

一种抑制 Z 源逆变器共模电压的 PWM 方法

张 瑾^{1,2,3}

(1. 中国科学院 电工研究所, 北京 100190; 2. 中国科学院 电力电子与电气驱动重点实验室, 北京 100190;
3. 电驱动系统大功率电力电子器件封装技术北京市工程实验室, 北京 100190)

摘要: 根据临近三矢量脉宽调制原理, 提出一种适用于两电平 Z 源逆变器的抑制共模电压调制方法, 该方法通过比较 2 条调制波信号与 1 条载波信号, 产生的脉宽调制信号分别控制逆变器每相桥臂的上、下 2 只开关管, 并给出了 2 条调制波的生成方法。对所提调制方法的适用性进行了分析, 结果表明该方法不存在调制比使用限制。仿真及实验结果均证实, 所提出的抑制 Z 源逆变器共模电压的调制方法, 不但可以将 Z 源逆变器输出共模电压限制在逆变桥输入电压峰值的 1/3, 而且输出电压不存在低次谐波畸变。

关键词: 逆变器; Z 源逆变器; 共模电压; 脉宽调制; 电压控制

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.06.015

0 引言

逆变器由于具有优良的转速控制能力和高效节能的特点而广泛应用于交流电机传动系统。为了获得高质量的交流输出电压或电流, 逆变器通常采用 PWM 控制。传统的空间矢量 PWM 虽然可以使逆变器输出理想的正弦交流电, 但是无法消除电机系统中产生的共模电压。共模电压是电机三相绕组中共有的成分, 对电机的能量转换、发热及噪声属性没有影响, 但是随着逆变器开关频率的不断升高, 共模电压的高频特性和快速的电压上升率 (du/dt) 对电机系统产生的危害越来越严重, 消除这些影响一直是理论研究和工业应用中的热点^[1-4]。

目前, 国内外解决逆变器输出共模电压问题的方法主要有硬件方法和软件方法 2 类。硬件方法通过在逆变器输出端增加滤波器来滤除共模电压^[5-7], 或者采用新的主电路拓扑, 如四相逆变器^[8-9]、双桥逆变器^[10-11]。这类方法是靠额外添加硬件来降低共模电压, 缺点是: 增加了逆变器的体积和重量, 控制系统设计复杂; 需要对所用滤波器或变压器的参数进行重新设计, 降低了系统的可靠性。软件方法从控制策略入手, 即在控制策略中采用抑制共模电压脉宽调制 RCMV-PWM (Reduced Common-Mode Voltage Pulse Width Modulation) 技术来降低共模电压^[12-14]。由于软件方法无需改变主电路结构, 因此在硬件成本、控制系统设计以及可靠性等方面较硬件方法有明显优势。

Z 源逆变器是近年来提出的一种具有降/升压功能的新型逆变拓扑^[15], 并由于其显著的特点而得到广泛关注。Z 源网络允许常规的电压型逆变电路运行在一个新的工作状态即直通状态, 处于直通状态

时同一桥臂的上、下 2 只开关管同时导通而使直流侧短路, 因为直通状态会引起器件的过流损坏, 所以它在常规的电压源逆变器中是被严格禁止的。当 Z 源逆变器工作在直通状态时, 由于 Z 源网络电感的存在, Z 源网络电容的放电电流被限制在安全范围内, 不但不会损坏开关器件, 而且电容电压会被充电至比输入电源电压更高, 从而实现了直流侧的升压。

尽管 Z 源逆变器具有诸多优点, 但是与传统电压源逆变器一样存在输出共模电压高的不足, 为了降低 Z 源逆变器输出的共模电压, 进一步提高其适用性, 本文根据临近三矢量 PWM 原理, 提出了一种适用于两电平 Z 源逆变器的抑制共模电压调制方法, 并给出了调制信号的变换公式, 同时还分析了该方法的使用范围。

1 两电平 Z 源逆变器拓扑

两电平 Z 源三相逆变器的主电路拓扑如图 1 所示, 图中 U_{dc} 为输入电源电压, 接成 X 形的 2 只等值电感 L_1 、 L_2 和 2 只等值电容 C_1 、 C_2 构成 Z 源网络; 开关器件 V_{T1} — V_{T6} 构成三相逆变桥。

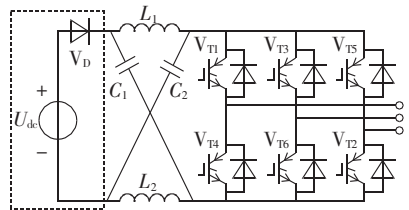


图 1 两电平 Z 源逆变器拓扑

Fig.1 Topology of two-level Z-source inverter

2 电压源逆变器的 RCMV-PWM 技术

常规 PWM 方法是利用临近的 2 个非零矢量与 2 个零矢量合成输出矢量, 由于参与合成的矢量中包含有零矢量, 因此逆变器输出共模电压的峰峰值为

直流母线电压 U_{dc} , 而 RCMV-PWM 技术只利用非零矢量合成输出矢量, 因此逆变器输出共模电压的峰峰值可减小到 $U_{dc}/3$ 。在众多的 RCMV-PWM 方法中, 最具代表性的有等效零矢量脉宽调制 AZSPWM (Active Zero State PWM)、远端三矢量脉宽调制 RSPWM (Remote-State PWM) 和临近三矢量脉宽调制 NSPWM (Near-State PWM)。图 2 为 4 种 RCMV-PWM 技术的矢量合成原理, 其中, 最新提出的 NSPWM 方法^[16-17]是利用 3 个最近非零矢量合成输出矢量 U_{out} 。

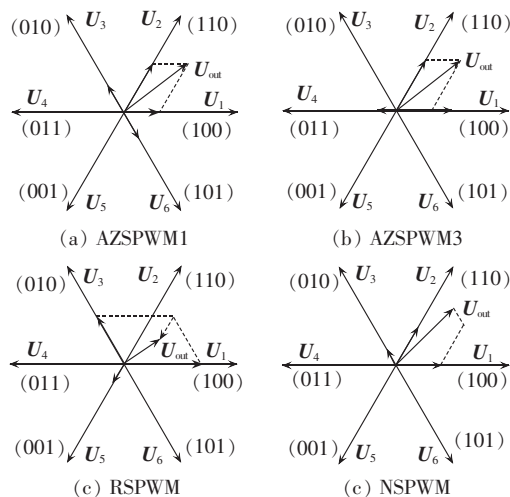


图 2 4 种 RCMV-PWM 方法的矢量合成原理

Fig.2 Principle of vector composition for four RCMV-PWM methods

根据文献^[18], 虽然上面提到的 4 种 RCMV-PWM 方法均可以将逆变器输出共模电压峰峰值限制在 $U_{dc}/3$, 但是只有 AZSPWM1 和 NSPWM 最为可行, 因为其余 2 种方法要求每次开关状态切换时要有两相桥臂发生变化, 这样开关损耗较大, 还会使逆变器输出电压产生瞬时极性变换, 导致电机输入端出现尖峰电压^[19], 特别是当逆变器与电机间的连接线较长时, 由此产生的尖峰电压会很大, 严重影响电机的可靠运行。由于 NSPWM 仅使用 3 个非零矢量合成输出矢量, 因此与使用 4 个非零矢量合成输出矢量的 AZSPWM1 相比, NSPWM 方法产生的开关损耗更小。另外, NSPWM 方法引起的谐波畸变程度仅次于常规的 PWM 而优于其余 3 种 RCMV-PWM 方法^[20]。

3 Z 源逆变器的抑制共模电压调制方法

鉴于 NSPWM 方法具有电压尖峰小、低开关损耗及波形畸变小的优点, 下面将研究如何对常规 NSPWM 方法进行改进, 从而得到一种适用于两电平 Z 源逆变器的抑制共模电压调制方法。

由于一个开关周期内, 输出电压矢量呈中心对称分布, 因此为分析方便, 本文定义开关周期的 $1/2$ 为一个采样周期 T , 并令一个采样周期内注入的总

直通时间为 T_s , 则根据伏秒平衡法则, 有:

$$\begin{cases} U_{i-1}t_{i-1} + U_i t_i + U_{i+1}t_{i+1} = U_{out} T \\ t_{i-1} + t_i + t_{i+1} = T - T_s \end{cases} \quad (1)$$

其中, U_{i-1} 、 U_i 和 U_{i+1} 为扇区 B_i ($i=1, 2, \dots, 6$) 中参与合成输出矢量 U_{out} 的 3 个非零矢量, 例如扇区 B_2 内 U_{i-1} 、 U_i 和 U_{i+1} 分别表示 U_1 、 U_2 和 U_3 , 如图 3 所示; t_{i-1} 、 t_i 和 t_{i+1} 分别为 U_{i-1} 、 U_i 和 U_{i+1} 对应的作用时间。

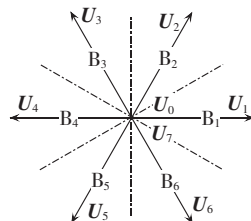


图 3 NSPWM 的扇区分布

Fig.3 Sector distribution of NSPWM

若定义调制比 M 为:

$$M = \frac{\hat{U}_{out}}{U_{dc}/2} \quad (2)$$

其中, $\hat{U}_{out}$ 为三相逆变器输出相电压峰值。

则求解式(1)可得:

$$d_{i-1} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} M \sin \left[\theta - \frac{(i-2)\pi}{3} \right] - d_s \quad (3)$$

$$d_i = -1 + \frac{3}{4} M \cos \left[\theta - \frac{(i-2)\pi}{3} \right] + \frac{3\sqrt{3}}{4} M \sin \left[\theta - \frac{(i-2)\pi}{3} \right] + d_s \quad (4)$$

$$d_{i+1} = 1 - \frac{3}{4} M \cos \left[\theta - \frac{(i-2)\pi}{3} \right] - \frac{\sqrt{3}}{4} M \sin \left[\theta - \frac{(i-2)\pi}{3} \right] - d_s \quad (5)$$

其中, $d_k = t_k / T$ ($k \in \{i-1, i, i+1\}$) 为 3 个临近非零矢量在一个采样周期 T 内的作用占空比, θ 为输出矢量的相对转角, d_s 为一个采样周期内的直通占空比。

从式(3)—(5)可以看出, 注入直通状态后, U_i 的作用时间比未注入直通时增加了 T_s ($T_s = d_s T$) 时间, 而 U_{i-1} 和 U_{i+1} 分别减少了 T_s 时间, 由此可得两电平 Z 源逆变器的调制原理如下。

当某相桥臂(以 A 相桥臂为例)箝位于正母线电压时, 如图 4(a)所示, 在注入直通后, 第 1 次开关状态切换发生在 $t_{En1} - T_s$ 时刻, 此时 $U_{mid(V_{TN})}$ (图 4(a)中 $U_{mid(V_{TN})} = U_{C(V_{TN})}$) 与 U_{in} 相交, 显然 $\{101\}$ 状态缩短了 T_s 时间, 满足式(5)。接着在 $\{101\}$ 状态右侧注入 $T_s/2$ 时间的直通状态(图中用阴影表示), 直通状态起始于 $(t_{En1} - T_s)$ 时刻结束于 $(t_{En1} - T_s/2)$ 时刻, 直通状态结束时刻 $U_{mid(V_{TN})}$ (图 4(a)中 $U_{mid(V_{TN})} = U_{C(V_{TN})}$) 与 U_{in} 相交。第 2 次开关状态切换发生在 $(t_{En1} - T_s/2)$ 时刻, 此时逆变器由直通状态切换为 $\{100\}$ 状态, $\{100\}$ 状态

由此开始并于 $(t_{En2} + T_s/2)$ 时刻结束, 结束时刻 $U_{\min}(V_{T1})$ (图 4(a)中 $U_{\min}(V_{T1}) = U_{B(V_{T3})}$) 与三角载波 $-U_{ti}$ 相交, 显然 $\{100\}$ 状态增加了 T_s 时间, 满足式(4)。第 3 次开关状态切换发生在 $(t_{En2} + T_s/2)$ 时刻, 此时逆变器由 $\{100\}$ 状态切换为直通状态, 直通状态开始于 $(t_{En2} + T_s/2)$ 时刻并结束于 $(t_{En2} + T_s)$ 时刻, 持续 $T_s/2$ 时间, 加上第 1 次开关状态切换时注入的 $T_s/2$ 时间的直通状态, 因此一个采样周期内共注入直通 T_s 时间。第 4 次开关状态切换发生在 $(t_{En2} + T_s)$ 时刻, 此时逆变器由直通状态切换为 $\{110\}$ 状态, $\{110\}$ 状态由此开始并于该采样周期结束时刻结束, 结束时刻 $U_{\min}(V_{T1})$ (图 4(a)中 $U_{\min}(V_{T1}) = U_{B(V_{T6})}$) 与三角载波 $-U_{ti}$ 相交, 显然 $\{110\}$ 状态减少了 T_s 时间, 满足式(3)。根据以上分析, 当某相桥臂箝位于正母线电压时, 所需的调制波信号满足式(6)~(8):

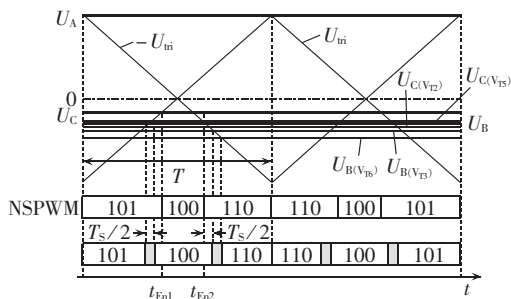
$$U_{\max}(V_{T1}) = U_{\max}(V_{T1}) = U_{\max} \quad (6)$$

$$\begin{cases} U_{\text{mid}}(V_{T1}) = U_{\text{mid}} - T_s/T \\ U_{\text{mid}}(V_{T1}) = U_{\text{mid}} - 2T_s/T \end{cases} \quad (7)$$

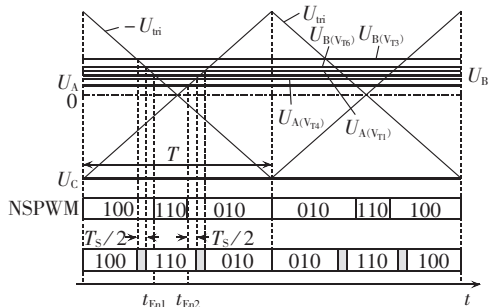
$$\begin{cases} U_{\min}(V_{T1}) = U_{\min} - T_s/T \\ U_{\min}(V_{T1}) = U_{\min} - 2T_s/T \end{cases} \quad (8)$$

其中, $U_{\max}$ 、 $U_{\min}$ 、 U_{mid} 分别表示一个开关周期内常规 NSPWM 的调制波信号中幅值最大、最小和居中的那条; $U_{\max}(V_{T1})$ 和 $U_{\max}(V_{T1})$ 、 $U_{\min}(V_{T1})$ 和 $U_{\min}(V_{T1})$ 、 $U_{\text{mid}}(V_{T1})$ 和 $U_{\text{mid}}(V_{T1})$ 分别表示 $U_{\max}$ 、 $U_{\min}$ 、 U_{mid} 对应的那相桥臂上、下开关管所需的调制波信号; $\{X, Y\} = \{1, 4\}$ 或 $\{3, 6\}$ 或 $\{5, 2\}$ 。

当某相桥臂(以 C 相桥臂为例)箝位于负母线电压时, 如图 4(b)所示, 在注入直通后, 第 1 次状态



(a) A 相桥臂箝位于正母线电压



(b) C 相桥臂箝位于负母线电压

图 4 两电平三相 Z 源逆变器的 Z-NSPWM 原理
Fig.4 Principle of Z-NSPWM for two-level three-phase Z-source inverter

切换发生在 $(t_{En1} - T_s)$ 时刻, 此时 $U_{\max}(V_{T1})$ (图 4(b)中 $U_{\max}(V_{T1}) = U_{B(V_{T3})}$) 与 $-U_{ti}$ 相交, 显然 $\{100\}$ 状态缩短了 T_s 时间, 满足式(5)。接着在 $\{100\}$ 状态右侧注入 $T_s/2$ 时间的直通状态(图中用阴影表示), 直通状态开始于 $(t_{En1} - T_s)$ 时刻结束于 $(t_{En1} - T_s/2)$ 时刻, 直通状态结束时刻 $U_{\max}(V_{T1})$ (图 4(b)中 $U_{\max}(V_{T1}) = U_{B(V_{T6})}$) 与 $-U_{ti}$ 相交。第 2 次状态切换发生在 $(t_{En1} - T_s/2)$ 时刻, 此时逆变器由直通状态切换为 $\{110\}$ 状态, $\{110\}$ 状态由此开始并于 $(t_{En2} + T_s/2)$ 时刻结束, 结束时刻 $U_{\text{mid}}(V_{T1})$ (图 4(b)中 $U_{\text{mid}}(V_{T1}) = U_{A(V_{T3})}$) 与三角载波 U_{ti} 相交, 显然 $\{110\}$ 状态增加了 T_s 时间, 满足式(4)。第 3 次状态切换发生在 $(t_{En2} + T_s/2)$ 时刻, 此时逆变器由 $\{110\}$ 状态切换为直通状态, 直通状态开始于 $(t_{En2} + T_s/2)$ 时刻并结束于 $(t_{En2} + T_s)$ 时刻, 持续 $T_s/2$ 时间, 加上第 1 次开关状态切换时注入的 $T_s/2$ 时间的直通状态, 因此一个采样周期内共注入直通 T_s 时间。第 4 次状态切换发生在 $(t_{En2} + T_s)$ 时刻, 此时逆变器由直通状态切换为 $\{010\}$ 状态, $\{010\}$ 状态由此开始并于该采样周期结束时刻结束, 结束时刻 $U_{\text{mid}}(V_{T1})$ (图 4(b)中 $U_{\text{mid}}(V_{T1}) = U_{A(V_{T1})}$) 与 U_{ti} 相交, 显然 $\{010\}$ 状态减少了 T_s 时间, 满足式(3)。根据以上分析, 当某相桥臂箝位于负母线电压时, 所需的调制波信号满足式(9)~(11):

$$\begin{cases} U_{\max}(V_{T1}) = U_{\max} + 2T_s/T \\ U_{\max}(V_{T1}) = U_{\max} + T_s/T \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} U_{\text{mid}}(V_{T1}) = U_{\text{mid}} + 2T_s/T \\ U_{\text{mid}}(V_{T1}) = U_{\text{mid}} + T_s/T \end{cases} \quad (10)$$

$$U_{\min}(V_{T1}) = U_{\min}(V_{T1}) = U_{\min} \quad (11)$$

综上所述, 两电平 Z 源逆变器抑制共模电压调制方法的实现流程如图 5 所示。与 NSPWM 方法不同, 在所提方法中, 逆变器每相桥臂的上、下 2 只开关管分别由 2 条调制波信号控制。当上管对应的调制波大于载波时, 上管开通, 否则上管关断; 当下管对应的调制波小于载波信号时, 下管开通, 否则下管

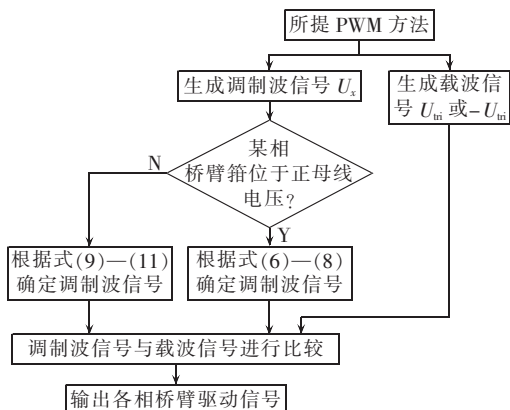


图 5 两电平 Z 源逆变器抑制共模调制方法实现流程
Fig.5 Flowchart of common-mode voltage suppression for two-level Z-source inverter

关断。以图 4(a)为例,当 $U_{\min(V_{T1})}(U_{B(V_{T1})})$ 大于载波信号 $-U_{in}$ 时,开关管 V_{T3} 开通,否则 V_{T3} 关断;当 $U_{\min(V_{T1})}(U_{B(V_{T1})})$ 小于载波信号 $-U_{in}$ 时,开关管 V_{T6} 开通,否则 V_{T6} 关断。

4 适用性分析

虽然 NSPWM 方法具有较好的共模电压抑制效果,但是它只能在高调制比的情况下使用^[16],因此该方法必须与其他抑制共模电压调制方法配合使用才能使逆变器在整个调制范围内都产生较小的共模电压,即存在一定的使用局限,故下面讨论所提出的 PWM 方法的使用范围。

观察式(3)—(5),若它们存在合理解,则必须满足:

$$\begin{cases} d_{i-1} \geq 0 \\ d_i \geq 0 \\ d_{i+1} \geq 0 \end{cases} \quad (12)$$

将式(3)—(5)代入式(12)可得调制比 M 与直通占空比 d_s 的关系为:

$$1 - \frac{3\sqrt{3}}{4}M \leq d_s \leq 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}M \quad (13)$$

由式(13)可知,当 $M = \sqrt{3}/3$ 时, $0.25 \leq d_s \leq 0.5$,由于直通占空比需满足 $0 \leq d_s \leq 0.5$ ^[15],如果 M 继续减小,为满足式(13), d_s 的上限将大于 0.5,因此可以确定 M 的下限为 $\sqrt{3}/3$;而当 $M = 2\sqrt{3}/3$ 时, $-0.5 \leq d_s \leq 0$,如果 M 继续增大,为满足式(13), d_s 的上限将小于 0,由此可得 M 的上限为 $2\sqrt{3}/3$ 。

综上得出,采用所提出的 PWM 方法控制两电平 Z 源逆变器时,调制比 M 的合理取值范围为:

$$\sqrt{3}/3 \leq M \leq 2\sqrt{3}/3 \quad (14)$$

当采用所提出的调制方法时,调制信号不是采用正弦波,而是注入了零序电压,此时调制比 M 的取值范围变为 $0 \leq M \leq 2\sqrt{3}/3$ 。根据文献[21],对于给定的调制比 M ,若逆变器工作在升压模式(即 $0 < d_s < 0.5$),为最大限度减小功率器件的电压应力,调制比 M 与直通占空比 d_s 应满足:

$$d_s = 1 - \sqrt{3}M/2 \quad (15)$$

将 $0 < d_s < 0.5$ 代入式(15),可得调制比 M 的取值范围与式(14)给出的结果相同,即根据式(15)选择 M 和 d_s ,式(3)—(5)恒存在合理解,换言之,相对针对电压源逆变器提出的 NSPWM 方法而言,本文所提出的针对 Z 源逆变器的抑制共模电压调制方法不存在调制比使用限制。

5 仿真及实验

为验证以上理论分析的正确性,利用 PSIM 软件

对本文提出的共模电压抑制策略进行了仿真分析,主要仿真参数如下:输入电源电压 $U_{dc} = 220$ V, Z 源网络电感 $L = 1$ mH, Z 源网络电容 $C = 80$ μ F,滤波电感 $L_f = 2$ mH,电阻负载 $R_l = 100$ Ω ,开关频率 $f_s = 10$ kHz,基波频率 $f_l = 50$ Hz,调制比 $M = 0.65$ 。

采用本文提出的抑制共模电压调制策略时,各相调制波根据式(6)—(11)计算得到,其中 A 相所需的调制波信号($d_s = 0.29$)如图 6 所示。

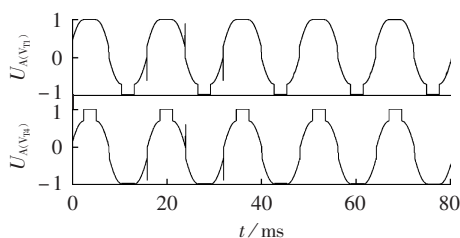


图 6 提出的调制策略所需的 A 相调制信号
Fig.6 Phase-A modulation signal needed by proposed control strategy

采用抑制共模电压控制策略前后, Z 源逆变器输出共模电压 U_{cm} (本文中共模电压取三相负载中点电位与直流侧中点电位之差)的仿真波形如图 7 所示。从图中可看出,当 $d_s = 0$ 时,共模电压峰峰值约为 74 V;当 $d_s = 0.29$ 时,共模电压峰峰值约为 176 V,仿真结果证明了所提方法对于抑制 Z 源逆变器共模电压的有效性。

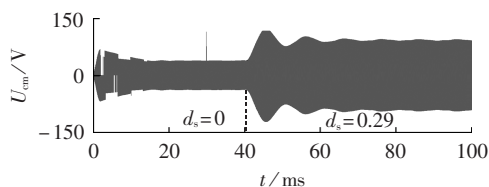


图 7 采用提出的控制策略前后逆变器输出共模电压的仿真结果

Fig.7 Simulative output common-mode voltage of inverter with and without proposed control strategy

为进一步验证仿真分析的正确性,在实验室搭建了两电平 Z 源三相逆变器样机,实验系统的部分电路参数同仿真参数。

首先不注入直通,逆变器在常规 PWM 控制下输出的共模电压 U_{cm} 如图 8 所示,图中共模电压峰峰值等于电源电压 220 V;而采用所提 PWM 控制后,如图 9 所示,共模电压的峰峰值约 80 V,幅值约为常规 PWM 控制时的 1/3,实验结果与理论分析及仿真结果吻合。

注入直通后,在常规 PWM 控制下共模电压峰峰值升高到 520 V,如图 10 所示;而采用所提 PWM 方法时,如图 11 所示,峰峰值减小为 170 V,实验结果验证了本文所提出的抑制 Z 源逆变器共模电压 PWM 方法的有效性。

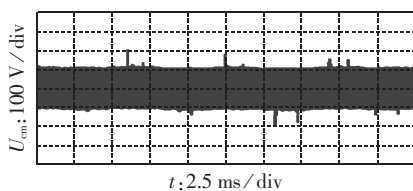


图 8 未注入直通时逆变器输出的共模电压(常规 PWM)

Fig.8 Experimental output common-mode voltage of inverter without shoot through(traditional PWM)

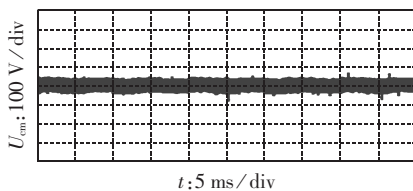


图 9 未注入直通时逆变器输出的共模电压(所提 PWM)

Fig.9 Experimental output common-mode voltage of inverter without shoot through(proposed PWM)

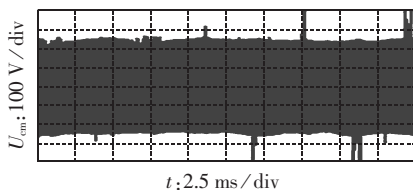


图 10 注入直通后逆变器输出的共模电压(常规 PWM)

Fig.10 Experimental output common-mode voltage of inverter with shoot through(traditional PWM)

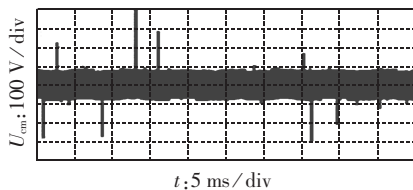


图 11 注入直通后逆变器输出的共模电压(所提 PWM)

Fig.11 Experimental output common-mode voltage of inverter with shoot through(proposed PWM)

采用常规 PWM 控制时,Z 源网络电容电压 U_c 与三相相电压的实验波形如图 12 所示。从实验结果可以看出,注入直通后 U_c 升高到 360 V,相电压峰值升高到 160 V 且波形正弦度良好。

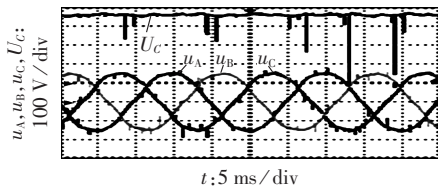


图 12 Z 源网络电容电压与三相相电压实验波形(常规 PWM)

Fig.12 Experimental Z-source network capacitor voltage and three-phase voltages(traditional PWM)

采用本文提出的抑制共模电压 PWM 方法时,Z 源网络电容电压 U_c 与三相相电压的实验波形如图 13 所示。从图中可以看出, U_c 的升压情况与采用常规调制方式时相同,且三相相电压波形没有出现低

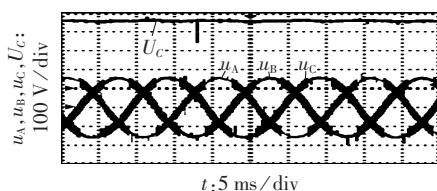


图 13 Z 源网络电容电压与三相相电压实验波形

(所提 PWM)

Fig.13 Experimental Z-source network capacitor voltage and three-phase voltages(proposed PWM)

次谐波畸变,只是波形中出现了一定的高次谐波,但是这种高频畸变可以通过适当增加滤波电容的方式得以消除。

总之,本文提出的抑制 Z 源逆变器共模电压的调制方法,不但实现了直通状态的正确注入,而且可以将 Z 源逆变器输出共模电压限制在逆变桥输入电压(Z 源网络输出电压)峰值的 1/3,仿真及实验结果均证明了该方法的有效性。

6 结语

为了克服 Z 源逆变器在常规 PWM 控制下输出共模电压较高的缺点,本文基于临近三矢量 PWM 技术提出了一种适用于两电平 Z 源逆变器的抑制共模电压调制方法,该方法可以将两电平 Z 源逆变器的共模电压峰值限制在逆变桥输入电压的 1/3 并且不会使交流侧输出电压产生严重的低次谐波畸变,另外当采用所提出的抑制共模电压调制方法实现 Z 源逆变器升压控制时,该方法不存在调制比使用限制,适用性较好。

参考文献:

- [1] HOFMANN W,ZITZELSBERGER J. PWM-control methods for common mode voltage minimization—a survey[C]//International Symposium on Power Electronics,Electrical Drives,Automation and Motion,2006(SPEEDAM 2006). Taormina,Italy:[s.n.],2006: 1161-1167.
- [2] LAI Y S,SHYU F S. Optimal common-mode voltage reduction PWM technique for inverter control with consideration of the dead-time effects part I:basic development[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2004,40(6):1605-1612.
- [3] 张亚玉,苏建徽,王其兵. 大功率电流源型变频器共模电压研究[J]. 电力自动化设备,2011,31(10):85-88.
ZHANG Yayu,SU Jianhui,WANG Qibing. Study of common-mode voltage in high-power current source converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(10):85-88.
- [4] 黄守道,葛照强,肖慧慧,等. 注入 3 次谐波控制的共模电压分析[J]. 电力自动化设备,2006,26(9):8-11.
HUANG Shoudao,GE Zhaoqiang,XIAO Huihui,et al. Research on common-mode voltage with third-order harmonic injection[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(9):8-11.
- [5] OGASAWARA S,AYANO H,AKAGI H. An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1998,13(5):

- 835-841.
- [6] KIM H J, LEE G H, JANG C H, et al. Cost-effective design of an inverter output reactor in ASD applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(6): 1128-1135.
- [7] SOZER Y, TORREY D A, REVA S. New inverter output filter topology for PWM motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(6): 1007-1017.
- [8] ORITI G, JULIAN A L, LIPO T A. A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction[C]//28th Annual Power Electronics Specialists Conference(PESC'97). Saint Louis, USA: [s.n.], 1997: 1541-1546.
- [9] JULIAN A L, ORITI G, LIPO T A. Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(5): 982-989.
- [10] von JAUANNE A, ZHANG Haoran. A dual-bridge inverter approach to eliminating common-mode voltages and bearing and leakage currents[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(1): 43-48.
- [11] ZHANG H R, von JOUANNE A. Suppressing common-mode conducted EMI generated by PWM drive systems using a dual-bridge inverter[C]//Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998 (APEC '98). Anaheim, USA: [s.n.], 1998: 1017-1020.
- [12] RODRIGUEZ J, PONTT J, CORREA P, et al. A new modulation method to reduce common-mode voltages in multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(4): 834-839.
- [13] KIM H J, LEE H D, SUL S K. A new PWM strategy for common-mode voltage reduction in neutral-point-clamped inverter-fed AC motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(6): 1840-1845.
- [14] ZHANG Haoran, von JOUANNE A, DAI Shaoan, et al. Multi-level inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(6): 1645-1653.
- [15] PENG Fangzheng. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504-510.
- [16] UN E, HAVA A M. A near-state PWM method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(2): 782-793.
- [17] LU Haifeng, QU Wenlong, CHENG Xiaomeng, et al. A novel PWM technique with two-phase modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6): 2403-2409.
- [18] UN E, HAVA A M. A high performance PWM algorithm for common mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters[C]//Power Electronics Specialists Conference, 2008 (PESC 2008). Rhodes, Greece: [s.n.], 2008: 1528-1534.
- [19] KERKMAN R J, LEGGATE D, SKIBINSKI G L. Interaction of drive modulation and cable parameters on AC motor transients[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(3): 722-731.
- [20] HAVA A M, UN E. Performance analysis of reduced common-mode voltage PWM methods and comparison with standard PWM methods for three-phase voltage-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(1-2): 241-252.
- [21] SHEN Miaosen, WANG Jin, JOSEPH A, et al. Constant Boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(3): 770-778.

作者简介:



张 瑾(1980-),男,北京人,助理研究员,博士,目前主要从事逆变器控制及 IGBT 模块可靠性研究(E-mail: ejzhang@mail.iee.ac.cn)。

Common-mode voltage suppression by PWM for Z-source inverter

ZHANG Jin^{1,2,3}

(1. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 2. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 3. Beijing Engineering Laboratory of Electrical Drive System & Power Electronic Device Packaging Technology, Beijing 100190, China)

Abstract: A method of common-mode voltage suppression based on NSPWM(Near-State PWM) is proposed for two-level Z-source inverter, which compares two modulation signals with one carrier signal to generate PWM signals for controlling respectively the upper and lower switching devices of each leg. The way to generate two modulation waves is described and its adaptability is investigated, which shows that the proposed method has no modulation index limitation. Simulative and experimental results demonstrate that, with the proposed method, the output common-mode voltage of Z-source inverter is limited to one third of the input peak voltage and the output voltage has no low-order harmonic distortion.

Key words: electric inverters; Z-source inverter; common-mode voltage; pulse width modulation; voltage control