

DOI:10.19651/j.cnki.emt.1802311

改进的并联型 H 桥 APF 控制策略研究*

杨帆 马立新

(上海理工大学机械工程学院 上海 200093)

摘要: 为了提高并联型 H 桥有源滤波器的工作效率,当电源电压失真时,更短的时间内计算出更精确的补偿电流,提出了一种自适应谐波检测算法和载波相移正弦脉冲宽度调制技术(CPS-SPWM)相结合的控制策略。首先通过自适应谐波检测算法快速准确地计算出参考补偿电流,为无差拍控制提供精确的补偿指令,然后采用外环电压 PI 控制实现桥臂电压稳定,并采用内环均压比例控制实现桥臂上子模块电容电压相同,最后通过 CPS-SPWM 为有源滤波器提供更准确的调制波信号。通过仿真结果,证明了改进的控制策略比传统方法具有更高的稳定性和准确率。

关键词: H 桥有源滤波器;无差拍控制;自适应谐波检测;CPS-SPWM

中图分类号: TM714 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Research on improved parallel H-bridge active filter control strategy

Yang Fan Ma Lixin

(School of optical and electronic information and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract: In order to improve the working efficiency of the parallel H-bridge active filter, when the power supply voltage is distorted, a more accurate harmonic compensation current is calculated in a shorter time, and an accurate compensation command is provided for the deadbeat control. A control strategy combining adaptive harmonic detection algorithm with carrier phase shift sinusoidal pulse width modulation (CPS-SPWM). Firstly, the reference compensation current is calculated quickly and accurately by the adaptive harmonic detection algorithm. Then, the bridge voltage stability is realized by the outer loop voltage PI control, and the internal loop equalization proportional control is used to realize the same capacitor voltage of the sub-module on the bridge arm. CPS-SPWM provides a more accurate modulated wave signal for active filters. Through simulation experiments, it is verified that the control strategy has higher stability and accuracy than traditional methods.

Keywords: H-bridge active filter; deadbeat control; adaptive harmonic detection; CPS-SPWM

0 引言

在建设可靠、安全、经济的智能电网大背景下,对电网中的电能质量提出了更高的要求^[1]。目前,大量非线性、波动性负载使电网谐波污染治理难度越来越大^[2]。传统上,使用无源 LC 滤波器来治理谐波问题,然而,无源滤波器存在与其他系统元件共振、固定补偿和老化效应等问题。目前,静止同步补偿器被广泛用于消除谐波电流,提高电能质量^[3]。

并联型 H 桥 APF 具有单元结构相同,安装维护简便,输出电压稳定等优点,所以并联型 H 桥 APF 控制策略的研究越来越受到重视^[4]。文献[5]采用瞬时无功功率理论进行检测,其精度容易受到电压畸变影响。文献[6]介绍了

级联 H 桥 APF 拓扑,结构简单,但由于大量电容会导致系统不稳定。文献[7]研究了级联 H 桥 APF 与 SPWM 技术结合。本文在此基础上提出了自适应谐波检测算法和载波相移正弦脉冲宽度调制技术相结合的控制策略,首先通过自适应谐波检测算法为无差拍控制提供精确的补偿指令,还采用外环电压 PI 控制实现桥臂电压稳定,并采用内环均压比例控制实现桥臂上子模块电容电压相同,最后通过载波相移正弦脉冲宽度调制技术(CPS-SPWM)为有源滤波器提供更准确的调制波信号。

1 并联型 H 桥 APF 拓扑和数学模型

并联型 H 桥 APF 拓扑如图 1 所示,主要由三个相同

收稿日期:2018-10

* 基金项目:上海市张江国家自主创新重点项目(201310-PI-B2-008)资助

桥臂连接构成三相滤波系统,每个桥臂上串联数个 H 桥子模块并在输出端串联电抗器,与电网母线并联。 i_{as} 、 i_{bs} 、 i_{cs} 为电压源各相的输出电流, i_{ac} 、 i_{bc} 、 i_{cc} 为并联型 H 桥 APF 的输出电流, i_{al} 、 i_{bl} 、 i_{cl} 为系统负载电流^[8]。

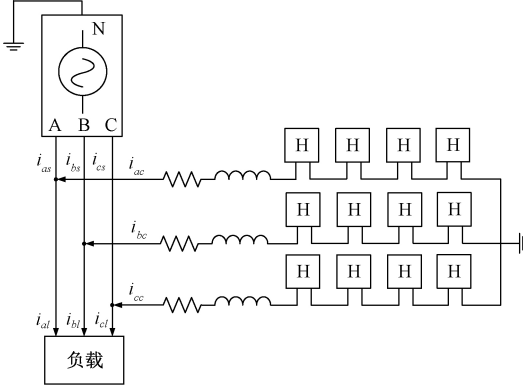


图 1 并联型 H 桥 APF 拓扑

根据基尔霍夫电流定律可以得到各相的电流:

$$\begin{cases} i_{as} + i_{ac} = i_{al} \\ i_{bs} + i_{bc} = i_{bl} \\ i_{cs} + i_{cc} = i_{cl} \end{cases} \quad (1)$$

根据基尔霍夫电压定律,可得:

$$\begin{cases} u_{as} + i_{ac}R + L \frac{di_{ac}}{dt} = U_a \\ u_{bs} + i_{bc}R + L \frac{di_{bc}}{dt} = U_b \\ u_{cs} + i_{cc}R + L \frac{di_{cc}}{dt} = U_c \end{cases} \quad (2)$$

2 自适应谐波检测

自适应谐波检测流程如图 2 所示,电网电源电压和电网电源频率通过自适应算法计算出基波电压初始相位,根据基波电压初始相位,通过正弦函数得到单位基波电流^[9]。由电网负载电流和基波电压初始相位,通过自适应算法计算出基波有功电流幅值,将单位基波电流与基波有功电流幅值相乘可以得到基波有功电流;参考补偿电流通过总负载电流减去基波有功电流就得到基波无功电流和谐波电流之和^[10]。

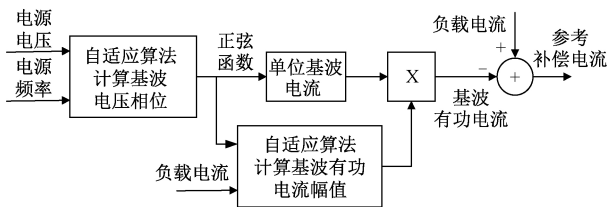


图 2 自适应谐波检测流程

假设系统采样周期为 T_s , 那么根据傅里叶级数,第 m

采样点的电压值 v^m 可表示为:

$$v^m \approx \sum_{k=1}^h a_k \cos(2\pi k f_0 m T_s) + \sum_{k=1}^h b_k \sin(2\pi k f_0 m T_s) \quad (3)$$

式中: k 是电压的阶数; f_0 为系统电压频率,即 50 Hz。

定义两个向量如下:

$$X_m = [\cos 2\pi f_0 m T_s \cdots \cos 2\pi h f_0 m T_s \sin 2\pi f_0 m T_s \cdots \sin 2\pi h f_0 m T_s]^T_{1 \times 2N_h} \quad (4)$$

$$W_m = [a_1 \cdots a_h \ b_1 \cdots b_h]_{1 \times 2N_h} \quad (5)$$

则式(3)可表示为:

$$v^m \approx X_m W_m \quad (6)$$

傅里叶系数 W_m , 作为自适应算法在线训练的权值,使得检测的电压值与实际的电压平方差最小。目标函数可表示为:

$$E = \frac{1}{2} (V_m - \tilde{V}_m)^2 = \frac{1}{2} e^2 \quad (7)$$

傅里叶系数 W_m 采用梯度下降法调整:

$$W_m = W_{m-1} - \eta_1 \nabla E(W_m) \quad (8)$$

$$\nabla E(W_m) = -e_m \cdot X_m \quad (9)$$

则基波电压的相角 θ_1 可表示为:

$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{b_1}{a_1} \quad (10)$$

将含有 N 次谐波的畸变电流展开成傅立叶级数,如下:

$$i^m = I_0 + I_p \sin(2\pi f_0 m T_s + \theta_1) + I_q \cos(2\pi f_0 m T_s + \theta_1) + \sum_{k=2}^N (a_k \sin(2\pi f_k m T_s) + b_k \cos(2\pi f_k m T_s)) \quad (11)$$

式中: I_0 为直流分量; I_p 、 I_q 分别是基波有功电流和无功电流。

定义两个向量如下:

$$H_m = [1 \sin(2\pi f_0 m T_s + \theta_1) \cos(2\pi f_0 m T_s + \theta_1) \sin 2\pi f_2 m T_s \cdots \cos 2\pi f_N m T_s]^T_{1 \times (2N+1)} \quad (12)$$

$$Z_m = [I_0 \ I_p \ I_q \ a_2 \ b_2 \ \cdots \ a_N \ b_N]_{1 \times (2N+1)} \quad (13)$$

则式(12)可以表示为:

$$i^m = Z_m H_m \quad (14)$$

Z_m 作为在线训练的权值,采用梯度下降法调整:

$$E = (i - i^m)^2 = e_m^2 \quad (15)$$

$$Z_m = Z_{m-1} - \eta_2 \nabla E(Z_m) \quad (16)$$

$$\nabla E(Z_m) = -2e_m \cdot H_m \quad (17)$$

因此,参考补偿电流 i_{ref} 可以表示为:

$$i_{ref} = i_{total} - i_{fp} \quad (18)$$

式中: i_{total} 表示总负载电流; i_{fp} 表示基波有功电流^[11]。

3 H 桥 APF 的控制算法与策略

3.1 外环电压 PI 控制

为了实现桥臂电压稳定,本文采用外环电压 PI 控制。外环电压 PI 控制如图 3 所示, U_c^* 是桥臂参考电压;

U_c 是桥臂实际电压; ΔU_c 是参考电压和实际电压的差值; 经过 PI 控制后得到保持单相支路稳定的补偿电流 I_c 。由于补偿电流 I_c 存在波动, 将其通过低通滤波器滤除高次谐波得到较稳定的 I_c^* , 当流进桥臂的电流方向和电网相位相同时, 桥臂上电压升高; 反之, 桥臂上电压降低, 所以将 I_c^* 与其对应相的电网电压的同步信号相乘得到 i^* 来调节桥臂电压。

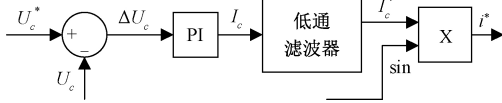


图 3 外环电压 PI 控制

3.2 内环均压比例控制

外环电压 PI 控制只能维持桥臂上电压稳定, 不保证桥臂上 H 桥电容电压相同。为了使电容电压相同, 本文通过内环均压比例控制策略实现^[12]。

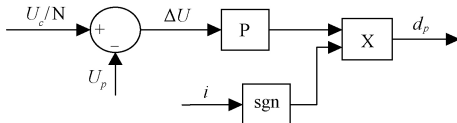


图 4 内环均压比例控制

内环均压比例控制如图 4 所示, U_c 是 H 桥桥臂支路上的实际电压; N 是桥臂上 H 桥的个数。将 $\frac{U_c}{N}$ 作为参考信号, U_p 是 H 桥电容实际电压, ΔU 则是参考信号与电容电压的差值^[13]。P 是比例控制器系数, sgn 表示符号函数, d_p 表示调制波信号。当 $\Delta U > 0$ 时, 则调制信号 d_p 使电容电压升高; 当 $\Delta U < 0$ 时, 调制信号 d_p 使电容电压降低。

3.3 参考补偿电流的无差拍控制

为了精确地跟踪参考补偿电流, 本文通过无差拍控制实现^[14]。根据式(2), a 相的等效电路如下:

$$u_{sa} + i_{ca}R + L \frac{di_{ca}}{dt} = U_a \quad (19)$$

等式(19)也就转化为:

$$u_{sa} + i_{ca}R + L \frac{i_{ca}^* - i_{ca}}{T_s} = U_a \quad (20)$$

式中: i_{ca}^* 是 APF 的参考电流; i_{ca} 是当前的实际电流; T_s 表示采样周期。如果 a 相支路中每个 H 桥电容电压为 u_{ca} , 则调制波信号 d_a 表示为:

$$d_a = \frac{u_{sa} + i_{ca}R + L \frac{i_{ca}^* - i_{ca}}{T_s}}{u_{ca}} \quad (21)$$

同样, 可以获得另外两相的脉冲宽度。

3.4 载波相移正弦脉冲宽度调制技术

CPS-PWM 程序如图 5 所示。 D_{ap1} 表示 a 相支路中每个 H 桥模块的脉冲宽度调制信号, 由来自无差拍控制器的

调制波信号 d_a 和来自内环平均电压比例控制器的调制波信号 d_{ap} 的组合, 再经过 CPS-PWM 技术调制得到, 形成第 a 相支路的调制信号^[15]。

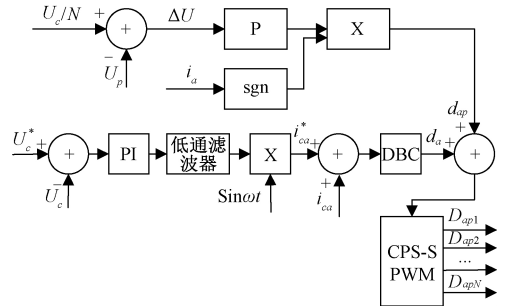


图 5 CPS-PWM 调制技术

通过相位交错的三角载波进行比较, 可以得出第 L 个 H 桥逆变器模块其相位为:

$$\varphi_L = \varphi + 2\pi L/N \quad (22)$$

4 仿真分析

为验证改进的并联型 H 桥 APF 控制策略的可行性, 通过 Matlab/simulink 进行仿真实验。根据实际 APF 参数, 具体的仿真主要实验参数如表 1 所示^[16]。

表 1 仿真主要参数

参数	数值
电网电源相电压基波有效值 U_s/V	220
电网电源的频率 f/Hz	50
桥臂电压给定值 U_c/V	800
桥臂连接电感 L/mH	10
H 桥悬浮电容 C/mF	100
整流侧负载电感 L/mH	26
整流侧负载电阻 R/Ω	50

三相电网电流滤波前电流波形如图 6 所示, 经过改进的并联型 H 桥 APF 控制策略后的电流波形如图 7 所示, 补偿前、传统和改进补偿后 20 次以下电流幅值相对于基波电流幅值对比如表 2 所示。对比这两个图中的电流波形并结合表 2 可以看出改进的 H 桥 APF 控制策略在电网电压畸变时, 仍然具有显著的滤波效果, 但电流波形还是存在毛刺, 毛刺存在的原因是, 谐波电流在毛刺对应时刻发生突变, 而 IGBT 开关频率有限, 会导致系统在跟踪谐波电流信号时存在延时。

改进的并联型 H 桥 APF 控制策略滤波后的 a 相桥臂电压波形如图 8 所示, 改进的并联型 H 桥 APF 控制策略滤波后的 a 相 H 桥的电容电压波形如图 9 所示。从两个波形图可以看出外环电压 PI 控制能实现桥臂电压的稳定, 而内环均压比例控制可以将电压维持在参考电压附近。

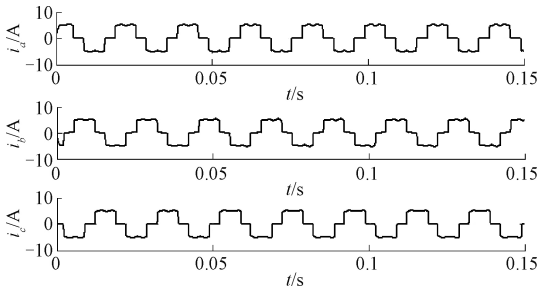


图 6 滤波前的电网电流

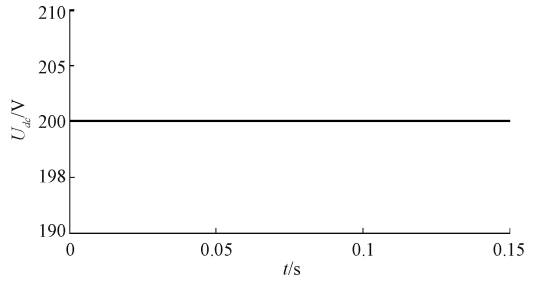


图 9 a 相 H 桥的电容电压

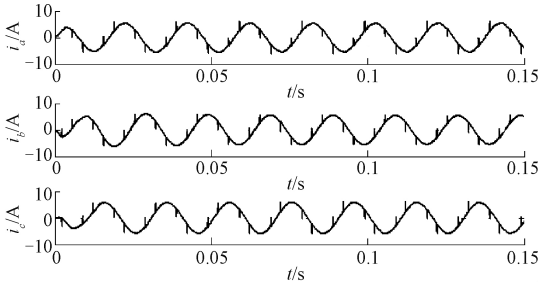


图 7 滤波后的电网电流

5 结 论

本文提出改进的并联型 H 桥有源滤波器控制策略,综合使用了自适应谐波检测算法和 CPS-SPWM。仿真结果表明,通过自适应谐波检测算法为无差拍控制提供精确的补偿指令,与传统方法相比,CPS-SPWM 为有源滤波器提供更准确的调制波信号,并证明提出的外环电压 PI 控制和内环均压比例控制的稳定性。

参考文献

- [1] 吴雷,夏世平. 并联型 APF 比例谐振控制优化研究[J]. 电子测量技术,2017,40(12): 49-53.
- [2] 马立新,徐聪,项庆. 应用于有源滤波器的新型软锁相环技术[J]. 电力科学与工程, 2017, 33(3): 7-12.
- [3] 卓放,王兆安. 有源电力滤波器技术的发展与电能质量的提高[J]. 电工技术杂志, 2002(6): 1-3,7.
- [4] 杨德友,王博,蔡国伟. 基于改进自适应局部迭代滤波的谐波检测方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(10):2274-2281.
- [5] 张国荣,程统,邹扬,等. H 桥级联有源滤波器输出电感的选择[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(12): 1843-1851.
- [6] 陈仲,王志辉,李梦南,等. 交错降压式全桥有源电力滤波器[J]. 中国电机工程学报, 2013,33(30):34-40.
- [7] 李建林,赵栋利,赵斌,等. 载波相移 SPWM 级联 H 型变流器及其在有源电力滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2006,26(10): 109-113.
- [8] 王朝明,王华广,王晴. 基于双 PI 控制器的模块化多电平变换器环流抑制策略[J]. 电网技术, 2014,38(10): 2905-2912.
- [9] 马立新,周磊,张海兵,等. 自适应智能化谐波电流检测方法[J]. 电子科技,2016,29(2): 126-128,133.
- [10] 陈秋明. 一种在线检测基波无功电流和谐波电流的简便方法[J]. 中国电机工程学报, 2006,26(14): 71-74.
- [11] 熊桥坡,罗安,马伏军. 模块化多电平 SVG 负序补偿容量比较[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(24): 4049-4056.
- [12] 黄海宏,江念涛,毕楠夏,等. 一种混合谐波检测法在 APF 中的应用[J]. 电子测量与仪器学报,2016,30(2):

表 2 补偿前、传统和改进补偿后 20 次以下电流幅值相对于基波电流幅值对比

谐波次数	补偿前 $I_n/I_F/\%$	传统补偿后 $I_n/I_F/\%$	改进补偿后 $I_n/I_F/\%$
1	100	100	100
3	3.6	1.85	0.65
5	22.99	11.4	2.45
7	9.58	4.87	1.15
9	1.54	0.77	0.39
11	9.96	4.97	2.07
13	5.48	2.86	1.08
15	2.45	1.23	0.68
17	6.46	3.25	1.85
19	3.06	1.53	0.9

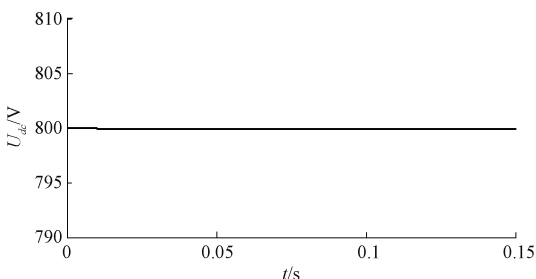


图 8 a 相桥臂电压波形

- 297-303.
- [13] 杨兴武,薛花,高淳.一种新型 MMC 拓扑的分析与控制[J].电力自动化设备,2014,34(1):96-101.
- [14] 柯春俊,李英,周立新,等.变压器均压球油隙放电全比例模型试验研究[J].变压器,2017,54(10):69-70.
- [15] 杨波,曾光,钟彦儒,等.大容量链式多电平变换器的优化 CPS-PWM 方法[J].电工技术学报,2013,28(10):167-178.
- [16] 孙孝峰,王伟强,沈虹,等.基于双阻性有源滤波器的背

景谐波抑制策略[J].电工技术学报,2016,31(16):145-153.

作者简介

马立新,教授,主要研究方向为配电网规划与优化配置、电力电子与电力传动、电力负荷需求分析与预测方法、调速系统智能控制。

E-mail:malx_ail@sina.com

杨帆(通信作者),硕士。

E-mail:1171341925@qq.com