

基于 OFDM 信号的新型 $\Sigma\Delta$ 调制器研究

戈立军,王 松,徐 微

(天津工业大学电子与信息工程学院,天津 300387)

摘 要: 针对 OFDM 系统的量化噪声问题,研究适于多载波信号的新型量化噪声整形器. 比较单零点 $\Sigma\Delta$ 与多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器的适用性,进而给出多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器用于 OFDM 系统的完整方法、理论及仿真分析. 研究表明,无过采样多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器可有效减小 OFDM 系统的量化噪声,具有比传统单零点 $\Sigma\Delta$ 更好的整形性能. 3bit 量化、信噪比 6dB 时,系统误比特率性能改善 3 个数量级;但受限于非循环的量化噪声结构,多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器未能达到完全消除量化噪声的理想状态.

关键词: 正交频分复用; 量化噪声; 整形; $\Sigma\Delta$

中图分类号: TN914.4

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2017)01-0061-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.01.009

A Novel Sigma-Delta Modulator Based on OFDM Signals

GE Li-jun, WANG Song, XU Wei

(School of Electronics and Information Engineering, Tianjin Polytechnic University, Tianjin 300387, China)

Abstract: To solve the problem of quantization noise in OFDM systems, a study on a novel quantization noise shaper for multi-carrier signal is presented. The paper first compares the applicability of two kinds of sigma-delta modulators with the single zero and multiple zeros. Then it gives the complete scheme, theory and simulation analysis of the multi-zero sigma delta modulator for OFDM systems. Studies show that the multi-zero sigma delta modulator without oversampling can effectively reduce the quantization noise in OFDM systems, and performs better in noise shaping. Under the conditions of 3bit quantization and 6dB SNR, the bit error rate of the system decreases by 3 order of magnitude. But limited by the non-cyclic quantization noise structure, the proposed modulator cannot achieve the ideal state of eliminating the quantization noise completely.

Key words: OFDM; quantization noise; shaping; sigma delta

1 引言

正交频分复用 (OFDM) 具有频带利用率高、抗符号串扰能力强、抗频率选择性衰落能力强等优点,是宽带无线通信领域的核心技术. 高速高精度数模/模数转换器 (DAC/ADC) 的实现是大带宽 OFDM 系统面临的技术难题. 由于 DAC/ADC 难以同时实现高速与高精度,量化精度的限制使系统产生较大量化噪声,严重影响系统性能^[1]. 因此,研究 OFDM 信号的量化噪声整形技术具有重要意义.

针对通信系统中数据转换引入的量化噪声问题,前人进行了大量研究. 文献[2]给出了经典一阶单零点 $\Sigma\Delta$ 调制器的结构. 采用过采样结合 $\Sigma\Delta$ 量化噪声整

形结构,将带内噪声推至带外,再用数字滤波器将带外噪声滤除. 文献[3]在一阶 $\Sigma\Delta$ 基础上进行改进,通过提高阶数使噪声传递函数的过渡带更加陡峭来增大带内噪声的衰减. 而后文献[4]又提出带通 $\Sigma\Delta$ 调制器结构用于 OFDM 系统,对量化噪声的整形、阶数变化以及稳定性都做了详细分析. 文献[5,6]针对超宽带 OFDM 信号提出一种多零点 $\Sigma\Delta$ 量化噪声整形结构,但只给出初步设想,且其所述的超宽带 OFDM 信号不同于经典 OFDM 信号模型. 文献[7,8]阐述了多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器用于 OFDM 系统时,插零倍数越大量化性能越好,但未对量化噪声整形性能进行理论分析. 文献[9]提出改进滤波方法以降低经单零点 $\Sigma\Delta$ 整形的 OFDM 系统的带外量化噪声,降低对过采样倍数的要求,但并未针对

OFDM 信号分析单零点 $\Sigma \Delta$ 调制器的量化噪声整形性能. 文献[10,11]针对可见光 OFDM 系统中 LED 的非线性问题,提出在 1bit 量化下将单零点 $\Sigma \Delta$ 调制器直接应用于系统的思想. 上述研究表明,目前尚未对 OFDM 信号进行较完备的量化噪声整形研究.

为弥补前人研究不足,本文针对 OFDM 系统特有的频谱结构,对单零点与多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器在 OFDM 各子载波频点处的量化噪声整形性能进行分析,尤其对多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器未完全消除 OFDM 子载波频点处量化噪声给出解释说明,从而得出多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器用于 OFDM 系统的完整方法、理论与仿真分析.

2 OFDM 信号模型及量化噪声影响分析

2.1 OFDM 信号模型

在 OFDM 系统中,频域信号 $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ 通过 N 个相互正交的子载波进行传输,其中第 k 个子载波上的数据 X_k 为 PSK、QAM 等数字映射的结果,则经过 IDFT 调制的时域信号可表示为

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

定义向量 $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$, 则式(1)可表示为矩阵形式

$$\mathbf{x} = \mathbf{Q}\mathbf{X} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{Q}$ 为 $N \times N$ 维逆傅里叶变换矩阵, $Q_{m,n} = \frac{1}{N} e^{\frac{j2\pi(m-1)(n-1)}{N}}$, $1 \leq m \leq N, 1 \leq n \leq N$.

对基带信号进行均匀量化,则量化后的信号为

$$\mathbf{x}' = \mathbf{x} + \mathbf{n}_q \quad (3)$$

其中 $\mathbf{n}_q = [n_{q,0}, n_{q,1}, \dots, n_{q,N-1}]^T$ 表示量化噪声,符合均匀分布.

接收信号可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}' + \mathbf{n} = \mathbf{x} + \mathbf{n}_q + \mathbf{n}_c \quad (4)$$

其中 $\mathbf{n}_c = [n_{c,0}, n_{c,1}, \dots, n_{c,N-1}]^T$ 为信道噪声,符合高斯分布.

经过 DFT 解调所得频域信号为

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-\frac{j2\pi nk}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

定义向量 $\mathbf{Y} = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}]^T$, 则将式(5)写为矩阵形式为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y} = \mathbf{Q}^H (\mathbf{x} + \mathbf{n}_q + \mathbf{n}_c) = \mathbf{X} + \mathbf{N}_q + \mathbf{N}_c \quad (6)$$

其中, $\mathbf{Q}^H$ 为 $N \times N$ 维傅里叶变换矩阵, $\mathbf{N}_q = \mathbf{Q}^H \mathbf{n}_q$ 为量化噪声的频域形式, $\mathbf{N}_c = \mathbf{Q}^H \mathbf{n}_c$ 为信道噪声的频域形式. 式(6)即为存在量化噪声时的 OFDM 解调信号模型.

2.2 量化噪声影响分析

为便于分析不同调制器对 OFDM 系统的量化噪声整形性能,这里首先对未使用任何整形结构的量化噪

声对 OFDM 系统的影响进行分析. 此时信号带内 ($-f_b \leq f \leq f_b$) 的噪声功率谱密度为

$$P(f) = \frac{\Delta^2}{12f_b} \quad (7)$$

其中, Δ 为量化间隔, f_b 为信号的最高频率.

前人工作均未对 OFDM 信号特有频谱特点进行量化噪声影响分析. OFDM 信号与一般基带信号不同,量化噪声对 OFDM 系统性能的影响只取决于多个离散频点处的量化噪声大小,这里通过分析频点处的量化噪声功率和量化信噪比来将量化噪声对 OFDM 系统的影响进行表示.

功率谱密度为信号在单位频率上的功率,因此在频点 $f_k, k=0, 1, \dots, N-1$ 处的量化噪声功率可由功率谱密度直接写出为

$$P_0(f_k) = \frac{\Delta^2}{12f_b} \quad (8)$$

同时有 OFDM 信号的功率谱密度(PSD)为

$$|s(f)|^2 = \sum_{k=0}^{N-1} \left| X_k T \frac{\sin(\pi(f-f_k)T)}{\pi(f-f_k)T} \right|^2 \quad (9)$$

其中 N 为子载波个数, T 为 OFDM 符号周期, f_k 是第 k 个子载波的频率.

则有各子载波频点处的量化信噪比为

$$\begin{aligned} \text{SNR}_0(f_k) &= 10 \lg \frac{|s(f_k)|^2}{P_0(f_k)} = 10 \lg \frac{|X_k T|^2}{\Delta^2 / 12f_b} \\ &= 20 \lg |X_k T| - 10 \lg \frac{\Delta^2}{12f_b} \end{aligned} \quad (10)$$

以上所分析的式(8)与式(10)即为未采用任何整形结构的 OFDM 子载波频点处的量化噪声功率与量化信噪比.

3 $\Sigma \Delta$ 调制器用于 OFDM 系统性能分析

3.1 传统单零点 $\Sigma \Delta$ 调制器用于 OFDM 性能分析

文献[2]给出了经典一阶 $\Sigma \Delta$ 调制器结构,通过增加积分器的数量可将一阶 $\Sigma \Delta$ 调制器变为高阶形式,从而使噪声整形函数的过渡带更加陡峭,提高整形性能. P 阶单零点 $\Sigma \Delta$ 调制器输入输出关系的 z 域形式为^[3]

$$Y(z) = X(z) + (1 - z^{-1})^P E(z) \quad (11)$$

图 1(a) 为一阶及高阶调制器噪声传递函数的幅频特性. 而图 1(b) 为 1bit 量化下三阶单零点 $\Sigma \Delta$ 整形时,经整形的量化噪声与 OFDM 信号的叠加频谱. 基于前文式(8)的量化噪声功率谱密度,在同样量化噪声大小的情况下,对系统采用单零点 $\Sigma \Delta$ 调制器的性能进行分析. 根据单零点 $\Sigma \Delta$ 调制器输入输出关系式,由 z 变换与傅里叶变换的关系可得对应的噪声传递函数频域表达式为

$$NTF(e^{j2\pi f/f_s}) = (1 - e^{-j2\pi f/f_s})^P \quad (12)$$

其中 f_s 为采样频率. 定义过采样率为 $OSR = f_s/2f_b$, 则整形后 OFDM 信号带内 ($-f_b \leq f \leq f_b$) 各子载波频点处的噪声功率为

$$P_1(f_k) = \frac{\Delta^2}{12f_s} [2^{2P} \sin^{2P}(\pi f_k/f_s)]$$

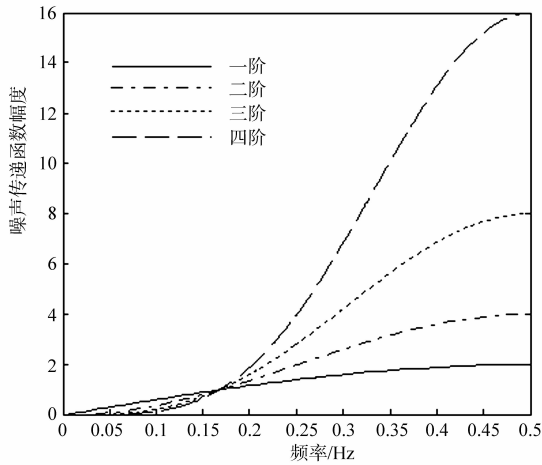
$$= \frac{\Delta^2 \cdot 2^{2P}}{24f_b} \cdot \frac{1}{OSR} \cdot \sin^{2P}\left(\frac{1}{OSR} \cdot \frac{\pi f_k}{2f_b}\right) \quad (13)$$

同前文式(10)的推导, 可以得到经量化噪声整形后各子载波频点处的量化信噪比为

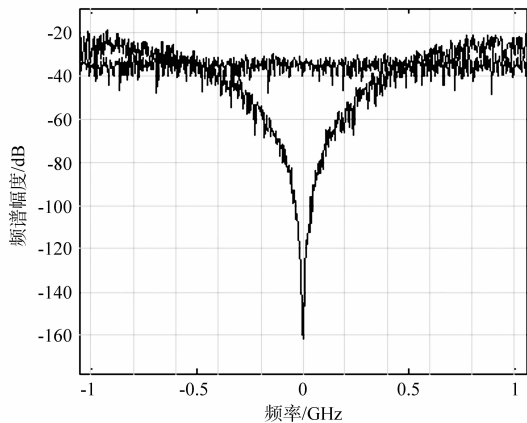
$$SNR_1 = 20\lg |X_1/T| - 10\lg \frac{\Delta^2 \cdot 2^{2P}}{24f_b}$$

$$+ 10\lg^{OSR} - 20P\lg \sin\left(\frac{1}{OSR} \cdot \frac{\pi f_k}{2f_b}\right) \quad (14)$$

由式(13)(14)可知, 整形后各子载波频点处的量化噪声功率和量化信噪比与子载波频率有关, 越靠近 0 频的子载波数据受噪声影响越小. 与未使用整形的直接量化相比(见式(8)(10)), 过采样率每提高一倍, 带内的量化噪声总功率及各子载波频点处的功率均降低 1/2, 对应的量化信噪比提高 3dB.



(a) 一阶与高阶单零点量化噪声整形函数幅频特性



(b) 单零点整形的量化噪声与OFDM信号叠加谱

图1

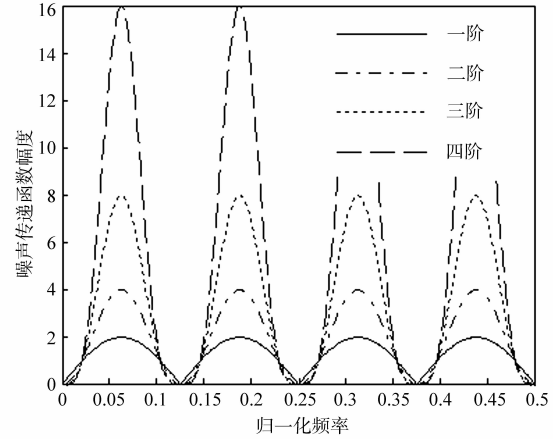
3.2 多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器用于 OFDM 性能分析

在单零点 $\Sigma\Delta$ 调制器基础上, 文献[5]最早提出一种多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器结构. 对于 P 阶多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器, 其输入输出关系为^[5]

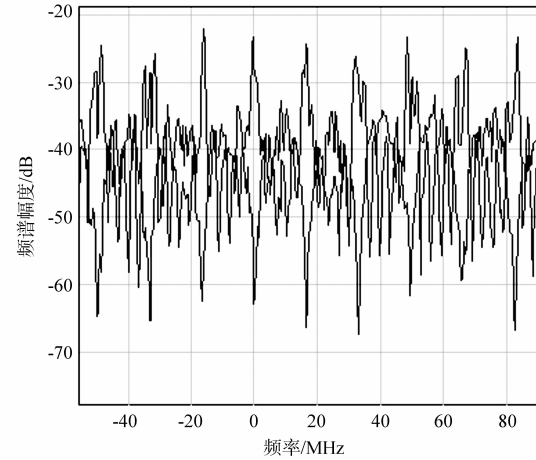
$$Y(z) = X(z) + (1 - z^{-N})^P E(z) \quad (15)$$

将 z 域噪声传递函数表达为傅立叶域, 有

$$NTF(e^{j2\pi f/f_s}) = (1 - e^{-j2\pi Nf/f_s})^P \quad (16)$$



(a) 一阶与高阶多零点量化噪声整形函数幅频特性



(b) 多零点整形的量化噪声与OFDM信号叠加谱

图2

从上式可以看出, 该噪声整形器在频率点 $2\pi k/N, k=0, 1, \dots, N-1$ 位置引入了 N 个零点, 相当于把量化噪声整形为多个频带, 每个频带分布于相邻两个零点之间. 调制器阶数越高, 噪声传递函数中每个频带的过渡带越陡峭, 使更多的噪声被推至相邻两零点之间. 图 2(a) 和 (b) 分别为多零点调制器一阶到高阶的幅频特性和 1bit 量化一阶调制器噪声整形后与 OFDM 信号的叠加谱.

图 3 所示为基于多零点 $\Sigma\Delta$ 调制的 OFDM 系统收发原理框图. 数字调制后的插值处理使 OFDM 相邻子频带间形成空隙, 然后经过多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器将量化噪声整形到相邻子频带之间, 使子载波频点与噪声零

点对应. 与传统单零点 $\Sigma \Delta$ 调制器不同, 多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器无需进行过采样. 并且发送端与接收端在噪声整形后无需级联滤波器, 即无需滤除整形后的多个带状量化噪声. 因为 OFDM 接收端通过 FFT 变换只恢复出多个子载波频点处的信号, 而与频点之间的频谱信息无关, 故多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器用于 OFDM 系统时, 只需关注子载波频点处的量化噪声情况.

参考前文对直接量化和单零点整形下各频点处噪声功率的分析和推导, 在同样量化噪声大小的情况下, 易于得出多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器下各子载波频点处的噪声功率为

$$P_2(f_k) = \frac{\Delta^2}{12C \cdot 2f_b} [2^{2P} \sin^{2P}(N\pi f_k/f_s)] \\ = \frac{\Delta^2 \cdot 2^{2P}}{24f_b} \cdot \frac{1}{C} \cdot \sin^{2P}(N \cdot \frac{\pi f_k}{2f_b}) \quad (17)$$

其中, N 为引入零点的个数, C 为系统中的插值倍数.

利用式(9)和(17)可得到各子载波频点处的量化信噪比为

$$SNR_2 = 20\lg |X_k T| - 10\lg \frac{\Delta^2 \cdot 2^{2P}}{24f_b} + 10\lg C - 20\lg \sin(N \cdot \frac{\pi f_k}{2f_b}) \quad (18)$$

结合式(13)和(14)进行比较分析可知, 当信号和噪声功率一定时, 由于多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器比单零点 $\Sigma \Delta$ 调制器在各子载波频点处引入更多的零点, 故各频点处的量化噪声更小, 信噪比更高.

与单零点调制器相对应, 多零点调制器的插值数目每提高一倍, 带内的量化噪声总功率降低 1/2, 量化信噪比提高 3dB. 而对于 OFDM 各子载波频点 $f_k = 2\pi k/N$, $k=0, 1, \dots, N-1$ 而言, 将频率值 $f_k = 2\pi k/N$, $k=0, 1, \dots, N-1$ 代入式(17)(18), 可得

$$P_2(f_k) = 0 \quad (19)$$

$$SNR_2(f_k) = +\infty \quad (20)$$

可见, 多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器相比于单零点 $\Sigma \Delta$ 调制器, 频点处的量化噪声功率与信噪比均得到极大地改善, 甚至可以完全消除量化噪声对有用信息的干扰.

4 非循环量化噪声对 $\Sigma \Delta$ 整形性能的影响

4.1 非循环结构的量化噪声

在得到上述式(17)(18)及 OFDM 子载波频点处量化噪声为 0 结论的过程是从频域角度分析得出的理想情况, 正如文献[6~8] 所述思想. 然而 $\Sigma \Delta$ 调制器实际在 OFDM 发送端的时域中加入, OFDM 接收端需要通过 FFT 将信号变到频域进行频点提取与恢复. 所以, 这里还需要考虑量化噪声是否具有循环前缀结构, 以及由此导致的子载波频点处的量化噪声是否确实为 0 的问题. 关于该问题本文以一阶多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器为例来进行证明.

定义输入量化器的信号为 $y_1(n)$, 则 $y_1(n)$ 与量化

噪声 $e(n)$ 之间满足如下时域关系式

$$y_1(n) = x(n) - \delta(n-N) * e(n) \quad (21)$$

其中, $x(n)$ 为调制器输入信号的时域形式, N 为调制器结构中的反馈延时数量. 当 N 取 1 时表示传统单零点调制器. 设 OFDM 符号长度为 W , 循环前缀长度为 L , 输入调制器的 OFDM 时域序列为 $x(n) = [x_{W-L}, x_{W-(L-1)}, \dots, x_{W-1}, x_0, x_1, \dots, x_{W-1}]$. 采用反证法, 假设量化噪声具有循环前缀特性, 则设一个 OFDM 符号对应的量化噪声序列为 $e(n) = [x_{W-L}, x_{W-(L-1)}, \dots, x_{W-(L-N+1)}, x_{W-(L-N)}, \dots, x_{W-1}, x_0, x_1, \dots, x_{W-1}]$, 长度为 $L+W$. 其与单位脉冲的延时序列卷积后的结果为 $e'(n) = [0, \dots, 0, x_{W-L}, x_{W-(L-1)}, \dots, x_{W-(L-N+1)}, x_{W-(L-N)}, \dots, x_{W-1}, x_0, x_1, \dots, x_{W-1}, 0, \dots, 0]$, 长度为 $2(L+W)-1$. $x(n)$ 与其相减后得到的 $y_1(n)$ 不具备循环前缀结构, 根据量化原理可知, 对 $y_1(n)$ 量化所得的量化噪声亦不具备循环特性, 则假设不成立, 故量化噪声 $e(n)$ 不具备循环前缀结构.

4.2 信号模型的修正

前文已证明 $\Sigma \Delta$ 调制器用于 OFDM 系统时, 量化噪声不具有循环前缀结构, 则当两个长度为 N 的序列进行线性卷积后截取长度为 N 的窗口进行 FFT 时, 时域信息会丢失, 导致 FFT 后频谱失真, 从而使系统引入了量化噪声在各子载波之间的干扰 (ICI) 和量化噪声累积时延带来的符号间干扰 (ISI). 对于单零点 $\Sigma \Delta$ 调制器, 前文式(6)则可修正为

$$Y = X + N_q + N_{ICI} + N_{ISI} + N_e \quad (22)$$

其中 N_{ICI} 和 N_{ISI} 为量化噪声 ICI 和量化噪声 ISI.

对于多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器, 多个零点位置处的量化噪声实际并未达到理想的 0, 故在前文式(6)和(19)基础上可修正为

$$Y = X + N_{ICI} + N_{ISI} + N_e \quad (23)$$

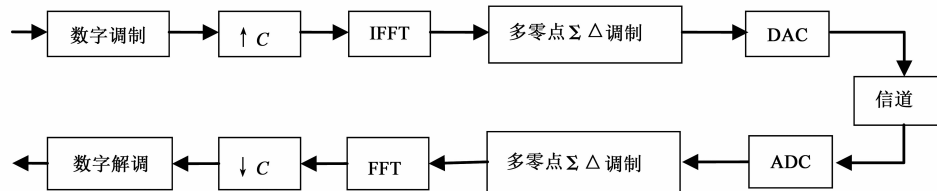
由式(22)(23)可知, 对于 OFDM 系统而言, 在接收端恢复各子载波频点时, 多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器比单零点 $\Sigma \Delta$ 调制器少 N_q 这一项, 即引入的量化噪声干扰更小. 但是, 由于存在 N_{ICI} 和 N_{ISI} , 多零点 $\Sigma \Delta$ 调制器并未达到完全消除量化噪声的理想状态.

4.3 调制器阶数对整形性能的影响

在前人关于 $\Sigma \Delta$ 整形的频域分析中, 调制器阶数越高, 整形效果越好. 然而, 对于 OFDM 系统而言, OFDM 系统亦有其自身的特点. 基于式(21)对一阶 N 零点调制器的描述, P 阶 N 零点调制器 $y_1(n)$ 与量化噪声 $e(n)$ 之间的关系式可描述为

$$y_1(n) = x(n) - \text{delay}(P) * e(n) \quad (24)$$

其中 $\text{delay}(P) = C_p^1(-1)^2\delta(n-N) + C_p^2(-1)^3\delta(n-2N) + \dots + C_p^P(-1)^{P+1}\delta(n-PN)$, 表示 P 阶 N 零点调制器量化噪声的反馈累积时延函数. 当 P 等于 1 时, 式(24)即为一阶 N 零点调制器的时域关系式. 可以看出,

图3 基于多零点 $\Sigma\Delta$ 调制的OFDM系统原理框图

阶数 P 越高, $delay(P)$ 函数中引入的时延项就越多, 从而量化噪声在符号间的累积延时影响就越严重, 同时造成的量化噪声在子载波间的干扰就越大. 即阶数越高, 式(22)(23)中的 N_{ICI} 和 N_{ISI} 的影响越严重, 系统整体性能越差.

5 仿真分析

为验证调制器性能, 参考 IEEE 802.15.3a 标准搭建 OFDM 超宽带系统仿真环境: 发射端采样频率为 528MHz, 采用 5/8 卷积编码及交织, QPSK 调制, 128 个数据子载波, 37 点零保护间隔; 接收端则为与之对应的 QPSK 解调, 解交织及维特比译码. 以下所述的单零点 $\Sigma\Delta$ 调制器在式(24)结构基础上反馈时延 N 取 1, 多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器的反馈时延 N 取 32.

图4所示为 2bit 量化下, 一阶多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器在不同插值方式下的系统误比特率曲线. 可以看出, 与未使用任何整形器的直接量化相比, 引入 $\Sigma\Delta$ 整形的 OFDM 系统性能极大地提升. 在相同量化位数下, 基于 2 倍和 4 倍插值的多零点调制器的性能均明显好于基于 4 倍过采样的单零点调制器. 当信噪比为 6dB 时, 使用 4 倍插值多零点调制器的系统误码率约为 1.5×10^{-3} , 而使用 4 倍过采样单零点调制器的系统误码率仅为 3.5×10^{-1} . 与不考虑量化噪声的理想系统相比, 基于 4 倍插值的多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器的性能已十分接近, 但尚未达到完全消除量化噪声的理想状态.

图5所示为基于 4 倍插值的一阶多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器在不同量化位数下的系统误比特率曲线. 可以看出, 随着量化位数的增加, 使用多零点与单零点调制器的系统误码率均不断降低, 说明量化噪声越小, 系统差错性能越接近于没有量化噪声的理想状态. 在相同量化位数下, 多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器的性能明显优于单零点 $\Sigma\Delta$ 调制器. 3bit 量化、信噪比 6dB 时, 系统误比特率由 10^{-2} 数量级降低至 10^{-5} , 改善 3 个数量级.

图6所示为 2bit 量化下, 4 倍插值多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器在不同阶数下的系统误比特率曲线. 可以看出, 随着调制器阶数的升高, 使用多零点与单零点调制器的系统误码率均没有降低, 反而升高, 且一阶调制器的整形效果最好. 信噪比 6dB 时, 一阶比二阶多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器的系统误比特率低 1 个数量级. 在相同阶数下, 多零

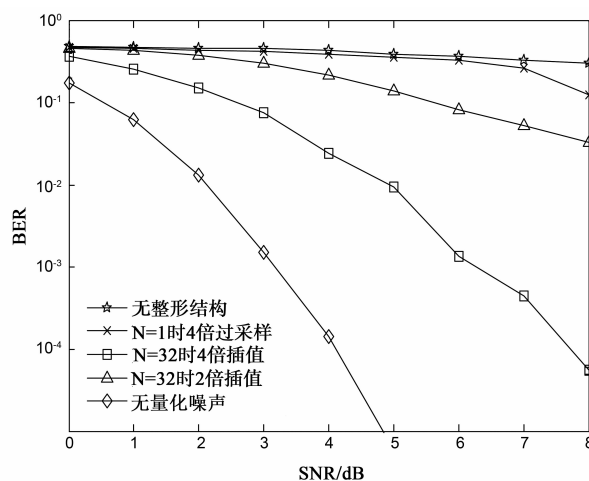


图4 一阶调制器在不同插值方式下的系统误比特率

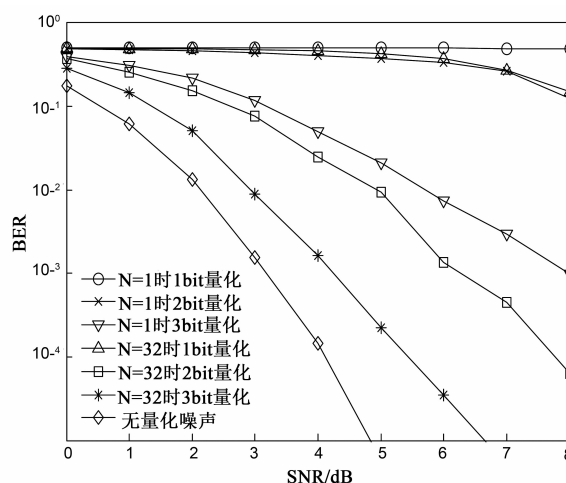


图5 一阶调制器在不同量化位数下的系统误比特率

点 $\Sigma\Delta$ 调制器的性能好于单零点 $\Sigma\Delta$ 调制.

6 结论

针对 OFDM 系统的量化噪声问题, 研究适于多载波信号的新型量化噪声整形器. 比较单零点 $\Sigma\Delta$ 与多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器的适用性, 给出多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器用于 OFDM 系统的完整方法、理论及仿真分析. 仿真表明: 在 OFDM 系统中引入 $\Sigma\Delta$ 调制器可以明显减小量化噪声, 且多零点 $\Sigma\Delta$ 调制器具有比传统单零点调制器更好的整形性能; 且一阶调制器具有比高阶调制器更优的性能; 但受限于非循环的量化噪声结构, 多零

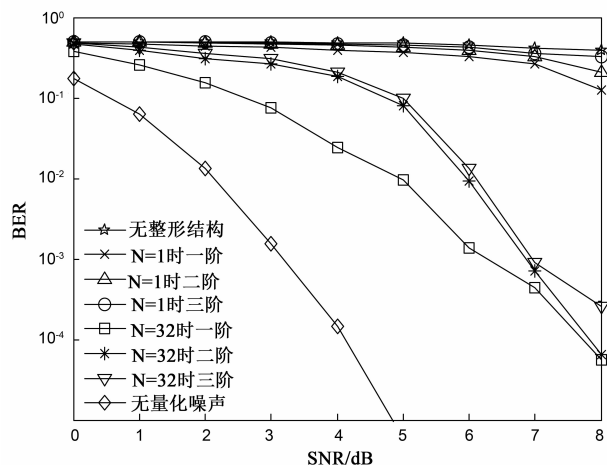


图6 $\Sigma\Delta$ 调制器在不同阶数下的系统误比特率

$\Sigma\Delta$ 调制器未达到完全消除量化噪声的理想状态。

参考文献

- [1] Feng Xiao-dong, He Guang-hui, Ma Jun. A new approach to reduce the resolution requirement of the ADC for high data rate wireless receivers [A]. 2010 IEEE 10th International Conference on Signal Processing [C]. Piscataway: IEEE, 2010. 1565 – 1568.
- [2] Inose H, Yasuda Y, Murakami J. A telemetering system by code modulation $\Sigma\Delta$ modulation [J]. IRE Transactions on Space Electronics and Telemetry, 1962, 8(3): 204 – 209.
- [3] Chao K C -H, Nadeem S, Lee W L, et al. A higher order topology for interpolative modulators for oversampling A/D converters [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1990, 37(3): 309 – 318.
- [4] De Mateo Garcia J C, Armada A G. Effects of bandpass sigma-delta modulation on OFDM signals [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1999, 45(2): 318 – 326.
- [5] Saberinia E, Tewfik A H. N-tone sigma-delta UWB-OFDM transmitter and receiver [A]. Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing [C]. Piscataway: IEEE, 2003. 129 – 132.
- [6] Saberinia E, Tewfik A H. Generating UWB-OFDM signal using sigma-delta modulator [A]. 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference [C]. Piscataway: IEEE, 2003. 1425 – 1429.
- [7] Mar J, Lin YR. The time domain-based interpolation and decimation processing for N-tone sigma-delta circuit in UWB-OFDM transceiver [A]. 6th International Conference on Information, Communications and Signal Processing [C]. New York: IEEE, 2007. 726 – 730.
- [8] 赵迎新, 向坤, 李艳红, 等. 超宽带系统中基于时域插值和抽取的新型 Sigma-Delta 转换器 [J]. 天津大学学报, 2012, 45(7): 641 – 646.
- [9] Ebrahimi M M, Helaoui M. Reducing quantization noise to efficiency and signal bandwidth in delta-sigma-based transmitters [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(12): 4245 – 4251.
- [10] Zhenhua Yu, Redfern A J, Zhou G T. Using delta-sigma modulators in visible light OFDM systems [A]. 2014 23rd Wireless and Optical Communication Conference [C]. New York: IEEE, 2014. 1 – 5.
- [11] Qian H, Chen J, Yao S J, et al. One-bit sigma-delta modulator for nonlinear visible light communication systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(4): 419 – 422.

作者简介



戈立军 男, 1984 年 1 月出生, 天津人。2006 年毕业于南开大学, 主修电子科学与技术专业, 其后在南开大学继续攻读硕士, 主修通信与信息系统, 2008 年获得硕士学位, 之后主修物理电子学, 在 2011 年获得南开大学博士学位。现为天津工业大学电子与信息工程学院的副教授。研究方向主要为 OFDM 和 OFDM-UWB 无线通信技术。E-mail: gelj_001@hotmail.com



王松 男, 1992 年 9 月出生, 内蒙古自治区呼伦贝尔市人。现在天津工业大学电子与信息工程学院攻读硕士学位, 主修电子与通信工程专业, 主要从事无线通信技术的研。E-mail: mswangs1@163.com



徐微 女, 1983 年 5 月出生, 河北人。2006 年毕业于南开大学, 主修通信工程专业, 其后继续在南开大学主修控制与控制理论专业, 2011 年获得博士学位。目前为天津工业大学电子与信息工程学院的讲师。研究方向主要为 UWB 无线通信技术、数字滤波的设计与应用。