

一种平面印刷电控波束扫描天线阵

卢忠亮 杨雪霞* 谭冠南
(上海大学通信与信息工程学院 上海 200072)

摘要: 该文设计了一种平面印刷偶极子波束扫描寄生阵列天线,可用于移动终端设备以提高通信质量和系统容量。通过改变加载在寄生单元中的电抗值可以控制天线的最大辐射方向。天线基本结构用全波软件设计,所需加载的电抗值通过差分进化算法(DE)优化得出。实测的天线主波束方向在 xoy 平面内 $-34^\circ \sim 38^\circ$ 之间扫描;在各方向上,中心工作频率上的增益在 3.6~4.9 dBi 之间变化,反射系数小于 -10 dB 的频带在 5.63~5.96 GHz 之间,带宽为 330 MHz。实测结果表明,天线具有良好的波束扫描性能,采用的设计和优化方法准确高效。

关键词: 平面天线;波束扫描;差分进化;优化算法;电控寄生阵列天线

中图分类号: TN821+.8

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)06-1515-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01214

A Planar Electronically Controlled Antenna Array with Beam Steering

Lu Zhong-liang Yang Xue-xia Tan Guan-nan

(School of Communication and Information Engineering, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: A novel planar beam steering parasitic array of planar printed dipoles is proposed, which can be used in the mobile terminals to improve communication quality and system capacity. The main beam can be controlled by the reactive loads on the parasitic elements. The antenna prototype is designed using the software based on the full wave analysis and the loaded reactance values are optimized by the Differential Evolution (DE) algorithm. The measured results show that the main beam can be steered from $-34^\circ \sim 38^\circ$ in the xoy plane. At every main radiation direction, the gain at the center frequency is from 3.6~4.9 dBi and the bandwidth of the reflection coefficient less than -10 dB is 330 MHz, which is from 5.63~5.96 GHz. The proposed antenna has good beam steering performance and the optimum design method is accurate and efficient.

Key words: Planar Antenna; Beam steering; Differential Evolution (DE); Optimization algorithm; Electronically Steerable Parasitic Array Radiator antenna (ESPAR)

1 引言

随着移动通信的飞速发展,用户数量和通信信息量剧增,信道间干扰和多径衰落等问题对通信质量和系统容量都产生了极大的影响。电控寄生阵列(ESPAR)天线可以将天线方向图主瓣指向有用信号方向而将零陷方向指向干扰,从而提高了系统容量,受到越来越多的关注^[1,2]。ESPAR 通常由一个有源天线和若干个加载了可变电抗的寄生天线构成,通过电抗加载来控制方向图主瓣和零陷的指向。与传统的相控阵天线相比,ESPAR 只有一个射频馈电端口,因而具有更简单的结构和更低廉的成本。

大多数的 ESPAR 天线具有 3 维的结构^[1-7],因而难以安装在如手机、笔记本电脑等移动终端设备

上。近年来便于集成的平面型电抗加载波束扫描天线引起学者的兴趣^[8-11]。文献[8]中的天线由两组交叉摆放的平面八木天线组成,通过对加载在寄生偶极子上的电抗的切换,可以在水平面内实现 4 种主波束方向。文献[9]中的天线由一个有源缝隙辐射单元和两个加载了 MEMS 开关的寄生缝隙辐射组成,通过改变开关状态可以在俯仰面实现两种不同的主波束指向。文献[10]设计了一种可用于 GSM 手机终端的 ESPAR 天线,由一个有源 PIFA 天线和两个加载了变容二极管的 ILA 天线组成,通过改变偏置电压,主波束方向可以在俯仰面内扫描。文献[11]以缝隙耦合馈电的微带天线为基本单元,实现了一种 3 单元的 ESPAR 天线,可以在俯仰面内实现波束扫描。可以看到以上平面型 ESPAR 天线,文献[8]和文献[9]实现的是有限状态的切换,文献[10]和文献[11]则是实现了在边射方向附近的波束扫描,本文旨在设计一种可在端射方向附近实现波束扫描的平面

2013-08-09 收到, 2013-11-27 改回

国家自然科学基金(61271062)和上海市特种光纤与光接入网省部共建重点实验室项目(08DZ2231100)资助课题

*通信作者: 杨雪霞 xxyang@staff.shu.edu.cn

型小型化的 ESPAR 天线。

ESPAR 天线的优化设计包括结构尺寸的和电抗值两个方面, 两者共同影响着天线的性能。由于电抗值与天线参数之间是非线性和多极值的关系, 因而寻找最优电抗值是一个较为复杂的优化问题。综合现有文献中 ESPAR 天线的优化设计方法, 一种是由进化算法结合全波仿真, 如文献[2]和文献[5], 需要大量的反复调用电磁全波仿真, 优化时间较长; 另一种则借助阵列因子计算天线性能, 避免了反复调用全波仿真, 计算量小, 如文献[7-11], 这种方法假定不同阵元上的电流分布只是幅度和相位的差别, 而不存在形状的差别, 但全波计算的结果表明主辐射单元和寄生单元的电流形状并不一定相同^[12], 因而此方法有一定程度的局限性。文献[13]则利用等效网络模型结合牛顿迭代的方法对可重构孔径天线进行优化, 可以通过较少的迭代次数在指定方向实现最大辐射或零辐射。

差分进化算法(Differential Evolution, DE)由 Storn 等人^[14]于 1995 年提出, 它模拟生物进化的随机模型, 通过反复迭代, 使得那些适应环境的个体被保存下来。它具有较强的全局收敛能力和鲁棒性, 且不需要借助问题的特征信息, 适于求解一些利用常规的数学规划方法所无法求解的复杂环境中的优化问题。相对于大多数其它的进化算法, 它更加简捷且易于实现, 同时, 在各类实数参数的优化问题中, DE 相对于其它的进化算法均体现出准确度高、收敛速度快和鲁棒性强等特点, 已成功用于解决非线性优化问题^[15]。

本文利用等效网络模型结合 DE 算法对所设计的平面 ESPAR 天线进行优化。首先利用电磁全波软件设计天线的结构尺寸, 并提取相关的结构参数。再将结构参数导入 DE 算法以搜寻电抗值, 这样优化过程中每一次目标函数的获取不再需要全波计算, 优化的效率大大增加, 最后通过实验验证了该方法的有效性。

2 天线结构和波束扫描原理

2.1 天线结构

天线印刷在单层介质板上, 介质板厚度为 0.8 mm, 相对介电常数为 2.6。天线结构俯视图如图 1 所示, 图 1 中深色和浅色分别代表顶层和底层的金属层。由 1 个主振子, 4 个寄生振子和地板构成。AB 段是主振子, 为平面印刷偶极子, 两臂位于介质板的两侧, O 点为其中心点。馈电结构由 FE 段的微带线转为 EO 段的平行双线, 从而省去了巴伦的设计。同时, 为使得天线可以更好地实现最大辐射

方向的扫描, 在馈线正下方的地板上切掉一个等腰直角三角形, 形成两个反射器。两组引向器分别位于 $\pm 45^\circ$ 方向上, 每组由两个寄生振子构成。微带馈线与地板的夹角以及主振子与寄生振子的夹角为 $\alpha = 45^\circ$ 。在邻近主振子的两个寄生振子上加载了电抗元件 x_1 和 x_2 , 通过改变电抗值, 可以改变天线电流分布, 进而改变天线的主波束方向。天线工作频点为 5.8 GHz。主振子的长度为 L_0 , 4 个寄生振子长度为 L_r , 主振子中心点 O 到最近的寄生振子以及到反射地板之间的距离分别为 d_1 和 d_2 。主振子和寄生振子的宽度 w 均为 $0.03\lambda_r$ (λ_r 为介质中的波长)。

2.2 波束扫描原理

该天线阵结构可等效为一个 3 端口网络, 如图 2 所示, 散射参数为矩阵 $[S]$ 。其中端口 1 为馈电端口, 端口 2 和端口 3 是加载端口。加载网络可以等效为一个 2 端口网络, 散射参数为矩阵 $[T]$ 。考虑天线结构中, 加载电抗的寄生振子之间存在耦合, 因此 $[S]$ 矩阵不是对角矩阵。但结构中两个加载端口距离远大于加载元件的尺寸, 元件间的耦合可以忽略不计, 因此 $[T]$ 为对角矩阵。由于是纯电抗加载, $[T]$ 对角线上的元素幅度值均为 1。

$$[T] = \begin{bmatrix} e^{j\psi_1} & 0 \\ 0 & e^{j\psi_2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

相角 ψ_1, ψ_2 与加载电抗 x_1, x_2 之间具有一一对应的关系。将 $[S]$ 分解成 4 个子矩阵:

$$[S] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{FF} & [\mathbf{s}_{FR}]_{1 \times 2} \\ [\mathbf{s}_{RF}]_{2 \times 1} & [\mathbf{s}_{RR}]_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中下标 F 和 R 分别代表馈电端口和加载端口。天线馈电端口反射系数 S_{11} 和远区电场强度 $e(\psi)$ 均可用 $[S]$ 的子矩阵和 $[T]$ 表示。

$$S_{11} = \mathbf{s}_{FF} + [\mathbf{s}_{FR}][T]([I] - [\mathbf{s}_{RR}][T])^{-1}[\mathbf{s}_{RF}] \quad (3)$$

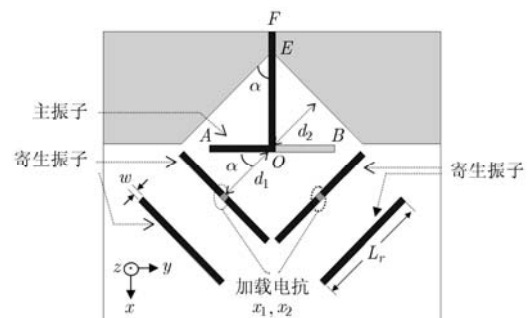


图 1 天线结构俯视图

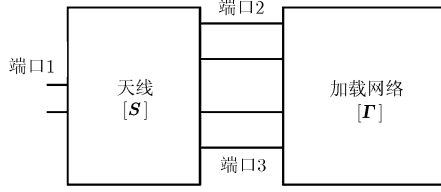


图2 天线阵的3端口网络模型

$$e(\varphi) = e_1(\varphi) + \begin{bmatrix} e_2(\varphi) \\ e_3(\varphi) \end{bmatrix} [\mathbf{I}]([\mathbf{I}] - [\mathbf{s}_{RR}][\mathbf{I}])^{-1} [\mathbf{s}_{RF}] \quad (4)$$

其中 $e_1(\varphi)$, $e_2(\varphi)$ 和 $e_3(\varphi)$ 代表 3 个端口各自馈电而其余端口接匹配负载时在 ψ 方向上的远区电场强度。 $[\mathbf{I}]$ 是一个 2 维单位矩阵。在这些参数中, $[\mathbf{S}]$, $e_1(\varphi)$, $e_2(\varphi)$ 和 $e_3(\varphi)$ 由天线的结构和尺寸决定, 而 $[\mathbf{I}]$ 由加载的电抗决定, 它们共同影响着天线的性能。

为便于进一步分析, 将以式(4)中的矩阵求逆项利用 Neumann 级数展开:

$$([\mathbf{I}] - [\mathbf{s}_{RR}][\mathbf{I}])^{-1} = \sum_{k=0}^{\infty} ([\mathbf{s}_{RR}][\mathbf{I}])^k \quad (5)$$

式(5)成立的条件是方阵 $[\mathbf{s}_{RR}][\mathbf{I}]$ 为收敛矩阵, 即其所有特征值的模值均小于 1。 $[\mathbf{I}]$ 的所有特征值模等于 1, 因此只需证明 $[\mathbf{s}_{RR}]$ 的所有特征值的模小于 1。将天线结构 1 端口接匹配负载, 则该网络变成一个 2 端口网络, $[\mathbf{s}_{RR}]$ 则是该网络的散射参量, 由于存在辐射损耗、金属和介质损耗, 因此该网络是有耗网络, 有 $[\mathbf{a}]^H[\mathbf{a}] - [\mathbf{b}]^H[\mathbf{b}] = [\mathbf{a}]^H([\mathbf{I}] - [\mathbf{s}_{RR}]^H[\mathbf{s}_{RR}])[\mathbf{a}] > 0$, 其中 $[\mathbf{a}]$ 是任意的激励向量, “H” 代表矩阵的共轭转置。可知埃尔米特矩阵 $[\mathbf{I}] - [\mathbf{s}_{RR}]^H[\mathbf{s}_{RR}]$ 是正定的, 其特征值 λ_A 为实数且 $\lambda_A > 0$, 由于 $[\mathbf{I}]$ 也是正定矩阵, 所以 $[\mathbf{s}_{RR}]^H[\mathbf{s}_{RR}]$ 也是正定矩阵, 其特征值 $\lambda_B = 1 - \lambda_A$, 应为大于 0 小于 1 的实数。同时 $[\mathbf{s}_{RR}]^H[\mathbf{s}_{RR}]$ 的特征值为 $[\mathbf{s}_{RR}]$ 特征值的模的平方, 因此 $[\mathbf{s}_{RR}]$ 的特征值的模小于 1, 因此式(5)成立。

考虑式(5)的一阶逼近, $([\mathbf{I}] - [\mathbf{s}_{RR}][\mathbf{I}])^{-1}$ 用 $[\mathbf{I}]$ 代替, 可得

$$S_{11} = s_{FF} + s_{21}^2 e^{j\psi_1} + s_{31}^2 e^{j\psi_2} \quad (6)$$

$$e(\varphi) = e_1(\varphi) + e_2(\varphi)s_{21}e^{j\psi_1} + e_3(\varphi)s_{31}e^{j\psi_2} \quad (7)$$

从式(6), 式(7)可以看到, 如果要设计一个波束扫描天线, 即要求在不同的指定方向上实现最大辐射, 同时 S_{11} 的幅度基本不变。也就是要求式(7)中的 3 项在给定的最大辐射方向 $\varphi = \varphi_m$ 上同相叠加, 而式(6)中 3 项的相位关系基本保持不变。

基于以上的分析, 将全波软件仿真和 DE 优化算法结合, 得到一种有效的电抗加载 ESPAR 设计方法。第 1 步利用仿真软件对 3 端口的天线结构进

行设计, 使 $[\mathbf{S}]$, $e_1(\varphi)$, $e_2(\varphi)$, $e_3(\varphi)$ 等结构参数具备良好的波束扫描的特点, 即有可能通过随后对 ψ_1 , ψ_2 的改变, 使得式(7)中的 3 项在给定的最大辐射方向 $\varphi = \varphi_m$ 上同相叠加, 而式(6)中 3 项的相位关系基本保持不变。这里不涉及对电抗值的处理; 第 2 步再根据给定的天线指标, 包括最大辐射方向、旁瓣电平、反射系数的具体指标, 利用 DE 算法对电抗值进行优化, 每一次目标函数的计算不需要再次进行电磁全波计算, 而是基于第 1 步所提取的结构参数; 第 3 步将优化得出的电抗值放到全波仿真软件中, 对电抗加载天线的性能进行验证, 如果满足设计指标则结束, 如果不满足, 再转至第 1 步对结构进一步调整。在这个过程中, 如果第 1 步中结构参数设计不够理想, 则可能导致无法通过电抗值的优化使得天线具备“最大辐射方向可变而工作频率基本不变”的性能。因此以上步骤需要多次的重复进行。最终的结构参数设计结果如表 1 所示, 在这样的结构参数下对电抗值进行优化, 可以得到较好的波束扫描性能, 其中 λ_r 为介质中的波长。

表1 天线结构参数

| 结构参数 | L_0 | L_r | d_1 | d_2 |
|------|------------------|------------------|------------------|------------------|
| 设计结果 | $0.57 \lambda_r$ | $0.53 \lambda_r$ | $0.31 \lambda_r$ | $0.31 \lambda_r$ |

3 DE 算法优化电抗值

优化算法的目标是天线的主辐射方向最接近给定的目标值, 同时在工作频点上的旁瓣电平和反射系数小于给定的目标值。因此目标函数设计为

$$F = w_1 |\varphi_{mc} - \varphi_{md}| + w_2 |SLL_c - SLL_d| \times U(SLL_c - SLL_d) + w_3 |S_{11c} - S_{11d}| \times U(S_{11c} - S_{11d}) \quad (8)$$

其中 φ_{mc} 与 φ_{md} 分别是天线最大辐射方向的计算值和目标值。 $U(\cdot)$ 是单位阶跃函数。选择加载端口反射系数的相角 ψ_1 和 ψ_2 作为优化变量, 变量的取值范围是 $[-\pi, \pi]$ 。 SLL_c 和 SLL_d 分别是旁瓣电平的计算值和目标值, 而 S_{11c} 和 S_{11d} 则分别是天线反射系数的计算值和目标值。 w_1, w_2 和 w_3 是加权系数。目标值和加权系数等参数选取是通过多次的运行程序并调整。文中最终选取的旁瓣电平目标值 $SLL_d = -7$ dB, 反射系数目标值 $S_{11d} = -30$ dB。权重 $w_1 = 0.4$, $w_2 = 0.1$, $w_3 = 0.5$ 。目标值是根据当前运行的结果, 选取可能接近的略高于当前运行结果的性能指标。而权重值的选取主要根据对不同目标的重视程度, 同时兼顾考虑各项目标, 以期得到各项指标均在接受范围内具有较好波束扫描性能的结果。

4 仿真与测试结果

为验证以上分析和设计过程,利用 HFSS 结合 DE 算法设计和优化了平面印刷偶极子 ESPAR 天线,主要结构参数如表 1 所示。天线中的可变电抗可以利用变容二极管加上直流偏置电路实现。为实验准确和方便起见,实测时采用固定的电容和电感代替可变电容。表 2 中给出了 5 种典型状态下天线加载的电抗值和中心频点的相关性能参数, φ_m 是实测的天线主波束方向。其中状态 3 是以最大方向为 0° 的目标进行优化的,综合考虑 S_{11} 和旁瓣电平的指标,以及市场上能买到的电容电感元件,该状态是接近于最大辐射方向为 0° 的一个较好的结果。

图 3 是在 5.8 GHz 工作频点上 xoy 平面的仿真和实测增益方向图,可以看到仿真与实测的结果一致性较好,天线的主辐射方向可以在 xoy 平面内从 -34° 到 $+38^\circ$ 之间扫描。图 4 给出了在状态 3 的主极化和交叉极化仿真方向图,可见交叉极化相对于主

极化约低了 30 dB。天线在各方向上反射系数的实测与仿真结果一致性较好,图 5 给出了状态 1 下的反射系数实测与仿真结果。图 6 是 5 种典型状态下实测的反射系数随频率变化的曲线。可以看到反射系数小于 -10 dB 的公共频率范围在 5.63 ~ 5.96 GHz 之间,带宽为 330 MHz。实测结果表明,天线体现了较好的波束扫描性能。

5 结束语

本文设计了一种新颖的平面印刷 ESPAR 阵列天线,利用 DE 算法结合全波仿真软件和等效网络模型,对天线结构和所需加载的电抗值进行了设计和优化。仿真与实测结果具有较好的一致性。测试结果表明,在工作频点上,天线主波束方向可以在 xoy 平面内 $-34^\circ \sim 38^\circ$ 之间扫描,不同状态下天线增益在 3.6 ~ 4.9 dBi 之间变化。不同状态下反射系数小于 -10 dB 的公共带宽为 330 MHz。天线具有良好的波束扫描性能,设计和优化方法准确高效。

表2 5种典型状态下天线加载的电抗值和性能参数

| 状态 | φ_m ($^\circ$) | x_1 (Ω) | x_2 (Ω) | 仿真 | | 实测 | |
|----|--------------------------|--------------------|--------------------|---------------|--------|---------------|--------|
| | | | | S_{11} (dB) | 增益(dB) | S_{11} (dB) | 增益(dB) |
| 1 | -34 | 156.7 | 36.4 | -18.3 | 3.8 | -15.3 | 3.6 |
| 2 | -16 | 1202.6 | 18.2 | -18.7 | 3.9 | -20.9 | 3.8 |
| 3 | 4 | -137.2 | -27.4 | -19.5 | 5.1 | -20.7 | 4.9 |
| 4 | 20 | -9.1 | -54.9 | -20.7 | 4.6 | -19.3 | 4.2 |
| 5 | +38 | -18.9 | -177.0 | -20.7 | 4.8 | -27.4 | 4.4 |

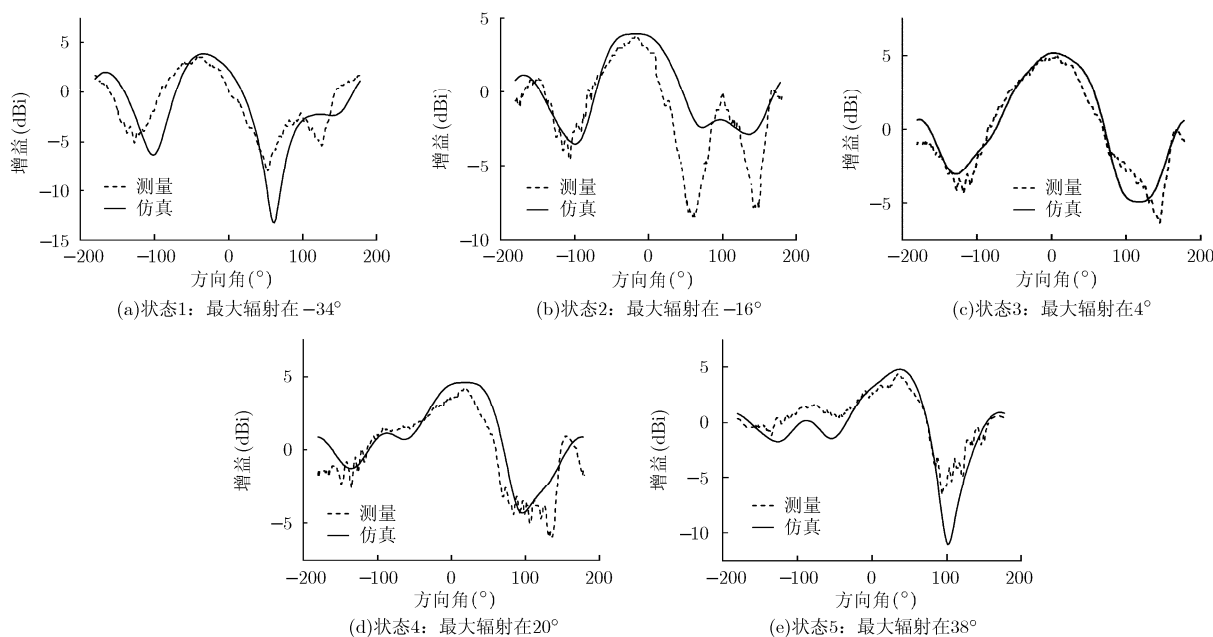


图3 5种典型状态下 xoy 平面的增益方向图

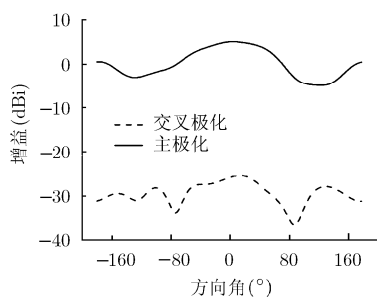


图4 状态3主极化和交叉极化仿真方向图

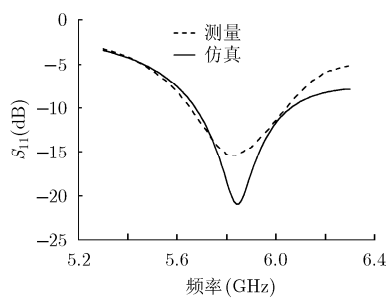


图5 状态1仿真与实测反射系数

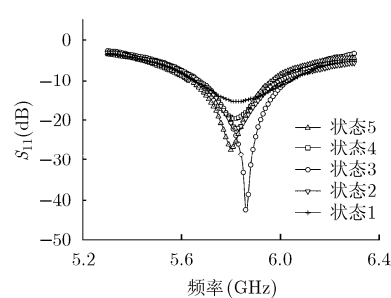


图6 5种状态下天线的实测反射系数

参考文献

- [1] Sun C, Hirata A, Ohira T, *et al.* Fast beamforming of electronically steerable parasitic array radiator antennas: theory and experiment[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, 56(7): 1819-1832.
 - [2] Lu Jun-wei, Ireland D, and Schlub R. Dielectric embedded ESPAR (DE-ESPAR) antenna array for wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2005, 53(8): 2437-2443.
 - [3] Arceo D and Balanis C A. Design methodology for a reactively loaded Yagi-Uda antenna[J]. *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, 2012, 11: 795-798.
 - [4] Liu Hai-tao, Gao S, and Loh Tian-hong. Small director array for low-profile smart antennas achieving higher gain[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(1): 162-168.
 - [5] Chen Y and Wang C F. Synthesis of reactively controlled antenna arrays using characteristic modes and DE algorithm[J]. *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, 2012, 11: 385-388.
 - [6] Liu Hai tao, Gao S, and Loh Tian-hong. Electrically small and low cost smart antenna for wireless communication[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, 60(3): 1540-1549.
 - [7] Mitilineos S A, Mouggiakos K S, and Thomopoulos S C A. Design and optimization of ESPAR antennas via impedance measurements and a genetic algorithm[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2009, 51(2): 118-123.
 - [8] Chen W H and Feng Z H. Planar reconfigurable pattern antenna by reactive-load switch[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2005, 47(5): 506-507.
 - [9] Petit L, Dussopt L, and Laheurte J M. MEMS-switched parasitic-antenna array for radiation pattern diversity[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2006, 54(9): 2624-2631.
 - [10] Islam M R and Ali M. Elevation plane beam scanning of a novel parasitic array radiator antenna for 1900 MHz mobile handheld terminals[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2010, 58(10): 3344-3352.
 - [11] Luther J J, Ebadi S, and Gong Xun. A microstrip patch electronically steerable parasitic array radiator (ESPAR) antenna with reactance-tuned coupling and maintained resonance[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, 60(4): 1803-1813.
 - [12] Iigusa K and Ohira T. A simple and accurate mathematical model of electronically steerable parasitic array radiator antennas[C]. Proceedings of the 1st IEEE Consumer Communications and Networking Conference, Las Vegas, 2004: 312-315.
 - [13] Rehman S and Wallace J W. Optimization of parasitic reconfigurable aperture antennas with a hybrid direct-Newton approach[C]. 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Spokane, 2011: 984-987.
 - [14] Storn R and Price K V. Differential evolution: a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces[J]. *Journal of Global Optimization*, 1997, 11(4): 341-359.
 - [15] Das S and Suganthan P N. Differential evolution: a survey of the-state-of-the-art[J]. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 2011, 15(1): 4-31.
- 卢忠亮: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为可重构天线设计、智能天线。
- 杨雪霞: 女, 1969年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为微带天线、计算电磁学、微波输能。
- 谭冠南: 男, 1988年生, 博士生, 研究方向为微波输能、可重构天线设计。