

新型的三电平逆变零序注入与优化

谢积锦^{1,3,4}, 何永玲¹, 刘斌², 张占安¹, 张圆圆¹, 王跃飞¹

(1. 北部湾大学 广西高校临海机械装备制造设计制造及控制重点实验室培育基地, 广西 钦州 535011; 2. 南昌航空大学 信息工程学院, 江西 南昌 330063; 3. 钦州市大数据资源利用重点实验室, 广西 钦州 535011; 4. 钦州市电子产品重点实验室, 广西 钦州 535011)

摘要: 针对传统空间矢量脉宽调制(SVPWM)方式控制三电平中点钳位(NPC)逆变器中点电位时需调节每个小扇区中冗余小矢量的作用时间, 实现过程繁复。在CWPWM方式下, 首先通过状态平均法推导出了每个开关周期内中点电位和零序电压之间的关系, 并据此构建新颖的中点电位分段控制模型, 在此基础上通过设定中点电位阈值并引入滞环, 对注入的零序分量进行了优化, 实现了在兼顾中点电位控制的同时有效地降低开关损耗。仿真和实验进一步验证了所提优化控制策略的有效性。

关键词: 扇区; 中点电位; 开关损耗; 滞环

中图分类号: TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd19852

New Zero Sequence Injection and Optimization for Three-level Inverter

XIE Jijin^{1,3,4}, HE Yongling¹, LIU Bin², ZHANG Zhanan¹, ZHANG Yuanyuan¹, WANG Yuefei¹

(1. Guangxi Colleges and Universities Key Laboratory Breeding Base of Coastal Mechanical Equipment Design, Manufacturing and Control, Beibu Gulf University, Qinzhou 535011, Guangxi, China; 2. Information Engineering College, Nanchang Hangkong University, Nanchang 330063, Jiangxi, China; 3. Key Laboratory of Big Data Resource Utilization of Qinzhou City, Qinzhou 535011, Guangxi, China; 4. Key Laboratory of Electronics Testing of Qinzhou City, Qinzhou 535011, Guangxi, China)

Abstract: Due to the problem that control for the midpoint potential of the diode-clamped three-level inverter need to adjust the action time of redundant small vectors in each small sector based on traditional SVPWM, the realization process is complicated. The state averaging method was used to derive the relationship between the zero sequence voltage and the midpoint potential in each switching cycle under the CWPWM, and then a novel sectional model for midpoint potential control was designed, at last the zero sequence component of injection was optimized by setting the midpoint potential threshold and introducing hysteresis, the switch loss was effectively reduced while the midpoint potential control was taken into account. Simulations and experiments further validate the effectiveness of the proposed optimal control strategy.

Key words: sector; midpoint potential; switching loss; hysteresis

伴随电力电子技术研究的不断深入, 高压大容量逆变器的应用场合随之增加。传统两电平逆变电路逐渐往三电平甚至多电平发展成为必然趋势。三电平逆变相较于两电平逆变具有功

率容量大、输出电压电流谐波小、功率开关电压应力低(尤其适用于耐压低的新的高效碳化硅器件)等明显优势^[1]。在三电平逆变拓扑中, 二极管中点钳位(neutral point clamped, NPC)拓扑应用

基金项目: 国家自然科学基金项目(61463037);

2016年度广西高校中青年教师基础能力提升项目(KY2016YB479);

广西高校临海机械装备制造设计制造及控制重点实验室培育基地资助项目(GXLH2014ZD-02)

作者简介: 谢积锦(1987-), 男, 硕士, 讲师, Email: xiejijin@163.com

通讯作者: 何永玲(1967-), 女, 硕士, 教授, Email: ylh1967@163.com

最为广泛,但其中点电位控制及开关器件的开关损耗不容忽视^[2]。虽可用硬件电路或软开关控制中点电位及开关损耗,但硬件成本高^[3],软开关也较复杂,所以,目前主要从软件调制方法上进行研究。当前主流的调制方法分为空间矢量脉宽调制(space vector PWM, SVPWM)和载波脉宽调制(carrier wave PWM, CWPWM)。文献[4-5]针对中点电位控制问题进行研究,文献[6-7]针对开关损耗问题进行研究,这些方法都是基于SVPWM,都面临着扇区划分繁琐、重新计算调节各个冗余小矢量的作用时间^[8]等问题,计算过程繁琐,而且只是就单一问题进行优化,没有同时兼顾中点电位及开关损耗。与之相对的,CWPWM实现简单,将调制波与三角载波进行比较即可生成对应的开关脉冲驱动开关器件。

本文基于CWPWM利用状态平均法推导单个开关周期内中点电压偏差与零序电压之间的量化关系式,并据此构建一种新颖的中点电压控制模型。为减少开关损耗,引入滞环控制并结合不连续调制的方法对注入的零序分量进行优化。

1 三电平架构及SVPWM中点控制

三相三线三电平VIENNA整流器二极管钳位型架构如图1所示,L代表并网电感; C_1, C_2 代表直流支撑电容; n 为中点, $S_{x1} \sim S_{x4}$ ($x=a, b, c$,下同)及 $D_{x1} \sim D_{x2}$ 为三端功率开关器件及钳位二极管; u_{dc} 为直流电压; u_x, i_x, i_n 分别代表三相电网电压、三相逆变电流、电容中点电流,并且电流还画出了参考方向。每个桥臂4个开关中的 S_{x1} 与 S_{x3} 互补导通、 S_{x2} 与 S_{x4} 互补导通;以 n 为参考点,开关 S_{x1}, S_{x2} 导通时桥臂输出电压为 $U_{dc}/2$,记为 P 状态; S_{x2}, S_{x3} 导通时输出电压为0,记为 O 状态; S_{x3}, S_{x4} 导通时输出时电压为 $-U_{dc}/2$,记为 N 状态。

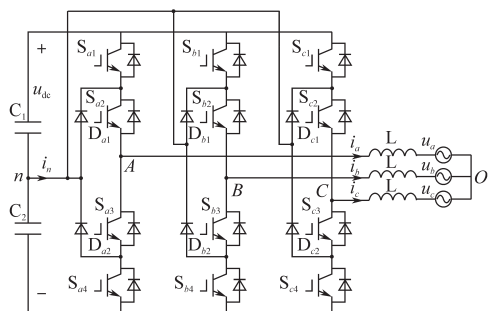


图1 三电平NPC架构

Fig.1 Structure of three-level NPC

逆变器三相共有27种开关状态,将开关状态对应的三相输出电压代入电压空间矢量表达式得到27个电压空间矢量如图2所示,包含6个大矢量、6个中矢量、12个小矢量(其中6个冗余小矢量)以及3个零矢量,小矢量的长度为 $U_{dc}/3$,其它类推。

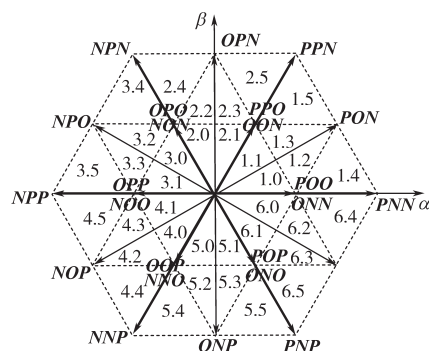


图2 逆变器电压矢量分布

Fig.2 Voltage vector distribution of inverter

在27个矢量中,大矢量和零矢量对中点没有影响;中矢量对中点有影响,但没有冗余矢量,不易控制中点电位;小矢量由于具有成对正负冗余矢量且对中点影响相反,因此,目前绝大多数文献一般基于七段式SVPWM通过在一个开关周期内调整正负小矢量的作用时间来抵消对中点电位的影响(例如:当参考矢量位于1.4区时输出序列 $P00-P0N-PNN-ONN-PNN-P0N-P00$,此时小矢量 $P00$ 与 ONN 抵消),但此方式开关损耗大于五段式SVPWM;若要减少开关器件的损耗,则需采用五段式,然而此时很难控制中点电位。表1为第一扇区五段序列,以表1第一大区为例,选取不同的矢量可使第一扇区某相保持不动作,例如1.4小区的序列可使 a 相保持不动作,减小了开关损耗,但是由于该序列只有 $P00$ 这个唯一的小矢量,没有 ONN 小矢量,所以小矢量的作用不可能相互抵消,因此五段式下较难控制中点电位。

表1 第一扇区五段序列

Tab.1 Five-segment sequences of the first sector

扇区	五段法输出序列	
1.0	$P00-O00-00N-000-P00$	(b 相不动作)
1.1	$PPO-P00-000-P00-PPO$	(c 相不动作)
1.2	$P00-P0N-00N-P0N-P00$	(b 相不动作)
1.3	$PPO-P00-P0N-P00-PPO$	(a 相不动作)
1.4	$P00-P0N-PNN-P0N-P00$	(a 相不动作)
1.5	$PPO-PPN-P0N-PPN-PPO$	(a 相不动作)

2 CWPWM下中点电流状态平均

CWPWM方式和SVPWM方式最终都会产生开关信号控制开关动作,所不同的是CWPWM方式只需要生成所需要的调制信号,然后拿去和三角载波比较即可,省去了SVPWM方式判断参考矢量位于的大扇区小扇区、计算作用时间、合成参考矢量并规划输出序列等一系列的复杂过程。NPC逆变器之所以产生中点电位偏移是因为开关动作时对中点注入或者抽出电流,导致电容充、放电,如图3所示,在三相桥臂输出零电平状态时,若 $i_a < 0$,则电容 C_1 放电、 C_2 充电^[9];若 $i_a > 0$,则电容 C_1 充电、 C_2 放电。忽略开关频率分量及开关频率谐波分量等的影响,应用状态空间平均法推导CWPWM下一个载波周期内的中点电流表达式。采用CWPWM方式,稳态时三相调制电压和三相逆变电流的表达式可分别写为

$$\begin{cases} u_a = u_m \cos(\omega t) \\ u_b = u_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ u_c = u_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_a = i_m \cos(\omega t - \theta) \\ i_b = i_m \cos(\omega t - 2\pi/3 - \theta) \\ i_c = i_m \cos(\omega t + 2\pi/3 - \theta) \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_m 为正序调制电压的幅值; i_m 为电流幅值; ω 为角频率; θ 为功率因数角。

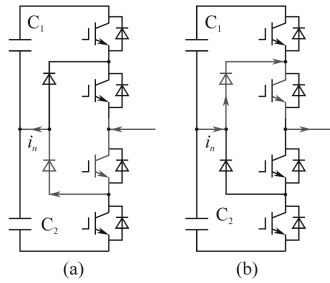


图3 中点充放电分析

Fig.3 Analysis of charging and discharging for midpoint

一个载波周期 T_s 内,逆变器三相电压处于零电平的导通占空比 d_{xn} ($x=a, b, c$)为

$$d_{xn} = \begin{cases} 1 - \frac{2u_x}{U_{dc}} & u_x \geq 0 \\ 1 + \frac{2u_x}{U_{dc}} & u_x < 0 \end{cases} \quad (3)$$

因此,一个载波周期 T_s 内电容中点抽取的平均电流 $\bar{i}_n$ 为

$$\bar{i}_n = d_{an}i_a + d_{bn}i_b + d_{cn}i_c \quad (4)$$

对于三相三线系统,考虑到三相电压和电流满足: $i_a + i_b + i_c = 0$; $u_a + u_b + u_c = 0$,引入符号函数 $\text{sgn}()$,并定义如下:

$$\text{sgn}(u_x) = \begin{cases} 1 & u_x \geq 0 \\ -1 & u_x < 0 \end{cases} \quad (5)$$

将式(3)、式(5)代入式(4)得中点电流开关周期平均值表达式:

$$\bar{i}_n = -\frac{2}{U_{dc}} [\text{sgn}(u_a)u_a i_a + \text{sgn}(u_b)u_b i_b + \text{sgn}(u_c)u_c i_c] \quad (6)$$

3 零序与中点电压的量化关系

与SVPWM方式类似,可根据三相调制电压的极性将三相调制电压在一个市电周期内每隔 60° 划分为1个区间,共6个区间。由于三相三线系统中三相调制电压之和为零^[10],因此每个区间中必有一相调制电压的符号与另外两相符号相异。定义 u_z 为三相调制电压 u_x ($x=a, b, c$)中的异号相, i_z 则为异号相调制电压对应的逆变电流。

向三相调制电压中注入零序分量电压 u_{com} ,则1个开关周期内中点电流的平均值变为

$$\bar{i}_n^* = -\frac{2}{U_{dc}} [\text{sgn}(u_a)(u_a + u_{com})i_a + \text{sgn}(u_b)(u_b + u_{com})i_b + \text{sgn}(u_c)(u_c + u_{com})i_c] \quad (7)$$

与式(6)对比,式(7)又可以表示为

$$\bar{i}_n^* = \bar{i}_n + \bar{i}_n' \quad (8)$$

式中: $\bar{i}_n'$ 为注入零序分量电压后中点电流的平均增量,表示如下:

$$\bar{i}_n' = \begin{cases} -\frac{4}{U_{dc}} u_{com} i_z & u_z > 0 \\ \frac{4}{U_{dc}} u_{com} i_z & u_z < 0 \end{cases} \quad (9)$$

定义中点电压的偏差 Δu_c 为上、下电容电压 u_{c1} 与 u_{c2} 之差,则一个开关周期 T_s 内与中点电流的关系为

$$\Delta u_c = u_{c1} - u_{c2} = \bar{i}_n' T_s / (C_1 + C_2) \quad (10)$$

由式(10)可知中点电流变化直接影响中点电压变化,而根据式(9)又知注入零序分量能够产生变化的中点电流,所以,可推出开关周期内注入的零序电压与中点电压偏差的量化关系式:

$$u_{com} = \begin{cases} -\frac{(C_1 + C_2)\Delta u_c U_{dc}}{4i_z T_s} & u_z > 0 \\ \frac{(C_1 + C_2)\Delta u_c U_{dc}}{4i_z T_s} & u_z < 0 \end{cases} \quad (11)$$

在载波PWM中注入零序分量时,一般需要避免过调制,调制度应限制在 $[-1, 1]$ 范围内,否则会注入过量的零序分量,导致过调制,进而引起并网电流发生畸变,因此,必须对每一相注入的零序分量进行限幅处理,其最大值 u_{cmax} 和最小

值 u_{cmin} 分别如下:

$$\begin{cases} u_{cmax} = \frac{U_{dc}}{2} - \max(u_a, u_b, u_c) \\ u_{cmin} = -\frac{U_{dc}}{2} - \min(u_a, u_b, u_c) \end{cases} \quad (12)$$

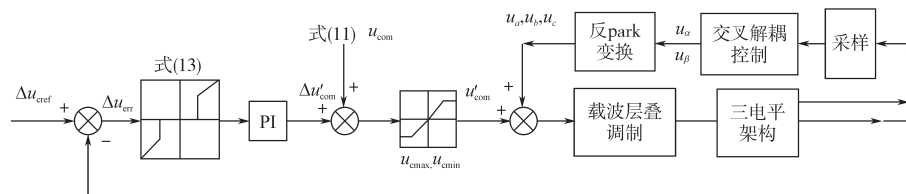


图4 中点电位控制模型

Fig.4 Control model of the neutral-point potential

将三相相关电压电流量进行采集变换之后在 $d-q$ 旋转坐标系下进行电网电压前馈、电流交叉解耦控制可以得到控制量 u_a, u_b , 进而经反 park 变换得到静止坐标系下的三相调制信号 u_a, u_b, u_c , 最后根据中点电位情况注入合适的零序分量控制中点; 中点电位参考值 Δu_{cref} 一般设置为 0, 为增强系统的调节速度及中点电位控制能力, 引入 PI 控制并根据式(11)将 u_{com} 作为前馈量, 然后进行必要的限幅, 得到最终需要注入的零序分量, 与 u_x 叠加后采用载波层叠调制输出。由于实际应用中并不要求中点电位的偏差严格为零, 允许在一定范围内浮动, 在此基础上本文又引入分段控制。分段线性函数如下式所示。

$$y = \begin{cases} x & x \geq u_{th} \\ 0 & -u_{th} < x < u_{th} \\ x & x \leq -u_{th} \end{cases} \quad (13)$$

式中: u_{th} 为中点电位偏差允许的阈值, x 为分段控制的输入, y 为输出。

之所以引入阈值目的是为实现下文的不连续调制, 最大限度减小开关损耗。

根据本节所述, 调制电压的 6 个极性分区如图 5 所示。

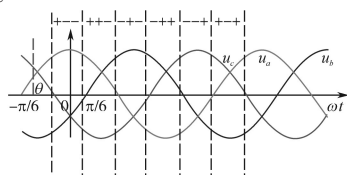


图5 三相调制电压分区

Fig.5 Partition of three phase modulation voltage

将式(11)中的 i_z 按图 5 的分区积分求平均得到区间平均电流 i_z 。例如在 1 区时, $u_a > 0, u_b < 0, u_c < 0$, 异号相电压 $u_z = u_a$, 对应的电流 $i_z = i_a$, 其平均值如下式:

$$\bar{i}_z = i_m \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \cos(\omega t - \theta) d(\omega t) = \lambda i_m \quad (14)$$

综合以上分析, 可以构建出 NPC 并网逆变器中点电位闭环控制模型, 如图 4 所示。

式中: λ 为功率因数, $\lambda = \cos\theta$; 在 2 区时, 其平均值为 $-\lambda i_m$, 其它区类似; 再考虑 u_z 的符号, 式(11)可简化为下式:

$$u_{com} = -\frac{(C_1 + C_2)\Delta u_c U_{dc}}{4\lambda i_m T_s} \quad (15)$$

可见, 注入的零序电压 u_{com} 考虑到了功率因数 λ 、调制度 m (与电流幅度 i_m 相关) 等的影响, 利用图 4 的 u_{com} 前馈及 PI 调节的作用可将中点电位控制在阈值内。

4 CWPWM 下的不连续调制

前人研究表明: 三相两电平逆变电路在 CWPWM 调制时, 通过在调制信号中注入零序分量 (3 倍频交流量或者直流量) 可以实现不连续调制, 使得原先占空比最大的一相注入零序分量后占空比变为 1, 如图 6 所示, 实现了 a 相开关不动作, 减小开关损耗; 在 CWPWM 模式下, 三电平 NPC 逆变器一般采用三角载波层叠调制方式控制各相开关的通断, 其调制方式和三相两电平有类似之处, 只是多了层叠的三角载波。因此, 本文在第 3 节的基础上对注入的零序分量进行优化设计, 在确保中点电位在阈值范围内变化时, 尽量降低开关损耗, 提高效率。

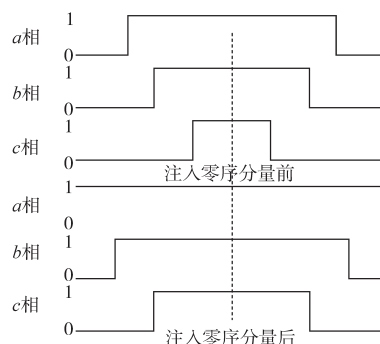


图6 占空比对比

Fig.6 Comparison of duty cycle ratio

对于三相NPC而言,使得某相占空比变为1时所需注入的零序分量,可以为上抬的一个正数或者下拉的一个负数。上抬时需要注入的零序分量刚好为式(12)的 u_{cmax} ;下拉时,需要注入的零序分量刚好为式(12)的 u_{cmin} ;由前文分析可知,控制中点电位又需要注入零序分量 u_{com} ,而实现不某相不开关则需注入 u_{cmax} 或 u_{cmin} ,中点控制与断续调制可能存在冲突,为此将三者之间的关系直观绘出,如图7所示。由图7可见,三者均属于零序分量,而且是3倍频于电网频率的信号,还叠加了直流分量;更为重要的是,任一时刻 u_{com} 必然与 u_{cmax} 或 u_{cmin} 同号,而且同号的区域占据一定的区间(时间段),因此,对中点电位的调整完全可与某相的不连续调制实现统一,不仅实现某个开关周期内某相不动作还有可能实现几个开关周期内某相不动作,最大限度降低损耗。

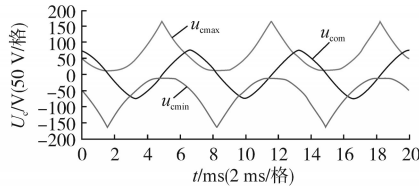


图7 极性对比

Fig.7 Comparison of polarity

在具体应用中,最终是注入 u_{com} , u_{cmax} 还是 u_{cmin} ,主要取决中点电位是否超过阈值以及 u_{com} 的正负,为了加大不开关区域,可以设置合适的中点电位阈值将中点电位控制在合理的范围内且实现不开关,控制算法如图8所示:1)计算 u_{com} , u_{cmax} , u_{cmin} ,并判断中点电位是否在 $[-u_{th}, u_{th}]$ 阈值范围内;2)若中点电位超过阈值,则按图4调用PI计算 Δu_{com} 并叠加 u_{com} 得到要注入的零序分量,进行闭环控制;3)若中点电位在阈值范围内,则根据 u_{com} 的正负注入最大的零序分量或者最小的零序分量。

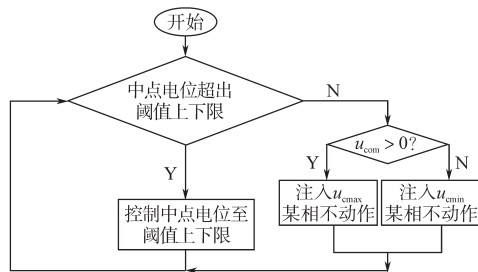


图8 兼顾中点及损耗控制算法框图

Fig.8 Block diagram of control algorithm considering to midpoint and loss

此外,考虑到当中点电位到达阈值上下限附近时,有可能使系统在减小中点电压偏差的控制模式以及某相开关不动作的控制模式之间频繁切换,降低系统效率。因此,实际操作中可以引入改进的滞环。例如,只有当中点电位达到阈值上限 u_{th} 或者下限 $-u_{th}$ 时,才进行上述中点电位调整,而要重新开始某相不动作的控制,则要等到中点电位下降到小于 u_{thL} 或者上升到 $-u_{thL}$ 才开始进行,实现平滑切换,如图9所示:1区为中点电位控制区,2区为滞环区,3区为某相不动作区。

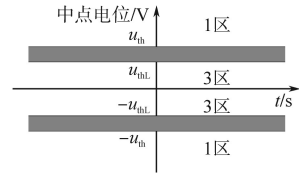


图9 滞环优化方案示意图

Fig.9 The schematic of hysteresis optimization scheme

5 仿真与实验

为了验证本文提出的中点电位控制策略及降低损耗方法,在Matlab/Simulink下搭建图1所示三相三电平并网逆变电路,并基于S-function模块实现本文优化调制算法,仿真相关参数为:直流端电压 U_{dc} 为600 V,并网电流幅值为30 A,支撑电容 $C_1=C_2=900 \mu F$,电感 $L=3 \text{ mH}$,开关频率为20 kHz,三相电网电压为220 V/50 Hz,中点控制阈值 $|u_{th}|=10 \text{ V}$,开关不动作阈值 $|u_{thL}|=6 \text{ V}$ 。图10为逆变线电压 u_{ab} 的波形,由图可见,注入的零序电压对系统没有影响,逆变线电压波形未见畸变现象。

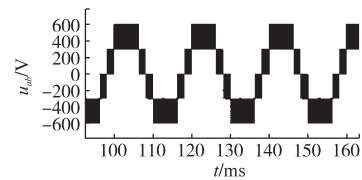


图10 线电压波形

Fig.10 Waveform of line voltage

当功率因数 $\lambda=1$,调制度 $m=0.92$ 时,图11给出了未引入滞环优化但采用本文提出的零序电压注入及不连续调制方案时对应的a相并网电流波形、中点电压偏差、开关 S_{a1} 的控制脉冲及 S_{a4} 的控制脉冲。可见,并网电流波形较好;开关脉冲有不动作区域,可降低开关损耗;中点电位基本能够控制在设定的范围内变化,但是由于未引入

滞环,所以存在着频繁切换的现象。

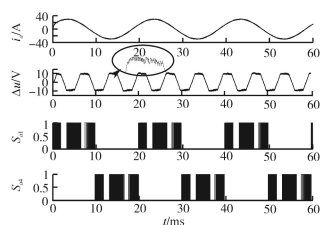


图11 优化前波形($\lambda=1, m=0.92$)

Fig.11 Waveforms before optimization when λ is 1 and m is 0.92

当功率因数 $\lambda=1$,调制度 $m=0.92$ 时,图12则给出了加入滞环优化且采用本文提出的零序电压注入及不连续调制方案时对应的相关波形。可见,并网电流波形也较好;中点电位能够控制在设定的范围内;由于引入滞环,不存在频繁切换的现象;开关 S_{a1} 、 S_{a4} 有较大连续区域不动作,可一定程度上降低开关损耗。

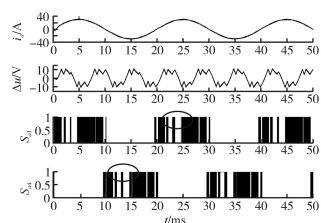


图12 优化后波形($\lambda=1, m=0.92$)

Fig.12 Waveforms after optimization when λ is 1 and m is 0.92

由于NPC逆变器在低功率因数及高调制度情况下中点电位波动不可避免,图13给出了其它功率因数及调制度情况下的中点电位 Δu_c 之波形。显而易见,图13将中点电位均控制在设置的 ± 10 V阈值内,值得注意的是图13c中功率因数很低,调制度又很高,对系统是很严峻的考验,但是依然没有超过阈值范围。

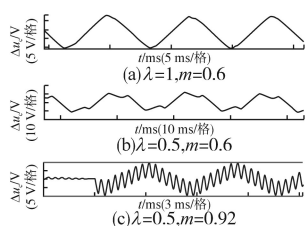


图13 其它功率因数及调制度对比

Fig.13 Comparison under other power factor and modulation depth

图14在上、下电容存在大偏差的情况下应用本文方法控制中点电位及降低损耗的动态波形,上、下电容初始偏差为50 V,系统功率因数 λ 和调制度 m 在 $t=0.045$ s时分别由0.9,0.5变化为0.5,0.8, Δu_c 依然被控制在 ± 10 V环宽内变化,证明了

本文方法的有效性。

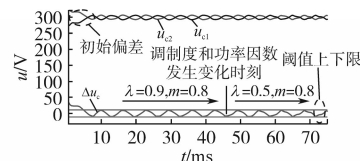


图14 动态控制波形

Fig.14 Waveforms of dynamic control

为进一步验证本文方法的有效性和可行性,研制了一台15 kW的三电平并网逆变器并进行了测试,样机参数与仿真参数相同,测量示波器为泰克TDS5104B。图15为三相逆变线电压 u_{ab} , a 相并网电流 i_a 及中点电位偏差 Δu_c 的波形图。图中逆变电压无畸变;测得逆变电流THD约为3.2%,满足国际标准;中点电位在 ± 10 V阈值范围内合理浮动。图16给出了开关 S_{a1} 、开关 S_{a4} 的驱动脉冲波形。可见,开关 S_{a1} 、 S_{a4} 确实有明显的不动作区域,实现了不连续调制。

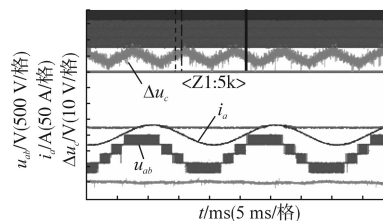


图15 中点电位及线电压

Fig.15 Neutral-point potential and line voltage

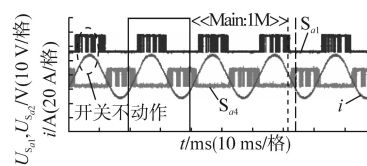


图16 开关不动作实验波形

Fig.16 Experimental waveforms of no switching

为更好地验证效率提升的有效性,本文还做了对比试验,比较引入不连续调制及滞环优化前后的逆变器效率,每个功率点数据测量8次并取平均值,然后绘制出效率 η 曲线,如图17所示。可见,对注入的零序分量进行优化设计后,效率提升了约0.5个百分点。

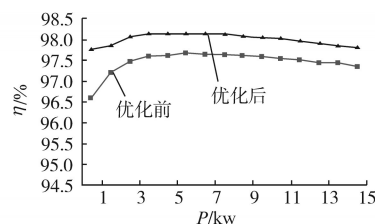


图17 效率比较

Fig.17 Comparison of efficiency

6 结论

在CWPWM方式下,通过状态平均推导出了中点电位和零序电压之间的量化关系,并据此构建了基于零序电压注入的中点电位分段控制模型;通过设定中点电位阈值并引入滞环方案对注入的零序分量进行优化,实现了在降低开关损耗的同时将中点电位控制在合理的范围内。

参考文献

- [1] Teichmann R, Bernet S. A Comparison of Three-level Converters Versus Two-level Converters for Low-voltage Drives, Traction, and Utility Applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(3): 855-865.
- [2] 胡存刚, 马大俊, 王群京, 等. 三电平有源中点钳位逆变器损耗分布平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(1): 129-138.
- [3] Shinohara K, Sakasegawa E. Compensation for Neutral Point Voltage in Three-level Inverter by Using Motor Currents[J]. Translated from Denki Gakkai Ronbunshi, 2001, 121-D(8): 855-861.
- [4] Choi U M, Lee J S, Lee K B. New Modulation Strategy to Balance The Neutral-point Voltage for Three-level Neutral Clamped Inverter Systems [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(1): 91-100.
- [5] 宋文祥, 陈国呈, 束满堂, 等. 中点钳位式三电平逆变器空间矢量调制及其中点控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 105-109.
- [6] 殷杰, 向铁元, 杨瑶. OW式永磁直驱风电系统不连续脉宽调制[J]. 电机与控制应用, 2015, 42(7): 62-74.
- [7] Hirofumi Akagi, Takaaki Hatada. Voltage Balancing Control for A Three-level Diode-clamped Converter in a Medium-voltage Transformerless Hybrid Active Filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 24(3): 571-579.
- [8] 束满堂, 吴晓新, 宋文祥, 等. 三电平逆变器空间矢量调制及其中点控制的研究[J]. 电气传动, 2006, 36(8): 26-29.
- [9] 王乾, 张军明. Vienna 整流器直流母线电容电流的计算[J]. 电力电子技术, 2017, 51(9): 122-124.
- [10] Lee J S, Lee K B. Time-offset Injection Method for Neutral-point AC Ripple Voltage Reduction in a Three-level Inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 1931-1941.

收稿日期: 2019-01-08

修改稿日期: 2019-01-22