

基于信息最大覆盖率蚁群算法的 Rough 集属性优化约简

曾黄麟, 黄 艳

(四川理工学院自动化与电子信息学院, 四川 自贡 643000)

摘 要:属性约简是一个 NP 难问题,这种算法不仅复杂而且非常耗时。因此本文提出了一种基于等价划分的信息一致性的属性约简算法,降低了属性约简计算复杂度,并将信息最大覆盖率和属性重要性作为蚁群优化算法的信息素进行添加式属性约简,既减小了属性约简的空间复杂度,也提高了计算效率。最后通过一个具体的例子,证明了此算法的有效性和可行性。

关键词:蚁群优化;粗糙集;决策表;属性约简;信息覆盖率

中图分类号:TP18

文献标识码:A

引 言

决策系统的属性约简是数据挖掘研究的核心问题,受到最广泛的重视,研究者们从不同的角度对知识简化的方法进行研究,提出了许多算法,例如用分辨矩阵表示知识的方法,基于条件熵的约简算法,各种启发式的约简算法等。在知识约简的过程中,这些方法都有力地推动了知识约简、数据挖掘研究工作的发展^[1-3]。对于一个数据协调系统的属性约简需要求出属性的最小子集,而最小子集问题实际上是一个 NP 难问题。因此,寻求更简单的属性约简方法和如何通用启发式算法求出约简属性的最小子集,并使得约简属性后的系统具有大的信息覆盖率,成为属性约简研究的焦点。

蚁群算法是近年来发展起来的能解决众多 NP 难问题的通用启发式算法,已经成功的应用于网络路由、分配问题、调度问题以及最短公共超序列问题等。与蚁群算法中经典的 TSP 问题不同,属性约简问题的每一个解都是条件属性的一个子集,这些子集必须覆盖所有的样本,而所求的最小子集就是属性的最小约简。目前,用蚁群优化算法进行属性约简已有一些研究^[4-6],基本上是通过差别矩阵先求出属性核,然后在属性核的基础上再求出属性约简,这种算法不仅复杂而且非常耗时。而且他们所使用的属性约简方法,大多是把所有属性作为

一个整体,采用逐次去掉每个属性的方法,空间复杂度较大,用计算机进行计算的时候,要浪费太多的存取空间,也会影响算法的速率。

本文针对一个协调数据系统,根据系统的信息一致性定义,提出一种更简单的属性约简方法,并利用信息覆盖率的概念,选出系统具有最大的信息覆盖率的约简属性最小子集。将信息最大覆盖率作为属性重要性应用于蚁群优化算法的信息素,采用逐次添加属性的方法,通过启发式算法,选出系统具有最大的信息覆盖率的最小约简属性集。

1 一种更简单的属性约简方法

定义 1 一个知识表达系统表示为: $S = \langle U, C, D, V, f \rangle$, 其中 U 是研究论域(研究对象或样本的集合), $C \cup D = R$ 是属性集合, C 为条件属性集, D 为决策属性集, $V = \cup v_r, r \in R$ 是属性 R 的值域, $f: U \times R \rightarrow V$ 是信息函数,它指定中每一个对象的属性值,对 $\forall x \in U, \forall r \in R, \exists f(x, r) \in v_r$ 。

定义 2^[4] 在一个知识表达系统中,基于条件属性 C 的不可分辨关系的等价族集合表示为 $P = U|C = (X_1, X_2, \dots, X_j)$, 这里 X_j 是基于条件属性由某些研究对象 x 构成的等价集合;基于条件属性 C 描述决策属性 D 表达的信息一致性定义为

收稿日期:2011-06-22

基金项目:四川省科技厅应用基础研究专项课题(2011JY0051);四川省白酒及生物技术重点实验室重点专项课题(NJ2010-01)

作者简介:曾黄麟(1955-),男,四川富顺人,教授,博士,主要从事粗集理论、神经网络及模糊控制等方面的研究。

$$Q_c = \frac{\text{card}(U|C)}{\text{card}(U)} \quad (1)$$

这里 $\text{card}(U|C)$ 表示 U 基于条件属性 C 不可分辨关系的等价类的数目, $\text{card}(U)$ 表示有限论域 U 中可分辨的集合的基数。

定理 1 在一个知识表达系统中, $R = C \cup D$ 是属性集, C 和 D 分别是条件属性集和决策属性, 如果该决策系统是一个协调系统, 文献^[7]已证明, 则存在

$$Q_c = 1 \quad (2)$$

如果存在

$$Q_c = Q_{c-R_i} = 1 \quad (3)$$

则在一个协调的知识表达系统中, 称 $R_i (R_i \in C)$ 为 C 中相对于 D 可省略的, 否则 R_i 为 C 中相对于 D 不可省略的。

这里 Q_c 表示基于条件属性 C 描述决策属性 D 表达的信息一致性, Q_{c-R_i} 表示基于 R_i 为 C 中相对于 D 可省略后的条件属性描述决策属性 D 表达的信息一致性。

由公式(3)可以看到, 利用信息一致性计算系统条件属性简化, 比利用不可分辨性, 协调性, 条件熵等方法计算系统条件属性简化^[1-3], 计算复杂度将大大降低。

定义 3^[8] 一个知识表达系统, 当用一张数据表表达时, 则该数据决策信息系统能提供的最大信息覆盖率定义为:

$$G = \frac{|U_n|}{\prod_{i=1}^n |V_{R_i}|} \quad (4)$$

这里 $|U_n|$ 为论域的基数, 表示数据表中不同的对象 $x \in U$ 数目, $|V_{R_i}|$ 为属性 R_i 的等价属性值的集合的基数, 表示数据表中属性 R_i 不同的属性值数目。

对于一个根据采集的数据构成的决策信息系统, 某一属性 R_i 约简后, 则该数据决策信息系统能提供的最大协调数据信息覆盖率为:

$$G_{j \neq i} = \frac{N_{j \neq i}}{\prod_{j=1, j \neq i}^n |V_{R_j}|} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5)$$

这里 $N_{j \neq i}$ 表示某一属性 R_i 约简后, 数据信息系统能提供的协调有用数据数目, $\prod_{j=1, j \neq i}^n |V_{R_j}|$ 表示属性 R_i 约简后的条件属性组合, 将能提供的该信息系统可能的协调数据对象数目。

定义 4^[5] 在一个知识表达系统中, 属性 R_i 在该系统中提供的信息覆盖率对表达系统的逻辑规则的重要性定义为:

$$\beta_i = 1 - \frac{N_{j \neq i}}{\prod_{j=1, j \neq i}^n |V_{R_j}|} \quad (6)$$

2 基于信息最大覆盖率蚁群算法的属性优化约简

2.1 蚁群算法中的集合覆盖问题

目前, 用蚁群优化算法进行属性约简主要通过差别矩阵先求出属性核, 然后在属性核的基础上, 并采用逐次去掉每个属性的办法, 再求出属性约简, 这种算法不仅复杂而且非常耗时, 而且空间复杂度较大, 用计算机进行计算的时候, 要浪费太多的存取空间, 也会影响算法的速率, 因此, 在这里我们提出一种新的属性约简方法, 这种方法是上述方法的逆向思维, 也就是采用逐次添加属性的方法来达到属性约简的目的。

定义 5 设有非空集合 $A, S = \{A_1, A_2, \dots, A_m\}$, 其中 $A_i \subseteq A$, 且 $A_i \neq \Phi (i = 1, 2, \dots, m)$, 若 $A_1 \cup A_2 \cup A_3 \cup \dots \cup A_i \cup \dots \cup A_m = A$, 则称 S 是集合 A 的一个覆盖。

定义 6 在一个信息系统集合覆盖问题 (scp) 中, 给定一个所有的元素值都为 0 或 1 的 $m \times n$ 矩阵 $A, A = [a_{ij}]$, 矩阵中的每一列都给定一个非负的代价 b_j , 当 $a_{ij} = 1$ 时, 就认为第 j 列覆盖了第 i 行, scp 的目标就是选择一个带有最小权重的覆盖了矩阵中所有行的矩阵行的子集, 用 J 代表矩阵列的一个子集, y_j 是一个二进制变量, 如果 $j \in J$, 那么 $y_j = 1$, 否则 $y_j = 0$, scp 的形式化定义如下:

$$\min f(y) = \sum_{j=1}^n b_j y_j \quad (7)$$

约束条件满足

$$\sum_{j=1}^n a_{ij} \cdot y_j \geq 1, (i = 1, \dots, m), y_j \in \{0, 1\}, (j = 1, \dots, n) \quad (8)$$

其中式(1)给出的约束强制要求矩阵中的每一行至少被一列覆盖, 换句话说, 选出来的列集合必须覆盖所有的行。

2.2 蚁群算法求解最小属性约简集

蚁群算法求解的重要构件元素:

节点: 把每个属性的不可分辨关系的等价族集合作为蚁群算法的节点;

约束: 要求每个节点最多只能被一只蚂蚁访问一次, 而且问题的解必须覆盖信息系统中的所有样本。

信息素与启发式信息: 信息素与属性相关联, 成分 j 上的信息素 τ_j 量度的是解中包含成分 j 的期望度, 所有属性的信息素都初始化为一定值, 利用信息最大覆盖率和属性重要性作为蚁群优化算法的信息素的启发式信息:

$$\eta_j = \beta_i = 1 - \frac{N_{j \neq i}}{\prod_{j=1, j \neq i}^n |V_{R_j}|} \quad (9)$$

解的构建: 每一只蚂蚁随机的从一个节点出发, 通过寻优, 直到决策表中的所有行都被覆盖, 蚂蚁选择下

一个节点的行为选择规则为

$$P_i^k(t) = \frac{\tau_i \eta_i}{\sum_{i \in N^k} \tau_i \eta_i} \quad (10)$$

如果 $i \in N^k$, 其中 N^k 表示第 k 只蚂蚁下一次可以访问的节点, 对 N^k 来说, 至少存在一个未被覆盖的行(样本), 当所有的行都被覆盖(即 $t_2 = n$) 以后, 蚂蚁就完成了对一个解的构建。

2.3 基于信息最大覆盖率蚁群算法的属性优化约简算法

置两个访问数组 $visited1[]$ 和 $visited2[]$, $visited1[]$ 用来记录已访问的节点, $visited1[j] = 1$ 时, 表示节点 j 已访问, $visited2[]$ 用来记录已覆盖的样本, $visited2[i] = 1$ 时, 代表样本 i 已被添加进来(已被访问), 并用 t_1 和 t_2 记录已访问的节点个数和样本个数。

设置蚂蚁的个数为 $s(s = n)$, 蚂蚁最大迭代次数为 $NC = 100$, $count = 0$ 。算法的步骤如下:

1. 参数初始化: $count = count + 1$ (迭代次数), 释放第 k 只蚂蚁, $k = 0$, 且 $k = k + 1$, 置访问数组 $visited_1[n] = 0$ 和 $visited_2[m] = 0$ 。

2. 根据启发式信息公式(3)和信息素组成的行为选择规则公式(4)选择节点 j , 并使 $visited_1[j] = 1$, $t_1 = t_1 + 1$, 并依照样本覆盖算法来逐次选择样本 i , 并使 $visited_2[i] = 1$, $t_2 = t_2 + 1$, 若此次不能再添加样本, 转步骤3。

3. 判断节点是否被全部访问, 即判断 t_1 , 如果 $t_1 \neq n$, 转步骤4, 如果 $t_1 = n$, 转步骤5。

4. 判断样本是否被全部覆盖, 即判断 t_2 , 如果 $t_2 \neq m$, 转步骤2, 如果 $t_2 = m$ 转步骤5。

5. 根据蚁群优化算法对蚂蚁 k 构建的路径进行信息素更新, 转步骤2。

6. 判断迭代次数, 如果 $count < NC$, 转步骤1, 如果 $count \geq NC$, 则迭代终止。

以下给出一个简单的例子来描述信息系统集合覆盖问题在属性约简中的应用。我们以分析学生就业知识系统为例, 来证明本文方法的有效性和可行性。一个学生就业情况的调查数据如表1所示。

在该表中论域 U 是考察的学生对象的全体 $x_i (i = 1, \dots, 15)$ 。在条件属性中 R_1 表示民族(1表示汉族, 2其他民族), R_2 表示性别(1女, 2男), R_3 表示身材, R_4 表示基础课成绩, R_5 表示外语水平, R_6 表示计算机应用水平, R_7 表示背景及社会关系, R_8 表示专业水平, R_9 表示动手能力, R_{10} 表示社交能力, ($R_1 - R_{10}$ 中表示1优, 2良, 3中), R_{11} 表示学生干部与否(1表示是, 2表示否), D 表示就业情况(1优, 2良, 3中, 4差)。

根据信息一致性定义, 利用定理2进行系统的属性

表1 学生就业情况调查表

U	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_8	R_9	R_{10}	R_{11}	D
x_1	1	2	1	1	1	2	3	2	1	2	2	1
x_2	2	1	3	3	3	2	1	2	1	1	1	1
x_3	1	2	3	3	2	2	1	3	1	2	2	1
x_4	1	2	2	1	2	3	2	1	2	1	2	1
x_5	1	2	1	2	1	1	3	2	3	1	1	1
x_6	1	2	2	2	3	1	1	2	3	2	1	2
x_7	1	1	1	2	2	2	3	2	2	2	2	2
x_8	1	1	1	2	2	2	1	2	2	3	2	2
x_9	1	1	2	3	3	1	3	3	1	3	2	2
x_{10}	1	2	1	3	3	2	1	3	3	3	2	3
x_{11}	2	2	1	2	3	2	3	3	2	3	2	3
x_{12}	1	2	2	3	3	3	3	3	3	4	1	3
x_{13}	2	1	2	3	3	3	2	3	3	3	2	4
x_{14}	2	2	3	2	3	3	3	3	3	3	1	4
x_{15}	1	1	3	2	3	2	3	3	3	3	1	4

约简, 根据知识表达系统提供的最大信息覆盖率定义, 利用属性 R_i 对表达系统的逻辑规则的重要性进行属性的选择, 应用本文提出的蚁群优化算法, 设置蚂蚁数为11, 最大迭代次数为50, 最后仅循环了5次便得到了一个最小属性约简集合, 即 $\{R_1, R_2, R_3, R_7, R_{11}\}$ 。

由此研究表明, 民族, 性别, 身材, 背景及社会关系, 学生干部与否等都和学生就业的情况有密切关系。

3 结束语

本文根据系统的信息一致性提出了一种更简单的属性约简方法, 并利用信息覆盖率的概念, 选出系统具有最大的信息覆盖率的约简属性最小子集。把决策表属性约简问题视作蚁群优化的集合覆盖问题, 通过将属性添加到属性子集来不断的覆盖论域中的样本, 当样本全部覆盖之后, 就得到了一次属性约简, 再从结果子集中选取子集来覆盖样本, 直到不能再把结果子集约简, 那么这个结果子集就是最小约简。结果表明此种算法运算量少, 且对于条件属性较多的决策具有较大优势。

参考文献:

- [1] Yao Yiyu, Zhao Yan. Discernibility matrix simplification for constructing attribute reducts[J]. Information Sciences, 2009, 179: 867-882.
- [2] Thangavela K, Pethalakshmi A. Dimensionality reduction based on rough set theory[J]. A review Applied Soft Computing, 2009, 9: 1-12.
- [3] Chris Cornelis, Richard Jensen, Germán Hurtado. Attribute selection with fuzzy decision reducts[J]. Information Sciences, 2010, 180: 209-224.
- [4] 曾黄麟, 李娟. 基于遗传算法的神经网络油水层识别[J]. 四川理工学院学报: 自然科学版, 2010, 23(5): 590-593.

- [5] Jensen R, Shen Q. Finding rough set reducts with ant colony optimization[C]. In: Proc. 2003 UK Workshop on Computational Intelligence, Bristol, UK, 2003:15-22.
- [6] Zeng Huanglin, Huang Y, Zeng X H. A New Approach of Attribute Reduction Based on Ant Colony Optimization [C]. Fifth International Conference on Natural Computation ICNC2009, 2009(3):3-7.
- [7] Zeng Huanglin, Zeng Xiaohui. Studies on consistence of the knowledge simplification of an uncertain system[C]. Proceeding of 8th International Conference on Cognitive Informatics, HongKong, 2009:162-166.
- [8] Zeng Huanglin, Zeng Xiaohui. Reasoning Decision Rules of an Uncertain System[C]. The Fourth International Conference on Rough Sets and Knowledge Technology, Australia, 2009:112-120.
- [9] Deng T Q, Yang C D, Zhang Y T, et al. An Improved Ant Colony Optimization Applied to Attributes Reduction [C]. Cao B, Zhang C, Li T, (Eds.): Fuzzy Information and Engineering, Springer Berlin Heidelberg, 2009 (54):1-6.
- [10] Ke L J, Feng Z R, Ren Z G. An efficient ant colony optimization approach to attribute reduction in rough set theory[J]. Pattern Recognition Letters, 2008 (29):1351-1357.

A Best Coverage of Information Approach of Rough Sets Attribute Reduction Based on Ant Colony Optimization

ZENG Huang-lin, HUANG Yan

(School of Automation and Electronic Information, Sichuan University of Science & Engineering, Zigong 643000, China)

Abstract: Reduction of redundancy condition attributes is a N-P hard problem which is a kind of time-consuming complex computation. A new approach of reduction of redundancy condition attributes is put forward based on an information consistency relationship of equivalent classification to reduce computation complexity. The best coverage of an information system and the significance of attribute to the system are chosen as a rule of heuristic information. An algorithm of attribute reduction based on ant colony optimization is suggested to improve effectiveness of computation and space complexity. The merit of the optimization of attribute reduction on ant colony algorithm is validated by the proposed application.

Key words: ant colony optimization; rough set; decision-table; attribute reduction; coverage of information

基于近似核 FFT 快速测频算法的 FPGA 实现

袁俊榆¹, 杜正聪^{1,2}, 祝俊¹

(1. 电子科技大学电子工程学院, 成都 610054; 2. 攀枝花学院, 四川 攀枝花 617000)

摘要:通过理论分析高阶近似核 FFT 和基 2 DIF-FFT 的结构, 实现了基于 64 点近似核 DFT 的快速算法。算法基于基 2 DIF-FFT 的结构, 通过蝶形运算和分解算法有效的减少了运算量, 提高了低阶 FFT 的动态范围, 易于硬件实现。理论分析和 FPGA 硬件实验结果验证了算法的有效性。

关键词:近似核; 频率估计; 基 2 DIF-FFT; FPGA

中图分类号:TN957.51

文献标识码:A

引言

有限长数据的实正弦信号的频率估计方法研究是十分重要的课题, 在通讯、雷达及电子对抗等领域有着广泛的应用^[1], 信号频率的快速估计目前主要采用基于 DFT 和时域自相关的非参数估计方法^[2-3]。离散傅里叶变换(DFT)是数字信号处理中非常重要的处理工具, 它在信号的频谱分析、系统的频域分析、设计以及实现中起到非常重要的作用, 它的实现是基于直接 DFT 和 FFT 算法^[4,5], 鉴于 FFT 算法运算量低和易于硬件实现的优点, 更适应于实际信号环境。但是, FFT 的运算速度仍然无法满足现有的 ADC 的转换速度。所以在电子战接收机中, 提出了基于单比特近似核或降低 ADC 的量化位数的方法来消除 FFT 运算中的乘法运算, 从而减少 FFT 的复杂性以提高系统的实时性, 但其动态范围有限, 加窗处理也不能改善动态范围^[6,7]。本文基于优化近似核^[2]和 DIF 的基 2-FFT 结构^[5], 提出基于 64 点近似核 DFT 的快速算法 FPGA 实现, 验证了算法的可行性和有效性。

1 算法原理

1.1 近似核 FFT 原理

FFT 核函数 $e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$ 用其近似核 $\varphi(e^{j\theta(n,k)})$ 表示, 则有^[2]:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\varphi(e^{j\theta(n,k)}) \quad (1)$$

其中要求近似核是周期为 2π 的复共轭函数, 从而可展开为傅里叶级数。对近似核 $\varphi(e^{j\theta(n,k)})$ 傅里叶级数展开, 可得

$$\varphi(e^{j\theta(n,k)}) = \sum_{p=0}^{N-1} a_p e^{-j\frac{2\pi}{N}pk} \quad (2)$$

其中系数 a_p 为实数, M 为近似核数, 则有

$$\begin{cases} a_p = \frac{(-1)^p \sin(\pi/M)}{p} \frac{\sin(\pi/M)}{\pi/M}, p = 1 + rM, r \in \mathbf{Z} \\ a_p = 0 \quad \text{其它} \end{cases} \quad (3)$$

将式(2)代入式(1), 有

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \left[\sum_{p=0}^{N-1} a_p e^{-j\frac{2\pi}{N}pk} \right] \quad (4)$$

交换式(4)的积分次序, 得到

$$X_k = \sum_{p=0}^{N-1} a_p \left[\sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}pk} \right] \quad (5)$$

由式(3)的 a_p 表示式知, 当 $p = 1$ 时, 式(3)的指数序列正好是 DFT 的核函数, 从而能得到真实的频率, 但有失真谐波成分(即 $p \neq 1$ 时), 由于 $|a_1| \gg |a_{p(p \neq 1)}|$, 因此并不影响频率估计的正确位置^[8]。

1.2 近似核 FFT 算法

设序列 $x(n)$ 长度为 N , 且 $N = 2^L$, L 为整数。首先将 $x(n)$ 按 n 的顺序分为前 $N/2$ 点和后 $N/2$ 点两部分, 由 DFT 定义得

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) W_N^{\frac{N}{2}k} \right] W_N^{nk} \quad (6)$$

收稿日期:2011-04-12

基金项目:国家“十一五”预研项目资助(41101030401)

作者简介:袁俊榆(1983-),男,重庆人,硕士生,主要从事雷达侦察技术方面的研究。

其中 $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ 为 DFT 的旋转因子,具有周期性、对称性及可约性。由于式中用的是 W_N^{nk} , 而不是 $W_N^{\frac{k}{2}}$, 因而该式并不是 $N/2$ 点的 DFT, 又因为 $W_N^{\frac{N}{2}} = -1$, 故 $W_N^{\frac{N}{2}k} = (-1)^k$, 所以式改写为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + (-1)^k x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{nk} \quad (7)$$

$k = 0, 1, \dots, N - 1$

当 k 为偶数时, $(-1)^k = 1$; 当 k 为奇数时, $(-1)^k = -1$ 。所以可以按 k 的奇偶将 $X(k)$ 分为偶奇两部分, 用 $X(2r)$ 和 $X(2r + 1)$ 分别表示 $X(k)$ 的偶数项和奇数项, 则式改写为

$$X(2r) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{2nr} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{nr} \quad (8)$$

$$X(2r + 1) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{n(2r+1)} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left\{ \left[x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{nr} \right\} W_N^{nr} \quad (9)$$

其中 $r = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$ 。式表明 $X(k)$ 的偶数部分为前半输入与后半输入之和的 $N/2$ 的 DFT; 式表明 $X(k)$ 的奇数部分为前半输入与后半输入之差再与 W_N^n 之积的 $N/2$ 点 DFT。令

$$\begin{cases} x_1(n) = x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \\ x_2(n) = \left[x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^n \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (10)$$

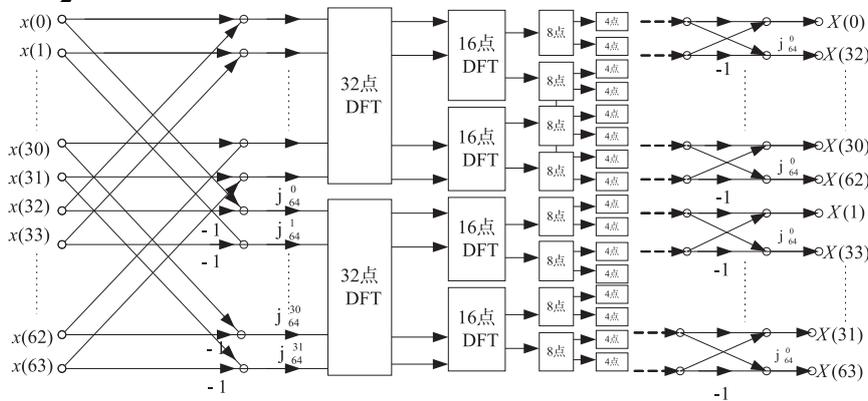


图 2 64 点的高阶近似核 FFT 运算流程

2.3 算法的复杂性

由 DIF-FFT 算法的流程图可知,任意的 $N = 2^L$ 点的 DFT, 都可以通过 $L - 1$ 次分解完成 $x(n)$ 到 $X(k)$ 的 L 级运算过程; N 点 FFT 共有 $\log_2 N = L$ 级迭代运算, 每级有 $N/2$ 个蝶形, 一个蝶形运算单元包括一次复数乘法和二次复数加法, 所以计算量为^[4,5]

则式(8)和(9)改写为

$$\begin{cases} X(2r) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_1(n) W_N^{nr} \\ X(2r + 1) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_2(n) W_N^{nr} \end{cases} \quad r = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (11)$$

在实际计算中, 首先形成序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$, 然后计算 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的 $N/2$ 点的 DFT, 便得到偶数和奇数输出点的 DFT。近似核函数 $\varphi(e^{j\theta(n,k)})$ 也具有与旋转因子 W_N 一样的周期性、对称性及可约性, 可以用近似核函数 $\varphi(e^{j\theta(n,k)})$ 替代旋转因子 W_N , 则

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + (-1)^k x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] \varphi(e^{j\theta(n,k)}) \quad (12)$$

$k = 0, 1, \dots, N - 1$

$$\begin{cases} X(2r) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_1(n) \varphi(e^{j\theta(n,r)}) \\ X(2r + 1) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_2(n) \varphi(e^{j\theta(n,r)}) \end{cases} \quad r = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (13)$$

则近似核蝶形运算单元由图 1 表示:

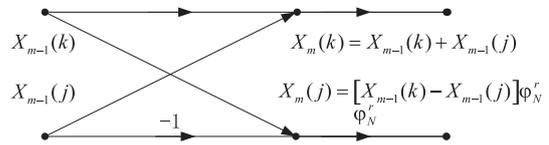


图 1 近似核蝶形运算单元

通过蝶形运算, 经过 $L - 1$ 次分解, 最后将 N 点 DFT 分解成 $N/2$ 个 2 点 DFT。一个 64 点的高阶近似核 FFT 运算流程如图 2 所示。

$$\text{复乘次数: } m_f = \frac{N}{2} L = \frac{N}{2} \log_2 N$$

$$\text{复加次数: } a_f = NL = N \log_2 N$$

由近似核 $\varphi(e^{j\theta(n,k)})$ 代替 W_N^k 无需三角运算, 由于近似核函数的值实部和虚部都为 2 的幂次, 在硬件实现时, 只需要加法器、移位寄存器和反相器完成 FFT, 降低

了硬件实现的运算量和复杂性。

2 仿真分析

2.1 算法仿真

测试参数为:单实正弦信号 $a = 1, \varphi = \frac{\pi}{4}, f_0 = 200$ MHz, 采样频率为 $f_s = 2.5$ GHz, 则理论归一化频率为 0.08, 分别采用 4 点和 64 点近似核及 DIF 的基 2 - FFT 结构。信号的归一化频谱如图 3 所示。由图 3 可知, 采用近似核 DFT 估计的归一化频率为 0.077 8。与标准 FFT 频谱比较, 近似核 FFT 频谱中的谐波成分较多, 64 点近似核的谐波分量比 4 点近似核的谐波分量多; 标准 FFT、4 点和 64 点近似核 FFT 的谱峰基本重合。64 点近似核的动态范围高于 4 点近似核的动态范围。

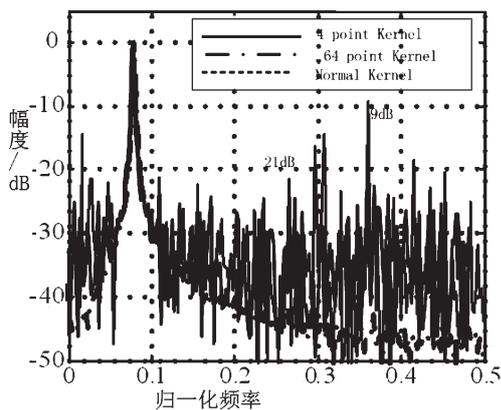


图3 4点、64点近似核及DFT幅频特性

2.2 硬件仿真

测试参数为:单实正弦信号 $a = 1, \varphi = \frac{\pi}{3}, f_0 = 400$ MHz, 采样频率为 $f_s = 1.5$ GHz, 则归一化频率为 0.26, ADC 的量化采用“中间提升”型, 量化位数为 6 位, 采样点数 $N = 64$, 近似核为 64 点高阶近似核。采用的硬件平台是基于 Xilinx 公司的 Virtex - 5 系列 FPGA - XC5V5X95T 芯片频率估计电路板。由图 4 所示, 频谱出

现峰值时, $k_m = 17$, 则估计频率

$$\hat{f} = k_m \frac{f_s}{N} = 17 \times \frac{1500}{64} = 398.44 \text{ MHz}$$

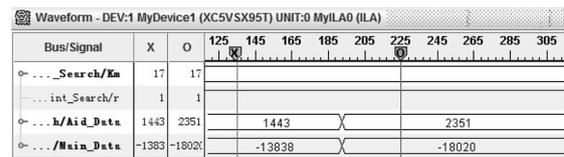


图4 仿真结果

3 结论

本文基于单比特接收机设计思想, 采用近似核和 IF 的基 2 - FFT 结构, 研究了一种基于 64 点高阶近似核快速 DFT 实现算法, 该算法有效的提高了信号动态范围, 同时在硬件实现时, 只需要加法器、移位寄存器和反相器, 易于硬件实现。通过理论分析和仿真, 均验证了算法的有效性。

参考文献:

- [1] Hing-Cheung So, Yiu-Tong Chan. Short-time frequency estimation of a real sinusoid[J]. IEICE Transactions on Fundamentals, 2005, E882A(9):2455-2459.
- [2] Tsui J B Y. Digital microwave receivers: theory and concept[M]. Dedham, MA: Artech House, 1991.
- [3] Tsui J B Y. Digital techniques for wideband receivers [M]. 2nd edition. Boston: Artech House, 2001.
- [4] 程佩青. 数字信号处理教程[M]. 北京: 清华大学出版社, 2001.
- [5] 唐向宏. 数字信号处理—原理、实现与仿真[M]. 北京: 高等教育出版社, 2006.
- [6] 张 硕, 梁士龙. 单比特测频接收机中 DFT 算法优化 [J]. 制导与引信, 2006, 27(2):51-55.
- [7] 周 涛. 电子战中的单比特数字化接收机技术[J]. 电子对抗, 2006(5):6-10.
- [8] 祝 俊, 唐 斌, 杜正聪, 等. 基于高阶近似核和傅里叶系数内插的快速频率估计算法[J]. 数据采集与处理, 2009, 24(6):797-801.

Fast Frequency Estimation Algorithm Based on FFT with Approximations to Kernel Function Using FPGA

YUAN Jun-yu¹, DU Zheng-cong^{1,2}, ZHU Jun¹

(1. School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China;
2. Panzhihua University, Panzhihua 617000, China)

Abstract: Via theoretical analysis for approximate high-order kernel function and radix-2 DIT-FFT structure, a fast algorithm, based on the approximate kernel function with 64 points, is proposed to implement DFT, which improves the dynamic range of FFT with low-order kernel function, decreases computational complexity efficiently, and is better in terms of hardware implementation, by butterfly computation and decomposition. Both theoretical analysis and FPGA experimental results verify its efficiency.

Key words: approximate kernel; frequency estimation; radix-2 DIT-FFT; FPGA

改进检测周期脉冲信号的非线性随机共振系统

方秀宁¹, 李健^{1,2}, 向林¹, 倪强¹

(1. 四川大学电子信息学院, 成都 610065; 2. 西南交通大学信息编码与传输四川省重点实验室, 成都 610031)

摘要:在利用非线性随机共振系统检测周期脉冲信号的研究中,通常采用的非线性系统为双稳态系统。针对双稳态系统的两个结构参数不易调节,误差较大,限制了系统检测性能的提高。为了优化系统,提高系统检测性能,提出采用只有一个结构参数且具有积分放大作用的单稳态系统。通过分析信号频谱,对比信号幅值,证实结构参数取较小值的单稳态系统具有积分作用,易于调节。Matlab、Monte - Carlo 仿真验证具有积分特性的单稳态系统可获得更佳检测效果。

关键词:检测;随机共振;单稳态;周期脉冲信号;非线性系统

中图分类号:TP202⁺⁷

文献标识码:A

引言

传统的信号检测方法都是从去除噪声,从而提高信噪比出发。而自从上个世纪 80 年代意大利人 Benzi^[1-2] 等人在研究地球古气象问题时提出了随机共振(SR)被应用在信号检测领域后。人们欣喜的发现这是一种完全不同于传统信号检测的新方法,它将微弱周期信号与噪声送入非线性系统中,通过调节噪声强度或者非线性系统结构参数,使三者达到一种协调作用,类似物理上的“共振”,从而使噪声能量向信号转移,实现信噪比的提高^[3]。

随机共振最早被发现存在于双稳态非线性系统中,随着深入的研究,单稳态非线性系统中同样存在随机共振现象^[4-5]。当前应用双稳态非线性系统检测信号时,通常采用的是参数调节法^[6],由于双稳态系统有两个结构参数(a,b),文献[6]指出需要先固定一个结构参数 b,然后调节另一个结构参数 a,虽然这种方法能够实现随机共振,但是检测速率太低,误差较大,很难实现最佳随机共振。文献[7]提出了自适应随机共振,虽然能够实现最佳随机共振,但是由于被检测信号的差异性,每检测一次信号,就需要从新自适应搜索能够实现最佳共振的 a,b 值,检测速率低。本文采用只有一个结构参数

的单稳态非线性系统,简化了电路设计。同时当单稳态非线性系统的结构参数为较小值时,不仅具有积分放大作用,能够大幅度提升周期脉冲信号的幅值,提高信号检测性能,而且在检测不同信噪比信号时,只需微调结构参数取值,即可取得较佳的共振效果,检测速率大大提高。

本文从 Langevin 方程出发,分析周期脉冲信号分别应用双、单稳态系统检测,其在不同结构参数值的情况下,输出信号幅值变化,说明单稳态随机共振系统具有积分放大作用,并通过 Monte - Carlo 仿真,得到双、单稳态的检测性能对比表。

1 系统理论

随机共振产生需要三个必需条件:微弱周期信号、噪声、非线性系统。原理框图如图 1。



图 1 随机共振原理框图

描述随机共振的 Langevin 方程如下:

收稿日期:2011-05-20

基金项目:四川省应用基础研究项目(2008JY0048);西南交通大学信息编码与传输四川省重点实验室开发研究基金(LF08007)

作者简介:方秀宁(1987-),男,山东枣庄人,硕士生,主要从事信号检测方面的研究。

$$\frac{dx}{dt} = -\frac{dU(x)}{x} + s(t) + \Gamma(t) \tag{1}$$

其中 x 为系统输出, $U(x)$ 为双稳势函数, 当 a 取值逐渐减小, 双稳态逐渐变为单稳态如图 2, $P(x)$ 为单稳势函数。

$$U(x) = -\frac{ax^2}{2} + \frac{bx^4}{4}, P(x) = \frac{bx^4}{4} \tag{2}$$

a, b 为非线性系统结构参数, $s(t)$ 为微弱周期脉冲信号, 幅值 $A = 0.05$, 频率 $f = 0.01 \text{ Hz}$, 占空比 $\tau = 0.5$ 如图 3(a), 即

$$s(t) = \begin{cases} A & t \in [nT, nT + 0.5T] \\ -A & t \in [nT + 0.5T, (n+1)T] \end{cases} = \begin{cases} 0.05 & t \in [100n, nT + 50] \\ -0.05 & t \in [100n + 50, (n+1)100] \end{cases}$$

$\Gamma(t)$ 是均值为 0, 噪声强度为 D 的高斯分布白噪声。

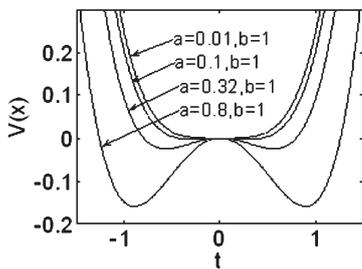


图 2 $b = 1, a$ 取不同值时双稳势渐变成单稳图

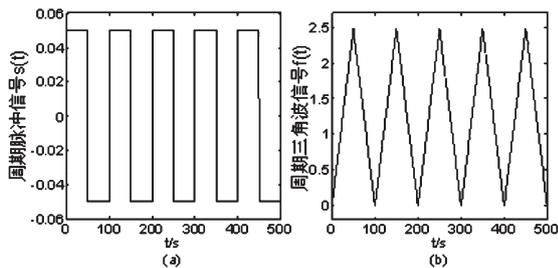


图 3 (a) 周期脉冲信号, (b) 周期三角波信号

当质点在微弱周期信号和噪声的叠加作用之下, 质点可以周期性按频率 f 越过图 2 中双势阱之间的势垒, 使得微弱周期信号能量增强的现象称为双稳态随机共振(阱间共振)。当信号、噪声和非线性系统达到某种匹配, 只能在单阱之间进行周期性的运动称为单稳态随机共振。

2 单稳态非线性系统积分放大特性

由于噪声是随机力, 不利于准确分析系统特性, 因此在下面的讨论中, 把噪声摘掉, 分析双、单稳态系统特性。

2.1 双稳态模型

令 $\Gamma(t) = 0$ 时, 方程(1)变为

$$\frac{dx}{dt} - (ax - bx^3) = s(t) \tag{3}$$

当 $a \neq 0, b \neq 0$ 时系统为双稳态系统, 将周期脉冲信号 $s(t)$ 送入不加噪声的双稳态系统中, 根据参数调节法, 结构参数 $b = 1$, 调节 a 取不同值时, 输出信号图形如图 4。

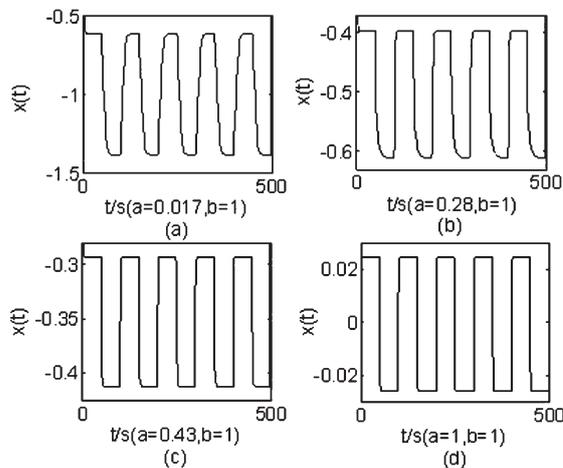


图 4 $b = 1$, 调节 a 取不同值时输出信号时域波形图

从图 4 可以看出: 1、周期脉冲信号送入双稳态系统其输出信号幅值(峰-峰值)随着 a 取值不断增大而不断减小, 由于随着 a 取值不断加大, 系统由单稳态系统逐渐变为双稳态系统。2、 a 取较小值时输出信号近似为周期三角波信号如图 4(a), 随着 a 取值不断增大, 输出信号逐渐近似为周期脉冲信号如图 4(c)(d)。

2.2 单稳态模型

在实际系统中, 在物理、化学以及生物领域, 存在着许多单稳态系统^[8]。Vilar JMG 和 Rubi JM 研究了一类单稳态系统并发现了随机共振现象。令双稳态系统中的结构参数 $a = 0, b \neq 0$ 变成了单稳态系统。因此方程(1)变为

$$\frac{dx}{dt} + bx^3 = s(t) \tag{4}$$

对比方程(4)和(3)可知, 单稳态系统比双稳态系统少一个结构参数, 实际电路设计更加简洁。

将周期脉冲信号 $s(t)$ 送入不加噪声的单稳态系统, 调节 b 取不同值时, 输出信号图形如图 5。当 $b = 0$ 时方程(4)变为一阶积分函数 $\frac{dx}{dt} = s(t)$, 输出信号为周期三角波信号如图 3(b)。图 3(b)中信号是由图 3(a)经过一阶积分得来的。而图 5 中当 b 取较小值时, 输出信号

近似为周期三角波信号且幅值较大。可见 b 取较小值的单稳态系统具有积分特性。

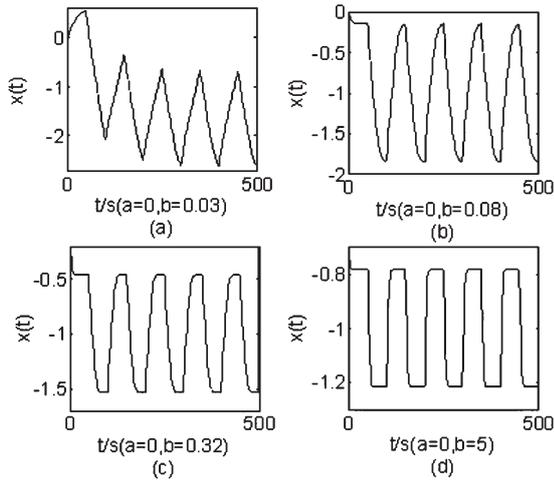


图 5 $a=0$, 调节 b 取不同值时输出信号时域波形图

从图 5 可知:由于 b 取较小值的单稳态系统具有积分特性,故而输出信号近似为周期三角波信号,此时输出信号幅值相对较大;而当 b 不断加大,单稳态系统逐渐丧失积分特性,输出信号趋近为周期脉冲信号,此时输出信号幅值逐渐变小。

2.3 信号频谱分析

将幅值 $A = 0.05$, 频率 $f = 0.01$ Hz, 占空比 $\tau = 0.5$, 信噪比为 -22 db 的周期脉冲信号分别送入双稳态系统和单稳态系统。为了两个系统结果对比更准确,分别调节两个系统的结构参数使系统为相对最佳共振。此时双稳态系统结构参数 $a=0.43, b=1$ 如图 4(c), 单稳态系统结构参数为 $a=0, b=0.03$ 如图 5(a)。

由于添加噪声后无法对输出信号时域波形做频谱分析,故只分别对 $a=0.43, b=1$ 和 $a=0, b=0.03$ 这两种情况不加噪声时输出信号时域波形(如图 4(c)和图 5(a))做频谱分析^[9]。

为了便于分析,将图 4(c)对应波形整体上移变为周期脉冲信号如下

$$f(t) = \begin{cases} A & t \in [nT, nT + 0.5T] \\ -A & t \in [nT + 0.5T, (n+1)T] \end{cases}$$

$$= \begin{cases} 0.06 & t \in [nT, nT + 0.5T] \\ -0.06 & t \in [nT + 0.5T, (n+1)T] \end{cases}, \text{故其}$$

周期脉冲信号的傅里叶变换为

$$F_{mai}(\omega) = \pi A \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(Sa\left(\frac{n\pi}{2}\right) e^{-j\frac{n\pi}{2}} - Sa\left(\frac{n\pi}{2}\right) e^{-j\frac{3n\pi}{2}} \right) \delta(\omega - n\omega_1) \dots \quad (5)$$

为了便于分析,将图 5(a)对应波形整体上移变为周期

三角波信号

$$f(t) = \begin{cases} Bx & t \in [nT, nT + 0.5T] \\ -Bx + BT & t \in [nT + 0.5T, (n+1)T] \end{cases}$$

$$= \begin{cases} 0.046x & t \in [nT, nT + 0.5T] \\ -0.046x + 4.6 & t \in [nT + 0.5T, (n+1)T] \end{cases}$$

其傅里叶变换为

$$F_{san}(\omega) = \frac{\pi BT}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Sa^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) e^{-j\frac{n\pi}{2}} \delta(\omega - n\omega_1) \quad (6)$$

故 $a = 0, b = 0.03$ 对应图 4(c) 输出信号频域幅值与 $a = 0.43, b = 1$ 对应图 5(a) 输出信号频域幅值之比为 $\frac{2BT}{\frac{\pi}{4A}} = 12.5$ 。综上可知,结构参数取较小值的单稳态系统具有积分放大作用,因而应用于周期脉冲信号检测时,可以大幅度的提升输出信号的幅值,而双稳态系统则没有积分放大作用。

3 性能指标

3.1 信噪比提升值

信噪比是随机共振常用的性能评价指标,其输出信噪比定义为:输出信号功率谱中信号频率处的幅值与同频背景噪声之比,表达式为:

$$SNR = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \int_{\omega-\Delta\omega}^{\omega+\Delta\omega} S(\omega) d\omega / S_N(\omega)$$

其中 $S(\omega)$ 表示信号功率谱密度, $S_N(\omega)$ 为噪声在信号频率附近的强度大小。本文为了更直观的反应被检测信号具体信噪比提高了多少,采用信噪比提升值(信噪比提升值 = 输出信噪比 - 输入信噪比)。

3.2 检测率

如果一个系统可以获得很高的信噪比提升值,但是进行 100 次检测,只能检测出一二十次,这种系统显然是不能应用于实际工程的。因此从信号检测应用的角度,提出采用检测率来评价一个系统的实用性。检测率指重复进行多次检测,被检测信号频谱值为所有频谱值中最大值的概率。

3.3 相对幅值

在系统检测的输出信号频域图中,被检测信号的幅值(最大值)仅比第二高度幅值大一点,这显然是不利于观测的,因此相对幅值也是反应系统检测性能的一个指标。相对幅值是指在输出信号频域图中,被检测信号的幅值(最大值)与第二高度幅值之间的差值如图 6 和图 7。

4 实验仿真与数值分析

图 6 与图 7 为将信噪比为 -22 db 的周期脉冲信号

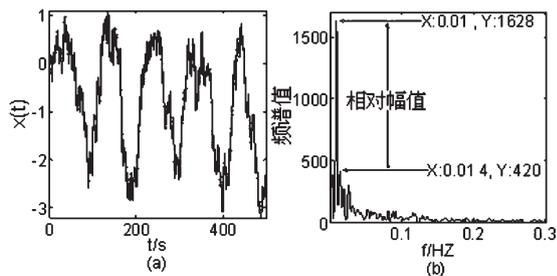


图6 单稳态系统输出信号时域图与频域图

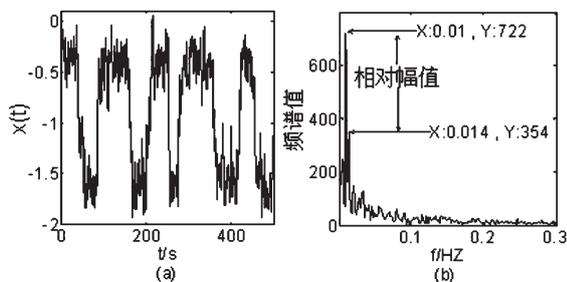


图7 双稳态系统输出信号时域图与频域图

分别应用单稳态系统和双稳态系统检测后输出信号的时域图与频域图。从图6输出信号时域图可看出,加入噪声后输出信号时域图近似为周期三角波信号,而频域图中被检测信号0.01 Hz的幅值为1628。从图7输出信号时域图可看出,加入噪声后输出信号时域图近似为周期脉冲信号,而频域图中被检测信号0.01 Hz的幅值为722。对比图6和图7不难看出,应用单稳态系统检测输出信号幅值比应用双稳态系统要大的多,更容易被检测出来。

将幅值 $A = 0.05$, 频率 $f = 0.01$ Hz, 占空比 $\tau = 0.5$ 的周期脉冲信号分别送入单稳态随机共振系统和双稳态随机共振系统。在输入信噪比相同的情况下,取 $a = 0$, 调节 b 为最佳值,使单稳态系统处于最佳共振状态;取 $b = 1$, 调节 a 为最佳值,使双稳态系统处于最佳共振状态。通过对比相对幅值、信噪比提升值、检测率三个指标,来看单稳态系统和双稳态系统在检测周期脉冲信号时的优劣如表1。

从表1可知,在相同输入信噪比的情况下,结构参数取较小值的单稳态系统由于对周期脉冲信号具有积分作用,使得相对于双稳态系统,输出信号相对幅值提高了近1.5倍,信噪比提升值平均提高约2.3db,检测率平均提高约10%。同时也可知,不同输入信噪比双稳态系统的结构参数 a 最佳值相差很大,每检测一次信号,均需花费大量时间来寻找较佳共振值。而单稳态系统的结构参数 b 最佳值则相差不大,只需微调即可实现最

表1 表1 单稳态系统与双稳态系统进行1000次仿真结果对比

单稳态输入 SNR	b 最佳值 (a=0)	相对幅值均值	信噪比提升值均值	检测率
-20db	0.022	498.0	29.8	94%
-22db	0.030	437.2	31.1	86.4%
-24db	0.040	366.0	32.1	73.5%
-26db	0.045	287.1	33.4	59.6%
-28db	0.035	300.3	34.8	45.1%
-30db	0.036	256.0	36.6	41.5%
双稳态输入 SNR	a 最佳值 (b=1)	相对幅值均值	信噪比提升值均值	检测率
-20db	0.34	270.0	28.3	88.9%
-22db	0.43	232.0	29.1	73.3%
-24db	0.56	208.8	29.9	53.9%
-26db	0.62	168.6	31.3	47.3%
-28db	0.72	140.0	32.6	35.1%
-30db	0.8	106.5	35.3	22.3%

佳共振,信号检测更加快捷。综上所述,利用随机共振现象检测周期脉冲信号,应用结构参数取较小值的单稳态系统,其检测效果优于双稳态系统。

5 结论

本文指出了以往利用随机共振现象检测周期脉冲信号时,所选用的双稳态非线性系统,电路结构复杂,结构参数不易调节,较难达到最佳共振,导致信号检测性能不佳等缺点。提出了采用具有积分放大作用,结构简单的单稳态系统进行周期脉冲信号检测。通过对比电路结构图,证实了单稳态系统电路结构更加简洁。通过仿真证明,应用结构参数取较小值的单稳态系统可以进一步提高周期脉冲信号的检测性能,提高信号检测速率。本文的研究成果为利用随机共振现象检测微弱信号选择非线性系统提供一些新的思路。

参考文献:

- [1] Benzi R, Suter A, Vulpiana A. The mechanism of stochastic resonance[J]. *Phys. A: Math. Gen.*, 1981, 14(11): 453-457.
- [2] Benzi R, Parisi G, Stuenkel A. A theory of stochastic resonance in climatic change[J]. *SIAM Journal on applied mathematics*, 1983, 43(3).
- [3] 杨祥龙,汪乐宇.一种强噪声背景下弱信号检测的非线性方法[J]. *电子与信息学报*, 2002, 24(6): 811-815.
- [4] 冷永刚,王太勇,郭炎,等.基于双稳态随机共振的信息检测[J]. *电子与信息学报*, 2005, 27(5): 734-739.
- [5] 杨定新,胡莺庆.随机共振在微弱信号检测中的数

- 值仿真[J].国防科技大学学报,2003,25(6):91-94.
- [6] Xu B,Duan F,Bao R. Stochastic resonance with turning system paramters:the application of bistable systems in signal processing[J].Chaos,Solitons & Fractals,2002,13(4):633-644.
- [7] 赵文礼,田帆,邵柳东.自适应随机共振技术在微弱信号测量中的应用[J].仪器仪表学报,2007,28(10):1787-1791.
- [8] 郭峰.随机共振及其在微弱信号检测中的应用[D].电子科技大学,2007.
- [9] 郑君里.信号与系统[M].北京;高等教育出版社,2000.

Improved Nonlinear Stochastic Resonance System of Detecting the Periodical Pulse Signal

FANG Xiu-ning¹, LI Jian^{1,2}, XIANG Lin¹, NI Qiang¹

(1. School of Electronic and Information, Sichuan University, Chengdu 610065, China;

2. Information Coding and Transmisson of Key Laboratory in Sichuan Province, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: During the study of using the nonlinear stochastic resonance system to detect the periodic pulse signal, the bistable nonlinear system is usually used. Bistable system has two structural parameters which are not easy to be adjusted, which result in big error and limit to improve the system detection performance. In order to optimize the system, improve the system detection performance and pose to use the single system which has a structural parameters and integral function. Through analysing signal spectrum, contrasting signal amplitude, the result confirmed that the single system has integral effect which structure parameters took smaller value. Matlab and Monte-Carlo simulation indicates that the single stable nonlinear system can get better detection performance which has integral function.

Key words: detection; stochastic resonance; single stable system; periodic pulse signal; the nonlinear system

基于 OpenCV 的口唇检测研究

房昭菊¹, 郭朋²

(1. 电子科技大学电子工程学院, 成都 611731; 2. 四川理工学院自动化与电子信息学院, 四川 自贡 643000)

摘要:唇读技术在提高噪音环境中语音识别系统的识别率和帮助有听力障碍的人更好的理解语言方面起到了一定的辅助作用。由于说话过程中口型变化较大,直接提取口型区域较困难;而在发音过程中鼻子形状不会发生较大变化,且 OpenCV 自带的人脸检测器可以很好的检测出人脸。提出了一种利用嘴唇与人脸和鼻子的相对位置关系进行检测嘴唇区域的方法。实验证明,该方法可以比较快速,精确地提取出嘴唇区域,从而利于精确的进行口唇分割。

关键词:OpenCV; 口唇跟踪; 唇读; adaboost 算法; haar 特征

中图分类号:TP391

文献标识码:A

引言

考虑到语音识别系统在噪音比较大的环境中识别率较低,或对于听力方面有障碍的人来说,依靠观察口型可有助于理解语言,故唇读技术对于提高语音识别和聋哑人的语言理解能力起到了一定的辅助作用。准确的提取出人脸和嘴唇,对获取能较好的区分各类口型的特征点起到了重要作用,从而对提高语音识别率或提高聋哑人的语言理解能力起到了至关重要的作用。

在文献[1]中提出了排红法,针对唇色和肤色相似,但红色分量占有很大比例的特点,可用 G 和 B 分量进行阈值分割来提取出口唇形状,然而由于视频获取到的不仅仅是肤色和唇色,所以需要提取出嘴唇的周围区域以便尽量减少非唇色的比例。本文采用 Intel 公司开发的开源的计算机视觉库(OpenCV)进行口唇定位和跟踪。

1 Adaboost 算法

OpenCV^[2]提供了基于 adaboost 级联的 Haar 分类器。Adaboost 算法^[3]提供了一个高效快速的特征提取机制,它是一个迭代过程,每一层分类过程都使用一个弱分类器^[4] $h_t()$,最小化

$$Z_t = \sum_i D_t(i) \exp(-y_i h_t(x_i)) \quad (1)$$

其中, $D_t(i)$ 是第 t 层的第 i 个样本的权重, $y_i \in \{-1, 1\}$ 是样本的目标标签, x_i 是样本, $h_t()$ 是弱分类器。

每一层分类之后权重 $D_t(i)$ 都被更新为:

$$D_{t+1}(i) = \frac{D_t(i) \exp(-y_i h_t(x_i))}{Z_t} \quad (2)$$

分类器 $h_t()$ 有两个可能值 $h_+ = \log \sqrt{\frac{W_{++}}{W_{+-}}}$ 和 $h_- = \log \sqrt{\frac{W_{--}}{W_{-+}}}$, 此处, W_{pq} 是实际为 q 类而给出 p 类的样本的权重,这个预测确保下一层分类时分类界限两边的正样本和负样本是均衡的。

最小化 Z_t 即最小化第 t 层迭代的加权指数。而最小化每一层分类中的 Z_t 也是最小化强分类器的训练错误率的上界 $\prod Z_t$ 的一种贪婪算法。因此 adaboost 算法的主要优点是学习速度快,如果把能与其它非目标物体区分开的主要特征形成的结构作为首要的分类器即可去除许多的假样本,从而达到提高训练速度的目的。

Adaboost 算法示意图如图 1 所示:

2 Haar 特征

由上述所示,adaboost 算法仅仅提供了分类器的级联方式,而如果需要进行口唇检测还需要选取能区分其

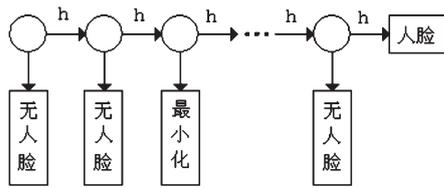


图 1 Adaboost 算法示意图

它非样本的特征。OpenCV 中选择使用类 Haar 特征^[5]。在假设可以快速计算窗口中任意竖直或 45 度旋转角方向矩形中的像素和的情况下,类 Haar 特征可表示为:

$$feature_i = \sum_{i \in I = (1, \dots, N)} \omega_i \cdot RecSum(r_i) \quad (3)$$

类 Haar 特征模型共有 14 种,分别为 4 种边缘特征,如图 2 所示;8 种线特征,如图 3 所示;和 2 个中心特征,如图 4 所示:



图 2 边缘特征

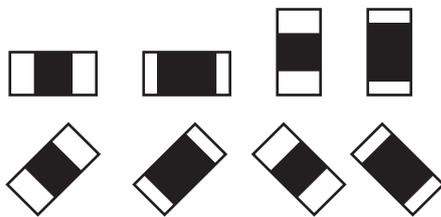


图 3 线特征



图 4 中心特征

3 编程实现口唇定位及分割

由于在发音过程中口型变化较大,如 a 音和 i 音口型差别明显较大,不能根据嘴唇在脸部的比例进行很好的定位,而以往方法是仅取脸部的三分之一作为嘴唇区域进行分割,此时的三分之一区域或许会包含鼻孔等非肤色和非唇色区域,对较好的嘴唇定位产生影响。该实验提出使用 OpenCV 中的 adaboost 级联的 Haar 分类器进行人脸检测和鼻子检测,由于鼻子在口型变化时相对比较稳定,故可采用检测出的鼻子和人脸对口唇的位置进行估计,使用检测到的脸和鼻子的区域位置以及实验得到的嘴唇相对人脸和鼻子的位置比例关系可以比较精确地得到嘴唇的区域位置。

在进行人脸检测^[6-7]和鼻子检测时,可以自己收集大量的人脸和鼻子数据进行训练,但由于 OpenCV 训练出的人脸特征和鼻子特征已经达到较好的效果,故本实验中采取 OpenCV 中已训练好的 haarcascade_frontalface_alt2.xml 和 haarcascade_mcs_nose.xml 分别检测人脸和鼻子,部分代码如下:

```
cascade =
    (CvHaarClassifierCascade * ) cvLoad( " haarcascade_
    frontalface_alt2.xml" ); //加载分类器
faces =
    cvHaarDetectObjects ( small_image, cascade, storage,
    1, 2, 2, CV_HAAR_DO_CANNY_PRUNING ); //检测人脸
```

若检测出的人脸区域为 CvRect 类型的 face_rect 值,而鼻子的矩形区域为 nose_rect 值,则实验证明,根据以上两值可以较精确的跟踪出嘴唇的矩形区域 lip_rect 为:

$$lip_rect = cvRect (nose_rect.x - nose_rect.width/13, nose_rect.y + nose_rect.height * 9/11, nose_rect.width * 19/14, face_rect.y + face_rect.height * 10/11 - nose_rect.y - nose_rect.height * 2/5);$$

由此,根据以上方法对口唇进行定位,可以尽可能的去掉唇色和肤色之外的其他颜色,而且矩形框可以较好的包围在口唇周围。此时再利用基于颜色的图像分割方法即可将口唇精确的提取出来,在文献[8]中提出利用 fisher 准则,即类内离散度比较低而类外离散度比较大的特点对口唇进行分割,其步骤如下:

- (1) 计算检测出的矩形区域的均值 mean;
- (2) 根据公式:

$$cor = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{width} \sum_{j=1}^{height} k(i,j) - mean}}{(width * height - 1)} \quad (4)$$

计算检测出的矩形区域的协方差,其中 width 和 height 分别为口唇区域的宽和高, $k(i,j)$ 为口唇区域第 i 行第 j 列的像素值,mean 为(1)中的均值;

- (3) 利用计算出的均值和方差之和作为域值进行域值分割,可以很好的提取出嘴唇。

4 检测结果及分析

使用 Adaboost 级联的 Haar 分类器对下面四幅图像进行口唇检测,其检测的矩形区域如图 5 所示:

检测出的矩形区域如图 6 所示:

检测出的嘴唇区域如图 7 所示:

利用上述检测出的嘴唇区域对其进行口唇分割,其

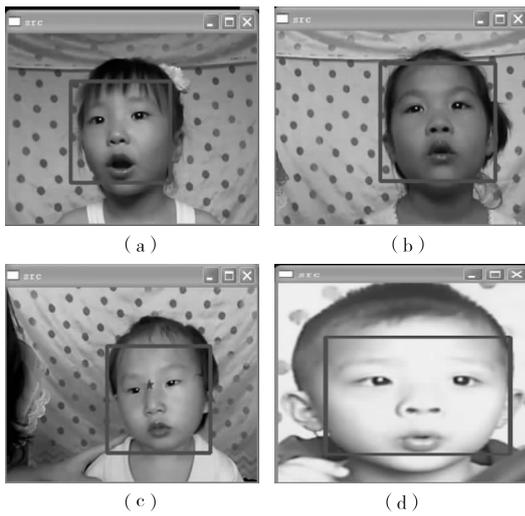


图5 原图像中的检测区域

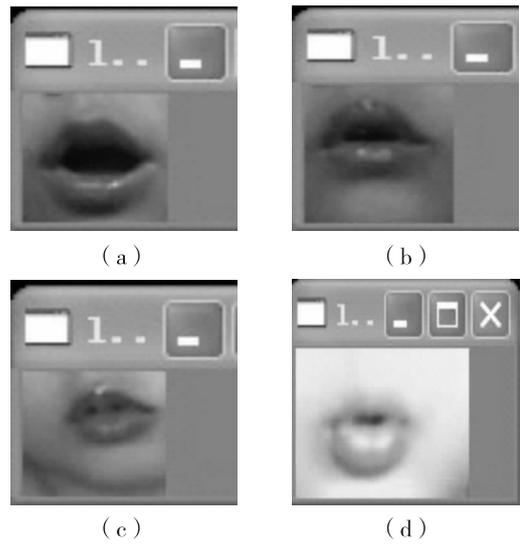


图7 嘴唇区域

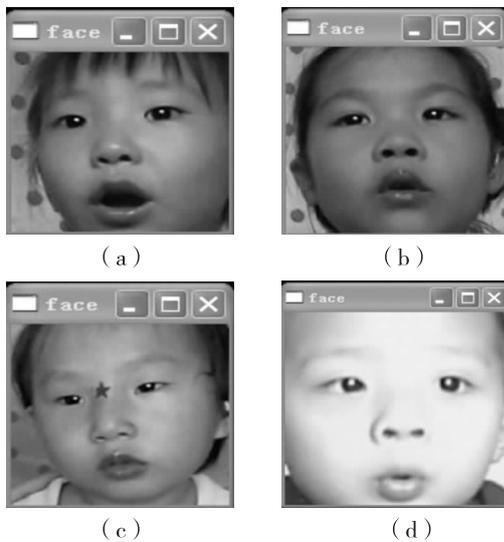


图6 人脸区域

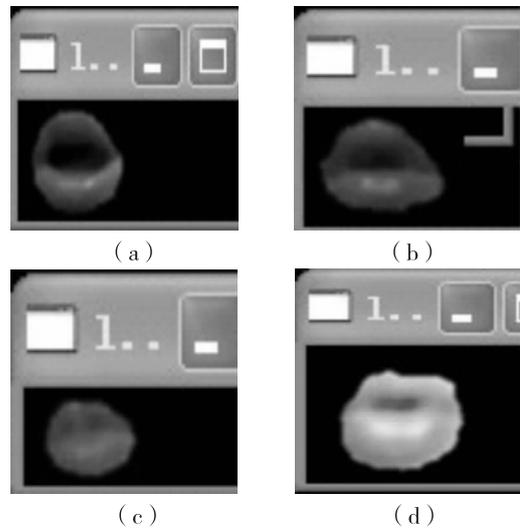


图8 嘴唇分割的效果图

效果如图8所示:

由图8我们可以清楚的看出,该实验取得了比较好的分割效果。此处使用了 OpenCV 训练好的数据,如若想得到更好的效果,可以采集大量的人脸图像和鼻子图像对其进行训练,从而可提高嘴唇定位的精确度。

5 结束语

本文提出了利用 OpenCV 中 adaboost 级联的 Haar 分类器检测出的人脸区域和鼻子区域进行较好的定位口唇区域的方法,并讲述了该方法中使用的 adaboost 算法的基本原理和粗略介绍了利用类内离散度低、类外离散度高的特点进行较好的口唇分割方法,同样由此分割出的口唇形状可以较精确的对其进行轮廓提取作为可变形模板^[9]的初始值进行较精确的跟踪动态视频中的

口唇形状。实验结果证明,本方法的口唇检测分割效果比较好。

参考文献:

- [1] Trent W Lewis,David M W.Powers.Lip Feature Extraction Using Red Exclusion[J].Pan-Sydney Workshop on Visual Information Processing,2000,12:61-67.
- [2] Gary Bradski,Adrian Kaehler.Learning OpenCV[M].O'Reilly Media,Inc.2008.
- [3] 赵楠.基于 Adaboost 算法的人脸检测[D].北京大学,2005.
- [4] Wu Jian Xin,Brubaker S C,Mullin D M,et al.Fast asymmetric learning for cascade face detection [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelli-

- gence,2008,30(3):369-382.
- [5] Rainer Lienhart,Jochen Maydt.An Extended Set of Haar-like Features for Rapid Object Detection[J].International Conference on Image Processing,2002,1:900-903.
- [6] 邓亚峰,苏光大,傅博.一种基于 Adaboost 的快速动态人脸检测算法[J].计算机工程,2006,32(11):222-224.
- [7] 潘志庚,邹鹏程,梁荣华,等.基于特征人脸和肤色统计的人脸检测[J].系统仿真学报,2004,16(6):1346-1349.
- [8] 黄永慧,潘保昌,梁坚,等.一种自适应唇区检测及定位方法[J].计算机工程与应用,2010,46(21):17-20.
- [9] Huang Yong-Hui,Pan Bao-Chang,Zheng Sheng-Lin,et al. Lip-reading detection and localization based on two stage ellipse fitting[J]. Wavelet Analysis and Pattern Recognition,2008:168-171.

Research on Lip Detection Based on OpenCV

FANG Zhao-ju¹, GUO Peng²

(1. School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China;

2. School of Automation and Electronics Information, Sichuan University of Science & Engineering, Zigong 643000, China)

Abstract: Lip-reading systems play an important role to improve the recognition rate of the speech recognition systems on the noise environment and to help the disabled in hearing communicate with others. The shape of lip has obvious changes when somebody is pronouncing, so it is difficult to directly detect the lip region; on the contrary, the nose shape has not obvious changes, and the face detection in OpenCV software has achieved considerable effect on detection face, so a method of detection lip is presented which adopts the relative position of lip against to face and nose to detect the lip region. The experiments show that this method can quickly and efficiently extract the lip region, and help to improve the accuracy of lip segmentation.

Key words: OpenCV; lip tracking; lip-reading; adaboost algorithm; haar features

一种非接触式液位检测控制系统的设计与分析

田安华, 朱彦

(四川理工学院自动化与电子信息学院, 四川 自贡 643000)

摘要:文章主要介绍非接触式液位检测控制系统在工业液位检测中的应用及实现,由于非接触式液位传感器使用光电式传感器,因此,介绍了光电式传感器在工业液位检测中的设计和应用及制作,并对它的响应度、噪声误差分析。

关键词:非接触式液位检测;光电式传感器;误差;响应度;噪声

中图分类号:TB96

文献标识码:A

引言

随着人类进入信息时代,以信息的获取、转换、显示和处理为主要内容的检测技术已发展成一门完整的科学技术,在促进生产发展和科技进步的广阔领域内发挥着重要作用。一个完整的检测系统有传感器、测量电路和显示记录装置等部分完成信息获取、转换、显示和处理等功能,当然其中还包括电源和传输通道等不可缺少的部分。液位的检测方法可以分为两类:直接测量法(接触式检测)、间接测量法(非接触式检测)。

1 非接触式液位检测控制系统检测处理

1.1 液位检测控制系统的检测方式

直接测量法(接触式检测)如:差压变送器测量液位是属于直接测量法,在检测量为挥发液体时有其局限性。由于 $P = \rho g h$ 即压强 P 与液位 h 一一对应,所测得压差也就可以测得液位的高度。

间接测量法(非接触式检测)有:光电式传感器测量、电容式传感器测量、超声波传感器测量等多种类型,对于像水这样既无腐蚀又能导电的液体可用三电极法实现液位控制,对油、酸、碱等液体,有的不能导电,有的具有强烈的腐蚀作用,就不能用三电极法,可使用超声波传感器。

1.2 光电式液位传感器的设计与应用

光电液位传感器主要是由玻璃管液位计、光源和光

电二极管组成,一般大容器侧壁上都设有一只玻璃管液位计,以观测容器内的液位,利用原有的液位计进行液位取样。玻璃管中没有液体时,其他面相当于一个凹透镜,对于平行入射光线有散射作用,使管子背后受光很弱,产生一个暗影,如图1所示:

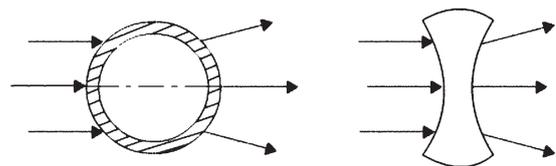


图1 玻璃管无水时光线通过情况示意图

而当玻璃管子中充满透明液体时,则形成一个圆柱透镜,对平行入射光线具有聚焦作用,使管子背后受光很强,产生一个亮影,见图2所示:

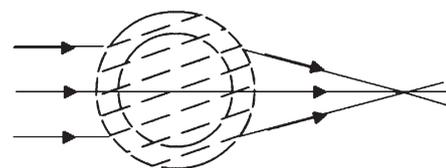


图2 玻璃管充满水后光线通过示意图

这样,光线的“明”与“暗”,就反映了管中液体的“有”与“无”,利用这一光学现象,在液位计上加装两个光电传感器探测两个高度上的液体有无,实现液位的自动检测。

2 液位检测控制系统电路

2.1 系统电路图

系统检测控制电路如图 3 所示:

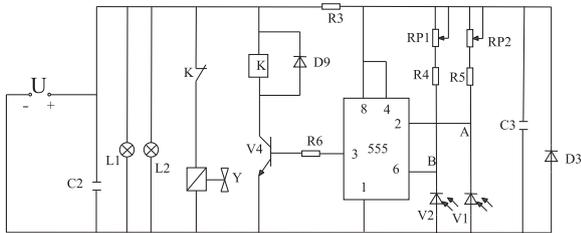


图 3 检测控制系统电路图

● 控制电路是采用 555 时基电路为核心,实现施密特触发器功能,完成液位的范围控制。

● 电源 U 使用设计的 24V 电源。

● 中间继电器采用的是 24V 小继电器。

● 如图所示, L1, L2 是 24V 指示灯泡, Y 代表的是电磁阀(常开型), K 为中间继电器, V1, V2 是光电二极管。

● 在电路的 A, B 处接声光报警器(光电液位传感器上、下液位)。

3 非接触式液位检测控制系统检测控制原理

水位信号的获得是采用连通器原理,将水罐中的液位传递到玻璃管连通器中,采用特殊的方法将水位信号转换成检测电路的输入信号,检测电路得到与水位相对应的电平信号后,该信号再次经过编码传送后,得到与水位相对应的数字信号,信号通过相关电路运算处理,得到检测结果,经过显示装置显示出来。

从系统可知,玻璃管与蓄水罐是一个连通的,整个部分是一个连通器。因此,玻璃管中的水位显示,就是蓄水池中的水位(或由于光线折射的原因与实际值相差一个固定的数值)。当玻璃管中没有液体时,其他面相当于一个凹透镜,对于平行入射光线有散射作用,使管子背后受光很弱,产生一个暗影,而当玻璃管子中充满透明液体时,则形成一个圆柱透镜,对平行入射光线具有聚焦作用,使管子背后受光很强,产生一个亮影,这样,光线的“明”与“暗”,就反映了管中液体的“有”与“无”。

在玻璃管没有水的时候(液位 A 和液位 B 都没有水),在玻璃管的另一侧就形成了一个阴影部分。整个阴影投影在光电二极管 V1、V2 上,这个时候 V1、V2 没有光照(或光照十分的微弱),由于光电二极管对光照的敏感程度非常大,因此,如果光电二极管被遮挡,光电二

极管就会处于高阻状态,由原来的导通状态转变为截至状态,于是 A、B 两点的光电二极管输出为高电平,这是信号进入 555 电路,从而 555 的③脚输出为低电平,这样,三极管 V4 截至,中间继电器 K 线圈就得不到电,电磁阀 Y 工作,往蓄水罐内蓄水。

随着蓄水罐内的水位增加,液位 B 处的玻璃管有水,这时在玻璃管的另一侧,光线聚集变强,光电二极管 V2 受到光照,这样光电二极管 V2 就由原来的高阻状态转变成低阻状态。这时液位 B 的电位处于 6V 的状态下,而液位 A 仍处于高阻、高电平状态,信号进入 555 电路,从而 555 电路的③脚继续输出低电平,这样,三极管 V4 还是处于截至状态,中间继电器 K 线圈仍然得不到电,电磁阀 Y 工作,往蓄水罐内继续蓄水。

随着蓄水罐内的水位持续增高,液位上升到了液位 A 处,这时液位 A 处的玻璃管内有水,液位 A 处的玻璃管的另一侧光线增强,这时,光电二极管 V1 就由原来得高阻状态转变成低阻状态。这样,光电二极管 V1、V2 都处于低阻状态,液位 A、液位 B 电位都处于低电平($U_B = 6V, U_A = 9V$),信号进入 555 电路,从而 555 电路的③脚输出由原来的低电平转换为高电平,这时,三极管 V4 由截至状态转变为导通状态,中间继电器 K 线圈得到电, K 吸合,电磁阀 Y 就关闭,这样就不再给蓄水罐注水了。

随着容器中的液位被使用,液位不断下降,当液面低于液位 A 点后, A 点就由原来的有水状态变为无水状态,这样 A 点就处在高阻、高电平状态,而液位 B 点有水, B 点仍然处在有水的状态下没有改变,信号进入 555 电路, 555 并不动作, 555 电路的③脚继续输出高电平。这样,三极管 V4 还处在导通状态下,中间继电器仍然得电, K 还是处于闭合状态,电磁阀依旧关闭没有给蓄水罐注水,液位依旧处在使用下降的状态下。只有当液面下降到液位 B 点以下时, B 点就由原来的有水状态变为无水状态,这样 B 点就处在高阻、高电平状态。A、B 两点都处于高电平,信号进入 555 电路, 555 的输出再次由高电平变为低电平,三极管 V4 由导通状态下再一次变为截至状态,中间继电器 K 线圈,又一次得不到电, K 就释放,电磁阀 Y 打开,重新给蓄水罐注水,重复上述过程,这样使液体总保持在液位 A 和液位 B 范围内,这样就进行了液位控制。

3.1 检测控制系统主要参数的分析

在工业生产中,必准确而及时的检测生产过程中的各有关参数,但非接触式检测系统用于检测各种物理量时,被测量有时在一段时间内是相当的稳定的,有时则

可能存在缓慢起伏、周期性或非周期性的波动或脉动,甚至出现突变的跳动,这些来自测量系统,标准量本身精度、响应度以及外界噪声干扰及测量者自身因素等。显然,要了解这些,就必对检测系统的主要性能参数和误差进行分析。

3.2 检测控制系统的响应度分析

响应度 R 可直接定义为均方根光电流 I_L 或均方根光电压 V_L 与入射的均方根功率 P 之比,即

$$R = I_L/P \text{ (单位: } A/\omega \text{ 或 } \mu A/\mu w) \quad (1)$$

或

$$R = V_L/P \text{ (单位: } V/\omega \text{ 或 } \mu V/\mu w) \quad (2)$$

因而响应度是投射于光敏器件上的单位辐射功率所产生的光电流或光电压。

反向偏压工作状态下,在外加电压 E 整负载电阻 R 的很大变化范围内,光电流与光入射光的光功率均具有较好的线性关系;无偏压工作状态下,只有 R 较小时光电流才与入射光的光功率成正比, R 增大时,光电流与光功率呈非线性关系。无偏压状态下,短路电流与入射光功率的关系成为光电二极管的光电特性,这一特性在 $I-P$ 坐标系中的斜率:

$$R = \frac{\Delta I_L}{\Delta P} (\mu A/\mu w) \quad (3)$$

定义为光电二极管的响应度,这是一个宏观上表征光电二极管光电转换效率的一个重要参数。由上面知道响应度的定义为一次光生电流 I_p 和入射光功率 P_0 的比值:

$$R = \frac{I_p}{P_0} = \frac{\eta e}{hf} (A/W) \quad (4)$$

光电二极管吸收光子产生光电子,光电子形成光电流。因此,光电流 I 与每秒入射的光子数,即光功率 P 成正比。根据统计光学理论,光电流与入射光功率的关系为

$$I = aP = \frac{\eta e}{hf} P \quad (5)$$

式中 I 为光电流, P 为光功率, $a = \frac{\eta e}{hf}$ 是光电转换因子(即为响应度), e 为电子电荷, h 为普朗克常量, f 为入射光频率, η 为量子效率。

量子效率 η 的定义为一次光生电子-空穴对和入射光子数的比值:

$$\eta = \frac{I_p/e}{P_0/hf} = \frac{I_p}{P_0} \frac{hf}{e} \quad (6)$$

本文采用的是硅光电二极管,其光谱响应波长在 $0.4 \mu m - 1.1 \mu m$ 之间,峰值响应波长在 $0.8 \mu m - 0.9 \mu m$ 范围内,光电二极管的量子效率 $\eta = 0.76$,在峰

值的响应波长下,根据上面的公式计算得响应度为 $R = 0.4 (0.85 \mu m)$ 。

3.3 检测控制系统的噪声分析

噪声是来自元器件内部的一种污染信号,任何处于绝对零度以上的导体都会产生热噪声;电子的随机作用会产生粒散噪声。这些噪声的形态大多是由一些尖脉冲组成的,其幅度和相位都是随机的,因此又称为随机噪声。随机噪声的产生降低了测试系统的分辨能力,它混杂于信号之中,严重时甚至可把有用信号淹没,给测试工作造成巨大困难。

在测量过程中,噪声总是与有用的信号联系在一起,为了衡量噪声对有用信号的影响,引入信噪比 (S/N) 的概念。所谓信噪比,是通道中有用信号成分与噪声信号成分之比。设有用信号功率为 P_s ,有用信号电压为 U_s ,噪声功率为 P_N ,噪声电压为 U_N ,则有

$$\frac{S}{N} = 10 \lg \frac{P_s}{P_N} = 20 \lg \frac{U_s}{U_N} \quad (7)$$

式中表明,信噪比越大,有用信号的成分越大,噪声的影响越小。因此,在测试系统中应尽量提高信噪比。

常见的噪声源有:各种放电现象的放电噪声源、电气设备噪声源和固有噪声源。固定噪声源是指由于物理性的无规则波动所造成的噪声,如热噪声、散粒噪声、解除噪声等。自然界雷电、有触点电器、放电管、工业用高频设备、电力输电线、机动车、大功率发射装置、超声波设备等都是常见的噪声源,本系统的噪声主要是散粒噪声和热噪声。

散粒噪声:由 PN 结中随机电流产生的,即 PN 结载流子运动的随机变化所引起的噪声,它与频率无关,属于白噪声。设 Δf 为光电二极管工作的频带宽度, $I_s \approx I_p$ 为通过 PN 结的电流, q 为电子电荷,则散粒噪声 I_{np} 的数值可表示为

$$I_{np} = (2qI_p \Delta f)^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

热噪声是由自由电子在电阻材料中随机运行所产生的,其值为

$$V_d = (4kTR_d \Delta f)^{\frac{1}{2}} \quad (9)$$

式中 k 玻尔兹曼常数, T 绝对温度, R_d 硅光电二极管内阻,所产生的热噪声电流值为

$$I_{nd} = (4kTR_d \Delta f / R_d)^{\frac{1}{2}} \quad (10)$$

由(1)、(2)式可得硅光电二极管本身产生的总噪声电流为

$$I_n^2 = (2qI_p \Delta f + 4kTR_d \Delta f / R_d)^{\frac{1}{2}} \quad (11)$$

其信噪比为

$$S/N = I_p / I_n = I_p / (2qI_p \Delta f + 4kTR_d \Delta f / R_d)^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

由(5)式可见,对于内阻大的硅光电二极管,其噪声电流要小一些。

表1 两种噪声电流测试的对比表

$IP(A)$	10^{-10}	10^{-9}	10^{-8}	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}	10^{-4}
$Inp(A)$	5.6×10^{-15}	1.7×10^{-14}	5.6×10^{-13}	1.7×10^{-13}	5.6×10^{-12}	1.7×10^{-12}	5.6×10^{-11}
$Ind(A)$	2.35×10^{-15}						
S/N	1.8×10^4	5.9×10^4	1.8×10^4	5.9×10^4	1.8×10^4	5.9×10^4	1.8×10^4

由表1看出,当光电流大于 $10^{-10}A$ 时散粒噪声随着电流的增加而显著地变大,光电检测电路中,减小光电二极管的散粒噪声就成了主要问题,尽量把光电流控制在 $10^{-10}A$ 以下。

4 结束语

近年来由于微电子技术的发展使得液位检测技术发生了根本性变化,新的检测原理与电子部件的应用使得液位测量仪更趋向小型化和微型化,同时,液位检测也向着智能化发展,在液位测量领域内广泛应用微处理技术,以实现故障诊断和报警,目的是提高测量的精确度、可靠性、安全性和多功能化。在传感器方面,应用和设计中尽量实现非接触式或非渗透式测量,其中以超声波式液位计、光学式液位计、电磁式液位计与辐射式液位计最为典型,从而提高探头对恶劣条件的抵抗能力。随着计算机应用的普及,直接输出数字信号的数字化液位传感器已成为这一领域仪表的发展趋势;纳米技术和生物技术在液位测量中的应用也将会日益增多,对于一些尚处于发展阶段的液位计在目前的应用中并不是十

分普遍,但其低成本、高性能的吸引力给其发展带来光明的前景。

参考文献:

- [1] 陈杰,黄鸿.传感器与检测技术[M].北京:高等教育出版社,2010.
- [2] 张广发.电路噪声计算与测量[M].长沙:国防科技大学出版社,2009.
- [3] 梁万国.光电探测器的设计[J].半导体光电,2004(19):51-55.
- [4] 戴淑凤.光电液位自动控制系统[J].中小企业科技,2002,2(1):27.
- [5] 浦昭邦.光电测试技术[M].北京:机械工业出版社,2008.
- [6] 常健生.检测与转换技术[M].北京:机械工业出版社,2009.
- [7] Pekka Raaikainen,Lvan Kassmakov,Roumen Kakanakov, et al.Fiber-optic liquid-level sensor[J].Sensor and Actuators,A.2005,58:93-97.

Non-contact Liquid Level Measurement and Control System Analysis Application

TIAN An-hua, ZHU Yan

(School of Automation and Electronic Information, Sichuan University of Science & Engineering, Zigong 643000, China)

Abstract: The application and realization of the contactless liquid-level measure and control system in industrial is investigated. Contactless level sensors use photoelectric sensors, whose design, application, production, response degrees and noise error analysis in industrial liquid level detection are investigated.

Key words: contactless liquid-level measure detection; photoelectric sensor; error; responsibility; noise

基于粗神经网络的语音情感识别

曾光菊^{1,2}

(1. 电子科技大学电子工程学院, 成都 610054; 2. 四川理工学院理学院, 四川 自贡 643000)

摘要:语音情感识别是从语音信号中提取一些有效的声学特征,然后利用智能计算或者识别的方法对话者的情感状态进行识别。介绍了国内外在该领域中关于语音情感数据库、特征提取、识别方法的研究现状。基于对该领域现状的了解,发现特征提取对识别率有着非常大的影响。录制了1050句语音,每句语音提取了30个特征,从而形成了一个1050×30的数据库。提出了用粗糙集理论中的信息一致性对数据库中的30个特征进行化简,最后得到了12个特征。用神经网络中的BP网络对话者的情感状态进行识别,最高识别率达到了84%。从实验结果发现不同的情感用不同的方法识别结果更好。

关键词:语音情感识别;情感分类;特征提取;粗糙集;BP网络

中图分类号:TP391

文献标识码:A

引言

通过人类的语音信号,我们既能得到其中包含的语义信息同时也能感知语义以外的情感信息。情感信息是语音信号的重要组成部分。斯坦福大学的Reeves和Nass的研究发现表明,在人机交互中需要解决的问题实际上与人和人交流中的重要因素是一致的,最关键的都是“情感智能”的能力。为了让计算机能获得像人一样的“情感智能”,首先计算机就得像人一样能识别他人的情感状态。语音情感识别是从语音信号中提取部分特征让计算机自动地识别出话者的情感信息(情感状态、情感类别等)。

目前大量的研究^[1-5]都是从语音信号中提取出一些声学特征,然后在将特征化简提取出一些更有效的特征,再用模式识别中的一些方法尝试去识别语音信号中的情感。正确识别话者的情感,目前的研究主要是将语音情感分成大众较为熟悉的六种情感状态:高兴、愤怒、惊讶、害怕、悲伤、平静。

1 语音情感识别的研究现状

1.1 语音情感分类

语音情感分类在心理学或者工程研究中都没有一

个统一的分类标准。下面是最近研究者做语音情感识别中所用提及的语音情感分类。

1996年,Dellaert提出以基音频率相关信息为主要特征的分类方法,并考虑了恐惧、愤怒、悲伤和高兴四种情感状态。

1999年,Joy Nicholson采用ANN作为分类器,考虑了八种情感达到识别率50%。

2000年,ASSESS提出的系统能识别恐惧、愤怒、悲伤和高兴四种情感类别。

2001年,Albino Nogueiras等考虑了MPEG-4标准中的六种情感,用HMM模型进行识别,达到了80%的识别率。

2003年,Oh-wook Kwon等采用SVM和HMM对高兴、愤怒、悲伤、平静进行分

类,达到了分类精度为70.1%。

国内的许多学者^[1]将情感分成欢快、愤怒、恐惧、悲伤这种四情感。这样的情感分类好处是增大了情感的粒度,容易区分辨别,能有效提高实验的准确度,实验表明单纯通过语音数据分析,情感识别率能达到80%以上。当然这四种情感模型中,某些情感就不能很好的归结到上述四种情感中。另有一些学者提出了连续情感

收稿日期:2011-06-25

基金项目:四川理工院校内项目(2009XJKYL005)

作者简介:曾光菊(1970-),女,四川富顺人,讲师,研究生,主要从事信号与信息处理、语音情感识别等方面的研究。

维问题^[2]。即将情感用三维空间来描述或表示,它的三个维度分别命为:唤醒度、愉悦度、控制度。用这三个基本维度建立一个情感空间,该空间是连续的。但目前只有“激励”(镇静/激动)和“诱力”(负面/正面)所建立的二维情感空间得到了广泛的认可。

由以上的研究可看出,尽管有许多研究者都在做关于情感识别的工作,但是在情感分类的工作上基本没有一个统一的分类标准。这样大家的研究结果之间没有可比性,这也增加了语音情感识别研究的难度。心理学和认知学理论家已经为情感状态讨论了小数量的一组类别。在这两个领域里研究者给“基本情感”下了多种定义。可能 Paul Ekman 给出的定义最详尽^[3]。他将基本情感,和对应有明显的通用面部表情的情感,以及其他 8 种属性连续起来。用这个标准,Ekman 提出了 6 种基本情感:恐惧、愤怒、悲伤、高兴、厌恶和惊奇。这 6 种基本情感在心理学和精神病学领域得到了广泛的认同和应用。本文也借鉴了 6 种基本情感作为情感识别研究的起点。

1.2 语音情感数据库

语音情感数据库同语音情感分类一样在目前的研究中没有一个公开的数据库平台是资源共享的。大部分的研究者若要开展有关语音情感识别的相关研究,都得自组织团队录制语音,然后从语音信号中通过一些软件(主要是 cool edit 和 praat)得到一些语音声学特征的数据。得到的这些数据可以制作成数据库,也可以做好标记后直接保存在 excel 文件中。但是也有几个数据库是比较有代表性的见表 1。

表 1 代表性的数据库

来源国家	语种	样本数	语音类型
英国 Queen's 大学	英语	200	剪辑视频文件
日本 Meikai 大学	俄语	3660	朗读式
中科院自动化研究所	汉语	9600	朗读式
台湾大同大学	汉语	839	讲述式

1.3 语音情感特征提取

目前关于语音情感识别的研究几乎都是从语音信号中提取相关的声学特征,然后再进行识别。语音情感识别的研究过程如图 1 所示:

从上图中可以了解到是否有效的特征提取将直接影响到后面的识别结果。大量的研究显示^[3,4,6]韵律特征和音质特征与语音中的情感识别有很大的相关性。韵律特征中用得较为广泛的是:音强、音长、音高、重音、声调和语调等以及这些特征的衍生参数。音质特征主

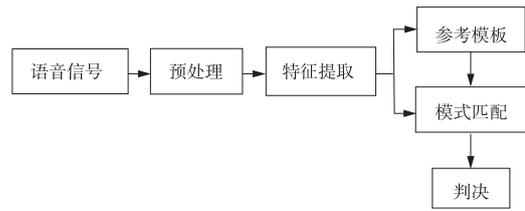


图 1 语音情感识别系统框图

要包括音色和语谱方面的特征。它们反映发音时声门波形状的变化,其影响因素有肌肉张力、声道中央压力以及声道长度张力。主要的音质类特征有:振幅、共振峰、以及 Mel 频率倒谱系数特征、LPC 系数、基音、能量、频率等及其相关的衍生参数。有研究证实^[3,7]仅用韵律特征或者音质特征中的某一类进行语音情感识别效果甚微。若是将二者结合起来效果更佳。这二者并不是相互孤立的,相互结合才能表达情感。

1.4 语音情感识别方法

语音情感识别是上世纪末兴起的一个新的研究领域。在语音情感识别诞生之前,在模式识别领域里已经有很多关于生物特征识别的研究如:语音识别、指纹识别、车牌识别等等这些都是已经研究成功并已经或者是正在走向市场化了。有很多研究者利用模式识别领域里上述的生物特征识别方法对语音情感进行识别或者是将这些算法进行一些改进。主要的一些方法有:基于人工神经网络(ANN)的识别方法、基于支持向量机(SVM)的识别方法、基于高斯混合模型(GMM)的识别方法、基于主成分分析(PCA)的识别方法、基于隐马尔可夫(HMM)的识别方法、线性判别分类器(LDC)等等。这些识别方法都是从语音信号中提取一些特征然后设计一个识别模型进行模式匹配再输出决策最后得到识别的结果。

2 基于粗神经网络的语音情感识别

本研究按照文献^[7]中介绍的录制语音数据库的准则自制建立了一个包含 1050 个样本的数据库。该数据库的录音样本来自中国科学院 2005 年建立的汉语情感语料库^[8]。本研究邀请了 5 名 20 岁左右的在校大学生来参加录音(2 女 3 男)。部分录音样本见表 3。

表 2 部分录音样本语句

语句	语句	语句
就是下雨也去	孙英开飞机	四万四块四
十头峡河牛	小宝逮老鼠	银行拥有保安
他们支持中国	国华来完成	大岳去种菜
我马上拿来	台球很有意思	苏联代表世界

表3 部分录音样本语句

情感状态	语句
高兴	今天天气真好啊
愤怒	你给我滚出去
惊讶	这真的是你吗? 一点都不像啊
难过	为什么这次我又不及格, 我不想活了
害怕	不要杀我啊

表2中所示的录音样本其语义均为中性,用高兴、愤怒、悲伤、害怕、惊讶、平静六种情感都可以表达。在录音时,这5名人员分别以上述的六种情感朗读一次。表3中的语句其语义自身与情感相关,在本次录音中对于这部分语句则是用5名录音人员都以对应的情感朗读了一次。本次录音共获得了1750句录音,但是经过专家听取录音后,去掉了其中600句情感状态模糊不清的录音。最终得到了1050句情感状态较为清晰的语音。用cool edit2.0录音,然后再用cool edit2.0和praat2.0这两种语音处理软件从每句语音信号中通过分帧(每帧语音信号取10ms)、加窗(hamming)等预处理过程得到了每句语音信号的声学特征数据。在本研究中的原始声学特征包含韵律类和音质类共30个。本文所涉及的数据库为1050×30构成。该数据库中每条语音信号对应的声学特征及其数据如表4所示。

2.1 粗糙集下的情感语音声学特征化简

在上述数据库的基础上,建立一个用数据表表达的语音情感识别知识系统 S ,令语音情感识别论域 U 中研究的对象数目为 m ,语音情感识别条件特征属性 $C = \{c_1, c_2, \dots, c_n\}$,令 x 是论域 U 中研究的对象,则 x 可以表达为:

$x_i = \{c_{i1}, c_{i2}, \dots, c_{in}\} \quad i = 1, 2, \dots, m$. $c_{i1}, c_{i2}, \dots, c_{in}$ 是 x 的 n 个特征属性的属性值。

根据粗糙集理论^[11],基于条件特征属性 C 不可分辨关系的等价族表示为 $U|C$,基于决策特征属性 D 不可分辨关系的等价族表示为 $U|D$ 。

定义1 设 $S = (U, A, V, f)$ 是一个语音情感识别系统, $A = C \cup D$ 是属性集, C 和 D 分别是条件属性集和决策属性,基于条件属性 C 描述决策属性 D 表达的信息一致性表达为:

$$Q_C = \frac{\text{card}(U|C)}{\text{card}(U)} \quad (1)$$

这里 $\text{card}(U|C)$ 表示 U 基于条件特征属性 C 不可分辨关系的等价族的数目, $\text{card}(U)$ 表示有限论域 U 中可分辨的集合的基数。

定理1^[12] 设 $S = (U, A, V, f)$ 是一个语音情感识别系统, $A = C \cup D$ 是属性集, C 和 D 分别是条件属性集

表4 声学特征及其数据

序号	特征	数据
1	最小采样值(smpl)	-2156
2	最大采样值(smpl)	2013
3	振幅峰值(dB)	-23.18
4	直流偏移(%)	-0.353
5	RMS激励最小值(dB)	-69.18
6	RMS激励最大值(dB)	-30.83
7	RMS激励平均化r(dB)	-41.96
8	RMS激励总计(dB)	-39.14
9	最高分贝(dB)	-50.68
10	最高分贝对应的频率(Hz)	15.62
11	最低分贝(dB)	-111
12	最低分贝对应的频率(Hz)	7921
13	分析对象起点时间(s)	0
14	分析对象末点时间(s)	2.016
15	分析对象时长(s)	2.016
16	分析对象基频点个数(frames)	126
17	分析对象基频(Hz)	163.73
18	最高强度(dB)	61.35
19	最高强度对应的时间(s)	0.88
20	最低强度(dB)	19.83
21	最低强度对应的时间(s)	0.416
22	共振峰时间(s)	1.008
23	第一共振峰频率(Hz)	505.534
24	第一共振峰带宽(Hz)	258.151
25	第二共振峰频率(Hz)	1451.589
26	第二共振峰带宽(Hz)	329.891
27	第三共振峰频率(Hz)	2963.094
28	第三共振峰带宽(Hz)	115.087
29	第四共振峰频率(Hz)	3508.097
30	第四共振峰带宽(Hz)	212.051

和决策属性,如果存在:

$$Q_C = 1 \quad (2)$$

这里 Q_C 表示基于条件特征属性 C 描述决策属性 D 表达的信息一致性,该决策系统是一个信息一致的协调系统,否则是一个不协调系统。如果存在:

$$Q_C = Q_{C-R_i} = 1 \quad (3)$$

称 $R_i, R_i \in C$ 为 C 中相对于 D 可省略的,否则 R_i 为 C 中相对于 D 不可省略的。

这里 Q_C 表示基于条件特征属性 C 描述决策属性 D 表达的信息一致性, Q_{C-R_i} 表示基于 R_i 为 C 中相对于 D 可省略后的条件特征属性描述决策属性 D 表达的信息一致性。

语音情感识别系统化简实现:

输入:给定一个语音情感识别 $S = (U, A, V, f)$, $A = C \cup D$ 是属性集, C 和 D 分别是条件属性集和决策属性。

输出:简化的特征集

(1) 通过定义的欧氏距离聚类方法进行属性的属

性值的离散归一化处理,构成一个协调的数据表。在聚类产生一种新的划分时,直到协调度大于或等于原始数据的协调度就聚类产生一种新的划分。定义协调度:

$$L_d = \sum card(C_-(X))/card(U) \quad (4)$$

这里 card(.)表示括号内集合元素的个数, C₋(X)表示集合 X 的下近似。

(2) 基于信息一致性知识约简的方法,利用式(1)进行条件属性的约简。

(3) 对可约简的条件属性中属性值的集合的基数大的条件属性进行删除,保留不可约简的条件属性和可约简的条件属性中属性值的集合的基数小的属性组合,利用式(1、2、3 及 4),得到一个能提供最大数据信息覆盖率的语音情感识别最简条件属性集见表 5。

表 5 化简后的声学特征

特征	特征
振幅峰值	最高分贝
RMS 激励最小值	最高分贝对应的频率
RMS 激励最大值	最低分贝
RMS 激励平均化	最低分贝对应的频率
最高强度	最低强度
第一共振峰带宽	第二共振峰带宽

2.2 BP 神经网络下的语音情感识别

BP 网络是一种具有三层或三层以上的多层神经网络,每一层都由若干个神经元组成,如图 2 所示,它的左、右各层之间各个神经元实现全连接,即左层的每个神经元与右层的每个神经元都有连接。

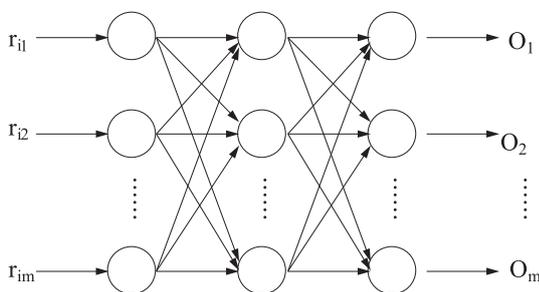


图 2 多层 BP 神经网络结构

本研究的输入层是表 5 中用粗糙集化简后的 12 个声学特征。输入层有 12 个节点,对应这 12 个声学特征,隐含层为 12 个节点,输出层为 6 个节点,分别对应高兴、愤怒、悲伤、害怕、惊讶、平静这六种情感。神经网络中各层间的激活函数选用的是双曲正切 S 型函数,一反向传播算法进行训练,学习速率为 0.001,训练误差为 0.000 1,最大迭代步数为 500。

2.3 实验结果

数据库中的 1/2 数据用以训练网络,1/2 数据用以测试网络。本研究中测试了 525 个样本,用 matlab 中的神经网络数据包进行仿真得到识别结果见表 6。

表 6 识别结果

	高兴	愤怒	悲伤	害怕	惊讶	平静
样本数	86	100	80	90	89	80
识别数	50	54	46	66	45	67
识别率	58%	54%	58%	73%	51%	84%

从识别的结果可以看出,本次试验的识别率只有害怕和安静这两类情感的识别率较高,其余的情感识别率都较低,而且在试验中发现高兴和愤怒不容易区分,容易误判成对方。导致识别率偏低的原因如下:

(1) 录音人员表达情感的强度不够,由于环境、心境等因素的影响朗读人员在表达高兴和惊讶的情感时没有区分开。

(2) 本次录音有部分语音中的噪声较大,在语音信号的预处理过程中去噪的效果偏低导致后面特征的数据由误差。

(3) 处理语音信号中声学特征的数据时,尽管都是用软件处理,但是其中也有手动的过程,这样难免有一些误差在里面,直接导致了数据的人为误差性。

(4) 设计 BP 网络时用的 S 型正切函数,但是其中的算法设计上还是存在一些问题。

在以后的研究中,可以剪辑影视文件中的语音信号,因为专业演员对情感的表达更具有真实性。通过本研究发现 BP 网络比较容易识别害怕和安静。在以后的研究尝试对不同的情感用不同的识别方法。

参考文献:

[1] 赵力,将春辉.语音信号中的情感特征分析和识别的研究[J].电子学报,2004,30(3):423-429.

[2] Yuan J,Shen L,Chen F.The Acoustic Realization of Anger,Fear,Joy and Sadness in Chinese[A].in International Conference on Spoken Language Processing 2002,Denver,Colorado,USA.

[3] 余华,黄程韦,赵力.基于粒子群优化神经网络的语音情感识别[J].数据采集与处理,2011,26(1):57-62.

[4] 石瑛,胡学钢.基于神经网络的语音情感识别[J].计算机工程与应用,2008,44(24):191-193.

[5] Kleinginna P R,Kleinginna A M.A categorized list of emotion definitions with suggestions for a consensual definition[J].Motivation and Emotion,1981:345-379.

- [6] Jianxia C. A summary about emotional speech recognition[C]//1st Chinese Conference on Affective Computing and Intelligent Interaction. Beijing: [s. n.], 2003.
- [7] 谢波, 陈岭, 陈根才, 等. 普通话语音情感识别的特征选择技术[J]. 浙江大学学报, 2007, 41(11): 1816-1822.
- [8] 汉语情感语料库 <http://www.chineseldc.org>.
- [9] 曾黄麟. 智能计算[M]. 重庆: 重庆大学出版社, 2004.
- [10] Zeng Huanglin, Lan Hengyou, Zeng Xiaohui. Redundant Data Processing Based on Rough-Fuzzy Approach, Rough Sets and Knowledge Technology. RSKT, Chongqing, China, July 24-26, 2006[C]. 156-16.
- [11] Ekman P. An argument for basic emotions[J]. Cognition and Emotion, 1992, 6(3/4): 169-200.
- [12] Ekman. Are there basic emotions? [J]. Psychological Review, 1992, 99(3): 550-553.

Speech Emotion Recognition Based on Rough Set and ANN

ZENG Guang-ju^{1,2}

- (1. School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China;
2. School of Science, Sichuan University of Science & Engineering, Zigong 643000, China)

Abstract: Speech emotion recognition is about extracting effect acoustic features from speech signals and recognizing emotion state of human by using of intelligent computation. The domestic related research of emotion speech database, features extraction and recognition ways are studied. Learning from these related researches, the features extraction was found to have important affections on the speech emotion recognition. 1050 sentences was recorded and 30 features extracted from every sentence and then formed to a database of 1050×30 . The information consistence of rough set is applied to simplify 30 features of database to 12 features. Then artificial neural network is used to recognize emotion state of 525 sentences, it attains to the highest recognition rate of 84%. The results shows that using different ways to recognize different emotion has better effects.

Key words: speech emotion recognition; emotion classification; features extraction; rough set; BP network

基于无线传感器网络的大棚温度采集存储系统

祝志威¹, 蔡乐才²

(1. 四川理工学院自动化与电子信息工程学院, 四川 自贡 643000; 2. 四川理工学院计算机学院, 四川 自贡 643000)

摘要:针对大棚温度的测量,设计了一种高效、低功耗的无线温度采集和存储系统。整个系统包括了:主控芯片、温度采集模块、无线收发模块、温度存储模块。以 STC11F 和 CC1100 为核心的温度采集系统与传统装置相比具有结构简单、易于控制、通信效率高、抗干扰性强、稳定性好等特点,可广泛应用于温室大棚。

关键词:无线传感器网络;无线收发;AD 转换

中图分类号:TN752;TP212

文献标识码:A

引言

随着农业技术的发展,温室大棚作为新的农作物种植技术,已突破了传统农作物种植受地域、自然环境、气候等诸多因素的限制,对农业生产有重大意义。大棚内环境状况直接影响作物的生长,因此对大棚内环境的实时检测显得十分重要^[1]。其中温度是大棚众因素中最重要的因素之一,适宜的温度是保证农作物正常生长的重要条件,直接关系到农作物的产量。传统的大棚温度检测是在大棚中放置几支温度计,然后用人工的方法来读取和记录。这种方法只适合小规模的人工生产,不利于大规模生产。温度计只能测量某一点的温度,在一个大棚中使用几支温度计是不科学的,是没有办法对大棚内部每一点的温度做详细了解的。并且测量的数据也不能保留下来,不能对大棚作物整个生长周期的温度进行系统化的分析,无法建立系统的知识库。因此,基于无线传感器网络的大棚温度采集和存储系统就显示出了一定的优越性。

1 系统方案

本系统设计了一套基于主机和从机之间的通信模块。从机主要采集大棚中多点的温度,然后通过 CC1100 无线收发模块发送给主机,主机也可以通过无线收发模块接收从机发过来的消息,然后把信息存储在

SD 卡中。从机大部分时间是工作在掉电模式的,这样可以降低功耗。当主机给从机发相应的命令时,从机才会被唤醒^[2]。

本系统中主控芯片选取 STC11F,外围电路有 AD 转换电路,无线收发电路,存储电路等。这套系统可以方便地实现大棚内部温度的采集和存储。该系统的结构图如图 1 所示。

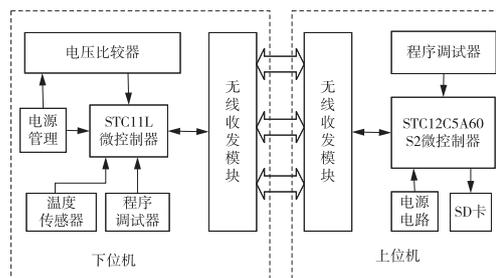


图 1 系统结构图

2 系统硬件设计

2.1 系统主控芯片

STC11F 系列芯片工作电压为 2.4 V - 3.6 V,工作频率为 0 - 35 MHz,有 16 个通用 I/O 口,内部集成 MAX810 专用复位电路,Power Down(掉电)模式可由内部掉电专用定时器唤醒,也可由外部中断口中断唤醒,由于 INT/RxD 支持下降沿中断,故也可以支持远程通信唤醒。

收稿日期:2011-06-28

基金项目:四川省教育厅科研项目(2007ZL048);四川省自贡市科技局科研项目(2009018)

作者简介:祝志威(1984-),男,湖北孝感人,硕士生,主要从事嵌入式系统方面的研究。

2.2 无线收发模块

CC1100 为低功耗高集成性无线收发芯片,它为突发数据处理、清晰信道提供广泛的硬件支持,非常适用于恶劣的无线环境。CC1100 通过 SPI 接口来设定内部寄存器的值并配置相应的工作方式。接收方式下,射频输入信号先通过低噪声放大器(LNA)进行放大,然后通过混频器把输入信号转换成中频信号;在送给解调器之前,中频信号被 A/D 转换为数字信号,解调之后,进行前向纠错和数据包处理,再把收到的数据存入接收 FIFO 中。在发射方式下,数据经过调制之后被送到频率合成器,再经过 90°的相移装置发送给信号放大器(PA)。当 STC11F 检测到振动信号时,发送激活命令,CC1100 进入接收模式,如果 CC1100 准备好接收,则可以开始接收数据^[3]。CC1100 的 RF 收发器具有可配置的调制解调器,通过编程设置寄存器的参数,可使 CC1100 支持不同的调制格式,最高可达到 500 kb it/s。

2.3 温度采集模块

DS18B20 数字温度计以 9 位数字量的形式反映器件

的温度值。DS18B20 通过一个单线接口发送或接收信息,因此在中央微处理器和 DS1820 之间仅需一条连接线(加上地线)。用于读写和温度转换的电源可以从数据线本身获得,无需外部电源。因为每个 DS18B20 都有一个独特的片序列号,所以多只 DS1820 可以同时连在一根单总线上,这样就可以把温度传感器放在许多不同的地方。这一特性在 HVAC 环境控制、探测建筑物、仪器或机器的温度以及过程监测和控制等方面非常有用。

DS18B20 严格遵循单总线协议,工作时主机先发出一个复位脉冲,使总线上的所有 DS18B20 复位,接着发送 ROM 操作指令,使序列号匹配的 DS18B20 被激活,准备接受 RAM 访问指令。RAM 访问指令控制选中的 DS18B20 工作状态,完成整个温度转换、读取等工作。整个操作主要包括三个关键过程:主机搜索 DS18B20 序列号、启动在线 DS18B20 作温度转换、读取温度值。由于 51 单片机硬件并不支持单总线协议,因此必须用软件的方法模拟单总线的协议时序来完成对 DS18B20 的访问。温度采集模块的原理图如图 2 所示。

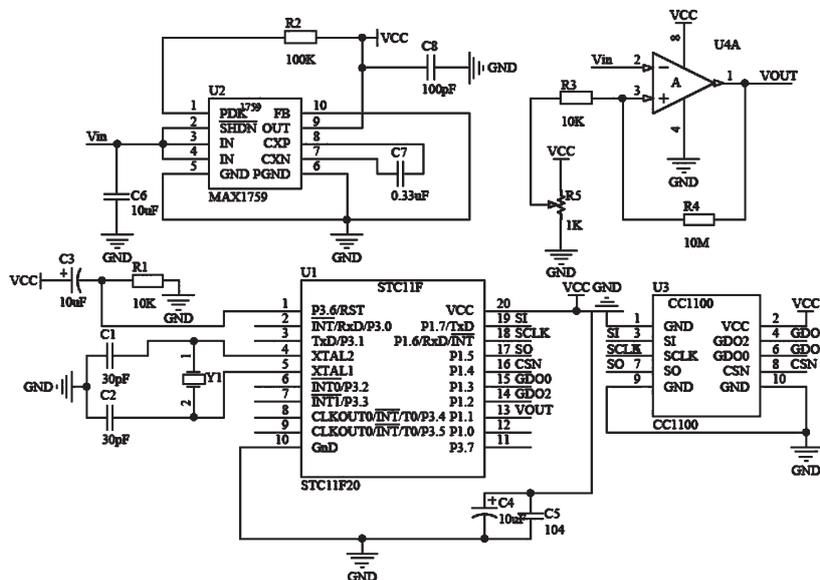


图 2 温度采集模块原理图

2.4 温度的发送和接收

NRF1100 模块使用 Chipseon 公司的 CC1100 芯片开发而成。NRF1100 单片无线收发器工作在 433/868/915 MHz 的 ISM 频段由一个完全集成的频率调制器、一个带解调器的接收器、一个功率放大器、一个晶体振荡器和一个调节器组成。工作特点是自动产生前导码和 CRC 可以很容易通过 SPI 接口进行编程配置,电流消耗低^[4]。

CC1100 的工作电压为 1.9 V - 3.6 V,不能在这个区间之外,超过 3.6 V 将会烧毁模块。硬件上面没有

SPI 的单片机也可以控制本模块,用普通单片机 IO 口模拟 SPI 不需要单片机真正的串口介入,只需要普通的单片机 IO 口就可以了,当然用串口也可以。与 51 系列单片机 P0 口连接时候,需要加 10 K 的上拉电阻,与其余口连接不需要。其他系列的单片机,如果是 5 V 的,请参考该系列单片机 IO 口输出电流大小,如果超过 10 mA,需要串联电阻分压,否则容易烧毁模块。如果是 3.3 V 的,可以直接和 RF1100 模块的 IO 口线连接。

2.5 存储模块

SD 卡(Secure Digital Memory Card)中文翻译为安全

数码卡,是一种基于半导体快闪记忆器的新一代记忆设备,它被广泛地于便携式装置上使用,例如数码相机、个人数码助理(PDA)和多媒体播放器等。SD卡在24 mm × 32 mm × 2.1 mm的体积内结合了SanDisk快闪记忆卡控制与MLC(Multilevel Cell)技术和Toshiba(东芝)0.16 u及0.13 u的NAND技术,通过9针的接口界面与专门的驱动器相连接,不需要额外的电源来保持其上记忆的信息。而且它是一体化固体介质,没有任何移动部分,所以不用担心机械运动的损坏。

两个可选的通信协议,SD模式和SPI模式,可变时钟频率0-25 MHz,通信电压范围为2.0 V-3.6 V,自动断电及自动睡醒,智能电源管理,无需额外编程电压,卡片带电插拔保护,正向兼容MMC卡,高速串行接口带随即存取,支持双通道闪存交叉存取,快写技术。

3 系统软件设计

软件设计主要实现以下几部分功能:温度传感器DS18B20的驱动;采集到的温度传到上位机;上位机把收到的温度信息存储到SD卡中。系统流程图如图3所示。

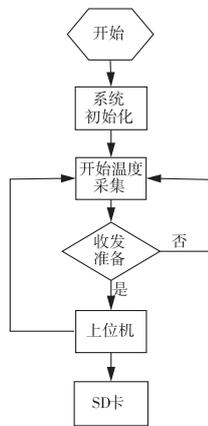


图3 系统流程图

4 运行结果

该系统可以稳定的运行,能按照既定的目标进行数据采集和存储,完全符合要求。系统每隔10秒采集一次数据,把这些孤立的数据点按照时间顺序连接起来,可以得到一条曲线,这条曲线的变化趋势就是该点的温度变化趋势^[5]。下表是一个大棚内七个不同的点同一时间测得的温度值见表1。

表1 大棚内七个不同的点同一时间的温度值

N	1	2	3	4	5	6	7
T	28.7	23.2	26.4	25.8	24.0	22.1	21.8

5 结束语

基于STC11F的大棚温度采集和存储系统将数据采集和数据存储汇集一身,结构简单,易于操作,体现了系统的智能化和可靠性。可以随时了解大棚内部温度的分布情况,为农作物生长过程的模型化提供数据参考。

参考文献:

- [1] 孙超,张式庆,张西良,等.无线传感器网络在温室检测环境中的应用[J].农机化研究,2006(9):194-195.
- [2] 何小映,杜永平.一种温度无线传输系统的设计[J].现代电子技术,2006(15):119-120.
- [3] 李丽军,王代华,祖静.基于CC1100的无线数据传输系统设计[J].国外电子测量技术,2007,26(12):42-44.
- [4] 牛永超,马孝义.基于CC1100的温室温湿度监测系统[J].农机化研究,2009,31(8):90-92.
- [5] 朱卫华,黄智伟.基于无线数字温度传感器的多点温度测量系统设计[J].工业控制计算机,2003,16(6):57-58.

Acquisition and Storage System of Greenhouse Canopy's Temperature Based on Wireless Sensor Network

ZHU Zhi-wei¹, CAI Le-cai²

(1. School of Automation and Electronic Information, Sichuan University of Science & Engineering, Zigong 643000, China;
2. School of Computer Science, Sichuan University of Science & Engineering, Zigong 643000, China)

Abstract: A wireless temperature acquisition and storage system with high performance, low-power is designed contraposing the acquisition of greenhouse canopy's temperature. The system includes: master chip, temperature collection module, wireless transceiver module, temperature storage module. This system, centering on STC11F nd CC1100, with simple structure, strong anti-interference, high efficient communication compared with traditional equipment, is easy to control and stability, which can be widely applied in greenhouse canopy.

Key words: wireless sensor network; wireless tromeiver; AD conversion