

# 同步整流技术的新进展<sup>x</sup>

The New Development of Synchronous Rectifier

西南交通大学 曹箫洪 石文 许建平 (成都 610031)

## 1 前言

开关变换器的损耗主要有 3 部分:功率开关管的损耗、开关变压器的损耗和输出高频整流管的损耗。对通讯用二次电源而言,整流管的损耗尤其突出。这种电源输出采用低电压、大电流的供电方式,如 5V/20A、3.3V/20A 等系列。若采用肖特基二极管整流,由于肖管正向导通压降(0.3~0.6V)同电源输出电压相比,占很大比例,仅整流管上的损耗就达到(10%~30%) $P_o$ ( $P_o$ 为电源输出功率),占电源总损耗的 60%以上。因而,如何减小肖特基整流管带来的损耗,是提高功率变换器效率的关键。

同步整流技术的出现,正好顺应了这个要求。该技术采用低导通阻抗的功率 MOS 管代替肖管,起整流管的作用,使 MOS 整流管上的损耗降到肖管损耗的 1/3 以下。50V/70A/8m,30V/70A/7m 等系列的功率 MOS 管的商品化,为高效率的二次电源提供了强大的物质基础。

## 2 同步整流器(SR)基本原理及类别

图 1 给出了常用 SR 的电路图,其中  $VM_1$ 、 $VM_2$  为功率 MOS 管, $VD_1$ 、 $VD_2$  为肖特基二极管, $VM_1$ 、 $VD_1$  组成  $SR_1$ , $VM_2$ 、 $VD_2$  组成  $SR_2$ ,为了便于分析,称  $SR_1$ 、 $SR_2$  为 SR 整流管。该电路的工作过程如下所述:当主管  $VM_m$  关断时刻,驱动网络 1、2 给出信号,使  $VM_2$  开通, $VM_1$  关断, $VM_2$  起续流作用;当  $VM_m$  开通时刻, $VM_2$  关断, $VM_1$  开通, $VM_1$  起整流的作用。由于驱动信号的传递和  $VM_1$ 、 $VM_2$  栅极电压达到阈值需要一定时间,这段时间内  $VM_1$ 、 $VM_2$  尚未开通,则  $VD_1$ 、 $VD_2$  分别导通或共同导通,以便提供电流通路。根据 SR 的工作原理,同步整流网络的功率损耗主要包括以下几部分: $VD_1$ 、 $VD_2$  的导通损耗; $VD_1$ 、 $VD_2$  的反向恢复损耗; $VM_1$ 、 $VM_2$  的导通损耗; $VM_1$ 、 $VM_2$  的驱动损耗。

当开关频率高于 1M 时, $VM_1$ 、 $VM_2$  的栅极驱动损耗占整流网络总损耗的主要部分;而开关频率低于 1M 时, $VM_1$ 、 $VM_2$  的导通损耗占主导地位。低频情况下,应尽量减少  $VD_1$ 、 $VD_2$  的导通时间,或消除  $VD_1$ 、 $VD_2$  的导通,则变换器的效率会显著提高。而

要达到这一目的,关键是优化  $VM_1$ 、 $VM_2$  的驱动波形,使其接近于方波,能很快地开通或关断  $VM_1$ 、 $VM_2$ 。 $VM_1$ 、 $VM_2$  的理想驱动波形如图 2 所示,其中  $U_{th1}$ 、 $U_{th2}$  分别为  $VM_1$ 、 $VM_2$  的阈值电压。

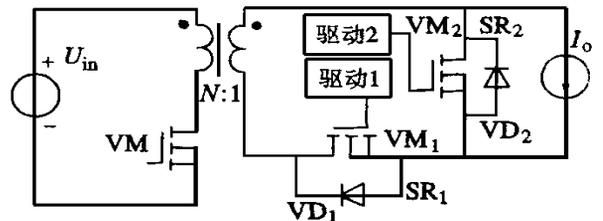


图 1 同步整流器原理图

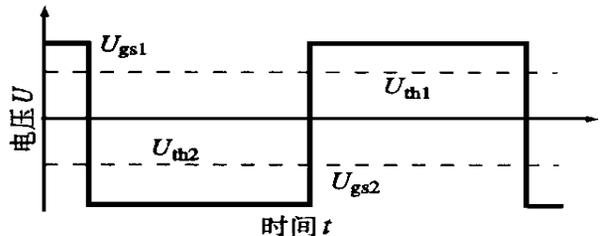


图 2 同步整流器理想驱动波形

根据功率 MOS2SR 驱动形式的不同,我们可以得到如图 3 所示的同步整流器的分类图。

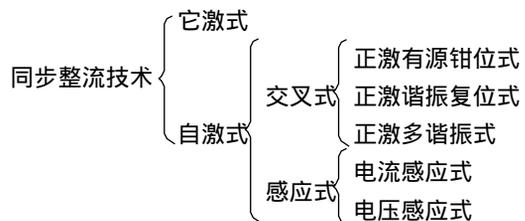


图 3 同步整流器分类图

它激式同步整流器是最先采用的,每个 SR 管对应一套复杂的驱动电路,驱动电路包括时延逻辑、驱动器和变压器<sup>[1]</sup>,如图 4 所示(注: $SR_1$  的驱动电路与  $SR_2$  相同,省略未画)。

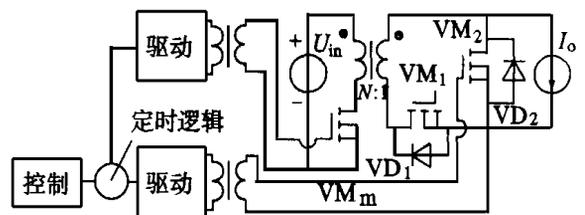


图 4 它激式同步整流器原理图

这种驱动方式不仅电路复杂、臃肿,而且在提高

x 霍英东青年教师基金资助项目

电源效率上有显著的不足,因为它较难保证 SR 管栅极驱动信号与漏源极电压变化的同步,而这同步关系正是 SR 技术所需要的。正是由于这些原因,它激式 SR 逐渐不被接受。

### 3 交叉式同步整流器(Cross2SR)

交叉式 SR 因为  $SR_1$ 、 $SR_2$  的栅极和漏极通过主变压器交叉联接而得名。这种形式 SR 的最大特点是 SR 管的驱动网络极其简单,它是利用主变压器次级的电压来实现 SR 管的开通与关断,无需附加驱动器和附加变压器。因为变压器的去磁复位方式多种多样,相应的次级电压波形也有多种形式,适用于同步整流的复位方法有: 正激谐振复位式(FRR); 正激有源钳位复位式(FACL); 正激多谐振复位式(FMRC)。

对应于上述变压器的三种复位方式,便有三种 SR 拓扑,如图 5 所示。图中所示三种拓扑均采用正激方式,差别仅在于主变压器的去磁方法不同。图 5a 所示拓扑利用主变压器的谐振复位原理<sup>[1,2]</sup>: 当开关频率超过一定范围时,如 500kHz,通过适当调整主变压器的励磁电感  $L_m$ ,则  $L_m$  与开关器件的寄生参数(如:输出电容  $C_o$ ) 谐振的同时,使主变压器磁通复位,而无需其它辅助去磁网络的参与。在该电路中,主变压器的复位时间  $T_{reset}$  和谐振峰值  $U_m$  (如图所示) 受开关器件的寄生参数  $C_o$  影响较大,从而 SR 的性能受到较大影响。一个可行的办法是在 SR 管漏源极间并联一个合适的电容<sup>[3]</sup>(如图中虚线所示),以便适当降低谐振频率,使  $U_m$  减小,  $T_{reset}$  增大。 $C_1$  的最优值是使  $U_{sec}$  在主开关  $VM_m$  开通时刻恰好回到零。

FRR2SR 同 FACL2SR、FMRC2SR 相比,最大的优势是电路简单,但当输入电压  $U_{in}$ 、输出负载  $I_o$  变化较大时,电路只能采用恒定  $T_{off}$  的调频控制。图 5b 所示为有源钳位式同步整流器<sup>[4]</sup>。同图 5a 相比, FACL2SR 在变压器的初级并联一个有源钳位网络,电路稍显繁琐,却带来许多显著的优点。首先,将有源钳位技术引入同步整流器中,所具有的最大优势是良好的 SR 驱动波形。由图 5b 可知, FACL2SR 的驱动波形最接近理想波形,如图 2 所示;另外,同 FRR2SR 相比,其优点有<sup>[4]</sup>: 由于钳位网络的存在,主开关  $VM_m$  上的电压应力低; 主变压器对称工作于  $B2H$  平面的第一、三象限,利用率高,体积可减小一半; 恒频工作,可以实施 PWM 调制; 当主变压器的励磁电感  $L_m$  减小到一定程度,可以实现主

开关的零电压开通。

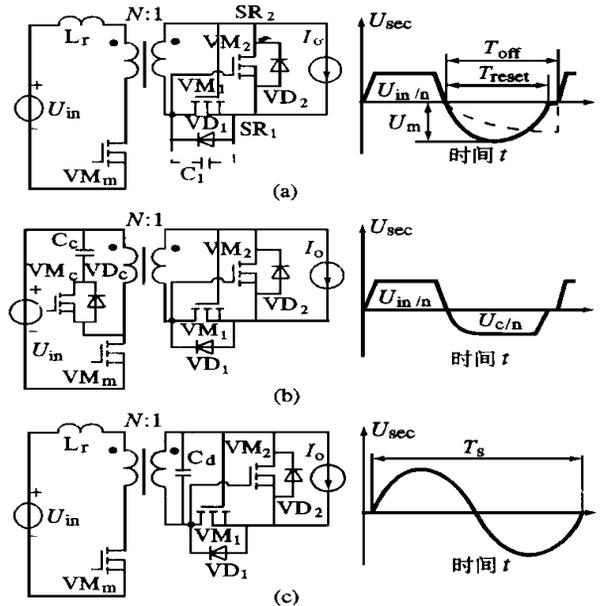


图 5 3 种交叉式 SR 的电路原理图及其驱动波形

正是由于这些优点,在工程上,同步整流技术中 FACL2SR 应用最广。

图 5c 所示为多谐振式同步整流器的电路图和 SR 管的驱动波形,同 FRR2SR、FACL2SR 相比,这种拓扑设计最复杂,由于 SR 管的驱动是谐振方式,故驱动损耗小,使得它比较适用于 1M 以上的变换器,由于其驱动波形与理想波形相差较大,肖管导通时间长(约为 20%  $T_s$ ),变换器效率低;另外电压应力大,故在 500kHz 以下, FMRC2SR 无优势可言。另外,该拓扑也只能采用调频控制。

### 4 感应式同步整流器(Sensing2SR)

前面分析了 Cross2SR 的工作原理,它是利用主变压器次级电压  $U_{sec}$  驱动 SR 管工作的,因而 Cross2SR 的性能受  $U_{sec}$  制约,可归纳为:  $U_{sec}$  的峰值应满足一定的范围,  $U_{in} < U_{sec} < U_{GS(break)}$  ( $U_{th}$ 、 $U_{GS(break)}$  分别为功率 MOS 管的阈值和栅源击穿电压),SR 管才能安全地工作。 Cross2SR 不能消除肖特基二极管的导通。即便是 SR 管驱动波形最好的 FACL2SR,肖特基二极管亦会导通,因为其驱动波形不是方波。当变换器是电流型输入、容性负载时,SR 管的驱动信号则不便从主变压器的次级取出,因为这时  $U_{sec}$  的值主要由整流环节的状态决定。另外, Cross2SR 在非隔离式变换器中不适用。

为了克服上述缺点,提出下面即将讨论的电压感应式同步整流器(VS2SR)。

VS2SR 的思想源于电流感应式同步整流器(CS2SR)。所谓的 CS2SR,是指 SR 管的驱动环节利用功

率 MOS 整流管自身的电流状态来决定是否给出驱动信号,其原理如图 6 所示。CR2SR 适用于电流型输入容性负载的开关变换器。

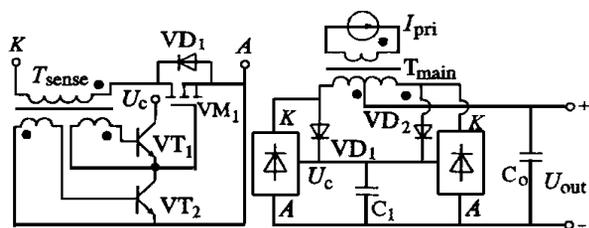


图 6 CS2SR 基本单元和 CS2SR 原理图

这种同步整流器克服了 Cross2SR 对主变压器电压波形的依赖性,为研究新型 SR 提供了一个重要思路,那就是:利用整流功率 MOS 管自身的电压、电流状态变化,来决定栅极驱动信号的发出。

在 SR 中,对于 MOS 管的体内二极管或外接肖特基二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  (见图 5) 导通和反向恢复现象的出现,若从驱动信号的时间角度来解释,可归结为:  $VM_1$ 、 $VM_2$  开通时刻延迟;  $VM_1$ 、 $VM_2$  关断时刻提前。

我们知道,在理想二极管整流电路中,当二极管反向截止电压降到零时,二极管将导通,当二极管中所流过的电流降到零时,二极管将关断。将此思想引申到 SR 电路中,可以表达为 SR 管的“过零工作条件”: 当  $VM_1$ 、 $VM_2$  漏源极电压降到零时,  $VM_1$ 、 $VM_2$  将开通; 当  $VM_1$ 、 $VM_2$  漏极电流降到零时,  $VM_1$ 、 $VM_2$  将关断。

SR 整流管若能按照上述条件工作,则能消除肖特基二极管的导通,显著地提高变换器的效率。电压感应式同步整流器 (VS2SR) 正是按照这种思想而被提出的。图 7 所示为 VS2SR 的基本单元。

图 7 中开通控制逻辑包括两个闭环,分别处理 MOS 管的栅极信号和漏源电压信号。上面提到的“过零工作条件”中有 MOS 管漏极电流  $I_D$  过零状态,由于漏极电流过零前, MOS 管导通,当漏极电流过零瞬间, MOS 管通态电阻  $R_{ON}$  上的电压 (可看成为漏源电压  $U_{DS}$ ) 过零,因而测  $U_{DS}$  可以代替  $I_D$  的测量。“过零工作条件”的实现,前提是检测到漏源电压  $U_{DS}$ 、漏极电流  $I_D$  的过零变化。本文讨论如何控制  $VM_1$ 、 $VM_2$  的开通,  $VM_1$ 、 $VM_2$  的关断控制原理相同。在一个开关周期中,若电路检测到漏源极电压过零变化之后才发出驱动信号,由于元件对信号的

传递时延和驱动器对 MOS 栅极的充电时延,必然会导致 MOS 管的开通被延迟,仍不能消除肖特基管的导通。但若将本周内检测到的过零信息处理后,经过适当延迟,作为下个开关周期中  $VM_1$ 、 $VM_2$  开通的控制信号,则有可能实现“过零工作条件”,消除肖特基管的导通,这就是 VS2SR 中所采用的“自适应时延控制原理”。

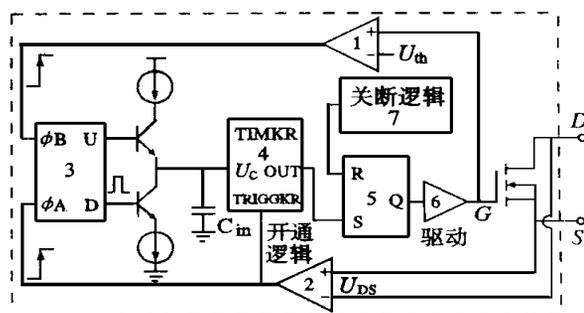


图 7 VS2SR 的基本单元

VS2SR 基本单元的工作原理如下:比较器 1 和比较器 2 的输出脉冲送到鉴相器 3,若 1 的脉冲沿领先于 2 的脉冲沿,表明 MOS 管开通太早,此时 3 的 D 端输出,定时器 4 的输入电容  $C_{in}$  放电,则 4 的延时增长,以消除 1 对 2 的领先;若 2 的脉冲沿领先于 1 的脉冲沿,表明 MOS 管开通被延迟,此时 3 的 U 端输出,  $C_{in}$  充电,则 4 的延时缩短,以消除 2 对 1 的领先。经过上述的自动时延调整,就能实现“过零工作条件”,消除肖特基管的导通和反向恢复。

将 VS2SR 基本单元集成为一个功能块,可得到一个“智能化”的高效整流模块,该模块可适用于任何拓扑的开关变换器。该技术还在研究之中,但它可能是今后最有发展潜力的整流器件。

#### 参 考 文 献

- 1 Murakami N, Yamasaki M. Analysis of a Resonant Condition for a Single-ended Forward Converter. IEEE, PESC, 1998: 1018 ~ 1023.
- 2 Tabisz W A, Lee F C, Chen D Y. A MOSFET Resonant Synchronous Rectifier for High-frequency DC/DC Converter. IEEE, PESC, 1990: 769 ~ 779.
- 3 Murakami N, Namiki H. A Simple and Synchronous Rectifier for Forward DC/DC Converters. IEEE, APEC, 1993: 463 ~ 468.
- 4 Chen W, Dai N, Lee F C. Design of a High-efficiency, Low-profile Forward Converter With 3.3V Output. VPEC, 1995: 105 ~ 112.

收稿日期:1998204222

定稿日期:1998206215

#### 作者简介

曹箫洪:男,1971 年 8 月生,硕士。专业为电力电子技术,研究方向为高频开关直直变换器、逆变器。