文章编号：0258-8013 (2008) 33-0044-05 中图分类号：TN 911；TM 73 文献标志码：A 学科分类号：470·40

瞬变电磁法高动态电流陡脉冲发射电路研究

付志红，周雒维

(输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室(重庆大学)，重庆市 沙坪坝区 400044)

Research on High Dynamic Current Steep Impulse Transmitting Circuits for Transient Electromagnetic Method Application

FU Zhi-hong, ZHOU Luo-wei

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology (Chongqing University), Chongqing University, Shapingba District, Chongqing 400044, China)

ABSTRACT: Transient electromagnetic method (TEM) requires the falling-edge of transmitting impulse current to be highly linear and stable with short turn-off time, good coherence, and no current overshoot. Full-bridge converter can be applied to yield the bipolar impulse current. While under the condition of low bus-voltage, large load inductance and small load resistance, it is difficult to meet the requirement of TEM. This paper represented a constant voltage clamp pulse transmitting circuit and discussed its relative problems, such as circuit parameters calculation, energy feedback and dissipation, etc.. The proposed circuit was compared with some existing TEM transmitting circuits including ameliorated RCD, inductance energy decay device (IEDD) and quasi-resonance TEM transmitting circuits by simulations and experiments. The results show that the proposed circuit has shorter turn-off time, higher linearity and lower energy consumption, and the calculated optimal circuit parameters are independent of load, power supply and transmitting current. The influence of interdiction diode location on the performance of pulse current falling-edge was discussed, and some schemes for different output powers were proposed.

KEY WORDS: power electronics; steep impulse current; linearity; turn-off time; transient electromagnetic

摘要：瞬变电磁法(transient electromagnetic method，TEM)要求激励脉冲电流下降沿高度线性、稳定，并具有关断延时短、无电流过冲和良好的正负向一致性等特点，全桥电路可用于产生双极性电流脉冲，但在母线电压低、负载电感量大、回路电阻小的情况下，脉冲的前后沿波形形状难以满足瞬变电磁法要求。提出恒压钳位电流陡脉冲发射电路，讨论了电路参数计算、能量回馈和损耗等问题，采用仿真和实验方法，与改进 RCD 缓冲器、电感能量衰减器(inductance energy decay device，IEDD)和准谐振发射电路作了对比分析。结果表明，推荐电路关断延时短，下降沿线性度高且斜率可调，电路参数最优解与负载、电源和输出电流不相关，改善了上升沿波形，减小了能量损耗。讨论阻断二极管位置对关断性能的影响并提出了在不同输出功率情况下的推荐方案。

关键词：电力电子；电流陡脉冲；线性度；关断延时；瞬变电磁法

0 引言

瞬变电磁法是一种地球物理探测方法，它将双极性脉冲电流注入发射线圈，激发一次脉冲磁场，通过对感应二次场的研究，得到地下地质结构信息。瞬变电磁法场源产生双极性脉冲电流，脉冲电流波形质量影响到测量的准确性和浅层探测[1-2]，要求下降沿线性度高、关断延时短(电流下降到零的时间)、正负向一致性好、无电流过冲。电磁发射技术是 TEM 核心技术之一，长期制约着我国瞬变电磁探测技术的发展。

瞬变电磁法发送线圈具大感性、低回路电阻特点，供电电源采用电瓶组，供电电压低。如用全桥电路产生双极性脉冲电流，RCD 或 RC 缓冲电路吸收负载或分布电感能量，则难以产生理想的脉冲电流。脉冲电流质量与吸收电路拓扑、元件参数、负载特性、母线电压相关。常规吸收电路造成下降沿减幅振荡，持续时间与电路参数有关；对于感性负载，电感量越大，关断延时越长；母线电压越低，关断延时越长[3]。

形成线[4-5]和文献[6]利用非线性电容的方法，是针对高功率窄脉冲电流的整形技术，但对产生有

基金项目：国家自然科学基金项目(50577071)；三峡库区生态环境教育部重点实验室访问学者基金(KLVF-2007-1)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50577071).

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

一定宽度、幅值稳定、线性下降的电流脉冲无能为力。文献[7-8]提出了高动态脉冲电流源，但上升、下降特性都与电源相关。文献[3,9]利用谐振原理，加速了电流下降，但电路参数的最优解与负载、脉冲电流幅值相关，导致输出特性无法达到最优。文献[10-14]介绍了吸收网络参数计算方法，但对本文关心问题并没有讨论。目前，高度线性、高度稳定、短关断延时的电流陡脉冲形成技术仍是瞬变电磁场源技术的热点，本文提出了恒压钳位线性陡脉冲发射电路，讨论了电路原理、参数计算、前沿提升、能量损耗和阻断二极管位置等问题。

1　恒压钳位陡脉冲发射电路

对于大电感负载，如果忽略负载电阻 R_L，由 $u_o(t)=L\mathrm{d}i_o(t)/\mathrm{d}t$ 可知，要想电流线性下降，就需使得 $u_o(t)$在下降沿期间恒定，式中 L、$u_o(t)$、$i_o(t)$为负载电感、电压和电流。根据该思想，理想的负载电流、电压波形如图 1。图中，U_s 为电源电压；U_1 为下降沿期间的钳位电压。

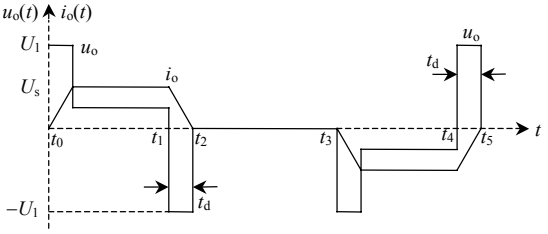


图 1　理想的负载电流、电压波形

Fig. 1　Desired load current and voltage waveforms

推荐电路如图 2，开关 J_1、J_2、J_3、J_4 构成全桥电路，R_L、L 为负载等效模型，虚线框 1 中的二极管 D_6、D_7 为钳位二极管。虚线框 2 为可调钳位电压源，u_{C1} 为输出电压，C_1 电压的稳定通过 J_5、R_1 和滞环控制实现，多余能量回馈到电源。D_8 切断了负载与电源的续流通路，使关断时 $i_o(t)$特性与电源无关，称阻断二极管。

t_0~t_1 期间，J_1、J_4 导通，正向供电，电流上升。当 $t=t_1$ 时，$i(t_1)=I_0$，J_1、J_4 截止，负载、D_7、C_1、D_2 形成续流通路，负载能量转移到 C_1，$u_o(t)$被钳位到 u_{C1}。如果 $u_{C1}(t)=-U_1$ 恒定，则 $u_o(t)$在电流下降期间不变，$i_o(t)$线性下降。在负向供电过程中，$t=t_4$ 时，J_2、J_3 关断，负载、D_6、C_1、D_4 形成续流通路，同样，$i_o(t)$线性下降。

$u_{C1}(t)$的稳定由虚线框 2 实现。设定稳压值为 U_1，当 $u_{C1}<U_1$，J_5 截止，C_1 充电；当 $u_{C1}>U_1$，J_5 导通，C_1 放电，一部分能量由 R_1 消耗，另一部分回馈到电源。设定适当的 U_1，可确保系统的安全。

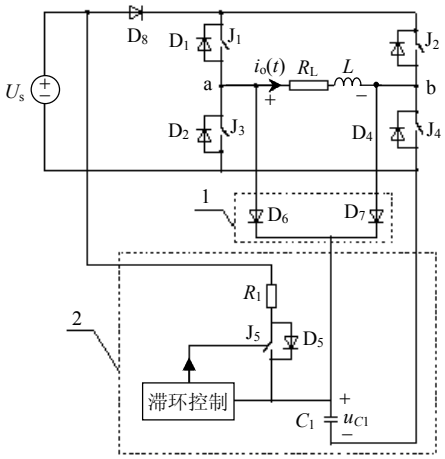


图 2　恒压钳位陡脉冲发射电路

Fig. 2　Voltage stabilizing clamp steep pulse transmitting circuit

二极管 D_5 有着积极意义。当系统通电时，$u_{C1}(t_0)=0$，如果没有 D_5，J_1、J_4 导通时，U_s、D_8、J_1、D_6、C_1 形成通路，必然产生瞬间大电流。D_5 给通电时 C_1 的预充电提供了通路，保障了供电时的安全。

当负载电流衰减至零后，负载能量应全部转移至 C_1 中，为保证系统安全，应满足 $\max(u_{C1})<U_J$，U_J 为电子开关额定耐压。

$$\frac{1}{2}LI_0^2<\frac{1}{2}C_1U_J^2-\frac{1}{2}C_1U_1^2 \tag{1}$$

C_1 应满足

$$LI_0^2/(U_J^2-U_1^2)<C_1 \tag{2}$$

实际上，为了使稳压效果更好，C_1 取值应更大，但 C_1 过大，会使上电变慢。

电流脉冲下降沿表达式为

$$i_o(t)=-\frac{U_1}{R_L}+(I_0+\frac{U_1}{R_L})\mathrm{e}^{-\frac{R_L}{L}(t-t_1)},\quad t_1\le t\le t_2 \tag{3}$$

令式(3)为零，得关断延时

$$t_d=-\frac{L}{R_L}(\ln\frac{U_1}{U_1+I_0R_L}) \tag{4}$$

从式(4)看出，调节 U_1，可以调节电流下降沿的斜率。U_1 增大，t_d 减小。如果令 $U_1=U_J$，电流以最大斜率下降，可得到电路最小关断延时。

对于常规 RC、RCD 缓冲电路，负载能量皆由电阻损耗，但图 2 电路中，部分能量回馈到电源。为了衡量回馈能量的大小，定义馈能比λ，即关断期间回馈能量与关断时负载电感储能比。λ越大，表示回馈能量越多，对减少系统损耗、缩小仪器体积有积极意义。

在电流下降沿期间，馈能比

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

$$\lambda_1 = \frac{U_s}{U_1} \tag{5}$$

由于 U_1>>U_s，负载能量主要被 R_1 消耗，向电源回馈能量很少。

2 前沿提升

2.1 前沿提升原理

若在图 2 电路中增加二极管 D_9 和 C_2，如图 3，负载能量回馈至 C_2，而不是回馈到电源，使得 C_2 电压上升至 U_f。在下一次脉冲上升沿，C_2 能量释放，由于 U_f>>U_s，加速了电流的上升，D_9 和 C_2 称为提升电路。

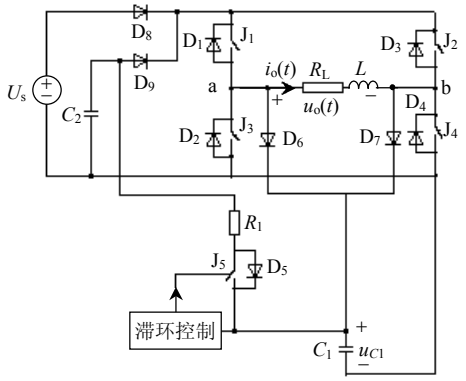


图 3 前沿提升恒压钳位电路

Fig. 3 Rising-edge enhancing voltage stabilizing clamp steep pulse transmitting circuit

电流的上升分为 2 个阶段：C_2 能量释放阶段和电源供电阶段。

1）C_2 能量释放阶段。

假设在前一个负半周电流下降期间 C_2 电压已经升至 U_f，在 t=t_0 时释放，可推导出

$$i_o(t) = \frac{U_f}{L\omega_d} e^{-\alpha(t-t_0)} \sin\omega_d(t-t_0) \tag{6}$$

$$u_o(t) = \frac{\omega_0 U_f}{\omega_d} \cdot e^{-\alpha(t-t_0)} \sin[\omega_d(t-t_0)+\theta] \tag{7}$$

式中：$t_0 < t < t_s$；$\omega_0 = 1/\sqrt{LC_2}$；$\alpha = R/(2L)$；$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$。

2）电源供电阶段。

在 t=t_s 时，$u_{C2}(t_s)$=U_s，D_9 导通，负载转由电源 U_s 供电。

$$i_o(t) = \frac{U_s}{R} + [i_o(t_s) - \frac{U_s}{R}]e^{-(t-t_s)/\tau},\ t_s < t < t_1 \tag{8}$$

简化分析，设 C_1 足够大，使得 $u_{C1}(t)$=U_1 为常数，J_5 在电流下降沿期间始终处于导通状态，R_1 电流、C_2 电压可根据三要素法得出其解析表达式，由此推导转移到 C_2 中的能量 W_{C2} 和 R_1 消耗能量 W_{R1}

$$W_{C2} = C_2(U_f^2 - U_s^2)/2 \tag{9}$$

由式(8)可得到 W_{R1}，并由 W_{R1}+ W_{C2}=0.5LI_0^2 和式(9)，消掉 C_2，得

$$W_{R1} = \frac{1}{2}LI_0^2(1 - \frac{U_s + U_f}{2U_1}) \tag{10}$$

从上式看出，R_1 的能量损耗是 U_f 的函数，U_f 越高，R_1 耗能越小。因 U_s≤U_f≤U_1，如取 U_f=U_1，由 W_{R1}+ W_{C2}≤0.5LI_0^2 知，C_2 的取值需满足

$$C_2 \geq LI_0^2/[2U_1(U_1 - U_s)] \tag{11}$$

如果 U_s=38 V，R_L=0.5 Ω，L=1.9 mH，U_f=U_1=600 V，I_0=57 A，按式(2)、(11)计算，C_1=5.72 μF，C_2=9.15 μF。

由式(7)计算，当 t=t_s=201 μs 时，u_{C2} 降至 U_s，此时 $i_o(t_s)$=40.5 A。如果没有提升电路，电流上升至 40.5 A 将需要 2.89 ms(令式(8)中 t_s=0、$i_o(t_s)$=0 计算得出)。可见，提升电路大大缩短了电流上升时间。

2.2 馈能分析

图 3 电路在母线增加了 D_9，但由于仅在 C_2 放电期间导通，其损耗是非常小的。由于 u_{C2} 在下降沿期间升高了，由式(5)定性判断，馈能效果将得以改善。以提升效果最好时的参数 U_f = U_1 讨论，每个周期正、负向供电，负载释放能量两次。

由式(10)得馈能比

$$\lambda_2 = 1 - W_{R1}/(1/2LI_0^2) = \frac{1}{2} + \frac{U_s}{2U_1} \tag{12}$$

由式(12)、(5)比较，图 3 电路的馈能比明显高于加提升环节时的电路。

在同等电源电压、负载情况和发射电流的情况下，对比改进 RCD、IEDD 和准谐振发射电路和本文电路性能。按 U_s=38 V，R_L=0.5 Ω，L=1.9 mH，I_0=57 A，U_1=600 V 计算，改进 RCD、IEDD 和准谐振发射电路参数按文献[3]的最优解求解方法得出。下降沿线性度γ按文献[3]的方法计算。计算得出的 t_d、γ和λ见表 1。K 表示电路参数最优解与电源、负载的相关性，M 表示是否具有上升沿提升能力。

表 1 各种电路拓特性对比

Tab. 1 Performance comparison of TEM transmitting circuits

电路结构	t_d/μs	γ/%	λ/%	M	K
改进 RCD	280	84	0	×	√
IEDD	280	84	100	√	√
耗能型准谐振	233	94.8	0	×	√
馈能型准谐振	280	84	100	√	√
恒压钳位	171	99.62	6	×	×
前沿提升恒压钳位	171	99.62	53	√	×

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

由表 1 可见，图 3 电路较图 2 电路的能量回馈效果更好，有 54%的能量实现了回馈，下降沿特性相同。与已报道文献相比，提出电路关断延时大大缩短，线性度得到很大提高，并且，最优参数与负载、脉冲电流无关。

3　实验研究

按照图 2 和图 3 电路进行实验，U_s=38 V，R_L=0.5 Ω，L=1.9 mH，I_0=57 A，U_1=600 V，R_1=10 Ω，C_1=330 μF，开关采用 1 200 V、100 A 的 IGBT。

脉冲电流下降沿波形见图 4 中实线，实测 t_d=175 μs。虚线①、②分别为在同样负载、电压应力和输出电流情况下，耗能型和馈能型准谐振整形电路的关断延时理论值。

图 4 显示电流下降沿线性度很好，实测关断延时与理论计算比较接近，陡度比其它发射电路明显提高。图 5(b)为图 5(a)钳位电压的展开，在电流下降沿期间负载出现很高的电压，实际的 U_0=600 V。

图 6 为加上升电路前后的电流脉冲波形对比，可见，提升电路的波形上升沿得到极大提升，更接近于理想的电流脉冲波形。

图 7 显示了下降沿陡度可控特性，发送电流

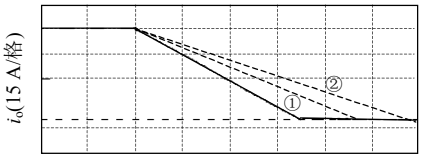


图 4　实测脉冲电流下降沿波形图

Fig. 4　Actual transmitting current falling-edge waveform

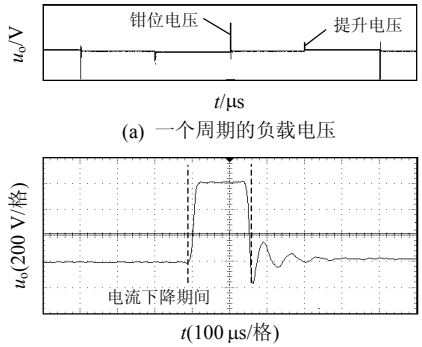
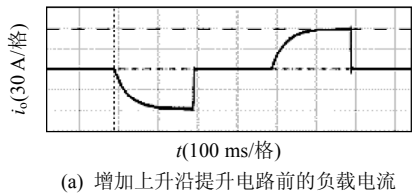


图 5　实测电流下降沿期间的负载电压波形

Fig. 5　Load voltage experimental waveform



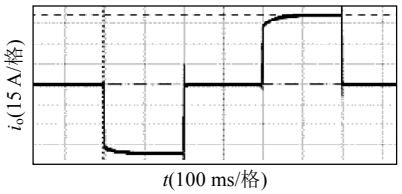


图 6　增加上升沿提升电路前后负载电流对比

Fig. 6　Comparison of load current waveforms before and after applying rising-edge enhancing circuit

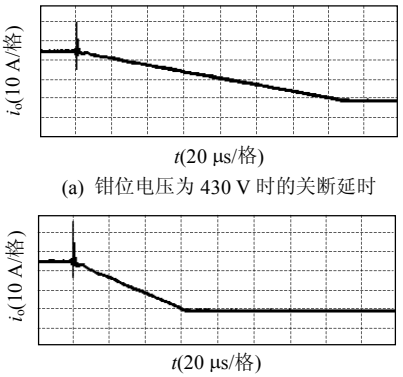


图 7　关断延时随钳位电压变化

Fig. 7　Turn-off time varing along with clamp voltage

28 A。提高钳位电压，关断延时明显缩短，但由此也可看出，电路性能的提高是以牺牲电子开关耐压为代价。

4　关于阻断二极管位置的讨论

图 2 中阻断二极管 D_8 位置有 3 种选择：母线中(见图 2)，需要二极管最少(1 个)；上桥臂中，需要 2 个二极管；4 个桥臂中，需要二极管最多(4 个)。阻断二极管位置的不同，对电流下降沿波形形状的影响是不一样的，特别是小电流的高速关断，阻断二极管位置可能对电路性能产生影响。

1）阻断二极管位于母线中。切断了负载、开关寄生二极管与供电电源的续流通路，但没有切断负载在全桥电路内部的续流通路。由于驱动电路不同，元器件参数的差异，主桥臂中同一对开关管的关断有先后，当某一只开关管先关断后，可通过桥臂对角另一只开关，在全桥内部形成续流通路，使得 $i_o(t)$下降的初始时刻取决于主桥臂最后关断开关管的关断时刻。

2）阻断二极管位于上桥臂中。二极管切断了负载和上桥臂的续流通路，但未切断负载与下桥臂间的续流通路，使得 $i_o(t)$下降的初始时刻取决于下桥臂开关管的关断时刻。

3）阻断二极管位于 4 个桥臂中。切断了桥臂

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

内部的续流通路，使得 $i_o(t)$下降的初始时刻取决于主桥臂最先关断开关管的关断时刻。

TEM 要求，电流脉冲下降时刻应与控制信号同步，显然，第 3）种方式响应速度最快，但功率消耗最大、二极管数量最多，适合小功率应用。如果大功率 TEM 应用，则适合采用第 1）种方式。

5 结论

论文提出的恒压钳位线性陡脉冲发射电路是理想的高动态脉冲电流源：下降沿线性度高，可实现下降沿斜率可调；与已报导的双极性电流源相比，关断延时最短；提升电路减少了能量损耗，缩短了脉冲上升时间；电路参数最优解不随电源、负载、电流幅值变化。阻断二极管位置的不同，对电流关断时刻的影响是不一样的。

参考文献

[1] Fitterman D V，Anderson W L．Effect of transmitter turn-off time on transient soundings[J]．Geoexploration，1987，24(2)：131-146．

[2] 白登海．瞬变电磁法中两种关断电流对响应函数的影响及其应对策略[J]．地震地质，2001，23(2)：245-251．
Bai Denghai．The effect of two types of turn-off current on TEM responses and the correction techniques[J]．Seismology and Geology，2001，23(2)：245-251(in Chinese)．

[3] 付志红，周雒维．两种新颖的准谐振型电流陡脉冲整形电路[J]．中国电机工程学报，2006，26(5)：70-75．
Fu Zhihong，Zhou Luowei．Two novel quasi-resonant steep current impulse rectifying circuits[J]．Proceedings of the CSEE，2006，26(5)：70-75(in Chinese)．

[4] Rim G，Pavlov E P，Lee H，et al．Pulse forming lines for square pulse generators[J]．IEEE Transactions on Plasma Science，2003，31(2)：196-200．

[5] Jiang Weihua，Yatsui K，Takayama K，et al．Compact solid-state switched pulsed power and its applications[J]．Proceedings of the IEEE，2004，92(7)：1180-1196．

[6] Rim G，Lee H，Pavlov E P，et al．Fast high-voltage pulse generation using nonlinear capacitors[J]．IEEE Transactions on Plasma Science，2000，28(5)：1362-1367．

[7] Leban，VonEina D．Pulse current source with high dynamic [C]．Computer as A Tool EUROCON 2003，Ljubljana，Slovenia，2003．

[8] Voncina D，Nastran J．Current source for pulse plating with high d*i*/d*t* and low ripple in steady state[C]．The IEEE International Symposium on Industrial Electronics，Bled，Slovenia，1999．

[9] Turoskey P，Zach S．Deep earth detection by EM signals[C]．The 21st IEEE Convention of the Electrical and Electronic Engineers in Israel，Tel-Aviv，Israel，2000．

[10] 吴洪洋，邓焰，何湘宁．一种新颖的多电平逆变器无源无损吸收电路[J]．中国电机工程学报，2002，22(10)：71-76．
Wu Hongyang，Deng Yan，He Xiangning．A novel passive lossless snubber for multilevel inverters[J]．Proceedings of the CSEE，2002，22(10)：71-76(in Chinese)．

[11] 邓焰，吴燮华，何湘宁，等．一种新型高功率逆变桥臂无源无损耗吸收电路[J]．中国电机工程学报，2000，20(3)：5-9．
Deng Yan，Wu Xiehua，He Xiangning，et al．A novel passive lossless snubber for power inverter bridge legs[J]．Proceedings of the CSEE，2000，20(3)：5-9(in Chinese)．

[12] 唐欣，罗安，李刚．大功率绝缘栅双极晶体管模块缓冲电路的多目标优化设计[J]．中国电机工程学报，2004，24(11)：144-147．
Tang Xin，Luo An，Li Gang．Multi-objective optimal design of snubber circuits for high power IGBT modules[J]．Proceedings of the CSEE，2004，24(11)：144-147(in Chinese)．

[13] 李正国，罗安，马国喜．大功率静止同步补偿装置 IGBT 模块吸收保护电路参数的多目标优化设计[J]．电网技术，2004，28(13)：40-44．
Li Zhengguo，Luo An，Ma Guoxi．Multi-objective optimal design of IGBT snubber circuit parameters for high power statcom[J]．Power System Technology，2004，28(13)：40-44(in Chinese)．

[14] 赵正毅，魏念荣，赵良炳，等．一般缓冲电路的模型及三电平 IGBT 变流器内外元件电压不平衡机理[J]．中国电机工程学报，2000，20(6)：30-34．
Zhao Zhengyi，Wei Nianrong，Zhao Liangbing，et al．Modeling for general snubber circuits and the reason for voltage unbalance between the inner and outer devices in three level IGBT converters [J]．Proceedings of the CSEE，2000，20(6)：30-34(in Chinese)．



付志红

收稿日期：2008-06-24。

作者简介：

付志红(1966—)，男，教授，研究方向为电力电子、电磁探测技术与仪器，fuzhihong@cqu.edu.cn；

周雒维(1954—)，男，教授，博士生导师，研究方向为电力电子技术。

(编辑 刘浩芳)

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net