

# 无约束法设计完全重构 M 带滤波器组

石光明, 焦李成

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘要: 本文提出了一种新的正交和双正交完全重构 M 带滤波器组的设计方法. 这种方法是建立在多项式分解基础之上, 可在无约束条件下设计, 所设计的滤波器组具有结构化完全重构特点, 对于双正交滤波器组还可以方便设计系统时延. 和已有的方法相比, 新方法具有低设计复杂度特点. 文中还描述了设计过程, 最后给出了设计例子和结果.

关键词: M 带滤波器组; 晶格结构; 完全重构

中图分类号: TN713 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2002)07-0970-04

## Design for PR M-channel Filter Banks Without Constraint

SHI Guang-ming, JIAO Li-cheng

(Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: This paper proposes a new method for designing orthogonal and biorthogonal M-channel structurally perfect reconstruction (PR) Cosine Modulated filter banks (CMFB) without constraint. To guarantee condition of CMFB PR and adjust overall input-output delay, the structure based on the lifting scheme is used in proposed method. The new method is superior to existed methods in low design complexity. Finally some examples are given to illustrate the method.

Key words: M-channel filter banks; lattice structure; perfect reconstruction

### 1 引言

数字滤波器组在频域中分解一个信号成为多个子带信号, 然后在不同的子带变换处理, 编码和传送. 这种原理在语音编码, 图像变换, 回声消除<sup>[1]</sup>, 延时估计<sup>[2]</sup>和数字通信有特别广泛的应用. 分解和最终合成过程是用被称为分析合成的滤波器完成, 如图 1 所示. 在图 1 中,  $H_i(z)$  被称为分析滤波器,  $F_i(z)$  被称为合成滤波器,  $\downarrow M$  和  $\uparrow M$  分别表示下采样器和上采样器, 用于改变采样速率. 系统完全重构, 即系统的输入输出有  $\hat{x}(n) = x(n-k)$ , 是 M 带滤波器组的最主要的要求, 其次是尽可能少的系统延时, 而且滤波器  $H_i(z)$  和  $F_i(z)$  要有良好的频率特性.

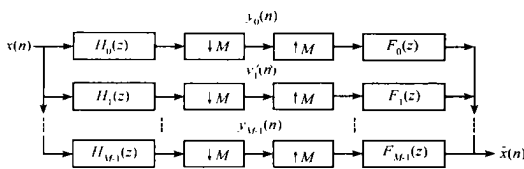


图 1 M 带均匀滤波器组

由于低设计复杂度和高实现效率, 余弦调制 (CM) 是目前设计的完全重构 M 带滤波器组最常用的方法,  $H_i(z)$  和  $F_i(z)$  可由同一个原型滤波器经余弦调制获得, 所设计的滤波器组

被称为余弦调制滤波器组 (CMFB). 正交的 CMFB 首次在文献 [3] 提出, 因为滤波器组是正交的, 所以系统时延是固定的, 等于  $N-1$  ( $N$  是分析滤波器的长度). 许多学者也研究了双正交 CMFB<sup>[4,5]</sup>, 双正交的 CMFB 一个特点是可实现系统低时延. 在正交的完全重构 CMFB 中, 其原型滤波器是线性相位的, 可以用无损的晶格结构实现, 用无约束的非线性优化方法设计. 由于晶格系数变量和目标函数之间有很强的非线性关系, 一般很难找到最佳目标结果. 双正交 CMFB 的原型滤波器是非线性相位的, 一般用带有约束的非线性优化设计, 优化变量是原型滤波器的系数, 用完全重构作为约束条件. 在进行优化时, 约束条件是在一定的精度下得到满足, 所设计的滤波器组是近似完全重构的. 为了解决这些问题, 我们利用多项分解算法, 提出了一种新的设计算法, 将双正交 CMFB 设计转化无约束的非线性优化, 得到真正完全重构的滤波器组, 而优化的变量仍是原型滤波器的系数, 这样可以降低设计复杂度.

### 2 理论分析

CMFB 的 M 带均匀分析滤波器  $h_k(n)$  和合成滤波器  $f_k(n)$  可以由同一个原型滤波器  $p(n)$  获得<sup>[3,4]</sup>,

$$h_k(n) = p(n) \cos\left[\frac{\pi}{2M}(2l+1)(n - \frac{N-1}{2}) + (-1)^l \frac{\pi}{4}\right] \quad (1)$$

$$f_k(n) = p(n) \cos[\frac{\pi}{2M}(2l+1)(n - \frac{N-1}{2}) - (-1)^l \frac{\pi}{4}] \quad (2)$$

其中  $l = 0, 1, \dots, M-1, n = 0, 1, \dots, N-1, N$  是  $p(n)$  的长度。

令

$$P(z) = \sum_{n=0}^{N-1} p(n) z^{-n} = \sum_{j=0}^{2M-1} z^{-j} G_j(z^{2M}) \quad (3)$$

如果  $G_k(z) G_{2M-k-1}(z) + G_{M+k}(z) G_{M-k-1}(z) = C \cdot z^{-d}$ ,

$$k = 0, 1, \dots, M/2-1 \quad (4)$$

$c$  为非零的任意实常数,  $N = 2mM$  ( $m$  是正整数),  $d$  为小于  $2m-1$  的正整数, 系统时延为  $D = 2(d+1)M-1$ , 那么所设计的  $M$  带均匀滤波器组是完全重构的。如果  $p(n)$  是线性相位的, 则得到正交 CMFB, 并且  $d = m-1$ 。如果它是非线性相位, 则得到双正交 CMFB<sup>[5,7]</sup>,  $0 \leq d \leq 2m-1$ 。对于正交 CMFB, 其原型滤波器  $p(n)$  可用无损晶格结构实现<sup>[3]</sup>。而对于双正交则不然。由式(1)、(2)可知  $h_k(n)$  和  $f_k(n)$  的频率特性完全取决于  $p(n)$ , 所以 CMFB 的设计方法是针对低通的原型滤波器  $P(z)$  建立目标函数, 即:

$$\Phi = \int_{\omega_s}^{\pi} |P(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (5)$$

式中  $\omega_s$  是原型滤波器的阻带截止频率,  $(\pi/2M \leq \omega_s < \pi/M)$ , 对其系数进行优化。对于正交的 CMFB, 可用晶格系数  $\theta_{ij}$  为变量, 将  $\theta_{ij}$  换算成  $p(n)$ , 这样就可以用无约束的非线性优化方法使得  $\Phi$  最小。这样做的结果是滤波器组总是完全重构的, 但由于  $\theta_{ij}$  和  $\Phi$  之间有很强的非线性, 所以不容易得到最佳的结果<sup>[3]</sup>。而对于双正交, 就以  $p(n)$  的所有系数为变量, 在条件(4)约束下, 用约束的非线性优化方法使目标函数  $\Phi$  最小。当然, 正交的 CMFB 也可用约束的非线性优化方法设计, 所得到的滤波器组是近似完全重构。

### 3 分解设计方法

将式(4)改写为矩阵形式:

$$\det(\mathbf{G}_k(z)) = C z^{-d} \quad (6)$$

$$\text{其中 } \mathbf{G}_k(z) = \begin{bmatrix} G_k(z) & G_{M-k-1}(z) \\ -G_{M+k}(z) & G_{2M-k-1}(z) \end{bmatrix}, k = 0, 1, \dots,$$

$M/2-1$ <sup>[6-8]</sup>。

如果  $p(n)$  长度  $N = 2mM$  ( $m$  是正整数), 那么每个  $G_k(z)$  长度  $L = m$ 。分别对  $\{G_k(z), -G_{M+k}(z)\}$  和  $\{G_{M-k-1}(z), G_{2M-k-1}(z)\}$  用 Euclid 算法分解<sup>[7-9]</sup>, 有

$$\begin{bmatrix} G_k(z) \\ -G_{M+k}(z) \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^{n_k} \begin{bmatrix} q_i^{(k)}(z) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^{(k)} z^{-m_0^{(k)}} \\ b^{(k)} z^{-m_1^{(k)}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} G_{M-k-1}(z) \\ G_{2M-k-1}(z) \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^{n_k} \begin{bmatrix} q_i^{(k)}(z) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c^{(k)} z^{-m_0^{(k)}} \\ d^{(k)} z^{-m_1^{(k)}} \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中  $a^{(k)} \times d^{(k)} - c^{(k)} \times b^{(k)} = (-1)^{n_k-1} C, m_0^{(k)} + m_1^{(k)} = d, m_0^{(k)}, m_1^{(k)}$  都是正整数, 所以

$$\mathbf{G}_k(z) = \begin{bmatrix} G_k(z) & G_{M-k-1}(z) \\ -G_{M+k}(z) & G_{2M-k-1}(z) \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^{n_k} \begin{bmatrix} q_i^{(k)}(z) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^{(k)} z^{-m_0^{(k)}} & c^{(k)} z^{-m_0^{(k)}} \\ b^{(k)} z^{-m_1^{(k)}} & d^{(k)} z^{-m_1^{(k)}} \end{bmatrix} \quad (9)$$

如此分解,  $\det(\mathbf{G}_k(z)) = C z^{-d}$  和  $q_i^{(k)}(z)$  的取值无关, 也就是说这种形式的分解, 滤波器组的完全重构的特性对  $q_i^{(k)}(z)$  有很强的鲁棒性(robustness)。一对  $\{G_k(z), G_{M+k}(z)\}$  可以用图 2 所示的梯形结构实现<sup>[8]</sup>。从式(9)可以发现,  $\{G_{M-k-1}(z), G_{2M-k-1}(z)\}$  可以用  $\{G_k(z), -G_{M+k}(z)\}$  表示, 所以构成  $p(n)$  的一半系数可以用另一半系数和  $M/2$  个参数表示。这样, 我们提出一种新的设计方法, 以  $p(n)$  的一半系数和  $M/2$  个参数为变量, 式(5)为目标函数, 用传统的无约束多维非线性优化方法, 例如单纯形(Nelder-Mead simplex)法优化, 寻找最佳解。由于被优化的变量是  $p(n)$  的系数, 所以优化变量和  $\Phi$  之间的非线性关系不如前节所述的  $\theta_{ij}$  和  $\Phi$  之间那样强, 而且这样设计的结果是完全重构的。设计步骤如下:

- (1) 给出优化变量的初始值  $G_k(z), G_{M+k}(z)$  和  $c^{(k)}, (k = 0, 1, \dots, M/2-1)$
- (2) 按式(7)分解  $\{G_k(z), -G_{M+k}(z)\}$  得到  $q_i(z)$ , 按式(8)的逆过程构造  $\{G_{M-k-1}(z), G_{2M-k-1}(z)\}$
- (3) 按式(3)计算  $P(z)$
- (4) 计算目标函数式(5)
- (5) 如果  $\Phi$  不是最小, 则按单纯形法, 修改变量, 回到第(2)步; 如果  $\Phi$  达最小, 则结束计算。

优化变量的初始值按下面方法得到,

- (1) 选择原型滤波器长度  $N = 2mM$ , 阻带截止频率  $\omega_s$ , 系统增益  $C$  以及延时参数  $d$
- (2) 用 Matlab 按参数  $N$  和  $\omega_s$  设计低通 FIR 滤波器  $P(z)$
- (3) 按式(3)计算分量  $G_k(z)$ , 按式(7)和(8)做分解, 取一半的  $G_k(z)$  和  $c^{(k)}$  作为优化初始值

如果我们令  $d = m-1$ , 也就是正交的 CMFB, 那么这种设计方法同样也适用。和用文献[3]中的晶格实现的无约束设计方法比, 完全重构特性一样, 但优化的非线性程度下降; 和带约束非线性优化方法相比, 完全重构特性有本质的改进; 对于正交 CMFB, 由于  $p(n)$  是对称的, 也只优化一半的  $p(n)$  系数, 所以在设计复杂度上没有改进, 但对于双正交 CMFB, 优化变量数减少。

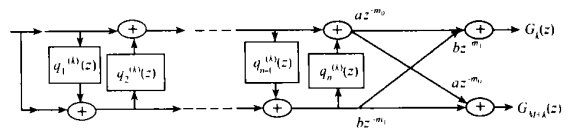


图 2 梯形结构实现的  $\{G_k(z), G_{M+k}(z)\}$

### 4 设计算法的复杂度分析

表 1 给出本文的设计算法和文献[3, 4, 5]的方法对比:

表 1 性能对比

	优化变量数	优化方式	设计结果特性
本文设计方法	$N/2$	无约束普通非线性优化	完全重构的, 可用晶格结构实现, 方便任意延时设计
文献[3]设计方法	$N/2$	无约束强非线性优化	完全重构的, 可用晶格结构实现, 不便任意延时设计
文献[4, 5]设计方法	$N$	带约束普通非线性优化	近似完全重构的*, 非晶格结构实现, 便任意延时设计

(表中 \* 近似的程度取决于约束条件满足度,  $N$  是滤波器  $p(n)$  的长度)

### 5 设计例子和结果

例 1: 四通道 FIR 双正交的 CMFB,  $N = 2mM = 2 \times 5 \times 4 = 40$ , 延时参数  $d = 3$ , 有

$$\begin{bmatrix} G_0(z) & G_3(z) \\ -G_4(z) & G_7(z) \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^3 \begin{bmatrix} q_i^{(0)}(z) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^{(0)}z^{-1} & c^{(0)}z^{-1} \\ b^{(0)}z^{-2} & d^{(0)}z^{-2} \end{bmatrix} \quad k=0$$

$$\begin{bmatrix} G_1(z) & G_2(z) \\ -G_5(z) & G_6(z) \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^3 \begin{bmatrix} q_i^{(1)}(z) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^{(1)}z^{-1} & c^{(1)}z^{-1} \\ b^{(1)}z^{-2} & d^{(1)}z^{-2} \end{bmatrix} \quad k=1$$

需要优化变量数为  $N/2 + 2 = 22$ . 在表 2 中给出了详细的分解系数, 图 3(a) 是原型滤波器的频率特性曲线, 图 3(b) 和 (c) 分别是 4 通道分析与合成滤波器组的频率特性曲线.

例 2: 五通道 FIR 正交的 CMFB,  $N = 2mM = 2 \times 3 \times 5 = 30$ , 延时参数  $d = 1$ , 此时,  $M = 5$ , 那么式(4)变为三个等式 ( $k = 0, 1, 2$ ),

$$G_0(z)G_9(z) + G_5(z)G_4(z) = Cz^{-d} \quad (10a)$$

$$G_1(z)G_8(z) + G_6(z)G_3(z) = Cz^{-d} \quad (10b)$$

$$G_2(z)G_7(z) + G_2(z)G_7(z) = Cz^{-d} \quad (10c)$$

表 2 四通道双正交滤波器组的原型滤波器分解系数及滤波器组相关因子

	$q_1^{(1)}$	$q_2^{(1)}$	$q_3^{(1)}$	$q_4^{(1)}$	$q_5^{(1)}$	$q_1^{(2)}$	$q_2^{(2)}$	$q_3^{(2)}$	$q_4^{(2)}$	$q_5^{(2)}$
$z^1$		1.7629e-4	-3.9869e+1				3.5205e-3	1.1552e+1		
$z^0$	3.7174e+1	-3.074e-2	2.4869e+2		-15.6110	-7.6916	4.4258e-2	1.2136e+1		1.9448
$z^{-1}$				8.1301e-3						-5.239e-2
$z^{-2}$				-8.360e-4						8.7067e-3
	$a^{(1)}$	$b^{(1)}$	$c^{(1)}$	$d^{(1)}$	$a^{(2)}$	$b^{(2)}$	$c^{(2)}$	$d^{(2)}$		
	-1.7751e-2	-7.7215e-1	-8.6595e-5	-1.7643e+0	3.3987e-2	-1.2477e+0	4.5390e-2	-7.4684e-1		
	$C$			$d$	$m_0$			$m_1$		
	3.1251e-002			3	2			1		

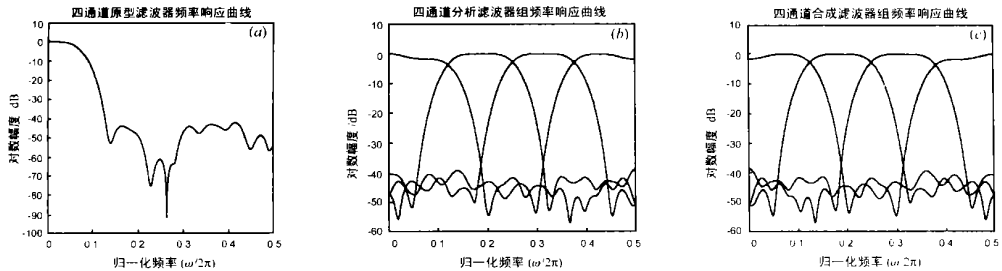


图 3 四通道滤波器组频率特性曲线. (a) 原型滤波器; (b) 分析滤波器组; (c) 合成滤波器组

表 3 五通道双正交滤波器组的原型滤波器分解系数及滤波器组相关因子

	$q_1^{(1)}$	$q_2^{(1)}$	$q_3^{(1)}$	$q_1^{(2)}$	$q_2^{(2)}$	$q_3^{(2)}$		
$z^1$		-4.9846e-2			-7.5612e-3			
$z^0$	5.0978e+0	-1.8883e-1		1.1994e+1	-8.2778e-2			
$z^{-1}$			-1.0542e+0			-4.2221e+0		
	$a^{(1)}$	$b^{(1)}$	$c^{(1)}$	$d^{(1)}$	$a^{(2)}$	$b^{(2)}$	$c^{(2)}$	$d^{(2)}$
	-4.3798e-2	-6.9683e-1	8.4709e-3	-3.2601e-1	-1.7136e-2	-1.4909e+0	1.5448e-3	-1.0433e+0
	$C$			$d$	$m_0$			$m_1$
	2.0181e-002			1	0			1
	$G_k(2)$				$G_k(7)$			
	1.0779e-001z <sup>-1</sup>				9.3615e-002z <sup>0</sup>			

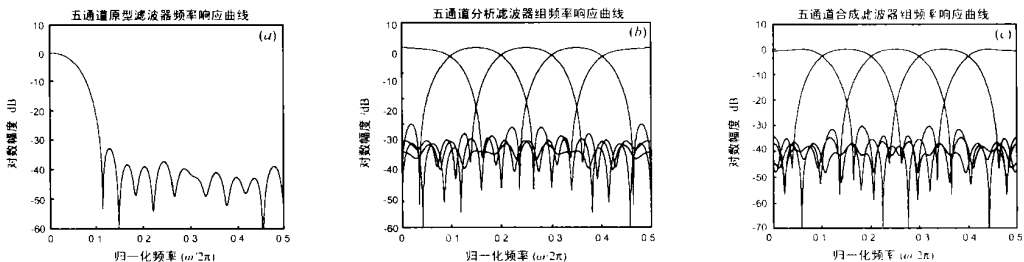


图 4 五通道滤波器组频率特性曲线. (a) 原型滤波器; (b) 分析滤波器组; (c) 合成滤波器组

由于式(10c)的约束, 那么  $G_2(z) = C_1 z^{-d_1}$ ,  $G_7(z) = C_2 z^{-d_2}$ ,  $C_1 C_2 = C/2$ ,  $d_1 + d_2 = d$ .  $G_2(z)$  和  $G_7(z)$  是单项式, 也就是说原型滤波器  $p(n)$  其中有  $2m-2$  项应等于零,  $k$  的取值范围变为  $k=0, 1, \dots, (M-1)/2$ . 这样需要优化的变量数就减少  $2m-2$ , 总的优化变量数是  $(M-1)m+2+2=16$ . 需要注意的是, 当  $m$  加大,  $p(n)$  中固定为零的项增多, 则设计良好频率特性  $p(n)$  难度增加. 当  $m$  减少,  $p(n)$  的长度  $N$  也减少, 滤波器的阶数下降, 频率特性变差. 所以很难获得通道数少(比如 3 和 5 通道), 频率特性好(阻带截止频率低于  $-40\text{dB}$ ) 的完全重构的滤波器组. 图 4(a) 是原型滤波器的频率特性曲线, 图 4(b) 和 (c) 分别是 4 通道分析与合成滤波器组的频率特性曲线. 表 3 中给出了详细的分解系数.

## 6 结论

本文探讨了 M 带双正交(正交)完全重构 CMFB, 分析了 M 为偶数和奇数时的完全重构约束条件, 提出了一种基于 Euclid 分解算法的优化设计法, 并分析了这种设计方法的特点. 与以往的方法相比, 具有设计复杂度低特点, 最主要是可设计真正的完全重构 M 带滤波器组. 给出例子的结果令人满意, 说明这种方法有效可行.

### 参考文献:

- [ 1 ] Naylor P A, et al. Subband adaptive filtering for acoustic echo control using allpass polyphase IIR filter banks [ J ]. IEEE Trans. On Speech and Audio Proc, 1998, 6( 3 ): 1920- 1928.
- [ 2 ] Azimi-Sadjadi M R, et al. A new time delay estimation in subbands for resolving multiple specular reflexions [ J ]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1998, 46( 10 ): 3398- 3403.
- [ 3 ] Koilpillai R D, Vaidyanathan P P. Cosine modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction [ J ]. IEEE Trans. on SP. , 1992, 40( 4 ): 770- 783.

- [ 4 ] Heller P N, T Karp, Nguyen T Q. A general fomulation of modulated filter banks [ J ]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1999, 47( 4 ): 986 - 1002.
- [ 5 ] Luo Y, et al. Theory and design of arbitrary length biorthogonal cosine modulated filter banks [ A ]. Proc. ISCAS' 97 [ C ]. Hongkong: ISCAS, 1997. 2429- 2432.
- [ 6 ] Mohamed Gharbi, et al. Ladder factorization for biorthogonal modulated filter bands with variable global delay [ A ]. Proceedings of ICECS ' 99 [ C ]. France: ICECS, 1999.
- [ 7 ] Schuller G. A new factorization and structure for cosine modulated filter banks with variable system delay [ A ]. Proceedings of Thirtieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers [ C ]. USA: ACSSC, 1997. 1310- 1314.
- [ 8 ] J S Mao. New Design and Factorization Methods for Perfect Reconstruction Fiter Banks [ D ]. Hongkong: the University of Hong Kong, 2000.
- [ 9 ] 石光明, 等. 基于多项式分解理论的低时延完全重构两通道滤波器组的设计 [ J ]. 电子与信息学报, 2002, 24( 7 ): 910- 915.

### 作者简介:



石光明 男, 1965 年 6 月出生于江西南昌, 副教授, 在职博士生, 研究方向: 智能信号处理, 小波理论及应用.



焦李成 (见本期第 985 页)

与干扰的环境与用户特征序列的编码有关. 在图 2 中, 我们还看到, 对于同一数据选择方案, 其误码率曲线也有较大的差异, 这是由于各个用户的多径增益不一致, 因而在相同发射功率情况下各用户的接收信号功率不相等从而造成的误码率特性有一些差异(例如用户 3 对应于信号比较弱的用户), 这说明引进功率控制对改进系统的性能具有很大的潜力.

从上面的实验结果分析, 我们可以给出一个较为合理的数据选择方案: 当多径延迟较小的情况下(小于符号周期的 0.2 倍), 我们选择数据采用方案四; 当多径延迟较大的情况下(大于符号周期的 0.2 倍), 我们选择数据采用方案二, 因为当引入功率控制, 将接收的信号功率控制在一定范围时, 能够与选择数据采用方案一的检测性能大致相当. 通过选择合适的数据选择方案以及对应的结构特征(从前面盲空时多用户检测算法中  $S = [s_{k1} \dots s_{kL}]$  的构成可以看到), 可以构成更为实用的盲空时多用户检测方法, 这样的检测方法的运算量大大降低, 从而降低系统的要求, 有利于系统的实现.

## 6 结论

本文首先在码片匹配滤波的基础上提出四种数据选择方案, 分析了各种数据方案对多址干扰与码间干扰的影响, 并提出了基于 Rosen 梯度投影实现的最小均方盲空时多用户检测方法, 最后通过仿真实验结果的分析比较给出较合理的实现方案, 该方案能够在大致不降低系统检测性能的前提下大大降低其运算量从而降低对系统的要求, 这对盲空时多用户检测方法的实用化具有积极的意义.

### 参考文献:

- [ 1 ] S Verdú. Multiuser Detection [M]. England: Cambridge Univ. Press, 1998.
- [ 2 ] A J Paulraj, C B Papadias. Space-time processing for wireless communication [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1997, 14(11): 49- 83.
- [ 3 ] M Honig, H V Poor. Adaptive interference suppression [M]. Wireless Communications: Signal Processing Perspectives, H V Poor, G W Wornell, Eds. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998.

- [ 4 ] S Miller, S C Schwartz. Integrated spatial-temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple access channels [J]. IEEE Trans. Commun., 1995, COMM-43(2/3/4): 396- 411.
- [ 5 ] M Honig, U Madhow, S Verdú. Blind adaptive multiuser detection [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1995, 41(7): 944- 960.
- [ 6 ] Xiaodong Wang, H V Poor. Space-time multiuser detection in multipath CDMA channels [J]. IEEE Trans. Signal processing, 1999, 47(9): 2356- 2374.
- [ 7 ] S Haykin. Adaptive Filter Theory [M]. 3rd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1996.
- [ 8 ] O L Frost. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing [J]. Proc. IEEE, 1995, 60(8): 926- 935.
- [ 9 ] 陈宝林. 最优化理论与算法 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1989. 449- 460.
- [ 10 ] Comon, G H Golub. Tracking a few extreme singular values and vectors in signal processing [J]. Proc. IEEE, 1990, 78(8): 1327- 1343.

### 作者简介:



焦李成 男, 1959 年 10 月出生于陕西白水, 1984 年和 1990 年在西安交通大学分别获得硕士和博士学位, 现为西安电子科技大学教授, 博士生导师, 主要从事非线性科学和智能信号处理以及神经网络与大规模并行处理等领域的研究.



郑建忠 男, 1971 年 1 月出生于四川营山, 1998 年在西南交通大学获得硕士学位, 现为西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室博士研究生, 主要从事移动通信方面的研究.