

基于 TL494 芯片的高效 DC/DC 变换器的研究与设计

吴东升

(合肥工业大学 合肥 230009)

摘要 本文针对一种新型的 DC/DC 变换器拓扑结构,采用电流控制型脉宽调制芯片 TL494 构成了变换器的控制电路。TL494 芯片功能强,工作频率高,通过外扩简单的硬件电路即可实现输出电压电流的双闭环控制。实验结果表明,该系统效率高,动态性能较好。

关键词: 拓扑结构 脉宽调制 双闭环控制

Research and Design on High Efficiency DC/DC Converter Based on the Chip of TL494

Wu Dongsheng

(Hefei University of Technology Hefei Anhui 230009)

Abstract This paper utilizes the pulse width modulation chip of TL494 to construct the control circuit of DC/DC converter based on a new type of DC/DC converter topology. The chip of TL494 functions very strong, and its operation frequency is high. The double closed loop control of output voltage and current is realized by integrating some simple hardware circuit. The experiment results show that the efficiency is high and the dynamic performance is better.

Keywords: topology structure; pulse width modulation; double closed loop control

1 引言

随着现代电力电子技术和计算机等技术的高速发展,各种电力电子设备逐渐渗透到各行各业中去,它和人们的工作、生活的关系日益密切,而各种电力电子设备都离不开可靠的电源,可以说,电源是各种电力电子设备的核心。其中,直流——直流(DC/DC)变换器占据了越来越多的市场份额。如今,开关电源相继进入各种电子、电器设备领域,如程控交换机、通讯、电力检测设备电源、控制设备电源等均广泛采用了开关电源,开关电源技术得到了迅猛的发展。

开关电源的发展方向是高频、高效、高可靠性、低噪声、抗干扰与模块化等。开关电源轻、小、薄的关键技术是高频化,国内外各大开关电源制造商均致力于同步开发新型智能化的元器件(如新型磁性材料、新型电力电子器件如 SiC 功率 MOSFET、

体积大大缩小的平面变压器、超容电容器等),改善二次整流器件的损耗。通过降低运行电流,结温等措施以减少器件的应力,提高产品的可靠性。贴片(SMT)技术的应用使电路板两面布置元器件,保证开关电源的轻、小、薄。

开关电源可以分为 AC/DC 和 DC/DC 两大类。本文以 DC/DC 变换器为例,采用电流控制型脉宽调制芯片 TL494 构成了高频功率变换电路,增大了变换器的功率密度,减小了电源装置的体积和重量,并且使 DC/DC 变换器性能得到进一步改善。

2 系统主电路的拓扑结构

2.1 主电路拓扑结构及工作原理

图 1 所示为本系统的主电路拓扑结构。

本系统的 DC/DC 变换器采用可靠性较高的变压器隔离的单端正激式 BOOST 结构。高频变压器的同名端如图所示。为了提高能量的转换效率,本

系统中变压器的去磁回路不同于常规设计，此处被接到了次级绕组上。图 1 中的电容 C4 为隔直与激磁能量回收电容，当 C4 稳态工作时，系统主要有以下两个过程：一是在功率器件 Q 导通情况下，输入电压 U_i 加到高频变压器的原边绕组上，此时，变压器的副边绕组输出电压极性为上正下负，二极管 D2 导通，负载获得能量，并且电容 C4 借助于高频脉冲变压器的副边电流，将激磁能量转移到输出回路上去；另一过程就是功率器件 Q 关断情况下，电容 C4 经过二极管 D1 接收高频脉冲变压器原边反激回来的激磁能量。

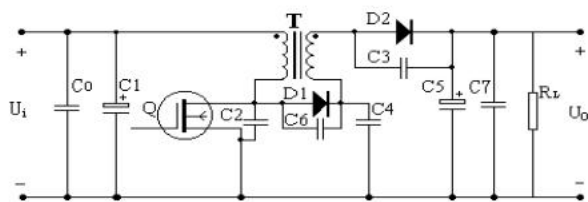


图 1 主电路拓扑结构

2.2 主电路参数设计

图 1 中，T 为高频脉冲变压器，是变换器的关键元件，主要完成能量储存与传递，磁芯材料选择 TDK 的 EE 型磁芯。在知道磁芯的技术参数下，按下式确定变压器原边绕组匝数^[1]：

$$N_p = \frac{U_i D T_s}{B_m A_c} \times 10^8 \quad (1)$$

式中， B_m ——磁芯最大工作磁密，为 $10^{-4}T$ ； T_s ——变换器工作周期； A_c ——磁芯有效截面积，单位为 cm^2 ； U_i ——变压器原边直流输入电压； D ——变换器工作占空比；

变压器副边绕组匝数在忽略绕组漏感与输出电压纹波下，由工程计算可得：

$$N_s = \frac{N_p}{U_i} (U_o + U_{om} - \frac{U_i}{1-D_{max}}) \quad (2)$$

式中， U_i ——变压器原边直流输入电压； D_{max} ——变换器最大工作占空比； U_{om} ——高频整流二极管的通态压降； U_o ——变换器输出直流电压。

由设计变压器的 AP 法知道，变换器的设计功率容量与磁芯截面积 A_c 、变压器的窗口面积 A_w 、变换器的频率 f 、磁芯最大工作磁密 B_m 成正比。电路采用较高的工作频率与较好的磁芯材料有助于减小电源体积，在设计过程中应依据绕组的电流密度、磁通工作点等实际参数来选择磁芯与导线。制作高频脉冲变压器时，原、副边绕组均用多股漆包线并

绕并且相互绝缘，以降低集肤效应的影响，同时为了获得较大的电流裕量。

图 1 中，Q 为功率器件，此处采用 MOSFET。在小容量系统中，因为 MOSFET 具有较低的通态压降和较高的开关频率等优点而被广泛使用。本系统中，主功率器件 MOSFET 的电压耐量与电容 C4 相同，实际中取 100V。从降低 MOSFET 运行电流以减少器件的应力、提高产品的可靠性角度出发，主功率器件采用两个电流容量为 70A、耐压为 100V 的 MOSFET 并联而成。

图 1 中的二极管 D1 的电压耐量在 100V 左右，选用反向恢复时间短、功率损耗小的肖特基势垒二极管 SRJ306，为增加电压耐量，实际装置中为两个二极管串联，并采用均压措施。整流二极管 D2 采用 3A/1200V 的超快恢复二极管。

图 1 中的电容 C4 为隔直与激磁能量回收电容，由于 C4 工作在高频下，故选择 ESR 小的 CBB 类电容。从各电容能量变换的过程来看，C4 的参数值选择应按以下原则确定：C4 与图 1 中的缓冲电容 C2、C3、C6 相比较，C4 至少应比它们大两个数量级，C4 上的电压在电路稳态过程中基本维持恒定，保证高频脉冲变压器在反激期间有足够的反激电压；C4 与输出滤波电容 C5 比较，应小两个数量级，以符合激磁能量只占变压器传递到负载侧能量很小的比例的原则。在本系统中，C4 为 1 μ F/250V，C2 与 C6 为 150pF/1kV，C3 为 1500pF/1kV，C5 为两个 100 μ F/450V 的电解电容并联，C1 为 2200 μ F/50V 的三个电解电容并联，C0 为 0.1 μ F/50V，C7 为 0.1 μ F/1kV 高频特性较好的瓷片电容。

设 C4 上的电压 U_{C4} 稳态时基本不变，则由伏—秒平衡原理可得：

$$U_i D T_s + (U_i - U_{C4})(1 - D) T_s = 0 \quad (3)$$

$$\text{从而可得} \quad U_{C4} = \frac{U_i}{1 - D} \quad (4)$$

设占空比 $D = 0.7$ ，如 $U_i = 24V$ ，则可得到 $U_{C4} \approx 70V$ ，故 C4 的电压耐量取 250V，C2、C3、C6 均取电压耐量为 1000V 的瓷片电容。

3 TL494 的结构与工作原理

图 2 为 TL494 的内部结构^[2]。

TL494 是美国德州仪器公司生产的电流控制型脉宽调制芯片，其性价比高，在其内部同时解决了电流调节器、脉宽调制和最大电流限制，此外，芯片内

还设置了一些附加监控和保护功能,使得芯片具有较强的抗干扰能力和很高的可靠性,并且用此芯片构成的控制系统结构简单,只需外接较少的元器件。

由图2可知,TL494由1个振荡器、2个比较器(死区时间比较器和PWM比较器)、2个误差放大器、1个触发器、双与门和双或非门、1个+5V基准电源、2个NPN输出晶体管等组成。脚5和脚6外接电阻 R_i 和 C_i 确定了振荡器产生锯齿波的频率 $f_{osc} = \frac{1}{R_i C_i}$ 。

TL494输出调制脉冲的宽度是由电容 C_i 端正向锯齿波和脚3、脚4的两个输入控制信号综合比较后确定的。脚13用来控制输出模式,脚4为死区时间控制端。脚1、脚16和脚2、脚15分别为两个误差放大器的同相和反相输入端。可以分别作为给定信

号和反馈信号输入端,用作电压和电流调节器,从而实现系统的双闭环控制,或者用作过流、过压、欠压和过热等比较器,实现各种保护功能。脚14为基准电压端,可为上述调节器和比较器提供参考基准。

4 硬件电路组成

图3为本系统的控制结构框图。

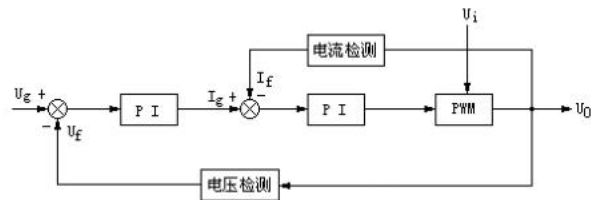


图3 DC/DC变换器的双闭环控制框图

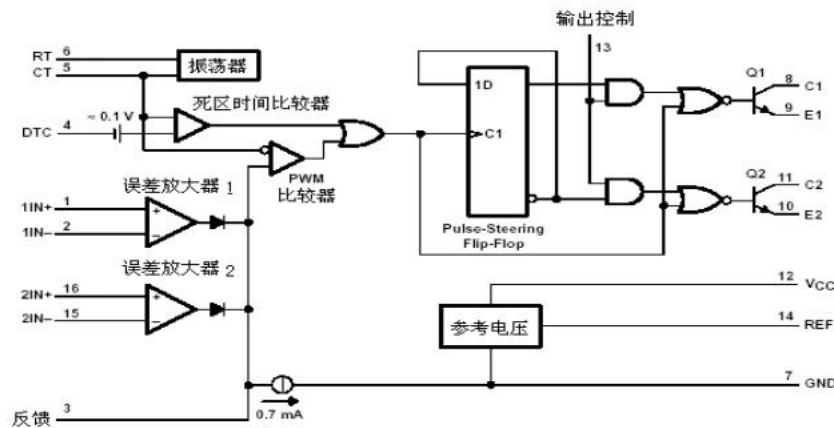


图2 TL494的内部结构

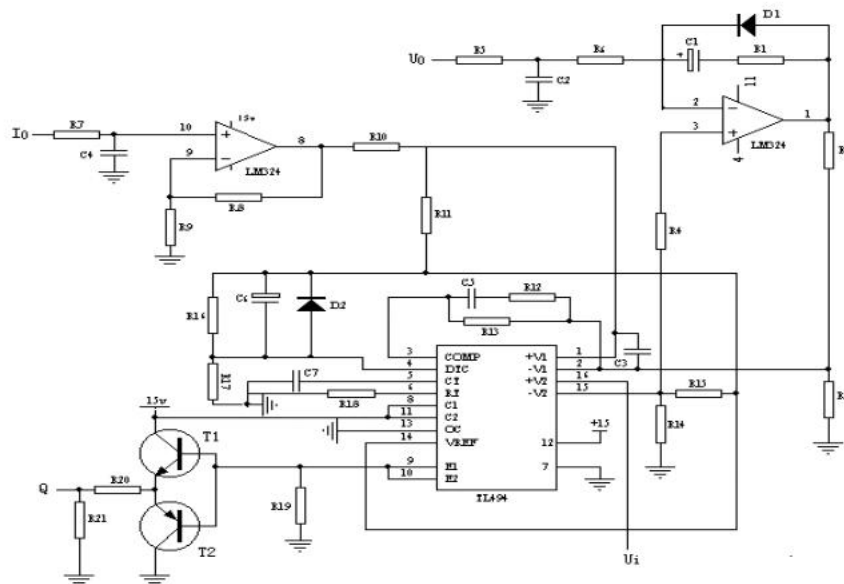


图4 系统的控制电路图

由图 3 可知, 系统为典型的电压电流双闭环控制。其中, U_g 为给定直流输出电压, U_f 为输出电压反馈, 其误差经过 PI 调节后作为电流内环的给定 I_g , I_f 为电流反馈信号, 电流误差经过 PI 调节后产生 PWM 信号直接驱动功率器件。

图 4 为系统的控制电路图。放大器 LM324 的 1、2、3 脚组成的比例-积分放大电路为电压外环, TL494 的误差放大器 1 构成电流内环。LM324 的 3 脚接入的是输出直流电压的给定信号, 2 脚接入的是输出直流电压的反馈信号。R1 与 C1 是电压调节器的反馈补偿环节, D1 对电压调节器的输出起到限幅作用, 即限定了主电路开关器件的电流。电压环的输出通过 R2、R3 的分压电路接到误差放大器 1 的反相端 2 脚, TL494 的 1 脚是主电路输出电流采样信号, R12 与 C5 是电流调节器的反馈补偿环节, R13 主要是为了提高 PI 调节器的动态特性。TL494 的 3 脚为电流调节器的输出, 作为 PWM 比较器的输入控制信号, TL494 的 9、10 脚输出并联作为主功率器件的驱动信号, 以实现输出直流电压的调节。

TL494 的误差放大器 2 用作直流输入电压的欠电压保护, 即作为比较器使用。反相端 15 脚的输入为从 14 脚引入的 2.5V 基准电平, 以作为欠压的给定信号, 16 脚是控制电源欠电压信号 2。为了减小

主功率开关管的开机冲击, 由 R16、C6 与 R17 组成的缓起动电路引入信号到 TL494 的 4 脚, 使输出级的移相角从 0° 逐渐增加, 正激变换器的脉宽从 0 开始慢慢增加, 直到稳定工作, C7、R18 为 TL494 设置振荡频率。TL494 的 8 脚与 11 脚并联、9 脚与 10 脚并联, 通过 T1、T2 互补电路, 向功率器件输出 PWM 驱动信号以控制功率器件的工作。

5 实验结果

本系统样机的额定功率为 500W, 额定输入直流电压为 24V, 欠压值设置为 21.6V, 输出直流电压为 280V, 高频脉冲变压器的绕组分别为 $N_p = 4, N_s = 36$, 原边采用 5 组并绕, 副边采用 2 组并绕而成。图 5 为功率器件的 DS 之间的波形, 图 6 为驱动波形和负载时的电流波形。

6 结论

通过对样机的效率测试可知: 当负载由空载逐渐增加时, 变换器的变换效率基本上是成正比变化; 当负载增加到大约为额定功率的 75% 时, 变换器的变换效率达到最高, 约为 90%; 此后, 随着负载增加, 变换效率又基本成反比变化; 当负载接近满载时, 变换器的变换效率约为 86%。

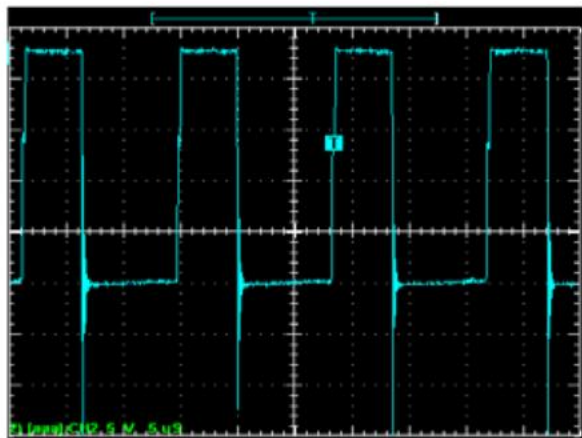


图 5 功率器件 DS 之间的波形

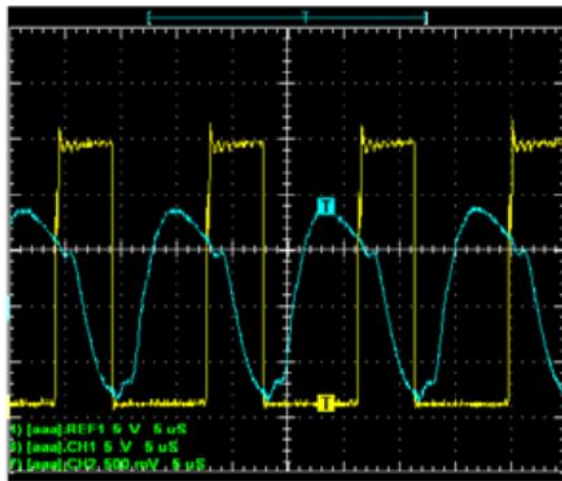


图 6 驱动波形和电流波形

参考文献

[1] 张占松, 蔡宣三编著. 开关电源的原理与设计. 电子工业出版社, 1998, 6.
 [2] 刘胜利, 严仰光编著. 现代高频开关电源实用技术.

2001, 9.
 [3] Banerjee S, Chakroabarty K. Nonlinear modeling and bifurcations in the boost converter. IEEE Trans circuits system. 1998, 13(2):252-260.