

# 托卡马克电源窄带宽近基频间谐波检测方法

田贇祥<sup>1,2</sup>, 许留伟<sup>1</sup>, 张俊敏<sup>3</sup>, 李俊<sup>1</sup>,  
吴亚楠<sup>1</sup>, 沈显顺<sup>1,2</sup>, 卢晶<sup>\*1</sup>

(1. 中国科学院等离子体物理研究所, 合肥 230031;

2. 中国科学技术大学, 合肥 230026;

3. 中南民族大学, 武汉 430074)

**摘要:** 为解决托卡马克磁体电源系统中出现的低频谐波检测问题, 研究了基于可调参数  $Q$  的 F42N150 单频模拟陷波器和椭圆数字带通滤波器的混合检测算法。通过边界优化有效剔除干扰基波及 5 次谐波, 实现有效的频谱分离。利用 MATLAB 为设计过程进行了优化, 使用基于 DSP 的数字分析系统进行了试验验证, 验证了检测算法的正确性和有效性。

**关键词:** 谐波抑制; 单频陷波器; 椭圆数字带通滤波器; 边界优化; 低频谐波

**中图分类号:** TL62\*3

**文献标志码:** A

## 1 引言

近年来, 中国先进实验超导托卡马克(EAST)取得了重大突破, 实现了电子温度达到 5000 万度、持续时间最长(102s)的等离子体放电。然而, EAST 电源系统在运行时会产生旁瓣丰富、变化快速的、难以治理的非特征谐波带, 尤其是低次谐波及其间谐波带。在电网系统电抗、无功补偿及滤波装置容性支路的作用下形成谐振放大, 将危害整个电源系统安全<sup>[1, 2]</sup>。

谐波检测是治理谐波污染的基础, 已成为国内外学者的一个重要研究对象。基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测法<sup>[3, 4]</sup>和自适应检测方法<sup>[5, 6]</sup>, 主要是将基波信号快速有效地提取后与电网信号相减, 得到补偿信号。因其对固定频率信号的提取效果显著而被广泛使用, 但是无法解决某一频段信号提取的问题。小波分析法具有较好的时频特性, 可以有效检测突变谐波, 得到较准确的谐波参数, 但

因其采样时间长、小波难以匹配以及相近频率无法有效分离等缺点而限制了其应用<sup>[7, 8]</sup>。

考虑到 EAST 整个电源系统的动稳态特性, 详细介绍了一种新型谐波检测算法的原理与方法。

## 2 设计原理

通过对 EAST 实验期间极向场发生谐波电压、电流的大量运行数据分析, 得出了如图 1a 所示的谐波电流分布情况, 给出了如图 1b 所示的典型工况下变流器发出的间谐波次数及幅值, 提炼出了如图 1c 所示的极向场电源二次谐波及其周边间谐波发射的典型现象。

由图 1 能够看出, 二次谐波及其邻近间谐波幅值较大且靠近基频。由于需要提取信号的过渡带非常窄, 加之基波电流量幅值巨大, 高达 2kA, 给传统滤波器的设计提出了很高的挑战<sup>[9]</sup>。针对二次谐波及其间谐波难以治理的问题, 本文将重点研究的

收稿日期: 2018-00-00; 修订日期: 2019-00-00

基金项目: 国家自然科学基金(5170070730); 中国科学院合肥物质科学研究院院长基金(YZJJ2019QN8)

作者简介: 田贇祥(1995—), 男, 安徽合肥人, 硕士研究生, 从事谐波检测技术研究。

\*通讯作者: 卢晶(1989—), 男, 山西偏关人, 博士, 助理研究员, 从事电能质量控制技术研究。

基波附近间谐波的频率范围定义为 75~125Hz。

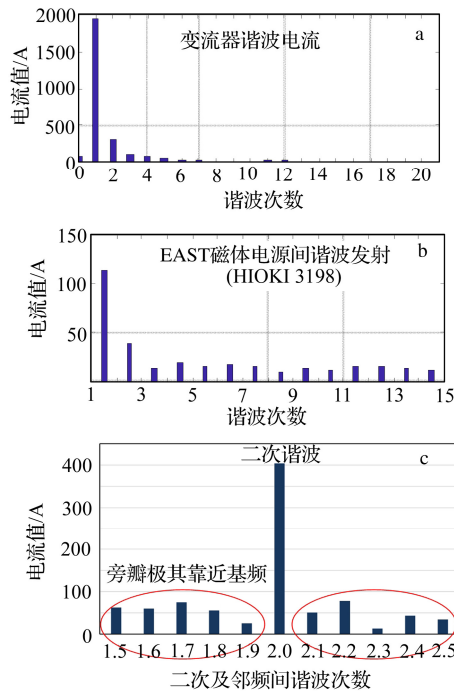


图1 变流器谐波电流(a)、磁体电源间谐波典型发射现象(b)、二次谐波及其间谐波发射现象(c)

考虑到 EAST 谐波容量问题,难以用有源电力滤波器 (APF)实现全频段的谐波治理,如何对低频段谐波及其间谐波进行有效补偿是一个待解决的问题。由于需要提取的信号为某一频段的谐波及其间谐波,如何从相位角度保证 APF 的有效补偿是另外一个亟待解决的问题<sup>[10]</sup>。在数字滤波器的设计过程中,兼顾幅值的高衰减会造成函数阶次非常高,工程上难以实现;再加之信号变化剧烈快速,治理过程的实时性难以达到。针对上述问题,经分析可得如下设计要求:

1) 由于托卡马克装置是个拓扑复杂的多元系统,高精度且过渡带过窄的滤波器会导致整个系统的阶次过高,极易振荡且不稳定,故为有效提取低频段间谐波,合理增大带通滤波器带宽、降低其阶次非常必要;

2) 由于 APF 的输出信号与参考信号相位差在  $-90^\circ\sim 90^\circ$  之间时,才能实现有效补偿抵消。故需

保证治理信号的相位在此范围内,同时考虑到 APF 本身的延迟特性,可将相位控制在  $-60^\circ\sim 90^\circ$  之间;

3) 为防止通带内涌入较大幅度的三次谐波信号,故需合适的滤波方法,以达到较好的抑制效果。

### 3 检测算法设计

#### 3.1 滤波器边界优化设计与选型

提取淹没于高幅值基频信号中的二次谐波及间谐波,需设计合理的通、阻及过渡带边界,并结合不同的补偿要求,建立改进的幅相模型。

对于带通滤波器,其通带最大衰减  $R_p$ 、阻带最小衰减  $R_s$ 、通带边界频率  $\omega_p$ 、阻带截止频率  $\omega_s$  是设计过程中最为关键的四个要素,其中:

$$\omega_p = 2[(\varepsilon_1 + \Delta\sigma_1), (\varepsilon_2 + \Delta\sigma_2)] / F_s \quad (1)$$

$$\omega_s = 2[(\varepsilon_1 + \Delta\sigma_3), (\varepsilon_2 + \Delta\sigma_4)] / F_s \quad (2)$$

式中,  $F_s$  为采样频率,取  $F_s=3200\text{Hz}$ ;  $\varepsilon_1$  为通带左边界频率;  $\varepsilon_2$  为通带右边界频率;  $\Delta\sigma_i$  为可调频率。

工程设计中往往将通带最大衰减和阻带最小衰减分别设置为 3dB 和 30dB, 即:

$$R_p = 3\text{dB} \quad (3)$$

$$R_s = 30\text{dB} \quad (4)$$

考虑到滤波器的阶次  $N$  越大,系统越易振荡且不稳定,故:

$$N \leq 7 \quad (5)$$

根据设计要求 1), 以及利用带通滤波器的阻带特性来滤除幅值较大的基波和 5 次谐波,故可将通带范围设置如下:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = 50\text{Hz} \\ \varepsilon_2 = 250\text{Hz} \end{cases} \quad (6)$$

常用滤波器的类型有巴特沃斯、切比雪夫及椭圆型滤波器。四种数字带通滤波器的幅/相频特性如图 2 所示。图 2a、2b 中的巴特沃斯和切比雪夫 I 型带通滤波器无法满足本设计所需要的相位要求,图 2c 中的切比雪夫 II 型带通滤波器在达到同样的性能下,所需阶次比椭圆带通滤波器更高,故选用图 2d 中的椭圆数字带通滤波器<sup>[11]</sup>。

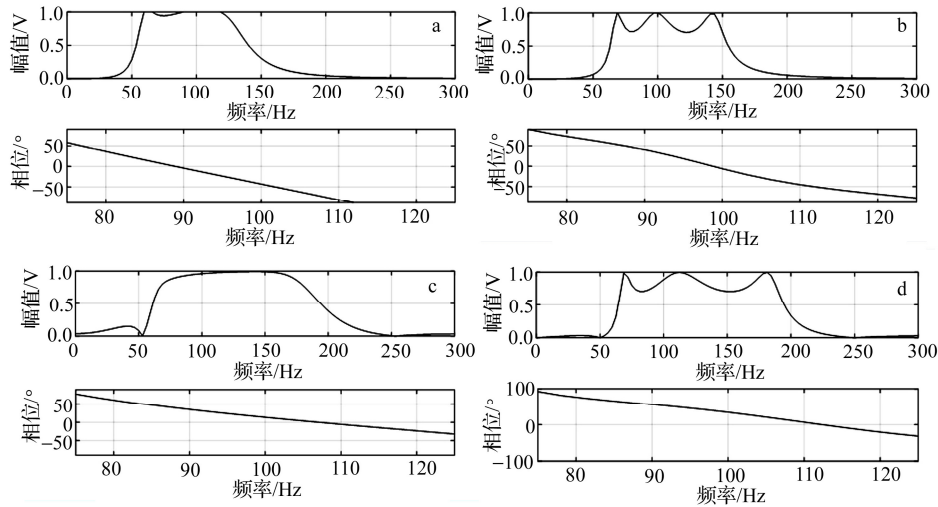


图2 带通滤波器幅/相频特性

a—巴特沃斯; b—切比雪夫 I 型; c—切比雪夫 II 型; d—椭圆滤波器。

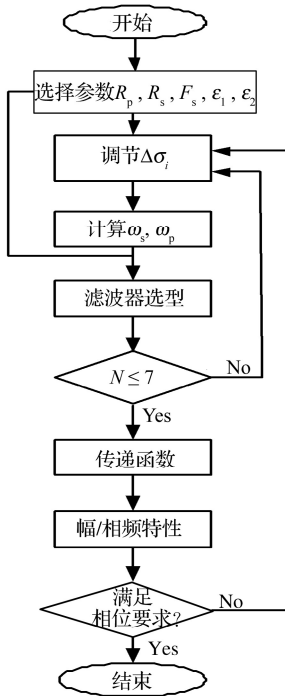


图3 椭圆滤波器参数迭代过程

联立式(1)~式(6), 考虑设计要求, 并结合滤波器选型结果, 通过图3的迭代过程可得最优解:

$$\begin{cases} \omega_p = 2[66.2, 190]/3200 \\ \omega_s = 2[0.1, 250]/3200 \end{cases} \quad (7)$$

结合式(7), 并根据椭圆滤波器最小阶数和截

止频率的确定函数(ellipord 函数), 可得出椭圆数字滤波器的传递函数为<sup>[12]</sup>:

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^6 b_i z^{-i}}{1 + \sum_{j=1}^6 a_j z^{-j}} \quad (8)$$

分母多项式系数  $a_i$  ( $i=0, 1, \dots, 6$ ) 和分子多项式系数  $b_j$  ( $j=0, 1, \dots, 6$ ) 分别为:

$$\begin{cases} a_0 = 1 \\ a_1 = -5.6705687 \\ a_2 = 13.5754119 \\ a_3 = -17.5600790 \\ a_4 = 12.9436131 \\ a_5 = -5.1551689 \\ a_6 = 0.8668964 \\ b_0 = 0.0138929 \\ b_1 = -0.0521682 \\ b_2 = 0.0626892 \\ b_3 = 0 \\ b_4 = -0.0626892 \\ b_5 = 0.0521682 \\ b_6 = -0.0138929 \end{cases}$$

### 3.2 基于可调参数 Q 的陷波器设计

由于通带频率中含有幅值很大的三次谐波, 需

要采用有效的方法来滤除。陷波滤波器相当于阻带为某一特定频率的带阻滤波器，可以用来滤除特定频率的谐波分量，在抑制单频干扰时效果良好的同时也不影响其他频率段的控制性能<sup>[13, 14]</sup>。

基于可调参数  $Q$  的二阶陷波滤波器的典型传递函数为：

$$G(s) = A_0 \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + \omega_n s / Q + \omega_n^2} \quad (9)$$

式中， $A_0$  为滤波器增益； $\omega_n$  为特征角频率，代表所需滤除的谐波频率； $Q$  为等效品质因数，代表陷波滤波器的选频特性<sup>[15]</sup>。作为影响陷波滤波器性能最重要的因素， $Q$  的取值决定了系统的稳态误差和动态收敛。  $Q$  值越大，过渡带越窄，陷波效果越好，稳

态误差越小，但同时延迟时间越长，动态响应性能越差。

由于托卡马克系统产生的信号变化快速剧烈，故而对稳态响应误差和动态收敛时间有严格的要求：1) 稳态响应相位误差  $\Delta\theta \leq 20^\circ$ ；2) 动态收敛时间  $t_s \leq 0.04s$ 。考虑到数字滤波器的精度很高，故陷波器电路需满足上述要求。当  $Q < 5$  时， $\Delta\theta > 20^\circ$ ；当  $Q > 10$  时， $t_s > 0.04s$ ，因此初步选定  $Q$  值范围为 5~10。

本设计对  $Q$  值分别为 5、8、10 时的情况进行仿真(特征角频率  $\omega_n = 2\pi f_n = 300\pi$ ，增益系数  $A_0 = 1$ )，在 MATLAB 仿真环境下该陷波滤波器相应的幅频、相频特性以及动态响应过程如图 4 所示。

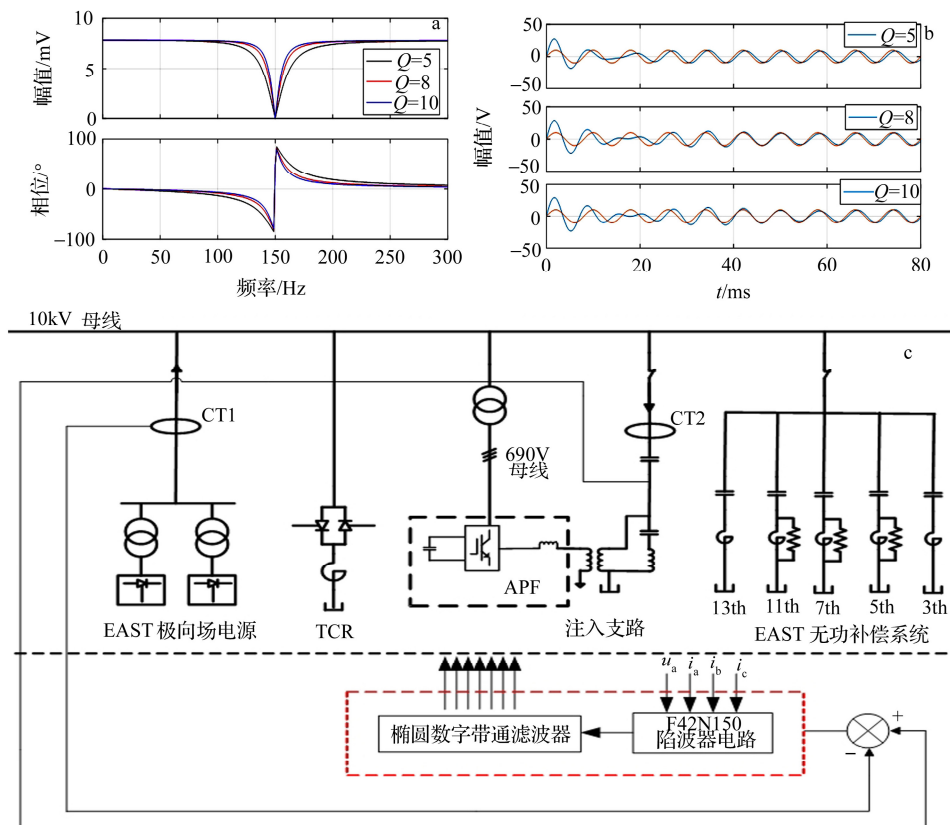


图 4 幅/相频特性(a)、动态响应(b)及 EAST 低频谐波检测系统(c)

由图 4a、4b 可以得出，在  $Q$  值为 5、8 和 10 时，在特征频率 150Hz 处的信号幅值衰减高达 -125

dB，且  $Q$  值越大，过渡带越窄，陷波效果越好，但同时动态收敛时间越长，动态响应性能越差。综

合考虑选用  $Q$  值为 8 的陷波器电路, 此时式(9)可改写为:

$$G(s) = \frac{s^2 + (2\pi \times 150)^2}{s^2 + (2\pi \times 150)s / 8 + (2\pi \times 150)^2} \quad (10)$$

综上所述, EAST 极向场电源低频谐波检测系统可设计为如图 4c 所示的结构。

### 4 实验验证

#### 4.1 椭圆数字带通滤波器

根据对检测系统的分析, 在提取低频谐波信号 (75~125Hz) 的同时滤除基波和 5 次谐波, 故本实验重点关注此类信号的幅值和相位。

为了对椭圆数字带通滤波器的设计效果进行验证, 研制基于 TMS320F2812 的数字信号分析系统 (DSP)。椭圆滤波器实验波形如图 5 所示, 图中紫色波形为特征频率输入信号, 绿色波形为经过写入滤波算法的数字分析系统后的输出波形, 其中输入信号峰峰值为 2V。

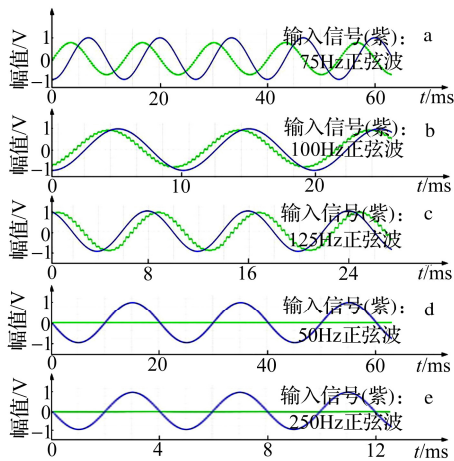


图 5 椭圆滤波器实验波形

对各特征频率点经椭圆滤波器后对应的幅值和相位进行了仿真, 结果列于表 1 中。可以看出通带内信号幅值满足最大衰减  $R_p = 3\text{dB}$ , 即通带内各点的幅值均在 0.707V 以上, 且相位也符合设计要求。同时, 基波和 5 次谐波信号的幅值几乎接近于 0, 抑制效果良好。

表 1 特征信号的幅值和相位

频率/Hz	幅值/V	相位/ $^\circ$
75	0.781	86.92
100	0.892	30.23
125	0.952	-30.44
50	无	跳变
250	无	跳变

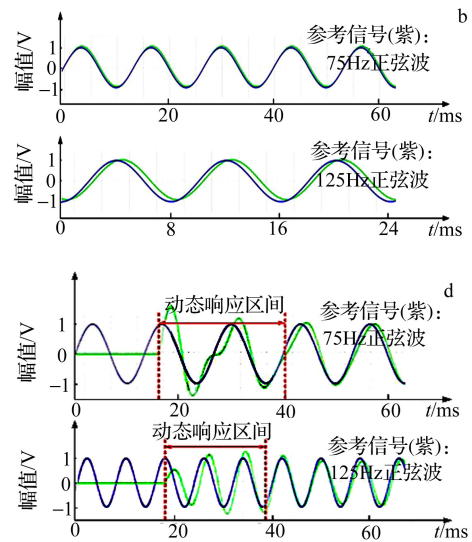
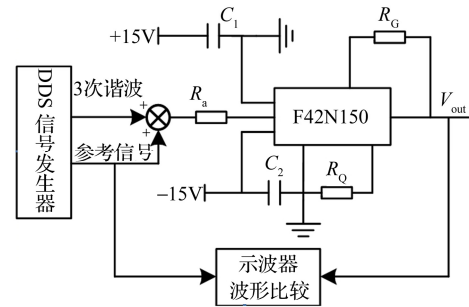


图 6 单频陷波器测试电路原理图(a)、陷波器稳态响应(b)、陷波器动态响应(c)

#### 4.2 单频陷波器

为了进一步验证单频陷波器的设计合理性, 采用 F42N150 模拟单频陷波器电路, 如图 6a 所示。F42N150 陷波器是一种能有效抑制单频信号干扰的噪声陷波器 IC 模块, 相比于 UAF42 系列陷波器, 其体积小, 外界元件少, 可直接通过调整外界电阻  $R_Q$  来对可调参数  $Q$  值进行优化, 同时陷波深度不

低于 40dB。

本实验分别用 75Hz 和 125Hz 正弦波信号作参考信号,对陷波器电路的动稳态响应性能进行验证,测试实验包括稳态/动态响应性能测试。图 6b、6c 给出了品质因数  $Q$  为 8 时,陷波器电路的稳态和动态响应性能。图 6 中紫色波形为参考信号,绿色波形为混合输入信号(3 次谐波信号+参考信号)经过 150Hz 陷波器后的输出波形。

陷波器稳态响应性能与动态响应性能列于表 2 中,结果与设计分析所得一致。且由图 6b、6c 可以看出,通过陷波器后的输出信号中已不再含有频率为 150Hz 的信号,故可以验证该单频模拟陷波器可使 3 次谐波幅值衰减至 1% 以下。

表 2 F42N150 陷波器性能表

参考信号 频率/Hz	品质因数/ $Q$	稳态响应 相位误差/ $^\circ$	动态响应 延迟时间/s
75	8	3.7	0.024
125	8	18.9	0.021

## 5 结论

设计了一种基于单频模拟陷波器和椭圆数字带通滤波器的数模混合谐波检测系统,能够有效地解决目标频段谐波及其间谐波与 3 次谐波难以治理的问题。通过对该模数混合系统的仿真与试验验证,基波附近低频谐波及其间谐波能够被很好地提取,且基波、3 次、5 次谐波幅值均可被衰减至 1% 以下(其中基波和 5 次谐波幅值可被抑制到接近于 0),充分验证了该系统的正确性和有效性。

### 参考文献:

[1] 王兆安,杨军,刘进军. 谐波抑制与无功补偿 [M]. 北京:机械工业出版社,2015.  
 [2] 吴亚楠. Tokamak 电源及无功补偿系统与电网的兼容性分析与研究 [D]. 北京:中国科学院大学,2014.  
 [3] 刘丽华,魏新劳,叶海蓉. 基于瞬时无功功率理论的无功功率检测方法 [J]. 电力系统及其自动化学报,

2017, 29(03): 121–125.  
 [4] 何英杰,刘进军,王兆安,等. 一种基于瞬时无功功率理论的数字谐波检测 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(08): 185–192.  
 [5] 张俊敏. 谐波实时检测方法的研究 [D]. 武汉:武汉大学,2006.  
 [6] 张展,史松林,张宏恩,等. 一种改进的自适应谐波电流检测方法 [J]. 电源学报, 2019–03–29.  
 [7] <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20180919.1440.002.html>  
 [8] Huang Dongmei, Zhu Ledong, Ren Weixin, et al. A harmonic piecewise linearisation-wavelet transforms method for identification of non-linear vibration "black box" systems: Application in wind-induced vibration of a high-rise building [J]. Journal of Fluids and Structures, 2018, 78: 239–262.  
 [9] Wang Xiangli, Li Chunlin, Yan Xin. Nonstationary harmonic signal extraction from strong chaotic interference based on synchrosqueezed wavelet transform [J]. Signal Image and Video Processing, 2019, 13(2): 397–403.  
 [10] 卢晶. 谐波抑制型低频混合滤波装置关键技术研究 [D]. 合肥:中国科学技术大学,2018.  
 [11] Kumar Ravinder, Bansal Hari Om. Hardware in the loop implementation of wavelet based strategy in shunt active power filter to mitigate power quality issues [J]. Electric Power Systems Research, 2019, 169: 92–104.  
 [12] Fu Mingye, Xiang Qianyin, Feng Quanyuan. Minimized reflectionless bandpass filter with four notches and low insertion loss [J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2019, 33(5): 612–624.  
 [13] Xu Jun, Xiao Fei, Ca Yu, et al. Compact third-order microstrip bandpass filter designed by the distributed- to lumped-element equivalence [J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2019, 47(3): 379–390.  
 [14] Wu Zhizheng, Zhang Maotong, Chen Zhenyou, et al. Youla parameterized adaptive vibration suppression with adaptive notch filter for unknown multiple narrow band disturbances [J]. Journal of Vibration and Control, 2019, 25(3): 685–694.  
 [15] Rodriguez-Diaz Enrique, Freijedo Francisco D, Vasquez Juan C, et al. Analysis and Comparison of Notch Filter and Capacitor Voltage Feedforward Active Damping Techniques for LCL Grid-Connected Converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3958–3972.  
 [16] 王俊红,李胜,刘明,等. 基于参数自调整的级联陷波器谐波电流检测 [J]. 电力电子技术, 2017, 51(06): 82–85.

## A detection method applied in narrow bandwidth inter-harmonics of tokamak power supply

TIAN Yun-xiang<sup>1,2</sup>, XU Liu-wei<sup>1</sup>, ZHANG Jun-min<sup>3</sup>, LI Jun<sup>1</sup>,  
WU Ya-nan<sup>1</sup>, SHEN Xian-shun<sup>1,2</sup>, LU Jing<sup>1</sup>

(1. Institute of Plasma Physics, Chinese Academy of Sciences, Hefei 230031

2. University of Science and Technology of China, Hefei 230026

3. South-Center University for Nationalities, Wuhan 430074)

**Abstract:** A hybrid detection algorithm based on F42N150 single-frequency analog notch filter with  $Q$ -factor and elliptic digital bandpass filter is analyzed to solve this detection problem of low-frequency harmonics in tokamak power supply. The fundamental and 5th-order harmonic, viewed as interference signals, can be eliminated by boundary optimization of the elliptic digital filter to achieve effective spectrum separation. The design process is optimized by simulation with MATLAB and the validity of the detection algorithm is verified by experiments with digital analysis system based on digital signal processing (DSP).

**Key words:** Harmonic suppression; Single-frequency notch filter; Elliptic digital band pass filter; Boundary optimization; Low-frequency harmonics