

三相电流型 Z 源逆变器数字逻辑脉宽调制

孙小景

(山东科技大学信息与电气工程学院 山东 青岛 266510)

摘要:传统电流源(CS)逆变器用于中大型的工业应用中,与传统的电压型(VS)逆变器相比只适合电压下降的场合并且需要一个相当复杂的调制器。为了解决这种问题,本文提出了三相升降压型电流型逆变器的 Z 源概念,也就是 Z 源电流型逆变器。文章用不同的调制方法对电压型逆变器进行调制,进而推导出合适的逻辑开关方程,控制电流型 Z 源逆变器。可以用 DSP 和一个可编程逻辑器件实现。

关键字:Z 源;电流型逆变器;数字逻辑;脉宽调制

中图分类号:TN7

文献标识码:A

1 Z 源型逆变器的工作原理

Z 源网络是由独立电感 L_1, L_2 和电容 C_1, C_2 组成的 X 型网络结构,这个独立的网络耦合在输入电源和逆变器之间(见图 1),以电压源型逆变器为例,这个网络允许同一相桥臂的上下开关同时导通来提高直流侧电感的储能,不需要短路直流侧的电容(直通状态),当逆变器转到非直通状态或者零状态(无效的开关状态)时,电感储存的能量可以用来提高交流侧负载的电压,因此 Z 源网络可以提高电压型逆变器的输出电压,从而弥补了电压型逆变器降压的特性。

同样,不同于传统的电流源逆变器需要上下桥臂同时导通才可以通过直流电流 I_{dc} , 电流型 Z 源逆变器多了一

个开路状态,在所有电力开关管都关断又不破坏电感电流的情况下,流过直流侧的电流 I_{dc} 。电流型 Z 源逆变器的开路状态等效图(见图 2)。

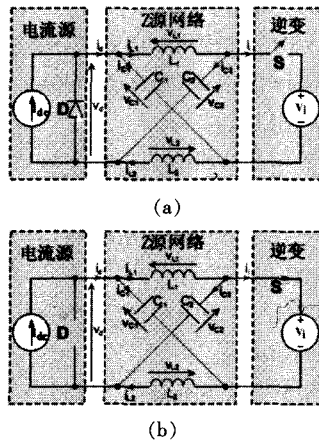


图 2 电流型 Z 源逆变器开路状态等效电路图 (a) 非开路状态 (b) 等效电路图

个开路状态,需要六条参数线来分别控制逆变器的六个开关管,参数线的数学表达式如下:

$$\begin{cases} V_{\max}(SX) = V_{\max} + V_{\text{off}} + T_1 \\ V_{\max}(SY) = V_{\max} + V_{\text{off}} + T_2 \\ V_{\text{mid}}(SX) = V_{\text{mid}} + V_{\text{off}} + T_2 \\ V_{\text{mid}}(SY) = V_{\text{mid}} + V_{\text{off}} - T_2 \\ V_{\min}(SX) = V_{\min} + V_{\text{off}} - T_2 \\ V_{\min}(SY) = V_{\min} + V_{\text{off}} - T_1 \end{cases}$$

$$T_1 = T_0/T; T_2 = T_0/3T$$

$$\{X, Y\} = \{1, 4\}, \{3, 6\} \text{ 或 } \{5, 2\}$$

$V_{\max} = \max(V_a, V_b, V_c)$, $V_{\text{mid}} = \text{mid}(V_a, V_b, V_c)$, $V_{\min} = \min(V_a, V_b, V_c)$, V_a, V_b, V_c 是三个正弦参数。 V_{off} 是不同零状态的 PWM 时的三次谐波注入参数, $V_{\text{off}} = -0.5(V_{\max} + V_{\min})$ 用来保持每半个载波周期首尾零状态的时间间隔相等以得到最佳的滤波性能。

直通控制参数线如图 4 下半部分所示,在图中 3 个直通状态插入在有效工作状态旁边。 $V_{\max}(SX) = V_a(S1)$, $V_{\max}(SY) = V_a(S4)$ 用来控制 S1, S4 开通,从而插入第一个直通状态。 $V_{\text{mid}}(SX) = V_b(S3)$, $V_{\text{mid}}(SY) = V_b(S6)$ 使 S3, S6 开通插入了第二个直通状态,同理 $V_{\min}(SX) = V_c(S5)$, $V_{\min}(SY) = V_c(S2)$ 用来开通 S5, S2, 插入了第三个直通状态。

为了在有效状态首尾插入两个直通状态只需 $T_1 = T_0/2T, T_2 = 0$ 。MR-PWM 和 EI-PWM 的唯一区别就是 MR 调制法在整个有效状态的结尾插入两个直通状态,而 EI 调制法却是插入在半个载波周期的边缘。而 MR 调制法还有一

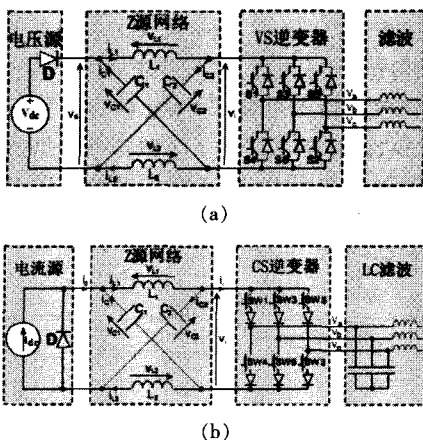


图 1 (a) 电压型 Z 源拓扑结构图 (b) 电流型 Z 源拓扑结构

2 三相 Z 源 CS 逆变器的调制

2.1 基带载波边缘插入调制 (EIPWM)

一 三相电压型 Z 源调制

三相 Z 源 VS 逆变器 EI 调制(见图 3),在图中三个正弦参数 $\{V_a, V_b, V_c\}$ 用来决定有效工作状态的间隔,两个直线参数用来在零状态,半个载波周期的头尾插入两个直通状态。该调制方法还是需要额外的逻辑器件来选择合适的直通状态。

2.2 基带载波参数调制法 (MRPWM)

一 三相电压型 Z 源调制

三相 Z 源 VS 逆变器 MR 调制(见

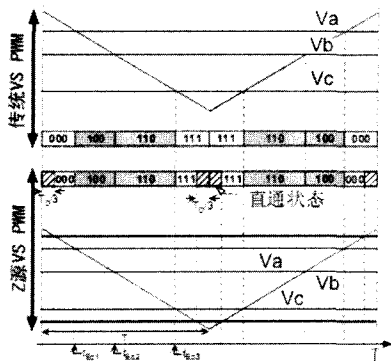


图3 三相 Z 源 VS 逆变器 EI-PWM

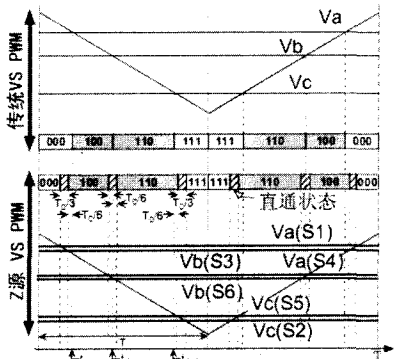


图4 三相 Z 源 VS MR-PWM 时序图

个好处就是不需要其他的逻辑电路去控制开关的额外的开通和关断。

2.3 Z 源电压型 PWM 到电流型 PWM 的装换

三相电 Z 源压型逆变器的 8 个非直通状态转变成电流型的 9 个非开路状态,几个直通状态转变成单个的开路状态也需要逻辑映射。如图 5 所示,有效工作状态存在一一映射关系。例如,SC1 或者 SC6 状态时 SW1 被定义为开状态。因此 SW1 可以写成:

$$SW1 = SC1 + SC6 = SV1 + SV6 = S1 * S6 + S3 * S5$$

同理,有效工作状态的逻辑公式推导如下:

$$SW1 = S1 * S6; SW4 = S3 * S4; SW3 = S2 * S3; SW6 = S5 * S6; SW5 = S4 * S5; SW2 = S1 * S2$$

为了把零状态考虑到上式中,必须要选择适当的零状态,此时要遵循半个载波周期内逻辑状态过渡步骤最少的原则,如表 1 所示,零状态的选择决定于开关向量在六边形向量图中相位。在零状态映射图中,当处于有效状态 SC7 且 G1, G2=00 时,换句话说就是处于 SV0 或者 SV7 时且 G1, G2=00, SW1 开通。逻辑等式:

$$SW1 = (SV0 + SV7) * !G1 * !G2 = SVNULL * !G1 * !G2$$

SVNULL = S4 * S6 * S2 + S1 * S3 * S5 表示零状态。因此有效工作状态逻辑等式如下:

$$SW1 = S1 * S6 + SVNULL * !G1 * !G2; SW4 = S3 * S4 + SVNULL * !G1 * !G2; SW3 = S2 * S3 + SVNULL * !G1 * !G2; SW6 = S5 * S6 + SVNULL * !G1 * !G2;$$

SW5 = S4 * S5 + SVNULL * !G1 * !G2; SW2 = S1 * S2 + SVNULL * !G1 * !G2; 根据多对一原则所有的直通状态唯一的开路状态,完整的 VS 到 CS 的控制转换逻辑等式如下:

$$SVSHOOT = S1 * S4 + S3 * S6 + S2 * S5; SW1 = !SVSHOOT * (S1 * S6 + !G1 * G2 * SVNULL); SW4 = !SVSHOOT * (S3 * S4 + !G1 * G2 * SVNULL); SW3 = !SVSHOOT * (S2 * S3 + !G1 * G2 * SVNULL); SW6 = !SVSHOOT * (S5 * S6 + !G1 * G2 * SVNULL); SW5 = !SVSHOOT * (S4 * S5 + !G1 * G2 * SVNULL); SW2 = !SVSHOOT * (S1 * S2 + !G1 * G2 * SVNULL);$$

当 SVSHOOT=1 时, SW1 到 SW6 所有都关断即是开路状态了, SVSHOOT=0 就是非开路状态了。假如 CS 逆变器在 $\{-30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ\}$, 准备跨越零状态 SC7 所在的 $\{30^\circ \leq \theta \leq 90^\circ\}$ 。在跨越的一瞬间 $\{G1, G2\}$ 从 $\{00\}$ 转变成 $\{01\}$ 。这种零状态到零状态之间的跨越,需要 SC1 和 SC4 关断, SC2 和 SC5 开通(总共 4 个开关过渡状态),这种过渡应该避免。一个最简单的方法去克服这种过渡,就是锁住 G1, G2。当逆变器处于零状态过渡时锁住 G1, G2 防止过渡发生,只有当零状态向工作状态过渡时,才解锁。

3 实验结果

推导出来 CS 逻辑开关的换电路

表 1 VS-CS 零状态转换

VS-CS	象限	G1 G2
{SV0, SV7} → SC7	$\{-30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ\}$ OR $\{150^\circ \leq \theta \leq 210^\circ\}$	00
{SV0, SV7} → SC9	$\{30^\circ \leq \theta \leq 90^\circ\}$ OR $\{210^\circ \leq \theta \leq 270^\circ\}$	01
{SV0, SV7} → SC8	$\{90^\circ \leq \theta \leq 150^\circ\}$ OR $\{270^\circ \leq \theta \leq 330^\circ\}$	11

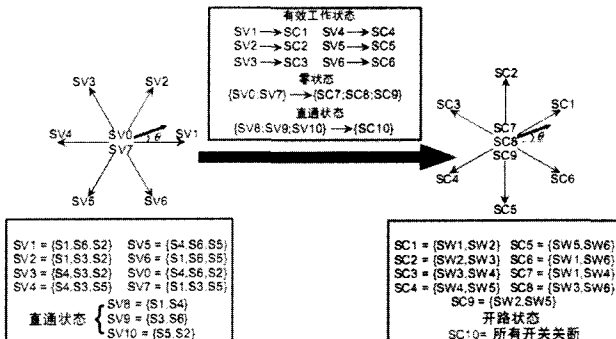


图5 三相 Z 源 VS → CS 工作状态开关逻辑映射

在单相或者三相 Z 源 CS EI-PWM 和 MR-PWM Matlab 中都适用。此处我们拿 MR-PWM 的结果作为实验结果。以三相 Z 源 CS 逆变器作为主电路,其中 $L1=L2=L=40mH, C1=C2=C=15\mu F$, 电流源 $I_d=3A$, Z 源 CS 逆变器的开关频率为 5kHz, VS 型逆变器的 PWM 门信号由 DSP 产生,由独立的逻辑电路把 VS 门信号变为 CS 们信号。逆变器的直流侧电流 i_d 从 3A 提高到 7.1A,于此同时交流侧输出电流从 1.8A 提高到 4.2A,显然证实了 Z 源 CS 逆变器的升降压功能。

4 结论

本文从三相电压型 (VS) Z 源逆变器的调制方法出发,通过与电流型 (CS) Z 源逆变器调制方法相比较,得出它们之间的控制逻辑关系,通过 DSP 输出电压型 PWM 信号,经过可编程逻辑器件 (FPGA 或 EPLD) 实现逻辑功能之间的转换,输出电流型 PWM 信号。通过 MATLAB 仿真证实了 Z 源拓扑网络的升降压功能以及用数字逻辑电路和 DSP 控制 Z 源电流型 (CS) 逆变器的可行性。

参考文献

- 1 F. Z. Peng, "Z-source inverter", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. [J]. 39, March/April 2003
- 2 F. Z. Peng, X. M. Yuan, X. P. Fang and Z. M. Qian, "Z-source inverter for adjustable speed drives", IEEE Power Electron. Letters, vol. [J]. 1, Jun. 2003 (6) (责任编辑 戴钧 张芝)