FBMC/OQAM 水声通信系统的适应性 成型脉冲设计

黄远芳12,冯海泓',李记龙'

(1. 中国科学院声学研究所东海研究站,上海 201815; 2. 中国科学院大学,北京 100049)

Adaptive pulse shaping design for FBMC/OQAM system in underwater acoustic communication

HUANG Yuan-fang^{1,2}, FENG Hai-hong¹, LI Ji-long¹ (1. Shanghai Acoustic Laboratory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201815, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Underwater acoustic channel is a time-varying doubly dispersive channel, which will not only cause the time-frequency spread of transmission signal, but also cause serious loss of information. Pulse shaping design of the FBMC/OQAM systems can reduce the inter-symbol interference (ISI) and inter-channel interference (ICI) in time-varying channels, therefore is more suitable for highly time-varying underwater acoustic channel. To avoid the difficulty of optimizing the existing methods, a fast and reliable pulse shaping design method is introduced, which takes advantage of the statistic characteristics of time-varying channels to optimize the Extended Gaussian Function (EGF) for maximizing the energy of the desired signal and adds appropriate protection intervals between symbols to further combat time dispersion. Simulation results show that the performance of the proposed adaptive pulse shaping design method is superior to some other methods, whether in algorithm's speed or in system communication performance, and whether in frequency mildly dispersive channel or in frequency highly dispersive channel. The error rate of FBMC/OQAM systems is reduced by $2\sim3$ dB.

Key words: underwater acoustic communication; FBMC/OQAM system; time-varying channel; pulse shaping filter; extended Gaussian function

0 引 言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)由于具有频谱利用率高、均衡器结构简单等特性,成为近年来高速水声通信的研

究热点^[1]。对于水下声信道,由于声波的传播速度 远小于电磁波的传播速度,因此在舰载移动通信条 件下的多普勒频移比无线通信的多普勒频移大几 个数量级,再加上海洋环境的起伏,使得载波产生 较大的频率偏移。随着子载波正交性的破坏, OFDM 系统的通信性能将严重下降。虽然循环前缀 (Cyclic Prefix, CP)的引入降低了多途效应对系统的 影响,但水声信道的时延变化范围较大,可达到几 百毫秒的数量级,使得 OFDM 系统的传输效率和 通信误码率之间的矛盾变得尤为突出^[2]。针对水声

收稿日期: 2018-01-26; 修回日期: 2018-03-08

基金项目:国家自然科学基金重点项目(61531018)。

作者简介:黄远芳(1992一),女,广东汕头人,硕士,研究方向为水声通信。

通讯作者:冯海泓, E-mail: fhh@mail.ioa.ac.cn

信道的复杂性,具有频谱利用率高、对时变信道不敏感等特性的滤波器组多载波技术(Filter Bank Based Multicarrier, FBMC)受到了格外关注^[3-4]。

为了降低频率偏移对 OFDM 系统的影响, 文献 [5]首先提出了非矩形成型脉冲的思想,这类非 OFDM 多载波技术被统一称作滤波器组多载波技 术。1966年, 文献[6]首先提出了经典的平方根升余 弦脉冲(Square Root Raised Cosine, SRRC), 虽然在 低扩散信道下该脉冲可改善滤波器组多载波/交错 正交幅度调制(Filter Bank Based Multicarrier/Offset Quadrature Amplitude Modulation, FBMC/OQAM)系 统的通信性能,但由于其不具备最优时频局域特性 (Time Frequency Localization, TFL), 因此难以降低 快时变信道带来的时频扩展。1995年, M. Alard 等^[5]提出一种新的变换,称为各向同性正交变换算 法 (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm, IOTA),该变换利用正交算子对不满足奈奎斯特准 则的高斯函数进行了正交处理。IOTA 脉冲最突出 的特点在于同时具备两个不相容的特性,即接近最 优的 TFL 特性和正交性。随后, 文献[7]给出了 IOTA 的解析表达,称作扩展高斯函数(Extend Gaussian Function, EGF), 特别地, 当*α*=1时, EGF 退化为 IOTA。为了最大程度减小符号间干扰(Inter-symbol Interference, ISI)和载波间干扰(inter- channel interference, ICI), 文献[8]结合信道特性对 EFG 脉冲的 扩展因子α进行调节, 仿真结果表明所设计出的脉 冲能够很好地适应信道,但不足在于,没有利用信 道的幅度信息,因此得到的脉冲并非是双扩散信道 下的最优成型脉冲。

文献[9-10]指出,当成型脉冲的时频扩散度与实 际传输信道的散射函数相匹配时,尤其在双扩散严 重的信道中,信干比(Signal Interference Ratio, SIR) 可提高 3~6 dB。近年来,出现了大量关于 FBMC 的适应性成型脉冲设计的研究。其中, 文献[12-14] 和文献[15]分别对埃尔米特(Hermite)脉冲、高斯脉 冲进行了优化, 文献[16]通过约束带外能量设计出 了短时完全重建(Short Perfect Reconstruction, SPR) 滤波器。虽然这几类优化脉冲改善了 FBMC 系统的 通信性能,但算法普遍涉及非线性优化问题的求解, 复杂度较高,难以满足通信实时性的需求。针对该 问题,本文提出了一种适合时变信道环境的成型脉 冲设计方法,该方法的主要思想是结合信道散射函 数,以最优信道增益为优化准则对 EGF 脉冲进行设 计,并根据信道时间扩散程度在符号间加入适当的 保护间隔,进一步降低了多途的影响,实现了系统 期望信号的能量最大化和干扰最小化。此外,为了

降低系统实现的复杂度,本文给出了一种 FBMC/OQAM系统的快速实现方法。蒙特卡洛仿真 结果表明,所设计的成型脉冲在时变信道下具有较 稳健的通信性能。

1 系统模型

1.1 调制

FBMC/OQAM 系统的基带传输函数为[17]

$$s(t) = \sum_{\substack{n = -\infty \\ n = -\infty \\ k = 0}}^{+\infty} \sum_{\substack{k=0 \\ k = 1}}^{k-1} a_k^{\mathfrak{R}}[n] \varphi_{2n,k}(t) + \sum_{\substack{n = -\infty \\ k = 0}}^{+\infty} \sum_{k=0}^{k-1} a_k^{\mathfrak{R}}[n] \varphi_{2n+1,k}(t)$$
(1)

其中,

$$\varphi_{n,k} = \mathbf{j}^{(n+k)} \mathbf{e}^{\mathbf{j} \mathbf{z} \pi k v_0 t} \varphi(t - n\tau_0)$$
⁽²⁾

其中, $a_k[n]$ 定义为第n个符号、第k个子载波上 的复数数据,其实部 $a_k^{\mathfrak{N}}[n]$ 与虚部 $a_k^{\mathfrak{N}}[n]$ 以符号间隔 $\tau_0=T/2$ 分开传输,这种调制方式称为交错正交幅 度调制(Offset Quadrature Amplitude Modulation, OQAM),子载波间隔 $v_0=F$,T、F分别为 OFDM 系统的符号间隔和载波间隔,当TF=1时,两系统 具有相等的传输速率。 $\varphi(t)$ 表示成型脉冲,K为子 载波个数,对于给定的信道带宽B,K=B/F。

1.2 正交性

若发送信号s(t)经过理想信道,此时不存在任何干扰,即接收信号r(t)=s(t)。对于下标为(n',k')的符号, $\hat{a}_{k'}[n']$ 可通过r(t)与 $\varphi_{n',k'}(t)$ 在实数域内的积得到恢复,即

$$\hat{a}_{k'}[n'] = \langle r(t), \varphi_{n',k'}(t) \rangle_{\Re} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{K-1} a_k[n] \langle \varphi_{n,k}(t), \varphi_{n',k'}(t) \rangle_{\Re}$$
(3)

其中,

$$\left\langle \varphi_{n,k}\left(t\right), \varphi_{n',k'}\left(t\right) \right\rangle_{\mathbb{R}} = \Re \left\{ \int_{\mathbb{R}} \varphi_{n,k}\left(t\right), \varphi_{n',k'}^{*}\left(t\right) \right\} = \left\{ \pm A_{\varphi}\left(\left(n-n'\right)\tau_{0}, \left(k-k'\right)v_{0}\right), \quad (n,k) = (n',k') \mod 2 \\ 0, \quad (n,k) \neq (n',k') \mod 2 \end{cases}$$

$$(4)$$

其中, 第{·} 表示取实部, mod2 表示对 2 取余数,* 表示共轭,模糊函数定义为

$$A_{\varphi}(\tau,\nu) = \int_{\mathbb{R}} \varphi(t+\tau/2) \varphi^*(t-\tau/2) e^{-j2\pi\nu t} dt \qquad (5)$$

不失一般性,假设当前检测符号的下标为 (n',k')=(0,0),由式(4)可以发现,只有下标为 (n,k)=(2p,2q), $p,q\in Z$ (Z表示整数集)的符号对当 前检测符号有干扰,且干扰程度取决于模糊函数 $A_{\varphi}(\tau,v)$ 。若 $A_{\varphi}(\tau,v)$ 的主瓣越集中,且符号间隔 τ_{0} 和ν₀越大,则相邻码元之间的干扰越小。当模糊函数满足

$$A_{\varphi}(2p\tau_{0}, 2qv_{0}) = \begin{cases} 1, & (p,q) = (0,0) \\ 0, & \ddagger \psi \end{cases}$$
(6)

则成型脉冲 φ_{nk} 在实部域是相互正交的。

1.3 时变信道下的信号解调

通常水声信道可看作时变的多途信道,若发送 信号经过时变信道(忽略噪声的影响),则接收信号 为^[18]

$$r(t) = \int h(\tau, t) s(t-\tau) d\tau =$$
$$\iint H(\tau, v) s(t-\tau) e^{j2\pi v t} dv d\tau$$
(7)

其中, $h(\tau,t)$ 表示时变信道的冲激响应, $H(\tau,v) = \int h(\tau,t) e^{-j2\pi v t} dt$ 。对接收信号解调输出,得

$$\hat{a}_{0}[0] = a_{0}[0]I_{0,0} + \sum_{\{n,k\}\neq\{0,0\}} a_{k}[n]I_{n,k}$$
(8)

其中,

$$I_{n,k} = j^{k+n} \iint H(\tau, \nu) A_{\varphi}^{*} (n\tau_{0} + \tau, k\nu_{0} + \nu) e^{-j2\pi k\nu_{0}\tau} \cdot e^{j\pi(n\tau_{0} + \tau)(k\nu_{0} + \nu)} d\nu d\tau \qquad (9)$$

1.4 输出信干扰比

构造一个代价函数来评价系统经过信道的通信 性能,通常期望系统接收端输出的信干比最大化。 为简化计算,假设发送符号是相互独立的,即满足 $E\{a_k[n]a_{k'}^*[n']\}=\delta_{n,n'}\delta_{k,k'},则输出信干比可表示为$ $<math>R_{s_1}=\sigma_s^2/\sigma_1^2$ (10)

其中, σ_s^2 、 σ_l^2 分别表示期望信号能量和干扰能量。 在广义平稳非相关散射(Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering, WSSUS)假设下,两个不同时延 和频移的散射信号是不相关的(一般的水声信号都 可以满足),可用信道散射函数 $S(\tau, \nu)$ 进行表征:

 $H(\tau, v)H^{*}(\tau', v') = S(\tau, v)\delta(\tau - \tau')\delta(v - v') \quad (11)$

由于脉冲函数 $\varphi(t)$ 满足偶对称条件,因此模糊 函数 $A_{\varphi}(\tau, v)$ 是实函数。考虑到 FBMC/OQAM 系统 只存在实部干扰, $\sigma_{s}^{2} 和 \sigma_{l}^{2}$ 的表达式为

$$\sigma_{\rm S}^2 = \mathbb{E}\left[\left|\Re\left\{a_0\left[0\right]I_{0,0}\right\}\right|^2\right] = \iint S\left(\tau,\nu\right) \left|A_{\varphi}\left(\tau,\nu\right)\right|^2 \cos^2\left(\pi\nu\tau\right) d\nu d\tau \quad (12)$$

$$\sigma_{\rm I}^2 = \mathbb{E}\left[\left|\Re\left\{\hat{a}_0\left[0\right] - a_0\left[0\right]I_{0,0}\right\}\right|^2\right]$$
(13)

1.5 系统实现

对式(1)的第一部分以*T_s*=1/*KF*进行离散采样 (第二部分类似),得:

$$s(mT_{s}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{K-1} j^{2n+k} a_{k}^{\Re}[n] e^{j2\pi km/K} \varphi(mT_{s}-nT) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{k=0}^{K-1} j^{2n+k} a_{k}^{\Re}[n] e^{j2\pi km/K} \right) \varphi(mT_{s}-nT)$$
(14)

由于交换反快速傅里叶变换(Inverse Fast Fourier transform, IFFT)与 $\varphi(n)$ 的位置不影响计算结 果,因此可先计算数据流的 IFFT,然后与脉冲 $\varphi(n)$ 相乘。具体离散系统实现流程如图 1 所示,其中, $\varphi(n)$ 的截断区间为 $n \in (-LK/2, LK/2)$, *L* 是重叠因 子。与文献[17]不同的是,本文的调制解调流程采 用时域加窗,对实部和虚部进行处理后延迟相加,因 此只需给出指定长度的脉冲波形,实现起来更简单。



图 1 OFDM/OQAM 通信系统实现框图 Fig.1 Implementation diagram of OFDM/OQAM communication system

2 适应性成型脉冲设计

2.1 时变信道模型

由于水声时变信道建模较为复杂,不失一般 性,本文的时变信道散射函数先采用无线时变信道 中经典的 Delay-Jake 谱模型,并利用基于蒙特卡洛 方法进行 WSSUS 信道建模^[19],实际应用时可采用 射线/简正波模型进行理论建模或利用实验测量^[11] 的方法直接获得水声信道散射函数。设信道主要由 *Q*条多径组成,其中每条多径 *q* 具有独立的多普勒 频移 *f_a*和时延τ,考虑到信道响应幅值 *A_q*随时延的 衰减规律,瞬时信道响应修正为

$$h(\tau;t) = \sum_{q=1}^{Q} A_q e^{j2\pi v_q t} \delta\left(\tau - \tau_q\right)$$
(15)

其中,假设 $\tau_q = v_q$ 相互独立,且 $\tau_q \times v_q$ 的分布分别 满足时延功率谱和 Jake 谱,则信道散射函数可表 示为

$$S(\tau, \nu) = \frac{e^{-|\tau|/\tau_{\rm rms}}}{\tau_{\rm rms} \left(1 - e^{-\tau_d/\tau_{\rm rms}}\right)} \cdot \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\nu/f_d\right)^2}}$$
$$0 \le \tau \le \tau_d, \quad |\nu| < f_d \tag{16}$$

其中, τ_d 为最大多途时延, f_d 为最大多普勒频移,最大多途时延的均方根 $\tau_{\rm rms} = \tau_d/4$ 。

2.2 基带成型脉冲滤波器

本文采用 EGF 脉冲,其表达式为:

$$z_{\alpha,v_0,\tau_0}(t) = \frac{1}{2} \{ \sum_{p=0}^{p} d_{p,\alpha,v_0} [g_\alpha(t+k/v_0) + g_\alpha(t-k/v_0)] \} \cdot d_{l,V\alpha,\tau_0} \cos(2\pi l \tau_0)$$
(17)

其中, $v_0 \tau_0 = 1/2$, $g_\alpha(t) = (2\alpha)^{1/4} e^{-\pi \alpha t^2}$, α 是高斯因 子, P=14, 权重系数 d 可依照文献[17]。

2.3 时频局域性(Time Frequency Localization, TFL)

由式(9)可知,在时变信道下,多载波通信系统 引入干扰的程度主要依赖于信道的时频扩散度 $S(\tau,v)$ 与成型脉冲的时频扩散度 $A_{o}(\tau,v)$ 的"匹配" 程度。一般地,成型脉冲的时频局域性可用海森堡 (Heisenberg)参数进行量化,根据海森堡不确定定 理,海森堡参数的表达式为

$$\varepsilon = \frac{1}{4\pi\sigma_i\sigma_f} \leq 1 \tag{18}$$

其中,

$$\begin{cases} \sigma_t^2 = \int (t - \overline{t})^2 |\varphi(t)|^2 dt / E \\ \sigma_f^2 = \int (f - \overline{f})^2 |\psi(f)|^2 df / E \\ \overline{t} = \int t^2 |\varphi(t)|^2 dt / E \\ \overline{f} = \int f^2 |\psi(f)|^2 df / E \end{cases}$$

$$\psi(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(t) e^{-j2\pi i f} dt, \quad E = \left(\int_{-\infty}^{+\infty} |\varphi(t)|^2 dt\right)^{1/2} (20)$$

 $\sigma_t 与 \sigma_f 分别描述成型脉冲的时间扩散程度和$ $频率扩散程度,当 <math>\varepsilon$ 较大时,即 $\sigma_t \sigma_f$ 较小时,此时 模糊函数的能量主要集中在主瓣区域,可以更好地 适应双扩散信道引入的时频模糊,保证系统干扰最 小化,当且仅当脉冲为高斯函数时, $\varepsilon=1$ 。

通常很难找到 σ_i 、 σ_f 与 α 的关系。然而,对 于不同的 α ,可通过式(19)得到相应的 σ_i 和 σ_f ,并 利用曲线拟合的方法分别得到 σ_i 、 σ_f 与 α 的拟合 曲线。与文献[8]不同的是,其主要确定 $\eta = \sigma_i/\sigma_f$ 与 α 的关系,并与信道进行匹配 $\eta = T/F \approx \tau_{ms}/f_d$,该 等式仅在信道散射函数等于时延谱与多普勒谱的乘 积时才成立,而实际水声信道散射函数通常难以得 到精确的解析表达,因此本文主要针对一般的信道 散射函数,具体拟合公式如式(21)所示,拟合结果 如图 2 所示。

$$\sigma_t = \boldsymbol{B}_t^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\alpha} \quad \sigma_f = \boldsymbol{B}_f^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\alpha} \tag{21}$$

其中,

 $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha^{5}, \alpha^{4}, \alpha^{3}, \alpha^{2}, \alpha^{1}]^{\mathrm{T}},$ $\boldsymbol{B}_{t} = [-0.0047, 0583, -0.2847, 0.6934, -0.8707, 0.6924]^{\mathrm{T}},$ $\boldsymbol{B}_{t} = [-0.0015, 0.0185, -0.0841, 0.1615, -0.0136, 0.2044]^{\mathrm{T}}.$



2.4 模糊函数简化

由式(10)可知, SIR 的最大化是一个非线性优 化问题,求解过程十分复杂,而且容易陷入局部解。 本文的脉冲优化思想是对 SIR 分步优化,首先根据 式(11)对成型脉冲进行设计使得 σ_s^2 最大化;其次对 时-频网格设计使得 σ_1^2 最小化,即先根据实际信道 确定 v_0 ,进而由 $v_0\tau_0=1/2$ 确定出 τ_0 ,最后在相邻符 号间加入保护间隔 T_{GI} ,以进一步降低多途信道引 入的符号干扰。为了降低 σ_s^2 的优化难度,加快适应 性成型脉冲设计过程。当 $|\tau|$ 与|v|较小时,模糊函 数可简化为^[20]

$$\min\left\{ \iint S(\tau, v) \cos^2(\pi v \tau) (v^2 \sigma_t^2 + \tau^2 \sigma_t^2) dv d\tau \right\} (24)$$

将式(21)代入式(24),可得到优化目标与参数 α的关系。对于给定的 WSSUS 信道,可选取使优 化目标最小的α作为 EGF 的最优参数。

3 仿真结果

本部分将采用 Matlab 仿真软件对 OFDM 与 FBMC/OQAM 通信系统进行仿真,仿真实验所涉及 的通信系统参数如表 1 所示。其中,FBMC/OQAM 系统中的每个数据帧由 N=10 个符号组成,帧前均 包含一个训练序列用于信道估计,信道估计方法采 用最小二乘(Least Square, LS)方法,并在接收端对 数据符号进行单抽头迫零均衡。对于给定的信道, 子载波间隔 F 的减小可以降低多途对系统的影响, 然而由 TF=1 可知 T 将会增大,随着 T 的增大无疑 会引入较大的频偏影响。考虑到信道影响和频谱效率这两个因素,我们令 F=16 Hz,相应的 T=1/F=62.5 ms,令时变信道带宽 B=4.096 kHz,则子信道数目 K=256。本文主要研究采用不同成型脉冲的FBMC/OQAM系统对时变信道环境的适应性,并与传统 OFDM系统对比,除了 EGF 脉冲,其余脉冲的参数参考文献[18]。如无特别声明,本文采用蒙特卡洛方法对 WSSUS 信道建模^[19],一个信道由主要的 Q=6 条多径组成,各个多径的幅值 A=[1,0.42,0.28,0.14,0.07,0.02],对每个信道进行 50 次仿真平均。

表 1 通信系统参数设置 Table 1 Parameters of communication system

符号间隔 T/ms	子信道数目 K	子载波间隔F/Hz	每帧符号数 N
62.5	256	16	10
带宽 B/kHz	重叠因子 L	调制方式	均衡方法
4.096	4	4-QAM	迫零均衡

为了更好地适应多途信道,OFDM 系统通过在符号间加入循环前缀的方法,在接收端消除大部分码间干扰。相反,FBMC/OQAM 系统因其时域符号相互重叠,因此只能通过设计成型脉冲来减小多途信道带来的码间干扰。虽然成型脉冲的设计可在一定程度上降低 OFDM 系统对频移的敏感,但在强多途环境下,通信性能将严重下降。为了提高FBMC/OQAM 系统应对多途的能力,将利用CP-OFDM(Cyclic Prefix- Orthogonal Frequency Division Multiplexing)系统的特点,在FBMC/OQAM 系统加入与 CP-OFDM 系统的循环前缀相等(为了保证两系统具有相等的通信速率)的保护间隔。

图 3 给出了参数为 $\tau_d = T/2$ 、 $f_d = 10^{-2}F$ 、信噪 比(Signal Noise Ratio, SNR)为 20 的双扩散信道下系 统误码率随保护间隔 T_{GI} 或循环前缀 T_{CP} 的变化曲 线,其中 FBMC/OQAM 系统分别采用半余弦脉冲 (Half-cosine)、经各向同性正交变换算法(Isotropic Orthogonal Trans-form Algorithm, IOTA)正交化的高 斯脉冲,埃尔米特(Hermite)脉冲和基于能量最大化 的扩展高斯函数(Extend Gaussian Function, EGF)。 从图 3 中可以发现,当 $T_{GI} < 0.3T$ 时,FBMC/OQAM 系统的误码率高于 CP-OFDM 系统,而随着 T_{GI} 或 T_{CP} 的增加, CP-OFDM 系统的误码率将逐渐上升, 这是由于循环前缀的增加提高了系统传输的总数据 量,因此受频移的影响增大,误码率上升。与 CP-OFDM 系统相反,FBMC/OQAM 系统的误码率 呈现出了下降趋势,尤其当 T_{GI} 或 T_{CP} 较大时,如 $T_{GI}=T_{CP}=T$,与 CP-OFDM 系统相比,此时 FBMC/OQAM 系统的误码率降低了近5 dB。值得 注意的是,由于 FBMC/OQAM 系统的时域符号相 互重叠,因而在 $T_{GI}<0.3T$ 的条件下,相邻成型脉冲 的正交性由于保护间隔的加入而受到破坏,因此引 入了 ISI,但随着保护间隔的增加,这种影响将会逐 渐减小。后面若无特别声明,两个系统在仿真中均 加入 $T_{GI}=T_{CP}=0.75T$ 的保护间隔。



Fig.3 BER versus normalized protection interval in doubly dispersive channels

图 4 给出了参数为 $\tau_a = T/2$ 、 $f_a = 10^{-4}F$ 的低频 散信道下误码率随信噪比的变化曲线。从图 4 中发现,FBMC/OQAM 的误码率比 CP-OFDM 系统少 6 dB 左右,比其他脉冲下降约 3 dB。更重要的是,在 FBMC/OQAM 系统中,与 IOTA 脉冲(对应于 EGF 脉冲 $\alpha=1$)相比,EGF 脉冲通过优化设计获得了当前 信道下的最优信道增益,因而具有更低的误码率。 当其他信道参数不变,多普勒频移增大至 $f_a = 10^{-2}F$ 时,从图 5 可以看出,上述所描述的现象变得更加 明显,此时,采用 EGF 脉冲的 FBMC/OQAM 系统 的误码率相比于其他脉冲下降约 2 dB,且比 CP-OFDM 系统降低了近 5 dB。



图 4 低频取信道下医钨率随信喋忆的变化 Fig.4 BER versus SNR in frequency mildly dispersive channel



图 5 高频散信道下误码率随信噪比的变化 Fig.5 BER versus SNR in frequency highly dispersive channel

图 6 给出了参数为 $\tau_d = T/2$ 、SNR=20 dB 的强 多途信道下系统误码率随归一化多普勒频移的变化 曲线。由图 6 可发现,采用优化脉冲 FBMC/OQAM 系统的误码率不仅低于其他脉冲,同样远低于 CP-OFDM 系统,这表明 FBMC/OQAM 系统对多普 勒频移敏感性更低,进一步验证了前面的理论。



图 6 强多途信道下误码率随多普勒频移的变化 Fig.6 BER versus normalized Doppler frequency spread in strong time dispersive channel

图 7 给出了参数为 $f_d = 10^{-2}F$ 、SNR=20 dB 的高 频散信道下误码率随归一化多途的变化曲线。从图



图 7 高频散信道下误码率随多途的变化

Fig.7 BER versus the normalized time spread in frequency highly dispersive channel

7 中可看出,高频散信道下,采用自适应脉冲的 FBMC/OQAM系统具有较低的误码率,显然保护间 隔的加入提高了FBMC/OQAM系统抗多途的能力, 但这是以牺牲频谱资源为代价的。因此,在具有相 同频谱利用率的条件下,相比于 OFDM 系统, FBMC/OQAM系统更能适应时变信道。

4 结论

本文深入研究了 FBMC/OQAM 系统的成型脉 冲设计算法,提出了一种适合水声时变信道的成型 脉冲滤波器,并给出了一种简单有效的系统实现方 法。在该系统下,将优化的 EGF 脉冲与其他脉冲 在 WSSUS 时变信道模型下进行了仿真比较,同时 也比较了 FBMC/OQAM 系统与传统 OFDM 系统的 通信性能。结果表明,在时变信道环境中,优化的 EGF 脉冲在高信噪比条件下通信性能优于其他几 类脉冲,同时也优于 OFDM 系统。尤其在高频散 信道下,相比于 OFDM 系统,FBMC/OQAM 系统 误码率下降了近 5 dB。脉冲优化算法充分利用了时 变信道的统计特性,有效降低了时频双扩散效应引 入的符号干扰和载波干扰,因此适合带宽资源紧张 的快速时变水声信道。

参考文献

- 程恩,袁飞,苏为,等.水声通信技术研究进展[J]. 厦门大学学报 (自然科学版), 2011, 50(2): 271-275.
 CHENG En, YUAN Fei, SU Wei, et al. Research ontechnology of underwater acoustic communication[J]. Journal of Xiamen University(Natural Science), 2011; 50(2): 271-275.
- [2] 魏莉. OFDM 水声通信系统 FPGA 实现初探及多普勒频移补偿研 究[D]. 厦门: 厦门大学, 2008.
 WEI Li. The FPGA implementation and Doppler frequency shift compensation research of OFDM system underwater acoustic communication[D]. Xiamen: Xiamen University, 2008.
- [3] HWANG S J, SCHNITER P. Efficient multicarrier communication for highly spread underwater acoustic channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(9): 1674-1683.
- [4] GOMES J, STOJANOVIC M. Performance analysis of filte-red multitone modulation systems for underwater communication[C]// Oceans. IEEE, 2009: 1-9.
- [5] Le FLOCH B, ALARD M, BERROU C. Coded orthogonal frequency division multiplex[J]. Proceedings of the IEEE. 1995, 83(6): 982-996.
- [6] CHANG R W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission[J]. Bell Labs Technical Journal, 1966, 45(10): 1775-1796.
- [7] ROCHE C, SIOHAN P. A family of extended gaussian functions with a nearly optimal localization property[M]. Multi-Carrier Spread-Spectrum. New York: Springer US, 1997: 179-186.
- [8] PRAKASH D, PILLAI S S. Extended Gaussian function based adaptive filter design for filter bank multicarrier systems[C]//International Conference on Communication Systems and Networks.

IEEE, 2016: 56-60.

- [9] STROHMER T, BEAVER S. Optimal OFDM design for time-frequency dispersive channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(7): 1111-1122.
- [10] JUNG P, WUNDER G. The WSSUS Pulse Design Problem in Multicarrier Transmission[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(10): 1918-1928.
- [11] 张建兰,陈庚,陈岩. 水声信道响应函数与散射函数的测量[C]//中 国声学学会 2001 年青年学术会议[CYCA'01]论文集, 2001.
 ZHANG Jianlan, CHEN Geng, CHEN Yan. A measure of the response function and scattering function underwater acoustic channel[C]//Chinese Younger Conference of Acoustics [CYCA'01], 2011.
- [12] AYADI R, KAMMOUN I, SIALA M. Optimal OFDM pulse design, analysis and implementation over doubly dispersive channel[C]//Signal Processing Conference. IEEE, 2013: 1-5.
- [13] PRAKASH J A, REDDY G R. Efficient prototype filter design for filter bank multicarrier (FBMC) system based on ambiguity function analysis of Hermite polynomials[C]//International Multi-Conference on Automation, Computing, Communication, Control and Compressed Sensing. IEEE, 2013: 580-585.
- [14] AYADI R, KAMMOUN I, SIALA M. Optimization of the pulse shape of OFDM systems using the Arrow-Hurwicz algorithm[C]//

International Symposium on Wireless Communication Systems. IEEE Xplore, 2007: 91-95.

- [15] TABATABAEE S M J A, ZAMIRI-JAFARIAN H. Prototype filter design for FBMC systems via evolutionary PSO algorithm in highly doubly dispersive channels[J]. Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, 2017, 28(4).
- [16] ROQUE D, SICLET C, SIOHAN P. A performance comparison of FBMC modulation schemes with short perfect reconstruction filters[C]//International Conference on Telecommunications. IEEE, 2012: 1-6.
- [17] DU J. Pulse shape adaptation and channel estimation in generaised frequency division multiplexing systems[C]//Licentiate dissertation, KTH, Stockholm, 2008.
- [18] ŞAHIN A, İSMAIL GÜVENÇ, ARSLAN H. A comparative study of FBMC prototype filters in doubly dispersive channels[C]// GLOBECOM Workshops. IEEE, 2013: 197-203.
- [19] HOEHER P. A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1992, 41(4): 461-468.
- [20] JUNG P, WUNDER G. The WSSUS Pulse Design Problem in Multicarrier Transmission[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(10): 1918-1928.