基于不对称陷波器的谐波电流检测方法

张俊敏

(中南民族大学 计算机科学学院, 武汉 430074)

摘 要:为了克服常规自适应算法由于权值是一个含有二次谐波的波动量导致基本自适应算法不能准确提取 出谐波电流的缺点,提出了一种基于不对称陷波器谐波电流检测方法。该不对称陷波器的实质是通过加入一个 低通滤波器改变了陷波器参考频率附近的带宽,从而在保证动态相应的前提下兼顾系统的检测精度;验证了该 系统是一个稳定系统,证明了改进后的不对称性,给出了参数选择的依据。通过仿真实验表明,该系统可以在一 个周期内就能稳定跟随,系统的畸变率可以控制在1.7%以下。

关键词:不对称陷波器;模拟电路;自适应;低通滤波器;谐波

中图分类号: TP391 文献标志码: A 文章编号: 1001-3695(2012)01-0217-03

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.01.061

Harmonic current detection based on asymmetric notch filter

ZHANG Jun-min

(School of Computer Science, South-Central University for Nationalities, Wuhan 430074, China)

Abstract: According to the base-adaptive detecting method of harmonic current, this paper proved that the weight vector of base-adaptive method was a variable value that contained direct part and 2 harmonic, so this system couldn't detect harmonic current accurately. Based on analysis above, this paper proposed the asymmetric notch filter method. In this method, a 2-or-der low-pass filter was in base-adaptive system. This paper discussed the stability of improved system. Then theoretical analysis and simulation test showed the bandwidth had been reduced nearby reference frequency. Simulation shows that the dynamic performance is in a period and the harmonic distortion rate is no more than 1.7%.

Key words: asymmetric notch filter; analog circuit; adaptive; low-pass filter; harmonic

0 引言

治理电网谐波污染的主要手段之一是用有源滤波器^[1-3], 其中谐波电流的检测直接影响到有源滤波器的效果。在有源 补偿器等无功及谐波电流动态补偿装置中,对无功及谐波电 流的实时检测提出了很高的要求,它的快速性、准确性及灵活 性直接影响到有源补偿器的跟踪补偿特性。但这种检测又不 同于一般的谐波测量仪,它一般不需要分解出各次谐波分量, 只需要检测出除基波电流或基波有功电流之外的总的畸变电 流。因而怎样从电网中实时准确地提取谐波电流是谐波检测 的关键所在。

现有的谐波检测方法主要有快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)^[4]、瞬时无功功率理论^[5~7]以及小波变换^[8]检测方法等,都为谐波检测做出了很大的贡献,但是各自的缺陷限制了其进一步的应用。

文献[9~15]研究了基于自适应噪声对消原理的谐波检测方法。该检测方法对电网参数变化具有自适应能力,并且简单易于实现。但是固定步长的数字自适应滤波存在检测精度和检测速度的矛盾,必须在权系数的调整上折中考虑。文献 [16]将数字域的自适应算法推广到模拟域中,加快了系统的跟随性能,但是系统的误差较大。

本文对基于模拟自适应谐波检测方法进行理论分析,指出 基本自适应对消方法的权值是一个含有二次谐波的波动量,从 而导致该方法是不能准确检测出谐波电流的。基于这样的理论分析,本文提出了一种基于不对称陷波器的谐波检测方法。

1 改进型自适应检测方法的基本思想

1.1 模拟自适应对消原理

自适应干扰对消技术是近年来得到广泛使用的信号处理 技术,由于它能够通过不断地自我学习和自我调整使系统处于 最佳状态而在不同的领域得到了广泛的应用。

大量的研究成果表明,实际生物神经系统并非离散式的工作方式,与数字逻辑电路的工作状态有很大区别。因此,用连续工作的模拟(硬件)电路来实现自适应算法,与生物神经系统更为接近,且模拟电路结构简单、响应速度快。从某种意义上讲,自适应的生命力在于其模拟(硬件)电路的实现。研究模拟电路实现有十分重要的理论意义和现实意义。根据文献[15],模拟自适应检测如图1所示。

图 1 中,*i*_L 为系统负载电流;sin(*wt*)和 cos(*wt*)分别为系 统电压同相和移相90°的整形波形;η为比例器的增益;检测 出的*i*₁,和*i*₂分别为基波有功和无功电流,*i*_r = *i*₁, +*i*₂,为基波电 流,*i*_d 为谐波总和电流。系统的工作原理在此不予介绍。

图1所示系统的开环和闭环传递^[17]函数可分别写为

$$G_{\text{open}}(s) = \frac{\eta s}{s^2 + w_r^2} \tag{1}$$

收稿日期: 2011-05-18; 修回日期: 2011-06-21 基金项目: 中南民族大学中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(CZY10012) 作者简介:张俊敏(1977-), 女,副教授,博士,主要研究方向为电力系统谐波检测(forzhanghua@yahoo.cn).

$$G_{\text{close}}(s) = \frac{s^2 + w_r^2}{s^2 + \eta s + w_r^2}$$
(2)

分析式(2)可知,当w = w,时, $|G_{close}(jw)| = 0$,该系统是 一个二阶陷波器,系统的中心频率唯一取决于输入频率,元件 参数和外界条件对系统性能的影响不大;当频率远离输入频率 时, $|G_{close}(jw)| \approx 1$,保证了谐波成分的通过;该二阶系统的带 宽为 $K = \eta_0$ 该陷波器的频谱特性是以陷波频率w,对称的,以 下证明:

在陷波频率 w_r 两边分别取两个点 w_1 和 w_2 ,且满足 lg w_r – lg w_1 = lg w_2 – lg w_r ,即 w_r = w_1w_2 。

$$|G_{\text{close}}(jw_{1})| = |\frac{w_{r}^{2} - w_{1}^{2}}{w_{r}^{2} - w_{1}^{2} + jKw_{1}}| = |\frac{w_{r} - w_{1}}{w_{2} - w_{1} + jK}| = \frac{w_{2} - w_{1}}{\sqrt{(w_{2} - w_{1}) + K^{2}}}$$
(3)

$$|G_{\text{close}}(jw_{2})| = |\frac{w_{r}^{2} - w_{2}^{2}}{w_{r}^{2} - w_{2}^{2} + jKw_{2}}| = |\frac{w_{2} - w_{1}}{w_{2} - w_{1} + jK}| = \frac{w_{2} - w_{1}}{\sqrt{(w_{2} - w_{1}) + K^{2}}}$$
(4)

可以看出, $|G_{close}(jw_1)| = |G_{close}(jw_2)|$,即系统的频谱特性是关于参考频率对称的。

调节参数 η 可调节系统的带宽,带宽的大小决定了系统的检测精度和动态时间,对于这样一个陷波器来说,这是一个 互为矛盾的参数。为了追求系统的快速性将带宽设置较大,这 样势必会影响系统的检测精度。也就是说,图1中的 M_1 和 M_2 参数中会含有一些谐波成分,而理想情况下,系统稳定时 M_1 和 M_2 应该是一个稳定的常数。下面通过理论证明 M_1 和 M_2 不是一个稳定的常数。

设

$$i_{L} = \sum_{n=1}^{N} (a_{n} \sin(w_{r} \pi nt) + b_{n} \cos(w_{r} \pi nt))$$
(5)

$$M_1 = \int_0^{\Phi} D\sin(w_r t) i_d \eta G dt \tag{6}$$

$$_{d} = i_{L} - D\sin(w_{r}t)M_{1} - D\cos(w_{r}t)M_{2}$$
⁽⁷⁾

其中:
$$a_n \ b_n \ \eta$$
 为常数, 令 $\eta = K_o$ 从式(5) ~ (7) 可以得到
 $M_1 = \int_0^t \sin(w_r t) (i_L - M_1 \sin(w_r t) - M_2 \cos(w_r t)) \eta dt =$
 $K \int_0^t \sin(w_r t) (\sum_{n=1}^N [a_n \sin(w_r nt) + b_n \cos(w_r nt)] -$
 $M_1 \sin(w_r t) - M_2 \cos(w_r t)) dt =$
 $K \int_0^t (a_1 - M_1) \sin^2(w_r t) dt + K \int_0^t b_1 \sin(w_r t) \cos(w_r t) dt +$
 $K \sum_{n=2}^N \int_0^t \sin(w_r t) [a_n \sin(w_r nt) + b_n \cos(w_r nt)] dt -$
 $K \int_0^t (a_1 - M_1) \sin^2(w_r t) dt + \frac{Kb_1}{2} [\frac{1 - \cos(2w_r t) + \sin(2w_r t)}{2w_r}] +$
 $m = \sum_{n=2}^N [a_n (\sin(w_r (n-1)t)) - \sin(w_r (n+1)t))] dt -$

$$\frac{\pi b_n}{2} \left(\frac{1 - \cos(w_r(n+1)t)}{w_r(n+1)} - \frac{1 - \cos(w_r(n+1)t)}{w_r(n-1)} \right) = \frac{\pi b_n}{1 - \cos(w_r(n-1)t)} = \frac{1 - \cos(w_r(n-1)t)}{w_r(n-1)} = \frac{1 - \cos(w_r(n-1)t)}{1 - \frac{1}{1 - \cos(w_r(n-1)t)}} = \frac$$

讨论 *M*₁ 时, 假定 *M*₂ 为常数。由于式(8)的右边不是常数, 所以 *M*₁ 也不可能是常数, 并且 *M*₁ 中含有的谐波分量最低为二次谐波。同样也可以证明 *M*₂ 也不可能是常数, 含有的谐波分量最低为二次谐波。

1.2 改进型模拟自适应对消原理

基于1.1节的分析,在比例器环节的前面加上一个低通滤

波器环节,将基本自适应对消方法作了改进,成为一种新的检测方法,原理如图2所示。



考虑到抑制 *M*₁ 和 *M*₂ 中的二次谐波的衰减和动态响应速度,假定低通滤波器的传递函数为

$$G_{\text{low}}(s) = \frac{s}{T^2 s^2 + s + 1} (T > 0)$$
(9)

图 2 所示的系统的开环和闭环传递函数分别为

$$G_{\text{open}}^{'}(s) = \frac{G\eta s^{2}}{T^{2}s^{4} + s^{3} + (1 + T^{2}w_{r}^{2})s^{2} + w_{r}^{2}s + w_{r}^{2}}$$
(10)

$$G_{\text{close}}^{'}(s) = \frac{T^{2}s^{4} + s^{3} + (1 + T^{2}w_{r}^{2})s^{2} + w_{r}^{2}s + w_{r}^{2}}{T^{2}s^{4} + s^{3} + (1 + T^{2}w_{r}^{2} + G\eta)s^{2} + w_{r}^{2}s + w_{r}^{2}}$$
(11)

该系统为一个4阶系统,特征方程为

$$D(s) = T^{2}s^{4} + s^{3} + (1 + T^{2}w_{r}^{2} + G\eta)s^{2} + w_{r}^{2}s + w_{r}^{2}$$

Routh 表为

可以算出

$$A = 1 + G\eta > 0$$

$$B = w_r^2 > 0$$

$$C = G\eta w_r^2$$

$$D = w_r^2$$

根据 Routh 可知,该系统为一个稳系统。并且与1.1 节一样分析,该系统也为一个陷波器。当频率远离输入频率时, |*G*_{close}(*jw*)|≈1,保证了谐波成分的通过;但是该陷波器不是关 于陷波频率对称的,证明如下:

w₁ 和 w₂ 两个频率点满足 1.1 节中的条件,带入式(11)可 以推导出

$$|G_{2close}(jw_1)| \neq |G_{2close}(jw_2)|$$

$$(12)$$

该非对称性是由于低通滤波器的加入而造成的,并且低通 滤波器的频谱特性为折线特性,转折频率之前对整个系统的频 谱特性影响很小;而在远远大于转折频率处由于陷波器本身的 特性,影响也比较小。因此整个波德图在低通滤波器的转折频 率附近影响最大,将这个部分的频谱曲线抬高,相当于减小了 系统带宽,使得在这个附近的谐波能够无衰减地通过。仿真实 验中会给出相应的分析。

根据前面的分析,由于 M_1 和 M_2 不是一个稳定的常数,使 得系统检测出的谐波总和不能反应系统的真实谐波含量。为 了减小系统误差,通常会把参数 $K = \eta$ 取得较小,但是这样牺 牲了系统动态时间。

在这样的一个矛盾下,可以先将 K 值取得比较大保证系统的动态时间。再考虑到系统中没有 w < w, 的频率的谐波,对

系统影响较大的是在参考频率附近 w > w, 次谐波。而陷波器 必须对这些谐波有良好的带宽.因此低通滤波器参数 T 的选 择可以根据所要滤掉的最低次数来选择。

仿真结果与分析 2

仿真实验采用 MATLAB 7.1 中的 Simulink 完成。谐波电 流用幅值在 - 1A ~ + 1A 50 Hz 的方波来模拟完成。

2.1 改进前后权值的改变以及系统的性能

根据1.1节的讨论,由于 M1 和 M2 两个权向量中含有二 次谐波导致系统具有一定的误差。挑选 M1 进行仿真, 如图 3 所示。

图 3 可以验证 1.1 节的推理,稳定后的 M₁ 权向量是一个 波动的值,除了直流分量外还含有二次谐波分量。

根据以上分析,可以确定改进型方法中低通滤波器T值. 根据简单的自控原理知识,使得图2中二次谐波分量衰减到 60 dB 以上,可以取 T=0.04 s。

2.2 开环放大倍数对两种系统性能的影响

对于某个特定的输入,1.1节中的基本自适应对消系统的 性能完全取决于放大倍数。系统性能只决定于参数 η,η 取值 的大小在参考文献 [14] 中有所详述。令η值分别为200和 500,系统的波德图如图4所示。



当 n 的值取 500 时,改进前后的系统波德图和改进后的跟 随性能图形如图 5~6 所示。图 6 是图 5 的部分放大图。



通过图4~6的比较,可以验证1.1节改进前系统的幅频 特性是对称的,而改进后1.2节中的系统幅频特性是不对称 的,如图5、6中所示。

2.3 n 对改进前系统性能的影响

令n值分别为200和500,改进前系统的跟随性能如图7 所示。

从图7对比可以看出,对于基本的自适应对消检测方法, 系统的性能完全取决于η的取值。当η=200时,系统有比较 小的幅值衰减和相位漂移,系统稳定后具有较高的精度,但系 统需要2~3个周期才稳定,与瞬时无功功率理论方法^[2]相当; 当η=500时,系统具有较大的带宽,响应速度较快,大概1个 周期就可以稳定,但是系统的稳态误差较大。

经过计算可知, y = 200 和 500 时, 系统的畸变率分别为 2.432%和3.7558%。

2.4 n 对改进后系统性能的影响



从图 8 可以看出,仿真分析验证了前面的理论分析,在η= 500时,加入了低通滤波器在保证系统的动态响应前提下,减小 了陷波器参考频率右侧附近的带宽,提高了系统的精度。

当 m = 500 时,由图 8 可以看出系统只需要大约 1 个周期 就可以稳定跟随了,与基本自适应方法所用时间基本相等,但 计算出系统的畸变率为1.657 1%。通过这个仿真实验可以看 出,改进后的系统可以改善检测精度和动态时间之间的矛盾。

3 结束语

本文通过理论分析和 MATLAB 仿真实验相结合,分析了 基本自适应对消模拟检测方法的缺陷,并且针对这个缺陷提出 了一种改进的方法,可以得出以下结论:

a)理论和仿真实验均证明了普通对消自适应检测方法的 权值是一个含有次谐波的波动量,导致了系统是不可能准确检 测出系统的谐波电流的。

b)提出了一种改进型的检测方法,通过加入一个二阶低 通滤波器使得原系统变成一个不对称的陷波器,可以使得系统 的畸变率为1.6571%,动态响应在一个周期以内。

参考文献:

- [1] 陈国柱,吕征宇,钱照明.有源电力滤波器的一般原理及应用[J]. 中国电机工程学报,2000,20(9):17-21.
- [2] 李战鹰,任震,杨泽民,有源滤波装置及其应用综述[J]. 电网技 术,2004,28(22):40-43.
- [3] 唐欣,罗安,涂春鸣.基于递推型积分 PI 的混合有源滤波器电流 控制[J]. 中国电机工程学报,2003,23(10):38-41.
- [4] 庞浩,李东霞,俎云宵,等.应用 FFT 进行电力系统谐波分析的改 进[J]. 中国电机工程学报,2003,23(6):50-54.
- [5] 李萍,刘小河. 基于 RLS 算法的 APF 电流检测 [J]. 电力自动化 设备,2007,27(7):50-53.
- [6] 侯勇,江红胜,朱晓光,状态反馈与延迟补偿相结合的电流型有源 滤波器控制方法[J]. 电网技术,2005,29(8):40-44.
- [7] 林海雪.公用电网谐波国标中的几个问题[J].电网技术.2003. 27(1):65-70.
- [8] 薛惠,杨仁刚.利用 Morlet 连续小波变换实现非整数次谐波的检 测[J]. 电网技术,2002,26(12):41-44.
- [9] 张俊敏. 基于 FBD 理论谐波检测方法的研究 [J]. 中南民族大学 学报:自然科学版,2009,25(1):3-6.
- [10] LI Zi-cheng, SUN Yu-kun. A new compensation current real-time computing method for power active filter based on double linear construction algorithm [J]. Science in China Series E: Technological Sciences, 2006, 49(4): 485-512.
- [11] 邹祖冰,蔡丽娟,贺佳兵.并联混合电力有源滤波器的非线性控制 算法[J]. 电网技术,2004,28(20):43-47. (下转第233页)

理器核;b)Profiler 模块所用开销。对于一个4核8路1024组的 DCE 来说,假设组抽样数为32,则第一部分的开销为 (8×1024×2)/8=2 KB

Profiler 模块所用开销中最主要的就是 ATD 所用开销。表 4 详细列出了 ATD 所用开销。Profiler 模块中还包括了一些计 数器,但是这些计数器的硬件开销相比 ATD 的开销可以忽略 不计。



因此 PCP 总的硬件开销不超过(2 KB + 928 Byte) ×4 < 12 KB。因此对于一个 4 核的 CMP 来说, PCP 的额外硬件开销不超过:

12 KB/4 096 KB≈0.3%

4 结束语

CMP的持续发展给片上 cache 系统带来了巨大的压力。 本文在分布式合作 cache 的基础上提出了一种私有 cache 划分 (PCP)方法。PCP 方法采用一个硬件信息提取单元(profiler) 来获得不同程序各自的命中分布情况,用于指导划分算法的执 行。实验结果表明,PCP 机制能够在一定程度上减小分布式合 作 cache 上运行的竞争程序总的失效率,提高了多个程序的实 际执行性能。

由于篇幅问题,本文没有对 PCP 机制在公平性、QoS、优先 级支持等方面的表现进行分析,在未来的工作中,笔者将进一步加强这一方面的研究。

参考文献:

- Intel. Intel[®] CoreTM i7 processor extreme edition: product brief[R/OL]. (2010-12-30). http://download.intel.com/products/processor/corei7EE/extremeprodbrief.pdf.
- Intel. Leading virtualization performance and energy efficiency in a multi-processor server; Xeon 7500 product brief [R/OL]. (2010-12-30). http://download. intel. com/products/processor/xeon/7500 prodbrief. pdf.
- $[\,3\,]$ $\,$ AMD. AMD Phenom $^{\rm TM}{\rm II}$ processors product brief $[\,{\rm R/OL}\,].$ (2010-

- [12] 汤赐,姚舜,帅智康,等. 新型注入式混合有源滤波器的稳定性研 究[J]. 电网技术,2006,30(20):56-60.
- [13] 曾令全,曾德俊,吴杰,等.用于有源滤波器谐波检测的一种新的 自适应算法[J].电网技术,2008,32(13):40-44.
- [14] 史伟伟,蒋全,胡敏强,等.低通滤波器在串联型电力有源滤波器中的应用[J].电网技术,2002,26(5):44-48.

12-30). http://www.amd.com/us/products/desktop/processors/phenom-ii/Pages/phenom-ii-product-brief.aspx.

- [4] AMD. AMD OpteronTM 6000 series platform [R/OL]. (2010-12-30). http://www.amd.com/us/products/server/processors/6000series-platform/pages/6000-series-platform.aspx.
- [5] Sun Microsystems. UltraSPARC T3 processor [R/OL]. (2010-12-30). http://www.oracle.com/us/products/ servers/servers/ sparc-enterprise/t-series/sparc-t3-171613. html.
- [6] STONE H S, TUREK J, WOLF J L. Optimal partitioning of cache memory [J]. IEEE Trans on Computers, 1992, 41 (9): 1054-1068.
- [7] SUH G E, RUDOLPH L, DEVADAS S. Dynamic partitioning of shared cache memory [J]. Journal of Supercomputing, 2004, 28 (1):7-26.
- [8] QURESHI M K, PATT Y N. Utility-based cache partitioning: a lowoverhead, high-performance, runtime mechanism to partition shared caches [C]//Proc of the 39th IEEE/ACM International Syposium on Microarchitecture. 2006;423-432.
- [9] KIM S, CH D, SOLIHIN Y. Fair cache sharing and partitioning in a chip multiprocessor architecture [C]//Proc of the 13th International Conference on Parallel Architectures and Compilation Techniques. Washington DC: IEEE Computer Society, 2004:111-122.
- [10] DYBDAHL H, STENSTROM P. An adaptive shared/private NUCA cache partitioning scheme for chip multiprocessors [C]//Proc of the 13th International Symposium on High Performance Computer Architecture. 2007;2-12.
- [11] HERRERO E, GONZALEZ J, CANAL R. Elastic cooperative caching: an autonomous dynamically adaptive memory hierarchy for chip multiprocessors [C]//Proc of the 37th International Symposium on Computer Architecture. 2010:419-428.
- [12] HERRERO E, GONZALEZ J, CANAL R. Distributed cooperative caching [C]//Proc of the 17th International Conference on Parallel Architectures and Compilation Techniques. New York: ACM Press, 2008:134-143.
- [13] CHANG J, SOHI G S. Cooperative caching for chip multiprocessors [C]//Proc of the 33rd Internatioanl Symposium on Computer Architecture. 2006;264-276.
- [14] ZHANG M, ASANOVIC K. Victim replication: maximizing capacity while hiding wire delay in tiled chip multiprocessors [C]//Proc of the 32nd International Symposium Computer Architecture. 2005: 336-345.
- [15] ZHANG M, ASANOVIC K. Victim migration: dynamically adapting between private and shared CMP caches, MIT-CSAIL-TR- 2005-064 [R]. Cambridge: MIT Computer Science & Artifical Interlligence Laboratory, 2005.
- [16] MARTIN M M K, SORIN D J, BECKMNN B M, et al. Multifacets general execution-driven multiprocessor simulator (GEMS) toolset [J]. SIGARCH Computer Architecture News, 2005, 33 (4):92-99.
- [17] MAGNUSSON P S, CHRISTENSSON M, ESKILSON J, et al. Simics: a full system simulation platform [J]. Computer,2002,35(2): 50-58.
- [15] 戴朝波,林海雪.两种谐波电流检测方法的比较研究[J].中国电机工程学报,2002,22(1):81-85.
- [16] 曾令全,白志亮,曾德俊,等.基于自适应神经网络的有源电力滤波器谐波电流提取方法[J].电力自动化设备,2010,10(2):45-40.
- [17] 刘国海, 吕汉闻, 刘颖, 等. 基于改进 RLS 算法的谐波电流检测方 法[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(10):46-49.

⁽上接第219页)