

DS-CDMA 系统新的空时并联结构 及二维自适应 DBF 算法

姜永权^{1,2}, 周渊平¹, 魏 月³

(1. 中山大学信息科学与技术学院, 广东广州 510275; 2. 汕头大学电子工程系, 广东汕头 515063;
3. 中国空间技术研究院 515 研究所, 广东汕头 515041)

摘 要: 针对直接序列扩频码分多址 (DS-CDMA) 移动通信接收系统, 本文提出了一种新的空时二维信号处理结构, 这是一种“智能天线与瑞克 (RAKE) 接收机的并联连接” (PF-SA&RR) 结构. 基于 PF-SA&RR 结构, 提出了空时二维自适应数字波束形成 (ST2-DADBF) 算法. 与“二维 RAKE 接收机” (2-DRR) 相比, ST2-DADBF 算法不需要对延时-波达方向 (DOA) 进行估计就能够获得最优空-时域联合输出. 与“导频符号辅助相干自适应天线阵列分集接收机” (PSA-CAAADR) 相比, ST2-DADBF 算法能够使智能天线和 RAKE 接收机联合参与自适应算法, 不需要对 RAKE 分支信道参数进行估计, 是一种真正的二维自适应算法. 针对多用户移动通信系统, 同时考虑到信道的时延扩展和空间角度弥散的影响, 本文给出了一种接收信号的通用模型, 基于该模型对 ST2-DADBF 算法进行了计算仿真. 仿真结果表明, ST2-DADBF 算法能够在空时二维域中捕获感兴趣用户的各个多径分量, 并将这些多径分量同步相干合成, 同时抑制其它用户在时域和空域形成的干扰, 因而可获得良好的误码率 (BER) 性能.

关键词: 空时并联结构; 智能天线; RAKE 接收机; 二维自适应 DBF 算法; 最优空时方向图

中图分类号: TN914.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 09-1483-04

A New Space-Time Parallel Interconnection and the 2-Dimension Adaptive Digital-Beamforming Algorithm for DS-CDMA Systems

J IANG Yong-quan^{1,2}, ZHOU Yuan-ping¹, WEI Yue³

(1. School of information science and technology, Zhongshan University, Guangzhou, Guangdong 510275, China;
2. Dept. of Electronic Engineering, Shantou University, Shantou, Guangdong 515063, China;
3. No. 515 Institute of CAST, Shantou, Guangdong 515041, China)

Abstract: For coded-division multiple access (CDMA) mobile communication receiving systems, a new space-time 2-dimension signal processing framework is presented in this paper, which is a kind of parallel interconnection of smart antenna and RAKE receiver (PF-SA&RR). Based on this framework the space-time 2-dimension adaptive digital-beamforming (ST2-DADBF) algorithm is given. Comparing with the 2-dimension RAKE receiver (2-DRR), the ST2-DADBF algorithm can implement optimal outputs of joint space- and time-domain without estimating delay-DOA's (Directions of Arrival). Comparing with the pilot symbol-assisted coherent adaptive antenna array diversity receiver (PSA-CAAADR), the ST2-DADBF algorithm is a genuine 2-dimension adaptive algorithm, which can combine smart antenna and RAKE receiver to perform adaptive algorithm without estimating parameters of RAKE fingers. Considering both effects of time-delay-dispersion and space-angle-dispersion of the channel, we present a general signal model for multiple-subscriber mobile communication system. Based on this model the computational simulations of the ST2-DADBF algorithm are done. Simulating results imply that the ST2-DADBF algorithm can catch each of the multi-path components of the interested user in 2-D space-time domain, and combine these components coherently and simultaneously, while suppress interferences caused by other users in time- and space-domain, hence improve bit error rate (BER) performance of the system.

Key words: space-time parallel interconnection; smart antennas; RAKE receiver; 2-D adaptive digital-beamforming algorithm; optimal space-time radio pattern

1 引言

移动通信信道是一种时变无线多径信道. 从时域上看多径表现为时延扩展, 从空域上看多径表现为角度弥散. 空域一维智能天线的自适应数字波束形成算法 (ADBF), 能够在空域自适应地跟踪感兴趣用户的入射方向, 但无法同时在时域跟踪感兴趣用户的各延时分量^[1]; 在直接序列扩频码分多址 (DS-SS) 移动通信接收系统中, 时域一维瑞克 (RAKE) 接收技术, 能够在时域提取感兴趣用户的各延时分量并实现相干合并, 但无法同时在空域跟踪感兴趣用户的入射方向^[2].

近年来, 已有学者开始研究智能天线与 RAKE 接收机的联合系统, 其中典型的系统有: 二维 RAKE 接收机 (2-DRR)^[3,4] 和导频符号辅助相干自适应天线阵列分集接收机 (PSA-CAAADR)^[5]. 2-DRR 首先利用智能天线形成 M 路空域输出, 接着对每路输出进行相关解扩后再进行 RAKE 合成. 2-DRR 算法依赖于对延时-波达方向 (DOA) 的估计, 但现有的 DOA 估计算法计算量较大且用户数量较大时算法可能失效. PSA-CAAADR 首先利用 M 个匹配滤波器组 (MF's) 分别捕获每个延时的符号矢量序列, 接着对每个符号矢量序列进行空域一维自适应处理形成 M 路并行输出, 最后再进行 RAKE 相干合并. 由于 RAKE 接收机并没有参与自适应算法, 因而 PSA-CAAADR 中的 RAKE 相干合并算法需要对每个 RAKE 分支信道参数进行估计, PSA-CAAADR 算法属于空域一维自适应算法.

本文提出了一种新的空时二维信号处理结构, 这是一种“智能天线与瑞克 (RAKE) 接收机的并联连接” (PF-SA&RR) 结构. PF-SA&RR 结构首先利用 $L(M+1)$ 个数字匹配滤波器 (DMF) 分别捕获各延时版本的基带调制符号序列, $L(M+1)$ 路符号序列与 $L(M+1)$ 个“空时二维权系数”线性组合形成空-时域联合输出. 空时二维权系数既是智能天线的权系数又是 RAKE 接收机的分支信道参数. 基于 PF-SA&RR 结构, 本文提出了空时二维自适应数字波束形成算法 (ST2-DADBF). 利用训练序列, ST2-DADBF 算法可获得最优空-时域联合输出, 且不需要对延时-DOA、RAKE 分支信道参数进行估计.

本文第 2、3 部分首先介绍了 2-DRR、PSA-CAAADR 的结构及算法, 第 4 部分提出了空时二维信号处理的 PF-SA&RR 结构, 讨论了 ST2-DADBF 的算法原理. 针对多用户移动通信系统, 同时考虑到信道的时延扩展和空间角度弥散, 第 5 部分提出了一种接收信号的通用数学模型, 基于这一模型对 ST2-DADBF 算法进行了计算仿真.

2 二维 RAKE 接收机 (2-DRR)

文献[3,4]给出的 2-DRR 方框图如图 1 所示. 对于某一感兴趣用户信号, 第 m 路 (共 M 路) 空域波束的输出

$$y_m(Nl+n) = w_m^H x(Nl+n), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中 $x(Nl+n)$ 表示天线阵列接收信号构成的列矢量序列, w_m 表示第 m 路空域波束的加权列矢量, H 表示共轭转置运算, N 表示一个基带符号持续期内的扩频码片数, 它代表了扩频增益, l 表示第 l 基带符号. $y_m(Nl+n)$ 经相关解扩输出的

基带信号

$$z_m(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c(n-m) y_m(Nl+n) \quad (2)$$

其中 $c(n)$ 表示感兴趣用户的扩频地址码序列. 2-DRR 总的输出信号

$$z(l) = \sum_{m=0}^{M-1} z_m(l) \quad (3)$$

2-DRR 算法中 w_m 的获得依赖于对延时-DOA 的估计. 常用的 DOA 估计算法有 Capon^[6]、MUSIC^[7]、ESPRIT^[8] 等算法, 这些算法计算量较大且用户数量较大时算法可能失效. 实际上, 图 1 结构中还缺少对 RAKE 接收机分支信道参数的估计, 式 (3) 算法无法保证 RAKE 的多路合并为相干合并.

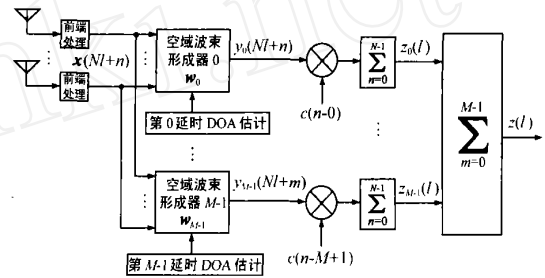


图 1 2-DRR 方框图

3 导频符号辅助相干自适应天线阵列分集接收机 (PSA-CAAADR)

文献[5]给出的 PSA-CAAADR 方框图如图 2 所示. 对于某一感兴趣用户信号, 第 m 个匹配滤波器组输出的符号矢量序列^[5]

$$y_m(l) = \frac{1}{T} \int_{t-mT}^{(l+1)T-mT} c^*(t-m) x(t) dt \quad (4)$$

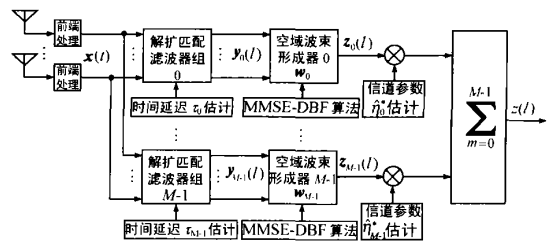


图 2 PSA-CAAADR 方框图

其中 $x(t)$ 表示天线阵列接收到的第 m 可分辨延时的基带扩频列矢量信号, $c(t)$ 为该感兴趣用户的地址码波形, t_m 为第 m 可分辨延时的时间延迟量, T 为基带符号持续期, * 表示共轭运算. $y_m(l)$ 经空域一维智能天线 DBF 算法, 第 m 路空域波束输出的符号序列

$$z_m(l) = w_m^H y_m(l) \quad (5)$$

其中智能天线加权列矢量 w_m 由最小均方误差 (MMSE) 自适应算法获得. PSA-CAAADR 总的输出信号

$$z(l) = \sum_{m=0}^{M-1} z_m(l) \quad (6)$$

其中 $\hat{\alpha}_m$ 为第 m 延时信道参数的估计量. 由于 RAKE 接收机并没有参与自适应算法, 因而式 (6) 算法需要对每个 RAKE 分支信道参数进行估计, PSA-CAAADR 算法属于空域一维自适应算法.

4 智能天线与 RAKE 接收机的并联结构及空时二维自适应 DBF 算法

与 2-DRR、PSA-CAAADR 不同, 如图 3 所示, 本文提出了一种新的空时二维信号处理结构, 这是一种“智能天线与瑞克接收机的并联连接”(PF-SA&RR) 结构. 其中 z^{-1} 表示单位延时器, 延时时间为一个扩频码片持续期 T_c . 第 m 抽头处 ($m=0, 1, \dots, M$) 接收到的零中频扩频调制列矢量序列

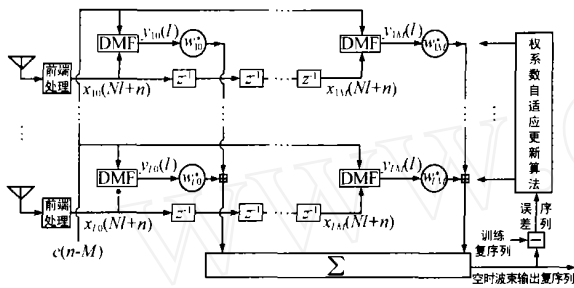


图 3 DS-CDMA 系统空时二维自适应 DBF 算法的结构框图

$$x_m(Nl+n) = x_0(Nl+n-m), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

其中 N 表示一个基带符号持续其内的扩频码片数, l 表示第 l 基带符号. $x_0(Nl+n)$ 表示第 0 抽头处天线阵列接收到的零中频扩频调制列矢量序列. $x_m(Nl+n) = [x_{1m}(Nl+n), \dots, x_{lm}(Nl+n), \dots, x_{Lm}(Nl+n)]^T$ 为 L 维列矢量序列, L 为智能天线的单元天线数量, T 表示转置运算, $x_{lm}(Nl+n)$ 表示第 l 个单元天线的第 m 个延时抽头处接收到的零中频扩频调制序列. 对于某一感兴趣用户信号, 经过数字匹配滤波器组的相关解扩处理, 第 m 抽头处输出的基带调制符号列矢量序列

$$y_m(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_i^*(n-M) x_m(Nl+n) \quad (8)$$

其中 $y_m(l) = [y_{1m}(l), \dots, y_{lm}(l), \dots, y_{Lm}(l)]^T$ 为第 l 个单元天线的第 m 个延时抽头处解扩得到的符号序列. $c_i(n-M)$ 表示与感兴趣用户最后到达的多径分量同步的扩频地址码序列. 由 5 中的分析可知, 最后一个抽头处输出的符号列矢量序列 $y_M(l)$ 主要由感兴趣用户最先到达的多径分量构成, 最前一个抽头处输出的符号列矢量序列 $y_0(l)$ 主要由感兴趣用户最后到达的多径分量构成. 式 (8) 算法使不同延时版本的符号列矢量序列 $y_m(l)$ 能够在不同抽头处得到同步输出, 从而避免了符号间干扰 (ISI). PF-SA&RR 系统的空-时域联合输出信号

$$z(l) = \sum_{m=0}^M w_m^H y_m(l) \quad (9)$$

其中 $w_m = [w_{1m}, w_{2m}, \dots, w_{lm}, \dots, w_{Lm}]^T$ 为第 m 个延时抽头处的阵列天线加权矢量, w_{lm} 表示第 l 个单元天线的第 m 个延时抽头处的加权系数. PF-SA&RR 系统共有 $L(M+1)$ 个空时二维权系数, 由这 $L(M+1)$ 个权系数按如下方法构成的 $L(M+1)$ 维系数列矢量用 W 表示

$$W = [w_0^T, w_1^T, \dots, w_m^T, \dots, w_M^T]^T \quad (10)$$

由 $M+1$ 个列矢量序列 $y_m(l)$ 按如下方法构成的 $L(M+1)$ 维列矢量序列用 $Y(l)$ 表示

$$Y(l) = [y_0^T(l), y_1^T(l), \dots, y_m^T(l), \dots, y_M^T(l)]^T \quad (11)$$

则式 (9) 可改写为

$$z(l) = W^H Y(l) \quad (12)$$

空时权系数列矢量 w 通过自适应算法获得其最优估计 W_{opt} . 设训练信号的基带理想复本序列用 $d(n)$ 表示, 则 ST2-DADBF 输出序列的均方误差 (MSE)

$$(n) = E\{[d(n) - W^H(n) Y(n)][d(n) - W^H(n) Y(n)]^*\} \quad (13)$$

其中 $E\{\cdot\}$ 表示集合域统计平均. 以 MSE 作为目标函数, 在最小均方误差 (MMSE) 优化准则下, w 的最优维纳解^[9]

$$W_{opt} = E^{-1}[Y(n) Y^H(n)] E[Y(n) d^*(n)] \quad (14)$$

对于各态遍历二阶平稳随机过程, 集合域统计平均可用时间域统计平均代替. 式 (14) 的最优权矢量算法称为“直接矩阵求逆法”(DMI). 由于输入列矢量的维数较高, DMI 算法计算量相对较大. 按最速下降法, 用瞬时梯度估计代替集合域统计梯度平均, 最小均方误差 (LMS)^[9] 自适应算法权矢量的更新方程为

$$W(n+1) = W(n) + \mu[d^*(n) - W^T(n) Y^*(n)] Y(n) \quad (15)$$

其中 μ 为迭代步长, μ 值越大收敛速度越快, 但 μ 过大将导致算法发散. 迭代起始, 令 $n=0$, 权矢量初值 $W(0) = [0, 0, \dots, 0]^T$. 按式 (15) 算法逐步更新, 可得到权矢量 w 的最优估值 W_{opt} .

以上给出了 W_{opt} 估计的 DMI 和 LMS 算法. W_{opt} 的估计同样可由递归最小二乘算法 (RLS) 获得, 这里不再赘述. 一旦获得了 W_{opt} , 便可由式 (12) 或式 (9) 计算 ST2-DADBF 的最优输出. ST2-DADBF 算法对智能天线和 RAKE 接收机进行了联合优化, 只需一路自适应算法便可获得最优空-时域联合输出, 是一种真正的空时二维的自适应算法, 可自适应地在空时二维域中实现与信道的最优匹配. 最优空时波束用空时方向图来描述, 空时方向图由各延时方向图组成. 第 m 个延时抽头处的方向图

$$f_m(\cdot) = |w_m^H(\cdot)|, \quad m=0, 1, \dots, M \quad (16)$$

其中 (\cdot) 为阵列方向控制列矢量.

5 计算仿真

5.1 信号模型

设多用户系统共有 I 个用户, 用户信号的最大延时扩展为 M 个扩频码片持续期, 相同的延时扩展中含有 P 个多径入射方向. 则第 0 抽头处天线阵列接收到的零中频扩频调制列矢量序列可表示为

$$x_0(Nl+n) = \sum_{i=1}^I \sum_{k=0}^{M-P} \sum_{p=1}^P c_{kp}^{(i)} c_i(n-k) \tilde{s}_i(Nl+n-k) + \tilde{n}(n) \quad (17)$$

其中 $c_{kp}^{(i)}$ 表示第 1 天线单元接收到的第 i 用户第 k 延时的第

p 入射方向多径信号的复振幅, $c_i(n)$ 表示第 i 用户的扩频地址码序列, $c_i(n)\tilde{s}_i(Nl+n)$ 表示第 i 用户的零中频扩频调制序列. $(i)_{kp}$ 表示第 i 用户第 k 延时的第 p 入射方向对应的阵列方向控制列矢量, 阵列方向控制矢量反映了不同入射方向在阵元间形成的空间相位差. $\tilde{n}(n)$ 表示信道噪声列矢量序列, 相对于多用户干扰(MAI)和多径码片间干扰(ICI) $\tilde{n}(n)$ 可忽略不计. 第 m 个延时抽头处接收到的零中频扩频调制列矢量序列可表示为

$$x_m(Nl+n) = \sum_{i=1}^I \sum_{k=0}^M \sum_{p=1}^P (i)_{kp} c_i(n-k-m)\tilde{s}_i(Nl+n-k-m) \quad (18)$$

将式(18)代入到式(8), 利用地址码的互相关和自相关特性整理得

$$y_m(l) = \sum_{p=1}^P (i)_{(M-m)p} (i)_{(M-m)p} s_i(l) + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^M \sum_{p=1}^P (i)_{kp} r_{k(M-m)}(l) + \frac{1}{N} \sum_{j=0}^I \sum_{k=0}^M \sum_{p=1}^P (j)_{kp} (j)_{kp} (l) \quad (19)$$

其中 $s_i(l)$ 为感兴趣用户的基带调制序列, $r_{k(M-m)}(l)$ 表示自相关序列, (l) 表示互相关序列. 式(19)中的后两项为干扰项, 在仿真计算中用复加性高斯白噪声(AWGN)列序列 $n(l)$ 代替, 则式(19)简化为

$$y_m(l) = \sum_{p=1}^P (i)_{(M-m)p} (i)_{(M-m)p} s_i(l) + n(l) \quad (20)$$

阵列方向控制列矢量 $(i)_{(M-m)p}$ 是入射方向、天线阵列空间分布的函数. 对于相邻阵元距离为 d 的均匀线阵, 入射方向为 θ 的阵列方向控制列矢量

$$(i)_{(M-m)p} = [1, e^{j(2\pi/\lambda)d \sin \theta}, \dots, e^{j(2\pi/\lambda)(L-1)d \sin \theta}]^T \quad (21)$$

其中 λ 表示射频载波的波长, θ 为入射方向与阵列法线的夹角.

5.2 仿真系统与仿真结果

均匀线阵的阵元数目 $L=8$, 相邻阵元间的距离为半个射频波长 ($d=\lambda/2$), 用户信号的最大延时扩展 $M=15$ 个扩频码片持续期, 对每一阵元天线的接收信号引入 16 个 RAKE 延时抽头. 用户发射信号的调制方式采用四相相移键控(QPSK). 仿真过程中, 事先指定训练二进制码, 接收机按 QPSK 调制方

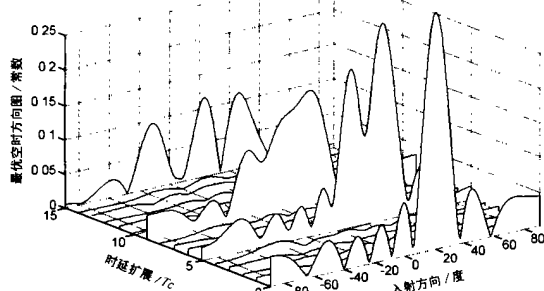


图4 最优空时方向图(SINR = 5dB)

式产生训练二进制码的理想调制复本 $d(n)$. 感兴趣用户基带二进制码用随机码发生器产生, 按 QPSK 调制方式根据式(20)、(21)算法产生仿真信号. 作为仿真举例, 假设的信道参数由表 1 给出. 自适应算法采用 LMS 算法. 信号与干扰噪声比(SINR)按下式计算

$$SINR = \frac{\sum_{k=1}^K |n(k)|^2}{(M+1)E[|n(l)|^2]} \quad (22)$$

当 SINR = 5dB 时, 图 4 给出了 ST2D-ADBF 算法的最优空时方向图, 图 5 给出了 BER 与 SINR 的关系曲线.

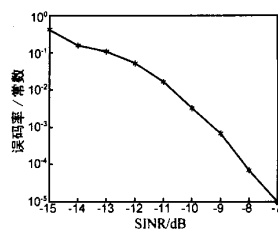


图5 ST2D-ADBF 算法的 BER 与 SINR 的关系曲线

表 1 多径信号参数表

时延扩展 / 入射方向	$k=0$	$k=5$	$k=9$	$k=15$
$p=1$	$\theta_1 = 20^\circ$ $\theta_1 = e^{j45^\circ}$	$\theta_1 = 10^\circ$ $\theta_1 = 0.6e^{j115^\circ}$	$\theta_1 = -20^\circ$ $\theta_1 = 0.3e^{j135^\circ}$	$\theta_{15,1} = 30^\circ$ $\theta_{15,1} = 0.3e^{j25^\circ}$
$p=2$	无	$\theta_2 = 30^\circ$ $\theta_2 = 0.8e^{j15^\circ}$	$\theta_2 = 0^\circ$ $\theta_2 = 0.5e^{j5^\circ}$	$\theta_{15,2} = 0^\circ$ $\theta_{15,2} = 0.3e^{j05^\circ}$
$p=3$	无	无	$\theta_3 = 20^\circ$ $\theta_3 = 0.6e^{j175^\circ}$	$\theta_{15,3} = -30^\circ$ $\theta_{15,3} = 0.3e^{j75^\circ}$

6 结束语

仿真结果表明, ST2D-ADBF 算法能够对智能天线和 RAKE 接收机进行联合优化, 是一种真正的二维自适应算法. 从空域上看, 每个延时波束都能够对准相应的入射方向形成窄波束, 方向图的旁瓣和零点抑制了来自其它方向上的干扰. 在那些没有感兴趣多径信号的延时抽头处, 相应的延时方向图幅值较小, 从而抑制了来自这些抽头处的干扰. 从时域上看, 各延时波束的输出信号能够进行相干合成, 使空时联合输出的 SINR 最大. 输入 SINR 越大, ST2D-ADBF 算法的误差越小, 其跟踪感兴趣用户各多径信号的能力越强, 最优空时联合输出的误码率越小. 当 $SINR \geq -7$ dB 时最优空时联合输出的误码率已小于 10^{-5} , ST2D-ADBF 算法具有良好的误码率性能.

参考文献:

[1] J Razavilar, F Rashid-Farrokh, K J Ray Liu. Software radio architecture with smart antennas: A tutorial on algorithms and complexity[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(4): 662 - 676.

[2] J S Lee, L E Miller. CDMA System Engineering Handbook[M]. USA: Artech House Inc. 1998.

[3] Jinho Choi. A receiver of simple structure for antenna array CDMA systems[J]. IEEE Trans Vehicular Tech, 1999, 48(5): 1332 - 1340.

[4] T Inoue, Y Karasawa. Two-dimensional RAKE reception scheme for DS/CDMA systems in DBF antenna configuration[A]. IEEE 47th Vehicular Technology Conference, Proceeding (3) [C]. AZ, USA: Phoenix, 1997. 2228 - 2232. (下转第 1519 页)

波系统的研究[J]. 强激光与粒子束, 2002, 14(6): 905 - 910.

- [5] 段兆云, 宫玉彬, 王文祥, 等. 翼片加载螺旋线慢波系统的特性分析[J]. 电子科技大学学报, 2003, 32(4): 403 - 408.
- [6] 周文表. 金属屏蔽介质杆支持的实用螺旋线结构的相速计算[J]. 电子学通讯, 1975, (1): 1 - 30.
- [7] P K Jain. Effect of the finite thickness of the helix wire on the characteristics of the helical slow-wave structure of a traveling-wave tube[J]. IEEE Transactions on ED, 1987, 34(5): 1209 - 1213.
- [8] M V Kartikeyan. A study of radially thick helix: equivalent circuit approach[J]. IEEE Transactions on ED, 1992, 39(8): 1961 - 1965.
- [9] S Ghosh. Rigorous tape analysis of inhomogeneously loaded helical slow wave structures[J]. IEEE Transaction on ED, 1997, 44(7): 1158 - 1168.
- [10] Stefano D 'Agostino. Accurate analysis of helix slow-wave structures [J]. IEEE Transaction on ED, 1998, 45(7): 1605 - 1613.
- [11] M V Kartikeyan. Effective simulation of the radial thickness of helix for road band practical TWT's[J]. IEEE Transaction on Plasma Science, 1999, 27(4): 1115 - 1123.
- [12] H P Freund, E G Zaidman, T M Antonsen, Jr. Theory of helix traveling wave tubes with dielectric and vane loading [J]. Phys Plasmas, 1996, 3(8): 3146 - 3161.
- [13] J R Pierce. Traveling Wave Tubes[M]. Princeton NJ: Van Nostrand, 1950.

作者简介:



研究工作; E-mail: zhyduan @sohu.com.

段兆云 男, 1972年12月出生于四川省绵阳市, 1995年毕业于电子科技大学无线电技术专业, 2000年攻读电子科技大学物理电子学专业硕士学位, 2002年提前攻读电子科技大学物理电子学专业博士学位, 现为电子科技大学物理电子学院博士研究生, 目前主要从事电磁场理论, 计算电磁学, 宽带高功率微波源和 CAD 等方面的研究工作;



宫玉彬 教授, 博士生导师, 1989年毕业于长春理工大学激光器件与技术专业, 获理学学士学位, 1992年毕业于电子科技大学电子物理与器件专业, 获硕士学位, 1994年于电子科技大学物理电子学专业攻读在职博士, 1998年毕业获博士学位, 1997年7月到1998年7月, 赴香港城市大学(City University of Hong Kong)学习进修, 进行电磁散射方面的研究工作, 科研工作主要集中在大功率微波电真空器件、高功率微波、微波元器件的基础研究领域, 在宽带大功率行波管新型慢波系统、注波相互作用和大功率微波管的频带连接方面做了大量工作, 发表70多篇学术论文, 获省部级奖励四项。

(上接第 1486 页)

- [5] S Tanaka, A Harada, M Sawahashi, F Adachi. Experiments on coherent adaptive antenna array diversity for wideband DS-CDMA mobile radio [J]. IEEE Trans Selected Areas in Communications, 2000, 18(8): 1495 - 1504.
- [6] J Capon. High resolution frequency-wavenumber spectral analysis[J]. Proc of IEEE, 1969, 57(8): 1408 - 1418.
- [7] R O Schmidt, R E Franks. Multiple source DF signal processing: An experimental system[J]. IEEE Trans Antenna and Propagation, 1986, 34(3): 281 - 290.
- [8] R Roy, T Kailath. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotation invariance techniques [J]. IEEE Trans Acoustic, Speech and Signal Processing, 1989, 37(7): 984 - 995.
- [9] S Haykin. Adaptive Filter Theory[M]. USA: Prentice Hall, 1996.

作者简介:



姜永权 男, 1965年出生于辽宁省瓦房店市, 分别于1988、1991年毕业于大连理工大学、中国空间技术研究院, 获工学学士、硕士学位, 现为汕头大学电子工程系副教授、硕士生导师, 中山大学信息科学与技术学院博士研究生, 主要研究领域包括高速移动通信中的智能天线、OFDM、空间分集处理等。

周渊平 男, 1955年7月出生于重庆市, 博士(美国), 中山大学电子与通信工程系教授、博士生导师, 主要研究领域包括无线通信智能天线技术、空时域信号分集、最优接收技术, CDMA 及 OFDM 通信系统等。