



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 108429469 A

(43)申请公布日 2018.08.21

(21)申请号 201810135054.7

(22)申请日 2018.02.09

(71)申请人 东北电力大学

地址 132012 吉林省吉林市船营区长春路
169号

(72)发明人 王汝田 韩旭 赵艳峰 钟哲夫
贾松达 王雪

(74)专利代理机构 吉林市达利专利事务所
22102

代理人 陈传林

(51)Int.Cl.

H02M 5/458(2006.01)

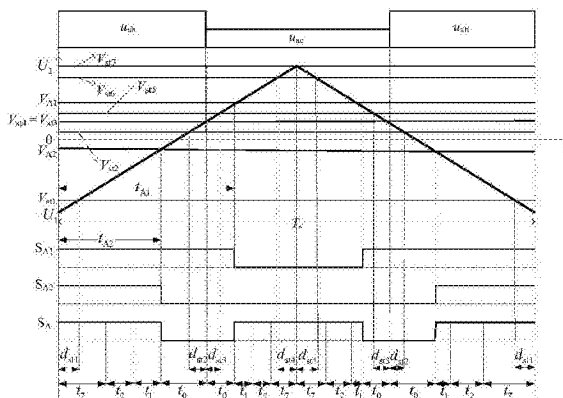
权利要求书2页 说明书7页 附图5页

(54)发明名称

基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法

(57)摘要

本发明是一种基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法,其特点是,对于整流级,将输入相电压划分成六个扇区,在每个扇区内选择两个幅值最大且极性为正的线电压来合成输出的直流电压,并计算相应的占空比;对于逆变级,采用空间电压矢量调制,根据参考电压矢量所在扇区计算有效电压矢量及零电压矢量的占空比;对于Z源网络,将直通电压矢量正确合理地插入到逆变级零矢量中,提高了电压传输比。依据整个调制过程,画出功率开关PWM信号图,分别计算出整流级六组双向功率开关的调制信号和逆变级六组功率开关的调制信号,并与同一个三角载波信号比较,得到整流级双向功率开关的驱动信号和逆变级功率开关的驱动信号。其计算简单,易于实现。



1. 一种基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法,包括整流级、逆变级和Z源网络,所述整流级是由六组双向功率开关组成的三相桥式整流电路,所述逆变级是由六组功率开关组成的三相逆变电路,所述Z源网络是由两个相同的电感和电容组成的X型网络,其特征在于:

对于所述的整流级,将输入相电压划分成六个扇区,在每个扇区内选择两个最大且极性为正的线电压来合成输出的直流电压,使输出中不含零电压,计算相应的占空比;

对于逆变级,在空间电压矢量调制的基础上插入直通矢量,直通矢量的引入为Z源逆变级提供了独特的升压功能;

对于Z源网络,存在两种工作模式:直通零电压状态和非直通零电压状态,然后依据整流级和逆变级的调制过程,画出开关调制顺序图,分别计算出整流级六组双向功率开关的调制信号和逆变级六组功率开关的调制信号,并与同一个三角载波信号比较,得到整流级双向功率开关的驱动信号和逆变级功率开关的驱动信号。

2. 根据权利要求1所述的基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法,其特征在于:所述三角载波信号幅值从 $-U_1$ 到 U_1 变化,其载波周期与调制周期相同。

3. 根据权利要求1所述的基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法,其特征在于,包括以下步骤:

1) 所述整流级的六组双向功率开关的调制信号分别为:

当 $u_w > 0$ 时,

$$v_{wp} = U_1; v_{xp} = -U_1; v_{yp} = -U_1$$

$$v_{wn} = -U_1; v_{xn} = -\left(2\frac{u_x}{u_w} + 1\right)U_1$$

当 $u_w < 0$ 时,

$$v_{wp} = -U_1; v_{xp} = -\left(2\frac{u_x}{u_w} + 1\right)U_1$$

$$v_{wn} = U_1; v_{xn} = -U_1; v_{yn} = -U_1$$

其中, $w, x, y \in \{a, b, c\}$ $v_{wp}, v_{xp}, v_{yp}, v_{wn}, v_{xn}, v_{yn}$ 为整流级六组双向功率开关的调制信号; w 为三相输入中绝对值最大相, x 和 y 为另外两相;当 $u_w > 0$ 时, x, y 两相下桥臂开关脉冲信号互补, $u_w < 0$ 时, x, y 两相上桥臂开关脉冲信号互补;

2) 所述逆变级的调制信号为:

$$\begin{cases} V_{X1} = U_1 \left(-2d_y \frac{u_x + u_{\text{offset}}}{U_{\text{dc}}} + d_x \right) \\ V_{X2} = U_1 \left(2d_x \frac{u_x + u_{\text{offset}}}{U_{\text{dc}}} - d_y \right) \end{cases}$$

其中, V_{X1} 和 V_{X2} 为逆变级X相的调制信号; u_x 为逆变级输出X相的相电压; $X \in \{A, B, C\}$; d_x 和 d_y 为合成直流电压的两个输入线电压的占空比,计算公式为:

$$\begin{cases} d_x = -\frac{u_x}{u_w} \\ d_y = -\frac{u_y}{u_w} \end{cases}$$

\overline{U}_{dc} 为整流级输出的直流电压平均值,计算公式为:

$$\overline{U}_{dc} = \frac{3}{2} \frac{U_i}{\cos(\omega t + \varphi_i)}$$

其中, U_i 为输入相电压幅值,

u_{offset} 为偏置电压,计算公式为:

$$u_{offset} = -\frac{1}{2}(u_{max} + u_{min})$$

其中, $u_{max} = \max(u_A, u_B, u_C)$, $u_{min} = \min(u_A, u_B, u_C)$;

3) 所述直通矢量的调制信号为:

$$\begin{cases} V_{st1} = (d_{st}d_x - 1)U_1 \\ V_{st2} = (d_x - d_y - d_{st}d_x)U_1 \\ V_{st3} = (d_x - d_y)U_1 \\ V_{st4} = (d_x - d_y)U_1 \\ V_{st5} = (d_x + d_{st}d_y - d_y)U_1 \\ V_{st6} = (2d_x + 2d_y - d_{st}d_y - 1)U_1 \\ V_{st7} = (2d_x + 2d_y - 1)U_1 \end{cases}$$

其中, $V_{st1} \sim V_{st7}$ 为逆变级中所插入的7个直通矢量的调制信号;

4) 利用整流级六组双向功率开关的调制信号、逆变级六组功率开关的调制信号和直通矢量的调制信号,分别与设定好的三角载波信号相比较,得到控制整流级双向功率开关的驱动信号和逆变级功率开关的驱动信号。

基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法

技术领域

[0001] 本发明属于交流-交流电能变换装置的技术领域,具体涉及一种基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法。

背景技术

[0002] 双级矩阵变换器作为一种AC-AC两级变换器,不仅使输入输出为良好的正弦波形,还具备能量的双向传递、可四象限运行、不需要大容量储能元件、输入功率因数可调且能近似达到1等优点。虽然优点众多,但它的电压传输比低,最大仅为0.866,并且输出性能易受非正常输入的影响,这严重限制了它的应用与推广。将Z源网络拓展到双级矩阵变换器中,提出Z源双级矩阵变换器。只增加无源元件,利用Z源网络独特的直通状态,在不增加功率开关的数量前提下,达到提高电压传输比的目的。并且由于Z源网络的存在,很大程度上抑制了非正常输入对输出性能的影响。

[0003] 目前针对Z源双级矩阵变换器调制方法主要是空间矢量调制策略,包括整流级有零矢量的空间矢量调制和整流级无零矢量的空间矢量调制,以及在空间矢量的基础上提出的最大升压控制和混合最小应力控制。但应用空间矢量调制方法时,需要进行复杂的三角函数计算,过程复杂,不利于编程和硬件的实现。

发明内容

[0004] 本发明的目的是,提出一种科学合理,适用性强,效果良好的基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法,旨在解决现有的Z源双级矩阵变换器调制策略复杂的问题。

[0005] 实现本发明目的采用的技术方案是,一种基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法,包括整流级、逆变级和Z源网络,所述整流级是由六组双向功率开关组成的三相桥式整流电路,所述逆变级是由六组功率开关组成的三相逆变电路,所述Z源网络是由两个相同的电感和电容组成的X型网络,其特征在于:

[0006] 对于所述的整流级,将输入相电压划分成六个扇区,在每个扇区内选择两个最大且极性为正的线电压来合成输出的直流电压,使输出中不含零电压,计算相应的占空比;

[0007] 对于逆变级,在空间电压矢量调制的基础上插入直通矢量,直通矢量的引入为Z源逆变级提供了独特的升压功能;

[0008] 对于Z源网络,存在两种工作模式:直通零电压状态和非直通零电压状态,然后依据整流级和逆变级的调制过程,画出开关调制顺序图,分别计算出整流级六组双向功率开关的调制信号和逆变级六组功率开关的调制信号,并与同一个三角载波信号比较,得到整流级双向功率开关的驱动信号和逆变级功率开关的驱动信号。

[0009] 进一步,所述三角载波信号幅值从 $-U_1$ 到 U_1 变化,其载波周期与调制周期相同。

[0010] 进一步,所述的基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法,其特征在于,包括以下步骤:

[0011] 1) 所述整流级的六组双向功率开关的调制信号分别为:

[0012] 当 $u_w > 0$ 时,

$$[0013] \quad v_{wp} = U_1; v_{xp} = -U_1; v_{yp} = -U_1$$

$$[0014] \quad v_{wn} = -U_1; v_{xn} = -(2\frac{u_x}{u_w} + 1)U_1$$

[0015] 当 $u_w < 0$ 时,

$$[0016] \quad v_{wp} = -U_1; v_{xp} = -(2\frac{u_x}{u_w} + 1)U_1$$

$$[0017] \quad v_{wn} = U_1; v_{xn} = -U_1; v_{yn} = -U_1$$

[0018] 其中, $w, x, y \in \{a, b, c\}$ $v_{wp}, v_{xp}, v_{yp}, v_{wn}, v_{xn}, v_{yn}$ 为整流级六组双向功率开关的调制信号; w 为三相输入中绝对值最大相, x 和 y 为另外两相; 当 $u_w > 0$ 时, x, y 两相下桥臂开关脉冲信号互补, $u_w < 0$ 时, x, y 两相上桥臂开关脉冲信号互补;

[0019] 2) 所述逆变级的调制信号为:

$$[0020] \quad \begin{cases} V_{x1} = U_1(-2d_y \frac{u_x + u_{\text{offset}}}{U_{\text{dc}}} + d_x) \\ V_{x2} = U_1(2d_x \frac{u_x + u_{\text{offset}}}{U_{\text{dc}}} - d_y) \end{cases}$$

[0021] 其中, V_{x1} 和 V_{x2} 为逆变级 X 相的调制信号; u_x 为逆变级输出 X 相的相电压; $X \in \{A, B, C\}$; d_x 和 d_y 为合成直流电压的两个输入线电压的占空比, 计算公式为:

$$[0022] \quad \begin{cases} d_x = -\frac{u_x}{u_w} \\ d_y = -\frac{u_y}{u_w} \end{cases}$$

[0023] \bar{U}_{dc} 为整流级输出的直流电压平均值, 计算公式为:

$$[0024] \quad \bar{U}_{\text{dc}} = \frac{3}{2} \frac{U_i}{\cos(\omega_i t + \varphi_i)}$$

[0025] 其中, U_i 为输入相电压幅值,

[0026] u_{offset} 为偏置电压, 计算公式为:

$$[0027] \quad u_{\text{offset}} = -\frac{1}{2}(u_{\text{max}} + u_{\text{min}})$$

[0028] 其中, $u_{\text{max}} = \max(u_A, u_B, u_C)$, $u_{\text{min}} = \min(u_A, u_B, u_C)$;

[0029] 3) 所述直通矢量的调制信号为:

$$[0030] \quad \begin{cases} V_{st1} = (d_{st} d_x - 1)U_1 \\ V_{st2} = (d_x - d_y - d_{st} d_y)U_1 \\ V_{st3} = (d_x - d_y)U_1 \\ V_{st4} = (d_x - d_y)U_1 \\ V_{st5} = (d_x + d_{st} d_y - d_y)U_1 \\ V_{st6} = (2d_x + 2d_y - d_{st} d_y - 1)U_1 \\ V_{st7} = (2d_x + 2d_y - 1)U_1 \end{cases}$$

[0031] 其中, $V_{st1} \sim V_{st7}$ 为逆变级中所插入的7个直通矢量的调制信号;

[0032] 4) 利用整流级六组双向功率开关的调制信号、逆变级六组功率开关的调制信号和直通矢量的调制信号,分别与设定好的三角载波信号相比较,得到控制整流级双向功率开关的驱动信号和逆变级功率开关的驱动信号。

[0033] 本发明的基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法与空间矢量调制法相比,在一个调制周期内,本发明避免了复杂的三角函数计算,易于实现,并且保证了良好的输入输出波形质量,具有方法科学合理,适用性强,效果佳等优点。

附图说明

[0034] 图1为Z源双级矩阵变换器拓扑结构示意图;

[0035] 图2为三相输入电压扇区划分示意图;

[0036] 图3为逆变级电压空间矢量示意图;

[0037] 图4为整流级和逆变级功率开关PWM信号示意图;

[0038] 图5为直通零电压状态示意图;

[0039] 图6为非直通零电压状态示意图;

[0040] 图7为载波PWM产生整流级PWM信号示意图;

[0041] 图8为载波PWM产生逆变级PWM信号示意图;

[0042] 图9为本发明调制方法下,Z源双级矩阵变换器整流级输出直流电压、Z源电容电压、A相输出电压、输出三相电流、a相输入电压与电流波形图。

具体实施方式

[0043] 下面结合附图和具体实施例对本发明做进一步详细描述。

[0044] 图1为Z源双级矩阵变换器的拓扑结构图, u_a 、 u_b 、 u_c 表示三相输入相电压; u_A 、 u_B 、 u_C 表示三相输出相电压;

[0045] 首先,计算整流级和逆变级各矢量的占空比。

[0046] 对于整流级,设三相输入相电压为:

$$[0047] \begin{cases} u_a = U_i \cos(\omega t) \\ u_b = U_i \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_c = U_i \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1)$$

[0048] 将输入三相输入电压的划分为6个扇区,如图2所示。每个扇区具有相同的特点:其中一相的电压绝对值为最大值,而另外两相电压极性相反。在每个扇区内选择两个最大且极性为正的线电压来合成输出的直流电压。以第一扇区为例, u_a 为正极性且绝对值最大, u_b 、 u_c 极性为负,所以输出的线电压为 u_{ac} 和 u_{ab} ,所对应的占空比为 d_x 和 d_y ,为使输入侧功率因数为1,且输入电流波形为正弦,应满足每相输入电流与电压同相位且大小成正比。因此,在一个调制周期内,应满足各相输入电流的局部平均值和所对应的输入相电压的幅值成正比,由此可得:

[0049]
$$\begin{aligned} d_x &= -\frac{\bar{i}_c}{\bar{i}} = -\frac{\bar{i}_c}{\bar{i}_a} = -\frac{\cos \theta_c}{\cos \theta_a} = -\frac{u_c}{u_a} \\ d_y &= -\frac{\bar{i}_b}{\bar{i}} = -\frac{\bar{i}_b}{\bar{i}_a} = -\frac{\cos \theta_b}{\cos \theta_a} = -\frac{u_b}{u_a} \end{aligned} \quad (2)$$

[0050] 一个调制周期内直流电压局部平均值 \bar{U}_{dc} 为:

[0051]
$$\bar{U}_{dc} = d_x u_{ac} + d_y u_{ab} = \frac{3}{2} \frac{U_i}{\cos(\omega_1 t + \varphi_1)} \quad (3)$$

[0052] 其中, U_i 为输入相电压幅值。

[0053] 根据以上分析,可得每个扇区内的功率开关状态和直流电压及相应的占空比如表1所示。

[0054] 表1整流级功率开关状态和直流电压

输入扇区	$\omega_1 t$	直流电压		占空比	
				d_x	d_y
1	$-\pi/6 \dots \pi/6$	u_{ac}	u_{ab}	$-u_c/u_a$	$-u_b/u_a$
2	$\pi/6 \dots \pi/2$	u_{ac}	u_{bc}	$-u_a/u_c$	$-u_b/u_c$
[0055] 3	$\pi/2 \dots 5\pi/6$	u_{ba}	u_{bc}	$-u_a/u_b$	$-u_c/u_b$
4	$5\pi/6 \dots 7\pi/6$	u_{ba}	u_{ca}	$-u_b/u_a$	$-u_c/u_a$
5	$7\pi/6 \dots 9\pi/6$	u_{cb}	u_{ca}	$-u_b/u_c$	$-u_a/u_c$
6	$9\pi/6 \dots 11\pi/6$	u_{ab}	u_{cb}	$-u_a/u_b$	$-u_c/u_b$

[0056] 对于逆变级,设三相输出相电压为:

[0057]
$$\begin{cases} u_A = U_o \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ u_B = U_o \cos(\omega_o t + \varphi_o - \frac{2\pi}{3}) \\ u_C = U_o \cos(\omega_o t + \varphi_o + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4)$$

[0058] 图3为逆变级电压空间矢量示意图。假设参考输出电压矢量位于第一扇区,根据参考电压矢量的合成原理,可以求得逆变级各电压矢量的占空比为:

[0059]
$$d_1 = \sqrt{3} \frac{|\bar{U}_{ref}|}{U_{dc}} \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha_0)$$

[0060]
$$d_2 = \sqrt{3} \frac{|\bar{U}_{ref}|}{U_{dc}} \sin(\alpha_0) \quad (5)$$

[0061] $d_0+d_7=1-d_1-d_2$

[0062] $d_0=d_7=\frac{1}{2}(1-d_1-d_2)$

[0063] 其中, d_1 和 d_2 是有效矢量 U_1 和 U_2 的占空比; d_0 和 d_7 是零矢量 U_0 和 U_7 的占空比; \bar{U}_{ref} 是输出参考电压, 且 $\bar{U}_{ref}=\frac{2}{3}\left(u_A+u_B e^{-j\frac{2\pi}{3}}+u_C e^{j\frac{2\pi}{3}}\right)$ 。

[0064] 为了获得三相对称的输入电流和输出电压, 应该对整流级和逆变级的功率开关状态进行有效的组合。在每个调制周期中整流级具有两个状态 u_{ac} 和 u_{ab} , 占空比分别为 d_x 和 d_y 。因此, 逆变级的功率开关状态也应分为两组, 整流级和逆变级占空比组合如下:

[0065] $d_{1(x)}=d_1d_x; d_{2(x)}=d_2d_x; d_{0(x)}=d_0d_x; d_{7(x)}=d_7d_x$ (6)

[0066] $d_{1(y)}=d_1d_y; d_{2(y)}=d_2d_y; d_{0(y)}=d_0d_y; d_{7(y)}=d_7d_y$ (7)

[0067] 整流级和逆变级功率开关PWM信号如图4所示。

[0068] 对于Z源网络, 有两种工作状态: 直通零电压状态和非直通零电压状态。直通零电压状态时, 逆变级短路, 整流级中的所有功率开关均关闭, 将直流侧与交流输入电源断开, 电容给电感充电, 电感储能, 等效电路如图5所示; 非直通零电压状态时, 整流级和Z源网络一起向逆变级供电, 使系统有较高的电压传输能力, 等效电路如图6所示。

[0069] 定义Z源双级矩阵变换器的升压因子 $B=\frac{1}{1-2d_{st}}$, 其中 d_{st} 为直通占空比, $0\leq d_{st}\leq$

0.5。

[0070] 在Z源网络中, 电感 $L_1=L_2$ 和电容 $C_1=C_2$, 那么则有以下关系:

[0071]
$$\begin{cases} U_{L_1}=U_{L_2}=U_L \\ U_{C_1}=U_{C_2}=U_C \end{cases} \quad (8)$$

[0072] Z源双级矩阵变换器的电压传输比可简化为:

[0073] $G_v=\frac{\sqrt{3}}{2}mB$ (9)

[0074] 其中, m 为调制因子, $0\leq m\leq 1$ 。

[0075] 根据以上分析可以看出, 当 m 和 B 在允许范围内变化时, Z源双级矩阵变换器的电压传输比可以由0变化到4.33, 远大于传统矩阵变换器的传输比由0变化到0.866。

[0076] 选取等腰三角波为载波信号, 其周期与调制周期相同, 幅值从 $-U_1$ 到 U_1 变化, 载波PWM产生整流级PWM信号如图7所示, 由此可以推导出载波信号为:

[0077] $V_t=\left(\frac{4}{T_s}t-1\right)U_1$ (10)

[0078] 其中, V_t 是三角载波信号, U_1 为其幅值。

[0079] 整流级的驱动信号是通过比较调制波 V_{cn} 和三角载波获得的。根据图7, $V_{ap}=U_1$, 所以a相的上桥臂功率开关持续导通; 当 V_{cn} 大于 V_t 时, c相下桥臂功率开关导通, 其余四个功率开关关断; 当 V_{cn} 小于 V_t 时, b相下桥臂功率开关保持导通, 其余四个功率开关关断。

[0080] 结合整流级的占空比计算公式(2), 可得整流级功率开关调制信号为:

[0081] $v_{ap}=U_1; v_{bp}=U_1; v_{cp}=U_1$ (11)

[0082] $v_{an} = -U_1; v_{cn} = (2d_x - 1)U_1$

[0083] 其中, b相下桥臂功率开关驱动信号 S_{bn} 与c相下桥臂功率开关驱动信号 S_{cn} 互补, 因此根据c相下桥臂功率开关的驱动信号 v_{cn} 便可得到b、c两相下桥臂功率开关的驱动信号。通过整理归纳可得整流级的六组双向功率开关的调制信号分别为:

[0084] 当 $u_w > 0$ 时,

$$v_{wp} = U_1; v_{xp} = -U_1; v_{yp} = -U_1$$

[0085] $v_{wn} = -U_1; v_{xn} = -(2\frac{u_x}{u_w} + 1)U_1$ (12)

[0086] 当 $u_w < 0$ 时,

$$v_{wp} = -U_1; v_{xp} = -(2\frac{u_x}{u_w} + 1)U_1$$

[0087] $v_{wn} = U_1; v_{xn} = -U_1; v_{yn} = -U_1$ (13)

[0088] 其中, $w, x, y \in \{a, b, c\}$ $v_{wp}, v_{xp}, v_{yp}, v_{wn}, v_{xn}, v_{yn}$ 为整流级六组双向功率开关的调制信号; w 为三相输入中绝对值最大相, x 和 y 为另外两相; 当 $u_w > 0$ 时, x, y 两相下桥臂开关驱动信号互补, $u_w < 0$ 时, x, y 两相上桥臂开关驱动信号互补。

[0089] 逆变级每相上桥臂的功率开关驱动信号都是由两个调制信号和载波信号比较得到的, 如图8所示, 图中以A相为例。结合逆变级的占空比计算公式(5), 通过整理归纳可得, 逆变级的各相功率开关的调制信号为:

[0090]
$$\begin{cases} V_{X1} = U_1(-2d_y \frac{u_x + u_{offset}}{U_{dc}} + d_x) \\ V_{X2} = U_1(2d_x \frac{u_x + u_{offset}}{U_{dc}} - d_y) \end{cases}$$
 (14)

[0091] 其中, V_{X1} 和 V_{X2} 为逆变级X相的调制信号; u_x 为逆变级输出X相的相电压; $X \in \{A, B, C\}$; d_x 和 d_y 为合成输出直流电压的两个线电压的占空比。两个调制信号 V_{X1}, V_{X2} 与载波比较可得到两组信号 S_{X1}, S_{X2} , X相上桥臂功率开关的驱动信号 S_X 可由这两组信号通过式(15)中的逻辑运算得到, 下桥臂功率开关的驱动信号与上桥臂功率开关的驱动信号互补。

[0092] $S_X = S_{X1} \cdot S_{X2} + \bar{S}_{X1} \cdot \bar{S}_{X2}$ (15)

[0093] 直通时间的长短影响逆变级输出电压幅值的大小, 而直通状态插入到零矢量中的任一时刻, 都具有相同的效果, 所以找到插入直通的合适时刻, 可以简化计算, 使基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法更加简单。如图8所示, 以输入输出均在第一扇区为例, 在每一段零矢量作用时间内分别插入直通状态, 与有效矢量类似, 直通状态的驱动信号也是通过两个调制信号和载波信号比较得到的。以 d_{st2} 为例, V_{st2} 和 V_{st3} 是它的两个调制信号, 将调制信号与载波信号相比较再进行同或运算, 可以得出该直通状态的载波PWM调制方法。

[0094] 根据图8, 并结合式(3)(5)(6)(9), 直通状态的调制信号可以表示为:

[0095] $V_{st1} = (d_{st}d_x - 1)U_1$ (16)

[0096] $V_{st2} = (d_x - d_y - d_{st}d_x)U_1$ (17)

[0097] $V_{st3} = (d_x - d_y)U_1$ (18)

[0098] $V_{st4} = (d_x - d_y)U_1$ (19)

[0099] $V_{st5} = (d_x + d_{st}d_y - d_y)U_1$ (20)

$$[0100] \quad V_{st6} = (2d_x + 2d_y - d_{st}d_y - 1)U_1 \quad (21)$$

$$[0101] \quad V_{st7} = (2d_x + 2d_y - 1)U_1 \quad (22)$$

[0102] 利用整流级六组双向功率开关的调制信号、逆变级六组功率开关的调制信号和直通矢量的调制信号,分别与设定好的三角载波信号相比较,得到控制整流级双向功率开关的驱动信号和逆变级功率开关的驱动信号。

[0103] 为了说明本发明调制方法的有效性,用Matlab软件做了仿真。仿真参数如下:输入电压幅值200V,频率50Hz;设定输出电压幅值为275V,频率为100Hz;Z源网络电感 L_1 、 L_2 均为1mH,电容 C_1 、 C_2 均为220 μ F;负载电阻为16 Ω ,电感为12mH。仿真波形如图9所示。图中整流级输出直流电压为脉冲波,其在一个调制周期内的最大平均值约为346V;Z源网络电容电压稳定在508V左右,远高于整流级输出直流电压;A相输出电压为脉冲波,三相输出电压作用在阻感负载后,产生正弦的三相对称电流波形;a相输入电流为正弦波,且几乎与电压同相位。仿真结果说明本发明基于载波PWM的Z源双级矩阵变换器调制方法能保证良好的输入和输出性能。

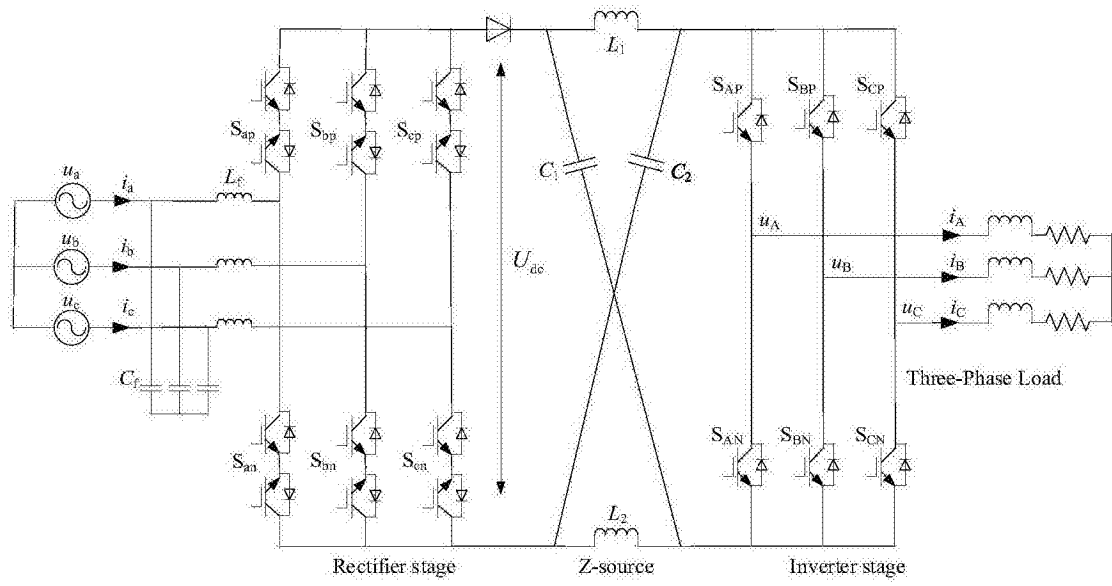


图1

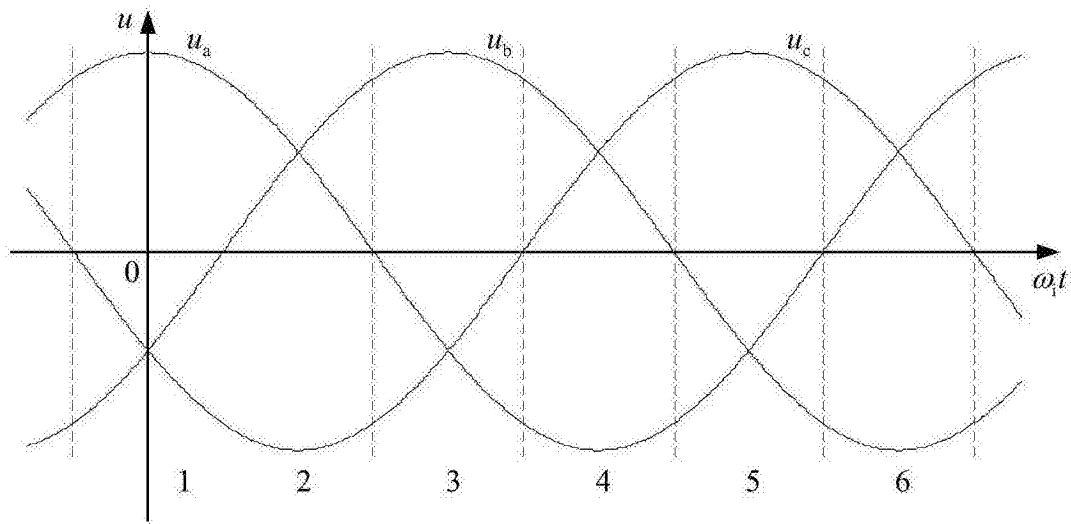


图2

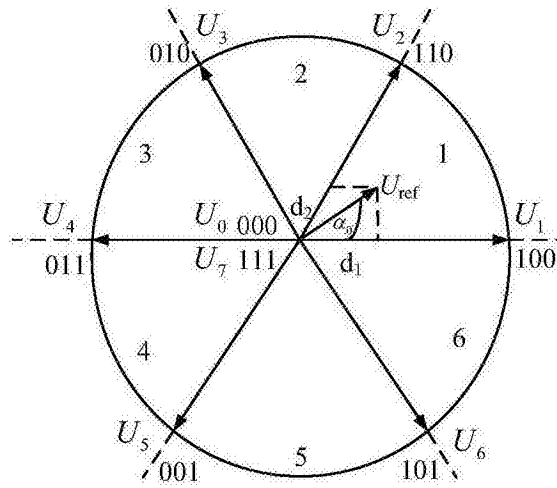


图3

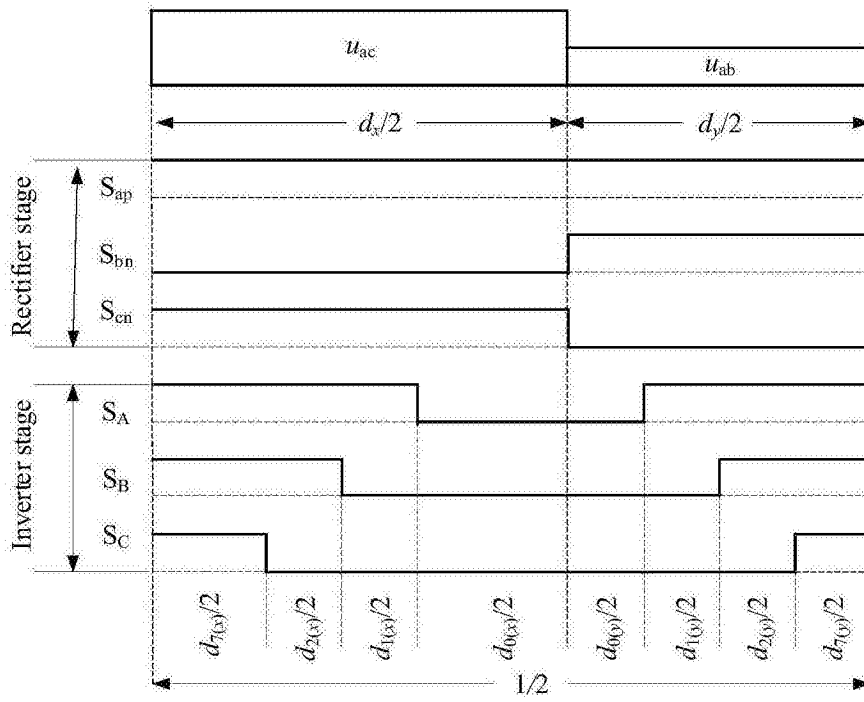


图4

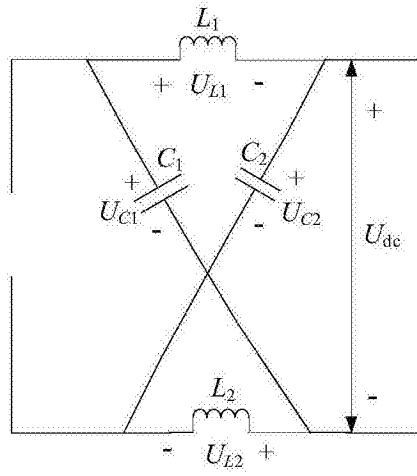


图5

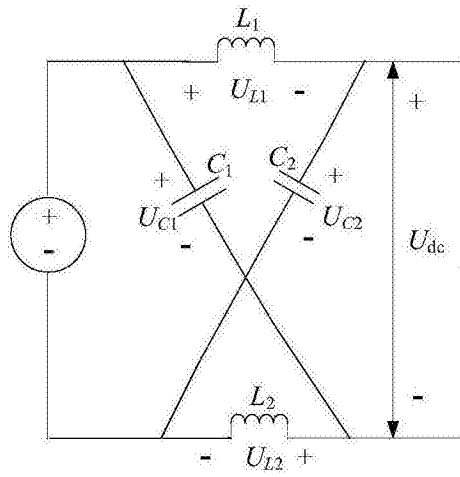


图6

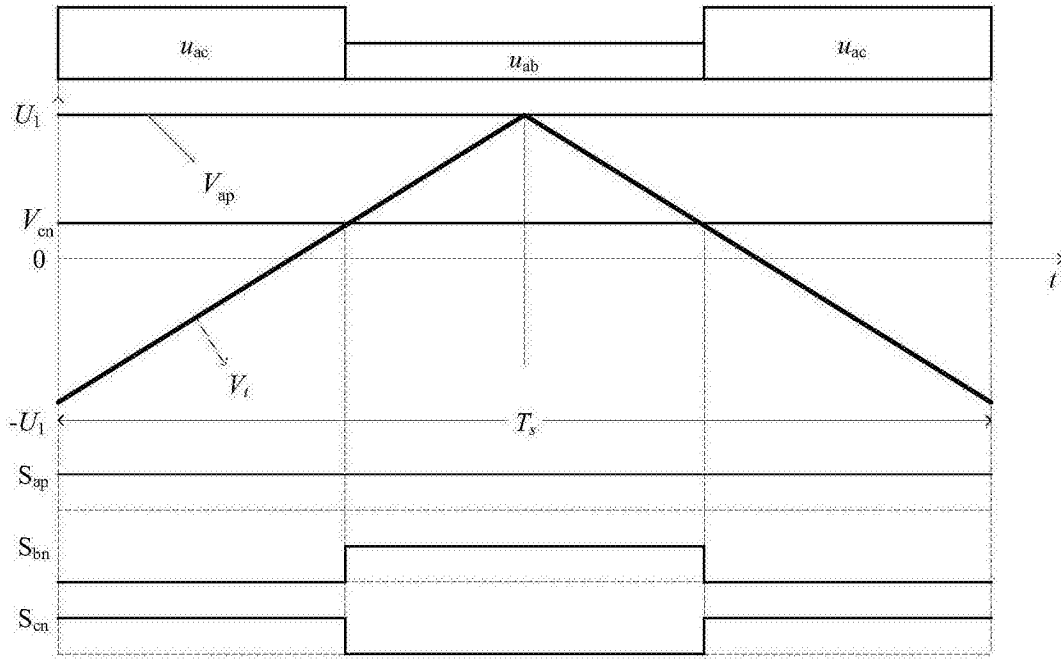


图7

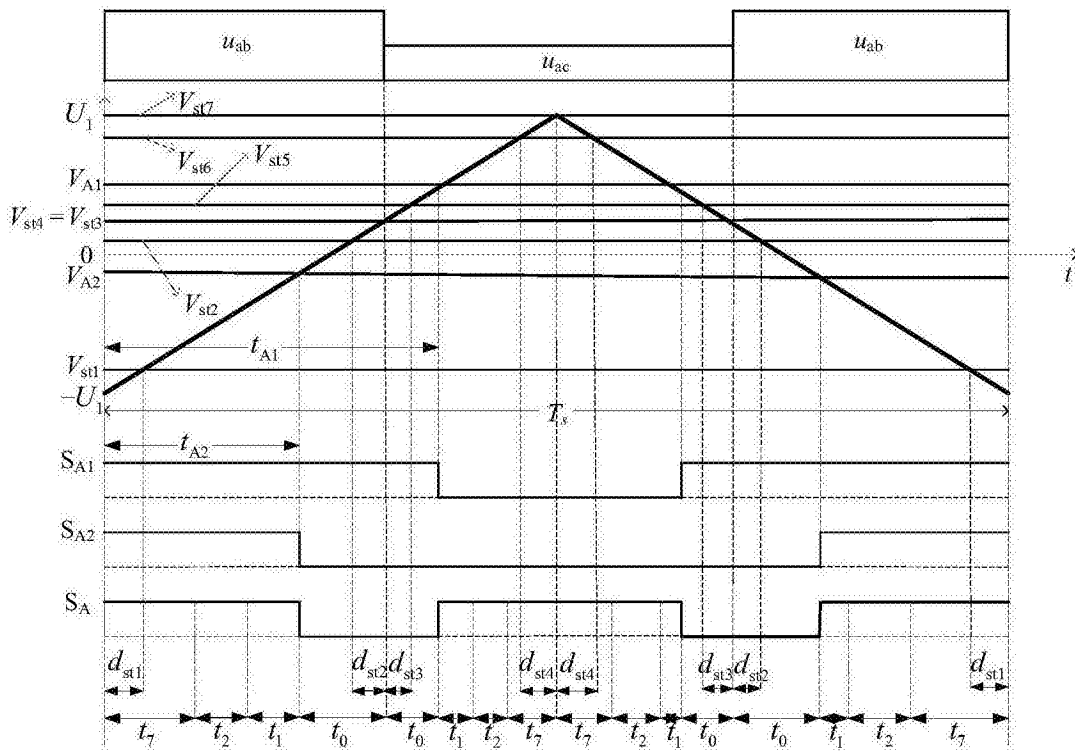


图8

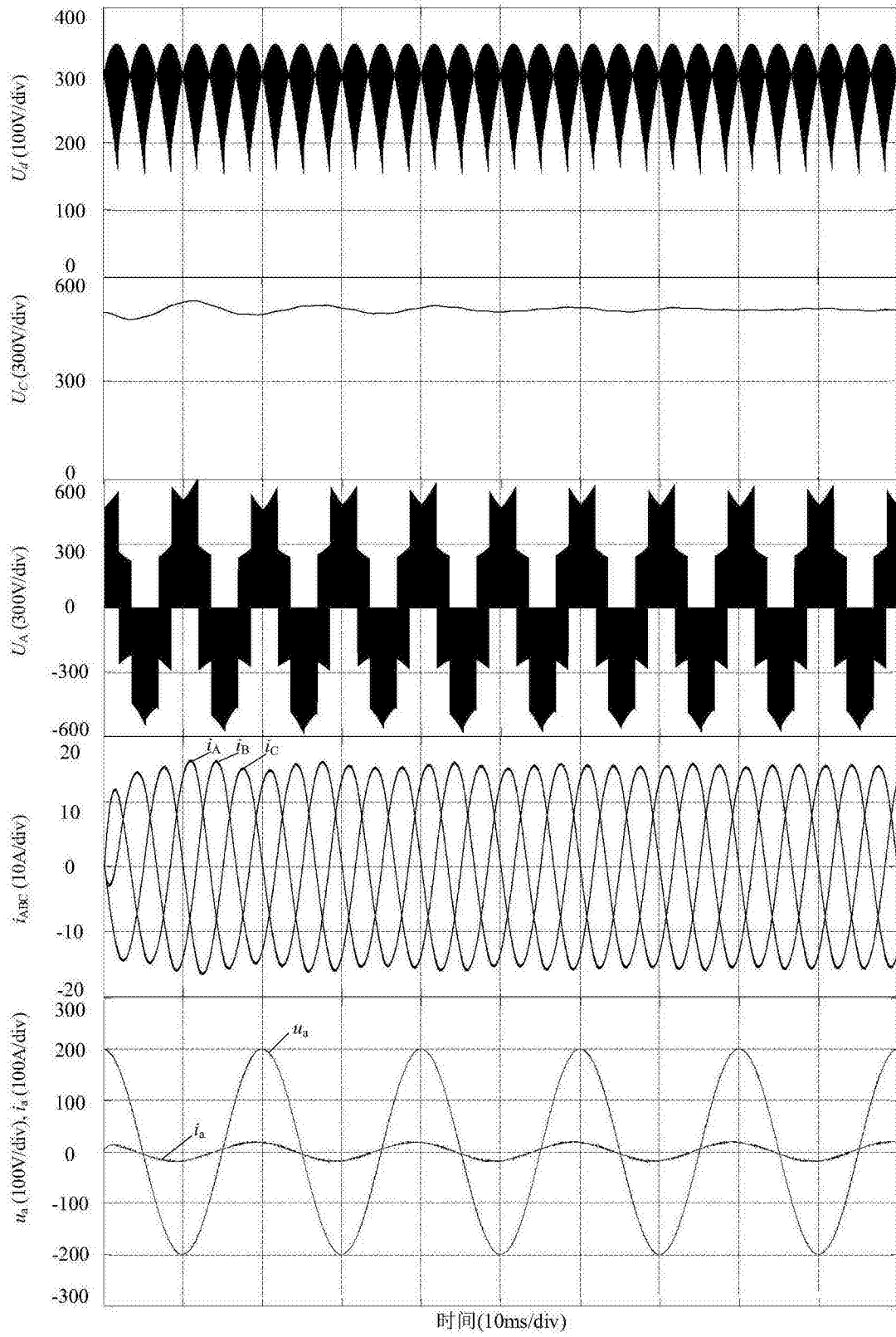


图9