

一种适用于 MIMO SC-FDMA 系统的高效时域信道估计

王海明

(东南大学毫米波国家重点实验室,江苏南京 210096)

摘要:提出一种由 Golay 互补序列构造双边梳状导频的低开销时隙结构和时域信道估计方案,其适用于时变频率选择性衰落信道中的 MIMO SC-FDMA 系统. 结合左循环移位的快速周期 Golay 相关和右循环移位的快速周期 Golay 相关,提出一种在时域中高效实现 MIMO 信道估计的对称格形结构. 对比采用快速傅里叶变换的频域信道估计方案,采用该格形结构实现时域信道估计,其计算复杂度显著降低. 低复杂度能降低处理器功耗,有助于实现“绿色通信”. 仿真结果表明,在高速移动信道中,对于信道估计均方误差和平均误码率性能,提出的方案具有优势.

关键词:多入多出系统;单载波频分多址接入;Golay 互补序列;导频设计;信道估计

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A

Efficient time domain channel estimation for MIMO SC-FDMA systems

WANG Hai-ming

(State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: A two-sided comb-type pilot structure generated using Golay complementary sequence and time-domain channel estimation is proposed for MIMO SC-FDMA systems under time-varying frequency selective fading channels. Both left-shift and right-shift fast periodic Golay correlation lattices are combined as a symmetrical lattice. It can be used to efficiently implement periodic correlations of phase-shift and sequence orthogonal comb-type pilot blocks in the time domain. Employing this special lattice, computational complexities are significantly reduced. Low-complexity algorithm can reduce power consumption of a processor, which meets one of the requirements of green communications. Simulation results demonstrate the performance merits of the proposed scheme.

Key words: multiple-input and multiple-output (MIMO); single-carrier frequency-division multiple access (SC-FDMA); Golay complementary sequence (GCS); pilot design; channel estimation

0 引言

新一代移动通信系统要求能够实现高数据速率、高频谱效率、高功率效率,其中高功率效率能够使系统达到降低能耗目的,实现“绿色通信”. 近年来的信息论研究结果表明,在富含多径散射的无线传

输场景中,MIMO 系统可以获得比单入单出系统更高的系统容量^[1]. SC-FDMA 是正交频分多址接入(orthogonal frequency division multiple access, OFDMA)技术的一种演进型,其兼具单载波和多载波方案的优点,如低峰均功率比的发送信号和低复杂度的均衡方案等,适合频率选择性衰落信道中的

高速数据上行链路传输^[2]. MIMO 与 SC-FDMA 相结合是一种极富吸引力的空中接口解决方案. 由于 SC-FDMA 可显著提高用户设备的功率效率, 扩大覆盖范围, 已被 3GPP 长期演进 (long term evolution, LTE) 项目选为上行链路多址接入方案^[3]. SC-FDMA 技术的高功率效率和低复杂度是降低能耗的有效手段. 无线通信系统要获得 MIMO 信道的高容量, 需要获得高精度的信道信息^[1].

MIMO SC-FDMA 系统的信道估计与 MIMO-OFDM/OFDMA 系统的信道估计存在诸多相似之处, 已报道的文献有^[4~7]等. 文献^[4]提出了适用于多发送天线 OFDM 系统的信道参数估计器. 文献^[5]提出了适用于 MIMO-OFDM 系统的最小二乘 (LS, least square) 信道估计方案; 该文献认为, 要获得 LS 信道估计的最小均方误差 (Minimum Mean Squared Errors, MMSE), 导频序列需满足等功率、等间隔、相移正交条件. 文献^[6]提出了循环梳状导频结构. 针对 MIMO-OFDMA 系统, 文献^[7]提出了一种改进的时域信道估计 (time domain channel estimation, TD-CE) 方案, 并且认为, 在多发送天线系统中, 与传统的频域信道估计 (frequency domain channel estimation, FD-CE) 相比, TD-CE 可以获得更好性能. 在文献^[8]中, 针对单载波分块传输系统, 我们提出了一种采用二进制 Golay 互补序列 (Golay complementary sequence, GCS) 构造双边导频的方法和低冗余时隙结构, 并提出了快速周期 Golay 相关 (fast periodic Golay correlation, FPGC) 算法和两种高效实现 MIMO 信道估计的格型 (Lattice) 结构.

针对时变频率选择性信道中的 MIMO SC-FDMA 系统, 本文采用二进制 GCS 构造属于四相移键控 (quadrature phase-shift keying, QPSK)、具有相移与序列正交性质的双边导频序列, 并提出一种低开销的时隙结构和低复杂度 TD-CE. 另外, 利用文献^[8]提出的左循环移位的 FPGC (FPGC with Left-shift, FPGC-L), 导出右循环移位的 FPGC (FPGC with Right-shift, FPGC-R). 将这两者相结合, 提出一种高效实现 TD-CE 的对称 Lattice 结构. 低运算量有利于降低处理器的功耗, 有助于实现“绿色通信”.

1 系统模型

考虑时变频率选择性信道中 N 发送和 M 接收

天线、 U 个用户的 MIMO 无线链路. 采用梳状频域复用导频, 在时域, 多天线发送信号块 $\mathbf{s}_{u,n}$ 可表示为在数据块 SC-FDMA 信号上叠加导频信号, 其长度为 L_B . 为消除块间干扰, 在每个信号块之前插入长 L_G 的循环前缀 (cyclic prefix, CP) 保护段, 其中, $L_G \geq \lceil \tau_{\max}/T_s \rceil - 1$, τ_{\max} 是最大多径时延, T_s 是符号时间间隔.

对于第 u 个用户, 在第 n_B 个时刻, 第 n 根发送天线的 SC-FDMA 信号块可表示成

$$\mathbf{s}_{u,n,n_B} = \mathbf{Q}^* (\mathbf{T}_{u,n_B}^D \mathbf{F}_D \mathbf{d}_{u,n,n_B} + \mathbf{T}_{u,n_B}^P \mathbf{F}_P \mathbf{s}_{u,n,n_B}^P) \quad (1)$$

其中, \mathbf{Q} , \mathbf{F}_D , \mathbf{F}_P 分别表示尺寸为 $L_B \times L_B$, $L_D \times L_D$, $L_P \times L_P$ 的归一化离散傅里叶变换 (discrete frequency transform, DFT) 矩阵, \mathbf{s}_{u,n,n_B}^P 是导频信号块, \mathbf{d}_{u,n,n_B} 是长为 L_D 的数据块, \mathbf{T}_{u,n_B}^D 是数据符号映射矩阵, \mathbf{T}_{u,n_B}^P 是导频符号映射矩阵, 其定义参见文献^[3]. 子载波映射方式决定了哪部分的频谱被用来作为传输. 分布式 (distributed mode, DM) 和局部式是两种常用的子载波映射方式^[2]. 采用 DM 映射子载波, 每个用户的子载波被均匀地分配到整个频带, 使系统能够获得额外的频率分集增益^[2].

由于 CP 的存在, 发送序列和 CIR 之间的线性卷积可转化为循环卷积. 设接收机获得理想同步, 则丢弃 CP 后, 第 m 根接收天线上, 第 n_B 个信号块 \mathbf{r}_{m,n_B} 可表示为

$$\mathbf{r}_{m,n_B} = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \mathbf{H}_{m,u,n,n_B} \mathbf{s}_{u,n,n_B} + \mathbf{z}_{m,n_B} \quad (2)$$

其中, \mathbf{z}_{m,n_B} 包含独立同分布的零均值加性白高斯噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 样本, 其协方差矩阵为 $\sigma_z^2 \mathbf{I}$, 且独立于发送信号 \mathbf{s}_{u,n,n_B} , $\mathbf{H}_{m,u,n,n_B} = \text{Circ}\{\mathbf{D}_{m,u,n} \mathbf{h}_{m,u,n,n_B}\}$ 是循环信道矩阵, \mathbf{h}_{m,u,n,n_B} 是长度为 L_{\max} 的信道冲激向量 (channel impulse response, CIR) 向量, 其非零抽头数目为 L , $\mathbf{D}_{m,k,n}$ 是尺寸为 $L_B \times L$ 的选择矩阵, $\mathbf{D}_{m,k,n}(\psi, :) = \mathbf{I}_L$, ψ 是多径位置集合, $\text{Circ}\{\mathbf{a}\}$ 表示首列为 \mathbf{a} 的列循环阵.

对式 (2) 进行 DFT 并抽取, 可得频域导频向量 \mathbf{r}_{m,k,n_B}^P ,

$$\mathbf{r}_{m,u,n_B}^P = (\mathbf{T}_{u,n_B}^P)^T \mathbf{Q} \mathbf{r}_{m,n_B} = \sum_{n=1}^N (\mathbf{T}_{u,n_B}^P)^T \mathbf{\Lambda}_{m,u,n,n_B} \mathbf{T}_{u,n_B}^P \mathbf{F}_P \mathbf{s}_{u,n,n_B}^P + \mathbf{z}_{m,n_B}^P \quad (3)$$

其中, $\mathbf{\Lambda}_{m,u,n,n_B} = \mathbf{Q} \mathbf{H}_{m,u,n,n_B} \mathbf{Q}^* = \text{Diag}\{\sqrt{L_B} \mathbf{Q} \mathbf{D}_{m,u,n} \mathbf{h}_{m,u,n,n_B}\}$, $\mathbf{z}_{m,n_B}^P = (\mathbf{T}_{u,n_B}^P)^T \mathbf{Q} \mathbf{z}_{m,n_B}$, $\text{Diag}\{\mathbf{a}\}$ 表示求以向量 \mathbf{a} 为对角线元素的对角矩阵. FD-CE 是指根据式

(3)和频域导频直接求出信道频率响应,然后进行 L_P 点离散傅里叶反变换(inverse DFT, IDFT)并根据多径抽头位置进行抽取,求出 CIR^[4].

对式(3)进行 IDFT,获得时域接收导频向量

$$\mathbf{r}_{m,u,n_B}^P = \mathbf{F}_P^* \mathbf{r}_{m,u,n_B}^P = \sum_{n=1}^N \tilde{\mathbf{H}}_{m,u,n,n_B} \mathbf{s}_{u,n,n_B}^P + \mathbf{z}_{m,n_B}^P = \sum_{n=1}^N \mathbf{S}_{u,n,n_B}^P \tilde{\mathbf{h}}_{m,u,n,n_B} + \mathbf{z}_{m,n_B}^P \quad (4)$$

其中, $\tilde{\mathbf{H}}_{m,u,n,n_B} = \mathbf{F}_P^* (\mathbf{T}_{u,n_B}^P)^T \mathbf{A}_{m,u,n,n_B} \mathbf{T}_{k,n_B}^P \mathbf{F}_P = \text{Circ}\{\tilde{\mathbf{h}}_{m,u,n,n_B}\}$, $\mathbf{S}_{u,n,n_B}^P = \text{Circ}\{\mathbf{s}_{u,n,n_B}^P\}$, $\mathbf{z}_{m,n_B}^P = \mathbf{F}_P^* \mathbf{z}_{m,n_B}^P$. 根据导频子载波均匀分布的特点和 DFT 矩阵的对称特性,可得

$$\tilde{\mathbf{h}}_{m,u,n,n_B} = \tilde{\mathbf{D}}_{m,u,n} \text{Diag}\{\boldsymbol{\varphi}_u\} \mathbf{h}_{m,u,n,n_B} \quad (5)$$

其中, $\tilde{\mathbf{D}}_{m,k,n}$ 是尺寸为 $L_P \times L$ 的选择矩阵, $\tilde{\mathbf{D}}_{m,k,n}(\psi, :) = \mathbf{I}_L$, $\varphi_u(l) = \exp(-j2\pi\zeta_u l/L_B)$, $l \in \psi$. CIR 也可由时域接收导频向量 \mathbf{r}_{m,u,n_B}^P 和时域导频序列 \mathbf{s}_{u,n,n_B}^P 相关运算求得,这种方法被称为 TD-CE.

2 双边导频设计与时域信道估计

在 MIMO SC-FDMA 系统中,利用具有理想周期自相关特性的 GCS 实现双边最优信道估计. GCS 序列 \mathbf{a} 和 \mathbf{b} 的定义和生成式见文献[8],理想周期自相关特性可表示成

$$\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \mathbf{B}^H \mathbf{B} = 2L_P \mathbf{I}_{L_P} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{A} = \text{Circ}\{\mathbf{a}\}$, $\mathbf{B} = \text{Circ}\{\mathbf{b}\}$, 序列长度 $L_P = 2^K$, K 是整数.

2.1 最优梳状双边导频设计

如图 1 所示,本文提出一种适合 MIMO SC-FDMA 系统的时隙结构(time slot, TS). 每个 TS 包含 M_{SS} 个子时隙(sub-time slot, SS). 互为复共轭的双边梳状导频段分别位于在每个 SS 的前部和尾部,分别被称为“前置导频”和“后置导频”. 另外,为降低冗余,第 m_{SS} 个与第 $m_{SS} + 1$ 个 SS 共享相同的

梳状导频段,因此每个 TS 的导频块数目 $M_P = M_{SS} + 1$.

设两种序列 \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 由长 $L_P = 2^K$ 的二进制 Golay 对 \mathbf{a} 和 \mathbf{b} 构成,分别定义为

$$\mathbf{x} = \frac{\sqrt{2}}{2}(\mathbf{a} + \mathbf{j}\mathbf{b}) \quad (7)$$

和

$$\mathbf{y} = \frac{\sqrt{2}}{2} \mathbf{P}_{L_P}^{(1)} \mathbf{J}(\mathbf{b} - \mathbf{j}\mathbf{a}) \quad (8)$$

其中, \mathbf{J} 是互换矩阵, $\mathbf{P}_{L_P}^{(l)} = [\mathbf{e}_l \cdots \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_{L_P} \cdots \mathbf{e}_{l+1}]$, \mathbf{e}_l 是第 l 个元素为 1、其余元素为 0 的列单位向量. 由于 \mathbf{a} 和 \mathbf{b} 中的元素都是二进制,因此序列 \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 中的元素都属于 QPSK 星座图. 由序列 \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 生成的循环矩阵 $\mathbf{X} = \text{Circ}\{\mathbf{x}\}$ 和 $\mathbf{Y} = \text{Circ}\{\mathbf{y}\}$ 具备如下优良性质

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{X}^H \mathbf{X} + \mathbf{X}^T \mathbf{X}^* &= 2L_P \mathbf{I}, \\ \mathbf{Y}^H \mathbf{Y} + \mathbf{Y}^T \mathbf{Y}^* &= 2L_P \mathbf{I}, \\ \mathbf{Y}^H \mathbf{X} + \mathbf{Y}^T \mathbf{X}^* &= \mathbf{0} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

借助于文献[10]提出的导频构造方法,设 $L_P \geq NL_{\max}/2$, 第 u 个用户的导频块定义为

$$\mathbf{s}_{u,n,m_P}^P = \begin{cases} \mathbf{P}_{L_P}^{((n-1)L_P/N)} \mathbf{x}; & m_P \text{ 是偶且 } n \text{ 是奇} \\ \mathbf{P}_{L_P}^{((n-1)L_P/N)} \mathbf{x}^*; & m_P \text{ 是奇且 } n \text{ 是奇} \\ \mathbf{P}_{L_P}^{((n-2)L_P/N)} \mathbf{y}; & m_P \text{ 是偶且 } n \text{ 是偶} \\ \mathbf{P}_{L_P}^{((n-2)L_P/N)} \mathbf{y}^*; & m_P \text{ 是偶且 } n \text{ 是偶} \end{cases} \quad (10)$$

其中, m_P 是导频块的索引, n 是发送天线的索引. 由式(9)可知,双边导频具备相移与序列正交.

2.2 时域信道估计

假设相邻导频段位置处的信道是准静止的,即

$$\mathbf{h}_{m,u,n,m_P} \approx \mathbf{h}_{m,u,n,m_P+1} \approx \mathbf{h}_{m,u,n,m_{SS}}^D \quad (11)$$

其中, $\mathbf{h}_{m,u,n,m_{SS}}^D$ 是第 m_{SS} 个子时隙中数据段中间位置处的 CIR. 数据段其他位置的 CIR 可根据估计值进行插值或外推获得. 不失一般性,设发送天线数为偶数,则第 m 根接收天线的导频段可表示为

$$\underbrace{[\mathbf{r}_{m,1,0}^P; \mathbf{r}_{m,1,1}^P]}_{\tilde{\mathbf{r}}_m} \approx [\tilde{\mathbf{S}}_0^P; \tilde{\mathbf{S}}_0^{*P}] \mathbf{h}_{m,1,n}^D + \tilde{\mathbf{z}}_m = \underbrace{[\mathbf{X}; \mathbf{X}^*]}_{\tilde{\mathbf{X}}} \tilde{\mathbf{D}}_{m,0} \tilde{\mathbf{h}}_{m,0} + \underbrace{[\mathbf{Y}; \mathbf{Y}^*]}_{\tilde{\mathbf{Y}}} \tilde{\mathbf{D}}_{m,E} \tilde{\mathbf{h}}_{m,E} + \tilde{\mathbf{z}}_m \quad (12)$$

其中,为简化表述,忽略了用户的索引和 SS 的索引, $[\cdot; \cdot]$ 表示列复接, $\tilde{\mathbf{h}}_{m,0}$ 和 $\tilde{\mathbf{h}}_{m,E}$ 分别是奇数和偶数索引的发送天线到第 m 根接收天线间的 CIR

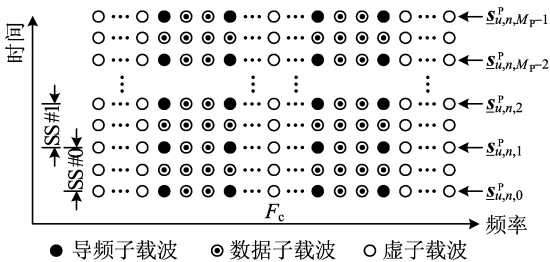


图 1 采用 GCS 构造双边梳状导频的时隙结构
Fig. 1 Illustration of the time slot structure using GCS as two-sided comb-type pilots

向量复接, $\tilde{\mathbf{h}}_{m,0} \triangleq [\tilde{\mathbf{h}}_{m,1,1,0}; \tilde{\mathbf{h}}_{m,1,3,0}; \dots; \tilde{\mathbf{h}}_{m,1,N-1,0}]$,
 $\tilde{\mathbf{h}}_{m,E} \triangleq [\tilde{\mathbf{h}}_{m,1,2,0}; \tilde{\mathbf{h}}_{m,1,4,0}; \dots; \tilde{\mathbf{h}}_{m,1,N,0}]$, 两者长度相等,
 $L_{C,0} = L_{C,E} = NL/2$. 式(12)中, $\tilde{\mathbf{D}}_{m,0} = \tilde{\mathbf{D}}_{m,E} \triangleq$
 $[\tilde{\mathbf{D}}_{m,u,1}, \mathbf{P}_{L_P}^{(2L_P/N)} \tilde{\mathbf{D}}_{m,u,3}, \dots, \mathbf{P}_{L_P}^{(N-1)L_P/N} \tilde{\mathbf{D}}_{m,u,N-1}]$,
 $\tilde{\mathbf{D}}_{m,0} = \tilde{\mathbf{D}}_{m,E} \triangleq \tilde{\mathbf{D}}_{m,1/2}$. 式(12)可写成紧凑的矩阵与向
量乘积形式

$$\tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{D}}_{1/2}\tilde{\mathbf{h}}_0 + \tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{D}}_{1/2}\tilde{\mathbf{h}}_E + \tilde{\mathbf{z}} \quad (13)$$

此式省略接收天线和 SS 的索引编号. 至此, 式(13)是采用相移与序列正交双边导频的信道估计系统模型的数学表达式. 根据 LS 准则和式(9), \mathbf{s}_{k,n,m_p}^p 和 \mathbf{s}_{k,n,m_p+1}^p 是适用于 MIMO SC-FDMA 系统的最优双边梳状导频段.

利用式(5), 时域线性 LS 信道估计值可表示成^[11]

$$\hat{\mathbf{h}}_0 = \frac{1}{2L_P} \mathbf{\Gamma} \tilde{\mathbf{D}}_{1/2}^T \tilde{\mathbf{X}}^H \tilde{\mathbf{r}} \quad (14)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_E = \frac{1}{2L_P} \mathbf{\Gamma} \tilde{\mathbf{D}}_{1/2}^T \tilde{\mathbf{Y}}^H \tilde{\mathbf{r}} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{\Gamma} = \mathbf{I}_{N/2} \otimes \text{Diag}\{\varphi_k^*\}$, 其尺寸为 $L_C/2 \times L_C/2$, \otimes 表示 Kronecker 积. 式(13)中的 $\tilde{\mathbf{z}}$ 包含独立同分布的零均值 AWGN 样本, 因此 LS 估计是无偏的^[11]. 此外, 信道估计的均方误差能够达到最小经典 CRLB^[9]. 对于数据符号的 CIR, 可以经由插值或外推获得.

3 快速实现方案

根据式(14)和(15), TD-CE 需要先求时域接收双边导频

$$\tilde{\mathbf{r}}_m = (\mathbf{I}_2 \otimes (\mathbf{F}_P^* (\mathbf{U}_P^T)^T \mathbf{Q})) [\mathbf{r}_{m,n_B}; \mathbf{r}_{m,n_B+1}] \quad (16)$$

根据导频子载波均匀分布的特点和 DFT 矩阵的对称特性, 可得

$$\mathbf{F}_P^* (\mathbf{U}_P^T)^T \mathbf{Q} = [\mathbf{\Xi}_1 \quad \mathbf{\Xi}_2 \quad \dots \quad \mathbf{\Xi}_{U'}] \quad (17)$$

其中, $U' = UU_P$, $u' = 1, 2, \dots, U'$, $\mathbf{\Xi}_{u'}$ 是对角阵,

$$\mathbf{\Xi}_{u'} = W_{U'}^{\zeta_{u'}(u'-1)} \text{Diag}\{[W_{L_B}^0 \quad W_{L_B}^{\zeta_{u'}} \quad \dots \quad W_{L_B}^{\zeta_{u'}(L_P-1)}]^T\} \quad (18)$$

因此, 求 $\tilde{\mathbf{r}}_m$ 只需要 $2L_B$ 次复数乘法 (complex multiplications, CMs).

由于导频段由二进制序列构造, 周期相关 $\tilde{\mathbf{X}}^H \tilde{\mathbf{r}}$ 和 $\tilde{\mathbf{Y}}^H \tilde{\mathbf{r}}$ 可避免乘法运算. 为进一步降低计算复杂度, 本文提出一种对称 Lattice 结构. 由于文献[8]提出的 FPGC 算法采用了左循环移位, 为区别, 本文将其命名为 FPGC-L. 根据序列 \mathbf{x} 的定义, $\hat{\mathbf{h}}_0$ 的计

算可采用 FPGC-L 快速实现. 由于序列 \mathbf{y} 不同于 \mathbf{x} , 计算 $\hat{\mathbf{h}}_E$ 并不能直接采用 FPGC-L, 本文提出 FPGC-R. 将式(8)代入式(15), 得

$$\hat{\mathbf{h}}_E = \frac{\sqrt{2}}{4L_P} \mathbf{\Gamma} \tilde{\mathbf{D}}_{1/2}^T [\mathbf{B} \quad \mathbf{A}] \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{r}}^{(0,K)} \\ \vec{\mathbf{r}}^{(1,K)} \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中,

$$\begin{bmatrix} \vec{\mathbf{r}}^{(0,K)} \\ \vec{\mathbf{r}}^{(1,K)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & j\mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & -\mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{r}}^{(0)} \\ \vec{\mathbf{r}}^{(1)} \end{bmatrix} \quad (20)$$

此式是 FPGC-R 的“预处理”阶段. 对比式(20)和文献[8]中的式(20)可知

$$\vec{\mathbf{r}}^{(0,K)} = \vec{\mathbf{r}}^{(0,K)}, \vec{\mathbf{r}}^{(1,K)} = -\vec{\mathbf{r}}^{(1,K)} \quad (21)$$

这表明 FPGC-L 和 FPGC-R 可共享预处理结果, 节省 $2L_P$ 次复数加法 (complex additions, CAs). 为高效计算 $\hat{\mathbf{h}}_E$, 由文献[8]中定理 1 的推论, 对矩阵 $[\mathbf{B} \quad \mathbf{A}]$ 进行因式分解, 得

$$\hat{\mathbf{h}}_E = \frac{\sqrt{2}}{4L_P} \mathbf{\Gamma} \tilde{\mathbf{D}}_{1/2}^T \begin{bmatrix} -\mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega(0)\mathbf{P}_{L_P}^{(1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \dots \\ \begin{bmatrix} \omega(k-2)\mathbf{P}_{L_P}^{(2k-2)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{r}}^{(0,k-1)} \\ \vec{\mathbf{r}}^{(1,k-1)} \end{bmatrix} \quad (22)$$

其中,

$$\begin{bmatrix} \vec{\mathbf{r}}^{(0,k-1)} \\ \vec{\mathbf{r}}^{(1,k-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega(k-1)\mathbf{P}_{L_P}^{(2k-1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\mathbf{I} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{r}}^{(0,k)} \\ \vec{\mathbf{r}}^{(1,k)} \end{bmatrix} \quad (23)$$

从而, 偶数索引发送天线的 CIR 估计值为

$$\hat{\mathbf{h}}_E = \frac{\sqrt{2}}{4L_P} \mathbf{\Gamma} \tilde{\mathbf{D}}_{1/2}^T (\vec{\mathbf{r}}^{(0,0)} - \vec{\mathbf{r}}^{(1,0)}) \quad (24)$$

对于 FPGC-R, 此式是信道估计的“后处理”阶段. 由于 $\mathbf{P}_{L_P}^{(2k-1)} \mathbf{v}$ 对向量 \mathbf{v} 中的元素循环右移 2^{k-1} 的元素, 因此, 本文命名式(23)为 FPGC-R. 高效实现 TD-CE 的对称结构如图 2 所示, 其中 $L_C = 8$, $N = 4$, $L_P = 4$, $\tilde{\mathbf{g}} = \text{Diag}\{\sqrt{2}\mathbf{\Gamma}/(4L_P)\}$.

本文采用 CMs 和 CAs 估算信道估计算法的计算复杂度. 两种不同实现方案所需的计算复杂度对比如图 3 所示. 综合起来看, TD-CE 方案要比传统的 FD-CE 方案所需计算复杂度低得多.

4 仿真结果

对采用本文提出方案的 MIMO SC-FDMA 系统信道估计进行仿真实验, 接收机采用基于线性 MMSE 准则的空时频相干检测器. 仿真参数归纳于表 1. 为提高信道估计的精度, 在信道估计后, 信道插值/外推前, 对初始信道估计值进行 MMSE 滤波.

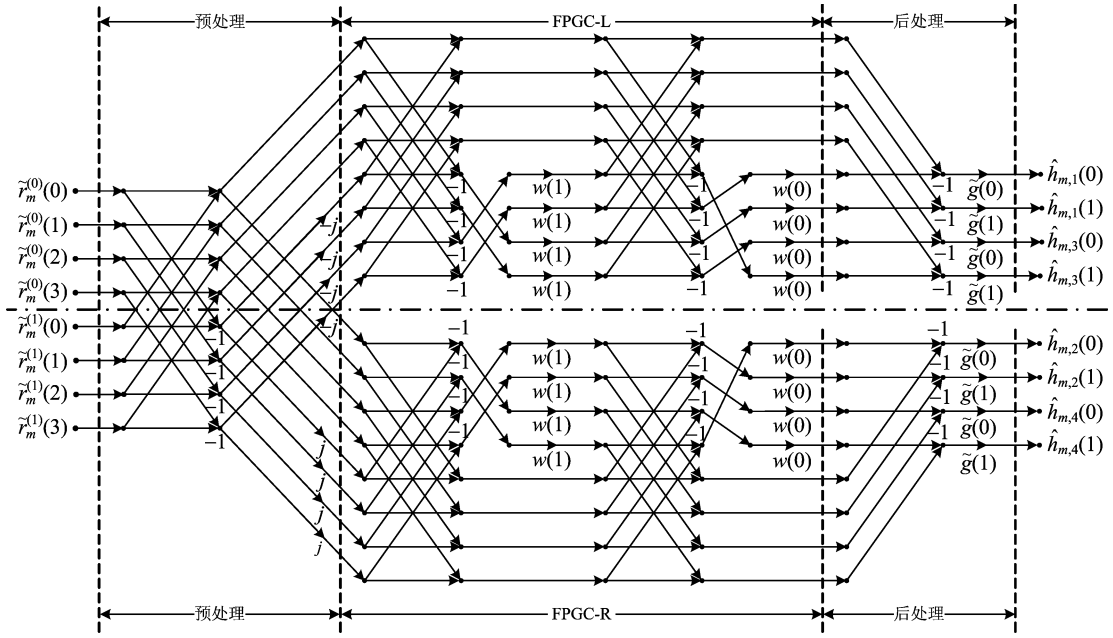


图 2 采用 4 点 FPGC-L 和 FPGC-R 的对称 Lattice 结构信号流图

Fig. 2 Signal flow graph of the symmetrical lattice structure using four-point FPGC-L and FPGC-R

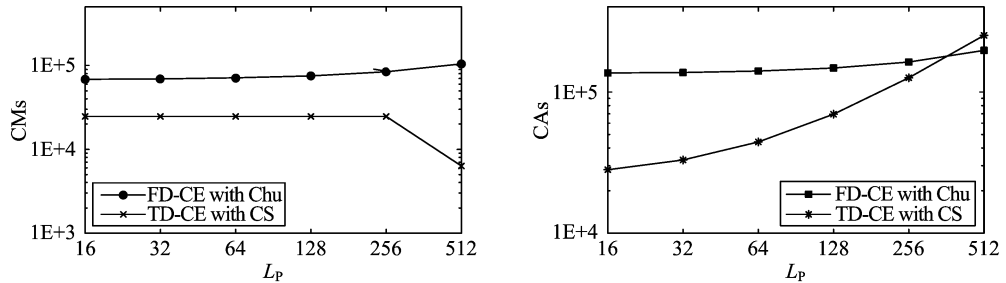


图 3 采用互补序列的 TD-CE 与采用 Chu 序列的 FD-CE 之间计算复杂度对比

Fig. 3 The comparisons of computational complexities of TD-CE and FD-CE

表 1 MIMO SC-FDMA 系统的仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of MIMO SC-FDMA systems

参 数	取 值	参 数	取 值
发送天线数目	4	子载波映射方式	DM, 子载波间隔为 8
接收天线数目	4	导频长度 L_p	64
载波频率	2.0 GHz	保护段的符号数 L_G	64
车速	120, 250 km/h	子时隙中总块数 M_B	23
最大多径时延扩散 τ_{max}	2.0 μ s	子时隙数目 M_{SS}	11
多径功率谱	指数分布	导频段数目 M_P	12
可分辨多径数目 L	5	Turbo 编码器	(11, 15), 1/2 速率
符号速率	10.24 Msps	内交织器(Turbo 码)	随机交织器, 尺寸 5 093
子载波间隔	5 kHz	Turbo 译码器	Log-MAP 译码, 8 次迭代
所有用户子载波总数 L_B	2 048	外交置器(编码块间)	矩阵交织器, 尺寸 320 \times 256
每用户子载波数目 L_A	256	调制方式	QPSK

图 4 分别对比了两种不同方案的信道估计 NMSE 性能和链路平均 BER 性能. 由图 4 的仿真结果对比可知, 由于采用相移和序列正交的导频, 在相同的导

频开销前提下, 在高车速场景下, 无论 NMSE 还是 BER 性能, 本文提出的采用 GCS 构造双边导频的 TD-CE 都要优于采用 Chu 序列的传统 FD-CE. 图 4