

风电系统改进 T 型逆变器并网优化模型预测控制

杨国良¹, 郝 帅¹, 杨 梓¹, 付春田¹, 陈 哲²

(1. 燕山大学电气工程学院电气工程及其自动化系, 秦皇岛 066004; 2. 奥尔堡大学能源技术系, 奥尔堡 9220)

摘 要: 将采用一种新型变换器结构用于直驱风力发电系统中,即 Boost 三电平变换器(简称 Boost-TL 变换器)和改进 T 型三电平逆变器级联的并网拓扑结构。改进 T 型三电平拓扑比传统 T 型三电平结构能明显减小零状态下的传导损耗。提出一种简单易行的基于空间电压矢量的开关状态预测控制优化方法,该方法加入延时补偿并且精减模型预测控制的冗长计算量。仿真和实验结果表明,在所提出的拓扑结构基础上,采用该优化算法能使系统鲁棒性增强、动态响应快、运行范围宽、稳定性提高。

关键词: 模型预测控制; 直流变换器; 风力发电; T 型逆变器; 改进; 并网优化

中图分类号: TM464⁺.22 **文献标志码:** A

0 引 言

当前风力发电技术存在大功率、直驱式、采用变桨距技术的发展趋势,对功率变换器效率的要求越来越高。三电平的拓扑结构因其单个 IGBT 阻断电压减半,同时具有谐波小、损耗低、效率高等优势越来越受重视^[1]。常见的三电平拓扑结构有二极管中点嵌位型三电平和 T 型三电平 2 种。在较小损耗和减小空间情况下, T 型电路比较有利。T 型三电平变换器具有电流通路流过的器件数量少、导通损耗小、无需箝位二极管等优点^[2]。在 T 型三电平逆变器换流过程中, O 状态对应(0110)时,出现零矢量状态的概率等于非零矢量的和,因此零矢量的导通损耗大于非零矢量。可以说零矢量的路径决定了整个电流通路的导通损耗甚至整个半导体损耗。

针对传统 T 型变换器的开关损耗问题,文献[3]提出采用不连续脉宽调节(DPWM)策略,能减少开关损耗约 50%。对此,本文采用改进 T 型三电平变换器结构,相较于传统的 T 型三电平逆变器拓扑减少了 90%的零矢量状态下的传导损耗,相当于减少了 30%的总损耗^[4]。在文献[4]基础上,提出改进 T 型三电平拓扑与 BOOST 三电平变换器级联的结构。BOOST 三电平变换器(boost three level, Boost-TL 变

换器)是中间直流环节,直流侧可承受更大的电压,并且相比于普通升压变换器具有更低的电感电流纹波系数。Boost-TL 可提升不控整流输出的直流电压,保持稳定的直流母线电压并输送至三电平 T 型逆变器^[5]。

模型预测控制(FCS-MPC)与 SVM 算法相比具有更快的动态响应、更高的鲁棒性、更强的抗干扰能力、更低的对模型要求等优点,已广泛应用于电力电子^[6]、电机驱动^[7]、风能太阳能变换^[8-9]等系统控制中。而其在 T 型三电平控制系统中应用只是近几年才有少量报导出现。如文献[9]在并网光伏系统 T 型三电平系统中采用 MPC。文献[10]基于 T 型三电平变换器,为减少共模电压,平衡中性点电压,采用 FCS-MPC 方法并进行了改进。文献[11]在 T 型三电平逆变器容错控制上采用 MPC。文献[12]在 NPC 型多电平变换器上采用快速预测方法。

本文不同于以上文献,采用一种简化最优开关状态选择的方法减少计算量,并采用相角补偿法对其进行补偿。同时在改进模型预测控制中,引入开关频率的权重因子,不仅可降低开关损耗、有效降低电磁干扰,同时可改善系统的总谐波失真,优化输出电压波形质量。

收稿日期: 2017-12-06

基金项目: 新疆维吾尔自治区自然科学基金(2019D01A01)

通信作者: 杨国良(1973—), 男, 博士、教授, 主要从事电机驱动控制、风力发电、微电网及其控制方面的研究。y99ygl@ysu.edu.cn

1 改进 T 型三电平逆变器

系统由 PMSG、整流装置、Boost 三电平变换器和改进 T 型三电平逆变器、滤波器等部分组成。图 1 为 Boost 三电平变换器和改进 T 型三电平逆变器级联的并网拓扑结构图。

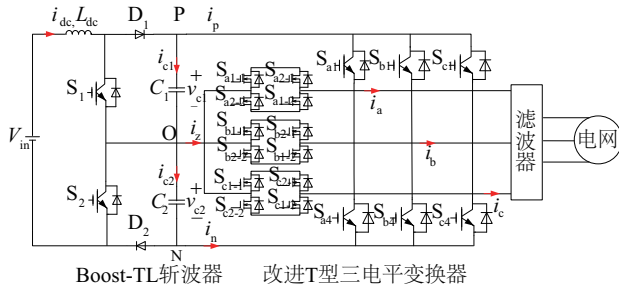


图 1 Boost 三电平和改进 T 型逆变器级联的并网拓扑结构图

Fig. 1 Cascade topology diagram of Boost three-level converter and improved T-type three-level inverter

本文采用改进 T 型三电平变换器结构。该拓扑采用 2 个反向串联的 Cool MOSFET 代替传统 T 型三电平的 IGBT+二极管的中间双向开关,背对背串联。如图 1 所示,该结构用 4 个 MOS 开关代替 IGBT+二极管中间双向开关,大大降低了导通损耗。在双向开关中用 2 个反向串联的 Cool Mosfet 代替 IGBT+二极管,使 4 个开关构成并联支路,以减小等效电阻,电流流过 2 个反向并联 Cool Mosfet,因此在这个电流路径中无二极管,零矢量的传导损耗减少了 90%,总传输损耗减少了约 30%^[4]。这样,在低压风力发电系统中,开关器件的传输损耗大大降低。而 Cool Mosfet 使用新的 Mosfet 的“超级连接”结构与传统的低导通电阻 Mosfet 相比,具有优异的开关特性、高频特性等优点。

各开关管的体控制策略中,虽然每相功率开关管的数量由传统 T 型拓扑的 4 个增加为 6 个,由于 Sx1-1 和 Sx1-2、Sx2-1 和 Sx2-2 的开关信号分别一致,所以每相的开关状态仍为 4 种。O 状态(0110)时电流通过 2 个反向连接的 N 沟道增强高压功率 MOSFET。因此,即使在非单位功率因数中(即电压关断电流仍存在),回路中仍无需任何寄生二极管。通过图 2 可知,在非零状态区域,改进 T 型拓扑和传统 T 型三电平逆变器的导通损耗相同,都是通过开关管 Sx1 和 Sx4 分别导通,但在 O 状态中,电流通过由 4 个 N 沟道增强高压功率 MOSFET 组成的 2 条平行通道:2 个顺向连接,2 个逆向连接。等效导通电阻减小一半。因此,O 状态电流回路中无需任何续流二极管。

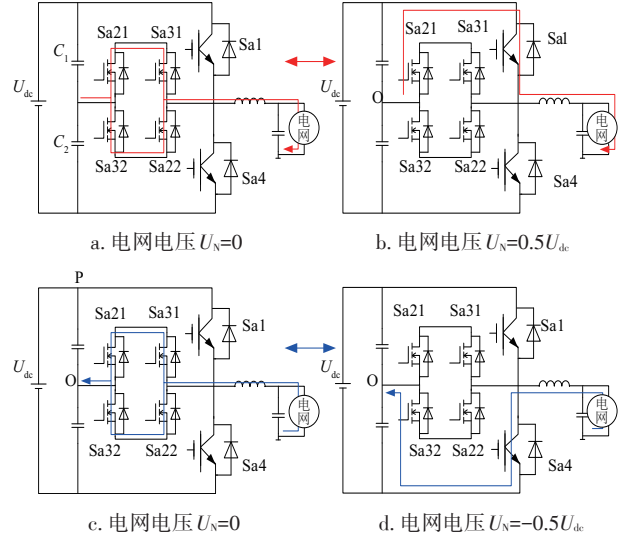


图 2 具有统一功率因数的拓扑状态

Fig. 2 Topology with uniform power factor

$$P_{S1, S2 - \text{cond}} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\phi} v_{FW} \cdot \left[\frac{P_{\text{out}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)}{U_g} \right] \cdot m \cdot \sin(\omega t) dt + \int_{\phi}^{\pi} v_{ce} \cdot \left[\frac{P_{\text{out}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)}{U_g} \right] \cdot m \cdot \sin(\omega t) dt \right) \quad (1)$$

$$P_{S1c-1, S1c-2, S2c-1, S2c-2 - \text{cond}} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\pi} r_{\text{on}} \cdot \left[\frac{1}{2} \frac{P_{\text{out}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)}{U_g} \right]^2 \cdot [1 - m \cdot \sin(\omega t)] dt \right\} \quad (2)$$

式中, ϕ ——相角; v_{FW} ——IGBT 的体二极管的正向电压; P_{out} ——输出功率; U_g ——电网电压; v_{ce} ——IGBT 的驱动电压; T ——电网周期; r_{on} ——Cool MOSFET 开关电阻。

从文献[4]中可知, Cool MOSFET 在不同功率因数下的传导损耗不变, 开关损耗由式(3)所示迭代算法计算:

$$P_{\text{swi}} = 50 \begin{cases} s \leftarrow 0, k \in \left(0, \frac{f_s}{f}\right) \\ s \leftarrow s + E \left(\frac{P_{\text{out}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \sin(\omega k T_s)}{U_g} \right) \end{cases} \quad (3)$$

式中, f_s ——开关频率; f ——电网频率; E ——每脉冲周期导通-关断损耗; T_s ——电网周期。

2 三电平升压电路离散模型预测控制

2.1 Boost-TL 的模型预测控制

文献[12-13]介绍了离散模型下 Boost-TL 变换器的数学模型。在两电平 Boost 变换器中只存在 1 个开关

管,因此只有0或1($2^{\text{开关数量}}=2^1=2$)2种导通模式。而图1中Boost-TL斩波器,有上下桥臂的2个开关管 S_1 和 S_2 。因此开关管的导通有($2^{\text{开关数量}}=2^2=4$)4组不同模式,分别为00、01、10、11。工作模式的增加,开关管导通状态也随之增加,导致需要额外增加对直流侧均压电容充放电的自由度控制。

针对4种工作模式分别列基尔霍夫电压和电流公式,可得线性连续系统下的直流侧电感电流和电容电压分别为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{dc}}{L_{dc}} & -\frac{(1-S_{1t})}{L_{dc}} & -\frac{(1-S_{2t})}{L_{dc}} \\ \frac{(1-S_{1t})}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{(1-S_{2t})}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dc}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{o1} \\ i_{o2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, S_{1t} 和 S_{2t} —— t_k 时刻Boost-TL电路功率开关管 S_1 和 S_2 的开关信号; i_{o1} 和 i_{o2} ——流过负载的电流。

可得 t_{k+1} 时刻分压电容两端电压分别为:

$$v_{c1}^p(k+1) = \frac{(1-S_1)T_s}{C_1} i_{dc}(k) + v_{c1}(k) - \frac{T_s}{C_1} i_{o1}(k) \quad (5)$$

$$v_{c2}^p(k+1) = \frac{(1-S_2)T_s}{C_2} i_{dc}(k) + v_{c2}(k) + \frac{T_s}{C_2} i_{o2}(k) \quad (6)$$

从式(5)、式(6)可知,通过测量 t_k 时刻的电感电流 $i_{dc}(k)$,2个分压电容两端电压 $v_{c1}(k)$ 和 $v_{c2}(k)$,负载测输出电流 i_{o1} 和 i_{o2} 以及2个开关管的4种可能导通状态,即可获得输出侧电压在下一时刻的预测值:

$$v_o^p(k+1) = v_{c1}^p(k+1) + v_{c2}^p(k+1) \quad (7)$$

2.2 三电平升压电路目标函数的确立

在Boost-TL变换器中,本文选择输出侧电压和分压电容中点电位以及开关器件的开关损耗作为控制目标,可得Boost-TL变换器的目标函数如式(8)所示,其模型预测控制执行步骤如图3a所示,加入延时补偿和简化计算周期的系统改进算法流程图如图3b所示。

$$g_j(k) = |v_o^*(k+1) - v_o^p(k+1)| + \lambda_{dc,b} |v_{c1}^p(k+1) - v_{c2}^p(k+1)| + \lambda_{n,b} \sum_{m=1,2} |S_{mt}(k) - S_{mt,op}(k)| \quad (8)$$

式中, $\lambda_{dc,b}$ 和 $\lambda_{n,b}$ ——Boost-TL变换器分压电容中点电位平衡和开关频率的权重因子; $S_{1t}(k)$ 、 $S_{2t}(k)$ ——下一时刻的预测开关信号; $S_{1t,op}(k)$ 、 $S_{2t,op}(k)$ ——上一个采样周期得到的最优开关信号; $S_{1t,op}(k) = S_{1t}(k-1)$, $S_{2t,op}(k) = S_{2t}(k-1)$ 。

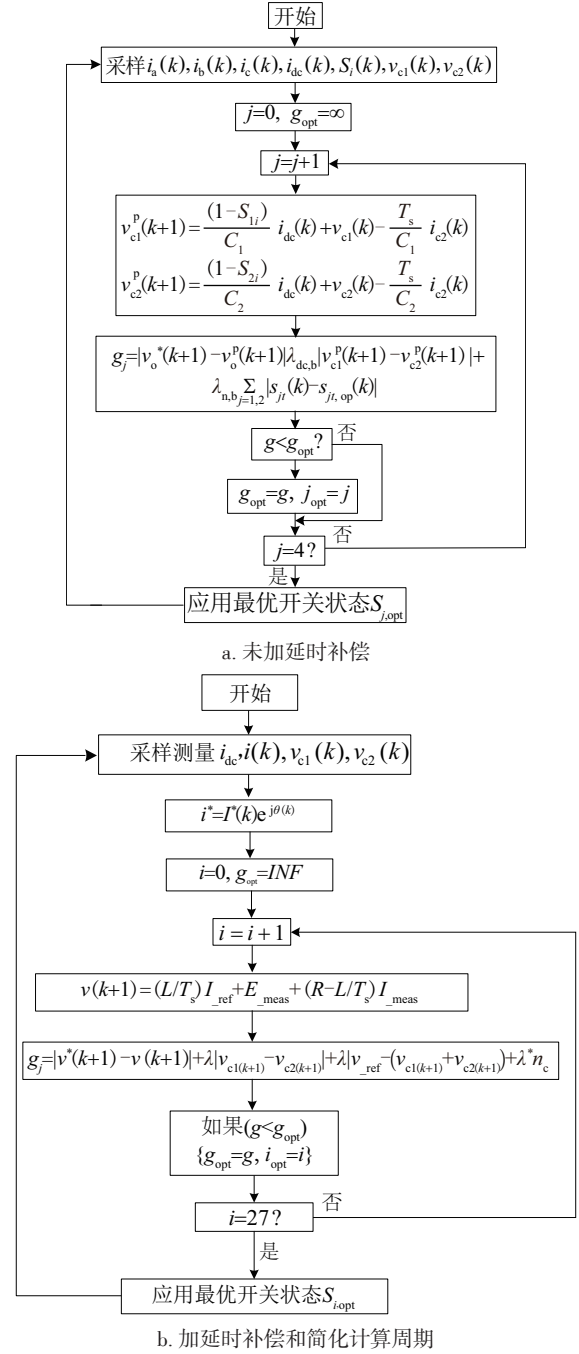


图3 系统整体的改进型模型预测算法流程图

Fig. 3 System overall improved MPC algorithm flow chart

3 改进模型预测控制算法

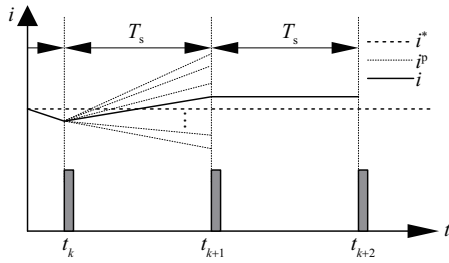
为保证系统的控制精度必须提高每一采样周期的计算速度,精减每一周期内的计算量。下面介绍一种方法在保证对改进T型三电并系统性能无任何影响的同时可通过一种简化最优开关状态选择的方法减少计算量^[14]。

若 t_{k+1} 时刻采用的开关状态所对应的电压矢量 $v_{\alpha\beta}(k)$ 时刻与下一个周期的预测电压值 $v_{\alpha\beta}^*(k+1)$ 保持一致,说明 t_{k+1} 时刻的电流采样 $i_{\alpha\beta}(k+1)$ 与参考电流值 $i_{\alpha\beta}^*(k+1)$ 一致。因此,只要在 27 个开关状态所对应的电压矢量中选择与预测电压值 $v_{\alpha\beta}^*(k+1)$ 最接近的那个开关状态去驱动下一时刻的开关管就能实现并网电流的跟踪,即如式(12)所示:

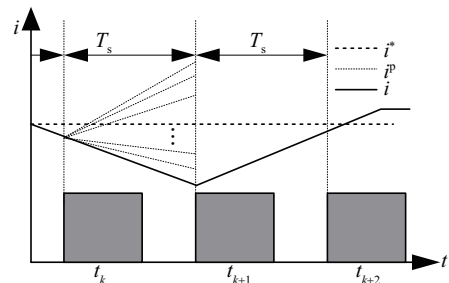
$$\begin{cases} g_i = \left[\left| v_{\alpha}^*(k+1) - v_{ja}(k+1) \right| + \left| v_{\beta}^*(k+1) - v_{j\beta}(k+1) \right| \right] + \\ \quad \lambda_{dc} \left| v_{c1}^p(k+1) - v_{c2}^p(k+1) \right| + \lambda_n n_c \\ S_{opt}: \min\{g_i\} \end{cases} \quad (12)$$

式中, $i=1,2,\dots,27$; $v_{ja}(k+1)$ 、 $v_{j\beta}(k+1)$ ——在 $\alpha\beta$ 坐标系下的电压矢量的实部和虚部。

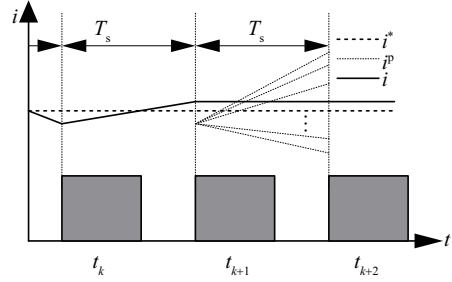
由于采样频率远大于工作频率,下一时刻 t_{k+1} 的值通常用 t_k 时刻的值来代替进行模型计算,但这样难免会带来一定误差,进而降低系统控制精度^[14]。为了对其进行补偿,采用相角补偿法来预测 t_{k+1} 时刻的参考电流值。图 4 中 i^* 表示电流参考值, i^p 表示电流预测值, i 表示电流实际值。图 4a 展示了在理想情况下, t_k 时刻的阴影部分能立刻计算并选择出使 t_{k+1} 时刻输出误差最小化的开关状态;图 4b 展示了实际情况下 t_k 时刻开始计算时间并非瞬间完成的,阴影部分的面积代表实际需要计算的时长,因此会存在一周期的延时误差;为了得到准确的开关状态信息,图 4c 中所示的一个周期的延时补偿是十分必要的。



a. 理想情况下无延时



b. 实际情况下有延时无补偿



c. 实际情况下有延时无补偿

图 4 模型预测控制的延时示意图

Fig. 4 Model predictive control of delay diagram

4 系统模型预测控制方案

如图 1 所示,使系统控制稳定的前提是令连接前后级的直流母线电位保持不变。前级的 Boost-TL 变换器结构通过模型预测控制可使分压电容侧输出电压值保持在给定的稳定值,精确了网侧三电平变换器关于冗余小矢量的调制算法,更有利于系统控制的数字实现,降低了系统成本。为后面改进 T 型逆变器提供并网电流的保障。通过这种方法,可实现在 t_k 采样时刻预测出前后级使系统控制性能最优的开关状态。同三电平 T 型逆变器模型预测控制思想相同,级联结构中前级对中性点电位平衡的模型预测控制算法的区别只是输出电流的取得是通过测量后级三电平逆变器 t_k 时刻三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 得到。

$$i_{o1} = H_{1a}i_a(k) + H_{1b}i_b(k) + H_{1c}i_c(k) \quad (13)$$

$$i_{o2} = H_{2a}i_a(k) + H_{2b}i_b(k) + H_{2c}i_c(k) \quad (14)$$

$$H_{1x} = \begin{cases} 1, & S_x = "+" \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (15)$$

$$H_{2x} = \begin{cases} 1, & S_x = "-" \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (16)$$

$$H_{1x} = \begin{cases} 1, & S_x = "+" \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (15)$$

$$H_{2x} = \begin{cases} 1, & S_x = "-" \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (16)$$

$$v_{c1}(k+1) = \frac{(1-S_1)T_s}{C_1}i_{dc}(k) + v_{c1}(k) - \frac{T_s}{C_1}i_{o1}(k) \quad (17)$$

$$v_{c2}(k+1) = \frac{(1-S_2)T_s}{C_2}i_{dc}(k) + v_{c2}(k) - \frac{T_s}{C_2}i_{o2}(k) \quad (18)$$

系统整体的改进型模型预测算法流程图如图 3 所示。如果目标函数中的控制量不是同一个单位或数量级就会对系统整体的控制侧重点造成困扰。引入权重因子的概念可协调某一项相对于其他控制目标的重要性,从而达到预期的控制效果。调整权重因子的第 1 步

便是确定在控制系统中所使用的目标函数的类型;第 2 步是建立系统用于评估由当前权重因子所实现性能的测量或品质因数;第 3 步利用分支界限法,当权重因子已达到最小区间,即在这个小区间的上限和下限中得到的测定值无太大差异,则已获得所述权重因子。

5 仿真与实验

5.1 模型预测下的系统仿真分析

为验证文中所提基于 TLB 和三电平 T 型逆变器级联结构拓扑的控制算法在三相并网逆变器中的控制性能,在 Matlab/Simulink 仿真环境下搭建三相并网逆变器电流控制模型,对比分析不同权重因子对本控制策略的影响以及改变参考功率情况下系统的稳定性以及电流控制性能。仿真模型中电网电压三相对称,工作在单位因数功率模式下。工频 50 Hz,仿真参数设置如表 1 所示。图 5 为模型预测控制下 Boost-TL 变换器输出的 800 V 电压波形,电压纹波系数为 0.031%,远低于相同电路参数下传统 PI 控制 ($\Delta v=0.15\%$) 的电压纹波,为后续逆变器提供了更为可靠和稳定的直流电压。

表 1 模型预测控制器仿真参数设置

Table 1 Model predictive controller simulation parameter setting

参数	数值	参数	数值
直流输入电压 V_{in}/V	200	直流升压电感	1.8
给定直流输出电压 V_{dc}/V	800	逆变器侧电感	0.8
电网相电压幅值 e_{peak}/V	311	直流侧电容	470
电网电压频率 f/Hz	50	滤波电容 $C/\mu F$	10
采样频率 f_s/kHz	10	电容串联电阻	1.5
有功功率 P/kW	30	锁相环比例系数	0.89
无功功率 $Q/kvar$	0	锁相环积分系数	184

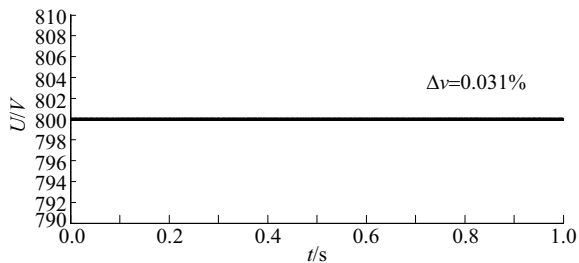


图 5 模型预测控制下的直流输出电压

Fig. 5 DC output voltage of model predictive control

图 6a 为传统 PI 控制下的开关矢量选择,图 6b 为模型预测算法的开关矢量选择图。经放大可清晰看出,传统 PI 控制下的开关选择经常出现多个桥臂同时动作的情况,毫无规律且冗杂,给系统带来较大电磁干扰,对于系统电流来说,总谐波失真也较为严重。而采用模型预测控制算法在目标函数中加入对开关频率的控制则大为改善系统的总谐波失真,且可保证每次切换仅有一个桥臂动作,从而改善了系统性能。

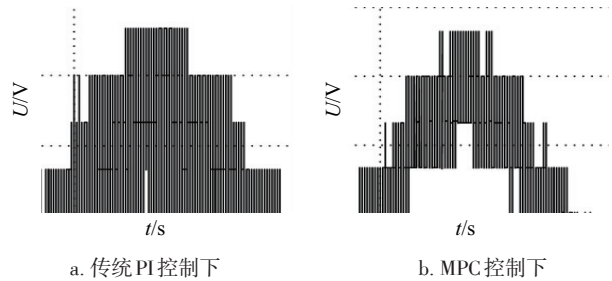


图 6 2 种控制方法对应开关频率

Fig. 6 Switching frequency corresponding to two control methods

图 7 为模型预测控制下的并网电流波形。图 8 为模型预测控制下的并网电流与电压相位波形。在 $t=0.1$ s 处改变有功功率参考值,所对应参考电流相位上仍能稳定跟踪电网电压。并网电流与电压相位保持一致,处于工作在单位功率因数状态。

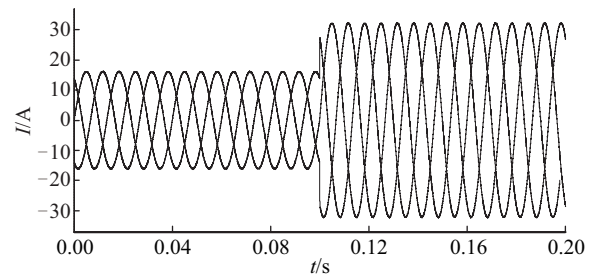


图 7 模型预测控制下并网电流波形

Fig. 7 Grid current waveform based on MPC

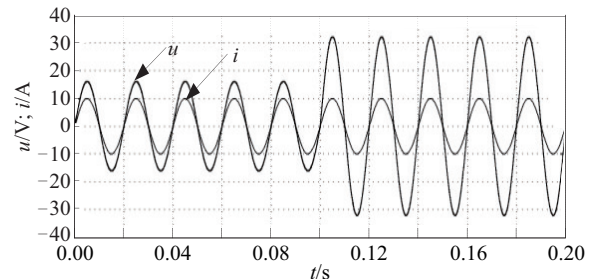


图 8 模型预测控制下并网电流与电压波形

Fig. 8 Grid current and voltage wave forms based on MPC

5.2 模型预测控制下的系统实验结果分析

驱动电路能否正常工作对整个系统的工作状态起到关键性作用。首先根据以上分析以及驱动电路的工作原理,设计编写 DSPTMS320 F2812 程序并搭建相应的驱动模块电路。实验中,由于参考电流值和预测电流值不仅存在至少一个周期的计算延时,并且实际电网存在少量谐波。如果程序中未加入补偿因子,则输出电压电流波形存在一定的如图 9 所示的相位滞后现象。

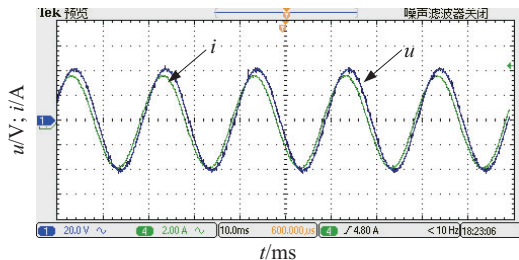


图 9 未加入延时补偿的滤波电压与滤波电流波形
Fig. 9 Filter voltage and filter current waveforms without delay compensation added

图 10 所示为加入延时补偿的三相电压与 c 相单相电流波形。可以看出, c 相电压和电流相位有所改善。虽然逆变器为单位功率因数并网,给定输出功率为零,但滤波器和线路阻抗引起的无功损耗都由电网承担,因此仍存在微小相角差。

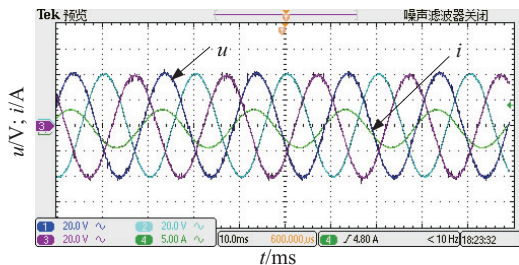
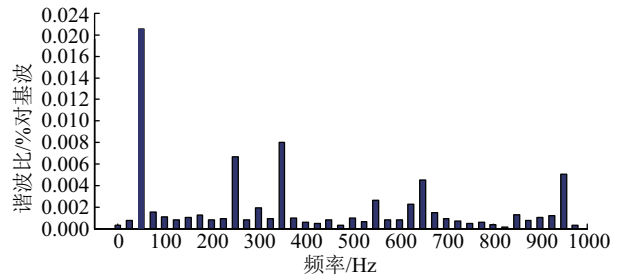


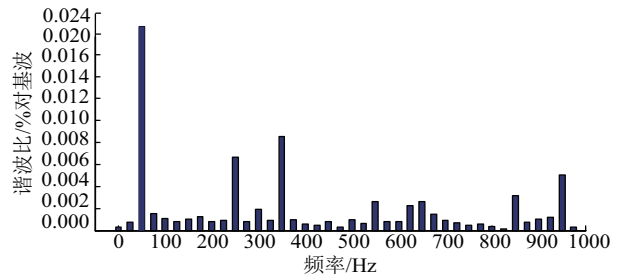
图 10 加入延时补偿的电压电流波形
Fig. 10 Add delay compensation voltage and current waveforms

当系统给定参考功率一定时,对于不同权重因子对于系统的影响进行以下仿真实验。令开关频率的权重因子分别在每个 $\Delta t=0.01\text{ s}$ 处增加一个数量级,输出电压受开关频率项权重因子的影响。当 λ_n 取较小值时,电流跟踪精度最优、中点电位处于较好的平衡状态,会选择开关切换次数较多的开关状态;逐渐增大 λ_n 值会对电流跟踪性能和中点电位平衡性能要求降低,但相应

的开关损耗与电磁噪声会减少。如图 11 所示当电流跟踪的权重因子 $\lambda=0.001$ 时,总谐波畸变率 $THD=0.15\%$ 符合国际电工委员会(IEC)相关标准($\leq 5\%$)。继续增大电流跟踪的权重因子,令 $\lambda=1$,此时 $THD=0.10\%$,系统总谐波畸变率得到优化,并且能使电流跟踪精度得到提高,且输出响应速度加快。



a. 基波(50 Hz)=10.72,总谐波畸变率 $THD=0.10\%$



b. 基波(50 Hz)=10.72,总谐波畸变率 $THD=0.15\%$

图 11 不同权重因子时的总谐波畸变率的变化

Fig. 11 Change of total harmonic distortion rate of different weight factors

6 结 论

1)在直驱式永磁风电 Boost-TL 与改进 T 型逆变器并网系统的研究背景下,采用改进模型预测控制方法完成直流升压环节和电网侧逆变器理论研究和仿真实验验证,并且对并网电流的跟踪、中点电压平衡以及优化开关频率的控制进行设计分析。

2)改进模型预测控制,不仅降低了开关损耗,使得电磁干扰得到有效抑制,也大为改善了系统的总谐波失真。前级 Boost-TL 变换器引入了中点电位平衡的权重因子使得系统中间级电压纹波仅为 0.031% ,使得逆变器输出电压中低次谐波含量减小,从而优化输出电压波形质量。

3)设计编写了 DSPTMS320 F2812 程序并搭建实验平台,完成在单位功率因数下的模型预测控制逆变器的并网运行。程序中加入补偿因子,解决电压电流相位滞

后现象;增大开关频率权重因子, THD 值由 0.15% 变化到 0.10%, 系统总谐波畸变率得到优化, 提高了电流跟踪精度, 加快了输出响应速度。验证了模型预测控制改进算法的正确性和可行性。

[参考文献]

- [1] 杨梓. 风电系统三电平升压及T型逆变器并网预测控制研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2017.
- [2] SAHOO M, KEERTHIPATI S. A three-level LC-switching-based voltage boost NPC inverter[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2017, 64(4): 2876-2883.
- [3] BHATTACHARYA S, MASCARELLA D, JOOS G. Space-vector-based generalized discontinuous pulsewidth modulation for three-level inverters operating at lower modulation indices[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2017, 5(2): 912-924.
- [4] WANG Y, SHI W W, XIE N, et al. Diode-free t-type three-level neutral-point-clamped inverter for low-voltage renewable energy system [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2014, 61(11): 6168-6174.
- [5] 甘银华. Boost-TL变换器/NPC-TL逆变器级联系统的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2013: 10-35.
GAN Y H. Boost-TL converter/NPC-TL inverter cascade system research [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2013: 10-35.
- [6] STELLATO B, GEYER T, GOULART P J. High-speed finite control set model predictive control for power electronics [J]. IEEE transactions on power electronics, 2017, 32(5): 4007-4020.
- [7] WANG W C, LIU T H, YUDDY S. Model predictive controller for a micro-PMSM-based five-finger control system [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2016, 63(6): 3666-3676.
- [8] YARAMASU V, WU B. Predictive control of a three-level boost converter and an NPC inverter for high-power PMSG-based medium voltage wind energy conversion systems [J]. IEEE transactions on power electronics, 2014, 29(10): 5308-5322.
- [9] ABDEL-RAHIM O, TAKEUCHI M, FUNATO H, et al. T-type three-level neutral point clamped inverter with model predictive control for grid connected photovoltaic applications [C]//2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiba, 2016: 1-5.
- [10] XING X Y, CHEN A L, ZHANG Z C, et al. Model predictive control method to reduce common-mode voltage and balance the neutral-point voltage in three-level T-type inverter [C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Long Beach, CA, USA, 2016: 3453-3458.
- [11] CHEN J, CHEN A L, ZHANG C H, et al. A model predictive control based fault-tolerant control strategy for t-type three-level inverters [C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, 2017: 2839-2845.
- [12] BARROS J D, SILVA J F A, JESUS E G A. Fast-predictive optimal control of NPC multilevel converters [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2013, 60(2): 619-627.
- [13] MAYO- MALDONADO J C, SALAS- CABRERA R, ROSAS-CARO J C, et al. Modelling and control of a DC-DC multilevel boost converter [J]. Lecture notes in engineering & computer science, 2011, 4(6): 693-700.
- [14] KARAMANAKOS P, GEYER T, MANIAS S. Direct model predictive current control strategy of DC-DC boost converters [J]. Emerging & selected topics in power electronics IEEE journal, 2013, 1(4): 337-346.
- [15] BARROS J D, SILVA J F A, JESUS E G A. Fast-predictive optimal control of npc multilevel converters [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2013, 60(2): 619-627.

PREDICTIVE CONTROL OF IMPROVED T-TYPE INVERTER GRID-CONNECTED OPTIMIZATION MODEL IN WIND POWER SYSTEM

Yang Guoliang¹, Hao Shuai¹, Yang Zi¹, Fu Chuntian¹, Chen Zhe²

(1. *Electrical Engineering and Automation Department of Electrical Engineering College, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China;*

2. Department of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg 9220, Denmark)

Abstract: A novel converter topological structure for directly drive wind power system is proposed in this paper, the topological structure grid-connected is consists of boost three level converter (Boost-TL converter) and improved T-type three-level inverters cascaded. The improved T type three level topology can significantly reduce the conduction loss in the zero state compared to the conventional T-type three-level structure. A simple and optimized switch state prediction control method based on space voltage vector is proposed, Which not only adds a delay compensation but also reduces the tedious computation of model predictive control. Simulation and experimental results show that the proposed topology based on the improved model predictive control algorithm can improve the robustness, dynamic response, operating range and stability of the system.

Keywords: model predictive control; DC-DC converters; wind power; T-type inverter; improved grid-connected optimization