

## 基于功率 MOSFET 管的 RCC 电路

王震<sup>1</sup>, 唐军<sup>2</sup>, 杨荫福<sup>2</sup>

(1.中船重工集团第 709 所, 湖北 武汉 430074; 2.华中科技大学, 湖北 武汉 430073)

**摘要:**介绍了一种以功率 MOSFET 管为主开关管的 RCC 电路, 分析了电路工作原理。试验结果表明, 该电路对于提高电源的电网适应性, 实现电源的小型化具有实用价值。

**关键词:**功率 MOSFET 管 RCC 电路 振荡抑制型

RCC 电路即振荡抑制型变换器, 由双极型晶体管构成, 电路简单、性能稳定, 目前已被广泛应用于彩电、电脑、光碟机、打印机及其他工业电器的控制及驱动电源中<sup>[1]</sup>。但由于双极型晶体管开关频率不高, 从而使得电源的小型化受到限制。

本文介绍一种以功率 MOSFET 管为开关管的 RCC 电路, 除了具备适应大范围电网变化的能力以外, 还能大大提高开关工作频率, 使电源的进一步小型化成为现实。由该电路构成的辅助控制电源已成功地应用在大功率级联式逆变器、舰艇光电桅杆控制器等项目及装备中。

### 1 电路原理

以 MOSFET 管为开关管的 RCC 原理电路如图 1 所示, 变压器 T 由一个初级绕组  $N_p$  和两个次级绕组即输出绕组  $N_s$  和正反馈绕组  $N_f$  组成, RCC 电路输出电压  $V_{out}$  与输入电压  $V_{in}$  是隔离的, 输出电压通过电阻 R25 和 R26 组成的电阻分压器分压后作为 TL431 的输入, 与 TL431 内部的固定基准电压进行比较放大, 并通过光电耦合器 PC817 以误差电流的形式反馈到原边, 实现初次级的隔离, 然后通过  $R_{sen}$ 、 $R_f$  转换为误差电压, R24、C24 作为补偿网络以稳定电压控制环。同时, 在  $R_{sen}$  上还有

一个与变压器初级电流成比例的电压, 由这两个电压的代数和去控制晶体管 Q1 和功率 MOSFET 管 Q2 的通、断, 实现稳压控制。该电路输出电压精度很高, 并且能满足输入电压和负载的变化。

由于采用功率 MOSFET 为开关管, 其导通机理与双极性晶体管不同, 因此与用双极性晶体管作开关管的 RCC 电路也有所不同。

众所周知, 双极性晶体管是电流型驱动控制器件, 而功率 MOSFET 管是电压型场控制器件。要使功率 MOSFET 管很好地工作在导通状态, 即电阻状态, 驱动电压应设计为大于 10V, 一般为 15V<sup>[2]</sup>。这个电压与辅助供电电压相差不多, 因此, 采用功率 MOSFET 为开关管的 RCC 电路中, 正反馈绕组与辅助绕组共享一个绕组, 即图中的  $N_f$ 。作为正反馈绕组, 与  $C_{zcd}$ 、 $R_{zcd}$  连接的 3 端呈现正极性; 作为供电的辅助绕组, 与整流二极管 D2 连接的 3 端呈现负极性。另外, 在 RCC 电路中功率 MOSFET 管的关断方法与双极性晶体管也不一样, 双极性晶体管的关断是由基极电流决定的, 是自关断的; 而功率 MOSFET 管的关断必须在其栅源极之间施加一个零或负电压, 图中  $R_{sen}$ 、 $R_f$  和 Q1 即起这个作用。  $R_{sen}$  接于

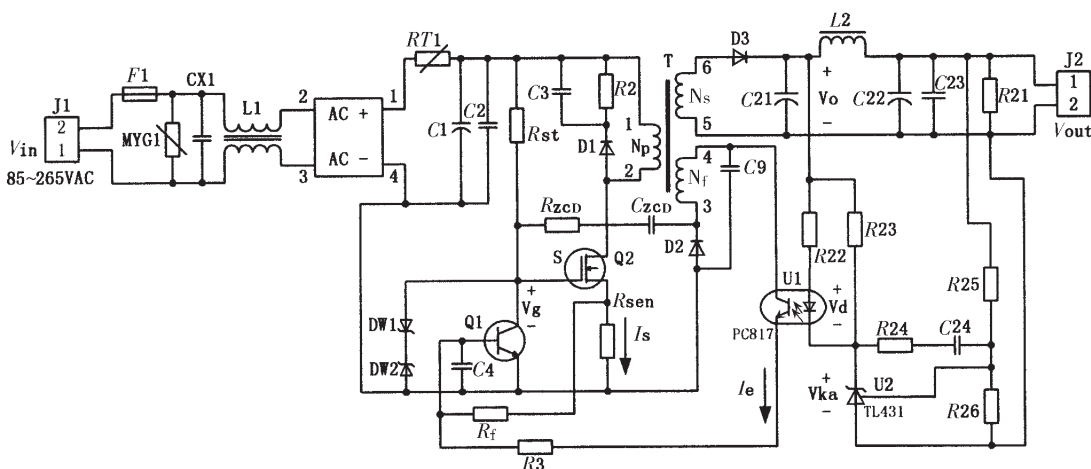


图 1 功率 MOSFET 为开关管单路输出的 RCC 电路

功率 MOSFET 管 S 的源极,是变压器初级电流的取样电阻,其上的电压与初级电流即开关管漏源电流成比例,通过  $R_f$  去控制晶体管 Q1。当  $R_{sen}$  上的电压达到 Q1 的导通电压 (0.7V) 时, Q1 导通,使功率 MOSFET 管 S 关断。这就是典型的峰值电流控制模式。它是逐周控制的,恰当选用电阻  $R_{sen}$  的值,既可以控制电源的功率,又可以保护功率 MOSFET 管不会因过流而损坏。因此电阻  $R_{sen}$  的选择要根据电源的实际情况决定。电容 C4 的作用是滤波,用以消除锯齿波电流中的一些尖峰干扰脉冲,避免晶体管 Q1 误导通,一般的取值为数百 pF。这些干扰常常来源于变压器的分布电容,在开关管开通的瞬间产生比较大的尖脉冲<sup>[2]</sup>。

## 2 电路调整过程

RCC 电路不像通常的 PWM 工作模式由误差电压和斜波电压决定导通时间,而是由误差电压与锯齿波电流共同作用决定导通时间,导通时间取决于晶体管 Q1 导通后从功率 MOSFET 管的输入电容  $C_{iss}$  移动电荷的时间,而晶体管 Q1 的开通则由基极电压  $V_{Q1be}$  确定,这是一个固定值。图 2 给出了该电路的调整过程。图中上面一条曲线是负载电流的变化曲线,中间一条曲线是晶体管 Q1 基极电压控制曲线,下面一条曲线是功率 MOSFET 管导通和截止的曲线。从图 2 可以看出,控制管 Q1 基极的电压由  $I_s R_{sen}$  和  $I_e R_f$  的代数和组成,  $I_s R_{sen}$  反映了初级绕组锯齿波电流,  $I_e R_f$  反映了输出误差电压,该项应当为  $I_e (R_{sen} + R_f)$ ,由于  $R_{sen} \ll R_f$ ,故  $R_{sen}$  可以忽略不计。由于输出误差电压是由 TL431 的阴极电流  $I_{ka}$  通过光电耦合器 U1 转换为误差电流  $I_e$ ,再经过  $(R_{sen} + R_f)$  形成的,当输入电压很高和负载很轻 ( $I_{omin}$ ) 时, TL431 的阴极电流  $I_{ka}$  最大,则误差电压  $V_e$  也最大,因而  $I_s R_{sen}$  就很小,这说明 S 管需要很短的导通时间就可以提供输出所需要的能量。反之,当输入电压很低和负载很重 ( $I_{omax}$ ) 时, TL431 的阴极电流  $I_{ka}$  很小,则误差电压  $V_e$  也很小,因而  $I_s R_{sen}$

就很大,这说明 S 管需要很长导通时间才能维持输出所需要的能量。由于 RCC 电路是工作在 DCM 和 CCM 之间的,导通时间越长截止时间也越长,即工作频率降低;反之频率增高,这就是 RCC 电路既调宽又变频的原因。

为了在整个输入电压范围和负载变化范围内都能很好地稳定输出电压,达到好的调整效果,必须谨慎地选择各有关组件。下面对该电路中主要组件的选择作简要的分析。

作为误差放大器的可编程精密参考电源 TL431,其阴极-阳极电压  $V_{ka}$  和阴极电流  $I_{ka}$  由手册规定在  $V_{ref} < V_{ka} < 36V$  和  $1mA < I_{ka} < 100mA$  范围内。 $V_{ka}$  和  $I_{ka}$  的表达式为:

$$V_{ka} = V_0 - V_D - I_{R22} R_{22} = V_0 - I_{R23} R_{23} \quad (1)$$

$$I_{ka} = I_{R28} + I_D \quad (2)$$

式中,  $I_{R22}$ 、 $I_{R23}$ 、 $I_D$  分别为流过电阻  $R_{22}$ 、 $R_{23}$  和光耦二极管的电流。 $V_D$  为光耦二极管的电压降,一般取 1.2V。

在最高输入电压和最小负载时,  $I_{ka}$  最大,而  $V_{ka}$  最小。通过光耦传输到三极管的误差电流  $I_e$  也最大,应有  $I_{emax} (R_{sen} + R_f) < V_{Q1be} = 0.7V$ 。在最低输入电压和最大负载时,  $I_{ka}$  最小,而  $V_{ka}$  最大。通过光耦传输到三极管的误差电流  $I_e$  也最小,应有  $I_{emin} (R_{sen} + R_f) + I_s R_{sen} > V_{Q1be} = 0.7V$ 。当  $R_{22}$  上的电流接近于 0 时,应保证  $R_{23}$  上的电流大于 1mA 以上,故  $R_{23}$  应小于 1.2k $\Omega$  (1.2V/1mA)。在宽输入电压条件下, TL431 的最大电流要到 40mA 左右才能达到要求。

光耦的一个重要指标是电流传输比 CTR,不同光耦的 CTR 都不同,同一种型号的光耦不同档次的 CTR 也不同,如 PC817C,典型的 CTR 值为 0.8~2.0。使用时要注意查技术手册。

锯齿波电流感应电阻  $R_{sen}$  的选择取决于电源的功率,受最大开关电流的限制。

$R_{sen} \geq V_{Q1be} / I_{spkmax}$ 。  $I_{spkmax}$  为最大初级峰值电流,其值等于  $V_{inmin} D_{max} / L_p f$ 。

## 3 试验结果

图 3 给出了该电源在不同的整流输入电压和负载情况下的工作波形。电源输出电压为 27V,输出端接有 2.2k $\Omega$  死负载电阻,死负载功率约为 0.33W。一共测量了四组波形:一组和二组为最低和最高输入电压空载时的波形,三组和四组为最低和最高输入电压满载(1A)时的波形。图中, CH1 是开关管电流波形,即  $R_{sen}$  上的电压波形, CH2 是开关管漏源极电压波形。从图中可以看出,该电源的工作频率随输入电压升高而增高,随负载加大而降低,最高工作频率为 124.7kHz,最低工作频率只有 25.2kHz;脉冲宽度随输入电压升高而减小,随负载加大而增加,最大导通脉冲宽度 16 $\mu s$ ,最小脉宽不到 2 $\mu s$ ;最大导通比  $D_{max} = 0.4$ ,最小导通

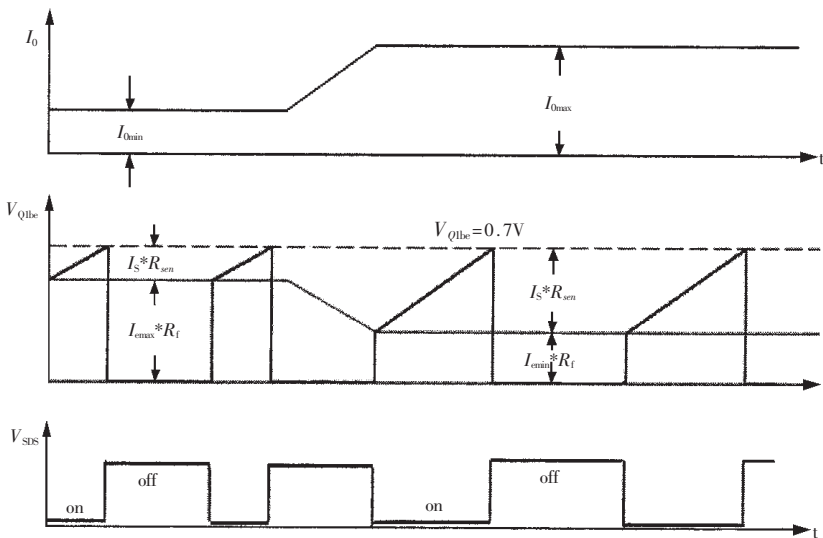


图 2 RCC 电路 PWM 和 PFM 的调制过程

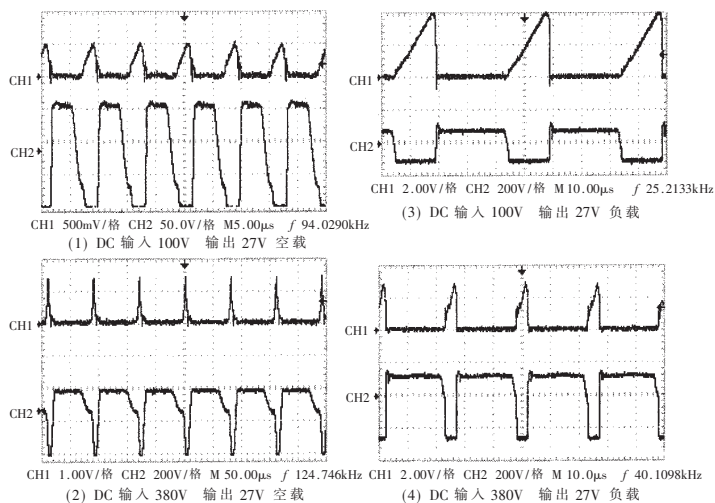


图3 不同整流的输入电压和负载情况下的工作波形

比  $D_{\text{min}}=0.16$ 。开关管电流在最低输入电压、最大负载时最大。

本文所设计的 RCC 电路，使电源能在输入电压从 100V 至 380V 变化时实现宽范围输入稳压控制，最高工作频率达 124.7kHz，电源体积在同等工况情况下减少了近五分之二。试验结果表明，采用功率 MOSFET 管为开关管的 RCC 电路，对于提高电源的电网适应性，实现电源的小型化具有实用价值。可适用于各类控制和驱动电源以及日常电器的辅助电源的设计。

### 参考文献

- [1] 王鸿麟. 现代通信电源[M]. 北京:人民邮电出版社, 1998.
- [2] 陈坚. 电力电子学[M]. 北京:高等教育出版社, 2002.

(收稿日期:2006-11-26)