

复调制 Zoom-FFT 方法的 LabVIEW 实现与应用

陈玉飞, 张和生, 孙伟, 潘成

(北京交通大学 电气工程学院, 北京 100044)

摘要: 信号频谱中频率分量接近时, 在较低的频域分辨率下难以检测, 而传统 FFT 分析在提高频域分辨率的同时导致计算量大大增加; 针对此问题, 在 LabVIEW 平台中采用复调制 Zoom-FFT 方法, 通过移频、滤波、重采样、FFT 和频率调整实现频谱的细化; 结果表明, 复调制 Zoom-FFT 可以灵活地选择细化频带, 提高频带内的频域分辨率并有较小的计算量; 此外, 合理的选择窗函数能够减少频谱失真; 将该方法应用于异步电机故障诊断中, 实现了转子断条故障分量的检测, 为 LabVIEW 中的频率检测与故障诊断提供一种有效途径。

关键词: Zoom-FFT; LabVIEW; 频谱细化; 异步电机; 故障诊断

Implementation and Application of Zoom-FFT Based on LabVIEW

Chen Yufei, Zhang Hesheng, Sun Wei, Pan Cheng

(School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: In signal spectrum, it is difficult to detect the close frequency components under a low resolution. When using the traditional FFT to improve frequency resolution will lead to a large increase in computing. To solve this problem, a complex modulation Zoom-FFT method is used on LabVIEW platform. Spectrum zooming is achieved by several steps including frequency shifting, filtering, resampling, FFT and frequency adjustment. Results show that this method can not only flexibly select the zooming frequency band and improve frequency resolution, but also has a small demand of computation. In addition, a reasonable choice of window function can reduce spectral distortion. The rotor bar broken fault is detected when using this method to the induction motor fault diagnosis. Therefore, it provides an effective way for frequency detection and fault diagnosis based on LabVIEW.

Keywords: Zoom-FFT; LabVIEW; spectrum zooming; induction motor; fault diagnosis

0 引言

频谱分析中, 较低的频域分辨率和太过接近的特征频率, 会导致很多频率分量淹没在谱图中, 难以有效检测。传统 FFT 分析方法, 由于 $\Delta f = f_s/N$, 能够通过降低采样频率 f_s 或增加采样点数 N 两种方法来提高频域分辨率 Δf 。但采样频率 f_s 的降低受到采样定理的限制, 而在 f_s 一定时, 增加采样点数 N 又会造成 FFT 计算量增加。尤其在设备故障诊断中, 采样频率和频域分辨率往往比较高, 这种计算量的增加将严重影响算法效率。

频谱细化方法的出现解决传统 FFT 频域分辨率和计算量的矛盾。主要思想是选取信号频谱中感兴趣的频段进行局部放大, 实现局部细化分析。常见的频谱细化算法有线性调频 Z 变换 (chirp Z-transform, CZT)、快速傅里叶变换及傅里叶级数展开 (FFT-FS) 和细化快速傅里叶变换 (Zoom-FFT, ZFFT)。虽然 CZT^[1] 和 FFT-FS^[2] 可以在不增加采样点数的情况下实现频谱细化, 但只是提高“计算分辨率”^[3], 不能改善分辨能力。ZFFT^[4] 则能够分辨特征频率接近的分量, 因此有广泛应用。ZFFT 方法包括复调制 ZFFT、相位补偿 ZFFT 和 Yip 级联 ZFFT, 在计算效率和灵活性方面复调制 ZFFT 优于其它两种算法, 所以 ZFFT 也多指复调制 ZFFT 方法。

本文根据复调制 ZFFT 的原理和方法, 在 LabVIEW 平台实现了对信号频谱的细化。之后, 通过仿真得到了该方法的一

些特性。为了将其应用到实际中, 搭建了异步电机监测平台, 并通过对定子电流频谱中转子断条故障分量的检测, 验证了该方法的有效性。

1 ZFFT 及其 LabVIEW 实现

1.1 ZFFT 的原理和方法

复调制 ZFFT 的基本原理为: 将采样时间序列与单位复指数信号相乘, 实序列变为复序列, 根据傅里叶变换的移频特性, 把感兴趣的频段移至零频, 然后对信号进行低通抗混叠滤波和整数倍抽取, 最后做复数 FFT 分析, 将得到的频谱调整后即为选频段细化谱。

时域信号 $x(t)$ 经截止频率为 $f_s/2$ 的低通抗混叠滤波器和 A/D 转换得到采样时间序列 $x_0(n), n = 0, 1, \dots, N-1$ 。假设要在 $f_L \sim f_H$ 频段内进行 D 倍细化, 其具体流程如图 1 所示。

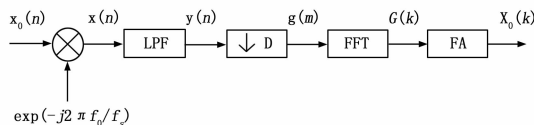


图 1 复调制 ZFFT 流程图

1) 复调制移频:

取细化带中心频率

$$f_0 = (f_L + f_H)/2 \quad (1)$$

对 $x_0(n)$ 以 $\exp(-j2\pi f_0 n/f_s)$ 进行复频调制, 得到频移信号:

$$\begin{aligned} x(n) &= x_0(n)e^{-j2\pi f_0 n/f_s} = \\ &= x_0(n)\cos(2\pi n f_0/f_s) - jx_0(n)\sin(2\pi n f_0/f_s) = \\ &= x_0(n)\cos(2\pi n L_0 \Delta f/N\Delta f) - \\ &= jx_0(n)\sin(2\pi n L_0 \Delta f/N\Delta f) = \end{aligned}$$

收稿日期: 2014-09-05; 修回日期: 2014-09-30。

基金项目: 军工项目(E14GY500010)。

作者简介: 陈玉飞(1989-), 男, 吉林通化人, 硕士研究生, 主要从事智能检测与控制方向的研究。

$$x_0(n) \cos(2\pi n L_0 / N) - j x_0(n) \sin(2\pi n L_0 / N) \quad (2)$$

式中, 采样频率 $f_s = N \cdot \Delta f$, Δf 为谱线间隔。频率的中心移位 $L_0 = f_0 / \Delta f$, 对应于全局频谱中 f_0 的谱线序号。

根据 DFT 的移频性质, $x(n)$ 的离散谱 $X(k)$ 同 $x_0(n)$ 的离散谱 $X_0(k)$ 有如下关系:

$$X(k) = X_0(k + L_0) \quad (3)$$

此式表明, 复调制把 $X_0(k)$ 中第 L_0 条谱线移至 $X(k)$ 的频谱零点位置, 也就是说 $x_0(n)$ 的频率成分 f_0 移到 $x(n)$ 的零频点。

2) 数字低通滤波:

为避免抽取后的信号在频谱分析时发生混叠, $x(n)$ 需进行抗混叠滤波, 且低通滤波器的带宽不能超过 $f_s / 2D$ 。

3) 整数倍抽取 (重采样):

对滤波后的信号进行 D 倍抽取, D 也称为细化倍数。此时 f'_s 比原来采样频率降低 D 倍, 即 $f'_s = f_s / D$ 。

4) 复数 FFT:

对抽取后的复序列进行 N 点 FFT 处理。

5) 频率调整:

因为复调制处理对原信号进行了移频, 所以得到的频谱需要进行频率调整才是原信号的真实频率。

经过以上 5 个步骤, 原采样频率 f_s 变为 f_s / D , FFT 点数依然是 N , 则:

$$\Delta f' = \frac{f'_s}{N} = \frac{f_s}{D \cdot N} = D \cdot \Delta f \quad (4)$$

由此可见, $f_L \sim f_H$ 频段内的频域分辨率提高了 D 倍。

1.2 ZFFT 的 LabVIEW 实现

LabVIEW 是美国 NI (national instrument) 公司推出的一种 G 语言 (graphics language, 图形化编程语言) 软件开发平台, 采用数据流编程方式, 面向测试工程师而非专业人员, 编程者不再需要记住复杂的语法和函数原型, 程序的编写更符合思维习惯, 同时提供了丰富的数据采集、分析和处理函数, 极大地简化了程序的开发工作, 因此受到广泛欢迎。

本文在研究 ZFFT 原理的基础上在 LabVIEW 中实现了 ZFFT 方法, 如下所示。

1) 复调制移频:

ZFFT 可对频带范围内任意一段进行细化, 即 $0 \leq f_L < f_H \leq f_s / 2$ 。如果将 $x_0(n)$ 与 $\exp(-j2\pi n f_0 / f_s)$ 相乘, 频段 $f_L \sim f_H$ 会平移至 $\pm (f_H - f_L) / 2$, 在 LabVIEW 中经过 FFT 后负频率的谱线会并入到正频域中, 给频率调整带来困难。一种简单的办法是用 $\exp(-j2\pi n f_L / f_s)$ 代替 $\exp(-j2\pi n f_0 / f_s)$ 进行调制, 移频后的选频段内频率都是正的, 就不会出现负频。此外, 也可以在 LabVIEW 中编写类似 Matlab 中 fftshift 功能的函数来解决这个问题。

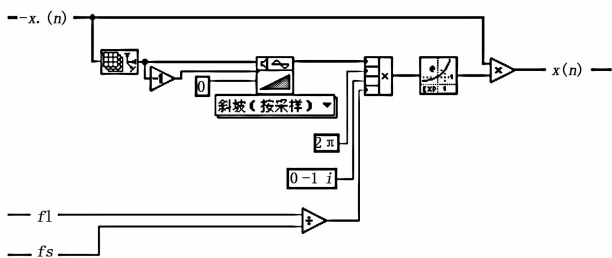


图 2 复调制移频的 LabVIEW 程序

LabVIEW 采用数据流编程方式, 数据每增加一条分支就可能产生一个副本, 这样保证了每个节点所处理的数据都是独立的, 避免了线程之间的互相影响。编程过程中, 当数据点数较多时, 应当在不增加计算量的基础上减少分支数, 这样在一定程度上会优化程序内存。所以, 利用公式 (3) 将复指数分解为正、余弦再分别与 $x_0(n)$ 相乘比图 2 中直接与复指数相乘占用更多的内存。但实际上内存并没有成倍数的增加, 这是因为 LabVIEW 在不违反数据流原则的前提下进行了一些优化, 避免了过多地复制数据。

2) 数字低通滤波:

常用的数字滤波器有 FIR (有限冲激响应)。数字低通滤波器的通带要平, 且通带内波动要小, 这样原信号的频谱特性在细化后幅值才不会改变。滤波器的截止频率 f_c 的范围为 $f_H - f_L \leq f_c \leq f_s / 2$ 。

3) 整数倍抽取 (重采样):

使用 Demciate. vi 对滤波后的信号进行 D 倍抽取。此时, 采样频率降为 f_s / D , 分析带宽也缩小到 $f_s / 2D$ 。因此, 当 $f_H < f_s / 2D$ 时, 可省略步骤 1) 直接进行数字低通滤波; 而 $f_H \geq f_s / 2D$ 时, 则必须经过步骤 1) 将 $f_L \sim f_H$ 频段移到 $0 \sim f_s / 2D$ 范围内才能进行滤波, 这也体现了复调制移频的重要性。另外, 细化倍数不能无限增大, 除了受到数据长度、计算量和计算机硬件等因素的制约, 也受到上述分析带宽的限制, 即 $D < f_s / 2(f_H - f_L)$ 。

4) 复数 FFT:

抽取后信号长度变为原来的 $1/D$, 所以在步骤 1) 之前应存储 DN 点采样数据, 这样才做 N 点 FFT。

NI 提供的 ZFFT 分析模块 (在 sound and vibration toolkit 中) 每隔 DN 点数据进行一次 ZFFT, 两次 ZFFT 时间相隔约 DN / f_s 秒。细化倍数越大, 时间越长, 难以满足在线分析的要求。由于采样点数为 N , 以 N 点数据为间隔, 进行一次 DN 点数据的 ZFFT, 则两次细化时间相隔约 N / f_s 秒, 提高了实时性。此外, 使用移位寄存器来存储每次待细化的数据能提高程序的效率并减少内存消耗。

时域截断引起的频谱泄露在傅里叶变换中是不可避免的, 这也是影响频谱精度的重要因素。加入窗函数可以减少频谱泄露, 常用的窗函数有: 矩形窗、Hanning 窗、Hamming 窗、Blackman 窗等。窗函数减少主瓣宽度与减少旁瓣幅度是相互矛盾的, 主瓣越宽则主瓣泄露越小, 旁瓣泄露越大, 反之, 主瓣越窄则主瓣泄露越大而旁瓣泄露越小。同时主瓣加宽也相当于 Δf 增大, 在做 FFT 处理时应根据不同情况合理的选择窗函数。

加窗后信号的幅值谱或功率谱将会受到影响, 可以考虑乘以窗函数的恢复系数^[5], 见表 1。

5) 频率调整:

根据移频情况, 对得到频谱的 x 轴做调整就得到了 $f_L \sim f_H$ 频段内的细化谱。

表 1 常用窗函数比较

窗函数类型	主瓣宽度 ($2\pi/N$)	最大旁瓣幅度/(dB)	幅值相等恢复系数	功率相等恢复系数
矩形	2	-13	1	1
Hanning	4	-31	2	1.633
Hamming	4	-41	1.852	1.586
Blackman	6	-57	2.381	1.812

2 LabVIEW 仿真

用 LabVIEW 产生仿真信号:

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) + x_4(t) \quad (5)$$

其中, $x_1(t) = \sin(2\pi \cdot 1005t + 3/\pi)$, $x_2(t) = \sin(2\pi \cdot 1006t)$, $x_3(t) = \sin(2\pi \cdot 1008t + 2/\pi)$, $x_4(t) = \sin(2\pi \cdot 1012.47t)$ 。

把采样频率 f_s 和采样点数 N 分别设为 51 200 S/s 和 5 120, 图 3~4 中的 (a)、(b)、(c)、(d) 分别用直接 FFT、矩形窗 ZFFT、Hamming 窗 ZFFT 和 DN 点 FFT 对信号 $x(t)$ 进行频谱分析, 图 3 和图 4 中细化倍数 D 分别为 10 和 100。

对仿真结果进行分析:

1) 当 $\Delta f = 10$ Hz, 采用直接 FFT 时, 从图 3 和 4 的 (a) 可以看出不能分辨信号 $x(t)$ 的 4 个分量, 而且频谱图也不相同, 说明当频域分辨率较低时使用 FFT 不能分辨频率接近的分量, 并且稳定性较差。

2) 取细化范围为 1 002~1 015 Hz, 图 3 (b) 中 $D=10$, $\Delta f = 1$ Hz, x_1 与 x_2 分量由于仅相差 1 Hz 产生了谱线的干涉^[6]而没有被分开, x_2 与 x_3 则有效的分离开来, 因此使两个频率之差为 f 的分量有效分离, Δf 最好不大于 $f/2$ 。 x_4 分量与其他 3 个分量不同, 它是非整周期采样, 所以频谱的幅值失真较大, 并且泄露到其他频率上。当 $D=100$ 时, 频率分辨率进一步提高, 谱图得到有效的改善, 4 个分量能够清晰的分辨出来。图 3 (b) 和 4 (b) 中 x_4 分量的频率分别为 1 012 Hz 和 1 012.5 Hz, 说明使用 ZFFT 将各个分量细化开时, 频率误差不会大于 $\Delta f/2$, 同时, 细化倍数的增大也有助于改善频谱失真。

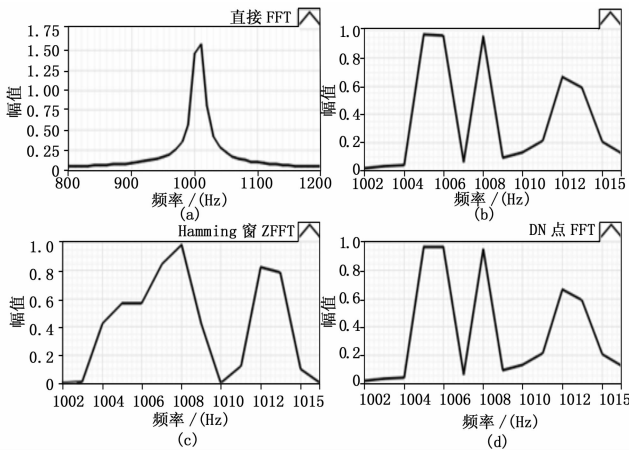


图 3 $D=10$ 时的频谱图

3) 对比图 3 中的 (b)、(c) 可以看出, 当细化倍数不足时, 加入 Hamming 窗使主瓣加宽, 相当于 Δf 增大, 频谱变差, 反之, 细化倍数足够主瓣幅值失真较小, 旁瓣泄露也减少, 如图 4 中的 (b)、(c)。所以合理的使用窗函数能有效减少泄露引起的失真, 并使谱图相对稳定。

4) 从两图中的 (b)、(d) 可以知道, DN 点 FFT 与 ZFFT 的谱图相似, 但 ZFFT 在获得了相同频域分辨率的情况下大大减少了傅里叶变换点数, 所以可看作是节省 DN 点 FFT 运算量的一种算法。

从上述仿真特性可得出, ZFFT 能对频率接近分量进行有效检测, 很大程度上减少 DN 点 FFT 的计算量, 同时增大细化倍数并合理的使用窗函数能够减少频谱失真。但 ZFFT 也存

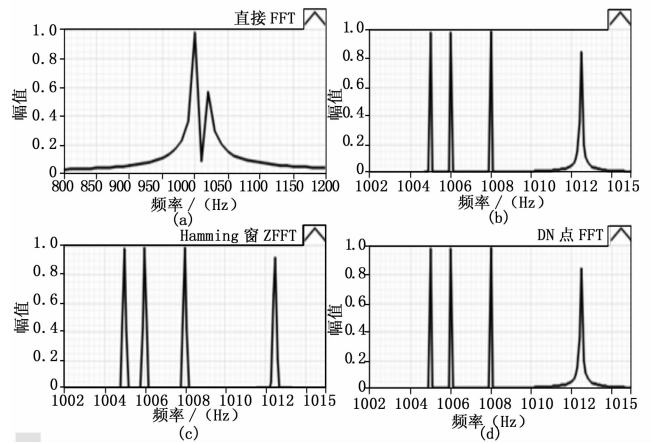


图 4 $D=100$ 时的频谱图

在需要存储 DN 点数据, 对非整周期采样误差较大等缺点, 于是出现了许多改进算法^[7-8]以及频谱校正方法^[9]。

3 实验结果与分析

对 Y100L1-4 型鼠笼式异步电动机进行转子一根断条+偏心故障实验, 其中电机主要技术参数见表 2。

表 2 实验电机主要技术参数

额定功率	额定电压	额定电流	额定频率	额定转速
2.2 kW	380 V	5 A	50 Hz	1 430 r/min

基于定子电流的频谱分析方法是异步电动机状态监测与故障诊断的主要途径, 构造了图 5 所示实验系统对异步电机的定子电流进行监测, 其中负载为 ZFT132 型他励直流发电机, 数据采集卡为 NI PXI6122, 4 个模拟通道输入分别采集单相电压和三相电流。设置采样频率为 5 120 S/s, 采样点数为 5120, 并使用不同方法对定子电流做频谱分析。异步电机发生转子断条故障时, 在定子电流谱图中将出现 $(1 \pm 2s)f_1$ (f_1 为供电频率) 分量^[10], 通过对这个分量的监测, 即可判断是否发生转子断条故障。但转子发生轻微断条时, 该分量相对基波分量 f_1 的幅值较小, 加上异步电机额定运行转差率 s 一般小于 0.05, 轻载或空载时更小, 使得 $(1 \pm 2s)f_1$ 与 f_1 的频率非常接近, 给监测和诊断带来困难。

当直流发电机输出不接任何负载时 s 最小, 测得电动机转速约为 1470 r/min, 得到转子断条故障分量约为 50 ± 2 Hz。对采集的 A 相电流直接使用 FFT 进行频谱分析, 结果如图 6 (a), 只有基波出现明显的峰值。这是因为故障分量受到了干涉和泄露的影响, 淹没在谱图中。

使用 ZFFT 把这段频谱细化, 由于故障分量与基波相差 2 Hz, 所以 Δf 最好大于 1 Hz, 即 $D > 10$, 取 $D=50$ 并加入 Hamming 窗, 来进一步减小干涉和泄露的影响, 结果如图 6 (b)。断条故障分量在 48 Hz 和 52 Hz 附近清晰可见, 并与基波得到有效分离。同时, 在 25 Hz 和 75 Hz 出现的明显的峰值, 对应电机偏心故障频率 $f_1 \pm f_r$ ^[11], 其中 $f_r = f_1(1 - s)/p$, s 为转差率, p 为极对数。

4 总结

本文介绍了 ZFFT 的原理及方法, 通过在 LabVIEW 平台 (下转第 296 页)

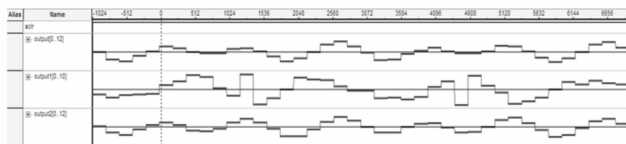


图 6 正交解调器的输出波形图

波后的波形 output2; output; 正交解调的最终波形。正交解调器的波形输出是和正交解调理论输出是一致的。

4 结论

本设计实现以 FPGA 为中央控制器, 利用 MATLAB/Simulink 产生 1 路调幅信号以及实现 20 阶 FIR 低通滤波器的设计。本文以高速度高性能的 FPGA 为主 MATLAB/Simulink 为辅的结构简化设计, 缩短数字正交解调器的开发周期。利用 SignalTap 软件对本文设计数字正交解调器进行功能仿真, 其

仿真结果表明本文设计的正交解调器能够有效地提取各测控系统输入信号的幅度和相位信息, 性能稳定, 可靠性高。

参考文献:

[1] Langlois J M P, AL-Khalili D. Polyphase Filter Approach for High Performance, FPGA-Based Quadrature Demodulation [Z].

[2] 彭 勇, 陈 菲, 高小明. 基于 FPGA 的数字 B 超检波器设计 [J]. 计算机测量与控制, 2014 (1): 311-313.

[3] 彭柄睿. 基于 FPGA 的数字正交解调与脉冲压缩 [J]. 信息通信, 2014 (1): 54-55.

[4] 孙慧玲, 陈宝锭, 陈华宝, 等. 基于 AD9854 的中频信号正交解调设计 [J]. 赤峰学院学报 (自然科学版). 2014, 30 (3): 68-69.

[5] 凌生强, 廖柏林, 徐澧明, 等. 基于 MATLAB 与 CCS 的 FIR 滤波器的 C 语言实现 [J]. 信息技术期刊, 2012 (6): 27-29.

[6] Altera-Cyclon III Decie-Handbook [DB/OL]. http://www.altera.com.cn/litera-ture/hb/cyc3/cyclone3_handbook.pdf, 2012.

(上接第 293 页)

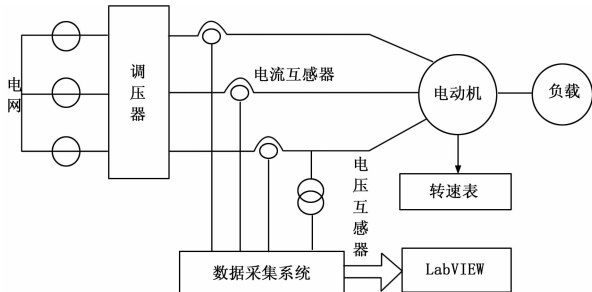


图 5 异步电机监测系统

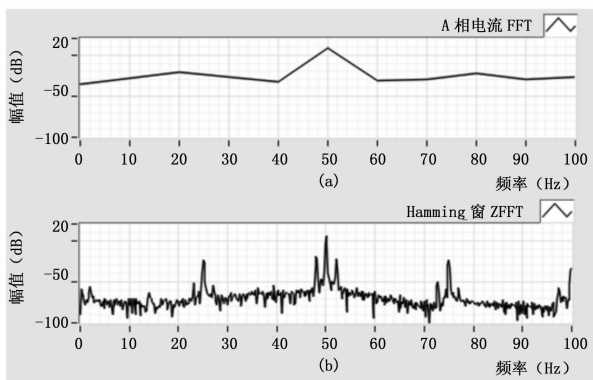


图 6 A 相电流 FFT 和 Hamming 窗 ZFFT

上的实现与仿真说明该方法可以灵活的选择细化频带, 有效的提高频域分辨率, 并在很大程度上减少了传统 FFT 方法的计算量。此外, 增大细化倍数并合理的选择窗函数能够有效减少谱线干涉和泄露的影响。但是, 复调制 ZFFT 方法需要 DN 点数据, 与 CZT 和 FFT-FS 一样都不是提高“物理分辨率”, 可作为 DN 点 FFT 的一种快速算法。针对较难识别的异步电机转子断条故障, 通过搭建监测平台实现对断条故障分量的检测, 说明 ZFFT 适用于异步电机及其他设备的在线故障诊断中。

参考文献:

[1] Rabiner L R, Schafer R W, Rader C M. The Chirp Z-Transform Algorithm [J]. IEEE Transaction on Audio and Electroacoustics, 1969, 17 (2): 86-92.

[2] Sheng X L, Wan S T, Tian F Q. Gear fault diagnosis of wind turbine generator system based on lifting wavelet-zooming envelope analysis [A]. Mechanic Automation and Control Engineering (MACE), 2011 Second International Conference on [C]. 15-17, 2011: 1332-1335.

[3] 胡广书. 数字信号处理 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.

[4] Hoyer E, Stork R, The zoom FFT using complex modulation [A]. Proc. ICASSP [C]. 1977, 2: 78-81.

[5] 焦新涛, 丁 康. 加窗频谱分析的恢复系数及其求法 [J]. 汕头大学学报 (自然科学版), 2003, 18 (3): 26-30.

[6] 谢 明, 丁 康. 频谱校正时谱线干涉的影响及判定方法 [J]. 振动工程学报, 1998, 11 (1): 52-57.

[7] 丁 康, 谢 明, 张彼德, 等. 基于复解析带通滤波器的复调制细化谱分析原理和方法 [J]. 振动工程学报, 2001, 14 (1): 29-35.

[8] Pei D, Yang S, Yang H W, et al. High efficient and real-time realization of Zoom FFT based on FPGA [A]. Computer Application and System Modeling (ICASSM) International Conference [C]. 2010, 2: 669-673.

[9] 丁 康, 张晓飞. 频谱校正理论的发展 [J]. 振动工程学报, 2000, 13 (1): 14-32.

[10] 许伯强, 孙丽玲, 李和明. 基于高频率分辨率谱估计技术与优化算法的异步电动机转子故障检测新方法 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33 (3): 140-147.

[11] 尉 宇, 王 涛, 刘振兴, 等. 基于 CZT 变换分段频谱细化的鼠笼式异步电动机转子故障诊断 [J]. 武汉科技大学学报 (自然科学版), 2008, 31 (6): 643-647.

[12] 郑玉芳, 马松龄. 基于电流分析法的电动机故障诊断虚拟仪器系统的研制 [J]. 计算机测量与控制, 2010, 18 (3): 512-514.

[13] 赵宏强. 频谱细化算法分析 [J]. 四川兵工学报, 2013, 34 (5): 105-109.