

满速率满分集优化的单频网发射信号

沈莹, 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】针对分布式发射天线单频网, 设计了3种发射信号及针对第一种发射信号的优化方案。首先通过误对概率分析, 推导出满速率单频网能获得的分集度, 设计了一种能达到该分集度的发射信号和具有满分集度的2种发射信号。然后针对第一种发射信号, 提出了基于异步时延的子载波交织分组的信号优化方法, 在接收机位置与性能之间建立了一种折中关系。仿真结果表明, 设计的满分集发射信号能获得8 dB左右增益, 优化后的发射信号能获得5~9 dB增益。

关键词 异步时延; 分集度; 误对概率; 单频网

中图分类号 TN914

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.05.006

Full-Diversity Full-Rate Optimum Transmit Signal for SFN

SHEN Ying and TANG You-xi

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract To improve performance of single frequency networks employing distributed transmit antennas, some transmit signals are introduced in this paper. Pair-wise error probability is derived and one transmit signal is proposed to obtain the achievable diversity order. Then, two full-diversity (maximum diversity) transmit signal design methods are proposed. To optimize the first proposed transmit signal, one interleaved-partition subcarrier grouping scheme, establishing a tradeoff between receivers' location and performance, is introduced. Simulation results are presented in a representative scenario to demonstrate the performance gains offered by the proposed transmit signals.

Key words asynchronous delay; diversity order; pair-wise error probability; single frequency networks

在单频网中, 分布在不同地理位置的各个发射天线, 同时在相同的频率发射相同的信号。与传统的单天线系统相比, 单频网具有覆盖更均匀、接收更可靠和易于扩展等特点^[1-3]。单频网采用正交频分复用(OFDM)技术对抗多径信道带来的符号间干扰(ISI)^[4]。虽然OFDM技术能有效抑制ISI, 但却无法解决部分子信道因深衰落而导致的信号检测概率低的问题。目前, 在集中式多天线OFDM系统中, 采用空频码技术解决该问题^[5-9]。

已有的空频码技术不能直接应用于单频网中, 这是因为, 现有的空频码技术针对的都是不同发射天线信号同步到达接收端的集中式多天线系统。而在单频网中, 分布在不同地理位置的各个发射天线到达接收端的距离可能不同, 各发射天线的信号就可能异步到达接收端。因此, 为了提高单频网的系统性能, 有必要研究适合于单频网的发射信号设计方法。

1 系统模型

考虑一个带有 M_T 根分布式发射天线的单频网。在发射端, 数据经过调制、发射信号设计、 N 点OFDM调制、添加循环前缀后, 从 M_T 根发射天线发射出去。

假设发射端与带有 M_R 根集中式天线的接收端之间的信道是准静态信道, 将发射天线 p (TX $_p$)与接收天线 q (RX $_q$)之间的信道建模为带有抽头系数的抽头延迟线模型:

$$h_{q,p}(k) = \sqrt{d_p^{-r} \epsilon_p} \sum_{l_p=0}^{L_p-1} \alpha_{q,p,l_p} \delta(k - l_p - g_p) \quad (1)$$

式中 d_p^{-r} 为TX $_p$ 到达接收端的路径损耗; d_p 为TX $_p$ 到达接收端的距离; r 为路径损耗指数; ϵ_p 为对数正态分布随机变量, 表示TX $_p$ 与接收端之间的阴影效应; $10 \lg \epsilon_p$ 为均值为0、标准方差为 σ_ϵ 的高斯随机变量; α_{q,p,l_p} 为均值为0、方差为 σ_{p,l_p}^2 的复高斯随机变量。

收稿日期: 2009-02-16; 修回日期: 2009-12-28

基金项目: 国家自然科学基金(60572090, 60832007, 60602009); 教育部博士点基金(20050614009)

作者简介: 沈莹(1980-), 男, 博士, 主要从事MIMO、OFDM技术方面的研究。

量, 表示TX_p与RX_q间第l_p个信道抽头的系数; g_p为示TX_p到达接收端的异步时延。假设在TX_p与RX_q间有L_p个相互独立的信道抽头, 且不同发射天线与接收端之间的阴影是不相关的, 设M_T根发射天线与接

$$y_q(n) = c(n) \sum_{p=1}^{M_T} \sum_{l_p=0}^{L_p-1} \sqrt{d_p^{-r} \varepsilon_p} \alpha_{q,p,l_p} \exp\left(-j \frac{2\pi n(l_p + g_p)}{N}\right) + w_q(n) = c(n) H_q(n) + w_q(n) \quad (2)$$

式中 c(n) 为经过发射信号设计后第n个子载波上的发射信号; w_q(n) 为均值为零、方差为σ_w²的高斯随机变量, 表示RX_q第n个子载波上的加性噪声。

2 发射信号设计

2.1 信号设计准则

基于上述系统模型, 本节通过误对概率分析, 得到发射信号设计应该遵循的准则。

基于式(2), 接收端M_R根天线收到的所有子载波上的信号可以表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (3)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{h} &= [\mathbf{h}_1^T, \mathbf{h}_2^T, \dots, \mathbf{h}_{M_R}^T]^T \\ \mathbf{y} &= [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \dots, \mathbf{y}_{M_R}^T]^T \\ \mathbf{y}_q &= [y_q(0), y_q(1), \dots, y_q(N-1)]^T \quad q = 1, 2, \dots, M_R \\ \mathbf{A} &= \mathbf{I}_{M_R} \otimes \text{diag}(\mathbf{c}) \quad \mathbf{c} = [c(0), c(1), \dots, c(N-1)]^T \\ \mathbf{w} &= [\mathbf{w}_1^T, \mathbf{w}_2^T, \dots, \mathbf{w}_{M_R}^T]^T \\ \mathbf{w}_q &= [w_q(0), w_q(1), \dots, w_q(N-1)]^T \\ \mathbf{h}_q &= [H_q(0), H_q(1), \dots, H_q(N-1)]^T \end{aligned}$$

令A与Ã分别由c和c̃组成(c、c̃是两个不同的码块), 在假设c被发射的情况下, 以{ε_p}_{p=1}^{M_T}为条

$$\begin{aligned} \Phi &= \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ \xi_N^{g_1} & \dots & \xi_N^{(L_1+g_1-1)} & \dots & \xi_N^{g_{M_T}} & \dots & \xi_N^{(L_{M_T}+g_{M_T}-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \xi_N^{(N-1)g_1} & \dots & \xi_N^{(N-1)(L_1+g_1-1)} & \dots & \xi_N^{(N-1)g_{M_T}} & \dots & \xi_N^{(N-1)(L_{M_T}+g_{M_T}-1)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

式中 ξ_N = exp(-j2π/N)。

运用Kronecker乘积的属性^[11], 可得出 R = M_Rrank{diag(c - c̃)D}。如果diag(c - c̃)满秩, 由于θ、σ是满秩矩阵, 可得出 R = M_Rrank{diag(c - c̃)D} = M_Rrank{Φ}。因为Φ是一个N×L的Vandermonde矩阵, 其秩满足 max_{p=1,2,...,M_T}{L_p} ≤ Z ≤ L, 所以系统能获得的分集度为 R = M_RZ。

如前所述, 系统能获得M_RZ分集度的前提是diag(c - c̃)满秩。为了达到该目的, 可以根据格理

收端之间的信道抽头总数 L = ∑_{p=1}^{M_T} L_p 小于子载波总数N, 在接收端, 经过循环前缀移除、OFDM解调后, RX_q的第n个子载波上的接收信号可以表示为:

件的满速率单频网误对概率(PEP)为^[10]:

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \tilde{\mathbf{c}} | \{\varepsilon_p\}_{p=1}^{M_T}) \leq \left(\frac{2R-1}{R-1} \right) \beta^{-R} \left(\prod_{v=1}^R \lambda_v \right)^{-1} \quad (4)$$

式中 β 为平均信噪比; R 为相关矩阵 A = (A - Ã)E{hh^H}(A - Ã)^H 的秩, 称为分集度;

∏_{v=1}^R λ_v 为A非零特征值的乘积, 称为分集乘积。

为了降低误对概率, 根据式(4), 发射信号的设计应该遵循以下准则:

- (1) 使R尽可能大的分集度准则;
- (2) 使分集乘积尽可能大的分集乘积准则。

2.2 分集度分析和达到理论分集度的信号设计

基于式(4), 首先分析系统能获得的分集度, 然后设计能达到该分集度的发射信号。

由节2.1可知, 要得到期望的分集度, 必须确定A的秩。根据系统模型, 相关矩阵A可以进一步写为 A = (A - Ã){I_{M_R} ⊗ (DD^H)}(A - Ã)^H, 其中⊗表示Kronecker乘积, 且:

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \Phi \boldsymbol{\theta} \boldsymbol{\sigma} \\ \boldsymbol{\theta} &= \text{diag}(\sqrt{d_1^{-r} \varepsilon_1} \mathbf{1}_{L_1}^T, \sqrt{d_2^{-r} \varepsilon_2} \mathbf{1}_{L_2}^T, \dots, \sqrt{d_{M_T}^{-r} \varepsilon_{M_T}} \mathbf{1}_{L_{M_T}}^T) \\ \boldsymbol{\sigma} &= \text{diag}(\sigma_{1,0}, \dots, \sigma_{1,L_1-1}, \dots, \sigma_{M_T,0}, \dots, \sigma_{M_T,L_{M_T}-1}) \end{aligned} \quad (5)$$

论^[12], 将发射信号设计为 c = Gb, 其中G为满足 N×N的生成矩阵^[12], b为调制后、等待信号设计的信息。如此设计得到的发射信号就能达到 M_RZ 的分集度。

2.3 满分集发射信号设计

根据节2.2的分析, 系统在理论上能达到的最大分集度为 M_RL, 以下设计2种能获得最大分集度的发射信号。

2.3.1 获满分集发射信号方法一

假设 L < N (在实际情况中, 此场景是存在的),

从式(5)关于 Φ 的表达式可知, 如果对于任意的 $\gamma=1,2,\dots,M_T$ 、 $\kappa=1,2,\dots,M_T$ 、 $\gamma \neq \kappa$, 都有 $\xi_N^{(g_\gamma+l_\gamma)} \neq \xi_N^{(g_\kappa+l_\kappa)}$, 则 Φ 是 $N \times L$ 的列满秩矩阵, 从而

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ \xi_N^{g_1} & \dots & \xi_N^{(L_1+g_1-1)} & \dots & \xi_N^{(g_{M_T}+(M_T-1)G)} & \dots & \xi_N^{(L_{M_T}+g_{M_T}+(M_T-1)G-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \xi_N^{(N-1)g_1} & \dots & \xi_N^{(N-1)(L_1+g_1-1)} & \dots & \xi_N^{(N-1)(g_{M_T}+(M_T-1)G)} & \dots & \xi_N^{(N-1)(L_{M_T}+g_{M_T}+(M_T-1)G-1)} \end{bmatrix}$$

其中 $G = \max_{p=1,2,\dots,M_T} \{L_p + g_p\}$, Φ 就是一个列满秩的矩阵。这是因为, 对于任意的 $\gamma \neq \kappa$, 均能满足 $\xi_N^{g_\gamma+l_\gamma+\gamma(G-1)} \neq \xi_N^{g_\kappa+l_\kappa+\kappa(G-1)}$ 。为了使 Φ 具有上述形式, 可以将基于节2.2设计出来的信号 $c(n)$ 复制 M_T 份, 然后针对第 p ($p=0,1,\dots,M_T-1$) 份信号乘以对应的相位因子 ξ_N^{pG} , 作为天线 p 的发射信号, 所设计出来的信号就能使 Φ 满足上述形式, 从而获得满分集度 $M_R L$ 。

另外, 根据傅里叶变换的性质, 针对第 p 份信号

$$\tilde{\Phi} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ \xi^{g_1} & \dots & \xi^{(L_{M_T-1}+g_{M_T})} & \dots & \xi^{(L_{M_T-1}+g_{M_T}+(M_T-1)G)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \xi^{(N-1)g_1} & \dots & \xi^{(N-1)(L_{M_T-1}+g_{M_T})} & \dots & \xi^{(N-1)(L_{M_T-1}+g_{M_T}+(M_T-1)G)} \end{bmatrix}_{N \times M_T L}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_{M_T} & \mathbf{0}_{M_T} & \dots & \mathbf{0}_{M_T} \\ \mathbf{0}_{M_T} & \mathbf{1}_{M_T} & \dots & \mathbf{0}_{M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{M_T} & \mathbf{0}_{M_T} & \dots & \mathbf{1}_{M_T} \end{bmatrix}_{M_T L \times L}$$

根据秩的性质, 在 $M_T L < N$ 的条件下(在实际情况中, 此场景是存在的), 可以得到 $\text{rank}\{\Phi\} = \text{rank}\{\tilde{\Phi}\Gamma\} = \text{rank}\{\Gamma\} = L$ 。因此, 上述方法设计的发射信号能获得满分集度。

2.4 优化发射信号

假设 $N=VL$, 将 N 个子载波分为 V 组长度为 L 的相互交织而不重叠的子载波组(注意, 当 $N \neq VL$ 时, 可以将剩余长度不足 L 的子载波组成一组)。将 $c_i = \tilde{G}b_i$ (其中 \tilde{G} 为满足 $L \times L$ 的生成矩阵^[12]) 构造得到的信号映射到第 i 组子载波上, 第 i 组子载波上的信号可以用集合 $\{c(i+vk)\}_{k=0}^{L-1}$ 表示, 其中 v 表示交织深度。可以通过与节2.2相似的推导方法证明, 采用子载波交织分组得到的发射信号, 能获得与节2.2发射信号相同的分集度 $M_R Z$ 。

在假设能达到最大分集度的前提下(在实际情况中, 此场景是存在的), 基于上述发射信号的分集

就得到最大分集度 $M_R L$ 。但是, 在实际中, 条件 $\xi_N^{(g_\gamma+l_\gamma)} \neq \xi_N^{(g_\kappa+l_\kappa)}$ 不一定满足。换一个角度, 如果 Φ 是具有如下形式的 $N \times L$ 矩阵:

采用循环移位 pG 的方法代替乘以相位因子 ξ_N^{pG} 的方法, 可得到具有相同效果的发射信号。

2.3.2 获满分集发射信号方法二

除了节2.3.1所述方法外, 将基于节2.2设计出来的信号 $c(n)$ 复制 M_T 份, 针对第 p 份信号乘以相位因子 ξ_N^{pG} / \sqrt{N} , 然后将该 M_T 份信号进行叠加, 作为 M_T 根发射天线的发射信号。基于该方法设计的发射信号, 可以推导出 $\Phi = \tilde{\Phi}\Gamma$, 其中:

乘积可以表示为:

$$\prod_{r=1}^{M_R L} \lambda_r = (\|c_i - \tilde{c}_i\|_F^2 \|\theta\|_F^2 \|\sigma\|_F^2)^{M_R} (\det\{\mathbf{R}_i \mathbf{R}_i^H\})^{M_R}$$

式中 $\|\cdot\|_F$ 表示Frobenious范数; $\det\{\cdot\}$ 表示求行列

式: $\det\{\mathbf{R}_i \mathbf{R}_i^H\} = \prod_{\substack{s,k=1 \\ s>k}}^{M_T} \prod_{\substack{l_s=0, l_k=0 \\ l_s-1, l_k-1}}^{L_s-1, L_k-1} |\xi^{v(g_s+l_s)} - \xi^{v(g_k+l_k)}|^2$ 。从

$\det\{\mathbf{R}_i \mathbf{R}_i^H\}$ 的表达式可知, $\det\{\mathbf{R}_i \mathbf{R}_i^H\}$ 依赖于交织深度 v 、异步时延 $\{g_p\}_{p=1}^{M_T}$ 以及信道抽头 $\{l_p\}_{p=1}^{M_T}$ 。在确定信道模型时, 发射端可以通过离线计算的方法获得信道抽头的信息。而单频网中, 由于接收端的移动性, 发射端不可能知道确切的异步时延值。尽管如此, 发射端可以通过选择适当的交织深度 v , 使分集乘积尽可能的大。以图1和图2所示的两个不同交织深度 v 下对应的 $\det\{\mathbf{R}_i \mathbf{R}_i^H\}$ 相位因子为例, 图2反映的分集乘积一定大于图1反映的分集乘积。这是因为图2中相位因子间的距离大于图1中相位因子间的距离, 因而图2对应的 $\det\{\mathbf{R}_i \mathbf{R}_i^H\}$ 必然大于图1对应的 $\det\{\mathbf{R}_i \mathbf{R}_i^H\}$ 。图中, γ_p 是相位因子为1时第 p 根发射天线的相位因子集合, $\gamma_{p,v}$ 是相位因子为 v 时第 p 根发射天线的相位因子集合。

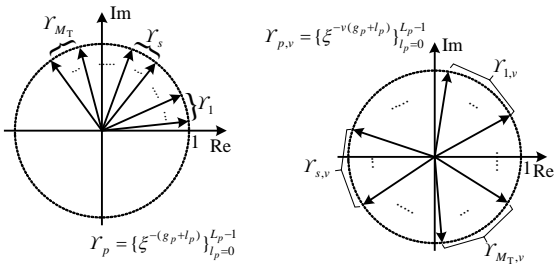


图1 $v=1$ 时的相位因子图 图2 选择恰当 v 时的相位因子图

交织深度不能随意选择。注意到当 $\sum_{p,l=1, p \neq l}^{M_T} |g_p - g_l|$ 比较大时, 接收机很可能接近所有发射天线中的一根或者几根, 意味着此时接收端的接收信噪比较大; 相反, 说明接收机很可能远离所有发射天线, 意味着接收端的接收信噪比较小。因此, 为了让远离所有发射天线的接收端获得较大的分集乘积, 在接收机位置与性能之间取得一个折中, 交织深度可根据 $\lfloor N/L \rfloor \leq v \leq \lfloor N/G \rfloor$ 选择, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整数。

3 仿真验证

本文通过计算机仿真对理论分析的正确性进行验证。考虑如图3所示的一个典型场景, 图中, 圆形表示发射天线, 三角形表示接收机。假设接收机在4根天线围成的正方形中均匀分布。仿真采用BPSK调制、两径不相关瑞利衰落信道理想估计。各参数为: 子载波总数=512、循环前缀长度=128、 $\sigma_\epsilon = 4.8$ dB、 $r = 4$ 、 $D = 500$ m。将图中的坐标原点作为参考点; 根据均匀分布产生100个可能的接收机位置, 对每个位置进行仿真后, 取平均PEP(\overline{PEP}); 以 \overline{PEP} 作为仿真结果的纵坐标, 以参考位置处的平均信噪比作为横坐标。

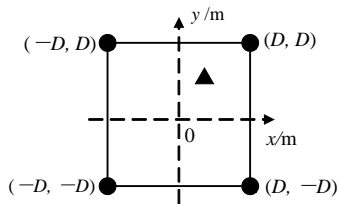


图3 仿真场景示意图。

图4比较了3种发射信号设计方案下的系统性能。从图中可以看出, 对发射信号进行设计后的性能好于没有对发射信号进行设计的性能(在 \overline{PEP} 为 2×10^{-3} 时, 最大能获得8 dB左右的增益)。同时可以看出, 方案2和方案3的性能好于方案1的性能, 这是因为方案2和方案3是满分集信号。

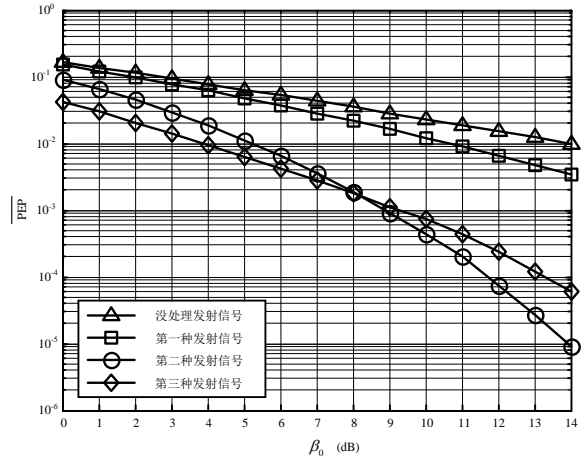


图4 不同发射信号设计方案的仿真结果

图5给出了采用优化发射信号方案、交织深度 v 分别为1、8、16、32、64的仿真结果。从图中可以看出, $\overline{PEP} = 10^{-3}$ 时, 优化后的发射信号较 $v=1$ 时的发射信号的性能提高了5~9 dB。

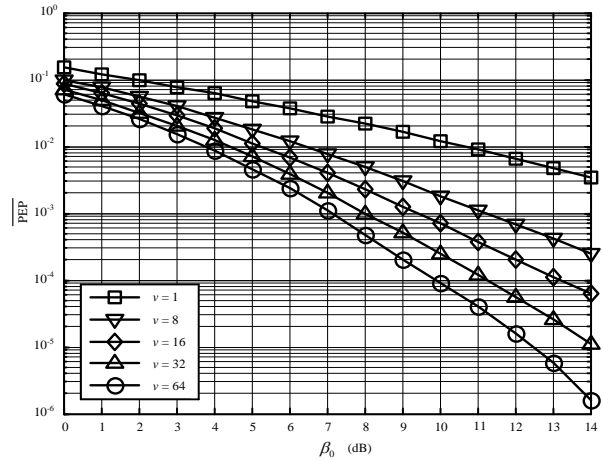


图5 发射信号优化设计方案

4 结论

本文针对单频网, 设计了具有满分集度的发射信号, 提出了基于异步时延的子载波交织分组信号优化方法, 该方法在接收机位置与性能之间建立了一种折中关系。仿真结果表明, 优化后的发射信号能获得5~9 dB的增益。

参考文献

[1] MATTSSON A. Single frequency networks in DTV[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2005, 51(4): 413-422.
 [2] PARK S I, LEE J Y, KIM H M, et al. Transmitter identification signal analyzer for single frequency network[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(3): 383-393.

- 学报, 2005, 25(20): 16-20.
- MENG Jin, MA Wei-ming, ZHANG Lei, et al. EMI Evaluation of power converters considering IGBT switching transient modeling[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(20): 16-20.
- [5] LAI J, HUANG Xu-dong, CHEN Shao-tang, et al. EMI Characterization and simulation with parasitic models for a low-voltage high-current AC motor drive[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2004, 40(1): 178-185.
- [6] 孟 进, 马伟明, 张 磊, 等. 考虑PWM 调制策略的逆变器共模和差模干扰源模型[J]. 电工技术学报, 2007, 22(12): 92-97.
- MENG Jin, MA Wei-ming, ZHANG Lei, et al. DM and CM EMI sources modeling for inverters considering the PWM strategies[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(12): 92-97.
- [7] 和军平, 姜建国, 陈 为. 离线式PWM 变换器电磁干扰传播通道模型的研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(4): 56-60.
- HE Jun-ping, JIANG Jian-guo, CHEN Wei. Study of the model of the EMI coupling paths of an off-Line PWM converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(4): 56-60.
- [8] ANDRZEJ M, KONSTANTIN B, LI Y, et al. A novel random PWM technique with low computational overhead and constant sampling frequency for high-volume, low-cost applications[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2005, 20(1): 116-122.
- [9] TSE K K, CHUNG H S H, HUI S Y, et al. Analysis and spectral characteristics of a spread-spectrum technique for conducted EMI suppression[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2000, 15(2): 399-410.
- [10] JOHNSON S, ZANE R. Custom spectral shaping for EMI reduction in high-frequency inverters and ballasts[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2005, 20(6): 1499-1505.
- [11] 孟 进, 马伟明, 张 磊, 等. 带整流桥输入级的开关电源差模干扰特性[J]. 电工技术学报, 2006, 21(8): 14-24.
- MENG Jin, MA Wei-ming, ZHANG Lei, et al. Differential-mode EMI of switching power supplies with rectifier front-end[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(8): 14-24.
- [12] ACERO J, BURDIO J M, BARRAGH L A, et al. EMI improvements using the switching frequency modulation in a resonant inverter for domestic induction heating appliances[C]//35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany: IEEE, 2004.

编辑 税 红

(上接第679页)

- [3] SUNG I P, HOMIN E, YONG T L, et al. Equalization on-channel repeater for terrestrial digital multimedia broadcasting system[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(4): 752-760.
- [4] CIMINI L J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing[J]. IEEE Transactions on Communications, 1985, 33(7): 665-675.
- [5] FAZEL F, JAFARKHANI H. Quasi-orthogonal space-frequency and space-time-frequency block codes for MIMO OFDM channels[J]. Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(1): 184-192.
- [6] SU W, SAFAR Z, RAY K J. Towards maximum achievable diversity in space, time, and frequency: performance analysis and code design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(4): 1847-1857.
- [7] SU W, SAFAR Z, RAY K J. Full-rate full-diversity space-frequency codes with optimum coding advantage[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, 51(1): 229-249.
- [8] TORABI M, AISSA S, SOLEYMANI M R. On the BER performance of space-frequency block coded OFDM systems in fading MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(4): 1366-1373.
- [9] WANG Jun, LIU Shou-yin. A new high rate differential space-time-frequency modulation for MIMO-OFDM[J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2007, 5(3): 193-198.
- [10] SIWAMOGSATHAM S, FITZ M P, GRIMM J. A new view of performance analysis of transmit diversity schemes in correlated rayleigh fading[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 48(4): 950-956.
- [11] HORN R A, JOHNSON C R. Matrix analysis[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1986.
- [12] WANG G, XIA X G. On optimal multilayer cyclotomic space-time[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2005, 51(3): 1102-1135.

编辑 税 红

(上接第695页)

- [11] CHANG L W, WU M C. A unified systolic array for discrete cosine and sine transform[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1991, 39: 192-194.
- [12] DIMITROV V S, JULLIEN G A, MILLER W C, A new DCT algorithm based on encoding algebraic integers[C]// Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, [S.l.]: [s.n], 1998: 1377-1380.
- [13] SHIN Kuei-tsong, TSAI Chia-yang, HANG Hsueh-min. Real-time implementation of H.263+ using TI TMS320C6201 digital signal processor[C]//Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, [S.l.]: IEEE, 2003, 2: 900-903.

编辑 张 俊