

IGBT 的开关过电压保护电路研究

龚 斌 贾正春 熊娅俐 许 强 (华中科技大学 430074)

摘 要 分析了 PWM 逆变器开关过电压吸收电路的工作原理, 推导出吸收电路的参数计算公式, 并给出设计实例和实验结果。

关键词 吸收电路 开关过电压 PWM 逆变器

1 引言

开关过电压是 IGBT 在开关状态转换过程中产生的过电压, 也叫瞬态过电压, 消除这种电压尖峰的电路叫吸收电路 (snubber)。回路中引线的杂散电感 L_S 和开关转换时的电流变化率就产生开关过电压, 即 $L_S di/dt$ 。现代电路设计中, L_S 可以大幅度地减小, 特别是续流二极管的性能优化, 使 di_r/dt 大大降低。但随着 IGBT 的速度加快, 电容量增大, 关断时的电流变化率仍然很大。因此, 在 50A 以上元件的系统中, snubber 电路仍然是很有必要的。为了减少吸收电路损耗, 在 GTO 和 BJT 的应用中, 人们提出了多种低损耗的吸收电路, 如 Undeland、McMurry 吸收电路, 在此基础上人们对 IGBT 逆变器的保护进行了卓有成效的研究, 但是对于 PWM 逆变器吸收电路的工作原理和参数计算没有一个统一的认识。本文详细地分析了

PWM 逆变器吸收电路的工作原理, 提出了参数计算公式, 同时提供了设计实例和实验结果, 证明了原理分析和设计计算是正确的。

2 工作原理与参数计算

图 1 是当前普遍采用的 PWM 逆变器的吸收电路, 图 1a 是将 C_1 、 C_S 、 R_S 、 VD_S 的 snubber 电路做成一个单元电路, 直接压在 IGBT 模块的正负母线上, 构成三相公共的一个吸收电路, C_1 直接跨在母线上是提供续流二极管的反向恢复电流 i_r 和吸收 di_r/dt 的, R_S 、 C_S 、 VD_S 是用来吸收开关元件状态转换时由负载电流所引起的过电压。图 1 中两种 snubber 电路的工作原理是基本相同的, 只是工作周期不同而已, 一般条件下取 $C_1 = C_S$ 。引线的杂散电感, 我们是以 10cm 长的引线为 $0.1\mu H$ 来估计, 并以集中电感 L_S 代替。吸收电路在开关截止过程中, 其工作原理如下。

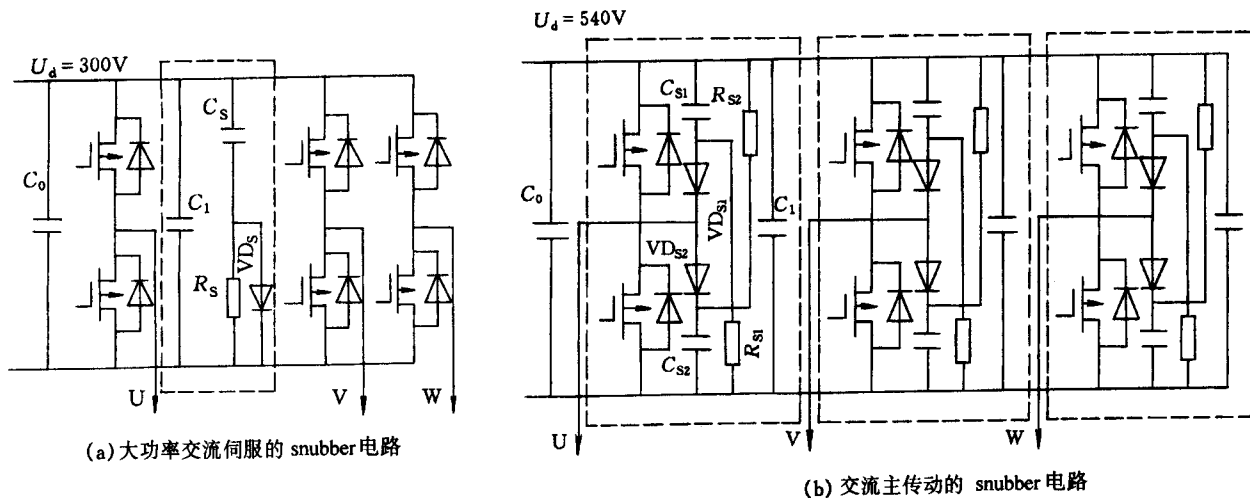


图 1 PWM 逆变器开关过电压保护电路

2.1 开关截止转换时 IGBT 和 C_s 的换流过程

这一阶段实际就是负载电流转换的过程，由于开关转换过程中的电压电流瞬时值只能以拟似线性变化来考虑，所以这一过程也可以叫线性化换流过程。在逆变器“零矢量”开关模式下过电压最严重，这样图1中两个吸收电路的等效电路和电流波形如图2所示。其中， $i_T = I_L (1 - t/t_f)$ ， $i_{VDS} = I_L/t_f$ ， $i_{VDS} + i_T = I_L$ 。当 $t = t_f$ 时，开关截止。这一过程结束时，电容电压和电流为

$$\left. \begin{aligned} u_{CS}(t_f) &= U_d + \frac{I_L}{2C_s} \cdot t_f \\ i_{VDS}(t_f) &= I_L \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

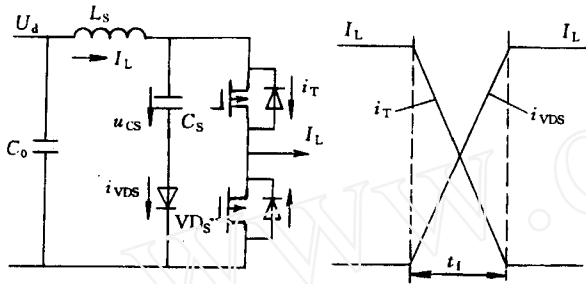


图2 线性化换流过程的等效电路和电流波形

2.2 电感 L_s 谐振放能过程及电容 C_s 的容量计算

当 PWM 逆变器是“零矢量”开关模式时，逆变器与直流电源没有电流回路，过电压最严重，由此得到谐振放能的等效电路如图3所示。当开关元件速度很快时， t_f 是纳秒级，当电容取值足够大时，可以忽略开关电流转换阶段电容电压的升高，即式(1)中右边的第二项可以忽略不计，解此电路得

$$u_{CS1} = U_d + \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} I_L \sin \omega_0 t \quad (2)$$

$$\Delta u \% = \frac{I_L}{U_d} \sqrt{\left(\frac{t_f}{2C_s}\right)^2 + \frac{L_s}{C_s}} \approx \frac{I_L}{U_d} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{CSPK} &= U_d + \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} I_L = U_d(1 + \Delta u \%) \\ C_s &= \frac{L_s I_L^2}{(u_{CSPK} - U_d)^2} = \frac{L_s I_L^2}{(\Delta u \% U_d)^2} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

由此可见，电感 L_s 的储能完全等于电容 C_s 电压升高 $\Delta u \% U_d$ 所需要的电荷。式(3)中 $\Delta u \%$ 为过电压保护程度，一般设定为 15%。但选定 C_s 容量之后，实际的保护程度 $\Delta u \%$ 是根据式(3)计算的数值。

2.3 电容 C_s 的放电过程及电阻 R_s 的计算

当前述谐振放能过程进行到 $\omega_0 t = \pi/2$ 时，电容电压最大，而谐振电流 $i_{VDS} = 0$ ，之后电容 C_s 通过电阻 R_s 、电源

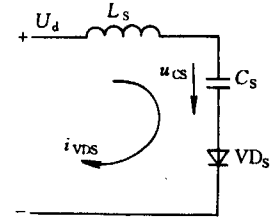


图3 谐振放能等效电路

和负载放电。在放电期间，认为负载是恒流源。由于 C_0 远远大于 C_s ，把储能电容 C_0 的电压看成是恒压源，有了负载后，可不计 L_s 对放电的影响。这样就得到放电时的等效电路，如图4所示。解此电路得

$$\left. \begin{aligned} \frac{u_{CS} - U_d}{R_s} &= i_{CS} = -C_s \frac{du_{CS}}{dt} \\ \ln\left(\frac{U_d - u_{CS}}{U_d - u_{CSPK}}\right) &= \ln\left(\frac{U_d - u_{CS}}{-\Delta u \% U_d}\right) = -\frac{t}{R_s C_s} \\ u_{CS2} &= U_d(1 + \Delta u \% e^{-\frac{t}{R_s C_s}}) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

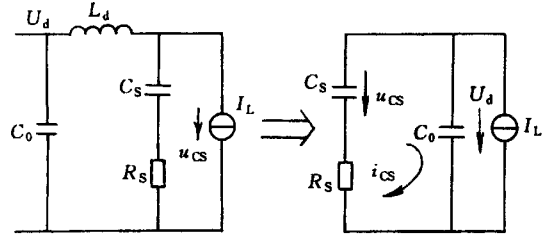


图4 电容 C_s 放电时的等效电路

上式中，电容的电压 u_{CS} 从 u_{CSPK} 放电到 U_d 的时间与电路结构有关。对图1b电路，这个放电时间就是一个 PWM 周期（忽略开关转换的下降时间和 L_s 、 C_s 谐振放能的时间 $\pi/(2\omega_0)$ ），图1a电路的放电时间最大为单相电路的 1/3 即 $T_s/3$ ，最小以 $T_s/6$ 来考虑。设在 Δt 放电时间内， u_{CS} 降到 $1.01U_d$ ，这样对于图1a的电路

$$\left. \begin{aligned} R_s &= \frac{-T_s/6}{C_s \ln\left(\frac{U_d - u_{CS}}{U_d - u_{CSPK}}\right)} \\ &= \frac{-T_s/6}{C_s \ln\left(\frac{1 - 1.01}{1 - 1.15}\right)} = \frac{1}{16.248 f_s C_s} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

对于图1b的单相电路

$$R_s = \frac{-T_s}{C_s \ln\left(\frac{U_d - u_{CS}}{U_d - u_{CSPK}}\right)}$$

$$= \frac{-T_s}{C_s \ln\left(\frac{1-1.01}{1-1.15}\right)} = \frac{1}{2.71 f_s C_s} \quad (7)$$

注意式 (6) 与式 (7) 中的 $\Delta u\%$ 是按设定的保护程度 $\Delta u\% = 15\%$ 来计算的, 在选定 C_s 之后应按实际的 $\Delta u\%$ 或 u_{CSPK} 值代入。只要满足 $R_s \geq 2\sqrt{L_s/C_s}$, 就尽量取小的电阻值。因为 R_s 越小, C_s 就越大, 对限制过电压 $\Delta u\% U_d$ 越有利。电容 C_s 的放电电流

$$i_{RS} = i_{CS} = -C_s \frac{du_{CS}}{dt} = \frac{\Delta u\% U_d}{R_s} e^{-\frac{t}{R_s C_s}} \quad (8)$$

R_s 的功率损耗, 在图 1a 三相公共一组吸收电路中为

$$\begin{aligned} P_{RS} &= \frac{3}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{6}} i_{RS}^2 R_s dt \\ &= \frac{3}{2} C_s f_s (\Delta u\% U_d)^2 (1 - e^{-\frac{T_s}{3R_s C_s}}) \\ &\approx \frac{3}{2} C_s f_s (\Delta u\% U_d)^2 = \frac{3}{2} f_s L_s I_L^2 \quad (9) \end{aligned}$$

在图 1b 单相电路中, 由于每个桥臂只有正弦半波电流, 所以

$$\begin{aligned} P_{RS} &= \frac{1}{2T_s} \int_0^{T_s} i_{RS}^2 R_s dt \\ &= \frac{1}{4} C_s f_s (\Delta u\% U_d)^2 (1 - e^{-\frac{2T_s}{R_s C_s}}) \\ &\approx \frac{1}{4} C_s f_s (\Delta u\% U_d)^2 = \frac{1}{4} f_s L_s I_L^2 \quad (10) \end{aligned}$$

式 (9) 和式 (10) 说明, 吸收电路总的损耗是相等的, 同时可以看出, R_s 的功率损耗与电阻的阻值和电容 C_s 的容量无关, 而与杂散电感 L_s 和 PWM 调制频率的乘积成正比, 与负载电流的平方成正比。但必须指出的是, 这个放电是通过负载放电的, 电容 C_s 能量的一部分传给负载了, 加上不是每个开关脉冲电感电流都是最大值 I_L , 因此, 电阻 R_s 的实际损耗远比这个计算值小。

2.4 二极管 VD_s 的容量设计

流过二极管的电流由两部分组成, 在 t_f 期间

$$\begin{aligned} i_{VDS} &= \frac{I_L}{t_f} t, \text{ 在电感谐振放能阶段的电流为} \\ i_{VDS} &= C_s \frac{du_{CS}}{dt} = C_s \frac{d}{dt} \left[U_d + \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} I_L \sin \omega_0 t \right] \\ &= I_L \cos \omega_0 t \quad (11) \end{aligned}$$

由此可求得二极管 VD_s 电流的有效值, 在图 1a 三

相电路中为

$$\begin{aligned} I_{VDF} &= \sqrt{\frac{3}{T_s} \left[\int_0^{t_f} \left(\frac{I_L}{t_f} t \right)^2 dt + \int_0^{\frac{\pi}{2\omega_0}} (I_L \cos \omega_0 t)^2 dt \right]} \\ &= I_L \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(t_f + \frac{3\pi}{4\omega_0} \right)} \quad (12) \end{aligned}$$

对于图 1b 单相电路, 一相电流的正负半周各在上下桥臂通过, 因此

$$\begin{aligned} I_{VDF} &= \sqrt{\frac{1}{2T_s} \left[\int_0^{t_f} \left(\frac{I_L}{t_f} t \right)^2 dt + \int_0^{\frac{\pi}{2\omega_0}} (I_L \cos \omega_0 t)^2 dt \right]} \\ &= I_L \sqrt{\frac{1}{2T_s} \left(\frac{t_f}{3} + \frac{\pi}{4\omega_0} \right)} \quad (13) \end{aligned}$$

由于有效值相等, 可求得二极管 VD_s 的标称电流为 $I_{VDS} = 2I_{VDF}/\pi$ 。必须指出的是, 式 (13) 不能完全作为二极管电流容量的选择, 必须考虑重复冲击电流 I_L 的影响。一般都是由重复脉冲幅值 I_L 来决定它的容量选择, 同时选用快恢复二极管。

2.5 snubber 电路的电压、电流波形

snubber 电路工作一个周期的电压、电流波形如图 5 所示。

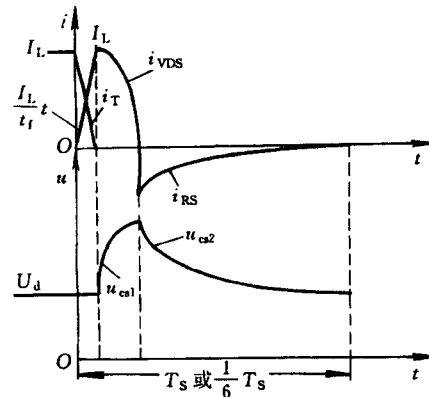


图 5 电压、电流波形

3 设计举例

设计 15kW 交流主轴传动系统 PWM 逆变器的吸收电路, 采用 IGBT 参数 SKM200GB124D 1200V 200A 两单元模块。关断时的下降时间 $t_f = 50\text{ns}$, $f_s = 10\text{kHz}$, $U_d = 540\text{V}$, 引线杂散电感 $L_s = 200\text{nH}$, 最大负载电流 $I_L = \sqrt{2} k_s I_\varphi = 140\text{A}$, 保护程度要小于 15%。

电路如图 1b 所示, 先设保护程度 $\Delta u = 15\%$

(1) 电容 C_s 的计算

$$C_S = \frac{L_S I_L^2}{(\Delta u \% U_d)^2} = \frac{200 \times 10^{-9} \times 140^2}{(0.15 \times 540)^2}$$

$$= 0.579 \times 10^{-6} \text{F}$$

选 $C_1 = C_S$ 为 $0.68 \mu\text{F}$ 1200V 的无感电容。实际的

$$\text{保护程度 } \Delta u \% = \sqrt{\frac{L_S I_0}{C_S U_d}} = \sqrt{\frac{0.2}{0.68} \times \frac{140}{540}} = 14\%$$

(2) 换流过程中电容 C_S 的电压上升值

$$u_{CS}(t_f) = U_d + \frac{I_L}{2C_S} t_f = U_d + \frac{140 \times 50 \times 10^{-9}}{2 \times 0.68 \times 10^{-6}}$$

$$= 540 + 5.147 = 545.15 \text{V}$$

由此可见, 因为 t_f 很小, $\frac{I_L}{2C_S} t_f$ 完全可以忽略。

(3) 谐振角频率

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_S C_S}} = 2.7116 \times 10^6 \text{rad/s}$$

$$\text{特性阻抗 } Z_S = \sqrt{\frac{L_S}{C_S}} = \sqrt{\frac{0.2}{0.68}} = 0.5423 \Omega$$

谐振到 $\omega_0 t = \frac{\pi}{2}$ 的时间

$$t = \frac{\pi}{2} \times \frac{1}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} \times \frac{1}{2.7116 \times 10^6} = 0.58 \times 10^{-6} \text{s}$$

(4) 二极管 VD_S 电流的有效值为

$$I_{\text{VDF}} = I_L \sqrt{\frac{1}{2T_S} \left(\frac{t_f}{3} + \frac{\pi}{4} \times \frac{1}{\omega_0} \right)} = 140 \times$$

$$\sqrt{\frac{1}{200 \times 10^{-6}} \times \left(\frac{0.05 \times 10^{-6}}{3} + \frac{\pi}{4} \times \frac{1}{2.7116 \times 10^6} \right)}$$

$$= 5.48 \text{A}$$

电流的标称值为

$$I_{\text{VDS}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{VDF}} = \frac{2}{\pi} \times 5.48 = 3.5 \text{A}$$

考虑高频脉冲电流幅值 $I_L = 140 \text{A}$ 的影响, 要选用 1200V 30A $t_f \leq 50 \text{ns}$ 的快恢复二极管。

(5) 电容 C_S 放电过程和 R_S 的计算

根据式 (6)

$$R_S = \frac{-T_S}{C_S \ln \left(\frac{1-1.01}{1-1.14} \right)}$$

$$= \frac{-100 \times 10^{-6}}{0.68 \times 10^{-6} \times \ln \left(\frac{-0.01}{-0.14} \right)} = 55.72 \Omega$$

因为 $2 \sqrt{\frac{L_S}{C_S}} = 2 \times 0.5423 = 1.08 \Omega$, 所以取 $R_S = 10 \Omega$ 。

这样电容 C_S 的放电电流为

$$i_{CS} = \frac{\Delta u \% U_d}{R_S} e^{-\frac{t}{R_S C_S}}$$

$$= \frac{0.14 \times 540}{10} e^{-\frac{t}{10 \times 0.68 \times 10^{-6}}} = 7.56 e^{-0.147 \times 10^6 t}$$

放电时间及电阻 R_S 的功率损耗为

$$\Delta t = -C_S R_S \ln \left(\frac{U_d - u_{CS}}{U_d - u_{\text{CSPK}}} \right)$$

$$= -0.68 \times 10^{-6} \times 10 \times \ln \left(\frac{1-1.01}{1-1.14} \right)$$

$$= 17.95 \times 10^{-6} \text{s}$$

$$P_{RS} = \frac{1}{4} f_S L_S I_L^2 = \frac{1}{4} \times 10^4 \times 0.2 \times 10^{-6} \times 140^2$$

$$= 9.8 \text{W}$$

(6) 设计数据分析 前述的设计计算从原理上讲是正确的, 但由于最大负载电流 $I_L = \sqrt{2} k_5 I_\varphi$ 是正弦电流的幅值, 其中 k_5 为电动机过载系数, I_φ 是电动机相电流的有效值。由此可见, 在正常运行不过载时, 负载电流的最大值为 $\sqrt{2} I_\varphi$, 所以电阻 R_S 的功率损耗只有上述计算值的 $1/(\sqrt{2} k_5)^2$ 。很明显, 如果过载倍数 $k_5 = 2$, $P_{RS} = 9.8 \times (1/8) = 1.225 \text{W}$, 再考虑通过负载放电的因素, 其值就更小了。过载运行时, 考虑正弦电流有效值的关系, 其功率损耗也只有 $P_{RS} = 9.8 \times (\sqrt{2})^2 = 4.9 \text{W}$ 。因此, 实际采用 $R_S = 10 \Omega$ 5W 的金属膜电阻, 允许过载时间 30min。

4 实验结果

我们在 $27 \text{N} \cdot \text{m}$ 伺服系统上采用 SMK50 GB063D 两单元 IGBT 模块做了原理性测试实验, 实验选用参数: $t_f = 30 \text{ns}$, $L_S = 200 \text{nH}$, 母线电压 300V, 实验结果如下。

(1) 不加 snubber 电路, 电动机轻载堵转, 并调到观察相电流最大位置时堵死, 相电流 $I_L = \sqrt{2} I_\varphi = 5 \sqrt{2} \text{A}$ 。观测到最大 $\Delta u = 200 \text{V}$, 这时开关元件的电压达 500V。

(2) 在上述实验条件下, 加装 snubber 电路, 选 $C_S = C_1$ 为 $0.22 \mu\text{F}$, 结果电容电压只有 5V 左右。

(3) 加装 snubber 电路, 在电动机过载堵转, $I_L = \sqrt{2} k_5 I_\varphi = 42 \text{A}$ 时, 测得过电压保护程度 $\Delta u \% = 13\%$, $u_{\text{CSPK}} = 340 \text{V}$, 与理论计算基本一致。

(下转第 21 页)

