Vol.33 No.11 Nov. 2013

二极管箝位五电平变换器的直流均压 SVPWM 快速算法

朱海锋,舒泽亮,高仕斌

(西南交通大学 电气工程学院,四川 成都 610031)

摘要:提出一种适用于二极管箝位多电平变换器的均压多电平 SVPWM 快速算法,该算法在 α'β'坐标系下将 多电平 SVPWM 算法中的参考矢量变换、顶点坐标计算、矢量判区和作用时间计算等分解为快速简单的计算, 继而通过遍历所有冗余开关矢量,预测下一开关周期内冗余开关矢量对直流电容电压的影响,选择输出可使 直流电容电压回归均衡值能力最强的最优开关矢量。仿真结果比较了传统 PWM 算法和所提均压多电平 SVPWM 算法,验证了所提算法的有效性。最后设计了基于可编程逻辑器件的 SVPWM 算法的控制核心,通过 小容量实验系统研究验证了所提算法良好的动静态性能。

关键词:二极管箝位多电平变换器;直流均压与稳压;SVPWM;变换器;脉宽调制

中图分类号: TM 46

文献标识码:A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.11.007

0 引言

二极管箝位多电平变换器适用于大容量高性能 的中高压电力电子设备,如大型交流电机驱动、无功 补偿、有源滤波和高压直流输电等[1-2]。该变换器利 用多个直流电容将母线电压均分为多个部分,每个桥 臂中串联的开关器件通过二极管连接在各个直流电 容的两端,将各器件的电压箝位到一个电容的电压 上。因此,单个开关器件、二极管和直流电容等的额 定电压和电流要求显著下降。但是,该类型变换电路 中直流电容的充放电易导致电容电压不平衡问题[3]。 理论证明:在足够高电平数的系统中,电压稳定与不 稳定区域的边界满足曲线 $m = \sqrt{3} / (\pi \cos \varphi)^{[4]}$ 。例 如在传递纯有功功率时要求 PWM 的调制深度小于 约 0.55; 在无功补偿或谐波滤波应用中, 由于变换器 启动升压和稳压动态过程中需要与电网交换有功. 因此也会造成直流电容电压偏离均衡值^[5]。如果直 流电压失去均衡,电压输出将退化成三电平或两电 平,失去多电平变换器所具有的诸多优点,甚至使变 换器超出正常工作的条件限制,危及电容和开关器件 的安全可靠工作。因此,直流电容电压不平衡是二 极管箝位多电平变换器应用中必须解决的问题[6]。

通过辅助均压电路可以实现直流电容电压的均 衡控制,该方法不影响原有主电路的控制算法^[7-8], 但辅助电路会增加硬件和控制系统的成本和复杂 性。在三电平应用中,利用优化的 PWM 开关状态可

收稿日期:2013-01-16;修回日期:2013-08-26

以控制中点电平,比较容易实现两串联直流电容的 均压目的^[9-10]。在更高电平数的应用中,优化 PWM 方法在有功分量较小的前提下较易实现电压的平衡 与稳定,平衡条件与负载电流的相角有关^[11],其稳压 算法较复杂^[12],在多电平应用中实时计算与控制较 困难,是该方向研究的难点问题之一。

本文研究 α'β'坐标系下的均压多电平 SVPWM 算法。该算法不增加主电路硬件,不改变其他控制模 块,只改变调制算法模块,利用 α'β' 坐标系下 SVPWM 算法的简单快速特性^[13],遍历所有可用开关矢量,评 估可用矢量对直流电压的影响,最后输出可使偏移 的直流电容电压向均衡值恢复能力最强的开关组 合^[14],使得直流电容电压恢复到均衡状态。本文给 出了 α'β' 坐标系下最优矢量的计算流程,设计了基 于可编程逻辑器件的控制核心^[15],并在五电平无功 补偿变换器仿真与实验中验证了该算法的有效性。

1 二极管箝位多电平变换器的均压问题

1.1 主电路及其简化模型

图 1(a)是一个桥臂的二极管箝位五电平电路与 直流电容的连接图,通过并联 2 个以上同样的桥臂 即可实现单相或其他相数的变换器主电路。该电路 的各开关器件 $V_{T1} - V_{T8}$ 被箝位二极管 $V_{D1} - V_{D6}$ 分 别箝位到单个直流电容 $C_1 - C_4$ 上。由于二极管的 箝位作用,开关器件的工作电压小于并联直流电容的 电压。因此,各直流电容的电压范围决定了开关器 件的电压工作范围。通常,直流电容总电压 U_{de} 可控 并稳定,各电容的电压也是均衡和稳定的。如果电压 不均衡,高于均衡值的电压可能超过电容或被箝位 开关器件的耐压范围。因此,直流电压的均压是该

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51007075,51377004) Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51007075,51377004)





电路安全稳定运行的前提条件。

假设直流电容电压 $U_{c_j}(j=1,...,4)$ 相等,5 种 开关组合使得输出端口 U_o 可分别连接直流侧 $U_j(j=0,...,4)$ 5 个端接点,分别输出 5 个电平。因此,图 1 (a)中虚线框中的电路可等效为图 1(b)虚线框中的 理想多路选择器, U_o 在 PWM 信号控制下与 U_j 直接 联通。每个端点 U_j 处输入输出电流包含:交流电流 i_j 、 电容 C_j 的充电电流 i_{C_j} 和电容 C_{j+1} 的充电电流 $i_{C(j+1)o}$ 1.2 电容电流预测

由基尔霍夫电流定律知图 1(b)中各连接点满 足: $i_{C(i+1)}+i_i$,对五电平系统有:

$$\begin{cases} i_{C4} = -i_4, \ i_{C3} = i_{C4} - i_3 \\ i_{C2} = i_{C3} - i_2, \ i_{C1} = i_{C2} - i_1 \end{cases}$$
(1)

假设直流总电压 Ut 稳定不变,可知各电容电压

的偏差之和为零,即 $\sum_{j=1}^{4} \frac{\mathrm{d}U_{c_j}}{\mathrm{d}t} = 0$ 。由于电容电流与电压的关系满足 $i_{c_j} = C \frac{\mathrm{d}U_{c_j}}{\mathrm{d}t}$,因此各电容的充电电流之

和
$$\sum_{j=1}^{\infty} i_{Cj} = 0$$
,即:

$$i_{c_1}+i_{c_2}+i_{c_3}+i_{c_4}=0$$
 (2)
联立式(1),(2)有.

$$\begin{cases} i_{c1} = (i_1 + 2i_2 + 3i_3)/4 - (i_1 + i_2 + i_3) \\ i_{c2} = (i_1 + 2i_2 + 3i_3)/4 - (i_2 + i_3) \\ i_{c3} = (i_1 + 2i_2 + 3i_3)/4 - i_3 \\ i_{c4} = (i_1 + 2i_2 + 3i_3)/4 \end{cases}$$
(3)

由上式可知通过 *i*₁,*i*₂ 和 *i*₃ 就能预测各电容充电 电流的瞬时值。

设单器件的开关函数为:

$$S_{mj} = \begin{vmatrix} 1 & 导通 \\ 0 & 不导通 \end{vmatrix}$$
 (4)

其中, $m=a,b,c, \pm j=1, \dots, 4$,对管的开关状态满足 $S'_{mj}=\overline{S}_{mj}$ 。因此,只需上桥臂 4个开关的状态便可获得 下桥臂 4个开关的状态。根据图 1(b)可得基于式 (4)的直流侧与交流侧支路电流满足关系式.

$$i_j = S_{aj} i_a + S_{bj} i_b + S_{cj} i_c \tag{5}$$

则三相五电平电路满足:

$$\begin{cases} i_{3} = S_{a3}i_{a} + S_{b3}i_{b} + S_{c3}i_{c} \\ i_{2} = S_{a2}i_{a} + S_{b2}i_{b} + S_{c2}i_{c} \\ i_{1} = S_{a1}i_{a} + S_{b1}i_{b} + S_{c1}i_{c} \end{cases}$$
(6)

其中,ia、ib和 ic是系统三相交流电流的实时值。

因此,根据当前开关状态和三相电流即可计算 各连接支路电流的实时值。假设五电平变换器中, 桥臂 m 的开关状态 $M_m \in \{0,1,2,3,4\}$ 。例如,三相系 统的开关状态 $M = (M_a, M_b, M_c) = (2,4,0)$,表示 a 相 的多路开关连接到端点 $U_{2,a}$ 相上桥臂的开关状 态 $S_{a4}S_{a3}S_{a2}S_{a1} = 0011$;b 相的输出连接端接点 U_4 , 则 $S_{b4}S_{b3}S_{b2}S_{b1} = 1111$;c 相的输出连接端接点 U_0 ,则 $S_{c4}S_{c3}S_{c2}S_{c1} = 0000$ 。代入式(6)可得 $i_3 = i_b, i_2 = i_a + i_b, i_1 =$ $i_a + i_b$ 。因此,变换器每个桥臂与直流侧各连接支路 的电流 i_i 也由 M_m 决定,式(5)可改写为:

 $i_{j}=\delta(M_{a}-j)i_{a}+\delta(M_{b}-j)i_{b}+\delta(M_{c}-j)i_{c}$ (7) 其中,逻辑函数 $\delta(\cdot)$ 取值 $\delta(0)=1,\delta(\neq 0)=0$ 。上式 代入式(3)可知,各直流电容的输入电流可由当前各 相输出电流和当前的开关状态 M_{m} 计算。

1.3 直流电压不平衡分析

图 2 分别描述了纯无功电流和纯有功电流情况 下,直流侧各连接支路电流 *i*_j 在不同电平输出时的作 用结果。为简化分析,只考虑五电平输出对称 9 脉 波的情况,通过导通角 θ_1 、 θ_2 及其对称角度可计算 *i*_j 在每个电平区间的积分。积分的结果是主电路与电 容间转移电荷的大小,电荷的累积将影响电容的电 压。根据图 2(a)无功电流波形的对称性有:

$$\int_{0}^{2\pi} i_{0}(t) dt = \int_{\pi+\theta_{2}}^{2\pi-\theta_{2}} i_{0}(t) dt = 0$$
(8)
$$\int_{0}^{2\pi} i_{1}(t) dt = \int_{\pi+\theta_{1}}^{\pi+\theta_{2}} i_{1}(t) dt + \int_{2\pi-\theta_{1}}^{2\pi-\theta_{1}} i_{1}(t) dt = 0$$

$$\int_{0}^{2\pi} i_{2}(t) dt = \int_{0}^{\theta_{1}} i_{2}(t) dt + \int_{2\pi-\theta_{1}}^{2\pi} i_{2}(t) dt +$$

$$\int_{\pi-\theta_{1}}^{2\pi+\theta_{1}} i_{2}(t) dt = 0$$
(9)
$$\int_{0}^{2\pi} i_{3}(t) dt = \int_{\theta_{1}}^{\theta_{2}} i_{3}(t) dt + \int_{\pi-\theta_{2}}^{\pi-\theta_{1}} i_{3}(t) dt = 0$$

$$\int_{0}^{2\pi} i_{4}(t) dt = \int_{\theta_{1}}^{\pi} i_{3}(t) dt + \int_{\pi-\theta_{2}}^{\pi-\theta_{1}} i_{3}(t) dt = 0$$





这些结果代入对式(3)的单周期的积分式可得: 一个周期内电容输入和输出电荷的累积结果为 0。 因此,无功电流不会引起直流电容电压的偏移。

针对如图 2(b)所示有功电流进行同样的分析 可知:电容 C_j的输入与输出电荷的累积结果在除 U₂ 外的其他电平下均不为 0。某些电容将始终被充电 或放电,其表现即为直流电容电压的不平衡和输出 电平数的退化现象。

总之,无功电流不影响直流电容电压的偏移,有 功电流是引起电压偏移的根本原因。针对其他电平 数和调制方法的分析可得相同的结论。

2 均压 SVPWM 快速算法

2.1 最优开关矢量的判据

多电平 SVPWM 算法具有许多优良特性。对于 三相五电平变换器,共有 125 个开关状态,对应的空 间矢量只有 39 个,其他冗余开关矢量为实现电容电 压的均压目的提供了可能。冗余的开关状态对直流 电容电压的影响各不一样。其中,使全部电容电压 都能够向均值回归的矢量定义为可用矢量,回归趋 势最强的即为最优开关矢量。

假设直流电容的容值均为*C*,则电容的总能量 函数为:

$$J = \frac{1}{2} C \sum_{i=1}^{n-1} \left(U_{G} - \frac{U_{de}}{n-1} \right)^2$$
(10)

显然,任意直流电容的电压偏离时 J 为正值,电 压偏离越严重,J 取值越大,电压均衡时 J 值最小。对 式(10)求导可得:

$$\frac{\mathrm{d}J}{\mathrm{d}t} = C \sum_{i=1}^{n-1} \left(U_a - \frac{U_{de}}{n-1} \right) \frac{\mathrm{d}U_a}{\mathrm{d}t} = \sum_{i=1}^{n-1} \Delta U_a i_a \qquad (11)$$

其中, ΔU_a 表示第 *i* 个直流电容电压相对于均值的

偏移量。由于电压均衡时 J 取最小值,因此,满足 dJ/dt≤0的开关状态能够使直流电压向均值回归, 即为可用矢量。dJ/dt 的取值越小,电压回归均衡的 能力就越强。最优开关矢量就是所有可用矢量中能 够产生 *i*_a 使得式(11)取值最小的矢量。根据式(3) 和式(7)可估算每一个开关矢量下产生的充电电流 *i*_a,继而通过上述判据遍历所有开关矢量后即可找到 最优的开关矢量。

2.2 $\alpha'\beta'$ 坐标系下的 SVPWM 算法

传统 SVPWM 算法的计算量随着电平数的增加 显著增加。如果再包含所有矢量的遍历与最优开关 矢量的选择,基于传统 SVPWM 计算流程的算法复杂 程度将更高。基于 α'β'坐标系下的 SVPWM 精简算 法可以极大地简化算法复杂度。将传统 *abc* 坐标系 下的输入进行线性变换,原来以小数表示的单位矢量 边界全部变换为整数边界。

三相参考电压矢量在 $\alpha'\beta'$ 坐标系下变换为 U_{ref} = (α'_r, β'_r) ,可由下式计算:

$$\begin{bmatrix} \alpha_{\rm r}' \\ \beta_{\rm r}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{vmatrix} U_{\rm a} \\ U_{\rm b} \\ U_{\rm c} \end{vmatrix}$$
(12)

其中, U_{a} 、 U_{b} 和 U_{c} 是三相参考电压按其幅值归一化 后并放大(N-1)/2倍的值,N表示电平数。由于 α'_{r} 、 β'_{r} 满足椭圆公式,因此 $\alpha\beta$ 坐标系下圆形的参考矢量 的顶点轨迹在 $\alpha'\beta'$ 坐标系是如图 3(a)中所示的椭圆 形。同时,参考矢量的顶点位于如图 3(b)或图 3(c)



 $a > \alpha p$ 至你家下的大量机运与力区图与0, 在上三角或下三角区域的判定示意图

Fig.3 Vector trajectory and partition in $\alpha'\beta'$ coordinates, and schematic diagram of $U_{\rm ref}$ location judgment(up or down triangle)

40

中顶点 U_1 、 U_2 、 U_3 和 U_4 所确定的正方形中。如果参考矢量所在正方形边界的一个顶点的坐标为:

$$\boldsymbol{U}_{1} = (\boldsymbol{\alpha}_{1}^{\prime}, \boldsymbol{\beta}_{1}^{\prime}) = (\text{floor}(\boldsymbol{\alpha}_{r}^{\prime}), \text{floor}(\boldsymbol{\beta}_{r}^{\prime}))$$
(13)

其中,floor(·)为下取整运算。则其所在最小正方形 区域其他3个顶点的坐标可按下式计算:

显然,如此定义的边界线在 α'β'轴的投影都是 整数,这些顶点可与多个开关状态对应。

进一步判断参考矢量顶点位于图 3(b)的上三 角还是在图 3(c)的下三角边界内,只需对参考矢量 的顶点位置与正方形的对角线进行比较即可。其判 据定义为:

$$f = (\alpha'_{\rm r} + \beta'_{\rm r}) - (\alpha'_{\rm 1} + \beta'_{\rm 1} + 1)$$
(15)

当*f*>0时,参考矢量的顶点位于图 3(b)的上三角形中;*f*<0时,参考矢量的顶点位于图 3(c)的下三角形中。单位时间内,参考矢量的作用效果可以用所在三角形顶点矢量的作用等效。位于图 3(b)的上三角时的作用时间满足:

$$U_{ref}T_s = U_2T_2 + U_3T_3 + U_4T_4$$
 (16)
位于图 3(c)的下三角时满足:

$$U_{\rm ref}T_{\rm s} = U_1T_1 + U_2T_2 + U_3T_3 \tag{17}$$

其中, T_s 为 PWM 的开关周期, $T_1 - T_4$ 分别为 $U_1 - U_4$ 的作用时间。由于 $T_s = T_2 + T_3 + T_4$,再联立式(14)、(16)可得上三角中的分解关系:

$$\begin{cases} T_2 = (\beta'_1 + 1 - \beta'_r)T_s \\ T_3 = (\alpha'_1 + 1 - \alpha'_r)T_s \\ T_4 = T_s - T_2 - T_3 \end{cases}$$
(18)

同理可得下三角中的分解关系:

$$\begin{cases} T_{2} = (\alpha_{\rm r}' - \alpha_{1}')T_{\rm s} \\ T_{3} = (\beta_{\rm r}' - \beta_{1}')T_{\rm s} \\ T_{1} = T_{\rm s} - T_{2} - T_{3} \end{cases}$$
(19)

当判定参考矢量所在小三角形区域后就可根据 式(18)或(19)的作用时间输出三角形顶点对应的开 关状态,等效于参考矢量在 T_s内的电压输出。将定 时计算用 T_s归一化,则式(18)和(19)将更加简化。

综上,电流预测、矢量计算、矢量判区和作用时间的计算均由简单的运算构成,只包含加减、下取整和比较等适宜于定点计算的结构。

3 仿真与实验

为验证 α'β'坐标系下均压 SVPWM 快速算法的 动静态性能,采用图 1 电路构成三相二极管箝位五电 平变换器。系统电流控制采用图 4 所示的 dq 坐标 系下的电流控制方法。控制器具有PWM 整流器和



图 4 基于 dq 坐标系下的控制系统

Fig.4 Control system based on dq coordinates

STATCOM 2 种工作模式。

当工作在 STATCOM 模式时,控制系统由图 4 组 成。首先,负载电流 i_{Labe} 经过 dq 变换和低通滤波(LPF) 后计算无功指令 i_{qref};直流总电压的误差经过 PI 控制 器计算有功指令 i_{dref}。然后,变流器输出电流 i_{abe} 在 dq 坐标系下进行反馈控制获得电压指令 U_{abe}。最后, U_{abe} 输入到均压 SVPWM 模块并输出 PWM 信号。

当系统工作在 PWM 整流器模式时,图 4 中的无 功指令 *i*_{qref} 设定为 0,其他模块保持不变。由于 PWM 独立于其他模块,因此在对比仿真和实验中该模块 易于用其他调制方法替代。

3.1 仿真结果与分析

在 MATLAB/Simulink 仿真环境下构建了主电路与控制系统模型。仿真系统的交流电压 6.6 kV, 直流电压给定 12 kV,直流电阻负载 100 Ω,4 个直流 电容均为 2 mF,连接电感 2 mH。

图 5—7 是系统启动后的仿真结果。在 0~0.4 s 和 1.0~2.0 s 内采用均压 SVPWM 算法,0.4~1.0 s 时 间段采用层叠 SPWM 算法。图 5 是直流总电压和 4 个直流电容电压在该过程的动态波形图。显然,直 流总电压无论在哪种调制算法下都可以稳定在给定 值 12 kV 左右;但是在 0.4 s 采用传统的 SPWM 算法 后,4 个直流电容的电压逐渐偏离原来的平衡值,其 中 U_{CI}和 U_{C4}将下降到 0 V,U_{C2}和 U_{C3}将上升到 6 kV; 在 1.0 s 时刻采用均压 SVPWM 算法后,4 个直流电 容的电压重新回归到均衡值 3 kV 并维持稳定不变。



图 5 采用均压 SVPWM 与 SPWM 算法时直流总电压 与 4 个直流电容电压的仿真波形

Fig.5 Simulative waveforms of total DC voltage and four capacitor voltages by SPWM algorithm and proposed SVPWM algorithm



42



Fig.6 Phase-a output voltage of converter and its detailed waveforms for inequalized and equalized capacitor voltages





Fig.7 Phase-a input current of converter and its detailed waveforms for inequalized and equalized capacitor voltages

图 6 是变换器输出端线电压。从细节图可以看 出:电压不均衡时间段内(0.84~0.88 s),输出线电压 只有 5 个电平,此时系统退化为三电平工作;电压均 衡的正常时间段内(1.94~1.98 s),输出电压包含 9 个 电平,此时系统为五电平系统。图 7 是变换器 a 相 输入电流波形,其细节图为与图 6 电压细节图相同时 段的电流波形。由于电压电平数不同,电流的谐波 含量在电压不均衡时更高,在电压均衡时明显降低。 3.2 实验研究

基于前述原理分析与仿真系统,本文设计了五 电平二极管箝位变换器小容量实验系统,完成 PWM 整流和无功输出等实验。该系统采用的开关器件为 IHW20N120R,交流输入电压 110 V,直流电压给定 190 V,直流电容 470 µF,连接电感 15 mH。

均压 SVPWM 快速算法及其他控制在单片现场 可编程逻辑门阵列(FPGA)上采用 Verilog-HDL 完成 设计。Verilog-HDL 是 IEEE 数字硬件电路设计的标 准语言之一,用于 FPGA 等芯片上实现专用的数字硬 件电路。FPGA 具有并行性好、实时性高和移植容易 优点,是构建电力电子数字控制系统的一条崭新途径。本文设计了适用于五电平系统的均压 SVPWM 专用硬件计算核心单元。核心采用 12 位位宽的定点 架构,在 FPGA 芯片 EP3C55 中需要 12658 个逻辑单元和 120 个 DSP 单元,分别占用 23% 和 38% 的片上 资源。该 SVPWM 专用核心可工作在最高 72 MHz 的系统时钟频率下,单桥臂的 PWM 开关频率设定为 5 kHz。

图 8—11 是实验结果。图 8 是均压 SVPWM 算法与普通 SPWM 算法切换时直流电压波形。可以看出,当采用 SPWM 算法时,4 个直流电容的电压缓慢偏离均衡值,其中 U_{c1}和 U_{c4}逐渐增加,U_{c2}和 U_{c3}逐渐减小。当采用均压 SVPWM 算法时,4 个直流电容的电压迅速恢复到均衡值并保持稳定。实验结果与图 5 的仿真结果一致。在系统采用均压 SVPWM 算法且工作在无功输出模式时,输出相电压的稳态波形如图 9 所示,包含 5 个电平,线电压如图 10 所示, 包含 9 个电平,输出电流的谐波较低。图 11 显示了



图 8 采用均压 SVPWM-SPWM-均压 SVPWM 模式下直流电容电压波形

Fig.8 Waveforms of DC-link capacitor voltages in SVPWM with voltage equalization-SPWM-SVPWM with voltage equalization mode



i:4 ms/ uiv

图 9 变换器的三相相电压稳态波形 Fig.9 Steady-state waveforms of three-phase





change of reactive current

输出无功电流从容性突变为感性时的系统波形,直 流电容的电压小幅调整数个周期后重新稳定到均 衡值。

4 结论

有功电流造成了二极管箝位多电平变换器直流 电容电压的不均衡。本文研究了解决该问题的均压 多电平 SVPWM 快速算法。该算法在 α'β'坐标系下 完成电容电流预测、参考矢量计算、顶点坐标计算、 矢量判区和作用时间等计算。这些步骤均由快速简 单的运算构成,易于实时定点计算。仿真和实验结 果验证了均压 SVPWM 快速算法在实现电容电压均 压控制的有效性,采用该方法的五电平变换器动静 态性能良好。

参考文献:

- KOURO S,MALINOWSKI M,GOPAKUMAR K. Recent advances and industrial applications of multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8):2553-2580.
- [2] RODRIGUEZ J,BERNET S,STEIMER P K. A survey on neutralpoint-clamped inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7);2219-2230.
- [3] 王颢雄,马伟明,肖飞,等. 三电平 PWM 变流器不对称运行中点 电压波动研究[J]. 电力自动化设备,2011,31(7):31-35.
 WANG Haoxiong,MA Weiming,XIAO Fei,et al. Neutral-point voltage fluctuation of three-level PWM converter in unbalanced

grid[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(7):31-35.
[4] MARCHESONI M,TENCA P. Theoretical and practical limits in multilevel MPC inverters with passive front ends[C/CD]//Pro-

- ceedings of the 10th European Conference on Power Electronics and Applications(EPE'01). Graz, Austria:[s.n.],2001.
- [5] POU J, PINDADO R, BOROYEVICH D. Voltage-balance limits in four-level diode-clamped converters with passive front ends [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52 (1): 190-196.
- [6] SAEEDIFARD M, IRAVANI R, POU J. Analysis and control of DC-capacitor-voltage-drift phenomenon of a passive front-end

$$\label{eq:scalar} \begin{split} \text{five-level converter} [\,J\,]. \ \text{IEEE Transactions on Industrial Electronics}\,, 2007\,, 54(6)\,; 3255\text{-}3266. \end{split}$$

- [7] 王小峰,邓焰,何湘宁. 基于混和箝位技术的四桥臂多电平变换器的研究[J]. 中国电机工程学报,2007,27(13):48-52.
 WANG Xiaofeng,DENG Yan,HE Xiangning. The research on four-bridge multilevel converter based on hybrid-clamped techniques[J]. Proceedings of the CSEE,2007,27(13):48-52.
- [8] ZHAO Jing, HAN Yunlong, HE Xiangning, et al. Multilevel circuit topologies based on the switched-capacitor converter and diodeclamped converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011,26(8):2127-2136.
- [9]田凯. 基于双调制波载波 PWM 策略的中点电位平衡问题研究
 [D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2010.
 TIAN Kai. Neutral-point potential balancing problem research based on double modulation wave carrier based PWM strategy
 [D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2010.
- [10] 窦真兰,张同庄,凌禹. 三电平 NPC 整流器空间矢量脉宽调制及中点电位平衡控制[J]. 电力自动化设备,2008,28(2):65-79.
 DOU Zhenlan,ZHANG Tongzhuang,LING Yu. SVPWM and neutral-point-potential balance control of three-level NPC rectifier
 [J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(2):65-79.
- [11] 高跃,李永东. 二极管钳位型五电平逆变器电容电压平衡域研究
 [J]. 电工技术学报,2008,23(1):77-83.
 GAO Yue,LI Yongdong. Voltage balance boundary of five-level diode clamped inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2008,23(1):77-83.
- [12] KHAJEHODDIN S A,BAKHSHAI A,JAIN P K. A simple voltage balancing scheme for *m*-level diode-clamped multilevel converters based on a generalized current flow model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(5):2248-2259.
- [13] 刘铮. 多电平逆变器空间矢量调制技术研究[D]. 长沙:湖南大学,2008.
 LIU Zheng. The research on space vector modulation technology of multi-level inverter[D]. Changsha; Hunan University, 2008.
- [14] SAEEDIFARD M. Space vector modulation of multi-level and multi-module converters for high power application[D]. Toronto, Canada:University of Toronto, 2008.
- [15] 王奔,仇乐兵,徐万良,等. 基于 FPGA 的空间矢量脉冲宽度调制发生器设计[J]. 电力自动化设备,2012,32(2):56-61.
 WANG Ben,QIU Lebing,XU Wanliang,et al. Design of SVPWM generator based on FPGA[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(2):56-61.

作者简介:

朱海锋(1977-),男,湖北武汉人,高级工程师,博士研究 生,研究方向为谐波抑制与无功补偿:

舒泽亮(1979-),男,四川德阳人,副教授,博士,研究方 向为电能质量、多电平变换器(E-mail:shuzeliang@swjtu.edu.cn);

高仕斌(1963-),男,湖北随州人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为电力系统与电气化铁路综合自动化。

(下转第48页 continued on page 48)

tion[J]. Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, 1994, 2:267-278.

- [16] CONTIN A, CAVALLINI A, MONTANARI G C, et al. Digital detection and fuzzy classification of partial discharge signals [J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2002, 9(3): 335-348.
- [17] 刘玲,廖瑞金,周湶,等. 基于放电时差的局部放电模式识别的 研究[J]. 高电压技术,2007,33(8):35-39.

LIU Ling,LIAO Ruijin,ZHOU Quan,et al. PD pattern recognition using inter-time[J]. High Voltage Engineering,2007,33(8); 35-39. 作者简介:

胡 岳(1978-),男,湖南湘阴人,助理研究员,博士,主要 从事局部放电检测、局部放电检测系统评估的研究(E-mail: yuehu@sjtu.edu.cn);

司良奇(1988-), 女, 河南内黄人, 硕士研究生, 主要从事 电力设备在线检测与故障诊断的研究(E-mail:slq9@sina. com):

江秀臣(1965-),男,山东郓城人,教授,博士研究生导师,博士,从事电气设备在线监测、状态检修和自动化的研究 (E-mail:xcjiang@sjtu.edu.cn)。

Phase synchronization based on independent reference pulse for online UHF PD detection

HU Yue¹, SI Liangqi¹, ZHANG Weidong², QIAN Yong¹, CAO Lingyu¹, JIANG Xiuchen¹

(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education,

Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. Shandong Weihai Power Supply Company, Weihai 264200, China)

Abstract: A method of phase synchronization based on UHF (Ultra High Frequency) independent reference pulse is proposed for the existing UHF PD (Partial Discharge) detection system, which outputs a reference UHF pulse for phase synchronization by the synch circuit when the rising edge of power frequency signal passes zero point. The reference pulse is sampled together with PD pulses by the UHF PD detection system and distinguished from the PD pulses by the clustering method according to its time-frequency characteristic. The phase angle of PD pulse can be calculated according to the time difference between it and its neighboring reference pulse. Experiment verifies its effectiveness and practicality.

Key words: partial discharge; ultra high frequency; phase synchronization; reference pulse

(上接第43页 continued from page 43)

Fast SVPWM algorithm with DC voltage equalization for five-level diode-clamped converter

ZHU Haifeng, SHU Zeliang, GAO Shibin

(College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: A fast SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation) algorithm with DC voltage equalization is proposed for multilevel diode-clamped converter, which decomposes the reference vector transformation, vertex calculation, vector location determination and dwelling time calculation into simple and fast calculations in $\alpha'\beta'$ coordinates, forecasts the influence of all redundant switching vectors on the DC-link capacitor voltages for the next switching period, and selects the optimal switching vector to realize DC-link capacitor voltage equalization. The simulative results are compared between the traditional PWM algorithm and the proposed SVPWM algorithm, which validates the effectiveness of the proposed algorithm. Its control core is designed based on FPGA (Field Programmable Gate Array) and its excellent static and dynamic performances are validated by the experimental results of a small-scale test system.

Key words: diode-clamped multilevel converter; DC voltage equalization and stabilization; SVPWM; electric converters; pulse width modulation

43