

半带脉冲成形滤波器设计及性能分析*

鄢志鹏, 翟海涛, 付永明, 朱江

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:为了减少调制带宽、抑制带外杂散,通信系统中通常在发射端设置脉冲成形滤波器,而为了获得最大信噪比,在接收端通常使用匹配滤波器。以半带滤波器为基础,利用多级级联方法,设计了一种新型的脉冲成形滤波器,通过最小、最大相位分解方法,使得滤波器便于在实际通信系统中的使用。仿真结果表明,设计的成形滤波器与升余弦滚降滤波器相比,通带起伏小,硬件资源耗费少,在低信噪比时对不同调制方式均有额外的功率增益。

关键词:脉冲成形;匹配滤波;半带滤波器;最小相位

中图分类号:TN911.6 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2015)04-106-05

Design and performance analysis of half-band pulse shaping filter

XI Zhipeng, ZHAI Haitao, FU Yongming, ZHU Jiang

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A pulse shaping filter at the transmitter was set up to reduce the modulation bandwidth and inhibit the out-of-band spurious, and made use of a matched filter at the receiver to obtain the maximum signal noise ratio. A cascaded multistage half-band shaping filter was designed and the minimum phase and maximum phase decomposition method was used, which facilitated the filter available in the practical communication system. Simulation result indicates that distinguished from the raised cosine finite impulse response filter, the designed filter has many advantages: the pass-band with lower ups and downs, less cost on the hardware resource, and extra power gain at low SNR for different modulation.

Key words: pulse shaping; matched filtering; half-band filter; minimum phase

数字基带信号的频谱范围很宽,为了有效利用信道,在信号调制之前要对信号进行频谱压缩,利用脉冲成形技术可以在减小码间干扰影响的同时,减少调制信号带宽和抑制带外频谱扩散,这大大提高了频谱利用率^[1-2]。

最初的成型滤波器是在频域上进行的,核心思想就是根据频谱要求,寻找一个普通滤波器来近似,但由于模拟滤波器通带幅度不平衡、相位非线性,在接收端需要幅度均衡和群时延网络来校正,其结构非常复杂而效果却不理想^[3]。20世纪90年代,空间数据系统咨询委员会在对带宽效率调制研究的时候就使用了3阶Bessel滤波器和5阶Butterworth滤波器进行实验,效果非常不理想^[4]。随着数字技术的发展,数字成形滤波的应用越来越广泛,有限脉冲响应(Finite Impulse Response, FIR)滤波器相比无限脉冲响应(Infinite Impulse Response, IIR)滤波器具有线性相位的优

点,这对于无线通信信号处理是至关重要的,因此得到了广泛应用。

半带滤波器和级联积分滤波器两类滤波器能有效提高运算效率,半带滤波器近半数的系数为零,使得其耗费的硬件资源较少,常常用作插值或抽取因子为2的场合使用^[5],级联积分滤波器只利用加法器和寄存器即可实现,适合于较大倍数的插值或抽取。与半带滤波器相比,级联积分滤波器的特性(通带纹波、通带截止频率和阻带截止频率等)受到限制,因此不适合用到成形滤波器(需要控制过渡带)设计中。

本文利用最小、最大相位分解方法设计了基于多级半带滤波器的成形滤波器,仿真结果表明,设计的滤波器相比升余弦滚降滤波器有节约资源和很好的误码性能的优点,可以作为通信系统中成形滤波器设计的一种选择。

* 收稿日期:2014-09-30

基金项目:青年科学基金资助项目(61201166);国家自然科学基金资助项目(61101097)

作者简介:鄢志鹏(1984—),男,山西临汾人,博士研究生, E-mail: xzp_paper@163.com;

朱江(通信作者),男,教授,博士,博士生导师, E-mail: jiangzhu@nudt.edu.cn

1 脉冲成形及匹配滤波器

成形滤波器是为了限制基带脉冲的频谱而设计的,理想的脉冲成形滤波器具有以下两个特点:阻带衰减高和符号间干扰小。除此之外,根据奈奎斯特第一准则,数字信号传输过程中,只要求特定时刻的波形幅值无失真传输,而不必要求整个波形无失真。在硬件资源紧张的应用场合,只在发射端使用成形滤波器而在接收端只使用简单的下采样器即可。

为了保证接收端抽样点信噪比最大化,多数的通信系统都会采用图1所示方式,即在发射端使用成形滤波器,在接收端使用与成形滤波器共轭的匹配滤波器。

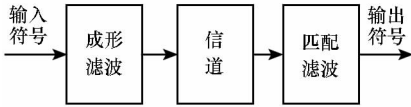


图1 接收端匹配滤波

Fig.1 Matched filter at the receiver

假设成形滤波器幅频响应为 $G_T(f)$, 匹配滤波器幅频响应为 $G_R(f)$, 以升余弦滚降滤波器为例,使得接收端抽样时刻的码间干扰为零必须满足以下条件:

$$G_T(f) \cdot C(f) \cdot G_R(f) = |X_{RC}(f)| e^{-j2\pi f t_0} \quad (1)$$

其中, $|f| \leq W$, $|C(f)|$ 为理想低通信道,且满足 $|C(f)| = \begin{cases} 1, & |f| \leq W \\ 0, & |f| \geq W \end{cases}$, $X_{RC}(f)$ 为升余弦滚降滤波器幅频响应, t_0 为接收时延。

在接收端抽样时刻无码间干扰的情况下,引起误码的是加性噪声,此时最佳接收的接收滤波器应匹配所接收的信号,使接收端抽样时刻的信噪比最大,则接收的确定信号的频谱仅取决于发送滤波器的特性,因此接收滤波器 $G_R(f)$ 和发射滤波器 $G_T(f)$ 应共轭匹配,即:

$$G_T(f) = G_R^*(f) e^{-j2\pi f t_0} \quad (2)$$

升余弦滚降滤波器在实际使用中就分别在发射和接收端使用平方根升余弦滚降滤波器。 $G_T(f), G_R(f)$ 如式(3)所示。

$$G_T(f) = G_R(f) = \sqrt{X_{RC}(f)} \quad (3)$$

2 滤波器系统模型

2.1 半带滤波器级联设计

半带滤波器是实现内插、抽取因子为2时的一种比较有效的滤波器设计方法。半带滤波器的

通带纹波和阻带衰减相等,并且有一半的滤波器系数等于零,因此采用半带滤波器乘法次数相比对称 FIR 滤波器要少 1/2, 而比任意 FIR 滤波器设计所需的乘法次数少 3/4^[5]。

为了保证信号失真小,基带成形滤波的过采样倍数一般为符号速率的4倍或8倍。以发送端成形滤波器为例,设计中选用了常用的8倍插值滤波,采用三级半带滤波器级联实现,多级结构设计相比单级结构可以大幅度减少计算量和存储空间,其减少的程度取决于多级结构的级数和单级的插值、抽取因子。具体实现如图2所示。

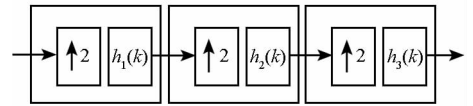


图2 三级半带滤波器级联

Fig.2 Three stage cascaded half-band filters

2.2 半带滤波器的最小相位分解

如不考虑接收端匹配滤波,直接在发射端采用图3所示的半带滤波器级联结构就能满足需求,并且可利用到半带滤波器半数系数为零的特点。但是为了获得抽样点信噪比最大化,需要将滤波器按照式(2)的原则拆分为成形滤波器和匹配滤波器两部分。

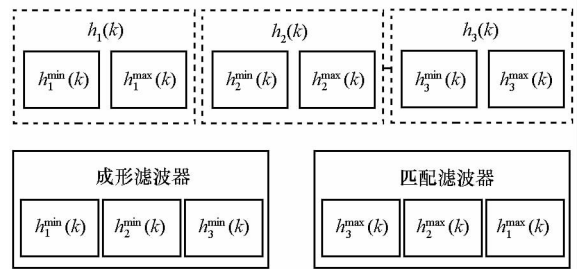


图3 半带滤波器最小相位分解

Fig.3 Minimum phase decomposition of half-band filters

假设 $H_{\min}(f)$ 为最小相位滤波器的幅频响应, $H_{\max}(f)$ 为其对应最大相位滤波器的幅频响应,根据最小、最大相位滤波器系数的倒序关系,如把最小相位滤波器作为发送滤波器,则最大相位滤波器为匹配滤波器。

按照最小相位分解方法将图3所示的多级半带滤波器分解为最小、最大相位滤波器,然后调整接收端最大相位滤波器顺序后可得图3所示的成形、匹配滤波器结构^[6]。

3 性能分析

为了减小相邻信道干扰的影响,成形滤波器

的阻带衰减通常越高越好。由于滤波器的阻带衰减直接决定滤波器的阶数,进而决定滤波器资源消耗多少,仿真中阻带衰减设定为 60dB,滤波器的归一化过渡带为 0.25(对应升余弦滤波器为滚降因子),过采样倍数为 8。

3.1 滤波器设计

由于涉及到成形和匹配滤波器两部分,对于升余弦滚降滤波器首先根据阻带 60dB 衰减的要求,设计阻带衰减为 30dB 的根升余弦滚降滤波器,得到滤波器阶数为 58 阶。

对于半带滤波器,插值、抽取因子均为 2,各级滤波器阶数可以根据 Crochiere 和 Rabiner 方法来确定^[7-8]。通过 60dB 的衰减采用等纹波设计方法可以得到三级半带滤波器各级的阶数。滤波器进行最小相位分解后阶数为半带滤波器阶数的一半。对于半带滤波器的过渡带控制,根据插值滤波器级联的特点,通带应该逐级放宽,具体各级滤波器的设计参数如表 1 所示。

表 1 滤波器参数

Tab.1 Filter parameters

	半带滤波器阶数	最小相位滤波器阶数	归一化过渡带
第一级	30	15	0.25
第二级	18	9	0.5
第三级	10	5	0.76

3.2 滤波器特性比较

根据 3.1 节的设计,对比发射端成形滤波器幅频响应特性曲线如图 4 所示。根据图 4 可以得知:①多级最小相位级联方式在通带范围滤波器幅度响应起伏较小,而根升余弦滤波器幅度响应

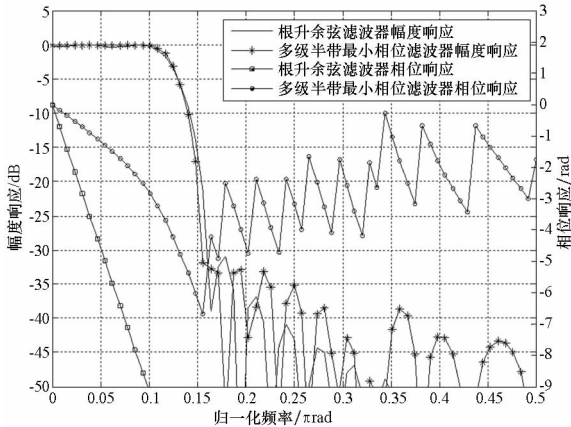


图 4 成形滤波器幅频响应对比

Fig.4 Shaping filters amplitude-frequency and phase response

起伏较大;②在 -30dB 以下,多级最小相位级联滤波器幅度响应是要差于根升余弦滚降滤波器;③最小相位滤波器的相位响应由于每一级都小于其他任何滤波器,因此总体相位响应也是小于根升余弦滚降滤波器;④最小相位滤波器存在相位响应非线性,而根升余弦滤波器相位响应是严格线性相位的。

根据系统设计指标, -30dB 以下滤波器特性已无关紧要,为进一步减小资源消耗,可以更大程度放宽对最小相位滤波器的要求,分别降低第二、三级最小相位滤波器到 7 阶和 3 阶,滤波器幅频响应曲线如图 5 所示,可以看到其滤波器幅度响应仍满足低于 -30dB 的要求,只是 -30dB 以下幅度响应起伏更剧烈,最小衰减更加接近 -30dB。为了便于对比分析,后续多级最小相位滤波器均按照降低要求后的设计进行分析。

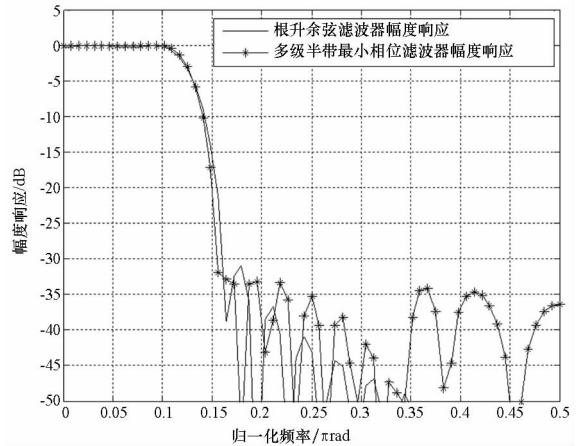


图 5 降低阻带衰减要求后滤波器幅频响应对比
Fig.5 Comparison of filters amplitude response after reducing stop-band attenuation requirement

图 6 列出了收发两端采用根升余弦滤波器和最小、最大相位级联滤波器的响应特性曲线。可

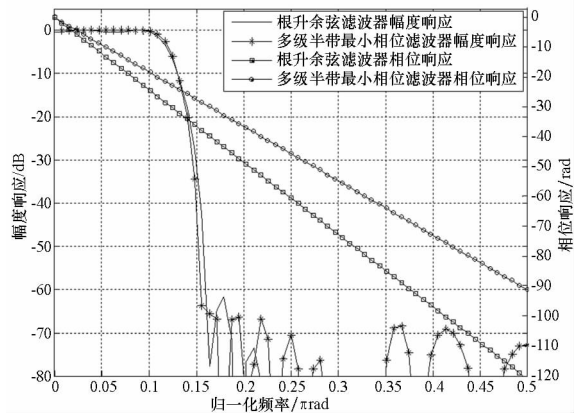


图 6 脉冲成形滤波器幅频响应对比

Fig.6 Pulse shaping filters amplitude-frequency and phase response

以得出:最大相位滤波器抵消了最小相位滤波器带来的相位响应非线性,全系统滤波相位响应仍然为线性;由于最大相位滤波器相位响应大,使得最小、最大相位级联的整体相位响应要大于升余弦滚降滤波器。

3.3 资源消耗

滤波器资源消耗主要包括乘法器、加法器及寄存器,对比升余弦滚降滤波器和三级级联半带滤波器的资源消耗如表2、表3所示。

表2 升余弦成形滤波器资源消耗数

Tab.2 Cost of raised cosine filters

	根升余 弦成形	根升余 弦匹配	合计
乘法器	59	59	118
加法器	51	58	109
寄存器	7	56	63

表3 三级级联成形滤波器资源消耗数

Tab.3 Cost of three stages cascaded half-band filters

	最小相 位级联	最大相 位级联	合计
乘法器	28	28	56
加法器	22	25	47
寄存器	11	22	33

考虑到升余弦滤波器具有系数对称的特点,那么采用优化实现方案后其乘法器只用到表2数量的一半。尽管如此,在乘法器使用数量上多级半带滤波器仍略少于升余弦滤波器。此外,多级半带滤波器设计中加法器和寄存器的使用数量都不到升余弦滚降滤波器的一半。

3.4 不同调制方式性能对比

对升余弦滚降滤波器和多级半带滤波器,分别用四相相移键控(Quadri Phase Shift Keying, QPSK)、十六进制正交幅度调制(16-Quadrature Amplitude Modulation, 16QAM)两种调制方式在高斯加性白噪声信道下进行了对比。由于匹配滤波器带来的增益很小,利用误码率曲线几乎无法区分性能优劣,因此选取特定信噪比的误码率来进行对比。

具体对比结果如表4、表5所示(表中误码率为10万次仿真结果取均值,每次仿真100万个信息比特,其中 10^{-5} 以下的误码率,表格中表示为

0)。从表4、表5可以得出在较低信噪比时,多级半带滤波器的误码特性是略优于升余弦滚降滤波器的,随着信噪比的增加,增益逐渐变小。由于QPSK的解调门限更低一些,因此在信噪比为5dB时两种滤波器表现几乎一致,而16QAM则需要到15dB的时候两者表现才相仿。

表4 QPSK在不同成形滤波器下的误码率比较

Tab.4 Bit erro rate of QPSK under different pulse shaping filters

	升余弦	多级半带
-5dB	0.056 4	0.056
0dB	0.002 4	0.002 3
5dB	0	0

表5 16QAM在不同成形滤波器下的误码率比较

Tab.5 Bit erro rate of 16QAM under different pulse shaping filters

	升余弦	多级半带
-5dB	0.187 9	0.187 7
0dB	0.078 4	0.077 1
5dB	0.009 7	0.009 3
10dB	0.000 04	0.000 03
15dB	0	0

3.5 原因分析

根据3.2~3.4小节分析,对设计的滤波器在滤波器特性、资源消耗及对系统误码影响三个方面的对比,设计的滤波器略优于升余弦滤波器,直观上看在于两点:①多级结构可以保证资源耗费少;②阻带起伏大换来了通带起伏小,进而保证了误码特性好。其本质原因还在于没有线性相位的要求,最小相位等纹波滤波器的性能比线性相位最优等纹波滤波器的性能要好,这与滤波器设计理论也是一致的^[9-10]。

4 结论

利用半带滤波器和滤波器多级级联设计节约资源的特点,本文提出了基于多级半带滤波器级联的成形滤波器设计。而将半带滤波器分解为最小相位滤波器和最大相位滤波器,可以便于其在实际通信系统中使用。仿真结果表明,设计的滤波器与常用的升余弦滚降滤波器相比在滤波器特性、资源消耗及误码性能方面都略占优势。由于实际信道十分复杂,在其他信道条件下发射端成

形滤波器带来的相位非线性给系统带来的影响是下一步需要进行深入研究的问题。

参考文献 (References)

- [1] 魏致坤, 强龙凯, 刘波, 等. 高速 OQPSK 调制技术的滤波器选择[J]. 上海航天, 2014, 31(4): 54-58.
WEI Zhikun, QIANG Longkai, LIU Bo, et al. Bandpass filter selection of high speed OQPSK modulation based on satellite communication [J]. Aerospace Shanghai, 2014, 31(4): 54-58. (in Chinese)
- [2] 乔先科, 张鹏飞, 谢方方. 高速并行内插倍数可变的成形滤波器设计[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(8): 61-64.
QIAO Xianke, ZHANG Pengfei, XIE Fangfang. Design and realization of baseband shaping filter based on high-speed parallel structure and variable interpolating multiple [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2014, 33(8): 61-64. (in Chinese)
- [3] 田耘, 徐文波, 张延伟. 无线通信 FPGA 设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
TIAN Yun, XU Wenbo, ZHANG Yanwei. Design of wireless communication based on FPGA [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2009. (in Chinese)
- [4] Martin W L, Nguyen T Y. CCSDS - SFCG: efficient modulation methods study at NASA/JPL, phase 2: spectrum shaping, proceedings of the SFCG meeting, September 14-23[C]. Rothenberg, Germany, 1994.
- [5] 刘春霞, 王飞雪. FIR 内插滤波器结构与实现综述[J], 舰船电子工程, 2005, 25(2): 19-23.
LIU Chunxia, WANG Feixue. A survey of FIR interpolation filter structure and application[J]. Ship Electronic Engineering, 2005, 25(2): 19-23. (in Chinese)
- [6] 皇甫堪, 陈建文, 楼生强. 现代数字信号处理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.
HUANG Fukan, CHEN Jianwen, LOU Shengqiang. Modern digital signal processing [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2004. (in Chinese)
- [7] Crochiere R E, Rabiner L R. Optimum FIR digital filter implementations for decimation, interpolation, and narrow-band filtering[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1975, 23(5): 444-456.
- [8] Crochiere R E, Rabiner L R. Further considerations in the design of decimators and interpolators[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1976, 24(4): 296-311.
- [9] Lee S J, Beaulieu N C. A novel pulse designed to jointly optimize symbol timing estimation performance and the mean squared error of recovered data [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(11): 4064-4069.
- [10] Heinz G G, Alexandra G. 多采样率系统 - 采样率转换和数字滤波器组[M], 北京: 电子工业出版社, 2008.
Heinz G G, Alexandra G. Multi rate sampling system - sampling rate conversion and digital filter bank [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2008. (in Chinese)