

一种新型的四桥臂并联有源电力滤波器的 复合开关控制策略

乐健, 刘开培, 谭甜源

(武汉大学电气工程学院, 湖北省 武汉市 430072)

A Novel Compound Switching Control Strategy of the 4-leg Shunt Active Power Filter

LE Jian, LIU Kaipei, TAN Tianyuan

(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, Hubei Province, China)

ABSTRACT: This paper presented an improved space vector modulation (SVM) method applicable to the 4-leg shunt active power filter (APF) to solve the problems such as complex computation, large time delay of the current SVM methods. The principle and realization of the method was introduced in detail, and its correctness and effectiveness was verified through simulation results. And in order to improve the control accuracy and response speed of the 4-leg APF simultaneously, a novel compound switching control strategy which combined the improved SVM and current hysteresis control method effectively and thus can take the advantages of these two methods was present. The realization and parameter calculation method of the strategy was also given. The correctness and effectiveness of the strategy was verified through both the simulation calculation and lab test results. The strategy is simple calculation and easily to be implemented in hardware, and has some value in improving the compensation effects of the 4-leg shunt APF.

KEY WORDS: four-leg shunt active power filter (APF); compound control policy; space vector modulation; current hysteresis control policy

摘要: 为解决四桥臂并联有源电力滤波器(active power filter, APF) 现有的空间矢量控制(space vector modulation, SVM)算法计算复杂、延时较大的问题, 首先提出一种改进的空间矢量控制方法, 详细说明该方法的原理和具体实现, 通过仿真计算验证了该方法的正确性和有效性。同时, 为使得四桥臂并联 APF 具有控制精度高和响应速度快的性能, 将所提出的改进空间矢量控制和电流滞环控制进行了有效结合, 提出一种兼具两种控制方法各自优点的复合控制策略。给出该策略的实现和参数计算方法, 通过仿真计算和物理实验验证了所提方法的正确性和有效性。所得方法计算简单, 易于硬件实现, 对于提高四桥臂并联 APF 的补偿效果具有一定的应用价值。

关键词: 四桥臂并联有源电力滤波器; 复合控制; 空间矢量控制; 电流滞环控制

0 引言

四桥臂并联有源电力滤波器(active power filter, APF)具有较强的谐波和中线电流补偿能力, 尤其适用于三相四线制系统的谐波治理^[1-2]。随着非线性负荷应用的增多和特性的变化, 综合负荷的谐波特性出现了如下新的特点: 在不同的天气条件下, 在不同的季节、不同的工作日, 甚至在一天中的不同时段, 负荷的运行情况差异较大, 使得谐波特性也随之发生较大变化。根据对城市负荷密集群的供电系统的谐波含量的调查分析, 在不同季节中电流谐波含量变化也较大, 如冬季所产生的谐波高于夏季。因此对 APF 新的要求是在负载谐波含量较大时能对谐波和中线电流进行良好的补偿, 即具有快速响应性; 在负载谐波含量较小时自身输出的纹波电流较小, 即具有高控制精度。综合而言即要求 APF 具有较好的自适应能力。

影响 APF 补偿快速性和控制精度的因素主要包括如下几个方面: 1) 参考电流的计算^[3-4]。其计算的速度和准确性将分别影响 APF 的快速响应性和控制精度; 2) APF 的元件参数和运行参数^[5], 主要包括桥臂输出电感、直流侧电压; 3) 开关控制策略。APF 基本的开关控制方法可分为开关频率不固定的方法, 如电流滞环控制^[6-7]和开关频率固定的方法, 后者又可分为载波型^[8]和空间矢量型^[9]两种。在上述影响因素中参考电流的计算方法和 APF 的参数一般在运行过程中基本保持不变, 因此研究适

用的开关控制策略而确保 APF 具有足够的自适应能力是最可行的方案。

在并联 APF 的开关控制策略中, 电流滞环控制使得桥臂输出电流在一个采样周期内具有恒定的变化率, 相当于存在一定的过补偿, 因此其响应速度快, 适用于谐波含量较大的情况。但这种过补偿的控制方式使得在谐波含量较小时补偿电流中纹波电流也较大, 控制精度变差, 同时存在开关频率不固定的缺点。载波控制和空间矢量控制(space vector modulation, SVM)均是通过改变一个采样周期内开关管开通和关断时间的比例来控制输出电流, 控制精度高, 开关频率固定。但由于参考值计算和电流变化时必然存在的滞后, 这两种控制方式均存在当谐波含量较大时响应速度不足的问题。

为了解决上述基本开关控制策略无法兼顾高谐波含量时响应速度要求和低谐波含量时控制精度要求的矛盾, 一些研究提出了相应的解决方法。文献[10]提出了一种基于电压矢量的双滞环电流控制方法, 但其对谐波的快速补偿性能体现在过渡过程中, 而对 APF 主要考虑的是稳态补偿性能。文献[11]采用“尝试-错误-校正-保持”的方法判定参考电压的区域, 但这种过程造成的延时将大大降低响应速度。文献[12]提出一种静止坐标系下 PI 和重复并联运行的电流复合控制策略, 但仍是一种滞环控制方法, 未解决开关频率不固定的问题。其他还有利用人工智能技术来设计 APF 的开关控制方法^[13], 但因其实现复杂而未得到广泛应用。

从对电流滞环控制和载波及空间矢量控制优缺点的分析可知, 如能设计一种将电流滞环与空间矢量控制相结合的复合控制策略, 充分利用电流滞环控制响应速度快以及空间矢量控制控制精度高的优点, 将能保证并联 APF 在不同谐波状况时均具有良好的补偿性能。

本文首先提出一种四桥臂并联 APF 的空间矢量控制方法, 该方法计算简单, 易于硬件实现。在此基础上, 将电流滞环控制和空间矢量控制进行有效地结合, 分别以空间矢量控制和电流滞环控制为计算核心形成了一种复合控制方法。该控制方法下的并联 APF 在负载谐波含量较大时具有响应速度快的优点, 在负载谐波含量较小时具有控制精度高的优点。仿真和实验结果验证了所提出方法的正确性和有效性。

1 改进的空间矢量控制策略

1.1 改进空间矢量控制策略的思路

四桥臂并联 APF 的拓扑结构如图 1 所示。

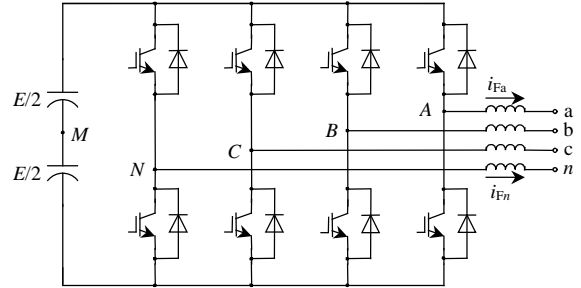


图 1 四桥臂并联 APF 统一的拓扑结构

Fig. 1 Four-leg topology of shunt APF

目前应用于三相四线制并联型 APF 的空间矢量控制的主要思路^[14]是通过将开关矢量构成的空间进行划分编号, 判断某个采样周期内参考电压矢量位于的分区, 选择构成该分区的几个开关矢量并按照一定的次序和作用时间来得到该周期内的控制脉冲。该算法整个实现过程的物理概念很清晰, 比较容易理解, 但在硬件实现过程中存在的主要问题是计算各矢量的作用时间很复杂, 导致计算延时增大。文献[15]提出了一种应用于四桥臂逆变器的空间矢量控制方法, 计算过程简单, 但没有说明其原理, 且其控制目标是使得输出电压为基波分量。

上述空间矢量控制是将同一时刻各桥臂的开关状态(以桥臂上开关管的开关函数进行表示)的组合作为一个整体来考虑, 主要从开关状态轴的方向来进行研究, 如图 2 所示。在一个采样周期内, 这样的组合数量众多, 且需要计算各开关状态组合的作用时间, 造成了控制系统计算延时增大。若从

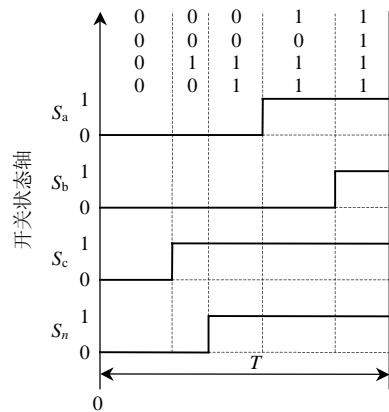


图 2 现有空间矢量法原理

Fig. 2 Principle of the current SVM

时间轴方向来考虑,可发现每周期内一个桥臂的开关状态只发生一次变化,只要确定其状态转换的时刻即可产生所需要的控制脉冲,如图3(a)和(b)所示。同时注意到,如果确定了桥臂 N 的状态转换时刻 T_N ,则桥臂 $A、B、C$ 开关状态的转换时刻可根据式(1)求解。

$$T_J = T_N \pm \frac{u_{JN,ref}}{E} T \quad (1)$$

式中: E 为直流电容电压; T 为采样周期; $T_J(J=A, B, C)$ 为各桥臂开关状态的转换时刻。若取本采样周期的起始时刻为0时刻, T_J 即为各桥臂初始开关状态(上一采样周期末的开关状态)的作用时间,如图3(a)所示。式中正负号的选取与本采样周期的初始开关状态有关:若初始开关状态为0,如图3(a)所示,式(1)中取负号;若初始开关状态为1,如图3(b)所示,则取正号。 $u_{JN,ref}$ 为桥臂 $A、B、C$ 中点对桥臂 N 中点电压的参考值。

改进的空间矢量控制策略基本思路为:首先确

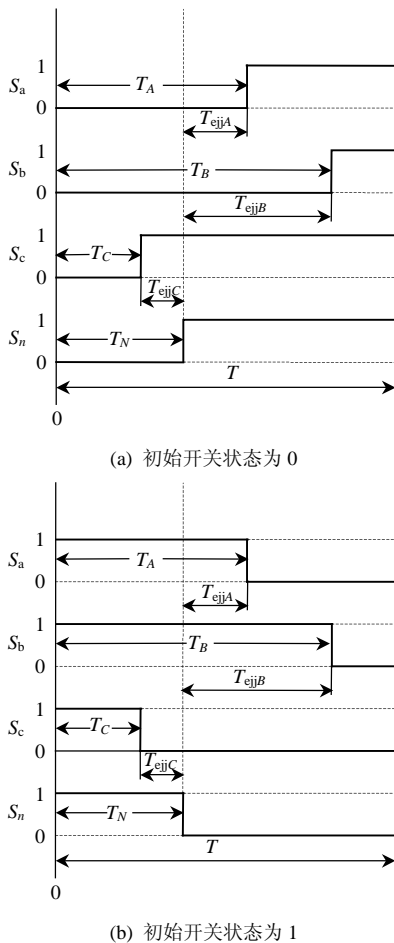


图3 改进空间矢量法原理
Fig. 3 Principle of the improved SVM

定桥臂 N 开关状态的转换时刻,然后根据式(1)确定桥臂 $A、B、C$ 开关状态的变转换时刻,使得桥臂 $A、B、C$ 开关状态与 N 桥臂开关状态相异的时间(如图3(a)和(b)中的 T_{effj})内,输出电压 $u_{AN}、u_{BN}、u_{CN}$ 与其参考值相等,从而满足控制目标的要求。

1.2 改进空间矢量控制策略的实现

由上述分析可以看到,如何确定桥臂 N 开关状态的转换时刻成为改进空间矢量控制实现的关键。一般情况下,在一个给定采样周期内,满足给定参考值要求的开关方式组合可能有很多,本文采用图4所示的脉冲发生方式。该方式将 $u_{AN}、u_{BN}、u_{CN}$ 的零电压段分为2个部分,分别安排在采样周期的前段和后段。这种方式使得控制脉冲在相邻两采样周期内具有对称性,消除了输出电流中的偶数次谐波。

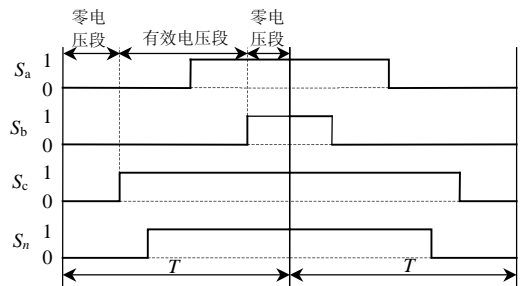


图4 脉冲发生方式

Fig. 4 Pulses generation method

记各桥臂中点对直流电容中点 M 的电压分别为 $u_{AM}、u_{BM}、u_{CM}$ 和 u_{NM} ,可得到

$$u_{JM} = u_{JN} + u_{NM}, J = A, B, C, N \quad (2)$$

电压 $u_{JN}(J=A, B, C)$ 必须满足:

$$-E \leq u_{JN} \leq E \quad (3)$$

电压 $u_{JM}(J=A, B, C, N)$ 必须满足:

$$-E/2 \leq u_{JM} \leq E/2 \quad (4)$$

定义:

$$u_{min} = \min(u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}) \quad (5)$$

$$u_{max} = \max(u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}) \quad (6)$$

$$u_{mid} = \text{mid}(u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}) \quad (7)$$

可得到:

$$u_{max} - u_{min} \leq E \quad (8)$$

由式(2)可看出: u_{JN} 为可计算得到的已知量,而 u_{JM} 可看作以 u_{NM} 为自变量的变量,画出 (u_{JM}, u_{NM}) 如图5所示。图中,阴影部分为 (u_{JM}, u_{NM}) 可能的取

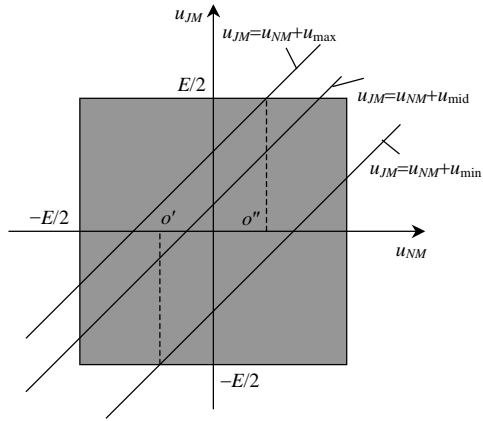


图 5 u_{JM} 与 u_{NM} 的关系曲线

Fig. 5 Relationship between u_{JM} and u_{NM}

值区域，而 u_{NM} 的取值应该满足式(9)，即图中的线段 $o'o''$ 。

$$-E/2 - u_{\min} \leq u_{NM} \leq E/2 - u_{\max} \quad (9)$$

u_{NM} 的取值方法为

$$u_{NM} = \begin{cases} -u_{\min} / 2, & u_{\max} < 0 \\ -u_{\max} / 2, & u_{\min} > 0 \\ -(u_{\min} + u_{\max}) / 2, & \text{其它} \end{cases} \quad (10)$$

计算得到图 3 中各桥臂初始开关状态的作用时间为

$$T_J = \frac{T}{2} (1 \pm \frac{u_{JM}}{E/2}), \quad J = A, B, C, N \quad (11)$$

可验证本文提出的改进空间矢量控制算法最终得出的控制脉冲与文献[14]算法所得控制脉冲是完全相同的。可以看到，改进的空间矢量算法需要的采集量是三相负载电流和三相系统电压，各桥臂开关状态的选择及其作用时间通过式(11)来完成，整个计算过程只包含有一些简单的四则运算，硬件实现容易。用数字信号处理器(digital signal processor, DSP)来实现这部分算法时，对应的汇编语句数量一般少于 100 句，在 DSP 时钟频率为 40MHz 时，该部分的计算延时通常小于 13μs。可见，改进的 SVM 算法使得控制脉冲产生环节的计算延时大大减小，提高了空间矢量控制的实用性。

2 复合控制策略

本文将上述改进空间矢量控制算法和常规电流滞环控制算法进行有效结合，形成了一种复合控制方法，其原理框图如图 6 所示。

该复合算法首先根据空间矢量控制算法计算得到参考电压的基本量，其次按照电流滞环控制的

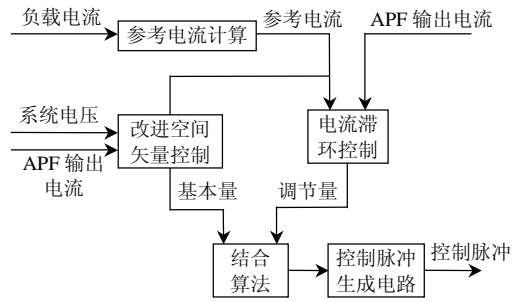


图 6 复合控制的原理框图

Fig. 6 Principle frame of the compound control

形式来计算得到调节量。即当电流误差处于设定的滞环带内时，调节量计算环节不起作用，调节量输出为 0。

只有电流误差超出滞环带时，才按照一定的算法根据电流误差计算得到调节量。当补偿对象谐波含量较小时，此时空间矢量控制的响应速度基本能满足控制要求，电流滞环控制基本不起作用，使得此时具有较好的控制精度；当补偿对象谐波含量较大时，空间矢量控制响应速度不能满足控制要求，电流误差较大，此时根据电流误差计算调节量，并与空间矢量控制计算得到的基本量相加，其作用相当于一个附加的超前校正环节，对计算延时进行了有效地补偿，从而保证了具有较高的响应速度。

电流外环控制的调节量可通过如下方法计算得到。

1) 以分级的方式来计算调节量。

$$\Delta u_h = \begin{cases} 0, & |i_{F, \text{err}}| \leq h \\ \Delta U, & h \leq i_{F, \text{err}} \leq 2h \\ -\Delta U, & -2h \leq i_{F, \text{err}} \leq -h \\ 2\Delta U, & 2h \leq i_{F, \text{err}} \leq 3h \\ -2\Delta U, & -3h \leq i_{F, \text{err}} \leq -2h \\ \dots \end{cases} \quad (12)$$

式中： $i_{F, \text{err}}$ 为桥臂输出电流误差； h 为滞环死区； ΔU 可根据直流电压的大小进行适当的选择，例如取 $\Delta U = E/20$ 。这种方法调节量的计算只需要电流的误差信号，鲁棒性较好，但控制精度与所划分等级的多少相关。划分的等级较多，控制精度高，但响应速度也变慢；划分的等级较少，响应速度较快，但控制精度下降。

2) 对输出电流误差进行 PI 调节。

$$\Delta u_h = \begin{cases} 0, & \text{且PI控制器复位, } |i_{F,\text{err}}| \leq h \\ (k_p + \frac{k_i}{s})i_{F,\text{err}}, & |i_{F,\text{err}}| > h \end{cases} \quad (13)$$

式中 $\Delta u_h=0$ 时PI控制器复位。

为减小PI环节中的比例系数选择对控制效果的影响,取消了比例环节,只采用其中的积分环节。本文以电流误差刚超过滞环带下限的情况来说明积分环节系数的计算方法。此时,桥臂输出电流误差为 h ,通过空间矢量控制计算得到的参考电压的变化量为

$$u_1 = \frac{L_S}{T} h \quad (14)$$

式中 L_S 为桥臂A、B、C输出电感。

通过PI环节得到的调节量为

$$u_2 = k_1 h T \quad (15)$$

在采样频率足够高时,可认为系统电压保持不变,则可得到本采样周期后预期的输出电流变化:

$$\Delta i_F = \frac{u_1 + u_2}{L_S / T} \quad (16)$$

希望电流变化后不超过滞环带的上限,即

$$-h + \Delta i_F \leq h \quad (17)$$

可以得到

$$k_1 \leq L_S / T^2 \quad (18)$$

实际计算过程中取

$$k_1 = L_S / T^2 \quad (19)$$

本文采用方法2)来计算外环控制的调节量。

综合上述分析,本文提出的复合控制实现步骤为:

1) 根据改进空间矢量算法通过式(10)计算得到

u_{NM} 。

2) 根据式(2)计算得到 u_{JM} 。

3) 将 u_{JM} 按下式进行调节。

$$u'_{JM} = u_{JM} + \Delta u_{h,j} \quad (20)$$

式中 $\Delta u_{h,j}$ 通过式(13)计算得到。

4) 将计算得到的 u'_{JM} 代入式(11),从而可得到该采样周期内的控制脉冲。对 u_{NM} 不进行调节。

3 仿真计算及其结果分析

3.1 改进空间矢量算法的验证

图7和表1分别为仿真计算模型和参数设置。各支路电流方向分别如图7中所示。并联型

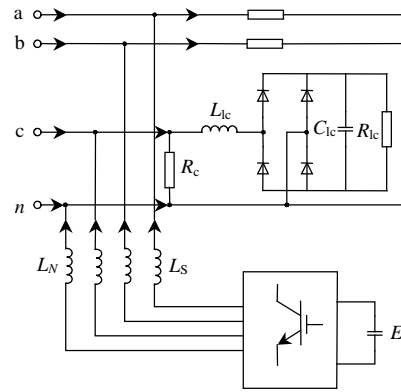


图7 仿真计算模型

Fig. 7 simulation model

表1 改进空间矢量算法下的仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of the improved SVM

参数	数值	
系统及APF参数	L_S/mH	4.65
	L_H/mH	4
	E/V	600
	U_S/V	220
a相负载	R_a/Ω	20
b相负载	R_b/Ω	20
c相负载	R_c/Ω	10
	L_{ic}/mH	6
	R_{ic}/Ω	8
	$C_{ic}/\mu\text{F}$	2 200

APF的采样频率为10kHz,0.1s时刻投入。负载为电阻加单相整流全桥并联电容电阻。a、b相负载均为纯阻性负载。

采用改进空间矢量控制方法,仿真得到的系统三相电流波形、系统c相电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)值变化、系统中线电流波形及系统中线电流有效值分别如图8(a)~(d)所示。

从图8(a)可看出,补偿之后系统a、b、c相电流的波形基本为正弦,且三相电流有效值基本趋向一致。从图8(b)可看出,补偿之前系统c相电流的THD大于20%,补偿之后则降为小于5%,表明采用该算法的四桥臂并联型APF具有良好的谐波补偿能力。从图8(c)和(d)可看出,补偿之后系统中线电流有效值从大于40A降低为小于2.5A,表明该算法具有良好的中线电流补偿能力。

仿真计算表明,三相四线制并联型APF在应用所提出的改进空间矢量控制策略时,具有良好的谐波和中线电流补偿能力,验证了该算法的正确性和有效性。改进后的算法计算简单,减小了控制系统

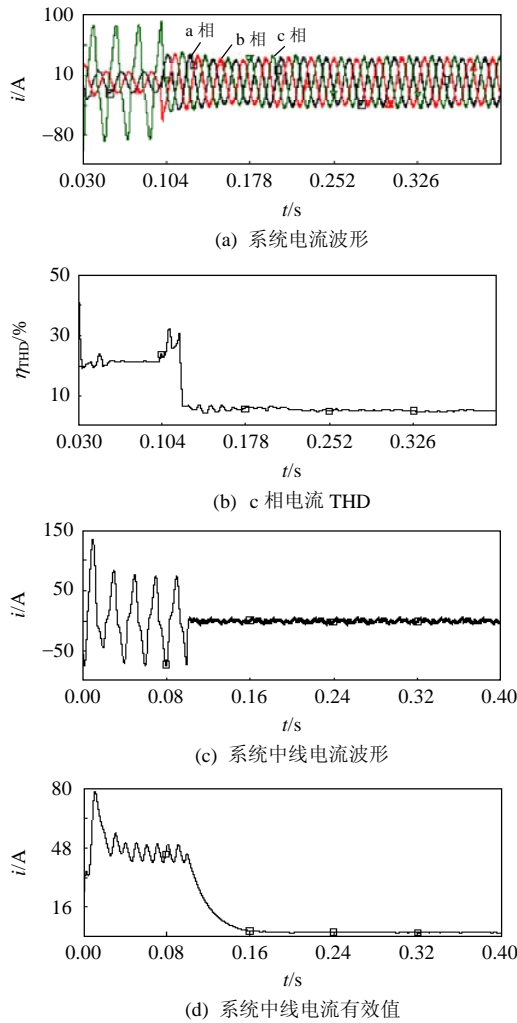


图 8 改进空间矢量算法的仿真结果

Fig. 8 Simulation results of the improved SVM

的计算延时,提高了并联型 APF 的补偿效果,同时可方便地利用现有的硬件实现。

3.2 复合控制算法的验证

分别采用改进的空间矢量控制和复合控制,利用图 6 中的仿真计算模型和表 2 中的参数来进行仿

表 2 复合控制算法的仿真参数

Tab. 2 Simulation parameters of the compound switching control

参数	数值	
系统及 APF 参数	L_S/mH	4.65
	L_H/mH	4
	E/V	600
	U_S/V	220
a 相负载	R_a/Ω	20
b 相负载	R_b/Ω	20
c 相负载	R_c/Ω	10
	L_{lc}/mH	4
	R_{lc}/Ω	8
	$C_{lc}/\mu\text{F}$	2 200

真计算。采样周期为 0.1 ms, 式(13)中 $h=1\text{ A}$, $k_I=465\text{ V}/(\text{A}\cdot\text{ms})$, $k_P=0$ 。

两种控制方法下桥臂 C 输出电流波形和系统 c 相电流 THD 分别如图 9(a)和(b)所示。

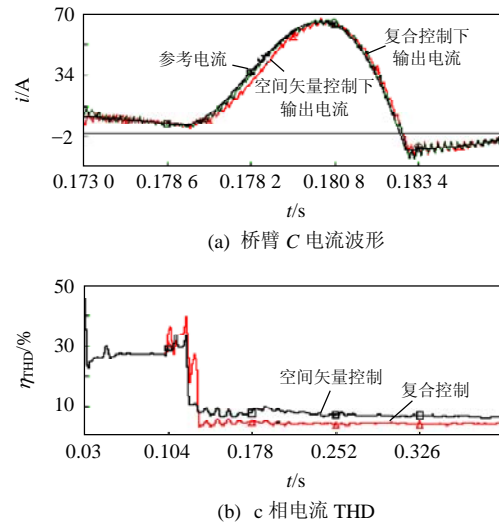


图 9 复合控制算法的仿真计算结果

Fig. 9 Simulation results of the compound switching control

从图 9(a)中可看出,采用改进的空间矢量控制策略时,桥臂 C 输出电流在某些时段内不能跟踪参考值;而采用复合控制时,桥臂输出电流能够良好地跟踪参考电流。从图 9(b)中可看出,采用复合控制策略时,补偿后系统 c 相电流的 THD 值小于采用空间矢量控制时的情况。这说明,在参考电流具有较大变化率的时间段内,由于空间矢量的响应速度较慢,桥臂输出电流不能良好地跟踪参考值,影响了补偿效果;而复合控制有效地利用了电流滞环控制响应速度快的特点,补偿效果较好。

分别采用常规电流滞环控制^[4]和复合控制,利用图 6 中仿真模型和表 3 中的数据进行仿真计算。

表 3 仿真计算参数

Tab. 3 Simulation parameters

参数	数值	
系统及 APF 参数	L_S/mH	4.65
	L_H/mH	4
	E/V	600
	U_S/V	220
a 相负载	R_a/Ω	50
b 相负载	R_b/Ω	50
c 相负载	R_c/Ω	20

两种控制方式下系统 c 相电流的 THD 变化如图 10 所示。

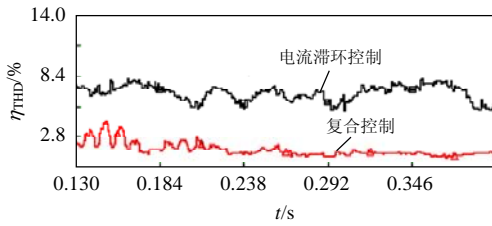


图 10 系统 c 相电流 THD

Fig. 10 THD of the phase c current

由于此时负载谐波含量较小,参考电流的变化率也较小,只采用电流滞环控制由于过补偿的程度较大,桥臂输出电流波动较大,控制精度较差,系统 c 相电流的 THD 值大于 5.6%;而采用复合控制时,系统 c 相电流的 THD 值小于 2.8%,说明复合控制在补偿对象谐波含量较小时具有控制精度高的优点。

4 物理实验及其结果分析

图 11 和表 4 分别为物理样机系统外观和实验所采用的参数设置。



图 11 系统 c 相电流 THD

Fig. 11 THD of the phase c current

表 4 实验参数

Tab. 4 Experimental simulation parameters

参数	数值	
系统及 APF 参数	L_S /mH	4.65
	L_H /mH	4
	E /V	600
	U_S /V	220
a 相负载	R_a /Ω	10
b 相负载	R_b /Ω	10
c 相负载	R_c /Ω	0
	L_{lc} /mH	5
	R_{lc} /Ω	20
	C_{lc} /μF	2 200

利用 FLUKF41B 采集波形并进行谐波分析。

图 12 和 13 中(a)、(b)、(c)和(d)分别为未补偿、采用电流滞环控制补偿、采用改进空间矢量控制补偿

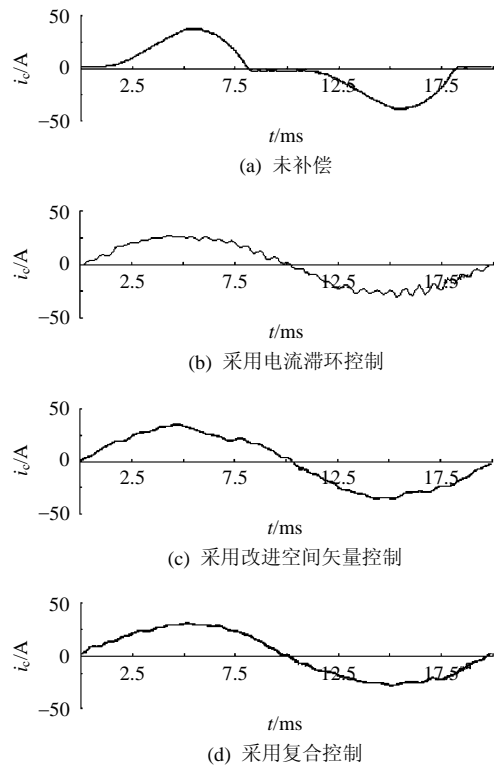


图 12 物理样机系统

Fig. 12 A prototype of 4-leg shunt APF

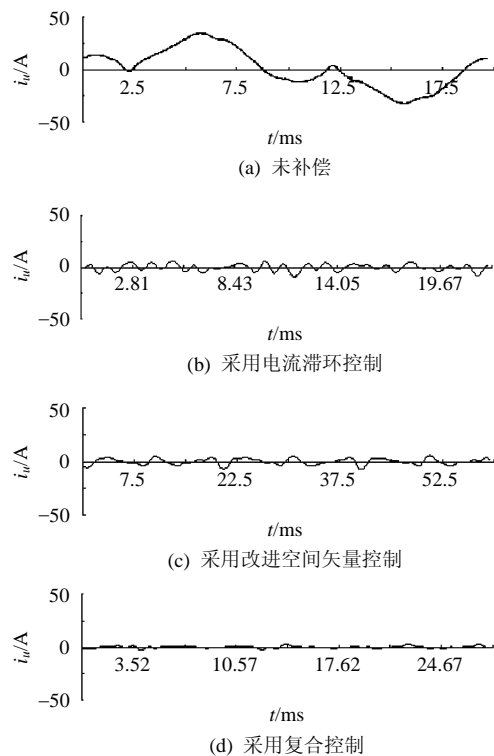


图 13 系统中线电流波形

Fig. 13 System neutral current waveform

和采用复合控制补偿后系统 c 相电流和中线电流波形。

表 5 和 6 分别为系统 c 相电流和中线电流实验结果的数据分析。表 5 中的谐波含量均为对基波有效值的比值。表 6 中由于补偿后中线电流中的基波含量很小, 故略去谐波含量分析。

表 5 系统 c 相电流实验结果分析

Tab. 5 Lab tests analysis of system phase c current

工况	总有效 值/A	基波 有效值/A	谐波含量/%				总 THD/ %
			3	5	7	9	
未补偿	15.64	14.62	38.6	7.63	3.48	3.40	42.05
电流滞环	20.03	19.65	2.14	1.93	4.06	2.13	8.35
空间矢量	20.25	20.07	6.55	4.04	2.92	1.57	10.92
复合控制	19.11	19.05	2.86	0.52	1.07	1.76	4.04

表 6 系统中线电流实验结果分析

Tab. 6 Lab tests analysis of system neutral current

工况	总有效 值/A	基波 有效值/A	谐波含量/%				总 THD/ %
			3	5	7	9	
未补偿	15.08	13.15	46.2	6.97	2.90	7.34	53.60
电流滞环	3.38	1.85	—	—	—	—	—
空间矢量	5.04	3.37	—	—	—	—	—
复合控制	2.15	1.07	—	—	—	—	—

从表 5 中可知, 采用 3 种算法时, 均能降低系统 c 相电流的 THD, 其中复合控制效果最好, 电流滞环次之, 改进空间矢量法效果较差。改进空间矢量法效果较差的原因是负载 c 相电流谐波含量大, 导致需补偿电流的变化率较高, 部分时段内桥臂输出电流无法跟踪参考电流, 从图 12 中(c)也可看出系统 c 相电流存在未补偿部分。而采用复合控制算法能较好地解决这一问题, 说明该算法具有良好的响应速度。另外, 根据电流滞环和复合控制的结果对比可知, 在均能补偿谐波电流的情况下, 复合控制输出的电流波动小, 说明该算法具有良好的控制精度。对表 6 中中线电流进行分析也可得出相同的结论。

5 结论

本文首先提出了一种四桥臂并联型 APF 的改进空间矢量控制方法, 解决了目前同类方法计算复杂、实现困难和计算延时较大的缺点, 通过仿真计算验证了该方法的正确性和有效性。在此基础上, 提出了以改进的空间矢量控制方法和电流滞环控制相结合的新型并联 APF 的复合控制方法。仿真和

实验结果表明: 该方法同时具有电流滞环方法响应速度快和空间矢量方法控制精度高的优点, 计算简单, 适于硬件实现, 能有效提高四桥臂并联 APF 的自适应能力, 具有一定的实用价值。

参考文献

- [1] 周林, 蒋建文, 周雒维. 基于单周控制的三相四线制有源电力滤波器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(3): 85-88.
Zhou Lin, Jiang Jianwen, Zhou Luowei. Three-phase four-wire active power filter with one-cycle control [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(3): 85-88(in Chinese).
- [2] 乐健, 姜齐荣, 韩英铎. 基于统一数学模型的三相四线并联有源电力滤波器的性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(7): 109-114.
Le Jian, Jiang Qirong, Han Yingduo. Performance analysis of three-phase four-wire shunt APF based on the unified mathematic model[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(7): 109-114(in Chinese).
- [3] 孙驰, 毕增军, 魏光辉. 一种新颖的三相四桥臂逆变器解耦控制的建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 124-130.
Sun Chi, Bi Zengjun, Wei Guanghui. Modeling and simulation of a three-phase four-leg inverter based on a novel decoupled control technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 124-130(in Chinese).
- [4] 马立新, 肖川, 林家隽, 等. 神经网络与锁相环相结合的谐波检测方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2011, 23(3): 24-29.
Ma Lixin, Xiao Chuan, Lin Jiajun, et al. Method of harmonic detection based on neural network combined with phase-locked loop[J]. Proceedings of the CSU-EPSSA, 2011, 23(3): 24-29(in Chinese).
- [5] 张国荣, 齐国虎, 苏建徽, 等. 并联型有源电力滤波器输出电感选择的新方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(6): 22-27.
Zhang Guorong, Qi Guohu, Su Jianhui, et al. A new method of output inductance selection in shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(6): 22-27(in Chinese).
- [6] 乐健, 姜齐荣, 韩英铎. 基于统一数学模型的三相四线有源电力滤波器的电流滞环控制策略分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(10): 85-91.
Le Jian, Jiang Qirong, Han Yingduo. The analysis of hysteresis current control strategy of three-phase four-wire APF based on the unified mathematic mode 1 [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(10): 85-91(in Chinese).

- Chinese).
- [7] 郑建勇, 王杰, 梅军, 等. 基于电压空间矢量的滞环电流控制方法和 APF 的系统设计[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(5): 49-52.
Zheng Jianyong, Wang Jie, Mei Jun, et al. Hysteresis current control based on voltage space vector and APF system design[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(5): 49-52(in Chinese).
- [8] Wong M C, Zhao Z Y, Han Y D. Three-dimensional pulse-width modulation technique in three-level power inverters for three-phase four-wired system[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 16 (3): 418-427.
- [9] 戴宁怡, 黄民聪, 唐净, 等. 新型三维空间矢量脉宽调制在三相四线系统中的应用[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(17): 45-49.
Dai Ningyi, Huang Mincong, Tang Jing, et al. A novel 3-dimensional space vector modulation for 3-phase 4-wire system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(17): 45-49(in Chinese).
- [10] 姜俊峰, 刘会金, 陈允平, 等. 有源滤波器的电压空间矢量双滞环电流控制新方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(10): 82-86.
Jiang Junfeng, Liu Huijin, Chen Yunping, et al. A novel double hysteresis current control method for active power filter with voltage space vector[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(10): 82-86(in Chinese).
- [11] Marei M I, El-Saadany E F, Salama M M A. A new contribution into performance of active power filter utilizing SVM based HCC technique[C]//Power Engineering Society Summer Meeting. Chicago, USA: IEEE, 2002(2): 1022-1026.
- [12] 张树全, 戴珂, 李直. 单相并联型有源电力滤波器电流复合控制[J]. 电力电子技术, 2010, 44(3): 22-24.
Zhang Shuquan, Dai Ke, Li Zhi. Current compound control strategy for single-phase shunt active power filter[J]. Power Electronics, 2010, 44(3): 22-24(in Chinese).
- [13] 顾颖杰, 汤洪海, 刘艳红. 新型复合神经网络控制的并联有源电力滤波器[J]. 电力系统及其自动化学报, 2005, 17(6): 39-42.
Gu Yingjie, Tang Honghai, Liu Yanhong. Novel shunt active power filter based on composite neural network [J]. Proceedings of the Chinese Society of Universities, 2005, 17(6): 39-42(in Chinese).
- [14] Shen D, Lehn P W. Fixed frequency space vector modulation control for three phase four leg active power filters[J]. IEEE Proceedings on Electric Power Applications, 2002, 149 (4): 268-274.
- [15] Kim J H, Sul S K. A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(1): 66-75.



乐健

收稿日期: 2011-03-15。

作者简介:

乐健(1975), 男, 博士, 副教授, 主要从事柔性输配电技术与电能质量控制技术研究, lej01@mails.tsinghua.edu.cn;

刘开培(1962), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电力电子技术的研究。

(责任编辑 张玉荣)