

单相电力电子变压器整流级直接功率预测控制

宋平岗, 朱维昌, 戈 旺

(华东交通大学 电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要 文章将功率预测控制用于单相电力电子变压器(single-phase power electronic transformer, SPPET)整流级, 通过构造与网侧电压、电流正交的虚拟分量并在 $d-q$ 坐标系中进行分解, 得到 $d-q$ 坐标系下的网侧电压和网侧电流; 基于传统的预测模型, 运用功率预测控制算法和瞬时功率理论, 推导了单相电力电子变压器整流级交流侧的输出电压在预测模型下的控制矢量, 并采用传统的单极性调制方法调制交流侧输出电压。Matlab/Simulink 仿真结果表明, 此控制系统有功功率和无功功率动态响应速度快、抗干扰能力强、鲁棒性好, 具有工程应用价值。

关键词: 单相电力电子变压器; 预测模型; 功率预测算法; 单极性调制

中图分类号: TM41

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2016)04-0007-06

doi:10.13889/j.issn.2095-3631.2016.04.002

Predictive Direct Power Control of Single-phase Power Electronic Transformer Rectifier

SONG Pingang, ZHU Weichang, GE Wang

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang, Jiangxi 330013, China)

Abstract: A predictive direct power control strategy was applied to single-phase power electronic transformer (SPPET) rectifier. First of all, virtual quartered current and voltage were constructed and then decomposed in the $d-q$ coordinate system to get the side voltage and side current. Based on the traditional predictive model, control vector of AC output voltage for single-phase power electronic transformer rectifier was achieved by using power predictive algorithm and instantaneous power theory. In addition, traditional single pole modulation strategy was used to modulate AC output voltage. Simulation results verify that the control strategy has excellent characteristics, such as simple structure, rapid dynamic response of active power and reactive power, strong anti-interference ability, good robustness of the control system, which has good engineering application value.

Keywords: single-phase power electronic transformer; prediction model; power predictive algorithm; single pole modulation

0 引言

电力电子变压器(Power Electronic Transformer, PET)是一种采用电力电子器件和高频变换器的新型智能变压器,它能够取代体积庞大的传统电力变压器,实现电压等级变换、电气隔离和能量传递的功能^[1-3]。完整的PET分3个环节:整流级、DC/DC隔离级和逆变

级,其中逆变级可以看作是整流级的逆过程。通过这3个环节,PET可以实现变压器一、二次侧、电压、电流和功率的灵活调节,因此具备很多传统电力变压器所没有的功能。20世纪70年代,PET由美国通用电气公司的W.McMurray提出。在国内,2002年才开始PET的研究^[4],且主要集中在三相电力电子变压器控制策略上。随着国内铁路事业的发展,加上现有的铁路电力机车和动车均采用单相工频变压器^[5],近年来国内对单相电力电子变压器(single-phase power electronic transformer, SPPET)的研究开始逐渐增多。

收稿日期: 2016-06-30

作者简介: 宋平岗(1965-),男,博士,教授,研究方向为电力电子与再生能源系统;

朱维昌(1991-),男,硕士研究生,主要研究方向为电力电子变压器。

文献[6]在SPPET的整流级提出了基于单相矢量的载波移相控制技术。该技术可以提高等效开关频率,降低开关损耗,减小网侧电流的畸变率;但在器件开关频率改变的同时,电路可靠性会降低,不利于系统的稳定性。文献[7-8]在SPPET上采用了准PR(比例谐振)控制技术。这种技术可以抑制电网侧电流谐波,提高系统的暂态性能和稳定度;但仍然是基于传统的电压外环、电流内环控制,为了保证电路稳定性,需要精心设计系统中PI(比例积分)的参数,这会降低控制策略的鲁棒性并限制了控制策略的应用范围。

针对上述控制策略的不足,本文在SPPET整流级采用了直接功率控制策略。该控制策略通过构造与网侧电压、电流正交的虚拟分量,结合瞬时功率理论及功率预测控制算法,在计算SPPET整流级电路的有功和无功误差的基础上,获得整流级电路交流侧电压矢量在 $d-q$ 坐标下的控制量表达式,并采用单极性调制策略^[9]来调制交流侧输出电压。

1 SPPET系统拓扑及其整流级等效电路

受器件耐压水平的限制,对于电力电子变压器来说,在高电压应用场合,输入级往往会采用级联结构,由多个级联单元来平均分担输入电压^[10-11]。图1为SPPET系统拓扑结构图,此结构分3部分:整流输入级、DC/DC隔离级和逆变输出级。其工作过程为:网侧交流电压 u_s 被SPPET级联单元均分,然后经每个单元整流级变换器变换为直流电压 $U_{dci}(i=1, 2, \dots, n)$;通过一个单相全桥逆变电路将 U_{dci} 调制成高频方波,然后通过高频变压器 T_r 将高频方波耦合至变压器二次侧,再被还原为直流电压 U_{dcl} ;最后, U_{dcl} 通过输出级的逆变器为负载提供所需的交流电。

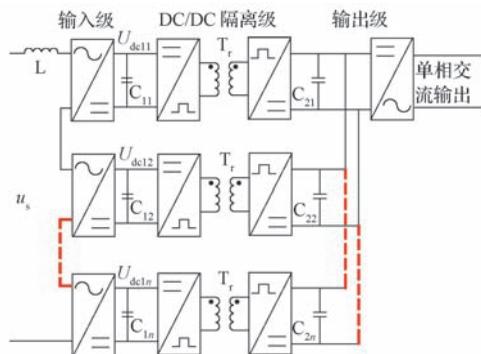


图1 SPPET系统拓扑结构图

Fig.1 System topology structure of SPPE

SPPET整流级基本的等效电路结构如图2所示^[12]。其中, u_s 为网侧电压, u_{AB} 为网侧交流输入电压, R 为SPPET整流级的线路等效电阻, L 为交流侧补偿电感器,

C 为直流侧滤波电容器, R_L 为直流侧负载电阻器, S 与 D 分别为主开关管和与其对应的反向并联二极管。

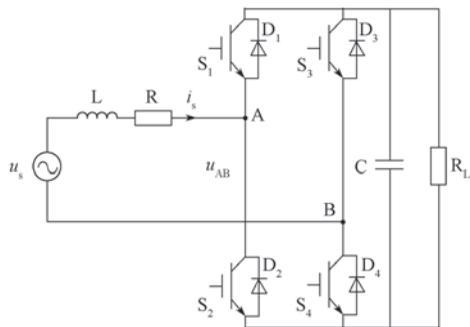


图2 SPPET整流级等效电路图

Fig.2 Equivalent circuit diagram of SPPE

2 SPPET整流级直接功率控制策略

2.1 SPPET整流级有功、无功分量求取

在SPPET整流级采用直接功率控制策略,首先要得到电路瞬时有功分量和无功分量,对于单相SPPET整流级来说,网侧电压和网侧电流都是单相的,因此必须构造一个与网侧电压和网侧电流正交的虚拟分量,然后应用瞬时功率理论求取瞬时有功和无功分量。根据参考文献[13],为构造虚拟电压、电流,可以将实际的网侧电压 u_s 、网侧电流 i_s 延时 $1/4$ 周期,以得到如下的虚拟电压分量和虚拟电流分量:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= u_s \\ u_{s\beta} &= u_s e^{-sT/4} \\ i_{s\alpha} &= i_s \\ i_{s\beta} &= i_s e^{-sT/4} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ ——求取瞬时有功和无功分量所构造的正交量; $e^{-sT/4}$ ——电网周期 $1/4$ 的延时,其中 T 为电网周期。

通过式(1)可得到SPPET整流级瞬时有功和无功分量表达式:

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{1}{2}(u_{s\alpha}i_{s\alpha} + u_{s\beta}i_{s\beta}) \\ Q &= \frac{1}{2}(u_{s\beta}i_{s\alpha} - u_{s\alpha}i_{s\beta}) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

2.2 $d-q$ 坐标系下的电路关系

为便于建模分析,在交流系统中,往往需要进行 $d-q$ 坐标变换来达到同直流系统近似的控制效果。因此,本控制策略也采用 $d-q$ 坐标变换来进行分析, $\alpha-\beta$ 与 $d-q$ 坐标系的转换关系为

$$\left. \begin{aligned} d &= \alpha \cos \theta + \beta \sin \theta \\ q &= \beta \cos \theta - \alpha \sin \theta \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中: θ ——网侧电压的相位角。

在SPPET整流级,由基尔霍夫电压定律(KVL)

可得(图2)：

$$L \frac{di_s}{dt} = u_s - u_{AB} - Ri_s \quad (4)$$

将式(1)代入式(2)，结合式(4)可得 d - q 坐标系下 SPPET 整流级电路的数学模型：

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_{sd}}{dt} &= u_{sd} + \omega Li_{sq} - u_{ABd} - Ri_{sd} \\ L \frac{di_{sq}}{dt} &= u_{sq} - \omega Li_{sd} - u_{ABq} - Ri_{sq} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中： i_{sd} 、 i_{sq} ——分别为网侧电流 d 、 q 轴分量； u_{sd} 、 u_{sq} ——分别为网侧电压 d 、 q 轴分量； u_{ABd} 、 u_{ABq} ——分别为网侧输入电压 d 、 q 轴分量。

2.3 SPPET 整流级直接功率控制策略预测模型的建立

根据 α - β 与 d - q 坐标系的转换关系，可得到 d - q 坐标系下 SPPET 整流级的输入有功和无功表达式：

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{1}{2}(u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq}) \\ Q &= \frac{1}{2}(u_{sq}i_{sd} - u_{sd}i_{sq}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

在 k 时刻将式(6)进行离散化，可得 SPPET 整流级电路在 k 时刻的瞬时有功和无功的表达式：

$$\left. \begin{aligned} P(k) &= \frac{1}{2}[u_{sd}(k)i_{sd}(k) + u_{sq}(k)i_{sq}(k)] \\ Q(k) &= \frac{1}{2}[u_{sq}(k)i_{sd}(k) - u_{sd}(k)i_{sq}(k)] \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

令

$$\left. \begin{aligned} \Delta P(k) &= P(k+1) - P(k) \\ \Delta Q(k) &= Q(k+1) - Q(k) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可得在采样周期 T_s 内有功和无功变化的表达式：

$$\left. \begin{aligned} 2\Delta P(k) &= -u_{sd}(k)i_{sd}(k) - u_{sq}(k)i_{sq}(k) + \\ & u_{sd}(k+1)i_{sd}(k+1) + u_{sq}(k+1)i_{sq}(k+1) \\ 2\Delta Q(k) &= -u_{sq}(k)i_{sd}(k) + u_{sd}(k)i_{sq}(k) + \\ & u_{sq}(k+1)i_{sd}(k+1) - u_{sd}(k+1)i_{sq}(k+1) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

由于在 d - q 坐标系下， u_{sd} 和 u_{sq} 可以看成是直流量，故有

$$\left. \begin{aligned} u_{sd}(k+1) &= u_{sd}(k) \\ u_{sq}(k+1) &= u_{sq}(k) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

令

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{sd}(k) &= \Delta i_{sd}(k+1) - \Delta i_{sd}(k) \\ \Delta i_{sq}(k) &= \Delta i_{sq}(k+1) - \Delta i_{sq}(k) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

由式(10)和式(11)可将式(9)化简为

$$\left. \begin{aligned} 2\Delta P(k) &= u_{sd}(k)\Delta i_{sd}(k) + u_{sq}(k)\Delta i_{sq}(k) \\ 2\Delta Q(k) &= u_{sq}(k)\Delta i_{sd}(k) - u_{sd}(k)\Delta i_{sq}(k) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

采用改进欧拉法对式(5)离散化，可得：

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{sd}(k) &= \frac{T_s}{L}[u_{sd}(k) + \omega Li_{sq}(k) - u_{ABd}(k) - Ri_{sd}(k)] \\ \Delta i_{sq}(k) &= \frac{T_s}{L}[u_{sq}(k) - \omega Li_{sd}(k) - u_{ABq}(k) - Ri_{sq}(k)] \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

把式(13)代入式(12)，整理后可得

$$\left. \begin{aligned} u_{ABd}(k) &= u_{sd}(k) + \omega Li_{sq}(k) - Ri_{sd}(k) - \\ & \frac{2L}{T_s u_{dq}^2} [u_{sd}(k)\Delta P(k) + u_{sq}(k)\Delta Q(k)] \\ u_{ABq}(k) &= u_{sq}(k) - \omega Li_{sd}(k) - Ri_{sq}(k) - \\ & \frac{2L}{T_s u_{dq}^2} [u_{sq}(k)\Delta P(k) - u_{sd}(k)\Delta Q(k)] \\ u_{dq}^2 &= u_{sd}^2 + u_{sq}^2 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

要将式(14)应用于 SPPET 整流级，必须在第 k 时刻预测出有功的变化值 $\Delta P(k)$ 和无功的变化值 $\Delta Q(k)$ 。

设从第 k 时刻开始时，系统存在的有功误差 $\delta_{P(k)}$ 和无功误差 $\delta_{Q(k)}$ 分别为

$$\left. \begin{aligned} \delta_{P(k)} &= P^*(k) - P(k) \\ \delta_{Q(k)} &= Q^*(k) - Q(k) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

式中： $P^*(k)$ 和 $Q^*(k)$ —— k 时刻 SPPET 整流级有功和无功的给定。

由于系统采用的是直接功率控制策略，因此在 $k+1$ 时刻到来时要满足

$$\left. \begin{aligned} \delta_{P(k+1)} &= 0 \\ \delta_{Q(k+1)} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

结合式(15)和式(16)，可得一个控制周期内有功和无功的改变量为

$$\left. \begin{aligned} \Delta P(k) &= P^*(k+1) - P^*(k) + \delta_{P(k)} \\ \Delta Q(k) &= Q^*(k+1) - Q^*(k) + \delta_{Q(k)} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

通常情况下，第 k 时刻和第 $k+1$ 时刻开始时功率的给定是相等的，即满足

$$\left. \begin{aligned} P^*(k+1) &= P^*(k) \\ Q^*(k+1) &= Q^*(k) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

将式(18)代入式(17)可得

$$\left. \begin{aligned} \Delta P(k) &= \delta_{P(k)} \\ \Delta Q(k) &= \delta_{Q(k)} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

将式(19)代入式(14)可得

$$\left. \begin{aligned} u_{ABd}(k) &= u_{sd}(k) + \omega L i_{sq}(k) - R i_{sd}(k) - \frac{2L}{T_s u_{dq}^2} [u_{sd}(k) \delta_{P(k)} + u_{sq}(k) \delta_{Q(k)}] \\ u_{ABq}(k) &= u_{sq}(k) - \omega L i_{sd}(k) - R i_{sq}(k) - \frac{2L}{T_s u_{dq}^2} [u_{sq}(k) \delta_{P(k)} - u_{sd}(k) \delta_{Q(k)}] \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

式(20)即为SPPET整流级交流侧的输出电压在d-q坐标系下的表达式。显然,再经过d-q反变换就可得到控制量 u_{AB} 。其控制框图如图3所示。

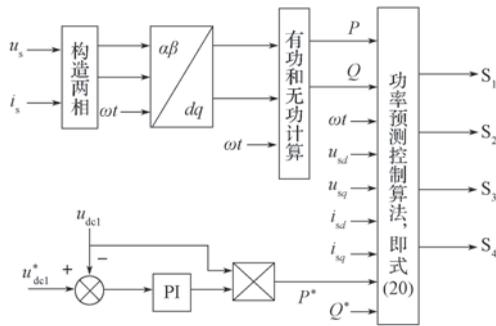


图3 SPPEt整流级电路直接功率预测控制框图
Fig.3 Block diagram of predictive direct power control on SPPEt rectifier stage circuit

3 仿真结果及分析

在Matlab/Simulink中按图2的电路结构和图3的控制方法建立仿真模型,仿真模型中的控制参数如表1所示。

表1 仿真模型参数设置

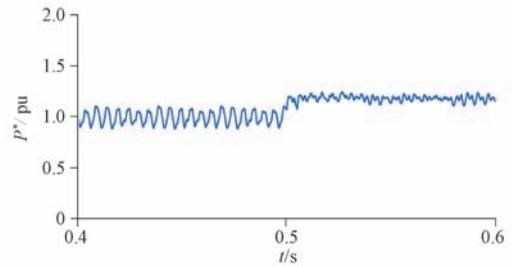
Tab.1 Parameter setting of the simulation model

电源相电压峰值/V	311
电源频率/Hz	50
线路等效电阻/ Ω	0.5
交流滤波电感/mH	5
直流侧电容值/ μ F	4 000
负载电阻/ Ω	50
开关周期/ μ s	50
整流电路开关频率/kHz	10
整流器额定功率/kW	3.5

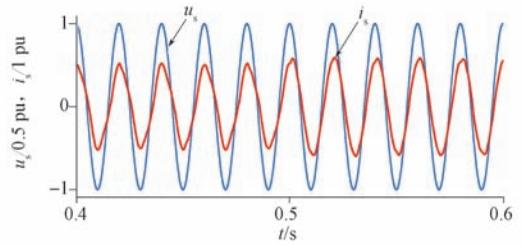
为便于分析,将网侧电压、网侧电流、有功功率和无功功率给定分别进行标么化,设标么值为1 pu时,其值分别为311 V, 21.63 A, 3.5 kW和2.5 kvar。

图4是SPPET整流级给定有功功率 P^* 突变时(此时无功给定 Q^* 为0 pu)网侧电压、电流和负载电压的波形图。在0.5 s时刻, P^* 从1 pu突变到1.2 pu,此时网侧电流会有微小振荡,但无过冲现象,且在极短时间内可以恢复稳定,并很好地跟随网侧电压。当 P^* 突变时,直流侧电压 U_{dc} 也跟着有功功率的改

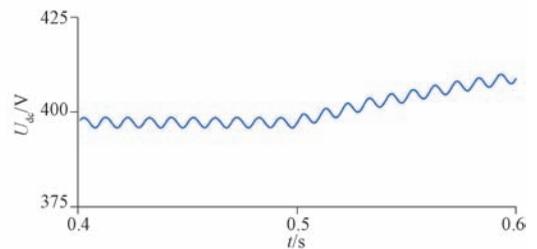
变极快地做出响应,保证了系统可以以最大功率传输。



(a) 给定有功功率



(b) 网侧电压和电流



(c) 直流侧电压

图4 SPPEt整流级给定有功功率突变时仿真波形

Fig.4 Simulation results of the SPPEt rectifier stage as its given active power changing

图5是SPPET整流级给定无功功率 Q^* 突变时(此时有功给定 P^* 为1 pu)网侧电压、电流和负载电压的波形图。在0.5 s时刻, Q^* 从0 pu突变到0.8 pu;在0.6 s时刻, Q^* 又由0.8 pu突变到-0.4 pu。在这个过程中,网侧电流能很好地跟随网侧电压,且无电流过冲现象;直流侧电压 U_{dc} 在 Q^* 突变时有很小幅度的动荡,但是在大约5 ms时间内就可以恢复平衡。

图6是SPPET整流级有功给定 P^* 和无功给定 Q^* 同时改变时网侧电压、电流和负载电压的波形图。在0.5 s时刻, P^* 由1 pu跃迁到1.2 pu, Q^* 由0跃迁到0.8 pu;在0.6 s时刻, P^* 保持不变, Q^* 由0.8 pu突变到-0.4 pu;在0.7 s时刻, Q^* 保持不变, P^* 由1.2 pu突变到1 pu。把0.5 s, 0.6 s和0.7 s这3个时刻的突变看成是3个阶段,由图6可以看出,网侧电流能很好地跟随网侧电压,且变动比较平滑,无过冲现象;在 P^* 和 Q^* 同时变化时,直流侧电压 U_{dc} 仅跟随 P^* 的变化,以保证系统最大功率地传输。

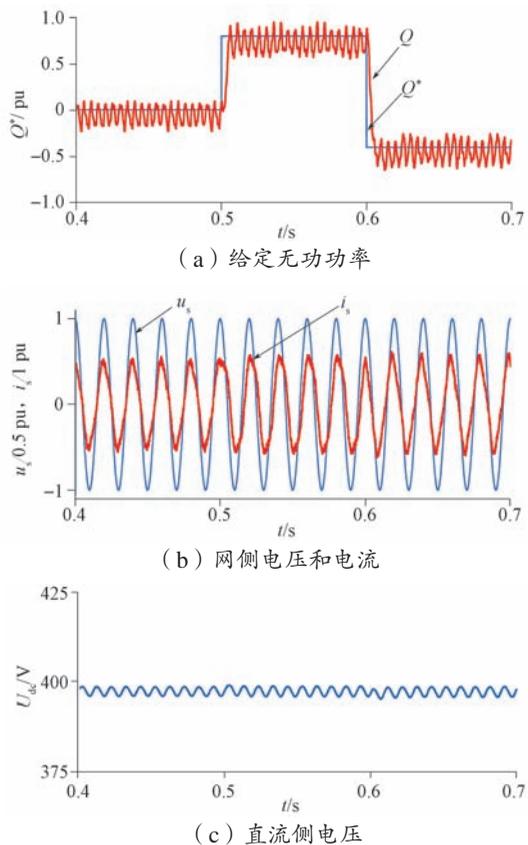


图5 SPPET整流级给定无功功率突变时仿真波形
Fig.5 Simulation results of the SPPET rectifier stage as its given reactive power changing

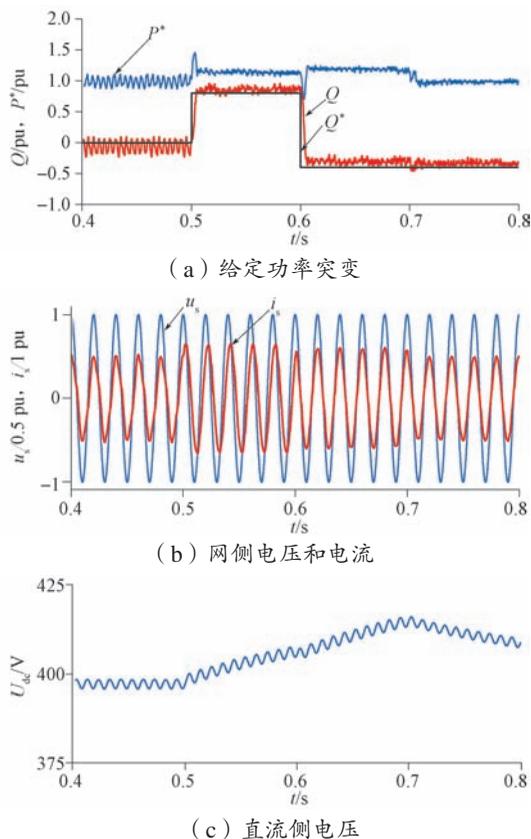


图6 SPPET整流级给定有功和无功功率同时突变时仿真波形
Fig.6 Simulation results of the SPPET rectifier stage while its given active and reactive power changing

由式(20)可以看出,交流侧输出电压 u_{AB} 与补偿电感器的电感值有关。因此,可通过改变补偿电感量 L 的计算数值来讨论控制策略的鲁棒性。为便于对比分析,给定有功和无功功率突变的情况与图6相同,如图7(a)所示。图7(b)是 L 的计算数值减少了50%时,网侧电流和电压的波形。可以看出,在 L 减小了50%后,网侧电流和电压与图6中网侧电流和电压保持一致;在给定的有功和无功功率发生突变后,网侧电流能快速响应,并在极短的时间内稳定(如0.5s,0.6s和0.7s这三个时刻的电流变化)。图7(c)是补偿电感 L 增加了50%时,网侧电流和电压的波形。结合图6和图7(b)中网侧电流和电压,可以看出,无论SPPET整流级电路的组给定有功和无功功率如何变化, L 的计算数值的改变对电路的运行几乎没有影响,这就可以间接表明本文的控制策略具有良好的鲁棒性。

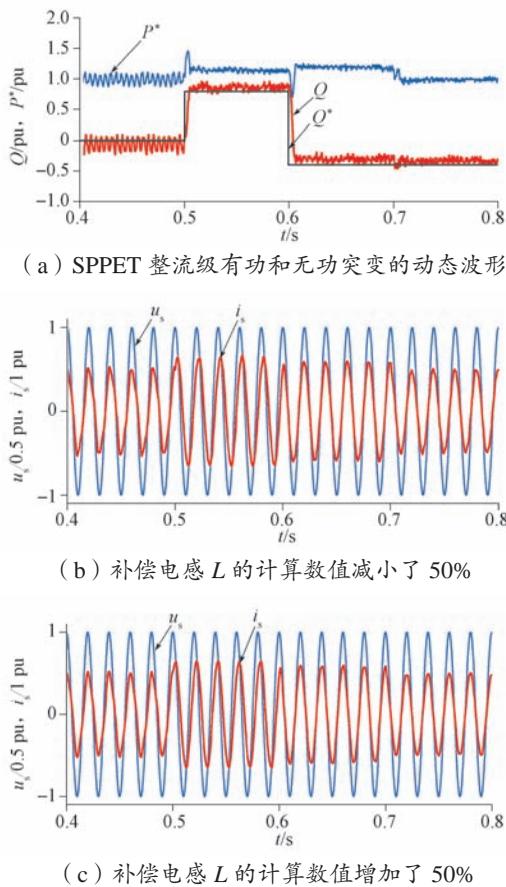


图7 补偿电感 L 在不同计算数值下,网侧电流动态波形
Fig.7 Dynamic waveforms of grid-side current with different calculation values of the compensated inductance

通过以上分析可以得出如下结论:

- (1) 当 Q^* 发生改变时,直流侧电压 U_{dc} 保持不变,表明系统的抗干扰能力强;
- (2) 网侧电流在 P^* 和 Q^* 发生突变时,能很好地跟随网侧电压,且电流动态响应速度快、无过冲现象发

生;

(3) U_{dc} 随 P^* 的改变而改变, 系统能以最大功率进行传输;

(4) 网侧补偿电感 L 的改变对电路的运行几乎没有影响, 间接表明了该控制策略具有良好的鲁棒性。

4 结语

理论分析和仿真结果表明, 在取消了传统电流内环控制的基础上, SPET 整流级基于预测模型的直接功率控制具有动态响应速度快、抗干扰能力强、鲁棒性好等特点, 将其应用在并网的 PET 中, 能很好地抑制电网扰动引起的无功突变对负载电压产生的影响。

尽管目前还没有相关文献报道模型预测控制在级联型 PET 中的应用, 由于模型预测控制具有动态响应速度快、抗干扰能力强、精度高等优点, 因此该控制方法在级联型 PET 中将具有很好的应用前景。若将功率预测控制应用于级联型 PET, 可先把经过电压外环控制得到的有功功率给定值按级联模块数量进行均分, 然后按照单个模块的控制方式进行独立控制。

参考文献:

- [1] 毛承雄, 黄贻煜, 陆继明. 电力电子变压器的理论及其应用[J]. 高电压技术, 2003, 29(12): 1-3.
- [2] WANG Hui, TAN Xingguo, LI Qingmin, et al. Development and applicability analysis of intelligent solid state transformer [C] // 2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies. Weihai: IEEE Press, 2011: 1150-1154.
- [3] DANNIER A, RIZZO R. An overview of power electronic transformer: control strategies and topologies [C] // 2012 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drivers, Automation and Motion. Sorrento: IEEE Press, 2012: 1552-1557.

- [4] 晏阳. 电力电子变压器理论研究综述[J]. 电工电气, 2012(3): 5-8.
- [5] 李伟, 张黎. 铁道牵引单相电力电子变压器及控制[J]. 铁道学报, 2013, 35(4): 37-42.
- [6] 徐恒山, 付超, 石新春. 轻型动车牵引电力电子变压器的研究[J]. 华北电力大学学报, 2014, 25(7): 18-22.
- [7] 武林. 级联型电力电子变压器控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2014: 52-55.
- [8] 许恺, 付超, 王毅. 电力电子牵引变压器中单相 PWM 整流器准 PR 控制策略[J]. 电测与仪表, 2016, 53(5): 34-41.
- [9] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 298-300.
- [10] 葛俊杰, 赵争鸣. 级联型电压自平衡固态变压器[J]. 清华大学学报, 2013, 53(4): 459-464.
- [11] TARISCIOTTI L, ZANCHETTA P, WATSON A, et al. Multi-objective modulated model predictive control for a multilevel solid-state transformer [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2015, 51(5): 4051-4060.
- [12] 杨存祥, 冯雪, 金楠, 等. 单相电力电子变压器控制策略的研究[J]. 科学技术与工程, 2013, 13(26): 34-37.
- [13] 周桂煜, 张超. 单相 PWM 整流器设计[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(8): 49-54.
- [14] 叶虹志, 姜燕, 黄守道, 等. 电压型 PWM 整流器无差拍预测直接功率控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 121-128.
- [15] PAVLOU K G, VASILADIOTIS M, MANIAS S N. Constrained model predictive control strategy for single-phase switch-mode rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 5(1): 31-40.
- [16] 罗德荣, 姬小豪, 廖武, 等. 电压型 PWM 整流器模型预测直接功率控制[J]. 电网技术, 2014, 38(11): 3109-3114.
- [17] ZHAO Chuanhong, DUJIC D, MESTER A, et al. Power electronic traction transformer medium voltage prototype [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7): 3257-3268.
- [18] 李子欣, 李耀华, 王平, 等. PWM 整流器在静止坐标系下的准直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 47-54.
- [19] BOUAFIA A, GAUBERT J P, KRIM F. Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation(PWM) rectifier using space-vector modulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 25(1): 228-236.

广告目录:

河北中瓷电子科技有限公司(封二); 日立(中国)有限公司上海分公司(后插1); 株洲中车时代电气股份有限公司(后插2); 三菱电机机电(上海)有限公司(后插3); 株洲中车时代电气股份有限公司半导体事业部(后插4); 湖南中车时代电动汽车股份有限公司(后插5、6); 中车株洲电力机车研究所有限公司风电事业部(后插7); 株洲中车时代电气股份有限公司连接技术事业部(后插8); 宁波中车时代传感技术有限公司(后插9); 株洲中车时代装备技术有限责任公司(后插10、11); 株洲时代电气绝缘有限责任公司(后插12); 株洲时代新材料科技股份有限公司(后插13); 南京菲尼克斯电气有限公司(后插14); 安徽省康利亚股份有限公司(封三); 株洲变流技术国家工程研究中心有限公司(封四)