

滤除 SEMG 工频干扰的数字陷波器设计

梁奇,叶明,马文杰

LIANG Qi, YE Ming, MA Wen-jie

杭州电子科技大学 智能控制与机器人研究所, 杭州 310018

Laboratory of Intelligent Control and Robot, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

E-mail: fqhqy@hotmail.com

LIANG Qi, YE Ming, MA Wen-jie. Design of digital trap filter for reducing power line interference in SEMG. Computer Engineering and Applications, 2009, 45(17): 61-63.

Abstract: The power line interference is one of the main interference sources in surface electromyography (SEMG), the reduction of which is a significant technology in the processing of SEMG. Considering the deficiency of original analog signal conditioning circuit, a kind of digital trap filter of 50 Hz is designed for signal de-noising. Experiments show that the digital trap filter based on window function method of FIR can efficiently reduce the power line interference in SEMG. Furthermore, the frequency around 50 Hz does not be obviously influenced.

Key words: power line interference; surface electromyography (SEMG); Finite Impulse Response (FIR); digital trap filter

摘要: 50 Hz 工频干扰是表面肌电信号 (SEMG) 的主要干扰源之一, 消除工频干扰是表面肌电信号处理中的一项重要技术。鉴于原有模拟信号调理电路在工频消噪这一环节上的不足, 设计了一种 50 Hz 数字陷波器用以消噪, 减小干扰。实验证明, 采用基于窗函数法的 FIR 原理设计的 50 Hz 数字陷波器能有效滤除 SEMG 中的工频干扰并基本不影响 50 Hz 周围有效 SEMG 的获取。

关键词: 工频干扰; 表面肌电信号; 有限脉冲响应; 数字陷波器

DOI: 10.3778/j.issn.1002-8331.2009.17.019 **文章编号:** 1002-8331(2009)17-0061-03 **文献标识码:** A **中图分类号:** TN713+.7

1 前言

表面肌电信号 (SEMG) 是一种复杂的皮下肌肉电活动在皮肤表面时间和空间上的综合结果, 现已被广泛应用于肌力训练、肌肉损伤诊断、康复医学及功能性电刺激等方面的研究。由于肌电信号本身是一种微弱的电信号, 加之皮肤和组织对肌电具有衰减作用, 因此用表面电极在皮肤表面记录的肌电信号比用针电极记录的信号更容易受到干扰。表面肌电信号是通过表面电极拾取的, 所以夹杂着较大的噪声。一般认为表面肌电信号 (SEMG) 的频率范围为 5~500 Hz 之间, 且大部分能量集中在 50~150 Hz 范围内。在室内, 佩戴者调试假肢时, 最容易受到 50 Hz 的工频干扰, 它会诱发肌肉产生不必要的电信号而引起干扰。基于 FIR 滤波器原理设计了一个 50 Hz 数字陷波器, 滤除 SEMG 的 50 Hz 工频干扰。

2 滤波器的选择

数字信号处理的一个重要应用方向就是信号的数字滤波。数字滤波器种类很多, 总的来说可以分为经典滤波器和现代滤波器。现代滤波器主要是从含有噪声的数据记录中估计出信号的某些特征或信号本身, 以维纳滤波器为代表, 此外还有卡尔曼滤波、线性预测器以及自适应滤波器等。但是现代滤波器往往设计复杂, 理论背景不够完备, 运用上需要依靠特定环境, 不

具备通用性。经典滤波器基于傅里叶理论, 假定输入信号 $x(n)$ 的有效成分和噪声处在不同的频带, 通过构造线性系统来达到滤波的功能。对于经典数字滤波器, 按照实现方法分可以分为 IIR 滤波器和 FIR 滤波器。主要区别如下:

性能上, IIR 滤波器传输函数的极点可位于单位圆内的任何地方, 因此可用较低的阶数获得较高的选择性, 所用的存储单元少, 不仅经济而且效率也高。但是 IIR 的高效率是以牺牲线性相位为代价的, 选择性越好, 则相位非线性越严重。相反, FIR 滤波器却可以得到严格的线性相位, 然而由于 FIR 滤波器传输函数的极点固定在原点, 只能用较高的阶数才能得到较高的选择性。对于同样的滤波器设计指标, FIR 滤波器所要求的阶数可以比 IIR 滤波器高 5~10 倍, 成本较高, 信号延时较大。如果按相同的选择性和相同的线性相位要求来说, IIR 滤波器必须加全通网络进行相位校正, 同样要增加滤波器的阶数和复杂性。

结构上, IIR 滤波器必须采用递归结构, 极点位置必须在单位圆内, 否则系统不稳定。另外, 在递归结构中, 由于有限字长效应的存在, 有时会引入寄生振荡。相反, FIR 滤波器主要采用非递归结构, 不论在理论上还是在实际的有限精度运算中都不存在稳定性问题, 运算误差也较小。此外, FIR 滤波器可以采用快速傅里叶变换算法, 在相同阶数条件下, 运算速度可以快得

作者简介: 梁奇 (1982-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究领域为智能控制和模式识别; 叶明 (1942-), 男, 教授, 主要研究领域为智能控制和检测技术; 马文杰 (1982-), 男, 硕士研究生, 主要研究领域为智能控制和模式识别。

收稿日期: 2008-04-24 **修回日期:** 2008-07-23

多。考虑到滤波器的稳定性和相位的线性特点,采用 FIR 数字滤波器来构造 50 Hz 数字陷波器。

3 窗函数法设计 50Hz 陷波器

一个具有持续时间脉冲响应的滤波器系统函数如式(1)所示:

$$H(z)=b_0+b_1z^{-1}+\dots+b_{M-1}z^{-(M-1)} \quad (1)$$

脉冲响应 $h(n)$ 为:

$$h(n)=\begin{cases} b_n, & 0 \leq n \leq M-1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

其差分方程描述如式(3)所示:

$$y(n)=b_0x(n)+b_1x(n-1)+\dots+b_{M-1}x(n-M+1) \quad (3)$$

一般 FIR 滤波器的设计方法有窗函数法、频率抽样法、切比雪夫逼近法等,本文采用窗函数法设计 50 Hz 陷波器。50 Hz 陷波器由剪切频率为 49 Hz 的 FIR 低通滤波器和通带频率为 51 Hz 的 FIR 高通滤波器组成,而高通滤波器又是由全通滤波器减去剪切频率为 51 Hz 的低通 FIR 滤波器所得,所以 FIR 低通滤波器的设计是关键。使用窗函数设计 FIR 低通滤波器的基本思想为:首先选择一个适当的理想低通滤波器(它总是具有一个非因果,无限持续时间脉冲响应),然后截取(或加窗)它的脉冲响应得到线性相位和因果 FIR 滤波器,因此这种方法的重点是选择一个合适的窗函数和理想低通滤波器。用 $H_d(e^{j\omega})$ 表示理想的低通滤波器, $H_d(e^{j\omega})$ 在通带上具有单位增益和线性相位,在阻带上具有零响应,表示形式为:

$$H_d(e^{j\omega})=\begin{cases} 1 * e^{-j\omega n}, & |\omega| \leq \omega_c \\ 0, & \omega_c < |\omega| \leq \pi \end{cases} \quad (4)$$

其中 ω_c 是截止频率,这个滤波器的脉冲响应应具有无限持续时间,如式(5)所示。

$$h_d(n)=F^{-1}[H_d(e^{j\omega})]=\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_d(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} 1 \cdot e^{-j\omega n} e^{j\omega n} d\omega = \frac{\sin[\omega_c(n-\alpha)]}{\pi(n-\alpha)} \quad (5)$$

注意 $h_d(n)$ 关于 α 对称,这对线性相位滤波器非常有用。

为了从 $h_d(n)$ 得到一个 FIR 滤波器,必须同时在两边截取 $h_d(n)$,要得到一个 $h(n)$ 长度为 M 的因果线性相位滤波器,必须有

$$h(n)=\begin{cases} h_d(n), & 0 \leq n \leq M-1 \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad \alpha = \frac{M-1}{2} \quad (6)$$

这种操作叫做“加窗”,一般地讲, $h(n)$ 可看作是 $h_d(n)$ 与窗函数 $\omega(n)$ 的乘积。

$$h(n)=h_d(n)\omega(n) \quad (7)$$

其中

$$\omega(n)=\begin{cases} 0 \leq n \leq M-1, & \text{关于 } \alpha \text{ 对称的一个函数} \\ \text{else,} & 0 \end{cases} \quad (8)$$

根据上述 $\omega(n)$ 的不同定义,可以得到不同的窗结构。例如,式(9)为原先定义的矩形窗:

$$\omega(n)=\begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq M-1 \\ 0, & \text{else} \end{cases} = R_M(n) \quad (9)$$

在频域中,因果 FIR 滤波器响应 $H(e^{j\omega})$ 由 $H_d(e^{j\omega})$ 和窗响应 $W(e^{j\omega})$ 的周期卷积得到,如式(10)所示。

$$H(e^{j\omega})=H_d(e^{j\omega}) \otimes W(e^{j\omega}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} W(e^{j\lambda}) H_d(e^{j(\omega-\lambda)}) d\lambda \quad (10)$$

对于窗函数的响应有以下结论:

(1)由于窗函数 $\omega(n)$ 是一个等于 M 的有限长度,其响应有一个主瓣,宽度与 $1/M$ 成正比,并且还有高度较小的旁瓣。

(2)主瓣在 $H(e^{j\omega})$ 中产生一个过渡带,主瓣的宽度决定过渡带的宽度,即与 $1/M$ 成正比,主瓣越宽,则过渡带越宽。

(3)旁瓣产生波动,它在通带和阻带中具有类似的形状。

结合窗函数设计方法,这里给出了窗函数的一些指标:

(1)主瓣宽度:主瓣宽度决定了截断以后所得序列的频率分辨率,所选窗函数的主瓣要尽可能的小,以减小滤波器过渡带的宽度。

(2)最大边瓣峰值:边瓣峰值有可能掩盖信号频谱分量中较小的成分,因此设计时要求边瓣尽可能的小,衰减尽可能快。

Kaiser 窗是接近最优窗结构的窗函数,因此选用其作为 FIR 滤波器的窗函数。通过 Matlab 调用“ $w=Kaiser(N,b)$ ”;”可得到该窗函数。其中 N 为窗口函数的长度, b 值确定了窗函数的的主瓣带宽和旁瓣衰减之间的关系, w 为返回的窗函数系数。改变 N 和 b 就能改变滤波器的阻带衰减和过度带宽。相反,根据对阻带衰减和过度带带宽的要求,也能确定 N 和 b 的值,根据具体情况设计 $N=1000, b=0.856$ 。此时,主瓣宽为 0.001709π rad/sample。旁瓣峰值为 -14.3 dB。主瓣窄保证了 FIR 滤波器有较高的频率分辨率,低的旁瓣峰值不会掩盖信号频谱分量中较小的成分。选定窗函数后要构造理想低通滤波器,理想低通滤波器的脉冲响应是 Sinc 函数,如式(11)所示:

$$Sinc = \frac{\sin[\omega_c(n-\alpha)]}{\pi(n-\alpha)} \quad (11)$$

其中的主要参数是剪切频率 ω_c 。文章使用 $ideal_lp(\omega_c, n)$ 表示剪切频率是 ω_c , 点数为 n 的理想低通滤波器。由于 50 Hz 陷波器由剪切频率为 49 Hz 的 FIR 低通滤波器和通带频率为 51 Hz 的 FIR 高通滤波器组成,而高通滤波器又是由全通滤波器减去低通 FIR 滤波器所得。所以理想陷波器可以表示成

$$h=ideal_lp(1, n)-ideal_lp(\omega_{c1}, n)+ideal_lp(\omega_{c2}, n) \quad (12)$$

$$\omega_{c1}=51/(f_s/2)*\pi$$

$$\omega_{c2}=49/(f_s/2)*\pi$$

SEMG 信号采集系统采样频率是 1.5 kHz,归一化后的 $\omega_{c1}=0.0680\pi, \omega_{c2}=0.0653\pi$ 。由于理想陷波器是非因果系统,需要使用已选的窗函数截短。设计完成的 50Hz 数字陷波器的频响和相位特性如图 1, 2 所示。

该陷波器在通带内幅度没有衰减,在陷波器中心频率 50 Hz 处衰减接近 -100 dB。但是由于旁瓣衰减不是很大,所以引起了滤波器频率响应在截止频率处的波动。从相位特性来看,整个信号频带范围内,陷波器满足线性相位。滤波器的阶数比较高,因此有比较大的“群延时”,同时旁瓣峰值的影响使滤波后信号的频谱有微小的改变。“群延时”是每个 FIR 滤波器不可避免的问题,解决该问题比较简单,不会对肌电信号的后期处理构成严重影响。图 3 是消噪前后伸腕运动时腕屈肌 SEMG 的功率谱密度估计比较,其中虚线是滤波前 SEMG 信号的功率谱密度估计曲线,实线是滤波后 SEMG 信号的功率谱密度估计曲线。图 4 是图 3 在横轴 50 Hz 附近适当放大后得到的,通过图 3 和图 4 可以明显看出 SEMG 信号在经过 50 Hz 数字陷波器之后,工频成分极大地衰弱,数字陷波器的窄阻带很好地保护了其他有效频带内的 SEMG。

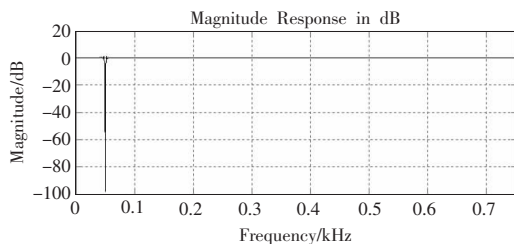


图1 50 Hz 陷波器的幅频响应

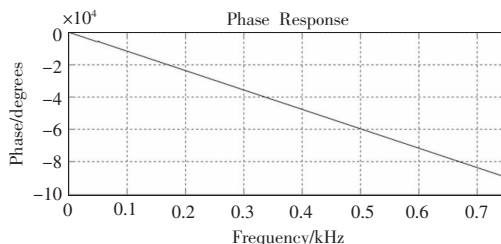


图2 50 Hz 数字陷波器的相频响应

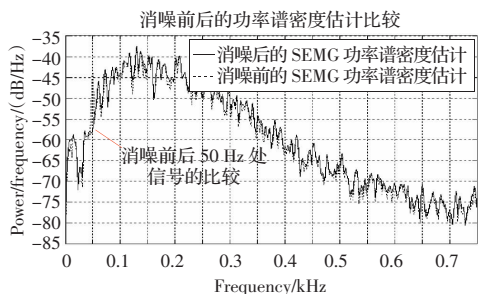


图3 SEMG 功率谱密度估计对比

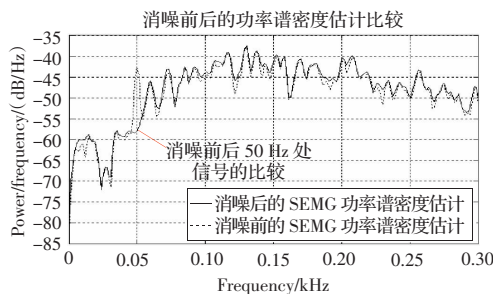


图4 放大后的功率谱密度估计对比

4 结束语

表面肌电信号通常受到来自不同干扰源信号的影响,有效地抑制甚至去除其中的干扰信号对表面肌电信号的后续处理至关重要。针对原有模拟信号调理电路在工频消噪这一环节上的不足,设计了一种 50 Hz 数字陷波器,并通过实验证明了采用 FIR 原理设计的 50 Hz 数字陷波器能有效滤除 SEMG 中的工频干扰且对 50 Hz 的周围有效 SEMG 没有造成明显的影响,为 SEMG 时频分析和特征提取提供了可靠的数据。

参考文献:

[1] 王立会,潘东明.一种消除心电信号中工频干扰的陷波器设计[J].医疗设备信息,2007,22(7):18-20.

[2] 石坚,杨永明.50Hz 陷波器在脑电数据采集系统中的应用[J].重庆大学学报:自然科学版,2005,28(8):25-27.
 [3] 胡天培.肌电特征发现与肌电康复研究[J].上海交通大学学报,1994,28(3):151-153.
 [4] Merletti R.Estimation of shape characteristics of surface muscle signal spectra from time domain data[J].IEEE Trans Biomed Eng, 1995,42(2):769-776.
 [5] Mesin L,Farina D.Simulation of surface EMG signals generated by muscle tissues with inhomogeneity due to fiber pinnation[J].IEEE Transactions on Biomedical Engineering,2004,50(3):354-364.
 [6] 张清菊.基于表面肌电信号的手部多运动模式识别[D].杭州:杭州电子科技大学,2004.

(上接 48 页)

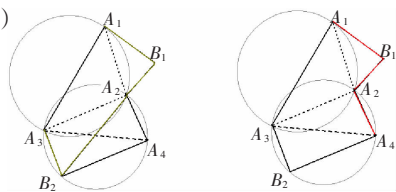


图2 算法改进前后示意图

4 剖分实例和结论

图 3(a)表示正方形区域内均匀布点情况下 Delaunay 三角形剖分(三角形网格质量平均参数为 0.958 5,最差三角形质量 0.748 1),图 3(b)给出了裂纹网格剖分示意图(三角形网格质量平均参数为 0.913 7,最差三角形质量 0.673 2)。从算例中可

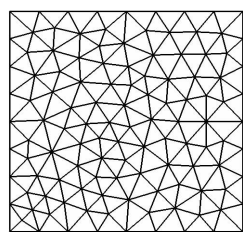


图3(a)均匀网格剖分示意图

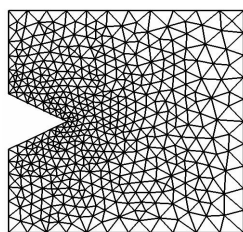


图3(b)裂纹网格剖分示意图

以看出,无论是网格的疏密过渡还是网格质量都是令人满意的。

本文算法生成的点云不仅可以用来生成有限元网格,也可以直接进行无网格计算。这种算法的突出优点是思路简单,易于编程,且点云符合图形的几何特性,容易改变个别节点密度来实现局部加密。但由于该方法每次要从大量背景点中挑选出误差值最大的点,如果每次重新计算每点误差值将会比较耗时,另外阈值的选择会对生成网格的质量有一定的影响,如何选择更优阈值仍需要继续探索。

参考文献:

[1] Ho Le K.Finite element mesh generation methods:a review and classification[J].Computer-aided Design,1998,20(1).
 [2] 胡恩球.有限元网格生成方法发展综述[J].计算机辅助设计与图形学学报,1997,9(4):378-383.
 [3] Nie Y F,Atluri S N,Zuo C W.The optimal radius of the support of radial weights used in moving least squares approximation[J]. Computer Modeling in Engineering & Sciences,2002,12:137-147.
 [4] George P L,Seveno E.The advancing front mesh generation method revisited[J].Int J Numer.Methods Eng,1994,37:3605-3619.
 [5] 刘春太.任意平面区域的变尺寸有限元网格划分[J].计算力学学报,2002,17(1):105-108.