

IGBT 逆变器吸收电路的研究

An Investigation to the Snubber Circuit of IGBT Inverter

西南交通大学 徐晓峰 连级三 (成都 610031)

承德石油高等专科学校 李风秀 (承德 067000)

摘要:在分析无吸收电路的 IGBT 逆变器的基础上,研究了 IGBT 逆变器的吸收问题;探讨了适合 IGBT 逆变器的几种吸收电路结构,并对其进行了仿真和实验验证。

Abstract: Based on the analysis of the snubberless IGBT inverter, the paper investigates the snubbing problems in IGBT inverter and discusses several suitable snubber configurations. The results are verified by computer simulations and experiments.

叙词: 逆变器/吸收电路 绝缘栅双极型晶体管

Keywords: inverter; snubber circuit; IGBT

1 前言

在以 GTO、GTR 为代表的自关断器件发展过程中,为减小吸收电路损耗,人们提出了多种低损耗吸收电路,如 Undelland 吸收电路^[1]、型吸收电路和 MaMurry 吸收电路^[2],并成功地用于 1000kVA 以上的 GTO 逆变器^[3]。随着 IGBT 的出现及其广泛的应用,人们又对用 Undelland 吸收电路的 5kVA IGBT 逆变器进行了研究^[4]。型吸收电路也被成功地用于 800kVA 的三电平 IGBT 逆变器中^[5]。与 GTO 或 GTR 相比,IGBT 的特性既有相似之处,又有不同之处,因此,对 IGBT 逆变器吸收电路的要求不同于 GTO 或 GTR 逆变器。

2 无吸收电路的 IGBT 逆变器

无吸收电路的 IGBT 逆变器是否能正常工作,应当满足下述条件:

正常情况下工作时,器件的开关轨迹应在器件的安全工作区以内,并应有足够的裕量;

在 PWM 方式下工作时,器件的总损耗应小于其允许的耗散功率,并应有足够的裕量;

发生短路时,应使器件能在可承受的短路时间和门极关断耐量范围内尽快关断,并保证从短路到关断的运行轨迹在器件的安全工作区以内(包括非重复区)。

2.1 器件的开关轨迹分析

在 IGBT 正常开通过程中,由于二极管的反向恢复,会使 IGBT 的集电极出现电流峰值。

二极管的反向恢复电流峰值与正向电流 i_F 、正向电流下降速率 di_F/dt 、结温及二极管承受的反压有关。在设计上,应保证 IGBT 在结温为 125℃、IGBT 开通及负载情况下,反向恢复电流的峰值不超出器件的 FBSOA。

在 IGBT 关断过程中,因分布电感的作用,会使 IGBT 的集电极出现电压峰值 U_{CEP} 。这一情况在短路关断时表现得最为严重,必须将 U_{CEP} 限制在 RBSOA 之内。例如,若最大直流电压 $U_{DC} = 650V$ 时,模块端子的最大电压为:

$$U_{mod} = U_{CE} - L_{int} \frac{di}{dt} = 1150V \quad (1)$$

式中 U_{CE} —— 器件最大集射极电压, $U_{CE} = 1200V$

L_{int} —— 模块内部的分布电感, $L_{int} = 20nH$

$\frac{di}{dt}$ —— 器件临界电流上升率, $\frac{di}{dt} = 2500A/\mu s$

直流环路允许的最大分布电感为:

$$L_{max} = \frac{U_{mod} - U_{DC}}{di/dt} = 200nH \quad (2)$$

只要保证直流环路的分布电感 L_s 小于 200nH,且短路时关断电流的下降速度不超过 2.5A/ns,就能在发生短路的情况下使器件的关断轨迹仍保持在 RBSOA 以内。上述两点可通过合理的布线和对短路进行软关断而实现。

2.2 无吸收电路的 IGBT 逆变器损耗分析

2.2.1 IGBT 的开关损耗

(1) IGBT 的开通损耗

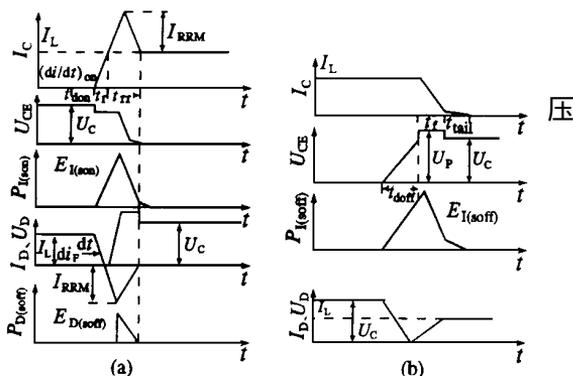
图 1 示出 IGBT 的开关损耗波形。由图 1

可近似求得每个脉冲 IGBT 的开通损耗 (mJ) :

$$E_{I(\text{son})} = \left[U_c - L_s \frac{di}{dt} \right]_{\text{on}} I_c \left(1 + \frac{I_{RRM}}{2 I_c} t_{rr} + \frac{t_f}{2} \right) \quad (3)$$

式中 U_c ——集电极电压
 I_c ——集电极电流

若增大 IGBT 的开通速度,可减小 IGBT 的开通损耗。然而,开通速度主要受驱动电路参数的影响,同时增大 L_s ,可使 U_c 在开通电流上升的初始阶段有较大的下降。



(a) 开通损耗波形 (b) 关断损耗波形

图 1 IGBT 逆变器的开关损耗波形

- 图中 t_{don} ——开通延迟时间
- t_r ——开通上升时间
- t_{rr} ——二极管的反向恢复时间
- t_{doff} ——关断延迟时间
- t_{tail} ——尾部电流 i_{tail} 下降时间
- t_f ——关断下降时间
- $(di/dt)_{\text{on}}$ ——开通电流上升率
- I_{RRM} ——二极管反向恢复电流

(2) IGBT 的关断损耗

每个脉冲 IGBT 的关断损耗可近似为:

$$E_{I(\text{soff})} = \frac{1}{2} U_c I_c (t_f + t_{\text{doff}}) \quad (4)$$

若减小关断时的 U_c 上升速度,可减小 $E_{I(\text{soff})}$ 。关断过程中 I_c 的下降速度主要取决于器件的总充电电荷和少子寿命^[6]。

(3) 二极管的关断损耗

每个脉冲二极管的关断损耗可近似为:

$$E_{D(\text{soff})} = 0.5 I_{RRM} U_c \frac{t_{rr}}{2} \quad (5)$$

2.2.2 IGBT 和二极管的总开关损耗

工作在 VVVF 方式时,在正弦波输出的半周内,IGBT 的总开关损耗可近似表示为

$$P_{I(\text{sw})} = (E_{I(\text{son})} + E_{D(\text{soff})}) f_{\text{sw}} \quad (6)$$

式中 f_{sw} ——逆变器的载波频率

续流二极管的总开关损耗可近似为:

$$P_{D(\text{sw})} = E_{D(\text{soff})} f_{\text{sw}} \quad (7)$$

2.2.3 每个单元的通态损耗

(1) IGBT 的通态损耗

工作在 VVVF 方式时,IGBT 的通态损耗可近似为:

$$P_{I(\text{on})} = I_c U_{CE(\text{SAT})} \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3} \cos \theta \right) \quad (8)$$

式中 $\cos \theta$ ——正弦波输出功率因数

$U_{CE(\text{SAT})}$ ——IGBT 的饱和压降

D ——占空比

(2) 二极管的通态损耗

工作在 VVVF 方式时,二极管的通态损耗:

$$P_{D(\text{on})} = I_c U_{FC} \left(\frac{1}{8} - \frac{D}{3} \cos \theta \right) \quad (9)$$

由上述关系可得 IGBT 的总损耗 P_C 和二极管的总损耗 P_D 分别为

$$P_C = P_{I(\text{on})} + P_{I(\text{sw})} \quad (10)$$

$$P_D = P_{D(\text{on})} + P_{D(\text{sw})} \quad (11)$$

2.2.4 计算实例

表 1 给出计算参数。由表 1 数据,可求出 IGBT 的开通电流上升速率,即续流二极管的电流下降速率 $di_c/dt = di_f/dt = I_c/t_r = 450\text{A}/\mu\text{s}$ 。已知,二极管的续流电流为 180A,根据产品说明给出的二极管模块的特性曲线,考虑不同电流下降速率的修正系数。当结温为 125 时,可取 $I_{RRM} = 30\text{A}$ 。由式 (3)、(4)、(5) 可求得 $E_{I(\text{soff})} = 38\text{mJ}$, $E_{I(\text{son})} = 25.4\text{mJ}$, $E_{D(\text{soff})} = 0.97\text{mJ}$;由式 (8)、(9) 可求出 $P_{I(\text{on})} = 82\text{W}$, $P_{D(\text{on})} = 38\text{W}$ 。设器件的最大结温 T_c 不超过 125,则可得下述热方程为:

$$T_{K(\text{max})} = T_c - [R_{\text{th}(c-f)} + R_{V\text{th}(f-c)}] P_I - (R_{\text{th}(c-f)} + R_{V\text{Dth}(f-c)}) P_D \quad (12)$$

式中 $T_{K(\text{max})}$ ——散热器的最高温度

- $R_{th(cf)}$ ——模块的接触热阻
- $R_{Vth(jc)}$ ——IGBT 部分热阻
- $R_{VDth(jc)}$ ——续流二极管部分热阻

表 1 计算参数

电路参数	器件参数	设计参数
$U_c = 650V$ $I_C = 180A$ 模块: CM200-24H	IGBT: $U_{CE(sat)} = 3.5V$ $R_{Vth(jc)} = 0.085 / W$ $t_r = 400ns$ $t_r = 350ns$ $t_d(off) = 300ns$ 二极管: $R_{VDth(jc)} = 0.18 / W$ $R_{th(cf)} = 0.09 / W$ $t_{rr} = 0.6\mu s$	$f_{sw} = 5kHz$ $cos = 0.8$ $D = 0.5$

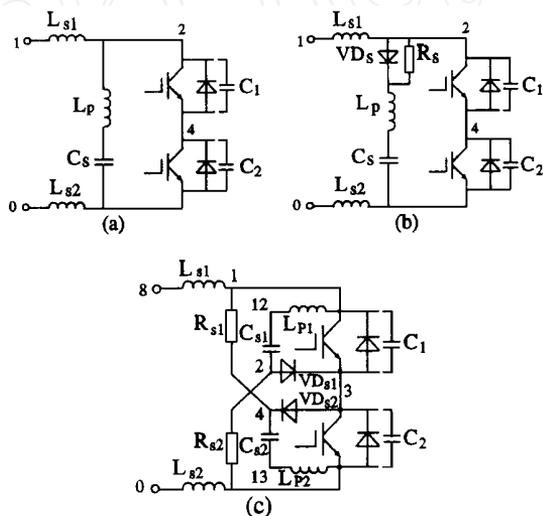
将已知量代入式 (12) 可得 $T_{K(max)} = 82.3$ 。由此可见,由于 IGBT 的开关速度快,所以从 100kVA IGBT 逆变器的损耗分析来看,无吸收电路的 IGBT 逆变器是可行的。

由 IGBT 的开关特性可知,改变门极驱动参数,可减小 $E_{I(son)}$ ^[6]。虽然增加 L_s ,也能减小 $E_{I(son)}$,但在关断时开通吸收电感将增大器件的关断电压峰值;从发生短路到门极开始软关断的时延为 3~4 μs ,而当 $U_{CE} = 800V$ 时,IGBT 的短路安全工作区达 6~10 I_C ,故无须用开通吸收电感来限制短路电流的上升速度。因此,原则上,IGBT 逆变器无需开通吸收电感。另外,门极驱动参数对 $E_{I(soff)}$ 的影响不大,减小 $E_{I(soff)}$ 主要依靠关断吸收电路。

3 IGBT 逆变器的过电压吸收

图 2 示出三种过电压吸收电路的原理。该

电路能够限制关断时器件承受的过电压,其共同特点是吸收电容 C_s 的电压等于电源电压。在下次关断前,仅电压过冲部分的能量回馈电源(部分消耗在电阻中),就可避免电容过多的充放电,使吸收电路有较低的功耗,但器件的 $E_{I(soff)}$ 并未减小。图 3 示出吸收电路的典型关断波形。表 2 给出钳位吸收电路的波形分析。



(a) A 型 (b) B 型 (c) C 型
图 2 过电压吸收电路原理

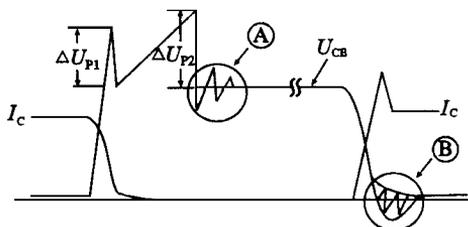


图 3 过电压钳位电路的开关波形

表 2 钳位吸收电路的波形分析

项目	出现的原因	解决方法
U_{p1}	器件关断时,因 i_{tail} 和 L_p 引起的过电压 $U_{p1} = L_p(di/dt)$	尽量减小 L_p ,减小器件关断时的 di/dt
U_{p2}	因 L_s 的储能转移到 C_s 而引起的过电压 $U_{p2} = \sqrt{L_s/C_s} I_C$	尽量减小 L_s
振荡	因吸收二极管反向恢复引起的振荡	选用快恢复二极管
振荡	因器件反并联二极管的反向恢复和器件开通时的 di/dt 因素,使 C_s 与 L_s 共振引起的振荡	器件的反并联二极管应有快软恢复特性

由图3可知, U_{p1} 由 L_p 引起,它与 I_C 、 L_p 、 di/dt 有关。 U_{p2} 因 L_s 引起,它与 I_C 、 L_s 、 C_s 大小有关。过电压吸收电路参数计算如下。

IGBT 关断时, L_s 的储能转移到 C_s 中,有:

$$\frac{1}{2} L_s I_C^2 = \frac{1}{2} C_s (U_{CEP} - U_c)^2 \quad (13)$$

若确定最大过电压,可计算出合适的 C_s 值:

$$C_s = L_s (I_C / U_{p2})^2 \quad (14)$$

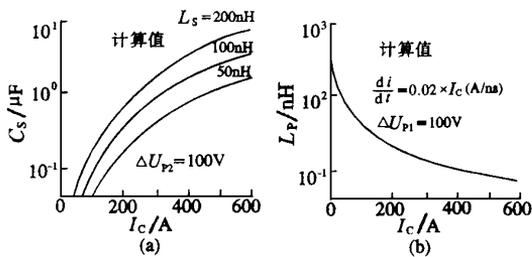
为保证器件再次关断前能放完 C_s 的过电压能量, R_s 可按下式取值, 即

$$R_s = \frac{1}{3 C_s f_{sw}} \quad (15)$$

为防止 C_s 放电产生振荡, 应使放电按过阻尼进行, 因此吸收电路的参数可按式校验。

$$R_s \geq \frac{1}{2} \sqrt{L_s / C_s} \quad (16)$$

如图 4, 过电压 U_{p1} 、 U_{p2} 限制在 100V, I_C 的下降速度为 $di/dt = 0.02 I_C$ (A/ns)。



(a) L_s 的影响 (b) L_p 的影响

图 4 L_s 、 L_p 对吸收电路参数的影响

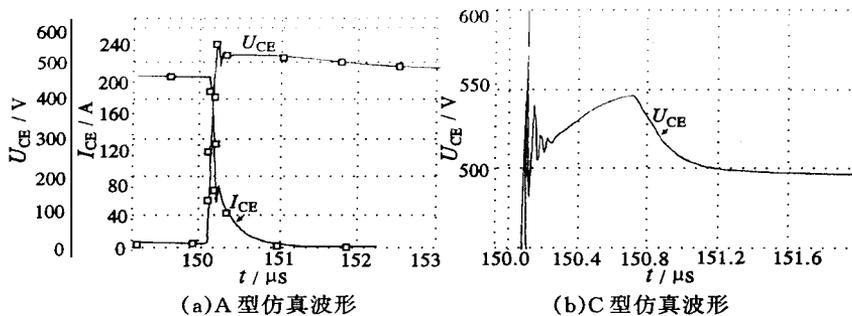
由图 4a 可知, 在确定关断过电压的情况下, 对相同电流等级的器件, L_s 越大, 所需的 C_s 也越大。表 3 给出不同电流等级的器件对 L_s 的限制及 C_s 的最小值。

表 3 L_s 的推荐限制值

电流等级	C_s	L_s	L_p
15 ~ 75A	0.2 μ F	< 200nH	< 70nH
100 ~ 200A	0.8 μ F	< 100nH	< 20nH
300 ~ 400A	1.6 μ F	< 50nH	< 10nH
600A	3.6 μ F	< 50nH	< 7nH

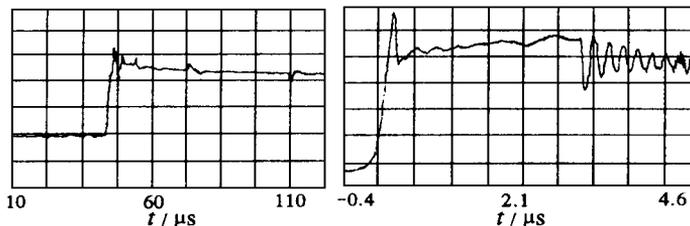
4 仿真及实验结果

我们对采用图 2 中 A、C 型吸收电路的 100kVA 逆变器进行了计算机仿真和实验, 图 5 示出仿真结果和实验结果。可见, 仿真和实验结果与理论分析结果是一致的。图 5a 的模拟条件为: $L_s = 100nH$, $C_s = 4\mu F$, $L_p = 20nH$; 图 5b 的模拟条件为: $L_s = 100nH$, $R_{s1} = R_{s2} = 20 \Omega$, $C_{s1} = C_{s2} = 0.8\mu F$ 。



(a) A 型仿真波形

(b) C 型仿真波形



(c) A 型实验波形

(d) C 型实验波形

图 5 图 2 中 A、C 型吸收电路的仿真和实验波形

5 结论

通过对无吸收电路 IGBT 逆变器的分析和吸收电路的实验可得下述结论:

(1) 由于 IGBT 开关速度快, 原则上 IGBT 逆变器可不要吸收电路。

(2) 可以通过优化驱动参数来减小 IGBT 的开通损耗。虽然增加开通吸收电感可减小开通损耗, 但存储在其中的能量, 在器件关断时仍需消耗在吸收电路中, 因此 IGBT 逆变器无需开通吸收电感, Undelland 和 Macland 吸收电

路不适合 IGBT 逆变器。

(3) 过电压吸收电路适合于 IGBT 逆变器, 其优点在于电路简单, 吸收电路损耗小。图 2A 型或 B 型适合于 10 ~ 100A 的 6 单元模块; 图 2A 型适合于 150 ~ 300A 的两单元模块; 图 2C 型适合于 400A 以上的一单元模块。这种吸收电路的缺点在于: 对安装布线要求严格, 一般需采取措施, 尽量减小分布电感; 因它并不减小开关损耗, 因此一般载波频率不超过 5kHz。逆变器的容量超过 200kVA 时, 必须采取特殊的散热措施来解决热集聚问题。

(4) 对超过 300kVA 或更大容量的逆变器, 吸收电路是较好的方案, 其优点在于: 既能减小关断损耗, 又能限制加在器件上的过电压, 而且在 IGBT 关断时, 吸收电容能向负载放电, 且吸收电容的取值比单独的 RCD 小一半, 因此吸收电路的损耗小得多; 其缺点在于: 当 IGBT 开通时, 会附加一个对电容的充电电流, 造成开通时的浪涌电流, 因此需在 IGBT 的集电极上

加一个几微亨的小电感, 以限制开通浪涌电流。

参 考 文 献

- 1 Tore Undeland. A Snubber Configuration for Both Power Transistors and GTO PWM Inverters. PESC 84, 1984: 42 ~ 53
- 2 W. McMurry. Efficient Snubber for Voltage-source GTO Inverter. IEEE Trans. on Power Electron., 1987, 2(3): 264 ~ 272
- 3 吴茂杉. GTO 主变流器设计中的主要问题分析. 机车电传动, 1997(1): 39 ~ 42
- 4 Frede Blaabjerg. Snubbers in PWM-VSI Inverter. PESC 92, 1992: 104 ~ 111
- 5 神保佳司, 矶部荣介. 高耐压 IGBT を用いた新しいインバータ制御システム. 日立评论, 1994, 76(5): 21 ~ 26
- 6 Rahul S. Chokhawala. Gate Drive Consideration for IGBT Module. IEEE Trans. on Ind. Appl., 1996, 31(3): 603 ~ 611

收稿日期: 1997-10-15

定稿日期: 1998-02-29

作者简介

徐晓峰: 男, 1963 年 12 月生, 博士, 讲师。从事磁悬浮列车变流装置的研究, 其方向为电力电子技术及其应用。

连级三: 男, 1936 年 3 月生, 博士生导师, 教授。主要从事磁悬浮列车方面的研究。

李风秀: 女, 1963 年 9 月生, 硕士, 讲师。主要从事 CAD 方面的科研与教学。

(上接第 84 页)

参 考 文 献

- 1 Unitrode L TD. Unitrode Integrated Circuits UC3726/UC3727 Data Sheet. Unitrode L TD, 1994.
- 2 Mickey M. C. New Chip Pair Provides Isolated Drive

for High Voltage IGBTs. Unitrode Integrated Circuits Application Note # U - 143, Unitrode L TD, 1994.

收稿日期: 1997-10-05

定稿日期: 1998-04-05

作者简介:

吕 振: 男, 1964 年 2 月生, 硕士, 工程师, 研究方向为电力传动与微机控制。

陈政石: 男, 1954 年 8 月生, 高级工程师, 研究方向为电力传动及自动化。

彭继慎: 男, 1969 年 4 月生, 硕士, 讲师, 研究方向为电力传动及计算机仿真。