

引用格式: 陈长龙, 王竹刚. 通用零中频构架的 CPM 射频调制系统的设计[J]. 微电子学与计算机, 2020, 37(12): 12-16.
[CHEN C L, WANG Z G. A CPM RF modulation system design based on a general zero intermediate frequency architecture [J]. Microelectronics & Computer, 2020, 37(12): 12-16.]

通用零中频构架的 CPM 射频调制系统的设计

陈长龙^{1,2}, 王竹刚¹

(1 中国科学院 国家空间科学中心, 北京 100190; 2 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要: 连续相位调制(CPM)由于其高频谱效率而被广泛应用于数字通信系统. 根据调制参数的不同, 连续相位调制对应一大类调制方式. 针对射频调制系统实现复杂, 可移植性差的问题, 设计了一种基于 AD9364 射频捷变收发器的通用 CPM 射频调制系统. 首先根据 CPM 信号表达式完成基带信号调制设计, 包括累加相位单元和相关相位单元; 再通过 AD9364 直接上变频, 完成包括插值滤波、频谱搬移等一系列转换过程. 最后经测试验证, 所设计的 CPM 射频调制系统频谱利用率高, 复杂度低, 且具有较好的通用性.

关键词: 连续相位调制; 零中频; 多调制指数; Tier II; 基带调制; AD9364; 射频调制; FPGA

中图分类号: TN914. 3

文献标识码: A

文章编号: 1000—7180(2020)12—0012—05

A CPM RF modulation system design based on a general zero intermediate frequency architecture

CHEN Chang-long^{1,2}, WANG Zhu-gang¹

(1 National Space Science Center, CAS, Beijing 100190, China;

2 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Continuous phase modulation(CPM) is widely used in digital communication systems due to its high spectral efficiency. According to the different modulation parameters, continuous phase modulation corresponds to a large class of modulation methods. A general CPM RF modulation system based on AD9364 RF transceiver chip was designed to solve the problems of complexity-implementation and poor portability. Firstly, the modulation design of baseband signal is completed according to CPM signal expression, including accumulated phase unit and related phase unit. Then, a series of conversion processes including interpolation filter and spectrum shift are completed through AD9364 direct up-conversion. Finally, test result shows that the CPM RF modulation system has high spectrum utilization, low complexity and good generality.

Key words: Continuous Phase Modulation; Zero RF; Multiple Modulation Index; Tier II ; Baseband Modulation; AD9364; RF Modulation; FPGA

1 引言

随着数字通信技术的发展, 数字调制和解调技术也得到了迅速发展. 连续相位调制(CPM)由于其频谱利用率高、带外辐射小、抗干扰能力强^[1]而越来越成

为一种有吸引力的数字调制方法, 特别是在包含多径衰落和非线性失真的通信系统中. CPM 已成功用于多种通信标准中, 例如全球移动通信系统(GSM), 数字增强无线通信系统(DECT)以及航空遥测标准 IRIG-106-17^[2]. CPM 信号参数众多, 根据应用场景以

及接收机性能等,可以设计出很多不同的 CPM 系统,与传统线性调制方案相比,其调制过程会更加复杂.但是对于不同的 CPM 系统,调制方案具有相似性.因此,设计一种通用的 CPM 射频调制系统,以满足不同应用场景下的需求,具有重要的意义.

针对 CPM 系统设计与实现问题,文献[3]介绍了 CPM 的几种常见的实现方法,例如 ROM 查表法,锁相环法,正交调制法等.现阶段最主要的两种数字实现分别是基于 ROM 表查找的方法与基于 CPM 信号表达式的集成方法.例如,文献[4]提出了基于只读存储器(ROM)的正交发射机,ROM 中存储基带 CPM 信号的样本;文献[5]给出了基于 ROM 调制器的一般架构,通过两个存储同相和正交分量的 ROM 来实现.在基于 ROM 表查找实现的方法中,ROM 的大小由调制参数确定,主要缺点是内存量大,在某些情况下可能很大.文献[6]给出了基于 CPM 数学表达式的直接实现,主要是针对具有单指数的高斯最小频移键控(GMSK),这种直接实现的方式复杂度较高,在低信噪比情况下性能较低.另外,以上几种实现方式,都是只给出基带部分的实现结构,并未涉及到射频调制,并且都未给出详细的系统设计方案.

CPM 作为一种非线性调制,有着较多的参数,这使得不同的 CPM 系统之间既有相同点又有不同点.本文在对 CPM 信号进行理论分析的基础上,结合不同的调制方法,提出一种复杂度低,结构精简的通用 CPM 调制系统设计方法,并给出完整的设计方案.

2 CPM 信号模型

CPM 信号的复基带解析式可以表示为:

$$s(t;\alpha) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \exp\{j\varphi(t;\alpha)\} \tag{1}$$

$$\varphi(t,\alpha) = 2\pi \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_n h_n q(t-nT) \tag{2}$$

式中, E_s 为信号码元能量; T 为码元间隔宽度; $\alpha = (\alpha_0, \alpha_1, \cdots)$ 为发送的 M 进制信息符号序列,即 $\alpha_n \in \{\pm 1, \pm 3, \cdots, \pm (M-1)\}^{[7]}$. $h_n = k_n/p$ (其中 k_n 和 p 是互素整数) 为调制指数,取自一个有限的离散

调制指数集合 $\Pi = \{h_0, h_1, \cdots, h_{N_h-1}\}$, 且 h_n 在每个符号码元周期内保持不变,若干调制指数 h_n 以 N_h 周期循环变化, n 表示 n 模 N_h 的运算^[8]. 当 $N_h = 1$ 时称为单调制指数 CPM 信号,当 $N_h > 1$ 时称为多调制指数 Multi-h CPM 信号. $q(t)$ 是某个归一化波形,一般可以表示为某个脉冲 $g(t)$ 的积分,即 $q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau$. 若对 $t > T$ 有 $g(t) = 0$, 则 CPM 信号称为全响应 CPM. 若对 $t > 0$ 有 $g(t) \neq 0$, 则称为部分响应 CPM. 表 1 给出了 $g(t)$ 的几种脉冲表达式及其对应的 $q(t)$. 从这里也可以看出,通过选择不同的进制数 M 、调制指数 h_h 以及频率响应脉冲 $g(t)$, 可以产生任意多种 CPM 信号.

3 设计原理与实现结构

CPM 信号是一种有记忆的非线性调制技术,这种记忆通过相位之间的连续性引入. 然而,CPM 信号也可以表示为波形的线性叠加^[9]. 这样的表示法为发射机产生已调信号或者为接收机解调该信号提供了一种有效的方法.

3.1 基带调制

CPM 信号表达式重写如下:

$$\begin{aligned} s(t) &= \cos(2\pi f_c t + \varphi(t) + \varphi_0) = \\ &\cos(2\pi f_c t + \varphi_0) \cos(\varphi(t)) - \\ &\sin(2\pi f_c t + \varphi_0) \sin(\varphi(t)) \end{aligned} \tag{3}$$

式中, f_c 为载波频率; φ_0 为载波初始相位值; $\cos(\varphi(t))$ 即对应信号的同相分量; $\sin(\varphi(t))$ 对应信号的正交分量. 基带相位信号 $\varphi(t)$ 的定义为:

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \varphi(t;\alpha) = 2\pi \sum_{n=-\infty}^k h_n \alpha_n q(t-nT) = \\ &\pi \sum_{n=-\infty}^{k-L} h_n \alpha_n + 2\pi \sum_{n=k-L+1}^k h_n \alpha_n q(t-nT) = \\ &\varphi_n + \varphi(t;\alpha) \end{aligned} \tag{4}$$

式中, φ_n 为累加相位, $\varphi(t;\alpha)$ 为相关相位, 取值范围在 $[0, 2\pi)$, 其相关长度由部分响应长度 L 确定.

本文以 Multi-h CPM 信号 Tier II 为例^[10-11], 给出详细的设计过程, 具体的调制参数如表 2 所示.

表 1 脉冲波形表达式

矩形脉冲 LREC	升余弦脉冲 LRC	高斯最小频移键控脉冲 GMSK
$g_{LREC}(t) = \frac{1}{2LT}$	$g_{LRC}(t) = \frac{1}{2LT} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi t}{LT}\right) \right]$	$g_{GMSK}(t) = \frac{1}{2T} \left[Q\left(\frac{2\pi BT}{\sqrt{\ln 2}} \left(\frac{t}{T} - 1\right)\right) - Q\left(\frac{2\pi BT}{\sqrt{\ln 2}} \frac{t}{T}\right) \right]$
$q_{LREC}(t) = \frac{t}{2LT}$	$q_{LRC}(t) = \frac{t}{2LT} - \frac{1}{4\pi} \sin\left(\frac{2\pi t}{LT}\right)$	$q_{GMSK}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_t^\infty \exp(-\tau^2/2) d\tau$

表 2 CPM 调制参数

进制数 M	4
调制指数 h_n	$h_n = \{4/16, 5/16\}$
部分响应长度 L	3
响应脉冲 $g(t)$	LRC
基带码速率	10 M
上采样倍数	10

由式(4)可知, Tier II 信号的基带相位可以分成两个部分, 即累加相位 φ_n 和相关相位 $\varphi(t; \alpha)$. 为降低实现的复杂度, 基带调制分成这两个部分来实现. 其中, 累加相位与时间无关, 只包含 h_{k-L} 和 α_{k-L} 两个变量; 相关相位与当前码元和前 $L-1$ 个码元以及对应时刻的调制指数相关. 这样将基带相位分别进行计算, 可以简化每部分的处理过程. 累加相位单元的计算过程是, 将第 $k-L$ 个码元和 πh_{k-L} 相乘, 得到的结果再与之前时刻的累加结果求和得到 φ_n . 相关相位单元的计算过程是, 将当前码元以及前 $L-1$ 个码元 and 对应时刻的调制指数分别与相位脉冲 $q(t-nT)$ 进行相乘, 得到的结果再求和得到 $\varphi(t; \alpha)$. 然后将所得两部分相位相加得到基带相位信号 $\varphi(t)$. 为了实现零中频调制, 基带部分最终需要给出的结果是同相分量 $I(t)$ 和正交分量 $Q(t)$. 所以, 这里将基带相位作为输入地址, 分别送入到正余弦查找表, 进一步产生 CPM 的同相、正交分量. 最后通过射频模块实现上变频, 包括滤波插值、频谱搬移等一系列过程, 完成 CPM 信号的射频调制, 整体调制方案如图 1 所示.

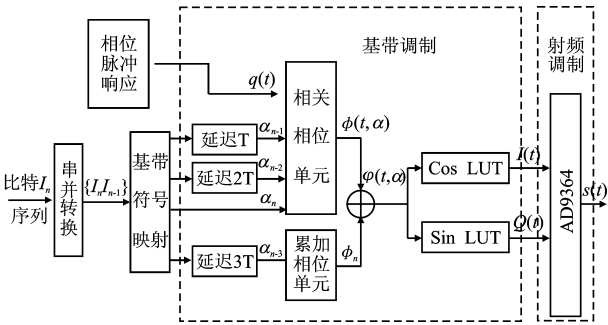


图 1 CPM 信号调制方案

基带调制所采用的硬件平台是 Xilinx 公司的 Kintex-7 系列 FPGA 芯片 XC7K325T, 该芯片具有丰富的逻辑资源, 可以方便实现数字化的逻辑设计.

3.1.1 相关相位单元

相位响应脉冲为 $q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau$, 频率响应脉冲 $g(t)$ 在时间间隔 $(0, LT)$ 内受限, 即 $q(LT) =$

$\int_0^{LT} g(\tau) d\tau = 1/2$, 考虑 $0 \leq t \leq LT$ 的 $q(t)$ 的值即可. 根据表 1 中的表达式可以看出, $q(t)$ 只与相关长度 L 和码元间隔宽度 T 有关, 由于 L 和 T 在表 2 中已经确定, 所以 $q(t)$ 是一个定值. $q(t)$ 的实现方式有多种, 为降低实现复杂度, 简化计算, 这里在 MATLAB 中生成 $q(t)$ 的波形, 并将量化之后的波形值保存到 ROM 表中. 在实际进行调制时, 相应时刻按照 ROM 表中的地址将其取出即可. 根据表 2 中设定的上采样倍数, 给出 MATLAB 中生成的 $q(t)$ 波形, 如图 2 所示. 由于 FPGA 不擅长进行浮点运算, 所以需要对 MATLAB 中生成的 $q(t)$ 值进行量化. 为保证量化后信号的准确性并方便后续的计算, 将相位脉冲值量化为 10 位无符号数, 即 ROM 中存入的相应采样值量化公式为: $\lceil q(t) \cdot 1024 / (2\pi) \rceil$.

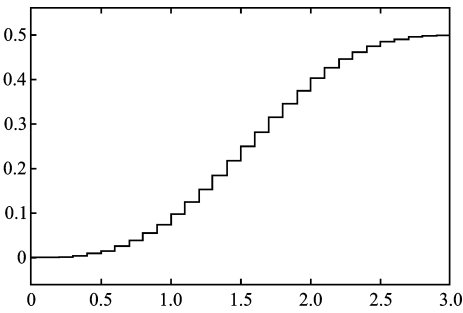


图 2 采样后的 $q(t)$ 波形

根据式(4), 带入表 2 设定的参数, 可得:

$$\varphi(t; \alpha) = 2\pi(h_{n-2}\alpha_{n-2}q(t-(n-2)T) + h_{n-1}\alpha_{n-1}q(t-(n-1)T) + h_n\alpha_nq(t-nT)) \quad (5)$$

可以看出, 相关相位由三部分求和得到, 分别计算对应时刻码元与调制指数以及 $q(t)$ 脉冲的乘积即可. 上采样倍数为 10, 则每个码元对应 $q(t)$ 脉冲中的十个点. 调制指数 h_n 以基准时刻为标准, 进行模 2 值判断, 以确定奇偶时刻, 具体的实现结构如图 3 所示. 其中, 对应到图 2 中, 相应的 q'_n 对应 0 到 1 时刻, q''_n 对应 1 到 2 时刻, q'''_n 对应 2 到 3 时刻.

3.1.2 累加相位单元

累加相位表示的是直到信号符号 α_{k-L} 的相位累积值, 每个码元周期 φ_n 的值由第 $k-L$ 个码元确定. 在累加过程中, 对于超过 2π 的部分, 需要对其进行取模, 再得到相应的累加相位. 当累加结果为正数时, 量化值超过最大值时将自动变为 0, 这个过程相当于对 2π 取模; 当累加结果为负数时, 应该先对其进行取模, 以二进制补码形式转换为无符号数, 之后再再进行量化. 累加相位具体的实现结构如图 4 所示.

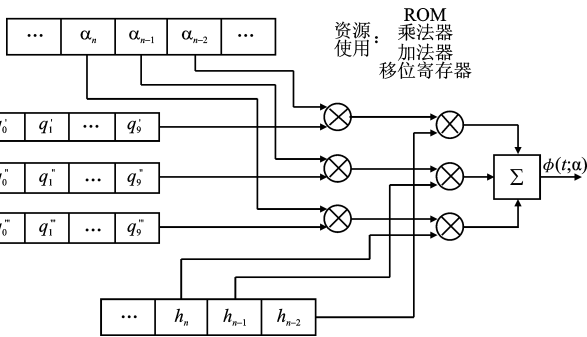


图 3 相关相位单元结构

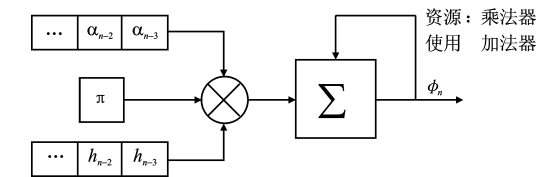


图 4 累加相位单元结构

3.2 射频调制

数字基带调制的结果是 I/Q 两路调制信号,最终需要变成模拟射频信号输出.在这里,射频调制以 AD9364 芯片为核心器件,通过对 AD9364 频捷收发器的控制和数据收发操作来完成数模转换、低通滤波等一系列转换过程. AD9364 内部包括发射器、接收器、混频器、滤波器、DAC 和 ADC 等结构^[12],具体的芯片架构如图 5 所示.

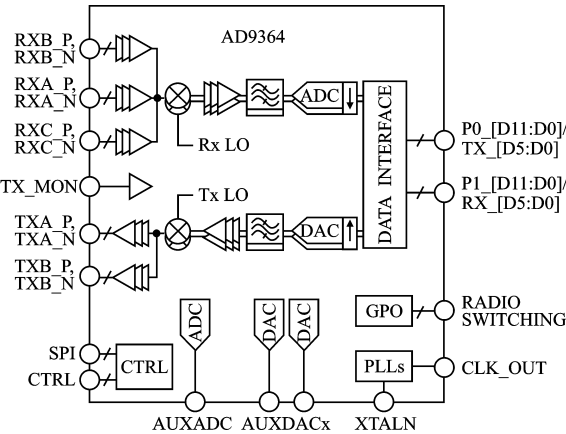


图 5 AD9364 功能框图

基带 FPGA 和 AD9364 板卡之间通过 FMC 连接,产生的 I/Q 两路 12bit 数据分高 6 位,低 6 位传输到 AD9364. AD9364 的接口设计可以分成两部分,分别是数据传输接口和 SPI 通讯接口.本次设计中只是用到了发射功能,所以数据端口设为差分 LVDS 格式,传输模式为半双工传输,增益控制采用自动模式,且 AD9364 工作在 FDD 模式. SPI 通讯

接口主要完成对 AD9364 内部寄存器的配置,在 AD9364 初始化设置完成之后,按照工作频点、带宽、采样率、输出功率的关系对相应的寄存器进行配置即可.如通过寄存器 0×060 到 0×065 完成可编程 FIR 滤波器参数配置;通过寄存器 0×073 到 0×07C 完成控制功率及天线的配置;通过寄存器 0×0C2 到 0×0CC 完成发送端基带滤波器配置等.经过 FIR 滤波、DAC 采样之后的 I/Q 信号合成一路,按设定的载波频率进行调制,之后再经过模拟滤波器处理进入低噪声放大器,从而产生需要的输出.

4 仿真测试与系统验证

本设计的开发环境采用 Xilinx 的集成开发工具 Vivado,仿真软件采用 Mentor 公司的 Model-sim.首先在 MATLAB 里产生 10 M 码率的伪随机二进制比特流,FPGA 读取产生的数据,并进行串并转换、符号映射等一系列调制过程.基带调制的最终输出是同相分量 $I(t)$ 和正交分量 $Q(t)$,结果如图 6 所示.其中,信号 sim_i 和 cos_p 分别表示 CPM 信号同相分量和正交分量.从波形图可以看出,生成的基带信号在时域上有明显的正交性,基带调制可以正确完成一系列转换过程并生成 I/Q 调制信号.

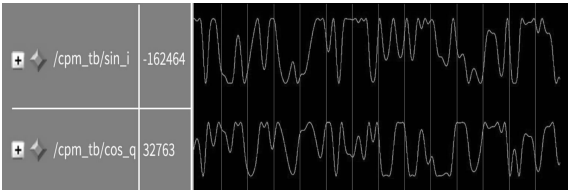


图 6 基带信号实现结果图

基带 FPGA 生成的同相分量 $I(t)$ 和正交分量 $Q(t)$ 经 12 位比特映射后,分别送到 AD9364 进行上变频,之后经过功放、天线之后将信号发射出去.这里将发射信号经过衰减器送入频谱分析仪,频谱测试结果如图 7 所示.测试结果表明,输出频谱的射频载波中心频率为 2.75 GHz,旁瓣衰减迅速,带外辐射较小且频谱整体较为干净清晰,射频调制可以正确实现对基带输出信号的上变频、放大,并且不会对其他波段造成干扰.

5 结束语

针对航天遥测系统实现复杂,通用性差的需要,本文提出了一种通用零中频构架的 CPM 射频调制系统设计方法.基于 Xilinx FPGA 和 AD9364 的平

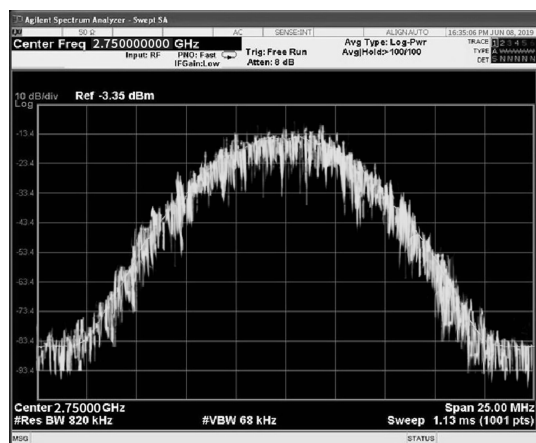


图7 Multi-h CPM信号实测频谱

台,给出了CPM发射机完整的系统实现方案,并重点介绍了基带调制和射频调制的原理和结构。其中,基带部分将CPM相位分成两部分进行求解再相加,调制过程更加简洁清晰,并且降低了复杂度和内存占用;射频部分以AD9364芯片为核心器件,利用软件重配置的方式实现上变频,通用性较好且符合软件无线电设计思想。为验证系统设计的正确性,以Tier II信号为例,给出仿真验证和频谱测试结果。由仿真测试和系统验证结果表明,所设计的CPM发射机能实现对信号的正确调制,且具有体积小、复杂度低、通用性强的特点,能够达到预期的性能指标,可应用于未来航天遥测遥控系统中。

参考文献:

- [1] ZHANG R, ZHONG S, XIE N, et al. Reduced complexity sequence detection algorithm for multi-h CPM [J]. Computer Engineering and Design, 2015, 36(11): 2926-2930.
- [2] Telemetry Group of the Range Commanders Council. Telemetry Standards: IRIG 106-17[S]. New Mexico: Secretariat, Range Commanders Council, White Sands Missile Range, 2017.
- [3] AHMADI A R, RAO R K. Space-time trellis code design with binary CPM[J]. Electronics Letters, 2006, 42(3): 168-170.

- [4] RAMREZ-PREZ A, PARRA-MICHEL R, RODRIGUEZ-GARCA A, et al. A New Single h and Multi-h CPM Transmitter[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I, 2016, 63(5): 716-726.
- [5] LI D Y. Research and implementation of modulation and demodulation technology of continuous phase signals[D]. ChengDu: University of Electronic Science and Technology of China, 2013.
- [6] RILEY T, COPELAND M. A simplified continuous phase modulator technique[J]. IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process, 1994, 41(5): 321-328.
- [7] LAI P H, MA Y M, WANG S L, et al. Low complexity soft-output Viterbi algorithm for non-binary partial response Multi-h CPM [J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2018, 16(2): 277-282.
- [8] YANG C, ZHONG S, XIE T, et al. Non-data aided carrier frequency estimation algorithm for multi-h CPM [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2015, 45(3): 973-978.
- [9] MA W. Study on Power Spectrum and Bandwidth Characteristics of Continuous Phase Modulation Signal [J]. Modern Electronics Technique, 2010, 23(5): 39-41.
- [10] ZOU S F, TAO J J, HU F. Parameters Selection of Continuous Phase Modulation System [J]. Communications Technology, 2017, 50(2): 224-231.
- [11] SHANGGUAN Z Y. Research on Parameters Design of Multi-h CPM Signal [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2018, 39(5): 68-74.
- [12] SUN N N, ZHOU H B, ZHANG J K, et al. Configuration Method of AD9364 Radio Frequency Agile Transceiver [J]. Radio Engineering, 2019, 49(8): 738-742.

作者简介:

陈长龙 男,(1994-),硕士研究生。研究方向为信号处理与调制解调技术。E-mail: ccl_strong@163.com

王竹刚 男,(1974-),研究员,博导。研究方向为星地通信链路技术。