

一种基于T型三电平APF的优化无差拍控制

邸彩芸^{1,2}, 赵志^{1,2}, 李明星^{1,2}, 曹君慈³, 周皓³

(1. 国网冀北电力有限公司技能培训中心, 河北 保定 071051; 2. 保定

电力职业技术学院 电气工程系, 河北 保定 071051;

3. 北京交通大学 电气工程学院, 北京 100044)

摘要:针对电力电子装置产生的谐波电流注入电网所产生的污染问题,在建立T型三电平有源电力滤波器(APF)数学模型的基础上,提出了一种优化无差拍控制策略;该策略在传统无差拍控制基础上通过增加对输出补偿电流的一步预测,来抵消因数字系统的延时而对补偿效果带来的影响。分别给出了传统无差拍控制和优化无差拍控制两种控制策略相应的数学模型,采用Matlab/Simulink对两种控制策略进行了仿真,仿真结果均表明优化无差拍控制策略具有良好的谐波补偿效果。

关键词:T型三电平;有源电力滤波器;延时;无差拍控制;预测控制

中图分类号:TP27 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19546

An Optimized Deadbeat Control Based on T-type Three-level Active Power Filters

DI Caiyun^{1,2}, ZHAO Zhi^{1,2}, LI Mingxing^{1,2}, CAO Junci³, ZHOU Hao³

(1. State Grid Jibei Electric Power Company Limited Skills Training Center, Baoding 071051, Hebei,

China; 2. Department of Electrical Engineering Baoding Technical College of Electric

Power, Baoding 071051, Hebei, China; 3. School of Electrical Engineering,

Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: For the pollution caused by the harmonic current generated by power electronic devices injected into the power grid, based on the establishment of T-type three-level active power filter (APF) mathematical model, an improved deadbeat control strategy was proposed; on the basis of the strategy in the traditional deadbeat control, a step prediction of output compensation current was added to offset the impact of the digital system for the delay of the compensation effect. The traditional deadbeat control and improved deadbeat control mathematical model of two control strategies were presented, Matlab/Simulink was used to simulate the two control strategies. The simulation results show that the improved deadbeat control strategy has good harmonic compensation effect.

Key words: T-type three-level; active power filter (APF); delay; dead-beat control; predictive control

随着电力电子设备的使用极大地提高了电能效率,但与此同时也向电网注入了大量的谐波电流和无功,这样不仅影响了电网的电能质量^[1],而且还给其他用电设备造成非常大的危害。有源电力滤波器(APF)不仅有效消除电网谐波,而且还能补偿无功功率而受到广泛关注^[2]。由于三电平拓扑相对于传统两电平拓扑来讲,具有开关应力更小、耐压等级更高等优点而适合在高压、大功率的场合广泛应用^[3]。T型三电平拓扑相比传统二极管钳位型三电平拓扑,无论是钳位二极管的数量还是系统的成本均有所减少,并且系统

的功率损耗更低^[4],因此应用前景更广阔^[5]。三电平APF的电流跟踪控制策略主要有无差拍控制、滑模控制、神经网络控制、重复控制以及滞环电流控制等控制策略^[6]。

本文首先分析了T型三电平APF的工作原理,然后建立了相应的数学模型,为了避免因数字系统的延时而影响谐波补偿效果,在传统无差拍控制的基础上提出了一种优化无差拍控制策略,该策略通过采用对输出电流的预测来提高无差拍模型的准确性,达到提高APF的补偿效果。为比较传统无差拍控制和优化无差拍控制这两

基金项目:国家自然科学基金(51577007)

作者简介:邸彩芸(1981—),女,本科,讲师, Email:33955309@qq.com

种不同控制策略的优劣,对延时机理进行分析,并采用 Matlab/Simulink 对两种控制策略进行了仿真对比,仿真结果验证了本文所提控制策略的有效性。

1 T型三电平 APF 数学模型

图1为T型三电平APF的系统结构。

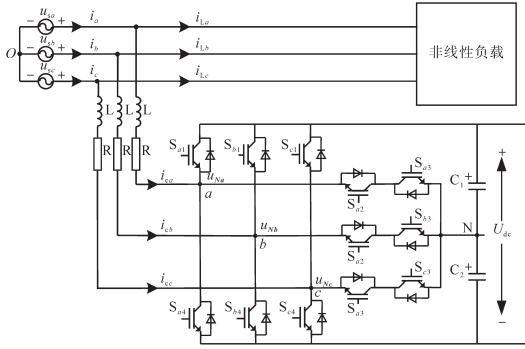


图1 T型三电平APF系统结构

Fig.1 System structure diagram of T-type three-level APF

由图1可以得到:

$$\begin{cases} u_{sa} = L \frac{di_{ca}}{dt} + i_{ca}R + u_{ao} \\ u_{sb} = L \frac{di_{cb}}{dt} + i_{cb}R + u_{bo} \\ u_{sc} = L \frac{di_{cc}}{dt} + i_{cc}R + u_{co} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} 分别为三相电网电压; i_{ca}, i_{cb}, i_{cc} 分别为三相补偿电流; u_{ao}, u_{bo}, u_{co} 分别为逆变器三相输出侧相对于O点电压; R 为APF交流侧的等效电阻值; L 为APF交流侧输出电感值。 d/dt 为微分算子。

建立 $d-q$ 坐标系下的交流小信号模型^[7], 得到T型三电平APF交流小信号模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} - \frac{U_{dc}}{2L} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & -\omega \\ \omega & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: U_{dc} 为直流母线电压; $u_{sd}, u_{sq}, i_{cd}, i_{cq}$ 分别为网侧电压、输出补偿电流 d, q 轴分量; d_d, d_q 分别为占空比的 d, q 轴分量; ω 为开关角频率。

将式(2)模型整理成状态空间方程的形式, 则有以下式

$$\dot{X} = AX + BU \quad (3)$$

其中 $X = [i_{cd} \ i_{cq}]^T$ $A = \begin{bmatrix} -R/L & \omega \\ -\omega & -R/L \end{bmatrix}$

$$U = [u_{sd} - d_d \frac{U_{dc}}{2} \quad u_{sq} - d_q \frac{U_{dc}}{2}]^T$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix}$$

2 优化无差拍控制

2.1 传统无差拍控制

将T型三电平APF交流小信号模型离散化, 可得到其离散数学模型为

$$\begin{bmatrix} d_d(k) \\ d_q(k) \end{bmatrix} = (H^{-1}G \begin{bmatrix} i_{cd}(k) \\ i_{cq}(k) \end{bmatrix} - H^{-1} \begin{bmatrix} i_{cd}^{Ref}(k+1) \\ i_{cq}^{Ref}(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sd}(k) \\ u_{sq}(k) \end{bmatrix}) \cdot \frac{2}{U_{dc}} \quad (4)$$

其中 $G = e^{AT_s}$ $H = (e^{AT_s} - I)A^{-1}B$

式中: $d_d(k), d_q(k)$ 分别为 k 时刻占空比的 d, q 轴分量; $i_{cd}(k), i_{cq}(k), i_{cd}^{Ref}(k+1), i_{cq}^{Ref}(k+1)$ 分别为 $k, k+1$ 时刻输出补偿、谐波电流值; $u_{sd}(k), u_{sq}(k)$ 分别为 k 时刻网侧电压 d, q 轴分量。

控制器的设计目标为

$$\begin{cases} i_{cd}(k+1) = i_{cd}^{Ref}(k+1) \\ i_{cq}(k+1) = i_{cq}^{Ref}(k+1) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $i_{cd}(k+1), i_{cq}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻输出补偿。

在理想情况下, 系统预测算法通过在 k 时刻的采样可得到 $k+1$ 时刻谐波电流指令值, 通过式(4)可得到占空比, 可得 k 时刻输出PWM信号来完成对功率器件的开关控制, 从而实现补偿电流对指令电流的跟踪。

图2为理想状态下无差拍控制时序图。

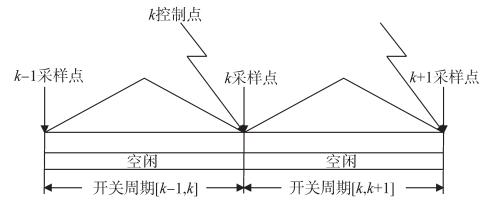


图2 理想状态下无差拍控制时序图

Fig.2 Dead-beat control sequence diagram in ideal state

实际上DSP在 k 时刻计算得到占空比, 由于计数比较器 $CMPR_1 \sim CMPR_6$ 的值在 $k+1$ 时刻才能得到更新, 因此存在一拍延时, 此时无差拍控制时序图如图3所示。此时T三电平APF数学模型为

$$\begin{bmatrix} d_d(k+1) \\ d_q(k+1) \end{bmatrix} = (H^{-1}G \begin{bmatrix} i_{cd}(k) \\ i_{cq}(k) \end{bmatrix} - H^{-1} \begin{bmatrix} i_{cd}^{Ref}(k+1) \\ i_{cq}^{Ref}(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sd}(k) \\ u_{sq}(k) \end{bmatrix}) \cdot \frac{2}{U_{dc}} \quad (6)$$

式中: $d_d(k+1)$, $d_q(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻占空比的 d, q 轴分量。

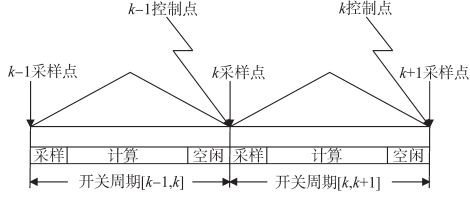


图3 实际情况下无差拍控制时序图

Fig.3 Dead-beat control sequence diagram under actual conditions

为了消除因数字系统的延时而影响谐波补偿的效果,传统无差拍控制策略通常对谐波电流指令值 $i_{cd}^{\text{Ref}}(k+1)$, $i_{cq}^{\text{Ref}}(k+1)$ 进行两步预测。常见的预测方式有拉格朗日插值法、线性预测法、重复预测以及神经网络预测法等方法。

现对谐波电流指令值以拉格朗日插值法为例做两步外推预测,即

$$\begin{cases} i_{cd}^{\text{Ref}}(k+1) = 6 \cdot i_{hd}(k-1) - 8 \cdot i_{hd}(k-2) + 3 \cdot i_{hd}(k-3) \\ i_{cq}^{\text{Ref}}(k+1) = 6 \cdot i_{hq}(k-1) - 8 \cdot i_{hq}(k-2) + 3 \cdot i_{hq}(k-3) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $i_{hd}(k-1)$, $i_{hq}(k-1)$, $i_{hd}(k-2)$, $i_{hq}(k-2)$, $i_{hd}(k-3)$, $i_{hq}(k-3)$ 分别为 $(k-1)$ 时刻、 $(k-2)$ 时刻、 $(k-3)$ 时刻谐波电流提取值。

此时, $(k-1)$ 时刻采样,预测谐波指令电流 $i_{cd}^{\text{Ref}}(k+1)$, $i_{cq}^{\text{Ref}}(k+1)$, 计算占空比, k 时刻完成占空比更新, T 型三电平 APF 传统无差拍控制下数学模型为

$$\begin{bmatrix} d_d(k) \\ d_q(k) \end{bmatrix} = \frac{2}{U_{dc}} \left\{ H^{-1} G \begin{bmatrix} i_{cd}(k-1) \\ i_{cq}(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sd}(k-1) \\ u_{sq}(k-1) \end{bmatrix} - H^{-1} \begin{bmatrix} 6 \cdot i_{hd}(k-1) - 8 \cdot i_{hd}(k-2) + 3 \cdot i_{hd}(k-3) \\ 6 \cdot i_{hq}(k-1) - 8 \cdot i_{hq}(k-2) + 3 \cdot i_{hq}(k-3) \end{bmatrix} \right\} \quad (8)$$

式中: $i_{cd}(k-1)$, $i_{cq}(k-1)$ 分别为 $k-1$ 时刻 d, q 轴输出补偿值; $u_{sd}(k-1)$, $u_{sq}(k-1)$ 分别为 $k-1$ 时新侧电压 d, q 轴分量。

2.2 优化无差拍控制

从上述分析可以看出,为了消除数字系统延时而影响系统,传统无差拍控制对谐波指令电流仅做了两步预测,但忽略输出电流滞后而影响补偿效果。

因此,本文提出优化无差拍控制策略在传统无差拍预测控制的基础上增加了对输出电流的预测。

现将式(4)进行前向差分,可得:

$$\begin{bmatrix} \frac{i_{cd}(k+1) - i_{cd}(k)}{T_s} \\ \frac{i_{cq}(k+1) - i_{cq}(k)}{T_s} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{cd}(k) \\ i_{cq}(k) \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_{sd}(k) - d_d(k) \cdot \frac{U_{dc}}{2} \\ u_{sq}(k) - d_q(k) \cdot \frac{U_{dc}}{2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

对式(9)进行整理可得:

$$\begin{bmatrix} i_{cd}(k+1) \\ i_{cq}(k+1) \end{bmatrix} = (T_s \cdot A + I) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd}(k) \\ i_{cq}(k) \end{bmatrix} + T_s B \begin{bmatrix} u_{sd}(k) - d_d(k) \cdot \frac{U_{dc}}{2} \\ u_{sq}(k) - d_q(k) \cdot \frac{U_{dc}}{2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} d_d(k) \\ d_q(k) \end{bmatrix} = \left\{ H^{-1} G \left[(T_s \cdot A + I) \begin{bmatrix} i_{cd}(k-1) \\ i_{cq}(k-1) \end{bmatrix} + T_s B \begin{bmatrix} u_{sd}(k-1) - d_d(k-1) \cdot \frac{U_{dc}}{2} \\ u_{sq}(k-1) - d_q(k-1) \cdot \frac{U_{dc}}{2} \end{bmatrix} \right] + \begin{bmatrix} u_{sd}(k-1) \\ u_{sq}(k-1) \end{bmatrix} - H^{-1} \begin{bmatrix} 6 \cdot i_{hd}(k-1) - 8 \cdot i_{hd}(k-2) + 3 \cdot i_{hd}(k-3) \\ 6 \cdot i_{hq}(k-1) - 8 \cdot i_{hq}(k-2) + 3 \cdot i_{hq}(k-3) \end{bmatrix} \right\} \cdot \frac{2}{U_{dc}} \quad (11)$$

由于电网电压在一个控制周期 T_s 内变化很小,因此不对电网电压 $u_{sd}(k)$, $u_{sq}(k)$ 进行预测。用式(10)替换式(8)中的 $i_{cd}(k-1)$, $i_{cq}(k-1)$, 可以得到 T 型三电平 APF 优化型无差拍控制下数学模型为式(11)。图4为优化无差拍控制策略框图。

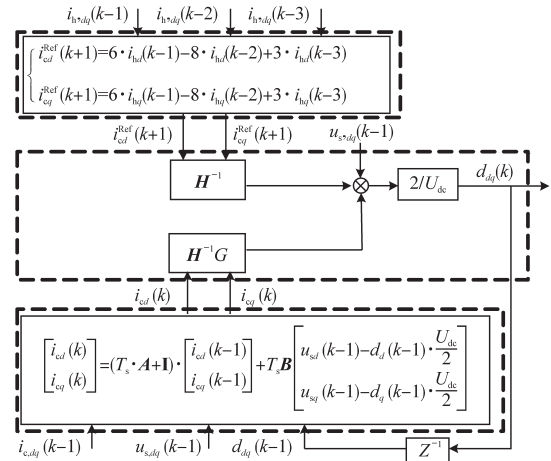


图4 优化无差拍控制策略框图

Fig.4 The block diagram of optimized deadbeat control strategy

3 实验结果

为了验证本文所提出的控制策略的有效性,用Matlab/Simulink分别搭建了传统无差拍控制策略和优化无差拍控制策略的仿真模型,并进行实验结果比较和分析。为保证在相同的测试条件下进行两种控制策略的比较,根据系统参数搭建具有相同负载及三电平调制程序(包含中点电位平衡控制)的仿真模型。系统参数设置如下:三相交流电源线电压有效值 $U_s=380\text{ V}$,APF输出最大补偿电流 $i_{c\max}=50\text{ A}$,滤波器输出电感 $L=2\text{ mH}$,直流侧电容 $C_1=C_2=2\ 200\ \mu\text{F}$,开关频率 $f_s=10\text{ kHz}$,电网频率 $f=50\text{ Hz}$,直流侧电压 $U_{dc}=800\text{ V}$,APF输出交流电抗等效电阻 $R=0.5\ \Omega$ 。

对传统无差拍控制策略和优化无差拍控制策略分别进行仿真和实验验证,并对补偿后电网电流进行谐波分析,2种电流控制策略的实验结果分别如图5、图6所示。

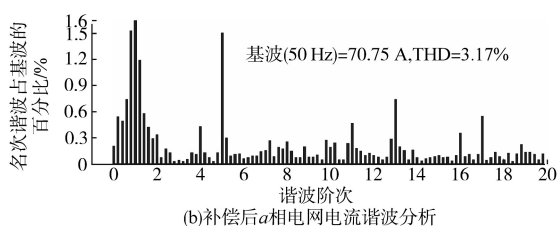
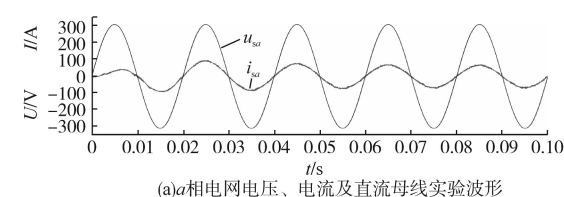


图5 传统无差拍控制实验波形

Fig.5 Experimental waveforms of traditional dead-beat control

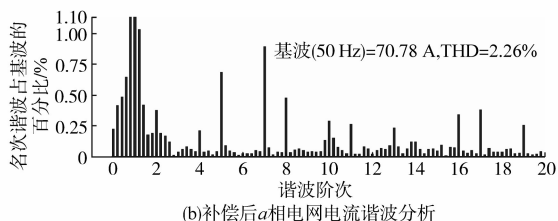
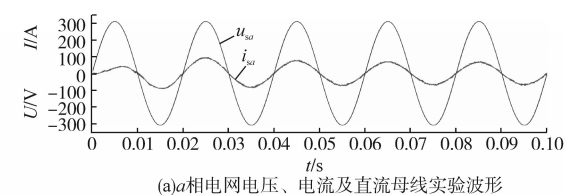


图6 优化无差拍控制实验波形

Fig.6 Experimental waveforms of optimized dead-beat control

从图5可以看出,采用传统无差拍预测控制

策略能够实现谐波电流抑制,电网电流基本呈正弦波形,电网电流的THD为3.17%,剩余谐波主要集中在5次、11次、13次、17次谐波。

从图6可以看出,采用优化型无差拍预测控制策略启动瞬间完成谐波电流的抑制,电网电流恢复正弦波形,电网电流的THD为2.26%,剩余谐波主要集中在5次、7次、8次、17次谐波。

对比与分析实验结果,两种无差拍控制策略均能实现谐波抑制的效果,但是本文提出的优化无差拍控制策略的谐波补偿效果更好,补偿后电网电流THD更低。

4 结论

针对如何抑制电力电子装置应用场合的电流谐波问题,基于T型三电平APF控制系统,在考虑数字系统延时的影响下,提出了一种对输出电流进行预测的优化无差拍控制策略,并搭建了Matlab/Simulink仿真模型,对比了2种控制策略的补偿效果。实验结果表明:2种电流控制策略均可有效地抑制谐波电流分量及补偿无功电流分量,但优化后的无差拍控制谐波补偿效果更好,有效地消除了数字系统延时对控制系统带来的影响,表明本文提出的控制策略具有良好的效果。

参考文献

- [1] ALVES D M B A, PEREZ VIEIRA P K, CABRAL D S E R. Application of the One-cycle Control Technique to a Three-phase Three-level NPC Rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2014, 50(2): 1177-1184.
- [2] Hu Haibing, Shi Wei, Lu Ying, et al. Design Considerations for DSP-controlled 400 Hz Shunt Active Power Filter in an Aircraft Power System[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(9): 3624-3634.
- [3] 周京华,柴小丰,祝天岳,等. 三电平有源电力滤波器谐波电流及中点电位平衡控制[J]. 电网技术, 2017, 41(6): 2012-2019.
- [4] 李国华,张影,汪玉凤,等. 基于预测控制的有源电力滤波器选择性谐波补偿方法[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2938-2942.
- [5] 何英杰,刘进军,王兆安,等. 基于重复预测原理的三电平APF无差拍控制方法[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 114-120.
- [6] 杨龙月,刘建华,王崇林. 有源电力滤波器精确反馈线性化准滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(33): 5868-5875.
- [7] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2005.

收稿日期:2018-09-25

修改稿日期:2018-11-27