

基于复小波包的 OFDM 调制方法(CWP-OFDM) 的研究

张小东¹, 徐平平², 章国安³, 毕光国²

(1. 南瑞集团通信系统分公司, 江苏南京 210003; 2. 东南大学无线电系, 江苏南京 210096; 3. 南通工学院, 江苏南通 226007)

摘要: 目前, 基于 DFT 变换的 OFDM 高效调制方法(DFF OFDM) 已经成为无线传输领域中的重要研究热点. 但是, 为达到较高的业务质量, DFF OFDM 采用了插入循环前缀(CP) 的办法以减少 ISI, 从而降低了频谱利用率. 为进一步改善频谱的利用效率, 本文提出一种基于复小波包(Complex Wavelet Packet) 正/反变换的 OFDM 调制方法(CWP-OFDM), 并且将其与 DFF OFDM 进行比较. 仿真结果表明, 在 GSM TU50 信道环境中, 当具有更高频谱效率的情况下, CWP-OFDM 可以具有与 DFF-OFDM 同样或更好的误码性能.

关键词: 复小波包; DFF OFDM; CWP OFDM; 多普勒频移; 信道估计

中图分类号: TN914.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372 2112 (2002) 04 0477 03

Study on Complex Wavelet Packet Based OFDM Modulation (CWP-OFDM)

ZHANG Xiao-dong¹, XU Ping-ping², ZHANG Guo-an³, BI Guang-guo²

(1. NARI Corporation, Nanjing, Jiangsu 210003, China; 2. Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China; 3. Nantong Institute of Technology, Nantong, Jiangsu 226007, China)

Abstract: The DFT based OFDM has currently been mostly focused in the area of wireless communications. To attain to a high level QOS and reduce ISI, cyclic prefixes are inserted between DFF OFDM symbols, which decrease the efficiency of spectrum. To improve spectrum efficiency, a complex wavelet packet transform based OFDM (CWP-OFDM) is proposed in this paper and used to compare with the DFF OFDM under the same conditions. Simulation results show that, over GSM TU50 channels, when there is a much higher efficiency in using wireless spectrum, CWP OFDM performs the same as or better than DFF OFDM.

Key words: complex wavelet packet; DFF OFDM; CWP OFDM; Doppler frequency shift; channel estimation

1 引言

近年来, 随着无线通信市场的不断扩张, 无线通信技术获得了长足的发展. 然而, 即使是第三代产品, 在宏小区范围中, 也仅提供 384kbps/用户的比特传输速率. 为了满足更高速率的业务需求, 争取在宏小区范围内达到 2Mbps~ 10Mbps/用户的数据传输速率, 具有更高频谱利用效率的 DFF OFDM 调制技术越来越受到重视. 由于 DFF OFDM 可以有效的抑制 ISI, 并能够基于各种高效数字调制技术, 因而能够降低接收均衡器的复杂度, 同时具有较高的频谱利用率. 但是, 因为 DFF OFDM 主要采用插入 CP 来消除 ISI, 所以, 进一步的提高无线频谱效率, 仍旧存在较大余地. 另外, 为减低插入 CP 带来的频谱损失, 通常采用较长的 DFT 变换块, 但是, 如此将会造成系统对载频误差及 Doppler 频移非常敏感, 引起系统性能的下陷, 同时也会给信道估计带来难度.

为了缓解以上矛盾, 本文提出应用复小波包来对发送信号进行合成与分解, 构成新的 OFDM 调制解调方式, 即 CWP-OFDM. 由于复小波包的各子信道滤波器相互正交而且带限能力强, 因而 CWP-OFDM 可以具有非常简单的均衡器结构. 理

论与仿真结果表明, 基于复小波包的 OFDM 方案利于控制, 更加适宜无线通信.

2 复小波包

因为实小波包的基函数频率响应关于 D. C. 对称, 造成相同符号信息在传输过程中为频响差异较大的移动子信道所损伤, 不利于信道模型的建立与均衡器性能的提高. 但是, 只要将实小波包基函数的频率响应进行适当的搬移, 就可以将传输相同信息的小波频带响应调整到一起, 同时, 实小波包变换也变成了对应的复小波包变换. 图 1 给出了 4 带实/复小波包的频响变化.

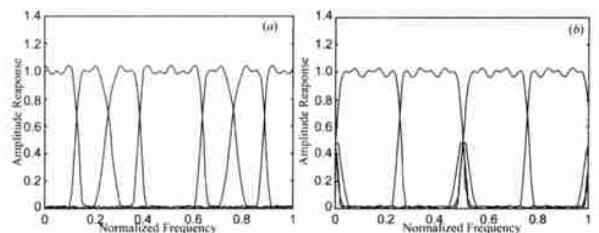


图 1 (a) 4 带实小波包频率响应; (b) 4 带复小波包频率响应

收稿日期: 2000 09 22; 修回日期: 2001 05 31

基金项目: 国家自然科学基金(No. 69882004)

3 CWP OFDM 调制解调技术

基于复小波包, 可以构造相应的 OFDM 系统, 即 CWP OFDM. 图 2 给出了 CWP OFDM 的系统框图.

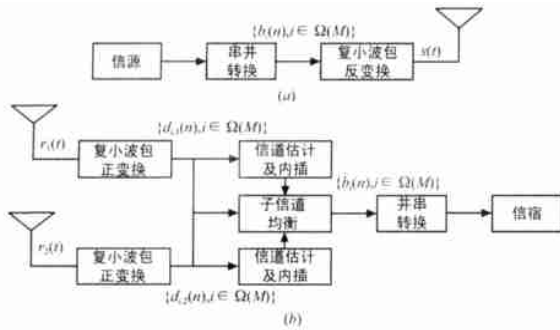


图2 CWP OFDM 系统框图. (a) CWP OFDM 发射机; (b) CWP OFDM 接收机

3.1 CWP OFDM 发射机

如图 2(a) 所示, 如果用 M 个复小波包函数 $\{\phi_i(t), i \in \Omega(M)\}$ 来传输信息, 则合成的传输信号 $s(t)$ 表示为

$$s(t) = \sum_{i \in \Omega(M)} \sum_{n=0}^{\infty} b_i(n) \phi_i(t - nT_s) \quad (1)$$

其中, $\{b_i(n), i \in \Omega(M)\}$ 为各子信道函数承载的信息符号, T_s 为子信道符号周期, 式(1)表示复小波包反变换. 如同实小波包函数一样, 复小波包函数自位移共轭正交且相互位移共轭正交^[2].

3.2 CWP OFDM 接收机

CWP OFDM 的接收机主要由复小波包的相关滤波, 子信道估计与子信道均衡组成, 如图 2(b) 所示.

3.2.1 复小波包相关滤波 在 CWP OFDM 的接收机端, 由第 j 个全向天线接收到的信号 $r_j(t)$ 为

$$r_j(t) = s(t) \odot h_j(t) + n_j(t), j = 1, \dots, J \quad (2)$$

这里, 对应于第 j 个天线, $h_j(t)$ 为移动信道, $n_j(t)$ 为功率谱密度 N_0 的复高斯白噪声, J 为分集接收的天线数目. 接收信号经过复小波包正变换, 天线接收信号 $\{r_j(t), j \in 1, \dots, J\}$ 被相关滤波, 即

$$d_{i,j}(n) = \int_0^{+\infty} r_j(t) \phi_i^*(t - nT_s) dt, i \in \Omega(M), j = 1, \dots, J \quad (3)$$

这里, 上标 * 表示复共轭, $d_{i,j}(n)$ 为第 i 子信道对应于第 j 天线的输出信号.

3.2.2 CWP OFDM 信道估计 由于在 CWP OFDM 频带规划时, 为加强其对载波频偏及多普勒频移的鲁棒性, 可以将子信道带宽调整接近移动信道的相干带宽, 因而单抽头信道模型已经难以对所有子信道进行准确建模. 在一定条件下, 必须采用二抽头信道模型. 为了能够同时进行单/二抽头信道估计, 定义帧结构如图 3.

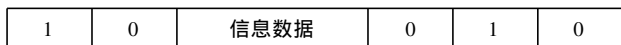


图3 CWP OFDM 仿真用帧结构

显然, 子信道抽头 $\{\alpha_{i,j}^l(1)\}$ 预估计为

$$\alpha_{i,j}^1(1) = d_{i,j}(1), \alpha_{i,j}^2(1) = d_{i,j}(2);$$

$$\alpha_{i,j}^1(N-1) = d_{i,j}(N-1), \alpha_{i,j}^2(N-1) = d_{i,j}(N)$$

$$i \in \Omega(M), j = 1, \dots, J \quad (4)$$

这里, 上标 1, 2 分别表示第一, 第二抽头; N 为帧长. 当移动信道慢时变时, 子信道响应在一帧中呈线性变化, 因而可以线性内插技术来获得其它符号时间的信道响应

$$\alpha_{i,j}^1(n) = \alpha_{i,j}^1(1) + \frac{n-1}{N-2} [\alpha_{i,j}^1(N-1) - \alpha_{i,j}^1(1)]$$

$$\alpha_{i,j}^2(n) = \alpha_{i,j}^2(1) + \frac{n-1}{N-2} [\alpha_{i,j}^2(N-1) - \alpha_{i,j}^2(1)] \quad (5)$$

但是, 在 $|\alpha_{i,j}^2(1)|^2 \leq \delta |\alpha_{i,j}^1(1)|^2$ 时, $\alpha_{i,j}^2(n) = 0$, 其中, δ 为一预定门限.

3.2.3 CWP OFDM 混合均衡 对应不同的信道估计方案, 有不同的子信道均衡算法. 当子信道建立为单径模型时, 应用 MLE 估计符号 $\{b(n), n = 4, \dots, N-3\}$ 为

$$b_i(n) = \arg \min \sum_{j=1}^J \|d_{i,j}(n) - \alpha_{i,j}^1(n) b_i(n)\|_2^2 \quad (6)$$

而子信道建立为二径模型时, 应用 MLSE^[3] 估计符号序列为

$$\{b_i(n)\} = \arg \min \sum_{j=1}^J \|d_{i,j}(n) - \alpha_{i,j}^1(n) b_i(n) - \alpha_{i,j}^2(n) b_i(n-1)\|_2^2 \quad (7)$$

因此, CWP OFDM 中采用的是 MLE 与 MLSE 的混合均衡方案.

4 性能分析

为简化分析, 假设无任何因子信道建模误差带来的信噪比损失, 同时, 子信道为 Rayleigh 分布, 各径能量分别是 $\{2(\sigma_j^k)^2, 1 \leq k \leq 2, 1 \leq j \leq J\}$. 这样, CWP OFDM 的 MLE 与 MLSE 性能可以表示为^[4,5]:

$$\text{单径 MLE: } P_e = \sum_{j=1}^J \frac{\beta_j}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2}{\lambda_j}}}\right), 1 \leq j \leq J$$

其中, 对于 $1 \leq j \leq J$, 当调制方式为 BPSK 时, $\lambda_j = 4(\sigma_j^1)^2 E_b/N_0$; 为 QPSK 时, $\lambda_j = 2(\sigma_j^1)^2 E_b/N_0$; 而且 $\beta_j = \prod_{m=1, m \neq j}^J \frac{\lambda_j}{\lambda_j - \lambda_m}$.

$$\text{2 径 MLSE: } P_e = \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^2 \frac{\beta_j^k}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2}{\lambda_j^k}}}\right)$$

其中, 对于 $1 \leq k \leq 2, 1 \leq j \leq J$, 当调制方式为 BPSK 时, $\lambda_j^k = 4(\sigma_j^k)^2 E_b/N_0$; 为 QPSK 时, $\lambda_j^k = 2(\sigma_j^k)^2 E_b/N_0$; 而且 $\beta_j^k = \prod_{m=1, m \neq j}^J \frac{\lambda_j^k}{\lambda_j^k - \lambda_m^k}$.

5 复杂度分析

相对于 DFF OFDM, CWP OFDM 的复杂度来源于复小波包正反变换与混合均衡器中的 2 径 MLSE. 据估计, 平均每秒钟复小波包变换的浮点操作数(FOPS)约为^[3]: $2 \times f_s \times L \times \log_2^M$, 其中, f_s 是 CWP OFDM 系统的采样频率, L 是进行复小波包变换的复滤波器系数个数^[1]; 而 2 径 MLSE 的复杂度正比于调制方式的符号状态数, 如 QPSK 的状态数为 4.

6 仿真结果

为了验证图 2 中描述的 CWP OFDM 的性能, 将它与在相

同条件下的 DFT-OFDM 进行比较. 移动信道采用 GSM TU50 6 径 Rayleigh 衰落模型. 其它计算机仿真参数示如表 1.

表 1 仿真参数设置

载波频率	900MHz	帧长度(N) (无 CP)	80
信道抽样频率	5MHz	DFT-OFDM CP 长度	0/2
移动台速率	50km/h	子信道数目(M)	14
调制方案	BPSK/QPSK	子信道序号($\Omega(M)$)	$\{1\sim 7\} \cup \{10\sim 16\}$
符号周期(T_s)	$6.4\mu\text{s}$	接收天线数目	1/2
占用频宽	2.2MHz	信道建模门限(δ)	0.1
子信道平均频宽	156kHz	仿真帧数目	400

由于子信道的带宽小于移动信道的相干带宽 187kHz, 多

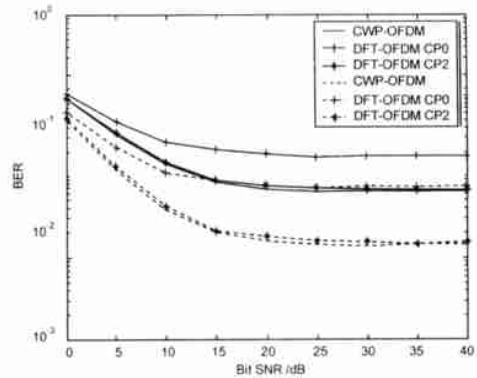
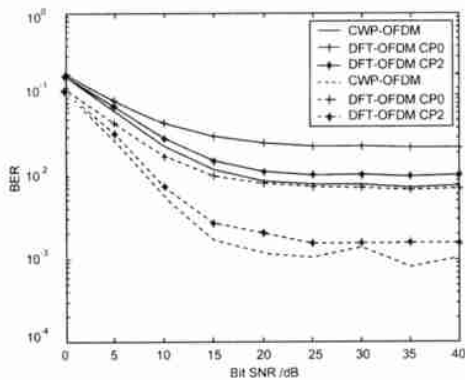


图 4 误码率与比特信噪比关系图(实线表示单天线接收; 虚线表示二天线分集接收; CP0 表示 CP 长度为 0; CP2 表示 CP 长度为 2).

(a) BPSK; (b) QPSK

7 结论

本篇论文提出了 CWP-OFDM 系统概念, 开发出特定子信道估计及混合均衡算法. 仿真结果表明, 在性能可比时, CWP-OFDM 的频谱利用率可以提高, 并且, CWP-OFDM 的子信道频谱规划比较自由, 有助于提高系统对载频偏移及多普勒频移的鲁棒性. 同时, CWP-OFDM 在复小波包正/反变换中均存在快速算法, 适宜软件无线电的实现.

参考文献:

- [1] Takahiro Matsuda, Shinsuke HARA, Norihiko MORINAGA. Joint Receiver for DS-CDMA/TDMA Signals Using Complex Multirate Filter Banks [J]. The Trans. of The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 1997, J89 B-II(12): 1021-1027.
- [2] I Daubechies. Ten Lectures on Wavelets [M]. New York: Capital City Press, 1992.
- [3] G D Fomey. Maximum Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequence in the Presence of Intersymbol Interference [J]. IEEE Trans IT, 1972, IT-18(3):
- [4] J G Proakis. Digital Communications [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1998.

数子信道可以用单径信道模型逼近, 只有少数子信道建立以双径模型, 因此, CWP-OFDM 均衡器的复杂度仅比 DFT-OFDM 稍高. 但是, 当 DFT-OFDM 中 CP 的长度为 2 时, 其频带利用率低于 CWP-OFDM 0.125. 由此可见, CWP-OFDM 比 DFT-OFDM 的频谱效率有较大的提高. 另外, 在仿真中, 复小波包正/反变换采用了如图 4(a)(b) 中二叉树结构的快速算法^[1], 从而使计算量大大下降.

从图 4 中可以看出, 在 DFT-OFDM 的 CP 长度是 0 时, 其误码性能比 CWP-OFDM 差许多; 而当 CP 长度为 2 (信道时间扩展均方根是 3, 约为 1 μs) 时, DFT-OFDM 的误码性能仍然略差于 CWP-OFDM.

- [5] S Verdu. Multiuser Detection [M]. New York: Cambridge university press, 1998.

作者简介:



张小东 男, 1971 年生, 博士, 目前是南瑞集团企业博士后工作站研究人员, 研究兴趣包括随机数字信号处理技术, 蜂窝移动通信技术, WLAN 技术以及移动 IP 技术等.



徐平平 女, 东南大学无线电系副教授, 目前在职攻读东南大学无线电系通信与信息专业博士学位, 研究兴趣包括数字通信与网络技术.