

# 一种基于 MSINR 的 FMT 系统频域均衡算法

郑林华<sup>1</sup>,袁继兵<sup>1</sup>,钟 华<sup>1,2</sup>

(1.国防科学技术大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073; 2.95486 部队,四川成都 610000)

**摘 要:** 针对严格采样 FMT 系统符号间干扰(ISI)严重的问题,通过推导严格采样 FMT 系统的矩阵表示式,并对 FMT 接收信号的组成进行分析,提出了一种以最大化信干噪比(MSINR)为目标的子信道频域均衡算法.仿真结果表明,相比较于先前的判决反馈均衡(DFE)算法和基于最小均方误差准则的频域均衡算法,新算法能获得更好的误码率性能.

**关键词:** 均衡; 滤波多音调制; 符号间干扰; 最大信干噪比

**中图分类号:** TN911.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 09-2098-05

## A Frequency-Domain Equalization Algorithm for FMT Systems Based on MSINR

ZHENG Lin-hua<sup>1</sup>, YUAN Ji-bing<sup>1</sup>, ZHONG Hua<sup>1,2</sup>

(1. School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China;  
2. Unit 95486 of PLA, Chengdu, Sichuan 610000, China)

**Abstract:** Through deriving the matrix representations of the critical-sampled FMT system and analyzing the components of FMT signal, a new subchannel frequency-domain equalization algorithm is proposed based on maximizing the subchannel signal-to-interference-plus-noise ratio to eliminate the intersymbol interference( ISI) in critical-sampled FMT system. Simulation results show the bit error ratio (BER) performance of the proposed algorithm and its superiority in comparison with that of the previously proposed DFE equalization algorithm and the frequency domain equalization algorithm based on minimum-mean-square-error rule.

**Key words:** equalization; filtered multitone modulation; ISI; MSINR

## 1 引言

多载波调制由于能够有效克服高速数据传输中信道造成的码间干扰而被广泛应用于新一代无线通信系统中. FMT 作为一种新型的多载波调制技术,于 1999 年提出,用于解决 VDSL 中的回波噪声(ECHO)、近端串扰(NEXT)和远端串扰(FEXT)等问题<sup>[1]</sup>. FMT 与 OFDM 的本质区别在于 FMT 子信道频谱不重叠.正因为如此, FMT 系统的信道间干扰(ICI)很小,系统抗频偏性能好,并且不需要循环前缀和虚载波等开销.近年来,关于 FMT 在无线通信中的研究也日益增多<sup>[2,3]</sup>.

FMT 系统子信道频谱不重叠是通过不满足理想重构条件的原型滤波器来实现,这将不可避免的引入符号间干扰(ISI)<sup>[4]</sup>,尤其当 FMT 应用于无线多径环境时,ISI 将进一步增大,导致误码率急剧增加,严重影响 FMT 系统性能.因此,在接收端必须采用均衡来消除码间干扰. FMT 系统的均衡算法通常都是基于最小均方误差

(MMSE)准则<sup>[4]</sup>,但由于接收信号的信干噪比(SINR)直接影响接收机性能<sup>[5,6]</sup>,而 FMT 接收信号中包含有用信号、干扰信号(包括 ISI 和很小的 ICI)以及噪声信号,这三部分信号都与均衡器系数密切相关.当均衡器系数满足 MMSE 准则时,有用信号功率可能相对较小而干扰信号和噪声信号功率相对较大,从而导致接收信号 SINR 降低.因此,采用 MMSE 准则并不能确保均衡器获得良好的性能.基于此,本文通过分析 FMT 信号的组成成分,提出了一种以最大化信干噪比(MSINR, Mximum the Sgnal-to-Iterference-Plus-Noise Rtio)为目标的子信道频域均衡算法.仿真结果表明,该算法获得了良好的误码率性能.

## 2 FMT 系统模型

FMT 是一种基于滤波器组的多载波调制技术,它是通过原型滤波器将整个信道划分为若干个频带有限且互不重叠的子信道,用多个子载波在这些子信道上进行

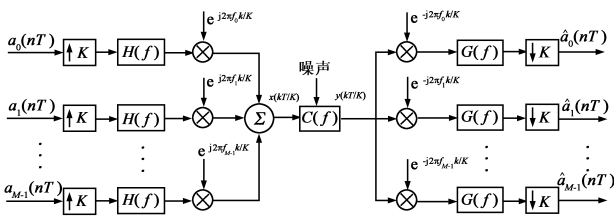


图1 FMT系统模型

信息的并行传输,其等效基带模型如图 1 所示.  $M$  路并行的调制数据  $a_i(nT)$ ,  $i=0,1,\dots,M-1$  进行  $K$  倍 ( $K=M$  时为严格采样,  $K>M$  为过采样) 插值后经过一个低通滤波器  $H(f)$  (时域脉冲响应为  $h(n)$ ) 进行带限,再用一组等频率间隔的子载波进行频率搬移,  $M$  路信号叠加后进入信道;在接收端,用对应的子载波从接收信号中解调出每路调制信号,经过与发端低通滤波器对应的匹配滤波器  $G(f)$  (时域脉冲响应为  $g(n)$ ) 后,再进行  $K$  倍信号抽取,便恢复了原始的调制信号. 本文将研究严格采样 FMT 频域均衡算法,即  $K=M$ .

当采用图 1 所示模型时,由于原型滤波器必须工作在  $M/T$  的速率上,这一速率远大于信号速率  $1/T$ ,致使系统实现非常复杂. 与 OFDM 类似, FMT 也可采用 IFFT/FFT 结构来实现,其结构如图 2 所示<sup>[7]</sup>.

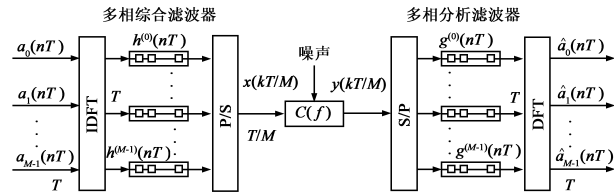


图2 OFDM与FMT子信道频谱图

其中  $h^{(m)}(n)$  是原型滤波器的第  $m$  个多相分量,  $g^{(m)}(n)$  为匹配滤波器的第  $m$  个多相分量,分别定

$$h^{(m)}(nT) = h\left[\left(mM+n\right)\frac{T}{M}\right] \quad (1)$$

$$g^{(m)}(nT) = g\left[\left(mM+n\right)\frac{T}{M}\right]$$

根据匹配滤波器的定义,  $g(n)$  与  $h(n)$  的关系式为

$$g(n) = h^*(N-1-n) \quad (2)$$

其中“ $*$ ”表示共轭运算. 由于  $h(n)$  通常是采用 FIR 滤波器来实现,滤波器系数是实数且对称,因此,匹配滤波器即等同于原型滤波器

$$g(n) = h(n) \quad (3)$$

### 3 最大 SINR 准则频域均衡算法

与 OFDM 不同, FMT 信号不包含循环前缀,其信号与信道之间并不满足循环卷积,因此,直接通过时域均衡或频域单抽头均衡并不能有效消除 ISI. 此外,由于接收信号的信干噪比(SINR)直接影响接收机性能,而 FMT 接收信号可以分解为有用信号、干扰信号(包括 ISI 和很小

的 ICI)以及噪声信号,这三部分信号都与均衡器系数密切相关. 当均衡器系数满足最小均方误差准则时,有用信号功率可能相对较小或干扰信号和噪声信号功率较大,从而导致接收信号 SINR 降低. 因此,采用最小均方误差准则并不能确保均衡器获得良好的性能. 基于此,论文提出了一种基于 MSINR 准则的子信道频域均衡算法,通过最大化每一子信道均衡器输出的 SINR 来消除干扰信号,第  $i$  个子信道均衡等效结构如图 3 所示.



图3 FMT子信道频域均衡结构图

FMT 原型滤波器的长记忆效应使得接收信号的相关性比较强. 原型滤波器长度为  $\chi M$ , 则 FMT 的一个发送信号  $\mathbf{x}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_M(k)]^T$  与  $k \sim (k - \chi + 1)$  时刻的发端数据  $\mathbf{a}$  有关, 其中  $\mathbf{a}(k) = [a_0(k), a_1(k) \dots a_{M-1}(k)]^T$ ; 同理,  $k$  时刻的判决信号  $\hat{\mathbf{a}}(k)$  与  $k \sim (k - \chi)$  时刻的接收信号  $\mathbf{x}$  有关. 由于 FMT 子信道数通常较大,假设由信道造成的 ISI 影响范围只限于三个 FMT 符号内,因此  $k$  时刻的判决信号  $\hat{\mathbf{a}}(k)$  与  $k \sim [k - (2\chi + 1)]$  时刻的发送信号  $\mathbf{a}$  有关.

假设频域均衡器长度为  $N$ , 定义 DFT 矩阵  $\mathbf{F}_M$  为

$$\mathbf{F}_M = \begin{bmatrix} W_M^{0,0} & W_M^{0,1} & \dots & W_M^{0,M-1} \\ W_M^{1,0} & W_M^{1,1} & \dots & W_M^{1,M-1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ W_M^{M-1,0} & W_M^{M-1,1} & \dots & W_M^{M-1,M-1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中  $W_M^{i,j} = e^{-j2\pi ij/M}$ . 多径信道可以等效为  $\mathbf{c} = [c_0, c_1, \dots, c_{L-1}]^T$ , 其中  $L$  为信道长度, 则  $(\chi M + N - 1) \times 1$  维 FMT 接收信号可以表示为

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_{\chi M(k-1)-N+1} \\ y_{\chi M(k-1)-N+2} \\ \vdots \\ y_{\chi M k - 1} \end{bmatrix} = [\mathbf{0}_1 \quad \mathbf{C} \quad \mathbf{0}_2] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\chi-1} & \mathbf{H}_{\chi-2} & \dots & \mathbf{H}_0 & \mathbf{0} & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_{\chi-1} & \mathbf{H}_{\chi-2} & \dots & \mathbf{H}_0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{H}_{\chi-1} & \mathbf{H}_{\chi-2} & \dots & \mathbf{H}_0 \end{bmatrix}_{(\chi+3)M \times 2(\chi+1)M} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{F}_M^H \\ \vdots \\ \mathbf{F}_M^H \end{bmatrix}_{2(\chi+1)M \times 2(\chi+1)M} \begin{bmatrix} \mathbf{a}[k-2\chi-1] \\ \mathbf{a}[k-2\chi] \\ \vdots \\ \mathbf{a}(k) \end{bmatrix}_{2(\chi+1)M \times 1} + \begin{bmatrix} n[\chi M(k-1)-N+1] \\ n[\chi M(k-1)-N+2] \\ \vdots \\ n(\chi M k - 1) \end{bmatrix}_{(\chi M + N - 1) \times 1}$$

$$= \mathbf{B} \cdot \boldsymbol{\alpha} + \mathbf{n} \quad (5)$$

其中  $\mathbf{0}_1$  为  $((M+N-1) \times d)$  维零矩阵,  $d$  为信道传播延时,  $\mathbf{0}_2$  为  $((M+N-1) \times (3M-L-N+2-d))$  维零矩阵,  $\mathbf{n}(k)$  为零均值的高斯白噪声,

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{L-1} & c_{L-2} & \cdots & c_0 & 0 & \cdots \\ 0 & c_{L-1} & c_{L-2} & \cdots & c_0 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & c_{L-1} & c_{L-2} & \cdots & c_0 \end{bmatrix}_{(\chi M + N - 1) \times (L + \chi M + N - 2)} \quad (6)$$

$$\mathbf{H}_n = \begin{bmatrix} h^{(0)}(n) & & & \\ & h^{(1)}(n) & & \\ & & \cdots & \\ & & & h^{(M-1)}(n) \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (7)$$

$h^{(i)}(n)$  为原型滤波器第  $i$  个多相分量的第  $n+1$  个抽头系数.

由于原型滤波器系数与匹配滤波器系数相同, FMT 解调并经均衡后的第  $i$  路数据可以表示为

$$\hat{a}_i(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} \text{row}_i[\mathbf{F}_M \mathbf{H}] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \text{row}_i[\mathbf{F}_M \mathbf{H}] & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \text{row}_i[\mathbf{F}_M \mathbf{H}] \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_i} \cdot \mathbf{y} \quad (8)$$

其中,  $\text{row}_i(\mathbf{A})$  表示矩阵  $\mathbf{A}$  的第  $i$  行,  $\bar{\mathbf{w}}_i = [w_{i,N-1}, w_{i,N-2}, \dots, w_{i,0}]$  为第  $i$  路均衡器系数的逆序排列,  $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_{\chi-1}, \mathbf{H}_{\chi-2}, \dots, \mathbf{H}_0]_{M \times \chi M}$ . 因此, 第  $i$  个子信道的误差为(不考虑均衡器的处理延时)

$$e_i(k) = \hat{a}_i(k) - a_i(k) = \bar{\mathbf{w}}_i \cdot \mathbf{G}_i \cdot (\mathbf{B}\boldsymbol{\alpha} + \mathbf{n}) - \boldsymbol{\kappa}_i \boldsymbol{\alpha} \quad (9)$$

定义的代价函数  $J(\bar{\mathbf{w}}_i)$

$$\begin{aligned} J(\bar{\mathbf{w}}_i) &= E\{|e_i(k)|^2\} = E\{|\bar{\mathbf{w}}_i \cdot \mathbf{G}_i \cdot (\mathbf{B}\boldsymbol{\alpha} + \mathbf{n}) - \boldsymbol{\kappa}_i \boldsymbol{\alpha}|^2\} \\ &= E\left\{\left| \begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}^H & \mathbf{n}^H \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{B}^H \mathbf{G}_i^H \bar{\mathbf{w}}_i^H - \boldsymbol{\kappa}_i^H \\ \mathbf{G}_i^H \bar{\mathbf{w}}_i^H \end{bmatrix} \right|^2\right\} \\ &= \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}}^{1/2} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{\mathbf{n}\mathbf{n}}^{1/2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{B}^H \mathbf{G}_i^H \bar{\mathbf{w}}_i^H - \boldsymbol{\kappa}_i^H \\ \mathbf{G}_i^H \bar{\mathbf{w}}_i^H \end{bmatrix} \right\|_2^2 \\ &= \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}}^{1/2} \mathbf{B}^H \mathbf{G}_i^H \\ \mathbf{R}_{\mathbf{n}\mathbf{n}}^{1/2} \mathbf{G}_i^H \end{bmatrix} \cdot \bar{\mathbf{w}}_i^H - \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}}^{1/2} \boldsymbol{\kappa}_i^H \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \right\|_2^2 \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $\boldsymbol{\kappa}_i = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]$  表示除第  $(2\chi+1)M+i$  元素为 1 以外, 其余全部为零的  $1 \times 2(\chi+1)M$  维向量,  $E\{\cdot\}$  表示求期望运算,  $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}} = E\{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^H\}$  为发端数据向量  $\boldsymbol{\alpha}$  的自相关函数,  $\mathbf{R}_{\mathbf{n}\mathbf{n}} = E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\}$  为噪声向量的自相关函数. 根据式(10), 有用信号、干扰信号和噪声信号的功率可以分别表示为

$$P_{S,i} = |(\mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}}^{1/2} \mathbf{B}^H \mathbf{G}_i^H)_{[(2\lambda+1)M+i,:]} \cdot \bar{\mathbf{w}}_i^H|^2 \quad (11)$$

$$\begin{aligned} P_{I,i} &= \|(\mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}}^{1/2} \mathbf{B}^H \mathbf{G}_i^H) \cdot \bar{\mathbf{w}}_i^H\|_2^2 - P_{S,i} \\ &= \|(\mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}}^{1/2} \mathbf{B}^H \mathbf{G}_i^H)_{[(2\lambda+1)M+i,0]} \cdot \bar{\mathbf{w}}_i^H\|_2^2 \end{aligned} \quad (12)$$

$$P_{n,i} = \|\mathbf{R}_{\mathbf{n}\mathbf{n}}^{1/2} \mathbf{G}_i^H \cdot \bar{\mathbf{w}}_i^H\|_2^2 \quad (13)$$

其中  $(\cdot)_{[v,:]}$  表示矩阵的第  $v$  行,  $(\cdot)_{[v,0]}$  表示矩阵的第  $v$  行全部置零后的新矩阵. 当噪声信号不相关, 发端信号也不相关时,  $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}} = \sigma_a^2 \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{R}_{\mathbf{n}\mathbf{n}} = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ . 因此, 第  $i$  个子信道的 SINR 为

$$\begin{aligned} \text{SINR}_i &= \frac{P_{S,i}}{P_{I,i} + P_{n,i}} \\ &= \frac{|(\mathbf{B}^H \mathbf{G}_i^H)_{[(2\lambda+1)M+i,:]} \cdot \bar{\mathbf{w}}_i^H|^2}{\|(\mathbf{B}^H \mathbf{G}_i^H)_{[(2\lambda+1)M+i,0]} \cdot \bar{\mathbf{w}}_i^H\|_2^2 + \frac{1}{\text{SNR}} \|\mathbf{G}_i^H \cdot \bar{\mathbf{w}}_i^H\|_2^2} \end{aligned} \quad (14)$$

令向量  $(\mathbf{B}^H \mathbf{G}_i^H)_{[(2\lambda+1)M+i,:]} = \mathbf{u}$ ,  $(\mathbf{B}^H \mathbf{G}_i^H)_{[(2\lambda+1)M+i,0]} = \mathbf{U}$ , 则

$$\begin{aligned} \text{SINR}_i &= \frac{|\mathbf{u} \cdot \bar{\mathbf{w}}_i^H|^2}{\|\mathbf{U} \cdot \bar{\mathbf{w}}_i^H\|_2^2 + \frac{1}{\text{SNR}} \|\mathbf{G}_i^H \cdot \bar{\mathbf{w}}_i^H\|_2^2} \\ &= \frac{\bar{\mathbf{w}}_i^H \mathbf{u}^H \mathbf{u} \bar{\mathbf{w}}_i^H}{\bar{\mathbf{w}}_i^H \left( \mathbf{U}^H \mathbf{U} + \frac{1}{\text{SNR}} \cdot \mathbf{G}_i \mathbf{G}_i^H \right) \bar{\mathbf{w}}_i^H} \end{aligned} \quad (15)$$

令矩阵  $\mathbf{P} = \mathbf{u}^H \mathbf{u}$ ,  $\mathbf{Q} = \mathbf{U}^H \mathbf{U} + \frac{1}{\text{SNR}} \cdot \mathbf{G}_i \mathbf{G}_i^H$ , 则

$$\text{SINR}_i = \frac{\bar{\mathbf{w}}_i^H \mathbf{P} \bar{\mathbf{w}}_i^H}{\bar{\mathbf{w}}_i^H \mathbf{Q} \bar{\mathbf{w}}_i^H} \quad (16)$$

由于  $\mathbf{P}$  为 Hermitian 正定矩阵, 根据瑞利商定理<sup>[8]</sup>, 上式取最大值时即基于 MSINR 准则的均衡器系数为

$$\bar{\mathbf{w}}_i = (\boldsymbol{\Gamma}^{-1} \mathbf{v}_{\min})^H \quad (17)$$

其中  $\boldsymbol{\Gamma}$  为  $\mathbf{P}$  的 Cholesky 分解, 即  $\mathbf{P} = \boldsymbol{\Gamma}^H \boldsymbol{\Gamma}$ ,  $\mathbf{v}_{\min}$  为矩阵  $\mathbf{C} = (\boldsymbol{\Gamma}^{-1})^H \mathbf{Q} \boldsymbol{\Gamma}^{-1}$  的最小特征值所对应的特征向量.

## 4 仿真与分析

仿真中对论文所提算法的均衡性能进行了 50 次 Monte-Carlo 仿真取其平均, 并与文献[9]中的算法和基于最小均方误差准则的算法进行了比较, 本文的算法记为 MSINR, 文献[9]中的算法记为 DFE, 采用最小均方误差准则的算法记为 MMSE. FMT 子信道数  $M = 64$ , 采样因子  $K = M = 64$ , 原型滤波器采用均方根升余弦滤波器, 滚降因子为 0.1, 每个 FMT 子信道发送 5000 比特的信息, 调制方式为 QPSK, 信道采样频率为 20MHz; 由于 MSINR 均衡器结构与 MMSE 均衡器相同, 因此, MSINR 均衡器长度  $N_{ms} = 7$ , MMSE 均衡器长度  $N_{mmse} = 7$ , DFE 前馈均衡器长度  $N_f = 5$ , 反馈均衡器长度  $N_b = 5$ ; 传输信道选用 US Advanced Television Technology Center (US ATTC) E 型信道模型和 802.11 工作组所使用的指数衰减信道模型, 其中 ATTC 信道的冲激响应为

$$c(n) = \delta(n) + 0.3162\delta(n-2) + 0.1995\delta(n-17)$$

$$+ 0.1296\delta(n - 36) + 0.1\delta(n - 75) + 0.1\delta(n - 137) \quad (18)$$

802.11 信道选取大空间衰落模型<sup>[10]</sup>,最大延时扩展为 200ns,信道抽头数为 16.

图 4 和图 5 分别给出了不同均衡算法在两种信道条件下均衡器输出信号的 SINR 与信噪比(SNR)的关系.理论上,最优信干噪比  $SINR_{opt} = SNR$ ,即均衡器完全消除接收信号中的干扰信号.由图 4 和图 5 可知,在 ATTC 信道和 WLAN 信道条件下,MSINR 均衡算法输出信号的 SINR 明显高于 DFE 算法和 MMSE 算法,并且接近于  $SINR_{opt}$ ,那是由于 MSINR 算法以最大化 SINR 为目标,均衡器系数能保证各子信道输出端的 SINR 最大.而 DFE 和 MMSE 算法随着信噪比的增加,均衡器输出信号的 SINR 增加到一定程度后其递增趋势逐渐缓和,那是由于当信噪比较低时,噪声信号功率较大,各种均衡算法都不能有效抑制噪声的影响,此时 SINR 相差不大;而当信噪比增加时,正如论文第三节分析,DFE 算法和 MMSE 算法是以最小化信号误差为目标,当误差最小时,输出信号的 SINR 并不一定是最佳.

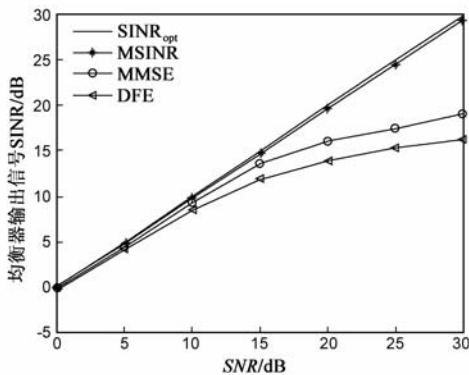


图4 均衡器输出信号SINR(ATTC信道)

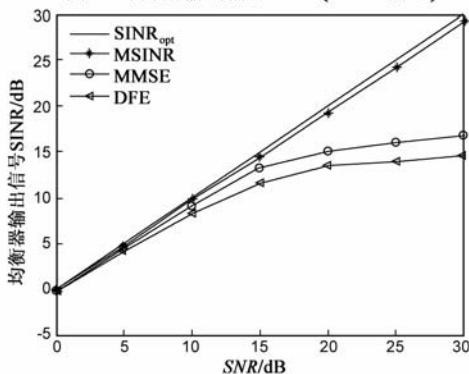


图5 均衡器输出信号SINR(WLAN信道)

图 6 和图 7 比较了各种均衡算法在两种信道中的误码率性能.由图 6 和图 7 可知,当信噪比较低时,误码率性能主要受噪声的影响,因此各种均衡方式误码率性能相当;而当信噪比增加时,由于 MSINR 均衡算法输出信号的 SINR 明显高于 DFE 算法和 MMSE 算法,其误

码率性能也优于 DFE 算法和 MMSE 算法.在 ATTC 信道条件下,误码率为  $10^{-4}$  时,MSINR 算法相比较于 MMSE 算法和 DFE 算法分别改善了 3dB 和 5dB;而在 WLAN 信道条件下,MSINR 算法误码率性能改善更为明显,误码率为  $10^{-4}$  时,MSINR 算法相比较于 MMSE 算法和 DFE 算法分别改善了 6dB 和 10dB,那是由于 WLAN 信道衰落相比较于 ATTC 信道衰落更为严重,均衡器输出 SINR 相差更大,并且 DFE 均衡器还存在差错扩散现象.

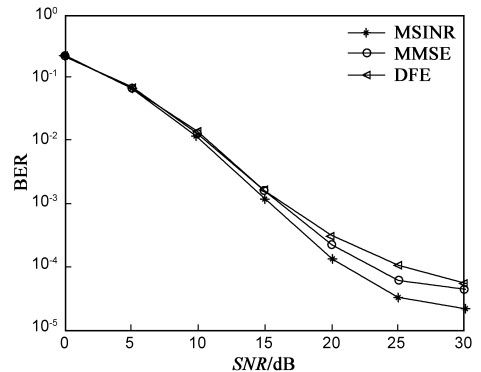


图6 误码率性能比较(ATTC信道)

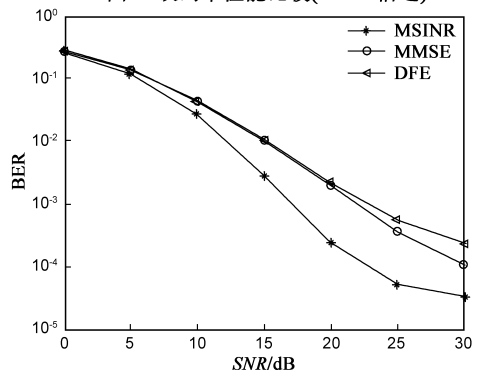


图7 误码率性能比较(WLAN信道)

## 5 结束语

本文根据 FMT 系统的基本原理推导了严格采样 FMT 系统的矩阵表示式,并针对 FMT 系统 ISI 较为严重的问题,通过分析 FMT 接收信号的组成成分,提出了一种以最大化信干噪比为目标子信道频域均衡算法.仿真结果表明,相比较于 MMSE 算法和 DFE 算法,新算法的均衡性能得到了明显的改善.当 FMT 系统采用非严格采样时( $K > M$ ),发端  $H$  矩阵和接收端  $G$  矩阵都会随着时间而周期变化(周期为  $K$  与  $M$  的最小公倍数  $\text{lcm}(K, M)$ ),这给本文算法的有效实现增加了难度,下一步将在本文基础上,进一步研究非严格采样 FMT 系统的均衡算法.

## 参考文献

- [1] Giovanni Cherubini, Evangelos Eleftheriou, Sedat Olcer. Filtered multitone modulation for VDSL[A]. Proc IEEE Globecom'99[C]. Rio de Janeiro Brazil, 1999. 1139 - 1144.

- [2] Vincenzo Lottici, Marco Luise, Cosimo Saccomando, Filippo Spalla. Non-data-aided timing recovery for filter-bank multi-carrier wireless communications[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2006, 54(11): 4365 - 4375.
- [3] Andrea M. Tenello, Francesco Pecile. Analytical results about the robustness of FMT modulation with several prototype pulses in time-frequency selective fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(5): 1634 - 1645.
- [4] N Benvenuto, S Tomasin, L Tomba. Equalization methods in OFDM and FMT systems for broadband wireless communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(9): 997 - 1015.
- [5] 车小林, 何晨, 蒋铃鸽. 基于噪声预测的单载波 MIMO 系统的频域均衡[J]. 电子学报, 2009, 37(1): 43 - 47.  
Che Xiao-lin, He Chen, Jiang Ling-ge. Noise-predictive frequency domain equalization for unique-word based single-carrier MIMO system[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(1): 43 - 47. (in Chinese)
- [6] 施婷婷, 周世东, 姚彦. 单载波频域均衡系统的一种新型导频方案[J]. 电子学报, 2004, 32(12A): 109 - 113.  
Shi Ting-ting, Zhou Shi-dong, Yao Yan. A new method of pilot arrangement for SC-FDE systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(12A): 109 - 113. (in Chinese)
- [7] Cherubini G, Eleftheriou E, Olcer S. Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(5): 1016 - 1028.
- [8] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004. 529 - 547.

- [9] 陈悦, 朱维红, 高振明, 等. 一种 FMT 系统内的 MMSE-DFE 均衡方法及其性能研究[J]. 信号处理, 2005, 21(1): 31 - 34.
- [10] K Halford, M Webster. Multipath Measurements in Wireless LANS. [OL]. <http://docentes.puc-campinas.edu.br/ceatec/branquinho/mutipath.pdf>, 2001.

### 作者简介



**郑林华** 男, 1961 年出生, 国防科技大学电子科学与工程学院教授, 博士生导师, 研究方向为宽带无线通信, 通信信号处理.  
E-mail: lhzheng@nudt.edu.cn



**袁继兵** 男, 1976 年出生, 国防科技大学电子科学与工程学院讲师, 博士, 研究方向为宽带无线通信技术.



**钟 华** 男, 1981 年出生, 国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生, 研究方向为宽带无线通信技术.