

SPWM逆变电源输出谐波分析及抑制方法研究

徐顺刚^{1,2}, 许建平¹, 曹太强¹

(1. 西南交通大学电气工程学院 成都 610031; 2. 重庆师范大学物理与电子工程学院 重庆 沙坪坝区 400047)

【摘要】在SPWM逆变电源输出电压中含有丰富的高频谐波成分, 高频谐波在用电设备中引起严重的电磁干扰问题, 降低了系统运行的可靠性。通过对SPWM逆变电源的输出谐波分析, 提出了一种采用随机调制进行谐波抑制的方法。该方法能使逆变电源的输出电压频谱连续分布而不影响基波分量, 使逆变电源的输出谐波能量分布更加均匀, 从而降低输出谐波的峰值幅度, 减小设备所产生的电磁干扰。通过Simulink软件仿真和实验测试, 表明采用随机调制后SPWM逆变电源输出谐波峰值幅度降低了约10 dB。

关键词 谐波抑制; 逆变电源; 随机调制; 正弦脉宽调制

中图分类号 TM714

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.05.012

Analysis and Research of SPWM Inverter Harmonic Suppression

Xu Shun-gang^{1,2}, Xu Jian-ping¹, and Cao Tai-qi¹

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University Chengdu 610031;

2. College of Physics and Electronic Engineering, Chongqing Normal University Shapingba Chongqing 400047)

Abstract In the sinusoidal pulse width modulation (SPWM) inverters, the output voltage contains lots of high frequency harmonics. These harmonics may bring about serious electromagnetic interface problem and reduce the reliability of the system. According to output harmonic analysis of the conventional SPWM inverter, this paper proposes a harmonic suppression method adopted random frequency modulation in the SPWM inverter. This method can make the harmonic spectrum of inverter output voltage be continuously distributes without affecting the fundamental frequency component, and thus the harmonic energy of inverter output can distribute more equably. By adopted this method, the peak value of output voltage harmonic spectrum decreased and electromagnetic interface reduced. Based on the theoretical analysis and simulation, a 1 kW experimental prototype is designed. Comparative test shows that the peak value of harmonic in the SPWM inverter adopted our proposed method is reduced about 10dB than the conventional one.

Key words harmonic suppression; inverter; random frequency modulation; SPWM

电力电子技术的发展使得采用正弦脉宽调制 (SPWM) 的逆变电源得到了广泛的应用, 如变频器、不间断电源(UPS)等。在SPWM逆变电源中采用高速半导体开关器件(如IGBT、MOSFET等)可以加快逆变电源的动态响应速度, 减小逆变电源的体积^[1-4]。

然而, 采用高速半导体开关器件的逆变电源在负载端存在有 dv/dt 和 di/dt 的高频谐波分量。由于逆变电路中存在电感和电容器件, 开关器件和电路布线也存在杂散电感和杂散电容, dv/dt 会通过电容产生脉冲电流, 而 di/dt 则会通过电感产生脉冲电压。另外, 具有 di/dt 的电流环路是一个辐射源, 它将向空间辐射电磁场, 从而在逆变电源工作时对周围设备产生电磁干扰(EMI)^[3-4]。大量研究表明, 在采用脉宽调制的供电系统中, 高频谐波中的 dv/dt 会产生严重的共模电磁干扰^[5-7], di/dt 则会产生严

重的差模电磁干扰^[8-9]。虽然高频谐波产生电磁干扰的机理目前并不完全清楚, 但普遍认为高频谐波中 dv/dt 和 di/dt 是产生电磁干扰的主要原因, 并且 dv/dt 和 di/dt 越大, 设备的电磁辐射能量越强, 对其他设备的干扰也越大^[10-12]。

因此, 对 SPWM 逆变电源中高频谐波的产生机理和抑制方法的研究具有重要意义。针对 SPWM 逆变电源中高频谐波的产生原因, 本文提出了一种使用随机调制的 SPWM 逆变电源谐波抑制方法, 该方法通过对输出谐波进行频谱扩展, 降低谐波的峰值幅度, 从而减小逆变电源所产生的电磁干扰。

1 单相SPWM逆变电源谐波产生原因

载波为全波三角波的单相SPWM逆变电源是目前应用最为普遍的SPWM逆变电源之一^[2], 其主电

收稿日期: 2009-03-27; 修回日期: 2010-01-26

基金项目: 国家自然科学基金(50677056)

作者简介: 徐顺刚(1975-), 男, 博士生, 主要从事大功率开关变换器及电力电子与电力传动方面的研究。

路和SPWM波形如图1所示。

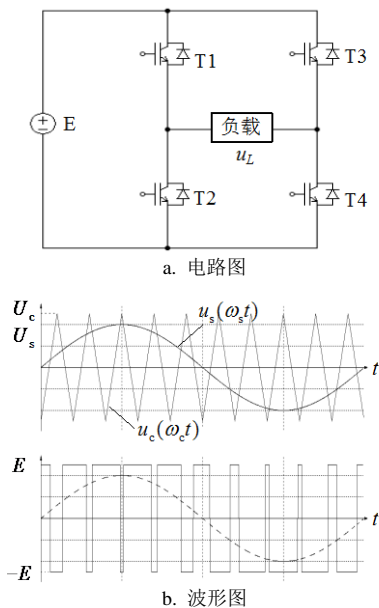


图1 单相SPWM逆变电源

正弦波 $u_s(\omega_s t)$ 为调制波，三角波 $u_c(\omega_c t)$ 为载波，用正弦波与三角波进行比较，在正弦波大于三角波的部分，开关器件 T1 和 T4 导通，产生 SPWM

$$u_L(t) = \begin{cases} E & \text{当 } X \geq 2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2}(1+M \sin Y) \text{ 且 } X < 2k\pi + \frac{\pi}{2}(1+M \sin Y) \\ -E & \text{当 } X \geq 2k\pi + \frac{\pi}{2}(1+M \sin Y) \text{ 且 } X < 2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2}(1+M \sin Y) \end{cases} \quad (3)$$

式中 $X = \omega_c t$ ； $Y = \omega_s t - \theta$ 。假设 m 为相对于载波的谐波次数， n 为相对于调制波的谐波次数，则 u_L 的双重傅里叶级数为：

$$u_L = \frac{1}{2} A_{00} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cos nY + B_{0n} \sin nY) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos mX + B_{m0} \sin mX) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} \{A_{mn} \cos(mX + nY) + B_{mn} \sin(mX + nY)\} \quad (4)$$

其中：

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{E}{jm2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left[2e^{jm[2k\pi + \frac{\pi}{2}(1+M \sin Y)]} - 2e^{jm[2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2}(1+M \sin Y)]} \right] \times e^{jnY} dY \quad (5)$$

当取调制比 $M=0.8$ 时，由式(5)可计算得到单相 SPWM 逆变电源输出电压中各次谐波分量的幅度值，如表1所示。

波形的正脉冲；在正弦波小于三角波的部分，开关器件 T2 和 T3 导通，产生 SPWM 波形的负脉冲。单相 SPWM 波形就是负载上电压 u_L 波形，其开关频率与三角载波频率相同。

为了便于分析，把三角载波用分段线形函数表示，得到三角波的数学表达式：

$$u_c(\omega_c t) = \begin{cases} -(\omega_c t - 2\pi k - \pi) \frac{2U_c}{\pi} + U_c & 2\pi k + \pi \leq \omega_c t \leq 2\pi k + 2\pi \\ (\omega_c t - 2\pi k) \frac{2U_c}{\pi} - U_c & 2\pi k \leq \omega_c t \leq 2\pi k + \pi \end{cases} \quad (1)$$

正弦调制波为：

$$u_s(\omega_s t) = U_s \sin(\omega_s t - \theta) \quad (2)$$

令调制比 $M = \frac{U_s}{U_c}$ ，载波比 $N = \frac{\omega_c}{\omega_s}$ (其中 $M \leq 1$ ，

N 为正整数，且 $N \gg 1$)，SPWM 波形的采样点为正弦波与三角波的交点，如图 2 所示。在交点 a 和 b 处，有 $u_s(\omega_s t) = u_c(\omega_c t)$ ，当直流电源电压为 E 时，SPWM 波形的时间函数 $u_L(t)$ 为：

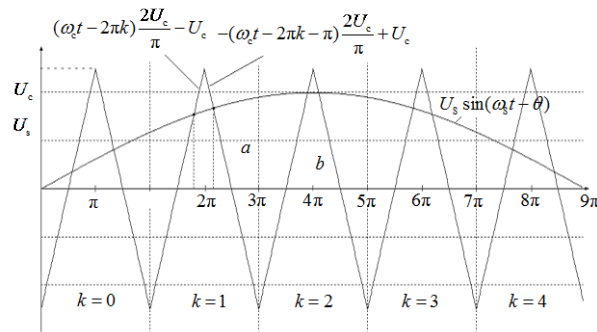


图2 SPWM时间函数分析

表1 单相SPWM逆变电源各次谐波分量的幅值

m	n	$A_{mn}(B_{mn})$
0	1	0.800
1	0	0.818
	± 2	0.220
2	± 1	0.314
	± 3	0.139
	± 5	0.013
3	0	0.171
	± 2	0.176
	± 4	0.104
	± 6	0.016

表1中各次谐波的角频率为 $\omega_h = (mN + n)\omega_s$, 当 $m=0$, 且 $n=1$ 时, 即为输出电压中基波分量 $u_s(\omega_s t)$ 的幅度值。从表1可以看出, SPWM逆变电源输出电压中谐波幅度非常大; 由于 $N \gg 1$, 输出电压谐波主要集中在载波的 m 次谐波频率附近; 同时, 由于在SPWM逆变电源的设计中, 三角载波频率 ω_c 一般都选得较高, 因此高频谐波分量会向空间辐射电磁能量, 形成很强的电磁干扰, 对逆变电源自身及供电系统的长期可靠运行带来潜在威胁。

2 随机SPWM逆变电源的谐波分析

在随机SPWM逆变电源中, 三角载波频率 $f_s = f_o + R(t)\Delta f$, 其中, $R(t)$ 是一个在 $[-1, 1]$ 上均匀分布的随机数, 中心频率 f_o 和频带宽度 Δf 都是常数。因此逆变电源输出电压的谐波频率随着 $R(t)$ 的变化而变化, 对于图1中的单相SPWM逆变电源, 在载波频率 f_s 处输出谐波电压幅值最大, 谐波电压为:

$$u_h(t) = U_h \sin 2\pi f_s t = U_h \sin 2\pi [f_o + R(t)\Delta f] t \quad (6)$$

考虑到 $R(t)$ 是在 $[-1, 1]$ 上均匀分布的随机数, 且设角频率 $\omega_o = 2\pi f_o$, 则有:

$$u_h(t) = U_h \sin[\omega_o t + \mu(t)] \quad (7)$$

式中 $\mu(t)$ 是由随机信号 $R(t)$ 引起的三角载波的瞬时相移, 即随机信号。因此, 谐波电压 $u_h(t)$ 的自相关函数可以表达为:

$$R_h(\tau) = E\{u_h(t)u_h(t + \tau)\} \quad (8)$$

根据Wiener-Khintchine理论, 当随机信号自相关函数满足傅里叶条件 $\int_{-\infty}^{+\infty} |R_h(\tau)|d\tau < \infty$ 时, 随机信号的功率谱密度等于它的自相关函数的傅里叶变换, 因此有:

$$S_h(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad -\infty < f < \infty \quad (9)$$

观察式(7)~式(9)可以发现, 对于随机SPWM逆变电源, 谐波频率的分布取决于所选用的频带宽度 Δf 和随机信号 $R(t)$ 的变化率, 并且谐波幅度随频率升高而快速减小。

当基波频率为50 Hz、调制比 $M = 0.8$ 、载波频率 $f_o = 50$ kHz、载波频带宽度 $\Delta f = 5$ kHz时, 对常规SPWM逆变电源和随机SPWM逆变电源进行对比分析, 通过Simulink仿真可以得到如图3所示的三角载波频谱和如图4所示的SPWM逆变电源输出频谱仿真图。

从仿真图3和图4可以发现, 随机SPWM逆变电源载波频谱和逆变电源输出频谱在整个高频段分布都很均匀, 而在常规SPWM逆变电源中, 载波频谱

和输出谐波频谱都是离散的, 其能量主要集中在载波频率和载波的 m 次谐波频率附近, 谐波的幅度也很大。

对比分析可以发现, 随机SPWM逆变电源输出电压谐波频谱连续均匀分布, 谐波峰值幅度与使用随机调制前相比大幅降低, 因此, 随机SPWM逆变电源比常规SPWM逆变电源具有更低的电磁干扰和更好的输出性能, 在达到同样性能的前提下, 可以选用比常规SPWM逆变电源更小的输出滤波器, 从而达到减小逆变电源体积和降低成本的目的。

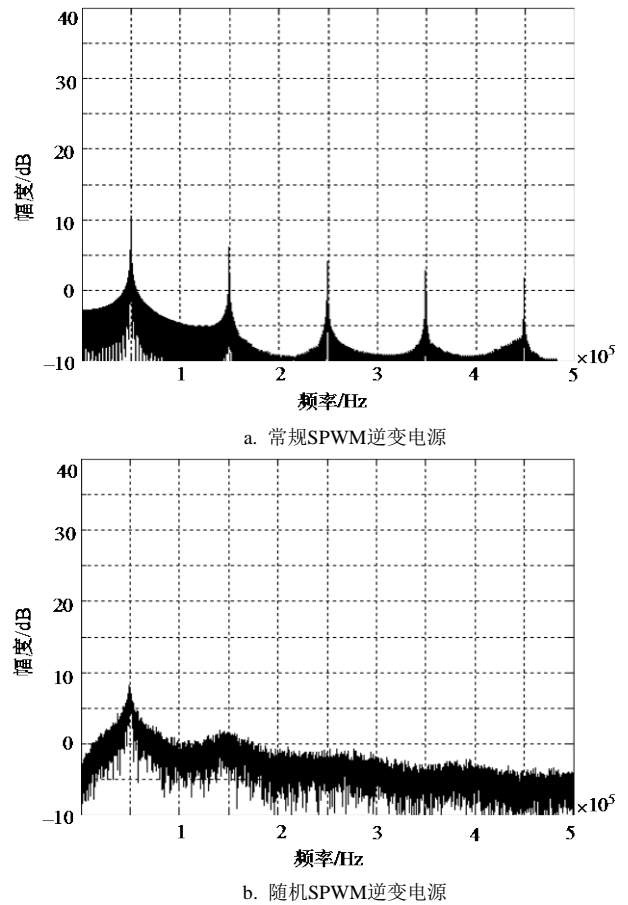
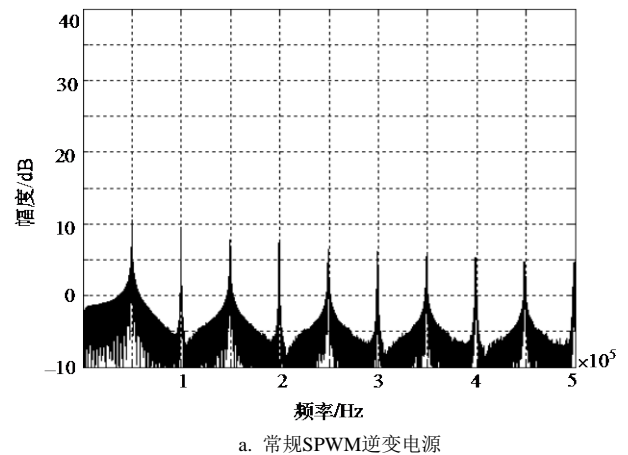
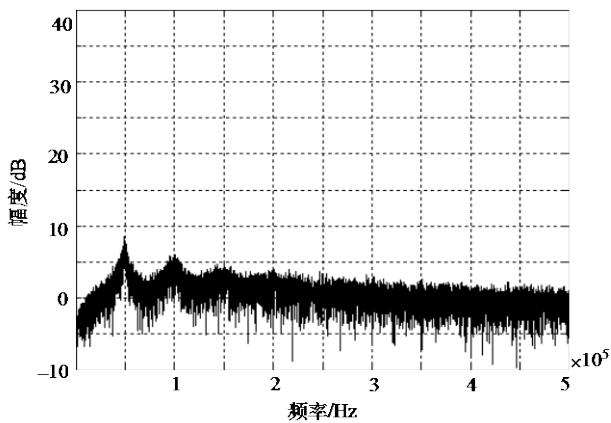


图3 三角载波频谱仿真图





b. 随机SPWM逆变电源

图4 SPWM逆变电源输出频谱仿真图

3 实验结果

根据随机调制原理，本文设计并制作了一台 110 V/50 Hz 逆变电源实验样机，原理框图如图 5 所示。逆变电源载波中心频率 $f_0=50$ kHz，载波频带宽度 $\Delta f=5$ kHz 时，输出滤波电感为 500 μ H，输出滤波电容为 10 μ F。

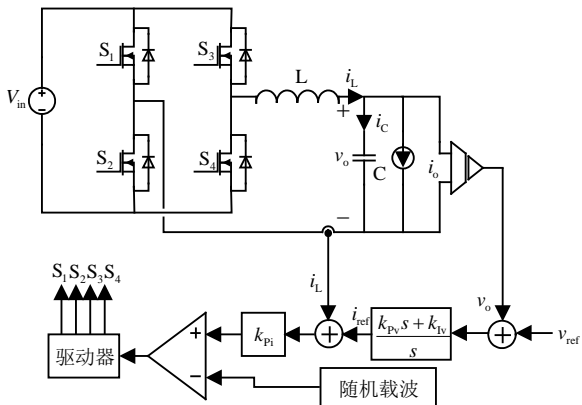
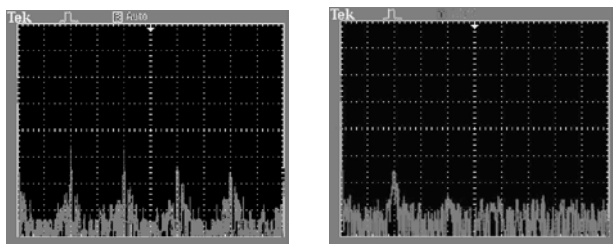


图5 随机SPWM逆变电源框图

实验频谱对比测试如图 6 所示。图 6a 和图 6b 分别为常规 SPWM 逆变电源和随机 SPWM 逆变电源输出电压频谱。对比发现，采用随机调制后，逆变电源输出电压谐波在载波频率及载波的各次谐波频率处幅度明显降低(约 10 dB)，并且随机 SPWM 逆变电源输出谐波分布更加均匀。



a. 常规SPWM逆变电源

b. 随机SPWM逆变电源

图6 SPWM逆变电源输出频谱实验测试图

对比输出频谱仿真图图 4b 和实验测试图图 6b，后者在第一个谐波处的幅度比前者要高，这是因为在仿真电路中，采用的是理想开关器件，而在实验电路中，由于器件特性必须在驱动电路中加入死区控制，因此对随机调制的效果有一定影响。但是，不论从仿真图还是实验测试图都可以看出，在采用随机调制对逆变电源的输出谐波进行频谱扩展后，输出电压中各次谐波的峰值幅度都明显下降，谐波分量的幅值降低到接近噪声基底的水平。

同时，由于 SPWM 逆变电源谐波在很大的频率范围内都具有较大的能量，虽然随机调制能降低谐波分量的峰值幅度，但总的噪声能量并没有改变，因此，随机 SPWM 逆变电源输出频谱的噪声基底相对于常规 SPWM 逆变电源有所上升，这一点从逆变电源输出仿真频谱图图 4 和实验测试频谱图图 6 中都可以看到。

4 结论

在单相 SPWM 逆变电源供电系统中，输出电压含有丰富的高频谐波成分，高频谐波会引起严重的电磁兼容问题，降低系统运行的可靠性。本文分析了单相 SPWM 逆变电源输出谐波的产生原因以及幅值大小，并在该基础上提出了一种采用随机调制进行谐波抑制的方法。该谐波抑制方法能使逆变电源的输出谐波频谱连续分布而不影响基波分量的大小，降低逆变电源输出谐波的峰值幅度，减小其产生的电磁干扰。通过软件仿真和实验对比的方式可验证该方法的有效性。

参 考 文 献

[1] 陈 斌, 姜建国, 孙旭东. PWM 逆变器-感应电机驱动系统中接地电流 EMI 问题的分析[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 58-62.
CHEN Bin, JIANG Jian-guo, SUN Xu-dong. Analysis of EMI due to grounding current in a PWM inverted-induction motor drive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(2): 58-62.

[2] 刘凤君. 现代逆变技术及应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006.
LIU Feng-jun. Application of modern inverter technology[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006.

[3] 裴雪军, 康 勇, 熊 健, 等. PWM 逆变器共模传导电磁干扰的预测[J]. 电机工程学报, 2004, 24(8): 83-88.
PEI Xue-jun, KANG Yong, XIONG Jian, et al. Prediction of common mode conducted EMI in PWM inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 83-88.

[4] 孟 进, 马伟明, 张 磊, 等. 基于 IGBT 开关暂态过程建模的功率变流器电磁干扰频谱估计[J]. 中国电机工程

- 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