



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 116545286 A

(43) 申请公布日 2023. 08. 04

(21) 申请号 202310622156.2

G05B 13/04 (2006.01)

(22) 申请日 2023.05.30

(71) 申请人 中国电力科学研究院有限公司

地址 210003 江苏省南京市鼓楼区南瑞路8号

申请人 东南大学

(72) 发明人 李官军 王翔宇 李浩源 杨波

吴福保 陶以彬 桑丙玉 陈国伟

(74) 专利代理机构 北京安博达知识产权代理有限公司 11271

专利代理师 徐国文

(51) Int. Cl.

H02M 7/483 (2007.01)

H02M 1/088 (2006.01)

H02M 1/12 (2006.01)

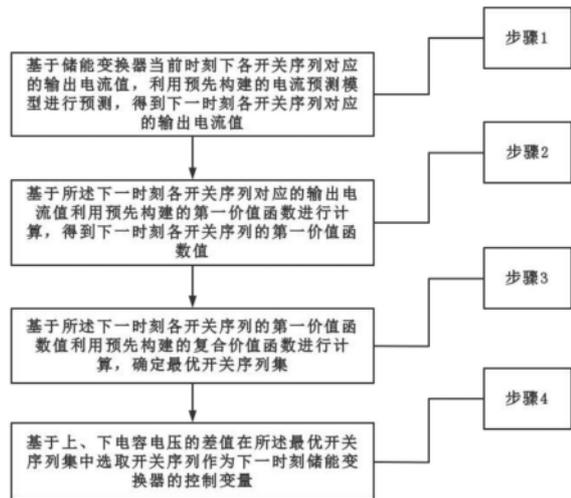
权利要求书3页 说明书10页 附图5页

(54) 发明名称

一种储能变换器固定开关频率的模型预测控制方法及系统

(57) 摘要

一种储能变换器固定开关频率的模型预测控制方法,包括:基于储能变换器当前时刻下各开关序列对应的输出电流值,利用预先构建的电流预测模型进行预测,得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值;基于下一时刻各开关序列对应的输出电流值利用预先构建的第一价值函数进行计算,得到下一时刻各开关序列的价值函数值;基于下一时刻各开关序列的价值函数值利用预先构建的复合价值函数进行计算,确定最优开关序列集;基于上、下电容电压的差值在最优开关序列集中选取开关序列作为下一时刻储能变换器的控制变量;其中,所述复合价值函数是基于第一价值函数构建的;本发明通过预测控制实现开关频率的固定,减少电流谐波提高输出波形的质量。



1. 一种储能变换器固定开关频率的模型预测控制方法,其特征在于,包括:

基于储能变换器当前时刻下各开关序列对应的输出电流值,利用预先构建的电流预测模型进行预测,得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值;

基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值利用预先构建的第一价值函数进行计算,得到下一时刻各开关序列的第一价值函数值;

基于所述下一时刻各开关序列的第一价值函数值利用预先构建的复合价值函数进行计算,确定最优开关序列集;

基于上、下电容电压的差值在所述最优开关序列集中选取开关序列作为下一时刻储能变换器的控制变量;

其中,所述复合价值函数是基于第一价值函数构建的;

所述开关序列集是基于各开关序列对应的电压值按照从小到大的顺序等间隔进行划分得到的。

2. 根据权利要求1所述方法,其特征在于,所述电流预测模型用于基于当前时刻下各开关序列对应的输出电流值的电流方程向前差分离散化,得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值。

3. 根据权利要求1所述方法,其特征在于,所述第一价值函数用于基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值结合参考电流的离散化预测值进行计算,得到下一时刻各开关序列的第一价值函数值。

4. 根据权利要求3所述方法,其特征在于,所述第一价值函数的计算式如下所示:

$$g_i(k+1) = (i_o^*(k+1) - i_o(k+1))^2$$

式中, $g_i(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻第 i 个电压状态下的价值函数, $i_o^*(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻参考电流的离散化预测值, $i_o(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻输出电流值, k 为时刻, i_o 为输出电流值, i_o^* 为参考电流值, i 为序号。

5. 根据权利要求1所述方法,其特征在于,所述复合价值函数包括如下构建过程:

基于所述下一时刻各开关序列的第一价值函数值进行计算,得到各开关序列集中开关序列的时间占比;

基于所述各开关序列的第一价值函数值结合所述各开关序列集中开关序列的时间占比进行计算,得到各开关序列集的复合价值函数。

6. 根据权利要求5所述方法,其特征在于,所述各开关序列集中开关序列的时间占比的计算式如下所示:

$$t_a = T_{sw} \frac{g_2(k+1)}{g_1(k+1) + g_2(k+1)}$$

$$t_b = T_{sw} \frac{g_1(k+1)}{g_1(k+1) + g_2(k+1)}$$

式中, t_a 为第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比, t_b 为第一开关序列在一个开关序列集内的时间占比, g_1 为第一开关序列价值函数, g_2 为第二开关序列价值函数, T_{sw} 为开关周期, k 为时刻。

7. 根据权利要求5所述方法,其特征在于,所述复合价值函数的计算式如下所示:

$$g_{oss}(k) = \text{minimum}(g_1 t_a + g_2 t_b)$$

式中, $g_{oss}(k)$ 为复合价值函数, g_1 为第一开关序列价值函数, g_2 为第二开关序列价值函数, t_a 为第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比, t_b 为第一开关序列在一个开关序列集内的时间占比。

8. 根据权利要求1所述方法, 其特征在于, 所述基于上、下电容电压的差值在所述最优开关序列集中选取开关序列作为下一时刻储能变换器的控制变量, 包括:

当所述上、下电容电压的差值为0时, 选取最优开关序列集中上电容电压和下电容电压无变化状态对应的开关序列;

当上、下电容电压的差值为大于0时, 选取最优开关序列集中上电容电压下降和下电容电压上升状态对应的开关序列;

当上、下电容电压的差值为小于0时, 选取最优开关序列集中上电容电压上升和下电容电压下降状态对应的开关序列。

9. 一种储能变换器固定开关频率的模型预测控制系统, 其特征在于, 包括:

电流预测模块, 用于基于储能变换器当前时刻下各开关序列对应的输出电流值, 利用预先构建的电流预测模型进行预测, 得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值;

第一价值函数模块, 用于基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值利用预先构建的第一价值函数进行计算, 得到下一时刻各开关序列的价值函数值;

复合价值函数模块, 用于基于所述下一时刻各开关序列的价值函数值利用预先构建的复合价值函数进行计算, 确定最优开关序列集;

开关序列选取模块, 用于基于上、下电容电压的差值在所述最优开关序列集中选取开关序列作为下一时刻储能变换器的控制变量;

其中, 所述复合价值函数是基于第一价值函数构建的;

所述开关序列集是基于各开关序列对应的电压值按照从小到大的顺序等间隔进行划分得到的。

10. 根据权利要求9所述系统, 其特征在于, 还包括电流预测模型构建模块, 具体用于:

基于当前时刻下各开关序列对应的输出电流值的电流方程向前差分离散化, 得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值。

11. 根据权利要求9所述系统, 其特征在于, 还包括第一价值函数构建模块, 具体用于:

基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值结合参考电流的离散化预测值进行计算, 得到下一时刻各开关序列的第一价值函数值。

12. 根据权利要求9所述系统, 其特征在于, 还包括复合价值函数构建模块, 具体用于:

基于所述下一时刻各开关序列的第一价值函数值进行计算, 得到各开关序列集中开关序列的时间占比;

基于所述各开关序列的第一价值函数值结合所述各开关序列集中开关序列的时间占比进行计算, 得到各开关序列集的复合价值函数。

13. 根据权利要求9所述系统, 其特征在于, 所述开关序列选取模块, 具体用于:

当所述上、下电容电压的差值为0时, 选取最优开关序列集中上电容电压和下电容电压无变化状态对应的开关序列;

当上、下电容电压的差值为大于0时, 选取最优开关序列集中上电容电压下降和下电容电压上升状态对应的开关序列;

当上、下电容电压的差值为小于0时,选取最优开关序列集中上电容电压上升和下电容电压下降状态对应的开关序列。

一种储能变换器固定开关频率的模型预测控制方法及系统

技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子变换技术中的控制技术领域,具体涉及一种储能变换器的模型预测控制方法及系统。

背景技术

[0002] 多电平储能变换器具有开关器件的耐压等级低、等效开关频率高及输出波形谐波小等优点,因而在中高压大功率变换场合中得到广泛应用。然而,并网储能变换器往往具有多个控制目标,如控制输出电流和电压、平衡和/或调节电容器电压等。这可能会限制传统的比例积分(PI)和谐振控制器(PR)的正常运行。因此可以使用有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)算法代替以上的经典算法。通过大量实验,FCS-MPC方法已被证明可以非常好地使用单一价值函数同时控制多个目标。然而,一般的FCS-MPC的缺陷在于,相同的开关状态可以在连续的不同采样周期中出现,从而导致开关频率的变化以及电压电流中更大的谐波含量。这使得储能变换器需要更加复杂的设计同时也会对功率造成损耗并向电网注入谐波。

发明内容

[0003] 为了解决现有技术中相同的开关状态在连续的不同采样周期中出现,导致开关频率的变化以及电压电流中出现更大的谐波含量的问题,本发明提出了一种储能变换器固定开关频率的模型预测控制方法,包括:

[0004] 基于储能变换器当前时刻下各开关序列对应的输出电流值,利用预先构建的电流预测模型进行预测,得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值;

[0005] 基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值利用预先构建的第一价值函数进行计算,得到下一时刻各开关序列的第一价值函数值;

[0006] 基于所述下一时刻各开关序列的第一价值函数值利用预先构建的复合价值函数进行计算,确定最优开关序列集;

[0007] 基于上、下电容电压的差值在所述最优开关序列集中选取开关序列作为下一时刻储能变换器的控制变量;

[0008] 其中,所述复合价值函数是基于第一价值函数构建的;

[0009] 所述开关序列集是基于各开关序列对应的电压值按照从小到大的顺序等间隔进行划分得到的。

[0010] 优选的,所述电流预测模型用于基于当前时刻下各开关序列对应的输出电流值的电流方程向前差分离散化,得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值。

[0011] 优选的,所述第一价值函数用于基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值结合参考电流的离散化预测值进行计算,得到下一时刻各开关序列的第一价值函数值。

[0012] 优选的,所述第一价值函数的计算式如下所示:

[0013]
$$g_i(k+1) = (i_o^*(k+1) - i_o(k+1))^2$$

[0014] 式中, $g_i(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻第 i 个电压状态下的价值函数, $i_o^*(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻参考电流的离散化预测值, $i_o(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻输出电流值, k 为时刻, i_o 为输出电流值, i_o^* 为参考电流值, i 为序号。

[0015] 优选的, 所述复合价值函数包括如下构建过程:

[0016] 基于所述下一时刻各开关序列的第一价值函数值进行计算, 得到各开关序列集中开关序列的时间占比;

[0017] 基于所述各开关序列的第一价值函数值结合所述各开关序列集中开关序列的时间占比进行计算, 得到各开关序列集的复合价值函数。

[0018] 优选的, 所述各开关序列集中开关序列的时间占比的计算式如下所示:

$$[0019] \quad t_a = T_{sw} \frac{g_2(k+1)}{g_1(k+1) + g_2(k+1)}$$

$$[0020] \quad t_b = T_{sw} \frac{g_1(k+1)}{g_1(k+1) + g_2(k+1)}$$

[0021] 式中, t_a 为第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比, t_b 为第一开关序列在一个开关序列集内的时间占比, g_1 为第一开关序列价值函数, g_2 为第二开关序列价值函数, T_{sw} 为开关周期, k 为时刻。

[0022] 优选的, 所述复合价值函数的计算式如下所示:

$$[0023] \quad g_{oss}(k) = \min(g_1 t_a + g_2 t_b)$$

[0024] 式中, $g_{oss}(k)$ 为复合价值函数, g_1 为第一开关序列价值函数, g_2 为第二开关序列价值函数, t_a 为第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比, t_b 为第一开关序列在一个开关序列集内的时间占比。

[0025] 优选的, 所述基于上、下电容电压的差值在所述最优开关序列集中选取开关序列作为下一时刻储能变换器的控制变量, 包括:

[0026] 当所述上、下电容电压的差值为 0 时, 选取最优开关序列集中上电容电压和下电容电压无变化状态对应的开关序列;

[0027] 当上、下电容电压的差值为大于 0 时, 选取最优开关序列集中上电容电压下降和下电容电压上升状态对应的开关序列;

[0028] 当上、下电容电压的差值为小于 0 时, 选取最优开关序列集中上电容电压上升和下电容电压下降状态对应的开关序列。

[0029] 基于同一发明构思, 本发明还提出了一种储能变换器固定开关频率的模型预测控制系统, 包括:

[0030] 电流预测模块, 用于基于储能变换器当前时刻下各开关序列对应的输出电流值, 利用预先构建的电流预测模型进行预测, 得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值;

[0031] 第一价值函数模块, 用于基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值利用预先构建的第一价值函数进行计算, 得到下一时刻各开关序列的价值函数值;

[0032] 复合价值函数模块, 用于基于所述下一时刻各开关序列的价值函数值利用预先构建的复合价值函数进行计算, 确定最优开关序列集;

[0033] 开关序列选取模块, 用于基于上、下电容电压的差值在所述最优开关序列集中选取开关序列作为下一时刻储能变换器的控制变量;

- [0034] 其中,所述复合价值函数是基于第一价值函数构建的;
- [0035] 所述开关序列集是基于各开关序列对应的电压值按照从小到大的顺序等间隔进行划分得到的。
- [0036] 优选的,还包括电流预测模型构建模块,具体用于:
- [0037] 基于当前时刻下各开关序列对应的输出电流值的电流方程向前差分离散化,得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值。
- [0038] 优选的,还包括第一价值函数构建模块,具体用于:
- [0039] 基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值结合参考电流的离散化预测值进行计算,得到下一时刻各开关序列的第一价值函数值。
- [0040] 优选的,还包括复合价值函数构建模块,具体用于:
- [0041] 基于所述下一时刻各开关序列的第一价值函数值进行计算,得到各开关序列集中开关序列的时间占比;
- [0042] 基于所述各开关序列的第一价值函数值结合所述各开关序列集中开关序列的时间占比进行计算,得到各开关序列集的复合价值函数。
- [0043] 优选的,所述开关序列选取模块,具体用于:
- [0044] 当所述上、下电容电压的差值为0时,选取最优开关序列集中上电容电压和下电容电压无变化状态对应的开关序列;
- [0045] 当上、下电容电压的差值为大于0时,选取最优开关序列集中上电容电压下降和下电容电压上升状态对应的开关序列;
- [0046] 当上、下电容电压的差值为小于0时,选取最优开关序列集中上电容电压上升和下电容电压下降状态对应的开关序列。
- [0047] 与现有技术相比,本发明的有益效果为:
- [0048] 一种储能变换器固定开关频率的模型预测控制方法,包括:基于储能变换器当前时刻下各开关序列对应的输出电流值,利用预先构建的电流预测模型进行预测,得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值;基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值利用预先构建的第一价值函数进行计算,得到下一时刻各开关序列的价值函数值;基于所述下一时刻各开关序列的价值函数值利用预先构建的复合价值函数进行计算,确定最优开关序列集;基于上、下电容电压的差值在所述最优开关序列集中选取开关序列作为下一时刻储能变换器的控制变量;其中,所述复合价值函数是基于第一价值函数构建的;所述开关序列集是基于各开关序列对应的电压值按照从小到大的顺序等间隔进行划分得到的;本发明通过预测控制实现开关频率的固定,减少电流谐波提高输出波形的质量;通过复合价值函数评估开关序列集,优化了开关的选取速度,避免了权重系数的设计,能够有效输出波形使工作效率更高。

附图说明

- [0049] 图1为本发明的一种储能变换器的模型预测控制方法流程图;
- [0050] 图2为本发明的五电平T型储能变换器开关电压表;
- [0051] 图3为本发明的T型五电平储能变换器拓扑结构图;
- [0052] 图4为本发明的FSF-MPC的控制框图;

- [0053] 图5为传统FCS-MPC的控制框图；
- [0054] 图6(a)为实施例中FSF-MPC控制下储能变换器输出电压波形图；
- [0055] 图6(b)为实施例中FSF-MPC控制下电网电流波形图；
- [0056] 图6(c)为实施例中FSF-MPC控制下电容电压波形图；
- [0057] 图7为实施例中FSF-MPC控制下的总谐波失真图。

具体实施方式

[0058] 本发明提出了一种基于储能变频器的固定开关频率MPC (FSF-MPC) 控制器。利用MPC方法的多目标特性,利用单价值函数来控制电容器电压和栅极电流,同时实现开关频率的固定。五电平单相T型储能变换器的直流侧线电压和两个电容串联,这导致中点电压必须保持平衡 $V_{C1}=V_{C2}=V_{dc}/2$ 。该拓扑包括两个三电平T型电路,以产生五种不同等级的电压。该拓扑结构可输出以下电压电平 V_{dc} 、 $V_{dc}/2$ 、 0 、 $-V_{dc}/2$ 和 $-V_{dc}$;为了更好地理解本发明,下面结合说明书附图和实施例对本发明的内容做进一步的说明。

[0059] 实施例1:

[0060] 一种储能变换器固定开关频率的模型预测控制方法,具体过程如图1所示,包括:

[0061] 步骤1,基于储能变换器当前时刻下各开关序列对应的输出电流值,利用预先构建的电流预测模型进行预测,得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值;

[0062] 步骤2,基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值利用预先构建的第一价值函数进行计算,得到下一时刻各开关序列的价值函数值;

[0063] 步骤3基于所述下一时刻各开关序列的价值函数值利用预先构建的复合价值函数进行计算,确定最优开关序列集;

[0064] 步骤4,基于上、下电容电压的差值在所述最优开关序列集中选取开关序列作为下一时刻储能变换器的控制变量;

[0065] 其中,所述复合价值函数是基于第一价值函数构建的;

[0066] 所述开关序列集是基于各开关序列对应的电压值按照从小到大的顺序等间隔进行划分得到的。

[0067] 本发明基于顺序MPC的策略,同时保持恒定的开关频率以及避免权重系数。本发明提出了一种无加权因子的顺序MPC方法,消除了价值函数中的权重系数,还能输出固定的开关频率输出电压。具体包括以下内容:

[0068] 开关序列集的划分过程如下:

[0069] 储能变换器的输出电压 V_o 有五个不同状态电压, $V_o \in \{V_{dc}, 0.5V_{dc}, 0, -0.5V_{dc}, -V_{dc}\}$,其中 V_{dc} 为直流侧电压;为了优化开关选取速度,可以将输出电压分为四个区间 $[-V_{dc}, -0.5V_{dc}]$ 、 $(-0.5V_{dc}, 0]$ 、 $(0, 0.5V_{dc}]$ 、 $(0.5V_{dc}, V_{dc}]$ 。每个区间都有相对应的开关状态,可以根据最后输出的电压落在哪个区间决定开关顺序选取的范围,这样可以大大优化减少选取开关的次数,避免了权重系数的设计。

[0070] 电流预测模型构建过程如下:

[0071] 使用本发明控制时首先需要有一个固定的电流作为参考电流,将它离散化;根据电压电流方程寻找下一时刻 $k+1$ 与当前时刻 k 的电流关系,作为模型预测控制的电流预测模型。

[0072] 分析建立储能变换器的电流方程：

$$[0073] \quad L \frac{di_o}{dt} = V_o - V_{grid} - i_o Rf$$

[0074] 式中, i_o 为交流测电流, V_{grid} 为并网电压, L 为滤波器电感, Rf 为线路电阻, t 为时间, V_o 为储能变换器的输出电压。

[0075] 将电流方程一阶前向差分离散化：

$$[0076] \quad i_o(k+1) = i_o(k) + \frac{T_{sw}}{L} (V_o(k) - V_{grid}(k) + i_o(k)Rf)$$

[0077] 式中, T_{sw} 为开关周期, $i_o(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的交流侧电流, $i_o(k)$ 为 k 时刻的交流侧电流, i_o 为交流测电流, V_{grid} 为并网电压, L 为滤波器电感, Rf 为线路电阻, V_o 为储能变换器的输出电压, k 为时刻。

[0078] 第一价值函数构建过程如下：

[0079] 得到电流预测模型之后, 就可以依据 $k+1$ 时刻参考电流的离散化预测值 $i_o^*(k+1)$ 参考基准电流, 构建价值函数。由于 V_o 为储能变换器的输出电压, V_o 有五种不同的输出电平, 从而对应了 $k+1$ 时刻的交流侧电流 $i_o(k+1)$ 也有五种不同的值, 最后的价值函数 $g_i(k+1)$ 也有五种不同的情况, $i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$, 具体价值函数如下：

$$[0080] \quad g_i(k+1) = (i_o^*(k+1) - i_o(k+1))^2$$

[0081] 式中, $g_i(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻第 i 个电压状态下的价值函数, $i_o^*(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻参考电流的离散化预测值, $i_o(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻输出电流值, k 为时刻, i_o 为输出电流值, i_o^* 为参考电流值, i 为序号。

[0082] 复合价值函数构建过程如下：

[0083] 首先, 根据价值函数 $g_i(k+1)$, 我们可以求得最小的两个值所对应的储能变换器的输出电压 V_o 即两个不同但连续的直流测电压 V_{dc} , 其必定属于上述的四个区间内。将最小的两个价值函数 g_i 设为 g_1 和 g_2 。

[0084] 优化计算相邻的两个电压连续区间时间占比, 计算如下：

$$[0085] \quad t_a = T_{sw} \frac{g_2(k+1)}{g_1(k+1) + g_2(k+1)}$$

$$[0086] \quad t_b = T_{sw} \frac{g_1(k+1)}{g_1(k+1) + g_2(k+1)}$$

[0087] 式中, t_a 为第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比, t_b 为第一开关序列在一个开关序列集内的时间占比, g_1 为第一开关序列价值函数, g_2 为第二开关序列价值函数, T_{sw} 为开关周期, k 为时刻。

[0088] 通过第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比 t_a 、第一开关序列在一个开关序列集内的时间占比 t_b 的变化, 储能变换器输出将不是固定的五个电平 V_{dc} 、 $0.5V_{dc}$ 、 0 、 $-0.5V_{dc}$ 以及 $-V_{dc}$; 相反, 一个频率内可以实现输出了区间 $(-0.5V_{dc}, 0]$ 、 $(0, 0.5V_{dc}]$ 、 $(0.5V_{dc}, V_{dc}]$ 或 $[-V_{dc}, -0.5V_{dc}]$ 内的任何一个值。

[0089] 根据上面求得的第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比 t_a 和第一开关序列在一个开关序列集内的时间占比 t_b , 可以进一步构建复合价值函数, 该价值函数将更加精准。具体如下：

[0090] $g_{oss}(k) = \min(g_1 t_a + g_2 t_b)$

[0091] 式中, $g_{oss}(k)$ 为复合价值函数, g_1 为第一开关序列价值函数, g_2 为第二开关序列价值函数, t_a 为第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比, t_b 为第一开关序列在一个开关序列集内的时间占比。

[0092] 步骤1中的, 基于储能变换器当前时刻下各开关序列对应的输出电流值, 利用预先构建的电流预测模型进行预测, 得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值, 包括:

[0093] 对五个不同状态电压下的 $V_o \in \{V_{dc}, 0.5V_{dc}, 0, -0.5V_{dc}, -V_{dc}\}$ 的 $k+1$ 时刻的输出电流 $i_o(k+1)$ 进行预测;

[0094] 分析建立储能变换器的电流方程:

$$[0095] \quad L \frac{di_o}{dt} = V_o - V_{grid} - i_o R_f$$

[0096] 式中, i_o 为交流侧电流, V_{grid} 为并网电压, L 为滤波器电感, R_f 为线路电阻, t 为时间, V_o 为储能变换器的输出电压。

[0097] 将电流方程一阶前向差分离散化:

$$[0098] \quad i_o(k+1) = i_o(k) + \frac{T_{sw}}{L} (V_o(k) - V_{grid}(k) + i_o(k) R_f)$$

[0099] 式中, T_{sw} 为开关周期, $i_o(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的交流侧电流, $i_o(k)$ 为 k 时刻的交流侧电流, i_o 为交流侧电流, V_{grid} 为并网电压, L 为滤波器电感, R_f 为线路电阻, V_o 为储能变换器的输出电压, k 为时刻。

[0100] 步骤2中的, 基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值利用预先构建的第一价值函数进行计算, 得到下一时刻各开关序列的价值函数值, 包括:

[0101] 通过 $k+1$ 时刻的交流侧电流 $i_o(k+1)$ 预测出五个不同状态电压下的价值函数, 具体如下:

[0102] 通过给定的参考电流计算价值函数:

$$[0103] \quad g_i(k+1) = (i_o^*(k+1) - i_o(k+1))^2$$

[0104] 式中, $g_i(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻第 i 个电压状态下的价值函数, $i_o^*(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻参考电流的离散化预测值, $i_o(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻输出电流值, k 为时刻, i_o 为输出电流值, i_o^* 为参考电流值, i 为序号。

[0105] 步骤3中的, 基于所述下一时刻各开关序列的价值函数值利用预先构建的复合价值函数进行计算, 确定最优开关序列集, 包括:

[0106] 预测每个优化的开关序列 (optimized switching set, OSS) 的开关时间对于五个不同状态电压, 可分为四个优化过的交换序列集 $[-V_{dc}, -0.5V_{dc}]$ 、 $(-0.5V_{dc}, 0]$ 、 $(0, 0.5V_{dc}]$ 、 $(0.5V_{dc}, V_{dc}]$ 。

[0107] 通过计算对于相邻的两个不同区间的价值函数, 计算一周期内不同交换序列集的占比, 具体如下:

[0108] 优化计算相邻的两个电压连续区间时间占比, 计算如下:

$$[0109] \quad t_a = T_{sw} \frac{g_2(k+1)}{g_1(k+1) + g_2(k+1)}$$

[0110]
$$t_b = T_{sw} \frac{g_1(k+1)}{g_1(k+1) + g_2(k+1)}$$

[0111] 式中, t_a 为第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比, t_b 为第一开关序列在一个开关序列集内的时间占比, g_1 为第一开关序列价值函数, g_2 为第二开关序列价值函数, T_{sw} 为开关周期, k 为时刻。

[0112] 复合价值函数如下:

[0113]
$$g_{oss}(k) = \min(g_1 t_a + g_2 t_b)$$

[0114] 式中, $g_{oss}(k)$ 为复合价值函数, g_1 为第一开关序列价值函数, g_2 为第二开关序列价值函数, t_a 为第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比, t_b 为第一开关序列在一个开关序列集内的时间占比。

[0115] 根据相邻的两个电压连续区间时间占比的计算结果选择每个序列的最小复合价值函数, 然后输出选择电流跟踪的最优序列集和两个被选择的电压电平的相应时间周期。

[0116] 步骤4中的, 基于上、下电容电压的差值在所述最优开关序列集中选取开关序列作为下一时刻储能变换器的控制变量, 包括:

[0117] 根据表1可知, 在 $0.5V_{dc}$ 及 $-0.5V_{dc}$ 处选择的两种开关序列可以实现电容器两种不同的电压变化。根据所选择的开关状态, T型储能变换器开关电压表以及上下两个电容器电压之间的差值, 当输出电压在 $0.5V_{dc}$ 及 $-0.5V_{dc}$ 处时, 比较电容电压采样值与参考值, 进一步选择开关状态, 从而平衡电容器电压; 给予储能变换器选通脉冲。

序号	输出电压	开关信号								电容电压变化	
		S _{A1}	S _{A2}	S _{A3}	S _{A4}	S _{B1}	S _{B2}	S _{B3}	S _{B4}	V _{C1}	V _{C2}
	V _{dc}	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	NE	NE
[0118]	0.5V _{dc}	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	↓	↑
		OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	↑
	0	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	NE	NE
	0	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	NE	NE
	0	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	NE	NE
	-0.5V _{dc}	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	↑	↓
[0119]		OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	↓	↑
	-V _{dc}	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	NE	NE

[0120] 表1五电平储能变换器开关状态与输出电压的关系参考表

[0121] 五电平储能变换器开关状态与输出电压的关系如图2所示。其中S_A为中上半桥臂的开关状态, S_B为下半桥臂的开关状态, 如图3所示。

[0122] 在理想条件下, 通过控制八个开关的通断就可以输出不同的电压, 可以通过输出电压的值将其分为五类开关状态, 分别为: V_{dc}、0.5V_{dc}、0、-0.5V_{dc}、-V_{dc}。在这五组不同的电压中, 电容电压在输出为 ±0.5V_{dc} 时, 电容电压V_{C1}、V_{C2}可以增加或缩小, 这将成为维持中点电压平衡、选取开关状态的重要参考依据。

[0123] 根据表一得知同样的输出电平可能会有不同的开关状态,其区别在于中点电压即两个电容器电压的变化。根据图4所示,本发明需要参考的基准电容器电压及其离散化的值。通常,希望中点钳位电压平衡,即两个电容电压为 $0.5V_{dc}$,这一需求也影响了开关序列的选取。例如,电压等级为 $0.5V_{dc}$,有两个不同的开关序列。这两种不同的开关序列可以实现电容器两种不同的电压变化。比如编号2的开关序列可以增加图2中电容器C1的电压,并降低电容器C2的电压。而另一个编号3的开关序列是降低电容器C1的电压,增加电容器C2的电压。因此,根据两个电容器电压之间的差值,选择适当的开关序列。

[0124] 最后,根据开关序列的选取向储能变换器输入选通脉冲,并进入下一时刻。

[0125] 实施例2:

[0126] 本实施例利用MATLAB中的Simulink工具搭建了五电平单相T型逆变电路,直流电经直流母线电容后由五电平单相T型储能变换器输出单相电压,经EMI滤波电路输出光滑的正弦电压。仿真过程中的电气参数设置如下表:

	参数	设定值
	直流母线电压 (V_{dc})	400V
	两个直流母线电容 ($C_1=C_2$)	500 μ F
[0127]	直流母线电容参考电压 ($0.5V_{dc}$)	200V
	输出电压基波频率	50Hz
	并网峰值电压	311V
	滤波器电感值 (F)	10mH
	滤波器电阻值 (R)	100m Ω
[0128]	FSF-MPC 开关频率 ($F_{sw} = \frac{1}{T_{sw}}$)	8KHz

表2

[0129] 五电平单相T型储能变换器在所提出的FSF-MPC下的输出性能:

[0130] 在0.25s时对储能变换器参考电流进行了步进变化,以体现本发明的动态响应能力。FSF-MPC的储能变换器输出电压如图6(a)所示。结果表明,FSF-MPC的储能变换器输出电压失真较小,输出光滑的正弦电压。

[0131] 此外,电网电流如图6(b)所示,中点钳位电压的跟踪能力如图6(c)所示。Grid current (A) and voltage (V) 为电网电流(A)和电压(V); Times (s) 为时间(s); Capacitor voltages (V) 为电容电压(V)。为本实施例的仿真结果表明,该FSF-MPC能够控制电网电流,平衡电容器电压,即使在电压分量中存在较小的纹波。并保持固定的开关频率和避免使用权重系数。

[0132] 传统的FSF-MPC的控制框图如图5所示。在对总谐波失真的测量中,可以清楚地看到,本发明提出的FSF-MPC输出电压中的THD仅有39.5%,远低于经典的FCS-MPC应有的THD值,如图7所示。Frequency (Hz) 为频率; Fundamental (50Hz) 为基波幅值; THD为总谐波失真; Mag (% of Fundamental) 为谐波的幅值与基波幅值的比例的百分数。

[0133] 综上所述,本发明采用一种基于T型H桥多电平储能变换器的模型预测控制方法,通过固定开关频率MPC (FSF-MPC) 方法避免了权重系数,同时该FSF-MPC方法通过使用优化的切换序列来评估价值函数,获得了较低的电压上升率。与经典的MPC方法相比,采用FSF-

MPC方法在输出电压中有更低的总谐波失真(THD),取得了良好的成果。

[0134] 与现有技术相比,本发明在不使用过权重系数的情况下有效输出波形,使工作效率更高;(2)能够减少输出电压、电流谐波,提高输出波形质量;(3)固定开关频率降低滤波难度等优点。

[0135] 实施例3:

[0136] 一种储能变换器固定开关频率的模型预测控制系统,包括:

[0137] 电流预测模块,用于基于储能变换器当前时刻下各开关序列对应的输出电流值,利用预先构建的电流预测模型进行预测,得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值;

[0138] 第一价值函数模块,用于基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值利用预先构建的第一价值函数进行计算,得到下一时刻各开关序列的价值函数值;

[0139] 复合价值函数模块,用于基于所述下一时刻各开关序列的价值函数值利用预先构建的复合价值函数进行计算,确定最优开关序列集;

[0140] 开关序列选取模块,用于基于上、下电容电压的差值在所述最优开关序列集中选取开关序列作为下一时刻储能变换器的控制变量;

[0141] 其中,所述复合价值函数是基于第一价值函数构建的;

[0142] 所述开关序列集是基于各开关序列对应的电压值按照从小到大的顺序等间隔进行划分得到的。

[0143] 电流预测模型构建模块,具体用于:

[0144] 基于当前时刻下各开关序列对应的输出电流值的电流方程向前差分离散化,得到下一时刻各开关序列对应的输出电流值。

[0145] 第一价值函数构建模块,具体用于:

[0146] 基于所述下一时刻各开关序列对应的输出电流值结合参考电流的离散化预测值进行计算,得到下一时刻各开关序列的第一价值函数值。

[0147] 所述第一价值函数的计算式如下所示:

$$[0148] \quad g_i(k+1) = (i_o^*(k+1) - i_o(k+1))^2$$

[0149] 式中, $g_i(k+1)$ 为k+1时刻第i个电压状态下的价值函数, $i_o^*(k+1)$ 为k+1时刻参考电流的离散化预测值, $i_o(k+1)$ 为k+1时刻输出电流值,k为时刻, i_o 为输出电流值, i_o^* 为参考电流值,i为序号。

[0150] 复合价值函数构建模块,具体用于:

[0151] 基于所述下一时刻各开关序列的第一价值函数值进行计算,得到各开关序列集中开关序列的时间占比;

[0152] 基于所述各开关序列的第一价值函数值结合所述各开关序列集中开关序列的时间占比进行计算,得到各开关序列集的复合价值函数。

[0153] 所述各开关序列集中开关序列的时间占比的计算式如下所示:

$$[0154] \quad t_a = T_{sw} \frac{g_2(k+1)}{g_1(k+1) + g_2(k+1)}$$

$$[0155] \quad t_b = T_{sw} \frac{g_1(k+1)}{g_1(k+1) + g_2(k+1)}$$

[0156] 式中, t_a 为第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比, t_b 为第一开关序列在一

个开关序列集内的时间占比, g_1 为第一开关序列价值函数, g_2 为第二开关序列价值函数, T_{sw} 为开关周期, k 为时刻。

[0157] 所述复合价值函数的计算式如下所示:

$$[0158] \quad g_{oss}(k) = \text{minimum}(g_1 t_a + g_2 t_b)$$

[0159] 式中, $g_{oss}(k)$ 为复合价值函数, g_1 为第一开关序列价值函数, g_2 为第二开关序列价值函数, t_a 为第二开关序列在一个开关序列集内的时间占比, t_b 为第一开关序列在一个开关序列集内的时间占比。

[0160] 开关序列选取模块, 具体用于:

[0161] 当所述上、下电容电压的差值为0时, 选取最优开关序列集中上电容电压和下电容电压无变化状态对应的开关序列;

[0162] 当上、下电容电压的差值为大于0时, 选取最优开关序列集中上电容电压下降和下电容电压上升状态对应的开关序列;

[0163] 当上、下电容电压的差值为小于0时, 选取最优开关序列集中上电容电压上升和下电容电压下降状态对应的开关序列。

[0164] 本领域内的技术人员应明白, 本发明的实施例可提供为方法、系统、或计算机程序产品。因此, 本发明可采用完全硬件实施例、完全软件实施例、或结合软件和硬件方面的实施例的形式。而且, 本发明可采用在一个或多个其中包含有计算机可用程序代码的计算机可用存储介质(包括但不限于磁盘存储器、CD-ROM、光学存储器等)上实施的计算机程序产品的形式。

[0165] 本发明是参照根据本发明实施例的方法、设备(系统)、和计算机程序产品的流程图和/或方框图来描述的。应理解可由计算机程序指令实现流程图和/或方框图中的每一流程和/或方框、以及流程图和/或方框图中的流程和/或方框的结合。可提供这些计算机程序指令到通用计算机、专用计算机、嵌入式处理机或其他可编程数据处理设备的处理器以产生一个机器, 使得通过计算机或其他可编程数据处理设备的处理器执行的指令产生用于实现在流程图一个流程或多个流程和/或方框图一个方框或多个方框中指定的功能的装置。

[0166] 这些计算机程序指令也可存储在能引导计算机或其他可编程数据处理设备以特定方式工作的计算机可读存储器中, 使得存储在该计算机可读存储器中的指令产生包括指令装置的制品, 该指令装置实现在流程图一个流程或多个流程和/或方框图一个方框或多个方框中指定的功能。

[0167] 这些计算机程序指令也可装载到计算机或其他可编程数据处理设备上, 使得在计算机或其他可编程设备上执行一系列操作步骤以产生计算机实现的处理, 从而在计算机或其他可编程设备上执行的指令提供用于实现在流程图一个流程或多个流程和/或方框图一个方框或多个方框中指定的功能的步骤。

[0168] 以上仅为本发明的实施例而已, 并不用于限制本发明, 凡在本发明的精神和原则之内, 所做的任何修改、等同替换、改进等, 均包含在发明待批的本发明的权利要求范围之内。

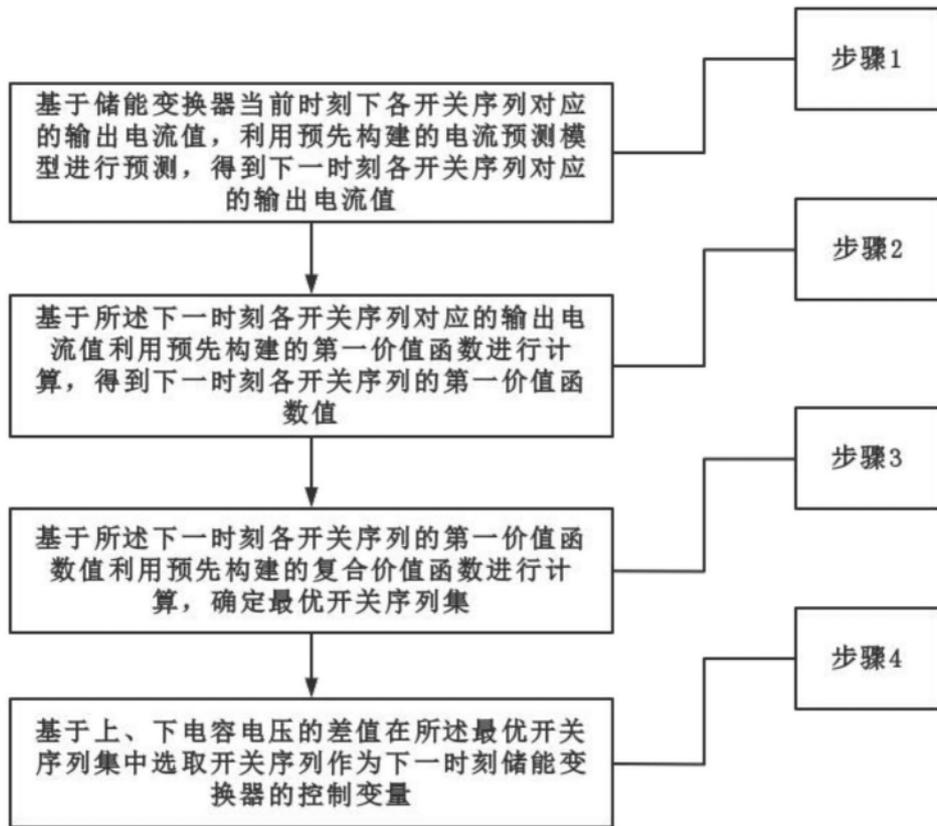


图1

序号	输出电压 V_o	开关状态								电容电压	
		S_{A1}	S_{A2}	S_{A3}	S_{A4}	S_{B1}	S_{B2}	S_{B3}	S_{B4}	V_{C1}	V_{C2}
1	V_{dc}	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	NE	NE
2	$0.5V_{dc}$	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	↓	↑
3		OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	↑	↓
4	0	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	NE	NE
5		OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	NE	NE
6		OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	NE	NE
7	$-0.5V_{dc}$	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	↑	↓
8		OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	↓	↑
9	$-V_{dc}$	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	NE	NE

图2

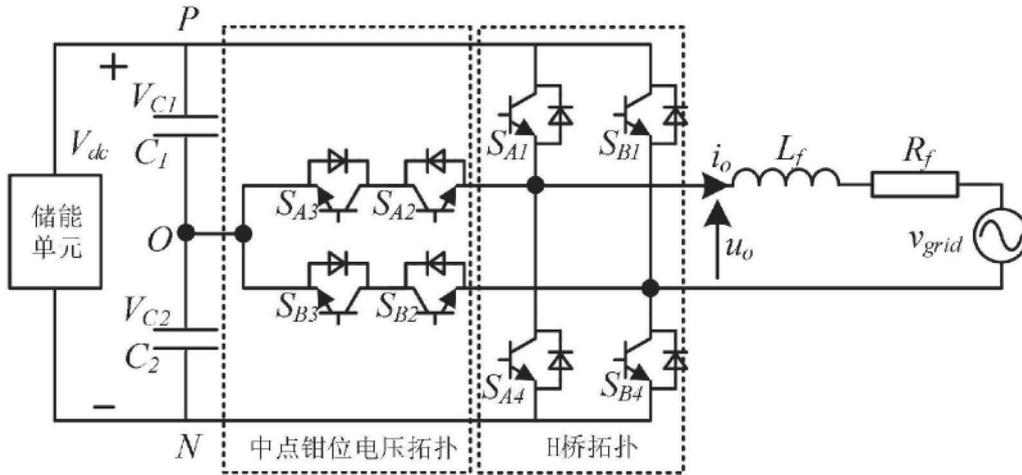


图3

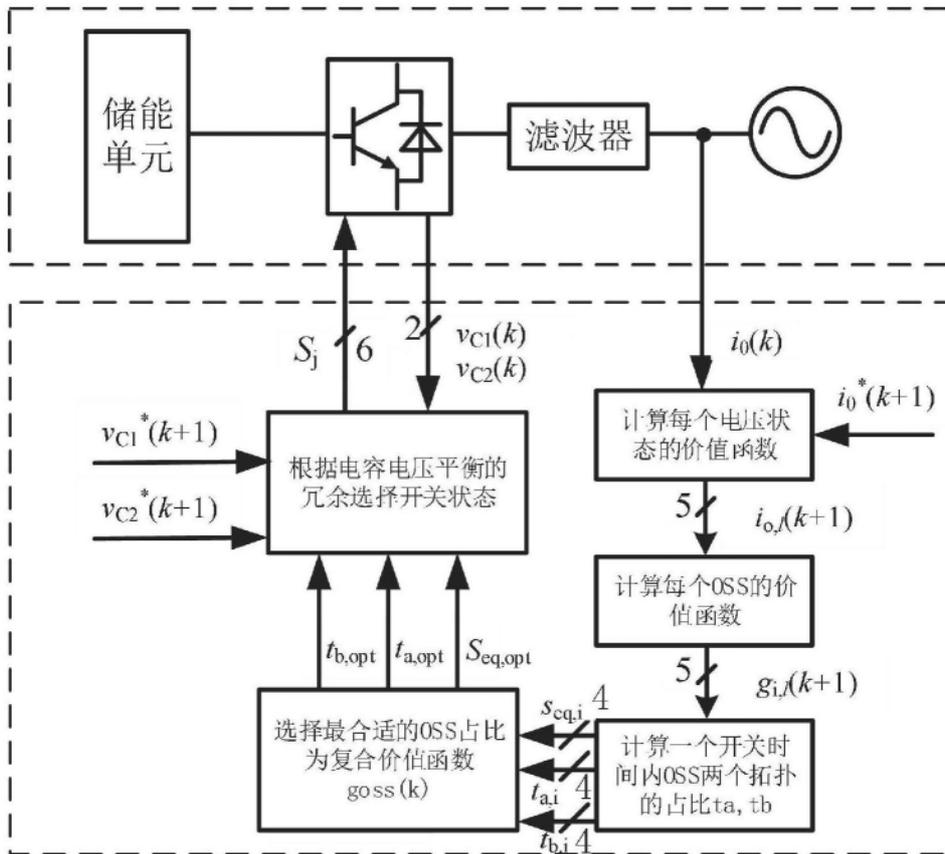


图4

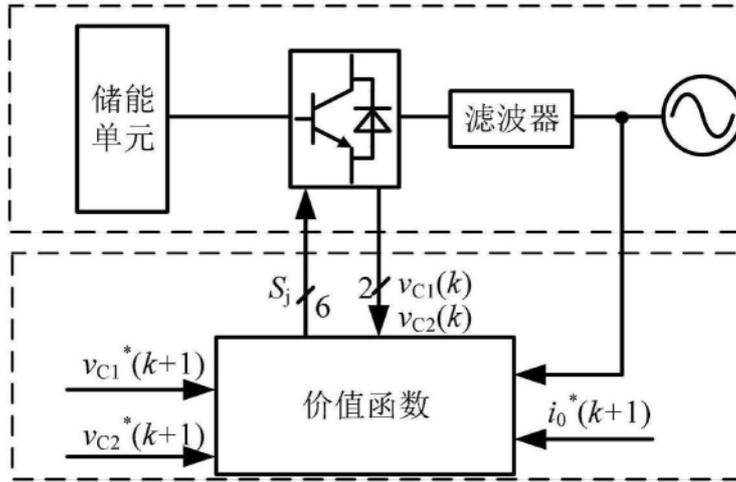


图5

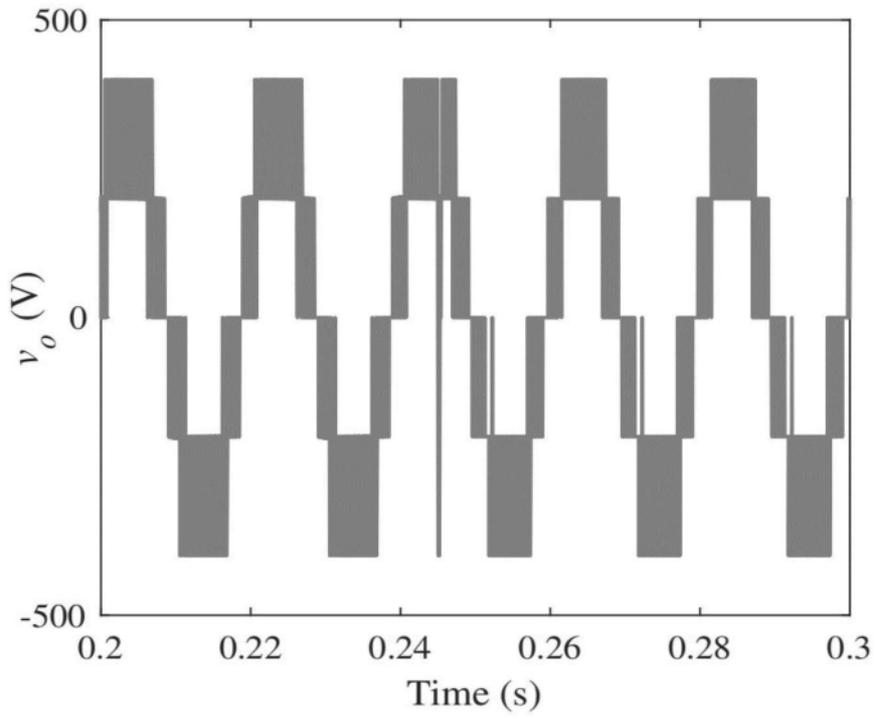


图6(a)

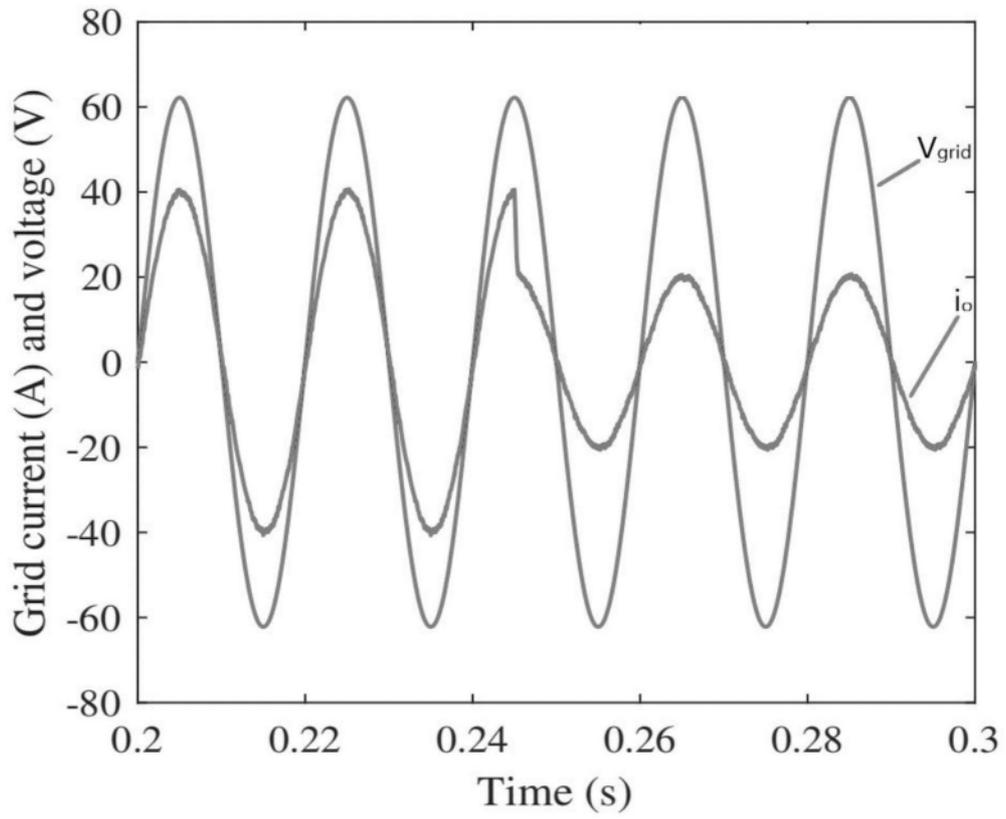


图6(b)

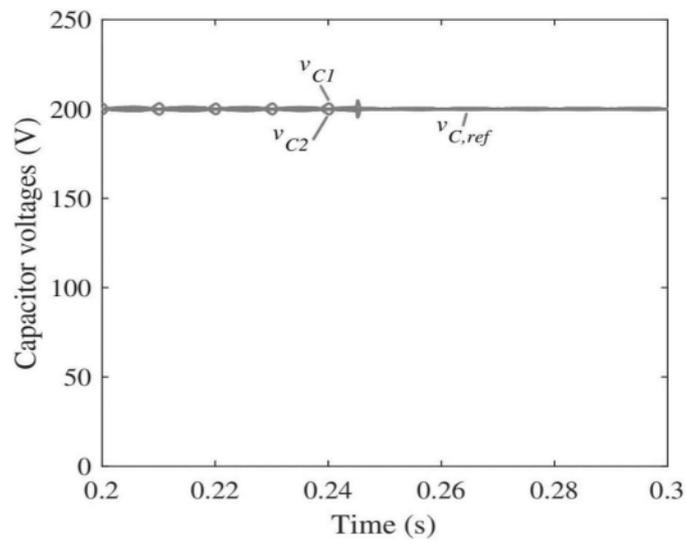


图6(c)

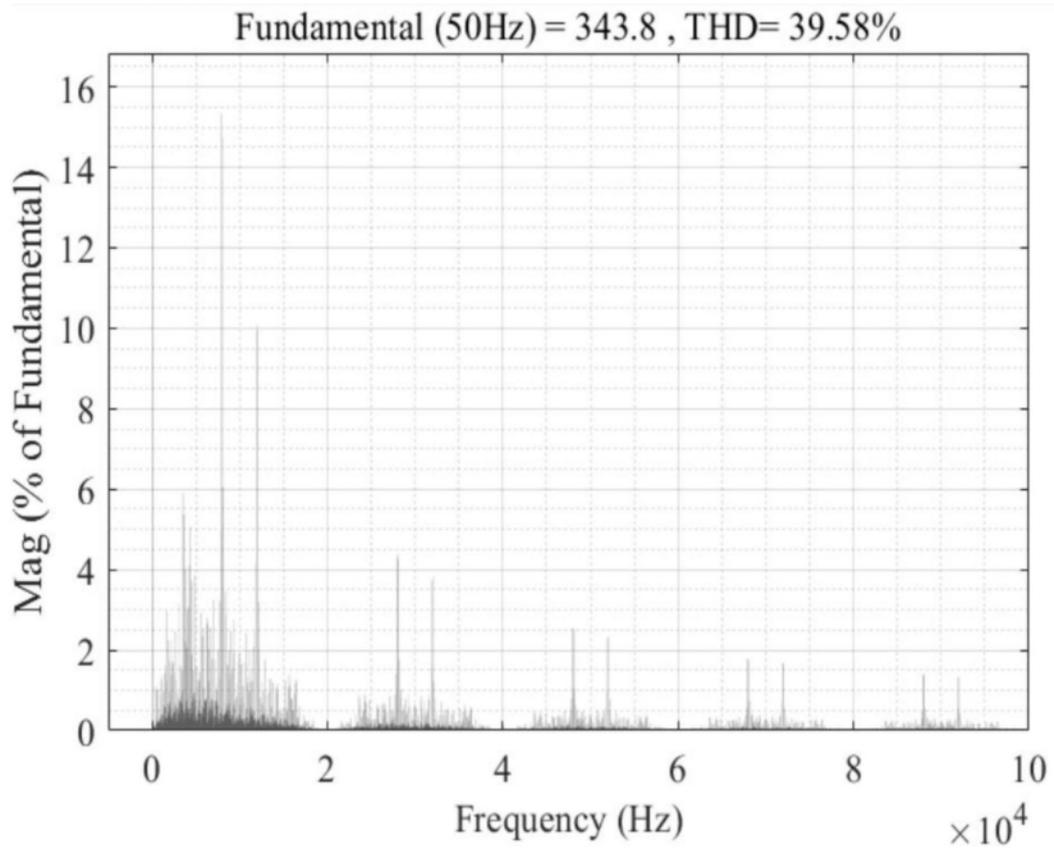


图7