

双幅有源箝位谐振直流环节逆变器 箝位电压平衡控制策略*

陈沁野, 张德华*, 侯尧杰
(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 针对微型功率双幅有源箝位谐振直流环节逆变器在正常工作过程中, 传统箝位电压平衡母线短路控制策略带来损耗大的问题, 开展了直流环节工作过程的分析, 针对直流环节正常工作的情况下, 箝位电容电压必须能平衡在设定值, 提出了箝位电压平衡母线无短路控制策略, 根据给出的损耗估算方法, 通过 Mathcad 计算, 对比了母线短路控制和无短路控制两种方式下的损耗, 同时计算出了母线无短路控制箝位电容电压纹波不大于 20% 下的箝位电容参数。研究表明: 微型功率 ACRDCLI 箝位电压平衡采用母线无短路线控制, 不但可以减少双幅有源箝位谐振直流环节逆变器的损耗, 并且可以使用薄膜电容作为箝位电容, 以达到微型功率 ACRDCLI 损耗低、寿命长的要求。

关键词: 双幅控制; 谐振直流环; 损耗计算; 箝位电压平衡

中图分类号: TM464 **文献标志码:** A

文章编号: 1001-4551(2012)06-0696-04

Balance control strategy of two-amplitude actively clamped resonant DC-Link inverter clamping voltage

CHEN Qin-ye, ZHANG De-hua, HOU Yao-jie
(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the big loss of the traditional clamping voltage balance control strategies, in two-amplitude actively clamped resonant DC-LINK inverter, the work process of DC link was analyzed. In order to keep the clamp capacitor voltage balance the value set in DC-link work, no short-circuit control was proposed. The DC-link of inverter was calculated by Mathcad. The loss of two modes of short-circuit control and no short-circuit control were compared. Under the no short-circuit control and voltage ripple is not be greater than twenty percent, the parameters of the clamp capacitor were calculated. The results indicate that, the micro-power ACRDCLI clamping voltage balance use no short-circuit control, that can reduce the loss of the DC link and can use thin-film capacitor as a clamp capacitor to achieve the micro-power ACRDCLI low loss and long life requirements.

Key words: two amplitude control; resonant DC-link; loss calculation; clamping voltage balance

0 引言

有源箝位谐振直流环节逆变器 (ACRDCLI) 实现了逆变元件的软开关, 具有结构简单、效率高等优点^[1], 并且通过采用母线电压双幅控制技术^[2-4], 减小了直流环节的损耗, 同时改善了逆变器的控制和输出性能。初

始时刻箝位开关导通, 箝位电压箝位于 KU_d , 当逆变器需要换流时, 箝位开关 S_1 在较大电流时关断, 母线电压谐振到零, 否则仅在较小电流下关断, 母线电压小幅振荡, 双幅控制技术大大降低了直流环节的损耗, 因此逆变器可工作于更高的开关频率, 减小了输出谐波失真。传统的有源箝位谐振直流环节逆变器

收稿日期: 2011-12-14

基金项目: 国家自然科学基金青年科学基金资助项目 (51107117)

作者简介: 陈沁野 (1987-), 男, 浙江台州人, 主要从事电力电子逆变器方面的研究。E-mail: chengqinye@163.com

通信联系人: 张德华, 女, 副教授, 硕士生导师。E-mail: eedzhz@zju.edu.cn

箝位电压平衡控制策略为母线短路控制^[5],在微型功率逆变器中,存在损耗大的问题。

本研究提出一种可以减少损耗的母线无短路控制策略,首先分析双幅控制ACRDCLI电路的工作过程,根据工作过程,给出损耗计算方法^[6],然后在给定的参数下,通过Mathcad软件计算出母线无短路控制方式下的箝位电容平衡关断电流和箝位电容最小值,以及两种控制方式下的损耗值。根据计算结果对比可知,微型功率ACRDCLI箝位电压平衡采用无母线短线控制,效率高,寿命长。

1 双幅控制工作过程

有源箝位谐振直流环节逆变器的等效电路如图1所示。若箝位电容足够大,箝位电容电压视为恒定值 U_c , K 为箝位比, $K=(U_c+U_d)/U_d$,典型值为1.2~1.4。直流环节典型的工作波形如图2所示。

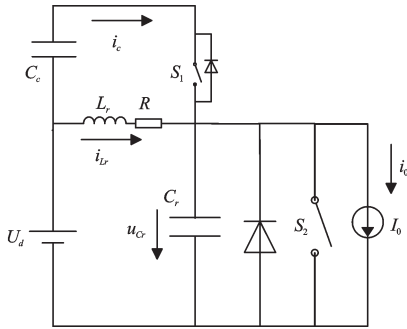


图1 有源箝位谐振直流环节逆变器的等效电路

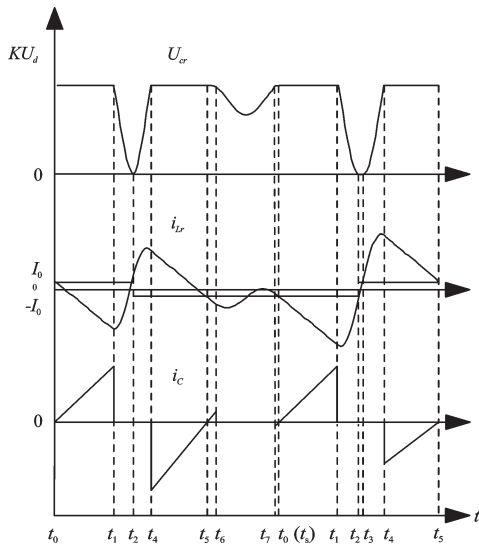


图2 各阶段电路工作波形

1.1 大幅振荡

阶段1 [$t_0 \sim t_1$] : t_0 时刻,谐振电感中的电流为负载电流,母线电压箝位于 KU_d ,箝位开关 S_1 在零电压下导通。谐振电感电流可表示为:

$$i_{Lr}(t) = I_0 e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} + (1-K) \frac{U_d Q}{Z_0} + (K-1) \frac{U_d Q}{Z_0} e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \quad (1)$$

式中: ω_0 —谐振电路的特征角频率, $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$; Z_0 —谐振电路特征阻抗, $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$; Q —谐振电路品质因数, $Q = Z_0/R$ 。

t_1 时刻,箝位开关电流上升至 I_g ,该阶段持续时间 T_1 可通过 $I_0 - i_{Lr}(T_1) = I_g$ 解得。

阶段2 [$t_1 \sim t_2$] : t_1 时刻,箝位开关关断,谐振电感电流为 $I_0 - I_g$,谐振电容电压为零,电路进入谐振状态。谐振电感电流和谐振电容电压的表达式如下:

$$i_{Lr}(t) = I_0 - e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} [I_g \cos(\omega_0 t) + A \sin(\omega_0 t)] \quad (2)$$

$$u_{Cr}(t) = U_d - I_0 \frac{Z_0}{Q} + e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} [B \cos(\omega_0 t) + C \sin(\omega_0 t)] \quad (3)$$

其中:

$$A = I_0/Q + (K-1)U_d/Z_0 - I_g/2Q;$$

$$B = (K-1)U_d + I_0 Z_0/Q;$$

$$C = -I_g Z_0 + Z_0/2Q^2 + (K-1)U_d/2Q。$$

t_2 时刻,谐振电容电压下降到零。根据 $u_{Cr}(t_2) = 0$,可以求得该阶段的持续时间 T_2 及 t_2 时刻谐振电感电流 $i_{Lr}(t_2)$ 的值。

阶段3 [$t_2 \sim t_3$] : 该阶段为二极管续流,谐振电容电压箝位于零。 t_2 时刻,逆变器在零电压条件下换流,换流结束,负载电流 I_0 改变方向,谐振电容中将流过 $2I_0$ 的突变电流。如果负载电流从 $-I_0 \rightarrow I_0$,流经续流二极管的负向电流将使谐振电路中的多余能量回馈到直流电源。该阶段谐振电感电流的表达式如下:

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} + \frac{U_d Q}{Z_0} - \frac{U_d Q}{Z_0} e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \quad (4)$$

t_3 时刻,谐振电感电流为 I_0 ,根据 $i_{Lr}(t_3) = I_0$ 解得该阶段持续时间 T_3 。如果负载电流从 $I_0 \rightarrow -I_0$,谐振电容中有正向电容流过,那么直接进入阶段4。

阶段4 [$t_3 \sim t_4$] : 箝位开关处于关断状态,电路进入谐振阶段,如果负载电流从 $I_0 \rightarrow -I_0$,那么谐振电感电流和谐振电容电压的表达式如下:

$$i_{Lr}(t) = -I_0 - e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} [(-I_0 - i_{Lr}(t_3)) \cos(t\omega_0) + D \sin(t\omega_0)] \quad (5)$$

$$u_{Cr}(t) = I_0 \frac{Z_0}{Q} + U_d - e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} [(U_d + I_0 \frac{Z_0}{Q}) \cos(t\omega_0) + E \sin(t\omega_0)] \quad (6)$$

其中:

$$D = [i_{Lr}(t_2) - I_0]/2Q - U_d/Z_0;$$

$$E = -Z_0 I_0 - Z_0 i_{Lr}(t_2) + \frac{U_d}{2Q} + \frac{I_0 Z_0}{2Q^2}。$$

t_4 时刻,母线电压箝位于 KU_d 。根据 $u_{Cr}(t_4) = KU_d$ 可解得该阶段的持续时间 T_4 和 t_4 时刻的谐振电感电流 $i_{Lr}(t_4)$ 。如果负载电流从 $-I_0 \rightarrow I_0$,同理可计算谐振电感电流和谐振电容电压的表达式。根据 $u_{Cr}(t_4) = KU_d$

可解得该阶段的持续时间 T_4 和 t_4 时刻的谐振电感电流 $i_L(t_4)$ 。

阶段5 [$t_4 \sim t_5$] : t_4 时刻, 箝位开关导通, 谐振电容箝位于 KU_d , 根据阶段1, 同理可计算流过谐振电感的电流和箝位开关的电流的表达式。 t_5 时刻, 根据 $i_c(t_5)=0$ 可以解得该阶段持续时间 T_5 。

1.2 小幅振荡

阶段6 [$t_5 \sim t_6$] : 该阶段的初始状态与阶段1相同, 流过谐振电感电流与式(1)相同。若逆变器不换流, 当箝位开关电流达到 I_s 时, 关断箝位开关, 根据 $i_c(t_6)=I_s$, 可解得该阶段持续时间 T_6 。

阶段7 [$t_6 \sim t_7$] : 箝位开关关断, 电路进入小幅谐振状态, 谐振电感电流和谐振电容电压表达式如下:

$$i_L(t) = -I_0 - e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} [I_s \cos(\omega_0 t) + H \sin(\omega_0 t)] \quad (7)$$

$$u_C(t) = U_d + I_0 \frac{Z_0}{Q} + e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} [J \cos(\omega_0 t) + L \sin(\omega_0 t)] \quad (8)$$

其中:

$$H = -I_0/Q + (K-1)U_d/Z_0 - I_s/2Q;$$

$$J = (K-1)U_d - I_0 Z_0/Q;$$

$$L = -I_s Z_0 + Z_0/2Q^2 + (K-1)U_d/2Q。$$

t_7 时刻, 谐振电容电压被箝位于 KU_d , 根据公式, 可解得该阶段的持续时间 T_7 和 t_7 时刻的电感电流 $i_L(t_7)$ 。

阶段8 [$t_7 \sim t_8$] : 该阶段与阶段5相同, 箝位开关导通, 谐振电容箝位于 KU_d , 流过谐振电感的电流和箝位开关的电流的表达式分别如下:

$$i_L(t) = i_L(t_7)e^{-\frac{\omega_0 t}{Q}} + (1-K)\frac{U_d Q}{Z_0} + (K-1)\frac{U_d Q}{Z_0} e^{-\frac{\omega_0 t}{Q}} \quad (9)$$

$$i_c(t) = -I_0 - i_L(t) \quad (10)$$

t_8 时刻, 根据 $i_c(t_8)=0$ 可以解得该阶段持续时间 T_8 。

2 微型功率双幅控制 ACRDCLI 损耗计算

本研究根据如图1所示的单相全桥电路进行计算, 逆变电路中的开关器件采用 MOSFET。设 MOSFET 的导通电阻为 R_{on1} , 电流下降时间为 t_{f1} 。箝位开关的导通电阻为 R_{on2} , 肖特基二极管正向压降为 V_D , 电流下降时间为 t_{f2} 。器件的存储时间忽略不计。

电路总损耗有谐振电感的等效电阻损耗, 开关元件的通态损耗和开关损耗, 本研究分别计算如下。

2.1 谐振电感的等效电阻损耗

设每个开关周期下等效电阻的损耗计算公式如下:

$$W_1 = \int_0^T i_L^2(t) \frac{Z_0}{Q} dt \quad (11)$$

式中: T —逆变电路的开关周期。

将各个工作阶段的 $i_L(t)$ 表达式代入式(11)中, 可以计算出每个逆变开关周期的损耗, 从而计算一个工频周期下的平均功率。

2.2 开关元件的通态损耗

主开关的通态损耗由负载电流决定, 计算公式如下:

$$P_2 = 2I_{rms}^2 R_{on1} \quad (12)$$

式中: I_{rms} —负载电流有效值。

箝位开关通态损耗由二极管压降损耗和导通电阻损耗。每个开关周期下箝位开关通态损耗计算公式如下:

$$W_2 = \int_0^{T_2} i_c^2(t) R_{on2} dt \quad (13)$$

式中: T_2 —箝位开关导通的时间。

将各个阶段流过箝位开关的电流代入式(13)中, 可以计算出每个开关周期下箝位开关通态损耗, 从而计算一个工频周期中平均功率。

同理可得, 每个开关周期下二极管压降损耗计算公式如下:

$$W_3 = \int_0^{T_3} i_c(t) V_D dt \quad (14)$$

式中: T_3 —二极管导通所持续的时间。

将各个阶段流过二极管的电流代入式(14)中, 可以计算出每个开关周期下二极管导通压降损耗, 从而计算一个工频周期中平均功率。

2.3 开关元件的开关损耗

主开关为零电压开关, 开关损耗可以忽略不计, 箝位开关关断损耗计算如下:

$$W_4 = \frac{2}{3} U_d K t_{f1} I_0 \quad (15)$$

$$W_5 = \frac{1}{3} U_d K t_{f2} I_g \quad (16)$$

根据式(15, 16), 本研究可以得出一个工频周期中开关损耗的平均功率。

3 箝位电容电压平衡控制策略

为了保持直流环节的正常工作, 箝位电容电压必须能稳定在设定值, 释放的电容电量与回馈的电容电量保持平衡。传统的箝位电路控制策略都需要短路母线开关, 调节母线短路时间, 使释放的电容电量与回馈的电容电量保持平衡。

不同换流模式下关断电流和回馈电流的关系如图3所示。为了使谐振电容能够谐振到零, 箝位电容

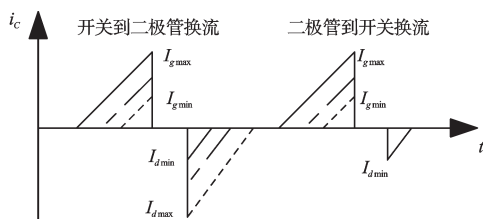


图3 不同换流模式下关断电流和回馈电流的关系

关断电流存在一个最小临界值 $I_{g\min}^{[7-8]}$, 根据以下约束条件可以求得 $I_{g\min}$:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_2) = I_0 \\ u_{Cr}(t_2) = 0 \end{cases} \quad (17)$$

由图3可知,随着箝位电容关断电流逐渐增大,如果在开关至二极管换流模式下,那么存在一个最大关断电流临界值,使得回馈电流达到最小值。根据下式约束条件可以求得 $I_{g\max}$:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_2) = -I_0 \\ u_{Cr}(t_2) = 0 \end{cases} \quad (18)$$

当关断电流分别为 $I_{g\min}$ 和 $I_{g\max}$ 时,反馈电流 I_d 与负载电流的变化关系如图4所示。

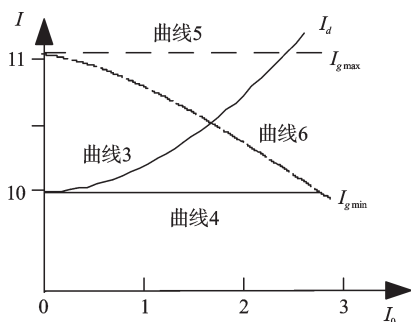


图4 不同关断电流时,反馈电流与负载电流的关系

图4中,曲线3为关断电流为最小临界关断电流(曲线4)时,反馈电流与负载电流的关系。曲线6为关断电流为最大临界值(曲线5)时,反馈电流与负载电流的关系。

由图4中曲线(3,4)可知:当关断电流为 $I_{g\min}$ 时,一个工频周期中,箝位电容释放的电容电量小于回馈的电容电量,导致电容电压升高。

由图4中曲线(5,6)可知:当关断电流为 $I_{g\max}$ 时,一个工频周期中,箝位电容释放的电容电量大于回馈的电容电量,导致电容电压降低。

由上述可得, $I_{g\min}$ 和 $I_{g\max}$ 之间存在一个合适的关断电流,在一个工频周期中使得箝位电容释放的电容电量与回馈的电容电量保持平衡:

$$\sum_0^{I_{0\max}} 2 \int_0^{T_1} i_c(t) dt + \sum_0^{I_{0\max}} \int_0^{T_4} i_c(t) dt + \sum_0^{I_{0\max}} \int_0^{T_5} i_c(t) dt = 0 \quad (19)$$

根据平衡条件式(19),本研究通过 Mathcad 数值计算,就可以搜索出满足式(19)的平衡关断电流,这样就实现了母线电压无短路控制。

4 Mathcad 计算结果

本研究对如图1所示的单相全桥逆变器用 Mathcad^[9]软件进行计算,电路参数如下:

箝位系数 $K=1.2$, 直流电源电压 $U_d=400$ V, 品质因数 $Q=400$, 特征阻抗 $Z_0=40$, 谐振频率 $f_0=300$ K, 负载电流有效值 $I_{rms}=2.10$ A, 输出频率 $f=50$ Hz。逆变开关采用 STB42N65M5, 通态电阻为 0.079 m Ω , 电流下降时间为 13 ns。箝位开关采用 CMF20120D 碳化硅 MOSFET, 通态电阻为 0.08 m Ω , 电流下降时间为 35.6 ns, 肖特基二极管导通压降为 0.5 V。

在 $1/4$ 和 $1/5$ 个工频周期中,关断电流为平衡电流时,箝位电容的电量变化量随时间的变化关系如图5所示。在 $T/4$ 时,箝位电容释放的电容电量等于回馈的电容电量,电容电压保持平衡。本研究设 $q(t)_{\max}$ 为电量变化的最大值, ΔU 为箝位电容允许的电压变化值,那么电容量为:

$$C \geq 2 |q(t)_{\max}| (K-1) U_d / \Delta U^2 \quad (20)$$

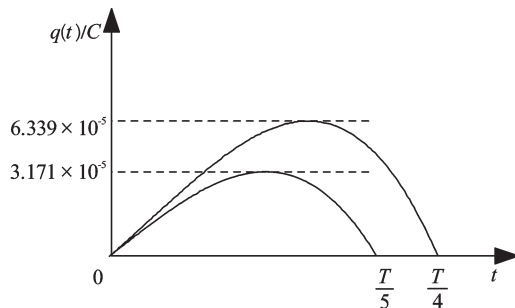


图5 箝位电容电量变化量与时间的关系

$1/4$ 和 $1/5$ 个工频周期时,各参数值如表1所示。

表1 参数值

	$1/4 T$	$1/5 T$
关断电流/A	9.872	9.826
允许电容最小值($U=\pm 20\%$)/ μF	37.25	19.81

根据损耗计算方法,无短路控制损耗值与短路控制损耗值分别如表2所示。

表2 损耗值

	短路控制	无短路控制
等效电阻损耗/W	2.784	2.613
开关元件通态损耗/W	2.204	1.783
开关元件开关损耗/W	2.332	1.792
总损耗/W	7.316	6.188

(下转第704页)

5 结束语

本研究提出了同轴等离子体发生器等离子电弧运行轨迹和旋转速度计算的有效模型和快速计算方法,为工程分析和设计提供了理论依据。与现有成果相比,本研究成果具有算法简单、计算效率高等优点,非常适合工程推广和应用。

参考文献(References):

- [1] 周鹤凌. 大尺度磁旋电弧等离子体的实验研究[D]. 合肥:中国科学技术大学工程科学学院,2008:27-28.
- [2] 茹科夫,科罗捷耶夫,乌柳科夫,等. 热等离子体实用动力学[M]. 北京:科学出版社,1981.
- [3] SHARAKHOVSKY L I. Experimental investigation of an electric arc motion in annular ventilated gap under the action of electromagnetic force[J]. **Journal of Engineering Physics**, 1971(20):306-313.
- [4] ESSIPTCHOUK A M, SHARAKHOVSKY L I, MAROTTA A. A new formula for the rotational velocity of magnetically driven arcs[J]. **Journal of Physics D: Applied Physics**, 2000(33):2591-2597.

- [5] GUO Rui, HE Jun-jia, ZHAO Chun, et al. Rotary Arc Switch and Simulation of the Arc Motion. Proceedings of CSEE on High Voltage. Shenzhen:[s.n.],2007:1323-1327.
- [6] 杜百合,黎林村,马 强,等. 磁驱动旋转电弧运动图像及弧电压脉动的实验研究[J]. 核技术,2005,28(10):746-748.
- [7] 过增元,赵文华. 电弧和热等离子体[M]. 北京:科学出版社,1986.
- [8] TOULOUKIAN Y S. Thermal conductivity: nonmetallic liquids and gases[M]. IFI/Plenum, 1970.
- [9] 朱士尧. 等离子体物理基础[M]. 北京:科学出版社,1983.
- [10] 孙杏凡. 等离子体及其应用[M]. 北京:高等教育出版社,1983.
- [11] 郑春开. 等离子体物理[M]. 北京:北京大学出版社,2009.
- [12] 倪光正,杨仕友,邱 捷,等. 工程电磁场数值计算[M]. 2版. 北京:科学出版社,2010.
- [13] VARGAFTIK N B. Tables on the thermophysical properties of liquids and gases: In normal and dissociated states[M]. Hemisphere Publishing Corporation, 1975.

[编辑:李 辉]

(上接第699页)

5 结束语

本研究根据对双幅有源箝位谐振直流环节逆变器^[10]工作过程的详细分析,应用Mathcad数值计算软件,在一定的参数下,能够在箝位电容最大关断电流与最小关断电流之间搜索出合适的关断电流,使得箝位电容电压实现无短路平衡控制。由损耗计算结果可知,短路控制方式的损耗大于无短路控制方式的损耗,所以通过无短路控制方式,不但能改善传统的母线电压短路控制所带来的弊端,并且在微型功率逆变器中进一步降低了电路的损耗。根据所需最小电容可知,研究者可以选取寿命长的薄膜电容作为箝位电容,以达到微型功率ACRDCI寿命长的要求。

参考文献(References):

- [1] DIVAN D M. The resonant DC link converter—a new concept in static power conversion[J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1989,25(22):317-325.
- [2] YING Jian-ping, HEUMANN K. Two-amplitude active

clamped resonant dc link inverter[C]// IPEMC' 97, 1997: 554-562.

- [3] YING Jian-ping, ZHANG De-hua, WANG Fan-bin, et al. Two-Amplitude Series Actively Clamped Resonant DC-Link Inverter[C]//IEEE-IAS, 2001:1023-1029.
- [4] 李国志. 双幅有源箝位谐振直流环节逆变器的研究[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2002.
- [5] 张德华,应建平,刘 腾,等. 一种新型有源箝位谐振直流环节逆变器控制策略[J]. 电工技术学报,2002,17(2):44-49.
- [6] 张德华,应建平,刘 腾,等. 双幅有源箝位谐振直流环节逆变器的分析和设计[J]. 中国电机工程学报,2002,22(9):48-53.
- [7] 林渭勋. 现代电力电子电路[M]. 北京:机械工业出版社,2006.
- [8] 王 聪. 软开关功率逆变器及其应用[M]. 北京:科学出版社,2000.
- [9] 宋 征,林 勇,王保东,谢国锋. Mathcad7. 0入门及其工程应用[M]. 北京:人民邮电出版社,1999.
- [10] 刘 茜,应建平,刘 腾,等. 双环控制双幅有源箝位谐振直流环节逆变器[J]. 电力电子技术,2001(1):24-25.

[编辑:张 翔]