

基于PC机的频谱心电图分析方法

1 概述

常规心电信号周期性地反映心电活动从心房到心室的除极和复极过程,通过对P、Q、R、S、T、U等波的分析,可以诊断心律失常、心肌缺血、心肌梗死等多种疾病,因此常规心电图在临床上有着不可替代的作用。但是从信号处理的角度来看,心电波形又是各种正弦波组合而成的时间序列。人们不仅分析这个信号的波形形状(即时域信号),如常规心电图、心电向量图、高频心电图等,更要研究这个信号所包含的各种正弦波的分布和比例(即频域信号),如常规心室晚电位是分析QRS波终末25~300 Hz之间的高频成分,心率变异性分析中的心率功率谱是分析0.02~0.50 Hz之间的低频成分,而频谱心电图是指常规心电图的功率谱上0.2~25.0 Hz的频率成分,即频谱心电图就是常规心电图的频域转化图形。另外,有些心电信号在时间域变异不太明显,而在频域中能显现较明显的特征,从频域能很方便地找到临床所需要的参数[1]。频谱心电图分析集时间域、空间域和频率域的信息为一体,尤其突出频率域的特征。经数字化处理后,所获得的综合参量具有信息量大、敏感性高、多参量、多指标、动态相关等特点,能检测出常规心电图所不能反映的动态变化。因而该系统突破了传统心电图系统时间域的分析概念,是我国首创的一种无创性心电检测新技术,是对心电信息学的巨大贡献。

2 基本原理

心电图的波形是由一系列不同频率、振幅和相位的正弦波精确叠加而成。频谱心电图分析就是利用离散傅利叶变换将时域心电信号转换到频域内进行分析,得到在不同幅值下以频率为变量的频谱函数,然后以频率为坐标作出各频率分量幅值,最终得到心电频谱图。

设离散的时域心电信号为 $x(n)$,作谱点数为 N ,采样频率为 f_s ,则 $x(n)$ 的离散傅利叶变换[2]为:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} \quad n, k=0, 1 \cdots N-1 \quad (1)$$

设 $X(k)$ 的实部为 $R(k)$,虚部为 $I(k)$,则心电信号 $x(n)$ 频谱表达式如下:

$$\text{幅值谱: } A(k) = \frac{1}{N} \sqrt{R^2(k) + I^2(k)} \quad (2)$$

$$\text{功率谱: } B(k) = A^2(k) \quad (3)$$

$$\text{对数谱: } C(k) = 20 \log_{10} B(k) \quad (4)$$

$$\text{相位谱: } \theta(k) = \text{tg}^{-1} \frac{I(k)}{R(k)} \quad (5)$$

其中 k 为谱线号。由于傅氏变换得到的是正负频率对称的双边谱,谱线号 k 对应的频率值为:

$f_k = \begin{cases} kf_s/N & k=0, 1, \dots, (N/2-1) \\ (k-N)f_s/N & k=N/2, (N/2+1), \dots, (N-1) \end{cases}$ (即频谱图上对应的横坐标值)。这样就得到了时域心电信号x(n)在频域内纵、横坐标的系列值,在计算机上能很方便地作出心电频谱图。

3 在实际应用中应注意的问题

实际上,基于PC机的频谱心电图分析一般在算法上并不采用上述的DFT算法,而是采用FFT算法,这样可以大大提高分析速度,缩短单段谱分析的时间,而缩短谱分析的时间是提高实时分析能力的关键。

此外,频谱心电图分析由于信号加窗以及采集过程的噪声、直流信号等因素的干扰还应当注意以下问题。

3.1 多段平均

实际心电信号采样过程中都会不可避免地引入各种噪声,包括带有一定确定性的噪声和随机噪声。对于前者的干扰在心电采集的预处理过程中一般能够有效地进行抑制,而对于在分析频带内的随机噪声干扰,一般在采集过程的预处理中却难以消除。这种噪声的干扰容易引起频谱心电图分析的误诊断,因此必须在分析时予以剔除。谱分析时对随机噪声有效的抗干扰措施就是多段平均。

由于幅值谱的叠加是矢量叠加,有严格的相位限制,而功率谱是标量,所以多段平均常采用功率谱平均,简单易行。设单段功率谱为 $B_1(k)$,平均段数为M,则平均后的功率谱为:

$$B(k) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M B_i(k) \quad (6)$$

为了提高分析精度,往往适当地增加平均的段数,但由于受到采集时数据长度的影响,实际长度无法达到平均的段数,这时待分析的数据段与段之间可以适当地重叠。

3.2 零均值化

频谱心电图分析时低频成分的信号往往蕴涵着很重要的信息,如心率变异性分析中的心率功率谱分析就是0.02~0.5 Hz低频成分。如果时域心电信号中有直流成分,旁瓣干涉对低频成分信号将有严重影响。因此,一般在作谱前都要消除直流的影响,进行零均值化处理。设时域心电信号为x(n),作谱点数为N,则零均值化处理为:

$$x'(n) = x(n) - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \quad (7)$$

$x'(n)$ 即为x(n)零均值信号。

3.3 低通数字滤波

由于要求能记录高保真的心电信号,一般在心电信号采集时,在条件允许的情况下都会尽量提高采集频率,为以后的各种分析提供更宽频带内信息。然而常规的心电图功率谱中大量有用的信号集中在30 Hz频段内,这样导致常规分析时大量的有用谱线主要集中在频谱图的左边。为了提高低频信号的分析精度,这时通常对原始采集的心电信号进行重抽样,降低分析频率,提高频率分辨率。这样带来的问题是原始心电信号中高于分析频率的高频成分将折叠至分析频带内,引起频率混叠,使低频段信号产生严重畸变。因此,在原始信号重抽样前一定要进行数字低通滤波,滤掉高于分析频率的高频成分。在PC机上一般采用具有线性相位的FIR非递归数字低通滤波算法。

设滤波器的归一化截止频率为 ω_c ,利用傅氏变换得到FIR滤波器的冲激响应函数:

$$h(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} e^{j\omega n} d\omega = \frac{\sin(n\omega_c)}{n\pi} \quad (8)$$

其中 $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M$,M为滤波器的半阶数。设原始时域心电信号为x(n),则低通滤波后的输出即为x(n)与h(n)卷积,设输出为y(n),则有:

$$y(n) = x(n) * h(n) \quad (9)$$

考虑h(n)为实偶函数,则:

$$y(n)=h(0)x(n)+\sum_{i=1}^M h(i)[x(n-i)+x(n+1)] \quad (10)$$

3.4 加窗与误差

由于计算机不可能对无限长的时域心电信号进行运算，而是取其有限的时间间隔进行分析，这就需要对时域信号进行截断，其方法是将无限长的信号乘以窗函数，这样将导致信号频域分析产生误差[3]。加窗信号的傅氏变换为：

$$F[x(t) \cdot w_T(t)] = \int x(t) \cdot w_T(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (11)$$

其中， $w_T(t)$ 由对称窗 $w(t)$ 在时间上平移 $T/2$ 得到，即：

$$w_T(t) = w(t - T/2) \quad (12)$$

设 $w(t)$ 的傅氏变换为：

$$F[w(t)] = W(f) \quad (13)$$

根据傅氏变换的奇偶性质，当 $w(t)$ 是实偶函数时， $W(f)$ 也为实偶函数。又由傅氏变换的时移特性可知：

$$F[w_T(t)] = W(f) e^{-j\pi f T} \quad (14)$$

下面以单频率的余弦信号进行分析加窗与误差之间的关系。设 $x(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \theta)$ ，其傅氏变换结果为：

$$X(f) = \frac{A}{2} e^{-j\theta} \delta(f + f_0) + \frac{A}{2} e^{j\theta} \delta(f - f_0) \quad (15)$$

加窗后的谐波信号 $x(t) \cdot w_T(t)$ 的傅氏变换可根据卷积定理表示为：

$$\begin{aligned} F[x(t) \cdot w_T(t)] &= F[x(t)] * F[w_T(t)] \quad (* \text{表示卷积}) \\ &= \left\{ \frac{A}{2} e^{-j\theta} \delta(f + f_0) + \frac{A}{2} e^{j\theta} \delta(f - f_0) \right\} * \{ W(f) e^{-j\pi f T} \} \\ &= \frac{A}{2} W(f + f_0) e^{-j[\pi T(f + f_0) + \theta]} + \frac{A}{2} W(f - f_0) e^{-j[\pi T(f - f_0) - \theta]} \end{aligned} \quad (16)$$

由此可知，在加窗信号的傅氏分析中，对窗长度 T 作归一化处理，即 $T=1$ ，且令 $\Delta f = f - f_0$ ，此时的单边幅值及相位分别为：

$$y = AW(f - f_0) = AW(\Delta f) \quad (17)$$

$$\phi = \pi T(f - f_0) + \theta = \pi \Delta f + \theta \quad (18)$$

显然，当 $f = f_0$ 时， $y = A$ ， $\phi = \theta$ ，不存在泄漏情况，得到的幅值、相位和频率都是准确无误差的。而在大多数情况下，当 $f \neq f_0$ 时，加窗信号的傅氏分析中得到的频率 f 、幅值 y 和相位 ϕ 并不是真实值，且有旁瓣产生，这就是所谓的离散频谱的栅栏效应、梳状效应、能量泄漏和假频等[2]。当信号真实频率位于两个离散谱线之间时，即 $f_i = f_0 - \Delta f/2$ ， $f_{i+1} = f_0 + \Delta f/2$ 时误差最大，频率误差达到半个频率分辨率，相位误差达到90度，幅值对于不同的窗函数误差也将达到最大值[4]。

以上是对单频率信号的误差分析。对于多频率的心电信号，频域采样后各频率成分除了频率、相位、幅值产生上面的误差外，由于能量泄漏还会导致相隔较近的频率成分之间发生旁瓣甚至主瓣干涉，使谱峰的形状和幅度发生畸变。因此，频谱心电图分析时要考虑以上各种误差，以免引起误诊。在需要对心电频谱进行精密分析的场所，对以上的各种误差应当采用合适的算法进行校正[4]。

4 实例分析

以下是某用户的II导联的功率谱分析，采样频率为360 Hz，分析频率为36 Hz，时域零均值化，2段功率谱平均，采用半阶数为100的FIR数字低通滤波，截止频率为36 Hz，选用Hanning窗，取有效值谱，如图1所示。由图1可以看出，功率谱由一系列的谱峰组成，由低频数起，第1峰(基频)振幅最高，其所在的位置与心率相关(小于0.75 Hz的峰不予以计算)，第1峰所在频率值乘以60即为每分钟的平均心率；第1峰后面的各峰为基频的倍频谐波，功率谱的能量主要集中在基频和前面几次谐波上，第4谐波以后的各峰高度逐渐衰减。

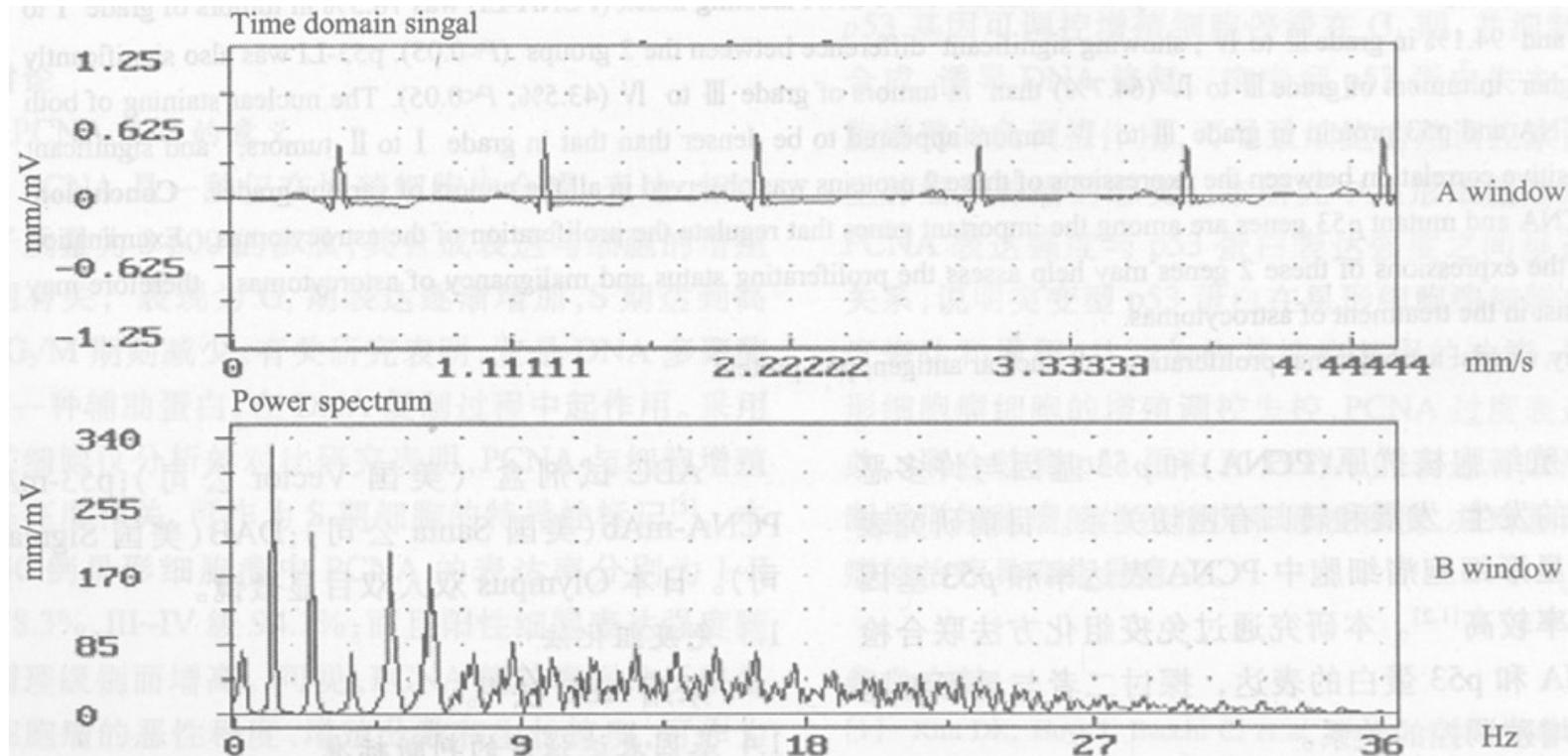


图1 心电功率谱分析
Fig.1 Analysis of electrocardiogram power spectrum

5 结论

频谱心电图能显示心电各种频率成分和两个导联心电信号对应关系的改变，具有信息量丰富、敏感性高、多参量、多指标动态显示等优越性，与传感器技术、信号处理技术、描记技术以及逻辑判断技术(人工智能)等融合后，在临床和远程社区医学领域方面具有很好的实用价值。基于PC的频谱心电图分析仪是当前医疗电子仪器领域的开发热点，借助PC的快速处理能力，实现自动、智能和远程的诊断已成为可能。

参考文献：

- [1] 张开滋. 心电信息学[M]. 北京：科学技术文献出版社，1998. 456-85.
- [2] 奥本海姆. 信号与系统[M]. 西安交通大学出版社，1996. 224-80.
- [3] 祁才君，张圣训. 周期信号频谱分析应注意的问题[J]. 测控技术，1999, 18(4):52-4.
- [4] Xie M, Ding K. Correction for the frequency amplitude and phase in FFT of harmonic signal[J]. Mechanical System and Signal Processing, 1996, 10(2):211-21.

参考文献：

- [1] 张开滋. 心电信息学[M]. 北京：科学技术文献出版社，1998. 456-85.
- [2] 奥本海姆. 信号与系统[M]. 西安交通大学出版社，1996. 224-80.
- [3] 祁才君，张圣训. 周期信号频谱分析应注意的问题[J]. 测控技术，1999, 18(4):52-4.
- [4] Xie M, Ding K. Correction for the frequency amplitude and phase in FFT of harmonic signal[J]. Mechanical System and Signal Processing, 1996, 10(2):211-21.