

基于裂芯式可控电抗器双调谐滤波器研究

康明才¹, 于明涛², 陈建业², 王赞基²

(1. 南京理工大学自动化系, 江苏省南京市 210094; 2. 清华大学电机系, 北京市 100084)

摘要: 传统的无源滤波器通常由固定电抗器和电容器组成, 在使用中系统频率、结构以及器件参数变化均会引起失谐现象。提出利用可控电抗器代替传统的固定电抗器, 使滤波器在闭环控制下能自动跟踪电源频率和其他参数的变化, 始终保持在特定频率谐振。深入分析了双调谐滤波器中串联可调电抗器参数对滤波器谐振频率和其他元件参数的相对灵敏度, 证明了利用单个可控电抗器实现具有自调谐功能的双调谐滤波器的可行性。以电力系统中常见的 5 次、7 次谐波滤波器为例, 设计并实现了基于单个裂芯式可控电抗器的双调谐滤波器, 并在试验中取得了良好效果。它相对于有源滤波器而言结构简单, 成本低, 易于实现。

关键词: 裂芯式可控电抗器; 双调谐滤波器; 谐波抑制

中图分类号: TM76; TN713

0 引言

随着电力电子设备的广泛应用, 电力系统中的谐波干扰日趋严重。装设无源滤波器抑制谐波是目前广泛采用的方法^[1~3], 但无源滤波器的滤波效果依赖于电网的阻抗特性, 且易受电网谐波污染程度、环境温度漂移、滤波电容老化以及非线性负荷变化的影响, 甚至造成谐波电流放大, 影响了无源滤波器的性能。为了改善调谐滤波器的性能, 文献[4]把可控电抗器应用在串联谐振滤波器中, 形成所谓的自调谐滤波器。文献[5]对可调电抗器在无功补偿和滤波中的应用进行了研究。针对双调谐滤波器广泛应用的现状, 在对单调谐滤波器研究的基础上, 本文提出了利用可控电抗器实现双调谐滤波器的方法, 并且通过理论分析、计算机仿真及物理试验证明了该方法的可行性。

1 工作原理

本文提出的基于单个可控电抗器^[6]的双调谐滤波器由 1 个串联谐振回路和 1 个并联谐振回路串接而成, 如图 1 所示。其中, 电感 L_1 、 L_2 、电容 C_1 、 C_2 构成双调谐滤波器, 选择电感 L_1 作为可控电抗器。本文研究将可控电抗器 L_1 安置在串联支路中, 实际上将其置于并联回路中也同样可行。

对所谓的“调谐式滤波器”而言, 当谐振时整个滤波支路应当呈阻性, 即通过该支路的电流中所含的谐振电流分量和滤波器端电压中所含的谐振电压分量的相位相同, 所以在设计自调谐滤波器时, 往往

可以选择以二者相位差为 0 (最小) 作为控制目标。对于双调谐滤波器而言, 上述原理同样适用。为了简化结构, 可以仅利用一个可控电抗器^[7]来实现自调谐功能, 如图 1 所示。采用电压互感器 TV、电流互感器 TA 分别采集滤波器支路的电压、电流信号^[8,9]; 然后利用带通滤波器从中提取一个谐振频率 (如 h 次谐波) 的电压信号和电流信号, 并对二者的相位进行比较; 最后将相位差信号送入 PI 调节器进行调节, 从而实现闭环控制。

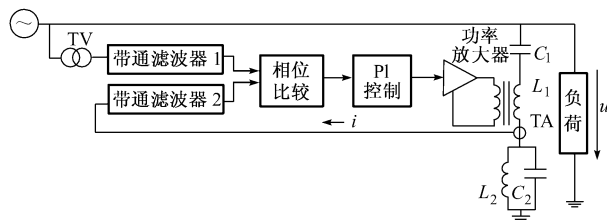


图 1 裂芯式可控电抗器的双调谐滤波器原理
Fig. 1 Diagram of double tuned filter based on splitted core type controllable reactor

2 理论分析

2.1 可调电抗器 L_1 参数对双调谐滤波器谐振频率的调节作用

设电网基波频率为 ω_F , 双调谐滤波器串联谐振频率为 ω_1 、 ω_2 ; 电感 L_1 和电容 C_1 串联构成主调谐电路 (以下称主电路), 其谐振频率为 ω_{01} ; 电感 L_2 和电容 C_2 并联构成辅助调谐电路 (以下称调谐电路), 其谐振频率为 ω_{02} , $\omega_{02} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ 。谐振频率之间的关系满足 $\omega_1 < \omega_{02} < \omega_2$ 。

在忽略电抗器电阻和电容的介质损耗条件下,该双调谐滤波器的阻抗可以表示为:

$$Z(\omega) = j \left[\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right] + \frac{j\omega L_2}{j\omega C_2} \frac{1}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = j \frac{\omega^4 L_1 L_2 C_1 C_2 - \omega^2 (L_1 C_1 + L_2 C_2 + L_2 C_1) + 1}{\omega^3 L_2 C_1 C_2 - \omega C_1} \quad (1)$$

当滤波器电路发生谐振时,双调谐滤波器的阻抗为0,即

$$\omega^4 L_1 L_2 C_1 C_2 - \omega^2 (L_1 C_1 + L_2 C_2 + L_2 C_1) + 1 = 0 \quad (2)$$

定义双调谐滤波器谐振频率 ω_1, ω_2 对可调电抗器 L_1 参数变化的相对灵敏度分别为:

$$\begin{cases} S_{L_1}^{\omega_1} = \frac{\Delta \omega_1}{\omega_1} \frac{L_1}{\Delta L_1} = - \frac{\omega_{02}^2 - \omega_1^2}{2(\omega_2^2 - \omega_1^2)} \\ S_{L_1}^{\omega_2} = \frac{\Delta \omega_2}{\omega_2} \frac{L_1}{\Delta L_1} = - \frac{\omega_2^2 - \omega_{02}^2}{2(\omega_2^2 - \omega_1^2)} \end{cases} \quad (3)$$

注意到 $\omega_1 < \omega_{02} < \omega_2$, 故2个谐振频率对可调电抗器变化的相对灵敏度均为负。由此得到如下结论:

1) 当谐波频率随电网频率上升时,为了实现滤波器谐振,电抗器的数值将减少。

2) 调谐可控电抗器,2个谐振频率同方向变化,这表明可以通过适当选择元件参数,使滤波器在电网频率变化条件下仍能实现双调谐。为了进一步说明这一点,引入自调谐双调谐滤波器关联度的概念,定义谐振频率 ω_1 对 ω_2 的关联度为:

$$S_{\omega_2}^{\omega_1} = \frac{S_{L_1}^{\omega_1}}{S_{L_1}^{\omega_2}} = \frac{\omega_{02}^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_{02}^2} \quad (4)$$

如果适当选择调谐回路的谐振频率,使

$$\omega_{02} = \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{2}} \quad (5)$$

即关联度 $S_{\omega_2}^{\omega_1}$ 为1时,2个谐振频率 ω_1, ω_2 可以实现同比跟踪,即可利用可调电抗器 L_1 的自调谐作用使滤波器的2个谐振频率同步跟随电网频率变化。在理想条件下,可用1个可调电抗器实现双调谐滤波器的自调谐。

3) 2个相对灵敏度的模均小于1,表明谐振频率的相对变化小于电抗值的相对变化,故可利用电抗器的自调谐作用对频率变化进行精细的调节。以实验室采用的5次、7次滤波器试验装置为例,当选择调谐电路的谐振频率 f_{02} 为288 Hz时,如可调电抗器调谐范围为 $\pm 10\%$,对应的2个谐振频率 ω_1, ω_2 的变化范围将分别为 $\pm 1.69\%$ (254.2 Hz ~ 245.8 Hz) 和 $\pm 3.31\%$ (361.6 Hz ~ 338.4 Hz)。可

调电抗器具有 $\pm 6\%$ 的可调范围,可以满足电力系统正常频率偏差 $\pm 1\%$ (± 0.5 Hz) 范围内的跟踪调谐的要求,并且由于 ω_1 的相对变化范围小,在控制器设计中使滤波器跟踪 ω_2 的变化,可使整体频率偏差最小。

2.2 滤波器谐振频率与电力系统频率的关系

设电网基频为 ω_F , 其相对变化量为 $\frac{\Delta \omega_F}{\omega_F}$ 。若

$$\frac{\Delta \omega_2}{\omega_2} = \frac{\Delta \omega_F}{\omega_F} \quad (6)$$

即通过调节可调电抗器 L_1 的参数,使滤波器的谐振频率 ω_2 跟踪电网频率变化。根据式(5),谐振频率 ω_1 的相对变化量可以改写为:

$$\frac{\Delta \omega_1}{\omega_1} = \frac{\omega_{02}^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_{02}^2} \frac{\Delta \omega_F}{\omega_F} \quad (7)$$

说明 ω_1 按一定的比例随电网频率的变化而变化。如果按式(5)选择调谐回路的谐振频率 ω_{02} , 就可以使双调谐滤波器2个谐振频率均同步跟踪电网频率变化,实现谐振。

上述分析表明,适当选择电路参数可使2个谐振频率能跟踪电网频率变化,满足实际工程对频率偏差的需求,同时说明利用1个可调谐电抗器实现自调谐式双调谐滤波器是完全可行的。

2.3 元件参数变化时的自校正功能

在实际工程中,由于温度变化或其他原因,无源元件的参数也会产生偏差,从而影响滤波器的谐振频率。为了简化讨论且不失一般性,下面仅讨论电容 C_1 参数变化对滤波器自调谐功能的影响。根据式(2),电容 C_1 参数变动时,滤波器谐振频率的相对偏差为:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{1}{2(\omega^4 - \omega_1^2 \omega_2^2)} \left\{ [\omega_1^2 \omega_2^2 - \omega^2 (\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_{02}^2)] \frac{\Delta L_1}{L_1} + \omega_1^2 \omega_2^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{02}^2} \right) \frac{\Delta C_1}{C_1} \right\} \quad (8)$$

式中: $\frac{\Delta L_1}{L_1}$ 表示可调电抗器 L_1 量值的相对变化;

$\frac{\Delta C_1}{C_1}$ 表示电容 C_1 量值的相对偏差。

由此,第1等值谐振频率 ω_1 的相对偏差为:

$$\frac{\Delta \omega_1}{\omega_1} = \frac{\omega_{02}^2 - \omega_1^2}{2(\omega_1^2 - \omega_2^2)} \left(\frac{\Delta L_1}{L_1} + \frac{\omega_2^2}{\omega_{02}^2} \frac{\Delta C_1}{C_1} \right) \quad (9)$$

第2等值谐振频率 ω_2 的相对偏差为:

$$\frac{\Delta \omega_2}{\omega_2} = \frac{\omega_{02}^2 - \omega_2^2}{2(\omega_2^2 - \omega_1^2)} \left(\frac{\Delta L_1}{L_1} + \frac{\omega_1^2}{\omega_{02}^2} \frac{\Delta C_1}{C_1} \right) \quad (10)$$

联立式(9)与式(10),消去 $\frac{\Delta L_1}{L_1}$, 得到:

$$(\omega_{02}^2 - \omega_2^2) \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} + (\omega_{02}^2 - \omega_1^2) \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} = - \frac{(\omega_{02}^2 - \omega_1^2)(\omega_{02}^2 - \omega_2^2)}{2\omega_{02}^2} \frac{\Delta C_1}{C_1} \quad (11)$$

若通过调节可调电抗器 L_1 使谐振频率 ω_2 保持不变,即 $\Delta\omega_2/\omega_2=0$,则谐振频率 ω_1 的相对变化量为:

$$\frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} = - \frac{\omega_{02}^2 - \omega_1^2}{2\omega_{02}^2} \frac{\Delta C_1}{C_1} \quad (12)$$

可见,此时谐振频率 ω_1 与电容 C_1 的变动方向相反,且由于 $\omega_1 < \omega_{02}$,谐振频率的相对变化量远低于电容 C_1 的相对变化量。仍以前述实验参数为例,此时谐振频率的相对变化量仅为电容 C_1 相对变化量的 12% 左右。

同理,若 $\Delta\omega_1/\omega_1=0$,谐振频率 ω_2 的相对变化量为:

$$\frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} = \frac{\omega_2^2 - \omega_{02}^2}{2\omega_{02}^2} \frac{\Delta C_1}{C_1} \quad (13)$$

此时双调谐滤波器谐振频率 ω_2 与电容 C_1 的变动方向相同,但由于 $\omega_{02} < \omega_2$,此时谐振频率的相对变化量为电容 C_1 相对变化量的 24%。

通过上述分析可知,在无源元件参数变化时,不论如何选择 ω_{02} ,或采用任何一种频率跟踪方式,都不可能使该滤波器对两个谐振频率实现同时谐振;但是,可以通过适当选择调谐电路谐振频率 ω_{02} 和控制器跟踪控制的频率,比如采用对 ω_2 跟踪控制,来减少另一个谐振频率的误差,满足实际工程对谐振频率偏差的要求。

2.4 抑制谐波电流放大

在实际工程中,当滤波器阻抗接近电力系统阻抗的共轭值时,就会发生电流谐振,此时流入滤波器的谐波电流会被放大,使滤波器过载并危及电容器的安全工作,滤波效果也明显变差。目前实践中往往采用加大电阻、降低品质因素等方法来抑制谐波电流放大。可控双调谐滤波器则可在检测到谐波电流放大状态即滤波器过流时,通过迅速调节晶闸管的门极信号,改变可控电抗器的电感值,使双调谐滤波器的阻抗远离谐振阻抗,即失谐,来达到抑制谐波电流放大的目的,从而有效地提高滤波器工作的安全性。

3 可控双调谐滤波器实验研究

3.1 实验电路

为了验证上述双调谐滤波器的可行性,作者除了在计算机上利用 PSCAD 建模并进行仿真分析外,还建立了如图 2 所示的实验室装置。该装置以一个由单相不控整流桥供电的电感性负荷作为谐波源。

当试验电压 U_1 为 100 V 时,负载电流 I_2 的有效值为 1.015 A,其中基波电流为 0.960 4 A,3 次谐波电流占 27.40%,5 次谐波电流占 14.82%,7 次谐波电流占 9.88%。试验所用的 5 次、7 次滤波器的设计参数如下: $f_1=250$ Hz; $f_2=350$ Hz; $f_{02}=288$ Hz; $C_1=6$ μ F; $C_2=57.36$ μ F; $L_2=5.338$ mH; $L_1=45.65$ mH。

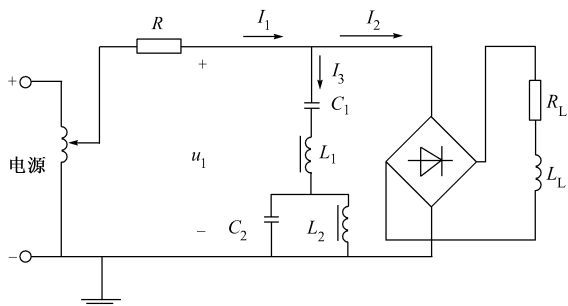


图 2 裂芯式可控电抗器的双调谐滤波器实验室装置主电路

Fig. 2 Diagram of experimental circuit

3.2 实验结果分析

3.2.1 额定参数条件下滤波器的调谐特性

在闭环状态下,分别对两个谐振频率电流进行闭环跟踪控制,滤波效果如图 3 所示。

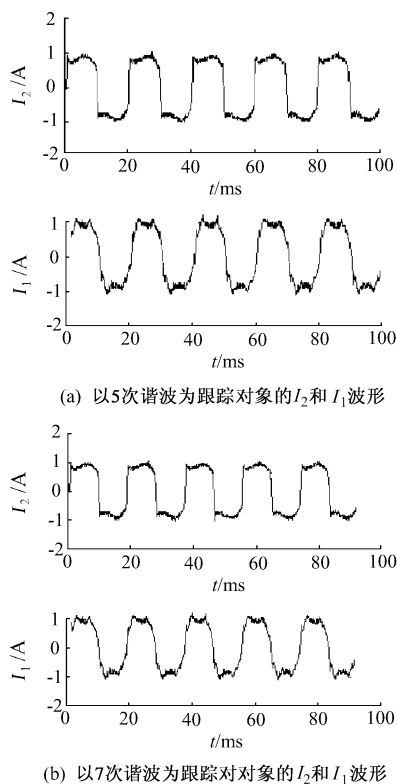


图 3 谐振频率电流闭环跟踪控制的滤波效果

Fig. 3 Filtering effect of closed-loop tracing and control along the resonant frequency current

当控制器以实现 5 次谐波谐振为跟踪目标时,如图 3(a)所示,负荷电流 I_2 中 5 次谐波占 14.5%,而电网电流 I_1 中 5 次谐波占 4.7%,即滤波器吸收了 67.5%的谐波分量;负荷电流 I_2 中 7 次谐波占 9.9%,电网电流 I_1 中 7 次谐波占 2.8%,即吸收了 71.7%的谐波分量。当控制器以 7 次谐波谐振为目标进行跟踪时,如图 3(b)所示, I_2 中 7 次谐波占 10.60%, I_1 中 7 次谐波含有率减少为 2.78%,即滤除了 74%的谐波分量; I_2 中 5 次谐波占 14.66%, I_1 中 5 次谐波含有率降低为 4.12%,即滤除了 72%的谐波分量。

试验中闭环工作点与开环工作时的最佳工作点接近,表明采用两种跟踪方式均取得了良好的滤波效果。需要说明的是,在试验中由于滤波器的接入,电网电流基波分量发生约 2%的变化,可忽略不计。此外,在试验中为了提高测试结果的准确度,降低外界干扰等原因引起的随机误差,采用了对同一工况进行多次(如 5 次~10 次)试验,取试验数据几何平均值的方法。

3.2.2 元件参数变化条件下的自调谐效果

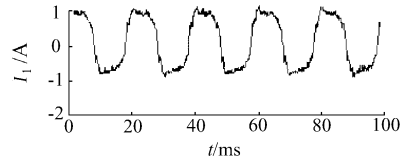
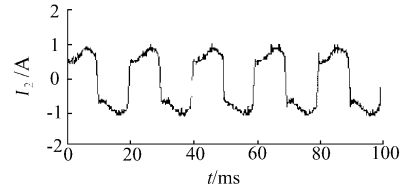
为了验证基于可调电抗器的双调谐滤波器对元件参数变化的自调谐效果,首先令电容 C_1 和 C_2 保持不变,将电感 L_2 降低 6%变为 5 mH 时,以 7 次谐波跟踪为控制目标进行试验,波形如图 4(a)所示。此时 5 次谐波被滤除 59.8%,7 次谐波被滤除 86.1%,滤波器仍具有良好的滤波效果。

在电感 L_2 为 5 mH 的条件下,进一步使电容 C_2 增大 6%达到 60.4 μ F,控制器跟踪 5 次谐波,得到的试验曲线如图 4(b)所示。此时 5 次谐波被滤除 64%,而 7 次谐波被滤除 72.5%。

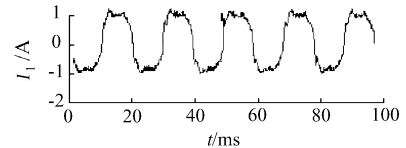
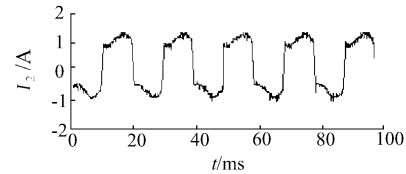
上述试验表明元件参数发生变化时,在可调电抗器的作用下,双调谐滤波器仍然具有良好的滤波性能。

3.2.3 采用同一可调电抗器实现 3 次、5 次谐波双调谐滤波器

注意到试验装置中谐波分量以 3 次谐波为主的特点,利用同一可调电抗器设计了以消除 3 次和 5 次谐波为目标的自调谐式双调谐滤波器,并进行了试验。在闭环状态下,对 3 次谐波进行跟踪控制,其波形如图 5 所示,波形得到了明显的改善。其中,电网电流 I_1 中的 3 次谐波分量由负荷产生的 0.183 7 A 降低为 0.050 9 A,即由滤波器吸收了 72.3%;5 次谐波则由负荷产生的 0.110 1 A 降低为 0.032 0 A,滤波器吸收了 70.9%,进一步证明了本文提出的新型滤波器的设计和分析方法是普遍适用的。



(a) 电感 L_2 减少 6% 时 I_2 和 I_1 波形



(b) C_2 增加 6% 和 L_2 减少 6% 时 I_2 和 I_1 波形

图 4 元件参数变化时的自调谐效果
Fig. 4 Diagram of self-tuning effect when components' parameters change

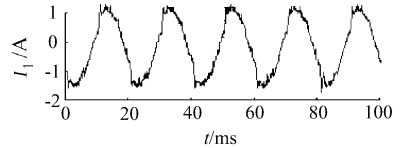
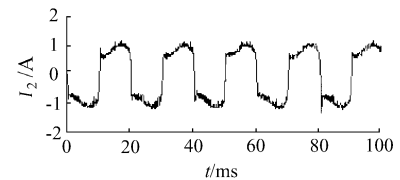


图 5 采用 3 次、5 次调谐滤波器时 I_2 和 I_1 的波形
Fig. 5 Waveform of the I_2 and I_1 when adopting the third and fifth harmonic tuning filter

4 结语

本文从谐振频率对串联可控电抗器的相对灵敏度、自调谐式双调谐滤波器对电路元件参数变化的自校正性能以及串联可控电抗器对谐波电流放大的抑制作用 3 个方面对基于裂芯式可控电抗器的双调谐滤波器进行了理论分析,并在此基础上进行了物理试验。研究结果表明,这种滤波器能够有效地跟踪电网频率和元件参数的变化,克服常规无源滤波器由于参数偏差所引起的滤波性能下降的问题。与

有源滤波器相比^[10],它的结构相对简单,成本低,易于实现,故具有良好的应用前景。

参考文献

- [1] 赵东元,于歆杰,金春莲,等. 高压直流输电系统中的滤波装置. 国际电力,2002,6(2):38—40.
ZHAO Dong-yuan, YU Xin-jie, JIN Chun-lian et al. Filtering Equipment in High Voltage Direct Current Transmission Systems. International Electric Power for China, 2002, 6(2): 38—40.
- [2] CARLSSON L, FLISBERG G. Recent Classic HVDC Development. In: Proceedings of IEEE/PES T&D 2002 Latin American Conference. Sao Paulo (Brazil): 2002.
- [3] 吴竞昌. 供电系统谐波. 北京:中国电力出版社,1998.
WU Jing-chang. Power System Harmonics. Beijing: China Electric Power Press,1998.
- [4] LESCALE V F. Modern HVDC: State of the Art and Development Trends. In: Proceedings of 1998 International Conference on Power System Technology. Beijing (China): 1998.
- [5] 文珺. 磁阀式可调电抗器在无功补偿和谐波抑制中的应用:[硕士学位论文]. 北京:清华大学,2004.
WEN Jun. Application of Magnetic Valve Controllable Reactor in Var Compensation and Harmonic Elimination, Thesis. Beijing: Tsinghua University, 2004.
- [6] 陈柏超. 新型可控饱和电抗器理论及应用. 武汉:武汉水利电力大学出版社,1999.
CHEN Bai-chao. Theory and Application of Saturated Controllable Reactor. Wuhan: Press of Wuhan University of Hydraulic and Electric Engineering, 1999.
- [7] 刘虹,尹忠东,陈柏超,等. 新型可控自动消弧成套装置的应用研究. 电力系统自动化,1998,22(2):9—12.
LIU Hong, YIN Zhong-dong, CHEN Bai-chao et al. Application Research on a New Type Automatic Controllable Arc Extinguishing Apparatus. Automation of Electric Power Systems, 1998, 22(2): 9—12.
- [8] 陶骏,刘正之. 谐波及无功电流检测方法的研究. 电力系统自动化,2001,25(1):31—33,34.
TAO Jun, LIU Zheng-zhi. Study on the Detection Approach of Harmonics and Reactive Currents. Automation of Electric Power Systems, 2001, 25(1): 31—33,34.
- [9] 蒋斌,颜钢锋,赵光宙. 单相电路瞬时谐波及无功电流实时检测新方法. 电力系统自动化,2000,24(21):35—39.
JIANG Bin, YAN Gang-feng, ZHAO Guang-zhou. A New Method for Real-time Detecting Harmonics and Reactive Currents in Single-phase Circuit. Automation of Electric Power Systems, 2000, 24(21): 35—39.
- [10] 胡铭,陈珩. 有源滤波技术及其应用. 电力系统自动化,2000,24(3):66—70.
HU Ming, CHEN Heng. Active Power Filter Technology and Its Application. Automation of Electric Power Systems, 2000, 24(2): 66—70.

康明才(1962—),男,副教授,从事电气与电子的教学与研究工作。现任清华大学国内访问学者。

于明涛(1982—),男,硕士研究生,研究方向为电能质量和谐波治理。

陈建业(1946—),男,教授,博士生导师,研究方向电力电子技术在电力系统中的应用。

Study on the Double Tuned Filter Based on Splitted-core Type Controllable Reactor

KANG Ming-cai¹, YU Ming-tao², CHEN Jian-ye², WANG Zan-ji²

(1. Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

(2. Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: A conventional passive filter consists of fixed capacitors and reactors, whose filtering performance cannot remain to be satisfactory when system frequency or components parameter changes. A controllable reactor, in place of the fixed one, is proposed to automatically trace the change of frequency and parameters. The relative sensitivity of the parameter of series controllable reactor to the resonance frequency and component parameters is analyzed. It shows the feasibility to realize double tuned filter with self-tuned function by single controllable reactor. Experiments show good performance of the proposed controllable reactor. Comparing to the power filter, it has the merit of simple structure, low cost and being easy to be realized.

Key words: splitted-core type controllable reactor; double tuned filter; harmonic elimination