



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 114400910 B

(45) 授权公告日 2022.08.16

(21) 申请号 202210048782.0

(22) 申请日 2022.01.17

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 114400910 A

(43) 申请公布日 2022.04.26

(73) 专利权人 燕山大学
地址 066004 河北省秦皇岛市海港区河北大街438号

(72) 发明人 丁浩 李权接 袁精 郭小强

(74) 专利代理机构 石家庄众志华清知识产权事务所(特殊普通合伙) 13123
专利代理师 周胜欣

(51) Int. Cl.
H02M 7/219 (2006.01)
H02M 1/08 (2006.01)

(56) 对比文件

- CN 113922720 A, 2022.01.11
- CN 106936356 A, 2017.07.07
- WO 2021229377 A1, 2021.11.18
- US 2020350847 A1, 2020.11.05
- EP 3722896 A1, 2020.10.14
- EP 2978122 A1, 2016.01.27
- CN 103532423 A, 2014.01.22
- XIAOLONG SHI等.Low-Complexity Dual-Vector-Based Predictive Control of Three-Phase PWM Rectifiers Without Duty-Cycle Optimization.《IEEE Access》.2020,第8卷第77049-77059页.

审查员 宋雪梅

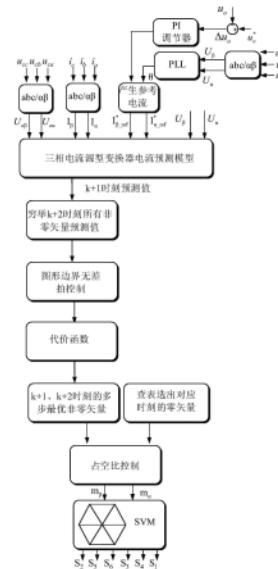
权利要求书2页 说明书8页 附图4页

(54) 发明名称

基于矢量提前筛选的电流源型变换器多步预测控制方法

(57) 摘要

本发明涉及基于矢量提前筛选的电流源型变换器多步预测控制方法,属于电力电子变换器模型预测控制技术领域,将多步模型预测控制与多矢量模型预测控制结合,通过矢量提前筛选减少控制集、采用无差拍控制方法减小代价函数寻优次数,将求解多步最优矢量的过程简化为求解多步最优非零矢量,再将多步最优非零矢量与对应零矢量结合完成占空比控制。本发明提出的控制方法解决了传统多步预测控制计算量大的问题,所提方法计算量约为传统多步预测控制的1/10,并且随着预测步长增加,计算量优势更为明显;实现了准定频控制以便于滤波器设计,因此具有较好的动、稳态性能,网侧电流THD更低,方案简单,易于实现。



1. 一种基于矢量提前筛选的电流源型变换器多步预测控制方法,其特征在于:将多步模型预测控制与多矢量模型预测控制结合,通过矢量提前筛选减少控制集、采用无差拍控制方法减小代价函数寻优次数,将求解多步最优矢量的过程简化为求解多步最优非零矢量,再将多步最优非零矢量与对应零矢量结合完成占空比控制;具体包括以下步骤:

步骤1:将k时刻的三相电网电流参考值 i_{a_ref} 、 i_{b_ref} 、 i_{c_ref} ,三相电网电压 u_a 、 u_b 、 u_c ,电网电流 i_a 、 i_b 、 i_c 和网侧电容电压 u_{ca} 、 u_{cb} 、 u_{cc} 进行clark坐标变换,得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的三相电网电流参考值 $I_{\alpha_ref}^*$ 、 $I_{\beta_ref}^*$,电网电压 U_α 、 U_β ,网侧电容电压 $U_{c\alpha}$ 、 $U_{c\beta}$ 和电网电流 I_α 、 I_β ;

步骤2:对三相电流源型变换器进行数学建模以及Heun's离散化,构建 $\alpha\beta$ 坐标系下的预测模型:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+1) \\ U_{c\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC}\right) \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k) \\ U_{c\beta}(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_\alpha(k) \\ I_\beta(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} U_\alpha(k) \\ U_\beta(k) \end{bmatrix} - \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_\alpha(k+1) \\ I_\beta(k+1) \end{bmatrix} = -\frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k) \\ U_{c\beta}(k) \end{bmatrix} + \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC}\right) \begin{bmatrix} I_\alpha(k) \\ I_\beta(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_\alpha(k) \\ U_\beta(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4)$$

其中 $\begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的三相电流源型变换器空间电流矢量, $x \in (1, 9)$,L为网侧电感,C为网侧电容, T_s 为控制周期;

步骤3:对步骤2的所有空间电流矢量进行筛选,去除零矢量,求解多步最优非零矢量;

步骤4:将k-1时刻进行多步预测控制而得到的k时刻所对应的多步最优非零矢量代入公式(4),得到k+1时刻的电网电流、网侧电容电压预测值,然后对公式(4)进行迭代更新,即将公式(4)中k时刻的值更新为k+1时刻的电网电流、网侧电容电压预测值,从而得到在k+2时刻的不同非零矢量所对应的电网电流、网侧电容电压预测值;

步骤5:将空间矢量图均分成12个扇区,然后采用图形边限定无差拍控制方法进行快速矢量选择,找出在k+3时刻与k+2时刻的各个非零矢量各自对应的单步最优非零矢量 I_{opt} ;

步骤6:求解各时刻的多步最优非零矢量和零矢量,具体步骤如下:

依次计算在k+1、k+2时刻采用不同空间电流矢量时的代价函数:

$$\begin{aligned} g(x) = & \left| I_{x\alpha}(k+2) - I_{\alpha_ref}^*(k+2) \right| + \left| I_{x\beta}(k+2) - I_{\beta_ref}^*(k+2) \right| \\ & + \left| I_{\alpha_opt}(k+3) - I_{\alpha_ref}^*(k+3) \right| + \left| I_{\beta_opt}(k+3) - I_{\beta_ref}^*(k+3) \right| \end{aligned} \quad (9)$$

$g(x)$ 为k+1时刻采用空间电流矢量 I_x ,k+2时刻采用最优非零矢量 I_{opt} 时的代价函数;

$$g(\min) = \min \{g(1)、g(2)、g(3)、g(4)、g(5)、g(6)\} \quad (10)$$

选择代价函数 $g(\min)$ 所对应的k+1、k+2时刻电流矢量组合为各对应时刻的多步最优非零矢量,而零矢量通过对多步最优非零矢量进行查表后直接获得;

步骤7:求解多步最优非零矢量、零矢量的作用时间,并计算占空比 D_{n1} 和 D_{n0} ;

步骤8:将计算出来的占空比 D_{n1} 和 D_{n0} 与载波进行比较完成空间矢量调制,从而产生驱动信号 $S_1 \sim S_6$,驱动三相电流源型变换器工作。

2. 根据权利要求1所述的一种基于矢量提前筛选的电流源型变换器多步预测控制方法,其特征在于:所述步骤5的具体步骤如下:

将步骤2的k+1时刻的预测模型进行迭代更新得到在k+3时刻三相电流源型变换器的预测模型:

$$\begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+3) \\ U_{c\beta}(k+3) \end{bmatrix} = \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC}\right) \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+2) \\ U_{c\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_{\alpha}(k+2) \\ I_{\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} U_{\alpha}(k+2) \\ U_{\beta}(k+2) \end{bmatrix} - \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha}(k+3) \\ I_{\beta}(k+3) \end{bmatrix} = -\frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+2) \\ U_{c\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC}\right) \begin{bmatrix} I_{\alpha}(k+2) \\ I_{\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_{\alpha}(k+2) \\ U_{\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix}$$

当零矢量 i_0 作用时,电网电流预测值为:

$$\begin{bmatrix} I_{0\alpha}(k+3) \\ I_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} = -\frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+2) \\ U_{c\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC}\right) \begin{bmatrix} I_{\alpha}(k+2) \\ I_{\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_{\alpha}(k+2) \\ U_{\beta}(k+2) \end{bmatrix} \quad (6)$$

此时,零矢量作用的电网电流预测值与电网电流参考值的误差矢量为:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{0\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha_ref}^*(k+3) \\ I_{\beta_ref}^*(k+3) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{0\alpha}(k+3) \\ I_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} \quad (7)$$

电网电流预测值与电网电流参考值之间的误差矢量表示为零矢量产生的误差矢量与 $\frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix}$ 项之间的差值:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{\beta}(k+3) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} I_{\alpha_ref}^*(k+3) \\ I_{\beta_ref}^*(k+3) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{\alpha}(k+3) \\ i_{\beta}(k+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha_ref}^*(k+3) \\ I_{\beta_ref}^*(k+3) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{0\alpha}(k+3) \\ I_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} - \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \varepsilon_{0\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} - \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

通过零矢量产生的误差矢量 $\begin{bmatrix} \varepsilon_{0\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix}$ 的角度判断所处扇区,求解出在k+2时刻作用不同的非零矢量时所对应的k+3时刻最优非零矢量。

3. 根据权利要求1所述的一种基于矢量提前筛选的电流源型变换器多步预测控制方法,其特征在于:所述步骤7的具体步骤如下:

将零矢量产生的误差矢量 $error_0$ 垂直于所选的多步最优非零矢量,所对应的多步最优非零矢量占空比为:

$$Dn1 = \frac{2LC}{T_s * T_s * |I_{opt}|^2} (error_0 \odot I_{opt}) \quad (11)$$

所对应的零矢量占空比为: $Dn0 = 1 - Dn1$ (12)。

基于矢量提前筛选的电流源型变换器多步预测控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及基于矢量提前筛选的电流源型变换器多步预测控制方法,属于电力电子变换器模型预测控制技术领域。

背景技术

[0002] 传统的有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)一般采用单步预测,其控制性能有较大的局限性,而多步预测控制能提供较好的动、稳态性能,控制效果较好,因而得到较大的关注,但其存在着有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)所固有的采用单矢量合成误差大,在线计算量大,开关频率不固定造成滤波设计困难,模型参数改变造成控制效果不佳,采样频率大不适用于中高压场合,预测公式不符合李亚普诺夫函数定义从而很难进行稳定性分析等问题,因此限制了多步预测控制在实际中的使用。

[0003] S.KUN等人在Proceedings of the CSEE中发表的论文《A multi-step predictive control algorithm for converter finite control set model》提出一种多步模型预测控制方法,每次选择上一时刻的最优矢量和次优矢量作为下一时刻预测计算的备选量,然后选择最终误差最小的最优矢量/次优矢量,虽然计算量极大减小,但所选择的矢量并不是全局最优矢量,并且无法解决开关频率不固定问题。Y.Wei等人在IEEE Access期刊发表论文《A Variable Prediction Horizon Self-Tuning Method for Nonlinear Model Predictive Speed Control on PMSM Rotor Position System》,从改变预测周期的角度,提出了一种预测时域自校正的模型预测控制方法,将传统非线性预测控制中的恒定预测时域增强为正积分离散时间变量,并根据运行状态在后期采样周期进行调整,预测时域较短的永磁同步电机控制系统在恒定状态下可以获得较小的计算和预测误差,但在瞬态下其性能有限,而具有长预测时间域的永磁同步电机控制系统在瞬态过程中可以获得较好的动态性和稳定性,但精度和计算负担变差。X.Shi等人在IEEE期刊Access发表论文《Low-complexity dual-vectorbased predictive control of three-phase PWM rectifiers without duty-cycle optimization》提出了一种恒定开关频率FS-MPC策略,它使用DSVM和FS-MPC构建虚拟状态矢量。这种策略虽然实现恒定开关频率和采样频率低,但这种方法采样频率低,所以为了达到高性能,会增加计算负担。因此亟需开发一种计算量小,动、稳态性能好、固定开关频率的多步预测控制方法。

发明内容

[0004] 本发明的目的是提供一种基于矢量提前筛选的电流源型变换器多步预测控制方法,解决了传统多步预测控制计算量大的问题,具有较好的动、稳态性能,方案简单,易于实现。

[0005] 为了实现上述目的,本发明采用的技术方案是:

[0006] 一种基于矢量提前筛选的电流源型变换器多步预测控制方法,将多步模型预测控制与多矢量模型预测控制结合,通过矢量提前筛选减少控制集、采用无差拍控制方法减小

代价函数寻优次数,将求解多步最优矢量的过程简化为求解多步最优非零矢量,再将多步最优非零矢量与对应零矢量结合完成占空比控制。

[0007] 本发明技术方案的进一步改进在于:包括以下步骤:

[0008] 步骤1:将k时刻的三相电网电流参考值 i_{a_ref} 、 i_{b_ref} 、 i_{c_ref} ,三相电网电压 u_a 、 u_b 、 u_c ,电网电流 i_a 、 i_b 、 i_c 和网侧电容电压 u_{ca} 、 u_{cb} 、 u_{cc} 进行clark坐标变换,得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的三相电网电流参考值 $I_{\alpha_ref}^*$ 、 $I_{\beta_ref}^*$,电网电压 U_α 、 U_β ,网侧电容电压 $U_{c\alpha}$ 、 $U_{c\beta}$ 和电网电流 I_α 、 I_β ;

[0009] 步骤2:对三相电流源型变换器进行数学建模以及Heun's离散化,构建 $\alpha\beta$ 坐标系下的预测模型:

$$[0010] \quad \begin{cases} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+1) \\ U_{c\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC}\right) \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k) \\ U_{c\beta}(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_\alpha(k) \\ I_\beta(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} U_\alpha(k) \\ U_\beta(k) \end{bmatrix} - \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_\alpha(k+1) \\ I_\beta(k+1) \end{bmatrix} = -\frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k) \\ U_{c\beta}(k) \end{bmatrix} + \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC}\right) \begin{bmatrix} I_\alpha(k) \\ I_\beta(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_\alpha(k) \\ U_\beta(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4)$$

[0011] 其中 $\begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的三相电流源型变换器空间电流矢量, $x \in (1, 9)$,L为网

侧电感,C为网侧电容, T_s 为控制周期;

[0012] 步骤3:对步骤2的所有空间电流矢量进行筛选,去除零矢量,求解多步最优非零矢量;

[0013] 步骤4:将k-1时刻进行多步预测控制而得到的k时刻所对应的多步最优非零矢量代入公式(4),得到k+1时刻的网侧电流、网侧电容电压预测值,然后对公式(4)进行迭代更新,即将公式(4)中k时刻的值更新为k+1时刻的网侧电流、网侧电容电压预测值,从而得到在k+2时刻的不同非零矢量所对应的网侧电流、网侧电容电压预测值;

[0014] 步骤5:将空间矢量图均分成12个扇区,然后采用图形边限定无差拍控制方法进行快速矢量选择,找出在k+3时刻与k+2时刻的各个非零矢量各自对应的单步最优非零矢量 I_{opt} ;

[0015] 步骤6:求解各时刻的多步最优非零矢量和零矢量;

[0016] 步骤7:求解多步最优非零矢量、零矢量的作用时间,并计算占空比 D_{n1} 和 D_{n0} ;

[0017] 步骤8:将计算出来的占空比 D_{n1} 和 D_{n0} 与载波进行比较完成空间矢量调制,从而产生驱动信号 $S_1 \sim S_6$,驱动三相电流源型变换器工作;

[0018] 步骤9:用Matlab/Simulink搭建仿真模型,对所提方案进行验证。

[0019] 本发明技术方案的进一步改进在于:所述步骤5的具体步骤如下:

[0020] 将步骤2的k+1时刻的预测模型进行迭代更新得到在k+3时刻三相电流源型变换器的预测模型:

$$[0021] \quad \begin{cases} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+3) \\ U_{c\beta}(k+3) \end{bmatrix} = \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC}\right) \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+2) \\ U_{c\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_\alpha(k+2) \\ I_\beta(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} U_\alpha(k+2) \\ U_\beta(k+2) \end{bmatrix} - \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_\alpha(k+3) \\ I_\beta(k+3) \end{bmatrix} = -\frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+2) \\ U_{c\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC}\right) \begin{bmatrix} I_\alpha(k+2) \\ I_\beta(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_\alpha(k+2) \\ U_\beta(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

[0022] 当零矢量 i_0 作用时,网侧电流预测值为:

$$[0023] \quad \begin{bmatrix} I_{0\alpha}(k+3) \\ I_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} = -\frac{Ts}{L} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+2) \\ U_{c\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \left(1 - \frac{Ts^2}{2LC}\right) \begin{bmatrix} I_{\alpha}(k+2) \\ I_{\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \frac{Ts}{L} \begin{bmatrix} U_{\alpha}(k+2) \\ U_{\beta}(k+2) \end{bmatrix} \quad (6)$$

[0024] 此时,零矢量作用的网侧电流预测值与网侧电流参考值的误差为:

$$[0025] \quad \begin{bmatrix} \varepsilon_{0\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha_ref}^*(k+3) \\ I_{\beta_ref}^*(k+3) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{0\alpha}(k+3) \\ I_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0026] 网侧电流预测值与网侧电流参考值之间的误差表示为零矢量产生的误差与

$\frac{Ts^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix}$ 项之间的差值:

$$[0027] \quad \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{\beta}(k+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha_ref}^*(k+3) \\ I_{\beta_ref}^*(k+3) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{\alpha}(k+3) \\ i_{\beta}(k+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha_ref}^*(k+3) \\ I_{\beta_ref}^*(k+3) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{0\alpha}(k+3) \\ I_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} - \frac{Ts^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$= \begin{bmatrix} \varepsilon_{0\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} - \frac{Ts^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix}$$

[0028] 通过零矢量产生的误差 $\begin{bmatrix} \varepsilon_{0\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix}$ 的角度判断所处扇区,求解出在k+2时刻作用

不同的非零矢量其所对应k+3时刻最优非零矢量。

[0029] 本发明技术方案的进一步改进在于:所述步骤6的具体步骤如下:

[0030] 依次计算在k+1、k+2时刻采用不同空间电流矢量时的代价函数:

$$[0031] \quad g(x) = \left| I_{x\alpha}(k+2) - I_{\alpha_ref}^*(k+2) \right| + \left| I_{x\beta}(k+2) - I_{\beta_ref}^*(k+2) \right| \quad (9)$$

$$+ \left| I_{\alpha_opt}(k+3) - I_{\alpha_ref}^*(k+3) \right| + \left| I_{\beta_opt}(k+3) - I_{\beta_ref}^*(k+3) \right|$$

[0032] g(x)为k+1时刻采用 I_x 空间电流矢量,k+2时刻采用 I_{opt} 空间电流矢量时的代价函数;

$$[0033] \quad g(\min) = \min \{g(1)、g(2)、g(3)、g(4)、g(5)、g(6)\} \quad (10)$$

[0034] 选择代价函数g(min)所对应的k+1、k+2时刻电流矢量组合为各对应时刻的多步最优非零矢量,而零矢量通过对多步最优非零矢量进行查表后直接获得。

[0035] 本发明技术方案的进一步改进在于:所述步骤7的具体步骤如下:

[0036] 将零矢量产生的误差矢量error0垂直于所选的多步最优非零矢量,所对应的多步最优非零矢量占空比为:

$$[0037] \quad Dn1 = \frac{2LC}{Ts * Ts * |I_{opt}|^2} (error0 \odot I_{opt}) \quad (11)$$

$$[0038] \quad \text{所对应的零矢量占空比为: } Dn0 = 1 - Dn1 \quad (12)$$

[0039] 由于采用了上述技术方案,本发明取得的技术效果有:

[0040] 本发明提出的控制方法解决了传统多步预测控制计算量大的问题,所提方法计算量约为传统多步预测控制的1/10,并且随着预测步长增加,计算量优势更为明显。

[0041] 本发明所提方法还实现了准定频控制以便于滤波器设计,因此具有较好的动、稳态性能,网侧电流THD更低,方案简单,易于实现。

附图说明

- [0042] 图1是本发明的流程图；
- [0043] 图2是本发明的三相电流源型变换器电路图；
- [0044] 图3是本发明的最优非零矢量快速选择示意图；
- [0045] 图4是本发明的输出电压仿真波形图，给定输出电压在0.2s时从200V切换为300V；
- [0046] 图5是传统多步预测控制的输出电压仿真波形图，给定输出电压在0.2s时从200V切换为300V；
- [0047] 图6是本发明的三相电网电流 i_a 、 i_b 、 i_c 仿真波形图，给定输出电压在0.2s时从200V切换为300V；
- [0048] 图7是本发明的时序计算流程图。

具体实施方式

- [0049] 下面结合附图及具体实施例对本发明做进一步详细说明：
- [0050] 基于矢量提前筛选的电流源型变换器多步预测控制方法，如图1所示，包括以下步骤：
- [0051] 步骤1：首先将k时刻电流源变换器的三相电网电压 u_a 、 u_b 、 u_c 进行锁相，得电网电压相角 θ ，然后将经过PI调节器处理得到的参考量幅值与电网电压相角 θ 结合得到三相电网电流参考值 i_{a_ref} 、 i_{b_ref} 、 i_{c_ref} ，再通过 $\alpha\beta$ 坐标变换得到参考值 $I_{\alpha_ref}^*$ 、 $I_{\beta_ref}^*$ ，同时对三相电网电压 u_a 、 u_b 、 u_c ，电网电流 i_a 、 i_b 、 i_c 和网侧电容电压 u_{ca} 、 u_{cb} 、 u_{cc} 进行clark坐标变换，得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的三相电网电压 U_α 、 U_β ，网侧电容电压 $U_{c\alpha}$ 、 $U_{c\beta}$ 和电网电流 I_α 、 I_β 。
- [0052] 步骤2：对图2所示的三相电流源型变换器进行数学建模以及Heun's离散化，构建 $\alpha\beta$ 坐标系下的预测模型，具体实施过程如下：

- [0053] 三相电流源型变换器数学模型：

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} U_{c\alpha} \\ U_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} - L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \\
 & \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} + C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{c\alpha} \\ U_{c\beta} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{1}$$

- [0055] 其中L为网侧电感，C为网侧电容， $\begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的三相电流源型变换器空间

电流矢量， $x \in (1, 9)$

- [0056] 而电路的连续动态模型可表示为：

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{2}$$

- [0058] 其中x是状态变量矢量，u是输入矢量，A是系统矩阵、B是输入矩阵。

- [0059] 采用Heun's离散化方法，将电路模型进行离散化

$$\begin{aligned}
[0060] \quad & \begin{cases} x^c(k+1) = x(k) + T_s(Ax(k) + Bu(k)) \\ x^p(k+1) = x^c(k+1) + \frac{T_s}{2}A(x^c(k+1) - x(k)) \end{cases} \\
& \Rightarrow x^p(k+1) = \Phi''x(k) + \Gamma''u(k) \quad (3)
\end{aligned}$$

$$[0061] \quad \text{其中 } \Phi'' = I + T_s A + \frac{T_s^2}{2} A^2, \quad \Gamma'' = \left(T_s + \frac{T_s^2}{2} A \right) B$$

[0062] 推导出三相电流源型变换器的预测模型：

$$\begin{aligned}
[0063] \quad & \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+1) \\ U_{c\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC} \right) \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k) \\ U_{c\beta}(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_\alpha(k) \\ I_\beta(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} U_\alpha(k) \\ U_\beta(k) \end{bmatrix} - \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \\
& \begin{bmatrix} I_\alpha(k+1) \\ I_\beta(k+1) \end{bmatrix} = -\frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k) \\ U_{c\beta}(k) \end{bmatrix} + \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC} \right) \begin{bmatrix} I_\alpha(k) \\ I_\beta(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_\alpha(k) \\ U_\beta(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \quad (4)
\end{aligned}$$

[0064] 其中 $\begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的三相电流源型变换器空间电流矢量, $x \in (1, 9)$, L 为网侧电感, C 为网侧电容, T_s 为控制周期。

[0065] 步骤3: 结合占空比控制, 对步骤2的所有空间电流矢量进行提前筛选, 减少控制集, 具体步骤如下:

[0066] 考虑后级控制所采用的是占空比控制方法, 因此对步骤2的所有空间电流矢量进行筛选, 去除零矢量, 将求解多步最优矢量的过程变成求解多步最优非零矢量。

[0067] 传统预测控制筛选出最优矢量的同时, 作用单一的最优矢量在整个采样周期内, 因此对应的预测电流值与真实参考值存在偏差, 控制效果较差, 而占空比控制主要通过一个零矢量和一个非零矢量相结合作用于整个采样周期内, 产生的预测电流值与参考值的误差将比传统方案小, 控制性能更佳。

[0068] 步骤4: 将 $k-1$ 时刻进行多步预测控制而得到的 k 时刻所对应的多步最优非零矢量代入公式(4), 得到 $k+1$ 时刻的网侧电流、网侧电容电压预测值, 然后对公式(4)进行迭代更新, 即将公式(4)中 k 时刻的值更新为 $k+1$ 时刻的网侧电流、网侧电容电压预测值, 从而得到在 $k+2$ 时刻的不同非零矢量所对应的网侧电流、网侧电容电压预测值;

[0069] 步骤5: 如图3所示, 将空间矢量图均分成12个扇区, 然后结合无差拍控制方法进行快速矢量选择, 使下一采样时刻的预测值完全等于参考值而得到电流矢量的参考值, 只需预测一次, 采用图形边限定形式找出与参考电流最接近的电流矢量作为控制量, 具体实施过程如下:

[0070] 将步骤2的 $k+1$ 时刻的预测模型进行迭代更新得到在 $k+3$ 时刻三相电流源型变换器的预测模型:

$$\begin{aligned}
[0071] \quad & \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+3) \\ U_{c\beta}(k+3) \end{bmatrix} = \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC} \right) \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+2) \\ U_{c\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_\alpha(k+2) \\ I_\beta(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} U_\alpha(k+2) \\ U_\beta(k+2) \end{bmatrix} - \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \\
& \begin{bmatrix} I_\alpha(k+3) \\ I_\beta(k+3) \end{bmatrix} = -\frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+2) \\ U_{c\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \left(1 - \frac{T_s^2}{2LC} \right) \begin{bmatrix} I_\alpha(k+2) \\ I_\beta(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} U_\alpha(k+2) \\ U_\beta(k+2) \end{bmatrix} + \frac{T_s^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \quad (5)
\end{aligned}$$

[0072] 当零矢量 i_0 作用时,网侧电流预测值为:

$$[0073] \begin{bmatrix} I_{0\alpha}(k+3) \\ I_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} = -\frac{Ts}{L} \begin{bmatrix} U_{c\alpha}(k+2) \\ U_{c\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \left(1 - \frac{Ts^2}{2LC}\right) \begin{bmatrix} I_{\alpha}(k+2) \\ I_{\beta}(k+2) \end{bmatrix} + \frac{Ts}{L} \begin{bmatrix} U_{\alpha}(k+2) \\ U_{\beta}(k+2) \end{bmatrix} \quad (6)$$

[0074] 此时,零矢量作用的网侧电流预测值与网侧电流参考值的误差为:

$$[0075] \begin{bmatrix} \varepsilon_{0\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha_ref}^*(k+3) \\ I_{\beta_ref}^*(k+3) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{0\alpha}(k+3) \\ I_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0076] 而网侧电流预测值与网侧电流参考值之间的误差可表示为零矢量产生的误差与

$\frac{Ts^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix}$ 项之间的差值:

$$[0077] \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{\beta}(k+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha_ref}^*(k+3) \\ I_{\beta_ref}^*(k+3) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{\alpha}(k+3) \\ i_{\beta}(k+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha_ref}^*(k+3) \\ I_{\beta_ref}^*(k+3) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{0\alpha}(k+3) \\ I_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} - \frac{Ts^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$= \begin{bmatrix} \varepsilon_{0\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix} - \frac{Ts^2}{2LC} \begin{bmatrix} I_{x\alpha} \\ I_{x\beta} \end{bmatrix}$$

[0078] 如图3所示,此时通过零矢量产生的误差 $\begin{bmatrix} \varepsilon_{0\alpha}(k+3) \\ \varepsilon_{0\beta}(k+3) \end{bmatrix}$ 的角度判断所处扇区,求解出

在 $k+2$ 时刻作用不同的非零矢量其所对应 $k+3$ 时刻最优非零矢量,具体扇区所对应最优非零矢量和零矢量如表1所示:

[0079] 表1

扇区 \ 选择矢量	最优非零矢量	零矢量
12	I1	I7
1	I1	I7
2	I2	I9
3	I2	I9
4	I3	I8
5	I3	I8
6	I4	I7
7	I4	I7
8	I5	I9
9	I5	I9
10	I6	I8
11	I6	I8

[0080]

[0081] 步骤6:求解多步最优非零矢量和零矢量,具体步骤如下:

[0082] 如图7所示,依次计算k+1、k+2时刻采用不同空间电流矢量时的代价函数:

$$g(x) = \left| I_{x\alpha}(k+2) - I_{\alpha_ref}^*(k+2) \right| + \left| I_{x\beta}(k+2) - I_{\beta_ref}^*(k+2) \right| + \left| I_{\alpha_opt}(k+3) - I_{\alpha_ref}^*(k+3) \right| + \left| I_{\beta_opt}(k+3) - I_{\beta_ref}^*(k+3) \right| \quad (9)$$

[0084] g(x)为k+1时刻采用I_x空间电流矢量,k+2时刻采用I_{opt}空间电流矢量时的代价函数。

$$g(\min) = \min \{g(1)、g(2)、g(3)、g(4)、g(5)、g(6)\} \quad (10)$$

[0086] 选择代价函数g(min)所对应的k+1、k+2时刻电流矢量组合为各对应时刻的多步最优非零矢量,而零矢量通过对多步最优非零矢量进行查表后直接获得。

[0087] 步骤7:计算多步最优非零矢量以及零矢量的占空比,具体方法如下:

[0088] 如图3所示,将零矢量产生的误差矢量error0垂直于所选的最优非零矢量,所对应的最优非零矢量占空比为:

$$Dn1 = \frac{2LC}{T_s * T_s * |I_{opt}|^2} (error0 \odot I_{opt}) \quad (11)$$

$$\text{所对应的零矢量占空比为: } Dn0 = 1 - Dn1 \quad (12)$$

[0091] 步骤8:将计算出来的占空比Dn1和Dn0与载波进行比较完成空间矢量调制,从而产

生驱动信号 $S_1 \sim S_6$,驱动三相电流源型变换器工作。

[0092] 步骤9:用Matlab/Simulink搭建仿真模型,对所提方案进行验证。为验证所提方案的有效性,将给定输出电压在0.2s时从200V切换为300V。

[0093] 图4是本发明的输出电压仿真波形图,图5是在传统多步预测控制输出电压仿真波形图,所提方法在0.2s切换前后输出电压波动小,稳态性能较好,又因为所提方案采用占空比控制,因此在0.2s切换时,输出电压仅需0.04s即可完成调节,而传统多步预测控制方案需要0.2s,所提方案动态性能较好。

[0094] 图6是本发明的三相电网电流 i_a 、 i_b 、 i_c 仿真波形图,在0.2s切换前后电网电流波形畸变程度几乎无变化、正弦化高。

[0095] 综上所述,本发明提出的控制方法解决了传统多步预测控制计算量大的问题,所提方法计算量约为传统多步预测控制的1/10,并且随着步长增加,计算量优势更大,本发明同时实现了准定频以便于滤波器设计,具有较好的动、稳态性能,电网电流正弦度良好,并且方案简单,易于实现。

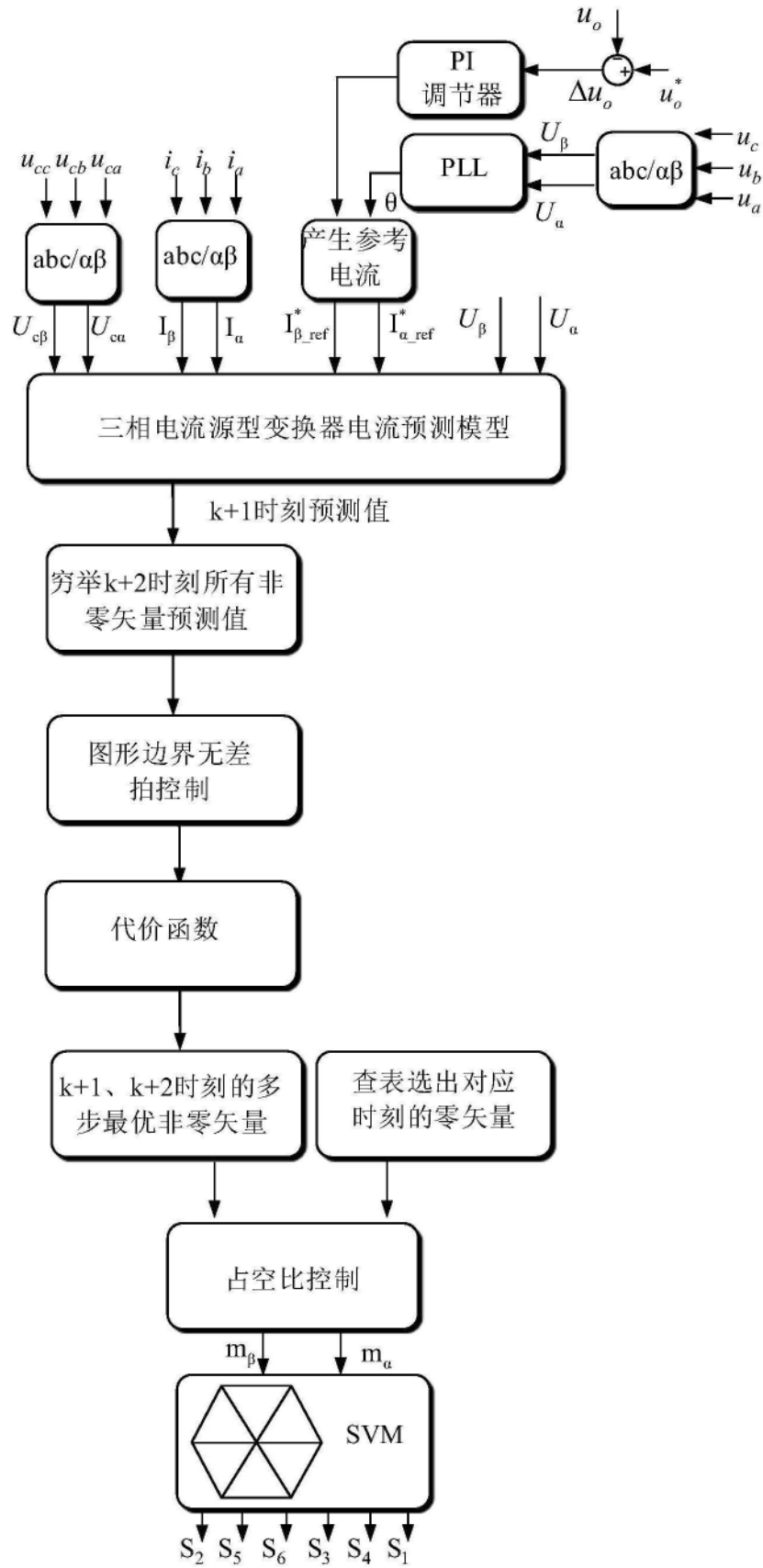


图1

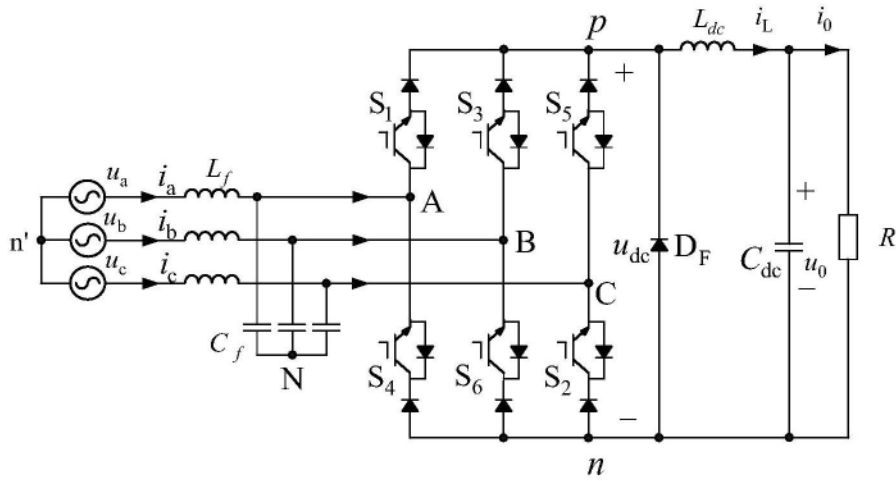


图2

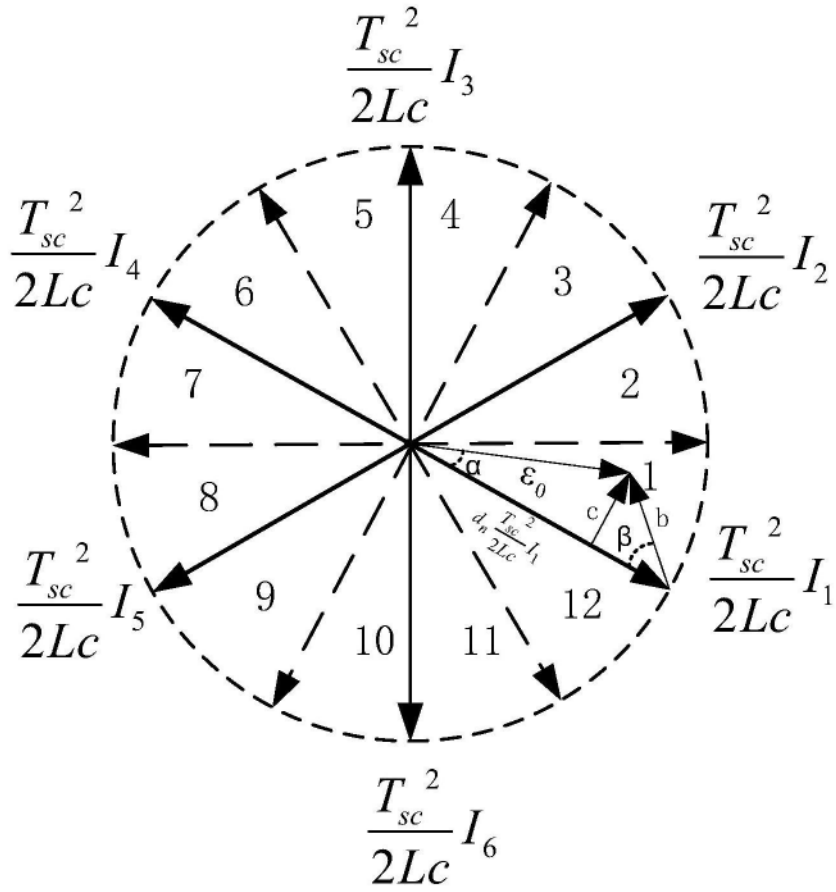


图3

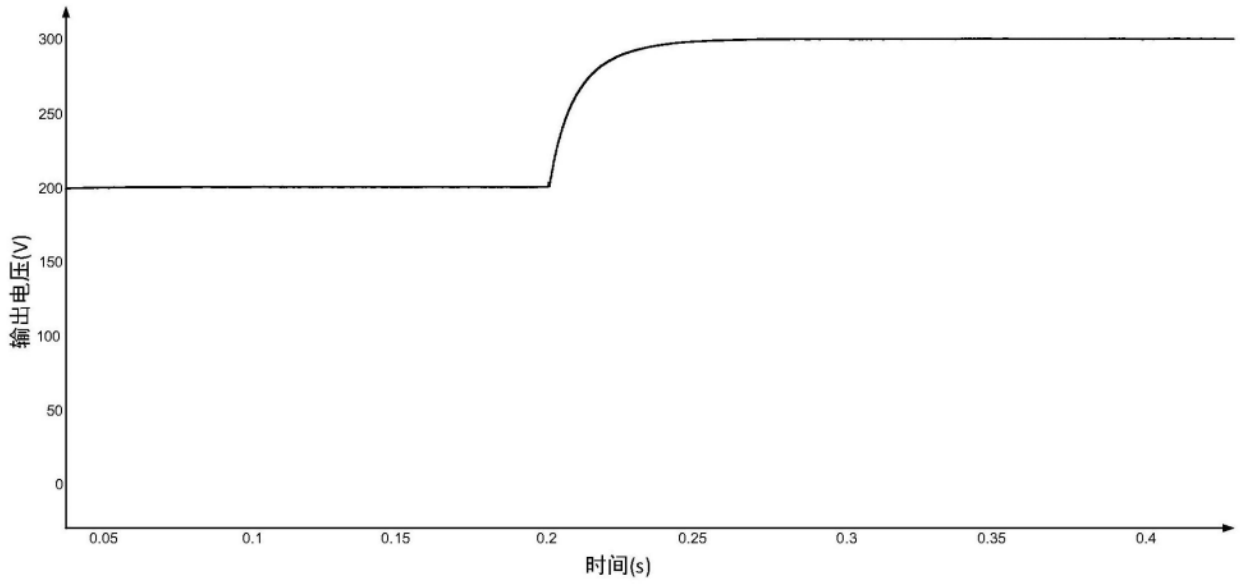


图4

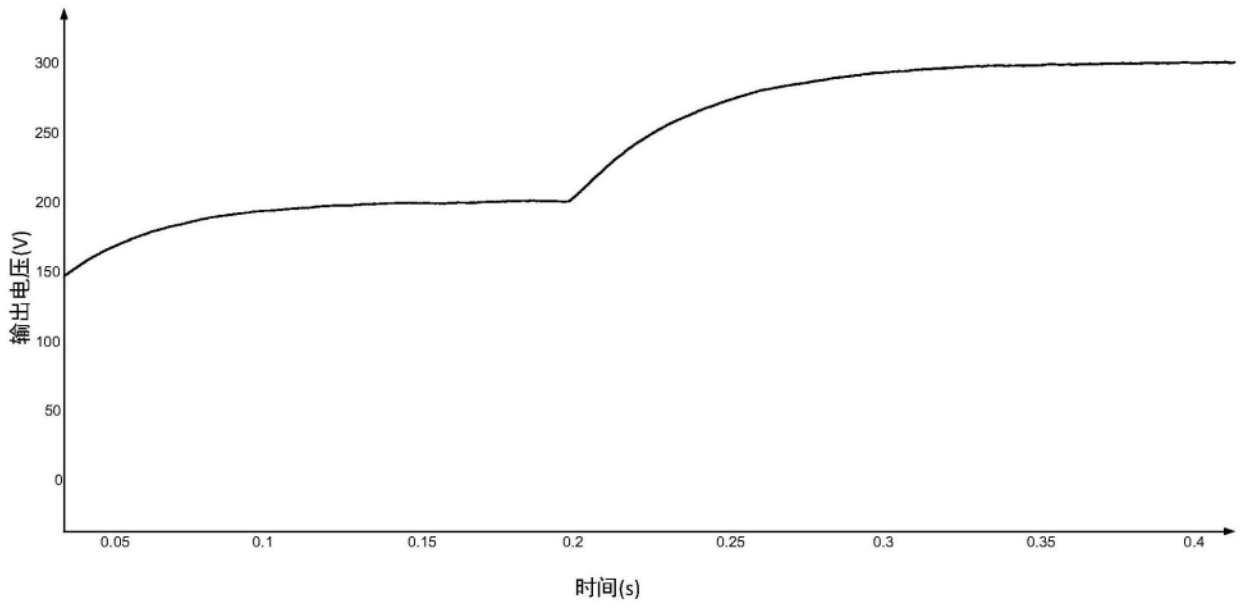


图5

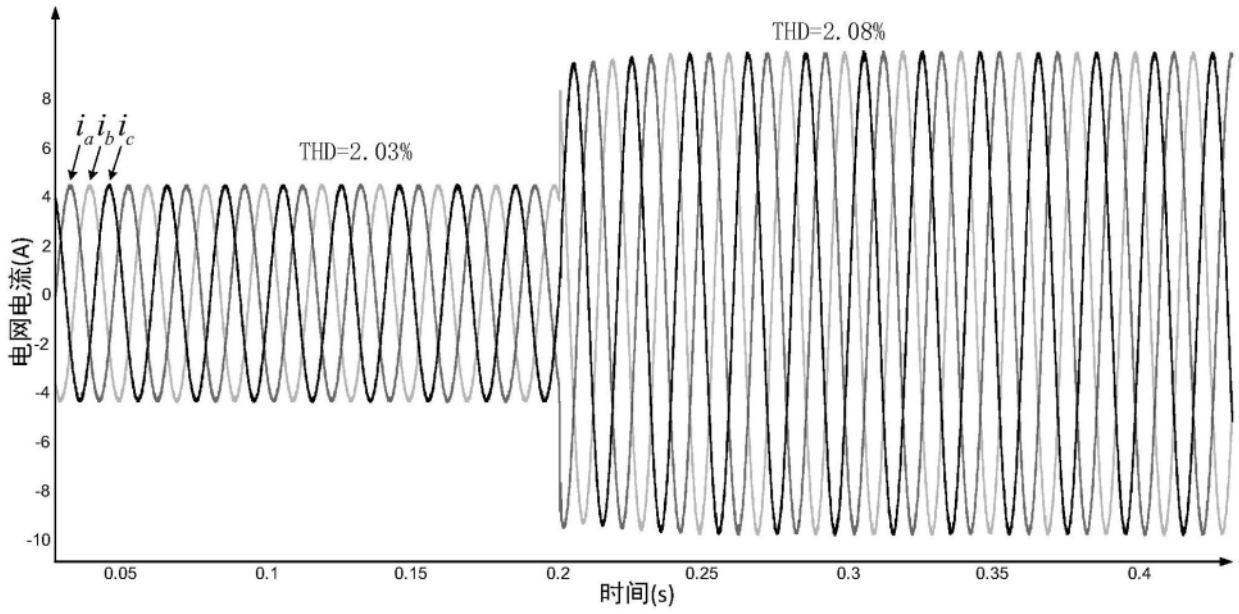


图6

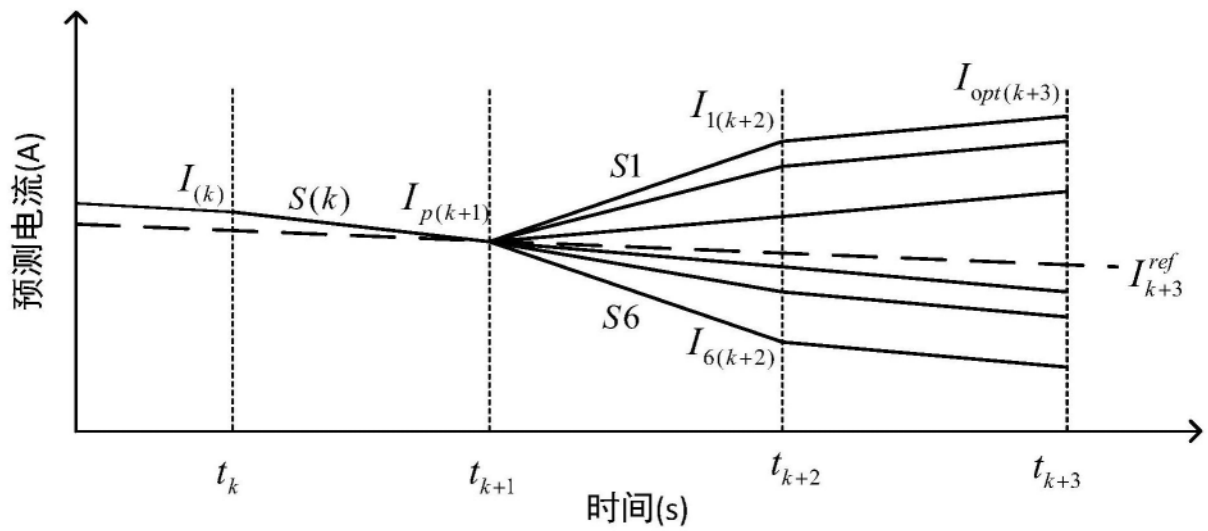


图7