

# 同步整流管的损耗分析\*

郑峰 杨旭 王兆安 西安交通大学(710049)

**摘要:**讨论了同步整流管在工作过程中损耗产生的原因,给出了各种损耗的具体计算公式。通过理论和实验证明了公式的正确性。

**关键词:**同步整流管 导通损耗 驱动损耗 输出电容损耗 体内二极管反向恢复损耗 开关损耗

## 1 前言

随着现代高速超大规模集成电路的发展,要求其供电电源电压也不断降低;同时,高功率密度的 DC-DC 电源也不断涌现,这些装置都普遍采用了同步整流管。因而,分析同步整流管上的损耗,设置合理的散热条件,成为装置安全、可靠工作的重要保证。

## 2 同步整流管的特性

同步整流管的管芯面积大,因此,同步整流管与同功率级别的 MOSFET 相比,有着更大的极间电容  $C_{GS}$ 、 $C_{GD}$  和  $C_{DS}$ ,虽然近年来,各个功率器件供应厂商都在致力于减小同步整流管的通态电阻  $R_{DS(on)}$  及极间电容<sup>[1]</sup>,但是在分析同步整流管的损耗的时候,因为极间电容而造成的损耗依然是不可忽略的因素之一,并且,大部分的同步整流电路都在非常高的频率下工作,所以这部分的损耗尤为明显。

## 3 同步整流管的损耗分析

通常,同步整流管在工作过程中的损耗由以下五部分组成:

通态损耗  $P_{on}$ 、开关损耗  $P_{sw}$ 、驱动损耗  $P_{gd}$ 、MOSFET 输出电容损耗  $P_{oc}$  和体内二极管反相恢复损耗  $P_{rr}$ 。本文下面将分别给出这五种损耗的分析:

### 3.1 通态损耗 $P_{on}$

通态损耗是同步整流管工作时的主要损耗,这部分的损耗是和同步整流管的导通电阻和流过同步整流管电流有效值的平方成正比的:

$$P_{on} = I_{rms}^2 \times R_{ds(on)}$$

### 3.2 开关损耗 $P_{sw}$

开关的开通和关断过程伴随着电压和电流的剧烈变化,因而产生了很大的开关损耗和开关噪声。虽然同步整流管一般情况下都是体内二极管首先导通,同步整流管上承受的电压较低,但是开关时的电流变化量却相当的可观,所以在高频工作时,开关管的开关损耗也是不可忽略的因素。

不妨假设体内二极管的导通压降为  $V_d$ ,流过滤波电感的电

流为  $I_0$ ,因为同步整流管的换流时间较短,可以认为在这期间,流过滤波电感的电流保持恒定,而流过同步整流管的电流将会线性的变化,由于在换流期间,体内二极管是一直导通的,所以,同步整流管上承受的压降为  $V_d$ ,以开通过程为例,同步整流管的开关损耗为:

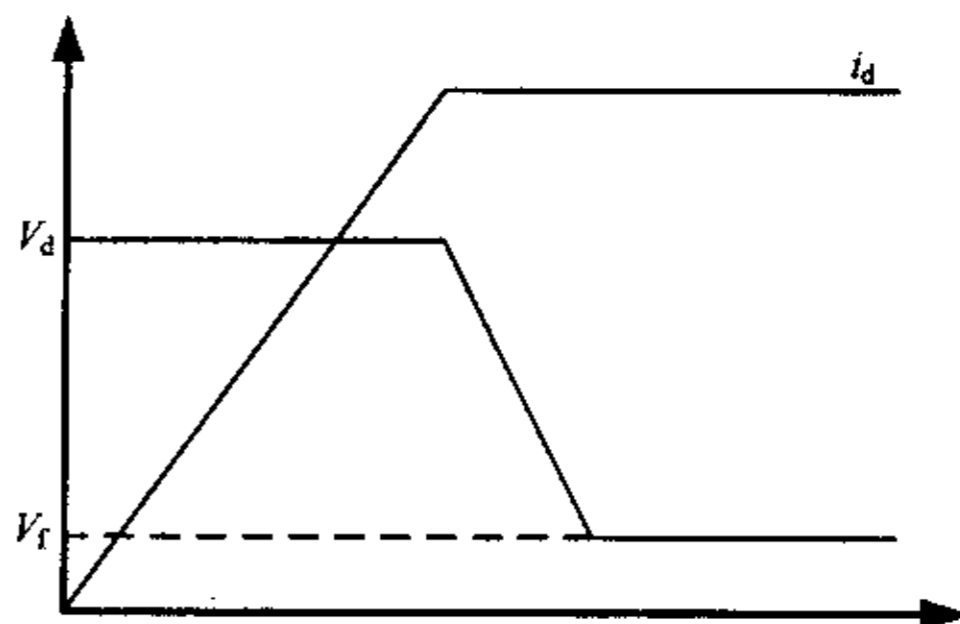


图1 同步整流管的开通电压、电流波形

$$P_{sw(on)} = \int_0^{\Delta t} V_d \cdot k_2 \cdot t dt$$

式中:

$$k_2 = \frac{I_0}{\Delta t}$$

$$\Delta t = \frac{Q_{dk} + Q_{p2}}{I_g}$$

其中,  $I_g$  为门极驱动电流,计算后可得:

$$P_{sw(on)} = \frac{V_d \cdot I_0}{2} \cdot \frac{Q_{dk} + Q_{p2}}{I_g}$$

关断的过程和开通时类似,所以整个的开关损耗应为:

$$P_{sw} = 2 \times P_{sw(on)} = V_d \cdot I_0 \cdot \frac{Q_{dk} + Q_{p2}}{I_g}$$

### 3.3 驱动损耗 $P_{gd}$

如前所述,同步整流管管芯面积大,所以其门极等效电容也较大,工作时,这部分损耗将会成为整个管子损耗非常重要的部分。当驱动电路给栅极施加驱动电压的时候,会给栅极的输入电容充电,这时候消耗在栅极电阻上的功为:

$$P_{gd(on)} = \int R_g \times i(t)^2 dt = \int R_g \times i(t) \times \frac{dq}{dt} \times dt$$

\* 本项目是国家自然科学基金重点项目(电力电子系统集成理论与若干关键技术的研究),项目批准号为 50237030

$$= \frac{1}{2} \times V_g \times Q_g$$

式中  $Q_g$  为栅极总电荷,  $V_g$  为栅极驱动电压。

当栅极上的电容放电的时候, 又会消耗同样的功率, 所以可得:

$$P_{gd} = P_{gion} + P_{gloff} = Q_g \times V_g \times f_s$$

### 3.4 输出电容损耗 $P_{OSS}$

同步整流管关断的时候, 其输出电容会被充电, 具体的电压会根据不同的拓扑结构而不同, 当同步整流管 S 开通的时候, 输出电容会通过管子放电, 因而在管子上形成损耗, 这部分损耗的值可用下式表示:

$$P_{QOSS} = \frac{1}{2} \times V_{OFF} \times Q_{OSS} \times f_s$$

式中,  $V_{OFF}$  表示管子关断的时候所承受的电压,  $Q_{OSS}$  为管子参数手册中给出的输出电荷,  $f_s$  为开关频率。

可以看出, 这部分损耗与同步整流管关断时所承受的反向电压成正比, 所以, 选择合适的拓扑是降低这部分损耗的关键。

### 3.5 体内二极管反相恢复损耗 $P_{qr}$

当体内二极管导通的时候, 在二极管内部存储了大量的少子, 当二极管关断的时候, 这些少子必须被去掉, 二极管才能承受反相的电压, 去除这种少子有两种方法, 一种是通过中和的方法, 另外一种就是产生反向恢复电流来去除, 这种反向恢复电流将会产生很大的二极管反向恢复损耗  $P_{qr}$ , 其值为:

$$P_{qr} = Q_r \times V_r \times f_s$$

式中,  $Q_r$  为体内二极管的反向恢复电荷,  $V_r$  为同步整流管所承受的反向电压。

## 4 实验结果

试验采用的同步整流管的型号为: IRL 2203 (导通电阻为  $7m\Omega$ , 栅极输入电荷为  $60nC$ , 输出电容为  $1270pF$ , 体内二极管的反相恢复电容为  $170nC$ )。

采用的半桥电路, 变压器二次侧为全波整流电路 (有续流二极管), 输出电压  $3.3V$ , 电流  $30A$ , 工作频率  $50kHz$ , 占空比为  $0.95$ 。同步整流管散热器的热阻为  $20^\circ C/W$ 。

采用以上的分析方法对同步整流管进行分析:

流过每只同步整流管的电流的有效值为:

$$I_{rms} = \sqrt{\int_0^{0.95} 30^2 dt} = 20.12(A)$$

导通损耗为:  $P_{on} = I_{rms}^2 \times R_{ds(on)} = 2.835(W)$

开关损耗为:

$$P_{sw} = V_d \cdot I_0 \cdot \frac{Q_{gd1} + Q_{gd2}}{I_g} \cdot f_s = 1.2 \times 30 \times \frac{60 \times 10^{-9}}{450 \times 10^3} \times 50 \times 10^3 = 0.24(W)$$

驱动损耗为:

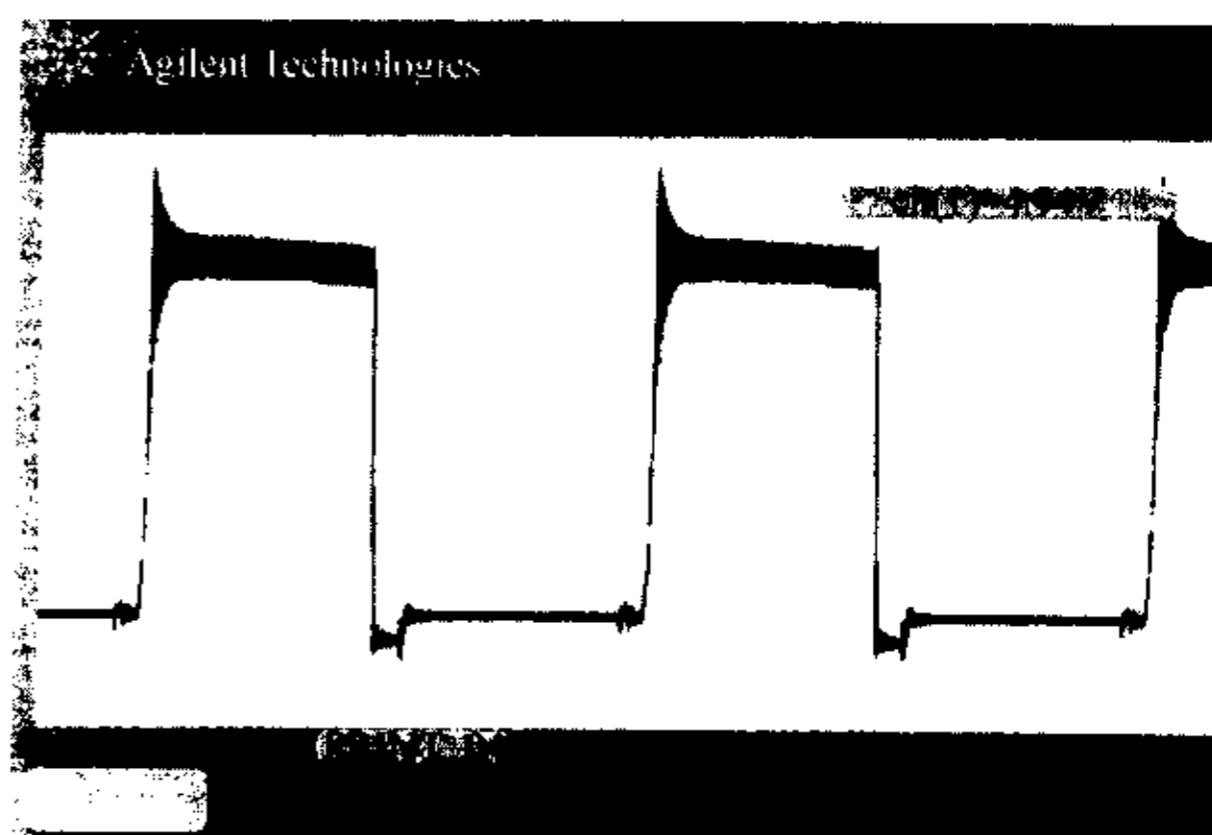


图2 同步整流管上的电压波形

$$P_{gd} = Q_g \times V_g \times f_s = 60 \times 10^{-9} \times 15 \times 50 \times 10^3 = 0.045(W)$$

输出电容损耗:

$$P_{QOSS} = \frac{1}{2} \times V_{OFF} \times Q_{OSS} \times f_s = \frac{1}{2} \times V_{OFF}^2 \times C_{oss} \times f_s = 0.0127$$

(W)

体内二极管反向恢复损耗:

$$P_{qr} = Q_r \times V_r \times f_s = 0.17(W)$$

体内二极管续流损耗:

$$P_{diode} = V_d \times \frac{I_0}{2} \times \frac{(1-D)}{2} = 0.45(W)$$

总的损耗为:

$$P_{loss} = 3.7527(W)$$

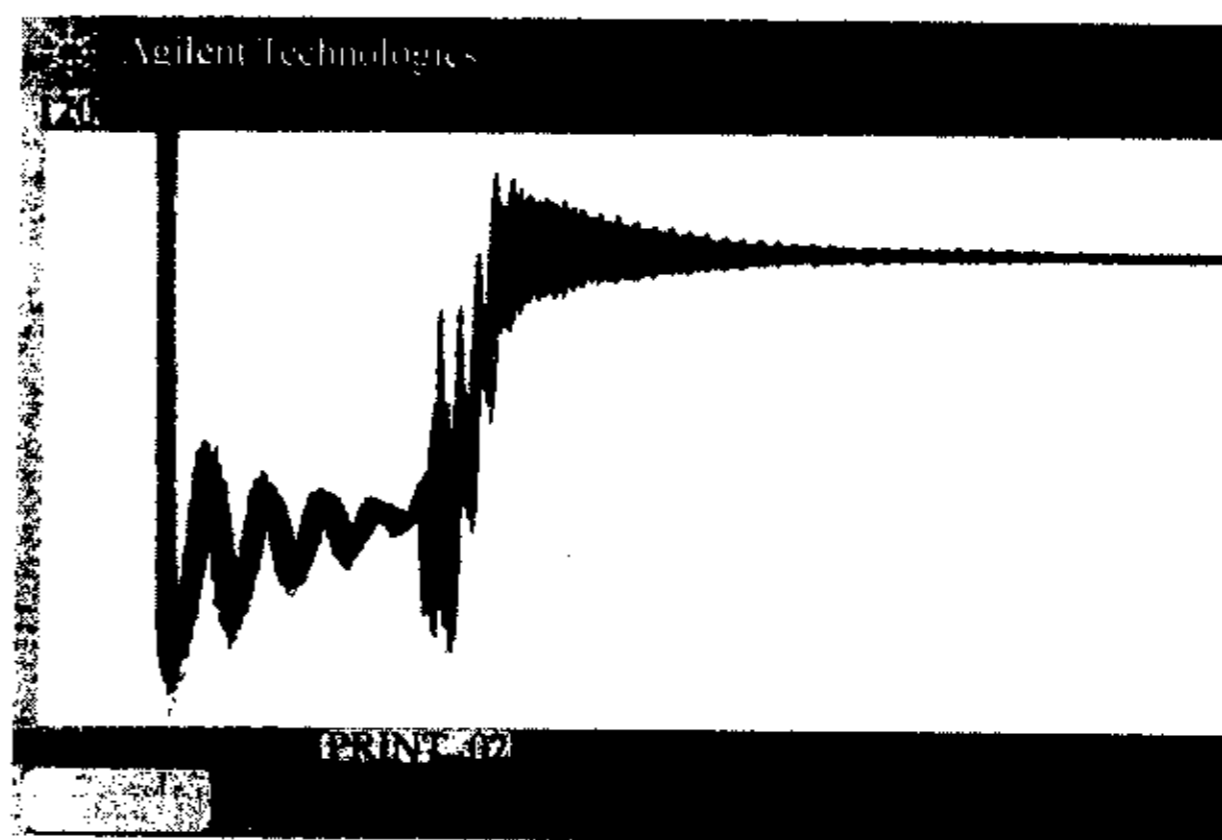


图3 体内二极管续流时的波形

总的温升为:

$$P_{loss} \times R_\theta = 75.054^\circ C$$

实测温升为  $68^\circ C$ , 与理论分析值符合的很好。

## 5 结论

本文介绍了从理论上分析同步整流管损耗的方法, 并通过与试验结果的对比, 验证了本方法的正确性。 (下转第 40 页)

400kg, 电容器很小型的约 300mm<sup>3</sup>, 充电只需几分钟, 比蓄电池快速充电快 4 倍多, 零下几十度可起动电动机, 符合环保标准。被认为是革命性进展。俄罗斯在大电容上的研究水平体现在电压高达 500 ~ 550V, 比国内现在研究水平高出 200 倍以上。

## 2.6 电源设备监控

计算机网络在经济和生活中发挥着越来越大的作用, 在发展电子商务和计算机网络过程中, 大家都意识到系统的可用性是最为重要的, 而电力供应的质量和可靠性又是计算机网络可用性最根本的基础。大量案例和统计数据表明, 在影响计算机网络系统可用性的因素中, 电源系统起着非常关键的作用。系统管理员应该能够有效地管理作为整个计算机网络系统基础设施的电源系统。与传统到现场进行巡视和维护做法不同的是, 系统管理员需要在本地或通过远程通讯方式得到电源系统的预警通知、快速诊断电源故障、采取有效措施防止系统因电力问题宕机、以最快速度恢复电力供应等等。这些客观需求促进了电源与计算机网络相结合的电源监控技术的发展。

电源监控技术的核心是监控软件和一些测量和传感附件。通过它们提高了 UPS 及整个电源系统的可服务性、可预测性等。使得系统管理员可借助此了解 UPS/电源系统可能会发生那些问题, 已经发生了那些问题, 正在发生那些问题, 如何采取相应的措施处置、诊断、报警, 以防患于未然等。这一切工作都可以通过可管理性监控软件自动完成。

采用电源监控技术还可以提高电源系统的经济性。传统电源系统的使用、维护、管理、诊断、维修等工作都要由专业电源工程师完成, 而且要在客户现场进行, 所以速度一般较慢、费用难以控制, 而因为电源故障造成的经济损失及其对企业声誉的影响更是难以估计。而通过电源监控系统, 管理员可以在问题未出现之前就将其消灭在萌芽状态; 问题出现后, 能以最快速度采取措施, 即使无人值守时也可以自动执行保护功能。所有这一切, 都可以在相当程度上提高电源系统的经济性。

### 参考文献

- [1] 原田耕介, 构筑新一代 IT 市场的全新电源技术, 日刊《电子技术》, 2002.4
- [2] Xigen Zhou, Zhenxue Xu, Comparison of High Power IGBT, IGCT and ETO for Pulse Applications(CPES2001)
- [3] Peter Steimer, Oscar Apeldoorn, etc, IGCT Technology Baseline and Future Opportunities, IEEE - PES, Oct, 2001.

### 作者简介

张占松, 广东工业大学自动化学院教授, 长期从事电力电子教学、科研、产品开发工作。

(上接第 67 页)

### 参考文献

- [1] 王兆安等, 《电力电子技术》, 北京, 机械工业出版社, 2000 年 5 月
- [2] Naresh Thapar, R. Sodhi, K. Dierberger, G. Stojcic, C. Blake, and D. Kinzer. MOSFET TECHNOLOGY ADVANCES DC - DC CONVERTER EFFICIENCY FOR PROCESSOR POWER. PCIM 2001
- [3] Sayed-Amr El-Hamamsy. Design of High-Efficiency RF Class-D Power Amplifier. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol.9.
- [4] Wojciech A. Tabisz, Fred C. Lee and Dan Y. Chen. A MOSFET Resonant Synchronous Rectifier for High - Requency DC/DC Converter. IEEE 1990

- [5] Nobuhiko Yamashita, Naoki Murakami, Toshiaki Yachi. Conduction Power Loss in MOSFET Synchronous Rectifier with Parallel - Connected Schottky Barrier Diode. IEEE Transaction on Power Electronics. Vol . 13 1998
- [6] Vitezslav Benda, John Gowar, Duncan A. Grant. Power Semiconductor Devices Theory and Applications. John Wiley & Sons 1999

### 作者简介

郑峰, 男, 1971 年 10 月生, 研究生。研究方向为 DC/DC 变换器的磁路集成和同步整流技术。