

MSK 信号数字化调制解调的工程实现方法

孙 晔 尹立言* 向 新

(空军工程大学航空工程学院 西安 陕西 710038)

摘 要 MSK 信号是现代无线通信中重要的信号类型,因其优良的特性在工程实践中有着广泛的应用。基于 FPGA 实现数字化的 MSK 调制解调器是高速数字电台必要的技术手段之一,具有广阔的应用前景和可扩展性。在深入研究 MSK 信号特征和调制解调理论的基础上,采用直接频率合成和平方环相干载波提取的方法,应用 FPGA 芯片给出了 MSK 数字化调制解调的具体工程实现步骤,并通过 Modelsim 仿真验证设计。

关键词 数字化调制解调 最小频移键控 FPGA 直接频率合成 平方环

中图分类号 TP391 文献标识码 A DOI:10.3969/j.issn.1000-386x.2019.04.020

THE ENGINEERING IMPLEMENTATION OF DIGITAL MODULATION AND DEMODULATION FOR MSK SIGNAL

Sun Ye Yin Liyan* Xiang Xin

(College of Aeronautical Engineering, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, Shaanxi, China)

Abstract MSK signal is an important signal type in modern wireless communication. Due to its excellent characteristics, it has a wide range of applications in engineering practice. The implementation of digital MSK modulator and demodulator based on FPGA is one of the necessary technical means of high-speed digital radio, and it has broad application prospects and extensibility. Based on the in-depth study of MSK modulation and demodulation theory, this paper adopted direct frequency synthesis and square loop coherent carrier extraction, and gave the specific engineering implementation steps of MSK digital modulation and demodulation by using FPGA chip. The design was verified by the Modelsim simulation.

Keywords Digital modulation and demodulation MSK FPGA DDS Square Loop

0 引 言

MSK(最小频移键控)作为一种恒包络调制,有着相位连续、带宽窄、频谱主瓣能量集中、旁瓣衰减较快、频谱利用率高等特点,使得其在相同带宽情况下有着更好的误码率性能^[1],在移动通信系统等方面有着广泛的应用。

采用数字化调制技术实现 MSK 的调制解调是先进无线通信系统的一个重要的实现方向。其中,以 FPGA 为信号处理器是最为重要的硬件基础,其具有很高的处理速度和处理精度,能够实现较高传输速率,易于构建高性能的无线端机。

由于 MSK 的信号类型结合了 FSK 以及 PSK 的特点,且调制解调器必须采用正交调制解调技术,因此 MSK 调制解调器经过简单的变化即可用于其他的调制方式,具有很好的适应性。

本文在分析 MSK 信号特征的基础上,以 FPGA 为硬件基础,设计并实现了一种数字化的 MSK 调制解调器,并进行仿真验证,结果表明本设计很好地完成了系统需求。

1 MSK 信号特征

为简单起见,以二进制待调制序列 $\{a_k\}$ ($a_k = \pm 1$) 为例,MSK 信号的第 $k(k \geq 0)$ 个码元的波形表示

如下:

$$S(t) = \cos(2\pi f_c t + a_k 2\pi \Delta f(t - kT_b) + \phi_k) = \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi a_k}{2T_b} t + \Phi_k\right) \quad (1)$$

式中: $kT_b \leq t \leq (k+1)T_b$, f_c 为载波频率, T_b 为码元宽度, ϕ_k 为第 k 个码元的初相, $\Phi_k = -\pi k a_k + \phi_k$ 为第 k 个码元的相位常数。频率间隔 $\Delta f = 1/2T_b$, 因此调制指数 $h = \Delta f T_b = 0.5$ 。

另外, MSK 是一种正交调制, 其信号波形的相关系数为零。必须保证 MSK 信号在每一个码元周期内包含四分之一载波周期的整数倍, 即:

$$T_b = \frac{n}{4} \frac{1}{f_c} \quad (2)$$

根据式(1)所示的 MSK 信号表达式, 可以看成由两个彼此正交的载波 $\cos(\omega_c t)$ 与 $\sin(\omega_c t)$ 分别被两路信号振幅调制合成。已知, $\Phi_k = 0/\pi \pmod{2}$, 令 $\cos\Phi_k = I_k$, $\sin\Phi_k = Q_k$, 得到 MSK 信号正交形式的表达式为:

$$S(t) = I_k \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \cos(\omega_c t) - Q_k \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \sin(\omega_c t) \quad (3)$$

2 MSK 信号调制原理及工程实现

2.1 MSK 信号调制原理

根据上节所述 MSK 信号特征可知, 只要找到差分编码后的数据 I_k 、 Q_k 与原始数据 a_k 的关系, 就不难根据式(3)构建产生 MSK 信号的方法, 如图 1 所示。MSK 信号产生的步骤^[2]如下:

- (1) 对输入数据差分编码;
- (2) 把差分编码后的数据用串/并变换器分成两路, 并且相互交错一个码元宽度 T_b ;
- (3) 用加权函数 $\cos(\pi t/2T_b)$ 和 $\sin(\pi t/2T_b)$ 分别对两路数据进行加权;
- (4) 用两路加权后的数据分别对正交载波 $\cos(\omega_c t)$ 和 $\sin(\omega_c t)$ 进行调制;
- (5) 最后将两路输出信号叠加。

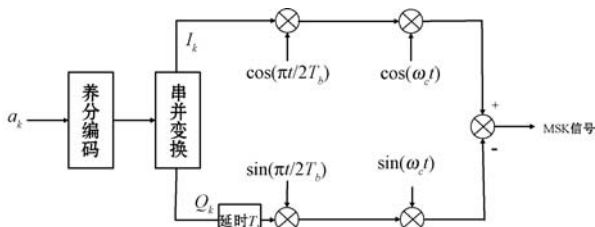


图1 MSK 信号产生方法

2.2 MSK 信号调制电路设计

设计要求整个调制器输出中频频率为 70 MHz, 基带中心频率为 3 MHz。如果完全采用 FPGA 来实现

70 MHz 中频 MSK 信号的产生, 则 DDS 核必须工作在 200 MHz 以上才能保证调制器输出信号的质量。因此兼顾设计的灵活性和实现的成本, 将 MSK 调制分成两个阶段来完成: 首先在 FPGA 中控制 DDS 完成中心频率为 3 MHz 的 MSK 调制, 输出速率为 16 MHz 的两路正交信号 $I(t)$ 、 $Q(t)$, 然后这两路信号与正交调制器里的数字本振 67 MHz 相混频, 即完成了数字正交调制的过程, 将中心频率变至 70 MHz。需要注意的是这种对调制信号的载波恢复存在相位模糊的问题^[3], 因此采用差分编码是必须的。具体参数设置如下:

- (1) 符号速率 $R_b = 1$ Mbps;
- (2) 采样速率及 FPGA 系统时钟速率 $f_s = 16$ MHz;
- (3) 基带载波信号频率 $f_c = 3$ MHz, 调制输出载波信号频率 $f'c = 70$ MHz;
- (4) 输出 I_k 、 Q_k 位宽 $B_{out} = 15$;
- (5) FPGA 目标器件为 Altera 公司的 Cyclone IV 系列 EP4CE1517C8, 正交调制器选用 AD 公司的 AD9777^[4]。

在 DDS 中可根据输入数据电平的高低, 调整不同的频率偏移量用以输出相位连续的 MSK 信号。符号速率 $R_b = 1$ MHz, 调制度 $h = 0.5$, 因此调制频偏为 ± 0.25 MHz。设置 DDS 的频率字宽为 $N = 25$, 由于系统时钟 $f_s = 16$ MHz, 可知 DDS 的频率分辨率为 $d_f = f_s/2^N = 0.47685$ Hz。根据 DDS 工作原理^[5], 频率字可编程, 相位偏移字不可编程, 且输出信号频率 f_o 与频率字 f_w 、频率字宽 N 、系统时钟频率 f_s 之间的关系为:

$$f_o = f_w \times 2^N / f_s \quad (4)$$

由式(4)计算可得, DDS 输出频率为 2.75 MHz 时, 设置频率字为 2883584; DDS 输出频率为 3.25 MHz 时, 设置频率字为 3407872。

2.3 MSK 信号调制的工程实现

具体工程实现框图如图 2 所示, 左侧虚线框内 FPGA 模块由 DDS 完成 MSK 数字化调制, 右侧由正交调制器 AD9777^[6] 完成正交上变频和 D/A 转换功能。

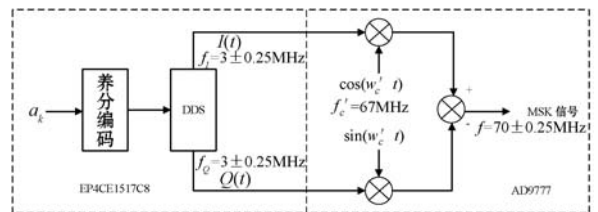


图2 MSK 信号数字化调制实现框图

根据差分编码的原理^[7], 当原始数据为 1 的时候, 编码输出数据跳变一次(由 1 变为 0 或由 0 变为 1); 当原始数据为 0 时, 编码数据保持不变。由于设置原始信号符号速率 $R_b = 1$ Mbps, 所以程序中设置一个周

期为 16 的计数器变量(系统时钟频率为原始数据速率的 16 倍),当计数器计到 15 时,判决一次当前原始数据值,并根据其值设置编码数据是否需要取反(跳变)。差分编码模块的 Modelsim 仿真波形如图 3 所示, d_{in} 为输入周期为 1 000 ns 的 0、1 交替变换的原始信号, d_{out} 为经过差分编码的周期为 2 000 ns 的 0、1 交替变换的输出信号,可以验证上述原码数据与差分编码数据的转换关系,即差分编码模块设计正确。

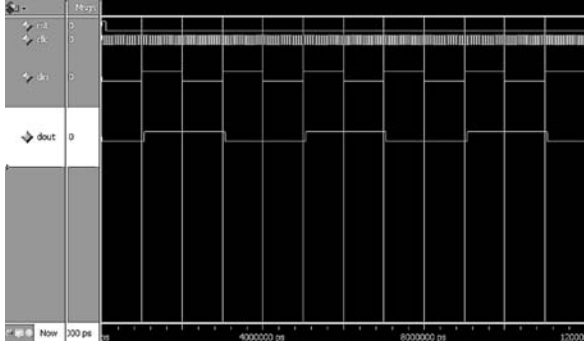


图 3 差分编码 Modelsim 仿真波形图

编码后的信号经过 DDS 进行数字调制得到 MSK 正交和同相两支路基带信号 $I(t)$ 、 $Q(t)$ 如图 4 所示。可以看出,其在输入 d_{in} 符号跳变时仍然保持了信号相位的连续性,即 DDS 模块设计正确。



图 4 MSK 基带调制 Modelsim 仿真波形图

3 MSK 信号解调原理及工程实现

3.1 MSK 信号相干解调原理

本文采取了一种基于平方环提取相干载波的解调方法,又被称为时钟受载波控制的同步系统^[3],原理如图 5 所示。

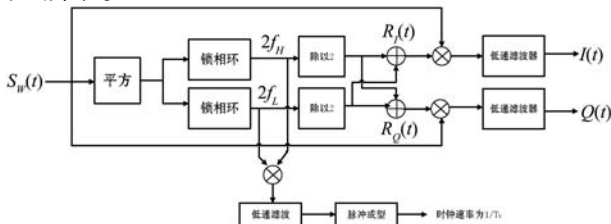


图 5 MSK 信号平方环相干解调原理框图

由于 MSK 信号的调制指数为 $h = 0.5$,实际上平方后变为调制指数为 $h = 1$ 的 CPFSK 信号,其功率谱中存在离散分量,即二倍传号频率 $2f_H$ 、 $2f_L$ 。因此可以用两个锁相环电路分别提取出这两个频率^[8]。根据 MSK 信号特征,可以得出载波频率为 $f_c = (f_H + f_L)/2$,时钟频率为 $f_R = 2f_H - 2f_L$ 。

为了得到 f_c 、 f_R ,在电路中将两个锁相环锁定的 $2f_H$ 和 $2f_L$ 两个信号相乘经过低通滤波得到时钟频率信号,再经脉冲成型后得到速率为 $r_b = 1/T_b$ 时钟脉冲,由它产生各种定时信号;而 $2f_H$ 和 $2f_L$ 信号分别除以 2 后,得到:

$$\begin{aligned} S_1(t) &= \cos(2\pi f_H t) = \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi t}{2T_b}\right) \\ S_2(t) &= \cos(2\pi f_L t) = \cos\left(2\pi f_c t - \frac{\pi t}{2T_b}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

将上面两式相加/相减得到:

$$\begin{aligned} S_1(t) - S_2(t) &= -2\sin(2\pi f_c t) \sin \frac{\pi t}{2T_b} \\ S_1(t) + S_2(t) &= 2\cos(2\pi f_c t) \cos \frac{\pi t}{2T_b} \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)即 I 、 Q 支路上的相干载波 $R_I(t)$ 、 $R_Q(t)$,将其分别与接收到的中频信号相乘,并通过低通滤波滤除相干载波的 2 倍频信号,经过正确的抽样判决后,即可获得两路相互正交的调制数据 I_k 、 Q_k 。

3.2 MSK 信号解调环路设计

首先,输入的 MSK 信号经过一个平方器进行平方处理;平方处理后的数据分别送至两个传号频率锁相环提取相干频率信号,锁相环中心频率分别为 3.25 MHz 和 2.75 MHz;提取出的相干频率信号分别进行加减运算($F_H - F_L$ 、 $F_H + F_L$)后分别与输入的 MSK 信号相乘^[9],经过低通滤波处理,完成正交的两个支路基带波形的解调;由图 5 所示提取 MSK 符号位同步信号,但实际上提取正交同相两支路的信号更利于解调^[10](速率分别为 MSK 符号速率的一半),因此采用两个锁相环提取出的相干频率信号直接相乘并滤波后,完成正交的两个支路符号定位信息的提取;脉冲成型模块用于对滤波输出的频率信号进行整形输出,在定时正弦信号的波峰时刻输出同相支路脉冲信号,而在波谷时输出正交支路脉冲信号^[11];最后将脉冲成型输出的两个支路定时脉冲信号及其基带波形数据送入并/串转换及差分编码模块,完成定时判决输出及差分解码功能。具体参数设置如下:

- (1) 符号速率 $R_b = 1$ Mbps;
- (2) 采样速率及 FPGA 系统时钟速率 $f_s = 16$ MHz;
- (3) 输出载波信号频率 $f_c = 3$ MHz;

(4) 输入 MSK 信号位宽 $B_{in} = 8$;

(5) FPGA 目标器件为 Altera 公司的 Cyclone IV 系列 EP4CE1517C8。

首先,确定提取基带波形和位定时信号的乘法器参数,接收信号为 8 比特量化后的二进制补码数据,乘法器做 2 个 8 比特数据相乘,取所有 15 比特的有效数据输出。

其次,提取基带波形和位定时信号的低通滤波器系数设计也尤为关键,根据文献[12],低通滤波器的通带频率为同相正交两支路数据的速率(500 kHz),截止频率 f_c 根据以下公式计算:

$$f_{\text{cddc}} = \min[-2f_0 + (m+1)f_s, 2f_0 - mf_s] - B_f/2$$

$$\Delta f_{\text{ad}} = \min[2f_L - kf_s, (k+1)f_s - 2f_H] \quad (7)$$

$$f_c = \min[f_{\text{cddc}}, B_f/2 + \Delta f_{\text{ad}}]$$

过渡带宽的选择有以下两个原则:一是必须保证滤除相邻的 A/D 镜像频率成分 Δf_{ad} ;二是需要滤除数字下变频引入的倍频分量 f_{cddc} ^[13]。其中, f_0 为中频采样后的载波频率(3 MHz), f_s 为采样频率(16 MHz), B_f 为 MSK 中频信号处理带宽(取 99% 能量的频谱宽度, $1.17 \times R_b = 1.17 \text{ MHz}$), f_L 为中频信号的下边缘频率($3 - 1.17/2 = 2.415 \text{ MHz}$), f_H 为中频信号的上边缘频率($3 + 1.17/2 = 3.585 \text{ MHz}$), m, k 为整数。计算得到 $f_{\text{cddc}} = 5.415 \text{ MHz}$, $\Delta f_{\text{ad}} = 4.83 \text{ MHz}$, $f_c = 5.415 \text{ MHz}$ 。

采用 MATLAB 软件,根据滤波器指标设计出满足

需求的最优的 FIR 滤波器量化系数写入 .txt 文件中供 FPGA 的 IP 核 FIR Compiler 调用,滤波器幅频响应曲线如图 6 所示。

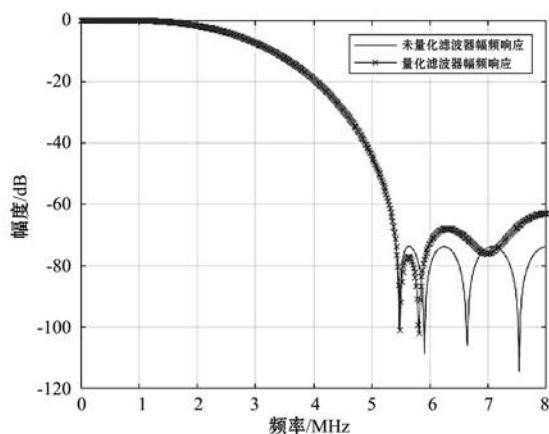


图6 提取基带数据及位定时信号低通滤波器幅频响应曲线
由图6可以看出,量化后滤波器性能虽有明显下降,但其阻带衰减仍然大于 50 dB,可以满足设计要求。从 MATLAB 仿真结果来看,低通滤波器长度为 11,绝对值之和为 1 689,因此需将滤波后有效数据位扩展 11 位。

3.3 MSK 信号解调的工程实现

MSK 信号解调具体工程实现 RTL 图如图 7 所示,在 FPGA 中调用了平方运算乘法器 IP 核和低通滤波器 IP 核,参数按上节所述设置。为提高运算速度,将输入数据及进入解调乘法器的相干载波增加一级触发器。

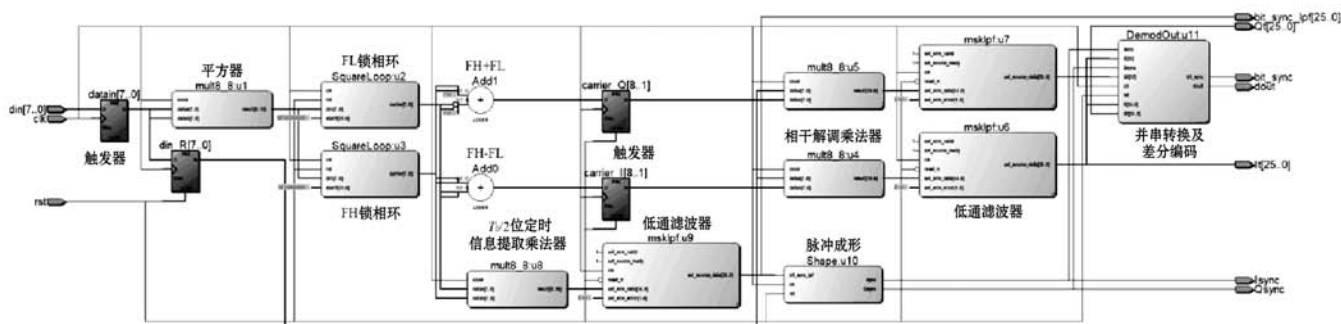


图7 MSK 解调环路 FPGA 实现的 RTL 图

完成对 MSK 解调环路设计后,在 Modelsim 中以第 2 节产生的 MSK 调制信号作为激励对其进行仿真验证。

仿真结果如图 8 所示,其中: data 为 MSK 原始调制数据, din 为经数字调制后的 MSK 信号, dout 为 FPGA 解调后输出信号。对比 din 与 dout 可以发现,两者除相位略有差异外,数值完全相同(相位差是由于

FPGA 处理时延造成的),即设计的 FPGA 解调环路能完成正确的 MSK 解调。图中, bit_sync_lpf 为滤波后的同相、正交两路位定时单载波信号,其速率为 1/2 倍码速率, It 和 Qt 为解调出的同相正交两路基带信号,对比三个信号的波形可知, It 的最佳判决时刻在 bit_sync_lpf 波峰处, Qt 的最佳判决时刻在 bit_sync_lpf 的波谷处。

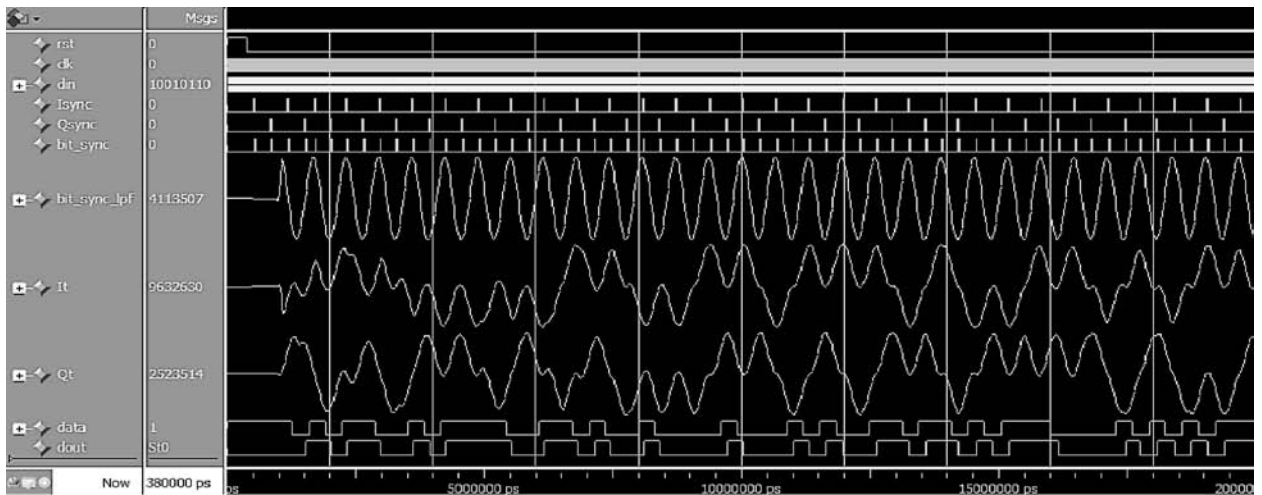


图8 MSK解调环路FPGA实现后的Modelsim仿真波形

4 结 语

本文在深入研究 MSK 调制解调原理的基础上,利用 Altera 公司 FPGA 芯片 EP4CE1517C8 和 AD 公司专用正交调制器 AD9777,设计和实现了全数字化的调制解调系统,Modelsim 仿真结果表明本文所述方法可以正确完成 MSK 信号数字化调制解调。同时,本文可为设计高速全数字化的 MSK 通信系统提供参考。

参 考 文 献

- [1] Proakis J G. Digital communication [M]. New York: McGraw-Hill Book Co, 1989:82-83.
- [2] 郭梯云,刘增基,王新梅,等. 数据传输(修订本)[M]. 北京:人民邮电出版社,1998:339-357.
- [3] 王士林. 现代数字调制技术[M]. 北京:人民邮电出版社,1987:451-478.
- [4] Analog Devices. AD9777 Data Sheet[EB/OL]. 2006. <http://www.analog.com/en/products/ad9777.html>.
- [5] 英特尔公司. Altera IP 核手册[EB/OL]. November 2013. <https://www.intel.cn/content/www/cn/zh/programmable/products/intellectual-property/ip/dsp/m-alt-ncocompiler.html>.
- [6] 唐良伟. MSK 数字调制解调及其实现技术研究[D]. 成都:电子科技大学,2007:39-40.
- [7] 樊昌信,曹丽娜. 通信原理[M]. 北京:国防工业出版社,2012:235-236.
- [8] 荆黎明. 基于CORDIC算法的改进的平方环设计[J]. 电子设计工程,2016,24(17):93-95.
- [9] 吕鑫宇,姚远程,谭清怡,等. 基于直接提取载波技术的平方环设计[J]. 现代电子技术,2010(1):189-191.
- [10] 张幼明,贾建祥. MSK信号的差分数字解调方法[J]. 舰船电子工程,2008,28(11):82-84.
- [11] 孙仁琦,陈文萍. 一种新的MSK调制解调器的设计与实现[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版),1991(1):1-7.
- [12] 杜勇,路建功,李元洲. 数字滤波器的MATLAB与FPGA实现[M]. 北京:电子工业出版社,2012:121-131.

- [13] 王世练,高凯,李纪,等. 抗窄带干扰宽带中频数字接收机的设计与实现[J]. 电路与系统,2004,9(2):138-141.

(上接第129页)

参 考 文 献

- [1] Mellqvist J. DOAS for flue gas monitoring—II. Deviations from the Beer-Lambert law for the UV/visible absorption spectra of NO, NO₂, SO₂ and NH₃[J]. Journal of Quantitative Spectroscopy & Radiative Transfer, 1996, 56(2): 209-224.
- [2] 张龙,陈雷,范有余,等. 中红外玻璃材料发展及前沿应用[J]. 光学学报, 2011, 31(9): 288-296.
- [3] 陈建伟,赵静,李悦,等. 基于弛豫铁电单晶的热释电红外探测器研究[C]//光学技术研讨会暨交叉学科论坛论文集,2017.
- [4] 王小强,欧阳骏,黄宁淋,等. ZigBee无线传感器网络设计与实现[M]. 北京:机械工业出版社,2012.
- [5] 王兆滨,马义德,孙文恒. MSP430单片机原理与应用[M]. 北京:清华大学出版社,2017.
- [6] 陈敬谦,王璐,梁明,等. 基于AT91RM9200微处理器的最小系统设计[J]. 信息化研究, 2007, 33(4): 71-73.
- [7] Hitchens R. Java Nio: Regular Expressions and High-Performance I/O[M]. America: O'Reilly Media, 2002.
- [8] 谭汉松,董翔宇,陈林书. 基于ACE反应式框架的服务器模型设计[J]. 科技广场, 2006(7): 54-56.
- [9] 詹杭龙,刘澜涛,康亮环,等. 一种基于Actor模型的弹性可伸缩的流处理框架[J]. 计算机研究与发展, 2017(5): 1086-1096.
- [10] Peligrad M, Sang H, Zhong Y, et al. Exact Moderate and Large Deviations for Linear Processes[J]. Statistica Sinica, 2014, 24(2): 957-969.
- [11] 高颖慧,王平. 信号处理的神经网络方法[M]. 北京:清华大学出版社,2012.
- [12] Wang L L, Liu H B, Chen D Y, et al. Identification of Flow Regimes Based on Adaptive Learning and Additional Momentum BP Neural Network[C]//Sixth International Conference on Instrumentation & Measurement. IEEE, 2016.