

# OFDM 快时变信道下的相位旋转调制技术

俞菲 杨绿溪

(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

**摘要:** 由于发射端和接收端振荡器之间的频率偏差以及无线信道的时变性, OFDM 系统各个子载波之间的正交性将会被破坏, 从而产生载波间干扰(ICI)。该文利用发送端的多天线分集, 提出了一种新型的相位旋转调制技术。它通过在频域对不同发送天线上的发送信号进行不同角度的旋转, 使接收端等效信道频域响应产生的载波间干扰最小, 达到抑制载波间干扰的作用。实验证明, 这种新型的相位旋转调制技术不会改变 OFDM 系统的发送功率, 能够在不占用额外系统带宽的情况下有效地消除快时变信道环境下系统的载波间干扰, 达到较好的误码率性能。

**关键词:** OFDM 系统; 快变信道; 发送分集; 相位旋转调制

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)01-0023-04

## Phase Rotation Modulation Technique for Time-Varying OFDM Systems

Yu Fei Yang Lu-xi

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** Due to the time variation and frequency offset of mobile radio channels of the OFDM system, the orthogonality between sub-carriers will be destroyed. In this paper, a novel phase rotation technique is proposed which can suppress the Inter-Carrier Interference (ICI) efficiently. This new method can get the minimum of sub-carrier interference in frequency domain by rotating the phase properly on each sub-carrier. Simulation results show that this new scheme can suppress the ICI efficiently and achieve better system BER performance, while the frequency efficiency and transmitting power remain the same.

**Key words:** OFDM system; Time-varying channel; Transmission diversity; Phase rotation modulation

### 1 引言

OFDM 系统能获得较高的传输速率, 在循环前缀足够长的情况下, 可以有效地克服频率选择性信道下的码间干扰, 因此得到了广泛的应用<sup>[1]</sup>。但是, OFDM 系统会产生载波间干扰(Inter-Carrier-Interference, ICI)<sup>[2]</sup>, 这是影响 OFDM 系统性能的关键问题之一。载波间干扰的产生主要有两个原因: 发送端、接收端振荡器的不精确<sup>[3,4]</sup>和信道快时变。

针对 OFDM 系统存在的载波间干扰已经出现了一些解决的方案。在文献[5,6]中, 分别提出了针对快时变信道下载波间干扰的频域均衡方案; 文献[7]中又给出了应用回声消除算法<sup>[8]</sup>抵消载波间干扰的时域均衡方案。在发射端加入预编码也是一种有效的抑制载波间干扰的方案<sup>[9]</sup>。

本文利用发送端的多天线分集, 提出了一种新型的相位旋转调制技术。它通过在频域对不同发送天线上的发送信号进行不同角度的旋转, 使得在接收端等效信道频域响应产生的载波间干扰最小, 从而达到抑制载波间干扰的作用。

本文的第 2 节从 OFDM 系统的数学模型着手, 分析了

载波间干扰的产生及其数学表达, 在第 3 节中, 提出了一种新型的相位旋转调制技术, 并从不同的目标函数出发, 给出了相位旋转角度的不同优化解。本文的推导假设系统的信道脉冲响应已知, 相应的估计和预测的算法可以参考相关的文献。性能的仿真和总结分别在第 4 节和第 5 节中。

### 2 系统模型

考虑一个多输入单输出的 MISO-OFDM 通信系统下行链路, 基站端配备  $T_r$  根发送天线, 用户端配备单根天线。发送的信号流  $\mathbf{X}_0, \mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_{T_r-1}$  被分配到  $T_r$  根发送天线上。在第  $m$  根天线上, 对信号  $\mathbf{X}_m$  做  $N$  点的 IFFT 变换、插入循环前缀后, 输出信号  $x_m(k)$  可以表示为

$$x_m(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{q=0}^{N-1} X_m(q) \exp\{j2\pi/Nkq\} \quad (1)$$

假设 OFDM 系统的循环前缀大于信道的多径数, 在信道快速变化, 发射端和接收端振荡器之间存在频率偏差的情况下, OFDM 系统各个子载波之间的正交性将会被破坏, 从而产生载波间干扰(ICI)。

此时接收端的信号可以表示为

$$y(k) = \sum_{m=1}^{T_r} \sum_{l=0}^L h_{m-1}(k, l) x_{m-1}(k-l) \exp\{j2\pi/Nk\varepsilon\} + w(k), \quad k = 0, \dots, N-1; n = 1, \dots, Rr \quad (2)$$

2007-06-25 收到, 2007-12-28 改回

国家重点基础研究发展计划(2007CB310603), 国家自然科学基金(60672093, 60496310), 国家 863 计划项目(2007AA01Z262), 江苏省自然科学基金(BK2005061)和为高校基金资助课题

其中  $y(k)$  是第  $k$  个时刻用户端接收天线上的信号,  $h_{m-1}(k, l)$  是快时变信道第  $m-1$  根发送天线到接收天线第  $l$  个离散径在  $k$  时刻上的信道脉冲响应,  $w(k)$  是第  $k$  个时刻用户端接收天线上的噪声,  $\varepsilon$  是相对于系统频率  $f$  的频偏。令

$$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m-1}(k, l) \exp\{-j2\pi/Nql\} \cdot \exp\{-j2\pi/Nk(q+\varepsilon-p)\} = H_{m-1}(p, q) \quad (3)$$

在接收端, 接收信号  $y(k)$  去除了循环前缀和 FFT 变换后的输出可以表示为

$$\begin{aligned} Y(p) &= \sum_{m=1}^{\text{Tr}} \sum_{q=0}^{N-1} H_{m-1}(p, q) X_{m-1}(q) + W(p) \\ &= \sum_{m=1}^{\text{Tr}} H_{m-1}(p, p) X_{m-1}(p) + \sum_{m=1}^{\text{Tr}} \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq p}}^{N-1} H_{m-1}(p, q) \\ &\quad \cdot X_{m-1}(q) + W(p) = Y^{(1)}(p) + Y^{(2)}(p) + W(p) \end{aligned} \quad (4)$$

这里的  $Y^{(1)}(p)$  和  $Y^{(2)}(p)$  分别是信号项和载波干扰项。

### 3 相位旋转调制技术

假设发送端有  $\text{Tr}$  根发送天线, 接收端有一根接收天线, 发送端已知信道信息。根据信道信息, 发送端可以对每根发送天线上的信号进行不同的频域旋转, 即

$$\begin{aligned} [X'_0(p), X'_1(p), \dots, X'_{\text{Tr}-1}(p)] &= [X_0(p), X_1(p), \dots, X_{\text{Tr}-1}(p)] \\ &\quad \cdot \text{diag}(\theta_0(p), \theta_1(p), \dots, \theta_{\text{Tr}-1}(p)) \end{aligned} \quad (5)$$

在接收端, 接收信号去除了循环前缀, 进行 FFT 变换后的输出可以表示为

$$\begin{aligned} Y'(p) &= \sum_{m=1}^{\text{Tr}} \sum_{q=0}^{N-1} H_{m-1}(p, q) X'_{m-1}(q) + W(p) \\ &= \sum_{m=1}^{\text{Tr}} \sum_{q=0}^{N-1} H_{m-1}(p, q) X_0(q) \theta_{m-1}(q) + W(p) \\ &= \sum_{m=1}^{\text{Tr}} \sum_{q=0}^{N-1} H_{m-1}(p, q) \theta_{m-1}(q) X_0(q) + W(p) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\text{令 } H'(p, q) = \sum_{m=1}^{\text{Tr}} H_{m-1}(p, q) \theta_{m-1}(q), \text{ 可以得到}$$

$$\begin{aligned} Y'(p) &= \sum_{q=0}^{N-1} H'(p, q) X_0(q) + W'(p) \\ &= Y^{(1)}(p) + Y^{(2)}(p) + W'(p) \end{aligned} \quad (7)$$

下面, 将根据不同的目标函数, 具体给出相位旋转角度的几种不同的优化解。

#### 3.1 有用载波上的信号功率最大

仍然假设发送端有  $\text{Tr}$  根发送天线, 接收端有一根接收天线。

根据式(7)可以得到, 当在发送端进行相位旋转编码调制时, 第  $p$  个载波上的有用信号功率为

$$E'_{\text{sig}}(p) = \|Y^{(1)}(p)\|^2 = E_s \times \|H'(p, p)\|^2 \quad (8)$$

可以看出, 系统的等效信道频域响应越大, 其有用载波上的信号功率也越大。由于  $H'(p, q) = \sum_{m=1}^{\text{Tr}} H_{m-1}(p, q) \theta_{m-1}(q)$ ,

所以, 通过计算, 可以找到一个合适的旋转矩阵:  $\Theta = [\Theta(0), \Theta(1), \dots, \Theta(N-1)]$ ;  $\Theta(p) = [\theta_0(p), \theta_1(p), \dots, \theta_{\text{Tr}-1}(p)]$ , 使得在每个子载波上, 系统的等效频域响应  $H'(p, p)$  的传输增益都能达到最大。

$\|H'(p, p)\|^2$  可以描述为矩阵相乘的形式:

$$\begin{aligned} \|H'(p, p)\|^2 &= \begin{bmatrix} H_0(p, p) \\ H_1(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \theta_0(p) \\ \theta_1(p) \\ \vdots \\ \theta_{\text{Tr}-1}(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0(p, p) \\ H_1(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_0(p) \\ \theta_1(p) \\ \vdots \\ \theta_{\text{Tr}-1}(p) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \theta_0(p) \\ \theta_1(p) \\ \vdots \\ \theta_{\text{Tr}-1}(p) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} H_0^*(p, p) \\ H_1^*(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}^*(p, p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0(p, p) \\ H_1(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \theta_0(p) \\ \theta_1(p) \\ \vdots \\ \theta_{\text{Tr}-1}(p) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

其中  $(\bullet)^T, (\bullet)^H, (\bullet)^*$  分别是对元素做转置, 共轭转置和共轭运算。

$$\text{令 } \mathbf{R}_H(p) = \begin{bmatrix} H_0^*(p, p) & H_0(p, p) \\ H_1^*(p, p) & H_1(p, p) \\ \vdots & \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}^*(p, p) & H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix}^T. \text{ 那么, 寻找合}$$

适的旋转矩阵, 最大化有用载波上信号功率的问题可以描述为

$$\begin{aligned} \max_{\theta(q)} \|H'(p, q)\|^2 &= \max_{\theta(q)} \left\{ \Theta^*(p) \mathbf{R}_H(p) \Theta^T(p) \right\} \\ \text{s.t. } \Theta^H(p) \Theta(p) &= \mathbf{I}_{\text{Tr}} \end{aligned} \quad (10)$$

对  $\mathbf{R}_H(p)$  进行特征值分解, 假设  $\mathbf{V}(p)$  是其最大特征值所对应的特征向量, 那么最优相位旋转角度满足:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}(p) &= [V_0(p), V_1(p), \dots, V_{\text{Tr}-1}(p)] \\ &= [\|V_0(p)\| \theta_0(p), \|V_1(p)\| \theta_1(p), \dots, \|V_{\text{Tr}-1}(p)\| \theta_{\text{Tr}-1}(p)] \end{aligned} \quad (11)$$

其中  $\|\bullet\|$  是复数的幅度。

#### 3.2 信干比(SIR)最大

仍然假设发送端有  $\text{Tr}$  根发送天线, 接收端有一根接收天线, 当在发送端进行相位旋转编码调制时, 由第  $p$  个载波所产生的有用信号功率和干扰项功率之和的比值为

$$\text{SIR}'(p) = \frac{E'_{\text{sig}}(p)}{E'_{\text{int}}(p)} = \frac{\|H'(p, p)\|^2}{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq p}}^{N-1} \|H'(q, p)\|^2} \quad (12)$$

$$\text{其中 } H'(p, p) = \sum_{m=1}^{\text{Tr}} H_{m-1}(p, p) \theta_{m-1}(p) \quad ; \quad H'(q, p) = \sum_{m=1}^{\text{Tr}} H_{m-1}(q, p) \theta_{m-1}(p)。$$

式(12)可以进一步推导得

$$\text{SIR}'(p) = \frac{E'_{\text{Sig}}(p)}{E'_{\text{Inf}}(p)} = \frac{\left\| \sum_{m=1}^{\text{Tr}} H_{m-1}(p, p) \theta_{m-1}(p) \right\|^2}{\sum_{q=0}^{N-1} \sum_{m=1}^{\text{Tr}} \left\| H_{m-1}(q, p) \theta_{m-1}(p) \right\|^2} \quad (13)$$

式(13)可以写成矩阵相乘的形式:

$$\text{SIR}'(p) = \frac{\begin{bmatrix} \theta_0(p) \\ \theta_1(p) \\ \vdots \\ \theta_{\text{Tr}-1}(p) \end{bmatrix}^{\text{H}} \begin{bmatrix} H_0(p, p) \\ H_1(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} H_0(p, p) \\ H_1(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix}^{\text{T}} \begin{bmatrix} \theta_0(p) \\ \theta_1(p) \\ \vdots \\ \theta_{\text{Tr}-1}(p) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} \theta_0(p) \\ \theta_1(p) \\ \vdots \\ \theta_{\text{Tr}-1}(p) \end{bmatrix}^{\text{H}} \sum_{q=0}^{N-1} \sum_{m=1}^{\text{Tr}} \begin{bmatrix} H_0(q, p) \\ H_1(q, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(q, p) \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} H_0(q, p) \\ H_1(q, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(q, p) \end{bmatrix}^{\text{T}} \begin{bmatrix} \theta_0(p) \\ \theta_1(p) \\ \vdots \\ \theta_{\text{Tr}-1}(p) \end{bmatrix}}$$

令

$$\mathbf{R}_{\text{SIR}}(p) = \frac{\begin{bmatrix} H_0(p, p) \\ H_1(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} H_0(p, p) \\ H_1(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix}^{\text{T}}}{\sum_{q=0}^{N-1} \sum_{m=1}^{\text{Tr}} \begin{bmatrix} H_0(q, p) \\ H_1(q, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(q, p) \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} H_0(q, p) \\ H_1(q, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(q, p) \end{bmatrix}^{\text{T}}}$$

题可以描述为

$$\max_{\theta(q)} \|H'(p, q)\|^2 = \max_{\theta(q)} \left\{ \Theta^*(p) \mathbf{R}_{\text{SIR}}(p) \Theta^{\text{T}}(p) \right\} \quad (15)$$

s.t.  $\Theta^{\text{H}}(p) \Theta(p) = \mathbf{I}_{\text{Tr}}$

此时, 最优旋转角度  $\Theta(p)$  是  $\mathbf{R}_{\text{SIR}}(p)$  最大特征值所对应特征向量的角度。

### 3.3 信干噪比(SINR)最大

在 3.1 节, 3.2 节中分别针对 OFDM 系统中有用载波上的信号功率之和和系统的信干比给出了进行频域相位旋转编码调制的优化解。下面, 将以 OFDM 系统的信干噪比为代价函数, 给出相应情况下最优解的选取方法。

仍然假设发送端有  $\text{Tr}$  根发送天线, 接收端有一根接收天线, 当在发送端进行相位旋转编码调制时, 由第  $p$  个载波所产生的有用信号功率和干扰噪声项功率之和的比值为

$$\text{SINR}'(p) = \frac{E'_{\text{Sig}}(p)}{E'_{\text{Inf}}(p) + \sigma_{\text{NOISE}}^2} = \frac{\|H'(p, p)\|^2 \times E_s}{\sum_{q=0}^{N-1} \sum_{m=1}^{\text{Tr}} \|H_{m-1}(q, p)\|^2 \times E_s + \sigma_{\text{NOISE}}^2} \quad (16)$$

其中  $\sigma_{\text{NOISE}}^2$  是噪声的方差,  $E_s$  是每个载波上信号的发送功率。

式(16)可以进一步写成矩阵相乘的形式:

$$\text{SINR}'(p) = \frac{\begin{bmatrix} \theta_0(p) \\ \theta_1(p) \\ \vdots \\ \theta_{\text{Tr}-1}(p) \end{bmatrix}^{\text{H}} \begin{bmatrix} H_0(p, p) \\ H_1(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} H_0(p, p) \\ H_1(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix}^{\text{T}} \begin{bmatrix} \theta_0(p) \\ \theta_1(p) \\ \vdots \\ \theta_{\text{Tr}-1}(p) \end{bmatrix}}{\sum_{q=0}^{N-1} \sum_{m=1}^{\text{Tr}} \begin{bmatrix} H_0(q, p) \\ H_1(q, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(q, p) \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} H_0(q, p) \\ H_1(q, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(q, p) \end{bmatrix}^{\text{T}} \begin{bmatrix} 1 \\ \theta_1(p) \\ \vdots \\ \theta_{\text{Tr}-1}(p) \end{bmatrix}} + \frac{\sigma_{\text{NOISE}}^2}{E_s} \quad (17)$$

类似地, 令

$$\mathbf{R}_{\text{SINR}}(p) = \frac{\begin{bmatrix} H_0(p, p) \\ H_1(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} H_0(p, p) \\ H_1(p, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(p, p) \end{bmatrix}^{\text{T}}}{\sum_{q=0}^{N-1} \sum_{m=1}^{\text{Tr}} \begin{bmatrix} H_0(q, p) \\ H_1(q, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(q, p) \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} H_0(q, p) \\ H_1(q, p) \\ \vdots \\ H_{\text{Tr}-1}(q, p) \end{bmatrix}^{\text{T}}}$$

$\mathbf{R}_{\text{SINR}}(p)$  最大特征值所对应特征向量的角度。

## 4 实验仿真及改进设计

本文参考了 3GPP Spatial Channel Model(SCM)中描述的信道模型<sup>[10]</sup>, 发送端的天线数为 2, 接收端的天线数为 1, 系统中心频率 2.0GHz, 系统载波数为 128。发送信号采用 BPSK 调制。

图 1 给出了无编码(no coding), 根据载波信号能量最大进行相位旋转调制(PRM-SPM)、根据信干比最大进行相位旋转调制(PRM-SIR)和根据信干噪比最大化进行相位旋转调制(PRM-SINR)4 种情况下发送端信噪比和误码率性能关系图。图 1(a)中假设移动终端的移动速度为 120km/h, 图 1(b)中假设移动终端的移动速度为 60km/h。

从图中可以看出: 与不进行任何编码处理相比, 根据载波信号能量最大化的原则对系统进行相位旋转可以获得至少 4-5dB 的性能增益, 这是因为根据载波信号能量最大化的原则对系统进行相位旋转时, 利用了发送分集, 在相同发送

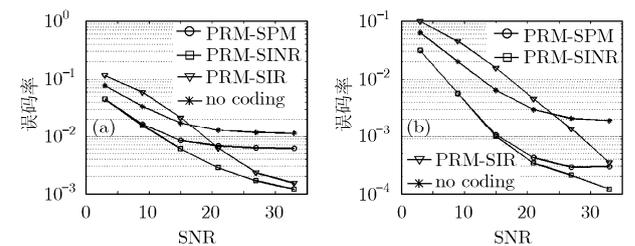


图 1 相位旋转调制系统性能比较

端信噪比的情况下,接收端的信噪比会有所增加,因此,系统的性能也会提高。根据信干比最大的准则对系统进行最优相位旋转调制可以有效地克服载波间的干扰,当移动终端的移动速度为 120km/h,在信噪比高于 20dB 的时候,可以获得比根据载波信号能量最大化准则更好的系统传输性能。而在移动终端的移动速度为 60km/h 的情况下,由于信道快时变所引起的载波间干扰对系统性能的影响并不大,因此根据载波信号能量最大化准则设计的最优相位旋转可以获得更好的系统性能。与上面的两种准则相比,根据信干噪比最大的准则兼顾了抑制载波间干扰和抑制噪声,因此无论信噪比高低,终端移动速度的快慢,它都可以收获较好的系统误码性能。

需要指出的是,相位旋转调制技术是一种闭环的技术,因此与不进行任何编码处理相比需要进行一定量的反馈。由于本文只需要反馈相位信息,因此和传统反馈最优匹配波束的方法相比,已经减少了一定的反馈量。但是在载波数比较大,发送天线数比较多的情况下,反馈量也会大大增加。下面,将给出两种降低反馈量的改进设计,它们可以以很小的性能损失为代价,换取反馈量的大幅降低,提高频带的利用率。

#### 4.1 改进设计 1: 频域载波分组

OFDM 系统各个子载波上信道的频域响应之间具有相关性,可以通过某几个子载波上的传输函数的频域响应重建所有子载波上传输函数的频域响应。在闭环的 OFDM 系统中,为了降低反馈量,往往只需要反馈几个子载波上的信道频域响应,而不需要反馈所有子载波上的信道特性。其中,一种最简单的设计方案是将 OFDM 系统的子载波分组,利用 OFDM 系统中相邻子载波上信道频域响应相差不大的特点,用几个等间隔分布的子载波上的信道频域响应代替与其相邻的一组子载波上的频域响应,这样可以大大降低系统所需的反馈量,提高频带资源利用率。

由于进行相位旋转编码调制的旋转矩阵是根据各个子载波上信道的频域响应设计的,因此,它也具有类似的相关性。由于 OFDM 系统中相邻子载波上信道频域响应相差不大,所以,在相应子载波上进行相位旋转的最优角度也相差不大。类似地,可以将 OFDM 系统的子载波分组,用几个等间隔分布的子载波上的最优相位旋转角度代替与其相邻的一组子载波上的最优相位旋转角度。

#### 4.2 改进设计 2: 等效时域滤波器

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\Theta\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (18)$$

根据第 2 节中的方案描述,式(18)给出了进行频域相位旋转的数学描述,其中  $\mathbf{Y}$  是接收信号的频域表示,  $\mathbf{X}$  是发送信号的频域表示,  $\mathbf{H}$  是信道的频域响应,  $\Theta$  是进行相位旋转编码调制的旋转矩阵。

由于相位旋转矩阵  $\Theta$  是一个对角阵,若对它做 IFFT 变换,其相应的时域矩阵  $\Phi$  将是一个循环阵。又因为各个子载波上信道的旋转相位之间具有相关性,那么,  $\Phi$  将是一个循

环且稀疏的矩阵,或循环且近似稀疏的矩阵,这样可以通过反馈较少的时域滤波器系数,在发送端重建频域相位旋转矩阵。

## 5 结束语

本文利用发送端的多天线分集,提出了一种新型的相位旋转调制技术,用于抑制载波间的干扰。根据不同的准则函数,本文得出了不同设计下的最优相位旋转的角度。这些相位旋转调制技术不会改变 OFDM 系统的发送功率。实验证明,在快时变的信道环境下,根据信干噪比最小的准则设计的最优相位旋转可以达到最好的误码率性能。

## 参考文献

- [1] Saltzberg B. Performance of an efficient parallel data transmission system. *IEEE Trans. on Communications*, 1967, 15(6): 805-811.
- [2] Russell M and Stuber G L. Inter-channel interference analysis of OFDM in a mobile environment. *IEEE VTC'95*, Chicago, IL. July 1995: 820-824.
- [3] Pollet T, Van Bladel M, and Moeneclaey M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. *IEEE Trans. on Commun.*, 1995, 43(2): 191-193.
- [4] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans. on Commun.*, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [5] Li Guangjie, Yang Hongwei, and Cai Liyu, *et al.* A low-complexity equalization technique for OFDM system in time-variant multi-path channels. *IEEE 58th VTC'2003 fall*, Orlando, Florida, USA. Oct.6-9, 2003, 4: 2466-2470.
- [6] Jeon Won Gi, Chang Kyums Hi, and Cho Yong Soo. An equalization technique for OFDM and MC-CDMA in a time-varying multi-path fading channel. *IEEE International Conference on ICASSP'97 Munich*, Germany. April 21-24, 1997, 3: 2529-2532.
- [7] Chen Shaoping and Yao Tianren. An inter-carrier interference suppression scheme for OFDM systems in time-varying fading channels. *Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS'04*. Vancouver, British Columbia, Canada. May 23-26, 2004, 3: 337-340.
- [8] Cioffi J M and Bingham A C. A data-driven multi-tone echo canceller. *IEEE Trans. on Commun.*, 1994, 42(10): 2853-2869.
- [9] Yang Lan, Chen Ming, Cheng Shixin, and Wang Haifeng. Inter-carrier interference cancellation of OFDM for time-varying channels. *Globalcom '04. IEEE Global Telecommunication Conference 2004*. Dallas Texas, 29 Nov - 3 Dec 2004, 6: 3753-3757.
- [10] Matlab implementation of the 3GPP2 Spatial Channel Model. 3GPP TR 25.996 V.1.2 Nov.11.2005.

俞菲: 女, 1980年生, 博士, 讲师, 研究方向为 MIMO-OFDM 系统下的检测与预处理技术研究。

杨绿溪: 男, 1964年生, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为多天线通信系统、盲信号处理。