

文章编号:1673-5005(2011)05-0167-06

# 一种新型软开关逆变器拓扑

张加胜<sup>1</sup>, 刘希臣<sup>1</sup>, 胡向阳<sup>2</sup>

(1. 中国石油大学 信息与控制工程学院, 山东 青岛 266555; 2. 中国石化胜利油田分公司 河口采油厂, 山东 东营 257200)

**摘要:**提出一种“庠斗电荷转移式”零电流开关(CT-ZCS)功率变换机制,讨论其变换原理及工作波形,通过建立规范化状态轨迹方程和状态轨迹图分析方法,对其工作过程进行理论分析。基于此变换机制所构成的CT-ZCS软开关逆变器新型拓扑,具有瞬态电压跟踪及模拟化输出电压波形效果;输出端耐负载冲激不怕短路;易于多逆变模块 $N+1$ 冗余并联及功率均衡协调控制;软开关换流益于提高逆变器容量和效率。样机试验结果证实了该拓扑功率变换机制的可行性及瞬态电压跟踪特性。

**关键词:**拓扑; 零电流开关; 状态轨迹; 逆变器; 瞬态电压跟踪

**中图分类号:**TM 461      **文献标志码:**A      **doi:**10.3969/j.issn.1673-5005.2011.05.032

## A new topology of soft-switching inverter

ZHANG Jia-sheng<sup>1</sup>, LIU Xi-chen<sup>1</sup>, HU Xiang-yang<sup>2</sup>

(1. College of Information and Control Engineering in China University of Petroleum, Qingdao 266555, China;

2. Hekou Oil Production Plant of Shengli Oilfield Company, SINOPEC, Dongying 257200, China)

**Abstract:** Bail-charge-transferring zero-current-switching (CT-ZCS) power conversion mechanism was proposed, and its conversion principle and waveform were discussed. Also the operating process was analyzed in theory by means of state trajectory equations and charts generalized. The new topology of CT-ZCS-based soft-switching inverter has several distinct characters: The output voltage can track transient reference voltage and output analogue voltage waveform. Output terminal can bear load shock and short circuit. Both multiple inverter  $N+1$  redundancy parallel and balanced power control become easy. Soft-switching commutation is benefit for high efficiency and large capacity. Prototype experimental results confirm the feasibility and dynamic voltage-tracking characteristics of the topology and its power conversion mechanism.

**Key words:** topology; zero-current-switching; trajectory of state; inverter; transient voltage-tracking

近年来,针对常规的以PWM波形生成机制为基础的功率变换方式,尤其是桥式逆变器在各类电力控制方面所存在的不足,已涌现出多种电压优波逆变器,比如开关线性复合式(SLH)逆变器<sup>[1-2]</sup>,电压跟踪型开关式功率放大器(SPA),高频链逆变器<sup>[3-5]</sup>,谐振式软开关逆变器<sup>[6-7]</sup>等,但目前都存在不少缺陷。笔者完全跳出PWM波形生成机制的圈子,探索全新的拓扑结构及调制方法,提出一种“庠斗电荷转移式”零电流开关(CT-ZCS)电压跟踪型逆变器拓扑及专门适配的脉冲密度调制(PDM)控制方法。

## 1 CT-ZCS 电路拓扑及变换机制

众所周知,常规的 Boost、Buck-Boost、Sepic、Zena

等变换器都是利用电感的储能作用来实现电能转换的,存在电感体积和功率损耗较大的不足,而通过电容储能来完成电能转换,则具有体积小、损耗低、电磁兼容性好等优点。考虑到串联谐振型变流器(SRC)既具有零电流软开关的特点,又可以通过储能电容来形成高频电流脉冲序列,故建构了一种庠斗电荷转移式零电流开关(CT-ZCS, bail-charge-transferring zero-current-switching)DC/DC变换拓扑,如图1所示。其核心部件是一只所谓“庠斗电容” $C_b$ ,此称谓源于该电容的“庠斗”式能量传递作用:在输入回路以谐振方式从直流电源汲取能量,继而在输出回路以谐振电流脉冲形式将能量(电荷)转移至输出电容 $C_o$ 及负载。通过两只功率开关的交

收稿日期:2011-04-13

基金项目:山东省自然科学基金项目(ZR2009FM008);中央高校基本科研业务费专项资金项目(09CX05012A)

作者简介:张加胜(1957-),男(汉族),山东商河人,教授,博士,博士生导师,主要从事电力电子与电气自动化方面的教学与科研工作。

替通断,来控制屏斗电容的电荷转移频率,形成对  $C_o$  充电的离散高频电流脉冲链。完成屏斗电容在输入、输出两回路之间交替切换的两只功率开关,均以零电流开关方式运作,从而有利于减小开关损耗和提高效率。通过调节离散电流脉冲的密度可以改变输出电压和功率。

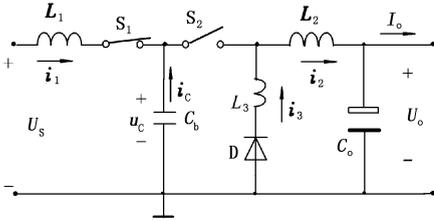


图1 CT-ZCS 直流变换器拓扑

Fig.1 Topology of CT-ZCS converter

图1所示的CT-ZCS变换原理及电路拓扑中,  $S_1, S_2$  为理想功率开关,二者轮流通断,两电容的取值满足  $C_o \gg C_b$ 。在一个开关周期  $T$  内,可将CT-ZCS变换器分解为多个等效子电路拓扑,相应的电压、电流稳态波形如图2所示。图中的  $T_1, T_2$  分别为开关  $S_1, S_2$  的驱动信号作用时间,  $T_1 + T_2 = T$ 。

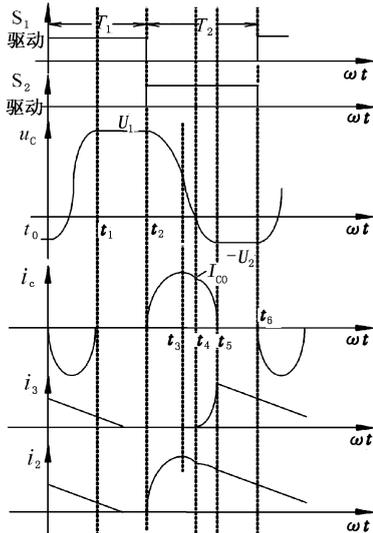


图2 CT-ZCS 变换器工作波形

Fig.2 Waveforms of CT-ZCS converter

(1)  $[t_0, t_1]$  期间:  $S_2$  处于截止,  $S_1$  导通,  $L_1 C_b$  与  $S_1$  构成零电流谐振开关,  $U_s$  为电容  $C_b$  谐振充电, 电容电压初值  $u_c(0) = -U_2$ , 在谐振半周时刻  $t_1$ ,  $u_c$  达到最大值  $U_1$ ,  $S_1$  开关零电流关断。此状态一直保持到  $t_2$  时刻, 转入下一个等效拓扑。

(2)  $[t_2, t_4]$  期间:  $S_1$  已处于截止, 在  $t_2$  时刻  $S_2$  开始导通,  $C_b L_2$  与  $C_o$  构成谐振回路。由于  $C_o \gg C_b$ , 故  $C_o$  可以恒压源等效。  $t_4$  时刻  $u_c$ 、二极管  $D$  开始导通。在此期间,  $C_b$  上的电荷量  $C_b U_1$  已全部转移至  $C_o$  及负载。

(3)  $[t_4, t_5]$  期间:  $D$  与  $S_2$  均导通, 由于  $t_4$  时刻  $i_2 > 0$ , 此时的电感  $L_2$  储能使电容电压在谐振至  $t_5$  时刻达到负压峰值  $(-U_2)$ , 随之开关  $S_2$  零电流关断。

(4)  $[t_5, t_6]$  期间:  $S_2$  已关断,  $D$  仍处于导通。电感  $L_2, L_3$  中电流在  $U_o$  作用下线性减小。当一个周期结束即  $t_6$  时刻,  $i_2$  的线性减小可能尚在继续, 与下一周期的  $L_1 C_b$  谐振充电并行。

由以上分析可见: 在整个过程中, 功率开关  $S_1, S_2$  及二极管  $D$  均为零电流导通和零电流关断; 电容  $C_b$  起着双重作用, 一则作为零电流开关的谐振元件, 保证功率器件在导通与关断时具有较低的  $di/dt$ , 二则作为能量(电荷)传输——从电源  $U_s$  到  $U_o$  转移的核心部件; 欲改变输出电压或电流, 需要调节通过功率开关控制的电流脉冲密度, 即所谓脉冲密度调制(PDM)控制方式。

## 2 CT-ZCS 变换拓扑的状态轨迹图

通过状态轨迹图便于进行定量计算和直观分析<sup>[8-9]</sup>。首先定义规范化参数。

(1) 规范化电压。  $U_{ON} = U_o / U_s = \lambda$  (即直流传输比);

$$u_{CN} = u_c / U_s.$$

式中,  $U_{ON}, u_{CN}$  分别为规范化输出电压和电容电压。

(2) 规范化电流。

$$i_{CN} = i_c Z_1 / U_s; I_{ON} = I_o Z_1 / U_s,$$

其中

$$Z_1 = \sqrt{L_1 / C}.$$

(3) 规范化频率。

$$\omega_{1N} = \omega_1 / f; \omega_{2N} = \omega_2 / f; \omega_{3N} = \omega_3 / f.$$

其中

$$\omega_1 = 1 / \sqrt{L_1 C_b}, \omega_2 = 1 / \sqrt{L_2 C_b},$$

$$\omega_3 = 1 / \sqrt{L_2 L_3 C_b / (L_2 + L_3)}, f = 1 / T.$$

式中,  $\omega_1, \omega_2$  和  $\omega_3$  分别为 3 个回路的谐振角频率;  $f$  为开关频率。

按照电感  $L_2$  中电流的断续和连续两种工作模式, 分别确定其状态轨迹图。

### 2.1 电流断续模式

在  $L_2$  电流断续的情况下, 对应于图 2 各时段的状态方程, 以及根据其规范化解所得状态轨迹表达式如表 1 所示。CT-ZCS 变换器稳态工作时谐振状态变量的动态过程可由图 3(a) 所示  $i_{CN} \sim u_{CN}$  平面上的状态轨迹曲线来描述。状态点从  $A(t=t_0)$  点出发, 沿  $AB, BCD, DA$  各轨迹段返回至  $A$  点, 形成一闭合轨迹曲线, 从而完成一个开关周期。各状态点的

对应时间分别为:  $A \sim t_0, B \sim [t_1, t_2], C \sim t_3, D \sim t_4, A \sim [t_5, t_6]$ 。  $B, A$  均为状态停留点。以下结合表 1

表 1 各时段的工作方程

Table 1 Equations in each intervals

时段	状态方程	规范化状态轨迹方程
$[t_0, t_1]$	$\begin{bmatrix} \dot{u}_C \\ \dot{i}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_1} \end{bmatrix} U_s$	$(u_{CN}-1)^2 + i_{CN}^2 = \rho_1^2$ $(\rho_1 = \sqrt{(U_{CON}-1)^2 + I_{CON}^2})$
$[t_2, t_4]$	$\begin{bmatrix} \dot{u}_C \\ \dot{i}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix} U_o$	$(u_{CN}-U_{ON})^2 + K_1 i_{CN}^2 = \rho_2^2$ $(\rho_2 = \sqrt{(U_{CON}-U_{ON})^2 + k_1 I_{CON}^2})$
$[t_4, t_5]$	$\begin{bmatrix} \dot{u}_C \\ \dot{i}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{L_3+L_2}{L_3 L_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix} U_o$	$(u_{CN}-U_{KN})^2 + (\sqrt{K_1 K_2} i_{CN})^2 = \rho_3^2$ $(\rho_3 = \sqrt{U_{KN}^2 + I_{KN}^2})$

(1)  $[t_0, t_1]$  期间。对应于状态轨迹图 3(a) 中的  $AB$  段。状态点从  $A$  出发, 沿着以坐标点  $(1, 0)$  为圆心的半圆弧, 到达  $B(t=t_1)$  点。在  $[t_1, t_2]$  期间, 状态点一直停留在  $B$  点。轨迹方程中  $U_{CON}$  和  $I_{CON}$  分别为电容电压和电感  $L_2$  电流的规范化初值。  $\rho_1$  为半圆轨迹的半径, 决定于初值。

(2)  $[t_2, t_4]$  期间。对应于图 3(a) 的  $BD$  段, 为一椭圆弧, 圆心在  $(U_{ON}, 0)$  点, 长、短半轴分别为  $\rho_2$  和  $\sqrt{1/K_1} \rho_2$ 。  $K_1 = L_2/L_1$ , 通常取  $K_1 \geq 1$ 。

(3)  $[t_4, t_5]$  期间。表达式中  $K_2 = L_3/(L_2+L_3)$ ,  $U_{KN} = K_2 U_{ON}, I_{KN} = \sqrt{K_1 K_2} I_{CON}$ 。本段对应于以  $(U_{KN}, 0)$  点为圆心, 长、短轴分别为  $\rho_3/\sqrt{K_1 K_2}$  和  $\rho_3$  的椭圆弧轨迹, 即图 3(a) 中的  $DA$  段。在  $[t_5, t_6]$  期间, 状态点停留在  $A$  点, 因为  $S_2$  已经关断。

所给出的工作方程对各段状态轨迹分别予以说明。

长、短轴较大的椭圆弧  $BC$ 。

### 3 参数计算与分析

#### 3.1 电容电压最大值

在 CT-ZCS 变换器的工作过程中, 电容  $C$  上的电压最大值应予以特别关注, 因为过高的电容电压将会对器件耐压提出很高的要求。从图 3(a) 所示状态轨迹图可以看到, 在稳定工作状态下,  $u_C$  的最大正向电压规范化值为  $U_{1N}$ , 最大负向规范化电压值为  $U_{2N}$ , 在忽略谐振损耗的情况下, 二者间的关系为

$$U_{1N} = U_{2N} + 2. \tag{1}$$

由此可见, 负向电容电压最大值  $U_2$  的大小直接决定着  $U_1$  的高低, 以下根据稳态下电容安秒平衡原理及状态轨迹图确定  $U_2$  的计算公式。

在图 3(a) 中应满足如下关系式:

$$\rho_3 = \rho_1 - 1 + U_{KN}, \tag{2}$$

$$\rho_1 = U_{2N} + 1, \tag{3}$$

$$\rho_2 = \rho_1 + 1 - U_{ON}. \tag{4}$$

由表 1 中  $\rho_1, \rho_2$  和  $\rho_3$  的表达式得

$$\begin{cases} K_2^2 \lambda^2 + K_1 K_2 I_{CON}^2 = (U_{2N} + K_2 \lambda)^2, \\ \lambda^2 + K_1 I_{CON}^2 = (U_{2N} + 2 - \lambda)^2. \end{cases} \tag{5}$$

其中  $\lambda = U_{ON}$ , 联立方程求解得  $U_{2N}, I_{CON}$  与  $\lambda$  的关系式为

$$U_{2N} = 2(\beta + \sqrt{\beta^2 + \beta}). \tag{6}$$

$$I_{CON} = \sqrt{\frac{U_{1N}^2 - 2\lambda U_{1N}}{K_1}}. \tag{7}$$

其中

$$\beta = (1 - \lambda) L_3 / L_2.$$

由式(6)可知: 当直流传输比  $\lambda = 1$  时,  $U_2 = 0$ ; 当

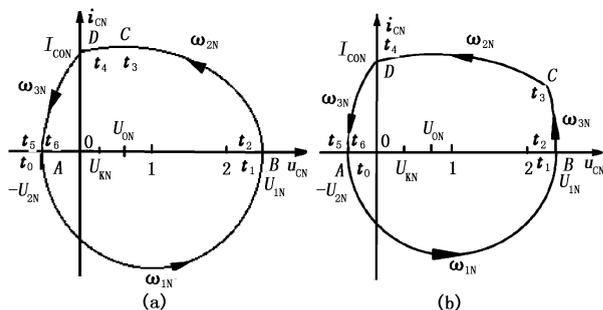


图 3 CT-ZCS 变换器状态轨迹图

Fig. 3 State trajectory of CT-ZCS converter

#### 2.2 电流连续模式

当电感  $L_2$  电流  $i_2$  的线性减小缓慢以致持续近一周未减到零时, 则进入电流连续模式。此时对应的工作波形与图 2 相比, 仅在  $[t_2, t_4]$  期间略有差异, 不再详述。其状态轨迹如图 3(b) 所示, 与图 3(a) 相比, 只是多了一段与  $DA$  同为以  $(U_{KN}, 0)$  为圆心但

$\lambda=0$ (即输出短路)时,  $U_{2N}$ 取得最大值。可见  $U_{2N}$ 与  $L_3$  有密切关系, 通常选择  $L_3 \ll L_2$ , 以降低电容电压。

在  $i_2$  电流断续模式下,  $U_2$  与  $U_0$  有关, 但与  $I_0$  无关, 而在  $i_2$  连续的情况下则不然, 将随着  $I_0$  的增大而升高。

由式(3)和(4)及表1中  $\rho_3$  的表达式, 并根据图3所示电流  $i_2$  在连续模式下的波形, 由于通常  $t_{d2} \ll T$  ( $t_{d2}=t_4-t_2$ , 其他依次类推), 可得如下近似关系:

$$I_{CO} \approx \frac{U_0}{L_2+L_3} \frac{T}{2} + I_0, \tag{8}$$

$$U_2 \approx \sqrt{K_2^2 U_0^2 + \frac{L_2}{C_b} K_2 \left( \frac{U_0 T}{2(L_2+L_3)} + I_0 \right)^2} - K_2 U_0. \tag{9}$$

### 3.2 开关频率

在理想情况下, 忽略变换器本身的损耗, 由式(1)可得每个稳态周期转移至输出负载上的能量为

$$W_T = \frac{1}{2} C_b (U_1^2 - U_2^2) = 2C_b U_S (U_2 + U_S). \tag{10}$$

从而, 在已知输出电压、电流的前提下, 电荷转移频率为

$$f = \frac{U_0 I_0}{2C_b U_S (U_2 + U_S)}. \tag{11}$$

其中,  $U_2$  在电流断续模式下可由式(6)求得。在连续模式下, 由于  $U_2$  又与  $I_0$  及  $f$  有关, 确定  $f$  的方法是, 设输出电压电流已知, 由式(9)、(11)联立求得其交点。

### 3.3 输出纹波

为简单起见, 设输出给负载以稳恒电流  $I_0$ , 在PDM闭环稳压控制作用下, 利用式(10)并假定每周转移至输出侧的能量使输出电压发生  $\Delta U_0$  的增量, 根据每周期电荷转移的能量平衡关系, 可推得输出电压纹波最大值为

$$\Delta U_{\text{omax}} \approx \frac{C_b}{C_o} (U_1 - U_2). \tag{12}$$

可见在电压传输比一定的条件下, 若取  $C_o \gg C_b$ , 输出纹波系数可以很小。

## 4 电压跟踪型 CT-ZCS 逆变器的拓扑组成

交流变频调速采用滞环电流跟踪控制方法, 可以使电机的定子电流瞬态跟踪给定参考信号的变化, 具有跟踪响应速度快、波形好等优点, 其工作机制是对电感器施加正、负两种极性的离散电压脉冲序列, 使电感电流获得正、负两种变化率。通过闭环适当控制电压脉冲的极性和宽度, 来自动调整电感电流瞬态跟踪给定信号的变化。在滞环带足够小的

情况下, 电感电流波形近乎与给定信号成比例地变化。为了建构一种电压跟踪型变换器拓扑, 根据电路的对偶性原理, 可以通过对电容器施加两种极性的离散电流脉冲序列, 来实现电容电压对给定参考信号的跟踪变化。至此, 如何获得极性和宽度均可控的离散电流脉冲序列, 就成为实现电压跟踪变化的关键问题<sup>[10]</sup>。

以图1所示 CT-ZCS 直流变换拓扑作为组成单元, 并且考虑采用两个互补对称(分别输出正、负极性的电流脉冲序列)的拓扑单元交叉联接, 而输出端并联作用于公共的输出电容  $C_o$  及负载, 分别控制输出电容电压的上升跟踪(充电)和下降跟踪(放电), 便由此衍生出一种软开关电压跟踪型 CT-ZCS 逆变器拓扑, 如图4所示。

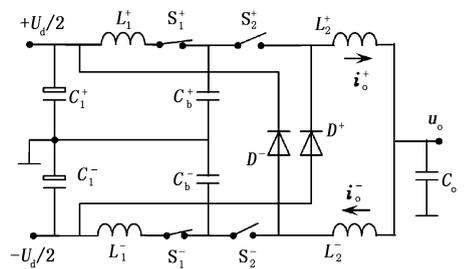


图4 CT-ZCS 逆变器电路拓扑  
Fig.4 CT-ZCS inverter topology

CT-ZCS 逆变拓扑中的软开关谐振电感, 随着开关频率的升高, 通常取值很小。与采用电感相比, 通过岸斗电容来传递能量的机制, 具有体积小、损耗低、节约成本、电磁兼容性好等优点。同时该逆变器具有以下特点: 具有瞬态电压跟踪及模拟化输出电压波形效果; 输出端耐负载冲激不怕短路; 易于多逆变模块  $N+1$  冗余并联及功率均衡协调控制; 软开关换流益于提高逆变器容量和效率等。这些优点已经在由 CT-ZCS 直流变换器构成的直流弧焊电源及短路试验中得到了证实。另外, CT-ZCS 逆变器由于其谐振式零电流开关机制, 开关器件也可以采用快速晶闸管来实现, 加之本拓扑不存在常规桥式逆变器桥臂直通短路的问题, 更宜于扩大输出容量、降低成本和提高可靠性。交流电机的变频调速传动系统, 在由 CT-ZCS 逆变器输出模拟化电压波形作用下, 电机的正弦电流波形和磁链圆轨迹, 以及低频调速运转性能, 将发生质的改善。

逆变器与其负载之间的无功能量交换和在交流有源馈能性负载下的能流逆转功能, 无论对于交流电机变频调速传动, 还是新能源发电并网、DGS、APF 及无功补偿等应用都是非常重要的。无论带何种性质的负载, CT-ZCS 逆变器在功率开关控制时序

不变的情况下,可自动实现能量从交流侧向直流侧回馈。这种作用是通过正反(上下)两组 CT-ZCS 交流单元的交替工作来完成的。比如在图 4 中,当输出瞬时电压为正(负)值时,在反(正)组单元工作期间, $C_o$  通过  $L_2$  和  $D^-$  ( $L_2^+$  和  $D^+$ ) 续流路径能到直流侧正(负)端。由于瞬态电压跟踪的工作机制和  $C_o$  对负载无功能量具有一定缓冲作用,CT-ZCS 逆变器何时转入续能状态,无论负载的能量吞吐状态如何,系统完全是根据保持瞬态电压跟踪波形的需要而自动转换的<sup>[11-12]</sup>。

## 5 CT-ZCS 逆变器的控制及试验结果

结合 CT-ZCS 逆变器的变换特点,提出一种专门适配的“双位三态联锁比较式脉冲密度调制”(DTIC-PDM)控制方法。对输出电压波形进行瞬态采样和反馈,并与输入参考信号比较,将其偏差信号即时转化为对斗电荷转移频度的控制,从而调节给输出电容  $C_o$  充电的离散电流脉冲密度,达到输出电压对输入信号的瞬态跟踪变化。为了实现正负交变的输入参考信号的瞬态跟踪,一方面要控制电流脉冲密度,另一方面还要灵活控制正、反两组 CT-ZCS 交流单元的交替切换。双位三态逻辑信号经过逻辑门形成的交叉联锁逻辑组合,得到双位三态联锁逻辑变量作为两个方波发生器的复位控制信号,从而使每个方波发生器输出的两路驱动脉冲的密度得以调制。两个方波发生器的最高输出频率决定了 CT-ZCS 逆变器 PDM 控制的电流脉冲密度上限值,同时也决定了负载短路时的最大短路电流。将这种通过双位三态逻辑联锁比较器来实现脉冲密度调制的非线性控制方式称作“双位三态联锁比较式”脉冲密度调制(DTIC-PDM)。该调制和控制方式与滞环电流跟踪控制具有一定程度的对偶性,特点也很类似,即简单可靠,响应速度快。此外,也与滞环电流跟踪控制、电流预测控制等非线性控制方法类似,DTIC-PDM 控制将交流侧电压给定波形与反馈信号的跟踪,按照一定偏差容限有机结合在一起,使系统对电路参数,比如电容、电感及内阻和负载变化的敏感度大为降低,有利于提高系统的鲁棒性。

从考察该逆变器的瞬时电压跟踪性能出发,进行了阶梯波电压跟踪控制及单相异步电机变频调速试验研究,主要电路参数如表 2 所示,通过 HP 数字存储示波器所测得的试验波形如图 5 所示。逆变输出频率为 47 Hz,反映了输出电压( $u_o$ )对输入参考信号( $u_b$ )优良的瞬态跟踪特性和模拟化电压波形。该试验波形表明,正反两组独特的协调控制

方法决定了其功率均衡关系和功率流向,而且其输出端的谐振电流脉冲并联机制,不难拓展到多个 CT-ZCS 直流变换拓扑单元或者多个逆变模块输出并联。

表 2 试验电路参数

Table 2 Experimental circuit parameters

参数	数值	参数	数值
$U_d$	600 V	$L_2$	100 $\mu$ H
$U_{opp}$	520 V	$S_1, S_2$	100A/1 200 V
$I_{op}$	3.7 A	$C_o$	60 $\mu$ F
$C_b$	4 $\mu$ F	$f_{max}$	4.6 kHz
$L_1$	10 $\mu$ H		

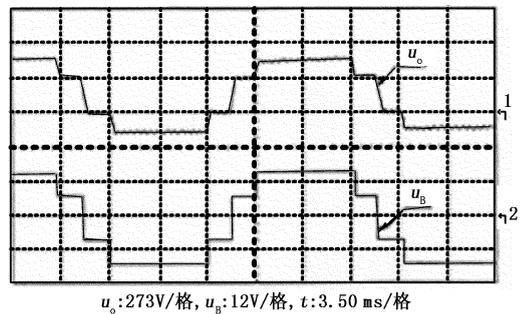


图 5 CT-ZCS 逆变器电压跟踪试验波形

Fig. 5 Voltage tracking experimental waveforms of CT-ZCS inverter

## 6 结束语

提出了一类 CT-ZCS 变换器新型拓扑,通过等效拓扑分解和建立规范化状态轨迹方程及状态轨迹图分析方法,讨论了其变换原理及工作波形,对其工作过程进行了定量分析与研究,分别研究了其电流连续模式和断续模式的判别条件和状态轨迹图差异、开关频率与输出电压纹波计算方法等,得出了一系列有价值的设计与计算公式。在此基础上所构成的 CT-ZCS 软开关逆变器拓扑,具有瞬态电压跟踪及模拟化输出电压波形效果、输出端耐负载冲激不怕短路、易于多逆变模块并联及功率均衡协调控制、软开关换流益于高效大容量等优点。这些优点都是目前交流传动、风力和太阳能发电及并网、DGS、开关式功放、无功补偿及电能质量控制等特别需要且比常规逆变器具有独特优势的方面。结合 CT-ZCS 变换机制及工作特点,采用一种独特的 PDM 控制方法,通过试验验证了 CT-ZCS 逆变器输出电压对输入参考信号优良的瞬态跟踪特性和模拟化电压波形效果。

## 参考文献:

[1] 周谦之. 开关线性复合功率变换技术及其应用[J]. 电

- 工技术学报,2004,19(8):28-33.
- ZHOU Qian-zhi. Switch-linearity hybrid power conversion and its application [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004,19(8):28-33.
- [2] 周谦之,李定,张捍东. 开关-线性复合功率变换机理和实效分析[J]. 电工技术学报,2002,17(4):75-79.
- ZHOU Qian-zhi, LI Ding, ZHANG Han-dong. The analysis on SLH power conversion scheme and its validity [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002,17(4):75-79.
- [3] 陈道炼,张友军. 单极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(4):27-30.
- CHEN Dao-lian, ZHANG You-jun. Research on uni-polarity phase shifting controlled inverters with high frequency pulse AC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2003,23(4):27-30.
- [4] 龚春英,李伟,严仰光. 推挽式单级电流源高频链逆变拓扑研究[J]. 电工技术学报,2005,20(10):2-6.
- GONG Chun-ying, LI Wei, YAN Yang-guang. Research on a push-pull type single-stage DC/AC inverter. [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005,20(10):2-6.
- [5] KREIN P T, BALOG R S, XIN Geng. High-frequency link inverter for fuel cells based on multiple-carrier PWM [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004,19(5):1279-1288.
- [6] 王聪. 软性开关逆变电路及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,1993.
- [7] 张方华,严仰光. 带隔离变压器 DC/DC 变换器零电流转换方案 [J]. 中国电机工程学报,2003,23(9):63-66.
- ZHANG Fang-hua, YAN Yang-guang. ZCT scheme of isolated DC/DC converter [J]. Proceeding of the CSEE, 2003,23(9):63-66.
- [8] 蔡宣三,龚绍文. 高频功率电子学[M]. 北京:科学出版社,1993.
- [9] 邢岩,蔡宣三. 高频功率开关变换技术[M]. 北京:机械工业出版社,2005.
- [10] LAI Zheren, SMEDLEY K M. A new extension of one-cycle control and its application to switching power amplifiers [J]. IEEE Trans Power Electronics, 1996,11(1):99-105.
- [11] ERTL Hans, KOLAR J W, ZACH F C. Basic considerations and topologies of switched-mode assisted linear power amplifiers [J]. IEEE Trans Industrial Electronics, 1997,44(1):116-123.
- [12] SAYED-AMR El-Hamamsy. Design of high-efficiency RF class-D power amplifier [J]. IEEE Trans Power Electronics, 1994,9(3):297-308

(编辑 修荣荣)

(上接第 166 页)

- [6] COLLARD F, FEVE P, PORTIER F. Electricity consumption and ICT in the French service sector [J]. Energy Economics, 2005,27(2):541-550.
- [7] 魏楚. 工业能源效率、节能潜力与影响因素:基于浙江省的实证分析 [J]. 学习与实践,2010,3:16-25.
- WEI Chu. Industrial energy efficiency, energy-saving potential and influencing factors-based on empirical analysis of Zhejiang Province [J]. Learning and Practice, 2010,3:16-25.
- [8] 宣能啸. 我国能源效率问题分析 [J]. 国际石油经济, 2004(9):35-38.
- XUAN Neng-xiao. Analysis of China's energy efficiency [J]. International Petroleum Economics, 2004(9):35-38.
- [9] 蒋金荷. 提高能源效率与经济结构调整的策略分析 [J]. 数量经济技术经济研究,2004(10):16-23.
- JIANG Jin-he. Analysis of energy efficiency's improvement and economic restructuring strategy [J]. Journal of Quantitative & Technical Economics, 2004(10):16-23.
- [10] 白泉,佟庆. 信息化提高工业用能效率从何处做起 [J]. 节能与环保,2004(2):11-14.
- BAI Quan, TONG Qing. How to improve the energy efficiency based on infomationization [J]. Energy Conservation and Environmental Protection, 2004(2):11-14.
- [11] 魏一鸣,廖华. 能源效率的七类测度指标及其测度方法 [J]. 中国软科学,2010(1):128-137.
- WEI Yi-ming, LIAO Hua. Seven energy efficiency indicators and their measurement approaches [J]. China Soft Science, 2010(1):128-137.
- [12] 徐士元. 技术进步对能源效率影响的实证分析 [J]. 科研管理,2009,30(6):16-22.
- XU Shi-yuan. The emprical research on the impact of technical progress against China's energy efficiency [J]. Science Research Management, 2009,30(6):16-22.
- [13] 陈桦,张耀辉. 中国产业结构趋势分析的向量自回归模型 [J]. 科研管理,2008,29(6):189-194.
- CHEN Hua, ZHANG Yao-hui. The vector autoregressive model of Chinese industrial structure trend analysis [J]. Science Research Management, 2008,29(6):189-194.

(编辑 修荣荣)