

目 录

绪论	1
第一章 开关式稳压电源的基础知识	4
第一节 开关式稳压电源与线性串联型稳压电源的区别	4
第二节 开关式电源的电路结构	6
第三节 非绝缘型(斩波式)开关电路	11
第四节 变换器型开关稳压电源	18
第五节 谐振型变换器电路	31
第六节 电流控制脉宽调制技术	44
第七节 开关稳压电源集成控制器的控制方式和分 类方法	57
第二章 电压型 DC-DC 变换器	64
第一节 MC34063/MC34063A、MC35063/MC 35063A、MC33063/MC33063A DC-DC 变换器	65
第二节 通用开关型稳压器辅助系统 $\mu 7A8S40$	76
第三节 LM2574/LM2574HV 系列 0.5A 降压式电压 型 DC-DC 变换器	85
第四节 LM1577/LM2577 系列升压式电压型单片开关 集成稳压器	97
第五节 L497A、10A 降压式单片功率开关稳压器	108
第六节 MC34165 功率开关稳压器	120
第七节 MAX639 高效率 +5V 可调降压稳压器	132
第三章 电流型 DC-DC 变换器	142
第一节 MAX732/MAX733 电流型 +12V/+15V DC-DC 升压变换器	143

第二节	MAX736/737/739/759 可调整的逆变电流 型-5V、-12V、-15V 稳压器	156
第三节	MAX742 双路输出电流型+5V 到±12V 或±15V 开关稳压器	167
第四节	MAX743 双路输出电流型+5V,至±15V 或±12V 开关稳压器	179
第五节	MAX1743 3W,+5V 至±12V/±15V DC-DC 转换模块	186
第四章	电压型脉宽调制控制器集成电路	191
第一节	开关型脉宽控制集成电路 MC34060/MC35060	193
第二节	开关型脉宽调制控制集成电路 TL494/TL495	208
第三节	SG1525A/SG1527A、SG2525A/SG2527A、SG 3525A/SG3527A 脉宽调制控制电路	220
第四节	SG1526/SG2526/SG3526 脉宽调制控制集成 电路.....	231
第五节	SG1524/SG3524,LT1524/LT3524 脉宽调 制控制集成电路.....	240
第六节	脉宽调制型集成开关电源控制器 CW3420/3520	252
第七节	SL-64 型开关稳压电源集成控制器	265
第五章	电流型脉宽调制控制器集成电路	275
第一节	电流控制型开关电源应用中的有关问题.....	276
第二节	高性能电流方式控制器 UC3842A/ UC3843A、UC2842A/UC2843A	285
第三节	高性能电流方式控制器 MC34129、MC33129 ...	303
第四节	高性能双通道电流方式控制器 MC34065/MC33065	321
第五节	可编程集成开关电源控制器 MAX741	337

第六节	电流型 PWM 控制器 LT1846/1847、 LT3846/3847	348
第七节	平均电流 PWM 控制器 UC1848	352
第八节	其它电流型 PWM 控制器简介	361
第六章	固定脉冲宽度,可变频率的开关电源控制器	372
第一节	MC34066 高性能谐振控制器	372
第二节	谐振型开关电源控制器 UC1861~1868	384
第三节	GP605 可变频率谐振型控制器	390
第四节	UC3860 谐振型控制器	395
附录 1	集成开关稳压器控制器的型号和生产厂家一览表	403
附录 2	MOTOROLA 公司生产的开关稳压器控制器	407
附录 3	MAXIM 公司生产的 DC-DC 变换器一览表	409
主要参考文献		412

绪 论

如果说在几年前人们对开关电源还不是很熟悉的话,那么如今开关电源已经大量使用,市场上随处可见,工程技术人员对它已经不是很陌生的了。开关稳压电源由于其技术水平的不断提高,生产工艺的不断改善,新器件、新材料的更多使用,使制造成本进一步降低,可靠性进一步提高,并在整个电源工业中所占的比重愈来愈大。许多电源技术专家所展望的开关电源的发展趋势正在成为现实,开关电源工作频率的高频化,控制电路的集成化取得了引人注目地进展。在开关电源的电能变换技术方面的研究,控制技术方面的研究及专用集成电路的开发上,也取得了重大的进展。在这方面比较突出的是开关电源的电流型控制技术和谐振型变换技术的研究已经在生产实践中广泛应用,开关电源专用集成电路已经形成了系列产品,品种急剧增多,有力地推动着开关电源整机生产水平的提高。为此,加强我国对开关电源专用集成电路的研究和学习是十分必要的。

一、开关集成稳压器、控制器在开关电源中所处的地位和作用

当前开关电源发展的趋势仍然是工作频率高频化,高频化的主要目标是为了进一步减轻开关电源的重量,缩小体积以及改善开关电源的某些性能,如可靠性、瞬态响应等。

高频化的基础是开关电源的两个关键元器件,一个是开关电源用的高频开关功率晶体管,功率场效应管;另一个就是开关电源专用集成电路——开关集成稳压器和控制器。开关电源专用集成电路的工作频率要比开关电源的工作频率更高,高频化的开关电源必须要先有高频化的专用集成电路。开关集成稳压器、控制器的

功能决定了开关电源整机使用元器件的多少,电路设计的复杂程度,调试维修的难易程度。总之,开关集成稳压器、控制器的功能直接影响着开关电源的可靠性及其性能。

二、开关集成稳压器、控制器生产现状

1. 电流控制型 PWM 集成电路成为主流

早期的开关电源专用集成电路多数为电压控制型 PWM 集成电路,它的主要缺点是瞬态响应不好。电流控制型 PWM 集成电路的性能和功能均优于电压控制型 PWM 集成电路,国外新生产的开关集成稳压器和控制器中,电流控制型的品种和数量最多,有完全取代电压控制型的趋势。

2. 开关电源专用集成电路的新家族——谐振型控制集成电路

在更高频率(大于 500kHz)下变换功率的更有效办法是采用谐振式变换器,使用零电流开关和零电压开关技术。但是,由于一直没有生产出可用的控制器,使这项技术的应用受阻。现在国外集成电路制造厂家已经生产出谐振型控制集成电路,使开关电源的工作频率已达 1MHz,使开关电源缩小体积的努力取得了重要进展。

3. 单片集成电路向大功率发展

早期的开关电源专用集成电路输出驱动电流都很小,而现在的开关集成稳压器 L4970 的最大输出电流为 10A, L296 的最大输出电流为 5A; PWM 控制器 UC1856 的输出峰值电流达 1.5A, 驱动功率越来越大,在使用时可不用外接功率开关管。

4. 集成电路所需外部元件数目越来越少

最新的开关集成稳压器,控制器需要外部元件数极少,使用起来十分简便。如以其高效取代了普通三端线性电压稳压器的 LM2574 系列开关降压式稳压器,只需要 4 个外部元器件。MAX1743 DC-DC 变换器能把 +5V 转换至 ±12V 或 ±15V,而不需要外部元件。脉宽调制控制器在使用时,需要的外部元件数目也

减少了很多。

5. 工作频率已超过 1MHz

开关电源需要越来越高的开关频率,针对这个问题,一种新型 PWM 控制器已经研制出来。它的频率是目前最高的,可达 1MHz 以上,既适用于电压型也适用于电流型应用。这个控制器的型号是 UC3825,在这个控制器的设计上特别提出速度关键参数这个过去一直不明确的概念。采用该控制器制成的开关电源整机频率达 1MHz,功率 50W,证明了它的高频特性。

提高开关频率可以进一步减少开关式变换器及电源的体积,遗憾的是,提高开关频率也增加了开关损耗,使工作在 2~3MHz 的样机的输出功率只有 50W 左右。因而,今后几年重点不是提高频率,而首先要增加工作在 1~2MHz 电路的输出功率容量,并从样机阶段转化为工业化生产;其次是研制新电路结构,提高电路的效率。在降低半导体器件及其它元件的损耗后,研制出各种功率容量较小的新型谐振式电路,这也是意料之中的。此外,目前使用的几种电路中,一个器件的导通/截止产生的零点损耗总要伴生另一个器件导通/截止下的开关损耗,因此要设计一种新的谐振式电路,在零电流开关与零电压开关之间求得合理的平衡。

第一章 开关式稳压电源的基础知识

第一节 开关式稳压电源与线性 串联型稳压电源的区别

开关式稳压电源由于体积小、重量轻、效率高等优点,已经成为电源装置的主流。现在很多电子设备中都采用了开关式稳压电源,市场上也到处可见,出现了取代线性稳压电源的趋势,这两种稳压电源究竟有什么区别呢?我们通过比较两种稳压电源的原理电路和各种性能来回答这个问题。

一、两种稳压电源的原理电路比较

在功率开关晶体管未问世以前,线性串联调整稳压器一直是最简单、最常用的稳压技术,其功率量级可达数百瓦到 1kW,对于更高的功率量级,如数千瓦以上,常常采用可控硅相位控制稳压器,但是,其动态响应慢,稳压性能差。这里我们以最具有代表性的线性稳压电源——串联型稳压电源和开关式稳压电源原理电路的比较,来看一下两种稳压电源在工作原理和电路结构上的区别。

降压式线性串联稳压电源的原理电路如图 1-1a)所示,开关式稳压电源的原理电路见图 1-1b)。降压式串联稳压电源通常把电网交流电压经变压器降压,整流,滤波,串联调整元件输出一个稳定的直流电压。在这种稳压电源中因使用的变压器铁心既重又大,使电源的重量和体积加大。串联调整元件通常由一个,多个工作在线性状态的功率晶体管并联或复合组成,由于偏置关系导致效率很低,要安装很大的散热器。用作输出平滑滤波的电容器,容

量值和体积也很大。

开关式稳压电源是电网交流电压直接整流,滤波后变成高压直流,高压直流经高频变压器和功率开关晶体管变换后,降为低压交流,再经低压整流,滤波输出一路或多路直流电压。功率开关晶体管由高频信号对其进行通断控制,随着开关频率的提高,开关式电源所用的部件体积更小,重量更轻。开关频率从最初的2kHz左右实用化以来,到现在已经用到人耳听不到的20kHz,又因为人们对体积小重量轻的要求日益迫切,频率已经增加到50kHz、100kHz,甚至200kHz。将来,更会向着500kHz,1MHz更高频率迈进,不用电解电容器作输出平滑滤波恐怕已为期不远了。

二、两种电源的各种性能比较

开关式稳压器与线性串联型稳压器的各种性能比较如表1-1所示。开关式稳压器除了轻巧之外,可适用输入电压变化范围很宽的地方,具备了不必更换电路接头或电路常数,就可适用于输入电压不同的国家的特长。

从另一方面看,开关型稳压器的缺点为:变换用功率器件、整流二极管、高频变压器及扼流圈等会产生杂波(noise),这种杂波对其它电路会有妨碍。但是,这种缺点可从电路工艺的改进,加滤波器及隔离等予以改善。

开关式电源稳压器的稳定度,在理论上可达到与串联式稳压电源相同的程度,但由于纹波或杂波会造成稳定度的恶化,为提高其稳定度,在防止这种影响方面必需采取一些措施。然而,对于一般性的使用方法,还不致于发生问题。

在可靠性方面,开关电源使用的零件数较多,所以较串联式稳压电源低。但是,就一般设计而言,电介电容器的寿命对可靠性有很大的影响,其寿命随温度的升高而降低。因此,在尺寸相同的情况下,仍是效率高的开关式电源温度上升较小,可靠性的提高较为可能。然而,由于开关式稳压电源的元件体积小,如果过度将其小型化,致使超过其内部损失能适应的程度时,内部的温度将大幅度

上升,使可靠性降低。

开关式与线性串联型稳压器的比较

表 1-1

项 目	串联型稳压器	开关式稳压器
效 率	低(30%~60%)	高(70%~85%)
尺 寸	大(变压器与散热器体积大)	小(1/4~1/10)
重 量	重(变压器与散热器重量大)	轻(1/4~1/10)
电 路	简单(变压,整流,稳压)	复杂(整流,转换,PWM控制,变压,整流)
稳 定 度	高(0.001%~0.1%)	普通(0.1%~3%)
纹波(P.P)值	小(0.1~10mV)	大(10~200mV)
暂态反应速度	快(50 μ s~1ms)	普通(500 μ s~10ms)
输入电压范围	输入电压范围大时,效率降低,无直流输入的自由度	输入电压范围很宽,亦可直流输入,100V/200V 共用亦可
成 本	低	普通(差额已急速减少)
可 靠 性	虽然零件数少,可靠性高,但会因温度的上升而降低	可减低温度之上升,将可靠性提高到相同的程度
不必要的干扰(EMI)	无	有(可利用滤波器或隔离加以防止)
用 途	高精度电源,高速程控电源,10W 以下电源,实验用可变电源	各种装在机器内的电源,直流输入机器,小型而效率高的电源
装 配 工 艺	因变压器很重,不可能装在印刷板上	零件轻巧,数百瓦为止均可装在印刷板上

第二节 开关式电源的电路结构

开关式电源典型的电路结构方框图如图 1-2 所示,从总体上来看电路共分四大部分,分别为输入电路、变换电路、输出电路、控制电路。

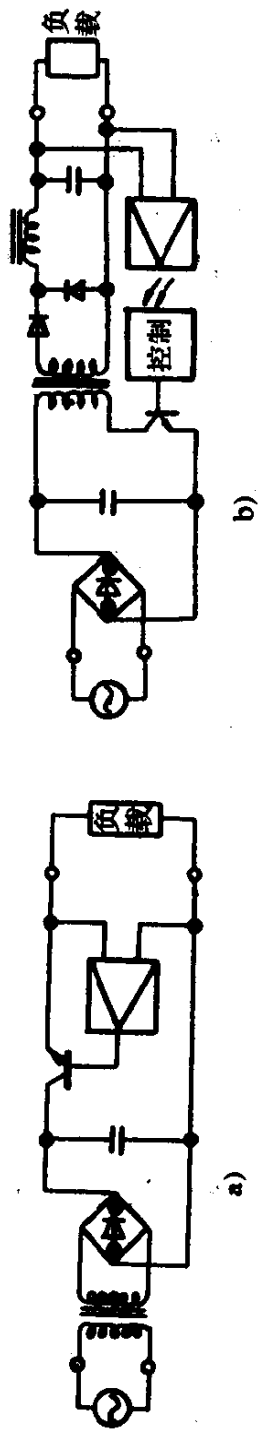


图 1-1 两种稳压电源的电路原理比较
a) 降压式线性稳压电源; b) 开关式电源

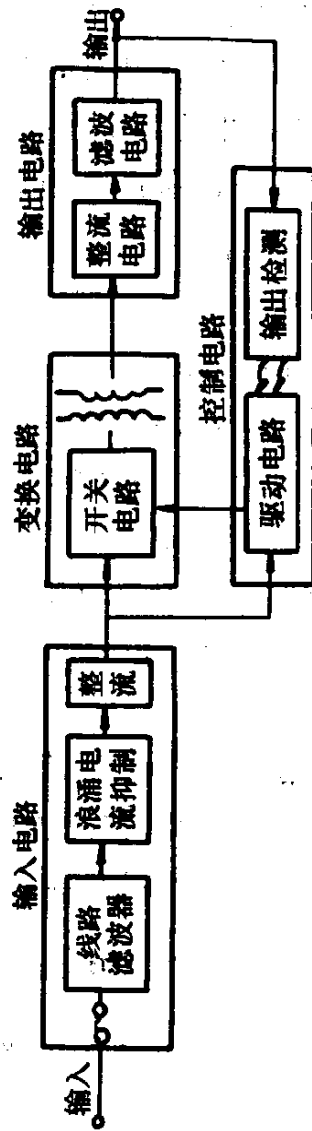


图 1-2 开关电源典型电路结构框图

一、输入电路

输入电路包括有三部分,即线路滤波器、浪涌电流抑制电路以及整流电路。

1. 线路滤波器

线路滤波器的主要作用是将电网电源线进入的外来噪声衰减,防止下级连接的电路或部件,以及接于输出端的设备产生误动作。另一方面,又可对开关电源产生的传导噪声或辐射噪声进行衰减,不致于对其它电子设备产生电磁干扰。组成线路滤波器的主要部件是扼流线圈的电容,根据所产生噪声电平大小以及使用频率高低来选定回路、所用部件、材料以及决定它们的数值等。

2. 浪涌电流抑制电路

输入电路的第二部分,是浪涌电流抑制部分。开关电源的输入端因为是整流平滑滤波电容器输入的,当接通交流电源时,滤波电容器就有充电电流通过。这就是一种浪涌电流,它是在输入电压最大,相位 90° 时得到最大值。为了保护输入电源的ON/OFF开关接点,防止电源线发生故障,必须抑制浪涌电流。

3. 整流电路

输入电路的第三部分是整流电路,这种电路可分为电容输入型和扼流圈输入型两大类。在开关电源中通常采用电容输入型,这种类型的整流方式又以桥式整流电路最常使用。

二、功率变换电路

这部分主要由开关电路和开关变压器组成,是开关电源的最关键的部分。

1. 开关电路

开关式电源的电路形式多种多样,如果能够理解和掌握它们的特点,就可以做到性能好,安装易,成本低,高效率的产品设计。开关电路的驱动方式分自激式和它激式两大类;控制方式可分为脉宽调制,频率调制,脉宽、频率混合调制3种。功率变换电路的分

类如下:

(1)非绝缘型,又称斩波式电路或DC-DC变换器,分3种电路形式:降压型、升压型、反相型;

(2)绝缘型,又称变换器型,分单端电路、双端电路。单端电路有正激型变换器和反激型变换器;双端电路有推挽式、半桥式、全桥式电路。

(3)谐振型变换器,这种功率变换电路也有降压型、升压型、反相型、半桥、全桥、推挽6种电路形式。

开关电源按使用功率开关管的类型可分为:晶体管型(GTR)、场效应管型(MOSFET)、绝缘栅晶体管(IGBT)型。

2. 开关变压器

开关变压器是开关电源最关键的部件之一。商用电源只要确定了输入电压、输出电压和电流,就可以选择相应的变压器。而开关变压器除了要知道输出电压和电流以外,开关方式和开关频率等都会影响外形、材料、线圈的线径和匝数等。只有确定了变压器的磁芯形式、材料、线圈的线径和匝数等,才能得到所希望的开关变压器。开关变压器使用的铁芯因为是高频工作,所以通常用铁氧体磁芯或非晶合金磁芯。

3. 开关晶体管

开关功率管也是开关电源最关键的器件,开关电源对功率开关管的一个最主要的要求是,开关的速度要高,导通和关断的时间要短。最具有代表性的功率开关晶体管有3种,分别是功率晶体管(GTR)、功率场效应管(MOSFET)、隔离栅双极性晶体管(IGBT)。近年来,由于开关电源使用的频率越来越高,功率MOS场效应管的使用数量也越来越增加。高电压大电流用的双极型功率晶体管,有三重扩散和处延型这两种工艺的产品,开关频率界限约100kHz,超过这一频率,多采用MOSFET和IGBT功率管。功率场效应管和隔离栅双极性晶体管由于是电压控制型元件,驱动功率小,可以用集成电路直接驱动。功率场效应管的开关速度达到双极型元件的10倍,开关损耗可以做到很小,能够并联工作,不存

在二次击穿,热稳定性好因而可靠性高。但使用功率 MOS 场效应管时,也需要注意下列各点:因为开关速度很高,激励电路不能有太高的阻抗;栅路电压应在 10~15V 之间;要用栅极电阻、铁氧体磁珠等来抑制开关噪声,或在并联工作时防止振荡发生;要用浪涌吸收元件来抑制变压器所产生的脉冲噪声电压,降低开关晶体管的源漏电压。功率开关管的发展趋向是将 MOS 场效应管与双极晶体管结合起来形成双机制器件(Double Mechanism Device)。这种器件就是第四代功率半导体器件——隔离栅双极晶体管 IG-BT,它具有双极性晶体管的低饱和电压的特点,也具有 MOS 晶体管的高速开关特性和电压驱动功能,这种器件将成为功率半导体器件的主流。

三、控制电路

开关电源的控制方式,有脉冲宽度控制、频率控制和调宽调频控制 3 种,其中最常用的是脉冲宽度调制方式,不少半导体生产厂家都生产有脉宽调制(PWM)用的 IC。单片集成控制电路不仅大幅度地减少了控制电路使用元器件的数量、简化了设计计算,便于生产和维护,使 PWM 型稳压电源的可靠性大大提高,同时,也便于实现标准化、系列化。

控制电路的主要作用是向驱动电路提供一对前沿陡峭,相位差 180°,对称和宽度可变的矩形脉冲列(脉冲列彼此绝缘,对于单端开关电源只要一组脉冲列)。通过这一对脉冲电压的有和无,脉冲的窄和宽,脉冲宽度的变化量和输出电压变化量的关系,通过最大脉宽和最小脉宽以及从最小脉宽增大到额定脉宽的速度等等的关系,来实现设计目标。

四、输出电路

开关电源的输出电路是一种整流滤波电路,它的作用是将高频变压器副边方波电压整流成单向脉动直流,并将其平滑成设计要求的低纹波直流电压。由于欲整流电压的频率高达 20kHz 以上,而且

$$V = L \frac{di}{dt}$$

是矩形波,在整流过程中会出现一些与普通低频整流不同的、但确十分重要的问题。输出整流滤波电路的另一个重要功能是抑制尖峰噪声,尤其是抑制开关整流二极管反向恢复时间内电流急剧恢复产生的尖峰噪声。输出电路中的高频整流二极管要使用肖特基势垒二极管 SBD、快速恢复二极管 FRD 和超快恢复二极管 UFRD 等。应按照输出电压、电流、开关频率等进行选择。设计输出扼流圈要注意的地方是电感量要合适,如果超过了所需的电感量,由于负荷过重,会产生低频振荡;电感量过小又会产生间歇振荡,对开关管的电流波形有很大的影响。在许多场合,恰当地选择开关频率和滤波元件,可以将输出电压的脉动减小到满意的数值。

第三节 非绝缘型(斩波式)开关电路

在开关式稳压电源的电路方式中,最简单的电路方式就是不带变压器的非绝缘型开关式稳压器。这种方式因为输入电路与输出电路有一部分是共通的,所以输出与输入之间无法绝缘,使用的范围有限,常用于 DC-DC 变换器。这种方式的电路有三种形式:降压型、升压型、极性反转型。

一、降压型开关稳压器

这种电路如图 1-3 所示,因为没有使用变压器,所以输入与输出在直流上成共同的状态,因此,只能使用于输入与输出没有必要

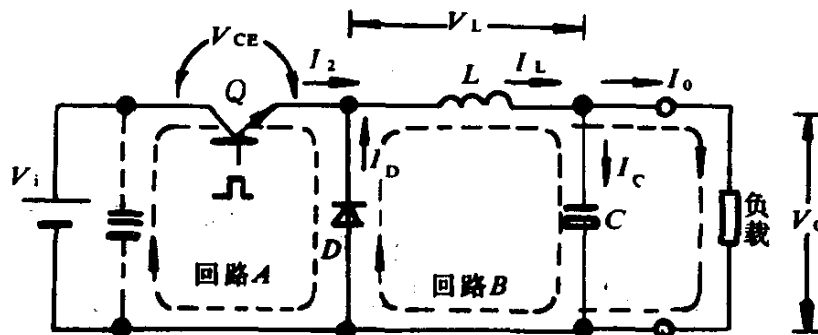


图 1-3 降压型开关稳压器

绝缘的场合。此图为输入与输出用负端做为公共通路,使用的是NPN型晶体管,如果使用极性相反的PNP型晶体管,可以作成用正端做为公共通路的电路。这个电路因为没有使用变压器,所以没有因变压器的漏磁而引起的种种问题,可作成小型而且效率良好的电源。图1-3的电路是把经过开关晶体管通(ON)-断(OFF)后的输入电压变为方波,利用LC滤波电路予以平波,从而得到的输出电压比输入电压低。

1. 输出电压的方法

若电路的输入电压为 V_1 , 输出电压为 V_0 , 晶体管导通的时间为 T_{ON} , 关断的时间为 T_{OFF} , 则当晶体管 Q 导通时, 扼流圈两端的电压将为 $V_1 - V_0$ 。因此, 这一期间的电流变化量 ΔI_L 为:

$$\Delta I_L = \frac{V_1 - V_0}{L} \cdot T_{ON}$$

$\Delta V = L \frac{\Delta I}{\Delta t}$

当晶体管关断期间, 续流二极管 D 导通, 这时扼流圈有一 V_0 的电压加于上面。因此, 这一期间扼流线圈的电流变化量 ΔI_L 为:

$$\Delta I_L = \frac{V_0}{L} \cdot T_{OFF}$$

降压型电路波形图如图1-4所示, 可以看出在扼流圈的电流为连续的情况下, 在正

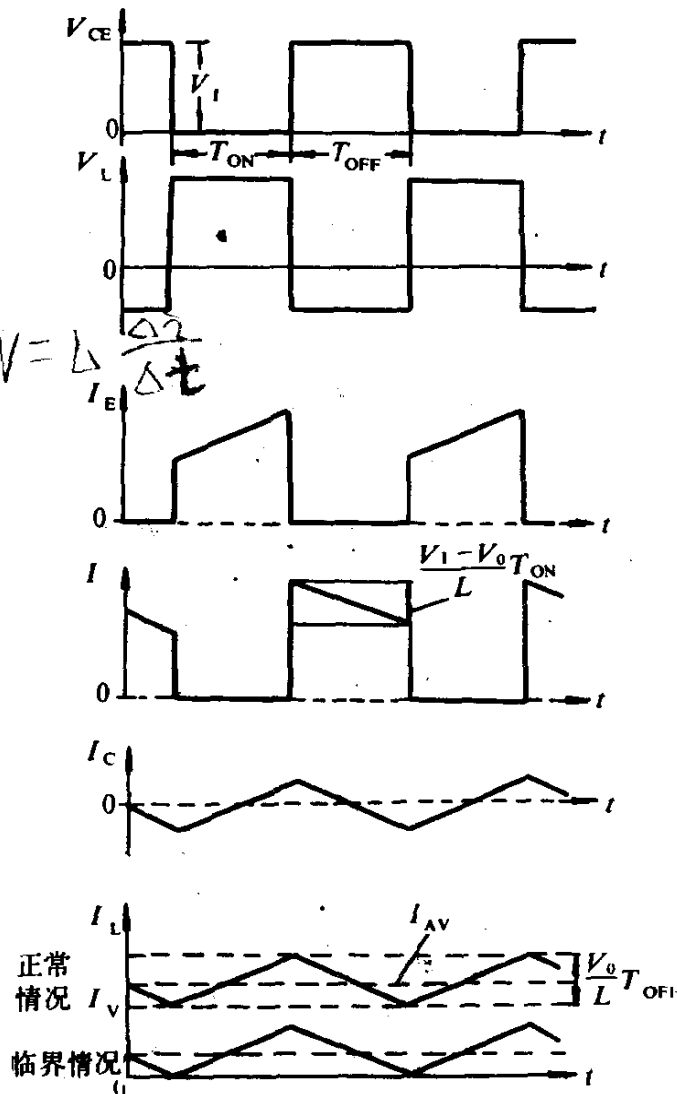


图1-4 降压型电路的波形图

常状态这两个电流变化量应相等,所以由上面两个等式可得:

$$V_0 = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \cdot V_1$$

另外,当扼流圈的电流为非连续性时,在开关晶体管 Q 导通时,由输入提供输出的功率为 P_{ON} ,因为流入电路的电流为 $(V_1 - V_0)t/L$,所以:

$$P_{ON} = \frac{V_1(V_1 - V_0)}{L} \cdot t$$

将这个功率从 $0 \sim T_{ON}$ 予以积分,并在一个周期内求平均值,则:

$$P_{AV} = \frac{1}{T_{ON} + T_{OFF}} \int_0^{T_{ON}} \frac{V_1(V_1 - V_0)}{L} \cdot t dt$$

$$P_{AV} = \frac{V_1(V_1 - V_0)T_{ON}^2}{2L(T_{ON} + T_{OFF})}$$

这个功率将等于输出功率 P_0 。当输出电流为 I_0 ,输出电压为 V_0 时,

$$P_0 = V_0 \cdot I_0 \quad P_0 = P_{AV}$$

由此可推导出 V_0 ,则:

$$V_0 = \frac{(V_1 T_{ON})^2}{V_1 T_{ON}^2 + 2I_0 L (T_{ON} + T_{OFF})}$$

2. 扼流圈的电流临界点的求法

扼流线圈的电流变为不连续性的临界点,可按下述方法简单求出。首先让我们看一下图 1-4 中所示的 I_L 波形,若流经扼流线圈的电流的谷低值为 I_V ,则扼流线圈的电流平均值为 I_{AV} 为:

$$I_{AV} = I_V + \frac{V_0}{2L} \cdot T_{OFF}$$

因为 I_{AV} 等于输出电流 I_0 ,所以:

$$I_V = I_0 - \frac{V_0}{2L} \cdot T_{OFF}$$

在临界点处 $I_V = 0$,所以:

$$I_0 = \frac{V_0}{2L} \cdot T_{OFF}$$

成为临界点,因此,电流连续的条件表达式就为:

$$I_0 > \frac{V_0}{2L} \cdot T_{\text{OFF}}$$

降压式电路的设计都设计成全负载时为连续式,而在轻负载时为断续式,这时,如果脉冲的宽度如果不够窄,在轻负载时电压就上升,无法满足希望的稳定度,所以要注意这种情况。扼流线圈的 L 值,需要设计成当全负载时流经 L 的纹波电流的峰-峰值为负载电流的 $\frac{1}{2}$ 以下。因此,若最大输出电流为 $I_{0(\text{max})}$,那么:

$$\frac{V_1 - V_0}{L} T_{\text{ON}} < 0.5 I_{0(\text{max})}$$

由此,可以得到下面的关系式:

$$L > \frac{V_1 - V_0}{2I_{0(\text{max})}} \cdot T_{\text{ON}}$$

二、升压型开关稳压电路

图 1-5 是升压型开关式稳压电路的原理图和工作波形图。此电路的工作原理为:开关晶体管 Q 导通时将能量储存于电感 L ; 关断时将此能量与输入电压叠加,由输出端取出一个电压,这个电路的输出电压高于输入电压。

开关管导通时,加入电感 L 的电压为 V_1 ; 关断时,电感上的电压为 $V_0 - V_1$ 。因此,若设在正常状态下电流的变化成分相等,则:

$$\frac{V_1}{L} T_{\text{ON}} = \frac{V_0 - V_1}{L} T_{\text{OFF}}$$

故:

$$V_0 = \frac{T_{\text{ON}} + T_{\text{OFF}}}{T_{\text{OFF}}} \cdot V_1$$

在 I_L 不连续的情况下,当开关式晶体管导通时,若输入电压为 V_1 ,则由输入端提供的功率为 P_{ON} ,由于电路流过的电流为 $V_1 t / L$,所以:

$$P_{\text{ON}} = \frac{V_1^2}{L} t$$

又因,这个电路与其它电路不同,即使在晶体管关断期间,仍

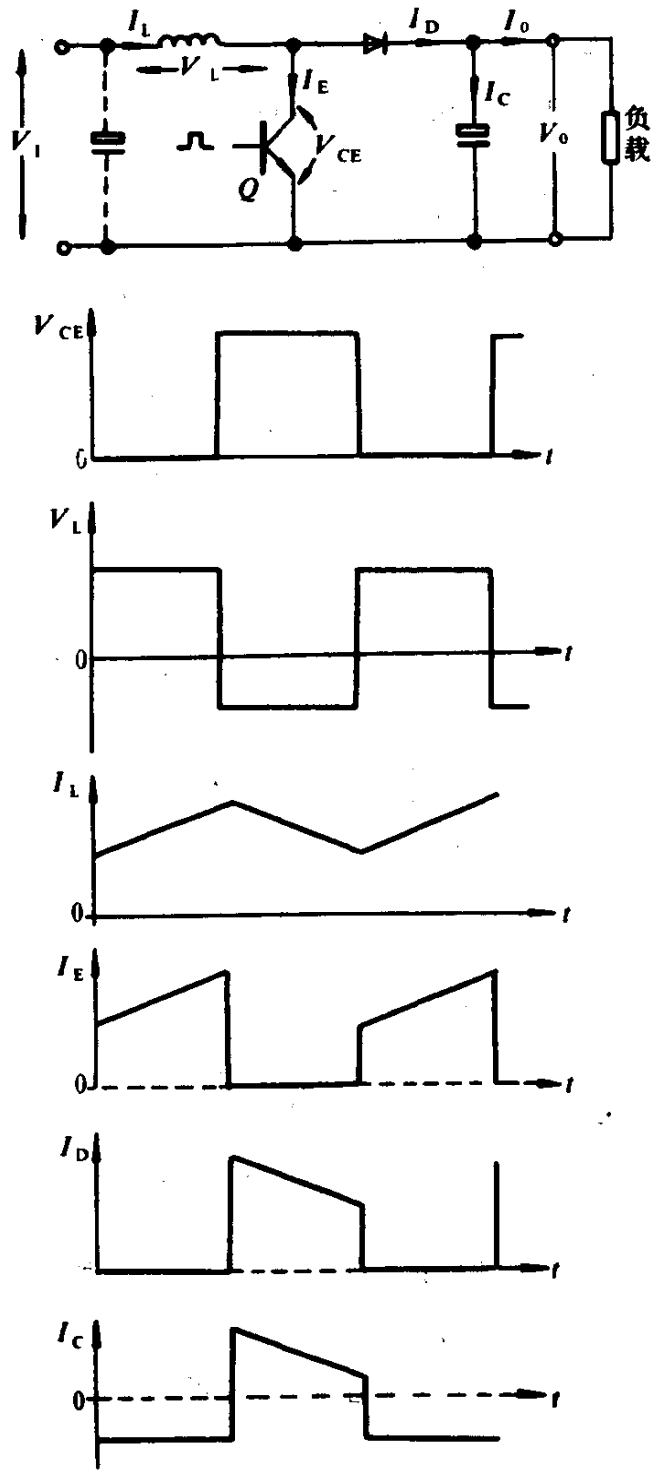


图 1-5 升压型开关稳压器工作原理图和工作波形图

由电源继续供给功率。这时，因输入电流为 $\frac{V_0 - V_1}{L}t$ ，所以在关断期间供给的功率为：

$$P_{\text{OFF}} = \frac{V_1(V_0 - V_1)}{L} \cdot t$$

输出功率 P_0 等于上述两种功率 P_{ON} 与 P_{OFF} 分别在 $t=0 \sim T_{ON}$ 及 $t=0 \sim T_{OFF}$ 期间的积分功率的平均值, 故:

$$P_{AV} = \frac{1}{T_{ON} + T_{OFF}} \left(\int_0^{T_{ON}} \frac{V_1^2}{L} \cdot t \cdot dt + \int_0^{T_{OFF}} \frac{V_1(V_1 - V_0)}{L} \cdot t \cdot dt \right)$$

在这里, 因为 $T_{OFF} = \frac{V_1 T_{ON}}{V_1 - V_0}$, 故:

$$P_{AV} = \frac{1}{T_{ON} + T_{OFF}} \left(\frac{V_1^2}{2L} T_{ON}^2 + \frac{V_1^2}{2L} \cdot \frac{V_0}{(V_1 - V_0)} \cdot T_{ON}^2 \right)$$

令输出功率 $P_0 = I_0 V_0$, 用上面的公式来求 V_0 , 则:

$$V_0 = \frac{(V_1 T_{ON})^2}{2I_0 L (T_{ON} + T_{OFF}) + V_1}$$

与降压型相同, 在临界点:

$$I_0 = \frac{V_0}{2L} \cdot T_{ON}$$

所以电感中电流为连续的条件是:

$$I_0 > \frac{V_0}{2L} \cdot T_{ON}$$

三、极性反相型开关稳压电源

该电路的原理电路和工作波形图见 1-6 所示。当开关晶体管导通时, 电感 L 储存能量; 开关晶体管关断时, 电感 L 把储存的能量供给输出负载。这种电路在输出时可以得到与输入电压极性相反的输出电压。

这种电路的工作原理如下: 首先, 开关晶体管 Q 导通, 当电感 L 中有电流通过时, 若使开关管 Q 关断, 则为了维持电流, 二极管 D 导通, 将 L 中储存的能量供给输出负载, 这样在负载上得到与输入极性相反的电压。

首先, 让我们看一下电感电流是连续的情况, 当 Q 导通时, 加

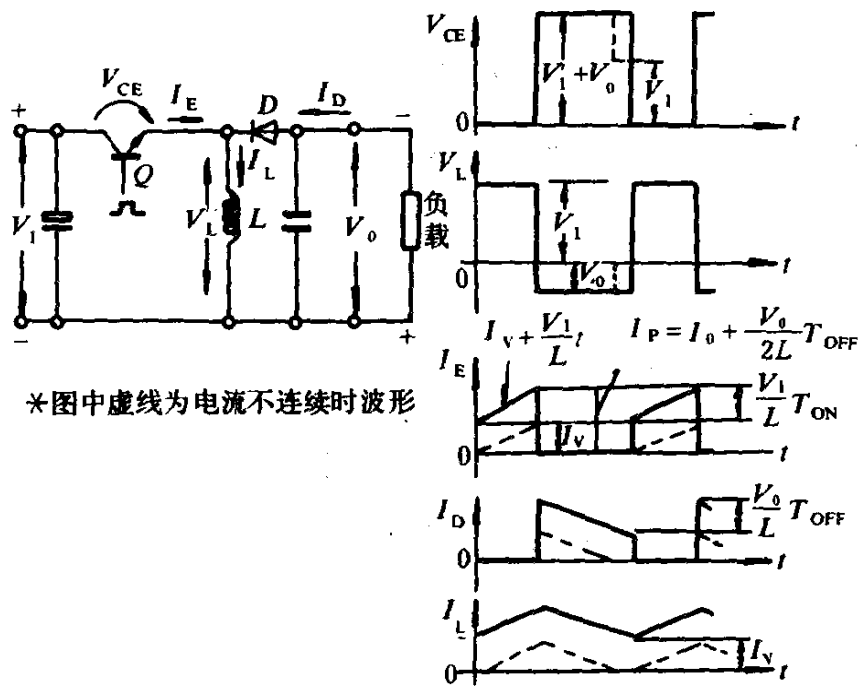


图 1-6 极性反相型原理电路和工作波形

在电感 L 上的电压为 V_1 。因此,在这个期间电感中的电流变化量为 $V_1 T_{ON}/L$ 。另一方面,当 Q 关断时,二极管 D 导通,加于电感的电压成为 $-V_0$,电流的变化量为 $V_0 T_{OFF}/L$ 。

在正常工作状态 T_{ON} 与 T_{OFF} 期间电感电流的变化量相等,所以:

$$\frac{V_1}{L} T_{ON} = \frac{V_0}{L} T_{OFF}$$

由上式来求输出电压 V_0 ,则:

$$V_0 = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} V_1$$

下面让我们再看一下电感流动的电流为不连续的情况,当开关晶体管 Q 导通时,加到电感 L 上的电压为 V_1 ,电流为 $V_1 t/L$ 。因此,在此期间由输入侧供给的功率 P 为:

$$P = \int_0^{T_{ON}} \frac{V_1^2}{L} \cdot t dt$$

而在一个周期中的平均功率 P_{AV} 为：

$$P_{AV} = \frac{1}{T_{ON} + T_{OFF}} \int_0^{T_{ON}} \frac{V_1^2}{L} t dt$$
$$P_{AV} = \frac{(V_1 T_{ON})^2}{2L(T_{ON} + T_{OFF})}$$

因为这个平均功率 P_{AV} 与输出功率 $P_0 = I_0 V_0$ 相等，所以下面的公式得以成立。

$$I_0 V_0 = \frac{(V_1 T_{ON})^2}{2L(T_{ON} + T_{OFF})}$$

这样，输出电压 V_0 为：

$$V_0 = \frac{(V_1 T_{ON})^2}{2L I_0 (T_{ON} + T_{OFF})}$$

又，与降压型一样，输出电流临界值为：

$$I_0 = \frac{V_0}{2L} T_{OFF}$$

扼流线圈的电流成连续性的条件为：

$$I_0 > \frac{V_0}{2L} T_{OFF}$$

第四节 变换器型开关稳压电源

为了将直流电压变换为交流电压，可以采用 DC-AC 变换器，变换后的交流电压再经整流就会又变成直流，按这种工作方式组成的开关电源称为变换器式开关电源。由于这种开关电源都使用了输出高频变压器，开关电源的输入电压与输出电压被变压器隔离，彼此是绝缘的，因此又称为绝缘型开关电源。变换器型开关电源多用于交流 50Hz 市电转换成所需的直流电压或输入直流必须与输出直流隔离的情况，变换器的输出功率可大可小，输出电压可高可低，是应用最广泛最多的开关型稳压电源。这种类型的稳压电源有自激式和它激式，而使用开关集成电路的多为它激式，为此，下面着重介绍各种它激式变换器的工作原理。

一、单端反激直流变换器

单端反激直流变换器如图 1-7a) 所示。它由晶体管 Q 、变压器 T_r 、整流管 D 、滤波电容 C_0 和负载电阻 R_L 组成。在该电路中, 变压器初级线圈和次级线圈的极性如图所示, 晶体管导通时, 整流管 D 截止, 所以称为反激式变换器。由于晶体管的导通和截止是由外加信号控制的, 所以又称为它激式变换器。

晶体管的外加基极电压 U_b 的波形如图 1-7b) 所示。在 $t_1 \sim t_2$ 之间, 晶体管 Q 因承受足够高的正向偏压而饱和导通, Q 的饱和压降 V_{ce} 约为 $1V$, 输入电压 V_{in} 基本上等于 N_P 两端的电压 V_P 。根据电路原理可知:

$$V_P = V_{in} = L_P \frac{di_c}{dt}$$

式中: L_P 为 N_P 的电感, i_c 为晶体管中的集电极电流, 也就是 N_P 中的电流。从上式可得:

$$i_c = \frac{1}{L_P} \int_0^t V_{in} dt = \frac{V_{in}}{L_P} t + I_{co}$$

式中, I_{co} 为 N_P 中的初始电流, 通常可忽略, 因此:

$$i_c = \frac{V_{in}}{L_P} t$$

由这个公式可以看出, Q 导通期间, N_P 中的电流 i_c 是线性上升的, i_c 的波形如图 1-7b) 所示。当 $t=t_{on}$ 时, 初级线圈中的电流达

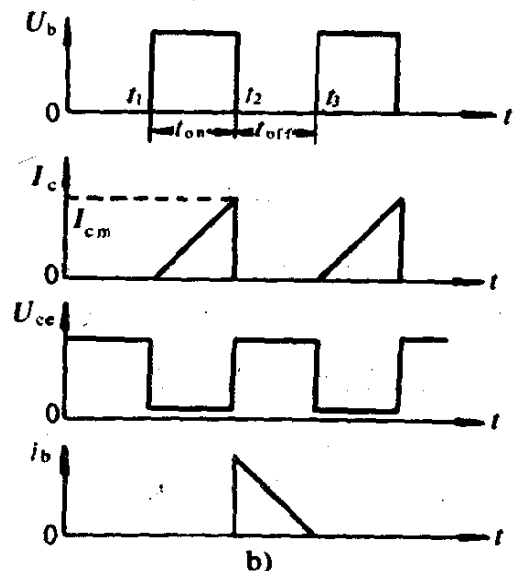
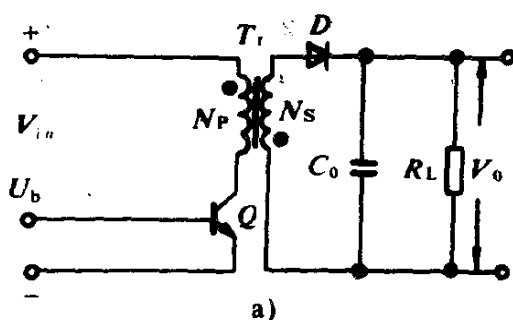


图 1-7 单端反激变换器的电路和波形

到最大值 $I_{PM} = \frac{V_{in}}{L_P} t_{on}$, 电源 V_{in} 输出的能量贮存在输出变压器中, 其值为:

$$W_P = \frac{1}{2} L_P I_{PM}^2$$

设输出变压器次级电感量为 L_S , 变压器效率为 100%, 则变压器中贮藏的能量为:

$$W_S = W_P = \frac{1}{2} L_S I_{SM}^2$$

设 $\frac{N_P}{N_S} = n$

则 $\frac{L_S}{L_P} = \frac{1}{n^2}, \quad I_{SM} = n I_{PM}$

$$\frac{V_S}{V_{in}} = \frac{1}{n}; \quad V_S = \frac{V_{in}}{n}$$

式中 V_S 为输出变压器次级绕组的电压。

把这个电路和串联调整反相型电路比较, 可以发现两者有许多相似之处, 比如在功率开关管 Q 导通时间 (t_{on}) 内, 在该电路中也是将电场能量变为磁场能量贮存在电感 L_S 中, 此时负载电流 I_0 由电容 C_0 供给。若输出电压最大允许变化量为 ΔV_0 , 输出平均电流为 I_0 , 则 C_0 的容量应为:

$$C_0 = \frac{I_0 t_{on}}{\Delta V_0}$$

在功率开关管 Q 截止时间 (t_{off}) 内, 电感 L_S 贮存的能量将通过整流管向负载泄放, 这时如忽略整流管的正向压降, L_S (即 N_S) 两端的电压就等于 V_0 , 流过电感 L_S 的电流为:

$$i_{LS} = I_{SM} - \frac{V_0}{L_S} (t_1 - t_2)$$

设 $t = t_3$ 时, $i_{LS} = 0$, 则:

$$I_{SM} = \frac{V_0}{L_S} (t_3 - t_2) = \frac{V_0}{L_S} \cdot t_{off}$$

将上式和 $I_{PM} = \frac{V_{in}}{L_P} t_{on}$ 代入 $I_{SM} = n I_{PM}$ 可得:

$$\frac{V_0}{L_S} t_{\text{off}} = n \frac{V_{\text{in}}}{L_P} \cdot t_{\text{on}}$$

$$V_0 = \frac{n V_{\text{in}} L_S \cdot t_{\text{on}}}{L_P \cdot t_{\text{off}}} = \frac{V_{\text{in}}}{n} \times \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{off}}}$$

又可写为:

$$V_0 = \frac{V_{\text{in}}}{n} \frac{t_{\text{on}}/T}{(T - t_{\text{on}})/T} = \frac{V_{\text{in}}}{n} \frac{\delta}{1 - \delta}$$

$$\delta = \frac{t_{\text{on}}}{T} \quad \text{—— 占空比}$$

在此电路中,功率开关管 Q 截止时承受的电压 V_{ce} 应等于 V_{in} 加上 t_{off} 期间 N_P 两端的感应电压 V_{NP} , 即:

$$V_{\text{ce}} = V_{\text{in}} + V_{\text{NP}} = V_{\text{in}} + V_0 \cdot n$$

$$= V_{\text{in}} \cdot \frac{1}{1 - \delta}$$

当 $\delta = 0.5$ 时 $V_{\text{ce}} = 2V_{\text{in}}$ 。为了避免功率管击穿损坏, V_{cm} 必须大于 $2V_{\text{in}}$, 在该电路中, 通常占空比 $\delta \leq 0.5$ 。

二、单端正激直流变换器

单端正激直流变换器的原理电路如图 1-8 所示。在该电路中, 当外加基极电压 U_b 使晶体管饱和和导通时, 晶体管的压降 V_{ce} 很低, 电源电压 V_{in} 加到 N_P 两端。根据变压器初级和次级线圈的极性可知, 二极管 D 与晶体管 Q 同时导通, 电源 V_{in} 输出的能量

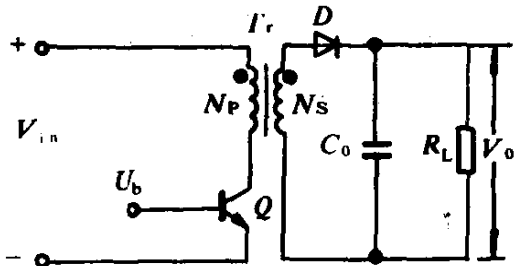


图 1-8 单端正激变换器

部分贮存在变压器中, 大部分通过变压器和整流管 D 传输到负载。由图 1-8 可知, 输出变压器次级电路与降压型开关电源的主回路相似。若忽略晶体管饱和和导通时的管压降以及变压器的损耗, 晶体管导通时, 变压器 T_r 次级绕组的电压 V_s 为:

$$V_s = \frac{N_s}{N_p} V_{\text{in}} = \frac{V_{\text{in}}}{n}$$

用 V_s (即 $\frac{V_{in}}{n}$) 代替降压型开关电路中的电压 V_d 可以得到:

$$V_o = \frac{V_{in}}{n} \cdot \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_{in}}{n} \delta$$

该电路与降压型开关电源的不同点在于:外加基极电压使晶体管 Q 截止时,初级线圈 N_P 中的贮能只能通过容量很小的线圈分布电容释放,因此, N_P 两端将产生很高的电压。该电压与电源电压叠加后加到 Q 两端。为了避免晶体管因承受过高的电压而损坏,可在 N_P 两端并联 D_2 和 R 串联电路,如图 1-9a) 所示,这样 Q 截止时, D_2 导通,电感贮能通过 D_2, R 串联电路释放。此外,也可在 N_P 两端并联一个

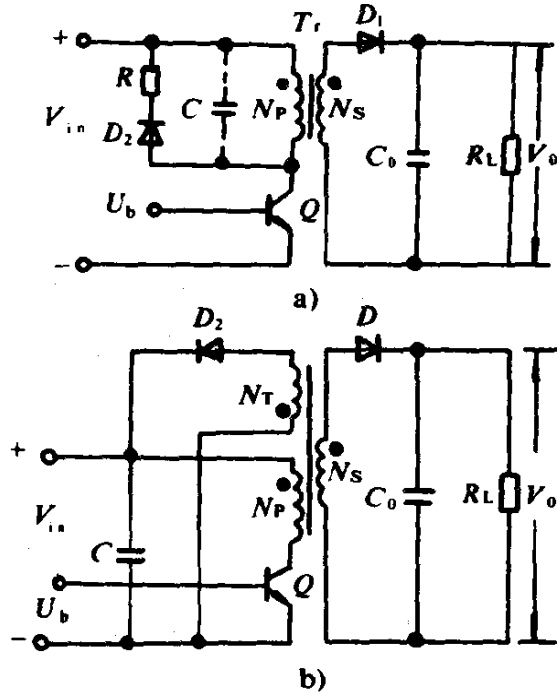


图 1-9 电感贮能释放电路

电容器 C , 如图 1-9a) 中虚线所示, 这样相当于加大了线圈的分布电容, 因此电感中的贮能可以通过较大电容释放, N_P 两端电压不会很高。通常常用的电感贮能释放电路如图 1-9b) 所示。当 Q 截止时, D_2 导通, 电感中的贮能通过 D_2 反馈到电流 V_{in} 。当不希望反馈电流流入 V_{in} 或者 V_{in} 的内阻较大时, V_{in} 两端应并联一个容量很大的电容器 C 。

三、推挽式它激直流变换器

1. 工作原理

推挽式它激直流变换器如图 1-10a) 所示。在这个电路中, 逆变器是由晶体管 Q_1, Q_2 和变压器 T_r 组成的推挽功率放大器。图 1-10b)、c) 所示的方波电压 U_{b1} 和 U_{b2} 交替加到 Q_1 和 Q_2 的基极, 使 Q_1 和 Q_2 交替饱和导通和截止。 Q_1 和 Q_2 集电极电压 (U_{ce1} 和 U_{ce2})

和电流 (i_{c1} 和 i_{c2}) 波形如图 1-10d)、e)、f)、g) 所示。可以看出, 每只晶体管都是半周期导通, 半周期截止。下面以 Q_1 导通、 Q_2 截止为例说明电路的工作过程。在 $0 \sim \frac{T}{2}$ 内, T_1 饱和导通, 它的集电极——发射极电压通常只有 1V, 因此 N_{P1} 两端电压为 $(V_{in} - 1)$ 。在 Q_1 导通期间, Q_2 截止, 电源电压 V_{in} 与 N_{P2} 两端电压 $(V_{in} - 1)$ 串联后, 加到 Q_2 的集电极和发射极之间, 因此, Q_2 承受了约为电源电压 V_{in} 的两倍电压。

Q_1 导通期间, N_{P1} 两端电压 V_{P1} 为 $(V_{in} - 1)$, 因此, 次级线圈 N_{S1} 两端电压 V_{S1} 为 $(N_{S1}/N_{P1})(V_{in} - 1)$ 。由于 N_{S2} 与 N_{S1} 匝数相等, 绕向相反, 所以 N_{S2} 两端电压 V_{S2} 应为 $-(N_{S2}/N_{P1})(V_{in} - 1)$ 。 V_{S1} 和 V_{S2} 的波形如图 1-10h)、i) 所示。次级电压经 D_1 和 D_2 整流后, 加到负载 R_L 两端。

在 $\frac{T}{2} \sim T$ 之间, 晶体管 Q_1 截止, Q_2 饱和导通, 工作过程与上述过程相同。

该电源的输出变压器次级电路与降压型开关电源相似, 输出电压 V_0 的表达式为:

$$V_0 = \frac{V_{in} - 1}{n} \cdot \frac{t_{on}}{T'} \approx \frac{V_{in}}{n} \cdot \frac{t_{on}}{T'}$$

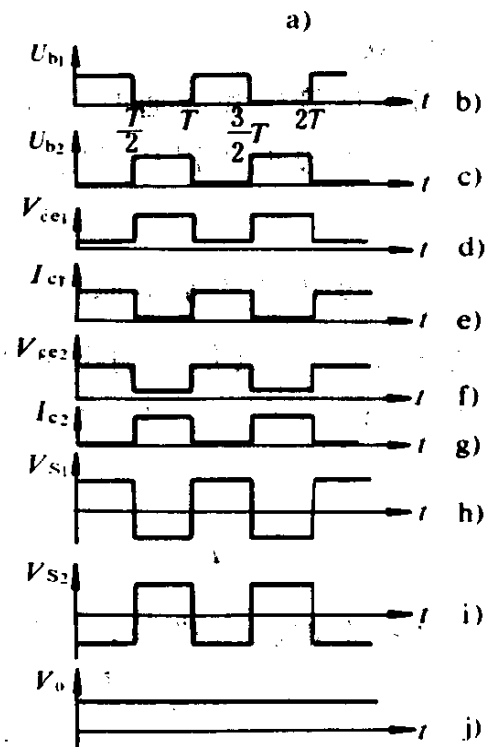
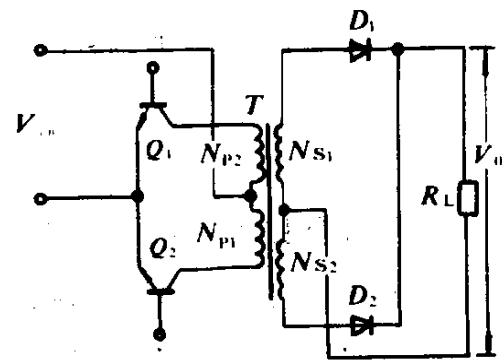


图 1-10 推挽式变换器的电路和波形图

由于推挽式开关电源的输出电路采用全波整流电路,所以式中 T' 应为工作周期的一半,将 $T' = \frac{T}{2}$ 代入上式可得:

$$V_o = \frac{V_{in}}{n} \cdot \frac{t_{on}}{T/2}$$

设占空比 $\delta' = t_{on} / \frac{T}{2}$, 则 $V_o = \frac{V_{in}}{n} \delta'$

当占空比 $\delta' = 1$ 时,输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 之比等于变压器初次级线圈的匝数比。

2. 效率

当晶体管饱和导通时,直流电源向变压器传输功率。在占空比 $\delta' = 1$ 时,假设变压器初级电流为 I_P ,则变换器输入功率应为:

$$P_{in} = V_{in} I_P$$

根据变压器的基本原理可知 $I_P = I_o \frac{N_s}{N_p} = I_o \frac{V_s}{V_p}$, 式中 V_s 为变压器次级电压,其值为输出电压 V_o 与二极管 D 的正向压降(1V)之和,即 $V_s = V_o + 1$ 。 V_p 为初级线圈两端的电压,其值为 $V_{in} - 1$ 。因此:

$$P_{in} = V_{in} I_P = V_{in} I_o \left(\frac{V_o + 1}{V_{in} - 1} \right)$$

直流变换器的输出功率 $P_o = V_o I_o$, 因此效率 η 为:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_o}{P_{in}} \approx \frac{V_o I_o}{V_{in} I_o \left(\frac{V_o + 1}{V_{in} - 1} \right)} \\ &\approx \left(\frac{V_{in} - 1}{V_{in}} \right) \left(\frac{V_o}{V_o + 1} \right) \end{aligned}$$

当输入电压 V_{in} 为不同数值时,根据上面的公式可作出效率 η 与输出电压 V_o 的关系曲线,如图 1-11 所示。可以看出,当输入电压 V_{in} 较高时,效率可达 90% 以上。当输出电压 V_o 约为 5V 时,效率急剧下降。这主要是由整流管 D 的压降造成的。当输出电压为 5V 时, $\frac{V_o}{V_o + 1} = \frac{5}{6} = 0.83$, 如果整流管选用新型的肖特基二极管,

当它通过的电流高达 20A 时,正向压降只有 0.5V, 这样 $\frac{V_o}{V_o + V_D} =$

$\frac{5}{5+0.5} = 0.91$, 因而效率可显著提高。

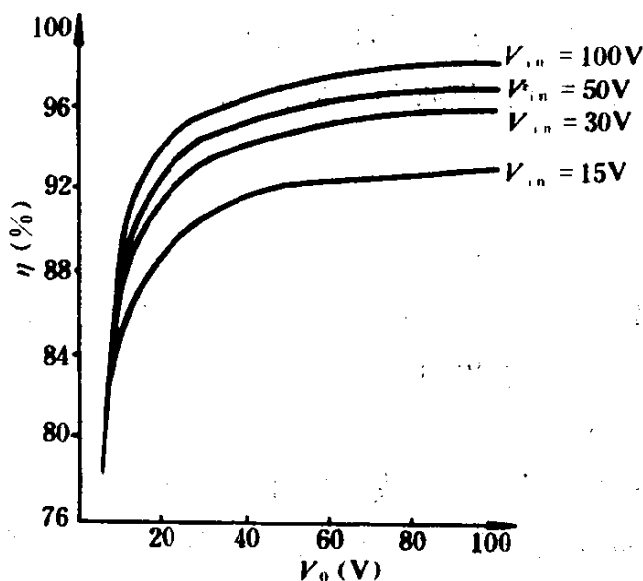


图 1-11 推挽式变换器的效率与输出电压的关系

当晶体管、整流管和变压器的损耗都考虑时,变换器的总效率应为:

$$\eta = \left(\frac{V_{in} - 1}{V_{in}} \right)^2 \left(\frac{V_o}{V_o + 1} \right) \eta_{TY}$$

式中, η_{TY} 为变压器的效率, 变压器的总损耗功率一般低于 3%, 因此 $\eta_{TY} = 97\%$ 。

3. 工作频率

它激式变换器的工作频率决定于驱动信号的频率, 设计它激直流变换器时, 必须首先确定驱动信号的频率。

变换器工作频率越高, 变压器的体积越小。一般来说, 负载功率一定时, 工作频率增加 1 倍, 变压器的体积可缩小一半。此外, 当工作频率低于 10kHz 时, 变换器产生的噪声较大。因此, 工作频率通常应高于 18kHz。但是, 对于给定的晶体管来说, 工作频率越高, 开关损耗越大, 晶体管的导通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 之和一般应小

于或等于半周期的 $\frac{1}{5} \sim \frac{1}{10}$, 即:

$$\frac{T}{2} \geq (5 \sim 10)(t_{on} + t_{off})$$

$$T \geq (10 \sim 20)(t_{\text{on}} + t_{\text{off}})$$

$$f = \frac{1}{T} \leq \frac{1}{(10 \sim 20)(t_{\text{on}} + t_{\text{off}})}$$

例如,当晶体管的开通和关断时间分别为 $1\mu\text{s}$ 时,变换器的工作频率应为:

$$f \leq \frac{1}{10(t_{\text{on}} + t_{\text{off}})} = \frac{1}{10 \times (2 \times 10^{-6})} = 50\text{kHz}$$

如果晶体管散热条件较好,使用导通与关断时间之和为 $2\mu\text{s}$ 的晶体管时,工作频率也可高于 50kHz 。

4. 晶体管的选择

在推挽电路中,晶体管截止时承受的反向电压为输入电压 V_{in} 的两倍,因此晶体管的额定电压至少应为 $2V_{\text{in}}$,即 $V_{\text{ce}} = 2V_{\text{in}}$ 。一般来说,电源电压都允许 $\pm 10\%$ 的波动。另外,晶体管截止时,变压器漏感释放磁场能量,因而初级线圈两端产生尖峰电压,该电压与电流电压叠加后加到截止的晶体管两端。为了避免损坏,晶体管的额定电压还应再增加 20% ,因此:

$$V_{\text{ce}} = 2V_{\text{in}} \times (1 + 10\%)(1 + 20\%) = 2.64V_{\text{in}}$$

考虑到温度对晶体管参数的影响以及晶体管参数的分散性等因素,晶体管最高工作电压一般按下式选择:

$$BV_{\text{ce}} = 3.0V_{\text{in}}$$

在这个电路中,流过晶体管的电流就是变压器初级线圈中的电流,其值为 $\frac{N_{\text{S}}}{N_{\text{P}}}I_0$ 。如果变压器有 n 个次级线圈时,则应算出总负载电流反射到初级线圈中的电流。比如,变压器有 3 个次级线圈 N_{S1} 、 N_{S2} 和 N_{S3} ,各线圈中的电流分别为 I_{S1} 、 I_{S2} 、 I_{S3} ,反射到初级线圈中 N_{P} 的总电流应为: $\frac{N_{\text{S1}}}{N_{\text{P}}}I_{\text{S1}} + \frac{N_{\text{S2}}}{N_{\text{P}}}I_{\text{S2}} + \frac{N_{\text{S3}}}{N_{\text{P}}}I_{\text{S3}}$ 。初级线圈中另一部分电流是变压器的磁化电流 I_{M} ,该电流一般远小于负载电流反射到初级线圈的电流,因此可忽略不计。因此,晶体管集电极额定电流应为:

$$I_{\text{C}} = I_{\text{P}} = \frac{N_{\text{S}}}{N_{\text{P}}}I_0$$

此外,选择晶体管时还要考虑最高结温、开关速度以及驱动电压等参数。

5. 滤波电感和滤波电容的选择

推挽式变换器型开关电源的输出回路和降压型开关电源的输出回路相似,所以滤波电感 L 可按下式选择:

$$L \geq \frac{V_s - V_o}{\Delta I_L} t_{on} = \frac{V_s - V_o}{2I_{om}} \cdot t_{on}$$

滤波电容可按下面公式选取,式中: $T' = \frac{T}{2}$ $t_{on} + t_{off} = T'$

即:

$$C \geq \frac{T' \cdot t_{offM}}{8L \frac{\Delta V_o}{V_o}} = \frac{\left(\frac{1}{2f}\right)^2 (1 - \delta'_m)}{8L \frac{\Delta V_o}{V_o}}$$

6. 输出变压器简易计算

在变换器式开关电源中,输出变压器的工作电压为方波脉冲电压,变压器的漏电感和分布电容器将直接影响变换器的工作,因此,严格的计算变压器是很困难的。但是,对于中小型变换器来说,输出变压器可以采用普通变压器的设计方法进行简易计算,变压器制成后,通过试验,只要基本上满足要求,设计就是合理的。

当工作频率较低时,变压器铁心可选用冷轧硅钢片或铁镍合金。当工作频率较高(例如高于 20kHz 时),变压器铁心应选用高频损耗较小的铁氧体或非晶材料。

变压器铁心尺寸可按下式计算:

$$A_c = \frac{V_{in} - 1}{4fB_m N_p} \times 10^8 \quad (\text{cm}^2)$$

若 $t_{on} = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$, 上式也可以写成:

$$A_c = \frac{(V_{in} - 1) \times 10^2 \times t_{on}}{2B_m N_p}$$

式中, t_{on} 单位为微秒(μs), 变压器铁心尺寸也可按下式计算:

$$A_c A_o = \frac{0.8 \times 10^8 \times P_o}{f B_m} \quad (\text{cm}^4)$$

式中, A_c 为铁心有效截面积 (cm^2), A_0 为窗口截面积 (cm^2), B_m 为铁心工作时的磁感应强度 (高斯), N_p 为初级线圈的匝数, P_0 为变压器的额定功率 (W), 它等于变压器初次级视在功率之和 ($P_1 + P_2$) 的一半, 即 $P_0 = \frac{1}{2}(P_1 + P_2)$ 。

由于输出变压器在合闸时要经过一段过渡过程才能进入稳定状态, 所以, 在合闸后的第一个周期内, 磁感应强度 B_m 的幅值将随合闸瞬间的相位以及剩余磁感应强度 B_r 的方向而变, 其值可由下式表示:

$$B_s = 2B_m + B_r$$

为了防止在合闸瞬间变压器出现饱和, 工作磁感应强度 B_m 应按下式选择:

$$2B_m \leq B_s - B_r$$

由于 B_r 总是小于 B_m 的, 所以上式也可写为:

$$3B_m \leq B_s$$

即:
$$B_m \leq \frac{B_s}{3}$$

在设计变压器时, 只要所选的工作磁感应强度 B_m 满足上式, 合闸时, 变压器就不会出现饱和现象。

变压器初级线圈的匝数可由下式确定:

$$N_p = \frac{(V_{in} - 1) \times 10^8}{4fB_m A_c}$$

式中, 假定晶体管的饱和压降为 1V, 那么加到变压器初级线圈两端的电压为 $V_{in} - 1$ 。

如果变压器的次级电压为 V_s , 那么次级线圈的匝数应为:

$$N_s = \frac{N_p \cdot V_s}{V_{in} - 1}$$

变压器匝数确定之后, 还应根据初次级电流选择适当的线径, 并且还应核算变压器的窗口面积是否合适。

四、半桥式它激直流变换器

半桥式它激直流变换器电路如图 1-12 所示。在这个电路中,

$C_1 = C_2$, C_1 和 C_2 两端的电压 V_{C1} 和 V_{C2} 也相等, 即 $V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{in}}{2}$ 。当晶体管 Q_1 导通时, C_1 通过 Q_1 和初级线圈 N_P 放电。忽略 Q_1 的饱和电压降, N_P 两端电压等于 V_{C1} , 如果 C_1 的容量足够大, C_1 放电期间, 变压器初级电压接近于 $\frac{V_{in}}{2}$ 。

Q_1 导通期间, 电源 V_{in} 通过 Q_1 和 N_P 对 C_2 充电, 补充上半周内 C_2 中失去的电荷。当 Q_1 截止, Q_2 导通时, C_2 放电, C_1 充电, 变压器初级电压仍接近 $\frac{V_{in}}{2}$, 但极性与原来相反。由此可知, 在这个电路中, 变压器

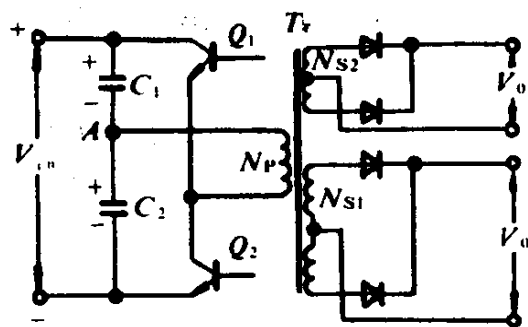


图 1-12 半桥式它激直流变换器

初级电压只是桥式电路和推挽电路的一半。当要求的直流输出功率相等时, 在半桥电路中, 变压器初级线圈的电流(即晶体管的集电极电流)将是桥式电路和推挽电路的 2 倍。因此, 半桥电路的输出功率一般比桥式和推挽电路小。

C_1 和 C_2 的容量可根据变压器初级电流 I_P 和工作频率计算。设半桥变换器总输出功率为 P_0 (其中包括变压器的损耗), 则变压器初级电流为:

$$I_P = P_0 / \frac{V_{in}}{2} = 2 \frac{P_0}{V_{in}}$$

设工作频率为 f , 则半个周期为 $\frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$ 。变压器初级线圈的电流可视为由电容 C_1 和 C_2 并联供给的。当这个电流为 I_P 时, 端电压变化量 ΔV 应为:

$$\Delta V = \frac{I_P \Delta t}{C_t}$$

式中, C_t 为 C_1, C_2 的并联电容量, 即 $C_t = C_1 + C_2 = 2C$, Δt 为半个周期 $\left(\frac{1}{2f}\right)$ 。 I_P 为变压器的初级电流 $(2P_0/V_{in})$, 半个周期中, 电容器

端电压的变化量应为：

$$\Delta V = \frac{I_P \Delta t}{C_t} = \left[\frac{2P_0}{V_{in}(C_1 + C_2)} \right] \frac{1}{2f}$$

$$= \frac{P_0}{2fV_{in}C}$$

由于电容器端电压变化的百分数与变换器输出电压变化的百分数相同，所以，输出纹波电压百分数 V_r 可由下式给出：

$$V_r = \frac{100\Delta V}{V_{in}/2} = \frac{100 \frac{P_0}{2fV_{in}C}}{V_{in}/2}$$

$$= \frac{100P_0}{V_{in}^2 f V_r}$$

当给定输出纹波电压百分数 V_r 时， C 的容量为：

$$C = \frac{100P_0}{V_{in}^2 f V_r}$$

半桥变换器比桥式变换器少用两只晶体管，因而驱动电路也比较简单。

五、桥式它激直流变换器

桥式它激直流变换器如图 1-13 所示。方波驱动信号交替加到晶体管 Q_1 、 Q_2 或 Q_3 、 Q_4 的基极。在前半周期内， Q_1 和 Q_2 导通，电流从 V_{in} 正端流出，经过 Q_1 、 N_P 和 Q_2 后返回到 V_{in} 的负端。在后半周期， Q_3 和 Q_4 导通，电流流过 Q_4 、 N_P 和 Q_3 。由于前半周和后半周内，电流流过初级线圈的方向不同，所以变压器次级即可得到交流方波电压。方波电压经整流后变为直流电压。

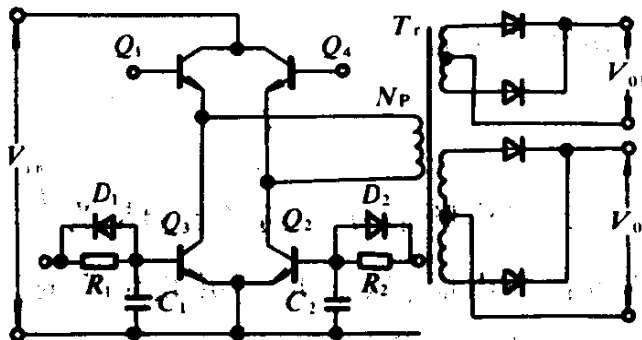


图 1-13 桥式它激直流变换器

在这个电路中，当 Q_1 和 Q_2 导通时， Q_3 和 Q_4 截止。 Q_3 和 Q_4 承

受的电压等于电源电压 V_{in} 。当 Q_3 和 Q_4 导通时, Q_1 和 Q_2 承受的电压也等于电源电压 V_{in} 。当 4 只晶体管都截止时, 每只晶体管承受的电压只有 $\frac{1}{2}V_{in}$ 。因此, 输入直流电压较高的大功率直流变换器通常都采用这种电路。

在桥式或推挽直流变换器中, 如果外加驱动电压是相位差为 180° 的方波电压, 那么当 Q_1 和 Q_2 基极电压消失瞬间, Q_3 和 Q_4 即得到基极电压。晶体管失去基极电压后, 在一段时间(称为存贮时间)内仍保持导通。晶体管加入基极电压后, 也需要一段时间(称为导通时间)才饱和导通。由于晶体管的存贮时间比开通时间长, 所以在存贮时间后期, Q_1 与 Q_3 (或 Q_2 与 Q_4) 将同时导通, 这样有可能损坏晶体管。

为了避免 Q_1 与 Q_3 同时导通, 最简单的方法是使原来截止的晶体管延迟导通, 原来导通的晶体管加速关断。为此, 可在晶体管基极和发射极之间接入电容 C_1 , 并且将电阻 R_1 与二极管 D_1 并联后串入晶体管基极电路。基极输入信号正跳变时, D_1 反偏, R_1 、 C_1 构成积分电路, 由于积分电路的延时作用, 基极电压的上升沿后移。输入信号负跳变时, D_1 正偏, R_1 被短路, C_1 迅速放电并且从晶体管基极抽出较大的电流, 加速晶体管截止。

第五节 谐振型变换器电路

降压型、升压型、反相型和变换器型开关电源的功率开关电路都属于传统的方波调制电源变换器, 控制方式多数是脉宽调制 PWM 控制, PWM 控制器已成了开关电源设计非常有效的工具。这些类型的变换器大多工作在 $20\sim 200\text{kHz}$, 随后在进一步减少体积降低成本的研究中, 这些变换器已接近 500kHz 范围, 1MHz 的变换器也已出现。如此高的频率对这种电路结构的变换器已是异乎寻常的。近些年来, 高频磁性材料和高频电容的出现使其工作达到上兆赫频率范围成为现实。高频开关电源与 20kHz 的开关电源

相比,它大约允许主要串联元件的体积减小 3 倍。脉宽调制变换器电源在兆赫频率下工作的最大缺点是:功率半导体元件中的开关损耗非常高,所需的散热器体积致使缩小电源体积的工作无效,这就使减小电源尺寸的目标受挫。当然,在更高频率下变换功率还有更有效的办法,这就是采用谐振式变换器。

谐振式变换器可采用零电压开关和零电流开关技术,正弦波可以用并联或串联谐振 LC 槽路来产生。它的输出电流和功率开关元件中流过的电流呈正弦波或准正弦波,与脉宽调制变换器相比有以下优点:转换损耗小而效率提高了,EMI 发射低而体积缩小了。谐振式变换器的主要缺点是:对给定的功率水平,实际峰值电流是 PWM 变换器的 3~4 倍。

谐振式变换器为电源设计提供了增加工作频率,使之达到 1MHz 或更高的实际方法。这样的高频就会允许设计者达到超过每立方英寸 25W 的功率密度,其大约是 100kHz 下可能达到的大约 4 倍。

谐振型功率变换器和准谐振型功率变换器的控制要采用调频控制器,在过去,因无合适的调频控制器,阻止了许多设计师以一种新的流行型式进行更高的频率的电路结构的设计。现在已经设计和制造出了许多调频控制器,在谐振及准谐振电源变换技术中,最新的发展就是解决了方波设计中的许多矛盾,解决了处在高电源电压下的高频开关的高效、可靠的工作。

当广泛应用这种类型的变换器时,它不象脉宽调制型变换器那样被人们所熟悉,它的工作原理、设计不是很容易理解,也不能同状态空间平均值法来分析。但是对这类变换器的分析是非常需要的,这类功率变换电路都是用电感 L 和电容 C 组成谐振槽路以串联方式连接,负载如与谐振电路串联就称为串联型谐振功率变换电路,如与谐振电路上的电容 C 并联就称为并联型功率变换电路。无论并联还是串联谐振型都有升压、降压、反相和推挽,半桥,全桥型功率变换电路。如果谐振电路上的电容器中的谐振电流为准正弦波,这样的功率变换电路为准谐振型变换器。

用于控制谐振型变换器的新型集成电路大多采用零电压开关 (ZVS) 和零电流开关 (ZCS) 控制技术, 因此谐振型变换器又可分为零电压开关变换器和零电流开关变换器, 由于按这两种控制方式工作的谐振型变换器是主流, 所以本节按这两种工作方式介绍谐振型变换器的分析方法。

一、谐振电路的工作原理

一个由 LCR 和 R_L 组成的串联谐振电路如图 1-14 所示。电路中有一个转换开关 S , 它的功能是为串联谐振电路施加电流电压。 R_L 为负载, 并从槽路“偷用”部分电流, 一旦电路谐振过程出现, 开关 S 即打开, 切断了电压源对负载 R_L 的功率转换, 经一段时间间隔后, 开关 S 又闭合, 自动重复上述过程。

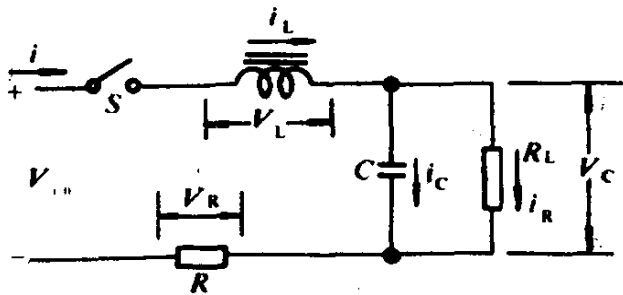


图 1-14 LCR 串联谐振电路

如改变开关 S 的通断频率, 就可改变损耗在电阻 R_L 上的平均功率。如果电感 L 和开关 S 是理想元件 (实际上不是), 除了负载电阻 R_L 和电阻 R 以外, 其它各处无功率损耗, 并先假设 $R_L = \infty$, 那么串联电路的瞬态电流 i 可表示为:

$$i = i_L = i_C + i_R$$

电压方程为:

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_L + V_C + V_R \\ &= L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i_C dt + iR \end{aligned}$$

在 LC 电路中, 当 $X_L = X_C$, 亦即 $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ 时, 有谐振条件, 谐振频率 $\omega_0 = 2\pi f_0$, 可由下式决定 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$ 。谐振槽

路的阻抗 Z 在 ω_0 处为 $Z = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}$, 无论电压 V_L 或 V_C

同电阻电压 V_R 的比称作品质因数 Q , $Q = \frac{V_L}{V_R} = \frac{V_C}{V_R} = \frac{Z}{R}$ 。

品质因数 Q 表示电感电压或电容电压将超过有效电压 V 多少倍, 现在来确定槽路中磁场和电场能量的总和:

$$W = W_{\text{mag}} + W_{\text{ele}}$$

槽路中电流

$$i = I_{\text{peak}} \cdot \sin \omega_0 t,$$

于是有

$$V_C = V_{C_{\text{peak}}} \cos \omega_0 t,$$

$$\begin{aligned} W &= W_{\text{mag}} + W_{\text{ele}} = \frac{Li^2}{2} + \frac{CV_C^2}{2} \\ &= \frac{LI_{\text{peak}}^2}{2} \sin^2 \omega_0 t + \frac{CV_{C_{\text{peak}}}^2}{2} \cos^2 \omega_0 t \end{aligned}$$

但 $V_{C_{\text{peak}}} = \frac{1}{\omega_0 C} \cdot I_{\text{peak}} = I_{\text{peak}} \sqrt{\frac{L}{C}}$, 所以 $\frac{CV_{C_{\text{peak}}}^2}{2} = \frac{LI_{\text{peak}}^2}{2}$, 也就是磁场, 电场能量总和不随时间改变, 电场能量的减少将由磁场能量的增加来补偿。

这样, 磁能电能互相交换, 互相取代, 仅在电阻上存在功耗。如果开关在谐振过程中的某一周期接通, $T_0 = \frac{1}{f_0}$, 一个完整谐振周期中在电阻 R 上的功耗为 $P = (I_{\text{RMS}}^2) \cdot R$, 图 1-14 中电路的微分方程是已知的, 其为:

$$V_C = V_{\text{in}} + \frac{V_{\text{in}}}{\omega_0 \sqrt{LC}} \cdot e^{\frac{R}{2L}t} \cdot \sin\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$i = \frac{V_{\text{in}}}{\omega_0 L} \cdot e^{\frac{R}{2L}t} \sin \omega_0 t$$

$$V_L = \frac{V_{\text{in}}}{\omega_0 \sqrt{LC}} \cdot e^{\frac{R}{2L}t} \sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right)$$

结果波形如图 1-15 所示, 电压 V_C 环绕着电压源 V_{in} , 它不超过 $2V_{\text{in}}$, V_C 电压达到它的最大值处是在 $\frac{T_0}{2}$ 处, 电流以 0 为环绕。对一个理相的槽路 $V_C = V_{\text{in}} - V_{\text{in}} \cos \omega_0 t$, $i = \frac{V_{\text{in}}}{\sqrt{L/C}} \sin \omega_0 t$, $V_L = V_{\text{in}} \cos \omega_0 t$ 。这意味着连续的谐振过程不是在 R_L 接至电容 C 两端出

现,负载上将得到一个交流电压 V_c ,并将有功耗产生。如电路中的 R_L 接至槽路并经由一个隔离的功率变压器,那么 $R'_L = n^2 R_L$,这里 $n = \frac{N_P}{N_S}$ (N_P ——原边匝数, N_S ——副边匝数, n 为变比。)

二、PWM 型变换器中功率开关管的开关损耗

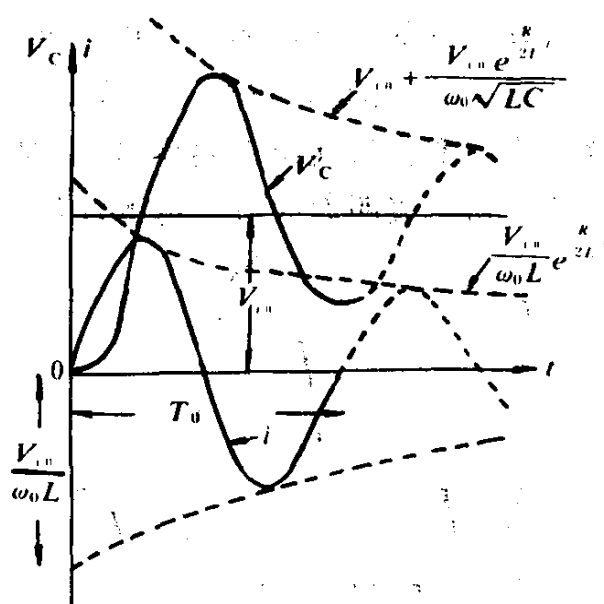


图 1-15 串联谐振电路中波形图

在 PWM 型各种变换器中,功率开关管在导通和关断过程中,最典型电流、电压和瞬时功耗波形如图 1-16 所示。由图中可以看出功率开关管在导通和关断过程中,因开关管中的电流和两端的电压不为零,瞬时功耗很大,接近或超过安全工作区,特别容易损坏。

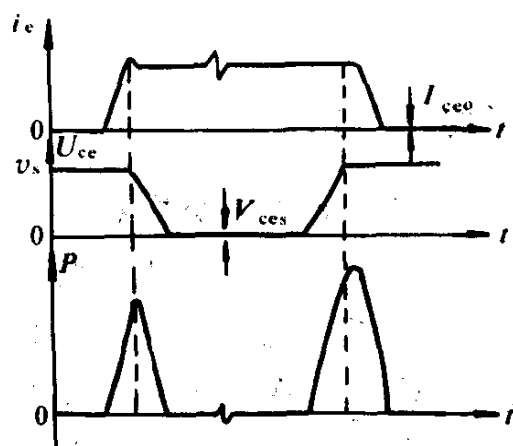


图 1-16 PWM 型变换器
开关管波形图

为了减少开关应力,可在开关电路上增加缓冲网络来降低开关应力,使负载线经过低损耗区。但是增加缓冲网络的办法随着频率的提高也受到限制。因此电路中增加 LC 元件如果能够使开关器件在零电流或零电压下开关,这样可大大降低开关损耗和应力,从而可进一步提高工作频率。调频工作的零电流开关或称正弦电流开关

的电流电压波形如图 1-17a) 所示;零电压开关的电压与电流波形如图 1-17b) 所示,当开关管处在断态时,电感电容谐振回路开始起振,开关管两端的电压由零经过 V_{in} 达到峰值然后再返回到零。在开关管两端电压为零时,开关管导通,就没有损耗,这样就获

得了开关管的零电压驱动。因为氧化物场效应管的输出电容是由振荡回路控制的,它在开关过程中不能造成电源损耗,因此这种场效应管的变换损耗降低到零。这是对工作频率和输入电压而言的,但这一切正表明大大节省电源能量,大大地提高了电源效率。

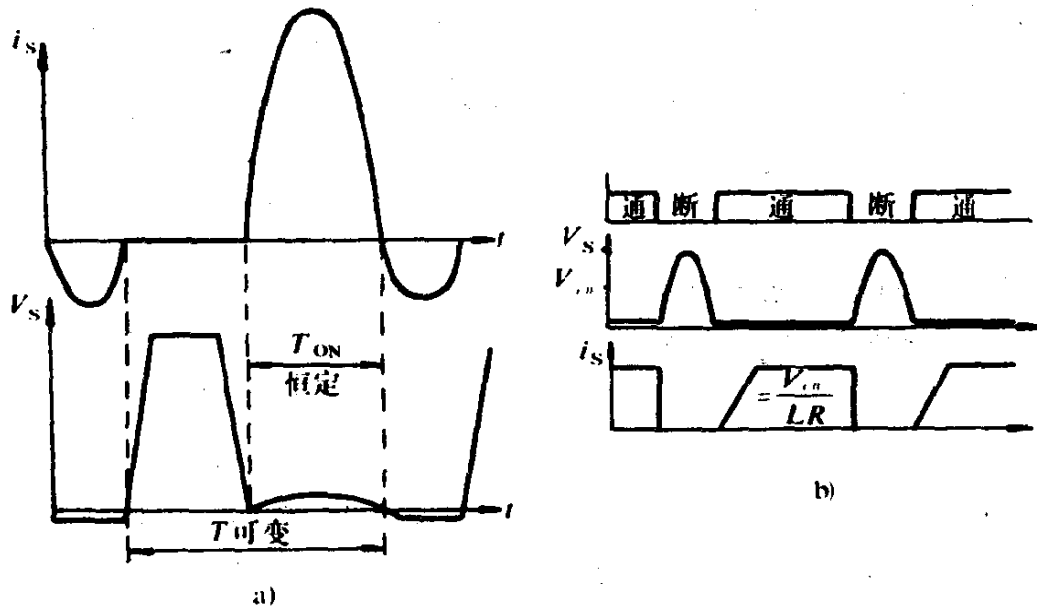


图 1-17 FM 调制开关波形图
a) 零点电流开关波形, b) 零点电压开关波形

三、零电流谐振开关(ZCS)

零电流开关 (Zero-Current-Switch-ZCS) 是开关变换器中一种单元电路,是由半导体开关 S_1 , 电感 L_1 和电容 C_1 组成谐振开关,它是在零电流下导通和关断而得名的。基本电路拓扑如图 1-18 所示,有两种接法:L 型和 M 型与 PWM 型变换器一样,也分单向(半波)开关和双向(全波)开关。不管双向和单向开关, L_1 都与开关串联限制开关的 di/dt ,而电容器 C_1 作为辅助能量存贮和传输元件。 L_1 和 C_1 在开关导通时组成串联谐振电路。用谐振开关代替 PWM 电路中的半导体开关可以有各种电路拓扑,现以降压型准谐振变换器来说明其工作原理。

图 1-19 为降压式 ZCS-QRC (Quasi Resonant Converter) 电路。把这个电路与 PWM 降压型电路相比较,除了晶体管被图 1-

19 中谐振开关代替之外, 其余部分完全相同。为了分析方便, 设各元器件都为理想的, 同时 $L_2 \gg L_1$, 从 L_2 输入端向输出端看可作为恒流源。并定义特性阻抗

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

和 $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, 在图中接上虚线表示的二极管为全波开关。

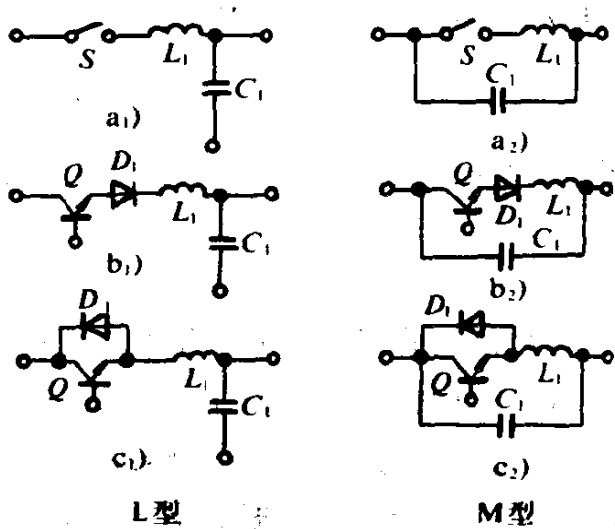


图 1-18 零电流开关的基本电路

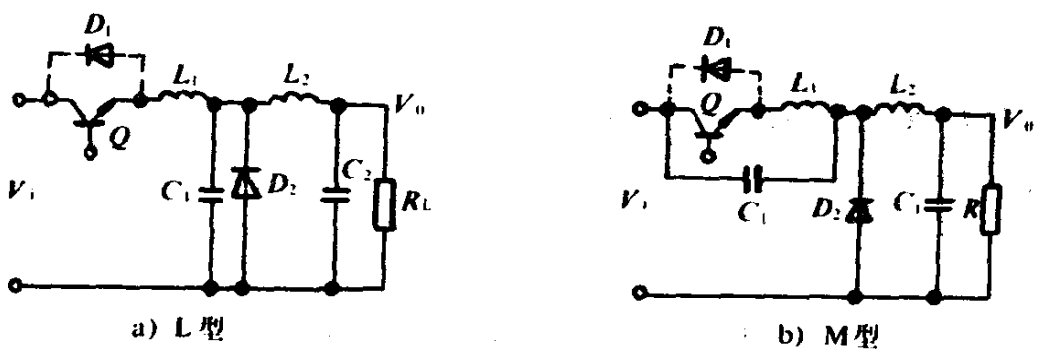


图 1-19 准谐振降压式变换器

电路的工作原理如下: 一个开关周期可分为 4 种工作模式 (见图 1-20)。设 Q 导通前, D_2 流过电流为 I_0 , 此时 $V_{C_1} = 0$ 。当 $t = t_0$ 时, Q_1 导通进入第一种工作模式。

(1) 线性阶段 $[t_0 \sim t_1]$ (图 1-20a)

在此阶段, 由于 D_2 流过负载电流 I_0 处于续流状态, 因此 $V_{D_2} = V_{C_1} = 0$ 。 L_1 上感应电势 U_i , 输入电流 i_1 线性上升并由下式决定:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{U_i}{L_1}$$

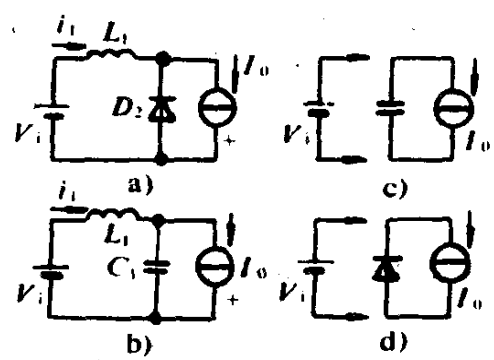


图 1-20 零电流开关的 4 种工作模式

由于 $t=t_0$ 时 $i_1(t_0)=0$, 因此

$$i_1 = \frac{U_i}{L_1}(t - t_0)$$

在此阶段终了时 $t=t_1, i_1(t_1)=I_0$ 。即可得到本阶段持续时间 T_1

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{L_1 I_0}{U_i}$$

(2) 谐振阶段 $[t_1 \sim t_2]$ (见图 1-20b)

在 $t=t_1$ 时输入电流上升到 I_0 , 因此二极管电流下降到零而截止。 L_1 与 C_1 谐振, 输入电流继续增大, i_1 除供给负载电流 I_0 外, 还以 $i_1 - I_0$ 对电容 C_1 谐振充电。此阶段状态方程为:

$$C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = i_1 - I_0$$

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = V_i - U_{C_1}$$

由初始条件 $U_{C_1}(t_1)=0$ 和 $i_1(t_1)=I_0$

解得

$$i_1 = I_0 + \frac{V_i}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_1)$$

$$U_{C_1} = V_i [1 - \cos \omega_0(t - t_1)]$$

如果是半波开关, Q 在 i_1 下降到零的 $t=t_a$ 点自行关断 (如图 1-21a)。如果是全波开关, i_1 在 Q 关断后继续通过 D_1 振荡, 将电容能量返回电源 (图 1-21b), 电流 i_1 在 $t=t_b$ 时再次为零, 本阶段结束。本阶段起始时间为 t_1 , i_1 下降到零的时间, t_a 和 t_b 统称为 t_2 , 由

式 $i_1 = I_0 + \frac{V_i}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_1)$ 可以得到:

$$\omega_0(t_2 - t_1) = \alpha = \sin^{-1} \frac{-Z_0 I_0}{V_i}$$

这个阶段持续时间

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0}$$

由此可见, 半波时 $t_2=t_a$, 随负载电流 I_0 的变化, α 在 $\pi \sim \frac{3}{2}\pi$ 之间

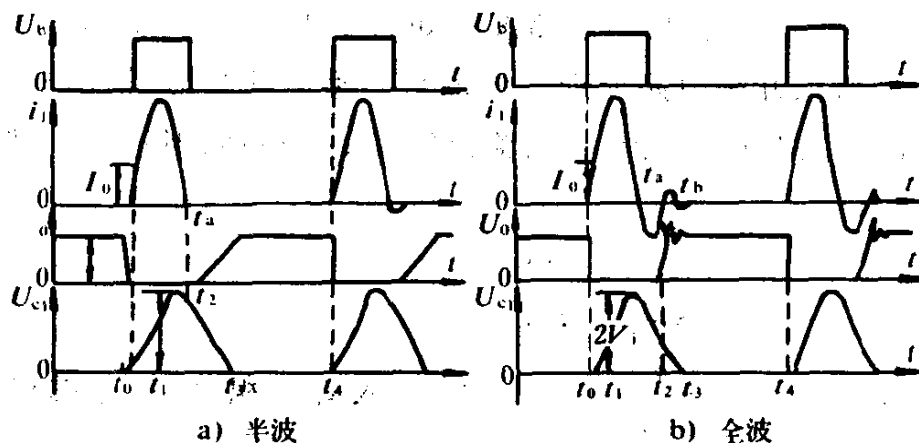


图 1-21 降压型准谐振变换器波形

变化。而全波时 $t_2 = t_b$, α 在 $\frac{3\pi}{2} \sim 2\pi$ 之间变化。

当 $t = t_2$, 由 $U_{C_1} = V_i [1 - \cos \omega_0 (t - t_1)]$ 式解得

$$U_{C_1}(T_2) = V_i (1 - \cos \alpha)$$

(3) 恢复阶段 $[t_3 \sim t_4]$ (图 1-20c)

晶体管开关在 $t = t_2$ 时断开, 此时电容 C_1 上电压由式 $U_{C_1}(T_2) = V_i (1 - \cos \alpha)$ 决定, 并以 I_0 恒流向输出回路放电, 因此电容电压 U_{C_1} 线性下降, 并在 $t = t_3$ 时下降到零 (图 1-21a 和 b)。其状态方程:

$$C_1 = \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_0$$

解得: $U_{C_1} = U_{C_1}(t_2) - \frac{I_0}{C_1}(t - t_2)$

在 $t = t_3$ 时 $U_{C_1}(t_3) = 0$, 考虑到式 $U_{C_1}(T_2) = V_i (1 - \cos \alpha)$, 解得本阶段持续时间为:

$$\begin{aligned} T_3 &= t_3 - t_2 = C_1 U_{C_1}(T_2) / I_0 \\ &= C_1 V_i (1 - \cos \alpha) / I_0 \end{aligned}$$

(4) 续流阶段 (图 1-20d)

当电容放电电流下降到 I_1 , U_{C_1} 接近零时, 二极管开始导通; 以后 I_0 流过二极管。此阶段持续时间为

$$T_4 = t_4 - t_3 = T - T_1 - T_2 - T_3$$

其中, T 为开关周期, 典型电路波形如图 1-21a) 和 b) 所示。

M 型谐振开关电路原理和波形与 L 型电路相似。输出电压 V_0 可以通过每周期输入能量 ϵ_i 与输出能量 ϵ_0 相等原则求得。其中:

$$\epsilon_i = U_i \left[\int_{t_0}^{t_1} i_1 dt + \int_{t_1}^{t_2} i_1 dt \right]$$

$$\epsilon_0 = U_0 I_0 T$$

将 $\frac{di_1}{dt} = \frac{U_1}{L_1}$ 和 $i_1 = I_0 + \frac{V_i}{Z_0} \sin \omega_0 (t - t_1)$ 代入 ϵ_i 式积分, 并考虑到 T_1 、

T_2 、 T_3 和 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$, $Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ 得到:

$$U_0 = U_i \left(\frac{T_1}{2} + T_2 + T_3 \right) / T$$

在给定 I_0 及 T 以后, 即可由上面公式解出 T_1 、 T_2 和 T_3 值, 再利用上面公式可求得 U_0 。

通常希望求得电压变换比 K 与负载电阻 R_L , 开关频率 $f = \frac{1}{T}$ 的一般关系, 因 $U_0 = I_0 R_L$, 那么可以得到 U_0 为:

$$U_0 = R_L I_0 = U_i \frac{\frac{L_1 I_0}{2U_i} + \frac{\alpha}{\omega_0} + C_1 U_i \frac{1 - \cos \alpha}{I_0}}{T}$$

令 $K = \frac{U_0}{U_i}$, $r = \frac{R_L}{R_0}$, 可得到:

$$K - \frac{f}{2\pi f_0} \left[\frac{K}{2r} + \arcsin \frac{-K}{r} + \frac{r}{K} \left(1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{K}{r} \right)^2} \right) \right] = 0$$

式中 $\arcsin \left(-\frac{K}{r} \right) = \alpha$ 与式 $\omega_0 (t_2 - t_1) = \alpha = \arcsin \frac{Z_0 I_0}{U_i}$ 相同。因

为半波开关 α 是在第三象限 $\left(\pi \sim \frac{3}{2}\pi \right)$, 在求 U_0 的公式中 $\cos \alpha$ 项

为负值, 又因 $\cos \alpha$ 前有一个负号, 所以 $\sqrt{1 - \left(\frac{K}{r} \right)^2}$ 前取正号, 如全

波开关 α 在 $\frac{3}{2}\pi \sim 2\pi$ 范围 $\cos \alpha$ 为正, 故 $\sqrt{1 - \left(\frac{K}{r} \right)^2}$ 前符号取负。

降压式 ZCS-QRC 的电压变换比 K 与标么频率 $\frac{f}{f_0}$ 及标么阻抗 R_L/Z_0 的关系如图 1-22a) 和 b) 所示, 图 a) 为半波开关, 图 b) 为全波开关, 由图可见半波开关电路输出电压随负载变化而变化, 而全波开关电路输出电压几乎不随负载变化而变化。

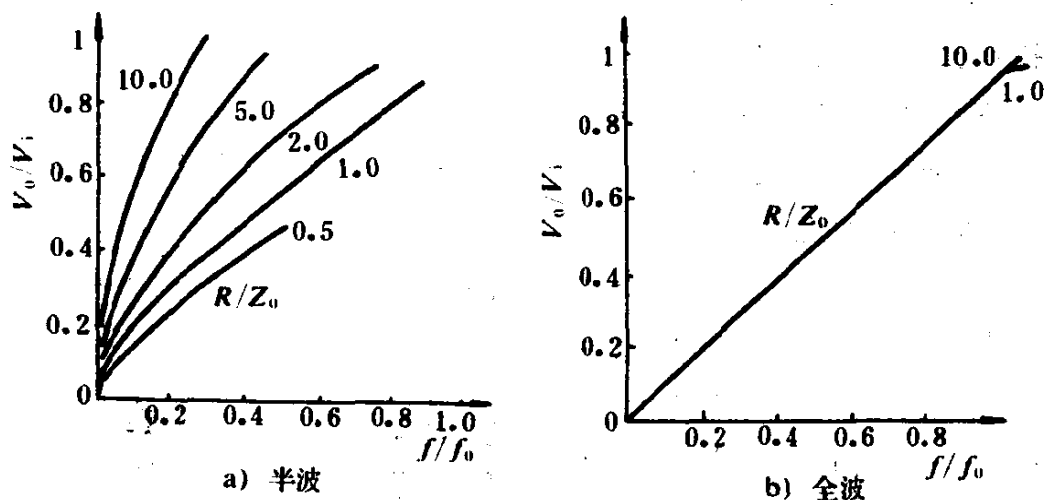


图 1-22 降压式谐振变换器直流电压比与频率及负载关系

对于全波电路, 通常 U_c 波形很接近于 $U_i(1 - \cos\omega_0 t)$, 导通角约为 2π , 近似为 $t_1 \sim t_3$ 间隔。此期间平均电压近似等于 U_i , 而 $t_3 - t_1 = T_0 = \frac{1}{f_0}$ (T_0 是谐振周期)。电压变换比 K 可以近似地从 L_2 伏秒积相等原理求得。

在 T_0 期间, L_2 上伏秒积为 $(V_i - V_0)T_0$ 。续流期间 $T - T_0$ 时的伏秒积为 $-U_0(T - T_0)$ 。这两个伏秒积的和应等于零, 于是:

$$(U_i - U_0)T_0 - U_0(T - T_0) = 0$$

经整理得到:

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{T_0}{T} = \frac{f}{f_0}$$

从这个近似结果看到电压变换比只决定于标么频率而与负载无关。

四、零电压谐振开关(ZVS)

零电流开关工作频率可提高到数兆赫, 再提高受到晶体管导通时输入电容损耗的限制。这是因为虽然器件在电路中以零电流

开关,但在开通前器件处于截止状态,器件上输出电容充有电荷,当开通时通过开关器件损耗掉,同时输入电容的密勒效应和非零电压下开通引起寄生振荡,都限制了频率的提高。零电压开关准谐振变换器 (Zero-Voltage-Switch Quasi Resonant-Converter ZVS-QRC),将开通时电压整形为零,从而解决了这个问题,工作频率可提高到 10MHz 以上。

零电压准谐振开关可以由零电流开关应用对偶原理推得。对偶关系如图 1-23a)、b)所示。电感 L_1 与开关 S 串联以达到零电流开关(图 1-23a),电容 C_1 与 S 并联以达到零电压开关(图 1-23b),而原二极管对偶位置如图 1-23c)、d)。

零电压开关准谐振变换器工作原理与零电流开关对偶。在零电流中导通谐振,在零电压中截止期间谐振。这里以升压式零电压开关准谐振变换器图

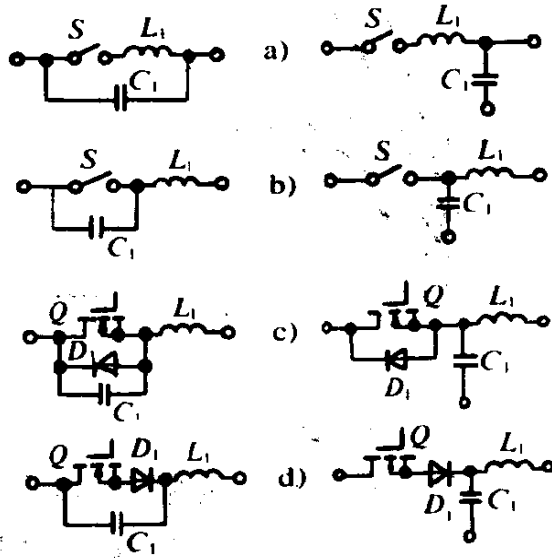


图 1-23

a)零电流开关;b)零电压开关;c)实际半波零电压开关;d)实际全波零电压开关

1-24 与降压式零电流准谐振变换器相对偶为例说明其工作原理。升压式变换器工作也分 4 个模式,它的有关波形如图 1-25 所示。其输出电压与输入电压比 K 与开关频率及负载电阻的关系如式:

$$K = \frac{1}{\frac{f}{2\pi f_0} \left[\alpha + \frac{r}{2K} + \frac{K}{r} (1 - \cos \alpha) \right]}$$

式中: $Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$, $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, $r = \frac{R_2}{Z_0}$, $\alpha = \arcsin \left(1 - \frac{r}{K} \right)$,

$f = \frac{1}{T}$, $\pi < \alpha < 3\pi/2$ 为半波, $3\pi/2 < \alpha < 2\pi$ 为全波, 作为 $k = f(r, f/f_0)$ 公式, 关系曲线如图 1-26 所示, 由图可见, 全波开关输出电压

比 k 几乎不受负载变化影响,而半波开关受影响很大。

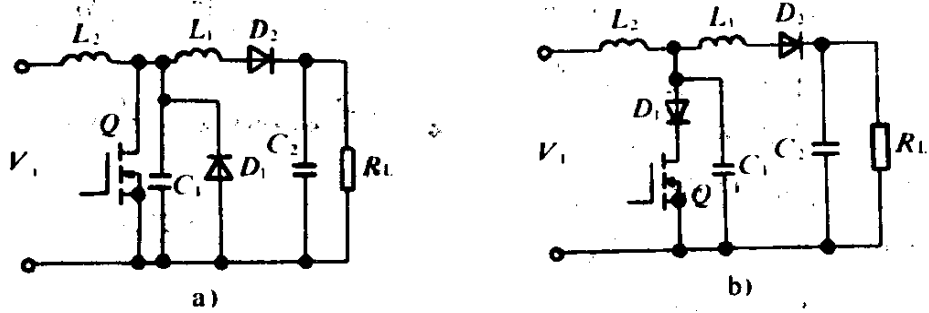


图 1-24 升压式零电压开关准谐振变换器

a)半波;b)全波

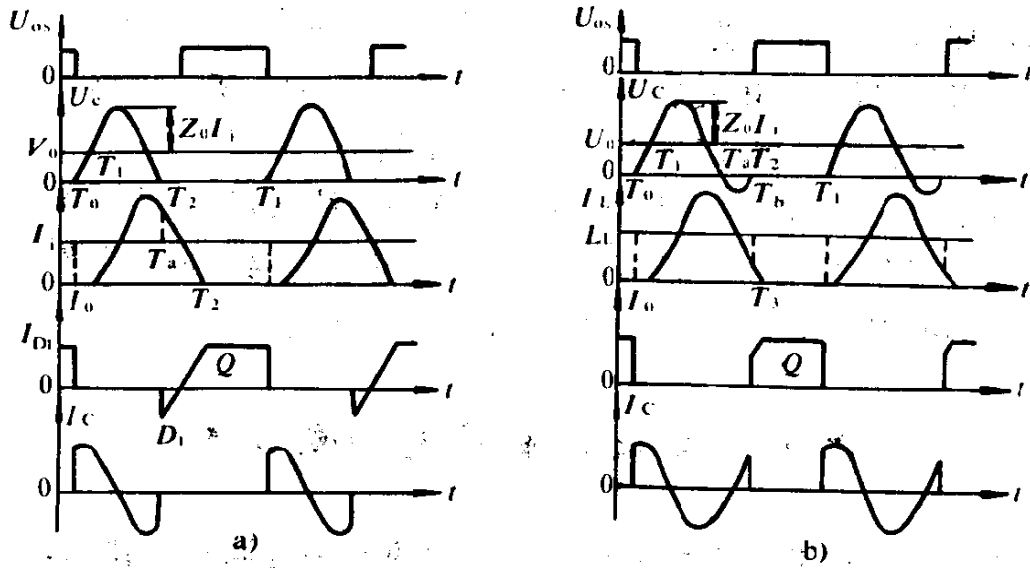


图 1-25 升压式零电压开关准谐振变换器典型波形

a)半波;b)全波

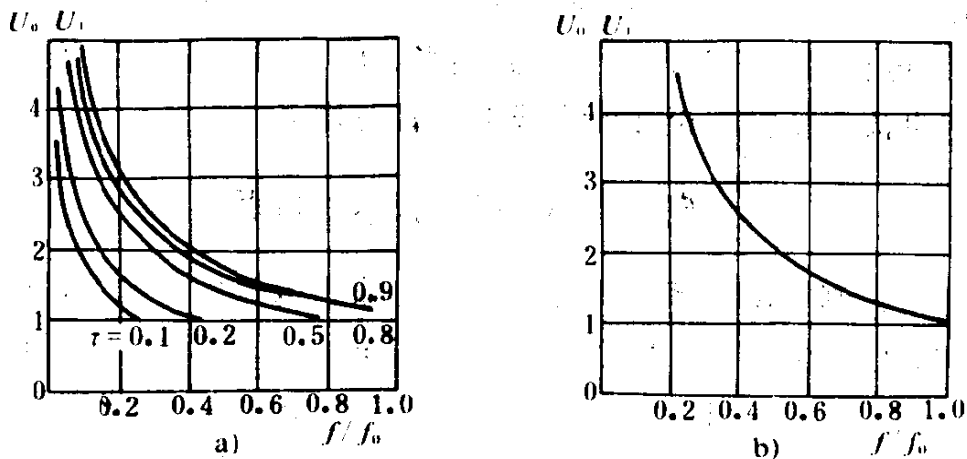


图 1-26 升压式零电压开关准谐振变换器电压比与频率关系

a)半波;b)全波

由图 1-25 可见,零电压开关准谐振变换器在晶体管截止期间承受很大的电应力,并随负载变化。因此如果负载变化范围大时,实现零电压开关困难。另外由于整流二极管的结电容存在,在其截止时与谐振电感谐振引起振荡。如将其阻尼掉,在高频时引起很大功率损耗,不阻尼则影响电压增益引起闭环不稳定。为了消除这一影响,近年来还发展了多谐振开关。图 1-27 所示电路为零电压开关多谐变换器(ZVS-MRC)的一个例子。

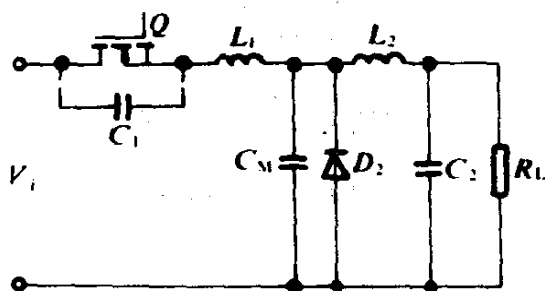


图 1-27 多谐振降压式变换器

图 1-27 中 Q 、 C_1 、 L_1 组成零电压开关, D_2 结电容 C_M 也是谐振电路的一部分,它有 3 个谐振状态,故称多谐振。这样所有器件结电容的影响都利用上,或得以消除,工作频率可进一步提高。

图 1-27 中 Q 、 C_1 、 L_1 组成零电压开关, D_2 结电容 C_M 也是谐振电路的一部分,它有 3 个谐振状态,故称多谐振。这样所有器件结电容的影响都利用上,或得以消除,工作频率可进一步提高。

第六节 电流控制脉宽调制技术

电流控制的 PWM 技术是一种新颖的开关电源控制技术,在 1967 年由美国 BOSZ 公司提出,当时虽为人们所知,但没有公开报导过这种电路的结构。直至 70 年代末,很多工程师进行了开发。这以后,电流控制 PWM 技术得到相当大的发展及较广泛应用,新的专为电流型变换器设计的集成电路日益增多。

一、电流控制 PWM 技术的特点

电流控制 PWM 系统与传统的仅有输出电压反馈的 PWM 系统比较,从电路结构上看,是增加了一个电感电流反馈,而且此电流反馈就作为 PWM 的斜坡函数,就不再需要锯齿波(或三角波)发生器,而更重要的是在于引入了电感电流反馈使系统的性能具有明显的优越性。由于所反馈的电感电流,其变化率 di/dt 直接跟随输入电压和输出电压的变化而变化,电感电流的平均值正比于

负载电流。电压反馈回路中误差放大器的输出作为电流给定信号，与反馈的电感电流比较，直接去控制功率开关通断的占空比，使功率开关的峰值电流受电流给定信号控制。

具有电流控制的变换器框图如图 1-28 所示，该系统具有的特性综述如下。

1. 系统具有快速的瞬态响应及高度的稳定性

当输入电压变化或由负载变化引起输出电压变化时，都将引起电感电流变化率的改变，使功率开关的转换时刻变化，从而控制了功率开关的占空比。这对输入电压的变化而言，实际上是起了前馈控制作用，即输入电压变化尚未导致输出电压变化，就是由内环产生调节作用。由于电流内环具有快速的响应，从分析整个系统的瞬态响应可看出，对于电压反馈外环，电流内环相当于一个受控放大器，外环的瞬态响应速度仅决定于滤波电容 C 的负载性质，所以整个系统具有快速的瞬态响应。

电流内环是一个自激振荡系统，当 Ri_L 小于 U_c 时开关导通， Ri_L 超过 U_c 时，开关就关断，见图 1-28，所以是一个稳定的自激振荡系统，说明内环具有高度的稳定性。对整个系统来说，滤波器 LC 对稳定性影响小，二阶环节的输出滤波器 (LC) 降低为一阶环节 (C)，也就是说，对整个系统，除内环外，只有一个与滤波电容有关的比例积分环节和一个与负载有关的一阶或二阶环节，使整个系统具有高度的稳定性。

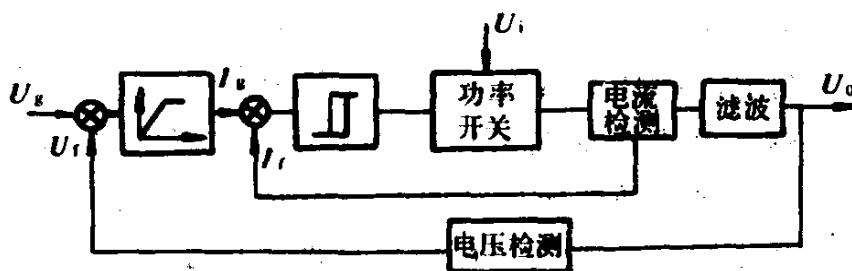


图 1-28 电流控制 PWM 的变换器框图

2. 很高的输出电压精度

由于系统内在的快速响应及高的稳定性，所以反馈回路的增益可比一般 PWM 系统的回路增益高得多，不致造成稳定性与回

路增益之间的矛盾,从而使输出电压具有很高的静态精度。

3. 具有内在的对功率开关电流的控制及限流能力

在电流控制的 PWM 变换器中,流过功率开关的峰值电流直接受误差放大器输出的电流给定信号所控制,所以在任何输入电压和负载的瞬态条件下,功率开关的峰值电流被控制在一定的给定值。由于误差放大器具有限幅特性,所以对功率开关的电流具有限流能力,见图 1-28。最大电流正比于限幅放大器的限幅值,改变限幅值可改变所限制的最大电流,使功率开关在输出过载甚至短路时得到保护。

4. 具有良好的并联运行能力

多个电流型 PWM 变换器能很方便地进行并联工作,而不需要外加均流措施。由于电流控制的功能,使系统的内环如同一个良好的受控电流放大器,可获得电流的比例分配,所以使采用电流控制的变换器可方便地并联工作。只需将各变换器的输出端联接在一起,采用其中一个误差放大器,将其输出的电流给定信号加到每个变换器中电流内环比较器的输入端,就可实现并联,而不需其它的均流措施。

采用电流控制的 PWM 集成控制器很多,在后面的介绍中,将进一步做更详细的说明。

二、电流控制的常用几种方案原理框图和电流检测电路

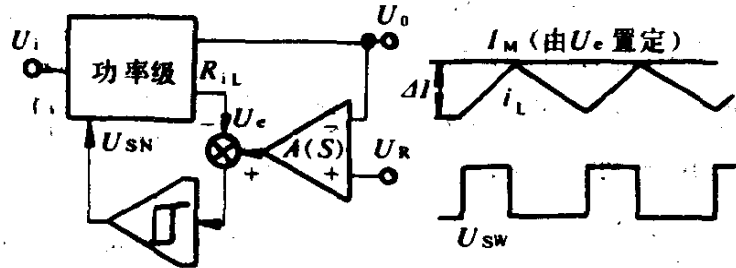
1. 电流控制常用的几种方案的原理框图

电流控制 PWM 技术有不同线路方案来实现,其共同特点是:通过检测电感电流直接反馈去控制功率开关的占空比,使功率开关的峰值电流直接跟随电压反馈回路中误差放大器输出的信号变化而变化。电流控制的常用几种原理框图见图 1-29,图中还表示了各点波形。

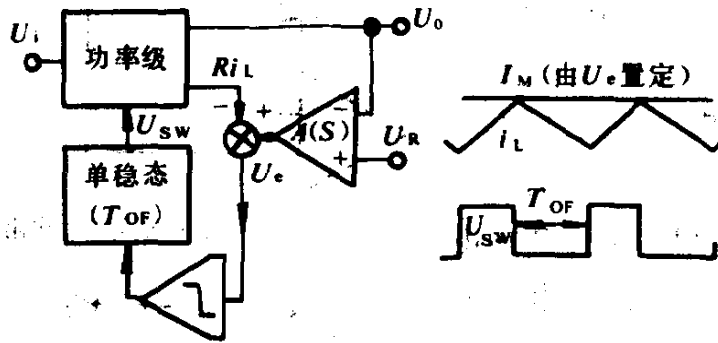
从图可见,开关或电感电流的最大值是由误差放大器的输出电压 U_c 所设置的,这里 U_c 可看成是电流给定信号。设 i_L 为电感电流, i_{sw} 为功率开关电流,当电流检测元件上的电压 Ri_L (或 Ri_{sw})

超过 U_c 时,功率开关就关断, i_L 下降。图 1-29 中的功率开关在下列情况下重新被导通:

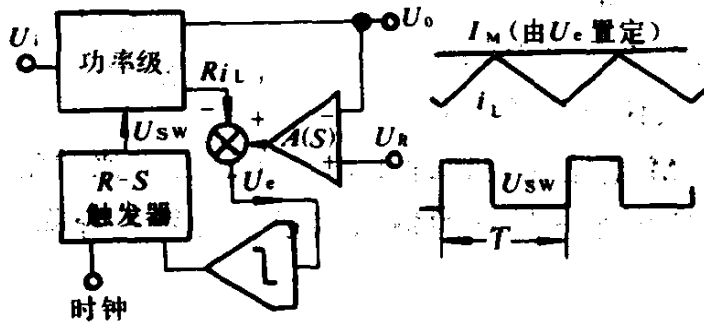
(1)在电感中产生一个固定的电流减小量 ΔI 以后,功率开关被导通,如图 1-29a)中由一迟滞比较器来实现,即恒定迟滞环宽控制;



a) 恒定迟滞环宽控制



b) 恒定关断时间控制



c) 恒定频率控制

图 1-29 电流控制的原理框图

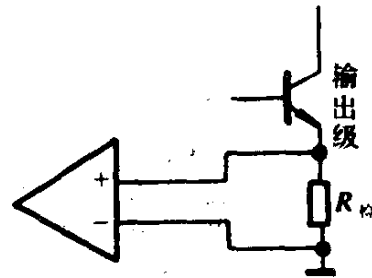
(2)经过一个固定的时间间隔后导通,如图 1-29b)中由单稳态触发器来实现,即恒定关断时间控制;

(3)有一个固定频率的时钟信号控制 $R-S$ 触发器控制功率开关导通,如图 1-29c)所示,即恒定频率控制。

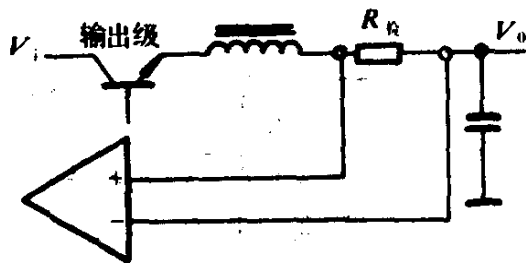
2. 电流控制 PWM 变换器电流检测方法

图 1-30 描述了电流控制 PWM 变换器电流检测方式的几种方法。直接用电阻上的电流压降是必要的,用变压器耦合可提供隔离并增加效率,但又增加了复杂性及成本。不管那种电流检测方法,都要选择放大的检测电压和较小的功率损耗以免除噪声。典型情况下,其范围从电阻上检测下的几百毫伏到变压器耦合下的 1.2V。

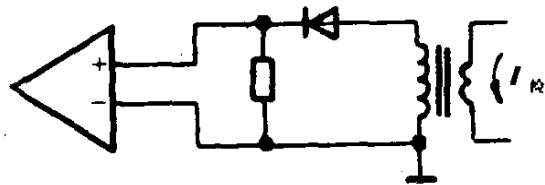
当使用图 1-30a)开关电流检测结构或 1-30b)替代电感电流检测时应予以注意。由于开关处于导通时,在检测电阻上产生一个大的瞬态电流,这是因为开关管集电极电容要放电。这个尖峰电流常常有足够的幅值并持续锁住电流检测比较器,导致 PWM 电路无规律地工作。在低占空比的情况下,一个小型 RC 滤波器串在比较器的输入端通常可将尖峰降至可接受的电平。



a) 以地为基准电阻检测法



b) 高于接地端的电阻检测



c) 隔离式电流检测法

图 1-30 各种电流检测电路

导致 PWM 电路无规律地工作。在低占空比的情况下,一个小型 RC 滤波器串在比较器的输入端通常可将尖峰降至可接受的电平。

三、实现电流控制的电路

实现电流控制的电路很多,下面以两个电路为例,说明电流控制 PWM 电路的工作原理,从而分析电流控制技术的特点。

1. 恒定迟滞环宽控制的电路

电路如图 1-31 所示，主电路为降压型单端变换器，控制电路为双环控制，具有电压外环和电流内环。

变换器的输出电压反馈与常规的 PWM 控制电路相同，输出电压 U_0 经由电阻 R_1 和 R_2 组成的分压器采样得到的电压反馈信

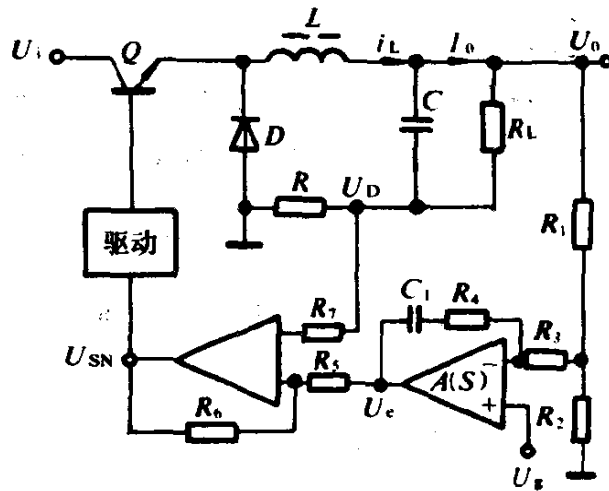


图 1-31 恒定迟滞环宽控制的原理电路

号加至误差放大器的反相端，一基准电压 U_R 加至误差放大器的同相端，误差放大器的输出电压 U_c 作为电流闭环的电流给定信号，此信号加至迟滞比较器的同相端，电感电流反馈信号由电流采样电阻 R 上得到，即图中 $U_D = Ri_L$ ，该信号加至迟滞比较器的反相端。

设迟滞比较器输出的高电平为 U_H ，低电平为零。由于 U_c 为电流给定量，所以迟滞比较器的输入信号电压为电流反馈量 U_D ，输出电压信号为 U_{sw} 。根据迟滞比较器的原理，它具有 2 个门限电位，设上门限电位和下门限电位分别为 h_2 和 h_1 ，两者之差为门限宽度 Δh ，又称环宽，即

$$\Delta h = h_2 - h_1$$

由图 1-31 中电路参数，可导出：

$$h_1 = \frac{R_6}{R_5 + R_6} U_c$$

$$h_2 = \frac{1}{R_5 + R_6} (R_6 U_c + R_5 U_H)$$

$$\Delta h = \frac{R_5}{R_5 + R_6} U_H$$

从以上几式看出，电流给定量 U_c 的变化，改变了上门限及下门限电位 h_2 和 h_1 ，而不影响门限宽度 Δh ，改变电阻 R_5 和 R_6 的数值可

改变门限宽度。

根据图 1-31 所示电路及迟滞比较器输出-输入特性来说明电路的工作原理。设功率晶体管 Q 导通, 则

$$L \frac{di_L}{dt} = U_i - U_o$$

式中, i_L 为线性增长, 当 i_L 增长到满足下式时,

$$U_D = Ri_L = h_2$$

迟滞比较器输出信号 U_{sw} 由高电平转为低电平, 使 Q 关断, 二极管 D 导通, 电感电流按下式线性下降:

$$-L \frac{di_L}{dt} = U_o$$

当 i_L 下降到

$$U_D = Ri_L = h_1$$

迟滞比较器输出 U_{sw} 由低电平变为高电平, 使 Q 导通, D 截止。可见, 所检测的电感电流直接控制了功率晶体管的通断。 $i_L R$ 及 U_{sw} 的波形如图 1-32 所示。

电感电流的最大值 I_M 正比于 h_2 , 最小值正比于 h_1 , 其增量 ΔI 正比于 Δh , 由下式来表示:

$$I_M R = h_2$$

$$I_m R = h_1$$

$$\Delta I R = \Delta h$$

从上面的公式可以看出, 电流给定量 U_e 改变了 h_2 和 h_1 的大小, 也就改变了电感电流最大值 I_M 和最小值 I_m 的大小, 而迟滞比较器的环宽 Δh 则决定了电感电流的增量 ΔI 的大小。

从上述电路的工作过程可以看出这个控制电路的调节作用。

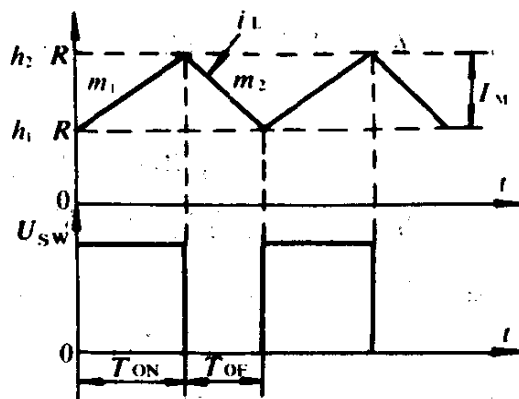


图 1-32 电感电流 i_L 及 PWM 信号 U_{sw} 波形

当负载出现突变时,例如突然增大时,瞬间将引起输出电压 U_o 减小,使误差放大器输出电压 U_e 增大,由于电流内环的作用,电感电流的最大值 I_M 和最小值 I_m 都将增大,保持了输出电压稳定。当输入电源电压 U_i 变化时,将立即使 i_L 的上升斜率 m_1 产生变化,例如, U_i 升高时, m_1 变大,到达 $Ri_L = h_2$ 的时刻变短,即 T_{on} 下降,功率开关的占空比 δ 减小,从而调节输出电压稳定。所以,由于引入了电感电流反馈,使输入电压 U_i 变化尚未引起输出电压 U_o 改变就产生调节作用,其作用类似于前馈控制作用,从而加快了变换器对输入电源 U_i 变化的动态响应。

环宽的大小决定了开关工作频率,由图 1-32 可得:

$$\Delta I = m_1 T_{ON} = m_1 \delta T, \text{ 而 } T = \frac{1}{f}$$

则:
$$f = \frac{m_1 \delta}{\Delta I}$$

由于:
$$m_1 = \frac{\Delta I}{T_{ON}} = \frac{1}{L}(U_i - U_o)$$

及
$$U_o = \delta U_i$$

从上面的公式可得到:

$$f = \frac{U_o}{L\Delta I}(1 - \delta)$$

从这个公式可见,环宽愈大, f 愈低,反之亦然。而且在调节过程中,开关频率将在一定范围内变化,例如,当输入电压 U_i 下降,为保持输出电压 U_o 恒定,调节占空比 δ 使其增大,这使开关频率 f 下降,所以这个电路具有脉频调制的特点。

要使开关频率保持恒定,可以通过调节迟滞比较器的环宽来稳定开关频率。需采用环宽可控的迟滞比较器,即迟滞比较器的正反馈网络不再是一个固定电阻(如图 1-32 中的 R),可采用一恒定频率的时钟信号及鉴相电路来控制迟滞比较器的正反馈量大小,以控制其环宽,从而调节开关工作频率保持恒定,具体电路可参考后面的有关章节。

2. 恒定关断时间及可变动通时间的控制电路

图 1-33 表示了恒定关断时间控制的原理电路图。图中功率电路为并联升压型变换器，控制电路由两部分组成。

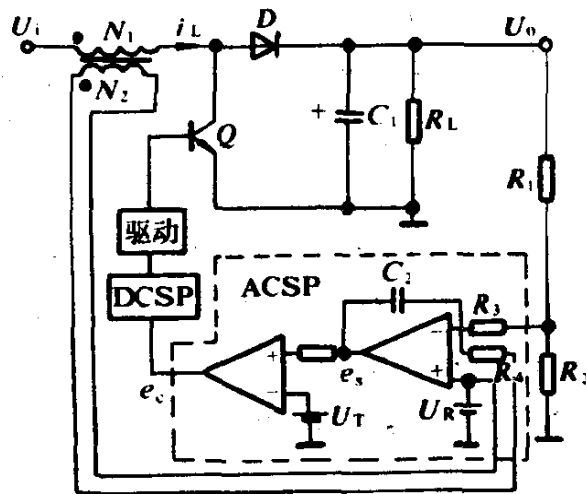


图 1-33 恒定关断时间控制回路的原理电路图

模拟信号处理器，简称 ACSP，用来综合、处理及运算两个反馈信号和基准电平，然后将信号转换成某一特定时刻出现的脉冲信号，由一个积分器和一个电压比较器组成。

数字控制信号处理器，简称 DCSP。将 ACSP 送来的脉冲信号转换成某种占空比控制方式所要求的控制信号。

(1) ACSP 的工作原理

第一个反馈回路是输出电压反馈，与图 1-31 相同，加至积分器的直流误差电压 $e_{dc} = K_d U_o - U_R \left(K_d = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$ ，决定了积分放大器的直流输出电平。第二个反馈回路又称交流反馈回路，检测储能电感 L 两端的交变电压 U_L ，经变比 $n = N_1/N_2$ 得到的交变电压信号 e_{ac} 差动输入积分器。当功率开关 Q 导通或截止时， U_L 分别为 U_i 和 $U_i - U_o$ 。 e_{dc} 和 e_{ac} 被积分后，积分器输出一个叠加在直流电平上的三角波 e_s ，然后加至电压比较器与门限电平 U_T 比较。当 e_s 下降到等于门限电平 U_T 时，比较器输出一个负脉冲 e_c 加至 DCSP，使功率开关管 Q 由导通变截止。 Q 截止后， e_s 上升，DCSP 产生一个恒定的关断时间 T_{off} 后，功率管 Q 由截止变导通，此后 e_s 下降，从而控制了功率管周期地导通与截止。 U_L 、 e_s 及 e_c 的波形参看图 1-34。

由于交流反馈回路反馈的交变电压 e_{ac} 正比于 U_L , 经积分后产生的三角波 e_s (e_s 中的交变分量) 正比于电感电流 i_L 中的交变分量, 所以, 实际上实现了电感电流反馈。这个三角波电压不仅为实现脉宽调制

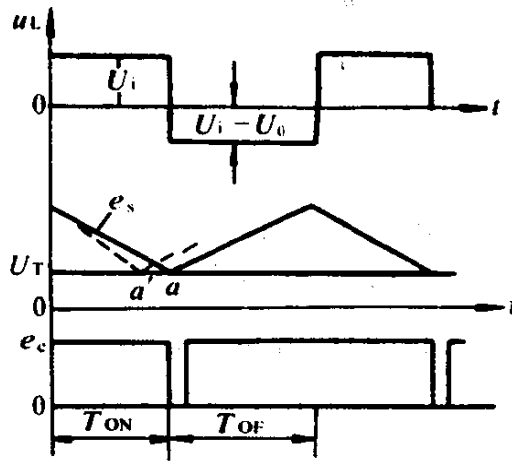


图 1-34 ACSP 工作波形

所必须的斜坡函数, 而且此三角波的上升和下降斜率与输入电压 U_i 和输出电压 U_o 有关, 如下式

$$e_{s-} = \begin{cases} -\frac{nU_i}{R_1C_2}t & (T_{ON} \text{ 期间}) \\ -\frac{n(U_i - U_o)}{R_1C_2}t & (T_{OF} \text{ 期间}) \end{cases}$$

现按恒定截止时间及可变导通时间的占空比控制方式来看两个反馈回路的调节作用。如输出电压 U_o 由于某种原因增大时, 直流误差电压 e_{dc} 增大, 积分器输出电压 e_s 的直流分量下降, 使三角波达到门限电平 U_T 的时间减小, 即导通时间 T_{ON} 减小, 占空比 δ 减小, 调节 U_o 下降, 这是常规的单反馈回路(即输出电压反馈)的调节作用。交流反馈回路(即电感电流反馈)的调节作用如下, 由于 U_i 及 U_o 变化将直接使 e_{s-} 的斜率产生变化, 从而使负脉冲 e_c 出现的时刻发生变化, 即改变了占空比而产生调节作用。例如, 在 Q 导通期间, 如输入电压 U_i 升高, e_{s-} 的下降斜率加大, 下降到 U_T 的时间缩短, 如图 1-34 中由 a 变到 a' , 即 T_{ON} 减小, 从而改变了功率开关的占空比, 联系功率电路的工作原理, 不难理解这是一个负反馈的调节过程。与图 1-31 电路相同, 由于引入电感电流反馈, 加速了变换器对输入电源 U_i 变化的动态响应。

ACSP 中误差放大器采用积分器, 对于稳态, 积分器相当于一

个接近开环工作的运算放大器,故变换器的开环增益近似为运算放大器的开环增益,使变换器输出电压的静态精度高。所以,电流反馈控制作用解决了系统静态精度与稳定性之间的矛盾,使系统具有快速的动态响应及高的静态精度。

(2)DCSP 工作原理

它的主要功能是将 ACSP 送来的脉冲信号转换成某种形式的占空比控制信号,并能接收各种保护信号或遥控指令,实现综合控制。

实现恒定截止时间和可变导通时间的占空比控制方式的 DC-SP 电路如图 1-35 所示。它由两个脉冲展宽器,两个 R-S 触发器,3 个“与非”门及 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 组成。

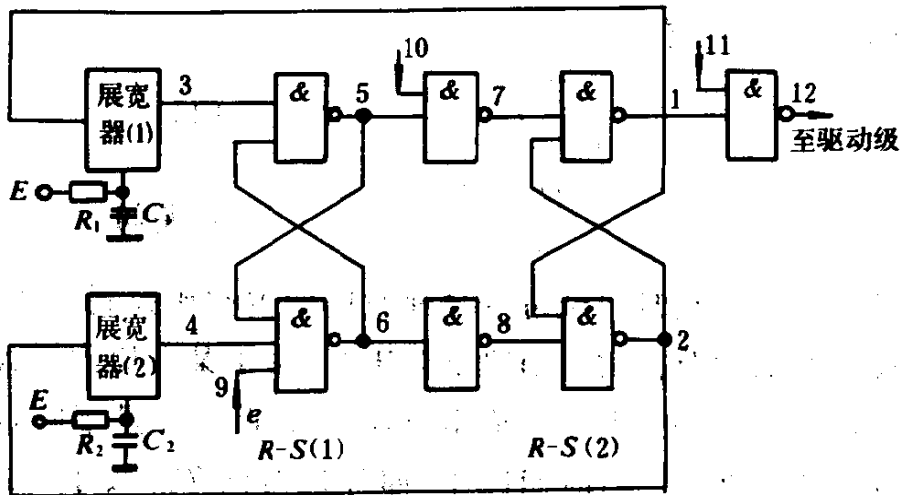


图 1-35 恒定截止时间控制的 DCSP 原理电路

先介绍脉冲展宽器原理,脉冲展宽器输入信号的脉宽与输出信号的脉宽之间有如下关系:

$$\tau_{sc} = \tau_{sr} + \tau$$

式中: τ_{sc} ——输出信号脉宽;

τ_{sr} ——输入信号脉宽;

τ ——置定的时间,即脉冲展宽的宽度。

能实现这一功能的线路很多,这里介绍一种由集成单稳态触发器和“与非”门组成的展宽器。电路原理图及工作波形如图 1-36 所示。

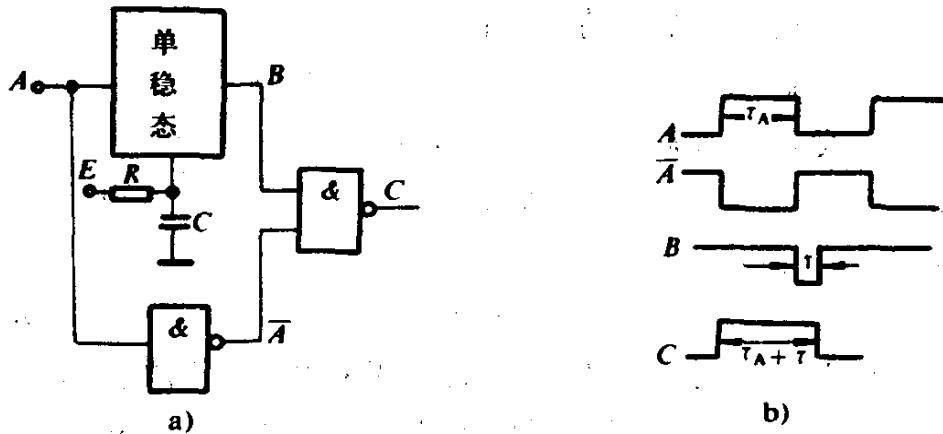


图 1-36 脉冲展宽器电路及工作波形

a) 脉冲展宽器电路; b) 工作波形

单稳态触发器由下跳沿触发, 外接电阻 R , 电容 C 及稳定的电压 E 决定其暂稳态时间 τ , 有如下关系式:

$$\tau = RC \frac{U_i}{E}$$

式中, U_i 为单稳态内部的开门电平, $U_i < E$ 。A 端输入脉冲信号的脉宽为 τ_A , C 端输出脉冲信号的脉宽为 $\tau_A + \tau$, 实现了脉冲展宽的功能。

图 1-35 中展宽器(1)决定了功率开关的恒定截止时间 T_{OF} , 由 E, R_1, C_1 及 U_i 决定, 由所设定的 T_{OF} 按 $\tau = RC \frac{U_i}{E}$ 式计算 R_1 及 C_1 值。展宽器(2)则决定了功率开关在各种瞬态过程中最大导通时间 T_{ONM} , 以设定的 T_{ONM} 值按式 $\tau = RC \frac{U_i}{E}$ 计算 R_2 及 C_2 值。

当各输入信号都为高电平时, 由于 DCSP 电路中具有自身反馈回路, 这时 DCSP 相当于一个振荡频率为 $\frac{1}{T_{OF} + T_{ONM}}$ 的振荡器。
 T_{OF} 及 T_{ONM} 值为

$$T_{OF} = R_1 C_1 \frac{U_i}{E}$$

$$T_{ONM} = R_2 C_2 \frac{U_i}{E}$$

各点波形如图 1-37 所示。这种情况出现在变换器起动时, 因在起动过程中, 变换器输出电压 U_o 未建立至接近稳态值时, AC-

SP 的积分器输出正限幅值 e_{SM} , 而 $e_{SM} > U_T$, 故 e_c (即 DCSP 的 9 端信号) 始终为高电平“1”。这个期间 DCSP 控制功率开关 Q 以自振频率工作, Q 的导通时间为 T_{ONM} , 截止时间为 T_{OF} 。注意, 图 1-35 中 12 端输出是采用反激驱动时的控制信号, 当其低电平时 Q 导通, 反之则 Q 截止。

当变换器起动完毕, 输出电压 U_o 建立后, ACSP 的积分器将退出正饱和状态, 进入图 1-34 的稳定工作状态。从图 1-34 可见, Q 的导通时间就是 e_s 下降到门限电平 U_T 的时间, DCSP 电路就是利用 $e_s = U_T$ 时产生的下跳脉冲 e_s 使功率开关 Q 由导通转为截止, 改变 Q 的导通时间, 实现恒定截止时间和可变导通时间的控制。图 1-38 表示了有控制信号 e_c 时 DCSP 各点波形。与图 1-37 的差别是, 由于加入 9 端的 e_c 信号 (负脉冲), 使导通时间 T_{ON} 缩短, 即 $T_{ON} < T_{ONM}$, 从而实现了恒定截止时间和可变导通时间的控制。

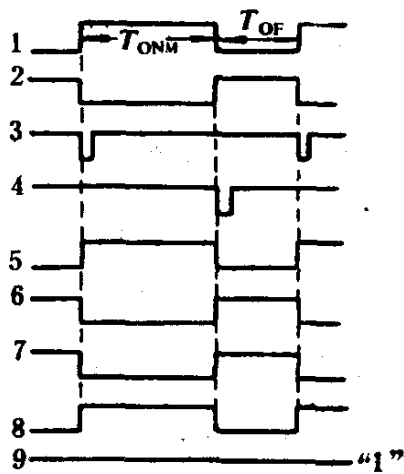


图 1-37 无控制作用时 DCSP 的各点波形

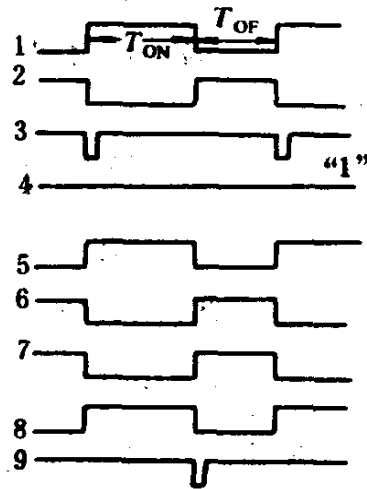


图 1-38 有控制作用时 DCSP 的各点波形

图 1-35 所示的 DCSP 电路, 只要作简单的改动, 就可实现其它的占空比控制方式, 如恒定 $U_i T_{ON}$ 、恒定 T_{ON} 、可变 T_{OF} 及恒定频率的占空比控制方式。

电感电流检测除电阻采样 (图 1-31) 及将电感次级绕组的电压积分以外 (图 1-33) 还常采用电流互感器检测电感电流。

第七节 开关稳压电源集成控制器的控制方式和分类方法

随着微电子技术的发展,各种各样的单片集成开关稳压电源控制器不断出现,因此开关稳压电源使用的元器件数量大幅度地减小,这不但使开关电源的可靠性提高,而且还能简化开关稳压电源的设计计算,使开关稳压电源更便于生产和维护,实现标准化和系列化。

一、开关稳压电源集成控制器的控制方式

开关稳压电源单片集成控制器多用于它激型开关稳压电源,各种功率变换电路的控制电路按控制方式可分为调宽(PWM),调频(PFM)和脉宽频率混合调制三种控制方式,其中调宽控制方式使用最多,调频控制方式用于谐振型开关电源,近几年来其使用亦日益增多,而混合调制型单片集成稳压控制器较少使用。

1. 脉宽调制控制方式(Pulse Width Modulation, 缩写为PWM)

采用这种控制方式的电路方框图见图 1-39,脉宽调制是指工作频率恒定(即工作周期不变),通过改变功率开关导通时间或截止时间来改变占空比。这种控制方式的单片集成控制器简单、可靠、使用方便灵活,大大简化了变换器的设计及调试,故

得到迅速发展,因而使集成 PWM 控制器的功能愈加完善,通用性更强。在国外市场上,首先出现的是 MOTOROLA 公司生产的 MC3420 和 Silicon General 公司生产的 SG3524 等集成 PWM 控

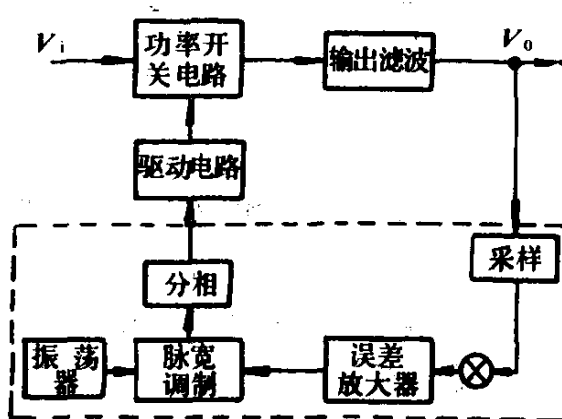


图 1-39 脉宽调制控制电路框图

制器。不久集成电路制造厂又推出性能更好及功率更强的控制器，如：Texas Instrument 的 TL494 PWM 控制器是 SG3524 的改进型，增加了死区时间控制等功能。此外，还生产出了单端变换器的专用 PWM 控制器，所需外部元件更少，使用也更加方便；如 MOTOROLA 的 MC34060，Unitrode 的 UC1840 系列可编程 PWM 控制器等。Silicon General 公司又推出了 SG1525/SG1527，在性能及功能上都作了改进及优化，已成为标准化产品。我国一些集成电路制造厂家，参照国外产品也生产出了国产的 PWM 控制器。

一般单片集成 PWM 控制器的 PWM 信号产生电路及其相应的波形如图 1-40。对被控电压 U_o 进行检测所得反馈电压 $U_f =$

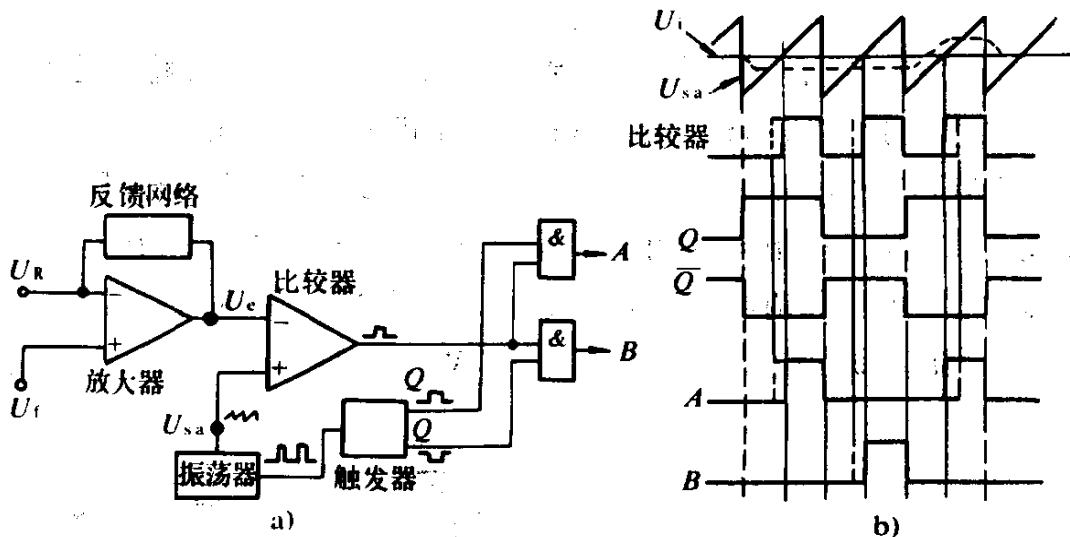


图 1-40

a) PWM 信号产生电路; b) 相应的波形

KU_o 加至运放的同相输入端，一个固定的参考电压 U_R 加至运算放大器的反相输入端。放大后输出直流误差电压 U_e 加至比较器的反相输入端，由一固定频率振荡器产生锯齿波信号 U_{sa} 加至比较器的同相输入端。比较器输出一方波信号，此方波信号的占空比随着误差电压 U_e 变化，如图中虚线所示，这样就实现了脉宽调制。对于单管变换器，比较器输出的 PWM 信号就可作为控制功率开关管的通断信号。对于推挽或桥式功率电路，则应将 PWM 信号分为两组信号，也就是分相。分相电路由触发器及两个“与”门组成，触发器的时钟信号对应于锯齿波的下降沿。A 和 B 端输出两路 PWM

信号。

2. 脉冲频率调制 (Pulse Frequency Modulation, 缩写为 PFM)

采用这种调制方式工作的电路框图如图 1-41 所示, 这种工作方式保持方波宽度 T_{on} 不变, 改变脉冲频率 (也就是周期) 以稳定

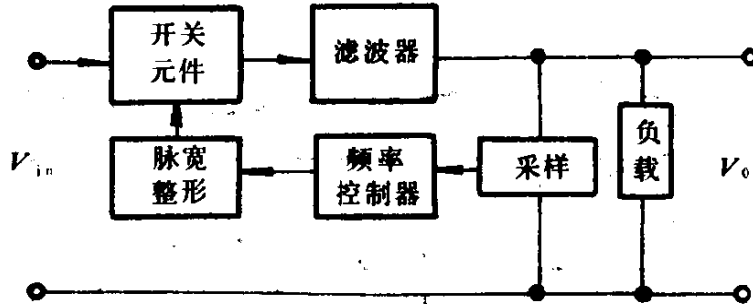


图 1-41 频率调制控制方式框图

输出电压 U_o 。输出取样值用来控制频率控制器, 由于它的占空比 δ 值可以在很宽范围内变化, 所以输出电压的可调范围较 PWM 方式为大。但是, 滤波电感为了能适应较宽的频段, 其体积和重量必定要增大。调节开关元件的截止时间来稳定输出电压, 具有高效率, 低功耗。这种工作方式的集成控制器集成度较高, 在设计、制造上困难较大。这种单片集成控制器的典型产品有 MC34066、UC1861~UC1868、GP605、UC3860 等。调频工作方式的单片集成电路主要用于谐振型变换器, PFM 集成控制电路的基本电路方块图和相应波形如图 1-42 所示。这个电路主要由误差放大器可变频率振荡器, 冲息脉冲发生器, T 型触发器和门电路, 驱动电路等组成, 各部分的主要功能如下:

误差放大器用来产生与 U_o 成比例的输出电压, 来自 U_o 的反馈电压加在误差放大器的反相输入端, 一个精确的基准电压 V_R 加在误差放大器的同相输入端, 二者之间的压差被放大后去控制可变频率控制器。可变频率控制器是一个电压控制的频率变换器, 提高输入电压就能提高输出脉冲的频率, 输出电压就是通过改变电路开关频率而得到调整的。冲息脉冲发生器为谐振网电路开关产生一个精确的脉宽, “T”型触发器把可变频率触发器的频率一分为二, 以向输出驱动电路提供交替驱动脉冲, 在单端功率变换电

路中可以不使用“T”型触发器。

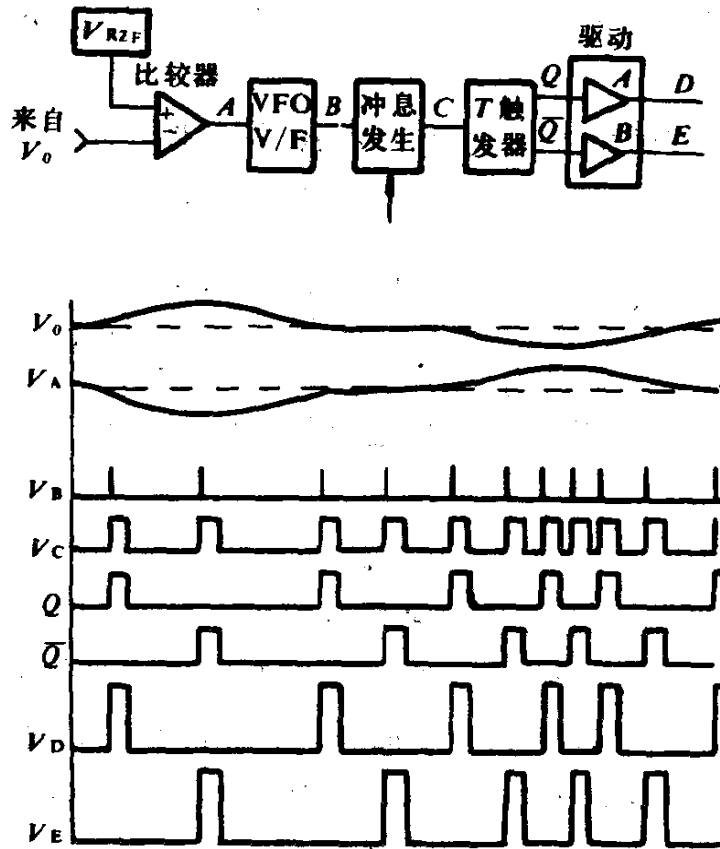


图 1-42 频率控制基本电路和相应波形

3. 脉宽频率混合调制控制方式

这种调制方式的电路方框图见图 1-43 所示。这种控制方式中靠同时改变方波的宽度 T_{on} 和脉冲频率 f 来维持输出电压的稳定,其占空比的范围很宽。因此,用来制做输出电压要求能宽范围调节的开关电源是非常合适的,目前采用这种调制方式工作的单片集成稳压器并不多见。

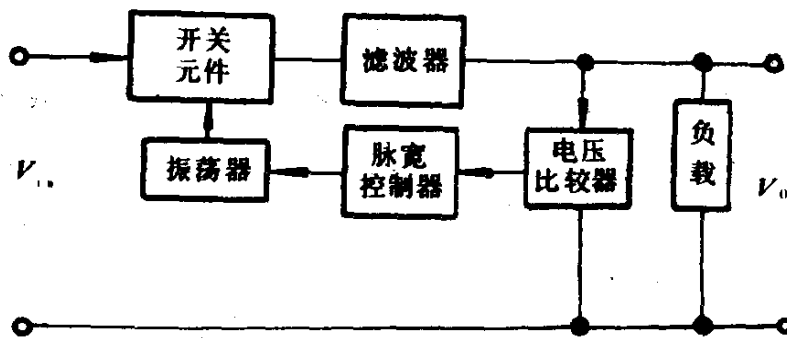


图 1-43 脉宽频率混合调制框图

二、单片开关集成稳压器的分类方法

单片开关集成稳压器的品种日益增多,功能更加完善,性能越来越好,虽然使用方法各有不同,但所需的外部元件愈来愈少,有的甚至不需任何外部元件。我们在介绍单片开关集成电路的原理、性能、使用方法的时候,必须分类介绍。这样才会层次分明,易于研究。但是由于单片开关集成稳压器近几年来才大量设计、生产和制造,还没有明确的分类方法。在许多文献中仅分为 DC-DC 变换器型, PWM 控制器型,对最新出现的电流反馈型控制集成电路,调频控制集成电路,特殊的单片开关集成电路没有确切的分类。因为本书是专门介绍和研究单片开关集成稳压器的,涉及到的品种、型号很多,因此分类要尽可能细一些,但这种分类方法不一定十分合适,仅供读者参考。

1. 按功率变换电路结构的分类方法

开关型稳压电源的功率变换电路从总体上可分为两大类,一类是输入电压和输出电压不绝缘的 DC-DC 变换器,如前面介绍的降压型、升压型、反相型功率变换电路。如单片开关集成电路主要用于这三种功率变换电路,我们就把这种开关集成稳压器称为 DC-DC 变换器型。这一类开关集成稳压器在使用时仅需外接少量元件,输出电流不大时,不需外接功率开关管,在需要扩展输出电流时可外接功率开关管。

另一类是输入直流电压与输出直流电压绝缘型的功率变换电路,如前面介绍的单端正激,反激功率变换电路;双端半桥、推挽、全桥功率变换电路。单片开关集成稳压器在这一类开关稳压电源中仅起控制器的作用,产生脉宽调制或脉频调制控制信号,用来驱动和控制外接的功率开关管,因此通常把用于这一类功率变换电路的单片集成稳压器称为 PWM(或 PFM)控制器。这类控制器使用时可引入电压反馈,电流反馈控制信号,在高输入电压的无工频变换器中主要使用这种控制器,输出功率的大小由外接功率开关管决定,而不是由控制器决定。

2. 按控制环路类型的分类方法

单片开关集成稳压器的内部控制环路有两种类型,一种是电压型控制环路,另一种是电流型控制环路,一般把内部采用电压型控制环路的单片集成开关稳压器称为电压型或电压调整型;内部电路采用电流型控制环路的单片开关集成稳压器称为电流型。这种分类方法又可称为按工作方式分类。

电压型单片开关集成稳压器控制环路中的比较器检测的是输出端或负载两端的电压,用检测电压控制脉冲宽度,集成电路的主要功能是稳定输出电压。反馈电压经集成电路的内部分压电阻或外部的分压电阻得到,反馈电压增大时,输出脉冲的占空比 δ 减小;反馈电压减小时,输出脉冲的占空比 δ 增大,早期生产的单片开关集成稳压器多数为电压调整型。

电流型单片开关集成稳压器控制环路中的比较器检测的是与负载或功率开关管串联的小阻值电阻上的电压降,这个电压降正比于负载上的电流。因而,它可以反映负载电流的变化,这一点与电压型不同。电流型控制环路容易设计和补偿,瞬态电压调整率也更好,能提供逐个脉冲电流限制和用于推挽式变换器的对称自动校准。

在电压型和电流型两种单片开关集成稳压器电路中,输出参数的稳定实际上都是靠控制负载电流来实现的,电源起恒压还是起恒流作用决定于如何控制负载电流,负载电流控制又决定于检测方法。有的单片开关集成稳压器为双环控制,即可检测电流又可检测电压,使用时可组成电压型或电流型控制环路,也可组成电压电流双环控制。

3. 开关集成稳压器的细分方法

根据上面的两种分类方法,本书在分类介绍时,综合考虑,作出如下分类:

- (1)电压型 DC-DC 变换器;
- (2)电流型 DC-DC 变换器;
- (3)电压型 PWM 控制器;

(4) 电流型 PWM 控制器；

(5) 频率调制 PFM(谐振型)控制器。

如果一个单片开关集成稳压器为电压电流两用型,根据具体情况列入相应的电压型或电流型。因频率调制控制器的种类较少,故不再分电压型、电流型给予单独介绍。

第二章 电压型 DC-DC 变换器

在这一章要介绍的是电压型开关集成稳压器专用芯片,这些集成电路用于直流电压的升,降或极性反相,也就是非绝缘型的功率变换电路。在这些 DC-DC 变换器电路中使用的开关集成稳压器为了使输出电压稳定,反馈环路采用了电压反馈,输出电压取出后送到集成电路中误差检测放大器的输入端,用来调整集成电路输出脉宽,因此把这种变换器称为电压型 DC-DC 变换器。

这种变换器集成电路中的早期产品输出电流比较小,使用时需要的外部元件较多,比较典型的产品如 MC34063 系列集成电路,这种集成电路要想扩大输出电流必须外接功率开关管。电压型 DC-DC 变换器的发展趋势,是使用象线性集成稳压器一样方便,外部元件少,封装简单的单片集成电路,其输出电流、输出功率越来越大,工作频率达到 500kHz。

目前外形封装最简单,需要外部元件数最少的五端器件是 LM2575,LM2576 系列。只需要 4 个外部元件,完全可取代线性集成稳压器。在单片集成稳压器中,输出电流最大的是电压型开关集成稳压器,其型号为 L4970,输出电流达 10A,输出电压范围为 5.1~40V,使用了新的 BCD 设计技术。

电压型 DC-DC 变换器在使用时,输入直流电压一般不超过 40V,最高为 60V。品种齐全,用量较大,尽管出现了电流型 DC-DC 变换器,但决不会取代电压型 DC-DC 变换器。尤其是在要求单片集成电路输出电流非常大的情况下,电压型 DC-DC 变换器损耗小,效率高,稳压精度完全能满足仪器、仪表、电气设备中使用的要求。

第一节 MC34063/MC34063A、MC35063/ MC35063A、MC33063/MC33063A DC-DC 变换器

MC34063 系列是典型的开关集成稳压器，具有电压型 DC-DC 变换器所需要的一切功能，这个系列的型号有 MC34063、MC35063、MC33063 和 MC34063A、MC35063A、MC33063A。其中前 3 种集成电路的内部结构完全相同，仅在工作温度，外型封装上略有不同；而后 3 种型号的集成电路在内部电路结构上与前 3 种也完全相同，仅在内部元件的个别参数上有差别，某些最大额定值和电气特性参数略有不同。后 3 种型号之间的差别也是在外形封装和工作温度上。为了不重复介绍，用注解来区分它们的差别。这个系列的集成电路专门为降压型、升压型和极性反转型开关稳压器设计的，使用时仅需要很少的外部元件，它的主要特点如下：

- (1) 输入工作电压从 2.5~40V；
- (2) 低的维持电流；
- (3) 具有电流限制；
- (4) 1.5A 的输出开关电流；
- (5) 输出电压调整从 1.25~40V；
- (6) 工作频率可达 100kHz。

一、外形和电路功能介绍

集成电路的外形封装和管脚连接图见图 2-1，内部功能方框图见图 2-2。该系列集成电路有 3 种外形封装，分别是塑封外形 626-05、751-02、SO-8 和陶瓷封装 693-02，具体封装情况可见表 2-1，无论哪种封装都是双列八脚。

从图 2-2 可以看出，该系列集成是由一个内部温度补偿的基准稳压器、比较器、带有有效电流限制电路的占空比控制振荡器，

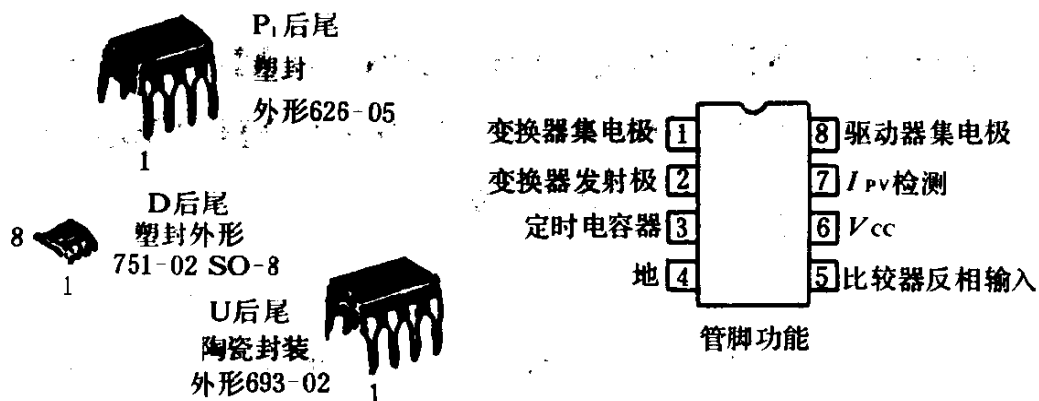


图 2-1 MC34063/MC35063/MC33063 外形和管脚功能图

外形封装情况和工作温度范围 表 2-1

器 件	温度范围(°C)	封 装	器 件	温度范围(°C)	封 装
MC35063U	-55~+125	陶瓷 DIP	MC35063AU	-55~+125	陶瓷 DIP
MC33063U	-40~+85	陶瓷 DIP	MC33063AD	-40~+85	塑料 SOIC
MC33063P ₁	-40~+85	塑料 DIP	MC33063AP ₁	-40~+85	塑料 DIP
MC34063U	0~+70	陶瓷 DIP	MC34063AD	0~+70	塑料 SOIC
MC34063P ₁	0~+70	塑料 DIP	MC34063AP ₁	0~+70	塑料 DIP

驱动器和高电流输出开关等组成。其中,管脚 7 是电路峰值电流 I_{PK} 检测端,可以控制振荡器输出脉冲的占空比,限制输出电流,起保护集成电路的作用。内部的 Q_1 是变换器的功率开关管,由晶体管 Q_2 驱动,都是集电极开路形式。 Q_2 的发射极接有一个电阻,对于 MC34063/MC35063/MC33063 这个电阻值是 170Ω ,而对 MC34063A/35063A/33063A 这个电阻值是 100Ω 。管脚 3 外接定时电容器,用来决定内部振荡器的工作频率,也就是决定集成电路内功率开关晶体管的工作频率。

二、集成电路的主要参数和特性曲线

MC34063 系列集成电路的最大额定值参数如表 2-2 所示,电路内各部分的电气特性如表 2-3 所示,有关的特性曲线见图 2-3。图 2-3a)是输出开关通-断时间与振荡器定时电容器的关系曲线;图 2-3b)是射(极限)随电路输出饱和电压与射极电流关系曲线;

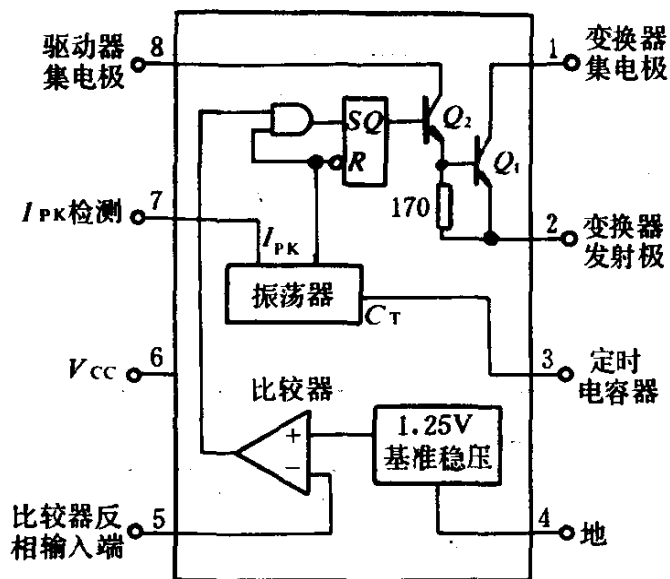


图 2-2 功能方框图

图 2-3c)是共射电路输出开关饱和电压与集电极电流关系曲线;图 2-3d)是电流限制检测电压与温度的关系曲线;图 2-3e)是维持电流与电源电压的关系曲线。

最大额定值参数

表 2-2

额 定 值	符 号	值	单 位
电源电压	V_{CC}	40	V_{dc}
比较器输入电压范围	V_{IR}	-0.3~ +40	V_{dc}
开关集电极电压	$V_C(\text{switch})$	40	V_{dc}
开关管发射极电压($V_{pin1}=40V$)	$V_E(\text{switch})$	40	V_{dc}
开关管集电极至发射极电压	$V_{CE}(\text{switch})$	40	V_{dc}
驱动器集电极电压	$V_C(\text{drive})$	40	V_{dc}
驱动器集电极电流	$I_C(\text{drive})$	100	mA
开关电流	I_{SW}	1.5	Amps
功率损耗和热特性			
陶瓷封装,U后尾 $T_A=+25^\circ C$	P_D	1.25	W
热阻	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ C/W$
塑料封装,P后尾			

续上表

额定值	符号	值	单位
$T_A = +25^\circ\text{C}$	P_D	1.25	W
热阻	$R_{\theta A}$	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
SOIC 封装, D 后尾			
$T_A = +25^\circ\text{V}$	P_D	625	mW
热阻	$R_{\theta A}$	160	$^\circ\text{C}/\text{W}$
工作结温	T_j	+150	$^\circ\text{C}$

电气特性 ($V_{CC} = 5\text{V}$ $T_A = T_{低} \sim T_{高}$) 表 2-3

特性	符号	最小	典型	最大	单位
振 荡					
频率 ($V_{pin5} = 0\text{V}$ $C_T = 1\mu\text{F}$ $T_A = +25^\circ\text{C}$)	f_{osc}	24	33	42	kHz
充电电流 ($V_{CC} = 5\text{V} \sim 40\text{V}$ $T_A = +25^\circ\text{C}$)	I_{chg}	24	33	42	μA
放电电流 ($V_{CC} = 5\text{V} \sim 40\text{V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{dischg}	140	200	260	μA
放电电流对充电电流比 ($P_{in7} = V_{CC}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{dischg}/I_{chg}	5.2	6.2	7.5	—
电流限制检测电压 ($I_{chg} = I_{dischg}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$V_{IPK}(\text{sense})$	250	300	350	mV
输 出 开 关 管					
饱和电压, 达林顿连接 ($I_{SW} = 1.0\text{A}$ pins1,8 连接)	$V_{CE}(\text{Sat})$	—	1.0	1.3	V
饱和电压 ($I_{SW} = 1\text{A}$, $R_{pin8} = 82\Omega$ 对 V_{CC} $\beta = 20$)	$V_{CE}(\text{Sat})$	—	0.45	0.7	V
直流电流增益 ($I_{SW} = 1\text{A}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$)	h_{FE}	50	120	—	—
集电极断态电流 ($V_{CE} = 40\text{V}$)	$I_C(\text{off})$	—	0.01	100	μA
比 较 器					
门限电压: ($T_A = 25^\circ\text{C}$) ($T_A = T_{低} \sim T_{高}$)	V_{th}	1.225 1.21	1.25 —	1.275 1.29	V
门限电压线性稳定性 ($V_{CC} = 3 \sim 40\text{V}$)	Regline	—	1.4	5.0	mV
输入偏置电流 ($V_{in} = 0$)	I_{IB}	—	-40	-400	nA

续上表

特 性	符 号	最 小	典 型	最 大	单 位
总 的 器 件					
电源电流 ($V_{CC} = 5V \sim 40V, C_T = 1nF, p_{in7} = V_{CC}$ $V_{pin5} > V_{th}, p_{in2} = \text{地}, \text{余脚开路}$)	I_{CC}	—	2.5	4.0	mA

说明: (1) 该表是 MC34063A/MC35063A/MC33063A 的参数, MC34063/
MC35063/33063 的参数基本与它相同, 不再单独列出;

(2) 一定要遵守最大封装功率损耗;

(3) $T_{low} = -55^{\circ}C$ 对 MC35063/MC35063A
 $= -40^{\circ}C$ 对 MC33063/MC33063A
 $= 0^{\circ}C$ 对 MC34063/MC34063A

$T_{high} = +125^{\circ}C$ 对 MC35063/MC35063A
 $= +85^{\circ}C$ 对 MC33063/MC33063A
 $= +70^{\circ}C$ 对 MC34063/MC34063A;

(4) 测试期间使用低占空比技术, 以保持结温尽可能接近环境温度;

(5) 在低开关电流和高驱动电流时, 如果输出开关管被驱动到过饱和状态
(非达林顿电路), 退出饱和可能要用 $2\mu s$, 在频率 $\geq 30kHz$ 时, 这种情况
将使“关断”时间缩短。

三、变换器的应用

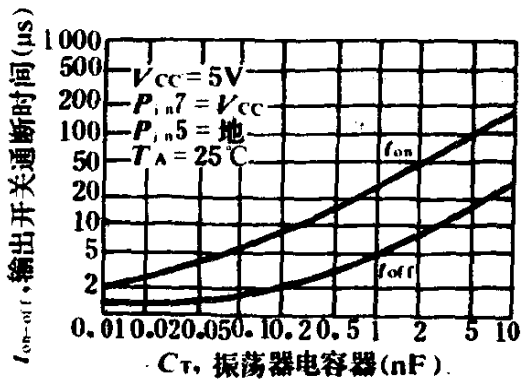
变换器集成电路可以用于降压型开关稳压电路, 也可以用于
升压型开关稳压电路, 还可以在外部连接大功率开关晶体管 NPN
型或 PNP 型扩大输出电流; 引入反馈电路防止输出过压; 引入峰
值电流检测电阻, 防止输出过流损坏集成电路内的开关晶体管。

1. 组成的降压型稳压电路

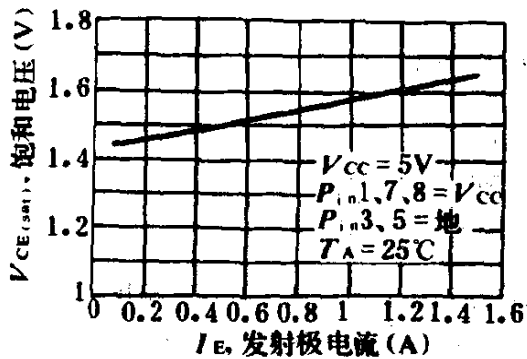
这种集成电路组成的降压型开关稳压电路见图 2-4。输入直
流电压为 25V, 输出电压为 5V/500mA。电路中的电阻 R_1, R_2 组成
输出电压的反馈网络, 反馈电压从电阻 R_1 上取出加到集成电路内
比较器的反相输入端, 反馈电压 V_f 可用下式求出:

$$V_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OUT}$$

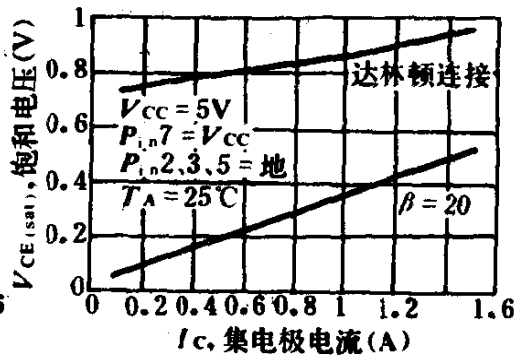
如 $V_f < V_{ref}$, 比较器输出高电平, 电路可正常工作, V_{ref} 是集成电路
内的基准电源 $V_{ref} = 1.25V$ 。如果 $V_f > V_{ref}$, 比较器输出为低电平,



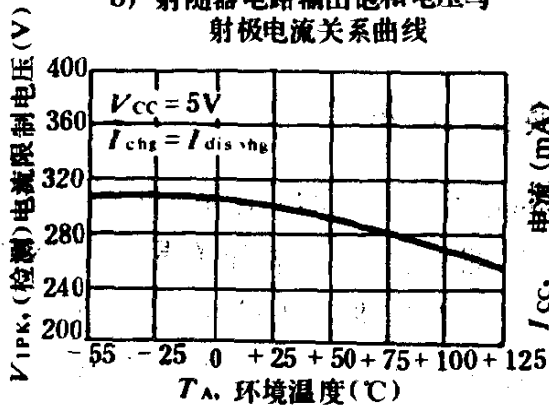
a) 输出开关通—断时间与振荡器定时电容器关系曲线



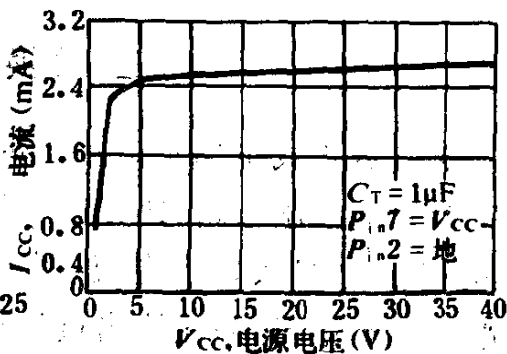
b) 射随器电路输出饱和电压与射极电流关系曲线



c) 共射电路输出开关饱和电压与集电极电流关系曲线



d) 电流限制检测电压与温度关系曲线



e) 维持电流与电源电压关系曲线

图 2-3 MC34063A/MC35063A/MC33063A 特性曲线

开关管 T_1 关断, 使电路无输出, 从而保护了开关管。电阻 R_{sc} 是峰值电流 I_{pk} 的检测电阻, R_{sc} 的阻值越大, 允许的峰值电流 I_{pk} 越小, 反之就大。这个电路的测试结果如表 2-4 所示。

这个集成电路如外加 NPN 型或 PNP 型开关功率晶体管可使输出电流大于 1.5A, 连接电路图如图 2-5a)、b) 所示。

2. 升压型应用电路

该集成电路组成的升压型开关稳压电路如图 2-6 所示; 电路

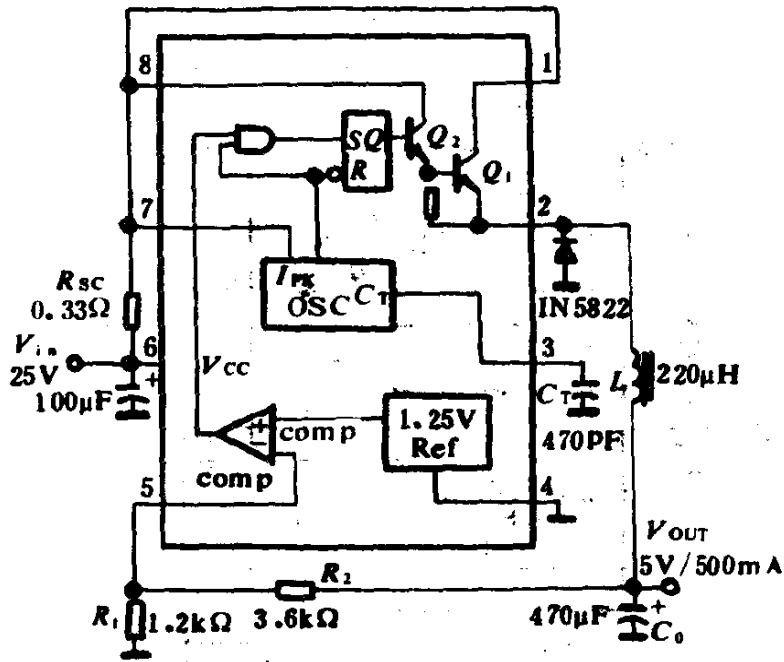
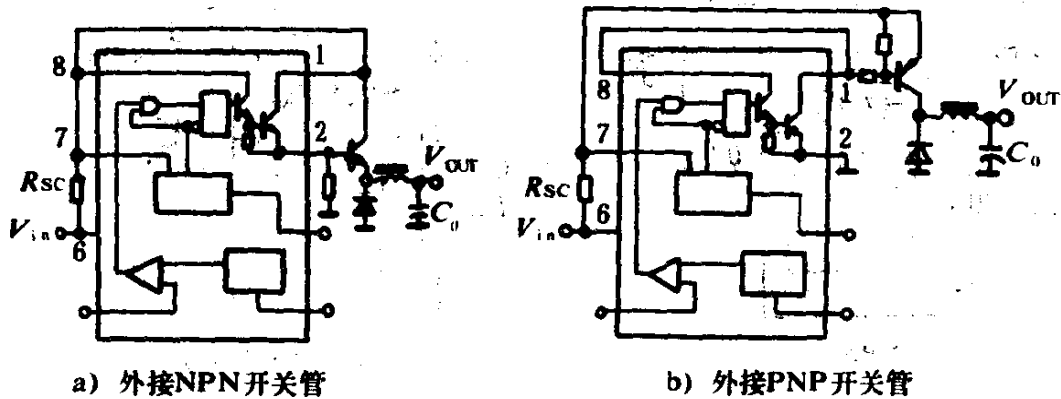


图 2-4 降压型电路

降压电路性能测试表

表 2-4

测试项目	条 件	结 果
线性调整	$V_{in}=15\sim 25V, I_o=500mA$	15mV
负载调整	$V_{in}=25V, I_o=50\sim 500mA$	5.0mV
输出纹波	$V_{in}=25V, I_o=500mA$	40mVp-p
短路电流	$V_{in}=25V, R_L=0.1\Omega$	2.3A
效 率	$V_{in}=25V, I_o=500mA$	84.7%



a) 外接NPN开关管

b) 外接PNP开关管

图 2-5 降压型电流扩展电路

的测试结果见表 2-5; I_c 峰值大于 1.5A 的外部电流扩展电路如图 2-7a)、b)所示。图 2-6 电路输入电压是 12V, 输出是 28V/175mA。

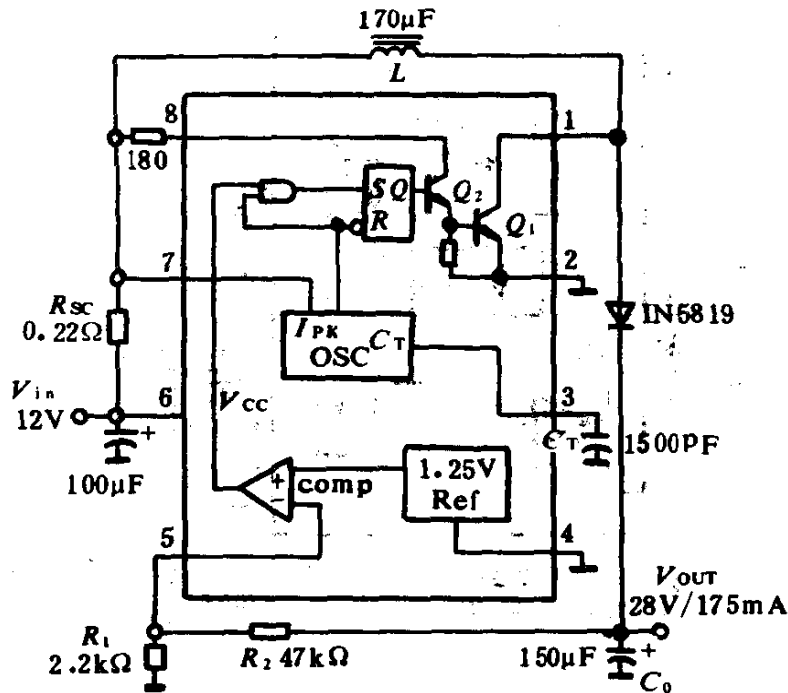


图 2-6 升压型应用电路

升压型电路性能测试表

表 2-5

测试项目	条 件	结 果
线性调整	$V_{in}=8\sim 16V, I_o=175mA$	12mV
负载调整	$V_{in}=12V, I_o=75\sim 175mA$	45mV
输出纹波	$V_{in}=12V, I_o=175mA$	150mVp-p
短路电流	$V_{in}=12V, R_L=0.1\Omega$	2.0A
效 率	$V_{in}=12V, I_o=175mA$	93%

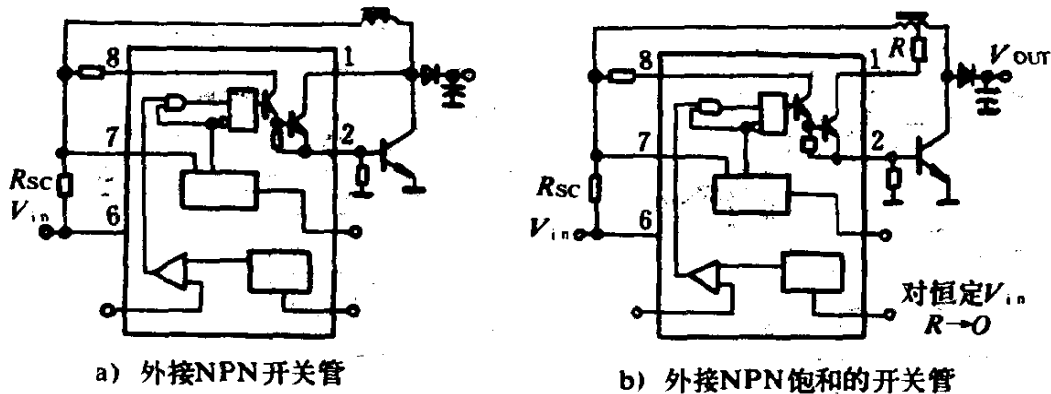


图 2-7 升压型外部扩展电流电路

3. 极性反转型应用电路

集成电路组成的极性反转型开关稳压电路如图 2-8 所示；电路性能测试结果见表 2-6；外部电流扩展电路如图 2-9，其中图

2-9a)是外接 NPN 型功率开关晶体管,图 2-9b)外接 PNP 型功率开关晶体管,扩展后的集电极电流 I_c 可达 1.5A。

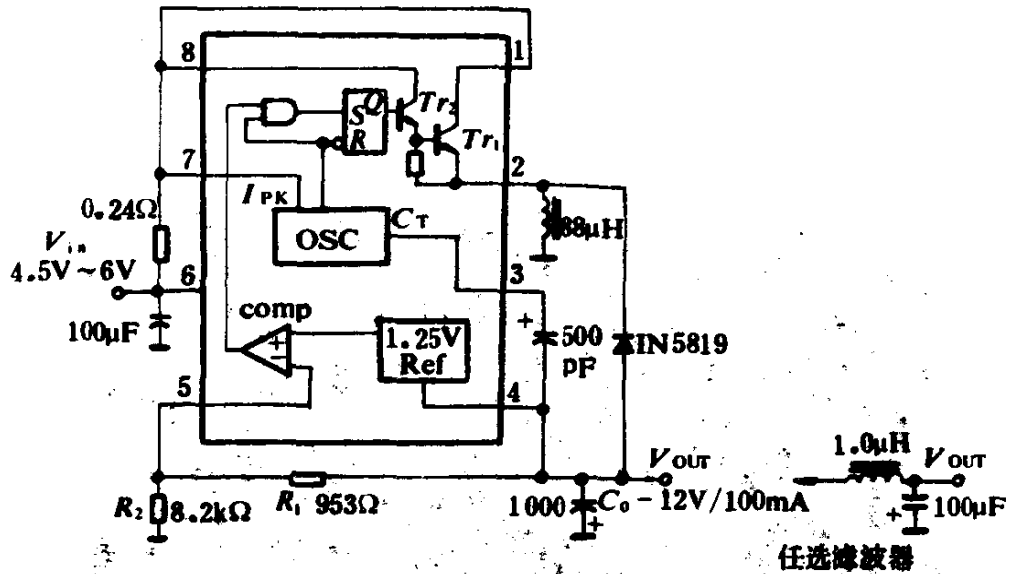
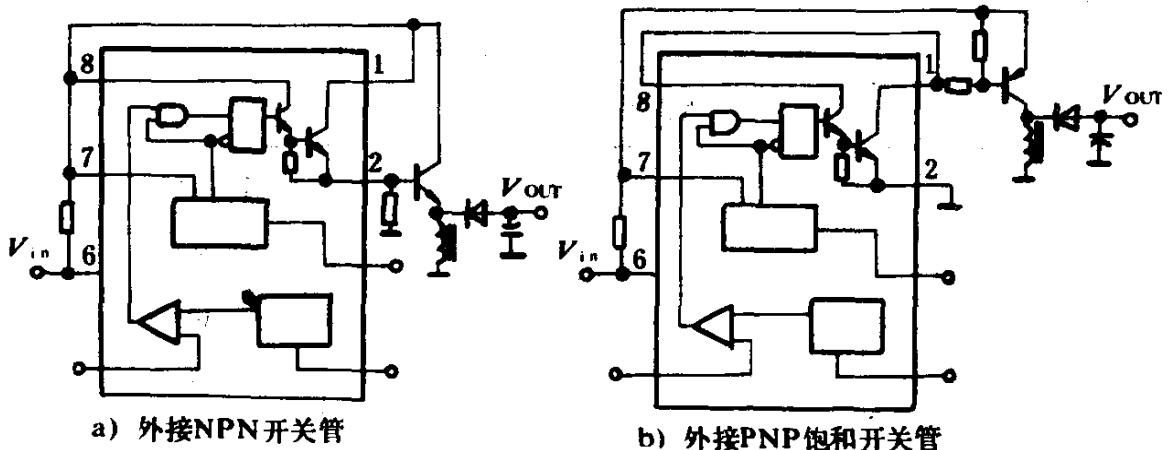


图 2-8 极性反转电路图

极性反转电路性能测试表

表 2-6

测试项目	条 件	结 果
线性调整	$V_{in}=4.5\sim 6V, I_0=100mA$	$3.0mV = \pm 0.012\%$
负载调整	$V_{in}=5V, I_0=10\sim 100mA$	$0.022mV = \pm 0.09\%$
输出纹波	$V_{in}=5V, I_0=100mA$	$50mV_{p-p}$
短路电流	$V_{in}=5V, R_L=0.1\Omega$	$910mA$
效 率	$V_{in}=5V, I_0=100mA$	64.5%
任选滤波器 输出纹波	$V_{in}=5V, I_0=100mA$	$70mV_{p-p}$



a) 外接NPN开关管

b) 外接PNP饱和开关管

图 2-9 极性反转电路电流扩展电路

集成电路组成的各种变换器电路在进行设计计算时,要用到一些设计公式,这些公式如表 2-8 所示。公式中一些符号说明如下:

t_{on} ——变换器的导通时间;

t_{off} ——变换器的关断时间;

V_{sat} ——输出开关管的饱和压降;

V_{OUT} ——要求输出的电压, $|V_{OUT}| = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$;

V_{in} ——正常输入的电压;

I_{OUT} ——要求输出的电流;

f_{min} ——在 V_{in} 和 I_o 选定情况下,最大设计输出开关频率;

$V_{ripple(p-p)}$ ——要求的峰-峰值输出纹波电压。实际上电容器值要大于计算值, C_o 直接影响线性和负载调整。

设计公式表

表 2-8

计算	升压型	降压型	极性反转型
t_{on}/t_{off}	$\frac{V_{OUT} + V_F - V_{in(min)}}{V_{in(min)} - V_{sat}}$	$\frac{V_{OUT} + V_F}{V_{in(min)} - V_{sat} - V_{OUT}}$	$\frac{ V_{OUT} + V_F}{V_{in} - V_{sat}}$
$(t_{on} + t_{off})_{max}$	$1/f_{min}$	$1/f_{min}$	$1/f_{min}$
C_T	$4 \times 10^{-5} t_{on}$	$4 \times 10^{-5} t_{on}$	$4 \times 10^{-5} t_{on}$
$I_{pk(switch)}$	$2I_{OUT(max)}(t_{on}/t_{off} + 1)$	$2I_{OUT(max)}$	$2I_{OUT(max)}(t_{on}/t_{off} + 1)$
R_{sc}	$0.3/I_{pk(switch)}$	$0.3/I_{pk(switch)}$	$0.3/I_{pk(switch)}$
$L_{(min)}$	$\frac{(V_{in(min)} - V_{sat}) - t_{on(max)}}{I_{pk(switch)}}$	$\frac{(V_{in(min)} - V_{sat} - V_{OUT}) \cdot t_{on(max)}}{I_{pk(switch)}}$	$\frac{(V_{in(min)} - V_{sat}) - t_{on(max)}}{I_{pk(switch)}}$
C_o	$\simeq I_{OUT} t_{on} / V_{ripple(p-p)}$	$\frac{I_{pk(switch)}(t_{on} + t_{off})}{8V_{ripple(p-p)}}$	$\simeq I_{OUT} t_{on} / V_{ripple(p-p)}$

第二节 通用开关型稳压器辅助系统 $\mu A78S40$

$\mu A78S40$ 集成电路是一种单片开关型稳压器辅助系统,能提供开关型稳压系统所必须的一切有用功能。主要用于升压型、降压型和极性反相型直流变换器,在蓄电池工作的系统中具有非常好的效果。它的主要特点如下:

- (1)输出电压从 1.25~40V 可调;
- (2)在不带外部功率晶体管情况下输出的峰值电流达 1.5A;
- (3)具有 80dB 线性和负载调整;
- (4)输入工作电压从 2.5~40V 可调;
- (5)维持电流消耗低;
- (6)高增益,高输出电流。

一、 $\mu A78S40$ 的外形封装和原理方框图

这种集成电路的外形封装和管脚连接如图 2-11 所示,它有两种封装形式,一种是陶瓷封装 D 后尾,另一种是塑料封装 P 后尾,两种都是双列直插 16 脚,等级参数如表 2-9 所示。内部的电路控制原理方框图如图 2-12 所示。

$\mu A78S40$ 等级参数表

表 2-9

器 件	温 度 范 围 (°C)	封 装
$\mu A78S40PC$	0~+70	塑封 Dip
$\mu A78S40PV$	-40~+85	塑封 Dip
$\mu A78S40DC$	0~+70	陶瓷 Dip
$\mu A78S40DM$	-55~+125	陶瓷 Dip

从方框图可见, $\mu A78S40$ 芯片内包括有一个具有温度补偿的基准电压源 V_{REF} ;一个工作周期可控的振荡器 OSC;一个比较器 Comp;一个驱动晶体管 T_2 ,一个功率开关晶体管 T_1 ;一只大功率二极管 D 和一个独立的运算放大器 Amp。输出能力达 1.5A/

40V,具有电流限制功能,当输出电流需要大于1.5A时,也可用此器件去驱动外接的NPN或PNP型功率晶体管来扩展电流。民用品工作温度是 $0\sim+70^{\circ}\text{C}$,工业用品温度是 $-40\sim+85^{\circ}\text{C}$,军用品温度范围是 $-55\sim+125^{\circ}\text{C}$,具有高效率和低温漂。

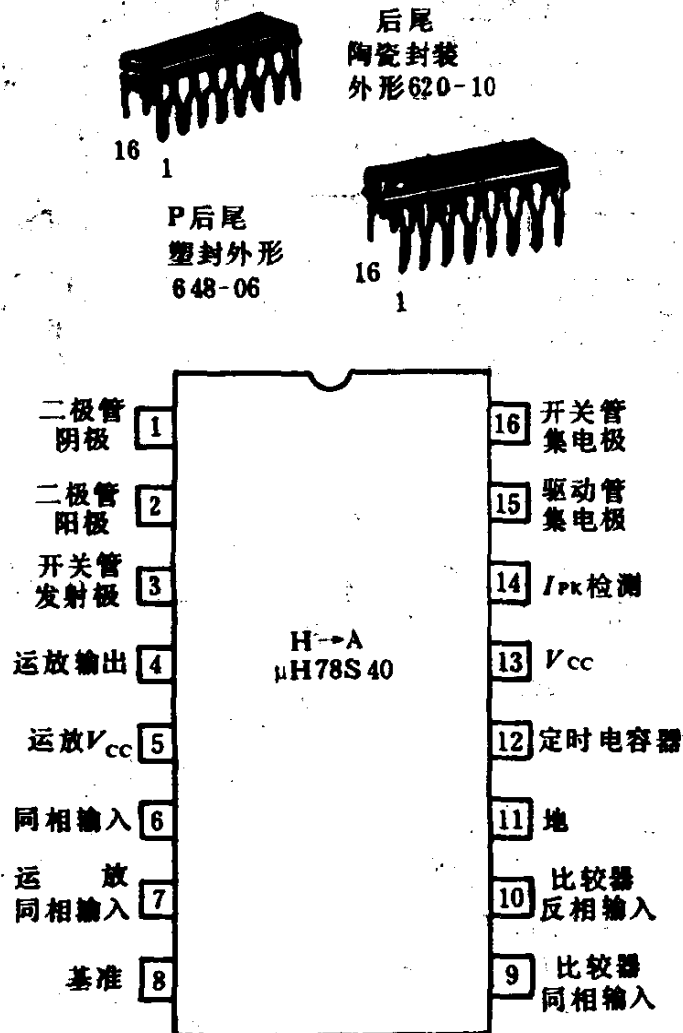


图 2-11 外形和管脚连接图

二、最大额定值和电气特性参数

$\mu\text{A}78\text{S}40$ 的最大额定值参数如表 2-10 所示;电气特性参数如表 2-11 所示;主要特性曲线如图 2-13 所示,其中 2-13a)是输出开关管 ON/OFF 时间与振荡器定时电容器之间关系的特性曲线,图 2-13b)是维持电流与电源电压之间关系的特性曲线,图 2-13c)是射极跟随器电路输出开关饱和电压与射极电流之间关系的特性曲

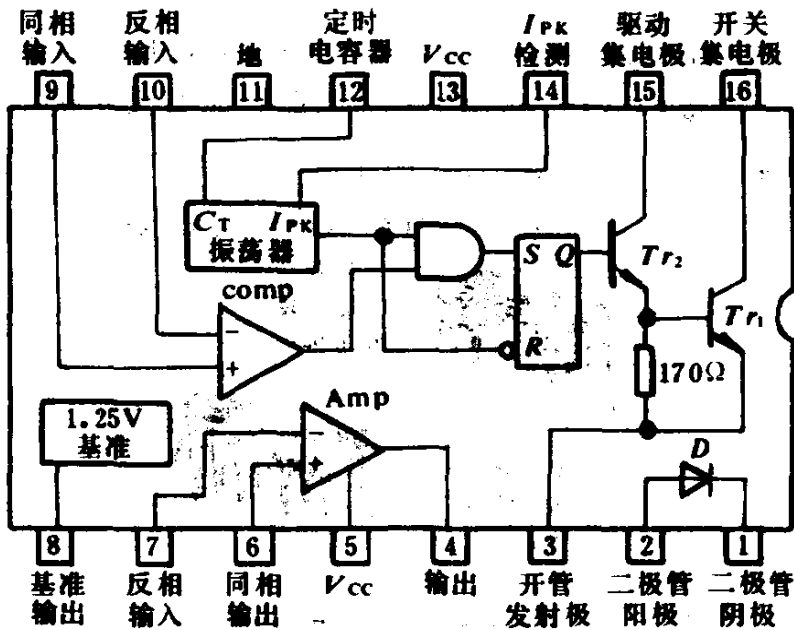


图 2-12 $\mu A78S40$ 原理方框图

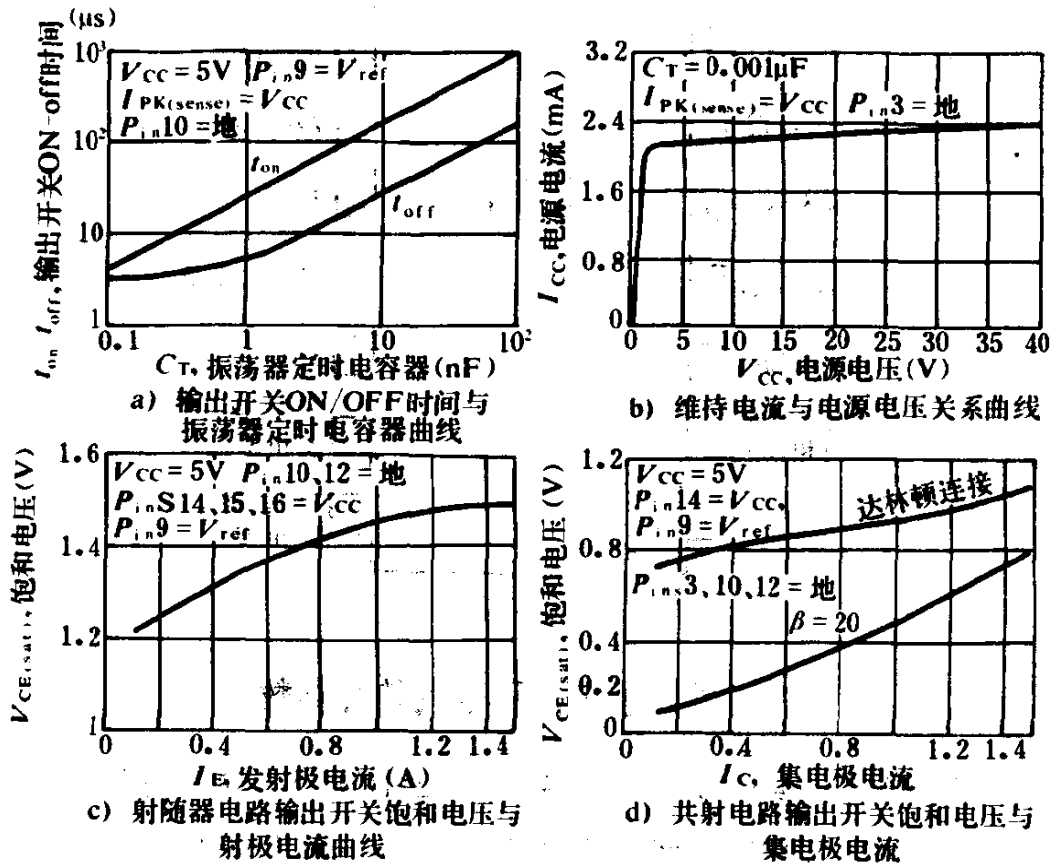


图 2-13 $\mu A78S40$ 特性曲线

线,图 2-13d)共射电路输出开关饱和电压与集电极电流之间关系

的特性曲线。在特性表中对 $\mu\text{A78S40DM}$, $T_{\text{low}} = -55^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$; 对 $\mu\text{A78S40PV}$, $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$; 对 $\mu\text{A78S40DC}$ 和 $\mu\text{A78S40PC}$, $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$ 。电气特性的测试条件是 $T_A = T_{\text{low}} \sim T_{\text{high}}$, $V_{\text{CC}} = V_{\text{CC}}$ (运算放大器) = 5V, 其它测试条件在测试项目中单独标出。

μS78S40 的最大额定值参数

表 2-10

额 定 值	符 号	值	单 位
电源电压	V_{CC}	40	V
运放电源电压	$V_{\text{CC}}(\text{op, Amp})$	40	V
共模输入范围(比较器和运放)	V_{ICR}	$-0.3 \sim V_{\text{CC}}$	V
差分输入电压	V_{ID}	± 30	V
输出短路持续时间(op, Amp)	—	连续	—
基准电压输入电流	I_{ref}	10	mA
从开关管集电极至地的电压	—	40	V
从开关管发射极至地的电压	—	40	V
从开关管集电极至发射极的电压	—	40	V
从功率二极管至地的电压	—	40	V
反向功率二极管电压	V_{DR}	40	V
通过功率开关的电流	I_{SW}	1.5	A
通过功率二极管的电流	I_{D}	1.5	A
贮存温度	T_{stg}	$-65 \sim +150$	$^\circ\text{C}$
功率损耗和热特性			
塑封—— $T_A = +25^\circ\text{C}$	P_{D}	1500	mW
在 25°C 以上减额	$1/R_{\theta\text{JA}}$	14	mW/ $^\circ\text{C}$
陶瓷封装—— $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_{D}	1000	mW
在 25°C 以上减额	$1/R_{\theta\text{JA}}$	8.0	mW/ $^\circ\text{C}$
工作温度范围	T_A		$^\circ\text{C}$
$\mu\text{A78S40M}$		$-55 \sim +125$	
$\mu\text{A78S40V}$		$-40 \sim +85$	
$\mu\text{A78S40C}$		$0 \sim +70$	

μA78S40 电气特性 ($V_{CC}=V_{CC}(\text{运放})=5V$) 表 2-11

参 数	符 号	最 小	典 型	最 大	单 位
综 合					
电源电压	V_{CC}	2.5	—	40	V
电源电流(运放 V_{CC} 不连接) ($V_{CC}=5V$) ($V_{CC}=40V$)	I_{CC}	— —	1.8 2.3	3.5 5.0	mA
电源电流(运放 V_{CC} 连接) ($V_{CC}=5V$) ($V_{CC}=40V$)	I_{CC}	— —	— —	4.0 5.0	mA
基 准 电 压					
基准电压 ($I_{ref}=1.0mA$)	V_{ref}	1.180	1.245	1.31	V
基准电压线性调整 ($3V \leq V_{CC} \leq 40V$, $I_{ref}=1mA$ $T_A=25^\circ C$)	R_{cgline}	—	0.04	0.2	mV/ V
基准电压负载调整 ($1mA \leq I_{ref} \leq 10mA$ $T_A=25^\circ C$)	R_{cload}	—	0.2	0.5	mV/ mA
振 荡 器					
充电电流 ($T_A=25^\circ C$) ($V_{CC}=5V$) ($V_{CC}=40V$)	I_{chg}	20 20	—	50 70	μA
放电电流 ($T_A=25^\circ C$) ($V_{CC}=5V$) ($V_{CC}=40V$)	I_{dis}	150 150	—	250 350	μA
振荡器电压幅度 ($T_A=25^\circ C$) ($V_{CC}=5V$)	V_{osc}	—	0.5	—	V
充放电时间比	t_{chg}/t_{dis}	—	6.0	—	—
电 流 限 制					
电流限制检测电压 ($V_{CC}=VI_{pkense}$)	V_{CLS}	250	—	350	mV
输 出 开 关 管					
输出饱和电压 1 ($I_{sw}=1A$ Pin15 连到 Pin16)	V_{sat1}	—	0.93	1.3	V
输出饱和电压 2 ($I_{sw}=1mA$ $I_{15}=50mA$)	V_{sat2}	—	0.5	0.7	V
输出晶体管电流增益 ($T_A=25^\circ C$) ($I_C=1A$ $V_{CE}=5V$)	h_{FE}	—	70	—	—
输出漏电流 ($T_A=25^\circ C$) ($V_{CE}=40V$)	$I_{C(off)}$	—	10	—	nA
功 率 二 极 管					

续上表

参 数	符 号	最 小	典 型	最 大	单 位
正向压降($I_D=1A$)	V_D	—	1.25	1.5	V
二极管漏电流($T_A=25^\circ C$, $V_{DR}=40V$)	I_{DR}	—	10	—	nA
比 较 器					
输入失调电压($V_{CM}=V_{Ref}$)	V_{IO}	—	1.5	15	mV
输入偏置电流($V_{CM}=V_{Ref}$)	V_{IB}	—	35	200	nA
输入失调电流($V_{CM}=V_{Ref}$)	I_{IO}	—	5.0	75	nA
共模电压范围($T_A=25^\circ C$)	V_{ICR}	0	—	V_{CC} -2	V
电源抑制比($3V \leq V_{CC} \leq 40V$, $T_A=25^\circ C$)	PSRR	70	96	—	dB
输出运算放大器					
输入失调电压($V_{CM}=2.5V$)	V_{IO}	—	4	15	mV
输入偏置电流($V_{CM}=2.5V$)	V_{IB}	—	30	200	nA
输入失调电流($V_{CM}=2.5V$)	I_{IO}	—	5	75	nA
电压增益+ ($T_A=25^\circ C$) ($R_L=2K\Omega \sim$ 地 $1V \leq V_o \leq 2.5V$)	A_{VOL+}	25	250	—	V/mV
电压增益- ($T_A=25^\circ C$) ($R_L=2K \sim V_{CC}$ (运放) $1V \leq V_o \leq 2.5V$)	A_{VOL-}	25	250	—	V/mV
共模电压范围($T_A=25^\circ C$)	V_{ICR}	0	—	A_{CC} -2	V
共模抑制比($V_{CM}=0V \sim 3V$, $T_A=25^\circ C$)	CMRR	76	100	—	dB
电源抑制比($3V \leq V_{CC}$ (运放) $\leq 40V$)	PSRR	76	100	—	dB
输出电源电流($T_A=25^\circ C$)	I_{Source}	75	150	—	mA
输出变换电流($T_A=25^\circ C$)	I_{sink}	10	35	—	mA
变换比($T_A=25^\circ C$)	SR	—	0.6	—	V/ μ S
输出低电压($T_A=25^\circ C$, $I_L=-5mA$)	V_{OL}	—	—	1.0	V
输出高电压($T_A=25^\circ C$, $I_L=50mA$)	V_{OH}	V_{CC} (运放) -3	—	—	V

三、 $\mu A78S40$ 的应用电路

1. 升压型变换器

$\mu A78S40$ 的升压型变换器电路如图 2-14 所示。图中储能电感 L 接在集成电路内部两只输出晶体管 T_{r_1} 、 T_{r_2} 集电极之间，二极管

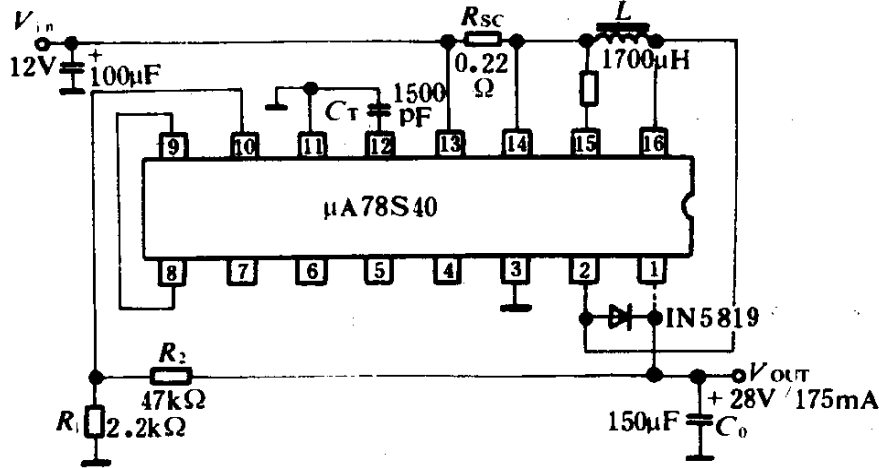


图 2-14 升压型变换器电路图

D 的正极接电感 L ，负极接输出端，输出晶体管 T_{r_1} 的发射极接地。 T_{r_1} 、 T_{r_2} 导通时，输入端电流对电感 L 充电，将电能变成磁能。 T_{r_1} 、 T_{r_2} 截止时，输入电源 V_{in} 和电感 L 上的自感电势叠加，并一起通过二极管 D 向输出端供电，并同时向电容器 C_0 充电，为使输出电压高于输入电压，充电电流必须远大于输出电流。输出电压的高低由采样电阻 R_1 和 R_2 的比值确定，它们之间关系如下面公式：

$$V_{OUT} = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

电路的稳压原理是：当输入电压升高或负载电阻增大引起输出电压升高时，加在比较器上的电压就高于基准电压，比较器输出低电平，输出晶体管 T_{r_1} 、 T_{r_2} 截止，储能电感及输出电容 C_0 对负载放电时间变长，输出电压就回降到了原来的稳定值。反之，若输入电压降低或负载电阻减小，引起输出电压降低时，则采样电压低于基准电压，比较器输出高电平，此时 T_{r_2} 、 T_{r_1} 晶体管导通，电源对电感 L 的充电时间变长，这时当晶体管再截止时，将有更多的电能

通过二极管 D , 送至负载和向电容 C_0 充电, 从而使输出电压回升, 达到稳压目的。

2. 降压型变换器

图 2-15 是 $\mu A78S40$ 构成的降压型变换器图, 图中除限流电阻 $R_{sc}=0.3\Omega$, 采样电阻 $R_1=1.5k\Omega$, $R_2=18k\Omega$, 定时电容器 $C_T=1800pF$, 贮能电感 $L=50\mu H$, 滤波电容器 $C_0=100\mu F$ 需外接外, 其余器件全部由 $\mu A78S40$ 芯片提供。此图所示稳压器输出电压为 $5V$, 输出通过电阻 R_1, R_2 分压后, 所得到的采样信号与 $1.25V$ 的基准电压一起送到比较器。由比较器进行比较判断, 并将误差信号进行放大后加到与门输入端。芯片内部振荡器在定时电容 $C_T=1800pF$ 时, 其输出脉冲的导通时间约为 $75\mu s$, 关断时间约为 $7.5\mu s$ 。此脉冲信号和比较器的输出信号相遇后, 控制 RS 触发器, 再由 RS 触发器控制输出晶体管 T_{r_2} 的导通和截止时间。

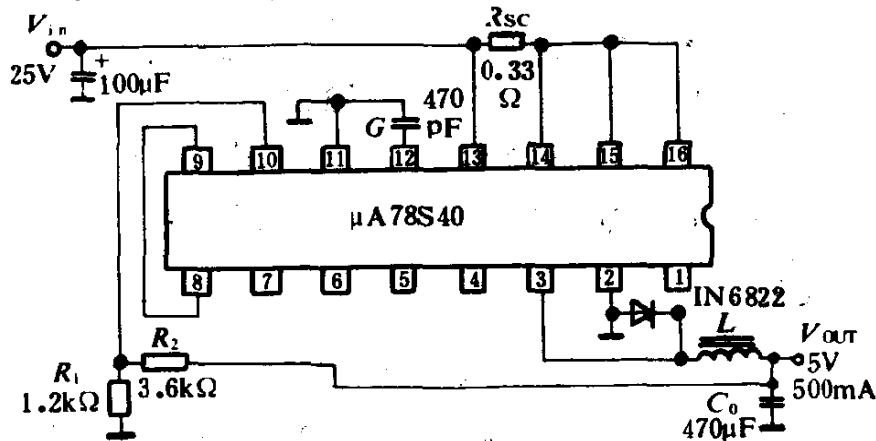


图 2-15 降压型变换器电路图

振荡器输出低电平时, 将 $R-S$ 触发器置 0, 晶体管 T_{r_2}, T_{r_1} 截止。振荡器输出高电平时, 由比较器送来的信号(高电平)通过与门, 将 RS 触发器置 1, 晶体管 T_{r_2}, T_{r_1} 导通。当输出电压变高时, 从开关电源输出端反馈到比较器反相输入端的采样电压高于加在比较器同相输入端的基准电压, 使比较器输出低电平, $S=0$ 。所以当振荡器再变为高电平时, 由于 $R=0, S=0, R-S$ 触发器输出仍为 0, 晶体管 T_{r_2} 和 T_{r_1} 仍维持截止状态, 这样就使对输出的供电时间减小, 输出电压下降。反之, 当输出电压变低时, 采样电压低于基准

电压,比较器的输出变为高电平。这个高电平通过与门,使RS触发器置1,又使晶体管 T_{r_2} 和 T_{r_1} 导通,增加对输出的供电时间,使输出电压回升,从而达到稳压目的。

当稳压器过流时,大电流流过限流电阻 R_{sc} ,其上压降增加,当压降增加到限定值时,将迫使振荡器输出0电平,该0电平通过RS触发器使 T_{r_2}, T_{r_1} 晶体管截止,从而起到过流保护作用。振荡器是一个多谐振荡器,其振荡频率可通过改变定时电容 C_T 的数值来变更。

3. 极性反相型变换器

图2-16、图2-17是极性反相型变换器,在图2-14、图2-15、图2-16的电路中, $\mu A78S40$ 控制器内部的独立运放都没有参加工

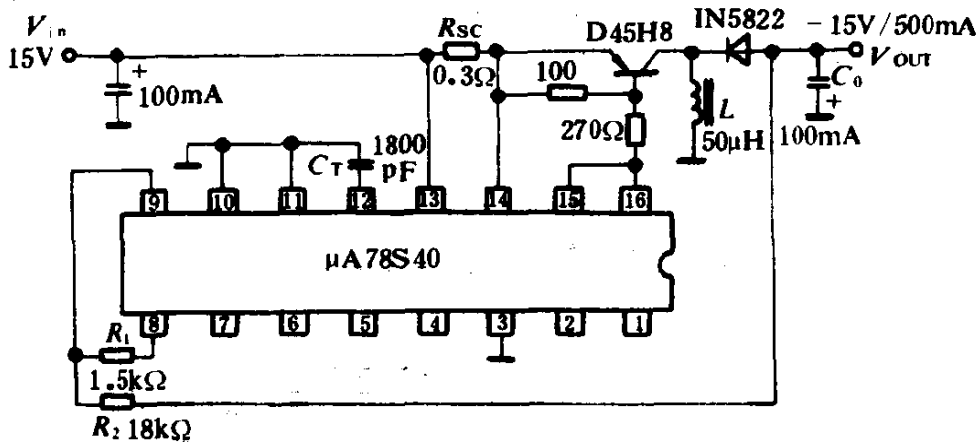


图2-16 极性反相型变换器

作,而图2-17是一个使用内部运放的电路, $\mu A78S40$ 的运放A在此电路中用作反相输入比例放大器。运放的闭环增益为:

$$A_F = -\frac{R_F}{R_1} = -\frac{12}{138.5} = 0.086 \text{ 倍}$$

当输出电压 $U_{OUT} = -15V$ 通过电阻 R_1 加在运放的反相输入端时,运放的输出 $V_{OF} = A_F \times 15 = 1.3V$ 。此输出电压就作为采样电压加在比较器 C 的反相输入端(pin10),而基准电压 V_{REF} 则加在比较器 C 的同相输入端(pin9)。图2-17中外接功率晶体管导通时,续流二极管 D 便截止,贮能电感 L 贮存磁能。这时,负载电流由输出电容 C_0 供给。当外接PNP功率晶体管关断时,贮能电感上的自

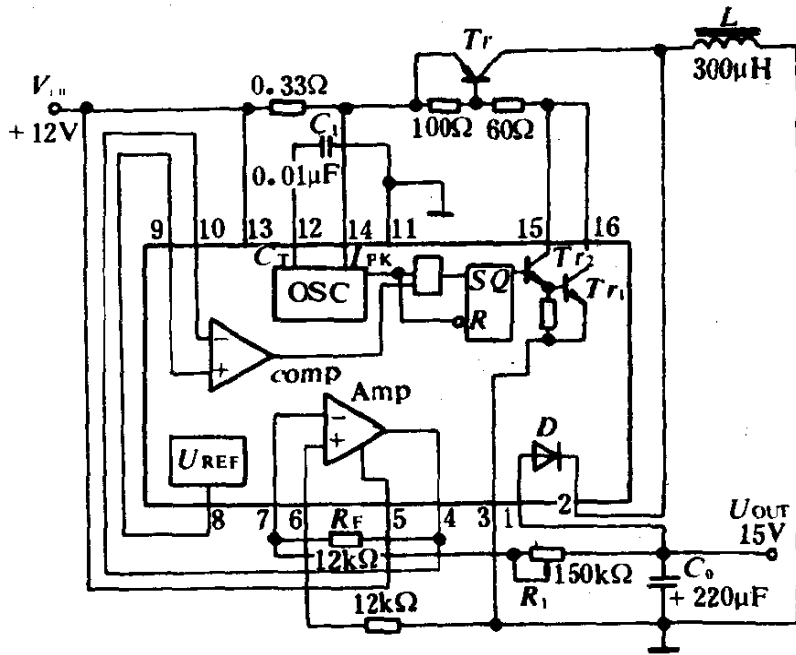


图 2-17 使用运放的极性反相型变换器

感电动势使续流二极管 D 导通, 这时, 负载电流和输出电容 C_0 的充电电流由贮能电感 L 提供。这个电路的稳压原理和前面的电路类似, 在这里就不再介绍了。

$\mu A78S40$ 的设计公式与 $MC34063$ 系列完全相同在此也不重复介绍了。

第三节 LM2574/LM2574HV 系列 0.5A 降压式电压型 DC-DC 变换器

一、概 述

LM2574/LM2574HV 系列电压型开关稳压器是能够为降压式开关稳压器提供全部有效功能的单片集成电路。它们能够驱动 0.5A 的负载, 具有良好的电压调整率和电流调整率, 其输出电压有 3.3V、5V、12V、15V 和可调等几种。LM2574 系列以其高效取代了普通三端线性电压稳压器。因为效率高, 所以仅需印刷线路板上的铜迹就可代替散热装置, 所需要的外部元器件极少, 使用起来

十分简便。外接电感使用的全部是现成的标准电感器,因此极大地简化了开关电源的设计。

1. LM2574 系列单片集成电路的特点

- (1) 3.3V、5V、12V、15V 和可调型多档输出电压;
- (2) 可调型输出电压范围从 1.23V 至 37V(HV 型为 57V);最大工作电压,电流极限为 $\pm 4\%$;
- (3) 保证 0.5A 的输出电流;
- (4) 输入电压范围宽,40~60V(HV);
- (5) 只需 4 个外部元器件;
- (6) 52kHz 固定频率的内部振荡器;
- (7) 具有 TTL 关闭能力,低功耗备用状态;
- (8) 高效;
- (9) 全部使用现成的标准电感;
- (10) 具有热关闭和限流保护功能。

2. LM2574 系列单片集成电路的用途

- (1) 用于简单高效的降压型(反相)开关稳压器;
- (2) 用于线性电压稳压器的高效预稳电路;
- (3) 用于正-负变换器(反相-升压)。

3. LM2574 系列单片集成电路的管脚功能和内部功能框图

该集成电路有两种封装外形,分别为 8 脚双列直插式塑封和 14 脚宽表面贴装式,管脚功能如图 2-18,内部功能框图如图 2-19 所示。它的内部电路主要由固定增益误差放大器、比较器、驱动输出级、1.23V 带隙基准电压、52kHz 振荡器、热关闭、电流限制、内部稳压器等组成。在集成电路内部还有两个分压电阻 R_1 和 R_2 ,输出反馈电压送至管脚 1,经 R_1 、 R_2 分压后在误差放大器的同相端得到一个反馈电压 V_f 。电阻 $R_1=1\text{k}\Omega$, R_2 的阻值由集成电路的序列号决定,固定输出电压为 3.3V 时 $R_2=1.7\text{k}\Omega$,5V 时 $R_2=3.1\text{k}\Omega$,12V 时 $R_2=8.84\text{k}\Omega$ 、15V 时 $R_2=11.3\text{k}\Omega$ 。对可调输出型 R_1 开路, $R_2=0$,用外接分压电阻决定反馈电压。8 脚双列 DIP 封装集成电路的序列型号有:LM2574HVN-3.3、LM2574HVN-5.0、

LM2574HVN-12、LM2574HVN-15、LM2574HVN-ADj; LM2574N-3.3、LM2574N-5.0、LM2574N-12、LM2574N-15, LM2574N-ADJ。14脚宽表面贴装式的序列型号为; LM2574HVM-3.3、LM2574HVM-5.0、LM2574HVM-12、LM2574HVM-15、LM2574HVM-ADJ; LM2574M-3.3、LM2574M-5.0、LM2574M-12、LM2574M-15、LM2574M-ADJ。

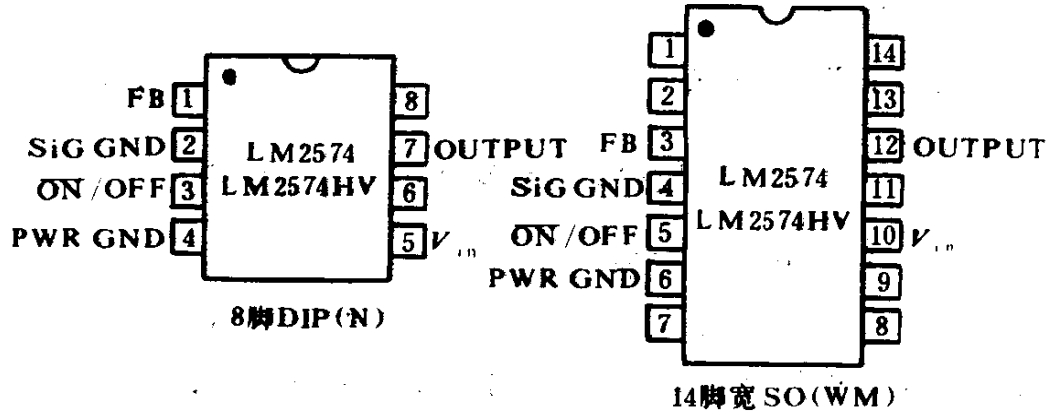


图 2-18 管脚功能图

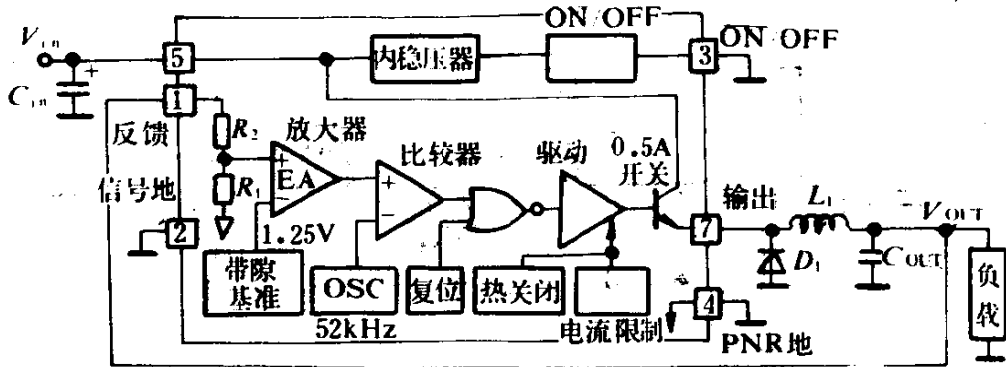


图 2-19 内部功能框图

4. LM2574 系列集成电路的最大额定值参数

(1) 最大电源电压

LM2574	40V
LM2574HV	63V
ON/OFF 端输入电压	$-0.3V \leq V \leq +V_{in}$
输出电压-地(稳态)	-1V
功率耗散	内部限制

(2) 输入电压

LM2574	40V
LM2574HV	60V
引线温度(焊接, 10 秒)	260°C
最大结温	150°C
工作额定值温度范围	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq +125^{\circ}\text{C}$
贮存温度范围	$-65^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$
最小 ESD 额定值	($C=100\text{pF}, R=1.5\text{k}\Omega$) 2kV

二、LM2574 系列单片集成电路应用

1. 反相型开关稳压器

图 2-20 示出了 LM2574 单片集成电路在反相-升压结构中如何把正输入电压变成负 12V 输出。在这个电路中, LM2574 的地端和负输出电压连接, 然后利用反馈端接地来检测反相输出电压, 同时把它调整到 -12V 。

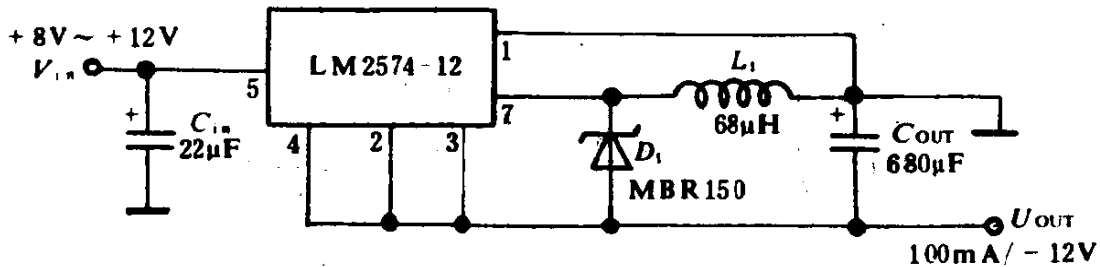


图 2-20 产生 -12V 输出电压的反相电路

在此结构中, 8V 以上输入电压可以得到 100mA 左右的最大输出电流。在轻载时, 最小输入电压降到 4.7V 左右。由于开关电流比标准的反相型结构中的高, 因而降低了有效输出电流。反相-升压结构中的起动输入电流比标准的反相型高, 从而使电流限制小于 0.6A 的输入功率源过载。因此导通延迟和欠压锁定电路可以使输入电压在电路导通之前升到足够的高度。

由于反相型和反相-升压型二者在电路结构上不同, 所以不能用反相型电压稳压器的选择元器件方法来选择反相-升压型稳压

器的电感器和输出电容器。建议为反相-升压型开关稳压器选用 $60 \sim 220\mu\text{H}$ 的电感器,选用的输出电容器也必须大于普通反相型的输出电容器。对于输入电压低或输出电流高的开关稳压器,输出电容器值也应该大一些(几千微法)。

电感器峰值电流和开关峰值电流一样,可以用下列公式计算:

$$I_P \approx \frac{I_{\text{LOAD}}(V_{\text{in}} + |V_o|)}{V_{\text{in}}} + \frac{V_{\text{in}}|V_o|}{V_{\text{in}} + |V_o|} \times \frac{1}{2L_1f_{\text{osc}}}$$

其中 $f_{\text{osc}} = 52\text{kHz}$,在电感电流连续正常工作的条件下,最小 V_{in} 代表最坏的情况。电感器的选择和预期的峰值电流应是成比例的。

出现在开关稳压器上的最大电压是输入电压和输出电压的绝对值之和。如果输出电压是 -12V ,那么 LM2574 的最大输入电压应是 $+28\text{V}$,LM2574HV 的最大输入电压应是 $+48\text{V}$ 。图中引出端序号是 N-8 型封装的引出端序号。

2. 负升压开关稳压器

反相-升压电路的另一种类型是负升压结构。图 2-21 中的电路可以接受 -5V 至 -12V 的输入电压,稳压为 -12V 的输出电压。大于 -12V 的输入电压会使输出电压升到 -12V 以上,但不会毁坏电路。由于它的升压功能,这种开关稳压器的开关电流相对

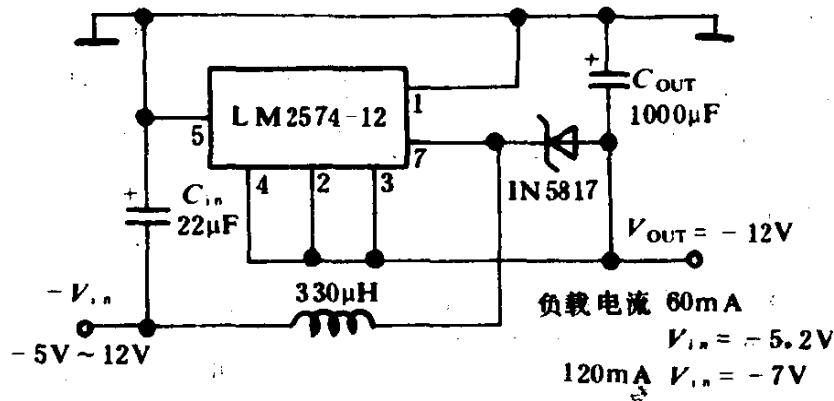


图 2-21 负升压电路

较高,特别是在输入电压低的电路中。它的输出负载电流限制等于开关电流的最大额定值,同样,在发生负载短路时,这种电路不能提供电流限制负载保护,所以需要采取一些其它措施,例如加熔丝。

3. 欠压锁定电路

在一些应用中谈到在输入电压达到某门限值之前,应该使电

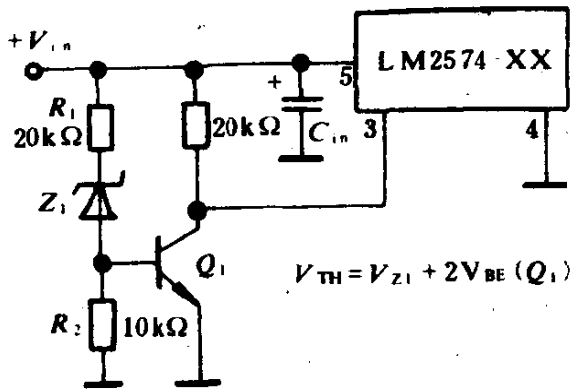


图 2-22 反相型开关稳压器的欠压锁定电路

压稳压器保持“断态”,图 2-22 中的欠压锁定电路能够完成这一任务。图 2-23 是用于反相-升压结构的欠压锁定电路,这些电路使开关稳压器在输入电压达到预定高度之前保持“断态”。图

电路,不是完整电路。

4. 软起动电路

管脚 $\overline{\text{ON/OFF}}$ 端可用于稳压器的软起动,局部电路如图 2-24 所示。采用 20V 输入电压和图中所标注的参数值,能使电路在工作开始之前得

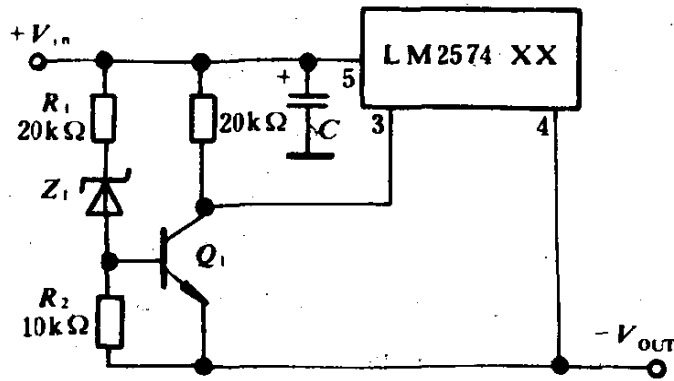


图 2-23 反相-升压型开关稳压器的欠压锁定电路

到 10ns 的延迟时间。如果提高 RC 时间常数,就能得到更长的延迟时间,但是 RC 时间常数过大,会把纹波耦合在 $\overline{\text{ON/OFF}}$ 端,使输出电压带有高达 60~120Hz 的纹波。

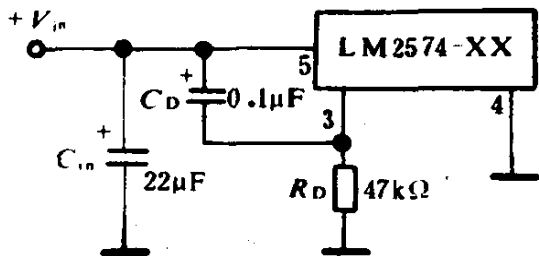


图 2-24 LM2574 的软启动电路

就可调节输出电压。这个电路含一个 $L-C$ 滤波网络,能把输出电压纹波降到原来的十分之一。此电路在输入电压最大为 60V 时,

5. 可调输出低纹波电源

图 2-25 中的电路是一个 500mA 输出电压可调节电源,输出电压经电阻 R_1 和 R_2 分压后得到反馈电压加在集成电路的 1 脚上,改变 R_2 的值

输出电压调节范围为 1.2~55V。

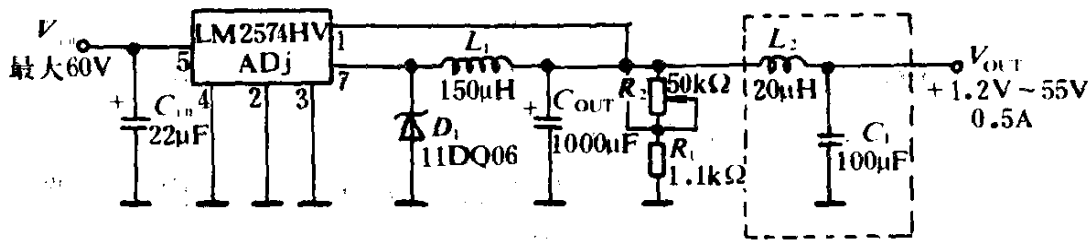


图 2-25 低纹波 500mA 可调输出电源

三、LM2574 应用电路的元件选择

1. 输入电容器 C_{in}

为了保持开关电源工作的稳定性，稳压器的输入端必须加一个至少 $22\mu\text{F}$ 的电解旁路电容器。电容器的引线要短，放在集成稳压器的旁边。

如果温度范围包括 -25°C 以下温度，输入电容器的值应该再大些。大多数电解电容器在温度较低，使用期较长的情况下，电容量会降低而 ESR 会增大，但如果并联一个陶瓷电容器或固体钽电容器就能提高稳压器在低温下的稳定性。电容器 RMS 纹波电流额定值应该大于：

$$1.2 \times \left(\frac{t_{on}}{T} \right) \times I_{load}$$

其中， $\frac{t_{on}}{T} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ 用于反相开关稳压器。

2. 选择电感器

所有的开关稳压器都有两种基本工作方式：连续型和非连续型。它们的工作方式与电感器电流有关，每种工作方式又各有其不同的工作特性，这些特性影响稳压器的性能和技术要求。

LM2574 系列集成电路中的任何一种，都能以连续型或非连续型两种不同的工作方式工作，在大多数情况下，更多使用连续型工作方式。这是因为这种工作方式的电流调整率好，开关峰值电压、电感器和二极管电流很低，输出纹波电压很小。但是这种方式要求有相对比较大的电感器值，以保持电感器电流连续，尤其是在

输出负载电流低的情况下。

图 2-26a)~e)中的电感选择指南,简化了电感器的选择程序,在这里假设稳压器是以连续型方式工作的,对于已给定的输入电压和输出电压,电感器电流波形的峰-峰振幅保持一常数。电感器电流锯齿波形随着负载电流的升降而升降,在反相结构稳压器中它的平均 DC 值等于 DC 负载电流。

看下面的例子,如 $V_{OUT}=5V$ $I_{LOAD}=0A$; $V_{in}=10\sim 20V$, 根据图 2-26b)中的选择指南电感区应选在 $330\mu H$, 这个值使电感器峰-峰纹波电流与最大负载电流成正比。当已知 ΔI_{IND} 时,如 $\Delta I_{IND}=212mA_{p-p}$; 用下面的公式可以计算出开关稳压电路的其它参数:

(1)电感器峰值电流或开关峰值电流 =

$$\left(I_{LOAD} + \frac{\Delta I_{IND}}{2} \right) = \left(0 + \frac{212}{2} \right) = 106mA$$

(2)电路变成非连续工作方式之前的最小负载电流 = $\frac{\Delta I_{IND}}{2} = \frac{212}{2} = 106mA$

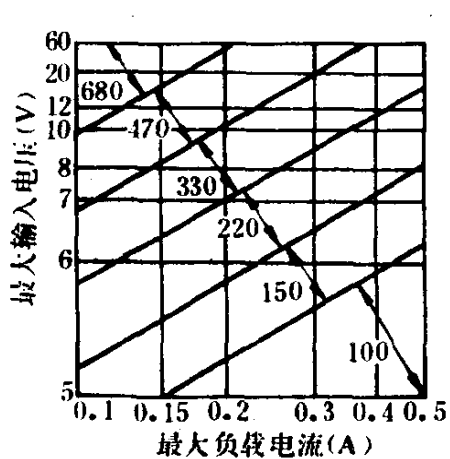
(3)输出纹波电压 = $(\Delta I_{IND}) \times (C_{OUT} \text{的 ESR})$

电感器工作电流不应超过最大额定值,否则会使电感器饱和。当电感器开始饱和时,电感迅速降低,电感器这时看起来象个电阻,这种情况能引起电感电流迅速增大以致影响电感器的贮存能量,并引起电感器过热。在选择电感器时,应该注意不同的电感器有不同饱和特性的情况。

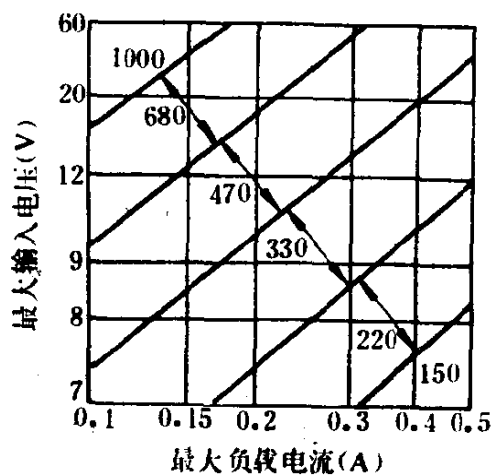
3. 选择输出电容 C_{OUT}

为了保证环路的稳定性,需要一个输出电容器为输出电压滤波。该电容器应该用印刷线路板上很短的铜迹连接在 LM2574 附近,一般用标准铝电解电容器就足够了,但是为了减小输出的纹波,保证环路的稳定性,推荐使用 ESR 低的电容器。

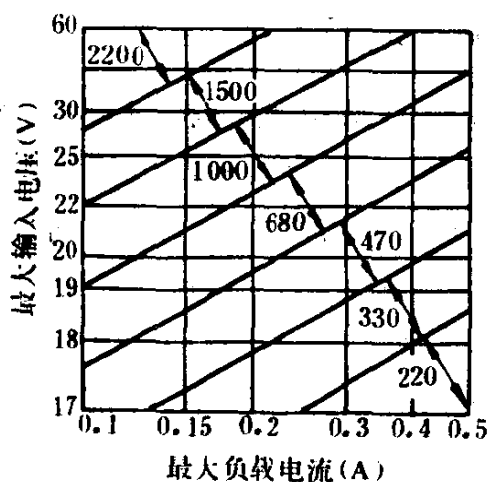
使用较低值的电容器 ($100\sim 300\mu F$), 输出纹波电压类型值是 $50\sim 150mV$, 而使用较高值的电容器能把输出纹波电压降低到 $20\sim 50mV$ 左右。为了进一步降低纹波电压,可以把几个标准电解电



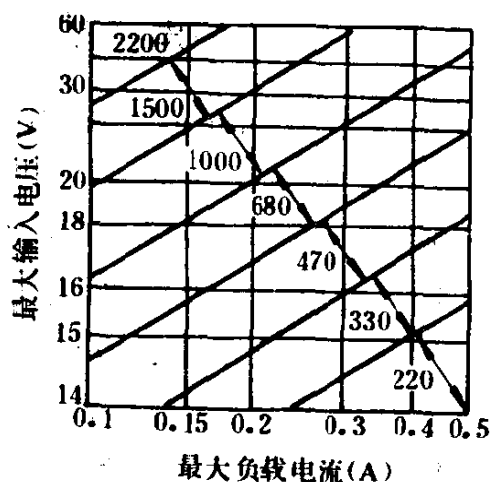
a) LM2574HV 3.3



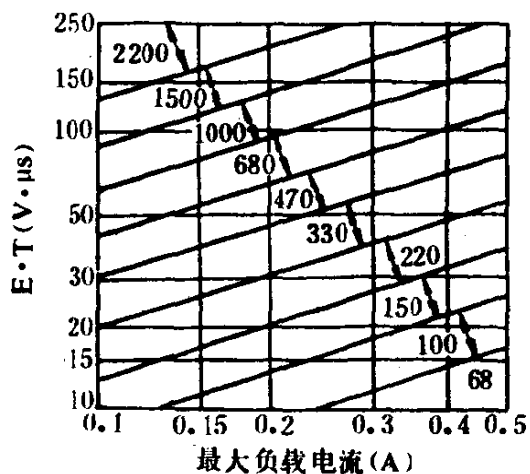
b) LM2574TV 5.0



c) LM2574HV 12



d) LM2574HV 15



e) LM2574HV ADj

图 2-26 LM2574 系列电感值选择指南(连续工作方式)

容器并联使用,或者使用高级的,所谓“高频率”、“低电压”、“低ESR”的电容器。这种电容器可以把纹波电压减小到10mV或20mV。

4. 箝位二极管

反相型开关稳压器需要一个二极管在开关截止时为电感器电流提供回路。这个二极管应该用很短的导线连接在LM2574附近。

肖特基二极管的开关速度快,正向压降低,用在开关稳压器效果最佳。使用快速恢复二极管,高速二极管等也很合适。

四、LM2575 和 LM2576 两个系列的电压型开关集成稳压器

这两个系列单片集成电路的内部电路结构,使用方法与LM2574系列完全相同,但外形封装序列型号、输出电流等参数有些区别。LM2575/LM2575HV系列的输出电流为1A,序列型号见表2-12。外形有5种封装,其管脚功能如图2-27所示。LM2576/LM2576HV系列的输出电流为3A,外形有两种封装,其管脚功能如图2-28所示,序列型号见表2-13。在应用电路中,外部电路元件的参数也不相同,使用时要注意。

LM2575/LM2575HV 系列的序列型号

表 2-12

外型封装	NSC 封装号	标准电压额定值 40V 型号	高电压额定值 60V 型号	温度范围 (°C)
5 脚 TO-220 直线引脚	T05A	LM2575T-3.3 LM2575T-5.0 LM2575T-12 LM2575T-15 LM2575T-ADJ	LM2575HVT-3.3 LM2575HVT-5.0 LM2575HVT-12 LM2575HVT-15 LM2575HVT-ADJ	-40 ≤ T _j ≤ +125
5 脚 TO-220 交叉引脚	T05D	LM2575T-3.3 LB03 LM2575T-5.0 LB03 LM2575T-12 LB03 LM2575T-15 LB03 LM2575T-ADJ LB03	LM2575HVT-3.3 LB03 LM2575HVT-5.0 LB03 LM2575HVT-12 LB03 LM2575HVT-15 LB03 LM2575HVT-ADJ LB03	

续上表

外型封装	NSC 封装号	标准电压额定值 40V 型号	高电压额定值 60V 型号	温度范围 (°C)
16 脚 DIP	N16A	LM2575N-5.0 LM2575N-12 LM2575N-15 LM2575N-ADJ	LM2575HVN-5.0 LM2575HVN-12 LM2575HVN-15 LM2575HVN-ADJ	$-40 \leq T_j$ $\leq +125$
24 脚贴 面安装	N24B	LM2575M-5.0 LM2575M-12 LM2575M-15 LM2575M-ADJ	LM2575HVM-5.0 LM2575HVM-12 LM2575HVM-15 LM2575HVM-ADJ	
4 脚 T0-3	K04A	LM1575K-3.3/883 LM1575K-5.0/883 LM1575K-12/883 LM1575K-15/883 LM1575K-ADJ/883	LM1575HVK-3.3/883 LM1575HVK-5.0/883 LM1575HVK-12/883 LM1575HVK-15/883 LM1575HVK-ADJ/883	$-55 \leq T_j$ $\leq +150$

LM2576/LM2576HV 系列的序列型号

表 2-13

外型封装	NSC 封装号	标准电压额定值 40V 型号	高电压额定值 60V 型号	温度范围 (°C)
5 脚 T0-220 直线引脚	T05A	LM2576T-3.3 LM2576T-5.0 LM2576T-12 LM2576T-15 LM2576T-ADJ	LM2576HVT-3.3 LM2576HVT-5.0 LM2576HVT-12 LM2576HVT-15 LM2576HVT-ADJ	$-40 \leq T_j$ $\leq +125$
5 脚 T0-220 弯曲和交叉 引脚	T05D	LM2576T-3.3 LB03 LM2576T-5.0 LB03 LM2576T-12 LB03 LM2576T-15 LB03 LM2576T-ADJ LB03	LM2576HVT-3.3 LB03 LM2576HVT-5.0 LB03 LM2576HVT-12 LB03 LM2576HVT-15 LB03 LM2576HVT-ADJ LB03	

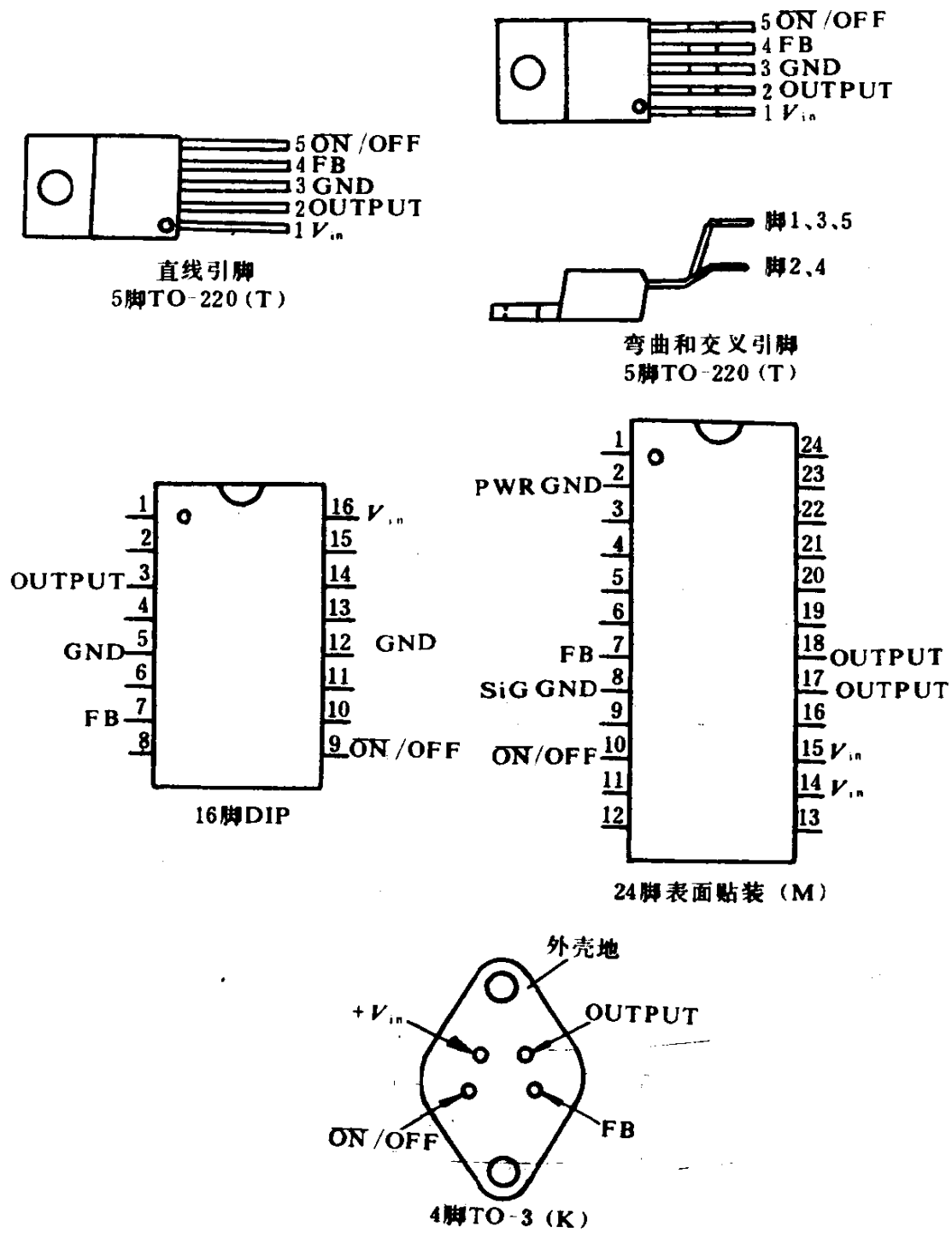


图 2-27 LM2575/LM2575HV 系列管脚功能图

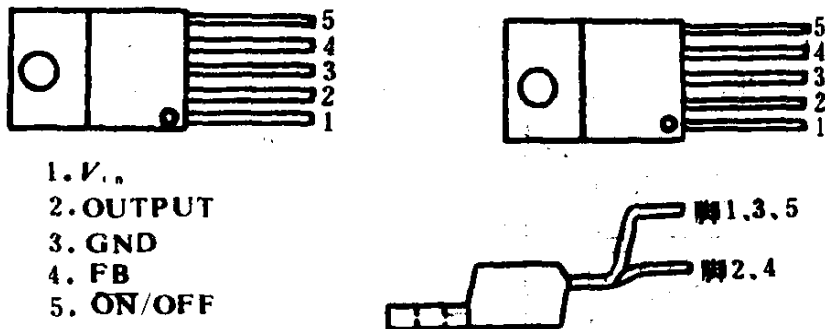


图 2-28 LM2576/LM2576HV 系列管脚功能图

第四节 LM1577/LM2577 系列升压式电压型单片开关集成稳压器

一、概 述

LM2577/1577 系列单片开关集成稳压器是为升压,反激,正激开关稳压器设计的单片集成电路,它的输出电压有 3 种:12V, 15V 和可调。有 5 种外形封装形式,分别为:直列五引脚 TO-220 (T)、弯曲、交叉五引脚 TO-220(T)、16 引脚 DIP(N)、24 引脚表面贴装式、4 引脚 TO-3(K)。单片集成电路的内部功能框图和升压式电路图如图 2-29 所示,在这块集成电路上含有一个 3A 的 NPN 开关和由电流限制,热关闭,欠压锁定构成的保护电路。其它还有:不需要外部元件的 52kHz 固定频率振荡器,减少起动期间冲击电流的软起动电路及改善输入电压抑制输出负载瞬态电流的控制电路。

该单片集成电路的最大额定值参数如下:

电源电压	45V
输出开关电压	65V
输出开关电流	6.0A
耗散功率	内部限制
最大结温	150°C
贮存温度范围	-65~+150°C

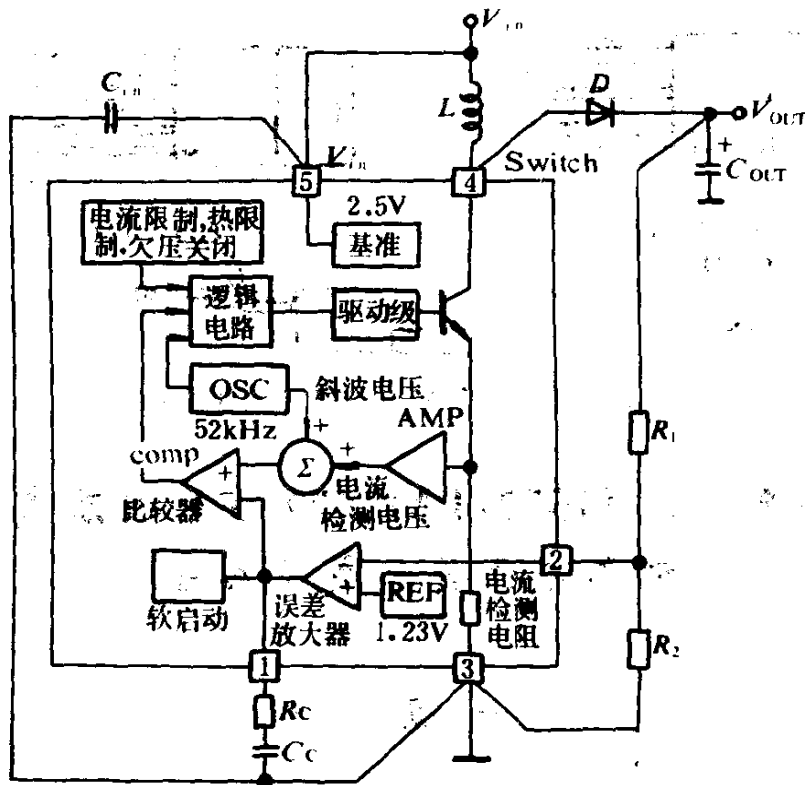


图 2-29 LM1577/2577 功能框图和升压式电路

引线温度(焊接, 10 秒) 260°C

单片集成电路的工作额定值如下:

电源电压 $3.5\text{V} \leq V_{in} \leq 40\text{V}$

输出开关电压 $0 \leq V_{\text{开关}} \leq 60\text{V}$

输出开关电流 $I_{\text{开关}} < 3\text{A}$

结温范围:

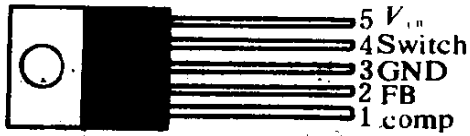
LM1577 $-55^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq +150^{\circ}\text{C}$

LM2577 $-40^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq +120^{\circ}\text{C}$

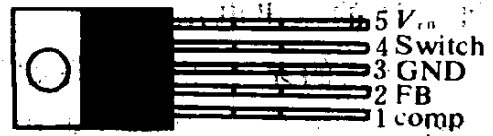
LM1577/LM2577 系列单片集成电路的引脚排列和引脚功能如图 2-30 所示;典型应用电路如图 2-31 所示,图中引脚序号用于 TO-220 封装。在此电路中输入电压为 $+5\text{V}$,输出电压为 $+12\text{V}$,负载电流 $\leq 800\text{mA}$, $V_{\text{OUT}} = 1.23 \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \text{V}$ 。

二、用于升压式开关稳压器的电路

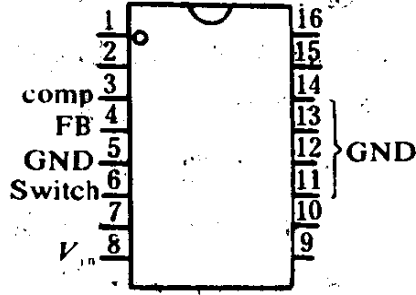
图 2-31 是输出电压大于输入电压的典型升压开关稳压器,如



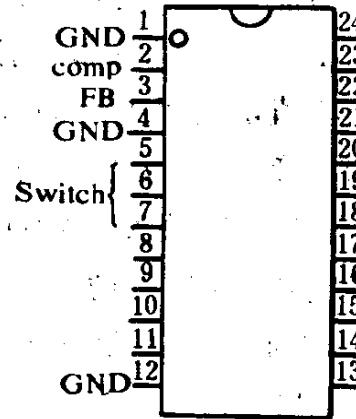
直线引脚5脚TO-220 (T)



弯曲, 交叉引脚5脚TO-220 (T)



16脚DIP(N)



24脚表面贴装(M)

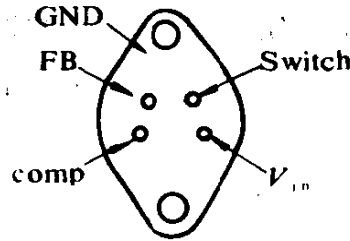


图 2-30 LM1577/LM2577 引脚功能

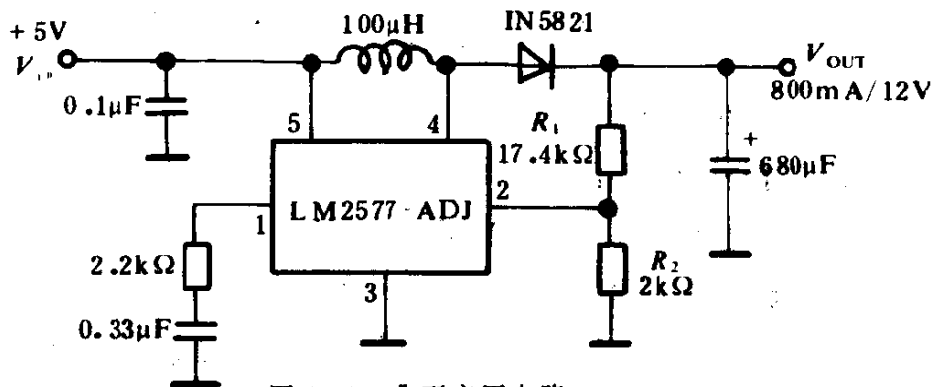


图 2-31 典型应用电路

果把反馈端直接接在稳压器的输出端, LM2577-12/LM1577-12, LM2577-15/LM1577-15 也能用做升压稳压器并能分别产生 12V

和 15V 的输出电压。

电路的基本工作原理如下: LM1577/LM2577 的输出开关以 52kHz 频率工作, 当 NPN 开关导通时, 电感器电流以 V_{in}/L 的速度充电, 把电能贮存在电感器中。当开关管截止时电感器低压端超过 V_{in} , 这时电感器通过二极管 D 把其所贮存的电流以 $(V_{OUT} - V_{in})/L$ 的速度释放到输出电容器 C_{OUT} 中, 电感器在开关管导通期间贮存的能量就是这样在开关管截止时传递给输出电容器的。输出电压由传递能量的多少控制, 而传递能量的多少又通过调制电感器的峰值电流得到控制。而这又通过下列一系列动作完成: 输出电压的一部分被反馈给误差放大器, 误差放大器把反馈电压和 1.23V 基准电压放大, 误差放大器电压与开关电流(开关导通期间的电感电流)成比例的电压作比较, 当二者相等时, 比较器终止开关导通, 由此控制峰值开关电流, 以保持输出电压的恒定。

用 LM1577/2577 设计升压开关稳压器的步骤如下:

已知: $V_{in(min)}$ = 最小输入电压, V_{OUT} = 稳压器输出电压, $I_{LOAD(max)}$ = 最大负载电流。首先确定 LM1577/LM2577 在最小 V_{in} 下工作时, 能否提供这样的 V_{OUT} 和 $I_{LOAD(max)}$, V_{OUT} 和 $I_{LOAD(max)}$ 的上限用下式求出:

$$V_{OUT} \leq 60V$$

$$V_{OUT} \leq 10V_{in(min)}$$

$$I_{LOAD(max)} \leq \frac{2.1A \times V_{in(min)}}{V_{OUT}}$$

1. 选择电感器 L

(1) 选择输出电压

① 输出电压为 12V 或 15V 的情况

从电感器选择指南图 2-32a)(12V 输出)、图 2-32b)(15V 输出)中找出 $V_{in(min)}$ 和 $I_{LOAD(max)}$ 标出的电感区的电感器代号, 图中阴影部分表示一个条件, 在这个条件下, LM1577/LM2577 输出开关将超出其开关电流额定值工作。LM1577/LM2577 的最小工作电压是 3.3V, 从这里进到(3)步。

②调输出情况

选择电感器三个参数:

δ_{\max} 为最大占空比, $0 \leq \delta \leq 0.9$

$$\delta_{\max} = \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{F}} - V_{\text{in}(\min)}}{V_{\text{OUT}} + V_{\text{F}} - 0.6}$$

其中 V_{F} 在使用肖特基二极管时为 0.5V, 使用快速恢复二极管时为 0.8V 典型值。

计算电感器伏·微秒常数 $E \cdot T$ ($\text{V} \cdot \mu\text{s}$):

$$E \cdot T = \frac{\delta_{(\max)} (V_{\text{in}(\min)} - 0.6) \times 10^6}{52000} (\text{V} \cdot \mu\text{s})$$

满载时电感器平均电流 I_{IND} :

$$I_{\text{IND}} = \frac{1.05 \times I_{\text{LOAD}(\max)}}{1 - \delta_{(\max)}}$$

(2)确定电感器值

在图 2-32c) 中找出 $E \cdot T$ 和 I_{IND} 相交的电感器代号, 这个电感器代号代表的电感器的单位是微亨。L 和 H 前缀分别表示电感器的最大 $E \cdot T$ 值是 $90\text{V} \cdot \mu\text{s}$ (L) 或 $250\text{V} \cdot \mu\text{s}$ (H)。

如果 $\delta < 0.85$, 按步骤(3)选择电感值。如果 $\delta \geq 0.85$, 就需计算保持电路稳定性所需要 的最小电感值:

$$L_{\min} = \frac{6.4(V_{\text{in}(\min)} - 0.6)(I\delta_{\max} - 1)}{1 - \delta_{(\max)}} (\mu\text{H})$$

按照下述步骤从图中找出合适的电感器代号:

①找出大于 L_{\min} 的最小电感值。

②找出 $E \cdot T$ 与这个电感值相交的电感区及其电感器的代号, 确定其是 L 前缀或 H 前缀。

(3)根据表 2-14 选择电感器。表中列有与电感器代号相对应的三个公司的产品代号。表中所列的电感器具有如下特性:

AIE: 铁, 罐形磁芯。电磁干扰 (EMI) 低, 物理尺寸小, 功率损失 (铁损) 非常小。但是应注意不要在超出其 $E \cdot T$ 和峰值电流额定值太多的条件下工作, 否则磁芯会饱和。

PULSE: 铁粉, 环形磁芯。EMI 低, 承受高于额定值的 $E \cdot T$

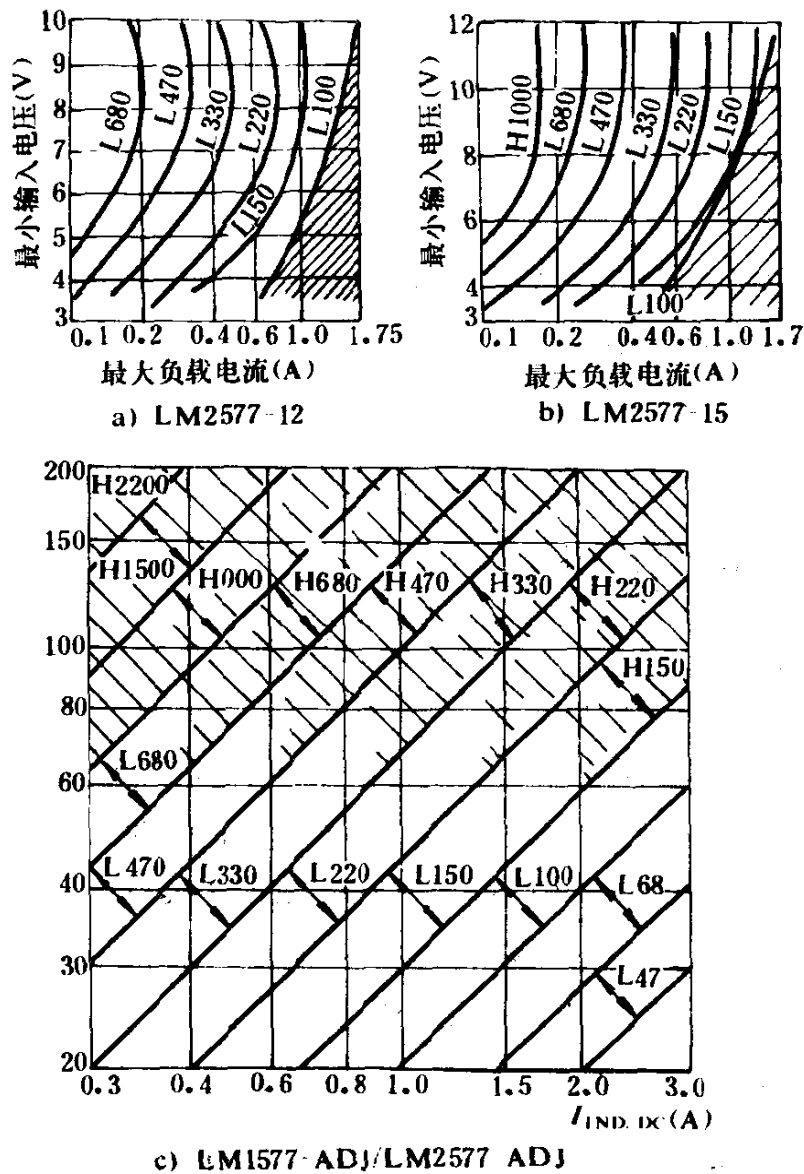


图 2-32 LM1577/LM2577 系列电感器选择指南

和峰值电流能力强于铁心。

RENO:铁,柱形磁芯。成本低,承受高于额定值的 $E \cdot T$ 和峰值电流的能力强。但这种磁芯产生的 EMI 比其它类型的磁芯大,会干扰检测噪声的信号。

2. 补偿网络 R_c, C_c 和输出电容器 C_{OUT} 的选择

R_c 和 C_c 构成一个使稳压器保持稳定的极——零补偿网络, R_c 和 C_c 的值主要取决于稳压器的电压增益, $I_{LOAD(max)}$, L 和 C_{OUT} 。根据下面的步骤求出表征开关稳压器稳定性的 R_c, C_c 和 C_{OUT} 的值

电感器代码	制做的元件号码		
	AIE	Pulse	Renco
L47	415-0932	PE-53112	RL2442
L68	415-0931	PE-92114	RL2443
L100	415-0930	PE-92108	RL2444
L150	415-0953	PE-53113	RL1954
L220	415-0922	PE-52626	RL1953
L330	415-0926	PE-52627	RL1952
L470	415-0927	PE-53114	RL1951
L680	415-0928	PE-52629	RL1950
H150	415-0936	PE-53115	RL2445
H220	415-0636	PE-53116	RL2446
H330	415-0635	PE-53117	RL2447
H470	415-0634	PE-53118	RL1961
H680	415-0935	PE-53119	RL1960
H1000	415-0934	PE-53120	RL1959
H1500	415-0933	PE-53121	RL1958
H2200	415-0945	PE-53122	RL2448

(1) 首先计算 R_C 的最大值

$$R_C \leq \frac{250 \times I_{LOAD(max)} \times V_{OUT}^2}{V_{in(min)}}$$

选择小于或等于这个值的电阻器, 并不得超过 $3k\Omega$ 。

(2) 可用下面的两个公式, 求出 C_{OUT} 最小值。

$$C_{OUT} \geq \frac{0.19 \times L \times R_C \times I_{LOAD(max)}}{V_{in(min)} \times V_{OUT}}$$

或

$$C_{OUT} \geq \frac{V_{in(min)} \times R_C \times [V_{in(min)} + (3.74 \times 10^5 \times L)]}{487 \times 800 \times V_{OUT}^3}$$

选择其中较大的值作为 C_{OUT} 最小额定值。

(3) 计算 C_C 最小值

$$C_C \geq \frac{58.5 \times V_{OUT}^2 \times C_{OUT}}{R_C^2 \times V_{in(min)}}$$

补偿电容器也是软起动电路的组成部分,当开关稳压器的电源接通时,开关占空比以这个电容器控制上升速度,为了使软起动电路正常工作,要求 $C_C \geq 0.22\mu\text{F}$ 。通常输出滤波电容值都比较大,需要用铝电解电容器。

3. 电阻 R_1 和 R_2 的选择

这一步骤用于可调电压输出,使用固定输出电压时可越过这一步。

已知:LM1577/LM2577-ADJ 的输出电压是: $V_{OUT} = 1.23 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$,电阻器 R_1 和 R_2 把输出电压分开,使它和单片集成电路的内部 1.23V 的基准电压进行比较。在已知输出电压 V_{OUT} 时,用下式求出 R_1 和 R_2 :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{OUT}}{1.23} - 1$$

4. 输入电容的选择

升压式开关稳压器在开关打开时使一个三角形纹波电流从电源漏进,引起电源电压噪声。为了使单片开关集成稳压器正常工作,应该把输入电压和噪声电压分开。通常用一个 $0.1\mu\text{F}$ 的优质低 ESR 电容器就能为输入电压端提供足够的旁路,使其直接接地。如果 LM2577 离滤波电容器远,往往需要再加一个大的电解电容器,例如 $47\mu\text{F}$ 。

5. 二极管 D 的选择

用在升压式稳压器中的开关二极管必须能够承受和输出电压值相等的反相电压,并且能传导 LM2577 的峰值电流。二极管的反向击穿电压必须大于电路的输出电压,二极管的工作电流要大于负载电流和流过二极管的峰值电流 $I_{D(PK)}$,开关稳压器通常使用肖特基二极管,它的正向电压低,效率高。表 2-15 列有推荐使用的二极管。

$V_{OUT(max)}$	肖特基二极管		快速恢复二极管	
	1A	3A	1A	3A
20V	1N5817 MBR120P	1N5820 MBR320P		
30V	1N5818 MBR130P 11DQ03	1N5821 MBR330P 31DQ03		
40V	1N5019 MBR140P 11DQ04	1N5822 MBR340P 31DQ04		
50V	MBR150 11DQ05	MBR350 31DQ05	1N4933 MUR105	
100V			1N4934 HER102 MUR110 10DL1	MR851 30DL1 MR831 HER302

三、在单端反激开关稳压器中的应用

LM1577/LM2577 单片开关集成稳压器的内部输出级是一个带电流检测电阻的 3A/65V NPN 型功率开关管,只要在外部加一个变压器和少量外部元件就可以组成一个单端反激型开关稳压器,能产生单个或多个,低于或高于输入电压的输出电压。图 2-33 是用 LM2577-ADJ 组成的有正负输出电压的单端反激型开关稳压电路。在这个电路中除了输出开关控制反激式变压器初级绕组电流外,反激稳压器与升压式类似,这使初级绕组能够在开关导通期间为变压器磁芯充电。当开关截止时,磁芯向次级放电,输出电压是通过调整初级峰值电流而得到控制。这个电路的计算公式如表 2-16 所示。反激式稳压器的设计步骤如下:

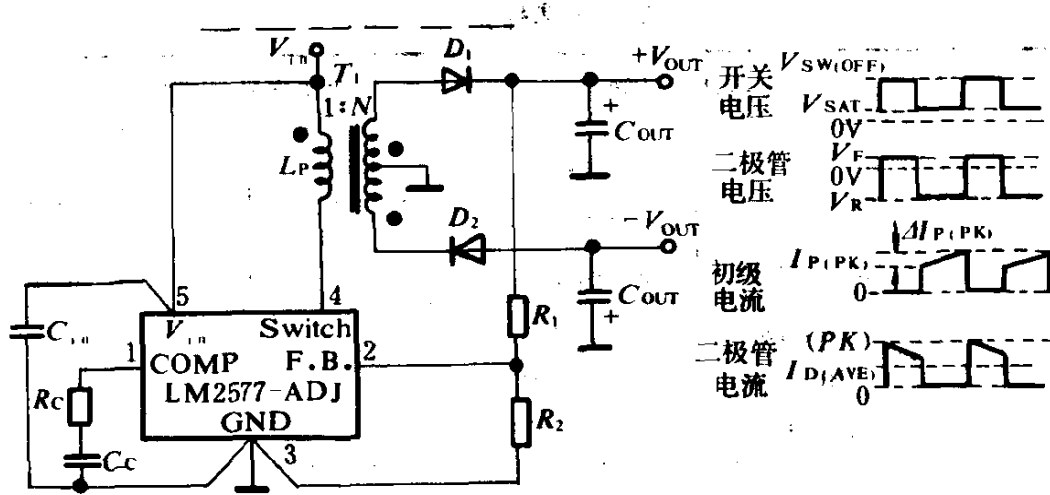


图 2-33 有正负输出的 LM2577-ADJ 反激稳压器及波形图

LM2577-ADJ 反激稳压器计算公式 表 2-16

占空比	δ	$\frac{V_{OUT} + V_F}{N(V_{in} - V_{sat}) + V_{OUT} + V_F} \approx \frac{V_{OUT}}{N(V_{in}) + V_{OUT}}$
初级电流变化	ΔI_p	$\frac{\delta(V_{in} - V_{sat})}{L_p \times 52000}$
峰点初级电流	$I_{p(pk)}$	$\frac{N}{\eta} \times \frac{\Sigma I_{LOAD}}{1 - \delta} + \frac{\Delta I_{pk}}{2}$
关断时的开关电压	$V_{SW(OFF)}$	$V_{in} + \frac{V_{OUT} + V_F}{N}$
平均二极管电流	$I_{D(AVE)}$	ΣI_{LOAD}
峰值二极管电流	$I_{D(pk)}$	$\frac{I_{LOAD}}{1 - \delta} + \frac{\Delta I_{IND}}{2}$
二极管反向电压	V_R	$V_{OUT} + N(V_{in} - V_{sat})$
短路二极管电流		$\frac{6A}{N}$
LM1755/LM2755 功耗	P_D	$0.25 \left(\frac{N \Sigma I_{LOAD}}{1 - \delta} \right)^2 + \frac{N I_{LOAD} \delta}{50(1 - \delta)} V_{in}$

1. 选择变压器

制造如图 2-33 所示的能输出 ±10V 到 ±15V 两个电压的反激型稳压器有一系列的标准变压器可供选择, 表 2-17 列出了这些变压器的输入电压, 双输出电压, 负载电流及产品型号。

反激式变压器选择指南表

表 2-17

变压器型号		输入电压(V)	双输出电压(V)	最大输出电流(mA)
1	$L_p=100\mu\text{H}$ $N=1$	5	± 10	325
			± 12	275
			± 15	225
2	$L_p=200\mu\text{H}$ $N=0.5$	10	± 10	700
			± 12	575
		12	± 15	500
			± 10	800
3	$L_p=250\mu\text{H}$ $N=0.5$	15	± 12	700
			± 15	575
			± 10	900
变压器型号	制 做 元 件 号			
	AIE	Pulse	Renco	
1	326-0637	PE-65300	RL-2580	
2	330-0202	PE-65301	RL-2581	
3	330-0203	PE-65302	RL-2582	

2. 补偿网络 C_c, R_c 和输出电容器 C_{OUT} 的选择。

下述步骤是为双输出反激型稳压器而设的, 它的两个输出电压相同, 如果把下列公式中的 $\Sigma I_{LOAD(max)}$ 换成 $I_{LOAD(max)}$ 就变成单输出的稳压器计算公式。

(1) 首先求 R_c 的最大值

$$R_c \leq \frac{750 \times \Sigma I_{LOAD(max)} \times (15 + V_{in(min)} N)^2}{V_{in(min)}^2}$$

其中 $\Sigma I_{LOAD(max)}$ 是两个输出的负载电流之和。选择的 R_c 应小于或等于该值, 不要超过 $3k\Omega$ 。

(2) 求 C_{OUT} 的最小值

$$C_{OUT} \geq \frac{0.19 \times R_c \times L_p \times \Sigma I_{LOAD(max)}}{15 + V_{in(min)}}$$

$$\text{和 } C_{OUT} \geq \frac{V_{in(min)} \times R_c \times N^2 \times (V_{in(min)} + 3.74 \times 10^5 \times L_p)}{487 \times 800 \times (15)^2 \times (15 + V_{in(min)} \times N)}$$

为了保证稳压器的稳定性, 选其中较大的值。

(3) 计算 C_c 的最小值

$$C_c \geq \frac{58.5 \times C_{OUT} \times V_{OUT} \times [V_{OUT} + (V_{in(min)} \times N)]}{R_c^2 \times V_{in} \times N}$$

3. 选择二极管

反激式稳压器的开关二极管必须能经受下面公式规定的反向电压：

$$V_R = V_{OUT} + \frac{V_{in}}{N}$$

合适的二极管的反向电压额定值必须大于这个值。

电阻 R_1, R_2 的选择方法与前面介绍的升压式稳压器相同, C_{in} 的选择方法也相同, 在此就不重复介绍了。

第五节 L4970A、10A 降压式单片 功率开关稳压器

一、概 述

L4970A 是降压式单片功率开关稳压器, 输出电流 10A, 输出电压范围 5.1V 至 40V。

这个器件是使用新的 BCD 技术设计完成的, 以连续方式工作。该技术用竖直隔离的方法把 DMOS 功率晶体管和混合的 CMOS 双极晶体管集成在一起。这种器件能够在可调输出电压 5.1V 至 40V 的范围内输出 10A 的电流, 具有诊断和控制功能, 特别适合以微处理器为基础的控制系統。

该开关集成稳压器的主要特点如下：

(1) 输出电流 10A, 输出电压范围 5.1~40V。

(2) 具有内部前馈电压调整; 内部电流限制; $5.1 \pm 2\%V$ 内部精密基准。

(3) 具有复位和断电功能; 软起动功能; 欠压锁定电路具有导通滞后功能。

(4)具有输入/输出同步端;PWM 锁存器能保证每周期的单个脉冲。

(5)连续工作方式,开关频率高达 500kHz,过热关闭,效率极高。

LM4970A 是目前输出电流能力最大的开关型集成稳压器。

二、L4970A 的引脚功能和内部功能框图

L4970A 是大瓦数 15 脚塑料封装,外形及管脚功能如图 2-34 所示,各管脚功能说明见表 2-17,内部功能框图见图 2-35。

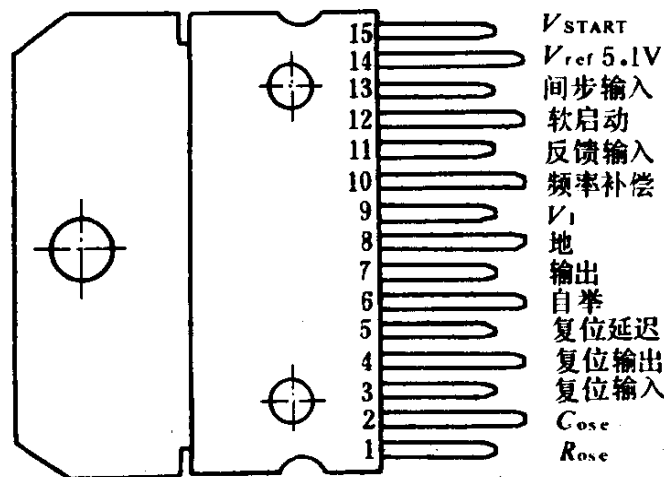


图 2-34 L4970A 的外形及管脚功能

L4970A 的管脚功能说明

表 2-18a

管脚号	名称	功能说明
1	振荡器	外接振荡器的定时电阻 R_{osc} , 决定 C_{osc} 的恒定充电电流
2	振荡器	外接振荡器的 C_{osc} , 与 R_{osc} 一起决定开关频率
3	复位输入	输入断电电路, 其值为 5.1V。可通过分压器与输入连接, 以提供断电功能, 当不使用时必须用一个 $30k\Omega$ 的外部电阻和 15 脚相连
4	复位输出	开路集电极, 复位/断电输出, 当电源和输出电压安全时, 这个输出是高电平
5	复位延迟	该端对地接有一个电容器 C_a , 当电源和输出电压安全时, 这个输出端是高电平

续上表

管脚号	名称	功能说明
6	自举	对地接有一个电容 C_{boot} , 能够正常驱动内部 D-MOS 晶体管
7	输出	稳压器的输出端
8	地	公共地端
9	电源电压	未经调整的输入电压
10	频率补偿	对地串联一个 RC 网络, 决定调整器环路增益特性
11	反馈输入	稳压器的环路反馈端, 输出端和该端连接可得到 5.1V 的工作电压, 两端之间加一个分压器可得到更高的工作电压
12	软启动	对地接一个电容器可限定软启动时间
13	同步输入	多个 L4970A 的 13 端输入连接在一起, 或通过外部同步脉冲, 可使其同步工作
14	V_{ref}	5.1V 基准电压
15	V_{start}	驱动功率级的内部启动电路

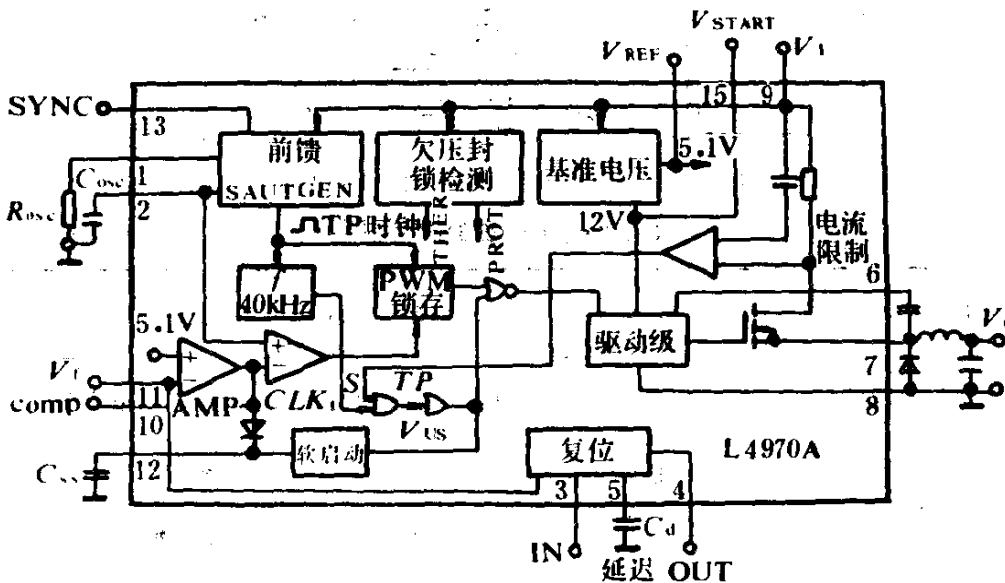


图 2-35 L4970A 的内部功能框图

在图 2-34 中所示的 DMOS 功率开关管和 PWM 控制回路中, 有 $5.1 \pm 2\%V$ 的精密基准电源、软启动、欠压锁定、前馈控制振荡器、逐个脉冲电流限制、热关闭以及复位和断电电路等。复位

和断电电路向微处理发出输出信号,指示整个系统的状况。

L4970A 的导通电压阈值为 DMOS 门的驱动极提供正确的电压,滞后电压防止电路不稳。

为了向功率 DMOS 管提供正确的门极驱动电压,需要用内部的基准电压向外部自举电容器充电至 12V。驱动电路能够对 DMOS 功率开关管输出或吸入 0.5A 左右的峰值电流。DMOS 功率开关管中的电流典型的开关时间是 50ms,这样快的开关速度使开关频率可高达 500kHz。

PWM 控制回路由锯齿波振荡器、误差放大器、比较器、锁存器和输出级组成。输出电压和 5.1V 的精密基准电压比较后发出误差信号,之后这个误差信号又和锯齿波振荡器比较,向输出级发出固定频率的脉宽调制驱动信号。环路中的锁存器消除每周内(甚至在噪声环境中)的多重脉冲,环路的增益和稳定性靠连接在误差放大器输出上的 RC 网络调节。振荡器上加有一个电压前馈信号,保证了电路即使在宽输入电压范围,仍具有良好的电压调整率。关闭

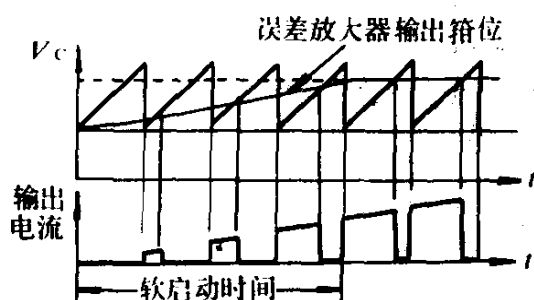


图 2-36 软启动电路工作波形

闭环后直接给出 5.1V 的输出电压,如果想得到更高的输出电压,需要插接一个分压器。

软启动电路的工作波形见图 2-36,电路防止了导通时的输出过流,误差放大器启动被外部电容器 C_{ss} 箝制,后随着内部恒流源的放电呈线性上升。

电流限制电路提供输出过载保护,工作波形见图 2-37 所示。负载电流由一个与比较器连接的内部金属电阻检测,当电流超过预先设定的阈值时,比较器输出使触发器置位,DMOS 功率开关管截止,下一个来自内部振荡器(40kHz)的时钟脉冲使触发器复位,DMOS 功率开关管重新导通。这种过流保护措施在系统过流过载时,保证恒定的电流输出,并把开关频率暂时限定在 40kHz。

复位和断电电路的工作波形如图 2-38 所示,在电源电压越过

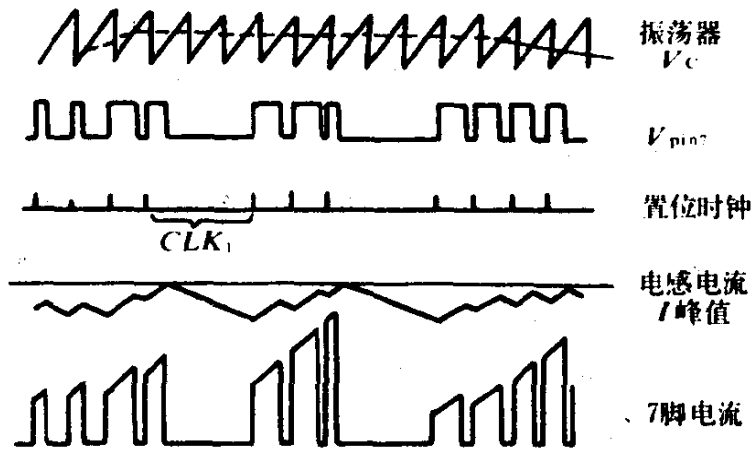


图 2-37 电流限制电路的工作波形图

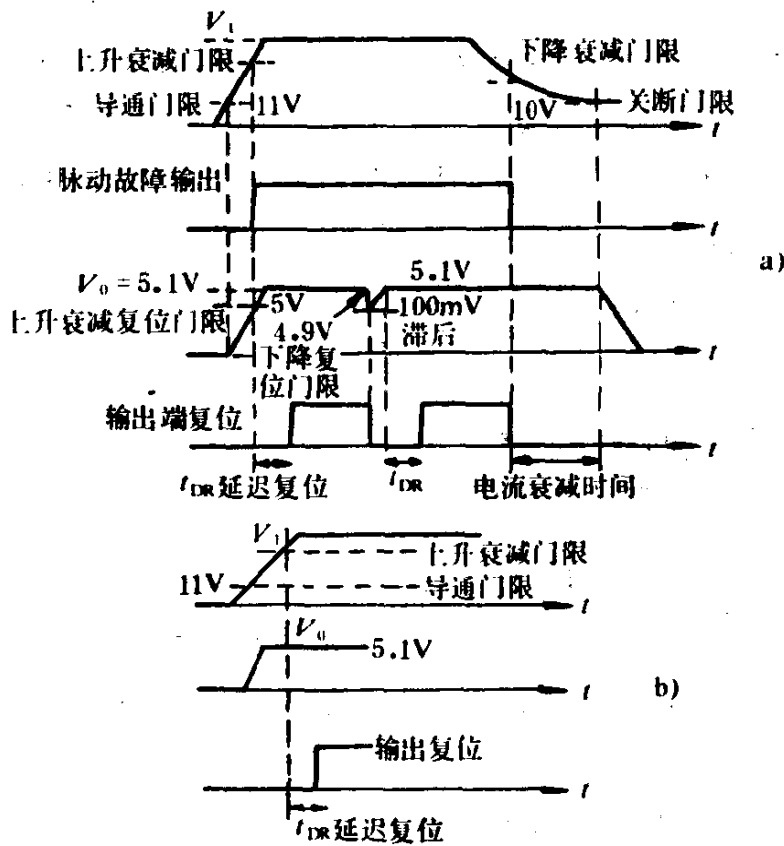


图 2-38 复位和断电电路工作波形图

外部分压器设定的阈值时,发出一个带有时间延迟的输出信号,延迟时间由延迟端上的外部电容器设定。当电源电压降到阈值以下,或输出电压降到 5V 以下时,复位输出立刻下降,这个复位输出是一个开路集电极漏电压。

图 2-37a)表示这种情况:当电压高于阈值时,输出电压还没

达到 5V。

图 2-37b)表示:当输出已经达到 5.1V 时,电源电压还没有超过阈值。

热保护电路在结温达到 +150℃ 时,使整个电路停止工作,同时它还具有防止电路不稳定的滞后功能。

三、L4970A 的绝对最大额定值和电气特性参数

L4970A 集成电路的绝对最大额定值见表 2-18b,电气性能参数见表 2-19。

L4970A 的绝对最大额定值

表 2-18b

符 号	参 数	值	单 位
V_9	输入工作电压	50	V
V_7	输出 DC 电压 输出峰值电压 $t=0.1\mu\text{s}, f=200\text{kHz}$	-1 -7	V
I_7	最大输出电流	内部限制	
V_5	自举电压 自举工作电压	65 V_0+15	V
V_3, V_{12}	3, 12 脚输入电压	12	V
V_4	复位输出电压	50	V
I_4	复位输出吸入电流	50	mA
$V_5, V_{10},$ V_{11}, V_{13}	5, 10, 11, 13 端输入电压	7	V
I_5	复位延迟吸入电流	30	mA
I_{10}	误差放大器输出吸入电流	1	A
I_{12}	软启动吸入电流	30	mA
P_T	总功耗 $T_{\text{外壳}} < 120^\circ\text{C}$ 时	30	W
T_j, T_{stg}	结温和贮存温度	-40~+150	℃
$R_{\text{thj-外壳}}$	结至外壳热阻最大值	1	℃/W
$R_{\text{thj-amb}}$	结至环境热阻最大值	35	℃/W

L4970A 的电气性能(若无其它规定, $T_j=25^\circ\text{C}$)

$V_i=35\text{V}, R_4=16\text{k}\Omega, C_9=2.2\text{nF}, f_{sw}=200\text{kHz}$ 表 2-19

符 号	参 数	测 试 条 件	最小值	典型值	最大值	单 位
V_i	输入电压范围	$V_0=V_{ref}\sim 40\text{V}$ $I_0=10\text{A}$	15		50	V
V_0	输出电压	$V_i=15\sim 50\text{V}$ $I_0=5\text{A}, V_0=V_{ref}$	5	5.1	5.2	V
ΔV_0	电压调整率	$V_i=15\sim 50\text{V}$ $I_0=5\text{A}, V_0=V_{ref}$		12	30	mV
ΔV_0	电流调整率	$V_0=V_{ref}$ $I_0=2\sim 10\text{A}$		20	50	mV
V_d	9 和 2 脚之间压降	$I_0=10\text{A}$		1.1	1.6	V
η	效 率	$I_0=5\text{A}, V_0=V_{ref}$ $V_0=12\text{V}$	80	85	92	%
		$I_0=10\text{A}, V_0=V_{ref}$ $V_0=12\text{V}$	75	80	87	%
SVR	电源电压纹波抑制比	$V_i=2\text{VRMS}, I_0=5\text{A}$ $f=100\text{Hz}, V_0=V_{ref}$	56	60		dB
I_{7L}	最大限流	$V_i=15\sim 50\text{V}$	11	13	15	A
f	开关频率		180	200	220	kHz
$\Delta f/\Delta V_i$	开关频率的电压稳定	$V_i=15\sim 45\text{V}$		2	6	%
$\Delta f/\Delta T_j$	开关频率的温度稳定性	$T_j=0\sim 125^\circ\text{C}$		1		%
f_{max}	最大开关频率	$V_0=V_{ref}, R_4=10\text{k}\Omega$ $I_0=10\text{A}, C_9=1\text{nF}$	500			kHz

基准电压部分 (V_{ref} , 14 脚)

V_{14}	基准电压		5	5.1	5.2	V
ΔV_{14}	电压调整率	$V_i=15\sim 50\text{V}$		10	25	mV
ΔV_{14}	电流调整率	$I_{14}=0\sim 1\text{mA}$		0.4		mV
$\frac{\Delta V_{14}}{\Delta T}$	平均电流系数基准电压	$T_j=0\sim 125^\circ\text{C}$		0.4		mV/ $^\circ\text{C}$
$I_{14\text{短路}}$	短路电流限制	$V_{14}=0$		70		mA

续上表

符 号	参 数	测 试 条 件	最小值	典型值	最大值	单 位
V _{START} 部分(15脚)						
V ₁₅	基准电压		11.4	12	12.6	V
ΔV_{15}	电压调整率	V _i =15~50V		0.6	1.4	V
ΔV_{15}	电流调整率	I ₁₅ =0~1mA		50	200	mV
I ₁₅ 短路	短路电流限制	V ₁₅ =0V		80		mA
DC 特 性						
V _{9(ON)}	导通阈值电压		10	11	12	V
V _{9Hyst}	关闭滞后电压			1		V
I _{9Q}	静态电流	V ₁₂ =0V, S ₁ =D		13	19	mA
I _{9(OQ)}	工作电源电流	V ₁₂ =0V		16	23	mA
I _{7L}	输出漏电流	V _i =55V			2	mA
误 差 放 大 器						
V _{10H}	高电平	I ₁₀ =100 μ A V ₁₁ =4.7V	6			V
V _{10L}	低电平	I ₁₀ =100 μ A V ₁₁ =5.3V			1.2	V
I _{10H}	源出输出电流	V ₁₀ =6V V ₁₁ =4.7V	100	150		μ A
I _{10L}	吸入输出电流	V ₁₀ =6V V ₁₁ =5.3V	100	150		μ A
I ₁₁	输入偏置电流	R _S =10k Ω		0.4	3	μ A
G _V	DC 开环增益	V _{VCM} =4V, R _S =10 Ω	60			dB
SVR	电源电压抑制比	15V<V _i <50V R _S =10 Ω	60	80		dB
V _{OS}	输入失调电压	R _S =50 Ω		2	10	mV
斜 坡 发 生 器 (2脚)						
V ₂	斜坡谷点电压		1.2	1.5		V

续上表

符 号	参 数	测 试 条 件	最小值	典型值	最大值	单 位
V_2	斜坡峰点电压	$V_i=15V$ $V_i=45V$		2.5 5.5		V
I_2	最小斜坡电流	$I_1=100\mu A$		270	300	μA
I_2	最大斜坡电流	$I_1=1mA$	2.4	2.7		mA
同 步 功 能 (13 脚)						
V_{13}	低输入电压	$V_i=15\sim 50V$ $V_{12}=0V$	-0.3		0.9	V
V_{13}	高输入电压	$V_{12}=0V$	3.5		5.5	V
I_{13L}	低输入电压下的同步输入电流	$V_{13}=V_2=0.9V$			0.4	mA
I_{13H}	高输入电压下的同步输入电流	$V_{13}=3.5V$			1.5	mA
V_{13}	输出振幅		4	5		V
t_w	输出脉宽	$V_{thr}=2.5V$	0.3	0.5	0.8	μs
V_{11r}	上升阈值电压 (11脚)	$V_i=15\sim 50V$ $V_3=5.3V$	V_{thr} -120	V_{thr} -100	V_{thr} -80	V mV
V_{11f}	下降阈值电压 (11脚)	$V_i=15\sim 50V$ $V_3=5.3V$	4.77	V_{thr} -200	V_{thr} -160	V mV
V_{5H}	延迟高阈值电压	$V_i=15\sim 50V$ $V_{14}=V_{11}, V_3=5.3V$	4.95	5.1	5.25	V
V_{5L}	延迟低阈值电压	$V_i=15\sim 50V$ $V_{14}=V_{11}, V_3=5.3V$	1	1.1	1.2	V
$-I_{5SO}$	延迟流出电流	$V_3=5.3V, V_5=3V$	40	60	80	μA
I_{6SI}	延迟吸入电流	$V_3=4.7V, V_5=3V$	10			mA
V_{4S}	输出饱和电压	$I_4=15mA, V_3=4.7V$			0.4	V
I_4	输出漏电流	$V_4=50V, V_5=5.3V$			100	μA
V_{3r}	上升阈值电压	$V_{11}=V_{14}$	4.95	5.1	5.25	V
V_{3H}	滞后电压		0.4	0.5	0.6	V
I_3	输入偏置电流			1	3	μA

四、L4970A 的典型应用电路

1. 5.1V/10A 低损耗应用电路

这个电路如图 2-39 所示, 输入电压 $V_i = 35V$, 输出电压为 5.1V/10A, 电路中的各元件参数均已在图中标出。

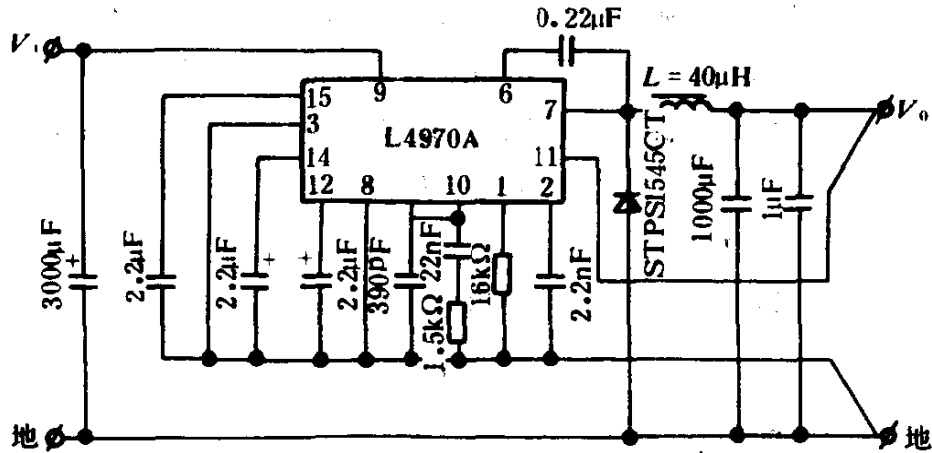


图 2-39 5.1V/10A 低损耗电路

2. 可调整的开关稳压电路

一般开关型稳压电源的输出电压无法从 0V 起可调, 但电路的输出可调范围为 0V 至 25V, 输出电流为 10A。电路如图 2-40, 电路中引入了下辅助电源, 输出电压为 -5V, 这样就扩大了低电

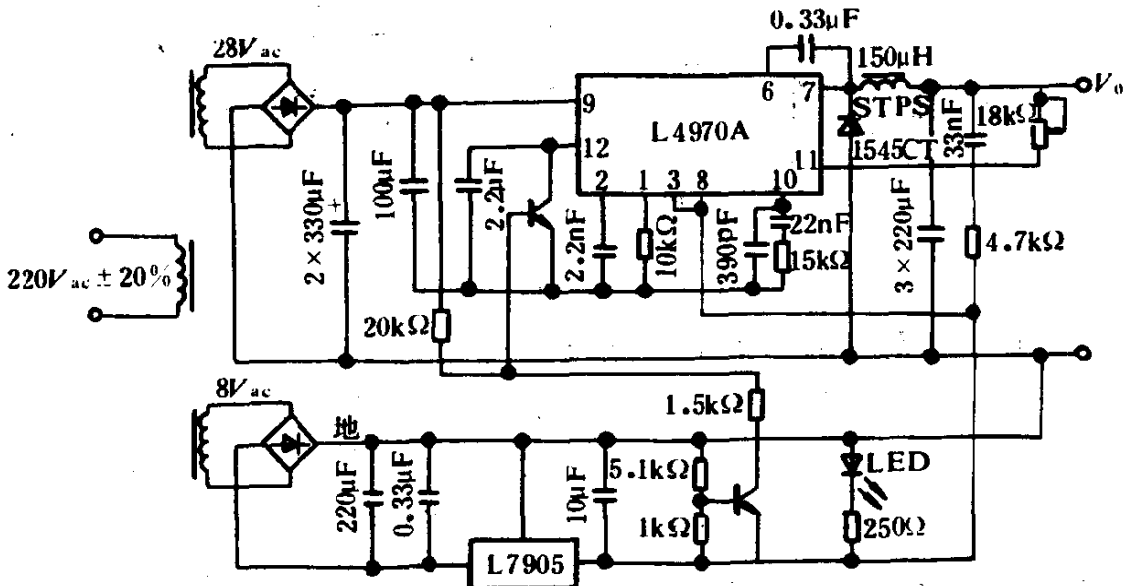


图 2-40 可调输出电压稳压器电路

压的连续调节范围,调节电位器的电阻值为 $18\text{k}\Omega$,接在输出端和 11 脚之间。软启动电容器为 $2.2\mu\text{F}$ 。9 脚的最大输入电压约为 35V 。

3. 多输出的 DC-DC 变换器电路

电路如图 2-41 所示,在这个电路中使用了 L4970A 和 L4974A。L4970A 输出为 $5.1\text{V}/10\text{A}$,L4974A 的输出为 $12\text{V}/3.5\text{A}$ 。两个集成电路同步工作,L4970A 的 13 脚与 L4974A 的 10 脚相连,两个集成电路的外接振荡电容都为 4.7nF ,振荡器电阻一个为 30k ,另一个为 33k 。电感 L_1 为 $80\mu\text{H}$, L_2 为 $300\mu\text{H}$ 。L4970A 的输出电压 V_o 直接连到 11 脚上,而 L4974A 电路的输出电压 V_o 经 6.2k 和 4.7k 电阻分压后取出反馈电压接到 9 脚。

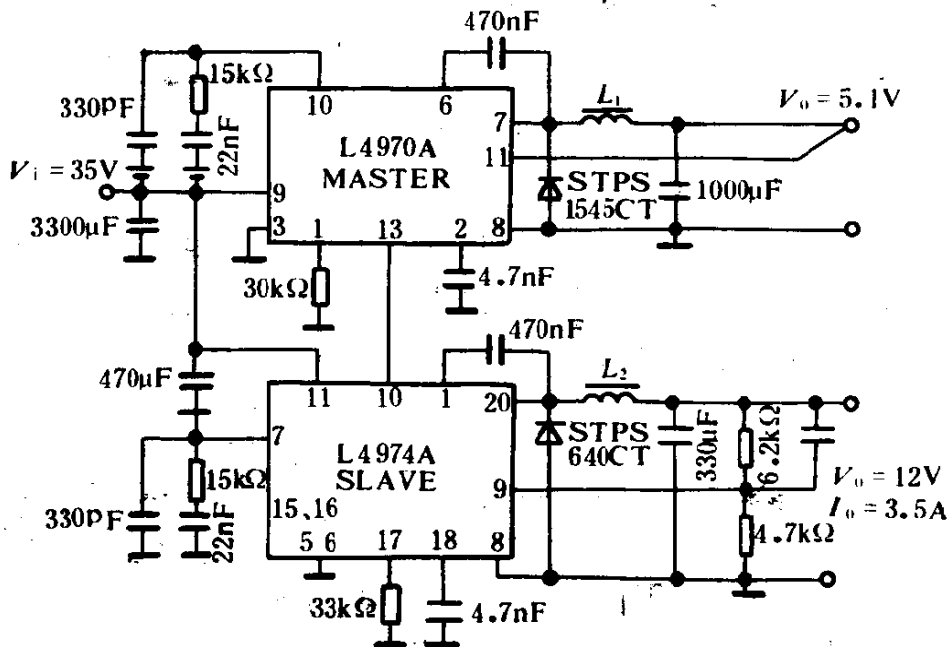


图 2-41 5.1V/12V 多输出电路

4. L4970A 的同步工作电路

L4970A 集成电路的同步工作如图 2-42 所示,L4970A 可以与另一个 L4970A 同步工作,也可以与 L4977A/L4975A 和 L4974A/L4972A 组成同步工作电路。主电路和从电路的同步管脚 SYNC 要连接起来,主从电路的外接定时电容器都为 $2.2\mu\text{F}$,但外接定时电阻不相等,主电路为 16k ,从电路为 22k 。L4970A、

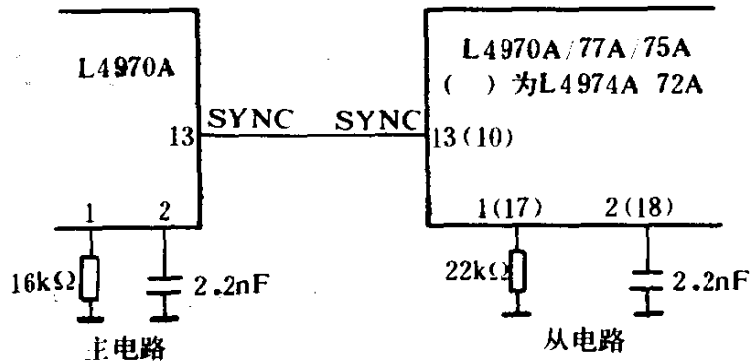


图 2-42 L4970A 的同步电路

L4977A、L4975A 三种集成电路的内部电路结构和功能，外形封装引脚完全相同，仅输出电流不同。L4974A、L4972A 的内部电路结构相同，但外形引脚和输出电流都不相同，与 L4970A 的对应引脚外加括号表示。

五、与 L4970A 内部电路结构和功能相同的系列集成电路

这个系列的集成电路如表 2-20 所示，它们的内部电路结构和功能完全相同，但外形封装和输出电流不一样，其中 L4977A、L4975A 仅与 L4970A 的输出电流不同，其它完全相同。L4974A、L4972A 与 L4970A 的外形封装和输出电流都不相同，但这些集成稳压器的使用方法，组成的应用电路都一样，在使用时可根据输出电流的大小进行选择。

L4970A 系列集成电路一览表

表 2-20

型 号	外 形 封 装	输 出 电 流
L4970A	大瓦数 15 脚塑封	10A
L4977A		7A
L4975A		5A
L4972A L4972AD	功率双列直插式 16+2+2 塑封 S020 塑封	2A
L4974A	功率双列直插式 16+2+2 塑封	3.5A

第六节 MC34165 功率开关稳压器

一、概 述

MC34165 系列是单片功率开关电压稳压器,含有 DC-DC 变换器需要的主要功能,该系列经特殊设计能兼用于升压式、降压式和电压反相式应用,仅需要很少的外部元件。

MC34165 是带散热片的 16 引脚双列直插式塑料封装,提高了热传导能力。

这个集成电路的主要特点如下:

- (1)输入电压范围为 3.0~65V;
- (2)输出开关电流 1.5A 以上;
- (3)低备用电流;
- (4)驱动器有自举能力提高了效率;
- (5)基准电压精度为 2%;
- (6)用振荡器控制占空比;
- (7)逐周电流限制;
- (8)内部具有热关闭保护;
- (9)低压指示器输出直接和微处理机接口;
- (10)带散热片的功率封装。

MC34165 系列集成电路有两种型号,一种是 MC34165P,温度范围是 0~70℃,另一种是 MC33165P 温度范围是 -40~+85℃。特殊的高压结构使 MC34165 在远程通信应用中最为理想,其它用途是商业产品和汽车设备,计算机及工业方面的应用。

二、MC34165 系列的简化方框图功能和管脚功能图介绍

MC34165 集成电路的内部简化方框图和管脚功能图如图 2-43 所示,主要由两个高增益电压反馈比较器,温度补偿基准电压,控制占空比振荡器,有自举能力的驱动器和大电流输出功率开关组

成。它的内部保护电路有逐周电流限制和内部热关闭。除此之外还有一个与微处理器为基础的控制系统的低压指示器输出。

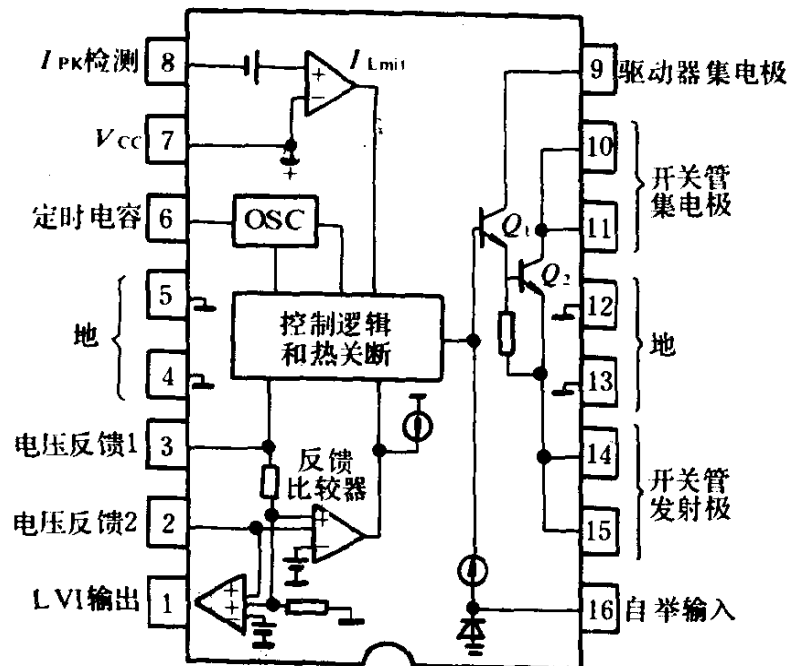


图 2-43 MC34165 系列内部方框图和管脚功能

MC34165 是固定导通时间、可变关断时间电压型纹波调整器。总的来说,这种工作方式有点像电容器充电泵,不需要多米诺极环补偿来保持变换器的稳定性。其典型工作波形见图 2-44,图中的输出电压波形是降压式变换器的波形,为了清楚起见,纹波和相位都被放大了。在初始起动期间,反馈比较器检测到输出电压低于正常值,引起输出功率开关以振荡器控制的频率和占空比开、关,为输出滤波电容器充电。当输出电压达到正常值时,反馈比较器使锁存器置位,立即终止开关导通。反馈比较器使输出开关处于抑制状态直到负载电流使输出电压降到正常值之下。在这种条件下,输出开关导通抑制时间可以是部分振荡器周期,多个周期或部分周期加多个周期。

1. 振荡器

振荡器频率和输出开关导通时间通过选择定时电容器 C_T 的值来设定,电容器 C_T 通过内部的电流源以 9:1 的比率流出和吸人来充电放电,在 6 脚上产生一个负走向的锯齿波。当 C_T 充电时,

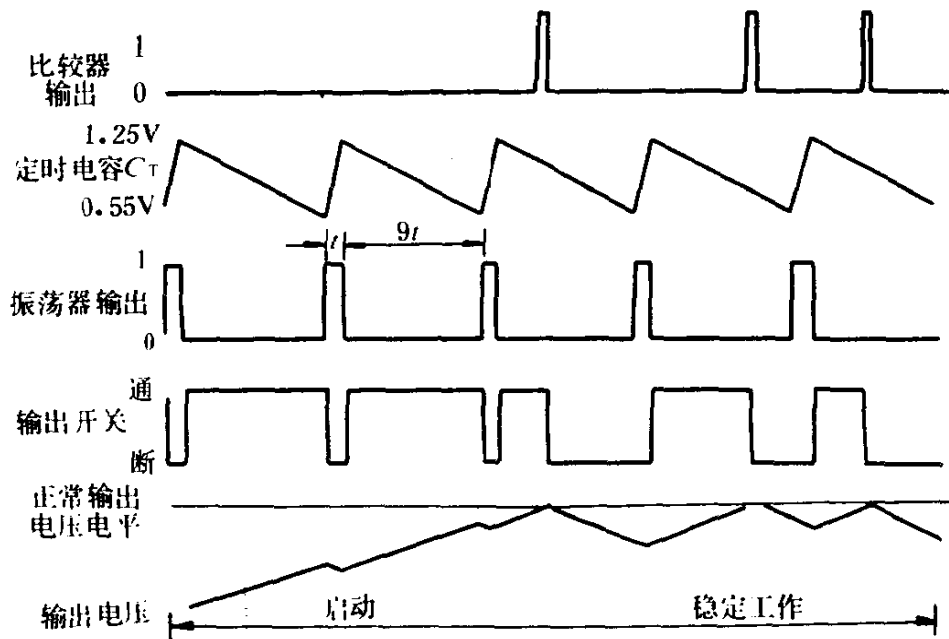


图 2-44 MC34165 典型工作波形

在振荡器输出端产生一个内部脉冲,这个脉冲接在非门的中央输入端,防止输出开关导通。如果比较器输出是低电平,这个脉冲和与门的上输入端相连接使锁存器复位。这样,输出开关在上斜坡期间一直不工作,只有在下斜坡开始时,才由比较器的输出启动。振荡器峰谷阈值分别是 1.25V 和 0.55V ,充电电流是 $225\mu\text{A}$,放电电流是 $25\mu\text{A}$,产生 0.9 的最大导通时间占空比。因为 MC34165 是纹波型稳压器,它的开关频率随电压和负载的变化而变化,选择 C_T 值可以决定其最大开关频率。特殊的变换器结构有时会要求减小最大占空比,在 C_T 的另一端加一个外部死区时间电阻 R_{DT} 就能减小最大占空比,死区时间电阻增大了放电电流,而放电电流缩短了输出开关的导通时间。输出开关通-断时间和振荡器定时电容 C_T 大于 0.2nF 时保持常数。用外部 NPN 小信号晶体管把 C_T 箝制接地,可以抑制变换器输出。

2. 反馈和低压指示比较器

输出电压由反馈比较器控制,反相输入没有被引出,在内部被偏置在 1.25V 。变换器输出电压被两个外部电阻分开,并被 2 脚上的高阻阻抗非反相输入监控。最大输入偏置电流是 $\pm 0.4\mu\text{A}$,它能引起一个输出电压误差(等于输入偏置电流和前面提到的分压电

阻之积),对于 5V 输出的应用来说,变换器输出可以直接与 3 脚上的非反相输入连接。高阻抗端——3 脚必须接地以防止引起噪声。为了得到 5.05V 的输出电压在内部设立了电阻分压器,多出来的 0.05V 是对在变换器输出至负载间电缆和连接器中损失的 1% 的压降的补偿。反馈比较器输出状态由加在两个反相输入上其中最高的电压来控制。

低压指示(LVI)比较器是作为以微处理器为基础的系统中的复位控制器而设计的。反相输入在内部被偏置在 1.125V,LVI 比较器具有 15mV 的滞后电压用以防止错误的复位动作。开路集电极能够吸入 1.5mA 以上的电流。根据下列公式,外部电阻(R_{LVI})和电容(C_{PLY})可用来设置复位延迟时间 t_{PLY} ,其中 $V_{th}(MPU)$ 是微处理器复位阈值

$$t_{DLY} = R_{LVI} C_{PLY} \ln \left[\frac{1}{1 - \frac{V_{th}(MPU)}{V_{OUT}}} \right]$$

3. 电流限制比较器,锁存器和热关闭电路

当电压型纹波变换器在正常条件下工作时,输出开关传导由振荡器启动,由电压反馈比较器终止。当变换器输出过载或反馈电压检测失控时,出现异常工作条件。在这种条件下,限流比较器会保护输出开关管。

在 V_{CC} 和输出开关晶体管 Q_2 上串联一个分数电阻 R_{SC} ,就把开关电流转变成电压。通过 R_{SC} 的压降由电流检测比较器监控,如果这个压降相对 V_{CC} 来说,超过 250mV,比较器就会使锁存器置位,并使逐周基础上的输出开关管导通终止。这种比较器/锁存器结构保证了输出开关在给定的振荡周期只有一个导通时间。计算 R_{SC} 值的公式是:

$$R_{SC} = \frac{0.25V \cdot K}{I_{PK(开关)}}$$

因为从限流比较器输入至输出开关有 200ns 的传输延迟时间,所以在上面的公式中加了一个 K 因子。对于小值的 C_T 来说,

这个延迟时间可使实际峰值开关电流升到其计算值之上。当分析一个电路设计时,必须测量其实际的短路电流,以证实它的确小于器件的最大额定值。电流检测比较器阈值受温度严格控制,它的输入偏置电流的典型值是 $1.0\mu\text{A}$ 。为了防止错误地启动限流比较器的有害的电压尖峰,应当尽量减小与 R_{sc} 和电路布局有关的寄生电感。

内部热关闭电路防止器件结温超过最大额定值而被损坏。当温度达到 170°C 的典型值时,热关闭电路开始工作,使锁存器置位,终止输出开关管导通。这个功能使器件在意外过热时,免遭损坏,但不能做为正常的散热装置使用。

4. 驱动器和输出开关管

为了使控制系统的设计更具灵活性,转换效率更高,驱动器电流源和集电极,输出开关管的集电极和发射极都用外引线分别引出。这样设计者就可以选择:用强制增益将输出开关驱动到饱和或采用达林顿接法将输出开关驱动至接近饱和。输出开关能控制最大 65V 的集电极至发射极电压,集电极峰值电流高达 1.5A 。 R_{sc} 最小值是:

$$R_{\text{sc}(\text{min})} = \frac{0.25\text{V}}{1.5\text{A}} = 1.66\Omega$$

在降压式或电压反相式结构里,指示器在开关关断时将使整流管正向偏置。不要采用正向压降高或导通延迟时间长的整流管。如果允许发射极过负,集电极电流会增加器件发热,降低转换效率。

把发射极箝制在 0.5V 以下,集电极电流在全温度范围都保持在 $10\mu\text{A}$ 以内,为满足这个要求推荐使用 MBR160 或等效肖特基势垒整流管。

在降压式和电压反相式变换电路的应用中,为了降低输出开关管饱和电压,设有自举输入端。这个输入端通过一个电阻和一个电容串联在开关管发射极上,用来把内部 2.0mA 的偏置电流源提高到 V_{cc} 之上,一个内部齐纳管把自举输入电压限制在 $V_{\text{cc}} +$

7.0V。一般情况下,电容器的 ESR 就足以把齐纳电流限制在 100mA 的最大额定值之下。但是,在大多数高压应用中可能需要加一个串联电阻,为了获得最佳工作性能,建议用这个电阻把齐纳电流限制在 25mA 左右。在工作期间调节 R_B 可以提高电路性能,同时兼顾电路效率。串联电阻值可用下面公式求出:

$$R_B \approx \frac{V_{in(max)}}{I_z}$$

以最小稳定的电压和电流源上限为基础,用下面等式可以计算出自举电容器的最小值。

$$C_{B(min)} = I \frac{\Delta t}{\Delta V} = 4.0mA \frac{t_{on}}{4V} = 0.001t_{on}$$

在 3.0V 至 65V 的电源电压范围内,保证 MC34165 的参量工作。当电源电压低于 3.0V 时,自举输入应该和 V_{CC} 联接。

三、MC34165 的最大额定值和电气特性参数。

MC34165 的最大额定值和电气特性参数示于表 2-21a 和表 2-21b。

最大额定值参数

表 2-21a

额 定 值	符 号	值	单 位
电源输入电压	V_{CC}	65	V
开关管集电极电压范围	$V_{C(Switch)}$	-1.0~+65	V
开关管发射极电压范围	$V_{E(Switch)}$	-2.0~ $V_{C(Switch)}$	V
开关管集电极至发射极电压	$V_{CE(Switch)}$	65	V
开关电流	I_{SW}	1.5	A
驱动器集电极电压	V_{cd}	-1.0~+65	V
驱动器集电极电流	I_{cd}	70	mA
自举输入电流范围(注 1)	I_{θ_s}	-100~+7.0	V
反馈和定时电容输入电压范围	V_{in}	-1.0~+7.0	V
低压指示器输出电压范围	$V_{C(LVD)}$	-1.0~65	V

续上表

额定值	符号	值	单位
低压指示器输出吸入电流	$I_{C(LVI)}$	10	mA
工作结温	T_j	+150	°C
电流检测输入电压范围	$V_{VPK(sense)}$	$(V_{CC}-0.7) \sim$ $(V_{CC}+1.0)$	V
功耗和热特性:			
最大功耗 $T_A=25^\circ\text{C}$	P_D	1.56	W
热阻, 结至空气	$R_{\theta JA}$	80	°C/W
热阻, 结至外壳 (4,5,12,13 端)	$R_{\theta JC}$	15	°C/W
工作环境温度(注 3): MC34165 MC33165	T_A	0~+70 -40~+85	°C
贮存温度范围	T_{sta}	-65~+150	°C

注: 表注同表 2-21 表注。

电气特性(除非另有说明, $V_{CC}=15\text{V}$, $V_{I6}=V_{CC}$,

$C_T=620\text{pF}$, $T_A=25^\circ\text{C}$, 最小/最大值 $T_A=$ 其所

适用的工作环境温度范围(注 3))

表 2-21b

特 性	符 号	最小值	典型值	最大值	单 位
振 荡 器					
频率($V_{CC}=3\sim 65\text{V}$)	fosc	46	50	54	kHz
充电电流	I_{chg}	—	225	—	μA
放电电流	I_{dischg}	—	25	—	μA
充电/放电电流比	I_{chg}/I_{dischg}	7.5	9.0	10	—
锯齿波峰点电压	$V_{osc(p)}$	—	1.25	—	V
锯齿波谷点电压	$V_{osc(v)}$	—	0.55	—	V
反 馈 比 较 器 1					
阈值电压	$V_{th(FB1)}$	4.9	5.05	5.2	V
电压调整率($V_{CC}=3\sim 65\text{V}$)			0.008	0.03	%V
电压随温度范围内总变化		1.220	—	1.280	V
反 馈 比 较 器 2					
阈值电压	$V_{th(FB2)}$	1.225	1.25	1.275	V
电压调整率		—	0.08	0.03	%V
电压随温度范围内总变化		1.220	—	1.280	V

续上表

特 性	符 号	最小值	典型值	最大值	单 位
输入偏置电流($V_{FB1}=5.05V$)	$I_{1B(FB2)}$	—	1.0	5.0	μA
限 流 比 较 器					
阈值电压 电压 $V_{CC}=3\sim 65V$ 随温度范围内总变化	$V_{th}(I_{pk\text{sense}})$	— 225	245 —	— 270	mV
输入偏置电流($V_{IPK(\text{sense})}=15V$)	$I_{1B(\text{sense})}$	—	1.0	5.0	μA
驱动器 和 输出 开关 管 (注 2)					
吸入饱和电压非达林顿接法 ($I_{sw}=1.0A$, 14、15 脚接地) 达林顿接法 (9、10、11 脚接地)	$V_{CE(\text{Sat})}$	— —	0.3 1.1	0.7 1.4	V
集电极断态漏电流($V_{CE}=65V$)	$I_{C(\text{off})}$	—	0.02	100	μA
自举输入电流源($V_{in}=+5V$)	$I_{\text{source}(\text{DRV})}$	0.5	2.0	4.0	mA
自举稳压箝位电压 ($I_z=25mA$)	V_z	V_{CC} +6.0	V_{CC} +7.0	V_{CC} +9.0	V
低 压 指 示 器					
LVI 阈值 (V_{FB} 的百分数, 注 4) V_{FB2} 降低 V_{FB2} 增高	$V_{th(\text{LVI})}$	87 88	88.3 89.9	90 92	%
滞后电压	V_H	—	20	—	mV
输出吸入饱和电压 ($I_{\text{sink}}=0.5mA$)	$V_{OL(\text{LVD})}$	—	0.15	0.4	V
输出断态漏电流 ($V_{OH}=15V$)	I_{OH}	—	0.01	1.0	μA
整 体 器 件					
备用电源电流 ($V_{CC}=3\sim 65V$ $V_8=V_{CC}$, $V_{6,14,15}=\text{地}$, 引出端开路)	I_{CC}	—	6.0	10	mA

注: 1. 必须遵守最大封装功耗限制。

2. 为了尽量接近环境温度, 在测试中使用了低占空比脉冲技术。

3. T_{Low} T_{High}
 MC34165 = 0°C $MC34165 = +70^\circ C$
 MC33165 = -40°C $MC33165 = +85^\circ C$

4. 低压指示器阈值跟随 V_{FB2} , 表示为 V_{FB2} 阈值的百分比。

四、MC34165 的典型应用电路

1. 降压式变换器及电流扩展电路

MC34165 集成电路的降压式变换器电路见图 2-45 所示, $I_{pk(开关)}$ 大于 1.5A 的外部电流扩展电路见图 2-46, 其中图 2-46a) 外部用 NPN 开关管, 图 2-46b) 使用的是 PNP 功率开关管。表 2-22 是图 2-45 的实际测试数据, 表 2-23 是图 2-46a) 的实际测试数据, 表 2-24 是图 2-46b) 的实际测试数据。

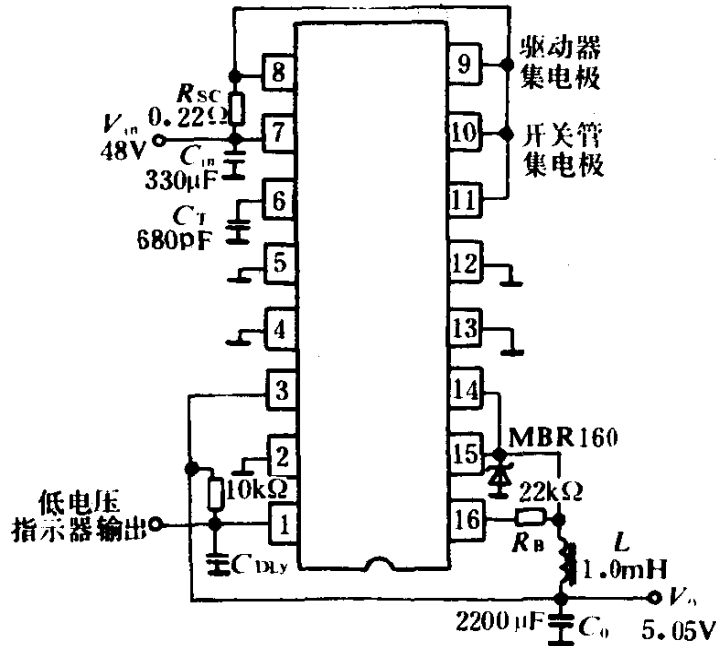


图 2-45 降压式变换器

图 2-45 实际测试数据

表 2-22

测 试	条 件	结 果
电压调整率	$V_{in}=12\sim 56V, I_0=1A$	$9.0mV=\pm 0.049\%$
电流调整率	$V_{in}=48V, I_0=0.1\sim 1.0A$	$9.0mV=\pm 0.049\%$
输出纹波	$V_{in}=48V, I_0=1.0A$	$20mV_{p-p}$
短路电流	$V_{in}=48V, R_2=0.1\Omega$	1.23A
无自举能力效率	$V_{in}=48V, I_0=1.0A$	74.9%
有自举能力效率	$V_{in}=12V, I_0=150mA$	85.8%

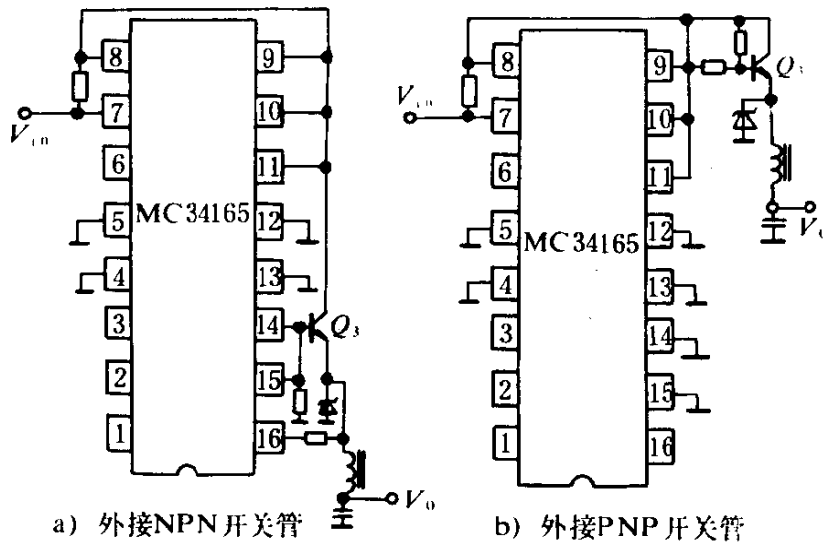


图 2-46 $I_{pk(开关)} > 1.5A$ 外部电流扩展电路

图 2-46a) 实际测试数据

表 2-23

测 试	条 件	结 果
电压调整率	$V_{in} = 10 \sim 20V, I_0 = 150mA$	$11mV = \pm 0.11\%$
电流调整率	$V_{in} = 12V, I_0 = 15 \sim 150mA$	$9.0mV = \pm 0.09\%$
输出纹波	$V_{in} = 12V, I_0 = 150mA$	$125mV_{p-p}$
效 率	$V_{in} = 12V, I_0 = 150mA$	85.8%

图 2-46b) 的实际测试数据

表 2-24

测 试	条 件	结 果
电流调整率	$V_{in} = 24V, I_0 = 30 \sim 300mA$	$1.0mV = \pm 0.02\%$
电压调整率	$V_{in} = 15V \sim 30V, I_0 = 300mA$	$3.0mV = \pm 0.06\%$
输出纹波	$V_{in} = 24V, I_0 = 300mA$	$50mV_{p-p}$
短路电流	$V_{in} = 24V, R_L = 0.1\Omega$	$1.12A$
效率, 有自举能力	$V_{in} = 24V, I_0 = 300mA$	82.7%

2. MC34165 的升压式变换器

MC34165 升压式变换器电路如图 2-47 所示,升压式变换器外接 NPN 或 PNP 功率开关管的电流扩展电路如图 2-48 所示。

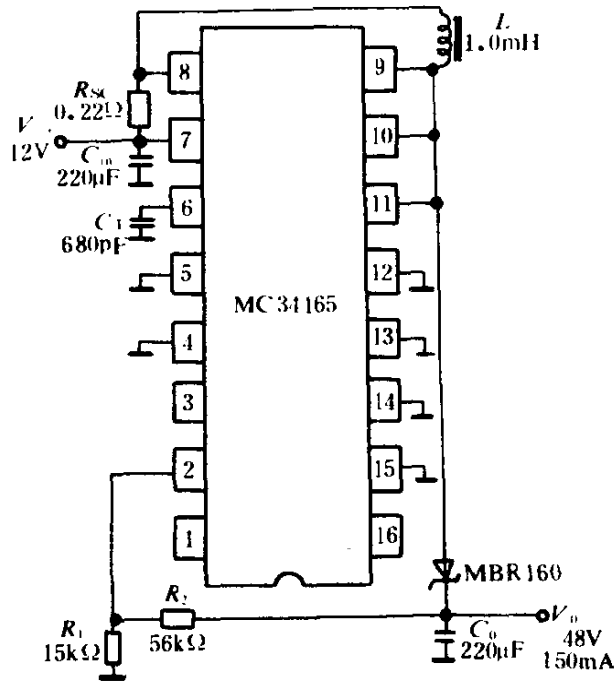
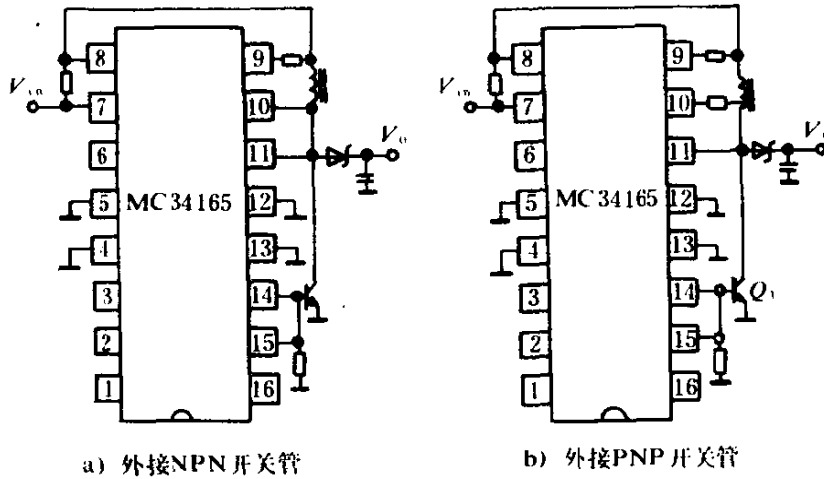


图 2-47 升压式变换器



a) 外接NPN开关管

b) 外接PNP开关管

图 2-48 升压式电流扩展电路

3. MC34165 的电压反相式变换器

MC34165 的电压反相式变换器电路如图 2-49 所示,外接 NPN 和 PNP 功率开关管的电流扩展电路如图 2-50 所示。

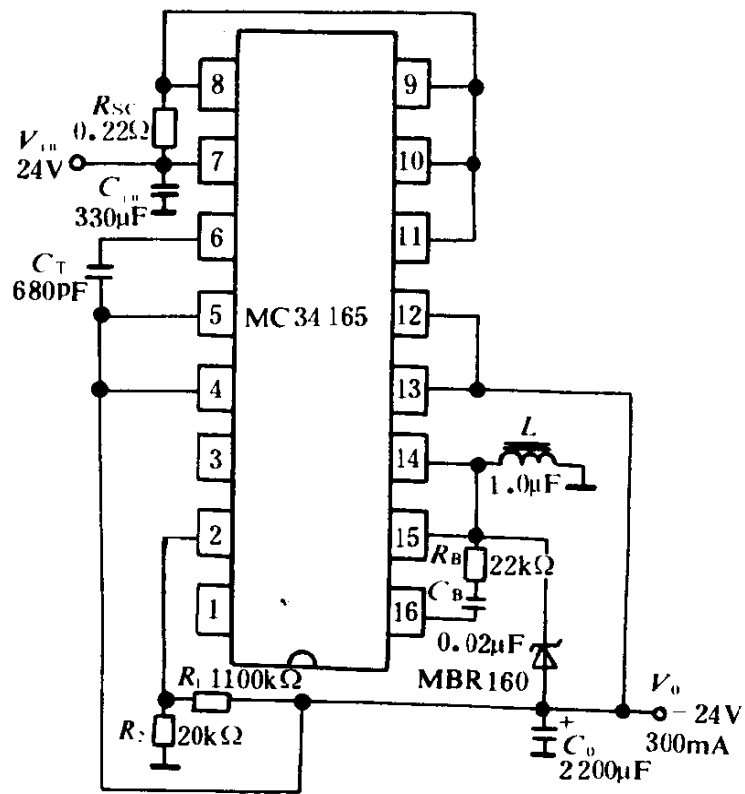


图 2-49 电压反相型电路

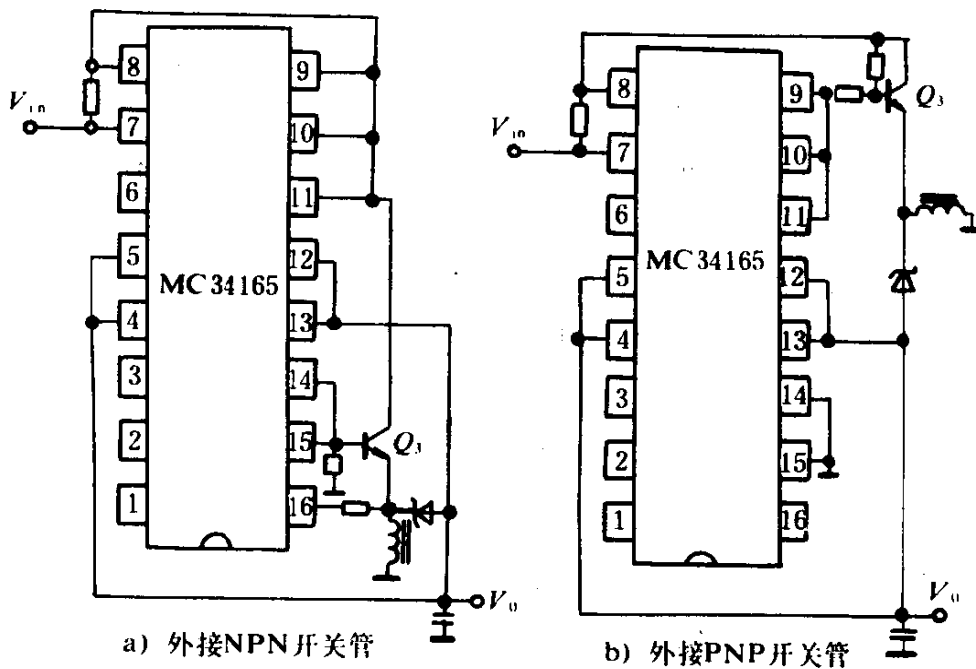


图 2-50 电压反相式电流扩展电路

五、MC34163/MC33163 功率开关稳压器

MC34163/MC33163 系列集成电路是与 MC34165/MC33165 系列内部电路结构、功能、外形封装管脚功能完全相同的 DC-DC 变换器集成电路,这两个系列集成电路的区别是在输出开关电流上。

MC34163/MC33163 系列的输出开关管电流超过 3.0A,工作电压范围是 2.5~40V 典型应用电路的联接方式与 MC34165 系列完全相同,但外部相对应的元件参数不相同。

第七节 MAX639 高效率, +5V 可调降压稳压器

一、概述

MAX639 是高效率,降压变换稳压器,能把 +5.5~+11.5V 之间的电池电压变换为 +5V 输出,并在整个输入电压范围内提供 100mA 的输出电流,而其静态电流仅为 $10\mu\text{A}$,效率高于 90%,并仅有 0.5V 的压降(25mA 输出电流时压降为 0.12V),在便携式设备可大大延长电池寿命。MAX639 内部有逻辑电平关闭控制和过低电池电压检测电路,可购到的这种器件有两种封装形式,分别为 8 脚 DIP 或 SO 封装,主要有以下特点:

- (1) 高效率 $I_{\text{OUT}}=25\text{mA}$ 时,达 94%;
 $I_{\text{OUT}}=100\text{mA}$ 时,达 91%;
- (2) $20\mu\text{A}$ (最大值)的超低静态电流;
- (3) 输出电流达 225mA;
- (4) 预置 +5V 或可调输出电压;
- (5) 仅需 4 个外部元件;
- (6) TTL/CMOS 兼容控制;
- (7) 过低电池电压检测;

(8)500mV(典型值)电压降落(100mA 负载时)。

这种器件主要用于便携式设备高效 DC-DC 降压稳压器,取代线性电压稳压器延长电池寿命,器件的序列参数见表 2-25,内部结构原理框图和管脚功能图见图 2-51,管脚功能说明见表 2-26。

MAX639 的序列参数

表 2-25

器 件	温度范围(°C)	管脚封装
MAX639 CPA	0~+70	塑封 8DIP
MAX639 CSA	0~+70	8SO
MAX639 C/D	0~+70	Dice 微型
MAX639 EPA	-40~+85	塑封 8DIP
MAX639 ESA	-40~+85	8SO
MAX639 MJA	-55~+125	陶瓷 8DIP

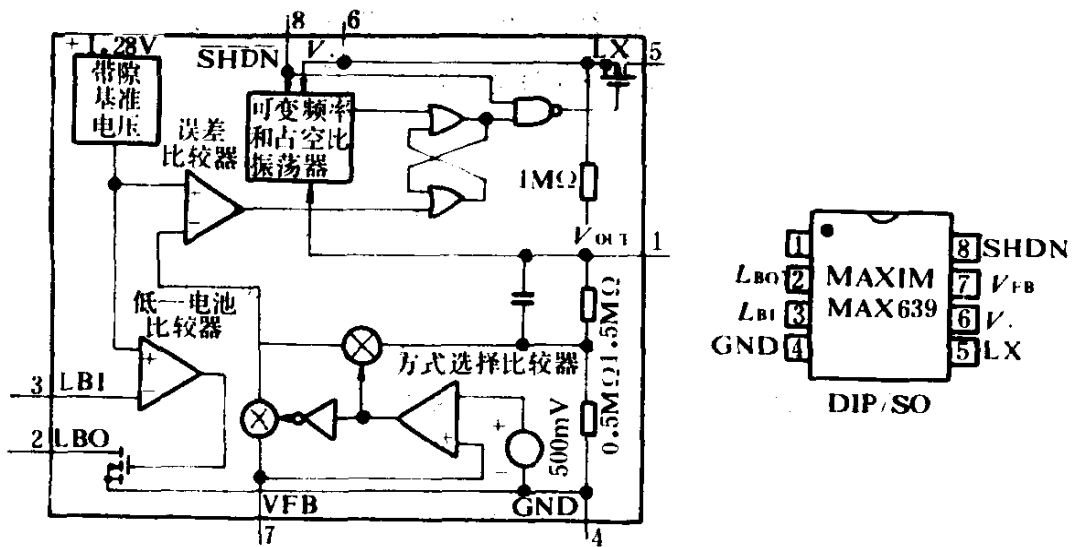


图 2-51 MAX639 的内部结构框图和管脚功能图

管脚号	名称	功能
1	V_{OUT}	对固定输出工作的检测端,它在内部连接到一个片内分压器, V_{OUT} 还与可变占空比,随时可起振的振荡器相连,因此它必须连接到调整器的输出端,而无论输出是否由外部调整
2	LBO	过低电池电压输出。当LBI端电压降到+1.28V以下时,开路漏极N沟道MOSFET吸入电流
3	LBI	过低电池电压输入,当LBI端电压降到+1.28V以下时,LBO吸引电流
4	GND	接地端
5	LX	PMOS功率开关的漏极其源极与 V_+ 相连。LX驱动外部电感,给负载提供电流。
6	V_+	正电源电压输入端不应超过11.5V
7	VFB	双模式反馈端。当VFB接地时,内部分压器将输出端置为+5V。对可调工作方式,VFB接外部分压器
8	$\overline{\text{SHDN}}$	关闭输入端。低电平有效,当拉到0.8V以下时,LX功率开关保持断态,关闭调整器。当关闭输入端超过2V时,调整器保持接通。如果使用关闭方式,把 $\overline{\text{SHDN}}$ 接到 V_+ 端

二、MAX639的参数和典型工作特性曲线

集成电路的极限参数如下

V_+	12V
LX	$(V_+ - 12V) \sim V_+ + 0.3V$
LBI、LBO、VFB、 $\overline{\text{SHDN}}$ 、 V_{OUT}	$-0.3V \sim (V_+ + 0.3V)$
LX 输出电流	1A
LBO 输出电流	10mA
连续功率损耗	
塑料 DIP(+70℃以上以 9.09mW/℃递减)	727mW
SO 封装(+70℃以上以 5.88mW/℃递减)	471mW
陶瓷封装(+70℃以上以 8mW/℃递减)	840mW

MAX639 集成电路的典型工作特性曲线见图 2-52a)~e),电

气性能如表 2-27 所示。

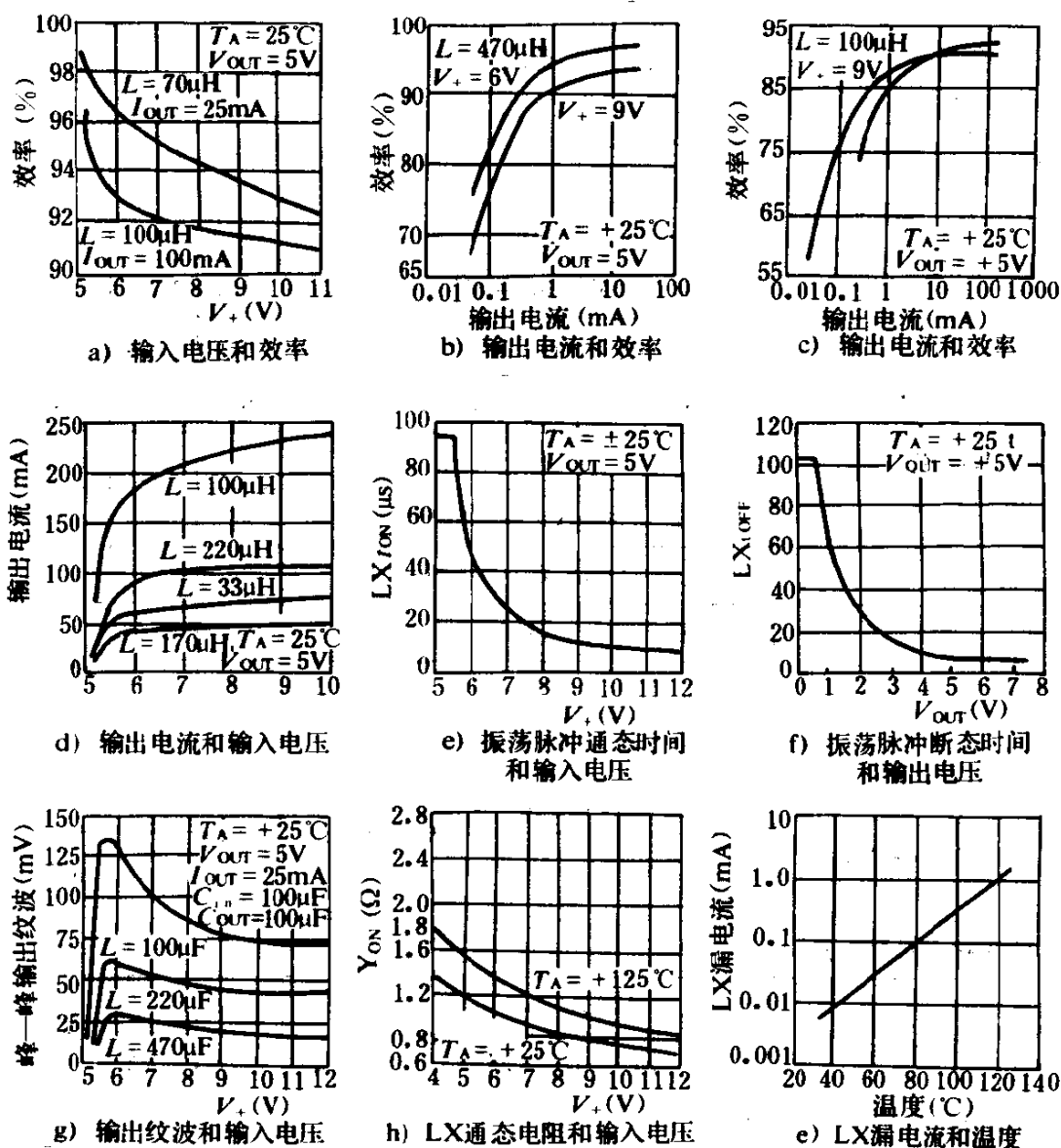


图 2-52 MAX639 典型特性曲线

MAX639 的电气性能 ($V_+ = 9\text{V}$, $I_{负载} = 0\text{mA}$, 全温) 表 2-27

参 数	测 试 条 件	值			单 位
		最 小	典 型	最 大	
电源电压		4		11.5	V
电源电流	$\overline{\text{SHDN}} = V_+$, 无负载		10	20	μA
电压降落	$I_{OUT} = 100\text{mA}$ $L = 100\mu\text{H}$		0.5		V

续上表

参 数	测 试 条 件	值			单 位
		最 小	典 型	最 大	
V_{OUT}	$V_+ = 6 \sim 11.5V$, $0mA \leq I_{OUT} \leq 100mA$	4.8	5.00	5.20	V
t_{on}	$V_+ = 9V$ $V_{OUT} = 5V$	11.0	12.5	14.0	μs
	$V_+ = 6V$ $V_{OUT} = 3V$	14.2	16.7	19.2	μs
t_{OFF}	$V_+ = 9V$ $V_{OUT} = 5V$	8.5	10.0	11.5	μs
	$V_+ = 6V$ $V_{OUT} = 3V$	14.2	16.7	19.2	μs
LX 漏电流				600	mA
效 率	$I_{OUT} = 100mA$ $L = 100\mu H$		91		%
	$I_{OUT} = 25mA$ $L = 470\mu H$		94		
LX 开关 r_{on}	$V_+ = 9V$ $T_A = 25^\circ C$		0.8	1.5	Ω
	$V_+ = 6V$			2.5	
LX 开关漏电流	$V_+ = 12V$ $V_{LX} = 0V$ $T_A = 25^\circ C$		0.003	1.0	μA
	$V_+ = 12V$ $V_{LX} = 0V$			30	
VFB 输入偏置电流 I_B	VFB=2V		4	15	nA
VFB 双方式释放点			50		mV
VFB 门槛值	MAX639C	1.26	1.28	1.30	V
	MAX639E,M	1.24	1.28	1.32	
LBI 偏置电流	$V_{LBI} = 2V$		2	10	nA
LBI 门槛值	MAX639C	1.26	1.28	1.3	V
	MAX639E,M	1.24	1.28	1.32	
LBO 吸电流	$V_{LBO} = 0.4V$	0.80	2.5		mA
LBO 漏电流	$V_{LBO} = 12V$		0.001	0.1	μA
LBO 延迟	50mV 过驱动		25		
\overline{SHDN} 门槛值		0.80	1.15	2.00	V
\overline{SHDN} 拉电流	$V_{SHDN} = 0$	0.10	0.20	0.40	μA

三、典型应用电路

1. 固定输出降压型电路

电路如图 2-53 所示,仅需要 4 个外部元件:一个 $100\mu\text{H}$ 的电感,一个二极管 1N5817,一个输入旁路电容和一个输出滤波电容,不需要任何补偿元件。选择 $100\mu\text{H}$ 增量饱和电流额定值不低于 600mA 的电感,这个电感提供最高输出电流。要得到最高效率和最小体积,对电感的选择很重要。

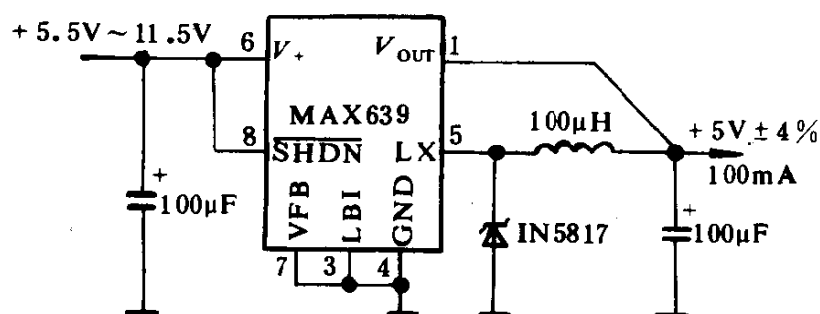


图 2-53 固定输出电路

2. 可调输出降压型电路

这个电路是在 VFB 端接一外部分压器,如图 2-54 所示,输出电压由 R_3 和 R_4 调节, R_4 值取在 $10\text{k}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$ 范围,典型值取 $100\text{k}\Omega$,则 R_3 的阻值用下面公式计算:

$$R_3 = R_4 \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{1.28} - 1 \right)$$

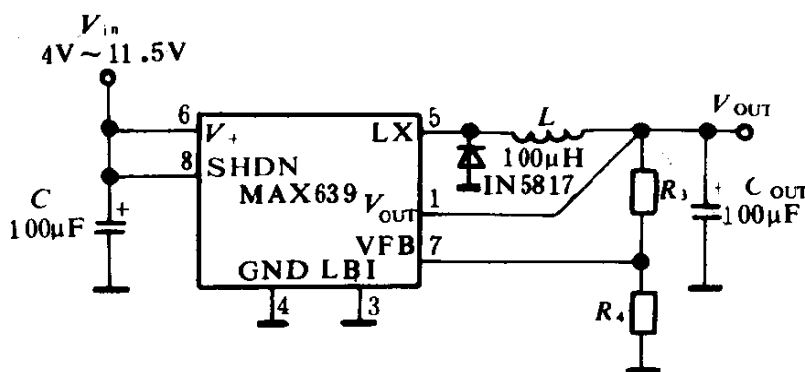


图 2-54 可调输出电路

3. 反相型典型工作电路

图 2-55 所示为 MAX639 浮地连接时的电路图,通过把通常

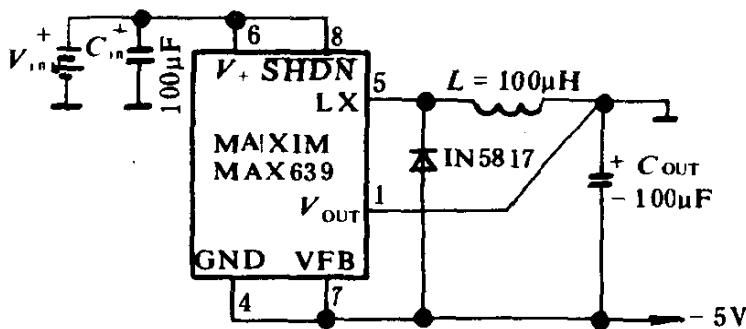


图 2-55 MAX639 的反相型电路

为 +5V 输出的端子连接到电源电压的地端,从而把 MAX639 的 GND 端强制为调整器的 -5V 输出。注意避免超过从 V_{in} 到 V_{OUT}

之间最大压差 11.5V。其它负电压可以与正常降压结构相同的方式,即在 C_{OUT} 两端置一个分压器,并把抽头点连到 VFB 来产生。对电池供电的应用,信号地不一定要与电源地相一致。这个系统具有下列附加优点: MAX639 的内部功率 FET 具有 V_{in} 加栅极驱动的 5V,

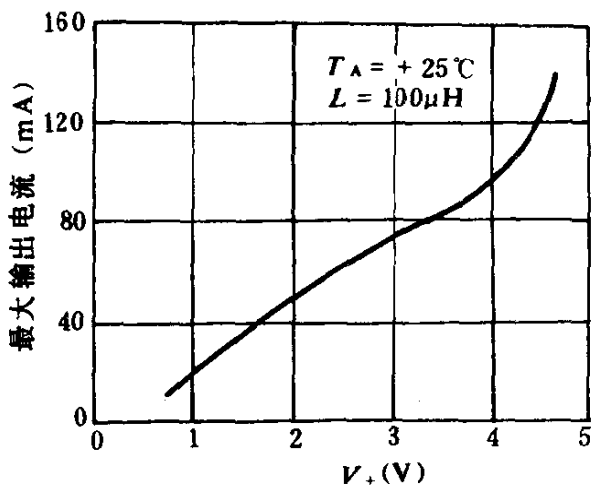


图 2-56 图 2-55 电路的最大电流能力

因此降低了阻抗。图 2-54 电路的最大电流能力见图 2-56,电路的效率见图 2-57。

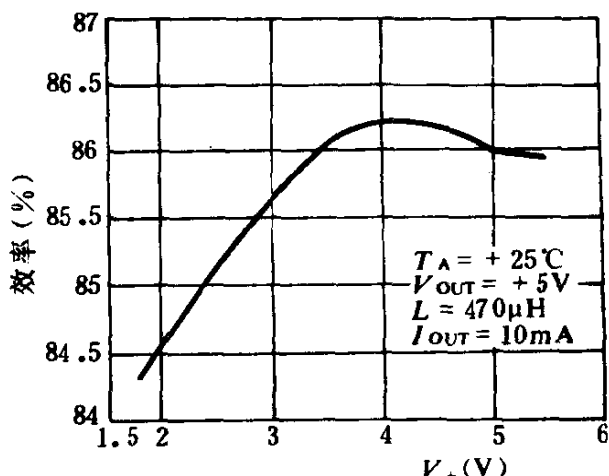


图 2-57 图 2-55 电路的效率

四、外部电路元件的选择

1. 电感的选择

选择电感时考虑下述因素:峰值电流额定值、电感值、串联电阻和体积大小。重要的是不要超过电感的峰值电流额定值。饱和电感会拉走通过 MAX639 开关的过

电流而可能引起损坏。避免使用 RF 扼流或空心电感,因为它们具有很低的峰值电流额定值。电磁干扰必须不干扰邻近电路或普通 IC。对大多数数字电路,铁氧体线性电感工作比较好;而对 EMI 灵敏的模拟电路环形或壶形铁心电感工作亦比较好。

对所有输入电压,电感值决定 I_{PEAK} 。如果无电阻损耗且二极管是理想的,那么从 MAX639 流出的最大电流将为 I_{PEAK} 的一半。如果考虑开关,电感和二极管的实际损耗,实际的最大输出电流典型值将在理想值的 90% 到 50% 之间。下面各步骤为选择合适电感的较保守方法:

第一步:确定最大输出电流为几安培; I_{OUTMAX} ;

第二步:取 $I_{PEAK} = 4I_{OUTMAX}$;

第三步:选 $L = 50/I_{PEAK}$,单位为 μH ,不使用低于 $100\mu H$ 的电感。

第四步:确保 I_{PEAK} 不超过 0.6A 或电感的最大电流额定值,取两者中较低者为准。

电感串联电阻影响效率和电压降落,高串联电阻严重限制在输入电压较低时可得到的最大电流。如果电感串联电阻较低,输出电流可达 225mA。电感和串联开关电阻在 t_{on} 期间形成一个 LR 电路,如果 L/R 时间常数小于振荡器 t_{on} ,电感的峰值电流将小于所要求的 I_{PEAK} 。

选择在整个输入电压范围内提供所需输出电流的最大电感值,选择这个最大可工作电感值将提高效率。峰值电流在 600mA 范围内的电感不需要很大,其体积大约与 1W 电阻相当,而表面安装型近似一粒碗豆大小。

2. 输出滤波电容器选择

MAX639 的输出纹波有两个成分,一个成分起因于每个 LX 脉冲对滤波电容充电所贮存的电荷,另一个成分是在流入电容和电容的等效串联电阻 (ESR) 的电流产生的。

每个振荡脉冲所传递的电荷量取决于电感值和输入电压,每个脉冲的电荷量随着电感体积的增大而降低,但随着输入电压的

降低而增加。一般而言，每个脉冲所传递的电荷量越小，输出纹波将越低。用低价格的铝电解电容，其 ESR 感应纹波可大于充电电荷所引起的纹波。因此，采用高质量的铝电解电容或钽滤波电容会使输出纹波减至最小。以适中价格获得最佳效果的方法是：使用一只 $100\mu\text{F}$ 范围内的铝电解电容，并联一只 $0.1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容。

3. 外部二极管的选择

在大多数 MAX639 电路中，外部二极管中的电流改变每次 LX 断开时从 0 到其峰值的突变，要避免过量损耗，二极管必须有快速导通时间。对峰值电流低于 100mA 的低功率电路，使用单个二极管如 IN4148 较好，而对功率较高的电路或对具有最高效率的低功耗电路，建议使用 IN5817 系列肖特基二极管。尽管 IN4001 和其它一般用途的整流管列入高电流类，但因为它们导通时间慢会导致损耗过大，故不宜使用。

五、印刷线路板的布线

MAX639 通过快速切换电感电流而工作，因此适当的输入旁路是很重要的。输入旁路电容距 V_+ 端（第 6 脚）必须小于 1cm 。如果距旁路电容太远，那么在 V_+ 端 1cm 以内必须加一个 $0.1\mu\text{F}$ 高频陶瓷电容。

MAX639 电路中的几个外部元件要经受达 600mA 的峰值电流，无论哪个元件连接到地，都存在对地跳变的电位差。当高电流流过 PC 板线路的寄生电阻时，发生电位对地跳变。一个看似接地的元件，可能对 MAX639 的地有几毫伏的电位差。这可能影响 MAX639 的纹波参数，因为误差比较器（以地为比较基准）会产生不需要的多余切换脉冲而使输

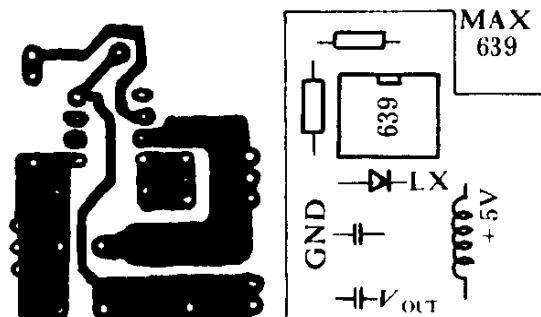


图 2-58 印刷电路板布线图和元件位置图(顶视图)

出纹波增大。所以最基本的原则是：输入滤波电容的接地线，MAX639 的 GND 端，二极管的正极和输出滤波电容的接地端必须尽可能地靠近，图 2-58 为推荐的孔化(through-hole)印刷电路板布线图，它可减小对地跳变。

第三章 电流型 DC-DC 变换器

对于开关型 DC-DC 变换器设计的最根本要求是同时实现两个相抵触的目标：既要成本低又要性能好。电流型 DC-DC 变换器集成稳压器就是为了实现这两个目标而设计的，它成本既低又具备电流型开关稳压器的全部优点，是控制绝缘式变换器、DC-DC 变换器和驱动 MOSFET 功率开关管的最佳集成控制器。

在电压型 DC-DC 控制器中，误差信号直接控制脉冲宽度而忽略了电感电流。采用电流型控制在性能上有几个优点，首先是它的输入电压前馈特性，即控制电流自动调整输入电压的变化而不需要任何误差放大器发生误差信号，因此，误差放大器可以全部用在调整电流变化上。

从集成稳压器的内部结构上来看，电流型 CD-DC 变换器的内部功率开关管的射极（或 MOSFET 的源极上）对地都接有一个电流检测电阻 R_s ，用来检测功率开关管中的电流，这个电流在检测电阻 R_s 上产生压降直接送至集成电路内的电流检测比较器和过流比较器的两个输入端。对于电感电流不间断的变换器来说，控制峰点电流几乎等于控制平均电流。

电流型控制器频率补偿容易，峰值电感电流被迫跟随误差信号变化，只有在误差信号变化时，峰值电感电流才变化。迫使电路中的电感器起恒流源的作用，系统的命令可减至一个，消除了 90° 的相移。

直接限制误差放大器的正振幅就能使以单个脉冲为基础的峰值电流得到限制。

瞬态电压调整率在电流型控制中得到极大的改善。输入电压的变化引起电感器电流斜坡的变化，这意味着电感器电流到达峰

值所需的时间自动变化，而不需要误差放大器输出变化。因为瞬态响应受误差放大器响应的限制，所以当集成电路内的误差放大器输出不变时，就得到了良好的电压瞬态响应。

采用电流型控制，需要对电感器电流的斜坡进行补偿，以防止占空比大于 50% 时电路振荡，斜坡补偿还能减少低值电感器纹波的噪声敏感度，防止电感器电流的高次谐波振荡。

电流型控制简化了限流电路，简化了的电路对误差电压的箝制可提高峰点电流的限制。在保证开关电源工作可靠性的同时，精确的电流限制能使电磁和功率半导体器件的性能更好。电流型控制的电源级由于等电流分配，变换器可以并联工作。

电流型 DC-DC 变换器在内部控制环的设计结构上与电流型脉宽调制控制器是相同的，它们之间的主要区别是：电流型 DC-DC 变换器在集成电路内制做了电流检测电阻，检测信号直接送至内部的误差放大器，而电流型脉宽调制控制器需要单独在集成电路外部的功率开关管射极（或 MOSFET 的源极）上设置。

大多数电流控制型集成电路 DC-DC 变换器是第二代和第三代脉宽调制器，它们具有大电流输出驱动级，采用了许多新的控制技术。

第一节 MAX732/MAX733 电流型 +12V/+15VDC-DC 升压变换器

一、概 述

MAX732/MAX733 是 CMOS DC-DC 开关型升压稳压器，MAX732 输出电压为 +12V，当输入电压在 4.0~9.3V 范围内变化时，输出稳定的 +12V 电压，并可提供最大 200mA 的直流电流。MAX733 输出电压为 +15V，当输入电压在 4.0~11.0V 范

围内变化时,输出稳定的+15V电压,提供最大125mA的直流电流,满负荷效率典型值为85%~92%。为了充分发挥其功能,只需接一只50 μ H的电感,因此不需考虑有关电感器的设计。当环境温度、输入电压和负载变化时,能确保其精度。MAX732/MAX733采用电流型脉宽调制(PWM)控制器确保输出电压的精度并具有谐波噪声低的特点。空载电流的典型值为1.73mA,固定的170kHz的振荡器频率,使得对纹波和噪声的滤除变得非常容易,而且,可以选择小型的外接元件。

MAX732/MAX733的特点是具有周期循环式电流限制、过电流限制、欠压保护和可编程软启动保护等等。

1. 应用场合:

快擦写型存储器编程电源;
便携式仪器,仪表;
分布式电源系统;
计算机外部设备;
DC-DC变换器组件替换器。

2. 器件的特点

- (1) 不需外接MOSFET驱动,确保200mA负载电流(MAX733、125mA);
- (2) 170kHz高频电流型脉宽调制方式;
- (3) 小电感,不需设计外部元件;
- (4) 满负载效率典型值为85%~92%;
- (5) 过流限制和软启动保护;
- (6) 8脚双列直插和16脚宽SO封装;
- (7) 从输入4V升压;
- (8) 具有停止工作引脚。

3. 内部电路结构方框图和引脚功能图

MAX732/733的内部电路结构方框图和引脚功能图见图3-1,引脚功能说明见表3-1。

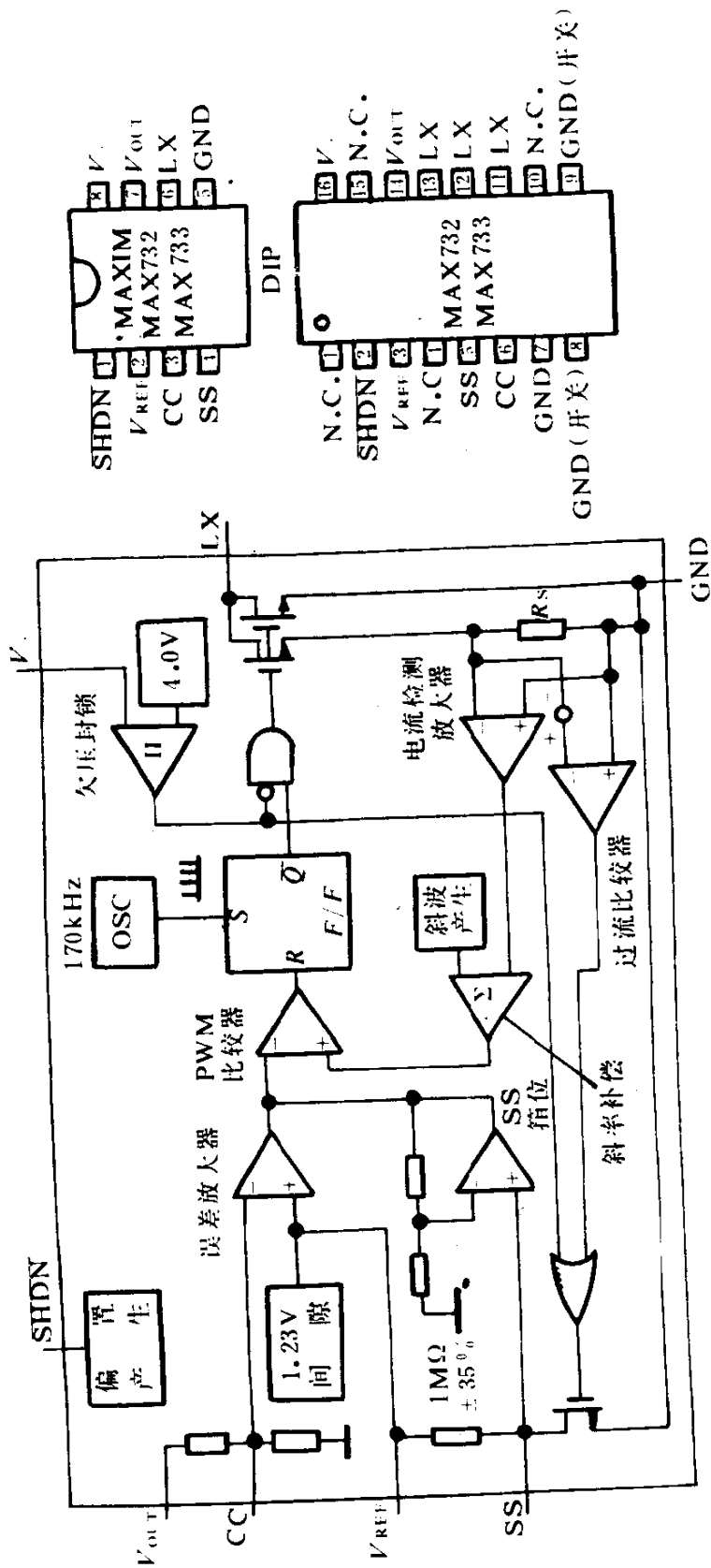


图 3-1 MAX732/733 的内部结构方框图和引脚功能图

MAX732/733 引脚功能说明

表 3-1

8 脚 DIP	16 脚宽 SO	名 称	功 能
1	2	$\overline{\text{SHDN}}$	关断-低电平有效,正常工作时接 V_+ ,当 $\overline{\text{SHDN}}$ 为低电平时输出功开关 FET 管截止
2	3	V_{REF}	基准电压输出端(+1.23V),最大负载电流 $100\mu\text{A}$
3	5	SS	软启动端,SS 和地之间跨接电容的作用是实 现软启动和短路保护
4	6	CC	补偿电容输入端,输出负反馈外部补偿
5	7	GND	地,控制电路接地端
	8,9	GND(SW)	开关地,输出功率管 FET 的地,这两个脚必须 分别接地,因为它们内部没有联在一起
6	11,12,13	LX	内部 N 沟道功率开关管 FET 的漏极
7	14	V_{OUT}	输出电压检测输入端:与 12V 或 15V 输出联 接提供反馈调节信息
8	16	V_+	供给电压输入端,由并联的 $0.01\mu\text{F}$ 瓷片电容 和 $150\mu\text{F}$ 电解电容对地旁路, $0.01\mu\text{F}$ 电容应 尽可能地和器件靠近
	1,4 10,15	N.C	空脚,内部无联接

4. MAX732/MAX733 的参数和典型特性曲线集成电路的序列参数如表 3-2 所示。

MAX732/733 的序列参数

表 3-2

元 件	温度范围(°C)	管脚封装
MAX732CPA	0~+70	8 脚塑封 DIP
MAX732CWE	0~+70	16 脚宽 SO
MAX732C/D	0~+70	微型
MAX732EPA	-40~+85	8 脚塑封 DIP
MAX732EWE	-40~+85	16 脚宽 SO

续上表

元 件	温度范围(°C)	管脚封装
MAX732MJA	-55~+125	8脚陶瓷 DIP
MAX733CPA	0~+70	8脚塑封 DIP
MAX733CWE	0~+70	16脚宽 SO
MAX733C/D	0~+70	微型
MAX733EPA	-40~+85	8脚塑封 DIP
MAX733EWE	-40~+85	16脚宽 SO
MAX733MJA	-55~+125	8脚陶瓷 DIP

MAX732/MAX733 的最大额定值参数如下:

引脚电压:

V_+, LX	+17V, -0.3V
V_{OUT}	±25V
SS, CC, \overline{SHDN}	-0.3~ $V_+ + 0.3V$

峰值开关电流(I_{LX}) 1.5A

基准电流(I_{VREF}) 2.5mA

连续耗散功率($T_A = +70^\circ C$):

塑封双列直插(高于 70°C 时, 递减 6.9mW/°C) 550mW

宽 SO(高于 70°C 时, 递减 9.5mW/°C) 760mW

陶瓷双列直插(高于 70°C, 递减 8.0mW/°C) 640mW

工作温度范围:

MAX73-C-	0~+70°C
MAX73-E-	-40~+85°C
MAX73-MJA	-55~+125°C

结 温:

MAX73-C-1E +150°C

MAX73-MJA +175°C

贮存温度范围: -65~+160°C

引脚温度范围(焊接, 10 秒): +300°C

MAX732/MAX733 的电气特性参数如表 3-3 所示。

MAX732/MAX733 的电气特性参数 ($V_+ = 5V$,

$I_{\text{负载}} = 0\text{mA}$, $T_A = T_{\text{min}} \sim T_{\text{max}}$, 典型是 $T_A = +25^\circ\text{C}$) 表 3-3

参 数	条 件		MAX732			MAX733			单 位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输出电压	$V_+ = 4.5 \sim 9.3V$ $0 < I_{\text{负载}} < 150\text{mA}$	MAX732C/E	11.52	12	12.48				V
		MAX732M	11.4	12	12.6				
	$V_+ = 6 \sim 9.3V$ $0 < I_{\text{负载}} < 200\text{mA}$	MAX732C/E	11.52	12	12.48				
		MAX732M	11.4	12	12.6				
	$V_+ = 4.5 \sim 11V$ $0 < I_{\text{负载}} < 100\text{mA}$	MAX733C/E/M				14.25	15	15.75	
		MAX733C/E/M				14.25	15	15.75	
输入电压范围			4.0	9.3		4.0	11	V	
电源调整率	$V_+ = 4 \sim 9.3V$		0.20						%/
	$V_+ = 4 \sim 11V$					0.20			V
负载调整率	$I_{\text{负载}} = 0 \sim 100\text{mA}$		0.0035			0.0035			%/mA
效 率	$V_+ = 5V, I_{\text{负载}} = 100\text{mA}$		88			88			%
电源电流	包括开关管电流		17	3.0		17	3.0	mA	
稳定电流	$\overline{\text{SHDN}} = 0$, 全部电流		70	100		55	100	μA	
	$\overline{\text{SHDN}} = 0 \sim V_+$		6			6			
关闭输入端门限值	V_{IH}		$V_+ - 0.5$			$V_+ - 0.5$			V
	V_{IL}		0.25			0.25			
关闭输入端漏电流			1.0			1.0			μA
短路电流			1.5			1.5			A
欠压封锁			3.7	4.0		3.7	4.0	V	
LX 通态阻抗	$I_{\text{LX}} = 500\text{mA}$		0.5			0.5			Ω
LX 漏电流	$V_{\text{DS}} = 12V$		1.0			1.1			μA
基准电压			1.15	1.23	1.30	1.15	1.23	1.30	V
基准电压漂移	$T_A = T_{\text{min}} \sim T_{\text{max}}$		50			50			ppm/ $^\circ\text{C}$
振荡器频率			130	170	210	130	170	210	kHz
补偿管脚阻抗			7500			7500			Ω

MAX732/MAX733 的典型特性曲线如图 3-2 所示。

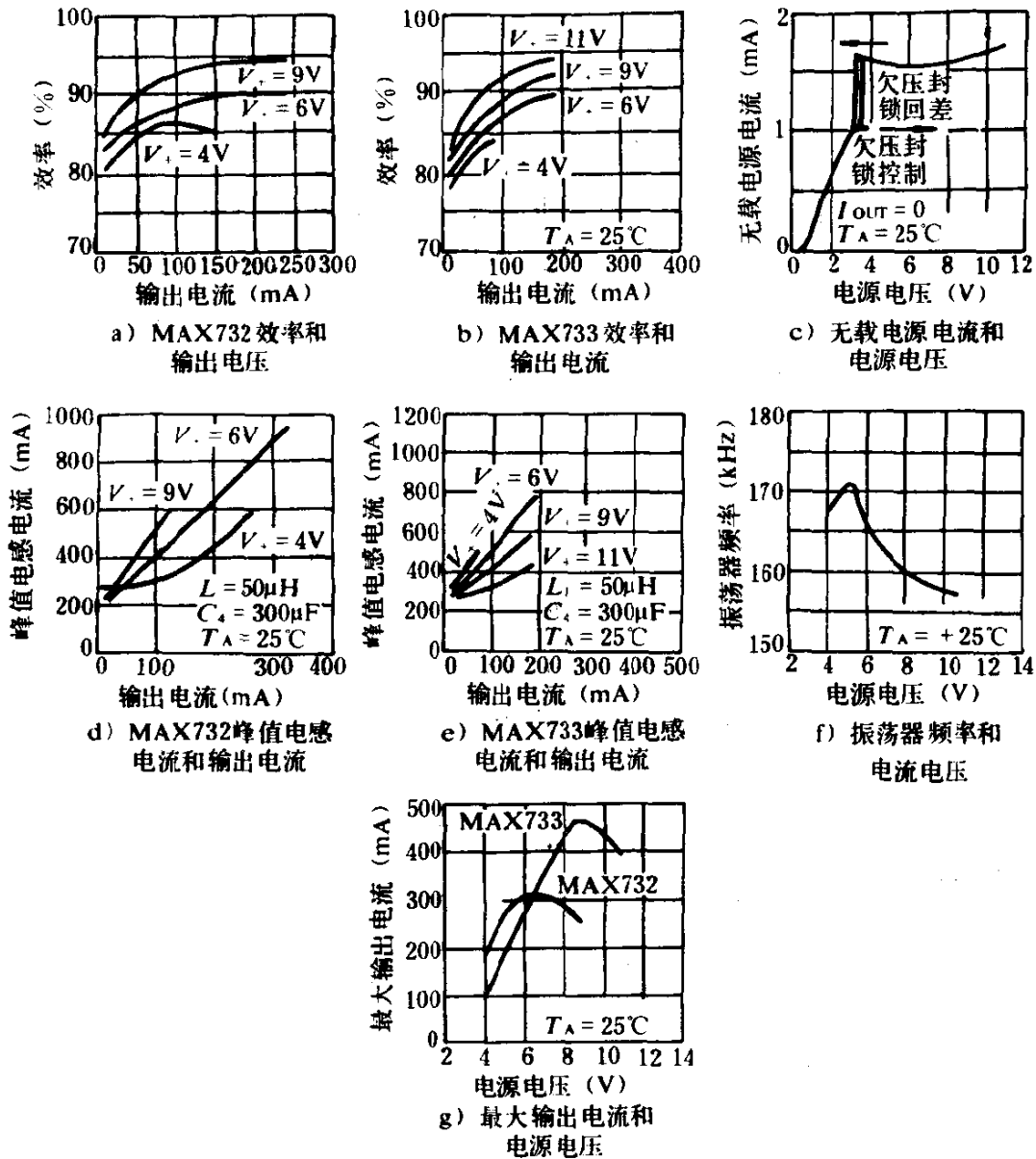


图 3-2 MAX732/MAX733 的典型特性曲线

二、MAX732/MAX733 的工作原理

MAX732+12 开关稳压电源采用电流型脉宽调制控制系统，该系统带有一个简单的升压调整器，可将一个不稳定的 4.0~9.0V DC 电压转换成一个稳定的 +12V 电压。MAX733 的工作原理和 MAX732 一样，它可将输入端提供的 4.0~11.0V 的 DC 电压转换成稳定的 +15V 电压。电流型 PWM 设计提供了周期循环式限流和良好的负载响应特性。

控制器由两个反馈回路组成:其一是内部(电流)反馈回路,通过电流检测电阻 R_s 和放大器监控开关电流。另一个是外部的电压反馈回路,通过误差放大器监控输出电压。内部反馈回路实现周期循环式电流限制,当开关电流达到某个预先设定的门限值时,它将缩短功率管的导通时间。这个门限值由外部反馈回路确定,例如一个下降的输出电压将产生一个误差信号,这个误差信号将使门限值抬高,从而使其在每个周期内可以贮存和转换更多的能量。

1. 可编程软启动

接在软启动引脚(SS)上的电容器 C_1 实现一个有序的上电过程,充电电容上的电压慢慢地抬高误差放大器输出电压的箝位电压。通过缓慢地提高周期循环电流限制门限值,限制上电时的冲击电流。通过选择不同的电容值,可以控制软启动的定时, C_1 的典型值为 $0.1\mu\text{F}$,表 3-4 所列为不同的电路条件,选择不同的 C_1 值时的定时特点。

典型软启动时间

表 3-4

MAX732 电路情况			软启动时间(ms)和 $C_1(\mu\text{F})$		
V_+ (V)	I_{OUT} (mA)	$C_1(\mu\text{F})$	0.1 μF	0.47 μF	1.0 μF
4.5	0	300	57ms	115ms	123ms
6	0	300	40	80	70
9.0	0	300	29	57	44
4.5	100	300	92	348	780
6	100	300	59	209	444
9.0	100	300	29	57	60
4.5	200	300	175	713	1690
6	200	300	84	340	756
9.0	200	300	28	76	123

MAX733 电路情况			软启动时间(ms)和 $C_1(\mu\text{F})$		
V_+ (V)	I_{OUT} (mA)	$C_1(\mu\text{F})$	0.1 μF	0.47 μF	1.0 μF
4.5	0	300	90ms	208ms	251ms
6	0	300	64	135	148
9	0	300	36	67	53
12	0	300	28	49	33
4.5	75	300	157	680	1380
6	75	300	103	426	882
9	75	300	46	162	305
12	75	300	28	49	33
9	125	300	54	231	476

注释:软启动时间是 $\pm 35\%$ 精度, C_1 是软启动电容, C_4 是输出电容。

2. 过流限制

当负载电流超过约 1.5A 时通过内部反馈回路的循环限流作用使输出级关断,并同时由过电流比较器发出控制逻辑信号,启动一个 SS 周期。在每个时钟周期,输出 FET 将重新导通并企图输送电流,除非负载电流超过了循环同期或过流极限制。

必须注意的是,要想使过流保护较好的发挥作用,SS 电容不得小于 $0.01\mu\text{F}$

3. 欠压封锁

MAX732/MAX733 监视 V_+ 端的供给电压,当此电压大于 3.7V(典型值)时电路开始工作,若大于 4.0V 电路确保工作,并存在 0.25V 的回差(见典型工作特性中的 MAX732 静态无负载输入电流与输入电压的关系曲线)。当电路检测出欠压情况时控制逻辑将关断输出功率管 FET,益使 SS 电容对地放电,在输入电压恢复到欠压阈值以上之前,控制逻辑将一直使输出功率管 FET 保持在截止(关断)状态。当输入电压恢复到欠压阈值时,一个 SS 周期(软启动周期开始)。

4. 关断(停机)

当 $\overline{\text{SHDN}}$ 接地时,MAX732/MAX733 将维持在关断方式,在关断情况下,输出功率管 FET 截止,但此时仍存在一条从 V_+ 到负载的外部通路。这一通路由电感和二极管 D_1 构成,还有一条从 V_+ 到地的通路,它由电感, L_1 , 二极管 D_1 和 V_{OUT} 端的内部反馈电阻构成,内部基准电路关断,这将导致 SS 电容放电。在关断方式这种集成电路的等待电流典型值为 $6\mu\text{A}$ 。为了使集成电路能正常工作必须把 $\overline{\text{SHDN}}$ 接在 V_+ 端,当 MAX732/MAX733 退出关断状态时,将触发一个新的软启动周期。

5. 内置基准电压

+1.23V 的带隙基准电路在 V_{REF} 端提供最大 $100\mu\text{A}$ 的电流,必须在 V_{REF} 和地之间接一只旁路电容器。

6. 振荡器

内部振荡器典型工作频率为 170kHz,在整个军用温度范围内

的温度稳定性大约为 $0.06\%/^{\circ}\text{C}$ 。

三、应用电路介绍

1. 工作于连续导通方式下标准的 12V 或 15V 输出升压型变换器的应用

图 3-3 所示为标准的 12V 或 15V 升压型应用电路,它工作于连续导通工作方式。这个电路在其整个允许供电,负载和温度范围内可以正常工作,其外接元件及取值示于图中,所有这些外接元件对 MAX732/MAX733 均适用。

MAX732 在输入供电为 $4.5\sim 9.3\text{V}$ 时,可以确保输出 150mA 电流,而当输入为 $6.0\sim 9.3\text{V}$ 时可确保输出 200mA 电流。MAX733 在输入为 $4.5\sim 11.0\text{V}$ 时可提供 100mA 输出电流,而当输入为 $6.0\sim 12\text{V}$ 时,可提供 125mA 电流,两种器件在供电低至 4.0V 时仍可稳压,但最大输出电流将下降。

连续导通工作方式提供的输出电压比非连续导通工作方式提供的输出要“干净”得多,这是因为,纹波幅度的峰-峰值被大大地减小,并且纹波的频率被振荡器频率固定。这两个原因使得输出电压中的噪声比较容易滤除,尽管如此,在连续导通工作方式下,仍需附加外接补偿电容和旁路电容,如图 3-3 所示。

2. +12V 快速存贮器编程电源

图 3-4 所示为一简单的 $+12\text{V}\pm 4\%$ 、120mA 快速存贮器编程电源,采用较小的 $18\mu\text{H}$ 的电感,使电路工作于非连续导通方式,这种模式允许使用较小的输入、输出滤波电容,并可省去几个在标准应用电路中使用的旁路电容和补偿电容。这将使得电路对印刷电路板误差不那么敏感。编程由接在 MAX732 $\overline{\text{SHDN}}$ 引脚上的来自微处理器的输入信号控制,当 $\overline{\text{SHDN}}$ 端为高电平时,输出电压上升至 12V,这个输出电压接在快速存贮器的 V_{PP} 端上,此时,对快速存贮器编程。当 $\overline{\text{SHDN}}$ 为低电平时,输出电压下降至比 V_{in} 约低一个二极管压降。为了避免编程出错, V_{PP} 端上的电压务必保持低于 6.5V 。

对于 +5V 供电效率为 85%,电路的静态电流为 1.7mA,电路关

机状态电流为 $70\mu\text{A}$, 并且在关机状态流入 V_+ 端上的电流仅为 $6\mu\text{A}$ 。

3. 双电池供电 +12V 快速存贮器编程电源

图 3-5 电路在电池电压为 1.8V 时, 可以提供 $+12\text{V}$ 的电压, MAX732 和电源电压输入端 (V_+) 和编程控制端 ($\overline{\text{SHDN}}$) 由 $+5\text{V}$ 逻辑电源维持工作, 而通过电感联接的电压直接由电池提供。

这种电路是为 60mA 以下的应用设计的, 当 V_{BATT} 低于 2.0V 时, 输出电流不大于 80mA 。

四、外接电路元件的选择

1. 电感器的选择

MAX732/MAX733 不需专门设计电感器, 采用一个 $50\mu\text{H}$ 的电感即可确保高效率地输送电气特性上所列的功率, 也可以使用 $47\mu\text{H}$ 电感。对于 200mA 负载电流的情况, $50\mu\text{H}$ 电感器的递增饱和电流额定值必须大于 500mA , 在小功率应用情况下, 可选择使用较小的电感值, 使用表面安装电感器的性能几乎达到了与大尺寸空心电感器同等的水平。

2. 输出滤波电容的选择

选择输出滤波电容的主要标准是所选择的电容器应该具有效低的等效串联电阻 (ESR), 输出电容的 ESR 和电感电流的变化量之积将决定输出电压上高频纹波的幅度。当选用 $50\mu\text{H}$ 电感时, 为了在整个工作电流范围内保证纹波的峰值小于 50mV , 电容的 ESR 应小于 0.25Ω 。此外, 为了维持交流稳定性, 输出滤波电容的 ESR 应尽可能地减小到最低程度。为了在满负载情况下保持稳定, 输出电容的值应大于 $300\mu\text{F}$, 可以把两只 $150\mu\text{F}$ 的电容并联使用, 对于负载较小的情况, 电容的值可以适当的减小。

3. 其它元件

二极管应选用肖特基二极管和高速硅整流管, 其电流额定值不能低于 500mA (对于 200mA 负载电流), IN5817 是较好的选择。CC 输入端的两个补偿电容的取值是正合适的, 因为它们能确

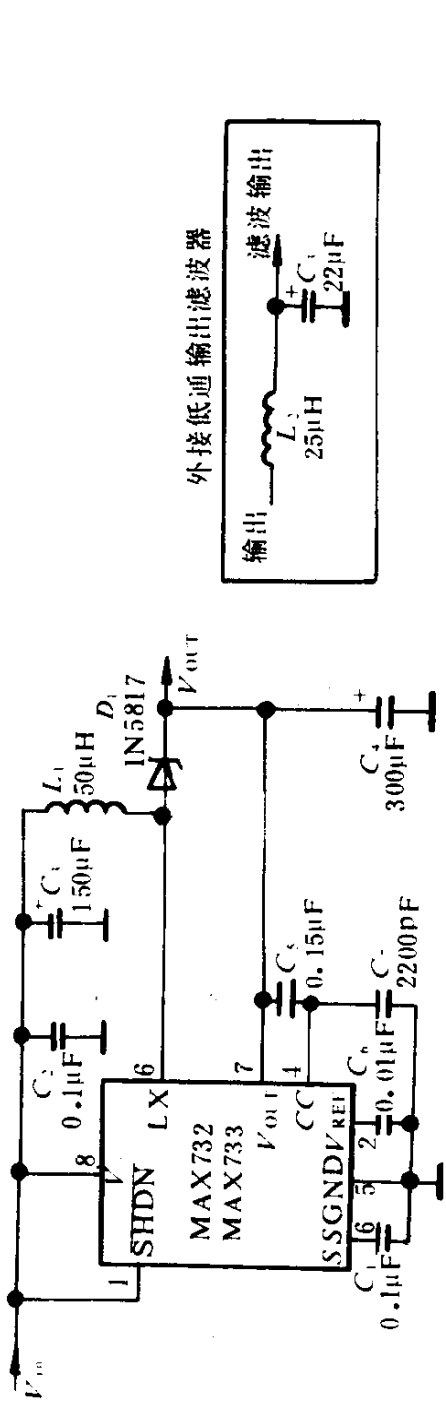


图 3-3 标准的升压应用电路

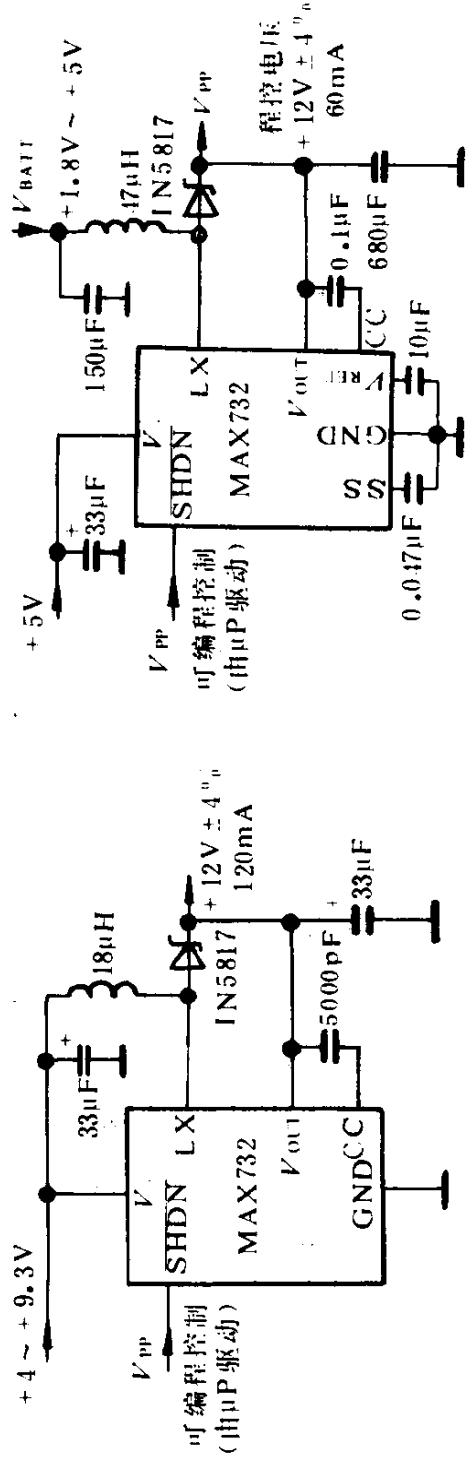


图 3-4 快速存储器编程电源

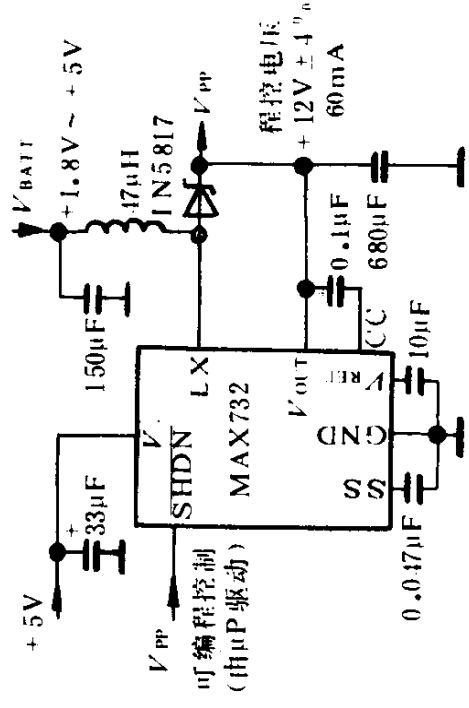


图 3-5 双电池供电+12V快速存储器编程电源

保提供最佳的瞬态响应。

4. 输出电压纹波的滤除

可以在输出端接一低通 π 型滤波器,它可以把输出电压中的纹波减少至大约 $5\text{mV}_{\text{P-P}}$ 。该滤波器的截止频率为 21kHz 。由于此滤波器的电感与输出端负载串联,它的电阻应尽可能小,以避免产生较大的电压降。

五、印刷电路板的布局

好的电路对良好、稳定的工作是必需的,在图 3-6 中的表面安装布局 and 元件位置图已在广泛的工作条件范围内被成功地测试过,这里所示出的表面安装布局是为表面安装元件而布置的,输入旁路电容必须尽可能地靠近 V_{OUT} 和 GND 引脚放置,连接“地”到输入和输出滤波电容以及连到 MAX732/MAX733 的 GND 引脚的引线必须很短,以减小分布电感。

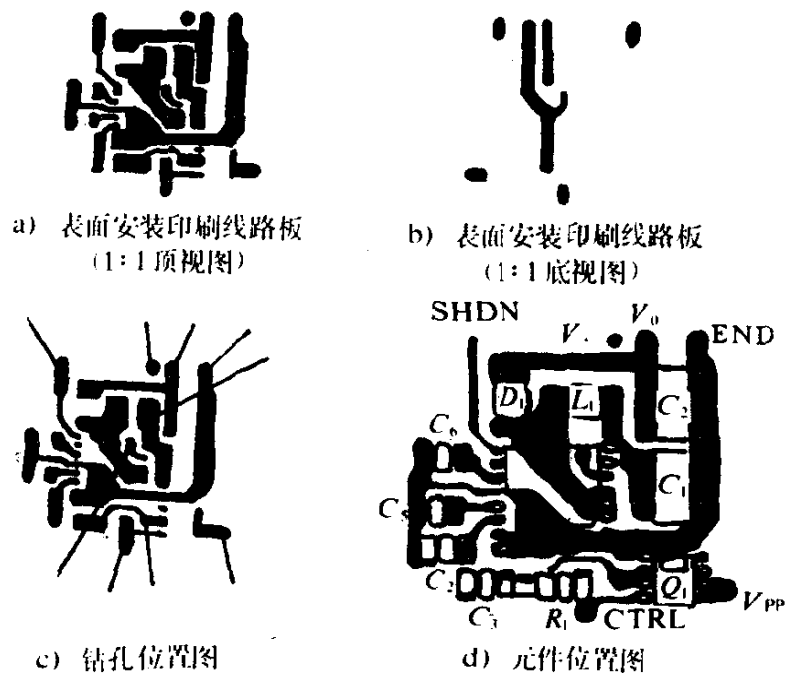


图 3-6 标准升压应用电路的印刷电路板图

六、MAX732 的评价板

一块装配好的用于 MAX732 的表面安装印刷电路板,用来作

为样板模型和性能评价,这块板可以得到+12V/120mA 的输出,这块评价板是为快速擦写型存贮器的编程器配置的,电路如图 3-7 所示,图中的所有元件,包括一个小型化的表面安装电感和滤波钽电容,它们都安装在一个类似图 3-6 布局的印刷电路板上。在板上还包含一个 P 沟道 MOSFET 开关,用来关断 MAX732 的全部输出。这块评价板的部件订货号为“MAX732E-VKIT”。

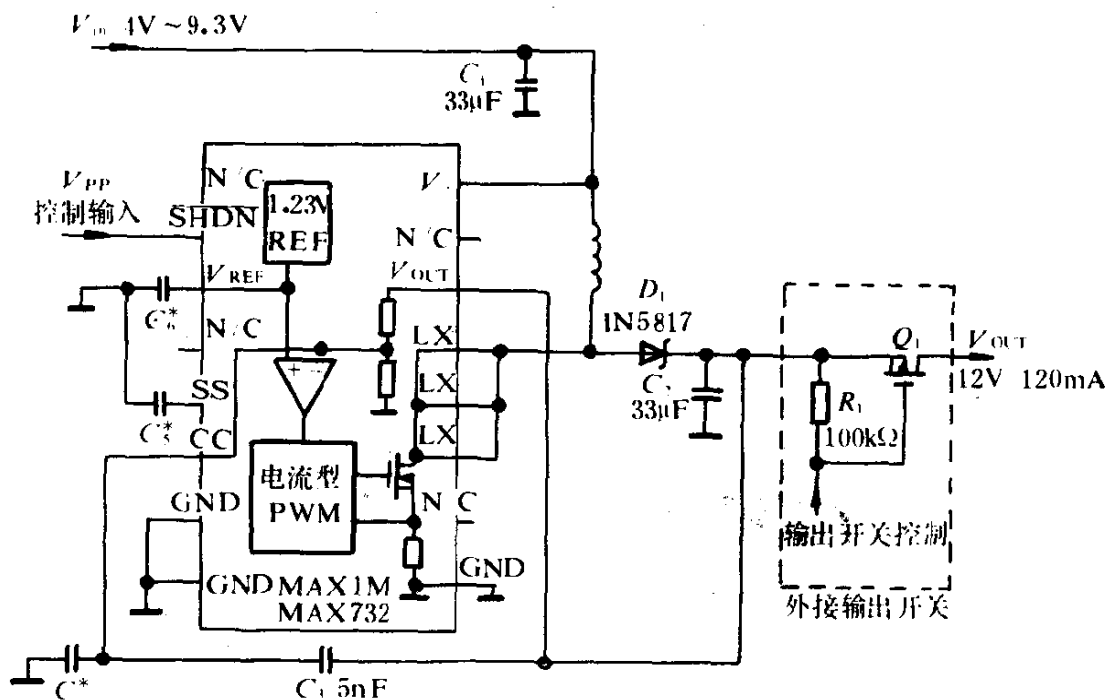


图 3-7 表面安装评价板的简化电路

第二节 MAX736/737/739/759 可调整的逆变 电流型-5V、-12V、-15V 稳压器

一、概 述

MAX736/737/739/759 是内部带有一个功率 MOSFET 的 CMOS、逆变、开关型稳压器。当输入电压为+4.5V 时,保证有 1.25W 的输出功率,当输入电压为+12V 时,保证有 2.5W 的输出功率。MAX739 静态电源电流的典型值为 1.7mA,关断状态电流

降低到 $1\mu\text{A}$ 。这些节省能量的特性以及高效率和适合微型化的应用电路,使这些器件广泛用于插件板和轻便式设备。

MAX736/737/739/759 固定输出电压分别为 -12V 、 -15V 和 -5V ,MAX759 的输出电压可以从 $0\sim-15\text{V}$ 进行调整,输出电压超过 -15V 时需要一个变压器。

这些逆变 DC-DC 变换器使用高效能、电流型、脉宽调制 PWM 控制电路,提供可靠的稳定的和低噪声输出电压,振荡器固定频率由工厂调谐到 165kHz ,使干扰易于过滤,器件的生产经过实际应用电路的测试,在全部在线、如载、温度的规定技术下,输出电压的准确率调整到 $\pm 5\%$ 。输入电压范围为 $+4.0\sim+15\text{V}$,外壳小一些类似器件,输入电压范围为 $+4.0\sim+11\text{V}$ 。

1. 器件的用途

- (1)低噪声模拟信号处理电路;
- (2)LCD 偏压电源;
- (3)ECL 电源;
- (4)插件板电平 DC-DC 变换;
- (5)电池供电的设备;
- (6)计算机外部设备。

2. 器件的特点

- (1)预置 -5V 、 -12V 、 -15V ,或者可调输出电压;
- (2)将正电压变换为负电压;
- (3)保证输出功率 1.25W ;
- (4)效率典型值 83% ;
- (5)静态电流 1.7mA (MAX739);
- (6)关断状态电流 $1\mu\text{A}$ (MAX739);
- (7)输入电压范围 $+4\sim+15\text{V}$;
- (8) 165kHz 电流型 PWM-低噪声,低起伏;
- (9)具有欠压封锁和软启动保护。

3. 引脚功能和功能说明

MAX736 系列集成电路的引脚功能如图 3-8 所示,各引脚功

能说明见表 3-5, 序列参数见表 3-6。

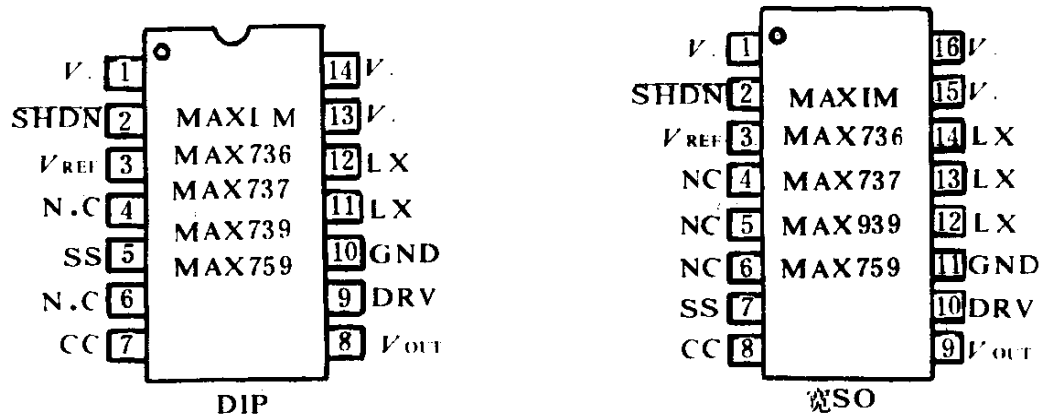


图 3-8 MAX736 系列引脚功能

引脚功能说明

表 3-5

引 脚		名 称	功 能
14 脚 DIP	16 脚 SO		
1、13、14	1、15、16	V_+	电源电压正极输入端, 所有 V_+ 引脚连在一起, 至少用 $0.1\mu\text{F}$ 的旁路电容接在 V_+ 和引脚上
2	2	SHDN	关断控制。接 V_+ 为正常工作, 接地则关断
3	3	V_{REF}	基准电压输出 = +1.23V, 为外部负载提供 $125\mu\text{A}$ 电流
4、6	4、5、6	N.C.	空, 内部没有连接
5	7	SS	软启动
7	8	CC	补偿输入。CC 是误差电压放大器的输入端, 且保持在实际上的接地, MAX759 的 CC 脚接一个外部电阻分压器
8	9	V_{OUT}	输出电压反馈终端(实际上是一个输入端), 在 MAX736/737/739 中连接到一个内部电阻, 而在 MAX759 中则不连接
9	10	DRV-	负驱动电压输入端, 它是驱动功率管 FET 的推挽级的电源线负端
10	11	GND	地线
11、12	12、13、14	LX	开关脉冲输出端——内部 P 沟道 MOSFET 漏极, 所有 LX 脚接在一起

序列参数

表 3-6

元 件	温度范围 (°C)	管脚封装	元 件	温度范围 (°C)	管脚封装
MAX736CPD	0~+70	14 脚塑封 DIP	MAX739CPD	0~+70	14 脚塑封 DIP
MAX736CWE		16 脚宽 SO	MAX739CWE		16 脚宽 SO
MAX736C/D		微型	MAX739C/D		微型
MAX736EPD	-40~ +85	14 脚塑封 DIP	MAX739EPD	-40~ +85	14 脚塑封 DIP
MAX736EWE		16 脚宽 SO	MAX739EWE		16 宽 SO
MAX736MJD	-55~ +125	14 脚陶瓷 DIP	MAX736MJD	-55~ +125	14 脚陶瓷 DIP
MAX737CPD	0~+70	14 脚塑封 DIP	MAX759CPD	0~+70	14 脚塑封 DIP
MAX737CWE		16 脚宽 SO	MAX759CWE		16 脚宽 SO
MAX737C/D		微型	MAX759C/D		微型
MAX737EPD	-40~ +85	14 脚塑封 DIP	MAX759EPD	-40~ +85	14 脚塑封 DIP
MAX737EWE		16 脚宽 SO	MAX759EWE		16 脚宽 SO
MAX737MJD	+55~ +125	14 脚陶瓷 DIP	MAX759MJD	+55~ +125	14 脚陶瓷 DIP

二、MAX736 系列的最大额定值和电气特性参数、典型特性曲线

1. 最大额定值参数如下：

电源电压(V_+ 到 GND)(注 1)

MAX739/759	15.5V, -0.3V
MAX736	9.5V, -0.3V
MAX737	6.5V, -0.3V

输入/输出最大差值		
MAX736/737		22V
MAX739/759(非自举电路)		22V
MAX739/759(自举电路)		17V
负驱动电压 DRV_-		-17V, +0.3V
开关电压(LX 到 V_+)		-22.5V, +0.3V
反馈电压(V_{OUT} 到 GND)		$\pm 50V$
辅助输入电压(SS、CC、 \overline{SHDN} 至 GND)		-0.3V ~ (V_+ +0.3V)
峰值开关电流(I_{LX})		2.5A
基准电流		2.5mA
连续功率损耗($T_A = +70^\circ C$)		
14 脚塑封 DIP(+70°C 以上递减 10mW/°C)		800mW
16 脚宽 SO(+70°C 以上递减 9.52mW/°C)		762mW
14 脚陶瓷 DIP(+70°C 以上递减 9.09mW/°C)		727mW

结温

MAX73-/759E/C	+150°C
MAX73-/759MJD	+175°C
贮存温度范围	-65 ~ +160°C
引线温度(焊接, 10 秒)	+300°C

注:输出电压超过-5V 或者自举电路工作可允许降低电源电压。

2. MAX736 系列集成电路的电气特性分两种情况:

(1) 自举型电路的电气特性, 见表 3-7, $V_+ = 5V$, $I_{负载} = 0mA$, $DRV_- = V_{OUT}(-5V)$ (MAX739/MAX759), $T_A = T_{min} \sim T_{max}$, 除非另有说明。

(2) 非自举电路电气性能, 见表 3-8, $T_A = T_{min} \sim T_{max}$, 除非另有说明。

3. MAX736 系列集成电路的部分典型工作特性曲线如图 3-9a)~i) 所示, 由于 MAX736、MAX737、MAX739、MAX759 各特性曲线不完全相同, 没有把它们一一列出。

MAX736 自举型电路电气特性

表 3-7

参 数	测 试 条 件		最小 典型 最大	单位
输入电压范围	$DRV \geq -7V$	MAX736	4.0 8.6	V
	$DRV \geq -10V$	MAX737	4.0 5.5	
	$DRV \geq -5.25V$	MAX739/759	4.0 11.0	
输出电压	$V_+ = 4.5 \sim 8.6V$ $I_{负载} = 0 \sim 100mA$	MAX736	-11.4 -12.6	V
	$V_+ = 6 \sim 8.6V$ $I_{负载} = 0 \sim 125mA$		-11.4 -12.6	
	$V_+ = 4.5 \sim 5.5V$ $I_{负载} = 0 \sim 100mA$	MAX737	-14.25 -15.75	
	$V_+ = 4.5 \sim 11V$ $I_{负载} = 0 \sim 250mA$	MAX739	-4.75 -5.25	
		MAX759(注 1,2)	-4.775 -5.225	
输出电流	$V_+ = 4.5 \sim 8.6V$	MAX736	100	mA
	$V_+ = 6V \sim 8.6V$		125	
	$V_+ = 4.5 \sim 5.5V$	MAX737	100	
	$V_+ = 4.5 \sim 11V$	MAX739/759 (注 1)	250 350	
	$V_+ = 6 \sim 11V$		300 500	
电源电流		MAX736	4.2 6.0	mA
		MAX737	6.1 9.5	
		MAX739	1.7 3.5	
		MAX759	2.2 4.0	
备用电流	$V_{SHDN} = 0V$ (注 3)		1.0	μA
SHDN 逻辑高电压			$V_+ - 0.5$	V
SHDN 逻辑低电压			0.25	V
SHDN 输入电流			0.1 1.0	μA
LX 漏电流			10	μA
欠压封锁	在 V_+ 处测量		3.7 4.0	V
基准电压	(注 2)		1.16 1.23 1.30	V
基准电压温漂			50	ppm/ $^{\circ}C$
补偿脚阻抗			6	k Ω
振荡器频率		MAX736/739	145 165 185	kHz
		MAX737/759	145 185 220	

注:表注见表 3-8 表注

非自举型电路电气特性

表 3-8

参 数	测 试 条 件		最小	典型	最大	单位
输入电压范围		MAX736	4.0		8.6	V
		MAX737	4.0		5.5	
		MAX739/759	4.0		15.0	
输出电压, 无负载 (注 1)	$V_+ = 4 \sim 8.6V$	MAX736	-11.40		-12.60	
	$V_+ = 4 \sim 5.5V$	MAX737	-14.25		-15.75	
	$V_+ = 4 \sim 15V$	MAX739	-4.75		-5.25	
		MAX759 (注 1)	-4.775		-5.225	
输出电流	$V_+ = 8.6V$	MAX736		200		mA
	$V_+ = 5.5V$	MAX737		165		
	$V_+ = 12V$	MAX739/759		550		
电源电流, 无负载	$V_+ = 5V$	MAX736/739	1.6		3.0	mA
		MAX737	2.5		4.5	
		MAX759	2.1		4.0	

注: 1. MAX759 输出电压的测试是使用一个外部电阻分压器设置输出电压为 $-5V$ 来进行的, 见可调输出电压电路图 $R_1 = 15k\Omega, R_2 = 3.69k\Omega$ 。

2. 输出电压的公差为 $\pm 4.5\%$, 外加外部反馈电阻的公差。

3. 由于测试方法的局限性宁可辅助电源电流规定设置为 $100\mu A$, 也不使用实际器件的特性曲线, 双 Σ 分配的辅助电源电流小于 $100\mu A$ (在温度范围内)

三、原理框图和工作原理说明(见图 3-10)

MAX736/737/739/759 是单片 CMOS 集成电路, 包含有一个电流型 PWM 和一个 1.5AP-沟道功率开关管 MOSFET, 电流型控制提供了优良的线路瞬变响应特性和交流稳定性。开关晶体管是一种具有电流检测功能的 MOSFET, 它从整个电源中分离出一小部分作为电流极限值检测。过流检测电阻 R_{SENSE} 与过流检测比较器的反相输入端, 同相输入端相连, 当检测电阻上的压降超过比较器的门槛值时, 比较器会输出一个低电平。电路中的过流检测放大器两个输入端也连到检测电阻上, 与过流比较器的两个输入端

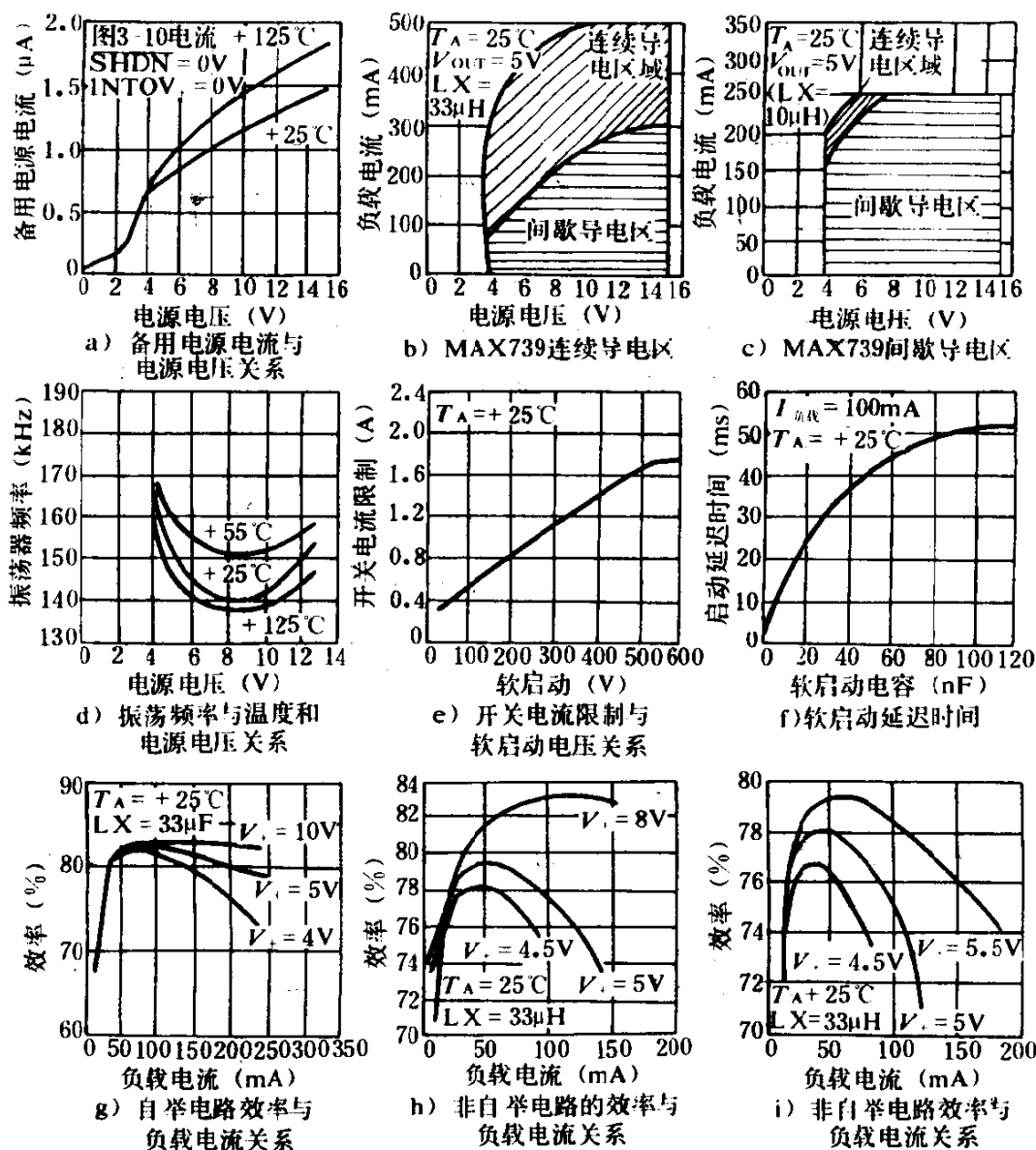


图 3-9 MAX736 系列部分典型特性曲线

并联。过流检测放大器的输出送至斜率比较器的输入端，与斜面产生器送出的锯齿波信号迭加。欠压比较器的一个输入端接 3.7V 的基准电压，另一个输入端接集成电路电源的 V_+ 端用来监控电源电压，当 V_{in} 低于 3.7V 时封锁集成电路的输出，当 V_{in} 恢复到 4V 以上时，集成电路会重新软启动投入工作。振荡器 OSC 产生 165kHz 的振荡频率送至 R-S 触发器的 S 端。

四、典型应用介绍

1. 基本应用电路

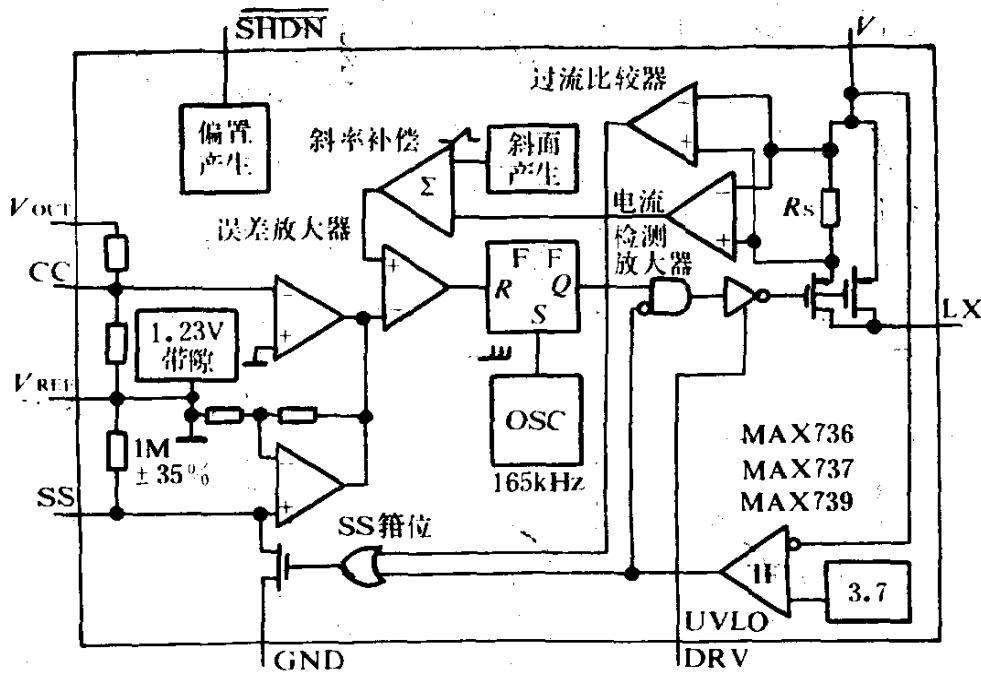


图 3-10 MAX736/737/739 详细框图

MAX736 系列集成电路的基本应用电路见图 3-11, 其中图 3-11a) 为标准应用电路, 图 3-11b) 为间歇导电型应用电路。标准应

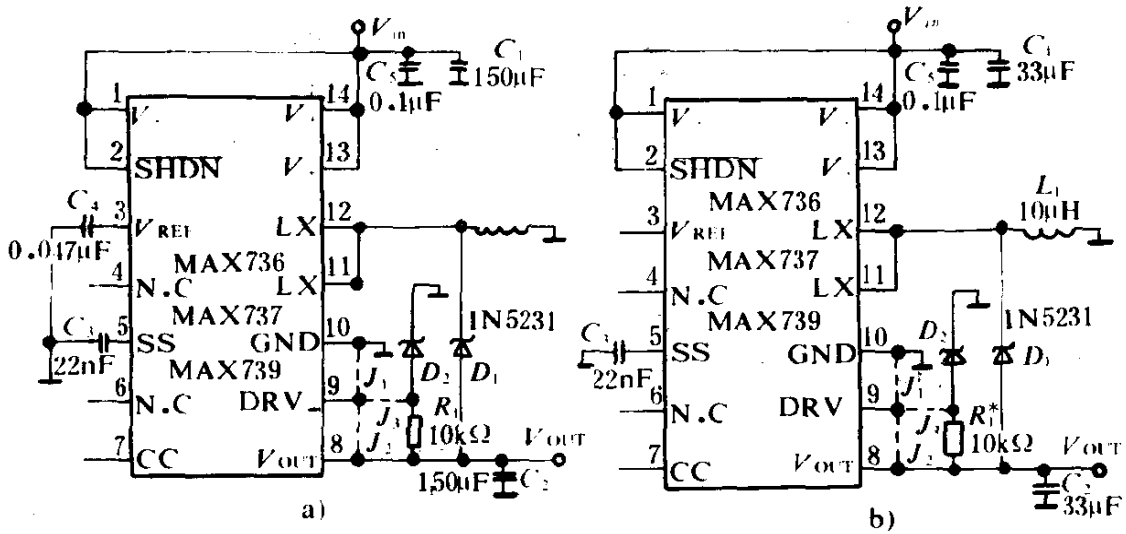


图 3-11

a) 标准应用电路

b) 间歇导电型应用电路

用电路比间歇型应用电路能获得更大的输出功率和稍微低一些的噪声, 然而需要体积较大的元件, 间歇型的输出电流要比标准型小三分之一 (在 $V_+ = +5V$ 时为 200mA 对 300mA), 但可以使用小得多的元件。在最大占空比为 90% 时, 可以通过选择较大或较小

的电感器电感量,使电路工作在连续方式(CCM)或间歇(DCM)。在CCM时电感器中的电流绝不会衰减到0。在DCM时,电感器中电流的斜度相当陡峭,因而晶体管关断之前它衰减到零。CCM允许MAX736系列集成电路提供最大负载电流,而且噪声也比DCM稍低一些,因为它不会出现电感器电流达到0时所发生的衰减振荡。但是,DCM允许输出滤波电容器容量小一些,因为没有持续反馈通过电感器。

(1)AC补偿

回授稳定性的补偿主要是由滤波电容和负载电阻形成的控制电路提供。在回路响应时输出滤波电容的ESR趋近为0,使回路趋于不稳定,为了在最低电源电压时提供全负荷,150 μ F电容器(C_2)在允许的工作范围内应该有0.5 Ω 的最大ESR。工作在高输入电压,小电感量(最低限度应足以强迫电路工作在间歇导电方式)或者输出电流低于满负载能力时,降低对大滤波电容的需要,钽电容有很低的ESR,小的电容量就能满足要求。

(2)软启动过程

加到SS脚的电压限定了开关电流峰值的极限值(见典型工作特性曲线),在SS脚上外接一个电容器能保证输出电压有规则地建立起来。通过内部一个1M Ω 电阻器,SS脚被拉到 V_{REF} ,将SS脚的电压箝位到小于 V_{REF} ,使外部电流最大极限值限定在小于正常值。无论是欠压封锁还是过流故障状态都会触发集成电路内的一个晶体管,使SS脚上的电容器能对地泄放电荷,准备开始再一次软启动,SS脚上的电容器最小应为10 μ F,当启动时电感器如电流峰值较小,这个电容器可以省去不用。

(3)电感选择

实用的标称电感值在10~50 μ H范围,电感量小会迫使电路以间歇方式工作。电感器必须大于开关电流峰值的饱和电流额定值,MAX739内部有一个斜率补偿电路为电流型PWM提供AC补偿,这个内部斜率补偿电路是为33 μ H的固定电感器提供理想的斜率补偿。

2. 自举/非自举型电路

在设计 MAX736 系列集成电路的应用电路时,可以把 DRV 一脚接地或是接负电压,最重要的考虑是自举电路。DRV 一脚的连接关系能确定输入电压范围,输出的功率以及按照典型工作特性和电特性的说明确定电源静态电流。DRV 一脚连接到内部驱动 MOSFET 门的驱动级的电源线负端,增大加到 DRV 一脚的负电压可降低 MOSFET 导通电阻,但是由于栅源电压变动较大,电源电流将较大。 V_+ 和 DRV_- 两脚间的电压差值规定不得超过 17V 的极限范围。MAX736/737/759 采用图 3-12 电路,使用一个齐纳分流器,就可获得适当的中等自举电压电平。

3. 可调输出电压电路

电路见图 3-13。选择外部电阻分压器 R_1 、 R_2 ,MAX759 的输出

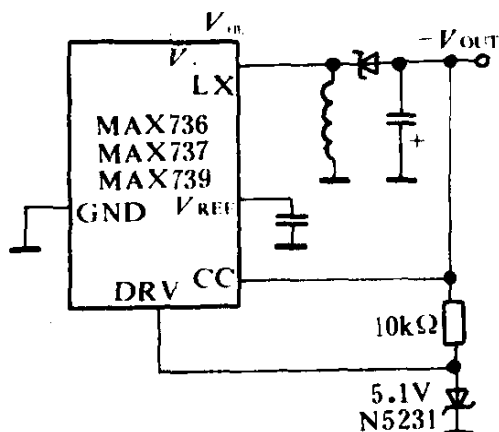


图 3-12 MAX736 齐纳自举电路图

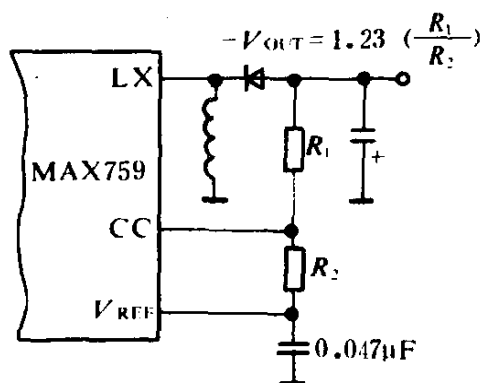


图 3-13 MAX759 可调输出电压电路

电压可从 $0 \sim -15V$ 之间进行调节。输出电压超过 $-15V$ 时,需要一个变压器在过压时保护功率 MOSFET。从输出端到 CC 脚可接一补偿电容器(典型值 $10nF$)及 R_2 反馈电阻($5 \sim 15k\Omega$)得到最理想的瞬变响应特性。这个电路要注意不同输入电压和输出电压之间的绝对最大额定值。

4. +5V 降压应用电路

MAX739/MAX759 也能作为输出正电压的降压型稳压器工作,电路见图 3-14,因为它们的电源电流流入负载,+5V 降压电路甚至在低负载电流也具有良好的效率,从 $3mA \sim 1A$ 的满负载能

力效率可达 60%~85%。但是,它需要最小 3mA 的负载电流,输入电压范围为 9~21V。如果输入不超过 15V,为了获得更高的效率,DRV 脚可接地,且省去齐纳二极管。

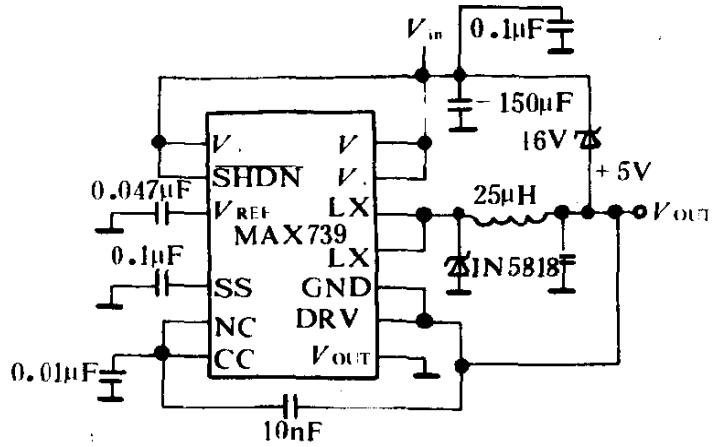


图 3-14 MAX739 +5V 降压应用

5. -24V LCD 电源

这个电路产生一个可调整的驱动 LCD 显示的负电压,在一

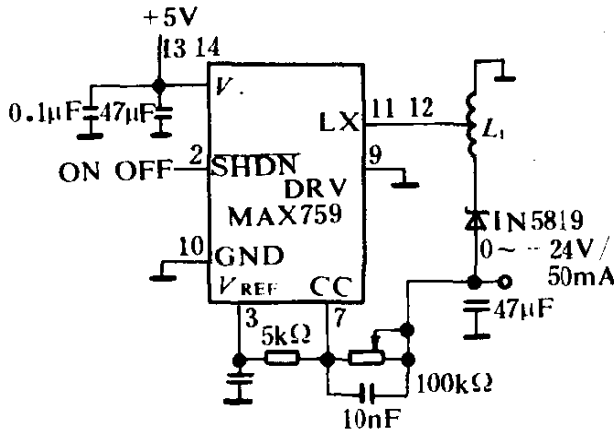


图 3-15 -24V LCD 电源

24V 时提供 30mA 电流,效率为 80%,电路见图 3-15。一个简单自耦变压器安全地将输出电压升高到超过内部功率管 MOSFET 电压击穿额定值。自耦变压器(抽头电感器)是一个小型圆环,直径 0.25 英寸。由于优良的磁耦合而减少了绕组圈数,这种采用自耦变压器的方法比回授变压器稍微好一些。

第三节 MAX742 双路输出电流型 +5V 到 ±12V 或 ±15V 开关稳压器

一、概述

MAX742DC-DC 变换器是一个双路输出电源控制器,其功率

范围为 3W 到 60W。MAX742 用简单的双端电感而不是变压器，可在各种线路电压，温度和负载电流的条件下将两路输出分别稳定到 ±4% 以内。

MAX742 在很宽的负载范围内，具有很高效率，可达 92%。两条独立的 PWM 型电流反馈环路提供可靠的调整和无谐波噪声工作，可工作于 100kHz 或 200kHz。因此，它可与小而轻巧的外部元件配套使用，纹波和噪声也很易滤除。MAX742 可在从 4.2V 到 10V（带附加元件可更高）的输入范围内提供稳压输出。

由 MAX742 直接驱动的外部功率 MOSFET 受周期循环型过流检测保护，具有欠压封锁，热关闭，可编程软件启动，有配套的电感和电容器可供选用。

1. MAX742 的应用场合

- (1) DC-DC 变换器；
- (2) 分布功率系统；
- (3) 计算机外部设备。

2. 管脚结构功能说明

MAX742 有四种封装外形，分

别为 20 脚 DIP、20 脚宽 SO、微型片状、20 脚金属陶瓷 DIP。管脚功能图见图 3-16，管脚功能说明见表 3-9，序列参数见表 3-10。

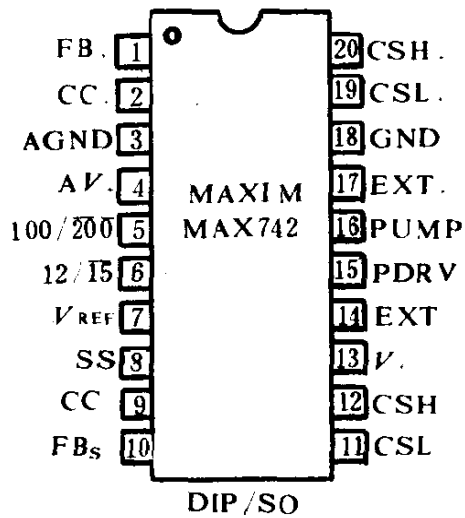


图 3-16 MAX742 管脚功能

MAX742 管脚功能说明

表 3-9

管脚号	名称	功能
1	FB+	正向反馈输入
2	CC+	正向补偿电容
3	AGND	模拟地
4	AV+	模拟电源电压输入(+5V)
5	100/200	选择振荡频率, 200kHz 接地, 100kHz 接 V+
6	12/15	选择 V _{OUT} , ±15 接地, ±12V 接 V+

续上表

管脚号	名称	功能
7	V _{REF}	基准电压输出(+2V)(强制)接 GND 或 V ₊ 会损坏芯片
8	SS	软启动定时电容(流出 5μA)
9	CC-	反向补偿电容
10	FBs	反向部分反馈输入
11	CSL-	电流检测低端(反向部分)
12	CSH-	电流检测高端(反向部分)
13	V ₊	高电流电源电压输入(+5V)
14	EXT-	推挽输出驱动外部 P 沟道 MOSFET
15	PDRV	电压输入——用于 P 沟道 MOSFET 驱动器的负电源
16	PUMP	泵驱动频率为 1/2 振荡频率的时钟输出
17	EXT+	推挽输出——驱动外部逻辑电平 N 沟道 MOSFET
18	GND	高电流地
19	CSL+	电流检测低端(正向部分)
20	CSH+	电流检测高端(正向部分)

MAX742 序列参数

表 3-10

元件	温度范围(°C)	管脚封装
MAX742CPP	0~+70	20 脚塑料 DIP
MAX742CWP	0~+70	20 脚宽 SO
MAX742C/D	0~+70	微型片状
MAX742EPP	-40~+85	20 脚塑料 DIP
MAX742EWP	-40~+85	20 脚宽 SO
MAX742MJP	-55~+125	20 脚金属陶瓷 DIP

3. MAX742 集成电路的特点

- (1)对内部电路性能保证规范;
- (2)负载电流可达 $\pm 2A$;
- (3)输入电压范围为 $4.2\sim 10V$;
- (4)在逻辑控制下从 $\pm 15V$ 切换到 $\pm 12V$;
- (5)在最大的温度、线性和负载范围内,输出容限为 $\pm 4\%$;
- (6)效率达 90% 典型值;
- (7)低噪声电流型反馈;
- (8)周期循环限流;
- (9)具有欠压封锁和软启动;
- (10) $100kHz$ 或 $200kHz$ 工作频率。

4. MAX742 集成电路的内部结构原理框图

内部结构原理框图见图 3-17,它主要由 $+2V$ 的基准电压源, $12/\sqrt{15}$ 选择器、振荡器 OSC、软启动和热关闭电路、电流检测电路、信号求和电路、推挽输出等组成。两路输出的电路结构完全相同,可以同时工作,也可以单独一路工作,在逻辑控制下输出电压可以进行切换。

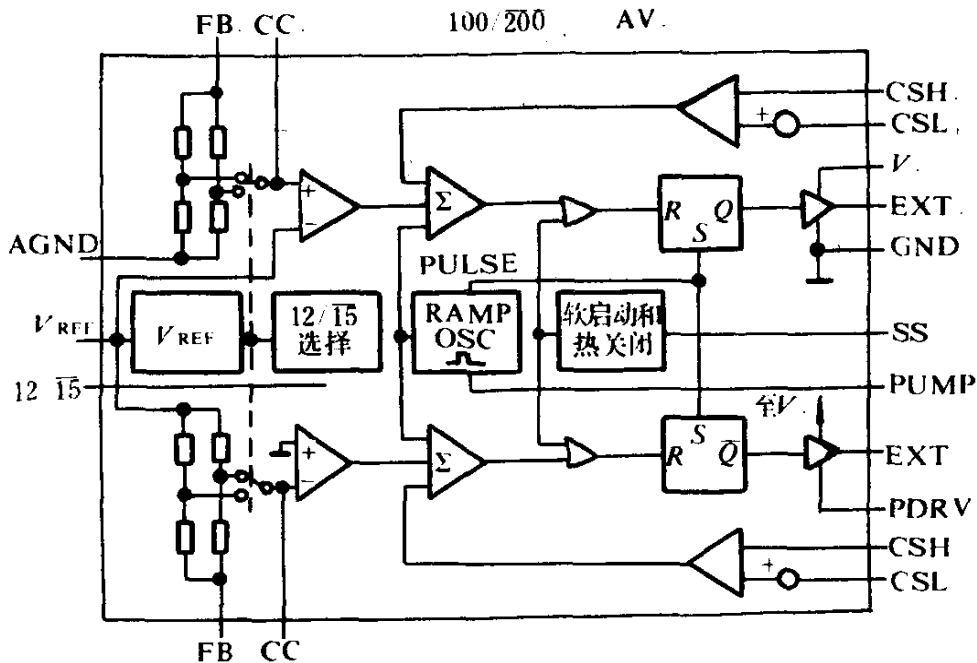


图 3-17 MAX742 内部结构原理框图

5. MAX742 的参数和典型特性曲线

最大额定值参数如下：

V_+, AV_+ 到 AGND、GND $-0.3 \sim +12V$

PDRV 到 V_+ $+0.3 \sim -17V$

FB_+, FB_- 到 GND $\pm 25V$

输入电压到 GND

($CC_+, CC_-, CSH_+, CSL_+, CSH_-, CSL_-, SS, 100/200k, 12/$

15) $-0.3 \sim (V_+) + 0.3V$

输出电压到 GND (EXT $_+$, PUMP) $-0.3 \sim (V_+) + 0.3V$

EXT $_-$ 到 PDRV $-0.3 \sim (V_+) + 0.3V$

到 75°C 的功率 (任意封装) 500mW

75°C 以下 10mW $^+ / ^\circ C$

引线 $+300^\circ C$

性参数见表 3-11, 典型工作特性

曲线见

气特性

表 3-11

$\langle V_+ \rangle < 15.5V$

$\sqrt{15} = 0, T_A = T_{min} \sim T_{max}$ 除非另作说明)

(图 3-20 见

参	件	最小、典型、最大	单位
输出电压 ±1% 方式(注 1,2)	$I_L < 100mA, 12/\sqrt{15} = 0$ $T_A = 25^\circ C$ $T_A = T_{min} \sim T_{max}$	14.55 15.45 14.40 15.60	V
输出电压 ±12v 方式(注 1,2)	$0 < I_L < 125mA, 12/\sqrt{15} = V_+$ $T_A = 25^\circ C$ $T_A = T_{min} \sim T_{max}$	11.64 12.36 11.52 12.48	V
电源调整率	$V_- = 4.5 \sim 5.5V, PDRV$ 调 PUMP	0.01 0.05	%/%
负载调整率(注 2)	$I_{负载} = 0 \sim 100mA$	30 100	mV
无载电源电流	无 EXT $_-, EXT_+$ 负载 $V_+ = 5V$ $FB_+ = FB_- =$ 开路 $V_+ = 10V$	3 10	mA
欠压封锁	UVLO	3.8 4.2	V

续上表

参 数	符号	条 件	最小 典型 最大	单位
欠压封锁回差			0.2	V
基准输出电压			2.0	V
振荡器频率	f_{osc}	$100/\sqrt{200k}=0V$ $100/\sqrt{200k}=V_+$	170 200 230 75 100 125	kHz
PUMP 频率			$f_{osc}/2$	
占空比限制(注3)		EXT ₊ 或EXT ₋	85 90	%
正向电流限制门限 (CSH ₋ ~CSH ₊)		CSL ₊ =0V FB ₊ =开路	150 225 300	mV
负电流限制门限 (CSH ₋ ~CSL ₋)		CSH ₋ =V ₊ ,FB ₋ =开路	150 225 300	mV
输出电压高电平	V _{OH}	EXT ₊ ,EXT ₋ ,I _L =1mA	4.3	V
输出电压低电平	V _{OL}	V ₊ =4.5V PDRV=-3V	-2.8	V
输出吸电流		V ₊ =4.5V PDRV=-3V T _A =25°C EXT ₊ =4.5V EXT ₋ =4.5V	100 200 200 350	mA
输出拉电流		V ₊ =4.5V PDRV=-3V T _A =25°C EXT ₊ =0V EXT ₋ =-3V	-200 -100 -350 -200	
输出上升/下降时间		EXT ₊ , C _{LOAD} = 2nF, EXT ₋ , C _{LOAD} =4nF, PDRV =-3V	70 100	ns
PUMP 输出电压 (注4)		V ₊ = 4.5V, I _L = 5mA, T _A =25°C	-3	V
补偿管脚阻抗		CC ₊ ,CC ₋	10	kΩ
热关断门限			190	°C
软启动拉电流		SS=0V	3 7	μA
软启动吸电流		V ₊ =3.8V,SS=2V	-2 -0.5	mA

注:1. 利用自动测试设备对器件在 0~100mA 和到 125mA 负载情况下的三种极限进行 100%测试。驱动达 1A 负载的能力由限流门限,输出振幅和输出电流的流出/吸入测试来进行保证,参看图 3-19 和图 3-20。

2. 图 3-19 电路的实际负载能力为:±15V 时为±200mA 和±12V 方式时为±250mA,负载调整率由测试设备极限的低限来测试。

3. 由设计来保证。

4. 图 3-19 的电流不接 PDRV 在 A 点测试。

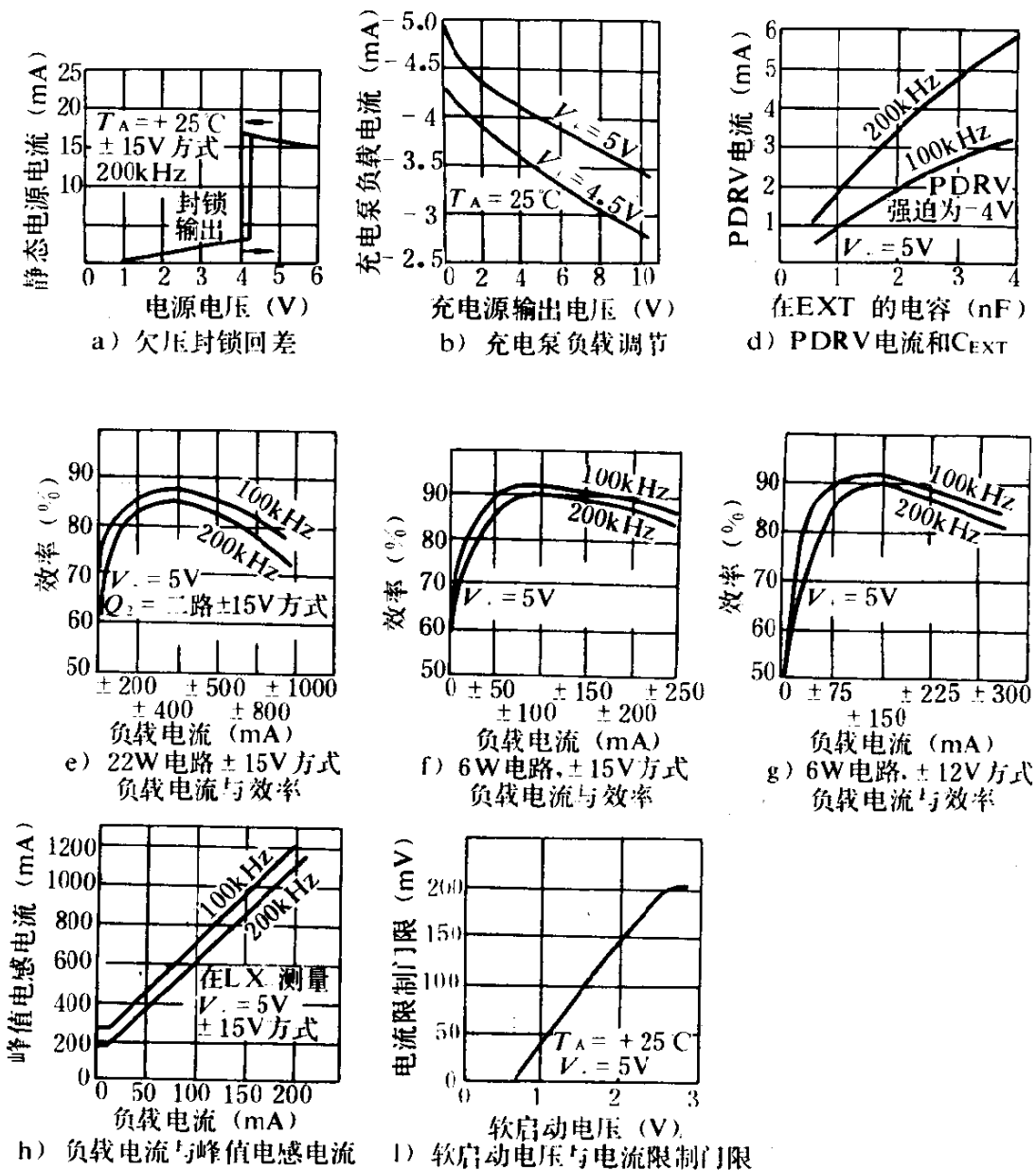


图 3-18 MAX742 的典型工作特性曲线

二、MAX742 的工作原理介绍

1. MAX742 集成电路工作原理

在 MAX742 集成电路的每一个电流型控制器中,都包含一个求和放大器,对下列三个信号求和:来自功率开关 FET 的电流波

形,输出电压误差信号和由振荡器产生的用于 AC 补偿的斜坡信号。求和放大器的输出对触发器清零,触发器依次驱动功率 FET 驱动器级。

两个外部晶体管开关与振荡器同步,且当触发器复位时,同时接通。当开关的源极电流达到由输出误差电压所决定的断开门限时,两个开关各自断开,由此将产生一个频率为振荡频率,而占空比受到调制的脉冲串,且其接通时间正比于输出电压误差信号和峰值电感电流。低峰值电流或高输出电压误差信号会导致高占空比(最高可达 90%)。

AC 稳定性可通过施加于误差放大器的内部斜坡信号来增强。这个电路消除了电感电流的再生“阶梯”,否则,对连续电流型和 >50% 占空比情况会产生问题。需要注意的是,由电流检测电阻产生的斜坡信号的斜率必须总与这个内部斜坡信号成正比。为了保持电流斜率需用较低的检测电阻值来迫使电感值较低,电感值选择可由检测电阻值乘以 0.001 来粗略计算。

2. 100kHz/200kHz 振荡器

无外部元件时,MAX742 可产生振荡,其振荡频率由管脚引线决定为 100kHz 或 200kHz。器件工作于 100kHz 时,电源电流较低,效率较高,尤其对轻负载如此。但此时元件的重要性增加,噪声也变得较难滤除,对给定的电感值,工作频率较低,导致电感和开关晶体管中的峰值电流稍高。当以较低的频率与 LC 型输出滤波器相连时,对同样的滤波器则要求较大的元件值。

3. 供给泵(PUMP)电压反相器

供给泵输出为方波,其频率为振荡频率的一半。由此方波驱动一个外部二极管-电容电路产生一个负 DC 电压(图 3-20 中 A 点),通过 PDRV 再加偏压于反相输出驱动级。因此供给泵提高了施加于外部 P 沟道 FET 的栅-源电压,由增强栅极驱动引起的低阻抗保证高效率和在重负载下的启动。如果已经有 -5V 到 -10V 电源,它可直接连到 PDRV 端而把所有供给泵元件丢掉,对 8V 以上的输入电压 PDRV 接地以防过压,还需注意 PDRV 的极限值

4. 电源电压范围

尽管 MAX742 设计为在 +5V 电源下工作,但它在从 4.2V (欠压封锁门限的上限)到 +10V(安全参数的极限值)范围内都可很好工作。若用一个齐纳管分流器或串联稳压器来限制 V_+ 端电压,还可进一步提高上限值。要保证 AC 稳定性,电感值应与标称输入电压成线性关系。例如图 3-19 的应用电路由标准 9V 电源供电,电感值应增加到 $40\mu\text{H}$ 到 $50\mu\text{H}$ 。输入电压过高 ($>8\text{V}$) 时,供给泵可能引起 PDRV 端过压,如果输入可能超过 8V,把 PDRV 端接地,而把与供给泵相连的电容和二极管去掉。

三、MAX742 的典型应用电路

1. 标准 6W 应用电路

标准的 6W 应用电路见图 3-19,这个电路产生 $\pm 15\text{V}$ 、 $\pm 200\text{mA}$

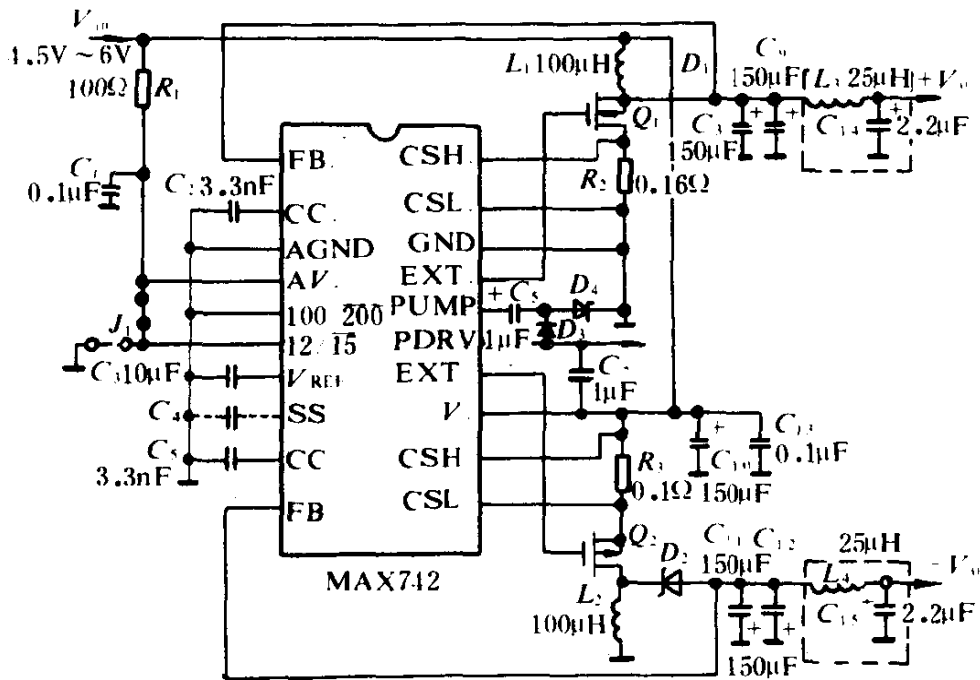


图 3-19 标准 6W 应用电路图

200mA 输出或者 $\pm 12\text{V}$ 、 $\pm 250\text{mA}$ 输出,若给功率 FET 加散热器,使用具有较高电流容量的铁芯,并使用较高的滤波电容,输出

容量可增加到 10W 或更高。

电路中的滤波电感使用铁氧体和合金环形铁心有利于提高效率,大小也合适。在高频时使用铁粉环形铁心比较经济,但体积较大。使用铁氧体电感,满负载条件下效率约为 80%。

在振荡频率 200kHz,输出电容 $C_{14}=C_{15}=2.2\mu\text{F}$,电感 $L_3=L_4=25\mu\text{H}$ 时,满负载条件下输出电压纹波约为 $100\text{mV}_{\text{P-P}}$ 。纹波正好正比于滤波电容等效的串联阻抗(ESR)。此外,在 LX 开关转换点出现大约 250mV 的暂态噪声。要精确测量暂态噪声,显示器探针地线要极短或加屏蔽盒。附加滤波器如图 3-19 所示,可减小两种噪声分量。

2. MAX742 的高功率 22W 应用电路

高功率 22W 应用电路见图 3-20,这个电路能产生 $\pm 15\text{V}$ 、 $\pm 750\text{mA}$ 或者 $\pm 12\text{V}$ 、 $\pm 950\text{mA}$ 的输出。与 Kelvin 电流检测连接的

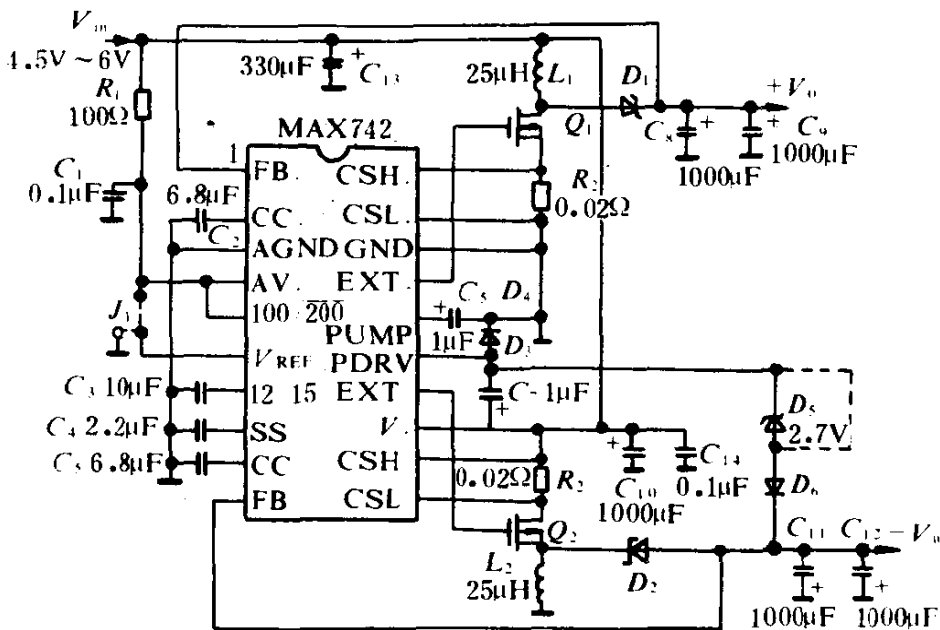


图 3-20 22W 应用电路图

无感应线绕电阻取代 6W 电路中的金属膜电阻,通过与负电源连接的二极管 D_6 构成 P 沟道 FET 栅极驱动自举电路。

在 15V 工作方式时需用 2.7V 齐纳管进行过载保护,如果电

路为轻负载($<100\text{mA}$)启动,则供给泵(D_3 、 D_4 和 C_6)可不用。AIE部分为铁氧体壶形铁芯,可用来代替更小、更昂贵合金环。若增加外部并行 MOSFET 可使效率更高,负载超过 10W 时,需加散热器,尤其对于 P 沟道 FET。

四、印刷电路板的设计

要使稳压电源稳定,可靠地工作,很重要的一环是设计好印刷电路板。图 3-21 是 MAX742 的 6W 应用 PC 布线图,图 3-22 是 6W 的元件位置图,图 3-23 是标准 22W 应用 PC 布线图,图 3-24 是 22W 布线的元件位置图。对低噪声操作,接地极为重要。跨过输出滤波电容直接连接输出负载,顶端接地点可减小开关噪声和组件之间的相互干扰。在集成电路管脚 1 侧的短模拟地带条,必须通过管脚 2 (AGND) 与地相连。这带条与 AGND 之间的短连接可使加至参考和补偿电容的噪声最小。切勿使 $12/15$, $100/200$ 与 FB 端悬空。

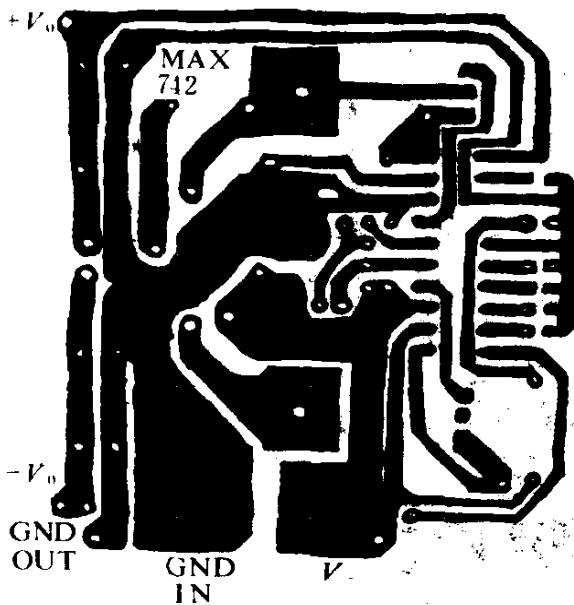


图 3-21 6W 应用电路 PC 布线图

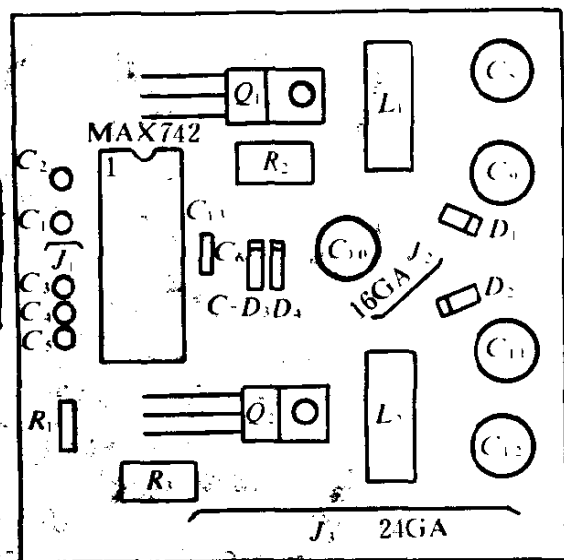


图 3-22 6W 应用电路的元件位置图

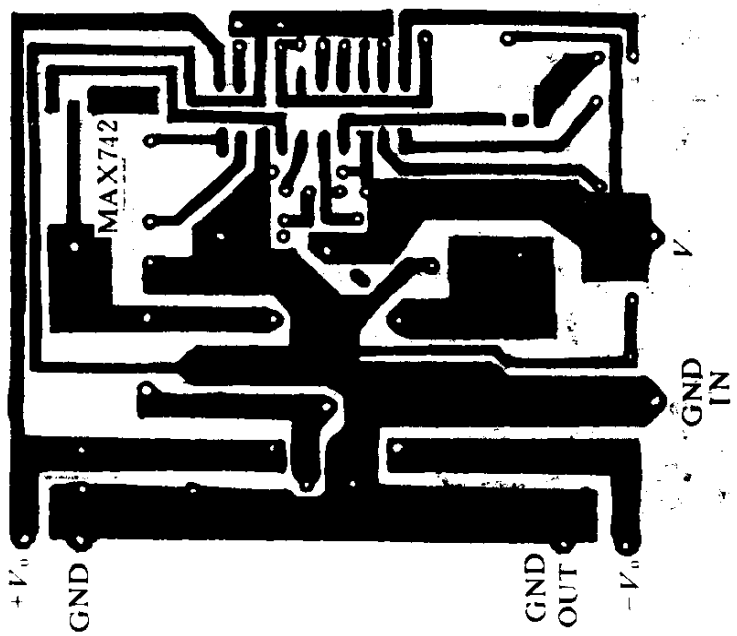


图 3-23 标准 22W 应用电路 PC 布线图

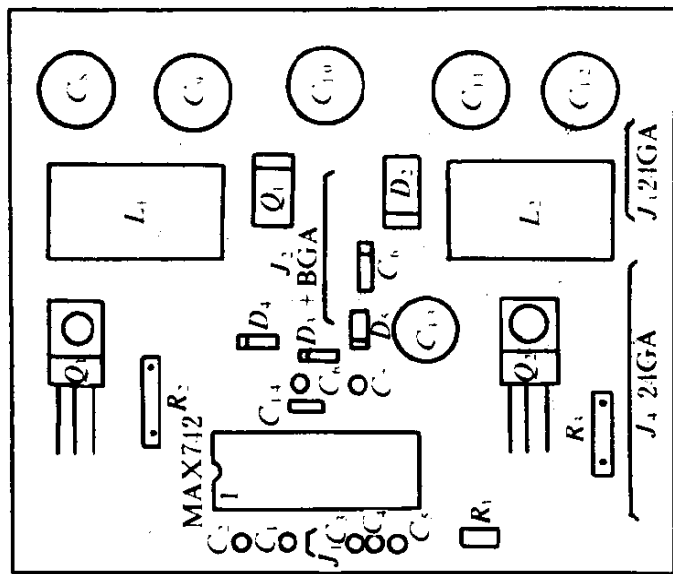


图 3-24 22W 应用电路的布线元件位置图

第四节 MAX743 双路输出电流型 +5V 至 ±15V 或 ±12V 开关稳压器

一、概 述

MAX743DC-DC 变换器 IC 包含了构成小型、双路输出电源所需的全部有效电路。MAX743 使用简单的两端电感而不是变压器,可在所有线性电压,温度和负载电流条件下,把两路输出分别稳定到 ±4% 以内。

MAX743 在大部分负载范围内能得到 75%~82% 效率(典型值),其工作方式为电流型反馈,工作频率为 200kHz。因此,可与小而轻巧的外部元件配套使用,纹波和噪声也很易滤除。

由于 MAX743 内部具有功率开关管和单片式结构,使它具有很高的可靠性,热关断可防止芯片过热,而周期循环型电流检测电路可保护功率开关管,其它功能还有:欠压封锁和可编程启动。与 MAX743 配套的电感,电容和二极管可按需要数量直接向 MAXIM 订购,对样机的性能评价套件(MAX743EVKIT)也可购到,若需较大的负载电流,可外接功率 MOSFET 器件。

1. MAX743 集成电路的应用场合

- (1)DC-DC 变换器模块替换;
- (2)分布功率系统;
- (3)计算机外围设备;
- (4)便携式设备。

2. MAX743 集成电路的管脚功能和内部结构方块图

MAX743 集成电路的管脚功能见图 3-25,管脚功能说明见表 3-12,内部

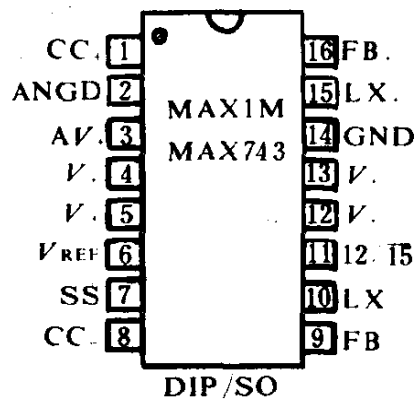


图 3-25 MAX743 管脚功能图

结构方块图见图 3-26 所示。

MAX743 管脚功能说明

表 3-12

管脚	名称	功能
1	CC+	正补偿电容
2	AGND	模拟地
3	AV+	模拟电源电压输入(+5V)
4,5	V+	高电流电源电压输入(+5V),对陶瓷封装不连接
6	V _{REF}	参考电压输出(+2.00V)
7	SS	软启动定时电容(流出 5 μ A)
8	CC-	反相补偿电容
9	FB-	反相部分反馈输入
10	LX-	反相部分开关输出
11	12/15	选择 V _{OUT} : $\pm 15V$ 接地, $\pm 12V$ 接 V ₊
12,13	V+	高电流电源电压输入(+5V)
14	GND	高电流地
15	LX+	升压部分开关输出
16	FB+	升压部分反馈输入

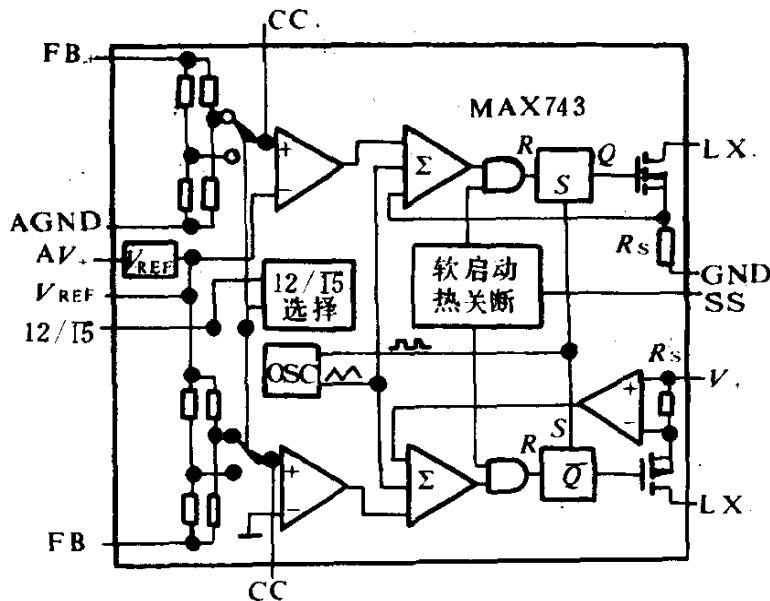


图 3-26 MAX743 内部结构方块图

3. MAX743 集成电路的主要特点

- (1) 能提供 $\pm 100\text{mA}$ 或 $\pm 125\text{mA}$ 输出电流;
- (2) 内部电路能保证电气性能;
- (3) 在电源、温度和负载的最大范围内输出容差为 $\pm 4\%$;
- (4) 效率典型值为 82% ;

- (5)低噪声,电流型反馈并具有限流功能;
- (6)具有热关断、欠压封锁和软启动功能;
- (7)在逻辑控制下可以 $\pm 15\text{V}$ 切换到 $\pm 12\text{V}$;
- (8)内部的功率开关为 MOSFET。

MAX743 的序列参数如表 3-13 所示。

MAX743 的序列参数

表 3-13

元 件	温度范围($^{\circ}\text{C}$)	管脚封装
MAX743CPE	0~+70	16 脚塑料 DIP
MAX743CWE		16 脚宽 SO
MAX743C/D		微型片状
MAX743EPE	-40~+85	16 脚塑料 DIP
MAX743EWE		16 脚宽 SO
MAX743MJE	-55~+125	16 脚陶瓷 DIP

4. MAX743 集成电路的极限参数和电气特性参数、典型工作特性曲线

MAX743 的极限参数如下:

电源电压(V_+ 或 AV_+ 到 GND)	+7V, -0.3V($\pm 12\text{V}$ 方式) +6V, -0.3V($\pm 15\text{V}$ 方式)
输出开关电压(LX_+ 到 GND)	+17V, -0.3V
(LX_- 到 V_+)	-23V, +0.3V
输出开关电流	
(LX_+ 吸入电流,峰值)	2.0A
(LX_- 流出电流,峰值)	-2.0A
结 温 MAX743C/E	+150 $^{\circ}\text{C}$
MAX743MJE	+175 $^{\circ}\text{C}$
贮存温度范围	-65~+160 $^{\circ}\text{C}$
管脚温度(焊接,10 秒)	+300 $^{\circ}\text{C}$

MAX743 集成电路的电气特性参数如表 3-14 所示,典型工作特性曲线见图 3-27。

MAX743 的电气特性

(图 3-28 电路, $+4.5V < V_+ < +5.5V$, 注 1) 表 3-14

参 数	条 件	最小 典型 最大	单位	
输出 ±15V 方式 电压	$0mA < I_{\text{负载}} < 100mA$ $12/15=0$	$T_A = +25^\circ\text{C}$	14.55 15.45	V
		$T_A = T_{\text{min}} \sim T_{\text{max}}$	14.40 15.60	
输出 ±12V 方式 电压	$0mA < I_{\text{负载}} < 125mA$ $12/15 = V_+$	$T_A = +25^\circ\text{C}$	11.64 12.36	V
		$T_A = T_{\text{min}} \sim T_{\text{max}}$	11.52 12.48	

(图 3-30 电路, $V_+ < +5V$, $12/15$ 管脚 = $0V$, $I_{\text{负载}} = 0$, $T_A = T_{\text{min}} \sim T_{\text{max}}$, 除非另有说明)

参 数	条 件	最小 典型 最大	单位	
效 率	$I_{\text{负载}} = \pm 50mA$	LX=MAXL001	79	%
		LX=MPPT _{oroid}	82	
电源电流(注 2)		20 30	mA	
稳定电流	$V_{\text{REF}} = +5V$, 不包括 V_{REF} 电流	2.2 4	mA	
电源调整率	$V_+ = +4.5V \sim$ $+5.5V$	0.05	%/%	
负载调整率	$I_{\text{负载}} = 0 \sim 100mA$	1	%	
基准电压	V_{REF}	2.00	V	
振荡器频率		170 200 230	kHz	
欠压封锁	在 V_+ 处测量	3.8 4.2	V	
热关断门限		190	$^\circ\text{C}$	
LX ₊ 上电阻(注 3)		12 30	Ω	
LX ₋ 上电阻(注 3)		1.0 2.2	Ω	
LX ₊ 漏电流(注 4)	LX ₊ = +17V $V_+ = 6V$	100	μA	
LX ₋ 漏电流(注 4)	LX ₋ = -17V $V_+ = 6V$	-100	μA	
补偿管脚阻抗	CC ₊ , CC ₋	10	k Ω	
软启动拉电流	SS=0	3.0 7.0	μA	
软启动吸电流	SS=2V $V_+ = 3.8V$	0.5 2.0	mA	

- 注: 1. 利用自动测试设备, 对所有芯片用 50ms 脉冲负载对满负载条件进行测试。在连续工作中, 最大可允许输出电流取决于封装温度特性和无源元件额定值。
2. 总电源电流包括电感电流, 电源电流的最坏情况发生在低输入电压时。
3. 由设计来保证, 没 100% 测试, 输出电流 100% 被测试。
4. 仅在晶片上测试, 而未在封装后测试。

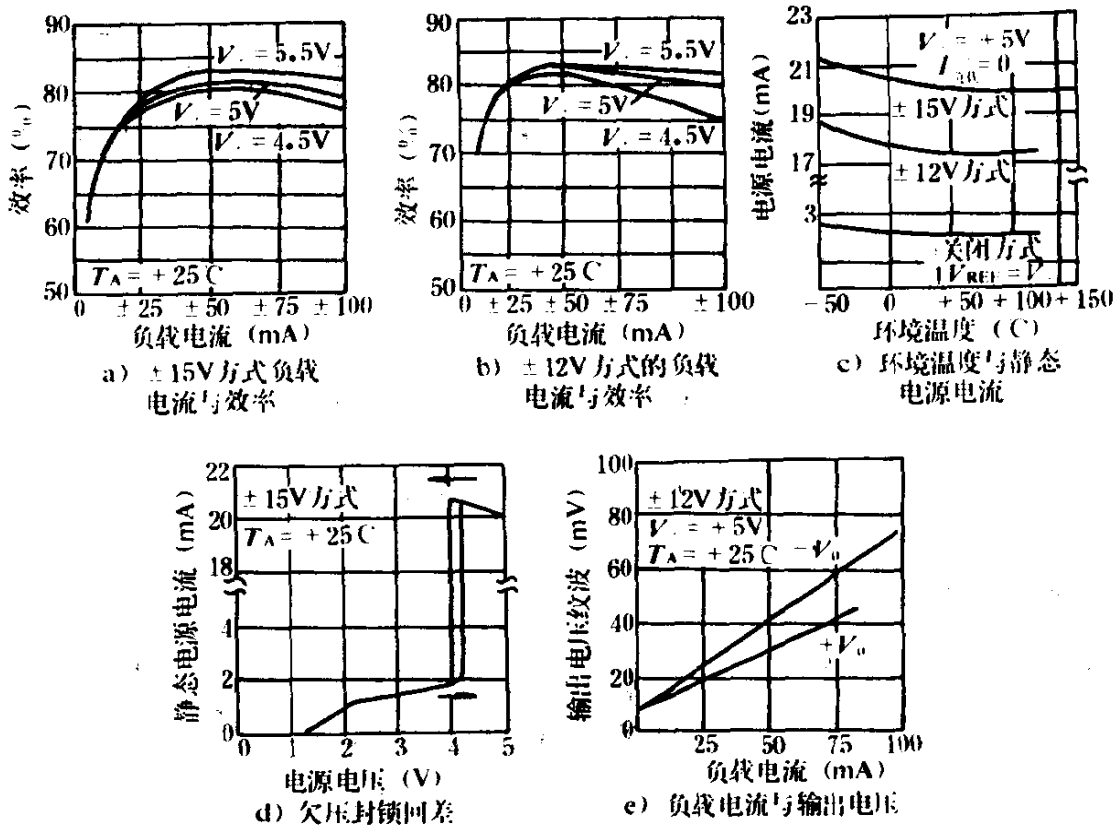


图 3-27 MAX743 的典型工作特性曲线

二、MAX743 集成电路的工作原理

MAX743 集成稳压器中有两个电流型控制器, 每一个电流型控制器包含一个求放大器, 对下列三个信号求和: 来自功率开关 FET 的电流波形, $V_{OUT} - V_{REF}$ 误差信号和由振荡器产生的, 进行 AC 补偿的斜波信号, 见图 3-26。求和放大器的输出选通一个触发器, 触发器依次驱动功率 FET 开关。

两个开关与振荡器同步, 且当触发器置“1”时几乎同时接通, 而当开关电流达到由 $V_{OUT} - V_{REF}$ 误差信号决定的断开门限时分别断开, 这就产生一个频率为 200kHz, 占空比被调制的脉冲串。其导通时间正比于输出电压误差信号和峰值电感电流。低峰值电流或高输出电压误差信号, 都会导致高占空比, 最大可达 90%。

无外部元件时, MAX743 可产生振荡, 但频率不可调。器件在晶片上被激光调整到 200kHz, 从而可准确地按预置值工作。

改变电源电压会引起占空比的明显变化,这一点可从电感电流波形上看出,这也验证了电路的反馈作用。如果用一个功率可变电阻,便可进行过流保护。限流电路起输出功率限制的作用,因此当负载电阻值减小,输出电压会大大降低。

一般情况,软启动端 SS 可悬空,但要限制开机时的浪涌电流,可在 SS 和地之间接一电容。

三、MAX743 集成电路的应用

MAX743 集成电路的标准 3W 应用电路见图 3-28,在这个电

路中用 MAXL001 电感和 MAXC001 或相等的输出滤波电容,满负载时的输出电压纹波在 200kHz 上大约为 75mV 峰值。此外,在 LX 切换跃变处产生大约 250mV 瞬态噪声,如附加滤波器(见图 3-

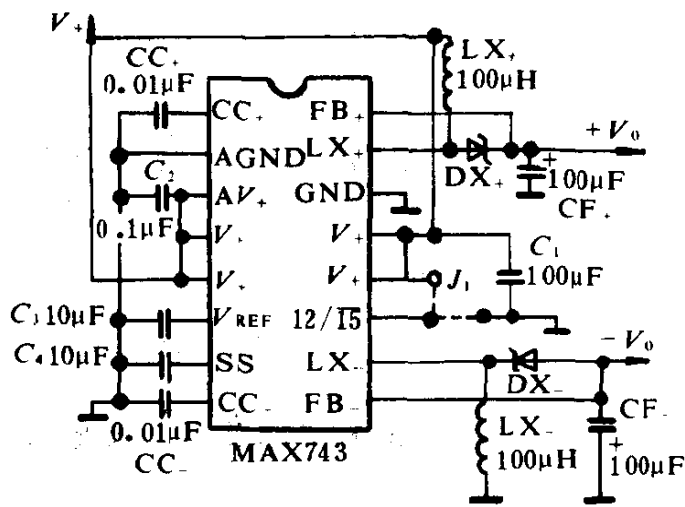


图 3-28 基本应用电路

30)可减小这两种噪声分量。电路中电感的选择根据下列原则进行折衷考虑:EMI 和噪声性能最佳。最大负载电流随温度的变化曲线如图 3-29。

四、应用电路的印刷电路板设计

为使集成稳压器的的工作完善与稳定就要很好地设计印刷电路板,图 3-30 电路设计的印刷线路板如图 3-31 和图 3-32 所示。接地线正确与否对于低噪声工作十分重要。在 IC 的 1 脚边不要把短模拟地带接到地平面或其它地线上,在这条带与 AGND 之间的短接可使耦合到参考和补偿电容的噪声最小。在塑料 DIP 和宽 SO 封装上所有 V+ 脚连接到为低温电阻设计的线框上。为了达到最好

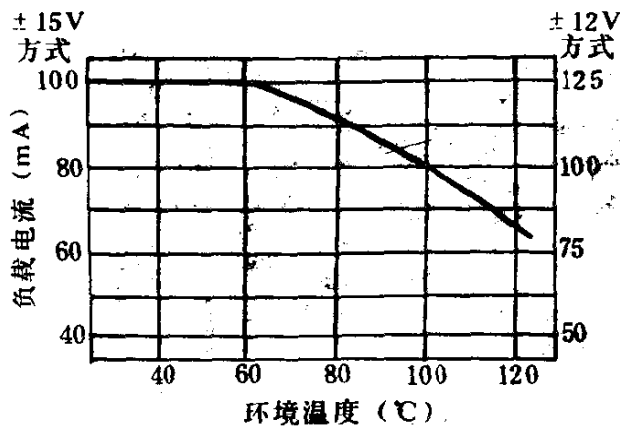


图 3-29 最大负载电流随温度的变化曲线

的散热效果,管脚 4、5、12 和 13 直接焊到一个宽铜线上。对 $\pm 12V$ 工作,把与 12/15 连接的引线切断,并安装跨接线 J_1 。LX 和 CF 附近的大孔是对非标准元件体积而留,不要安装跨接线 J_1 或 C_4 。线路板安装好后,在加电前必须认真

测量。把 $180\Omega 2W$ 电阻跨接在两个输出端之间,以观察满负载特性;借助于示波器探针对 LX₋ 或 LX₊ 的电压开关波形进行观察,可达到直接监视振荡器。为了消除感应开关噪声,示波器探针地线必须很短。在观察电感电流波形时,在 LX₋ 电感与地之间插入给

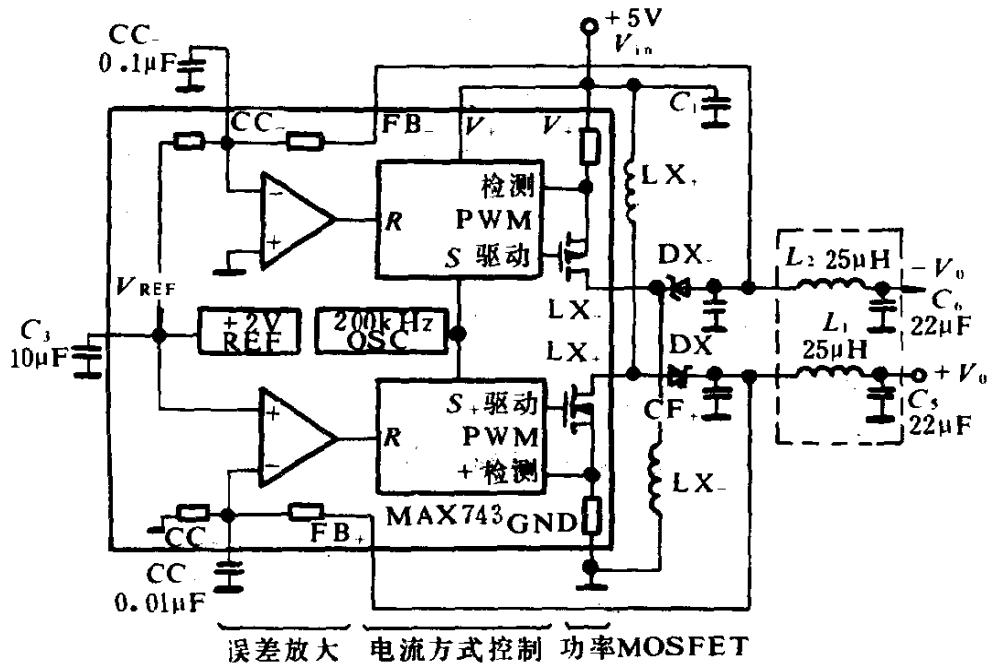


图 3-30 带附加 Π 型滤波器的电路

定的 1Ω 电阻,并把示波器探针放在这个电阻上(DC 耦合)。在满负载情况下,电感电流不会随每一个周期下降到 0,波形显示为三角重叠波。

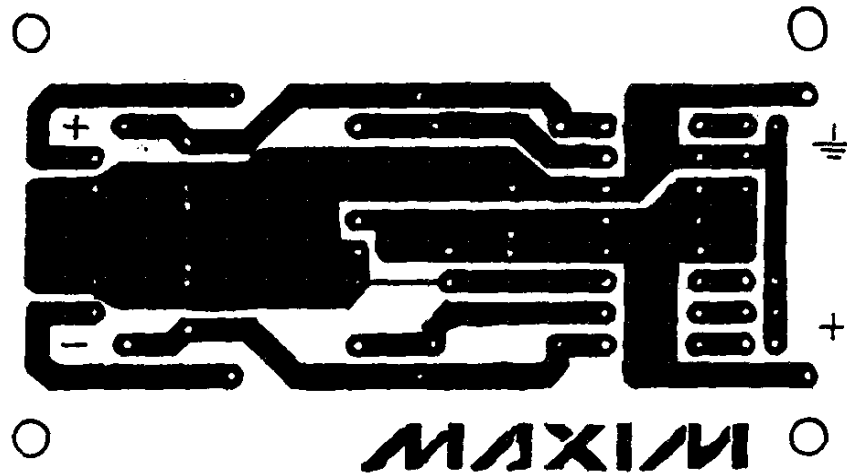


图 3-31 图 3-30 电路的 PC 布线板

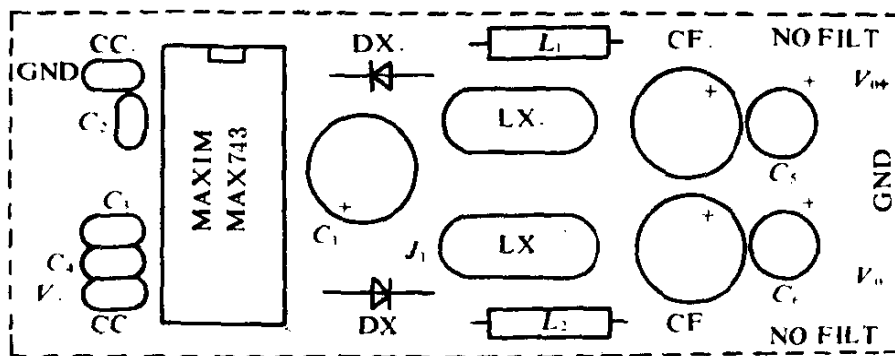


图 3-32 图 3-30 电路的 PC 布线元件位置图

第五节 MAX1743 3W+5V 至 ±12V/ ±15VDC-DC 转换模块

一、概 述

MAX1743 集成电路是一种升压型 DC-DC 变换器,它能把 +5V 直流输入电压变换 ±12V 或 ±15V,而不需要外部元件。在 ±12V 时它能提供 125mA 的输出电流,±15V 时提供 100mA 输出电流,用引脚搭接的方法选择工作于 ±12V 或 ±15V。在所规定的输入电压,负载电流和温度条件下,MAX1743 可在 ±4% 范围

内分别地调整它的正输出和负输出。周期性电流检测,软启动,以及低电压闭锁保证了可靠的工作。MAX1743.集成电路是一个标准的 24 引脚(表 3-15),0.600 英寸宽 DIP 封装,它的高度只有 0.345 英寸。

1. MAX1743 的应用场合。

- (1) 分布式电源系统;
- (2) 计算机外围设备;
- (3) 便携式仪器;
- (4) 工业控制。

MAX1743 引脚功能说明

表 3-15

引 脚	名 称	功 能 说 明
1	SS	软启动引脚。在加电源时,输出电压达到调整状态约要 2ms,这期间流入 V_+ 引脚的浪涌电流可达 1.5A,在 SS 与 GND 间加一个 $0.1\mu\text{F}$ 电容可避免电流浪涌,但将加长达到调整状态时间约至 60ms
2,3	V_+	+5V 输入
4	$12/\overline{15}$	引脚搭接输入,用于选择 $\pm 12\text{V}$ 或 $\pm 15\text{V}$ 。将 $12/\overline{15}$ 接到 V_+ 可得到 $\pm 12\text{V}$ 输出,接到 GND 可得 $\pm 15\text{V}$ 输出
5,6,11、 16~20	I,C	内部连接,这些引脚不接线
7,12,21 22,23	GND	地
8,9,10	V_0	负输出电压。当 $12/\overline{15} = V_+$ 时为 -12V ,当 $12/\overline{15} = 0\text{V}$ 时为 -15V 。该输出是短路保护的
13,14,15	V_{0+}	正输出电压。当 $12/\overline{15} = V_+$ 时为 $+12\text{V}$,当 $12/\overline{15} = 0$ 时为 $+15\text{V}$ 。该输出不是短路保护的,不要将 V_{0+} 短路到任何低于 V_+ 的电压端
24	V_{REF}	+2.0V 基准电压输出。 V_{REF} 拉高到 V_+ 将置 MAX1743 于低电流等待方式,这时 V_{0+} 端有一个肖特基二极管压降而低于 V_+ , V_{0-} 为 GND

2. MAX1743 集成电路的特点

- (1) 高电源密度 $10\text{W}/\text{in}^2$ ($0.61\text{W}/\text{cm}^2$);

- (2)不需外部元件;
- (3)用引脚搭接方法选择输出电压($\pm 12\text{V}$, 125mA 或 $\pm 15\text{V}$, 100mA);
- (4)效率 82% , 低输出脉动, 2.0V 基准电压输出;
- (5)在全部规定的输入电压、负载和温度条件下, 保证 $\pm 4\%$ 的输出调整范围。

3. MAX1743 的引脚功能及典型工作电路

MAX1743 的引脚功能图见图 3-33, 管脚功能说明见表 3-24。典型工作电路见图 3-34, 这个电路在 $\pm 12\text{V}$ 工作时, 将引脚 4 接到 V_+ , $\pm 15\text{V}$ 工作时将引脚 4 接地。这个电路没有使用外部元件, 输入直流工作电压为 $4.5\sim 5.5\text{V}$ 。

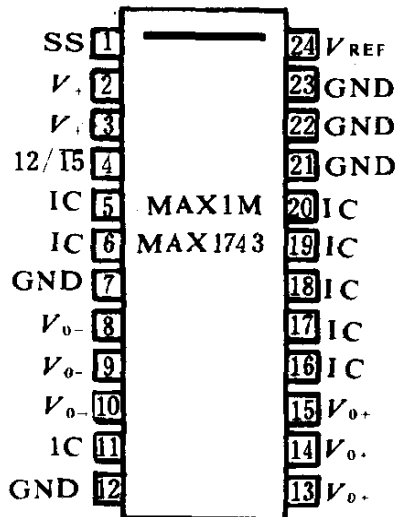


图 3-33 MAX1743 引脚功能

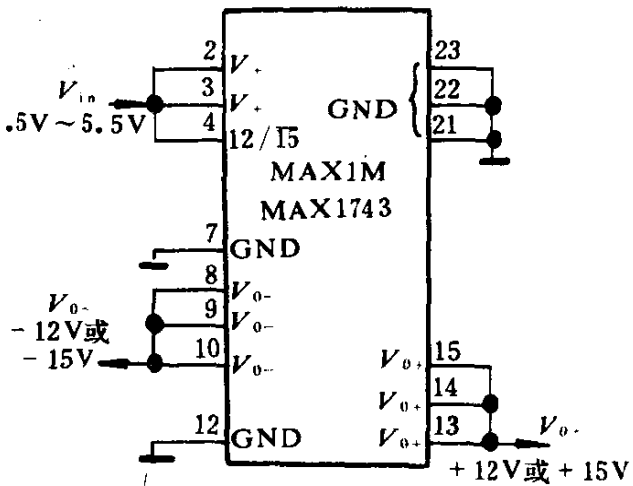


图 3-34 MAX1743 典型工作电路

二、极限参数和电气特性参数

极限参数范围:

V_+ 至 GND	$+7\text{V}, -0.3\text{V}$ ($\pm 12\text{V}$ 方式)
	$+6\text{V}, -0.3\text{V}$ ($\pm 15\text{V}$ 方式)
V_{0+} 至 GND	$+17\text{V}, 0\text{V}$
V_{0-} 至 GND	$0\text{V}, -20\text{V}$
V_{0-} 至 V_+	$0\text{V}, -23\text{V}$

V_{REF} 至 GND	$(V_+ + 0.3V), -0.3V$
12/15 至 GND	$(V_+ + 0.3V), -0.3V$
V_{0+} 源电流	1A
V_{0-} 至 GND 短路时间	1min
连续功耗	100mW
工作温度范围	0~+70°C
贮存温度范围	-65~+125°C
引线温度(焊接, 10 秒)	+300°C

MAX1743 的电气特性参数见表 3-16。

MAX1743 的电气特性参数

表 3-16

参 数	条 件		最小 典型 最大	单位
输出电压 ±15V 方式	$V_+ = 4.5 \sim 5.5V$ $0 < I_{负载} < 100mA$ $12/15 = 0V$	$T_A = 25^\circ C$	14.55 15 15.45	V
		$T_A = T_{min} \sim T_{max}$	14.40 15 15.60	
输出电压 ±12V 方式	$V_+ = 4.5 \sim 5.5V$ $0 < I_{负载} < 125mA$ $12/15 = V_+$	$T_A = 25^\circ C$	11.64 12 12.36	V
		$T_A = T_{min} \sim T_{max}$	11.62 12 12.48	
电源电流			20 30	mA
静态电流	$(V_+ - 0.5) < V_{REF} \leq V_+$		22 40	mA
V_{REF} 基准电压	$I_{REF} = 0mA$		1.95 2.00 2.05	V
欠压封锁	V		3.8	
振荡器频率(注 1)			200	kHz
电源调整率	$V_+ = 4.5 \sim 5.5V$		0.1	%
负载调整率	$I_{负载} = 0 \sim 100mA$		0.5	%
输出纹波 P-P(注 2)	$I_{负载} = 100mA$		0.8	%

注: 1. MAX1743 用一个完全合格的 MAX743 作为它的电源开关器件。MAX743

振荡器的频率保证在 170~230kHz 之间。可参阅 MAX743 数据页。

2. 用 20MHz 带宽测量。

三、典型工作特性曲线

MAX1743 的典型工作特性曲线示图 3-35 所示。

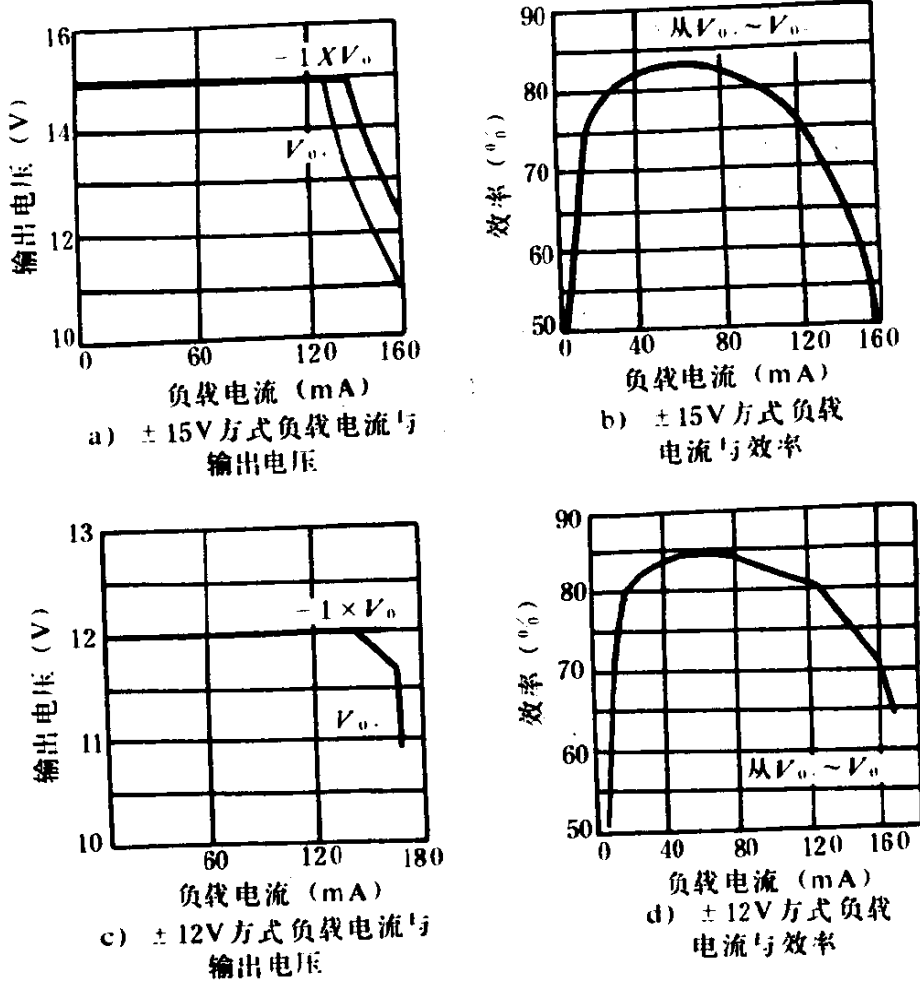


图 3-35 MAX1743 典型工作特性曲线

第四章 电压型脉宽调制 控制器集成电路

电压型脉冲宽度调制(PWM)控制器集成电路是最早用于开关稳压电源控制的单片集成电路,70年代的初期出现在市场上,最简单的集成电路脉宽调制控制器的基本结构框图和它的有关工作波形已经在第一章中做了介绍,在这里要着重说明的是以下几个方面。

1. 脉宽调制控制器的功能是产生频率固定,脉冲宽度可调整的方波脉冲。它的内部虽然有输出级,但输出驱动电流一般小于500mA,只能做控制器使用,必须有外接功率开关管才能组成一个完整的开关稳压电源。

2. 电压型脉宽调制控制器是采用电压反馈环控制系统,它的反馈信号取自输出电压,用反馈电压调整控制器的输出脉冲宽度,改变脉冲的占空比,实现开关电源的稳压。

3. 这种控制器可用来控制隔离型的推挽电路,半桥电路,全桥电路和单端正激、反激电路,也可以用来控制非隔离型的降压、升压、反相型电路。但是用于非隔离型电路需要的外部元件较多,与DC-DC变换器相比较,在非隔离型开关电源中还是使用DC-DC变换器更经济适用。

图4-1是一个使用电压型脉宽调制控制器的多路输出开关稳压电源的原理简图。由图可见,这种开关电源除了输出±15V外,还输出+5V和+10V两种电压。电源的反馈回路对+5V电压取样,经比较和误差放大器后送给脉宽调制器一个脉宽调制信号,由脉宽调制器产生一个占空比可调的方波去控制逆变器的功率开关管的导通和关断。从这个简图中可以看出电压型脉宽调制控制器

在开关稳压电源中的控制作用,用脉宽调制控制器驱动功率转换电路的效果往往更好。

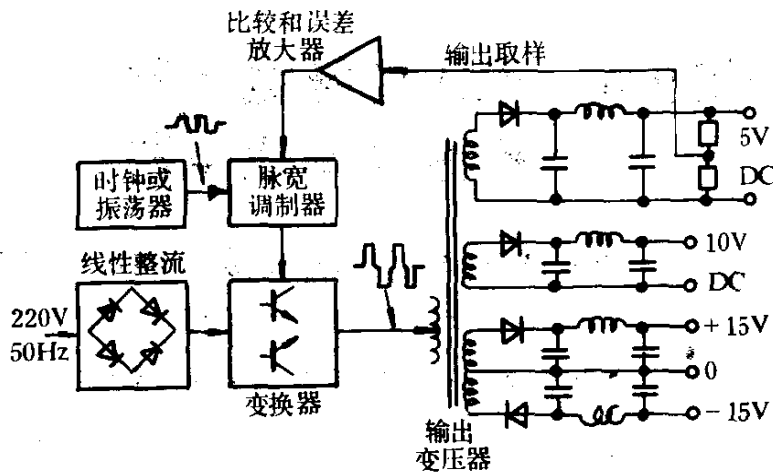


图 4-1 多路输出开关稳压电源原理简图

脉宽调制控制器集成电路按输出的通道数可分为两种类型,一种是单通道的,用来驱动单端正激、单端反激、升压型、降压型、反相型变换电路中的单个功率开关管。另一种是双通道的控制器,主要用来驱动双端推挽式,半桥式,全桥式变换器中的 2 只或 4 只功率晶体管。

近些年来虽然又出现了性能更好的电流型脉宽调制控制器,可变频率型控制器,但电压型脉宽调制控制器仍然是开关稳压电源中使用较多的集成电路控制器。这种控制器从集成电路的设计,生产制造和使用上都是十分成熟的,电流型脉宽调制控制器和可变频率型控制器都是在电压型脉宽调制控制器的基础上研制、改进和开发出来的。因此了解和掌握电压型脉宽调制控制器的电路结构、工作原理、使用方法是十分必要的。

最早出现在市场上的电压型脉宽调制控制器的型号有美国生产的 MC3420,SG1524/SG2524/SG3524。随后世界上有许多著名的半导体器件制造公司又陆续推出了不少具有特性更完善和特点更多的单片集成脉宽调制型控制器。其中较典型的有 Texas 仪器公司的 TL494 脉宽调制型控制电路,它是 SG3524 的改进型电

路。TL494 芯片中输出级的晶体管散热能力强,所以其每一通道输出的驱动电流最大值比 SG3524 大,可达 250mA,而 SG3524 仅有 100mA。TL494 还具有能防止双端开关电源中两只功率晶体管同时导通的可调死区时间控制和输出工作模式控制等功能

随着功率 MOS 管的使用,又出现了输出级采用推挽电路的脉宽调制型控制芯片,如 SG1525 和 SG1527 系列单片脉宽调制型控制器,其每一通道输出的驱动电流最大值可达 500mA,能直接驱动双极型功率晶体管和功率 MOS 管。这些集成控制器除了具有输出功率大的特点外,其工作频率能高达 400kHz,还具有欠压切断、可编程的软启动等特点。在本章中将对典型的集成脉宽调制型控制器的功能及其应用电路作详细介绍,以便能根据自己的需要选择和使用最佳的脉宽调制控制器。单通道脉宽调制控制集成电路主要用于 200W 以下的开关电源,双通道脉宽调制控制集成电路主要用于 100~2000W 的输出功率开关电源。

第一节 开关型脉宽控制集成电路 MC34060/MC35060

MC34060 和 MC35060 是低损耗、固定频率脉宽调制控制集成电路,设计用于单端开关方式电源控制,这些器件的主要特点如下:

- (1)完整的脉宽调制控制电路;
- (2)在芯片上带有主或从工作的振荡器;
- (3)芯片上有误差放大器;
- (4)芯片上有 5V 基准电压;
- (5)死区时间控制可调节;
- (6)对 200mA 变换电流不损坏输出晶体管。

集成电路的外形图和管脚连接图见图 4-2,序列参数见表 4-1,MC34060 专门用于 0~+70℃的工业工作范围,MC35060 专门被用于 -55~+125℃军用范围。

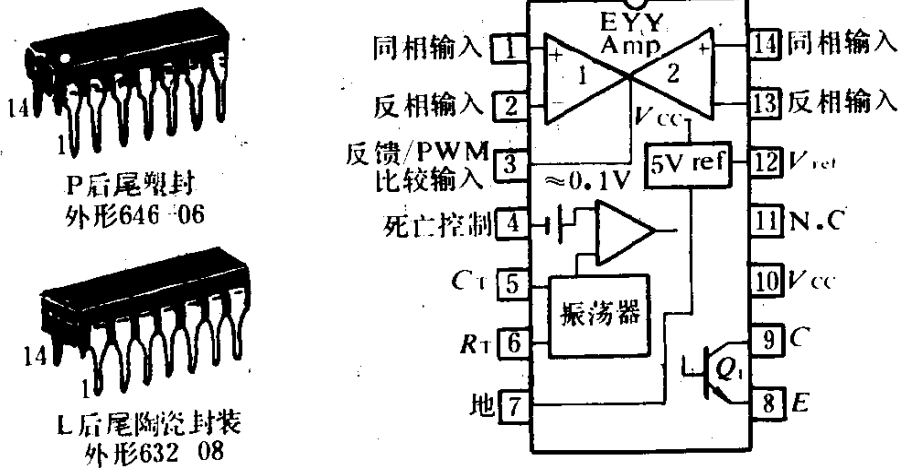


图 4-2 MC34060/MC35060 的外形和管脚连接图

MC34060/MC35060 序列参数 表 4-1

器 件	温 度 范 围(°C)	封 装
MC35060L	-55~+125	陶瓷 DIP
MC34060P	0~+70	塑料 DIP
MC35060L	0~+70	陶瓷 DIP

一、MC34060/MC35060 的内部结构方块图， 主要参数和特性曲线

集成电路的内部结构方块图如图 4-3 所示。时序图如图 4-4 所示。集成电路的内部主要由振荡器,死区时间比较器,PWM 比较器,两个比较器 1、2,基准电压调节器组成。集成电路工作时 3 脚、5 脚 4 脚、8 脚的工作波形对应关系在时序图中画出。集成电路的最大额定值参数如表 4-2 所示,电气特性如表 4-3 所示,有关特性曲线如图 4-5a)~g)所示。

最大额定值参数 表 4-2

额 定 参 数	符 号	MC35060	MC34060	单 位
电 源 电 压	V_{cc}	42	42	V
集 电 极 输 出 电 压	V_c	42	42	V
集 电 极 输 出 电 流	I_c	250	250	mA

续上表

额定参数	符号	MC35060	MC34060	单位
放大器输入电压	V_{in}	$V_{CC}+0.3$	$V_{CC}+0.3$	V
功率损耗 $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000	1000	mW
工作结温: 塑封 陶瓷封装	T_j	— 150	125 150	$^\circ\text{C}$
贮存工作范围: 塑封 陶瓷封装	T_{stg}	— -65~150	-55~125 -55~150	$^\circ\text{C}$
工作环境温度范围	T_A	-55~125	0~70	$^\circ\text{C}$

电气特性 ($V_{CC}=15\text{V}, C_T=0.01\mu\text{F}, R_T=12\text{k}, T_A=25^\circ\text{C}$)

表 4-3

特性	符号	MC35060		MC34060		单位
		典型	最大	典型	最大	
基准电压部分						
基准电压 ($I_0=1.0\text{mA}$)	V_{ref}	5.0	5.25	5.0	5.25	V
输入调整率 ($V_{CC}=7\sim 40\text{V}$)	R_{egLine}	2.0	25	2.0	25	mV
输出调整率 ($I_0=1.0\sim 10\text{mA}$)	R_{egLoad}	3.0	15	3.0	15	mV
短路输出电流 ($V_{ref}=0$)	I_{sc}	35	75	35	75	mV
输出部分						
集电极断态电流 ($V_{CC}=40\text{V}, V_{CE}=40\text{V}$)	$I_{C(off)}$	2.0	100	2.0	100	μA
射极断态电流 ($V_{CC}=40\text{V}, V_C=40\text{V}, V_E=0\text{V}$)	$I_{E(off)}$	—	-150	—	-100	μA
集-射饱和电压 共射 ($V_E=0\text{V}, I_C=200\text{mA}$) 射随器 ($V_C=15\text{V}, I_E=-200\text{mA}$)	$V_{sat(C)}$	1.1	1.5	1.1	1.3	V
	$V_{sat(E)}$	1.5	2.5	1.5	2.5	V
输出电压上升时间 共射(见图 4-8) 射随器(见图 4-9)	t_r	100	200	100	200	ns
		100	200	100	200	
输出电压下降时间 共射(见图 4-8) 射随器(见图 4-9)	t_f	25	100	25	100	ns
		40	100	40	100	

续上表

特 性	符号	MC35060/MC34060			单位
		最小	典型	最大	
误差放大器部分					
输入失调电流 ($V_{O[\text{pin}3]}=2.5\text{V}$)	V_{IO}	—	2.0	10	mV
输入失调电流 ($V_{C[\text{pin}3]}=2.5\text{V}$)	V_{IO}	—	5.0	250	nA
输入偏置电流 ($V_{O[\text{pin}3]}=2.5\text{V}$)	V_{IB}	—	-0.1	-1.0	μA
输入共模电压范围 ($V_{CC}=40\text{V}$)	V_{ICR}	-0.3~ $V_{CC}-2.0$	—	—	V
开环电压增益 ($\Delta V_0=3\text{V}, V_0=0\sim 3.5\text{V}, R_L=2\text{k}$)	A_{VOL}	70	95	—	dB
单位增益交叉频率 ($V_0=0.5\sim 3.5\text{V}, R_L=2\text{k}$)	f_c	—	350	—	kHz
单位增益相位裕量 ($V_0=0.5\sim 3.5\text{V}, R_L=2\text{k}$)	ϕ_m	—	65	—	($^\circ$)
共模抑制比 ($V_{CC}=40\text{V}$)	CMRR	65	90	—	dB
电源抑制比 ($\Delta V_{CC}=33\text{V}, V_0=2.5\text{V}, R_L=2\text{k}$)	PSRR	—	100	—	dB
输出端吸电流 ($V_{O[\text{pin}3]}=0.7\text{V}$)	I_{0-}	0.3	0.7	—	mA
输出端流出电流 ($V_{O[\text{pin}3]}=3.5\text{V}$)	I_{0+}	-2.0	-4.0	—	mA
PWM 比较器部分(测试电路见图 4-7)					
输入门槛电压(零占空比)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
输入吸电流 ($V_{\text{pin}3}=0.7\text{V}$)	I_{1-}	0.3	0.7	—	mA
死区电压控制部分(测试电路见图 4-7)					
输入偏置电流 (pin4) ($V_{in}=0\sim 5.25\text{V}$)	$I_{IB(DT)}$	—	-2.0	-1.0	μA
最大输出占空比 ($V_{in}=0\text{V}, C_T=0.01\mu\text{F}, R_T=12\text{k}$) ($V_{in}=0\text{V}, C_T=0.001\mu\text{F}, R_T=47\text{k}$)	DC_{max}	90 —	96 92	100 100	%
输入门槛电压 (pin4) (零占空比) (最大占空比)	V_{TH}	— 0	2.8 —	3.3 —	V

续上表

特 性	符号	MC35060/MC34060			单位
		最小	典型	最大	
振 荡 器 部 分					
频率($C_T=0.001\mu\text{F}$, $R_T=47\text{k}\Omega$)	f_{osc}	—	25	—	kHz
频率的标准偏移 ($C_T=0.001\mu\text{F}$, $R_T=47\text{k}$)	σf_{osc}	—	3.0	—	%
频率随电压变化($V_{\text{CC}}=7\sim 40\text{V}$)	$\Delta f_{\text{osc}}(\Delta V)$	—	0.1	—	%
($\Delta T_A=T_{\text{LOW}}\sim T_{\text{high}}$) 频率随温度变化($C_T=0.01\mu\text{F}$, $R_T=12\text{k}\Omega$)	$\Delta f_{\text{osc}}(\Delta T)$	—	—	12	%
总 的 器 件					
稳定电源电流(6脚为 V_{ref} , $V_{\text{CC}}=15\text{V}$ 其它输入、输出开路) $V_{\text{CC}}=40\text{V}$	I_{CC}	—	5.5	10	mA
		—	7.0	15	
平均电源电流, 见图 4-7 ($V_{\text{pin4}}=2.0\text{V}$, $C_T=0.001\mu\text{F}$, $R_T=47\text{k}$)	I_{S}	—	7.0	—	mA
推 荐 的 工 作 条 件					
电源电压	V_{CC}	7.0	15	40	V
集电极输出电压	V_{C}	—	30	40	V
集电极输出电流	I_{C}	—	—	200	mA
放大器输入电压	V_{in}	-0.3	—	$V_{\text{CC}}-2$	V
进入反馈端的电流	I_{fb}	—	—	0.3	mA
基准输出电流	I_{ref}	—	—	10	mA
定时电阻	R_T	18	47	500	k Ω
定时电容器	C_T	0.0047	0.001	10	μF
振荡器频率	f_{osc}	1.0	25	200	kHz
热 特 性					
特 性	符号	L 后尾 陶瓷封装	P 后尾 塑封	单位	
结对环境的热阻	$R_{\theta\text{JA}}$	100	80	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$	
电源下降系数	$1/R_{\theta\text{JA}}$	10	12.5	mW/ $^{\circ}\text{C}$	
下降环境温度	T_A	50	45	$^{\circ}\text{C}$	

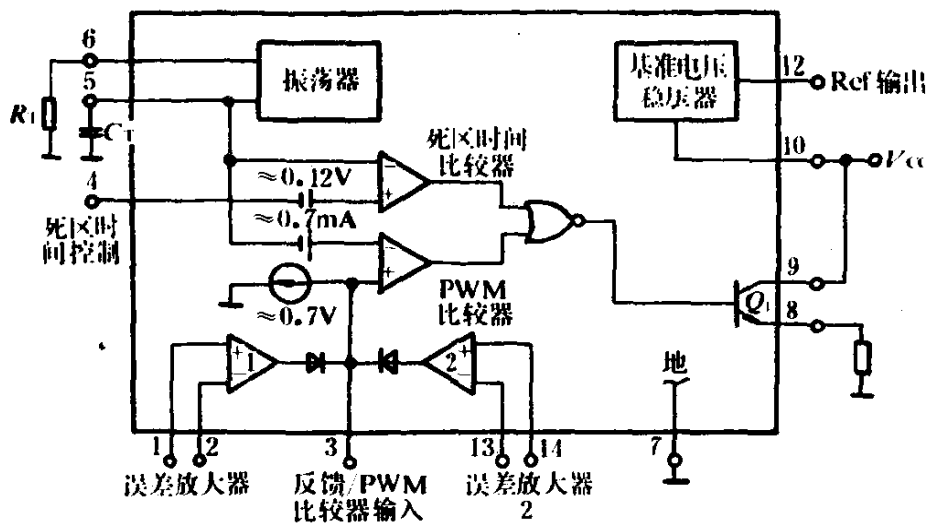


图 4-3 MC34060/MC35060 内部结构方块图

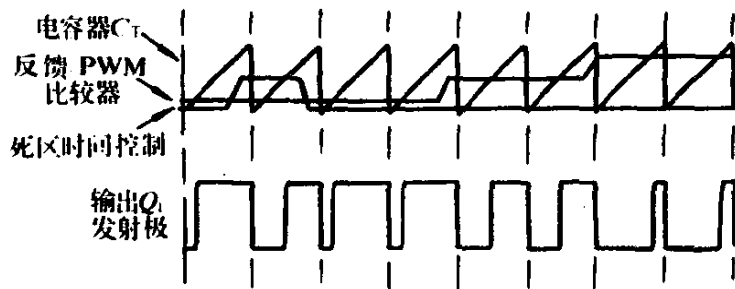


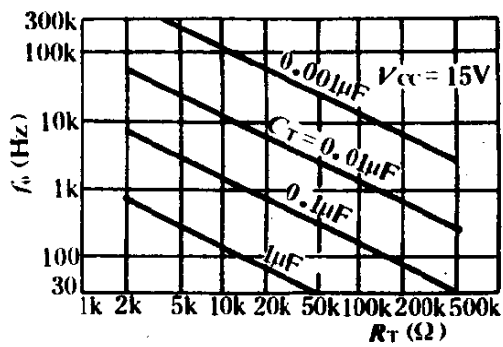
图 4-4 时序图

二、集成电路的工作原理介绍

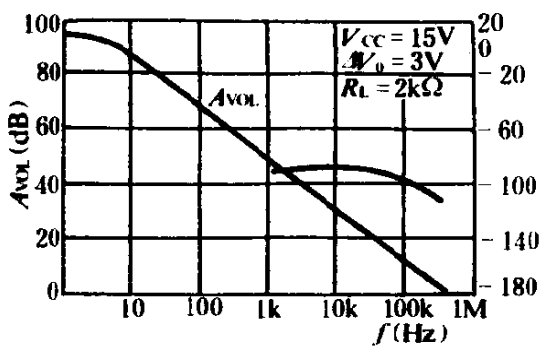
MC34060/MC35060 集成电路是一种固定频率的脉宽调制控制电路,它包括了需要控制一个开关电源所应具有的基本组成方块图。内部的线性锯齿波振荡器是由两个外部元件 R_T 和 C_T 频率编程,近似的振荡频率由下面公式决定:

$$f_{osc} = \frac{1 \cdot 1}{R_T \cdot C_T}$$

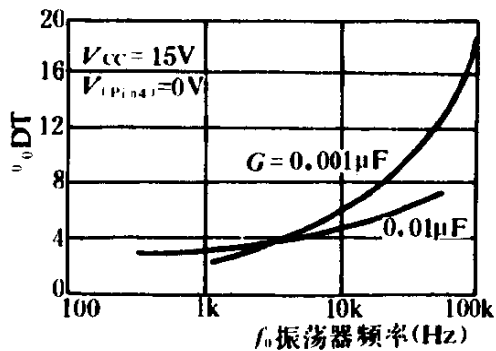
对更进一步的情况可参考图 4-5 的有关特性曲线。输出脉冲的宽度调制也是由电容 C_T 两端的正向锯齿波和另外两个控制信号进行比较后完成的,当锯齿波电压大于控制信号时,仅在定时段期间输出才被控制。所以,控制信号幅度的增加引起输出脉冲宽度的相



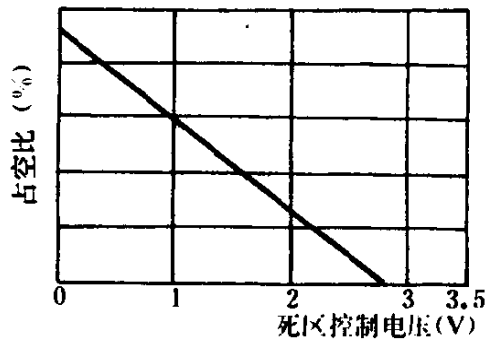
a) 振荡频率 f_0 与定时电阻 R_T 关系



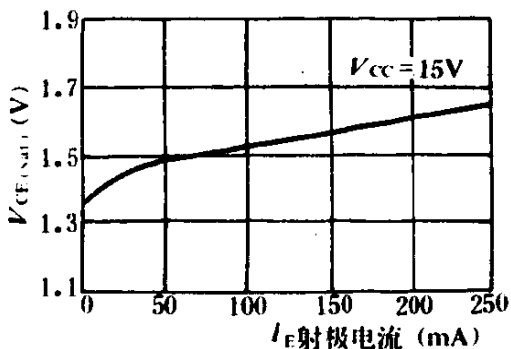
b) 开环电压增益和相移与频率关系



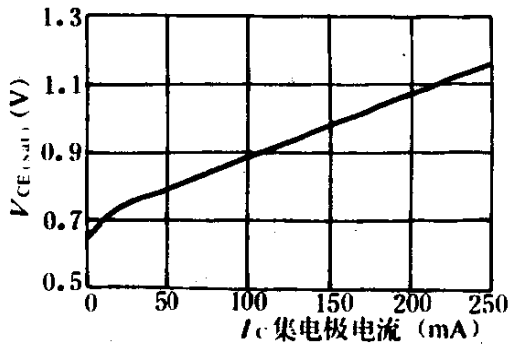
c) 死区时间百分数与振荡频率关系



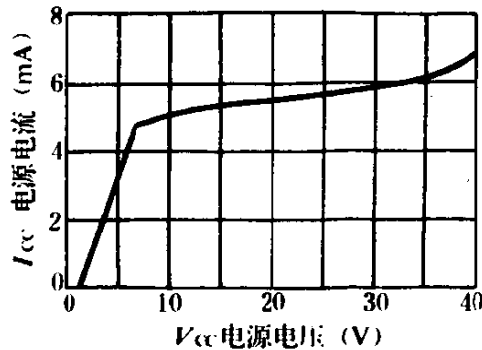
d) 死区时间百分数与死区时间控制电压



e) 射随器电路输出饱和电压与射极电流



f) 共射电路输出饱和电压与集电极电流



g) 稳态电源电流与电压关系

图 4-5 MC34060/MC35060 特性曲线

应线性减小(参考时序图 4-4)。控制信号是外部输入,可以把控制信号送给死区时间控制,误差放大器输入端,或反馈输入端。死区时间控制比较器具有一个有效的 120mV 输入偏置,它限制最小死区时间近似为第一个锯齿波周期时间的 4%,这就会使最大占空比为 96%。附加的死区时间通过调整死区时间控制的输入端强迫输出端为一个固定的电压,这个电压范围在 0~3.3V。

脉宽调制比较器为误差放大器去调节输出脉冲宽度提供了一种方法,防止最大的百分比导通时间降至零,由死区控制输入端确定的导通时间随着反馈脚上的电压从 0~3.5V 变化。两个误差放大器都具有从 $-0.3V \sim (V_{CC} - 2V)$ 的共模输入范围,并且可以被用来检测电源的输出电压和电流。误差放大器输出端是高电平有效并与脉宽调制比较器的同相输入端一起是“或”逻辑关系。用这种接法,放大器需要最小的输出接通时间,支配控制回路

MC35060/MC34060 内部也有一个 5V 的基准电源,它可以输出 10mA 电流作为外接偏置电路的负载电流。这个内部基准电压在 0~70°C 工作温度范围内有 $\pm 5\%$ 精度,典型温漂小于 50mV。

三、集成电路的测试电路和特殊功能电路

1. 误差放大器的性能

集成电路内的误差放大器特性测试电路如图 4-6 所示,在测试过程中的误差放大器在同相输入端和反相输入端之间加输入信号,而另一个误差放大器的同相输入端接地,反相输入端接一个基准电压 V_{ref} ,从 3 脚上可以测出误差放大器输出电压与输入电压 V_{in} 之间的关系。

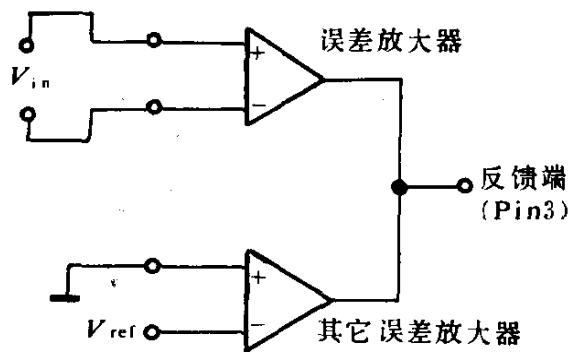


图 4-6 误差放大器性能测试

2. 死区时间和反馈控制测试电路

该电路的连接如图 4-7 所示,集成电路外接电源 $V_{CC} = 15V$,

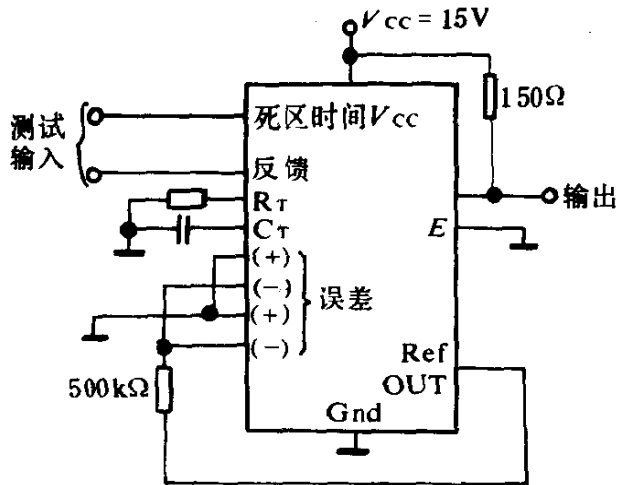


图 4-7 死区时间和反馈控制测试电路

内部输出功率晶体管的射极 E 接地, 集电极接一个 150Ω 的上拉电阻。集成电路的内部两个误差放大器输入端的接法也在图中画出, 在死区时间和反馈控制输入端接测试信号。

3. 共发射极连接的测试电路和波形

电路的连接见图 4-8, 集电极上拉电阻 $R_L = 68\Omega$, 集电极-射极之间的 $C_L = 15\text{pF}$, 波形的上升时间为 t_r , 下降时间为 t_f 。

4. 射极跟随器连接的测试电路和波形

电路见图 4-9, 集成电路内部晶体管的集电极直接连至 15V 电源上, 发射极对地连接的 $R_L = 68\Omega$, $C_L = 15\text{pF}$, 输出波形为 V_E 的电压。

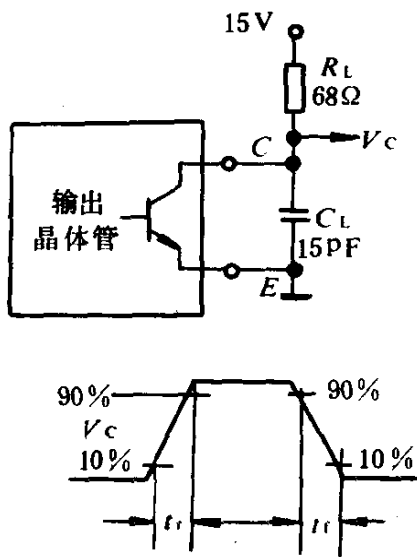


图 4-8 共射连接测试电路和波形

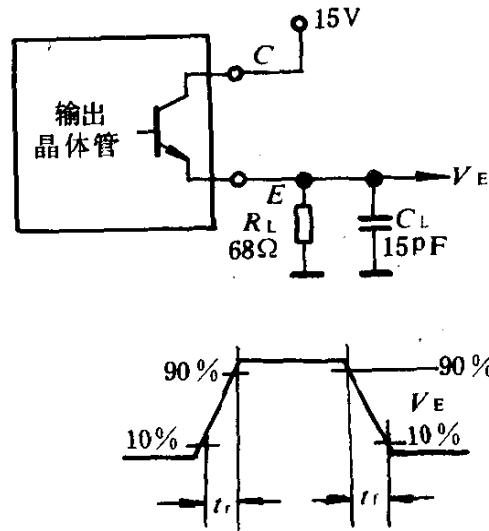


图 4-9 射随器连接测试电路和波形

5. 误差放大器检测技术

误差放大器检测电路见图 4-10, 其中图 4-10a) 中正的输出电压

$V_0 = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$, 图 4-10b) 中的负输出电压 $V_0 = -V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$ 。

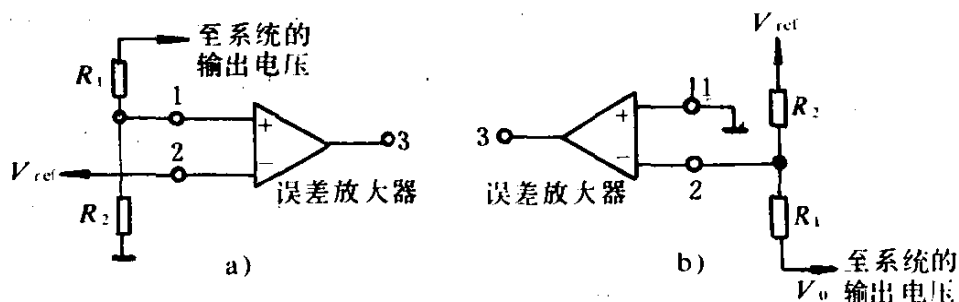


图 4-10 误差放大器检测电路

6. 死区时间控制电路

在集成电路的 D_T 端(4脚)和 V_{ref} (12脚)之间外接电阻 R_1 和 R_2 就可控制死区时间, 电路见图 4-11。在这个电路中通态时间的最大百分数用下式表示: 通态时间最大% $\approx 92 - \left(\frac{160}{1 + R_1/R_2} \right)$

7. 软启动电路

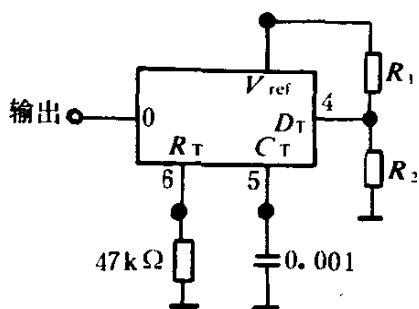


图 4-11 死区时间控制电路

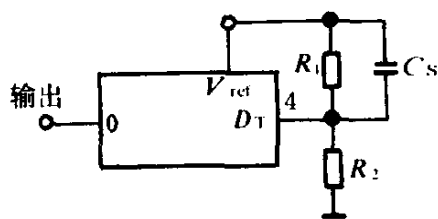


图 4-12 软启动电路

电路见图 4-12, R_1, R_2 两个电阻是死区时间控制, C_s 电容器是用来软启动。

8. 从动的两个或多个控制电路

主控制器和从控制器的电路连接见图 4-13, 主、从控制器的 C_T 端并连共用一个定时电容器, 从控制器的 R_T 端(6脚)接至 V_{ref} 端。

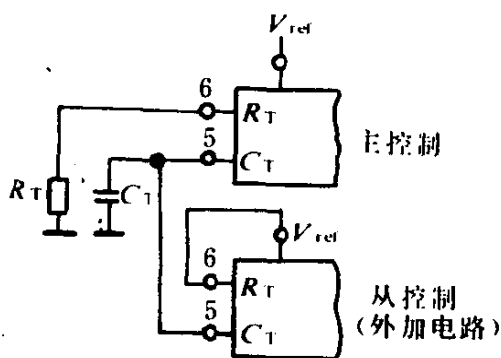


图 4-13 从动的两个或多个控制电路

四、典型应用电路

1. 带有软启动和输出电流限制的降压型变换器

电路如图 4-14 所示, 电路中在 D_T (4 脚) 和 V_{ref} (12 脚) 之间接 $10\mu\text{F}/16\text{V}$ 的电容器用于电路的软启动, 0.1Ω 电阻为限流电护电阻, 该电源的技术指标列于表 4-4 中, 表中的电压调整率 $S_v =$

$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_i \cdot V_o} \times 100\%$, 它与电压稳定系数 $S_u = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} / \Delta I_o = 0$ 的关系为:

$S_u = \frac{S_v}{V_o}$ 。电流调整率 S_I 是指由于负载电流的变化引起输出电压的相对变化量, 它的关系式为:

$$S_I = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100\%$$

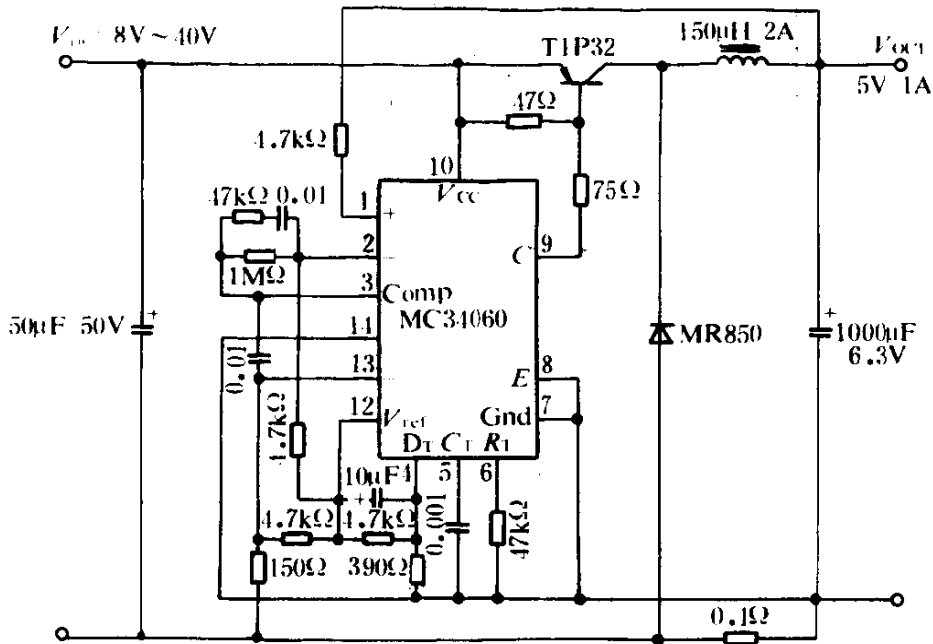


图 4-14 带有软启动和输出电流限制的降压型变换器

图 4-14 电源电路的技术指标

表 4-4

项 目	测 试 条 件	指 标
电压调整率	$V_{in} = 8 \sim 40\text{V}, I_o = 1\text{A}$	25mA 0.5%
负载调整率	$V_{in} = 12\text{V}, I_o = 10\text{mA} \sim 1\text{A}$	30mV 0.06%
输出纹波	$V_{in} = 12\text{V}, I_o = 1\text{A}$	75mV _(P-P)
短路电流	$V_{in} = 12\text{V}, R_L = 0.1\Omega$	1.6A
效 率	$V_{in} = 12\text{V}, I_o = 1.0\text{A}$	73%

2. 升压型变换器

电路见图 4-15, 图中 2 脚和 3 脚之间所接的 RC 网络是为了消除误差放大器 EA 所产生的寄生振荡而引入的补偿网络, 该电路的技术指标列于表 4-5 中。

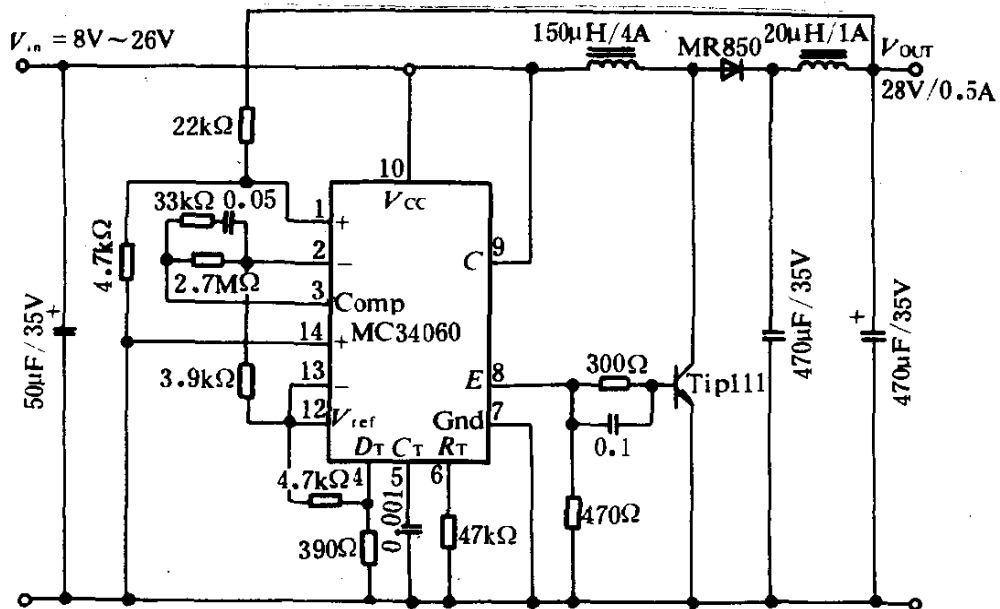


图 4-15 升压型变换器

图 4-15 电路技术指标

表 4-5

项 目	测试条件	指 标
电压调整率	$V_{in}=8\sim 26V, I_0=0.5A$	40mV 0.14%
负载调整率	$V_{in}=12V, I_0=10mA\sim 0.5A$	5mV 0.18%
输出纹波	$V_{in}=12V, I_0=0.5A$	24mV(P-P)
效 率	$V_{in}=12V, I_0=0.5A$	75%

3. 带有软启动和电流限制的升/降压型反相变换器

这个电路的输出电压极性反相, 电路见图 4-16, 该电路技术指标如表 4-6 所示。

图 4-16 电路的技术指标

表 4-6

项 目	测试条件	指 标
电压调整率	$V_{in}=8\sim 40V, I_0=250mA$	52mV 0.35%
负载调整率	$V_{in}=12V, I_0=1\sim 250mA$	47mV 0.32%
输出纹波	$V_{in}=12V, I_0=250mA$	10mV(P-P)
短路电流	$V_{in}=12V, R_L=0.1\Omega$	330mA
效 率	$V_{in}=12V, I_0=250mA$	85%

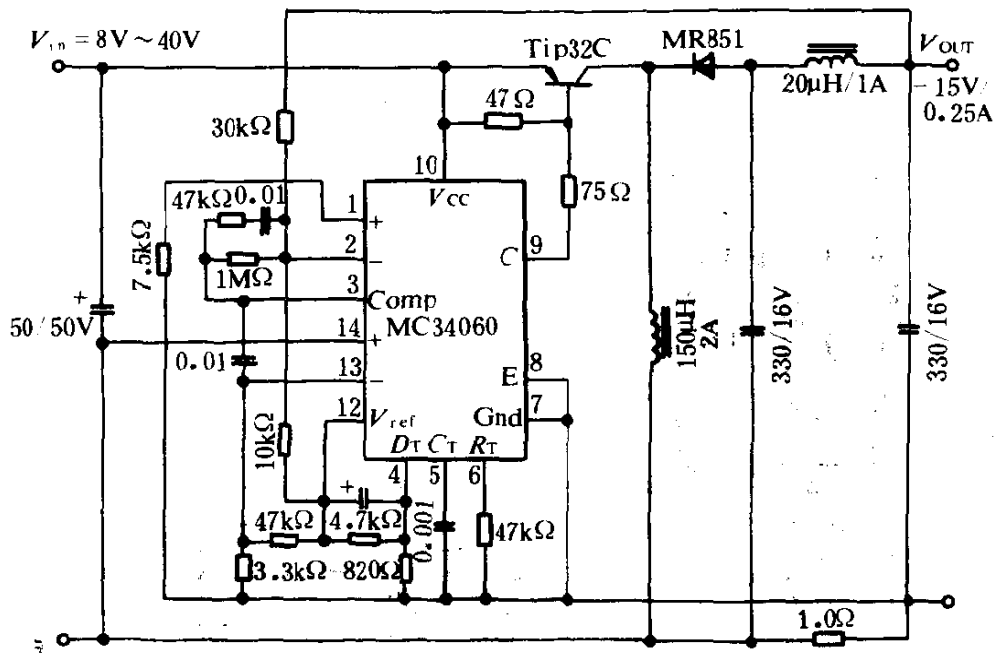


图 4-16 带软启动和输出电流限制的升/降压反相型变换器

4. 带有软启动和原边电流限制的 33W 反激型稳压电源

电路如图 4-17 所示,电路启动时由稳压二极管 IN4742 和二极管 IN4001 为集成电路提供工作电压,正常工作时由反馈绕组经二极管 IN4934,47 μ F 的滤波电容器为集成电路提供直流工作电压,而二极管 IN4001 关断。该稳压电源的功率开关晶体管使用的是 MJE13005,其驱动级组成推拉电路。稳压电路的技术指标如表 4-7 所示。电路中变压器、电抗器的参数如下:

图 4-17 的技术指标

表 4-7

项 目	测 试 条 件	指 标
电压调整率 5V	$V_{in}=95\sim 135V_{ac}, I_0=3.0A$	20mV 0.40%
电压调整率 $\pm 12V$	$V_{in}=95\sim 135V_{ac}, I_0=\pm 0.75A$	52mV 0.26%
负载调整率 5V	$V_{in}=115V_{ac}, I_0=1\sim 4A$	476mV 9.5%
负载调整率 $\pm 12V$	$V_{in}=115V_{ac}, I_0=\pm 0.4\sim \pm 0.9A$	300mV 2.5%
输出纹波 5V	$V_{in}=115V_{ac}, I_0=3A$	45mV _(P-P)
输出纹波 $\pm 12V$	$V_{in}=115V_{ac}, I_0=\pm 0.75A$	75mV _(P-P)
效 率	$V_{in}=115V_{ac}, I_0 5V=3A$ $I_{\pm 12}=\pm 0.75A$	74%

T_1 : 绕组工艺 W2961

T_2 : 铁心-绕组工艺 11-464-16, 气隙 0.025"/每一变压器铁心柱

绕组-原边 2 组,每一组 75 匝,#26Awg 双线绕制

反馈绕组:15 匝#26Awg

、副边绕组:5V-6 匝,#22Awg 双线绕制

±12V-二组每组14 匝,#24Awg,双线绕制

$L_1:15\mu\text{H}5\text{A}, L_2, L_3:25\mu\text{H} 1.0\text{A}$

五、高精度开关型脉宽调制控制集成电路

MC33060A/34060A/35060A

该系列集成电路与 MC34060/MC35060 相比,内部增加了欠压封锁功能,输出级晶体管额定电流可达 500mA,芯片上 5V 基准电压精度为 1.5%。因此,从功能,驱动能力,脉宽调制精度上要优于 MC34060/MC35060,但使用方法完全相同。这三种集成电路的内部原理方块图如图 4-18 所示,序列参数见表 4-8。

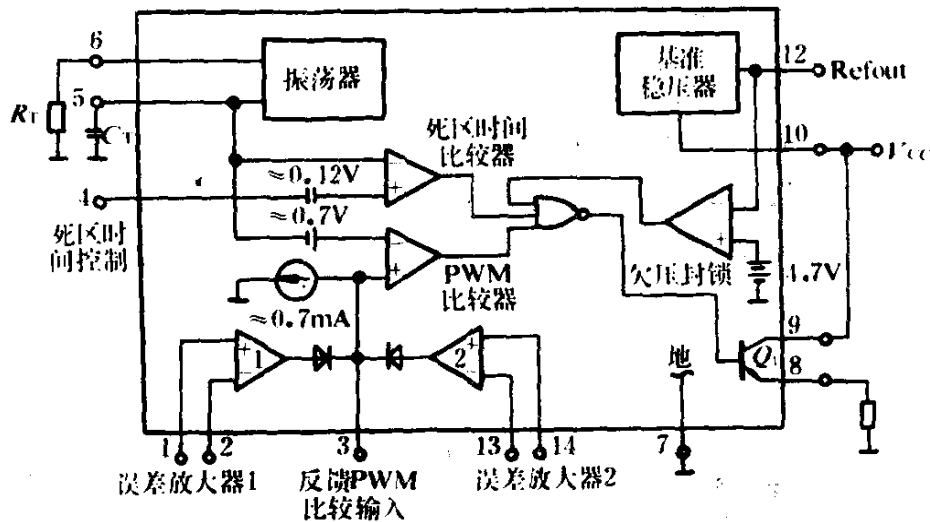


图 4-18 MC33064A/MC34064A/MC35064A 的方块图

MC34060A、MC35060A、MC33060A 序列参数 表 4-8

器 件	温度范围(°C)	封 装
MC34060AD	0~+70	SO-14 塑料 DIP
MC34060AP		塑料 DIP
MC35060AL	-55~+125	陶瓷 DIP
MC33060AD	-40~+85	SO-14 塑料 DIP
MC33060AP		塑料 DIP

第二节 开关型脉宽调制控制集成电路 TL494/TL495

TL494 是一种固定频率的、设计适用于各种调宽型开关电源的脉宽调制型控制器。它们的外形和管脚连接图如图 4-19 所示。该系列集成电路型号有 TL494C 专门用于民品,工作温度 $0\sim 70^{\circ}\text{C}$; TL494I 为工业产品,工作温度在 $-25\sim +85^{\circ}\text{C}$; TL494M 是军用品,工作温度在 $-55\sim 125^{\circ}\text{C}$ 。集成电路型号的后尾有两种,一种是 J 后尾的陶瓷封装,另一种为 N 后尾塑料封装。这种器件的主要性能如下:

- (1) 具有完整的脉宽调制控制电路;
- (2) 芯片上有两个误差放大器;
- (3) 芯片上有 5V 的基准电压;
- (4) 死区时间控制可以调节;
- (5) 输出级晶体管额定电流可达 500mA;
- (6) 输出控制可用于推挽、半桥或单端工作电路;
- (7) 具有欠压封锁功能。

集成电路的序列参数见表 4-9。

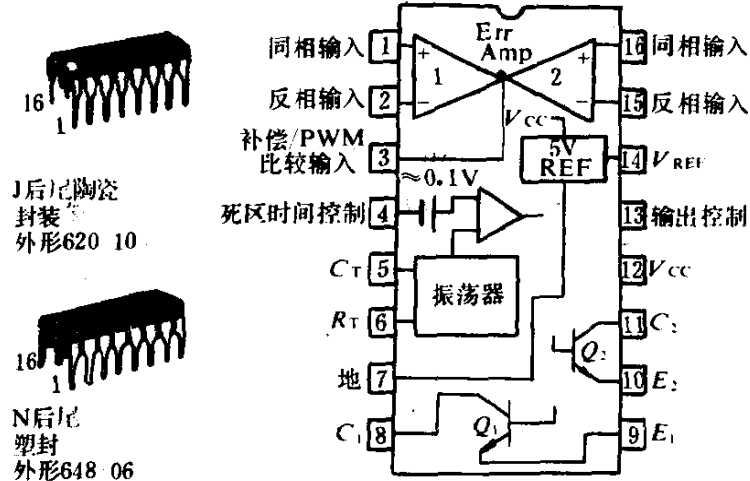


图 4-19 TL494/TL495 外形和管脚连接图

TL494/TL495 序列参数表

表 4-9

器 件	温度范围(°C)	封 装
TL494CN	0~+70	塑料 DIP
TL494CJ		陶瓷 DIP
TL494IN	-25~+85	塑料 DIP
TL494IJ		陶瓷 DIP
TL494MJ	-55~+125	陶瓷 DIP
TL495CN	0~+70	塑料 DIP
TL495IN	-25~+85	塑料 DIP
TL495MJ	-55~+125	陶瓷 DIP

一、TL494 集成电路的内部结构方块图、
时序图、主要参数和特性曲线

TL494 的内部结构方块图见图 4-20,它主要由振荡器、死区时间控制比较器、PWM 比较器、两个误差放大器、触发器、欠压封锁比较器 5V 基准电压和双通道输出级组成。集成电路的时序图见图 4-21。最大额定值参数见表 4-10,电气特性见表 4-11,热特性见表 4-12,推荐工作条件见表 4-13。有关的特性曲线见图 4-22a)~g)所示。

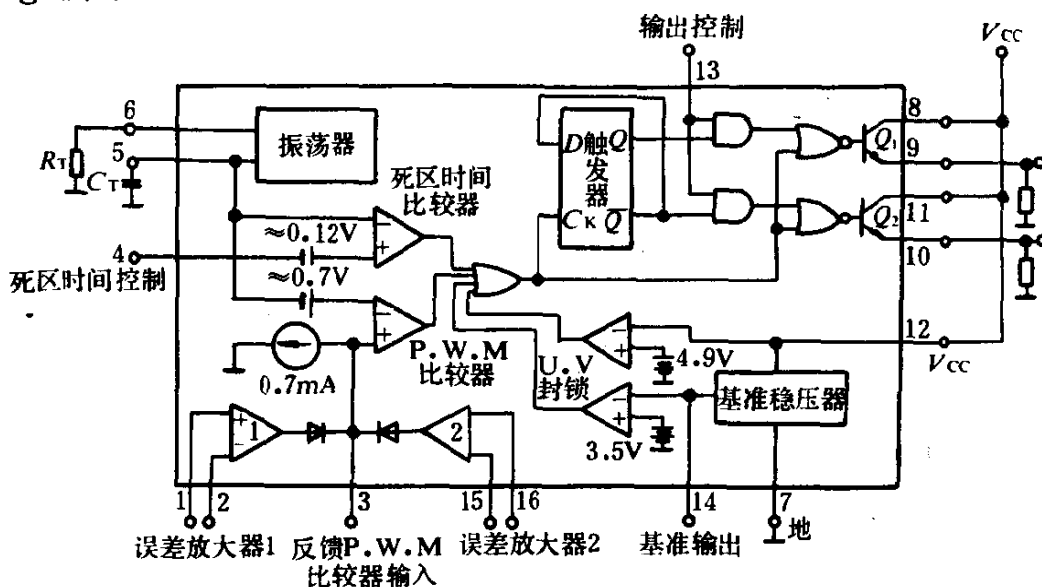


图 4-20 TL494 的内部结构方块图

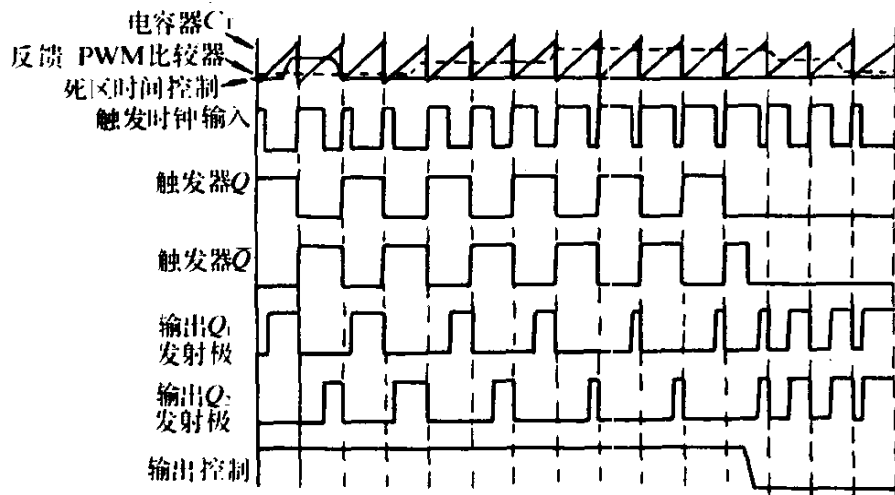


图 4-21 TL494 的时序图

TL494 最大额定值参数

表 4-10

参 数	符号	TL494C	TL494I	TL494M	单 位
电源电压	V_{CC}	42	42	42	V
集电极输出电压	V_{C_1}, V_{C_2}	42	42	42	V
集电极输出电流(每一个晶体管)	I_{C_1}, I_{C_2}	500	500	500	mA
放大器输入电压范围	V_{IR}	-0.3~42	-0.3~42	-0.3~42	V
功率损耗 $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000	1000	1000	mw
工作环境温度	T_A	0~70	-25~85	-55~125	$^\circ\text{C}$
工作结温:	T_j	塑封	125	—	$^\circ\text{C}$
		陶瓷封装	150	150	

TL494 的电气特性

($T_A = 25^\circ\text{C}, V_{CC} = 15\text{V}, C_T = 0.01\mu\text{F}, R_T = 12\text{k}\Omega$) 表 4-11

特 性	符号	典型值	单 位
基 准 电 压 部 分			
基准电压 ($I_0 = 1\text{mA}$)	V_{ref}	5	V
电源调整率 ($V_{CC} = 7 \sim 40\text{V}$)	$R_{reg, line}$	2	mV
负载调整率 ($I_0 = 1 \sim 10\text{mA}$)	$R_{reg, load}$	3.0	mV
短路输出电流 ($V_{ref} = 0\text{V}$)	I_{sc}	35	mV
输 出 部 分			

续上表

特 性	符号	典型值	单位
集电极断态电流 ($V_{CC}=40V, V_{CE}=40V$)	$I_{C(off)}$	2	μA
集电极-射极饱和电压 ($V_E=0V, I_C=200mA$)共射	$V_{sat(c)}$	1.1	V
集-射极饱和电压 ($V_C=15V, I_E=-200mA$)射随器	$V_{sat(E)}$	1.5	V
输出控制脚电流 低电平($V_{OC} \leq 0.4V$) 高电平($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL}	10	μA
	I_{OCH}	0.2	mA
输出电压上升时间 共射电路(见图 4-25) 射随器电路(见图 4-26)	t_r	100	ns
	t_r	100	ns
输出电压下降时间 共射电路(见图 4-25) 射随器电路(见图 4-26)	t_f	25	ns
	t_f	40	ns
误 差 放 大 器 部 分			
输入失电压($V_{O(Pin3)}=2.5V$)	V_{IO}	2	mV
输入失调电流($V_{O(Pin3)}=2.5V$)	V_{IO}	5	nA
输入偏置电流($V_{O(Pin3)}=2.5V$)	V_{IB}	-0.1	μA
输入共模电压范围($V_{CC}=40V, T_A=25^\circ C$)	V_{ICR}	-0.3~ $V_{CC}-2$	V
开环电压增益 ($\Delta V_o=3V, V_o=0.5\sim 3.5V, R_L=2k$)	A_{VOL}	95	dB
单位增益截止频率 ($V_o=0.5\sim 3.5V, R_L=2k$)	f_c	350	kHz
在单位增益处的相位裕量 ($V_o=0.5\sim 3.5V, R_L=2k$)	ϕ_m	65	($^\circ$)
共模抑制比($V_{CC}=40V$)	CMRR	90	dB
电源抑制比 ($\Delta V_{CC}=33V, V_o=2.5V, R_L=2k$)	PSRR	100	dB
输出端吸电流($V_{O(pin3)}=0.7V$)	I_o^-	0.7	mA
输出端流出电流($V_{O(pin3)}=3.5V$)	I_o^+	-4	mA

续上表

特 性	符 号	典型值	单 位
PWM 比 较 器 部 分			
输入门槛电压(零占空比)	V_{TH}	3.5	V
输入端吸电流($V_{(pin3)}=0.7V$)	I_{I-}	0.7	mA
死区时间控制部分(测试电路见图 4-24)			
输入偏置电流(4脚) ($V_{(pin4)}=0\sim 5.25V$)	$I_{IB(DT)}$	-2.0	μA
最大占空比,每一输出端,推挽方式 $C_T=0.01\mu F$, $R_T=12k$ $V_{pin4}=0V$ $C_T=0.001\mu F$, $R_T=30k$	DC_{max}	48 45	%
输入门槛电压;零占空比	V_{TH}	2.8	V
振 荡 器 部 分			
频率($C_T=0.001\mu F, R_T=30k\Omega$)	f_{osc}	40	kHz
频率的标准偏差 ($C_T=0.001\mu F, R_T=30k$)	$\delta_{f_{osc}}$	3.0	%
频率随电压的变化($V_{CC}=7\sim 40V, T_A=25^\circ C$)	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	0.1	%
频率随温度的变化 ($C_T=0.01\mu F, R_T=12k$)	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	最大 12	%
欠 压 封 锁 部 分			
通态门槛值(V_{CC} 增大, $I_{ref}=1mA$)	V_{th}	6.43	V
总 的 器 件			
维持电源电流(6脚为 V_{ref} , 其它($V_{CC}=15V$) 所有输出、输入端都开路)($V_{CC}=40V$)	I_{CC}	5.5 7	mA
平均电源($V_{(pin4)}=2.0V$)(见图 4-24) 电流($C_T=0.001\mu F, R_T=12k, V_{CC}=15V$)	—	7	mA

TL494 的热特性

表 4-12

特 性	符 号	N 后尾塑封	J 后尾陶瓷封装	单 位
结对周围热阻	R_{QJA}	80	100	$^\circ C/W$
额定的环境温度	T_A	45	50	$^\circ C$

推荐的工作条件

表 4-13

项 目	符 号	最 小	典 型	最 大	单 位
电源电压	V_{CC}	7.0	15	40	V
集电极输出电压	V_{C1}, V_{C2}	—	30	40	V
集电极输出电流	I_{C1}, I_{C2}	—	—	200	mA
放大器的输入电压	V_{in}	-0.3	—	$V_{CC}-2.0$	V
进入反馈端的电流	I_{fb}	—	—	0.3	mA
基准输出电流	I_{ref}	—	—	10	mA
定时电阻	R_T	1.8	30	500	k Ω
定时电容	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
振荡器频率	f_{osc}	1	40	200	kHz

二、TL494 型控制器的工作原理介绍

TL494 是频率固定的脉宽调制型控制器,从它的内部结构方块图中可以看到,它的内部线性锯齿波振荡器是由两个外部元件 R_T 和 C_T 实现频率编程控制,振荡器的振荡频率近似为:

$$f_{osc} \approx \frac{1 \cdot 1}{R_T \cdot C_T}$$

R_T 一般在 $5 \sim 100k\Omega$ 之间, C_T 一般在 $0.001 \sim 0.1\mu F$ 之间。输出脉冲的宽度调制是由电容 C_T 两端的正向锯齿波和另外两个控制信号进行比较后完成的。输出晶体管 Q_1 和 Q_2 由两只或非门输出来驱动。只有当锯齿波电压大于脚 3、4 两端输入的控制信号时,触发器输入的时钟脉冲才处于低电平。因此,随着控制信号幅度的增加,输出的脉冲宽度将减小,如图 4-21 的时序波形图所示。

外加的控制信号由死区时间控制端(脚 4)、误差放大器的输入端(脚 1、2、15、16)或反馈输入端(脚 3)输入。由于死区时间控制比较器 C_3 的输入端有 $120mV$ 的偏置电压,限制了输出最小死区

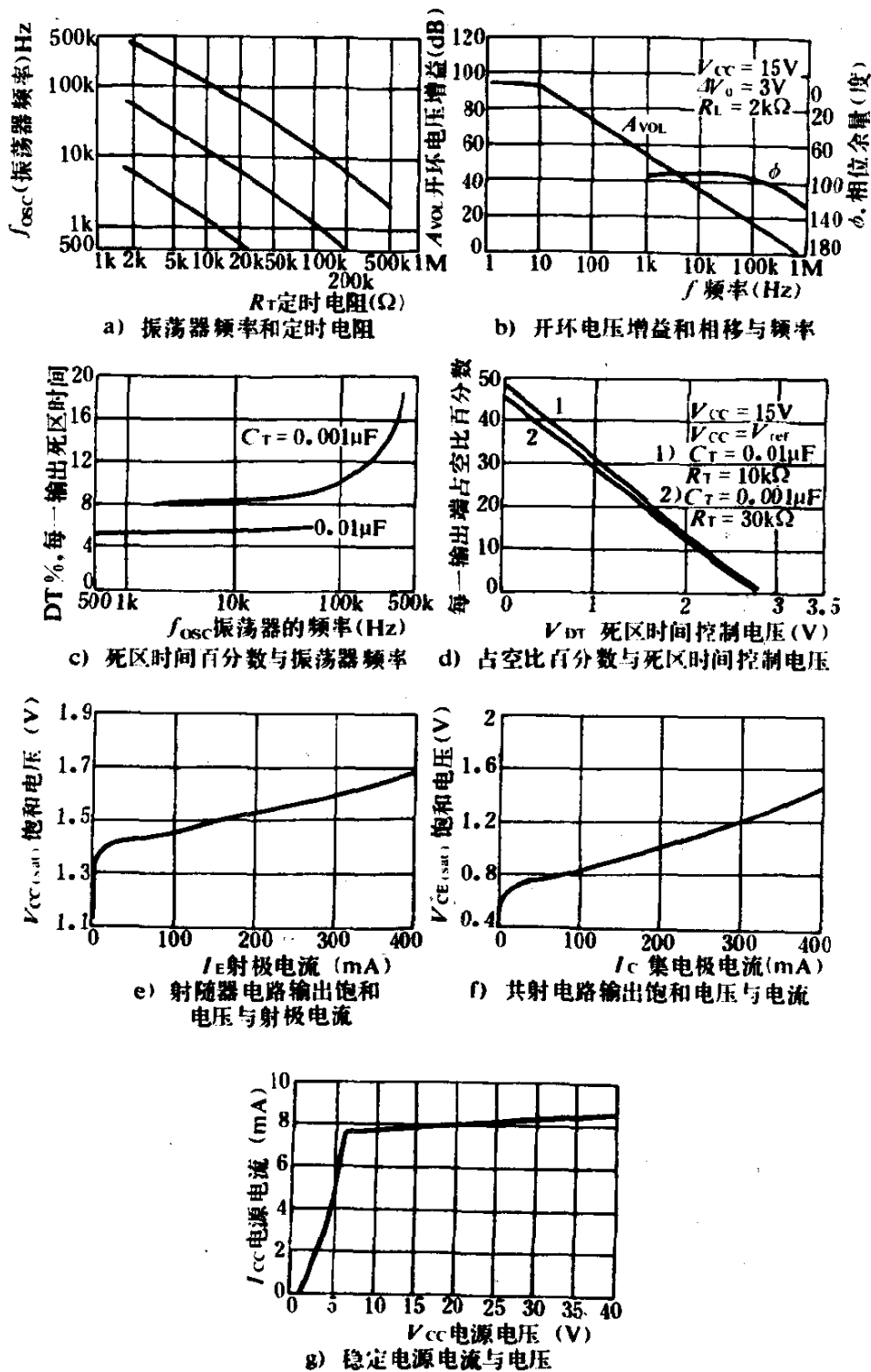


图 4-22 TL494 的特性曲线

时间,它的值约占锯齿波一个周期的 4%,这就导致在输出控制端(脚 13)接地时,最大的占空比为 96%,而当输出控制端接到基准

电压上时,也就是推挽应用时最大占空比为 48%。在死区时间控制端上加电压就能调整输出死区时间。死区时间控制端外加的电压和输出脉冲占空比百分数的关系曲线见图 4-22d)所示,图中曲线是在输出控制端(脚 13)上接基准电压时测出的。

当反馈输入端(脚 3)所加电压从 0.3V 变到 3.5V 时,脉宽调制比较器的输出就能使输出脉冲的占空比由死区时间控制输入端所确定的最大百分数下降到零。误差放大器 1 和 2 的开环电压增益约为 95dB,其允许的共模输入范围为 $-0.3V$ 到 $(V_{CC}-2)V$,它可以用来检测稳压电源的输出电压和电流。两个误差放大器的高电平输出以或的关系同时加到脉宽调制比较器的同相输入端。用这种电路,放大器控制回路需要最小的输出导通时间。

每当电容器 C_T 放电时,死区时间比较器就输出一个正脉冲,这个正脉冲作为触发器的时钟脉冲,其上升沿使触发器输出状态转换。正脉冲同时加到两个或非门的输入端,使输出晶体管 Q_1 和 Q_2 截止。当输出控制端(脚 13)接到基准电压上时,触发器的输出就与时钟脉冲一起加到或非门上,使两只输出晶体管轮流导通与截止,从而实现推挽工作状态。这时,输出方波的频率等于锯齿波振荡器频率的一半,输出的驱动方波从输出晶体管 Q_1 、 Q_2 上取得。当单端工作要求驱动电流不大,且占空比 $\leq 50\%$ 时,也可以把输出控制端(脚 13)接到基准电源工作方式,由单个输出晶体管驱动。当集成电路单端工作而又要求输出大的驱动电流时,可以把输出晶体管 Q_1 、 Q_2 并联使用,并联后输出驱动电流可增大一倍,集电极最大输出电流可达 500mA,但输出控制脚必须接地,使触发器输出不起作用。这时,输出方波的频率等于锯齿波振荡器的频率。输出控制脚的功能可见功能表 4-14。

TL494 控制器内部有一个 5V 的基准电源,它可输出 10mA 电流,作为外接偏置电路的负载电流,这个基准电源的精度为 $\pm 5\%$,也就是基准电源的标称电压为 5V,其最小电压为 4.75V,最大电压为 5.25V,温漂小于 50mV,工作温度范围在 $0 \sim 70^\circ\text{C}$ 。

功 能 表

表 4-14

输 入	输 出 功 能	$\frac{f_{OUT}}{f_{OSC}} =$
输出控制脚 13		
接 地	Q_1, Q_2 的单端 PWM	1
接 V_{ref}	推挽工作	0.5

三、TL494 的测试和典型应用电路

TL494 集成电路控制器的有关测试电路和应用方法电路如图 4-23~图 4-32 所示。

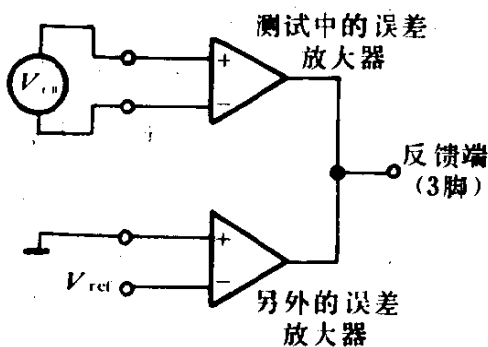


图 4-23 误差放大器性能测试电路

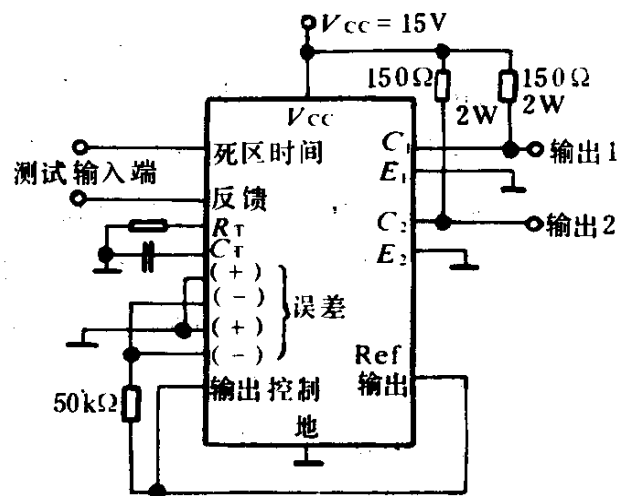


图 4-24 死区时间和反馈控制测试电路

图 4-33 为使用 TL494 作控制器的推挽调宽型开关稳压电源电路图。图中误差放大器 EA_1 的同相输入端（脚 1）接在由并联在输出端的两个电阻组成的分压器上，误差放大器 EA_1 的反相输入端（脚 2）通过一个 $4.7k$ 的电阻与 TL494 内部基准电源的输出端（脚 14）相连接。脚 15 和脚 3 之间接的电容是为了加大误差放大器 EA_2 的高频负反馈，降低其高频增益及抑制高频寄生振荡用的。死区时间控制端（脚 4）不是直接接地，而是通过 $10k$ 电阻接地，并通过 $10\mu F$ 的电容器和脚 14 相连接，电阻和电容器组成一个软启动电路，输入电源刚接通时，由于电容器两端电压不能突变，故脚 14 输出的基准电压 $5V$ 全部加在脚 4 上，使死区时间控制端（脚 4）处于高电平，死区时间比较器的输出亦为高电平，故

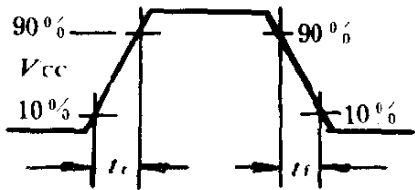
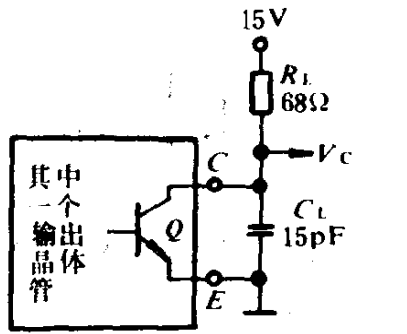


图 4-25 共射连接测试电路和波形

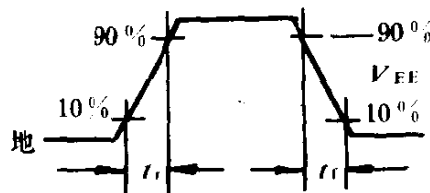
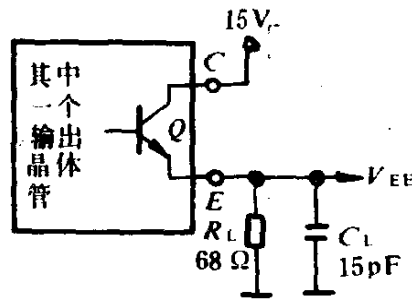


图 4-26 射极跟随器测试电路和波形

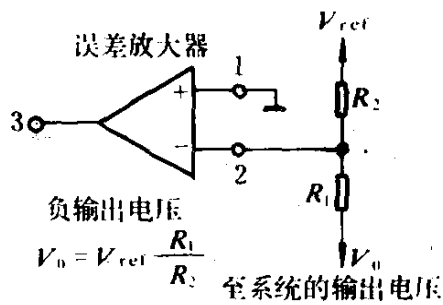
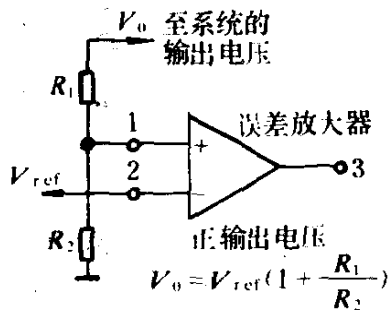
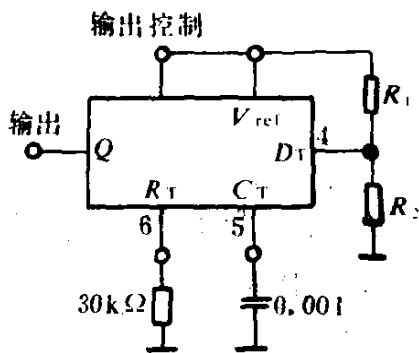


图 4-27 误差放大器检测技术



每一个输出端的通态最大% $\approx 45 - \left(\frac{80}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \right)$

图 4-28 死区时间控制电路

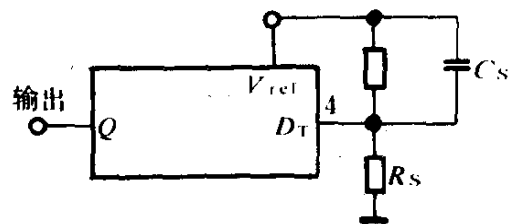


图 4-29 软启动电路

Q_1, Q_2 处于截止状态, 开关电源无输出, 以后随着电容器充电的进行, 电容器两端电压逐渐升高, 10k 电阻两端电压逐渐降低, Q_1, Q_2

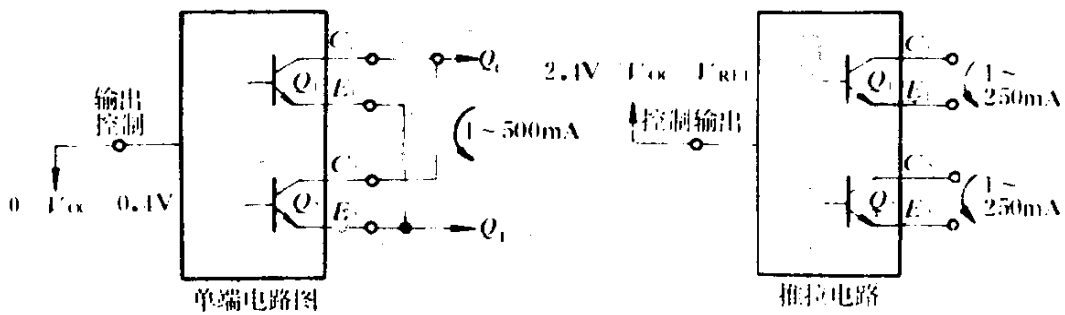


图 4-30 单端和推挽电路的输出连接

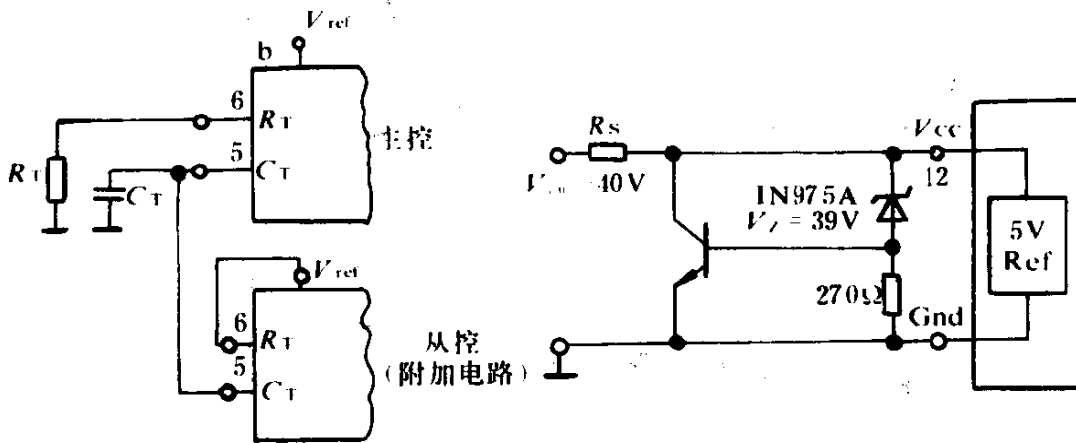


图 4-31 两个或多个控制电路的从控制

图 4-32 在 $V_{in} > 40V$ 使用外部稳压二极管工作

就逐渐开启, 正常工作时, 10k 电阻两端电压近似为零。该应用电路的技术指标见表 4-15。

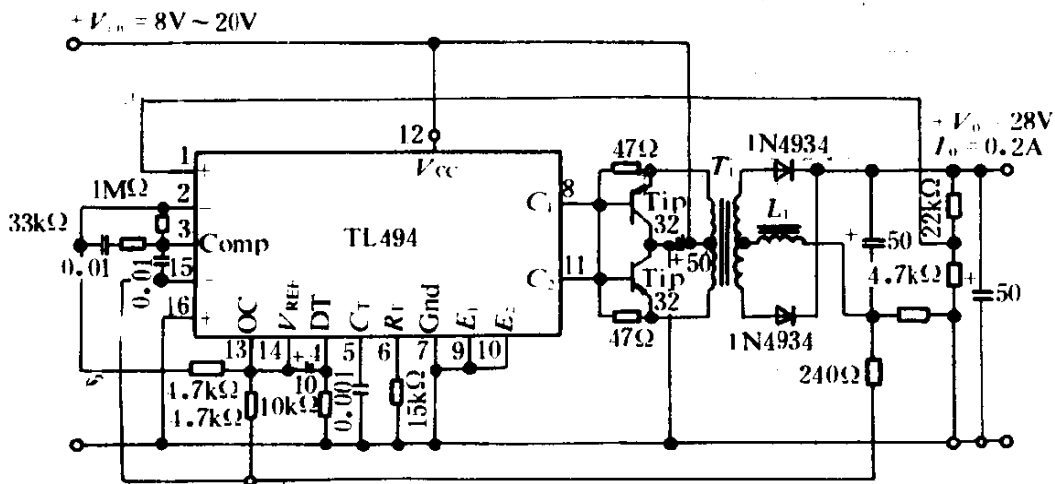


图 4-33 脉宽调制推挽电路

TL494 推挽电路技术指标

表 4-15

项 目	测 试 条 件	指 标
电源调整率	$V_{in}=10\sim 40V$	14mV 0.28%
负载调整率	$V_{in}=28V, I_0=1mA\sim 1A$	3mV 0.06%
输出纹波	$V_{in}=28V, I_0=1A$	65mV _{P-P}
短路电流	$V_{in}=28V, R_L=0.1\Omega$	1.6A
效 率	$V_{in}=28V, I_0=1A$	71%

图 4-34 是脉宽调制降压稳压电路,图中脚 5 上的 $0.001\mu F$ 电容器和脚 6 上的 $47k$ 电阻决定开关电源的工作频率, 1Ω 电阻作为限流保护电阻用。集成电路中误差放大器 EA_1 的同相输入端通过 $5.1k$ 电阻与输出端相连接,而反相输入端(脚 2)通过 $5.1k$ 电阻与集成电路内部基准电源的输出端(脚 14)相连接,所以电路的输出电压 $V_0=V_{REF}=5V$ 。由于采用了外接 PNP 功率晶体管 Tip32A 作为开关管,所以输出电流 I_0 可达 $1A$ 。

这个电路的稳压原理是:当输出电压 V_0 高于基准电压 $V_{REF}=5V$ 时,误差放大器 EA_1 输出正压增加,这样就会导致外接晶体管和 TL494 内部的 Q_1, Q_2 导通时间变短(具体过程可参看 TL494 的时序波形图),使输出电压 V_0 下降到与 V_{REF} 基本相等,从而维持输出电压稳定,反之亦然。该应用电路的性能指标见表 4-16。

图 4-34 电路的性能指标

表 4-16

项 目	测 试 条 件	指 标
电源调整率	$V_{in}=8\sim 40V$	3mV 0.01%
负载调整率	$V_{in}=12.6V, I_0=0.2\sim 200mA$	5mV 0.02%
输出纹波	$V_{in}=12.6V, I_0=200mA$	40mV _{P-P}
短路电流	$V_{in}=12.6V, R_L=0.1\Omega$	250mA
效 率	$V_{in}=12.6V, I_0=200mA$	72%

TL495 控制集成电路与 TL494 的内部结构,主要技术数据,参数和应用方法完全相同,在此就不重复介绍了。

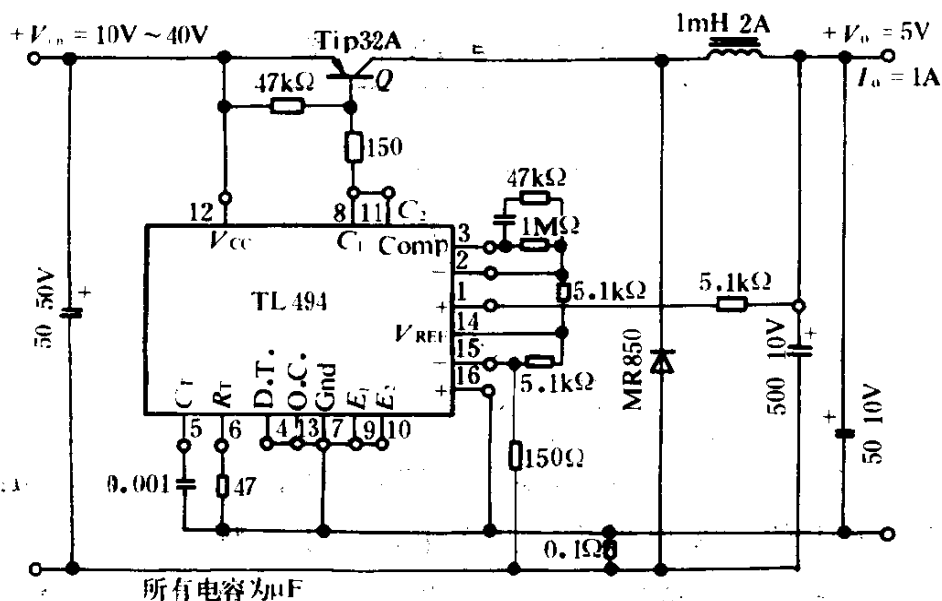


图 4-34 脉宽调制降压型电路

第三节 SG1525A/SG1527A、SG2525A/ SG2527A、SG3525A/SG3527A 脉宽调制控制电路

SG1525A/1527A 系列集成脉宽调制控制电路提供了改进的性能,当要完成对各种类型开关电源控制时,减少了外面元件的数量。在芯片上的 5.1V 基准电压调整率为 $\pm 1\%$, 误差放大器具有一个输入共模电压区域,这个区域包括了基准电压,因此,就不需要外部分压电阻。振荡器的同步输入端能对多个器件完成从动控制,也可以使单个器件与外部系统时钟同步。在 C_T 和放电管脚之间连接单个电阻可以对死区时间在很宽范围进行编程控制。这种器件也具有内装的软启动电路,仅需要一个外部的定时电容器。关闭管脚既控制软启动电路,也控制输出级,防止在脉冲调制停止情况下由于 PWM 封锁瞬间断开,也就是在较长的关闭指令情况下软启动重复循环。在 V_{CC} 低于规定值情况下,欠压锁定端禁止输出和软启动电容的变换。输出级是推挽形式,拉电流和灌电流的设计能力超过 200mA。SG1525A 系列的输出级具有或非逻辑关系,在截止状态产生一个低输出电平,而 SG1527A 系列输出级为或逻辑

关系,当截止时得到一个高的输出电平。这种器件的军用、工业用、民用品都可以买到,它们的主要特性如下:

- (1)工作电压 8~35V;
- (2)5.1V, ±1.0%
可调基准电压;
- (3)振荡器工作频率范围 100~400kHz;
- (4)单独的振荡器同步管脚;
- (5)死区时间控制可以调节;

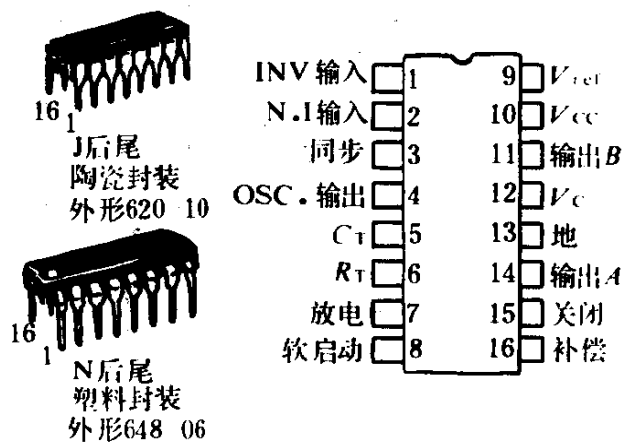


图 4-35 SG1525A 系列的外形和管脚连接

- (6)输入欠压锁定;
- (7)封锁 PWM 电路防止多重脉冲;
- (8)双输出:±400mA 峰值电流。

SG1525A 系列集成电路的外形和管脚连接图见图 4-35, 序列参数见表 4-17。

SG1525A 系列的序列参数

表 4-17

器 件	温度范围(°C)	封 装
SG1525AJ SG1527AJ	-55~+125	陶瓷封装
SG2525AJ SG2525AN SG2527AJ SG2527AN	-25~+85	陶瓷 DiP 塑料 DiP 陶瓷 DiP 塑料 DiP
SG3525AJ SG3525AN SG3527AJ SG3527AN	0~+70	陶瓷 DiP 塑料 DiP 陶瓷 DiP 塑料 DiP

一、SG1525A 系列集成电路的功能方块图和主要参数

SG1525A 系列集成电路的内部功能方块图如图 4-36 所示, 它主要由基准电源、振荡器、误差放大器、PWM 比较器、锁存器、

欠压封锁电路、关闭电路、输出推挽电路等组成。表 4-18 为图中

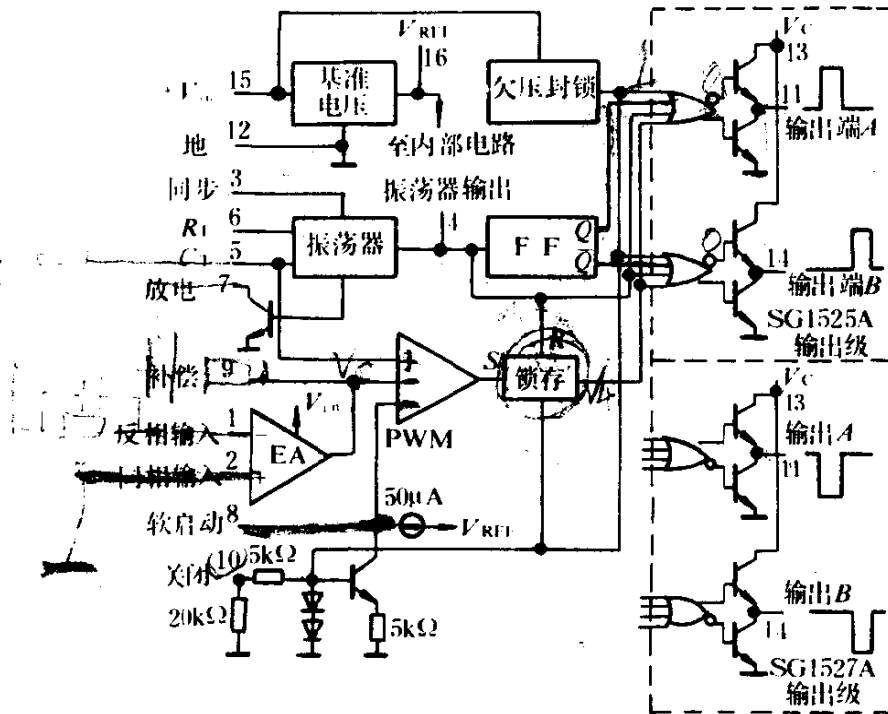


图 4-36 SG1525 系列的内部功能方块图

RS 锁存器的特性表,表中 Q_2^n 为锁存器的输出状态, Q_2^{n+1} 为锁存器输出的次态。加在锁存器 R 端的脉冲信号,其低电平的持续时间长,高电平的持续时间短。当供电电压正常时,欠压封锁电路输出为低电平,脉宽调制控制器的时序图如 4-37 所示。图中 U_{c1} 为 SG1525 控制器内部脉宽调制器输入端的波形,它的同相输入端加的是锯齿波电压 U_{c+} 它有两个反相输入端,这两个反相输入端 C_{1-} 、 C_{2-} 分别和软启动信号输入端,误差放大器 EA 的输出端相连接。当电路软启动过程结束,投入正常运行时,它的反相输入端 C_{1-} 就处于高电平状态。这时,只要脉宽调制比较器同相输入端所加的锯齿波电压幅值高于 U_{c2-} 时,比较器的输出就变为高电平,RS 锁存器的 S 端就变为 1。 Q_2 为锁存器的输出,它只有在 $S=0$, $R=1$ 时才翻转为 0,并在 $R=0$, $S=0$ 时维持输出为 0。锁存器在 $R=1$, $S=1$ 时,其输出状态为不定状态,即其输出可能为 0 也可能为 1,这一部分输出在图 4-37 中用阴影线表示。由于 $R=1$, $S=1$ 时输出级的晶体管都处于截止状态,所以锁存器输出的不定状态

对整个控制器的输出无影响。集成控制器只有在 $S=0, R=0, Q_2=0, Q_1=0$ 时, 输出晶体管 T_1 才导通, 而在 $S=1, Q_2=1$ 时, 晶体管 T_1 截止。同样, 输出晶体管 T_3 也只有 $S=0, R=0, Q_2=0, Q_1=0$ 时才导通, 不满足这个条件, 它们都处于截止状态。

RS 锁存器特性表

表 4-18

S	R	Q_2	Q_2^{+1}	S	R	Q_2	Q_2^{+1}	S	R	Q_2	Q_2^{+1}	S	R	Q_2	Q_2^{+1}
0	0	0	0	1	1	0	不定	1	0	0	1	0	1	0	0
0	0	1	1	1	1	1	不定	1	0	1	1	0	1	1	0

SG1525A 系列集成控制器的 8 脚到地之间通常接入一只 $5\mu\text{F}$ 电容组成软启动电路, 刚合上电源时, 由于电容两端电压不能突变, 所以脉宽调制比较器反相输入端 8 脚处于低电平, 其输出端为高电平。同时, 由 RS 触发器组成的锁存器的置 1 端 (S 端) 和锁存器的输出端 (Q_2 端) 也为高电平, 这个高电平通过两只或非门加到输出晶体管 T_1, T_3 上, 使它无法导通。只有当 8 脚上外接的电容充电至高电平时, 集成控制器才能开启投入工作。用这种控制器组成调宽型开关电源时, 基准电压常常是加于误差放大器的同相输入端。当输出电压由于输入电压的升高或负载的变化而升高时, 则误差放大器的输出减小, 从而使脉宽调制比较器输出为正的时间变长, 也就是 $S=1$ 的时间变长, 所以 T_1, T_3 的导通时间变短, 输出电压 V_o 回降到额定值, 起到稳压作用, 反之亦

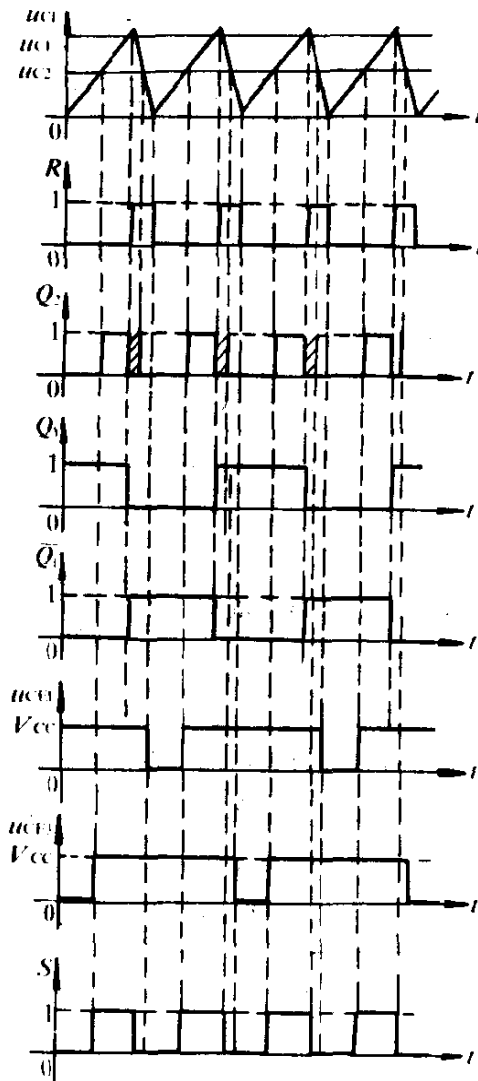


图 4-37 SG1525A 系列集成电路时序图

然。

SG1525A 系列集成电路的最大额定值参数见表 4-19, 推荐工作条件见表 4-20, 电气特性参数见表 4-21。

SG1525 系列集成电路最大额定值(注 1) 表 4-19

额 定 值	符 号	值	单 位
电源电压	V_{CC}	+40	V_{dc}
集电极电源电压	V_C	+40	V_{dc}
逻辑输入	—	-0.3~+5.5	V
模拟输入	—	-0.3~ V_{CC}	V
输出电流(拉或灌电流)	I_o	±500	mA
基准电压输出电流	I_{ref}		mA
振荡器充电电流	—	5.0	mA
功耗(塑料和 陶瓷封装)	P_D	1000 2000	mW
		$T_A=+25^{\circ}C$ (注 2)	
		$T_C=+25^{\circ}C$ (注 3)	
结对空气的热阻(塑料和陶瓷封装)	$R_{\theta JA}$	100	$^{\circ}C/W$
结对外壳热阻(塑料和陶瓷封装)	$R_{\theta JC}$	60	$^{\circ}C/W$
工 作 结 温	T_j	+150	$^{\circ}C$
贮存温度范围:	T_{stg}	-65~+150 -55~	$^{\circ}C$
		陶瓷封装	
		塑料封装	
引脚温度(焊接 10 秒)	$T_{焊}$	+300	$^{\circ}C$

注: 1. 值超过就可能出现损坏。

2. 对环境温度约+50 $^{\circ}C$ 以 100mW/ $^{\circ}C$ 降额。

3. 对外壳温度在+25 $^{\circ}C$ 以上以 16mW/ $^{\circ}C$ 降额。

SG1525A 系列集成电路的推荐工作条件 表 4-20

参 数	符 号	最 小	最 大	单 位
电 源 电 压	V_{CC}	+8	+35	V_{dc}
集电极电源电压	V_C	+4.5	+35	V_{dc}
输出拉/灌电流(稳定状态)(峰值)	I_o	0 0	±100 ±400	mA

续上表

参 数	符 号	最 小	最 大	单 位
基准电压负载电流	I_{ref}	0	20	mA
振荡器频率范围	f_{osc}	0.1	400	kHz
振荡器定时电阻	R_T	2.0	150	k Ω
振荡器定时电容器	C_T	0.001	0.2	μ F
死区时间电阻范围	R_D	0	500	Ω
工作环境温度范围 SG1525A SG1527A SG2525A SG2527A SG3525A SG3527A	T_A	-55 -25 0	+125 +85 +70	$^{\circ}$ C

SG1525A 系列集成电路的电气性能 [$V_{CC}=20V_{dc}$ (注 4)] 表 4-21

性 能	符 号	SG1525A/ 2525A SG1527A/ 2527A		SG3525A/ 3527A		单 位
		典型	最大	典型	最大	
基 准 电 压 部 分						
基准输出电压 ($T_j=+25^{\circ}$ C)	V_{ref}	5.10	5.15	5.10	5.20	V_{dc}
电源调整率 ($8V \leq V_{CC} \leq +35V$)	$R_{regLine}$	10	20	10	20	mV
负载调整率 ($0mA \leq I_L \leq 20mA$)	$R_{regLoad}$	20	50	20	50	mV
温度稳定性	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	20	—	20	—	mV
总输出变化, 包括电源调整	ΔV_{ref}	—	5.20	—	5.25	V_{dc}
短路电流 ($V_{ref}=0, T_j=25^{\circ}$ C)	I_{sc}	80	100	80	100	mA
输出噪声电压	V_n	40	200	40	200	μV_{rms}
长期稳定性 ($T_j=125^{\circ}$ C) (注 5)	s	20	50	20	50	mV/khr
PWM 比较器部分						
最小占空比	DC_{min}	—	0	—	0	%
最大占空比	DC_{max}	49	—	49	—	%
输入门槛, 零占空比 (注 6)	V_{TH}	0.9	—	0.9	—	V
输入门槛, 最大占空比 (注 6)	V_{TH}	3.3	3.6	3.3	3.6	V
输入偏置电流	I_{IB}	0.05	1.0	0.05	1.0	μ A

续上表

性 能	符 号	SG1525A/ 2525A SG1527A/ 2527A		SG3525A/ 3527A		单 位
		典型	最大	典型	最大	
振 荡 器 部 分						
起始精度 ($T_j = +25^\circ\text{C}$)	—	± 2.0	± 6.0	± 2.0	± 6.0	%
频率与电压稳定性 ($8\text{V} \leq V_{\text{CC}} \leq 35\text{V}$)	$\frac{\Delta f_{\text{osc}}}{\Delta V_{\text{CC}}}$	± 0.3	± 1.0	± 1.0	± 2.0	%
最小频率 ($R_T = 150\text{k}\Omega$ $C_T = 0.2\mu\text{F}$)	f_{min}	50	—	50	—	Hz
最高频率 ($R_T = 2\text{k}\Omega$ $C_T = 1\text{nF}$)	f_{max}	400	—	400	—	kHz
电流反射 ($I_{\text{RT}} = 2\text{mA}$)	—	2.0	2.2	2.0	2.2	mA
时钟幅度	—	3.0	3.5	3.5	—	V
时钟宽度	—	0.5	1.0	0.5	1.0	μs
同步门檻 ($T_j = 25^\circ\text{C}$)	—	2	2.8	2	2.8	V
同步输入电流 (同步电压 3.5V)	—	1.0	2.5	1.0	2.5	mA
频率与温度稳定性	$\Delta f_{\text{osc}}/\Delta T$	± 3.0	—	± 3.0	—	%
误 差 放 大 器 部 分						
输入失调电压	V_{IO}	0.5	5.0	2.0	10	mV
输入偏置电流	I_{IB}	1.0	10	1.0	10	μA
输入失调电流	I_{IO}	—	1.0	—	1.0	μA
DC 开环增益 ($R_L \geq 10\text{M}\Omega$)	A_{VOL}	75	—	75	—	dB
低电平输出电压	V_{OL}	0.2	0.5	0.2	0.5	V
高电平输出电压	V_{OH}	5.6	—	5.6	—	V
共模抑制比 ($8\text{V} \leq V_{\text{CC}} \leq 35\text{V}$)	CMRR	75	—	75	—	dB
电源抑制比 ($8\text{V} \leq V_{\text{CC}} \leq 35\text{V}$)	PSRR	60	—	60	—	dB
软 启 动 部 分						
软启动电流 ($V_{\text{门槛}} = 0\text{V}$)	—	50	80	50	80	μA
软启动电压 ($V_{\text{门槛}} = 2\text{V}$)	—	0.4	0.6	0.4	0.6	V
门檻输入电流 ($V_{\text{门槛}} = 2.5\text{V}$)	—	0.4	1.0	0.4	1.0	mA

续上表

性 能	符 号	SG1525A/ 2525A SG1527A/ 2527A		SG3525A/ 3527A		单 位
		典型	最大	典型	最大	
输 出 驱 动 (其中 一个 输出, $V_{CC}=20V$)						
输出低电平 $I_{sink}=20mA$ $I_{source}=100mA$	V_{OL}	0.2 1.0	0.4 2.0	0.2 1.0	0.4 2.0	V
输出高电平 $I_{source}=20mA$ $I_{source}=100mA$	V_{OH}	19 18	— —	19 18	— —	V
欠压封锁 (V_8 和 V_9 为高电平)	V_{UL}	7.0	8.0	7.0	8.0	V
集电极漏电流 ($V_C=35V$) (注 7)	$I_{C(Leak)}$	—	200	—	200	μA
上升时间 ($C_L=1nF, T_j=25^\circ C$)	t_r	100	600	100	600	ns
下降时间 ($C_L=1nF, T_j=25^\circ C$)	t_f	50	300	50	300	ns
门檻延迟 ($V_{SD}=3V, C_S=0$)	t_{ds}	0.2	0.5	0.2	0.5	μs
电源电流 ($V_{CC}=35V$)	I_{CC}	14	20	14	20	mA

注: 4. $T_{LOW} = -55^\circ C$ 对 SG1525A/1527A

= $-25^\circ C$ 对 SG2525A/2527A

= $0^\circ C$ 对 SG3525A/3527A

$T_{high} = +125^\circ C$ 对 SG1525A/1527A

= $+85^\circ C$ 对 SG2525A/2527A

= $+70^\circ C$ 对 SG3525A/3527A

5. 因在装货之前没有测量长时间稳定性, 这项技术要求是批量的平均稳定性的工程估算。

6. 在 $f_{osc} = 40kHz$ ($R_T = 3.6k\Omega, C_T = 0.01\mu F, R_D = 0\Omega$)

7. 仅用于 SG1525A/2525A/3525A, 由于输出脉冲的极性。

二、典型电路的特性

SG1525A 系列集成电路控制器的内部振荡器电路原理图如图 4-38 所示, 振荡器充电时间与定时电阻的关系见图 4-39 所示,

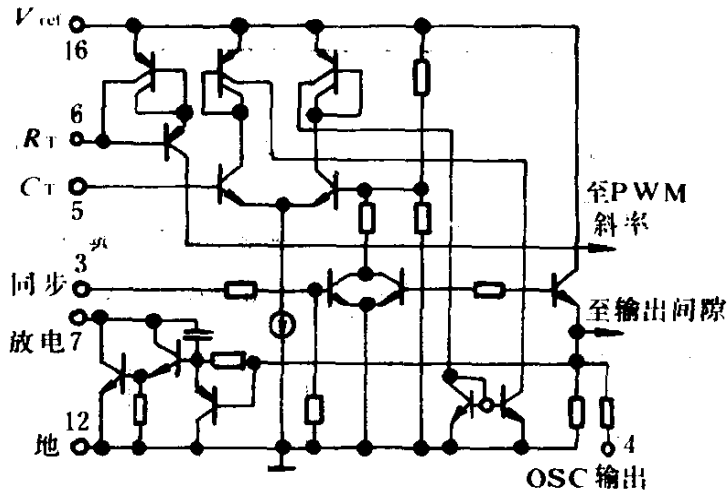


图 4-38 SG1525A 系列振荡器原理图

振荡器应用时 6 脚对地接 R_T ，5 脚对地接 C_T ，5 脚和 7 脚之间接电阻 R_D 。振荡器的放电时间与 R_D 的关系见图 4-40。SG1525A 系列集成电路内部的误差放大器原理电路图如图 4-41 所示，这是一个双端输入单端输出的恒流源差分放大器，它的输出接 PWM 比较放大器，误差放大

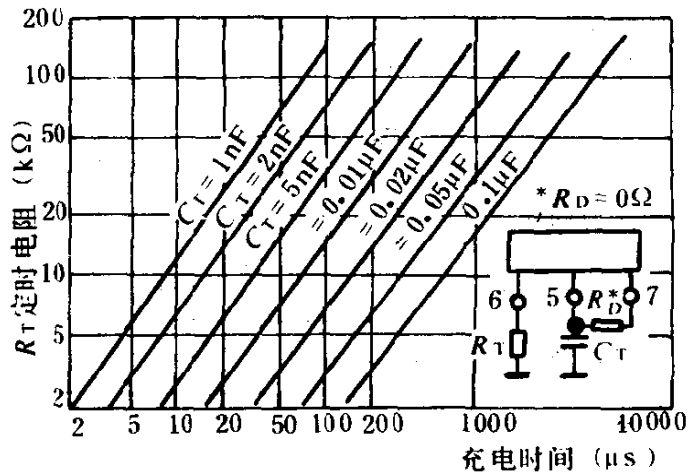


图 4-39 振荡器充电时间与 R_T 关系

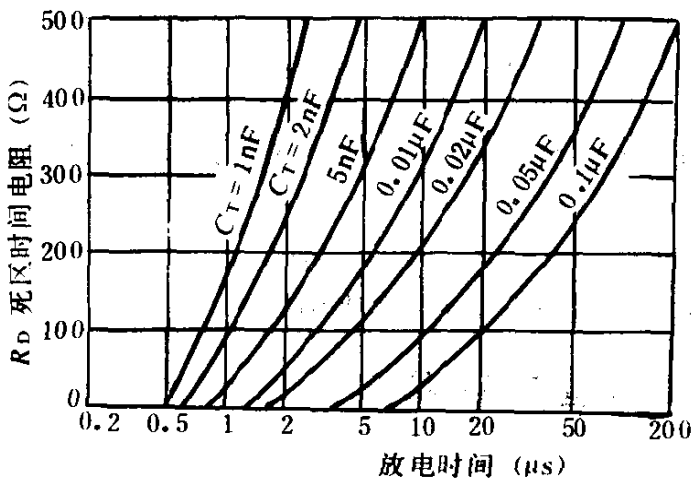


图 4-40 振荡器放电时间与 R_D 关系

器的输出端 9 脚接一 RC 串联网络，用来抑制自激振荡。误差放大器的幅频特性，也就是开环频率响应见图 4-42。SG1525A 系列集成电路内的输出电路如图 4-43 所示，图中的 Q_1 、 Q_2 、 Q_3

三个晶体分别受时钟脉冲、F/F、PWM 信号控制，这三个晶体管为“或”的关系，只要有一个导通， Q_6 就截止，输出原理电路的输出饱和特性曲线见图 4-44。

三、SG1525A 系列集成电路的典型应用电路

1. 单端开关电源接线图

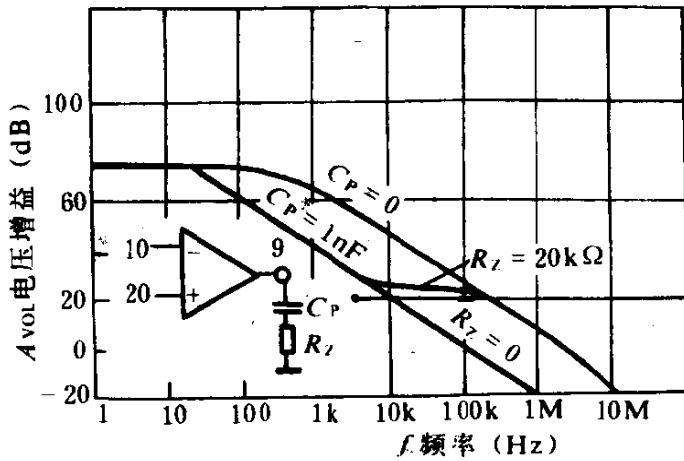


图 4-42 误差放大器开环频率响应

压降驱动 Q_1 管导通。因此， Q_1 管是在集成电路内推挽输出晶体管导通时间内导通的，其开关频率等于控制器内部振荡器的频率。

2. 推挽应用时的接线图

图 4-46 为 SG1525A 系列集成电路推挽应用时的连接电路，双极型开关功率晶体管 Q_1 、 Q_2 分别由控制器 A

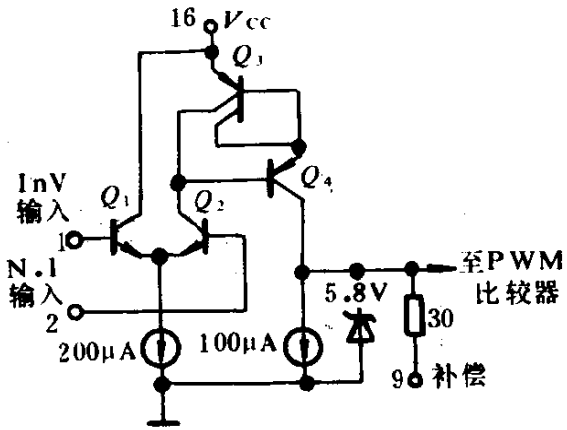


图 4-41 SG1525A 系列集成电路内误差放大器原理图

图 4-45 是 SG1525 系列集成电路接成单端开关电源时的接线图，其输出端 A 和 B (脚 11、14) 接地。当控制器内部的推挽输出管导通时，有电流经 R_1 、 R_2 两个电阻，这个电流在 R_1 上产生的

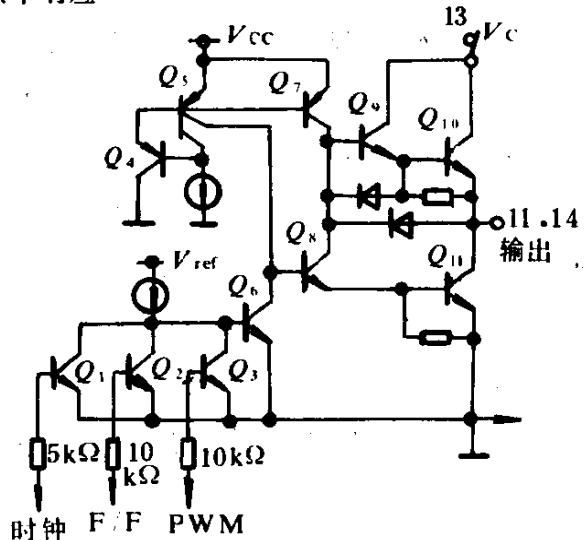


图 4-43 SG1525A 的输出电路原理图

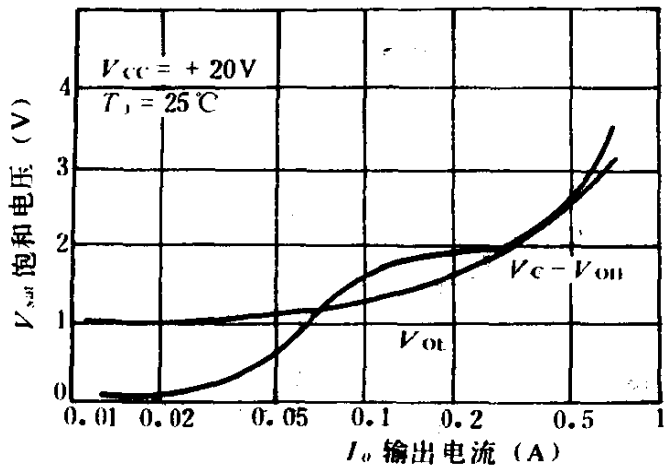


图 4-44 SG1525A 系列集成电路的输出饱和特性

输出端(脚11)和 B 输出端(脚14)输出的正向驱动电流驱动。图中 R_2 、 R_3 是基极限流电阻,它是为了防止注入 Q_1 、 Q_2 的正向基极电流超出控制器允许的输出电流,从而烧毁控制集成电路而设计的。

C_1 、 C_2 是加速电容,使功率开关晶体管 Q_1 、 Q_2 加速导通。

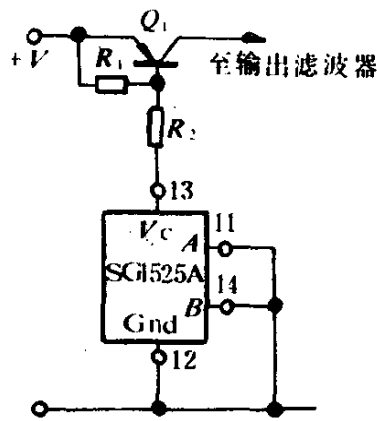


图4-45 单端开关电源接线图

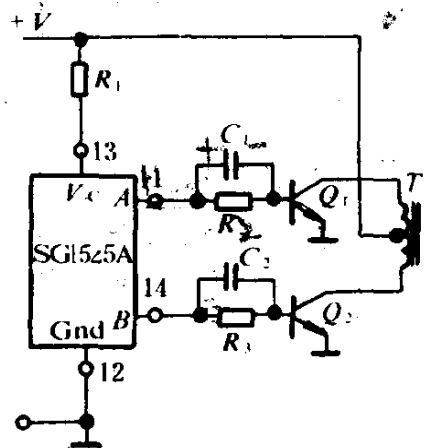


图4-46 推挽应用接线图

3. 驱动功率场效应管的接线图

图4-47为 SG1525A 系列集成电路驱动功率 MOS 管作推挽应用时的电路接线图,由于功率场效应管的输入阻抗很高,所以控制器输出端 A 和 B 到 Q_1 、 Q_2 管栅极之间不需串接限流电阻和加速电容器。图4-48为用 SG1525A 驱动半桥开关电源中功率 MOS 管的接线图,由于功率 MOS 管是电压型控制器件,所以 SG1525 能直接驱动大功率 MOS 场效应管。这两个驱动电路都需要很少的外部元件,能自动预置出现死区的时间。

4. 实验测试装置

SG1525A 系列集成电路的实验测试装置电路如图4-49所示。这个电路可以测试 SG1525 的脉宽调制性能、死区时间、输出级的拉电

存。所有数字控制部分都是 TTL 和 B 系列 CMOS 兼容,为了最大的灵活性,有效的低电平逻辑设计易于实现线-或连接。这种器件的多功能使它能用于单端或推挽开关型稳压器,SG1526系列集成电路的外形和管脚连结如图4-50所示,内部功能方块图见图4-51,序列参数见表4-22,主要特性如下:

- (1)工作电压8~35V;
- (2)5V 基准电压调整率±1%;
- (3)振荡器频率范围1.0~400kHz;
- (4)双拉/灌电流输出为:±100mA;
- (5)死区时间可编程控制;
- (6)欠压封锁;
- (7)单个脉冲计数;
- (8)软启动编程控制;
- (9)宽的电流限制共模范围;
- (10)保证6个元件同步。

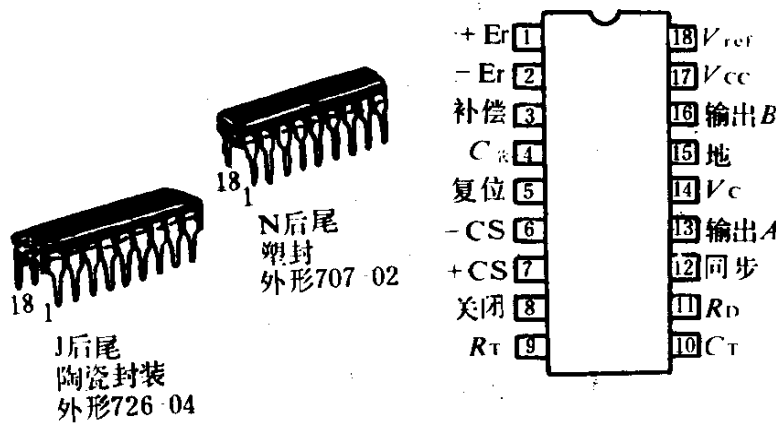


图4-50 SG1526系列外形和管脚连接图
SG1526系列序列参数

表4-22

器 件	结温范围(°C)	封 装
SG1526J	-55~+150	陶瓷 DiP
SG2526J	-40~+150	陶瓷 DiP
SG2526N		塑料 DiP
SG3526J	0~+125	陶瓷 DiP
SG3526N		塑料 DiP

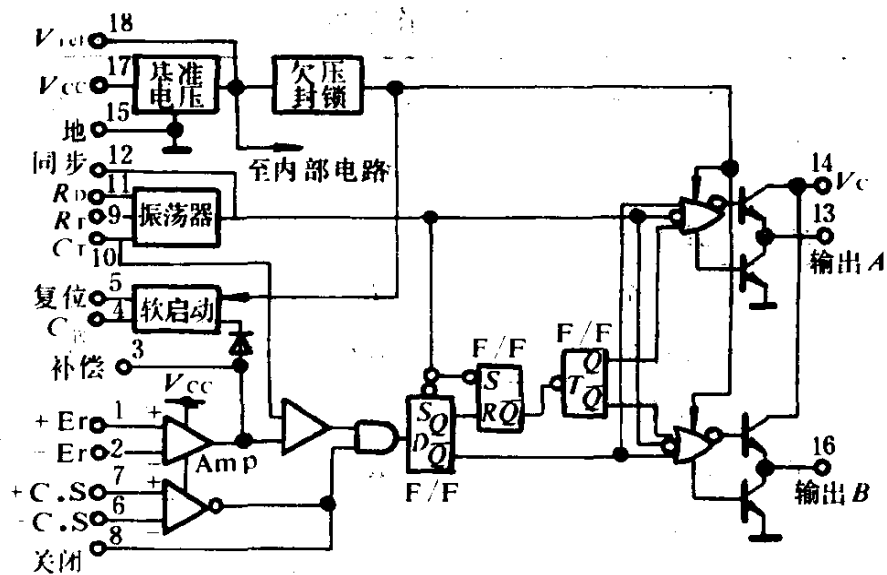


图4-51 SG1526系列方块图

该集成电路的最大额定值参数见表4-23,推荐的工作条件见表4-24,电气性能见表4-25。

最大额定值参数(注1)

表4-23

额 定 值	符 号	值	单 位
电源电压	V_{CC}	+40	V_{dc}
集电极电源电压	V_C	+40	V_{dc}
逻辑输入	—	-0.3~+5.5	V
模拟输入	—	-0.3~ V_{CC}	V
输出电流、拉或灌电流	I_o	±200	mA
逻辑拉电流	—	15	mA
基准负载电流($V_{CC}=40V$,注2)	I_{ref}	50	mA
工作结温	T_j	+150	°C
贮存温度范围	T_{stg}	-65~+150	°C
引脚温度(焊接10s)	T_{solder}	±300	°C
功率损耗:	P_D	(注3) $T_A=+25^{\circ}C$	1000
		(注4) $T_C=+25^{\circ}C$	3000
对空气的热阻结温(塑料和陶瓷封锁)	R_{QjA}	100	°C/W
对外壳的结热阻(塑料和陶瓷封锁)	R_{QjC}	42	°C/W

表4-23、表4-24、表4-25、表4-26的表注在表4-25下。

推荐的工作条件

表4-24

性能	符号	最小	最大	单位
电源电压	V_{CC}	8	35	V_{dc}
集电极电源电压	V_C	4.5	35	V_{dc}
输出拉/灌电流(每一个输出端)	I_O	0	± 100	mA
基准负载电流	I_{ref}	0	20	mA
振荡器频率范围	f_{osc}	0.001	400	kHz
振荡器定时电阻	R_T	2	150	k Ω
振荡器定时电容器	C_T	0.001	20	μF
可变的死区时间范围		3.0	50	%
工作结温范围: SG1526 SG2526 SG3526	T_j	-55 -40 0	+150 +150 +125	$^{\circ}C$

电气特性($V_{CC} = +15V_{dc}$, $T_j = T_{low} \sim T_{high}$ (注5)) 表4-25

特性	符号	SG1526/2526		SG3526		单位
		典型	最大	典型	最大	
基准电压部分(注6)						
基准输出电压($T_j = 25^{\circ}C$)	V_{ref}	5	5.05	5	5.10	V
电源调整率($8V \leq V_{CC} \leq 35V$)	R_{egLine}	10	20	10	30	mV
负载调整率($0mA \leq I_L \leq 20mA$)	R_{egLoad}	10	30	10	50	mV
温度稳定性	$\Delta V_{ref}/\Delta T_j$	15	—	10	—	mV
总的基准电压输出变化 ($8V \leq V_{CC} \leq 35V, 0 \leq I_L \leq 20mA$)	ΔV_{ref}	5	5.1	5	5.15	V
短路电流($V_{ref} = 0V$, 注2)	I_{sc}	80	125	80	125	mA
欠压封锁						
\overline{Reset} 输出电压($V_{ref} = +3.8V$)	—	0.2	0.4	0.2	0.4	V
\overline{Reset} 输出电压($V_{ref} = +4.8V$)	—	4.8	—	4.8	—	V
振荡器部分						

续上表

特 性	符号	SG1526/2526		SG3526		单位
		典型	最大	典型	最大	
初始精度	—	±3.0	±8.0	±3.0	±8.0	%
在电源电压范围内的频率稳定性 ($8V \leq V_{CC} \leq 35V$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{CC}}$	0.5	1.0	0.5	1.0	%
在温度范围内的频率稳定性 ($\Delta T_j = T_{Low} \sim T_{high}$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_j}$	4.0	—	2.0	—	%
最小频率 ($R_T = 150k\Omega, C_T = 20\mu F$)	f_{min}	0.5	—	0.5	—	Hz
最高频率 ($R_T = 2k\Omega, C_T = 0.01\mu F$)	f_{max}	400	—	400	—	kHz
锯齿波峰值电压 ($V_{CC} = 35V$)	$V_{osc(P)}$	3.0	3.5	3.0	3.5	V
锯齿波谷底电压 ($V_{CC} = 8V$)	$V_{osc(V)}$	0.8	—	0.8	—	V
误差放大器部分(注8)						
输入失调电压 ($R_S \leq 2k\Omega$)	V_{IO}	2.0	5.0	2.0	10	mV
输入偏置电流	I_{IB}	-350	-1000	-350	-1000	nA
输入失调电流	I_{IO}	35	100	35	200	nA
直流开环增益 ($R_L \geq 10M\Omega$)	A_{VOL}	72	—	72	—	dB
高输出电压 ($V_{pin1} - V_{pin2} \geq 150mV$) ($I_{source} = 100\mu A$)	V_{OH}	4.2	—	4.2	—	V
低输出电压 ($V_{pin2} - V_{pin1} \geq 150mV$) ($I_{sink} = 100\mu A$)	V_{OL}	0.2	0.4	0.2	0.4	V
共模抑制比 ($R_S \leq 2k\Omega$)	CMRR	94	—	94	—	dB
电源抑制比 ($12V \leq V_{CC} \leq 18V$)	PSRR	80	—	80	—	dB
PWM 比较器部分(注7)						
最小占空比 ($V_{补器} = 0.4V$)	DC_{min}	—	0	—	0	%
最大占空比 ($V_{补器} = 3.6V$)	DC_{max}	49	—	49	—	%
数字通道(同步, 关闭, 复位)						
输出电压-高电平 ($I_{source} = 40\mu A$)	V_{OH}	4.0	—	4.0	—	V
输出电压-低电平 ($I_{sink} = 3.6mV$)	V_{OL}	0.2	0.4	0.2	0.4	V
输入电流-高电平 ($V_{IH} = 2.4V$)	I_{IH}	-125	-200	-125	-200	μA
输入电流-低电平 ($V_{IL} = 0.4V$)	I_{IL}	-225	-360	-225	-360	μA

续上表

特 性	符号	SG1526/2526		SG3526		单位
		典型	最小	典型	最大	
电 流 限 制 比 较 器 部 分(注9)						
检测电压($R_S \leq 50\Omega$)	V_{sense}	100	110	100	120	mV
输入偏置电流	I_{IB}	-3.0	-10	-3.0	-10	μA
软 启 动 部 分						
误差箝制电压($\overline{Reset}=0.4V$)	—	0.1	0.4	0.1	0.4	V
C_{ext} 充电电流($\overline{Reset}=2.4V$)	I_{cs}	100	150	100	150	μA
输 出 驱 动 器($V_C=15V_{dc}$)						
输出高电平 $I_{source}=20mA$ $I_{source}=100mA$	V_{OH}	13.5	—	13.5	—	V
		13	—	13	—	
输出低电平 $I_{sink}=20mA$ $I_{sink}=100mA$	V_{OL}	0.2	0.3	0.2	0.3	V
		1.2	2.0	1.2	2.0	
集电极漏电流 $V_C=40V$	$I_{C(Leak)}$	50	150	50	150	μA
上升时间($C_L=1000PF$)	t_r	0.3	0.6	0.3	0.6	μs
下降时间($C_L=1000PF$)	t_f	0.1	0.2	0.1	0.2	μs
电源电流(关闭=0.4V $V_{CC}=35V$ $R_T=4.12k\Omega$)	I_{CC}	18	30	18	30	mA

注: 1. 值超过可以发生损坏。2. 一定要遵守最大结温。3. 在50℃的环境温度以10mW/℃下降。4. 在25℃的环境温度以24mW/℃下降。5. $T_{Low}=-55^\circ C$ 对SG1526= $-40^\circ C$ 对SG2526= $0^\circ C$ 对SG3526; $T_{High}=+15^\circ C$ 对SG1526/2526= $+125^\circ C$ 对SG3526。6. 除了其它注之外, $I_L=0mA$ 。7. $f_{osc}=40kHz$ ($R_T=4.12k\Omega \pm 1\%$; $C_T=0.01\mu F \pm 1\%$; $R_D=0\Omega$)。8. $0V \leq V_{CM} \leq +5.2V$ 。9. $0V \leq V_{CM} \leq 12V$ 。

SG1526系列集成电路的有关特性曲线如图4-52a)~h)所示, 其中图4-52a)是在温度范围内的基准电压稳定性; 图4-52b)是电源电压与基准电压的函数关系; 图4-52c)是误差放大器的开环频率响应; 图4-52d)是电流限制比较器门槛; 也就是差分输入电压与关闭电压的关系曲线; 图4-52e)是欠压封锁特性; 图4-52f)是输出驱动器饱和电压与灌电流的关系; 图4-52g)是 V_C 饱和电压与灌电流的关系; 图4-52h)是振荡器周期与定时电阻 R_T 之间的关系。

SG1526内部的误差放大器原理电路如图4-53所示, 欠压封锁原理电路如图4-54所示, 脉冲处理逻辑电路如图4-55所示。图4-55电路中的计数触发器是一个同步数据锁存在, 在每一振荡周期仅容许一个PWM脉冲来抑制高频振荡, 存储器防止推挽电路中的

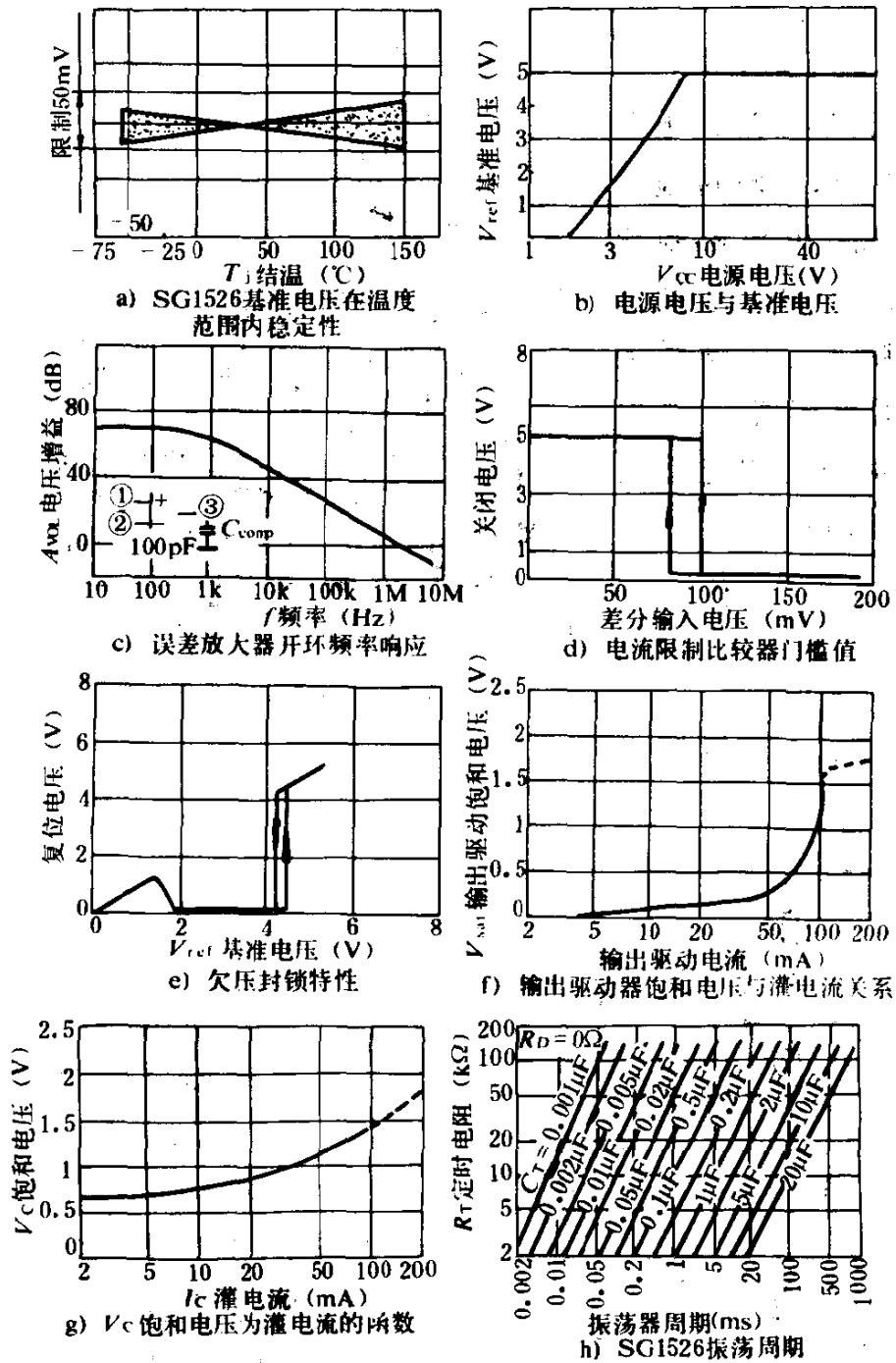


图4-52 SG1526的特性曲线

双脉冲,产生最后的脉冲输出被记忆下来。

SG1526扩大基准电压输出电流能力的电路见图4-56,在集成电路外部使用了一个功率晶体管,晶体管的集电极和基极之间有时需要并联一个电容器 C^* 。误差放大器的连接电路见图4-47,电路中的输出电压分别为 $V_{out} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$, $V_{out} = V_{ref} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$,

$$R_3 = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) = R_1 // R_2$$

R_2 。振荡器的连接电路见图4-58,11脚对地接电阻 R_D ,用来控制死区时间;9脚对地接定时电阻 R_T ,10脚对地接定时电容器。反馈电流限制电路的连接见图4-59,图中:

$$I_{omax} = \frac{\left(0.1V + V_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}{R_s}$$

$$I_{sc} = \left(\frac{0.1V}{R_s} \right)$$

。软启动

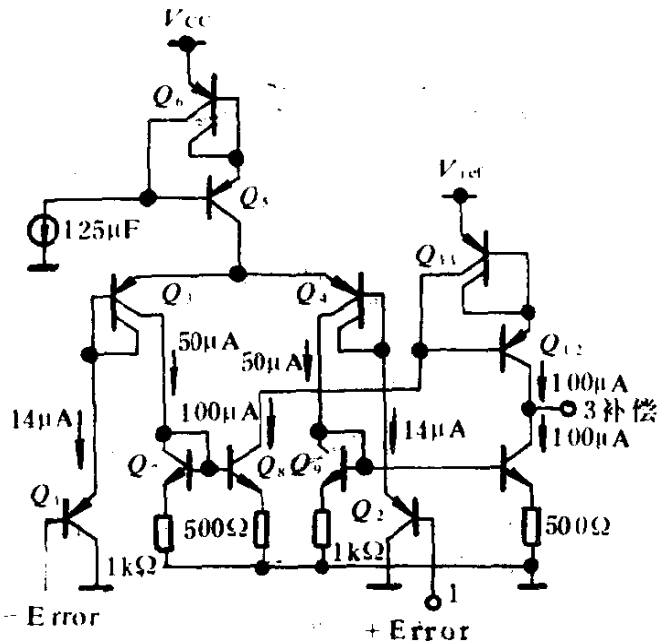


图4-53 SG1526误差放大器电路

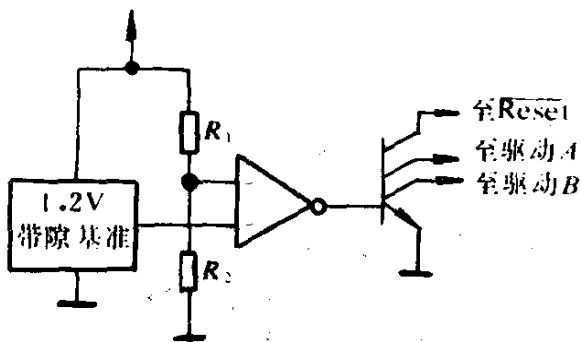


图4-54 SG1526欠压封锁电路

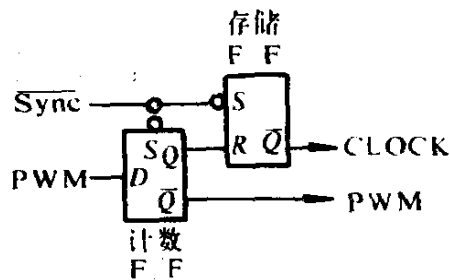


图4-55 SG1526脉冲处理逻辑电路

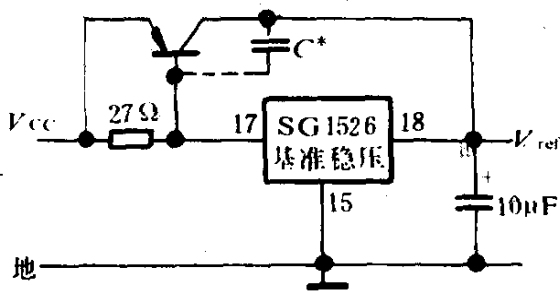


图4-56 扩大基准电压输出电流能力

电路见图4-60所示。驱动VMOS功率场效应管的电路见图4-61;半桥电路驱动电路见图4-62;具有电流限制的反激变换器电路见图4-63,在这个电路中实现电流限制使用了电流限制比较器,比较器输出使软启动电容器复位。单端电路连接见图4-64,驱动功率开关晶体管的推挽电路见图4-65。

器,比较器输出使软启动电容器复位。单端电路连接见图4-64,驱动功率开关晶体管的推挽电路见图4-65。

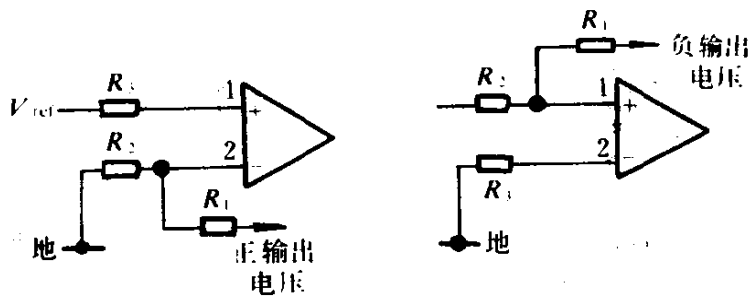


图4-57 误差放大器连接

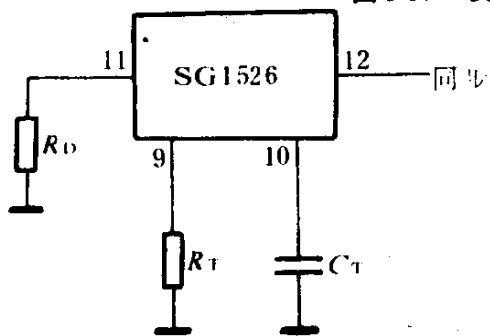


图4-58 振荡器连接

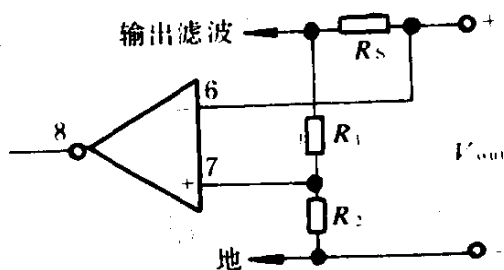


图4-59 反馈电流限制

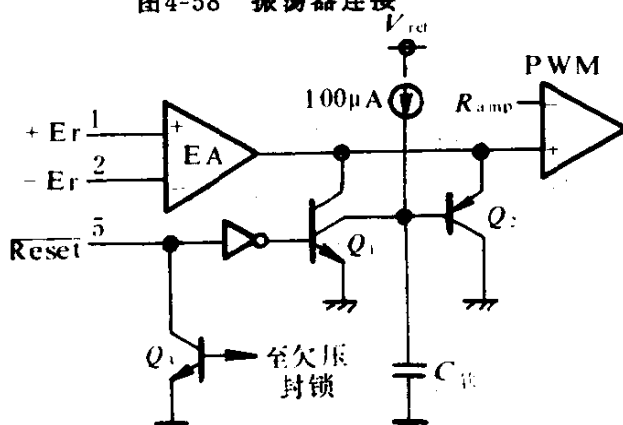


图4-60 SG1526软启动电路

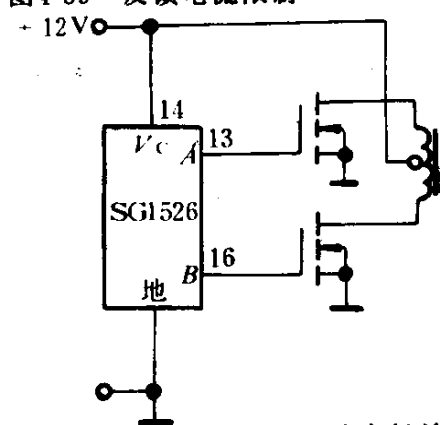


图4-61 驱动 VMOS 功率场效

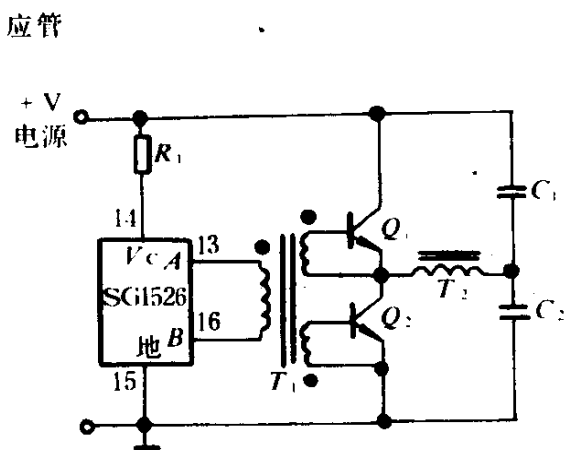


图4-62 半桥电路连接

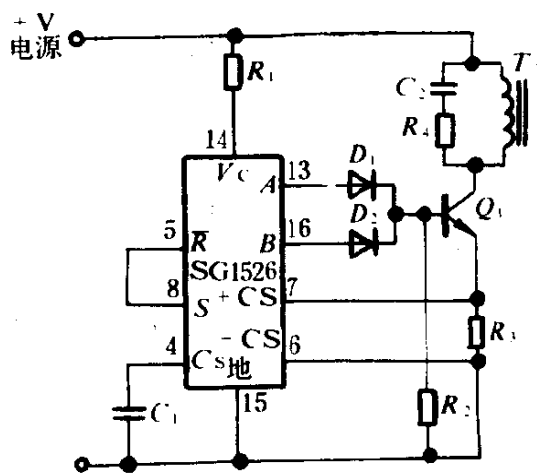


图4-63 具有电流限制的反激变换器

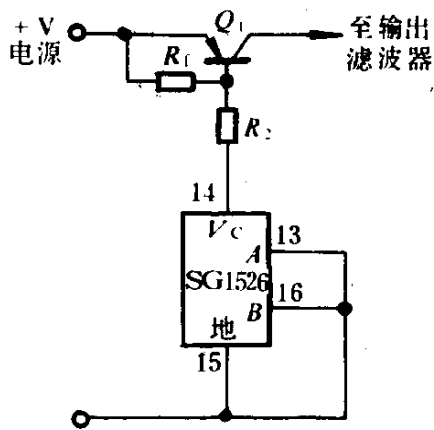


图4-64 单端电路图

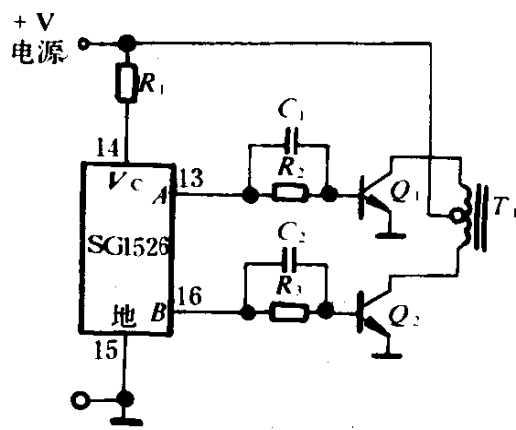


图4-65 推挽电路

第五节 SG1524/SG3524、LT1524/LT3524 脉宽调制控制集成电路

SG1524/SG3524脉宽调制控制集成电路是美国 Silicon General 公司生产的产品,与之相同的产品是 LT1524/LT3524,国产的型号是 CW1524/CW2524/CW3524,它们的结构方块图和管脚连接图完全相同,如图4-66和图4-67所示,它们之间仅是某些特性参数有区别。

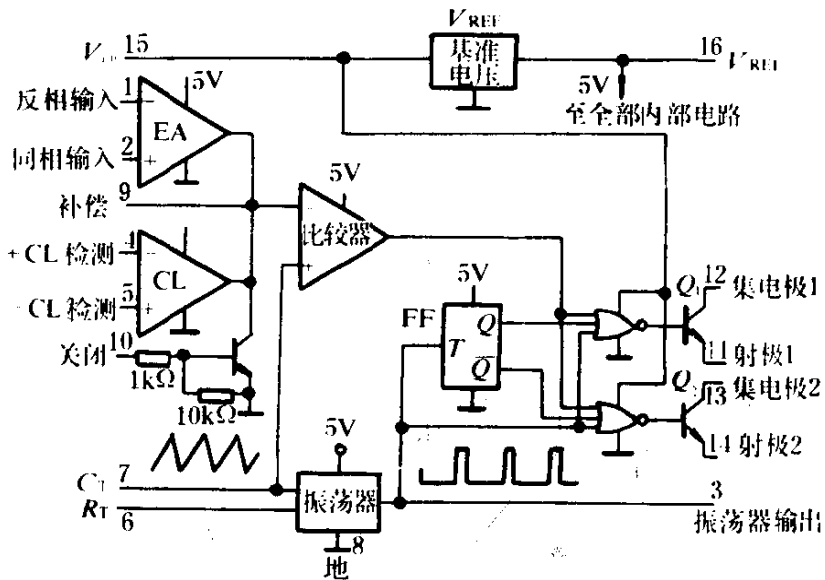
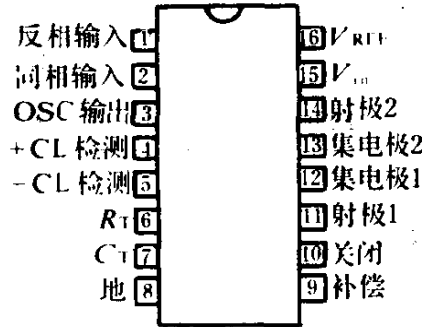


图4-66 SG1524系列结构方块图

一、SG1524系列集成电路的特点、参数、特性曲线

SG1524系列集成电路除了能应用于单端调宽型开关电流中作控制器外,还能作为推挽、半桥、全桥开关电源的控制器。它们的内部都包含有基准电压

源 V_{REF} 、振荡器 OSC、比较器 C,误差放大器 EA、限流保护电路 CL、触发器 FF、输出关断电路和两只输出开关晶体管 Q_1 、 Q_2 等。它们的主要特点为:



系列器件型号

LT1524J
LT3524J
LT3524N
SG1524J
SG3524J
SG3524N

图4-67 SG1524系列管脚连接图

- (1)保证±2%的基准电压误差;
- (2)保证±6%的振荡频率误差;
- (3)保证10mV/1000h的长期稳定性;
- (4)一般工作在100kHz以下;
- (5)可与所有SG1524或LM1524互换。

这些控制器的最大额定值参数如下:

输入电压	40V
基准输出电流	50mA
输出电流(每一个输出端)	100mA
振荡器充电电流(脚6或7)	5mA
内部功耗(注1)	1W
工作温度范围	
LT1524/SG1524	-55~+125℃
LT3524/SG3524	0~+70℃
贮存温度范围	-65~+150℃
引脚温度(焊接10s)	300℃

它们各部分电路的电气特性如表4-26所示。

SG1524系列电气特性(注2)

表4-26

参 数	LT1524			SG1524			单 位
	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
基 准 电 压 部 分							
输出电压	4.9	5.0	5.1	4.8	5.0	5.2	V
电源调整率 $V_{in}=8\sim 40V$	2 10			10 20			mV
负载调整率 $I_L=0\sim 20mA$	10 20			20 50			mV
纹波抑制 $f=120Hz$	80			66			dB
短路电流限制 $V_{REF}=0$	100			100			mA
温度稳定性	0.3 1			0.3 1			%
长期稳定性	2 10			20			mV/100h
振 荡 器 部 分							
最高频率: $C_T=0.001\mu F, R_T=2k$	300			300			kHz
基本精度: R_T, C_T 恒定	-3 6			5			%
电压稳定性 $V_{in}=8\sim 40V$	1			1			%
温度稳定性(注3)	2			2			%
输出幅度(3脚)	3.5			3.5			V
输出脉宽 $C_T=0.01\mu F, T_A=25^\circ C$	0.5			0.5			μs
误 差 放 大 器 部 分							
输入失调电压 $V_{CM}=2.5V$	0.5 5			0.5 5			mV
输入偏置电流 $V_{CM}=2.5V$	0.5 2			2 10			μA
开环电压增益	72 80			72 80			dB
共模电压	1.8 3.4			1.8 3.4			V
共模抑制比	70 86			70			dB
小信号带宽 $A_v=0dB$	3			3			MHz
输出电压	0.5 3.8			0.5 3.8			V
比 较 器 部 分							
占空比: 每一个输出端上%	0 45			0 45			%
输入门槛: 零占空比	1			1			V
输入门槛: 最大占空比	3.5			3.5			V
输入偏置电流	0.2 2			1			μA

续上表

参 数	LT1524			SG1524			单 位
	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
电 流 限 制 部 分							
检测电压: 误差放大器置于 最大输出, 9脚=2V	190	200	210	190	200	210	mV
检测电压 T·C	0.2			0.2			mV/°C
共模电压	0.7	1		0.7	1		V
输 出 部 分 (每 一 个 输 出 端)							
集电极-射极电压	40			40			V
集电极漏电流 $V_{CE}=40V$	0.1	50		0.1	50		μA
饱和电压 $I_C=50mA$	1	2		1	2		V
射极输出电压 $V_{in}=20V$	17	18		17	18		V
上升时间 $R_C=2k\Omega$	0.2			0.2			μs
下降时间 $R_C=2k\Omega$	0.1			0.1			μs
总工作电流 $V_{in}=40V$ (注4)	8	10		8	10		mA
参 数	LT3524			SG2524			单 位
	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
基 准 电 源 部 分							
输出电压	4.9	5.0	5.1	4.9	5.0	5.1	V
电源调整率 $V_{in}=8\sim 40V$	3	10		3	10		mV
负载调整率 $I_L=0\sim 20mA$	10	20		20	50		mV
纹波抑制 $f=120Hz$	80			66			dB
短路电流限制 $V_{REF}=0$	100			100			mA
温度稳定性	0.3	1		0.3	1		%
长期稳定性	2	10		20			mV/1000h
振 荡 器 部 分							
最高频率: $C_T=0.001\mu F, R_T=2k\Omega$	300			300			kHz
基本精度 R_T, C_T 恒定	3	6		5			%
电压稳定性 $V_{in}=8\sim 40V$	1			1			%
温度稳定性	2			2			%

续上表

参 数	LT3524		SG2524		单 位		
	最小	典型 最大	最小	典型 最大			
振 荡 器 部 分							
输出幅度(3脚)	3.5		3.5		V		
输出脉宽 $C_T=0.01\mu F, T_A=25^\circ C$	0.5		0.5		μs		
误 差 放 大 器 部 分							
输入失调电压 $V_{CM}=2.5V$	1	5	2	10	V		
输入偏置电流 $V_{CM}=2.5V$	0.5	2	2	10	μA		
开环电压增益	72	80	60	80	dB		
共模电压	1.8	3.4	1.8	3.4	V		
共模抑制比	70	86	70		dB		
小信号带宽 $A_v=0dB$	3		3		MHz		
输出电压	0.5	3.8	0.5	3.8	V		
比 较 器 部 分							
占空比:每一输出端上%	0	45	0	45	%		
输入门槛:0占空比	1		1		V		
输入门槛:最大占空比	3.5		3.5		V		
输入偏置电流	1	2	1		μA		
电 流 限 制 部 分							
检测电压: 误差放大器置于 最大输出, 9脚=2V	190	200	210	180	200	220	mV
检测电压 $T \cdot C$	0.2		0.2		$mV/^\circ C$		
共模电压	-1	1	-1	1	V		
输 出 部 分 (每 一 个 输 出)							
集电极-射极电压 $V_{CE}=40V$	40		40		V		
集电极漏电流 $V_{CE}=40V$	0.1	50	0.1	50	μA		
饱和电压 $I_C=50mA$	1	2	1	2	V		
射极输出电压 $V_{in}=20V$	17	18	17	18	V		
上升时间 $R_C=2k\Omega$	0.2		0.2		μs		
下降时间 $R_C=2k\Omega$	0.1		0.1		μs		
总工作电流 $V_{in}=40V$	8	10	8	10	mA		

SG1524系列集成电路的特性曲线分别如图4-68a)~l)所示,其中图4-68a)为误差放大器的频率与电压增益特性;图4-68b)为定时电容器 C_T 与输出死区时间的特性;图4-68c)振荡器周期与定时电阻的特性;图4-68d)环境温度与饱和电压的特性;图4-68e)为环境温度与射极电压的特性;图4-68f)为环境温度与射极电压的特性;图4-68f)为定时电阻 R_T 与振荡频率之间的关系特性曲线;图4-68g)为恒定电流特性曲线;图4-68h)为占空比特性曲线;图4-68 l)为电流限制检测电压特性曲线。控制器的测试电路图见图4-69。

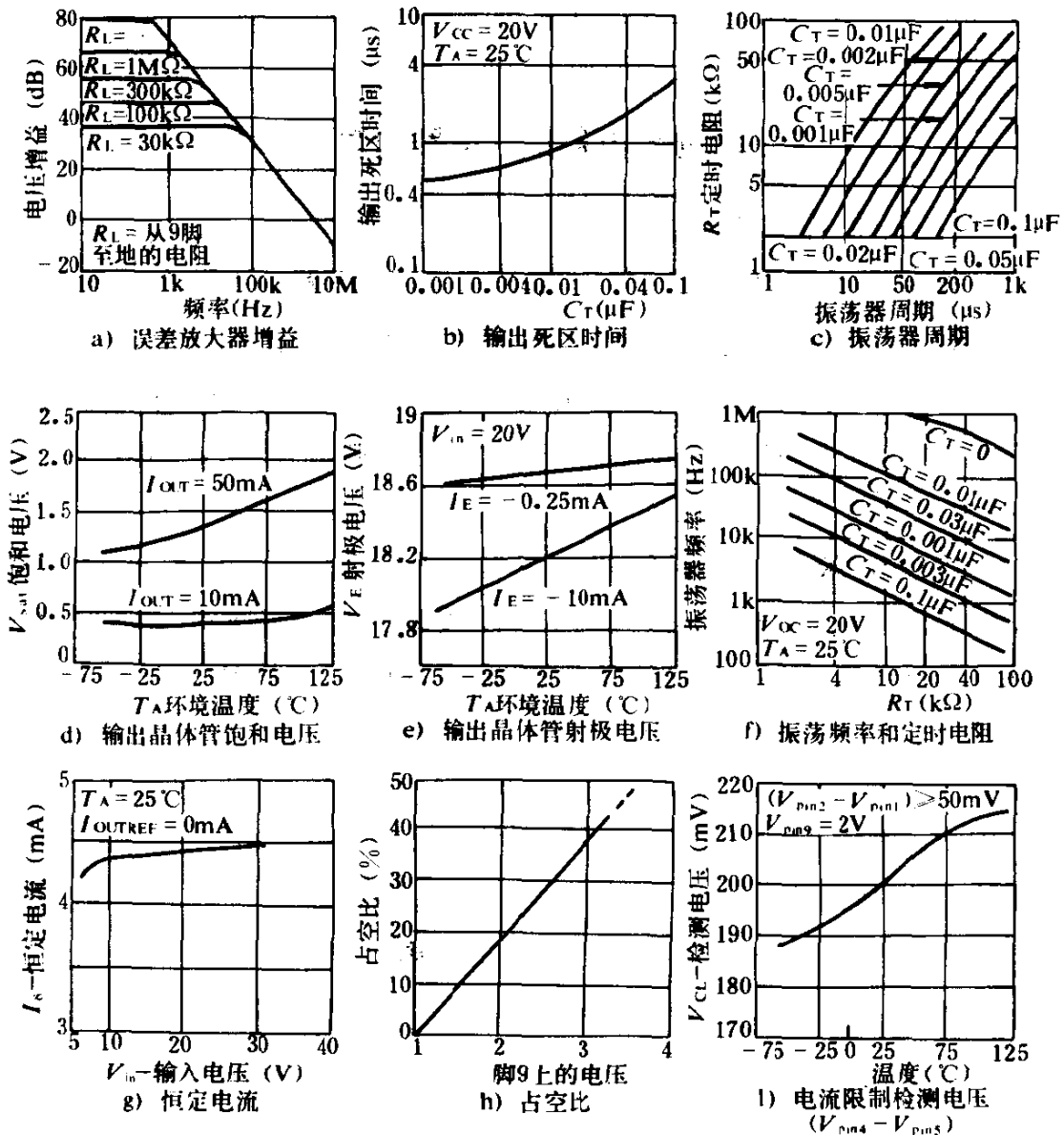


图4-68 SG1524系列特性曲线

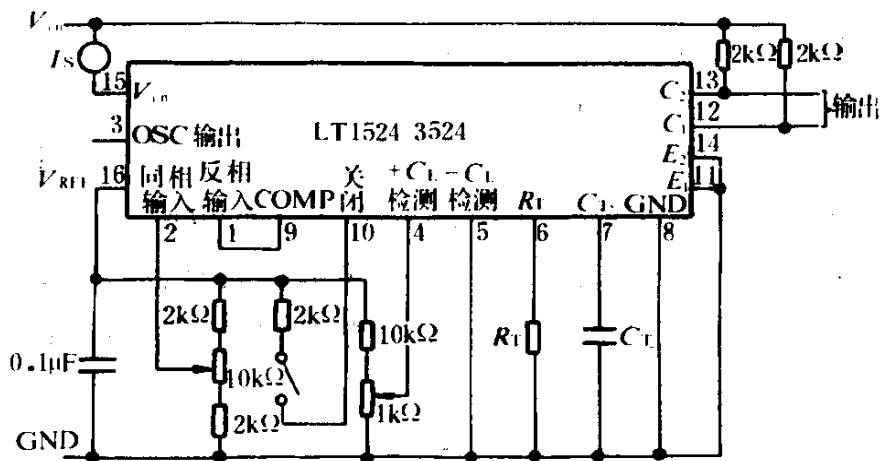


图4-69 测试电路图

二、控制器内各部分电路的功能说明

1. 基准电压稳压器

控制器内部有一个5V的基准电压稳压器，它的输入端是15脚，输出端是16脚，它为集成控制器内的其它所有电路提供了稳定的5V电压，电流可达50mA。为了在输入电压低于8V情况下也能工作，可以把15脚和16脚连起来，而由外部提供5~6V的电压。

2. 振荡器

内部的振荡器电路决定开关型稳压器的的工作频率，振荡器的波形是1~3.5V的斜面(7脚)，工作频率是由从6脚到接地端的定时电阻 R_T 和从7脚连到地的电容器 C_T 决定，也就是：

$$f_{osc} \approx \frac{1}{R_T C_T}$$

式中 R_T 单位为 Ω ， C_T 单位为 μF 时， f_{osc} 的单位为MHz。输出脉冲宽度的调制是由 C_T 上的正向锯齿波和控制信号通过脉宽调制比较器比较后完成的。电容 C_T 上的充电电流等于 $3.6V/R_T$ ，为了使充电电流保持在 $30\mu A \sim 20mA$ 之间， R_T 的阻值应在 $1.8 \sim 100k\Omega$ 之间选取。电容 C_T 容量的大小，影响振荡器输出脉冲的宽度。 C_T 的容量不能取得太小，若 C_T 的容量取得过小，会使振荡器输出脉冲的宽度小于 $0.5\mu s$ ，不能保证每一脉冲都能使触发器触发翻转。

为了保证控制器内的触发器可靠地工作, C_T 的容量一般在 $0.001 \sim 0.1\mu\text{F}$ 之间。锯齿波斜面的下降时间决定间隔或死区时间, 在这个地方推挽稳压电路中两个输出端被关断, 仅由电容值控制这段时间。

3. 输出晶体管

两个输出晶体管有两个发射极(11脚和14脚)和集电极(12脚和13脚)可使用, 当该控制器控制单端调宽型开关电源时, 两输出晶体管可并联使用, 这时, 其输出脉冲的占空比为 $0\% \sim 90\%$ 。当控制推挽型开关电源时, 两输出晶体管必须分开, 这时输出脉冲的占空比为 $0\% \sim 45\%$, 输出脉冲的频率等于锯齿波频率的一半。内部的电流限制电路把两个晶体管电流限制在 100mA 内。

4. 误差放大器

控制器中的误差放大器为差分输入, 单端输出的互导放大器, 增益标准值为 80dB , 最小值为 72dB , 它的输出端除接到内部比较器的反相输入端外, 还与管脚9相接。管脚9为补偿端, 这个管脚可接 RC 补偿网络, 给电路引入一个零点, 来抵消电路输出滤波器中的极点, 从而消除电路的寄生振荡。 RC 补偿网络常采用 $50\text{k}\Omega$ 电阻和 $0.001\mu\text{F}$ 的电容串联组成。在补偿端9脚上还可以加入程控信号, 对开关电源实现程序控制。在9脚上外接其它电路, 只要能从9脚拉出 $200\mu\text{A}$ 电流, 就能关断控制器的输出。由于误差放大器的单位增益带宽为 3MHz , 所以控制器的最高工作频率为 350kHz , 一般均工作在 100kHz 以下。

5. 同步工作

当想要一个外部时钟脉冲时, 近似为 3V 的时钟脉冲可以直接加到振荡器的输出端3脚, 同时选 R_T 、 C_T 值, 使振荡器的周期略大于外加时钟脉冲的周期, 控制器脚3的对地阻抗约为 $2\text{k}\Omega$ 。

如果要求两只或多只 SG1524/SG3524 一起同步使用, 那就必须用一控制器作为主控制器。主控制器 R_T 、 C_T 值的选取应保证主控制器的振荡周期为所要求的正确数值, 而其余控制器(也就是从控制器), 其 R_T 、 C_T 决定的振荡周期应比主控制器的振荡周期长

10%左右,然后将主控制器的3脚接到从控制器的3脚处,就能达到同步的目地。

6. 关闭

在10脚上加一个高电平将使稳压器停止工作,并引起两个输出端关断。

7. 电流限制

当在4脚和5脚之间的电压超过200mV时使电流限制起作用,电流限制放大器的输出端总是从集成电路内部与误差放大器一起使脉冲宽度缩小。电流限制电路系统的增益相对要低一些,所以控制电流限定范围约为典型值的5%。在有电流限制的情况下一定要注意两个方面;第一,由于9脚上的回路频率下降决定了电流限制的响应时间,快速的电流限制需要外部的电路系统。第二,必须限定电流限制放大器的共模范围,以防快速的尖峰干扰超出这个范围破坏正常工作。

三、SG1524系列控制器的典型应用电路和工作原理分析

SG1524系列集成电路是一种应用十分广泛的控制器,图4-70是用SG3524作为控制器的5V1A单端降压型开关电源电路。图中

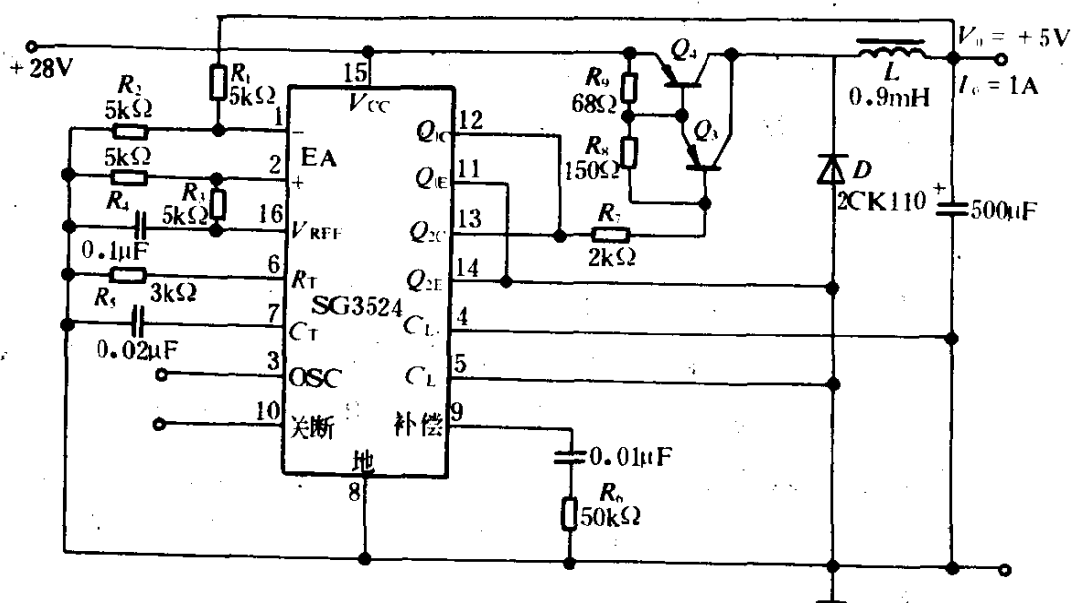
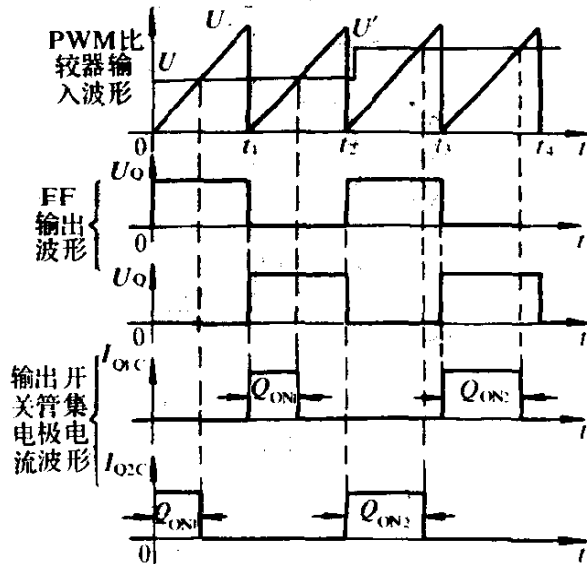


图4-70 用SG3524的降压型开关电源

的基准电源 $V_{REF}(5V)$ 通过电阻 R_3 和 R_4 分压, 分出 $\frac{1}{2}V_{REF}=2.5V$, 加于误差放大器 EA 的同相输入端脚 2, 输出电压 V_0 (额定值为 $5V$) 通过电阻 R_1 、 R_2 分压后, 加入误差放大器 EA 反相输入端脚 1 的电压亦为 $\frac{1}{2}V_0=2.5V$ 。设这时加在脉宽调制比较器反相输入端的电压为 V_- , 加于同相输入端的为振荡器外接电容 C_T 两端的锯齿波, 如图 4-71

0~ t_2 时间内的波形。这时输出晶体管 Q_1 、 Q_2 的导通时间设有 Q_{ON1} , 其波形亦如图 4-71 所示。在 $t > t_2$ 时, 设由于电源电压降低或负载电阻变小引起输出电压降低时, 则反馈到



SG3524 误差放大器反相输入端的电压将减小, 误差放大器输出电压将增加, 从而使加到脉宽调制比较器反相输入端的电压增大为 U'_- 。由于 $U'_- > U_-$, 所以输出晶体管的导通时间 Q_{ON2} 变长, 如图 4-71 所示, 图中 $Q_{ON2} > Q_{ON1}$ 。由于 Q_1 、 Q_2 导通时间变长, 则图 4-70 中功率晶体管 Q_4 (2N6191) 导通时间也变长, 占空比 δ 变大, 从而使输出电压 V_0 回升到原来的稳定值。当输入电源电压 V_{in} 增大或负载电阻值增大, 引起 V_0 增加时, 与前类同, 通过闭环反馈系统, 能使 V_0 下降到原来的稳定值, 从而达到稳定输出电压的目的。

图 4-72 为用 SG3524 作为控制器的单端反相型开关电源。在该图中 SG3524 内的两输出晶体管在内部振荡器、触发器以及比较器输出脉冲的作用下轮流导通。当 Q_1 导通时, $+10V$ 电源就通过三极管 Q_1 、二极管 D_1 、 D_3 向电容 C_1 充电, 当 Q_2 导通时, Q_1 截止, 电容 C_1 就通过三极管 Q_2 、二极管 D_2 向电容 C_2 放电, 使电容 C_2 上充有对地为 $-5V$ 的输出电压 V_0 , 这个输出电压 V_0 和基准电压 V_{REF} 之间

接入串联电阻 R_1 、 R_2 。电阻 R_1 上的电压和 V_o 迭加后加于误差放大器 EA 的同相端，基准电压 V_{REF} 通过电阻 R_3 、 R_4 分压后，接至误差放大器 EA 的反相端。当 V_o 为 $-5V$ 时，EA 同相端和反相端所加电压相等。但当 V_o 的绝对值大于 $5V$ 时，则误差放大器 EA 同相端

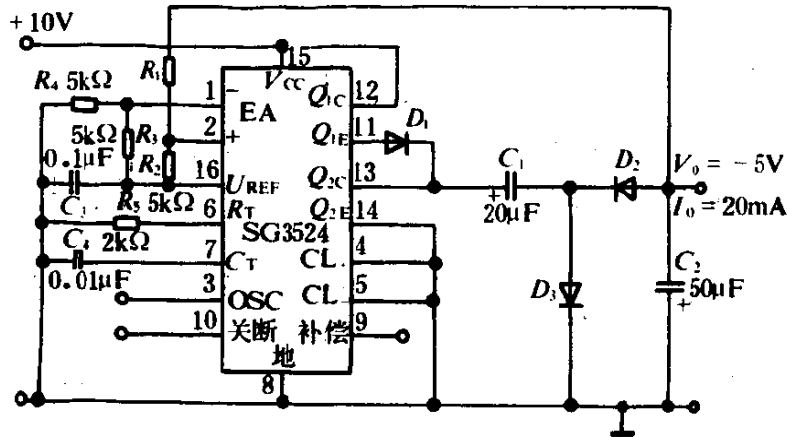


图4-72 用SG3524的反相型开关电源

加的电压小于反相端电压，EA 输出电压降低，三极管 Q_1 、 Q_2 导通时间变短，即电容 C_1 及 C_2 的充电时间缩短， V_o 的绝对值下降，维持 V_o 稳定。反之当 V_o 的绝对值小于 $5V$ 时，通过电阻 R_1 、 R_2 反馈支路加于误差放大器 EA 同相端的电压大于反相端的电压，EA 输出电压升高，三极管 Q_1 、 Q_2 的导通时间变长，从而使 V_o 绝对值回升到稳定值，起到稳压作用。

用 SG3524 集成控制器还能构成单端正激、单端反激型、推挽、半桥型开关稳压电源，具体电路见图 4-73、图 4-74、图 4-75、图 4-76 所示。

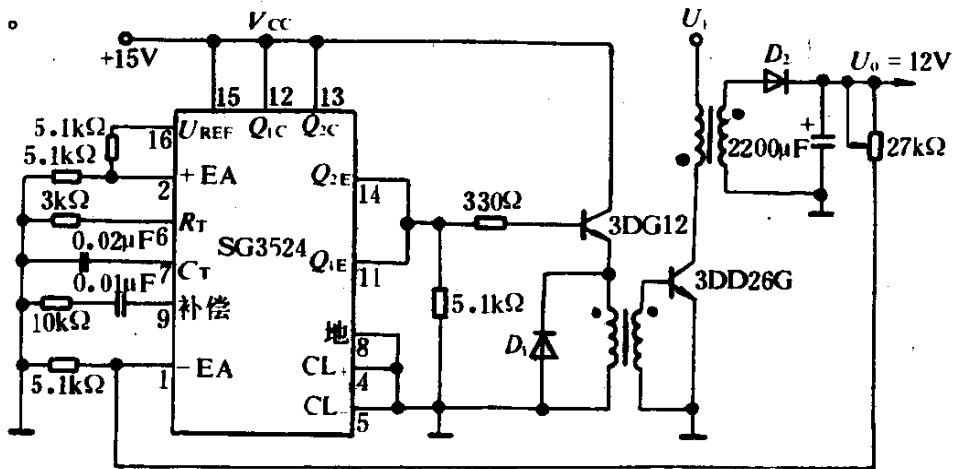


图4-73 用SG3524的单端反激型开关稳压电源

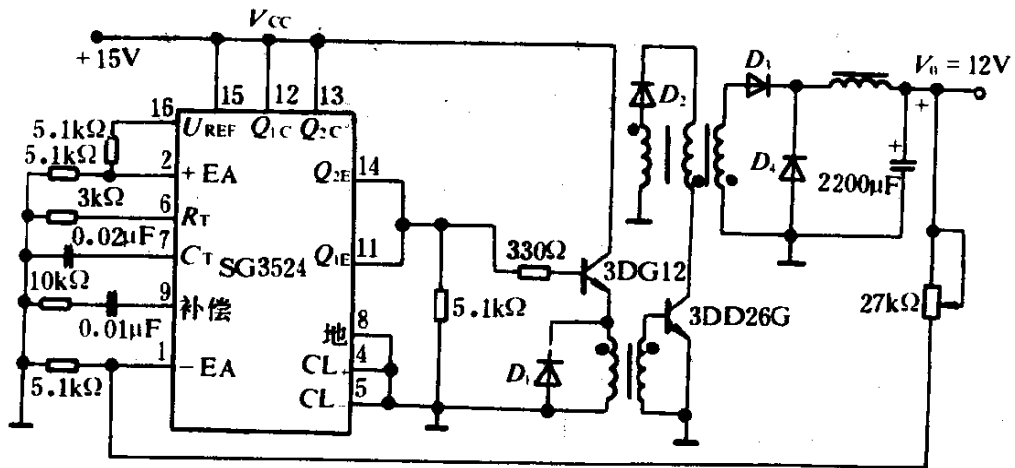


图4-74 用SG3524的单端正激电路

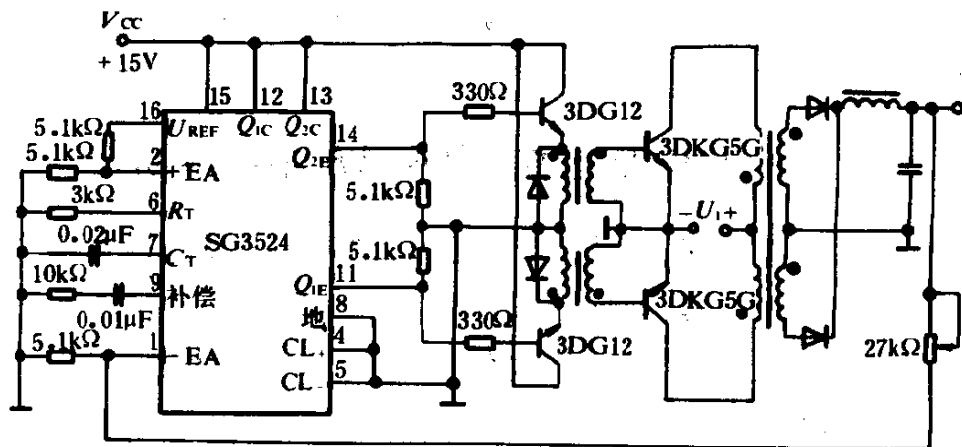


图4-75 用SG3524的推挽型开关电源

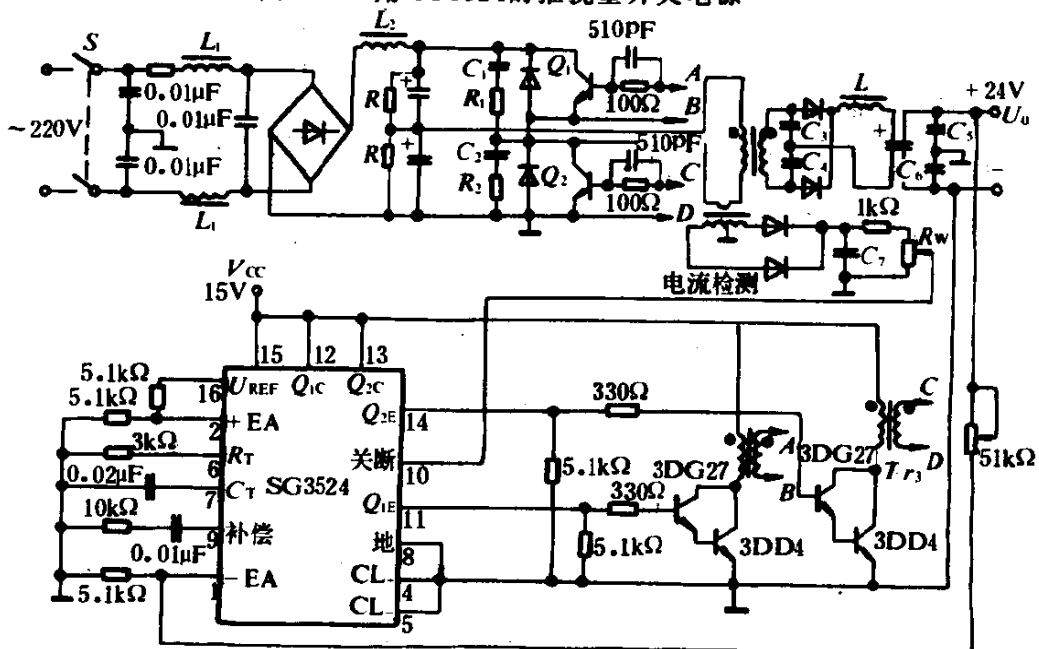


图4-76 用SG3524的半桥型开关稳压电源

第六节 脉宽调制型集成开关电源 控制器 CW3420/3520

CW3420和CW3520脉宽调制控制器是输出电流较小(约50mA)、价格低廉的集成控制器中的一种,与它们相同性能的国外产品为MC3420/MC3520。CW3420和CW3520管脚连接图和内部结构方块图完全一样,见图4-77、图4-78,它们之间仅是某些特性参数有些区别。例如,CW3520能在 $-55\sim+150^{\circ}\text{C}$ 范围内工作,故它适用于军事产品,而CW3420只允许在 $0\sim+70^{\circ}\text{C}$ 范围内工作,故它只能作民用产品用,它们的频率可调范围为 $4\sim 200\text{kHz}$,电路内没有过载保护电路。

一、CW3420型控制器内部方块电路简介

CW3420系列控制器包括有稳定的基准电源、锯齿波形振荡器、脉宽调制比较器、死区时间比较器和由触发器、“与”门所组成的分相器以及输出电路等,现简述如下:

1. 基准电源 V_{REF}

CW3420内部有一个7.8V左右稳定的基准电源,它除供给内部所有电路外,还能从脚9引出,用来设定死区时间(接到脚7)和作为锯齿波的迭加电压源,而且也作为控制电路实现其它功能提供方便。它对外能输出 $400\mu\text{A}$ 电流,如所需电流大于此值,可外接运算放大器CF741来扩展驱动电流。

2. 脉宽调制比较器 C_1

通常,锯齿波振荡器的输出端脚8接到脉宽调制比较器的同相输入端脚5,它与脚6(即脉宽调制比较器的反相输入端)所加的控制电压进行比较后,得到一方波输出。脚6所加控制电压的大小决

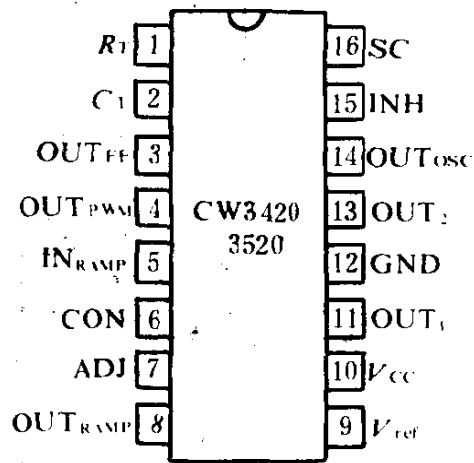


图4-77 管脚功能连接图

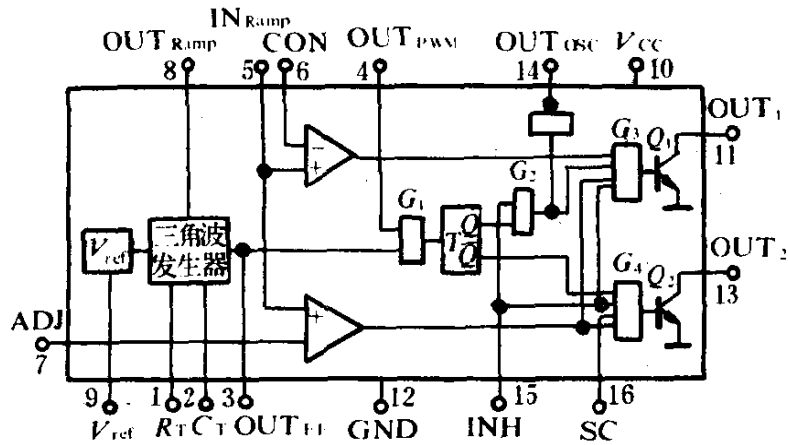


图4-78 CW3420/3520功能方块图

定输出脉冲方波的宽度或占空比,当控制电压从2.4V变到6V时,若不考虑死区时间影响,其输出脉冲方波的占空比则从50%变到0。

3. 死区时间比较器 C_2

CW3420内部有一辅助比较器,它可用来单独调整控制器的死区时间或最大占空比。

CW3420脚9输出的基准电压通过电阻及电位器组成的分压器,分出一部分电压加于脚7,调节此电压值就能改变死区时间,有了设定的死区时间,就能防止推挽电路高频工作时,由于晶体管的存贮时间而引起两只推挽管同时导通现象。

4. 分相器

分相器的作用是保证加于 Q_1 和 Q_2 晶体管基极上的电压相位相差 180° ,其原理为:当脉宽比较器同相端加的锯齿波电压高于反相端加的控制电压时,脉宽调制比较器输出为正(见图4-79CW3420的输出波形图),而当锯齿波电压从高于控制电压变为低于控制电压时,脉宽调制比较器的输出便从正变为负。

T触发器的Q端通过与门 G_1 接到与门 G_3 的输入端,G端接到与门 G_4 的输入端。由于Q端和 \bar{Q} 端输出的相位相差 180° ,故加到输出开关晶体管 Q_1 和 Q_2 上的脉冲信号的相位也相差 180° ,从而达到分相的目的。

该分相器有一个特点,即T触发器的触发信号即不是来自锯

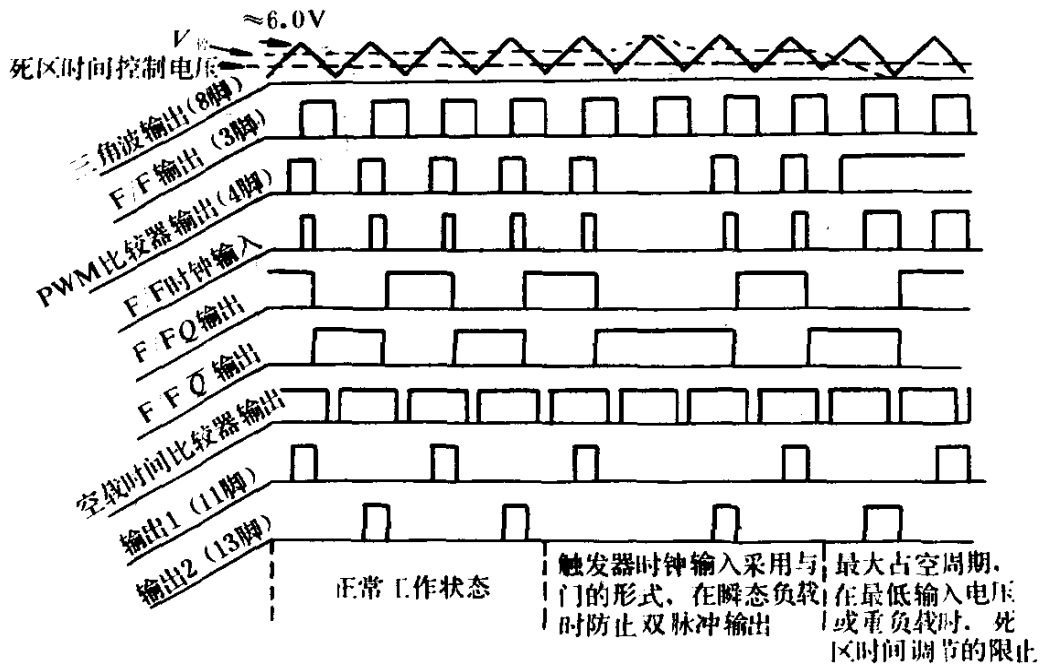


图4-79 CW3420/3520正常工作状态的输出波形图

齿波振荡器的触发输出,也不是来自脉宽调制比较器的输出,而是两者的“与”输出。只有当与门 G_1 输出为下跳沿时, T 触发器的输出状态才发生翻转,这就保证了该控制器的两个输出脉冲即使在负载变更的瞬态条件下也能正确地交替,防止了一个输出端连续输出两个脉冲的现象。

CW3420还在脚15提供了禁止功能,它作为与门 G_2 和与门 G_4 的输入端中的一个,当该脚的控制电压低于0.7V时,控制器内的一对输出晶体管 Q_1 、 Q_2 立即被强制关断。同时,作为振荡器输出的脚14上的振荡亦被中断。与门 G_3 、与门 G_4 的4个输入端分别为脉宽调制比较器的输出、T 触发器的输出、死区时间比较器的输出以及禁止端输入。只有当它们全部都处在高电平时才有输出。与门 G_4 的一个输入端不直接与脉宽调制比较器的输出相连,而是通过脚16引向片外,通常,脚16和脚4在片外相连。这时,输出端13输出脉冲的占空比和输出端11一样,亦取决于脉宽调制比较器的输出。当脚16由外电路驱动时,输出端13输出脉冲的占空比将独立于输出端11。可控范围除死区时间外,可从0到50%,这对于某些需要一个对称校正控制环的稳压电源来说是重要的,所以脚16也称为对称

校正输入端。

5. 三角波发生器

三角波发生器产生幅差在2~6V之间的对称三角波,其频率可通过外接电容和电阻来调节,频率调节范围在4~200kHz之间,这频率是输出晶体管工作频率的两倍,所以开关电源的工作频率在2~100kHz之间,一般应用时,斜波输出端与斜波输入端相连,但在若干个CW3420同步应用时,往往将“主”CW3420的斜波输出端驱动两只“从”CW3420的斜波输入端,而“从”CW3420本身的斜波输出端和脉宽调节端应悬空。

二、CW3420/3520的封装及外引线功能,极限参数和电气性能参数及典型特性曲线

CW3420/3520集成控制器的封装及外引线功能见表4-27,极限参数见表4-28,电气性能参数见表4-29。典型特性曲线见图4-80a)~f),其中4-80a)是输出饱和电压与负载电流的关系曲线;图4-80b)是基准电压与基准电流的关系曲线;图4-80c)是功耗电流与外接电阻的特性曲线;图4-80d)是触发器输出电压与外接电阻的关系曲线;图4-80e)是功耗电流与温度的关系曲线;图4-80f)是基准电压温度系数与基准输出电流的温度系数。

这种控制器有两种封装形式,一种是J后尾,另一种为P后尾,可用于有工频变压器的单端或推挽型开关电源,也可用于无工频变压器的单端或推挽型开关电源。

封装及外引线功能

表4-27

外引线功能	外接电阻	外接电容	触发器输出	脉宽调制输出	斜波输入	控制电压	脉宽调节	斜波输出
封装形式	R_T	C_T	OUT _{FF}	OUT _{PWM}	IN _{Ramp}	CON	ADJ	OUT _{Ramp}
J16, P16	1	2	3	4	5	6	7	8
外引线功能	基准	电源	输出(1)	地	输出(2)	振荡器输出	禁止功能	对称修正输入/输出(2)禁止
封装形式	V_{ref}	V_{CC}	OUT ₁	GND	OUT ₂	OUT _{osc}	INH	SC
J16, P16	9	10	11	12	13	14	15	16

CW3420/3520的最大额定值参数

表4-28

参数名称	符号	规范值		单位
		CW3520	CW3420	
电源电压	V_{CC}	30	30	V
输出电压(11,12脚)	V_o	40	40	V
振荡输出电压(14脚)	V_{14}	30	30	V
4脚电压	V_4	2.0	2.0	V
3脚、8脚电压	V_3, V_8	5.0	5.0	V
5脚电压	V_5	7.0	7.0	V
功耗	P			
	P16		125	
	J16	150	150	
	T_j			
工作环境温度	T_A	-55~+125	0~+70	°C
贮存温度	T_{stg}	-65~+150	-65~+150	°C

MC3420/3520电气性能($V_{CC}=10\sim 30V, T_A=25^\circ C$) 表4-29

参数名称	符号	测试条件	规范值						单位
			CW3520			CW3420			
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
基准部分									
基准电压	V_{ref}	$I_{ref}=400\mu A$	7.6	7.8	8.0	7.4	7.8	8.2	V
基准电压 温度系数	S_T	$V_{CC}=15V$ $I_{ref}=400\mu A$	-	0.008	0.03	-	0.008	0.03	%°C
基准电压 电压调率	S_V	$I_{ref}=400\mu A$	-	3.0	7.5	-	4.0	7.5	mV/V
		$I_{ref}=1.0\mu A$	-	5.0	-	-	5.0	-	
电源部分									
电源电压	V_S		10	-	30	10	-	30	V
电源电流	I_S	$R_T=10k\Omega$	-	-	16	-	-	22	mA
振荡器部分									
频率稳定度	Δf	$f=20kHz$	-	-	3.0	-	-	5.0	%
		$f=20kHz$ $V_{CC}=15V, 全温$	-	0.03	-	-	0.04	-	%°C

续上表

参数名称	符号	测试条件	规范值						位
			CW3520			CW3420			
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
最大输出频率	f_{max}	$V_{CC}=15V$	100	200	—	100	200	—	kHz
最小输出频率	f_{min}	$V_{CC}=15V$	—	2.0	5.0	—	2.0	5.0	kHz
振荡器输出饱和压降	$V_{Osc(sat)}$		—	0.2	0.5	—	0.2	0.5	V
输出部分									
输出饱和压降	V_{CES}	$I_L=40mA$ 全温	—	0.33	0.5	—	0.33	0.5	V
		$I_L=25mA$ 全温	—	0.22	—	—	0.22	—	
输出漏电流	I_{CEO}	$V_C=40V$, 11、13端	—	—	50	—	—	50	μA
比较器部分									
脉宽调节范围	ΔPW		0	—	100	0	—	100	%
空载时间调节范围	Δt_D		0	—	100	0	—	100	%
空载时间温度系数			—	0.1	—	—	0.1	—	%/°C
比较器偏置电流			—	0.5	15	—	0.5	15	μA
			—	10	30	—	10	30	μA
辅助输入/输出									
斜波电压(峰值)	$V_r(H)$		5.5	6.0	6.5	5.5	6.0	6.5	V
	$V_r(L)$		2.0	2.4	2.8	2.0	2.4	2.8	V
斜波电压变化	ΔV_r	$V_r(H)-V_r(L)$	3.0	3.5	4	3.0	3.5	4.0	V
斜波吸入电流	$I_{0-(r)}$		—	400	—	—	400	—	μA
斜波拉出电流	$I_{0+(r)}$		—	3.0	—	—	3.0	—	μA
禁止输入电流高电平	I_{IH}	$V_{IH}=2.0V$	—	—	40	—	—	40	μA

续上表

参数名称	符号	测试条件	规范值						位
			CW3520			CW3420			
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
辅助输入/输出									
禁止输入电流低电平	I_{IL}	$V_{iL}=0.8V$	—	-25	-180	—	-25	-180	μA
对称修正输入/输出2禁止电流高电平	$I_{SY(H)}$	$V_{SV}=2.0V$, 16端	—	—	40	—	—	40	μA
对称修正输入/输出2禁止电流低电平	$I_{SY(L)}$	$V_{SV}=0.8V$, 16端	—	-10	-180	—	-10	-180	μA
触发器输出电流	$I_{\alpha(F)}$		—	2.0	—	—	2.0	—	mA
输出交流特性($T_A=T_{Amax}$, $V_{CE}=+15V$, $f=20kHz$)									
上升时间	t_r		—	40	—	—	40	—	ns
下降时间	t_f		—	150	—	—	150	—	ns
重叠时间	t_{or}		—	275	—	—	275	—	ns
对称性	$\frac{t_{on1}-t_{on2}}{t_{on1}}$	占空比为50%	—	± 1.0	—	—	± 1.0	—	%

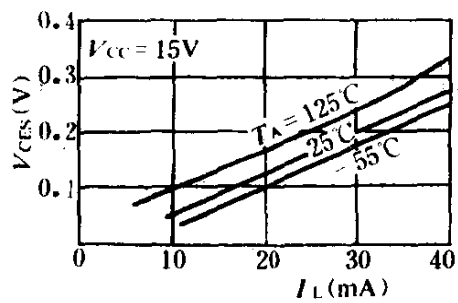
三、典型应用

1. 输出端的基本连接方法

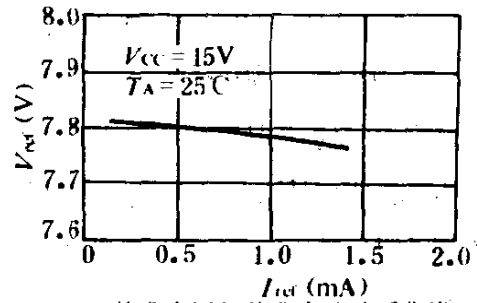
(1) 扩大基准电压负载能力的连接见图4-81。基准电压的最佳温度系数是在负载电流为 $400\mu A$ 的条件下,如果要增加负载能力,就必须采用图4-81所示的使用运算放大器CF741的扩展方法。

(2) 输出频率的调整见图4-82。输出频率 f_0 由外接 R_T 和 C_T 决定,一般可根据 $f_0 \approx \frac{0.55}{R_T C_T}$ 来计算,图4-82是反映 f_0 、 R_T 、 C_T 三者之间关系的曲线。

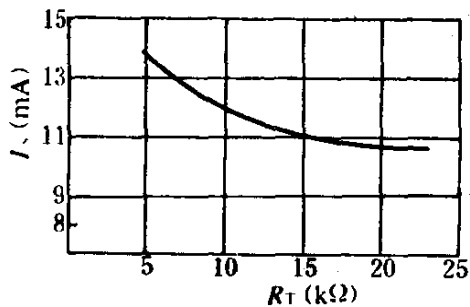
(3) 死区时间的调节见图4-84。死区时间 t_D 是通过由 V_{ref} 获得



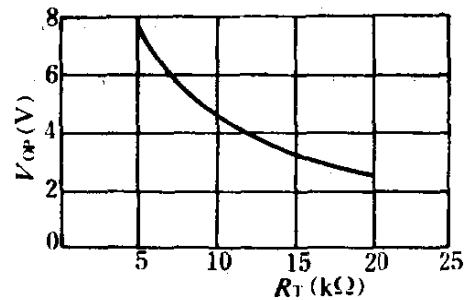
a) 输出饱和电压与负载电流的关系曲线



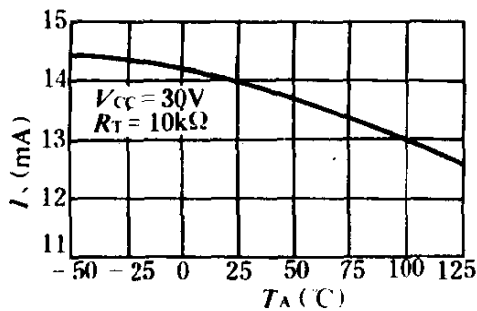
b) 基准电压与基准电流关系曲线



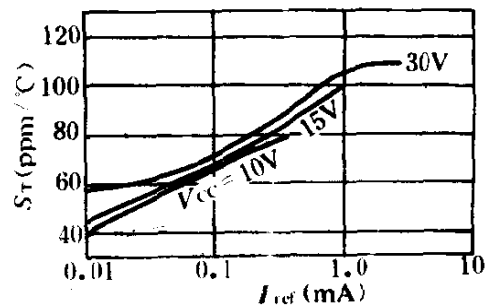
c) 功率电流与外接电阻的关系曲线



d) 触发器输出电压与外接电阻关系曲线



e) 功率电流与温度特性曲线



f) 基准电压温度系数与基准输出电流的关系曲线

图4-80 CW3420/3520的特性曲线

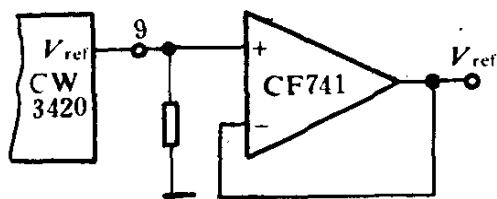


图4-81 扩大基准电压负载能力的连接图

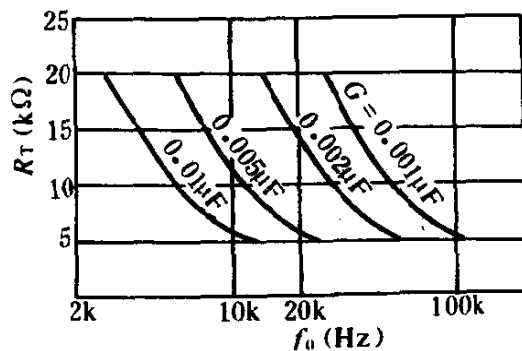


图4-82 R_T 、 C_T 与 f_0 关系曲线

的 V_{DT} 来进行调节。由于 V_{ref} 具有稳定的温度特性和不随电源电压变化的特性, 因此死区时间也同样具备较好的稳定性, 图4-83示出

了调节死区时间的连接方法。

(4) 电压控制端6脚的连接

在开关电源中为了实现将限流保护电路的采样电压、软启动电路的控制电压、输出电路反馈回来的控制电压、……等多路控制电压加到 CW3420 的电压控制端，可采用图 4-84 电路连接。图中各控制电压是通过二极管组成的或门加到电压控制端 6 脚的。若各控制电压数值不等，则控制端的电压值决定于其中电压最高的一个，也就是说，此时脉宽调制比较器输出脉冲的占空比是各控制电压中的一个电压来控制的。其方波脉冲的占空比为：

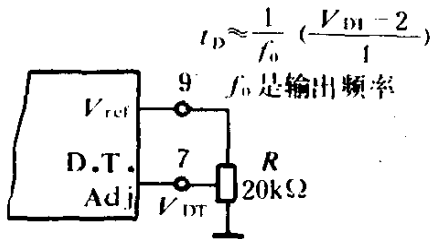


图4-83 死区时间的调节

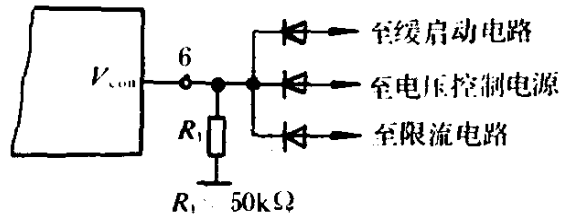


图4-84 控制电压连接方法

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T} = \frac{T - T_{OFF}}{T} = \left(1 - \frac{U_{con\ max} - 2.4}{3.6} \right) \times 100\%$$

注意，为了保证脉宽调制比较器输入端有合适的静态偏置电流值，电阻 R_1 的阻值必须小于或等于 $50k\Omega$ 。

(5) 软启动电路的连接

在多数脉宽调制开关稳压电源中，为了防止开机时变压器的激励电流不平衡和输出电压的过冲，通常都要求有一软启动电路来保证开机时 CW3420 中的开关晶体管 (Q_1, Q_2) 的占空比从零逐渐上升到额定值。这一特性，在 CW3420 中很容易用图 4-85 来实现。在图中，当电源 V_{CC} 刚合上时，由于电容 C_1 两端电压

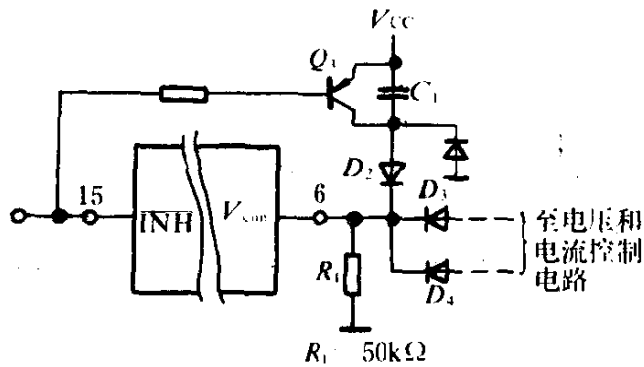


图4-85 软启动的连接方法

4-85 来实现。在图中，当电源 V_{CC} 刚合上时，由于电容 C_1 两端电压

不能突变,所以 V_{CC} 的绝大部分都降在 R_1 上,使6脚电位高于6V,故CW3420输出截止。以后随着电源 V_{CC} 对电容 C_1 充电(充电时间常数为 R_1C_1)电容 C_1 两端电压按指数规律上升,电阻 R_1 上的电压逐渐下降。CW3420中的脉宽调制比较器输出脉宽便逐渐加宽,开关晶体管 Q_1 、 Q_2 的导通时间随着逐渐增大到额定值,从而实现了软启动任务。

图中,外接晶体管 Q_3 的作用是:当禁止端15脚加入低电平,CW3420中的晶体管 Q_1 、 Q_2 截止时, Q_3 为电容 C_1 提供一放电回路,二极管 D_1 的作用是:当CW3420的电源 V_{CC} 关断时, D_1 为电容 C_1 提供一放电回路。

(6) 进线限流的连接电路

在无工频变压器脉宽调制型开关电源中,整流回路直接与交流电网相接,不但整流电压高,而且由于输出保持能力等的需要,输入滤波电容也较大,因而在接通交流电压时,由于回路中没有限制电流的元件而会有较大的合闸浪涌电流(电容充电电流),同时浪涌电流的持续时间也较长。合闸浪涌电流的大小随合闸瞬间交流电压的相位以及输入滤波回路的内阻不同而异,一般为几十瓦数量级的电源,合闸浪涌电流能达到100~200A。这样大的浪涌电流不仅会引起电源开关接点的熔接以及输入保险丝熔断,而且在浪涌电流出现时所产生的干扰,会给其它相邻的用电设备带来不良的影响。就电容器和整流器而言,多次反复地经受大电流冲击,性能亦会逐渐劣化。为了保证整流电路工作可靠,必须对浪涌电流设法加以限制。

限制合闸浪涌电流的方法不外乎是在输入整流回路内串入限流电阻,限流电阻 R 只是在合闸瞬间才是必要的,一旦控制电路启动后,脉宽调制型开关电源投入工作,主回路向负载提供功率时, R 上产生极大的功耗会无法承受,因此,必须设法在主回路向负载提供功率前将 R 短接。短接限流电阻 R 的方法通常有两种:有触点和无触点电路,有触点电路一般用普通继电器或接触器经过简单的延时电路来实现。无触点电路一般常用晶闸管来短接电

阻 R ，在使用 CW3420 作为控制器的调宽型开关电源中，可采用图 4-86 的电路来限制合闸时的浪涌电流。图中变压器原边绕组接到 CW3420 的振荡器输出

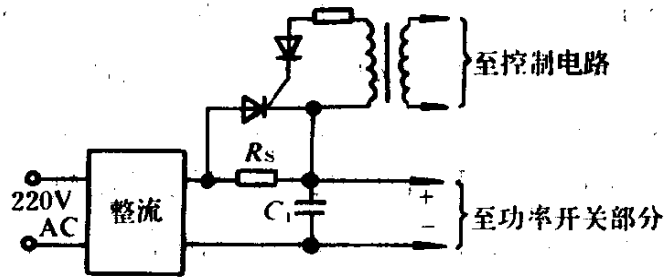


图4-86 进线限流连接电路

端14脚或 CW3420 两个输出端中的一个。这样，由于不需从主回路的高频变压器上增加绕组，所以能简化主回路高频变压器的设计。由于 CW3420 的振荡器输出端14脚的输出脉冲的占空比是恒定的（为50%），所以采用 CW3420 的14脚输出的脉冲电压作为触发晶闸管的信号是合适的。在采用 CW3420 脚14输出的脉冲电压作为晶闸管的触发信号时，必须用一延时电路，其延时时间要大于或等于输入滤波电路时间常数的3倍。它在 CW3420 的禁止端15脚上产生一低电平信号。延时时间到，即输入电容 C 的充电基本完毕后，禁止端加的低电平信号才撤除。只有在禁止端的低电平撤除后，才有触发脉冲触发晶闸管并使之导通，从而将限流电阻 R 短接。

(7) 同步应用的连接电路

在几台调宽型开关电源中，若要求开关频率同步，可用一只

CW3420 作为主控制器，其余的作为从控制器。主控制器的1脚和2脚分别接上 R_T 、 C_T 。 R_T 、 C_T 的数值按所需的锯齿波频率选择，而从控制器的 R_T 、 C_T 端则不接电阻和电容器。从控制器所需的锯齿波则由主控制器供给，即将主控制器的输出端8脚和所有控制器的锯齿波输入端5脚相连，同时，所有控制器的3脚也全接在一起（见

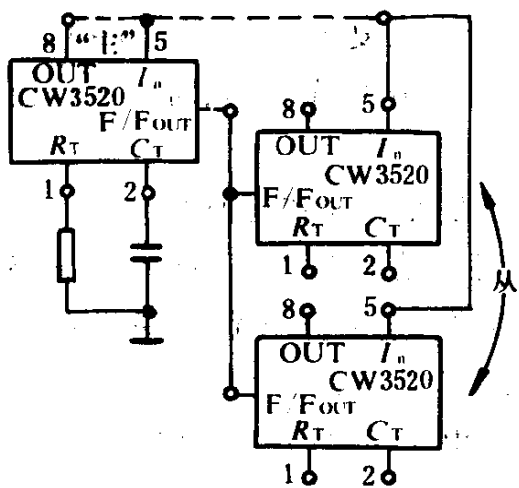


图4-87 三个 CW3420 同步应用连接电路 图 4-87)，就能实现主从控制应

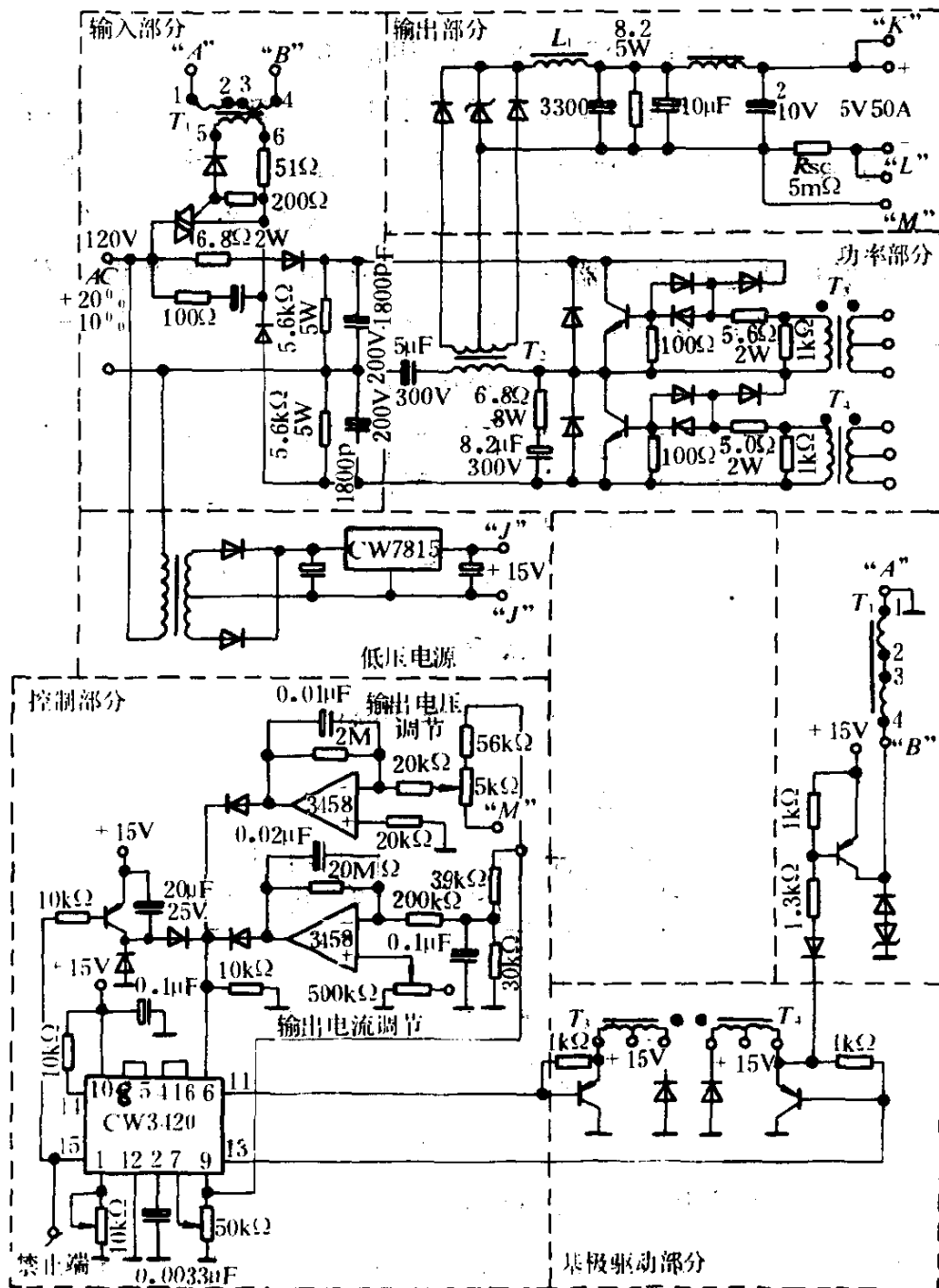


图4-89 5V/50A 半桥式电路图

容串联电路上产生约为电源电压 $2\sqrt{2}$ 的直流电压。串联电阻用来进行冲击电流保护,在100ms之后,三端双向晶闸管开关元件导通,全部初级电流通过晶闸管形成正常工作状态。这个电路的性能如下:电源线路调整率为0.4%;负载变动为0.25%;输出纹波为60~25mV_{P-P};导通冲击电流为35A_{max};效率为80%。

第七节 SL-64型开关稳压电源集成控制器

SL-64型开关电源集成控制器具有体积小、使用方便、价格便宜等优点。它们采用双列十八脚封装,由内部稳压电路、反馈放大器、锯齿波振荡器及脉宽调制比较器等四部分组成(图4-90)。

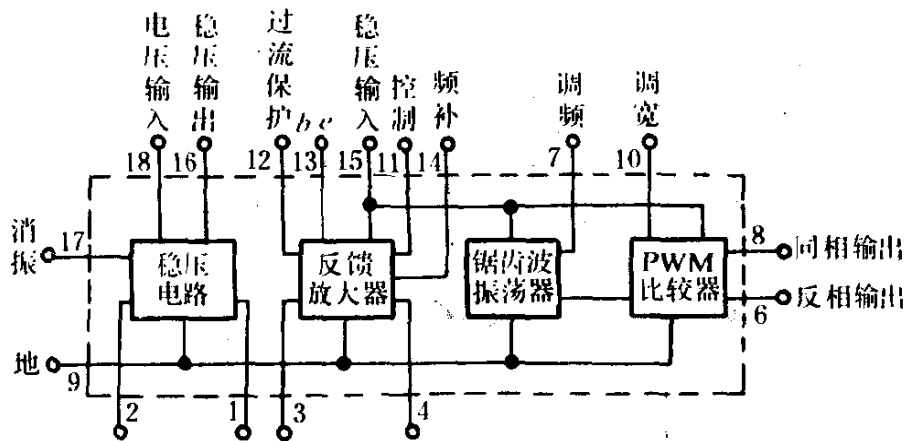


图4-90 SL-64型集成控制器方框图

一、SL-64开关电源集成控制器技术指标

输入电压 V_{in} : 9~25V

输入电流 I_{in} : $<20\text{mA}$ ($V_{in}=15\text{V}, V_{ref1}=5\text{V}$)

内稳电压 V_{ref1} : 4~15V

内稳电源精度 S : $<1\%$

内稳输出电流 I_{ref1} : $\leq 20\text{mA}$

基准电压 V_{ref} : $1.6\text{V} \pm 0.2\text{V}$

稳压范围 V_H : 1.8~30V

频率可调范围 Δf : 1~50kHz

脉冲方波占空比可调范围 δ : 5%~90% ($f=20\text{kHz}$)

输出方波边沿 t : $<1.5\mu\text{s}$ ($f=20\text{kHz}$)

容许功耗 P_D : 0.2W

具有过流保护功能

二、SL-64型集成控制器工作原理

1. 内稳电路

内稳电路由启动电路,基准电压源,比较放大器,恒流源,调整管组成(图4-91)。

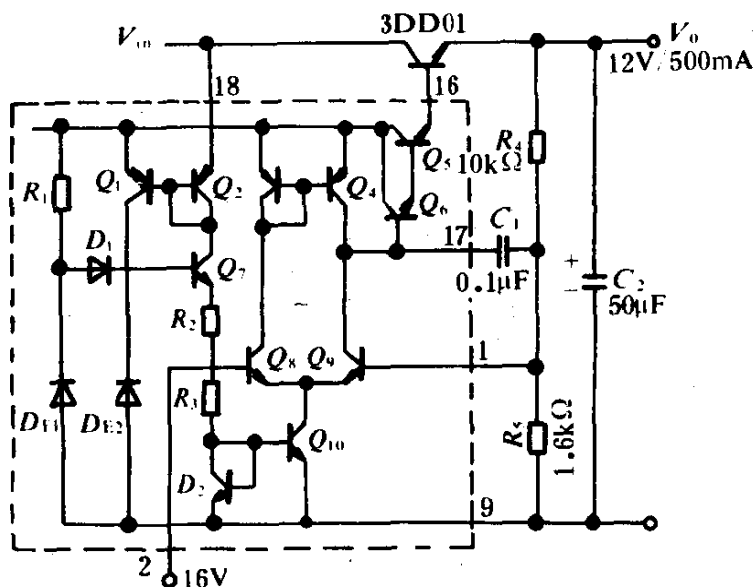


图4-91 SL-64的内稳电路

(1) 启动电路

启动电路由 R_1 、 D_{Z1} 和 D_1 组成。当输入电压 V_{in} 加上时,电流经 R_1 、 D_1 注入 Q_7 基极,使 Q_1 、 Q_2 、 Q_{10} 恒流源工作。当 D_{Z2} 击穿时, D_1 截止,只有很小电流流经 R_1 流入 D_{Z1} ,完成启动作用。

(2) 基准电压源

基准电压源由二极管 Q_2 、三极管 Q_7 、电阻 R_2 、 R_3 及 D_2 组成,它为反馈放大器提供基准电压。

(3) 比较放大器

采样比较放大器由 Q_3 、 Q_4 、 Q_8 、 Q_9 、 Q_{10} 组成。 Q_{10} 、 Q_3 、 Q_4 作恒流源, Q_8 、 Q_9 组成差动放大器,将误差信号放大后,送至调整管, R_4 和 R_5 为采样电阻。

(4) 调整管

Q_5 、 Q_6 组成复合调整管,它的最大输出电流为20mA。

2. 反馈放大器

开关电源的输出电压与基准电压比较后,其差值通过反馈放大器控制开关电源的工作频率或方波脉冲的宽度,从而达到稳定输出电压的目的。

反馈放大器包括偏置电路、恒流源、差动放大器、跟随器及电流保护等部分,如图4-92所示。

R_3 、 D_3 、 D_4 构成稳压偏置电路。 D_3 、 D_4 是将三极管的基极集电极相连后组成的二极管。这种二极管的正向特性较普通二极管有很大改善。当流过它的电流在较大范围变化时,正向压降变化很小,因而可保证 Q_{13} 的基极偏压基本不变。

Q_{11} 、 Q_{12} 、 Q_{14} 构成互补恒流源,作为差动放大电路(Q_{16} 、 Q_{17} 组成)的有源负载,这样可提高差动放大器的放大倍数,误差信号经放大后,送至跟随器 Q_{13} 基极,跟随器起缓冲的作用。

开关电源的直流输出电压 V_0 经 R_f 及 R 分压后送至 Q_{17} 基极并与 Q_{16} 基极电压进行比较。当 V_0 升高时, Q_{17} 基极电压升高,集电极电流 I_{17c1} 增加,这样 Q_{18} 集电极电流 I_{18c} 减少, Q_{14} 集电极电流 I_{14c} 也减小,结果使 Q_{17} 集电极电位很快下降, Q_{13} 发射极电位也降低。由于 Q_{13} 发射极(即反馈放大器的输出控制端)接至锯齿波振荡器的调频端或脉冲宽度控制端,因此振荡器频率或脉冲宽度要发生变化,从而使输出电压下降到原来数值。

Q_{13} 的输出端受 Q_{17} 控制, Q_{17} 集电极最低电压受 Q_{18} 基极电压影响。当反馈放大器不用内部基准电压时,外加电压应使控制端电压低于调频或调宽端的最低电压,以便控制器在整个电压范围内能有效地进行控制。

当开关电源负载电流过大或负载短路时,过载信号使 Q_{15} 导通,这样 Q_{13} 基极电位降低,从而限制脉冲频率或脉冲宽度,当过

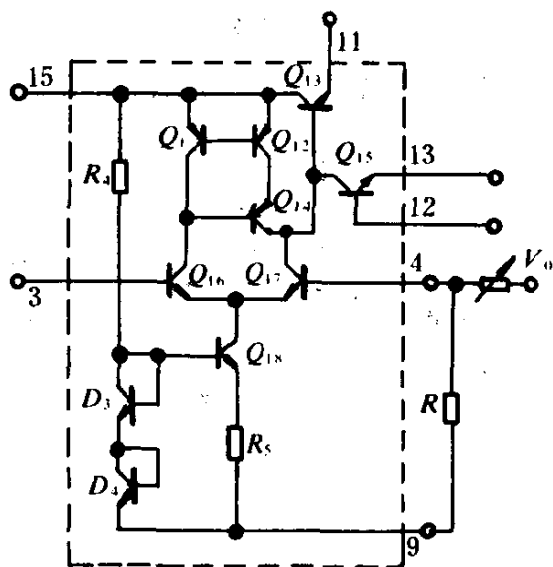


图4-92 SL-64的反馈放大器

载信号加入反馈回路时, Q_{13} 很快截止, 输出电压下降到最小值。

3. 锯齿波振荡器

振荡器如图4-93所示, 由 $Q_{20} \sim Q_{26}$ 组成。

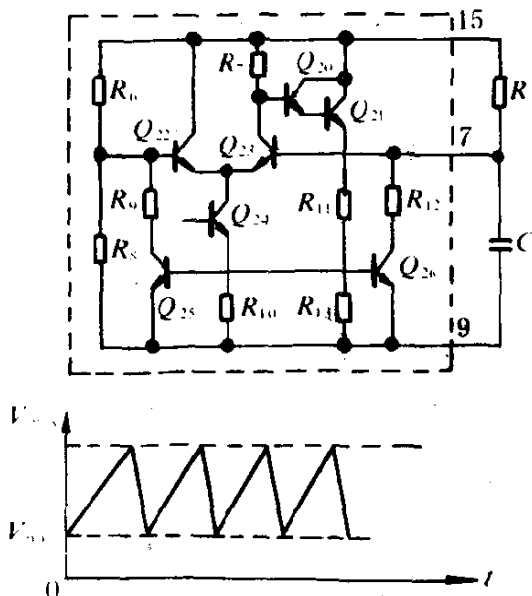


图4-93 锯齿波振荡器及波形

输入电压经 R_6 与 R_8 分压后, 加至 Q_{22} 基极, Q_{23} 基极通过外接电阻 R 接到输入电源正端, 通过电容 C 接地。电源接通后, 电容 C 开始充电。由于 Q_{22} 、 Q_{23} 工作于差动放大状态, 因此在电容充电过程中, Q_{23} 始终截止, Q_{22} 导通。当电容 C 两端电压比 Q_{22} 基极电压高时, Q_{23} 开始导通, R_7 两端电压增加, Q_{20} 、 Q_{21} 导通, R_{13} 两端电压升高, 这样又使 Q_{25} 、 Q_{26} 导通。 Q_{25} 导通后, Q_{22} 基极电位下降, 从而促使 Q_{23} 、

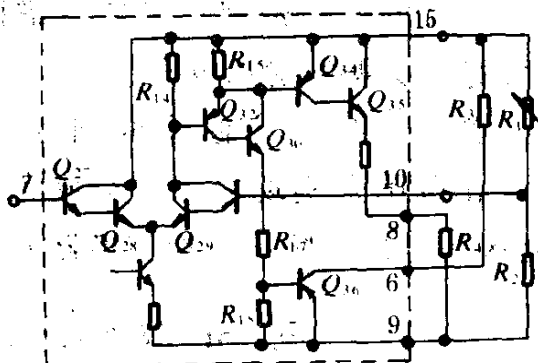
Q_{20} 、 Q_{21} 、 Q_{28} 和 Q_{25} 进一步导通。这种正反馈作用使 Q_{22} 、 Q_{23} 基极电压迅速下降。由于 R_9 、 R_{12} 的阻值不同, 加上电容 C 的作用, 故 Q_{23} 基极电位下降较慢, 当基极电位下降到低于射极电位时, Q_{23} 截止, Q_{23} 截止后, Q_{20} 、 Q_{21} 、 Q_{25} 、 Q_{26} 也截止, 电容放电到最低值 V_{cmin} 。此后电容器重新充电, 重复上述过程, 因而在 Q_{23} 基极产生一系列锯齿波信号(图4-93所示波形)。

锯齿波的频率由 RC 的数值决定。改变 R 就能改变锯齿波的频率。振荡频率可从 1kHz 变到 50kHz 以上。当振荡频率固定时, R 的阻值不宜过大, 否则, 调宽电路对振荡频率的影响较大。

将反馈放大器输出端(11脚)接至 Q_{23} 基极(7脚), 反馈放大器的输出电压可以自动调节振荡频率。当反馈放大器输入端的电位变化时, 控制端(11脚)的电位也跟着变化, 这样就可改变电容的充电回路的电阻, 从而引起振荡频率变化。例如变化信号加于反馈放大器反相输入端(4脚), 当输出电压升高时, 频率下降; 当输出电压降低时, 频率升高。频率调节的范围可达50倍以上。

4. 脉冲宽度调制比较器

脉冲宽度调制比较器如图4-94所示。它的作用是：利用高增益放大器通过电平比较将锯齿波电压转换为方波电压。 Q_{27} 、 Q_{28} 、 Q_{29} 组成高增益差动放大器。锯齿波电压加至 Q_{27} 基极作为输入直流电平的比较电压，受反馈放大器控制的直流电平加至 Q_{30} 基极，并与锯齿波电压进行比较。



设输入电平固定，且在锯齿波的变化范围之内，则锯齿波电压开始上升时， Q_{27} 基极处于低电平，因此使 Q_{28} 截止， Q_{29} 导通。 R_{14} 两端的电压使 Q_{32} 、 Q_{33} 导通。 R_{15} 和 R_{18} 两端的电压，又使 Q_{34} 、 Q_{35} 、 Q_{36} 导通。因此8脚输出高电平，6脚输出低电平。当锯齿波电压上升到高于 Q_{27} 射极电位时（即 t_1 时）， Q_{28} 导通， Q_{29} 截止， R_{14} 两端无电压，因而 $Q_{32} \sim Q_{36}$ 截止，8脚输出低电平，6脚输出高电平，如图4-94中波形所示，锯齿波完成一个工作周期时，锯齿波振荡器的输出电压下降到最低值， Q_{28} 截止， Q_{29} 重新导通，下一个周期重新开始。由于放大器增益高，又经过电压和电流放大，因此在8脚和6脚上就可得上升时间和下降时间均很短的矩形脉冲。只要改变输入直流电平，就可改变 Q_{28} 的导通时间，因而就可以改变输出脉冲宽度。当 Q_{30} 基极（即10脚）电位升高时，8脚输出脉冲宽度增加。由于6脚输出脉冲的变化与8脚相反，所以8脚称为同相输出端，6脚称为反相输出端。

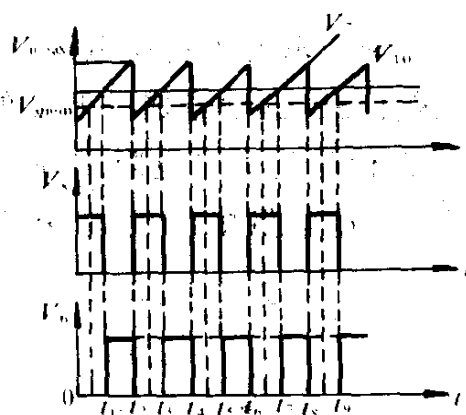


图4-94 脉宽调制比较器的电路及波形

10脚电平的变化必须在锯齿波电压的变化范围之内，才能输出方波脉冲。当10脚的电平变化超过锯齿波电压变化范围时，输出端只有固定高电平或低电平，而没有方波脉冲。10脚电平变化范围

如图4-94所示,即:

$$V_{cmin} < V_{Q30b} < V_{Cmax}$$

V_{Q30b} 的变化范围还必须考虑限制输出方波脉冲最小宽度和最大宽度所需的附加电压值。

实际应用时,方波脉冲“死区”的调节就是通过限制10脚电平的变化范围来实现的。(反馈放大器不能控制的脉冲宽度范围称“死区”,可用来防止推挽变换器两只晶体管同时导通。)

三、SL-64集成控制器的应用电路

1. 降压型开关稳压电源

采用SL-64型集成控制器的降压型开关稳压电源如图4-95所示,反馈信号是通过电阻 R_f 加于控制器反相输入端(4脚),控制端(11脚)通过电阻接到 Q_{30} 管基极(10脚),故该电路为调宽电路(若

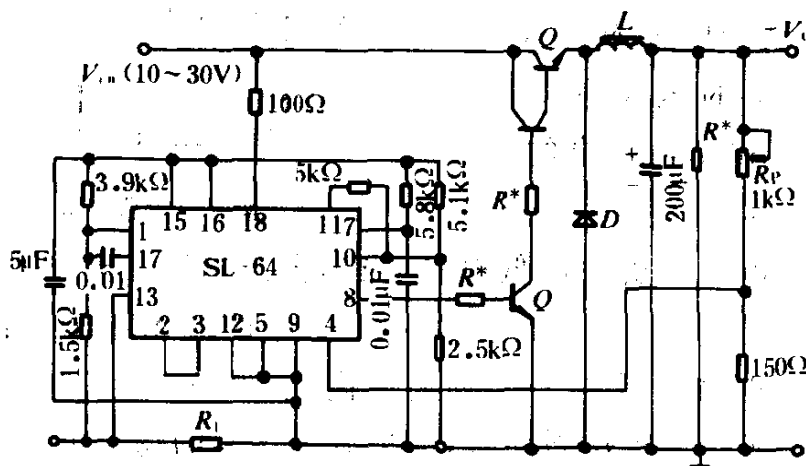


图4-95 SL-64降压型开关稳压电路

11脚通过电阻接到7脚,电路即变为调频电路)。改变电阻 R_f 就可以调节开关电源的输出电压。

该稳压电源的工作原理为:因电网电压升高或负载电阻增大而引起开关稳压电源输出电压 V_o 上升时,4脚的电位升高,控制器11脚输出的电压降低,加于 Q_{30} 管基极(10脚)的电位也降低,8脚输出方波的宽度变窄,驱动管 Q 导通时间缩短,复合开关管的导通时间也随之减小,因而输出电压 V_o 下降到原来的稳定值。同理,当因负载电流增加或电网电压减小而引起输出电压 V_o 下降时,通

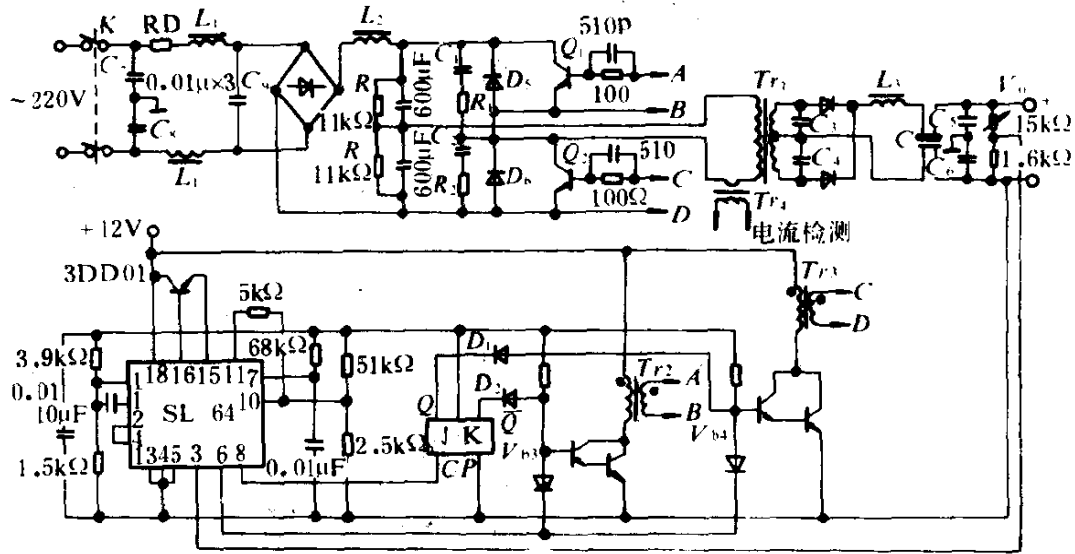


图4-97 SL-64的350W半桥调宽型开关稳压电源

为快速熔断器,作过流保护用。 R_1C_1 、 R_2C_2 网络的作用是吸收尖峰电压。电容 C_3 、 C_4 、 C_5 、 C_7 、 C_8 、 C_9 和电感 L_1 的作用是抑制开关电源产生的干扰。二极管 D_5 和 D_6 的作用是:当功率变换变压器 T_{r1} 初级的反电势使功率开关管(Q_1 、 Q_2)的 V_{CE} 变为负值时,、 D_5 、 D_6 分别导通将反冲电压箝位于二极管的正向压降,从而防止一只功率开关管在截止瞬间产生的尖峰电压影响另一只功率开关管的安全。

该变换器的控制电路包括:SL-64集成控制器,晶体管 Q_3 和 Q_4 组成的驱动放大器,J-K 触发器以及二极管 D_1D_3 、 D_2D_4 组成的与门电路。在该控制电路中,TTL 型 J-K 触发器作分频器用。它所需的5V 直流电压由 SL-64型控制器的内部稳压电路供给。为了扩展内稳电路的输出电流,SL-64型控制器需外接功率晶体管。二极管 D_2 、 D_4 与电阻 R 组成“与”门电路,只有“与”门两个输入端都为高电平时,输出端才为高电平。二极管 D_1 和 D_3 与电 R 组成的“与”门电路的功能与上述电路完全相同。

在图示的半桥变换器开关稳压电路中,SL-64型控制器8脚输出方波电压 U_8 为高电平时,6脚输出方波电压 U_6 即为低电平,如图4-98a)、d)中实线方波所示。 U_8 加到 J-K 触发器的 CP 端,经过二分频后, Q 端和 \bar{Q} 端输出波形如图4-98b)、c)中实线方波所示。

J-K 触发器的 Q 端和 SL-64 控制器的 6 脚接到 D_1 和 D_3 组成的“与”门电路的输入端。J-K 触发器的 \bar{Q} 端和 SL-64 控制器 6 脚接到 D_2 和 D_4 组成的“与”门电路的输入端。只有 J-K 触发器 Q 端与控制器 6 脚输出的方波电压均为高电压时， D_1 与 D_3 组成的“与”门才输出高电平，复合晶体管 Q_4 才因发射结正偏而导通。这时， Q_4 组成的脉冲放大器输出驱动电压使功率开关管

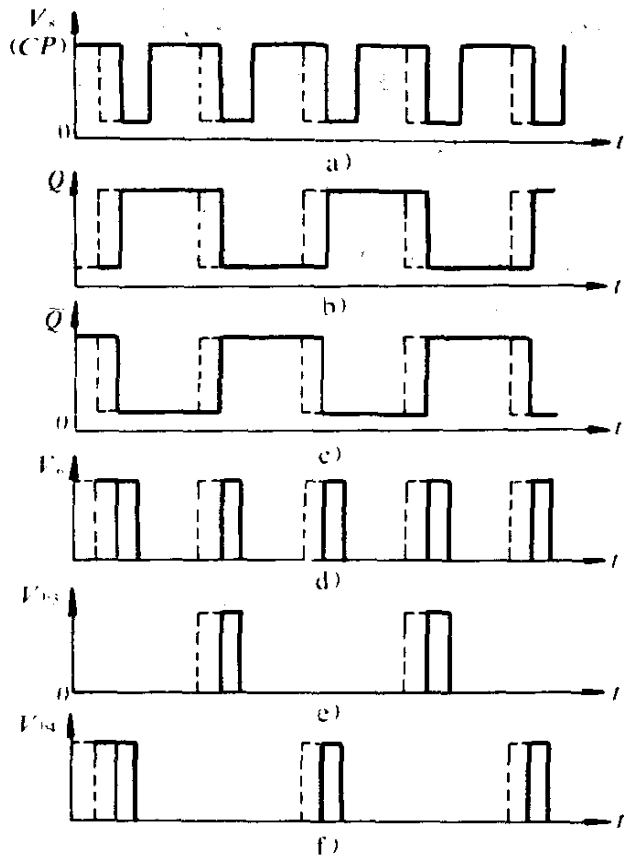


图4-98 SL-64控制电路各点电压波形

Q_2 导通。当触发器 Q 端和控制器 6 输出方波电压都为低电平或任一个为低电平时， D_1 、 D_3 组成的“与”门电路输出电压 U_{b4} 为低电平， Q_4 截止，因而功率开关管 Q_2 也截止，各点电压波形如图 4-98b)、d)、f) 中实线方波所示。同样，触发器 \bar{Q} 端与控制器 6 脚输出方波电压都为高电平时， D_2 、 D_4 组成的“与”门电路输出电压 U_{b3} 为高电平，复合晶体管 Q_3 导通，从而使功率开关管 Q_1 导通。触发器的 \bar{Q} 端与控制器 6 脚输出方波电压都为低电平或任意一个为低电平时， D_2 、 D_4 组成的“与”门电路输出电压 U_{b3} 为低电平， Q_3 截止， Q_1 也截止。

直流变换器输出电压 V_0 通过 R_T 和 R_3 分压后反馈到控制器的 3 脚。3 脚电位升高时，控制器 11 脚输出电位也升高，3 脚电位降低时，11 脚电位也降低。当因电网电压降低或负载电流增加而使变换器输出电压 V_0 下降时，控制器 3 脚电位下降，11 脚电位也下降，这样就使 8 脚输出方波电压的宽度减小，6 脚输出方波电压的宽度增

加 U_{b3} 和 U_{b4} 的宽度也增加,如图4-98中虚线方波所示。由于复合晶体管 Q_3 和 Q_4 的基极脉冲电压 U_{b3} 和 U_{b4} 的宽度增加,所以 Q_3 、 Q_4 及功率开关管 Q_1 、 Q_2 的导通时间延长。因此变换输出电压平均值 V_0 上升到原来的稳定数值。同样,当因电网电压升高或负载电阻增大而使输出电压 V_0 上升时,通过控制电路也能使输出电压 V_0 下降到原来的稳定数值。

第五章 电流型脉宽调制 控制器集成电路

电流型脉宽调制控制器是采用电流反馈环控制系统的集成电路，它的反馈信号取自输出电流，用反馈电流调整控制器的输出脉冲宽度改变脉冲的

占空比，实现开关电源的稳压。电流型控制器除包含全部电压型 PWM 控制器的功能外，还必需能检测开关电流或电感电流。图 5-1 给出了一个固定频率使用电流型控制器的单端正激稳压器的简单框图。如图所示，误差信号 V_e 控制峰值

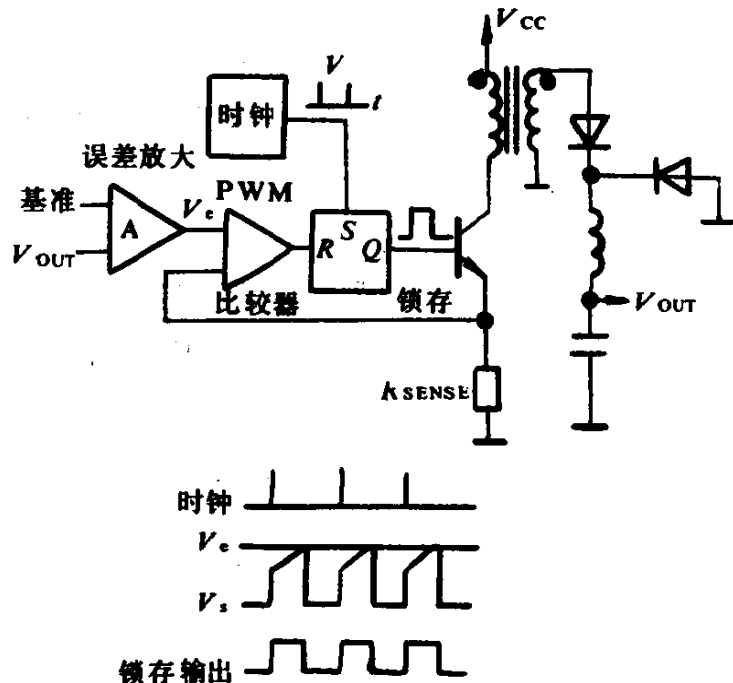


图 5-1 电流型脉宽调制器简单框图

开关电流。由于平均电感电流仅随误差信号的变化而变化，因此电感可相当于一个电流源，系统的控制程序减少了一个。这样就使得集成电路几项性能得到改善，例如改善了电源的瞬态响应，电源调整率也得到改善，设计控制环路更简单，更容易。如果把电源的输出电压接到误差放大器的一个输入端，就组成一个双环路电流型控制系统。

第一节 电流控制型开关电源 应用中的有关问题

电流型脉宽调制器在设计和调试过程中,涉及到许多特殊的问题,例如:斜坡补偿、栅驱动网络、外部控制功能、同步化和平均电流控制比。熟悉这些技术可节省电源设计者的大量时间。

一、电流控制型开关电源的斜坡补偿

电流控制法调节流经内部或控制环的峰值电感电流。在恒流变换器中,输出电流是平均电感电流,包括直流成分和交流成分。在调节时,电源输出电压和电感是恒定的,因此, V_{out}/L_{sec} 和 d_1/d_T 也是恒定的(V_{out} ——输出电压, L_{sec} ——次级电感)。

1. 平均电流

V_{in} 在高值时,变压器的初级和次级交流电流都在最大值,由图 5-2 示出占空比为 δ_1 ,对应的平均电流为 I_1 ,纹波电流为 ΔI_1 。当 V_{in} 减小到最小时,为了使电流恒定,调节占空比为 δ_2 ,这时平均电流为 I_2 ,纹波电流为 ΔI_2 。随着调整峰值初级电流,不同的占空比 δ_1 和 δ_2 会产生不同的输出平均电流 I_1 和 I_2 。当峰值电流与一个固定的误差电压比较时,平均电流随占空比增加。

2. 恒定输出电流

为了维持一个恒定的平均电流,要求有一与占空比无关的电流波形补偿斜坡。如同 T_{on} 一样,降低误差电压会很快限制脉冲宽度。这个变小的占空比产生一个与 T_{on} 或 V_{in} 无关的恒定输出电流。这个斜坡对平均电流峰值的简单补偿不同于占空比的作用,对于占空比 δ_1 和 δ_2 输出平均电流 I_1 和 I_2 是相等的(图 5-3)。

3. 决定斜坡的坡度

从数学上看,这个补偿斜坡的坡度必须是等于输出电感电流下斜坡的一半(50%),从经验上看,稍高于斜坡补偿值(75%)可以用在交流元件上,这个交流元件比典型的恒流变换器直流管

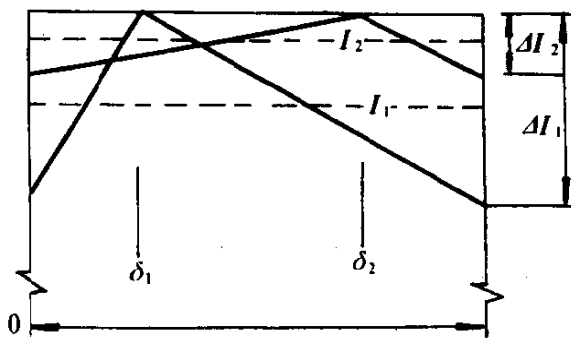


图 5-2 平均电流误差

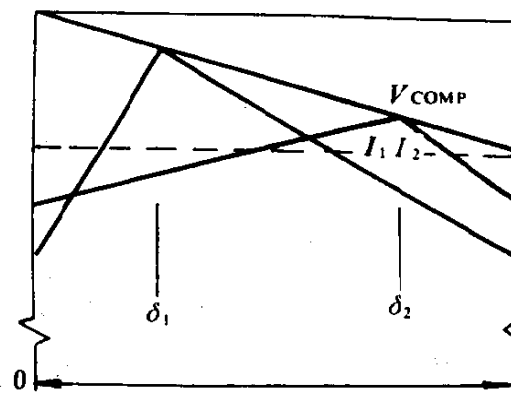


图 5-3 恒定平均电流

脚要小。

在电流控制型脉冲宽度调制器中(PWM),误差放大器的输出与 PWM 比较器的初级电流相比较产生误差电压。在这个中心点上,从误差电压减去补偿斜坡或初级输入感应电流会有同样的效果。如同占空比的作用减小脉冲宽度,这更方便将斜坡补偿坡度加到电流输入端。在定时电容 C_T 上可获得部分振荡波形,与初级电流电阻性地相加,这个电流流入在电流检测输入端的 PWM 比较器里。

4. 输入补偿参数的要求

电流型脉冲宽度调制控制器的输入参数补偿电路如图 5-4 所示,其中 5-4a)为总电路,图 5-4b)为简化电路。在计算斜坡补偿参数时首先要知道表 5-1 所定义参数,一旦获得表中的参数,就可运用公式和图表直接地计算斜坡补偿电路中的参数。

斜坡补偿电路的具体参数定义

表 5-1

项 目	参 数 名 称
控 制	$T_{on(max)}$ ——振荡器的最大导通时间
	ΔV_{osc} ——振荡器斜坡电压峰-峰值
	I_{sense} ——检测电流极值(MAX)
输 出	V ——次级电压(MIN)
	L ——输出电感
	I_p ——交流次级纹波电流

续上表

项 目	参 数 名 称
通 用	$R_s (R_{sense})$ —— 电流检测电阻
	M —— 斜坡补偿量
	N —— 变压器匝数比 (N_p/N_s)

在图 5-4 中,电阻 R_1 和 R_2 形成电压隔离,隔离振荡器的输出和电流极限的输入,在初级电流波形上,超强斜坡补偿。电容 C_1 是一个交流耦合电容,用于不增加偏置电压,允许振荡器的交流电压通过。电容 C_2 和 R_1 形成一个 $R-C$ 滤波器,抑制初级电流波形上升沿瞬时脉冲干扰。电阻 R_2 和 R_1 的比将决定斜坡补偿增加的准确量。

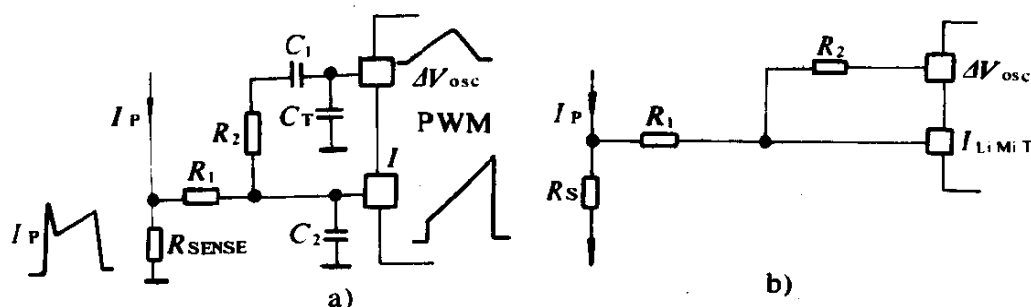


图 5-4 参数补偿电路图

a) 总电路; b) 简化电路

为了决定电阻值,定时电容 C_T 、耦合电容 C_1 、滤波电容 C_2 可以从电路图中去掉,简化电路如图 5-4b) 所示,振荡电压 V_{osc} 是锯齿波峰-峰值幅度。采用相似的斜坡补偿方式计算 R_1 和 R_2 , 这种计算方法可用于所有的电流型变换器,计算步骤如下:

第一步 计算电感下降斜坡斜率

$$S_{(L)} = di/dt = V_{sec}/L_{sec} \quad \text{A/s}$$

第二步 计算反射下降斜坡斜率

$$S_{(L)1} = S_{(L)}N \quad \text{A/s}$$

第三步 计算相等的下斜坡斜率

$$VS_{(L)1} = S_{(L)1} \cdot R_s \quad \text{V/s}$$

第四步 计算振荡器充电斜坡斜率

$$VS_{(osc)} = d(V_{osc})/T_{on} \quad V/s$$

第五步 导出斜坡电压公式

应用迭加原理,等效电路如图 5-5。

$$V_{(ramp)} = \frac{VS_{(L)} \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{VS_{(osc)} \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

化简
$$V_{(ramp)} = VS_{(L)11} + VS_{(comp)}$$

在这里
$$VS_{(comp)} = \frac{VS_{(osc)} \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$
 (注:comp 是补偿的英文缩写)

$$VS_{(L)11} = \frac{VS_{(L)1} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

第六步 计算斜坡补偿

$$VS_{(comp)} = M \cdot S_{(L)11}$$

这里 M 是导出的电感下斜率量,等于

$$\frac{VS_{(osc)} \cdot R_1}{R_1 + R_2} = \frac{M \cdot VS_{(L)1} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

对 R_2 求解:
$$R_2 = R_1 \cdot \frac{VS_{(osc)}}{VS_{(L)1} \cdot M}$$

令 $R_1 = 1k\Omega$,简化上面的计算和滤去上升沿假信号电容 C_2 部分。用最精确的标准值来计算 R_2 的电阻值,尽量地考虑下斜坡的准确量。在这里最重要的是 R_2 的阻值要足够的高,以减弱对集成电路振荡器的影响,防止斜坡补偿引起振荡频率漂移。

斜坡补偿计算举例如下:功率转换电路为半桥式变换器,输入电压 $85 \sim 132V_{DC}$ “双重接线”,输出 $5V_{DC}/45A_{DC}$,工作频率 $200kHz$, $T_{period} = 50\mu s$ (周期)、 $T_{deadtime}$ (死区时间) = $500ns$ 、 $T_{on(max)} = 4.5\mu s$,匝数比 $15/1(N_p/N_s)$, V_p (初级电压) $90 \sim 186V_{DC}$, $V_{sec(min)}$ (最小次级电压) = $6V_{DC}$, R_{sense} (检测电阻) = 0.25Ω , $I_{sec(AC)}$ (次级交流电流) = $3.0A (< 10\% I_{DC})$, L_{output} (输出电感) = $5.16\mu H$,以上为已知条件, R_2 的计算过程为:

(1)计算次级电感下斜坡

$$S_{(L)} = \frac{di}{dt} = V_{sec}/L_{sec} = 6V/5.16\mu H = 1.16A/\mu s$$

(2)计算初级电感下斜坡

$$S_{(L)1} = S_{(L)} \cdot N_s/N_p = 1.16 \times \frac{1}{15} = 0.0775 \text{ A}/\mu\text{s}$$

(3) 计算检测电阻上的变压器斜坡电压

$$V_{(L)1} = S_{(L)1} \cdot R_s = 7.72 \times 10^{-2} \times 0.25 = 1.94 \times 10^{-2} \text{ V}/\mu\text{s}$$

(4) 计算定时电容器 C_T 上的振荡器斜坡

$$S_{(\text{osc})} = dV_{\text{osc}}/T_{\text{onmax}} = 1.8/4.5 = 0.4 \text{ V}/\mu\text{s}$$

(5) 令斜坡补偿量 $M=0.75, R_1=1k$

$$R_2 = R_1 \frac{VS_{(\text{osc})}}{VS_{(L)1} \cdot M} = \frac{1k \times 0.4}{0.0192 \times 0.75} = 27.4 \text{ k}\Omega$$

二、栅驱动网络

大多数脉宽调制器的图腾柱输出级的输出电流有很大的提高,这样就简化了 MOSFET 功率开关管的栅极驱动电路,脉宽调制器可以直接驱动高速大功率场效应管。经过简化的栅驱动电路,即一个电阻和一个肖特基二极管。

1. MOSFET 的输入阻抗

大多数场效应管串联 15nH 源电感,栅源输入特性近似等效 1500pF 电容量,在这个例子中,串联栅电流极限电阻被省略,等效电路如图 5-5 所示。由于大多数高速脉宽调制器 dV/dT 的典型值为 0.5V/ns,因此图腾柱输出级的晶体管相当于无损开关,并把它们视为一体。

假定没有外部电路的寄生 R, L 或 C ,那么脉宽调制器无阻驱动 L - c 谐振回路。驱动功能是从 +15V 辅助电源产生的 15V 脉冲,如图 5-6 所示,最终波形,在 33MHz 频率下,峰值电流近似为 7A。

在实际应用中晶体管和其它电路参数都小于理想值,在多数设计中不可能发生以上情况。但是,如不防止,可能发生量值减小。

把一个电阻放在图腾柱输出端和 MOSFET 的栅极之间,限定通过集成电路的峰值电流。这个值决定于由集成电路图腾柱峰值电流额定值分流而产生的图腾柱集电极电压 V_c 。如没有这个电

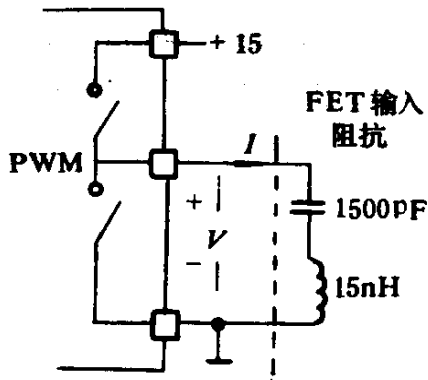


图 5-5 无损电路栅驱动

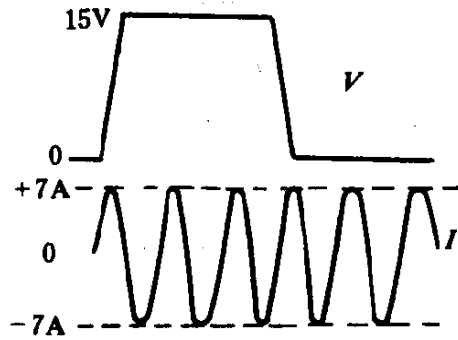


图 5-6 栅极电压、电流波形

阻, 峰值电流就仅由图腾柱的 dV/dT 比和场效应管栅极电容来限定。

例如, 使用 10V 集电极电源电压, 有大约 2V 的预计图腾柱极限电压。限定最大峰值栅电流为 1.5A, 需要一个 6Ω 的电阻, 这个电阻要选用 6.2Ω 的精密标准值。把这个电阻串联到集电极和辅助电源上, 仅限定导通电流。因此这个电阻必需是放在脉宽调制器和栅极之间来限定导通和关断电流。

在实际电路中, 寄生电路在驱动过程中也起着重要作用, 用 6.2Ω 做限流电阻的等效电路如图 5-7 所示, 网络上加一个 10V 脉冲, 集成电路输出级的电压和电流波形如图 5-8 所示。

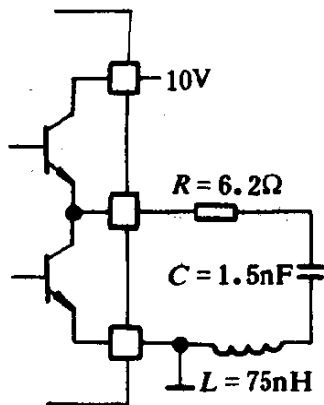


图 5-7 等效电路参数

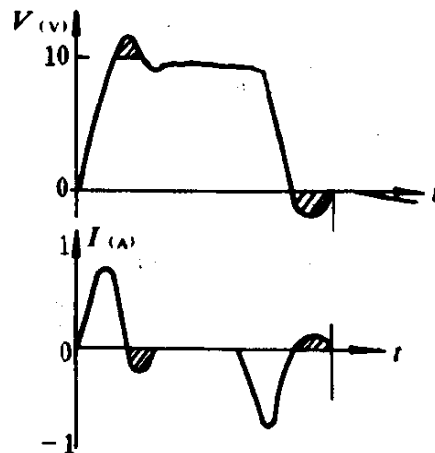


图 5-8 电路的电压和电流波形

我们感兴趣的是图 5-8 上的阴影区, 在这段时间里, 下面的图腾柱晶体管饱和, 它的集电极电压就它的发射极来说是负的。经过这个饱和的 NPN 晶体管集电极提供给 RLC 网络一个正向输出电流。集成电路技术条件要求, 这两种情况都不允许单独进行, 而

可以同时进行。一种方法是增大限流电阻去改变波形,从低阻尼变为高阻尼。当 $R_{(gate)} \geq 2 \cdot \sqrt{L/C}$ 时,将发生较高阻尼,这样就减小了峰值驱动电流,但增大了场效应管开关时间,我们不希望增大开关时间。

另一种方法是在脉宽调制器输出端到地接一个肖特基二极管,正极接地,负极连到输出端,这样会防止电压过分的低于地,二极管负极提供了电流通路。把二极管尽可能地靠近脉宽调制器,这会提高电路性能。完整的场效应管驱动电路如图 5-9 所示。完整的变压器驱动电路如图 5-10 所示,这个电路也要用肖特基二极管来防止一些类似于上面所述的情况,电路性能与前面所说的相似。

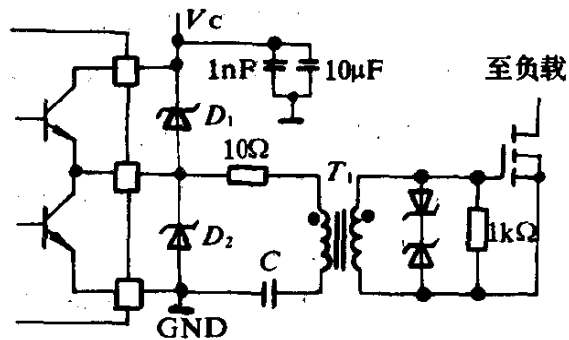
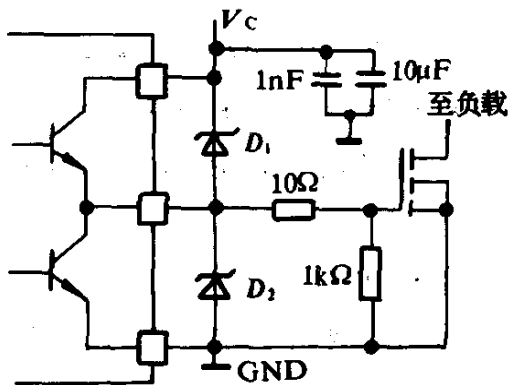


图 5-9 完整的 MOSFET 驱动电路

图 5-10 变压器耦合 MOSFET 驱动电路

2. 峰值栅电流和上升时间计算

在导通期间里, MOSFET 栅极有几个变化。当栅极到达极限电压时,等效栅输入电容量增加大约 15%,并且在漏极电流流动过程中,电容量加倍。栅源电压保持恒定,同时漏极电压要减小。

在给定的导通时间里,栅峰值电流可以用下面的近似公式计算。

$$I_{pk} = \frac{2}{T_{on}} \left\{ C_{iss} \left[2.5 \times V_{gth} + \frac{I_d}{g_m} + [C_{rss} (V_{DD} - V_{gth})] \right] \right\}$$

在这里 I_{pk} 是栅峰值电流, V_{gth} 是栅开态极值, V_{gth} 等于 3V。假定 g_m 等于漏极电流 I_d , 这是由改变栅极限电压 dV_{gth} 分流的。大多数应用的场效应管最大电流比为 75% 时, dV_{gth} 近似为 2.5V, 栅极限电压是一个很小的漏电压的百分数, 可以从方程尾部忽略。用场

效应管的参数决定峰值驱动电流和开态时间,上面的公式可简化为:

$$I_{pk} = \frac{2}{T_{on}} \cdot \{(10 \times C_{iss}) + (C_{rss} \times V_{drain})\}$$

$$T_{on} = \frac{2}{I_{pk}} \cdot \{(10 \times C_{iss}) + (C_{rss} \times V_{drain})\}$$

在实际设计中,令开关时间为 50ns,电流控制型脉宽调制器可获得高驱动电流。带有类似的图腾柱输出的集成电路驱动器,与高速 MOSFET 连接,它的拉灌电流峰值可达 1.5A。

三、电流型集成电路在电压控制型中的应用

当今的电流型集成电路的主要特性是高速大电流输出驱动级,通过它们内部的保护电路减小内部的延迟时间,在基准电压、振荡器和放大器部分都作了广泛改进。在电压控制型(也就是占空比控制型)中,通过误差放大器和模拟斜坡电压相比较,可以获得脉冲宽度调制。在电流控制型和电压控制型集成电路上,用振荡器定时电容 C_T 来产生锯齿波。在电压控制型中使用电流控制型的集成块,这个锯齿波被输入到电流检测的输入端。为了比较在脉宽调制器上的误差电压,用这个锯齿波来决定脉冲宽度,以代替在这种使用方法中的实际初级电流。

反馈环路的补偿与电压控制型相似,然而也存在着细微的不同。大多数早期的 PWM 控制器带有一个跨导型放大器,而且是从误差放大器的输出端到地的补偿。电流控制型控制的脉宽调制器用的是低输出电阻电压放大器并加相应的补偿。

四、电流控制型组件的并联

电流控制型控制的优点之一是几个电源可以很容易地并联以增加输出功率,并联工作的先决条件很少,但重要的是保证适当的操作。首先每个电源组件必须是电流型控制器,并且能担负其应提供的输出功率。所有组件必须是同步的,为了简单起见可设计成为

一个以主机控制的统一体,所有其余系统将构成从动。

主机将附带起产生工作频率的作用,作为脉宽调制器的比较器的输入,给所有组件提供一个共同的误差电压。这个电压与它的脉宽调制器的比较器上的单个组件的初级电流相比较。利用从动和它们的误差放大器形成统一增益。假定在每个组件中有相同的初级电流检测电阻,而在集成电路放大器或其它电路元件中没有共同的偏置。在这种情况下,输出电压和每个组件的电流是统一的,而且负载在组件中是等量分配的。

实际上,±10mV 的小失调电压存在于每一个放大器和比较器之中。作为共同的误差电压存在于整个集成电路中,它的准确度由于在它的通路上的“门”的数量和负量的影响而降低。最大的误差值产生在普通型控制的放大器的最低电压,近似为 1V。±20mV 代表在脉宽调制器比较器上的 2% 误差。典型的满负载条件下,较高的普通型控制的电压,误差电压接近于最大 4V。这里相同的±20mV 只有±5% 的误差进入信号中。

另一个输入电压 V_c 给脉宽调制比较器,这个电压是由初级电流流过检测电阻产生的。在许多应用场合,用一个 5% 容限的电阻,在脉宽调制器比较器的“电流检测”或斜坡输入端上引起一个±5% 的误差。

脉冲宽度决定于误差电压 V_c 与电流检测电压 V_i 的比较。当相等时,误差电压被电流检测电阻分流而得到初级电流, $I = V_c / R_s$ 。输出电流和初级电流与变压器的匝数比有关,负载的分配或总输出电流直接与总初级电流分配成比例。

初级电流 $I_p = V_c / R_s$, 引入容限 $I'_p = V_c (\pm 2\%) / R_s (\pm 5\%)$, 因此 $I'_p = I_p (\pm 7\%)$, 初级电流(这里指输出电流)在额定的 7% 之内平均。使用 5% 的检测电阻。显然,电流检测电路是主要影响,而且脉宽调制器失调极小。这有助于改进满功率负载的等量匹配,并联几个组件比满功率集中的好。

随着负载的增加,输出控制增益降低。当初级电流大时,负载大,误差放大器输出电压 V_c 也是这样。用 4V 的典型值,失调电压

影响最小。

其它影响输出功率失调的因素是二极管电压降,输出电感。任何误差都会改变初级电流斜坡。在控制部分,随着总电流的容限,峰-峰电压在定时电容 C_T 上的摆动影响斜坡补偿极限量。

要求所有内连线适当,线路保证在最佳工作状态。组件中的屏蔽同轴电缆造成误差电压分布。线上的任何噪声都表现在脉宽调制器比较器上,对负载分配或不稳定性有不良影响。

电缆应一样长,要从主机引出,还要远离噪声源。所有输入输出电源接头应该准确的一样长,并且要用标准规格,把接头看作和负载串联的电阻,纵向的偏差也会引起每个组件上发生电流变化。

第二节 高性能电流方式控制器

UC3842A/UC3843A、UC2842A/UC2843A

UC3842A,UC3843A 系列集成电路是高性能固定频率电流方式控制器。它们被专门设计用于 DC-DC 变换器,无工频变换器,为设计者提供了使用外部元件最少的低成本高效率电路。该系列集成电路有三种封装形式,外形图和管脚连接图见图 5-11,简化的内部结构方块图见图 5-12。集成电路封装情况如表 5-2 所示。集成电路的主要特点如下:

外形封装序列参数表

表 5-2

器 件	温度范围 $^{\circ}\text{C}$	封 装	器 件	温度范围 $^{\circ}\text{C}$	封 装
UC3842AD	0~70	S0-14 塑 Dip	UC2843AD	-25~+85	SO-14 塑 Dip
UC3843AD	0~70	S0-14 塑 Dip	UC2842AJ	-25~85	金属陶瓷 Dip
UC3842AN	0~70	塑 Dip	UC2843AJ	-25~+85	金属陶瓷 Dip
UC3843AN	0~70	塑 Dip	UC2842AN	-25~+85	塑 Dip
UC2842AD	-25~+85	SO-14 塑 Dip	UC2843AN	-25~+85	塑 Dip

- (1) 微调电容器的放电电流用于精确的占空比控制;
- (2) 电流方式工作达 500kHz;
- (3) 自动反馈正向补偿;

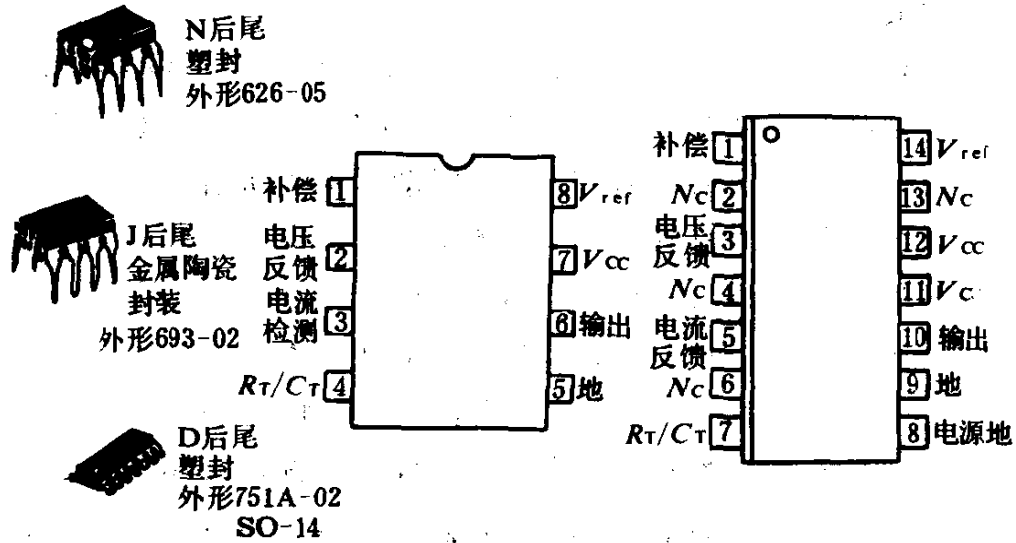


图 5-11 外形图和管脚连接图

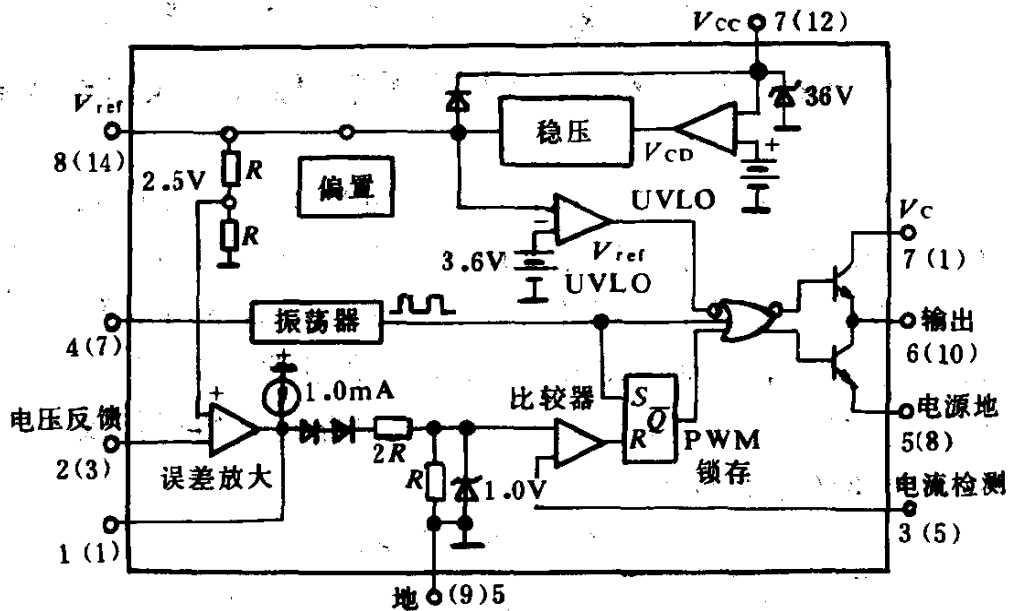


图 5-12 简化内部结构方块图

- (4) 封锁 PWM 用于周期电流限制；
 - (5) 具有欠压封锁的内部微调基准电压；
 - (6) 大电流推拉式输出；
 - (7) 具有滞后的欠压封锁；
 - (8) 低启动和工作电流；
 - (9) 可直接与摩托罗拉的场效应管 (SENSEFET) 产品接口。
- 这些器件在市场上可买到的有 8 脚双列金属陶瓷和塑料封

装,以及 14 脚塑料表面安装(SO-14),SO-14 封装使电源和推拉输出级分开。UCX842A 具有 16V(导通)和 10V(关断)的 UVLO 门槛,特别适于无工频变换器;UCX843A 具有 8.5V(导通)和 7.5V(关断)的 UVLO 门槛,适于低电压应用。

一、主要参数和特性曲线、管脚功能介绍

集成电路的最大额定值参数如表 5-3 所示,电气特性如表 5-4 所示,管脚功能介绍如表 5-5 所示,有关的特性曲线如图 5-13a)~m)所示。

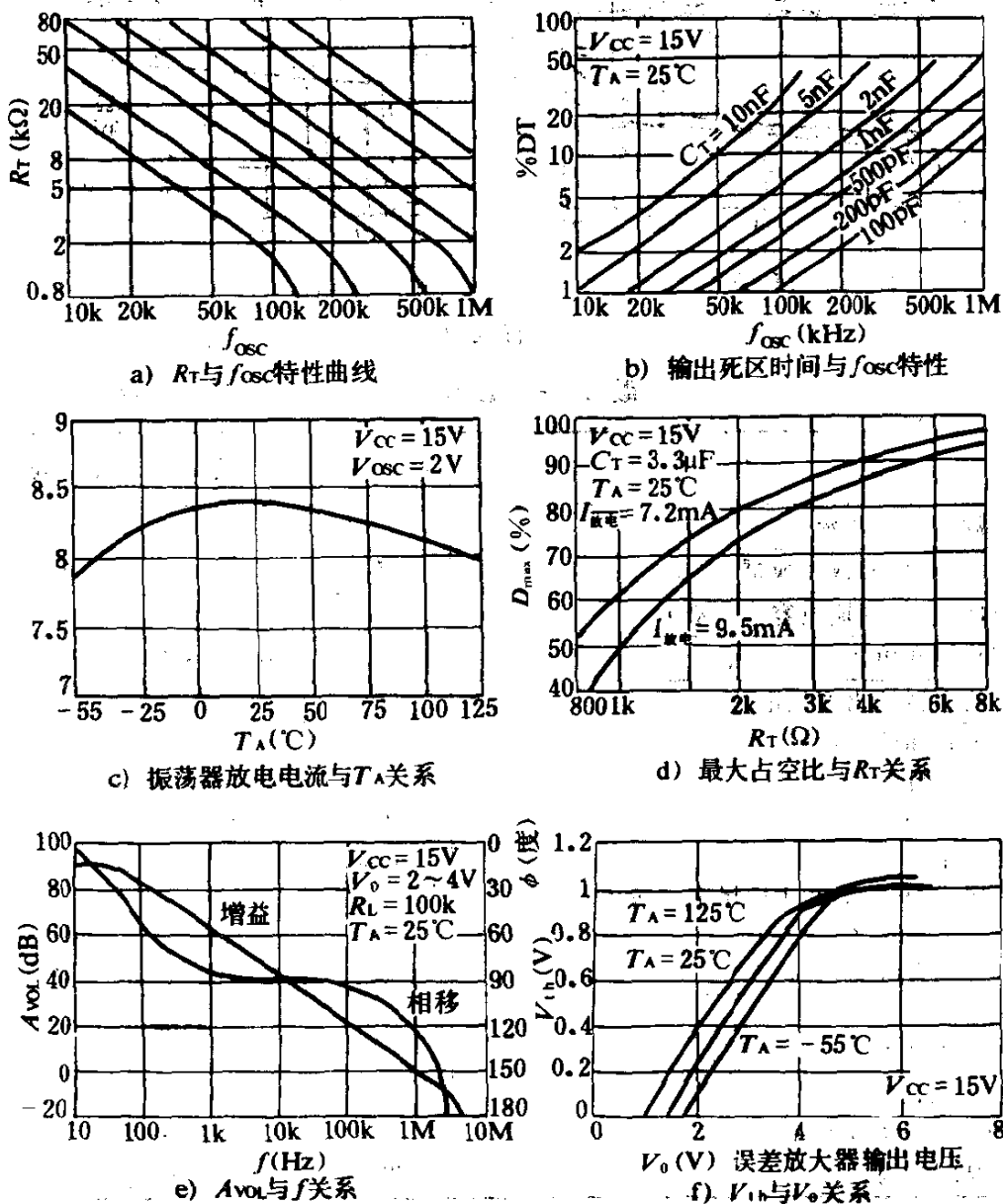
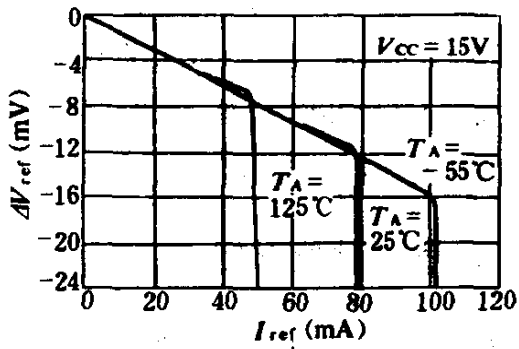
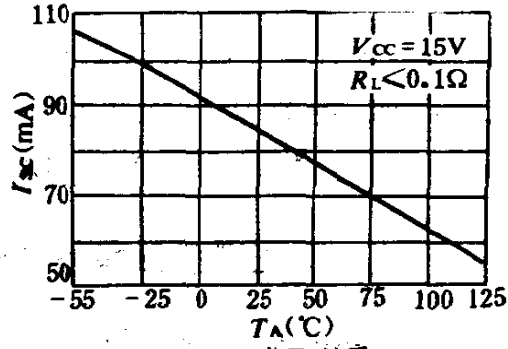


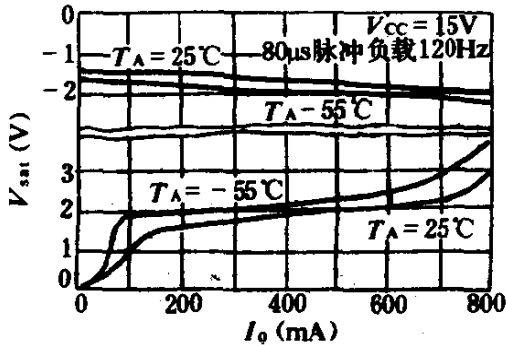
图 5-13(1) 特性曲线图



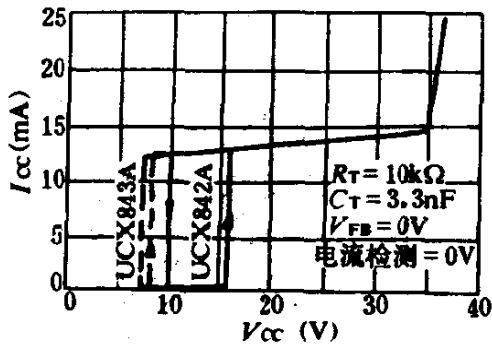
g) ΔV_{ref} 与 I_{ref} 关系



h) I_{sc} 与 T_A 关系



i) V_{sat} 与 I_o 关系



m) 电源电流 I_{cc} 与电压 V_{cc} 关系

图 5-13(2) 特性曲线图

最大额定值

表 5-3

额定值	符号	值	单位
总电源和稳定电流	$(I_{cc} + I_s)$	30	mA
输出电流, 信号或变换器(注1)	I_o	1.0	A
输出能量(每周期电容性负载)	W	5.0	μJ
电流检测和电压反馈输入	V_{in}	-0.3 ~ +5.5	V
误差放大器输出变换电流	I_o	10	mA
功率损耗和热特性			
D 后尾塑料封装			
最大功率损耗 $T_A = 25^\circ C$	P_D	862	mW
与空气结合处的热阻	$R_{\theta JA}$	145	$^\circ C/W$
N 后尾, 塑料封装和 J 后尾金属陶瓷封装			
最大功率损耗 $T_A = 25^\circ C$	P_D	1.25	W
与空气结合处的热阻	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ C/W$
工作结温	T_j	+150	$^\circ C$
工作环境温度			
UC3842A, UC3843A	T_A	0 ~ +70	$^\circ C$
UC2842A, UC2843A		-25 ~ +85	
贮存温度范围	T_{stg}	-65 ~ +150	$^\circ C$

电气特性 ($V_{cc}=15V, R_T=10k, C_T=3.3\mu F$) 表 5-4

特 性	符 号	UC284XA			UC384XA			单 位
		最小	典型	最大	最小	典型	最大	
基 准 电 压 部 分								
基准输出电压 ($I_o=1mA, T_j=25^\circ C$)	V_{ref}	4.95	5.0	5.05	4.9	5.0	5.1	V
线性调整 ($V_{cc}=12\sim 25V$)	R_{egline}	—	2.0	20	—	2.0	20	mV
负载调整 ($I_o=1.0\sim 20mA$)	R_{egload}	—	3.0	25	—	3.0	25	mV
温度稳定性	T_s	—	0.2	—	—	0.2	—	mV/°C
总的输出变化	V_{ref}	4.9	—	5.1	4.82	—	5.18	V
输出噪声电压 ($f=10Hz\sim 10kHz, T_j=25^\circ C$) (注 2)	V_n	—	50	—	—	50	—	μV
长期稳定性 ($T_A=125^\circ C, 1000h$)	S	—	5.0	—	—	5.0	—	mV
输出短路电流	I_{sc}	-30	-85	-180	-30	-85	-180	mA
振 荡 器 部 分								
频率 $T_j=25^\circ C$ $T_A=T_{Low}\sim T_{high}$	f_{osc}	47 46	52 —	57 60	47 46	52 —	57 60	kHz
频率随电压变化 ($V_{cc}=12\sim 25V$)	$\Delta f_{osc}/\Delta V$	—	0.2	1.0	—	0.2	1.0	%
频率随温度的变化 $T_A=T_{Low}\sim T_{high}$	$\Delta f_{osc}/\Delta T$	—	5.0	—	—	5.0	—	%
振荡器电压幅度 (峰-峰值)	V_{osc}	—	1.6	—	—	1.6	—	V
放电电流 ($V_{osc}=2.0V$) $T_j=25^\circ C$ $T_A=T_{Low}\sim T_{high}$	I_{dischg}	7.5 7.2	8.4 —	9.3 9.5	7.5 7.2	8.4 —	9.3 9.2	mA
误 差 放 大 器 部 分								
电压反馈输入 ($V_o=2.5V$)	V_{FB}	2.45	2.5	2.55	2.42	2.5	2.58	V
输入偏置电流 ($V_{FB}=5.0V$)	I_{IB}	—	-0.1	-1.0	—	-0.1	-2.0	μA
开环电压增益 ($V_o=2.0\sim 4.0V$)	A_{VOL}	65	90	—	65	90	—	dB
单位增益带宽 ($T_j=25^\circ C$)	BW	0.7	1.0	—	0.7	1.0	—	MHz
电源抑制比 ($V_{cc}=12\sim 25V$)	PSRR	60	70	—	60	70	—	dB

续上表

特 性	符 号	UC284XA			UC384XA			单 位
		最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输出电流变换 ($V_o = 1.1V$, $V_{FB} = 2.7V$) 信号源 ($V_o = 5V$, $V_{FB} =$ $2.7V$)	I_{sink} I_{source}	2.0 -0.5	12 -1.0	-	2.0 -0.5	12 -1.0	-	mA
输出电压幅度 高电平 ($R_L = 15k$ 对地 $V_{FB} =$ $2.3V$) 低电平 ($R_L = 15k$ 对 V_{ref} , V_{FB} $= 2.7V$)	V_{OH} V_{OL}	5.0 -	6.2 0.8	- 1.1	5.0 -	6.2 0.8	- 1.1	V
电 流 检 测 部 分								
电流检测输入电压增益(注 3,5)	A_v	2.85	3.0	3.15	2.85	3.0	3.15	V/V
最大电流检测输入门槛(注 4)	V_{th}	0.9	1.0	1.1	0.9	1.0	1.1	V
电源抑制比 $V_{cc} = 12 \sim 25V$ (注3)	PSRR	-	70	-	-	70	-	dB
输入偏置电流	I_{IB}	-	-2.0	-10	-	-2.0	-10	μA
传输延迟(电流检测输入对输出)	$t_{pLH(IN/OUT)}$	-	150	300	-	150	300	ns
输 出 部 分								
输出电压 低电平 ($I_{sink} = 20mA$) ($I_{sink} = 200mA$) 高电平 ($I_{source} = 20mA$)	V_{OL} V_{OH}	- 13	0.1 13.5	0.4 -	- 13	0.1 13.5	0.4 -	V
具有 UVLO 功能的输出电平 $V_{cc} = 6.0V$ $I_{sink} = 1.0mA$	$V_{OL(UVLO)}$	-	0.1	1.1	-	0.1	1.1	V
输出电压上升时间 ($C_L =$ $1\mu F, T_j = 25^\circ C$)	t_r	-	50	150	-	50	150	ns
输出电压下降时间 ($C_L =$ $1\mu F, T_j = 25^\circ C$)	t_f	-	50	150	-	50	150	ns
欠 压 封 锁 部 分								
启动门槛 UCX842A UCX843A	V_{th}	15 7.8	16 8.4	17 9.0	14.5 7.8	16 8.4	17.5 9.0	V
在导通后的最小工作电压 UCX842A UCX843A	$V_{cc(min)}$	9.0 7.0	10 7.6	11 8.2	8.5 7.0	10 7.6	11.5 8.2	V

续上表

特 性	符 号	UC284XA			UC384XA			单 位
		最小	典型	最大	最小	典型	最大	
PWM 部 分								
占空比 最大 最小	DC_{max} DC_{min}	94 —	96 —	— 0	94 —	96 —	— 0	%
总 器 件								
电源电流 启动 ($V_{cc}=6.5V$ 对 UC ×843A =14V 对 UC×842A) 工作(注2)	I_{cc}	— —	0.5 12	1.0 17	— —	0.5 12	1.0 17	mA
电源稳压二极管电压 ($I_{cc}=25mA$)	V_Z	30	36	—	30	36	—	V

注:1. 最大封装功率损耗限制一定要遵守。

2. 在给定至 15V 以前把 V_{cc} 调整在启动门槛以上。

3. 在试验期间要保持结温尽可能按环境温度要求使用低占空比脉冲技术:

$T_{Low}=0^{\circ}C, T_{high}=+70^{\circ}C$ 对 UC3842A, UC3843A

$T_{Low}=-25^{\circ}C, T_{high}=+85^{\circ}C$ 对 UC2842A, UC2843A

4. 在 $V_{FB}=0$ 锁存释放点测试这个参数。

5. 比较器增益定义为:

$$A_v = \frac{\Delta V \text{ 输出/补偿}}{\Delta V \text{ 电流检测输入}}$$

管脚功能介绍

表 5-5

管脚号		功 能	介 绍
8-pin	14-pin		
1	1	补 偿	这个管脚是误差放大器输出端,用于回路补偿
2	3	电压反馈	这是误差放大器的反相输入端,它通常经一个电阻分压器与开关电源输出端相连
3	5	电流检测	与电感电流成正比的电压被连到这个输入端, PWM 使用这个数据去决定输出开关导通
4	7	R_T/C_T	振荡频率和最大输出占空比由与 V_{ref} 相连的电阻 R_T 和与地相连的电容器 C_T 控制, 可能达到 500kHz
5	—	地	这个管脚是混合控制电路和电源的地(仅 8 脚封装)
6	10	输 出	这个输出端直接驱动功率场效应管的栅极, 由这个脚变换的峰值电流可达 1.0A

续上表

管脚号		功 能	介 绍
8-pin	14-pin		
7	12	V_{cc}	这个管脚是集成电路的正电源
8	14	V_{ref}	这是基准电压输出端,它经电阻 R_T 为电容器 C_T 提供充电电流
—	8	电源地	这个管脚是分离电源地回路,用来减小开关瞬变噪声对控制电路的影响
—	11	V_c	用提供给这个管脚的电压把输出置于高电平(仅 14 脚封装),与一个分离电源连接,它可以减少开关瞬变噪声对控制电路的影响
—	9	地	这个管脚是控制电路接地回路,与电源地背靠背相连
—	2,4 6,13	N_c	不连接(仅 14 脚封装)。这些管脚内部不相连

二、集成电路的工作原理

UC3842A、UC3843A 系列集成电路的典型方块见图 5-14。时

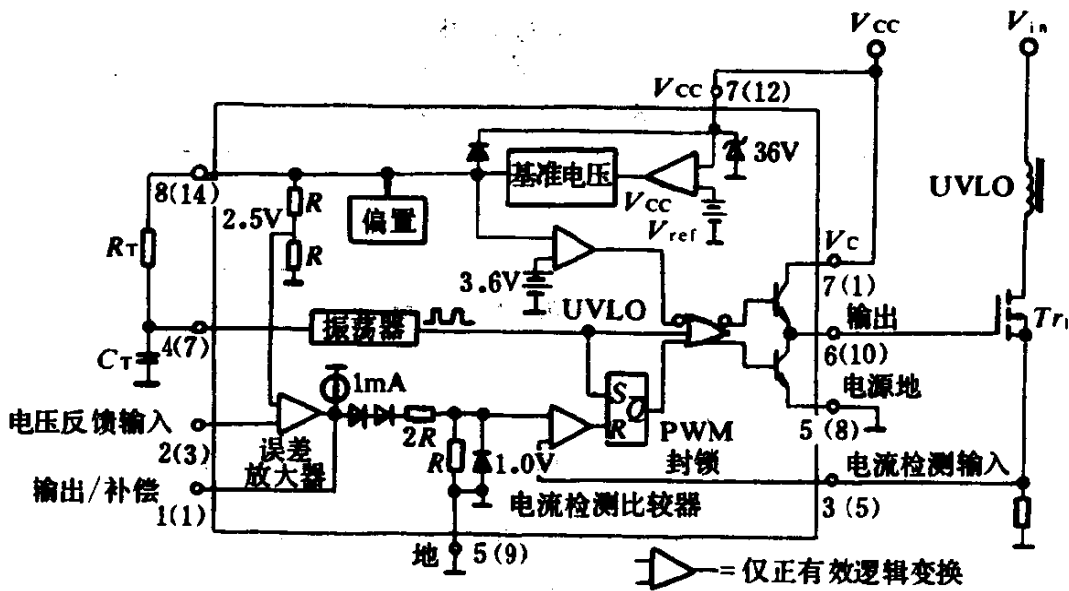


图 5-14 典型的结构方块图

序图见图 5-15,工作时连续的电流波形见图 5-16。它的内部主要由振荡器、误差放大器、电流检测比较器和锁存、欠压封锁、输出电

路,基准电压等组成,各部分的功能如下:

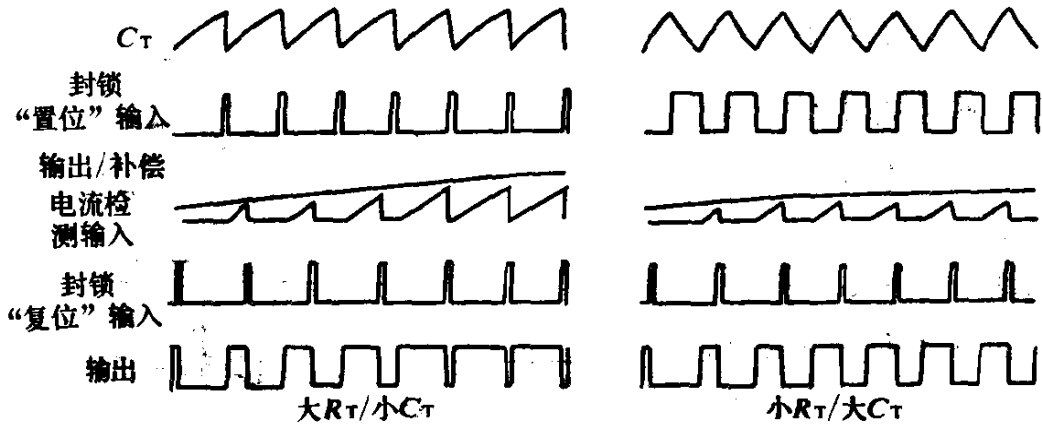


图 5-15 时序图

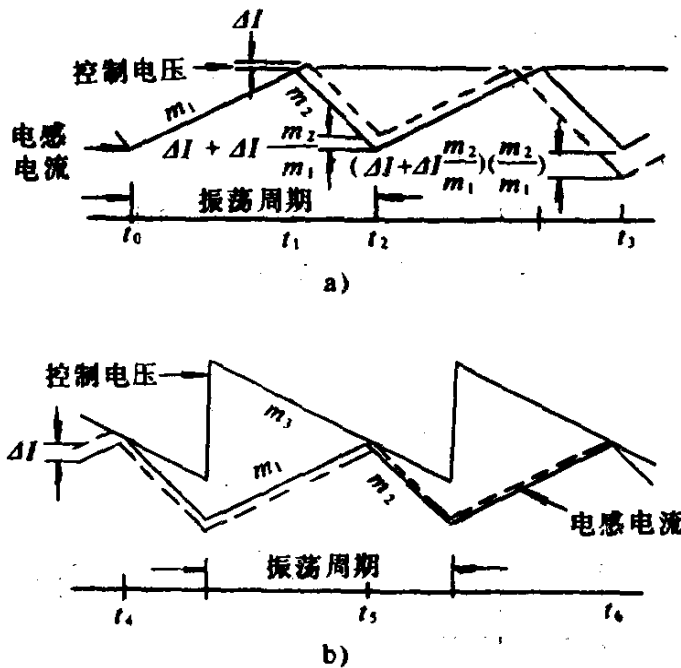


图 5-16 连续的电感波形

1. 振荡器

通过选择定时元件 R_T 和 C_T 的值可控制振荡器的频率。电容器 C_T 经 5V 基准电源通过电阻 R_T 被充电至近似 2.8V, 然后通过内部电流源放电至 1.2V。在 C_T 的放电期间, 振荡器产生一个内部间隔脉冲, 把或门的中间输入端固定在高电平。这就使输出变为低电平, 这样就产生了输出死区时间的控制量。图 5-13a) 表示 R_T 与振荡器频率特性曲线, 图 5-13b) 是输出死区时间与振荡频率特性曲线, 都为 C_T 的给定值。要注意的是 R_T 和 C_T 的许多值都会产生

相同的振荡器频率,但仅一个组合在给定频率处会获得一个特定的死区时间。振荡器门槛是温度补偿,而放电电流被调整为 $T_j = 25^\circ\text{C}$ 时保证在 $\pm 10\%$ 之内。这些内部电路改善了振荡频率和最大输出占空比的最小变化,效果如图 5-13e)、d) 所示。

在许多对噪声敏感的应用中对频率固定的变换器可以使用一个外部的时钟脉冲。在图 5-17 中通过提供一个时

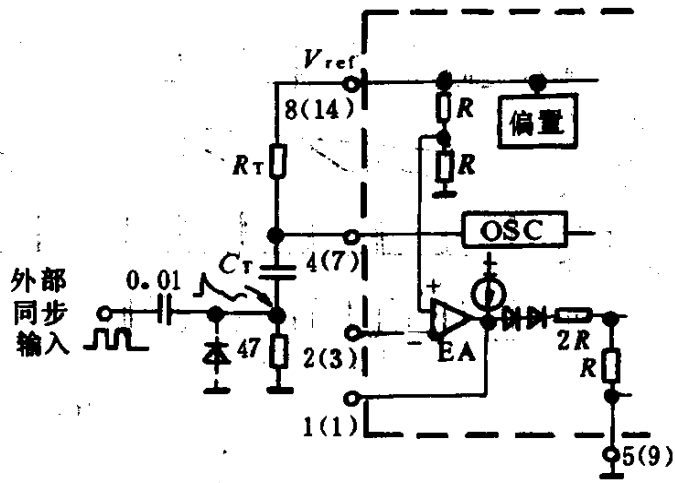


图 5-17 外部时钟同步

钟信号给电路就能完成这个要求,为了可靠地锁定,自激振荡器频率必需调整为比时钟频率小 10%,多个电路的同步方法如图 5-18 所示,由规定的时钟波形可以得到精确的输出占空比箝位电路。在这个电路中:

$$f = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} \quad D_{\max} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

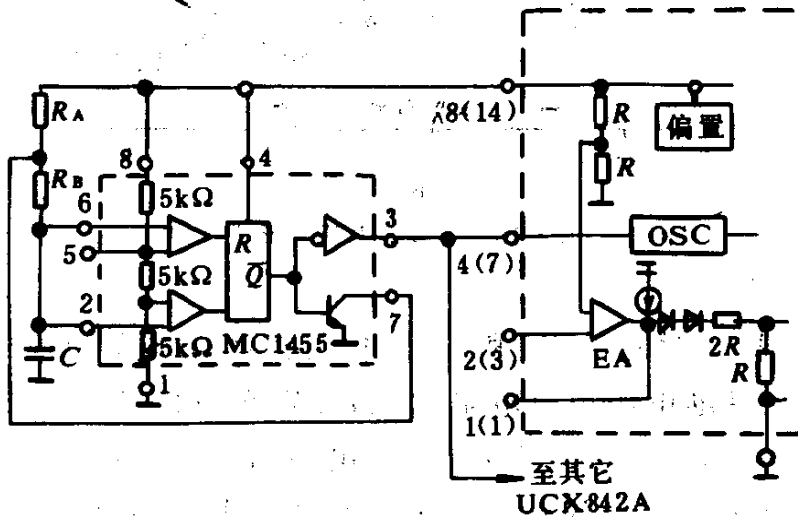


图 5-18 外部占空比箝位和多个器件的同步电路

2. 误差放大器

误差放大器是一个 90dB 增益的典型直流电压放大器,单位

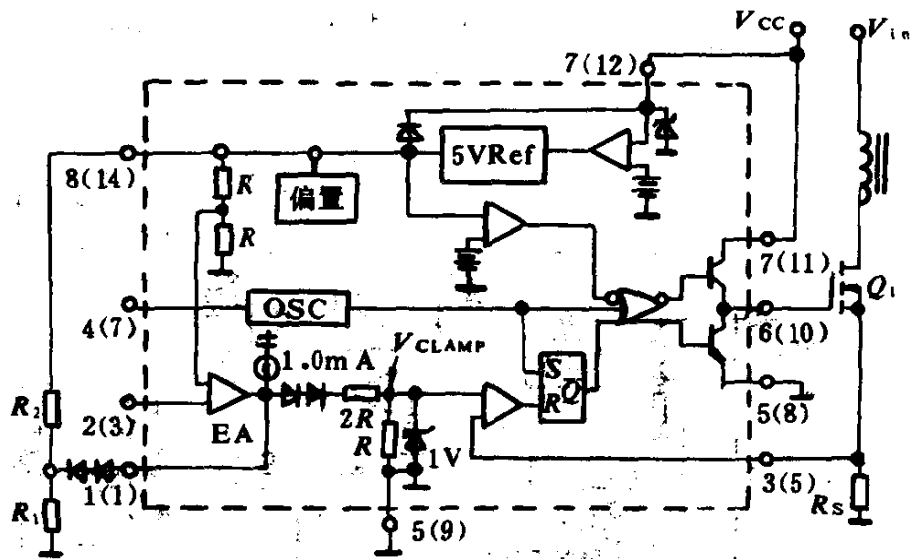


图 5-19 箝位电平的调节衰减

增益带宽 1.0MHz, 具有 57° 相位裕量 (见图 5-13e)。同相输入端从内部被偏置在 2.5V 并且无引线输出。变换器输出电压被准确地隔离分压并由反相输入端监控。最大输入偏置电流是 $-2.0\mu\text{A}$, 它可以产生一个输出电压误差, 这个误差等于输入偏置电流和等效的输入分压源电阻的乘积。

误差放大器输出端 (pin1) 被用来提供外部回路补偿 (见图 5-28)。输出电压由两个二极管压降 ($\approx 1.4\text{V}$) 调整偏差, 然后由在它后面与电流检测比较器的反相输入端相连的三个元件分压。这就保证当 1 脚是在它的最低电平 (V_{OL}) 时, 无驱动脉冲出现在输出端 6 脚上, 当电

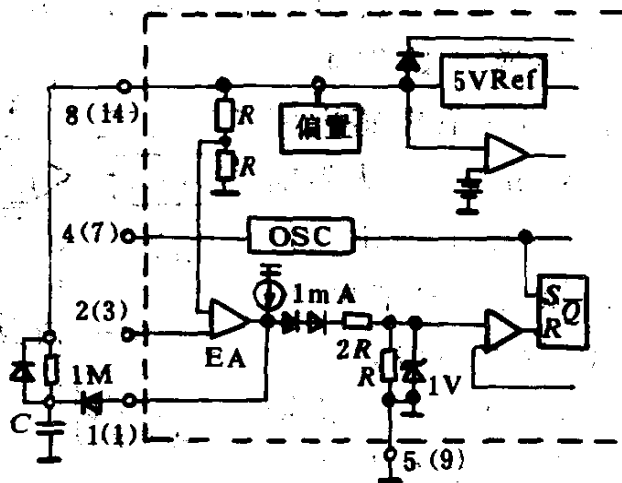


图 5-20 软启动电路

源工作和负载被移除, 或软启动期间开始的时候会出现这种情况 (见图 5-20、图 5-21)。误差放大器最小反馈电阻是受放大器的电源电流 (0.5mA) 以及受为了达到比较器 1.0V 箝位电平需要的输出电压的限制:

$$R_{f(\min)} = \frac{3.0(1.0V) + 1.4V}{0.5mA} = 880\Omega$$

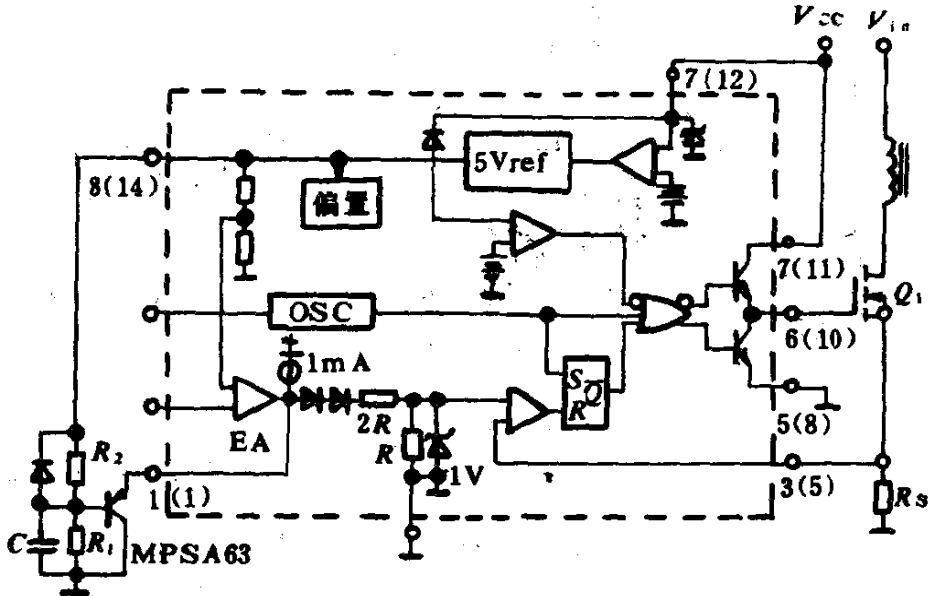


图 5-21 带软启动的数位电平可调缓冲衰减

3. 电流检测比较器和 PWM 封锁

UC3842A、UC3843A 做为电流方式控制器工作,从而输出开

关导通开始靠振荡器,当峰值电感电流达到由误差放大器输出/补偿 1 脚建立的门檻电平时结束,因此,误差信号控制一个周期接着一个周期的偏置峰值电感电流。电流检测比较器 PWM 封锁电路用来保证在任一给定振荡

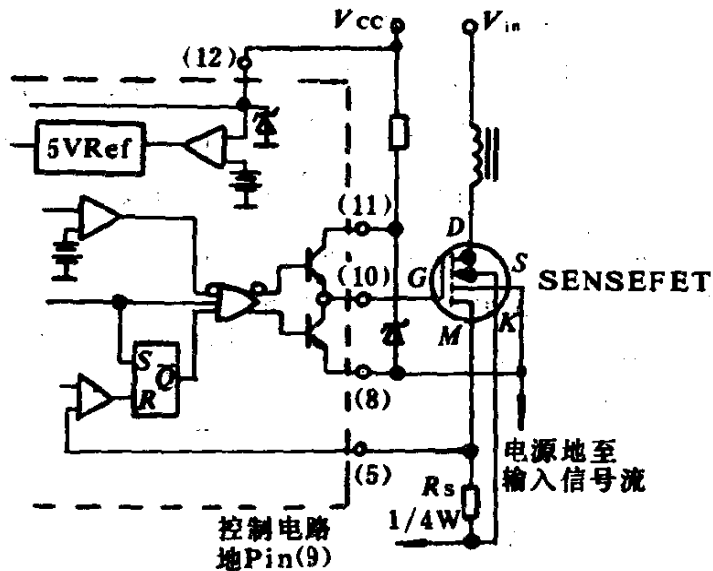


图 5-22 电流检测功率 MOSFET

周期期间,只能有一个信号脉冲出现在输出端。通过与输出功率开关管 Q_1 串联电阻 R_s 把电感电流转换为一个电压。这个电压受到电流检测输入端 3 脚监控并与来自误差放大器输出端驱动的电平

较器上限和下限门槛值是 16V/10V,而对于 UCX843A 是 8.4V/7.6V。 V_{ref} 比较器上限和下限门槛值为 3.6V/3.4V。大的滞后特性和低的启动电流使 UCX842A 特别适合无工频(绝缘型)变换器应用,在此需要有效的引导指令启动技术(见图 5-30)。UCX843A 是供低电压 DC-DC 变换器用,把一个 36V 的稳压二极管从 V_{cc} 到地连成为并联稳压器。它的用途是防止在系统启动期间集成电路出现过电压,UCX842A 的最小工作电压为 11V,UCX843A 的最小工作电压为 8.2V。

5. 基准电压部分

在 $T_j=25^{\circ}\text{C}$ 时 UC284XA 上的 5V 带隙基准电压被整定为 $\pm 1.0\%$ 容限,而对 UC384XA 整定为 $\pm 2.0\%$ 。它的主要用途是为振荡器定时电容器提供充电电流。基准电压有短路保护,并且它能为电源附加的控制系统电路提供超过 20mA 的电流。

6. 输出电路部分

这部分器件包括推挽式级,专门设计用来直接驱动功率 MOSFET,它能达到 $\pm 1.0\text{A}$ 的峰值驱动电流,并且带有 1nF 负载时具有 50ns 的典型上升和下降时间。无论什么时候欠压封锁起作用时附加的内部电路还增加了以下降方式保护输出。这种性能取消了对内部下拉电阻的需要。图 5-24 是驱动场效应管防止寄生振荡的电路,图 5-25 是外接双极性晶体管的驱动电路。

SO-14 表面装配封装型还引入了使输出电源 V_c 与电源地分开的管脚,特有的器件将会有效地减小加到控制电路上的开关瞬态干扰电平,每当 $I_{pR(max)}$ 箝位电平减小时,这是特别有益的。分开的 V_c 电源输入端允许设计者灵活地加以改变与 V_{cc} 无关的驱动电压。在 V_{cc} 大于 20V 的系统中,驱动功率场效应管 MOSFET 情况下,一定要把一个稳压二极管箝位电路连到这个输入端。图 5-22 表示电源本身和控制地线与检测功率场效应管的电流电路连接方法。在这个电路中如果功率场效应管为 MTP10N10M, $R_s=200\Omega$,那么:

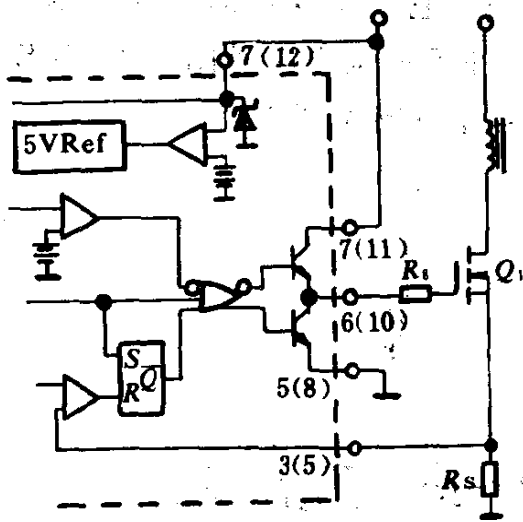


图 5-24 MOSFET 寄生振荡

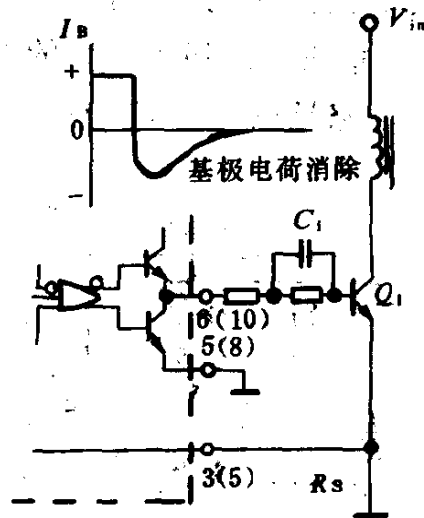


图 5-25 双极性晶体管驱动

$$V_{pin5} = \frac{R_s \cdot I_{pk} \cdot r_{Ds(on)}}{r_{DM(on)} + R_s} \approx 0.075 I_{pk}$$

实际上,用传感场效应功率开关可以获得无损耗电流检测。为了在过流期间正常工作,一定要实现 $I_{pk(max)}$ 箝位电平的降低。在图 5-19

中 $V_{clamp} = \frac{1.67}{(R_2/R_1 + 1)} + 0.33 \times 10^{-3} (R_1 R_2 / R_1 + R_2)$, $I_{pk(max)} =$

$\frac{V_{clamp}}{R_s}$, 在这里 $0 \leq V_{clamp} \leq 1.0V$ 。在图 5-21 中: $V_{clamp} = \frac{1.67}{(R_2/R_1 + 1)}$,

$$t_{启动} = -\ln\left[1 - \frac{V_c}{3V_{clamp}}\right] \cdot C \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

三、设计要求

为了防止脉冲宽度颤动,要使用高频电路布局技术。这种颤动一般是由过大的干扰尖脉冲引起的,它强加于电流检测或电压反馈输入端。抗干扰度可以通过降低这些点处的电路感抗来改善,印刷电路板一定要有低电流信号接地线、大电流开关和输出接地线,以各自的路径返回输入滤波电容器。陶瓷电容器($0.1\mu F$)直接与 V_{cc} 、 V_c 相连,而 V_{ref} 需要依靠电路布线。为了滤除高频干扰提供一个低电感通路,所有大电流回路要保证尽可能短,并使用粗铜线,做到辐射的 EMI 最小。误差放大器补偿电路和变换器输出电压驱

动器要靠近集成电路,离功率开关和其它产生噪声的元件要尽可能远。该集成电路用于绝缘的 MOSFET 驱动电路见图 5-26,封锁门值电路见图 5-27,误差放大器补偿电路见图 5-28。

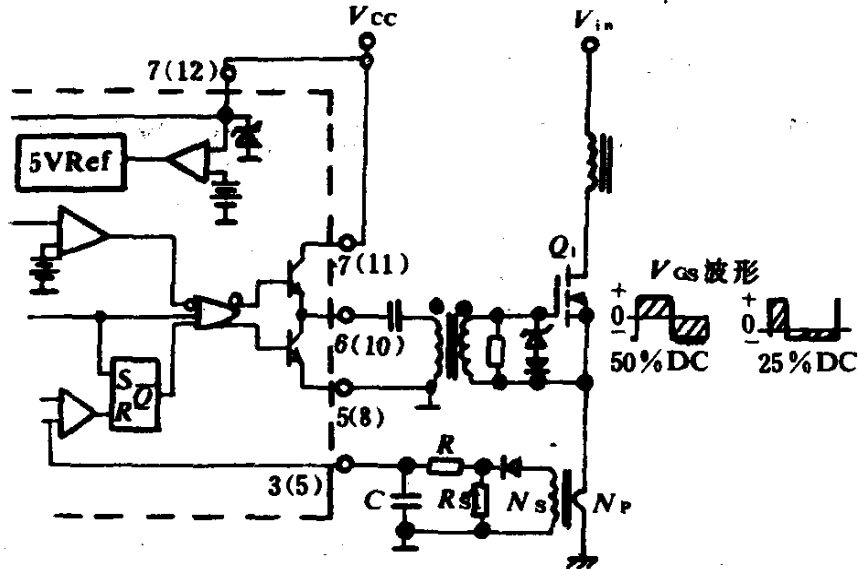


图 5-26 绝缘的 MOSFET 驱动

当工作在占空比大于 50%、电感电流连续时可能出现低次谐波振荡。这种不稳定取决于稳压器的闭环特性,由固定频率和电流峰值检测的同时出现的工作情况产生的,图 5-16a)表示这种情况的图解。在 t_0 时,开关导通开始,使电感电流以 m_1 的斜率上升,这个斜率是由电感分得的输入电压的函数。在 t_1 处,电流检测输入达到由控制电压建立的门槛值,这就使功率开关关断并使电流以 m_2 的斜率衰减,直至下一个振荡周期。如把一个扰动加在控制电压上,就产生一个小的 ΔI (虚线),不稳定情况就会出现。由于固定的

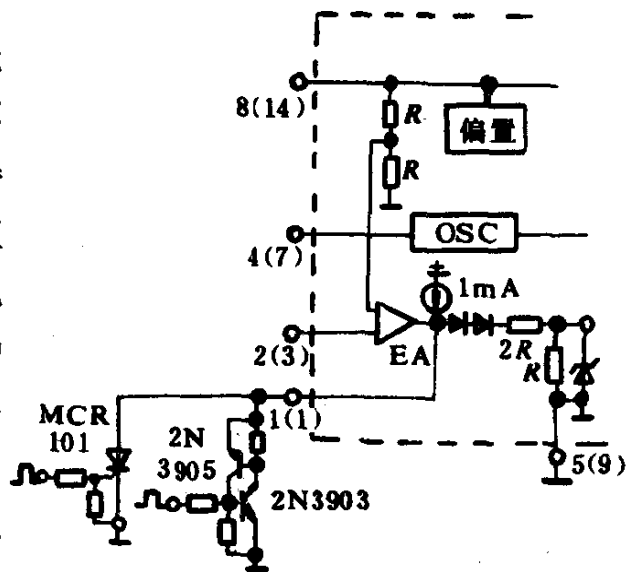


图 5-27 封锁门值

振荡时间, 电流衰减时间被减小, 并且在开关导通(t_2)时的最小电流增加到 $\Delta I + \Delta I m_2/m_1$ 。在下一个周期 t_3 时的最小电流减小到

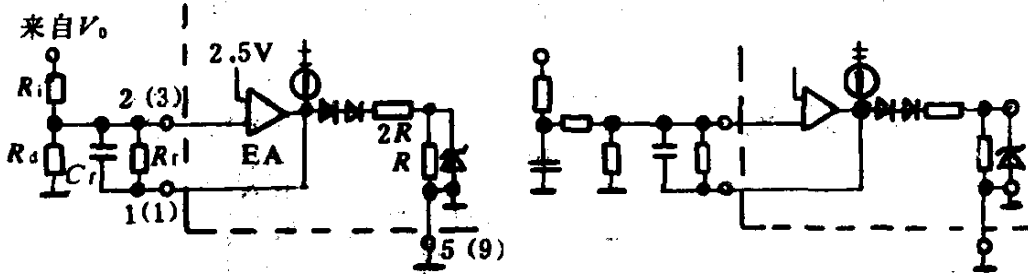


图 5-28 误差放大器补偿

$(\Delta I + \Delta I m_2/m_1) \frac{m_2}{m_1}$ 在每一随后周期这个扰动被 m_2/m_1 乘, 在开关导通情况下电感电流交替增加和减少, 从引起这个过程到再次开始在电感电流达到零以前需要好几个振荡周期。如果 m_2/m_1 是大于 1, 变换器就会不稳定。图 5-16b) 表示, 为了控制电压加上与 PWM 时钟同步的模拟的斜面。在随后的周期 ΔI 扰动将会减小到零, 这个补偿斜面 m_3 必须具有等于或略大于 $m_2/2$ 的斜率, 才会稳定。只有 $m_2/2$ 斜率补偿, 平均电感电流跟随控制电压才能得到真正的电流方式运行。补偿斜面可以由振荡器得到, 并且要加上电压反馈或加上电流检测输入(见图 5-29)。

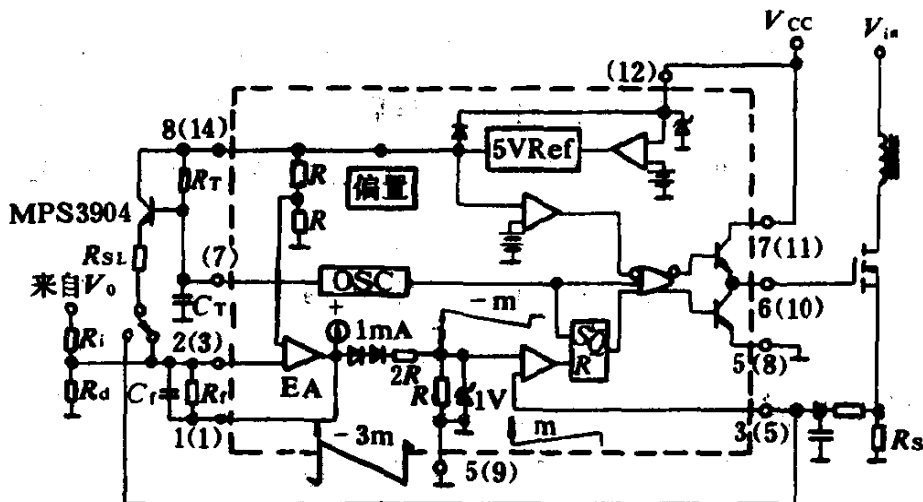


图 5-29 斜率补偿

四、典型应用电路

UC3842 系列集成电路的典型应用电路如图 5-30 所示。这是一个单端反激型稳压器，集成电路的工作电源是高压直流经 56k

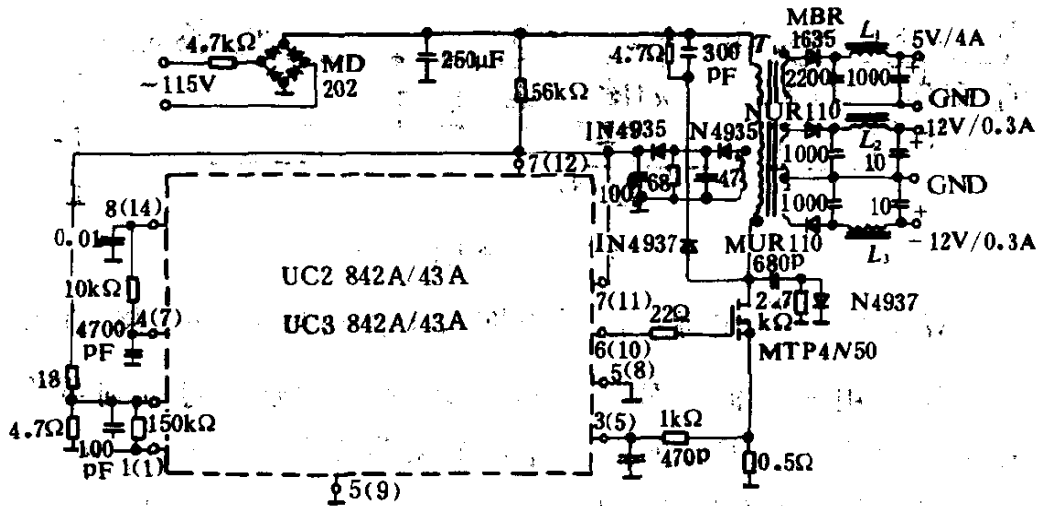


图 5-30 27W 无工频反激型稳压器

电阻和集成电路内的 36V 稳压二极管降压后得到，功率开关管使用的是场效应管 MTP4N50，场效应管的源极上接 0.5Ω 的电流检测电阻，经 1k 的电阻连接到 3 脚上。1k 电阻和 470pF 的电容器组成 RC 滤波器，用来消除由电流波形的上升沿尖脉冲引起的不稳定。振荡器的定时元件 $R_T=10k$ ， $C_T=4700pF$ ，误差放大器的补偿使用了 150k 电阻和 150pF 的电容器。电路启动时集成电路由直流高压经 56k 电阻供电，电路启动完毕后由变压器 T_1 的一组二次绕组产生的自给偏置电源供电。这个电路的测试性能见表 5-6。

高频变压器 T_1 的铁芯使用立方体结构的铁氧体 EC35-3C8，它的原边 45 匝，副边 12V 9 匝，副边 5V 4 匝，副边反馈绕组 10 匝，当原边电感 1.0mH 时铁芯气隙为 0.10"。滤波电感 L_1 在 5A 时电感量为 15μH， L_2 、 L_3 在 1.0A 时电感量为 25μH。反馈绕组经二级半波整流滤波产生自给偏压，除供集成电路直流工作电压外，经 18k 和 4.7k 两个电阻分压后产生一个反馈电压送至 2 脚，

用以稳定输出电压。这个稳压电路除使用了一个功率场效应管之外,电路中没有其它的放大器件,电路使用的元件少、简单,特别适于微型化,用于数字化仪表,家电、办公自动化设备中代替带降压变压器的线性电源。

电路的技术性能

表 5-6

项 目	测 试 条 件	指 标
线性调整率 5.0V ±12V	$V_{in} = 95 \sim 130V_{ac}$	$\Delta = 50mV$ 或 $\pm 0.5\%$ $\Delta = 24mV$ 或 $\pm 0.1\%$
负载调整率 5.0V ±12V	$V_{in} = 115V_{ac}, I_{OUT} = 1 \sim 4A$ $V_{in} = 115V_{ac}, I_{OUT} = 100 \sim 300mA$	$\Delta = 300mV$ 或 $\pm 3\%$ $\Delta = 60mV$ 或 $\pm 0.25\%$
输出纹波 5.0V ±12V	$V_{in} = 115V$	40mV _{p-p} 80mV _{p-p}
效 率	$V_{in} = 115V$	70%

第三节 高性能电流方式控制器

MC34129、MC33129

MC34129 系列集成电路是高性能电流方式开关稳压器,专门设计用于低功率数字电话机应用,这些集成电路的特点是有特有的内部故障延迟调节,以便过载排除后自动恢复启动。为了提高系统的效率,使用了一个启动/运行比较器去完成 V_{cc} 的引导指令操作。虽然,这些器件最初是打算用在电话系统,但在许多低耗高效的其它应用场合也可以使用它们。该系列集成电路的主要特性如下:

- (1) 工作于 300kHz 电流方式;
- (2) 自动进行正向补偿;
- (3) 封锁 PWM 用于环流限制;
- (4) 在故障排除后能连续重新启动;

- (5)带有最大峰值开关电流限制的软启动；
- (6)内部整定 2%带隙基准；
- (7)大电流推拉驱动；
- (8)输入欠压封锁；
- (9)低的启动和工作电流；
- (10)可以与 SENSEFET 产品直接连接。

MC34129、MC33129

集成电路的外形和管脚连接如图 5-31 所示，它们各有两种封装形式，分别为塑封 P 后尾 646-06 外形，塑封 D 后尾 751A-02SO-14 外形，序列参数如表 5-7 所示。

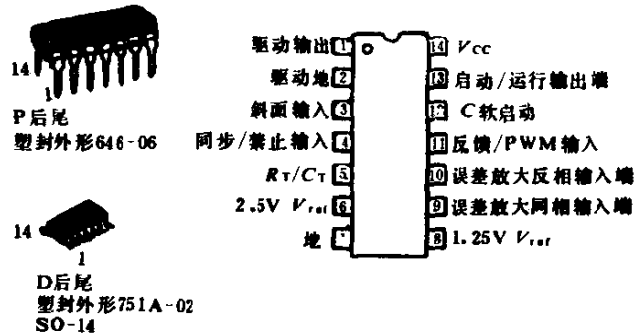


图 5-31 MC34129/MC33129 外形和管脚连接图

MC34129/MC33129 序列参数

表 5-7

器 件	温 度 范 围 $^{\circ}\text{C}$	封 装
MC34129D	0~+70 $^{\circ}\text{C}$	SO-14 塑料 DIP
MC34129P	0~+70 $^{\circ}\text{C}$	塑料 DIP
MC33129D	-40~+85 $^{\circ}\text{C}$	SO-14 塑料 DIP
MC33129P	-40~+85 $^{\circ}\text{C}$	塑料 DIP

一、MC34129/MC33129 的内部结构、主要参数和特性曲线

集成电路的内部结构简化方块图如图 5-32 所示。它的内部主要由故障延时调节、启动/运行比较器、驱动输出、欠压封锁、基准电压、振荡器、PWM 比较器和封锁、误差放大器和软启动缓冲器等部分组成。它的最大额定值如表 5-8 所示，电气特性参数如表 5-9 所示，管脚连接介绍如表 5-10 所示。

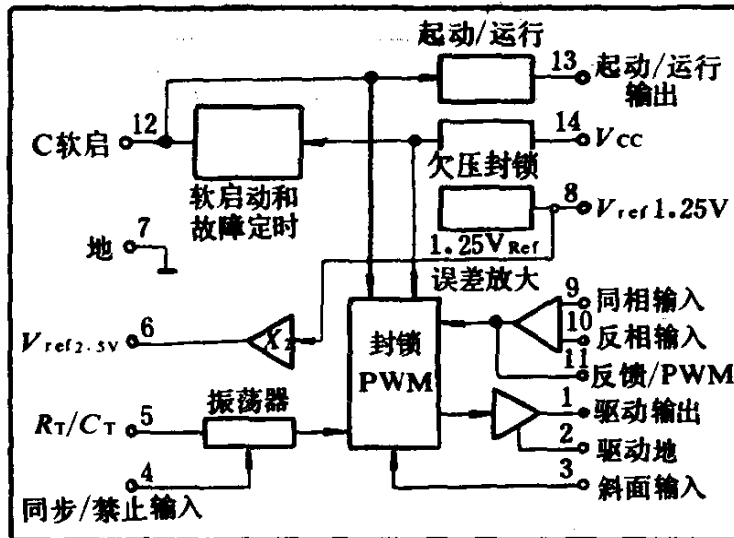


图 5-32 MC34129/MC33129 简化方块图

最大额定值参数

表 5-8

参 数	符 号	值	单位
V_{cc} 稳定电流	$I_Z(V_{cc})$	50	mA
启动/运行稳定电流	$I_Z(\text{启动/运行})$	50	mA
模拟输入 (pins 3, 5, 9, 10, 11, 12)	—	-0.3~5.5	V
同步输入电压	V_{sync}	-0.3~ V_{cc}	V
驱动输出电流, 电源或变换器	I_{DRV}	1.0	A
基准电压输端 (pin 6, 8) 的电流	I_{ref}	20	mA
功率损耗和热阻特性			
D 后尾 SO-14 封装外形 751A-02	P_D	552	mW
$\left\{ \begin{array}{l} T_A=70^\circ\text{C} \text{最大功耗} \\ \text{结对空气的热阻} \end{array} \right.$	$R_{\theta JA}$	145	$^\circ\text{C/W}$
	P_D	800	mW
P 后尾外形 646-06	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C/W}$
工作结温	T_j	+150	$^\circ\text{C}$
工作环境温度	T_A	0~+70 -40~+85	$^\circ\text{C}$
贮存温度范围	T_{stg}	-65~+150	$^\circ\text{C}$

电气特性 ($V_{cc}=10V$ $T_A=25^\circ C$)

表 5-9

特 性	符 号	最 小	典 型	最 大	单 位
基准电压部分					
基准输出电压 1. $25V_{Ref}, I_L=0mA$ 2. $5V_{Ref}, I_L=1mA$	V_{ref}	1.225 2.375	1.250 2.50	1.275 2.625	V
基准输出电压, $T_A=T_{Low} \sim T_{high}$ 1. $25V_{Ref}, I_L=0mA$ 2. $5V_{Ref}, I_L=1mA$	V_{Ref}	1.200 2.250	— —	1.300 2.750	V
线性调整率 ($V_{cc}=4 \sim 12V$) 1. $25Ref, I_L=0mA$ 2. $5Ref, I_L=1mA$	R_{egline}	— —	2.0 10	12 50	mV
负载调整率 1. $25Ref, I_L=0mA$ 2. $5Ref, I_L=1mA$	R_{egload}	— —	1.0 3.0	12 50	mV
误差放大器					
输入失调电压 ($V_{in}=1.25V$) $T_A=25^\circ C$ $T_A=T_{Low} \sim T_{high}$	V_{IO}	— —	1.5 —	— 10	mV
输入失调电流 ($V_{in}=1.25V$)	I_{IO}	—	10	—	nA
输入偏置电流 $T_A=25^\circ C$ ($V_{in}=1.25V$) $T_A=T_{low} \sim T_{high}$	I_{IB}	— —	25 —	— 200	nA
输入共模电压范围	V_{ICR}	—	0.5~5.5	—	V
开环电压增益 ($V_o=1.25V$)	A_{Vol}	65	87	—	dB
增益带宽乘积 ($V_o=1.25V, f=100kHz$)	GBW	500	750	—	kHz
电源抑制比 ($V_{cc}=5 \sim 10V$)	PSRR	65	85	—	dB
输出信号电流 ($V_o=1.5V$)	I_{source}	40	80	—	μA
输出电压幅度 高电平 ($I_{source}=0\mu A$) 低电平 ($I_{sin}=500\mu A$)	V_{OH} V_{OL}	1.75 —	1.96 0.1	2.25 0.15	V
PWM 比较器					
输入失调电压 ($V_{in}=1.25V$)	V_{IO}	150	275	400	mV
输入偏置电流	I_{IB}	—	-120	-250	μA
驱动输出的编程延迟, 斜面输入	$t_{pLH(IN/D)}$	—	250	—	ns
软 启 动 部 分					
电容器充电电流 ($pin12=0$)	I_{chg}	0.75	1.2	1.5	μA

续上表

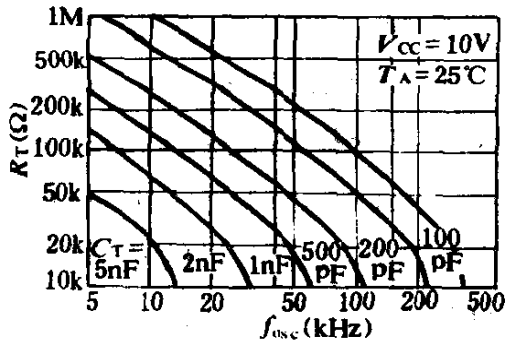
特 性	符 号	最 小	典 型	最 大	单 位	
缓冲输入端的失调电压 ($V_{in} = 1.25V$)	V_{IO}	—	15	4)	mV	
缓冲器输出电压 ($I_{sink} = 100\mu A$)	V_{OL}	—	0.15	0.225	V	
故障延时整定						
重新启动延迟时间	t_{DLY}	200	400	600	μA	
启动/运行比较器						
门槛电压 (pin12)	V_{th}	—	2.0	—	V	
门槛回差电压 (pin12)	V_H	—	350	—	mV	
输出电压 ($I_{sink} = 500\mu A$)	V_{OL}	9.0	10	10.3	V	
输出断态漏电流 ($V_{OH} = 15V$)	$I_o/R_{(leak)}$	—	0.4	2.0	μA	
输出稳压值 ($I_Z = 10mA$)	V_Z	—	($V_{cc} + 7.6$)	—	V	
振 荡 器						
频率 ($R_T = 25.5k\Omega, C_T = 390PF$)	f_{osc}	80	100	120	kHz	
电容器 G 放电电流 (pin5 = 1.2V)	I_{dischg}	240	350	460	μA	
同步输入电流:	高电平 ($V_{in} = 2.0V$)	I_{IH}	—	40	125	μA
	低电平 ($V_{in} = 0.8V$)	I_{IL}	—	15	35	
同步输入端阻抗	R_{in}	12.5	32	50	k Ω	
驱 动 输 出						
输出电压	高电平 ($I_{source} = 200mA$)	V_{OH}	8.3	8.9	—	V
	低电平 ($I_{sink} = 200mA$)	V_{OL}	—	1.4	1.8	
低电平维持电流	I_H	—	225	—	μA	
输出电压上升时间 ($C_L = 500pF$)	t_r	—	100	—	ns	
输出电压下降时间 ($C_L = 500pF$)	t_f	—	30	—	ns	
输出下拉电阻	R_{PD}	100	225	350	k Ω	
欠压封锁输出						
启动门槛	V_{th}	3.0	3.6	4.2	V	
回 差	V_H	5.0	10	15	%	
总 器 件						
电源电流 ($R_T = 25.5k\Omega, G = 390pF$ $C_1 = 500pF$)	I_{cc}	1.0	2.5	4.0	mA	

管脚连接介绍

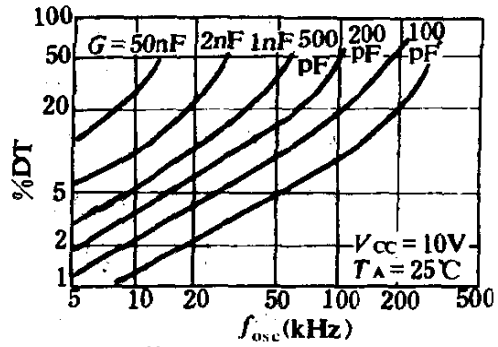
表 5-10

管脚号	功 能	介 绍
1	驱动输出端	这个输出端直接驱动功率场效应栅极,由这个管脚提供峰值电流达 1A
2	驱动接地	这个管脚是一个单独的接地回路,它用于减少开关瞬态干扰对控制电路的影响
3	斜面输入端	把与电感电流成正比的电压与这个管脚相连, PWM 使用这个信号去终止输出开关导通
4	同步/禁止输入端	一个方波加到这个输入端使振荡器同步,限制最大驱动占空比,把控制器直流电压抑制在 $2V \sim V_{cc}$ 范围
5	R_T/C_T	把电阻 R_T 接到 2.5V 的 V_{ref} , 电容器 C_T 接地, 控制自激振荡器和最大驱动输出占空比, 工作频率能达 300kHz
6	2.5V 基准电压	由 1.25V 基准电压驱动这个输出端, 为电容器 C_T 经电阻 R_T 提供充电电流
7	地	控制电路接地回路, 也与电源地相连
8	1.25V 基准电压	这个输出端供给误差放大器同相输入端一个基准电压
9	误差放大器同相输入	这个管脚是误差放大器的同相输入端通常与 1.25V 基准电压相连
10	误差放大器反相输入	通常经一个电阻分压器连到开关电源输出端, 是误差放大器反相输入端
11	反馈/PWM 输入	这个管脚适于回路补偿, 它被连到误差放大器和软启动缓冲器输出端、脉冲调制器输入端
12	$C_{软启动}$	在启动期间, 用于控制峰值电感电流的斜面上升, 电容器 $C_{软启动}$ 从这个管脚连至地
13	启动/运行输出端	这个输出端控制外部程控晶体管的状态, 从 V_{in} 通过晶体管提供工作偏置。在运行方式中, 晶体管被关断, 由辅助的电源变压器绕组提供偏压
14	V_{cc}	集成电路正电源, 4.2~12V 范围

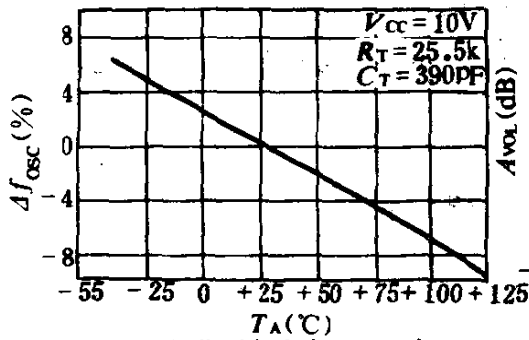
MC34129 系列集成电路的有关特性曲线如图 5-33a)~g) 和图 5-34a)~g) 所示。其中图 5-33a) 是定时电阻与振荡器频率的关系曲线; 图 5-33b) 输出死区时间与振荡器频率的关系曲线; 图 5-33c) 是振荡器的频率变化量与温度之间的关系曲线; 图 5-33d) 是误差放大器的开环增益和相移与频率之间的特性曲线; 图 5-33e)



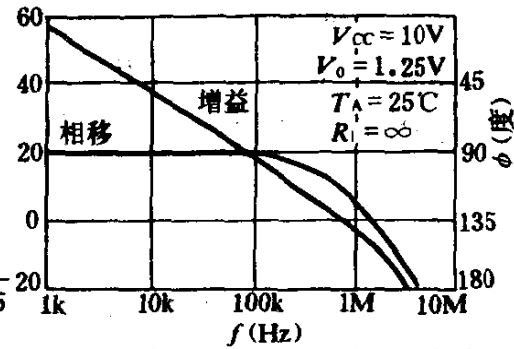
a) 定时电阻与振荡器频率



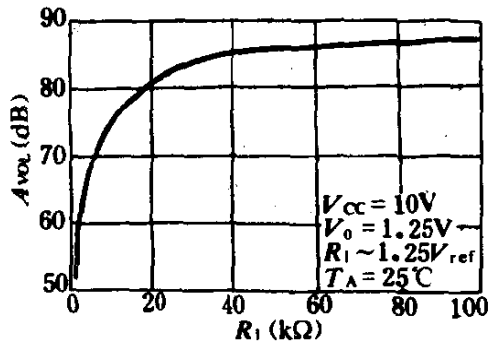
b) 输出死区时间与振荡频率



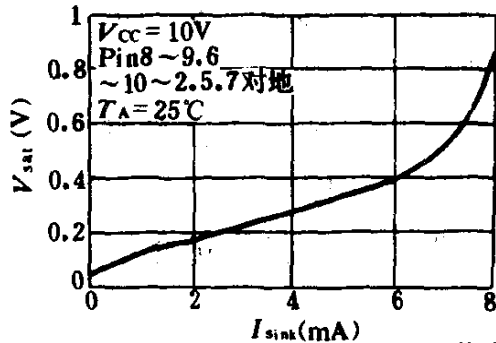
c) 振荡器频率变化与温度



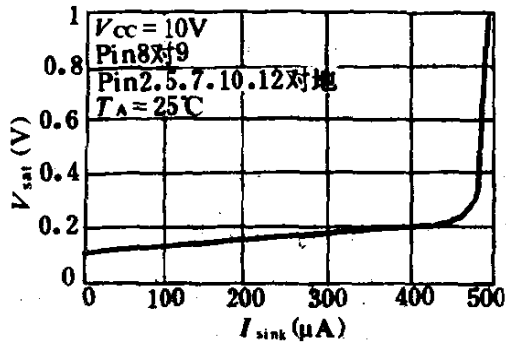
d) 误差放大器开环增益和相移与频率



e) 误差放大器开环增益(DC)与负载电阻



f) 误差放大器输出饱和压降与输出变换电流



g) 软起动缓冲器输出电压降与变换电流

图 5-33 MC34129/MC33129 特性曲线之一

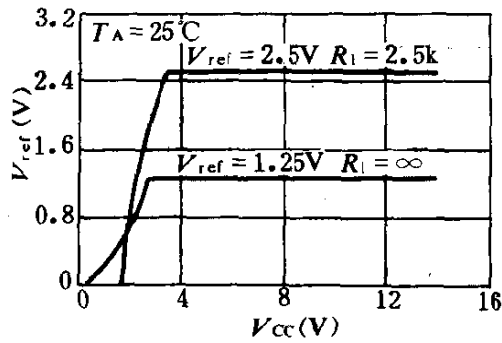
为误差放大器开环直流增益与负载阻抗之间的关系曲线；图 5-33f)是误差放大器输出饱和压降与变换电流之间的关系曲线；图 5-33g)是软启动缓冲器输出饱和压降与变换电流之间的关系曲线。图 5-34a)是基准输出电压与电源电压之间的关系曲线；图 5-34b)是 1.25V 基准输出电压变化量与电源电流之间的关系曲线；图 5-34c)是 2.5V 基准输出电压与电源电流之间的关系曲线；图 5-34d)是 1.25V 基准输出电压与温度之间的特性曲线；图 5-34e)是 2.5V 基准输出电压与温度之间的关系曲线；图 5-34f)是驱动输出端饱和压降与负载电流之间的特性曲线；图 5-34g)是电源电流与电源电压之间的特性曲线。

二、工作原理介绍

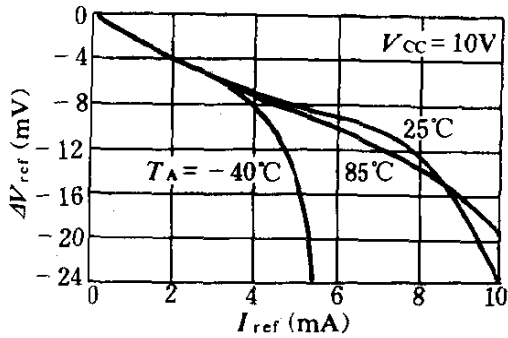
MC34129 系列集成电路是高性能电流方式开关稳压控制器，专门设计用于较低功率的电话通信应用。这种器件使移动数字电话和终端能够通过它们的电源软线而得到工作电源，直接把一对绞线用于数据传输。虽然这些器件最初打算用于数字电话系统，但它们也广泛地用于高效低耗的各种变换器，它们的内部典型的电路结构方块图如图 5-35 所示。下面就根据这个电路图对集成电路的工作原理进行分析介绍。

1. 振荡器部分

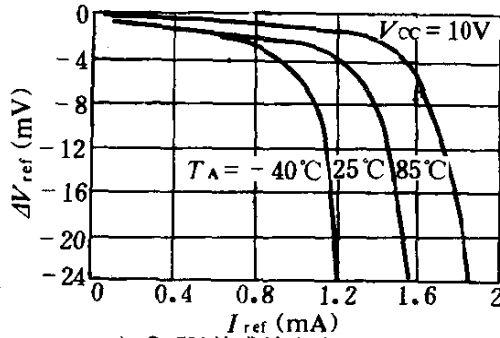
通过选择定时元件 R_T 和 C_T 的值编程控制振荡器频率，电容器 C_T 由 2.5V 基准电源经过电阻 R_T 充电至约为 1.25V，然后通过内部电流源对地放电。在 C_T 放电期间，振荡器产生一个闭锁脉冲，把或门下面的输入端保持高电平，这就使驱动输出端为低电平，因而产生一个死区时间的控制量。图 5-33a)表示振荡器频率与 R_T 的关系，而图 5-33b)是输出死区时间与频率的关系，两者都要给定 C_T 的值。应当指出的是， R_T 和 C_T 的许多值都会给出相同的振荡频率，但在给定频率情况仅有一种组合时会得到一个特定的死区时间。在许多噪声灵敏的应用情况下，一个或多个开关稳压器想要与外部系统时钟同步，把时钟信号加到同步/禁止输入端就



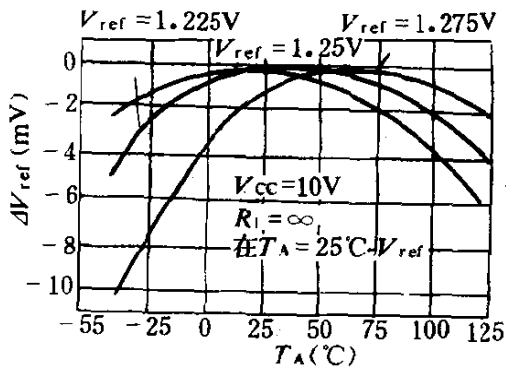
a) 基准输出电压与电源电压



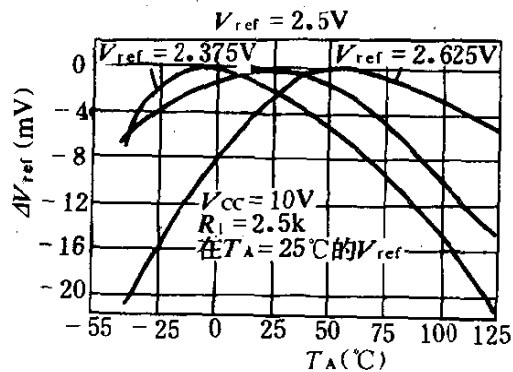
b) 1.25V 基准输出电压变化与电源电流



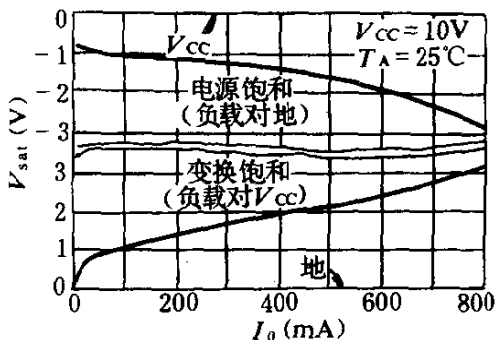
c) 2.5V 基准输出电压变化与基准输出电流



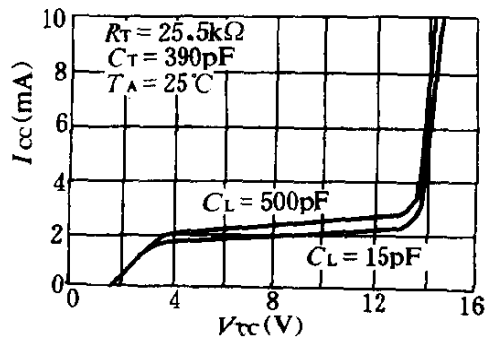
d) 1.25V 基准输出电压与温度



e) 2.5V 基准输出电压与温度



f) 驱动输出饱和与负载电流



g) 电源电流与电源电压

图 5-34 MC34129/33129 特性曲线之二

2V~V_{cc}范围的直流电压。

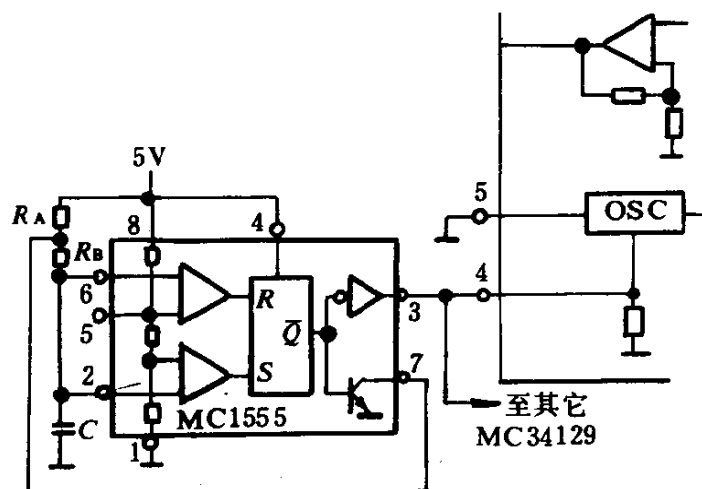


图 5-37 外部占空比箝位和多个器件同步

2. PWM 比较器和锁存器

MC34129 作为电流方式控制器工作,从而借助振荡器使输出开关导通开始,当峰值电感电流达到由误差放大器的输出端或软启动缓冲器(pin11)确定的门槛电平时关断,这样误差信号控制以回路为基础的峰值电感电流。使用 PWM 比较器-锁存器保证了在任一个振荡器周期,仅有一个脉冲出现在驱动输出端。通过引入与输出开关管 Q_1 串联的接地电阻 R_s 把电感电流变换成一个电压。斜面输入端加一个 275mV 的偏置电压,当 pin11 是最低电平时,用这个电压去保证在驱动输出端无脉冲出现,pin11 最低电平出现在软启动区间或电源工作而负载被去掉时。在正常工作情况下峰值电感电流由 pin11 上的电压控制,在这里:

$$I_{pk} = \frac{V_{(pin11)} - 0.275V}{R_s}$$

当电源输出端过载或检测的输出电压被失掉时,不正常工作情况就发生了。在这些情况下,在 pin11 上的电压由软启动缓冲器的输出端,在内部箝制到 1.95V。因此,最大峰值开关电流为:

$$I_{pk(max)} = \frac{1.95V - 0.275}{R_s} = \frac{1.675V}{R_s}$$

当要设计一个大功率开关稳压器时,为了把 R_s 的功率损耗保持在

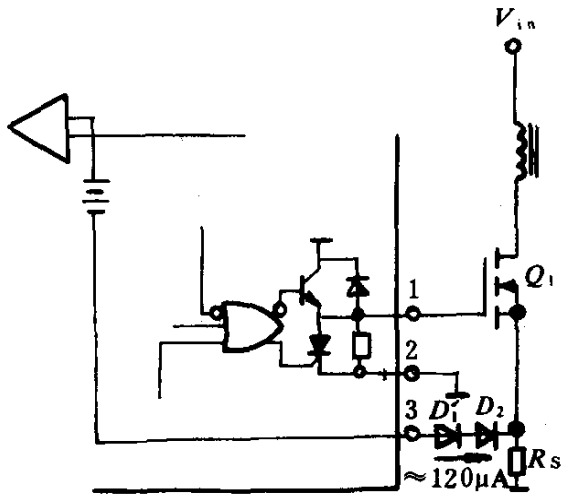


图 5-39 箝位电平的不连续逐级减小

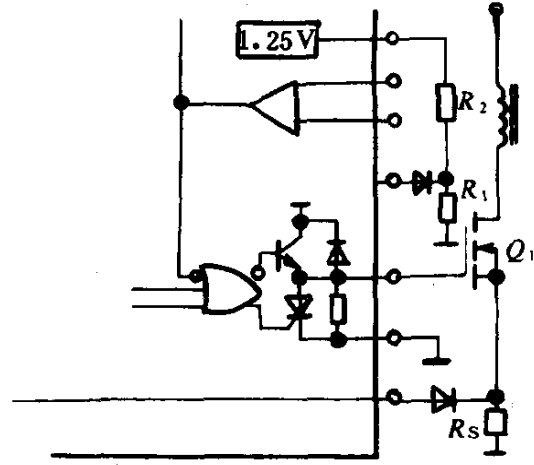


图 5-40 箝位电平减小的调整

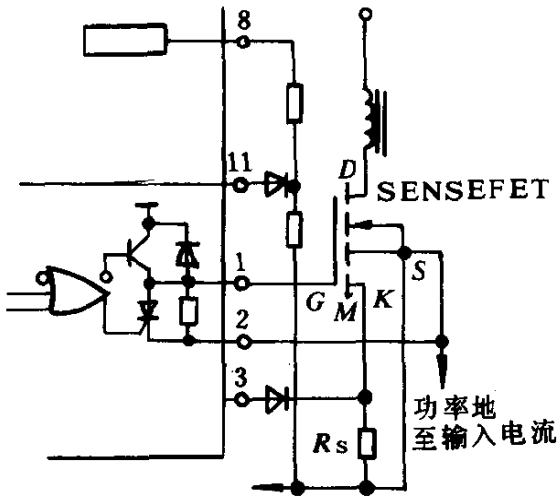


图 5-41 电流检测功率 MOSFET

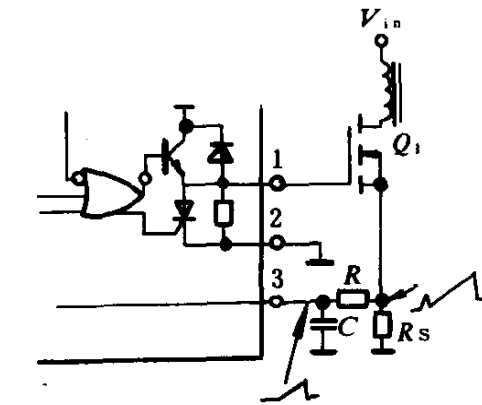


图 5-42 电流波形尖脉冲抑制

端都要进行补偿。误差放大器的输出端是与软启动缓冲器公用的，它们的输出端是开路集电极，并且与 PWM 比较器的反相输入端连在一起。使用这种电路，满足了放大器用较低的峰值电感电流支配控制环的要求。当电源是经过一个高有源阻抗，如在电话通信中使用的绞线对时，为了稳定的启动，一定要在供电时使用软启动。它实际上相当于在开始启动时把负载从开关电源的输出端上除去。软启动缓冲器连成为 1 增益的跟随器电路，它的同相输入端连到 pin12 上，一个内部 $1.0\mu\text{A}$ 的电流源把软启动电容器 $C_{\text{软启动}}$ 充电至 1.95V 的内部箝位电平。在启动期间峰值电感电流的变化率，是受选择的电容值控制，故障定时调整或欠压封锁电路都可以

使软启动电容器放电。

4. 故障的定时调整

这个独特的电路是防止在锁定情况下继续工作,当由一个电源带动一个大的串联阻抗工作时,这种情况可能发生在常用的开关型控制集成电路中。如果负载需要的功率大于由电源可提供的功率,输入电压毁坏,产生锁定情况,故障定时调整器防止在出现这种情况时自动接入。在正常工作情况下,PWM比较器的输出端使锁存器复位,并且使回路上的故障定时调整电容器放电。在不正常工作情况下,负载需要的功率大于从电源 V_{in} 中可得到的功率,斜面输入端电压(正偏)不能达到比较器门槛电平(pin11),这样PWM比较器的输出端将保持低电平。如果这种情况持续超过 $600\mu s$,故障定时调整器将起作用,使 $C_{软启动}$ 放电,使一个软启动循环开始。电源将以跳跃循环工作,直至负载功率或电源阻抗减小。最小的故障定时是 $200\mu s$,它把使用的开关频率限制为最小 $5kHz$ 。

5. 启动/运行比较器

自启动电路是在以高输入电压工作时提高系统的效率,启动/运行比较器的输出端用来控制一个外部晶体管的状态,典型的应用电路如图 5-38 所示。在 $C_{软启动}$ 被充电时, $V_{cc(pin14)}$ 从 V_{in} 经晶体管 Q_2 提供启动偏压,当 $C_{软启动}$ 达到 $1.95V$ 箝位电平时,启动/运行输出端变为低电平,使 Q_2 关断,这时由变压器辅助自给绕组提供工作偏压,所有驱动电源从 V_{in} 变换降压。为了使电源电压输出达到稳定,启动时间一定要足够长。这样就会保证在辅助自给绕组上有足够的偏置电压,以便持久的工作。启动时间如下式所示:

$$t_{启动} = \frac{1.95VC_{软启动}}{1.0\mu A} = 1.95C_{软启动}$$

$C_{软启动}$ 以 μF 为单位。启动/运行比较器有 $350mV$ 的回差,由内部稳压二极管和 PNP 晶体管的基-射结把输出断态箝制到 $V_{cc} + 7.6V$ 。

6. 驱动输出端和驱动接地

MC34129 包括一个单端推拉输出级,专门设计来直接驱动功率场效应管。带 500PF 负载情况下,能达到 $\pm 1.0\text{A}$ 峰值驱动电流,具有 30ns 的典型下降时间。推拉级是由用于通态驱动的 NPN 晶体管和用于关断的高速 SCR 组成。SCR 设计需要极小的平均电流(I_{cc}),利用对栅极充电产生再生偏压,在 MOSFET 的关断期间 SCR 完成这个过程,反之,所有通用的晶体管设计都需连续的基极电流。由于 I_{cc} 的减小,在低电源应用中变换效率大大提高,SCR 通态维持电流(I_H)典型值是 $225\mu\text{A}$ 。内部的 $225\text{k}\Omega$ 下拉电阻用来使驱动输出端断态泄放对地分流,在欠压封锁时起作用。一个单独的驱动接地端用来减小强加于斜面输入端的开关瞬态噪声的影响,当 $I_{pk(max)}$ 箝位电平被减小时,这种特性变得特别有用。图 5-41 表示 MC34129 用于电流检测功率 MOSFET 的特有辅助电路。图 5-43 是驱动场效应管防止寄生振荡的电路,而图 5-44 是外接双极性晶体管的驱动电路。

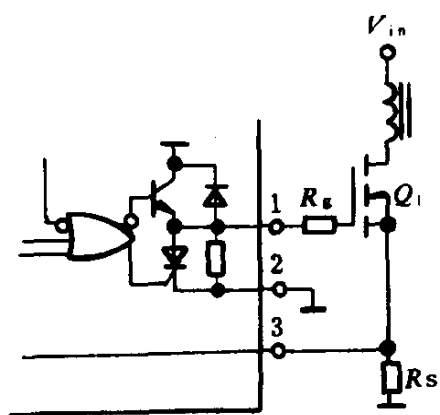


图 5-43 MOS 场效应管的寄生振荡

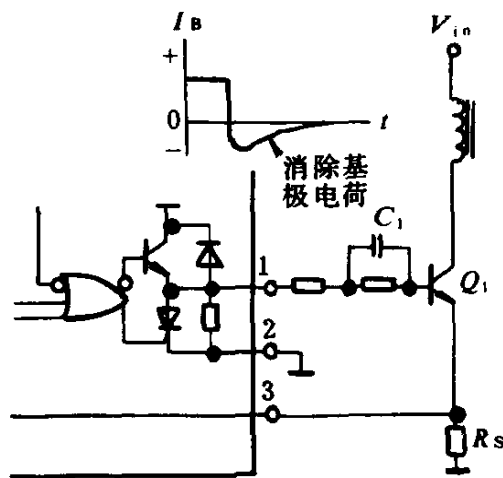


图 5-44 双极性晶体管的驱动

7. 欠压封锁电路

当 V_{cc} 小于 3.6V 时,欠压封锁比较器保持驱动输出端和 $C_{软启动}$ 管脚为低的状态,这就保证了 MC34129 有完全的功能。只要 V_{cc} 超过比较器的阈值电压, 350mV 的固定回差就能防止错误的输出状态。一个 14.3V 的稳压二极管被连成从 V_{cc} 对地的并联稳压器,它的用途是在系统启动时保护 MOSFET 的栅极,以防过高的

驱动电压。当驱动低门槛的 MOSFET 时需要外接一个 9.1V 的稳压二极管(参考图 5-38)。集成电路的最小工作电压范围是 4.2~12V。

8. 基准电压

1.25V 基准电压在 $T_A=25^\circ\text{C}$ 整定为 $\pm 2\%$ 的公差,它被用于与误差放大器相连。2.5V 的基准电压是从 1.25V 的基准电压经具有 2 的固定增益的内部运算放大器得到,运算放大器在 $T_A=25^\circ\text{C}$ 具有 $\pm 5\%$ 的输出公差,它的主要用途是为振荡器定时电容器提供充电电流。

三、应用举例

MC34129 系列集成电路是用来驱动场效应管组成变压器型开关稳压电路,下面介绍它们的三个典型应用电路。

1. 非绝缘型反激稳压器

电路见图 5-45,这个电路本来是一个绝缘型反激稳压器,但由于在变压器副边绕组与集成电路 14 脚之间连接了一个二极管

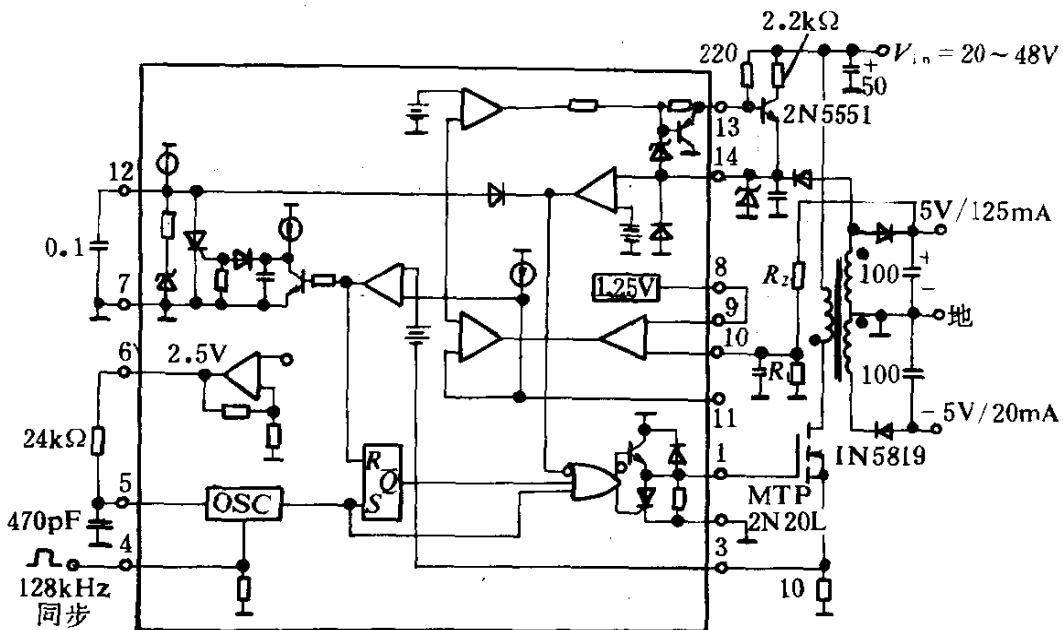


图 5-45 非绝缘型 725mW 反激稳压器

IN4148;正 5V 输出电压经 R_1 和 R_2 两个电阻分压,从 R_1 电阻上

取出一个反馈电压加到 10 脚上,这样稳压电路的输出和输入之间就不是绝缘的了。这个路路的输出电压与反馈电阻 R_1 和 R_2 之间的关系可用下面的公式表示:

$$V_{\text{OUT}} = 1.25 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$$

电路中副边绕组与 14 脚之间的二极管用来限制副边绕组的峰值电压,使副边 +5V 绕组峰值电压不能超过 15V。变压器 T_1 的主要技术数据如下:线圈绕制工艺 #G6807. A;原边绕组 90 匝 #28 美国线规;二次绕组 ±5V, 26 匝 #30 美国线规;气隙 = 0.05"对 600 μ H 的 L_p ;铁芯:立方结构铁氧体 813E187-3C8。该稳压电路测得的主要技术指标如表 5-11 所示,从集成电路的 4 脚上可加入 125kHz 的外部同步信号,电路输入电压为 20~48V,输出功率为 725mW。

图 5-45 电路的技术指标

表 5-11

项 目	测 试 条 件	结 果
电源调整率 5V	$V_{\text{in}} = 20 \sim 40\text{V}, I_{\text{OUT}5\text{V}} = 125\text{mA} / -5\text{V} = 20\text{mA}$	$\Delta = 1.0\text{mV}$
负载调整率 5V	$V_{\text{in}} = 30\text{V}, I_{\text{OUT}5\text{V}} = 0 \sim 150\text{mA} / -5\text{V} = 20\text{mA}$	$\Delta = 2.0\text{mV}$
输出纹波 5V	$V_{\text{in}} = 30\text{V}, I_{\text{OUT}5\text{V}} / 125\text{mA} - 5\text{V} = 20\text{mA}$	150mV _{p-p}
效 率	$V_{\text{in}} = 30\text{V}, I_{\text{OUT}5\text{V}} = 125\text{mA} / -5\text{V} = 20\text{mA}$	77%

2. 绝缘型 2W 反激稳压器

该电路见图 5-46,这个电路的自启动辅助绕组一端接地,另一端接有两个二极管,一个二极管与脚 14 相连,组成自给偏压电路;另一个二极管由两个电阻分压后,在 20k 的电阻上得到一个反馈电压加在 10 脚上,用来稳定输出电压。这个电路的外部同步信号是经一个光电器件 MOC5007 加在 4 脚上。变压器 T_1 的主要参数如下:原边绕组 35 匝 #32 美国线规;

反馈绕组 12 匝 #32 美国线规;

副边绕组 ±5V 7 匝 #32 美国线规;

气隙 = 0.04"对 180 μ H 的 L_p ;

铁心:立方结构铁氧体 813E187-3C8。

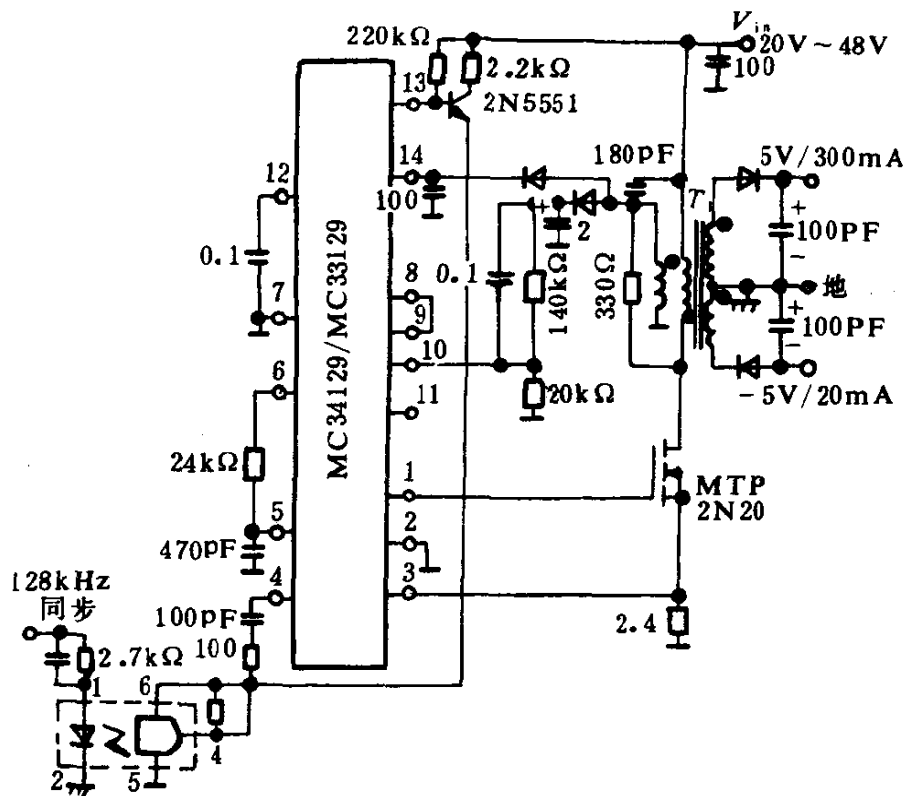


图 5-46 绝缘型 2W 反激稳压器

电路测得的主要技术指标如表 5-12 所示。

图 5-46 电路的主要技术指标

表 5-12

项 目	测 试 条 件	结 果
电源调整率 5V	$V_{in}=20\sim40V, I_{OUT}: 5V/380mA, -5V/20mA$	$\Delta=1mV$
负载调整率 5V	$V_{in}=30V, I_{OUT}: 5V/100\sim380mA, -5V/20mA$	$\Delta=15mV$
输出纹波 5V	$V_{in}=30V, I_{OUT}: 5V/380mA, -5V/20mA$	$150mV_{p-p}$
效 率	$V_{in}=30V, I_{OUT}: 5V/380mA, -5V/20mA$	73%

3. 带有副边检测的绝缘型 3W 反激稳压器

该电路如图 5-47 所示。电路中的副边电压检测使用了光电三极管 4N26 和 TL431A, 功率场效应管使用了电流检测功率 MOSFET, 其型号为 MTP10N10M。变压器 T_1 的主要参数如下:

原边 22 匝 #18 美国线规;

副边 22 匝 #18 美国线规;

$L_p=50\mu H$, 铁心: 立方结构铁氧体 2616PA100-3C8

$L_1: 15\mu H$

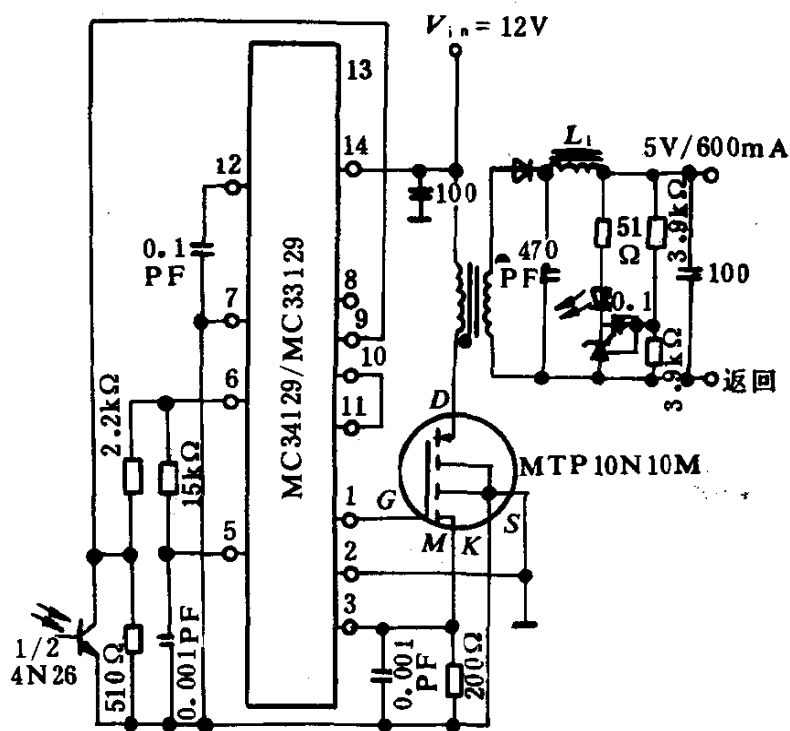


图 5-47 有副边检测的绝缘型 3W 反激稳压器

主要测试技术指标见表 5-13。

图 5-47 电路的主要技术指标

表 5-13

项 目	测 试 条 件	结 果
电源调整率	$V_{in}=8\sim 12V$ $I_{OUT}=600mA$	$\Delta=1mV$
负载调整率	$V_{in}=12V$ $I_{OUT}=100\sim 600mA$	$\Delta=8mV$
输出纹波	$V_{in}=12V$ $I_{OUT}=600mA$	$20mV_{p-p}$
效 率	$V_{in}=12V$ $I_{OUT}=600mA$	81%

第四节 高性能双通道电流方式控制器 MC34065/MC33065

MC34065 系列集成电路是一种高性能的，固定频率、双电流方式控制器。它们被专门设计用于无工频开关型稳压器和 DC-DC 变换器，为设计者提供了用最少的外部元件获得低成本、高效率开关型稳压器的机会。该系列集成电路有两种封装形式，分别为 P

后尾塑封外形 648-06 和 DW 后尾塑封外形 751G-01 SO-16,外形和管脚连接图如图 5-48 所示。集成电路的主要特点如下:

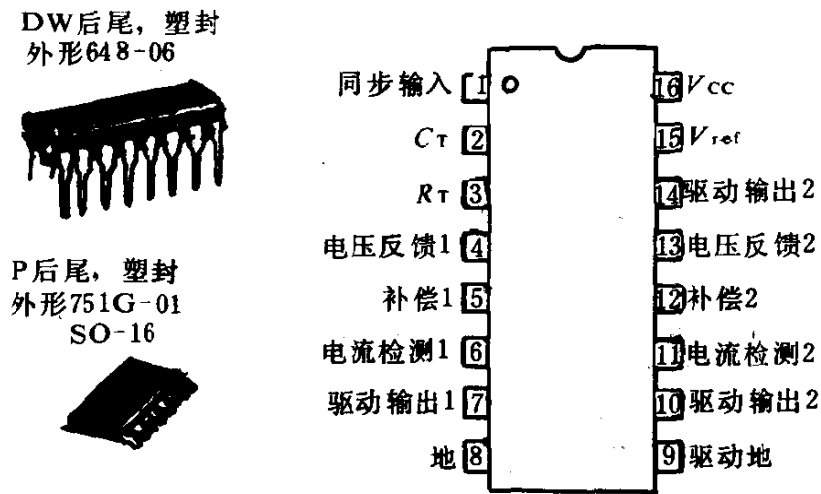


图 5-48 MC34065/MC33065 外形和管脚连接图

- (1)唯一的振荡器用于精确的占空比限制和频率控制;
- (2)可工作于 500kHz 的电流方式;
- (3)自动前馈补偿;
- (4)具有回路电流限制的分开的 PWM 电路;
- (5)带有欠压封锁的内部定时调整器;
- (6)驱动输出端 2 个使能控制管脚;
- (7)2 个大电流推拉输出端;
- (8)具有回差的输入欠压封锁;
- (9)低的启动和工作电流;
- (10)可以与摩托罗拉的 SENSEFT 产品直接相连。

MC34065 系列集成电路的序列参数见表 5-14。

序列参数

表 5-14

器 件	温度范围(°C)	封 装
MC34065DW	0~+70	SO-16
MC34065P		塑封 Dip
MC33065DW	-40~+85	SO-16
MC33065P		塑封 Dip

一、MC34065/33065 的内部结构、主要参数和特性曲线

集成电路的内部简化方块图见图 5-49,它主要由用于精确的占空比限制和频率控制的特别好的振荡器、一个温度补偿的基准电压、两个高增益误差放大器、两个电流检测比较器,驱动输出端两个使能控制管脚,以及两个大电流推拉输出端组成,特别适合驱动功率场效应管,市场上可以买到双列直插和表面安装封装外形。它们的最大额定值参数见表 5-15,电气特性参数见表 5-16 所示。

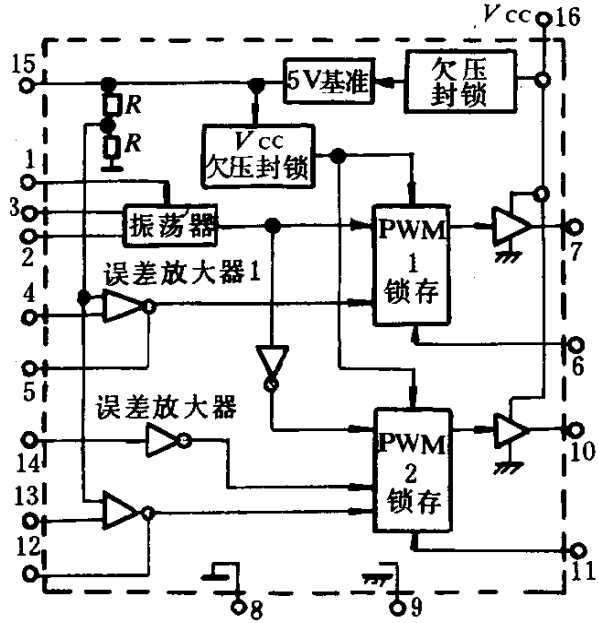


图 5-49 MC34065/MC33065 简化方块图

MC34065/33065 最大额定值参数

表 5-15

额定值参数	符号	值	单位
总电源和稳压二极管电流	$(I_{cc} + I_z)$	50	mA
输出电流、流出或吸入(注1)	I_o	1.0	A
输出能量(电容负载每周期)	W	5.0	μJ
电流检测、使能和电压反馈输入端	V_{in}	$-0.3 \sim +5.5$	V
同步输入 高电平电压	V_{IH}	5.5	V
低电平返回电流	I_{iL}	-5.1	mA
误差放大器输出端吸电流	I_o	10	mA
功率损耗和热特性			
DW 后尾,封装 SO-16 外形 751G-01			
最大功耗 $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	862	mW
结对空气的热阻	$R_{\theta JA}$	145	$^\circ\text{C}/\text{W}$
P 后尾封装外形 648-06			

续上表

额定值参数	符号	值	单位
最大功耗 $T_A=25^\circ\text{C}$	P_D	1.25	W
结空气的热阻	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
工作结温	T_j	+150	$^\circ\text{C}$
工作环境温度	T_A	0~+70	$^\circ\text{C}$
MC34065		-40~+85	
MC33065			
贮存温度	T_{stg}	-65~+150	$^\circ\text{C}$

电气特性 ($V_{cc}=15\text{V}$ 注 2, $3R_T=8.2\text{k}\Omega$, $C_T=3.3\text{nF}$, $T_A=25^\circ\text{C}$) 表 5-16

特性	符号	最小	典型	最大	单位
基准电压部分					
基准输出电压 ($I_o=1\text{mA}$ $T_j=25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	4.9	5.0	5.1	V
电源调整率 ($V_{cc}=11\sim 15\text{V}$)	R_{egline}	—	2.0	20	mA
负载调整率 ($I_o=1\text{mA}\sim 10\text{mA}$)	R_{egload}	—	3.0	25	mV
过压, 过载, 过温的总输出偏差	V_{ref}	4.85	—	5.15	V
输出短路电流	I_{sc}	30	100	—	mA
振荡器和 PWM 部分					
过压和过温的总频率偏差 ($V_{cc}=11\sim 15\text{V}$, $T_A=T_{低}-T_{高}$)	f_{osc}				kHz
MC34065		46.5	49	51.5	
MC33065		45	49	53	
频率随电压变化 ($V_{cc}=11\sim 15\text{V}$)	$\Delta f_{osc}/\Delta V$	—	0.2	1.0	%
每一个输出占空比: 最大	DC_{max}	46	49.5	52	%
最小	DC_{min}	—	—	0	
同步输入电流:					μA
高电平 ($V_{in}=2.4\text{V}$)	I_{IH}	—	170	250	
低电平 ($V_{in}=0.8\text{V}$)	I_{IL}	—	80	160	
误差放大器					
电压反馈输入端 ($V_o=2.5\text{V}$)	V_{FB}	2.42	2.5	2.58	V
输入偏置电流 ($V_{FB}=5.0\text{V}$)	i_{IB}	—	-0.1	-1.0	μA

续上表

特 性	符 号	最 小	典 型	最 大	单 位
开环电压增益($V_o=2\sim 4V$)	A_{VOL}	65	100	—	dB
单位增益带宽($T_j=25^\circ C$)	BW	0.7	1.0	—	MHz
电源抑制比($V_{cc}=11\sim 15V$)	PSRR	60	90	—	dB
输出电流 流出($V_o=3.0V, V_{FB}=2.3V$) 吸入($V_o=1.2V, V_{FB}=2.7V$)	I_{source} I_{sink}	-0.45 2.0	-1.0 12	— —	mA
输出电压幅度 高电平($R_L=15k\sim$ 地, $V_{FB}=2.3V$) 低电平($R_L=15k\sim V_{ref}$, $V_{FB}=2.7V$)	V_{OH} V_{OL}	5.0 —	6.2 0.8	— 1.1	V
电 流 检 测 部 分					
电流检测输入电压增益(注 4、5)	A_v	2.75	3.0	3.25	V/V
最大电流检测输入门槛(注 4)	V_{th}	430	480	530	mV
输入偏置电流	I_{IB}	—	-2.0	-10	μA
传输延迟(电流检测输入至输出)	$t_{pLN}(IN/OUT)$	—	150	300	ns
驱 动 输 出 端 2 个 的 使 能 控 制 端					
使能管脚电压 高电平(2个输出端使能控制) 低电平(2个输出端使能控制)	V_{IH} V_{IL}	3.5 0	— —	V_{ref} 1.5	V
低电平输入电流($V_{IL}=0V$)	I_{iB}	100	250	400	μA
驱 动 输 出 端					
输出电压:低电平($I_{sink}=20mA$) ($I_{sink}=200mA$) 高电平($I_{source}=20mA$) ($I_{source}=200mA$)	V_{OL} V_{OH}	— — 13 12	0.1 1.6 13.5 13.4	0.4 2.5 — —	V
输出电压与 UVLO 触发 ($V_{cc}=6.0V, I_{sink}=1.0mA$)	$V_{OL}(UVLO)$	—	0.1	1.1	V
输出电压上升时间($C_L=1.0nF$)	t_r	—	28	150	ns
输出电压下降时间($C_L=1.0nF$)	t_f	—	25	150	ns
欠 压 封 锁 部 分					
启动门槛	V_{th}	13	14	15	V

续上表

特 性	符 号	最 小	典 型	最 大	单 位
在接通后的最低工作电压	$V_{cc(\min)}$	9.0	10	11	V
整 个 器 件					
电源电流： 启动($V_{cc}=12V$) 工作(注 2)	I_{cc}	—	0.6 20	1.0 20	mA
电源稳压二极管电压($I_{cc}=30mA$)	V_z	15.5	17	19	V

注：1. 最大封装功率损耗限制一定要保证。

2. 在调到 15V 之后要把 V_{cc} 调到启动门槛以上。

3. 在测试时要使保持的结温尽可能接近环境温度，要使用低占空比脉冲技术。

对 MC34065： $T_{高}=+70^{\circ}C$ ， $T_{低}=0^{\circ}C$

对 MC33065： $T_{高}=+85^{\circ}C$ ， $T_{低}=-40^{\circ}C$

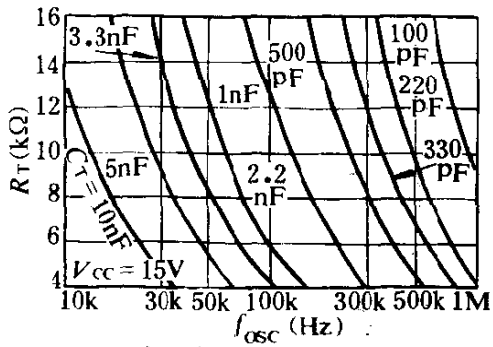
4. 在具有 $V_{fb}=0$ 的封锁释放点测量这个参数。

5. 比较器增益定义为： $A_v = \frac{\Delta V_{补偿}}{\Delta V_{电流检测}}$

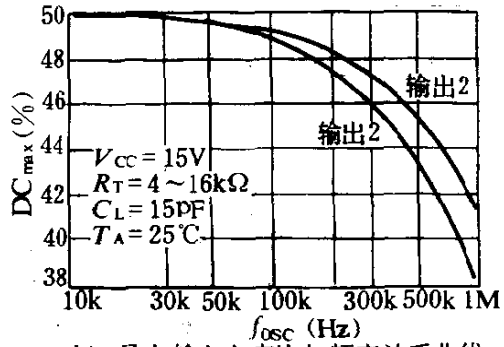
MC34065 系列的特性曲线如图 5-50a)~h) 所示。其中 5-50a) 是定时电阻与振荡器频率的特性曲线；图 5-50b) 是最大输出占空比与振荡器频率的特性曲线；图 5-50c) 是误差放大器的开环增益和相移与频率的特性曲线；图 5-50d) 是电流检测输入门槛值与误差放大器输出电压的关系特性曲线；图 5-50e) 是基准电压变化量与电源电流的关系曲线；图 5-50f) 是基准短路电流与温度的特性曲线；图 5-50g) 是输出饱和电压与负载电流的特性曲线；图 5-50h) 为电源电流与电源电压的特性曲线。

二、MC34065/33065 的工作原理介绍

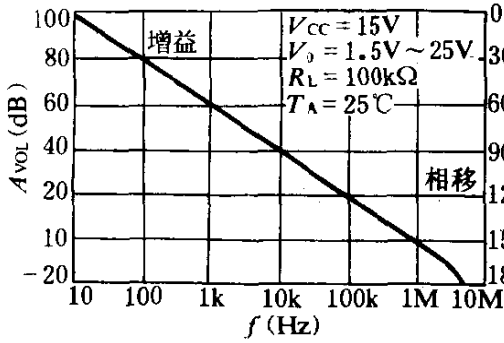
MC34065 系列集成电路有代表性的典型内部电路结构方块图如图 5-51 所示。它有两个通道能组成两个开关型稳压器。每一个通道都包括一个高增益误差放大器，电流检测比较器，脉宽调制封锁，和推拉输出驱动器。对这两个通道振荡器，基准电压稳压器



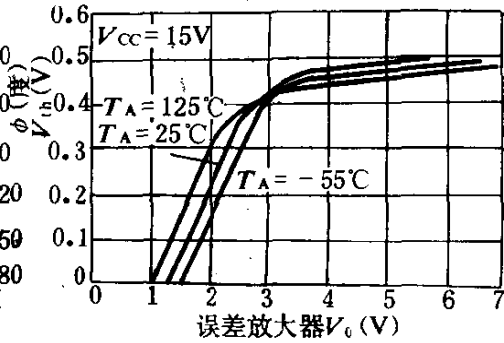
a) 定时电阻与振荡器频率曲线



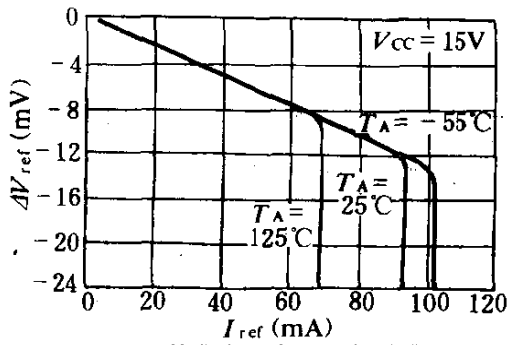
b) 最大输出占空比与频率关系曲线



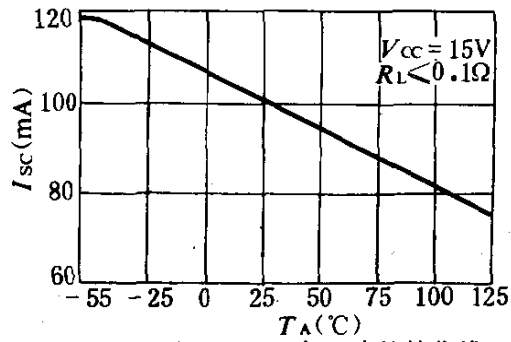
c) 误差放大器开环增益和相移与频率关系曲线



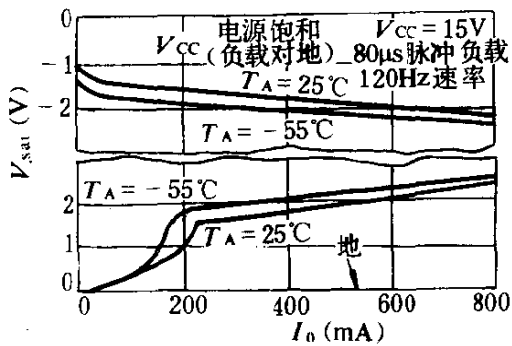
d) 电流检测输入门槛值与误差放大器输出电压关系曲线



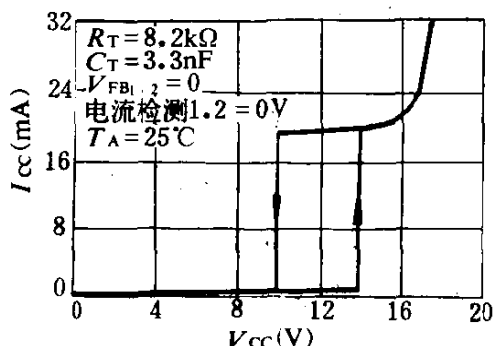
e) 基准电压变化量与基准电源电流关系曲线



f) 基准短路电流与温度特性曲线



g) 输出饱和电压与负载电流关系曲线



h) 电源电压与电源电流曲线

图 5-50 MC34065/33065 特性曲线

和欠压封锁电路是公共的。

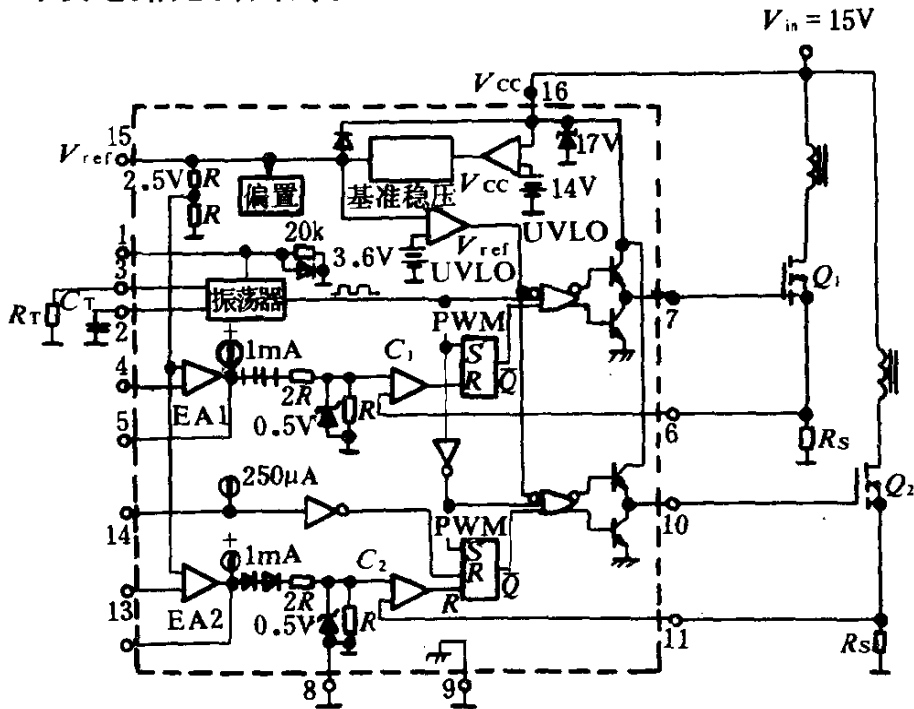


图 5-51 内部电路结构典型方块图

1. 振荡器

使用了唯一的振荡器电路,具有精确的频率和占空比控制特性。通过选择定时元件 R_T 和 C_T 的值控制频率。由相等大小的内部电流源对电容器充电和放电,在 2 脚上产生对称的 0.5 占空比波形,振荡器峰值门槛和谷值门槛分别是 3.5V 和 1.6V,由电阻 R_T 控制流出和吸入电流的大小。为了在温度范围内正常工作, R_T 一定要限制在 4~16k Ω 的范围,见图 5-50a)所示。

由于 C_T 充电和放电,产生一个内部间隔脉冲,交替驱动上面的和下面的或非门的中间输入端,这样就把延迟时间的精确量引入到每一个通道,产生了同样规定的不重迭的输出占空比。当 C_T 充电时控制输出端 2,而在 C_T 放电期间控制输出端 1。图 5-50b) 表示最大输出占空比与振荡器频率的关系曲线,要指出的是,即使在 500kHz,每一个输出端也有近似 40% 导通时间,使这种控制器特别适于高频变换应用。

在许多干扰灵敏的应用中,为了使变换器频率固定要一个外部系统时钟,通过加一个时钟信号就可以做到这一点,如图 5-53

所示。为了可靠地固定，自激振荡器频率必须要被设置约比时钟频率小 10%，参考图 5-52 的时序图，加到同步输入端的时钟信号上

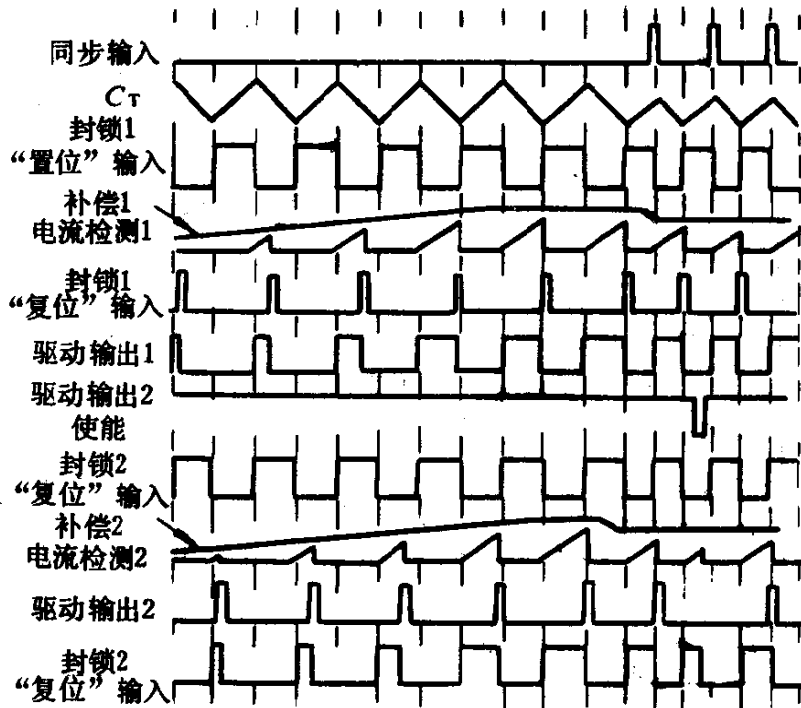


图 5-52 时序图

升沿使 C_T 充电结束，而驱动输出端 2 导电。由于按一定规律产生对称的时钟波形，就可以获得任一个输出端的精确的电平箝位。多个集成电路同步工作方法如图 5-54 所示，在这个电路中：

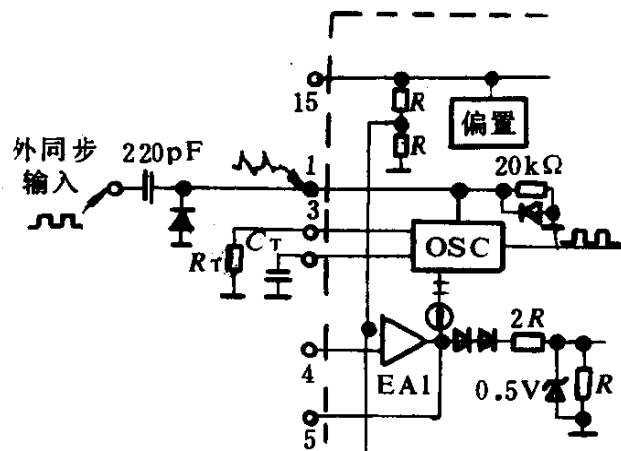


图 5-53 外部时钟同步电路

$$f = \frac{1.08}{(R_A + R_B)C}$$

驱动输出端 1: $D_{\max} = \frac{R_B}{R_A + R_B}$

驱动输出端 2: $D_{\max} = \frac{R_A}{R_A + R_B}$

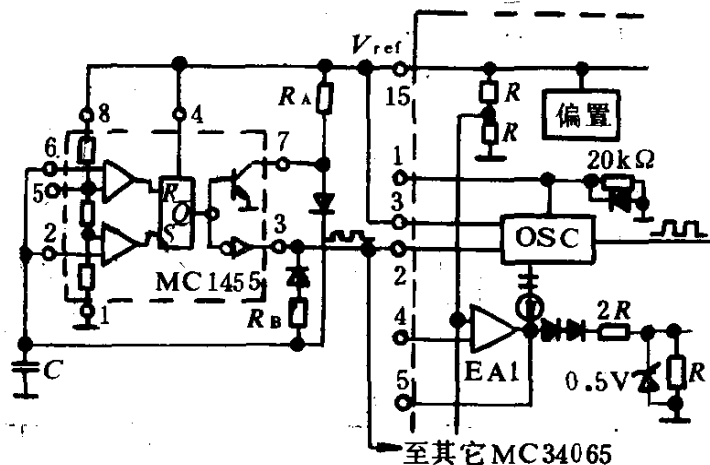


图 5-54 外部占空比箝位和多个器件同步

2. 误差放大器

每一个通道都具有使用反相输入端和输出端的全补偿误差放大器,这个放大器具有 100dB 的典型直流电压增益以及 1MHz 的单位增益带宽,71°的相位裕度(见图 5-50c)。同相输入端从内部被偏置在 2.5V,并且无管脚引出。变换器输出电压被特意向下分,并由反相输入端经一个电阻分压器监控。最大的输入偏置电流是一

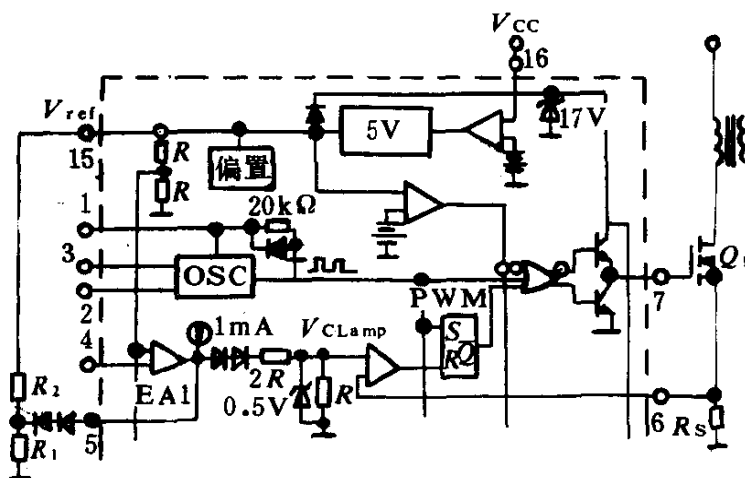


图 5-55 箝位电平的调整减小

1.0 μ A,它会引引起一个输出电压误差,这个误差等于输入偏置电流和等效的输入分压器源极阻抗的乘积。误差放大器输出端 5 脚和 12 脚用来提供外部回路补偿,由两个二极管压降($\approx 1.4V$)偏移输出电压并被 3 个元件分开后,把它连到电流检测比较器的反相输入端。这就保证了当误差放大器输出端处于它的最低电平 V_{OL} 时

没有脉冲出现在驱动输出端 7 脚和 10 脚上,这种情况发生在当电源正在工作而负载被撤掉,或在软启动开始期间(见图 5-56、图 5-57)。

最小的可允许的误差放大器反馈电阻受到放大器的流出电流(0.5A),和反相输入端在接地情况下输出电压 V_{OH} 需要达到比较器的 0.5V 箝位电平限制。这种情况发生在最初系统启动期间或当检测输出端被短路时:

$$R_{f(MIN)} = \frac{3.0(0.5V) + 1.4V}{0.5mA} = 5800\Omega$$

3. 电流检测比较器和 PWM 封锁

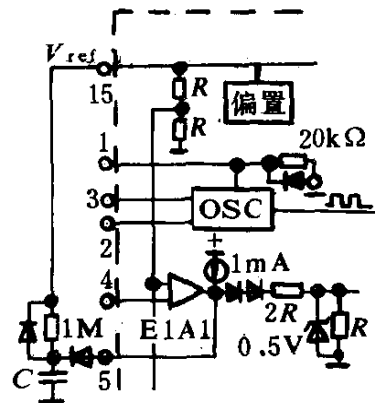


图 5-56 软启动电路

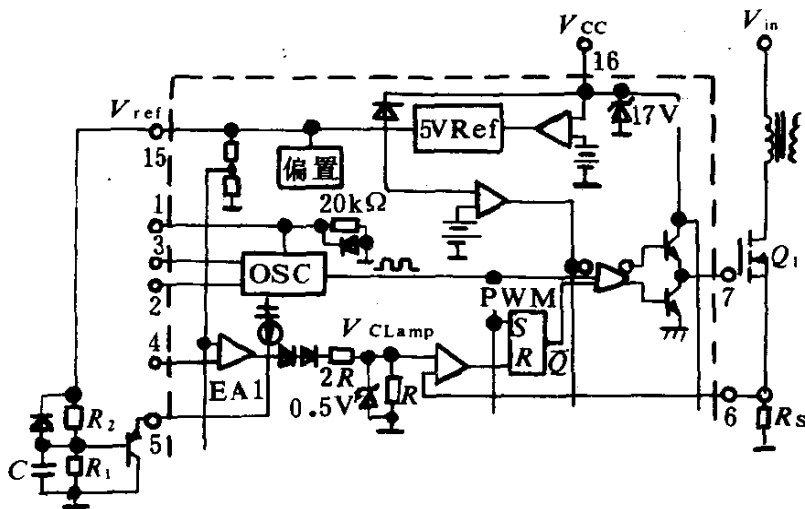


图 5-57 具有软启动的箝位电平可调的减小

MC34065 系列集成电路是工作于电流方式的控制器,当峰值电感电流达到由误差放大器输出端建立的门槛电平时,由振荡器触发输出开关导通和关断。因此,误差信号就控制以每一周期为基础的峰值电感电流。电流检测比较器-PWM 封锁电路用于保证在任一给定振荡周期时,仅一个信号脉冲出现驱动输出端。通过引入与输出开关管 Q_1 的源极串联的,以地为基准的检测电阻 R_s ,把电感电流变换为一个电压。由电流检测输入端 pin6、pin11 监控这个

电压,并且与由误差放大器输出端提供的电平相比较。在正常工作情况下,由 pin5、12 上的电压控制峰值电感电流,在这里:

$$I_{pk} = \frac{V_{(pin5,12)} - 1.4V}{3R_s}$$

当电源输出过载或如果检测的输出电压被丢失时,就出现不正常的工作情况,在这些情况下,电流检测比较器的阈值就会从内部被箝位至 0.5V。所以最大的峰值开关电流为:

$$I_{pk(max)} = \frac{0.5V}{R_s}$$

要设计一个大功率开关稳压器时,为了把 R_s 的功耗保持在一个适当的水平,希望要减小内部的箝位电压,一个简单的方法去调节这个电压(如图 5-55 所示):

$$V_{clamp} = \frac{1.67}{(R_2/R_1 + 1)} + 0.33 \times 10^{-3} \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

$$I_{pk(max)} \approx \frac{V_{clamp}}{R_s}$$

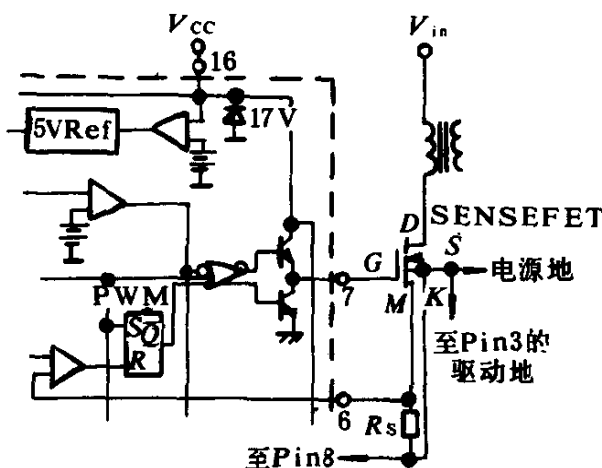


图 5-59 电流检测功率场效应管

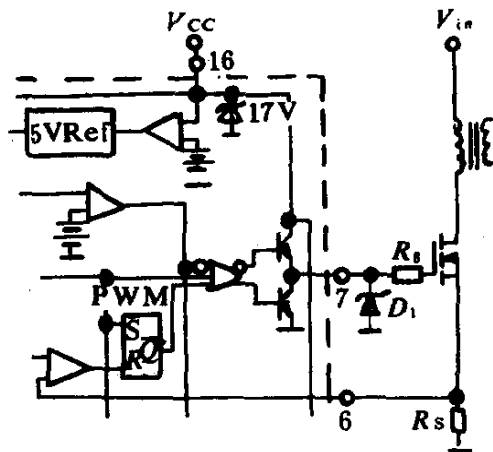


图 5-58 场效应管的寄生振荡

在这里 $0V \leq V_{clamp} \leq 0.5V$, 两个外部的二极管被用于补偿内部的二极管,在工作温度范围内得到一个恒定的箝位电压。如果 $I_{pk(max)}$ 箝位电压的过度减小,由于噪声干扰可能导致错误工作。通常可以观测到电流波形的前沿上的窄尖脉冲,并且在输出端是轻载时可能会引起电源

出现不稳定性。这个尖脉冲是由于电源变压器绕组间的电容和输出整流器恢复时间引起，在电流检测输入端上附加一个RC滤波器，时间常数近似为尖脉冲的宽度，就会消除不稳定性(参考图 5-60)。

4. 欠压封锁

在输出级被控制前，引入了两个欠压封锁比较器，用来

保证集成电路具有更完整的功能。正电源电压端 V_{cc} 和基准电压输出端 V_{ref} 由各自的比较器分别监控，每一个比较器都具有固定的滞后作用，以防止错误的输出状态，它们的各自阈值是不同的。上面的 V_{cc} 比较器阈值是为 14V，而下面的比较器阈值为 10V。滞后作用和低的启动电流使这些器件非常适用于无工频变换器情况，在这里需要使用高效率的自启动技术(见图 5-64 所示)。 V_{ref} 比较器使驱动输出端截止，直至内部的电路起作用，这个比较器具有 3.6V 和 3.4V 的较高和较低的门限值。从 V_{cc} 至地连接一个稳压二极管组成一个并联稳压器，它的用途是在系统启动期间防止集成电路和功率场效应管栅极过电压，在接通之后保证最小的工作电压为 11V。

5. 驱动输出端和驱动接地

每一个通道都含有一个单独的推拉输出级，这个输出级专门设计用来直接驱动功率场效应管。驱动输出能力达 $\pm 10A$ 峰值电流，在带有 1.0nF 负载时具有 28ns 的典型上升和下降时间。增加内部电路用来保护输出端，总是在欠压封锁时起作用，这种特点还排除了对外部推拉电阻的需要，为了高速工作尽量使推拉输出级中的交替导通电流减小。在 $V_{cc}=15V$ 时由于交替导电，在 500kHz 平均总功率仅为 60mW。

尽管驱动输出端最适于驱动功率场效应管，但它们也能很容

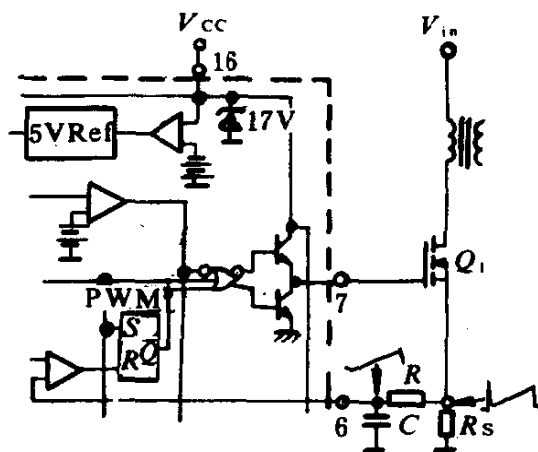


图 5-60 电流波形尖脉冲抑制

易地提供双极性 NPN 晶体管需要的负偏置电流,使之可靠地关断(见图 5-68)。输出端不具有内部电流限制,为此,一定要串联一个外部电阻,防止峰值输出电流超过 $\pm 1.0\text{A}$ 最大额定值,在 100mA 时降低的饱和电压 V_{OL} 小于 0.4V 。集成电路提供了单独的驱动接地管脚 pin9,这样将足以使强加于控制电路上的开关瞬态干扰电平减小。当减小 $I_{pk(max)}$ 箝位电平时,这个管脚变得更加有用。图 5-59 所示为电流检测功率场效应管应用中需要的正确的接地连接。在这个电路中如果检测场效应管选用 MTP10-N10M, $R_s = 200\Omega$, $V_{pin6} = \frac{R_s I_{pk} r_{DS(on)}}{r_{DM(on)} + R_s}$, 那么 $V_{pin6} = 0.075 I_{pk}$ 。这个集成电路的双极晶体管驱动电路见图 5-61,绝缘的场效应管驱动电路见图 5-62。

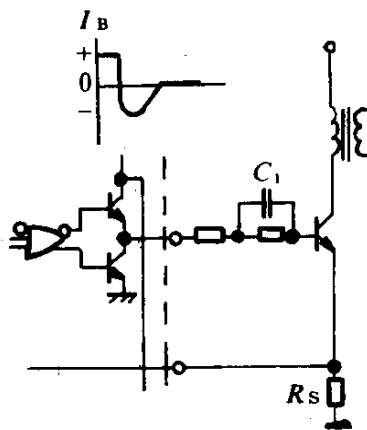


图 5-61 双极晶体管驱动

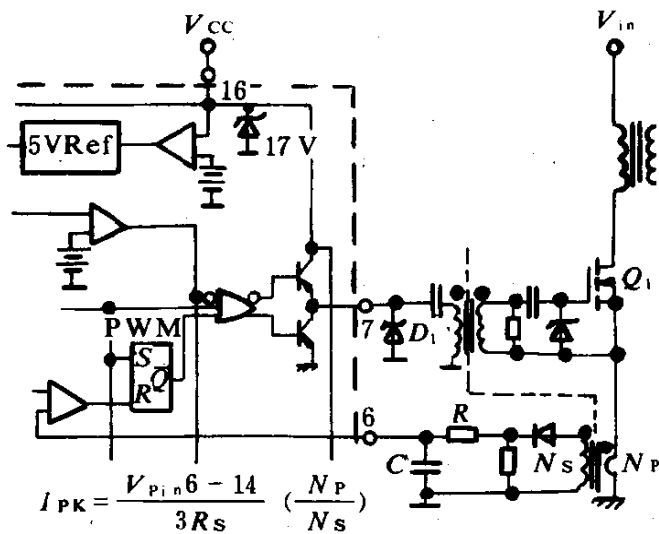


图 5-62 绝缘的场效应管驱动

6. 驱动输出端 2 的使能控制管脚

这个输入端被用来控制驱动输出端 2。可以用驱动输出端 1 去控制必需连续工作的电路,例如电压存贮和系统的时钟或远距离控制接收器。而驱动输出端 2 控制大功率电路偶然被断开。

7. 基准电压

在 $T_j = 25^\circ\text{C}$ 时 5V 基准电压允许调整 $\pm 2.0\%$, 基准电压具有短路保护,能为驱动的附加控制系统电路提供超过 30mA 的电流。

三、设计考虑和应用电路

不允许用导线或接插型板构成变换器，一定要使用高频电路板制做技术，以防脉冲宽度颤动，由于过高的噪声干扰强加到电流检测或电压反馈输入端就会引起脉冲宽度颤动。通过降低在这些点处的电路阻抗可以提高抗干扰性。印刷电路板一定要包括低电流信号的接地线和大电流功率开关的接地线，并且输出接地线要以单独的路径返回到输入滤波电容器。要用一个 $0.1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容器直接与 V_{cc} 相连， V_{ref} 是否需要连电容取决于电路板，这样就为滤除高频干扰提供了一个低阻抗通路。所有大电流回路要尽可能短，并使用粗铜线，尽可能减小 EMI 辐射。误差放大器补偿电路和变换器输出电压分压器一定要设置靠近集成电路，而尽可能远离功率开关和其它产生噪声的元件。

集成电路的典型应用电路如图 5-63 和图 5-64 所示。图 5-63

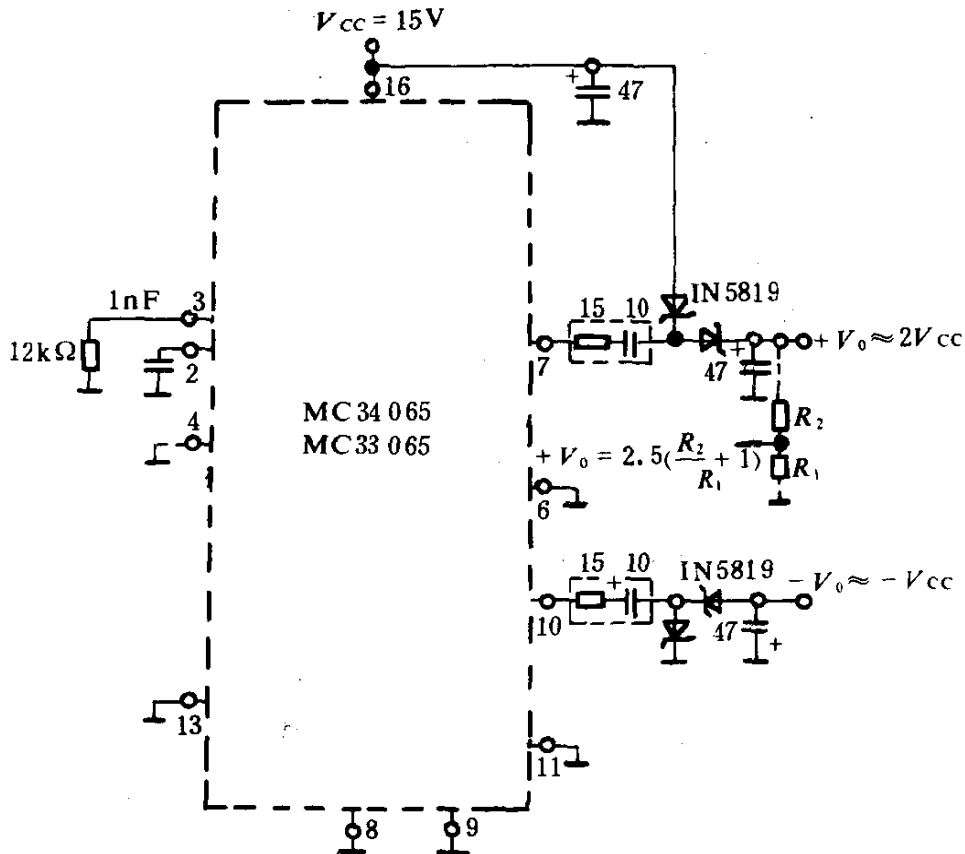


图 5-63 双充电泵变换器

是双充电泵变换器, 电路中上面正的输出端通过连接电阻分压器 R_2 、 R_1 可以提供极好的电源和负载调整率。图 5-64 是 125W 无工频变换器, 集成电路采用自给偏压供电, 电路中的变压器, 电感线圈的有关参数如下:

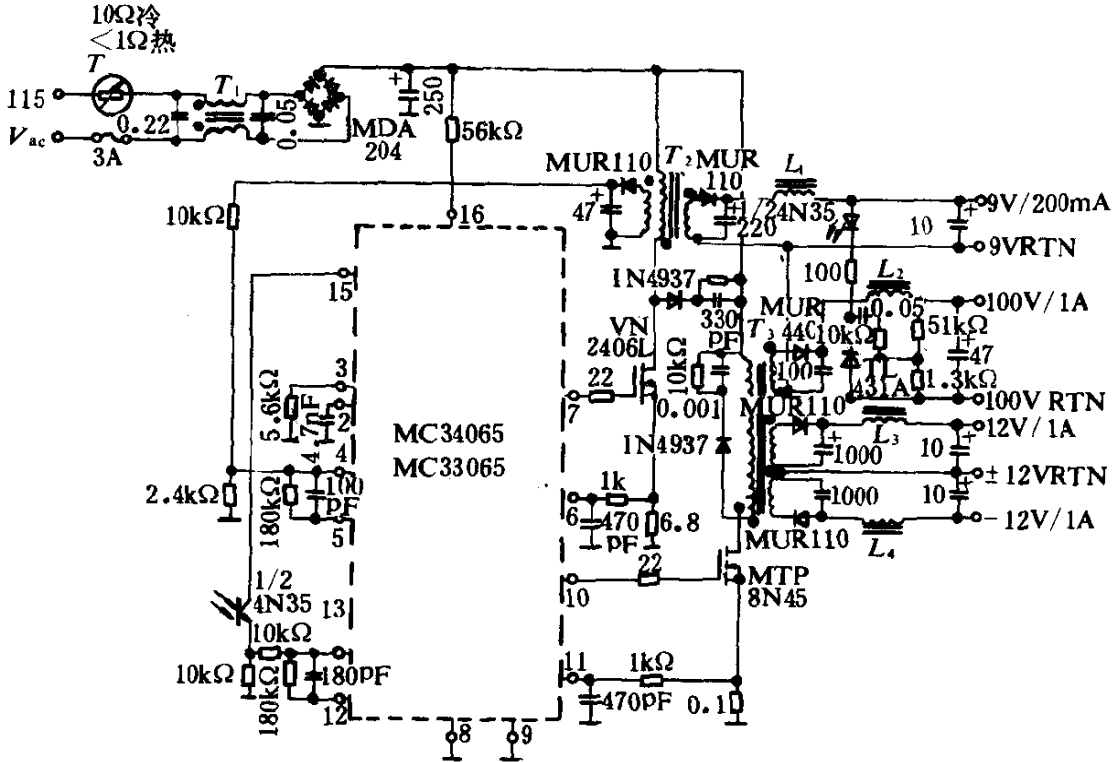


图 5-64 125W 无工频变换器

T_1 ——每段在 2.5A 时 $468\mu\text{H}$, 绕组工艺 E3406A;

T_2 ——原边 156 匝, #34AWG

副边反馈线组: 19 匝, #34AWG

副边: 17 匝 #28AWG

铁心: TDK H7C1EE22-Z

线圈: BE22-6H

气隙: $\approx 0.001''$ 对 6.8mH 的原边电感;

T_3 ——原边: 56 匝, #23AWG (2 股绞线) 双线绕

副边 $\pm 12\text{V}$: 4 匝, #23AWG (4 股绞线) 四线绕

副边 100V: 32 匝 #23AWG (2 股绞线) 双线绕

铁心: 立方结构铁淦氧材料 EEC40-3C8

线圈:立方结构的铁淦氧材料 40-1112CP

气隙: $\approx 0.030''$ 对 $212\mu\text{H}$ 的原边电感;

L_1, L_3, L_4 ——在 1.0A 时 $25\mu\text{H}$, 线组工艺 27157。

第五节 可编程集成开关电源控制器 MAX741

MAX741 是美国 MAXIM 公司 1993 年生产的一种可编程多用途集成开关电源控制器,按性能分为三种类型,D 为降压型,U 为升压型,N 为反极性型,如表 5-17 所列。该芯片用途极为广泛,可组成数百种电源电路,可用于掌上计算机、移动电话、磁驱动器等由电池供电的低电压输入设备,还可用于分布电源、隔离电源及印刷电路板上的 DC/DC 转换器。该芯片采用 CMOS 技术制造,电流式 PWM 控制,最低输入电压 2.7V,启动电压 1.8V,效率 80% 以上。

众所周知,在仪器仪表及计算机系统中,常常需要多种形式的直流电源,包括不同电压、可调电压、正负极性电压及电压之间的相互变换。采用 MAX741 组成的各种变换电路,不仅外围元件少,简单方便,而且效率高、体积小。

一、MAX741 的主要特点

1. 可用管脚电压编程;
2. 最低工作电压 2.7V,启动电压 1.8V;
3. 静态电流 1.6mA(MAX741),等待状态时 $50\mu\text{A}$;
4. 输入采用了升压电路(MAX741);
5. 电流型 PWM 控制;
6. 逐周期限流检测;
7. 可调的欠压锁闭保护电路和软启动电路;
8. 振荡器同步输入输出;
9. 关断控制;
10. 固定频率;

11. 低噪声。

开关电源控制器 MAX741 的三种类型

表 5-17

型 号	输入电压 (V)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	封装形式	静态电流 典型值 (mA)	特 点
MAX741U	1.8—15.5	+5, +12, +15(可调)	1	DLP、 SSOP	1.6	PWM 升压控制 器,效率 80%
MAX741D	2.7—15.5	+5(可调)	3	DLP、 SSOP	2.8	PWM 降压控制 器,效率 90%
MAX741N	2.7—15.5	-5, -12, -15(可调)	1	DLP、 SSOP	2.2	PWM 反极性控 制器,效率 80%

二、MAX741 的技术指标

1. MAX741 的极限参数

MAX741 的极限参数如下:

电源电压 V_+ 至 GND	+17V 至 -0.3V
振荡器输出电压 (SYNC)	-0.3V 至 $V_+ + 0.3V$
MOSFET 驱动器的电源电压 (DRV ₋ 至 V_+)	+0.3V 至 -17V
反馈电压 (V_{OUT} 至 GND)	±50V
辅助输入电压 (SLOPE、SS、VSEL、 P/Z/ \bar{N} 、EAIN、DUTY、POL、 CSA、CSB、FREQ) 至 GND	-0.3V 至 $V_+ + 0.3V$
输出峰值电流 (I_{OUTA} 或 I_{OUTB})	1.0A
参考电流 (I_{VREF})	2.5mA
功耗 ($T_A = +70^\circ\text{C}$, DIP 封装)	889mW
功耗 ($T_A = +70^\circ\text{C}$, SSOP 封装)	640mW

2. MAX741 的电特性参数

MAX741 的电特性参数见表 5-18。

MAX741 的特性参数

表 5-18

参 数	测 试 条 件	典 型 值	单 位
电源电压	$T_A = +25^\circ\text{C}$	2.7~15.5	V
启动电压	$T_A = +25^\circ\text{C}, UVLO = V_+$	1.8	V
等待状态时的电源电流	$FREQ = 0V, T_A = 25^\circ\text{C}$	50	μA
参考电压		1.23	V
参考电压受输入电压的影响	$V_+ = 2.7-15.5V, T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.5	mV/V
参考电压受负载电流的影响	$I_{LOAD} = 0-300\mu\text{A}, T_A = +25^\circ\text{C}$ (MAX741N)	1.4	mV
振荡器频率	$FREQ = V_+, T_A = +25^\circ\text{C}$	160	kHz
	$FREQ = V_{REF}, T_A = +25^\circ\text{C}$	150	kHz
外接时钟频率同步范围 (SYNC)		40~200	kHz
SYNC 输入电容		10	pF
SYNC 关断阈值电压	“0”电平作时钟输入	0.2	V
	“1”电平作时钟输入	$V_+ - 0.2$	V
3 电平关断阈值 (p/z/ \bar{N} 、FREQ、DUTY)	高电压	$V_+ - 0.3$	V
	中电压	$V_{REF} \pm 0.3$	V
	低电压	0.3	V
SYNC 输出低电压	$I_{ON} = 25\mu\text{A}$, 作时钟输出	0.2	V
SYNC 输出高电压	$I_{ON} = 25\mu\text{A}$, 作时钟输出	4.8	V
SYNC 输入电流	$V_{IH} = V_+$, 作时钟输入	1.0	mA
	$V_{IL} = 0V$, 作时钟输入	-1.0	mA
误差放大器输入偏流	$P/Z/\bar{N} = V_{REF}$	0.005	mA
误差放大器开环增益	$EAO = 2\sim 3V$	2000	V/V
输出低电压	OUTA 或 OUTB, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $I_{OL} = 50\text{mA}$	0.65	V
	$I_{OL} = 50\text{mA}, DRV = -10V$	-9.85	V
输出高电压	OUTA 或 OUTB, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $I_{OH} = -50\text{mA}$	4.35	V
	$I_{OH} = -50\text{mA}, DRV = -10V$	4.70	V
输出前沿或后沿时间	OUTA 或 OUTB, $T_A = -25^\circ\text{C}$ $C_{LOAD} = 1\text{nF}$	50	ns
UVLO 阈值	可调, 在 UVLO 脚测试	$0.425 \times V_{REF}$	V
UVLO 启动阈值	$UVLO = 0V$	4.0	V

三、MAX741 的工作原理

1. MAX741 的内部结构和管脚功能

MAX741 的引脚排列如图 5-65 所示。

MAX741 的内部结构如图 5-66 所示。该芯片由基准电压源、误差比较器、振荡器、R-S 触发器、电流检测放大器、PWM 比较器及功率管等部分组成。各引脚功能如下：

SLOPE: 接 $50k\Omega \sim 1M\Omega$ 电阻至地, 用于连续导电状态时的交流稳定性补偿。

SYNC: 振荡频率同步输出, 或外部驱动时的时钟输入。容性负载时振荡频率下降 25%。

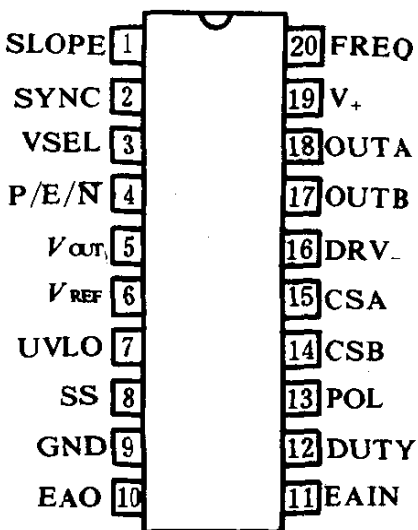


图 5-65 MAX741 的引脚排列

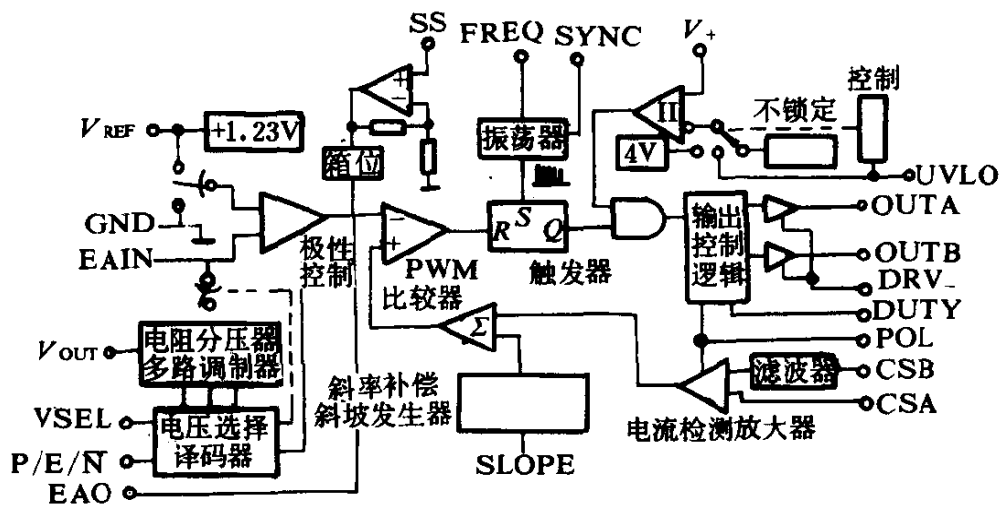


图 5-66 MAX741 的内部结构框图

VSEL: 电压选择, 它和 $P/Z/\bar{N}$ 的不同组合对一定的输出电压译码(见表 5-19)。

$P/Z/\bar{N}$: 功能见 VSEL, 接 V_+ 为正极性输出(P); 接 V_{REF} 为可调方式(Z); 接 GND 为负极性输出(N)。

V_{OUT} : 输出电压端。连至内部分压器, 可调方式时接输出端或

悬空。

V_{REF} : 参考电压输出端。外接负载 $300\mu A$, 至少用 $1\mu F$ 电容旁路。

UVLO: 欠锁闭端。当电源电压小于 UVLO 阈值时, 电路停止工作, 见欠压锁闭选择。UVLO 接 V_+ 为锁死; UVLO 接 $0.075V_+ \sim 0.47V_+$ 为阈值可调; UVLO 接 GND, 当输入电压低至 $+4V$ 时锁闭。

SS: 启动和限流调节, 加于此端的 DC 电压设定最大峰值电流。为减少启动时的外电流, 可接入 RC 网络。 $150k\Omega$ 电阻接在 V_{REF} 和 SS 脚之间, $0.1\mu F$ 电容接在 SS 与 GND 脚之间, 软启动延时为 $15ms$, 通常 V_{REF} 与 SS 脚之间接有 $50k\Omega \sim 1M\Omega$ 电阻。

GND: 地。

EAO: 误差放大器输出。

EAIN: 误差放大器输入。

DUTY: 占空比调节。当 $DUTY = V_+$, 推挽方式, 最大占空比 80% ; 当 $DUTY = V_{REF}$, 互补方式, 最大占空比 50% ; 当 $DUTY = GND$ 及 $FREQ = V_+$, 互补方式, 最大占空比 85% ; 当 $DUTY = GND$ 及 $FREQ = V_{REF}$, 互补方式, 最大占空比 95% 。

POL: 极性端。当采用推挽方式时, 选择电流检测放大器输出极性控制输出 OUTA 和 OUTB 的极性。接 V_+ 为 N 沟道; 接 GND 为 P 沟道。

CSB: 电流检测放大器 B 输入。接至检流电阻信号侧, 信号经一个一阶低通滤波器。

CSA: 电流检测放大器 A 输入。用于降压变换电路和反极性电路时, CSA 接至 V_+ ; 用于升压变换电路时, 接至 G。降压或负极性变换电路时, 在 CSA 与 GND 之间接 $0.1\mu F$ 旁路电容。

DRV: 驱动自举负电源电压输入。当用低电压驱动 P₋ 沟 MOSFET 时, 作为 OUTA 和 OUTB 的驱动偏压。使用时应注意参数的极限范围。

OUTB: MOSFET 驱动器。驱动 P₋ 沟 FET 或在互补电路中

驱动PNP晶体管。当 $V_+ > 14V$ 时,用 5.6Ω 电阻串在OUTB和功率FET的门极之间。

OUTA:MOSFET驱动器。驱动N沟FET或在互补电路中驱动NPN晶体管。当 $V_+ > 14V$ 时,用一个 5.6Ω 电阻串在OUTB和功率FET的门极之间。

V_+ :正极性电源(+2.7~+15.5V)。 V_+ 至GND之间至少用 $0.1\mu F$ 旁路电容。

FREQ:频率关断控制,设置振荡频率或强行断。接 V_+ 为145kHz,占空比85%;接1.4V为140kHz,占空比95%(见三电平选择);接GND为关断方式。

2. MAX741 的工作原理

MAX741 是一种可用作升压、降压和反极性的开关电源控制器,这三种电路的基本结构如图5-67所示,接线完全相同。该控制器由两个反馈环组成,内环(电流)通过检流电阻和放大器监控开关电流,外环(电压)通过误差放大器监控输出电压,逐周期限流由内环完成。当开关电流达到外环预置的关断值时,功率管交替关断。MAX741 还可用于推挽或互补功率开关的特殊场合。

(1)连续和间断导通方式

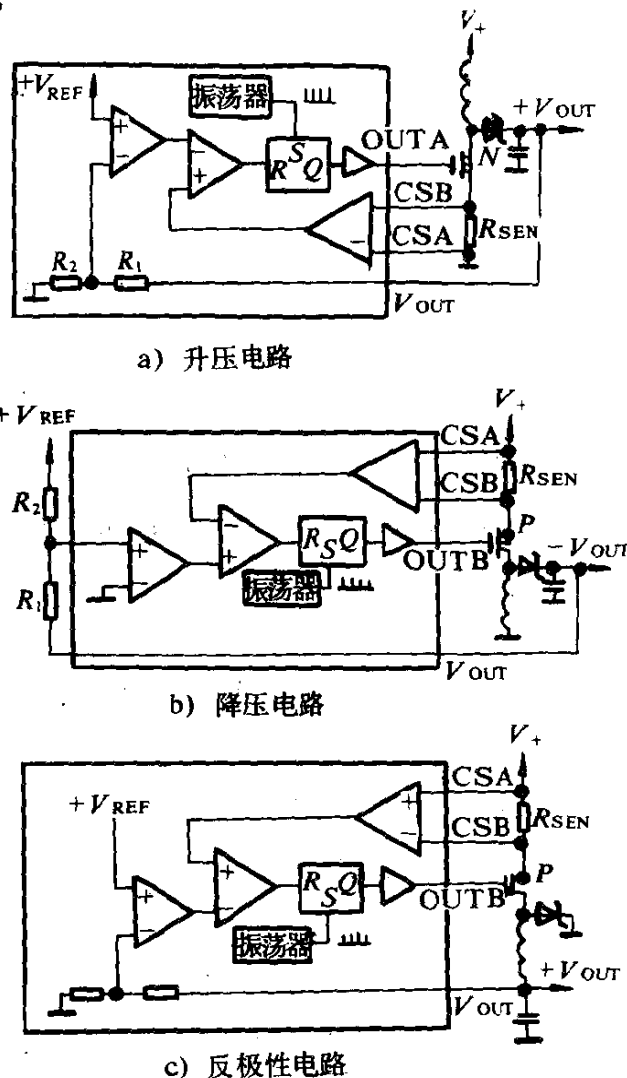


图 5-67 升压、降压和反极性电路的基本结构

在连续导通工作时,电感中的电流始终大于零,而在间断工作时,由于电感中的电流斜率相当大,所以在功率管关断之前电感中电流就已减至零。设计时只要选择大小不同的电感,就能使MAX741工作在连续或间断导通方式。连续导通方式时负载电流较大,为保证其稳定性,需进行交流补偿。

(2) 输出电压的选择

通过外接分压器可调节输出电压,也可按表 5-19 给出的编程方法使输出电压为固定值。

(3) “三电平”输入脚

P/Z/ \bar{N} 、FREQ 和 DUTY 脚都有三种电平:低电平(GND 至 0.3V),中电平($V_{REF} \pm 0.3V$)及高电平($V_+ - 0.3V$ 至 V_+)。中电平的获得一般可接至 V_{REF} 脚,该脚电压为 1.23V,但脚 FREQ 例外,最好用两个正向二极管经 100k Ω 电阻接至 V_+ ,当 V_+ 为 2.7V 时,电阻改为 60k Ω 。

(4) 斜率补偿和交流补偿

为了消除次谐波振荡,采用了斜率补偿,斜率电阻 R_{SLOPE} 接在脚 SLOPE 和地之间。当开关占空比超过 50% 时,需进行斜率补偿,以确保内环的稳定。若需要重新设计电路,斜率电阻 R_{SLOPE} 可按下式计算:

$$R_{SLOPE} = V_{REF} / (20 \times 10\text{pF} \times m \times R_{SENSE})$$

其中,升压变换电路的 m 为 $(V_{OUT} - V_{in})/L$;降压和反极性变换电路的 m 为 V_{OUT}/L 。

下面给出一个斜率补偿计算的例子。

用一个 30 μH 电感和一个 0.1 Ω 检流电阻组成 +5V 至 +15V 升压转换电路,理想补偿斜率应等于电感电流衰减斜率,即

$$m = (V_{OUT} - V_{in})/L \approx 0.33\text{A}/\mu\text{s}$$

检流放大器输出的电压斜率

$$SVS = m \times R_{SENSE} = 0.33\text{V}/\mu\text{s}$$

则

$$R_{SLOPE} = V_{REF} / (20 \times 10\text{pF} \times m \times R_{SENSE}) \approx 186\text{k}\Omega$$

(5) 检流放大器

检流放大器采用开关电容设计,以提高共模抑制能力。

(6) 软启动和限流

开关管的限流峰值由加在 SS 脚上的电压决定。例如,将 SS 脚连至 V_{REF} (1.23V), R_{SENSE} 为 0.1Ω , 则限流峰值 I_{pk} 为

$$I_{pk} = \frac{3.5V_s - 0.6V}{10R_{SENSE}} \approx 3.7A$$

式中 V_s 是 SS 脚上的电压。

(7) 欠压锁闭

当驱动 MOSFET 的门电压过低时,不仅效率低,而且还引起开关管过热。对于 MAX741,当电源电压过低时,欠压锁闭功能自动将开关管锁闭,SS 脚由内部电路接至 GND 脚,输出功率管被截止。

欠压锁闭有三种方式:①锁死:将 UVLO 脚接至 V_+ 脚;②阈值固定为 +4V;将 UVLO 脚接至 GND 脚,当输入电压低至 +4V 时锁闭;③阈值可调:将 UVLO 脚接至 $0.075V_+$ 与 $0.47V_+$ 之间。对于可调方式,UVLO 的锁闭阈值通常是 $0.523V$,电阻分压器与 V_+ 、UVLO 和 GND 相连,如图 5-68 所示,则额定欠压锁闭电压为:

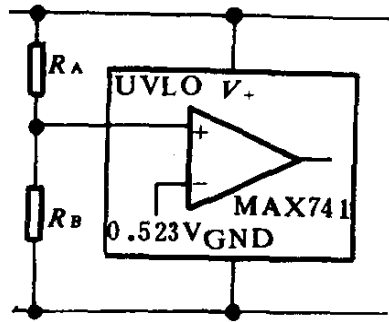


图 5-68 欠压闭锁(可调方式)

$$V_+ = \frac{0.523(R_A + R_B)}{R_B}$$

R_A 、 R_B 选 $10\sim 100k\Omega$, 因为 UVLO 端的输入阻抗很高,漏电流在 $1\mu A$ 以下。

(8) SYNC(输入/输出)时钟

SYNC 输出一般可驱动 5 个 CMOS 门电路。注意,加在该脚的容性负载将使内部振荡频率降低,当由外接门电路驱动时,SYNC 变成输入端,时钟源的负载能力应大于 $1mA$,且允许电流流入。

(9) 外接同步开关频率

为了与外接时钟开关频率同步,需将时钟信号加至 SYNC 脚。

输出电压选择

表 5-19

VSEL	P/Z/ \bar{N}	输出	EAIN 阻抗 (Ω)	VSEL	P/Z/ \bar{N}	输出	EAIN 阻抗 (Ω)
V_+	V_+	5V	18.5k Ω	V_{REF}	GND	-12V	16k Ω
V_+	V_{REF}	可调正电压	大于 50M Ω	GND	V_+	15V	5k Ω
V_+	GND	-5V	17.5k Ω	GND	V_{REF}	可调负电压	大于 50M Ω
V_{REF}	V_+	12V	5.5k Ω	GND	GND	-15V	10k Ω
V_{REF}	V_{REF}	禁止使用					

四、MAX741 组成的实用电路

1. 升压式 +5V 电源

由 MAX741 和少量外围元件可组成实用的低压升压转换电路,如图 5-69 所示。从图 5-69 中可看出,输入电压 3V,输出 +5V

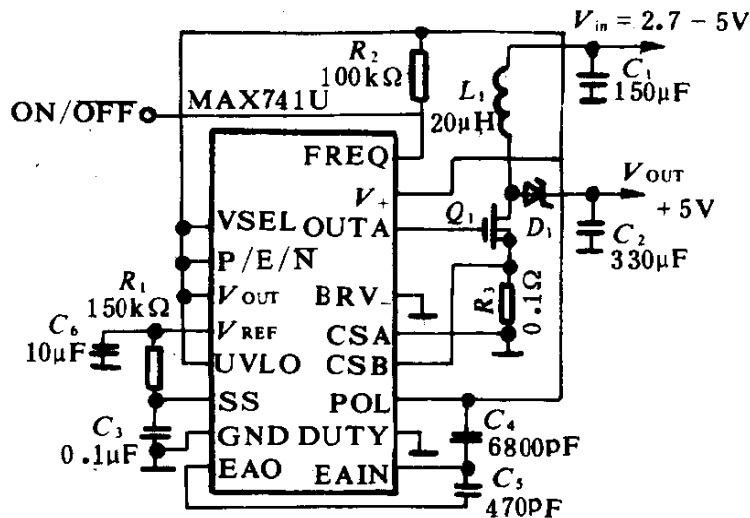


图 5-69 MAX741U 组成的升压式 +5V 电源

(负载电流 1A),由于采用了升压电路,转换效率达 80%~90% (取决于负载电流和输入电压)。轻负载时,MAX741V 为间断导电的“脉冲工作方式”,在放电电流进入输出电容器之前,电感电流是

阶梯信号,导致输出电压纹波增加,出现次谐波干扰。在负载较重时,MAX741U为连续导通方式,噪声较低。

用一个漏极开路逻辑信号加到 ON/ $\overline{\text{OFF}}$ 控制端,该电路的输出便具有接通和关断的功能。在关断情况下,输出仍由电感 L_1 和二极管 D_1 连至输入。要使电路关断,ON/ $\overline{\text{OFF}}$ 控制端的低电压应低于 0.5V,ON/ $\overline{\text{OFF}}$ 端断路时,电路导通。注意,加至 ON/ $\overline{\text{OFF}}$ 端的电压不得超过该电路的输出电压。

2. 降压式+5V电源

输入电压较高时,可采用 MAX741D 组成直流降压变换电路,如图 5-70 所示。当输入电压为 6~15.5V 时,经直流变换器降压后,输出为+5V 直流电压。正常负载电流 1.5A,采用两只电感并联时,最大可输出电流 3A,效率达 90%。在 ON/ $\overline{\text{OFF}}$ 端加一漏极开路逻辑信号,可以关断电源。

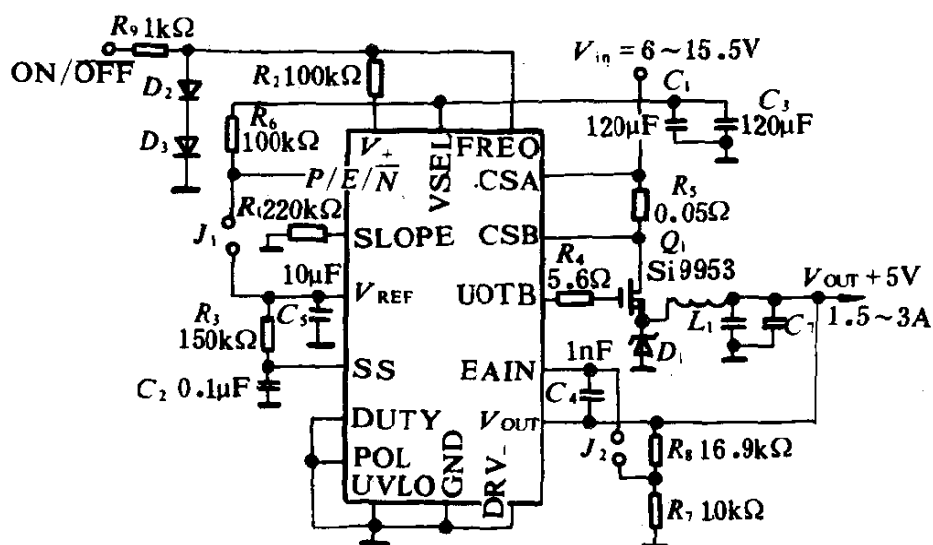


图 5-70 MAX741D 组成的降压式+5V 电源

该电路最低工作电压为 5.2V,在 $V_{in} < 7V$ (5V 输出)或 $V_{in} < 4.5V$ (3.3V 输出)时,可能有次谐波噪声。

5V 输出(负载 1.5A)时,用一电感 L_1 和一个并联使用,同时也需将两个检测电阻 R_5 并联。

附加两个触点 J_1 、 J_2 ,便可使输出电压可调。若这两个触点断开,则输出 5V 固定电压。调整 R_7 和 R_8 的比值,即可输出可调电

压,其计算式为

$$V_{\text{OUT}} = \left(\frac{R_7 + R_8}{R_7} \right) V_{\text{REF}}$$

例如,取 $R_7 = 10\text{k}\Omega$, $R_8 = 16.9\text{k}\Omega$, $V_{\text{REF}} = 1.23\text{V}$, 则

$$V_{\text{OUT}} \approx 3.3\text{V}$$

加在 ON/OFF 控制端的电压低于 0.5V, 则电源被关断。ON/OFF 控制端悬空, 则有输出。电阻 R_9 用来保护二极管 D_2 和 D_3 , 在 ON/OFF 控制端意外被高于 1.4V 电压驱动时, R_9 起限流作用。

在电路中二极管 D_1 选用肖特基二极管 NSQ03A03、 D_2 、 D_3 选用 1N914, 功率场效管 Q_1 选用 Si9953, 电感 L_1 : 5V(3A) 时为 $10\mu\text{H}$, 5V(1.5A) 时为 $20\mu\text{H}$ 。

3. 反极性电源

图 5-71 为一实用的反极性转换电路。转换电路输入电压 4.75V 至 15V, 负载电流 1A, 欠压锁定预置为 +4V。当 $V_+ < 8\text{V}$ 时, MAX741N 的脚 DRV- 连至输出 V_{OUT} ; $V_+ > 8\text{V}$ 时, 脚 DRV- 连至脚 GND。在 ON/OFF 控制端加一漏极开路逻辑信号, 电路输出可以接通和关断。

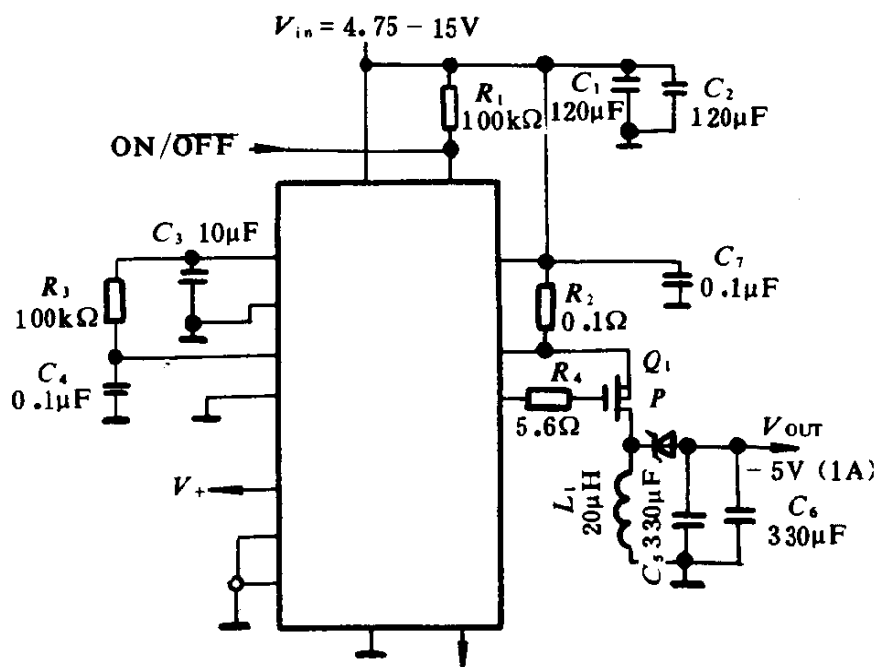


图 5-71 MAX741N 组成的反极性电源

第六节 电流型 PWM 控制器

LT1846/1847、LT3846/ 3847

一、LT1846 系列控制 IC 的概述

LT1846 系列控制 IC 具有完成固定频率, 固定输出电压的电流型控制电路所必须的全部功能, 它的主要特点是: 自动前馈补偿、可编程逐个脉冲电流限制、 $\pm 1\%$ 带隙基准、欠压锁定、外部关闭、200mA 双图腾柱输出, 双重脉冲抑制, 软启动, 可直接代换 UC1846/1847。LT1846/1847 系列集成电路功能框图见图 5-72, 它有两种封装形式, 一种是 16 脚陶瓷 DIP, J 型封装; 另一种是 16 脚塑料 DIP, N 型封装。

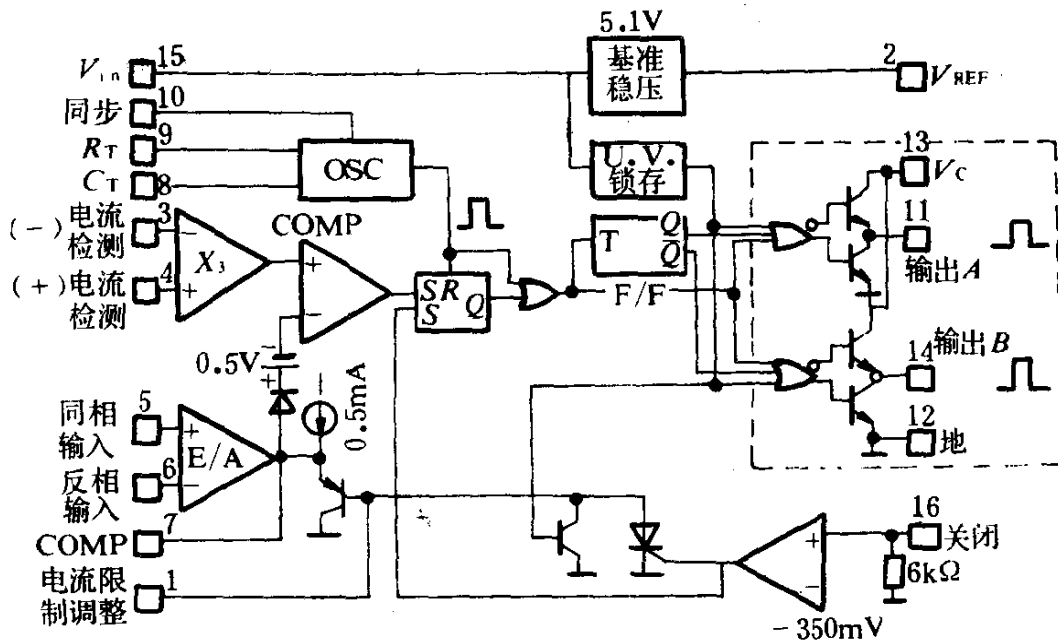


图 5-72 LT1846 系列功能框图

脚塑料 DIP, N 型封装。LT1846 的保护电路由欠压锁定, 软启动和关闭电路组成, 具有滞后功能的欠压锁定电路可以防止电路在接近阈值时的振荡, 关闭电路由外部逻辑电平驱动, 内部逻辑电路防止了双重脉冲和输出过冲。LT1846 的振荡器电路有 3 个引出

端,用 R_T 、 C_T 端可调节输出死区时间和频率。利用它的同步端可以使用多个 LT1846 并联。LT1846 的内部误差放大器和电流检测放大器都能在宽共模范围内工作,使电路设计更具灵活性。它的双端出能提供有效的推、拉功能,是双极性和 FET 开关管理理想的驱动器。内部的基准电压调整器能使其在电压、电流和温度变化时也能保持稳定。LT1846 在关态下是低输出,而 LT1847 在关态下是高输出。

LT1846 系列集成电路的绝对最大额定值如下:

电源电压(15 脚)	+40V
集电极电源电压(13 脚)	+40V
输出电流(流出或吸入,11、14 脚)	500mA
模拟输入(3、4、5、6、16 脚)	-0.3V~+ V_{in}
基准输出电流(2 脚)	-30mA
同步输出电流(10 脚)	-5mA
误差放大器输出电流(7 脚)	-5mA
软启动吸入电流(1 脚)	50mA
振荡器充电电流(9 脚)	5mA
工作温度范围:	
LT1846/LT1847	-55~+125°C
LT3846/LT3847	0~+70°C
功耗($T_A=25^\circ\text{C}$)	1000mW
($T_C=25^\circ\text{C}$)	2000mW
热阻,结至环境	100°C/W
热阻,结至外壳	60°C/W
贮存温度范围	-65~+150°C
引脚温度(焊接,10 秒)	+300°C

二、LT1846 系列集成电路工作原理分析(参考图 5-74)

1. 关闭/软启动

16 脚上的逻辑高电平信号使关闭周期开始。在关闭周期内,

电路的两个输出被控制在断态,1脚和7脚上的电压被拉低。如果1脚的电流($=V_{REF}/R_1$)小于锁存阈值电流(典型值1.5mA),器件就会在关闭脉冲结束时重新启动,如果1脚的电流大于锁存阈值电流,器件就会保持锁定,一直到能量重新循环。

在1脚和地之间接一个电容器,迫使开关电流慢慢达到峰值,就实现了软启动功能,如果不用软启动,可把16脚断开。

2. 振荡器部分

振荡器频率由9脚与地之间的外部电阻器 R_T ,8脚与地之间的外部电容器 C_T 控制。 C_T 由一个恒定的电流 $I_{R_T}=V_{pin9}(\approx 3.6V)/R_T$ 充电,恒定的放电电流为 $8mA-I_{R_T}$,上下起伏电平由内部电路决定。振荡器频率的近似值由下式求出:

$$f_T \approx \frac{2.2}{R_T(\Omega) \cdot C_T(F)}$$

此外,输出死区时间等于 C_T 放电时间,是 C_T 的函数,可由下式求出:

$$T_d = 220C_T \left[\frac{8mA}{8mA - 3.6V/R_T} \right]$$

如果 R_T 值很大, I_{R_T} 很小, $T_d \approx 220C_T$ 。

以上的公式是根据 C_T 端1.75V电压变化和8mA放电电流得出的近似值,放电电流的变化能引起死区时间的明显变化。死区时间非常短时,100ns左右的固定的内部延迟时间必须包含在计算公式中,建议电容器值不小于100pF或死区时间不小于300ns,因为在极冷的温度下,振荡器死区时间会缩短,以致不够电流检测锁存器的复位时间。

3. 电流检测

电流检测放大器是微分放大器,其增益等于3,共模范围从0至 $V_{in}-3V$,最大微分输入信号是1.2V。有几种检测形式:直接的电阻性检测是最简单的,但是电阻中的功率损失不可取;检测较大电流时使用电流检测变压器可以提高效率,但会增加电路的复杂性。在检测开关电流的结构中,需要一个RC网络来防止打开电流

检测锁存器瞬间,特别是在输出电流较低的电路中,导致电路错误地工作。在短路期间,输出开关最小导通时间等于电流检测放大器至输出的延迟时间,典型值是 200ns,如果加上防止开关瞬态的滤波器,延迟时间就会延长。为了尽量减少噪声,电流检测放大器的输入信号应尽可能的大。

4. 电流限制

以逐个脉冲为基础的峰值开关电流是 1 脚上的电平电压和电流检测电阻 R_s 的函数,它可用下式确定:

$$I_s = \frac{\frac{R_2 V_{REF}}{R_1 + R_2} - 0.5V}{G \cdot R_s}, G = I/V, \text{增益} = 2.75 (\text{典型值})$$

5. 误差放大器

LT1846 系列的误差放大器在从 0 到 $V_{in} - 2V$ 的共模范围内工作。输出级包括 NPN 达林顿管,输出电流为 0.5mA。

6. 基准调压器

基准调压器为内部电路提供固定的 5.1V 电压,为外部分压器提供高达 20mA 的输出电流。建议在 2 脚和地(12 脚)之间接一个小旁路电容器(0.1~1.0 μ F),这个电容器应该尽量接近 IC。

7. 斜坡补偿

在电流检测放大器输出或误差放大器的迭加点(见图 5-73),迭加一个从振荡器波形派生的三角波形与电感电流波形之和就完成了斜坡补偿。斜坡补偿应大于电感器电流波形下斜坡的 $\frac{1}{2}$ 。

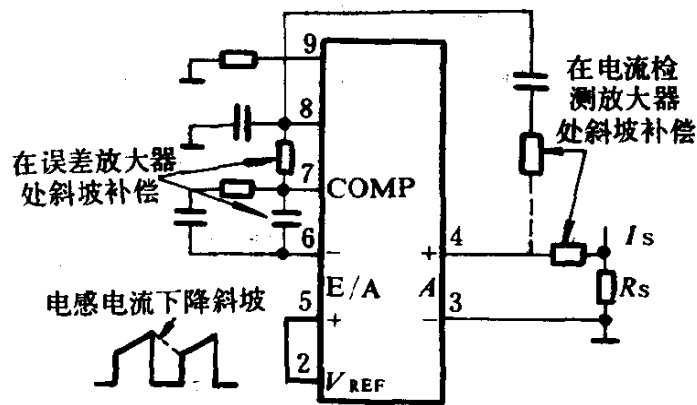


图 5-73 斜坡补偿电路

三、典型应用电路

LT1846 系列的典型应用电路如图 5-74 所示。这是一个双端推挽式隔离型变换器，变换器的输入直流电压为 25~35V，输出电压为 5.1V，输出电流为 0~10A，功率开关管 Q_1 、 Q_2 使用的是 MOSFET 管 IRF520。 D_1 、 D_2 使用肖特基二极管 12CT0030，以减小压降损耗，提高开关电源的效率。电路中的电流检测使用的是变压器 T_2 ，变压器检测

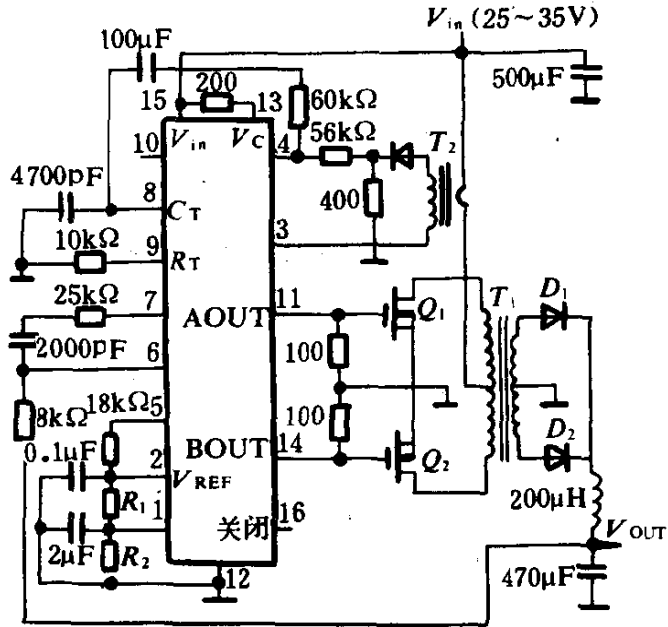


图 5-74 LT1846 的典型应用电路

法提供了绝缘隔离，也提高了检测效率，变压器的匝比为 1:200，检测信号加到 4 脚和地之间。振荡器外接电阻 $R_T=10k$ ，外接电容 C_T 为 4700pF。输出反馈电压经一个 18kΩ 的电阻加到误差放大器 E/A 的反向输入端 6 脚，并经 2000pF 电容和 25k 电阻在 7 脚上提供一个斜坡补偿。电流限制电阻 $R_1=10k$ ， $R_2=40k$ 。

第七节 平均电流 PWM 控制器 UC1848

一、UC1848 系列 PWM 控制 IC 概述

UC1848 系列 PWM 控制 IC 实现了对几个彼此隔离的开关变换器的初级边平均电流型控制。平均电流型控制保证了对每周峰值开关电流和最大平均电感器电流得到良好的限制，在短路情况下不致失控。UC1848 用途广泛，可以控制各种结构的变换器，

它的主要特点是：实现了在初级边对隔离式电源的次级边电流的 DC 控制，可精确的预设最大占空比箝位，宽频带(8MHz)的电流误差放大器，用欠压锁定电路监测电源电压 V_{cc} 、输入电压 V_{in} 和基准电压 V_{REF} ；具有防止磁芯饱和的最大伏-秒乘积箝位电路，过电压(UVLO)期间输出自动降低；实现了工作频率高达 1MHz，低启动电流(500 μ A)，大电流(2A 峰值)图腾柱输出驱动器，5V 的精密基准电压(1%)。

除了脉宽调制器所必需的基本功能外，UC1848 还增加了一项专利技术：在初级边检测隔离式变换器中的次级电流。这项技术使用了一个电流波形合成器(Synthesizer)监控开关电流，并模拟电感器电流的下斜坡波形，不用实际测量次级边电流，就能在初级边得到完整的电流波形，根据这个波形对输出电流实行全面 DC 控制。

UC1848 的内部功能框图见图 5-75。这个电路包括一个精密

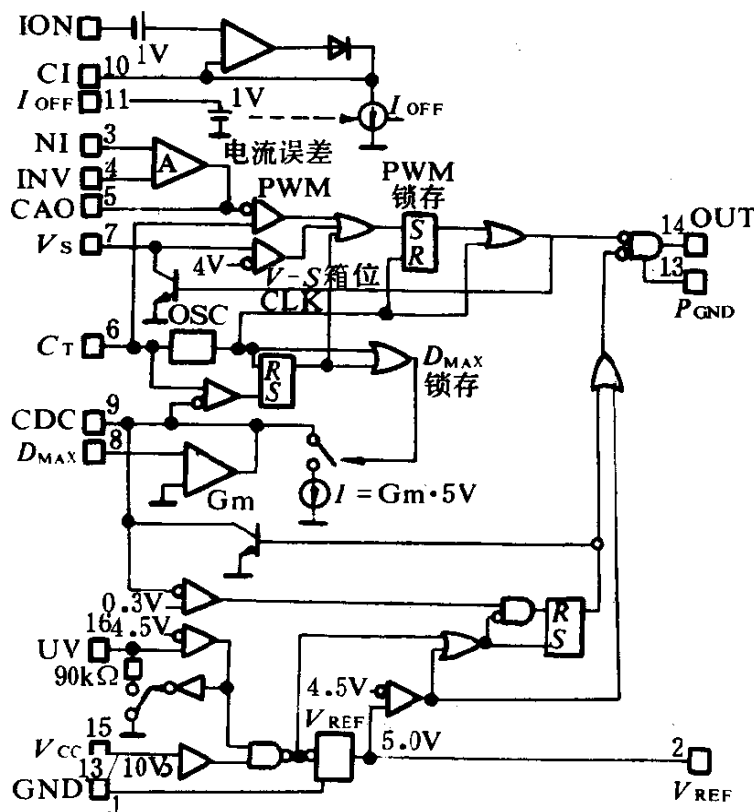


图 5-75 UC1848 的功能框图

电压基准电源,一个控制平均电流的宽频带误差放大器,一个发出系统时钟脉冲的振荡器,锁存 PWM 比较器和逻辑电路以及一个大电流输出驱动器。电流误差放大器可以很容易地和次级边电压检测电路的光电-隔离器接口。

UC1848 还含有一个性能齐全的 UVLO 电路。UVLO 监测集电极供电电压 V_{cc} ,基准电压 V_{REF} 和输入电压 V_{in} 。在软启动开始之前,这三个电压必须全部正常,如果 V_{cc} 或 V_{in} 低,芯片要求的电源电流只有 $500\mu A$,输出自动保持低电压。

为了防止变压器磁芯饱和,由两个内部保护电路设置了控制极限,通过监控输入电压和约束脉冲宽度,来限制加在变压器上的最大伏-秒乘积,用独特的专利技术把最大占空比限制在使用者预设值的 3%以内。上述性能扩大了变压器和开关管的选择范围,减小了系统尺寸和成本。

UC1848 的外形封装和引脚功能见图 5-76,DIL-16,SOIC-16 有 J 或 N、DW 封装,PLCC-20 和 LCC-20 有 Q、L 封装。

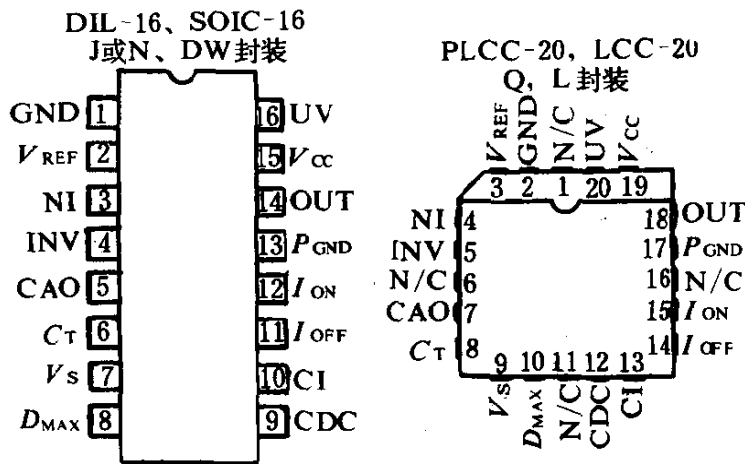


图 5-76 UC1848 的外形封装和引脚功能

UC1848 的绝对最大额定值如下:

电源电压(15 脚)	22V
输出电流(源出或吸入,14 脚)	
DC	0.5A
脉冲(0.5 μs)	2.2A

功率地至地电压(1脚至13脚)	±0.2V
模拟输入电压(3、4、7、8、12、16脚)	0.3~7V
模拟输入电源,源出或吸入 (3、4、7、8、12、16脚)	1mA
模拟输出电流,源出或吸入(5、8脚)	5mA
功耗($T_A=60^\circ\text{C}$)	1W
贮存温度范围	-65~+150 $^\circ\text{C}$
引线温度(焊接,10秒)	+300 $^\circ\text{C}$

上述参数是指 DIL 和 SOIC 封装,全部电压都对地而言,进入指定端的电流为正。

二、主要电路的工作原理

1. 欠压锁定部分

欠压锁定电路的方框图如图 5-77 所示。 V_{cc} 比较器用来监控芯片的电源电压。为了便于隔离式应用,滞后阈值定在 13V 和 10V。如果 V_{cc} 比较低,那么 I_{cc} 和输出也低。UV 比较器用来监控输

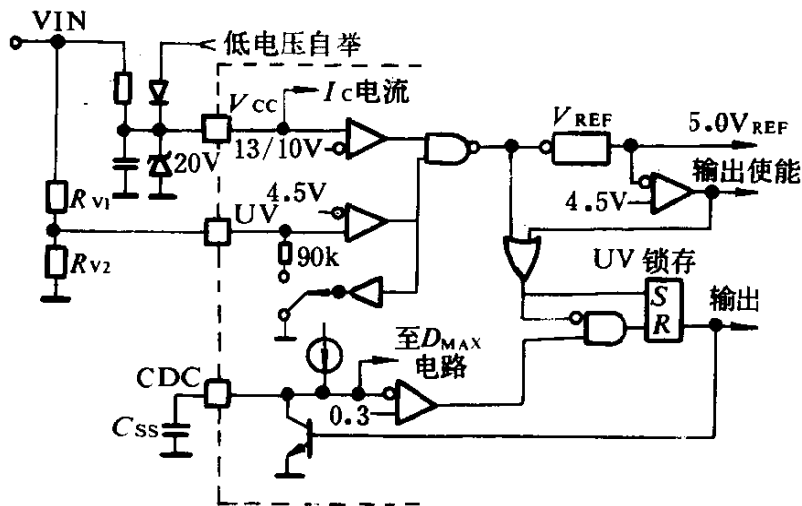


图 5-77 UC1848 的欠压锁定电路

入电压 V_{in} , 两个电阻 R_{V1} 和 R_{V2} 把输入电压分成 UV, 输入滞后阈值由 R_{V1} 和 R_{V2} 设定, 它们分别为:

$$V_{in} = 4.5(1 + R_{V1}/R_{V2}) \quad \text{V 和}$$

$$V_{in} = 4.5(1 + R_{V_1}/R_{V_2})$$

$$R_{V_2} = R_{V_1} 1190k$$

当 UV 端电压比较低时, I_{cc} ($500\mu A$) 和输出也低。当 UV 和 V_{cc} 两个电压都比较高时, 芯片其余部分的起始偏置电路开始工作。CDC 端(见最大占空比控制和软启动部分)和输出保持低电平, 直到 V_{REF} 超过 $4.5V$ 的比较器阈值, 当 V_{REF} 为正常值时, 输出驱动器的控制转移到 PWM 电路, CDC 被充电。

如果 3 个 UVLO 比较器中任何一个变为低电平, UVLO 锁存器就会置位, 使锁存器输出保持低电平, CDC 端放电。这种状态一直持续到三个比较器全部电压升高, CDC 放电结束。

2. 振荡器电路

如图 5-78 所示, 在集成电路的 CT 脚和地之间外接一个电容器 C_T 来设定振荡频率, 振荡器的频率是:

$$f = \frac{1}{(10k \cdot C_T)}$$

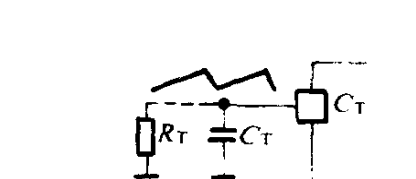
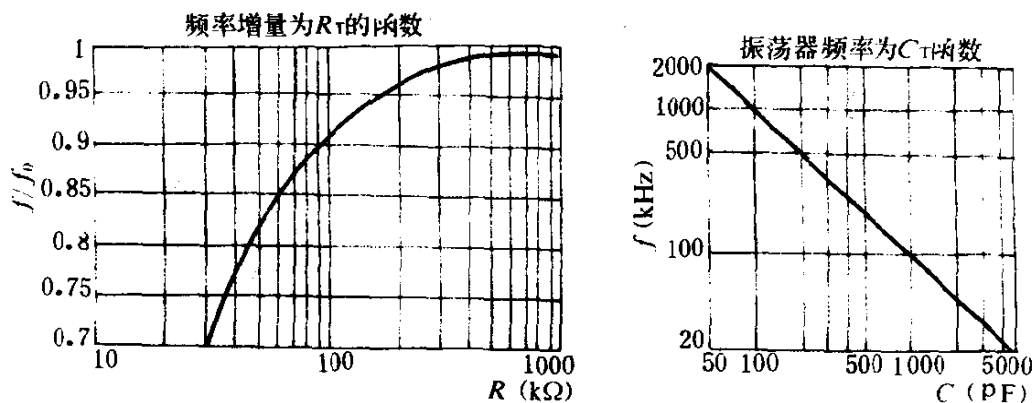


图 5-78 UC1848 的振荡器频率

C_T 端的波形为锯齿波, 它的充电电流为 $200\mu A$, 放电电流为 $1800\mu A$, 锯齿波放电时间即是输出驱动器的死区时间, 如果用 D_{max} 接到 V_{REF} 来控制最大占空比的方法失效, 那么最大占空比将

由振荡器限制在 90%。如果由于电容器和芯片的容限问题而需要调节时,可在 C_T 和地之间再外接一个微调电阻 R_T 来调节振荡器频率。 R_T 应不小于 $40k\Omega$,这样就可以使振荡频率下调 25%。

3. 电感器电流波形合成器

用平均电流型控制技术来控制开关变换器中的任何电流,都是非常有效的。这项技术使输入电流、输出电感器电流、开关电流以及其它大多数电流都能得到控制。为了达到平均电流型控制,必须弄清各个时间内的电流值。例如控制反激型隔离式变换器的输出电感器电流时,可从开关电流上得到电感器电流的信息,但是仅限于在开关导通时间内,在关断时间内,开关电流一下子降到零,而电感器电流实际上只降低了一个坡度 $di/dt = -V_o/L$ 。这个下斜波波形必须用某种方式合成在初级边,以便为控制电路提供完整的电感器电流波形。

专利技术电流波形合成器如图 5-79 所示,由一个单向电压跟随器组成,这个跟随器迫使电容器 C_I 上的电压跟踪导通时间内的开关电流波形,一个可预设的放电电流合成了波形在关断时间内的部分。 I_{ON} 是对跟随器的输入,放电电流被设置在 I_{OFF} 。

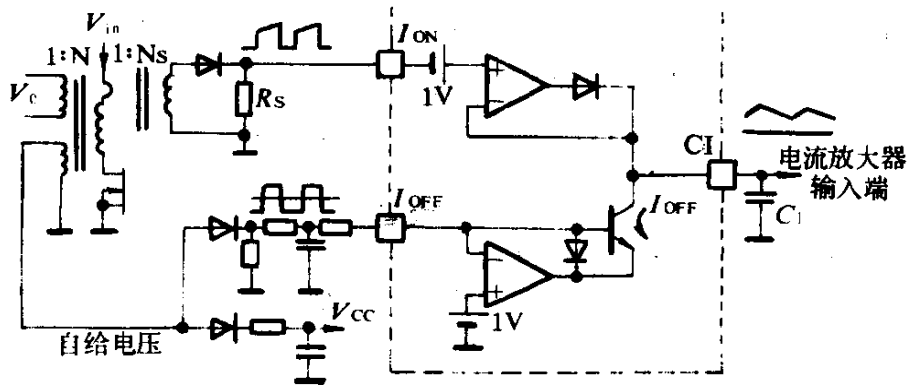


图 5-79 UC1848 的电感器电流波形合成器

跟随器含有 1V 的偏置电压,以便在零电流时和 C_I 上的 1V 电压相一致。UC1848 的最佳使用方法是把最大平均电感器电流转化成 4V 信号电平。已知 N (功率)和 N_s (电流检测变压器的匝数比),为了得到 I_L 和电压的恰当比例,需要一个检测电阻器 R_s ,见下式:

$$R_s = 4V \cdot N_s \cdot N / I_{L(max)}$$

也就是把最大平均电感器电流限制在：

$$I_{L(max)} = 4V \cdot N_s \cdot N / R_s$$

为了使 C_1 上的 dV/dt 与 dI_L/dt 在关断时间内和导通时间内相等，需要选择 I_{OFF} 和 C_1 值，推荐的 I_{OFF} 最小值为 $100\mu A$ ，那么

$$C_1 = (100\mu A \cdot N \cdot N_s \cdot L) / (R_s \cdot V_{o(nom)})$$

其中 L 是输出电感值， $V_{o(nom)}$ 是变压器经过调整的输出电压。

I_{OFF} 可用几种方法设定。如果在短路时间内，要求精确的平均电流控制， I_{OFF} 必须跟随输出电压。在自举绕组上连接一个电阻性负载二极管，产生与 V_{in} 振幅成比例的方波，即被控制电路调制的占空比。用一个滤波器均分这个方波，将在初级边产生一个与次级边经过调整的 V_o 一样的电压。图中所示是单极滤波器，实际上双极或三极滤波器的瞬态响应更好。经过滤波的电压由 R_{OFF} 转变成 I_{OFF} 端电流以便控制 C_1 的下斜坡波形。

如果系统对短路要求不敏感，产生下斜坡的最简单的方法是：把一个电阻 $R_{OFF} = 40k$ 放在 I_{OFF} 和 V_{REF} 之间，使放电电流等于 $100\mu A$ 。这种方法的缺点是在开关关断甚至在短路条件下合成器仍然发出下斜坡波形，而实际上在短路期间电感器的下斜坡波形接近零。其结果是平均电流将不能真实地表现为约等于正常电感器纹波电流，导致输出短路电流高于设计的最大输出电流。

第三种产生 I_{OFF} 的方法是在输出电感器磁芯上增加一个绕组(见图 5-80)，当电源开关关断，电感器电流在流过二极管时，通过电感器的电压等于输

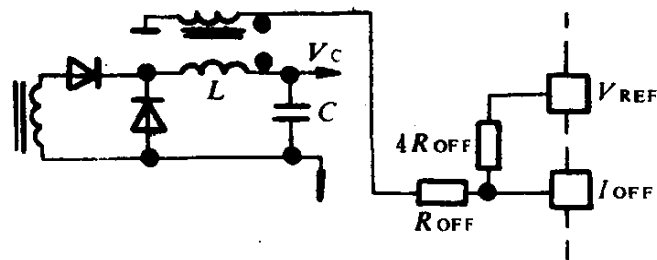


图 5-80 第二个电感器绕组产生的 I_{OFF}

出电压加上二极管压降，增加的绕组把这个电压传递到变换器的初级边。这种方法的优点在于其内在精度和带宽，但是增加的绕组提高了成本。在这个例子中 $R_{OFF} = V_o / 100\mu A$ ， I_{OFF} 和 V_{REF} 之间的

电阻等于 $4R_{OFF}$ 。

4. 最大伏-秒电路

最大伏-秒乘积可用 V_s 与 V_{in} 之间的电阻 R_{vs} 和 V_s 与地之间的电容 C_{vs} 设定(见图 5-81)。当开关关断时, V_s 被放电, 当输出导

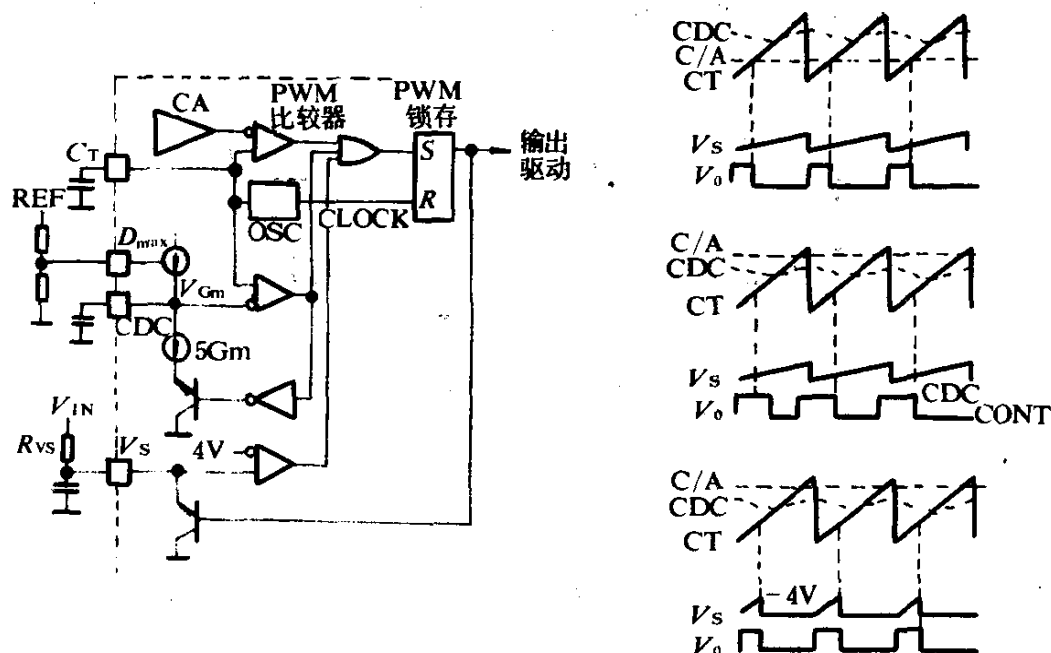


图 5-81 UC1848 的最大伏-秒电路

通时, V_s 被充电。因为 V_s 比较器阈值比 V_{in} 小很多, 所以在 V_s 被充电时的曲线基本上呈线性。如 V_s 在 PWM 截止输出之前越过 4.0V 的阈值, V_s 比较器就把输出截止, 截止时间为剩余的周期部分, 最大伏-秒积为:

$$V_{in} \cdot T_{ON(max)} = 4.0V \cdot R_{vs} \cdot C_{vs}$$

5. 最大占空比和软启动

在 UC1848 集成电路中, 为了精确地预设占空比, 还使用了一项专利技术——这就是在 V_{REF} 和 D_{max} 之间加一个分压器, 预设的最大占空比为:

$$D_{max} = R_{d1} / (R_{d1} + R_{d2})$$

为了电路工作正常, 积分电容 C_d 应大于 $C_{d(min)} > T_{osc} / 80k$, 其中 T_{osc} 是振荡器周期。 C_d 值应比它的最小值大。软启动时间常数约等于:

$$I_{(ss)} = 20k \cdot C_d$$

6. 地平面

UC1848 的输出驱动器的驱动能力为 20A(峰值)。为使电路工作良好,一定要精心的布线。在布线时,必须使用地平面(见图 5-82),还必须为与输出级相连的大 di/dt 电流单独找出地平面的

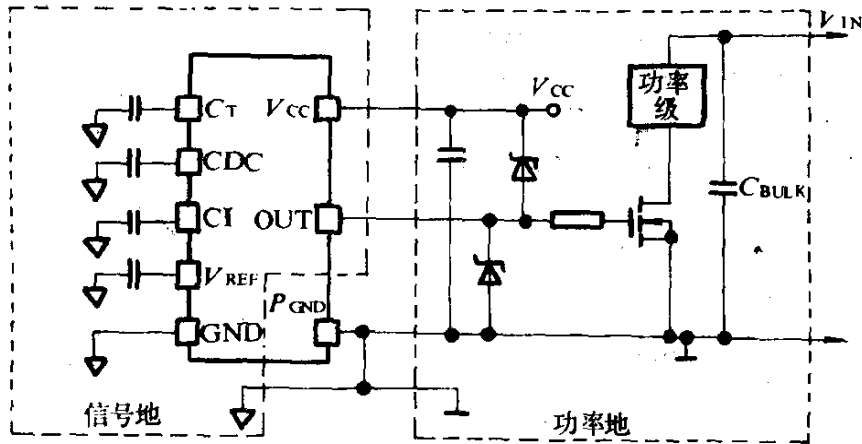


图 5-82 地平面联接

一部分——功率地,在该点上接有引出端 P_{GND} 。功率地可以同地平面其余部分分开,接在一个信号点上,但如果 di/dt 电流的通路很明确,也不一定非要求这样做。 V_{cc} 应该用一个性能良好的高频率电容直接旁路至功率地。正如系统和输入电容的输入功率应该回接那样,功率 MOSFET 源出的电流也应该接在功率地。输出应该用一个大电流肖特基二极管箝制至 V_{cc} 和 V_{REF} 。除此之外,其它的就不要接功率地了。

V_{REF} 应该用一个性能良好的电容直接旁路连接在地平面的信号部分。推荐使用低 ESR 的 $1\mu F$ 陶瓷电容器做 V_{cc} 和 V_{REF} 的旁路电容。 C_T , C_{DC} 和 C_I 端上的电容同样应该接在信号地。

三、UC1848 的典型应用电路

这是一个单端正激隔离式变换器,电路如图 5-83 所示。在这个电路中使用了图 5-79 中所示的电感器电流波形合成电路,也使用了最大占空比精确预设技术。高频变压的一组次级边绕组产生的电压,一路经二极管整流后送至集成电路的 V_{cc} 脚上,做为集成电

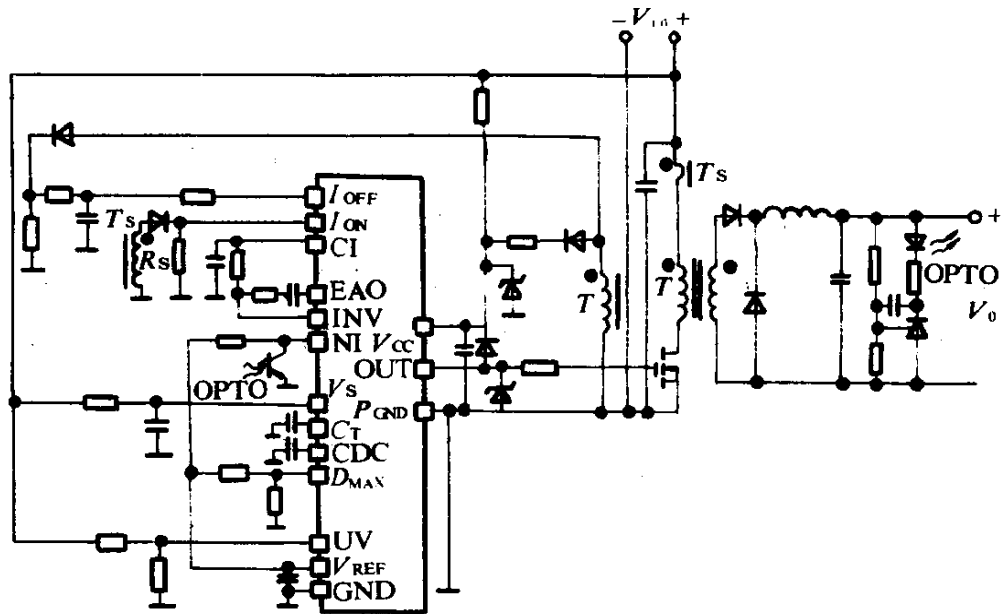


图 5-83 UC1848 的典型应用电路

路的自给工作电压,另一路经二极管整流,阻容网络送至 I_{OFF} 脚上。电流检测变压器的次级边电流经二极管在电阻 R_s 产生一个电压加到 I_{ON} 脚上。输入电压 V_{in} 经阻容网络分别加到集成电路的 V_{cc} , UV , VS 脚上,组成欠压锁定,最大伏-秒电路。开关电源的输出电压经光电三极管检测器送至电流误差放大器的同相输入端,构成电压负反馈电路。 V_{REF} 端和 D_{max} 端之间还加了一个分压器,预设最大占空比。这个电路使用了 MOSFET 功率开关管,最高工作频率可达 1MHz。

第八节 其它电流型 PWM 控制器简介

一、经过改进的电流型控制器 UC1856

UC1856 是普通的 UC1846 系列电流型控制器的高性能型,适于设计升级和注重速度、精度的新型开关电源应用。它的整个输入至输出的延迟时间都减小了,电流检测输出用回转率限制减少噪声敏感性。增加了快速 1.5A 峰值电流输出级,能使功率 FET 功率管快速开、关。

芯片内部的接地得到改进,减小了驱动大容量负载时引起的噪声,和改进的微分电流检测放大器一起提高了消除噪声的能力。UC1856 的引脚和引脚功能与 UC1846 一样,但内部的电路结构略有差别,它的主要特点是:从关闭引脚(16脚)至输出引脚典型延迟时间为 65ns,从同步引脚至输出引脚典型延迟时间为 50ns;具有 3V 共模范围的微分电流检测;经过微调的振荡器放电电流精确地控制死区时间;精确的 1V 关闭阈值;每个引脚上具有最小 4kV 的 ESD 保护。UC1856 的外型封装有 DIL-16J 或 N 外形;SOIC-16DW;PLCC-Q。集成控制器的内部电路结构方框图见图 5-84。它的绝对最大额定值参数如下:

电源电压(15脚)	+40V
集电极电源电压(13脚)	+40V
输出电流,源出或吸入(11、14脚)	
DC	0.5A
脉冲(0.5 μ s)	2.0A
误差放大器输入(5、6脚)电压	-0.3V ~ +V _{in}
关闭输入端(10脚)电压	-0.3 ~ +10V
电流检测输入(3、4脚)电压	-0.3 ~ +3V

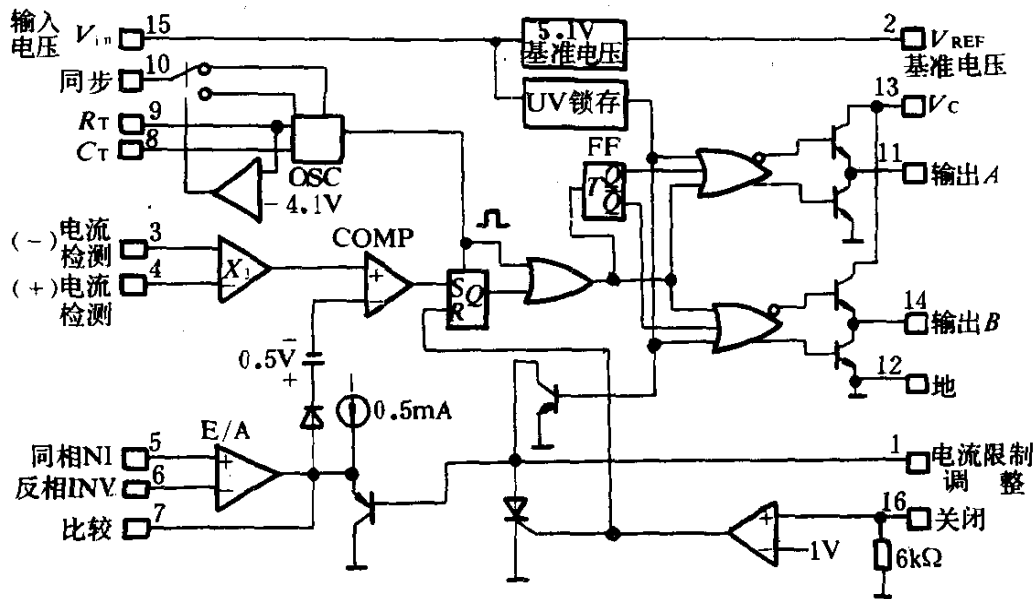


图 5-84 UC1856 的方框图

同步输出电流(10脚)	$\pm 10\text{mA}$
误差放大器输出电流(7脚)	-5mA
软启动吸入电流(1脚)	50mA
振荡器充电电流(9脚)	5mA
功率($T_A=25^\circ\text{C}$)	1000mW
功率($T_C=25^\circ\text{C}$)	2000mW
引线温度(焊接,10秒)	$+300^\circ\text{C}$

二、UC1841 可编程、隔离式 PWM 控制器

UC1841 是 UC1840 系列的改进型产品,它除了保留 1840 系列的全部工作特性外,其适用性有所提高,是隔离式变换器的最佳控制器,也适用于低压或高压输入的 DC-DC 变换器。它的重要性能特点如下:具有全部控制、驱动、监控和保护功能;低电流、隔离式启动电路;既能用于电压型控制电路也能用于电流型控制;占空比箝位得到保证;PWM 锁存电路每周期保证产生一个脉冲;具有用于过流故障的逐个脉冲电流限制和关闭电路;初始和故障关闭后的慢导通功能,过压或欠压关闭;故障后的锁存或连续重操作;适用于 1A 峰值电流的 PWM 输出开关,1%的基准电压精度,500kHz 工作频率;外形封装 DIL-18J 或 N 封装,PLCC-20Q 封装。UC1841 的工作温度范围为 $-55\sim+125^\circ\text{C}$,UC2841 的工作温度范围为 $-25\sim+85^\circ\text{C}$,UC3841 的工作温度范围为 $0\sim+70^\circ\text{C}$ 。集成控制器的绝对最大额定值如下:

电源电压, $+V_{in}$ (15脚)	$+32\text{V}$
PWM 输出电压(12脚)	40V
PWM 输出电流(稳态,12脚)	400mA
驱动器偏置电流(14脚)	-200mA
基准输出电流(16脚)	-50mA
慢启动吸入电流(8脚)	20mA
V_{in} 检测电流(11脚)	10mA
电流限制输入(6、7脚)电压	$-0.5\sim+5.5\text{V}$

比较器输入(1,7,9~11,16脚)	内部箝制在 12V
停止输入(4脚)电压	-0.3~+5.5V
功率耗散($T_A=25^\circ\text{C}$)	1000mW
T_A 高于 50°C 时减少 10mW/ $^\circ\text{C}$	
功率耗散($T_c=25^\circ\text{C}$ 时)	2000mW
T_c 高于 25°C 减少 16mW/ $^\circ\text{C}$	
热阻(结-环境)	100 $^\circ\text{C}/\text{W}$
热阻(结-壳)	60 $^\circ\text{C}/\text{W}$
工作结温	-55~+150 $^\circ\text{C}$
贮存温度范围	-65~+150 $^\circ\text{C}$
引线温度(焊接,10秒)	300 $^\circ\text{C}$

UC1841 的典型应用电路见图 5-85,这是一个单端反激变换器。这个电路在启动期间,控制器的能量由 R_{IN} 和 C_{IN} 提供,在启动

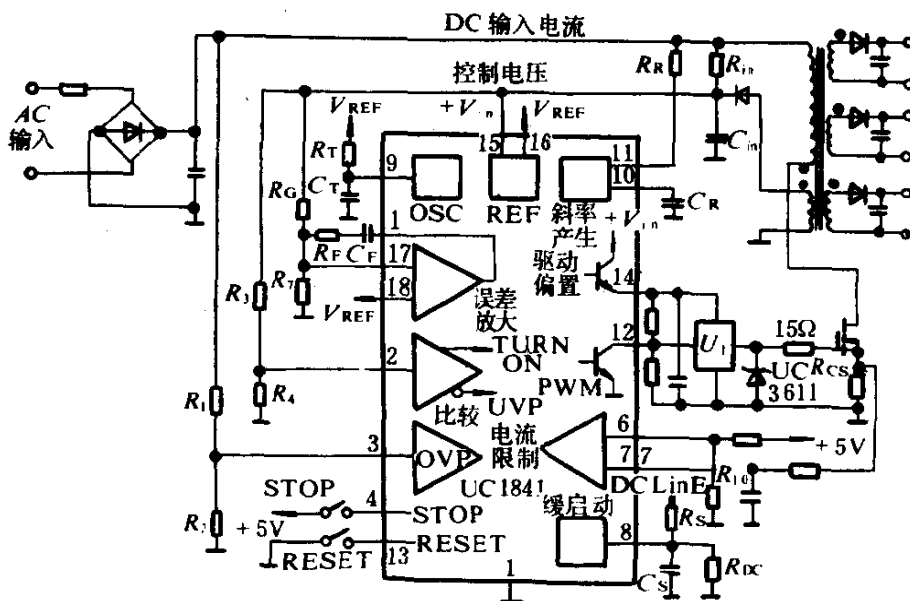


图 5-85 UC1841 的典型应用电路

后由以初级为基准的绕组 N_2 提供。误差放大器回路闭合用以调整来自 N_2 和流过其磁耦合处的其它输出。UC1841 的保护功能由内部的误差锁存器来完成,误差锁存器当被瞬间的输入信号置位时,这个锁存器能保证 PWM 电路立刻关闭,并一直保持到复位。误差锁存器有三个输入信号,分别为:①过电压检测信号 OV ;②

外部停止信号;③电流检测信号。这三个信号的阈值典型值为:OV 典型值 3V,外部停止电压信号典型值 1.6V,电流检测电压 V_s 典型值 400mV。在图 5-85 电路中过压检测端的电压由分压电阻 R_1 和 R_2 决定,检测电压加到 3 脚上;电流检测信号经阻容网络加到 7 脚上;外部停止信号为一个 +5V 的电压,经一个开关接到 4 脚上,当开关闭合时控制器关闭。集成电路芯片中的驱动开关使芯片上大部分电路停止工作,保持内部电流低消耗,使驱动器偏置电路关闭,直到输入电压达到启动值。驱动器偏置电路供给外部功率开关驱动电流,以提供导通偏置。芯片内的基准电压发生器用来产生内外电路使用的 50mA,5.0V 精密基准电压,仅限于内部使用的 3.0V,±2%精度的基准电压和用于 0V 保护的 100mA、40V 箝位齐纳电压。芯片内的误差放大器是用于闭环增益和相位补偿的常规工作放大器,它有低的输出阻抗,单位增益稳定,为了减小过冲,在导通时被慢启动电压控制为低输出。UC1841 的芯片内还有 PWM 比较器,在时钟脉冲终止时开始产生输出脉冲,在斜坡输入越过最低正输入时结束;PWM 输出开关是一个能为地吸入电流的晶体管,电流容量为 400mA。

三、频率达 1MHz 的新型脉宽调制控制器

UC3825/UC2825/UC1825

UC1825 系列 PWM 控制器是经过精心的设计,缩短了通过比较器和逻辑电路的传输延迟时间,增大了带宽和误差放大器电压的变换速率。这个控制 IC 即能用于电流型控制,也能用于电压型控制,具有输入电压前馈功能,是高频开关电源应用的最佳选择。集成电路的主要特点如下:开关频率高达 1.0MHz,传输延迟时间为 50ns,宽频带误差放大器,大电流双图腾柱输出峰值电流 1.5A;完全锁存的逻辑电路具有双脉冲抑制,欠压锁定电路具有滞后功能,具有软启动、最大占空比控制,1.1mA 的低启动电流,逐个脉冲电流限制;经过微调的带隙基准电压 $5.1V \pm \%$ 。

UC1825 系列 PWM 控制 IC 的内部功能框图见图 5-86。框图

在结构上,包括一个振荡器、欠压锁定电路、调整过的带隙基准电

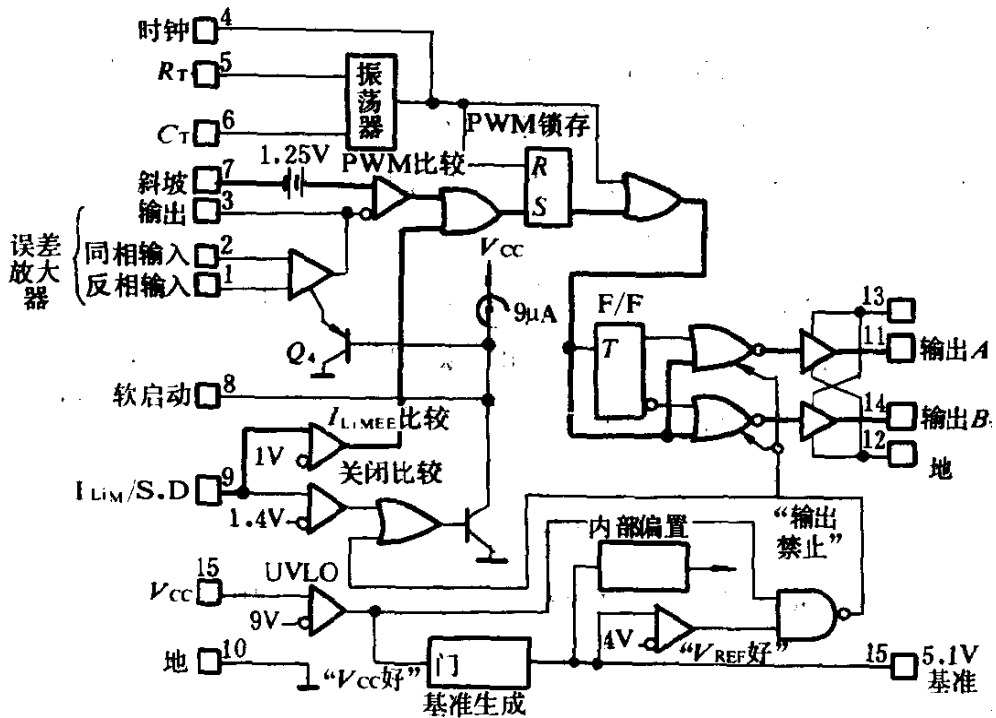


图 5-86 UC1825 的方框图(粗线表示速度关键通路)

压、宽频带误差放大器、PWM 比较器、PWM 锁存器、重复触发器、软启动部分、用于过流监测和重新触发软启动的比较器、双图腾柱输出。PWM 比较器的输入单独接在一个引出脚上,以便既能和常规设计中的定时器电容连接,又能和电流式控制系统电流检测网连接。

在正常工作时,振荡器以固定的时钟频率发生脉冲使 PWM 比较器复位,同时使输出截止。当脉冲消失之后,一个输出导通,直至斜坡输入电压超过误差放大器输出电压,然后使 PWM 锁存器开始工作,锁存器把输出截止,同时触发 T 触发器,为下一个周期选择另一个输出。集成电路的绝对最大额定值参数如下:

电源电压(15、13脚)	+30V
输出电流(流出或吸入,11、14脚)	
DC	0.5A
脉冲(0.5μs)	2.0A
模拟输入(1、2、7脚)	-0.3~7V

(9,8 端)	-0.3~6V
时钟输出电流(4 脚)	-5mA
误差放大器输出电流(3 脚)	5mA
软启动吸入电流(8 脚)	20mA
振荡器放电电流(5 脚)	-5mA
耗散功率 $T_A=60^\circ\text{C}$ 时	1W
$T_A>60^\circ\text{C}$ 减小 11mW/ $^\circ\text{C}$	
贮存温度范围	-65~+150 $^\circ\text{C}$
引线温度(焊接,10 秒)	300 $^\circ\text{C}$

1. UC1825 的速度关键通路

在控制器 1825 中最适合几百千赫以上工作频率的电路是那些在速度关键通路中的电路(见图 5-86 中用粗线勾出的部分)。PWM 比较器和限流比较器在前端,其次是 PWM 锁存器和连在一起的内部逻辑,最后是输出级。发生故障时,故障信号通过这些子电路的速度是该控制器设计成功与否的关键。在 UC1825 中,无论从斜坡输入端还是从限流检测输入端、输出端的典型传输延迟时间都是 50ns,比现有控制器的速度要快得多。

在速度关键通路中的所有逻辑电路,包括 PWM 锁存器,T 触发器和各种门电路都是射极偶合电路,它们的速度都取决于发射极偶合对和为防止晶体管过饱和而设置的发射极重发缓冲器。虽然这两个“与”门和一个“非”门介于输入比较器和输出驱动器之间,同属速度关键通路中的分电路,但它们只占总传输延迟时间的 20%,其余 80%的传输延迟时间由比较器和输出级分占。

如果从控制器发出的信号强度不够,那么它的速度再快也没有用。UC1825 的双图腾柱驱动器能够在仅仅 30ns 中把 1000pF 电容上的电荷从一条轨道传输到另一条轨道。实际上,它的峰值电流已超过 1.5A,这种能力足以驱动各种应用电路中的 MOSFET。UC1825 输出级与众不同之处在于它的偏置值,此外在它的电路中还增加了肖特基二极管,保证用完整信号驱动晶体管,使交叉传导放电得到控制,因为交叉传导放电对速度影响很大,所以需要在

电路中加一个中间电路。虽然增加延迟时间可以防止零交叉传导放电,但它却和高速运转需要的传输延迟相矛盾。可以用调节输出升降时间的方法把瞬态交叉传导放电控制在 20nC 。UC1825 最大能驱动 200pF 的电容量,在驱动高容量负载时,一定要注意不超过控制器的最大功率耗散水平。

2. 高速补充电路

在高频开关应用中,速度关键通路的延迟时间为 50ns 的集成控制器是当然的首选器件。作为一个性能完善的控制器,除了它的速度关键通路之外,其它的电路也需加快速度,振荡器和误差放大器就属于这类电路。

(1) 振荡器

这个振荡器是由一个全部使用 NPN 元件的比较器构成的,有两个阈值电压,上限为 2.8V ,下限为 1.4V 。为定时器电容 C_T 充电的电流是从定时器电阻 R_T 反射过来的。 R_T 端上的电压在恒温下保持在 3V ,而温度的稳定性依赖于比较器极限值的稳定。振荡器频率规定为 400kHz ,保证起始精度为 10% ,它的典型温度稳定性高于 5% ,电压频率偏移电源电压不超过 0.2% 。影响控制器动力范围的振荡器死区时间可控制在 $100\text{ns}/1\text{MHz}$,允许 90% 的占空比。

(2) 误差放大器

UC1825 误差放大器属于电压增益型,其优点是频带宽,电压变化速度快。因为它的信号通路只使用 NPN 型元件,所以它的整体增益带宽能补偿到 5.5MHz 。高速度变化的放大器工作时,常常由于饱和而使延迟过长,为了解决这个问题,放大器内的各个关键交点都加了肖特基箝位。

3. 辅助电路

作为一个功能完整的控制器,除了它的速度关键通路外,还含有一些其它电路,其中基准电压电路为 5.1V ,其容限在 1% 以上,它在电压、电流和温度变化时,上升总数为 2% 。

UC1825 的软启动电路非常简单,只在误差放大器上并入一

个 PNP 箝位晶体管就完成了。在软启动瞬间,当 $9\mu\text{A}$ 的电流源为 8 脚上的电容充电时,晶体管迫使 3 脚随着 8 脚变化。无论在电流型,还是在电压型系统中,都能以这种方法控制软启动。当误差放大器开始调整时, Q_4 的发射极-基极结被反向偏置,因此不再干扰放大器的正常工作。

除了软启动的功能之外,软启动端还可以做其它的终点。由于箝制了最大电压,软启动端得以上升能有效地箝制放大器的最大幅度。在常规 PWM 系统中,它导致占空比箝位,而在电流型应用中,它能确定最大峰点电流。

UC1825 的第 9 脚是限流比较器和关断比较器的共同输入端,它负责检测电路故障。当这个引出脚上的电压超过 1V 时,限流比较器启动 PWM 锁存器,终止对环路中其它部分的输出,而在正常工作时,启动 PWM 比较器能使触发器进入开关状态。如果 9 脚上的电压继续上升超过 1.4V ,关断比较器就迫使软启动端不再源出 $9\mu\text{A}$ 电流,反而吸入 1mA 电流使软启动电容迅速放电。当故障信号消除之后,UC1825 开始按正常软启动次序工作。

启动 UC1825 要牵涉它的欠压锁定部分,当 UVLO 反向输入被偏置在 9V ,并有 0.8V 的电压滞后时,欠压锁定部分起的作用和比较器一样。如果 V_{cc} 低于 UVLO 极限,基准导通,整个电路开始工作。

4. 与常用 PWM 控制 IC 的速度比较

UC1825 系列控制器具有结构简单、使用方便的优点,能够控制较高频率范围的开关电源,它的控制频率高达 1.5MHz ,为更高频率的开关电源开了先例。这种控制器与一些常用的 PWM 控制器的速度比较见表 5-20。

5. 50WDC-DC 推挽式变换器

做为对 UC1825 控制器高频性能的检验,已经用它制成了输出电压 5V ,功率 50W 的变换器电路如图 5-87 所示。这个推挽式电流型电路以 1.5MHz 的时钟频率工作。为简单起见,它的斜坡输入和限流端被连在一个引出端上,因此斜坡输入端数目减少到

原来的三分之一。它的设计紧凑,采用地平面和旁路电容避免了噪声干扰问题。

PWM 控制器 IC 的速度比较 表 5-20

IC 型号	关闭延迟 (ns)		过流检测延迟 (ns)		误差放大器带宽 (MHz)		误差放大器转换率 (V/s)		输出升/降时间 (ns)	
	典型	最大	典型	最大	典型	最小	典型	最小	典型	最大
SG3524	—	—	—	—	3	—	—	—	200	—
UC3524A	200	500	—	—	2	1	—	—	200	—
UC3525	200	500	—	—	2	1	—	—	100	600
TL494	—	—	—	—	0.8	—	—	—	200	400
UC1840	—	—	200	400	2	1	0.8	—	—	—
UC1846	300	600	200	500	1	0.7	—	—	50	300
UC1825	50	80	50	80	5.5	3	12	6	30	60

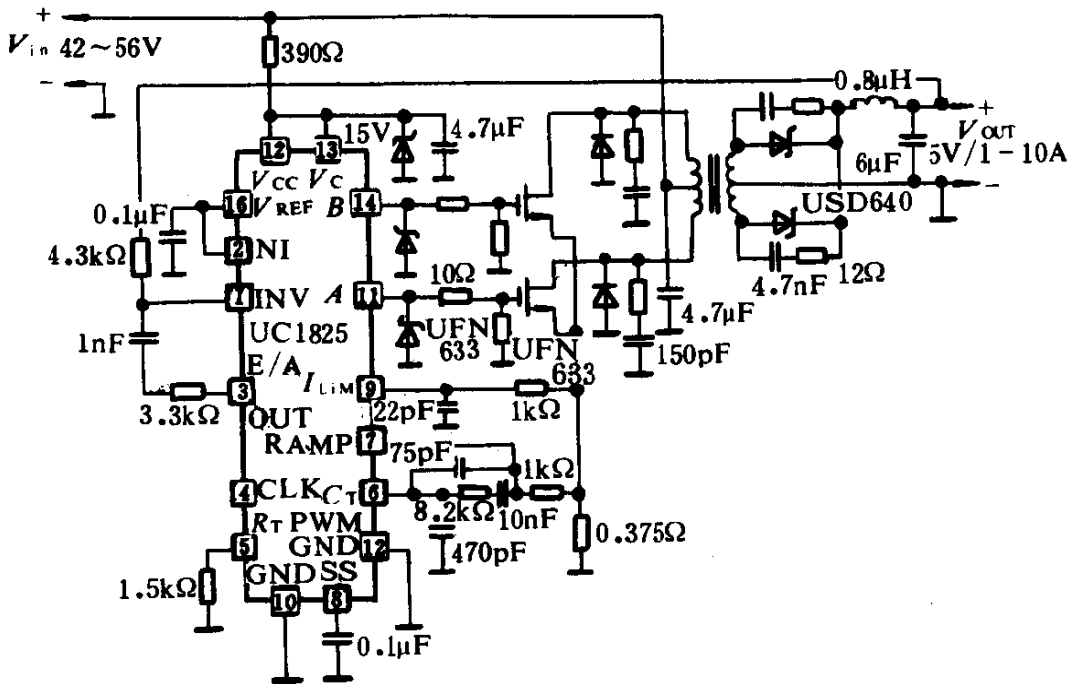


图 5-87 UC1825 组成的 50W, 48~5V 变换器

在这个简单的应用电路中,只用一块 UC1825 就能完成调整 50W 功率级的全部任务,它直接提供驱动功率 MOSFET 的逻辑门。它的电流环路斜坡补偿加在 7 脚的电流检测信号上,整个环路

补偿由误差放大器上的两个电阻和一个电容完成。误差放大器以它开关频率高(1.5MHz),控制频带宽的优势能够以300kHz的频率把控制环路补偿到零分贝。电路的输出电流为1~10A。

6. UC1825PC 板布线规则

UC1825 是高速 PWM 控制器,在设计高速电路的 PC 板布线和安放组件时,要特别精心。为了保证 UC1825 的正常工作,在 PC 板上布线时,请遵循以下规则:①使用平面地;②在输出端串联一个门电阻或并联一个 1A 的肖特基二极管箝制来自被驱动的 MOSFET 门的寄生电感能量,不让输出端低于地;③用 0.1 μ F 的低 ESR 陶瓷电容器分别给 V_{CC} , V_C 和 V_{REF} 提供旁路。每个电容器的引线都不应超过 1cm;④对定时电容器 C_T 的处理如旁路电容器。

第六章 固定脉冲宽度,可变频率的开关电源控制器

这一章要介绍的是开关电源集成电路控制器的一个新的家族,这种新型的集成电路控制器提供了谐振型功率变换器所必需的结构设计,可以在一个很宽的频率范围内控制一个谐振型功率变换器。集成电路控制器在开关时间、故障处理和软启动技术方面都具有独特之处,代表了开关电源集成电路控制器的最新、最高技术水平。这种集成电路控制器可用于DC-DC变换器,隔离式单端和双端开关电源,零电压或零电流系统。本章将介绍这种集成电路控制器在三种不同谐振型变换器中的特殊应用。

自1986年以来,在一些电源技术研讨会上对谐振型功率变换器引起了各国科学家极大的兴趣,许多集成电路制造公司提供了控制集成电路,主要有三组芯片,分别为LD405、GP605、CS3805、UC3860~3868、MC34066、CS360等。前三种芯片与后两种芯片在设计本质上是一样的,但三组芯片间在特点性能水平上有重大区别,但基本的应用原理是它们所共有的:固定脉冲宽度、可变频率,应用于零电流开关和准谐振型变换器中。由于在理论上的研究日趋成熟,这种电路的优势日趋明显。由于控制零电流和零电压开关必须具有多功能,还需具有在元件数值或负载变化时控制合适开关时间的能力。为满足这些要求,新型的控制器已被开发出来。

第一节 MC34066 高性能谐振控制器

一、概述

MC34066系列集成电路控制器是为隔离式DC-DC变换器的

应用而设计的高性能谐振型控制。它利用调整恒定的导通时间或恒定的截止时间来控制频率。这个系列集成电路的特点是：可变频率的振荡器死区时间可调节，精密的可重复触发的冲息定时器，温度补偿基准电压，具有精确输出箝位电路的高增益宽频带误差放大器，用于调整触发器和驱动 MOSFET 的双路大电流图腾柱输出的电路。

此外，这种集成电路还有内部保护电路，其中包括：一个高速故障比较器和一个锁存器，可调节的软启动电路，可选择阈值的输入电压欠压锁存器和基准电压欠压锁存器。

该系列器件有双列直插和扁平式两种封装形式，内部电路结构简化方块图如图 6-1 所示，系列参数见表 6-1。

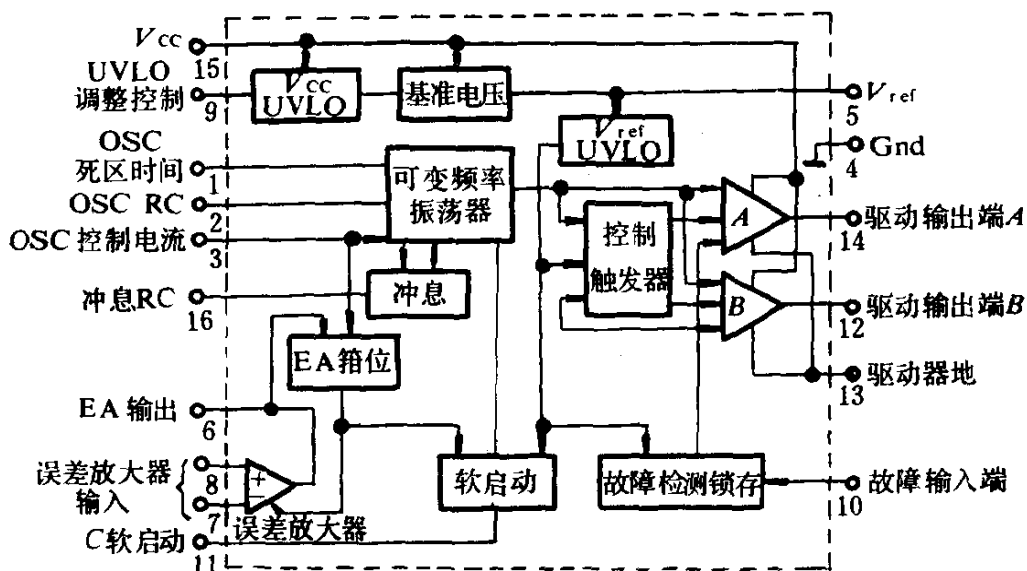


图 6-1 MC34066 的简化方块图

MC34066 的系列参数

表 6-1

器 件	温度范围(°C)	封装形式
MC34066DW	0~70	SO-162
MC34066P		塑料双列直插
MC33066DW	-40~+85	SO-16L
MC33066P		塑料双列直插

MC34066 的最大绝对额定值如下：

电源电压 V_{cc}	20V
驱动输出电流 I_o (流出或吸入)	
连续	0.3A
脉冲 (0.5 μ s, 25% 占空比)	1.5A
误差放大器、故障、冲息	
振荡器和软启动输入	$V_{in} - 1.0 \sim 6.0V$
UVLO 调节输入	$V_{in}(\text{UVLO}) - 1.0V \sim V_{cc}$
软启动放电电流 I_{dchg}	20mA
功率损耗和热性能 (DW 后缀 SO-16 封装 751G 外壳)	
最大功耗 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时	862mW
结至空气热阻 $R_{\theta JA}$	145 $^\circ\text{C}/\text{W}$
P 后缀封装 648 外壳	1.25W
最大功耗 $P_D (T_A = 25^\circ\text{C})$	1.25W
结至空气热阻 $R_{\theta JA}$	100 $^\circ\text{C}/\text{W}$
工作环境温度 T_A	
MC34066	0 \sim +70 $^\circ\text{C}$
MC33066	-40 \sim 85 $^\circ\text{C}$
贮存温度范围 T_{stg}	-65 \sim +150 $^\circ\text{C}$

二、MC34066 集成电路

MC34066 谐振型控制器是高性能双极型集成电路,专用于频率达 1.0MHz 的可变频率功率控制,其性能、特点适应于变化范围很大的谐振型电源。该集成电路的主要用途是通过反馈控制环路调整一个重复频率,向外部的功率 MOSFET 栅极提供精确的脉冲。MC34066 可以以下述三种方式工作:①固定的导通时间,可变的频率;②固定的关闭时间,可变的频率;③二者兼备的混合型,当频率高时,从固定的导通时间变成固定的关闭时间。除此之外该电路的其它特性确保了整个电源系统在启动状态和发生故障时能可靠地执行控制方式。

MC34066 的简化方块图标出了主要功能区及其相互之间的

连接。图 6-2 是详细的功能图,它准确地描绘了内部电路,按功能可分成两部分:第一部分包括主要控制电路,它在标准 2 作频率时发出精确的输出脉冲,这一部分还包括一个可变频率振荡器、一个冲息定时器、一个脉宽调制触发器、一对功率 MOSFET 驱动器和一个宽频带误差放大器。第二部分设置了几个具有支持功能的外围电路,其中包括一个电压基准、欠压锁存器、软启动电路和一个故障检测电路。

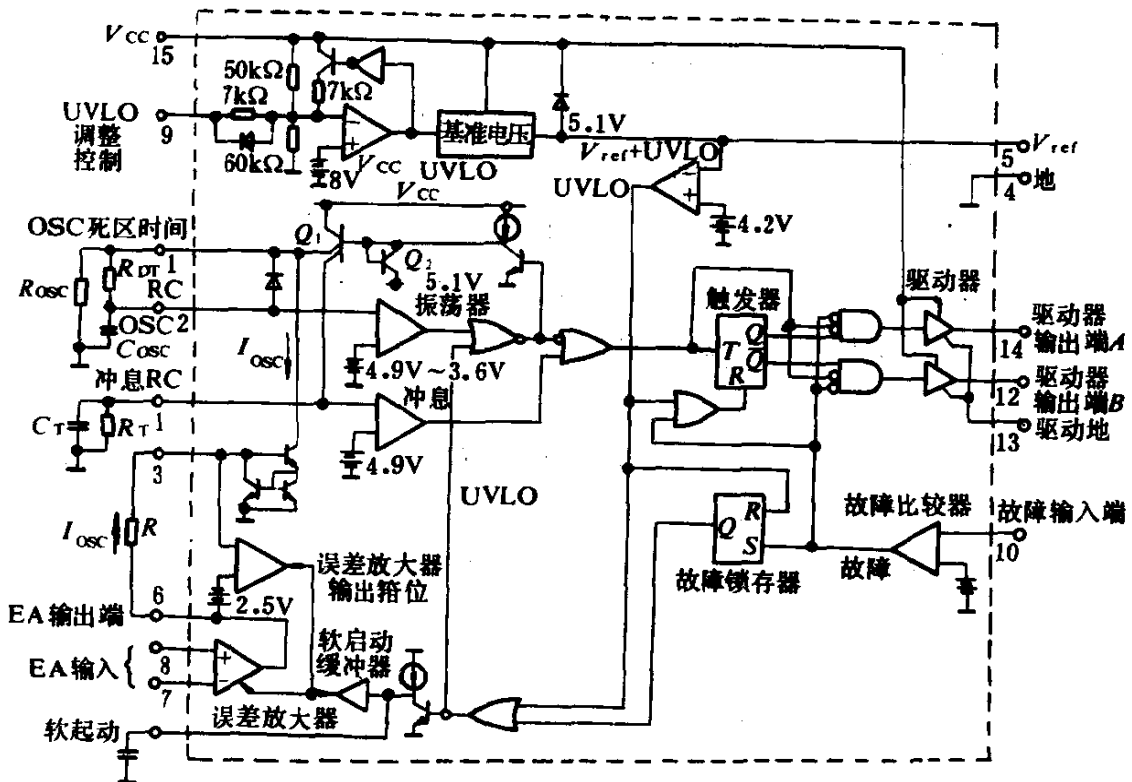


图 6-2 MC34066 功能框图

1. MC34066 的主要控制电路

MC34066 集成电路的输出脉冲和重复频率通过变频振荡器、冲息定时器和误差放大器的相互作用得到调制,振荡器触发冲息定时器,定时器产生的脉冲通过反复触发器交替触发双路图腾柱输出驱动器。误差放大器监控稳压器的输出和调整振荡器频率。在初级控制电路中采用高速肖特基逻辑电路能减少延迟时间并提高电路的高频性能。

2. MC34066 集成电路的振荡器

MC34066 内部可变频率振荡器的性能在高频工作时,对控制器的精确性起决定性作用。除了触发冲息定时器和输出脉冲外,对触发冲息定时器的电容器的起始电压,限定输出脉冲间的死区时间也有决定性作用,振荡器的极限工作频率为 1.0MHz。误差放大器可以把振荡器的频率控制在 1:1000 范围内。选择恰当的外部元件能容易而准确地控制振荡器的最大频率和最小频率。振荡器还能调节死区时间,以便在应用中延长脉冲间的死区时间。

振荡器和冲息定时器电路的功能见图 6-3。振荡器电容 C_{osc} 是由晶体管 Q_1 通过可选择死区时间的电阻 R_{DT} 充电。当 C_{osc} 电压超过振荡比较器上阈值 4.9V 时, Q_1 的基极电位被拉低,使 C_{osc} 通过外部的电阻器向内部电流端放电, Q_1 导通并再次给 C_{osc} 充电。

如果 R_{DT} 是零欧姆, C_{osc} 在小于 50ms 的时间内以 3.6V 充电至 5.1V, C_{osc} 的高变换率和比较器的传导延迟时间使峰点电压很难控制,如果把 Q_1 的基极通过二极管箝制在电压基准点上,振荡器的峰点电压的波形就会准确地定在 5.1V。

振荡器的频率由流过 R_{VFO} 的电流 I_{osc} 调整,这个控制电流驱动一个单位增益电流端,这个电流端从电容器 C_{osc} 获得恒定的电流。当 I_{osc} 增大时, C_{osc} 放电就加快,这样就缩短了振荡周期,而提高了它的频率。当误差放大器输出在上箝位电压时(一般要比 OSC 控制电流端高出 2.5V),振荡器的频率最高。下面的公式给出与振荡器最高频率相对应的 C_{osc} 的最小放电时间。

$$t_{dchg(\min)} = (R_{DT} + R_{OSC}) \cdot C_{OSCIN} \left[\frac{\frac{2.5R_{OSC}}{R_{VFO}} + 5.1}{\frac{2.5R_{OSC}}{R_{VFO}} + 3.6} \right]$$

当 I_{osc} 为零时,振荡器频率最小,并且 C_{osc} 和 R_{DT} 放电。以上这些情况发生在误差放大器输出电压低于偏置电流端输入电压的两个二极管压降时。振荡器最大放电时间用下面公式表示:

$$t_{dchg(\max)} = (R_{DT} + R_{OSC}) C_{OSCIN} \left(\frac{5.1}{3.6} \right)$$

每当振荡器电容器 C_{osc} 通过晶体管 Q_1 充电时,这个控制集成

电路的输出截止。输出脉冲之间的最小时间(死区时间)可以通过控制 C_{OSC} 的充电时间来编制程序,电阻器 R_{DT} 减小了由 Q_1 传递给 C_{OSC} 的电流,这样就增加了充电时间和输出的死区时间。当 C_{OSC} 等于 300pF 时, R_{DT} 的值从 0 被调到 1000 Ω ,输出时间 80ns 被增加到 680ns。下面的公式给出了振荡器的电容充电时间的一般公式。

$$t_{dchg} = R_{DT} C_{OSC} \frac{5.1 - 3.6}{5.1 - 4.9} + 80ns$$

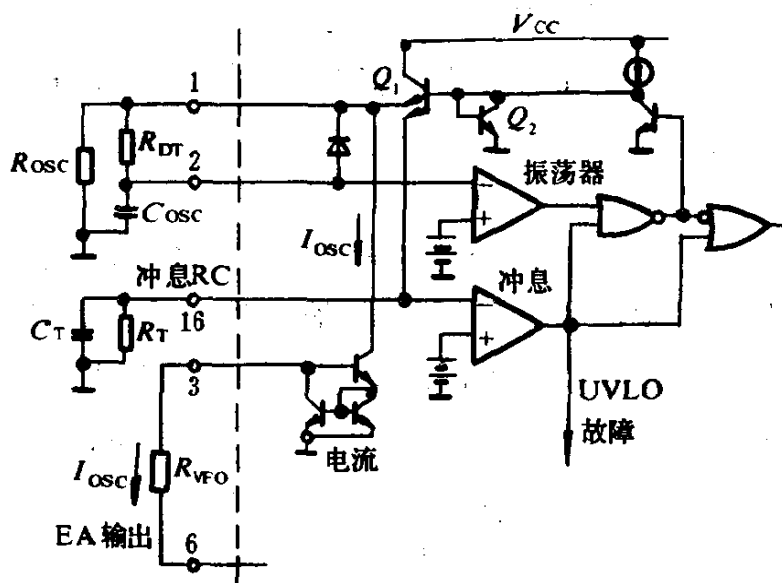


图 6-3 振荡器和冲息定时器电路

振荡器的最低频率和最高频率可通过选择电阻器 R_{OSC} 和 R_{VFO} 的合适的值来确定,振荡器的最低频率为:

$$f_{osc(min)} = \frac{1}{t_{dchg(max)} + t_{chg}}$$

振荡器的最高频率为:

$$f_{osc(max)} = \frac{1}{t_{chg(min)} + t_{chg}}$$

电阻器 R_{DT} 值的选择将影响振荡器波形的峰点电压。当 R_{DT} 从零增大时,给 C_{OSC} 充电所需时间由于通过振荡器比较器的电流传导时间延迟,将相应地延长。因而,超过上限时电压降低,振荡器的峰点电压从 5.1V 降至 4.9V,当 R_{DT} 为零欧姆时,振荡器能获得最精确的频率。

3. 冲息定时器

冲息定时器电容器 C_T 和振荡器电容器都是通过晶体管 Q_1 充电的(见图 6-3)。当振荡比较器使 Q_1 截止时, C_T 放电冲息定时周期开始, 当 R_T 使 C_T 释放电压至冲息定时比较器阈值时, 冲息定时周期结束。 C_T 放电由 5.1V 的初始电压降至 3.6V 的下限电压, 冲息定时周期公式为:

$$t_{os} = R_T C_T \ln \frac{5.1}{3.6} = 0.348 R_T C_T$$

阈值电压的误差和通过输出驱动器的传导时间延迟将影响冲息定时的周期。当 R_T 和 C_T 为额定值, 为保证精度, 这个控制电路的输出脉冲被调整在 $15\mu\text{s}$ 的 5% 以内。

振荡器和冲息定时比较器的输出是经“或”门产生脉冲“ t_{on} ”, 这个脉冲驱动触发器和输出驱动器, 输出脉冲“ t_{on} ”由振荡器启动, 但是无论振荡器比较器或者冲息定时比较器都能使脉冲终止。当振荡器放电时间超过冲息定时周期时, 这个完整的冲息定时周期被传递给输出部分。如果振荡器放电时间少于冲息定时周期时, 振荡比较器提前终止脉冲, 并重新启动冲息定时器。图 6-4 的左边两个波形对应具有恒定导通时间及可变化的截止时间型的非重新启动的工作方式。

4. 误差放大器

这个集成电路的反馈控制环路设置了一个全部元件均达到高性能的误差放大器。这个误差放大器具有内部补偿, 特点是直流开环增益大于 70dB, 输入失调电压小于 10mV, 并保证最小增益带宽达到 2.5MHz。输入共模范围从 1.5V 到 5.1V, 其中包括基准电压。对于低于 1.5V 的共模电压, 误差放大器输出被压低, 以提供最小的监视频率(见图 6-5)。振荡器控制电流端被误差放大器输出通过 R_{VFO} 偏置, 误差放大器的输出幅度被箝位电路所限定, 以限制振荡器的最高频率。箝位电路通过 R_{VFO} 将输出电压限制在 2.5V。这样就把 I_{osc} 限制在 $2.5V/R_{VFO}$ 了。用图中外部元件标称值可获得 1.0MHz 的特定频率 f_{osc} , 振荡器精度由调整箝位电位

来改善。

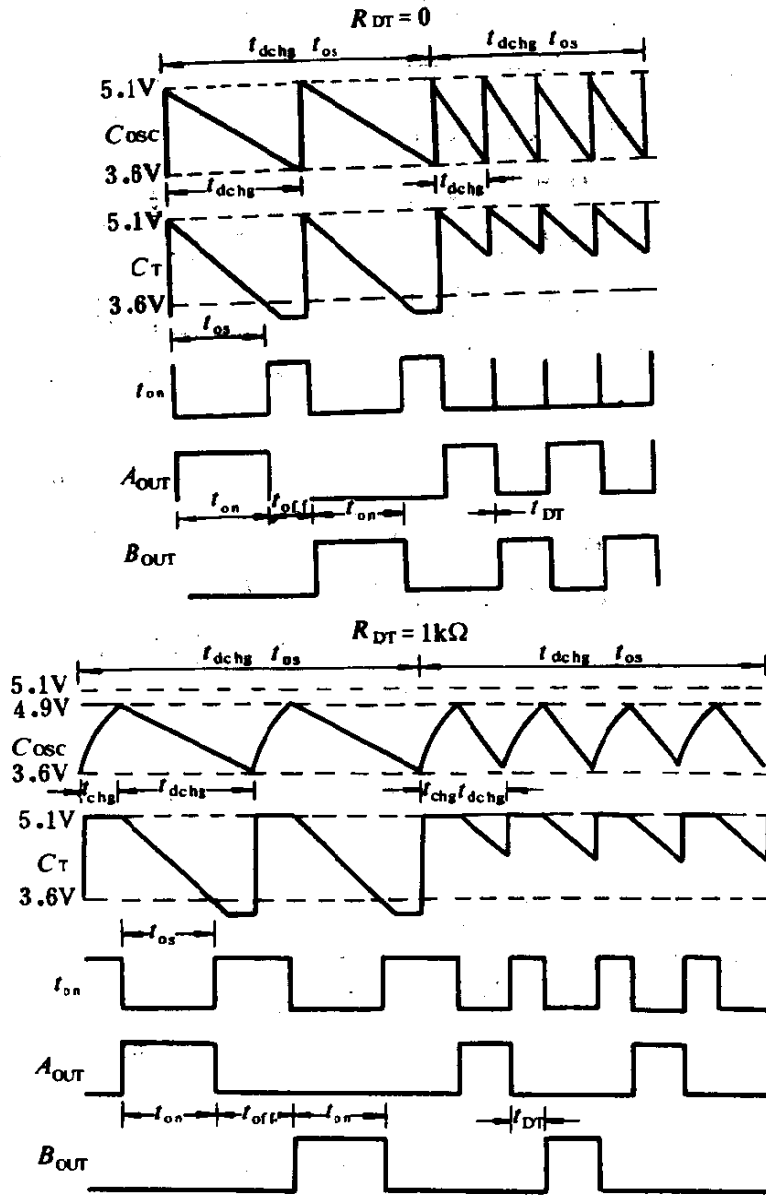


图 6-4 定时波形

5. 输出部分

振荡器和冲息定时器产生的 t_{on} 脉冲通过控制触发器, 迫使双路图腾柱输出(见图 6-6)。 t_{on} 脉冲的正跳变反复触发触发器。触发器就使脉冲交替送至输出 A 和 B。在启动期间欠压锁定电路可使触发器复位, 以保证第一个脉冲出现在输出 A。

图腾柱输出驱动器非常适合驱动功率 MOSFET, 并且能够源出和漏进 1.5A 电流。当驱动一个 10nF 的电容负载时, 典型的升

降时间是 20ns。在输出传导期间,图腾柱输出电路中高源漏能力通常会增高交叉传导电流的风险。MC34066 的独特设计实际上排除了交叉传导,因此控制了芯片在高频下的功率耗散。为了把敏感的模拟电路同大传输电流隔开,特为输出驱动部分设置了隔离的地端。

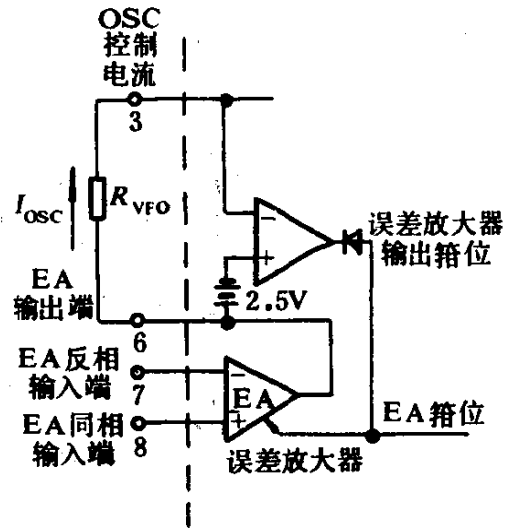


图 6-5 误差放大器和箝位电路

6. 外围支持功能

MC34066 谐振型控制器设置了许多支持和保护功能,其中包括精确的电压基准源、欠压锁定比较器、软启动电路和故障检测器。这些外围电路确保了电源可安全地导通和关断,当故障发生时,整个系统将会迅速地截止。

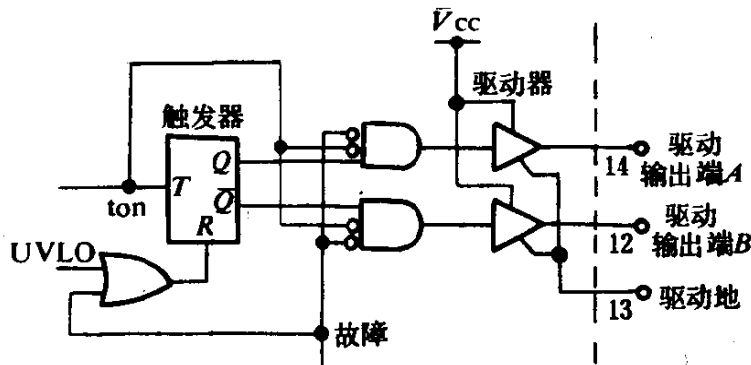


图 6-6 控制触发器和输出驱动器

7. 欠压锁定和电压基准源

独立的欠压锁定比较器检测输入电压 V_{cc} , 并调整基准电压 (见图 6-7)。当 V_{cc} 增大至电压上阈值时, V_{cc} 欠压锁定比较器启动基准电压调整器, 在基准电压调整器的输出 V_{ref} 升至 4.2V 之后, V_{ref} 欠压锁定比较器把 UVLO 信号控制到一个逻辑零状态, 启动主要的控制电路。当把 V_{cc} 降到电压下阈值时, 使 V_{cc} 欠压锁定比较器关闭基准稳压器, 于是 V_{ref} 欠压锁定比较器把 UVLO 输出控制在逻辑“1”状态, 关闭整个系统。

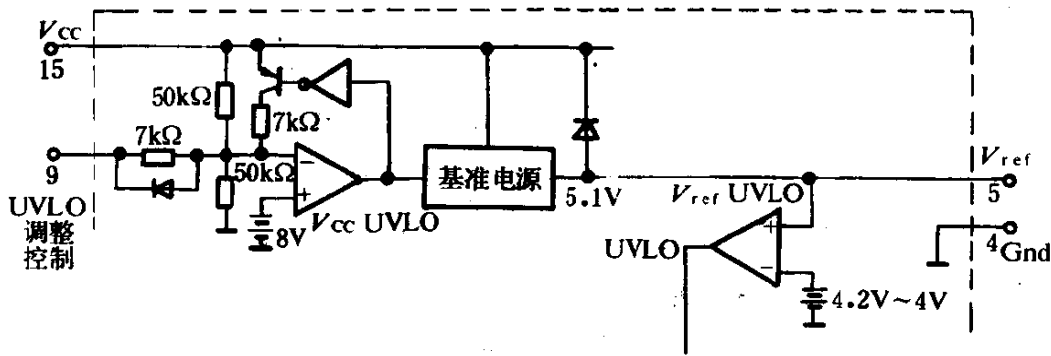


图 6-7 欠压锁定和基准电路

启动/UVLO 调节端允许电源设计者选择 V_{cc} 欠压锁定电压阈值。当这个调节器开路时,这个比较器控制这个电源使它在电压 16V 时导通,9V 时关闭,如果把把这个控制端接在电压 V_{cc} 上,电压的上下阈值分别降到 9V 和 8.6V。把启动/欠压锁定调节端电压压低,就会使 V_{cc} 欠压锁定比较器输入低电压通过内部二极管关闭这个控制器。

基准稳压器为内部电路提供精确的 5.1V 基准电压,并可为外部负载提供高达 10mA 的电流。基准电压被调到高于初始精度 2%,并含有有效的短路保护电路。

8. 故障检测器

图 6-8 中的高速故障比较器和锁存器可在出现故障时保护电源不受损坏,故障输入端连接在故障比较器的输入端。如果输入电压超过 1.0V 的比较器阈值电压,故障锁存器就会工作,两个逻辑信号同时关闭主要控制电路。在故障比较器输出端指示故障的信号直接与输出驱动器相连。这个直接通路把故障输入至输出 A 和输出 B 的传导延迟时间减至典型值 70ns,故障锁存器输出与来自 V_{ref} 欠压锁定比较器的 UVLO 输出做“或”运算后产生一个逻辑输出指示“UVLO”+“FAULT”。这个输出信号迫使 C_{osc} 和电容器 C_T 连续地放电,以关闭振荡器和冲息定时器。

故障锁存器在启动 V_{ref} 欠压锁定比较器的 UVLO 输出端为逻辑“1”时复位,也可在启动后使启动欠压锁定调整端瞬间降低,关闭基准电压调整器后复位。

9. 软启动电路

图 6-8 中的软启动电路迫使可变频率振荡器,在最小频率时启动向上倾斜,直到通过反馈控制环路达到稳定。在 $C_{softstart}$ 端的外部电容器在“UVLO+FAULT”控制信号出现时开始放电,电容器在低压时通过软启动的缓冲作用使误差放大器保持低电压。在“UVLO+FAULT”控制为逻辑零之后,软启动电容器由一个 $9.0\mu\text{A}$ 的电流充电。软启动缓冲器使误差放大器输出随着软启动器通过误差放大器输入达到稳定值(或达到 2.5V 的箝位电压)。这个软启动功能一般适于以谐振方式工作的控制器,只要简单地断开 $C_{softstart}$ 端就能使它停止工作。

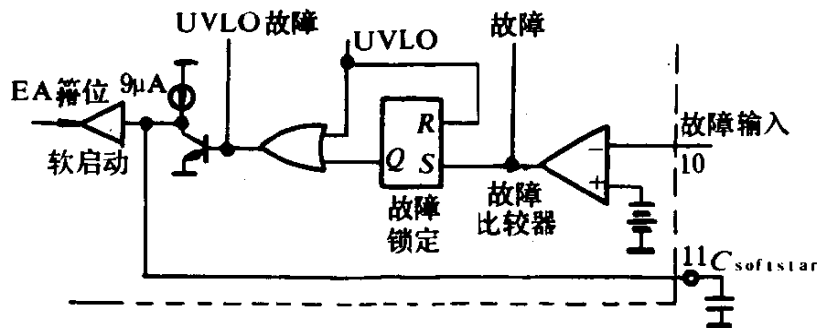


图 6-8 故障检测和软启动电路

三、MC34066 的应用

MC34066 可用于串联控制,并联控制或较高级的半/全桥谐振控制系统。这种集成电路能够在非连续传导方式(DCM)、连续传导方式(CCM)或两者兼有的混合设计中起控制。例如,在以 DCM 方式工作的并联谐振变换器中(PRC),它以固定导通时间,可变频率的程序工作,而工作在 CCM 方式中的 PRC,是以固定截止时间、可变频率来编制程序的。

当工作在一个宽电压范围时,一个输入电源,PRC 在 DCM 方式中可供高输入电压工作。在 CCM 方式中,PRC 可供低输入电压工作。在这个例子中,导通时间对应于 DCM 程序。在 CCM 方式中,这个电路的死区时间为理想的截止时间编程。频率范围覆盖从 DCM 到 CCM 的全部频率范围。当如此编好程序后,这个控制器

就能在低频率时以固定的导通时间、可变频率的方式工作了。当这个频率使振荡器重复启动冲息定时器时，这个控制方式变成可变频率固定关闭时间型了，在较高频率时，电源将以 CCM 方式工作，也具有相同的控制规律。

虽然这个集成电路是为双路图腾柱变换器选择最佳参数而设计的，它也可用于单端型，例如正激和反激谐振变换器。

图 6-9 是一个 75W 准谐振 DC-DC 变换器应用电路，它采用了半桥式谐振电路，功率开关管为 MOSFET，型号是 MTP3055EL，变压器驱动。 T_3 是功率变换高频变压器，主要参数为：初级绕组 4 匝 #20AWG2 股、次级绕组 2 匝中央抽头 005 铜带，铁芯 TDHIF EPC-30，线圈架 TDKBEPC-30-1112CPH。 T_1 是驱动变压器，全部绕组都是 9 匝 #30AWG3 股，铁氧体磁芯 768XT188-3C8。 T_2 是电流取样变压器，变比为 200:1。电感 $L_1=15\mu\text{H}$ ，10 匝 #16AWG。一个 4.7k 电阻连接在集成电路的 7 脚和电源输出端之间，引入电压反馈。电流取样信号由 T_2 取出，整流后经阻容网络送至 10 脚。这个应用电路的技术指标如表 6-2 所示。

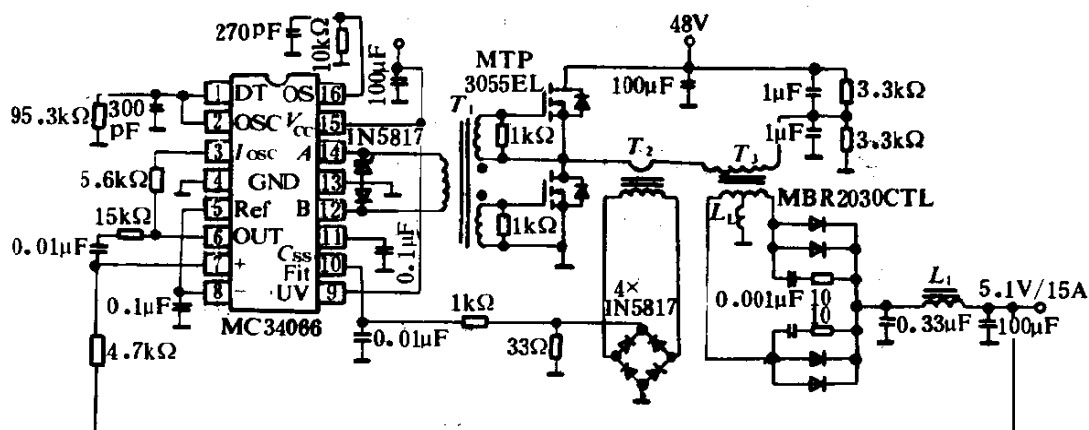


图 6-9 75W 准谐振半桥变换器

75W 准谐振电路的技术指标

表 6-2

测试项目	测试条件	结果
电压调整率	$V_{in}=48\sim 64\text{V}$	$\geq 1.0\text{mV}$
电流调整率	$V_{in}=48\text{V } I_o=1.0\sim 15\text{A}$	$\geq 5.0\text{mV}$
输出纹波	$V_{in}=48\text{V } I_o=15\text{A}$	$> 20\text{mV}_{P-P}$
短路电流	$V_{in}=48\text{V } R_L=0.01\Omega$	20A
效率	$V_{in}=48\text{V } I_o=15\text{A}$	83.0%

第二节 谐振型开关电源控制器

UC1861~1868

UC1861~1868 系列是零电流开关和零电压开关控制准谐振变换器的最佳控制集成电路。该系列各集成电路之间的差别在于 UVLO 阈值和输出电压的不同,另外 UC1865~1868 的冲息脉冲逻辑电路为 ZCS(零电流)系统设定导通时间,UC1861~1864 的冲息脉冲逻辑电路为 ZVS(零电压)系统设定关断时间。

IC 的基本控制区包括一个补偿全系统环路和驱动压控振荡器的误差放大器,这个误差放大器的特点是它的最大频率和最小频率可预先编程。冲息定时器被 VCO(压控振荡器)触发,以预先编程的最大脉宽发生脉冲,这个脉宽被零探测比较器调制。这个系列的集成电路在各种电压,负载和温度变化下都容易实现“真正”的零电流或零电压开关,还能容纳谐振元件的初始容限。集成电路的内部电路结构简化方块图如图 6-10 所示,外形封装和管脚功能如图 6-11 所示,系列性能参数如表 6-3 所示。

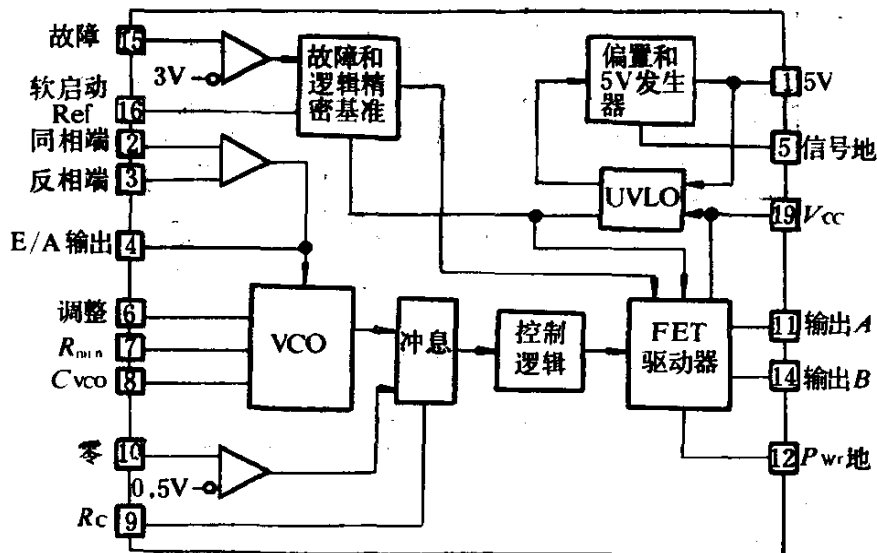


图 6-10 UC1861~1868 系列的简化方块图

该系列集成电路的主要特点是,具有零点交叉终止的冲息定

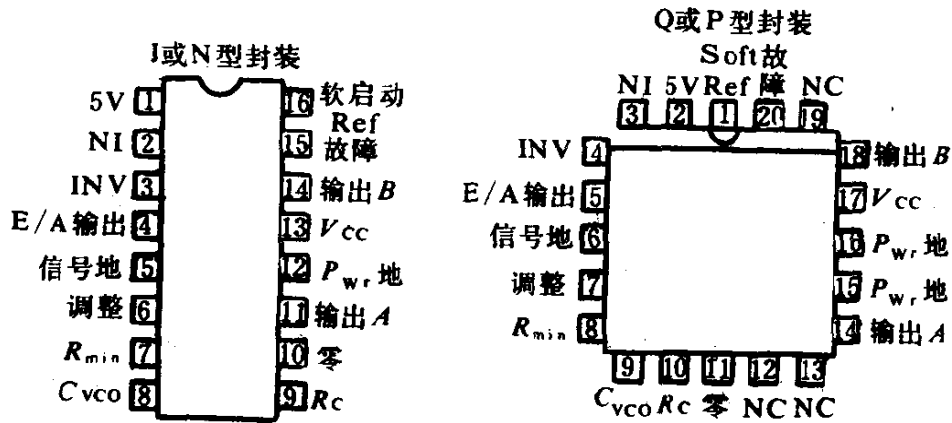


图 6-11 外形封装和管脚功能

UC1861~1868 系列性能参数

表 6-3

器 件	UVLO 电压(V)	输出	“固定”
UC1861	16.5/10.5	交替	关断时间
UC1862	16.5/10.5	并联	关断时间
UC1863	8/7	交替	关断时间
UC1864	8/7	并联	关断时间
UC1865	16.5/10.5	交替	导通时间
UC1866	16.5/10.5	并联	导通时间
UC1867	8/7	交替	导通时间
UC1868	8/7	并联	导通时间

时器；精度 1%，软启动的 5V 基准电源；可预设故障后重新启动延迟；电压控制振荡器(VCO)可编程频率范围从 10kHz~1MHz；低启动电流(典型值 150 μ A)；双 1A(常值)的 FET 驱动器；欠压锁定适合隔离式或 DC-DC 变换器应用。

该系列集成电路的绝对最大额定值参数如下：

V_{cc} 22V

输出电流(源出或吸入, 11 或 14 脚)DC0.5A

(脉冲 0.5 μ s) 1.5A

功率地电压 $\pm 0.2V$

输入(2、3、10 和 13)电压 $-0.4\sim 7V$

误差放大器输出电流	±2mA
功耗	1W
结温(工作)	150°C
引脚温度(焊接,10秒)	300°C

这个系列的欠压锁定电路可以使其安全地启动通电。在欠压锁定期间的电源电流典型值小于 $150\mu\text{A}$, 有效地迫使两个输出端为低电平。UC1862、UC1863、UC1867、UC1868 的欠压锁定阈值为 8V(通)和 7V(断), 在 V_{cc} 超过 UVLO 阈值之后, 一个 5V 的内部发生器开始工作, 为内部电路提供偏置电压, 并提供高达 10mA 的电流以供外部之用。

故障比较器检测故障条件, 并使锁存器置位, 同时迫使输出驱动器为低电平。软-基准端有三个功能: 软启动, 重新启动延迟和内部基准。这些集成电路都有两个 1A 的图腾柱输出驱动器直接和 MOSFET 接口。UC1861、UC1863、UC1865、UC1867 的两个输出端是交替工作, 而 UC1862、UC1864、UC1866、UC1868 的两个输出端同时工作, 能提供 2A 的峰值电流。

当 IC 通电后, V_{cc} 小于欠压锁定(UVLO)的上阈值, I_{cc} 小于 $300\mu\text{A}$ 时, 5V 发生器处于关断状态, 两个输出被有效地控制在低电压。当 V_{cc} 超过 UVLO 上阈值时, 5V 发生器导通, 在 5V 端上的电压达到 4.9V 之前, 两个输出一直保持低电压(见图 6-12)。5V 端应该用一个 $0.1\mu\text{F}$ 旁路电容器接信号地, 电容器应该是低 ESR 和低电感的。软-基准端被设计成能源出或吸入 $200\mu\text{A}$ 的电流, 用来作为误差放大器电路的输入基准, 该端需要一个至少 $0.1\mu\text{F}$ 的旁路电容器以产生 1ms 的最小软启动时间。

欠压锁定使故障锁存器和重新启动延迟锁存器置位, 把输出控制在低电压并使软-基准端放电。欠压锁定之后, 故障锁存器软-基准端的低压复位。复位锁存器使延迟锁存器复位, 软-基准经过 0.5mA 的电流源充电。

故障端是阈值为 3V 的高速比较器的输入。当检测到故障时, 故障端锁存器置位, 输出被驱动至低电压。如果软-基准端上的电

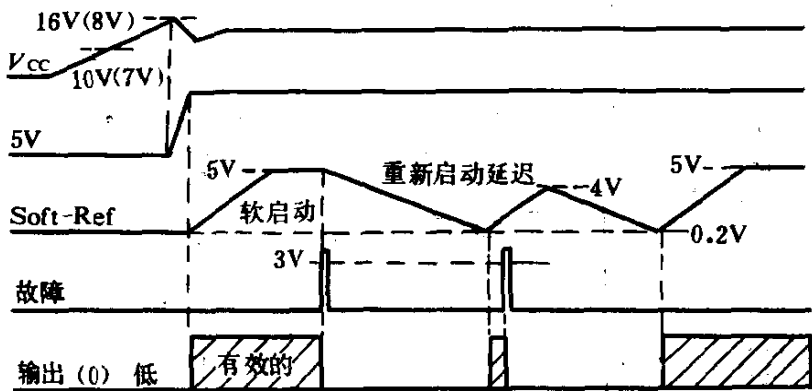
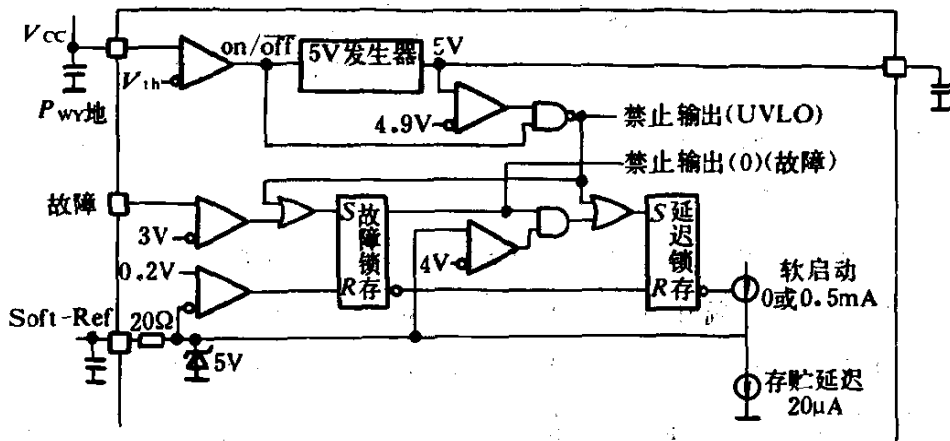


图 6-12 欠压锁定、5V 发生器、故障锁存器和软-基准电路及工作波形图

压超过 4V, 延迟锁存器置位。重新启动延迟时间和软-基准端放电 $20\mu\text{A}$ 的时间相等, 当软-基准完全放电后, 如果故障输入信号是低电平, 故障锁存器就会复位。故障端还可用来作系统的关闭端。

如果软启动期间检测到故障, 故障锁存器就会置位, 输出被驱动至低电平。延迟锁存器在软-基准充电至 4V 之前, 一直保持复位, 在达到 4V 之后被置位, 重新启动延迟时间和软-基准充电至 4V 的时间相等。要注意单个故障后的重新启动延迟时间比重复发生故障后的重新启动延迟时间长, 因为这时软-基准放电一定是从 5V 开始, 而不是从 4V 开始。

在正常工作期间发生故障后的重新启动延迟时间和软启动时间的比率是 24 : 1, 在软启动期间发生故障后的重新启动延迟时间和软启动时间的比率是 19 : 1。在软-基准和地之间加一个 20k 或更大的电阻器可以把二者比率限制在 3 : 1 左右。

软-基准和 5V 发生器引出端之间的 100k 的电阻将导致电路

在故障后永久关闭,因为内部 $20\mu\text{A}$ 的电流源不能把软-基准端拉低。这一特点可用在故障后要求 V_{cc} 重新循环的应用中,特别值得注意的是一定要确保软-基准端在启动时是低电平,否则故障锁存器将永远不会复位。

UC1861~1868 系列集成电路多用于隔离式 ZVS 或 ZCS 变换器中,在 ZVS 单端正激变换器中的应用电路如图 6-13 所示。这个电路用 UC1864 控制变换器。输入端的 $22\text{k}\Omega$ 电阻用来启动电路,电路工作以后由芯片输出端获得低于 $300\mu\text{A}$ 的电流, V_{cc} 达到 8V 时开始工作。启动后, $22\text{k}\Omega$ 电阻的功耗是 700mW 。

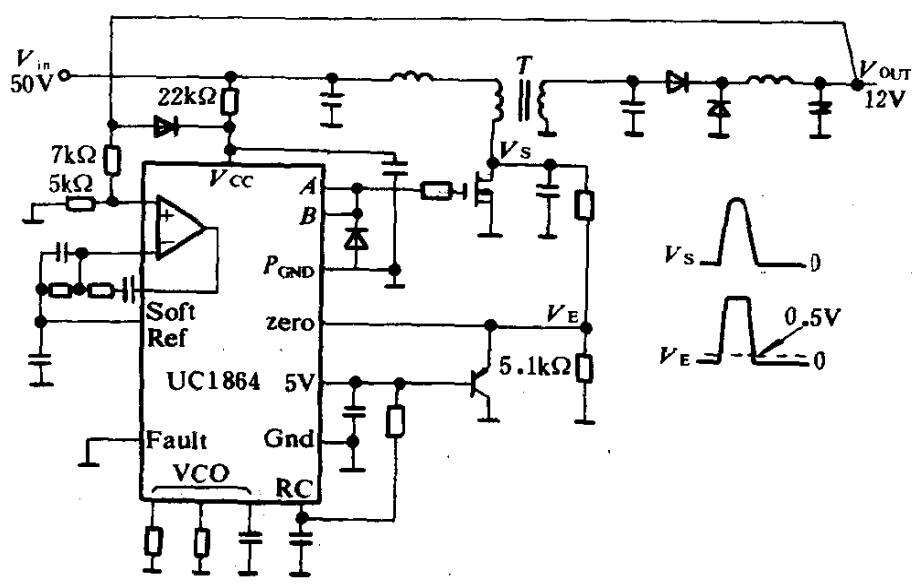


图 6-13 由 UC1864 控制的 ZVS 正激变换器

开关电压 V_s 由一个 $100\text{k}/5.1\text{k}$ 分压网络取样, $V_s=10\text{V}$ 时,芯片提前发生零越(与零相交)。在这个功率变换器中,开关电压希望为 $200\sim 300\text{V}$ 。一个 PNP 管用来箝制零电压, V_z 用来保护芯片,防止损坏。 100k 电阻用来为谐振回路模拟一个无意义的负载。

并联的输出端用一只小数值电阻,连接到场效应管的栅极上,一只肖特基二极管被并联在输出脚,保证芯片不受反向电压峰值的影响,这个峰值可能引起栅电路的阻尼振荡。

这里介绍的功率级在最小开关频率被很好控制时,具有很好的抗短路性能,因此,故障输入信号无效。

输出电压被分频引到 E/A 的同相输入端管脚上,同相输入端

对于输入启动脚的 DC 基准——5V, 图中所示的补偿网络相当于软启动脚的直流负载, 只要 C_{sr} 大于反馈电容很多, 那么软启动工作特性可由下式给出

$$T_{\text{软启动}} = C_{sr} \cdot 10k\Omega$$

一个 UC1865 控制集成电路组成的 ZCS 隔离式半桥变换器如图 6-14 所示, 变换器中不相干的细节已被简化。芯片宽范围的 UVLO 滞后和低的启动电流被用于启动, 高压总线的一个电阻用于启动电路, 然后靠本身输出反馈维持工作。这个电路由变压器 T 取谐振电流——转换为一个模拟电压加到 UC1865 的故障与零输入端。谐振回路中过大的电流将影响关闭与重新启动。电流感应变压器与零脚间的电阻在信号处于高数值时可限制电流, 零脚所允许的电压范围是 0~9V, 电感电流限制低于 1mA 就够了。

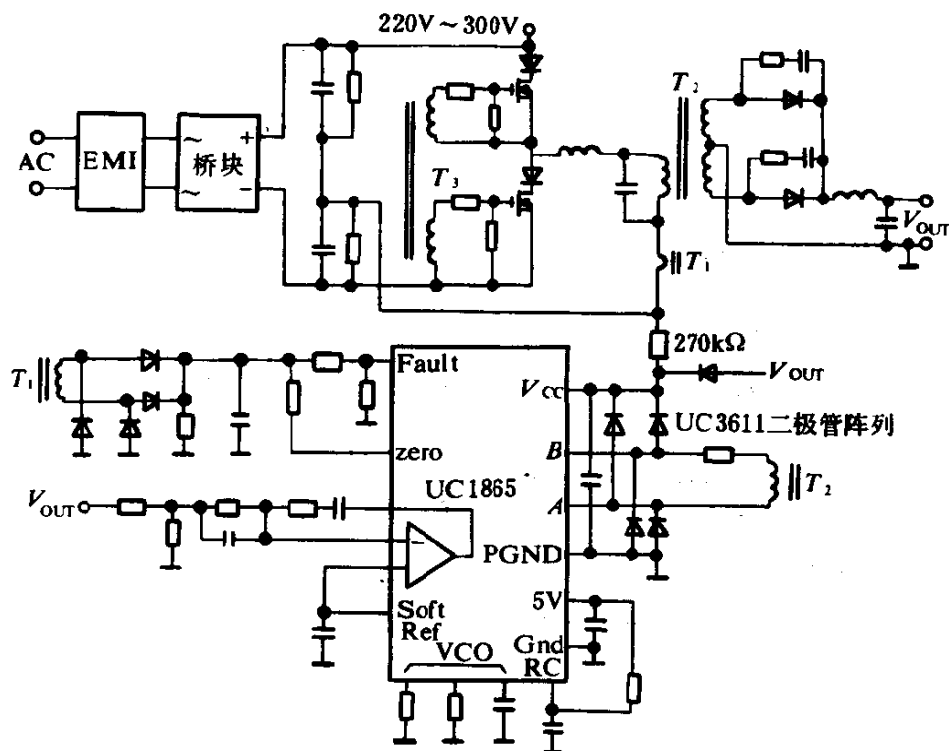


图 6-14 由 UC1865 构成的 ZCS 隔离式半桥变换器

半桥功率开关 MOSFET 由有 UC1865 输出驱动的不同连接的变压器驱动。UC3611 肖特基二极管阵列被用于防止输出高于 V_{cc} 或低于地很多。

E/A 同相输入端被直接连到软启动脚, 由此可见此脚三个特

性的优势,在这个变换器中 UC1865 的应用的简易性更加显著。

以上介绍了用于控制谐振型变换器的新型集成电路,它们提供了几种改善特性,它不仅适用于 ZCS,还适用于 ZVS 变换器,其它特殊变换器的控制器都可由这些集成电路构成。

第三节 GP605 可变频率谐振型控制器

GP605 是第一种批量生产的谐振型控制器,是 LD405 的加强型,具有现代电源控制器全部必备的功能。

一、GP605 的方框图

GP605 的功能方框图如 6-15 所示。这个集成电路的核心是一个电压控制振荡器(VCO)和一个单稳态,VCO 设置一个单稳固定导通时间 T_{ON} 时可变换频率。集成电路可用于单端或双端型电路,将 10 脚接地时,可使一管理触发器去控制输出级与门,在推挽

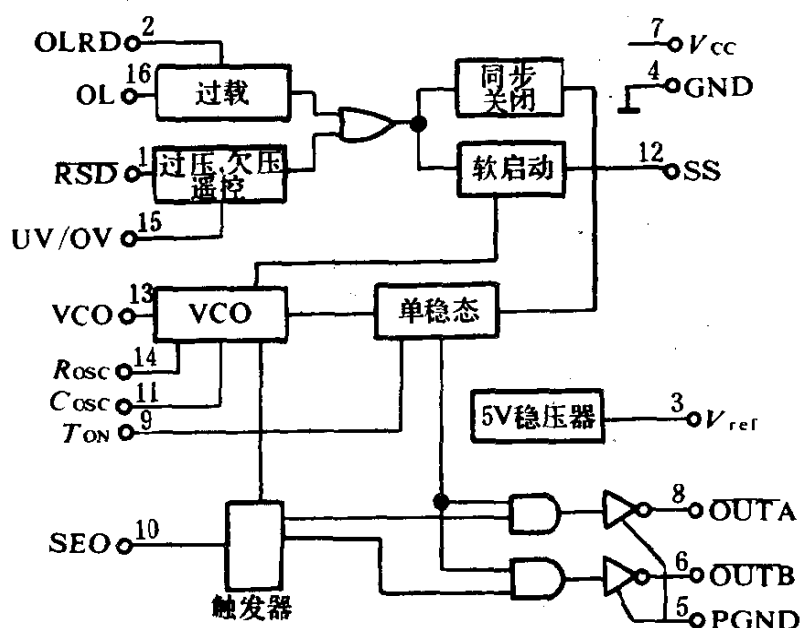


图 6-15 GP605 的功能方框图

电路中于是可将驱动信号送至输出 A 和输出 B。将 10 脚端开路时,集成电路进入单端工作状态,在这种类型中,工作频率是推挽

输出型每个独立端的两倍。两输出端相同,它们可以并联以增加驱动能力。 T_{ON} 时间独立于工作类型。

该芯片有一个过压、欠压保护用的窗口比较器,其阈值可由外部元件设置。一个软启动方框电路,容许相对较低的频率变化,从最小 VCO 频率到由 13 脚 VCO 输入确定的值,软启动电路使芯片在每次电源合闸时启动,任何一次强制关闭之后,也再次使芯片软启动。

关闭电路可由摇控关闭端 1(RSD)接地来实现,由施加给窗口比较器引出在外的 15 端一个电压来控制或由强加给过载输入端 16 脚(OL)的一个超过 3.2V 的电压来控制。

每个 GP605 的关闭端,都由单稳来同步,也就是控制器绝不在脉冲中间中断 T_{ON} ,这个特点特别适合于谐振电源。因为谐振周期中断,可导致过度的电压尖峰,这些高的 dv/dt 尖峰可危及半导体器件,特别是 MOSFET。

过载保护方框电路随时关闭芯片,它仅要 0.5~2s 时间,以打呃型的过载保护方式实现,精确的功作时间由 2 脚(OLRD)外接电容设置,这种过载保护有效地切断输出。一旦 OL 端上的电压降到阈值以下,变换器还能自动地恢复工作。

二、使用 GP605 集成电路设计电源的步骤

1. 最大、最小 VCO 频率(f_{min}/f_{max})

GP605 的最大工作频率为 2MHz,但使用频率受内部引入的死区时间和每个 t_{on} 时间结束的限制,以防双输出的同时导通。由于能量变换仅发生在 t_{on} 期间,占空比的限制低于实际最大频率 f_{max} ,表 6-4 给出了 t_{on} 、 f_{max} 和 δ_{max} 在单端工作时的关系表。

t_{on} 、 f_{max} 和 δ_{max} 在单端工作关系表

表 6-4

f_{max}	2000	1500	1000	600	500	400	kHz
t_{on}	200	366	700	1000	1366	2200	ns
δ_{max}	40	55	70	82	85	88	%

在设计中,如 f_{\max} 定在 510kHz,可谐振的电容量从噪声点定为 100pf,对 100pf 电容最小频率为 12kHz,振荡电阻值是 26k Ω (见应用电路图 6-16)。振荡元件 C_{17} 建议用 100pf 瓷介电容, R_{14} 用 26k Ω 金属膜电容, f_{\max} 的允许误差为 5%(484~536kHz)。

2. 设置输出脉冲宽度 t_{on}

选择谐振频率为 600kHz, t_{on} 脉冲起始于谐振周期,脉冲在二极管 CR_3 (开关 Q_1 上的负电压) 导通期间必须确定。确定 t_{on} 脉冲最好的方法即是在正弦电流负半周的中间偏右。 $t_{\text{on}} = 0.75 \cdot \frac{1}{f_r}$,从这个公式中可得到 $t_{\text{on}} = 1250\text{ns}$,定时电容 C_{18} 的值等于 100pF, $R_{16} = 10\text{k}\Omega$ 。

3. 软启动电容

这个电容接于 12 脚上,并提供从 f_{\min} 到 f_{\max} 的启动控制。启动时间需要变化,对 100W 功率,可选 40ms 的延迟。延迟大约等于 $T_{\text{del(ms)}} = 8.7 \times C(\mu\text{F})$,上式中,电容 $C_{16} = 4.7\mu\text{F}$,对 500W 电源延迟时间使用 200ms。

4. VCO 输入

在该设计中,VCO 输入电压由误差放大器经过光耦设定。光耦三极管中偏置电流值由外接电阻 R_{15} 设置, R_{15} 与内部 10k Ω 电阻并联。为达到 3.8V 的 VCO 输入电平, $R_{15} = 3.9\text{k}\Omega$,VCO 范围中部。

5. 过载保护

电流检测由电流互感器 T_1 提供,互感器二次电流减少 50 倍;整流滤波后,电容 C_{13} 上的电压加在 16 脚上,一旦这个电平达到 3.2V,则控制器关闭变换器,变换器被关闭的时间周期由电容器 C_{11} 调节,为达到 $0.05I_{\max}$ 的电流限制,必须获得每秒再加 40ms 软启动的重新启动能力, $C_{11} = 4.7\mu\text{F}$, $R_6 = R_7 = 300\text{k}\Omega$

6. 驱动大功率 MOSFET

GP605 具有短脉冲 0.6A 电流的驱动能力。但单靠这些特点,它很容易超出封装的最大功率,芯片温度的增加通常会减小可靠

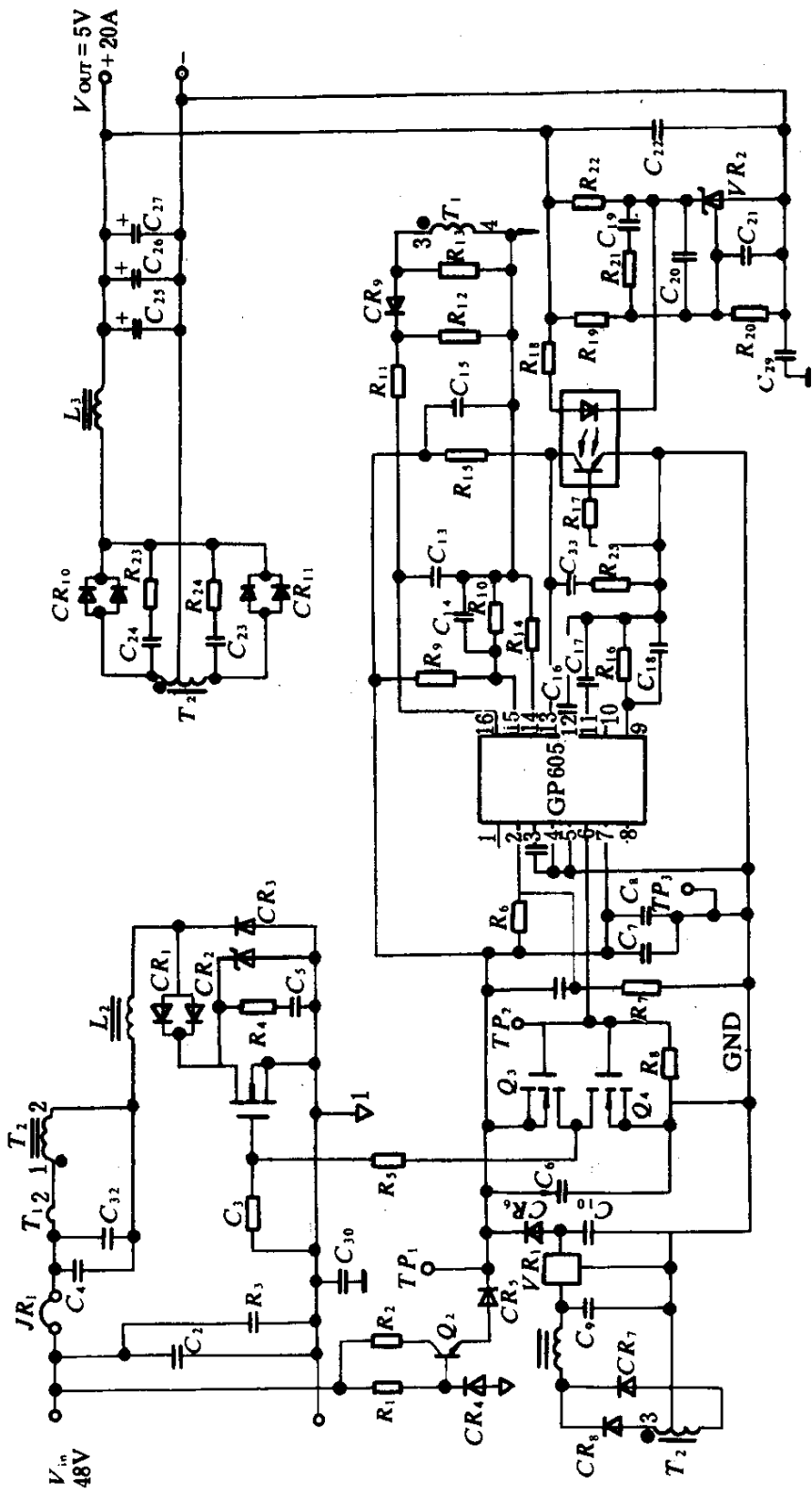


图 6-16 20A、48V/5V 谐振变换器电路

性系数,在这个设计中,功率 MOSFET 由图腾柱小信号 MOSFET 级 Q_3 、 Q_4 驱动,而 GP605 仅驱动大约 70pF 负载,要特别注意防止输出端电压到地电位以下或 V_{cc} 电压以上 0.5V。

7. 谐振槽路

电路设计中一个非常重要的部分就是选择谐振电容和谐振电感的预定值,太小的电感会导致高的电流峰值。太大的电感会使变换器仅有很小的功率变化,一个好的起始点,是选择谐振槽路电容时估算输出功率:

$$P_{OUT} = \frac{C_r \times V_{cpeak}^2}{2} \cdot f$$

$$C_r = \frac{2 \times P_{OUT}}{V_{cpeak}^2} \cdot \frac{1}{f}$$

$$f = f_{max} = 510\text{kHz} \quad P_{OUT} = 100\text{W} \quad V_{cpeak} = 72\text{V}$$

电容器的计算值为 0.0756 时,为限制尺寸、电流峰值及电容尺寸,最后选定谐振电容为 0.044 μ F,电感可由下列方程计算:

$$L_r = \frac{1}{C_r \times 4 \times T_1^2 \times f_r^2} \quad f_r = 600\text{kHz}$$

$$L_r = 2.2\mu\text{H}$$

8. 功率半导体的选择

这里使用的双向式开关电路由三个主要元件组成: MOSFET 晶体管 Q_1 , 快速恢复二极管 CR_3 和肖特基二极管 CR_1 。晶体管 Q_1 是主开关器件,它可满足最大峰值电流,肖特基二极管 CR_1 可防止 MOSFET 的寄生二极管导通,快速恢复二极管传导返回的谐振电流。在最大负载条件下,返回电流几乎消失,晶体管中的峰值电流可由下式计算:

$$I_{peak} = \frac{2 \times P_{in}}{L_r \times f_{max}}, I_{peak} = 14.7\text{A}$$

晶体管均方根电流 $I_{RMS} = I_{peak} \sqrt{\frac{f_{max}}{4f_r}}, I_{RMS} = 6.8\text{A}$, 谐振型变换器

中功耗主要由导通损耗限定: 对 IRFP250 $P_{dt} = (I_{RMS})^2 \times R_t$
($T_{amb} = 100^\circ\text{C}$)

$$P_{dt} = (6.8A)^2 \times 0.136 = 6.29W$$

晶体管需要非常有效的冷却,肖特基二极管的损耗可以用下面的公式计算:

$$P_{sh} = I_{RMS} \times V_{RMS} \quad V_{RMS} = V_{peak} \sqrt{\frac{f_{max}}{4 \times f_r}}$$

设 $V_{peak} = 0.6V$, $I_{RMS} = 6.8A$, 肖特基二极管的功耗为 $1.89W$ 。回流二极管 CR_3 在正常负载下,只通过非常小的电流,仅在轻载时,二极管才流过有意义的电流,这时占空比非常低。二极管电流成比率上升到晶体管峰值电流,该元件功耗约为 $1W$,两开关总功耗 $P_d = 6.29 + 1.89 + 1 = 9.18W$

9. 缓冲电路

缓冲器的计算如正常 PWM 变换器一样进行,电阻的损耗 $P_{PS} = \frac{C_5 \times V_{max}^2}{2} \times f_{max}$ $C_5 = 680pF$, $V_{max} = 100V$, $f_{max} = 510kHz$, 总缓冲电路损耗 $P_{PS} = 1.74W$ 。

第四节 UC3860 谐振型控制器

一、UC3860 的功能简介

UC3860 控制器集中了许多独特的功能和谐振,准谐振布局要求的装配。它的固定导通时间,可变工作频率的结构是简单易作的,其它相应的电路部分也很容易作,而它的独立的比较器接口特别适合零电流开关的布局。UC3860 的高速逻辑、高功率输出和故障保护电路是集成开关控制器制做工艺的完美结晶。

图 6-17 是 UC3860 的功能框图,图中展示的几个关键电路,为提供精确的谐振控制起了重要作用。

开始时,欠压锁定开关阈值分别定为 $17V$ 和 $12V$,并用于其标准结构中。这为隔离式开关电源提供了充分的启动时间和自举时间,同时提供了足够的 MOSFET 驱动电压。也可以把 UVLO

重新定为其它阈值起关闭作用。当 UVLO 无效时, UC3860 基准电压保持在低电平, 这时内部电路停止工作。1% 精度的 5V 带隙基准能驱动 10mA 的最大内部负载。

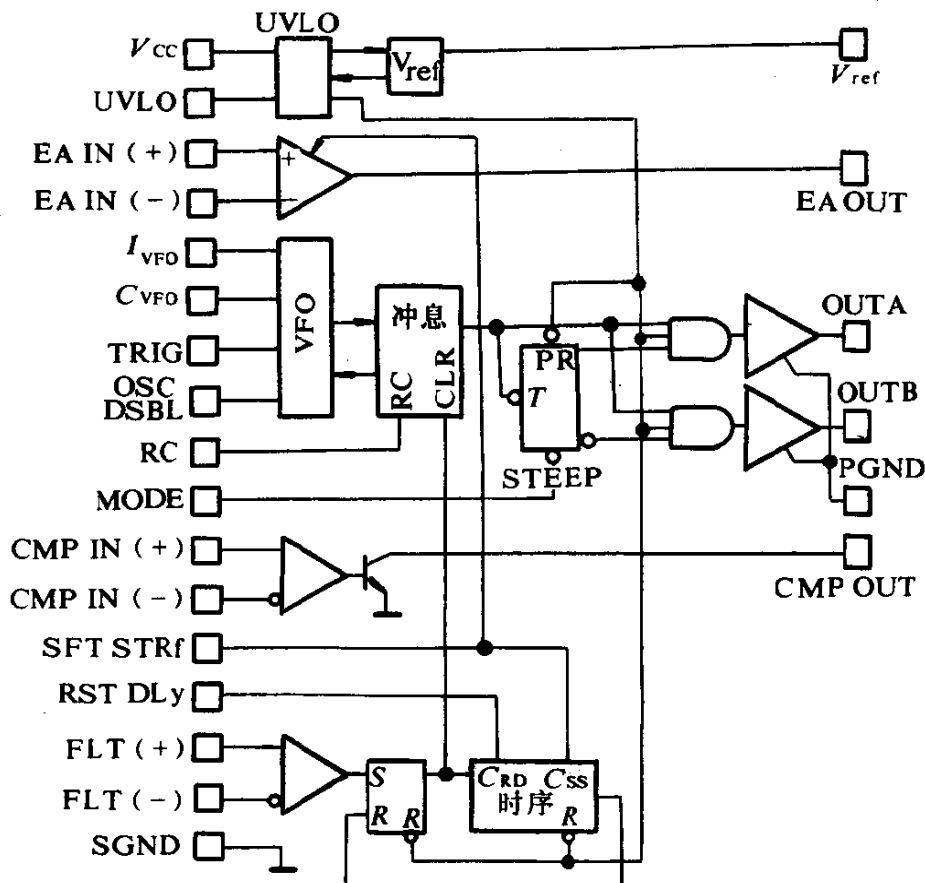


图 6-17 UC3860 功能框图

为了得到预计的输出电压 V_{OUT} , 电源的输出电压分出 3V 给误差放大器反相输入端, 这个电压型运算放大器有 5MHz 的高增益带宽, 能控制输出电压的偏移。在 VFO/OSC 输入电压之上的误差放大器输出电压在 0~2V 之间摆动。除了电压(电流)至频率的变换增益外, 这种结构容易得到最大变换频率箝位。

误差放大器以可变频率工作方式提供可变输出电压, 这个输出电压在 VFO 可变电流输入端 I_{VFO} 被转变成可变电流。内部电路把这个电流反射给 VFO 定时电容器 C_{VFO} , 当 R_{VFO} 、 C_{VFO} 上的电压等于 2.0V 时产生最大频率, 和误差放大器的上限箝位相一致。最小频率通过 V_{ref} 和 T_{VFO} 的电阻 R_m 而设定, 频率和 IC 的电压增益

以 MHz/V 为单位(或 GHz/V)也由这些定时元件设定。此外, VFO 可以在内部触发/或在相应的输入端截止。

可编程的冲息定时电路发出固定的导通时间带宽, RC 网络由内部电流源在每周期开始时充电,然后在导通时间内自动放电。上述过程发生在冲息比较器精确的阈值之内,只要使 RC 元件放电低于比较器截止时间阈值就能很容易地缩短导通时间。这项工艺简化了与各种零电压或零电流的开关接, UC3860 独立的比较器输出端是一个开路的集电极,它可以和冲息(RC)定时端直接接口。

冲息定时器的输出作另一个可编程的模块“T”型触发器的输入,“Mode”端上逻辑选择既可为双端结构提供交替输出,又可为单端式应用提供统一的输出 A 和输出 B,当 V_{ref} 产生时, T 型触发器总是对着输出 A,但这在某些设计中关系不大。

每个图腾柱输出峰点驱动脉冲电流都是 3A,足以保证开关管在导通瞬间不受损坏。当图腾柱输出并联工作时,可得到 6A 的峰值电流。图腾柱功率地用独立引出端,这个引出端把它们的功率地噪声和 IC 的信号地端隔离开。

与传统的 PWM 加宽带宽相反,软启动功能通过限制放大器输出给软启动端的电压来实现,这在大多数 IC 控制器中是很典型的。来自 V_{VFO} 的 5mA 内部电流源把外部软启动电容往上拉,这个电容逐渐提高变换频率,一直达到启动时的频率。

UC3860 所包含的故障保护和控制电路全部可编程序。故障比较器的同相输入和反相输入用来驱动一个可编程的时序锁存器,这个锁存器由可编程重新启动延迟(RSTDLY)端控制,它具有 3 个非同一般的工作方式:第一,它能定向锁存输出直到 UV-LO 或 V_{cc} 被触发,与触发关闭电路类似;第二,它能使电路在出现故障时停止工作,直到故障输入从比较器中除掉,然后重新开始工作;第三种工作方式也是最普通的工作方式,常常被比作“打呃”,在接到故障信号时,输出被关断一段时间,这段时间间隔是预先设定的,叫做重新启动延迟,只要故障除掉后就会重新工作。实现故

障保护功能只需在 RSTDLY 到地之间接一个电容器。故障控制编程图 and 故障控制波形如图 6-18 所示。

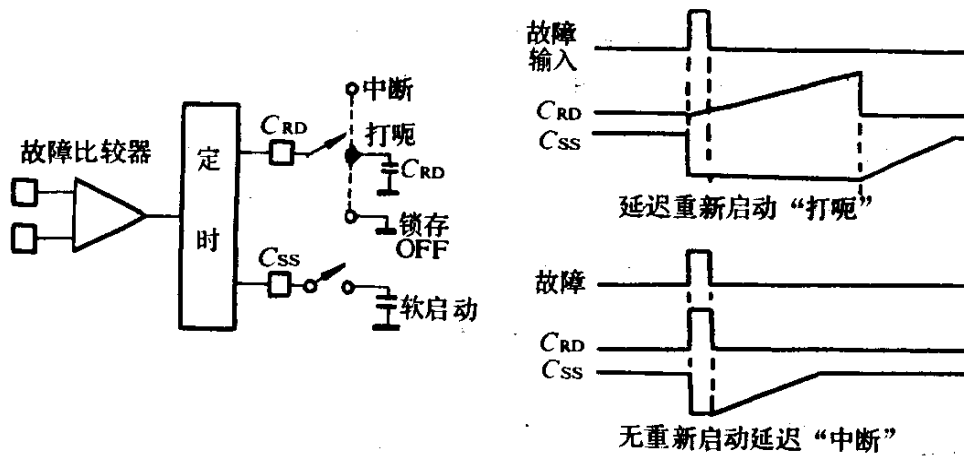


图 6-18 故障控制编程图和控制波形

二、UC3860 的控制回路

UC3860 组成的准谐振控制回路中有几个增益级,每一级都会影响控制闭环电路响应,图 6-19 是各个增益级的方框图。

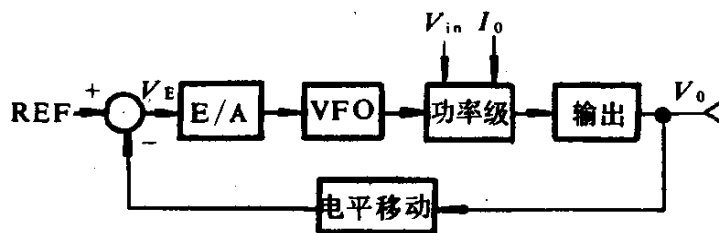


图 6-19 闭环控制回路框图

误差放大器:基准电压加在误差放大器的同相输入端上,而电源输出电压通过分压器加在误差放大器的反相输入端上。误差放大器的输出通常指误差电压 V_e ,它与电源的输出电压相对应。可变 E/A 输出电压 V_e 用来向 VFO 输入端输出可变电流,由于这个电流是可变的,所以功率级变换频率也是可变的, V_e 越高变换频率越高。这些值被设计成在温度上相互跟随,电压对电流呈线性变换。进入 VFO 的电压对电流的增益等于误差放大器 $2V$ 的最大输出偏差除以 VFO 的输入电阻。

可变频率振荡器:可变频率振荡器变换级在 I_{VFO} 输入端接受

一个输入电流,产生一个成比例的输出频率。这一级的增益由 E/A 输出电压和 I_{VFO} 输入电阻以及 VFO 的定时电容设定。VFO 输出频率大约等于:

$$f_{OSO} = I_{VFO}/C_{VFO}, f_{max} = \frac{2V}{R_{VFO} \cdot C_{VFO}}$$

最小频率由 V_{VFO} 和 I_{VFO} 输入端之间的电阻设定,误差放大器输出电压到频率的转换呈线性。

误差放大器电压偏差 = 2V

$$f_{conv} = 200\text{kHz}_{min} \sim 1\text{MHz}_{max}$$

VFO 增益: $G_{VFO} = \Delta 800\text{kHz}/\Delta 2\text{V} = 0.4\text{MHz/V}$

功率级:在分析了电压和电流传输关系之后,可以得出功率级的小信号增益。假设电源的导通时间是恒定的,那么频率上的任何变化都直接影响截止时间或谐振电容放电时间,此外,在给定的时间间隔内, V_{in} 和 I_{OUT} 都被假设成常数。

进入谐振电路的能量 W 等于输出功率乘以变换周期,基本关系式为:

$$W = \frac{1}{2} C Q_{in} V_{sec} = \text{功率} \cdot t_{conu} = V_{OUT} I_{OUT} / f_{conv}$$

因此: $V_{OUT} = f_{conv} W / I_{OUT}$

对准谐振变换器的补偿:这种补偿的一般方法是把第一极点放在低频率上,其典型值大约是 1Hz。在接近输出滤波器转折频率时,引入两个零点以补偿它的两极下降。第二个极点放在相当高的频率上,以可预示的方式滚降环路增益。和以往的 IC 不同,这个新型控制 IC 很少耗尽增益带宽并要求高频率。

误差放大器及其补偿网络见图 6-20,它在低频时能提供高增益和良好的瞬态响应。在 $R_1 = 6.03\text{k}, R_2 = 78.1\text{k}, R_3 = 100\Omega, C_1 = 22\text{nF}, C_2 = 1.7\text{nF}$ 时,零点 1 和零点 2 在 1.24kHz,极点 1 在 70kHz、50kHz 处环路增益 $> 55\text{dB}$ 。

三、次级边谐振的准谐振半桥式变换器

1. 变压器次级边谐振的准谐振半桥电路的基本结构

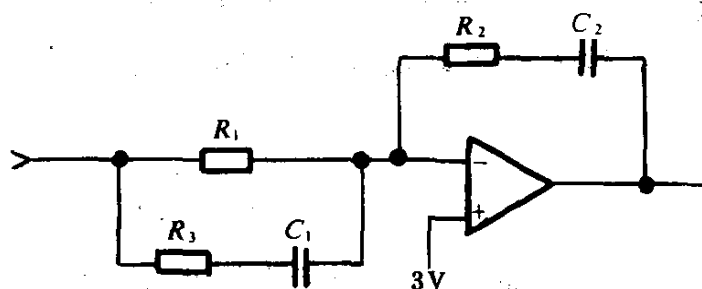


图 6-20 E/A 补偿网络图

变压器次级边谐振的准谐振半桥式变换器的基本结构见图 6-21, 电路的工作过程如下所述。

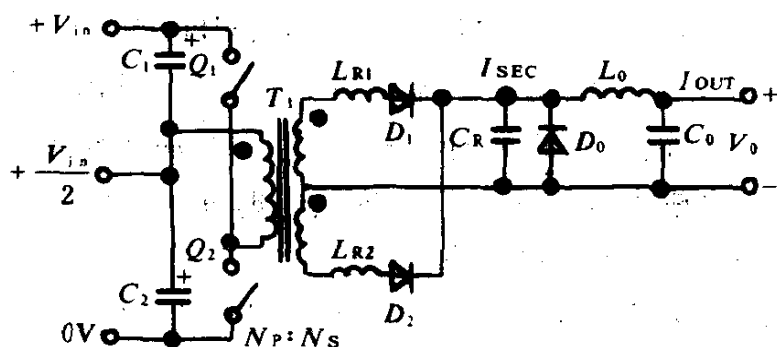


图 6-21 次级边谐振的准谐振半桥式变换器

控制电路以重复频率或误差放大器所决定的频率交替驱动晶体管 Q_1 和 Q_2 。 Q_1 导通, 通过具有输入电压 $\frac{V_{in}}{2}$ 的电容器 C_1 和变压器的初级接通, 这个方波电压根据匝数比 $N(N_{pri}/N_{sec})$ 分配到各级并与次级边耦合。二极管 D_1 被正向偏置, 次级电流 I_{sec} 流过 L_{R1} 和 D_1 , 在这段时间内 D_2 被反向偏置。次级电流在 t_0 时从零开始呈线性上升, 在 t_1 时达到 I_0 值, 于是 I_{sec} 成为正弦波, 其峰点在 $I_{sec(p)}$, 并在 t_2 时与输出电流再次相交, 在 t_3 时, 零电流完成一个正弦波, Q_1 截止。波形图如图 6-22 所示。

通过 C_R 的峰点电压在 t_2 时出现, 并在 t_5 以前的这段时间内逐渐下降, 当降到零, 电容 C_R 里储藏的能量全部传递给输出负载时就完成了一个变换周期。 Q_2 重复这个过程, 产生同样的变换周期。

2. 次级边谐振的优点

对高功率密度高效变换器的需求促使人们设计谐振型电源。

次级边谐振方法有助于减小变压器的尺寸,由于谐振电容设在变压器次级边,伏-秒的产生只取决于输入电压和晶体管的导通时间。在周期剩余的时间或关闭时间内变压器不支持谐振电容放电。这种结构的磁芯损失小也比较容易进行分析,其波形为输入方波电压、导通时间和开关频率的函数。

3. 次级边谐振的半桥式变换器的总电路图

图 6-23 为 1MHz、150W 次级边谐振的准谐振半桥式变换器的总电路图。这个 150W 电源曾在各种电压和电流情况下工作,显示出良好的稳定性,在适当限制中,它也有良好的动态响应。电路中设有 50ms 的重新启动延迟时间和 5ms 的软启动时间,它的短路电流极低。

这个电源的效率高于 80%,这在高频、隔离式电源是很不错的,它的功率级装在双面印刷线路板上,曾在 1986 年作为典型的高频应用实例。

当隔离式电源工作频率超过几百千赫时,用脉宽调制变换器就可能收不到令人满意的效果,高电压、高电流的开关损失就会降低效率及功率设计水平,并产生过大的 EMI。为解决这个问题,人们提出了各种谐振和准谐振的方法,每一种方法都有其独特的优点。

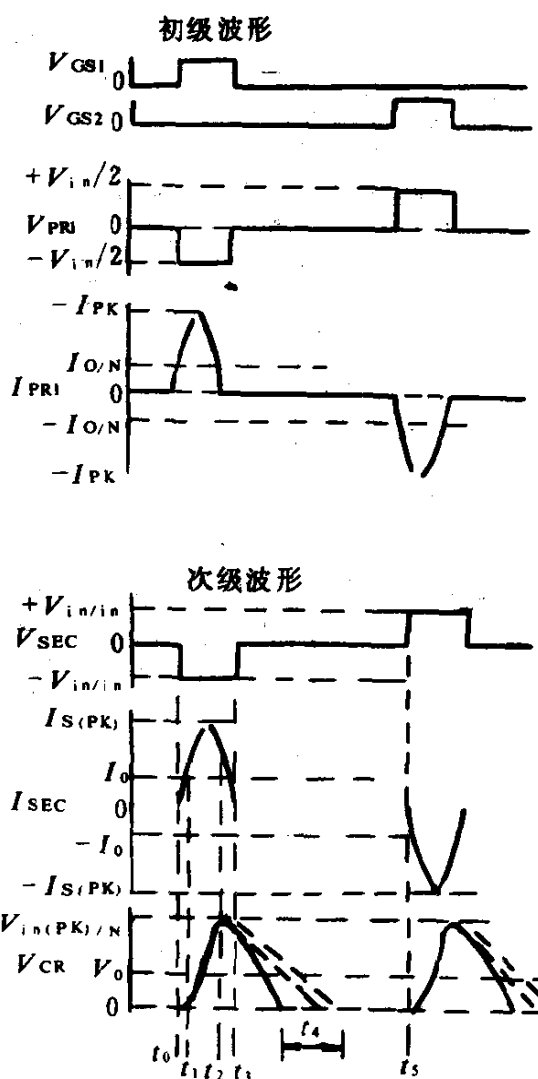


图 6-22 初级和次级波形图

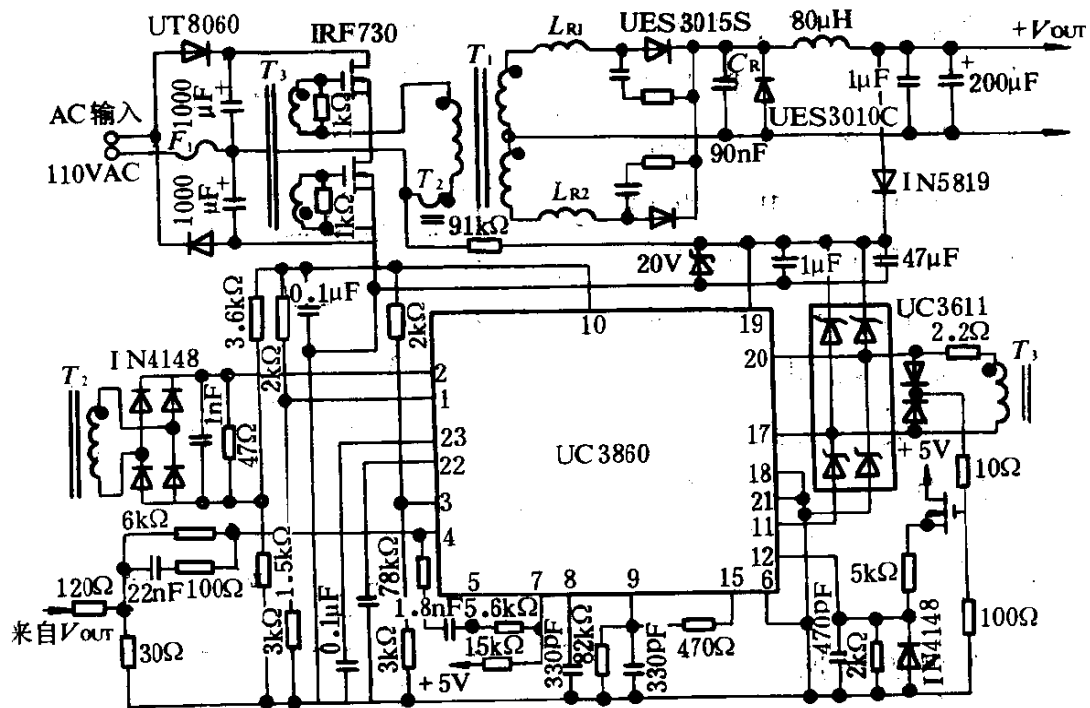


图 6-23 1MHz、150W 谐振型变换器

附录 1 集成开关稳压器控制器的型号 和生产厂家一览表

型 号	生 产 厂 家	型 号	生 产 厂 家
XR1524 XR1525A XR1527A XR2230 XR2235 XR2524 XR2525A XR2527A XR494 XR495	EXAR	IP3524 IP3524B IP3526 IP3526A XPC-5	IPS IXYS
SH1605A μ A494C μ A494M μ A78S40C μ A78S40M	Fairchild	LAS3800 LAS3820 LAS3840 LAS6300 LAS6300L LAS6301 LAS6302 LAS6320 LAS6330 LAS6331	Lambda
ZN1060E ZN1066E ZN1066J	Ferranti	LAS6332 LAS6350 LAS6351	
MB3759 MB3760	Fujitsu	LAS6380 LAS6381	
IP1524 IP1524B IP1526 IP1526A IP2524 IP2524B IP2526 IP2526A	IPS	LT1524 LT1525A LT1527A LT3524 LT3525A LT3527A SG1524 SG1525A	LinearTech

续上表

型 号	生 产 厂 家	型 号	生 产 厂 家
SG1527A SG3524 SG3525A SG3527A	LinearTech	CA2524 CA3524	RCA
MC33063 MC34060 MC34063 MC3420 MC35060 MC35063 MC3520 SG1525A SG1525 SG1527A SG3525A SG3526 SG3527A TL494C TL494M TL495C TL495M μ A78S40	MOTOROLA	TDA4600-2 TDA4700 TDA4700A TDA4718 TDA4718A	Siemens
LH1605 LH1605C LM1524 LM2524 LM3524	National	NE5560 NE5561 NE5562 SG1526A SG2526A SG3524 SG3526A SG1524 SG1524B SG1525A SG1526 SG1526A SG1527A SG2524 SG2524B SG2525A SG2526 SG2526A SG2527A SG3524 SG3524B SG3525A SG3526 SG3526A SG3527A	SiLiconG
μ PC1042 μ PC494	NEC	SM600 SM602 SM610 SM611	
RC4191 RC4192 RC4193 RM4191 RM4192 RM4193	Raytheon		
CA1524	RCA		

续上表

型 号	生 产 厂 家	型 号	生 产 厂 家	
SM612	SiliconG	TL497AC	TI	
PWM125A	Siliconix	TL497AM		
PWM125C		TL593C		
PWM127		TL594C		
PWM127A		TL594M		
PWM127C		TL595C		
PWM25A		Thomson-CSF		TEA1001
PWM25C				TEA2018
PWM27A				TEA2019
PWM27C				UAA4001
ULN-8126		Sprague	UAA4003	Unitrode
ULN-8160	UAA4006			
ULN-8161M	PIC600			
ULN-8168M	PIC601			
ULN-8194A	PIC602			
ULN-8195A	PIC610			
ULQ-8126	PIC611			
ULQ-8126R	PIC612			
ULQ-8160R	PIC625			
MC34060	TI		PIC626	
MC35060		PIC627		
RC4193C		PIC635		
RM4193		PIC636		
SG1524		PIC637		
SG1525A		PIC645		
SG1527A		PIC646		
SG2524		PIC647		
SG2525A		PIC655		
SG2527A		PIC656		
SG3524		PIC657		
SG3525A		PIC660		
SG3527A		PIC661		
TL493C		PIC662		
TL494C		PIC670		
TL494M		PIC671		
TL495C		PIC672		

续上表

型 号	生 产 厂 家	型 号	生 产 厂 家
PIC730	Unitrode	UC2525A	Unitrode
PIC740		UC2526	
PIC800		UC2527A	
PIC801		UC2840	
PIC810		UC2842	
PIC811		UC3524	
UC1524		UC3524A	
UC1524/883B		UC3525A	
UC1524A		UC3526	
UC1524A/883B		UC3527A	
UC1525A		UC3840	
UC1525A/883B		UC3842	
UC1526/883B		UC493A	
UC1526		UC493AC	
UC1526/883B		UC494A	
UC1527A		UC494AC	
UC1527A/883B		UC495	
UC1535		UC495A	
UC1840		UC495AC	
UC1840/883B		UC495B	
UC1842		UC495BC	
UC1842/883B			
UC2524			
UC2524A		UC1825	
	UC2825		
	UC3825		

附录 2 MOTOROLA 公司生产的 开关稳压器控制器

1. 单端控制器

I_o (mA)	V_{cc} (V)		V/I 工作方式	基准 电压 (V)	最高振 荡频率 (kHz)	器件 型号	后 缀	T_A (°C)	外形号							
	最大	最小最大														
250			V	$5.0 \pm 5\%$	200	MC34060	P	0~+70	646							
							L		632							
500	7.0	40	V	$5.0 \pm 1.5\%$	200	MC35060	L	-55~+125								
							MC34060A			D	0~+70	751A				
						P		646								
						MC33060A	D	-40~+85	751A							
P	646															
MC35060A	L	-55~+125	632													
100	4.2	12	I	$1.25 \pm 2.0\%$	300	MC34129	D	0~+70	751A							
							P		646							
						MC33129	D	-40~+85	751A							
							P		646							
	11.5			I	$5.0 \pm 2.0\%$	500	UC3842A	D	0~+70	751A						
								N		626						
	11			I	$5.0 \pm 1.0\%$	500	UC2842A	D	-25~+85	751						
								j		693						
							30			I	$5.0 \pm 2.0\%$	500	UC3843A	D	0~+70	626
														N		751A
	8.2			I	$5.0 \pm 1.0\%$	500	UC2843A	D	-25~+85	626						
								j		751A						
30									I	$5.0 \pm 1.0\%$	500	UC2843A	N	-25~+85	626	
1500	2.5	4.0	V	$1.24 \pm 5.2\%$	100	$\mu A78S40$	PC	0~+70	648							
							DC		620							
							PV		-40~+85	648						
							DM		-55~+125	620						
				$1.25 \pm 5.6\%$			V	100	MC34063	P ₁	0~+70	626				
										U		693				

续上表

I_o (mA) 最大	V_{cc} (V)		V/I 工作方式	基准 电压 (V)	最高振 荡频率 (kHz)	器件 型号	后 缀	T_A (°C)	外形号
	最小	最大							
1500	2.5	40	V	$1.25 \pm 5.6\%$	100	MC33063	P_1	$-40 \sim +85$	626
							U		
						MC35063	U	$-55 \sim +125$	693
				MC34063A		D	$0 \sim 70$	751	
						P_1		626	
						MC33063A	D	$-40 \sim +85$	751
P_1	626								
M35063A	U	$-55 \sim +125$	693						

2. 双端控制器

I_o (mA) 最大	V_{cc} (V)		V/I 工作方式	基准 电压 (V)	最高振 荡频率 (kHz)	器件 型号	后 缀	T_A (°C)	外形号
	最小	最大							
500	7.0	40	V	$5.0 \pm 5.0\%$	200	TL494	CN	$0 \sim +70$	648
							Cj		620
							IN	$-25 \sim +85$	648
				Ij			620		
				Mj		$-55 \sim +125$			
				$5.0 \pm 1.5\%$		300	TL594	CN	$0 \sim +70$
IN	$-25 \sim +85$								
Mj	$-55 \sim +125$	620							
± 500	8.0	40	V	$5.1 \pm 2.0\%$	400	SG3525A	N	$0 \sim +70$	648
							j		620
				$5.1 \pm 1.0\%$		SG2525A	N	$-25 \sim +85$	648
							j		620
				SG1525A		j	$-55 \sim +125$	620	
				$5.1 \pm 2.0\%$		SG3527A	N	$0 \sim +70$	648
j	620								
$5.1 \pm 1.0\%$	SG2527A	N	$-25 \sim +85$	648					
		j		620					
SG1527A	j	$-55 \sim +125$							
± 200	8.0	40	V	$5.0 \pm 2.0\%$	350	SG3526	N	$0 \sim +120$	707
							j		726

续上表

I_o (mA)	V_{cc} (V)		V/I 工作方式	基准 电压 (V)	最高振 荡频率 (kHz)	器件 型号	后 缀	T_A (°C)	外形号
	最大	最小							
±200	8.0	40	V	5.0±1.0%	350	SG3526	N	-25~+150	707
							j		726
±100	11	15.5	I	5.0±2.0	500	MC34065	DW	0~+70	751G
							P		648
						MC33065	DW	-40~+85	751G
							P		648

附录3 MAXIM 公司生产的 DC-DC 变换器一览表

元件型号	输入电压 范围 (V)	输出电压 (V)	静态电源 电流 (mA)	输出 电流 (mA)	控制 方式	封装选择
升/降开关稳压器						
MAX877/878	1~6.2	5/3.3 或 3	0.22	240	PFM	DIP, SO
升压开关稳压器						
MAX4193	2.4~16.5	可调	0.09	300mW	PFM	DIP, SO
MAX630	2~16.5	可调	0.07	300mW		
MAX631	1.5~5.6	5, 可调	0.135	40		
MAX632	1.5~12.6	12, 可调	0.5	25		
MAX633	1.5~15.6	15, 可调	0.75	20		
MAX641	1.5~5.6	5, 可调	0.135	300		
MAX642	1.5~12.6	12, 可调	0.5	550		
MAX643	1.5~15.6	15, 可调	0.75	325		
MAX731	1.8~5.25	5	2	200	PWM	
MAX732	4~9.3	12	1.7	200		
MAX733	4~11	15	1.7	125		
MAX734	1.9~12	12	1.2	120		

续上表

元件型号	输入电压范围 (V)	输出电压 (V)	静态电源电流 (mA)	输出电流 (mA)	控制方式	封装选择
MAX741U	1.8~15.5	5,12,15,adj	1.6	5W	PWM	DIP,SSOP
MAX751	1.2~5.25	5	2	175		DIP,SO
MAX752	1.8~16	可调	1.7	2.4W		
MAX756/757	1.1~5.5	3.3或5/adj	0.045	250	PFM	DIP,SO
MAX761/762	2~16.5	12/15或adj	0.08	120		
MAX770	2~16.5	12/15或adj	0.085	1A		
MAX1771	2~16.5	12或adj	0.085	1A		
MAX773	3~16.5	adj~48	0.085	1A		
MAX777	1~6	5	0.22	300		
MAX856	0.8~6	3.3或5	0.025	100		
MAX858	0.8~6	3.3或5	0.025	25		

降压开关稳压器

MAX638	2.6~16.5	5,adj	0.135	75	PFM	DIP,SO
MAX639	4~11.5	5	0.01	225	PFM	DIP,SO
MAX649	4~16.5	5	0.08	2A		
MAX1649	4~16.5	5	0.08	2A		
MAX724	3.5~40/60	2.5~40	8.5	5A	PWM	TO-220, TO-3
MAX726				2A		
MAX727		5				
MAX728		3.3				
MAX729		3				
MAX730A	5.2~11	5	1.7	300	PWM	DIP,SO
MAX738A	6~16	5	1.7	750		DIP,SSOP
MAX741D	2.7~15.5	5,adj	2.8	3A		DIP,SO
MAX744A	4.75~16	5	1.2	750		
MAX746	4~15	5/adj	1	2.5A		
MAX747	4~15	5/adj	0.8	2.5A		
MAX748A	3.3~16	3.3	1.7	750		
MAX750A	4~11	adj	1.7	1.5W		
MAX758A	4~16	adj	1.7	3.75W		
MAX763A	3.3~11	3.3	1.4	500		
MAX767	4.5~5.5	3.3,3.45(R)	0.75	750	SSOP	

续上表

元件型号	输入电压范围 (V)	输出电压 (V)	静态电源电流 (mA)	输出电流 (mA)	控制方式	封装选择
MAX787	3.5~40/60	5	8.5	5A	PWM	T0-220, T0-3
MAX788		3.3				
MAX789		3				
MAX796	4.5~30	5.05	0.7	50W		DIP, SO
MAX830	3.5~40	Adj	8	1A		SO

反相型开关稳压器

MAX4391	4~16.5	升至-20	0.09	400mW	PWM	DIP, SO
MAX634	2.3~16.5	升至-20	0.07	400mW		
MAX635	2.3~16.5	-5, adj	0.08	50		
MAX636	2.3~16.5	-12, adj	0.08	40		
MAX637	2.3~16.5	-15, adj	0.07	25		
MAX650	-54~-42	5	0.5	250		
MAX735	4~6.2	-5	1.6	275		
MAX736	4~8.6	-12	1.6	125		
MAX737	4~5.5	-15	2.5	100		
MAX739	4~15	-5	1.6	500		
MAX741N	2.7~15.5	-5, -12, -15	2.2	5W	PWM	DIP, SSOP
MAX749	2~6	adj	0.06	5W	PFM	DIP, SO
MAX755	2.7~9	adj	1.8	1.4W	PWM	
MAX759	4~15		2.1	1.5W		
MAX764	3~16.5	-5, adj	0.1	200		
MAX774	3~16.5	-5, adj	0.1	1A		

双路输出开关稳压器

MAX742	4.2~10	±12, ±15	8	±15W	PWM	DIP, SO
MAX743	4.2~6	±12, ±15	20	±1.5W	PWM	DIP, SO

注: adj 是可调的意思。

主要参考文献

1. 叶慧贞,杨兴洲编著. 开关稳压电源. 北京:国防工业出版社,1990
2. 叶治政、叶靖国编著. 开关稳压电源. 北京:高等教育出版社,1989
3. 王鸿麟等编著. 现代通信电源. 北京:人民邮电出版社,1987
4. I. M. 戈特利布著(美). 稳压电源. 叶靖国等译. 北京:科学出版社,1983
5. 徐曼珍编著. 程控数字通信系统基础电源设备. 北京:人民邮电出版社,1995
6. MOTOROLA LINEAR AND INTERFACE ICS MOTOROLA INC. 1988
7. LINEAR/SWITCH MODE VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK. MOTOROLA INC. 1982
8. 詹树仁主编. 特殊集成电路应用手册. 武汉市力源单片机技术研究所,1993



“电子爱好者”网站是一个面向广大电子爱好者、大专院校学生、中小型企业工程技术人员的技术应用、推广专业网站。主要内容有：电子技术应用交流，器件资料、电子设计软件下载，电子技术支持服务，电子产品发布、转让和引进等信息。

本资料由“电子爱好者”网站收集整理，版权属原作者

在使用本资料或软件时，有什么问题，欢迎到“电子爱好者”网站内的 BBS “技术论坛”中发表，我站的热心网友会帮助你的。

技术论坛：<http://www.etuni.com/bbs>

需要更多的电子技术相关资料或软件，欢迎到“电子爱好者”网站下载。

“电子爱好者”网站：<http://www.etuni.com>