

考虑中点电位平衡的三电平 Boost-逆变器 协调控制

曾江, 黄仲龙, 邱国斌

(华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510640)

摘要: 针对常见的二级式三电平 Boost-逆变器, 为降低逆变器开关损耗, 同时控制中点电位平衡, 提出了一种空间矢量不连续调制及其中点电位平衡策略。基于电荷平衡原理, 定量计算 TL-Boost 变换器电荷补偿量, 推导变换器占空比调整量表达式, 控制流经中点的总电荷量为零。通过两级系统协调控制, 不仅可以发挥逆变器不连续调制低开关损耗的优势, 同时还可以实现中点电位平衡控制, 降低逆变器调制策略复杂度。最后, 通过仿真验证了该控制策略的有效性。

关键词: 不连续调制; 中点电位平衡; 电荷平衡; 三电平逆变器; 二级式

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd19381

Coordination Control of Three-level Boost-inverter Considering Neutral-point Potential Balance

ZENG Jiang, HUANG Zhonglong, QIU Guobin

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, Guangdong, China)

Abstract: In order to reduce the switching loss of the inverter and control the neutral-point potential balance, a novel discontinuous space vector modulation was proposed for the typical two stage TL-Boost converter and three-level inverter. Based on charge balance principle, the charge compensation of the TL-Boost converter was quantitatively calculated, and the adjustment of duty ratio was deduced, the total amount of charge flowing through the neutral-point was controlled to be zero. Through the coordinated control strategy of two stage, not only the advantage of the low-switching loss of the discontinuous modulation could be play, but also the neutral-point potential fluctuations was suppressed, and modulation complexity of inverter was reduced. Finally, the effectiveness of the control strategy was verified by simulation.

Key words: discontinuous modulation; neutral-point potential balance; charge balance; three-level inverter; two stage

相较于两电平逆变器而言, 三电平逆变器具有容量大、输出波形质量高、开关管电压应力低、电磁干扰低等特点, 更能适应新能源发电高压大容量化的发展趋势^[1-2]。电平数的增加, 一方面使得调制方式更加灵活多样, 另一方面由于功率器件增加, 开关损耗问题不容忽视。选择合适的调制策略, 可以保证输出波形质量的同时有效降低开关损耗。空间矢量调制策略(SVPWM)因其具有较宽的线性调制区、较小的输出波形畸变率和易于数字实现等特点而得到了广泛应用。SVPWM策略根据开关序列的不同可分为连续 SVPWM

调制和不连续 SVPWM 调制 2 种, 其中不连续 SVPWM 调制可以保持各相开关管在半个周波中有 60°不动作, 开关频率较连续调制而言可降低 1/3 左右, 另外, 对不连续 SVPWM 调制策略进行优化组合, 还可有效提高输出波形质量^[3-5]。

对于二极管嵌位式(NPC)三电平逆变器, 存在直流侧中点电位波动的问题, 中点电位波动会导致逆变器输出波形畸变、开关管电压应力不一致、开关管寿命缩短等问题^[6-13]。连续型 SVPWM 调制可以通过动态调整冗余小矢量的作用时间实现中点电位动态平衡, 而不连续 SVPWM 调制

作者简介: 曾江(1954-), 男, 博士, 副教授, Email: Zengxy@scut.edu.cn

通讯作者: 黄仲龙(1993-), 男, 硕士, Email: 1007337215@qq.com

下没有可供调节的冗余矢量,中点电位波动问题较为严重。文献[10]通过动态调节输出电压正负半周不连续脉冲宽度来控制中点电位平衡,该方法只能在工频周期的时间尺度内对中点电位施以控制,中点波动仍然较大;文献[11]基于滞环的思想,把每个小三角形区域的矢量序列分为对中点电位作用相反的正、负序列,通过动态切换正、负矢量序列把中点电位波动限制在固定环宽内,该方法尽管可以通过调整滞环宽度达到接近连续调制下中点电位平衡的效果,但环宽过小会导致开关损耗增加,失去了不连续调制的优势。考虑到目前很大一部分新能源并网装置都是采用前置Boost升压环节的二级式并网逆变器,其中TL-Boost三电平逆变器由于能适应高压大容量的场合而得到了越来越广泛的应用^[14-15]。TL-Boost变换器上、下开关管占空比可调,具有中点电位平衡控制的潜力,文献[14]基于PI调节器设计了TL-Boost均压环,该方法受限于TL-Boost系统带宽,难以取得满意的控制效果;文献[15]基于相差控制的方式设计了均压环,均压效果好,但相差控制策略过于复杂,难以数字化实现。

本文以二级式TL-Boost变换器/三电平逆变器为研究对象,分析了三电平逆变器不连续调制策略以及由此产生的中点电位波动问题,结合TL-Boost变换器运行机理,基于注入系统中点电荷量为零的原则,准确计算TL-Boost变换器上、下开关管占空比调节量,实现快速中点电位平衡控制。通过该均压策略与SVPWM不连续调制策略协调配合,不仅可以发挥不连续调制的优势,有效提高系统效率,同时可以降低调制策略复杂度,控制中点电位平衡,保证系统输出波形质量。

1 三电平逆变器SVPWM不连续调制

1.1 三电平逆变器工作原理

图1为二极管嵌位式三电平逆变器的拓扑结构。其中, U_{dc} 为直流输入电压; C_1, C_2 为直流母线电容; U_{dc1}, U_{dc2} 分别为电容 C_1, C_2 两端的电压。逆变器每相桥臂有4个功率开关管,记为 $S_{x1} \sim S_{x4}$ ($x=a, b, c$),其中 S_{x1} 与 S_{x3} 互补导通, S_{x2} 与 S_{x4} 互补导通。每相具有 P, O, N 3种开关状态, P 状态表示 S_{x1}, S_{x2} 导通,输出 $U_{dc}/2$; N 状态表示 S_{x3}, S_{x4} 导通,输出 $-U_{dc}/2$; O 状态表示 S_{x2}, S_{x3} 导通,此时嵌位二极管作用,当电流方向为流出换流器时,电流流经上嵌位二极管,当电流方向为流进换流器

时,电流经下嵌位二极管流入电容中点。

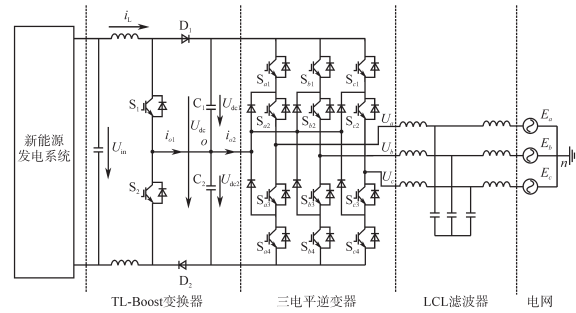


图1 典型TL-Boost三电平并网逆变器系统拓扑结构

Fig.1 Typical topology of TL-Boost three-level grid-connected inverter

三电平逆变器三相共有 $3^3=27$ 种开关状态,对应27个基本空间矢量,考虑矢量冗余,共有21个独立基本空间矢量,包含3个零矢量、6个小矢量、6个中矢量和6个大矢量,形成的空间矢量平面如图2所示,空间矢量平面可分为 $S_1 \sim S_6$ 个扇区,每个扇区又可细分为1~6共6个小区。

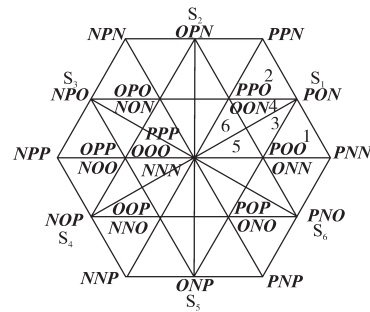


图2 三电平逆变器空间矢量图

Fig.2 Graph of three-level inverter space vector

1.2 SVPWM不连续调制策略

SVPWM调制策略通常包括以下步骤:①坐标变换;②参考矢量位置判定;③基本空间矢量作用时间计算;④矢量作用序列的安排。其中,SVPWM连续调制和不连续调制都是基于最近三角形原则选择基本矢量合成参考矢量,不同之处在于冗余小矢量的取舍:连续调制考虑冗余小矢量的作用,一般基于七段式的调制方法生成矢量作用序列;不连续调制每个独立基本矢量只使用1次,一般采用五段式的调制方法生成矢量作用序列,因此不连续调制在1个开关周期内总有某相开关管保持不动作,其他两相只动作1次,可有效降低开关损耗。如果在某相电流最大值附近控制该相开关管不动作(下面简称大电流不动作),则可以最大程度降低开关损耗。假定并网发电系统处于单位功率因数运行状态,结合大电

流不开关原则,可得到不连续调制下开关矢量作用序列。以第1扇区(S_1)为例分析,当参考矢量位于1,3,5小区时, a 相电流最大;当参考矢量位于2,4,6小区时, c 相电流为负的最大,各个小区宜采用的矢量序列如表1所示。

表1 扇区 S_1 矢量作用序列

区域编号	矢量序列
1	POO—PON—PNN—PON—POO
2	PPN—PON—OON—PON—PPN
3	PPO—POO—PON—POO—PPO
4	PON—OON—ONN—OON—PON
5	POO—PPO—PPP—PPO—POO
6	OON—ONN—NNN—ONN—OON

1.3 不连续调制中点电位波动机理分析

二极管嵌位式三电平逆变器存在直流中点电位波动的问题,造成中点电位波动的根本原因是有输出电流流经逆变器直流中线。在SVPWM连续调制下,通过合理分配冗余小矢量的作用时间对中线输出平均电流施以控制,从而实现中点电位平衡的目的;在SVPWM不连续调制下,由于没有可供调节的冗余矢量,中点电位会在同一个开关序列的作用下产生较大波动。

当逆变器前置TL-Boost变换器时,通过控制TL-Boost变换器中线平均电流/电荷,可补偿中点电位偏移以及由逆变器中线电流引起的中点电位波动。下面推导TL-Boost变换器中线电流 i_{o1} 、逆变器中线电流 i_{o2} 与中点电位 U_o 的定量关系,以确定TL-Boost中线电荷补偿量。由于只有当某相电平状态为 O 时,该相电流才流经逆变器中线,记 $S_x=1, S_x=0, S_x=-1$ 分别代表 x 相 P, O, N 状态($x=a, b, c$),则电流 i_{o2} (取流出中点为正向)可表示为

$$i_{o2} = (1 - |S_a|)i_a + (1 - |S_b|)i_b + (1 - |S_c|)i_c \quad (1)$$

式中: i_a, i_b, i_c 为逆变器输出三相电流; $|S_x|$ 为 S_x 的绝对值。

结合表1,可求出扇区 S_1 中不同区域在1个开关周期内流出逆变器中线电荷量 Q_2 大小(其他扇区同理):

$$Q_2 = \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} i_{o2} dt = \begin{cases} -i_a T_1 + i_b T_2 \\ i_b T_2 - i_c T_3 \\ i_c T_1 - i_a T_2 + i_b T_3 \\ i_b T_1 - i_c T_2 + i_a T_3 \\ -i_a T_1 + i_c T_2 \\ -i_c T_1 + i_a T_2 \end{cases} \quad (2)$$

式中: T_s 为逆变器控制周期; T_1, T_2, T_3 分别为合成参考电压矢量的3个基本空间矢量的作用时间。

式(2)右边由上到下依次为扇区 S_1 中区域

1~6对应电荷量 Q_2 的表达式。

根据基尔霍夫电流定律,假定直流电容 $C_1=C_2=C$,可得 i_{o1}, i_{o2} 与 U_o 关系为

$$\begin{aligned} i_{o1} &= i_{o2} - (i_1 - i_2) \\ &= i_{o2} - [C_1 \frac{d(U_{dc}/2 - U_o)}{dt} - C_2 \frac{d(U_o - U_{dc}/2)}{dt}] \\ &= i_{o2} - 2C dU_o/dt \\ &\approx i_{o2} - 2C \Delta U_o / T_s \end{aligned} \quad (3)$$

式中: U_{dc} 为逆变器直流电压; U_o 为直流中点电位。

对式(3)在1个开关周期 T_s 内求积分,可求得TL-Boost变换器需要补偿的电荷量 Q_1 为

$$\begin{aligned} Q_1 &= Q_2 - \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} 2C \frac{dU_o}{dt} dt \\ &\approx Q_2 - 2C \Delta U_o \end{aligned} \quad (4)$$

2 基于TL-Boost变换器的中点电位平衡控制

2.1 TL-Boost变换器工作原理分析

TL-Boost变换器一般采用 180° 移相调制模式,这样可以有效降低电感电流脉动幅度以及输出电压纹波。TL-Boost变换器电流变化规律如图3所示,根据开关管不同的开关状态组合,TL-Boost变换器共有4种工作模式:

1)模式1:开关管 S_1 导通, S_2 关断,输入电源经过 $S_1-C_2-D_2$ 形成回路;

2)模式2:开关管 S_1 关断, S_2 关断,输入电源经过 $D_1-C_1-C_2-D_2$ 形成回路;

3)模式3:开关管 S_1 关断, S_2 导通,输入电源经过 $D_1-C_1-S_2$ 形成回路;

4)模式4:开关管 S_1, S_2 均导通,输入电源经过 S_1-S_2 形成回路。

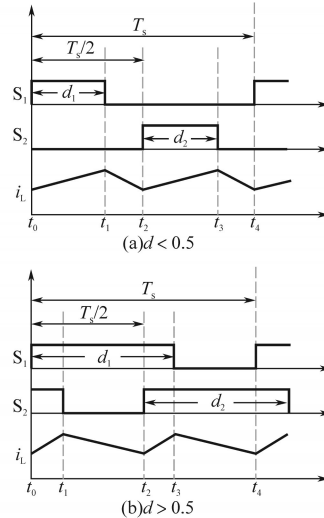


图3 TL-Boost变换器电流变化规律

Fig.3 Current variation law of TL-Boost converter

当占空比小于0.5时,TL-Boost变换器只工作在前3种模式;当占空比大于0.5时,TL-Boost变换器工作在后3种模式。另外,只有模式2、模式3对直流中点电位波动有影响,因此可以通过调节上、下开关管占空比 d_1, d_2 的大小,控制TL-Boost变换器的工作模式,达到中点电位平衡控制的目的。

2.2 TL-Boost变换器中点电位平衡控制

TL-Boost变换器电感电流有断续模式和连续模式2种状态,为简化分析,假设变换器电感电流连续,则输入输出电压有如下关系:

$$U_{in} = (1 - d_1)U_{dc1} + (1 - d_2)U_{dc2} \quad (5)$$

输入输出关系同时受到 d_1 和 d_2 的影响,为实现总输入输出电压与直流电容均压解耦控制,引入2个中间变量:

$$\begin{cases} d = (d_1 + d_2)/2 \\ \Delta d = (d_1 - d_2)/2 \end{cases} \quad (6)$$

则 d_1, d_2 可表示为

$$\begin{cases} d_1 = d + \Delta d \\ d_2 = d - \Delta d \end{cases} \quad (7)$$

可将式(5)改写为

$$\begin{aligned} U_{in} &= (1 - d - \Delta d)U_{dc1} + (1 - d + \Delta d)U_{dc2} \\ &= (1 - d)U_{dc} - \Delta d \Delta U \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $U_{dc} = U_{dc1} + U_{dc2}$ $\Delta U = U_{dc1} - U_{dc2}$

当系统处于稳态时,式(8)中的第2项相对于第1项来说比较小,可忽略不计,说明增加均压环节基本不改变原有TL-Boost变换器输入输出关系。

下文结合1.3节得出的TL-Boost变换器电荷补偿量 Q_1 ,定量推导占空比调节量 Δd 的表达式,以实现中点电位精准平衡控制。考虑中点电位控制的TL-Boost变换器变化规律如图4所示。

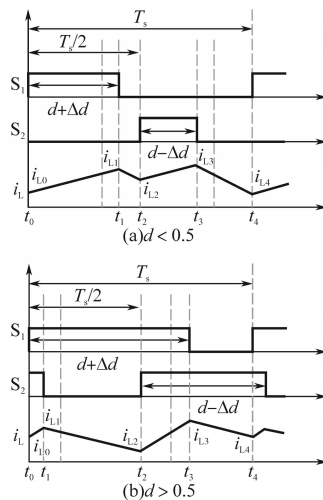


图4 考虑中点电位控制的TL-Boost变换器电流变化规律

Fig.4 Current variation law of TL-Boost converter considering neutral point potential control

2.2.1 TL-Boost 占空比 $d < 0.5$ 时中点控制策略

当 $d < 0.5$ 时,变换器工作过程见图4a,电感电流 i_L 在1个控制周期内的变化规律如下:

1) $t_0 - t_1$, 开关管 S_1 导通, S_2 关断,电感电流线性上升,如下式:

$$i_{L1} = i_{L0} + \frac{(U_{in} - U_{dc2})(d + \Delta d)T_s}{L} \quad (9)$$

式中: L 为TL-Boost电感。

2) $t_1 - t_2$, 开关管 S_1, S_2 同时关断,电感电流下降,如下式:

$$i_{L2} = i_{L1} - \frac{(U_{dc1} + U_{dc2} - U_{in})[0.5 - (d + \Delta d)]T_s}{L} \quad (10)$$

3) $t_2 - t_3$, 开关管 S_1 关断, S_2 导通,电感电流上升,如下式:

$$i_{L3} = i_{L2} + \frac{(U_{in} - U_{dc1})(d - \Delta d)T_s}{L} \quad (11)$$

4) $t_3 - t_4$, 开关管 S_1, S_2 同时关断,电感电流下降,如下式:

$$i_{L4} = i_{L3} - \frac{(U_{dc1} + U_{dc2} - U_{in})[0.5 - (d - \Delta d)]T_s}{L} \quad (12)$$

只有当其中一个开关管开通、另一个关断时,才有电流流经TL-Boost中线。当 S_1 导通, S_2 关断时,电感电流 i_L 经中线流进中点 o ;当 S_1 关断, S_2 导通时,电感电流 i_L 经中线流出中点 o 。因此,只需要对时间段 $t_0 - t_1$ 、时间段 $t_2 - t_3$ 的电感电流进行积分,即可求出中点电荷补偿量 Q_1 ,如下式所示:

$$\begin{aligned} Q_1 &= \int_{t_0}^{t_1} i_L dt - \int_{t_2}^{t_3} i_L dt \\ &= \frac{(i_{L0} + i_{L1})(d + \Delta d)T_s}{2} - \frac{(i_{L2} + i_{L3})(d - \Delta d)T_s}{2} \end{aligned} \quad (13)$$

将式(9)~式(13)联立可得:

$$\begin{aligned} Q_1 &= \frac{T_s^2}{2L} [U_{in}(2d\Delta d - d + \Delta d - 2\Delta d^2) + \\ &U_{dc1}(d - d^2 - 2d\Delta d - \Delta d + 3\Delta d^2) + \\ &U_{dc2}(d - d^2 - \Delta d + \Delta d^2)] \end{aligned} \quad (14)$$

考虑到实际运行时 Δd 一般远比 d 小,忽略式(14)中 Δd 的二次项,可求得 Δd 的表达式为

$$\Delta d = \frac{KQ_1 + [U_{in} - (1 - d)(U_{dc1} + U_{dc2})]d}{(U_{in} - U_{dc1})(2d + 1) - U_{dc2}} \quad (15)$$

其中

$$K = 2L/T_s^2$$

当系统处于稳态运行时,TL-Boost变换器输入输出电压满足:

$$U_{in} = (1-d)(U_{dc1} + U_{dc2}) \quad (16)$$

因此,需要做进一步简化时,式(15)中分子第2项可予以忽略,从而可得到更为简洁的 Δd 表达式:

$$\Delta d = \frac{KQ_1}{(U_{in} - U_{dc1})(2d+1) - U_{dc2}} \quad (17)$$

2.2.2 TL-Boost 占空比 $d>0.5$ 时中点控制策略

当 $d>0.5$ 时,变换器工作过程见图4b,同理可得到电感电流 i_L 在1个控制周期内的变化规律如下:

1) t_0-t_1 , 开关管 S_1, S_2 同时导通, 电感电流线性上升, 如下式:

$$i_{L1} = i_{L0} + \frac{U_{in}(d - \Delta d - 0.5)T_s}{L} \quad (18)$$

2) t_1-t_2 , 开关管 S_1 导通、 S_2 关断, 电感电流下降, 如下式:

$$i_{L2} = i_{L1} - \frac{(U_{dc2} - U_{in})(1 - d + \Delta d)T_s}{L} \quad (19)$$

3) t_2-t_3 , 开关管 S_1, S_2 同时导通, 电感电流上升, 如下式:

$$i_{L3} = i_{L2} + \frac{U_{in}(d + \Delta d - 0.5)T_s}{L} \quad (20)$$

4) t_3-t_4 , 开关管 S_1 关断、 S_2 导通, 电感电流下降, 如下式:

$$i_{L4} = i_{L3} - \frac{(U_{dc1} - U_{in})[1 - (d + \Delta d)]T_s}{L} \quad (21)$$

对与TL-Boost中线电流有关的 t_1-t_2, t_3-t_4 时间段进行积分, 即可求得所需补偿的电荷量, 进而得到 Δd 的表达式, 求解过程和 $d<0.5$ 时对应求解过程基本相同, 不再赘述, 直接给出结果:

$$\Delta d = \frac{KQ_1 - [(1-d)(U_{dc1} + U_{dc2}) - U_{in}](1-d)}{U_{in}(4d-1) - 2(U_{dc1} + U_{dc2})(1-d)} \quad (22)$$

忽略式(22)分子第2项, 可得简化表达式为

$$\Delta d = \frac{KQ_1}{U_{in}(4d-1) - 2(U_{dc1} + U_{dc2})(1-d)} \quad (23)$$

2.3 TL-Boost 三电平逆变系统综合控制策略

TL-Boost 三电平逆变系统综合控制框图如图5所示。

TL-Boost 三电平逆变系统综合控制策略主要包括Boost电感电流控制、逆变器直流电压控制、直流中点平衡控制、逆变器并网电流控制等, 具体的控制策略如下:

1) 并网电流参考值由直流电压外环产生, 为加快功率响应速度, 通常还在电流参考信号上叠加输入功率前馈项;

2) 并网电流参考值与实际值作差得到电流误差信号, 经过电流调节器产生参考电压矢量;

3) 以参考电压矢量为输入, 通过本文所述的SVPWM不连续调制策略产生三电平逆变器开关信号 S_a, S_b, S_c 控制逆变器开关管动作;

4) 以直流电压 U_{dc1}, U_{dc2} , 三相电流 i_{abc} , 开关信号 S_a, S_b, S_c 为输入量, 计算TL-Boost变换器所需补偿的电荷量 Q_1 ;

5) 以 $Q_1, U_{dc1}, U_{dc2}, U_{in}, d$ 为输入量, 通过2.2节所述算法计算TL-Boost占空比调节量 Δd ;

6) 主占空比 d 由TL-Boost电感电流内环产生, d 与 Δd 组合计算得到TL-Boost上、下开关管 S_1, S_2 占空比 d_1, d_2 , 控制TL-Boost的开关管动作。

在上述控制下, 逆变器SVPWM不连续调制不需要考虑中点电位平衡问题, 因而可以降低调制策略的复杂度, 设计调制策略时可着重考虑开关损耗、输出波形质量改善等问题; TL-Boost变

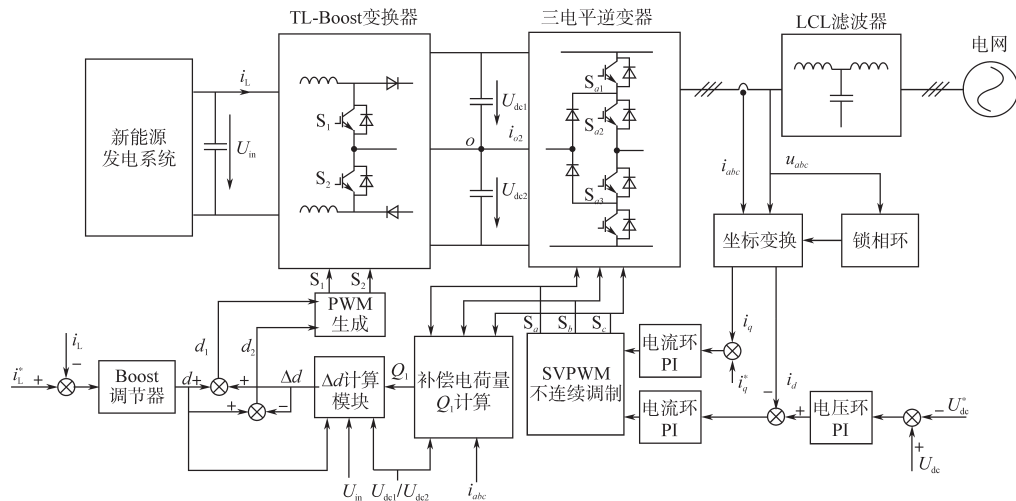


图5 TL-Boost三电平逆变系统综合控制框图

Fig. 5 Integrated control block diagram for system of TL-Boost converter and three-level inverter

换器采用基于电荷量平衡的中点平衡控制,克服了传统PI调节带宽不足、响应速度慢的问题。

3 仿真结果与分析

本文基于PSCAD/EMTDC电磁暂态仿真软件,搭建了TL-Boost变换器/三电平逆变系统仿真模型。

系统参数选取如下:TL-Boost变换器输入侧电容 $5\,000\,\mu\text{F}$,输入电感 $L=1.68\,\text{mH}$,逆变器上、下电容 $C_1=C_2=300\,\mu\text{F}$;逆变器输出LCL参数为: $L_1=0.74\,\text{mH}$, $C_g=55\,\mu\text{F}$, $L_2=55\,\mu\text{H}$ 。

3.1 三电平逆变器不连续调制策略仿真

图6为不加中点平衡控制时SVPWM不连续调制策略输出波形。由图6b、图6c可见,在 a 相电流峰值附近, a 相维持输出正电平,对应的 a 相开关管不动作,不动作时间约占整个工频周期的 $1/3$ 左右,由于是在电流峰值处不动作,因此系统开关损耗可降低超过33.3%。由图6d可以看出,逆变器直流中点电位波动非常大,达到了50V左右, a 相电压输出正负电平也随着中点电位的波动而波动。受输出电压影响, a 相输出电流波形畸变较为严重,谐波畸变率达到了4.5%左右。

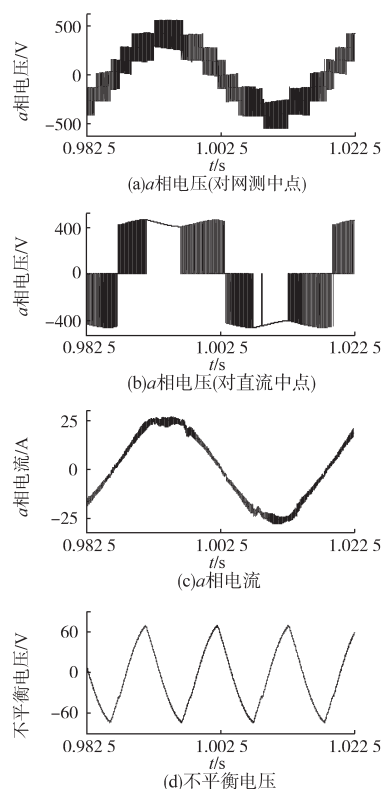


图6 自然状态下三电平逆变器不连续调制
Fig. 6 Discontinuous modulation of three-level inverter in natural state

3.2 基于TL-Boost变换器中点电位平衡控制仿真

本文所提的基于TL-Boost动态电荷量补偿的中点电位平衡策略如图7所示,采用此策略后,中点电位平衡得到了有效控制,中点电位波动限制在3V以内,输出波形质量得到了有效改善,输出电流谐波畸变率由4.5%降到2%左右;并且,在投入中点电位平衡控制后,不连续调制策略仍保持在大电流附近不动作,克服了传统不连续调制采用滞环中点电位平衡控制造成开关损耗增加的缺点。

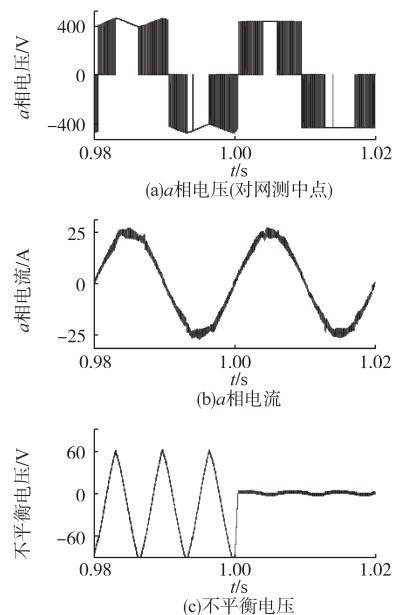


图7 基于TL-Boost三电平逆变器中点电位平衡策略
Fig. 7 Neutral potential balance strategy based on TL-Boost three-level inverter

4 结论

本文提出了一种二级式TL-Boost三电平逆变器SVPWM不连续调制方法及其中点电位平衡策略,基于大电流不动作原则设计SVPWM不连续调制策略,降低了逆变器开关管动作次数;结合前述调制策略,计算逆变器中点电荷补偿量大小,推导出TL-Boost变换器占空比调整量 Δd 表达式,精确调整TL-Boost上、下开关管动作时间,解决了传统不连续调制策略中点电位波动较大、基于PI调节器的TL-Boost变换器均压环带宽不足等问题。

仿真结果表明,所述方法能充分发挥SVPWM不连续调制低开关损耗的优势,并实现中点电位精准平衡控制,非常适用于二级式TL-Boost变换器/三电平逆变系统。

参考文献

- [1] Rodriguez J, Bernet S, Steimer P K, *et al.* A Survey on Neutral-point-clamped Inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2219–2230.
- [2] 程向文, 黄辉, 李钙, 等. 使用SiC开关的两电平和三电平逆变器损耗与效率分析[J]. 广东电力, 2018, 31(1): 99–105.
- [3] An S L, Sun X D, Zhang Q, *et al.* Study on the Novel Generalized Discontinuous SVPWM Strategies for Three-phase Voltage Source Inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 781–789.
- [4] Chen W, Sun H, Gu X, *et al.* Synchronized Space-vector PWM for Three-level VSI with Lower Harmonic Distortion and Switching Frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6428–6441.
- [5] 周京华, 沈传文, 苏彦民. 多电平逆变器不连续空间矢量调制策略的研究[J]. 电力电子技术, 2005, 39(5): 18–20.
- [6] 姜卫东, 王群京, 陈权等. 考虑中点电压不平衡的中点箝位型三电平逆变器空间矢量调制方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(30): 20–26.
- [7] 王慧敏, 温坤鹏, 张云, 等. 基于精细分区控制的三电平逆变器中点电位平衡策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19): 144–152.
- [8] 杨林, 曾江, 杨清波. 三电平逆变器简化SVPWM策略及其误差电流分析[J]. 广东电力, 2017, 30(12): 48–54.
- [9] 刘永奎, 钟建朋, 周洪伟, 等. 基于载波调制的三电平并网逆变器断续调制策略[J]. 电源学报, 2017, 15(06): 96–100.
- [10] Choi U M, Lee H H, Lee K B. Simple Neutral-point Voltage Control for Three-level Inverters Using a Discontinuous Pulse Width Modulation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2013, 28(2): 434–443.
- [11] 刘斌, 黄凯伦, 伍家驹, 等. 一种具有中点电位平衡可降低损耗的三电平空间矢量调制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 196–202.
- [12] 阮新波, 危健, 薛雅丽. 非隔离三电平变换器中分压电容均压的一种方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 27–31.
- [13] 程晨, 程志友, 杨辉军, 等. 一种NPC三电平逆变器过调制中点电位控制方法[J]. 电测与仪表, 2015, 52(23): 86–90.
- [14] 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.
- [15] Xia C, Gu X, Shi T, *et al.* Neutral-point Potential Balancing of Three-level Inverters in Direct-driven Wind Energy Conversion System[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26(1): 18–29.

收稿日期:2018-08-07

修改稿日期:2018-10-17