

基于改进型自适应算法的谐波检测及其性能研究

张俊敏

(中南民族大学 计算机科学学院,湖北 武汉 430074)

摘要: 通过对有源电力滤波器基本自适应谐波电流对消检测方法的研究,指出了基本自适应方法存在检测精度和动态响应之间的矛盾,证明了基本自适应系统是一个关于中心角频率对称的陷波器。理论推导证明了由于系统权向量不为一个恒定的值,导致该系统不能准确提取谐波电流。在此基础上提出了一种改进型模拟自适应对消检测方法,讨论了改进型自适应系统的稳定性。改进后系统是通过加入一个低通滤波器减小了陷波器参考角频率附近的带宽,系统实质上是一个关于中心角频率不对称的陷波器。该方法可在保证动态响应的前提下兼顾系统的检测精度。理论推导和仿真实验均证明了该方法的实用性。

关键词: 有源电力滤波器; 模拟电路; 自适应; 低通滤波器; 谐波检测

中图分类号: TM 714

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2011)04-0023-04

0 引言

目前谐波抑制的一个重要趋势是采用有源电力滤波器 APF(Active Power Filter)^[1-7]。从补偿对象中检测出谐波电流,由补偿装置产生一个与该谐波电流大小相等而极性相反的补偿电流注入电网中,使供电电网中只含有基波电流。因此如何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。

目前,基于瞬时无功率理论的 APF 在三相电路中得到了广泛应用^[8-13]。该方法具有较好的实时性,但需要经过 2 次坐标变换,计算量较大;电流采样保持法^[14]对电路元器件精度要求高,调整困难,且电压产生畸变时无法实现有效的补偿,该方法可以用于无功补偿;文献^[15]对基于鉴相原理的瞬时电流检测法和基于自适应干扰对消原理的自适应谐波检测方法进行了比较研究,认为这 2 种方法均存在检测精度和检测实时性的矛盾。

本文针对基本自适应对消方法所存在的检测精度与实时性相互矛盾的问题进行理论分析,并通过理论分析指出基本自适应对消方法是不能准确检测出谐波电流的。针对以上问题,本文给出了一种改进的自适应对消方法。通过理论和仿真实验对改进后的检测方法的综合性能做了全面分析。在频域和时域里对改进型自适应系统的特性做了详细的分析比较。研究结果表明,改进后的模拟自适应算法不依赖外界环境的变化,可以通过调节相应的参数达到相应的检测精度和动态响应速度。

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

自适应噪声对消技术起初主要用在随机信号处理方面。对所构成的自适应对消系统,它要求系统的参考输入与原始输入中的信号成分不相关,这主要是保证参考输入通过自适应滤波器处理后其输出不能抵消原始输入的信号成分;而要求参考输入与原始输入中的噪声相关,主要是保证参考输入通过自适应滤波器后其输出抵消原始输入中的噪声成分,只有这样才能把附加在信号中的加性噪声与信号有效地分离开来。

通常自适应方法只用在数字系统中,但大多数研究成果表明,实际生物神经系统并非离散的工作方式。因而,用连续工作的模拟电路来实现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。模拟自适应检测系统框图如图 1 所示^[16]。其中,未加入虚框中低通滤波器环节的称为基本自适应检测系统;加入该环节的称为改进型自适应检测系统。

图 1 中, i_L 为系统负载电流; $D\sin(\omega t)$ 和 $D\cos(\omega t)$ 分别为系统电压同相和移相 90° 的整形波形, D 为

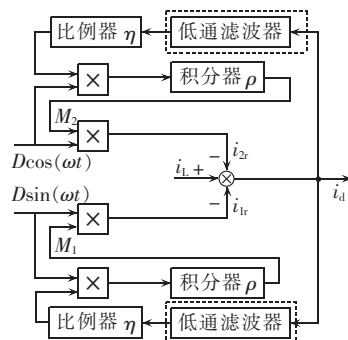


图 1 模拟自适应检测系统框图

Fig.1 Block diagram of adaptive detection system

放大倍数; ρ 和 η 分别为积分器和比例器的增益; 检测出的 i_{1r} 和 i_{2r} 分别为基波有功和无功电流, i_0 为谐波总电流。

图 1 所示的普通模拟系统的开环和闭环传递函数^[17]可以分别写为

$$G_{\text{lopen}}(s) = \frac{D^2 \rho \eta s}{s^2 + \omega_r^2} \quad (1)$$

$$G_{\text{1close}}(s) = \frac{s^2 + \omega_r^2}{s^2 + D^2 \rho \eta s + \omega_r^2} \quad (2)$$

分析式(2)可知, 当 $\omega = \omega_r$ 时, $|G_{\text{close}}(j\omega)| = 0$, 该系统是一个二阶陷波器, 系统的中心角频率唯一取决于输入角频率, 元件参数和外界条件对系统性能的影响不大; 当角频率远离输入角频率时, $|G_{\text{close}}(j\omega)| \approx 1$, 保证了谐波成分的通过; 该二阶系统的带宽为 $K = D^2 \rho \eta$ 。下面证明该陷波器的频谱特性是关于陷波角频率 ω_r 对称的。

在陷波角频率 ω_r 两边分别取 2 个点 ω_1 和 ω_2 , 且满足 $\lg \omega_r - \lg \omega_1 = \lg \omega_2 - \lg \omega_r$, 即 $\omega_r = \omega_1 \omega_2$ 。

$$|G_{\text{close}}(j\omega_1)| = \left| \frac{\omega_r^2 - \omega_1^2}{\omega_r^2 - \omega_1^2 + jK\omega_1} \right| = \left| \frac{\omega_r - \omega_1}{\omega_2 - \omega_1 + jK} \right| = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\sqrt{(\omega_2 - \omega_1)^2 + K^2}} \quad (3)$$

$$|G_{\text{close}}(j\omega_2)| = \left| \frac{\omega_r^2 - \omega_2^2}{\omega_r^2 - \omega_2^2 + jK\omega_2} \right| = \left| \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2 - \omega_1 + jK} \right| = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\sqrt{(\omega_2 - \omega_1)^2 + K^2}} \quad (4)$$

可以看出: $|G_{\text{close}}(j\omega_1)| = |G_{\text{close}}(j\omega_2)|$, 即系统的频谱特性是关于参考角频率对称的。

调节参数 D 、 ρ 、 η 中的一个或者几个均可调节系统的带宽, 带宽的大小决定了系统的检测精度和动态响应时间, 对于这样一个陷波器而言, 这是一个互为矛盾的参数。为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。即图 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:

$$i_L = \sum_{n=1}^N [a_n \sin(\omega_r \pi n t) + b_n \cos(\omega_r \pi n t)] \quad (5)$$

$$M_1 = \int_0^t D \sin(\omega_r t) i_d \eta \rho dt \quad (6)$$

$$i_d = i_L - D \sin(\omega_r t) M_1 - D \cos(\omega_r t) M_2 \quad (7)$$

其中, a_n 、 b_n 、 η 、 D 、 ρ 为常数, 令 $K = D^2 \rho \eta$ 。

从式(5)~(7)可得:

$$M_1 = \int_0^t \{ D \sin(\omega_r t) [i_L - M_1 D \sin(\omega_r t) - M_2 D \cos(\omega_r t)] \rho \eta \} dt = K \int_0^t \left\{ \sin(\omega_r t) \times \left[\sum_{n=1}^N [a_n \sin(\omega_r n t) + b_n \cos(\omega_r n t)] - M_1 \sin(\omega_r t) - M_2 \cos(\omega_r t) \right] \right\} dt =$$

$$K \int_0^t [(a_1 - M_1) \sin^2(\omega_r t)] dt + K \int_0^t [b_1 \sin(\omega_r t) \times \cos(\omega_r t)] dt + K \sum_{n=2}^N \int_0^t \{ \sin(\omega_r t) [a_n \sin(\omega_r n t) + b_n \cos(\omega_r n t)] \} dt - K \int_0^t [M_2 \sin(\omega_r t) \cos(\omega_r t)] dt = K \int_0^t [(a_1 - M_1) \sin^2(\omega_r t)] dt + \frac{K b_1}{2} \times \frac{1 - \cos(2\omega_r t) + \sin(2\omega_r t)}{2\omega_r} + \eta \pi \sum_{n=2}^N \left\{ \frac{a_n}{2} \left[\frac{\sin[\omega_r(n-1)t]}{\omega_r(n-1)} - \frac{\sin[\omega_r(n+1)t]}{\omega_r(n+1)} \right] + \frac{\pi b_n}{2} \left[\frac{1 - \cos[\omega_r(n+1)t]}{\omega_r(n+1)} - \frac{1 - \cos[\omega_r(n-1)t]}{\omega_r(n-1)} \right] \right\} - K \int_0^t [M_2 \sin(\omega_r t) \cos(\omega_r t)] dt \quad (8)$$

讨论 M_1 时, 假定 M_2 为一常数。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_2 中含有的谐波分量最低为 2 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 2 次谐波。下文用仿真实验来验证。

1.2 改进型模拟自适应对消原理

基于第 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(见图 1 中虚框), 假定低通滤波器的传递函数为

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

改进后系统的开环和闭环传递函数分别为

$$G_{2\text{open}}(s) = \frac{D^2 \rho \eta s}{Ts^3 + s^2 + T\omega_r^2 s + \omega_r^2} \quad (10)$$

$$G_{2\text{close}}(s) = \frac{Ts^3 + s^2 + T\omega_r^2 s + \omega_r^2}{Ts^3 + s^2 + (T\omega_r^2 + D^2 \rho \eta)s + \omega_r^2} \quad (11)$$

该系统为一个 3 阶系统, 特征方程为

$$D(s) = Ts^3 + s^2 + (T\omega_r^2 + D^2 \rho \eta)s + \omega_r^2$$

Routh 表为

s^3	T	$T\omega_r^2 + D^2 \rho \eta$
s^2	1	ω_r^2
s^1	A	
s^0	B	

可以算出: $A = D^2 \rho \eta > 0$; $B = A\omega_r^2 > 0$ 。

根据 Routh 判据可知, 该系统为一个稳定系统。并且和第 1.1 节一样分析, 该系统也为一个陷波器。当角频率远离输入角频率时, $|G_{\text{close}}(j\omega)| \approx 1$, 保证了谐波成分的通过; 但是该陷波器不是关于陷波角频率对称的, 证明如下:

ω_1 和 ω_2 2 个角频率点满足第 1.1 节中的条件, 代入式(11), 可以推导出:

$$|G_{2\text{close}}(j\omega_1)| \neq |G_{2\text{close}}(j\omega_2)| \quad (12)$$

这个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,转折角频率之前对整个系统的频谱特性影响很小;而在远大于转折角频率处由于陷波器本身的特性,影响也比较小;因此整个 bode 图在低通滤波器的转折角频率附近影响最大,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。

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映系统的真实谐波含量。为了减小系统误差,通常会把参数 $K=D^2\rho\eta$ 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,可以先保证系统的动态响应时间,即将 K 值取得比较大,再考虑到系统中没有 $\omega < \omega_r$ 的角频率分量,影响较大的是参考角频率附近 $\omega > \omega_r$ 的主要次谐波。而陷波器必须对这些谐波有良好的带宽,这样,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。例如对于多数系统最低谐波分量为 3 次,可以根据 3 次谐波的衰减要求来确定参数 T 。

2 仿真结果与分析

仿真实验采用 Matlab7.1 中的 Simulink 完成。谐波电流用幅值在 $-1 \sim +1$ A、50 Hz 的方波模拟完成。2 个参考输入 $D\sin(\omega t)$ 和 $D\cos(\omega t)$ 中参数 $D=1$,积分器的倍数 $\rho=1$,这样调节参数 η 即可方便地确定系统的基本带宽。

2.1 基本自适应对消方法的仿真

对于第 1.1 节中的基本自适应对消系统,令 K 值分别为 100 和 400,给出相应的 bode 图和 2 种情况下地系统的跟随性能,如图 2 和图 3 所示。

从图 2、3 对比可以看出,对于基本自适应对消检测方法,系统的性能完全取决于 K 的取值。当 $K=100$ 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;当 $K=400$ 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, $K=100$ 和 400 时,系统的畸变率分别为 1.6819% 和 6.6060%。

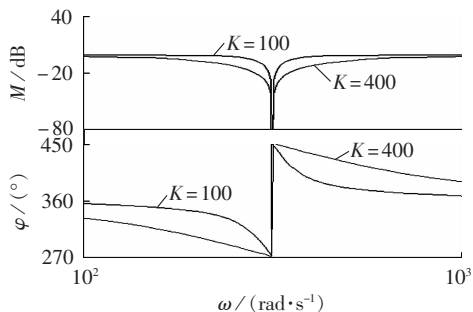


图 2 基本自适应对消检测法 bode 图的比较

Fig.2 Bode diagram of basic adaptive cancellation method

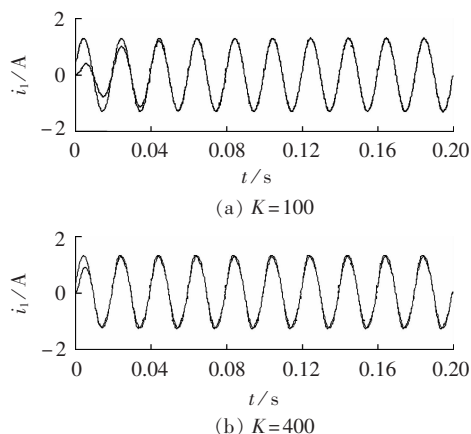


图 3 K 的变化对检测系统的影响

Fig.3 Response of detection system to variation of K

根据第 1.1 节的讨论,由于 M_1 和 M_2 中含有 2 次谐波导致系统具有一定的误差。选择 M_1 进行仿真,如图 4 所示。

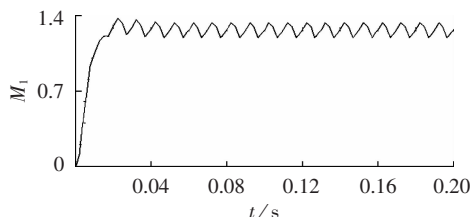


图 4 基本自适应方法的权向量的变化

Fig.4 Variation of weight vector with basic adaptive method

由图 4 可以验证第 1.1 节的推理,稳定后的 M_1 是一个波动的值,除了直流分量外还含有 2 次谐波分量。

2.2 改进自适应对消方法的仿真

根据第 2.1 节的讨论,当 $K=400$ 时,动态响应速度较好,但是精度达不到要求;用改进后的系统来进行仿真,改进前后的系统 bode 图和改进后的跟随性能图形分别如图 5、6 所示。

在 $K=400$ 时,由图 5 可见,加入了低通滤波器在保证系统的动态响应前提下,减小了陷波器参考角频率右侧附近的带宽,提高了系统的精度;由图 6 可见,系统只需要大约 1 个周期就可以稳定跟随,与

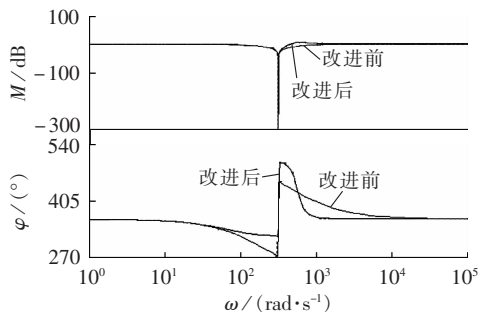


图 5 改进自适应对消检测法 bode 图

Fig.5 Bode diagram of improved adaptive cancellation method

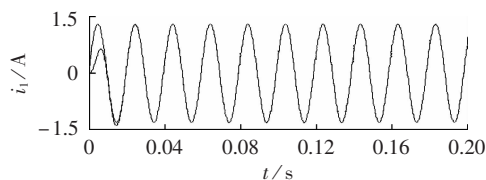


图6 改进自适应对消系统的跟随性能

Fig.6 Following performance of improved adaptive cancellation system

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1.5432%。通过该仿真实验可以看出,改进后的系统可以改善检测精度和动态响应时间之间的矛盾。

3 结论

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改进的方法,可以得出以下结论:

a. 基本自适应对消系统由于其权向量不为一个恒定值,导致了系统不可能准确检测出系统的谐波电流;

b. 通过一个简单的低通滤波器将陷波器的带宽变窄,可以使得系统在检测精度和动态响应时间之间寻找到一个最佳点。

参考文献:

- [1] 昝晶,刘文华,宋强,等. 有源电力滤波器的实时数字仿真器的研究与实现[J]. 电力系统自动化,2008,32(23):14-17.
ZHI Jing,LIU Wenhua,SONG Qiang,et al. A real-time hardware-in-the-loop simulator of APF[J]. Automation of Electric Power Systems,2008,32(23):14-17.
- [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.
LI Zhanying,REN Zhen,YANG Zemin. Survey on active power filter devices and their application study[J]. Power System Technology,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.
TANG Xin,LUO AN,TU Chunming. Recursive integral PI for current control of hybrid active power filter[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(10):38-41.
- [4] 朱鹏程,李勋,康勇,等. 统一电能质量控制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2004,24(8):67-73.
ZHU Pengcheng,LI Xun,KANG Yong,et al. Study of control strategy for unified power quality conditioner[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(8):67-73.
- [5] 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.
ZHANG Junmin. Study on harmonic detection methods based on FBD theory[J]. Journal of South-Central University for Nationalities:Natural Science Edition,2009,25(1):3-6.
- [6] 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.
LIU Guohai,LÜ Hanwen,LIU Ying,et al. Harmonic current detection based on improved RLS algorithm[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(10):46-49.
- [7] 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.

- LI Ping,LIU Xiaohe. APF current detection based on RLS adaptive algorithm[J]. Electric Power Automation Equipment,2007,27(7):50-53.
- [8] 孙驰,魏光辉. 基于同步坐标变换的三相不对称系统的无功与谐波电流的检测[J]. 中国电机工程学报,2003,23(12):46-51.
SUN Chi,WEI Guanghui. Detection for reactive and harmonics currents of unbalanced three-phase systems based on synchronous reference frame transformation[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(12):46-51.
- [9] 丁洪发,段献忠. 同步检测法的改进及其在三相不对称无功补偿中的应用[J]. 中国电机工程学报,2000,20(6):17-20.
DING Hongfa,DUAN Xianzhong. Improvement of synchronous detection method and application for var compensation of unbalanced three-phase systems[J]. Proceedings of the CSEE,2000,20(6):17-20.
- [10] 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.
LIN Haixue. Some problems in national standard for harmonics in public supply network[J]. Power System Technology,2003,27(1):65-70.
- [11] 熊元新,陈允平. 正弦电路瞬时功率理论研究[J]. 电网技术,2001,25(6):18-36.
XIONG Yuanxin,CHEN Yunping. Study on theory of instantaneous power of sinusoidal circuit[J]. Power System Technology,2001,25(6):18-36.
- [12] 刘敏,王克英. 基于快速傅里叶变换与误差最小原理的谐波分析方法[J]. 电网技术,2006,30(19):76-79.
LIU Min,WANG Keying. A harmonic analysis method on fast Fourier transform and minimal error principle[J]. Power System Technology,2006,30(19):76-79.
- [13] LI Zicheng,SUN Yukun. 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.
- [14] AKAGI H. New trends in active filters for power conditioning[J]. IEEE Trans Ind Applicat,1996,32(5):1312-1322.
- [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.
DAI Chaobo,LIN Haixue. A study on the comparison of two harmonic current detecting methods[J]. Proceedings of the CSEE,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,2010,30(2):45-40.
ZENG Lingquan,BAI Zhiliang,ZENG Dejun,et al. Harmonic detection based on adaptive neural network for active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(2):45-40.
- [17] LUO Shiguo,HOU Zhencheng. An adaptive detecting method for harmonic and reactive current[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics,1995,42(1):85-88.

(实习编辑:李莉)

作者简介:

张俊敏(1977-),女,湖北襄樊人,副教授,博士,研究方向为电力系统谐波检测(E-mail:forzhanghua@yahoo.cn)。

Harmonic detection based on improved adaptive method and its performance study

ZHANG Junmin

(South-Central University for Nationalities, Wuhan 430074, China)

Abstract: The harmonic current detection based on basic adaptive cancellation method for active power filter is studied and the contradiction between detection accuracy and dynamic response is pointed out. It is proved that the system is a symmetric notch filter at center angular frequency. Since its weight vector is not constant, the system could not detect harmonic current accurately. An improved adaptive cancellation detection method is proposed and the stability of the improved system is discussed. A low-pass filter is added to reduce the bandwidth near the reference angular frequency and the system becomes an asymmetrical notch filter. The improved method can take account of both detection accuracy and dynamic response. Its practicability is verified by the theoretical analysis and simulative experiments.

Key words: active power filter; analog circuit; adaptive; low-pass filter; harmonic detection