

一种用于 GFSK 信号解调的自校准时间数字转换器

鞠 豪, 万美琳, 马硝霞, 韩 爽, 戴 葵

(华中科技大学 光学与电子信息学院, 湖北 武汉 430074)

摘 要: 设计了一种用于解调 GFSK 信号的时间数字转换器(Time Digital Converter, TDC), 该时间数字转换器主要由延时链、D 触发器、延时校准电路等组成。TDC 对中频信号进行采样, 将信息从频率信号转换到二进制码。延时校准电路保证延时单元的延时准确。TDC 采用 TSMC 0.18 μm CMOS 工艺实现, 版图面积为 0.08 mm^2 。仿真结果表明, TDC 的最大微分非线性为 0.07 LSB, 最大积分非线性为 -0.17 LSB, 功耗 0.9 mW, 最大抗频率失调范围为 ± 350 kHz。

关键词: 时间数字转换; GFSK 解调; 逐次逼近

中图分类号: TN402

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2014)08-0104-05

A Self-Calibrated Time-Digital-Converter Used for GFSK Signal Demodulation

JU Hao, WAN Mei-lin, MA Xiao-xia, HAN Shuang, DAI Kui

(School of Optical and Electronic Information, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: Designed a Time Digital Converter (TDC) for the demodulation of GFSK signal. The TDC consists of delay chain, D flip-flop and delay calibration circuit. TDC samples the IF, and converts the frequency information to a binary code. The delay line calibration circuit is used to ensure delay time of the delay cell is accurate. The TDC is designed in 0.18 μm CMOS technology. The layout area is 0.08 mm^2 . Simulation results show that the TDC achieves differential nonlinearity of 0.07 LSB, integral nonlinearity of -0.14 LSB and power consumption of 0.9 mW, frequency offset tolerance of ± 350 kHz.

Key words: TDC; GFSK demodulation; successive approximation

1 引言

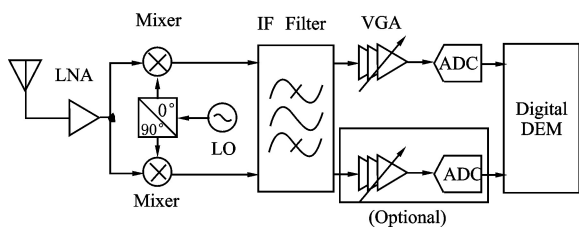
近年来, 无线通信市场得到迅速发展, 无线体域网(WPANs)、无线传感器网络(WSNs)等应用催生了对低功耗、低成本和小体积无线产品的需求。FSK 调制对发射机功放的线性度要求低, 是一种很适合低功耗、低成本和小体积要求的调制方式。FSK 信号经过高斯滤波以后就变成高斯 FSK(GFSK)信号, GFSK 信号的频率宽度比 FSK 信号窄, 可以减少带宽占用, 增加信号通道的数量, 因而, 以 GFSK 为副载波的射频收发机被认为最适合 WPAN 和 WSN 等应用^[1]。

GFSK 接收机一般采用低中频结构, 这种结构具有集成度高、闪烁噪声低和没有直流失调等优点。为了从 GFSK 信号中恢复数据, 需要一个解调电路对信号进行处理, 目前这种 GFSK 解调器主要有数字和模拟两大类。图 1(a)是数字解调器结构图, 数字解调具有配置灵活、抗 PVT 变化能力强等优点, 但是为了实现数字解调, 需要可变增益放大器(VGA)、自动增益控制(AGC)和模数转换器(ADC), 这些电路不仅结构复杂, 而且功耗面积很大。图 1(b)是模拟解调器示意图, 这些接收机采用结构简单、功耗较低的限幅放大器和模拟(或者数模混合)电路解调 GFSK 信号, 但是限幅放大器会产

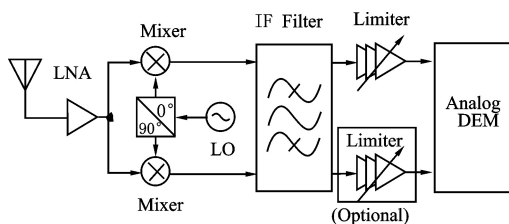
收稿日期: 2013-10-20; 修回日期: 2013-12-11

基金项目: 湖北省自然科学基金(ZRZ0051); 武汉市科技攻关重点项目(201150699190)

生谐波失真,导致需要额外的电路来消除谐波失真且与数字解调相比,模拟解调对工艺、电压和温度(PVT)变化比较敏感,为了达到规定的误码率,所需的信噪比也比较高^[2-4].



(a) 数字 GFSK 接收机结构示意图



(b) 模拟 GFSK 接收机结构示意图

图 1 数字、模拟 GFSK 接收机结构示意图

为了实现低功耗、低成本的 GFSK 接收机,基于延时单元的时间数字转换器(TDC)被应用于 GFSK 信号的解调.图 2 是这种接收机的结构图,天线接收的射频信号经过 LNA 放大后,经混频器降频为中频信号(IF).中频信号经过一个信道选择带通滤波器,滤除信道噪声,并且完成镜像抑制.滤波后的中频信号经过限幅放大器放大到轨到轨,再通过 TDC,将以不同频率的 IF 转化为数字二进制码流,提供给数字电路进行处理.这种接收机综合了上述两种接收机的优点,在实现模拟解调低成本、低功耗的同时,又保留了数字解调的灵活性好、抗 PVT 变化能力强的优点,而且 TDC 检测的是中频信号的过零点,因此就避免了模拟解调信号的谐波失真问题.用 TDC 解调的另一个优点是,TDC 抗频率失调能力较强,可以简化频率综合器的结构,达到节省面积和功耗的目的.因此 TDC 对接收机中频的选取、抗频率失调性能都有很大地影响.

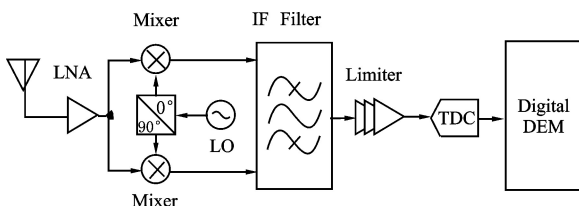


图 2 利用 TDC 的 GFSK 接收机结构示意图

2 TDC 的体系结构

在信号解调的过程中,TDC 检测 IF 信号两个相邻上升沿(或者下降沿)的时间间隔,得到 IF 信号周期,完成 GFSK 信号解调.为了保证 TDC 能产生足够的频率信息来对数据进行解调,IF 信号中心频率 f_{IF} 定为 6 MHz,最大频率偏移范围 f_d 为 ± 160 kHz.

TDC 被广泛应用于空间科学实验、数字锁相环^[5]等领域.在这些应用中,为了得到较高的分辨率,TDC 的结构都比较复杂.而在 GFSK 解调过程中,TDC 的分辨率达到纳秒级别就可以满足实际需求,不需要采用复杂的闭环结构来提高 TDC 的分辨率,从而大大简化了 TDC 的结构,节省功耗和面积.

2.1 TDC 解调的实现

图 3 是解调所用的 TDC 结构示意图,主要有二路选择器、延时链、D 触发器、编码器、SAR 控制电路和 DAC 组成.延时链由粗延时链和细延时链组成,粗延时链的使用减少了延时链的总长度,从而减少功耗和面积.细延时链的长度为 48 个,以保证有足够的抗频率失调性能.中频选为 6 MHz 时,粗延时链的总延时为 140 ns,每个细延时单元的延时为 1.11 ns. TDC 有两种工作模式,分别是解调模式和校准模式,解调模式用于对 GFSK 信号的解调,校准模式用于对延时链的校准.

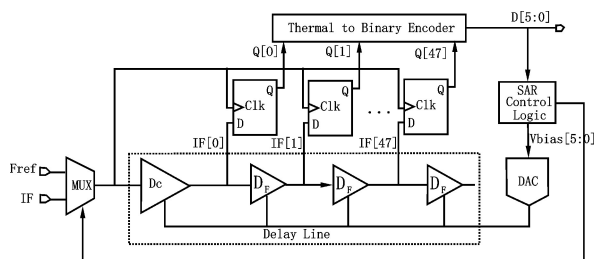


图 3 用于 GFSK 解调的 TDC 结构示意图

在解调模式下,二路选择器选择 IF 信号接入电路. IF 信号先通过延时链,如图 4 所示,得到一组 IF 信号的延时信号 $IF[0] \sim IF[47]$,每个延时信号和输入 IF 信号相比,延时为

$$T_D(k) = \Delta T_1 + k \cdot \Delta T_2 \quad k = 0, 1, \dots, 47 \quad (1)$$

式中, ΔT_1 是粗延时链的总延时, ΔT_2 是细延时. 这些 IF 的延时信号作为输入,当下一个 IF 的上升沿到来时,D 触发器对这些输入进行采样.采样完成后,TDC 输出一个 48 位温度计码 $Q[47:0]$, $Q[47:0]$ 以 IF 信号的下一个上升沿为分界,高 n 位全为

3 TDC的采样速率和抗频率失调能力

TDC的采样速率和抗频率失调能力是TDC的主要性能参数.在通信的过程中,基带信号会受到各种噪声的干扰,噪声是如何干扰TDC对GFSK信号的解调对确定TDC的采样速率,也就是中频IF有重要的意义.合理的采样速率应该为数字解调提供足够的数据,同时兼顾基带的信噪比.而TDC的抗频率偏移能力主要受细延时链长度的影响.

3.1 TDC的采样速率

噪声在经过带宽为 f_{BW} 的带通滤波器后,可以认为是以 f_{IF} 为中心频率,带宽为 f_{BW} 的双边白噪声,所以TDC输入噪声的功率谱密度 $S_n(f)$ 可以表示为

$$S_n(f) = \begin{cases} \frac{1}{2}N_0, & |f \pm f_{IF}| \leq \frac{1}{2}f_{BW} \\ 0, & \text{other} \end{cases} \quad (3)$$

在时间和数字转化的过程中,噪声影响IF信号的过零点.第 k 次采样过程中,噪声对过零点的影响 ΔT_k 可以表示为

$$\Delta T_k = -(\Delta t_k - \Delta t_{k-1}) \frac{1}{R} v_n(t_{k-1}) - \frac{1}{2} v_n(t_k) \quad (4)$$

式中, Δt_k 表示第 k 个上升沿的过零点偏移, $v_n(t_k)$ 为第 k 个上升沿到来时的输入噪声, R 为IF信号过零点处的斜率,对正弦信号来说, $R = A_{IF} 2\pi f_{IF}$, A_{IF} 为正弦信号的振幅, f_{IF} 为信号频率.对式(4)的两边做傅里叶变换可得TDC对噪声的传输函数为

$$H_n(f) = \frac{1}{R} (e^{-j2\pi f / f_{IF}} - 1) \quad (5)$$

因此输出噪声的功率谱密度PSD为

$$S_{n,o}(f) = S_n(f) \frac{1}{R^2} |e^{-j2\pi f / f_{IF}} - 1|^2 = \begin{cases} \frac{1}{2}N_0 \frac{4 \sin^2(\pi f / f_{IF})}{A_{IF}^2 (2\pi f_{IF})^2}, & |f \pm f_{IF}| \leq \frac{1}{2}f_{BW} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

则进入基带的噪声功率为

$$P_{n,o} = 2 \int_{f_{IF} - \frac{1}{2}f_{BW}}^{f_{IF} + \frac{1}{2}f_{BW}} \frac{1}{2}N_0 \frac{4 \sin^2(\pi f / f_{IF})}{A_{IF}^2 (2\pi f_{IF})^2} df = \frac{1 - \frac{1}{\pi f_{BW}} \sin(\pi \frac{f_{BW}}{f_{IF}})}{\text{SNR}_{BF} (2\pi f_{IF})^2} \quad (7)$$

式中, $\text{SNR}_{BF} = \frac{1}{2} \frac{A_{IF}^2}{N_0 f_{BW}}$,为信道选择滤波器的输出信噪比,也即TDC输入信噪比.

基带信号的功率为

$$P_{s,b} = \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{f_{IF} - f_d} - \frac{1}{f_{IF} + f_d} \right) \right] \approx \frac{f_d^2}{f_{IF}^4} \quad (8)$$

如果忽略TDC本身的噪声,可得TDC输出的信噪比为

$$\text{SNR}_{BB} = \frac{\Delta f_d^2 \text{SNR}_{BF}}{(1 - \frac{1}{\pi f_{BW}} \sin(\pi \frac{f_{BW}}{f_{IF}})) f_{IF}^2} \quad (9)$$

输入白噪声的带宽主要由信道选择滤波器决定,信道选择滤波器受到工艺的影响,带宽一般较大.因此,TDC输出的信号需要进行数字低通滤波处理,这就要求TDC对基带信号有较高的采样速率以满足数字滤波的需要.由式(9)可得,在噪声带宽为 $f_{BW} = 1$ MHz,输入信噪比为14 dB的情况下,IF信号频率从2 MHz增加到6 MHz时,输出信噪比仅降低0.5 dB.为了满足数据率和信噪比两方面的需求,因此将IF频率选为6 MHz.

3.2 TDC抗频率失调的能力

本地VCO受外界干扰的影响,输出频率会有一定的失调,这导致IF信号产生频率失调,进而使TDC输出的结果产生直流失调,这种失调很容易用数字的方法去除^[4].所以只要TDC能正常解调信号,这种失调的影响就可以消除.在TDC解调的过程中,信号过零点出现的位置受到调制、噪声和频率失调等因素的影响.噪声对过零点的影响为

$$t_n = \frac{\bar{v}_n}{R} = \frac{1}{R} \left(\frac{A_{IF}}{\sqrt{2} \text{SNR}_{BF}} \right) = \frac{1}{2\pi f_{IF} \sqrt{2} \text{SNR}_{BF}} \quad (10)$$

式中, $\bar{v}_n$ 为噪声的均方根值.在考虑了调制、噪声和频率失调后,IF信号的过零点还在细延时链的范围内,TDC就可以正常解调,由此可得

$$\Delta T_1 \leq \frac{1}{f_{IF} \pm f_d \pm f_{OFF}} \pm t_n \leq \bar{v} \Delta T_1 + N \Delta T_2 \quad (11)$$

式中, f_{OFF} 为最大频率失调.对长度为 N 的细延时链,TDC可以正常解调的频率失调范围为

$$\frac{1}{\Delta T_1 + N \Delta T_2 - t_n} - (f_{IF} - f_d) \leq f_{OFF} \leq \frac{1}{\Delta T_1 + t_n} - (f_{IF} + f_d) \quad (12)$$

由此可见,TDC的抗频率失调能力受到延时链长度的影响,向两个方向增加细延时链的长度可以改善

TDC 抗频率失调的能力.

4 版图实现与仿真结果

细延时单元的延时时间主要受到延时单元本身的特性和输出负载电容的影响. 如图 8 所示, 为了保证 TDC 的精度、减小失配, 需要保证每个延时单元的周围环境都保持相同, 因此需要加入 Dummy 单元, 并保证良好的版图匹配.

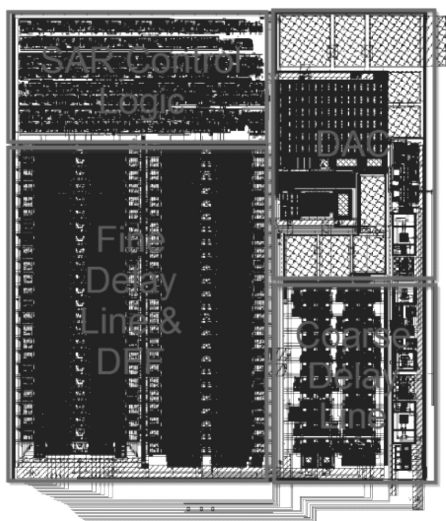


图 8 TDC 的版图设计

本设计采用 TSMC 0.18 μm CMOS 工艺实现. 在 Cadence 环境下采用 Spectre 对所设计的电路进行仿真, 采集的数据通过 Matlab 处理. 仿真时, TDC 输入信号的周期从 140 ns (7.14 MHz) 增加到 193 ns (5.17 MHz), 步长为 11.1 ps, 以保证仿真的精度为 0.01 LSB.

图 9 是 TDC 转换特性的仿真结果. 输入信号的周期从 140 ns (7.14 MHz) 增加到 193 ns (5.17 MHz) 时, TDC 都可以正常解调.

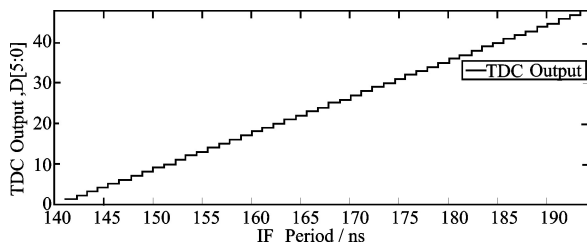
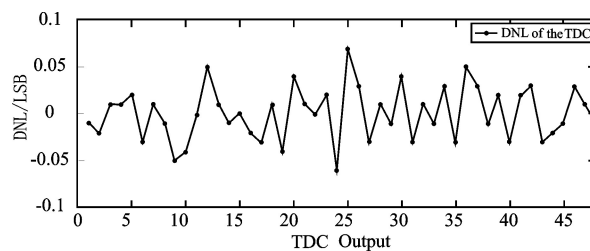
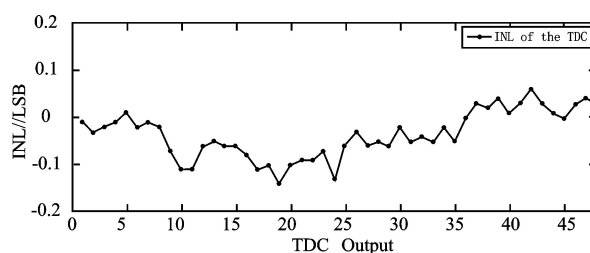


图 9 TDC 的转换特性图

图 10 是 TDC 的微分非线性(DNL)和积分非线性(INL)的仿真结果. 受到 TDC 自身噪声的影响, TDC 的最大 DNL 为 0.07 LSB, 最大 INL 为一 0.14 LSB, 完全满足解调的需要. 仿真结果表明, 在输入信噪比为 14 dB 的情况下, TDC 的最大抗频率



(a) TDC 的微分非线性



(b) TDC 的积分非线性

图 10 TDC 的微分非线性与积分非线性

失调能力为 ± 350 kHz, 功耗为 0.9 mW.

5 结束语

本文实现了一种用于 GFSK 解调的时间数字转换器, 包括粗延时链、细延时链、D 触发器、延时校准电路等组成, 并对 TDC 的噪声转换性能和抗频率失调能力做了理论分析. 最终 TDC 的版图面积为 0.08 mm^2 , 功耗 0.9 mW, 最大抗频率失调范围 ± 350 kHz.

参考文献:

- [1] Enz C C, Scolari N, Yodprasit U. Ultra low-power radio design for wireless sensor networks[C] // Proc IEEE International Workshop on RF Integration Technology, sovitzerland: IEEE, 2005: 1-17.
- [2] Darabi H, Khorram S, Ibrahim B, et al. An IF FSK demodulator for bluetooth in 0.35 μm CMOS[C] // Proc IEEE CICC. [s. l.]: IEEE, 2001: 523-526.
- [3] B - S Song, T Cho, D Kang, et al. A 2MHz GFSK IQ Receiver for Bluetooth with DC - Tolerant Bit Slicer [C] // Proc IEEE CICC. San Diego, CA, USA: IEEE, 2002: 431-434.
- [4] S Byun, C - H Park, Y Song, et al. A low power CMOS bluetooth RF transceiver with a digital offset canceling DLL-based GFSK demodulator[C] // IEEE J Solid-State Circuits, 2003(38): 1609-1618.
- [5] Staszewski R B, Wallberg J L, Rezek S, et al. All digital PLL and transmitters for mobile phones[J]. IEEE J Solid-State Circuits, 2005, 40(12): 2469-2482.

(下转第 114 页)

始 2”算法的兼容度是 53.64%。由于兼容度表示了概念语义相似度算法得出的结果与专家经验的吻合程度,所以与两种原始算法相比,本文算法所得结果更接近专家经验,符合人类的主观判断。

以上分析说明:(1)本文算法考虑了原始经典算法在语义相似度计算时分析的各种因素;(2)通过对原始算法的改进,本文算法的结果在精确性和准确性上都有了提高;(3)本文算法得到的结果与专家经验较接近,符合人类的主观判断。另外,虽然本文所考虑的因素较多,在一定程度上提高了算法的复杂度,但是高速发展的计算机技术,已经能够解决这种数量级别的运算。

5 结束语

本文综合了语义相似度计算需考虑的多种因素,提出了一种改进的领域本体概念语义相似度计算方法;通过实验分析与验证,与原始算法相比,本文算法在精确性和准确性上都有了提高,为应用语义相似度解决实际问题提供了更好的支持。本文采用的实验数据本体结构较简单,会对算法计算结果产生一定的影响,下一步将开展提高算法兼容度的研究。

参考文献:

- [1] Shunmughavel V, Jaganathan P. Semantic enrichment in ontology mapping using concept similarity computing[C]// IEEE Fourth International Conference on Advanced Computing 2012. Chennai India: MIT, 2012.
- [2] 戴维民. 语义网信息组织技术与方法[M]. 上海: 学林

出版社, 2008.

- [3] 韩欣, 樊永生, 马春森, 等. 基于树状结构的语义相似度计算方法分析[J]. 微电子学与计算机, 2012, 29(5): 38-41.
- [4] Holger F. The GOSim package. The GO Consortium, [EB/OL]. [2013-10-28]. <http://www.bioconductor.org/package/2.13/bioc/html/GOSim.html>.
- [5] 黄果, 周竹荣. 基于领域本体的概念语义相似度计算研究[J]. 计算机工程与设计, 2007, 28(10): 2460-2463.
- [6] 赵永金, 郑洪源, 丁秋林. 一种基于本体的语义相似度算法研究[J]. 计算机应用, 2009, 29(11): 3074-3076.
- [7] 张兰芳. 一种基于本体的自然语言语义相似度算法[J]. 桂林理工大学学报, 2012, 32(2): 253-258.
- [8] Tervsky. Features of similarity[J]. Psychological Review, 1977, 84(4): 327-352.
- [9] Paolucci M, Payne T, Sycara K, et al. Semantic matching of web services capabilities[C]// First International Semantic Web Conference. Sardinia, Italy: Springer, 2002: 333-347.
- [10] Li Zhaolong, DU Junping. A conceptual semantic similarity calculation model based On tourism domain ontology[C]// Proceedings of the 31st Chinese Control Conference. Hefei China: IEEE CPP, 2012: 3863-3868.

作者简介:

曹 飏 男, (1985-), 博士研究生. 研究方向为空间信息获取与处理技术, 多媒体信息系统与虚拟现实技术。

吴玲达 女, (1962-), 博士, 教授. 研究方向为空间信息获取与处理技术, 多媒体信息系统与虚拟现实技术。

(上接第 108 页)

作者简介:

鞠 豪 男, (1987-), 硕士研究生. 研究方向为模拟和混合集成电路设计。

万美琳 男, (1988-), 博士. 研究方向为射频集成电路设计。

马硝霞 女, (1988-), 硕士研究生. 研究方向为模拟集成电

路设计。

韩 爽 女, (1989-), 硕士研究生. 研究方向为数字集成电路设计。

戴 葵 男, (1968-), 教授. 研究方向为计算机体系结构、集成电路设计和信息安全。