K 用户信号,每个用户信号占有相同的带宽 $[f_L, f_U]$,而宽带天线阵列的输入信号定义为

$$x_k(t) = \sqrt{E_k} h_k(t) d_k(t) \quad (1)$$

其中 $k = 1, \dots, K$,第 1 个用户我们假设是期望信号,而其他的我们假设是干扰信号。 $E_k, h_k, d_k(t)$ 分别是第 k 个用户信号的信号功率,信道增益和信息序列。不同用户的信息序列我们假设是统计独立的,具体的信息序列定义为

$$d_k(t) = \sum_{i=1}^M p_k(i) s_k(i) b_k(t) \quad (2)$$

其中 M 是扩频增益, $b_k(t) \in \{-1, +1\}$, $p_k(i)$ 和 $s_k(i)$ 和分别是第 k 个用户信号的信息位,扰码和扩频码。

宽带天线阵列是由 N 个天线元素组成,每个天线元素后都连接一个 L 阶的 FIR 滤波器,而传统的窄带天线阵列,每个天线元素后只是接一个单一的权值。为了分析和表述的简便,我们将时域信号 $x_k(t)$ 转换成频域信号 $\tilde{x}_k(f_i)$,也就是将输入信号按码片速率采样后,按 M 个信号样本构成一个数据块分组,总共有 Q 个数据块,每个数据块进行 M 点的离散傅立叶变换。这里需要说明的是,在实际处理中并不需要这个转换过程。我们假设这 M 点的频率点分布在期望信号的频带内, $f_i \in [f_L, f_U]$, $i = 1, \dots, M$ 。对于第 q 个数据块,在第 i 个频点的数据表示为^[8]

$$r(q; f_i) = S(\theta, f_i) \tilde{x}(q; f_i) + \tilde{n}(q; f_i) \quad (3)$$

其中 $q = 0, \dots, Q-1$, $i = 1, \dots, M$ 和 $\tilde{x}(q; f_i) =$

$[\tilde{x}_1(q; f_i), \dots, \tilde{x}_K(q; f_i)]^T$ 是 K 个用户信号的向量形式, $\tilde{n}(q; f_i)$ 是高斯白噪声,假设与宽带信号是不相关的。 $S(\theta, f_i)$ 是 $N \times K$ 维宽带天线响应矩阵,定义为,

$$S(\theta, f_i) = [v(\theta_1, f_i), \dots, v(\theta_K, f_i)] \quad (4)$$

其中 $v(\theta_k, f_i) = [e^{j2\pi f_i \tau_1(\theta_k)}, \dots, e^{j2\pi f_i \tau_N(\theta_k)}]^T$ 是第 k 个用户信号在第 i 个频点的天线响应向量, $\tau_n(\theta_k)$ 是第 k 个用户信号在第 n 个天线元素的相对传播延时。则输入信号在第 i 个频点的 $N \times N$ 维互相关矩阵定义为

$$R_r(f_i) = E\{r(q; f_i) r^H(q; f_i)\} \quad (5)$$

2 新的频不变宽带自适应天线阵列

在传统的 FIB 方法中^[8],每个天线元素的采样速率不同,可以使 Frost 方法中的 NL 个需要更新的权值减少为 L 个,使得收敛速度得到提升。但是传统的 FIB 方法仍然存在收敛速度慢和复杂性高的缺点。因此在传统 FIB 方法的基础上,结合一个窄带波束成型算法的改进方案^[9-11],提出一个新的 FIB 方法。该方法提供了更快的收敛速度,更低的复杂性。同时通过窗函数来控制波束旁瓣的幅度,使性能得到进一步提升。

对于在第 i 个频率点上第 q 个数据块阵列输出定义为

$$y(q; f_i) = w^H H(f_i) r(q; f_i) \quad (6)$$

其中 w 是 L 维的 FIR 滤波器的权值向量, $L \times N$ 维的响应矩阵定义为,

$$H(f_i) = (\alpha f_i) [\omega_1 \psi_1(f_i), \dots, \omega_N \psi_N(f_i)] \quad (7)$$

(αf_i) 归一化天线阵列响应的峰值, $\alpha > 0$ 是一个常数。 $[\omega_1, \dots, \omega_N]$ 是 N 维的窗函数,不加窗时可以全部取 1。

$$\psi_n(f_i) = [e^{-j2\pi f_i T_n}, \dots, e^{-j2\pi f_i T_n L}]^T \quad (8)$$

是第 n 个天线元素上的 L 维 FIR 滤波器响应向量。

$T_n = \frac{n-1}{2Nf_U}$ 是第 n 个天线元素上的抽样周期^[12]。因为 $T_1 = 0$,第 1 个天线上的 FIR 滤波器响应向量是恒定的, $\psi_1(f_i) = [1, \dots, 1]^T$ 。

宽带天线阵列的平均期望输出功率为 $w^H R w$, 其中

$$R = E\{H(f_i) R_r(f_i) H^H(f_i)\} = E\{X(f_i) X^H(f_i)\} \quad (9)$$

其中, $X(f_i) = E\{H^H(f_i) r(q; f_i)\}$ 。

我们在推导出新的 FIB 方法之前,首先估算得

到一个初始向量 $V_0 = H(f_0) v(\theta_1, f_0)$, 其中 f_0 设定为信号频带内的中心频点。在得到 V_0 基础上, 我们继续估算出一个正交辅助向量 G 和一个复权值系数 μ 。向量 G 满足^[9-11]

$$\max_G |G^H R V_0|$$

$$\text{subject to } G^H V_0 = 0, \|G\|^2 = 1$$

对上式求解, 可以得到^[9-11]

$$G = \frac{R V_0 - (V_0^H R V_0) V_0}{\|R V_0 - (V_0^H R V_0) V_0\|} \quad (10)$$

则权值向量 $w_{\text{new}} = V_0 - \mu G$, 而权值系数 μ 满足,

$$\min_{\mu} w_{\text{new}}^H R w_{\text{new}} = \min_{\mu} (V_0 - \mu G)^H R (V_0 - \mu G)$$

对上式求解, 可以得到

$$\mu = \frac{G^H R V_0}{G^H R G} \quad (11)$$

充分利用 V_0 的输出, 来估算向量 G 和复权值系数 μ , 进一步降低公式 (10) 和 (11) 的复杂性, 现在将新的 FIB 方法的求解过程总结如下:

$$\beta(f_i) = V_0^H X(f_i)$$

$$G = E\{X(f_i)\beta^*(f_i)\} - E\{\beta(f_i)\beta^*(f_i)\} V_0$$

$$\lambda(f_i) = G^H X(f_i)$$

$$\mu = \frac{E\{\lambda(f_i)\beta^*(f_i)\}}{E\{\lambda(f_i)\lambda^*(f_i)\}}$$

$$w_{\text{new}} = V_0 - \mu G \quad (12)$$

新的 FIB 方法相对于传统的 FIB 方法具有更快的收敛速度, 后面的仿真结果将证明这一点。接下来我们将比较新 FIB 方法和传统的 FIB 方法的复杂性。由于传统的 FIB 方法也需要估算初试向量 V_0 , 所以我们假设在得到 V_0 基础上, w_{new} 更新所需要的乘法器个数是

$$O\{LNQ + 2(LM + L + M) + L + 1\} \quad (13)$$

而传统的 FIB 方法所需要的乘法器个数是^[8]

$$O\{[(L^2 N + 2LN)M + 4L^2 + 3L]Q\} \quad (14)$$

比较公式 (13) 和 (14), 可以看出传统的 FIB 方法的复杂性远远高于新的 FIB 方法。

3 仿真结果

对前面的理论分析结果, 可以通过计算机仿真实验的方法进行检验。建立式 (1) 所表示的宽带 CDMA 信号, 其扩频增益为 $M = 32$ 。扰码是由 15 级移位寄存器所产生的 m 序列信号。每一路入射信号都通过独立的 Rayleigh 衰落信道, 并且每一路信号到达天线阵列的入射角度是在 $(-\pi/2, \pi/2)$ 中分布。噪声采用加性高斯白噪声。天线阵列采用线性均匀阵列, 天线阵列元素 $N = 6$, 每个元素之

间间隔为 $\lambda_0/2$, 其中 λ_0 信号频带内最高频率对应的波长。每个天线元素后连接一个 $L = 7$ 的 FIR 滤波器。归一化后的信号频带为 $[0.35, 0.45]$ ^[8]。期望信号的入射角度为 0° , 其 SNR 为 -5 dB。同时存在一个干扰信号其入射角度是 -30° , SNR 为 10 dB。

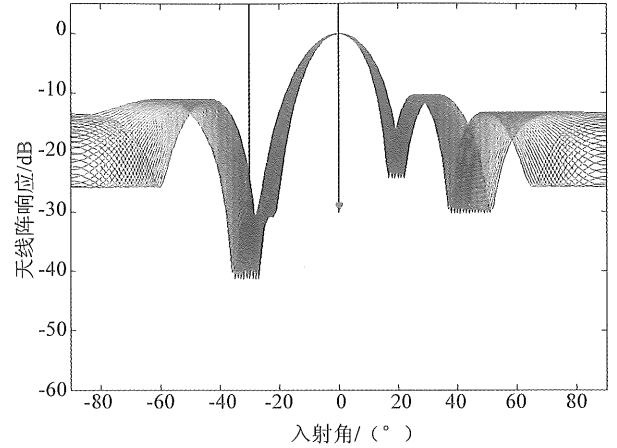


图1 窄带天线阵列接收宽带 CDMA 信号的波束图

Fig. 1 Beam pattern of wideband CDMA signal received by a narrowband antenna array

图1给出了用窄带天线阵列来接收宽带 CDMA 信号的波束图, 同时显示了在信号频带内不同频点上的波束图。这里的窄带天线阵列采用 MMSE 的最优解作为接收权值^[13]。由图1我们可以看出窄带天线阵列的零点, 并不能保证在所有频点上都准确对准干扰信号, 性能不能满足要求。图2(a)给出了新的 FIB 算法 (不加窗) 接收宽带 CDMA 信号的波束图, 如图所示, 在信号频带内波束图的零点都能准确的对准干扰信号, 性能得到明显的提升。图2(b)给出了对应的三维立体图, 传统的 FIB 方法也能得到类似的波束图性能。这里需要说明的是, 在有限的天线元素个数, 以及有限的滤波器阶数的前提下, 是不可能保证严格意义上的频率不变特性^[5]。图3(a)和图3(b)显示了新的 FIB 算法在切比雪夫窗的控制下, 虽然主瓣的宽度有所扩展, 但是旁瓣的幅度得到了进一步的抑制, 相对于图2所示新的 FIB 方法 (不加窗), 旁瓣压低了 8dB。在最后的实验例子会进一步比较几个常见窗函数对于性能的影响。

仿真实验条件保持不变, 图4给出了本文提到的各种自适应算法收敛速度的比较结果。这里的收敛速度并不是指这些自适应算法是迭代算法, 而是指随着估算权值所采用样本个数增加, BER 的变

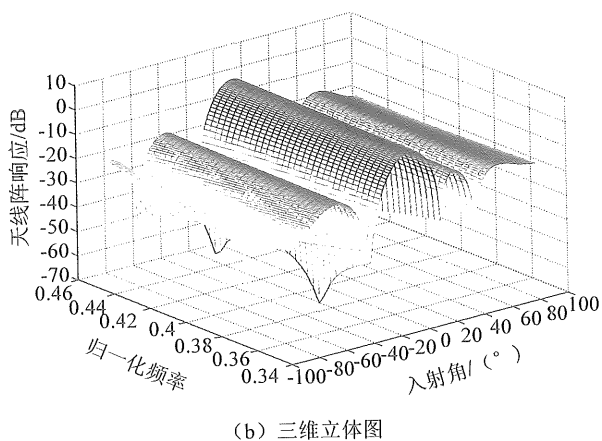
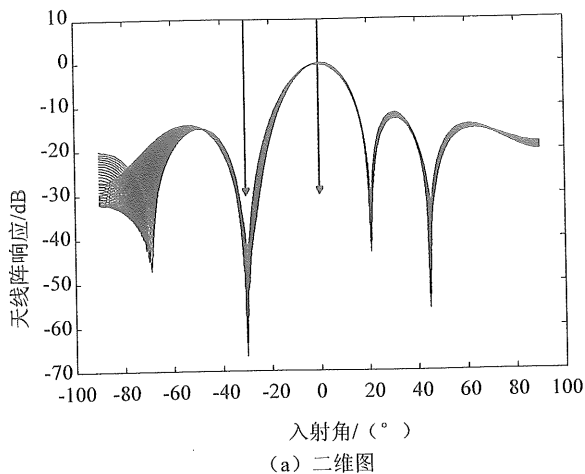


图 2 新的 FIB 方法 (不加窗) 接收宽带 CDMA 信号的波束图

Fig. 2 Beam pattern of wideband CDMA signal received by the proposed new FIB algorithm (without window)

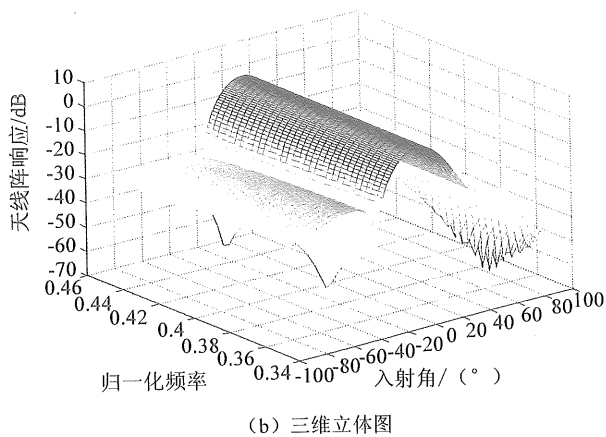
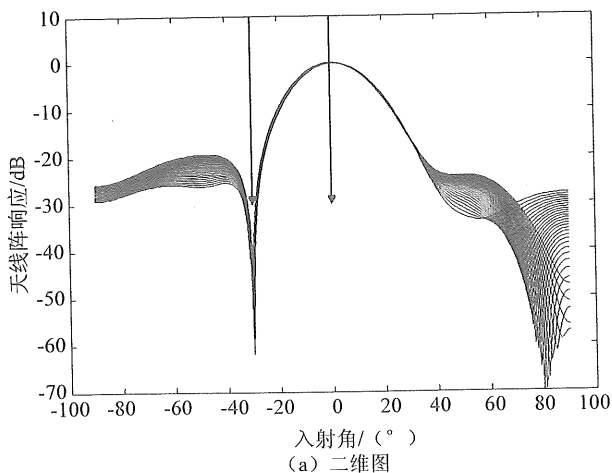


图 3 新的 FIB 方法 (切比雪夫窗) 接收宽带 CDMA 信号的波束图

Fig. 3 Beam pattern of wideband CDMA signal received by the proposed new FIB algorithm (Chebyshev window)

化趋势。图 4 横轴的样本个数的最小单位是数据块 (block)。如图 4 所示, 在宽带 CDMA 信号模型下, 窄带天线阵列的性能是最差的, Frost 方法得到了明显的提升, 传统的 FIB 方法则得到了进一步提升。而新的 FIB 方法 (不加窗) 在收敛速度方面得到了明显的改善, 同时新的 FIB 方法 (切比雪夫窗) 在最终性能以及收敛速度方面都得到了改善。

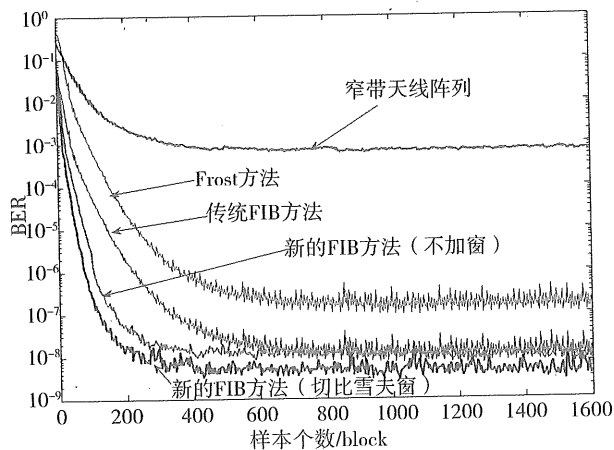
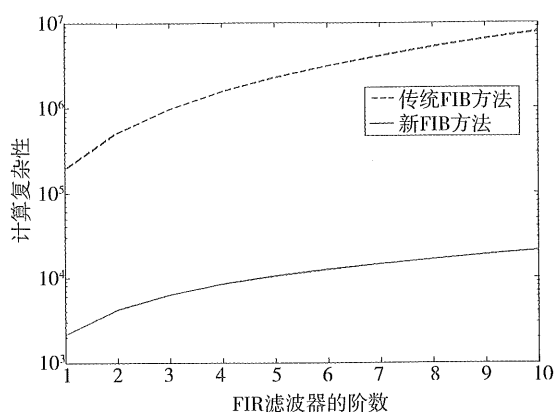


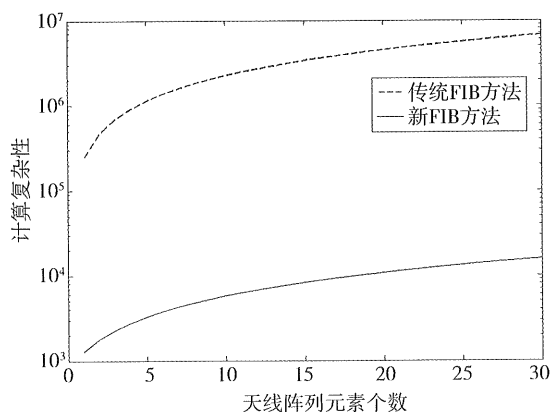
图 4 收敛速度的比较

Fig. 4 Comparison of convergence speed

根据式 (13) 和 (14) 给出的新的 FIB 方法和传统的 FIB 方法的复杂性公式, 我们这里给出具体的比较例子。我们假设 $M = 32$, $Q = 100$ 。图 5 (a) 给出了, 在固定天线元素个数 $N = 15$ 的前提下, 随着 FIR 滤波器阶数增加, 复杂性变化的情况。



(a) 随着FIR滤波器阶数变化的复杂性比较



(b) 随着天线阵列元素个数变化的复杂性比较

图5 复杂性的比较

Fig. 5 Comparison of complexity

图5(b)给出了,在固定FIR滤波器阶数 $L=5$ 的前提下,随着天线元素个数增加,复杂性变化的情况。两个例子都显示出新的FIB方法相对于传统的FIB方法,复杂性得到了极大的降低。

在最后,我们将比较各种常见窗函数对于新方法的影响。简单来说,通过窗函数的控制可以进一步降低旁瓣的幅度,但同时会加宽主瓣的宽度。所以在实际通信中,往往是在没有干扰或者是干扰离期望信号比较远的时候,而白噪声功率比较大的时候,可以考虑增加窗函数的控制,来进一步提升系统的性能,如图2-图4所示。在不考虑干扰的情况下,我们给出了常见的三角窗、巴特利特窗、汉宁窗、海明窗、布莱克曼窗、凯塞窗和切比雪夫窗的实验结果,如图6(a)-图6(e)所示。图6给出的实验结果可以作为实际算法设计中的参考,根据对主瓣宽度和旁瓣幅度的不同要求,做出一个权衡,选择一个合适的窗函数。

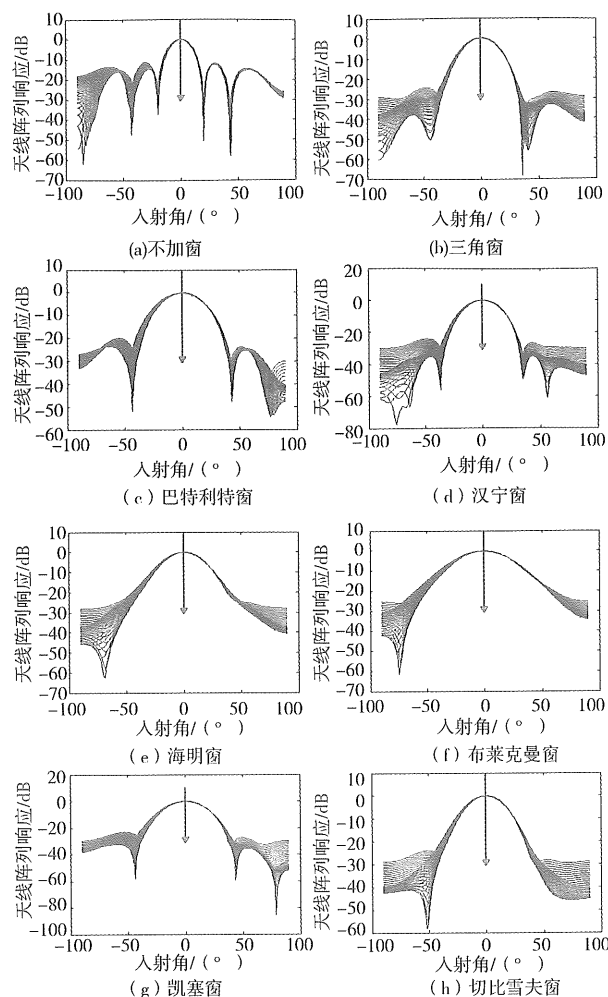


图6 窗函数对宽带天线阵列的影响

Fig. 6 Effect of window on wideband antenna array

4 结论

本文提出了一个低复杂性宽带自适应天线阵列,该方法能在信号频带内基本保证频不变特性,通过增加窗函数的控制,进一步提升性能。相对于传统的方法,提出来的方法具有更快的收敛速度和更低的复杂性。本文给出了新算法具体的公式推导以及复杂性分析,通过仿真验证了算法的有效性。最后分析比较了常见窗函数对新方法的影响,这对于新方法在实际系统中的使用有很好的指导意义。

参考文献:

- [1] HONG T D, RUSSER P. Signal processing for wideband smart antenna array applications [J]. IEEE Microwave Magazine, 2004, 5(1): 57-67.
- [2] WARD D B, KENNEDY R A, WILLIAMSON R C. Design of frequency-invariant broadband far-field sensor

(下转第41页)

地理解非均匀展宽体系中光脉冲传播及演化的规律, 并能够给出清晰的物理图像, 对实验和理论研究具有一定的指导意义。

参考文献:

- [1] 余向阳, 周建英. 飞秒相干瞬态过程的 Bloch 方程描述 [J]. 中山大学学报: 自然科学版, 1999, 38(2): 24 - 27.
YU Xiangyang, ZHOU Jianying. Femtosecond optical coherent transients processes described with optical Bloch equations [J]. Acta Scientiarum Naturalium Universitatis SunYatSeni, 1999, 38(2): 24 - 27
- [2] MOISEEV S A, ARSLANOV N M. Efficiency and fidelity of photon-echo quantum memory in an atomic system with longitudinal inhomogeneous broadening [J]. Phys. Rev. A, 2008, 78(2): 023803.
- [3] GISIN N, MOISEEV S A, SIMON C. Storage and retrieval of time-bin qubits with photon-echo-based quantum memories [J]. Phys. Rev. A, 2007, 76(1): 014302.
- [4] Irina Novikova, Alexey V. Gorshkov, David F. Phillips, et al. Optimal Control of Light Pulse Storage and Retrieval [J]. Phys. Rev. Lett., 2007, 98(24): 243602.
- [5] EBERLY J H. Area theorem rederived [J]. Opt. Express, 1998, 2(5): 173 - 176.
- [6] ALLEN L, EBERLY J H. Optical resonance and two-level atoms [M]. New York: Dover, 1987.
- [7] 郭莹莹, 余向阳. 光学 Bloch 方程的数值解法 [J]. 中山大学学报: 自然科学版, 2005, 44(5): 108 - 110.
GUO Yingying, YU Xiangyang. Numerical methods for optical Bloch equations [J]. Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Sunyatseni, 2005, 44(5): 108 - 110.
- [8] 蒋月, 余向阳. 二能级体系 Maxwell-Bloch 方程的数值求解及其应用 [J]. 中山大学学报: 自然科学版, 2007, 46(2): 176 - 179.
JIANG Yue, YU Xiangyang. Numerical methods and application for Maxwell-Bloch equations of two-level system [J]. Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Sunyatseni, 2007, 46(2): 176 - 179.
- [9] JOHN H, KURTIS D. Numerical methods using MATLAB [M]. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2004: 489 - 504.
- [10] LJUBOMIR M, CHRISTOPHER P. Power-series solutions to the optical Maxwell-Bloch equations [J]. J. Opt. Soc. Am. B, 1989, 6(3): 356 - 363.
- [11] AGARWAL G S, DEY T N. Fast light solutions in resonant media [J]. Phys. Rev. A, 2007, 75(4): 043806.
- [12] LEON J. Slow-light solutions in two-level media generated by evanescent fields [J]. Phys. Rev. A, 2007, 75(4): 063811.

(上接第 35 页)

- arrays [C]. Antennas and Propagation Society International Symposium, 1994: 20 - 24.
- [3] UTHANSAKUL M, BIALKOWSKI M E. Suppression of multiple wideband interferers with the use of a wideband spatial beamformer [C] // Antennas and Propagation International Symposium, 2007 IEEE, 2007: 948 - 951.
- [4] SLAVAKIS K, YAMADA I. Robust wideband beamforming by the hybrid steepest descent method [J]. Signal Processing, IEEE Transactions, 2007, 55: 4511 - 4522.
- [5] HUANG L, SHEN B, LI M, et al. An efficient subband method for wideband adaptive beamforming [C] // 10th International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT 2008, 2008: 1489 - 1492.
- [6] WARD D B, KENNEDY R A, WILLIAMSON R C. Theory and design of broadband sensor arrays with frequency invariant farfield beam-patterns [J]. J. Acoust. Soc. Amer., 1995, 97: 1023 - 1034.
- [7] FROST O L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing [J]. Proc. IEEE, 1972, 60(8): 926 - 935.
- [8] WARD D B, KENNEDY R A, WILLIAMSON R C. An adaptive algorithm for broadband frequency invariant beamforming [C] // IEEE Inter. Conf. on Acous. Speech and Signal Processing, 1997: 3737 - 3740
- [9] ROHAN G, DIMITRIS A P, MICHAEL J M. Subspace direction finding with an auxiliary-vector basis [J]. Signal Processing, IEEE Transactions, 2007, 55: 758 - 763.
- [10] PADOS D A, KARYSTINOS G N, BATALAMA S N, et al. Auxiliary-vector RADAR on MCARM data [C] // 41st Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2007: 2028 - 2032.
- [11] PADOS D A, KARYSTINOS G N, BATALAMA S N, et al. Short-data-record adaptive detection [C] // Radar Conference, 2007 IEEE, 2007: 357 - 361.
- [12] ZHIGUO D, WARD D B, NABAR R U. Joint channel estimation and symbol detection for orthogonal space-time block-coding systems in frequency-selective channels [J]. Vehicular Technology, IEEE Transactions, 2007, 56: 2475 - 2486.
- [13] HUANG Z, BALANIS C A. The MMSE algorithm and mutual coupling for adaptive arrays [J]. Antennas and Propagation, IEEE Transactions, 2008, 56: 1292 - 1296.