

基于三值编码的非正弦时域正交调制方法

王红星 刘锡国* 赵志勇 刘传辉 陈昭男
(海军航空工程学院山东省信号与信息处理重点实验室 烟台 264001)

摘要: 在带宽受限的通信系统中, 系统的频带利用率是非常重要的性能指标。为了提高非正弦时域正交调制系统的频带利用率, 该文提出一种基于三值编码的高效非正弦时域正交调制方法。通过将待调制的二进制数据转换为多路并行的三进制数据, 分别与多路正交脉冲的 3 种发送相位状态对应, 增加了每个码元携带的信息量, 从而提高系统的频带利用率。给出了系统的调制解调模型, 理论推导了系统的频带利用率和误码性能, 并与已有的非正弦时域正交调制系统进行了对比分析和仿真。结果表明, 基于三值编码的非正弦时域正交调制方法可以有效提高系统的频带利用率, 而信噪比的增加不超过 0.3 dB。该方法适用于对信息传输速率要求高但带宽受限的场合, 也有助于降低系统的实现复杂度。

关键词: 无线通信; 非正弦波; 时域正交调制; 频带利用率; 三值编码; 误码率

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)08-2003-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01417

A Method of Nonsinusoidal Orthogonal Modulation in Time Domain Based on Ternary Coding

Wang Hong-xing Liu Xi-guo Zhao Zhi-yong Liu Chuan-hui Chen Zhao-nan

(Naval Aeronautical and Astronautical University,

Key Laboratory on Signal & Information Processing of Shandong Province, Yantai 264001, China)

Abstract: The data rate to bandwidth ratio is one of the most important parameter of a communication system in band limited channels. For improving the data rate to bandwidth ratio of the nonsinusoidal orthogonal modulation system in time domain, a new efficient nonsinusoidal modulation method is proposed based on the ternary coding. By converting the serial binary data stream into parallel ternary ones and mapping with three phases of corresponding orthogonal pulses, each symbol can carry more information, so the data rate to bandwidth ratio can be increased. The modulation and demodulation models are proposed and the performance of data-rate-to-bandwidth ratio and the bit error rate are derived theoretically. The comparing and simulation result shows that the proposed method can increase the data rate to bandwidth ratio with the cost of the signal to noise ratio not more than 0.3 dB. The proposed method can be used in the condition with high transmission rate in band limited channels and helpful for reducing the complexity of realization.

Key words: Wireless communication; Nonsinusoidal wave; Orthogonal modulation in time domain; Data rate-to-bandwidth ratio; Ternary coding; Bit Error Rate (BER)

1 引言

频带利用率是评价通信系统性能的重要指标。对于信道带宽有限的通信系统而言, 更高的频带利用率意味着更高的传输速率或者更高的系统可靠性。因此, 人们在追求信息高速传输的同时, 也开始关注系统的频带利用率, 例如在 3GPP 的下一代移动通信标准 LTE^[1]中, 频带利用率是评价系统性

能的一项重要指标。研究具有高频带利用率的通信技术, 是有效利用频谱资源的关键, 也是通信系统设计所追求的目标。

提高频带利用率通常有两种基本方法: 一是采用高阶调制的方式, 二是采用多载波调制。前者是在带宽不变的情况下使每个多进制符号能携带更多的信息比特, 从而提高系统的频带利用率, 此类方法的代表是多进制相移键控(M-ary Phase Shift Keying, M-PSK)^[2]和多进制正交幅度调制(M-ary Quadrature Amplitude Modulation, M-QAM)^[3]。这种方法虽然可以有效提高频带利用率, 但是会增

2010-12-27 收到, 2011-04-15 改回

国家自然科学基金(60772056)和山东省“泰山学者”建设工程专项经费资助课题

*通信作者: 刘锡国 lxg1023@163.com

加系统的复杂度,降低系统的误码性能和功率利用率。后者是利用频谱混叠技术压缩多载波信号所占用的带宽,从而达到提高系统的频带利用率的目的,此类方法的代表是正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)^[4]。采用多载波调制会引起调制信号峰均比^[5]过高的问题,并且系统对频偏和同步非常敏感,如不采用其它措施,将严重影响系统的性能。超窄带(Ultra Narrow Band, UNB)调制技术^[6,7]是一种提高系统频带利用率的新思路,它通过信号的相位突变来携带信息,其调制信号具有极窄的带宽,因此具有极高的频带利用率。但是对于其理论机理学术界仍存在很大的争议,其核心超窄带滤波理论模糊,近似零群时延滤波器的实际应用也存在巨大的困难。

文献[8]中提出的非正弦时域正交调制(Nonsinusoidal Orthogonal Modulation in Time Domain, NOTDM)是一种基于非正弦波通信理论^[9]的调制方法,它是通过频谱混叠的技术提高频带利用率的。作为一种新颖的非正弦脉冲通信方式,它通过频-时域映射的方法构建时域正交、频谱混叠的具有高能量聚集性的脉冲组实现信号频谱成型和信息加载。与传统的基于正弦载波频谱搬移的通信系统相比,非正弦时域正交调制不再需要载波搬移和滤波,具有结构简单、易于实现的优点。若仅从频带利用率的角度考虑,随着并行路数的增加,NOTDM能快速趋近奈奎斯特速率2 Baud/Hz,性能优于OFDM。然而,在构建非正弦时域正交脉冲组时,为了压缩信号带宽,快速提升频带利用率,需要使相邻频段内的脉冲频谱相互交叠,从而造成脉冲间的非正交性。通常解决的办法是对脉冲组中不同频段的非正交脉冲进行施密特正交化。正交化的实质是各脉冲的加权叠加,因此随着参与正交化的脉冲数的增加,会造成脉冲组频谱能量集中度的下降和脉冲波形的严重随机化,影响解调性能。因此,非正弦时域正交调制的频带利用率与并行路数是相互矛盾的,如何以更少的并行路数达到更快的频带利用率的提升,降低调制的复杂度而又不影响系统的性能,是非正弦时域正交调制方法需要进一步研究的问题。

针对上述问题,本文提出了一种基于三值编码的非正弦时域正交高效调制方法。通过二进制码向三进制码的转换,使每一路并行三进制码对应3种脉冲的相位状态,增加了每个脉冲携带信息的能力,从而提高系统的频带利用率。

2 系统模型

基于三值编码的非正弦时域正交高效调制方法

的基本思想是:通过编码变换将二进制串行数据流 $d(n)$ 转换为 K 路三进制并行数据流 $b_1(n), b_2(n), \dots, b_K(n)$,其中 $d(n) \in \{0,1\}$ 是二进制码, $b_k(n) \in \{-1,0,1\}$ 是三进制码;构建基于椭圆球面波函数的时域正交脉冲组,脉冲组由 K 个脉冲构成,第 k 个脉冲信号 $\psi_k(t)$ 与第 k 路三进制码序列 $b_k(n)$ 相对应,脉冲持续时间与三进制码的码元宽度相同;定义 $\psi_k(t)$ 的3种相位状态,分别是“正相”、“反相”和“零相”,3种相位状态分别与 b_k 的3个码值相对应,这种对应关系实际上相当于在一个脉冲周期内 $b_k(n)$ 与 $\psi_k(t)$ 进行时域相乘;将 K 路由三值序列时域相乘得到的信号进行时域叠加,合成为一路调制信号,完成调制。实现上述调制的原理框图如图1所示。

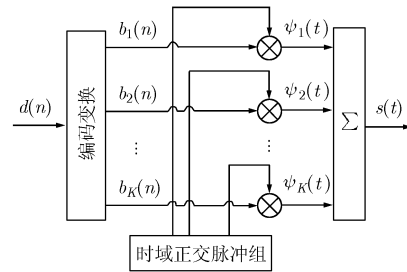


图1 调制原理框图

由以上调制方法可得调制信号的表达式为

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K b_k(n) \psi_k(t - nT_s - t_0) \quad (1)$$

其中 T_s 为每个脉冲的持续时间, t_0 是信号的起始时刻。

基于脉冲组的时域正交特性可以采用相关解调的方法完成多路信息的分离和解调。解调原理框图如图2所示。在解调端,根据发送端的脉冲参数产生 K 个匹配脉冲,接收信号经带通滤波器滤波后,分别与 K 个匹配脉冲时域相乘并积分,进行相关运算,将相关运算的结果送入判决单元进行判决,得到 K 路并行的三进制序列,最后再由三进制码到二进制的编码逆变换单元将并行解调信号转换为一路串行信号,从而完成解调。

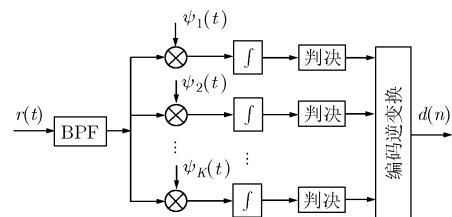


图2 解调原理框图

3 性能分析

3.1 频带利用率分析

在基于三值编码的非正弦时域正交调制通信系统中, 对于任意支路的调制信号, 若经编码变换后的三值序列的码元宽度为 T_s , 则与该支路对应的脉冲周期为 T_s , 每路的符号速率为 $R_s = 1/T_s$ 。由于每个脉冲有 3 种相位状态, 因此每路上的信息速率为 $R_a = (1/T_s) \log_2 3 \approx 1.585/T_s$ 。系统由 K 条并行支路构成, 则总的信息速率为 $R = KR_a = 1.585K/T_s$ 。若将带宽为 B 的频段划分为 N 个带宽为 B_0 的子波道、相邻子波道交叠度为 ρ , 则根据正交脉冲组的构建方法及时限带通椭圆球面波函数的性质^[10], 在每个子波道的频段范围内可以求得 $m = \lfloor c/\pi \rfloor$ 个能量聚集性高于 99% 的脉冲, 并且有以下关系:

$$B = [(1-\rho)(N-1) + 1]B_0 \quad (2)$$

$$K = Nm = N \lfloor c/\pi \rfloor \quad (3)$$

其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整, $c = \pi B_0 T_s$ 是时限带通椭圆球面波函数的时间带宽积。因此可以得到系统的频带利用率与子波道数目的关系为

$$\eta = \frac{R}{B} = \frac{1.585\pi K}{c \left[(1-\rho) \left(\frac{K}{\lfloor c/\pi \rfloor} - 1 \right) + 1 \right]} \quad (4)$$

由以上关系式可知, 系统的频带利用率与脉冲的时间带宽积 c , 时域正交脉冲组的频谱交叠度 ρ 以及系统总的并行路数 K 有关, 而与系统的工作带宽 B 无关。

3.2 误码性能分析

为了比较本文提出的调制方法与现有非正弦时域正交系统的误码性能, 在高斯信道下推导其误码性能。当调制信号经 AWGN 信道, 叠加均值为 0, 方差为 $\sigma_0^2/2$ 的加性高斯白噪声后进入接收机, 经带宽为 B 的带通滤波器(BPF)滤波, 得到的信号可表示为

$$r(t) = \sum_{k=1}^K b_k(n) \psi_k(t) + n(t) \quad (5)$$

其中 $n(t)$ 是经滤波后的带限高斯白噪声, 有 $E[n(t)] = 0$, $D[n(t)] = \sigma_0^2/2$ 。

时域正交脉冲组中的任意两个脉冲在一个周期内是严格正交的, 即

$$\int_0^{T_s} \psi_i(t) \psi_j(t) dt = \begin{cases} E, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (6)$$

其中 E 是脉冲组中每个脉冲的归一化能量。因此, 积分器在第 n 个抽样时刻的输出值为

$$x_k = \int_{t_0+(n-1)T_s}^{t_0+nT_s} r(t) \psi_k(t) dt = b_k E + \eta_k \quad (7)$$

其中 $\eta_k = \int_{t_0+(n-1)T_s}^{t_0+nT_s} n(t) \psi_k(t) dt$ 。 $\eta_k(t)$ 仍是高斯过程^[11], 易得 $E[\eta_k] = 0$, $D[\eta_k(t)] = (\sigma_0^2 E)/2 = \sigma^2/2$, 这里令 $\sigma^2 = \sigma_0^2 E$ 。

因此, 第 k 路的信号积分输出 x_k 为均值为 $b_k E$, 方差为 $\sigma^2/2$ 的高斯过程。 x_k 的概率密度函数为

$$f_{b_k}(x_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left[-\frac{(x_k - b_k E)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (8)$$

对于三进制码的判决, 需要取两个判决门限, 设分别为 b_- 和 b_+ 。当发送的信号相位为正相, 即 $b_k = 1$ 时, 正确判决的概率为

$$P_1 = P(A_k > b_+) \\ = \int_{b_+}^{+\infty} f_1(A_k) dA_k = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{b_+ - E}{\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (9)$$

同样可以得到发送信号相位为零相及负相时, 正确判决的概率为

$$P_0 = P(b_- \leq x_k \leq b_+) = \int_{b_-}^{b_+} f_0(x_k) dx_k \\ = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{b_-}{\sqrt{2}\sigma} \right) - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{b_+}{\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (10)$$

$$P_{-1} = P(x_k < b_-) = \int_{-\infty}^{b_-} f_{-1}(x_k) dx_k \\ = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{b_- + E}{\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (11)$$

由上述概率分布函数的对称性可知, 对于等概率发送的三进制数据, 判决门限 b_- 和 b_+ 是关于原点对称的, 即有

$$b_+ = -b_- \quad (12)$$

因此可得总的错误判决概率为

$$P_e = \frac{1}{3} [(1 - P_1) + (1 - P_0) + (1 - P_{-1})] \\ = 1 - \frac{1}{3} [P_1 + P_0 + P_{-1}] \\ = \frac{2}{3} - \frac{1}{3} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{b - E}{\sqrt{2}\sigma} \right) - \operatorname{erfc} \left(\frac{b}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right] \quad (13)$$

令 $\partial P_e / \partial b = 0$, 可以求得最佳判决门限 $b^* = E/2$, 即 $b_- = -E/2$, $b_+ = E/2$, 因此可得

$$P_e = \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E^2}{8\sigma^2}} \right) = \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{8\sigma_0^2}} \right) \quad (14)$$

令 E_b 为系统传输 1 bit 信息所需要的平均能量, 即比特能量, 由于在一个码元周期内系统发送 3 种相位的脉冲是等概的, 发送“正相”或“反相”脉冲时的脉冲能量为 E , 而发送“零相”脉冲实际相当于不发送脉冲, 能量为 0。因此, 每个码元周期内发送的平均能量为 $(2/3)E$, 而每个码元携带的平均信息量为 $\log_2 3$ bit, 于是可得

$$E = \frac{3 \log_2 3}{2} E_b \approx 2.38 E_b \quad (15)$$

代入式(14)得

$$P_e = \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3(\log_2 3)E}{16\sigma_0^2}} \right) = \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{0.594 \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (16)$$

其中 N_0 为输入信号噪声的功率谱密度, 有 $\sigma_0^2 = N_0/2$ 。式(16)即为系统相干解调时系统的误码率表达式。

4 仿真

由上节频带利用率的理论分析可知, 基于三值编码的非正弦时域正交调制(TC-NOTDM)系统频带利用率要高于传统的基于二值编码的非正弦时域正交调制(BC-NOTDM)系统。图3为根据式(4)仿真得到的系统的频带利用率随并行路数变化的曲线。作为对比, 同时绘出了 BC-NOTDM 系统的对比曲线以及以 99%带内能量带宽定义的 OFDM 调制系统的频带利用率。仿真中取椭圆球面波函数的时间带宽积 $c = 2\pi$, 时域正交脉冲组的频谱交叠度 $\rho = 0.5$ 。

由图3可知, 在相同并行路数下, 本文提出的 TC-NOTDM 方法比现有的 BC-NOTDM 方法的频带利用率高, 并且随并行路数的增加, 其提升速度均高于 OFDM 系统, 即可以以更少的并行传输路数达到更高的频带利用率。可以从实际意义的角度分析: 相比于现有的基于二值编码的非正弦时域正交调制系统, 本文提出的调制方法由于采用三值编码, 增加了每个符号携带的信息量, 而没有额外增加信号带宽, 因此频带利用率要高于前者; 相比于 OFDM 调制, 采用基于椭圆球面波函数的调制信号能量聚集性更好, 相同带内能量情况下占用的带宽小于 OFDM, 因此频带利用率提升速度均高于 OFDM。注意到当频谱交叠度 $\rho = 0$, 即不同波道频谱相邻但没有交叠时, 系统的频带利用率能够达到 $1.585 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$, 并且与并行路数无关。此时由于各脉冲在频域上是分离的, 满足时域正交特性,

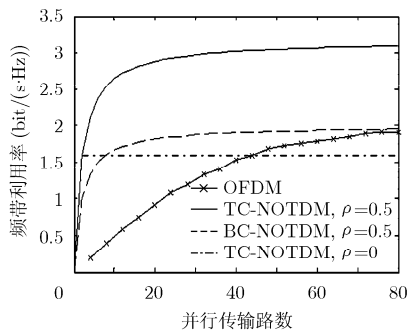


图3 频带利用率与并行传输路数的关系曲线

因此不需要进行施密特正交化, 非常有利于简化系统的硬件实现。

为了比较本文提出的基于三值编码的非正弦时域正交调制(TC-NOTDM)方法与现有的二值编码非正弦时域正交调制(BC-NOTDM)方法的误码性能, 仿真得到了两种方法在相同传输速率条件下接收机信噪比与比特误码率的关系曲线, 同时采用蒙特卡罗方法(Monte Carlo method)对本文提出方法进行了仿真验证。图4是两种调制方法的误码率与比特信噪比关系曲线。

由图4可知, 采用 Monte Carlo 仿真得到的误码率与理论得到的误码率曲线吻合较好, 验证了理论推导的正确性。与基于二值编码的非正弦时域正交调制(BC-NOTDM)的系统相比, 本文提出的 TC-NOTDM 方法在相同比特误码率条件下所需的信噪比比 BC-NOTDM 所需的信噪比略高, 但最大不超过 0.3 dB。由上述频带利用率分析可知, 在相同传输速率条件下 TC-NOTDM 调制信号占用的带宽比 BC-NOTDM 更小。因此, 本文提出的方法更适用于信道条件较好, 对信息传输速率要求高但带宽受限的场合。

5 结束语

为了提高非正弦时域正交调制的频带利用率, 本文提出了一种基于三值编码的非正弦时域正交调制方法。通过将二进制信号转换为三进制信号, 利用非正弦时域正交脉冲信号的 3 种相位状态加载信息, 增加了每个码元所携带的信息量, 从而提高了频带利用率。论文通过理论推导和仿真分析了基于三值编码的非正弦时域正交调制系统的误码性能和频带利用率, 并与现有的基于二值编码的非正弦时域正交调制进行了对比。结果表明本文所提方法的频带利用率是传统非正弦时域正交调制系统的 1.59 倍, 随并行传输路数的增加提升速率更快; 在构建时域正交脉冲组时即使没有频谱交叠, 单位频带利用率仍能达到 $1.6 \text{ Baud}/\text{Hz}$ 。当传输速率相同时,

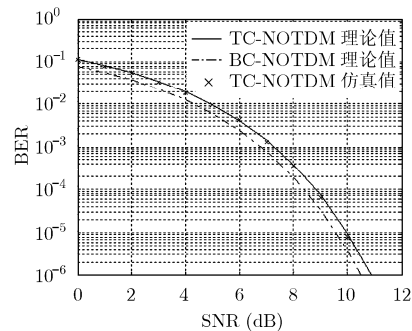


图4 误码率与比特信噪比关系曲线

相同误码率条件下基于三值编码的非正弦时域正交调制系统所需的信噪比要略高于基于二值编码的非正弦时域正交调制系统, 但是频带利用率更高, 因此更加适用于高速数据传输, 在信道条件较好、对信息传输速率要求较高但带宽受限的场合仍有重要的理论和应用价值。

参 考 文 献

- [1] Ghosh A, Ratasuk R, and Mondal B. LTE-advanced: next-generation wireless broadband technology[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2010, 17(3): 10-22.
 - [2] Lioumpas A S and Karagiannidis G K. Variable-rate M-PSK communications without channel amplitude estimation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(5): 1477-1484.
 - [3] Zhao Hongzhi, Gong Yi, Guan Yongliang, *et al.* Performance analysis of M-PSK/M-QAM modulated orthogonal space-time block codes in keyhole channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(2): 1036-1043.
 - [4] 杨程, 翁玮文, 周正. 降低 MB-OFDM 认知无线电带外干扰的编码调制方法及其性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2009, 31(4): 878-881.
Yang Cheng, Weng Wei-wen, and Zhou Zheng. Coded-modulation scheme for interferences mitigation from MB-OFDM cognitive radio and its performance analysis [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(4): 878-881.
 - [5] Al-Samahi S, Le Goff Y, and Sharif S. A novel OFDM PAPR reduction scheme using selected mapping without explicit side information[C]. *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2008. Cannes, Sep. 15-18, 2008, 1-5.
 - [6] 吴乐南. 超窄带高速通信进展[J]. *自然科学进展*, 2007, 17(11): 1467-1473.
Wu Le-nan. The evolution of ultra-narrow band and high speed communications [J]. *Progress in Natural Science*, 2007, 17(11): 1467-1473.
 - [7] Walker H R. Ultra narrow band modulation textbook [EB/OL], <http://www.vmsk.org/textbook.pdf>. 2010.
 - [8] 王红星, 赵志勇, 刘锡国, 等. 非正弦时域正交调制方法. 中国, 专利公开号: CN101409697A [P]. 2009.
Wang Hong-xing, Zhao Zhi-yong, Liu Xi-guo, *et al.* The method of nonsinusoidal orthogonal modulation in time domain. China, No. CN101409697A [P]. 2009.
 - [9] Harmuth H F. Nonsinusoidal Waves for Radar and Radio Communication[M]. New York: Academic, 1981: 393-400.
 - [10] Moore I C and Cada M. Prolate spheroidal wave functions, an introduction to the Slepian series and its properties [J]. *Applied and Computational Harmonic Analysis*. 2004, 16(3): 208-230.
 - [11] Bernard Sklar 著, 徐平等译. 数字通信-基础与应用(第 2 版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2002, 第 3 章.
- 王红星: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为现代通信新技术、非正弦波通信、无线光通信理论与技术。
刘锡国: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为现代通信新技术、非正弦波通信理论及应用。