

基于 RLS 的联合同步和信道估计算法

程永茂¹, 曲 晖², 陈望达², 赵峰民¹

(1. 海军航空工程学院研究生管理大队, 山东 烟台 264001;

2. 海军航空工程学院科研部, 山东 烟台 264001)

摘要: 针对采用跳频正交频分复用 (frequency hopping orthogonal frequency division multiplexing, FH-OFDM) 系统进行战时通信时存在的高误码率 (bit error rate, BER) 问题, 对定时偏差 (timing offset, TO)、载波频率偏差 (carrier frequency offset, CFO) 和采样率偏差 (sampling frequency offset, SFO) 进行综合考虑, 提出一种导频辅助的联合同步和信道估计算法。在时域中分别对 TO 和子载波干扰项进行预先补偿。使用线性误差函数来配合递归最小二乘法对信道冲激响应、CFO 和 SFO 进行估计。采用改进的极大似然算法对迭代参数的初始值进行估计, 提高了估计的准确度。分析并给出 FH-OFDM 系统频谱效率的权衡标准。仿真结果表明, 该系统工作在 1 000 hop/s 时, 该算法的估计均方差和 BER 均优于传统的算法。

关键词: 跳频; 正交频分复用; 递归最小二乘; 信道估计; 同步

中图分类号: TN 92

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2012.04.28

Joint synchronization and channel estimation algorithm based on RLS

CHENG Yong-mao¹, QU Hui², CHEN Wang-da², ZHAO Feng-min¹

(1. Graduate Students' Brigade, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China;

2. Department of Scientific Research, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: Considering timing offset (TO), carrier frequency offset (CFO) and sampling frequency offset (SFO) comprehensively in battle field frequency hopping orthogonal frequency division multiplexing (FH-OFDM) application, a pilot-aided joint synchronization and channel estimation algorithm is proposed to improve bit error rate (BER) performance. TO and inter-carrier interference are compensated in time domain. Channel impulse response, CFO and SFO are estimated by a recursive least square algorithm with linear error function. A new maximum likelihood algorithm is proposed to estimate parameters' initial value using in iteration, thus the estimative precision is improved. System balance expression is presented for bandwidth efficiency and hopping rate. Simulation results show that the estimative mean square error and BER performances of the proposed algorithm outperform conventional algorithms under the condition of 1 000 hop/s in FH-OFDM systems.

Keywords: frequency hopping; orthogonal frequency division multiplexing; recursive least square; channel estimation; synchronization

0 引言

正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 作为一种有效对抗多径衰落的调制技术, 能够以简洁的收发结构来抑制频率选择性衰落信道下的码间串扰 (inter-symbol interference, ISI), 已经成为全球微波互连接入 (worldwide interoperability for microwave access, WiMAX), 长期演进 (long term evolution, LTE) 等宽带高速无线通信系统的空中接口关键技术。IEEE802.15.3 和

IEEE802.20 标准已将 OFDM 技术与跳频技术相结合, 分别用于移动宽带无线接入和无线个人区域网的近距离超宽带无线通信。然而, 其核心技术快速低时延接入无缝切换 OFDM (fast low-latency access with seamless handoff-OFDM, FLASH-OFDM) 和宽带 OFDM (multiband-OFDM, MB-OFDM) 本质上只能算为基带跳频, 即用户只能根据每跳的伪随机码在信号的固有带宽范围内来选择一部分子载波用于数据传输^[1-2]。尽管基带跳频可以有效地对抗多径和窄带干扰, 面对战场环境中敌方的大功率阻塞

收稿日期: 2011-06-30; 修回日期: 2011-12-01。

基金项目: 国防科技预研基金项目 (51307050302); 海军航空工程学院青年科研基金 (2010-0401) 资助课题

作者简介: 程永茂 (1982-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为导弹数据链。E-mail: iamchengyongmao@163.com

式干扰,必须使用射频跳频技术以提高接收机的工作带宽。

射频跳频 OFDM (frequency hopping-OFDM, FH-OFDM) 技术继承传统 OFDM 优点,但依然对收发双方的定时偏差 (timing offset, TO), 采样率偏差 (sampling frequency offset, SFO) 和载波频率偏差 (carrier frequency offset, CFO) 十分敏感,这些偏差会导致子载波间干扰 (inter-carrier interference, ICI) 及 ISI,严重影响通信性能。FH-OFDM 系统中射频信号载频的不断跳变要求我们必须在每一跳内重新对信道进行估计,并对 TO, SFO, CFO 及时进行补偿。目前,很少有文献专门针对 FH-OFDM 系统进行综合讨论,大多数文献把信道估计和信号同步分开单独讨论。

文献[3-4]在理想信道下,讨论 FH-OFDM 系统的同步问题;文献[5-7]在理想同步的前提下,针对不同的信道衰落环境进行信道估计;文献[8]在理想同步的前提下,专门针对 CFO 和相位噪声同时存在的情况,对信道冲击响应 (channel impulse response, CIR) 使用极大似然 (maximum likelihood, ML) 估计方法;文献[9]在不考虑 CFO 的前提下,提出次优的联合 SFO 和信道 ML 估计算法;文献[10]在短波 FH-OFDM 系统中,使用差分调制,在理想同步的前提下,避免信道估计,但需要使用迭代解调译码算法来补偿非相干检测带来的性能损失。

信道估计和信号同步这两者是相互影响的,同步的偏差往往会恶化信道估计的准确度,而对信道估计和同步进行联合估计则可以提供更好的性能。文献[11]提出基于期望最大化 (expectation maximization, EM) 的 CIR, CFO 和噪声方差估计算法。在时域进行 CIR, CFO 和 SFO 的联合估计时,需要使用已恢复信号的时域形式进行自适应计算,而在接收机中需要引入逆快速傅里叶变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT) 模块,这将增加接收机的复杂程度和运算量,并造成较大的延时。而且,在时域进行联合估计时,判决引导算法造成的误差积累会造成 CFO 和 SFO 均方差 (mean squared error, MSE) 产生较大波动。因此,理想的 CIR, CFO 和 SFO 的联合估计应该在频域中完成,并在频域估计之前先对 CFO 和 SFO 造成的 ICI 进行补偿;文献[12]利用 2 个训练序列作相关处理,提出频域中的联合 CFO 和 SFO 估计算法;文献[13]在理想的 TO 下,提出了基于频域导频辅助的递归最小二乘 (recursive least squares, RLS), CIR, CFO 和 SFO 联合估计算法,使用 ML 估计算法对 CFO 和 SFO 的初始偏差进行粗估计;文献[14]在文献[13]的基础上,提出了一种新的频域 CFO 和 SFO 极大似然联合估计算法。

尽管文献[3-5, 15]对 FH-OFDM 系统中的 CFO, SFO, TO 和信道估计分别进行分析并提出相应的算法,但这些算法没有综合考虑各种同步偏差与信道估计之间的相互影响,其性能仍有较大的改进余地。本文从工程实现角度出发,在慢速跳频模式下,提出了基于导频辅助的信道估计和同步算法。分别对 TO, SFO 和 CFO 所引入的 ICI 项

在时域进行补偿后,借助接收到的频域数据使用最小二乘法函数来对 CIR, CFO 和 SFO 进行联合估计。为得到准确的初始估计值,利用训练序列构建以 SFO 和 CFO 为参数的条件概率密度函数来进行估计。最后给出了 FH-OFDM 系统在不同的参数条件下带宽效率与跳频速率的权衡关系。

1 FH-OFDM 系统信号模型

1.1 系统模型

令 $X_{m,k}$ 作为 FH-OFDM 系统等效基带信号第 m 个符号中第 k 个子载波的频域数据,经过 IFFT 并插入循环前缀 (cyclic prefix, CP) 后的发送信号可以表示为

$$x_m(t) = \sum_{k \in \Gamma} X_m(k) e^{j2\pi kt / (NT)}, \quad -T_g \leq t \leq NT \quad (1)$$

式中, T 为 IFFT 的采样间隔时间; N_g 为 CP 的采样点个数; $T_g = N_g T$, $T_s = (N + N_g) T$ 是插入 CP 的符号周期。

每个符号内共有 N 个子载波,其中直流分量和频域保护间隔共 $(N - K - 1)$ 个子载波不传输任何数据, $k \in \Gamma = \{-K/2, \dots, -1, 1, \dots, K/2\}$ 。信号经过射频前端后可以表示为

$$s_m(t) = x_m(t) e^{j2\pi f_{FH} t} \quad (2)$$

式中, f_{FH} 为跳频使用的载波频率。

在广义平稳非相关散射 (wide sense stationary uncorrelated scattering, WSSUS) 条件下,信道的各个多径散射分量互不相关,信道的冲击响应可以表示为

$$h_l(t) = \sum_{\tau=0}^{L-1} \gamma_l \beta(t - \tau_l) \quad (3)$$

式中, γ_l 是第 l 个路径中的复包络; τ_l 是第 l 个路径中的时延; L 为所有可分辨路径总数。假设 $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]$ 在每一跳时间内为常量。为了能够有效的防止 ISI,假设 CP 的长度大于 L 。

信号在接收端被解跳后,由于发射端和接收端晶振的差异及多普勒频移,造成一定的 CFO,大小为 Δf ,令 $\epsilon = \Delta f NT$ 。发射端和接收端采样时钟的差异造成的归一化 SFO 为 $\eta = \Delta T / T$,此时接收端按照 $1/T'$ 的频率进行采样,其中 $T' = (1 + \eta) T = T + \Delta T$ 。接收端进行符号同步时的 TO 表示为 $d + \Delta d$,其中, d 为整数倍偏差, Δd 为小数倍偏差。去除 CP 并经过快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 后,得到的频域信号为

$$Y_m(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r_{m,n} e^{-j2\pi nk / N} = \sum_{q=-K/2}^{K/2-1} X_m(q) \times H(q) e^{j2\pi(\epsilon_q N_m + kd + k\Delta d) / N} \delta_{kq} + W_m(k) \quad (4)$$

式中, $r_{m,n}$ 为接收到的第 m 个符号中第 n 个采样点的信号; $N_m = N_g + (N + N_g) m$; $H(q) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{-j2\pi nql / N}$ 为第 q 个子载波上的信道传输函数; $W_m(k) = \sum_{n=0}^{N-1} w_m(n + N_m) e^{-j2\pi nk / N}$, $w_m(n)$ 均值为 0, 方差为 σ_w ; $\epsilon_q = \eta q + \epsilon_\eta$, $\epsilon_\eta = (\eta + 1)\epsilon$; $\delta_{kq} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(\epsilon_q + q - k) / N}$, 当 $q \neq k$ 时, δ_{kq} 代表 CFO 和 SFO 所导致的

ICI 项, ϵ_q 是其中起决定作用的变量^[14]。

1.2 跳频频结构

当信道的相干时间大于每一跳的持续时间 T_h 时,信道在所有子载波上的复增益可以认为在每一跳的时间内不发生变化。但由于每一跳所使用的载波频率不尽相同,需要在每一跳中重新对信道信息进行估计。在衰落信道中,当帧头正确检测概率相同时,使用前导码进行同步可以获得优于嵌入式同步法的有效数据信噪比^[15]。考虑到进行联合估计时的需要,本文使用的 FH-OFDM 帧结构如图 1 所示。每跳

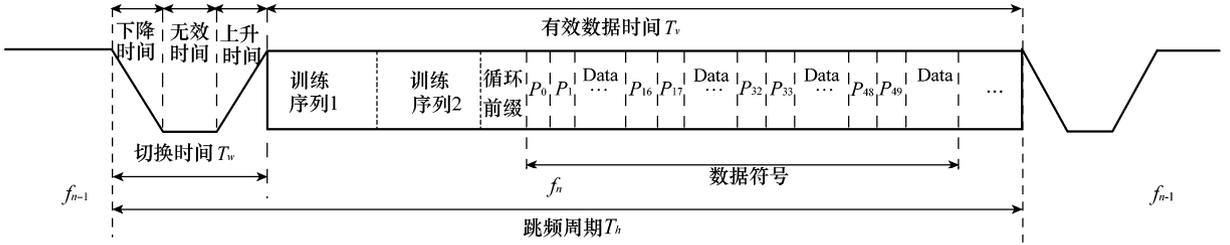


图 1 FH-OFDM 系统中每跳数据的帧格式

2 联合同步和信道估计算法

2.1 时域 TO 估计及补偿

TO 分为整数倍时偏 d 和小数倍时偏 Δd , 其中, 整数倍时偏的正确估计依赖于小数倍时偏的补偿。进行联合估计之前, 分别对 d 和 Δd 进行估计和补偿, 并及时调整 FFT 运算的起始位置, 以减少 TO 所引入的 ICI。第 m 个符号中发送的导频数据 $X_m(k_p)$ 经过衰落信道传输后忽略噪声项可以表示为

$$Y_m(k_p) = X_m(k_p) e^{j2\pi(\chi N_m + k_p d + k_p \Delta d)/N} \quad (6)$$

式中, χ 近似表示信道及频偏等因素对发送信号所产生的影响; k_p 为 FH-OFDM 信号一跳中的第 p 个导频数据所在的子载波序号。

取间隔为 32 的导频数据进行相关处理可得

$$\rho = \sum_{k_p} Y_m(k_p) Y_m^*(k_p + 32) = \sum_{k_p} \|S\|^2 e^{j\pi(d + \Delta d)} \quad (7)$$

$$\arctan\left(\frac{\text{Im}(\rho)}{\text{Re}(\rho)}\right) = \pi(d + \Delta d) \quad (8)$$

式中, d 只取整数, 对 ρ 求相位后可以得到小数倍时偏 Δd 的估计值

$$\Delta \hat{d} = \arctan\left(\frac{\text{Im}(\rho)}{\text{Re}(\rho)}\right) / \pi \quad (9)$$

式中, $\arctan\left(\frac{\text{Im}(\rho)}{\text{Re}(\rho)}\right)$ 的取值范围为 $[-\pi/2, \pi/2]$, 因此 Δd 的估计范围为 $[-0.5, 0.5]$ 。在工程应用中可以调整导频的间隔来进一步改变 Δd 的估计范围, 以改善估计精度。经过小数倍时偏补偿后的导频数据进行相关处理, 可得

$$\xi = \sum_{k_p} Y_m(k_p) Y_m^*(k_p + 1) = \sum_{k_p} \|S\|^2 e^{j2\pi d/N} \quad (10)$$

整数倍时偏 d 的估计值可以表示为

$$\hat{d} = \text{round}\left(\arctan\left(\frac{\text{Im}(\xi)}{\text{Re}(\xi)}\right) N / 2\pi\right) \quad (11)$$

时间内, 前导码占 2 个符号长度, CP 长度为符号长度的 1/4, 数据符号所有子载波中的 1/4 为空子载波。导频子载波占所有子载波数的 1/8, 其在频域中以等间隔分布的导频组方式出现, 每组 2 个导频。以 $N=64$ 为例, 8 个导频符号的取值如式(5)所示。间隔为 32 的导频子载波用于进行整数倍 TO 估计, 相邻的导频子载波用于小数倍 TO 估计。

$$\begin{cases} P_{-25} = P_{-24} = P_7 = P_8 = S \\ P_{-9} = P_{-8} = P_{23} = P_{24} = S^* \end{cases} \quad (5)$$

根据 $\arctan\left(\frac{\text{Im}(\xi)}{\text{Re}(\xi)}\right)$ 的函数值范围, d 的估计范围为

$[-N/4, N/4]$, 可以根据其大小来调整接收端 FFT 处理的起始窗口。

2.2 时域 ICI 补偿

接收端经过 TO 补偿后的频域信号可以表示为

$$Y_m(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r_{m,n} e^{-j2\pi nk/N} = \sum_{q=-K/2}^{K/2-1} X_m(q) \times H(q) e^{j2\pi \epsilon_q N_m/N} \delta_{kq} + W_m(k) \quad (12)$$

残余的 TO 以及 CFO, SFO 会造成信号在频域的 ICI, 若在频域消除 ICI, 则需要解调所有的数据。为了避免繁重的计算, 采用在时域预先对信号进行补偿的方法, 以消除频域中的 ICI。由式(12)可知, 导致频域 ICI 的时域因素主要包括 2 个部分, 即共同因子 $e^{j2\pi \epsilon_q N_m/N}$ 和独立因子 $e^{j2\pi k n \eta/N}$ 。在工程应用当中, $\Delta T/T$ 和 $\Delta f/f_{\text{carrier}}$ 往往都在可允许的范围(通常在 10 ppm 以内)。这就使得独立因子项所引入的频域 ICI 项 δ_{kq} 可以忽略, 只要对共同因子项进行补偿处理即可。补偿后的时域信号和频域信号可以分别表示为

$$r_{m,n}^c = r_{m,n} e^{-j2\pi n \hat{\epsilon}_q / N} \quad (13)$$

$$Y_m^c(k) = \sum_{q=-K/2}^{K/2-1} X_m(q) H(q) e^{j2\pi \epsilon_q N_m/N} \delta_{kq}^c + W_m^c(k) \quad (14)$$

式中, $W_m^c(k) = \sum_{n=0}^{N-1} w_m(n + N_m) e^{-j2\pi n(k + \hat{\epsilon} + \hat{\epsilon} \eta)/N}$; $\hat{\epsilon}_q = (1 + \hat{\eta}) \hat{\epsilon}$, $\hat{\eta}$ 和 $\hat{\epsilon}$ 分别为 η 和 ϵ 的估计值。残余 ICI 项 δ_{kq}^c 可以表示为

$$\delta_{kq}^c = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(q\eta + \epsilon_q - \hat{\epsilon}_q + q - k)/N} \quad (15)$$

可见, 即使理想的估计出了 η 和 ϵ 并进行补偿, 还是会有残余的 ICI 项 $e^{j2\pi n(q\eta + q - k)/N}$ 。但由前文可知, η 的取值通常在 10 ppm 以内, 故残余的 ICI 项可以忽略。

2.3 导频辅助的 CIR, CFO, SFO 联合估计算法

按照 FH-OFDM 信号每跳数据中的导频序号 i , 定义

代价函数

$$C(\hat{\mathbf{h}}^i, \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}^i, \hat{\boldsymbol{\eta}}^i) = \sum_{p=1}^i \lambda^{i-p} |\mu_{i,p}|^2 \quad (16)$$

式中, λ 为 RLS 算法中的遗忘系数;

$$\begin{aligned} \mu_{i,p} &= Y_m^c(k_p) - X_m(k_p) \hat{H}^i(k_p) e^{j2\pi N_m \hat{k}_p^i / N} \hat{\delta}_{k_p, k_p}^{c,i} \\ \hat{H}^i(k_p) &= \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_l^i e^{-j2\pi k_p l / N} \\ \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}_{k_p}^i &= k_p \hat{\boldsymbol{\eta}}^i + (1 + \hat{\boldsymbol{\eta}}^i) \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}^i \\ \hat{\delta}_{k_p, k_p}^{c,i} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n [k_p \hat{\boldsymbol{\eta}}^i + (1 + \hat{\boldsymbol{\eta}}^i) \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}^i - (1 + \hat{\boldsymbol{\eta}}^i) \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}^i] / N} \end{aligned}$$

式中, $\hat{\boldsymbol{\eta}}^i$ 和 $\hat{\boldsymbol{\varepsilon}}^i$ 为前一个符号中用来补偿的 CFO 和 SFO 的取值; $\hat{\mathbf{h}}^i = [\hat{h}_0^i, \hat{h}_1^i, \dots, \hat{h}_{L-1}^i]^T$ 。

对 CFO, SFO 和信道进行联合估计时, 为了能使用线性 RLS 算法以降低复杂度, 对非线性的估计误差 $\mu_{i,p}$ 使用一阶泰勒级数逼近法来进行线性化处理, 如式(17)所示

$$\begin{aligned} \mu_{i,p} &\approx Y_m^c(k_p) - \{f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^{i-1}) + \\ &\quad \nabla f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^{i-1})(\hat{\boldsymbol{\omega}}^i - \hat{\boldsymbol{\omega}}^{i-1})\} \end{aligned} \quad (17)$$

式中, $f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^{i-1}) = X_m(k_p) \hat{H}^i(k_p) e^{j2\pi N_m \hat{k}_p^i / N} \hat{\delta}_{k_p, k_p}^{c,i}$; $\hat{\boldsymbol{\omega}}^i = [\hat{\omega}_0^i, \hat{\omega}_1^i, \dots, \hat{\omega}_{2L+1}^i]$ 是包含了 CFO, SFO 和 CIR 中共 $(2L+2)$ 个参数估计值的加权向量。这些参数为 $\hat{\omega}_l^i = \text{Re}\{\hat{h}_l^i\}$ ($l=0, 1, \dots, L-1$), $\hat{\omega}_{l+L}^i = \text{Im}\{\hat{h}_l^i\}$ ($l=0, 1, \dots, L-1$), $\hat{\omega}_{2L}^i = \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}^i$, $\hat{\omega}_{2L+1}^i = \hat{\boldsymbol{\eta}}^i$ 。梯度向量可以表示为

$$\begin{aligned} \nabla f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^i) &= \left[\frac{\partial f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^i)}{\partial \hat{\omega}_0^i}, \frac{\partial f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^i)}{\partial \hat{\omega}_1^i}, \right. \\ &\quad \left. \dots, \frac{\partial f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^i)}{\partial \hat{\omega}_{2L+1}^i} \right]^T \end{aligned} \quad (18)$$

式中

$$\begin{aligned} \frac{\partial f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^i)}{\partial \hat{\omega}_l^i} &= X_m(k_p) e^{-j2\pi k_p l / N} e^{j2\pi N_m \hat{k}_p^i / N} \hat{\delta}_{k_p, k_p}^{c,i} \\ \frac{\partial f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^i)}{\partial \hat{\omega}_{l+L}^i} &= j \frac{\partial f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^i)}{\partial \hat{\omega}_l^i} \\ \frac{\partial f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^i)}{\partial \hat{\omega}_{2L}^i} &= (1 + \hat{\boldsymbol{\eta}}^i) \boldsymbol{\Xi}_{i,p} \\ \frac{\partial f(X_m(k_p), \hat{\boldsymbol{\omega}}^i)}{\partial \hat{\omega}_{2L+1}^i} &= (k_p + \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}^i) \boldsymbol{\Xi}_{i,p} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Xi}_{i,p} &= X_m(k_p) \hat{H}^i(k_p) e^{j2\pi N_m \hat{k}_p^i / N} \times (j2\pi N_m \hat{\delta}_{k_p, k_p}^{c,i} / N + \\ &\quad \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} j2\pi n e^{j2\pi n (\hat{k}_p^i - \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}^i) / N}) \end{aligned}$$

使用 RLS 算法进行 CIR, CFO 和 SFO 的联合估计时可以分为 3 步:

步骤 1 定义 $\mathbf{A}^0 = \vartheta^{-1} \mathbf{I}_{2L+2}$, 其中, ϑ 为正归化参数, \mathbf{I}_{2L+2} 为 $2L+2$ 维的单位方阵。对 CIR, CFO 和 SFO 的待估计参数赋初值。

步骤 2 更新第 i 次迭代时的参数 \mathbf{A}^i 和 μ^i 。

$$\mathbf{A}^i = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{A}^{i-1} - \mathbf{Z}^T \nabla f^T(X_m(k_i), \hat{\boldsymbol{\omega}}^{i-1}) \mathbf{A}^{i-1}) \quad (19)$$

$$\mu^i = Y_m^c(k_i) - f(X_m(k_i), \hat{\boldsymbol{\omega}}^{i-1}) \quad (20)$$

$$\text{式中, } \mathbf{Z}^T = \frac{\mathbf{A}^{i-1} \nabla f^T(X_m(k_i), \hat{\boldsymbol{\omega}}^{i-1})}{\lambda + \nabla f^T(X_m(k_i), \hat{\boldsymbol{\omega}}^{i-1}) \mathbf{A}^{i-1} \nabla f(X_m(k_i), \hat{\boldsymbol{\omega}}^{i-1})}.$$

步骤 3 更新第 i 次迭代的估计值

$$\hat{\boldsymbol{\omega}}^i = \mu^i \mathbf{K}^i + \hat{\boldsymbol{\omega}}^{i-1} \quad (21)$$

FH-OFDM 系统的接收端可以划分为解调部分和跟踪部分。在解调部分, 对 ML 子载波检测器输入的 CIR, CFO 和 SFO 估计值进行逐符号更新。对于跟踪部分, CIR, CFO 和 SFO 的估计值每次迭代都要进行更新。通常情况, L 远小于 N , 为进一步降低接收端的计算复杂度, 可以使用低阶的 FFT 来处理 CIR。

2.4 基于 ML 算法的初始值估计

为保证基于 RLS 的联合估计算法能够快速的收敛, 进行迭代的参数初始估计值要尽可能的准确。使用改进的 ML 算法来估计 CFO 和 SFO 的初始值, 而 CIR 的初始值设为 0。文献[13]利用频域数据对 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 和 $\boldsymbol{\eta}$ 进行联合 ML 估计, 如式(22)所示。

$$\hat{\boldsymbol{\varepsilon}}, \hat{\boldsymbol{\eta}} = \arg \min_{\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}} \sum_{k \in \Gamma} |Y(k) - e^{j2\pi(N+N_g)(k\boldsymbol{\eta} + \boldsymbol{\varepsilon})/N} \mathbf{Y}_1(k)|^2 \quad (22)$$

为进一步改善估计准确度, 使用改进的 ML 估计算法对 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 和 $\boldsymbol{\eta}$ 的初始值进行估计。将式(22)表示为矩阵形式, 可得

$$\mathbf{Y}_m = \boldsymbol{\Phi}_m \mathbf{X}_m \mathbf{H} + \mathbf{C}_m + \mathbf{W}_m = \boldsymbol{\Phi}_m \mathbf{X}_m \mathbf{H} + \mathbf{V}_m \quad (23)$$

式中

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= [H(-k/2) \dots H(-1) H(1) \dots H(k/2)]^T \\ \boldsymbol{\Phi}_m &= \text{diag}\{\Phi_m(-k/2), \dots, \Phi_m(-1), \Phi_m(1), \dots, \Phi_m(k/2)\} \\ \Phi_m(k) &= \delta_{kk} e^{j2\pi N_g (k\boldsymbol{\eta} + \boldsymbol{\varepsilon})/N} \\ \mathbf{X}_m &= \text{diag}\{X_m(-k/2), \dots, X_m(-1), X_m(1), \dots, X_m(k/2)\} \\ \mathbf{C}_m &= [C_m(-k/2) \dots C_m(-1) C_m(1) \dots C_m(k/2)]^T \\ C_m(k) &= \sum_{q \in \Gamma, q \neq k} \delta_{kk} e^{j2\pi N_g \boldsymbol{\varepsilon}_q / N} X_m(q) H(q) \\ \mathbf{W}_m &= [W_m(-k/2) \dots W_m(-1) W_m(1) \dots W_m(k/2)]^T \\ \mathbf{V}_m &= \mathbf{C}_m + \mathbf{W}_m \end{aligned}$$

\mathbf{V}_m 可以近似为高斯分布的向量, 其均值为 0, 协方差为 $\sigma_v^2 \mathbf{I}_K$ 。将条件概率密度函数 $g(\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2 | \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta})$ 作为 ML 代价函数, 则可以通过式(24)得到 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 和 $\boldsymbol{\eta}$ 的估计值。

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}, \hat{\boldsymbol{\eta}} &= \arg \max_{\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}} g(\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2 | \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}) = \\ &\arg \max_{\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}} g(\mathbf{Y}_2 | \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}, \mathbf{Y}_1) g(\mathbf{Y}_1 | \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}) \end{aligned} \quad (24)$$

由于作为前导码的 2 个训练序列完全一致, 即 $\mathbf{X}_1 = \mathbf{X}_2$, 可以得到

$$\mathbf{Y}_1 = \boldsymbol{\Phi}_1 \mathbf{X}_1 \mathbf{H} + \mathbf{V}_1 \quad (25)$$

$$\mathbf{Y}_2 = \boldsymbol{\Theta}(\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}) \mathbf{Y}_1 + \boldsymbol{\Pi} \quad (26)$$

式中, $\boldsymbol{\Theta}(\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}) = \text{diag}\{e^{j2\pi(N+N_g)(k\boldsymbol{\eta} + \boldsymbol{\varepsilon})/N} | (k \in \Gamma)\}$; $\boldsymbol{\Pi} = -\boldsymbol{\Theta}(\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}) \mathbf{V}_1 + \mathbf{V}_2$ 。令 $g(\mathbf{Y}_1 | \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}) = g(\mathbf{Y}_1)$, 则式(24)可以进一步表示为

$$\hat{\boldsymbol{\varepsilon}}, \hat{\boldsymbol{\eta}} = \arg \max_{\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}} g(\mathbf{Y}_2 | \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}, \mathbf{Y}_1) \quad (27)$$

式中, $g(\mathbf{Y}_2 | \boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}, \mathbf{Y}_1)$ 的均值为 $\boldsymbol{\Theta}(\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\eta}) \mathbf{Y}_1$, 方差为 $2\sigma_v^2 \mathbf{I}_K$ 。故 ML 代价函数可以表示为

$$g(\mathbf{Y}_2 | \epsilon, \eta, \mathbf{Y}_1) = \frac{1}{(2\pi\sigma_v^2)^K} \times \exp \left\{ -\frac{1}{(2\pi\sigma_v^2)} \|\mathbf{Y}_2 - \Theta(\epsilon, \eta)\mathbf{Y}_1\|^2 \right\} \quad (28)$$

最后可以得到 CFO 和 SFO 的估计值为

$$\hat{\epsilon}, \hat{\eta} = \arg \min_{\epsilon, \eta} \sum_{k \in \Gamma} |Y_2(k) - e^{j2\pi(N+N_g)(k\eta+\epsilon)/N} Y_1(k)|^2 \quad (29)$$

作为对比,可将式(22)表示为

$$\hat{\epsilon}, \hat{\eta} = \arg \min_{\epsilon, \eta} \sum_{k \in \Gamma} \frac{|Y_2(k) - e^{j2\pi(N+N_g)(k\eta+\epsilon)/N} Y_1(k)|^2}{|Y_1(k)|^2} \quad (30)$$

可见文献[13]的算法中,估计结果会受到权重系数 $1/|Y_1(k)|^2$ 的影响,当 $k \in \Gamma$ 时,其取值会随着信道环境的优劣而发生变化,导致了估计精度的下降。本文的算法则摆脱其影响,进而提高了估计准确度。

2.5 FH-OFDM 系统中的带宽效率与跳频速率的关系

考虑到接收端和发射端的本振在生成载波信号时需要一定的建立时间,跳频周期时间内包括用于转换载频的切换时间 T_w 和用于传输数据的有效数据时间 T_v ,如式(31)所示。

$$T_h = T_v + T_w = T_p + UT_s + T_w \quad (31)$$

式中, T_p 表示前导训练序列所占的时间; T_s 为插入 CP 后的 OFDM 符号时间; U 表示每一跳中所包含的数据符号数目。FH-OFDM 系统中的带宽利用率为

$$\eta = (\log_2 M)(N - N_n - N_p)U/BT_h \quad (32)$$

式中, M 表示 QAM 调制时的阶数; N_n 表示空的子载波数目; N_p 表示导频子载波数目; $B = (N - N_n)f_s/N$ 表示每一跳所占用的带宽; f_s 为基带信号的采样速率。由式(32)可知,跳频速率随着 N 和 U 的增加而降低,而信号的带宽利用率却随着 U 的增加而增加。同时, FH-OFDM 信号在实际的衰落信道环境中传输时, N 和 U 也不可能一直增加,必须针对跳频速率,带宽效率以及实际使用的信道环境做出权衡,以达到最优的系统性能。

3 仿真结果及分析

仿真系统采用正交相移键控(quadrature phase shift keying, QPSK)调制方式,子载波总数 $N = 64, 52$ 个子载波用于传输数据,其中包括 8 个导频子载波;CP 长度为 $\frac{1}{4}N = 16$;基带数据采样频率为 $f_s = 4$ MHz;跳频时载波频率的切换时间为 $T_w = 2T_g = 8 \mu s$;每跳时间内包括 2 个训练序列和 48 个 OFDM 符号;跳频速率为 1 000 hop/s。信道环境采用指数型功率时延谱的 5 径瑞利衰落信道,均方根时延扩展为 25 ns。对性能进行仿真时,若无特别声明,则接收端信噪比为 30 dB,同时存在 TO, CFO 和 SFO, $d + \Delta d = 5.2T, \epsilon = 0.212, \eta = 0.000 112$ 。在进行信道跟踪时,对估计值每个迭代周期更新一次。在时域补偿 TO 和 ICI 时,对估计值每个符号周期更新一次。在 FFT 后使用 ML 算法检测频域信号。

$$\hat{X}_m(k) = \arg \min_{X_m(k)} |Y_m^*(k) - X_m(k)\hat{H}(k)e^{j2\pi N_m k}/N \delta_{kk}^v|^2 \quad (33)$$

图 2 中,空子载波和导频子载波分别占子载波总数 N 的 10% 和 12.5%。随着 N 的逐渐增大,带宽效率随跳速增加而下降的趋势愈加明显,可见在 FH-OFDM 系统中,为了同时取得较好的抗干扰性和带宽效率, N 的取值不应过大,在 $N=64$ 时可以在两者之间取得较好的权衡。图 3 中,当符号内导频比例固定时,带宽效率会随每跳符号数目的增加而迅速提高,当每跳符号数目超过 100 个后,带宽效率会趋于平稳,整个过程并不受 N 的影响。随着符号内导频比例的提高,带宽效率的极限值会出现相应的下降。可见,为了最大化带宽效率,要以减少导频为代价来降低符号内导频比例,或者以减少跳数为代价来提高每跳符号数目。

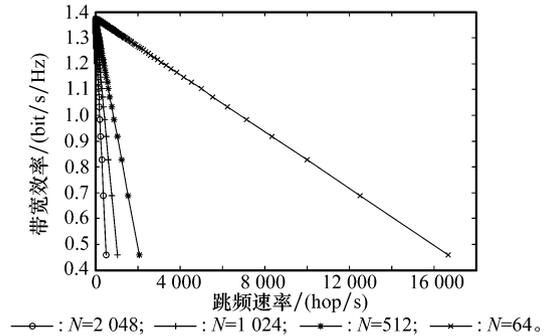


图 2 带宽效率随跳频速率的变化关系

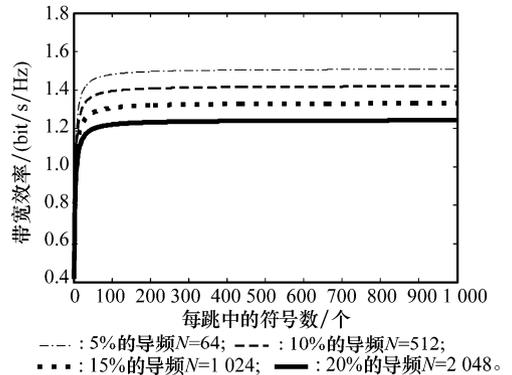


图 3 带宽效率随每跳中符号数的变化关系

图 4 中, FH-OFDM 系统每跳中符号数目远没有文献[13]中那么多,且需要在每一跳中不断对 CFO 进行估计,使 CFO 初始值的估计准确度对算法的性能有较大的影响。本文算法通过对 CFO 初始估计的改进,获得了比文献[13]更低的估计均方差。随着信噪比的提高,文献[14]的算法受到 TO 项和 ICI 项的影响而出现了“地板效应”,本文针对 ICI 项在时域进行有效的补偿,从而表现出较好的性能。图 5 中,多数算法对 SFO 估计的均方差可以满足工程应用中的要求。本文算法相对于其他算法有略微的性能优势。图 6 中,由于忽略了 SFO 项所引入的频域 ICI 项,文献[8]的 CIR 估计性能与本文算法的性能有较大差异。尽管本文并未对 CIR 的初始值直接进行估计,得益于对 CFO 和 SFO 的准确估计,相对减少了因遗忘系数所引入的误差起伏,其在式(18)中亦有体现。

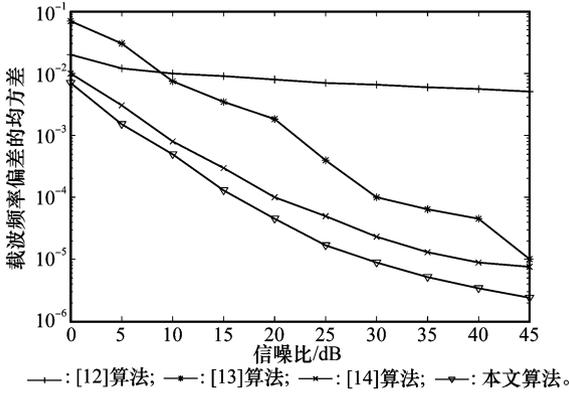


图 4 CFO 估计的均方差随信噪比的变化关系

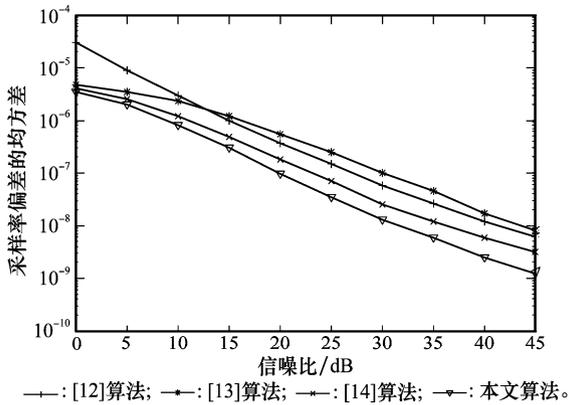


图 5 SFO 估计的均方差随信噪比的变化关系

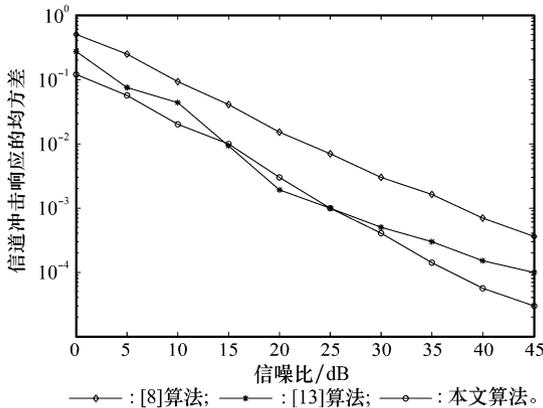


图 6 CIR 估计的均方差随信噪比的变化关系

由图 7 可见,若从本文算法中去掉对 CFO 和 SFO 的初始值的估计,会导致算法的性能迅速恶化,产生较大的误码率。而若从本文算法中去掉对 ICI 项的补偿,在信噪比较高时,ICI 项就会成为影响性能的主要因素,导致较高的误码率。若从本文算法中去掉对 TO 的补偿,其对应的误码率则会出现跟文献[13]算法一样的高误码率。因此,为了降低系统的误码率,对 CFO 和 SFO 初始值的估计以及对 ICI 和 TO 的补偿是十分必要的。由图 8 可见,随着 CFO 的增长,若从本文算法中去掉对 CFO 和 SFO 初始值的估

计,其对应的误码率会迅速恶化。本文算法得益于对 ICI 和 TO 进行的补偿,在 CFO 较大时,其误码性能要优于文献[13]的算法。从图 9 中可见,各算法的误码率在 SFO 大于 1 000 ppm 之前都不会随 SFO 的增加而明显提高,可见 CFO 在此范围内是影响系统误码率的主要因素,其对系统性能的影响超过了 SFO。

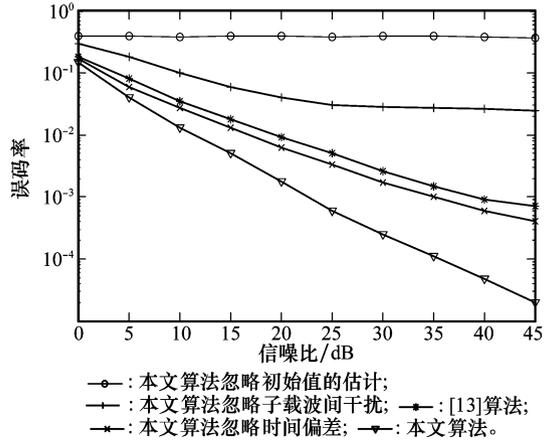


图 7 误码率随信噪比的变化关系

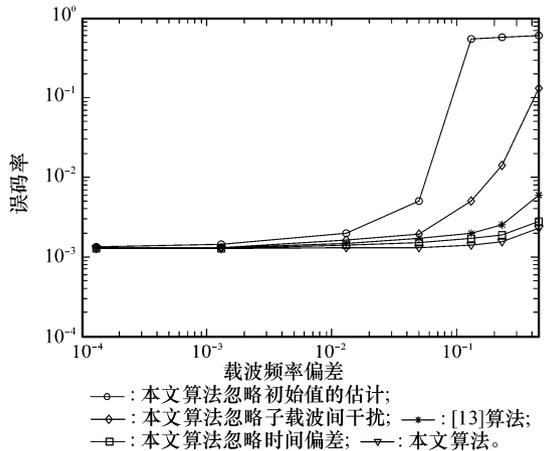


图 8 误码率随 CFO 的变化关系

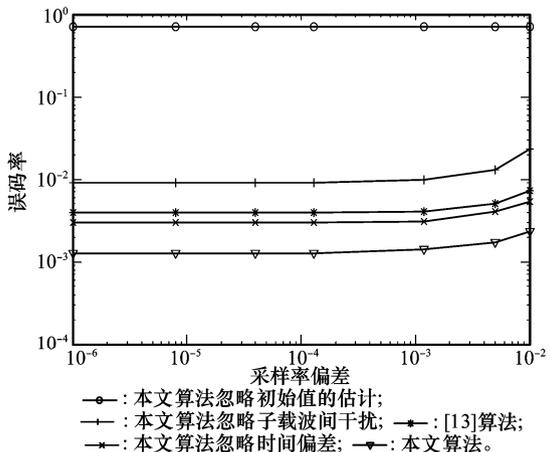


图 9 误码率随 SFO 的变化关系

4 结 论

为了充分利用战场环境日益紧张的频谱资源,保证多径环境中通信的可靠性,FH-OFDM系统已经崭露头角。本文针对应用FH-OFDM系统通信时同时存在TO、CFO和SFO,借助训练序列和导频,提出一种低复杂度低误码率的联合同步和信道估计算法。为了保证RLS算法的快速收敛,使用线性的估计误差模型,并通过更准确的估计CFO和SFO的初始值来提高系统误码性能。通过FH-OFDM系统中带宽效率的表达式,分析系统中带宽效率随跳频速率以及每跳中符号个数的变化关系。仿真结果表明,在1000 hop/s的FH-OFDM系统中,本文提出的算法能够准确的估计接收机存在的多种偏差,解决了系统误码率高的问题。

参考文献:

- [1] 戈立军, 赵迎新, 傅民皓. 多频带 OFDM 超宽带系统同步及信道估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(3): 665 - 669. (Ge L J, Zhao Y X, Fu M H. Synchronization and channel estimation for MB-OFDM based UWB systems[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2011, 33(3): 665 - 669.)
- [2] Arjona A, Kerttula J, Yla-Jaaski A. Live network performance challenge: FLASH-OFDM vs. HSDPA[C]// *Proc. of the 22nd International Conference on Advanced Information Network and Applications*, 2008: 918 - 922.
- [3] Kleider J, Gifford S, Maalouli G. Synchronization for RF carrier frequency hopped OFDM: analysis and simulation[C]// *Proc. of the IEEE Military Communications Conference*, 2003: 1237 - 1242.
- [4] Zhang X P, Ryu H G, Byung G J. Analyses and suppression method of frequency offset and timing offset in FH-OFDM system[C]// *Proc. of the International Conference on Advances in Satellite and Space Communications*, 2009: 123 - 127.
- [5] Kleider J E, Maalouli G, Gifford S. Channel estimation performance for frequency hopped OFDM using embedded synchronization[C]// *Proc. of the IEEE Military Communications Conference*, 2004: 1611 - 1617.
- [6] Paolo B, Stefano T, Lorenzo V. Per sub-block equalization of very long OFDM blocks in mobile communications[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2011, 59(2): 363 - 368.
- [7] Shin C Y, Andrews J G, Powers E J. An efficient design of doubly selective channel estimation for OFDM systems[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2007, 6(10): 3790 - 3802.
- [8] Lin D D, Pacheco R A, Teng J L. Joint estimation of channel response, frequency offset, and phase noise in OFDM[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(9): 3542 - 3555.
- [9] Gault S, Hachem W, Ciblat P. Joint sampling clock offset and channel estimation for OFDM signals: Cramer-Rao bound and algorithms[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(9): 1875 - 1885.
- [10] 熊俊俏, 甘良才, 朱毅超. 联合迭代解调译码算法的短波 FH/OFDM 系统的性能分析[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(12): 3041 - 3045. (Xiong J Q, Gan L C, Zhu Y C. Performance analysis of short-wave FH/OFDM system based on joint iterative demodulation and decoding algorithm[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(12): 3041 - 3045.)
- [11] Zhang J K, Mu X M, Lajos H Z. Joint channel, carrier-frequency-offset and noise-variance estimation for OFDM systems based on expectation maximization[C]// *Proc. of the IEEE Vehicular Technology Conference*, 2010: 1 - 5.
- [12] Speth M, Fechtel S A, Fock G. Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission-part II: a case study[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(4): 571 - 578.
- [13] Nguyen L H, LeNgoc T, Ko C C. RLS-based joint estimation and tracking of channel response, sampling, and carrier frequency offsets for OFDM[J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2009, 55(1): 84 - 94.
- [14] Kim Y H, Lee J H. Joint maximum likelihood estimation of carrier and sampling frequency offsets for OFDM systems[J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2011, 57(2): 277 - 283.
- [15] Kleider J E, Ghassan M, Gifford S. Preamble and embedded synchronization for RF carrier frequency-hopped OFDM[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2005, 23(5): 920 - 931.