

# 电力电子技术课程设计报告

姓 名:

学 号:

班 级:

指导老师:

专 业:

设计时间:

# 目录

1. 降压斩波电路.....	6
一. 直流斩波电路工作原理及输出输入关系 .....	12
二. Dc / DC变换器的设计.....	18
三. 测试结果.....	19
四. 直流斩波电路的建模与仿真.....	29
五. 课程设计体会与总结.....	30
六. 参考文献.....	31

# 摘要

介绍了一种新颖的具有升降压功能的DC/ DC变换器的设计与实现，具体地分析了该DC/ DC变换器的设计(拓扑结构、工作模式和储能电感参数设计)，详细地阐述了该DC/ DC变换器控制系统的原理和实现，最后给出了测试结果

关键词：DC/ DC变换器，降压斩波，升压斩波，储能电感，直流开关电源，PWM直流脉宽调速

## 一．降压斩波电路

### 1.1 降压斩波原理：

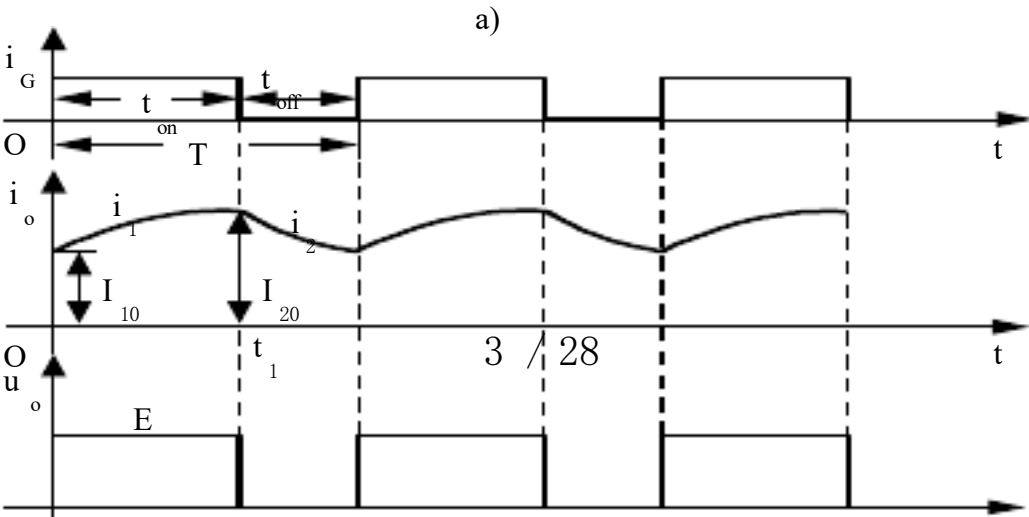
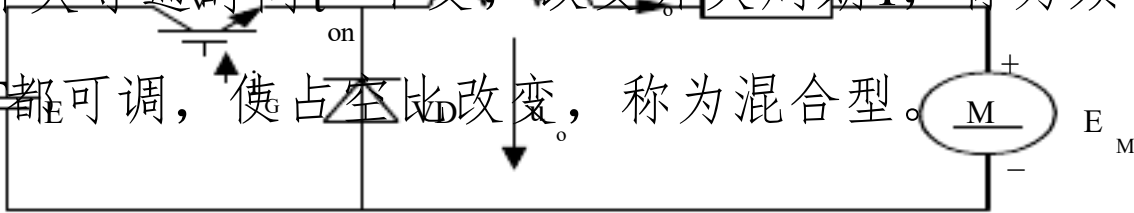
$$U_0 = \frac{t_{on}}{T} E$$

$$I_0 = \frac{U_0}{R} = \frac{E}{R} \frac{t_{on}}{T}$$

式中 $t_{on}$  为V处于通态的时间； $t_{off}$  为V处于断态的时间； $T$ 为开关周期； $\frac{t_{on}}{T}$ 为导通占空比，简称占空比或导通比。

根据对输出电压平均值进行调制的方式不同，斩波电路有三种控制方式：

- 保持开关周期 $T$ 不变，调节开关导通时间 $t_{on}$  不变，称为PWM
- 保持开关导通时间 $t_{on}$  不变，改变开关周期 $T$ ，称为频率调制或调频型。
- $t_{on}$  和 $T$ 都可调，使占空比改变，称为混合型。



## 1.2 工作原理

1)  $t=0$ 时刻驱动V导通，电源E向负载供电，负载电压 $u_o=E$ ，负载电流 $i_o$ 按指数曲线上升

2)  $t=t_1$ 时刻控制V关断，负载电流经二极管VD续流，负载电压 $u_o$ 近似为零，负载电流呈指数曲线下降。为了使负载电流连续且脉动小通常使串接的

电感L值较大

□ 基于“分段线性”的思想，对降压斩波电路进行解析

□ 从能量传递关系出发进行的推导

□ 由于L为无穷大，故负载电流维持为 $I_o$ 不变

□ 电源只在V处于通态时提供能量，为 $E_{I_0} t_{on}$

□ 在整个周期T中，负载消耗的能量为 $(R_{I_0} T + E_{I_0} I_o T)$

一周期中，忽略损耗，则电源提供的能量与负载消耗的能量相等

$$U_0 \left[ \frac{t_{on}}{T} E \right] = I_o \left[ \frac{U_0}{R} E \right]$$

输出功率等于输入功率，可将降压斩波器看作直流降压变压器

该电路使用一个全控器件V，途中为IGBT，也可使用其他器件，若采用晶闸管，需设置晶闸管关断的辅助电路。为在V关断是给负载的电杆电流提供通道，设置了续流二极管VD 斩波电路的典型用途之一拖动直流电动机，也可以带蓄电池负载，两种情况句会出现反电动势。

在具有升降压功能的非隔离式DC/ DC变换器中，Buck-Boost 变换器和Cuk变换器是负极性输出，Sepic 变换器和Zeta 变换器是正极性输出，但这两个变换器结构复杂，都需要两个储能电感，这必然导致变换器的损耗增加、效率变低，且体积和质

量大，引。本文针对实际研究项目中提出的要求，摒弃采用上述各种变换器，设计了一种新颖的具有升降压功能和正极性输出的DC/ DC变换器，并采用该DC/ DC变换器研制出达到技术指标要求的直流开关电源，获得了良好的应用价值。

直流系统调速是由功率晶闸管、移相控制电路、转速电流双闭环调速电路、积分电路、电流反馈电路、以及缺相和过流保护电路，通常指人为地或自动地改变直流电动机的转速，以满足工作机械的要求。机械特性上通过改变电动机的参数或外加工电压等方法来改变电动机的机械特性，从而改变电动机机械特性和工作特性机械特性的交点，使电动机的稳定运转速度发生变化。

**PWM**控制技术是一中广泛应用于控制领域的技术，其原理是利用冲量相等而形状相通的窄脉冲加在具有惯性的环节时候，效果基本相通。在电力拖动系统中，调节电枢电压的直流调速是应用最广泛的一种调速方法，除了利用晶闸管整流器获得可调直流电压外，还可利用其它电力电子元件的可控性能，采用脉宽调制技术，直接将恒定的直流电压调制成极性可变，大小可调的直流电压，用以实现直流电动机电枢两端电压的平滑调节，构成直流脉宽调速系统，随着电力电子器件的迅速发展，采用门极可关断晶体管 **GTO** 全控电力晶体管 **GTR** **P-MOSFET** 绝缘栅晶体管 **IGBT** 等一些大功率全控型器件组成的晶体管脉冲调宽型开关放大器（**Pulse Width Modulated**），已逐步发展成熟，用途越来越广。

调速通常通过给定环节，中间放大环节，校正环节，反馈环节和保护环节等来实现。电动机的转速不能自动校正与给定转速的偏差的调速系统称为开环控制系统。这种调速系统的电动机的转速要受到负载波动及电源电压波动等外界扰动的影响。电动机的转速能自动的校正与给定转速的偏差，不受负载及电网电压波动等外界扰动的影响，使电动机的转速始终与给定转速保持一致的调速系统称为闭环控制系统。这是由于闭环控制系统具有反馈环节。

**IGBT**是强电流、高压应用和快速终端设备用垂直功率 **MOSFE**的自然进化。由于实现一个较高的击穿电压 **BVDS**需要一个源漏通道，而这个通道却具有很高的电阻率，因而造成功率 **MOSFE**具有 **RDS(on)**数值高的特征，**IGBT**消除了现有功率 **MOSFET**的这些主要缺点。虽然最新一代功率 **MOSFE**器件大幅度改进了 **RDS(on)**特性，但是在高电平时，功率导通损耗仍然要比 **IGBT** 技术高出很多。较低的压降，转换成一个

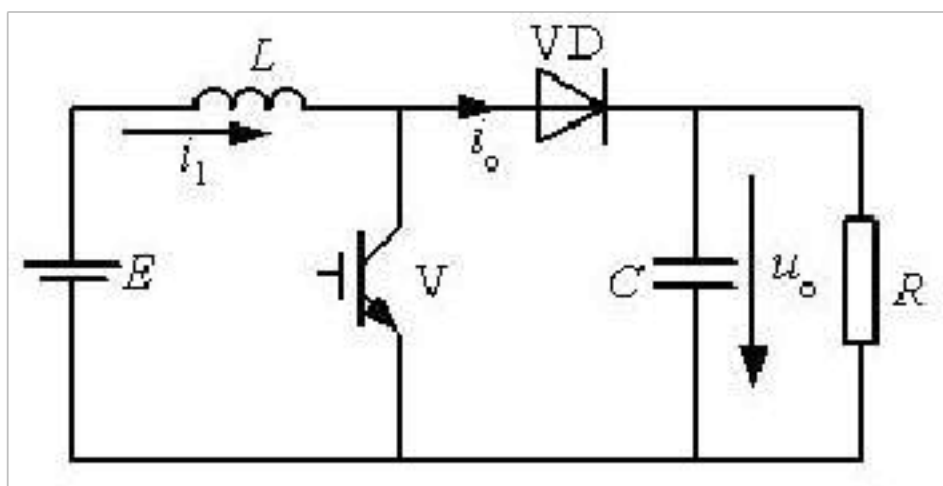


低  $V_{CE(sat)}$  的能力，以及 IGBT 的结构，同一个标准双极器件相比，可支持更高电流密度，并简化 IGBT 驱动器的原理图。

一个晶闸管直流调速系统是由转速的给定、检测、反馈、平波电抗器、可控整流器、放大器、直流电动机等环节组成。这些环节都是根据用户要求首先被选择而确定下来的，从而构成了系统的固有部分。仅有这些固有部分所组成的系统是难以满足生产机械的全面要求的，特别是对系统动态性能的要求，有时甚至是不稳定的，为了设计一个静态，动态都适用的调速系统，尤其是达到动态性能的要求，还必须对系统进行校正。也就是在上述固有部分所组成的调速系统中另外加一个校正环节，使系统的动态性能也能达到指标的要求。本文中的双闭环可逆 PWM 调速系统，采用集成控制器 SG3524 产生占空比可调的 PWM 波，它的部包括误差放大器，限流保护环节，比较器，振荡器，触发器，输出逻辑控制电路和输出三极管等环节，是一个典型的性能优良的开关电源控制器，输出级是由 IGBT 构成的功率控制器，进而驱动它励直流电动机，达到速度控制的目的。由于电路有开关频率高的特点，所以直流脉宽调速系统与 V-M 系统相比，在许多方面具有较大的优越性，例如主电路线路简单，需用的功率元件少，低速性能好，稳速精度高，因而调速围宽，开关频率高，电流容易连续，谐波少，电机损耗和发热都较少，调速装置效率和电网功率因素高，系统的频带宽、快速性能好、动态抗扰能力强等等

## 二．直流斩波电路工作原理及输出输入关系

### 2.1 升压斩波电路（Boost Chopper）



升压斩波电路

假设  $L$  和  $C$  值很大。

处于通态时，电源  $E$  向电感  $L$  充电，电流恒定  $i_1$ ，电容  $C$  向负载  $R$  供电，输出电压  $u_0$  恒定。

断态时，电源  $E$  和电感  $L$  同时向电容  $C$  充电，并向负载提供能量。

设  $V$  通态的时间为  $t_{on}$ ，此阶段  $L$  上积蓄的能量为  $E i_1 t_{on}$

设  $V$  断态的时间为  $t_{off}$ ，则此期间电感  $L$  释放能量为  $(u_0 - E) i_1 t_{off}$

稳态时，一个周期  $T$  中  $L$  积蓄能量与释放能量相等：

$$E i_1 t_{on} = (u_0 - E) i_1 t_{off}$$

化简得 
$$u_0 \frac{t_{on}}{t_{off}} = E \frac{T}{t_{off}}$$

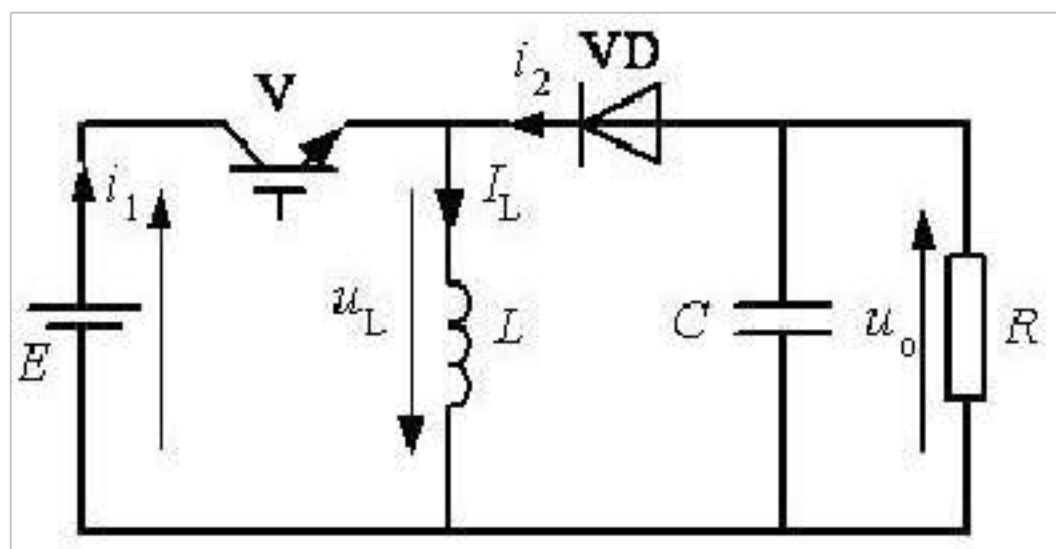
$\frac{T}{t_{off}}$ ——升压比；升压比的倒数记作  $\beta$ ，即  $\beta = \frac{t_{off}}{T}$

$\beta$  和  $\alpha$  的关系： $\alpha + \beta = 1$

所以输出电压为

$$u_0 = \frac{1}{1 - \beta} E = \frac{1}{\alpha} E$$

## 2.2 升降压斩波电路 (buck -boost Chopper)



升降压斩波电路

$V$  通时，电源  $E$  经  $V$  向  $L$  供电使其贮能，此时电流为  $i_1$ ，同时， $C$  维持输出电压



恒定并向负载  $R$  供电，这时  $u_L = E$ 。

$V$  断时， $L$  的能量向负载释放，电流为  $i_2$ 。负载电压极性为上负下正，与电源电压极性相反，这时  $u_L = -u_0$ 。

稳态时，一个周期  $T$  电感  $L$  两端电压  $u_L$  对时间的积分为零，即

$$\int_0^T u_L dt = \int_0^{t_{on}} u_{L(on)} dt + \int_{t_{on}}^T u_{L(off)} dt = \int_0^{t_{on}} E dt - \int_{t_{on}}^T u_0 dt = 0$$

所以输出电压为：

$$u_0 = \frac{t_{on}}{t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} E$$

( $t_{on}$  为  $V$  处于通态的时间， $t_{off}$  为  $V$  处于断态的时间)

### 三. DC / DC变换器的设计

#### 3.1 变换器拓扑结构

图1所示是设计新颖的DC/ DC变换器的拓扑结构。该DC/ DC变换器为前后级串联结构，前级是由T1、 T3、 D1、 D、 I、 C、 R1、 R 构成降压变换电路，后级是由T、 D、 I、 C构成升压变换电路，其中Dz、 I、 C均出现在前、后级变换电路中。

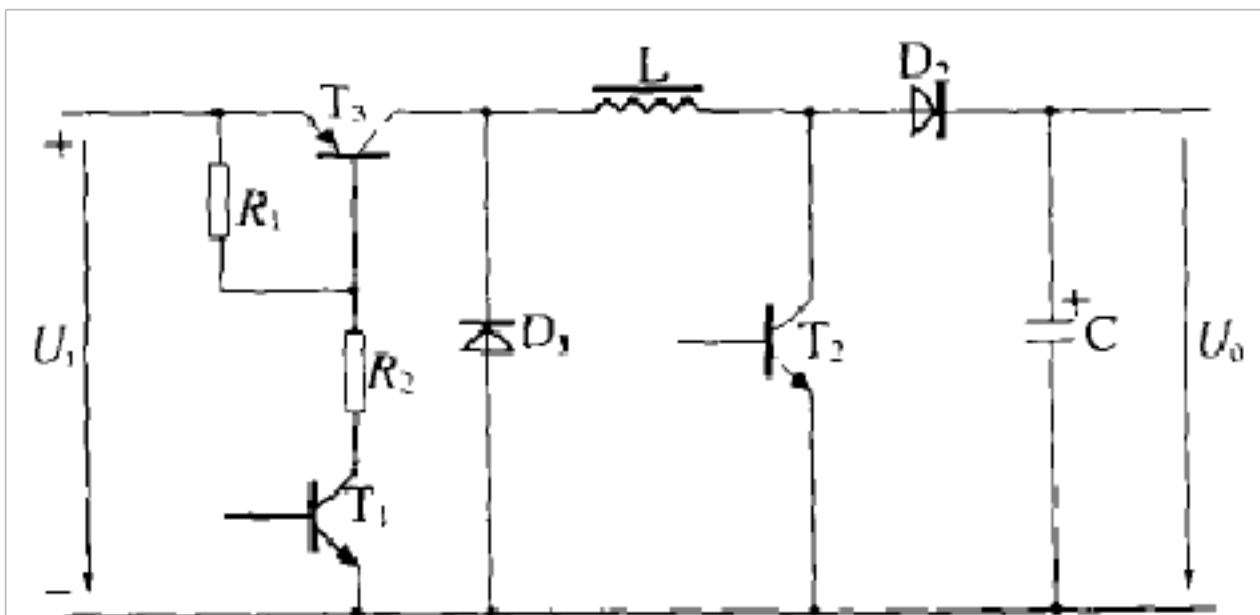


图 1 新颖的 DC/DC 变换器的原理图

从图1中可以看出，采用PWM方式控制两个主开关管 $T_1$ 、 $T_2$ 存在一定的困难，因为它们的控制端不共地。为了实现两路控制信号共地，也只能选用功率晶体管。为此，在图1所示的主变换电路中增加了辅助开关管 $T_1$ ，且 $T_3$ 由NPN型改为PNP

型，显然 $T_1$ 、 $T_2$ 是共地的， $T_1$ 、 $T_3$ 是同步开关的，这就实现了两路控制信号的共地。这样，原本通过控制 $T_1$ 、 $T_2$ 来控制电路的工作状态，现在是通过 $T_1$ 、 $T_2$ 来控制， $T_3$ 称为降压斩波辅助开关， $T_2$ 称为升压斩波主开关、 $T_1$ 称为降压斩波主开关。

工作模式的分析假设所用电力电子器件理想、电感和电容均为无损耗的理想储能元件以及不计线路阻抗，且变换器始终处于电流连续的状态。该DC/DC变换器有两种典型的工作模式——降压工作模式和升压工作模式，下面分别来分析这两种工作模式。1. 2. 1 降压工作模式当 $T_2$ 截止， $T_1$ 以PWM方式工作，变换器处于

降压工作模式。此时，变换器与Buck变换器相比仅仅是多了一个二极管 $D_z$ ，而这一个二极管的加入对Buck变换器的工作无任何影响。因此，处于降压工作模式的变换器等效于Buck变换器，相应的电压变换关系为：

$$\frac{U_o}{U_i} = \alpha \quad (1)$$

式中： $U_i$  ——输入电压； $U_o$  ——输出电压； $\alpha$  的占空比。

当T<sub>1</sub>全导通，T<sub>2</sub>以PWM方式工作，变换器处于升压工作模式。此时，变换器与Boost变换器相比多了一个全导通的开关管T<sub>1</sub>。和一个二极管D<sub>1</sub>，

而这两个器件的加入对Boost变换器的工作无任何

影响。因此，处于升压工作模式的变换器等效于

Boost变换器，相应的电压变换关系为：

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 - D_2} \quad (2)$$

式中：U<sub>i</sub>——输入电压；U<sub>o</sub>——输出电压；D<sub>2</sub>——T<sub>2</sub>

的占空比。由此可见，该DC/DC变换器是将Buck和Boost两个变换器串联起来，通过对两个开关管T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub>的配合控制获得降压工作模式和升压工作模式，从而实现升降压功能和正极性输出。在理想情况下，变换器的电压变换关系为：

$$\frac{U_o}{U_i} = D_1 \quad \text{当处于降压工作模式}$$

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 - D_2} \quad \text{当处于升压工作模式}$$

储能电感参数的设计

由图1的拓扑结构可知，该DC/DC变换器只有一个储能元件——储能电感L，所以L必须能适应降压和升压两种不同的工作模式，以使变换器无论处于哪一种工作模式，L都能存储足够的能量，从而在以PWM方式工作的斩波开关截止时能提供给负载连续的电流。因此，L是该DC/DC变换器的关键元件，其参数的选取直接影响到变换器能否正常工作。考虑最典型的情况，假设输入电压的变化范围为U<sub>min</sub> ~ U<sub>max</sub>，且当U<sub>i</sub> = U<sub>max</sub>时，变换器处于降压工作模式；当U<sub>i</sub> = U<sub>min</sub>时，变换器处于升压工作模式。

1)  $\alpha_{\min}$  ,  $U_o$  可以得到T1的最小占空比  $\alpha_{\min}$  ; 根据公式(2)、 $U_{\min}$  和  $U_o$  , 可以得到T。的最大占空比  $\alpha_{\max}$  。由于  $\alpha_{\min}$  ,  $\alpha_{\max}$  分别代表了L在两种工作模式下的极端工作状态, 因此可以通过分别计算这两个工作状态下的电感量, 并取其中的大者作为L的设计参数, 则L就能同时满足两种工作模式的要求, 。具体设计步骤如下:

(1) 当处于极端降压工作状态: ( $\alpha = \alpha_{\min}$  ,  $\beta = 0$ ) 时, 电感量  $l_1$  的计算公式:

$$l_1 = \max\left(\frac{U_{\max} - U_o}{\Delta i_L} \cdot \alpha_{\min} \cdot T, \frac{U_o}{\Delta i_L} \cdot (1 - \alpha_{\min}) \cdot T\right) \quad (4)$$

(2) 当处于极端升压工作状态: ( $\alpha = 1, \beta = \beta_{\max}$ ) 时, 电感量  $l_2$  的计算公式:

$$l_2 = \max\left(\frac{U_{\min}}{\Delta i_L} \cdot \beta_{\max} \cdot T, \frac{U_o - U_{\min}}{\Delta i_L} \cdot (1 - \beta_{\max}) \cdot T\right) \quad (5)$$

(3) 取  $l_1$ 、 $l_2$  中的大者作为  $L$  的设计电感量  $l$ , 即:

$$l = \max(l_1, l_2) \quad (6)$$

式中:  $\Delta i_L$ ——储能电感电流允许的波动峰—峰值;  
 $T$ ——开关周期。

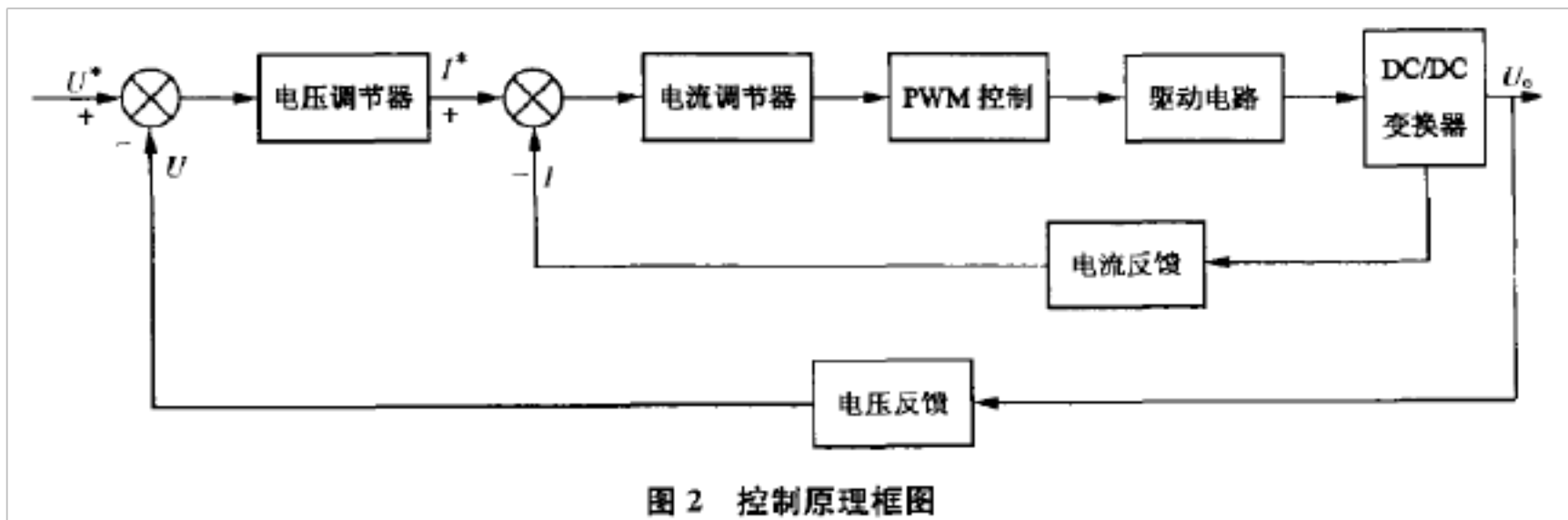
### 3.2 DC/DC 变换器控制系统的原理和实现

#### 控制原理

图2所示是该DC/DC变换器控制系统的控制

原理框图4, 其应用背景是卫星储能 / 姿控两用飞轮能量回馈系统。控制系统采

给定 $U^*$ 与电压反馈 $U$ 进行比较，得到的电压误差经电压调节器输出作为电流给定， $I^*$ 与电流反馈 $I$ 进行比较，得到的电流误差经电流调节器输出对应PWM波的脉冲宽度，然后经PWM控制决定分配给哪个开关管，之后PWM通过驱动电路驱动DC/DC变换器中相应的开关管工作

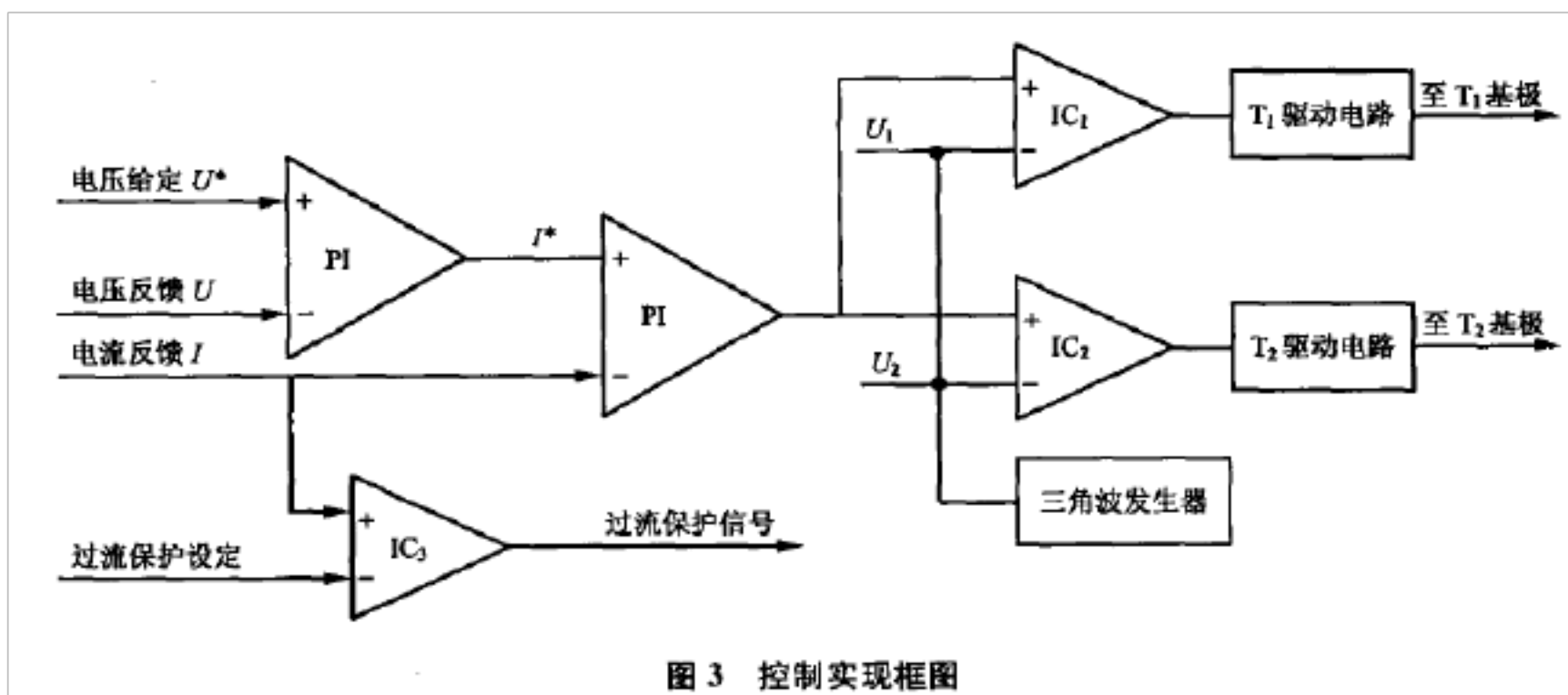


以上的双闭环控制是针对工作在PWM方式下的开关管而言。由于变换器采用的是两个开关管的配合控制，两种不同的工作模式就对应两种不同的PWM关方案，因此必须设计相应的控制逻辑分配单元来实现这两种开关方案，这在图2中以PWM控制单元表示。

### 3.3 控制实现

控制系统的设计可以采用模拟控制方案和数字控制方案，这里以模拟控制方案阐述该DC/DC变换器控制系统的实现，如图3所示。





检控制电路由两级PI调节器、PWM波产生电路、驱动电路、故障测与保护电路等组成。两级PI调节器是控制电路的核心控制单元，两级均为带限幅输出的PI调节器，前级是电压调节器，后级是电流调节器，前后级串联构成了以输出电压为主控制对象、输出电流为副控制对象的双闭环控制系统。电压环的作用是稳定输出电压，在

输入电压或负载扰动作用下保证输出稳定。电流环是在稳态时跟随电压环，从而使系统动态响应快，调节性能好，也易于实现限流和过流保护。由于电压调节器的输出作为电流调节器的给定，故电压调节器的限幅值决定了电流调节器的最大输出

电流。此外，电流调节器的限幅值限制了最大输出电压，防止了输出电压过高的非正常状态，从而保证了系统的安全可靠。PWM波产生电路负责两种PWM关方案的

实现，以满足变换器降压工作模式和升压工作模式的要求。由于需要产生两路控制信号，因此必须配合主变换电路进行特殊的电路设计，以解决控制逻辑的分配问题。如图3所示，电流调节器输出送到比较器IC、IC2同相端，由一个三角波发生器产生

的三角波送到反相端，两路信号相比较叠加获得PWM波。分析可知，两种不同



以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/267016113141006036>