

SVPWM 伺服控制系统的 FPGA 设计与实现

庞海燕, 谢云, 肖珊珊, 陈炳成

(广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006)

摘要: 介绍了一个基于 FPGA 的交流电动机伺服控制系统, 该系统利用 SVPWM 原理进行控制, 通过驱动三相逆变器达到控制三相交流电动机转速的目的。通过在 Altera DE2 开发板上测试, 结果表明系统能够实现三相交流电动机的转速控制的目的。

关键词: FPGA; 伺服控制系统; SVPWM

中图分类号: TM351

文献标识码: A

Design and implementation of SVPWM servo control system based on FPGA

PANG Hai Yan, XIE Yun, XIAO Shan Shan, CHEN Bing Cheng

(Department of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: This paper introduces an AC motor servo control system based on FPGA, which is intended for controlling the rotational speed of a three-phase AC motor through a three-phase inverter using the SVPWM control theory. The system has been tested on Altera DE2 development board and could reach the goal of controlling the rotational speed of a three-phase AC motor. The experimental results are shown to verify the viability of the AC motor servo control system.

Key words: FPGA; servo control system; SVPWM

随着 FPGA 与 DSP 等高性能数字控制芯片的迅速发展, 逆变电路的控制已由模拟控制、模数混合控制过渡到全数字控制阶段。采用 DSP 芯片进行控制, 可以提高系统控制的精确度和稳定性, 但由于电路要达到足够的频率响应, 复杂的控制算法同时产生, 如电流高速采样、转速控制和功率开关触发信号等, 可能会带来处理器运算量过大以及运算时间太长的问題。FPGA 具有高速运算和并行处理的特性, 能够克服 DSP 芯片运算量大、占用 CPU 过多、运算时间长等缺点。所以, 以 FPGA 技术实现数字电机伺服系统成为首选方案。

在一个交流伺服控制系统中, 三相脉宽调制信号的产生是必不可少的, 产生的信号用于对变频器的电压控制或三相电机驱动的电流控制。目前常用的伺服控制系统多采用脉宽调制 PWM (Pulse Wave Modulation), 正弦脉宽调制 SPWM (Sinusoidal Pulse Wave Modulation) 技术进行控制。空间矢量脉宽调制 SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) 与传统的正弦脉宽调制 (SPWM) 相比较, 具有低谐波失真、电压利用率高和易于数字实现等优点, 因此逐渐成为变频器脉宽调制技术的主流^[1]。

《微型机与应用》2010 年第 02 期

空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 技术的实现方法有很多, 但大都采用微处理器的软件实现为主, 算法复杂且占用资源多^[2]。因此研究空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 技术的硬件实现, 如基于 FPGA 的 SVPWM 实现是非常有必要的^[3-4]。本文提出的数字交流伺服控制系统的 FPGA 设计与实现就是基于这个研究目的。常见的三相交流电机伺服控制系统结构如图 1 所示。

1 基于 FPGA 的 SVPWM 伺服控制系统的设计

1.1 SVPWM 控制原理

SVPWM 的工作原理是利用三相 PWM 逆变器的基本电压向量来合成控制定子的电压向量, 合成的电压向量在定子线圈上产生定子磁通, 与转子磁通相互作用产生扭矩, 从而驱动电机的转动。

图 1 所示三相逆变器的 6 个功率元件为 $S_1 \sim S_6$, 因为上下状态互补, 所以可以看作是 3 个开关, 3 个开关组成 8 种开关状态, 如图 2(a) 所示, 相对应的 8 个基本电压向量如图 2(b) 所示。在 8 个基本向量中, V_0 和 V_7 为零向量, 其他 6 个向量相互独立, 作为定子电压向量合成的基本向量, 而零向量则用来调整比例以及作为象限

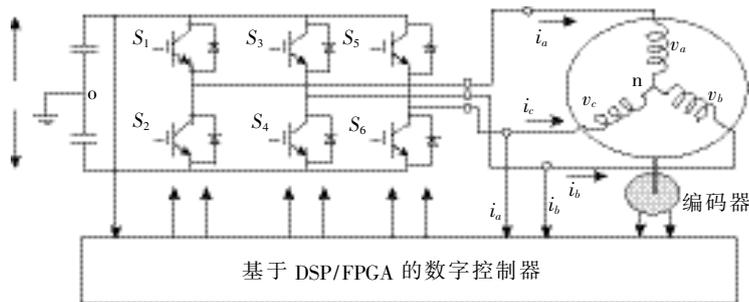


图1 常见的三相交流电机伺服控制系统

变换时的转换向量(transition vector)^[5]。任何一个定子电压向量均可由 V1~V6 中的两个合成,图 2(c)是一个简单的定子电压向量合成例子。

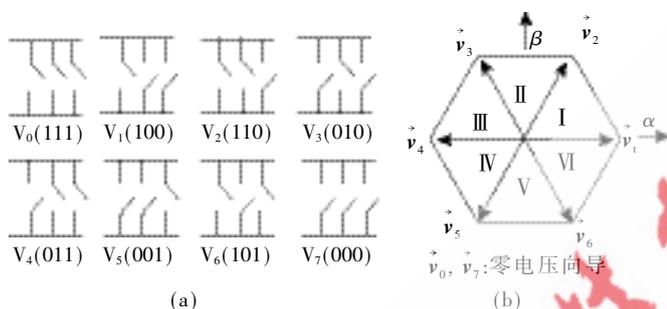


图2 三相逆变器的开关状态及对应的向量图,电压向量合成图

1.2 SVPWM 伺服控制系统的设计

本文研究的 SVPWM 伺服控制系统采用 Altera 公司生产的 Cyclone II 系列 FPGA 芯片,对应的 FPGA 开发软件平台是 QuartusII7.2。QuartusII7.2 开发平台包含了 HDL 代码输入、元件符号输入和电路设计以及仿真 EDA 软件嵌入等部分。其中功能仿真和时序仿真阶段是整个系统设计的关键。

图3为基于FPGA的SVPWM数字伺服控制系统的硬件框图,其中控制部分(伺服控制系统与电脑控制接口中介)由5个命令寄存器组成,包括频率寄存器、振幅寄存器、相位寄存器、开关频率寄存器和死区时间寄存器。本文提出的 SVPWM 硬件实现方法关键在于计算定子电压的二轴分量,再将二轴分量转变为三轴调制分量

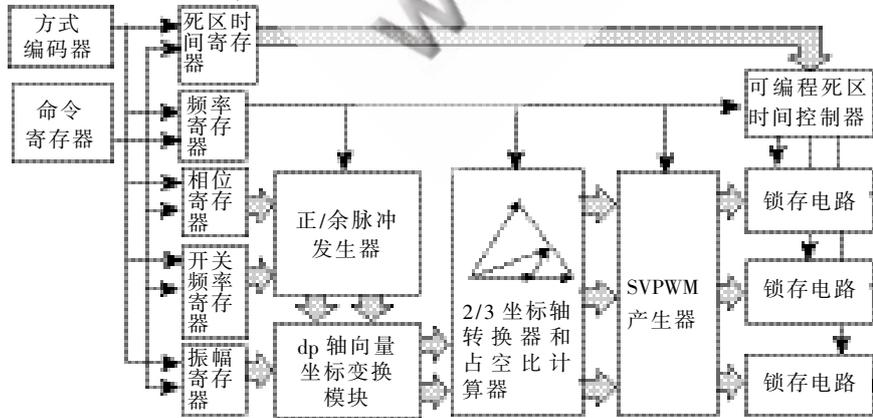


图3 基于FPGA的SVPWM数字伺服控制系统

(通过坐标变换模块实现),输出波形经过调整变换器转换为最佳的 SVPWM 脉宽调制信号,调制信号进入锁存电路过程中加入可设定的死区延迟时间,得到最终的调制波形,用于对三相逆变电路的控制^[6]。

SVPWM 伺服控制系统的实现涉及到脉宽时间的计算和正弦信号的产生,所以数值的计算和计算位数必须考虑在内。由于浮点运算复杂度高,因此采用整数运算代替,以后改进时可以适当将 8 位提高到 12 位、16 位及 32 位。本文设计的伺服控制系统采用 8 位元整数运算,正弦值参考表储存于 FPGA 外接的 EPROM 内(Altera DE2 板上有相应的 ROM 可使用)。

2 基于 FPGA 的 SVPWM 伺服控制系统的实现

2.1 SVPWM 控制模块

SVPWM 控制模块结构图如图 4 所示,包括频率调节器模块、相位调制器模块、死区时间调节器模块、Sin/Cos 值产生模块、占空比计算器模块、2/3 坐标轴转换模块、PWM 波产生模块以及用作与外部通信的 I/O 接口模块^[7]。其中 P₀~P₇ 是对应数值参考表的状态值,存储于外接的 EPROM 内,而 Sign 为数值符号。I/O 模块是 SVPWM 数字伺服控制系统模块与上位机模块的接口,其中 D₀~D₇ 以及 MC₀~MC₆ 构成 15 位外部数据输入信号(包括频率信号、死区延迟时间信号及振幅调制控制信号),CLK 及 RST 为 I/O 的时钟及复位端(低电平有效)。PWM₀~PWM₅ 为输出的 6 位电压调制信号,用于控制三相逆变器的状态。SVPWM 主控制模块后接智能功率模块(包括三相逆变器模块)。

2.2 dq 轴向量坐标变换模块

图 5 所示是坐标变换模块的硬件实现框图,其中用到了 2 个乘法器、3 个加法器及 2 个减法器、一些分频模块,大大地降低了硬件实现的复杂度。坐标变换模块的具体实现原理为:

$$d_{\alpha}(k) = \frac{v_r(k)}{v_m} \cos(k) = m_a(k) \cos(k) \quad (1)$$

$$d_{\beta}(k) = \frac{v_r(k)}{v_m} \sin(k) = m_a(k) \sin(k) \quad (2)$$

$$d_a(k) = d_{\beta}(k) \quad (3)$$

$$d_b(k) = -\frac{1}{2} d_{\alpha}(k) + \frac{\sqrt{3}}{2} d_{\beta}(k) \quad (4)$$

$$d_c(k) = -\frac{1}{2} d_{\alpha}(k) - \frac{\sqrt{3}}{2} d_{\beta}(k) \quad (5)$$

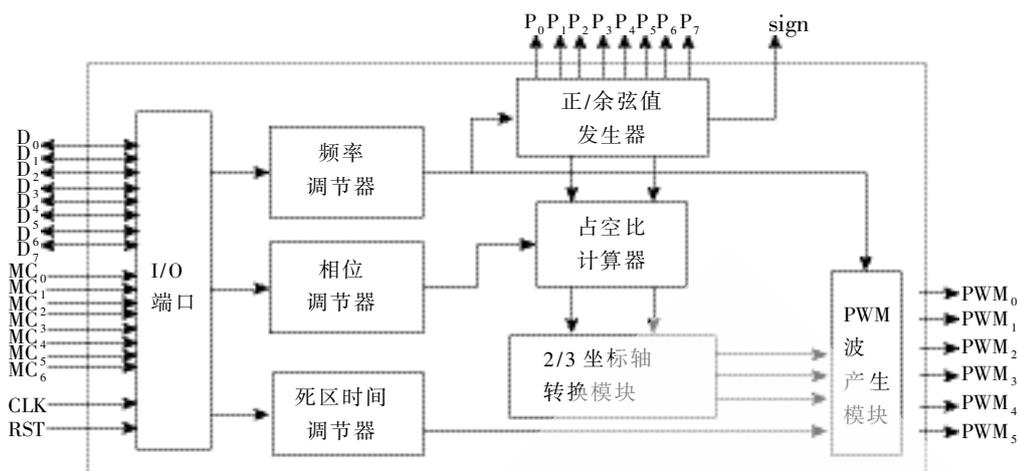


图4 SVPWM 主控制模块的结构图

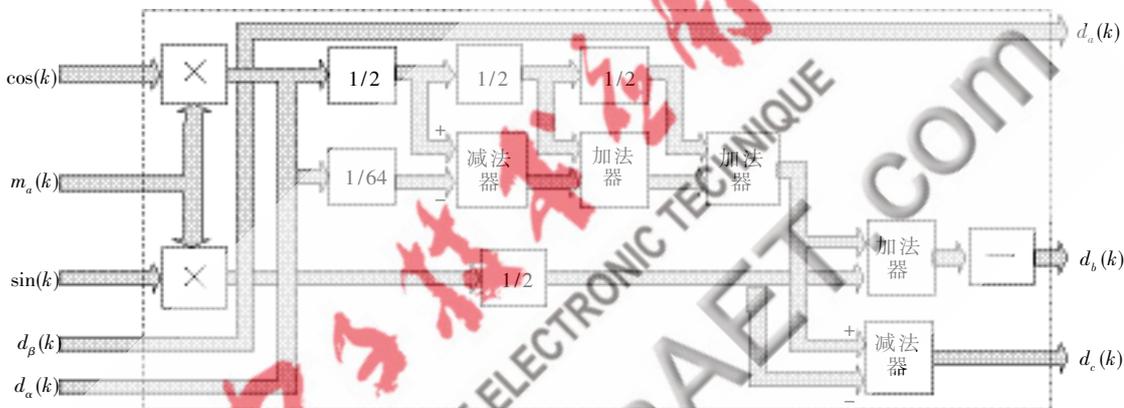


图5 坐标变换模块的硬件实现框图

坐标变换分成两个阶段,第一阶段是式(1)和式(2),其中 $\frac{v_r(k)}{v_m} \cos(k)$ 和 $\frac{v_r(k)}{v_m} \sin(k)$ 为定子电压向量在dq坐标系上分解成的相互垂直的分量,将其转变为调制形式为 $d_a(k)=m_a(k)\cos(k)$ 及 $d_b(k)=m_a(k)\sin(k)$,其中 $m_a(k)$ 为调制比。第二阶段是将二轴变量 $d_a(k)$ 和 $d_b(k)$ 转变为三轴变量 $d_a(k)$ 、 $d_b(k)$ 和 $d_c(k)$,转换关系式为式(3)、式(4)和式(5)所示。由于浮点运算会大大地增加硬件实现的复杂度,所以这里使用了8位整数进行运算, $\frac{\sqrt{3}}{2}$ 可以近似表示为 $\frac{\sqrt{3}}{2} \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} - \frac{1}{64}$,虽然存在0.76%的误差,但是对于工作于较高频率的功率器件(一般20 kHz及以上)而言,误差造成的影响相对于死区的延迟时间来说还是可以忽略的。按照实现方法,就有了图5的硬件实现图。图中乘法器后面部分实现上述的近似运算,乘法器部分与后面部分共同实现二轴分量转变为三轴分量。

2.3 Dead-time 延迟时间调节模块

理想的情况下,图1(a)同相输出的上下开关及其波形应该是互补的,也就是说上开则下关,上关则下开。

但由于功率器件的 turn-off 时间通常大于 turn-on 时间,所以必须在上下开关的状态转换 PWM 信号中加入延迟时间,用作实际的 PWM 信号输出的补偿,且防止短路情况发生。图6为关于加入延迟时间(Dead-time)前后输出的 PWM 时序关系图,其中(a)和(b)分别为加入延迟时间前后的输出 PWM 波形, pwm_on、pwm_off 信号用于控制逆变电路中功率器件对中的上和下的功率器件,两者是互补的信号(0,1互补)。当信号由0变为1时,器件从截止变导通;当信号由1变0时,器件从导通变截止。因为功率器件 turn-on 时间小于 turn-off 时间,所以输出用于控制器件的波形不可能为理想的互补波形,控制 turn-on 的信号应该比控制 turn-off 的信号延迟 Dead-time 时间输出,实际输出波形如(b)所示,其中

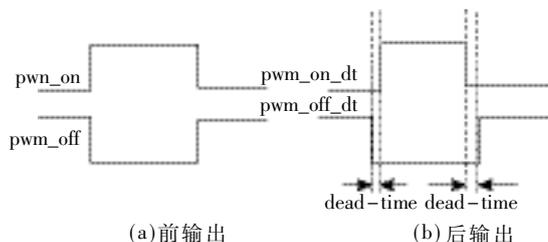


图6 加入 dead-time 前后的输出 PWM 波形

技术与方法

Technique and Method

pwm_on_dt 和 pwm_off_dt 为加入 dead-time 后的器件控制信号。

Dead-time 值的大小可以根据图 7 计算，其中波形为输出的 PWM 波，表示意义与图 6 一致， ΔT 为 Dead-time 值 T_{on} , T_{off} ，为器件导通和截止时间， T_s 为一个转换周期， t_1 、 t_2 、 t_3 和 t_4 可以根据图形中的关系式 (6)、(7)、(8) 和 (9) 计算，硬件实现 $t_1 \sim t_4$ 的计算需要用到 ΔT 的值、PWM 的占空比 duty、移位寄存器、加法器及减法器。当知道占空比时，所求量很容易得出，无须计算 $t_1 \sim t_4$ 值， ΔT 值可以用输出的 10 个 PWM 波的时序求得。计算 $t_1 \sim t_4$ 的值的原因是为了使系统使用范围更广，当 PWM 取不同占空比时，系统自动求取对应的值。

$$t_1 = \frac{T_s - T_{on}}{2} \quad (6)$$

$$t_2 = \frac{T_s - T_{off}}{2} \quad (7)$$

$$t_3 = \frac{T_s + T_{on}(\Delta T)}{2} \quad (8)$$

$$t_4 = \frac{T_s + T_{off}(\Delta T)}{2} \quad (9)$$

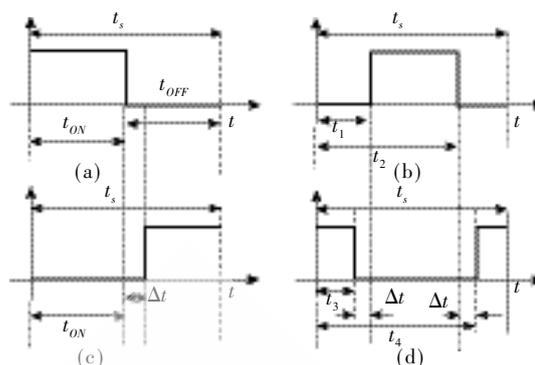


图 7 dead-time 计算原理时序波形图

3 设计仿真及验证

系统采用了 Altera CycloneII 系列 FPGA 进行设计，脉宽调制命令由外部编码后直接输入到 SVPWM 伺服控制系统内，所有模块均由硬件实现，克服了软件实现在速度和资源占用的缺点。图 8 为输入频率为 40 Hz 时，利用 10 个 CLK 求得的 Dead-time 值。图 9 为系统连接交流电动机及三相逆变器后的实验结果。其中调制频率为 60 Hz，输入直流电压为 150 V，功率器件的工作频率在 24 kHz，电动机的功率为 300 W。

本文提出的 SVPWM 数字伺服控制系统不仅在功能及实现上进行了很大改进。还对 SVPWM 数字系统的硬件实现提出了一种简单、可行的实现方案。实验结果验证了方案的可行性，为以后进一步研究电动机伺服控制系统的 SOC 化、全数字化及专用化打下了基础。

参考文献

[1] XU Xiang Lian, ZOU Yun Ping, DING Kai. A STATCOM based on cascade multilevel inverter with phase-shift SPWM [J]. Power System Technology, 2004 International Conference on, 2004 (1): 145-149.

[2] T Y Y, Y MI F L T, HW, et al. Dual-DSP fully digital control of an induction motor[J]. IEEE ISIE Conf. Rec., Warsaw, Poland, 1996(7):673-678.

[3] T Y. Y, H H J, K T S. FPGA-based SVPWM control IC for PWM inverters [J]. IEEEIECON Conf. Rec., 1996: 138-143.

[4] T M F, CHEN H C. Design and

(下转第 82 页)

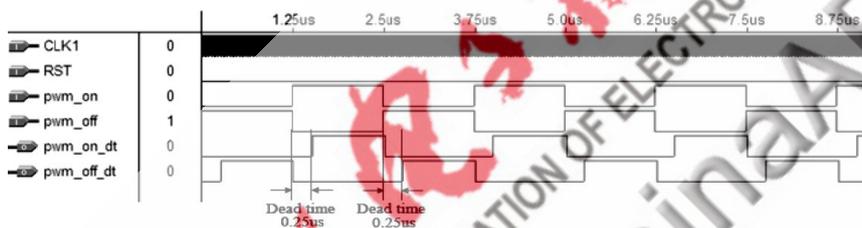


图 8 输入频率为 40 Hz 时输出波形及求得的 dead-time 值

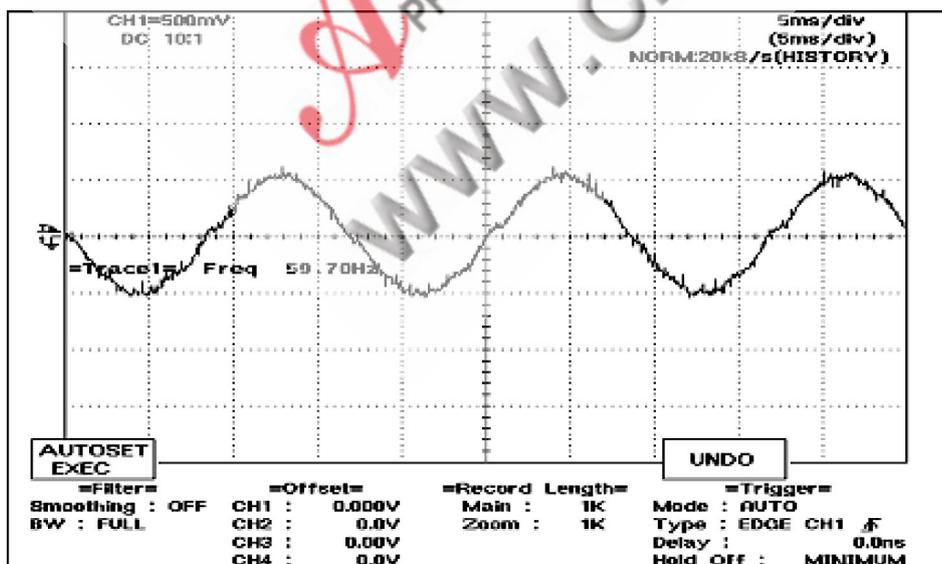


图 9 调制频率为 60 Hz 时的输出空间矢量调制电压波形

HILBERT 包络法在心音身份识别中的应用

宋明明, 成谢锋, 王厚大

(南京邮电大学 电子科学与工程学院, 江苏 南京 210003)

摘要:在分析心音信号特征的基础上,对心音信号进行预处理,再利用希尔伯特变换对心音信号进行心音信号包络提取,突出了心音信号的第一心音和第二心音。然后对心音包络进行分段,通过单周期心音包络的归一化能量实现了心音信号的身份识别。

关键词:心音身份识别;希尔伯特变换;心音分段

中图分类号:TP391.4

文献标识码:B

HILBERT envelope method in the identification of heart sound

SONG Ming Ming, CHENG Xie Feng, WANG Hou Da

(College of Electronic Science & Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunication, Nanjing 210003, China)

Abstract: In analyzing the basic characteristics of heart sound signals, the original heart sounds was preprocessed, the envelop of heart sounds was got with Hilbert transform. The first heart sound and the second heart sound were extracted. Then segregate the envelop of heart sound, identification by heart sounds was achieved through normalized energy of a single cycle of heart sound envelope .

Key words: heart sound in identity recognition; Hilbert transform; heart sound segmentation

在过去的十几年里,对生物身份验证和识别的研究已经取得了很多成果,例如指纹、人脸和声音识别的研究,并在许多领域得到可靠的应用。但是这些方法都有一个特征可能被人为地伪造和掩饰的弱点。近年来,多模态生物识别技术成为一个非常活跃的研究课题。使用新的生物识别技术,如手血管形态、静脉、步态、人体组织、拳套、外耳道。另一种潜在的新的生物技术是心音。

本文介绍了一种通过人的心音特征来识别和验证人的身份方法。在过去,医生通过听诊心声来监测和诊断健康程序。既然心音包含有人的生理特征,那么这些生理特征也可能被用来对人的身份进行辨别和确认。并且这种方法提取的个人特征很难伪造,而且心音特征也很容易提取,例如可以用听诊器获得。

首先对心音信号进行预处理,去除噪音的影响。Q Fu^[1]和 R Gemello^[2]利用自适应滤波的方法增强心音信号,这种方法需要额外的噪声信号作为参考信号;S Charleston^[3]应用降阶卡尔曼滤波的方法提高信号的信噪比,但这需要建立一个精确的模型。本文利用小波阈值去噪的方法,效果非常明显。对预处理后的心音信号用希尔伯特变换提取包络,对心音包络进行分段。Groch^[4]提出了借助于心电作为参考,利用心音时域特性的方法进行分段。Lener^[5]提出了利用心电信号与颈动脉波作为

参照的心音分段算法。Iwata^[6]采用了线性预测方法评估心音的频域特性分段。以上的方法都需要心电信号或颈动脉信号作为参考,增加了分段的复杂度,而且对心音信号的提取质量要求很高,对噪声太敏感。本文应用基于能量的分段方法来对心音信号进行分段,实验证明效果良好。

1 心音的产生机理

心音是人体最重要的生理信号之一。长期以来心音听诊一直是医生诊断疾病的一种重要手段,它可以提供心血管系统异常的重要信息。

正常的心音包含第一心音(S1)、第二心音(S2)、第三心音(S3)和第四心音(S4)4个成分,第一心音的频率成分主要集中在50~150 Hz范围内,而第二心音的频率成分主要集中在50~200 Hz范围内。其中S1、S2是可以听闻的部分,S3、S4强度很弱,几乎不可听闻。心音的每一部分对应着心脏各器官的功能,比如,房室瓣的关闭是产生第一心音的主要因素,半月瓣关闭时产生第二心音的主要成分。心音信号虽然有一定的特征以及规律,但由于受到各种因素的影响,表现出的形态极为复杂,给心音的准确定位带来了相当大的挑战。

2 心音信号的预处理

利用听诊器获得的心音信号中,心音的收缩期和舒

技术与方法

Technique and Method

张期通常存在明显的杂音,在利用心音进行疾病的诊断时,这些杂音可以作为诊断的依据,但是在心音的身份识别过程中,通常只关心心音所属人的身份信息。同时由于身份识别是在心音包络的基础上,这些杂音的存在严重影响包络的提取以及正确的分段,此时的杂音需要看作“噪音”,需要去除。尽管采集心音信号的技术已经得到了很大的发展,但其他的噪声造成心音信号质量的降低仍然不可避免,比如呼吸、人的移动、皮肤的擦音、心音传感器放置的位置以及其他的环境噪音。因此有必要对心音进行预处理,去除各种“噪音”,保留心音的主要成分——第一心音和第二心音,以利于包络的提取和心音的分段。

利用小波阈值去噪的方法对心音进行去噪的效果比较明显。小波阈值去噪的概念^[7]是 Donoho 在小波变换的基础上提出的,这种方法非常简洁,它的主要理论依据是:属于 Besov 空间信号在小波域内其能量主要集中在有限的几个系数中,而噪声的能量却分布于整个小波域内,因此经小波分解后,信号的系数要大于噪声的系数,于是可以找到一个合适的数 λ 作为阈值,当 $w_{j,k}$ 小于该阈值时,认为这时的 $w_{j,k}$ 主要是由噪声引起的,并置为零;当 $w_{j,k}$ 大于域值时,认为这时的 $w_{j,k}$ 主要由信号引起的,则把这部分的 $w_{j,k}$ 直接保留下来(硬阈值方法)或者按某一定量向零收缩(软阈值方法),然后由新的小波系数重构得到去噪后的信号。此方法有以下步骤:

- (1)对含噪心音 $f(k)$ 做小波变换,得到一组小波系数 $w_{j,k}$ 。
- (2)通过对 $w_{j,k}$ 做阈值处理得到估计小波系数 $\hat{w}_{j,k}$ 。
- (3)利用 $\hat{w}_{j,k}$ 进行小波重构,得到估计信号 $\hat{f}(k)$,即为去噪后的信号。

原始心音信号如图 1(a)所示,去噪后的心音信号如图 1(b)所示。

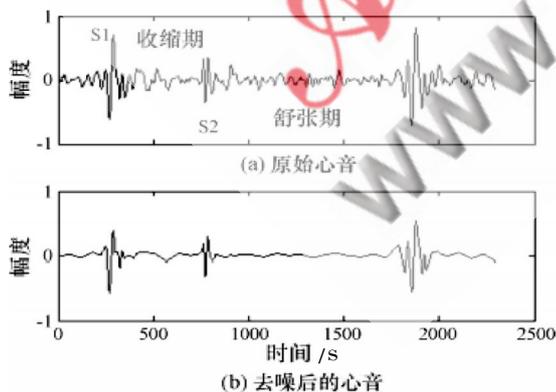


图 1 原始心音信号及预处理后的心音信号

3 信号包络的提取

希尔伯特变换是信号分析的重要工具,它的重要应用之一就是提取信号的包络。

对实信号 $x(t)$,其希尔伯特变换记为 $H[x(t)]$ 或 $\hat{x}(t)$,

其定义为: $\hat{x}(t) = H[x(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau$ 。

由实信号 $x(t)$ 作为实部,其希尔伯特变换 $\hat{x}(t)$ 作虚部,构成的复信号 $z(t)$ 即为 $x(t)$ 的解析信号,即

$$z(t) = x(t) + j\hat{x}(t) = A(t)e^{j\Phi(t)}, \Phi(t) = \arctan \frac{\hat{x}(t)}{x(t)}$$

其中 $A(t)$ 为幅值, $\Phi(t)$ 为相位, $A(t)$ 是信号 $x(t)$ 的包络。

希尔伯特变换是在同一个域内进行的,将时域信号转换为时域解析信号。实部为信号的本身,虚部为信号的希尔伯特变换,解析信号的幅值则为信号的包络。

实验采集的心音信号为离散信号,设为 $x(n)$,则其希尔伯特变换 $\hat{x}(n)$ 及其包络的计算如下:

- (1)对 $x(n)$ 进行傅里叶变换得到 $F(n)$,支流分量设置为零;
- (2)对 $F(n)$ 正的频率部分乘以虚数因子的负值 $-j$, 负的频率部分乘以虚数因子 j ;
- (3)对新得到的序列做傅里叶反变换得到信号的希尔伯特变换 $\hat{x}(n)$ 。则 $x(n)$ 对应的解析信号为

$$z(n) = x(n) + j\hat{x}(n), \text{其包络为 } A(n) = \sqrt{x(n)^2 + \hat{x}(n)^2}$$

图 2 中显示的就是对预处理后的心音信号的进行希尔伯特变换得到的心音包络。

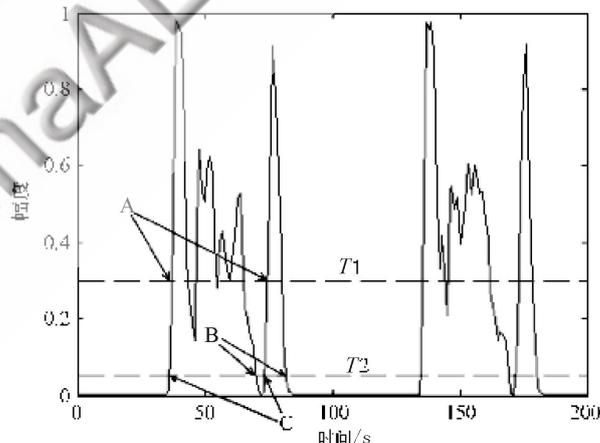


图 2 双门限寻找心音段边界

4 心音的分段

通过预处理和希尔伯特变换,心音信号的基本成分得到了保留,并且得到了光滑的包络线,包络线基本上反映了心音信号的基本特征。心音分段的目的就是确定心音的 4 个部分 S1、S2、S3、S4 的位置及分段边界,从而准确地确定第一心音和第二心音的位置。

4.1 双门限法寻找心音段的边界

在心音信号的包络中选择能量在一定幅度之上确定边界。其过程为:

- (1)确定高门限 T_1 ,其取值保证检测出幅度较大的有用信号,同时去除幅度较小的噪声和杂音。
- (2)确定底门限 T_2 ,其值取决于背景噪声。

《微型机与应用》2010 年第 02 期

技术与方法

Technique and Method

(3)从前往后搜索,从大于 T_1 开始(A点)到小于 T_2 结束(B点),为有效的心音段。

(4)从A点向前搜索,到小于 T_2 结束(C点),C、B即为有效心音段的起止点。

(5)暂时认为这些有效的心音段为S1、S2。

4.2 心音的去除与合并

以上所确定的心音段有可能不是真实的S1、S2,因为在出现S1、S2分裂,或者出现强度较大(大于 T_1)的噪音时,分段将出现“伪迹”。为了消除这些“伪迹”,需要根据一定的准则合并分裂的心音,并去除多余的心音段。通过阅读文献确定了以下的准则^[8]:

(1)统计正常心音的中S1与S2的最小间隔,确定阈值 \min ;

(2)当两心音段的间隔小于 \min 并且其最大能量相近时,认为时心音分裂,则合并之;

(3)如果两心音段的间隔小于 \min 并且其中一个的能量远远大于另一个时,认为时心杂音,去除能量小的能量段。

经过去除和合并,剩下的心音段就可以认为是S1、S2。

以上确定了S1、S2及其边界,但是尚未区分出心音段与S1、S2的对应关系。根据S1到S2的间隔都要小于S2到S1的间隔,寻找上述心音段的最大间隔,该间隔的起点为S2,终点为S1。S1到S2为收缩期,S2到S1为舒张期。到此,就确定了第一心音(S1)和第二心音(S2)。结果如图3所示。

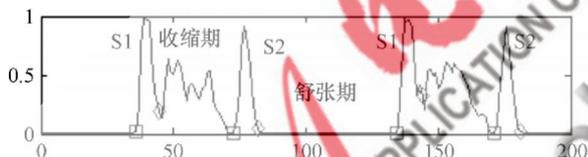


图3 确定心音边界及第一和第二心音

5 心音身份识别具体方法及实验

采用新型高分子聚合材料做成的微音压电传感元件采集心音信号,再经过心音信号的预处理、希尔伯特变换提取包络、A/D转换,再经过USB通信电路与计算机相连,在屏幕上显示波形。由于低频端处于人耳听阈以外,因此只有用心音检测系统才能真实地显示心音的波形特性。在安静的环境下,受检者采用仰卧体位,尽量屏住呼吸或平静呼吸,心音传感器统一放在二尖瓣听诊区采集人的心音。

心音信号是非平稳的,它的特征参数有很大的模糊度^[9]。正是因为模糊的原因,导致了利用仿生模式识别无法解决。因此,将模糊理论引进其中。所谓模糊识别指的是已知事物的各种类别,判断给定的或者新得到的对象应该属于哪一类,或者是否为一个新的类别。

设 $U=\{u_1, u_2, \dots, u_n\}$ 为待识别对象所构成的集合, U 中每一个待识别对象 u_i 有 m 个特征指标 $u_{i1}, u_{i2}, \dots, u_{im}$,

《微型机与应用》2010年第02期

记为

$$u_i=(u_{i1}, u_{i2}, \dots, u_{im}) (i=1, 2, \dots, n)$$

设待识别对象集合 U 可分为 p 个类别,且每一个类别均为 U 上的一个模糊集,记为 A_1, A_2, \dots, A_p ,则称它们为模糊模式。

注意到 A_1, A_2, \dots, A_p 都是 U 上的模糊集,故可以求出 u_i 对 A_1, A_2, \dots, A_p 相应的隶属度为 $A_1(u_i), A_2(u_i), \dots, A_p(u_i)$ 。显然 u_i 对哪一个模式识别的隶属程度最大,就把 u_i 归属于哪一个比较合适,这也就是隶属原则^[10]。此时只需要确定几个模糊模式中的隶属度的值就可以确定 u_i 的归属。

可见确定合适的模糊集隶属度函数是关键。本文分别利用第一、第二心音段的包络线归一化能量作为识别的依据。

提取5个参与者的心音信号,每人提供5组心音记录。对每个人的心音分别进行预处理,提取包络并确定第一心音和第二心音的包络。建立了一个小的心音信号特征的数据库。对待识别的人提取心音信号,依次进行预处理和希尔伯特变换提取包络,取得第一心音的包络线。把待识别人的第一心音包络依次与心音库中的心音包络进行比较,获得各自的隶属度值 $A_1(u), A_2(u), \dots, A_i(u)$ 。隶属函数为:

$$A_i(u) = 1 - \frac{(S_i - s)^2}{S_i^2}$$

其中 s 是待识别人的第一心音归一化包络的能量, S_i 是心音库中第 i 组的第一心音归一化包络的能量。

对于给定的待识别心音段 $u \in U$,如果存在一个 $i \in \{1, 2, \dots, n\}$,使得 $A_i(u) = \max\{A_1(u), A_2(u), \dots, A_n(u)\}$,则可以认为 $u \in A_i$ (其中, $A_i(u)$ 表示 u 相对模糊集 A_i 的隶属程度,即模糊集 A_i 的隶属度函数值)。图4显示的就是一个人在平静状态下提取的心音与所建立的库中自己的心音能量的比较。

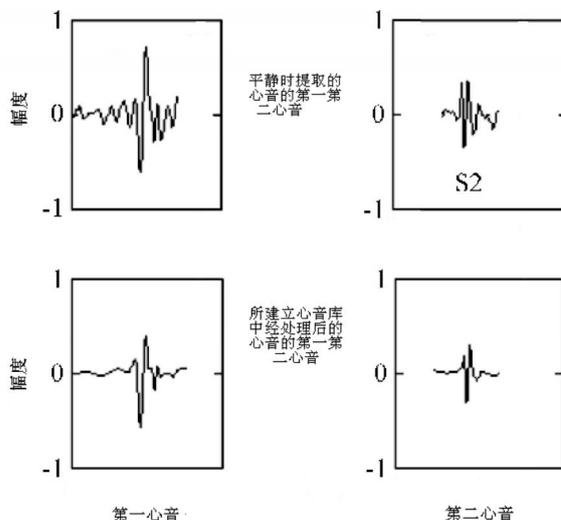


图4 两组心音的比较

技术与方法

Technique and Method

把建立心音库的 5 个人中的任一个作为待识别的对象时,利用模糊模式识别理论进行识别,识别的准确率为 97% 以上。如果把包括建立心音库的 5 个参与者在内的 10 个人做为识别的对象,判断待识别对象的身份对应心音库中的哪一个,或者在心音库中查无此人。在取得合适的阈值的情况下,识别的准确率也为 75% 以上。

当然,如果在安全性要求较高的场合,可要求第一心音和第二心音的归一化能量相似度同时满足一定的阈值要求,才认为是正确的识别;反之,不满足阈值则认为数据库中无此人的信息,虽然错误拒绝率可能增加,但错误接受率可以下降至零。

本文提出了一种新的生物特征识别技术——心音身份识别。心音很容易用电子听诊仪即时获得,又难于伪造,并且心音包含了个体独有的身份信息,所以心音信号能够提供一种经济又有效的身份识别方法。本文提出 Hilbert 变换提取心音包络,再进行心音包络的分段,运用模糊模式识别的理论对心音各段的独立识别,获得心音之间的似然度,从而判断心音信号是否属于某一个人。通过实际的心音身份识别实验表明这种方法的可行性和可靠性,并且具有广阔的应用前景。在以后条件允许的情况下,可以取得更多的参与者建立心音库,并可以把更多的人作为识别的对象。从而可以让心音身份识别的方法在实际中得到应用。

参考文献

- [1] FU Q, WAN EA. Proceptual wavelet adaptive denoising of speech[C]. Processing of EUROSPEECH-2003. Geneva:[s.n.], 2003: 577-580.
- [2] GEMELLO R, MAMA F, MORI R D. A modified ephraim-malah noise suppression rule for automatic speech recognition[C]. Proceedings of IEEE Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing(ICASSP). Montreal :IEEE press, 2004: 957-960.
- [3] CHARLESTON S, AZIMI-SADIJADI M R. Reduced order kalman filtering for the enhancement of respiratory sounds [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1996, 43(4): 421-424.
- [4] GROCH MW, DOMNANOVICH JR, ERWIN WD. A new heart-sounds gating device for medical imaging. Biomedical Engineering [J]. IEEE Transactions on Biomedical Eng, 1992, 39(3): 307-310.
- [5] LEHNER RJ, RANGAYYAN RM. A three-channel microcomputer system for segmentation and characterization of the phono-cardiogram [J]. IEEE Trans Biomedical Eng, 1987, 34(6): 485-489.
- [6] IWATA A. Algorithm for detecting the first and the second heart sounds by spectral tracking [J]. Med Biol Eng and Compute, 1980, 18(1): 19-26.
- [7] DONOHO D L. Denoising by Soft-thresholding [J]. IEEE Trans Inform Theory, 1995(4): 613-627.
- [8] 徐成斌. 心音图学[M]. 北京: 科学出版社, 1982.
- [9] 席爱民. 模糊控制技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2008.
- [10] 陈水利, 李敬功, 王向公. 模糊集理论及其应用[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [1] FU Q, WAN EA. Proceptual wavelet adaptive denoising of speech[C]. Processing of EUROSPEECH-2003. Geneva:[s.n.], 2003: 577-580.
- [2] GEMELLO R, MAMA F, MORI R D. A modified ephraim-malah noise suppression rule for automatic speech recognition[C]. Proceedings of IEEE Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing(ICASSP). Montreal :IEEE press, 2004: 957-960.
- [5] PROFUMO, F, BOGLIETTI, A GRIVA G. et al, Space vector and sinusoidal PWM techniques comparison keeping in account the secondary effects[J]. AFRICON'92 Proceedings: 3 rd AFRICON Conference; 394-399.
- [6] 严帅, 杨明, 贵献国, 等. 基于 DSP 和 FPGA 的永磁交流伺服系统研究[J]. 微电机, 2007, 40(4): 28-31.
- [7] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政. 空间矢量脉冲调制方法的研究[J]. 中

- 国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.
- (收稿日期: 2009-09-24)

作者简介:

宋明明, 男, 1982 年生, 硕士研究生, 主要研究方向: 为智能信息系统与应用。

成谢锋, 男, 1956 年生, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向: 数字信号处理、EDA 技术、电子技术、通信工程。

王厚大, 男, 1946 年生, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向: 通信系统的可靠性技术。

(上接第 78 页)

implementation of a CPLD-based SVPWM ASIC for variable-speed control of AC motor drives[J]. IEEE PEDS'01, Bali, Indonesia; 322-328.

- [5] PROFUMO, F, BOGLIETTI, A GRIVA G. et al, Space vector and sinusoidal PWM techniques comparison keeping in account the secondary effects[J]. AFRICON'92 Proceedings: 3 rd AFRICON Conference; 394-399.
- [6] 严帅, 杨明, 贵献国, 等. 基于 DSP 和 FPGA 的永磁交流伺服系统研究[J]. 微电机, 2007, 40(4): 28-31.
- [7] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政. 空间矢量脉冲调制方法的研究[J]. 中

国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.

(收稿日期: 2009-07-30)

作者简介:

庞海燕, 女, 1984 年生, 在读硕士研究生, 主要研究方向: 嵌入式系统开发新技术。

谢云, 女, 1946 年生, 硕士生导师, 主要研究方向: 集成电路设计、信息技术和智能机器人技术等。

肖姗姗, 女, 1984 年生, 在读硕士研究生, 主要研究方向: 嵌入式系统开发新技术。