

DOI:10.3969/j.issn.1003-5060.2024.07.008

DQ 变换和 MUSIC 算法在 ITER 磁体电源信号间谐波检测中的应用

张文晋, 马渊明, 陈兴, 王亚洲

(合肥工业大学 微电子学院, 安徽 合肥 230601)

摘要:随着国际热核聚变实验堆(International Thermonuclear Experimental Reactor, ITER)计划的逐步开展,保证 ITER 磁体电源系统的稳定运行显得尤为重要。文章采用将 DQ 变换和多信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法相结合的方法进行间谐波频率检测,信号的幅度和相位由最小二乘法来估计。DQ 变换可以消除大幅度 ITER 基波分量,MUSIC 算法可以通过矩阵特征分解检测出短数据条件下的谐波和间谐波,适用短时平稳的间谐波检测,两者相结合可以有效检测出大幅度基波附近存在小幅度间谐波。仿真实验表明,计算经 DQ 变换后检测出的 ITER 信号谐波频率时,取中间信号计算真实频谱较为正确,两侧信号则有较大的误差。

关键词:国际热核聚变实验堆(ITER)磁体电源系统;间谐波;DQ 变换;最小二乘法;多信号分类(MUSIC)算法
中图分类号:TN957.51 **文献标志码:**A **文章编号:**1003-5060(2024)07-0912-05

Application of DQ Transformation and MUSIC algorithm in interharmonics detection of ITER magnet power supply signal

ZHANG Wenjin, MA Yuanming, CHEN Xing, WANG Yazhou

(School of Microelectronics, Hefei University of Technology, Hefei 230601, China)

Abstract: The International Thermonuclear Experimental Reactor(ITER) Project is in progress, and it is very important to ensure the stable operation of ITER magnet power supply system. To this end, the method of combining DQ transformation and multiple signal classification(MUSIC) algorithm is used to detect the harmonic frequency, and the amplitude and phase of the signal are estimated by the least squares method. DQ transformation can eliminate large ITER fundamental components, and MUSIC algorithm can detect harmonics and interharmonics under short data conditions through matrix eigen decomposition, which is suitable for short-term smooth interharmonics detection. The combination of the two can effectively detect the existence of small amplitude harmonics near large fundamental waves. The simulation experiment shows that when calculating the harmonic frequency of ITER signal detected by DQ transformation, it is correct to calculate the real spectrum by intermediate signal, and there is a large error on both sides.

Key words: International Thermonuclear Experimental Reactor(ITER) magnet power supply system; interharmonics; DQ transformation; least squares method; multiple signal classification(MUSIC) algorithm

国际热核聚变实验堆(International Thermonuclear Experimental Reactor, ITER)计划是当今世界最大的科学工程国际科技合作计划之

一,也是迄今我国参加的规模最大的国际科技合作计划^[1]。ITER 磁体电源系统为超导磁体供电,担负着向实验装置提供各种不同规格的高功

收稿日期:2020-12-29;修回日期:2021-05-07

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2020YFB2008901);装备预研/教育部联合基金资助项目(6141A02022422)

作者简介:张文晋(1995—),男,安徽合肥人,合肥工业大学硕士生;

马渊明(1981—),男,安徽合肥人,合肥工业大学讲师,通信作者,E-mail:mayuanming1981@hfut.edu.cn.

率电源,实现能量的传输、功率转换等重要任务,ITER主要负载为12脉波相控变流器,电源系统运行会产生基频整数倍的谐波和基频为非整数倍的间谐波^[2],不仅影响电力系统的运行,同时也对ITER电源本身及其供电网上其他负载的运行造成极坏的影响。间谐波的准确检测对电力系统的监控和保护具有重要意义。

因为间谐波幅值远小于谐波和基波,且具有时变性,所以其检测难度比谐波困难。目前提出的检测方法主要有傅里叶变换^[3]、小波变换等非参数化方法和现代谱估计、多信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法、旋转不变子空间(estimation of signal parameters via rotation invariance technique, ESPRIT)算法、基于希尔伯特-黄变换(Hibert-Huang transform, HHT)^[4]等参数化方法,以及基于机器学习和S变换的机器学习检测方法。傅里叶算法计算简单,但其频率分辨率低,存在频谱泄露和栅栏效应,且频率窗周期长,不利于实时性分析^[5],仍受到频率分辨率限制。小波变换是将信号与一个时域和频域均具有局部化性质的平移伸缩小波基函数进行卷积,因为是将信号分解成位于不同频带时段上的各个成分^[6],所以小波变换的时间-频率窗口是可调的,在时域-频域同时具有良好的局部化特性,不受整周期和同步采样的限制,较傅里叶算法有整体的提升但仍存在频率分辨率低和频谱泄漏现象^[7-8],通过采样窗内数据对窗外数据进行线性预测以突破频率分辨率的限制,但分析精度仍受AR模型的阶数和噪声的影响。MUSIC、ESPRIT算法属于子空间类谱估计方法^[9],通过估计数据的协方差阵来获得高的频率分辨率^[10]。HHT主要通过特征尺度识别和分解信号中所包含的固有振动模态^[11],因为其分辨能力强、信息保留完整、局部适应性及易于精确分析,所以在电力系统得到很好的应用。基于机器学习方法的简谐波检测主要包括人工神经网络法和向量机算法,但前者计算量较大且实时性不强,后者则难以实现时变间谐波检测。

MUSIC算法等子空间估算法不需要进行整周期采样,可有效检测ITER信号中的谐波和间谐波,适合短时平稳的间谐波检测,但当ITER信号中存在小幅度间谐波且有噪声时,间谐波功率谱易被划分为噪声子空间,从而无法检测出间谐波。针对此问题,对ITER信号进行DQ变换和MUSIC处理。

该算法首先对ITER信号进行MUSIC功率谱估计,得到ITER信号基波和谐波频率;然后进行瞬时电压DQ分解,大幅度的ITER基波分量通过坐标变换变为直流分量或去除;接着对DQ变换后的ITER信号求MUSIC功率谱,得到ITER基波附近间谐波的频率;最后采用最小二乘法求出ITER基波、谐波和间谐波的幅度和相位。

1 瞬时电压DQ变换基本原理

瞬时电压DQ变换基于瞬时功率理论,将三相电压或电流从 abc 坐标系变换到二维的 dq 坐标系^[12]。三相电压变换到 dq 坐标的变换关系为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\cos(\omega t) & -\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, $\sin(\omega t)$ 、 $\cos(\omega t)$ 为与 a 相同电压同相位的正、余弦信号。

对于理想的三相三线制系统,没有谐波存在,假设三相电压为:

$$\begin{cases} u_a = \sqrt{2}U \sin(\omega t), \\ u_b = \sqrt{2}U \sin(\omega t - 2\pi/3), \\ u_c = \sqrt{2}U \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

则DQ变换结果为:

$$\begin{cases} u_d = \sqrt{3}U, \\ u_q = 0 \end{cases} \quad (3)$$

可见经过DQ变换后, d 轴上基波分量变换为直流分量, q 轴上基波分量消除。

上述 $abc-dq$ 坐标变换是针对三相电路而言的,不适用于单相电路。考虑到三相三线制电路的特点,以单相电源 U_a 为参考电压可构造一个虚拟的三相系统。

首先将 U_a 延时 60° 得 $-U_c$,由 $U_b = -U_a - U_c$ 算出 U_b ;然后根据式(1)由 abc 三相得到 d 、 q 二相分量。

考虑到谐波存在的情况,设信号 $x(n)$ 为:

$$x(n) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi) +$$

$$\sum_{i=1}^M \sqrt{2}U_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \quad (4)$$

其中: $\sqrt{2}U$ 、 ω 、 φ 和 $\sqrt{2}U_i$ 、 ω_i 、 φ_i 分别为基波和间谐

波的振幅、角频率和相位; M 为谐波的个数。

将 $x(n)$ 设为 a 相电压, 则构造的三相系统电压 U_a 、 U_b 、 U_c 计算公式为:

$$\begin{cases} U_a = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi) + \sum_{m=1}^M \sqrt{2}U_m \sin(\omega_m t + \varphi_m), \\ U_b = -\sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi) - \sum_{i=1}^M \sqrt{2}U_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) + \sum_{i=1}^M \sqrt{2}U_i \sin(\omega_i t + \varphi_i - h_i \pi/3), \\ U_c = -\sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi - \pi/3) - \sum_{i=1}^M \sqrt{2}U_i \sin(\omega_i t + \varphi_i - h_i \pi/3) \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)代入式(1), 则有:

$$\begin{cases} U_d = \sqrt{3}U + \left[\sum_{i=1}^M U_i \sin(\omega_i' t + \varphi_i - \varphi + \pi/3) - \sum_{i=1}^M U_i \sin(\omega_i' t + \varphi_i - \varphi - h_i \pi/3) \right] + \\ \left[\sum_{i=1}^M U_i \sin(\omega_i'' t + \varphi_i + \varphi - \pi/3) - \sum_{i=1}^M U_i \sin(\omega_i'' t + \varphi_i + \varphi - h_i \pi/3) \right], \\ U_q = \left[\sum_{i=1}^M U_i \cos(\omega_i' t + \varphi_i - \varphi + \pi/3) - \sum_{i=1}^M U_i \cos(\omega_i' t + \varphi_i - \varphi - h_i \pi/3) \right] - \\ \left[\sum_{i=1}^M U_i \cos(\omega_i'' t + \varphi_i + \varphi - \pi/3) - \sum_{i=1}^M U_i \cos(\omega_i'' t + \varphi_i + \varphi - h_i \pi/3) \right] \end{cases} \quad (6)$$

其中: $\omega_i' = \omega_i - \omega$; $\omega_i'' = \omega_i + \omega$ 。

由式(6)可知, 信号的基波分量在 q 轴上消除了, 谐波分量则分解成频率为 $(\omega_i \pm \omega)$ 的谐波信号。此时若对 q 轴分量作信号处理, 则被大幅度 ITER 基波信号淹没的小幅度谐波的检测会较为容易。

2 MUSIC 算法平台搭建

本节给出基于傅里叶算法和 MUSIC 算法的谐波检测非线性系统的参数模型算法平台^[13], 并进行针对性比较。设 $f(x)$ 为仿真信号, 即

$$f(x) = \sin(2\pi \times 50t) + 0.02 \sin(2\pi \times 60t + \pi/5) + 0.05 \sin(2\pi \times 350t + \pi/4) + u(t).$$

1) 一维傅里叶算法非线性系统参数模型。令 $y_i = \text{interpft}(y, n)$, $x_i = 0 : 0.6 : 10.4$ 。其中: x_i 为信号插值集合; y_i 为信号插值采样。对一维傅里叶进行插值抽样实现数据增采样, 对每个插值节点都有对应插值采样与之对应。

2) MUSIC 算法非线性系统参数模型。算法如下:

%% 对 ITER 磁体电源系统信号节点进行集合运算,

```
rng default
N=1 000;
M=8 : K=2;
Noise=(rand(N,1)+1i * rand(N,1))/sqrt(2);
S=xlsread('D.xlsx');
X=S(1 : 1 000,3)+noise;
```

$u2 = [x : \text{zeros}(1\ 000, 1)];$ % 将 $u(n)$ 进行扩展, 补 N 个 0

```
U2=fft(u2);
P=abs(U2).^2/N; % 计算功率谱
r2=ifft(p);
r=r2(1 : M); % 取前 M 个值
rc=r2(2 * N - M + 2 : 2 * N);
rc=[r : rc(1)];
rc=fliplr(rc); % 首尾颠倒
Rxx=toeplitz(r, rc)';
%% 对 Rxx 进行特征分解, 算法如下:
[V, D]=eig(Rxx); % 矩阵运算特征值没有虚部,
complex D=abs(diag(D));
[Dnew, I]=sort(D); % 对 D 从小到大排序
Vnew=V(:, I);
G=Vnew(:, 1 : M - K); % M - K 个噪声子空间的特征向量, G 为噪声子空间
[P, f]=pmusic(x, [Inf, 1, 1], [], 20, 7); % Window length=7
Plot(f, 20 * lg(abs(P)))
xlabel 'Frequency (Hz)', ylabel 'Power (dB)'
title 'Pseudospectrum Estimate via MUSIC', grid on
%% 求解赋初值算法如下:
Syms z;
Pz=z.^([0 : M - 1]');
Pzl=(z^(-1)).^([0 : M - 1]);
fz=z.^([0 : M - 1]) * Pzl * G * G' * pz;
% fz=aNG * G' * ap'; 该式含有 z 的负数次幂, 如果输入该式, 算法平台会报错并反馈不是多项式
factor=sym2poly(fz);
```

```

zx=roots(factor);
rx=zx';
[as,ad]=(sort(abs(rx-1)));
[x,y]=ginput(6)

```

通过前面两步的铺垫,获得 ITER 信号总空间的维数 M ,先返回 fz 多项式的系数,再将系数的根式作为列向量求解,经计算得到谐波及间谐波的频率。

MUSIC 算法需要知道 ITER 信号子空间的维数 $M^{[14]}$ 。 M 过大造成虚假峰值, M 过小会遗漏信号。理论上讲可通过判断 R_{xx} 最小特征

值的重复个数,即可确定噪声子空间的维数。但实际上 R_{xx} 是由有限长数据估计出来的,因此,其噪声对应的特征值不可能完全相等,在白噪声背景^[15]下,一般采用基于信息论的 AIC 准则或 MDL 准则估计信号维数;在有噪声背景下,盖氏圆盘理论更为适用^[16]。

3 算法实现与仿真分析

本文采取相关 ITER 磁场电源系统仿真信号,结果见表 1 所列。

表 1 ITER 磁场电源系统仿真信号

t/s	0	10	20	...	810	820	830	840	...	1 270	1 280	1 290	...	1 710
U_1	3.3	8.1	12.7	...	315	316	318	320	...	301	299	297	...	150
U_2	-290	-284	-293	...	-247	-244	-240	-237	...	-39.7	-34.7	-29.8	...	182
U_3	286	284	281	...	-250	-247	-244	-240	...	-272	-274	-277	...	-341

表 1 中:采样频率为 80 Hz;时间长度为 10 s;采样点数为 172 点。

算法实现步骤如下。

1) 对信号作傅里叶算法变换,得到基波及谐波信号频率。

2) 对信号作 MUSIC 功率谱分析,得到基波及谐波信号频率。

3) 根据得到的基波信号频率,代入式(1)做 DQ 变换。

4) 对 DQ 变换后得到的 q 轴信号进行 MUSIC 功率谱分析,根据阈值(功率谱最大值的 25%)得到间谐波频率。

5) 由求得的基波、谐波和间谐波频率,采用最小二乘法估计其幅度和相位。

仿真信号及其功率谱如图 1 所示。

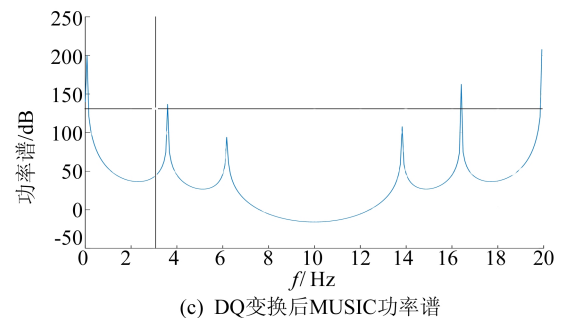
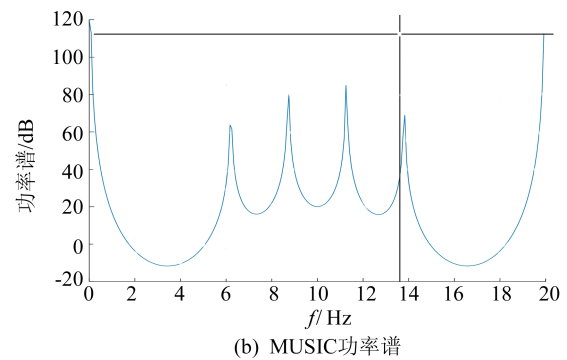
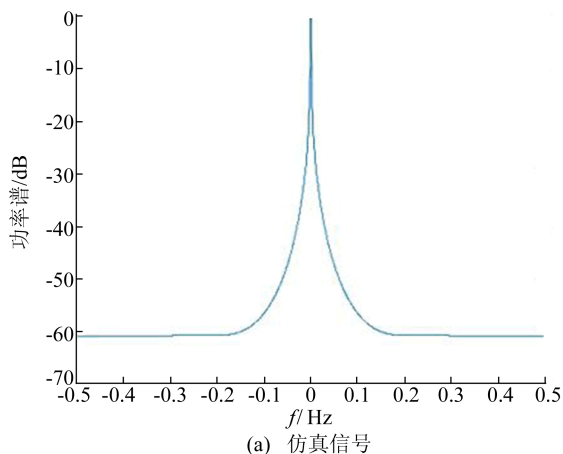


图 1 仿真信号及其功率谱

当没有噪声时,将仿真信号图像加工通过 MATLAB 显示出来,从图 1 可以看出,仿真信号功率谱只有 2 个峰值,体现不出谐波和基波信号的区别。若直接采用傅里叶算法,包括傅里叶插值算法、MUSIC 算法和本文提出的将 DQ 变换与 MUSIC 算法相结合的方法,则由图像可准确检测出 3 个频率成分,当存在幅度为基波幅度 2% 的高斯白噪声时,功率谱为 100 时为 MUSIC 功率谱阈值,大于阈值的谱峰认为是检测到的信号,小于阈值的谱峰认为是虚假信号(噪声)。单独采

用傅里叶算法时,只能检测出频率为 12 Hz 的基波信号和频率为 4、6、8、14、16 Hz 的低次谐波信号,而且谐波频率较为靠近基波信号,不易区分基波和谐波信号。当单独采用 MUSIC 算法时,能检测出频率为 10 Hz 的基波和频率为 4、6、14、16、20 Hz 的高低次谐波信号,但谐波信号和间谐波信号相互混合,不能准确区分谐波和间谐波信

号;对 DQ 变换后的 q 轴分解求其 MUSIC 功率谱时,能够发现频率小于 10 Hz 的低次谐波和频率超过 10 Hz 的高次间谐波分布更为均匀,即受到基波更小的影响,后续通过最小二次变换时更易求解。

仿真信号的真实参数及其在不同噪声强度下的测试结果见表 2 所列。

表 2 仿真信号的间谐波参数估计

频率/Hz	80.000 0	80.000 0	80.000 0	80.000 0	100.000 0	99.969 9
幅值	1.300 0	1.300 1	1.299 9	1.300 5	0.260 0	0.260 0
相位/rad	0	-10.5018×10^{-7}	5.0854×10^{-4}	8.2314×10^{-4}	1.300 2	1.297 7
频率/Hz	99.969 9	100.000 0	240.000 0	240.000 0	240.000 0	240.000 0
幅值	0.259 9	0.259 9	0.650 0	0.650 0	0.650 1	0.650 2
相位/rad	1.145 2	1.155 3	1.452 3	1.452 5	1.464 3	1.523 1

4 结 论

本文采取将 DQ 变换与 MUSIC 算法相结合的方法检测间谐波频率,与傅里叶变换和只采用 MUSIC 算法相比,能够在短数据条件下有效避免噪声,检测出大幅度基波附近小幅度间谐波,检测结果较准确,在噪声幅度和间谐波幅度相当时,也能准确检测出间谐波。

DQ 变换需要预先知道基波的频率和相位,但是傅里叶变换和 MUSIC 算法只能检测信号频率,它假设信号的相位是随机分布的,且对相位不敏感,因此实际上 DQ 变换只要知道准确的基波信号,本文基于 ITER 信号进行大量的仿真,结果证明本算法对基波相位不敏感。

在实际仿真中发现,计算经 DQ 变换后检测出的 ITER 信号谐波频率时,取中间信号计算真实频谱较为正确,两侧信号则有较大的误差。

【参 考 文 献】

- [1] 田贇祥,许留伟,张俊敏,等.托卡马克电源窄带宽近基频间谐波检测方法[J].核聚变与等离子体物理,2020,13(16):1-7.
- [2] NEDD M, BUKHSH W, MACIVER C, et al. Metrics for determining the frequency stability limits of a power system: a GB case[J]. Electric Power System Research, 2021, 190:106553.
- [3] XU Y L, ZHANG J, CHEN L S, et al. Crystal structure, spectroscopic, non-linear optical, magnetic properties and DFT studies of bis(2-aminopyridinium)(II)[J]. Journal of Molecular Structure, 2020, 1222:128902.
- [4] 郑洋,陈西蒙,朱锐.基于小波分解与希尔伯特-黄变换的跳频信号检测[J].传感器与微系统,2017,36(9):132-135.

- [5] 程娟,覃燕.基于 LabVIEW7.0 的某实时监控软件设计与实时性分析[J].现代电子技术,2011,34(12):186-188.
- [6] 叶鹏.基于 MATLAB 的小波分析在信号消噪中的应用[J].科技传播,2014,6(17):238-243.
- [7] QUINN B G, NIELSEN J K, CHRISTENSEN M G. Fast algorithms for fundamental frequency estimation in autoregressive noise [J]. Signal Processing, 2021, 180:107860.
- [8] 张姝玮,郭忠印,陈立辉.基于自回归求积移动平均的制动器温度预测方法[J].吉林大学学报(工学版),2020,50(6):2080-2086.
- [9] 苏志刚,彭应宁,吴仁彪.用于谱估计的自适应子空间滤波方法[J].信号处理,2007,23(4):15-18.
- [10] 周丹凤. MUSIC 算法及其并行实现[D].西安:西安电子科技大学,2014.
- [11] KOMOROWSKI D, MIKA B. Gastric slow wave rhythm identification using new approach based on noise-assisted multivariate empirical mode decomposition and Hilbert-Huang transform[J]. Neurogastroenterology & Motility, 2021, 33(3):e13997.
- [12] 郝全睿,李东. D-Q 坐标系下模块化多电平换流器的交流阻抗模型研究[J].全球能源互联网,2020,3(2):151-165.
- [13] 骆岩红,郭婷.基于 Matlab 的自动控制原理仿真实验平台的设计与实现[J].教育教学论坛,2020,4(16):372-373.
- [14] 程纯东.基于子空间分解的电网间谐波检测方法研究[D].重庆:重庆大学,2012.
- [15] BERA A, GHOSH A, ARIF S M, et al. Exploring quadrupole oscillator strength of impurity doped quantum dots controlled by Gaussian white noise [J]. The European Physical Journal D, 2020, 74:230.
- [16] 顾翔,张云华,张祥坤.基于 FDTD 电磁模拟的脉冲信号 ISAR 超分辨成像[C]//2007 年全国微波毫米波会议论文集.北京:电子工业出版社,2007:231-236.

(责任编辑 张 镛)