

OFDM 调制新方案及其脉冲成形滤波器的设计

曹祁生, 梁德群

(大连海事大学信息工程学院, 信号与图像处理研究室, 辽宁大连 116026)

摘 要: 本文提出一种新的正交频分复用(OFDM)调制方案, 结合了两种 OFDM 系统的特点, 既利用了脉冲成形技术的优势, 又能采用保护间隔. 分析了频率偏移存在时脉冲成形滤波器与载波间干扰的关系, 并给出一个设计实例的仿真. 数值分析和仿真结果表明, 该设计能显著抑制载波间干扰.

关键词: 正交频分复用; 脉冲成形; 保护间隔; 频率偏移; 载波间干扰

中图分类号: TN911.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 06-1108-05

New OFDM Scheme and Its Pulse Shaping Filter Design

CAO Qi-sheng, LIANG De-qun

(Department of Information Engineering, Dalian Maritime University, Liaoning 116026, China)

Abstract: A OFDM scheme is proposed in this paper, which features the advantages of the two types of OFDM. It is capable of benefiting from both pulse shaping technique and guard interval. We examine the relation between pulse shaping filter and inter-carrier interference in presence of frequency offset. Finally we introduce an example design and carry out simulations on it. Both numerical analysis and experimental results indicate that the design notably suppresses the interference between subcarriers.

Key words: OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing); pulse shaping; guard interval; frequency offset; inter-carrier interference

1 引言

正交频分复用(OFDM)是当今最重要的一种多载波技术. 许多的应用都采用 OFDM 作为标准, 如数字广播(DAB)、非对称数字用户线路(ADSL, 此时 OFDM 亦称为 DMT)以及无线局域网(WLAN), 并已成为 3G 和 4G 的技术基础.

OFDM 系统通常都设计成具有临界时频密度(critical time-frequency density), 即码元间隔与子载波间隔互为倒数, 此时 OFDM 达到最大的频带效率. 为简单起见, 下文均作此假设. OFDM 可以分为两种类型. 第一类被称为 OFDM/QAM^[1], 即 OFDM 的每个子载波都采用正交幅度调制(QAM), 并使用矩形脉冲成形滤波器, 通常简称为 OFDM. 另一类 OFDM 使用偏移 QAM 调制, 故称为 OFDM/OQAM, 此系统能够应用局域化好(well-localized)的脉冲^[2]. 对于 OFDM/QAM 系统, 为了消除码间串扰(intersymbol interference, ISI)和载波间干扰(intercarrier interference, ICI), 所使用的脉冲必须满足正交条件的约束, 即要求以该脉冲为窗口的离散傅立叶函数集构成正

交基. 但是, 文献[3]指出, 在临界时频密度下满足正交条件的脉冲不可能具有好的局域化性能. 正因为如此, OFDM/QAM 对频率偏移(frequency offset)比较敏感, 并且带外能量干扰比较高. 为了减小这些损害, 有两种研究方向: 一种是通过调制以外的模块, 如利用滤波器、信道编码和均衡算法等; 另一种即采用 OFDM/OQAM 来替代 OFDM/QAM.

不同于 OFDM/QAM 的是, OFDM/OQAM 能够应用局域化好的脉冲, 因此确实能有效地避免前者的缺陷. 目前, 该领域的研究集中在脉冲成形滤波器的设计^[4], 以及系统的快速实现算法^[5]. 然而, 这些滤波器往往有很高的阶数, 这不仅增加了系统复杂度, 解码时也会造成不小的时延. 更重要的是, 由于 OFDM/OQAM 的码元在时间上是相互交叠的, 无法使用保护间隔技术, 因此在时间色散信道上必然导致正交性被破坏, 从而产生 ISI. 理论上需要无限个抽头的线性滤波器才能完全均衡. 文献[6]提出了在 OFDM/OQAM 中使用维特比均衡器. 但文献[7]指出, OFDM/OQAM 均衡取得的功效与所付代价并不相符.

本文作者曾在文献[8,9]探讨了突破传统调制系统的约束条件,改善性能的理论和方法.沿着这一思路,针对现有两种 OFDM 系统的固有缺陷,本文提出一种新的 OFDM 调制方案,既能利用脉冲成形技术的优势,又可以采用保护间隔对抗时间色散,因此也就克服了各自的缺陷.

2 OFDM 离散时间的基带等效模型

对于 M 信道的离散时间的基带等效 OFDM/QAM 系统,其传输信号可表示为

$$s[n] = \sum_{l=-M/2}^{M/2-1} \sum_{k=0}^{M-1} c_{k,l} g[n-lM] W_M^{-nk} \quad (1)$$

其中:

$W_M = \exp(-j2\pi/M)$, M 是 2 的整次幂;

$c_{k,l}$ 即第 k 个子载波在 l 时刻携带的复码元;

$g[n]$ 即归一化的实值脉冲成形滤波器.

假设 OFDM 系统运行在无失真的信道中,则在接收端,码元的恢复可表示为

$$\hat{c}_{k,l} = \sum_{n=-M/2}^{M/2-1} s[n] g[n-lM] W_M^{nk} \quad (2)$$

对于传统的 OFDM 系统, $g[n]$ 是长度为 M 的矩形脉冲,则式(1)和(2)的计算分别通过 IFFT 和 FFT 即可实现.为了保证判决时不存在不同码元之间的串扰,必须满足如下的正交条件:

$$\sum_{n=-M/2}^{M/2-1} g[n] g[n-lM] W_M^{-nk} = \delta_{lk} \quad (3)$$

其中 δ_{lk} 为 Kronecker delta 函数.

下面考虑 M 信道的 OFDM/OQAM,其发送信号可用下式表示:

$$s[n] = \sum_{l=-M/2}^{M/2-1} \sum_{k=0}^{M-1} \{ c_{k,l}^r g[n-lM] W_M^{-(n-1/2)k} + j c_{k,l}^i g[n-lM-M/2] W_M^{-(n-1/2)k} \} \quad (4)$$

其中 $r = (M-2)/4$, $(\cdot)^r$ 和 $(\cdot)^i$ 分别代表复数的实部和虚部.在解调端,码元的恢复如下所示:

$$\hat{c}_{k,l} = \left[\sum_{n=-M/2}^{M/2-1} s[n] g[n-lM] W_M^{(n-1/2)k} \right]^r + j \left[\sum_{n=-M/2}^{M/2-1} s[n] g[n-lM-M/2] W_M^{(n-1/2)k} \right]^i \quad (5)$$

此外,OFDM/OQAM 的正交条件为

$$\left[\sum_{n=-M/2}^{M/2-1} g[n] g[n-lM] W_M^{(n-1/2)k} \right]^r = \delta_{lk} \quad (6)$$

$$\left[\sum_{n=-M/2}^{M/2-1} g[n] g[n-lM-M/2] W_M^{(n-1/2)k} \right]^i = 0 \quad (7)$$

相对于 OFDM/QAM,在调制方式上 OFDM/OQAM 的特点是:子载波之间存在 $(0.5-1/M)$ 的相位差;复码元的实部和虚部分开调制,并且在时间上有偏移.

3 OFDM 系统调制新方案

对比上一节提到的两种 OFDM 系统,最大的区别在于 OFDM/QAM 中复码元的实部和虚部一起 OFDM 调制(即 IFFT),而 OFDM/OQAM 则是分开调制.因此后者在脉冲成形滤波器的设计上受到的约束相对宽松,拥有比前者更大的灵活性.根据这个思路我们提出了一种新的 OFDM 系统调制方案.

先说明这种调制新方案的工作方式.该系统中,复码元的实部和虚部分别进行 OFDM 调制,并且采用各自的脉冲成形滤波器,但时间上不存在偏移(与 OFDM/OQAM 不同).我们假设这两个滤波器的支撑区间均为 $n \in [0, M-1]$,则一个 OFDM 码元的长度也仅有个 M 点,相互不交叠.为了方便说明问题,我们采用矢量形式表述这种 OFDM 调制新方案:对于信道离散时间的基带等效系统,复码元 c 对应的传输信号可以表示为

$$s = \begin{bmatrix} r \\ i \end{bmatrix} G c^T + j \begin{bmatrix} i \\ r \end{bmatrix} G c^T \quad (8)$$

而在接收端,码元按下式恢复

$$\hat{c} = \begin{bmatrix} G^H & -jG^H \\ jG^H & G^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ i \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中: c 是复码元, G 是 OFDM 调制矩阵,且 $G[n, k] = W_M^{-(n+0.5)k}$, $n, k = 0, 1, \dots, M-1$; r 和 i 均为 M 阶对角方阵,分别代表 c 的实部和虚部各自的脉冲成形滤波器. r 和 i 取决于一个事先设计好的脉冲成形滤波器 $g[n]$,长度为 $2M$,关系如下

$$g[n] = \begin{cases} i[n, n], & n \in [0, M-1] \\ r[n, n], & n \in [M, 2M-1] \end{cases}$$

如同 OFDM/QAM 和 OFDM/OQAM 系统一样,本文系统所使用的 $g[n]$ 必须满足正交条件.根据式(8)和(9),可得到该系统的正交条件为

$$\begin{bmatrix} G^H & -jG^H \\ jG^H & G^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G^H & -jG^H \\ jG^H & G^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ i \end{bmatrix} = I \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} G^H & -jG^H \\ jG^H & G^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ i \end{bmatrix} = 0 \quad (11)$$

根据上述条件,可以推导出脉冲 $g[n]$ 所需要满足的条件(过程略): $g[n]$ 的平方 $g^2[n]$ 必须是偶对称的奇谐序列.其频域表现为,对 $g^2[n]$ 周期化并进行傅立叶级数分解,其系数只含直流和奇次余弦项.我们在图 1(a)给出了三种满足要求的 $g[n]$ 的连续时间波形示意图,其中实线是矩形脉冲,划线是平方根三角脉冲,点线是半周期余弦脉冲.图 1(b)给出了相应的 $g^2[n]$ 的连续时间波形示意图.注意到,使用矩形脉冲的本文系统与传统的 OFDM/QAM 差别在于子载波相位不同,这是由于离散采样起点不同而造成的.但若从连续时间来考虑,两者就没有差别了.因此,也可以说本文系统是 OFDM/QAM 的一种推广,不妨将其简称为 G-OFDM/QAM,即 Generalized OFDM/QAM.

在图 2 中给出 G-OFDM/QAM 调制解调结构图.将

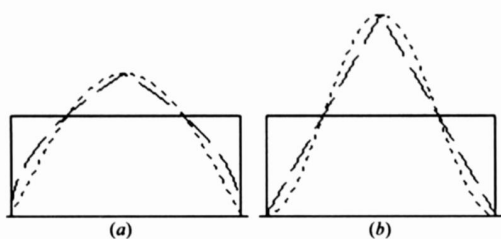


图1 满足条件的 $g[n]$ 和 $g^2[n]$ 连续时间波形示例

其与 OFDM/ QAM 和 OFDM/ OQAM 两种方案的调制方式进行对比,整理如表 1 所示.从表 1 所示的调制方式上看,G-OFDM/ QAM 结合了现有两种 OFDM 系统的优点,同时也相应克服了各自的缺陷.此外,G-OFDM/ QAM 加性高斯白噪声(AWGN)信道中与传统 OFDM 有同样的差错性能,这里就不赘述.后面的仿真将会分析并验证该系统性能.

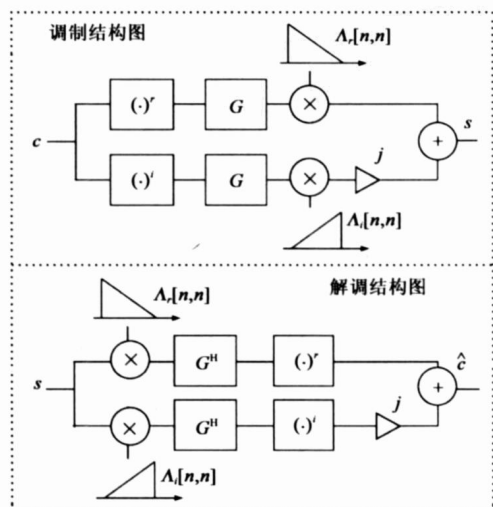


图2 G-OFDM/QAM 调制与解调示意图

表1 三种调制方式的对比:(a) G-OFDM/ QAM;
(b) OFDM/ QAM; (c) OFDM/ OQAM

	a	b	c
相邻子载波相位差	$-1/M$	无	$(0.5 - 1/M)$
实部和虚部	偏移	无	$M/2$
	分开调制	是	否
	脉冲成形	不同	相同

4 频率偏移失真分析与仿真

在本节,定量分析 G-OFDM/ QAM 系统由于频率偏移失真而产生的 ICI,及其与脉冲成形滤波器的关系.在无线通信中,由于存在多普勒频移和频率同步误差,接收信号的频率会出现偏移,原本正交的各子载波因此出现 ICI,其对系统性能影响是比较大的.假设发送和接收端存在归一化频偏,可令此时式(9)中的 G 用 \tilde{G} 代替,且有

$$G[n, k] = W_M^{-(n+0.5)(k+j)} = G[n, k] W_M^{-(n+0.5)j}$$

设 \tilde{G} 为对角阵,且 $\tilde{G}[n, n] = W_M^{-(n+0.5)j}$,那么 $\tilde{G} = G$,则式(9)最终变为

$$\hat{c} = (G^H H_r, s)^r + j(G^H H_i, s)^i \quad (12)$$

由于式(12),正交条件被破坏,此时令

$$c^r \triangleq \hat{c}^r - c^r = (-I) c^r - c^i$$

$$c^i \triangleq \hat{c}^i - c^i = (-I) c^i + c^r$$

$$= (G^H H_r, i) G^i$$

不考虑噪声,并假设信道对每个子载波的复传输因子都被均衡器完全抵消,那么由于频率偏移造成的误差是

$$c^r \triangleq \hat{c}^r - c^r = (-I) c^r - c^i$$

$$c^i \triangleq \hat{c}^i - c^i = (-I) c^i + c^r$$

对于 QAM 调制,有 $E(c^r) = E(c^i) = 0$,故 c^r 及 c^i 误差的期望为 0.令 C_r 和 C_i 分别是误差 c^r 和 c^i 的自协方差矩阵, $\text{diag}(C_r)$ 和 $\text{diag}(C_i)$ 的各个值分别就是 c^r 和 c^i 中各码元解码误差的方差,其决定了系统的差错性能.可知

$$C_r = (-I) R_r (H - I) + R_r H - R_x H - R_x H$$

$$C_i = (-I) R_i (H - I) + R_r H + R_x H + R_x H$$

其中, R_r 、 R_i 和 R_x 分别是 c^r 和 c^i 的自协方差和互协方差矩阵.对于 QAM 调制,又有 $R_r = R_i = I$ 以及 $R_x = 0$,

是跟调制信号功率有关的正数.不失一般性,可令 $v_r = v_i = v_x = 1$,则简化后可得到

$$C_r = (-I) (H - I) + H$$

$$C_i = (-I) (H - I) + H$$

可以证明(过程略)

$$\text{diag}((-I) (H - I) + H) = v_r(1, 1, \dots, 1)^T$$

$$\text{diag}((-I) (H - I) + H) = v_i(1, 1, \dots, 1)^T$$

$$\text{diag}(H) = v_x(1, 1, \dots, 1)^T$$

并且 v_r 、 v_i 和 v_x 这三个正实数满足

$$v_r + v_i + 2v_x = 4 - \frac{4}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \cos[2(n+0.5)/M]$$

其中, $(\cdot)^T$ 表示转置.从上面的结果可得

$$\text{diag}(C_r) = (v_r + v_x) (1, 1, \dots, 1)^T$$

$$\text{diag}(C_i) = (v_i + v_x) (1, 1, \dots, 1)^T$$

v_r 、 v_i 和 v_x 分别衡量了频率偏移造成的 c^r 和 c^i 自串扰以及互串扰的程度, $v_r + v_x$ 代表 c^r 所受到串扰, $v_r + v_x$ 代表 c^i 所受的串扰,而 $v_r + v_i + 2v_x$ 就是 ICI 的总量.可以看到,不同的脉冲不会改变 ICI 的总量,改变的只是其分布.此外,的正负符号不影响串扰的值.前面我们给出了三种脉冲设计,下面举一例来观察它们的 ICI 分布,如表 2 所示.此时 $M = 128$, $\epsilon = 0.1$.表 2 同时列出了传统 OFDM/ QAM 以示比较,它同样可以按照上面的形式进行分析.从表 2 中可以看到,在采用矩形脉冲的 G-OFDM/ QAM 中,因为 $r = i$, c^r 和 c^i 受到的串扰是

相同的. 这一点与 OFDM/QAM 一致, 但两者 ICI 总量 $v_r + v_i + 2v_x$ 不同. 而在另外两个 G-OFDM/QAM 方案中, 因为 v_r, v_i, v_x 和 v_i, v_x 受到损害是不平衡的, 前者要小于后者, 尤其是 $v_r \ll v_i$.

表 2 G-OFDM/QAM 的三种设计脉冲及传统 OFDM/QAM 在 $M=128, \epsilon=0.1$ 时的串扰

脉冲	G-OFDM/QAM			OFDM/QAM
	矩形	平方根三角	半周期余弦	矩形
v_r	0.0335	0.0013	0.0033	0.0328
v_i	0.0335	0.1294	0.1592	0.0328
v_x	0.0955	0.0637	0.0477	0.0947
$v_r + v_x$	0.1290	0.0649	0.0511	0.1275
$v_i + v_x$	0.1290	0.1931	0.2070	0.1275
$v_r + v_i + 2v_x$	0.2580	0.2580	0.2580	0.2551

如何利用 $v_r \ll v_i$ 这种不对称以增强 OFDM 系统抗频率偏移的鲁棒性, 抑制 ICI, 这是个值得研究的问题. 下面我们试举出一种简单的设计例子来说明. 不妨考虑只用 c^r 来发送信息, 比如我们来比较相应的 G-OFDM/BPSK 和传统的 OFDM/BPSK (也常记作 BPSK-OFDM). 对于表 2 中的例子, 若采用平方根三角脉冲, 此时频率偏移造成的串扰只有 $v_r = 0.0013$, 与传统的 OFDM/BPSK ($v_r = 0.0328$) 相比, 该方案可望提高载(波)干(扰)比 (Carrier-to-Interference Ratio, CIR) ^[10] 达 $10 \lg(0.0328/0.0013) = 14.1 \text{ dB}$. 我们注意到, 文献[15]提出了一种抑制 ICI 的部分响应 OFDM/BPSK 系统, 这里记之为 P-OFDM/BPSK, 即 Partial OFDM/BPSK. 其在 $0 < \epsilon < 0.5$ 范围内, 能够较传统 OFDM/BPSK 提高 CIR 达 3.5 dB ^[11]. 经过数值计算, 我们在图 3 中给出传统 OFDM/BPSK、P-OFDM/BPSK 以及采用平方根三角脉冲的 G-OFDM/BPSK 三者 CIR 的比较. 从图中可见: G-OFDM/BPSK 总是优于传统系统; 当 $\epsilon < 0.44$ 时, 该方案优于 P-OFDM/BPSK; ϵ 越小其相对于前两者的优势就越明显. 上面的比较并没有考虑 AWGN 的因素. 因为 P-OFDM/BPSK 采用了相关编码, 在 AWGN 信道中的性能要低于传统系统, 这也使其实际效果会有折扣甚至不

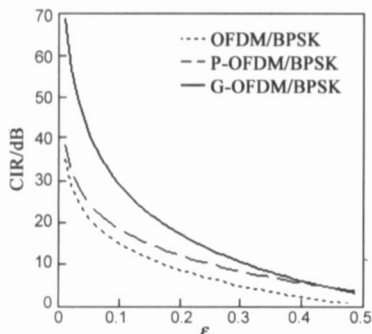


图 3 传统 OFDM/BPSK、P-OFDM/BPSK 与 G-OFDM/BPSK 之 CIR 的比较, $M=128$

如传统系统. 而 G-OFDM/BPSK 在 AWGN 信道中与传统系统差错性能相同 (见下面的仿真). 因此, 在实际应用效果方面, 本文方案要大大优于文献[15]的方案.

最后, 我们通过仿真实验来验证 G-OFDM/BPSK 针对频率偏移问题的有效性. 在不同的 ϵ 值 ($M=128$) 及信噪比 SNR (关于 AWGN) 水平下, 我们对传统 OFDM/BPSK 和 G-OFDM/BPSK 分别进行了测试, 得到的误比特率曲线如图 4 所示. 当 $\epsilon=0$ 时, 两个系统拥有相同的误比特率. 这验证了上文所说的, 在 AWGN 信道中, 本文系统与传统的 OFDM 系统的差错性能相同. 从图 4 可以看到, 频率偏移越严重, G-OFDM/BPSK 较传统系统的优势越明显. 这似乎与图 3 的结果相矛盾. 实际上, 这是因为图 3 没有考虑 AWGN 的影响. 当 ϵ 较小时, AWGN 的损害成为差错性能的主要因素, 即便 CIR 再高也作用有限. 而当频率偏移的损害可以与 AWGN 相比较甚至成为主导因素时, 即便小幅提高 CIR 也能较大程度地改善差错性能.

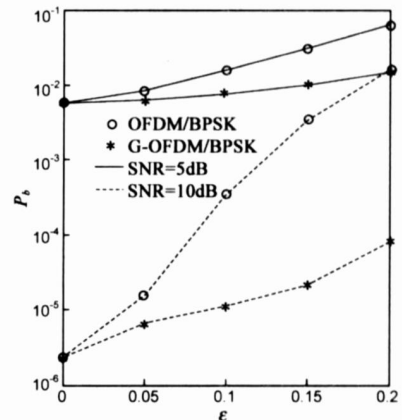


图 4 传统 OFDM/BPSK 与 G-OFDM/BPSK 在不同 SNR 水平下误比特率关于归一化频偏关系曲线, $M=128$

5 讨论

前文的分析和仿真说明 G-OFDM/QAM 相对于传统 OFDM 具有某些的优势. 但是该系统也有不利之处, 即系统相对复杂, 调制和解调比传统 OFDM 额外需要进行一次 IFFT. 不过, 在数字集成电路高度发展的今天, 硬件复杂度已不是阻碍新应用的因素. 此外, G-OFDM/QAM 的峰均值比以及其星座图设计的问题都需要在未来的进行深入的探讨.

参考文献:

[1] Weinstein S B, Ebert P M. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform [J]. IEEE Trans Commun Technol, 1971, COM-19:628 - 634.
 [2] Li R, Stette G. Time-limited orthogonal multicarrier modulation schemes [J]. IEEE Trans Commun, 1995, 43:1269 - 1272.

- [3] Daubechies I. 小波十讲 [M]. 北京:国防出版社,2004. 105 - 114.
Daubechies I. Ten lectures on wavelet [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2004. 105 - 114. (in Chinese)
- [4] Vahlin A, Holte N. Optimal finite duration pulses for OFDM [J]. IEEE Trans Commun, 1996, 44: 10 - 14.
- [5] Cariolaro G, Vagliani F. An OFDM scheme with a half complexity [J]. IEEE J Sel Areas Commun, 1995, SAC-13 (9): 1586 - 1598.
- [6] Matheus K, Kammeyer K-D. Optimal design of a multicarrier systems with soft impulse shaping including equalization in time or frequency direction [J]. Proc IEEE GlobalCOM Conf, v (1) [C]. New York: IEEE, 1997. 310 - 314.
- [7] Molisch A F. 宽带无线数字通信 [M]. 北京:电子工业出版社, 2002. 236 - 237.
Molisch A F. Wideband Wireless Digital Communications [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002. 236 - 237. (in Chinese)
- [8] 梁德群, 等. 移相重叠载波技术 [J]. 电子科学学刊, 2003, 20(2): 121 - 127.
Liang D Q, et al. The phase-offset overlapped wave technique [J]. Journal of Electronics, 2003, 20(2): 121 - 127. (in Chinese)
- [9] 曹祁生, 梁德群. 非正交多重调制的研究 [J]. 电子学报, 2006, 34(1): 19 - 23.
CAO Qi-sheng, LIANG De-qun. Study on non-orthogonal multiple modulation [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(1): 19 - 23. (in Chinese)
- [10] Moose H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction [J]. IEEE Trans Commun, 1994, 42: 2908 - 2914.
- [11] Zhao Y P, et al. Intercarrier interference compression in OFDM communication systems by using correlative coding [J]. IEEE Communications Letters, 1998, 2(8): 214 - 216.

作者简介:

曹祁生 男, 1978 年 11 月生于湖南祁东, 现为大连海事大学信息工程学院博士研究生, 研究方向为调制理论, 信号处理.
E-mail: stab@newmail.dlmu.edu.cn

梁德群 男, 1940 年 12 月生于辽宁大连, 大连海事大学信息工程学院教授, 博士生导师. 1966 年毕业于西安交通大学工业自动化专业, 从事过数控、计算机应用、模式识别、图象处理的教学和研究. 1998 年至今在大连海事大学任教, 主要从事图象处理和数字通信的教学和研究工作.