

开关电源的原理与设计

张占松 蔡宣三 编著



电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

GEP®



珠海金电电源工业有限公司

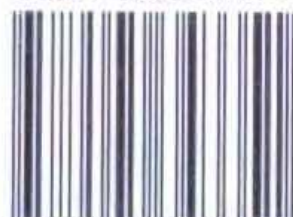
电话 : (0756) 3356046, 3350008

传真 : (0756) 3334323

网址 : <http://www.gep-power.com>

电子邮件 : zhgepco@mail.zhuhai.gd.cn
gep@gep-power.com

ISBN 7-5053-4335-1



9 787505 343351 >

ISBN 7-5053-4335-1/TN·1099

定价: 50.00 元

201

TN 86
Z 36

开关电源的原理与设计

张占松 蔡宣三 编著



A0982065



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

内 容 简 介

本书系统论述 DC-DC 高频开关电源工作原理与工程设计方法。内容包括 PWM 变换器和软开关 PWM 变换器的电路拓扑、原理、控制及动态分析等;功率 MOSFET、IGBT、MCT 等功率半导体器件的特性与应用;集成控制电路;磁元件特性与设计计算方法;开关电源中有源功率因数校正,同步整流与并联均流等技术。PWM 开关电源的设计与有关制造问题;开关电源的数字仿真方法,计算机辅助优化设计和最优控制方法,并附有计算实例。本书内容丰富、新颖、深入浅出。编著者力图反映 90 年代中期国内外工程界与学术界在高频开关电源方面的进展和所取得的研究成果。

本书可作为高校有关专业师生和研究生的教材或参考书,也可作为电气与电子工程师们继续教育,职业教育的培训教材,以及在进行开关电源的工程设计和开发工作时的参考书。

开关电源的原理与设计

张占松 蔡宣三 编著

责任编辑 王惠民

*

电子工业出版社出版(北京万寿路173信箱)

电子工业出版社发行 各地新华书店经销

广州恒远彩印厂印刷

*

开本: 787×1092毫米 1/16 印张:35.5 字数:800千字

1998年7月第一版 2001年1月第六次印刷

印数: 14000-17000册 定价:50.00元

ISBN7-5053-4335-1/TN·1099

第一篇 PWM 开关变换器的基本原理

第一章 开关变换器概论

第一节 什么是开关变换器和开关电源

电源有如人体的心脏,是所有电设备的动力。但电源却不像心脏那样形式单一。因为,标志电源特性的参数有功率、电压、频率、噪声及带载时参数的变化等等;在同一参数要求下,又有体积、重量、形态、效率、可靠性等指标,人可按此去“塑造”和完美电源,因此电源的形式是极多的。本书重点介绍开关电源的原理及其设计方法。

一般电力(如市电)要经过转换才能符合使用的需要。转换例子有:交流转换成直流,高电压变成低电压,大功率中取小功率等等。这一过程有人形象地说成:粗电炼为精电。炼为精电后才好使用。

按电力电子的习惯称谓,AC-DC(理解成 AC 转换成 DC,其中 AC 表示交流电,DC 表示直流电)称为整流(包括整流及离线式变换),DC-AC 称为逆变,AC-AC 称为交流-交流直接变频(同时也变压),DC-DC 称为直流-直流变换。为达到转换目的,手段是多样的。六十年代前,研发了半导体器件,并用此器件为主实现这些转换。电力电子学科从此形成并有了近三十年的迅速发展。所以,广义地说,凡用半导体功率器件作为开关,将一种电源形态转变成为另一形态的主电路都叫做开关变换器电路;转变时用自动控制闭环稳定输出并有保护环节则称开关电源(Switching Power Supply)。开关电源主要组成部分是 DC-DC 变换器,因为它是转换的核心,涉及频率变换,目前 DC-DC 变换中所用的频率提高最快。它在提高频率中碰到的开关过程、损失机制,为提高效率而采用的方法,也可为其它转换方法参考。

值得指出,常见到离线式开关变换器(off-line Switching Converter)名称,是 AC-DC 变换,也常称开关整流器;它不单是整流的意义,而且整流后又作了 DC-DC 变换。所说离线并不是变换器与市电线路无关的意思,只是变换器中因有高频变压器隔离,故称离线。

第二节 DC-DC 变换器的基本手段和分类

把直流电压变换为另一种直流电压最简单办法是串一个电阻,这样不涉及变频的问题,显得很简单,但是效率低。用一个半导体功率器件作为开关,使带有滤波器(L 或/和 C)的负载线路与直流电压一会相接,一会断开,则负载上也得到另一个直流电压。这就是 DC-DC 的基本手段,类似于“斩波”(Chop)作用。

一个周期 T_s 内,电子开关接通时间 t_{on} 所占整个周期 T_s 的比例,称接通占空比 D , $D = \frac{t_{on}}{T_s}$; 断开时间 t_{off} 所占 T_s 比例,称断开占空比 D' , $D' = \frac{t_{off}}{T_s}$ 。很明显,接通占空比越大,负载上电压越高; $\frac{1}{T_s} = f_s$ 称开关频率, f_s 越高,负载上电压也越高。这种 DC-DC 变换器中的开关都在某一固

定频率下(如几百千赫芝)工作,这种保持开关频率恒定但改变接通时间长短(即脉冲的宽度),使负载变化时,负载上电压变化不大的方法,称脉宽调制法(Pulse Width Modulation,简表为PWM)。由于电子开关按外加控制脉冲而通断,控制与本身流过的电流、二端所加的电压无关,因此,电子开关称为“硬开关”。很明显,由于硬开关开断和接通时,开关上同时存在电压、电流,损耗是比较大的,但无论如何比串电阻变换方法小得多。这就是开关电源的优点之一。

凡用脉宽调制方式控制电子开关的开关变换器,称为 PWM 开关变换器。它是以使用“硬开关”为主要特征的。

另一类称之为软开关。凡用控制方法使电子开关在其两端电压为零时导通电流,或使流过电子开关电流为零时关断,此开关称为软开关。软开关的开通、关断损耗理想值为零。这是八十年代发展的方法,由于损耗小,开关频率可提高到兆赫级,开关电源体积、重量进一步显著减小。

为了满足电子开关上电压或电流为零的条件,可用谐振(Resonance)的方法。所谓谐振,按电路理论知道,它是正弦电压加在理想的(无寄生电阻)电感和电容串联电路上。当正弦频率为某一值时,容抗与感抗相等,电路的阻抗为零,电路电流达无穷大;如果正弦电压加在电感和电容并联电路上,当正弦电压频率为某一值时,电路的总导纳为零,电感、电容元件上电压为无穷大。前者称串联谐振,后者称并联谐振。在开关电源电路中加的不是正弦电压,而是直流电压。直流电压加在串联的 LC 时,电路中电流按正弦规律无阻尼振荡,其频率即电路的谐振频率,或称振荡频率。利用谐振现象,电子开关器件两端电压按正弦规律振荡,当振荡到零时,使电子开关导通流过电流,此法称零电压开通(Zero - Voltage - Switching 简称 ZVS)。同理当流过电子开关器件的电流振荡到零时,使电子开关断开,此法称为零电流关断(Zero - Current - Switching 简称 ZCS)。

利用谐振现象,使电子开关器件上电压或电流按正弦规律变化,以创造零电压开通或零电流关断的条件,以这种技术为主导的变换器称谐振变换器。它有串联和并联谐振变换器两种。如果在桥式变换器(用谐振式方法控制)桥的输出端为串联 LC 网络,再接变压器原边绕组(包括带副边整流电路),称为串联谐振变换器。在桥式变换器串联 LC 网络的电容两端并联变压器原边绕组(包括带副边整流电路),称为并联谐振变换器。

由于正向和反向 LC 回路值不一样,即振荡频率不同,电流幅值也不同,所以振荡不对称。一般正向正弦半波大过负向正弦半波,所以常称为准谐振。无论是串联 LC,或并联的 LC 都会产生准谐振。

利用准谐振现象,使电子开关器件上的电压或电流按正弦规律变化,从而创造了零电压或零电流的条件,以这种技术为主导的变换器称为准谐振变换器。在单端、半桥或全桥变换器中,利用寄生电感和电容(如变压器漏感,半导体功率管或整流管的结电容)或外加谐振电感和电容,可得到相应的准谐振变换器。

谐振回路、参数可以超过两个,例如三个或更多,称为多谐振变换器。

为保持输出电压不随输入电压变化而变化,不随负载变化而变化(或基本不变),谐振、准谐振和多谐振变换器主要靠调整开关频率,所以是调频系统。

调频系统不如 PWM 开关那样易控,加上谐振、准谐振、多谐振电路谐振电压(或电流)峰值高,开关受的应力大,因此这几年热门的研究课题是零开关 - PWM 变换器和零转换 - PWM 变换器。

零开关 - PWM 变换器是指在准谐振变换器中,增加一个辅助开关控制的电路,使变换器

一周期内,一部分时间按 ZCS 或 ZVS 准谐振变换器工作,另一部分时间按 PWM 变换器工作。前者称 ZCS - PWM 变换器,后者称为 ZVS - PWM 变换器。这样,变换器已有电压过零(或电流过零)控制的软开关特点,又有 PWM 恒频调宽的特点。这时谐振网络中的电感是与主开关串联的。

零转换 - PWM 变换器,与零开关 - PWM 变换器并无本质上的差别,也是软开关与 PWM 的结合。只不过谐振网络与主电子开关是相并联的。

从上面所述,DC→DC 可分成 PWM 式、谐振式和它们的结合式。每一种方式中从输入与输出之间是否有变压器隔离,可以分成有隔离、无隔离两类。每一类中又有六种拓扑: Buck、Boost、Buck - Boost、Ćuk、Sepic 和 Zeta。由此可见 DC - DC 基本电路就不胜其数了。多数电路都具有个性,有典型应用价值,也有电路并无实用价值的。在本篇第二章中将重点介绍 Buck、Boost、Buck - Boost、Ćuk 四种基本拓扑,第三章中将介绍四种基本拓扑的隔离、组合、派生的各种电路。

Sepic 变换器、Zeta 变换器与 Ćuk 变换器是相近的,在书中不拟详述。

以上是从电路拓扑来分类,还有从其它角度,特征来分类的。例如,若按激励形式不同,可分为自激式和他激式两种。

自激式包括单管式变换器和推挽式变换器两种。他激式中包括调频、调宽、调幅、谐振等几种。目前应用较广的是调宽型(PWM),它包括正激式、反激式、半桥式和全桥式。谐振式中有串联谐振、并联谐振、串并联谐振等线路,按谐振式的开关什么时候接通来分,又可分为零电流开关和零电压开关等。

若按控制信号的隔离方法,则可分为直接式、光电耦合式、变压器式、磁放大器式等。有些线路通过电子器件完成电压—频率,或者频率—电压的转换工作之后,用变压器与控制信号隔离。

第三节 DC - DC 变换器主回路使用的元件及其特性

一、开关

无论哪一种 DC - DC 变换器,主回路使用的元件只是电子开关、电感和电容。电子开关只是快速地开通、快速地关断这两种状态,并且快速地进行转换。只有力求快速,使开关快速地渡过线性放大工作区,状态转换引起的损耗才小。目前使用的电子开关多是双极型晶体管、功率场效应管;逐渐普及的有 IGBT 管,还有各种特性较好的新式的大功率开关元件,例如 SITH(静电感应晶闸管)和 MCT(场控制晶体闸流管)。这些元件的基本特性在本篇的第四章进行介绍。

值得指出,主回路也不是绝对不出现电阻元件。出现的前提是极有利于控制性能而又不引起多大的损耗,而且限于几十瓦以下的小功率变换器中应用。一般其阻值在毫欧级,其上得到的 mV 电压可用来作为当前工作周期进行电流控制或保护的信号。这在第一篇第六章 IC 控制器介绍中可以见到;在第二篇设计线路中也可见到。

二、电感

电感是开关电源中常用的元件,由于它的电流、电压相位不同,因此理论损耗为零。常为

储能元件,也常与电容共用在输入滤波器和输出滤波器上。用于平滑电流,也称它为扼流圈。其特点是流过其上的电流有“很大的惯性”。换句话说,由于“磁通连续”性,电感上的电流必须是连续的,否则将会产生很大的电压尖峰波。

电感为磁性元件,自然有磁饱和的问题。应用中有允许其饱和的,有允许其从一定电流值起开始进入饱和的,也有不允许其出现饱和的。在具体线路中要注意区分。在多数情况下,电感工作在“线性区”,此时电感值为一常数,不随端电压与流过电流而变化。但是,在开关电源中电感,有一个不可忽视的问题,就是电感的绕线所引起两个分布参数(或称寄生参数)的现象。其一是绕线电阻,这是不可避免的。其二是分布式杂散电容,随线制工艺、材料而定。杂散电容在低频时影响不大,随着频率的提高而渐显出来,到某一频率以上时,电感也许变成了电容的特性了。如果将杂散电容“集成”为一个,则从电感的等效电路,可以明白地看出在某一角频率后的电容性。

在分析电感在线路中工作或绘波形图时,不妨考虑下面几个特点:

(1)在电感 L 中有电流 I 流过时,储存有 $\frac{1}{2}LI^2$ 的能量;

(2)当电感 L 两端的电压 V 为不变时,依 $V = L \frac{di}{dt}$ 公式可知,忽略内阻 R 时,电感电流变化率 $\frac{di}{dt} = V/L$,表明电感电流线性增加;

(3)正在储能的电感器,因为能量不能瞬时突变,若切断电感在变压器原边回路时,能量绝大部分经变压器副边出现的电流输送至负载,原、副边耦合中保持相同的安匝数,维持磁场不变,或每匝伏·秒值不变。

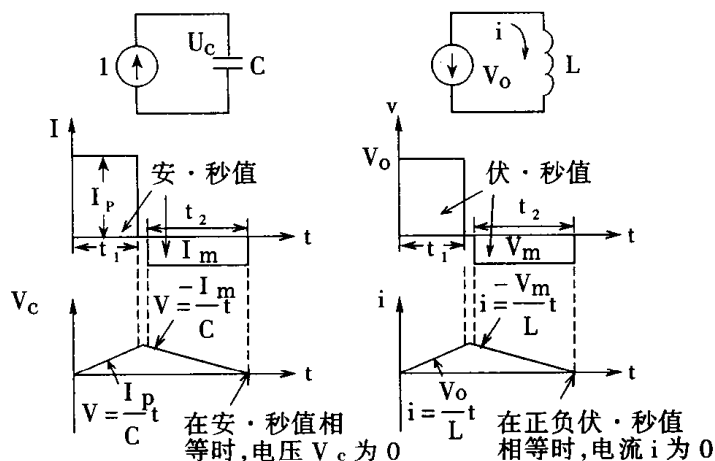
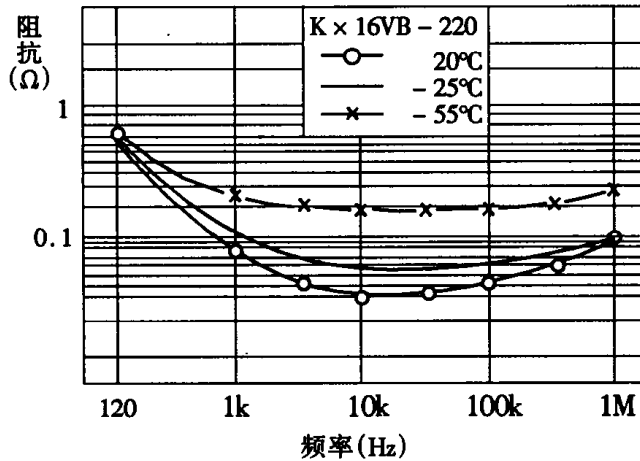


图 1-1 电感特性与电容特性的比较

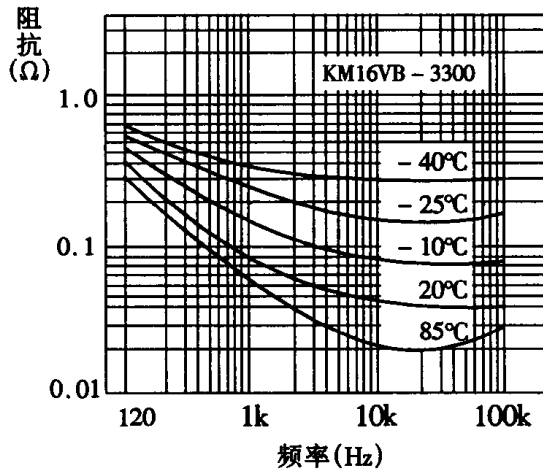
(4)就像电容有充、放电流一样,电感器也有充、放电电压。电容上的电压与电流的积分(称为安·秒值)成正比,电感上的电流与电压的积分(称为伏·秒值)成正比,如图 1-1 所示。只要电感器电压变化,其电流斜率 $\frac{di}{dt}$ 也变化;正向电压,使电流从零线性上升;反向电压,电流线性下降,根据能量守恒原理在电感器伏·秒值面积相等的某一时间点上,线性变化的电流重新降到零。

三、电容

电容是开关电源中常用的元件,它与电感一样也是储存电能和传递电能的元件,但对频率的特性却刚好相反。应用上,主要是“吸收”纹波,具有平滑电压波形的作用。实际的电容并不是理想元件。电容器由于有介质、接点与引出线,造成一个等效电阻。这种等效电阻在开关电源中小信号反馈控制上,以及输出纹波抑制的设计上,起着不可忽视的作用。另外电容等效电路上有一个串联的电感,它在分析电容器滤波效果时,非常重要。有时加大电容量并不能使电压波形平直,就是因为这个串联寄生电感起着副作用。



(a) 开关电源用电容(16V, 2200 μ F)



(b) 高温长寿命电容(16V, 2200 μ F)

图 1-2 电容阻抗与频率的关系(温度为参变量)

电容的串联电阻是与接点和引出线有关,也与电解液有关。常见电解电容电解质的成份为 Al_2O_3 , 导电率 ϵ 比空气约大七倍,为了继续能提高电容量,把铝箔表面做成有规律的凸凹不平状,使氧化膜表面积加大(因为电容量与表面积成正比)。加入的电解液可在凹凸面上流动。电解液受温度影响,温度下降,电阻加大,即电容串联电阻加大。高温长寿命电容的阻抗随温度下降而增加的情况示于图 1-2 中。

温度下降,等效串联电阻(ESR)加大,导致电容寿命减短,这是铝电解电容的缺点。为了

改善这一缺点,将电解液覆盖在氧化膜表面后将其干燥,形成固体式电解质电容,即“钽电容”。目前又用有机半导体代替电解液,也是固体式电解质电容称为“OS 电容”。“OS 电容”的串联电阻小了许多,在图 1-3 中示出常用几种电容的串联电阻值,以供比较。

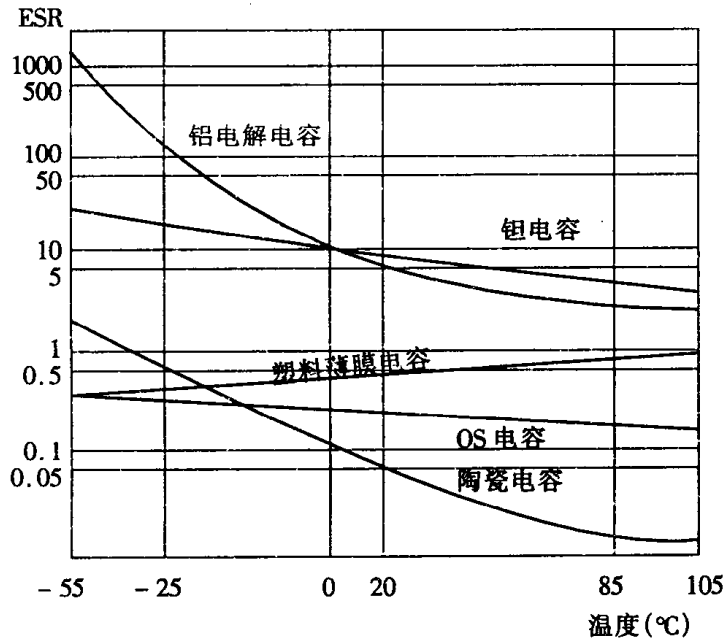


图 1-3 各种电容 ESR 的比较

在开关电源中的电容器,工作时平均电流为零,但因充、放电电流波形不同,有效值电流是很大的。例如,市电整流输入到开关电源的滤波电路电容,其充电只在市电正弦半波瞬时值高于电容上直流电压一个短时期内才发生,而且是低频的(50Hz),由电容放电供电给开关电源,放电频率是高频的(与开关频率相同)。有效值电流 $i_{c(rms)}$ 比负载电流 I_0 大,其计算式为:

$$i_{c(rms)} = 1.12 I_0 \quad (1.1.1)$$

电容器的选择,除考虑有效值外尚要考虑纹波电压和耐压的要求。

第二章 基本的 PWM 变换器主电路拓扑

第一节 概述

上面已述可以从不同的角度对变换器进行分类。在下面两章中,讲述基本的和带变压隔离的两类变换器。变换器(对直流——直流变换而言)主要功能是变压,至于隔离与否,则要看使用需要。所以,基本变换器只完成变压;带隔离变压的变换器,除完成变压外还有输入/输出之间隔离的功能。本章介绍基本变换器的各项特征,包括线路、工作原理、波形、主要概念与关系式,特点等等。最后以公式表列比较四种基本变换器的异同。

第二节 Buck 变换器

一、别名

降压变换器、串联开关稳压电源、三端开关型降压稳压器。

二、线路组成

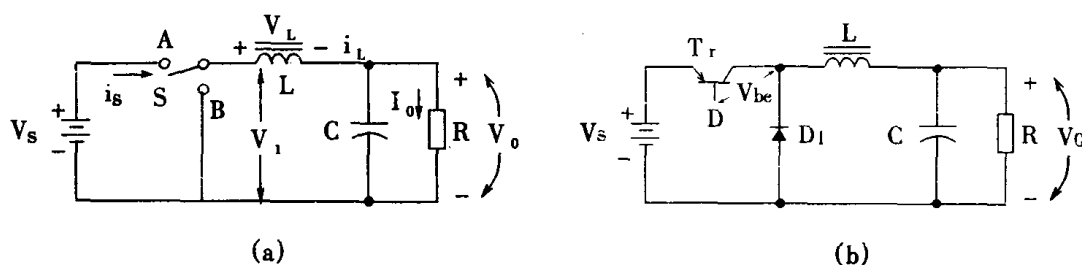


图 2-1 Buck 变换器电路

图 2-1(a)由单刀双掷开关 S、电感元件 L 和电容 C 组成的示意图。图 2-1(b),由以占空比 D 工作的晶体管 T_r 、二极管 D_1 、电感 L、电容 C 组成的 Buck 变换器电路图。电路完成把直流电压 V_s 转换成直流电压 V_o 的功能。

三、工作原理

1. 假定:为分析稳态特性,简化推导公式的过程,特作如下几点假定:

(1)开关晶体管、二极管均是理想元件。也就是可以瞬间地“导通”和“截止”,而且“导通”时压降为零,“截止”时漏电流为零;

(2)电感、电容是理想元件。电感工作在线性区而未饱和,寄生电阻为零,电容的等效串联电阻为零;

(3)输出电压中的纹波电压与输出电压的比值小到允许忽略。

2. 工作过程

当开关S在位置A时,有图2-2(a)所示的电流 $i_s = i_L$ 流过电感线圈L,在电感线圈未饱和前,电流线性增加,在负载R上流过电流 I_0 ,两端输出电压 V_0 ,极性上正下负。当 $i_s > I_0$ 时,电容在充电状态。这时二极管 D_1 承受反向电压;当开关S打至B位时,如图(b)所示,由于线圈L中的磁场将改变线圈L两端的电压极性,以保持其电流 i_L 不变。负载R两端电压仍是上正下负。在 $i_L < I_0$ 时,电容处在放电状态,有利于维持 I_0 、 V_0 不变。这时二极管 D_1 承受正向偏压为电流 i_L 构成通路,故称 D_1 为续流二极管。由于变换器输出电压 V_0 小于电源电压 V_s ,故称它为降压变换器。工作中输入电流 i_s ,在开关闭合时, $i_s > 0$,开关打开时, $i_s = 0$ 故 i_s 是脉动的,但输出电流 I_0 ,在L、 D_1 、C作用下却是连续的、平稳的。

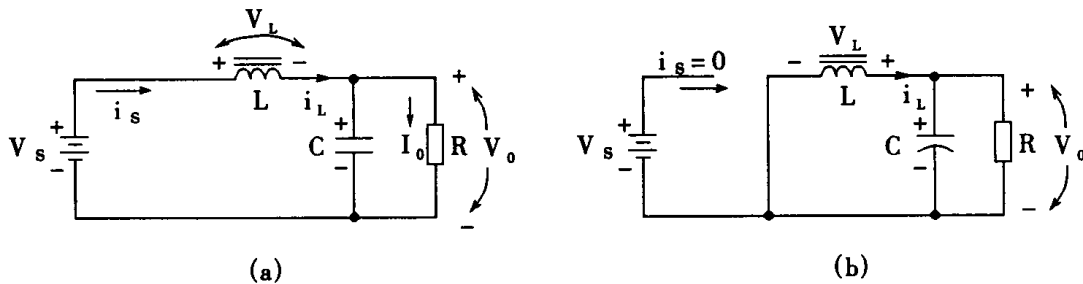


图2-2 Buck变换器电路工作过程

四、电路各点的波形

按电感电流 I_L 在周期开始时是否从零开始,可分为电感电流连续工作模式和电感电流不连续工作模式两种。波形如图2-3(a)(b)所示。

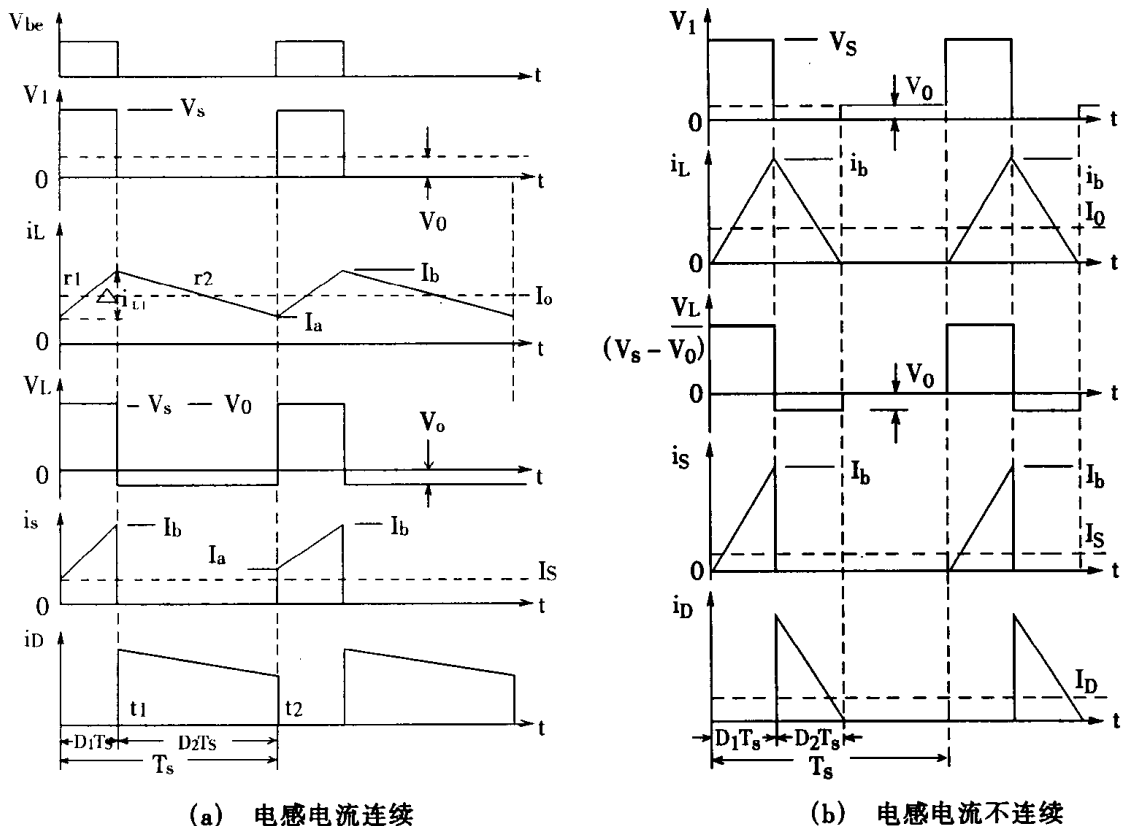


图2-3 Buck变换器两种工作模式波形图

五、主要概念与关系式

1. 电感电流连续与不连续

下面分析一下开关闭合和断开的情况与输出电压的关系。在图 2-3 中, 设开关周期为 T_s , 闭合时间为 $t_1 = D_1 T_s$, 断开时间 $t_2 - t_1 = D_2 T_s$; $D_1 < 1$, 称 D_1 为接通时间占空比, 体现了开关接通时间占周期的百分值, $D_2 < 1$, 称 D_2 为断开时间的占空比, 体现了开关断开时间占周期的百分值。根据假定(1)很明显, $D_1 + D_2 = 1$ 。

在输入输出不变的前提下, 当开关 S 在 A 位时, 波形如图 2-3(a) 所示, 电感电流线性上升, 其增量为:

$$\Delta i_{L1} = \int_0^{t_1} \frac{V_s - V_0}{L} dt = \frac{V_s - V_0}{L} t_1 = \frac{V_s - V_0}{L} D_1 T_s \quad (1.2.1)$$

式中: Δi_{L1} ——电流增量(A);

V_s ——输入电源电压(V);

V_0 ——输出电压(V);

L ——电感(H);

T_s ——开关周期(S);

D_1 ——开关接通时间占空比。

当开关 S 在 B 位时, 如图 2-3(a) $t_2 - t_1$ 时间段所示, i_L 电流增量为:

$$\Delta i_{L2} = -\int_{t_1}^{t_2} \frac{V_0}{L} dt = -\frac{V_0}{L} (t_2 - t_1) = -\frac{V_0}{L} (T_s - D_1 T_s) = -\frac{V_0}{L} D_2 T_s \quad (1.2.2)$$

由于稳态时这两个电流变化量相等, 即 $\Delta i_{L1} = |\Delta i_{L2}|$, 所以:

$$\frac{V_s - V_0}{L} D_1 T_s = \frac{V_0}{L} D_2 T_s = \frac{V_0}{L} (1 - D_1) T_s$$

又因为 $D_1 + D_2 = 1$ 整理得:

$$V_0 = V_s D_1 \quad (1.2.3)$$

式(1.2.3)表明, 输出电压 V_0 随占空比 D_1 而变化, 由于 $D_1 < 1$, 故 $V_0 < V_s$, V_0/V_s 是电压增益, 表示为 M , 在本线路中:

$$M = \frac{V_0}{V_s} = D_1$$

如图 2.4 所示,电压增益 M 由开关接通时占空比 D_1 决定,即变换器有很好的控制特性。

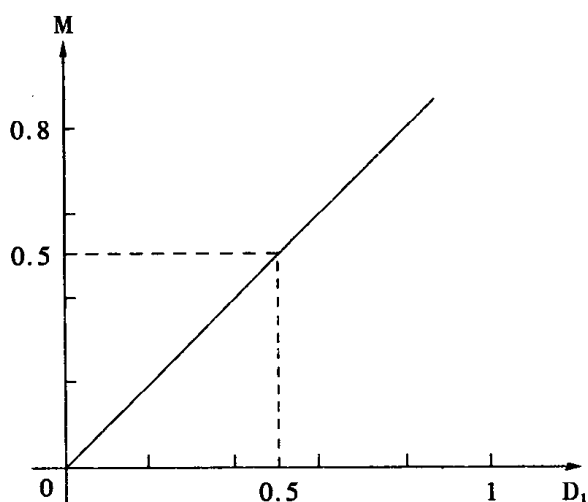


图 2-4 Buck $M=f(D_1)$ 关系图

当电感 L 较小,负载电阻较大,或 T_s 较大时,将出现电感电流已下降到 0,新的周期却尚未开始的情况。当新的周期来到时,电感电流从 0 开始,线性增加。这种工作方式称电感电流不连续的模式。波形图如图 2-3(b)。此时,当开关 S 在位置 A 时,占空为 D_1 :

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_s - V_0}{L} D_1 T_s$$

当开关 S 在位置 B 时

$$\Delta i_{L2} = -\frac{V_0}{L} D_2 T_s$$

由于 $\Delta i_{L1} = |\Delta i_{L2}|$, 所以:

$$\frac{V_s - V_0}{L} D_1 T_s = \frac{V_0}{L} D_2 T_s$$

整理得:

$$V_0 = \frac{D_1}{D_1 + D_2} V_s \quad (1.2.5)$$

式中 D_2 ——晶体管开断、二极管导通时间占空比(S)。

注意,二极管导通占空比用 D_2 表示之。相应晶体管导通占空比用 D_1 表之,如图(b),此时 $D_1 + D_2 \neq 1$ 。

由图 2-3(b) i_L 图形可知,稳态负载电流 I_0 即是 i_L 等腰三角形面积在 T_s 时间内的平均值,而且等于 V_0/R 。即

$$I_0 = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (D_1 + D_2) T_s \frac{V_s - V_0}{L} D_1 T_s \right] = \frac{V_0}{R} \quad (1.2.6)$$

解得
$$\frac{1}{M} - 1 = \frac{2\tau_L}{D_1(D_1 + D_2)} = \frac{2\tau_L}{D_1(D_1 + D_2)} \quad (1.2.7)$$

式中
$$\tau_L = \frac{L}{RT_s}$$

τ_L 是储能电感 L 与负载电阻 R 周期时间 T_s 乘积的比率。它是无量纲参数。

由(1.2.7)可得

$$M = \frac{D_1}{D_1 + \frac{2\tau_L}{D_1 + D_2}} \quad (1.2.8)$$

考虑到(1.2.5)可得 $D_2 = \frac{2\tau_L}{D_1 + D_2}$

即 $D_2^2 + D_1 D_2 - 2\tau_L = 0$

解得
$$D_2 = \frac{D_1}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D_1^2}} - 1 \right) \quad (1.2.9)$$

将(1.2.9)代入(1.2.6)得到不连续状态下 Buck 变换器的电压增益 M :

$$M = \frac{V_0}{V_s} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D_1^2}}} \quad (1.2.10)$$

公式(1.2.10)列于表 1.2.2 的第一行右侧,相应图形如 2-5。

从(1.2.10)式可得到占空比确定的电压增益。如果把(1.2.9)(1.2.10)式演算也可以得到从电压增益确定占空比。

$$D_1 = M \sqrt{\frac{2\tau_L}{1 - M}} \quad (1.2.11)$$

$$\text{和 } D_2 = \sqrt{2\tau_L(1-M)} \quad (1.2.12)$$

上面两式列于表 1.2.2 的第二行、第三行左边。

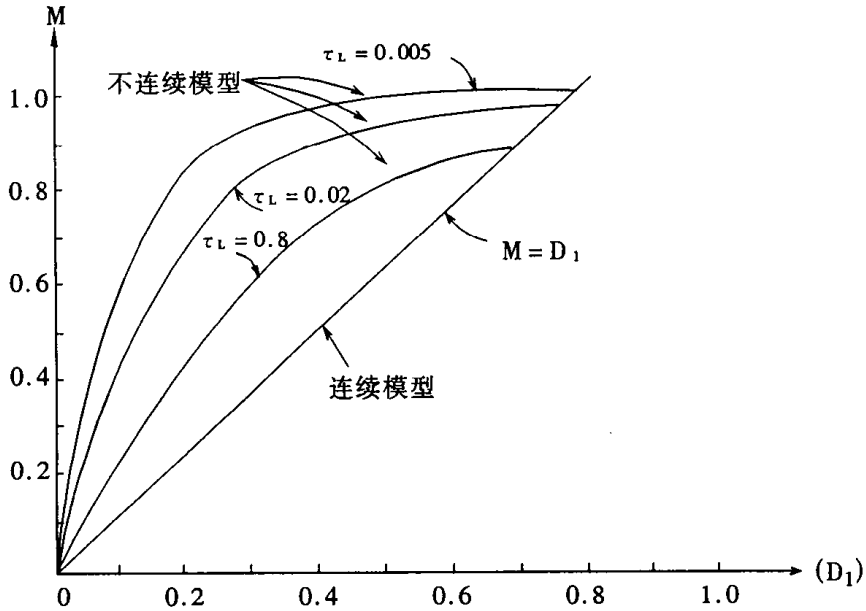


图 2-5 在连续和不连续的状态下, Buck 变换器电压增益 M 与占空比 D_1 的函数关系

2. 连续与不连续的临界条件

在连续与不连续状态之间有个临界状态, 其发生条件可表为:

$$\text{连续状态} \quad \frac{1}{2} \Delta i_L < I_0$$

$$\text{临界状态} \quad \frac{1}{2} \Delta i_L = I_0 \quad (1.2.13)$$

$$\text{不连续状态} \quad \frac{1}{2} \Delta i_L > I_0$$

考虑(1.2.2)式和(1.2.6)式, 临界状态时 $\frac{1}{2} \Delta i_L = \frac{V_0}{2L} D_2 T_s = \frac{V_0}{R}$ 整理得

$$\frac{D_2}{2} T_s = \frac{L}{R} \quad (1.2.14)$$

(1.2.14)为临界条件的 $\frac{L}{R}$ 表达式。该时 L 即定义为临界电感, 可表为 L_c ,

$$L_c = \frac{D_2 R}{2} T_s = \frac{V_0}{2I_0} D_2 T_s = \frac{V_0}{2I_0} t_{\text{OFF}} = \frac{V_0^2}{2P_0 f_s} (1 - D_1) \quad (1.2.15)$$

式中 $t_{\text{OFF}} = t_2 - t_1$ ——开关管 T_r 关断时间(S);
 V_0 ——输出电压(V);
 f_s ——开关工作频率 $\frac{1}{T_s}$ (Hz);
 P_0 ——变换器输出功率 $P_0 = I_0 V_0$ (W)。

3. 纹波电压 ΔV_0

流经电容的电流 i_c 是 $(i_L - I_0)$, i_c 在电容两端产生的电压 ΔV_0 称为纹波电压。其波形如图 2-6 所示。当 i_c 为 t 的线性函数时:

$$\begin{aligned} \Delta V_0 &= \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c dt \\ &= \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} \times \frac{\Delta I_L}{2} \times \frac{T_s}{2} \right) \\ &= \frac{\Delta I_L T_s}{8C} \end{aligned} \quad (1.2.16)$$

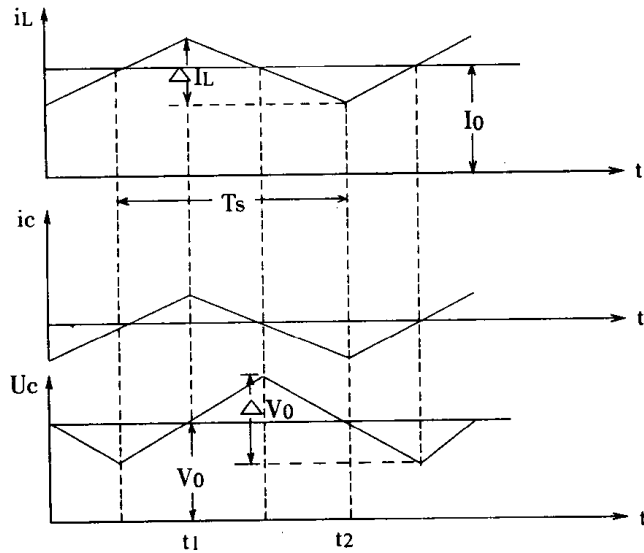


图 2-6 电容电压和电流波形

把式(1.2.2)代入(1.2.16)得:

$$\Delta V_0 = \frac{V_0}{8LC} (t_2 - t_1) T_s = \frac{V_0 D_2 T_s^2}{8LC} \quad (1.2.17)$$

式中 D_2 ——关断时间占空比

$$D_2 = \frac{t_2 - t_1}{T_s} = \frac{T_s - t_1}{T_s} = 1 - D_1$$

由式(1.2.15)知,对于 L_c 和 D_2 为固定值时,降压变换器的电流连续与否是由 R 值确定的。当 R 的欧姆值增大时,工作状态将从连续的转化为不连续的。另一方面,如果 R 和 $D_2 T_s$ 是固定的,则电感器的 $L < L_c$ 时,其工作状态由连续的转化为不连续的。当 f_s 增大时,即 T_s 减小,从(1.2.15)可看出,则保持开关变换器在连续状态工作的 L_c 降低。

仔细地观察图 2-3(a)和(b)的波形,可以推出一些 Buck 变换器的一些性质特点。

V_0 是 V_1 在 T_s 内的平均值。 V_1 时有时无; V_0 则是平直的。因此,变换器可以简单地看成是一个有低通滤波器的电压斩波器。低通滤波器的作用就是滤去 V_1 中随时间而变化的交流分量。所以低通滤波器的频率 f_c 比开关频率 f_s 要低得多。由于 V_0 是 V_1 的平均值,而 V_1 的峰值为直流电源电压 V_s ,所以 V_0 总是比 V_s 小。

注意, V_1 的波形在两种不同工作状态下其形状是不同的。连续状态时,在 t_1 期间, $V_1 = V_s$;在 t_2 期间, $V_1 = 0$ 。 V_1 的平均值 V_0 是由 D 决定的,而且在理想情况下,在这个线路模型中, V_0 与 R 无关。然而,在不连续状态中,在 t_2 期间,有部分时间 V_1 为 0,部分时间 $V_1 = V_0$ 。 $V_1 = 0$ 所持续的时间由 R 决定,所以不连续时, V_0 值由 R 和 D_1 决定的。由于不连续时, t_2 中存在 $V_1 = V_0$ 的台阶,所以,在 V_s 和 D_1 的值相同时,不连续状态中的 V_0 较连续时的 V_0 大。

输入电流 i_s 是脉动的,与降压变换器的连续与否工作状态无关。这个脉动电流,在实际应用中应受到限制,以免影响其它电器正常工作。通常,电源 V_s 和变换器的输入端之间会加上一些输入滤波器,这种滤波器必须在开关变换器设计的早期阶段和建立模型过程就要予先进行考虑,否则,在开关变换器与输入滤波器联接时,可能会引起意外的自激振荡。

V_0 和 R 两个值决定 i_s 的平均值 I_s 。对没有功率损耗的理想 Buck 变换器中,电源变换效率为 100%,因此有 $V_s I_s = \frac{V_0^2}{R}$ 。因为 V_0 是一个输出恒定电压值常数 k ,故:

$$I_s = \frac{k}{V_s R} \quad (1.2.18)$$

上式说明 I_s 与 V_s 、 R 两个值的乘积成反比例。瞬时值 i_s 的上升部分与 i_L 相同。当 V_s 变化时,应使 D_1 变化,以便使 V_0 保持恒定值。 i_s 的幅值是变化的,但其最大幅值 I_b 在 V_s 一定时则不变。在一定的输入功率下,如变换器工作在不连续工作状态模型时, I_b 是很大的。这意味着变换器的功率晶体管 T_1 和续流二极管 D_1 必须具有较高的峰值电压和电流。由于这个和其它重要的原因,在高功率应用中,变换器应避免不连续工作状态(即使电感较大和由此引起的成本提高)。在负载变动较大的场合,也可使用变值扼流器,它的电感数据值随通过它本身的电流而变化。当小电流通过时,电感值大,但随电流增大,电感值却逐渐变小。这一方法非常有用,但这一个“变值”电感将由于开关变换器附加滤波器的截止频率 f_c 变动,使设计问题复杂化,即往往使得闭环控制的稳定变得很困难。

输出滤波器的截止频率 f_c 定义式为:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (1.2.19)$$

当所选的 C 能达到所需的输出滤波要求时, L 可以选得足够大, 以便使开关变换器保持在连续的工作状态, 但电容器本身没有完美的电气性能, 所以其内部的等效串联电阻将消耗一些功率。另外, 等效串联电阻上的压降会产生输出波纹电压, 欲要减小这些纹波电压, 只能靠减少等效串联电阻的值和动态电流的值。选择电容 C 的类型, 经常由纹波电流的大小决定。截止频率 f_c 的高低, LC 的大小, 都将影响输出纹波电压。在实际设计过程中, 选择 L 和 C 时, 要综合考虑其重量、尺寸以及成本等因素。从改善动态特性看, 可考虑选择小电感量, 大电容值。

例题: 已知一降压变换器工作电压为 $10V < V_S < 20V$, 输出电压 $5V$, 纹波电压为输出电压 V_0 的 0.5% 即 $\Delta V_0/V_0 < 0.5\%$, 负载电阻将在 $1\Omega < R < 10\Omega$ 变化, 求工作频率为 $10kHz$ 和 $50kHz$ 下所需临界电感值、电容值和晶体管的峰值 I_{TP} 。

解:

$$(1) \text{占空比的范围: } D = \frac{V_0}{V_S}, \quad \frac{V_0}{V_{smax}} < D < \frac{V_0}{V_{smin}}, \quad \frac{5}{20} < D < \frac{5}{10}, \quad \text{所以 } 0.25 < D < 0.5。$$

$$(2) \text{依式(1.2.15): } L_c = \frac{V_0 D_2 T_s}{2I_0} = \frac{(1-D_1)RT_s}{2}, \quad f_s = 10kHz \text{ 时, } T_s = 100 \times 10^{-6}(S):$$

$$L_{c10} = \frac{(1-0.25)(10)(100 \times 10^{-6})}{2} = 375\mu H。$$

$$f_s = 50kHz \text{ 时, } T_s = 20 \times 10^{-6}(S):$$

$$L_{c50} = \frac{(1-0.25)(10)(20 \times 10^{-6})}{2} = 75\mu H。$$

(3) 取电感量为临界连续电感量的 2 倍, 则:

$$L_{10} = 2L_{c10} = 2 \times 375 = 750\mu H$$

$$L_{50} = 2L_{c50} = 2 \times 75 = 150\mu H$$

依式(1.2.2), $\Delta I_L = \frac{V_0}{L} D_2 T_s$ 可计得, ΔI_L , 然后计出 I_{TP}

$$I_{TP} = I_L + \frac{1}{2} \Delta I_L = \frac{V_0}{R_{min}} + \frac{1}{2} \frac{V_0}{L} D_2 T_s; \quad R_{min} = 1(\Omega) \text{ 即:}$$

$$I_{TP10} = \frac{5}{1} + \frac{1}{2} \times \frac{5(1-0.25)}{750 \times 10^{-6}} \times 100 \times 10^{-6} = 5.25A;$$

$$I_{TP50} = \frac{5}{1} + \frac{1}{2} \times \frac{5(1-0.25)}{150 \times 10^{-6}} \times 20 \times 10^{-6} = 5.25A。$$

(4)依式(1.2.17): $\Delta V_0 = \frac{V_0}{8LC} D_2 T_S^2$,移项得, $C = \frac{V_0}{8L\Delta V_0} D_2 T_S^2$,即:

$$C_{10} = \frac{5(1-0.25)(100 \times 10^{-6})^2}{8 \times 750 \times 10^{-6} \times 0.005 \times 5} = 250\mu\text{F};$$

$$C_{50} = \frac{5(1-0.25)(20 \times 10^{-6})^2}{8 \times 150 \times 10^{-6} \times 0.005 \times 5} = 50\mu\text{F};$$

六、稳态特性的分析

为了设计一个变换器,必须定量地分析一些电量。例如,通过电路元件的直流电流和交流电流,电压增益、元件所受电压应力等。

下面讨论的方程式及图表是 Buck 变换器的稳定情况下 V 、 I 、 D 等关系。忽略了元件的寄生参数(如电感中的 R_L 和电容中电阻 R_C)。事实证明,这些方程式能满足实际设计的要求。

图 2-7 示出了 Buck 变换器各支路电流符号及方向。图中包括了一个输入滤波网络 L_1 、 C_1 ,并且假设 L_1 具有足够大的电感量,以致 I_S 实质上是直流; C_2 较大,以致 I_L 的交流压降大部分在电感 L 上。这两个假设是为获得低输入电流纹波及小的输出电压纹波提出的,符合开关电源实际应用。

图中 L_1 、 C_1 是为使降压变换器输入电流 I_S 从脉冲式变为连续式所须加入的滤波器。经适当推演,各关系量如表 1.2.1 表 1.2.2 所示。表中各量下标意义,avg 表示平均值,rms 表示有效值,T 表示晶体管,D 表示二极管,S 表示电源。各关系式也可以绘成曲线,参考文献[1]。

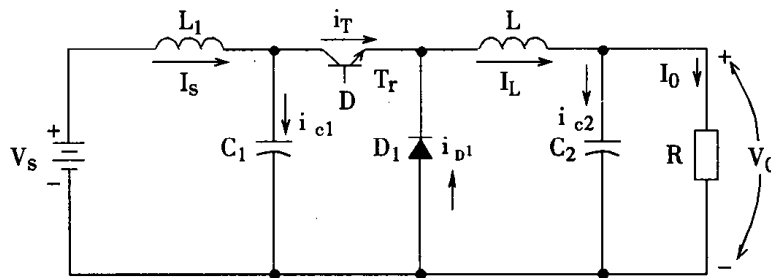


图 2-7 Buck 变换器各支路电流的定义

表 1.2.1 连续状态下 Buck 变换器的方程组

变量	函数表示式 1 $f(M, \tau_L, V_0, R)$	函数表示式 2 $f(D_1, \tau_L, V_0, R)$
M	M	D_1
D_1	M	D_2
D_2	$1 - M$	$1 - D_1$
V_0	MV_s	DV_s

$I_a(I_{Lmin})$	$\frac{V_0}{R} [1 - (\frac{1-M}{2\tau_L})]$	$\frac{V_0}{R} [1 - (\frac{1-D_1}{2\tau_L})]$
$I_b(I_{Lmax})$	$\frac{V_0}{R} [1 + (\frac{1-M}{2\tau_L})]$	$\frac{V_0}{R} [1 + \frac{1-D_1}{2\tau_L}]$
$I_L(av g)$	$\frac{V_0}{R}$	$\frac{V_0}{R}$
$I_L(rms)$	$\frac{V_0}{R} [1 + \frac{1}{12} (\frac{1-M}{\tau_L})^2]^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} [1 + \frac{1}{12} (\frac{1-D_1}{\tau_L})^2]^{1/2}$
$I_{Cl}(rms)$	$\frac{V_0}{R} \{M[(1-M) + \frac{1}{12} (\frac{1-M}{\tau_L})^2]\}^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} \{D_1[(1-D_1) + \frac{1}{12} (\frac{1-D_1}{\tau_L})^2]\}^{1/2}$
$I_{C2}(rms)$	$\frac{V_0}{R} (\frac{1-M}{\sqrt{12}\tau_L})$	$\frac{V_0}{R} (\frac{1-D_1}{\sqrt{12}\tau_L})$
$I_T(av g)$	$\frac{V_0 M}{R}$	$\frac{V_0}{R} D_1$
$I_T(rms)$	$\frac{V_0}{R} \{M[1 + \frac{1}{12} (\frac{1-M}{\tau_L})^2]\}^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} \{D_1[1 + \frac{1}{12} (\frac{1-D_1}{\tau_L})^2]\}^{1/2}$
$I_{D1}(av g)$	$\frac{V_0}{R} (1-M)$	$\frac{V_0}{R} (1-D_1)$
$I_{D1}(rms)$	$\frac{V_0}{R} \{(1-M)[1 + \frac{1}{12} (\frac{1-M}{\tau_L})^2]\}^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} \{(1-D_1)[1 + \frac{1}{12} (\frac{1-D_1}{\tau_L})^2]\}^{1/2}$
$I_S(av g)$	$\frac{V_0 M}{R}$	$\frac{V_0 D_1}{R}$
$V_T(max)$	V_S	V_S
$V_D(max)$	V_S	V_S

表 1.2.2 降压变换器在电感电流不连续时的方程式

变量	函数表示式 1 $f(M, \tau_L, V_0, R)$	函数表示式 2 $f(D_1, \tau_L, V_0, R)$
M	M	$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + 8\tau_L/D_1^2}}$
D_1	$M\sqrt{\frac{2\tau_L}{1-M}}$	D_1

D_2	$\sqrt{2\tau_L(1-M)}$	$(\frac{4\tau_L}{D_1})(\frac{1}{1+\sqrt{1+8\tau_L/D_1^2}})$
I_a	0	0
I_b	$\frac{V_0}{R}\sqrt{\frac{2(1-M)}{\tau_L}}$	$\frac{V_0}{R}\frac{4}{D_1}[\frac{1}{1+\sqrt{1+8\tau_L/D_1^2}}]$
$I_L(\text{avg})$	$\frac{V_0}{R}$	$\frac{V_0}{R}$
$I_L(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R}[(\frac{8}{9})(\frac{1-M}{\tau_L})]^{1/4}$	$I_b[\frac{D_1+D_2}{3}]^{1/2}$
$I_{C1}(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R}[M\sqrt{\frac{8}{9}(\frac{1-M}{\tau_L})}-M^2]^{1/2}$	$I_b\sqrt{\frac{D_1}{3}-\frac{D_1^2}{4}}$
$I_{C2}(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R}[\sqrt{\frac{8}{9}(\frac{1-M}{\tau_L})}-1]^{1/2}$	$I_b[\frac{D_1+D_2}{3}-\frac{(D_1+D_2)^2}{4}]^{1/2}$
$I_T(\text{avg})$	$\frac{V_0M}{R}$	$\frac{V_0D_1}{R}$
$I_T(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R}[\frac{8}{9}M^2(\frac{1-M}{\tau_L})]^{1/4}$	$I_b\sqrt{\frac{D_1}{3}}$
$I_{D1}(\text{avg})$	$\frac{V_0}{R}\sqrt{2\tau_L(1-M)}$	$\frac{V_0}{R}(\frac{4\tau_L}{D_1^2})(\frac{1}{1+\sqrt{1+8\tau_L/D_1^2}})^2$
$I_{D1}(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R}[\frac{8}{9}(\frac{1-M}{\tau_L})^3]^{1/4}$	$\frac{V_0}{R\tau_L\sqrt{3}}[(\frac{4\tau_L}{D_1})(\frac{1}{1+\sqrt{1+8\tau_L/D_1^2}})]^{3/2}$
$I_S(\text{avg})$	$\frac{V_0M}{R}$	$\frac{V_0D_1}{R}$
$V_T(\text{max})$	V_S	V_S
$V_D(\text{max})$	V_S	V_S

表中的方程式用两种不同的方法来表明其关系。第一种,各量与 M 、 τ_L 、 V_0 、 R 的关系,列于表的左纵列。第二种,各量与 D_1 、 τ_L 、 V_0 、 R 的关系,列于表的右纵列。对于连续状态来说, $D_1 = M$, 这时二纵列表示式相同。但是,在不连续时, $D_1 \neq M$, 其表示式也就不同了。

为了选出适合使用的正确方程式,必须知道线路工作在连续状态或不连续状态。在确定的工作状态下,给定 M 值时,就确定了 L 和 R 值。为了方便起见,在方程式中,我们用电感 L 与负载电阻 R 、周期 T_S 的乘积之比值表示电路的时间常数特征,用 τ_L 表示。在量纲上, $\frac{L}{R}$ 与 T_S 之比是标么值,因此称 τ_L 为时间常数的标么值。由定义可知, τ_L 描述了电路的特性,不是某一元件的时间常数了。

随着 L 的变小, τ_L 变小,开关变换器的导通状态将从连续状态变为不连续状态。此时电感 L , 标为临界电感 L_C ; 此时时间常数 τ_L , 标为临界时间常数 τ_{LC} 。其临界时间常数标么值 τ_{LC} 与 D_1 (或 M) 的关系,根据(1.2.14)式有

$$\frac{D_2}{2} = \frac{1 - D_1}{2} = \frac{L_C}{RT_S}$$

$$\text{即 } \frac{1 - D_1}{2} = \tau_{LC} \quad (1.2.20)$$

根据式(1.2.20)可画出图 2-8 曲线,如果 $\tau_L > \tau_{LC}$,那么将进入连续状态。反之,如果 $\tau_L < \tau_{LC}$,进入不连续的状态。例如, $M=0.4$ 时, $\tau_{LC} = \frac{1-0.4}{2} = 0.3$ 。当 $\tau_L > 0.3$ 时,工作在连续模式区间。注意,随着 R 和 V_S 的变化,开关变换器工作状态可能会变化。如果在具体应用中希望工作在某确定的单一的状态中,则应在整个 R 和 V_S 的变化范围内找出连续与不连续的边界。

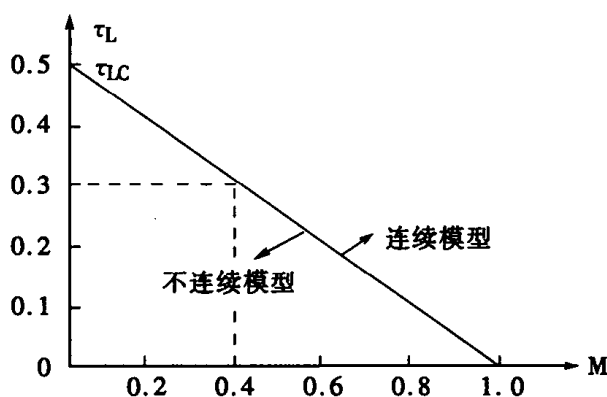


图 2-8 电感电流连续与不连续的边界

表 1.2.1 和表 1.2.2 的方程式对于计算各变量值是很有用的。通过文献[1]曲线,可进一步弄清楚开关变换器工作的状况。

第三节 Boost 变换器

一、别名

升压变换器、并联开关电路、三端开关型升压稳压器。

二、线路组成

线路如图 2-9 所示由开关 S 、电感 L 、电容 C 组成。完成把电压 V_S 升压到 V_0 的功能。

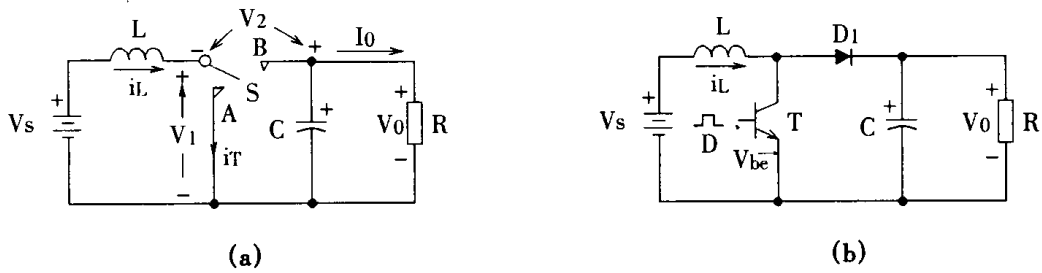


图 2-9 (a) Boost 变换器电路原理图 (b) 由晶体管和二极管组成的 Boost 电路

三、工作原理

1. 假定

为分析稳态特性,简化推导公式的过程,所需假定与第二节 Buck 变换器的假定相同。

2. 工作过程

当开关 S 在位置 A 时,如图 2-10(a) 电流 i_L 流过电感线圈 L, 在电感线圈未饱和前, 电流线性增加, 电能以磁能形式储在电感线圈 L 中。此时, 电容 C 放电, R 上流过电流 I_0 , R 两端为输出电压 V_0 , 极性上正下负。由于开关管导通, 二极管阳极接 V_S 负极, 二极管承受反向电压。所以电容不能通过开关管放电。开关 S 转换到位置 B 时, 构成电路如图 2-10(b), 由于线圈 L 中的磁场将改变线圈 L 两端的电压极性, 以保持 i_L 不变。这样线圈 L 磁能转化成的电压 V_L 与电源 V_S 串联, 以高于 V_0 电压向电容 C、负载 R 供电。高于 V_0 时, 电容有充电电流; 等于 V_0 时, 充电电流为零; 当 V_0 有降低趋势时, 电容向负载 R 放电, 维持 V_0 不变。

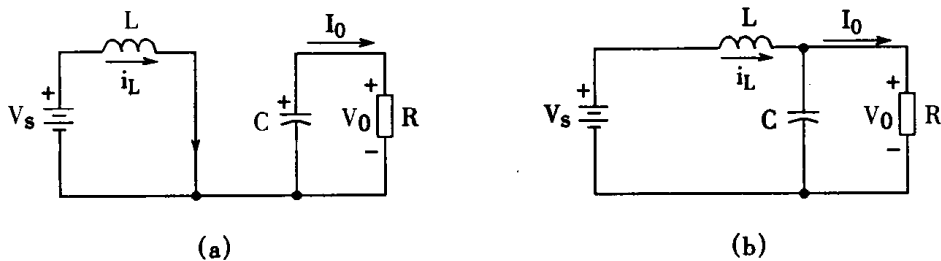


图 2-10 Boost 变换器电路工作过程

由于 $V_L + V_S$ 向负载 R 供电时, V_0 高于 V_S , 故称它为升压变换器。工作中输入电流 $i_S = i_L$ 是连续的。但流经二极管 D_1 电流却是脉动的。由于有 C 的存在, 负载 R 上仍有稳定、连续的负载电流 I_0 。

四、电路各点的波形

按 i_L 在周期开始时是否从零开始, 可分为连续工作状态或不连续工作状态两种模式。波形各如图 2-11(a)(b) 所示。

在 i_L 连续工作状态, 开关周期 T_s 最后的时刻电流 I_a 值, 就是下一个 T_s 周期中电流 i_L 的开始值。但是, 如果电感量太小, 电流线性下降快, 即在电感中能量释放完时, 尚未达到晶体管重新导通的时刻, 因而能量得不到及时的补充, 这样就出现了电流不连续的工作状态。在要求相同功率输出时, 此时晶体管和二极管的最大瞬时电流比连续状态下要大, 同时输出直流电压的纹波也增加。

在连续状态下, 输入电流不是脉动的, 纹波电流随 L 增大而减小。不连续工作状态, 输入电流 i_L 是脉动的, 晶体管输出电流 i_T , 不管连续或不连续工作方式却总是脉动的。而且, 峰值电流比较大。另外, 在不连续时, $D_3 T_s$ 的时间内, L 从输出端脱离, 这时只有电容 C 向负载提供所需的能量。因此, 要求比较大的电容 C , 才能适应输出电压、电流纹波小的要求。

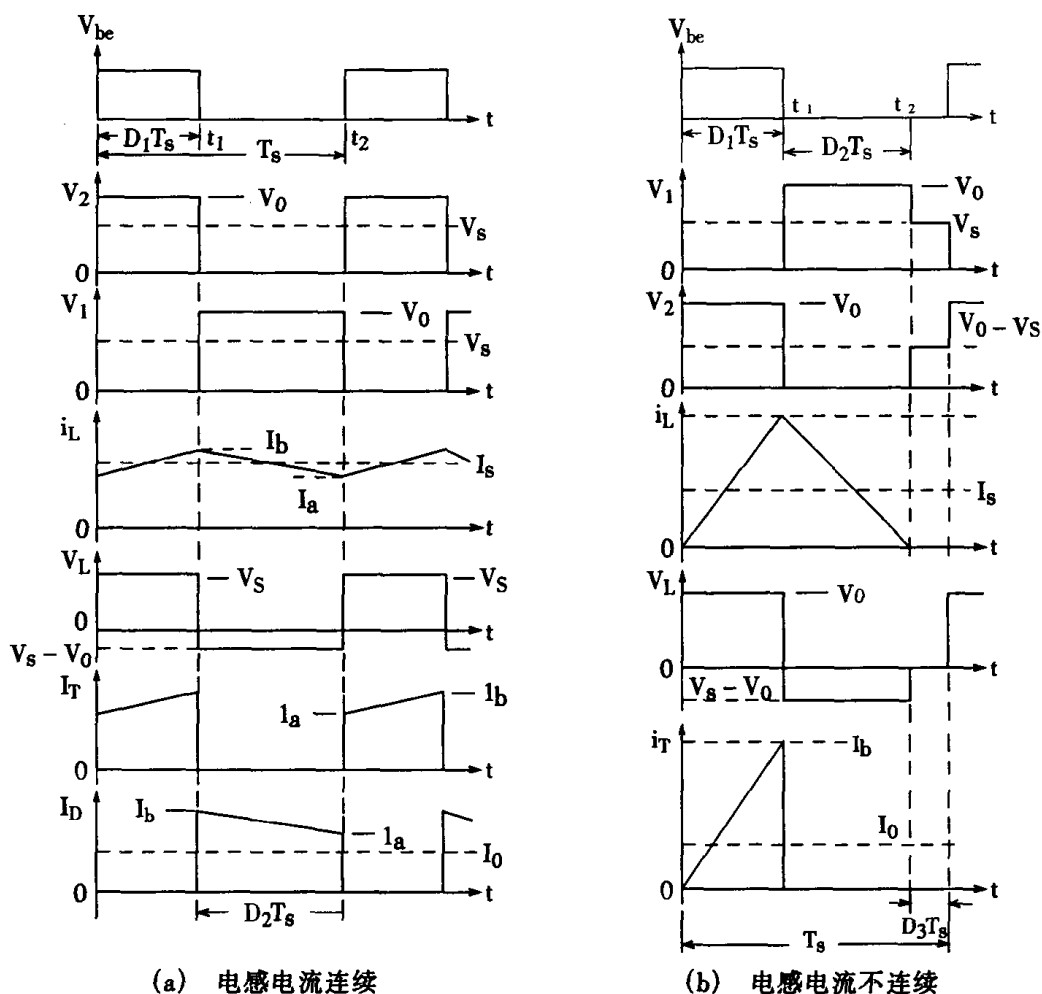


图 2-11 Boost 变换器工作波形图

五、主要概念与关系式

1. 电压增益

下面分析开关闭合和断开的情况与输出电压的关系。在图 2-11 中设开关动作周期为 T_s , 闭合时间为 $t_1 = D_1 T_s$, 断开时间为 $t_2 - t_1 = D_2 T_s$ 。 D_1 为接通时间占空比, D_2 为断开时间占空比, 它们各自小于 1, 连续状态时 $D_1 + D_2 = 1$ 。

在输入输出电压不变前提下, 当开关 S 在 A 位时, i_L 线性上升, 其电感电流增量为:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_S D_1 T_S}{L}$$

开关在 B 位时, i_L 线性下降, 其增量为:

$$\Delta i_{L2} = -\frac{V_0 - V_S}{L} D_2 T_S$$

由于稳态时这两个电流变化量绝对值相等 $\Delta i_{L1} = |\Delta i_{L2}|$, 所以

$$\frac{V_S D_1 T_S}{L} = \frac{(V_0 - V_S) D_2 T_S}{L}$$

化简得:

$$\text{电压增益 } M = \frac{V_0}{V_S} = \frac{1}{1 - D_1} = \frac{1}{D_2} \quad (1.2.21)$$

曲线 $M = f(D_1)$ 如图 2-12 所示。由图可知, M 总是大于 1。

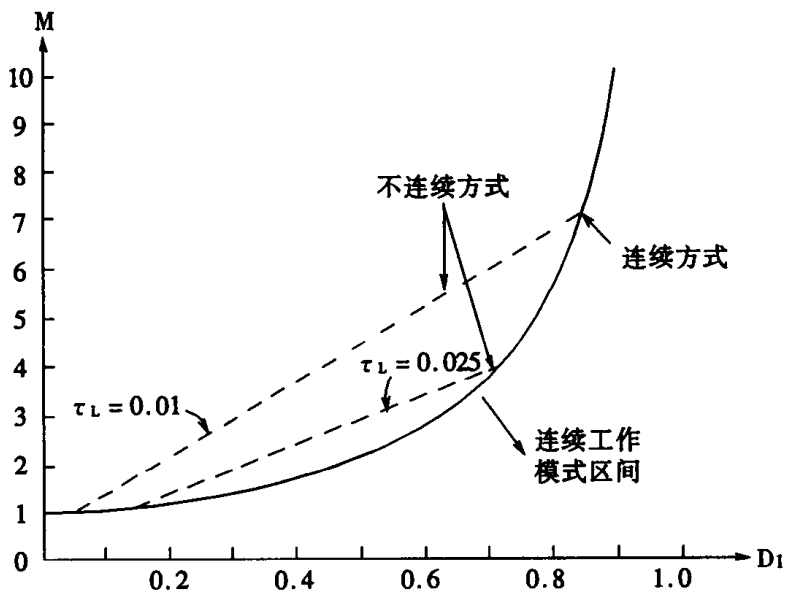


图 2-12 Boost 变换器 $M = f(D_1)$ 曲线

当电感较小, 或负载电阻较大, 或 T_S 较大时, 升压变换器工作波形如图 2-11(b) 所示。称为电感电流不连续的工作模式。此时, 当开关 S 在位置 A 时, 其电感电流增量。

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_S}{L} D_1 T_S$$

开关在 B 位时, 在 $D_2 T_S$ 时间内, 电流线性下降到零, 其电感电流增量为:

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_0 - V_S}{L} D_2 T_S$$

开关同样在位置 B, 在 $T_S - (D_1 + D_2) T_S$ 时间内, 电流为 0, 相当于电感与并联的电容 C、电阻 R 断开。

同样按交接处电流相等, 即 $\Delta i_{L1} = |\Delta i_{L2}|$ 原则有:

$$\frac{V_S D_1}{L} T_S = \frac{(V_0 - V_S) D_2}{L} T_S$$

这时 $D_1 + D_2 \neq 1$ 所以电压增益 M 的形式为:

$$M = \frac{V_0}{V_S} = \frac{D_1 + D_2}{D_2} \quad (1.2.22)$$

式(1.2.22)表示 M 不单与 D_1 有关, 而且与 D_2 有关。 D_2 是由电路参数决定的, 其进一步的关系可分析如下:

图 2-11(b) i_L 为三角形, 其面积在 T_S 时间内平均值即为 I_S 。 I_S 可表为:

$$I_S = \frac{1}{2T_S} D_1 T_S \frac{V_S}{L} D_1 T_S + \frac{1}{2T_S} D_2 T_S \frac{V_S}{L} D_1 T_S = \frac{V_S}{2L} (D_1 + D_2) D_1 T_S \quad (1.2.23)$$

又由于忽略损耗有:

$$V_0 I_0 = V_S T_S$$

$$\frac{V_0}{V_S} = \frac{I_S}{I_0} = M$$

故 $I_S = M I_0 \quad (1.2.24)$

联解(1.2.23)(1.2.24)式, 考虑式(1.2.7) $\tau_L = \frac{L}{RT_S}$ 可得:

$$M^2 = \frac{(D_1 + D_2) D_1}{2\tau_L} \quad (1.2.25)$$

式(1.2.25)与式(1.2.22)联解,可得:

$$D_2 = \left(\frac{\tau_L}{D_1}\right) \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2D_1^2}{\tau_L}}\right) \quad (1.2.26)$$

式(1.2.26)列于表 1.2.4 右列第三行。

由式(1.2.22)(1.2.25)可得

$$M = \frac{D_1 D_2}{2\tau_L} \quad (1.2.27)$$

将(1.2.26)代入式(1.2.27)可得

$$M = \frac{1 + \sqrt{1 + 2D_1^2/\tau_L}}{2} \quad (1.2.28)$$

式(1.2.28)列于表 1.2.4 右列第一行。 $M = f(D_1)$ 关系曲线,示在图 2-12 的虚线。虽然随 τ_L 不同,有不同曲线,但与连续工作模式 $M = f(D_1)$ 相比,它中间一段几乎可认为是直线了。这种线性关系,使不连续的升压变换器较容易设计控制线路,较易调整到稳定工作。

另外,式(1.2.21) $M = \frac{1}{D_2}$ 说明连续工作模式电压增益与关断占空比成反比。当接通占空比大于 0.8(关断占空比 0.2)之后, M 迅速增加。实验证明, M 的增加在一段 D_1 中是有限度的,在 D_1 继续增加时 M 反而会下降。研究其原因,是式(1.2.21)在理想情况下推得的。当考虑电感有寄生电阻 R_L ,电容有寄生电阻 R_C 时,电压增益与关断占空比关系如下式:

$$M = \left(\frac{1}{D_2}\right) \left[\frac{D_2^2 R'}{R}\right]$$

式中 $\left(\frac{1}{D_2}\right)$ ——理想的升压变换器电压增量的函数;

$\left[\frac{D_2^2 R'}{R}\right]$ ——修正因子。

$$R' = R_L + (R // R_C) D_2 + \frac{R^2 (D_1)^2}{R + R_C}$$

这个因子值由开关变换器的寄生电阻决定的。

根据上式可画出 $M = f(D_1)$ 曲线,如图 2-13 所示。

上图中,实线为理想元件(即 $R_L = R_C = 0$)时的 $M = f(D_1)$ 曲线;虚线为考虑元件存在寄生电阻值为负载电阻值 10% 时的 $M = f(D_1)$ 曲线。如图所示,当 $M \leq 3$ 时,实际的和理想的差别很小;

当 $M > 3$ 时,则实线迅速上升,虚线上升缓慢。据推证虚线的峰值发生在 $D_{1 \max} = 1 - \sqrt{\frac{R_L}{R}}$

处(条件: $R_C = 0$)峰值 $M_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{R_L}}$ 到达峰值后,转而下降。这一分岔,相应于上式中修正因

素值有显著影响的结果。对于一个高效率的变换器来说,寄生电阻的值,通常比变换器负载电阻值的 1% 还要小。而且,在选择滤波元件总是选取尽量小的寄生电阻的元件。

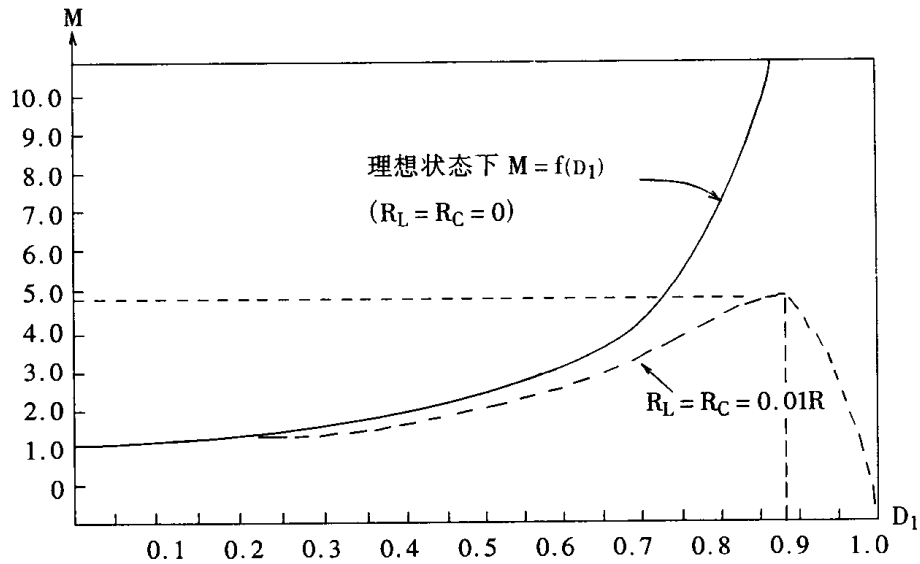


图 2-13 理想状态和实际状态下升压变换器的直流电压增益 $M = f(D_1)$ 曲线对比图

从图 2-13 曲线可知,当 $R_L = R_C = 0.01R$ 时,占空比 $D_1 = 0.88$ 时, M 的最大值为 4.7。当 $D_1 > 0.88$ 时, M 值反而下降。一般作为变换器来说,电源电压下降时,为使输出电压稳定,控制线路总是尽量增大 D_1 ,使 M 增大,维持输出电压为一个恒定值。但在这里却不是这样了,虚线说明 D_1 必须限定范围。如果设计的控制线路允许 $D_1 \geq 0.88$ 以上工作的话,输出电压不仅不增加,反而会下降,这是不允许的。因此,在实际应用中,应使控制线路电压产生一个下垂特性,使所有升压变换器的最大占空比调节都在 $D_1 < 0.88$ 之内。

2. 连续与不连续的临界条件

在连续与不连续状态之间有个临界状态,它们与 I_S 的关系可表为:

$$\frac{1}{2} \Delta i_L < I_S \quad \text{为连续状态}$$

$$\frac{1}{2} \Delta i_L = I_S \quad \text{为临界状态}$$

$$\frac{1}{2} \Delta i_L > I_S \quad \text{为不连续状态}$$

依式(1.2.24) $I_S = MI_0 = M \frac{V_0}{R}$, 而 $\frac{1}{2} \Delta I_L = \frac{1}{2} \frac{V_S}{L} D_1 T_S$, 据此可推得临界条件为:

$$\tau_{LC} = \frac{M-1}{2M^3} \quad (1.2.29)$$

$$\text{或 } \tau_{LC} = \frac{D_1(1-D_1)^2}{2} \quad (1.2.30)$$

这两个方程式,可以用图 2-14 和图 2-15 表示。

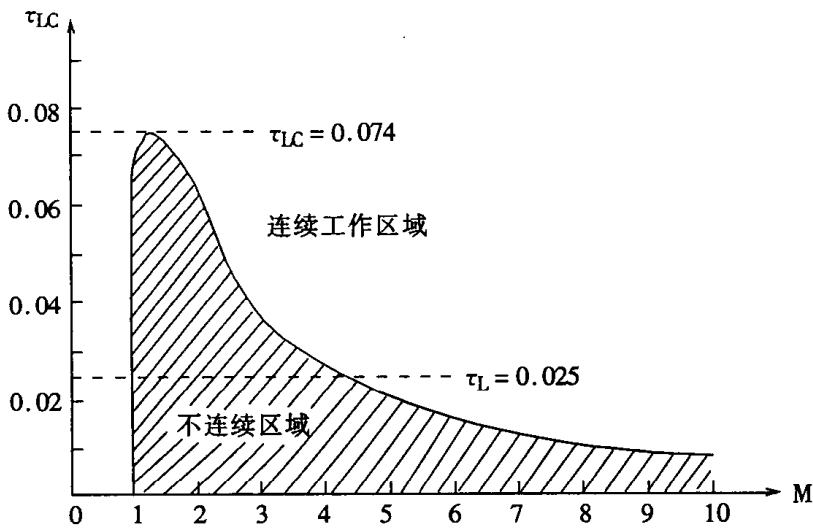


图 2-14 连续与不连续临界条件 $\tau_{LC} = f(M)$ 关系图

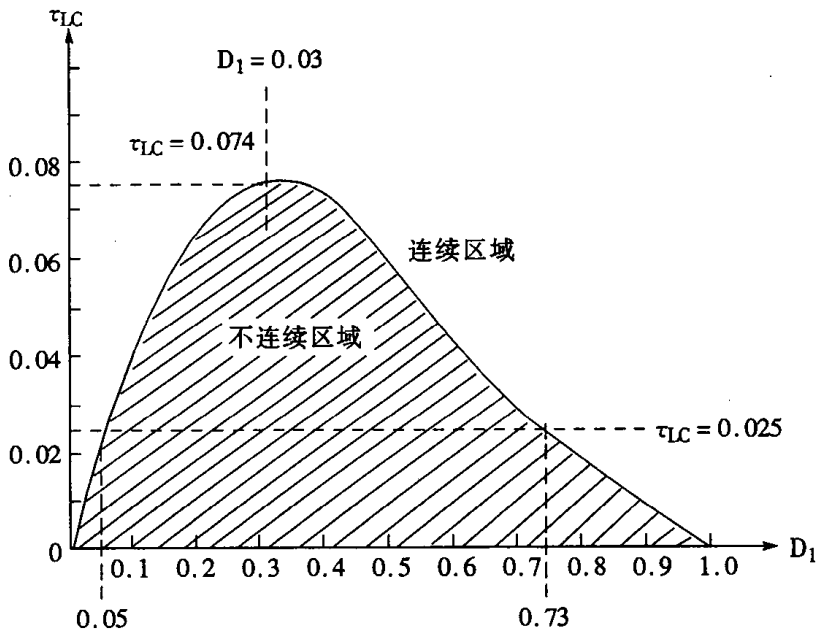


图 2-15 连续与不连续临界条件 $\tau_{LC} = f(D_1)$ 关系图

从图形可知：

(1) 当 $\tau_L > \tau_{LC} = 0.074$ 时，无论 M 或 D_1 作如何变化，都工作在连续区域中。

(2) 当 $\tau_L < \tau_{LC} = 0.074$ 时， M 或 D_1 在某一区间工作时，为不连续状态，除此为连续状态。

例如，当 $\tau_L = 0.025$ 时， $D_1 < 0.05$ 时，电流工作状态为连续状态； $D_1 = 0.05$ 到 0.73 时，为不连续状态。当 D_1 升高到大于 0.73 时，又回到连续状态。

(3) 当 $(\tau_L = \frac{L}{RT_S})$ 变大时，即 L 越大于临界电感 L_C 时， M 或 D_1 对应于不连续区域的范围就缩小。

3. 推出便于计算的 $M = f(D_1)$ 关系式

由式(1.2.28)的不连续工作状态方程：

$$M = \frac{1 + \sqrt{1 + 2D_1^2/\tau_L}}{2}$$

因为大多数系统有 $\frac{2D_1^2}{\tau_L} \gg 1$ 的关系，因此更加简明的 $M = f(D_1)$ 关系式：

$$M \approx \frac{1}{2} + \frac{D_1}{\sqrt{2\tau_L}} \quad (1.2.31)$$

由验算表明，当 $D_1 = 0.5$ ， $\tau_L = 0.01$ 时，由式(1.2.28)和式(1.2.31)所得的结果，误差只 1%；当 $\tau_L = 0.1$ 时，误差也不超过 3%，所以使用简便公式(1.2.31)有相当的精确度。

4. 大功率的升压变换器工作方式设计选择

由于图 2-12 中虚线线性缘故，似乎说明升压变换器应设计在不连续工作方式。其实，不然。进一步研究表明，流过晶体管最大电流峰值 I_b 电感电流有效值 $I_L(rms)$ 与 τ_{LC}/τ_L 的关系如图 2-16 和图 2-17 所示。

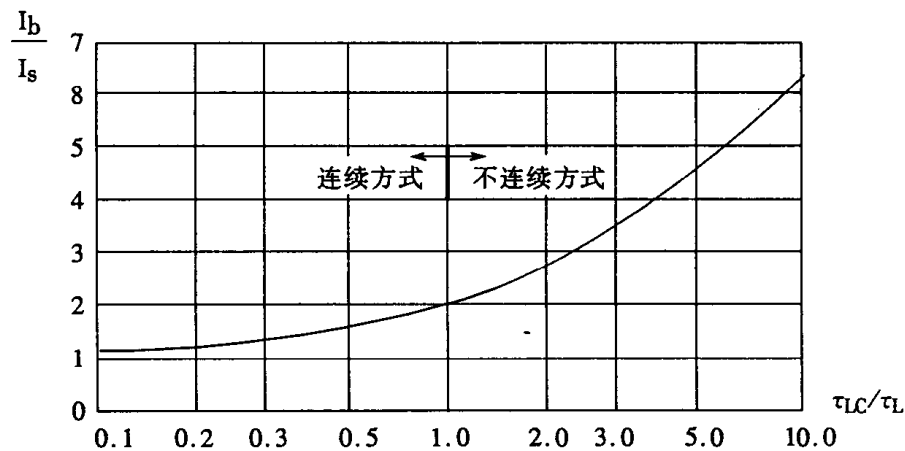


图 2-16 $I_b/I_s = f(\tau_L)$ 关系曲线

从这些曲线可知, τ_L 对这些电流的大小影响是显著的。不连续状态下, 即 τ_{LC}/τ_L 大于 1 时, (τ_{LC} 为临界值, τ_L 为实际使用值), 电流 I_b 、 I_L 都有急剧增加的趋势。因此, 设计线路时, 大功率的变换器应设计在连续方式的工作区间。

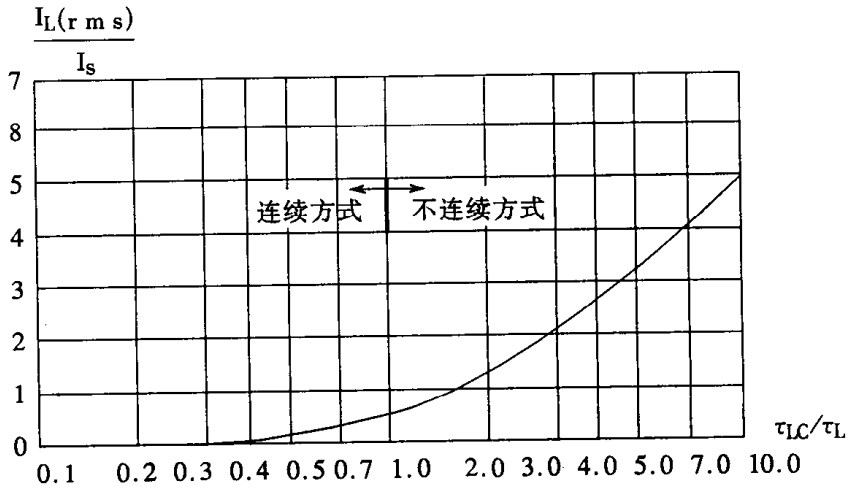


图 2-17 $\frac{I_L(\text{rms})}{I_s} = f(\tau_L)$ 关系曲线

六、稳态特性的分析

为简单起见, 对 Boost 变换器稳态特性推导作一些假定, 即忽略主要电路元件的寄生参数, 如 R_L 、 R_C 。事实证明, 这些方程式能满足实际设计的要求。

为了减小对 V_s 电源瞬间电流的要求, 实际升压变换器, 多数在输入处加上一个 L_1 、 C_1 组成的滤波器。这时各支路电流, 各参数定义如图 2-18 所示。所得公式列于表 1.2.3 和表 1.2.4 中, 有关解释, 可与 Buck 变换器相似, 在此不再重述。

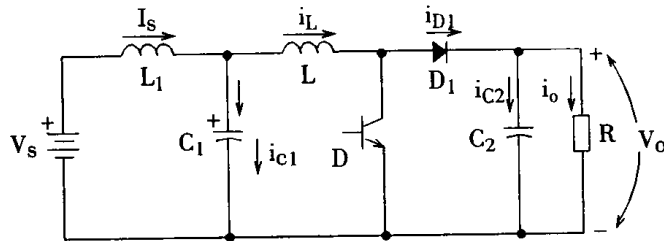


图 2-18 Boost 变换器各稳态分量

表 1.2.3 升压变换器电感电流连续时的稳态方程式

独立变量	$f(M, \tau_L, V_0, R)$	$f(D_1, \tau_L, V_0, R)$
M	M	$1/1 - D_1^*$
D_1	$M - 1/M^*$	D_1

D_2	$1/M$	$1 - D_1$
I_a	$\frac{V_0}{R} [M - (\frac{1}{2\tau_L})(\frac{M-1}{M^2})]$	$\frac{V_0}{R} [\frac{1}{1-D_1} - (\frac{1}{2\tau_L})D_1(1-D_1)]$
I_b	$\frac{V_0}{R} [M + (\frac{1}{2\tau_L})(\frac{M-1}{M^2})]$	$\frac{V_0}{R} [\frac{1}{1-D_1} + (\frac{1}{2\tau_L})D_1(1-D_1)]$
$I_L(\text{avg})$	$\frac{V_0}{R} M$	$\frac{V_0}{R} \frac{1}{1-D_1}$
$I_L(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R} [M^2 + \frac{1}{3}(\frac{1}{2\tau_L})^2(\frac{M-1}{M})^2]^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} [(\frac{1}{1-D_1})^2 + \frac{1}{3}(\frac{1}{2\tau_L})^2 D_1(1-D_1)]^{1/2}$
$I_{Cl}(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R} (\frac{1}{12\tau_L})(\frac{M-1}{M^2})$	$\frac{V_0}{R} [(\frac{D_1(1-D_1)}{12\tau_L})]$
$I_{C2}(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R} [(M-1) + \frac{1}{3}(\frac{1}{2\tau_L})^2(\frac{1}{M})(\frac{M-1}{M^2})^2]^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} [(\frac{D_1}{1-D_1}) + \frac{D_1}{12}(\frac{1-D_1}{\tau_L})^2]^{1/2}$
$I_T(\text{avg})$	$\frac{V_0}{R} (M-1)$	$\frac{V_0}{R} \cdot \frac{D_1}{1-D_1}$
$I_T(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R} [M(M-1) + \frac{1}{3}(\frac{1}{2\tau_L})^2(\frac{M-1}{M^2})^3]^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} [\frac{D_1}{(1-D_1)^2} + \frac{1}{3}(\frac{1}{2\tau_L})^2 D_1^3(1-D_1)^3]^{1/2}$
$I_{D1}(\text{avg})$	$\frac{V_0}{R}$	$\frac{V_0}{R}$

* 适用于 $M > 3$

表 1.2.4 电感电流不连续时的升压变换器稳态方程组

独立变量	$f(M, \tau_L, V_0, R)$	$f(D_1, \tau_L, V_0, R)$
M	M	$\frac{1 + \sqrt{1 + 2D_1^2/\tau_L}}{2}$
D_1	$\sqrt{2\tau_L M(M-1)}$	D_1
D_2	$\sqrt{\frac{2\tau_L M}{M-1}}$	$(\frac{\tau_L}{D_1})(1 + \sqrt{1 + 2D_1^2/\tau_L})$
I_a	0	0

I_b	$\frac{V_0}{R} \sqrt{\frac{2(M-1)}{\tau_L M}}$	$\frac{V_0}{R} \left[\frac{\sqrt{1+2D_1^2/\tau_L} - 1}{D_1} \right]$
$I_L(\text{avg})$	$\frac{V_0}{R} M$	$\frac{V_0}{R} \left[\frac{1 + \sqrt{1+2D_1^2/\tau_L}}{2} \right]$
$I_L(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R} \left[\frac{8}{9} \frac{M(M-1)}{\tau_L} \right]^{1/4}$	$\frac{V_0}{R} \left[\frac{2}{3} \frac{D_1}{\tau_L} \right]^{1/2}$
$I_{C1}(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R} \left[\sqrt{\frac{8}{9} \frac{M(M-1)}{\tau_L}} - M^2 \right]^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} \left[\frac{1 + \sqrt{1+2D_1^2/\tau_L}}{2} \right]$ $\left[\sqrt{\frac{8D_1}{9} \frac{(1-D_1)^2}{\tau_L}} - 1 \right]^{1/2}$
$I_{C2}(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R} \left[\sqrt{\frac{8}{9} \frac{M-1}{\tau_L M}} - 1 \right]^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} \left[\frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{1+2D_1^2/\tau_L} - 1}{D_1} \right) - 1 \right]^{1/2}$
$I_T(\text{avg})$	$\frac{V_0}{R} (M-1)$	$\frac{V_0}{R} \left[\frac{\sqrt{1+2D_1^2/\tau_L} - 1}{2} \right]$
$I_T(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R} \left[\frac{8}{9} \frac{(M-1)^3}{\tau_L M} \right]^{1/4}$	$\frac{V_0}{R} \frac{\sqrt{1+2D_1^2/\tau_L} - 1}{\sqrt{3D_1}} - 1$
$I_{D1}(\text{avg})$	$\frac{V_0}{R}$	$\frac{V_0}{R}$

第四节 Buck - Boost 变换器

一、别名

降压—升压变换器,反号变换器。

二、线路组成

在 Buck 变换器后串接一个 Boost 变换器的线路,如图 2-19(a)所示。此电路可以逐步进行简化,如图 2-19(b)、(c)所示。

假设在图 2-19(b)中, S_1 及 S_2 是同步的,并有同一的占空比。则, S_1 、 S_2 、 D_1 、 D_2 的功能可以用等效的双刀双掷开关来表示。注意,在图 2-19(b)中,已删去了电容 C_1 。直到目前的讨论为止,Buck 变换器总是用带有滤波输出电容的,但严格地说,它不是一定要的。因为 Buck 变换器的电感器,可以做成任意大,以满足在没有附加电容滤波器的情况下,减小负载电流纹波幅值。只是在实际中,加一个输出滤波电容来使电感器减小一些。但是后面接的 Boost 变换器尽管它的电感做得如何的大,输出电流总是脉动的。所以输出电容 C_2 不能去除。由于 L_2 、 C_2 构成了一个第二级的低通滤波器,所以第一级滤波电感 L_1 中的纹波不会很大的,有可能去除 C_1 。去除 C_1 之后,电感 L_1 、 L_2 可以合成一个,得到图 2-19(c)。如果允许电路输出的电

压极性可以反过来的话,则图 2-19(c)可演变为图 2-20(a)。图 2-21 是其由晶体管 T_r 及二极管 D_1 组成的实际电路。

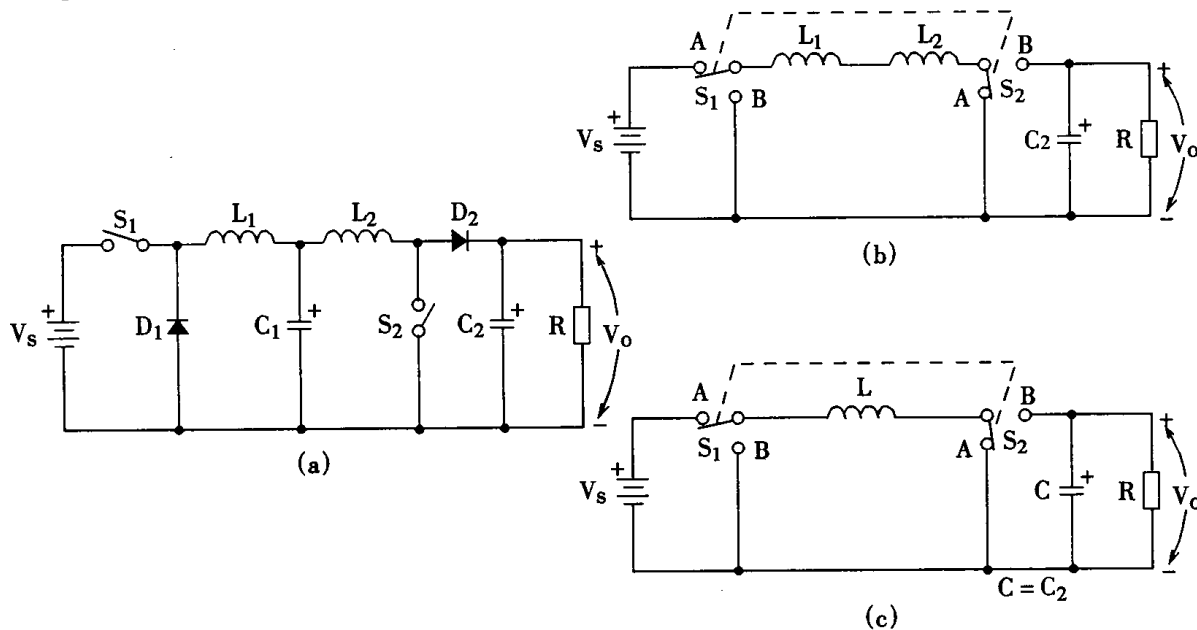


图 2-19 Buck-Boost 变换器的等效电路之一

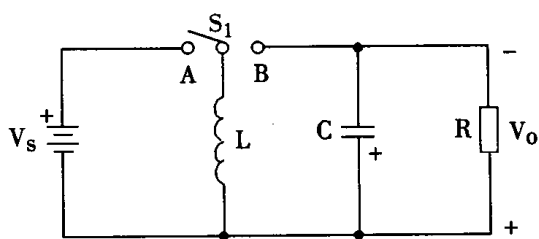


图 2-20 Buck-Boost 变换器等效电路之二

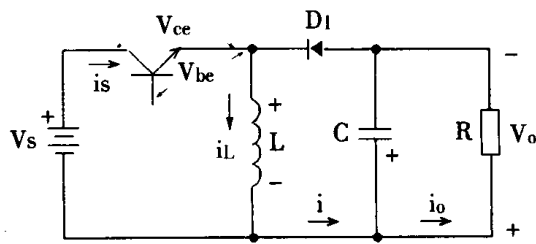


图 2-21 实际的 Buck-Boost 电路

三、工作原理

1. 假定:为分析稳态特性,简化推导公式过程,必须作一些假定。假定条件与前面 Buck 变换器时假定相同。

2. 工作过程

图 2-21 当开关 T_r 导通时,电流 i_s 流过电感线圈 L , L 储存能量。当开关 T_r 断开时, i_L 有减小趋势,电感线圈产生自感电势反向,为下正上负,二极管 D_1 受正向偏压而导通,负载上有了输出电压 V_0 ,电容 C 充电储能,以备开关 S_1 转至接通时放电维持 V_0 不变。

由于负载上的 V_0 电压极性与输入电压 V_s 的极性相反,故称为反号型变换器。线路中无论是电流 i_s 、还是 i ,都是脉动的,但通过滤波电容 C 的作用, i_0 应该是连续的。

四、电路各点波形

按 i_L 的电流在周期开始时是否从 0 开始,可分为连续或不连续工作状态两种模式。波形各如图 2-22(a)、(b)所示。

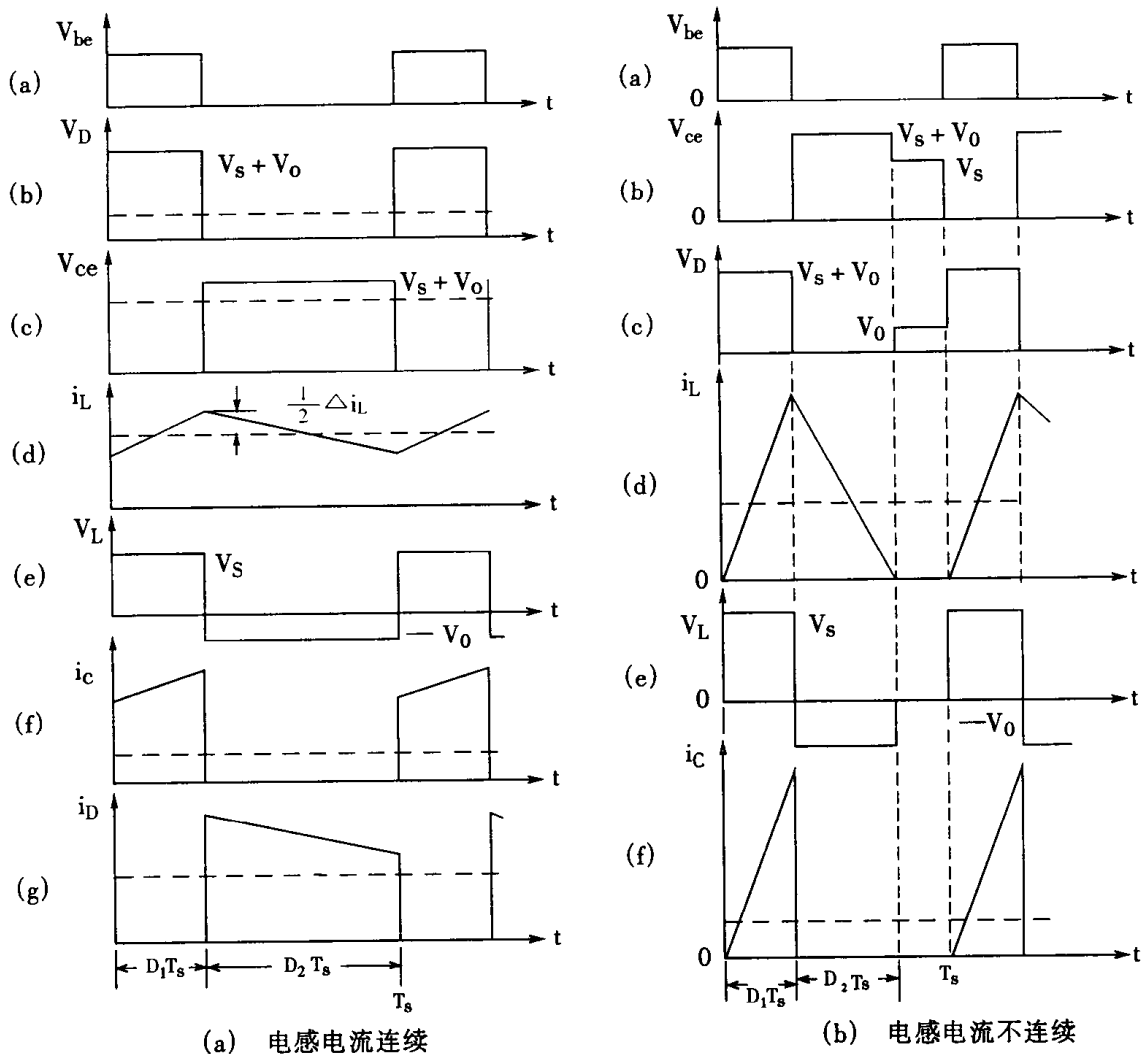


图 2-22 Buck-Boost 变换器连续与不连续工作模式工作波形图

五、主要概念与关系式

1. 电压增益 M

与 Buck 变换器相似方法,可推得有关公式。设晶体管导通占空比为 D_1 ,二极管导通占空比为 D_2 ,按稳态时 i_L 电流增量相等原则,连续工作模式时有:

$$\frac{V_S}{L} D_1 T_S = \frac{V_0}{-L} D_2 T_S$$

$$\text{得 } M = \frac{V_0}{V_S} = \frac{D_1}{D_2} = \frac{D_1}{1 - D_1} \quad (1.2.32)$$

当不连续工作模式时, i_L 波形如图 2-22(b) 所示。设晶体管导通(二极管截止)占空比为 D_1 ;晶体管截止期间,二极管导通占空比为 D_2 ,余下的时间 $T_S - (D_1 + D_2)T_S$ 为晶体管和二极管同时截止的时间。按稳态时 i_L 电流增量相等原则有:

$$\frac{V_S}{L} D_1 T_S = \frac{V_0}{L} D_2 T_S$$

得
$$M = \frac{V_0}{V_S} = \frac{D_1}{D_2} \quad (1.2.33)$$

进一步研究表明, D_1 决定于外加 V_{be} 脉冲宽度, 二极管导通占空比 D_2 则与电路参数有关, 可表为:

$$D_2^2 = \frac{2L}{RT_S} = 2\tau_L \quad (1.2.34)$$

式(1.2.34)代入式(1.2.33)可得增益另一表示式

$$M = \frac{V_0}{V_S} = \frac{D_1}{\sqrt{2\tau_L}} \quad (1.2.35)$$

式(1.2.35)把 $2\tau_L$ 作为参变量, $M = f(D_1)$ 曲线如图 2-23 所示。

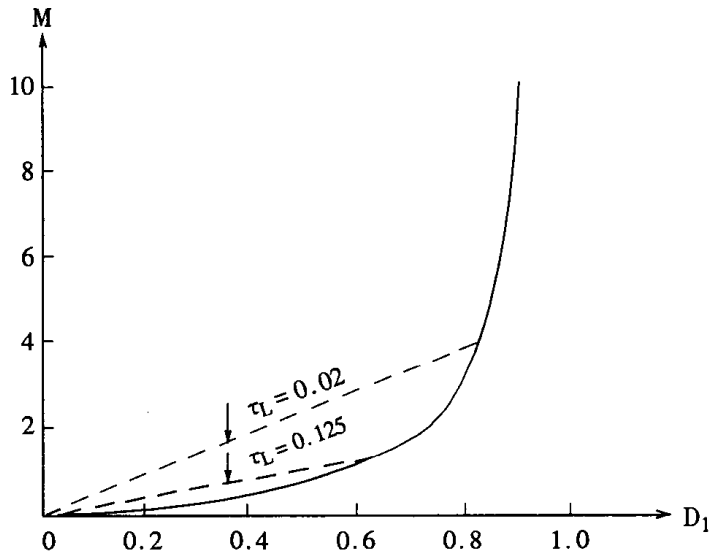


图 2-23 Buck - Boost 变换器 $M = f(D_1)$ 关系曲线

关系曲线如图 2-23 所示。图中一并把式(1.2.32)所示的 $M = \frac{D_1}{1-D_1}$ 连续状态曲线示出, 可供比较。从图可知, 不连续工作模式随着 τ_L 的减小, $M = f(D_1)$ 线性化范围是扩大的。例如, 当 τ_L 从 0.125 减小到 0.02 时, 线性化范围从 $D_1 = 0 \sim 0.6$ 扩大到 $0 \sim 0.8$ 以上。

2. 连续与不连续状态之间的临界条件

临界条件可表为：

$$2\tau_{LC} = \frac{1}{(1+M)^2} \quad (1.2.36)$$

$$2\tau_{LC} = (1-D_1)^2 \quad (1.2.37)$$

式(1.2.36)和式(1.2.37)相应曲线 $2\tau_{LC} = f(M)$ 和 $2\tau_{LC} = f(D_1)$ 如图 2-24 和图 2-25 所示。

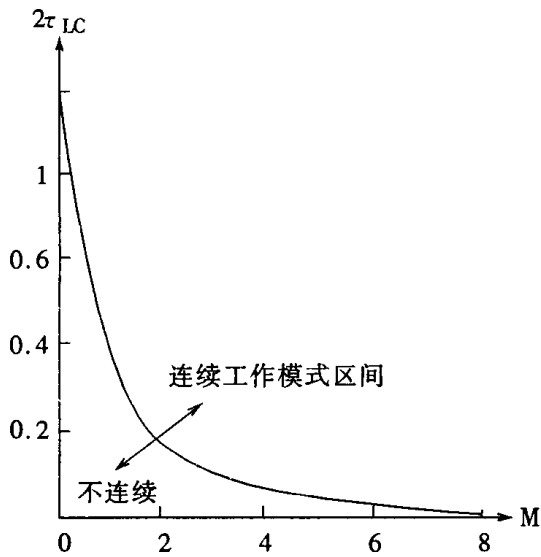


图 2-24 $2\tau_{LC} = f(M)$ 曲线

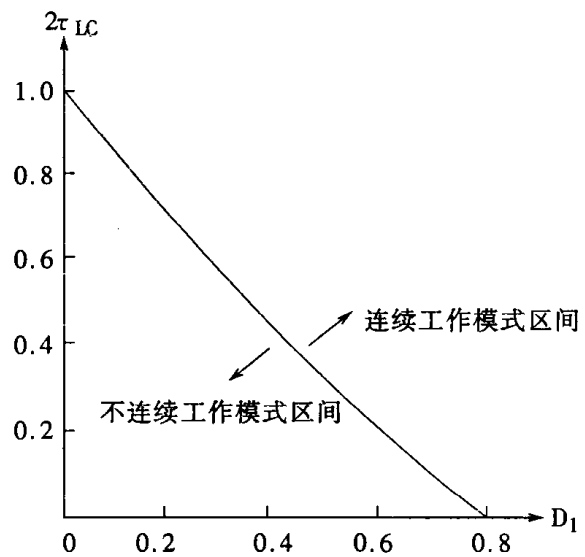


图 2-25 $2\tau_{LC} = f(D_1)$ 曲线

3. 纹波电压

从图 2-22 纹波电流对电容 C 的充电形成纹波电压 ΔV_0

$$\Delta V_0 = \frac{V_s}{8CL} D_1 T_s^2 \quad (1.2.38)$$

六、优缺点

Buck-Boost 变换器的电压增益随 D_1 变化, 可以降压, 也可以升压, 这是它的主要优点。但是, 它的应用电路稍显复杂, 因为输入电流, 输出电流是脉动的, 为了平波要加滤波器。结果, 其电路如图 2-26 所示。

从图 2-26 可看出, T_r 的驱动不共地。这也使线路构成复杂化, 元件增加。

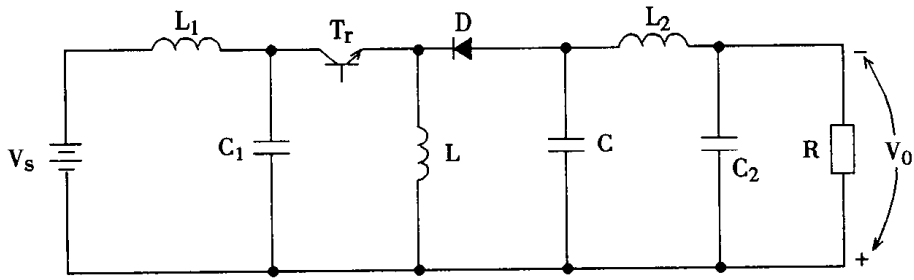


图 2-26 实用的 Buck-Boost 变换器电路图

例题: Buck-Boost 变换器, 如图 2-21 所示。假定变换器工作在电感电流连续状态, 且电感电阻 $R_L = 0$, 试求:

- ① 用电感线圈上的磁通平衡原理, 确定直流电压增益 V_0/V_s 与占空比 D_1 的函数关系 ($D_1 = \frac{t_{on}}{T_s}$);
- ② 假定输出电压纹波可忽略, 用电容充、放电平衡法求电感电流 i_L 的平均值 $I_{L(av)}$;
- ③ 电感大小决定了工作是在连续状态或不连续状态。试求出连续和不连续分界值的 τ_{Lc} , 并确定它与 D_1 的函数关系。
- ④ 假设 $\tau_L \rightarrow \infty$, 求输出电压的波形峰值 ΔV_0 的表达式。

解:

① 开关闭合 (ON) 时:

$$|\Delta\Phi|_{ON} = \left| \frac{V_L}{N} D_1 T_s \right|_{V_L = V_s} = \frac{V_s}{N} D_1 T_s;$$

式中 $\Delta\Phi$ ——线圈 L 的磁通增量 (W_b);
 N ——线圈 L 的匝数。

开关打开 (OFF) 时, 设 $D_2 = \frac{t_{off}}{T_s}$, 则

$$|\Delta\Phi|_{OFF} = \left| \frac{V_L}{N} D_2 T_s \right|_{V_L = -V_0} = \frac{V_0}{N} D_2 T_s;$$

在稳态下, 磁通平衡, $|\Delta\Phi|_{ON} = |\Delta\Phi|_{OFF}$, 即 $\frac{V_s}{N} D_1 T_s = \frac{V_0}{N} D_2 T_s$, 得

$$\frac{V_0}{V_s} = \frac{D_1}{D_2} = \frac{D_1}{1 - D_1}$$

② 当开关打开时, 二极管电流与电感电流相等, 即 $i_D = i_L$; 当稳态工作时, 电容平均电流为 0, 即 $i_{o(av)} = 0$, 因此二极管电流即为负载电流: $i_{D(av)} = I_o = \frac{V_0}{R}$, 又因

$$\frac{i_{D(a \vee g)}}{I_{L(a \vee g)}} = \frac{D_2 T_S}{T_S}, \quad \text{所以:}$$

$$I_{L(a \vee g)} = \frac{i_{D(a \vee g)}}{D_2} = \frac{V_0}{D_2 R} = \frac{V_0}{(1 - D_1) R}$$

③在临界条件下: $I_{L(a \vee g)} = \frac{1}{2} \Delta i_L$ 。因 $\Delta i_L = \frac{V_0}{L} D_2 T_S$,

$$\frac{V_0}{(1 - D_1) R} = \frac{1}{2} \frac{V_0}{L} D_2 T_S, \quad \text{所以,}$$

$$\tau_{Lc} = \frac{L}{RT_S} = \frac{(1 - D_1)^2}{2} = \frac{1}{2} D_2^2$$

④在 $\tau_{Lc} \rightarrow \infty$ 时,为极好的电流连续工作状态。当开关闭合时,负载电流 I_0 全部由电容电流提供,此时电容电压变化的峰峰值 ΔV_0 为:

$$\Delta V_0 = \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_1} i_c dt = \frac{1}{C} I_0 D_1 T_S = \frac{V_0}{CR} D_1 T_S \quad t_0 \sim t_1 \text{ 为开关闭合的时间(S)}$$

第五节 Čuk* 变换器

一、别名

Boost - Buck 串联变换器。

二、线路组成

1980年前后,美国加州理工学院 Slobodan Čuk 进行一系列 Boost - Buck 串联变换器的研究、并不断地完善,终于完成以他的名字命名的变换器,简称 Čuk 变换器。其发展的思路是把 Boost 与 Buck 变换器串联起来,进行如下的演变,从而得出很有特色的一个电路。

在升压变换器后串一个降压变换器的线路,如图 2-27(a)所示。同样,假定在图 2-27(a)中, S_1 及 S_2 是同步的,并有同一的占空比,则 S_1 、 D_1 、 S_2 、 D_2 的功能可以用等效的双刀双掷开关 K 来表示,得图 2-27(b)所示线路。如果允许输出电压是反极性时,则双刀双掷开关及并联电容器 C_1 可以用一个单刀双掷的开关及一个串联电容器 C_1 来代替。这时,这个新电路,可以简化如图 2-27(c)所示。这个新电路的实际线路,见图 2-27(d)。

上述电路也称为古卡电路。从历史观点来看,许多流行的开关电源电路或多或少是随机地被想到的,而且常常相同的开关电源电路结构,是由许多不同的人、不同的时间和不同的地点发现的。把这众多电路进行归纳、研究,才理出基本的、派生的等等所谓“系统”来。其中 Čuk 变换器是较重要的发现。可以看到,这个电路只要一个开关和一个换流二极管。 C_1 电容

* Čuk 应为 Ćuk,因符号不全的原因,只得用 Čuk 代替 Ćuk,以下不再重申。—编者注

器作为输入到输出主要能量的转换元件。

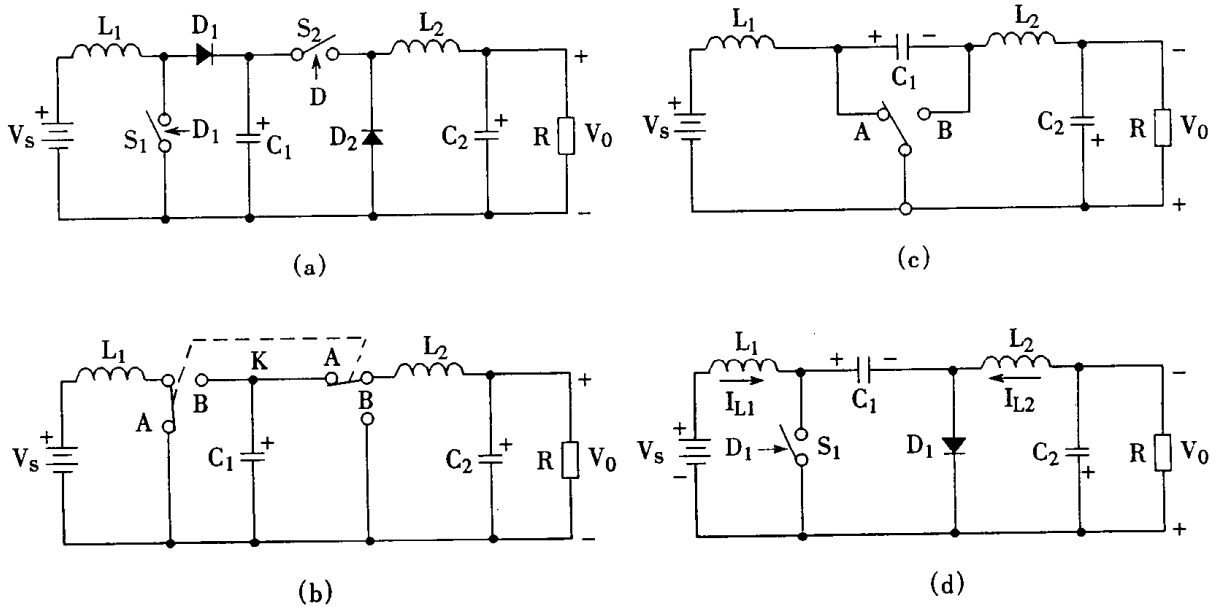


图 2-27 Boost-Buck 串联变换器的等效电路

当工作在连续状态下, Ćuk 变换器输入电流和输出电流不是脉动的, 而且增加电感 L_1 和 L_2 的值, 可使交流纹波电流的值为任意的小。在应用中, 这一特殊变换器特性常常不需要再附加输入/输出的抗电磁干扰的滤波器。再回顾一下降压及升压变换器, 开关电流是脉动的, 为了使它们在开关导通时噪音减少, 经常要求一个附加的输出/输入低通滤波器。如图 2-26 中的 L_1 、 C_1 、 L_2 、 C_2 和图 2-18 中的 L_1 、 C_1 就是起这种作用的。这样相比之下升压—降压串联的 Ćuk 线路用的元件较少一些。

Ćuk 变换器像降压—升压变换器一样, 可以提供某一输出电压值, 此值比它的电源电压大或者小。其大小主要决定于图 2-27(d) 的 S_1 开关占空比 D_1 。在 Ćuk 变换器中的开关、二极管和电容的电流与工作在相同电压增益及输入电压的降压—升压变换器相对应的电路相比是相当的, 但如果输入和输出抗电磁干扰滤波器加到降压—升压变换器时(参见图 2-26), Ćuk 变换器结构显得简单得多。

三、工作原理

1. 假设

与前面 Buck 变换器的假设相同。

2. 工作过程

由晶体管、二极管构成的 Ćuk 线路如 2-28(a) 所示。(b) 为流经二个电感的电流波形。

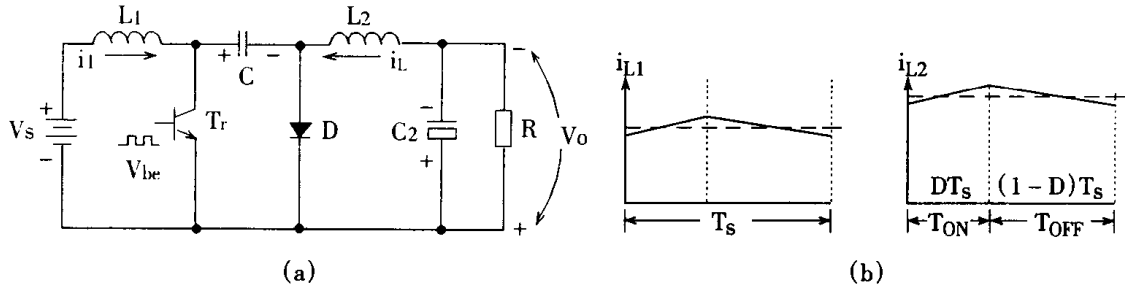
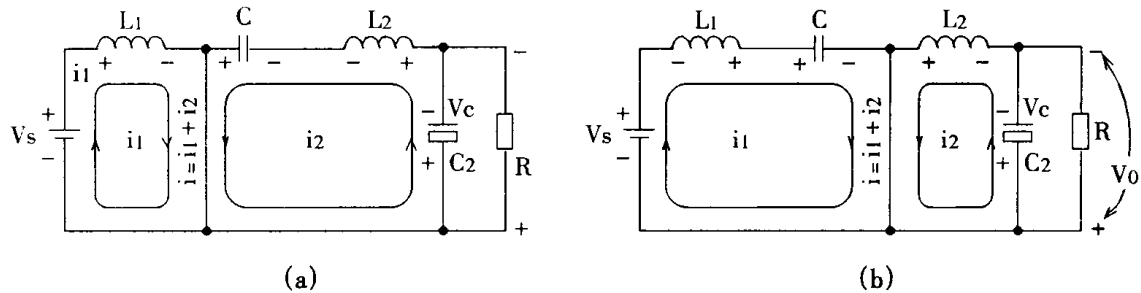


图 2-28 Ćuk 变换器及其输入输出电流波形



(a) 开关管 T_r 导通期间, 即 $T_{ON} = D_1 T_S$;

(b) 开关管 T_r 截止期间, 即 $T_{OFF} = (1 - D_1) T_S$;

图 2-29 Ćuk 变换器中电流和电压的分配

能量的储存和传递是同时在两个开关期间(即 t_{ON} 和 t_{OFF})和两个环路中进行的, 如图 2-29 所示。设晶体管开关周期为 T_S , 导通期为 $T_{ON} = D_1 T_S$, 截止期为 $T_{OFF} = (1 - D_1) T_S$, $D_1 = \frac{T_{ON}}{T_S}$ 为导通占空比。当经过若干周期进入稳态后:

①在 T_{ON} 期间, 如图 2-29(a) 所示。此时 T_r 导通, 把输入输出环路闭合。D 反偏而截止, 这时输入电流 i_1 使 L_1 储能; C 的放电电流 i_2 使 L_2 储能, 并供电给负载。 T_r 中流过输入、输出电流之和。

②在 T_{OFF} 期间, 如图 2-29(b) 所示。 T_r 截止, D 正偏而导通, 将输入输出环路闭合。这时电源输入和 L_1 的释能电流 i_1 向 C 充电, 同时 L_2 的释能电流 i_2 以维持负载。流过 D 的电流亦为输入、输出电流之和。

由此可见, 这个电路无论在 T_{ON} 及 T_{OFF} 期间, 都从输入向输出传递功率。只需输入输出电感 L_1 、 L_2 及耦合电容 C 足够大, 则 L_1 及 L_2 中的电流基本上是恒定的。在 T_{OFF} 期间, 输入电流 i_1 使 C 充电储能; 在 T_{ON} 期间, C 向负载放电释能。因此, C 是个能量的传递元件。

四、电路各点波形

图 2-29 进入稳态后, 工作波形如图 2-30(a)(b) 所示。(a) 为连续工作模式 (b) 为不连续工作模式。分析时, 除以前相似假定外, 并设电容 C 上的电压 V_C 的纹波与其平均值之比是很小的。这样 V_C 可认为是恒定电压。

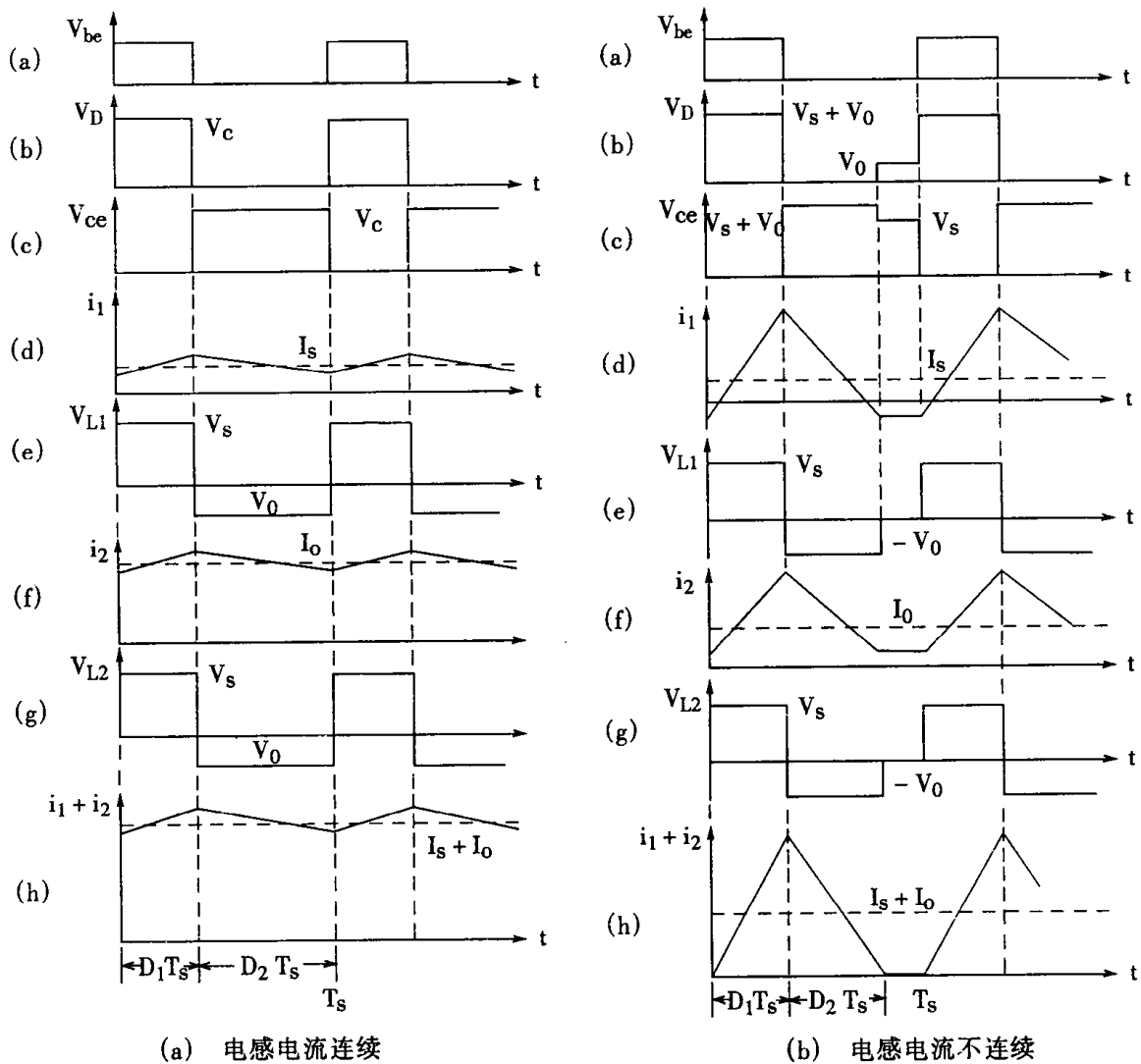


图 2-30 Ćuk 变换器稳态波形图

又由于稳态时,电感 L_1 和电感 L_2 电压 V_{L1} 和 V_{L2} 的平均值为零,所以在 V_S 、 L_1 、 C 、 L_2 、 V_0 回路中有

$$V_C = V_S + V_0$$

当晶体管 T_r 的 be 端加正脉冲时, V_{T_r} 电压为 0, 在 V_S 作用下 i_{L1} 线性上升, L_1 两端电压为 V_S 。另外电容 C 通过 T_r 放电。电流 i_{L2} 也线性上升, 这时 L_2 上的电压 V_{L2} 是电容 C 电压与 V_0 的差值, 考虑到式 $V_C = V_S + V_0$, 其差值为 $V_S + V_0 - V_0 = V_S$ 上述二个电流之和 $i_{L1} + i_{L2}$ 流过晶体管的集电极。上面所述作用过程示于图 2.30(a) 的 D_1T_S 区间。

— 当 V_{be} 脉冲消失时, 晶体管电压 V_{T_r} 上升, 由于二极管导通 $V_D = 0$, 并使 V_{T_r} 端压等于 V_C ; 流经 L_1 的电流 i_{L1} 线性下降, V_{L1} 反向。 V_{L1} 值大小, 同样考虑式 $V_C = V_S + V_0$ 。观察 V_S 、 L_1 、 C 、 D 回路, V_{L1} 是 V_C 与 V_S 差值决定的。故 $V_{L1} = V_S + V_0 - V_S = V_0$; V_{L2} 电压由于 D 的导通, 与 V_0 相等; 晶体管截止, 二极管 D 导通流过 $i_{L1} + i_{L2}$ 电流。上述的作用过程示于图 2-30(a) 的 D_2T_S 区间。

根据上述原理,不难理解不连续工作模式时的波形图 2-30(b),它们差别只在于二极管、晶体管在电流不连续时出现了电压为 V_0 值的一个阶段。在此不拟详述。

五、主要概念与关系式

1. 电压增益

下面分析开关闭合和断开的情况下,输入与输出电压的关系。

为了讨论及计算的方便,设线路中使用元件均理想的,电感量也不变。下面先从图 2-29 输入环路来计算:

(1)在 T_{ON} 期间, L_1 储能, L_1 上压降为 V_S ,根据电磁感应定律:

$$V_S = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad di_{L1} = \frac{V_S}{L_1} dt;$$

因此,在 T_{ON} 期间, L_1 中的电流增量为:

$$\Delta I_{L1(ON)} = \frac{V_S}{L_1} T_{ON} = \frac{V_S}{L_1} D_1 T_S \quad (1.2.39)$$

(2)在 T_{OFF} 期间, L_1 释放能量, L_1 上压降为 $V_C - V_S$,根据电磁感应定律:

$$V_C - V_S = -L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad di_{L1} = -\frac{V_C - V_S}{L_1} dt$$

因此,在 T_{OFF} 期间, L_1 中的电流增量为:

$$\Delta I_{L1(OFF)} = -\frac{V_C - V_S}{L_1} T_{OFF} = -\frac{V_C - V_S}{L_1} (1 - D_1) T_S$$

进入稳态后,

$$\Delta I_{L1(ON)} = |\Delta I_{L1(OFF)}|$$

$$\text{即 } \frac{V_S}{L_1} D_1 T_S = \frac{V_C - V_S}{L_1} (1 - D_1) T_S$$

解得

$$V_C = \frac{V_S}{1 - D_1} \quad (1.2.40)$$

再从输出环路来计算:

(1) 在 T_{ON} 期间, L_2 储能, L_2 上压降为 $V_C - V_0$, 压降方向与电流方向相同, 可得如下关系:

$$V_C - V_0 = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \quad di_{L2} = \frac{V_C - V_0}{L_2} dt;$$

所以在 T_{ON} 期间, L_2 的电流增量为:

$$\Delta I_{L2(ON)} = \frac{V_C - V_0}{L_2} T_{ON} = \frac{V_C - V_0}{L_2} D_1 T_S \quad (1.2.41)$$

(2) 在 T_{OFF} 期间, L_2 释能, L_2 上压降为 V_0 , 压降方向与电流方向相反, 可得如下关系式:

$$V_0 = -L_2 \frac{di_2}{dt} \quad di_2 = -\frac{V_0}{L_2} dt;$$

所以在 T_{OFF} 期间, L_2 中的电流增量为:

$$\Delta I_{L2(OFF)} = -\frac{V_0}{L_2} T_{OFF} = -\frac{V_0}{L_2} (1 - D_1) T_S \quad (1.2.42)$$

在稳态情况下:

$$\Delta I_{L2(ON)} = |\Delta I_{L2(OFF)}|;$$

即:

$$\frac{V_C - V_0}{L_2} D_1 T_S = \frac{V_0}{L_2} (1 - D_1) T_S。$$

解得:

$$V_C = \frac{V_0}{D_1} \quad (1.2.43)$$

将式(1.2.40)代入式(1.2.43)解得:

$$V_0 = D_1 V_C = D_1 \frac{V_S}{1 - D_1} = M V_S \quad (1.2.44)$$

因式中 $M = \frac{D_1}{1 - D_1}$ 称为电压增益, 所以由式(1.2.44)可见:

当 $D_1 = 0.5$ 时, $M = 1, V_0 = V_S$;

当 $D_1 < 0.5$ 时, $M < 1, V_0 < V_S$ 为降压式;

当 $D_1 > 0.5$ 时, $M > 1, V_0 > V_S$ 为升压式。

$M = f(D_1)$ 的关系曲线与降压—升压变换器的相同,如图 2-23 在此不再重画。

不连续工作模式是在 L_1 或 L_2 较小,或 R 较大,或 T_S 较大时出现的。这时有①晶体管导通,二极管截止②晶体管截止,二极管导通,③晶体管、二极管均截止的三个状态。根据伏·秒值相等的原则可以求得电压增益表示式为:

$$M = \frac{V_0}{V_S} \quad (1.2.45)$$

$$D_2 = \sqrt{2\tau_{Le}} \quad (1.2.46)$$

$$\tau_{Le} = \frac{L_e}{RT_S} \quad L_e = L_1 // L_2$$

因此,Čuk 变换器的显著特点是,它虽然不用变压器,但其特性非常接近一个匝比可调的直流—直流变换器。能量的储存和传递,同时在两个开关期间和两个环路中进行。这种对称性是这种变换器高效率的原因所在。

值得指出基本的 Čuk 变换器也有二个电感器。这种变换器完全可能出现一个电感工作在电流连续状态,而另一个电感在不连续状态。由于它会导致特殊的功率变换传输特性,所以在应用中应该尽量避免这种情况。

2. 连续与不连续的临界条件

图 2-30(a)连续工作模式电感电流纹波为:

$$\begin{aligned} \Delta I_1 &= \frac{V_S}{L_1} D_1 T_S \\ \Delta I_2 &= \frac{V_S}{L_2} D_1 T_S \\ \Delta(I_1 + I_2) &= \frac{V_S}{L_e} D_1 T_S \end{aligned} \quad (1.2.47)$$

式中

$$L_e = L_1 // L_2 \quad (1.2.48)$$

知道纹波电流可以求出纹波电压。

用上节相似方法,求得 Čuk 变换器连续与不连续的临界条件为:

$$2\tau_{LC} = \frac{1}{(1+M)^2} \quad (1.2.49)$$

或 $2\tau_{LC} = (1 - D_1)^2 = D_1^2$ (1.2.50)

其关系曲线与图 2-24 和图 2-25 相同,在此不再重画。

第六节 四种基本形变换器的比较

前面讲过了四种基本型 DC—DC 变换器。其中三种是用电感作为传送能量的元件,最后一种(Ćuk)是用电容作为传送能量的元件。另外,串联时无论先降(压变换器)后升(压变换器)还是先升后降。其电压增益 M 与 D 关系都一样,输出电压都是反相的。看起来,Ćuk 电路比前三者复杂,但它能达到输入/输出电流连续之效。而且通过将输入/输出电感耦合,可以达到“零纹波”,达到体积小化。Ćuk 变换器虽是电路拓朴较佳,但并不广为使用,原因是能量转换用电容需要耐受极大的纹波电流,这种电容成本高,可靠性也稍差一些。

上述四种 DC—DC 变换器,有一个共同特点:输入输出的一根线是共用的,因此,也称为三端开关式稳压器,通过原理分析,可总结几个基本概念:

(1)在 DC—DC 变换器中,其电气特性与电感电流的模式有极密切关系。凡周期中电感电流有零值的称不连续模式,此时能量完全传递;凡电感电流常大于零的称连续模式,此时能量不完全传递。

(2)开关电源电感与电容起能量储—放作用,其结线形式一定为低通滤波器样式。因为变换器有关元件,必定使得电压波形呈脉波状,欲得直流输出,一定要有某种形式的低通滤波器。

(3)DC—DC 变换器中降压(Buck)和升压(Boost)是最基本的,以前所述的,及今后所述的都是由这两种派生出的。由某一派生,就必备有某一的基本特性。这包括 M 值和动态方面的特性。

(4)在所有实际应用中,就电气特性而言,没有哪一个直流—直流的变换器是最佳的。换言之,不同的应用,应选取不同的最合适的变换器。

下面列出四种基本型的函数式:

表 1.2.5 基本直流—直流变换器电感电流连续工作模式进入稳态后各电量的关系式

	图 2-1	图 2-9
	Buck	Boost
$M = V_0/V_S$	D_1	$\frac{1}{1 - D_1}$
$I_a(I_{L \text{ min}})$	$\frac{V_0}{R} [1 - (\frac{1 - D_1}{2\tau_L})]$	$\frac{V_0}{R} [\frac{1}{1 - D_1} - \frac{D_1(1 - D_1)}{2\tau_L}]$
$I_b(I_{L \text{ max}})$	$\frac{V_0}{R} [1 - (\frac{1 - D_1}{2\tau_L})]$	$\frac{V_0}{R} [\frac{1}{1 - D_1} + \frac{D_1(1 - D_1)}{2\tau_L}]$
$I_L(\text{avg})$	$\frac{V_0}{R}$	$\frac{V_0}{R} [\frac{1}{1 - D_1}]$

$I_{L2}(avg)$		
$I_{L2}(min)$		
$I_{L2}(max)$		
$I_L(rms)$ [或 $I_{L1}(rms)$]	$\frac{V_0}{R} [1 + \frac{1}{12} (\frac{1-D_1}{\tau_L})^2]^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} [(\frac{1}{1-D_1})^2 + \frac{D_1(1-D_1)}{12\tau_L^2}]^{1/2}$
$I_{L2}(rms)$		
$I_{C1}(rms)$		$V_0/R [D_1(1-D_1)/12\tau_L]$
$I_{C2}(rms)$ (或 $I_C(rms)$)	$\frac{V_0}{R} (\frac{1-D_1}{\sqrt{12}\tau_L})$	$\frac{V_0}{R} [\frac{D_1}{1-D_1} + \frac{D_1}{12} (\frac{1-D_1}{\tau_L})^2]^{1/2}$
$I_{Tr}(avg)$	$\frac{V_0}{R} D_1$	$\frac{V_0}{R} \frac{D_1}{1-D_1}$
$I_{Tr}(rms)$	$\frac{V_0}{R} \{D_1 [1 + \frac{1}{12} (\frac{1-D_1}{\tau_L})^2]\}^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} [\frac{D_1}{(1-D_1)^2} + \frac{1}{3} (\frac{1}{2\tau_L})^2 D_1^3 (1-D_1)^3]^{1/2}$
$I_{D1}(avg)$	$\frac{V_0}{R} (1-D_1)$	$\frac{V_0}{R}$
$I_{D1}(rms)$	$\frac{V_0}{R} \{(1-D_1) [1 + \frac{1}{12} (\frac{1-D_1}{\tau_L})^2]\}^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} \{(1-D_1) [\frac{1}{(1-D_1)^2} + \frac{1}{3} (\frac{1}{2\tau_L})^2 D_1 (1-D_1)^2]\}^{1/2}$
$I_S(avg)$	$\frac{V_0}{R} D_1$	$\frac{V_0}{R} \frac{1}{1-D_1}$
$V_{Tr}(max)$	V_S	V_0
$V_D(max)$	V_S	V_0

(续表 1.2.5)

	图 2-20	图 2-27
	Buck - Boost	Boost - Buck
$M = V_0/V_S$	$\frac{D_1}{1-D_1}$	$\frac{D_1}{1-D_1}$
$I_a(I_{Lmin})$	$\frac{V_0}{R} [\frac{1}{1-D_1} - \frac{1-D_1}{2\tau_L}]$	$\frac{V_0}{R} [\frac{D_1}{1-D_1} - \frac{1-D_1}{2\tau_{L1}}]$
$I_b(I_{Lmax})$	$\frac{V_0}{R} [\frac{1}{1-D_1} + \frac{1-D_1}{2\tau_L}]$	$\frac{V_0}{R} [\frac{D_1}{1-D_1} + \frac{1-D_1}{2\tau_{L1}}]$
$I_L(avg)$	$\frac{V_0}{R} \frac{1}{1-D_1}$	$\frac{V_0}{R} \frac{D_1}{1-D_1}$

$I_{L2}(\text{avg})$		$\frac{V_0}{R}$
$I_{L2}(\text{min})$		$\frac{V_0}{R} [1 - \frac{1-D_1}{2\tau_L}]$
$I_{L2}(\text{max})$		$\frac{V_0}{R} [1 + \frac{1-D_1}{2\tau_L}]$
$I_{L1}(\text{rms})$ [或 $I_{L1}(\text{rms})$]	$\frac{V_0}{R} [\frac{1}{(1-D_1)^2} + \frac{(1-D_1)^2}{12\tau_L^2}]^{\frac{1}{2}}$	$\frac{V_0}{R} [(\frac{D_1}{1-D_1})^2 + \frac{(1-D_1)^2}{12\tau_{L1}^2}]^{1/2}$
$I_{L2}(\text{rms})$		$\frac{V_0}{R} [1 + \frac{(1-D_1)^2}{12\tau_{L2}^2}]^{1/2}$
$I_{C1}(\text{rms})$ (或 $I_C(\text{rms})$)		$\frac{V_0}{R} \{ [\frac{D^3}{(1-D_1)^2} + \frac{D_1(1-D_1)^2}{12\tau_{L1}} + (1-D_1)[1 + (\frac{1-D_1}{2\tau_{L2}})^2] \}^{1/2}$
$I_{C2}(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R} [\frac{D_1}{1-D_1} + \frac{(1-D_1)^2}{12\tau_{L2}^2}]^{\frac{1}{2}}$	$\frac{V_0}{R} \frac{1-D_1}{\sqrt{12\tau_{L2}}}$
$I_{Tr}(\text{avg})$	$\frac{V_0 D_1}{R(1-D_1)}$	$\frac{V_0 D_1}{R(1-D_1)}$
$I_{Tr}(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R} \{ D_1 [\frac{1}{(1-D_1)^2} + \frac{(1-D_1)^2}{12\tau_L^2}] \}^{\frac{1}{2}}$	$\frac{V_0}{R} \{ D_1 [\frac{1}{(1-D_1)^2} + \frac{(1-D_1)^2}{12} (\frac{\tau_{L1} + \tau_{L2}}{\tau_{L1}\tau_{L2}})^2] \}^{\frac{1}{2}}$
$I_{D1}(\text{avg})$	$\frac{V_0}{R}$	$\frac{V_0}{R}$
$I_{D1}(\text{rms})$	$\frac{V_0}{R} \{ (1-D_1) [\frac{1}{(1-D_1)^2} + \frac{(1-D_1)^2}{12\tau_L^2}] \}^{1/2}$	$\frac{V_0}{R} \{ (1-D_1) [\frac{1}{(1-D_1)^2} + \frac{(1-D_1)^2}{12} (\frac{\tau_{L1} + \tau_{L2}}{\tau_{L1}\tau_{L2}})^2] \}^{1/2}$
$I_S(\text{avg})$	$\frac{V_0 D_1}{R(1-D_1)}$	$\frac{V_0 D_1}{R(1-D_1)}$
$V_{Tr}(\text{max})$	$V_S + V_0$	$V_S + V_0$
$V_D(\text{max})$	$V_S + V_0$	$V_S + V_0$
		表中: $\tau_L = \frac{L}{RT_S}$ $\tau_{L1} = \frac{L_1}{RT_S}$ $\tau_{L2} = \frac{L_2}{RT_S}$

第三章 带变压隔离器的各种 DC - DC 变换器拓扑

第一节 概述

带变压隔离器的变换器是从前一章基本变换器派生、组合、演变而来的。它们从哪个基本变换器变来,就带有哪个基本变换器的本质特征(如电压增益等)。所谓派生,是指变压隔离器插入到各基本变换器各不同的点上而形成的电路。由于变压隔离器有单端式、并联式、半桥式和全桥式四种,因此,可得很多、很多电路。在介绍中从插入变压隔离器后如何简化线路入手,介绍电压增益、工作原理和波形。如果是单端变压隔离器还有磁性复位的问题,也一并进行介绍。

所谓组合是指变换器的串联形式引起的变化。例如降压与升压变换器相串,或者升压与降压变换器相串等等。这时,与第二章讨论的角度不同,本章是有意识地往隔离方向引导,并加以讨论,从而得到一些有应用价值、使用较广的电路。

本章也介绍了能量可以双向流动的线路和概念,把它们再并联起来时还可以得到 V—I 平面四个象限运行的电路和概念。由于有了隔离功能的双绕组,绕组可以靠匝比不同调节变比,因此,电路电压增益变化不是只靠占空比,而且还可以靠绕组匝比,这就给实用设计带来很多好处,也大大提高了稳定性和可靠性。

第二节 变压隔离器的理想结构

前面分析了升压和降压等变换器,它们可以完成直流电压的变换。但是,它们实际上存在着转换功能上的局限性,例如,输入输出不隔离,输入输出电压比或电流比不能过大以及无法实现多路输出等。这种局限性只能用另一种开关变换器中的重要组件——变压隔离器来克服。

双绕组变压隔离器的符号,必要时加 \approx 如图 3-1 所示。这种理想的变压隔离器的特征如下:

- (1)从输入到输出能够通过所有的信号的频率,即从理想的直流到不理想的直流都能变换;
- (2)变换时可不考虑能量损耗;
- (3)变换中能提供任何选定的电压和电流变比;
- (4)能使输入和输出之间完全隔离;
- (5)变换时,无论从原边到副边,或副边到原边,都是一样方便有效;

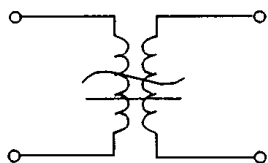


图 3-1 理想的变压隔离器符号

显然,像上述这种完美的变压器,实际上是不存在的。然而,许多和这种理想变压器特性相近似的电路却是存在。最常见的用在开关变换器中的变压隔离器,如图 3-2(a)所示。电路由高频变压器和开关组成。导通周期几乎可以是整个工作周期。 V_s 与 V_o 变比由匝比决定。此电路称为单端变压隔离电路。当两个单端变压隔离电路并联时构成如图 3-2(b)电路。

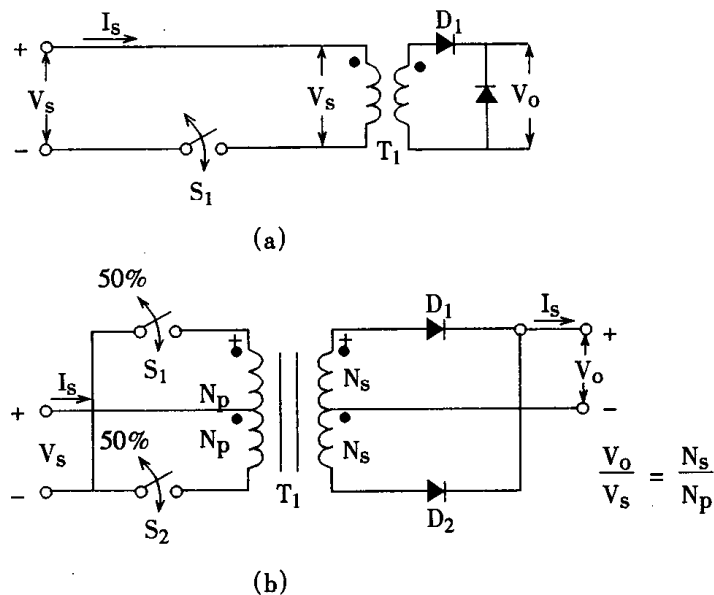


图 3-2 单端变压隔离器和并联的变压隔离器

当原边的两个开关(S_1 和 S_2)交替导通时,直流电压 V_s 通过带中心抽头的副边绕组 N_s 及二极管 D_1 、 D_2 就可以得到不同于 V_s 的另一直流电压 V_o ;

开关 S_1 和 S_2 交替导通,每次导通周期是整个开关周期的 50%。开关交替的作用是在 T_1 的原边 N_p 产生一个对称的交流电压,即通过控制开关 S_1 和 S_2 的动作速率使变压器 T_1 成为通常的高频交流变压器。

输出与输入电压关系为:

$$V_o = V_s \frac{N_s}{N_p} \tag{1.3.1}$$

用原、副边匝比提供了变压器 T_1 所要求的电压增益 $M = \frac{N_s}{N_p}$,而且能使原边、副边得到极好的电隔离。副边绕组二端的交流电压,经 D_1 、 D_2 整流后得到由式(1.3.1)确定的直流电压。因此图 3-2 所示的电路完成了两级串联(直流到交流及交流到直流)的转换作用,从而实现了直流到直流的转换功能。

在变压隔离器工作中,不导通的原边开关两端承受的电压是 $2V_s$,当原边的两个开关各自导通的时候,两个开关中的开关的峰值电流是相等的,即等于输入平均电流 I_s 。另外,原边开关接成图 3-3 所示的两种形式也得到广泛的应用。它们分别称为半桥式、全桥式变压隔离器式。

在图 3-3(a)的半桥式电路中,开关 S_1 和 S_2 交替地导通,也就是,当 S_1 导通时, S_2 开断,然后反之。任何一个断开的开关其两端的电压是等于源电压 V_s 。而流过任何一个导通开关的峰值电流是平均源电流 I_s (与图 3-2 同等功率输出相比)的两倍。因为断开的开关两端电压比图 3-2 的减少了,所以较广泛采用。但是,当电源电压较低时,通常采用图 3-2 的并联连接方式,因为任何一个导通的原边开关只流过源电流 I_s 。

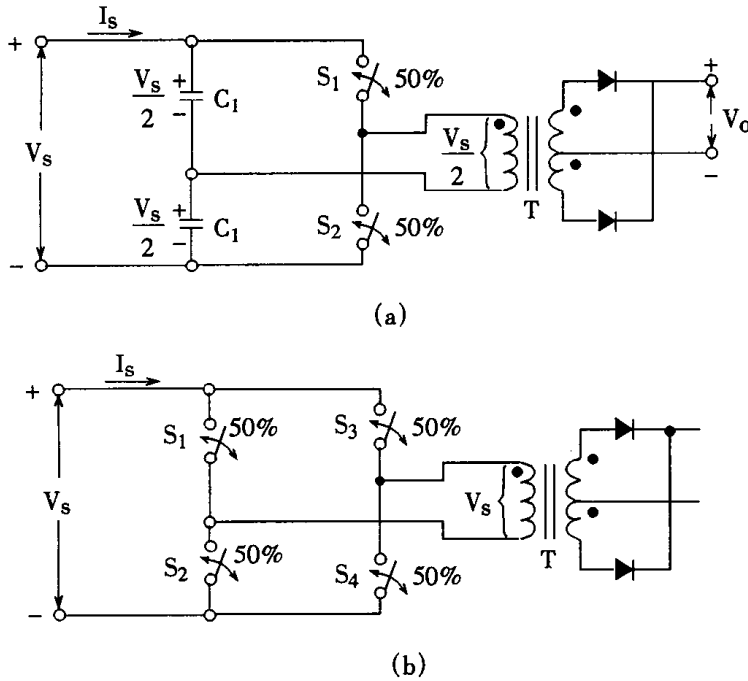


图 3-3 半桥和全桥变压隔离器连接方式

值得指出,原边半桥式接法中,变压器的原边在理论上是输入电源电压 V_s 的一半。因此,对于给定 V_s 、 V_o 时,绕组 N_p 、 N_s 只需较少的匝数。

图 3-3(b)所示的全桥式电路里,在变换过程的第一个半周内,开关 S_1 和 S_4 同时闭合;然后在第二个半周 S_1 和 S_4 同时打开,开关 S_2 和 S_3 也同时合上。任何一个断开的开关端电压均等于源电压;流过任何一个导通开关的峰值电流均等于平均源电流。因为全桥式变压隔离器开关承受最小的开关电压和最小的电流强度,所以这方案常用在大功率的变换器上(如大于 750W)。

如图 3-2(a)所示单端方案,有线路简单的突出优点,广泛应用于输出为低、中级功率的变换器电路中。但它也有一些缺点,例如它的输入电流是脉动的,幅度由 S_1 的占空比和 I_s 的平均值决定的。因此,常需用一种低通滤波输入装置来平滑这些电流脉动。当开关 S_1 不导通时,其上的电压等于源电压加上从变压器副边折算到原边的电压。在许多场合,开关的开路电压比 2 倍源电压还要高。同时,它的闭路峰值电流可大于 2 倍的平均输入电流。基于这些原因,目前这种单端变压隔离电路的使用受开关元件容量限制,一般输出功率在 200 瓦以下,今后可望提高。

由上所述可知,变压隔离器(也有的文献称为直流变压器)实际上是一个由开关和高频变压器电路组成的。它是组件不是单一的元件。开关的占空比固定不变,(视线路不同,可 $> 50\%$ 或 50%)。电压增益靠高频变压器原、副边的匝比未确定。

实际上,变压隔离器并不单独使用,而是插入到各种基本变换器中,达到输入/输出隔离的效果。另外电压增益 M ,不单靠开关占空比调节,也可通过绕组变比调节,使晶体管占空比在更合理的(不大也不太小)范围工作。插入到某合适地方,串联的开关可以简化为一个,电感 L 可能成了电流源的元件,使输入电流近为方波,消除因变压器漏电感造成的过电压。甚至有时移动后的晶体管驱动有了其它特点,如抗干扰性强,容易调试等。在理论上来说研究它在分析小信号时可起简化、等效的作用。这在以后章节中可得到验证。

第三节 单端变压隔离器的磁复位技术

使用单端变压隔离器之后,变压器磁芯如何在每个脉动工作磁通之后都能回复到磁通起始值,这是产生的新问题,称为去磁复位问题。因为线圈通过的是单向脉动激磁电流,如果没有每个周期都作用的去磁环节,剩磁通的累加可能导致出现饱和。这时开关 S_1 导通时电流很大;断开时,过电压很高,导致开关器件的损坏。

剩余磁通实质是说明磁芯中仍残存有能量,如何使这种能量转移到别处,就是去磁环节使磁芯复位的中心任务。具体的磁芯复位线路可以分成两种:

一种是把铁芯的残存能量自然地转移,在为了复位所加的电子元件上消耗掉,或者把残存能量反馈到输入端或输出端;另一种是通过外加能量的方法强迫铁芯的磁状态复位。具体采用哪种方法,可视功率的大小,所使用的磁芯磁滞特性而定。最典型的两种磁芯磁滞特性曲线如图 3-4 所示。

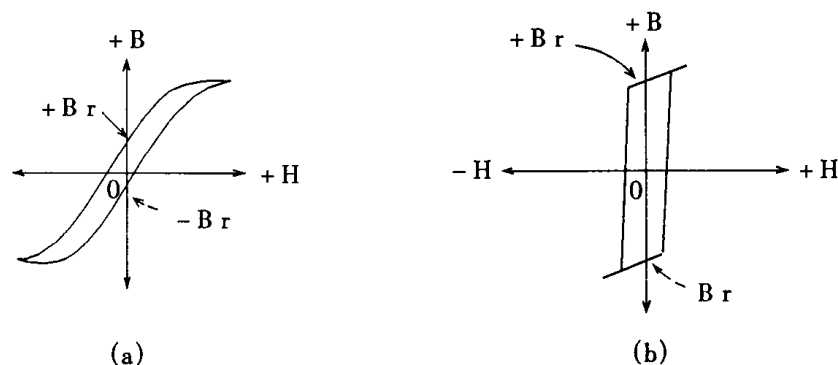


图 3-4 低 B_r 和高 B_r 的磁性材料磁滞回环曲线

在磁场强度 H 为零时,磁感应强度的多少,是由铁芯材料所决定的。 $H=0$ 时,图 3-4(a) 的剩余磁感应强度 B_r 较该图(b)材料为小。一般它是铁氧体、铁粉磁芯、非晶合金磁芯。图 3-4(b)材料为无气隙的晶粒取向镍—铁合金铁芯。它在零磁场强度时有较大的剩余磁感应强度 B_r 。

对于剩余磁感应强度 B_r 较小的铁芯,复位采用转移损耗法,有线路简单可靠的特点。高 B_r 铁芯,复位采用强迫法,线路稍为复杂。

图 3-5 示出简单的转移损耗法磁芯复位线路。它把残存能量引到稳压管 DZ_1 处。 DZ_1 的反向击穿、瞬时导通,既可限制开关晶体管反压 V_{ce1} ,又可使磁芯去磁。去磁线路原则上如

图 3-5(a)和(b)所示,与原边绕组或副绕组并联连接均可。但实际上,考虑到变压器 T_1 从原边到副边的漏电感,使用线路如图 3-5(a)的为多,因为这些寄生电感同样会储存能量。若不把它释放,一样会危及开关管。通过在原绕组上接上的线路,可同时完成使铁芯磁性复位和保护开关管的任务。由于储存在铁芯里的能量消耗在稳压管 DZ_1 回路里,所以此线路只适于用在小功率变换器方案中。

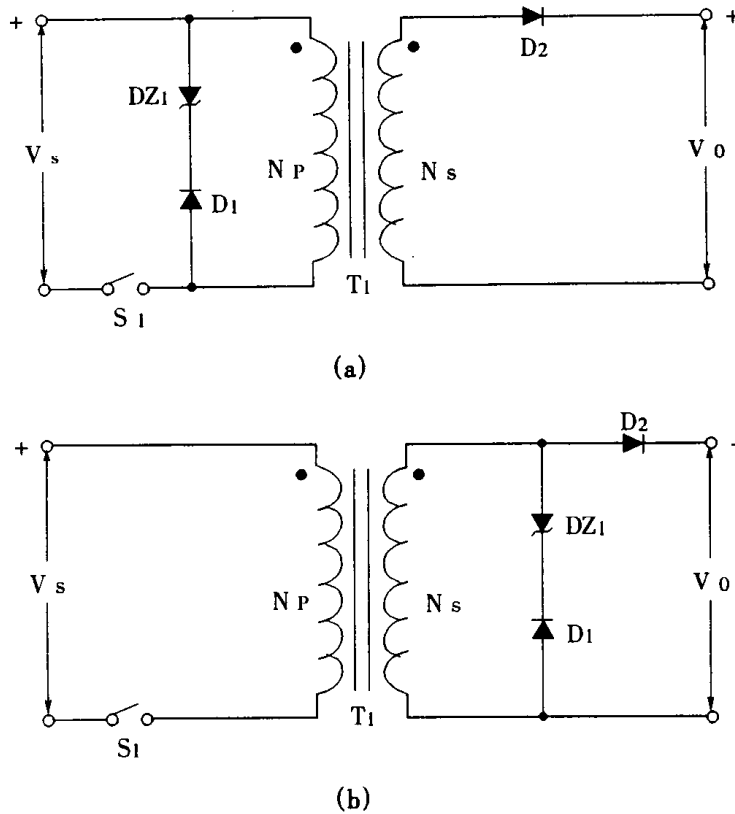


图 3-5 消耗式磁芯去磁线路

大功率的去磁线路,如图 3-6 所示。在这个方式中,变压器铁芯的储能可以反馈到输入端电源,如图 3-6(a)所示,也可反馈到输出端负载,如图 3-6(b)所示。这时储存在铁芯的能量仅有一小部分损失,输入一输出的能量转换效率是极高的。一般使去磁绕组匝数 N_R 小于或等于原边绕组匝数($N_R \leq N_P$),但随着 N_R 的减小,开关 S_1 二端的开路电压 V_a 将增加。 V_a 与 V_S 的关系式为:

$$V_a = V_S \left(1 + \frac{N_P}{N_R} \right) \quad (1.3.2)$$

应用中,单端变压隔离器的开关占空比 D 的最大值,一般在 $0.7 \sim 0.8$ 。例如,图 3-6(a),当 $D = 0.8$,原边绕组的匝数是复位绕组匝数的四倍时,从式(1.3.2)知开关管耐压 V_a 为电压 V_S 的五倍。

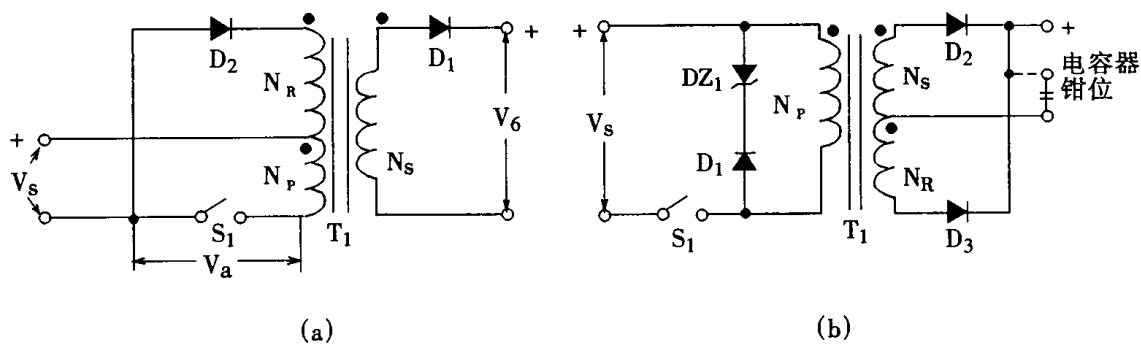


图 3-6 再生式铁芯磁复位电路

在图 3-6(b)中,用于消耗铁芯能量的稳压管电路是接在变压器原边。钳压的作用是防止寄生的原边漏电感对 S_1 的过压威胁。在磁复位中,钳位不起什么大的作用。正常情况下,消耗在这个钳位电路里的能量是很小的。铁芯的储能转到副边的二极管 D_3 ,需要将 D_3 与一个低阻抗负载相连接(如虚线所示电容器)。如果将二极管接到一个高阻抗的负载,例如一个电感,那么在变压器的原边和副边绕组都会出现一个很高电压的尖峰脉冲。

当一个单端变压隔离器的铁芯有较大的 B_r 值时,可按另一些方案使磁芯复位。如图 3-7 中,图(a)用到一个恒流源和一个变压器附加绕组 N_r ,图(b)用到一个恒磁体,它们都有强制磁芯复位的作用,但造价太高,制作又麻烦,因此很少采用。由于许多开关电源电路中,在输出端低通网络中均有滤波电感,可以把它视作恒流源线圈。因此,可构成图 3-7(c)线路。这时只要变压器增多一个中间抽头形成绕组 N_R ,经二极管 D_2 接入电感线圈即可。

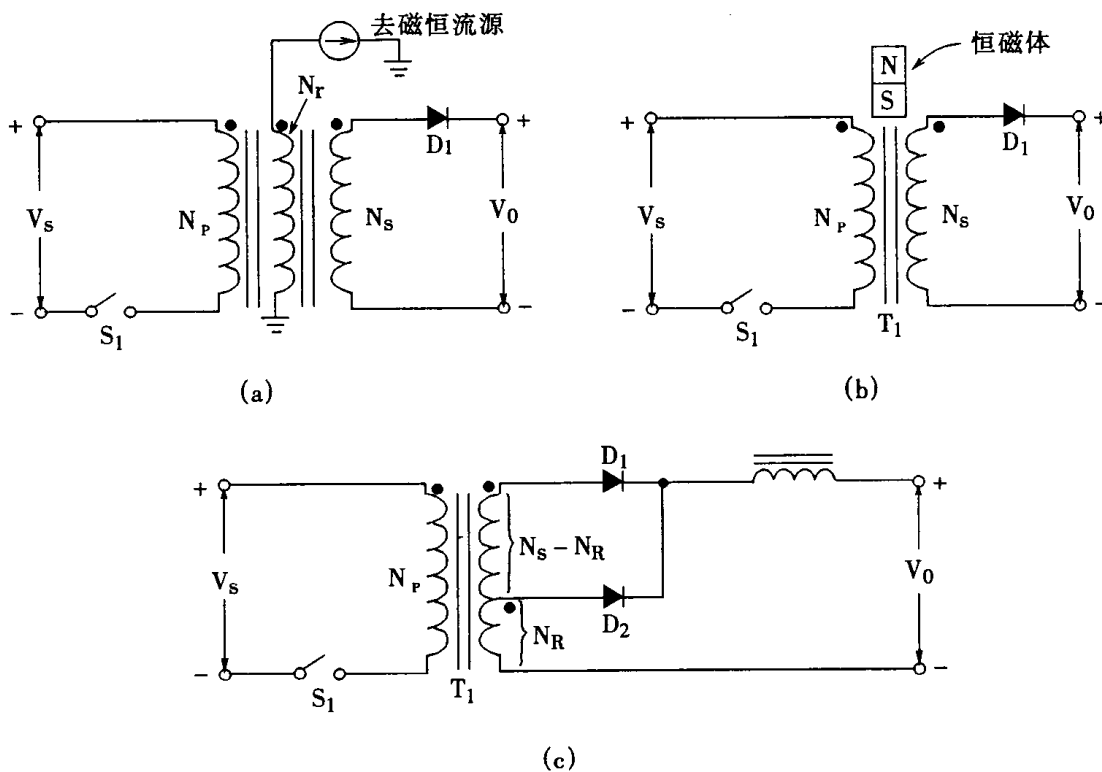


图 3-7 强制磁芯去磁的各种方法

考虑到限制原边开关 S_1 的端电压,实用线路还在原边绕组加中间抽头 N_R 和二极管,或者加上导向二极管和稳压管(参见图 3-6)。

在有高电压源的变换器中,开关 S_1 二端的端压 V_a 值变得相当大。其值可由式(1.3.2)算出。图 3-8(a)所示电路,可减少 V_a 值。在这个方案中原边绕组接上二个开关 S_1 和 S_2 ,它们同时接通或断开。因此,每个开关的开路电压 $V_a = V_s$,由于原边绕组也是复位绕组,最大的占空比只能小于 0.5。如要提高占空比,可采用图 3-8(b)线路,这时, V_a 相应增大一些。

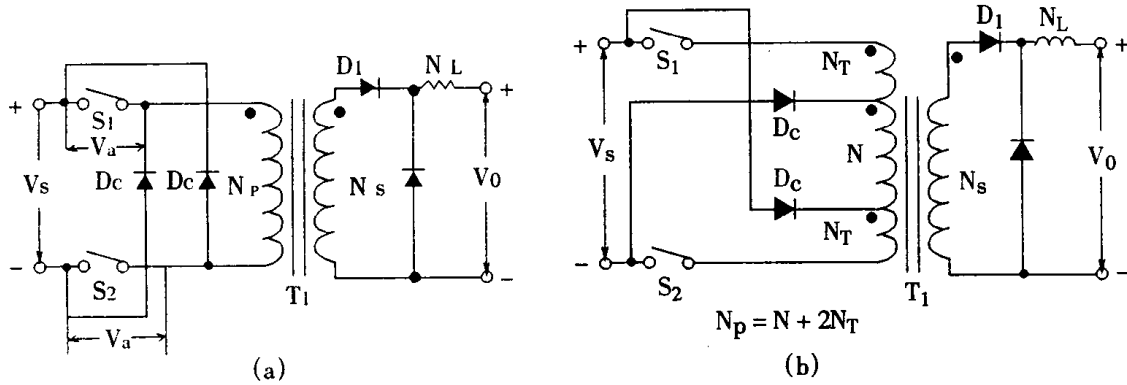


图 3-8 双开关、单端去磁线路

例题:如果 $V_s = 100V$, $V_0 = 5V$, $N_s = 1$ 匝,则:①求图 3-8(a)和(b)的 V_0/V_s 电压增益表示式;②用磁通平衡的关系式求其临界工作条件,并分析其占空比;③求出能使图 3-8(a)磁通很好去磁复位的最大匝数比 N_p/N_s 。

解:

①设两个变换器原边匝数为 N_p ,副边为 N_s ,如不要求表征原、副边隔离关系时,可以把原边电压 V_s 折算至副边,电压为 $\frac{N_s}{N_p}V_s$,线路成为降压变换器。设电感线圈 L 的匝数为 N_L ,依磁通平衡原理有:

$$\frac{\frac{N_s}{N_p}V_s - V_0}{N_L}DT_s = \frac{V_0}{N_L}(1-D)T_s$$

化简得:

$$\frac{V_0}{V_s} = \frac{N_s}{N_p}D$$

式中 D ——开关 S_1 、 S_2 接通时间占空比。

②从图 3-8(a)知,开关 S_1 、 S_2 打开时,原边绕组 N_p 流过方向不变的电流,原边两个 D_c 二极管起作用,把去磁能量返馈回电源。

开关接通时, $|\Delta\Phi_{inc}| = \frac{V_S}{N_P}DT_S$; 开关断开时, $|\Delta\Phi_{dec}| = \frac{V_S}{N_P}(1-D)T_S$; 因为 $|\Delta\Phi_{inc}| = |\Delta\Phi_{dec}|$, 故有 $D = 1 - D$ 。即临界条件: $D \leq \frac{1}{2}$ 。

在图 1.3.8(b)中, 流过 $(N_P - 2N_T)$ 匝数的去磁电流把能量返馈回电网。依磁通平衡原理:

$$|\Delta\Phi_{inc}| = |\Delta\Phi_{dec}|;$$

$$\frac{V_S}{N_P}DT_S = \frac{V_S}{N_P - 2N_T}(1-D)T_S;$$

$$\frac{D}{N_P} = \frac{1-D}{N_P - 2N_T}, \quad D = \frac{1}{2} \frac{N_P}{N_P - N_T}$$

即临界条件: $D = \frac{1}{2} \frac{1}{1-\zeta}$; $\zeta = \frac{N_T}{N_P}$

因为 $N_T < N_P, \zeta < 1$, 故 D 大于 $\frac{1}{2}$, 说明线路图(b)允许工作在较大的占空比。

③ 因为 $\frac{V_0}{V_S} = \frac{N_S}{N_P}D$, 在图 3-8(a) $D \leq 0.5$, 故:

$$\frac{5}{100} = \frac{1}{N_P}0.5; \quad N_P = 10 \text{ 匝}$$

为此, 能很好去磁复位的最大匝数比 N_P/N_S 是 10 比 1。

第四节 自激推挽式变换器的工作原理

前面所述几种变压隔离器, 没有涉及开关的驱动方法。当开关由双极型功率晶体管(副边由二极管)构成, 用自激方式进行控制时, 便构成如图 3-9(a)所示著名的 Royer 电路。它的工作是利用磁芯饱和特性振荡。

设磁芯的特性曲线如图 3-9(b)所示, $\pm B_m$ 称为饱和磁感应强度。当在变压器 T 上绕 N 匝线圈, 线圈两端加上方波电压 V_S , 磁芯磁通为 Φ 时, 其关系如下式所示:

$$V_S = N \frac{d\Phi}{dt}$$

$$\text{在 } 0 - \frac{T_S}{2} \text{ 时间内 } \int_0^{\frac{T_S}{2}} V_S dt = N \int_0^{\frac{T_S}{2}} d\Phi$$

因 $\Phi = BS$, 在一个周期 T_S 中 B 有 $+B_w$ 至 $-B_w$ 的变化, 所以:

$$V_S = \frac{4NB_w S}{T_S} \times 10^{-4} (\text{V})。$$

式中 B_w ——工作磁感应强度(T),一般取(50~70)% B_m 值;
 N ——线圈的匝数;
 S ——磁芯截面积(cm^2)。

在磁芯未饱和之前,在电压作用下,磁感应强度 B_w 正比于 $V_s t$ (如图 c 所示上升的斜线)。当磁芯出现饱和状态时,绕组交流阻抗变得很小。

接通电源 V_s 后, R_B 上电压为晶体管 T_{r1} 、 T_{r2} 的基—发射极提供了正向偏压。由于两个管子特性不会完全一样,因此,其中一个将首先导通。假设 T_{r1} 先导通,产生集电极电流 i_{c1} , N_{p1} 绕组上电压为下正上负,依同铭端关系,各绕组将有如图示的极性。这时, N_{B1} 绕组起着增大 T_{r1} 的基极电流作用, N_{B2} 产生减小 T_{r2} 的基极电流作用。此是正反馈过程,因而很快使 T_{r1} 饱和导通, T_{r2} 完全截止。 V_s 电压加在 N_{p1} 上, 变压器副边绕组 N_s 电压经二极管 D_2 整流在负载电阻 R 上得到输出直流电压 V_0 。

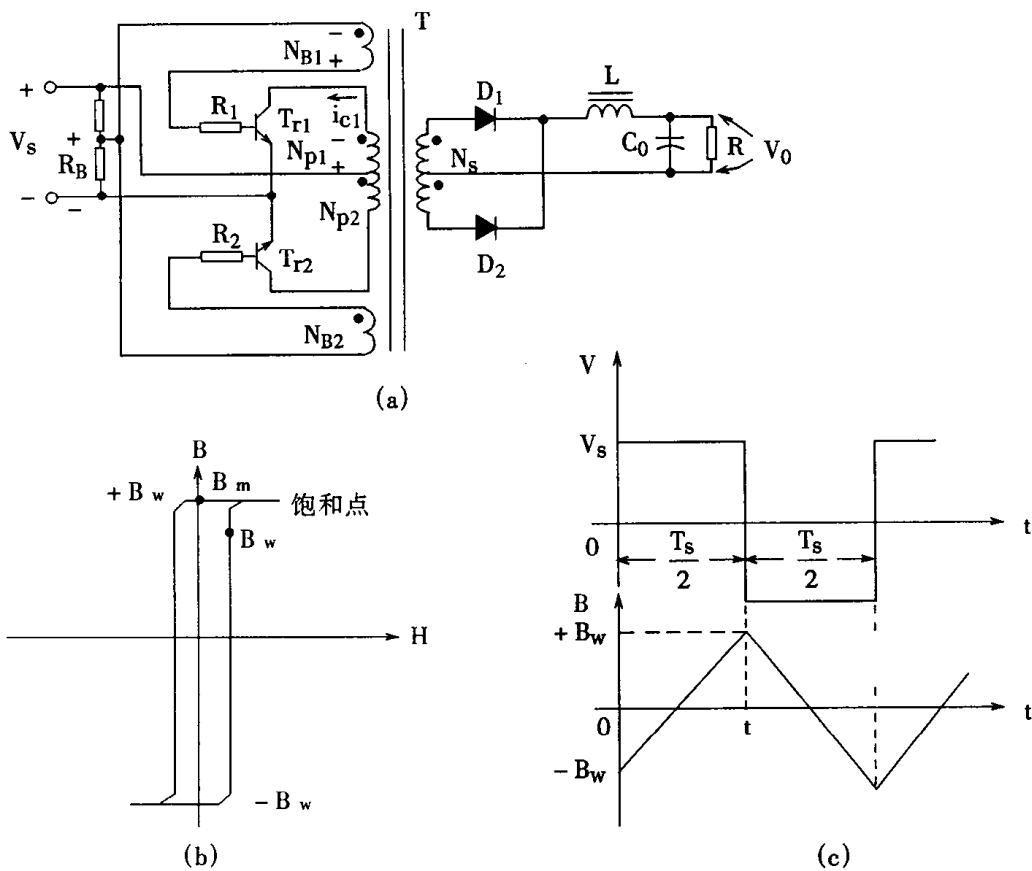


图 3-9 (a)Royer 变换器原理图 (b)磁芯特性示意图 (c)磁感应强度示意图

线圈 N_{p1} 里电流和由它产生的磁感应强度随时间线性增加。但磁感应强度增大到饱和点 B_m 时,电感量迅速减小,从而使开关管的集电极电流急剧增加,增加的速率远大于基极电流的增加,晶体管脱离饱和,晶体管的 V_{ce} 增大,相应地,变压器原边线圈上的电压就减小同一数值,结果使基极电压也降低,造成晶体管向截止方向变化。此时,变压器线圈上的电压将反向,使另一个管子导通。此后,重复进行这种过程,形成振荡。振荡频率是:

$$f = \frac{V_s}{4B_w SN} \times 10^4 (\text{Hz}) \quad (1.3.3)$$

变压器的副边绕组得到全波整流的直流输出电压 V_0 , 可表为:

$$V_0 = 2 \frac{D_{\max}}{n} V_s \quad (1.3.4)$$

式中 n ——变压器变比等于 $\frac{N_P}{N_S}$ 。

为了避免晶体三极管同时导通, 式中 D_{\max} 必须小于 0.5。当 $D_{\max} = 0.4$ 时, 式(1.3.4)可写成:

$$V_0 = \frac{0.8}{n} V_s \quad (1.3.5)$$

它的相应的波形示于图 3-10。

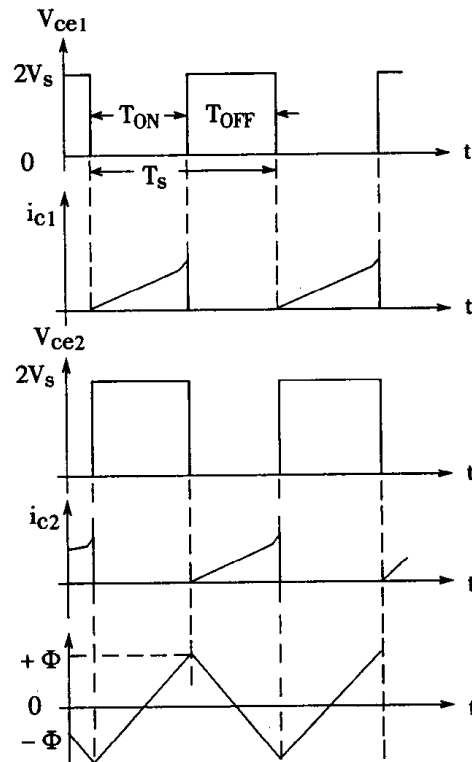


图 3-10 推挽变换器工作波形图

值得指出,工作中的晶体管的反向集电极—发射极电压 V_{ce} 为电源电压 V_s 的 2.4 倍来考虑。这个电路的主要优点是简单。但在实用上有几个缺点:只能用在小功率;当铁芯的磁性进入饱和时,存在一个主要问题,就是原边的阻抗也降低了;到开关转成断开这期间,会引起 i_c 。

猛增,产生电流尖峰。这些峰值能量均由开关管提供。因此,电路功率的提高受开关管功率的限制。电路效率低、纹波电压大、噪音大。

另外,Royer 电路的振荡频率是电源电压的函数。由于铁芯磁饱和程度、 V_{ce} 压降、变压器绕组的电阻是环境温度的函数,所以频率也是温度的函数。

另一个与 Royer 电路相似的结构,就是开关驱动功能与主功率变压器脱离的电路,如图 3-11 所示。这个电路称为自振荡 Jensen 变换器。变换器的自振荡频率和驱动功能,改由磁饱和和的变压器 T_2 来实现。因此, T_1 能工作在不饱和状态,从而最佳地变换能量。Jensen 方案中的自振荡频率,由 T_2 的铁芯特性和三极管开关基极—射极间的电压决定。这些电压值虽随变换器所带负载和周围的温度有些改变,但通常不足以产生大的影响。

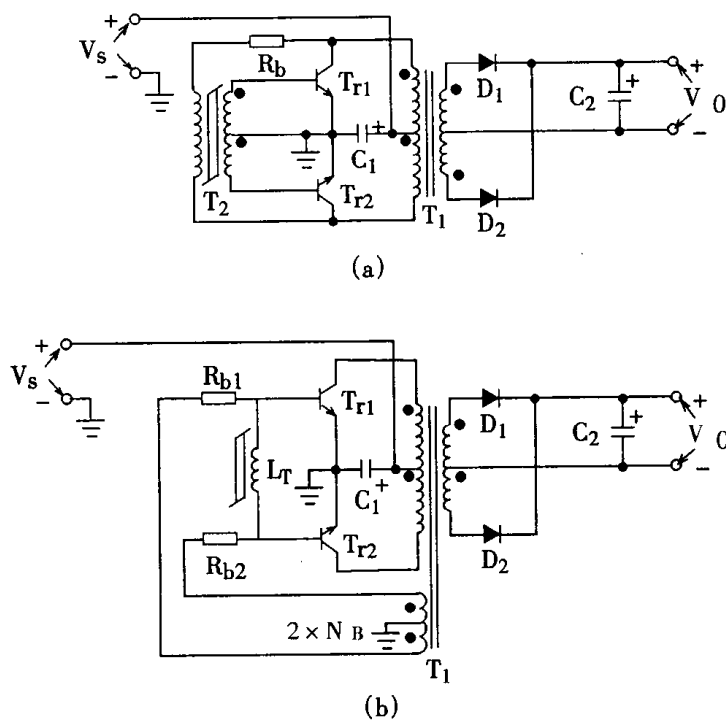


图 3-11 Jensen 电路

与相同条件下的 Royer 电路比较,在 V_s 电压、负载及温度发生变化时,Jensen 变换器的自振荡频率相对比较稳定。在 Jensen 变换器中,虽 T_2 出现磁饱和,电流有些微尖峰,但此是控制用的小功率,不太影响总体积和效率。

主功率输出变压器 T_1 是不会出现电流尖峰的。这个电路可演变成如图 3-11(b)所示,其中开关的通断是由独立磁饱和电抗线圈 L_r 来控制,开关的基本驱动能量是由主变压器 T_1 的辅助绕组 N_B 提供。

如果 Jensen 变换器所带负载和源电压同时或分别发生很大变化时,由 3-11 所示的晶体管基本驱动方案仍不太理想。因为驱动电压的幅值与源电压成比例。设计时,如考虑在最坏情况下,输入/输出都波动(即源电压 V_s 最小,负载电流却最大),还能提供足够的基本驱动电流(即在有基极电阻 R_b 情况下应能提供足够的电压),使开关仍进入全饱和状态,那么,当 V_s 最大,变换器负载电流最小时,开关被大大地过压驱动了。结果,致使晶体管存储时间加长,这

样要提高工作频率就成为不太可能了,因此体积缩小受到限制。

为了得到基极驱动比例于负载的要求,须用一个电流驱动网络,如图 3-12(a)所示。电流关系如下:

$$i_b = i_c \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - I_{m2}$$

上式中, I_{m2} 是 T_2 的绕组 N_2 的励磁电流。像这样通过使用一个成比例的基极电流来驱动,除了变换器在轻负载的情况外,通常开关工作 β 值不会太变。在轻负载时, i_c 小而 I_{m2} 却变大,使 i_b 变小导致基极驱动电流不足,开关管压降大,不能维持变压器 T_2 磁饱和,且在开关管上产生很大的能量消耗。要克服这一问题,需要补偿 I_{m2} , 即 T_2 上增加一个额外的绕组 N_m , 如图 3-12(b)所示。这一线路除了能提供良好的开关特性之外,尚能提供成比例的基极驱动电流。由于这些原因,这类自振荡并联直流变压器的结构形式能很好地工作在几百瓦以上。然而,成比例的电流驱动电路仍存在缺点,因为 Royer 变换器在短路时,电路将停止振荡并使原边二个开关都处于关断状态。可以说, Royer 电路具有自保护的能力。而图 3-12 的 Jensen 变换器在过载情况下虽具有一定的自保护能力,但它不像图 3-11 那样,对所有输出电流过载情况下都能很好地进行自保护。在图 3-12 中,除了其输出端完全短路的情况之外,输出过载的自保护特征是不存在的。因为随着负载数值的增加, I_b 也成比例地增加。因此,电流驱动成比例特性会引起开关集电极电流达到峰值。如果没有外部保护装置使开关管关断时,最终会导致开关管的损坏。

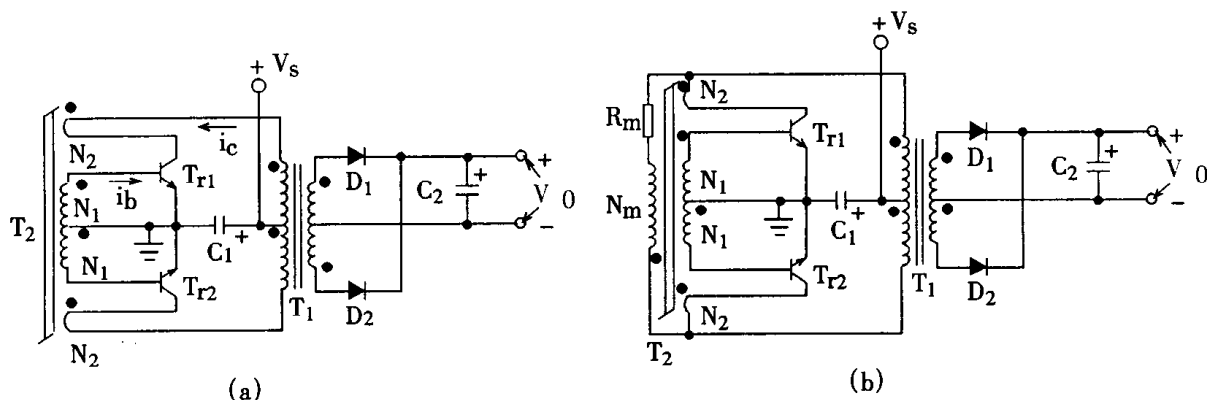


图 3-12 电流驱动 Jensen 电路

当希望改善变换器的控制特性,提高输出功率时,常用到外部驱动的推挽式变压器。例如,可在图 3-12(a)的 T_2 增加一个有中心抽头绕组,而且接向由外部控制的两个驱动开关,如图 3-13 所示。

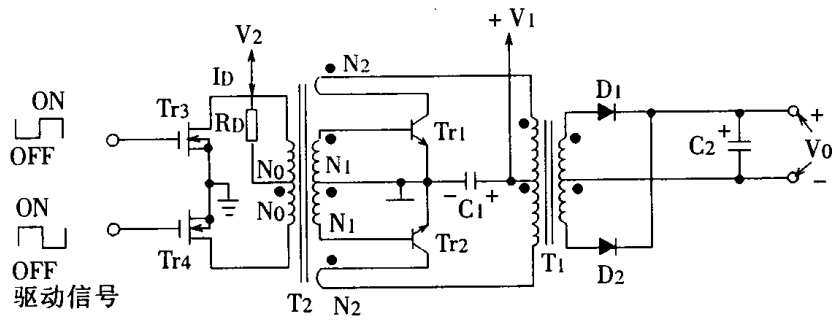


图 3-13 外驱动基极电流与集电极电流成比例的 Jensen 电路

第五节 能量双向流动的 DC-DC 变压隔离器

某些能量转换场合,希望变压隔离器有双向能量流动的能力。即输入,输出电压极性不变,但电流的方向可变。其目的是要使能量能从输入端输送到输出端,也能从输出端输送到输入端。从电路结构看,只要开关是由双向可控开关构成,则可以实现能量的双向流动。但当组成具体真实电路、用晶体管和二极管代替开关时,由于有了单向导电性,就必须考虑增加必要的通路了。例如在并联的变压隔离器(见图 3-2)的基础上,要得到双向流动的特性,则应改造成如图 3-14 所示的线路。

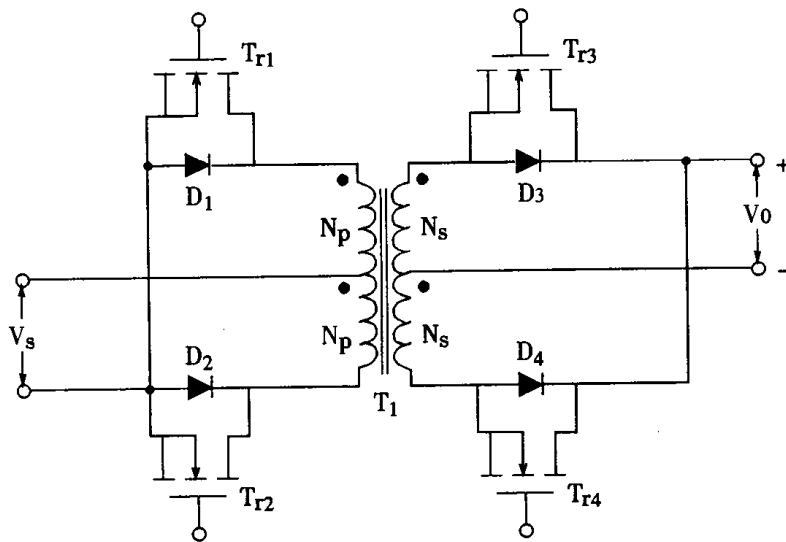


图 3-14 并联变压隔离器的能量可逆线路图

图 3-14 中,选用四个 MOSFET 作为开关元件。该元件特点是内部有一个体内二极管,能量流动的方向将由 V_s 、 V_0 、 N_p 和 N_s 的值所决定。可用下式表明这一关系:

$V_s > \left(\frac{N_P}{N_S}\right) V_0 \Rightarrow$ 能量从图的左边流到右边;

$V_s < \left(\frac{N_P}{N_S}\right) V_0 \Rightarrow$ 能量从图的右边流到左边。

注意,当电流工作在不连续形式时,是不可能实现开关双向性的。在一个开关周期里,随着线圈的电流接近零,电流将继续流通,线圈电势变成负值,而不是保持在零。这意味着在 $t = T_s$ 时,会有一些反向电流流过体内二极管。

图 3-15 示出能量双向流动的 Ćuk 变换器电路。它与第二章图 2.28 所示的 Ćuk 电路不同的是: T_1 (NPN) 管旁并联了 D_2 ; 二极管 D_1 旁并联了 PNP 管 T_2 。二个三极管基极并联,经限流电阻 R 后接上脉宽调制信号。

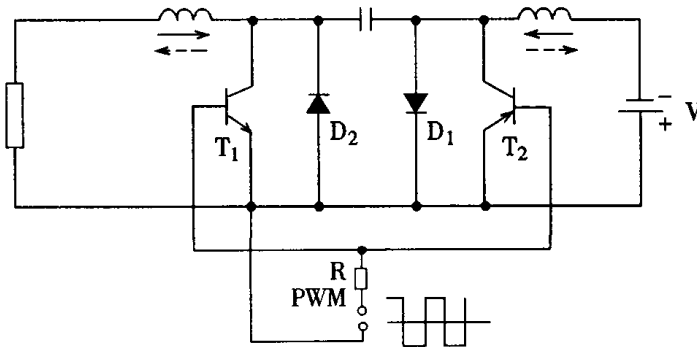


图 3-15 能量双向流动的 Ćuk 变换器

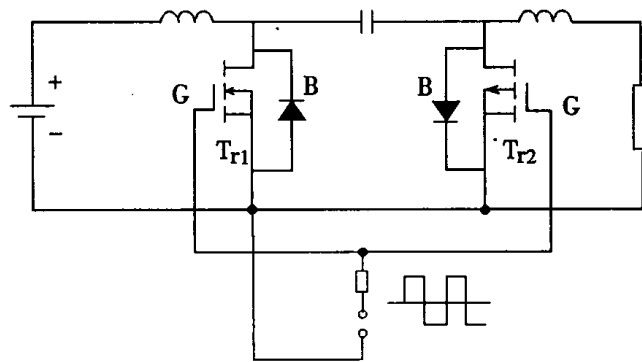


图 3-16 用 MOS 管的能量双向传送的 Ćuk 线路

这个线路如右端为下正上负电压源,左端为负载电阻,功率从右端传向左端,所得输出电压上正下负。反之电压源在左端(上正下负)右端接负载电阻则功率从左端传向右端,负载上的电压下正上负。图 2-28 线路负载电流 i_2 过小时会出现不连续导电工作模式,二极管电流降为 0 后,二极管不能反向流过电流。但本线路,有旁路的三极管,可导通反向电流,因此,任何小负载电流下,都不会出现不连续工作模式。这种情况,极有利于线路的稳定工作。

图 3-15 中如果用 MOS 管则如图 3-16 所示。

其一为 P 沟道,另一为 N 沟道。线路有结构简单,工作频率高,功率损耗小,可靠性高等优点。

第六节 有并联 DC-DC 变压隔离器的 Buck 变换器

图 3-17(a)是典型的降压变换器电路;图 3-17(b)是并联的 DC-DC 变压隔离器。在图 3-17(a)所示的 M—M',N—N'……Q—Q'几个位置中,插入并联 DC-DC 变压隔离器时,将会发生怎样的情况呢?这就是变换器的派生电路问题。

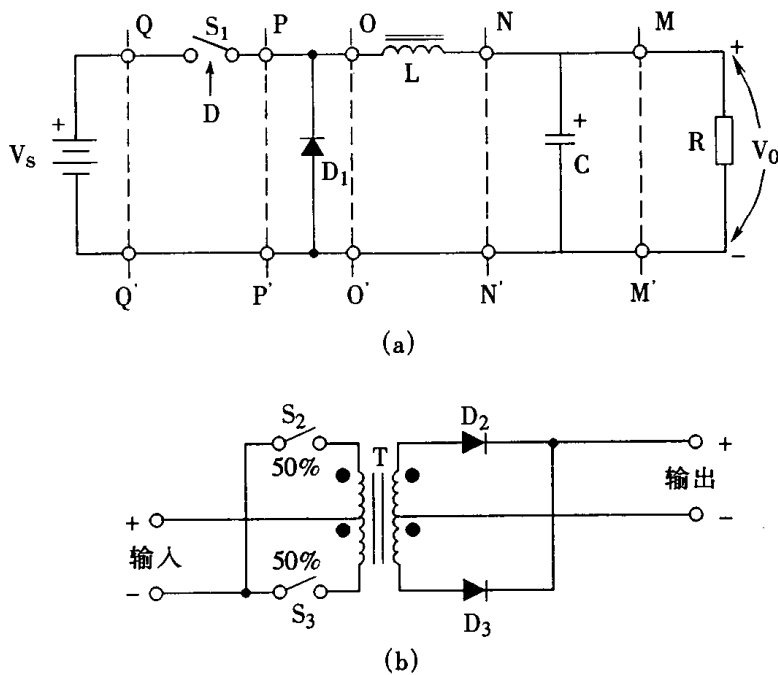


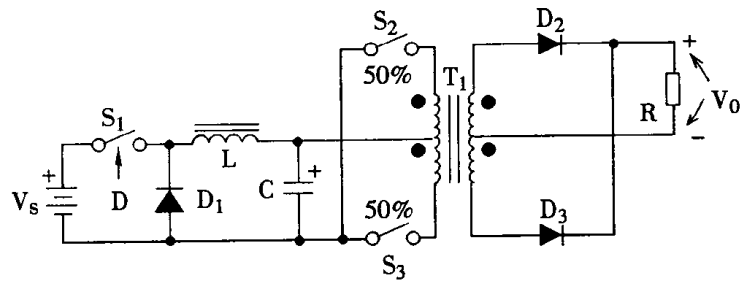
图 3-17 典型降压变换器和并联 DC-DC 变压隔离器图形

如果在 M—M'处插入变压隔离器,得到的变换器如图 3-18 所示。此时,降压型变换器成了输入到变压器的可调变的电压源,故称为带有预调节器的直流—直流变换器。如要多个输出电源,可如图 3-18(b)所示。

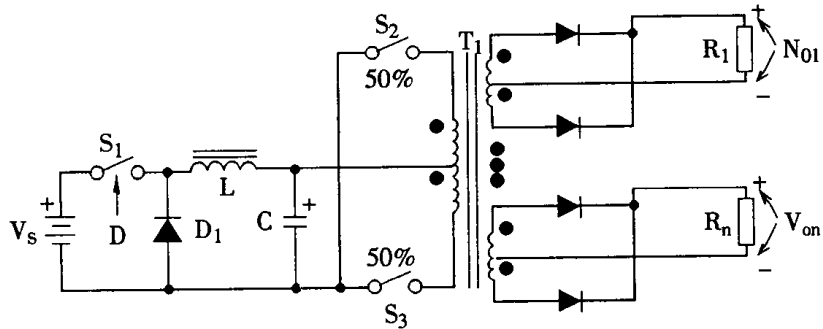
S_1 导通占空比 D 的控制,常常由与预调节器的输出或变压隔离器的一个输出成比例的辅助电压来控制,从而提高输出电压的质量。这种控制称为电压负反馈闭环控制。

虽然,在图 3-18 电路中使用的降压变换器作为预调节器,但是,变压隔离器的加入,它通过变比的原因就能使输出电压高于或低于电源电压 V_S 。另外,由于使用了变压隔离器,输入电压源 V_S 与输出电压 V_0 得到了隔离,同时,可提供不同的输出电压。输出电压与变压器线圈变比有关,也与起预调节作用的降压变换器输出电压有关。

尽管,电压增益 M 的范围已不再被限制在小于 1,以及有输入输出直流隔离的性能,但图 3-18 变换器(以及本章以后的那些变换器)仍然保持着降压变换器(相对应的原型的变换器)基本特性。

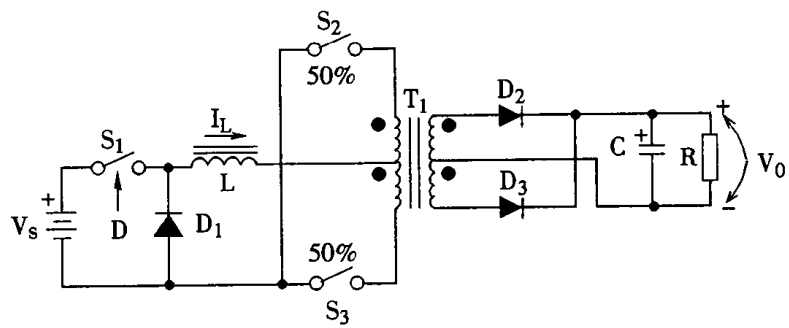


(a)

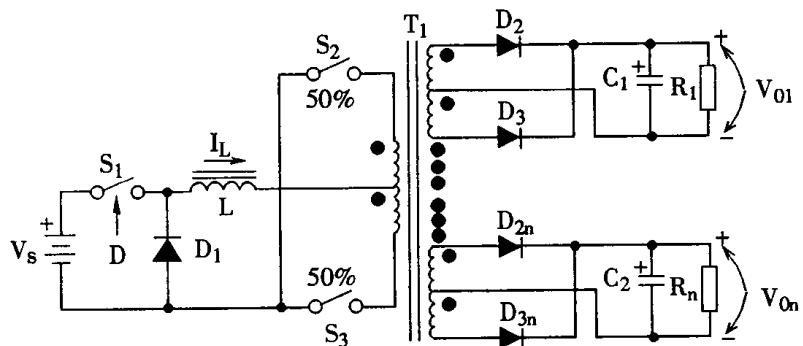


(b)

图 3-18 DC-DC 变压隔离器插入到图 3-17 的 M-M' 位置



(a)



(b)

图 3-19 变压隔离器插入到图 3-17 的 N-N' 位置—TRW 变换器

当变压器插入到图 3-17 的 N—N' 位置时,可以得到图 3-19(a)所示的变换器。这个系统也可具有多输出性能,如图 3-19(b)所示。这时每个输出需有一个与其负荷相匹配的滤波电容。实用的变压隔离器在任何输出端都具有一个小滤波电容。电容只需满足负载所提的要求,通常是很小的。另外,降压型变换器输出端的负载是变压隔离器副边负载折算到原边负载的一半,这是因为两个变压器并联联接的缘故。

图 3-19 的变换器,变压隔离器是经电感线圈 L 供电,所以是电流源馈电。在这种电路中,控制元件的电压应力小,因此,适合应用在大功率和多输出的场合。对于图中的开关 S_2 、 S_3 与 S_1 的同步,没有什么内在的要求,如果需要,可在相位、频率方面不同步地工作。然而,如果 S_1 以 S_2 和 S_3 二倍的开关频率动作,在时间相位上自动跟踪,从元件受应力来看就可得到一些好处,如图 3-20 电路波形所示。

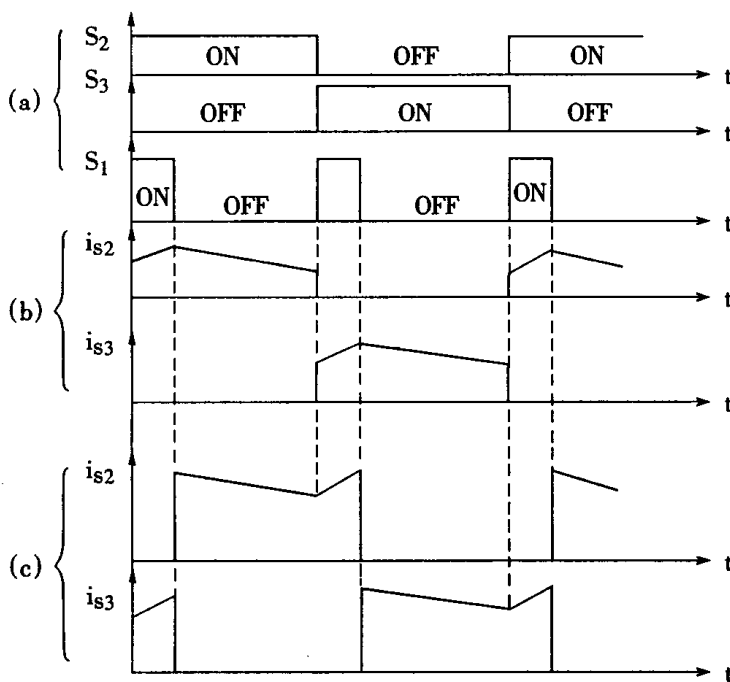


图 3-20 在图 3-19 中开关同步方法的二种方案

图 3-20 示出了两种可能的同步方法:当 S_1 合上,开关 S_2 (或 S_3)合上;或者,当 S_1 断开时, S_2 (或 S_3)合上。开关的电流波形分别如图 3-20(b)和图 3-20(c)所示。由于图 3-20(b)这种同步方法允许开关 S_2 、 S_3 在电感电流最小时接通和断开,因此,它是较理想的波形。如果 τ_L 比 τ_{LC} 不是大得很多,那么在 S_2 和 S_3 上电流值以及相应的开关损耗将是最小。这种动作电流较小的特点,在要求大功率输出或开关频率要尽可能提高的场合,应优先考虑采用。

在图 3-20 的理想波形中可加入一些小的改进,例如开关 S_2 、 S_3 导通时,如存在一小段瞬时电势重叠的话,在这二个开关都接通时,电感电流 I_L 由两个开关承担。这时,开关动作时,电流只近似为 $I_L/2$,进一步减少了它们的开关损耗。例如,把在 S_2 、 S_3 占空比由 50%增加到 51%,就可起这一作用。

图 3-19(a)的降压型派生变换器可以改变为多种需要的形式,图 3-21(c)为其中的一种

形式。图 3-21(a)和(b)是中间的演变过程。在图 3-21(a)中, S_1 移至电压源的返回点。显然, 这种移动除对基极驱动线路有其好处外未改变任何功能。在图 3-21(b)中, 增加了 S_4 、 D_4 它们类似于 S_1 、 D_1 的作用。这时, 应同时断开 S_2 和 S_3 间的连接线, 这样得到图 3-21(c)的变换器。表面看来, 这个新的开关变换器并不比图 3-21(a)有多大不同, 但进一步研究可发现, 它们在工作上是有一些不同点的。尤其是在系统的开关周期内, D_1 和 D_4 的电流换流上, 有显著的特点。

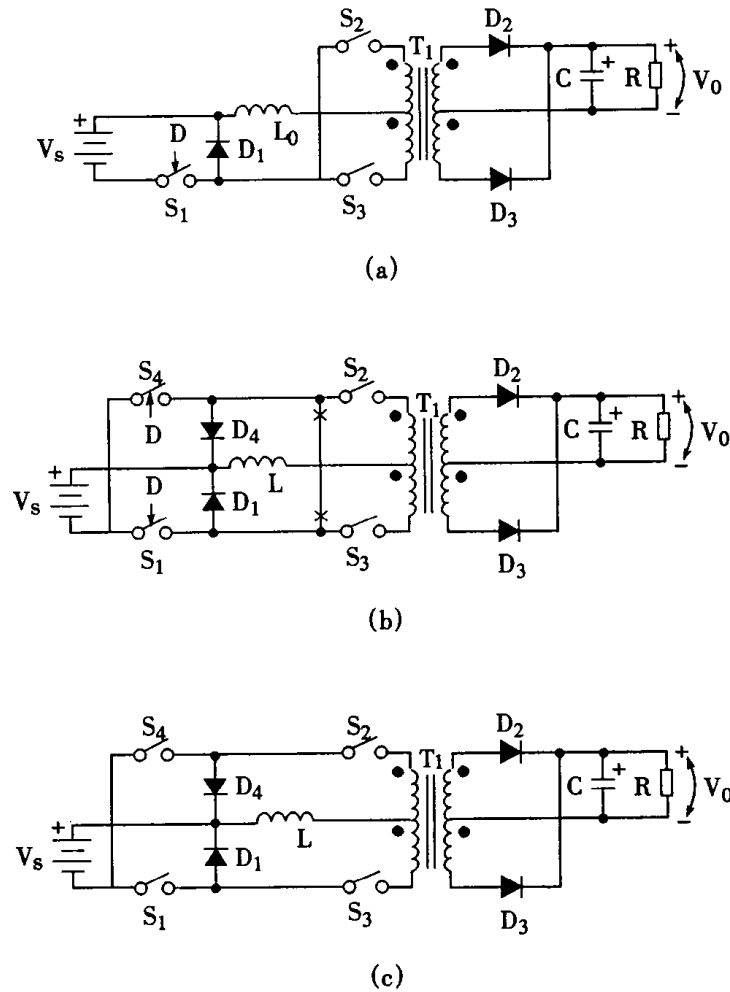


图 3-21 图 3-19 中电路的等效电路

当一个周期开始时, 图 3-21(c)中的 S_1 、 S_3 合上, 能量储存在电感 L 内, 同时通过变压器 T_1 二极管 D_2 传送到负载 R 上。接着电流通道转移到开关 S_2 、 S_4 和二极管 D_3 。由于这是个电流源馈电的变换器, 通过电感 L 的电流连续(假定工作方式连续状态时), 所以开关 S_2 和 S_4 在 S_3 断开前应该合上(注意, S_1 此时已经断开)。此时加在 D_1 上的反向电压将比常规降压变换器中的 D_1 小得多, (见图 3-17 或图 3-19(a)中的 D_1)。较低的反向电压将减小 D_1 瞬时恢复时间; 在下半个周期 D_4 也一样。在高频或大功率变换器应用中, 这些恢复时间的减小能非常显著地减小所用的开关元件的电流、电压峰值和二极管的损耗, 增加总的效率。

图 3-18、图 3-19 和图 3-21 中的电源电压 V_s , 经常不会超过 50 伏, 在这种较低电源电压下

工作时,转换效率会降低。因为电感电流必须在开关周期的相当大部分时间流过两个串联的开关元件。因此,为了减少能量损耗,可以将图 3-21(c)的线路改变为图 3-22(a)的线路。

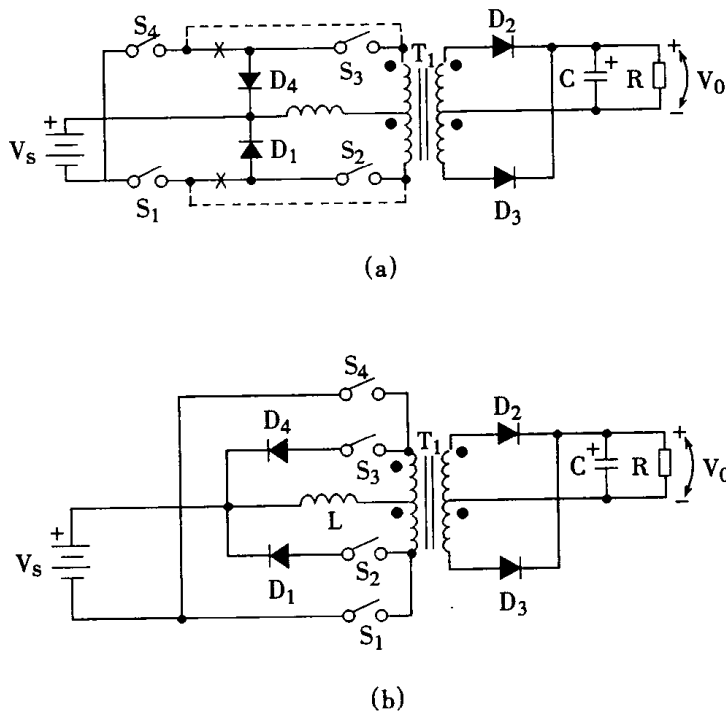


图 3-22 图 3-21 中电路的等效电路—Cronin 电路

图 3-22(a)中,开关 S_1 和 S_4 的电路连接点,可改变到 S_2 和 S_3 的另一端(如虚线所示)。开关连接点改动后,在开关周期内任何时候,电感电流仅流经一个开关元件使回路元件电压降减少一半。但是,开关 S_1 和 S_2 (S_3 、 S_4)关断峰值电压从 V_s 值有所增加。既然图 3-22(b)是为了低电源电压使用的,那么要求开关的耐压增加一些也不会太难满足的,所以此线路是电源电压 V_s 较低的变换器可取的一种方案。

图 3-22(b)的变换系统虽有使用价值,但它有较大的缺点。首先,它使用功率元件多,四个开关元件和两个续流二极管。其次,电感器电流在开关周期相当时间内流经一个开关和一个二极管,这样对于低电压大电流工作时引起可观的功率损失。当然,这些损失可通过在变压器 T_1 内使用多抽头线圈能量反馈方法来减少,而最好的解决办法,还是减少开关和二极管的数量。

与图 3-22 结构极相似的另一个降压变换器派生电路,如图 3-23 所示。这种电路把电感 L 移到变换器的副边。当这种变换器有多个输出电压时,在每个输出上都要使用一个电感。这个变形电路看来似乎比图 3-22(b)电路无任何的优异,却相反有一个明显的缺陷:对多个输出需要应用多个电感。而且要实现变换器输出合理的交叉调节,所有电感必须工作在电流连续方式。

通过应用双线圈元件以及重新安排变换器开关,从图 3-22 可得图 3-24。这是一个国外刊物上刊登的线路,虽然没有申请专利,但有较大意义。因为,它确实为到达另一个十分有用的降压派生型变换器提供了一条思路。按此思路得到图 3-25(a)所示的线路。因为,如果图 3-24 中如果 N_L 与 N_{LS} 的线圈变比与 T_1 原副边线圈变化相等时,电感 N_L 的副边 N_{LS} 可以经过

S_2 、 S_3 直接连接到 T_1 的副边,那么,它显然不再需要开关 S_2 、 S_3 和二极管 D_4 ,这样就得到图 3-25(a)。这是一个电流电源馈电的变换器线路,它仅使用了两个原边开关元件。电感器电流经任一个原边开关或副边二极管 D_1 ;两个回路交替进行功率的传递。

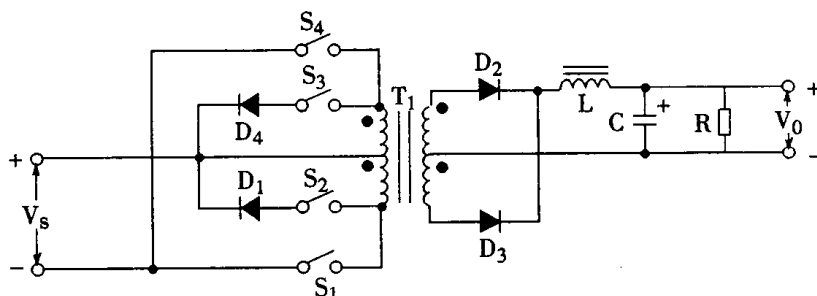


图 3-23 Buck 变换器派生电路——Hunter 电路

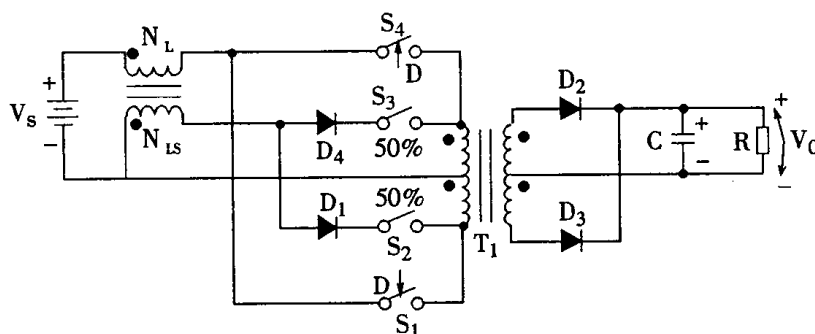


图 3-24 有双线圈电感器的变换器电路——Severns 电路

图 3-25(b)示出了有两个输出的线路。对于低输入电压范围,图 3-25(a)变换器电路既简单又实用。然而如果 T_1 和 L 的线圈之间需要大的变比,那么开关电压的峰值将从原来的原边到副边漏电感所决定的基础上再增大。这对大功率输出的变换器是个大的问题。为了得到多输出,电感器 L 也必须具有多个线圈及多个相关联的二极管。如果超过了两个输出时,需要大功率的传递或大传输比时,图 3-23 变换器电路是一个较好的方法。

在图 3-25(a)变换器可能出现的一个缺陷是:非理想的变压器有一定的磁化电感。因此在两个原边开关都断开的期间,由于变压器磁化电流通过两个输出二极管之一放电,把副边绕组电压钳制在输出电压上,原边绕组中的一个绕组两端电压不会为零。这意味着,在原边开关断开期间的电压是电源电压加上由 L 反射的电压,使开关之一承受电压升高,另一个减小。另外,变压器 T_1 的剩磁由于副边电压的影响会增加,甚至会引起饱和。幸好,有一个比较简单的方法来解决这个问题。如图 3-26 所示,在副边加一个二极管与电感串连。两个电感换流二极管使原边开关(S_1 及 S_2)在断开状态时,强迫副边电压为零。

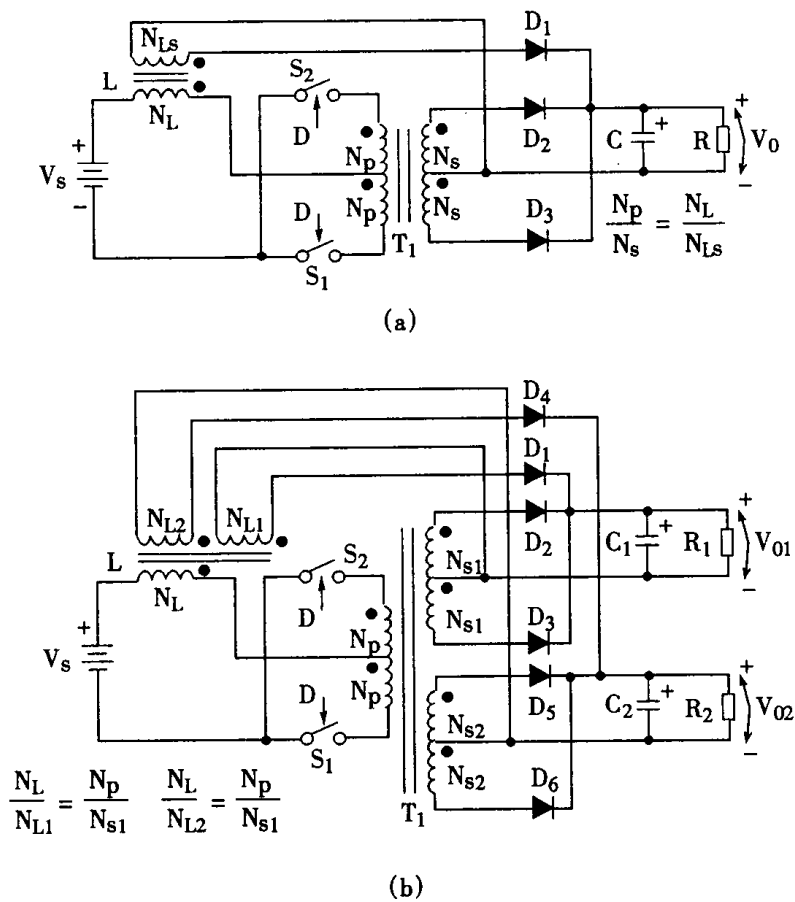


图 3-25 原边电感器的副边引向变换器的副边的线路图——Weinberg 电路

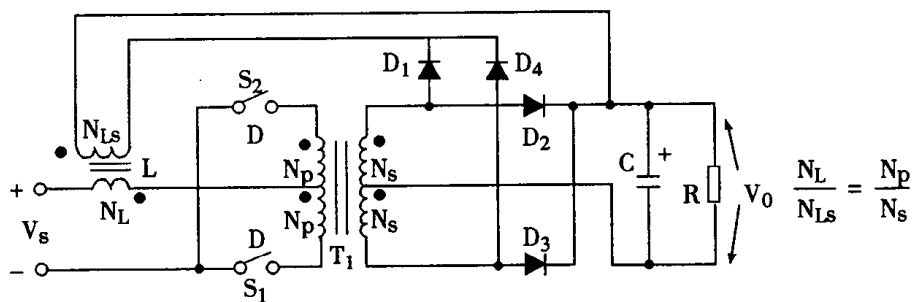


图 3-26 改进的 Weinberg 电路

如果输入/输出不需隔离,并且输出电压比输入高时,可以采用图 3-27 所示的直接耦合的变换器电路。图(a)和(b)用的电感 L 均带中心抽头,随着 $N_p/N_s > 1$, 或 $N_p/N_s < 1$, 连接不同均可得到升压输出的变换器。如果按图(c)接法,则增加一个绕组作为去磁绕组,并通过二极管 D_1 、 D_4 起去磁作用。

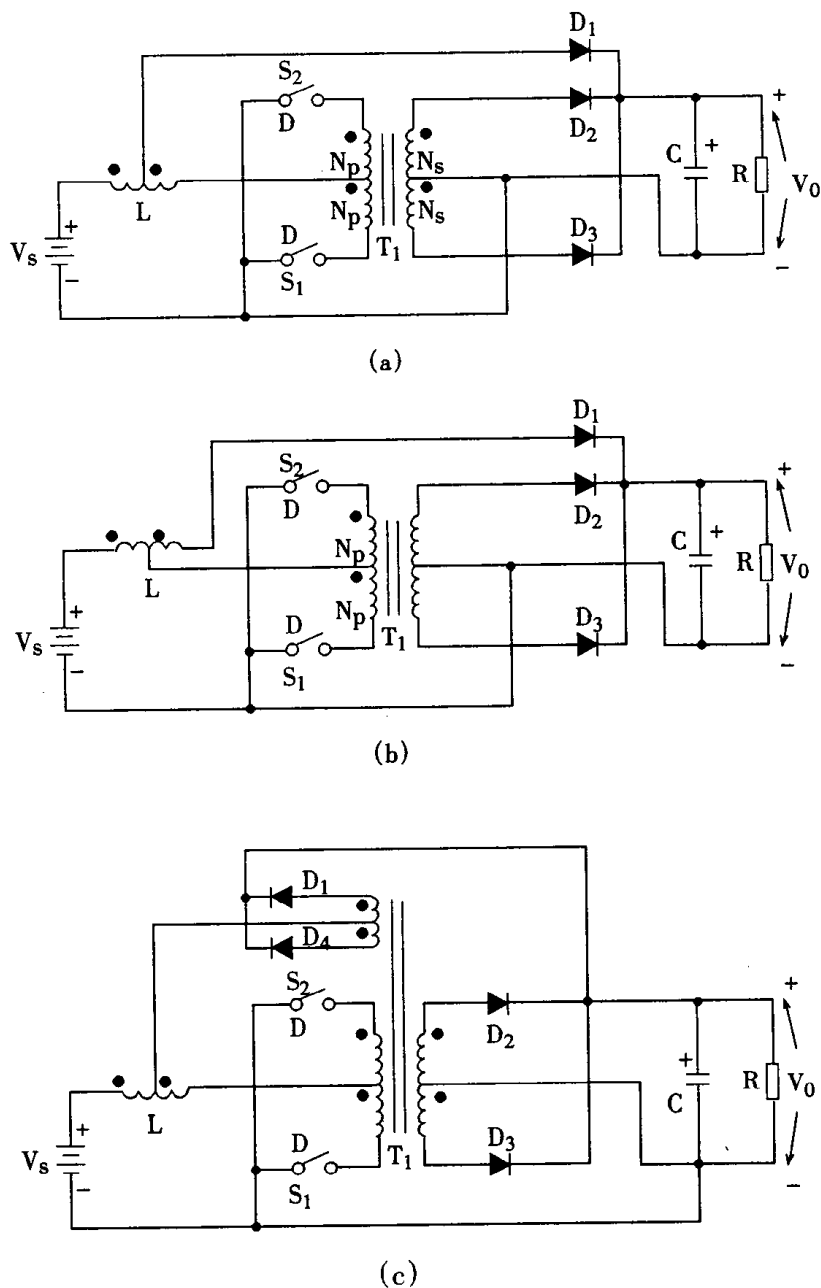


图 3-27 直接耦合的 Weinberg 变换器电路

现在再讨论在 3-17 图中的 OO' 和 PP' 位置插入直流变压器的情况,如图 3-28 和图 3-29 所示。从两个变换器电路可见,既然当开关 S_2 和 S_3 断开时,二极管 D_2 和 D_3 可以为连续的电感电流提供通路,因而两种情况下均可取消换流二极管 D_1 。这样,这两种变换器的线路一样,其工作也是相同的。实际应用中,在输出大电流时,图 3-29 电路仍保留 D_1 。其原因是:在变换器开关 S_2 、 S_3 断开的间隔期间,电感电流经负载 R 和 D_1 效率可提高一些。

从图 3-29 中还可看到,既然 S_2 、 S_3 在转换的半周期与 S_1 直接串联,所以 S_1 的占空比控制可以由 S_2 和 S_3 完成。当能量控制的占空比由 S_2 和 S_3 完成时, S_1 可除去,得图 3-30(a) 电路。

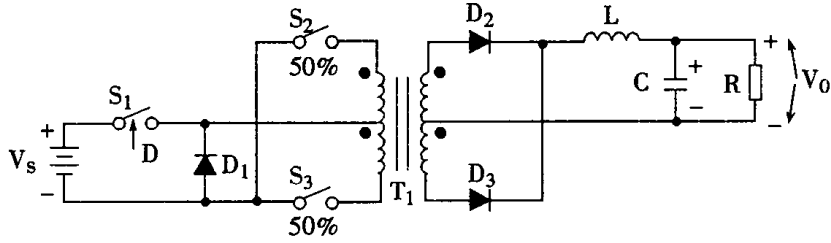


图 3-28 在图 3-17 的 OO' 位置上插入变压隔离器的变换器

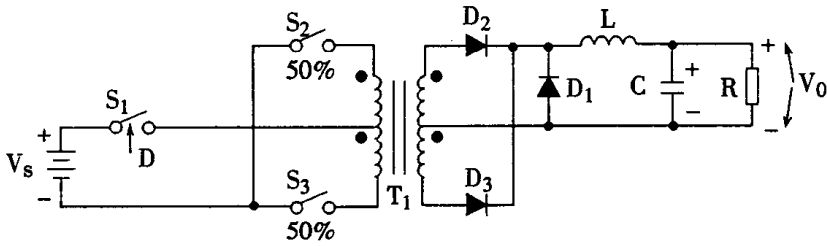


图 3-29 在图 3-17 的 OO' 和 PP' 位置上插入变压隔离器的变换器

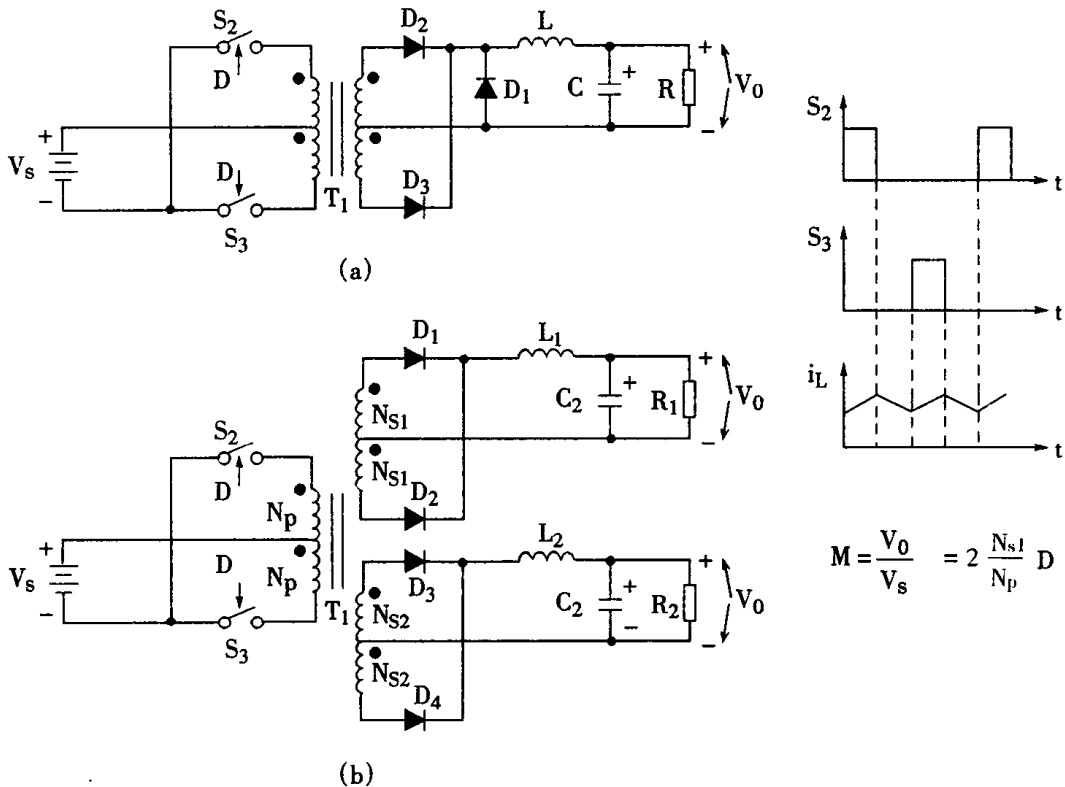


图 3-30 并联准方波变换器

这个电路通常称为“并联准方波变换器”，是目前应用中最常见的直流变换器电路，其工作波形一并示于图中。在要求多个直流输出时，可增加变压器副边绕组和滤波网络。当有两个

输出电压情况时,如图 3-30(b)所示,线路中每个直流输出必须具有低通输出滤波器。在这个电路中,很有可能一个输出电感器工作在“连续的方式,而另一个电感则工作在“不连续”的方式。在正常工作时,电压反馈信号只要取自一个输出电压,这个电压可以设计成精确的闭环控制,这意味着另一输出电压的控制是从动的,精度也不高。为此,所有滤波电感总是维持在连续方式,以确保有良好的交叉调节特性。如果不连续方式将失去这种良好的交叉调节作用。另一个潜在的缺点就是直流变压隔离器是由电压源馈电,因而产生了原边开关导通重叠时的瞬时电流增加、变压器铁芯的磁饱和现象以及其他问题。

派生过程的最后一步,是在图 3-17 的 QQ' 位置中插入 DC-DC 变压隔离器。如图 3-31(a)所示,为单输出线路;图 3-31(b)所示,为多输出线路。

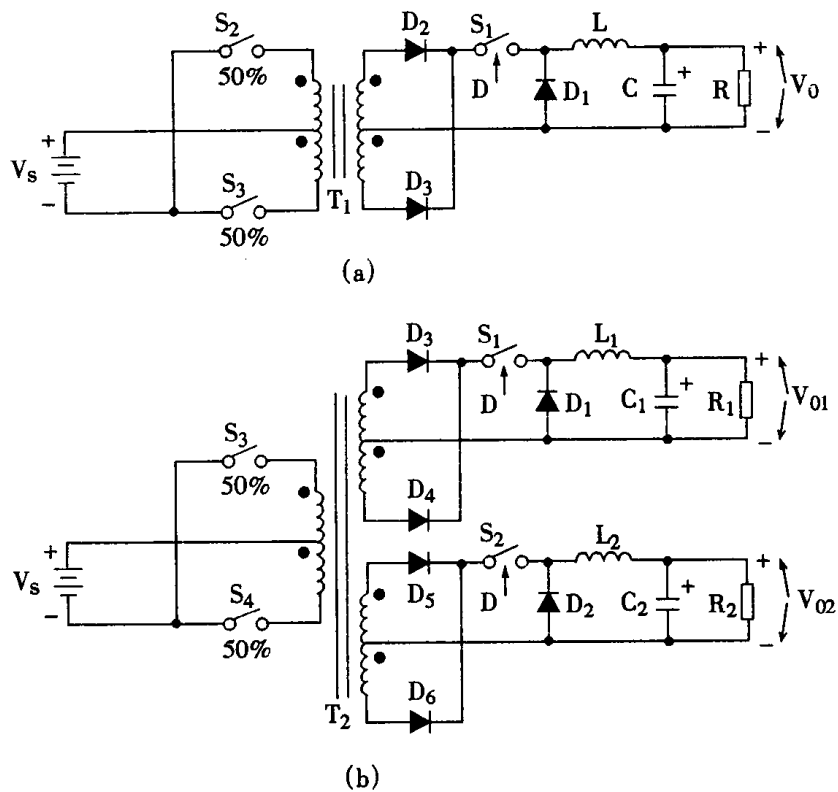


图 3-31 在图 3-17 的 QQ' 位置中插入隔离变压器的变换器

这种变换器电路,偶而会被采用,而且允许通过副边任一开关(图中的 S_1 和 S_2)占空比适当的控制来分别控制每个输出。这个电路的缺点是,输出开关元件太多。由于它们的存在,变换器功率损耗增加,尤其在低电压大电流时损耗更大。

许多设计者经常碰到的问题是,需要一个带有一个低电压(2~5 伏)、大电流输出,加上一个或多个高电压(10~28 伏)、小电流输出开关变换器。如果所有输出需要良好的电压调节和能量的高效变换,那么,图 3-31(b)中变换器可与图 3-30(a)准方波系统合成。图 3-32 显示了这两个合成的结果。这时,原边开关 S_2 、 S_3 应由副边大电流低电压 V_{02} 输出出来组成闭环控制。另一个开关 S_1 留在副边,对第二个直流输出电压 V_{01} 进行闭环调节控制。为了使整个线路能很好地工作,变压器副边输出绕组两端的交流电压必须足够大,以便给第二个控制开关 S_1 提供电压 V_{01} 时有比较合理的占空比调节范围。由于变换器的原边开关用占空比控制,变

压器副边输出 V_{01} , 第二个绕组交流电压也是受 V_{02} 的控制调节的。因此, 为了使电感器电流达到保持连续状态, S_1 的占空比随着电源电压 V_s 的变化应该接近甚至超过 0.9。

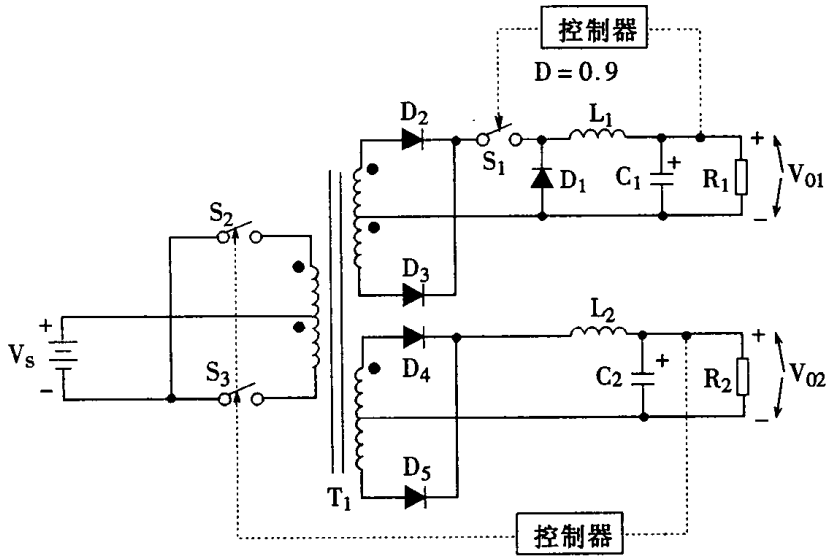


图 3-32 适用于低压大电流和高压小电流输出的控制线路

第七节 有全桥或半桥 DC-DC 变压隔离器的 Buck 变换器

在图 3-27 至图 3-32 的变换器中, 共同的一个问题是: 所有原边开关 S_2 和 S_3 所承受的峰值关断电压是电源电压的 2 倍(瞬态值也许更大)。这些电压峰值可通过使用全桥或半桥式变压隔离器来减少。

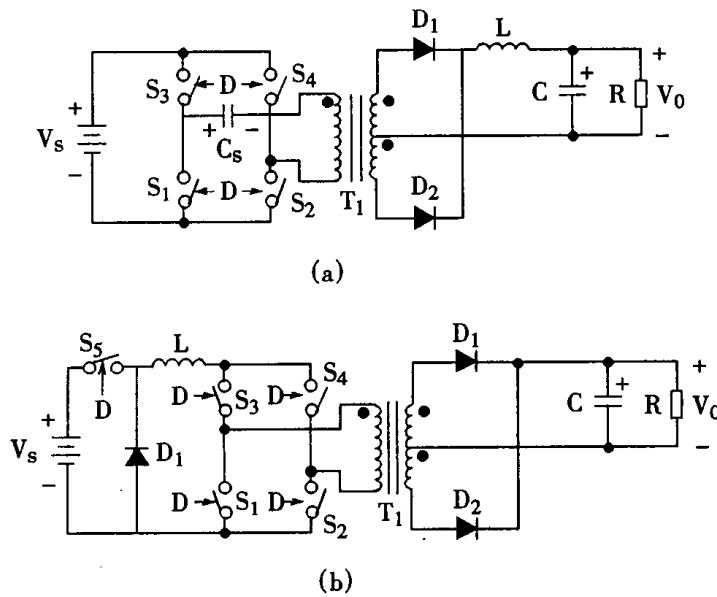
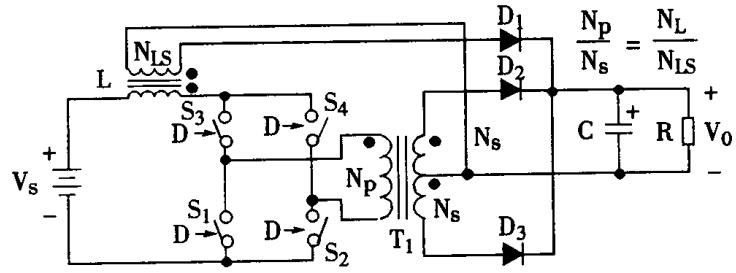
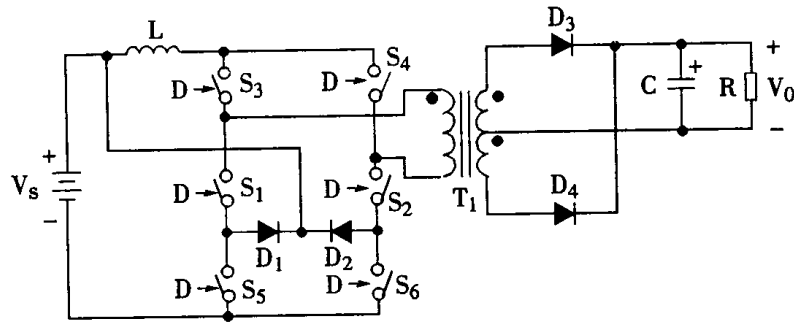


图 3-33 全桥式 Buck 派生变换器的变形电路之一

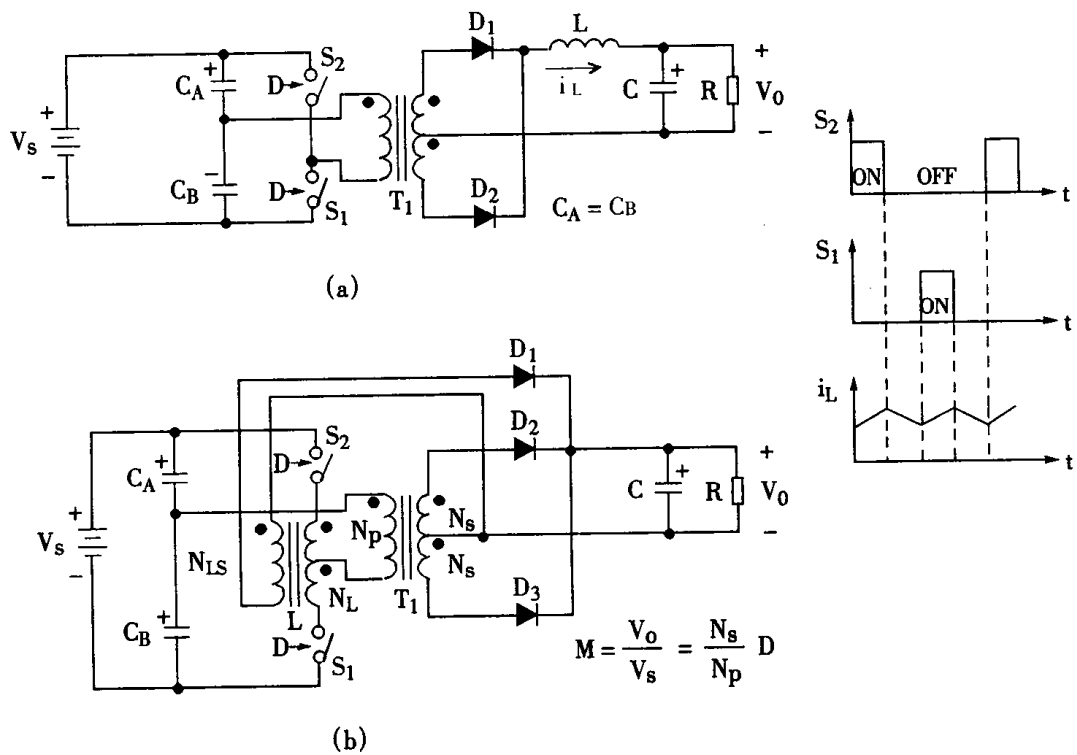


(a)

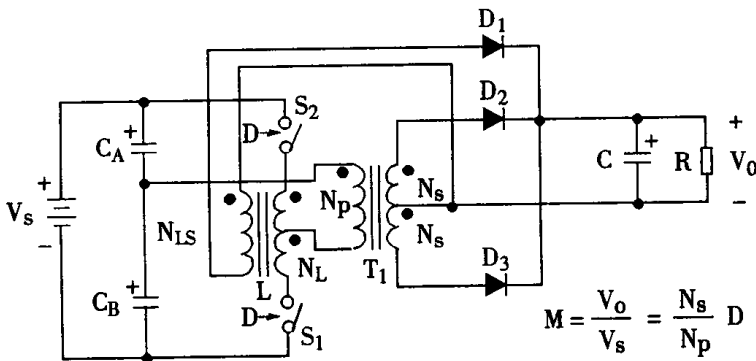


(b)

图 3-34 全桥式 Buck 派生变换器变形电路之二



(a)



(b)

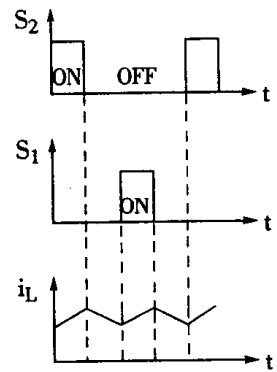


图 3-35 半桥式 Buck 派生变换器变形电路及波形

这里把以前的线路使用一个全桥变压隔离器进行转换。图 3-33 和图 3-34 分别给出图 3-30、图 3-19(a)、图 3-25(a)和图 3-21(c)的全桥式的转换线路。在高电源电压又要提高输出功率(一般大于 500W)时,就可使用全桥式电路。当开关在关断状态时,它们承受的峰值电压将减少。再者,内在电路寄生元件引起的附加峰值电压经合理布线设计也可以忽略。对于功率小、电源电压高的场合,宜用图 3-35 所示的半桥式电路。

全桥式和半桥式开关变换电路变压器为不带抽头的单原边绕组。从使用铜的观点看,单原边绕组较优,它可使变压器的造价减少,增加绕组的使用率。另外,变压器两半线圈之间需要良好的电磁耦合的必要性也不存在了。

在图 3-33 和图 3-34 中,表示的所有原边开关的占空比均是可调的。这是一个常用的工作模式,但并不是必须遵循的模式。开关 S_1 和 S_2 或与它们配对的 S_3 和 S_4 可工作在 50% 的固定占空比,其余的开关对的占空比则可以调整。在某些开关变换线路里,已有一个简单的开关驱动 IC 电路,使开关 S_1 和 S_3 或 S_2 和 S_4 交替地以 0.5 的固定占空比动作的同时,也给另外两个开关元件进行占空比的控制。

第八节 正激变换器

为使变换器结构简单,提高可靠性,减少成本和重量,图 3-36 示出了单端变压隔离器与降压变换器结合的线路。这是一个原边、副边同时工作的线路,称为正激变换器(Forward Converter),它广泛地应用在小功率电源中。由于原边绕组通过的是单向脉动电流,一个实用的单端变压隔离器电路必须采取措施,使变压器铁芯磁性复位,如果把磁性复位线路提供给图 3-36 的正激变换器,那么,就能得到一批变形电路,如图 3-37 至图 3-41 所示。

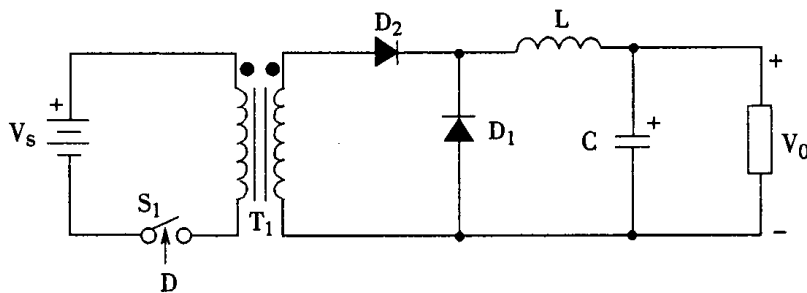


图 3-36 正激变换器

为了使变压器体积减少,可使用图 3-39 所示磁芯复位方案。图 3-39(a)中,三绕组中有一个恒电流源 I_r 的复位绕组;(b)是通过使用输出滤波电感 L ,作为电流源来实现复位;(c)是使用一个恒磁体(一般是铁淦氧材料制成的永久磁片),使磁性复位。图 3-39 电路不足之处是在铁芯磁性复位期间,原边线圈中磁值的限制问题。必须要限住这个值,以免开关元件被过电压击穿。具体方法是,在原边加上 N_R 绕组和二极管 D_3 (参见图 3-40)。

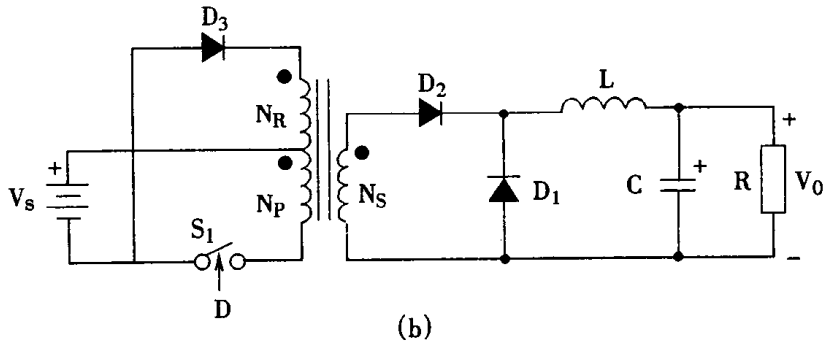
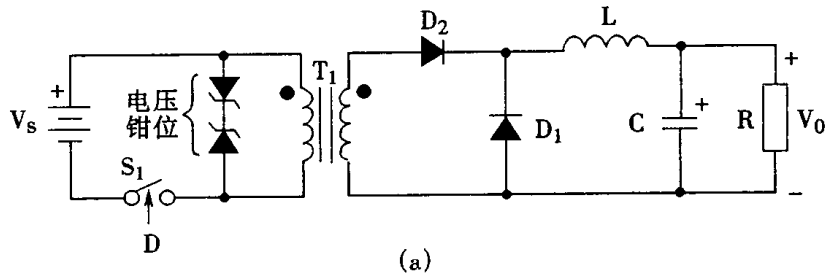


图 3-37 正激变换器磁芯复位方法之一

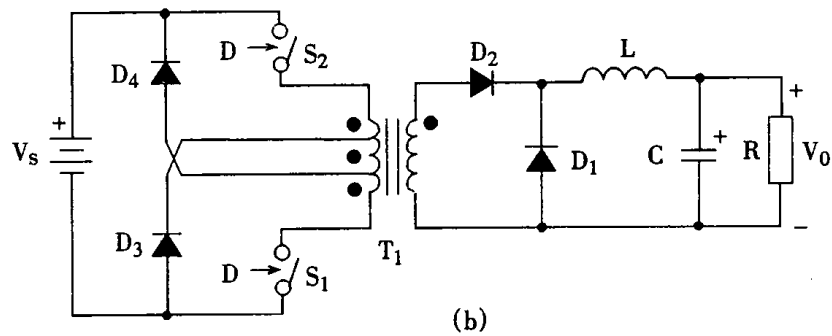
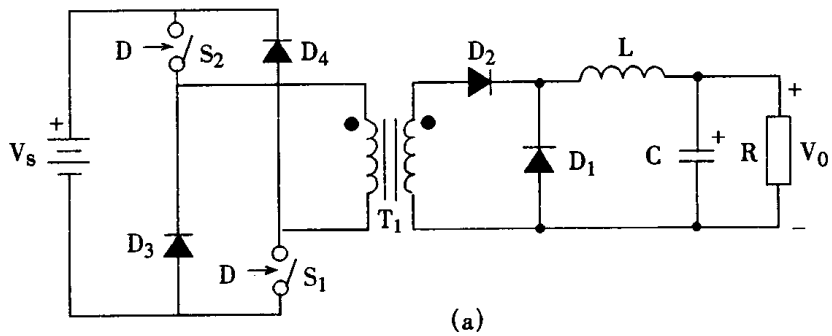


图 3-38 正激变换器磁芯复位方法之二

由于图 3-36 正激变换器是降压派生电路,因此具有降压型变换器的基本特性,即在源电压最小和负载最大时,开关占空比有最大值。随着 V_s 增加,原边开关 S_1 的占空比 D 会减小。有较大的占空比时,开关电流的峰值会较小,由给定开关所控制的功率将更大。

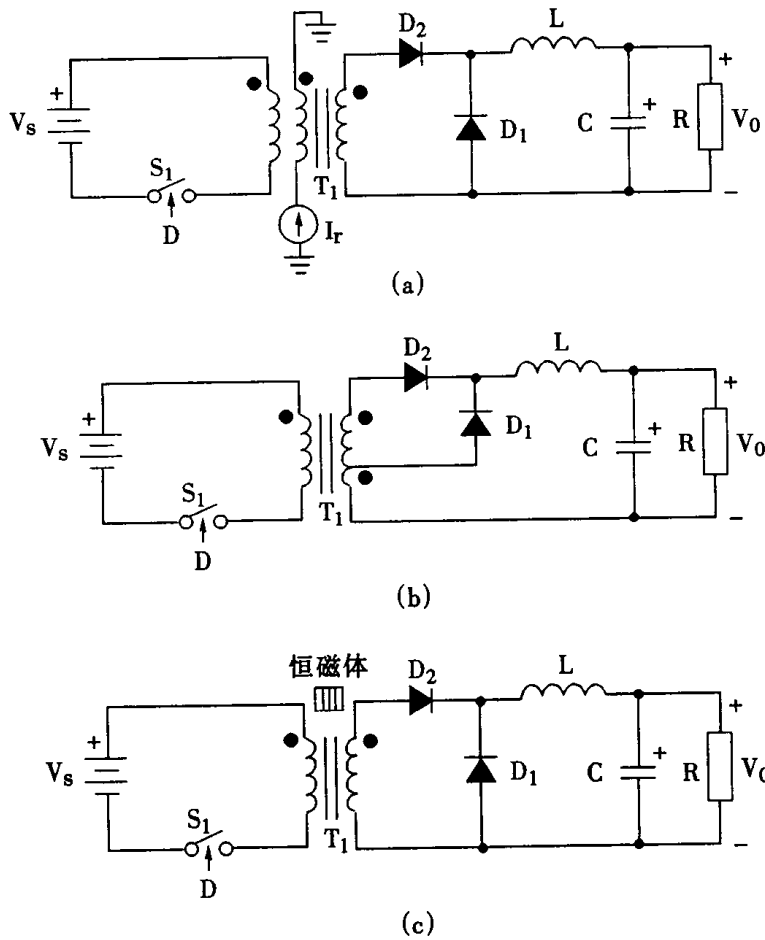


图 3-39 正激变换器磁芯复位方法之三

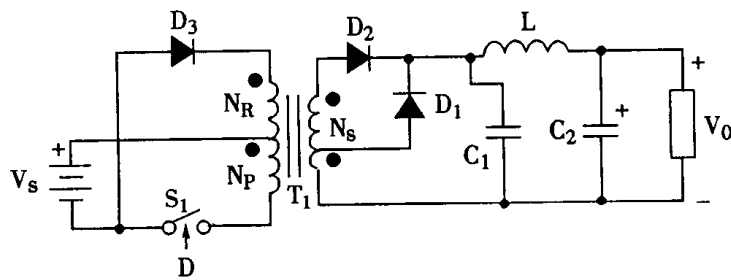


图 3-40 正激变换器磁芯复位方法之四

使开关占空比增大的另一个原因是,为了使电感 L 的物理尺寸减小,以及在电源电压两端所接的输入滤波电容的电流均方根值的减小。在一个降压变换器里,当它的源电压 V_s 接近最小值时,为维持输出电压稳定,开关占空比趋向增大。然而在正激式变换器中,总是要使变换器的磁芯去磁复位。可以通过增大 V_s ,使 D 略为减小。一个理想的去磁复位线路是,当 V_s 低时,会产生一个高的去磁复位电压;而当 V_s 高时,有一个低去磁复位电压。当然,完全理想

的去磁复位线路是不容易实现的。大多数去磁复位电路只是一个折衷方案。最佳的折衷方案,就是使用一个恒定的磁性复位电压。如果最低去磁复位电压发生在最小的 V_s 时候,复位线路将是最差的。

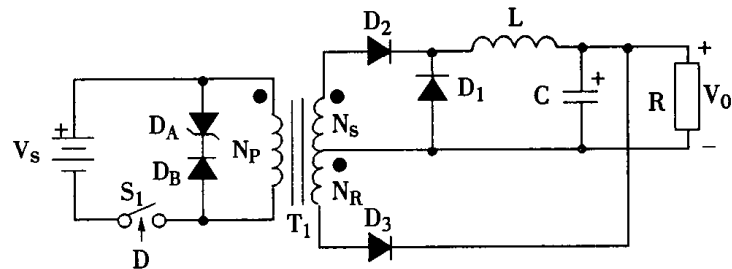


图 3-41 正激变换器磁芯复位方法之五

实际上, D 的值常限在 $0.6 \sim 0.7$ 之间。与并联或变压隔离器准方波变换器(见图 3-30)相比较,正激式变换器的结构仅使用一个开关元件,而且变压器只需少量的绕组。但正激变换器的电感和变压器在体积上,要比等容量的准方波变换器大一些。

利用单端变压隔离器的等效形式可以简化准方波变换器的结构。例如,把图 3-25(a)简化成单端变压器的模式,则如图 3-42 所示。通过使用已介绍过的给正激变换器的各种铁芯去磁复位线路,则在图 3-42 变换器基础上,可以派生出其它单端变换器的线路来。

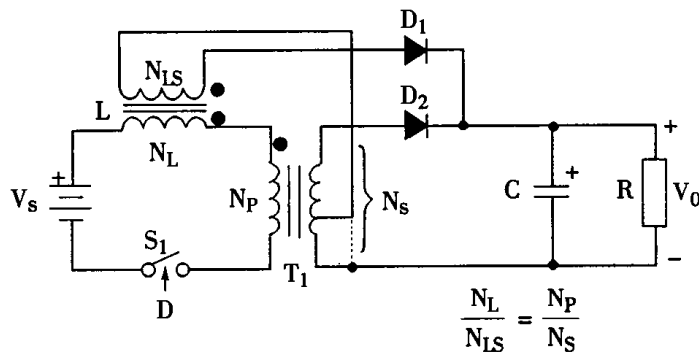


图 3-42 一个单端变换器的实例线路

第九节 有并联 DC-DC 变压隔离器的 Boost 变换器

下面讨论把变压隔离器插到图 3-43 所示的升压变换器的 MM' 、 NN' 、 OO' 、 PP' 、 QQ' 各位置时,情况将怎样变化呢? 这就是 Boost 派生电路的问题。

由图 3-44 可见,当在 MM' 位置插入时,相当于在直流一直流变换器有了一个预调节电路的电压源。因为直流变换器开关可在高电压、小电流下动作,所以如电源电压是低值时(如 12

伏汽车上用电),这种 Boost 变换器就显得优越。一般来说,对于低输入电压,这种电路将比前面所示的图 3-18、图 3-33 等 Buck 型派生电路效率高。

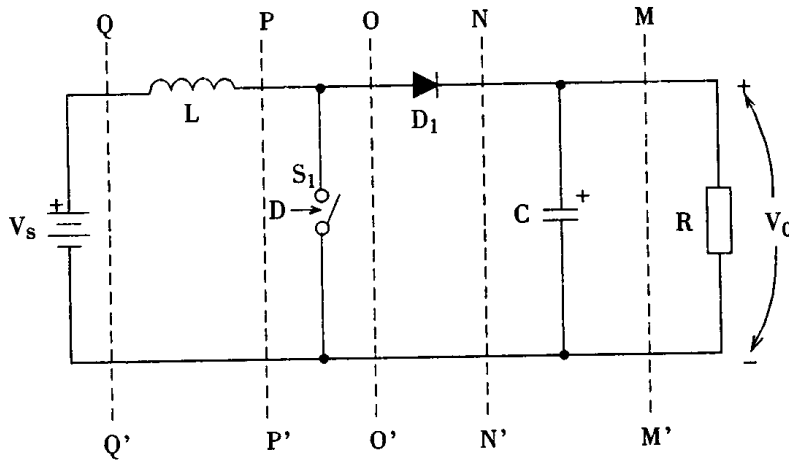


图 3-43 变压隔离器插入到 Boost 变换器的各个位置中

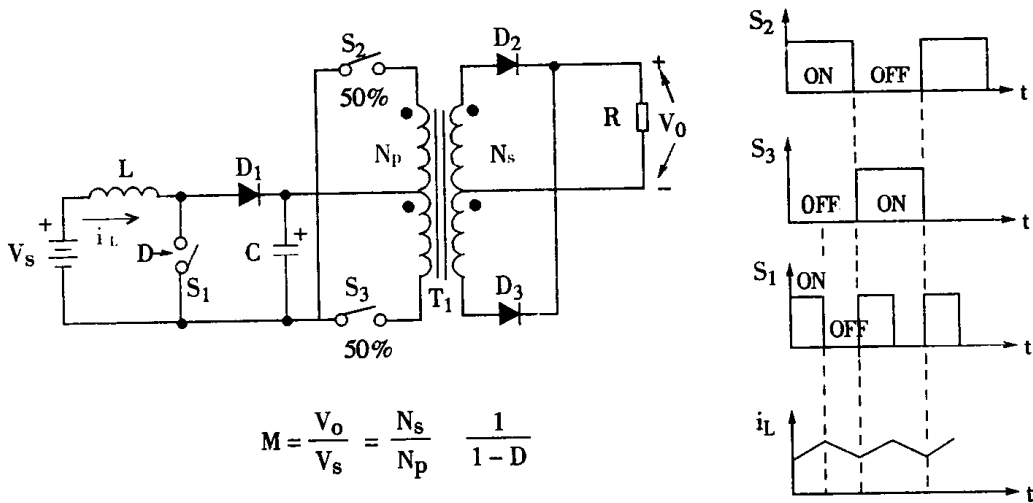
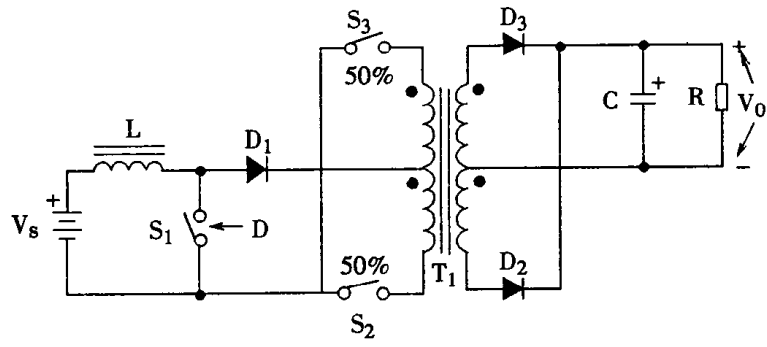
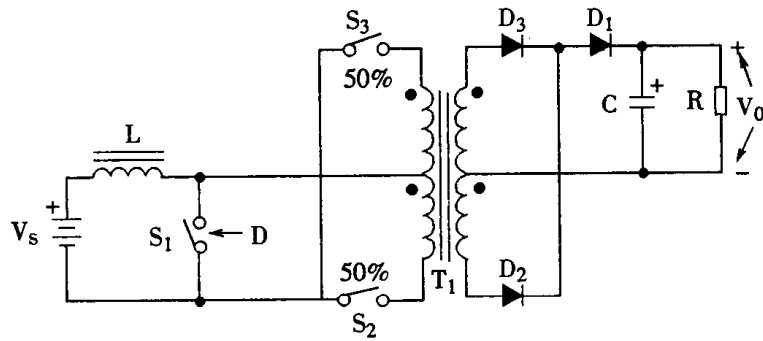


图 3-44 变压隔离器插到 MM' 中

如果在 NN'或 OO'处插入时,则等效的变换器如图 3-45 所示。实际上,删去 D₁ 仍能正常工作。这时其情况如图 3-46(a)所示。这是一个实用的变换器电路,但转换中使用了三个开关。如果使 S₂ 和 S₃ 的占空比成为可变的,而且总是大于 50%时(即是说,如果 S₂ 和 S₃ 有重叠导通的时间),这时变压器 T₁ 的原边在半个周期的一部分存在一个对电感 L 短路的时间,因此,原用于短路的 S₁ 开关就不再需要了。简化 S₁ 后,得图 3-46(b)所示电路。这个电路可以很容易得到多电压的输出。同时,原边开关重叠导通的一个好处是,在 S₂ 和 S₃ 之间平均分配电感电流。这样减少了它们的平均电流和有效值电流,也减小了变压器原边绕组中的电流。如果使用 MOSFET 元件为开关时,变换器的效率有可能得到重大的改进。

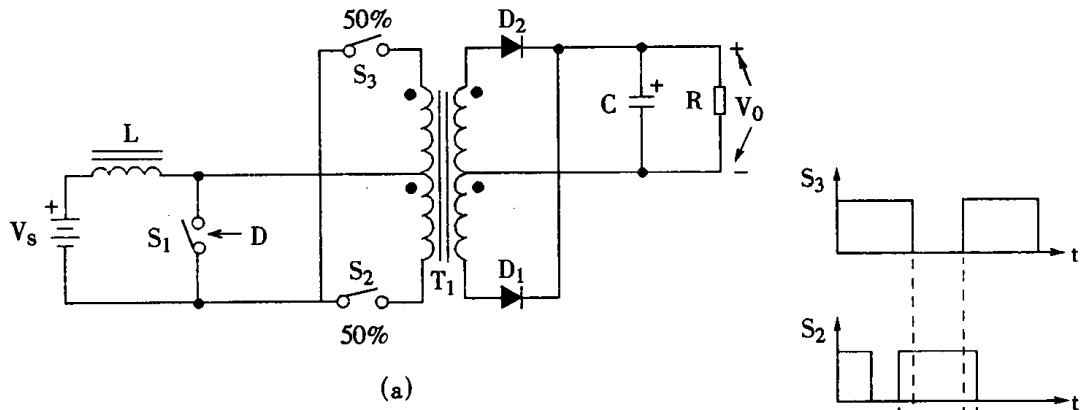


(a)

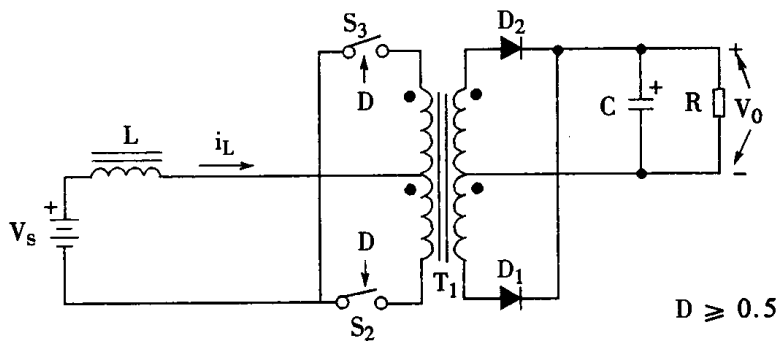


(b)

图 3-45 直流变压隔离器插到 NN' 和 OO' 位置中



(a)



(b)

图 3-46 一个实用变换器电路——Clarke 电路

当变压器隔离器插入到图 PP' 位置时, 得图 3-47(a) 所示的变换器线路。这时分路开关 S_1 设置在变压器的副边。如果原、副边电路需要严格的隔离, 又需要电压的调整和控制, 则 S_1 在副边这个位置, 进行占空比调整是有一定的好处的。因为开关驱动线路与要调节控制的输出电压可以有一个共同的比较点“地”。

图 3-47(a) 的变换器有个问题。如果开关变换器的输出要求低电压下输送大电流, 那么 D_1 与整流器 (D_3 和 D_2) 的串联会导致相当可观的功率损失。此外, 开关 S_1 通态的电流将变大, 进一步增加了这种损耗。改进线路, 如图 3-47(b) 所示, 图中钳位二极管 (D_1 、 D_2) 是在较高电压和较小电流下工作的, 同时变换器输出电流仅流经一个整流二极管 (D_3 、 D_4)。

在图 3-47 变换器中, 并不要求 S_1 、 S_2 和 S_3 同步动作。如果 S_1 以 S_2 和 S_3 二倍的频率动作, 而且 S_1 与 S_2 或 S_1 与 S_3 同时接通, 那么 S_2 和 S_3 将在电感电流最小值时接通和关断。这很相似于图 3-19 中所述的电流源馈电的 Buck 变换器的工作。

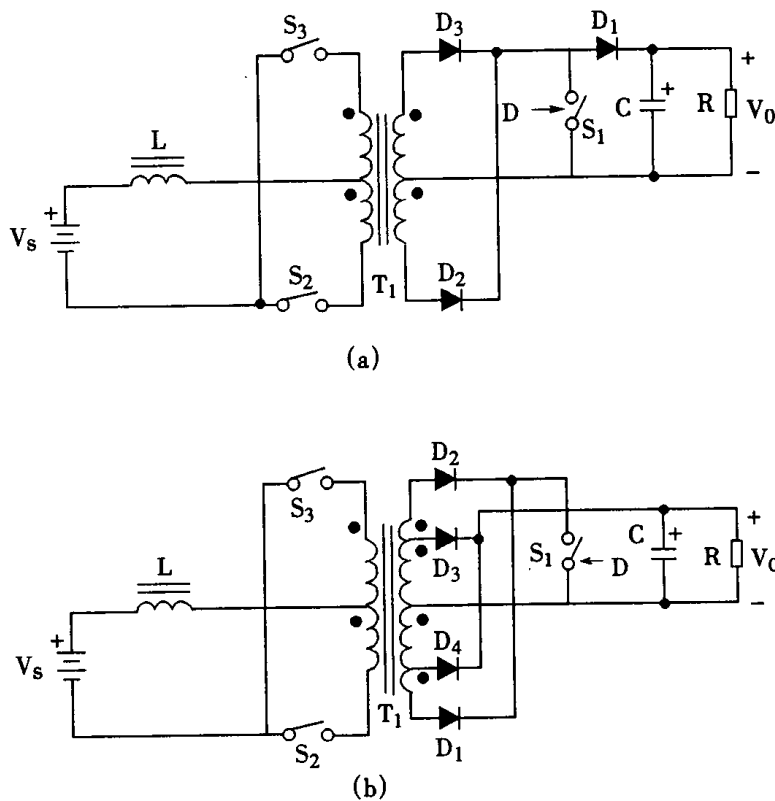


图 3-47 变压隔离器插到 PP' 位置中

如果变压器的铁芯由具有高剩磁 B_r 特性 (通常称为矩形磁滞回环特性) 的材料制造, 那么升压派生电路将变得容易实现。在图 3-48 所示变换器中, S_1 和 S_2 的导通占空比均为定值 D 。当 $D > 50\%$, 例如 51% 时, 变压器 T_1 在每半个周期有可能进入饱和。 T_1 的饱和很大程度上起着图 3-46(a) 开关 S_1 闭合时所起的“短路”作用。 S_1 、 S_2 开关频率 f_s 是可变的, 当 f_s 变低时, 由于变压器原边在半周期期间 $\left(\frac{T_s}{2}\right)$ 处于“短路”状态的时间将变大, 因而输出电压 V_0 与 f_s 的

值成反比变化。只要开关频率保持得足够低,以致变压器铁芯可以从 $+\Phi_s$ 到 $-\Phi_s$ 变化,则图 3-48 变换器将工作良好。当开关频率上升时,铁芯温度将上升,到某一点时,意味着功率损失过分的大。此时, $\Delta\Phi$ 必需减小。应该记住,确定了变压器铁芯材料即给定了频率的最高限额。

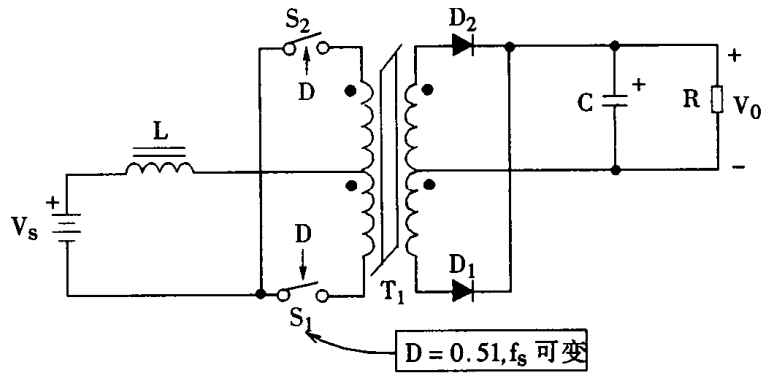


图 3-48 固定占空比、变化频率和非对称占空比的升压派生电路

另一个利用矩形磁芯饱和特性的变换器电路,允许磁通任意变化,而且开关频率固定的线路示在图 3-49。在图 3-49 中 S_1 、 S_2 的占空比特意使之不对称,因此,在每个开关周期中变压器磁芯会出现饱和。此处,二个原边绕组的匝数不需相等,但要良好的磁耦合。通过使绕组不对称,二个开关的导通占空比不相同,可使它们之间功率损失分配更趋合理。

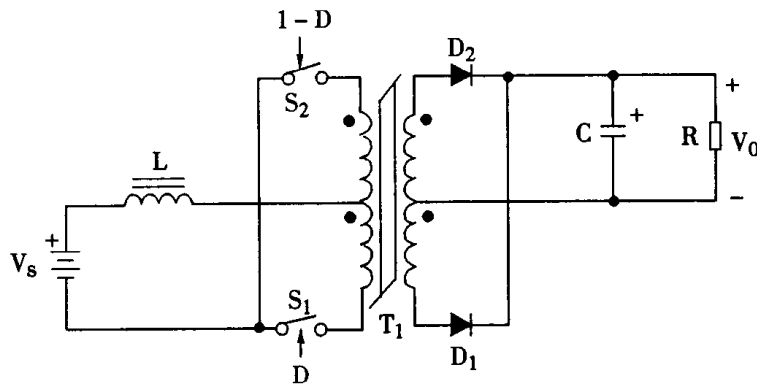


图 3-49 占空比和绕组均不对称的升压派生电路

图 3-50 示出简化的升压派生变换器电路。开关 S_1 、 S_2 工作在固定的占空比, T_1 变压器饱和时间是由电流源 I_c 偏流磁化来控制的。这个变换器不再需要调控原边开关导通的区间。调控作用靠变压器本身来完成的,这样可以简化开关变换器的控制电路。因为 I_c 可控制增量,所以 N_c 的数值各式各样均可以。这样也有利于使 S_1 和 S_2 固定占空比不对称。另外,变

压器匝数 N_1 及 N_2 也可以不对称。二种方法交错使用,达到 T_1 的固定直流偏置和 I_c 在允许的工作点之内的最佳工作形式。

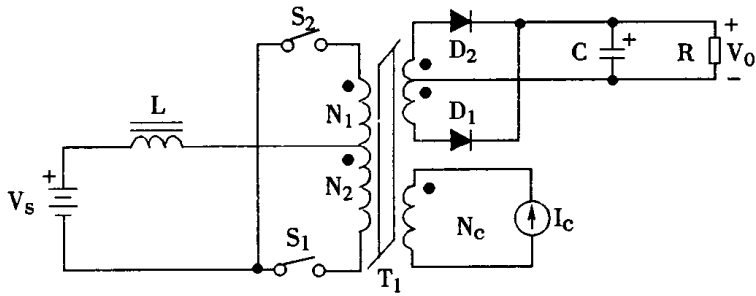
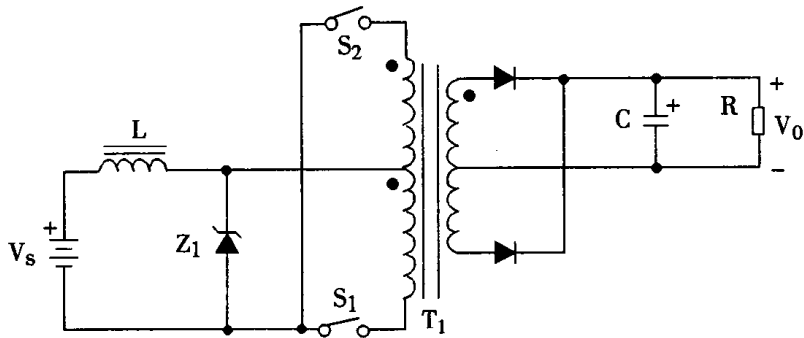
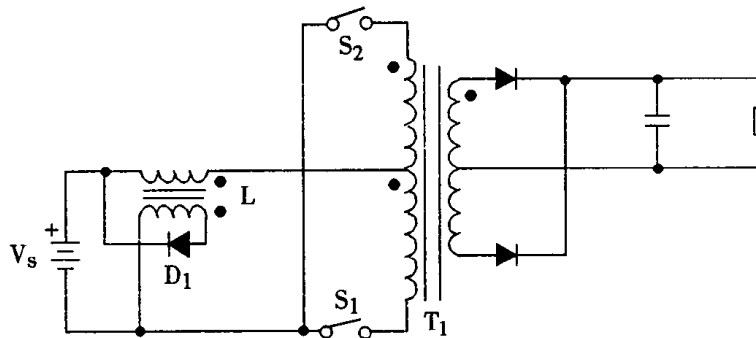


图 3-50 由电流控制的升压派生变换器



(a)



(b)

图 3-51 升压派生变换器保护开关的方法

许多电流源馈电的升压变换器,在开关关断时,需要考虑安全问题。例如,如果从所有的变换器开关中突然撤消驱动电源时,电感 L 内储存的能量会使电路发生什么情况呢?在许多情况下,为使线路元件不受损坏,应设置保护电路。即把储存的能量通过变换器中设置的另一个开关元件 Z_1 的雪崩效应消耗掉,否则开关管,尤其双极型晶体管将极受危害。消散能量可使储能反馈回 V_s ,如图 3-51 所示。

在图 3-51(a)中,变换器关闭时,电感储存的能量可在进行齐纳功率二极管 Z_1 中消耗。由于齐纳二极管只在变换器关断时,才对 L 中的储能进行吸收,是间断短时工作的,因此这个

元件的平均功率相当小。另一种方法,如图 3-51(b)所示。图中电感 L 有一个副边线圈,因而任何储存的能量通过二极管 D_1 将被返回电压 V_s 中。 L 副边线圈与原边线圈的匝数比,应调节成在正常变换工作时,二极管 D_1 是不导通的。

第十节 有全桥或半桥 DC-DC 变压隔离器的 Boost 变换器

图 3-52 采用 $S_1 \sim S_4$ 开关构成全桥式变压隔离器并插入到升压变换线路中。在不影响变换性能的前提下,可采纳几种开关动作顺序和方案。三种可能的方案示于图 3-53 中。图 3-53(a)中,所有四个开关元件具有大于 50% 的占空比。这样,每个开关周期中,有两次是所有四个开关同时导通的。如果开关元件是采用 MOSFET 元件,则电感电流在开关元件 S_1 、 S_2 、 S_3 和 S_4 之间会几乎均匀分配。这种电流平均负载的特性,减少了原边开关电流有效值。这在输入电压降低、负载电流又最大时,有意义的。当使用双极型晶体管开关,电流均流效果就差一些。

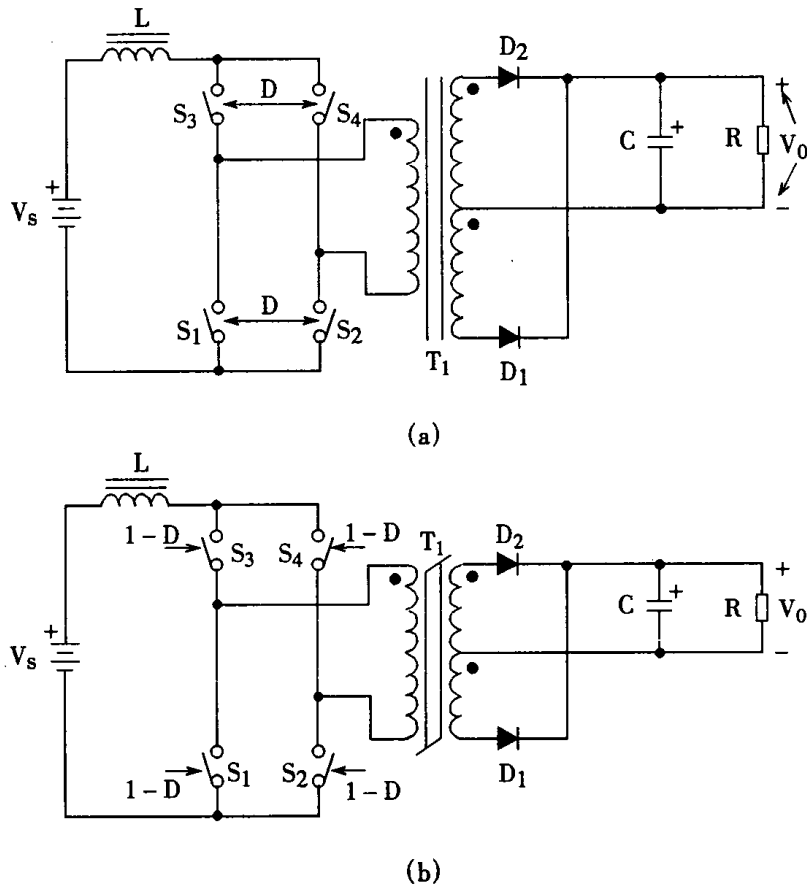


图 3-52 全桥升压派生变换器的线路

在一个全桥变换器中,原边开关中至少两个开关需要采用直流隔离驱动。隔离驱动最通用和最简单的方法是,驱动信号和相应功率开关器件之间用变压器进行耦合。在降压派生型变换器中,由于开关导通的占空比 D 总是小于 50%,所以可以使用一个带多输出线圈的驱动变压器。然而在升压派生型变换器中, D 大于 50%,每个直流隔离开关元件将需要单独的变压器来推动。这样,使驱动线路显得比较复杂。

使用图 3-53(b)所示的开关动作顺序方案,可进一步简化开关驱动。这时, S_3 、 S_4 以固定的占空比 50% 工作; S_1 及 S_2 进行占空比的控制。这样,导通重叠期间只有两个开关是导通的。

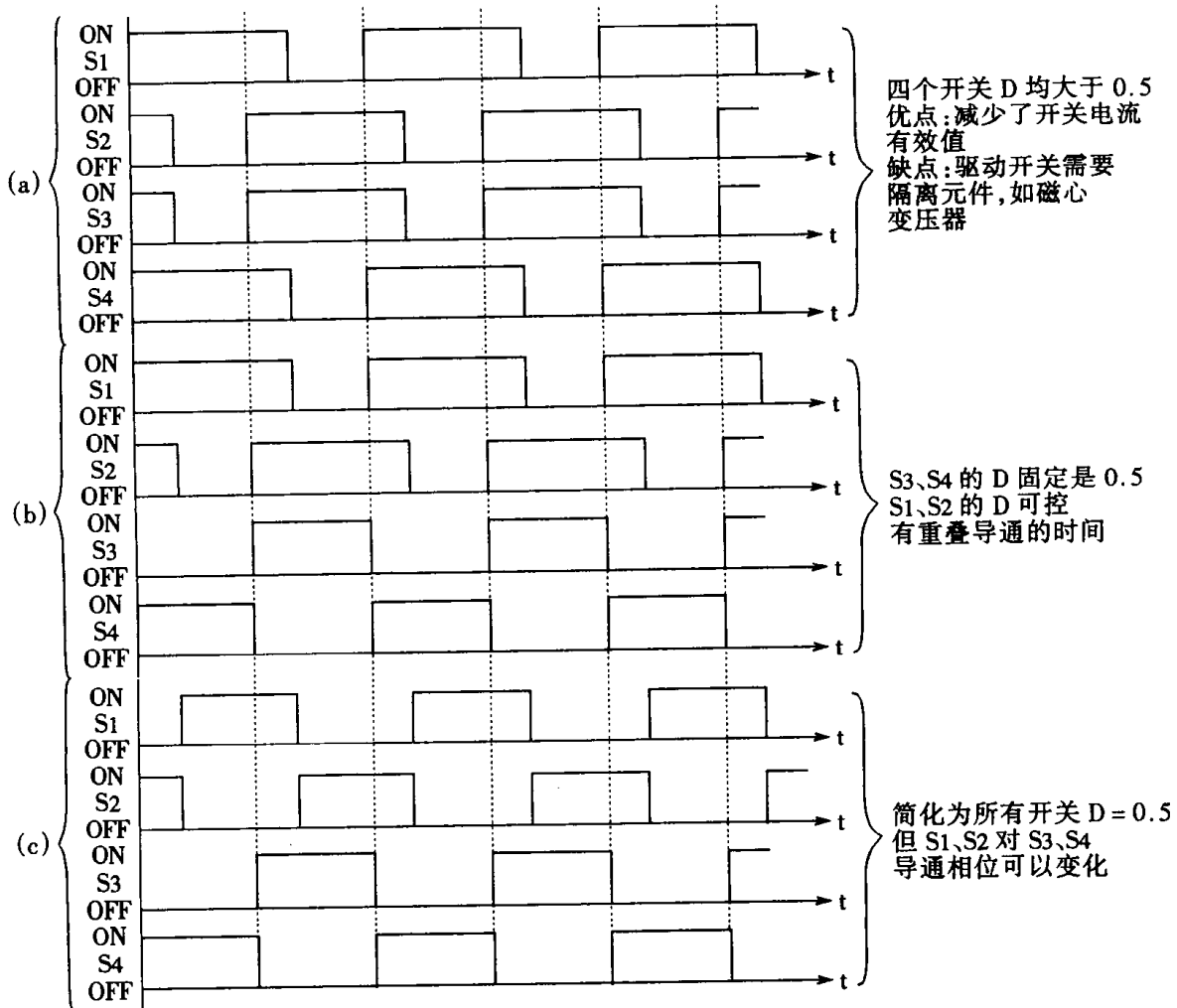


图 3-53 升压变换器重叠导通几种开关顺序方案

进一步简化动作顺序方案,示于图 3-53(c)中。这时,四个开关都工作在 50% 的占空比。同时, S_1 、 S_2 导通的相位相对于 S_3 、 S_4 而变化的。这种顺序在每个开关周期中将产生两次的导通重叠。一次由 S_1 和 S_3 ; 另一次由 S_2 和 S_4 。四个开关驱动的隔离,可只须使用两个变压器(每个变压器应具有两个输出绕组)。由于变压器传送的是小的驱动功率,所以体积一般都很小。

半桥升压带有变压隔离器的线路很容易派生出来,如图 3-54 所示。

线路需要一个带中间抽头的电感器,插在二个开关 S_1 、 S_2 元件之间,工作波形如图 3-55 所示。

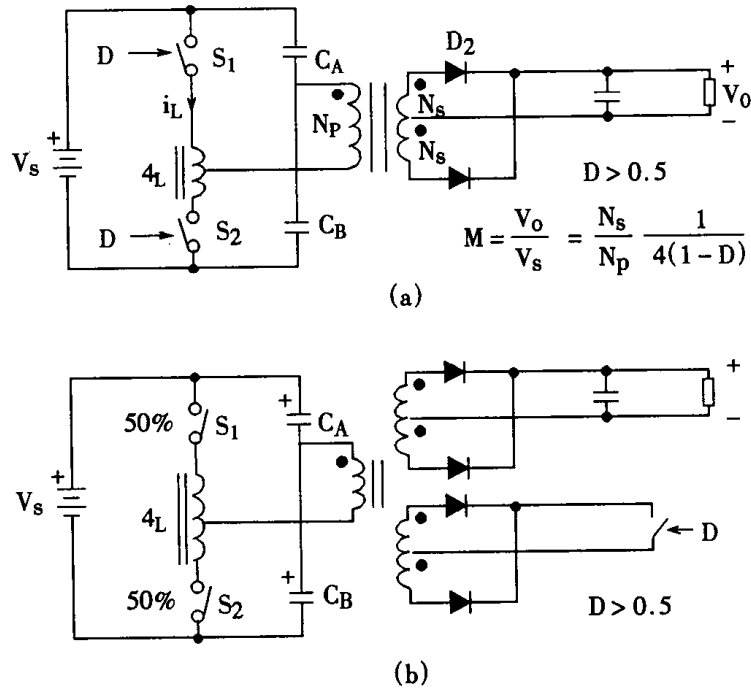


图 3-54 半桥带有变压隔离器升压变换器线路图

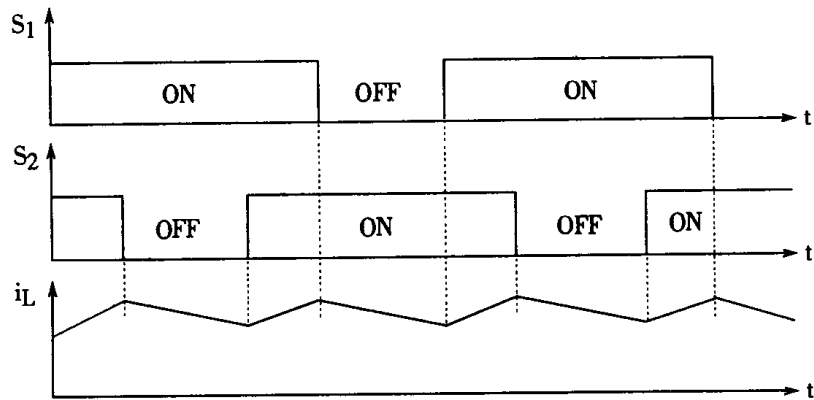


图 3-55 图 3-54 线路工作波形图

第十一节 有单端 DC-DC 变压隔离器的 Boost 变换器

一个单端变压隔离器可与基本的升压变换器相结合。然而,变压器原边将需要两个开关元件,而不像带单端 DC-DC 变压隔离器的 Buck 变换器那样仅需一个开关元件。

与降压派生型正激变换器等效的升压电路,如图 3-56(a)。在周期开始时, S_1 闭合, S_2 打开,电感电流流经 S_1 。当 S_1 关断, S_2 闭合时,电感电流流经变压器 T_1 的原边,传递 L 所储的能量和电源 V_s 的能量到变换器的输出端。当 S_2 打开时,由滤波电容器 C 维持输出的负载电压 V_0 。为了使电感电流 i_L 连续,使变压器能正常工作, S_1 、 S_2 中总有一个开关是闭合的。对于图 3-56(a)变换器,为了免使单端变压隔离器 T_1 饱和,必须设置去磁环节,如图 3-56(b)所

示。当然,前述其它去磁线路也可采用。

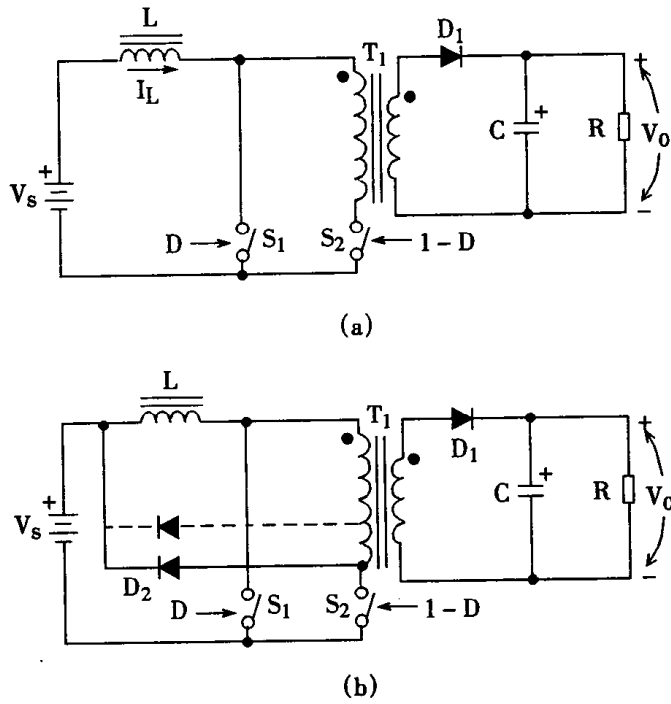


图 3-56 单端升压派生变换器

另一个变换器线路,如图 3-57(a)所示。

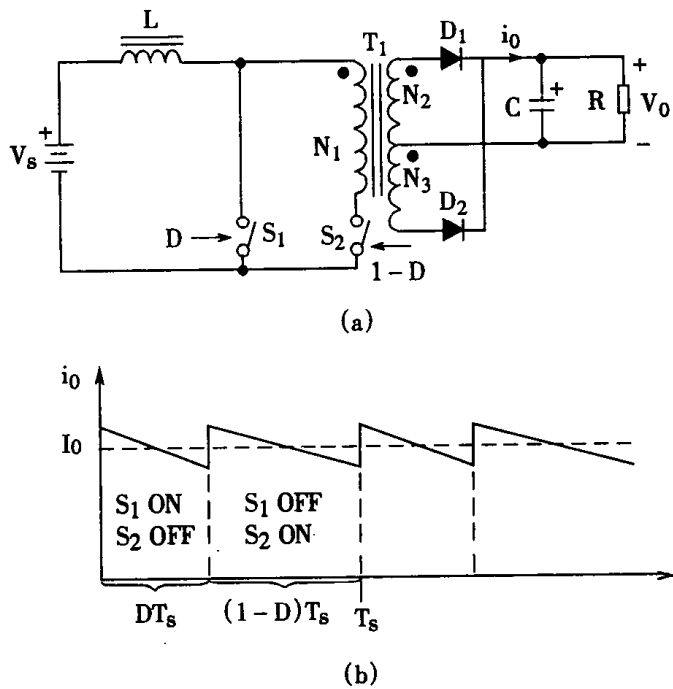


图 3-57 单端升压变换器减少输出电流纹波的方法

它可以由图 3-56(a)推导出来。在图 3-56(a)中, T_1 起变压器作用,不要求它的磁芯存

储能量。但实际上磁能的存储仍相当可观的,有必要让铁芯的储能释放到副边去,因此有图 3-57(a)所示的线路。由于 S_1 导通时, S_2 关断; S_1 关断时, S_2 导通,开关转换工作使一个周期有两次纹波电流。通过仔细恰当选择电感值和变压器 T_1 的激磁电感,将大大减小变换器的纹波电流。在开关转换时,电流波形如有不连续引起纹波较大时,可以通过使 T_1 激磁电感有最佳值使其减小。另一种减小纹波电流的方法是改变 N_3 与 N_2 之间的匝数比,理想的输出电流波形如图 3-57(b)所示。

最后把上面几种变压隔离器特点比较于表 1.3.1 上。

表 1.3.1 开关电流、电压倍值比较表

比较内容 \ 电路结构	单端式	并联式 (推挽式)	半桥式	全桥式
开关器件关断时最大电压	大于 $2V_s$	$2V_s$	V_s	V_s
开关器件导通时最大电流	大于 $2I_s$	I_s	$2I_s$	I_s
原边绕组数	1	2	1	1

第十二节 变换器的组合电路

到此,我们已讨论了两种基本直流-直流变换器和每一种插入一个变压隔离器进行派生的问题。然而,许多实用的开关电源电路是由多个变换器单元组合而成的。为了进一步改善特性,又组成更多复杂的开关电源系统,实践证明,开关电源电路的型式是多种多样的,但不是所有的电路都有实用价值。是否有实用价值,主要决定于电路的复杂程度、可靠性和效率。

为了使下面的讨论能简化,用一个二端口网络表示一个开关电源,二端口网络可能的相互连接的几种组合方案,如图 3-58。

1. 相同类型的变换器的串联

二个变换器的串联是最简单的组合。图 3-59 示出同一种变换器,如降压变换器的串联。

当工作在连续状态时,电压总增益 M 是 1 变换器占空比 D_a 与 2 变换器占空比 D_b 的乘积。

$$M = D_a \cdot D_b \quad (1.3.6)$$

可保持式中的 D_a (或 D_b) 在固定数值上,而控制 2 号变换器占空比 D_b 变化以维持输出电压不变。许多场合,为了驱动电路的简单,1 及 2 的开关 S_1 、 S_2 使用同一个占空比 D 控制,因此,有 $D = D_a = D_b$,这时:

$$D = \sqrt{M} \quad (1.3.7)$$

因为单级的降压变换器 $D = M$, $M \leq 1$ 。所以二级串联降压变换器开关占空比总是比同样 M 的单级降压变换器的占空比要大一些,这样就带来了一些好处。由于通过 S_1 的电源平均电

流(I_s)要保持一样(同一个 V_s 、输入功率),那末,通过 S_1 的峰值电流 I_b ,一定随 D 的增加而下降。即是说, S_1 的电流峰值在二级串联时,会小一些。反之,在开关容量不变的情况下,能控制的功率要比单级的大一些。开关 S_1 及二极管 D_1 电压仍与断开时的电压有关。但开关 S_2 及二极管 D_2 所承受的关断电压,在 $D_a = D_b$ 时,则由下式决定:

$$V_1 = \sqrt{V_0 \cdot V_s} \quad (1.3.8)$$

式中: V_1 ——开关 S_2 及二极管 D_2 承受的关断电压(V)。

由于 $V_1 < V_s$,故要求 S_2 、 D_2 的耐压值可减小。

如果 M 小时(0.4 或更小),二级变换器串联并没有实际的优点。所以二级降压变换器串联多用在 M 较 0.4 大的场合。

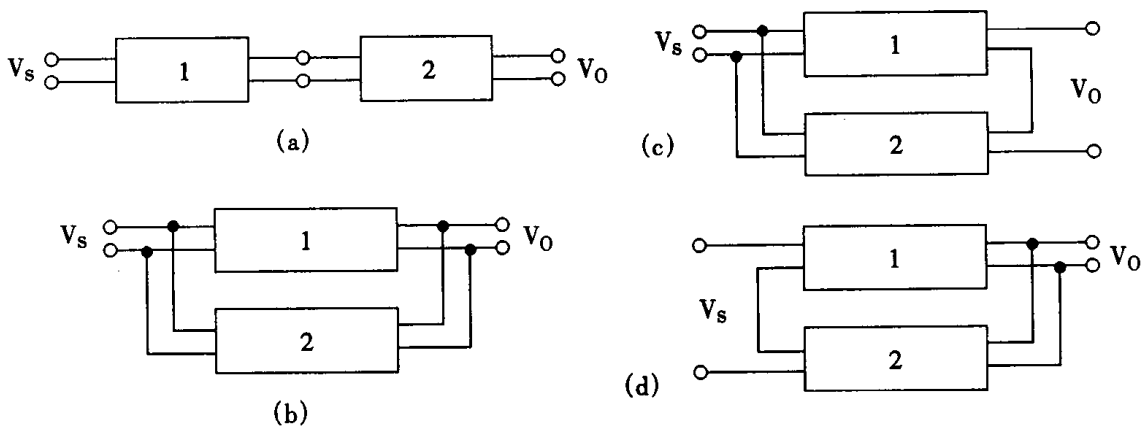


图 3-58 二端口网络典型连接方式

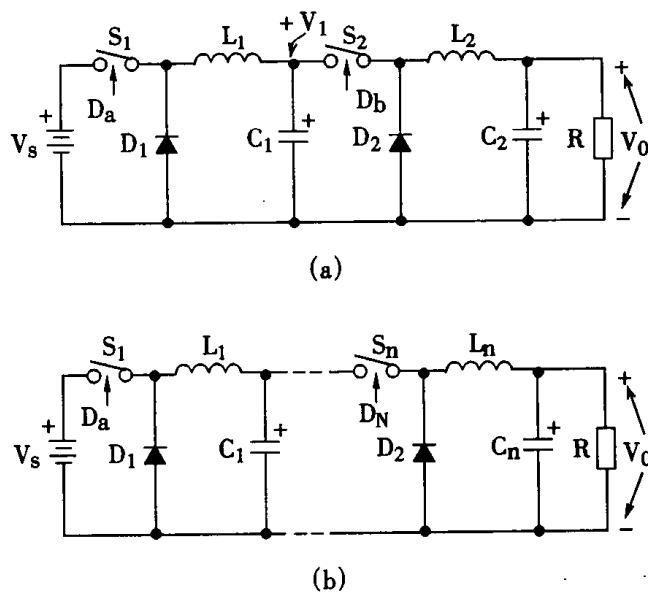


图 3-59 二个至几个降压变换器的串联

串联的原理可以扩展到 n 级,如图 3-59(b)所示。这时,整个理想电压的增益是:

$$M = D^n \quad (1.3.9)$$

这时,一般各级不采用相同的 D ,而且多于 2 级时其合理性要经过详细的论证。对于有相同占空比的升压变换器工作在连续状态时, n 级串联理想电压的总增益可表为:

$$M = \frac{1}{(1-D)^n} \quad (1.3.10)$$

2. 不同类型的变换器的串联

(1) Buck - Boost 串联

若干种广泛应用的开关电源线路是从降压变换器与升压变换器串联组合而来的。

串联组合过程在前面讨论基本型线路中已作了一些介绍,所得线路如前面图 2-20 Buck - Boost 变换器电路,现重画以图 3-60 中。它使用的元件与 Buck 变换器(有输入滤波器时)或 Boost 变换器(有输出滤波时)具有一样的元件数量。但是,它的电压增益为: $M = \frac{D}{1-D}$ 。因此,它既可以作为 Buck 变换器使用,也可以作为 Boost 变换器使用。然而,这种电压增益的可变性是付出了代价的,即 Buck - Boost 变换器的输入特性如 Buck 变换器,而输出特性又如 Boost 变换器。因此,它的输入电流和输出电流都是脉动的。这就势必要增加抗电磁干扰的附加的输入、输出滤波器的体积。另外,它的开关管、二极管电流比相对应的变换器或变压器(指同样的功率和电压增益)要大一些。尽管如此,由于它的调压范围大,故 Buck - Boost 变换器在交、直流电压转换中,仍具有一定价值。

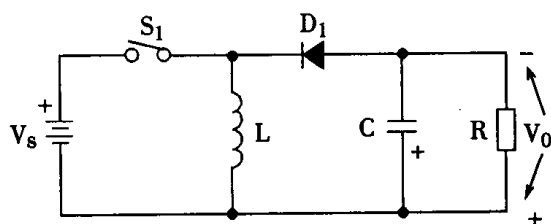


图 3-60 Buck - Boost 变换器等效电路之二

当把图 3-60 中的电感线圈 L 当成二个电感器相并联时,可得图 3-61 所示的线路。

这线路有了隔离的功能。如果把副边同铭端画在下面,二极管的方向可以反向。如果需要多个输出,则可以多画一个绕组和二极管,此时如图 3-62 所示。

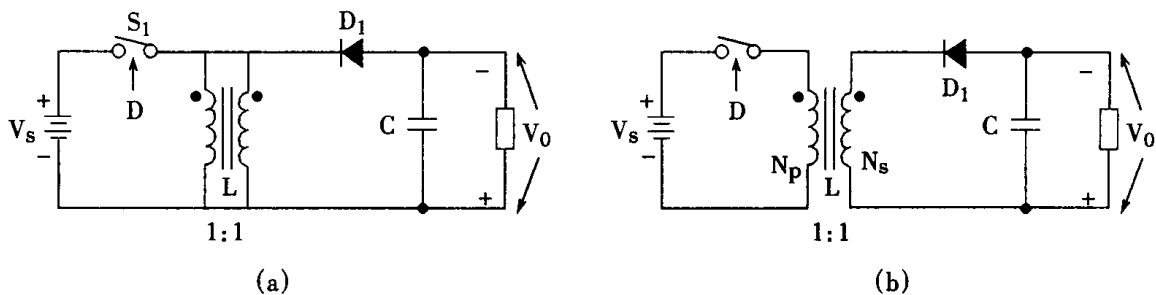


图 3-61 Buck-Boost 变换器等效电路之三

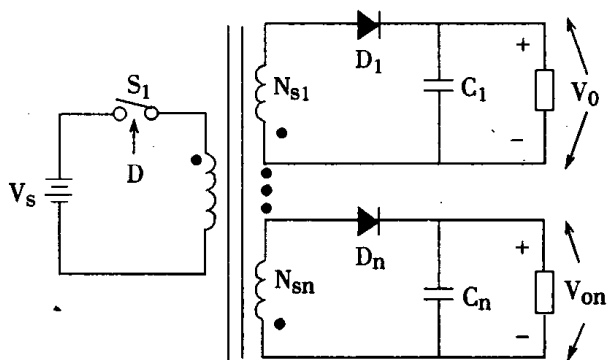


图 3-62 Buck-Boost 变换器等效电路之四

由此可见,多输出的输入与输出隔离的 Buck-Boost 变换器并不需要插入变压隔离器。从同名端标注中可看出,这个原副边隔离多输出的 Buck-Boost 变换器原边 S_1 导通,副边感应电压因二极管 D_1 的反向不能产生回路电流,原边输入能量实际上以磁能形式储在电感器(也是隔离变压器)中;当 S_1 断开时, D_1 正向偏置而导通,副边形成对电容充电对负载供电的电流。相对前面 Buck 变换器派生的正激变换器来说可称是反激型变换器(Flyback converter)。由于 S_1 与二极管 D_1 工作相位相反,即 S_1 关断时 D_1 开通,耦合能量经副边传送至负载。这像在 S_1 回程时传送能量一样,故称回扫变换器、返驰式变换器(Flyback Converter),它广泛应用在 50W 以下的电路中。它的优点是简单:只要一个磁元件、一开关、二极管就可以完成多输出隔离、降、升压的任务。然而,设计这个磁元件,使它既是储能的电感 L ,又是变压器,那就比较困难(尤其是,要得到多绕组输出时有良好的交叉调节特性的时候)。不过,目前已研制出反激型多达 25 个输出电压的变换器,而且其性能不错。但其设计工作量无疑是相当大的。

前已述及,这种电路输入和输出电流较大而且脉动的。所推得的控制至输出的小信号传递函数在右半平面的零点,将给闭环稳定带来一些麻烦。

下面对其进行简明讨论。首先画出反激单输出的线路图及其工作波形如图 3-63。

下面分析一下单端反激式变换器的基本关系式。

T_1 导通时,流过电感为 L_p 的原边匝数为 N_p 的线圈电流为:

$$i_p = \frac{V_s}{L_p} t \quad (1.3.9)$$

导通終了时, i_p 幅值为:

$$I_{pm} = \frac{V_S}{L_p} t_{on} \quad (1.3.10)$$

$$\text{由于 } T_r \text{ 关断期间, 流过副边绕组的电流 } i_s = I_{sm} - \frac{V_0}{L_s} t, \quad (1.3.11)$$

$$\text{而 } I_{pm} N_p = I_{sm} N_s,$$

$$\text{故 } I_{sm} = \frac{N_p}{N_s} I_{pm} \quad (1.3.12)$$

式中 I_{pm} 、 I_{sm} ——分别为原边、副边电流的幅值(A)。

当 L_p 、 L_s 为常数时, 电流 i_p 和 i_s 将按线性规律上升或下降, 由式 $i_s = I_{SM} - \frac{V_0}{L_s} t$ 可知, 单端反激变换器随 t 的不同有三种工作状态。

① $t = t_{off} = \frac{L_s}{V_0} I_{sm}$ 时, 代入(1.3.11)式得 $i_s = 0$, 说明在 T_r 关断末了, $i_s = 0$, 在下一个 T_s , i_p 从 0 按 $\frac{V_s}{L_p} t$ 规律上升, 这种工作状态称为临界状态, 如图 3-63(b) i_s 、 i_p 波形所示。

② $t = t_{off} > \frac{L_s}{V_0} I_{SM}$ 代入(1.3.11)式得 $i_s < 0$, 说明在 T_r 重新导通之前, i_s 早已下降为零, 这种工作状态称为电流不连续工作状态。可推导得输出电压:

$$V_0 = \sqrt{\frac{R}{2L_p} \frac{t_{on}}{\sqrt{t_{on} + t_{off}}}} V_S; \quad (1.3.13)$$

变压器的匝数比只影响到晶体管上的端压(副边有电流时), $\frac{N_p}{N_s}$ 越大, 晶体管上的电压越高。当 i_s 降为零之后, T_r 所受的端压降为 V_S 。

③ $t_{off} < \frac{L_s}{V_0} I_{sm}$ 代入(1.3.11)得 $i_s > 0$, 说明在 T_r 截止末了, i_s 并未衰减到 0, 这样, T_r 重新导通时, i_p 不是从 0 开始, 而将从对应于 i_{smin} 的 i_{pmin} 加上 $\frac{V_S}{L_p} t$ 上升。这是电流连续状态, 这种状态容易出现周期结束时, 磁通没有回到周期开始出发点的情况, 有可能使磁芯内磁通随周期的重复而逐次增加, 导致磁芯的饱和而损坏高压开关管。因此, 为了使磁芯不易饱和, 一般使用软磁粉末压制的磁芯, 或增加磁芯气隙来增大磁芯允许的 H_m 值, 当初级电流达最大值 i_{pmax} 时, 磁芯不进入饱和状态。另外, 在 T_r 截止期间, 应考虑增加“去磁”环节, 使 i_{pmin} 不会增加。考虑到变压器原、副边绕组间存在漏感, 在 T_r 关断瞬间, 原边漏感乘上电流变化率即为集电极承受的电压尖峰, 加之, T_r 重新导通时, i_s 不为零, 因此, D 反向恢复电流将引起原边晶体管集电极电

流尖峰。为了削去这些尖峰,必须加上钳位电路。

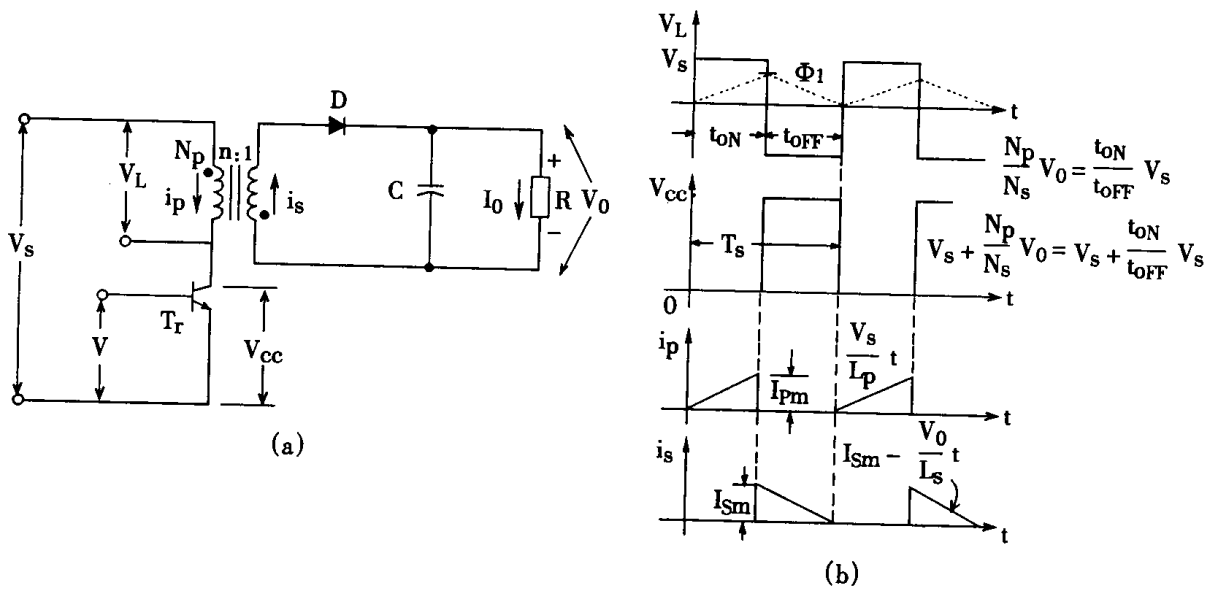


图 3-63 反激式变换器(Flyback Converter)工作原理及波形图

因此,使用于反激变换器中的晶体管必须按照关断时的最高集电极电压和导通时的最大集电极尖峰电流来选择。一般在关断时,晶体管必须承受的最高集电极电压为:

$$V_{cemax} = \frac{V_s}{1 - D_{max}} \quad (1.3.14)$$

式中 D_{max} ——最大占空比;
 V_s ——电源的电压。

由上式可见, V_{cemax} 大小与 D_{max} 有关。有时 $V_{cemax} \approx 3V_s \sim 4V_s$, 在选择晶体管时应注意。为了限制集电极电压在一个安全的值之内, 占空比必须保持在较低值, 通常取 $D_{man} = 0.4$ 左右。

再从 T_r 导通时, 必须满足集电极工作电流 I_c 来看, 则应为:

$$I_c = \frac{I_0}{n} \quad (1.3.15)$$

式中 I_0 ——输出的最大电流;
 n ——变压器原边、副边的匝数比。

为了能根据变换器的输出功率和输入电压求出电感值 L 和集电极最大工作电流, 下面给出扼流线圈单位时间传到输出端能量的方程式:

$$P_0 = \left(\frac{1}{2} L_p I_c^2 \times \frac{1}{T_s} \right) \eta \quad (1.3.16)$$

式中 P_0 ——传递的能量(W)

L_p ——原边电感(H)

η ——变换器的效率。

加在变压器上的电压可以表示为:

$$V_s = L_p \frac{di}{dt} = L_p \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (1.3.17)$$

假定 $\frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{I_c}{T_S D_{max}} = \frac{I_c}{T_S D_{max}} = \frac{f I_c}{D_{max}}$, 那么式(1.3.17)可写成:

$$V_s = \frac{L_p f I_c}{D_{max}} \quad (1.3.18)$$

或
$$L_p = \frac{V_s D_{max}}{f I_c} \quad (1.3.19)$$

把(1.3.19)代入(1.3.16)化简得:

$$P_0 = \frac{1}{2} \eta V_s D_{max} I_c$$

整理得:

$$I_c = \frac{2P_0}{V_s \eta D_{max}} \quad (1.3.20)$$

将(1.3.20)代入(1.3.15)得:

$$I_0 = \frac{2P_0}{V_s \eta D_{max}} \cdot n \quad (1.3.21)$$

为了使式(1.3.21)更加简化,假定变换器的效率 $\eta = 80\%$, 占空比 $D_{max} = 0.4$, 则:

$$I_c = \frac{6.25P_0}{V_s} \quad (1.3.22)$$

上面所述的单晶体管反激变换器,在管子关断时,开关晶体管的集电极有可能承受至少3~4倍于输入电压 V_s 的电压。如果认为这种晶体管造价较高,可以使用如图3-64所示的晶体管反激变换器。

电路中的 T_{r1} 、 T_{r2} 两个三极管,将同时导通或关断。二极管 D_1 和 D_2 起到钳位作用,使得每个晶体管的最大集电极电压在 V_s 里。线路中可采用较低电压的晶体管,为此所付出的代价是

增加了 T_2 、 D_1 、 D_2 三个元件。

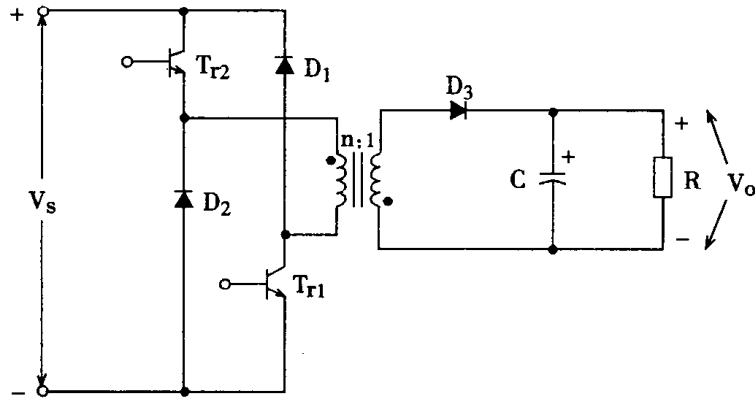


图 3-64 双晶体管的反激变换器

反激型电路的一个优点是,能够较简单地实现从一个电源中得到多路输出。这是因为扼流线圈这个元件同时起变压、储能、隔离三个作用,而且,对于所有的输出都是共同的,这样只需一个二极管和一个电容器就可以得到另外一个不同的一个直流电压输出。

(2) Boost - Buck 变换器的串联

这种线路已在第二章第五节有所讨论。其等效电路如图 2-27,所得 Ćuk 线路如图 2-28。但它只有一个反极性的不隔离的输出电压。为了改善这一状况,进行下面的讨论。

第十三节 有变压隔离器的 Ćuk 变换器

在许多应用中,要求有不同电压和不同极性多个隔离输出电压。这可以在 Ćuk 变换器的基础上引入一个变压隔离器来解决。方法分为以下三步:

(1) 将 C 分成两个串联的电容 C_a 及 C_b 。

(2) 在 C_a 及 C_b 的连接点与 V_s 的地之间接一个电感,如这个电感足够大,则从 C_a 及 C_b 的连接点流入这电感的电流就可以忽略。这样,Ćuk 变换器的工作点不会受到影响。

(3) 这外接电感分成两个匝数相同的绕组并联而成,当把它们分开后,各接向一边,从而使输入与输出之间变压隔离,其结果如图 3-65 所示。

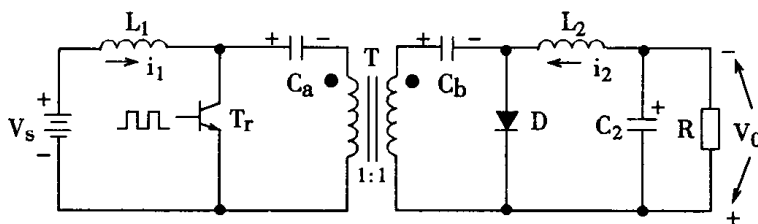


图 3-65 有隔离的 Ćuk 变换器

因为用的是 1:1 的变压隔离器,且 $C_a = C_b = 2C$,所以输入和输出电路中的电压和电流,与原始非隔离型完全相同。唯一不同的是现在的环路变成了两个。这种隔离方法的显著特点,是变压器的两个绕组被 C_a 及 C_b 隔绝了直流,原、副边绕组均无直流通,因此磁芯不需加空隙,其体积较小。

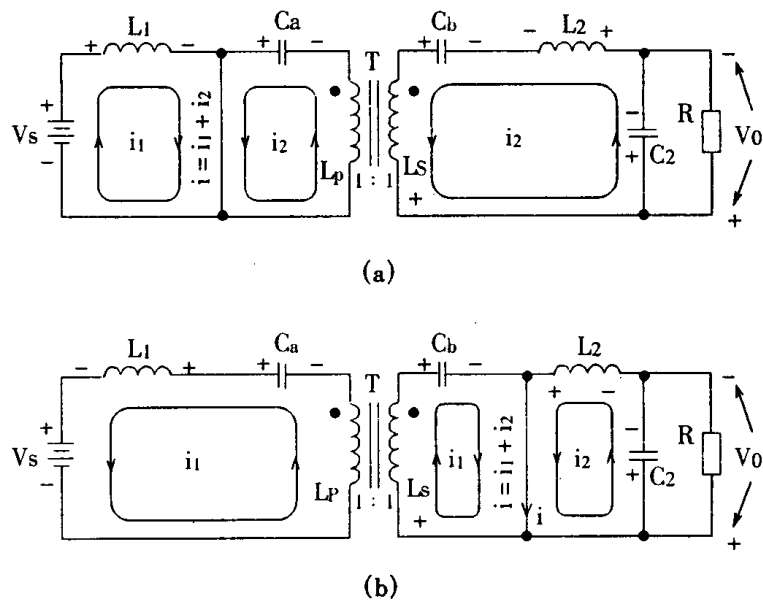
一、工作原理

能量的储存和传递,同时在开通和关断期间进行,如图 3-66 所示。当经过若干周期进入稳态后,则:

(1)在 T_{ON} 期间,如图 3-66(a)所示。 T_r 导通,将输入输出环路闭合,D 反偏而截止。这时,电源输入电流 i_1 使 L_1 储能;同时 C_a 的放电电流 i_2 流经原边 L_P ,在副边 L_S 有个相等的感应电流 i_2 ,它和 C_b 一起供 L_2 储能,并供电给负载。开关管 T_r 中流过输入输出电流之和,即 $i = i_1 + i_2$ 。

(2)在 T_{OFF} 期间,如图 3-66(b)所示, T_r 截止,D 正偏而导通,将输入输出环路闭合。这时,电源输入和 L_1 释能电流 i_1 流经初级 L_P 向 C_a 充电,在次级 L_S 有个相等的感应电流 i_1 使 C_b 充电,同时输出电感 L_2 的释能电流 i_2 供电给负载,续流二极管 D 流过输入输出电流之和,即 $i = i_1 + i_2$ 。

由此可见,有隔离 Ćuk 变换器也和原始 Ćuk 变换器一样,无论在 T_{ON} 期间还是在 T_{OFF} 期间,都从输入向输出传递功率,而不像其它单端变换器那样,只在其中一个期间才从输入向输出传递功率。



(a)开关管 T_r 导通,即 T_{ON} 期间的情况;

(b)开关管 T_r 截止,即 T_{OFF} 期间的情况

图 3-66 有隔离 Ćuk 变换器中电流与电压

二、输入电压与输出电压的关系

1. 先从输入环路来计算:

(1) 在 T_{ON} 期间, L_1 储能, L_1 上压降为 V_S , 则 L_1 中电流增量为:

$$\Delta I_{1ON} = \frac{V_S}{L_1} T_{ON} = \frac{V_S}{L_1} D T_S \quad (1.3.23)$$

(2) 在 T_{OFF} 期间, L_1 释能, L_1 上压降为 $V_{ca} + V_{LP} - V_S$, L_1 中变量电流为:

$$\Delta I_{1OFF} = - \frac{V_{ca} + V_{LP} - V_S}{L_1} T_{OFF} = - \frac{V_{ca} + V_{LP} - V_S}{L_1} (1 - D) T_S \quad (1.3.24)$$

在稳态时:

$$\Delta I_{1ON} = |\Delta I_{1OFF}|$$

则由式(1.3.23)和式(1.3.24)得:

$$V_{ca} = V_S \frac{T_S}{T_{OFF}} - V_{LP} = \frac{V_S}{1 - D} - V_{LP} \quad (1.3.25)$$

2. 再从输出环路来计算:

(1) 在 T_{ON} 期间, L_2 储能, L_2 上压降为 $V_{LS} + V_{cb} - V_0$, 则 L_2 中电流增量为:

$$\Delta I_{2ON} = \frac{V_{LS} + V_{cb} - V_0}{L_2} T_{ON} = \frac{V_{LS} + V_{cb} - V_0}{L_2} D T_S \quad (1.3.26)$$

(2) 在 T_{OFF} 期间, L_2 释能, L_2 上压降为 V_0 , 则 L_2 中电流变量为:

$$\Delta I_{2OFF} = - \frac{V_0}{L_2} T_{OFF} = - \frac{V_0}{L_2} (1 - D) T_S \quad (1.3.27)$$

在稳态时:

$$\Delta I_{2ON} = |\Delta I_{2OFF}|$$

由式(1.3.26)和式(1.3.27)得:

$$V_{cb} = \frac{V_0}{D} - V_{LS} \quad (1.3.28)$$

因为在图 3-66 中 $C_a = C_b, N_P = N_S$, 所以 $V_{ca} = V_{cb}, V_{LP} = V_{LS}$

从式(1.3.25)和(1.3.28)可得:

$$V_{ca} = V_{cb} = \frac{V_S}{1-D} - V_{LP} = \frac{V_0}{D} - V_{LS} \quad (1.3.29)$$

解得:

$$V_0 = V_S \frac{D}{1-D} = V_S \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} = M V_S \quad (1.3.30)$$

式中当 $D = 0.5$ 时, $M = 1, V_0 = V_S$;

当 $D < 0.5$ 时, $M < 1, V_0 < V_S$ 为降压式, M 为降压电压增益;

当 $D > 0.5$ 时, $M > 1, V_0 > V_S$ 为升压式, M 为升压电压增益;

上面说明有隔离 Ćuk 变换器与基本 Ćuk 变换器有相同的 M 值。

如果变压器变比为 $n (n = \frac{N_P}{N_S})$ 则

$$V_0 = \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{D}{1-D} V_S = \frac{1}{n} M V_S$$

三、有变压隔离器的 Ćuk 变换器的优缺点

(1) 有变压隔离器的 Ćuk 变换器及其脉冲控制电路较简单, 所需元件少。

(2) 只用一个开关晶体管, 就能使磁芯双向磁化, 变压器铁芯仅为单端式的 $\frac{1}{2}$, 效率高, 体积、重量、铁耗、铜耗及成本均较小。

(3) 开关周期的 T_{ON} 及 T_{OFF} 两个期间, 都能从输入向输出传递功率, 因而效率高。而单端变换器只在开关周期的 T_{ON} 或 T_{OFF} 中的一个期间, 从输入向输出传递功率。

(4) 通过输入和输出储能电感互相适当耦合, 使输入或输出纹波电流减少, 甚至为零, 而且可以绕在同一铁芯上, 借以缩小体积。

(5) 变压器原、副边绕组中, 均无直流电流通过, 其磁芯无需加空气隙, 因此没有单端变换器那样的磁芯饱和问题。

(6) 占空比 D 允许大于 0.5。不像双端变换器那样, D 尚未到达 0.5 就会因存储时间而产生对称开关晶体管共同导通的现象。

(7) 使 $D < 0.5$ (或 $D > 0.5$), 即可使变换器成为降压式 (或升压式)。而半桥或全桥变换器中, 受到 $D < 0.5$ 的限制, 不能利用 $D > 0.5$ 成为无变压器的升压式变换器。

(8) 只要开关晶体管和续流二极管的管压降足够小, 则电网引入的干扰对输出电压的影响可小到忽略的程度。因为在 T_{ON} 期间, 由开关晶体管将引入干扰短路; 在 T_{OFF} 期间, 由续流二极管将引入干扰短路。

第十四节 有变压隔离和零纹波的 Ćuk 变换器电路

一、零纹波概念

Ćuk 电路可以变形为多输出电压的电路,这时,只需在图 3-65 电路的基础上增加变压器副边绕组及相应的电容器及换流二极管即可。因为每个绕组中串有电容,变压器只起变换作用而不储藏能量,铁芯磁通正反向变化。因此在控制时,其交叉调节特性也较好。

Ćuk 变换器还可以变形为图 3-67(a)所示的有耦合电感的线路。图中 M_L 表示 L_1 、 L_2 两电感之间存在的互感。因耦合系数 $K = \frac{M_L}{\sqrt{L_1 L_2}}$ 是可以控制的,所以如果恰当地选择两个电感绕组的匝比,就完全可以使输入或输出的电流纹波减小到零。纹波减少的程度,是 L 绕组之间耦合系数的函数。这一电路称为“无电流纹波的 Ćuk 电路”。

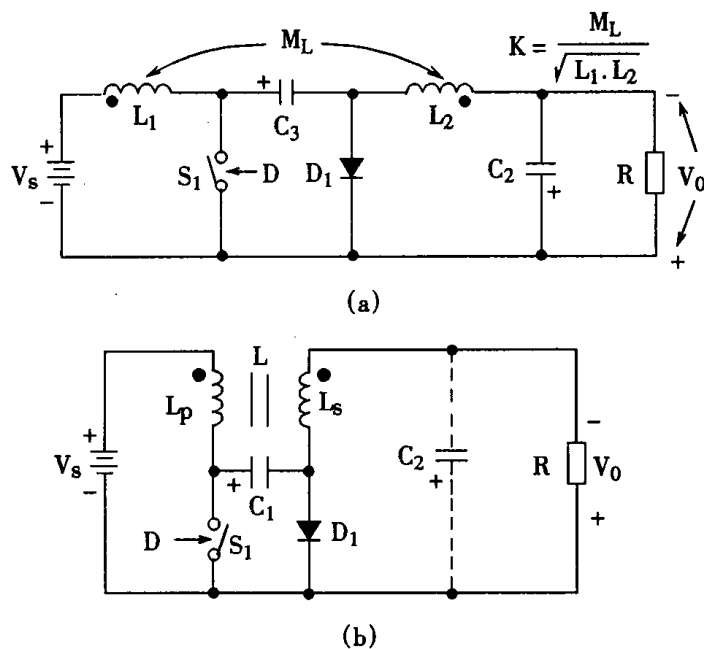


图 3-67 有耦合电感的 Ćuk 变换器

二、零纹波条件

由图 2-28 工作波形图 2-30(a)(b)可知连续(或不连续)工作模式下,在 Ćuk 变换器中两个电感 L_1 和 L_2 上的电压波形 V_{L1} 和 V_{L2} 是一样的,因此,可以用一个绕有两个线圈的铁芯,具有互感)的电感器来代替,如图 3-67(b)。当采用耦合电感后,设纹波电压为 V_e ,输入输出电流纹波等效电路如图 3-68 所示,用 T 型去耦等效电路则如图 3-69 所示。图中 L_M 为磁化电感, L_P 为初级漏电感, L_S 为次级漏电感,折算关系为: $L_M = M_L$, $L_P = L_1 - M_L$, $L_S = L_2 - M_L$ 由图 3-69 可得

$$V_{e1} = (L_P + L_M) \frac{di_1}{dt} + L_M \frac{di_2}{dt} \quad (1.3.31)$$

$$V_{e2} = L_M \frac{di_1}{dt} + (L_S + L_M) \frac{di_2}{dt} \quad (1.3.32)$$

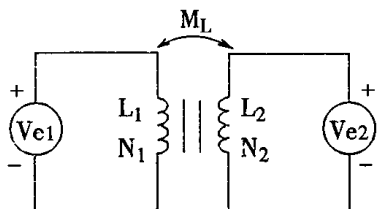


图 3-68 输入输出电流纹波等效电路图

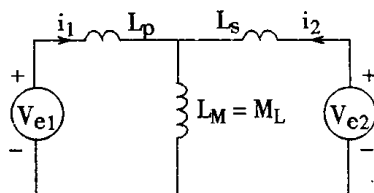


图 3-69 T型去耦等效电路图

考虑电压波形一样 $V_{e1} = V_{e2} = V_e$

联解(1.3.31)(1.3.32)式可得:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V_e}{L_{eP}} \quad (1.3.33)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{V_e}{L_{eS}} \quad (1.3.34)$$

式中 $L_{eP} = L_1 + \frac{L_P}{L_S} L_M$ 称等效原边电感

$L_{eS} = L_2 + \frac{L_S}{L_P} L_M$ 称等效副边电感

因耦合系数 $K = \frac{M_L}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{L_M}{\sqrt{L_1 L_2}}$

令 $n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$, 称电感匝比

$$L_{eP} = L_1 \frac{1 - K^2}{1 - Kn} \quad (1.3.35)$$

$$L_{eS} = L_2 \frac{1 - K^2}{1 - K/n} \quad (1.3.36)$$

由式(1.3.35)和(1.3.36)可知:

$$(1) \text{ 当 } n = 1 \text{ 时, } L_{eP} = L_1(1 + K) \quad (1.3.37)$$

$$L_{eS} = L_2(1 + K) \quad (1.3.38)$$

说明 L_1 和 L_2 的效果: 电感增加 $(1 + K)$ 倍, 使原副边的纹波电流减小 $\frac{1}{1 + K}$

(2) 当 $n \neq 1$ 但近于 1 时,

① 如 $n < 1$ 即 $N_1 < N_2$, 并且 $K = n$ 时,

$$L_{eP} = L_1$$

$$L_{eS} \rightarrow \infty$$

效果: 原边纹波不变, 副边纹波电流为零。

② 如 $n > 1$ 即 $N_1 > N_2$ 时, 则当 $K = \frac{1}{n}$ 时,

$$L_{eP} \rightarrow \infty$$

$$L_{eS} = L_2$$

效果: 原边纹波为零, 副边纹波电流不变。

由上研究可见, 凡电路中两个电感的波形相同的开关变换器, 都可以采用上面耦合的方法, 使纹波电流减小, 绝不是 Čuk 线路才有使纹波电流为零的机会。

三、带隔离输入、输出均为零纹波

有没有办法, 使输入、输出的纹波电流均为零呢? 这得从上面零纹波方法中总结出经验来。原来, 零纹波的取得只是把耦合的两个线圈中的纹波都推向(或集中在)一个线圈中, 余下的一个线圈流过的电流为直流电流。据此, 可设想除原来 L_1 、 L_2 线圈外, 再设置 L_a 、 L_b 线圈, 使 L_1 与 L_a 耦合, 把纹波推到 L_a 上; 使 L_2 与 L_b 耦合, 把纹波推到 L_b 上, 这样 L_1 、 L_2 流经电流是纯直流。其线路图如图 3-70 所示。

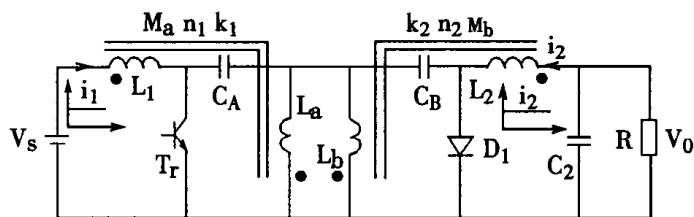


图 3-70 输入输出电流纹波为零的 Čuk 线路图

图中 L_1 、 L_a 之间的耦合电感 M_a , L_2 与 L_b 之间的耦合电感为 M_b 。但 L_a 与 L_b 之间有电连接点, 之间不存在磁的耦合。

依上面分析输入耦合条件:

$$n_1 = \frac{1}{K_1}$$

式中 $n_1 = \sqrt{L_1/L_a}$
 $K_1 = \frac{M_L}{\sqrt{L_1 L_a}}$

$M_L = L_a$

当满足 $L_a = M_L$ 时,输入电流即为零纹波。具体靠调节气隙大小达到。同理,输出耦合条件:

$n_2 = K_2$

式中 $n_2 = \sqrt{L_2/L_b}$

满足时,输出电流即为零纹波。同样靠调节气隙大小达到。

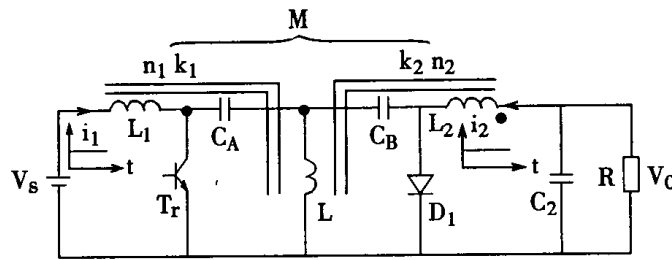
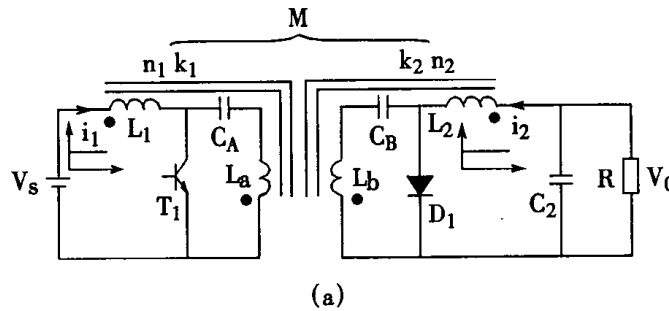
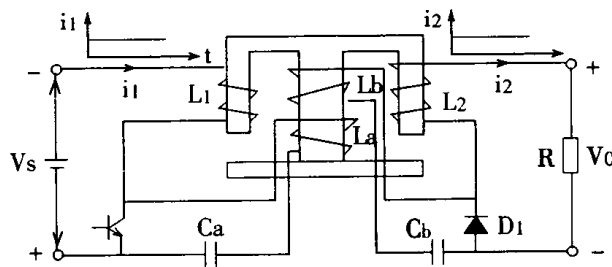


图 3-71 使用一个铁芯的输入输出电流纹波为零的 Čuk 线路图



(a)



(b)

(a)为原理性线路图,(b)为可行磁路及接线方案的参考图

图 3-72 有隔离的输入输出电流纹波为零的 Čuk 线路图

图 3-70 有一个缺点要用二个磁路改进为一个磁路的方案如图 3-71 所示。如果要实现输出输入不单零纹波而且要隔离时,可采用图 3-72 所示的线路

四、零纹波 Ćuk 变换器用于功率放大电路

功率放大器的输出除了有功率大小变化之外还有极性的变化。过去一直用线性状态工作的晶体管电源供电。它有纹波电压小、动态品质好的优点,但有重大的不足:效率低、体积大而笨重。随着开关电源纹波抑制技术的提高,尤其 Ćuk 无纹波线路的出现,开关电源用于功率放大器成了可能。(应该指出,其它变换器依法一样可以组成)图 3-73 所示即为由二个图 3-15 能量双向流动的 Ćuk 变换器并联组合成的功率放大器线路。图 3-15 的能量双向流动线路完成电流可正可反的功能。但电压极性是不变的。也就是在电压为纵轴,电流为横轴的平面上运行于 I、II 象限。现在图 3-73 所示的线路,电流和电压方向、大小均可变化,即运行于 I、II、III、IV 象限了。

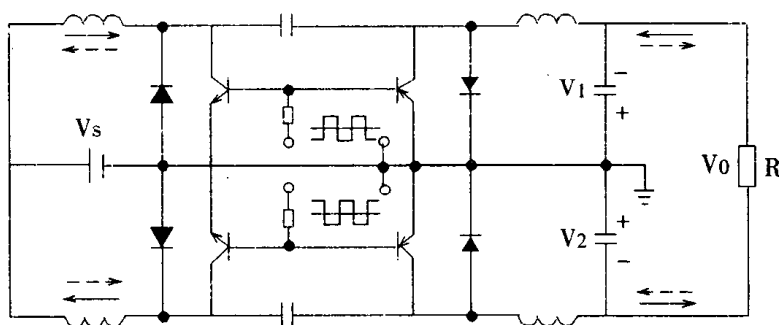


图 3-73 用于功率放大器的 Ćuk 变换器

对比图 3-15 和图 3-73 可知,有二点与纯粹的“组合”是不同的。一个是输入电压源 V_s , 不是各用一个而是共用一个。这样二个能量双向流的 Ćuk 线路工作起来时电流回路就有关连的电流,如实线(或虚线)所示。另一个是取消了各自的负载电阻 R_L , 代之以共用一个负载电阻 R 。当 $|V_1| > |V_2|$, R 上的电压为下正上负,当 $|V_1| < |V_2|$ 时, R 上的电压为上正下负。这种接线方式称为差动输出。 R 上的电压是 V_1 与 V_2 差值,称为差动电压输出。 V_1, V_2 输出电压由占空比决定。图中两个 Ćuk 变换器电压增益与占空比的关系分别为:

$$\frac{V_1}{V_s} = \frac{D}{1-D} \quad (1.3.39)$$

$$\frac{V_2}{V_s} = \frac{D'}{1-D'} \quad (1.3.40)$$

式中 D 为上面 Ćuk 线路导通占空比;

D' 为下面 Ćuk 线路导通占空比。

并假设两个 Ćuk 线路由互补的导通比信号驱动的,即存在 $D + D' = 1$ 的互动关系。相应曲线如图 3-74 虚线所示。

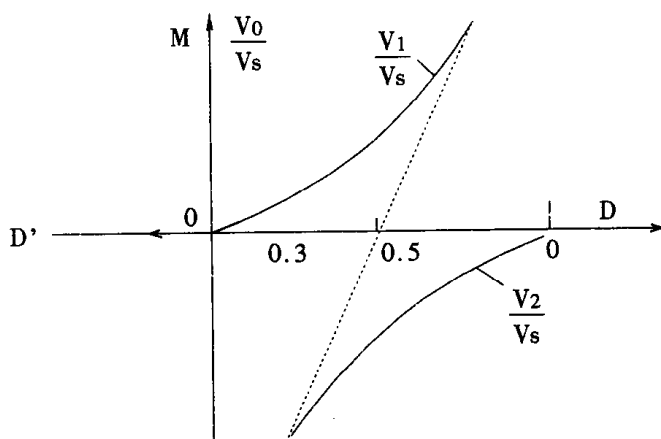


图 3-74 图 3-73 所示 Čuk 线路差动输出电压增益与占空比 D 的关系

$$R \text{ 上所得的差动电压 } V_0 = V_1 - V_2 = \frac{DV_s}{1-D} - \frac{D'V_s}{1-D'} = \frac{D(1-D') - D'(1-D)}{(1-D)(1-D')} V_s$$

$$\therefore D + D' = 1$$

$$\therefore M = \frac{V_0}{V_s} = \frac{D^2 - D'^2}{D'D} \quad (1.3.41)$$

$M = f(D)$ 曲线为图 3-74 实线所示。这个特性适合作推挽输出的功率放大,用于音频放大器时,可获得比线性电源效率高很多的效果。应用中,利用电感耦合可零纹波;去除输出电容,可以提高动态反应速度,有助于稳定,因此,是一个值得研究的直流——交流逆变器的好方案。

第十五节 有变压隔离器的其它接线方式

一、不同种类变换器接线

其他组合电路还有很多,例如用 Boost 和 Buck-Boost 变换器相串,或者 Boost 和 Boost-Buck 变换器相串,或者 Buck-Boost 和 Buck 变换器相串等。仿照前面的方法,可以作一定的简化,得到一定的实用线路。如图 3-75 和图 3-76 所示。

在这些例子中,本质上用了三个变换器相串联,但最后组成的简化变换器电路却只有一个开关及一个换流二极管。基于这一经验,它表明,用一定数量串联形成的任何变换器,可以减少至一个开关及一个二极管来组成。但是,从目前实用角度来看,二级以上的串联,其必要性就比较小。

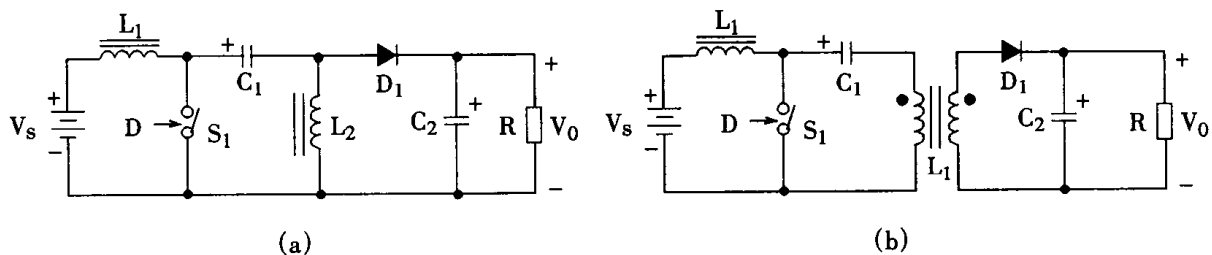


图 3-75 Boost 和 Buck-Boost 变换器相串联电路

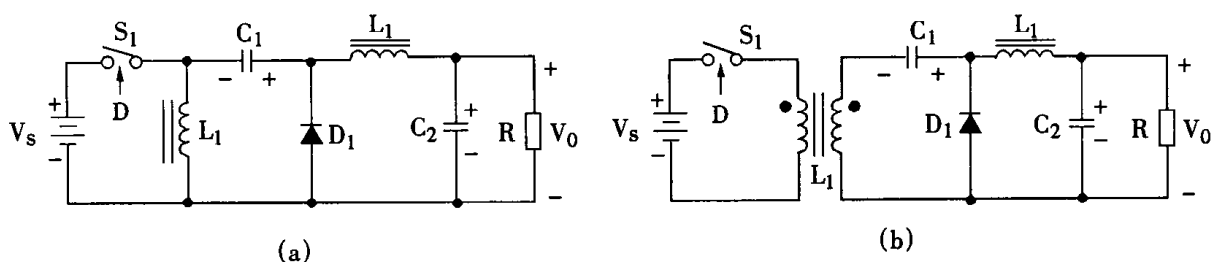


图 3-76 Buck-Boost 和 Buck 变换器相串联电路

二、相同种类变换器的接线

(1) 在应用中,需要二个或二个以上的变换器进行并联。理由之一是,提供大一些的功率。由于所给元件(主要是半导体开关)的限制,设计的单台变换器输出有一个极限最大功率。当然,可以并联多个开关管及二极管以扩大单台变换器的输出功率。然而,这个办法通常会引起各个元件使用容量的减小。减小的原因是,在实际工作中电流或电压峰值的分担不可能达到均匀。另一种办法是,把单元件构成的单台变换器并联起来构成组合变换器。这时,从输出功率来看,将会比前者大一些。从目前来看,有 10kW 功率输出时的变换器,应采用两个或更多个变换器并联。

变换器并联的另一个理由是,可提高系统的可靠性。例如,三台变换器并联而成的组合变换器(设三台中任何二台都能供给满负载运行),出现二台变换器同时损坏的概率就要比单个变换器(此时的单个变换器由多开关管、多二极管并联,容量上等于二台变换器的容量)出现损坏的概率要小得多。

另外,常用变换器并联来增加频率以及减小输入、输出电流脉动幅值。这时输入、输出电磁射频干扰滤波网络的尺寸、重量也会减小。用并联方法减小纹波电流的一个例子,示于图 3-77。这里,三个并联反激变换器的开关(S_1 、 S_2 、 S_3)分别工作在 $1/3$ 的开关周期,并一个跟一个顺序工作下去。这一时间顺序导致输入及输出电流纹波频率为整个变换器开关频率的 3 倍。另一个顺序地开关的好处是,在输入至输出电流波形占空比的增加,以及其峰值电流的减小。

例如,图 3-77 中,当 $D_1 = D_2 = D_3 = 0.3$,其输入电流的占空比,在输出电流占空比定义为 1 时,将是 0.9,这是由于变换器输出电流脉动彼此重叠的缘故。重叠导致了几乎连续输出电流

的波形。另外,输入电流的峰值将是一只输出容量相当的反激变换器的 $1/3$ 。

对于所有并联变换器的方案来说,有一个共同的问题,就是如何均匀地分担负载电流,使每个变换器之间相等。一般解决这个问题,可使用带电流测量的电流调节器,或用微机监控。有关并联均流等问题比较重要,特在第九章专门分析。

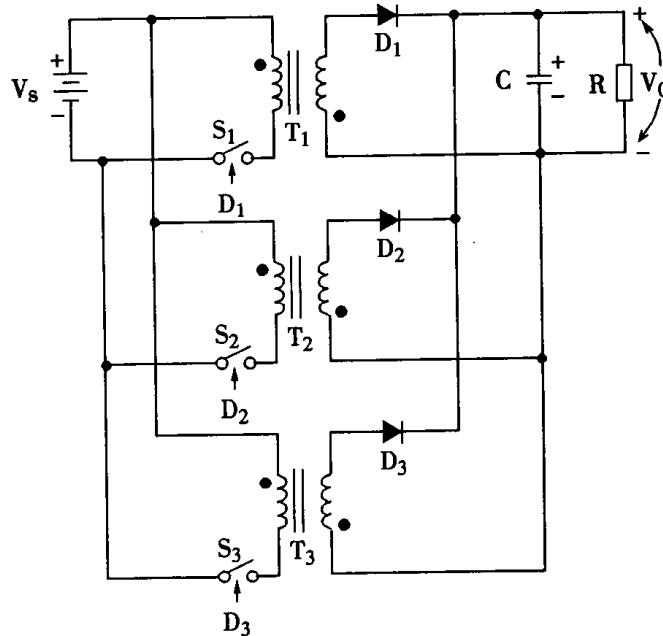


图 3-77 Flyback 变换器的并联

(2)图 3-58(c)、(d)示出了变换器并、串联方案。其中将二个方波变换器的输入端并联、而输出端串联的联接,见图 3-78 所示。

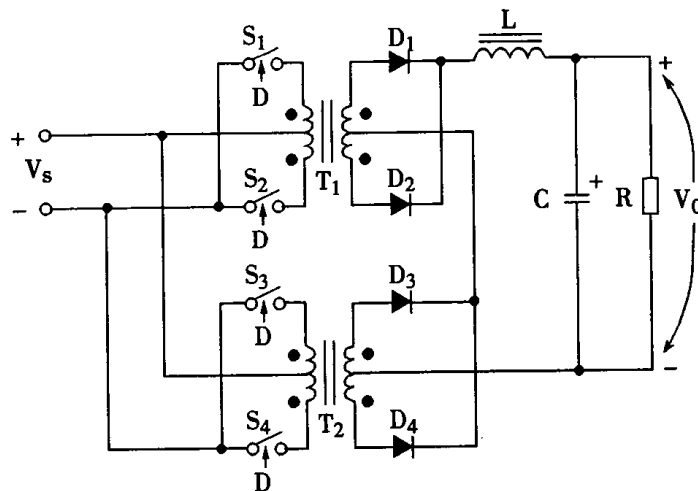


图 3-78 输入并联、输出串联的变换器联接

如果输出电压较高,那么,图 3-78 中,二个串联的整流二极管的管压降是允许的。由于两个变压器输出绕组串联,所以其电流相同。这个电流关系反映到变压器原边电路,以强迫每个变换器输入电流相等。这种自动分担功率的特点,消除了平衡控制电子线路的必要,这是该线路的优点之一。其次,输出二极管所要的反向电压数值比单个变换器时要低一些。由于电流相同,故二极管管压降也很接近。

图 3-78 的变换器,在输出低通滤波器输入端的电压波形是各个变压器绕组输出电压的几何和。因此,可考虑用这种变换器合成一个“阶梯”电压波形。例如,可用 T_1 、 T_2 绕组匝数比的不同,以及二个变换器之间开关相位占空比的不同来实现。电压“阶梯”的数量决定于变换器连接的数量;其形状决定于相位的叠加关系。这种方法,可以用来减小输出低通滤波网络的尺寸,或者用来合成一个在形式上非常接近正弦波的输出波形。

第四章 变换器中的功率开关元件及其驱动电路

开关元件特性及其驱动是开关变换器中很关键的问题。开关管的损耗与基极的驱动电压、电流的波形有直接的关系。对双极型晶体管作为理想驱动波形,最好在波形起始部分前沿陡峭带点尖峰脉冲,以加快开关的接通,减少其损耗。关断时,最好加反向偏压,将晶体管导通时存储在基区内的载流子吸出来,以提高关断速度。

本章将从元件特性出发,介绍参数定义、开关开通、关断方法、缓冲器和保护环节等。尽管双极型晶体管和场效应管都统称为晶体管,但控制方法却有不同。例如,双极型晶体管的自激振荡电路不能直接移植至功率场效应管的电路上。另外,使用场效应管时,一般认为栅源回路阻抗高,但在高频开关电源中,输入极间电容不能忽略;在开关速度上,必须同时考虑所并联的反向二极管的反向恢复时间,所以开关频率的提高受到一定的限制。在开关速度达到一定值时,还要考虑开关电流是否会对驱动电路产生噪声干扰等。

开关元件具有许多种类,例如双极型晶体管 T_r 、快速晶闸管 SCR、可关断晶闸管 GTO、场效应晶体管 MOSFET 和绝缘栅双极型晶体管 IGBT 等。其中,经常使用的是场效应晶体管和 IGBT,在小功率变换器上也延续使用双极型晶体管。

在离线变换器中,首先要关注的是晶体管关断电压;其次是导通电流。这些参数都取决于变换器类型、功率和可靠性等。

第一节 双极型晶体管

双极型晶体管基本上是个电流控制器件,即加入变动的基极电流 ΔI_B ,产生集电极电流的变动 ΔI_C ,共射极电流放大倍数 β 可表为:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (1.4.1)$$

双极型晶体管工作原理,这里不作赘述。只考虑在实际的开关应用中,晶体管处于饱和和导通或截止两种状态。

为了加快退出饱和,以利提高开关频率,常加控制环节使开关管导通工作时在准饱和状态,准饱和是指在深饱和与线性区之间的一个区域,对应 I_C-V_{CE} 输出特性曲线开始弯曲部分。在准饱和区,电流增益开始下降,但保持着发射结正偏、集电结反偏的状态。这比把深度饱和和导通的晶体管(集电结已处于正偏状态)转为关断状态要容易得多,快得多。具体方法参见图 4-1。

一、晶体管的开关过程

晶体管并非理想的开关元件。它从断态变为通态时有开通过程需要一定时间;在通态变为断态时有关断过程,也需要时间。通态时通过的电流由外接负载所限定,管本身有饱和压降 V_{CES} 、断态时发射结和集电结在反偏状态,集、射极在高电压下有穿透电流 I_{CEO} 。一般要求,饱

和压降 V_{CES} 要小, 穿透电流 I_{CEO} 要小。过渡的过程, 用图 4-1 所标的几个时间段来标志。

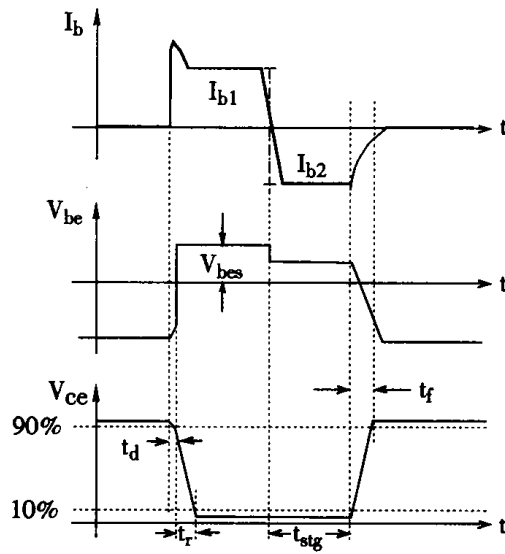


图 4-1 双极晶体管开通关断的波形及时间定义图

1. 晶体管开关时间的定义

在图 4-1 中, 给出了 NPN 型晶体管的开通与关断相关电量的波形。计有基极脉冲电流 I_b , 基极-发射极和集电极-发射极电压波形, 波形中关于时间的定义如下:

- (1) 延迟时间 t_d ——从有基极驱动电流开始到 V_{ce} 降到其初始值的 90% 之间的时间间隔。
- (2) 管压降下降时间 t_r —— V_{ce} 从其初始值的 90% 降到 10% 的时间间隔。
- (3) 存储时间 t_{stg} ——从基极电流 I_{b2} 反向时刻开始到 V_{ce} 为其关断终止值的 10% 的时间间隔。
- (4) 管压降上升时间 t_f —— V_{ce} 从其关断值的 10% 上升到 90% 之间的时间间隔。

常把 $t_d + t_r$ 称开通时间, $t_{stg} + t_f$ 称为关断时间。

2. 晶体管的损耗

(1) 截止时的损耗。

$$P_{off} = I_{ceo} V_{ce} t_{off} / T$$

(2) 导通时的损耗。

$$P_{on} = I_C V_{ces} t_{sN} / T$$

(3) 开通过程的损耗 P_r 。

上升电流按线性近似方程 $i_{cr} = I_C \frac{t}{t_r}$ (略去 I_{ceo} 值)

端压下降 $V_{cef} = V_C - (V_C - V_{ces}) \frac{t}{t_r}$

$$P_r = \frac{1}{T} \int_0^{t_r} i_{cr} V_{cef} dt = \frac{1}{6T} I_C (V_C + 2V_{ces}) t_r$$

(4)关断过程的损耗 P_f

电流下降方程 $i_{cf} = I_C(1 - \frac{t}{t_f})$

端压上升 $V_{cer} = V_{ces} + (V_C - V_{ces})\frac{t}{t_f}$

$$P_f = \frac{1}{T} \int_0^{t_f} i_{cf} V_{cer} dt = \frac{1}{6T} I_C (V_C + 2V_{ces}) t_f$$

开关工作一次的损耗为上述四项损耗之和。

二、开关时间的物理意义及减小的方法

延迟时间 t_d 是基极电流向发射结电容充电的过程,发射结正偏压逐步建立、集电极电流不超过 i_{ceo} 。当选用结电容小的器件或增加基极驱动电流以加快充电,可以减少 t_d 。

t_r 是积累基区载流子的时间,增加基极驱动电流,选用大 β 值管子可以减少 t_r 。

存储时间 t_{stg} 是基区过剩存储电荷抽走的时间。过剩存储电荷依饱和程度而定。为减少导通损耗,应使饱和 V_{ces} 小,为使过剩存储电荷少,应使开关在准饱和状态。这是矛盾的。在存储时间内,发射结和集电结仍为正偏, i_c 减少甚小。基极电流 i_{b2} 是由基区抽走的反向电流。在发射结由正偏变为反偏之前 $-I_{b2}$ 基本不变(参见图 4-1)。当 $I_{b2} = 0$, V_{be} 建立反偏后,集电极电流才开始明显减少。要减少 t_{stg} , 最主要是开关导通在准饱和状态和适当提高外加基极反向驱动电流。

t_f 是基区电荷继续抽走和管内载流子复合时间,它也随 i_{b2} 的值增大而减小。

四个时间中, t_{stg} 最长,达微秒数量级。它是影响开关频率的主要因素(但 MOSFET 管除外)。若将该时间减小,则可提高晶体管的开关速度。利用基极反向驱动和抗饱和技术,可以将存储时间减少。

三、抗饱和技术

反向基极电流驱动技术将在下面讨论,在此先讨论采用开关晶体管抗饱和措施将存储时间减少的技术。

为了防止因为基极电流太大而增加晶体管的存储时间,可以采用图 4-2 的抗饱和电路。我们知道,晶体管导通时,基极电流上升到使晶体管 T_r 的饱和压降低于 V_{be} 时,抗饱和二极管 D_1 进入导通状态,阻止了通过基-发极的基极电流进一步增加,从而防止了 T_{r1} 进入过饱和状态。 D_2 、 D_3 用来调整基极电流,改变 T_{r1} 饱和程度, D_4 为抽走基区载流子的通道,在图 4-2 中只要 D_1 导通,则有:

$$V_{D2} + V_{D3} + V_{be} = V_{D1} + V_{ce}$$

当 $V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = 0.7V$ 时,

$$V_{ce} = V_{be} + 0.7 \approx 1.4V。$$

这说明导通中的 T_{r1} 管压降 V_{ce} 总是在 1 伏以上,集电结不会出现正向偏置。所以这一简单电路能自动调整,使 T_{r1} 在准饱和状态。在此,元件选择时需要注意:因为晶体管通常工作在几十、几百千赫的频率,因此二极管 D_1 、 D_4 都必须是快速恢复型(比如恢复时间小于 200ns)。如果 D_1 的反向恢复时间大,它的反向恢复电流有可能使关断中的 T_{r1} ,重新得到基-发射极电流而重新导通。 D_1 的击穿电压必须至少是 $2V_{ce}$ 。 D_2 、 D_3 不必采用快速恢复二极管。因为, D_4 为 T_{r1} 的关断提供通路,它们的电压也可低至几十伏,但能允许通过全部基极电流。 D_4 的电流容量应能满足最大反向基极电流的需要,电压有几十伏即可。

第二节 双极型晶体管的基极驱动电路

基极驱动电路尚要注意隔离和保护的问题,并使驱动电流波形为最佳。

基极驱动电流波形大致如图 4-1 所示。为了加快开通和降低开通损耗,波形的前沿要陡,在一定时间内有 2~3 倍额定驱动电流,然后降低到额定电流,以维持准饱和和导通状态。关断时,反向基极电流 I_{b2} 可以大一些以便加速抽走基极存储的过剩载流子。缩短存储时间 t_{slg} 和管压降上升时间 t_f 。反向的基极电流斜率有人认为越快越好,也有人认为不要太快,以利慢恢复。详见图 4-9。

一、一般基极驱动电路

驱动方式有直接式和隔离式。直接式指驱动电路直接与主电路相接,图 4-3 示出的二个简单方式。(a)图线路,为了有反向电压偏置,以便基极存储电荷尽快释放,采用了 $\pm V_c$ 双电源供电。(如果开关速度不高,也可改用单电源方式)。当控制端电压 V_g 为 \ominus 时,辅管 T_{r1} 导通,主管 T_r 导通。当 V_g 为 \oplus 时,辅管 T_{r1} 关断,在 $-V_c$ 作用下,主功率管 T_r 也快速关断。由于匹配 T_r 基极工作电流,分压电阻 R_1 和 R_2 损耗功率可观。图(b)是在(a)的基础上增加了推挽电路和加速电容 C ,性能有所改进。电阻 R 按 T_r 的稳态驱动电流确定。已充电的电容与 $-V_c$ 叠加使关断 T_r 时抽走存储电荷有更快的作用,但驱动损耗有下降。

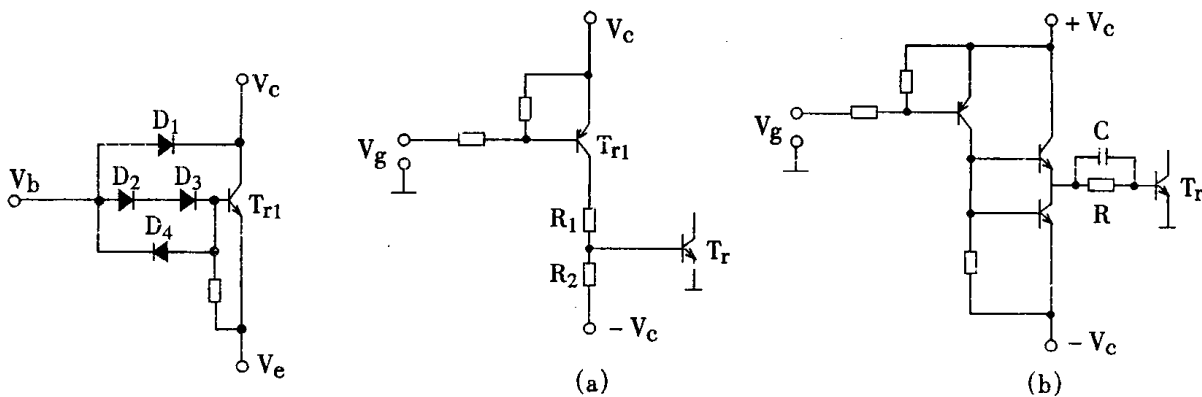


图 4-2 贝克钳位电路和抗饱和作用示意图

图 4-3 直接连接的基极驱动电路

图 4-4 为隔离式简单电路,(a)脉冲变压器隔离。 T_{r1} 导通时,主功率管 T_r 基-发射极有双

向稳压管 DZ 限幅的正脉冲使 T_r 转为导通。 T_{r1} 关断时, 脉冲变压器 T 励磁电流反向流过 T_r 的发一基极, (DZ 限幅) 达到快速关断。图(b)通过光电元件隔离。与图(a)相比, 有推挽作用, 性能大有改进。

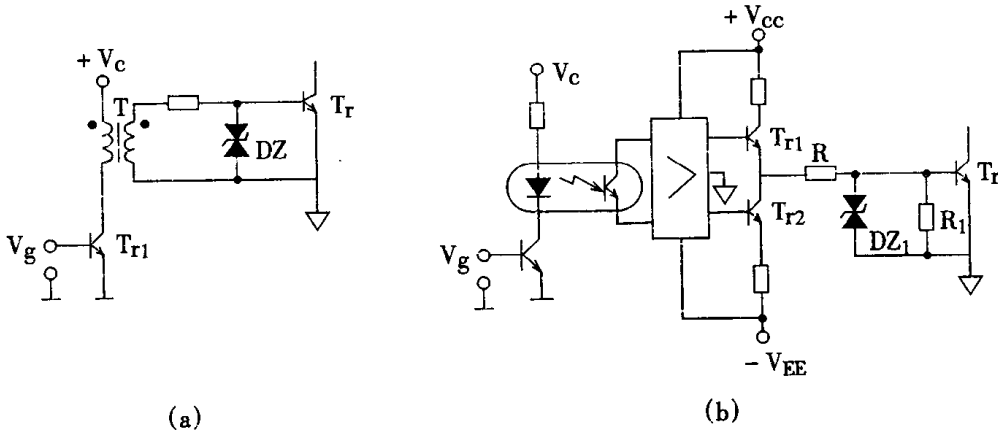


图 4-4 隔离式基极驱动电路

图 4-5 示出了浮动开关晶体管基极驱动电路及其波形, 其工作过程如下: 当变压器 T 副边出现正的脉冲电压 V_g 时, 正向基极驱动电流 I_{b1} 流过 T_{r1} 的基极, 使晶体管导通。电阻 R_1 将电流 I_{b1} 限制在额定值。

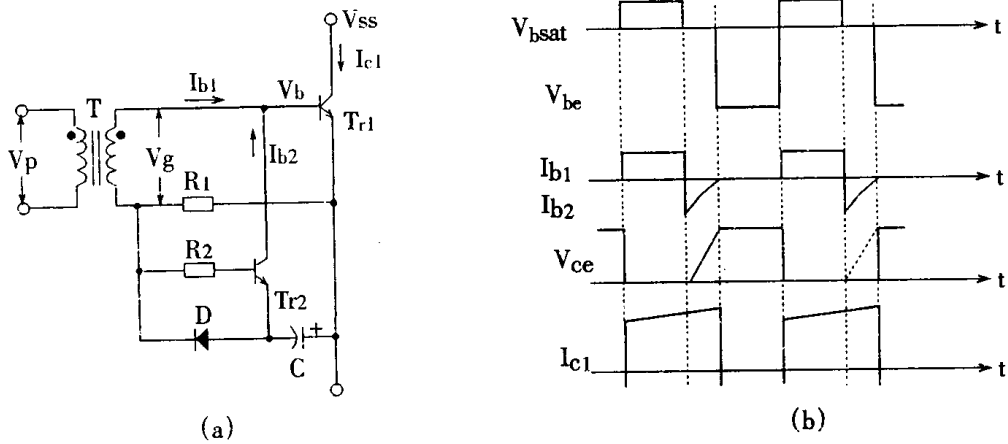


图 4-5 隔离式并带电容 C 的基极驱动电路及波形

这个正的驱动脉冲同时经过 D 也迅速地给电容 C 充电, 电容两端的充电电压为:

$$V_C = V_g - V_{be} - V_D \quad (1.4.2)$$

式中 V_g ——为变压器副边电压;
 V_{be} —— T_{r1} 的基极 - 射极饱和电压;

V_D ——二极管 D 的正向偏压。

若假定： $V_{be} = V_D = 0.8$ 伏，则式(1.4.2)就变为：

$$V_C = V_g - 1.6 \quad (1.4.3)$$

当副边电压 V_g 为零伏时，则充满电的电容器 C 使 T_r 的基极经电阻 R_1 、 R_2 承受正向偏压，并使 T_r 导通，因而把 T_{r1} 的基极接到负极性，从而提供了较大的反向基极电流 I_{b2} ，如图 4-5 (b)。该电流的大小，由电容和电路阻抗以及晶体管 T_{r1} 、 T_r 的特性来决定。

另一个常用基极驱动电路，见图 4-6。该电路使用了较少数量的元件来提供关断电流 I_{b2} 。电路的工作过程如下：当晶体管 T_{r1} 导通时，变压器的原边接电压 V_P ，同时在变压器中储存能量，变压器副边产生了正极性的二次脉冲电压 V_{P2} ，使主功率管 T_r 导通。

电阻 R_1 限制基极电流，经它流过足够的 I_{b1} ，使 T_r 导通，但不会过于饱和。电阻 R_2 连接开关的基极-射极，通常它具有较小的阻值，大约在 $(50 \sim 100)\Omega$ 之间。

当晶体管 T_{r1} 关断时，储存在变压器中的能量就通过第三个绕组 N_3 和二极管 D_1 回送到电源 V_P 端。同时 N_2 绕组产生了所需要的驱动电流 I_{b2} 。当设计基极驱动变压器时，原边、副边的匝数比，不要超过晶体管 T_r 所给定的 $\pm V_{be\max}$ 值。通常，原边与第三绕组 N_3 匝数是一样的。

这个电路可以进一步简化，如图 4-7 所示。它既保持上面提到的优点，又简明了许多。其工作原理是：如果正脉冲 V_P 加在原边绕组时，副边感应的脉冲 V_{g1} 使 T_{r1} 导通。 V_{g1} 同时使电容 C 有图示的电压方向，C 的电路被 D_1 、 D_2 、 D_3 正向压降(3 伏之内)所钳位(也可用稳压管 Z_1 代替)。当原边电压 V_P 到零伏时，副边亦为零伏，C 的储电产生关断 T_{r1} 的反向基极电流，这样就减少了晶体管的存储时间。

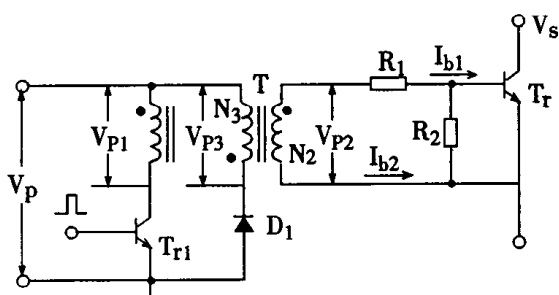


图 4-6 变压器储存的能量通过第三绕组产生反向基极电流的线路

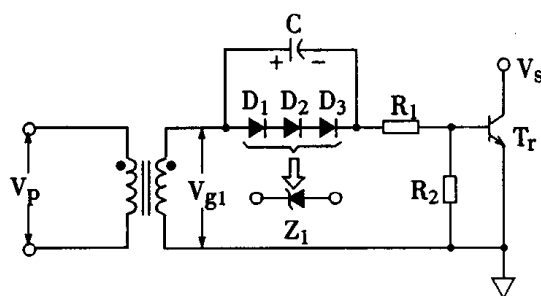


图 4-7 简单隔离变压器产生导通脉冲，用 C 的放电产生关断的负脉冲

二、比例基极驱动电路

1. 工作原理

上面介绍的基极驱动电路给晶体管提供了一个较合理的驱动电流。但这些电路仍有个缺点，即当集电极工作电流减小时，晶体管存储时间不能显著地有效地减小，这是因为晶体管的

放大系数 β 是变化的。

使用比例的基极驱动电路,可以控制 I_b 值,使晶体管在所有集电极电流下保持准饱和状态。因此,这一驱动方法使小集电极电流工作时,使基极电流成正比例减小,这样,比固定的基极驱动电流法(轻载时管子进入过饱和状态)要缩短些存储时间。图 4-8 示出了一个实际比例的基极驱动电路,其工作原理如下:

当晶体管 T_{r1} 导通时,驱动变压器 T_1 逐渐向负值磁通饱和方向变化,由于同名端关系, T_r 在关断状态。 T_{r1} 导通后, N_1 流过的电流为电阻 R_2 所限制,驱动变压器 T_1 保持饱和,铁芯存储能量, T_r 截止。当 T_{r1} 关断时,储在 N_1 的能量传到绕组 N_4 , T_r 有了基极电流 i_{b2} , T_r 导通。 N_2 绕组电流 i_c 主导磁化,磁通正值变化,有黑点端为正。

由于绕在 T_1 上的 N_2 、 N_4 是一个电流互感器,在晶体管 T_r 导通期间,它使基极电流 i_{b2} 比例于集电极电流 i_c ,磁芯在 $(i_c N_2 - i_{b2} N_4)$ 磁势的作用下正向磁化。由于 N_4/N_2 不变故 β 值不变。

$$\beta = \frac{N_4}{N_2} \quad (1.4.4)$$

当 i_{b1} 为正 T_{r1} 再次导通时, i_{b2} 很快减少并反向,各绕组有黑点端为负,使 T_r 快速关断, i_c 降为 0。

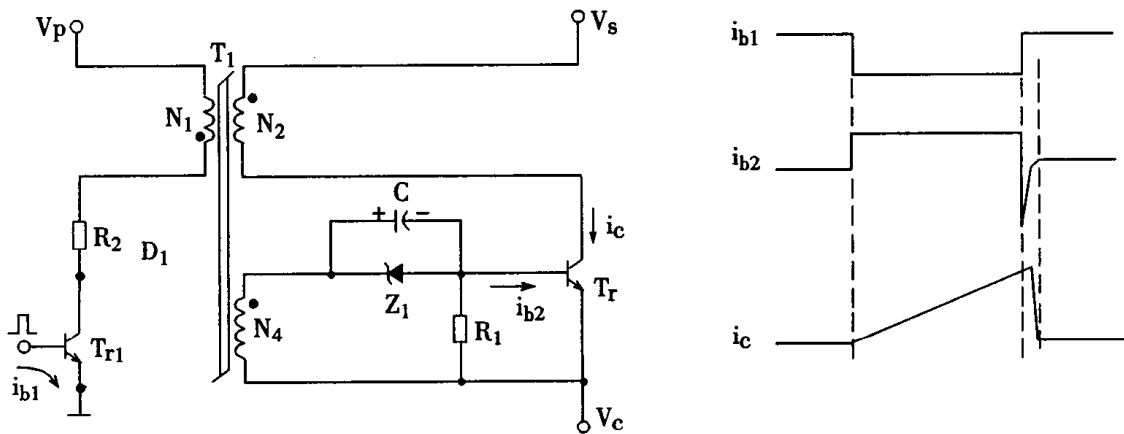


图 4-8 实际比例基极驱动电路原理图及波形图

由于驱动变压器工作时磁通从负值到正值变化:

$$\Delta\Phi = 2B_{PK}S \quad (1.4.5)$$

式中 S —磁芯面积(mm^2);

B_{PK} —气隙中最大工作磁感应峰值(T)。

又因电压、磁通、线圈一般关系式:

$$N(\Delta\Phi) = \frac{V}{2f} \times 10^8 \quad (1.4.5)$$

式(1.4.5)代入式(1.4.6)得变压器的绕组匝数值为:

$$N = \frac{V \times 10^8}{4fB_{pk}S} \quad (1.4.7)$$

一般取 $N_2 = 1$

$$N_1 = \frac{V_p \times 10^8}{4fB_{PK}S} \quad (1.4.8)$$

$$N_4 = \frac{V_{be} \times 10^8}{4fB_{PK}S} \quad (1.4.9)$$

式中 V_{be} ——晶体管 T_r 的基-发极电压(V);

f ——变换器工作的频率(kHz)。

N_4 的值确定了 T_r 工作时的 β 值。

三、高压双极型晶体管基极驱动电路

高压(例如 800 伏以上)管子集电极区间高阻率材料相对较厚一些,在基-发极区间是低阻材料。这样的阻抗配置,在关断瞬间基-发极区间出现反偏压是可能的。这个反偏压有效地断开基-发二极管,引起晶体管作用停止,集电极电流转而涌向基区。也就是,集-基区间的特性如一反偏二极管。它显示慢恢复的特性,且恢复电荷很大。这时很容易发生二次击穿。

1. 怎样的基极驱动电流波形为好

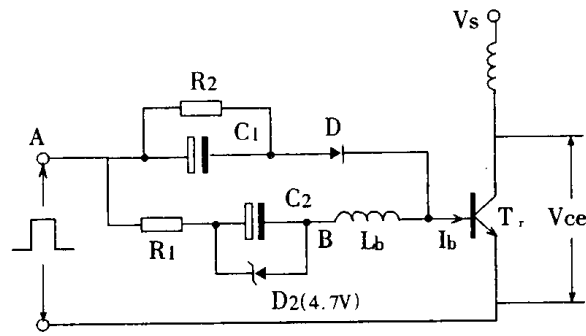
这是一直颇有争议的问题。在图 4-1 中实线与虚线所示是不同的。主要在于基极电流反向是陡峭好呢? 还是带一定斜率,缓反向好? 无论持哪种看法,都应把关断快速性和防止二次击穿发生作为检验标准。

当陡峭反向波形(I_b 虚线所示)时,载流子迅速地从基-发区撤移走了,基-发结面积上形成反偏,有效地切断了发射极,集电极面积(高阻率)相对较慢($1 \sim 2\mu S$),在变小区域里,涌进不变的集电极电流,这等于单位面积上电流密度增加,导致热点的生成及器件的损坏。结果,不仅关断作用相对比较慢,而且易二次击穿。

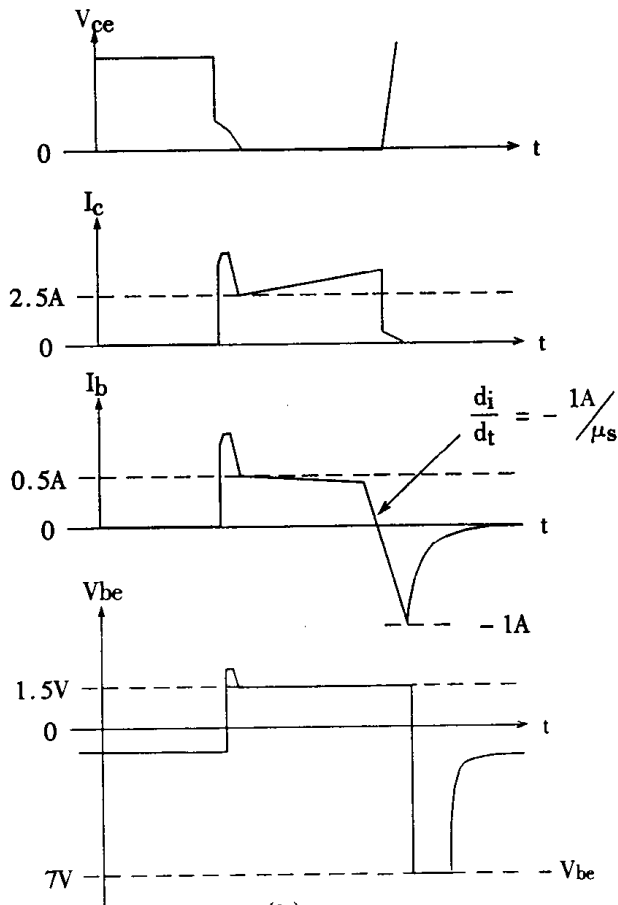
如果,关断时基极电流减少是缓慢的(I_b 实线所示),基-发二极管将不会反偏置,晶体管将在关断期继续维持导通。发射极将继续导通。载流子虽从芯片表面上移去,但整个芯片继续导通。这样,集电极电流关断反而快些,损耗也小,过热点也没有。当然,存储时间是比较长的。但为了防止二次击穿,这一牺牲是值得的。

顺便指出,低电压晶体管是另一回事了。因为,这些晶体管常有高浓度掺杂的集电极区间,电阻很小。在关断时,加一个陡峭的基极反向电流波,未必在集电极区出现高阻区。因此,陡峭沿可快速关断集-发极电流,减少存储时间和提高工作频率。

2. 一个简单的有 $-1A/\mu S$ 的基极电流变化率的电路



(a)



(b)

图 4-9 基极驱动电路及其波形

电路如图 4-9 所示,工作原理如下:

A 点加上方波,电流流经 C_1 、D 流过 $b-e$ 结,使 T_r 立即导通。随着 C_1 充电, R_2 两端电压上升;而且,经 R_1 ,电感 L_b 对 C_2 充电, C_2 电压逐渐升高, L_b 上的电流线性增加。当 C_2 充电电压升至 D_2 齐纳击穿电压时, D_2 导通, T_r 基极电流由电阻 R_1 限定(因 $R_2 \gg R_1$)。

当方波为低电平时, D 阻断, C_1 经 R_2 放电。在 L_b 上正向电流先衰减,在反激作用下,基极仍对发射极有正偏压、 T_r 仍保持导通,当 L_b 上电流衰减到零后, C_2 电容对发一基放电,形成反

向基极电流,反向斜率由 L_b 限定,由于此时是抽走多余载流子,基-发极仍有正偏压,有效地保持芯片上有较大的导面面积,防止二次击穿。此期间,集电极电流开始迅速减小。

基极电流反向后,强制晶体管 T_{r1} 进入到基-发极反向阻断。基-发二极管反向阻断应是非破坏性的,(在确定负脉冲幅值时,应加于保证)。在 L_b 上能量消耗完之后,b-e 结反偏压为零,此时集-发极阻断承受着高压。

这一基极电流波形较符合理想,但线路稍复杂。 L_b 和 D_2 都要根据管子特性选定。设计者精心设计驱动电路对开关电源主功率管防止二次击穿是很有意义的。

第三节 功率场效应管

尽管场效应管(FET)较早用在许多电子线路中,但用在开关电源是不久前的事。在VMOSFET工艺出现之后,才能制造出输出功率足够大的场效应管。一类VVMOSFET充分使用硅片面积,实现垂直传导电流,得到大的电流容量;设置 N^- 高阻漂移区,提高了耐压;控制沟通工艺,沟道电阻值减小使开关速度提高,功率场效应管在电源中才有了一席之地。另一类VDMOSFET采用垂直导电的双扩散MOS结构。它的栅极下的MOSFET部分的电压不随漏源间电压增加,所以漏源电压可以提高;采用新的结构把成千上万个单元并联起来,得到大的电流容量;采用高集成化,减少电容,提高了开关速度,这类工艺如HEXFET、 π -MOS、SIP-MOS等等。

以上两类MOS在结构上,源极金属板均将 N^+ 区和P区连接在一起。因此,源极与漏极间寄生了一个二极管。亦称它为体内二极管。如图4-10所示,体内二极管是与MOS管寄生的,无论对静态与动态特性均不可避免有影响,因此要给予注意。



图4-10 MOSFET符号,N型管和P型管

图4-10中,源极跨在两个半导体区上,N型管箭头向左,表示载流子电子从源极出发;P型管箭头向右表示载流子空穴从源极出发。无论哪一型管子都是利用多数载流子导电(双极型晶体管是包含少数载流子导电的),不存在少子导电和多余载流子复合表现出来的存储时间,因此,动作快,频率高,不存在二次击穿。在有限管子直接并联时,由于具有正温度系数,可以自动均衡电流(双极型晶体管则是具有负温度系数、所以并联要采取均流措施),不会产生过热点。这些都是MOSFET管的优点。

一、功率场效应管的主要参数

1. 漏源击穿电压 BV_{DS}

由于 VMOS 器件的源区和沟道体区一般是源极电极金属板短路的,所以漏源电压就是漏区和沟道体区 PN 结上的反偏电压。这个电压决定了器件的最高工作电压。在 VMOS 结构中, BV_{DS} 主要由漏极 PN 结的雪崩击穿能力、栅极对沟道体区和漏区反向偏置耗尽层电场分布的器件各部分界面的电场分布决定的。

BV_{DS} 随温度而变化,在一定范围内大约结温每升高 10°C , BV_{DS} 值增加 1%。所以结温的上升,耐压值是上升(双极型晶体管则相反)。这是这种管子的优点之一。

2. 最大漏极电流 $I_{D\max}$

在输出特性饱和区(曲线平坦部分)中,漏极电流达到饱和值。饱和电流由栅氧化层电容 C、电子表面有效迁移率、有效散射极限速度、阈值电压和沟道宽度等决定。由于工艺原因,前面几项参数变化不大,故 $I_{D\max}$ 主要决定于沟道宽度。提高 $I_{D\max}$, 主要靠增加单位管芯面积的沟道宽度。

通常是在 $V_{GS} = 10\text{V}$, V_{DS} 为适当值下进行测定的。

3. 阈值电压 $V_{GS(th)}$ (又称开启电压)

当外加控制栅极电压 V_{GS} 超过 $V_{GS(th)}$ 时,漏区和源区的表面反型层形成了连接的沟道。应用中,常将漏极短接条件下 I_D 等于 1 毫安时的栅极电压定义为阈值电压。

一般说,短沟道场效应器件的漏结和源结空间电荷区对阈值电压的影响是不容忽视的。即随着漏源电压增加,空间电荷区伸展,有效沟道长度缩短,阈值电压会降低,这就是所谓短沟道效应对阈值电压的影响。因为工艺过程可影响 $V_{GS(th)}$, 故 $V_{GS(th)}$ 是可以通过改动工艺而调整的。当环境噪音较低时,可以选用阈值电压较低的管子,以降低所需的输入驱动信号电压。当环境噪音较高时,可以选用阈值电压较高的管子,以提高抗干扰能力。阈值电压一般在 1.5 ~ 5V 之间。

结温对阈值电压有影响,大约结温每升高 45°C , 阈值电压下降 10%, 温度系数约为 $-6.7\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ 。

4. 导通电阻 $R_{DS(ON)}$ (简称为 R_{ON})

导通电阻 R_{ON} 是一个非常重要的参数,它相当于双极型功率器件的饱和电阻。决定 R_{ON} 的主要因素有两个:沟道电阻 r_c 和漂移区电阻 r_d 。减少沟道电阻 r_c 的主要途径是提高单位管芯面积的沟道宽长比 (W/L), 改变结构的几何尺寸和几何结构,就可以改变漂移区电阻 r_d 。

在开关电源中, R_{ON} 决定了输出电压和自身的损耗。一般导通电阻 R_{ON} 小,耐压 BV_{DS} 高的管子较好。 R_{ON} 与温度变化近乎有线性关系。 BV_{DS} 值高, R_{ON} 受温度影响就大。 R_{ON} 愈小的器件,制作的开关电源效率愈高。但 BV_{DS} 高的管子, R_{ON} 也大,所以限制了功率场效应管在高反压开关电源中的应用。另外, I_D 增加, R_{ON} 也略有增加;栅压升高, R_{ON} 有所降低。一般功率场效应管的特性均如此。所给出的 R_{ON} 值均是指特定的测试条件下的值。

5. 跨导(互导) (g_m)

跨导 (g_m) 指的是漏极输出电流的变化量与栅—源间电压(输入电压) V_{GS} 变化量之比:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \quad (1.4.10)$$

它反映 $I_D - V_{GS}$ 特性曲线的倾斜程度,是栅-源电压对漏极电流控制能力大小的量度。一般规定某一定值漏极电流作为测量跨导的条件。单位为西门子(S)。

这是一个比较重要的参数。为了获得高跨导器件,可在良好工艺环境下,通过提高单位管芯面积的沟道宽长比(W/L),保证电子的有效表面迁移率和有效散射极限速度而得到。

由于 $I_D - V_{GS}$ 特性曲线(参见下面转移特性)是非线性的,其增量的比值与 V_{GS} 关系也是非线性的。如图 4-11 所示。由曲线可知:

g_m 在阈值电压 $V_{GS(th)}$ 附近急剧上升,一旦开通后(即相应于 $I_D - V_{GS}$ 线性区) g_m 保持一个较大的数值不变($g_m = 3.5S$)。当 V_{GS} 升高到 $V_{GS} \geq 11V$ 后 g_m 迅速减小,相应于 I_D 饱和状态。

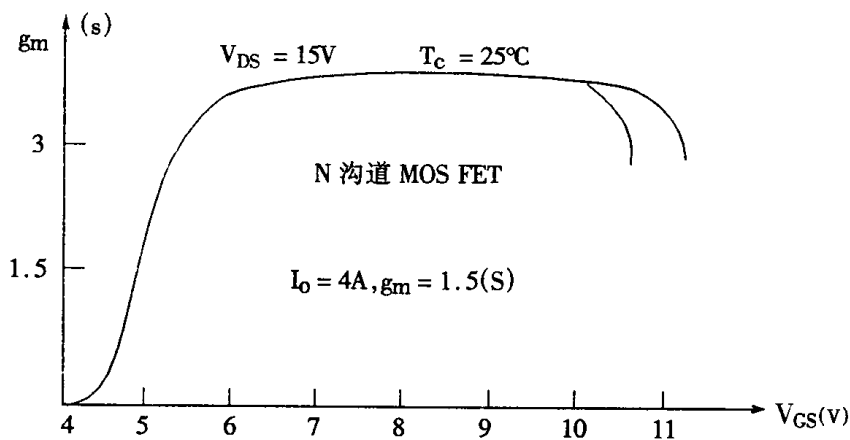


图 4-11 美国 MOTOROLA - MTP8N10 MOSFET 的 $g_m - V_{GS}$ 曲线

6. 最高工作频率 f_m

在漏源电压 V_{DS} 的作用下,电子从源区通过沟道到漏区是需要一定的时间的。当控制信号的周期与此时间相当时,电子就来不及跟随信号变化。这个信号的频率就是 VMOS 管的最高工作频率 f_m 。

为了提高最高工作频率,器件应该采用高迁移率、高散射极限速度的材料制造,以提高跨导 g_m 减少沟道长度 L ,以减少本征电容 C_{GO} 。此外,还应减少寄生电容 C_{GS} 和 C_{GD} 。由于 VMOS 结构在某些方面实现了上述要求,所以它的 f_m 较普通的 MOS 器件要高得多。

7. 导通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off}

场效应器件与双极型器件不同,它是依靠多数载流子传导电流的。一般来说,影响开关速度的主要因素是器件的输入电阻 R_{in} 、输入电容 C_{ISS} 、输出电阻 R_{out} 和输出电容 C_{out} 。提高器件的开关速度,缩短导通时间和关断时间的关键在于减少场效应器件的各种极间电容。由于采用 VMOS 结构可以大大减少这些电容,所以 VMOS 器件的开关速度比一般场效应器件和双极型功率器件要高得多。

t_{on} 定义为:从输入信号波形上升至幅值的 10% 到输出信号波形下降至幅值的 90% 所需的时间;而关断时间 t_{off} 定义为:从输入信号波形下降至幅值的 90% 到输出信号波形上升至幅值的 10% 所需的时间。 t_{off} 中又分为存储时间 t_{stg} 和下降时间 t_f 。存储时间相应于栅极电容存储

电荷的消失时间,它与双极型晶体管基区过剩存储电荷的性质根本不同,因此手册上也常标为关断延迟时间 $t_d(\text{off})$,以示区别。

开关时间几乎与温度变化无关。但与栅极驱动电源以及漏极所接的负载性质、大小有关。一般 t_{on} 为几十纳秒, t_{off} 为几百至千纳秒。 t_{on} 随 I_D 增加而增加, t_{off} 却随 I_D 增加而减小。

8. 极间电容

功率场效应管的极间电容是影响它的开关频率的主要因素。三个极间电容如图 4-12 所示。

三个极间电容与输入电容 C_{iss} 、输出电容 C_{oss} 和反馈电容 C_{rss} 关系如下式所示:

$$C_{\text{iss}} = C_{\text{GS}} + C_{\text{GD}} \quad (1.4.11)$$

$$C_{\text{oss}} = C_{\text{DS}} + C_{\text{GD}} \quad (1.4.12)$$

$$C_{\text{rss}} = C_{\text{GD}} \quad (1.4.13)$$

二、功率场效应管的静态特性

1. 输出特性

以栅源电压 V_{GS} 为参变量,漏极电流 I_D 与漏-源电压 V_{DS} 的关系曲线称为输出特性。典型的特性曲线如图 4-13 所示。当漏源电压 V_{DS} 较小时, V_{DS} 增加, I_D 线性增加,这段区域 $\frac{V_{\text{DS}}}{I_D} = R$ 基本不变,可称为恒阻区,标示为 I 区。当 V_{GS} 较大时, V_{DS} 增加, I_D 缓慢增加,直至靠近漏区一端的沟道被夹断(相应于图 4-13 的弯曲部分)为止。特性有微小弯曲,离开恒阻区, V_{DS} 继续增加, I_D 保持不变,称为恒流区 II,相应于与横轴平行的直线。 V_{DS} 超过 BV_{DS} 时,曲线急剧上翘称为雪崩区 III,相应于非正常工作,应避免发生。

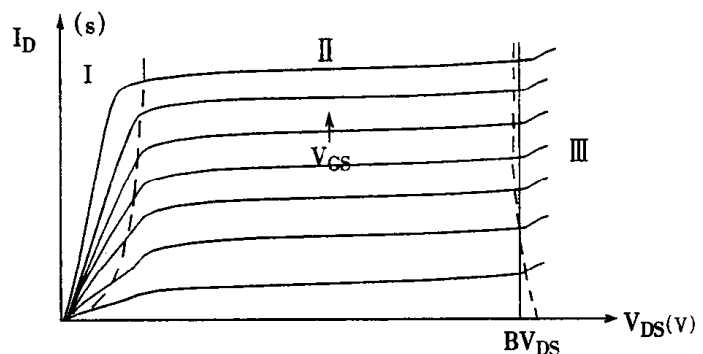
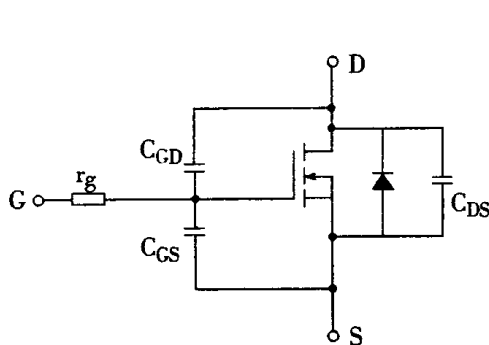


图 4-12 V MOSFET 的极间电容示意图

图 4-13 V MOSFET 输出特性曲线

2. 转移特性

栅源电压 V_{GS} 与漏极电流 I_D 的关系曲线称为转移特性,如图 4-14 所示。曲线的斜率 $\Delta I_D / \Delta V_{\text{GS}}$ 表示管子的放大能力,从管子的控制电压变化量 ΔV_{GS} 到输出电流变化量 ΔI_D 的

关系,称为跨导 g_m 。

3. 漏——源间的导通电阻($R_{DS(ON)}$)和开路电阻($R_{DS(OFF)}$)

使场效应管作开关工作时,漏源间的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 是一个重要参数。 $R_{DS(ON)}$ 指的是漏极与源极间导通时的电阻。如图 4-15 所示。

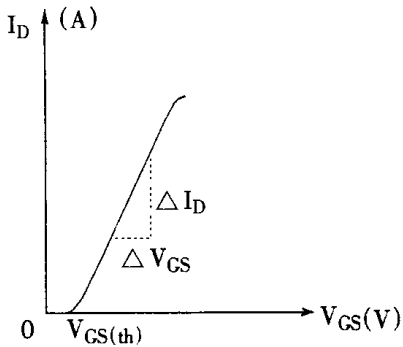


图 4-14 V MOSFET 转移特性

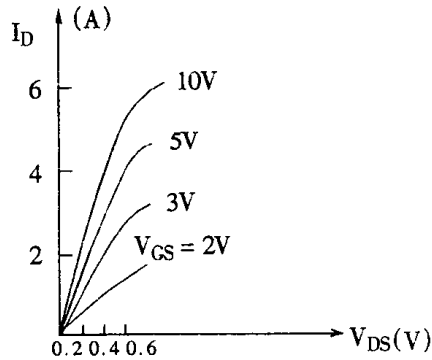


图 4-15 $I_D - V_{DS}$ (低值)特性

图中的 V_{DS} 是低值电压区。曲线组 V_{GS} 是参变量, V_{GS} 不同, 曲线斜率发生变化。其斜率的倒数 ($\Delta V_{DS} / \Delta I_D$) 就是漏源间的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 。导通电阻一般指 $V_{GS} = 0$ 时的 $R_{DS(ON)}$; 开路电阻 $R_{DS(OFF)}$ 实际指 V_{GS} 开路 I_D 为截止状态时的 R_{DS} 。

另外, 如果 V_{DS} 增大, 大到几伏或十多伏 (视管型不同而不同) 管子工作在恒流段, 作开关用的 MOSFET, 不能进入到这个区。换句话说, 作开关用时, 对应 V_{DS} 值小的部分使用开关场效应管。

最后指明: $V_{DS(ON)} = R_{DS(ON)} I_D$, 该值类似于双极型晶体管的饱和电压 V_{cesat} , 它随温度的升高而升高, 具有正温度系数。

目前的工艺状况 $R_{DS(ON)}$ 稍大, 约 1 欧姆左右。低 $R_{DS(ON)}$ 值的管子较昂贵。工艺上正在设法降低这值, 以适应提高开关电源效率的要求。低值 $R_{DG(ON)}$ 可至 0.01 欧姆以下。

三、MOSFET 的体内二极管

由于源极金属电极短路了 N^+ 区和 P 区, 因此源极与漏极形成了寄生的二极管。这就是与 MOSFET 管反并联的二极管, 称体内二极管。可提供开关电源感性线圈无功电流通路。所以, 当源极电位高于漏极时, 这个二极管导通。但在谐振式开关电源中不能使用, 需要 (详见下面) 另并超快速二极管 (见图 4-16)。它的正向压降 V_F 为 1 伏左右。

体内二极管在关断过程中与一般二极管一样存在反向恢复电流。此时, 二极管一方面承受着漏—源极间急剧上升的电压, 另一方面又有反向恢复电流流过, 并有可能注入寄生三极管的基极中。如图 4-17, 使基区具有更多的过剩载流子。变小的集电极导电区承受过大电流可能形成类似二次击穿的过热点。

所以在关断时, 漏—源极间加的电压变化率 $\frac{dV_{DS}}{dt}$, 在二极管上引起反向恢复电流变大的可能性必须充分注意到, 因为它使安全工作区缩小了。

为了限制二极管反向恢复 $\frac{dV_{DS}}{dt}$, 可采用串、并联缓冲电路的方式, 也可采用不用体内二极管的作法。为此加串上一个肖特基二极管, 再并联上一个超快速二极管, 如图 4-16 所示。增加上述肖特基管, 使体内二极管不会正向导通, 因此也就不存在反向恢复, 存储电荷抽走等问题。为了提供无功功率的通路, 只得外加超快速二极管了。这种应用在谐振式开关电源线路经常可见。

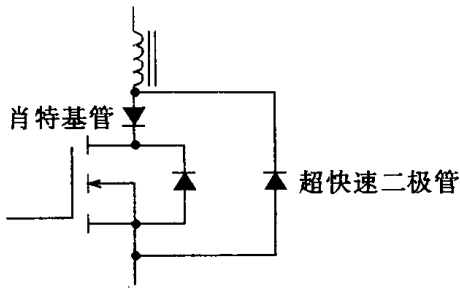


图 4-16 使体内二极管无效的线路图

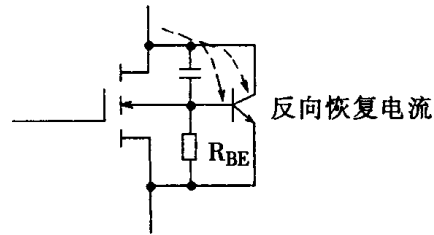


图 4-17 功率 MOSFET 寄生的二极管对动态影响图

第四节 功率场效应管的驱动问题

一、一般要求

综上所述, 使用 MOSFET 功率管比使用双极型晶体管可得到更多的好处。特别当器件用在高频时(一般在 100kHz 或更高), MOSFET 的突出优点更会显现出来。所以一般 MOSFET 工作频率都很高, 设计时必须采用一些预防措施, 把高频时出现的问题, 如寄生振荡等应于消除。

在图 4-18 示出带动一个电阻负载, 共源极方式的 MOSFET 典型电路。

MOSFET 管工作在高频时, 为了防止振荡, 有两点必须注意。第一, 尽可能减少 MOSFET 各端点的连接线长度, 特别是栅极引线。如果无法使引线缩短, 则可按图 4-18 所示, 靠近栅极处串联一个小电阻以便抑制寄生振荡。第二, 由于 MOSFET 的输入阻抗高, 驱动电源的阻抗必须比较低, 以避免正反馈所引起的振荡。特别是, MOSFET 的直流输入阻抗是非常高的, 但它的交流输入阻抗是随频率而改变的。因此, MOSFET 的驱动波形的上升和下降时间, 与驱动脉冲发生器的阻抗有关。上升和下降时间, 可按下式进行近似计算:

$$t_r' (\text{或 } t_f') = 2 \cdot 2R_g C_{iss} \quad (1.4.14)$$

式中 t_r' —— MOSFET 驱动波形上升时间(ns);
 t_f' —— MOSFET 驱动波形下降时间(ns);
 R_g —— 脉冲驱动回路的电阻(Ω);
 C_{iss} —— MOSFET 的输入电容(PF)。

上式是在 $Z_L \gg R_g$ 时是有效的。选择 R_g , 可以确定 t_r' (或 t_f')。

例题: 在图 4-18 中, 设 MOSFET 的 $C_{iss} = 500\text{PF}$, $R_g = 150\Omega$, $Z_L = 2000\Omega$, 求驱动波形的上升时间。

解:按式(1.4.14):

$$t_r' = 2 \cdot 2(150)(500 \times 10^{-12}) = 165\text{ns}。$$

由于对 FET 管控制实质是对输入电容 C_{iss} 的充、放电控制。所以驱动线路的负载为容性网络。由于电容上电荷的保持作用,驱动电路无需继续提供电流。为了快速开通,提供充足的充电电流是必要的,为此 V_G 电源内阻要尽量小。电阻 R_2 是为关断时提供放电回路的。按 $R_2 \gg R_g$ 选值。

另一个重要的事情是:MOSFET 的栅-源极间的硅氧化层的耐压是有限的,如果实际的电压数值超过元件的额定值,则就会被击穿,产生永久性的损坏。实际的栅-源电压最大值在 20~30V 之间。值得指出,即使实际电压为 20,仍然要细致分析一下是否会出现由于寄生电感引起的电压快速上升的尖峰,引起击穿 MOSFET 的硅氧化层问题。

二、MOSFET 的驱动电路

1. 直接驱动式

(1) 用 TTL 驱动 MOSFET

可以按图 4-19 所示,用 TTL 驱动 MOSFET。但如果 TTL 中的一些晶体管,工作经线性区间,达到饱和有一段较长时间,使 MOSFET 的性能不可能达到最佳状态的时候,可如图 4-19 所示,在 TTL 器件与 MOSFET 之间加上 T_{r1} 、 T_{r2} ,可减少开关的上升和下降时间。这些晶体管要有较大的增益和较宽的频带。

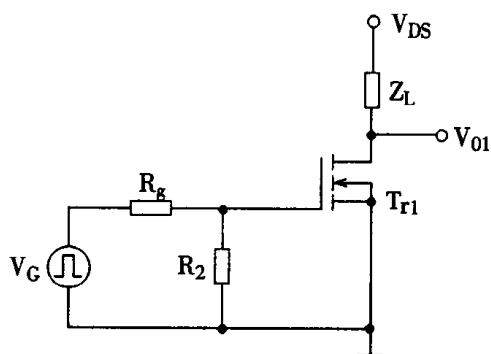


图 4-18 MOSFET 作为开关工作在共源极的结构图

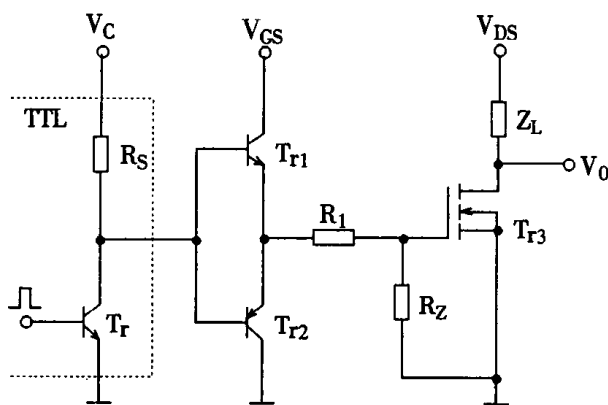


图 4-19 用 TTL 器件驱动 MOSFET

这个电路可以很好地对栅极电容充电。例如,在 TTL 与 MOSFET 之间 T_{r1} 产生足够的开通和关断米勒效应所要求的电流。

下面的公式可以用来计算晶体管 T_{r1} 导通时的电流(充电电流) I_c 为:

$$I_c = \frac{C_{GS} V_{GS}}{t_r} \quad (1.4.15)$$

$$C_{GS} = C_{iss} - C_{rss} \quad (1.4.16)$$

式中 C_{GS} ——栅极到源极的电容(PF);
 C_{iss} ——输入电容(PF);
 C_{rss} ——反馈电容(PF);
 V_{GS} ——栅极到源极电压(V);
 t_r' ——输入脉冲上升时间(nS)。

假设栅极到漏极电容有相同放电时间,即 $t_r' = t_f'$,则放电电流 I_{dis} 由下式决定:

$$I_{dis} = \frac{C_{rss} V_{DS}}{t_r'} \quad (1.4.17)$$

式中 V_{DS} ——漏极到源极的电压(V)。

为了计算在每一个缓冲电路晶体管所耗散的功率 P ,可用下式:

$$P = V_{ce} I_C t_r' f \quad (1.4.18)$$

式中 V_{ce} ——缓冲器晶体管的饱和管压降(V);
 I_C ——缓冲器晶体管的集电极电流(A);
 f ——缓冲器晶体管的开关频率(kHz)。

另一种驱动 MOSFET 的方法是使用专用的集成化缓冲器。图 4-20 所示的 DS0026,便是其中一例。

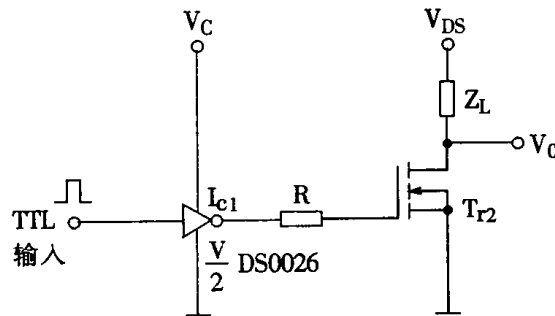


图 4-20 大电流集成缓冲器 DS0026 作为 TTL 与 MOSFET 的接口以改善 T_2 的开关时间

(2)用 CMOS 电路驱动 MOSFET

由于 MOSFET 有很高的输入阻抗,所以可考虑用 CMOS 电路直接驱动其栅极,如图 4-21 所示。这个结构可以提供上升和下降时间为 $60\mu\text{s}$ 的控制。为了得到更快的开关速度,可以加入射极跟随器或者用几个 CMOS 单元并联起来使用。

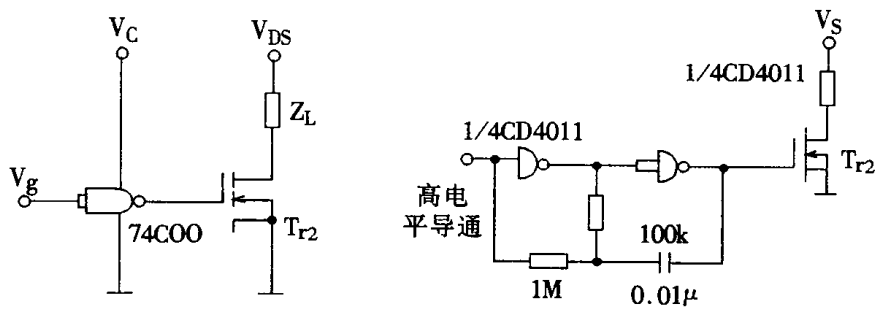


图 4-21 用 CMOS 驱动 MOSFET 电路

(3) 用线性互补电路驱动 MOSFET

可以设想用线性运算放大器来直接驱动 MOSFET。受限制的因素是运算放大器回扫时间较长,因此,这种形式的工作频率限于 25kHz 以下。

为了改善频带宽度和回扫速度稍慢的问题,可插入一个射极跟随器,如图 4-22 所示。

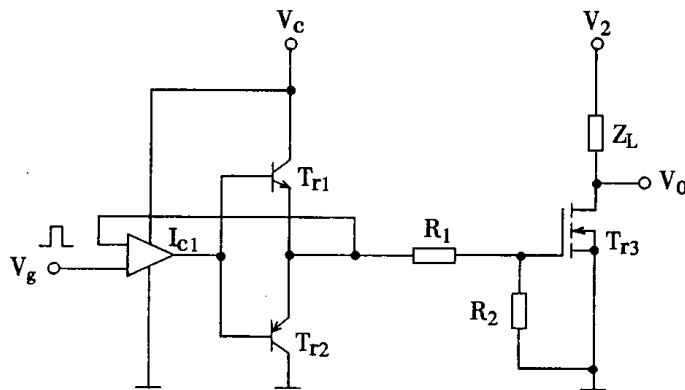


图 4-22 用运算放大器加射极跟随驱动 MOSFET 的电路

2. 耦合驱动式和混合式

驱动共漏极 MOSFET 的另一类电路是利用变压器耦合,如图 4-23 所示。它常用在驱动桥式电路。驱动脉冲要考虑相位关系,晶体管对 T_{11} 、 T_{12} 和 T_{15} 、 T_{16} 组成了发射极跟随器。上面的 MOSFET T_{13} 是由变压器来驱动的;而下面的 MOSFET T_{14} 是直接驱动的。由于 T_1 绕组同名端的极性关系,当 T_{14} 关断时, T_{13} 导通,或者相反。电阻 R_1 及 R_3 是用来抑制寄生振荡;而 R_2 与 R_4 电阻是用来帮助 MOSFET 关断的。变压器 T_1 可改善 T_{13} 的导通与关断特性。在安装时,为抑制寄生参数所引起的振荡, R_1 与 R_3 应尽量安装在栅极旁边。

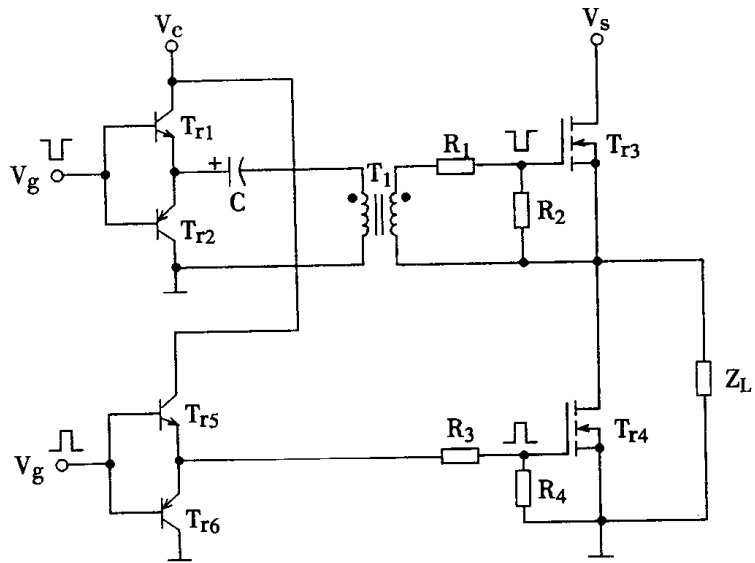


图 4-23 有变压器耦合的混合式其漏极 MOSFET 驱动线路图

下面再介绍可工作在 250kHz 以上的栅控驱动方法,如图 4-24 所示。

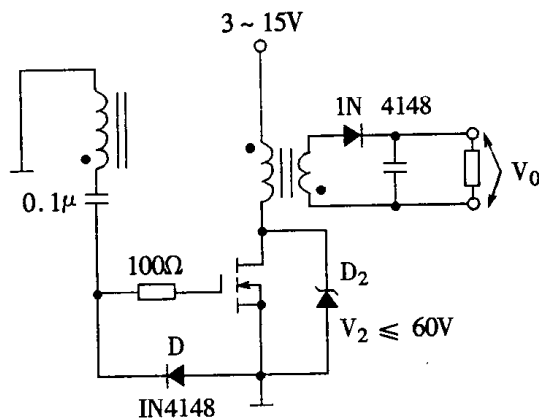


图 4-24 自激工作反激式变换器(工作频率 250kHz 以上)

这是个自激工作反激式逆变器,工作频率由铁芯的特性决定,一般使用高频磁芯,二极管 D 防止 VMOS 功率晶体管的栅极出现负尖峰电压;栅极串 100Ω 电阻防止发生寄生振荡;稳压管 D₂ 可以使漏极电压抑制在 VMOS 功率晶体管额定击穿电压以下,以防 VMOS 被电压击穿。

第五节 IGBT 管

MOSFET 管具有开关速度快,电压控制的优点,缺点是导通电压降稍大,电流、电压容量不大;双极型晶体管,却与它的优点、缺点互易,因而就产生了使它们复合的思想;控制时有 MOSFET 管的特点,导通时具有双极型晶体管特点,这就产生 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 管研制的动机,该管称为绝缘栅双极晶体管。

一、IGBT 结构与工作原理

IGBT 结构上与 MOSFET 十分类似,只是多了一个 P⁺层,引出作为发射极,栅极、集电极与 MOSFET 完全相似。按其缓冲区不同分对称型和非对称型。对称型具有正、反向特性对称,都有阻断能力;非对称型,正向有阻断能力,反向阻断能力低,但它的正向导通压降小,关断得快,电流拖尾小,均属优点,而对称型却没有这些优点。

简化等效电路及常用符号示于图 4-25 中,集电极、发射极,分别用 C、E 表示。

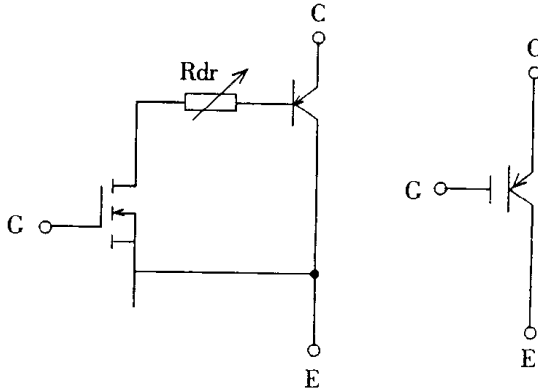


图 4-25 IGBT 等效电路及符号

IGBT 的工作原理:IGBT 由栅极电压正、负来控制。当加上正栅极电压时,绝缘栅下形成沟道,MOSFET 导通,相当于 R_{dr} 接到 E,为 PNP 晶体管提供了流动的基极电流,从而使 PNP 管(即整个 IGBT)导通。当加上负栅极电压时,IGBT 工作过程相反,形成关断。

二、IGBT 的静态工作特性

静态工作特性有图 4-26 所示伏安特性,转移特性和开关特性,如图 4-27 和图 4-28 所示。

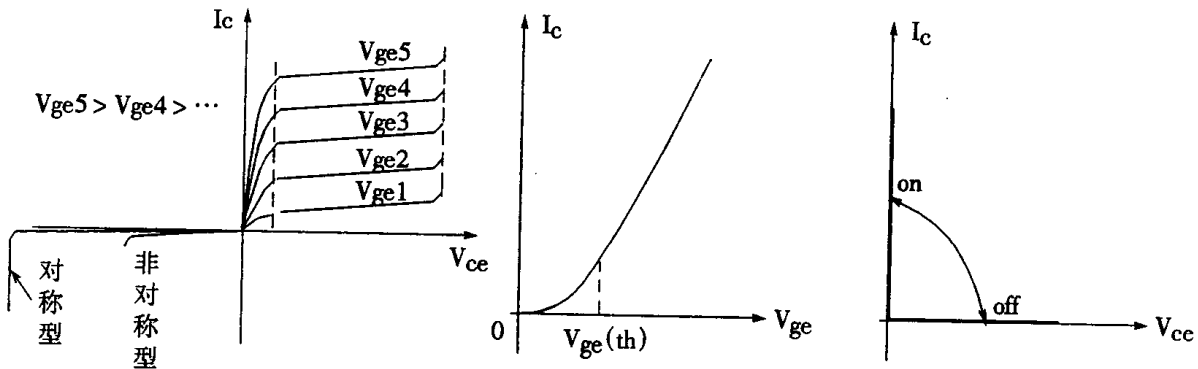


图 4-26 IGBT 的伏安特性

图 4-27 IGBT 的转移特性

图 4-28 IGBT 的开关特性

伏安特性与双极型功率晶体管相似。随着控制电压 V_{ge} 的增加,特性曲线上移。每一条特性曲线分饱和区、放大区和击穿区。 $V_{ge} = 0$ 时, I_C 值很小,为截止状态。开关电源中的 IGBT, 通过 V_{ge} 电平的变化,使其在饱和与截止两种状态交替工作。

转移特性是 $(I_C \sim V_{ge})$ 关系的描述。 I_C 与 V_{ge} 大部分是线性的,只在 V_{ge} 很小时,才是非线性。有一个开启电压 $V_{ge(th)}$, $V_{ge} < V_{ge(th)}$ 时, $I_C = 0$ 为关断状态。使用中 $V_{ge} \leq 15V$ 为好。

开关特性是 $(I_C \sim V_{ce})$ 曲线。可以看成开通时基本与纵轴重合,关断时与横轴重合。体现开通时压降小(1000V 的管子只有 2~3V,相对 MOSFET 来说较小)关断时漏电流很小,与场效应管相当。

三、IGBT 的动态特性

动态特性主要指开通、关断二个过程有关的特性,如电流、电压与时间的关系。一般用典型值或曲线来表示。

图 4-29 表示开通动态特性,开通过程包括 $t_{d(on)}$ (开通延迟时间)、 t_{ri} (电流上升时间)、 t_{rv1} (MOSFET 单独工作时的电压下降时间)、 t_{rv2} (MOSFET 与 PNP 两器件同时工作时的电压下降时间)四个时间之和。由图可知各时间定义范围。当 $t_{d(on)} + t_{ri}$ 后集电极电流已达 I_C ,此后 V_{ce} 才开始下降,下降分二个阶段,完后 V_{ge} 再指数上升至外加 V_{ge} 值。二个阶段中 t_{rv2} 由 MOSFET 的栅-漏电容以及晶体管的从放大到饱和状态两个因素影响。

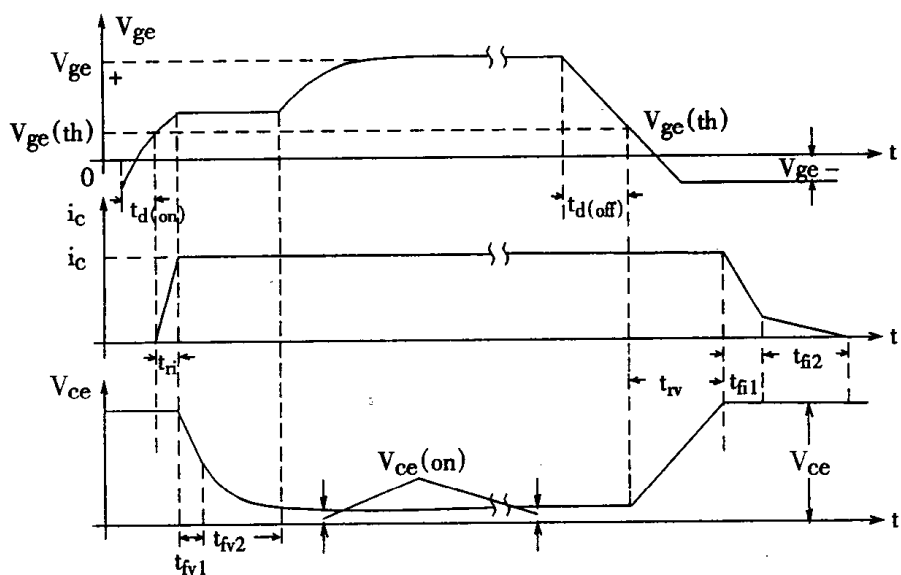


图 4-29 IGBT 开通、关断的动态特性示意图

关断时间也包括 $t_{d(off)}$ (关断延迟)、 t_{rv} (电压上升)、 t_{fi1} (MOSFET 电流下降) 和 t_{fv2} (PNP 管电流下降) 四个时间和。 t_{fv2} 包括了晶体管存储电荷恢复后期时间,一般较长一些,因此,对应损耗也大。常希望变小些,以减小功耗,提高开关频率。这时,往往又引起通态压降增加的问题。

上述八个时间实际应用中常只给出四个时间: t_{on} 、 t_r 、 t_{off} 和 t_f 。图 4-30 给出一个 25A,

1000V 的典型曲线。图中 $t_{on} = t_{d(on)} + t_{ri}$ 、 $t_r = t_{fv1} + t_{fv2}$ 、 $t_{off} = t_{d(off)} + t_{rv}$ 、 $t_f = t_{fi1} + t_{fi2}$ 。

这些参数还与工作集电极电流、栅极电阻、及结的温度有关。应用时可参考器件的特性曲线。四个参数中 t_{off} 最大,原因是存储电荷恢复时间引起的。

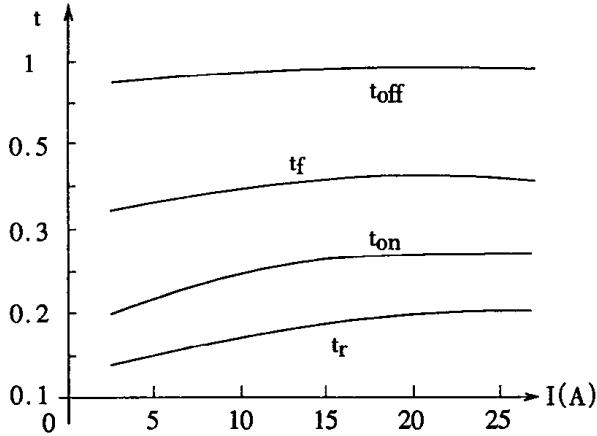


图 4-30 IGBT 动态时间参数典型值

四、IGBT 的栅极驱动及其方法

IGBT 的栅极驱动需特别关注。它的正偏栅压、负偏栅压 ($\pm V_{ge}$) 及栅极串联电阻 R_g 对开通、关断时间、损耗、承受短路电流能力及 dV/dt 都有密切的关系。在合理范围内变化 V_{ge} 和 R_g 时其关系走向如表 1.4.1 所示。

表 1.4.1 IGBT 栅极参数与性能关系表

	V_{ces}	t_{on}	t_{off}	承受短路电流能力	$\frac{dV_{ce}}{dt}$
$+V_{ge} \uparrow$	\downarrow	\downarrow	略 \uparrow	\downarrow	\uparrow
$-V_{ge} \uparrow$	-	-	略 \downarrow	-	\downarrow
$R_g \uparrow$	-	\uparrow	\uparrow	-	\downarrow

在掌握 IGBT 的特性曲线和参数后可以设计栅极的驱动电路。原则上,因它的输入特性是 MOSFET 管的特性。因此,用于 MOSFET 管的驱动电路均可应用。例如有如下几种方法:

1. 直接驱动法

前面介绍驱动 MOSFET 管的图 4-22 ~ 4-26 均有参考价值。如果要 $\pm V_{ge}$ 偏压,则可参照

图 4-31。

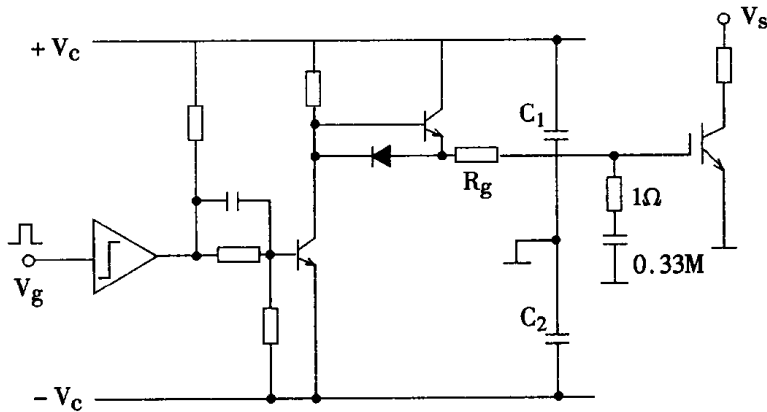


图 4-31 有正·负偏压的栅控 IGBT 线路

2. 隔离驱动法

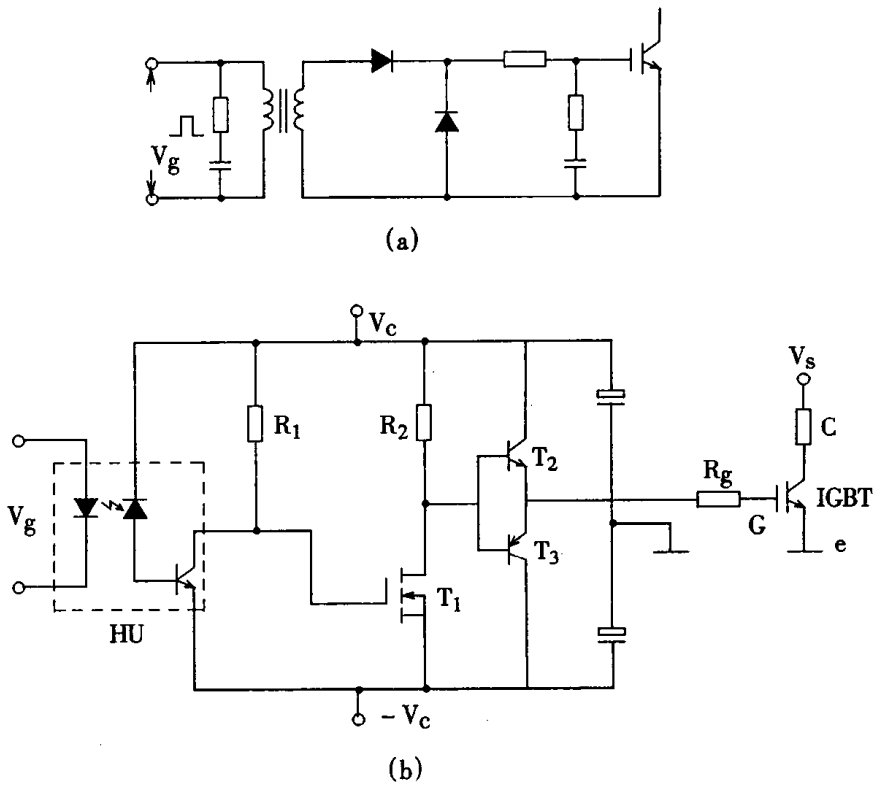


图 4-32 隔离驱动 IGBT 的电路

图 4-32(a)示出变压器隔离驱动电路,图(b)示出光电耦合隔离驱动电路。图(b)是双电源供电的驱动电路。当 V_g 使发光二极管有电流流过时,光电耦合器 HU 的三极管导通, R_1 上

有电流流过,场效应管 T_1 关断,在 V_c 作用下,经电阻 R_2 , T_2 管的基-发射极有了偏流, T_2 迅速导通,经 R_g 栅极电阻, IGBT 得到正偏压而导通。当 V_g 没有脉冲电压时,发光二极管不发光时,作用过程相反, T_1 导通使 T_3 导通, $-V_c$ 经栅极电阻 R_g 加在 IGBT 的栅-发射极之间,使 IGBT 迅速关断。

3. 集成模块驱动电路

目前较多使用 EXB 系列集成模块驱动 IGBT。它比分立元件的驱动电路有体积小,效率高,可靠性高的优点。它是十六脚型封装块,各脚的功能如表 1.4.2 示。

内部结构简图如图 4-33(a)所示。图 4-33(b)为其典型应用电路。

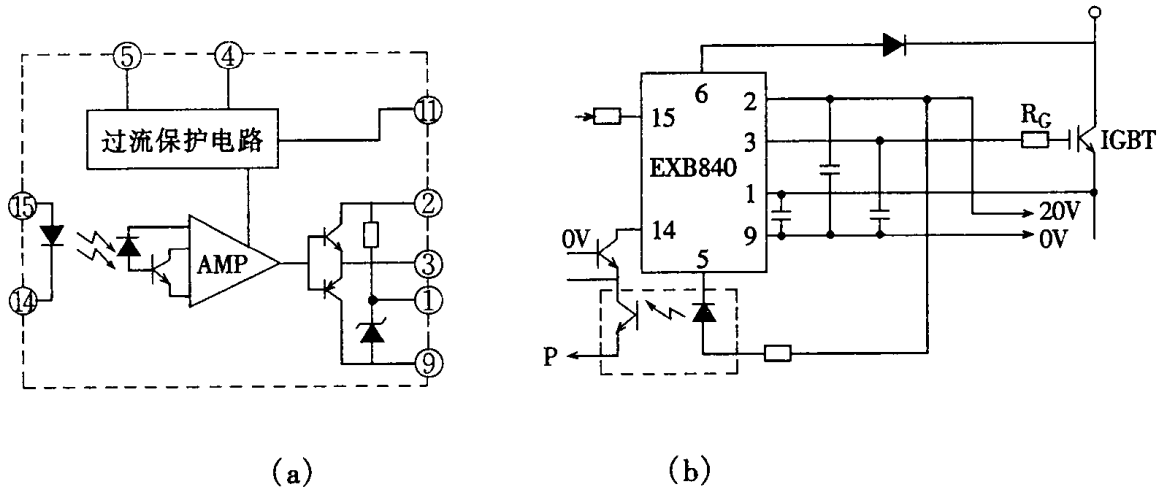


图 4-33 (a)EXB840 驱动器内部结构图和(b)EXB840 典型应用图

表 1.4.2 EXB 系列各脚功能表

脚号	功能说明
1	$\pm V_c$ 的地;与 IGBT 的发射极相接
2	电源端,一般值为 20 伏
3	驱动输出,经栅极电阻 R_g 与 IGBT 相连
4	外接电容器,防止过电流保护环节误动作
5	内设的过电流保护电路输出端
6	经快速二极管连到 IGBT 集电极。监视集电极电平,作为过流信号之一。
7,8	可不接
9	电源地端
10,11	可不接
12,13	
14	驱动信号输入(-)
15	驱动信号输入(+)
16	

EXB840 能驱动 75A, 1200V 的 IGBT 管。加直流 20V 作为集成块工作电源。开关频率在 40 千赫以下, 整个驱动电路动作快, 信号延时不超过 1.5 微秒。内部利用稳压二极管产生 -5V 的电压, 除供内部应用外, 也为外用提供负偏压。集成块采用高速光耦输入隔离, 并有过流检测及过载慢速关栅等控制功能。

图 4-34 为有过流检测输入和过流保护输出的一种典型应用。当 IGBT 出现过流时, 脚 5 出现低电平, 光耦 SOI 有输出, 对 PWM 信号提供一个封锁信号, 该信号使 PWM 驱动脉冲输出转化成一系列窄脉冲, 对 EXB840 实行软关断。

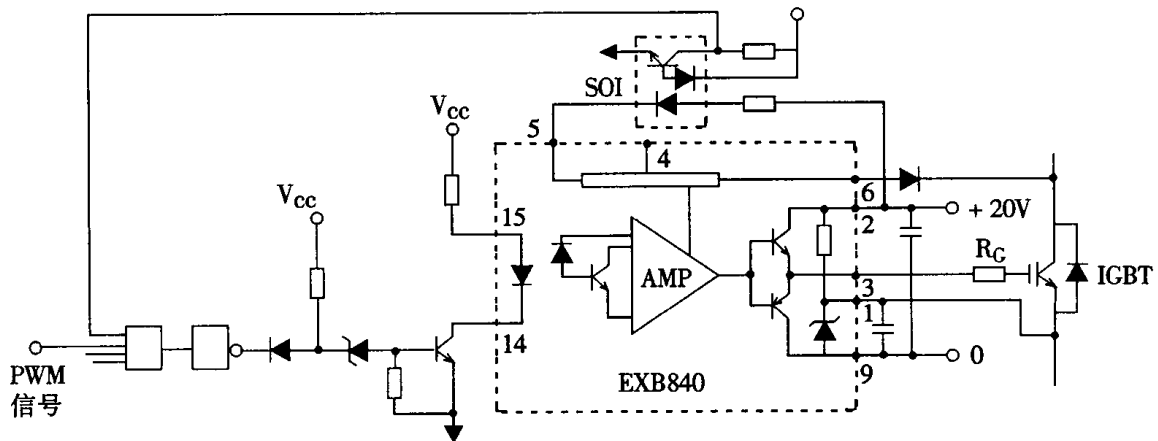


图 4-34 有过流检测, 保护及软关断功能的线路示意图

如图 4-35 所示, 此电路中具有记忆、封锁保护功能外, 还具有较强的抗干扰能力, 在真正过流时(即信号持续 $10\mu\text{s}$ 以上)才发生控制动作, 关断 IGBT。

在要求有较高的负偏压输出, 例如 -15V 时, 对原 3 脚与 9 脚的 -5V 进行简单改接, 如图 4-36 所示。

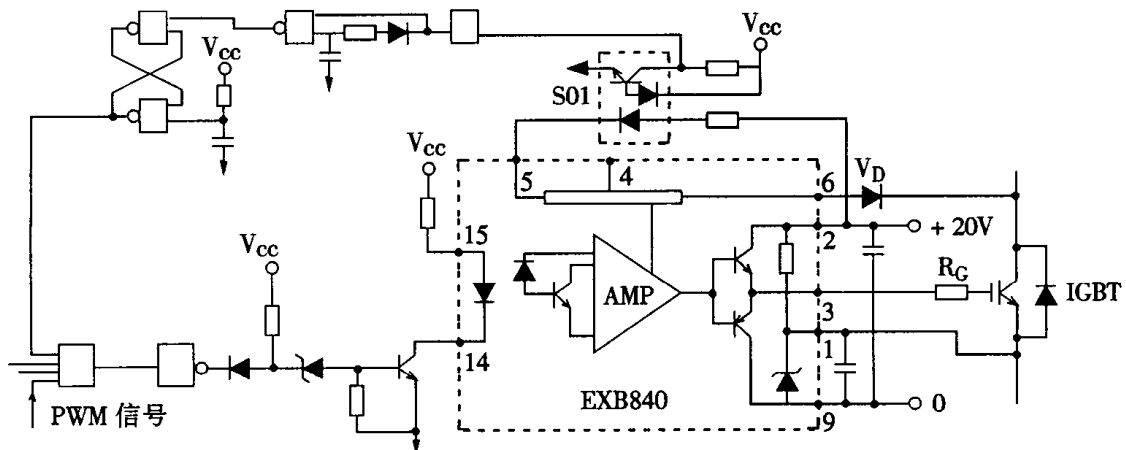


图 4-35 具有记忆、封锁保护功能的线路示意图

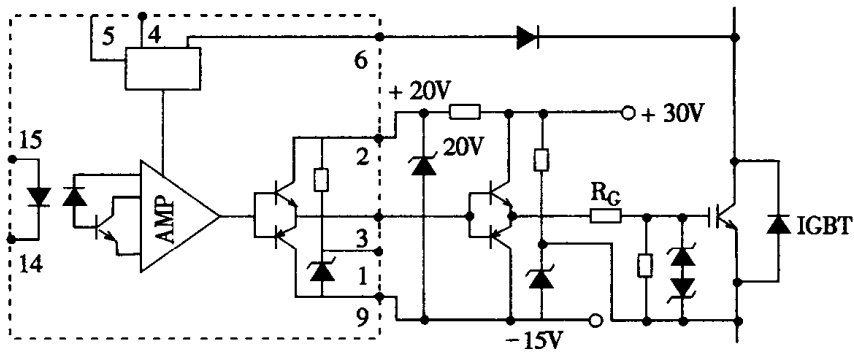


图 4-36 可得到较高负偏压的线路示意图

第六节 MCT 管

MCT 是一种新型的功率半导体器件。它有场效应管的输入阻抗高、驱动功耗小、快速开关的特点又有晶闸管的电流大、耐压高的特点。现有的 MCT 有 P 型和 N 型；对称或非对称阻断电压型；单向或双向场效应关断控制型；所有类型的 MCT，关断是通过驱动内部设置的高密度指状组合形场效应管，以短路晶闸管中 E-B 结来实现的。这里以 Harris 的产品：P 型非对称电压、场效应控制的 MCT 为例，进行介绍。

一、MCT 的基本构造

结构如图 4-37 所示。

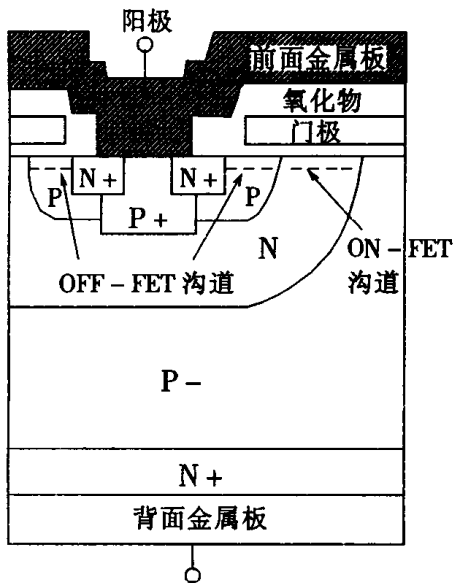


图 4-37 MCT 单胞结构剖面图 (P-MCT)

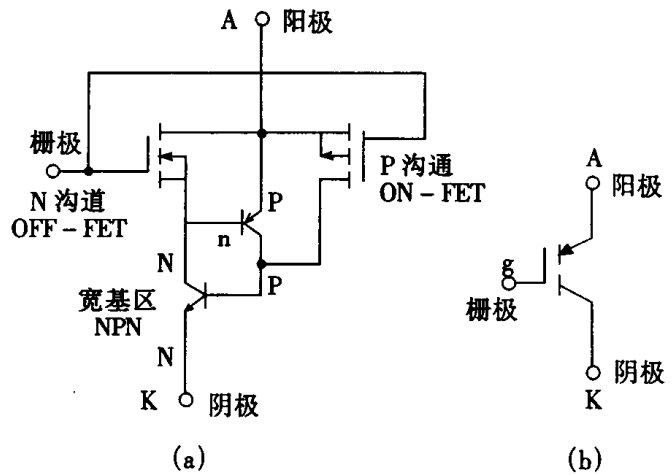


图 4-38 P-MCT 等效电路图及其符号

它是在晶闸管中再集成一对场效应管。一个场效应管为 P 沟道, 专为使 MCT 导通, 这个场效应管把晶闸管中窄基区的 PNP 管的射—集极连接起来, 称为 ON-FET; 另一个场效应管为 N 沟道, 专为 MCT 的关断而设, 这个场效应管把晶闸管 PNP 管的射—基极连接起来, 称为 OFF-FET。晶闸管还有一个宽基区的 NPN 管与窄基区的 PNP 管组成复合擎住性放大器。一个小容量 MCT 大约由十万个单胞组成。每个单胞周围围绕着若干数量的 ON-FET 和 OFF-FET, 所有 FET 的门集中起来, 即是 MCT 的栅极。其内部等效电路图如图 4-38(a) 所示, MCT 的符号如图 4-38(b)。

二、工作原理

当栅极施加一个相对以阳极为负的电脉冲时, ON-FET 开通, 它的漏极电流使 NPN 管基—射极有了偏流, 从而 NPN 管导通。NPN 管的集电极电流靠流经 PNP 管的射—基极而成, 因此 PNP 管有了偏流而导通, 形成集电极电流, 这一电流又为 NPN 管提供了更充足的偏流, 从而形成正反馈, 使 MCT 快速开通。

当栅极相对于阳极加上了一个相对以阳极为正的电脉冲时, OFF-FET 导通, PNP 晶体管的基极电流被分流, PNP 管截止, 从而破坏了晶闸管的正反馈条件, 使 MCT 迅速关断。

在栅极上所加的相对以阳极为正的(-5 ~ -15)伏的电脉冲可开通 MCT, 加(+10 ~ +15)伏的电脉冲可关断 MCT。

由上可知 MCT 与晶闸管有重要的差别。MCT 靠电压控制, 几乎无需电流; 晶闸管靠电流、电压控制, 需要控制功率。另外 MCT 在栅极与阳极间施加控制脉冲, 而晶闸管却在控制极与阴极间施加控制脉冲。

三、MCT 的主要特性

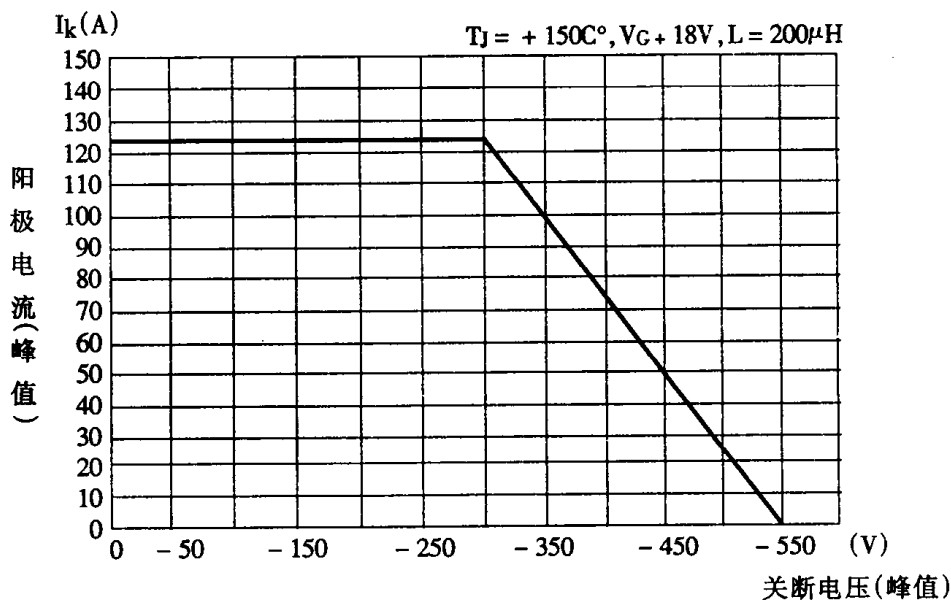


图 4-39 典型的关断容量曲线

从 MCT 等效电路可知,阳极需加上较阴极为正的电压,栅极与阳极间加上控制电压。当栅极较阳极为负时,控制 P 沟道 FET,启动晶闸管;当栅极较阳极为正时,控制 N 沟道 FET 关断晶闸管。当栅极与阳极没加上电压处于悬空状态(无栅极偏压)时容易误动作,建议不要使用。

MCT 的大多数参数与功率场效应管相同,在此不作过多的解释。和通常惯例不同的参数,下面作较细的说明。

(1)关断状态峰值阻断电压(V_{DRM})

最大允许的阳极与阴极间电压。

(2)反向峰值电压(V_{RRM})

虽有足够的反向阻断能力,但 MCT 不能长期反向阻断状态,一般与二极管反并联工作。

(3)连续的工作电流(I_C)

MCT 工作时允许连续最大阳极电流。

(4)非重复阳极峰值电流(I_{TSM})

在一定脉冲宽度下,导通允许的最大电流。限制此值的是结点温度和脉冲宽度。

(5)峰值可控电流(I_{TC})

MCT 用栅极信号关断时允许的最大阳极电流。关断器件用数据手册里所提供的特定电路,适用于电感——电阻性负载的电路。关断时必须符合图 4-39 所示的伏—安负载曲线。电流大于标称峰值可控电流进行关断器件时,可能引起器件的损坏。如有必要,器件可工作于比峰值可控电流大的状态,但在关断前必须减小至峰值可控电流以下然后进行关断。

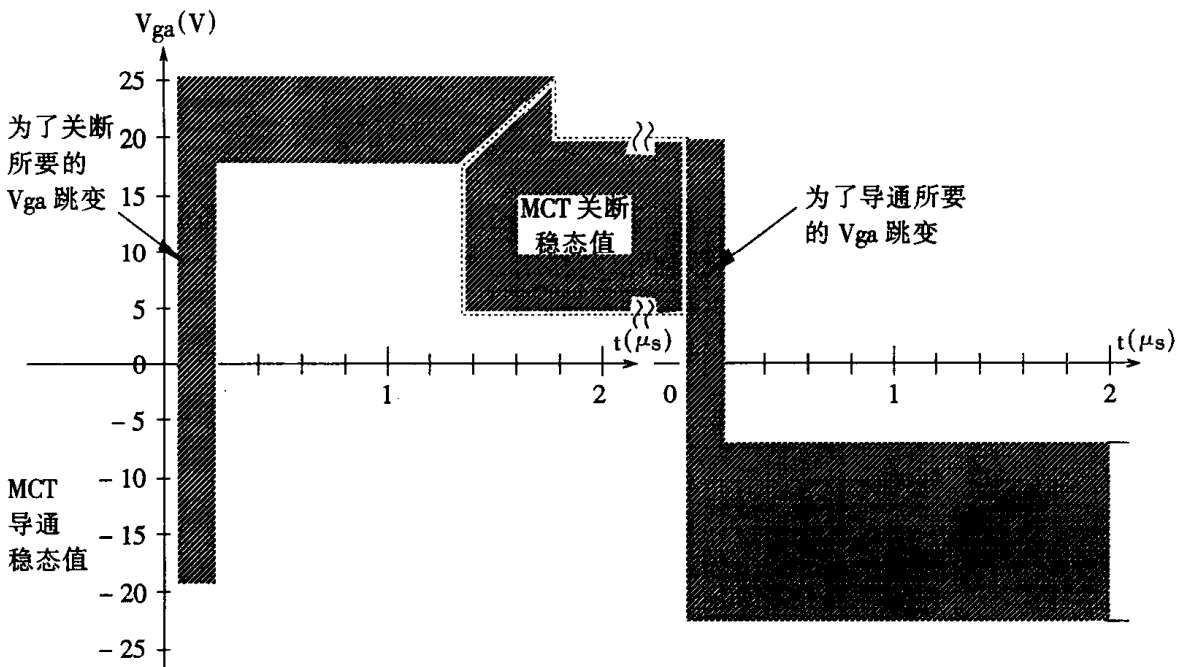


图 4-40 栅极电压允许值

(6)栅——阳极间电压(峰值)($V_{g a m}$)

在栅极电压开、关时允许的过冲电压,参见图 4-40 的正幅值和负幅值。

(7)电压变化率(dv/dt),见特性曲线图

(8)电流变化率(di/dt),见特性曲线图

(9)最大耗散功率(P_T)

在 $+125^\circ\text{C}$ 下允许的最大温升(结对管壳)增量。它是管壳与散热器热阻及最大结温等的函数。

(10)正向通态压降(V_{TM})

150 $^\circ\text{C}$ 时额定峰值可控制电流下的通态压降。

(11)开关特性

这部分内容较多,可参阅图4-40并见以后的说明。

其它参数含义与晶闸管或场效应管相当,不再详述。

四、主要特性的说明

1. 正向压降和直流电流容量

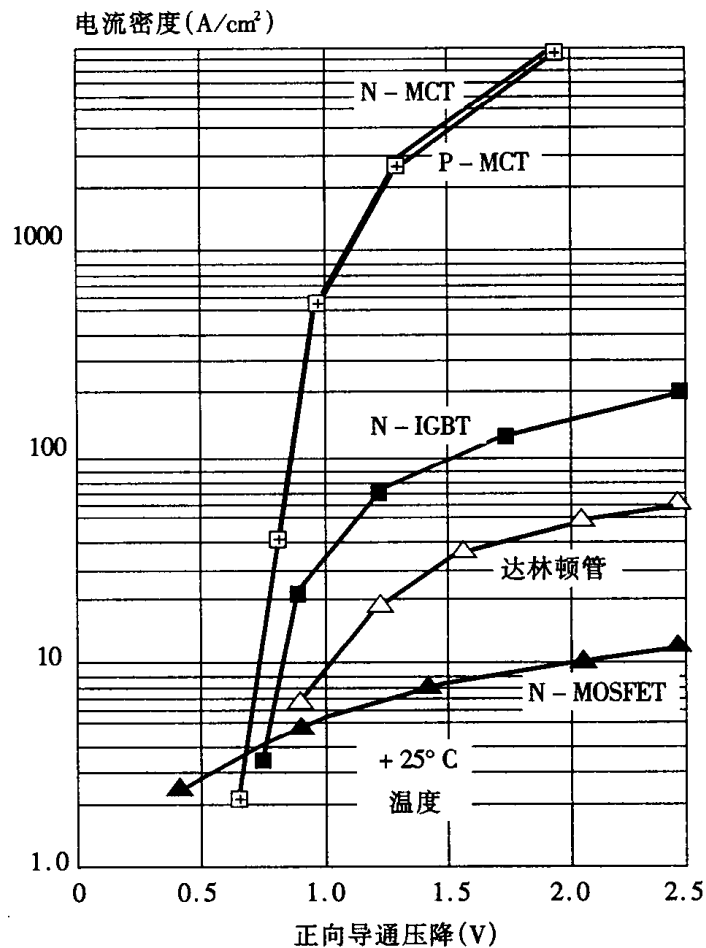


图4-41 各种开关器件电流密度与正向压降的比较曲线

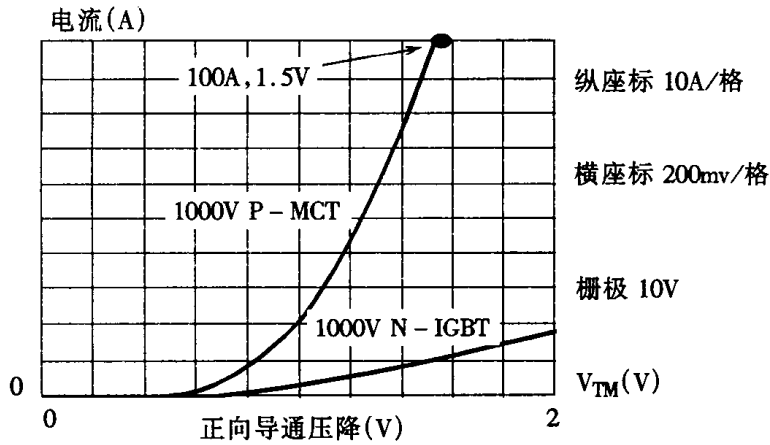


图 4-42 1000V P-MCT 与 N-IGBT 在 +150°C 时正向导通压降的比较曲线

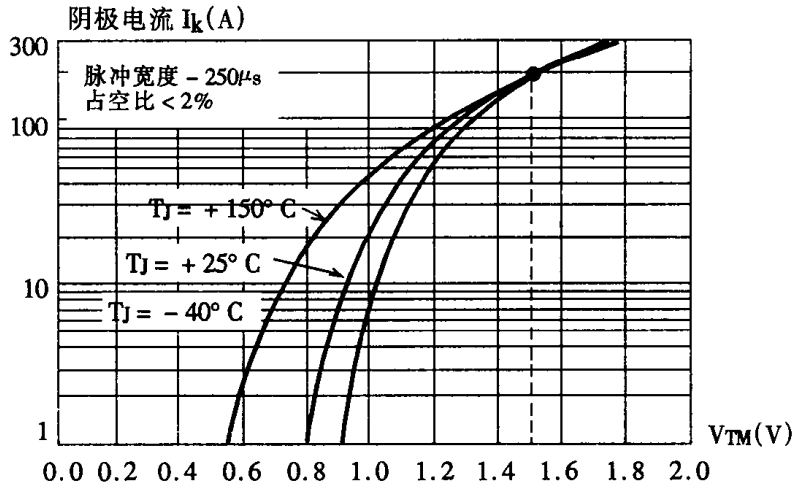


图 4-43 正向导通压降与温度关系

MCT 在导通瞬时内部同时导通的性能比其它器件好。从而有极好的 di/dt 特性。图 4-41 比较了不同的功率器件的电流密度与正向压降的关系；图 4-42 比较了正向导通压降与电流的关系。很明显 MCT 在正向压降上具有先进性。如用 1000V P-MCT 与相同电压类似封装的绝缘栅双极型晶体管 IGBT 比较，相同正向压降下，电流容量提高了 10~15 倍。

MCT 的低正向导通压降，使其有别于 MOSFET、双极型管和 IGBT。它的正向导通压降相当于大电流二极管的导通压降。

正向压降与温度关系示于图 4-43，例如电流为 150 安的 MCT，正向压降为 1.5 伏，此时正向压降与温度无关，当电流小于 150 安时，随着温度增加，正向压降有减少趋势，称有负温度系数。在电流小时，正向压降减少更明显，这一特性对单管工作有好处。

图 4-44 所示的曲线是表示直流电流负载能力与外壳温度的关系。限制因素是额定结点

温度为 +150℃。该曲线的画出是根据结点的热阻(0.6℃/W)和 $I_K \sim V_{TM}$ 曲线得到的。曲线也遵从下面的公式：

$$T_C = 150^\circ - 0.6I_{DC}V_{TM}$$

$$I_{DC} = \frac{150 - T_C}{0.6V_{TM}}$$

目前单管 MCT 的电流容量受到胞状结构工艺的限制,大电流时只能通过多个管子并联得到。并联匹配的条件是各个管的正向压降相同,关断时间尽可能相近。研究说明,尽量使杂散电感对称的、匹配好的管子并联,总电流容量可选定在各个并联 MCT 电流容量和的 90% 左右。

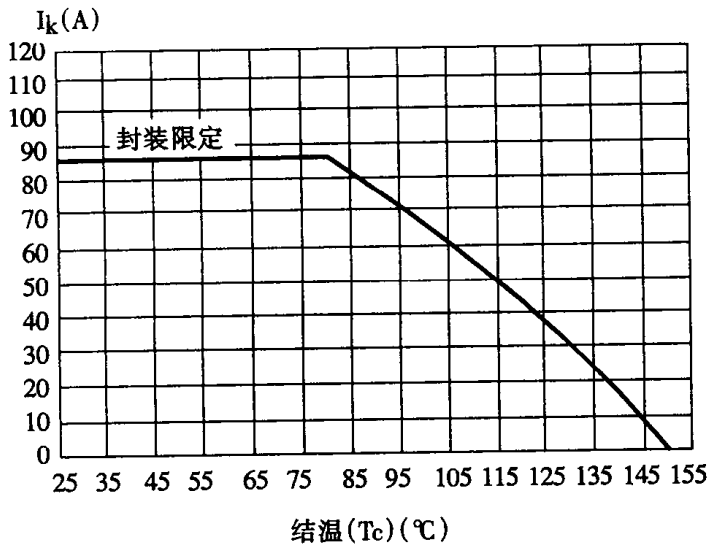


图 4-44 典型的直流电流与结温的关系

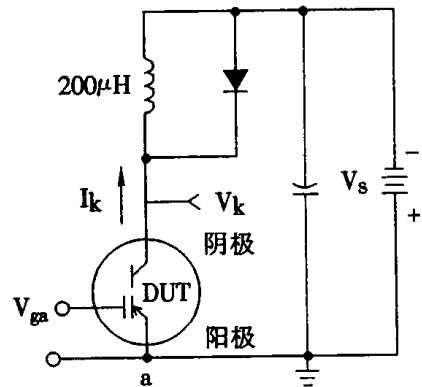


图 4-45 带电感负载时的开关时间测试电路

2. 开通特性

开、关特性的测试电路如图 4-45,所得的波形如图 4-46。为得到较精确的驱动特性必须用双脉冲法进行测试。第一个负脉冲使负载电感的电流至一定值,然后栅极改给正向脉冲,使 MCT 关断。当电流从电感线圈上转至续流二极管时,说明 MCT 真正关断了,接着再给第二个负脉冲。在栅极第二次作用负脉冲,电流从续流二极管转回至 MCT 并继续上升。

图中标示时间有：

$T_{D(ON)}$ 为开通延迟时间,从 V_{ga} 的 90% 点到 I_K 的 10% 点的间隔时间；

$T_{D(OFF)}$ 为关断延时时间,从 V_{ga} 的 10% 点到 I_K 的 90% 点的间隔时间；

T_{RI} 为开通上升时间,从 I_K 的 10% 点上升到 90% I_K 点的间隔时间；

T_{FI} 为关断下降时间,从 I_K 的 90% 点下降到 10% I_K 点的间隔时间。

上面说明第一个电流脉冲的下降沿测定关断特性 $T_{D(OFF)}$ 和 T_{FI} ；第二个电流脉冲的上升沿测定开通的时间特性 $T_{D(ON)}$ 和 T_{RI} 。

这样测定包括了感性负载及续流二极管作用在内,与应用实际较为接近。

典型的开关特性如图 4-47 至 4-50 所示。

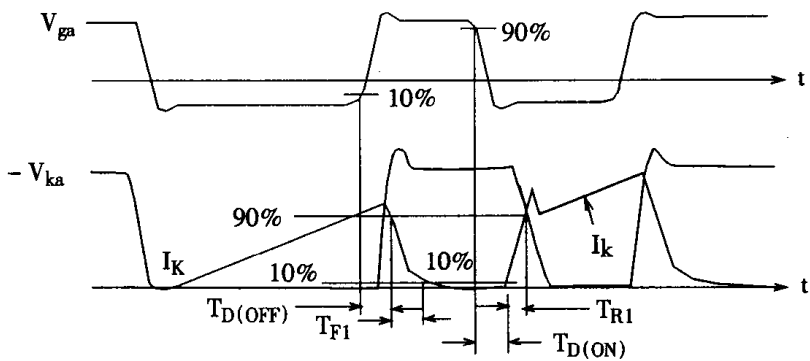


图 4-46 电感负载时开、关时间定义的波形图

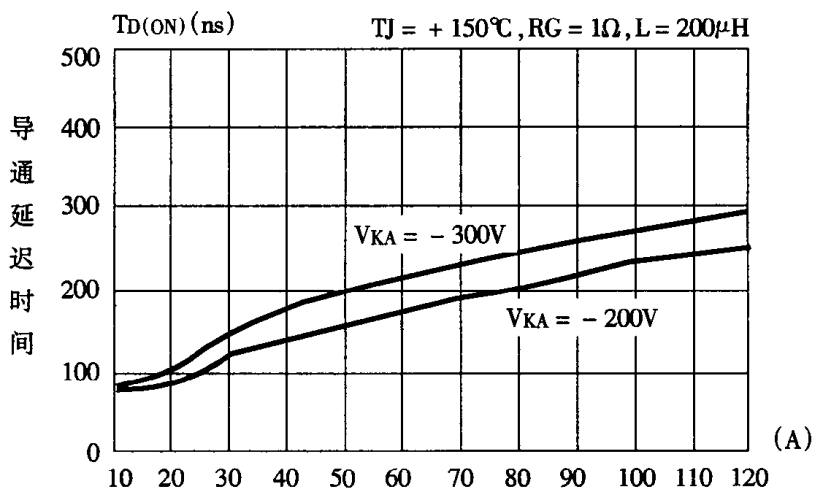


图 4-47 开通延迟时间 $T_{D(ON)}$ 与阴极电流的关系曲线

开通和关断损耗如图 4-51、4-52 所示。开通损耗和关断损耗定义为：
 开通损耗：从 V_{ga} 的 90% 点至 $V_{KA} = V_{TM}$ 时间内的损耗值；
 关断损耗：从 V_{ga} 的 10% 点至 $I_k = 0$ 时间内的损耗测量值；

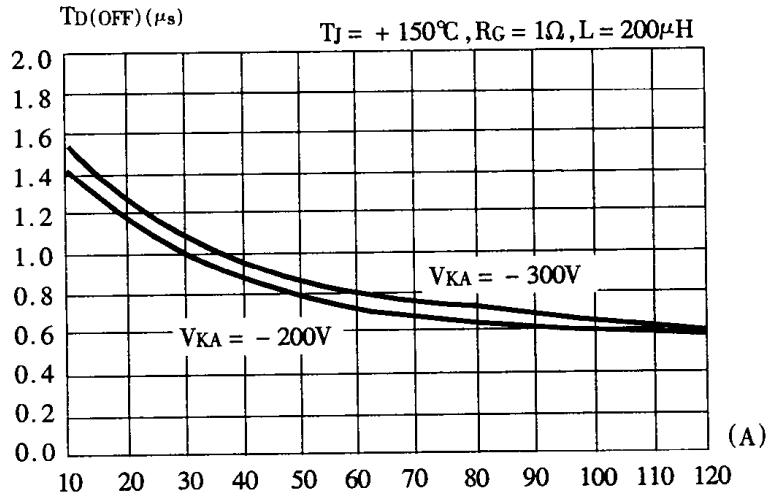


图 4-48 关断延迟时间 $T_{D(\text{OFF})}$ 与阴极电流的关系曲线

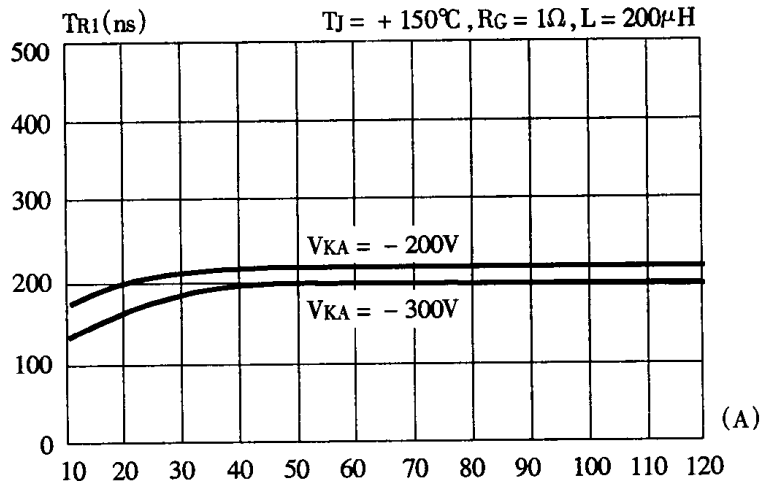


图 4-49 开通上升时间 T_{R1} 与阴极电流的关系曲线

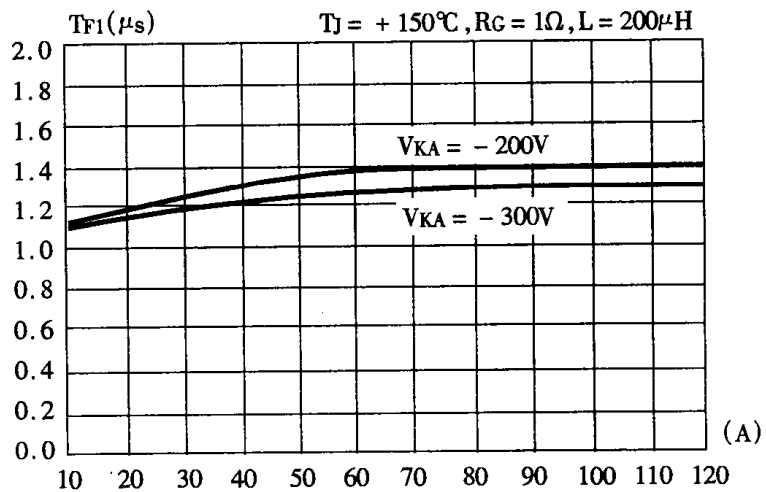


图 4-50 关断下降时间 T_{F1} 与阴极电流的关系曲线

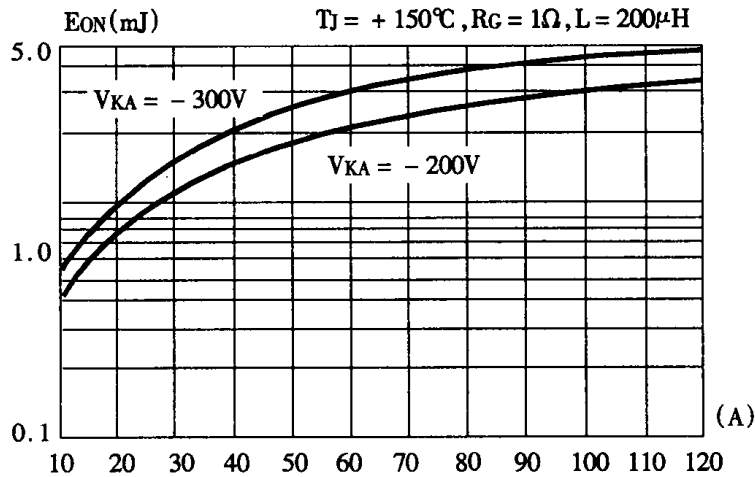


图 4-51 开通损耗 E_{ON} 与阴极电流关系曲线

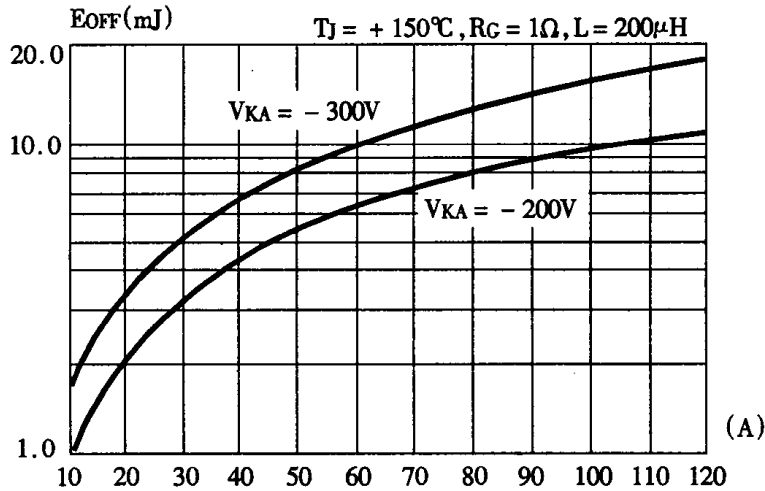


图 4-52 关断损耗 E_{OFF} 与阴极电流关系曲线

3. 工作频率

图 4-53 示为频率与阴极电流的关系。对某一阻断电压值的器件给出 f_{max1} (草花线) 和 f_{max2} (实线), f_{max1} 是忽略损耗下测得, 所以 f_{max1} 大于 f_{max2} 。测定是在最大额定结温下进行的。曲线的任一点均为可工作频率的最小值。曲线走势表明 I_K 电流较小时, 工作频率基本不变, 中等程度电流时, 随电流增加, 频率线性减小, 到大电流时, 频率锐减失去开关能力。工作频率 f_{max1} 由下式确定:

$$f_{max1} = \frac{0.05}{T_{D(ON)i} + T_{D(OFF)i}}$$

分母 $T_{D(ON)i} + T_{D(OFF)i}$ 延迟时间是在占空比 50% 工作时, 按导通时间的 10% 来考虑的 (如作其它定义则另计)。

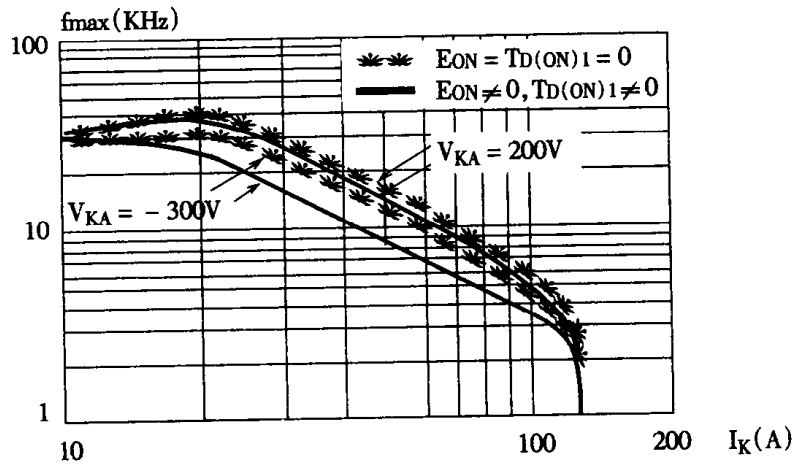


图 4-53 工作频率与阴极电流的关系曲线

工作频率 f_{max2} 由下式定义:

$$f_{max2} = \frac{P_D - P_C}{E_{ON} + E_{OFF}}$$

允许损耗 P_D 定义为:

$$P_D = \frac{T_{jmax} - T_c}{R_{QJC}}$$

式中 T_{jmax} ——最大结温(°C);
 T_c ——环境温度(°C);
 R_{QJC} ——热阻(°C/W)。

器件的开关和导通损耗之和 P_C 不能超过 P_D 。在 50% 占空比下, 导通损耗 P_C 可表为:

$$P_C \doteq \frac{(V_{AK} \cdot I_{AK})}{\text{占空比百分值}}$$

E_{on} 和 E_{off} 的定义与前面所说的相同。

4. V_{KA} 峰值

在开关曲线的高压区, 开关能力还受 V_{KA} 峰值的影响(在开关转换期间)。如前所述, 该电压须包括超出电源电压那部分电压。由于过冲持续时间很短, 所以要用能测窄脉冲波的示波器才能观察到。由于频率高, 这部分引起损耗值对安全工作区的影响不容忽视。

可使 MCT 耐受电压减小的二个因素是温度和电压变化率 dv/dt 。图 4-54 示出 MCT 击穿电压 V_{DRM} 与 dv/dt 的关系。由图可知, 随 $\frac{dv}{dt}$ 的增加, V_{DRM} 下降曲线是在 $T_j = 150^\circ\text{C}$ 测得, 如温度

在额定温度 +150℃ 以上时, 击穿电压 V_{DRM} 还会继续降低。

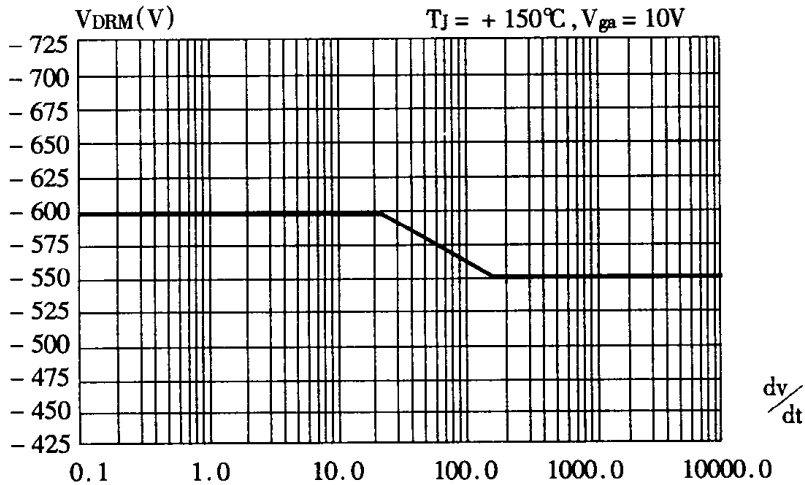


图 4-54 耐受电压 V_{DRM} 与 dv/dt 关系曲线

5. 正向压降始端的尖峰电压 V_{spike}

实践说明感性负载电流上升初瞬会出现尖峰电压 V_{spike} 。试验电路如图 4-55 所示。

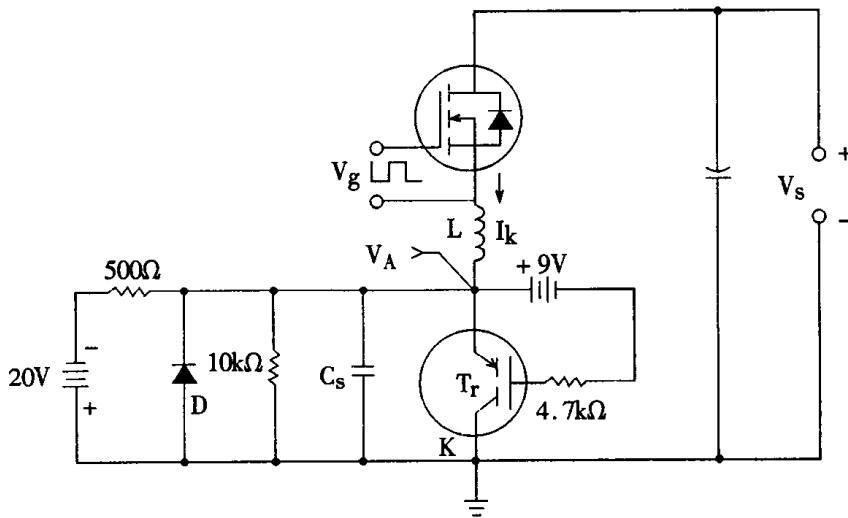


图 4-55 测试电路

对 P-MCT75P60E 的管子 T_r 进行测试时使用 20V 电源 500Ω 电阻及二极管 D 使 T_r 反偏置。加反偏置电压的目的是模拟在开关电源谐振电路中随电流流过 MCT 时, MCT 是处在反偏的。在 T_r 栅极与阳极间加 -9V 电压, 使 T_r 进入导通的状态。但是真正的导通流过电流只有在串联的 MOSFET 管上加 V_g 方波才完成。 V_g 方波前沿使管开通, 后沿使管关断。开通时电感 L 上的电流 I_K 线性上升。试验中, 调整负载电感及电源电压 V_s 得到所需的 di/dt 。因为, 从电压 V_s 减去非线性的尖峰电压 V_{spike} , 产生电流 I_K , 故 I_K 受尖峰电压 V_{spike} 影响, 为非线性电流。为了能得到线性增加的电流 I_K , 必须随着 V_{spike} 的变化, 电源电压 V_s 也要变化。所得理想波形如图 4-56, 图中 V_{AK} 起始值 V_{spike} 即为尖峰电压波形。它定义为器件导通开始时在正向压降

上的电压尖峰值。这个有时上百伏的电压在零电压谐振开关电路中评价 MCT 的可靠性是要考虑的。这个电压随 di/dt 和温度而增加,如图 4-57 所示。但是,此电压可以通过缓冲器的设置而减少。而且缓冲器的参数直接对这个峰值 V_{spike} 产生影响。

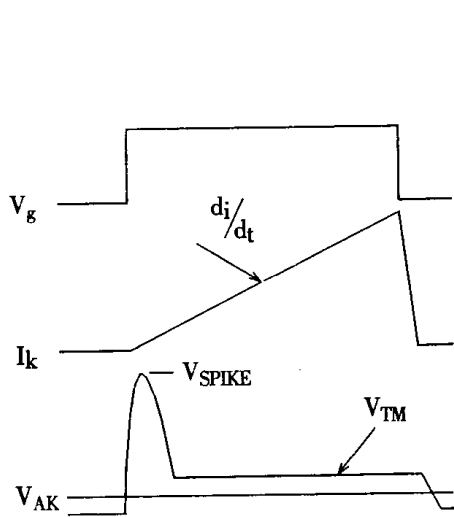


图 4-56 在正向压降上有一个尖峰电压

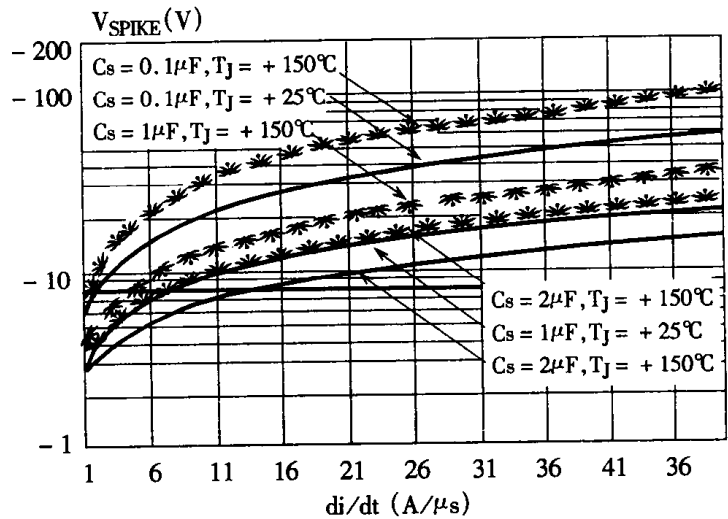


图 4-57 V_{spike} 与 di/dt 的关系曲线

6. 缓冲器的参数影响

应用 MCT,关断是关键问题,籍助于计算机建模研究已取得实用性的成果。图 4-58 所示为一个关断时的 MCT 模型。它显得很简单,但很实用,MCT 可认为是一个电流源和一个电容器 C_0 并联。要知道模拟器件关断时的轨迹(I 、 V 对 t 的曲线),准确来说,必须知道 $N-P-N$ 晶体管电流放大倍数、关断时电子—空穴复合拖尾时间及器件自身的电容,所以是一个较复杂的问题,不拟在此进一步讨论。

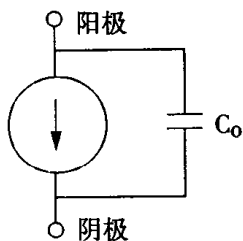


图 4-58 MCT 关断时的模型

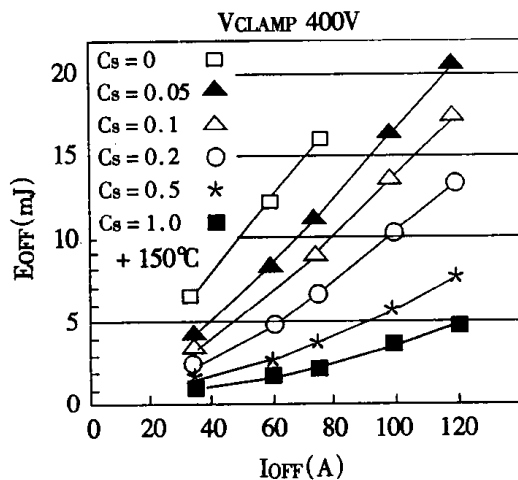


图 4-59 关断时能量与电流、缓冲电路参数的关系曲线

这里从应用角度介绍缓冲器参数的影响。

以图 4-59 曲线为例示出电感性负载电流 I_{OFF} 与关断时能量损耗的关系。参变量为电压钳位值 V_{CLAMP} 和缓冲器参数 C_S 电容值。按照图示条件,关断时能量损耗无一超出器件安全工作区 ($E_{off} < 25\text{mj}$)。这个安全工作区是对 75P60E 的 MCT 而言,不同的 MCT 要加修正。

五、栅极驱动电路

1. MCT 栅控要求

MCT 是以 MOS 管为栅极,因此与 MOSFET 管、IGBT 管相似,驱动问题较简单容易。MCT 栅极电容较小,而且,它与 MOS 管不同,在开关期间基本没有 Miller 效应引起的电流通路。但是,要成功地使 MCT 运行,与其它 MOS 栅极器件相比还需要考虑几个不同的地方,下面给予分析:

理想的栅控波形应有一定幅值、陡度。MCT 标称的额定值是在栅极波形满足一定的幅度和上升、下降时间时才成立的。图 4-60 所示为一个栅极电压波形的边界限制示意图。在 MCT 导通或关断时,栅极电压值的减少应在阴影线区。

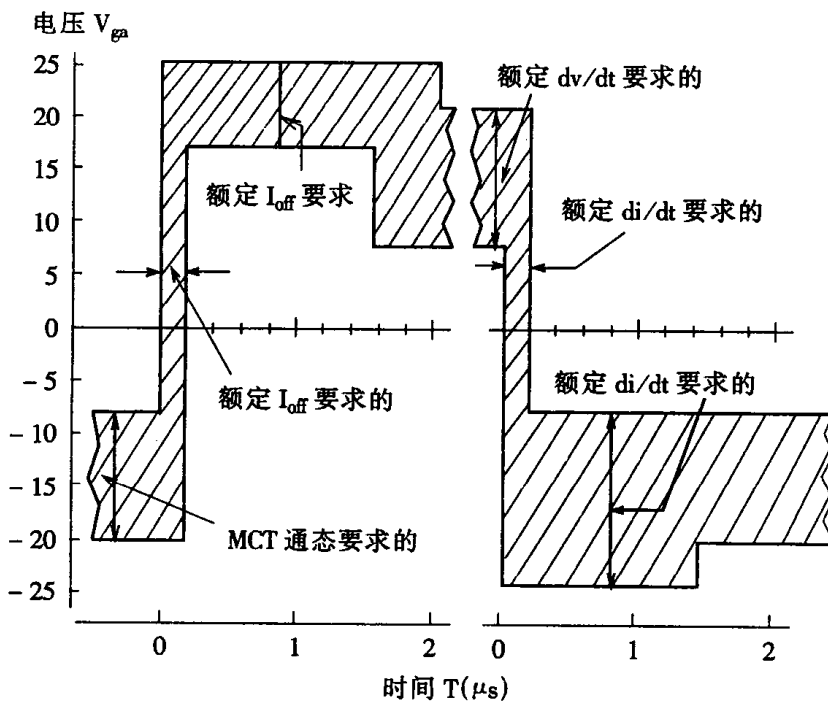


图 4-60 MCT 栅控电压要求值示意图

(1) 负电压幅值

当 MCT 栅极电压相对阳极为负时, MCT 导通。因为 MCT 为晶闸管特性,一旦阴极电流超过器件的擎住电流(毫安级)内部再生电路将确保器件完全导通。稳定的 -7V 的电压脉冲可确保 MCT 导通,为保证栅极不会受过压损坏,栅极电压不宜超过 -20V 。

(2) 栅极负电压跳变

负值栅极电压跳变斜率会影响开关延迟时间 $T_{D(ON)}$,当跳变非常快时,虽然栅极电压可能依然正偏,但是栅极位移电流将引起 MCT 立即开始导通。在栅极往负电压变化中,应遵守边

界值限制,即使过冲电压也不能过界。

(3) 正电压幅值

当栅极电压相对阳极为正时, MCT 关断并保持 OFF 状态。≥1.5 微秒幅值有 18 伏的栅极关断电压将确保在 150℃ 结温下的 MCT 可以关断标称电流。20V 栅极电压, 不会构成损坏。也允许 20V 电压瞬冲至 25V, 但绝不允许脉冲过宽。

(4) 栅极正电压跳变

MCT 依靠内部的 FET 管短路内部 PNP 管的 B-E 结来关断, 为达到最大的关断能力, 短路 FET 必须尽快地一齐导通, 以保证 MCT 的各单元能同时关断主电流。如果栅极电压上升太缓慢, 主电流将在各单元中重新分配, 并在某几个单元中超过允许值而引起局部损坏。

(5) 延迟过程

如果正向稳态栅极电压减少, 或者正向栅极电压跳变时间增加, MCT 关断电流能力将下降。图 4-61、图 4-62 表示了这一特性。用这些曲线可估算由于栅极电压波形的不标准导致 I_{off} 能力的下降。

2. MCT 的栅控电路需满足以下要求:

- 栅极驱动电压 最高 ± 20V
- 上升/下降时间 < 200 纳秒
- 峰值电流 最大 2A
- 热温升 按栅极电流相对于 f 关系加上 DC 损耗
- 信号内界面 光或磁的隔离

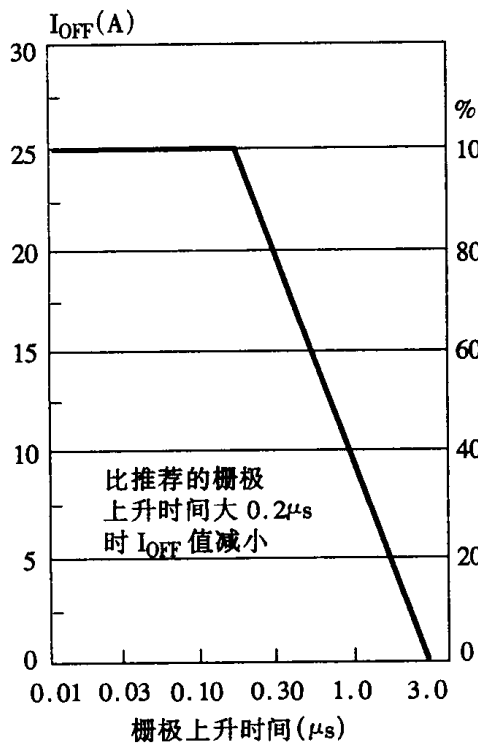


图 4-61 I_{off} 与栅极上升时间的关系

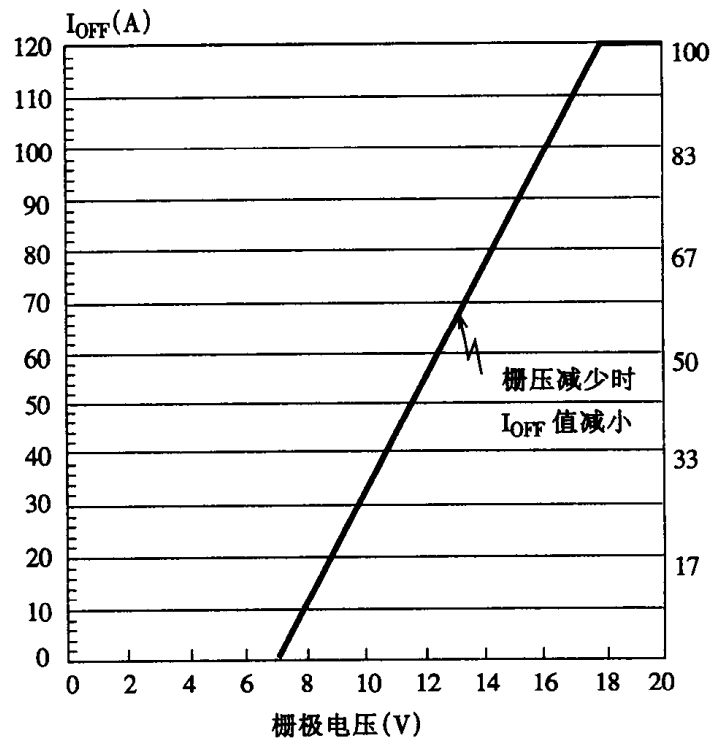


图 4-62 I_{off} 与栅压关系曲线

3. 栅极驱动电路

由于 MCT 开通和关断时栅极驱动电压幅值不同,数值也较高,因此一般驱动场效应管的电路不能直接使用。当专用的商品 IC 片较难得到时,可以自己制作控制线路。可供参考电路如图 4-63 所示。端 1 与端 4 之间加上 20~28V 的直流电压,端 2 输入 5V 的小功率控制信号,在 G-GR 端可得负的开通脉冲和正的关断脉冲。 D_1-R_3 和 D_2-R_4 提供不同的延迟以防止 T_1 和 T_2 同时导通造成的短路, R_{11} 给栅极电压波形提供阻尼缓冲, R_1 和 R_2 确立线路电压(提供给 MCT 栅极的正负电压)的分压比。 C_1 和 C_2 为线路滤波并为 MCT 状态转换时提供栅极电容所需峰值电流。这个线路输出电压可以驱动并联的 MCT。缺点是如果驱动单个 MCT 则显得复杂了一点。现已有专用 MCT 栅控 IC 芯片,详情可参考其它文献。

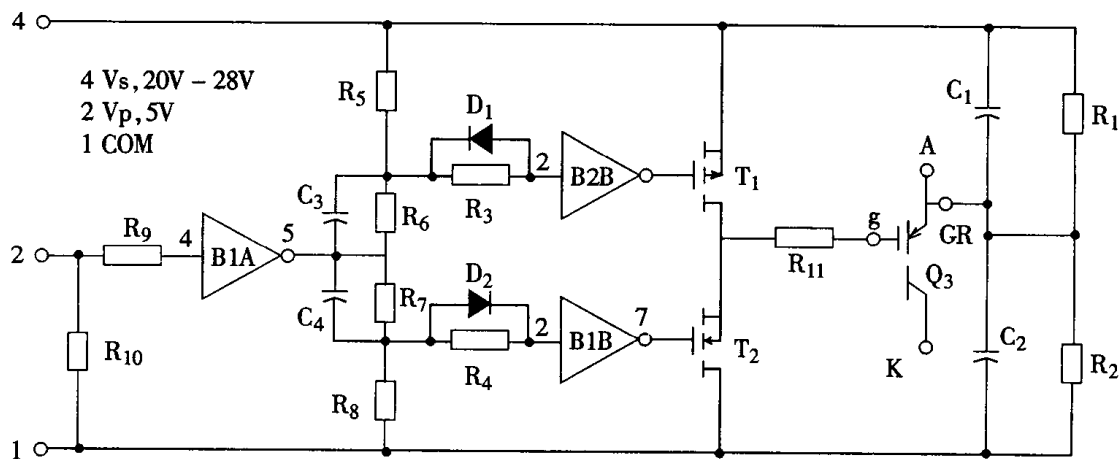


图 4-63 MCT 的栅控电路原理图

第七节 开关元件的安全工作区及其保护

下面分别对双极晶体管和场效应管的安全工作区(SOA)进行分析。由于双极晶体管有二次击穿可能性,安全工作范围缩小了;场效应管几乎没有二次击穿的可能,范围相对较大,但其开关频率高,也必须作具体分析。

一般在控制极(或栅极)有无加上负偏压,其安全工作区是不同的,所以也必须分开进行讨论。介绍保护措施,最后对关断时的缓冲器环节构成,工作原理及参数计算等进行介绍。

一、双极晶体管二次击穿原因及对 SOA 影响

当在晶体管的 C-E 极加上大于 BV_{CE} 电压时,电流雪崩式增加,称为一次击穿。如果对雪崩电流加以限制时,一次击穿不会引起管子的损坏。否则就会导致二次击穿管子损坏。当正向偏置(指 b、e 结)时因晶体管结面上有缺陷或参数分布不均,导致电流分布不均,从而引起局部过热;当反向偏置(同样指 b、e 结)时也会引起热况不均,改变了结的电场分布,而且,在高温点上电阻减小(称负阻效应)引起电流继续增加,使温度进一步升高。无论正偏还是反偏,二次击穿的结果在纳秒至多微秒时间内器件永久性损坏,一般表现是 c、e 结间熔断。

图 4-64 示出偏置不同(有 F、O、R 三种),对应的击穿电流、电压($I_{s/b}$, $V_{s/b}$)也不同。说明

发生点的能量 $P_{s/b}$ 不同。一般正偏大于零偏，零偏大于反偏，即 $I_{s/b}(F) > I_{s/b}(O) > I_{s/b}(R)$ 这些 $P_{s/b}$ 的连线(A、B、C连的虚线)构成了 SOA 中的重要一段。

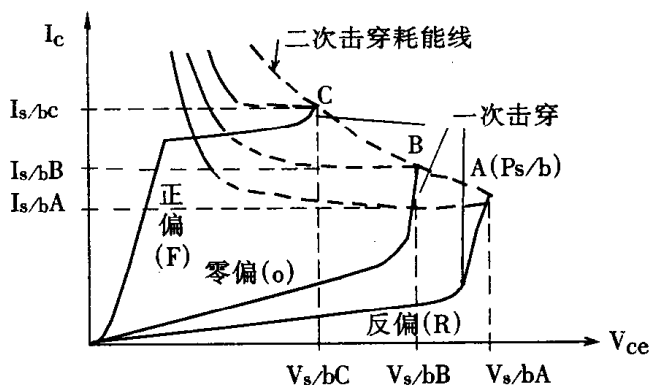


图 4-64 二次击穿发生情况及其功耗线

手册上给出的 $I_{s/b}$ 均有一定前提。例如，在规定时间和电压下允许的集电极最大值。如耐压 120V、50A 的达林顿管 RCA9228D 规定： $t = 500\mu s$ 、 $V_{ce} = 30V$ 、 $I_{s/b} < 10A$ ；另外，也有些手册给定某一电压、电流下，不损坏管的最长时间。如耐受 1000V、8A 的 BUX31B 达林顿管规定： $V_{ce} = 30V$ 、 $I_c = 5A$ 、 $I_{s/b}$ 小于 1 秒。

也有资料给出晶体管某一反偏值下二次击穿的额定焦耳值 $E_{s/b}$ ，它表示晶体管被损坏时的能量。该能量应大于储存在集电极负载中的能量 E 。

$$E_{s/b} > E = \frac{1}{2} I_p^2 L \quad (1.4.19)$$

式中 I_p ——关断前的集电极电流峰值(A)

L ——集电极负载，变压器电感及漏感(H)

可见二次击穿与集电极电压、电流、负载和时间等有关。研究表明，还与基极电路的配置，导通脉冲宽度、频率等有关。

二、安全工作范围(SOA)

1. 双极型晶体管 SOA

SOA 主要分为正向偏置和反向偏置二种，简表为 FBSOA，和 RBSOA。典型的如图 4-65 所示。实线由 I、II、III、IV 段段组成，I 限定了最大集电极电流 I_{cm} 稍小值；II 限定允许的功耗 P_{cm} ；III 限定正向偏置时二次击穿；IV 限定集射极间最高耐压 BV_{ceo} 。直流工作时在这个区内是属安全的。

如果是脉冲工作时，安全工作区可扩大。图中示出导通脉冲宽度为 1ms、10 μs 和 1 μs 时的范围。当脉冲为 1 μs 时，则由 I_{cm} 和 BV_{ceo} 来限定了。值得指出，这是指单个脉冲作用的情况。如果脉冲重复出现，则范围将缩小，可参见有关手册。

图 4-66 为 RBSOA 示意图, 可用在开关功率管关断时, 基极流过反向电流的情况。它描述瞬态关断过程的电流电压运行轨迹的极限边界。受 V_{ce} 、 I_c 和 I_b 的约束。 I_b 越大, 管子关断越快, dv/dt 上升越快, 故 SOA 也就缩小了。

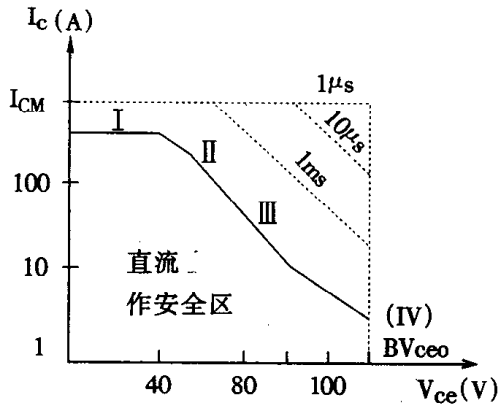


图 4-65 GTR 的 FBSOA 示意图

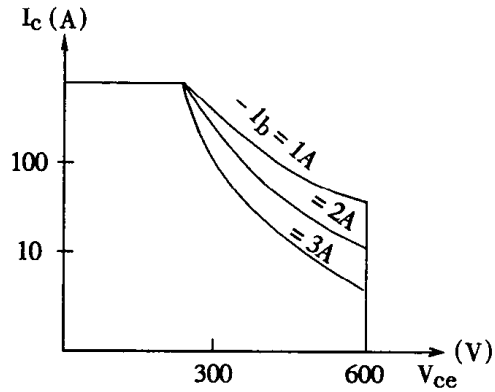


图 4-66 GTR 的 RBSOA 示意图

2. 功率场效应管 SOA

功率场效应管是单极型, 多数载流子器件, 几乎不存在二次击穿的可能, 可想而知, 它的安全工作区较双极型晶体管宽大一些。它的关断不需要加反偏压, 就可高频率地进行开关, 因此, 讨论其安全工作区应从正向偏置、开关、换向三个角度来审度。

(1) 正向偏置安全工作区

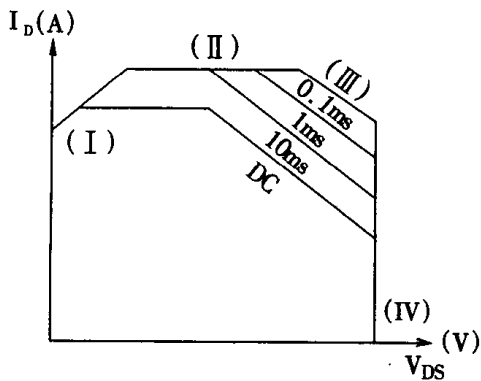


图 4-67 VMOSFET 的 FBSOA 曲线

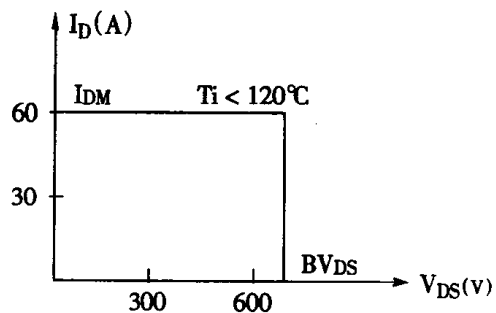


图 4-68 VMOSFET 的 SSOA 曲线

如图 4-67 所示, 由 I、II、III、IV、四段直线组成。I 段是由漏源通态电阻 R_{ON} 限定的线段; 在漏-源电压 V_{DS} 较低时, 器件的沟道长/宽比值较大, R_{ON} 增加, 故允许电流必然下降; 另外, 实际应用中, 由于 V_{DS} 低, 开通、关断过程稍长, 损耗增加, 也必须降低 I_c 使用值; II 段是由最大漏极电流限定的线段; III 段是由最大功耗限制的线段; IV 段是由最大漏-源极电压限制的线段。图中同时给出了直流、10ms、1ms、0.1ms 的区域。

(2) 开关安全工作区 (SSOA)

如图 4-68 所示,它是由最大峰值漏极电流 I_{DM} 、最小漏源击穿电压 BV_{DS} 所限定,一般同时会给定结温、开通与关断时间作为 SSOA 的前提。

(3) 换向安全工作区 (CSOA)

功率场效应管有个寄生的体内二极管,该二极管在关断时有反向恢复电流,因此会影响安全工作区。考虑了这个因素的场效应管阻断后再加电压 V_{DS} 安全工作区称换向安全工作区。该区是在 di/dt 一定值下,二极管正向电流和漏-源极正向电压 V_{DS} 的极限值来表征的。影响该区大小的主要因素是二极管反向恢复电流和反向恢复时间 t_{rr} 。反向恢复电流越大,换向时间越长,安全工作区越小;可以影响因素还有很多,这里不一一介绍。

图 4-69 给出了二种不同 di/dt 值下的安全工作区曲线。从图可知, di/dt 较小时安全工作区较大。

3. IGBT 的安全工作区

(1) IGBT 的擎住效应

要分析 IGBT 的安全工作,首先要研究由于 IGBT 的结构特点引起的擎住效应。我们知道在晶闸管中擎住电流是指从断态转入通态并移去触发信号之后,能维持通态所需的最小主电流,在 IGBT 管四层结构中从图 4-70 可见有 PNP 和 NPN 二管相接的部分,这就是晶闸管的等效电路,称为寄生晶闸管。有此晶闸管,就有擎住效应。在 IGBT 中,擎住效应产生原因有:

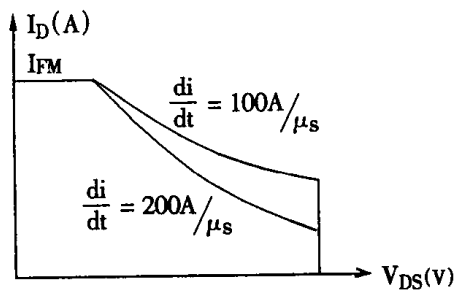


图 4-69 CSOA 曲线

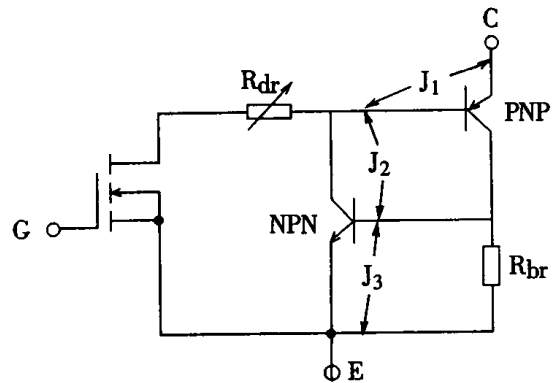


图 4-70 IGBT 管擎住效应原理图

(1) J_3 结区电阻 R_{br} 有漏电流流过产生正偏压,大到一定程度时, NPN 管开通,引起 PNP 开通并保持 C-E 端开通,这种开通属静态擎住效应。

(2) 在 IGBT 关断时, J_2 结的 $\frac{dv_{ce}}{dt}$ 使 PNP 管趋向开通, R_{br} 上产生正偏压,产生与上面相似过程,这种开通属动态擎住效应。

产生擎住效应之后,栅极对 c-e 极无控制作用。为此,应尽量防止。对制造厂来说,尽量使漏电流减小。对使用者来说,尽量不要超过规定的最大电流 I_{cm} 、漏电流 i_{co} 值;尽量减小重加 $\frac{dv_{ce}}{dt}$ 值,例如,加大栅极电阻 R_g ,使关断过程变缓。

擎住效应开始产生的点已与漏电流有关,也与环境、工作温度有关系。

(2) IGBT 的安全工作区 (SOA)

IGBT正向开通时的 SOA,由电流、电压和功耗三条极限线包围而成。如图 4-71 所示。最大集极电流 I_{CM} 是图 4-71 IGBT 正向安全工作区温升限定,从而也限定了擎住效应;最大允许的集—发电压 V_{CEM} 是由管中的 PNP 击穿电压限定;最大功率是由结温所限定,即图中的斜角线,它与通过电流及其时间 t 有关。其中以直流 DC 的 SOA 最小,因为通电时间长的缘故。

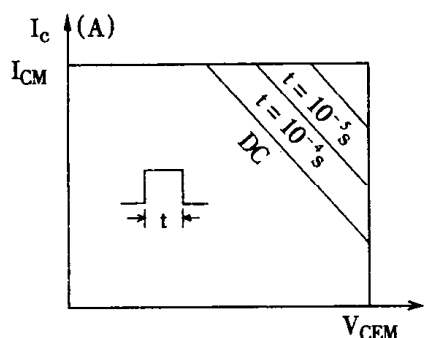


图 4-71 IGBT 正向安全工作区

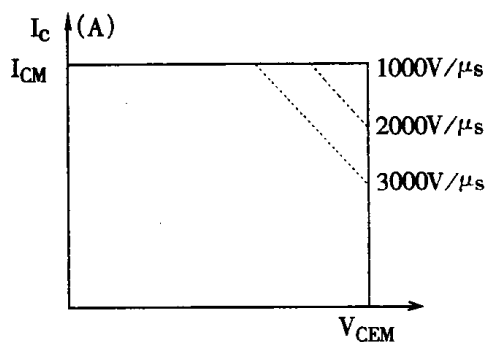


图 4-72 IGBT 反向安全工作区

总的来说 IGBT 工作安全区较前两种开关管大。这对使用者有利的。而且它的 MOSFET 有正温度系数,晶体管有负温度系数。整个 IGBT 温度稳定性较好,通态压降不太随温度而变化。

IGBT 的反向安全工作区如图 4-72 所示,与正向的稍有差别。它表明重加的电压变化率 $\frac{dv_{ce}}{dt}$ 越大,安全工作区越小,原因是擎住效应容易产生的缘故。

4. MCT 的安全工作区

P 型 MCT 像其它 P 型半导体开关器件一样,有开关安全工作区。在满足栅控要求的前提下,电气性能最大值、额定值是可以实现的。安全工作区与运行温度, dv/dt 、 di/dt 和吸收电路(缓冲器)有关。图 4-73 给出一典型器件 MCT75P60 反向时,关断安全工作区。电流瞬时值必须在 SOA 中,即最大电流值中,它实质上由内部的 OFF-FET 电阻所限定。电流下降值也应在 SOA 中。若寄生电感引起过压,超过 SOA 时,应加上阻—容缓冲器。

开关容量主要受三方面影响:

(1)栅极电压上升时间——如果该上升时间比数据手册上建议的时间长,开关安全工作区会缩小。

(2)关断时的栅极电压——栅极电压必须达到并保持建议的水平,直到 MCT 完全关断。栅极电压低于建议的水平时,将引起的开关上限值水平线下沉。所以开关容量与栅控 V_{gs} 很有关系。

(3)与温度有一定关系,图中 $t_1 > t_2 > t_3$ 。

三、保护环节——R·C 缓冲器

从上面讨论中可知,晶体管关断过程是开关管最易损坏的时间。基极驱动方法分析中也提到,基极反向电流 I_{b2} 要大,以便使存储时间减少。遗憾的是 I_{b2} 过大情况会使基—发结击穿,

晶体管损坏。有二个办法(择一即可)可防止这种情况的发生:一是在集电极—发射极电压 V_{ce} 处于低值时,关断晶体管;二是管子关断时,集电极电压上升的同时,较快地减少集电极电流。图 4-74 示出使用 RC 缓冲器接在晶体管 c、e 两端时,在关断晶体管时,以减小集电极电流。其工作原理是:当晶体管 T_{r1} 关断时,电容 C 通过二极管 D_1 被充电到 $(V_C - V_{D1})$ 。这样集电极电流有了分路,集电极电流能较快地减小。当晶体管 T_{r1} 导通时,C 通过电阻 R 和 T_{r1} 放电。

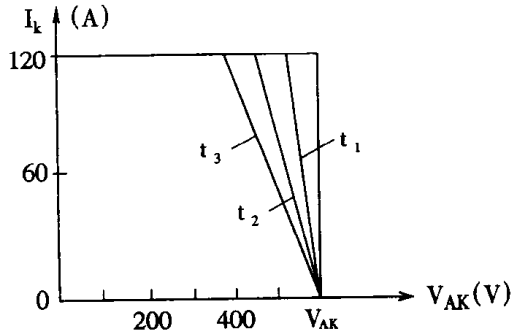


图 4-73 MCT 安全工作区

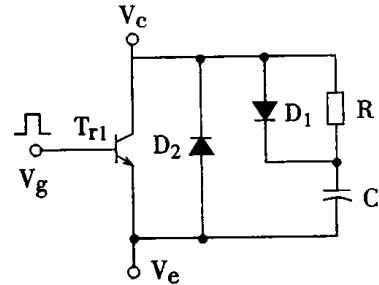


图 4-74 一个关断时的电流缓冲网络跨接在晶体管 c、e 两端,二极管 D_2 是漏电感换流二极管

对于参数的选择,可按经验公式求得。在关断时,能量可写成:

$$\frac{I_C V_{ce} (t_r + t_f)}{2} = \frac{1}{2} C V_{ce}^2 \quad (1.4.20)$$

式中 I_C ——最大的集电极电流(A);
 V_{ce} ——最大的集电极—发射极电压(V);
 t_f ——最大的集电极电压上升时间(μs);
 t_r ——最大的集电极电流下降时间(μs)。

解得电容 C 的表示式为:

$$C = \frac{I_C (t_r + t_f)}{V_{ce}} \quad (1.4.21)$$

据上述, T_{r1} 关断时 C 充电, T_{r1} 开通时, 充电的 C 经 R 和 T_{r1} 放电, 电容器两端的电压为: $u_C = V_{ce} e^{-\frac{t_{ON}}{RC}}$ 。为了承担 T_{r1} 关断时全部的充电电压, 选 RC 值使 $e^{-\frac{t_{ON}}{RC}} = 1$, 从而 $u_C = V_{ce}$ 。

同样, 我们选择 RC, 使电容在每次导通时间 t_{ON} 中, 可放完电。

假设 3 倍时间常数可以放完, 则:

$$3RC = t_{ON}$$

计得的电阻值, 必须限制放电电流 I_{dis} 只是集电极电流 I_C 的 1/4, 则:

$$I_{\text{dis}} = \frac{V_{\text{ce}}}{R} > 0.25I_C \quad (1.4.23)$$

如果 $I_{\text{dis}} > 0.25I_C$, 则必须按:

$$R = \frac{V_{\text{ce}}}{0.25I_C} \quad (1.4.24)$$

重选 R 值, 电阻的功率为:

$$P_R = \frac{1}{2} C V_{\text{ce}}^2 f \quad (1.4.25)$$

式中 f ——变换器的工作频率(kHz)。

例题: 已知 $V_{\text{ce}} = 200\text{V}$, $t_f = 0.2\mu\text{s}$, $t_r = 0.05\mu\text{s}$, 变换器工作频率 100kHz , 晶体管集电极电流 $I_C = 2\text{A}$, 求半桥式变换器的开关晶体管缓冲器 RC 的有关参数。

解: 按式(1.4.21)

$$C = \frac{I_C(t_r + t_f)}{V_{\text{ce}}} = \frac{2(0.05 + 0.2)}{200} = 0.0025\mu\text{F}$$

即 $C = 2.5\text{nF}$

假设 t_{ON} 是整个周期时间的 40%, 则:

$$t_{\text{ON}} = \frac{1}{100 \times 10^3} \times 0.4 = 0.004 \times 10^{-3} = 4\mu\text{s}$$

从式(1.4.22)得:

$$R = \frac{t_{\text{ON}}}{3C} = \frac{4 \times 10^{-6}}{3 \times 0.0025 \times 10^{-6}} = 533\Omega$$

选 $R = 750\Omega$

检查放电电流, 按式(1.4.23):

$$I_{\text{dis}} = \frac{V_{\text{ce}}}{R} = \frac{200}{750} = 0.266\text{A}$$

这个电流小于 $\frac{1}{4}I_C$, 取 $R = 750\Omega$, 按式(1.4.25)计电阻功耗:

$$P_R = \frac{1}{2} C V_{\text{ce}}^2 f = \frac{(0.0025 \times 10^{-6})(200^2)100 \times 10^3}{2} = 5\text{W}$$

在使用双极型功率晶体管时,为了防止出现二次击穿,管子的功耗必须保持在正向基极偏压安全工作区间曲线所规定的工作范围之内。因此,在集电极电压较高时,应减少额定功率来使用它。即使在开关工作状态中,安全工作范围也同样受到限制,而且缓冲网络的选择也要考虑到缓和晶体管开关应力。

MOSFET 将提供一个稳定的安全工作区间,这是因为在正向偏压期间,它不会受到二次击穿效应的威胁。因此,直流和脉冲二个情况下的安全工作区间都比一般双极型晶体管优越些。事实上,一个功率 MOSFET,完全可以在没有缓冲网络的情况下,在额定电压下开断额定电流。当然,在设计实际应用的线路时,还是取一定余量为好,原因有如下二点:

① RC 缓冲器改变了 MOSFET 的负载线,增加了它的可靠性。

② 缓冲器消耗了过剩的关断能量。否则,这一能量将由场效应管本身消散掉。

另一个值得指出的是,一般开关两端并有二极管,以便使存在漏感下,也能可靠地换流,并使电感能量反馈到电源中。但在 MOSFET 电路中,可以不要并联二极管,(在工作频率较低时),因为大多数功率 MOSFET 管结构有一个体内漏极 PN 结,它为通道起分流的作用。

图 4-75 示出作为一个开关使用 MOSFET。图中既画出了集成的体内——漏极二极管,而且也画出了 RC 缓冲器。其中 RC 缓冲器起到使晶体管 V_{DS} 电压在击穿值之下的作用。尽管 MOSFET 的动作时间比双极型的小一个数量级,但在前面介绍过的计算 RC 参数的方法,仍然对 MOSFET 适用。

VMOS 管的固有体内二极管的反向恢复时间大约为 200ns,而 VMOS 管开关转换时间只有 (20~100)ns。这在带感性负载时,必须要注意到这一时间关系的。

大功率开关管的吸收电路对整个电源可靠性起着主要作用,上述的二极管电阻电容电路的缺点是损耗较大,发热量大。小容量开关尚可应用,大容量时应用会引起重量、体积增加,引线电感增加,效率和可靠性减小。

图 4-76 示出用大功率齐纳二极管和电容作为吸收电路。

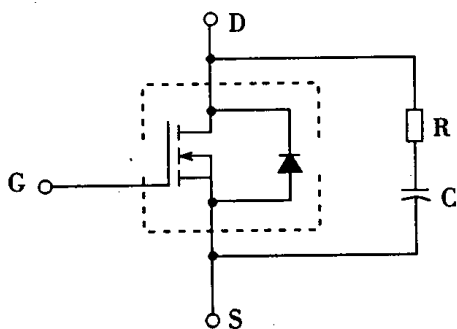


图 4-75 功率 MOSFET 作为开关时,内有换流二极管

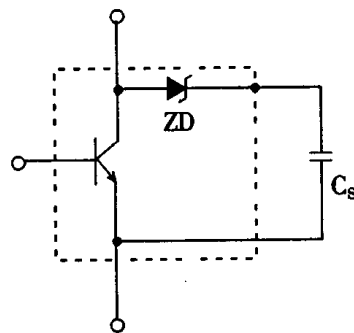


图 4-76 ZD 及 C_s 构成的缓冲器

齐纳二极管起二极管和电阻的作用,在开关断开时 ZD 正向导通给 C_s 充电,减慢电压的上升率;当开关导通时,ZD 被击穿。 C_s 放电电流受 ZD 阻抗的限制。线路特点是没有任何储存电荷引起的电路振荡。而且,开关是模块时,容易集成在一起,功耗也用模块散热器来处理。由于集成化,引线电感进一步得到减小。

第五章 磁性元件的特性与计算

第一节 概述

一、在开关电源中磁元件的作用及应用

这里讨论的磁性元件是指绕组和磁芯。绕组可以是一个绕组,也可以是两个或多个绕组。它是储能、转换及隔离所必备的元件。常把它作为变压器或电感器使用。

当变压器用,可起作用为:

- 电气隔离;
- 变比不同,达到电压升、降;
- 大功率整流副边相移不同,有利纹波系数减小;
- 磁耦合传送能量;
- 测量电压、电流。

当电感器用,可起作用为:

- 储能、平波、滤波;
- 抑制尖峰电压或电流,保护易受电压、电流损坏的电子元件;
- 与电容器构成谐振,产生方向交变的电压或电流。

二、掌握磁性元件对设计的重要意义

磁性元件是开关变换器中必备的元件。但又不易透彻掌握工作情况(包括磁材料特性的非线性,特性与温度、频率、气隙的依赖性和不易测量性)。在选用元件时,不像电子元件可以有现成成品选择。为何磁性元件绝大多数都是要自行设计呢?主要是变压器和电感器涉及的参数太多,例如:电压、电流、频率、温度、能量、电感量、变比、漏电感、磁材料参数、铜损耗、铁损耗等等。磁材料参数测量困难,也增加了人们的困惑感。就以 Magnetics 公司生产的其中一种 MPP 铁芯材料来说,它有 10 种 μ 值,26 种尺寸,能在 5 种温升限额下稳定工作。这样,便有 $10 \times 26 \times 5 = 1300$ 种组合,再加上前述电参数:电压、电流……等不同额定值的组合,将有不计其数的规格,厂家为用户备好现货是不可能的。果真有现货供应,介绍磁元件的特性、参数、使用条件的数据会非常繁琐,也将使挑选者无从下手。因此,绝大多数磁元件要自行设计,或提供参数委托设计、加工。

本章将介绍磁元件的一般特性,针对使用介绍设计方法。结合线路的具体形式的设计方法在第二篇中还有进一步的介绍。

三、磁性材料基本特性的描述

1. 初始磁导率, μ_i

初始磁导率是磁性材料的磁化曲线始端磁导率的极限值,即:

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H \rightarrow 0} \frac{B}{H}$$

式中 μ_0 ——真空磁导率($4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$);

H——交流磁场强度(A/m);

B——交流磁感应强度(T)。

2. 有效磁导率, μ_e

在闭合磁路中(漏磁可忽略),磁芯的有效磁导率为:

$$\mu_e = \frac{L}{4\pi N^2} \times \frac{1}{A_e} \times 10^7$$

式中 L——线圈的自感量(mH);

N——线圈圈数;

$\frac{1}{A_e}$ 磁芯常数,是磁路长度 l 与磁芯截面积 A_e 之比值(mm^{-1})

3. 饱和磁感应强度, B_s

随磁芯中磁场强度 H 增加,磁感应强度出现饱和时的 B 值,称饱和磁感应强度 B_s (mT)。

4. 剩余磁感应强度, B_r

磁芯从磁饱和状态去除磁场后,剩余的磁感应强度(或称残留磁通密度);

5. 矫顽力, H_c

磁芯从饱和状态去除磁场后,继续反向磁化,直至磁感应强度减小到零,此时的磁场强度称为矫顽力(或保磁力);

6. 温度系数, α_μ

温度系数为温度在 T_1 至 T_2 范围内变化时,每 1°C 相应磁导率的相对变化量,即

$$\alpha_\mu = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_1} \times \frac{1}{T_2 - T_1} (T_2 > T_1)$$

式中 μ_1 ——温度为 T_1 时的磁导率;

μ_2 ——温度为 T_2 时的磁导率。

7. 居里温度, T_c

在该温度下磁芯的磁状态由铁磁性转变成顺磁性。其定义见图 5-1,即在 $\mu - T$ 曲线上, $80\% \mu_{\max}$ 与 $20\% \mu_{\max}$ 连线与 $\mu = 1$ 的交叉点相对应的温度,即为居里温度 T_c 。

8. 磁芯损耗(铁损), P_c

磁芯在工作磁感应强度时的单位体积损耗。该工作磁感应强度可表示为:

$$B_w = \frac{V_s}{4.44 f N A_e} \times 10^6 (\text{mT})$$

式中 B_w ——工作磁感应强度(mT);

V_s ——线圈两端的电压(V);

f ——频率(kHz);

N ——线圈圈数;

A_e ——有效截面积(mm^2)。

磁芯损耗包括:磁滞损耗、涡流损耗、残留损耗。磁滞损耗是每次磁化所消耗的能量,表为 $\int_0^T HdB$; 涡流损耗是交变磁场在磁芯中产生环流引起的欧姆损耗,表为 $\frac{1}{6\rho}\pi^2 d^2 B_w^2 f^2$, 其中 d 为密度,即单位体积材料的重量;残留损耗是由磁化延迟及磁矩共振等造成。前两项是主要的。

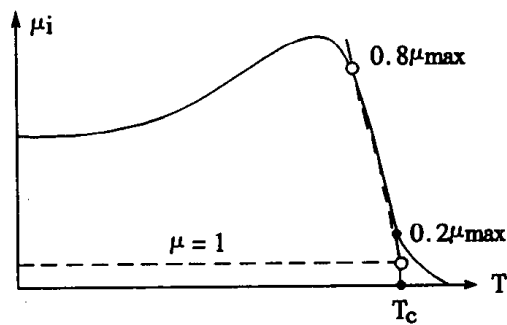


图 5-1 居里温度 T_c 定义图

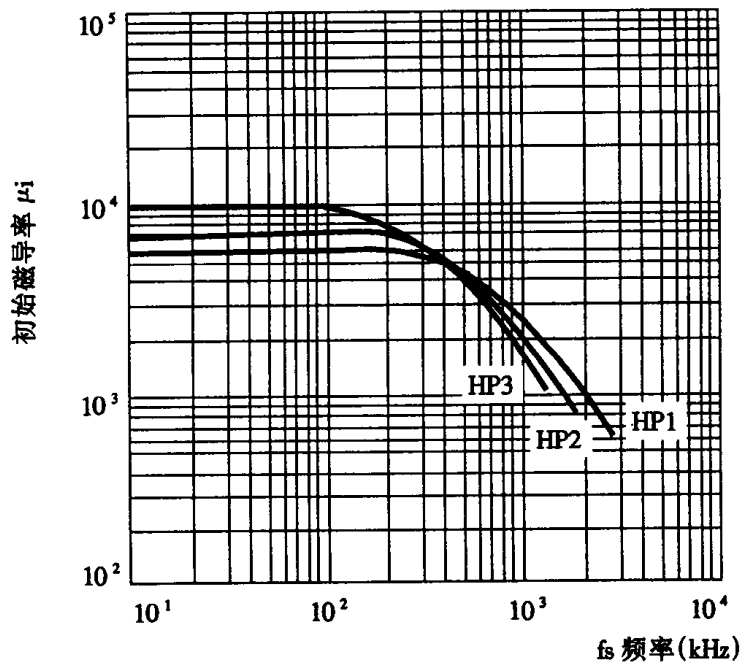


图 5-2 HP1 ~ HP3 的 $\mu_i = f(f_s)$ 曲线

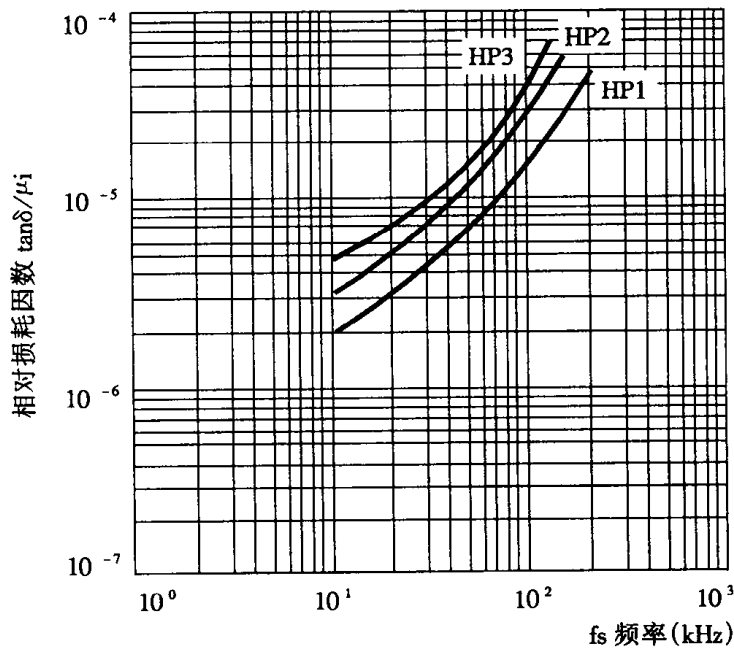


图 5-3 HP1 ~ HP3 的 $\tan\delta/\mu_i = f(f_s)$ 曲线

9. 电感系数, A_L

电感系数是磁芯上每一匝线圈产生的自感量, 即

$$A_L = \frac{L}{N^2} (\text{H}/N^2)$$

式中 L ——有磁芯的线圈的自感量(H);

N ——线圈匝数。

按照上面定义, 对常用国产的 LP, HP 磁芯系列进行测试, 数据列于表 5.1, 表 5.2。

表 5.1 LP 系列磁芯性能特性表

特性	符号	条件	单位	LP2	LP3	LP4
初始磁导率	μ_i	10kHz 0.1mT		$2500 \pm 25\%$	$2300 \pm 25\%$	$1400 \pm 25\%$
相对损耗因数	$\tan\delta/\mu_i$	100kHz	$\times 10^{-6}$	< 5	< 4	< 3
饱和磁感应强度	B_s (1200A/m)	25℃	mT	500	510	480
		100℃		390	390	380
剩余磁感应强度	B_r	25℃	mT	120	95	190
矫顽力	H_c	25℃	A/m	12	12	35

磁芯损耗	P_c	25kHz 200mT	25℃	KW/m^3	130	120	
			60℃		90	80	
			100℃		100	70	
		100kHz 200mT	25℃		700	600	
			60℃		500	500	
			100℃		600	410	
		500kHz 50mT	25℃				130
			60℃				80
			100℃				80
居里温度	T_c		℃	>230	>215	>240	
电阻率	ρ		$\Omega \cdot m$	3	6.5	20	
密度	d		g/cm^3	4.8	4.8	4.8	

注：表中数值系用 $\Phi 22/\Phi 14/10$ 环形磁芯测得。如无说明，均在 $25 \pm 2^\circ C$ 下测得

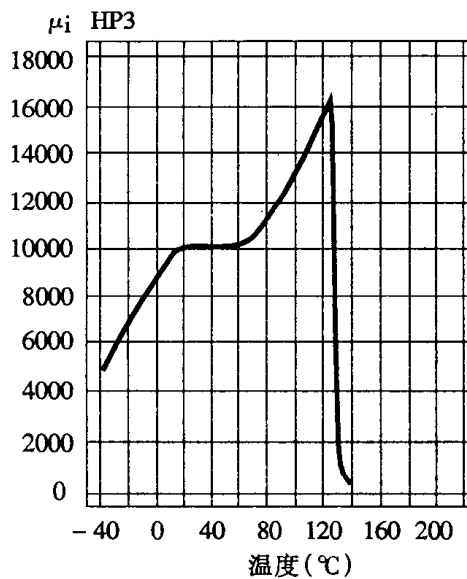


图 5-4 HP3 初始导磁率 μ_i 与温度关系

表 5.2 HP 系列磁芯性能特性表

特性	符号	条件	单位	HP1	HP2	HP3
初始磁导率	μ_i	10kHz 0.1mT		$5500 \pm 25\%$	$7000 \pm 25\%$	$10000 \pm 25\%$
相对损耗因数	$\tan\delta$	10kHz	$\times 10^{-6}$		<7	<7
	μ_i	100kHz		<5		
饱和磁通密度	B_s	1200A/m	mT	420	400	400
剩余磁通密度	B_r		mT	150	90	90
矫顽力	H_c		A/m	8	8	7

居里温度	T_c		℃	> 140	> 130	> 120
电阻率	ρ		$\Omega \cdot m$	0.3	0.1	0.05
密度	d		g/cm	4.9	4.9	5.0

注：表中数值系在 $\Phi 22/\Phi 14/10$ 环形磁芯上测得。如无说明，各数据值均在 $25 \pm 2^\circ C$ 下测得
HP 相应的特性曲线示于图 5-2 ~ 图 5-5。

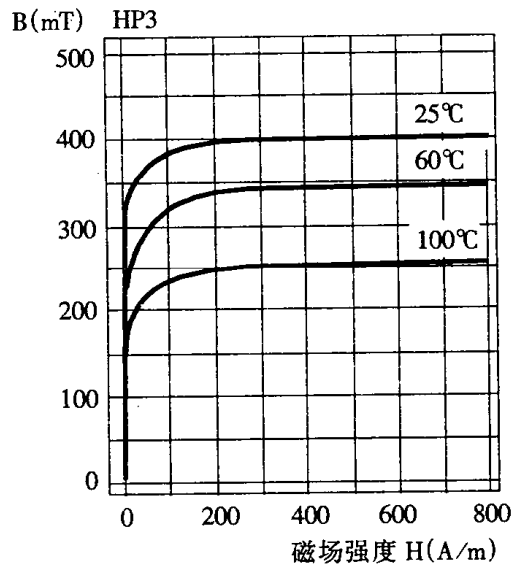


图 5-5 HP3 磁感应强度 B 与 H 的关系

四、磁芯型号对照表

上述国产 LP、HP 与其它各厂商材料牌号的对照见表 5.3。

表 5.3 国产 LP、HP 与各厂商对应的磁材料

CONDA	TDK	PHILIPS	SIEMENS MATSVSHITA	FDK	TOKIN	HITACHI FERRITE
LP2	PC30 (H7C1)	3C85	N27	6H10	2500B	SB-7C
LP3	PC40 (H7C4)	3C90 3F3	N67 N87	6H20	2500B2	SB-7C
LP4	PC50 (H7CF)	3F4	N47 N49	7H10	B40	SB-1M
HP1	H5B HS50	3E4	N30	2H06	4000H	GP-7 GQ-5C
HP2	H5B2 HS72	3E25	T35	2H07	6000H	GP-9
HP3	H5C2	3E5	T38	2H10	12001H	GP-11

第二节 磁性材料及铁氧体磁性材料

一、磁芯磁性能

各种磁芯材质外形虽相似,但磁性能可能有极大差别。开关电源变压器磁芯多是低磁场下使用的软磁材料,它有较高磁导率,低的矫顽力,高的电阻率。磁导率高,在一定线圈匝数时,通过不大的激磁电流就能有较高的磁感应强度,线圈就能承受较高的外加电压,因此在输出一定功率要求下,可减轻磁芯体积。磁芯矫顽力低,磁滞回环面积小,则铁耗也小。高的电阻率,则涡流小,铁耗小。金属软磁材料在开关电源中用得较少,只是如铁-镍合金、铁-铝合金薄片的铁芯基本合适。有一种软磁材料是铁氧体,铁氧体是复合氧化物烧结体,电阻率很高,适合高频下使用,但 B_s 值比金属软磁材料小得多,较普遍使用在开关电源中。非晶态软磁材料,将在本章最后介绍。在设计时必须从选择合适的磁芯材料开始。各种铁芯材料之特性如表 5.4。

表 5.4 三类铁芯的基本特性参数

类别	名称	材料	导磁率	B_s (GS)	f_{max} (kHz)	特点说明
金属铁芯	硅钢片 (silicon Steel)	si—Fe	~ 1800	20000	~ 10	除坡莫合金外,余皆高磁感应强度。除非晶合金外,宜 30kHz 以下使用,这些材料电阻率低
	坡莫合金 (permalloy)	Ni—Fe	~ 20000	7500	~ 30	
	超级坡莫合金 (supermalloy)	Ni—Fe	~ 100000	7800	~ 30	
	钴铁合金 (permendur)	Co—Fe	800	24500	~ 30	
	非晶合金 (Amorphous)	Fe(Ni, Co)	~ 100000	15000	~ 1000	
铁粉磁芯	碳基铁粉芯 (carbonyl Iron)	Fe	3 ~ 120	~ 9000	~ 300000	低导磁率,高磁感应强度,低损失,宜中、高频使用
	铝硅铁粉芯 (Sendust)	Al, Si, Fe	10 ~ 80	~ 9000	~ 1000	
	钼坡莫合金铁粉芯	Mo, Ni, Fe	14 ~ 145	~ 8000	300	

铁 氧 体 磁 芯	锰锌铁氧体 (Mn-Zn Ferrite)	Mn, Zn, Fe	1000 ~ 18000	~ 5000	~ 1000	锰锌铁氧体导磁率高, 磁感应强度中等, 电阻率高, 损失低, 价格低宜高频使用
	镍锌铁氧体 (Ni-Zn Ferrite)	Ni, Zn, Fe	15 ~ 500	~ 3000	~ 100000	
	铜镁锌铁氧体 (Cu-Mg-Zn Ferrite)	Cu, Mg, Zn, Fe	~ 10		200000	

表 5.4 特性可用图 5-6 简表其位置关系。

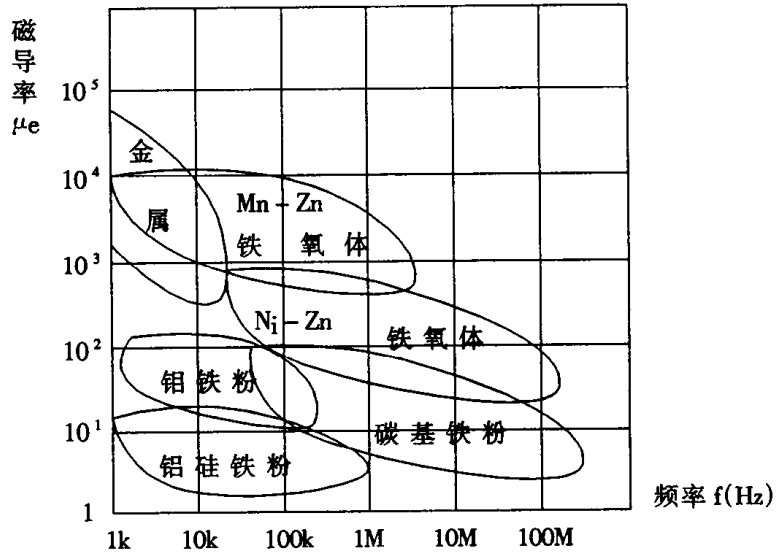


图 5-6 各种磁性材料之导磁率及适用频率范围

各种磁芯物理性能及价格高低比较如表 5.5。

表 5.5 各种磁芯特性比较表

特性	Amorphous 非晶合金	Thin si-steel 薄硅钢片	Permallog 坡莫合金	Ferrite 铁氧体
铁损	低	高	中	低
磁导率	高	低	高	中
饱和磁密	高	高	中	低

温度影响	中	小	小	中
加工	难	易	易	易
价格	中	低	中	低

按应用在高、中、低频变压器或电感器的特性要求来看,选用铁芯材质可参考表 5.6 和表 5.7。

表 5.6 各种材质磁芯应用场合表

应用场合	要求特性	适用材质	材质特点
中、低频大功率变压器	高 B_s 、高 T_c 、高热传导系数、低损耗	硅钢片	可有方向性,成本低
		钴铁合金	高价位
		镍铁合金薄带	可有方向性
		非晶质合金薄带	高电阻系数
高、中频变压器	中等 B_s , 高 μ_e , 磁回线高角形性, 低损耗, 高稳定性	镍铁合金薄带	可作不同形状卷绕, 可成为极薄之薄带(如 0.003mm)
		非晶合金薄带	高角形性, 低磁伸缩
高频小功率变压器、滤波器	低 μ_e , 中、低损耗, 直流重叠性佳, 温度、时间稳定性好	镍铁粉(80% ~ 50% Ni)	低损耗, 稳定性好, 高 B_s
		铁粉芯	成本低, B_s

表 5.7 铁氧体磁芯适用的装置

铁氧体	适用装置	应用频率	特性要求
线性 B/H, 低磁通密度 B_s			
$M_n - Z_n$, $N_i - Z_n$	电感	1MHz($M_n Z_n$) 1 ~ 100MHz($N_i Z_n$)	高 μ , 高 Q 值 高 t, T_c 稳定性
$M_n - Z_n$, $N_i - Z_n$	脉冲变压器 宽频带变压器	1MHz($M_n Z_n$) 1 ~ 500MHz($N_i Z_n$)	高 μ 低损失
非线性 B/H, 中到高磁通密度 B_s			
$M_n - Z_n$, $N_i - Z_n$	反激变换器 变压器	100kHz	高 μ_e , B_s , 低损耗

$M_n - Z_n,$ $N_i - Z_n$	滤波磁珠 (尖峰抑制器)	~ 250MHz	高 μ_e , 高 B_S , 高损耗
$M_n - Z_n,$ $N_i - Z_n$	电感(扼流圈)	~ 250MHz	高 μ_e , 高 B_S , 高损耗
$M_n - Z_n$	功率变压器	~ 1MHz	高 B_S , 低损耗

二、磁芯结构

基本结构有:①叠片,通常由硅钢或镍钢薄片冲剪成 E、I、F、O 等形状,叠成一个铁芯;②环形铁芯(toroid),由 O 型薄片叠成,也可由窄长的硅钢、合金钢带卷绕而成,此形铁芯,绕线困难;③C 形铁芯,此种铁芯可免去环形铁芯绕线困难的缺点,由二个 C 型铁芯对接而成。因此,可用机械绕线,线圈也可填满整个窗口;④罐形(POT)铁芯,它是磁芯在外,铜线圈在里,免去环形线圈绕线不便的一种结构形式,可以减少 EMI。缺点是内部线圈散热不良,温升较高,因此只在小功率变换器中使用。

如果把罐形铁芯外园切掉一部分,则变成通风良好,从而解决温升过高的问题。从改善通风出发因而有图 5-7 所示的各种磁芯形式。它们对应名称;PM 型、Q 型、EP 型、RM 型、X 型、TT 型、EC 型等。

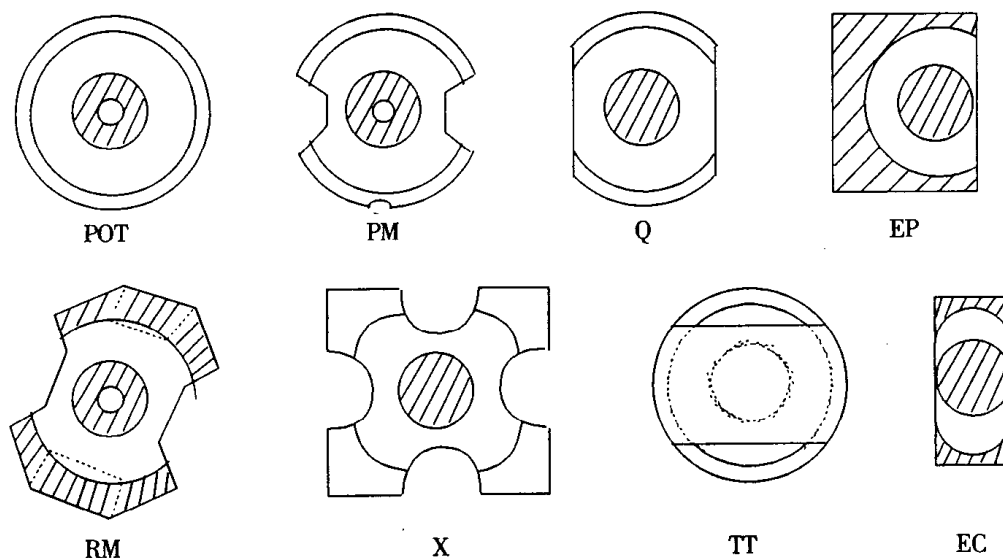


图 5-7 为解决 PQ 型散热出现的各型铁芯示意图

磁芯的使用一定要在居里温度以内。这是选择磁芯材质首先要顾及的问题。然后在磁导

系数大小,脆度,硬度,温度稳定性,磁导系数与磁感应强度关系等进行考虑。

最后是工作频率和噪声。工作频率可参见表 5.4 和图 5-6。如铁芯用金属叠片构成,引起机械振动噪声可能性较大;铁氧体磁芯产生这种噪声可能性小。不过,铁氧体磁芯有了磁场时,会使材料有收缩或膨胀的现象,称为磁致伸缩(magnetostriction),随着会引起铁芯的机械共振,磁致伸缩会改变磁场间负极性而至正极性。因此把铁芯变压器装在电源板上时,要留意是否会产生机械噪声和电磁噪声,并设法减小之。

第三节 高频变压器设计方法

最常用的有两种方法,第一种是先求出磁芯窗口面积 A_w 与磁芯有效截面积 A_e 的乘积 AP ($AP = A_w \times A_e$, 称磁芯面积乘积)。根据 AP 值,查表找出所需磁性材料之编号;第二种是先求出几何参数,查表找出磁芯编号,再进行设计。前者谓之 AP 法,后者称为 K_g 法。

一、变压器设计方法——面积乘积(AP)法

1. AP 法公式之推导

原边 N_p 匝,副边 N_s 匝的变压器在 N_p 匝上以电压 V_1 开关工作时,根据法拉第定律:

$$V_1 = K_f f_s N_p B_w A_e \quad (1.5.1)$$

式中 f_s ——开关工作频率(Hz);

B_w ——工作磁通密度(T);

A_e ——磁芯有效面积(m^2);

K_f ——波形系数,有效值与平均值之比正弦波时为 4.44,方波时为 4。

整理得:

$$N_p = \frac{V_1}{K_f f_s B_w A_e} \quad (1.5.2)$$

铁芯窗口面积 A_w 乘上使用系数 K_0 为有效面积,该面积为原边绕组 N_p 占据的窗口面积 $N_p A_p'$ 与副边绕组 N_s 占据的窗口面积 $N_s A_s'$ 之和,即

$$K_0 A_w = N_p A_p' + N_s A_s' \quad (1.5.3)$$

式中 K_0 ——窗口使用系数($K_0 < 1$);

A_p' ——原边绕组每匝所占用面积;

A_w ——铁芯窗口面积;

A_s' ——副边绕组每匝所占用面积。

每匝所占用面积与流过该匝的电流值 I 和电流密度 J 有关,如下式所示:

$$A_p' = \frac{I_1}{J} \quad (1.5.4)$$

$$A_s' = \frac{I_2}{J} \quad (1.5.5)$$

整理式(1.5.2)(1.5.3)(1.5.4)(1.5.5)得

$$K_0 A_w = \frac{V_1}{K_f f_s B_w A_e} \frac{I_1}{J} + \frac{V_2}{K_f f_s B_w A_e} \frac{I_2}{J}$$

$$\text{即} \quad A_w A_e = \frac{V_1 I_1 + V_2 I_2}{K_0 K_f f_s B_w J} \quad (1.5.6)$$

$A_w A_e$ 即变压器窗口面积和铁芯截面积的乘积。 $V_1 I_1 + V_2 I_2$ 为原边和副边功率。上式表明工作磁密 B_w 、开关工作频率 f_s 、窗口面积使用系数 K_0 、波形系数 K_f 和电流密度 J 都影响到面积的乘积。电流密度 J 直接影响到温升,亦影响到 $A_w A_e$,可表为:

$$J = K_j (A_w A_e)^X \quad (1.5.7)$$

式中 K_j ——电流密度比例系数;

X ——常数,由所用磁芯确定。

式(1.5.6)又可表为

$$A_w A_e = \frac{P_T}{K_0 K_f f_s B_w K_j (A_w \cdot A_e)^X}$$

整理得:

$$AP = \left(\frac{P_T \times 10^4}{K_0 K_f f_s B_w K_j} \right)^{\frac{1}{1+X}} \quad (1.5.8)$$

式中 AP ——为 A_w 和 A_e 两面积的乘积(cm^4);

P_T ——为 $V_1 I_1 + V_2 I_2$ 变压器的视在功率(W);

B_w ——工作磁通密度(T);

f_s ——开关工作频率(Hz);

式(1.5.8)说明,铁芯的选择就是选择一合适的 AP 值,使它输送功率 P_T 时,铜损和铁损引起的温升在额定温升之内。

图 5-8 所示的常用几种铁芯 AP 值示意图。

2. 变压器视在功率 P_T 的确定

视在功率随线路结构不同而不同。如图 5-9 所示。

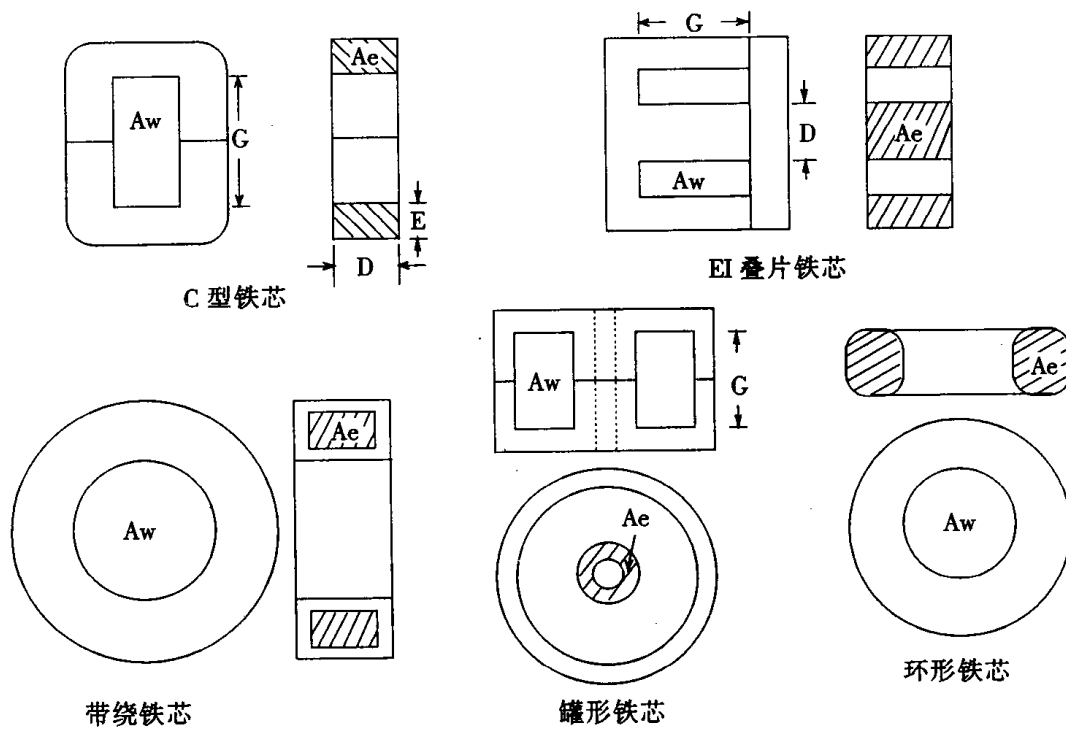


图 5-8 $A_w \cdot A_e = AP$ 的示意图

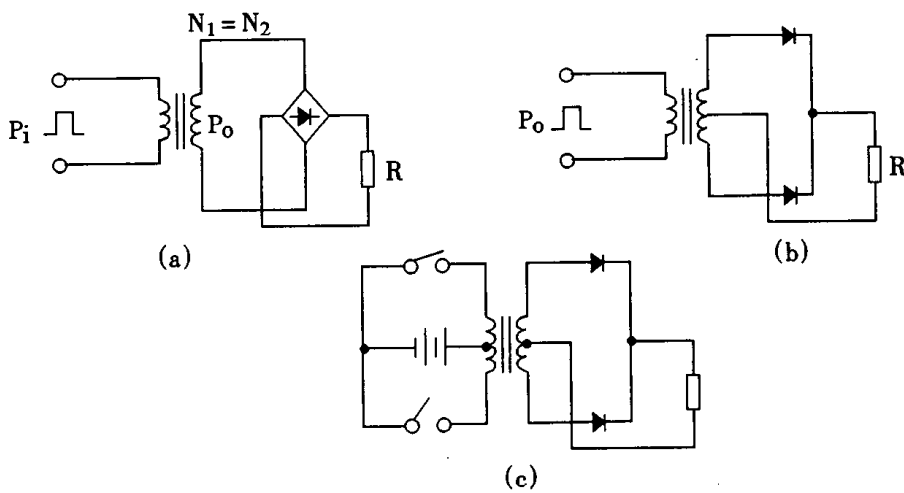


图 5-9 视在功率与线路结构关系

线路(a)理想时(即变压器效率 $\eta = 1$ 时)。 $P_T = P_i + P_o = 2P_i$

实际(即 $\eta < 1$) $P_T = P_o + \frac{P_o}{\eta} = P_o(1 + \frac{1}{\eta})$

线路(b)理想时($\eta < 1$) $P_T = (1 + \sqrt{2})P_i$

实际($\eta < 1$):
$$P_T = P_0 \left(\frac{1}{\eta} + \sqrt{2} \right)$$

线路(c)理想时($\eta = 1$):
$$P_T = \sqrt{2} P_i$$

实际($\eta < 1$):
$$P_T = P_0 \left(\frac{1}{\eta} + 1 \right) \sqrt{2}$$

3. 窗口使用系数 K_0 的确定

窗口使用系数 K_0 是表征变压器或电感器之窗口面积中铜线实际占有的面积量。它由导线截面积、匝数、层数、绝缘漆之厚薄及线圈之纹距等决定。据 W. T. Mclyman:《Transformer and Inductor Design Handbook》将 K_0 表成下式:

$$K_0 = S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdot S_4$$

$$S_1 = \frac{\text{导线面积}}{\text{导线面积} + \text{导线绝缘材料面积}}$$

$$S_2 = \frac{n \text{ 匝绕线之面积}}{\text{可用窗口面积}}$$

$$S_3 = \frac{\text{可用窗口面积}}{\text{窗口面积}}$$

$$S_4 = \frac{\text{可用窗口面积}}{\text{可用窗口面积} + \text{绕组绝缘面积}}$$

K_0 主要与线径、绕组数有关,一般典型值取 $K_0 = 0.4$ 。

4. 磁芯结构常数

磁芯结构常数如表 5.8 所示:

表 5.8 各种磁芯结构常数

铁芯种类	耗损	K_j (允许温升 25℃)	K_j (允许温升 50℃)	X	K_S	K_W	K_V
一般罐形(配线)磁芯	$P_{cu} = P_{fe}$	433	632	-0.17	33.8	48	14.5
铁粉磁芯	$P_{cu} \gg P_{fe}$	403	590	-0.12	32.5	58.8	13.1

金属叠片铁芯	$P_{cu} = P_{fe}$	366	534	-0.12	41.3	68.2	19.7
C型铁芯	$P_{cu} = P_{fe}$	323	468	-0.14	39.2	66.6	17.9
单线圈	$P_{cu} \gg P_{fe}$	395	569	-0.14	44.5	76.6	25.6
带绕铁芯	$P_{cu} = P_{fe}$	250	365	-0.13	50.9	82.3	25

表 5.8 中各值是由各种铁芯资料使用最小平方误差法以尽量符合其函数曲线值而求得。有关电流密度 J 、铁芯体积 V_{01} 、重量 W_t 、和面积 A_S 与 AP 的关系表为：

$$J = K_J AP^x \quad V_{01} = K_V AP^{0.75}$$

$$W_t = K_W AP^{0.75} \quad A_S = K_S AP^{0.5}$$

二、AP 法举例

一推挽方式工作的开关电源，原边接 $V_S = 28(V)$ ，副边带中心抽头全波整流线路，输出电压 $V_0 = 18(V)$ ， $I_0 = 5(A)$ 工作频率 $f_S = 40kHz$ ，效率 $\eta = 0.98$ (变压器) 允许温升 $25^\circ C$ ，指定用 80~20 镍锌铁氧体材质的 C 型铁芯，工作磁通密度 $B_W = 0.3T$ ，试用 AP 法设计高频变压器各参数。

(1) 计算总的视在功率 P_T

设用肖特基二极管其压降 $V_{DF} = 0.6V$

$$\begin{aligned} P_T &= P_0 \left(\frac{1}{\eta} + 1 \right) \sqrt{2} \\ &= (V_0 + V_{DF}) I_0 \left(\frac{1}{\eta} + 1 \right) \sqrt{2} \\ &= (18 + 0.6 \times 5) \times \left(\frac{1}{0.98} + 1 \right) \sqrt{2} \\ &= 265W \end{aligned}$$

(2) 计算 AP 值

取 $K_0 = 0.4$

$K_f = 4.0$ (方波)

$B_W = 0.3T$

$f_S = 40kHz$

由表 5.8 C 型铁芯允许温升 25℃ 时查得 $K_j = 323$ $X = -0.14$

依式(1.5.8)计算

$$AP = \left(\frac{P_T \times 10^4}{K_0 K_f f_s B_w K_j} \right)^{\frac{1}{1+X}}$$

$$= \left(\frac{265 \times 10^4}{0.4 \times 4.0 \times 40 \times 10^3 \times 0.3 \times 323} \right)^{\frac{1}{1-0.14}}$$

$$= 0.3747(\text{cm}^4)$$

(3) 加 10% 裕度, 由表 5.9 查得一型号为 CL-45 铁芯, 其参数为:

$$AP = 0.75(\text{cm}^4)$$

$$MLT = 3.9\text{cm}$$

表 5.9 C 型铁芯(部分)

CAT. NO.	D (CM)	E (CM)	F (CM)	G (CM)	MPL (CM)	HT (CM)	WITH (CM)	LT (CM)	W _{ife} (KG)	W _{ku} (KG)	MLT (CM)	EFF A _e (CM ²)	GROSS A _w (CM ²)	AP (CM ⁴)	KG (CM ²)	A _s (CM ²)
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
CL-2-E	.952	.476	.794	1.587	6.1	2.5	1.7	2.5	.019	.020	4.5	.40	1.26	.51	.018199	30.8
CL-4	.635	.635	.635	2.222	7.4	3.5	1.3	2.5	.020	.020	3.9	.36	1.41	.51	.018420	29.8
CL-45	.476	.635	.794	3.492	10.4	4.8	1.3	2.9	.021	.038	3.9	.27	2.77	.75	.020710	44.4
CL-3-D	1.270	.476	.635	1.587	5.6	2.5	1.9	2.2	.023	.018	5.1	.54	1.01	.54	.022895	28.4
CL-5-A	.952	.635	.635	1.587	6.1	2.9	1.6	2.5	.025	.016	4.6	.54	1.01	.54	.025498	28.4
CL-260	.476	.635	1.111	3.492	10.9	4.8	1.6	3.5	.022	.060	4.4	.27	3.88	1.04	.025689	60.5
CL-149-A	.873	.556	.556	2.619	7.9	3.7	1.4	2.2	.026	.021	4.1	.43	1.46	.63	.026215	31.1
CL-71	.952	.476	.794	2.540	7.9	3.5	1.7	2.5	.024	.032	4.5	.40	2.02	.81	.029119	39.0
CL-7-A	.952	.397	.635	4.445	11.2	5.2	1.6	2.1	.029	.041	4.1	.34	2.82	.95	.031126	44.8
CL-2-C	.635	.794	.794	2.222	8.1	3.8	1.4	3.2	.028	.028	4.5	.45	1.76	.79	.031455	39.1
CL-76	.952	.476	.952	2.540	8.1	3.5	1.9	2.9	.025	.041	4.8	.40	2.42	.98	.033112	46.0
CL-5	.952	.635	.635	2.222	7.4	3.5	1.6	2.5	.030	.025	4.6	.54	1.41	.76	.035698	33.7
CL-6-E	1.270	.516	.635	2.222	7.1	3.3	1.9	2.3	.032	.026	5.2	.58	1.41	.82	.037041	34.6
CL-62	.635	.635	1.270	2.857	9.9	4.1	1.9	3.8	.027	.064	4.9	.36	3.63	1.30	.037804	64.9
CL-7	.952	.556	.794	2.540	8.1	3.7	1.7	2.7	.029	.033	4.7	.47	2.02	.95	.038286	40.9
CL-37	.952	.556	.794	2.699	8.4	3.8	1.7	2.7	.030	.036	4.7	.47	2.14	1.01	.040679	42.3
CL-69	.635	.635	1.270	3.175	10.7	4.4	1.9	3.8	.029	.071	4.9	.36	4.03	1.45	.042004	68.5
CL-121-D	.635	.635	1.270	3.334	10.9	4.6	1.9	3.8	.030	.074	4.9	.36	4.23	1.52	.044105	70.4

$$A_e = 0.27(\text{cm})^2 \quad A_w = 2.77(\text{cm})^2 \quad A_s = 44.4(\text{cm})^2 \quad MPL = 10.4\text{cm} \quad W_{\text{fe}} = 0.021\text{kg}$$

(4) 计算原边绕组的匝数(中心抽头至两端)依式(1.5.2), $V_1 = V_S = 28(V)$

$$\begin{aligned} N_P &= \frac{V_S \times 10^4}{K_f f_s B_w A_e} \\ &= \frac{28 \times 10^4}{4.0 \times 40 \times 10^3 \times 0.3 \times 0.27} \\ &= 21.5 \text{ 匝, 取整数 } 22 \text{ 匝} \end{aligned}$$

(5) 计算原边绕组电流

$$\begin{aligned} I_P &= \frac{P_0}{V_S \eta} \\ &= \frac{(18 + 0.6) \times 5}{28 \times 0.98} \\ &= 3.39(A) \end{aligned}$$

(6) 计算电流密度, 依式(1.5.7), 由表 5.8 确定 K_j 、 X , $K_j = 323$, $X = -0.14$

$$\begin{aligned} \therefore J &= K_j (A_w A_e)^X = K_j A P^X \\ &= 323 \times (0.75)^{-0.14} \\ &= 336.2 A / (\text{cm})^2 \end{aligned}$$

(7) 计算原边绕组裸线面积

注意, 在中间抽头电路时, I_P 需乘上 0.707 之校正因素。

$$\begin{aligned} A_{XP} &= \frac{I_P \times 0.707}{J} \\ &= \frac{3.39 \times 0.707}{336.2} \\ &= 0.00713 (\text{cm})^2 \end{aligned}$$

由导线规格表(5.10)的 AWG 规格查得最接近线号:

AWG # 18

$$A_{XP} = 0.00823$$

$$\frac{\mu\Omega}{\text{cm}} = 209.5$$

表 5.10 AWG 导线规格表

AWG 线 大小	裸线		电阻 $\frac{\mu\Omega}{\text{cm}} _{20^\circ\text{C}}$	有 关 数 据								
	A_p $\text{cm}^2 \cdot 10^{-3}$	Cir - Mil (注) (圆密耳)		截面积		直径		每匝		每匝		重量 gm/cm
			$\text{cm}^2 \cdot 10^{-3}$	Cir - Mil	cm	Inch	cm	Inch	cm^2	Inch^2		
10	52.61	10384	32.70	55.9	11046	0.267	0.1051	3.87	9.5	10.73	69.20	0.468
11	41.68	8226	41.37	44.5	8798	0.238	0.0938	4.36	10.7	13.48	89.95	0.3750
12	33.08	6529	52.09	35.64	7022	0.213	0.0838	4.85	11.9	16.81	108.4	0.2977
13	26.26	5184	65.64	28.36	5610	0.190	0.0749	5.47	13.4	21.15	136.4	0.2367
14	20.82	4109	82.80	22.95	4556	0.171	0.0675	6.04	14.8	26.14	168.6	0.1879
15	16.51	3260	104.3	18.37	3624	0.153	0.0602	6.77	16.6	32.66	210.6	0.1492
16	13.07	2581	131.8	14.73	2905	0.137	0.0539	7.32	18.6	40.73	262.7	0.1184
17	10.39	2052	165.8	11.68	2323	0.122	0.0482	8.18	20.8	51.36	331.2	0.0943
18	8.228	1624	209.5	9.326	1857	0.109	0.0431	9.13	23.2	64.33	414.9	0.07472
19	6.531	1289	263.9	7.539	1490	0.0980	0.0386	10.19	25.9	79.85	515.0	0.05940
20	5.188	1024	332.3	6.065	1197	0.0879	0.0346	11.37	28.9	98.93	638.1	0.04726
21	4.116	812.3	418.9	4.837	954.8	0.0785	0.0309	12.75	32.4	124.0	799.8	0.03757
22	3.243	640.1	531.4	3.857	761.7	0.0701	0.0276	14.25	36.2	155.5	1003	0.02965
23	2.588	510.8	666.0	3.135	620.0	0.0632	0.0249	15.82	40.2	191.3	1234	0.02372
24	2.047	404.0	842.1	2.514	497.3	0.0566	0.0223	17.63	44.8	238.6	1539	0.01884
25	1.623	320.4	1062.0	2.002	396.0	0.0505	0.0199	19.80	50.3	299.7	1933	0.01498
26	1.280	252.8	1345.0	1.603	316.8	0.0452	0.0178	22.12	56.2	374.2	2414	0.01185
27	1.021	201.6	1687.6	1.313	259.2	0.0409	0.0161	24.44	62.1	456.9	2947	0.00945
28	0.8046	158.8	2142.7	1.0515	207.3	0.0366	0.0144	27.32	69.4	570.6	3680	0.00747
29	0.6470	127.7	2664.3	0.8548	169.0	0.0330	0.0130	30.27	76.9	701.9	4527	0.00602
30	0.5067	100.0	3402.2	0.6785	134.5	0.0294	0.0116	33.93	86.2	884.3	5703	0.00472
31	0.4013	79.21	4294.6	0.5596	110.2	0.0267	0.0105	37.48	95.2	1072	6914	0.00372
32	0.3242	64.00	5314.9	0.4559	90.25	0.0241	0.0095	41.45	105.3	1316	8488	0.00305
33	0.2554	50.41	6748.6	0.3662	72.25	0.0216	0.0085	46.33	117.7	1638	10565	0.00241
34	0.2011	39.69	8572.8	0.2863	56.25	0.0191	0.0075	52.48	133.3	2095	13512	0.00189
35	0.1589	31.36	10849	0.2268	44.89	0.0170	0.0067	58.77	149.3	2645	17060	0.00150
36	0.1266	25.00	13608	0.1813	36.00	0.0152	0.0060	65.62	166.7	3309	21343	0.00119
37	0.1026	20.25	16801	0.1538	30.25	0.0140	0.0055	71.57	181.8	3901	25161	0.000977
38	0.08107	16.00	21266	0.1207	24.01	0.0124	0.0049	80.35	204.1	4971	32062	0.000773
39	0.06207	12.25	27775	0.0932	18.49	0.0109	0.0043	91.57	232.6	6437	41518	0.000593
40	0.04869	9.61	35400	0.0723	14.44	0.0096	0.0038	103.6	263.2	8298	53522	0.000464
41	0.03972	7.84	43405	0.0584	11.56	0.00863	0.0034	115.7	294.1	10273	66260	0.000379
42	0.03166	6.25	54429	0.04558	9.00	0.00762	0.0030	131.2	333.3	13163	84901	0.000299
43	0.02452	4.84	70308	0.03683	7.29	0.00685	0.0027	145.8	370.4	16291	105076	0.000233
44	0.0202	4.00	85072	0.03165	6.25	0.00635	0.0025	157.4	400.0	18957	122272	0.000195

[注]图密耳是面积单位,即直径为1密耳(1密耳=0.001英寸)的金属丝面积

计算原边绕组电阻

$$\begin{aligned}R_P &= (MLT)(N)\frac{\mu\Omega}{\text{cm}} \times 10^{-6} \\ &= 3.9 \times 22 \times 209.5 \times 10^{-6} \\ &= 0.018\Omega\end{aligned}$$

计算原边绕组铜损

$$\begin{aligned}P_{\text{PCU}} &= I_P^2 R_P \\ &= (3.39)^2 \times 0.018 \\ &= 0.207\text{W}\end{aligned}$$

(8)计算副边绕组匝数(中心抽头至两端)

$$V_S' = 18 + 0.6 = 18.6$$

$$\begin{aligned}N_S &= \frac{N_P V_S'}{V_P} \\ &= \frac{22 \times 18.6}{28} \\ &= 14.6 \text{ 匝, 取整 } 15 \text{ 匝}\end{aligned}$$

(9)计算副边绕组裸线面积

中间抽头变压器的 I_0 需再乘 0.707 校正因素

$$\begin{aligned}A_{\text{XS}} &= \frac{I_0 \times 0.707}{J} \\ &= \frac{5 \times 0.707}{336.2} \\ &= 0.01051(\text{cm})^2\end{aligned}$$

由表 5.10 查得最接近的 AWG 线号为:

AWG # 17

$$A_{\text{XS}} = 0.01039(\text{cm})^2$$

$$\frac{\mu\Omega}{\text{cm}} = 165.8, \quad \text{即: } \frac{\Omega}{\text{cm}} = 0.165 \times 10^{-3}$$

计算副边绕组电阻

$$\begin{aligned}
 R_s &= (MLT)(N) \frac{\mu\Omega}{\text{cm}} \times 10^{-6} \\
 &= 3.9 \times 15 \times 165.8 \times 10^{-6} \\
 &= 0.0097\Omega
 \end{aligned}$$

计算副边绕组铜耗

$$P_{SCU} = I_0^2 R_s = 5^2 \times 0.0097 = 0.243\text{W}$$

因此变压器总铜耗(原边加副边)

$$P_{CU} = P_{PCU} + P_{SCU} = 0.207 + 0.243 = 0.45\text{W}$$

在绕制变压器时,应尽量选用多股线,并使多股线截面积与上面所选的 AWG # 17, 18 截面积相等。

(10) 计算在效率 η 下允许的总损耗 P_Σ

$$\begin{aligned}
 P_\Sigma &= \frac{P_0}{\eta} - P_0 \\
 &= \frac{18.6 \times 5}{0.98} - 18.6 \times 5 \\
 &= 1.9\text{W}
 \end{aligned}$$

(11) 计算允许铁耗 P_{fe}

$$\begin{aligned}
 P_{fe} &= P_\Sigma - P_{CU} \\
 &= 1.9 - 0.45 \\
 &= 1.45\text{W}
 \end{aligned}$$

(12) 根据铁芯损耗曲线求工作下的实际发生的损耗
由推挽线路损耗表示式,可求出 40kHz 时每公斤损耗(mW)值

$$\begin{aligned}
 \frac{\text{mW}}{\text{Kg}} &= 0.165 \times 10^{-3} f_s^{(1.41)} B_w^{(1.77)} \\
 &= 0.165 \times 10^{-3} \times 40000^{(1.41)} \times 0.3^{(1.77)} \\
 &= 60.53
 \end{aligned}$$

实际发生的损耗

$$P_{fe} = \frac{\text{mW}}{\text{Kg}} \times W_{tfe}$$

$$= 60.53 \times 0.021$$

$$= 1.27\text{W}$$

(13)上项损耗(1.27)小于(11)项允许(1.45)的损耗。

(14)计算单位面积损耗值 Φ

$$\Phi = \frac{P_{\text{Cu}} + P_{\text{fe}}}{A_S}$$

$$= \frac{0.43 + 1.27}{44.4}$$

$$= 0.038 \frac{\text{W}}{\text{cm}^2}$$

此值下温升将在 25℃内,设计通过。

三、变压器设计方法之二——铁芯几何参数(K_G)法

这是一个在 AP 法基础上改进的方法,它从满足一定电压调整率出发的。

(1) K_G 公式之推导

一般变压器满载与无载间输出电压有差异,其大小反映输出电压的电路内阻 R_i ,表征这一特征用调整率 α :

$$\alpha = \frac{V_0 - V_1}{V_1} \times 100\% = \frac{\Delta V}{V_1} \times 100\% = \frac{R_i I}{V_1} \times 100\%$$

式中 V_0 ——无载时电压(V);

V_1 ——满载时电压(V)。

为推导的简便,设变压器 $N_P = N_S$,各自占有窗口面积相等,因此,也有相同的电流、电压。

则

$$\alpha = \frac{R_1 I_1}{V_1} \times 100 + \frac{R_2 I_2}{V_2} \times 100 = 200 \frac{R_1 I_1}{V_1}$$

$$= 200 \frac{R_1 I_1}{V_1} \times \frac{V_1}{V_1}$$

$$= 200 \frac{R_1 (VA)_1}{V_1^2} (\%) \quad (1.5.9)$$

另变压器原边绕组电阻 R_1 可用下式表示:

$$R_1 = \rho \frac{(\text{MLT}) N_P}{\frac{A_w K_{01}}{N_P}} = \rho \frac{(\text{MLT}) N_P^2}{A_w K_{01}} \quad (1.5.10)$$

式中 MLT——每匝平均长度;

ρ ——电阻率,铜质 $1.724 \times 10^{-6} \Omega - \text{cm}$;

N_p ——原边匝数;

A_w ——窗口面积;

K_{01} ——原边绕组窗口有效使用系数($K_{01} < \frac{1}{2}$)。

按法拉弟定律:

$$V_1 = K_f f_s N_p A_e B_w \times 10^{-4} \quad (1.5.11)$$

其中 K_f 波形系数,等于有效值与平均值之比,正弦波时为 4.44、方波时为 4。

由式(1.5.9)、式(1.5.10)、式(1.5.11)得

$$\begin{aligned} (VA)_1 &= \frac{\alpha V_1^2}{200 R_1} \\ &= \frac{\alpha (K_f f_s N_p A_e B_w \times 10^{-4})^2}{200 \times \frac{\rho (MLT) N_p^2}{A_w K_{01}}} \\ &= \frac{\alpha K_f^2 f_s^2 A_e^2 B_w^2 A_w K_{01} \times 10^{-10}}{2\rho (MLT)}, \text{铜线时, } \rho = 1.724 \times 10^{-6} \\ \therefore (VA)_1 &= \frac{0.29 \alpha K_f^2 f_s^2 B_w^2 A_e^2 A_w K_{01} \times 10^{-4}}{(MLT)} \quad (1.5.12) \end{aligned}$$

设原、副边窗口有效使用系数相同,为总的窗口利用系数 K_0 的一半

$$\text{即 } K_{01} = K_{02} = \frac{1}{2} K_0$$

由式(1.5.12)知,算式可分为电气参数(K_f 、 f_s 、 B_w 等)和几何参数(K_{01} 、 A_w 、 A_e 等)。

$$\text{令 } K_e = 0.145 K_f^2 f_s^2 B_w^2 \times 10^{-4} \quad (1.5.13)$$

$$K_G = \frac{A_w K_0 A_e^2}{(MLT)} (\text{cm})^5 \quad (1.5.14)$$

则变压器总伏安 $2(VA)_1 = P_T$, 依式(1.5.12)有

$$P_T = 2K_e K_G \alpha \quad \text{整理得几何参数 } K_G$$

$$K_G = \frac{P_T}{2\alpha K_e} \quad (1.5.15)$$

式中 K_e ——电气参数,见式(1.5.13)

α ——输出电压调整率,见式(1.5.9)

由式(1.5.14)可知, K_G 由 A_e 和 A_w 等参数决定。 A_e 、 A_w 即上节研究的 AP 值。因此 AP 与 K_G 的关系可推得为:

$$AP = K_P K_G^{0.8}$$

式中: K_P 为与铁芯型态有关的比例值, 可如表 5.11 所示:

表 5.11 K_P 与铁芯型态关系表

铁芯型态	罐形磁芯(配线芯)	铁粉芯	金属叠片	C形铁芯
K_P	8.87	11.8	8.3	12.5

四、 K_G 法举例

一推挽方式工作开关电源, 原边接 $V_S = 28(V)$, 副边为有中心抽头全波整流工作方式, 输出电压 $V_0 = 18(V)$, $I_0 = 5(A)$, 频率为 $40(kHz)$, 变压器效率 $\eta = 0.98$, 要求调整率 $< 1\%$, 工作磁通密度 $B_w = 0.3T$, 试设计 EI 型铁芯的高频变压器。

(1) 视在功率

设整流电路二极管的压降 $V_{DF} = 0.6(V)$

$$\begin{aligned} P_T &= P_0 \left(\frac{1}{\eta} + 1 \right) \sqrt{2} \\ &= (18 + 0.6) \times 5 \times \left(\frac{1}{0.98} + 1 \right) \times 1.41 \\ &= 265(W) \end{aligned}$$

(2) 计算 K_e 和 K_G 值, 依式(1.5.13), 其中方波波形系数 $K_f = 4$

$$\begin{aligned} K_e &= 0.145 K_f^2 f_s^2 B_w^2 \times 10^{-4} \\ &= 0.145 \times 4^2 \times (40 \times 10^3)^2 \times 0.3^2 \times 10^{-4} \\ &= 33408 \end{aligned}$$

依式(1.5.15)

$$\begin{aligned} K_G &= \frac{P_T}{2\alpha K_e} \\ &= \frac{265}{2 \times 1 \times 33408} \\ &= 0.004(\text{cm})^5 \end{aligned}$$

(3) 一般加(20~30)%裕度, 设 $K_G = 0.004 \times (1 + 30\%) = 0.0052$ 在表 5.12 中选择最接近的 K_G 值磁芯编号, 并记下对应的其它参数为:

型号编号 1-186-188EE $K_G = 0.005783$ $AP = 0.24$

$$MPL = 6.4 \quad A_c = 0.23 \quad A_w = 1.06 \quad A_s = 21.7 \quad MLT = 3.8 \quad W_{tfe} = 0.011$$

表 5.12 磁性材料, EI 与 EE 叠片

行	定	义
1. D	堆叠厚度	(CM)
2. E	舌片宽	(CM)
3. F	窗口宽	(CM)
4. G	窗口长	(CM)
5. MPL	磁路径长度	(CM)
6. HT	绕制完成之变压器高 = (E + G)	(CM)
7. WTH	绕制完成之变压器宽 = (E + 2F)	(CM)
8. LT	绕制完成之变压器长 = 2(E + F)	(CM)
9. W_{tfe}	铁芯重量 = (MPL)(A_c)(7.63)/1000	(Kg)
10. W_{tCu}	铜重量 = (MLT)(W_a)(K_u)(8.89)/1000	(Kg)
11. MLT	匝平均长度 = 2(D + 2J) + 2(E + 2J) + (3.14)(F)	(CM)
12. A_c	铁芯面积 = (D)(E)	(CM ²)
13. A_w	窗口面积 = (F)(G)	(CM ²)
14. AP	面积乘积 = (A_c)(W_a)	(CM ⁴)
15. K_G	铁芯几何形状 = (A_p)(A_c)(K_u)/MLT	(CM ⁵)
16. A_c	表面积	(CM ⁵)

EI 铁芯机械轮廓请看图 5-8 所示。

表 5.12(续)

序 号	D (CM)	E (CM)	F (CM)	G (CM)	MPL (CM)	HT (CM)	WTH (CM)	LT (CM)	W_{tfe} (Kg)	W_{tCu} (Kg)	MLT (CM)	近似值	近似值	AP (CM ⁴)	K_G (CM ⁵)	A_s (CM ²)
												12	13			
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1-30-31EE	.036	.236	.239	.714	2.4	1.0	.7	1.0	.001	.001	2.1	.06	.17	.01	.000101	4.1
2-30-31EE	.472	.236	.239	.714	2.4	1.0	.002	2.6	.11	.17	.02	.000330	5.0			
3-30-31EE	.709	.236	.239	.714	2.4	1.0	1.2	1.0	.003	.002	3.0	.17	.03	.000627	5.9	
1-186-167EE	.478	.478	.478	1.748	5.4	2.2	1.4	1.9	.009	.011	3.6	.23	.63	.19	.004547	18.5
2-186EI	.955	.478	.476	.635	3.2	1.1	1.9	.011	.005	4.8	.46	.30	.14	.005286	13.9	
1-186-188EE	.478	.478	.478	2.222	6.4	2.7	1.4	1.9	.011	.014	3.8	.23	1.06	.24	.005783	21.7
2-186-188EE	.955	.476	.478	2.222	6.4	2.7	1.9	1.9	.022	.010	4.8	.46	1.06	.46	.016502	26.1
3-186-180EE	1.433	.478	.478	2.222	6.4	2.7	2.4	1.9	.033	.022	5.9	.68	1.06	.73	.033499	30.5
2-312EI	1.590	.795	.952	1.984	7.5	2.8	3.5	3.5	.072	.056	8.4	1.26	1.89	2.39	.144254	57.2

1-50EI	1.270	1.270	.635	1.905	7.6	3.2	2.5	3.8	.094	.033	7.7	1.61	1.21	1.95	.163800	53.2
2-26-27EE	1.905	.952	.635	1.748	6.7	2.7	3.2	3.2	.092	.033	8.3	1.81	1.11	2.01	.175657	49.6
1-21EI	1.270	1.270	.795	2.065	8.3	3.3	2.9	4.1	.102	.048	8.2	1.61	1.64	2.65	.208652	62.1
2-27-36EE	1.905	.952	.635	2.113	7.4	3.1	3.2	3.2	.102	.040	8.3	1.81	1.34	2.43	.212422	54.3
2-375EI	1.905	.952	.795	1.905	7.3	2.9	3.5	3.5	.101	.048	8.8	1.61	1.51	2.75	.226078	58.3
3-26-10EE	2.857	.952	.635	1.321	5.8	2.3	4.1	3.2	.121	.030	10.2	2.72	.84	2.28	.243063	54.6
3-112EI	2.385	.795	.952	1.984	7.5	2.8	4.3	3.5	.108	.067	10.0	1.90	1.89	3.58	.272769	67.2
3-26-27EE	2.857	.952	.635	1.748	6.7	2.7	4.1	3.2	.139	.040	10.2	2.72	1.11	3.02	.321592	60.8
3-27-38EE	2.857	.952	.635	2.113	7.4	3.1	4.1	3.2	.154	.049	10.2	2.72	1.34	3.65	.388902	66.2
3-375EI	2.857	.952	.795	1.905	7.3	2.9	4.4	3.5	.152	.058	10.7	2.72	1.51	4.12	.418345	70.4
2-50EI	2.540	1.270	.635	1.905	7.6	3.2	3.8	3.8	.188	.044	10.2	3.23	1.21	3.90	.492436	71.0
1-75EI	1.905	1.905	.952	2.857	11.4	4.8	3.8	5.7	.316	.109	11.2	3.63	2.72	9.88	1.277636	119.6
2-75EI	3.810	1.905	.952	2.857	11.4	4.8	5.7	5.7	.633	.147	15.2	7.26	2.72	19.75	3.764375	159.7
3-75EI	5.715	1.905	.952	2.857	11.4	4.8	7.6	5.7	.949	.184	19.0	10.89	2.72	29.63	6.775479	199.6

(4) 计算 N_p

依式(1.5.11), 其中 $V_1 = V_s = 28$

$$\begin{aligned}
 N_p &= \frac{V_1 \times 10^4}{K_f B_w f_s A_e} \\
 &= \frac{28 \times 10^4}{4 \times 0.3 \times 40 \times 10^3 \times 0.23} \\
 &= 26 \text{ 匝}
 \end{aligned}$$

(5) 求原边电流 I_p

$$\begin{aligned}
 I_p &= \frac{P_0}{V_s \eta} \\
 &= \frac{18.6 \times 5}{28 \times 0.98} \\
 &= 3.39 \text{ (A)}
 \end{aligned}$$

(6) 求电流密度, 依式(1.5.6)有

$$\begin{aligned}
 J &= \frac{P_T \times 10^4}{K_0 K_f B_w A P} \\
 &= \frac{265 \times 10^4}{4 \times 0.4 \times 40 \times 10^3 \times 0.3 \times 0.24} \\
 &= 575 \text{ A/(cm)}^2
 \end{aligned}$$

(7) 计算原边绕组裸线面积

$$\begin{aligned}
 A_{XP} &= \frac{I_P \times 0.707}{J} \\
 &= \frac{3.39 \times 0.707}{575} \\
 &= 0.0042(\text{cm})^2
 \end{aligned}$$

由表(5.10)线规表查到最接近裸线面积的导线编号为:

AWG # 20

$$A_{XP} = 0.005188(\text{cm})^2$$

$$\frac{\mu\Omega}{\text{cm}} = 332.3$$

计算原边绕组电阻

$$\begin{aligned}
 R_P &= (\text{MLT})(N_P) \frac{\mu\Omega}{\text{cm}} \times 10^{-6} \\
 &= 3.8 \times 26 \times 332.3 \times 10^{-6} \\
 &= 0.0328\Omega
 \end{aligned}$$

计算原边绕组铜损为:

$$\begin{aligned}
 P_{PCU} &= I_P^2 R_P \\
 &= 3.39^2 \times 0.0328 \\
 &= 0.377\text{W}
 \end{aligned}$$

(8)求副边绕组匝数, $V_P = V_1 = V_S$, 副边电压为 $V_S' = 18.6$

$$\begin{aligned}
 N_S &= \frac{N_P V_S'}{V_P} \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) \\
 &= \frac{26 \times 18.6}{28} \left(1 + \frac{1}{100}\right) \\
 &= 17.2 \text{ 匝}
 \end{aligned}$$

取整 17 匝。

计算副边绕组裸线面积。

$$\begin{aligned}
 A_{XS} &= \frac{I_0 \times 0.707}{J} \\
 &= \frac{5 \times 0.707}{575}
 \end{aligned}$$

$$= 0.0062(\text{cm})^2$$

查表(5.10)得最接近裸线面积为 AWG # 19。

$$A_{XS} = 0.006531$$

$$\frac{\mu\Omega}{\text{cm}} = 263.9$$

计算副边绕组电阻值

$$\begin{aligned} R_s &= (\text{MLT})(N_s) \frac{\mu\Omega}{\text{cm}} \times 10^{-6} \\ &= 3.8 \times 17 \times 263.9 \times 10^{-6} \\ &= 0.017(\Omega) \end{aligned}$$

计算相应铜损:

$$\begin{aligned} P_{\text{SCU}} &= I_0^2 R_s \\ &= 5^2 \times 0.017 \\ &= 0.425(\text{W}) \end{aligned}$$

在绕制变压器时,尽量选用多股线,并使多股线截面积与上面所选的 AWG# 19、20 截面积相等。

(9)求调整率 α

调整率是导线内阻的反映,也是铜耗的反映,故有:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{P_{\text{CU}} \times 100}{P_0} \\ &= \frac{P_{\text{PCU}} + P_{\text{SCU}}}{P_0} \times 100 \\ &= \frac{0.377 + 0.425}{18.6 \times 5} \times 100 \\ &= 0.86\% \end{aligned}$$

合乎调整率 $\alpha < 1\%$ 的要求,设计通过。下面有关铁损等计算,也许可以满足总损耗限定,温度限定的要求,在此从略。

第四节 电感器设计方法

一、电感器设计方法之一——面积乘积(AP)法

(1) 电感器的物理关系式依据法拉弟定律,电感器有:

$$L \frac{di}{dt} = N \frac{d\Phi}{dt} = N \frac{d(BS)}{dt}, \text{两边积分得:}$$

$$LI = NB_w A_e \quad (1.5.16)$$

即
$$I = \frac{NB_w A_e}{L}$$

两边乘匝数 N:
$$IN = \frac{N^2 B_w A_e}{L} \quad (1.5.17)$$

依据安培定律:安匝磁动势 mmf

$$\text{mmf} = \oint H_d l_m$$

即
$$IN = H l_m, l_m \text{ 为磁路有效长度} \quad (1.5.18)$$

式(1.5.18)代入式(1.5.17)得:

$$L = \frac{N^2 B_w A_e}{H l_m} \quad (1.5.19)$$

因 $\mu_r \mu_0 H = B_w$, 式(1.5.19)可写为:

$$L = \frac{N^2 \mu_r \mu_0 A_e}{l_m} \quad (1.5.20)$$

如果考察电感储能,则用 $\frac{1}{2} I$ 乘式(1.5.16)两边得:

$$\frac{1}{2} LI^2 = \frac{INB_w A_e}{2} \quad (1.5.21)$$

用式(1.5.18)代入式(1.5.21)得:

$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}Hl_m B_w A_e = \frac{1}{2}HB_w V_{01C} \quad (1.5.22)$$

上面式(1.5.16)至式(1.5.22)描述了电感器各种量之间的关系,主要是电磁及它们的能量与基本参数(如匝数 N 、磁路有效截面积 A_e 、磁路有效长度 l_m 、相对导磁率 μ_r 、真空磁导率 μ_0 等)的关系。其中 mmf 为磁动势, $V_{01C} = l_m A_e$ 为磁路的体积,其它符号可参见上一节。

(2)AP 法公式之推导

从式(1.5.16)也可得到:

$$N = \frac{LI}{B_w A_e} \quad \text{两边乘以 } I \text{ 得:}$$

$$NI = \frac{LI^2}{B_w A_e} \quad (1.5.23)$$

考虑电感器的安匝值,是由有效铜窗面积 $K_0 A_w$ 中的电流构成的事实,故有:

$$NI = JK_0 A_w \quad (1.5.24)$$

联解式(1.5.23)式(1.5.24)得:

$$A_w A_e = AP = \frac{LI^2}{B_w JK_0} \quad (1.5.25)$$

磁芯窗口面积 A_w 与磁芯截面积 A_e 的乘积 AP 与可储能的值 LI^2 有关,是正比的关系,与工作磁感应强度 B_w , 电流密度 J , 窗口面积使用系数 K_0 是反比的关系。上式说明,在合理 B_w 、 J 、 L 、 K_0 选值下,电流 I 会产生合适的温升。因此,产生了按 AP 设计电感器的方法。

按表 5.8 下面第三行电流密度 J 公式为:

$$J = K_j AP^X \quad (1.5.26)$$

式(1.5.26)代入式(1.5.25)并考虑常用单位的转换系数应 $\times 10^4$ 得:

$$AP = \frac{LI^2 \times 10^4}{B_w K_0 K_j AP^X} \quad \text{化简得:}$$

$$AP = \left(\frac{LI^2 \times 10^4}{B_w K_0 K_j} \right)^{\frac{1}{1+X}} \quad (1.5.27)$$

X 是与铁芯型式有关系数,在表(5.8)查得,若均值为 $X = -0.125$,则:

$$AP = \left(\frac{LI^2 \times 10^4}{B_w K_0 K_j} \right)^{1.14}$$

式中 AP——磁芯铜窗、磁芯截面积的乘积(cm)⁴;

B_w——磁芯工作磁感应强度;

K₀——窗口有效使用系数;

K_j——电流密度系数。

式 1.5.27 的 B_w 与 I 关系,用图 5-10 表示。从图可知:

$$B_w = B_{dc} + B_{ac}(T) \quad (1.5.28)$$

可推证 $B_{dc} = \frac{0.4\pi N I_{dc}}{l_g + l_m/\mu_r} \times 10^{-4}(T)$ (1.5.29)

$$B_{ac} = \frac{0.4\pi N(\Delta L/2)}{l_g + l_m/\mu_r} \times 10^{-4}(T) \quad (1.5.30)$$

依式(1.5.20)式(1.5.28)~(1.5.30)可把 L 表为:

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_e}{l_g + l_m/\mu_r} \times 10^{-8}(H) \quad (1.5.31)$$

若 $l_g \gg l_m/\mu_r$, 即气隙很小。

式(1.5.31)可简表为:

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_e}{l_g} \times 10^{-8}(H) \quad (1.5.32)$$

如气隙效应不能忽略,则要考虑窗口长 G 与气隙 l_g 比值,即磁通边缘效应因素 F,可表为:

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \ln\left(\frac{2G}{l_g}\right) \quad (1.5.33)$$

因此,式(1.5.32)修正为:

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_e F}{l_g} \times 10^{-8}(H) \quad (1.5.34)$$

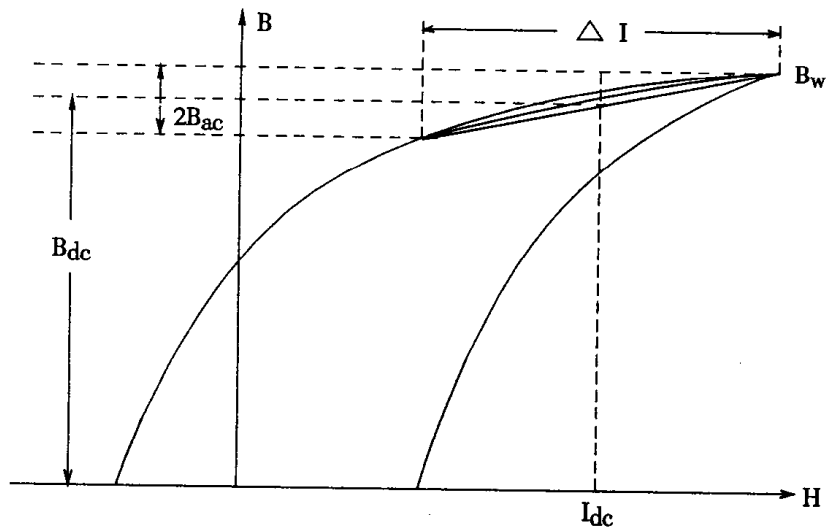


图 5-10 磁感应强度与 $I_{dc} + \Delta I$ 关系图

二、AP 法举例

设计有一气隙之铁芯, 给定参数:

- 直流电流 $I_0 = 5A$
- 交流电流 $\Delta I = 10\% I = 0.5A$
- 纹波频率 $f_s = 20kHz$
- 最大工作磁通密度 $B_m = 1.4T$
- 需求设计电感量 $L = 2mH$
- 温升 $25^\circ C$
- 铁芯材质: 硅钢片叠片
- 铁芯型式 C 型

解:

(1) 电感器可储能量

$$\begin{aligned}
 E_L &= \frac{LI^2}{2} \\
 &= \frac{L}{2} \left(I_0 + \frac{\Delta I}{2} \right)^2 \\
 &= \frac{0.002}{2} \left(5 + \frac{0.5}{2} \right)^2 \\
 &= 0.0276 \text{ W-S}
 \end{aligned}$$

(2) 计算 AP 值

查表(5.8)C型铁芯, 单线圈得 $X = -0.14$, $K_j = 395$, 又 $LI^2 = 2E_L = 2 \times 0.0276$, K_0 取 0.4 代入式(1.5.27)得:

$$AP = \left(\frac{LI^2 \times 10^4}{B_w K_0 K_j} \right)^{\frac{1}{1+X}}$$

$$= \left(\frac{2 \times 0.0276 \times 10^4}{1.4 \times 0.4 \times 395} \right)^{\frac{1}{1-0.14}}$$

$$= 2.88(\text{cm})^4$$

(3)查铁芯资料,选择最接近计算 AP 值的铁芯编号,得 CL-9,该型号有关参数为:

$$AP = 3.09(\text{cm})^4 \quad MLT = 6.6(\text{cm}) \quad A_e = 1.08(\text{cm})^2 \quad A_w = 2.87(\text{cm})^2$$

$$A_s = 69.1(\text{cm})^2 \quad MPL = 10.7(\text{cm}) \quad W_{\text{fe}} = 88(\text{g}) \quad G = 3.016(\text{cm})$$

(4)计算电流密度 J,依式(1.5.7)

$$J = K_j AP^X \quad \text{查表 5.8 单线圈 } K_j = 395, X = -0.14 \text{ 代入得}$$

$$J = 395 \times (3.09)^{-0.14}$$

$$= 315(\text{A}/\text{cm}^2)$$

(5)计算裸线面积

$$A_{\text{XP}} = \frac{I_0 + \frac{\Delta I}{2}}{J}$$

$$= \frac{5 + \frac{0.5}{2}}{315}$$

$$= 0.0167(\text{cm})^2$$

由表(5.10)的 AWG 规格查得最接近线号:

AWG # 15

裸线 $A_{\text{XP}} = 0.0165(\text{cm})^2$ 加绝缘外皮 $A_{\text{X}} = 0.0184(\text{cm})^2$

$$\frac{\mu\Omega}{\text{cm}} = 104.3$$

(6)计算有效铜窗口面积 A_w'

$$A_w' = A_w S_3, \quad \text{式中 } S_3 = \frac{\text{可用窗口面积}}{\text{窗口面积}}$$

通常选定 $S_3 = 0.75$, 表示使用率达 75%

$$A_w' = 2.87 \times 0.75 = 2.153(\text{cm})^2$$

(7)所需匝数 N

$$N = \frac{A_w S_2}{A_{XP}} \quad \text{式中 } S_2 = \frac{n \text{匝绕线之面积}}{\text{可用窗口面积}} \quad \text{通常选定 } S_2 = 0.6$$

$$= \frac{2.153 \times 0.6}{0.0184}$$

$$= 70(\text{匝})$$

(8)气隙长度

$$l_g = \frac{0.4\pi N^2 A_e \times 10^{-8}}{L}$$

$$= \frac{0.4 \times 3.14 \times 70^2 \times 1.08 \times 10^{-8}}{0.002}$$

$$= 0.0333(\text{cm})$$

但因气隙是插入牛皮纸(硫酸盐纸)、塑料膜而形成,牛皮纸的厚度如用 cm 标示时,可选若干层得到计算的 l_g 值。如果厚度以密耳(mil)为单位($1\text{mil} = 0.001$ 英寸 $= 0.001 \times 2.54\text{cm}$)应将计算得值 cm 单位换成 mil,并取得接近之偶数整数。

$$l_g = 0.0333\text{cm} \times \frac{1 \text{ mil}}{0.001 \times 2.54\text{cm}}$$

$$l_g = 0.0333\text{cm} \times 393.7 \frac{\text{mil}}{\text{cm}} = 13.1(\text{mil})$$

取 14mil,确定牛皮纸的张数。为了下面计算需要再换回 cm 单位

$$l_g = 14 \times 10^{-3} \times 2.54 = 0.0355(\text{cm})$$

(9)计算气隙磁通边缘效应因素:

$$F = 1 + \frac{l_g}{A_e} \ln\left(\frac{2G}{l_g}\right)$$

$$= 1 + \frac{0.0355}{1.08} \ln\left(\frac{2 \times 3.016}{0.0355}\right)$$

$$= 1.175$$

(10)考虑气隙磁通不均匀分布影响的 F 值,使用式(1.5.34)重新求出新的匝数。

$$N = \left(\frac{l_g}{0.4\pi A_e F \times 10^{-8}}\right)^{\frac{1}{2}}$$

$$= \left(\frac{0.0355 \times 0.002}{0.4 \times 3.14 \times 1.08 \times 1.175 \times 10^{-8}}\right)^{\frac{1}{2}}$$

$$= 67(\text{匝})$$

(11) 绕组 N 的电阻

$$\begin{aligned} R &= MLT \times N \times \frac{\mu\Omega}{\text{cm}} \times 10^{-6} \\ &= 6.6 \times 67 \times 104.3 \times 10^{-6} \\ &= 0.046(\Omega) \end{aligned}$$

计算铜损

$$P_{\text{CU}} = I^2 R = 5.25^2 \times 0.046 = 1.25(\text{W})$$

(12) 计算 B_m

$$\begin{aligned} B_m &= \frac{0.4\pi N(I_{\text{dc}} + \frac{\Delta I}{2}) \times 10^{-4}}{l_g + l_m/\mu_r} \\ &= \frac{0.4\pi \times 67(5 + 0.25) \times 10^{-4}}{0.0355} \\ &= 1.24(\text{T}) \end{aligned}$$

(13) 计算交流磁通密度

$$\begin{aligned} B_{\text{ac}} &= \frac{0.4\pi N(\frac{\Delta I}{2}) \times 10^{-4}}{l_g} \\ &= \frac{0.4 \times 3.14 \times 67 \times 0.25 \times 10^{-4}}{0.0355} \\ &= 0.0594(\text{T}) \end{aligned}$$

(14) 针对使用铁芯材质, 计算每公斤所耗损的瓦数 $\frac{W}{\text{kg}}$, 其公式和系数为:

据硅钢片资料知, $m = 1.26$, $n = 1.73$

$$\begin{aligned} \frac{W}{\text{kg}} &= K f^m B_m^n \times 10^{-3} \\ &= (5.97)(20 \times 10^3)^{1.26} (0.0594)^{1.73} \times 10^{-3} \\ &= 11.8 \end{aligned}$$

(15) 铁损

$$P_{\text{fe}} = \frac{W}{\text{kg}} W_{\text{tfe}}$$

$$\begin{aligned}
 &= 11.8 \times 0.088 \\
 &= 1.038(\text{W})
 \end{aligned}$$

(16)总损耗

$$\begin{aligned}
 P_{\Sigma} &= P_{\text{cu}} + P_{\text{fe}} \\
 &= 1.25 + 1.038 \\
 &= 2.288(\text{W})
 \end{aligned}$$

(17)求单位面积损耗值 Φ 。

$$\begin{aligned}
 \Phi &= \frac{P_{\Sigma}}{A_{\text{S}}} \\
 &= \frac{2.288}{69.1} \\
 &= 0.033 \frac{\text{W}}{\text{cm}^2}
 \end{aligned}$$

此数值下温升将在 25°C 之内,设计通过。

三、电感器设计方法之二——几何参数(K_G)法

几何参数法与前述变压器几何参数法相似,它也是从调整率的要求出发的。公式推证从略。主要式子开列如下:

$$\text{有效导磁率} \quad \mu_e = \frac{Bl_m \times 10^{-2}}{\mu_0 A_{\text{W}} JK_0} \quad (1.5.35)$$

式中 l_m 单位为 cm 。将 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 代入式(1.5.35)可得:

$$\mu_e = \frac{Bl_m \times 10^4}{0.4\pi A_{\text{W}} JK_0} \quad (1.5.36)$$

调整率 α

$$\alpha = \frac{(\text{能量})^2}{K_{\text{C}} K_{\text{e}}} [\%] \quad (1.5.37)$$

$$\text{几何参数} \quad K_{\text{G}} = \frac{A_{\text{W}} A_{\text{e}}^2 K_0}{MLT} (\text{cm})^5 \quad (1.5.38)$$

$$\text{电气参数} \quad K_{\text{e}} = 0.145 P_0 B_{\text{W}}^2 \times 10^{-4} \quad (1.5.39)$$

式中 P_0 ——电感器输出功率(W);
 B_w ——电感器工作磁通密度(T)。

四、 K_G 法举例

设计一个有气隙的直流偏压电感器,其规格为:

- 温升: 小于 25°C
- 电感量: $0.42(\text{mH})$
- 通过直流电流: $I_0 = 7.8(\text{A})$
- 电流的交流分量: $\Delta I = 0.3(\text{A})$
- 输出功率: $55(\text{W})$
- 工作频率: $33(\text{kHz})$
- 调整率 α : 3%

一般罐形磁芯工作磁通密度 $B_w = 0.3\text{T}$

解:

(1)计算电感器应储能量:

$$\begin{aligned} E_L &= \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} L(I_0 + \frac{\Delta I}{2})^2 \\ &= \frac{1}{2} 0.42 \times 10^{-3} (7.8 + \frac{0.3}{2})^2 \\ &= 13.27(\text{mJ}) \end{aligned}$$

$$\therefore LI^2 = 2 \times 13.27(\text{mJ})$$

(2)计算 K_e, K_G 值

由式(1.5.39)

$$K_e = 0.145 P_0 B_w^2 \times 10^{-4}$$

对一输出功率 = 55W , 工作磁通密度为 0.3T 之罐形磁芯而言, K_e 值可计算如下:

$$\begin{aligned} K_e &= 0.145 \times 55 \times 0.3^2 \times 10^{-4} \\ &= 71.78 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

由式(1.5.37)

$$\begin{aligned} K_G &= \frac{(\text{能量})^2}{K_e \alpha} \\ &= \frac{(13.27 \times 10^{-3})^2}{71.78 \times 3 \times 10^{-6}} \\ &= 0.82(\text{cm}^5) \end{aligned}$$

由 Siemens 公司产品, $K_e = 0.31$ 时, 表(5.13)第 7 项可查得最接近 $K_G = 0.82$ 为 $K_G =$

1.683cm⁵ 的罐形磁芯, 序号为 6, 磁芯为 59 × 36, 各参数如下:

$$AP = 13.4(\text{cm})^4 \quad MLT = 12(\text{cm}) \quad A_e = 4.85(\text{cm})^2$$

$$A_w' = 2.77(\text{cm})^2 \quad A_s = 122(\text{cm})^2 \quad W_{\text{fe}} = 270(\text{gm})$$

表 5.13 罐形磁芯(Pot core)之特性(K_U = 0.31)

序号	磁芯	A _s cm ²	AP cm ⁴	MLT cm	N/AWG	Ω (50°C)	K _C 10 ⁻³	I = √(W/Ω) (50°C)	ΔT5°C J = I/cm ²	Ω (75°C)	A _w cm ²	I = √(W/Ω) (75°C)	ΔT50°C J = I/cm ²	重量 W _i fe/Cu	体积 cm ³	A _e cm ²
1	9 × 5	2.93	0.0065	1.85	25 30	0.175	0.109	0.529	1044	0.192	0.065	0.774	1527	0.8/0.32	0.367	0.10
2	14 × 8	6.96	0.0393	2.8	74 30	0.787	1.09	0.363	716	0.864	0.157	0.531	1046	3.2/0.98	1.35	0.25
3	22 × 13	17.0	0.246	4.4	207 30	3.46	10.9	0.271	535	3.80	0.39	0.396	782	13/4.30	5.17	0.63
4	30 × 19	32.8	1.016	6.0	144 25	0.984	71.6	427	1.12	2.30	0.747	622	36/12.9	13/9	1.36	
5	47 × 28	76.0	5.62	9.3	345 25	3.81	584	0.547	337	4.18	1.8	0.798	492	125/47.0	48.6	3.12
6	59 × 36	122.0	13.4	12.0	608 25	8.65	1683	0.459	283	9.50	2.77	0.670	413	270/109	98.3	4.85

铜损 = 铁损

(4) 计算电流密度

$$\begin{aligned}
 J &= \frac{LI^2 \times 10^4}{B_w K_U AP} \\
 &= \frac{2 \times 13.27 \times 10^{-3} \times 10^4}{0.3 \times 0.4 \times 13.4} \\
 &= 165(\text{A/cm}^2)
 \end{aligned}$$

(5) 裸线截面积

$$\begin{aligned}
 A_{XP} &= \frac{I}{J} \\
 &= \frac{7.8 + \frac{0.3}{2}}{165} \\
 &= 0.048(\text{cm}^2)
 \end{aligned}$$

查 AWG 表(5.10)选择截面积 A_{XP} = 0.05261cm² 之铜线 AWG # 10

其 $\frac{\mu\Omega}{\text{cm}}$ = 32.7

(6) 计算有效窗口面积

$$A_w = A_w' S_3$$

$$S_3 = \frac{\text{可用窗口面积}}{\text{窗口面积}}$$

若 $S_3 = 0.75$, 则

$$A_w = 2.77 \times 0.75 = 2.0775 (\text{cm}^2)$$

(7) 计算匝数

$$\begin{aligned} N &= \frac{A_w S_2}{A_{XP}} & S_2 &= \frac{\text{n 匝绕线之面积}}{\text{可用窗口面积}} & \text{若 } S_2 &= 0.6 \\ &= \frac{2.0775 \times 0.6}{0.05261} \\ &= 23.7 \text{ 匝} & & \text{取整 24 匝} \end{aligned}$$

(8) 计算所需气隙长度 l_g

$$\begin{aligned} l_g &= \frac{0.4\pi N^2 A_e \times 10^{-8}}{L} (\text{cm}) \\ &= \frac{0.4 \times 3.14 \times 24^2 \times 4.85 \times 10^{-8}}{0.420 \times 10^{-3}} \\ &= 0.0835 (\text{cm}) \end{aligned}$$

将 0.0835(cm) 转换成密耳单位, (1 密耳 = 0.00254cm), 必须乘上 393.7:

$$0.0835 \times 393.7 = 32.9 (\text{密耳})$$

选取大于此值的偶数整数为 34(密耳)。用 17(密耳)的间隔物(如绝缘膜, 青壳纸等)插入两个半罐形磁芯之中间, 形成 34(密耳)的气隙磁路。其气隙为:

$$l_g = 34 \times 10^{-3} \times 2.54 = 0.086 (\text{cm})$$

(9) 计算气隙磁通边缘效应

依式(1.5.33)

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \ln\left(\frac{2G}{l_g}\right)$$

G 与线圈长度有关, 可由制造商数据单提供;

$$G = 2.36$$

$$\therefore F = 1 + \frac{0.086}{\sqrt{4.85}} \ln\left(\frac{2 \times 2.36}{0.086}\right) = 1.157$$

(10) 计算校正匝数
依式(1.5.34)

$$\begin{aligned} N &= \sqrt{\frac{l_g L}{0.4\pi A_e F \times 10^{-8}}} \\ &= \sqrt{\frac{0.086 \times 4.20 \times 10^{-6}}{0.4\pi \times 4.85 \times 1.157 \times 10^{-8}}} \\ &= 22.5 \quad \text{取整 23 匝} \end{aligned}$$

(11) 计算绕组电阻

$$\begin{aligned} R &= MLT \times N \times \frac{\mu\Omega}{\text{cm}} \times 10^{-6} \\ &= 12 \times 23 \times 32.7 \times 10^{-6} \\ &= 0.00903(\Omega) \end{aligned}$$

铜损 P_{cu} 为:

$$\begin{aligned} P_{cu} &= I^2 R \\ &= \left(7.8 + \frac{0.3}{2}\right)^2 \times 0.00903 \\ &= 0.57(\text{W}) \end{aligned}$$

(12) 计算调整率

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{P_{cu}}{P_0 + P_{cu}} \times 100\% \\ &= \frac{0.57}{55 + 0.57} \times 100\% \\ &= 1.02\% \end{aligned}$$

在设计要求指标 $\alpha = 3\%$ 以内。

(13) 求 B_w 、 B_{ac}

依式(1.5.29), 在 $l_g \gg \frac{l_m}{\mu_r}$ 时

$$\begin{aligned} B_{dc} &= \frac{0.4\pi N I_{dc}}{l_g} \times 10^{-4} \\ &= \frac{0.4 \times 3.14 \times 23 \times 7.8}{0.086} \times 10^{-4} \end{aligned}$$

$$= 0.262(\text{T})$$

依式(1.5.30), 在 $l_g \gg \frac{l_m}{\mu_r}$ 时

$$\begin{aligned} B_{ac} &= \frac{0.4\pi N(\Delta l/2)}{l_g} \times 10^{-4} \\ &= \frac{0.4 \times 3.14 \times 23 \times 0.15}{0.086} \times 10^{-4} \\ &= 0.005(\text{mT}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_w &= B_{dc} + B_{ac} \\ &= 0.262 + 0.005 \\ &= 0.267(\text{T}) \end{aligned}$$

$0.267 < 0.3$, 工作磁通密度 B_w 在设计指标要求之内。

(14) 计算每公斤损耗的瓦数

本罐形磁芯材质为 Siemens Siferit N27 铁损与磁通密度关系曲线如图 5-11 所示。

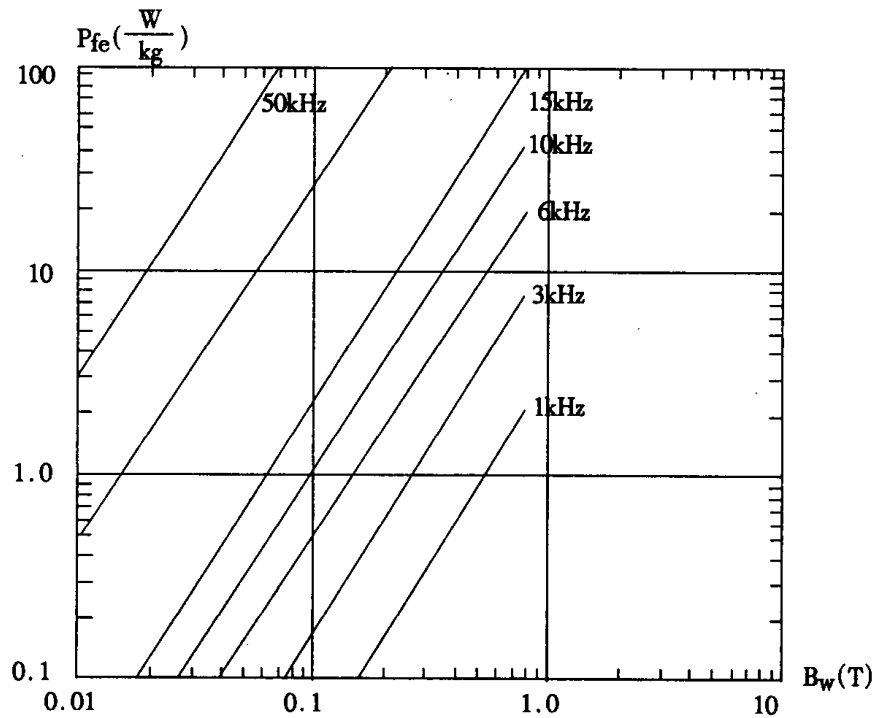


图 5-11 铁损与 B_w 关系曲线

曲线的表示式为:

$$\begin{aligned} \text{单位重量铁损: } P_{fe} &= 0.262 \times 10^{-3} f^{1.39} B^{2.19} \\ &= 0.262 \times 10^{-3} \times (33 \times 10^3)^{1.39} \times (0.3)^{2.19} \end{aligned}$$

$$= 35.8(\text{W/Kg})$$

$$= 35.8\left(\frac{\text{mW}}{\text{gm}}\right)$$

$$P_{fe} = \frac{\text{mW}}{\text{gm}} \times W_{tfe} \times 10^{-3}$$

$$= 35.8 \times 270 \times 10^{-3}$$

$$= 0.00966(\text{W})$$

总损耗为:

$$P_{\Sigma} = P_{fe} + P_{cn}$$

$$= 0.00966 + 0.57$$

$$= 0.57966\text{W}$$

$$\approx 0.6(\text{W})$$

(15)计算电感器效率 η :

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{\Sigma}}$$

$$= \frac{55}{55 + 0.6}$$

$$= 98.9\%$$

(16)计算单位面积损耗值 Φ :

$$\Phi = \frac{P_{\Sigma}}{A_s} = \frac{0.57966}{122} = 0.00475(\text{W/cm}^2)$$

此 Φ 值所引起的温升小于 25°C , 设计通过。

五、无直流偏压的电感器设计

无直流偏压的电感器在工作时无直流电流流过。因此,也称交流电感器,常用在交流电路上,即直流整流电路之前。它的设计方法十分类似变压器之设计。它的视在功率 P_T 就是电感器的伏安值,就是它的端电压与电流的乘积。

$$P_T = VA(\text{W}) \quad (1.5.40)$$

P_T 与 $AP = A_w A_c$ 的关系如下式:

$$AP = \left(\frac{VA \times 10^4}{4.44 K_0 K_j f B_w} \right)^{\frac{1}{1+x}} \quad (1.5.41)$$

由法拉弟定律知匝数与电压关系如式(1.5.2), 正弦时 $K_f = 4.44$ 为:

$$N \approx \frac{V \times 10^4}{4.44 B_w f A_e} \quad (1.5.42)$$

带有气隙之电感, 依式(1.5.31)为:

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_e \times 10^{-8}}{l_g + l_m / \mu_r} \quad (1.5.43)$$

在有气隙时需考虑气隙磁通的边缘效应因素 F 。依式(1.5.33)

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} l_m \left(\frac{2G}{l_g} \right) \quad (1.5.44)$$

考虑式(1.5.44)后之电感值需对式(1.5.43)进行修正,

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_e F \times 10^{-8}}{l_g + l_m / \mu_r} \quad (1.5.45)$$

一般可按式(1.5.45)设计电感器。交流电感器之损耗由三种组成。第一种是绕组之铜耗 P_{cu} , 第二种为铁芯的铁耗 P_{fe} , 第三种为气隙的损耗 P_g 。所谓气隙损耗是因气隙的存在, 使磁力线有扭曲现象而引起的。这些扭曲磁力线在铁芯所造成的损失与几个因素有关, 可表如下:

$$P_g = K_{gl} E l_g f B_w^2 (\text{W}) \quad (1.5.46)$$

其中 E 为铁芯几何宽度, 由铁芯制造厂商数据单获知, K_{gl} 为气隙损失系数 (gap loss coefficient) 常用的有: 双绕组 C 型铁芯 $K_{gl} = 0.0388$; 单绕组 C 型铁芯, $K_{gl} = 0.0775$; 叠片 $K_{gl} = 0.155$ 。
设计举例 设计一个无直流电流的叠片式铁芯电感器。使用在交流 230 伏, 频率 50Hz, 要求通过交流电流 0.3A, 磁通密度 $B_w = 1.3\text{T}$, 温升 25°C 。

解:

(1) P_T 值计算:

$$P_T = VA = 230 \times 0.3 = 69 (\text{W})$$

(2) 计算 AP 值

$$AP = \left(\frac{VA \times 10^4}{4.44 K_0 K_j f B_w} \right)^{\frac{1}{1+x}}$$

由表(5.8)查得 $K_j = 366$, $X = -0.12$, K_0 取 0.4。

$$\begin{aligned} AP &= \left(\frac{69 \times 10^4}{4.44 \times 0.4 \times 366 \times 50 \times 1.3} \right)^{\frac{1}{1-0.12}} \\ &= 23.87(\text{cm}^4) \end{aligned}$$

(3)查磁性材料, EI 与 EE 叠片表 5.12 找出最接近 $AP = 23.87$ 的铁芯型号, 该型号为 3-75EI 参数为:

$$AP = 29.63(\text{cm}^4) \quad A_e = 10.89(\text{cm}^2)$$

$$MLT = 19(\text{cm}) \quad W_{\text{tfe}} = 949(\text{g})$$

窗口长 $G = 2.857(\text{cm})$

舌片宽 $E = 1.905(\text{cm})$

(4)计算匝数:

$$\begin{aligned} N &= \frac{V \times 10^4}{4.44 B_w f A_e} \\ &= \frac{230 \times 10^4}{4.44 \times 1.3 \times 50 \times 10.89} \\ &= 732(\text{匝}) \end{aligned}$$

(5)计算感抗 X_L 及 L 值:

$$\begin{aligned} X_L &= \frac{V}{I} \\ &= \frac{230}{0.3} \\ &= 766(\Omega) \end{aligned}$$

电感值:

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{766}{2 \times 3.14 \times 50} = 2.44(\text{H})$$

(6)计算气隙的长度:

$$\begin{aligned} l_g &= \frac{0.4\pi N^2 A_e \times 10^{-8}}{L} \\ &= \frac{0.4 \times 3.14 \times 732^2 \times 10.89 \times 10^{-8}}{2.44} \\ &= 0.035(\text{cm}) \end{aligned}$$

换算成 mil(密耳)需乘 393.7

$$l_g = 0.035 \times 393.7 = 13.8(\text{密耳})$$

取接近偶数整数值,得 14,使用 EI 铁芯通常将气隙间材料置于 E 与 I 铁芯之接合面间,使之形成气隙。该材料原厚为 7.0(密耳)二片叠合形成 $2 \times 7.0 = 14$ (密耳)的气隙。折算成 cm 为:

$$l_g = 14 \times 10^{-3} \times 2.54 = 0.035(\text{cm})$$

(7)气隙的边缘效应因素值 F 的计算:

$$\begin{aligned} F &= 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \ln\left(\frac{2G}{l_g}\right) \\ &= 1 + \frac{0.035}{\sqrt{10.89}} \ln\left(\frac{2 \times 2.857}{0.035}\right) \\ &= 1.09 \end{aligned}$$

(8)考虑 F 后的修正匝数:

$$\begin{aligned} N &= \left(\frac{Ll_g}{0.4\pi A_e F \times 10^{-8}}\right)^{\frac{1}{2}} \\ &= \left(\frac{0.244 \times 0.035}{0.4 \times 3.14 \times 10.89 \times 1.09 \times 10^{-8}}\right)^{\frac{1}{2}} \\ &= 240(\text{匝}) \end{aligned}$$

(9)计算电流密度,依式(1.5.7):

$$J = K_j A P^x$$

$$K_j = 366$$

查表(1.5.8)值代入:

$$J = 366 \times (23.87)^{-0.12} = 250.1(\text{A/cm}^2)$$

(10)确定裸线面积:

$$A_x = \frac{I}{j} = \frac{0.3}{250.1} = 0.0012(\text{cm}^2)$$

查表(1.5.10)得导线型号 AWC# 26

$$A_x = 0.00128(\text{cm}^2)$$

$$\frac{\mu\Omega}{\text{cm}} = 1345$$

导线电阻值:

$$\begin{aligned} R_s &= MLT \times N \times \frac{\mu\Omega}{\text{cm}} \\ &= 19 \times 240 \times 1345 \times 10^{-6} \\ &= 6.13 \end{aligned}$$

如果窗口允许可改选较粗导线进行绕制。

铜耗为: $P_{\text{cu}} = I^2 R_s = (0.3)^2 \times 6.13 = 0.55(\text{W})$

(11)计算铁耗:

由铁芯材质知,当 $B_w = 1.3\text{T}$ 时,铁芯损耗查得约为 $\frac{1\text{mW}}{\text{g}}$

$$\begin{aligned} P_{\text{fe}} &= \frac{1\text{mW}}{\text{g}} W_{\text{tfe}} \\ &= 0.55 + 0.949 \\ &= 1.5(\text{W}) \end{aligned}$$

(12)铜、铁损耗值:

$$\begin{aligned} P_{\Sigma} &= P_{\text{cu}} + P_{\text{fe}} \\ &= 0.55 + 0.949 \\ &= 1.5(\text{W}) \end{aligned}$$

第五节 抑制尖波线圈与常模、共模扼流线圈

一、抑制尖波的电磁线圈

在电感线圈不作储能用时,选择铁芯材质要特别注意。例如,选择作为抑制电流上升率电感线圈铁芯,一定要有很好的饱和特性,它在很小磁场强度下立即饱和,只需在一段短时间内有一定阻抗,这样才能压抑电流的尖波。其特性与铁氧体磁芯比较示于图 5-12 中。

由于它有动作快,自动恢复作用,也常用作减小输出端纹波电压、使电压净化的器件。它在减少二极管反向恢复电流引起输出电压 V_0 的噪音上也有很好的表现。这时用它代替整流二极管的 R、C 缓冲器将有很显著的作用。有图 5-12 所示特性的磁芯是非晶合金,或超级坡莫合金,其 μ 值达 10^5 之高。

图 5-13 示出输出电流与输出纹波电压的关系。

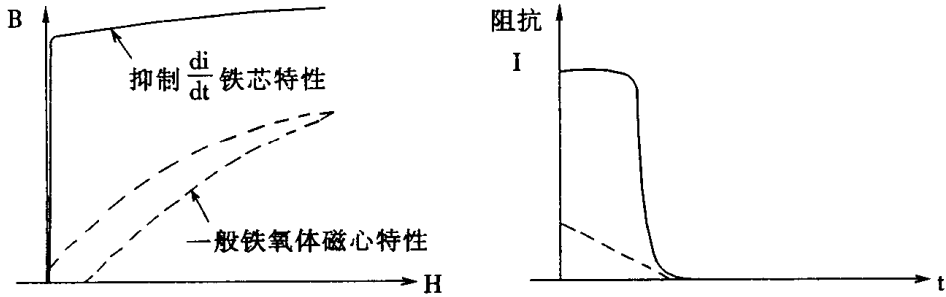


图 5-12 用于抑制 $\frac{di}{dt}$ 的电感铁芯特性

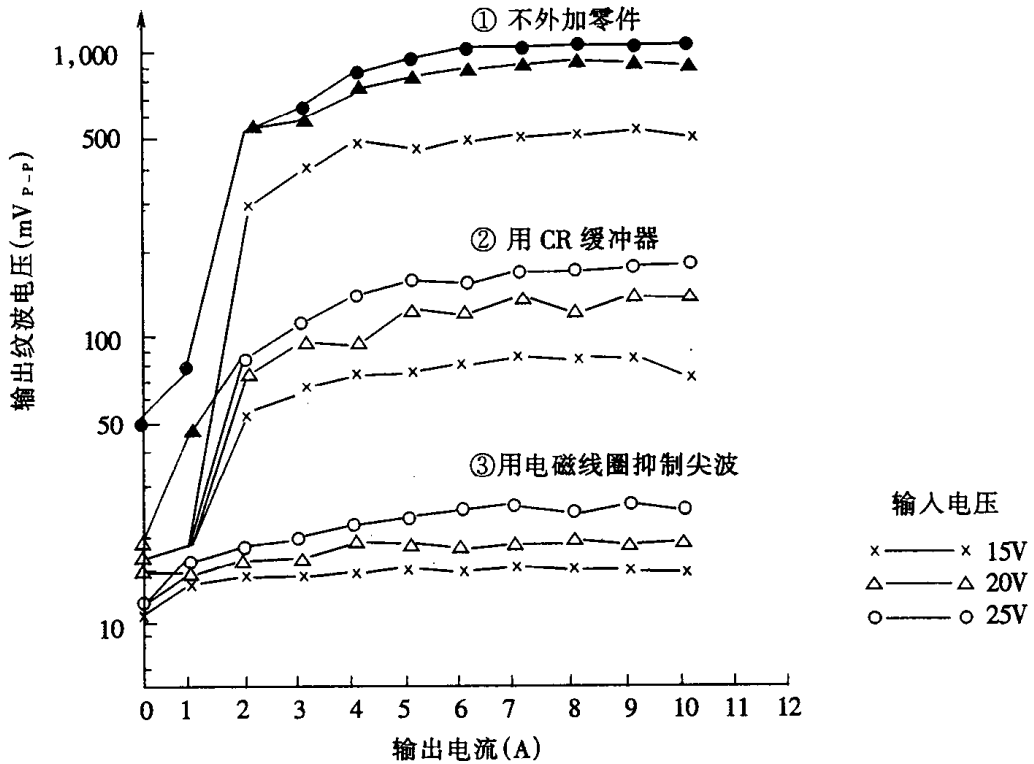


图 5-13 各种情况下输出纹波电压的比较

图中有三组纹波电压值,由图可见用电磁线圈抑制尖波最为有效。其原因是它可抑制二极管的反向恢复电流。计算圈数的公式如下:

$$N = \frac{3 \times V \times t_{rr}}{BS}$$

式中 N——圈数;

- V——外加至线圈的电压(V);
 t_{rr} ——二极管反向恢复时间(S);
BS——铁芯中的磁感强度与磁路截面的乘积。

二、常模与共模扼流线圈

电磁线圈在开关电源中另一个重要用途是作为常模与共模扼流线圈。

开关电源中,整流器、开关二极管的二极管电流、电压值快速上升或下降,电感电压、电容的电流也迅速变化。这些都构成电磁干扰源。干扰的表现是输出电压有纹波,输入电流也有高次谐波甚至空间有电磁波幅射。为了减少干扰,使开关电源输出平滑直流;也不会破坏或干扰使用同一电源工作的其它电子设备。同时,也能防止外部用电设备对开关电源的干扰,所以,在交流电源输入端加装进线滤波器;在用电环境要求较高场合,在所用的开关电源输出端也加装出线滤波器。

滤波器由电感和电容器组成。这里主要分析电感的作用和选择。在国际上若干个权威机构对电磁干扰 EMI 发射量(db- μ V)值均有严格规定。开关电源一般均要设置滤波电路才能达到此要求。对开关电源二根进线而言,存在共模干扰(二根进线上受干扰的信号相对参考点大小、方向相同)和常模干扰(二根进线上受干扰的信号相对参考点大小相等,方向相反)。前者,如雷电时,二根线受影响基本相同;后者,如电网电压瞬时波动等,二根线上电位符号是相反的。实际干扰多是这前、后二类干扰不同比例的组合波。

1. 共模扼流圈

图 5-14(a)示出共模扼流圈的绕法,一般匝数也很少。这样的电磁线圈在常模干扰信号作用下,则如图 5-14(b)所示。干扰源产生电流 i ,在磁芯中产生方向相反的磁通 Φ_1 ,磁芯中等于没有磁通,线圈电感几乎为 0,因此不能抑制常模干扰信号。然而,同一磁芯线圈对共模干扰作用如图 5-14(c)所示。两线圈产生的磁通是相同方向的,有相互加强作用,每一线圈电感值为单独存在时的两倍。因此,这种绕法的电磁线圈对共模干扰有强的抑制作用。

2. 常模扼流圈

根据上面分析,为了对常模干扰起抑制作用,则共磁芯的二个线圈绕向必须相反。这样,对共模信号抑制的电感为 0,等于不起作用。在具体线路中采用哪一种绕法,要根据抑制哪一种干扰为主来决定。

为了抑制常模干扰,也可以在二根进线初端各串一个独立磁芯线圈。这种线圈由棒状铁氧体磁芯绕线构成。此种扼流线圈的磁性,系呈开放状态,当外部产生泄漏磁通时,电感器本身自谐振的 Q 值增加,容易产生谐振,对某一频率有高值阻抗,对其它频率时阻抗则迅速下降。这一点是必须注意的。

3. 对扼流圈基本要求

无论对常模或共模扼流圈,无论装设在进线或是出线端,都要达到如下几点基本要求:

- (1)在正常工作的输入电流或输出电流下,常模和/或共模扼流圈不应磁饱和;
- (2)在干扰信号频率下阻抗要大;工作频率下(50Hz 或 0Hz)阻抗极小;
- (3)直流电阻要小,电感值稳定,不随温度变化而产生大幅度变化;
- (4)分布电容要小。

4. 常用线路形态

如图 5-15 所示为有共模,常模抑制干扰作用的滤波器。 L_1 、 L_2 、 C_1 可去除常模干扰, L_3 、

C_2 、 C_3 可去除共模干扰。 L_1 、 L_2 磁芯为不易饱和的材质,其 μ 值要高。 C_1 应选择陶瓷电容或聚乙脂薄膜电容,耐压则须考虑输入电压的最大可能值。常见使用 $0.22 \sim 0.47\mu\text{f}$ 。 L_3 是共模扼流圈。要特别注意防止它正常工作时,已进入饱和。

图 5-16 为对 $f_s = 30\text{kHz}$ 工作的开关电源实测的各种频率的 EMI。由图可知,在 130kHz 、 $20 \sim 40\text{kHz}$ 等处有较高的 EMI 发射值。

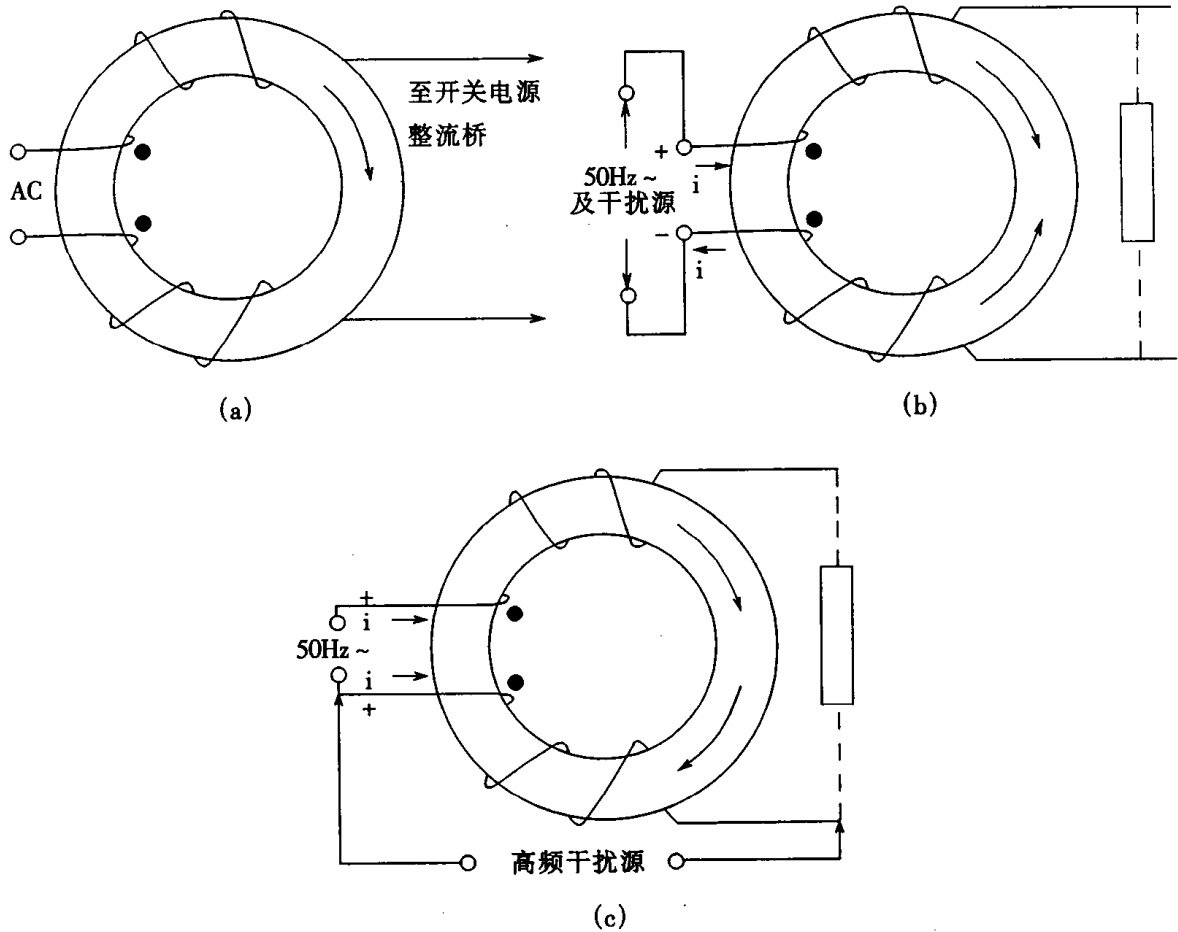


图 5-14 共模扼流圈及其在常模、共模信号作用下的效果图

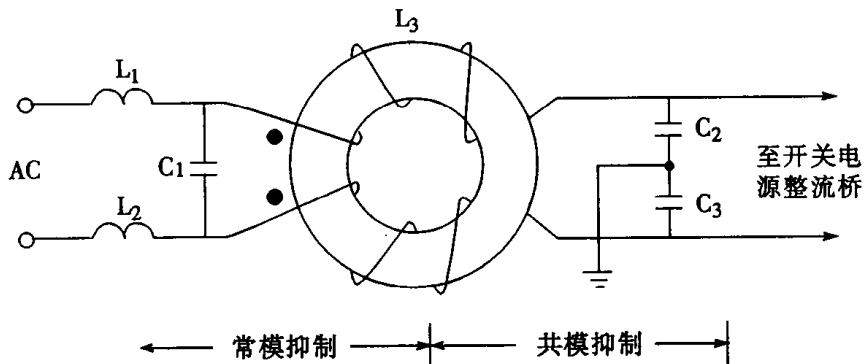


图 5-15 有共模、常模扼流圈的进线滤波器

为抑制开关电源发射 EMI,使其在 B 级规定的范围之内,需设置如图 5-15 的滤波器。 L_1 、 L_2 、 L_3 计算值如下:

选定共模扼流圈配套电容 $C = C_2 = C_3 = 6300\text{PF}$,假设截止频率为 $f_0 = 50\text{kHz}$ 则

$$\begin{aligned} L_3 &= \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_1} \\ &= \frac{1}{(2\pi 50 \times 10^3)^2 \times 6300 \times 10^{-12}} \\ &= 1.6(\text{mH}) \end{aligned}$$

选定常模扼流圈配套电容 $C_1 = 0.033\mu\text{F}$,假设截止频率亦为 50kHz

$$\begin{aligned} L_1 = L_2 &= \frac{1}{2} \times \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_1} \\ &= \frac{1}{(2\pi 50 \times 10^3)^2 \times 0.033 \times 10^{-6}} = 0.3(\text{mH}) \end{aligned}$$

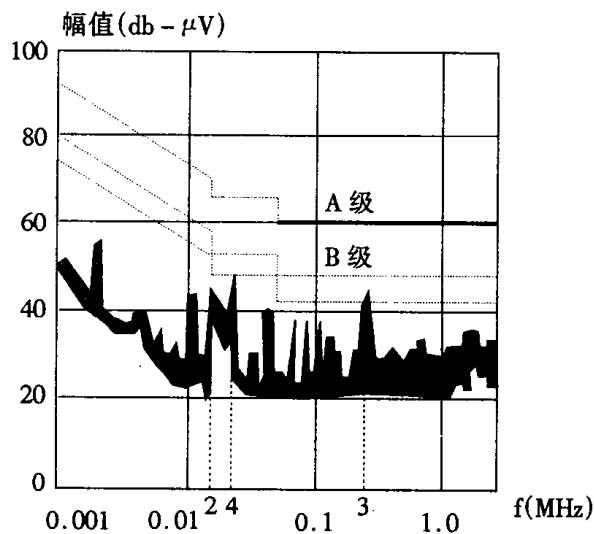


图 5-16 某一开关电源实测 EMI 与频率关系

第六节 电流互感器的设计方法

在开关电源中常要测量主回路的电流,如果测量电路、控制电路不要求与主回路隔离则在主回路串上一个小阻值电阻即可;但如要求隔离(这在提高设备、人身安全上常是必要的)则非用电流互感器或霍尔元件不可。这里结合磁性元件讲述电流互感器的设计方法。理想电流互感器除了重量小,功耗低之外,最主要的是有很确定的电流比。使用时,副边必须不断路。

理想的电流互感器应该达到①匝数比是电流比;②电流相位相反。在开关电源中电流互

感器原边电流占空比控制下是间歇的,副边整流二极管反向恢复电流的存在和流动,最好是能抵消原边的激磁电流,使电流互感器去磁复位。

一、电流互感器的工作原理

图 5-17 示出理想电流互感器、实际的电流互感器等效电路图及折算至副边的等效电路图。

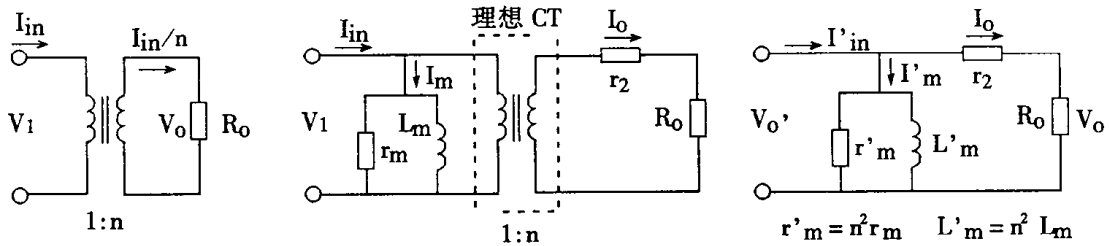


图 5-17 电流互感器及其等效电路图

图中 I_{in} 是欲测量电流, I'_{in} 是折算至副边的电流。 I_m 是激磁电流, I'_m 是折算至副边的激磁电流。 I_0 是所得的信号电流, r_2 是副边绕组电阻, R_0 是输出电阻。为了精确测定 I_{in} , 要求激磁电流 I_m 越小越好。

依法拉弟定律:

$$V_0 = K_f f N_2 B_w A_e \quad (1.5.47)$$

由图(5-17)在略去 I'_m (即 $r'_m \gg r_2 + R_0, L'_m \gg r_2 + R_0$) 时 $V_0 = (r_2 + R_0) I_0 \quad (1.5.48)$

联解式(1.5.47)式(1.5.48)得:

$$A_e = \frac{(r_2 + R_0) I_0}{K_f f N_2 B_w} \times 10^4 \quad (1.5.49)$$

原边电感值: $L_m = \frac{0.4 \pi \mu_x N_p^2 A_e}{l_m} [H] \quad (1.5.50)$

选择恰当的负载电阻 R_0 是有意义的。如想在 R_0 上得到直流信号,则在副边绕组与 R_0 之间加整流电路;这时考虑二极管整流压降是必要的。如果 R_0 上电压信号不够,则加运算放大器也是常见的办法。

二、电流互感器设计举例

例:设计一个电流互感器,原边电流 $I_{in} = 0 \sim 5A, f = 35kHz, N_p = 1$, 输出电阻 $R_0 = 1K\Omega, B_w = 0.2T$, 铁芯损失 $< 3\%$, 输出电压 $V_0 = 0 \sim 5V$ 。求每克重铁损、电流互感器的总损耗和效率。

解:

(1) 计算副边绕组电流:

$$I_0 = \frac{V_0}{R_0} = \frac{5}{1000} = 0.005\text{A}$$

(2) 计算副边绕组匝数:

$$N_2 = \frac{I_{in} N_1}{I_0} = \frac{5 \times 1}{0.005} = 1000 \text{ 匝}$$

(3) 选定铁芯:

因 $f = 35\text{kHz}$, 可选择铁酸盐磁芯(如镍-锌、锰锌等铁氧体)作为电流互感器铁芯。依式(1.5.49)求出铁芯有效截面积 A_e 。式中的 $(r_2 + R_0)I_0$ 即输出电压 $V_0 + V_{DF}$ (V_{DF} 为二极管压降, 设为 1V)

$$\begin{aligned} A_e &= \frac{V_0 + V_{DF}}{K_f f N_2 B_w} \times 10^4 \\ &= \frac{(5 + 1) \times 10^4}{4 \times 35 \times 10^3 \times 10^3 \times 0.2} \\ &= 0.002(\text{cm}^2) \end{aligned}$$

由表 5.14 选择与 A_e 最接近的铁芯。与 $A_e = 0.002$ 接近者为第一行 $A_e = 0.022$, 表中第三列 $AP = 0.01(\text{cm}^4)$, 编号为 52402。

(4) 计算有效窗口面积:

因为 $AP = A_w' \cdot A_e$ 故铁芯窗口面积

$$A_w' = \frac{0.01}{0.022} = 0.4545(\text{cm}^2)$$

有效系数取 0.75 则

$$A_w = 0.4545 \times 0.75 = 0.34(\text{cm}^2)$$

设副边绕组只能占据窗口有效面积的一半, 则副边绕组有效面积:

$$A_{w2} = \frac{A_w}{2} = \frac{0.34}{2} = 0.17(\text{cm}^2)$$

(5) 计算有绝缘的导线截面积:

$$A_{X2} = \frac{A_{W2} S_2}{N_S}, \quad S_2 \text{ 为 } n \text{ 匝绕线之面积与可用窗口面积之比}$$

取 $S_2 = 0.6$

$$\text{故 } A_{X2} = \frac{0.17 \times 0.6}{1000} = 0.000102(\text{cm}^2)$$

(6)查表(5.10)得接近此 A_{X2} 的导线为:

AWG # 37 绝缘漆皮线, $A_{X2} = 0.0001026(\text{cm}^2)$

$$\frac{\mu\Omega}{\text{cm}} = 16801$$

副边绕组电阻:

$$\begin{aligned} R_S &= MLT \times N \times \frac{\mu\Omega}{\text{cm}} \times 10^{-6} \\ &= 2.05 \times 1000 \times 16801 \times 10^{-6} \\ &= 34.4\Omega \end{aligned}$$

此值为负载电阻 R_0 值的 3.4%, 可通过。

(7)计算副边输出的功率:

$$\begin{aligned} P_0 &= (V_0 + V_{DF}) I_0 \\ &= (5 + 1) 0.005 \\ &= 0.03(\text{W}) \end{aligned}$$

(8)计算允许的铁损值:

$$P_{fe} \leq 3\% \times P_0 = 0.03 \times 0.03 = 0.0009(\text{W})$$

(9)由铁芯资料表(5.14)查得:

$$\# 52402, W_{tfe} = 0.63 \quad \frac{P_{fe}}{W_{tfe}} \times 10^3 = \frac{\text{mW}}{\text{g}} \quad \frac{0.0009}{0.63} \times 10^3 = 1.43\left(\frac{\text{mW}}{\text{g}}\right)$$

(10)总损耗:

$$\begin{aligned} P_{\Sigma} &= P_{cu} + P_{fe} \\ &= I_0^2 (R_S + R_0) + P_{fe} \end{aligned}$$

$$= 0.005^2(34.4 + 1000) + 0.0009$$

$$= 0.02676(W)$$

(11)效率 η :

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{\Sigma}} = \frac{0.03}{0.03 + 0.0267} = 53\%$$

表 5.14 环形铁氧体磁芯之特性

序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
	磁芯 编号	A_s cm^2	AP cm^4	MLT cm	N/AWG	Ω (50°C)	K_G 10^{-3}	A_w cm^2	重量 W_t $k_g f_c/c_u$	体积 cm^3	A_e cm^2
1	52402	7.26	0.01	2.05	302 30	2.35		0.4545	0.63/3.12	1.42	0.022
2	52057	17.4	0.0659	2.53	1017 30	9.78		1.53	2.05/13.1	4.98	0.043
3	52167	31.5	0.516	4.23	1000 30	16.1		1.5	20.9/19	11.9	0.343
4	52038	65.9	2.91	5.97	315 20	0.697		4.24	59.6 /79.4	38.3	0.686

第七节 非晶、超微晶(纳米晶)合金软磁材料特性及应用

特种钢液温度大约以每秒 100 万度速率降温的超急凝固,一次使薄带成型时,得到非晶合金。称它为非晶态,是因为急剧凝固,原子来不及有序排列,因而没有晶粒、晶界存在。其性能,如磁性、耐蚀性、相容性、硬度、韧性和高电阻率都比晶态合金软磁材料要好。80 年代以来成为国内、外专家研究的重点。

我国在非晶、超微晶(纳米晶)软磁合金工程的开发,使我国能生产各种铁基、铁镍基、钴基等非晶和铁基超微晶带材及铁芯。在开关电源等处应用也取得一定的成果。

一、非晶合金软磁材料的特性

非晶合金性能水平如表 5.15 所示。表中还同时列出硅钢片(冷轧)、玻莫合金和铁氧体的特性,以供比较。

表 5.15 非晶、超微晶合金软磁材料性能与冷轧晶态合金或铁氧体性能的比较

序号	性能 材料名称	μ_i	μ_e	H_c	ρ (电阻率)	B_r (T)	B_s (T)	铁损 P_{fe} (W/kg)
		$\times 10^4$	$\times 10^4$	A/m	M Ω cm			
1	铁基非晶 NAC-R-F2	8	15	3.0	140	0.9	1.4	$P_{1.0(1kHz)} \rightarrow 4$
2	铁镍基非晶 NAC-R-FN		40	1.0	130	0.6	0.75	$P_{0.5(10kHz)} \rightarrow 150$

3	钴基非晶 NAC-R-C068	10	80	0.3	130	0.5	0.57	$P_{0.5(10kHz)} \rightarrow 140$
4	超微晶 NAC-R-Nb	8	30	0.6~1.2	90	0.7	1.2	$P_{0.2(20kHz)} \rightarrow 3.4$ $P_{0.3(100kHz)} \rightarrow 90$ $P_{0.5(20kHz)} \rightarrow 20$ $P_{0.5(50kHz)} \rightarrow 90$
5	冷轧硅钢片	4	4	30	50		2.03	$P_{1.0(1kHz)} \rightarrow 20$
6	玻莫合金	8	10	1.0	56	0.6	0.75	$P_{0.5(10kHz)} \rightarrow 45$
7	铁氧体		0.1	6		0.1	0.40	$P_{1.0(1kHz)} \rightarrow 7.5$

表中序号 1~3 为非晶合金软磁材料, 4 为超微晶, 5~7 为常见的晶态软磁材料, 它们的特性对比性说明如下:

铁基非晶合金具有很高的磁感应强度 B_s 值(仅次于硅钢片、钴铁合金), 它的磁导率、铁耗 P_{fe} 都优于硅钢, (尤其是铁耗只为硅钢片的 1/4~1/5)。铁镍基非晶有与玻莫合金相近的磁感应强度, 有较高的磁导率、较低的剩余磁感应强度。经退火的材料有很好的矩形回线, 多使用在大于音频的上限频率工作。

钴基非晶合金无论初始磁导率 μ_i 和最大磁导率都比其它材较高, 矫顽力低, 电阻率高, 机械性能, 饱和磁感应强度在非晶合金中较低但比铁氧体高, 与玻莫合金相当, 比较适合应用在高频开关电源中, 在几百千赫频率下是目前的最佳材料。也可应用在尖峰抑制器、可饱和扼流圈铁芯。表 5.16 是非晶合金软磁高频(10kHz)变压器用在航空开关电源后与铁氧体变压器的效果对比。

表 5.16 非晶合金与铁氧体高频变压器使用效果对比表

	$B_w(T)$	$P_{fe}(W)$	激磁功率(VA)	体积比	重量(kg)
非晶铁芯	0.57	5.4	7.6	0.66	0.52
铁氧体铁芯	0.25	> 6.3	7.27	1	1

二、超微晶合金软磁材料的特性

超微晶合金是用非晶合金再经过处理后获得直径为 10-20 纳米的微晶合金, 也称为纳米晶软磁合金。纳米晶软磁性能示于表 5.15 的序号 4 中。它有较高的 μ_i 、 μ_e 、 B_s 值, 铁耗值也低。由于综合磁性能优异, 广泛用在大功率开关电源中高频变压器、扼流铁芯、互感器铁芯、高频抑制器等。它大有代替目前所有使用铁芯材料的趋势。

三、非晶、超微晶合金软磁材料的应用

由于非晶、超微晶板厚很薄、电阻率很高(比硅钢片、坡莫合金高 2 倍)很适合开关电源高频下使用;非晶、超微晶不存在磁晶各向异性、晶界等,不存在长程有序的原子排列,损耗功率小,因此是高频变压器的理想材料。例如,利用超微晶合金制作 20kHz、125 瓦高频灯电子镇流器中的铁芯,效果如 5.17 所示。

表 5.17 采用超微晶磁芯的 20kHz、125W 汞灯镇流器特性

起辉时间	镇流器损耗	灯的发光效率	体积	重量
从原来的 8~10 分钟,缩短为 1~2 分钟	损耗降低了 3.0%	提高近 50%	体积减小 10%	减轻 60%

第六章 开关电源的占空比控制电路及集成 开关变换器的原理与应用

调节开关电源占空比,可使输出电压基本上不随负载变化和/或输入电压变化而变化。这种方法,实质是对晶体管导通脉宽进行调节和控制,故叫做脉宽调制法(Pulse - Width Modulation 缩写为 PWM)已有许多相应的 IC 片。

这一章介绍几种典型的 PWM IC 片,说明它们如何完成调节功能的。介绍隔离技术中用到的光电耦合器等工作原理、设计方法。此 IC 中都无一例外用到放大器及周边控制电阻、电容,所以最后也会介绍其用法和计算方法。但由于它们大多都被集成在 PWM 片内,所以只对反馈回路元件选择作介绍,进一步补偿网络设计放在以后有关章节中。

第一节 开关电源系统的隔离技术

开关电源一般由两部分组成:一是功率主回路,二是控制回路。离线变换器功率主回路进线往往与市电网连接,电压高;但输出回路和控制回路多由低压电子元器件所组成。为了人身和低压电子元器件的安全,功率主回路与输出回路应该电气隔离,即两者不共地。图 6-1 示出两个常见的电气隔离方案。其中图 6-1(a)主要通过 T_1 、 T_2 二个变压器隔离;图 6-1(b)用一个变压器 T_1 ,和光耦元件。光耦元件由发光二极管和光敏三极管组成,依靠光传输信号,因此是较好的隔离元件。光耦元件的发光二极管与输出整流滤波器有共地点 1;光耦元件的三极管、PWM IC 片、功率开关管和市电的整流滤波有共地点 2。但 1 地和 2 地严格分开。

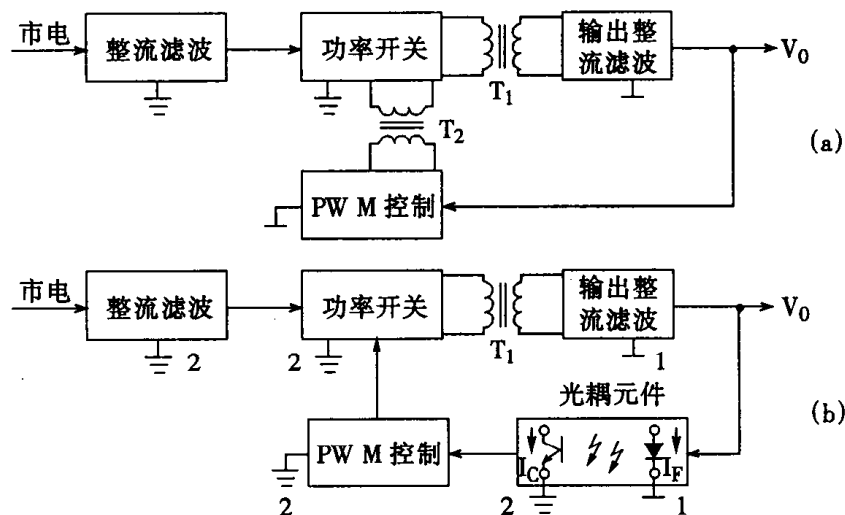


图 6-1 隔离技术二个方案示意图

光耦元件的三极管集电极电流 I_C 的大小与发光二极管电流 I_F 及光电耦合转换系数 h 成正比。即：

$$I_C = hI_F \quad (1.6.1)$$

式中 I_C ——三极管集电极电流(mA)；
 h ——光电耦合转换系数；
 I_F ——发光二极管流过的电流(mA)。

当在光敏三极管的发射极串上电阻 R_L 时,可得到一个比例于 I_F 的输出电压 U_{out} 。

即：
$$U_{out} = I_C R_L \quad (1.6.2)$$

式中 U_{out} ——控制占空比的信号电压(V)；
 R_L ——三极管射极电阻(Ω)。

光电耦合隔离技术可以大大简化控制电路的设计。当它应用于一个离线开关电源时,为了得到良好的输入输出的隔离,应注意以下几点：

- (1)光耦元件必须有一个符合地区与/或国际安全标准的击穿电压；
- (2)光耦元件一般存在热平衡及漂移问题,此问题应在设计放大器校正环节线路中解决；
- (3)尽可能选择 h 值高的光敏元件。

理想的控制环节,应该是线性控制的。即当输入一个控制电压时,能产生一个与之成正比的输出电压,以实现进一步的占空比调节。

图 6-2 是实现图 6-1(b)方案的线路。

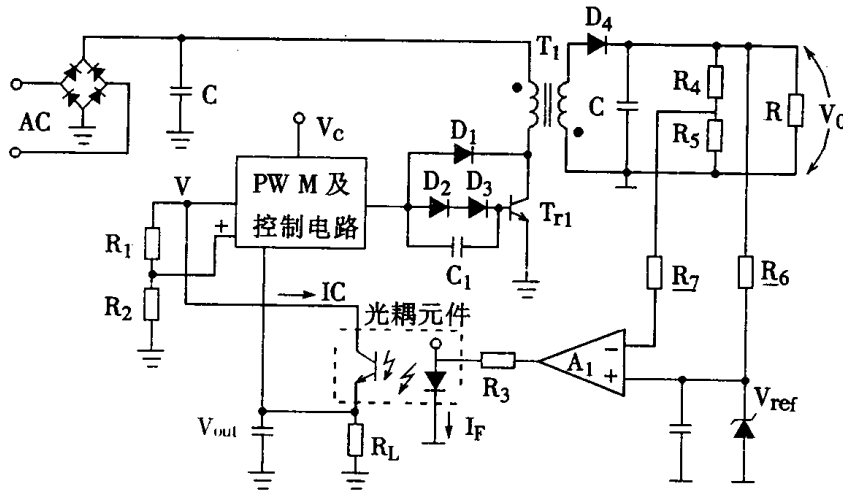


图 6-2 T_1 和光耦元件实现输入、输出隔离的反馈调节开关电源线路

此电路作用如下：

输出电压 V_0 在 R_5 上的电压 V_{R5} (反映了输出电压的变化) 输入到放大器 A_1 反相端, 与同相端输入的固定基准电压 V_{ref} 进行比较。两个电压的差值经过放大器 A_1 的输出电压, 并产生流经电阻 R_3 和发光二极管的电流。放大器 A_1 输出电流控制了发光二极管发光强度, 即控制了三极管发射极上电阻 R_L 的压降。 R_L 上的压降控制 PWM 的电路。这是典型的负反馈系统。下面几节介绍 PWM 片工作原理等。

第二节 PWM 开关电源的集成电路(IC)片

下面以国产 GW 1524/2524/3524 为例加以说明。与 GW 字样不同时, 表示其它国家电子公司的产品。所谓 1524 系 I 类军品, 适于 $-55^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ 环境温度。2524 系 II 类工业品, 适于 $-40^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ 环境温度。3524 系 III 类民品, 适于 $-10^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ 环境温度。它们内部电路、外部电路使用方法相同。其他使用较广的 GW494(TL494 是美国德克萨斯仪器公司产品), 可参考其他资料。

一、1524/2524/3524 简介

1. 这个系列的特点有

- 完整的 PWM 控制电路的功能;
- 频率的温度稳定性 $\leq 2\%$;
- 有交变输出开关对, 可以推挽输出或单端输出;
- 频率可调到 100kHz 至 350kHz;
- 有超结温保护和过流保护;
- 总的静态电流 $\leq 10\text{mA}$
- 可为用户提供 5V、50mA 的直流稳压输出。

2. 1524 ~ 3524 的极限使用值和主要电性能

- 输入电压: 40V;
- 外加基准电压: 6V;
- 输出基准电流: 50mA;
- 输出电流(每一个输出): 100mA;
- 振荡器充电电流(6脚或7脚): 5mA;
- 内部功耗: 1W;
- 最高结温: J封装 150°C ; N封装 125°C 。

1524 ~ 3524 的各项参数, 如表 6.1 所示。

表 6.1 1524 ~ 3524 的主要电性能

序号	参 数	测 试 条 件	LM1524/LM2524			LM3524			单 位	
			最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值		
基准电压部分										
1	输出电压	$V_S = 8 - 40V$ $I_L = 0 - 20mA$ $f = 120kHz$ $T_A = 25^\circ C$ $V_{ref} = 0$ $T_A = 25^\circ C$ 工作温度范围 $T_A = 25^\circ C$	4.8	5.0	5.2	4.6	5.0	5.4	V	
	电压调整率			10	20		10	30	mV	
	负载调整率			20	50		20	50	mV	
	纹波抑制比				66		66		dB	
	输出短路电流				100		100		mA	
	温度稳定性				0.3	1		0.3	1	%
	长时间稳定				20			20		mV/khr
	振荡部分									
2	最高频率	$C = 0001\mu F,$ $R_T = 2k\Omega$	350			350			kHz	
	对电压稳定度	$V_S = 8 - 40V$ $T_A = 25^\circ C$			1			1	%	
	对温度稳定度	工作温度范围			2			2	%	
	输出幅度			3.5			3.5		V	
	输出宽度			0.5			0.5		μS	
误差放大部分										
3	输入失调电压	$V_{CM} = 2.5V$		0.5	5		2	10	mV	
	输入偏置电流	$V_{CM} = 2.5V$		2	10		2	10	μA	
	开环电压增益		72	80		60	80		dB	
	共模抑制比	$T_A = 25^\circ C$		70			70		dB	
	小讯号带宽	$A_v = \text{odB}$ $T_A = 25^\circ C$		3			3		MHz	
4	比较部分最大占空比	每一个输出导通	45			45			%	
5	电流限制检测电压	$V_2 \text{脚} - V_1 \text{脚} \geq 50mV$ $V_9 \text{脚} = 2V$	190	200	210	180	200	220	mV	

6	上升时间	$V_{CE} = 40V$	0.2			0.2	μS
		$R_C = 2k$ $T_A = 25^\circ C$					
6	下降时间	$R_C = 2k$	0.1			0.1	μS
		$T_A = 25^\circ C$					

3. 外形、内部结构和工作特性

1524、2524、3524 的外形、内部结构,如图 6-3 所示。

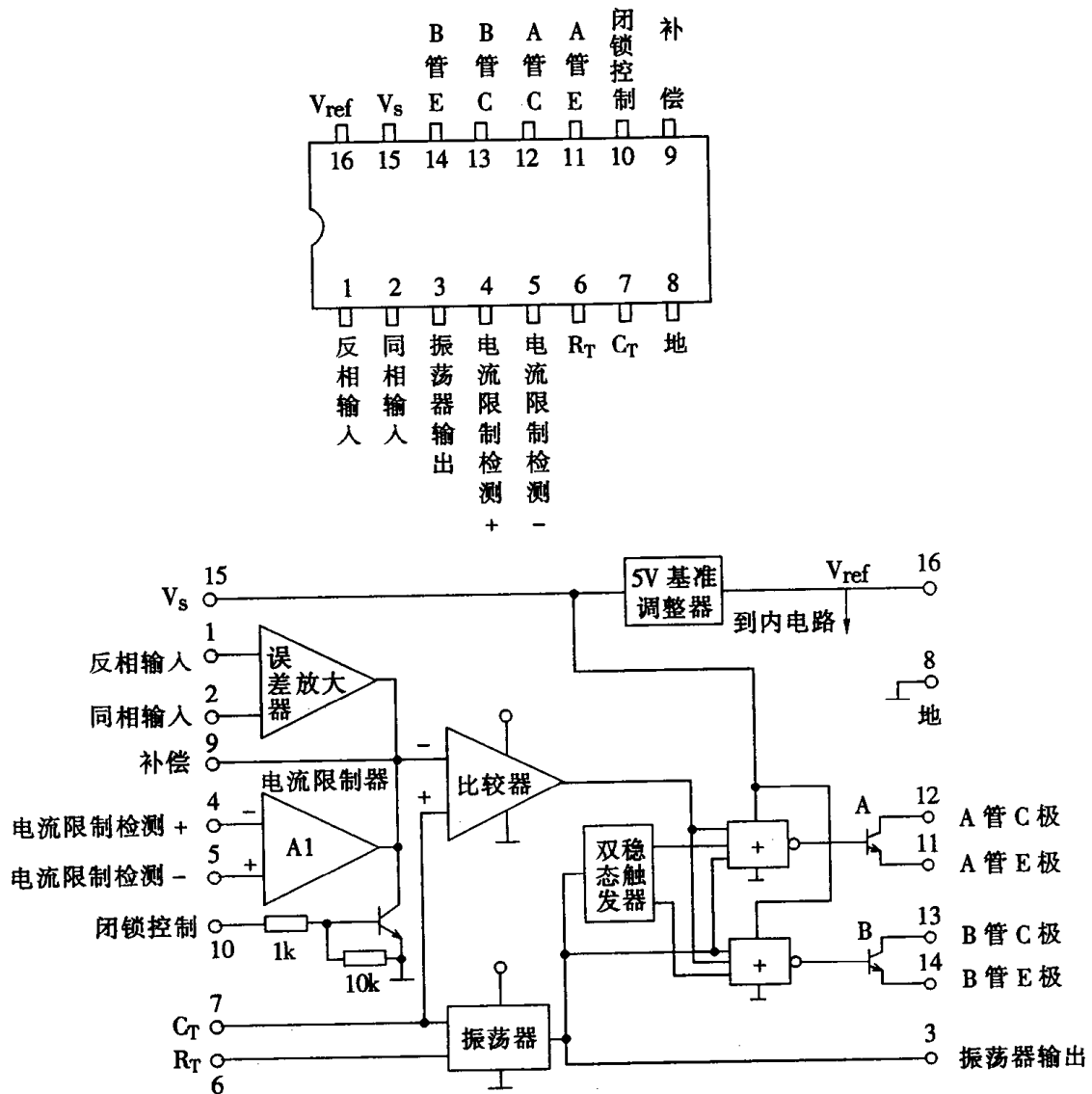


图 6-3 1524、2524、3524 的外形和内部结构

(1) 基准电压调整器

基准电压调整器是输出为 5V, 50mA, 有短路电流保护的电压调整器。它供电给所有内部电路, 同时又可作为外部基准参考电压。若输入电压低于 6V 时, 可把 15、16 脚短接, 这时 5V 电压调整器不起作用。

(2) 振荡器

振荡器的频率由外接阻容 R_T 、 C_T 决定, 周期(近似)值 $T_S = R_T \cdot C_T$, 一般 R_T 是 1.8k Ω 到 100k Ω ; C_T 是 0.001 μ F, 到 0.1 μ F; 在 C_T 两端可得到一个从 0.6V 到 3.5V 变化的锯齿波, 振荡频率可达 350kHz, 可直接带外负载。振荡器在输出锯齿波的同时还输出一组触发脉冲, 其宽度取决于 C_T 的大小, 实际宽度在 0.5 ~ 5 μ S。此脉冲在电路中有两个作用:

①控制死区时间。振荡器输出的触发脉冲直接送到两输出级的或非门作为封闭脉冲, 以保证两组三极管输出不可能出现同时导通; 输出死区时间 T_D 与 C_T 关系示于图 6-4。

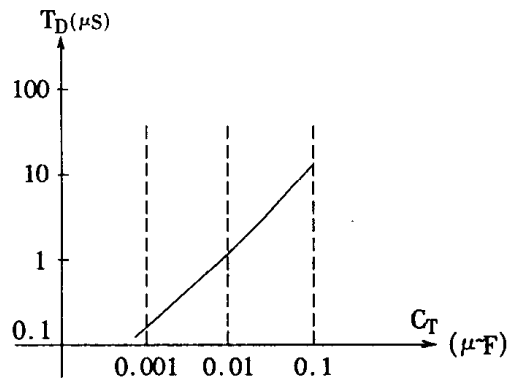


图 6-4 C_T 值与输出死区时间 T_D (μ S) 关系

②作为触发器的触发脉冲控制两输出通道的开与关。触发器要求此触发脉冲的宽度不小于 0.5 μ S。因此, 当开关电源工作频率高(C_T 为小值)时在 3 脚接 100PF 电容到地, 以扩展输出脉冲的宽度。由于输出触发脉冲的最大宽度受工作周期和死区时间的限制, 3 脚到地的电容不能大于 1000PF。

(3) 误差放大器

误差放大器是差动输入的放大器。它的增益标称值为 80dB, 其大小由反馈或输出负载来决定, 输出负载可以是纯电阻, 也可以是电阻性元件和电容的元件组合。该放大器共模输入电压范围在 1.8 ~ 3.4V, 需要将基准电压分压送至误差放大器 1 脚(正电压输出)或 2 脚(负电压输出)。为使电源系统稳定, 在 9 脚对地之间接 R·C 网络, 补偿系统的幅频, 相频响应特性。本控制器无专门的死区时间控制端, 而是靠基准电压分压至误差放大器的输出脚 9, 限制 9 脚的高电平数则控制了死区。为了不影响控制器的内部性能, 可在 9 脚与分压端之间串联二极管, 使 9 脚电位低于分压端电压时分压回路不起作用。

如果作为开环系统工作, 在 9 脚加控制电压即能工作。

(4) 电流限制器 A_1

电流限制放大器 A_1 输出与误差放大器的输出并联, 控制脉冲的宽度。当 + 与 - 端之间加 200mV 的限流检测电压时, 输出占空比下降到 25% 左右; 检测电压再增加约 5%, 输出占空比

为 0,所以必须小心地整定输入信号电压。一般不要超过 -0.7V 到 1.0V 的输入共模范围。

因该电路增益较低,控制脉宽时存在较大的延迟,电流开始限制值与实际工作会有一定的差值。

(5) 闭锁控制端 10

利用外部电路控制 10 脚电位,当 10 脚有高电平时,可关闭误差放大器的输出,因此,可作为软起动和过电压保护等。

(6) 比较器

C_T 的锯齿波电压与误差放大器的输出电压经过比较器比较, C_T 电压高于误差放大器的输出电压时,比较器输出高电平,或非门输出低电平,输出三极管截止。

(7) 触发器和或非门

经触发脉冲触发,双稳态触发器两输出端分别交替输出高、低电平,以控制输出级或非门输入端。

(8) 输出级

由两个中功率 NPN 管构成,每管有抗饱和电路和过流保护电路,每组可输出 100mA 。组间是相互隔离的。

二、IC 片的工作

直流电源 V_S 从 15 号脚引入分两路:一路加到或非门;另一路送到基准电压稳压器的输入端,产生稳定的 $+5\text{V}$ 基准电压, $+5\text{V}$ 再送到内部(或外部)电路的其它元件作为电源。振荡器 7 号脚需外接电容 C_T ,6 号脚需外接电阻 R_T 。选用不同的 C_T 、 R_T ,即可调节振荡器的频率。振荡器的输出分为两路:一路以时钟脉冲形式送至双稳态触发器及二个或非门;另一路以锯齿波形式送至比较器的同相端。比较器的反相端连向误差放大器。误差放大器实际上是个差分放大器,它有两个输入端:1 号脚为反相输入端;2 号脚为同相输入端,这两个输入端可根据应用需要连接。例如,一端可连到开关电源输出电压 V_0 的取样电路上(取样信号电压约 2.5V),另一端连到 16 号脚的分压电路上(应取得 2.5V 的电压),误差放大器输出 9 号脚与地之间可接上电阻与电容,以进行频率补偿。误差放大器的输出与锯齿波电压在比较器中进行比较,从而在比较器的输出端出现一个随误差放大器输出电压的高低而改变宽度的方波脉冲,再将此方波脉冲送到或非门的一个输入端。或非门另二输入端分别为触发器、振荡锯齿波。最后,在晶体管 A 和 B 上分别出现脉冲宽度随 V_0 变化而变化的脉冲波,但两者相位相差 180° 。

鉴于上述工作特点,1524 系列既可用于正激式、反激式,也可用于半桥式、桥式、推挽式开关稳压电源中。

第三节 适用于功率场效应管控制的 IC 芯片

MOSFET 功率管有驱动功率低,频响特性好,快速动作,无二次击穿等优点,使开关电源工作频率轻而易举地从几十千赫上升到几百千赫。为了推广,美国硅通用公司设计了驱动 MOS 管的第二代 IC 芯片。型号为 SG1525A 适用 N 沟道 MOSFET;SG1527A 适用于 P 沟道 MOSFET。我国相应型号为 CW1525A 和 CW1527A。原理方框图见 6-5 所示。

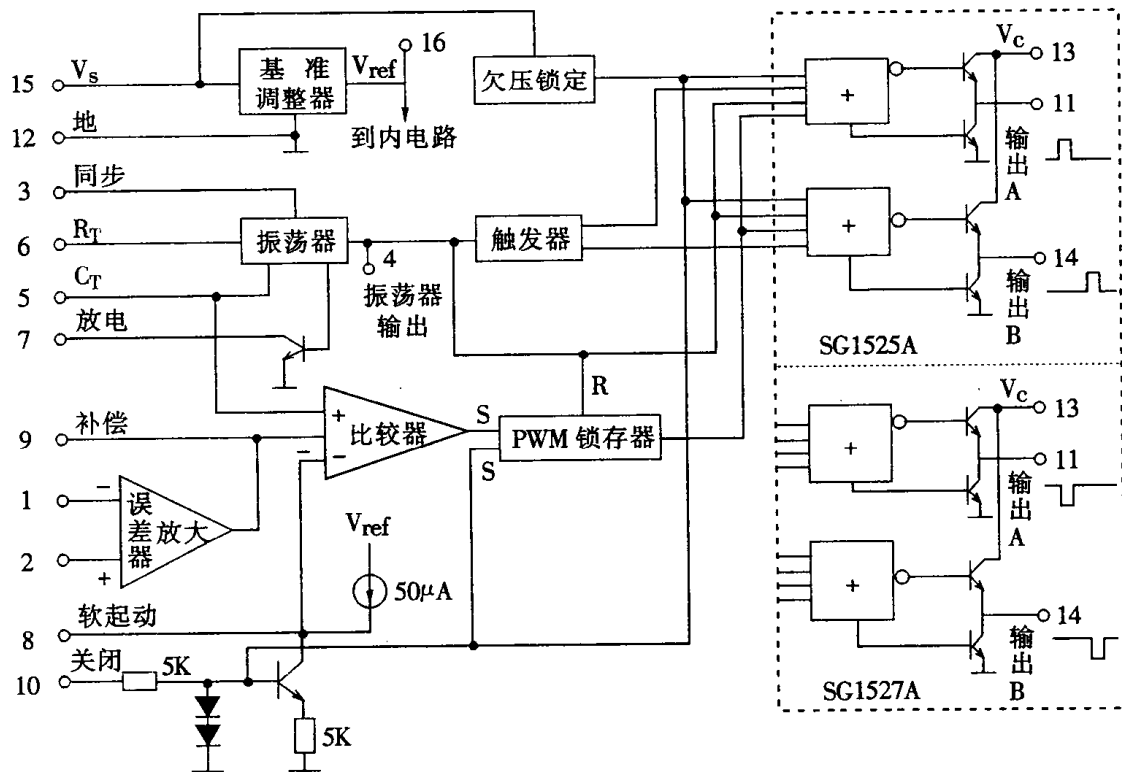


图 6-5 1525A/1527A 原理方框图

1524 在广泛使用中也显出了些不足,例如:考虑开关电源组成不同,可增加不同的附加电路的灵活性较少;在 C_T 满足工作频率的要求下,再不能调节死区的时间;没有低工作电源电压锁定的功能;输出级的功率也不够大。这些问题在改进的 1524A 中作了一定改进。上述不足,在 1525A 中又进一步改进。

一、1525A 与 1524 的差别

1. 增设欠压锁定电路

电路主要作用是当 IC 块输入电压小于 8V 时,集成块内部电路锁定,停止工作(基准源及必要电路除外),使之消耗电流降至很小(约 2ma)。

2. 有软起动电路

比较器的反相端即软起动控制端 8,端 8 可外接软起动电容。该电容由内部 V_{ref} 的 $50\mu A$ 恒流源充电。达到 2.5V 所经的时间为 $t = \frac{2.5V}{50\mu A} \cdot C_8$ 。占空比由小到大(50%)变化。

3. 提高了基准电压 V_{ref} 精度

准确度由内部控制 在 $5.1V \pm 1\%$ 。

4. 误差放大器工作电源更合理

5. 取消电流限制器

电流限制的功能改由端 10 的关断电路担任。并有逐个脉冲电流限制和直流输出电流限制的功能。一般在 10 端接入过流检测信号。过流检测信号维持时间长时,软起动端 8 接的电

容 C_8 将被放电,因此,过流——关闭——放电——重新软起动连成有机配合的作用过程。

6. 比较器有两个反相输入端

1524 的误差放大器、电流控制器和关闭控制三个信号共用一个反相输入端,现改为增加一个反相输入端,误差放大器与关闭电路各自送至比较器的反相端。这样避免了彼此相互影响。有利于误差放大器和补偿网络工作精度的提高。

7. 增加 PWM 锁存器使关闭作用更可靠

比较器(脉冲宽度调制)输出送到 PWM 锁存器。锁存器由关闭电路置位,由振荡器输出时间脉冲复位。这样,当关闭电路动作,即使过流信号立即消失,锁存器也可维持一个周期的关闭控制,直到下一周期时钟信号使锁存器复位为止。

另外,由于 PWM 锁存器对比较器来的置位信号锁存,将误差放大器上的噪音、振铃及系统所有的跳动和振荡信号消除了。只有在下一个时钟周期才能重新置位,有利于可靠性提高。

8. 振荡器作了较大改进

1524 中的振荡器只有 C_T 、 R_T 两端,充电和放电回路是相同的。1525A 的振荡器,除 C_T 、 R_T 端外,增加了放电 7、同步端 3。 R_T 阻值决定了内部恒流值对 C_T 充电, C_T 的放电则由 5、7 端之间外接的电阻值 R_D (图 6-5 未画出)决定。把充电和放电回路分开,有利于通过 R_D 来调节死区的时间,因此是重大改进。这时 1525A 的振荡频率可表为:

$$f_s = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_D)} \quad (1.6.3)$$

在 1525A 中增加了同步端 3 专为外同步用,为多个 1525A 的联用提供了方便。同步脉冲的频率应比振荡频率 f_s 要低一些。

9. 输出级作了结构性改进

电路结构改为确保其输出电平或者是高电平或者是低电平的一个电平状态中。为了能适应驱动快速的场效应功率管的需要,末级采用了推拉式电路,使关断速度更快。

11 端(或 14 端)的拉电流和灌电流,达 100mA。在状态转换中,由于存在开闭滞后,使流出和吸收间出现重迭导通。在重迭处有一个电流尖脉冲,其持续时间约 100ns。使用时 V_C 接一个 0.1 μ f 电容可以滤去尖峰。

另一个不足处是吸电流时,如负载电流达到 50mA 以上时,管饱和压降较高(约 1V)。

二、1525A/1527A 的应用

1525A/1527A 的输出驱动电路

可以有单端输出或双端输出控制电路的应用。图 6-6 示出双端输出驱动 MOSFET 管的电路。两管与原边有中心抽头的功率变压器连接成推挽电路。1525A 的 14 和 11 端输出电压幅度及拉、灌电流能力都适合驱动场效应功率管的要求。半桥式驱动场效应管的电路如图 6-7 所示。其输出端可直接接一个变压器,此变压器原边不用中心抽头。它既达到使副边电平位移,又能与主回路隔离的要求。

1527A 的应用在 P 沟道 MOSFET 线路与上述相似,可以类推得到。值得指出 1525A/1527A 亦可用在驱动双极型晶体管,在此不赘述。

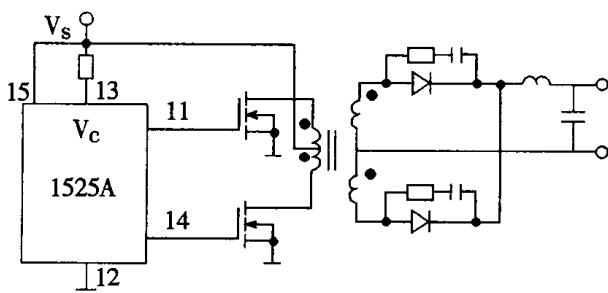


图 6-6 驱动 MOS 管的推挽电路

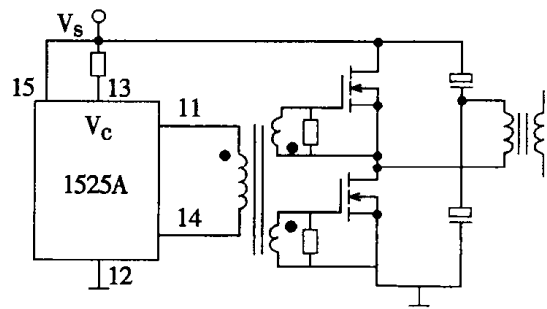


图 6-7 驱动 MOS 管的半桥电路(副边未示出)

第四节 电流控制型脉宽调制器

一般脉宽调制器是按反馈电压来调节脉宽的。所谓电流控制型脉宽调制器是按反馈电流来调节脉宽的。在脉宽比较器的输入端直接用流过输出电感线圈电流的信号与误差放大器输出信号进行比较,从而调节占空比使输出的电感峰值电流跟随误差电压变化而变化。由于结构上有电压环、电流环双环系统,因此,无论开关电源的电压调整率、负载调整率和瞬态响应特性都有提高,是目前比较理想的新型的控制器的。这种控制器型号为 UC1846/UC1847,同理 3 字头编号(如 3846)为民用品,是美国 UNITRODE 公司先制造出来的。

一、UC1846/UC1847 工作原理及方框图

方框图如图 6-8 所示,与上述调制器相比较地进行介绍。它专门设置了一个电流测定放大器,增益为 3。E/A 放大器为误差放大器,输出经二极管和 0.5V 偏压后送至比较器反相端,比较器同相端为三倍后的电流测定信号。注意振荡器的锯齿波信号没有输入比较器,为此比较器后增设一个锁存器。关闭信号经与电压相比较后,也送到锁存器,锁存器由锯齿波作为复位时钟脉冲。锁存器的作用与 1525A/1527A 相似。同样振荡器也有可变死区时间控制和外同步能力。电流限制 1 端电平可用外电路限定,由它影响误差放大器的电压输出值。基准电压精度达 $\pm 1\%$,振荡器频率可达 1MHz,因此脉宽调制器 A、B 输出端的工作频率可达 500kHz。

电流测定放大器输出由内电路限定在 3.5V,因此,其输入最大电压值为 $\frac{3.5}{3} \approx 1.2\text{V}$ 之内。

根据 1.2V 数值可以选定电流测定环节参数。当是用电阻测定电流时,阻值 $R_s = \frac{1.2}{I_{PK}}$, I_{PK} 即为电感电流的峰值。 R_s 电阻与电感线圈相串联。也可以用互感器方法,得到 1.2V 加在 3、4 端。如果电感电流有瞬态尖峰,则应就地加入小电容——电阻进行滤波。

UC1846 的电流限制方式是它的突出优点之一,它限制尖峰电流的能力特别强,并且是对每个尖峰波监测限定的。

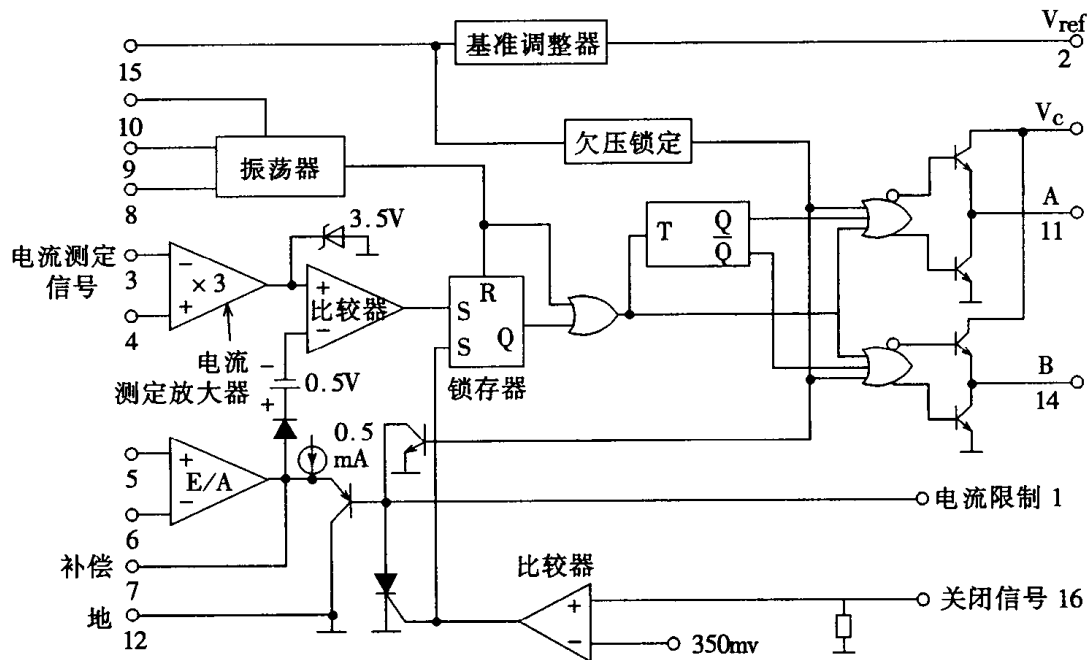


图 6-8 UC1846 的内部结构方框图

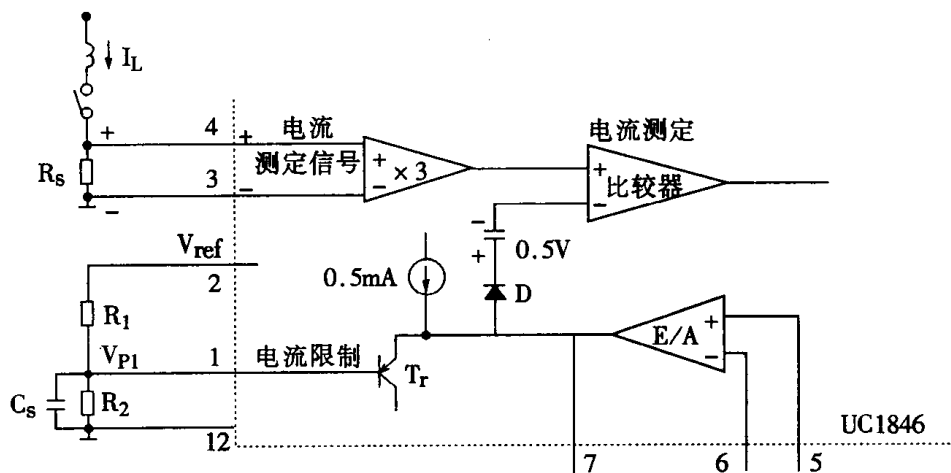


图 6-9 电流测定、限定调整工作原理图

图 6-9 示出电流测定、限定调整工作原理。 V_{ref} 基准电压经电阻 R_1 、 R_2 到地, 故 $V_{P1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref}$ 。当 E/A 误差放大器输出电压为 $V_{P1} + 0.5$ 时 (0.5V 为 T_r 导通所需 V_{be} 电压) 晶体管

T_r 将导通。因此,电流限制端 1 的电压 V_{PI} 调定值即调定了 E/A 的限幅值。此限幅值的 $\frac{1}{3}$, 即应为电流测定电阻 R_S 的电压值。当比较器 +、- 端相等时,比较器输出为零占空比,两路输出全部关闭。因此,使比较器翻转的阈值电压为 $V_{RS} = \frac{V_{PI} + 0.5}{3}$; R_S 两端电压超过 V_{RS} 值时, UC1846PWM 比较器将输出锁闭,相应此时的电感峰值电流为 I_L

$$I_L = \frac{V_{PI} + 0.5}{3R_S} \quad (1.6.4)$$

下面分析振荡器的频率:

$$f_s = \frac{2.2}{C_T R_T} \quad (1.6.5)$$

R_T 值从 $1k\Omega \sim 500k\Omega$ 。 C_T 值不能小于 100P。增大 C_T , 增大锯齿波下降时间, 即死区增大。一般可选 $C_T = 1000P$ 如果多片 UC1846 工作需要同步时, 则只要在一个 UC1846 芯片上装上 R_T 、 C_T 元件, 并把它的同步端联接到所有 UC1846 的同步端上即可。

使用时在 R_2 两端并联电容 C_S , 起软起动控制的作用。

二、1842/2842/3842 8 脚脉宽调制器

以前介绍过的为有较好的、满足各种工业要求性能的 16 脚脉宽调制器, 但是, 具体应用中有引脚多, 外接元件多, 接线复杂的缺点; 在要求不高, 开关电源功率又很小时, 人们又推出了只有 8 端脚的脉宽调制器。如美国 UNITRODE 的 UC1842 双列 8 脚芯片, 法国 TEA2018 双列 8 脚芯片, 意大利 TDA8130 双列 8 脚芯片和我国的 CW1842 双列 8 脚芯片。

UC3844 与 UC3842 基本相同。区别是最大占空比不同, 因此应用场合也不同。UC3842 的输出频率即为振荡频率, 最大占空比可达 100%, 通常多用于单端反激式变换器, 输出功率限于 100 瓦以下。UC3844 的输出频率为振荡频率的一半, 最大占空比为 50%, 一般常用于单端正激式变换器, 输出功率 100 瓦至 2 千瓦都可以。UC3842 与 UC3844 均为 D1P8 的封装形式, 且管脚排列相同, 内部结构相似, 这里以 UC3842 为例进行介绍。

1. 1842/2842/3842 的工作原理及方框图

1842 是一种单端输出控制电路芯片。其最大优点: 外接元件极少, 接线很简单, 可靠性高, 成本极低。

图 6-10 示出 UC1842/UC2842/UC3842 的内部方框图。由图可知, 其引脚有 8 个, 但一样可以使用内部 E/A 误差放大器构成电压闭环, 利用电流测定、电流测定比较器构成电流闭环。端 8 为内部供外用(一般当参考电压)的基准电压 5V, 带载能力 50mA。端 7 为集成块工作电源 V_{CC} , 可以在 8 ~ 40V, 端 4 接 R_T 、 C_T , 确定锯齿波频率。端 5 为地。端 6 为推挽输出端, 有拉、灌电流的能力。由于误差放大器控制着电感电流峰值(参见图 6-11), 因此也是电流型脉冲宽度调制器。

2. 优点

兹列下面几点分述之:

(1)电压调整率(抗电压波动能力)很好

利用这种型号的调制器很容易达到 $0.01\%/V$ 的调整率。其原因是电压 V_S 波动立即反映在电感电流的变化。不象其它方案要经过输出电压 V_0 反馈到误差放大器的调节的复杂过程。所以响应快。如果,波动是持续的,电压反馈环也起作用,所以可以达到较高的线性调整率精度。

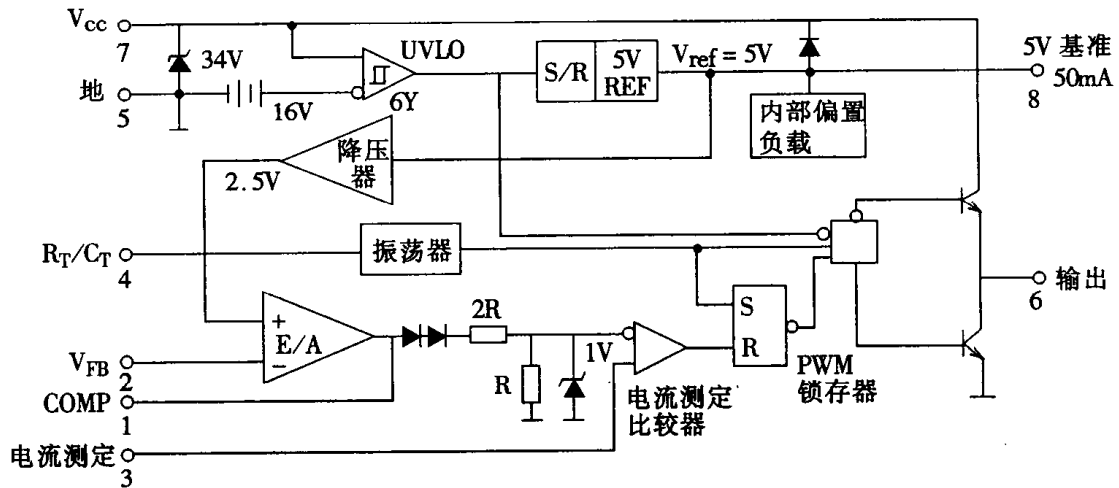


图 6-10 UC1842/UC2842/UC3842 脉宽调制器内部方框图

(2)负载调整率改善明显

因为误差放大器 E/A 可专门用于控制占空比适应负载变化造成的输出电压变化,负载调整率好。一般调制器在轻载时输出电压 V_0 会有一些的升高,用本调制器可明显减小升高。例如,从 100% 的负载卸载 2/3 时,负载调整率只 8%,卸载 1/3 时,负载调整率只 3%。

(3)误差放大器 E/A 补偿电路(1,2 端间 RC)简化,频响特性好,稳定裕度大。

由于电感电流是连续的,所以 R_S (可参见图 6-11b)上所检测的电流峰值能代表平均电流,整个电路可以当成一个误差电压控制的电流源。变换器的幅频特性由双极点变成单极点,因此增益带宽乘积提高,稳定裕度大,频率响应特性改善。

(4)过流限制特性好

从 R_S 测得的电流峰值信号快速参与当前工作周波的占空比控制,因此是当前工作周波的电流限制。事实上只要 R_S 的电平达到 1V,电流测定比较器立即动作,输出端 6 立即使导通管 T_r 关断。由于能精密地灵敏地限制输出最大电流,高频变压器功耗、晶体开关管的功耗都可以减小,因此,对整个开关电源成本、重量、体积都将有良好的影响。

(5)过压保护和欠压锁定功能

当工作电压 V_{CC} 大于 34V 时稳压管稳压(参见图 6-10),使内部电路在小于 34V 下可靠工作。

当欠压时有锁定电路。其开启阈值为 16V,关闭阈值为 10V。在 V_S 小于 16V 时,整个电路

耗电 1mA。开启和关闭阈值有 6V 的回差,可有效地防止电路在阈值电压附近工作时的跳动。由于开启阈值 16V,在 16V 以下只耗电很小因此降压电阻功耗很小。一般设置自供电的感应绕组,当开关电源正常工作后,转由自供电给 1842,电流将升至 15mA。在此之前可设置储能电容,推动建立电压。储能电容也就不需要选得很大了。

3. 振荡器及输出端

振荡器频率由 R_T, C_T 设定。4 端与 8 端之间接 R_T ;4 端与地(5 端)接 C_T ,8 是 $V_{ref} = 5V$,因此,5V 基准源经 R_T 向 C_T 电容充电。充、放电时间分别为 t_c 和 t_d ,频率 f_0

$$f_0 = \frac{1}{t_c + t_d} \quad (1.6.7)$$

当 $R_T > 5k\Omega$ 时, $t_d \ll t_c$,忽略 t_d 则 f_0 为:

$$f_0 = \frac{1}{t_c} = \frac{1}{0.55R_T \cdot C_T} = \frac{1.8}{R_T C_T} \quad (1.6.8)$$

UC1842 的输出级为图腾柱式电路,与 1525A 的一端完全相同。输出晶体管的平均电流值为 $\pm 200mA$,最大峰值电流 $\pm 1A$ 。由于峰值电流自限,可以不要串入什么限流电阻。

使电路输出端关闭的方法有二:

- ①将 3 脚电压升高到 1V 以上;
- ②将 1 脚电压降低到 1V 以下。

上述两种情况都使电流测定比较器输出高电平,PWM 锁存器复位,关闭了输出端,直至下一个时钟脉冲将 PWM 锁存器置位为止。

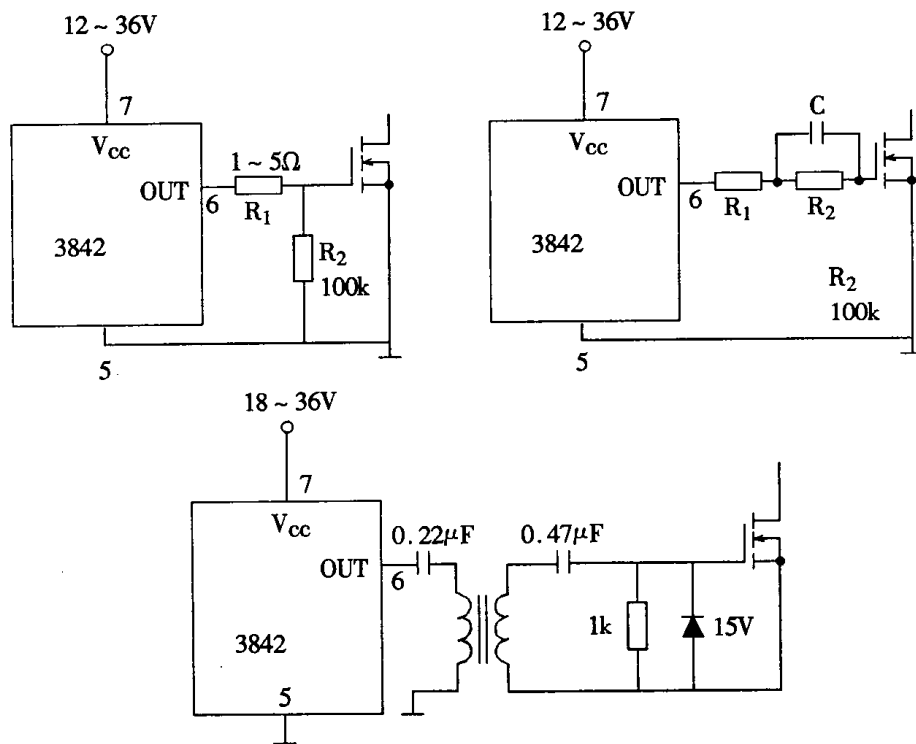
根据上述原理,可以控制 1、3 脚电平的变化,实现各种必要的保护,具体线路不作一一介绍了。

4. 驱动电路

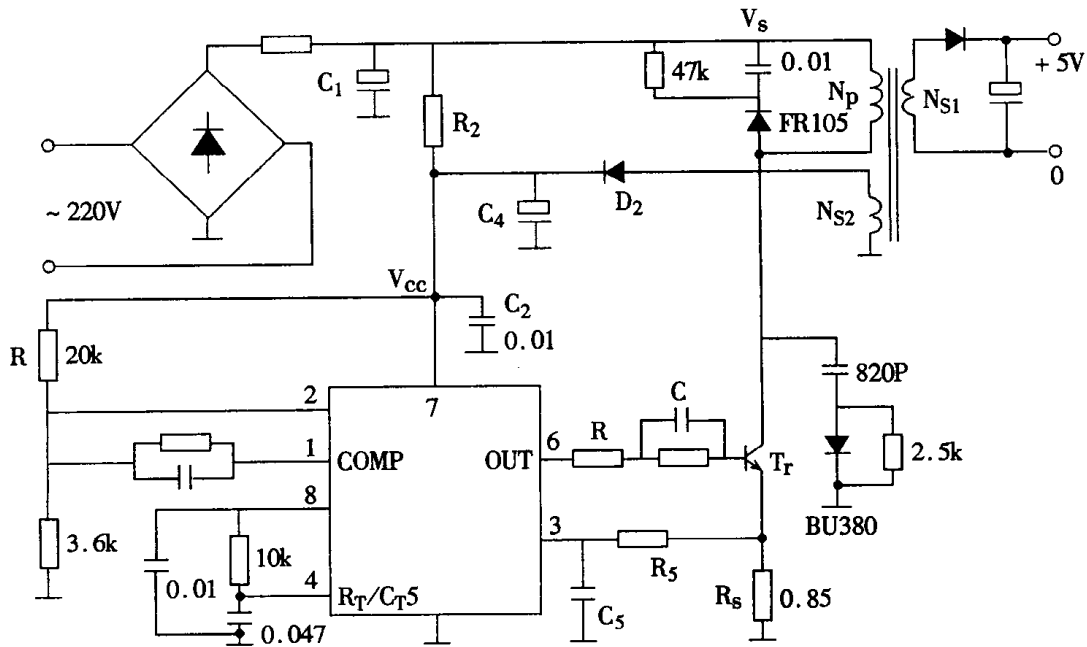
驱动 MOS 管,双极型晶体管和直接式或隔离式都一样方便,可参考图 6-11(a)所示。

对 MOS 管来说工作频率可高达 500kHz,但一般建议用到 250kHz 较易获得稳定;而且用来驱动双极型晶体管时,工作频率尚应降到 40kHz 以下。

图 6-11(b)示出构成开关电源的电路图。图中 $R_2, (C_2 + C_4)$ 构成启动电路,在 $(C_2 + C_4)$ 上电压超过 15V 时电路启动,然后由 N_{Q2}, D_2, C_4 构成的自馈电电路供电,启动电流 $< 1mA$,正常工作电流 15mA 左右。高频变压器和晶体管开关均接有缓冲器 RCD 电路,用于吸收尖峰电压,防止开关晶体管的损坏。 R_S 上电压控制了当前工作周波电流峰值。 V_{CC} 电压除是芯片工作电压外,也是电压闭环的信号电压。



(a)



(b)

图 6-11 用 UC1842/UC2842/UC3842 驱动开关原理构成开关电源的原理图

第五节 μ PC1099 开关电源脉宽调制器

μ PC1099 有两种封装形式:普通型(DIP) μ PC1099CX 和扁平型(Flat) μ PC1099GS。图 6-12 为内部方块图及引脚位置编号。

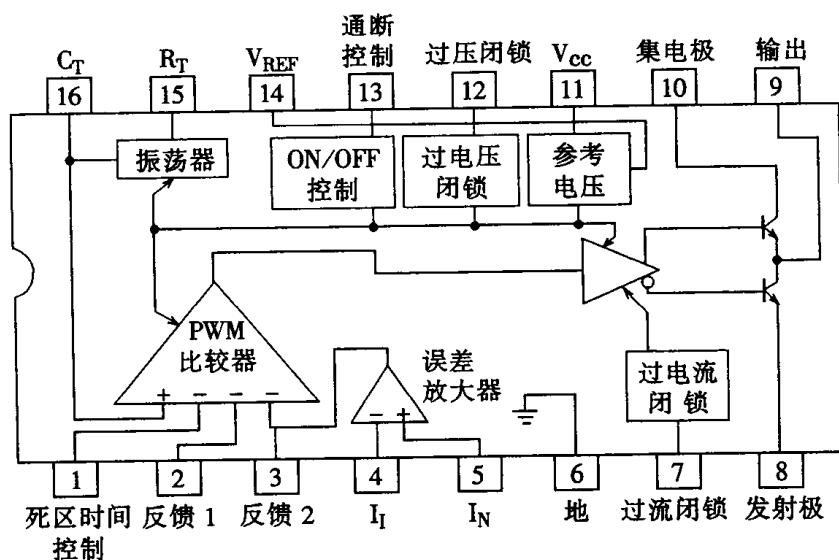


图 6-12 μ PC1099 内部结构方框图

一、 μ PC1099 的极限使用值和主要电性能

(1) 极限使用值($T_a = 25^\circ\text{C}$)

- 输入电压: 26V
- 输出电压: 26V
- 输出电流: 100mA;
- 输出最大电流: 1.2A;
- μ PC1099CX 损耗: 1000mW, (μ PC1099GS 损耗为 694mW)
- 工作温度: $-20 \sim +85^\circ\text{C}$
- 保存温度: $-55 \sim +150^\circ\text{C}$ 。

(2) μ PC1099 主要电性能如表 6.2 所示

表 6.2 μ PC 1099 性能表

参 数	测试条件 $f_{osc} = 200\text{kHz}, V_{CC} = 15\text{V}$	最小值	典型值	最大值	符 号	单 位
1. 整体性能						
IC_1 电压		11.5	15	24	V_{CC}	V

IC ₁ 待机电流	V _{CC} = 8V, -10°C ≤ T _a ≤ 85°C	0.05	0.1	0.2	I _{CC} (SB)	mA
IC ₁ 电流	V _{CC} = 24V, V _D = 2.7V 无负载		10	15	I _{CC}	mA
2. 基准电压部分						
输出电压	I _{REF} = 0	4.8	5	5.2	V _{REF}	V
输入稳定度	11.5V ≤ V _{CC} ≤ 20V, I _{REF} = 0		1	10	REG _{IN}	mV
负载稳定度	0 ≤ I _{REF} ≤ 3mA		6.5	12	REG _L	mV
输出电压温度变化	I _{REF} = 0, -10°C ≤ T _a ≤ 85°C		400	700	V _{REF} /ΔT	μV/°C
输出短路电流	V _{REF} = 0		13		I _{short}	mA
3. 振荡部分						
最高频率			200	500	f _{ocmax}	kHz
最低频率		50			f _{ocmin}	kHz
4. PWM 比较器						
输入偏压电流				10	I _B	μA
截止电压(电平低)			1.5		V _{TH} (L)	V
截止电压(电平高)	V _D = 0.54V _{REF}		3.5		V _{TH} (H)	V
死区与温度变化	-10°C ≤ T _a ≤ 85°C		3		ΔDT/ΔT	%
5. 过电压闭锁						
过电压检知电压	-10°C ≤ T _a ≤ 85°C	2.0	2.4	2.8	V _{TH} (OVL)	V
输入偏压电流	OVL 端子电压 = V _{IN} (OVL)			4	μA	
OVL 解除电压				2	V _R (OVL)	V
检知延迟时间				750	t _d (OVL)	nS
6. 过电流闭锁						
过电流检知电压(+)		200	220	240	V _{TH} (OCL)	mV
过电流检知电压(-)	-10°C ≤ T _a ≤ 85°C	-230	-210	-190	V _{TH} (OCL)	mV
OCL 端子流出电流			250		I _S (OCL)	μA
检知延迟时间			150		t _d (OCL)	nS

二、μPC1099 的应用

为了结合 μPC1099 的应用介绍,下面以正激变换器线路为例,如图 6-13 所示。输入电压 V_S = 200V, 输出 V₀ = 5V, I₀ = 10A。原边绕组 P₁, 场效应管 T_r, 电流信号电阻 R₅。R₂ 为起动电阻, 在启动初期提供 IC₁ 的工作电源。双向可控硅 Th₁、电阻 R₁、R₃、R₄、R₅、电容 C₆、C₇ 和 D₃ 组成防止启动浪涌电流回路, 使启动时主电流流经 R₁, 启动完成后 P₂ 绕组负脉冲使 Th₁ 导通。P₂、D₂、C₉ 在正常工作时, 所得的直流电压经限流电阻 R₆ 提供给 IC₁ 作为工作电源用。经 Z₁ 齐纳二极管稳压接向 IC₁ 的 10 脚供电给内部串接的二个 NPN 管。C₁₃、R₁₄ 设定工作频率。双向特基二极管 D₄ 作为副边绕组 S 整流二极管, 外壳通过 C₂₀ 接输出的负端。C₂₀ 与 C₁₈、C₁₉ 组成滤波

器。输出 5V 电压经 PC₁ 发光二极管, PC₁ 光耦三极管作为电压控制回路反馈电压加在误差放大器输入脚 2。基准电压由 IC₂ 提供。R₁₁、R₁₂、C₁₂ 作为死区时间设定, C₁₂ 也是软启动用电容。线圈 P₃、D₁、C₈ 起磁芯复位作用。过电流由串接在 T_r 管源极电阻 R₅ 检测, 信号经限流电阻 R₁₀ 加到 IC₁ 过流端 7, C₁₁ 起平滑作用。电源地为 8 号脚, 信号地为 6 号脚, 二脚最后连在一起。

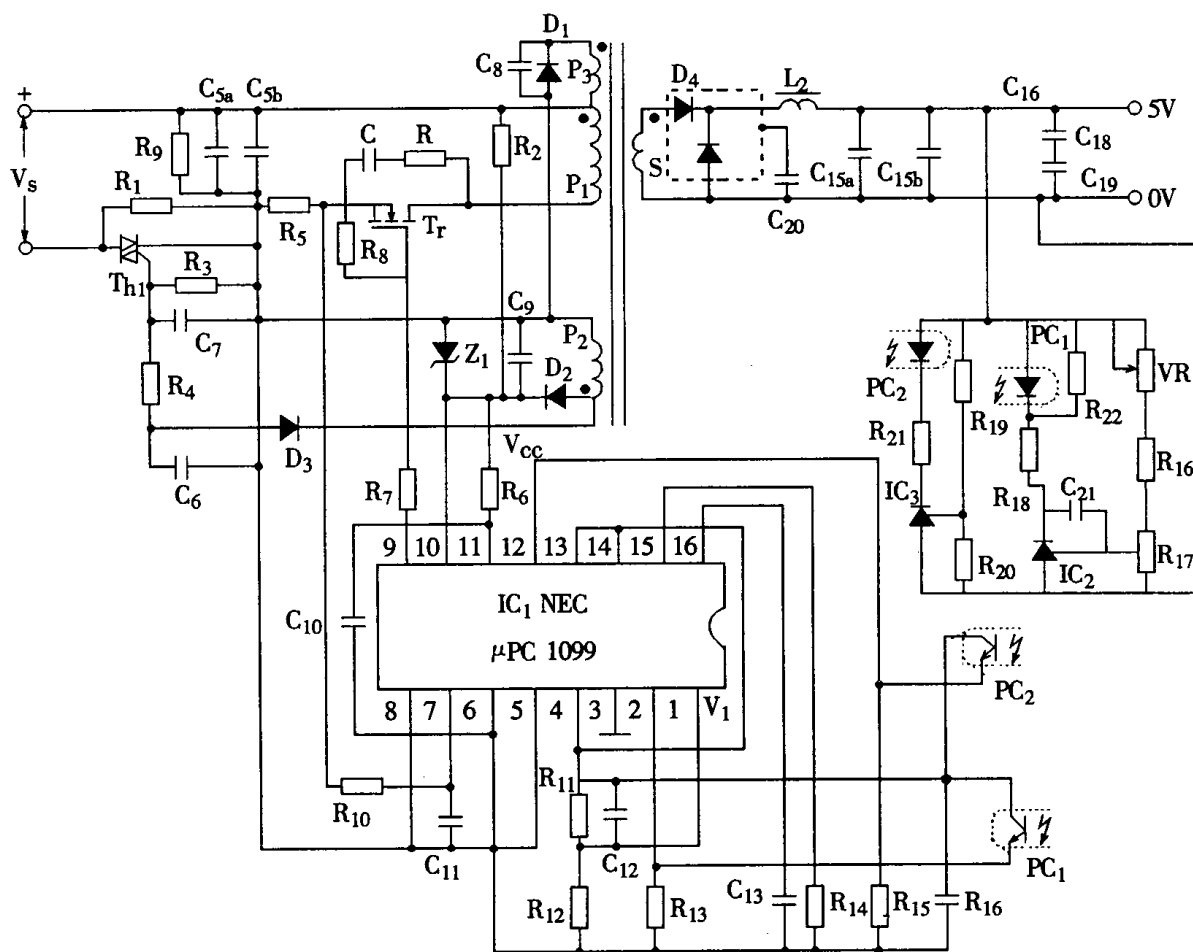


图 6-13 在正激变换器中的 μPC1099 脉宽调制器的应用

下面按功能作进一步的介绍:

1. 保护回路

IC₁ 中的第七脚为过电流闭锁端子, 当电压达到 +200mV 时, MOSFET T_r 就会关断。一旦 MOSFET 关断, 则 7 号脚电压降到 0V。

IC₁ 的 12 脚为过电压闭锁端子, 当电压为 2.4V 时, 9 脚停止输出, 电压马上下降。如果要解除此闭锁状态则电压必须降到 2V 以下, 而且电源要重新启动 (ON/OFF) 一次。

2. 振荡回路

振荡频率由 15、16 脚接的 R_T、C_T 决定。R_T、C_T 对频率影响如图 6-14 所示。

3. 其它引出脚

4、5 号接脚为误差放大器的输入端, 使用它可控制电流在给定值。有关启动时的动作电

压之回环(延迟)特性见图 6-15 所示。

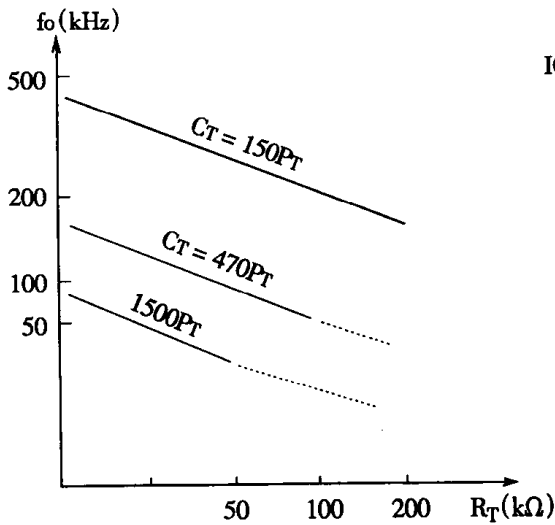


图 6-14 C_T 、 R_T 与振荡频率 f_0 关系

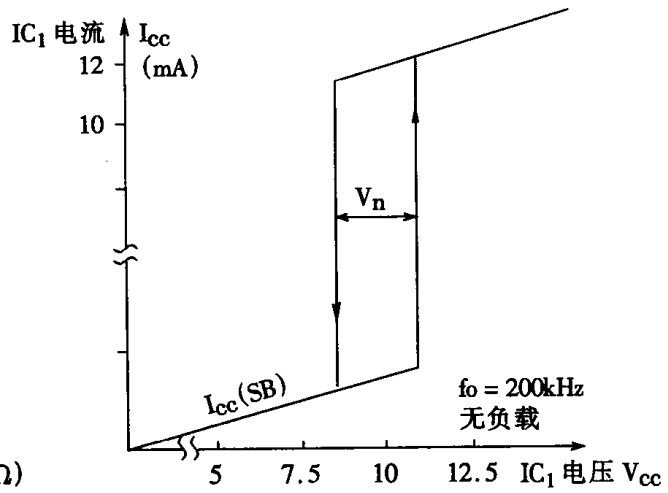


图 6-15 动作电压之回环曲线

4. 线路动作原理

(1) 浪涌电流的防止

浪涌电流防止回路由 R_1 、 C_7 、 R_3 、 C_6 、 R_4 、 R_5 和双向晶闸管 Th_1 组成。利用 R_1 (10Ω) 对启动电流抑制。有了 R_1 , 使 220V 输入电压时, 最大启动电流只有 $\frac{220 \times \sqrt{2}}{10} = 30.8A$ 。

正激线路启动时, 变压器辅助绕组 P_2 所产生之电压经由 D_3 及 C_6 平滑, 并经 R_4 送出触发信号至 Th_1 的栅极(工作在 III 象限), Th_1 导通, 短接 R_1 , 完成启动限流的过程。

(2) 正激回路的启动及参数计算

正激变换器启动回路包括 R_2 、 D_2 、 C_9 、 Z_1 及 R_6 , 但是 D_2 、 C_9 及 Z_1 只有在启动后做供应 IC_1 之 V_{CC} 用, 在启动时并不起作用。

当通上电源 V_S 经由 R_2 使得 C_9 的电压也上升。在 C_9 之电压未到使 IC_1 动作之前, IC_1 会有小量电流通过(此电流称待机电流“Stand by”) $\mu PC1099$ 为 $0.2mA$, 在 C_9 为 $10\mu F$ 以下, $V_{AC} = 115V$ 时, 只要 $0.5S$ 时间, 就能将电压上升到 $11.5V$ 。电流值为:

$$\begin{aligned} I &= \frac{VC}{\Delta t} \\ &= \frac{11.5 \times 10 \times 10^{-6}}{0.5} \\ &= 230mA \end{aligned}$$

此电流应在待机电流以上, 到达了 $5mA$ 时, 即使 IC_1 动作。

由此, 选择 R_2 的原则:

$$R_2 < \frac{V_{in}(\min) - V_{CC}(\text{低到高})}{0.23 \times 10^{-3}} \quad (1.6.9)$$

式中 $V_{in}(\min)$ ——输入交流最小电压(V);
 V_{CC} (低到高)—— IC_1 动作开始之电压(11.5V)。
 设交流电压最小值为 60V, $V_{in}(\min) = 60 \times \sqrt{2}$, 则:

$$R_2 < \frac{60\sqrt{2} - 11.5}{0.23 \times 10^{-3}} = 319 \times 10^3(\Omega)$$

当 IC_1 开始动作, 消耗电流为 15mA, 此时电压 V_{CC} 可能下降, 下降后的数值必须仍然在 (8.3 ~ 8.7)V 之上, 否则 IC_1 将重新闭锁。所以下降的幅值 $V_H = 11.5 - (8.3 \sim 8.7) = (3.2 - 2.8)V$ 。此 V_H 示于图 6-15 中, 不同的 IC_1 元件, 有一定的分散性, 这在设计中是要注意的。

(3) 软启动功能的实现

为了限制启动电流, 必须使 t_{on} 时间慢慢增加, t_{off} 时间逐渐减小, 即启动中导通占空比慢慢增加。即启动时, t_{off} 要在某一值之上。此一 t_{off} 称为死区时间(Dead-time)。 IC_1 的 1 号脚就是决定 t_{off} 大小的, 当 1 号脚电压在 3.5V 以上时 $t_{off} = 100\% T_S$; 2.5V 时 $t_{off} = 50\% T_S$ (T_S 为工作周期); 1.5V 时 $t_{off} = 0$; 图 6-13 中 14 号接脚的 5V 参据电压经由 R_{11} 及 R_{12} 分压供给 1 号脚。 R_{11} 与一电容 C_{12} 并联随着 C_{12} 上电压被参据电压充电逐渐升高, 1 号脚的电压则逐渐下降, 完成软启动的过程。

(4) 启动中的各点电压变化

C_9 经 R_2 充电, 电压由 0 上升至 11.5V 时, 流入 11 脚的电流从 0 到 0.2mA 再跃升到 15mA。11 脚的电压会跌落, 跌落幅度应在 V_H 范围之内。否则会终止启动过程。当 C_9 电压到达 11.5V 时, IC_1 送出 5V 电压给 1 号脚并从 5V 逐渐下降。当下降至 3.5V 时, 开始有窄的驱动脉冲从 9 号脚输出, 有 T_r 栅压脉冲, 正激变换器开始启动。各点波形如图 6-16 所示。

主要电容值计算如下:

C_9 (10 μ F) 之端电压 V_{CC} 在 15mA 之消耗电流下, 降到 2.8V 所经历时间为 t_H 。

$$t_H = \frac{V_H \cdot C_9}{I_{CC}} = \frac{2.8 \times 10 \times 10^{-6}}{15 \times 10^{-3}} = 1.8 \times 10^{-3} S$$

1 号脚电压 V_1 在 t_H 时间内下降 $(5 - 3.5) = 1.5V$ 所相应的电容值为:

$$C_{12} = \frac{t_H(R_{11} + R_{12})}{R_{11} \cdot R_{12} \cdot \ln\left\{1 - \left(\frac{R_{11} + R_{12}}{R_{11}}\right)\left(\frac{5 - 3.5}{5}\right)\right\}} \quad (1.6.10)$$

代入 $R_{11} = R_{12} = 22K\Omega$, $t_H = 1.8 \times 10^{-3} S$

$$C_{12} = \frac{1.8 \times 10^{-3} \times (22 \times 10^3 + 22 \times 10^3)}{22 \times 10^3 \times 22 \times 10^3 \times \ln(1 - 2 \times 0.3)} = 0.179 \times 10^{-6} (F)$$

选 C_{12} 在 0.15 μ F 左右。

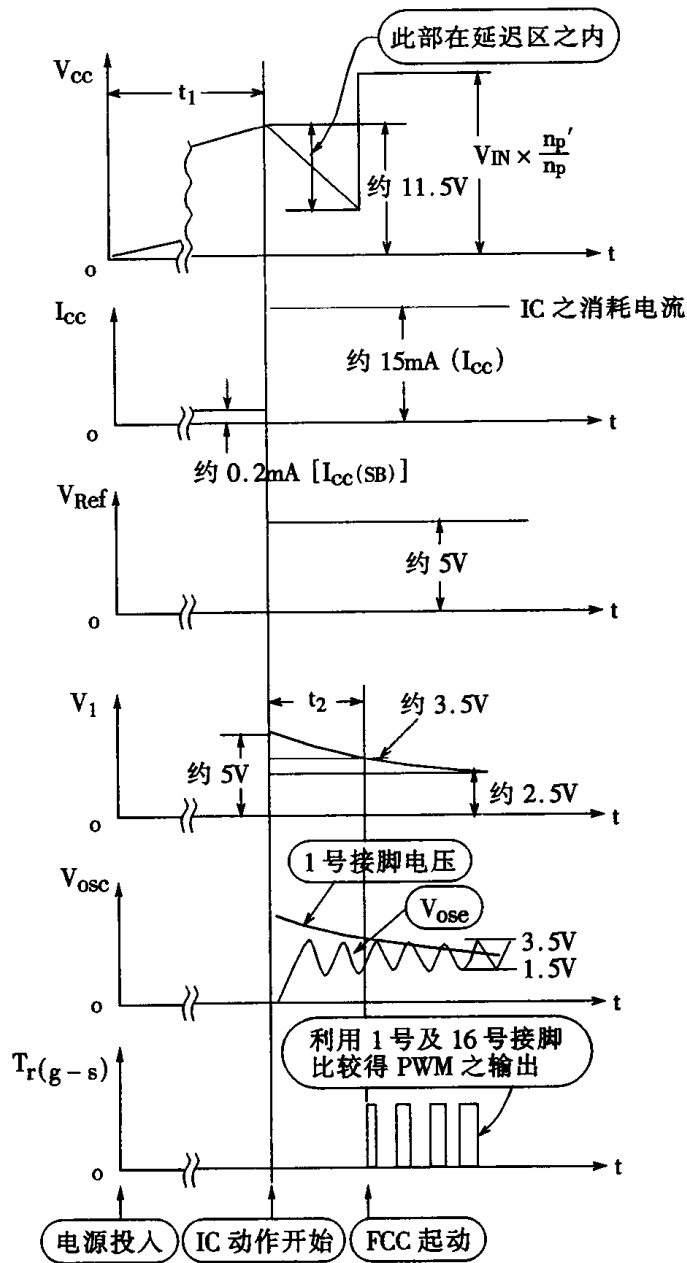


图 6-16 μPC1099 各引脚之电压和电流波形

(5) 过电流镇定值的计算

过电流信号由 R_5 上得到, 此信号经 R_{10} 、 C_{11} 平滑送至过电流闭锁端 7。 $R_{10} \times C_{11}$ 的值反映了动作的快慢, 选择要适当。由于源极电流的峰值和副边输出电流成正比, 也和平滑后之 R_5 电压成正比, 所以电流的保护曲线为下降型。

以保护电压为 0.22V 及 R_5 为 0.1Ω 时, 匝数比为 $45/6$ 及效率为 80% 为例, 副边的最大输出电流 I_{max} 为:

$$I_{\text{omax}} = \frac{0.22}{0.1} \times \frac{45}{6} \times 0.8 = 13.2(\text{A}) \quad (1.6.11)$$

(6)过电压

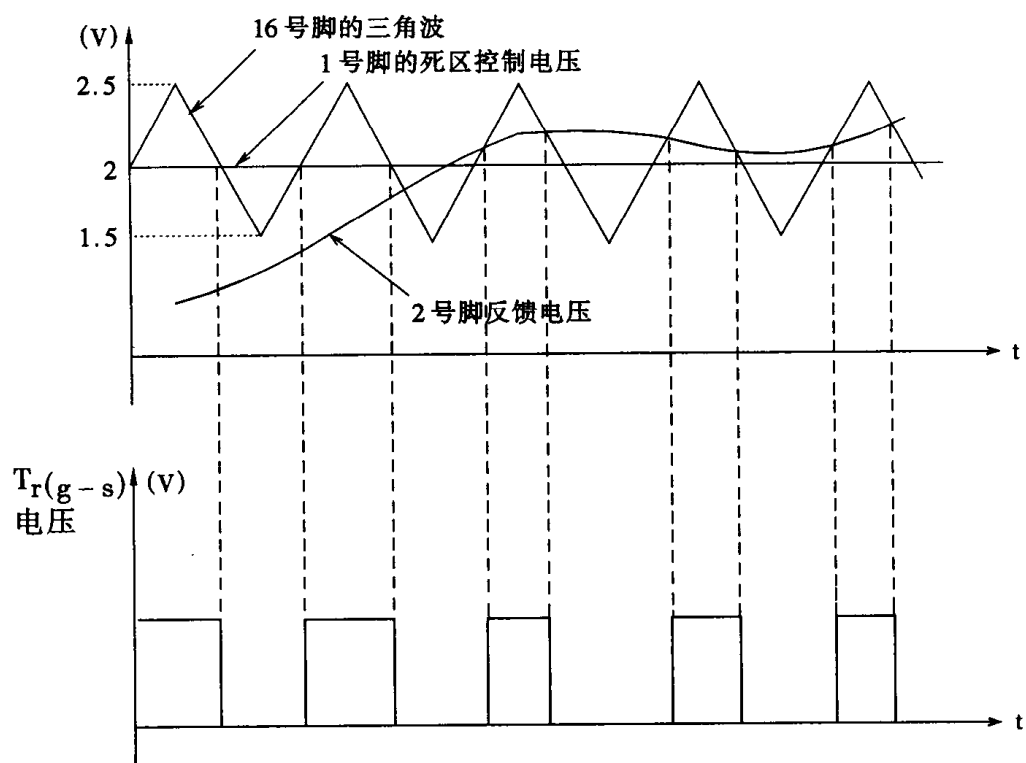


图 6-17 PWM 比较器各端脚波形及输出波形

图 6-17 的过电压保护环节由 R_{15} 、 R_{19} 、 R_{20} 、 R_{21} 、 PC_2 和 IC_3 等元件构成。其保护设定动作电压值由 R_{19} 、 R_{20} 调定。按一般来说计算式为： $V_{omax} = 2.5 \times (1 + \frac{R_{19}}{R_{20}})$ 。如果要调整则在 IC_3 输出端并联可调电位计。

5. 恒电压控制原理

恒电压由 PWM 及反馈电压所组成的环节来保证。在启动后 1 号脚的 R_{11} 及 R_{12} 之分压值为 2.5V 左右。9 号脚输出脉冲宽度随 2 号脚反馈的电压作微小的快速的调整。假如输出电压 V_0 上升, 并联调整器之 IC_2 的参考电压上升, IC_2 的阴极电流加大, 光耦元件 PC_1 之 LED 光通量加大, 光电三极管的集电极电流加大, 电阻 R_{13} 上的电压升高, 即 2 号脚电压上升, 使脉冲宽度变窄把输出电压 V_0 调回到变化之前的数值。其数学关系为:

$$V_0 = \frac{n_s}{n_p} \cdot D \cdot V_s \quad (1.6.12)$$

其中 V_0 ——输出电压(V);
 $n_p \cdot n_s$ ——为原、副边匝数;
 D ——占空比;

V_s ——输入电压(V)。

第六节 集成的开关电源芯片工作原理及其应用

一、概述

集成开关电源芯片是在单片上集成至少一个高压功率 MOSFET 开关管和一个占空比控制器。这样,不用加多少个外接元件便可构成一个廉价的、高频开关电源。

功率 MOSFET 开关有高电压、低源漏电阻、低电容以及低栅极阈值电压等特点。由于低电容和低栅极阈值电压的组合特点使栅极激励功率比双极型管减少了 10 倍数量级。低电容的特点也有利于高频工作。一个电源好坏,与精心设计有关,这可以从例题中看出来。

占空比控制器包括激励和控制功率级所需的全部功能,例如振荡器、带隙基准电压、误差放大器、栅极驱动器、保护电路等等。控制器属于脉宽调制原理。

集成的开关电源芯片二大特点:

1. 集成功率开关有一定耐压和功耗

(1)如果是离线式的,可用于 110V/220V 交流整流输入或 36V - 400V 直流输入;如果是在线式,只能输入规定的直流电压;

(2)应用高电压、低电容 MOSFET 开关管,使整机体积小,可高频工作在 0.5 兆赫以上;

(3)功率开关管,可驱动外接变压器,提供隔离和可选择的输出电压。

2. 控制器功能较齐全、完善

以 SMP 型为例,控制器内部功能方框图如图 6-18 所示。

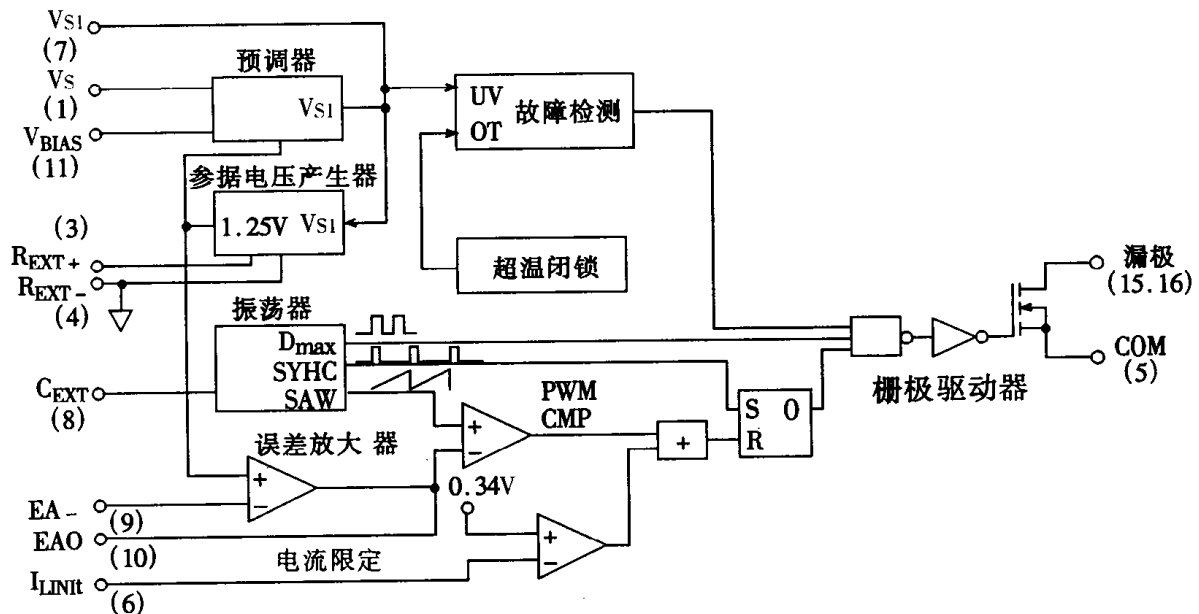


图 6-18 PWR-SMP 系列功能方框图

内有振荡器、误差放大器、参考电压产生器、预调器、栅极驱动器、电流限定、超温闭锁、故障检测及逻辑判断等功能单元。其特点为:

(1)控制方面

- ①启动时由内置预调器短时对集成电路馈电。启动完成后,转换成自馈供电;
- ②工作频率由外接 R、C 元件决定;
- ③外接元件数量少,可靠性高;

(2)保护方面

- ①逐个周期的电流检测和限制;
- ②输入欠电压时锁定,高电压时关机;
- ③限功率输出、短路保护和过热关机。

一般中小功率集成开关电源块有两种封装形式:16脚塑料双列直插式和20脚的幅翼式。下面以 Power integration 公司生产的 PWR - SMP210 为例进行介绍。括号内的管脚号对应幅翼式封装。

二、PWR - 210 管脚功能及参数

1. 管脚说明,十六脚封装外形如图 6 - 19,各脚功能如下:

管脚 1(1):

输入电压 V_S ,为启动时对器件进行自供电的电压。

管脚 2:

空脚。

管脚 3(4):

R_{EXT+} , 和 R_{EXT-} 之间外接电阻 R_3 以建立内部偏置电流。

管脚 4(5,6):

R_{EXT-} 为基准电流的回流端。

管脚 5,12,13(15,16,17):

COM 连接点。为电路的地电位参考点。

管脚 6(7):

I_{LIMIT} 通过使用一个外接电阻分流器为输出 MOSFET 提供过流保护。

管脚 7(9):

内部电压 V_{SI} 外接旁路电容端。

管脚 8(10):

C_{EXT} 用于设定振荡器频率。外接电容愈大 PWM 频率愈低。

管脚 9(11):

EA - 为误差放大器的反相输入端,与外部反馈及补偿网络相连。

管脚 10(12):

EAO 为误差放大器的输出端,与外部补偿网络连接。

管脚 11(13):

V_{BIAS} 在启动后用于对器件自供电、反馈电压输入端。

管脚 14:

空脚。

管脚 15,16(20):

功率 MOSFET 管的漏极。两个引脚必须在外连接,接向高频变压器原边绕组。

2. 功能说明

(1) 预调器和板上电压

预调器由一个高电压 MOSFET 管,一个栅偏置电流源和一个误差放大器组成。预调器从输入电压 V_S 处得到控制和激励电路所需要的偏置电流。

当得到偏置电流时,预调器 MOSFET 消耗了相当可观的电源功率。但起动后在反馈线圈和滤波器将 V_{BIAS} 引脚电压激励到超过 8.25 伏时,预调器 MOSFET 管关断,使这一损耗变得很小。此后预调器和输入电压切断,内部的偏置电流改由 V_{BIAS} 连接的反馈电路提供。

V_{SI} 是控制和驱动电路的供电电压。为实现滤波和减小噪声,需要在 V_{SI} (管脚 7) 端连接一个外加旁路电容,以实现滤波和减少噪声。 V_{SI} 的值还决定了何时启动内部的欠电压锁定电路。只要该值小于 5V,就一直保持欠压锁定状态。

(2) 基准电压

V_{REF} 是高稳定的 1.25V 参考电压,由温度补偿带隙基准和缓冲器产生。用它来设置误差放大器,过热保护电路及电流限制电路的阈值。

(3) 振荡器

振荡器是完全独立的。由开关恒流源对一个内部电容器轮流充电和放电得到锯齿波。

开关点由比较器内部的磁滞回线决定。波形的周期则取决于电流源的值,因为电流源的大小决定了锯齿波的上升沿和下降沿。其最大占空比 D_{max} 等于充电时间与周期之比。振荡器还供给同步脉冲和锯齿波。

(4) 误差放大器

误差放大器由一个高性能的运算放大器组成,运放的同相输入端与内部的基准电压相连。误差放大器的输出直接控制开关电源的占空比。

误差放大器输出脚 EAO(管脚 10)已被隔离缓冲,因此外部负载不会影响其输出。

(5) 脉冲宽度调制比较器(PWM - CMP)

脉宽调制比较器把控制电压(误差放大器的输出)与振荡器产生的锯齿电压进行比较以产生所需的占空比。从而实现了电压控制功能,并产生控制开关电源的驱动信号。驱动器信号的占空比将随输入电压和负载电流的变化而改变。增加占空比会提高电源的输出电压。相反,减少占空比会使输出电压降低。

(6) 限流保护

通过 I_{Limit} 端起限流控制。

(7) 过热保护

温度保护由一个精确的模拟电路提供,当结温过高时(典型值 135°C),它会使开关电源关机。当结温下降到某一温度值后,会自动启动并回到原来状态。

3. 额定最大值及参数表

·漏极电压	800V
· V_S 电压	500V
· V_{BIAS} 电压	11V
·漏极电流	800mA
·存放温度	- 65°C ~ 125°C
·结 温	150°C

·引线温度 260℃
·热阻 θ_{JC} 6℃/W

表 6.3 PWR - SMP210 芯片工作参数表

类 目	符 号	测试条件如下: $V_S = 325V, V_{BIAS} = 8.5V, COM = 0V$ $R_{EXT} = 20.5k\Omega$ (T_A ——全范围工作)		测试限制			单 位
				最 小 值	典 型	最 大 值	
振荡器							
输出频率	fosc	$C_{EXT} = \text{开路}$		650	750	850	kHz
脉宽调制器							
占空比 范 围	DC	$C_{EXT} = \text{开路}$		0 - 35	0 - 40		%
		$f_o = 200kHz$		0 - 48	0 - 50		
保护电路							
限流电压范围				0		1	V
限流阈值				0.31	0.34	0.37	V
限流延迟时间	$t_{d(off)}$	脉冲电压 50% 至漏极 电压上升至 10%			250	500	ns
过热断路温度				115	135		℃
误差放大器							
基准电压	V_{REF}			1.21	1.25	1.29	V
增益带宽					500		kHz
直流增益	A_{VOL}			60	80		dB
输出阻抗	Z_{OUT}				1.5		k Ω
输出							
导通电阻	$R_{DS(ON)}$	$I_D = 100mA$	$T_1 = 25^\circ C$		20	35	Ω
			$T_1 = 115^\circ C$		32	42	
导通电流	$I_D(ON)$	$V_{DS} = 10V$		200	380		mA
断路电流	I_{DSS}	$V_{DRAIN} = 640V$ $T_A = 115^\circ C$			10	50	μA
击穿电压	BV_{DSS}	$I_{DRAIN} = 100\mu A$ $T_A = 25^\circ C$		800	900		V
输出电容	C_{OSS}	$V_{DRAIN} = 25V$ $f = 1MHz$			70		pF

输出存储能量	E_{OSS}	$V_{DRAIN} = 400V$		1000		nJ
上升时间	t_r	漏极电压从 10% 上升至 90%		70	150	ns
下降时间	t_f	漏极电压从 90% 下降至 90%		70	150	ns
供电						
预调器电压	V_{IN}			36	500	V
脱机供电电流	I_{IN}	V_{BIAS} 未连接 C_{EXT} 开路	后缀 0	3	4.5	mA
			后缀 1	3	5.0	
		$V_{BIAS} > 8.25V$				
V_{BIAS} 供电电压	V_{BIAS}	V_{BIAS} 通过反馈得到		8.25	9.0	V
V_{BIAS} 供电电流	I_{BIAS}	V_{BIAS} 通过反馈得到	后缀 0	3	4.5	mA
			后缀 1	3	5.0	
V_{SI} 源电压	V_S			5.1	6.0	V
V_{SI} 源电流	I_S				400	μA

4. 一般的电路工作原理

带有反馈线圈调节的离线式 5W 单端反激式开关电源, 线路图如图 6-19。输入为 85-265V 的交流电压时会产生一个 5V, 5W 的输出。输出电压由输出线圈 (3T) 与反馈线圈 (5T) 的匝数比决定。PWR-SMP210 的反馈电压 (脚 11) 的设计值为 8.5V。有三个因素影响输出电压的稳定度: 反馈线圈电压, 电源变压器的紧耦合, 以及漏电感电压尖峰。

D_5 , C_9 和 R_{10} 组成一个电压钳位电路以限制开关晶体管漏极的峰值电压。 C_{15} 和 R_9 用来阻尼漏电感的振铃电压。这一阻尼网络改善了输出电压。 R_5 和 R_6 将反馈电压设定到 8.5V。 R_4 和 G_4 决定了控制环的频率响应。 R_3 决定 PWR-SMP210 内的偏置电流值。 C_{11} 设定了工作频率。如果在脚 8 不连电容, 则内部的电容器将频率设定为 850kHz 左右。 C_3 和 C_5 为旁路电容器。 R_{11} 组成一个当前工作周期的电流限制电路。这些值影响最大功率输出限定和短路保护点。

电路使用了一个次级线圈来监视并调整输出电压。使用这一技术可以得到负载调整率为 $\pm 5\%$ 的稳定度。如果某设备需要更高的稳定度, 可以采用光耦反馈技术。

5. PWR-SMP 系列的功率容量

PWR-SMP 系列的器件输出的功率与各种设计因素 (如开关频率、最低直流输入电压、MOSFET 峰值漏极电流、电流波形、寄生电容、环境温度和有效热阻等) 有关。下面的分析过程说明如何决定 PWR-SMP 系列器件的输出功率、功耗、效率和结温。同时, 也求出变压器的两个主要参数: 原边电感和原、副边绕组匝比, 决定输入电容器容量。分析过程包括下列步骤:

- 选择 PWR-SMP 器件及开关频率;
- 设计通过 MOSFET 的电流大小及波形;
- 计算功率开关的直流损耗 (通态损耗);
- 计算功率开关的交流损耗 (开关损耗);
- 计算 IC 中线性稳压器功耗;

·计算电源效率;

·估计器件最大结温;

为了得到满意的结果,需要反复计算。如果输出功率下结温过高,可采用如下方法:

·降低开关频率;

·提高直流输入电压 $V_{S(\min)}$ 值;

·选择有效值较低的 i_p 波形;

·改善从集成功率块到散热片之间的热阻;

采用功率容量大一级的 PWR - SMP 芯片。

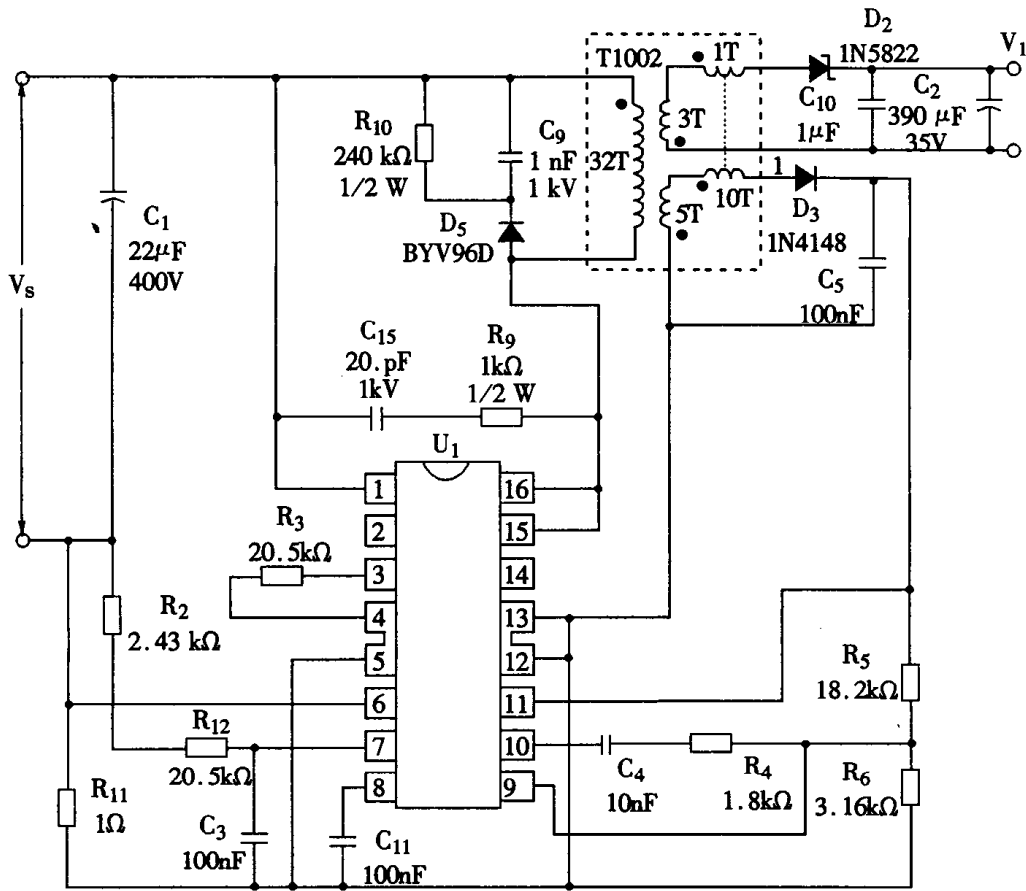


图 6-19 使用 PWM - SMP210 组成 5V, 5W 开关电源原理图

三、PWR 芯片应用和设计方法

1. 器件及频率选择

每一种型号的 PWR - SMP 器件的技术资料均给出室温下的额定输出功率和功率 - 频率曲线。图 6-20 示 PWR - SMP 120 的功率 - 频率曲线。

器件能够内部耗散的总功率 P_{id} 由容许温升和热阻决定,实际上是直流和交流损耗之和。交流损耗 P_{AC} 随开关频率和输入电压的增加而增大,但与输出功率的大小基本无关,直流损耗 P_{DC} 随输出功率的增加而加大,但随输入电压升高而减少,与开关频率基本无关。如下式所示:

$$P_{id} = P_{AC}(f, V_{IN}) + P_{DC}(P_D, V_S) \quad (1.6.13)$$

P_{id} 的最坏情况发生在低输入电压和满载时,此时 P_{DC} 占支配地位。在较高开关频率下由于 P_{AC} 增大,应减小 P_{DC} 以保证 P_{id} 不增大,不超过最大结温。对一定的输出功率,应选择可能的最高开关频率以减少储能元件(主要是功率变压器)的体积。

图 6-20 曲线表明,在典型的工作条件下,当环境温度为 25°C 、开关频率为 700kHz 时可得 15W 的输出功率。

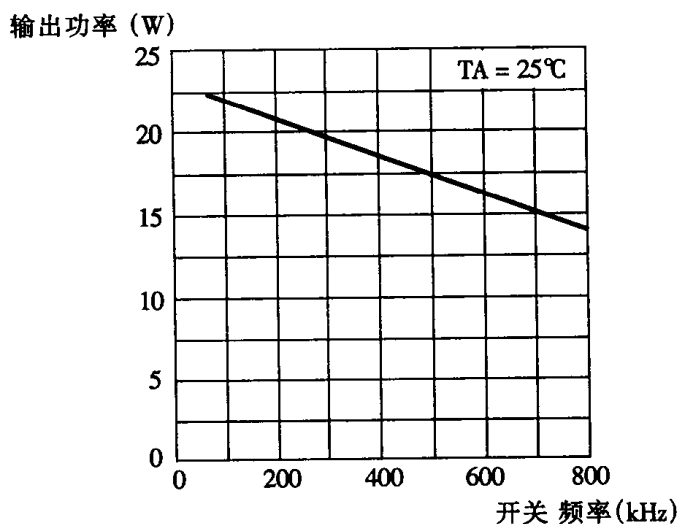


图 6-20 输出功率与频率的关系曲线

2. 线性稳压器损耗、总功耗及效率

PWR-SMP 系列每一种器件都有两个线性稳压器:一个工作在额定直流输入电压,另一个工作在标称 8.5V 的反馈电压。考虑正常工作时高压侧消耗小量功率 P_{LK} , 器件功率 P_{id} 是:

$$P_{id} = P_{AC} + P_{DC} + P_{LK} \quad (1.6.14)$$

电源系统的效率不仅决定于器件本身的功耗,且和其它元件有关,特别是输出整流器及功率变压器的损耗(P_R 及 P_X)。效率 η 可由输出功率 P_0 除以电源系统总功率得到:

$$\eta = \frac{P_0}{P_{AC} + P_{DC} + P_{LK} + P_X + P_R} \quad (1.6.15)$$

3. 热阻

热阻的概念用于估算半导体器件在耗散一定功率时产生的结温。热阻 R_θ 和耗散功率 P_D 的积就是半导体结与预定参考点之间的温升 ΔT :

$$\Delta T = P_D \cdot R_\theta \quad (1.6.16)$$

可以规定三种不同的热阻:结到环境、结到 PC 板和结到管壳的热阻。

热阻的单位为每瓦摄氏度($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)。结到环境的热阻 $R_{\theta_{JA}}$ 用于估计半导体结到局部环境空气的温升。它是在 PWR - SMP 器件焊到 PC 板上,其 COM 脚焊在基本铜箔面(参考点)的情况下测量的。结到环境热阻的实际值随应用系统而异,并与到接地的距离、PC 板的大小及其他功率元器件(如整流器、功率变压器等)的热效应有关。当 PC 板上没有其他发热的元器件时,结到环境热阻的典型值为 $43^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

结到 PC 板热阻 $R_{\theta_{PCB}}$ 用于估算半导体结到 PC 板的温升。热量从半导体结到 PC 板的流动情况,其典型值为 $15^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。在幅翼脚(4,5,12,13)间测得的温度作为 PC 板参考温度。这一温度在额定最高环境温度、最大负载和最低直流输入电压条件下测量。测量时的热环境(封闭外壳、自然对流或强迫对流等)应与实际工作环境一致。

结到管壳热阻 $R_{\theta_{JC}}$ 用于估算半导体结到器件与散热器连接点(参见图 6-21)间的温升。 $R_{\theta_{JC}}$ 的典型值为 $6^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。热传导路径是从器件半导体结线引线,管脚到散热器连接点,再经周围空气自然对流逸散。

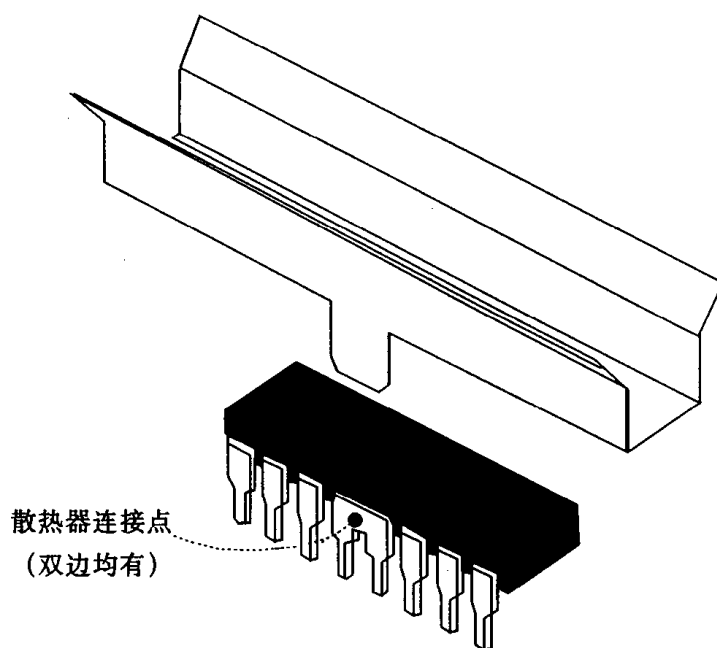


图 6-21 散热器与 IC 片的连接示意图

4. 漏极电流和直流损耗计算

直流损耗就是漏极电流流过 MOSFET 漏、源极间等效电阻引起的 I^2R 损耗。直流损耗需要计算漏极电流波形的有效值。漏极电流波形随输入电压的增加而改变。下面给出在低输入电压时估算漏极电流有效值和直流损耗的方法。

低输入电压 $V_{S(\min)}$ 时计算过程:包括估算效率和计算输入功率;选择漏极电流峰值与计算 $R_{DS(ON)}$;决定最大占空比;决定其他元件的功耗;决定漏极电流波形、平均值和有效值;计算直流损耗;计算变压器原边电感和匝比。下面逐项进行分析。

(1) 估算效率和计算输入功率

由输出功率 P_0 和估计的电源效率 η 求出输入功率 P_i :

$$P_i = \frac{P_0}{\eta}$$

为此要确定最低直流输入电压和输入电容。

参见图 6-22, 交流输入电压经整流滤波后以二倍电源频率的纹波电压 ΔV 向电路供给直流高压。纹波电压峰—峰值通常约在 20 伏至 40 伏之间。电容器 C_1 被充电到交流输入电压峰值 (V_{MAX}), 并在交流周期的大约 40% 期间逐步放电至最低直流电压 (V_{MIN})。在此期间, 电容器储存的能量传递至电源系统的输入端。

因此, 有如下关系式:

$$V_{S(MAX)} = \sqrt{2} \cdot V_{AC} \quad (1.6.17)$$

$$V_{S(MIN)} = V_{S(MAX)} - \Delta V \quad (1.6.18)$$

$$C_1 = \frac{2P_i}{V_{S(max)}^2 - V_{S(min)}^2} \cdot \frac{0.4}{f_{AC}} \quad (1.6.19)$$

(2) 选择漏极电流峰值与计算 $R_{DS(ON)}$

峰值电流可选择在不超器件极限电流的任何值。变压器原边电压是直流输入电压与开关 MOSFET 漏源电压之差。图 6-23 示出漏源电压与电流关系曲线。

为计算直流损耗, 需估算功率 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 值。简单地用漏源电压 V_{DS} 与其峰值漏极电流 I_{bk} 之比可近似算得 $R_{DS(ON)}$, 即:

$$R_{DS(ON)} = \frac{V_{DS}}{I_{bk}} \quad (1.6.20)$$

(3) 决定最大占空比

对 PWR-SMP 系列器件, 最大占空比与工作频率稍有关系。对低频应用, 50% 占空比是典型的, 高频应用通常取 40%。

(4) 决定其他元件的功耗

功耗主要发生在功率集成电路、输出整流器 (P_R) 及功率变压器 (P_X) 中。式 (1.6.21) 定义了不包括集成电路损耗的效率 η_k :

$$\eta_k = \frac{P_0}{P_0 + P_R + P_X} \quad (1.6.21)$$

(5) 决定漏极电流波形、平均值和有效值

漏极平均电流 I_{AVG} 可计算如下:

$$I_{AVG} = \frac{P_0}{\eta_k \times (V_{MIN} - V_{DS})} \quad (1.6.22)$$

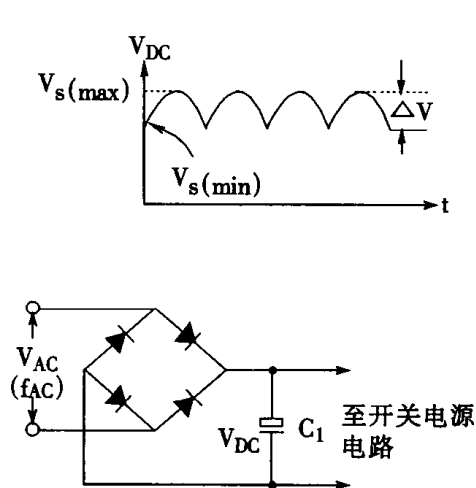


图 6-22 输入电压与输入电容的计算

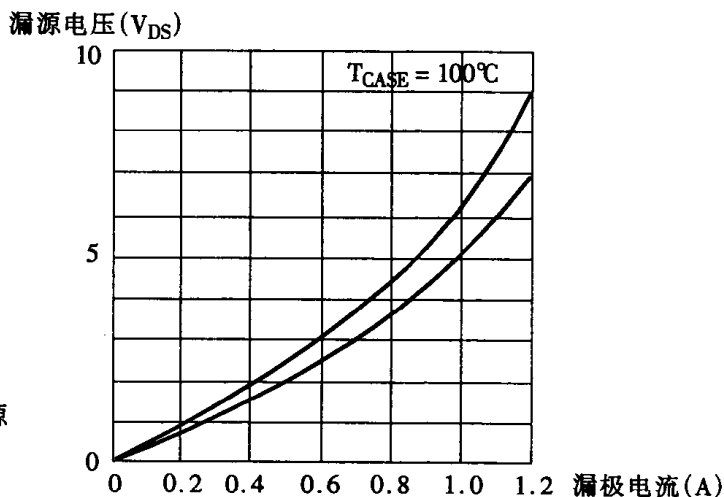


图 6-23 MOSFET管漏源电压与漏极电流关系曲线

漏极电流波形如图 6-24 所示,可分解为两部分:脉冲电流 I_b 和迭加的波动电流 I_R 。脉冲电流定义为平均漏极电流与最大占空比 D 的比值,见式(1.6.23)而波动电流则由式(1.6.24)确定。波形因数 K 描述漏极电流波形的“方正度”,由式(1.6.25)确定。

$$I_b = \frac{I_{AVG}}{D} \quad (1.6.23)$$

$$I_R = 2(I_{bK} - I_b) \quad (1.6.24)$$

$$\text{波形因数} \quad K = \frac{I_R}{I_{bK}} \quad (1.6.25)$$

(6) 计算直流损耗

由漏极电流有效值 I_{RMS} 求出直流损耗, I_{RMS} 则是漏极电流峰值 I_{bK} 、波形因数 K 和最大占空比 D 的函数:

$$I_{RMS} = I_{bK} \sqrt{D \left(\frac{K^2}{3} - K + 1 \right)} \quad (1.6.26)$$

方根中的值称有效值电流标么值 F_{RP} 它与 K 和 D 关系示于图 6-25。注意小的 K 值相应于连续工作模式和高输出功率, $K=1$ 相应于不连续工作模式。对给定占空比和波形因数确定

有效值电流标么值 F_{RP} , 再乘以峰值电流 I_{bk} 即可得电流有效值 I_{RMS} :

$$I_{RMS} = F_{RP} \cdot I_{bk}$$

现在可容易求得直流损耗 P_{DC}

$$P_{DC} = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS(ON)}$$

最大直流损耗发生在输入电压最低之时, 可用它估算器件最大结温。

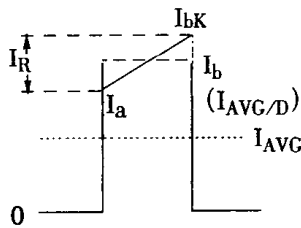


图 6-24 脉冲电流与平均值示意图

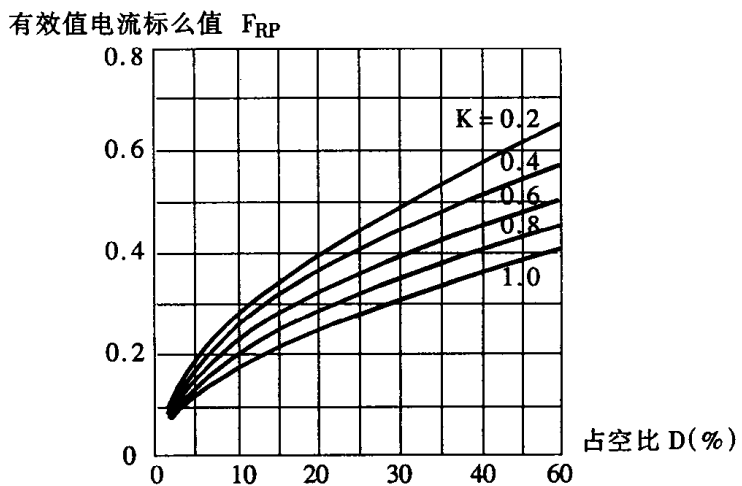


图 6-25 有效值电流与占空比曲线

(7) 计算变压器原边电感和匝比

原边电感可计算如下:

$$L_P = (V_{S(min)} - V_{DS}) \frac{D}{f_s \cdot I_R} \quad (1.6.27)$$

分析交流损耗(开关损耗)要知道变压器原、副边匝比, 以决定输出电压折算至原边的情况。整流二极管压降为 V_{DF} 时, 匝比 N_P/N_S 可写为(参见第二篇 2.7.5 式):

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{D}{1-D} \cdot \frac{V_{S(min)} - V_{DS}}{V_0 + V_{DF}} \quad (1.6.28)$$

交流电网电压向上波动时产生新的较高的输入直流电压 $V'_{S(max)}$ 产生新的对应直流损耗。这时, 漏极平均电流、峰值电流和占空比都要改变。为了决定这种情况下的直流损耗, 必须求出这些参数新的数值。为此, 引入下列附加步骤:

决定新的较高直流输入电压; 决定新的平均漏极电流; 决定新的占空比; 决定漏极电流波

形;决定漏极电流的 RMS 值;决定新的 $R_{DS}(ON)$;计算新直流输入电压下的直流损耗;对每一新的直流输入电压重复上述步骤。

(1)新的直流输入电压:

最大直流输入电压 $V'_{S(max)}$ 可从交流输入电压 V_{AC}' 按式(1.6.29)求得。相应地求出其纹波电压 $\Delta V'$ 和最小直流电压 $V'_{S(min)}$ 。

$$V'_{S(max)} = \sqrt{2}V_{AC}' \quad (1.6.29)$$

$$V'_{S(min)} = \sqrt{(V'_{S(max)} - \frac{2P_i \cdot 0.4}{C_1 \cdot f_{ac}})} \quad (1.6.30)$$

$$\Delta V' = V'_{S(max)} - V'_{S(min)}$$

(2)求平均直流电压 V_{DC}' :

$$V_{DC}' = \frac{V'_{S(max)} + V'_{S(min)}}{2} \quad (1.6.31)$$

(3)新的平均漏极电流:

在假定效率恒定的前提下,开关电源在整个输入电压范围内吸取恒定的功率。当输入电压增加时,平均输入电流减少,维持输入功率一定。新的平均漏极电流 I_{AVG}' 为:

$$I_{AVG}' = \frac{P_0}{\eta_k \times (V_{DC}' - V_{DS})} \quad (1.6.32)$$

(4)新占空比:

随着输入电压的增加,占空比减小。新的占空比 D' 可如下求得:

$$\Delta V = V_{DC}' - V_{S(min)} \quad (1.6.33)$$

$$D' = \frac{V_{S(min)} \cdot D}{\Delta V(1 - D) + V_{S(min)}} \quad (1.6.34)$$

(5)纹波电流 I_R' 可表为:

$$I_R' = \frac{(V_{DC}' - V_{DS})D'}{f_s \cdot L_P} \quad (1.6.35)$$

$$I_{bK}' = \frac{I_{AVG}'}{D'} + \frac{I_R'}{2} \quad (1.6.36)$$

$$K' = \frac{I_R'}{I_{bK}} \quad (1.6.37)$$

(6)新的通态电阻 $R'_{DS}(ON)$:

$$R'_{DS}(ON) = \frac{V_{DS}'}{I_{bK}'} \quad (1.6.38)$$

依式(1.6.26)求 $I_{RMS}' = I_{bK}' \sqrt{D' \left(\frac{K'^2}{3} - K' + 1 \right)}$

(7)新的直流损耗 P'_{DC} 于是可写为:

$$P'_{DC} = I_{RMS}'^2 \cdot R'_{DS}(on) \quad (1.6.39)$$

例:试计算直流损耗,其电源参数如下:

输入电压:80 ~ 140V_{AC}, $f_{ac} = 50\text{Hz}$

输出: $V_0 = 5\text{V}$, $P_0 = 15\text{W}$

直流输入纹波电压: $\Delta V = 40\text{V}$ (双峰值)

效率估计值: $\eta = 70\%$ (0.7)

解:首先计算低直流输入电压下的直流损耗。

$$P_i = \frac{15}{0.7} = 21.4(\text{W})$$

$$V_{S(max)} = \sqrt{2} \times 80 = 113(\text{V})$$

$$V_{S(min)} = 113 - 40 = 73(\text{V})$$

$$C_1 = \frac{2 \times 21.4}{113^2 - 73^2} \cdot \frac{0.4}{50} = 46(\mu\text{F})$$

选 $C_1 = 47\mu\text{F}$ 。

PWR - SMP120 的峰值漏极电流最小为 900mA。为使直流损耗较低,在第一遍分析中取较小的电流值(本例中取 $I_{bK} = 660\text{mA}$)。如果必要,在迭代过程中调整此值以达到所需的输出功率和器件结温。从图 6-23 所示 V-1 曲线找出 V_{DS} 。对 660mA 漏极电流, V_{DS} 为 3.8V。由此求出 $R_{ds}(on)$:

$$R_{ds}(on) = \frac{3.8}{0.66} = 5.8(\Omega)$$

参照 PWR - SMP120 的技术特性,并考虑频率的影响,寻求最大占空比 D。对 250kHz,求得

D 应为 45%。

输出整流二极管的损耗 P_R 通常为输出功率 P_0 的 10%，而变压器损耗 P_X 通常为 P_0 的 5%：

$$P_R = 0.1 \times 15 = 1.5(\text{W})$$

$$P_X = 0.05 \times 15 = 0.75(\text{W})$$

$$\eta_K = \frac{15}{15 + 1.5 + 0.75} = 0.87$$

$$I_{\text{AVG}} = \frac{15}{0.87 \times (73 - 3.8)} = 249(\text{mA})$$

$$I_b = \frac{249}{0.45} = 553(\text{mA})$$

$$I_R = 2 \times (660 - 553) = 214(\text{mA})$$

$$K = \frac{214}{660} = 0.324$$

$$I_{\text{RMS}} = 660 \sqrt{(0.45 \times (\frac{0.324^2}{3} - 0.324 + 1))} = 373(\text{mA})$$

$$P_{\text{DC}} = (373)^2 \times 5.8 = 808(\text{mW})$$

依式(1.6.27)(1.6.28)取 $V_{\text{DF}} = 0.4$

$$L_p = (73 - 3.8) \frac{0.45}{250K \times 0.214} = 582(\text{uH})$$

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{0.45}{1 - 0.45} \times \frac{73 - 3.8}{5.0 + 0.4} = 10.5$$

计算新的较高输入直流电压时的直流损耗：

$$V'_{S(\text{max})} = \sqrt{2} \times 140 = 198(\text{V})$$

依式(1.6.30)

$$V'_{S(\text{min})} = \sqrt{(198^2 - \frac{2 \times 21.4}{47 \times 10^{-6}} \times \frac{0.4}{50})} = 178\text{V}$$

依式(1.6.31)

$$V_{DC}' = \frac{198 + 178}{2} = 188(\text{V})$$

$$I_{AVG}' = \frac{15}{0.87 \times (188 - 3.8)} = 93(\text{mA})$$

$$\Delta V = 188 - 73 = 115(\text{V})$$

$$D' = \frac{73 \times 0.45}{115 \times (1 - 0.45) + 73} = 0.24$$

$$I_R' = (188 - 3.8) \frac{0.24}{250 \times 10^3 \times 582 \times 10^{-9}} = 303(\text{mA})$$

$$I_{bk}' = \frac{93}{0.24} + \frac{303}{2} = 539(\text{mA})$$

$$K' = \frac{303}{539} = 0.56$$

在 $I_{bk}' = 539(\text{mA})$ 时, 查图 6-23 得 $V_{DS}' = 2.8\text{V}$

$$R_{DS(ON)'} = \frac{2.8}{0.539} = 5.2(\Omega)$$

$$I_{RMS}' = 539 \sqrt{0.24 \left(\frac{0.56^2}{3} - 0.56 + 1 \right)} = 368(\text{mA})$$

$$P_{DC}' = 368^2 \times 5.2 \times 10^{-6} = 704(\text{mW})$$

对比上面计算值 $P_{DC} = 808(\text{mW})$, 可知在电压升高时, 直流损耗减小。

5. 计算交流(开关)损耗

MOSFET 的开关损耗来源其漏极存在的等效输出电容。图 6-26 显示该电容的三个组成部分: MOSFET 的输出电容 C_{OSS} , 功率变压器的绕组分布电容 C_X 及钳位阻尼网络的有效电容 C_N 。这些电容可由 C_{OSS} 及线性电容 C_{EFF} 的并联组合等效, 其中:

$$C_{EFF} = C_N + C_X \quad (1.6.40)$$

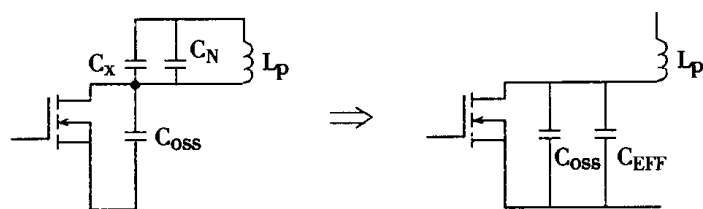


图 6-26 开关管寄生参数及其等效值

每一周期中当 MOSFET 关断期间,这些电容被充电至较高电平。其储存能量 E 在 MOSFET 导通时由 MOSFET 器件消耗。交流损耗 P_{AC} 等于每周期储存能量 E 与开关频率 f_s 的积:

$$P_{AC} = E \cdot f_s \quad (1.6.41)$$

储存在 MOSFET 输出电容 C_{OSS} 中的能量可从 PWR - SMP 系列器件的储能曲线(见图 6-27)中找到。首先应根据输入电压和输出电压 V_0 折算到变压器原边的值 V_0' 计算出漏极电压,即 C_{OSS} 上电压 V_C :

$$V_0' = (V_0 + V_{DF}) \times \frac{N_p}{N_s} \quad (1.6.42)$$

$$V_C = \frac{V_{S(max)} + V_{S(min)}}{2} + V_0' \quad (1.6.43)$$

$$E_{EFF} = 0.5 \times C_{EFF} \times V_C^2 \quad (1.6.44)$$

$$\text{MOSFET 总开关功耗 } P_{AC} \text{ 是: } P_{AC} = (E_{OSS} + E_{EFF}) f_s \quad (1.6.45)$$

例:试计算交流损耗,其电源参数如上一例题。

解:低输入电压时的交流损耗。设 $C_N = 47\text{PF}$, $C_x = 13\text{PF}$

$$C_{EFF} = 47 + 13 = 60(\text{PF})$$

$$V_0' = (5.0 + 0.4) \times 10.5 = 56.5(\text{V})$$

$$V_C = \frac{113 + 73}{2} + 56.6 = 149.6(\text{V})$$

接图 6-27 能量曲线,可得 E_{OSS} 为 $320\mu\text{J}$, 而 E_{EFF} 为:

$$E_{\text{EFF}} = 0.5 \times 60 \times 149.6^2 = 671(\mu\text{J})$$

$$P_{\text{AC}} = (671 + 320) \times 250\text{K} = 246(\text{mW})$$

高输入电压时的交流损耗

$$V_C' = \frac{196 + 178}{2} + 56.6 = 244.6(\text{V})$$

$$E_{\text{EFF}} = 0.5 \times 60 \times 244.6^2 = 1800(\mu\text{J})$$

按图 6-27, $V_C' = 244.6\text{V}$, E_{OSS} 应为 $630\mu\text{J}$, 故有:

$$P_{\text{AC}}' = (1800 + 630) \times 250\text{K} = 615(\text{mW})$$

对比可知, 在电压升高时, 交流损耗增加。

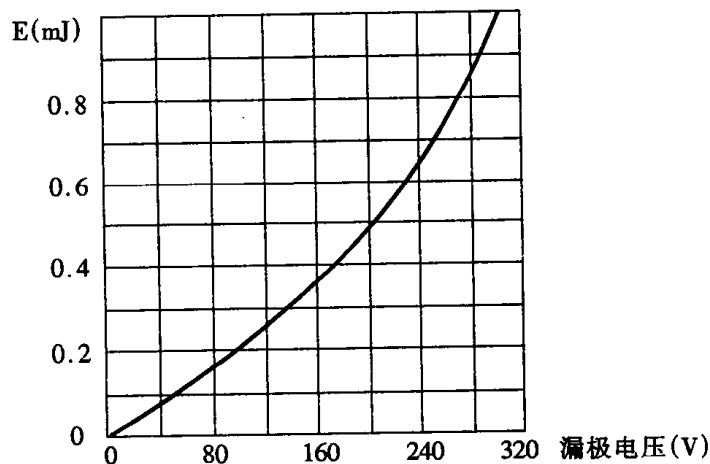


图 6-27 输出电容储能曲线

6. 计算线性稳压器损耗

线性稳压器损耗 P_{LK} 的计算很简单, 为偏置电压与偏置电流的积。正常工作时, 偏置由变压器绕组的反馈电压供给。

$$P_{\text{LR}} = V_{\text{BIAS}} \cdot I_{\text{BIAS}} \quad (1.6.46)$$

在故障情况(如电流过大或温升过高等)下, 反馈电压消失。此时由高压直流输入提供偏置。某些情况下偏置功耗可能足够高从而触发超温保护, 进而“锁定”在关断状态。

例: 正常工作时第 11 脚上反馈电压为 8.5V , 偏置电流 5mA , 功耗 P_{LK} 为 42.5mW 。

当输入电压高(第1脚为198V)时,对同样偏置电流,功耗为990mW,引起温度增加,进入超温范围。

7. 器件总功耗和效率

器件内部总功耗 P_{id} 等于交流、直流损耗和线性稳压器损耗的总和,即:

$$P_{id} = P_{AC} + P_{DC} + P_{LR} \quad (1.6.47)$$

输入总功率 P_i 是 PWR - SMP 器件总功耗 P_{id} 二极管损耗 P_R , 变压器损耗 P_X 和输出功率 P_0 之和:

$$P_i = P_{id} + P_R + P_X + P_0 \quad (1.6.48)$$

电源系统效率 η 为:

$$\eta = \frac{P_0}{P_i} = \frac{P_0}{P_{AC} + P_{DC} + P_{LR} + P_R + P_X + P_0} \quad (1.6.49)$$

例:低输入电压时, P_{DC} 为 808mW, P_{AC} 为 246mW, P_{LR} 为 42.5mW, 故器件总功耗为 1.096W。高输入电压时 P_{DC} 、 P_{AC} 分别为 704mW 和 615mW, P_{LR} 仍为 42.5mW, 故总功耗为 1.361mW。用低输入电压下的总功耗进行结温分析。则此时的效率为 82%。

注意此效率值优于其初估值。经过另一轮迭代分析,可改善精度。

8. 计算结温

对没有其它元件使 PC 板变热的应用情况, 结温 T_j 可由器件总功耗 P_{id} , 环境温度 T_A 和结到环境热阻 $R_{\theta_{JA}}$ 进行估计:

$$T_j = T_A + P_{id} \cdot R_{\theta_{JA}} \quad (1.6.50)$$

对有其他元件使 PC 板变热的应用, T_j 由 P_{id} 、PC 板温度 T_{PCB} 和结到 PC 板热阻 $R_{\theta_{PCB}}$ 进行估计:

$$T_j = T_{PCB} + P_{id} \cdot R_{\theta_{PCB}} \quad (1.6.51)$$

有散热器时, 结到环境热阻 $R_{\theta_{JA}}$ 是结到壳 $R_{\theta_{JC}}$ 、壳到散热器 $R_{\theta_{CH}}$ 及散热器到环境 $R_{\theta_{HA}}$ 的热阻之和:

$$R_{\theta_{JA}} = R_{\theta_{JC}} + R_{\theta_{CH}} + R_{\theta_{HA}} \quad (1.6.52)$$

应该注意, 壳到散热器热阻是可忽略的, 即 $R_{\theta_{CH}} = 0$

例 1: 环境温度 45℃, 器件总功耗 1.096W, 结到环境热阻 43℃/W(无散热器), 则结温将

为:

$$T_j = 45 + (1.096 \times 43) = 92.1(\text{ }^\circ\text{C})$$

例 2: PC 板温度测得为 70°C , 结到 PC 板热阻为 $15^\circ\text{C}/\text{W}$, 器件总功耗为 1.096W , 则结温 T_j 为:

$$T_j = 70 + 1.096 \times 15 = 86.44(\text{ }^\circ\text{C})$$

例 3: 结—壳热阻为 $6^\circ\text{C}/\text{W}$, 散热器—环境热阻为 $20^\circ\text{C}/\text{W}$, 则新的结—环境热阻为 $26^\circ\text{C}/\text{W}$ 。当总功耗为 1.096W 时结温为:

$$T_j = 45 + 1.096 \times 26 = 73.5(\text{ }^\circ\text{C})$$

四、便携式设备器件中电源使用的集成块

便携式设备包括手提计算机、便携通信装置、笔记本计算机、光、电信息输入阅读设备等。

它们使用的电源有功耗小, 电压低, 在某一些频段(如声频 $20 \sim 20\text{kHz}$, 中频 465kHz)纹波电压小, 以防止干扰, 在重量上、体积上、体形上有较苛刻的要求等等。由于便携式设备日益发展, 是其所用电源市场的重要组成部分, 因此, 开发了一批集成块专门应用在这个领域。集成块包括有线性和开关式 IC 电源, 限于本书范围, 这里只介绍开关式, 低功率的集成块。当然这些芯片也可以用在其它地方。

1. 电容充电泵集成块

开关式、低功率的集成块原理上分为电容充电泵变换器和电感、电容变换器。电感、电容型变换器前面第二、三章已有论述。下面分析电容变压电路的基本工作原理。图 6-28(a)是降压电路。 V_0 值是 V_S 值的一部分, 与 C_1 、 C_2 比值相关。工作中 S_1 闭合, S_2 打开, 然后 S_1 打开, S_2 闭合, S_1 与 S_2 交替闭合工作。图 6-28(b)是升压电路, S_2 闭合, S_1 打开时, C_1 上有右正左负 V_S 电压; S_2 打开, S_1 闭合时, 电源 V_S 加上 U_{C1} 的 V_S 对 C_2 充电, 因此, 输出电压 V_0 大于输入电压 V_S ; 图 6-28(c)是输出电压符号与输入电压相反。工作过程是: S_1 闭合, S_2 打开, C_1 充得左正右负的电压; 然后, S_1 打开, S_2 闭合, C_1 上电压向 C_2 充电, C_2 上所得电压即为输出电压 V_0 。

上述电路电压增益, 由电路结构决定无法细调, 一般是一个整数, 而且, 动态响应速度慢。近有称为逐压控制方案动态响应较快, 采用串—并电容对与适当电容串联的方法, 可得到任意的电压增益。所谓串—并电容对如图 6-28(d)(e)(f)所示。图中采用串—并电容对形式可降低损耗。电路工作起来, 总是对串联的电容进行充电, 因而充电电流小, 损耗小初态电压较高, 与电源电压差较小。放电时, 总是几个电容并联起来对负载放电, 因而, 放电电压为串联充电电压的一部分, 放电时间常数较大, 可提供较大的动态电流。在电容一定比值下, 电压增益 M 为图中所示, 变化其比值, 可得到任意所需的电压增益。图中工作原理, 在 S_1 闭合 S_2 打开时 V_S 对串联电容充电; S_1 打开, S_2 闭合时, 充电的电容并联形成放电电压 V_0 。由于 $M < 1$, 它们均属降压电路。如果, 采用多一倍的开关, 例如用四个场效应功率晶体管作为开关, 则尚可构成输入、输出隔离的变换器。

上面只示出主回路,如果要得到控制实施线路(在此不拟详述)比所示要复杂一些。但是电容、二极管都容易集成化,所以电容充电泵变换器在小功率容量时比电容—电感式开关变换器体积要小得多。在便携式器件中作为电源是有前途的。

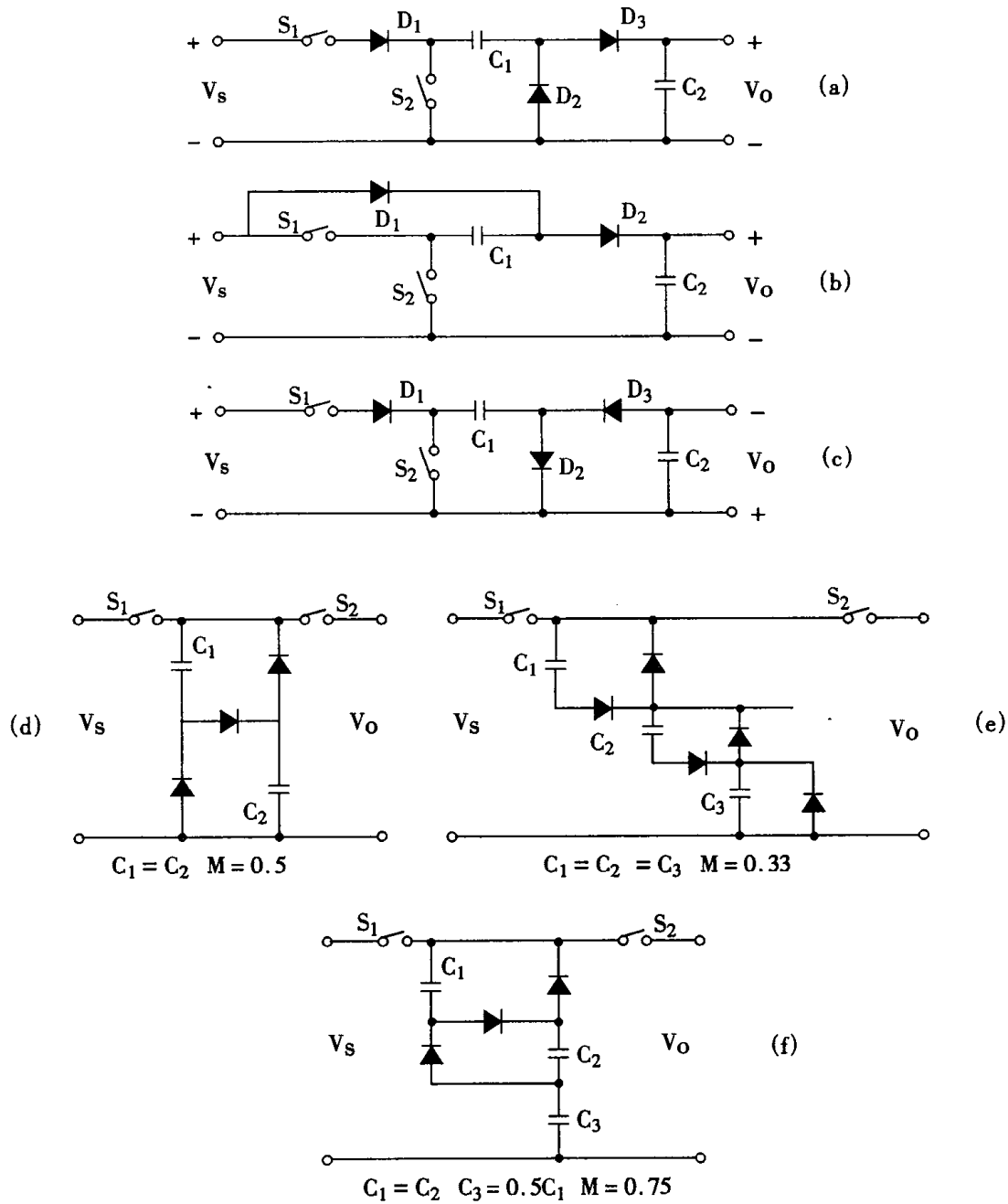


图 6-28 电容充电泵原理电路图

表 6.4 列出 MAXIM 公司部分产品型号及其特性。

表 6.4 电容充电泵变换器集成块 (MAXIM)

型号 MAX	特 征
619 660	电容充电泵式 DC - DC 变换器 5V, 20mA
864 865	双输出重复逆变式充电泵电压变换器 重复逆变式充电泵电压变换器
920	高效率升压变换器, 静态电流 $2.5\mu\text{A}$, 负载低至 1mA 时, 效率仍有 90%, 与电容充电泵芯片组合成任意 DC - DC 变换器(无电感)

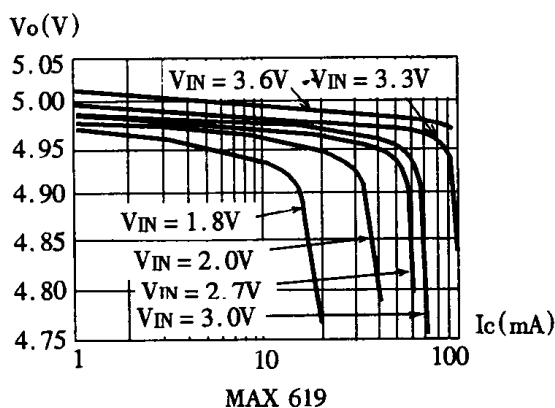
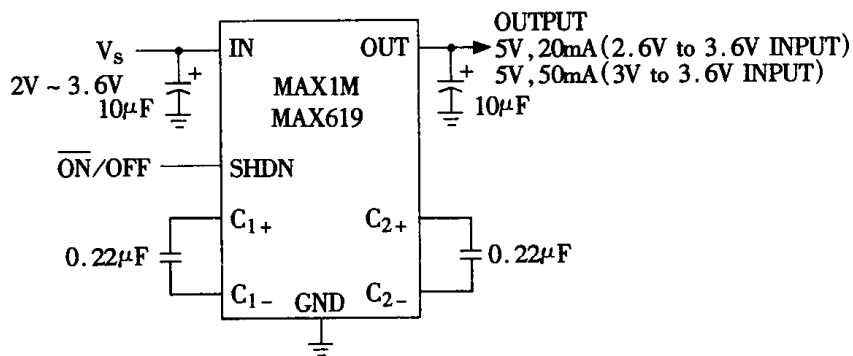


图 6-29 MAX619 电容充电泵线路及输出电压与输出电流的关系特性

图 6-29 示出 619 芯片组成有稳压功能电容充电泵线路图及特性曲线。它内含一个模拟基准和误差放大器, 它的输出控制一组连接到外部电容的内部开关。开关/电容网络能将 V_s 加倍或三倍。 $V_s = 2V \sim 3.6V$ 产生 5V, 20mA 的输出。MAX619 装在一个 8 脚 DIP 或 SO 封装

中,整个电路(包括四个外部电容)占 0.06cm^2 静态电流 $i_{s0} = 1\text{mA}$, 充电泵式集成电路完成把输入电压反相或倍压是较常见的。如果,要得到任意电压输出并有稳压功能时,可如图 6-30 所示,由二片 IC 组成。 IC_1 内有 45kHz 振荡器,可将电荷从 C_1 传输到 C_2 ,输出电压高于输入电压,输出电压经取样,反馈至 IC_2 脚 3 的 IN_+ 端,当 $V_{\text{IN}+} = 1.18\text{V}$ 时, IC_2 中比较器的输出电压(端 8)也增高, T_1 管导通,把 IC_1 的 OSC (端 7)接地,停止振荡。调整采样电阻的比值,因此,可使充电泵产生所需的任何电压值。因为控制环路不要求迟滞作用,因此 IC_2 的 V_{REF} 、 HYST 、 $\text{IN}-$ 相连,设定滞为零。振荡器接通后仅产生两个周期脉冲功率就再次被反馈信号关掉,此两个周期可足使 C_2 电压略高于 5V 期望值。

表 6.5 示出不同 V_s 下,电源的外特性及输出纹波。如果在 C_1 上串接一个 1Ω 左右的小电阻(图中未画出)可使纹波电压降低。但电路效率也降低了。纹波还与 C_1 及与其相关的静电共振有关,电容较小,传输到 C_2 上的电荷也较小,因此输出电压 V_0 的波动也较小。

表 6.5 电源外特性和输出纹波数据值表

负载电阻 (Ω)	$V_s = 3.0$		$V_s = 3.3$		$V_s = 2.7$	
	$V_0(\text{V})$	$\Delta V_0(\text{mV})$	$V_0(\text{V})$	$\Delta V_0(\text{mV})$	$V_0(\text{V})$	$\Delta V_0(\text{mV})$
50	4.59	150	4.90	170	4.29	90
100	4.96	100	4.98	170	4.64	70
1000	5.00	100	5.01	55	4.98	25
10000	5.00	35	5.01	55	4.98	25
∞	5.00	30	5.01	55	4.98	10

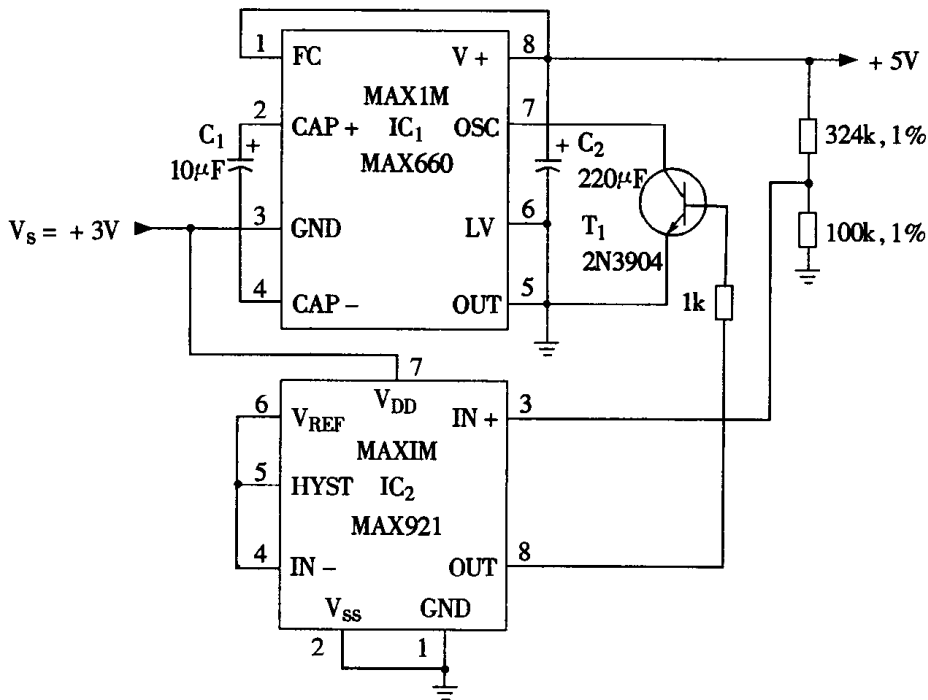


图 6-30 二片 IC 组成的电容充电泵线路

2. 开关式集成块简介

开关式 DC - DC 电压变换器基本工作原理前面已有充分的论述,做成的低功率,低电压集成块,只须外加极少的元件就能有单输出或多输出直流电压,一般均不带隔离变压器。占的空间、面积很小,在 1 平方厘米上可以得到 1 ~ 2 个不同的直流电压,但供电只是几十毫安而已。由于,电源变换器靠电池供电,如何减少静态(待机工作状态)电流、延长电池寿命是首要任务。(现在集成块,待机电流可做到几个微安或几十个微安)。其次是输出电压谐波噪声小,确保在 465kHz(在无线电和蜂窝式电话中使用的一种中频频率)附近没有噪声。为此,控制方法不能象以前一样采用 PWM,而应采用 PFM(脉冲频率调制),或 PFM 和 PWM 两者结合。PFM 是脉冲跳跃的控制方式,靠这一技术可使静态空载(或极小负载)电流小到十微安以下,效率可高达 92%。PWM 方式消耗控制功率较多,但它在定频下工作,在重载时效率高。因此,凡便携式器件,尤其待机工作状态多的,使用 PFM 与 PWM 两种控制方式结合的方案,这种电源功率集成块,无论轻载和重载均有 90%左右的效率,具体数值与厂商、牌号有关。下面以 MAXIM 公司生产芯片为例,表 6.6 示出其型号和主要功能。

表 6.6 开关式 DC - DC 低压的低功率集成块

型 号 MAX	特 征
606 607	超小型 0.8MHz/0.4MHz DC - DC 升压变换器
608	低输入电压,高效 DC - DC 升压控制器
624	双输出,1MHz,DC - DC Boost 变换器(可为 PCMC1A 应用)
722	供应负载的同时有向电池充电功能,损耗小,不需散热片,电池在工作中重新充电
724	输出电压可以低于参考电压 V_{REF} 的开关稳压器,输入电压可高达 40V,输出可低至 1.2 ~ 2.2V。
748A	输入(3.3 ~ 16)V,输出 3V 的 BUCK 变换器。用于通讯装置上,效率达 85 ~ 92%
749	输入(2 ~ 6)V 输出 - 3V, $i_{SO} = 60\mu A$, BUCK 变换器,负电压可以数字编程。
767	输入 4.5 ~ 5.5V 输出 3.3V, 30mA 到 10A,效率超过 90%,因而不需散热片。外部功率控制,使用 N 沟道场效应管,使用同步整流方式,减小正向压降。
782	输入电压(5.5 ~ 30)V,输出双电源 3V/5V,可用在笔记本电脑中或 CMOS、RAM 实时时钟备用电压
796	带同步整流器,用于 CPU 降压 PWM 控制器电源,带有正极性副绕组输出稳压控制器
797	带同步整流器用于 CPU 降压 PWM 控制器电源,有低噪音输出方式。

799	带同步整流器用于 CPU 降压 PWM 控制器电源,带有负极性副绕组输出稳压控制器。
830	1A,输出可调,DC-DC 降压 PWM 控制器,适合表面安装。
831	1A,DC-DC 降压 PWM 变换器,分别有 5V,3.3V,3V 的输出,适合表面安装。
832	
833	
848 849	1~3 节电池为电源,高功率,低噪声 DC-DC 升压变换器。
863	双输出 PFM DC-DC Boost 变换器
866	一节电池输入,3.3V/5V 输出用于寻呼机的 DC-DC 变换器
867	用于电传可调整块式 DC-DC 变换器
877 878	输入电压从 1.5V~6.2V 输出 3.3V。240mA 的 Boost-Buck 变换器。效率 85%, $f_s = 300\text{kHz}$,静态电流 $20\mu\text{A}$,内部有一个有源整流器(Active Rectifier)不管输入电压高于或低于输出均有稳压输出控制
1626	占空比为 1,PFM,5V 或 3.3V 输出可选,Buck DC-DC 变换器
1627	占空比为 1,PFM,输出可调,Buck DC-DC 变换器
1649	5V 或可调,高效,低压降 Buck DC-DC 变换器

表 6.7 示出 PS0500DC5S-1PB DC-DC 电源模块特性参数

表 6.7 小功率 DC-DC 电源模块参数表

参数名称	最低输入电压	最高输入电压	输出电压	额定输出电流	最大输出电流	输出功率	体积 $L \times W \times H$	隔离电压	纹波	启动时间	效率	重量	工作温度范围
额定值	120	375	$5 \pm 5\%$	500	650	2.5	$53 \times 18 \times 16$	2500	± 25	170	80%	19 ± 1	$-1 \sim 4$
单位	V_{DC}	V_{DC}	V	mA	mA	W	mm	V	mV	ms		g	$^{\circ}\text{C}$

五、MAX863 芯片的应用

1. 简介

MAX863 是一个双输出 DC-DC 变换器。它包括三个独立、高效、有限流装置的调宽调频升压集成电路。输入电压可低至 1.5V。它是专为 2~3 个电池或锂-离子电池供电的手携式小型设备设计的功率块。它用微型 16 脚 DSOP 封装,外形与标准 8 脚 SO 封装面积相同。

每个输出电压均可用外置电阻设定升压电压。每个输出只需外接很少的元件,加上一个 N 沟道 MOSFET 管即可工作在 300kHz。

MAX863 所用电池寿命较长,在 20mA 到 1A 范围效率可达 83%。为了节约用电,不工作时的静态电流只需 85 μ A(双电源均在待机状态)。由于双电源各有自己的逻辑控制电路限定电流,具有相当灵活性,关闭(shutdown)状态电流可降低到 1 μ A。关闭状态是为节约电能或延长电池寿命而设的。关断状态是使 SHDN1 或 SHDN2 为低电平时,关掉一些 DC-DC 控制器,并减少静态电流 I_{DD}到 60 μ A。如果,使 SHDN1 和 SHDN2 均为低电平时,将进一步关掉参考电源和偏置电路,成了关闭状态,其时 I_{DD} = 1 μ A。

其它的特征包括有软起动及内部 LB1/LB0 低电池检测。

2. 应用场所

- 2~3 个电池的便携式装置。
- 掌中设备。
- 双 3.3V/5V 逻辑电源及正 LCD 电源。
- 闪速(flash)存储器电源等。
- 3.3V 逻辑及 5V 存储器的用电系统。

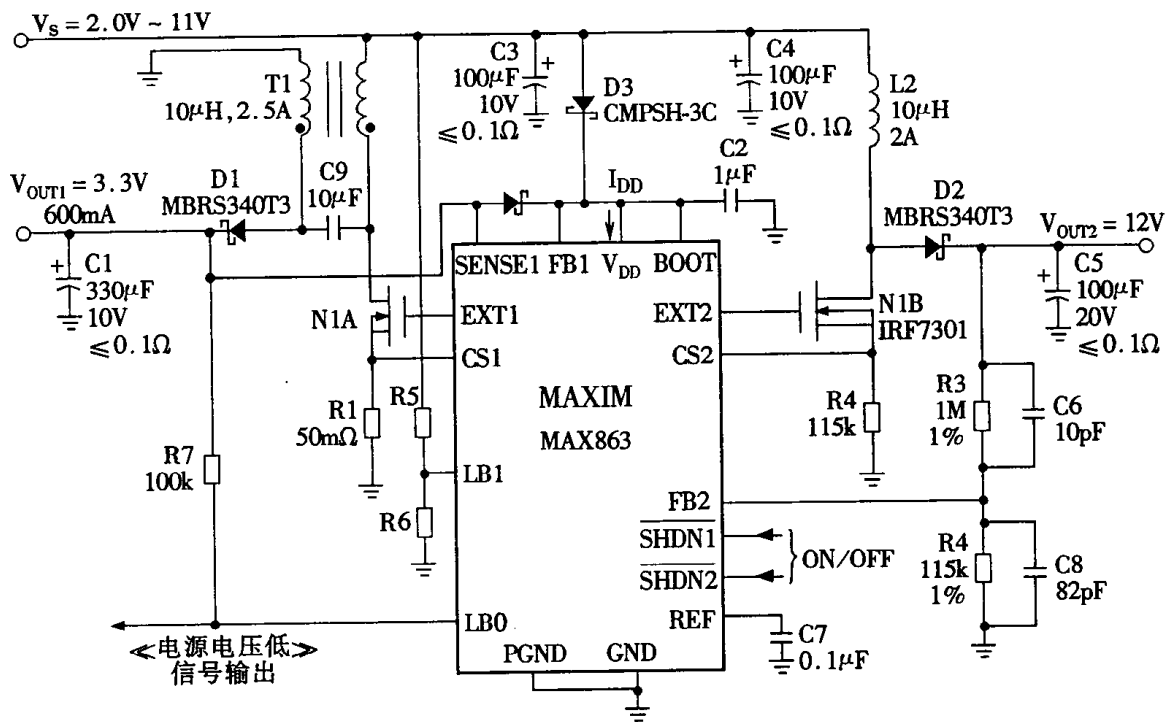


图 6-31 有双输出(用于闪速存储器或逻辑电路)的 MAX1M863 芯片应用电路图

3. 特征

- 微型双道升压控制器。
- 16 脚 QSOP 装在 8 脚 SO 的面积上。
- 高效(20mA ~ 1A > 80%)。

- 85 μ A(max)待机工作电流。
 - 1 μ A(max)关闭状态电流。
 - LB₁/LB₀ 低电池检测功能。
 - 驱动元件表面安装,配上双 N 沟道 FET 管。
 - 2~3 镍镉/镍氢电池或 1 锂电池供电。
 - 可以组建成步升/步降控制器。
4. 管脚图及典型应用电路,如图 6-31 所示。

六、MAX 624 芯片的应用及设计方法

1. 简介

MAX624 是双输出的 DC-DC 变换器。它是专为安装尺寸有限定的场合(例如适装在 PCMCIA 存储器卡之中的电源板)面设计的。它的核心部分是两个 Boost 变换器。内中还有起动限流器以及带有定时器的功率输出建立、复位等功能块。它的输入电压 2.7~5.5V;可以得到两个输出电压,一个固定的 5V \pm 4% 200ma,另一个可调整辅助输出,这是专为带外加晶体管提供可变负载时而准备的。辅助输出电压为闪速存储器使用,其电压一般为 12V \pm 2%必要时,可用分压器,把输出电压从输入电压提高到 30V 甚至更高一些。

MAX624 工作在高频率(1MHz),可减少外部元件的尺寸,高频开关损耗减小,使 5V 电源时的效率高达 85%,并使小型陶瓷电容,已起滤波作用又起限制起动浪涌电流的软起动作用。

2. 应用场合

- PCMCIA 存储器卡。
- 硬盘驱动器。
- 主动边 PCMCIA 适配器。
- 液晶偏置电源。

3. 主要特征

- 1MHz 开关工作频率。
- 5V \pm 4% 升压变换器(内有功率开关)。
- 带外设功率开关的辅助可调整 \pm 2%输出的 Boost 变换器。
- 可选择浪涌电流限定值。
- 40 μ A 限定保护状态电流。
- 0.5mA 待机工作电流。
- 3.0V~5.5V 输入电压范围。
- 5V 电源下有 85%的效率。
- 各电源独立的软起动控制。
- 带有 2.8V \pm 3% 阈值及 4ms 的复位输出控制。

4. 典型管脚图及功能表

管脚如图 6-32 所示。功能如表 6.8 所示。

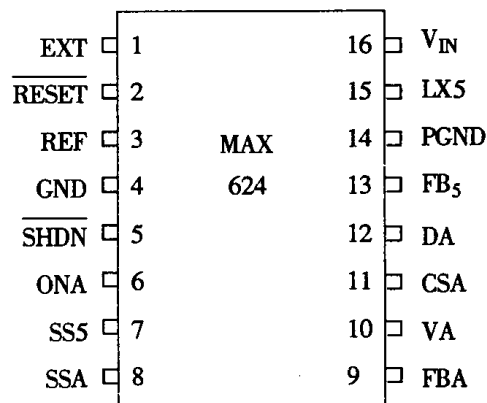


图 6-32 MAX624 管脚示意图

表 6.8 MAX624 集成功率块管脚功能表

脚号	符号	功能
1	EXT	抑制浪涌的 MOSFET 管的栅极驱动端, EXT 与内部充电泵相连进行驱动, 当输出幅值为 $V_{IN} \times 3$ 时动作。
2	RESET	加上电源复位输出。当 $V_{IN} < 2.8V$ 为低电平。且 4ms 之后, $V_{IN} > 2.8V$ 。当 RESET 低 EXT 也是低, 电压在 V_{IN} 至地之间摆动
3	REF	输出 2V 参据电压。用 0.1mF 电容旁路到地, 允许空载。
4	GND	逻辑地, 且是辅助开关电源低压侧电流检测输入回路。
5	SHDN	限流保护。当二个开关电源禁止输出时, 加低电平。在保护时, 浪涌保护输入 MOSFET 管导通状态。
6	ONA	辅助开关电源 ON/off 控制输入端, 低电平时关断。
7	SS5	5V 主电源软起动输入。用外接软起动电容调定 5V 软起动时间。到满限定电流时间大约软起动电容每 nF 为 $50\mu s$ 。
8	SSA	辅助开关电源软起动输入。用外接软起动电容调定辅助开关电源的软起动时间。到满限定电流时间大约软起动电容每 nF 为 $50\mu s$ 。
9	FBA	辅助开关电源的反馈输入。在 2V 值附近摆动。FBA 是高阻抗 CMOS 输入。
10	VA	辅助开关电源输出电压感测输入端。这个脚是专为设定开关电源时间算法。内部相当经一阻值联到 V_{IN}
11	CSA	辅助开关电源电流检测输入。电流限定的阈值 200mV。
12	DA	辅助开关电源驱动门输出, 电压在 FB5 到 0 之间摆动。
13	FB5	主电源 5V 反馈输入

14	PGND	电源正常标记,内部达到 5V 开关电源 MOSFET 的源极。
15	LX5	5V 主开关电源功率 MOSFET 管的漏极。
16	V _{IN}	从外电源输入的电源电压,工作范围 3V ~ 5.5V

5. 最大额定值

最大额定值如下:

- V_{IN}, FB5, LX5, SHDN, ONA 至 GND…… - 0.3V ~ 7V。
- EXT 至 GND…… - 0.3V ~ 12V。
- RESET, RET 至 GND…… - 0.3V ~ (V_{IN} + 0.3V)。
- PGND 至 GND…… ± 0.3V。
- SS5, SSA, DA, CSA, FBA 至 GND…… - 0.3V ~ (FB5 + 0.3V)。
- VA 至 GND…… - 0.3V ~ 17V。
- 连续功耗(T_A = + 70℃)……696mW。
- 工作温度范围…… - 25℃至 + 85℃。
- 焊接脚温(10 秒)…… + 300℃。

6. 电气特性表和相关曲线

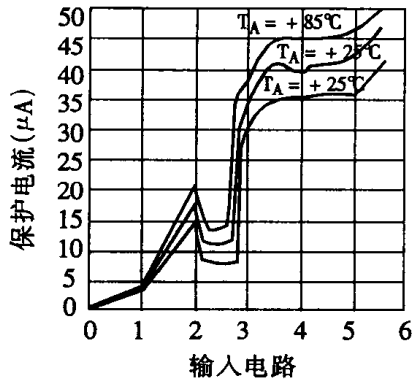
电气特性表如表 6.9,特性曲线如图 6-33 所示。

表 6.9 电气特性表

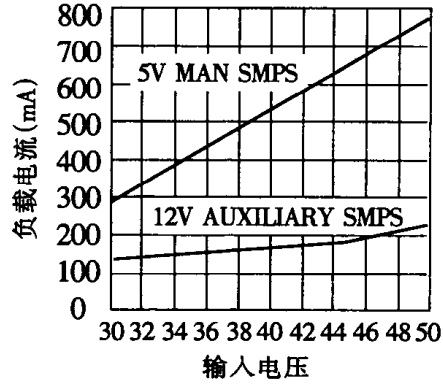
(V_{IN} = 3V, GND = PGND = 0V, SHDN = V_{IN}, EXT 开路 FBA 反馈电阻调到 12V, T_A = T_{MIN} to T_{MAX})

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压		3.0		5.5	V
5V 输出电压					
输出电压		4.80		5.20	V
FBA 调整点		1.96		2.04	V
电源电流					
V _{IN} 保护电流	V _{IN} = 5.5V, SHDN = ONA = 0V		40	60	μA
V _{IN} 待机电流	V _{IN} = 3.3V, ONA = 0V		500		μA
FB5 待机电流	FB5 = 5.5V, SHDN = 3V, ONA = 0V		200	400	μA
VA 待机电流	FB5 = 5.5V, VA = 12.5V		30	60	μA
FBS 保护放电电流	FB5 = 5V, V _{IN} = 3V, SHDN = 0V internal V _{IN} to FB5 discharge switch	100	5000		μA
VA 保护放电电流	VA = 12V, V _{IN} = 3V, ONA = 0V, V _{IN} 至 V _A 开关放电	5	15		μA

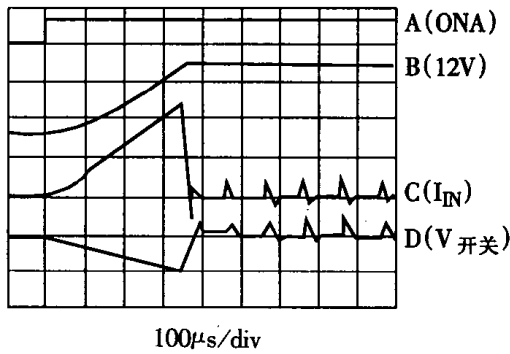
FBA 漏电流	VA = 12V, FBA = 2.1V	100	nA
5V 主输出			
线路调整率	$3V < V_{IN} < 5.5V$	0.03 0.2	%
开关导通电阻		0.33 0.6	Ω
开关漏电流	$L \times 5 = 7V$	10	μA
开关电流限定		0.7 0.9 1.1	A
开关导通时间常数	$3V < V_{IN} < 5V, T_{ONS} = K5/V_{IN}$	0.8 1.3 1.7	$\mu S - V$
开关关断时间比率	$3V < V_{IN} < 5V, FB5 = 5V$	0.2 0.8	
效率	$I_{LOAD} = 100mA$	85	%
辅助开关电源控制器			
线路调整率	$3V < V_{IN} < 5.5V$	0.03 0.2	%
使能触发电压电平	ONA 输入	3.5 4.0 4.5	V
CSA 偏置电流		10	μA
CSA 电流限定阈值		180 220	mV
DA 通态电阻	FB5 = 5.5V	4 15	Ω
DA 驱动电流	DA = 2.5V	0.5	A
开关通态时间常数(KA)	$3V < V_{IN} < 5V, T_{ONA} = KA/V_{IN}$	1.5 2.2 3.0	$\mu S - V$
开关断态时间比率	$3V < V_{IN} < 5V, 7V < FBA < 11V$	0.2 0.9	
效率	$I_{load} = 60mA$	75	%
软起动控制			
源电阻	SS5, SSA, $\overline{SHDN} = ONA = 3V$	14 20 28	k Ω
放电电阻	SS5, SSA, $\overline{SHDN} = ONA = 0V$	50 300	Ω
逻辑输入和输出			
输入低电压	\overline{SHDN}, ONA	0.8	V
输入高电压	\overline{SHDN}, ONA	2	V
输入漏电流	\overline{SHDN}, ONA	± 1	μA
输出低电压	$\overline{RESET}, I_{sink} = 2mA, V_{IN} = 2.6V$	0.4	V
输出高电压	$\overline{RESET}, I_{sink} = 1mA, V_{IN} = 3V$	$V_{IN} - 0.8$	V
\overline{RESET} 触发电平	上升前沿, 回环 1%	2.7 2.9	V
\overline{RESET} 时间值		2 10	ms
EXT 输出电压	$V_{IN} = 2.9V, I_{source} = 2\mu A$	6.5	V
	$V_{IN} = 5.5V, I_{source} = 0\mu A$	11.8	
EXT 输出电压复位	$V_{IN} = 2V, I_{sink} = 0.1mA$	1	V



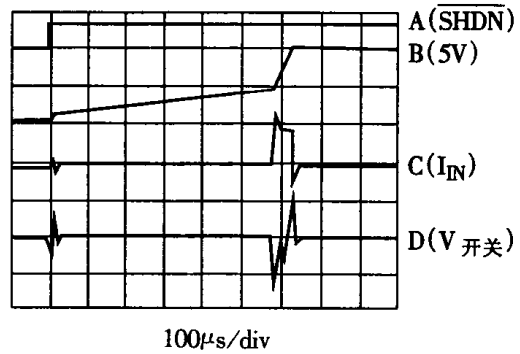
(a) 保护电流与输入电压关系曲线



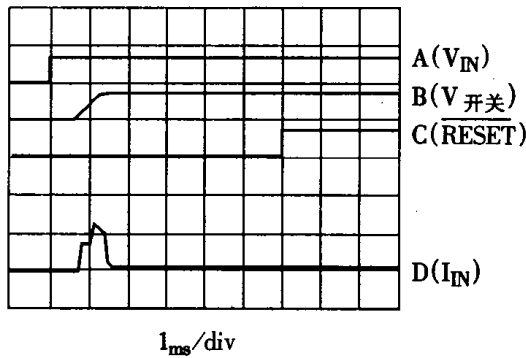
(b) 供电能力随输入电压增加而增加曲线



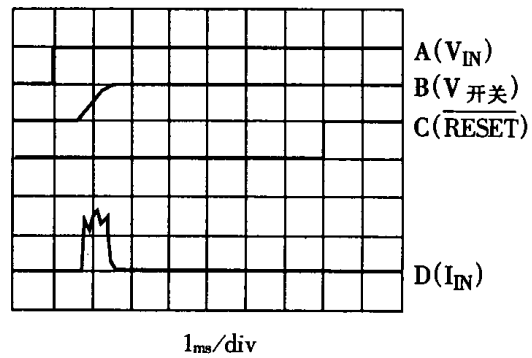
(c) 起动波形 (12V 辅助电源)
($V_{IN} = 3.3V$ $I_{LOAD} = 1.2mA$)



(d) 起动波形 (12V 主电源)
($V_{IN} = 3.3V$ $I_{LOAD} = 0A$ $ONA =$ 低电平)



(e) 起动输入浪涌电流 ($V_{IN} = 3.3V$)
($I_{LOAD} = 5mA$ $SHDN = ONA =$ 低电平)



(f) 起动输入浪涌电流 ($V_{IN} = 5V$)
($I_{LOAD} = 5mA$ $SHDN = ONA =$ 低电平)

图 6-33 MAX621 电气特性曲线

7. MAX624 工作原理

MAX624 是一个双输出 DC-DC 升压变换器。工作电路如图 6-34 所示。输入电压可在 3 ~ 5.5V 之间。输出电压:主输出 5V/200mA,辅助输出可调整(例如 12 ~ 30V)。主输出 5V 有内部的 MOSFET 开关及电流感测电阻(0.15Ω)。由它感测外电路电流,触发电流限定比较器。辅助输出开关电源电流限定电阻及 MOSFET 开关管是外接的器件。电流限定电阻动作电压可设定在 200mV,无论主、辅开关电源都各有输出电压逐渐建立的软起动过程。SSA 和 SS5 输出阻

抗为 $20k\Omega$, 5V 输出的 SS5 电容充到 150mV, 辅助电源的 SSA 电容充到 200mV。

为了阻止印刷电路板插进带电插座时的浪涌电流, 装置将驱动一个外接 N 沟道 MOSFET 即主 V_{IN} 电源串联 MOSFET 管后供电给印刷板。上电后 624 的 EXT 脚驱动外接 $\frac{1}{2}$ 7101 MOSFET 的控制极并使之导通。EXT 输出源阻抗约 $100k\Omega$, 是有源下拉。

如果没有上述浪涌电流问题的存在, 上述环节可不要。因此, R_2C_5 电阻电容器及外接浪涌限定 MOSFET ($\frac{1}{2}$ 7101) 是可选元件, 在浪涌电流不大时可以不要。但 C_9 是一定要的。

当 MAX624 复位, FB5 及 VA 二个输出经二个内部开关放电到 V_{IN} 。输出电容放电到低电平有利于刷新存储器的可靠工作。

5V 主电源

把 FB5 脚接到主输出电源。开关电源是由一个误差比较器、输出欠压锁定比较器 (设定在 4V)、为了 ON/OFF 的计时器、限流比较器、MOSFET 驱动器和功率开关等所组成。

辅助电源

辅助电源输出可从 5V 到 15V 可调, 其值由电路图中两个外接电阻 (R_5 、 R_6) 比值所设定。辅助电源的控制与 5V 的相似但要求外接 MOSFET 管子。

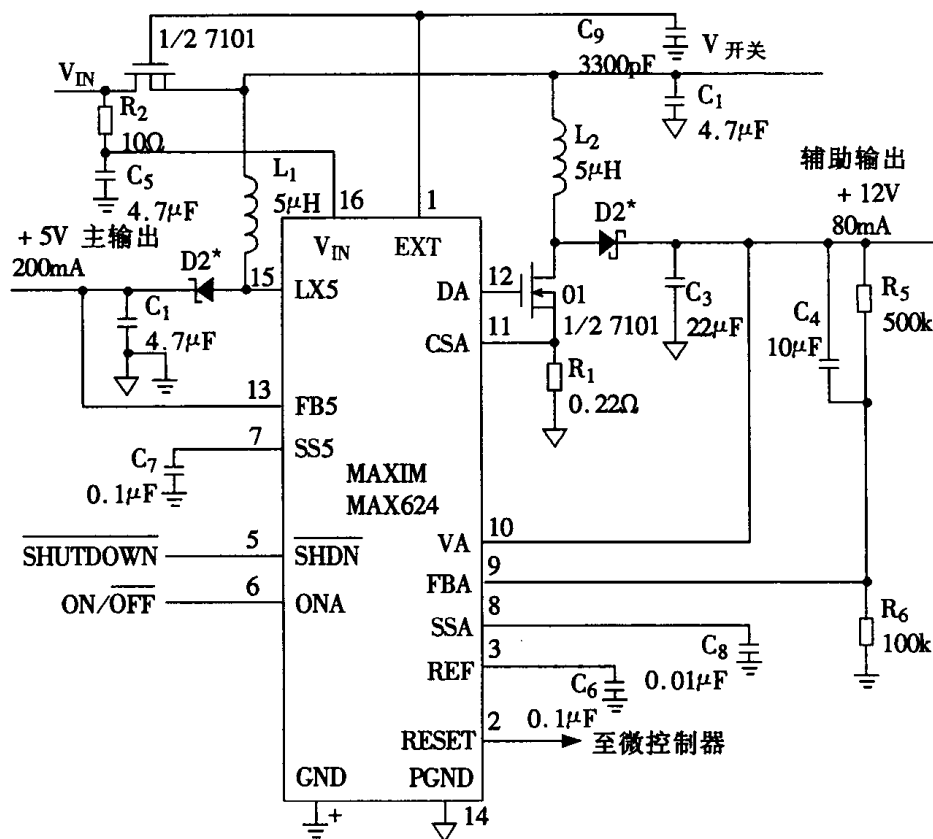


图 6-34 MAX624 典型工作电路图

8. 设计要点及相关步骤公式

(1) 输出滤波电容

为有低纹波电压, 输出滤波电容应在最小外形尺寸下有低 ESR 值 (例如, 陶瓷质)。如果

为了低成本,应选大尺寸的(例如,钽电容)。输出纹波主要由 C_F 及 ESR 所影响。

按如下步骤确定滤波电容值:

①确定可接受的纹波电压 ΔV_0

在电容上纹波电压为 ΔV_{OC} , 在 ESR 上纹波为 ΔV_{OESR} , $\Delta V_0 = \Delta V_{OC} + \Delta V_{OESR}$

②按下式算出 C_F 值

$$C_F > \frac{2 \times K \times I_0}{\Delta V_{OC} \times (V_0 + 0.5V - V_S)} (F)$$

式中:K 是设计常数。从电气特性表中取最大值。

③按下式计算输出电容限定 ESR 值

$$ESR < \frac{\Delta V_{OESR} \times V_S}{4 \times I_0 (V_0 + 0.5V - V_S)} (\Omega)$$

例如:5V 开关电源 $K = 1.7\mu S - V$, $I_0 = 200mA$, $V_0 = 5V$, $V_S = 3.3V$ 纹波电压 $\Delta V_0 = 80mV$, 假定 $\Delta V_{OC} = 60mV$, $\Delta V_{OESR} = 20mV$ 可算得:

$$C_F = 5\mu F$$

$$ESR \leq 37m\Omega$$

(2)电感值的计算

为了输出电流大应选大电感,工作在连续状态。为了体积小,应选较小电感,但可能引起储能不足。当负载电流突然增加时,由于电感电流钳制快速上升,滤波电容也允许小一些。

为了选择主电源开关的电感,可按如下步骤:

①选输入电压

②选 I_{LIMIT} 及 I_0

③代入数值于下式:

$$L = \frac{D' \times K (V_S - A)}{2 \times I_{LIMIT} (V_S + A) - 2 \times I_0 \times B} (H)$$

式中 $A = I_{LIMIT} \times R_{ON}$;

D' ——开关关断时间与周期时间比率 $\frac{T_{OFF}}{T_S}$;

$B = V_0 + V_{DIODE}$ 。

设电感电流 $I_{LIMIT}(\min) = 0.7A$, $I_0(\min) = 200mA$, $D' = 0.8$, $K(\max) = 1.7\mu S - V$, $R_{ON}(\max) = 0.6\Omega$, $V_0 = 5V$, $V_{DIODE} = 0.5V$, $V_S = 3.0V$ 计得, $L = 1.35\mu H$

(3)输入滤波电容选择

为了减少整流电流纹波,要求一定输入滤波电容。如果滤波电容能为纹波电流提供低

阻抗通道,还可提高效率。应用在存储器卡时,为了减少接触电阻变化引入的干扰,输入滤波电容是绝对必要的。为了减少浪涌电流应选择小值。一般陶瓷电容很合适。

(4)辅助开关电源输出电压及元件的选择

一般按以下步骤达到目的:

①选择 5V ~ 15V 为要求输出的电压

②选择 输入电压(V_S)

③选择 R_6 在 10k Ω ~ 200k Ω 范围选择 $R_5 = R_6(V_0/V_{REF} - 1)$,选定要求输出电流 I_0 按下面公式计算最小电感电流 I_{LIMIT} :

$$I_{LIMIT} = [(V_0 + 0.5)/V_S - 0.3] \times I_0 \times 2(A)$$

④按下式计算所要求最小电感:

$$L_{min} = \frac{D' \times K_A (V_S - A)}{2 \times I_{LIMIT} (V_S - A) - 2 \times I_0 \times B}$$

式中 $A = I_{LIMIT} \times R_{ON}$;

$B = V_0 + V_{DIODE}$ 。

⑤ $R = 180mV/I_{LIMIT}(\Omega)$

⑥按下式求输出电容

$$C_F = \frac{2 \times K_A \times I_0}{\Delta V_{OC} \times (V_0 + 0.5 - V_S)}$$

⑦按下式计算输出电容要求的 ESR

$$ESR = \frac{\Delta V_{OESR} \times V_S}{4 \times I_0 \times (V_0 + 0.5 - V_S)}$$

例题:

• 设输出电压为 12V, $V_{REF} = 2$

• 最小输入电压 $V_S = 3V$

• 选 $R_6 = 100k\Omega$, 则 $R_5 = 100(\frac{12}{2} - 1) = 500k\Omega$

• 设 $I_0 = 0.075A$, $I_{LIMIT} = [(12 + 0.5)/3 - 0.3] \times 0.075 \times 2 = 0.7A$

• 设 D' (开关关断时间比率) = 0.9, K_A (开关导通时间) = $3.0\mu S - V$, $R_{ON}(\max) = 0.2\Omega$,

$V_{DDODE} = 0.5V$, 则

$$L_{min} = \frac{0.9 \times 3 \times 10^{-6} (3 - 0.7 \times 0.2)}{2 \times 0.7 (3 - 0.7 \times 0.2) - 2 \times 0.08 \times (12 + 0.5)} = 3.86\mu H$$

$$\cdot R = \frac{0.18}{0.7} = 0.26\Omega$$

$$\cdot \text{设 } \Delta V_0(\max) = 0.08\text{V}, \Delta V_{OC} = 0.06\text{V}$$

$$C_F = \frac{2 \times 3 \times 10^{-6} \times 0.08}{0.06(12 + 0.5 - 3)} = 0.8\mu\text{F}$$

$$\cdot \text{设 } \Delta V_{OESR} = \Delta V_0 - \Delta V_{OC} = 0.08 - 0.06 = 0.02\text{V}$$

$$\text{ESR} = \frac{0.02 \times 3}{4 \times 0.08 \times (12 + 0.5 - 3)} = 0.02\Omega$$

第七章 功率整流管

第一节 功率整流二极管

一、功率整流二极管模型

开关电源中所用的功率整流管有:PN 结双极二极管、快恢复二极管(FRD)、超快恢复二极管(UFRD)、肖特基二极管(SBD)以及同步整流 MOS 管(SR)等。本节重点介绍反向恢复速度快的 FRD、UFRD 和 SBD。同步整流管 SR 将在第二节中介绍。

作为高频 AC - DC 或 DC - DC 开关变换器输出整流用的功率二极管,应当具有正向压降小、反向漏电流小、反向恢复时间短等特点。对于在高频下工作的功率二极管,在建立其等效电路模型时,必须考虑引线及器件的寄生参数的作用。图 7-1 表示一个功率二极管的等效电路模型。图中 D 为一个理想二极管,L 代表封装引线电感, C_j 为结电容, R_p 为并联电阻(高阻值), R_s 为引线电阻。

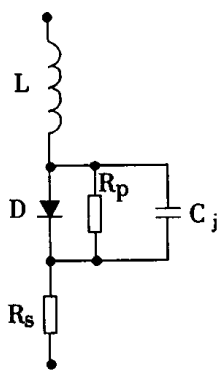


图 7-1 二极管的电路模型

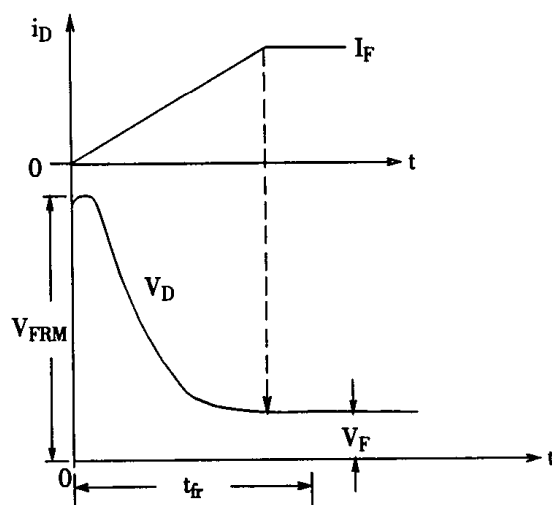


图 7-2 二极管的正向恢复过程

二、功率二极管的主要参数

除正向平均电流 I_F 和反向阻断电压 V_{BR} 这两个额定参数外,下述几个性能指标对开关电源中所用的功率二极管也是很重要的。

1. 正向导通压降 V_{DF}

正向导通压降影响二极管的导通损耗 $P_F = V_{DF} I_F$,从而影响到开关变换器的效率。尤其是在输出电压较低(如 5V 或 4V)或甚低(如 $\leq 3V$)的开关变换器中, V_{DF} 的大小对变换器的效率高低有重要影响。开关变换器的输出电压 V_0 越低,则 V_{DF}/V_0 越大,当 $I_F = I_0$ 时, P_F/P_0 也越大,

例如 $V_{DF} = 1.2V, V_0 = 15V$, 则 $P_F/P_0 = 8\%$; $V_{DF} = 0.6V, V_0 = 5V$, 则 $P_F/P_0 = 12\%$;

$V_{DF} = 0.6V, V_0 = 3V$, 则 $P_F/P_0 = 20\%$ 。可见, V_{DF} 相同时, 整流电路输出电压越低, 电路的效率就越低, 而输出电压高的电路, 即使 V_{DF} 高出一倍, 导通损耗 P_F 占的比重也不大。

从关断到导通的过渡过程中, 二极管有一个正向恢复过程, 如图 7-2。其持续时间称为正向恢复时间 t_{fr} ; 在正向恢复过程中, 二极管电流 i_D 由零上升到 I_F , 而二极管电压 V_D 阶跃上升到正向恢复电压(峰值) V_{FRM} , 其典型值在 5V 至 20V 之间, 但在 t_{fr} 时间内 V_D 又从 V_{FRM} 衰减到稳态正向电压 V_{DF} , 因此, 正向恢复过程中, 二极管的正向功耗比稳态导通损耗要大, 并且, 正向恢复电压 V_{FRM} (其值比 V_{DF} 大得多) 加到电路中的其它元器件上可能会产生故障。

2. 反向漏电流及反向电压

反向漏电流 I_R 决定了二极管关断状态的损耗, 在图 7-1 所示模型中用高阻值的电阻模拟漏电流大小, 一般说, 反向漏电流应当是很小的, 但在反向过渡过程中, 反向电流峰值 I_{Rm} 对关断损耗的作用却是不可忽视的。而且反向漏电流随结温上升呈指数规律上升。

功率二极管的反向额定电压(或反向阻断电压), 又称反压峰值(Peak Inverse Voltage 简称 PIV), 是由允许的反向漏电流大小决定的。当二极管上所加反向电压大于 PIV 值时, 反向漏电流将大幅度上升。

3. 反向恢复时间 t_{rr}

为了说明反向恢复时间的意义, 首先应了解二极管的反向恢复过程, 图 7-3 用以说明一个二极管从正向导通状态转移到关断状态的试验电路图; 图 7-4 给出二极管从导通到完全关断的过渡过程(包括反向恢复过程)中, 电流 i_D 、电压 V_D 变化曲线。

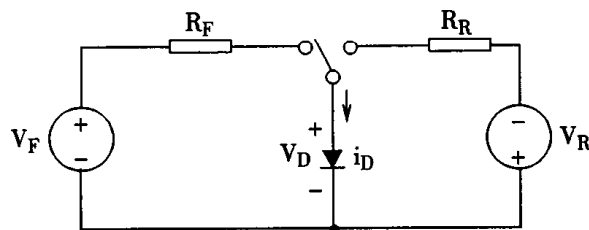


图 7-3 二极管关断试验电路

二极管反向恢复过程可分析说明如下:

- (1) $t < t_0$ 时, $i_D = V_{DF}/R_F = I_F$ 。
- (2) $t = t_0$ 时, 令图 7-3 中, 开关由左边转向右边, 反向电压 V_R 通过电阻 R_R 加到二极管。
- (3) $t_0 < t < t_1$ 时, i_D 由 I_F 下降, V_D 仍保持为 V_{DF} 。
- (4) $t = t_1$, $i_D = 0$ 。在这之前, 二极管的电阻仍较小, 未承受反压。
- (5) $t_1 < t < t_2$, $i_D < 0$ 。接近 t_2 时, V_D 由 V_{DF} 开始下降, 并迅速变为负值。
- (6) $t = t_2$, $i_D = -I_{Rm}$, I_{Rm} 为反向电流峰值。
- (7) $t_2 < t < t_3$, $V_D < 0$, 并在到达 $-V_{Rm}$ 后上升到 $-V_R$, V_R 为稳态反向电压。 i_D 由 $-I_{Rm}$ 上升到 $-I_R$ (假设反向漏电流 I_R 很小, 近似为零)。
- (8) $t \geq t_3$, i_D 、 V_D 由于 L_p 和 C_j 谐振而有些小振荡(Ringing), 最后分别稳定为 I_R 、 V_R 。不产生小振荡的反向恢复过程称为软恢复, 可减少噪音, 但恢复时间长。

区间 $t_1 \leq t \leq t_3$ 称为二极管的反向恢复过程,反向恢复时间 $t_{rr} = t_3 - t_1$ 。影响二极管反向恢复性能的主要参数是反向恢复电荷 Q_{rr} :

$$Q_{rr} = \int_0^{t_{rr}} i_D dt \approx t_{rr} \cdot I_{Rm}/2 \quad (1.7.1)$$

即图 7-4 中电流 i_D 曲线在 t_{rr} 时间内与横轴(时间轴)所包围的面积。 Q_{rr} 越多,反向电流越大,二极管反向恢复时间也越长。 Q_{rr} 中包括存储电荷(正向导通时少数载流子在高阻区的存储)和多余的电荷(正向电流中止后多余的多数载流子及少数载流子)。结温及结电容等均为影响 Q_{rr} 大小之因素。

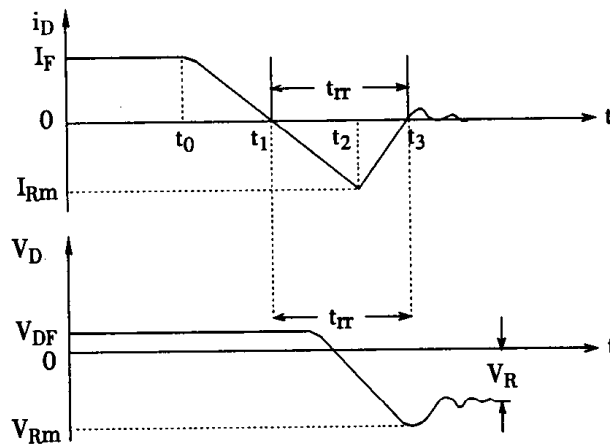


图 7-4 二极管反向恢复过程

在图 7-4 所示 t_{rr} 的第一阶段(即 $t_2 - t_1$)内,电流虽已反向,但 PN 结仍呈低阻性质,反向电流使存储电荷被清除;而在 t_{rr} 的第二阶段(即 $t_3 - t_2$)内主要是空穴(少数载流子)与电子的中和阶段。如果这一阶段 $t_3 - t_2$ 时间短, i_D 从 $-I_{Rm}$ 过快地上升到零(结束反向恢复过程),则会引起振荡,称为硬恢复(abrupt recovery),其好处是恢复过程($t_3 - t_2$ 时间内)的功耗 P_{rr} 小(从而结温低),温度对 t_{rr} 影响小;缺点是有噪音和产生恢复过程振荡;反之,如果 i_D 在结束反向恢复过程时上升速度慢,没有引起瞬态振荡,噪音也低,称为软恢复(soft recovery),其缺点是恢复过程的损耗大、结温高,并且 t_{rr} 随结温升高而增加得多。

一般说,二极管的 PIV 越高,则 t_{rr} 越长;而用减少存储电荷的方法降低 t_{rr} ,正向压降又要上升。所以低频(50Hz)整流用的二极管,其正向压降总要小于高频(20 - 100kHz)整流二极管的 V_{DF} 。例如,200V 的普通 PN 结二极管,正向压降约 1.2V, $t_{rr} = 50\mu s$;而 200V/30A 超快恢复二极管的正向压降约 1.6V, $t_{rr} = 50ns$ 。此外,反向电流峰值 I_{Rm} 大,表示二极管的电流应力大, I_{Rm} 的大小取决于与二极管串联的电阻,显然, i_D 下降速度越快, I_{Rm} 也越大。在 i_D 达到 $-I_{Rm}$ 以前,二极管仍处于正向导通状态(二极管上有正向电压降),这就限制了二极管所能工作的最大频率。因为频率越高,则周期越短,反向恢复时间在一周期内所占比例越大,因而二极管的关断损耗也越大。

综上所述,在设计整流电路时,选择功率二极管应考虑以下几点:

- 正向压降应小,以减少损耗、提高效率,尤其是大电流、低电压输出的电路。
- 反向恢复电流峰值 I_{RM} 要小,与之相关的反向恢复时间 t_{rr} 应小,尤其是二极管以很高的 di/dt 从正向导通状态直接反向时,更为重要。
- 正向恢复电压 V_{FRM} 要小,尤其是用 PIV 值高的整流管,及用超快恢复二极管时。
- 反向漏电流 I_R 小,尤其是高电压和高结温应用的场合。

三、几种快速开关二极管

1. 快恢复二极管(FRD)

迅速由导通状态过渡到关断状态的 PN 结整流管称为快恢复二极管(Fast Recovery Diode, 缩写为 FRD),其特点是反向恢复时间短,典型的 200V/30A 快恢复二极管, $t_{rr} < 1\mu s$ 。

2. 超快恢复二极管(UFRD)

超快恢复二极管(Ultra - Fast Recovery Diode, 缩写为 UFRD),其反向恢复时间更短,例如 $t_{rr} = 50ns$ (不同电流和电压规格的 UFRD, t_{rr} 是不同的)。PN 结 UFRD 的优点是:正向导通损耗小,结电容小,运行温度可较高。下面举例具体说明 UFRD 的特性。

型号为 IN6620 - IN6631 的高电压超快恢复二极管($PIV \approx 1000V$): t_{rr} 为 35 或 50ns,并且在高温下反向电流小、正向恢复电压低,适用于高电压输出(要求 PIV 为 600V)的开关变换器。型号为 1N5802 - 1N5816, 1N6304 - 1N6306 的 UFRD; $PIV \leq 400V$,可用于 24 或 48V 输出(要求二极管的反向额定电压分别为 150V 和 400V)的开关变换器。

3. 肖特基二极管(SBD)

普通二极管利用 PN 结的单向导电性,肖特基(Schottky)二极管则利用金属和半导体面接触产生的势垒(barrier)整流作用,这个接触面称为“金属半导体结”;其全名应为肖特基势垒二极管(Schottky Barrier Diode, 缩写为 SBD),简称肖特基二极管。现有的大多数肖特基二极管都是用硅(Si)半导体材料,但 90 年代以来,也出现了用砷化镓(GaAs)做成 SBD。Si - SBD 的特点是:正向压降比 PN 结二极管的 V_{DF} 低,约为后者的 $1/2 \sim 1/3$; t_{rr} 约为 10ns 数量级;适用于低电压($< 50V$)的电力电子电路中(当电路电压高于 100V 以上时,则要选用 PIV 高的 SBD,其正向电阻将增大许多)。此外,SBD 是根据漂移现象产生电流的,不会积累,也就无需移去多余的载流子,因此不存在正向或反向恢复现象。这是 SBD 的 t_{rr} 甚小的原故。输出电压为 4 - 5V 的开关变换器可选用 PIV 为 45 或 25V 的 Si - SBD,如 1N6492, 1N6391 - 6392 等。SBD 的缺点是:反向漏电流比普通二极管大得多(参看图 7-5 的二极管伏安特性比较);这是因为 Si - SBD 的结电容较大的原故,例如,USD45 型 Si - SBD 的结电容约为 4700pF,而 UFRD 的结电容仅为 5 - 150pF, GaAs - SBD 的 C_j 也只有 100 - 500pF。

有关各种快速开关二极管的参数可参见表 7.1 ~ 7.3。

GaAs - SBD 反向恢复时间 $\leq 10ns$,适用于高频、高速动作电路以及电压稍高的电路,现已实用化。例如日本生产的 GaAs - SBD,参数规格有:2.5 - 7A/150 - 180V ($V_F = 0.9V$, $t_{rr} = 7 - 10ns$, $I_R = 1 - 3mA$)以及 1A/350V ($V_F = 1.5V$, $t_{rr} = 5ns$, $I_R = 1mA$)。

此外, GaAs - SBD 的其它特点有:开关噪音小,温度稳定性好(结温可达 $-40 \sim +150^\circ C$)。

图 7-6 表示 GaAs - SBD ($PIV = 180V$)、Si - SBD ($PIV = 90V$)、与 FRD ($PIV = 200V$) 三种功率开关二极管的反向恢复过程中电流波形比较。由图可见,与后两种二极管比较, GaAs - SBD 反向恢复时间短,反向电流峰值小。

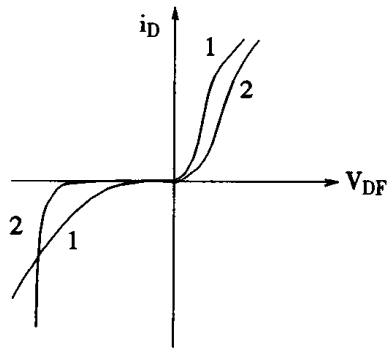
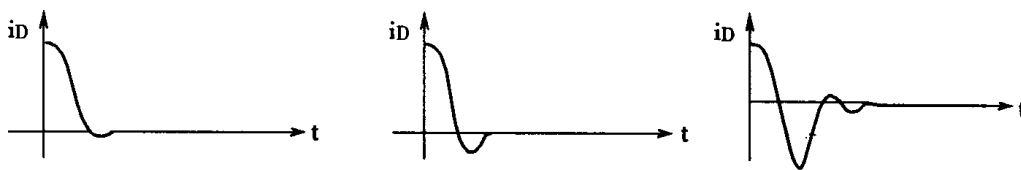


图 7-5 二极管伏安特性比较 1. 肖特基二极管 2. PN 二极管



a. GaAs - SBD (PIV = 180V) b. Si - SBD (PIV = 90V) c. FRD (PIV = 200V)

图 7-6 三种功率开关二极管电流反向恢复过程的波形 $i_D = f(t)$ 比较

表 7.1 是各种典型功率二极管的主要参数比较表。表 7.2 及 7.3 比较了 UFRD, Si - SBD 和 GaAs - SBD 的参数。

表 7.1 几种典型功率二极管的主要参数

参 数	普通二极管	FRD	UFRD	Si - SBD	GaAs - SBD
$V_{DF}(V)$	1.2 - 1.4	1.2 - 1.4	0.9 - 1	0.4 - 0.6	1 - 1.5
$t_r(ns)$	1000	200 - 750	25 - 100	10	5 - 10
PIV(V)	50 - 1000	50 - 1000	50 - 1000	15 - 100	150 - 350
可用频率	50Hz	20 - 100kHz	200kHz	1MHz	> 1MHz
应 用	输入整流	输出整流	输出整流	输出整流	输出整流
			48V 或更高	4 - 5V	12 - 24V

表 7.2 Si - SBD 和 UFRD 参数级别的比较(1 级为最高)

参 数	Si - SBD	Si - SBD	UFRD	UFRD	UFRD
PIV	25V	45V	150V	400V	1000V
V_{DF}	1	2	3	4	5
t_r	1	1	1	2	2 - 3
I_R	4	5	2	6	1

表 7.3 UFRD 和 Si - SBD、GaAs - SBD 的主要参数

参数	UFRD	UFRD	UFRD	UFRD	Si - SBD	GaAs - SBD	GaAs - SBD
	1N6620	1N6304 - 1N6306			USD45	GSC235	GSC318
I_F (A)	2	2.5	6	70	75	1	7
PIV(V)	900	150	150	150	45	350	180
t_r (ns)	40	20	52	100	12	5	10
C_j (pF)	1.5	5	15	150	4700	450	100
I_{Rm} (A)	3	1.5	4	7	6	≥ 1	≥ 3

注: $di/dt = 100A/\mu s, f = 100kHz$

第二节 同步整流管(SR)

一、概述

由于现代高速超大规模集成电路尺寸不断减小,功耗不断降低,电源电压也下降了。例如某些笔记本电脑、高速数据处理系统的电源电压已下降到 2.9 ~ 3.3V,甚至 1.5 ~ 1.8V。移动电话、计算器等小电池供电的设备中,供电电压已下降到 1V。过去低电压输出(如 4 ~ 5V)的 DC - DC 开关变换器采用 Si - SBD 作为输出整流二极管,其正向压降约为 0.4 ~ 0.6V,大电流时的功耗很大。已知,电流一定时,输出整流二极管正向压降 V_{DF} 与 DC - DC 变换器输出电压 V_0 之比反映了功率比 P_F/P_0 大小, P_F 与 P_0 分别为二极管功耗及 DC - DC 变换器输出功率。因为 $P_F/P_0 = V_{DF}I_F/V_0I_0$,对于某些变换器, $I_F = I_0$,故有 $P_F/P_0 = V_{DF}/V_0$ 。由表 7.4 数例中可见,在这类 DC - DC 变换器中,应用 Si - SBD 时,设 $V_{DF} = 0.4V$, V_0 越低, P_F/P_0 越大, V_0 降到 1.8V 时, P_F/P_0 可达 22%。

表 7.4 Si - SBD 用作输出整流二极管时 P_F/P_0 与 V_0 关系 ($V_{DF} = 0.4V$)

V_0 (V)	5	3.3	1.8
P_F/P_0 (%)	8	12	22

经验表明,用 Si - SBD 作为 DC - DC 变换器的低压输出整流管,其功耗可能占变换器全部功耗的 50 ~ 60%。

由于低电压功率 MOSFET(以下简称功率 MOS 管)的正向压降很小,例如 15A 时只有 0.1V。80 年代初即已开展了将它应用于低压输出 DC - DC 变换器的研究,称为同步整流管(Synchronous Rectifier,缩写为 SR),下面结合工作原理将介绍同步整流名称之由来。以同步整流管代替 Si - SBD 用于 DC - DC 变换器低压输出时,按表 7.4 同样方法可得到:随 V_0 值不同,

V_{DF}/V_0 (或 P_F/P_0) 的大小如表 7.5。

表 7.5 DC-DC 变换器 P_F/P_0 与 V_0 关系 (用 $V_{DF}=0.1V$ 同步整流管)

V_0 (V)	3.3	1.8	1.5
P_F/P_0 (%)	3	5.55	6.66

由表 7.5 可见,即使 DC-DC 变换器输出电压降到 1.5V,用同步整流管时, P_F/P_0 也只有 6.66%。随着 DC-DC 变换器的输出电压不断降低,同步整流管的应用已引起了人们的极大重视。与 Si-SBD 相比,用同步整流的优点除了正向压降很小外,还有阻断电压高,反向电流小等。可以预计到 21 世纪初,50~300W 高密度 DC-DC 变换器将普遍采用同步整流管,使正向电压 V_F 降低到原来的 1/2~1/3。尤其值得注意的是,在 1~10MHz 软开关 DC-DC 变换器的输出整流电路中,应用 SR,可使变换器效率进一步从 80~85% 提高到 90%。

二、同步整流管工作原理

图 7-7 表示一个 N 沟道功率 MOS 管的电路图形符号。它有三个极: D(漏极)、S(源极)和 G(门极)。D、S 间有一个反并联二极管,还有输出结电容(此处未画出)。功率 MOS 管作为开关使用时,驱动信号加在门极和源极(GS)间,作为同步整流使用时,虽然 DS 间仍类似一个开关管,但其驱动方式有自驱动(Self-driven)和外驱动(Externally driven)两种,为了实现同步,自驱动同步整流 MOS 管的驱动信号加在门极和漏极(GD)间。下面举一个例子,说明自驱动同步整流原理。图 7-8(a)表示一个正弦半波整流电路,图 7-8(b)表示用自驱动同步整流 SR 代替二极管 D。漏极接在变压器输出同名端,门极通过电阻(以防 GD 间电压过高)接在变压器输出的另一端。当同名端为高电位时,G 为低电位,SR 阻断。当同名端为低电位时,G 为高电位,SR 开通,于是负载 R_0 上得到正弦半波电压,实现了整流。

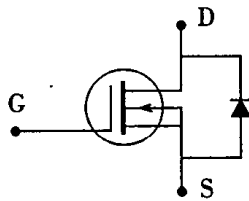


图 7-7 MOSFET 图形符号

图 7-8 中利用变压器实现功率 MOS 管门极驱动信号与 DS 极间开关同步,这种整流方式称为同步整流(SR)的原因即源于此,自驱动方式也比较简单。其缺点是:在开关变换器输出电路接入 SR,门极驱动电压 V_G 未必是常数,与占空比 D 及输入电压 V'_S 有关。当占空比 D 及输入电压 V'_S 变化范围较广时, V_G 或太大,或太小, V_G 太大时,使 SR 损耗也增大。

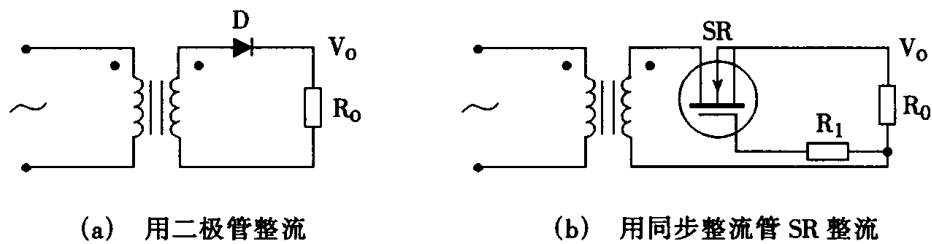


图 7-8 半波整流电路

用外驱动方式时,门极驱动电压 V_G 和作为开关管一样,加在 MOS 管的门源(GS)极间。它的缺点是:需要有控制检测、定时逻辑、同步变压器、以及高速驱动电路等,比较复杂,价格贵,开发周期长,一定程度上限制了外驱动同步整流的广泛应用。

80 年代初,日本电气公司已开发了 SR - MOS 管,通态电阻 $13\text{m}\Omega$,输入电容 6.3nF ,体二极管反向恢复时间 $t_{rr} = 300\text{ns}$,击穿电压 60V ,门极电压 15V ,与 Si - SBD 相比,当 $I_F = 10\text{A}$ 时,功耗可降低一半。

现在人们正努力改进作为 SR 的功率 MOS 管的性能参数,使之适用于开关频率为 $1 \sim 10\text{MHz}$ 的 DC - DC 变换器的整流电路。作为 SR 的 MOS 管,从器件设计角度考虑,有三个关键参数:

1. 损耗

SR 的功耗可用下式近似表示:

$$P_{SR} = I_{F_{rms}}^2 R_{on} + C_{in} V_G^2 f \quad (1.7.2)$$

式中,第一项为正向通态损耗,第二项为开关过程中输入电容充放电引起的损耗。 $I_{F_{rms}}$ 为正向电流有效值; R_{on} 为通态电阻; f 为开关频率; C_{in} 为输入端电容。

由 1.7.2 式,可以用一个损耗因数 K 表示 SR 的损耗大小:

$$K = R_{on} C_{in} \quad \text{nFm}\Omega \quad (1.7.3)$$

一般作为开关用的 50V 以上的功率 MOS 管, $R_{on} C_{in} \geq 250\text{nFm}\Omega$; 而 SR - MOS 管,工作电压在 50V 以下,例如 $35 \sim 40\text{V}$,希望损耗因数为: $R_{on} C_{in} \approx 25\text{nFm}\Omega$ 。

为了减小通态损耗,在使用时可以将几个低压功率 MOS 管并联组成 SR。

2. 体内二极管恢复时间 t_{rr}

前已说明, t_{rr} 与存储在体内二极管的多余电荷成正比,一般功率 MOS 体内二极管的 t_{rr} 约为 200ns ,希望 SR - MOS 体内二极管的 t_{rr} 也和 Si - SBD 一样,能控制在 10ns 左右。

3. 击穿电压(略)

根据文献报导,从这三个设计参数考虑,SR - MOS 比较好的器件结构是 U 形结构,称为 U-MOS,表 7.6 给出了 UMOS 和 VMOS 结构的性能参数。

表 7.6 两种 SR - MOS 管结构的性能参数比较

结 构	$R_{on}C_{in}(nFm\Omega)$	体内二极管 $t_{rr}(ns)$	击穿电压(V)
UMOS	11.66	2.8	34
VMOS	19.20	2.8	24

此外,从使用角度看,要使 SR 效果好,应改善 SR 的开关换向问题。它主要取决于电路中电感大小(包括变压器漏感,副边联线电感以及 SR - MOS 的装配电感等)。

三、同步整流在 DC - DC 变换器中的应用举例

1. 单端正激变换器

图 7 - 9(a)为单端正激变换器主电路原理图,为了简便,假设输出滤波电感很大,将输出 LC 滤波器近似用一电流源 I_0 代替, I_0 为负载电流。图中 D_1 为整流二极管, D_2 为续流二极管,这里未画出变压器磁通复位电路。图 7 - 9(b)表示分别用自驱动 SR_1 和 SR_2 代替 D_1 和 D_2 的电路原理图。

由图 7 - 9(b)可见,当变压器同名端为高电位时(这时主开关即 MOS 管 T_r 导通), SR_1 导通(G_1 为高电位), SR_2 阻断(G_2 为低电位);反之当变压器同名端为低电位时(这时 T_r 关断), SR_1 阻断(G_1 为低电位), SR_2 导通(G_2 为高电位)。满足正激变换器正常工作要求,图中自驱动 SR_1 和 SR_2 的两个门极交叉联接在变压器副边两端。

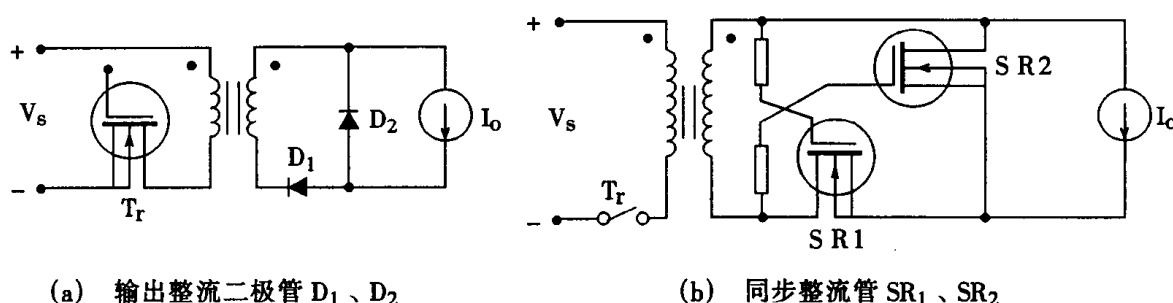


图 7 - 9 单端正激变换器电路原理图

2. 全波整流电路

图 7 - 10 为变压器副边中点抽头全波电路,在推挽和桥式 DC - DC 变换器中应用广泛。图中用电流源 I_0 代替输出滤波器。图 7 - 10(b)用 SR_1 、 SR_2 分别代替图 7 - 10(a)中两个二极管 D_1 、 D_2 。当副边绕组同名端为正时, SR_2 导通, SR_1 阻断;反之,当副边绕组同名端为负时, SR_1 导通, SR_2 阻断。

有资料报导(见长泽康夫 薄型高效率 DC - DC 变换器,1994),100W 输出、开关频率为 200kHz 的正激 DC - DC 有源钳位 ZVS - PWM 开关变换器中,应用 SR 的全波整流电路可使电路效率提高到 90%,SR 的损耗为 4.2W,总损耗为 11W,而同一电路用肖特基二极管全波整流时,效率只有 83%,二极管损耗为 8.9W,总损耗为 21W。

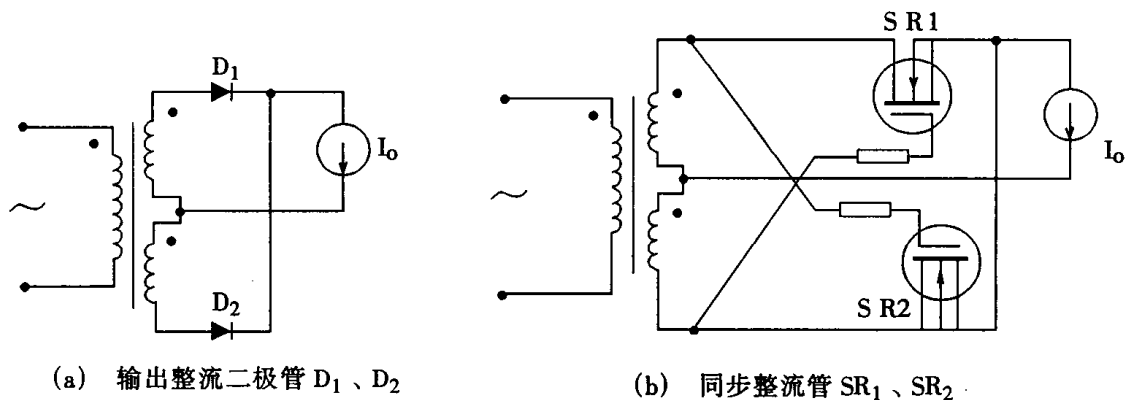


图 7-10 全波整流电路原理图

3. 倍流整流电路

和图 7-8 半波整流电路相比,图 7-10 就是一个倍流整流电路,但它需要变压器副边绕组中点抽头,在大电流情况下,制造中点抽头变压器有一定难度,当然,用全桥整流也可实现倍流输出,而无需变压器副边绕组中点抽头,但要用四个二极管。这里介绍的是避免变压器副边绕组中点抽头,并只用两个二极管实现倍流输出的一种整流电路,文献中称为倍流整流电路 (Current Doubler Rectifier)。

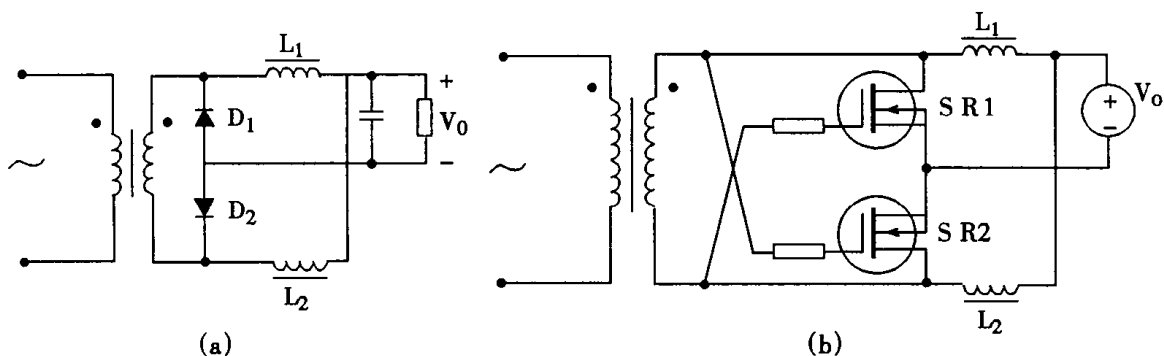


图 7-11 倍流整流电路原理图

图 7-11(a),是从图 7-10 全波整流电路派生的另一种全波(即倍流)电路。图中用了两个滤波电感,使电感容易制造;但变压器副边无需中点抽头,这就使变压器制造大为方便。图 7-11(b)为利用 SR_1 、 SR_2 两个同步整流管代替二极管 D_1 、 D_2 的倍流整流电路。和图 7-10 一样, SR_1 、 SR_2 门极交叉联接到副边绕组两端,假设输出电容很大,用电压源 V_0 代表, V_0 为负载电压。其门极联接方式及工作原理都和图 7-10 类似,不再赘述。

有文献报导,在 300kHz,48V/5V,30A 输出的有源钳位 ZVS-PWM 双管正激变换器中,将 SR 用于倍流整流电路,使变换器效率提高到 90%,而同一电路,用 Si-SBD 作整流管,效率仅为 83%。(见 APEC'94 Record 638-644)。国内也将倍流同步整流技术应用于 250kHz 48V/5V,30A 输出的 ZVS-PWM 有源钳位正激 DC-DC 变换器,开发了模块,其效率达 90%(见清华大学学报,1997, No6)。

第八章 有源功率因数校正器

第一节 AC-DC 电路的输入电流谐波分量

从 220V 交流电网经整流供给直流是电力电子技术及电子仪器中应用极为广泛的一种基本变流方案。例如在离线式开关电源(即 AC-DC 开关电源)的输入端,AC 电源经全波整流后,一般接一个大电容器,如图 8-1(a),以得到波形较为平直的直流电压。整流器-电容滤波电路是一种非线性元件和储能元件的组合;因此,虽然输入交流电压 V_i 是正弦的,但输入交流电流 i_i 波形却严重畸变,呈脉冲状,如图 8-1(b)。

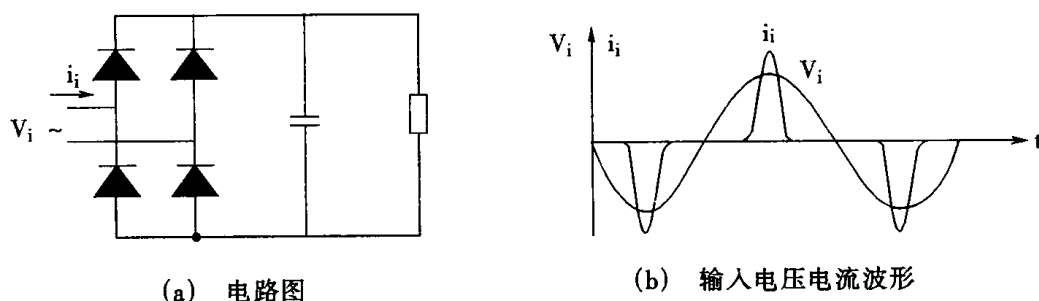


图 8-1 AC-DC 整流电路

由此可见,大量应用整流电路,要求电网供给严重畸变的非正弦电流,造成的严重后果是:谐波电流对电网有危害作用,并且输入端功率因数下降。

一、谐波电流对电网的危害

脉冲状的输入电流,含有大量谐波,一方面使谐波噪声水平提高,同时在 AC-DC 整流电路的输入端必需增加滤波器,既贵,体积、重量又庞大、笨重。图 8-2 给出了图 8-1 整流电路的输入波形及电流谐波频谱分析,其中电流的三次谐波分量达 77.5%,五次谐波分量达 50.3%,……;总的谐波电流分量(或称总谐波畸变 Total Harmonic Distortion,用 THD 表示)为 95.6%,输入端功率因数只有 0.683。

大量电流谐波分量倒流入电网(称为 Harmonic Emission),造成对电网的谐波“污染”。一方面产生“二次效应”,即电流流过线路阻抗造成谐波电压降,反过来使电网电压(原来是正弦波)也发生畸变;另一方面,会造成电路故障,使变电设备损坏。例如线路和配电变压器过热;谐波电流会引起电网 LC 谐振,或高次谐波电流流过电网的高压电容,使之过流、过热而爆炸;在三相电路中,中线流过三相三次谐波电流的叠加,使中线过流而损坏;等等。

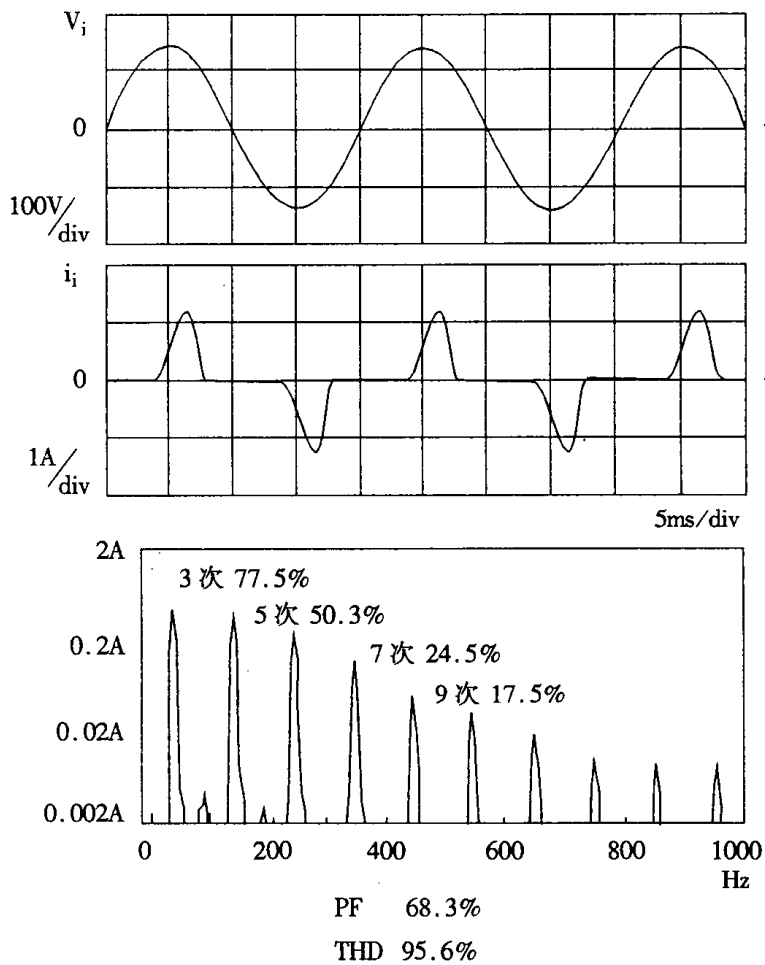


图 8-2 AC-DC 整流电路输入电流波形及其谐波分量频谱分析

二、AC-DC 变流电路输入端功率因数

由于谐波电流的存在,使 AC-DC 变流电路输入端功率因数下降,负载上可以得到的实际功率减少。脉冲状的输入电流波形,有效值大而平均值小。所以,电网输入伏安数大,负载功率却较小。例如图 8-1 的电路中,设输入正弦电压有效值为 $V_i = 230\text{V}$,输入非正弦电流有效值为 $I_i = 16\text{A}$ 时,输入伏安数为 $V_i I_i = 3680\text{VA}$,而负载功率只有 2000W ,当电路的效率为 95% 时,其输入功率因数可计算得出: $2000/3680 \times 0.95 = 0.572$ 。一般图 8-1 电路的输入功率因数为 $0.55 \sim 0.65$ 。如果采取适当措施,使图 8-1 电路的输入电流为正弦,则输入功率因数可接近 1,而负载功率可达 3500W 。

图 8-3 给出了输入电流接近正弦的频谱分析实验结果,这时输入功率因数为 0.992 ,THD 只有 8.18% ,各次谐波电流分量也比图 8-2 所示小得多。

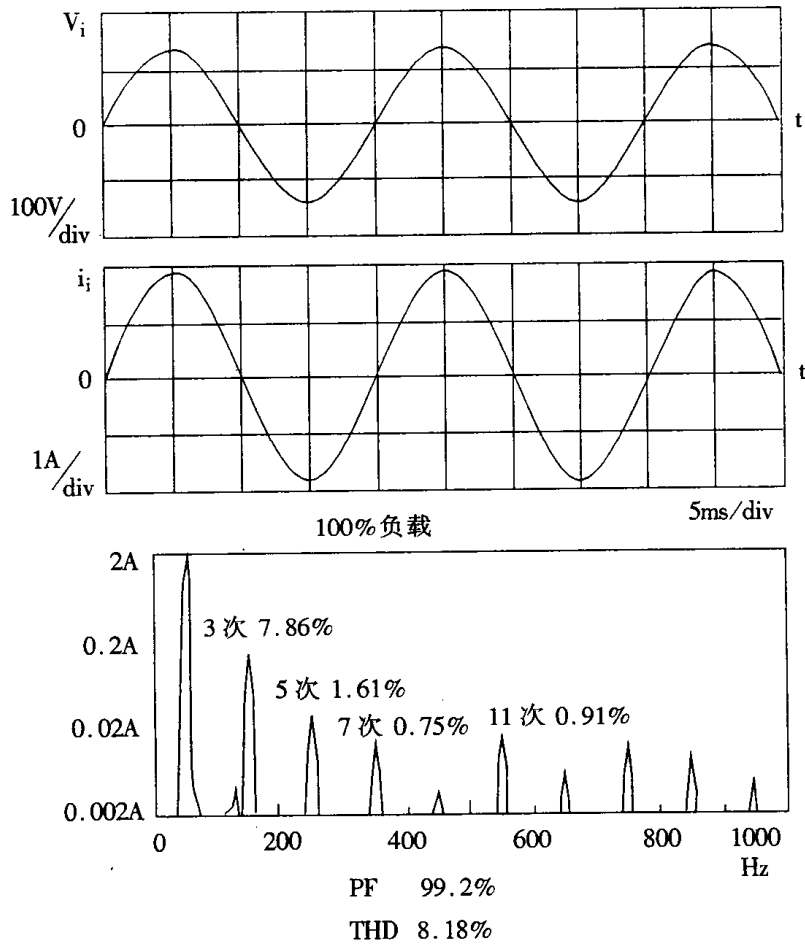


图 8-3 改善输入电流波形后的谐波电流频谱分析

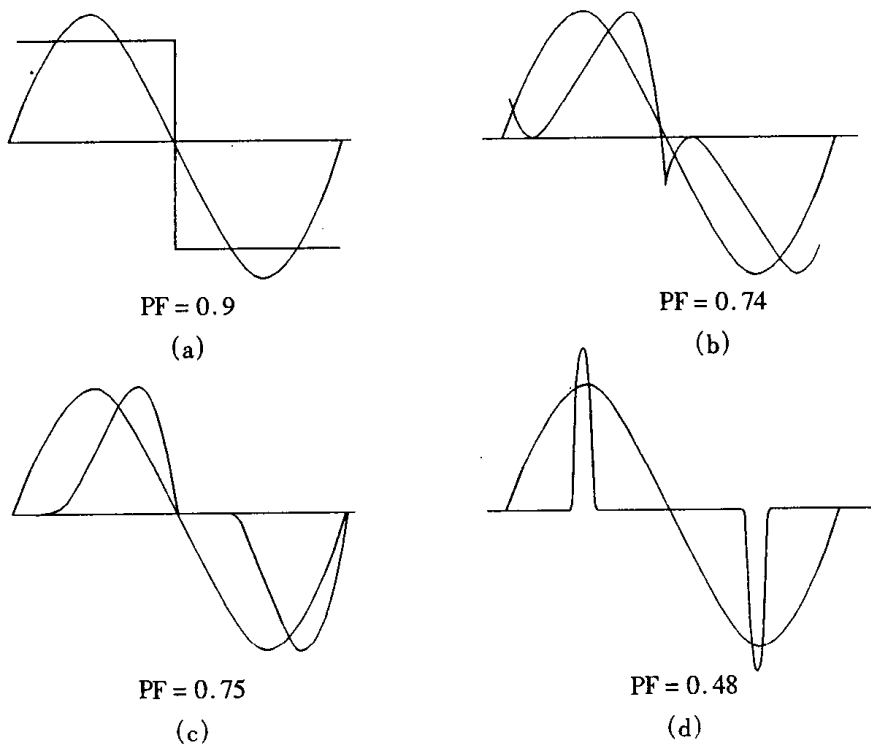


图 8-4 几种电流波形(设电压为正弦)及对应的功率因数

不同输入电流波形及相应的功率因数如图 8-4。

三、对 AC-DC 电路输入端谐波电流限制

为了减小 AC-DC 变流电路输入端谐波电流造成的噪声和对电网产生的谐波“污染”，以保证电网供电质量，提高电网的可靠性；同时也为了提高输入端功率因数，以达到节能的效果；必须限制 AC-DC 电路的输入端谐波电流分量。现在，相应的国际标准已经颁布或已实施，如 IEC-555-2, EN60555-2 等。一般规定各次谐波不得大于某极限值。表 8.1 给出一个例子说明有的标准所规定的谐波电流限制。

表 8.1 AC-DC 变流电路对输入端谐波电流的限制数值举例

谐波分量	二次	三次	五次	七次	……
% (以基波为基数)	2	30	10	7	……

四、提高 AC-DC 电路输入端功率因数和减小输入电流谐波的主要方法

1. 无源滤波器

这一方案是在图 8-1 所示电路的整流器和电容之间串联一个滤波电感，或在交流侧接入谐振滤波器。其主要优点是：简单、成本低、可靠性高、EMI 小。

主要缺点是：尺寸、重量大，难以得到高功率因数（一般可提高到 0.9 左右），工作性能与频率、负载变化及输入电压变化有关，电感和电容间有大的充放电电流等。

2. 有源滤波器（或称有源功率因数校正器）

在整流器和负载之间接入一个 DC-DC 开关变换器，应用电流反馈技术，使输入端电流 i_i 波形跟踪交流输入正弦电压波形，可以使 i_i 接近正弦。从而使输入端 THD 小于 5%，而功率因数可提高到 0.99 或更高。由于这个方案中，应用了有源器件，故称为有源功率因数校正（Active Power Factor Correction），简称 APFC。

它的主要优点是：可得较高的功率因数，如 0.97 ~ 0.99，甚至接近 1；THD 小；可在较宽的输入电压范围（如 90 ~ 264V AC）和宽频带下工作；体积、重量小；输出电压也可保持恒定。

主要缺点是：电路复杂；MTBF 下降；成本高（例如为 AC-DC 开关变换器配套时，成本将提高 15%）；EMI 高；效率会有所降低。

现在 APFC 技术已广泛应用于 AC-DC 开关电源，交流不间断电源（UPS），荧光灯电子镇流器及其它电子仪器中，本章主要介绍 APFC 的基本原理，拓扑和控制、设计计算等问题。

第二节 功率因数和 THD

一、功率因数的定义

电工原理中线性电路的功率因数习惯用 $\cos\varphi$ 表示, φ 为正弦电压与正弦电流间的相角差。由于整流电路中二极管的非线性, 尽管输入电压为正弦, 电流却为严重非正弦, 因此线性电路的功率因数计算不再适用于 AC-DC 变流电路。本章用 PF(Power Factor) 表示功率因数。

$$\text{定义} \quad \text{PF} = \text{有功功率/伏安} = P/VI \quad (1.8.1)$$

设 AC-DC 变流电路的输入电压 V_i (有效值 V) 为正弦, 输入电流为非正弦, 其有效值为:

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots} \quad (1.8.2)$$

式中, $I_1, I_2, \dots, I_n, \dots$ 分别为电流基波分量、二次谐波、 \dots 、 n 次谐波电流的有效值。

设基波电流 i_1 落后 V_i , 相位差为 α , 如图 8-5。

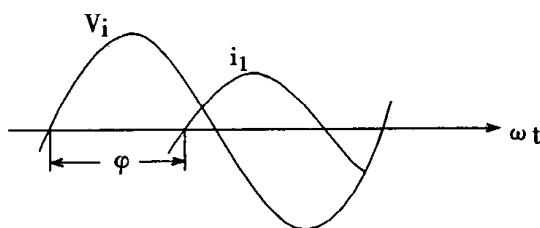


图 8-5 V_i, i_1 波形

则有功功率和功率因数可表示为:

$$P = VI_1 \cos\alpha$$

$$\text{PF} = VI_1 \cos\alpha / VI = I_1 \cos\alpha / I \quad (1.8.3)$$

$$\text{式中} \quad I_1/I = I_1 / \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots} \quad (1.8.4)$$

式 1.8.4 表示基波电流相对值 (以非正弦电流有效值 I 为基值), 称为畸变因数 (distortion factor), $\cos\alpha$ 称为位移因数 (displacement factor)。即功率因数为畸变因数和位移因数的乘积。当 $\alpha = 0$ 时, $\text{PF} = I_1/I$ 。

二、AC-DC 电路输入功率因数与谐波的关系

定义总谐波畸变(THD):

$$\text{THD} = I_h/I_1 = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \cdots + I_n^2 + \cdots}/I_1 \quad (1.8.5)$$

I_h 为所有谐波电流分量的总有效值。

由式(1.8.5)、(1.8.4)可得:

$$\text{畸变因数} \quad I_1/I = 1/\sqrt{1 + \text{THD}^2}$$

$$\text{当 } \alpha = 0 \text{ 时, PF} = I_1/I = 1/\sqrt{1 + \text{THD}^2} \quad (1.8.6)$$

由式(1.8.6)所得计算值与实测值的对比如表 8.2。

表 8.2 已知 PF 值时 THD 计算结果举例(计算时设 $\alpha = 0$)

PF	0.5812	0.9903	0.995	0.99875	0.99955
THD%(计算值)	140	14	10	5	3
THD%(实测值)		10	7	4.27	

由上表可见,当 $\text{THD} \leq 5\%$ 时,PF 值可控制在 0.999 左右。

第三节 Boost 功率因数校正器(PFC)的工作原理

一、功率因数校正的基本原理

从原理上说,任何一种 DC-DC 变换器拓扑,如 buck, boost, flyback, SEPIC, 乃至 Čuk 变换器都可用作 PFC 的主电路。但是,由于 Boost 变换器的特殊优点,应用于 PFC 更为广泛。

本节以 Boost PFC 为例,说明功率因数校正电路的基本工作原理。图 8-6 给出一个 Boost 有源功率因数校正器的原理图。主电路由单相桥式整流器和 DC-DC Boost 变换器组成,虚线框内为控制电路,包括:电压误差放大器 VA 及基准电压 V_r , 电流误差放大器 CA, 乘法器 M, 脉宽调制器(图中未画出)和驱动器等,负载可以是一个开关电源。

主电路中,各个功率半导体器件(包括:桥式整流器,功率开关管 T_r , 输出二极管 D)可以组成一个功率模块,以缩小尺寸,并缩短联结导线,以减小杂散电感。

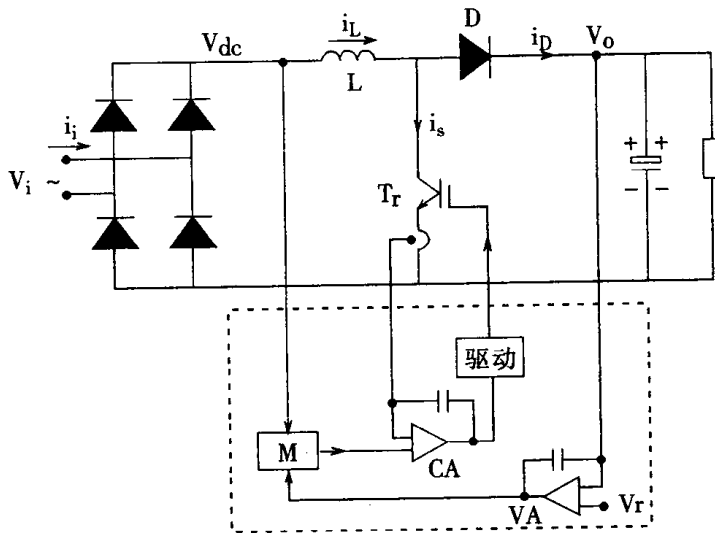


图 8-6 Boost 有源功率因数校正器原理图

PFC 的工作原理如下:主电路的输出电压 V_o 和基准电压 V_r 比较后,输入给电压误差放大器 VA,整流电压 V_{dc} 检测值和 VA 的输出电压信号共同加到乘法器 M 的输入端,乘法器 M 的输出则作为电流反馈控制的基准信号,与开关电流 i_s 检测值比较后,经过电流误差放大器 CA 加到 PWM 及驱动器,以控制开关 T_r 的通断,从而使输入电流(即电感电流) i_L 的波形与整流电压 V_{dc} 的波形基本一致,使电流谐波大为减少,提高了输入端功率因数,由于功率因数校正器同时保持输出电压恒定,使下一级开关电源设计更容易些。

图 8-7 给出输入电压波形 V_{dc} 、 V_i 和经过校正的输入电流 i_L 、 i_i 波形。由图可见,输入电流被 PWM 频率调制,使原来呈脉冲状的波形,调制成接近正弦(含有高频纹波)的波形。在一个开关周期内,当开关 T_r 导通时, $i_D = 0$, $i_L = i_s$;当开关 T_r 关断时, $i_s = 0$, $i_L = i_D$; i_s 为流过开关 T_r 的电流波形。具有高频纹波的输入电流,取每个开关周期的平均值,则可得到较光滑的近似正弦波。

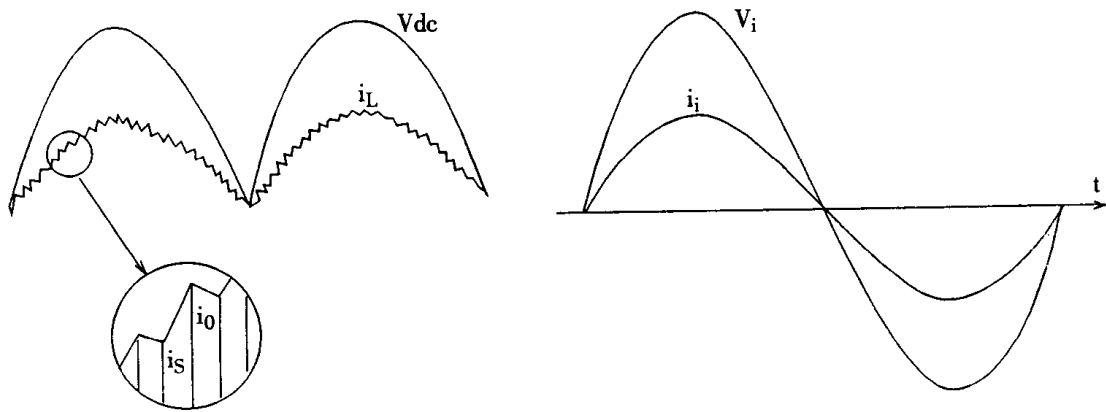


图 8-7 经过校正后的输入电流 i_L 、 i_i 波形和输入电压 V_{dc} 、 V_i 波形

二、Boost 有源功率因数校正器 (APFC) 的主要优缺点

优点:

- ①输入电流连续,EMI 小,RFI 低。
- ②有输入电感,可减少对输入滤波器的要求,并可防止电网对主电路高频瞬态冲击。
- ③输出电压大于输入电压峰值,对市电电压为 100V(AC)的国家和地区特别合适。例如,输入 90 ~ 132V 交流,输出直流电压约为 200V;若输入为 95 ~ 240V 交流,直流输出将为 400V。
- ④开关器件 S 的电压不超过输出电压值。
- ⑤容易驱动功率开关,其参考端点(源极)的电位为 0V。
- ⑥可在国际标准规定的输入电压和频率广泛变化范围内保持正常工作。

缺点:

- ①输入、输出间没有绝缘隔离。
- ②在开关 S、二极管 D 和输出电容形成的回路中若有杂散电感,则在 25 ~ 100kHz 的 PWM 频率下,容易产生危险的过电压,对开关 S 的安全运行不利。

一般 Boost PFC 适用于 1kW 的负载。常常作为开关电源或其它电力电子设备的预调节器 (Preregulator)。图 8-6 所示为硬开关 Boost 电路,也可以用软开关 Boost 变换器构成 APFC,以降低开关损耗,提高 APFC 的效率。例如,90 年代中,国内外均已研制出新型零电压开关恒频控制(称为 ZVT-PWM)Boost PFC(参见本书第三篇)。其主要参数及指标为:输入电压 90 ~ 260V AC,输出电压 380V DC,输出功率 600W,用 IGBT(IRGBC30U)为主开关,开关频率 100kHz,应用 ZVT-PWM 技术,使电路实测效率最高达 97 ~ 98%(1kW 输出,输入电压 180 ~ 260V AC)。

在三相桥式整流器后面接 Boost 功率因数校正器可实现三相功率因数校正。

第四节 APFC 的控制方法

一、常用的三种控制方法

常用的控制 AC-DC 开关变换器实现 APFC 的方法基本上有三种,即电流峰值控制,电流滞环控制,以及平均电流控制。本节以 Boost 功率因数校正器的控制为例,说明这三种方法的基本原理,假设工作模式为 CCM。表 8.3 给出这三种方法的基本特点。

表 8.3 常用的三种 PFC 控制方法

控制方法	检测电流	开关频率	工作模式	对噪声	适用拓扑	注
电流峰值	开关电流	恒定	CCM	敏感	Boost	需斜率补偿
电流滞环	电感电流	变频	CCM	敏感	Boost	需逻辑控制
平均电流	电感电流	恒定	任意	不敏感	任意	需电流误差放大

二、电流峰值控制法

图 8-8 为用电流峰值控制法实现 Boost 功率因数校正电路原理图。图中,开关管 T_1 的电

流 i_s 被检测, 所得信号 $i_s R_i$ 送入比较器。电流基准值由乘法器输出 Z 供给, $Z = XY$ 。乘法器有两个输入, 一个为 X , 是输出电压 V_o/H 与基准电压 V_{ref} 之间的误差 (经过电压误差放大器 VA) 信号; 另一个输入 Y 为电压 V_{dc} 检测值 V_{dc}/K , V_{dc} 为输入正弦电压 V_i 的全波整流值。因此电流基准为双半波正弦电压, 令电感 (输入) 电流的峰值包络线跟踪输入电压 V_{dc} 的波形。使输入电流与输入电压同相位, 并接近正弦。闭环系统中的电压环由分压器 $1/H$ 、电压误差放大 (补偿) 器 VA 、通过乘法器、电流比较器 CA 及驱动器 (图中未画出) 等组成。因此, 在保持输入端功率因数接近 1 的同时, 也能保持输出电压稳定。

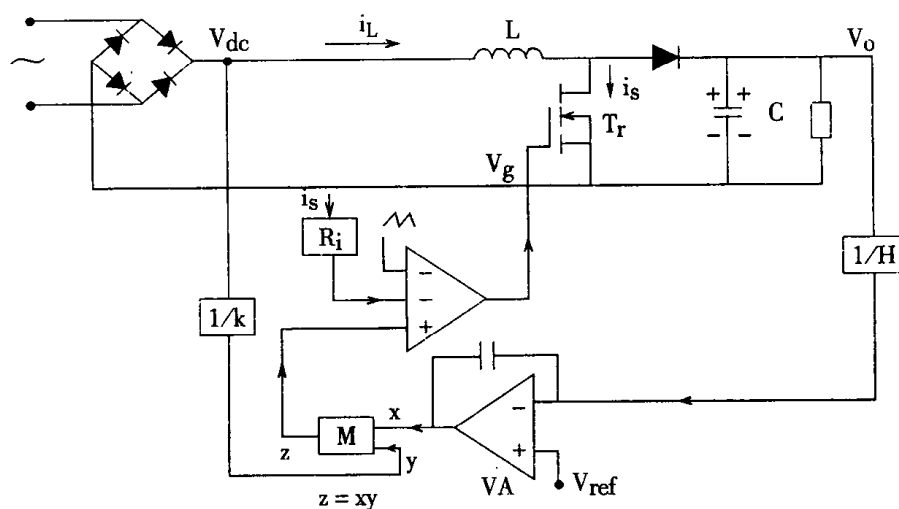


图 8-8 电流峰值法控制的 Boost 功率因数校正器电路原理图

在所述的系统中有两种频率的电流: 基准电流为工频, 被控制调节的输入电流为高频。

图 8-9 给出半个工频周期内 PWM 高频 (例如 100kHz) 调制的电感电流波形, 虚线为各个开关周期内电感电流峰值的包络线, 一般情况下, 当纹波很小时, 电感电流峰值与平均值很接近。但这意味着电感电流上升坡度平缓, 要求电感大。由开关 T_r 的门极信号 V_g 控制电感电流的高频调制。当 T_r 导通时, 电感电流上升, 达到峰值 (由电流基准控制); 这时比较器输出信号, 使 T_r 关断, 电感电流下降。下一开关周期, T_r 再次导通。如此进行周期性变化。这种控制方式中, 开关频率是恒定的。

由图 8-9 可见, 当电感电流峰值按工频变化, 从零变化到最大值时, 占空比 d 逐渐由大到小。即半个工频周期内, 占空比有时大于 0.5, 有时小于 0.5; 因此有可能产生次谐波振荡 (sub-harmonic oscillation)。为了防止次谐波振荡的出现, 必须在比较器的输入端增加一个斜率补偿函数 (slope compensation) 或称斜坡 (ramp) 补偿函数, 如图 8-8 所示。以便在占空比广泛变化范围内, 电路能稳定工作。

用峰值法控制时, 最主要的问题是: 电感电流的峰值 i_p (它是控制的基准) 与高频状态空间平均值之间的误差, 在一定条件下相当大, 以至无法满足使 THD 很小的要求。此外, 峰值对噪声相当敏感。

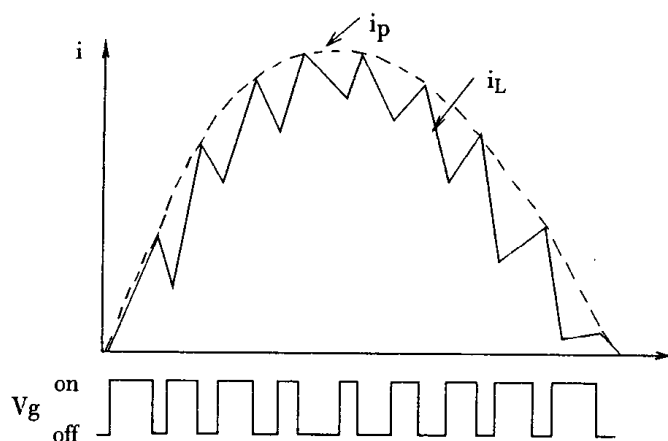


图 8-9 峰值法控制时电感电流波形图

三、 电流滞环控制法

图 8-10 给出了用电流滞环(hysteretic current control)法控制的 Boost 功率因数校正器电路原理图。

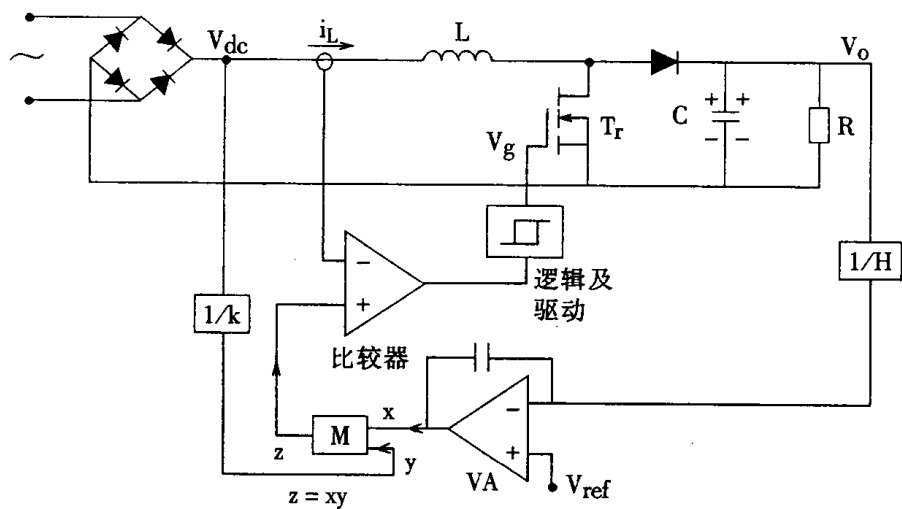


图 8-10 滞环法控制的 Boost 功率因数校正器电路原理图

比较图 8-8 及图 8-10 可看出, 电流滞环法控制与峰值法控制的差别只是: 前者检测的电流是电感电流; 并且控制电路中多了一个滞环逻辑控制器。逻辑控制器的特性, 和继电器特性一样, 有一个电流滞环带(hysteretic band)。所检测的输入电压经分压后, 产生两个基准电流: 上限与下限值。当电感电流达基准下限值 i_{min} 时, 开关 T_r 导通, 电感电流上升, 当电感电流达基准上限值 i_{max} 时, 开关 T_r 关断, 电感电流下降。图 8-11 给出了用电流滞环法控制时的电

感电流波形图。 i_{max} 及 i_{min} 如图8-11的上、下两条虚线所示；图中实线为电感电流，在 i_{max} 及 i_{min} 两条虚线之间变化。中间一条虚线为电流平均值。电流滞环宽度决定了电流纹波大小，它可以是固定值，也可以与瞬时平均电流成比例。

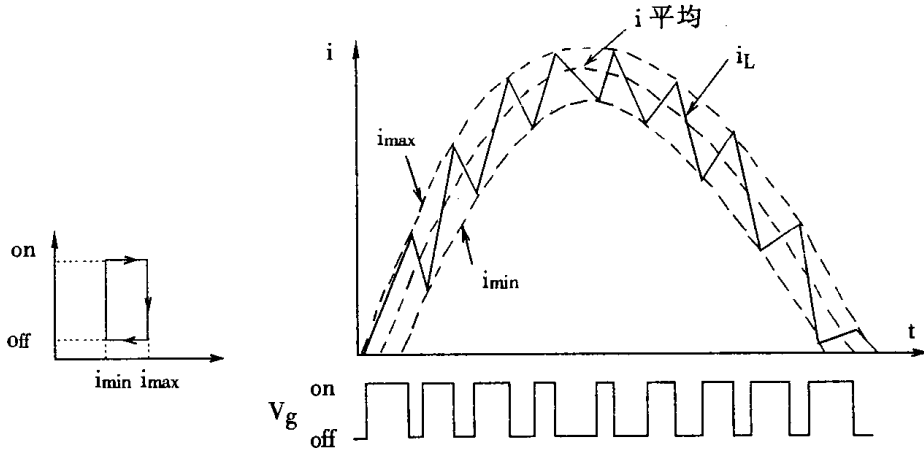


图8-11 滞环法控制时电感电流波形图

图8-12给出了电流滞环控制逻辑电路的示意图。控制电路中共设有三个比较器，最上面两个比较器用以形成电流滞环带，后面跟随逻辑电路，以保证给出正确的开关 T_r 的驱动信号。最下面一个比较器，用以在工频整流电压的半波正弦开始和结束时，使开关 T_r 处于关断状态。

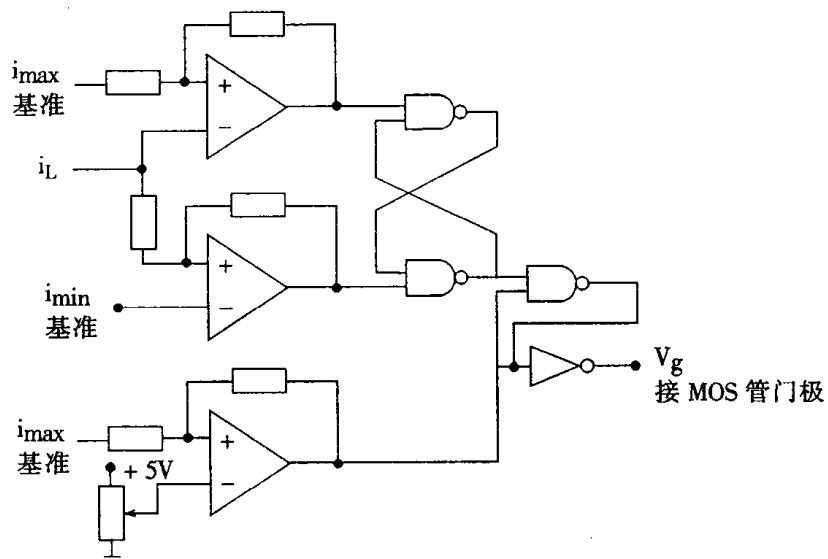


图8-12 滞环法逻辑控制电路示意图

电流滞环控制法的主要缺点是:负载大小对开关频率影响甚大,由于开关频率变化幅度大,设计输出滤波器时,要按最低开关频率考虑。因此,不可能得到体积和重量最小的设计。

四、平均电流控制法

图 8-13 给出一个用平均电流控制的 Boost 功率因数校正器电路原理图。它的主要特点是用电流误差放大器(或动态补偿器)CA 代替图 8-8 和图 8-10 中的电流比较器。平均电流控制原来是用在开关电源中形成电流环(内环),以调节输出电流的,并且仅以输出电压误差放大信号为基准电流。现在将平均电流法应用于功率因数调节,以输入整流电压和输出电压误差放大信号的乘积为电流基准;并且电流环调节输入电流平均值,使与输入整流电压同相位,并接近正弦波形。输入电流信号被直接检测,与基准电流比较后,其高频分量(例如 100kHz)的变化,通过电流误差放大器,被平均化处理。放大后的平均电流误差与锯齿波斜坡比较后,给开关 T_r 驱动信号,并决定了其应有的占空比。于是电流误差被迅速而精确地校正。由于电流环有较高的增益-带宽(gain-bandwidth),使跟踪误差产生的畸变小于 1%,容易实现接近于 1 的功率因数。

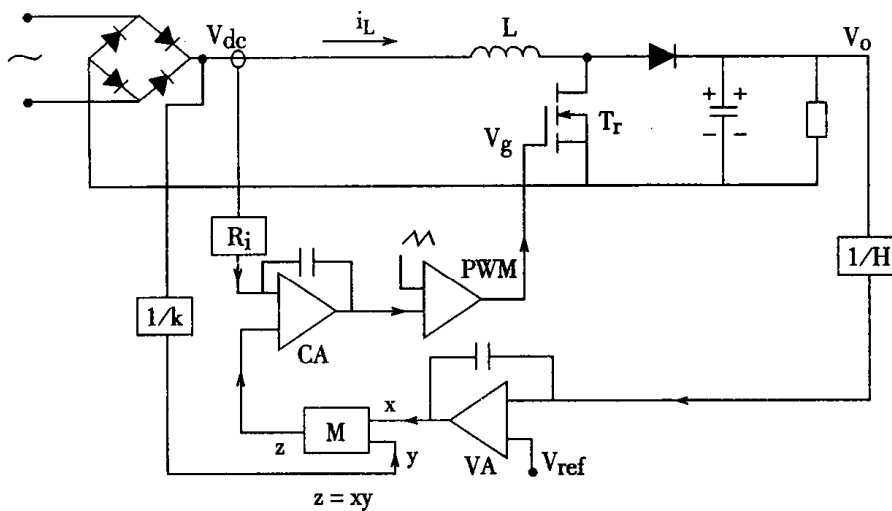


图 8-13 平均电流法控制的 Boost 功率因数校正器电路原理图

图 8-14 给出平均电流控制时电感电流波形图。图中实线为电感电流,虚线为平均电流。

平均电流控制的特点是:工频电流的峰值是高频电流的平均值,因而高频电流的峰值比工频电流的峰值更高。THD 很小;对噪声不敏感;电感电流峰值与平均值之间的误差小;原则上可以检测任意拓扑、任意支路的电流;如:除了可检测 Boost 变换器的输入电流外,也可检测 buck、flyback 变换器的输入电流,或 Boost、Flyback 变换器的输出电流等。并且两种工作模式 CCM 和 DCM 都可以用。

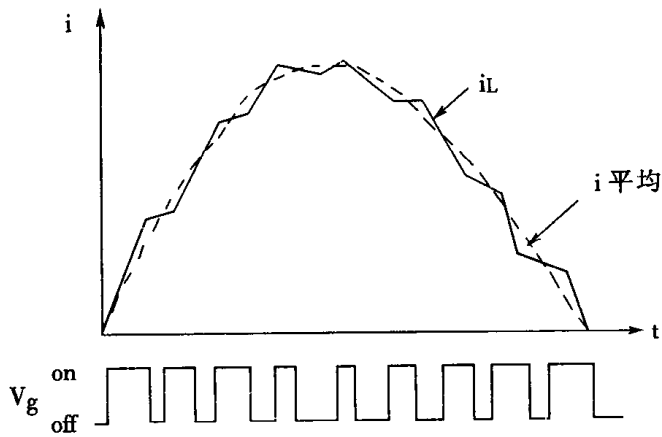


图 8-14 平均电流法控制时电感电流波形图

五、PFC 集成控制电路 UC3854A/B 简介

为便于研制和生产有源功率因数校正器,现在 PFC 的控制电路已集成化。有多种 PFC 集成控制电路芯片可供设计、研究人员选用。这里以美国 Unitrode 集成电路公司生产的 UC3854A/B 芯片为例,说明 PFC 集成控制电路基本组成和应用。

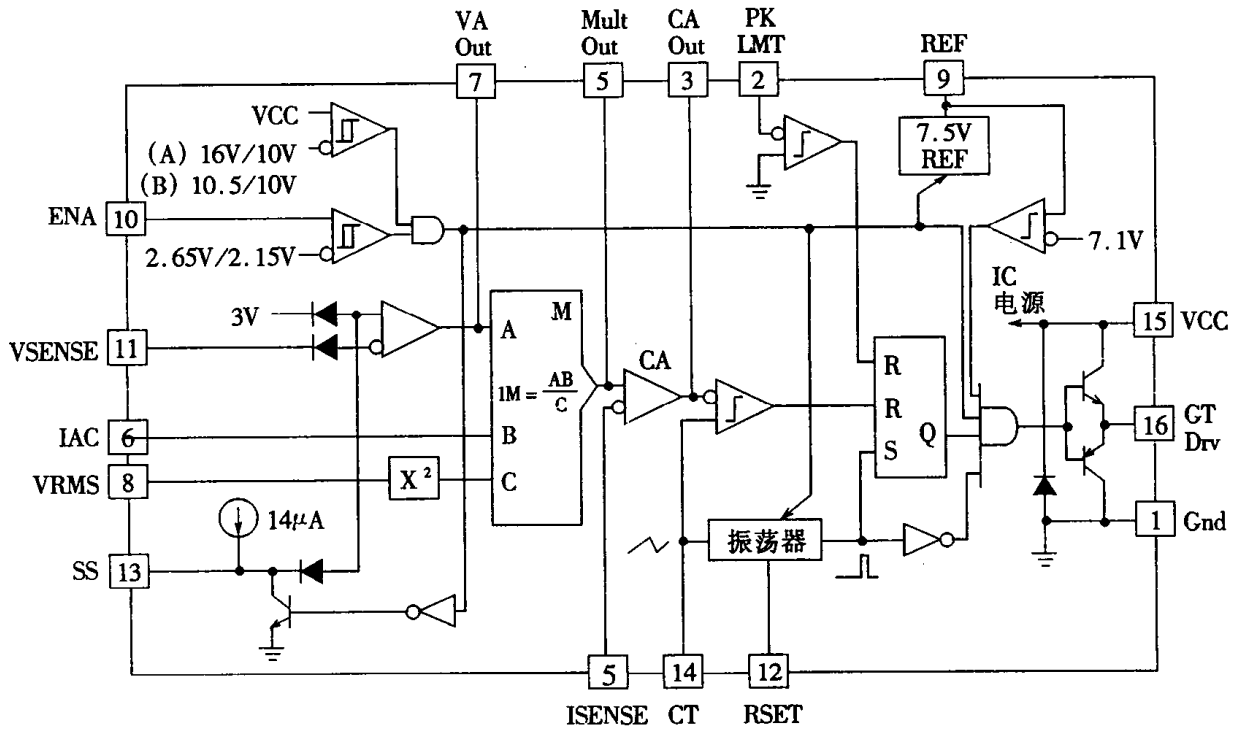


图 8-15 UC3854A/B 结构框图

UC3854A/B 是一种新的高功率因数校正器(或称预调节器)集成控制电路芯片。它是在 UC3854 芯片基础上的一种改进设计。其特点是:可以控制 AC-DC Boost PWM 变换器的输入端功率因数接近于 1;限制输入电流的 THD 小于 3%;采用平均电流控制方法;恒频控制;电流放大器的频带较宽(5MHz)等。其结构框图如图 8-15,在 APFC 中的接线图如图 8-16。

由图可见,UC3854A/B 包括:电压放大器 VA,模拟乘法/除法器 M,电流放大器 CA,固定频率脉宽调制器 PWM,功率 MOS 管的门极驱动器,7.5V 基准电(1%误差),以及软起动、输入电压前馈、输入电压钳位、过流保护的比较器等。

模拟乘法/除法器的输出信号 I_M 作为基准电流,它与乘法器的输入电流 I_{AC} (约 $250\mu A$,取自输入电压,故与输入电压瞬时值成比例)的关系为(与图 8-15 中 $I_M = AB/C$ 对应):

$$I_M = I_{AC}(V_{AO} - 1.5V)/KV_{rms}^2 \quad (1.8.7)$$

式中 V_{AO} 为电压放大器的输出信号, V_{rms} 约为 $1.5 \sim 4.77V$,由 APFC 的输入电压经分压后提供, $K = -1$ 为比例系数。从 V_{AO} 中减去 $1.5V$ 是芯片设计的要求。图中平方器和除法器(除以 V_{rms}^2)起了电压前馈(feedforward)的作用,使输入电压变化时输入功率稳定。例如:设 V_{AO} 不变,而输入电压增加了一倍, I_{AC} 和 V_{rms} (均与输入电压成正比)也增加一倍; V_{rms}^2 则变为四倍,由式 1.8.7 可知, I_M 将减半,从而通过控制调节使输入电流减半,结果输入功率保持不变。

UC3854A/B 有 16 个端子(pin),参看图 8-15。依次(按序号排列)为:

1—Gnd,接地端。所有电压的量测以它为准。

2—PKLMT,峰值限制端,接电流检测电阻的电压负端。当电流峰值过高时,电路将被关闭。

3—CA Out,电流放大器 CA 输出端。设计芯片时 CA 和 VA 的输出级为一个 NPN 射极限随器。

4—ISENSE,电流检测端,内部接 CA 输入负端,外部经电阻接电流检测电阻的电压正端。(注:内部指 UC3854 芯片内,外部指 UC3854 与主电路相接的部分,参看图 8-16)。

5—Mult Out,乘法器输出端,即电流检测另一端,内部接乘法/除法器输出端和 CA 输入正端,外部经电阻接电流检测电阻的电压负端。

6—IAC,输入电流端,内部接乘法/除法器输入 B。外部经电阻接整流输入电压的正端。

7—VA Out,电压放大器 VA 输出端,内部接乘法/除法器输入 A,外部接 RC 反馈网络(网络的另一端接输出电压检测端 11)。

8—VRMS,有效值电源电压(V_{rms})端,内部经过平方器接乘法/除法器输入 C,起前馈作用; V_{rms} 的数值范围为 $1.5 \sim 4.77V$ 。

9—REF,基准电压端,产生 7.5V 基准电压。

10—ENA,起动端,通过逻辑电路控制基准电压、振荡器、软起动等。

11—VSENSE,输出电压检测端,接电压放大器 VA 的输入负端。

12—RSET,外接电阻 R_{SET} 端,控制振荡器充电电流及限制乘法/除法器最大输出。

13—SS,软起动端。

14—CT,外接电容 C_T 端, C_T 为振荡器定时电容,使产生振荡频率为:

$$f = 1.25/R_{SET}C_T \quad (1.8.8)$$

15—VCC, 集成电路的供电电压端 V_{cc} , 额定值 22V。

16—GT D_{rv}, 门极驱动端, 通过电阻接功率 MOS 开关管门极, 该端电位钳在 15V。

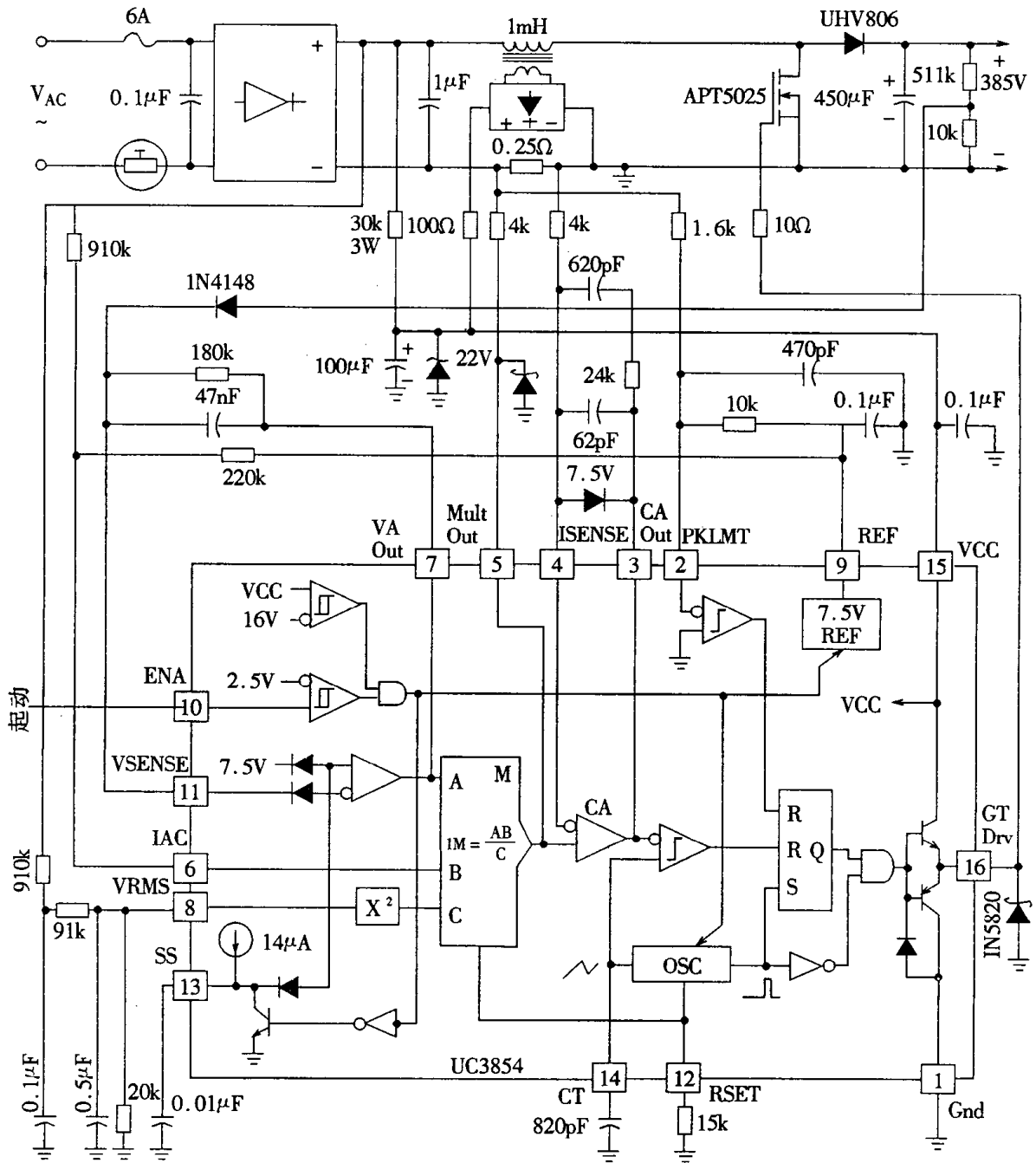


图 8-16 UC3854 在 Boost 功率因数校正器的应用举例

图 8-16 给出控制芯片 UC3854 在 Boost 功率因数校正器(输出功率为 250W)中的典型应用实例。实际上,输出功率从 50W ~ 5000W 的功率因数校正器,控制电路都是差不多的。图示

电路在满载情况下,输入交流电压 $V_{AC} = 80 \sim 260V$ 范围内,输入功率因数可达 0.99。图中 Boost 变换器的电感是用环形磁芯制造,原边 55 匝,产生 1mH 电感,副边 13 匝。

另一种新的 UC3855A/B 控制芯片也已经开发,与 UC3854A/B 不同处在于,它可适用于软开关 - PWM(ZVT - PWM, 参看本书第三篇)boost 高功率因数校正器,工作于 500kHz 开关频率;可直接驱动功率 MOS 管(主开关的驱动电流峰值为 1.5A,辅助开关为 0.75A);并可用电流互感器检测电流,从而避免因电阻检测带来的附加损耗。有 20 个端子。读者有需要时可查看有关手册。

第五节 反激式功率因数校正器

一、DCM 反激功率因数校正电路的原理

上两节介绍了工作在连续导电模式(CCM)时的 Boost 变换器,应用电流型控制,实现功率因数校正。本节介绍工作在不连续导电模式(DCM)时的反激变换器,用一般的电压型控制,实现 APFC 的原理。

图 8-17(a)给出一个反激功率因数校正电路的原理图。图 8-17(b)为工频半周期内,在高频 PWM 开关作用下的输入电流波形。工作模式为 DCM,双半波正弦虚线为电流峰值 i_p 的包络线。三角波为输入电流 i_1 的波形,取平均值,则输入电流 i_1 近似为双半波正弦。

可以证明,图 8-17 所示反激变换器电路,在 DCM 模式下,对输入电路而言,DC/DC 变换器可等效为一个受占空比 D 控制的无损电阻(Loss Free Resistor),如图 8-18。因此对图 8-17 所示电路,无需用第四节所述的 PFC 控制器,就可使输入端功率因数近似等于 1。图 8-18 中,工频交流经全波整流后的输入电压为 V_{dc} ,为减少 EMI,在 DC/DC 反激变换器前,加一个 EMI 滤波器。反激变换器由开关 T_r 、变压器(变比 $n:1$)及输出电路组成。输出参数为 V_0 、 i_0 输入电压、电流分别为 V_1 、 i_1 。 R_e 表示等效输入(无损)电阻。

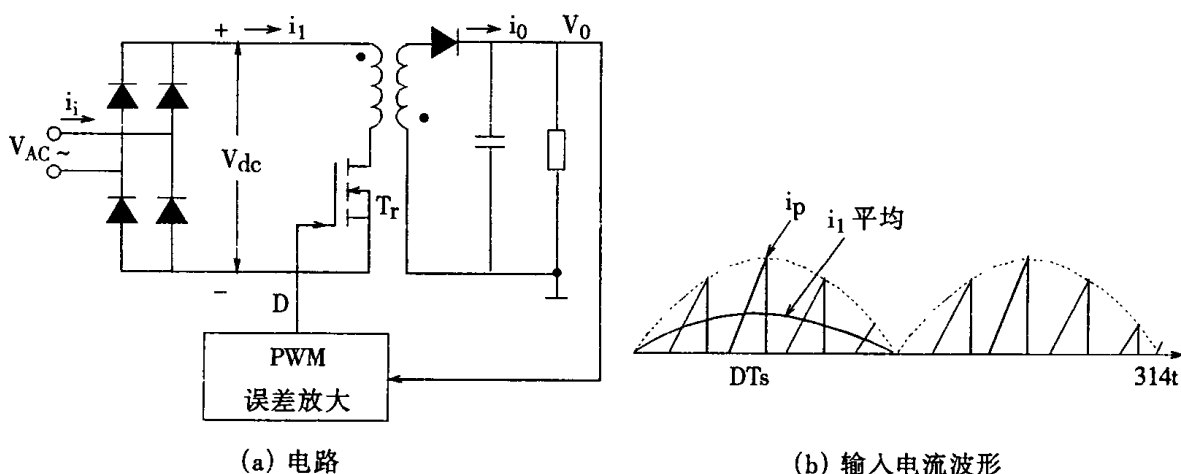


图 8-17 反激功率因数校正电路原理图

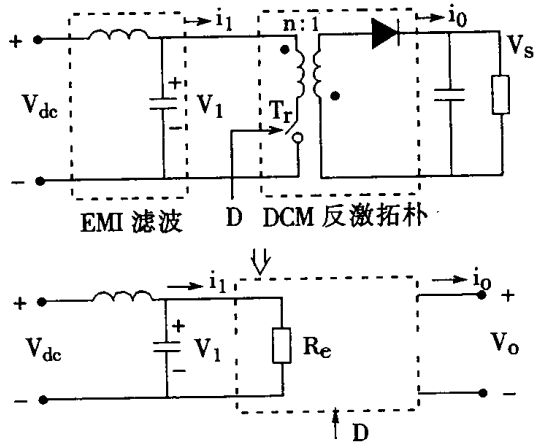


图 8-18 DCM 反激变换器等效为一个无损电阻

二、等效输入电阻 R_e

一个开关周期 T_s 内, 变压器原、副边电流 i_1 、 i_0 呈三角波, 如图 8-19。 $[0, DT_s]$ 期间 i_1 的增长斜率为 V_1/n^2L , L 为折算到副边的变压器电感值。

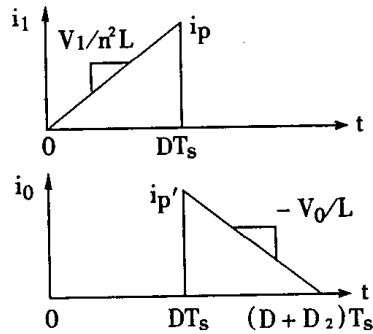


图 8-19 电流 i_1 、 i_0 波形

$[DT_s, (D+D_2)T_s]$ 期间, 副边界电流 i_0 的下降斜率为 $-V_0/L$, D_2T_s 为输出二极管导电持续时间。

$$\text{令原边峰值电流为 } i_p = i_p' / n \quad (1.8.9)$$

式中 i_p' 为折算到副边的 i_p 值。显然有: $Li_p' / DT_s = V_1(t) / n$

$$\text{或 } i_p' = V_1(t) DT_s / nL \quad (1.8.10)$$

输入平均电流为:

$$i_{1(\text{avg})} = (L/T_s) \int_0^{T_s} i_1 dt = (L/T_s)(i_p' DT_s/2n) = Di_p'/2n \quad (1.8.11)$$

将式(1.8.10)代入(1.8.11),可得:

$$i_{1(\text{avg})} = V_1(t)/R_e, \quad R_e = 2n^2L/D^2T_s \quad (1.8.12)$$

由式(1.8.12),可见:

① $i_{1(\text{avg})}$ 与 $V_1(t)$ 之间满足欧姆定律:

②DC-DC反激开关变换器在DCM模式下,输入阻抗是一个由D控制的电阻 R_e 。

三、平均输出电流和输出功率

$$i_{0(\text{avg})} = (1/T_s) \int_0^{T_s} i_0 dt = (1/T_s)(i_p' D_2 T_s/2) = D_2 i_p'/2 \quad (1.8.13)$$

进一步求 D_2 ,已知 $t = DT_s$ 时, $i_0 = i_p'$,以 $-V_0/L$ 速度下降; $t = (D + D_2)T_s$ 时, $i_0 = 0$;故有,

$$D_2 T_s = Li_p'/V_0 \quad (1.8.14)$$

将 i_p' 代入,可得 $D_2 = DV_1/nV_0$ (1.8.15)

将式(1.8.15)代入式(1.8.13),可得平均输出电流:

$$i_{0(\text{avg})} = I_0 = DV_1 i_p'/2nV_0 = D^2 V_1^2 T_s/2n^2 L V_0$$

将式(1.8.12)中 $R_e = 2n^2L/D^2T_s$ 值代入,则有:

$$I_0 = V_1^2/V_0 R_e \quad (1.8.16)$$

输出功率 $P_0 = V_0 I_0 = V_1^2/R_e = P_1$ (1.8.17)

上述分析说明:

①输出功率=输入功率,没有功率损耗;

②DC-DC反激变换器在DCM模式下,是一个可控的无损电阻。

③由式(1.8.12)可知,每开关周期的输入电流平均值满足正弦规律,输入功率因数接近1。

四、DCM反激变换器等效电路平均模型

图8-20为DC-DC反激变换器在DCM模式下等效电路平均模型。虚线框所示二端口

电路模型,为由占空比 D 控制的无损电阻符号。它表示输入电阻为 R_e ,输入电流 $i_{1(\text{avg})}$ 为双半波正弦,与 V_1 波形一致,因此功率因数理论值为 1。输入电路的功率 $P(t)$,100% 传送到输出端,因此从输出端看,它又是一个恒功率源,用图 8-21 符号表示(即图 8-20 虚线框内的输出端口网络)。

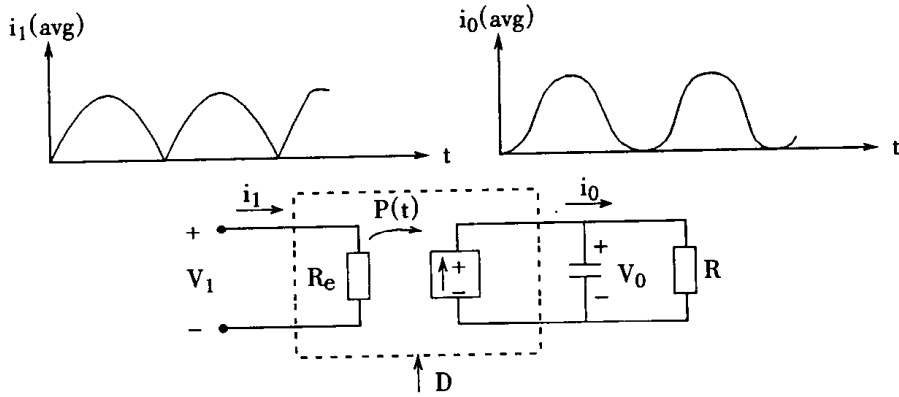


图 8-20 DCM 反激变换器等效电路平均模型

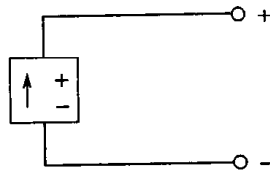


图 8-21 恒功率源的电路符号

$i_0(t)$ 的表达式可推导如下:

$$\text{输入电压} \quad V_1 = V_p |\sin \omega t| \quad (1.8.18)$$

V_p 为输入电压峰值。

$$\text{输入电流平均值} \quad i_{1(\text{avg})} = V_p |\sin \omega t| / R_e \quad (1.8.19)$$

$$\text{输入功率} \quad P_1(t) = V_1 i_{1(\text{avg})} = V_p^2 \sin^2 \omega t / R_e = V_p^2 (1 - \cos 2\omega t) / 2R_e \quad (1.8.20)$$

$$\text{平均功率} \quad P = V_p^2 / 2R_e = V_1^2 / R_e \quad (1.8.21)$$

$$\text{输出电流} \quad i_0(t) = P_0(t) / V_0 = P_1(t) / V_0 = V_p^2 (1 - \cos 2\omega t) / 2V_0 R_e \quad (1.8.22)$$

$$\text{输出电流平均值 } I_0 = V_p^2 / 2V_0R_e = V_1^2 / V_0R_e = V_1^2 / V_0R_e \quad (1.8.23)$$

表 8.4 给出 DCM 反激式与 CCM 升压(Boost)式功率因数校正器比较

表 8.4 两种功率因数校正器比较

	Boost(CCM, 恒频)	反激(DCM, 恒频)
优点:	输入电流连续, EMI 小 电感电流即输入电流, 便于电流控制 开关电压额定值 = V_0 输入端电感可吸收电网电压尖峰 容易驱动, 发射极(源极)电位为零	有绝缘隔离 V_0 可大于或小于 $V_{i\text{peak}}$ 控制简单, 输入电流自动为正弦 无需斜率补偿
缺点:	$V_0 > V_{i\text{peak}}$, 使下一级电压高 有时需斜率补偿 当 $V_i > V_0$ 时(起动或电网过压)不能控制 输入 - 输出间无绝缘隔离	开关电压额定值高 ($V_0 + V_i$) 输入电流被斩波, EMI 高 电流峰值高
适用:	1kW 输出	输出小于 150W

第九章 开关电源并联系统的均流技术

第一节 概述

大功率电源系统需要用若干台开关电源并联,以满足负载功率的要求。例如通讯用输出 48V 的 AC - DC 开关电源(通讯工业中习惯称为开关型整流器 Switching Mode Rectifier)。目前单台最大输出电流可做到 100 ~ 200A,对于大型程控交换机等通讯设备,需要 48V/2000A 直流供电系统时,至少要 10 台以上 48V/200A 的开关型整流器并联才能正常工作。并联系统中,每个变换器只处理较小功率,降低了应力;还可以应用冗余技术,提高了系统可靠性。

电源系统的发展方向之一是用分布式电源系统代替集中式电源供电系统。和集中式电源系统相比,分布式电源系统有更多的优点,如:输出功率的可扩展性,使设计灵活;高可靠性;设计可以标准化;易于维护等。图 9 - 1 给出一个 440V/5V 直流分布式电源系统的原理框图。用两级 DC - DC 变换器,第一级为 m 台 440V/48V 全桥式变换器(以下有时也称为变换器模块,简称模块)并联;第二级为 n 台 48V/5V 正激变换器模块并联,以满足负载需求。

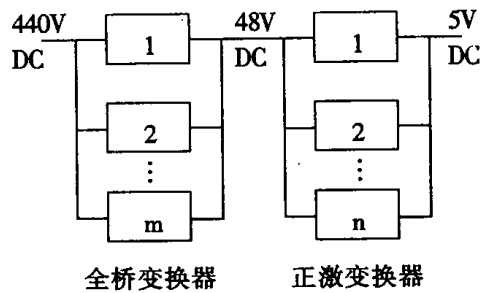


图 9 - 1 分布式 DC - DC 电源系统原理框图

图 9 - 2 及图 9 - 3 给出两种 AC - DC 电源系统的原理框图,输出直流 5V/1000A;三相 400Hz 交流输入。

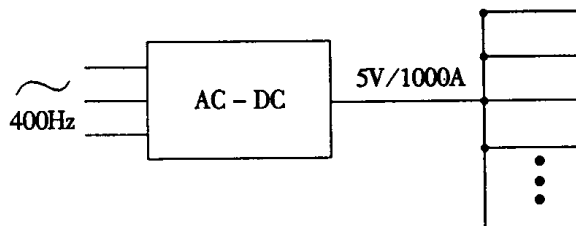


图 9 - 2 集中式 AC - DC 电源系统原理框图

图 9-2 为集中式,由 5V/1000A 直流大电流母线集中供电给各个负载。图 9-3 为分布式,与集中式不同的是:这里无需 5V 直流大电流母线,而是先由一级 DC-DC 变换器将 270V 降下来,接到 50V/100A 直流母线,再经过若干台 50V/5V 并联的 DC-DC 变换器,供给 5V 负载。分布式电源系统只用了 100A 母线,而集中式电源系统中则需用 1000A 母线。

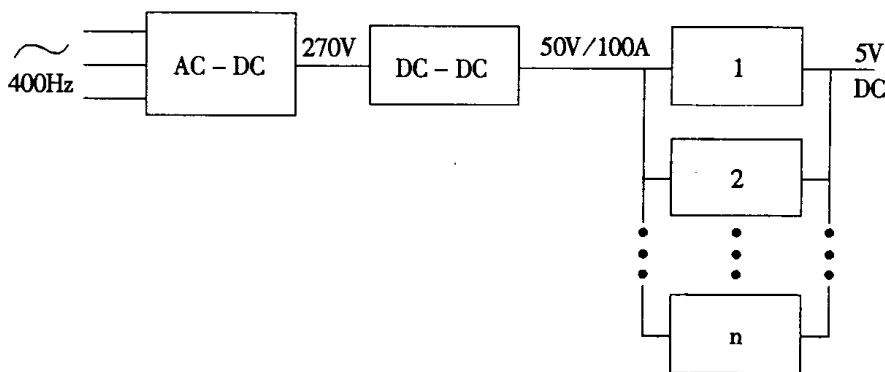


图 9-3 分布式 AC-DC 电源系统原理图

用分布式电源的好处是:提高系统的灵活性;可将模块的开关频率提高到兆赫级,从而提高了模块的功率密度,使电源系统的体积、重量下降;各个模块的功率半导体器件的电流应力减小,提高了系统的可靠性;分布系统可方便地实现冗余;减少产品种类,便于标准化。

所谓冗余是指:设 $N+n$ 台变换器模块并联,其中 N 台用以供给负载所需电流, n 台为后备(或称为冗余)模块,当正在工作的模块出现故障时,后备模块投入运行,这样正在工作的 N 台模块中即使有 n 台同时发生故障,电源系统也仍能保证提供 100% 的负载电流。除了使系统增加了容错冗余功率外,采用冗余技术,还可以实现热更换(Hot plug-in),即在保证系统不间断供电情况下,更换系统的失效模块。

由于以上两个原因,即大功率负载需求和分布式电源系统的发展,开关电源并联技术的重要性日益增加。但是并联的开关变换器模块间需要采用均流(Current sharing)措施,它是实现大功率电源系统的关键。用以保证模块间电流应力和热应力的均匀分配,防止一台或多台模块运行在电流极限值(限流)状态。因为并联运行的各个模块特性并不一致,外特性好(电压调整率小)的模块,可能承担更多的电流,甚至过载,从而使某些外特性较差的模块运行于轻载,甚至基本上空载运行。其结果必然是分担电流多的模块,热应力大,降低了可靠性。例如,据专家分析,当电子元件温升从 25℃ 上升到 50℃ 时,其寿命将大为降低,仅为 25℃ 时的 1/6(见 1985 年微电子封装和连接技术杂志)。因此热应力大,寿命就要下降。

对若干个开关变换器模块并联的电源系统,基本要求是:

- ①各模块承受的电流能自动平衡,实现均流;
- ②为提高系统的可靠性,尽可能不增加外部均流控制的措施,并使均流与冗余技术结合。
- ③当输入电压和/或负载电流变化时,应保持输出电压稳定,并且均流的瞬态响应好。

可实现均流的方法很多,如输出阻抗法;主从法;按电流大小自动均流法(平均电流法和最大电流法);按热应力自动均流法,外加均流控制器法等,以下分别介绍。

第二节 开关电源并联系统常用的均流方法

一、输出阻抗法

国外文献中称为 Droop(下垂, 倾斜)法, 调节开关变换器的外特性倾斜度(即调节输出阻抗), 以达到并联模块接近均流的目的。有的文献也称为电压调整率法。

图 9-4 表示一个开关变换器的外特性(或称输出特性) $V_0 = f(I_0)$, R 为开关变换器的输出阻抗, 其中也包括这个开关变换器模块连接到负载的导线或电缆的电阻。当空载时, 模块输出电压为 V_{0max} 。显见, 当电流变化量为 ΔI 时, 负载电压变化量为 ΔV , 故得 $\Delta V/\Delta I = R$, R 即为该模块的输出阻抗。实际上, $\Delta V/\Delta I$ 指的是模块电流增加了 ΔI 时, 模块输出电压的降落 (ΔV) 大小, 因此 $\Delta V/\Delta I$ 也代表开关电源的输出电压调整率。

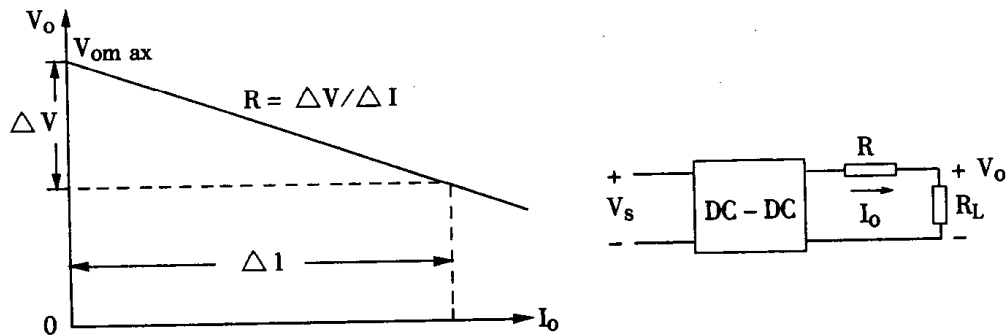


图 9-4 开关变换器的外特性 $V_0 = f(I_0)$

由图 9-4 可见, 开关变换器的负载电压 V_0 与负载电流 I_0 的关系可用下式表达:

$$V_0 = V_{0max} - RI_0 \quad (1.9.1)$$

对两台相同容量, 具有相同参数的开关变换器相互并联的情况, 如图 9-5, 则有下列式:

$$V_{01} = V_{0max} - R_1 I_{01} \quad (1.9.2)$$

$$V_{02} = V_{0max} - R_2 I_{02} \quad (1.9.3)$$

R_1 、 R_2 分别为模块 1 及模块 2 的输出阻抗(包括电缆电阻)。设 R_L 为负载电阻, 可解得:

$$I_{01} = [R_2 V_{01} + (V_{01} - V_{02}) R_L] / R_x \quad (1.9.4)$$

$$I_{02} = [R_1 V_{02} - (V_{01} - V_{02}) R_L] / R_x \quad (1.9.5)$$

式中

$$R_X = R_1 R_2 + R_L (R_1 + R_2)$$

(1.9.6)

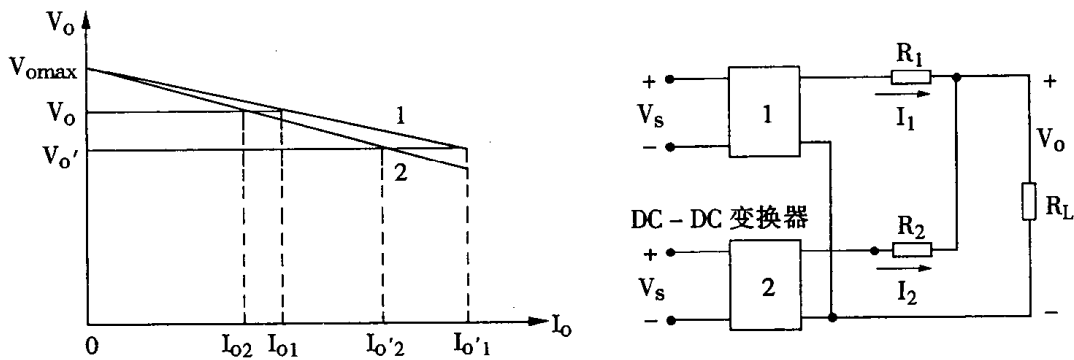


图 9-5 两台并联的开关变换器及外特性

由图 9-2 可见,当负载电流为 $I_L = I_{o1} + I_{o2}$ 时,负载电压为 V_o ,按两个模块的外特性倾斜率(即电压调整率)分配负载电流 I_L ,斜率不相等,电流分配也不相等;当负载电流增大到 $I_L' = I_{o1}' + I_{o2}'$ 时,负载电压为 V_o' 。显见,模块 1 外特性斜率小(即输出阻抗小),分配电流的增长量比外特性斜率大的模块 2 增长量更大。如果能设法将模块 1 的外特性斜率(即输出阻抗)调整得接近模块 2,则可使这两个模块的电流分配接近均匀。

图 9-6 表示用调节输出阻抗(即调节外特性倾斜度)的方法来实现近似均流的一个例子。图中, R_s 为模块电流的检测电阻,电流信号经过电流放大器输出 V_1 (0-5V 电压),与模块输出的反馈电压 V_f ,综合加到电压放大器的输入端。这个综合信号电压与基准电压 V_r 比较后,其误差经过放大,得到 V_e ,控制脉宽调制器及驱动器,用以自动调节模块的输出电压。当某模块电流增加得多, V_s 上升, V_e 下降,使该模块的输出电压随着下降,即外特性向下倾斜(输出阻抗增大),接近其它模块的外特性,使其它模块电流增大,实现近似均流。但该模块的电压调整率却变差了。

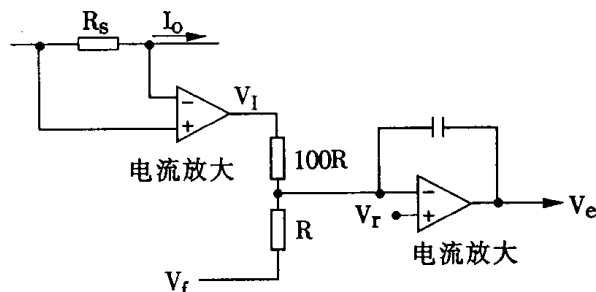


图 9-6 输出阻抗法实现均流的一个例子

这个方法是最简单的实现均流的方法,本质上属于开环控制,在小电流时电流分配特性差,重载时分配特性要好一些,但仍是不均衡的。其缺点是:电压调整率下降,为达到均流,每

个模块必需个别调整;对于不同额定功率的并联模块,难以实现均流。

人为地增加模块连接负载的电缆电阻,实质上也是一种调节输出阻抗以实现均流的方法。所以,有时候正确配置电缆电阻,可使均流性能改善,也提高了可靠性。反之,若该电阻很小甚至可忽略时,则变换器输出电压略有变化,电流分配也会十分敏感,甚至导致系统动态稳定性下降。

还应指出,有许多因素在影响电流分配的不均匀性,如:元器件的容差,元件老化,物理条件改变使元件性能的变化有差别等等。因此,在用输出阻抗法实现近似均流以后,电源系统运行了一段时间,若发生上述变化,则电流分配又不均匀了。

由于用输出阻抗法均流的系统电压调整率差,因此这一方法不可能用在电压调整率要求很高(例如3%或小于3%)的电源系统中。

二、主从设置法

这一方法适用于有电流型控制的并联开关电源系统中。所谓电流型控制是指开关电源模块中有电压控制和电流控制,形成双闭环系统。电流环是内环,电压环是外环。

主从设置法是在并联的 n 个变换器模块中,人为指定其中一个为“主模块”(Master Module),而其余各模块跟从主模块分配电流,称为从模块(Slave Modules)。图 9-7 给出 n 个 DC-DC 变换器模块并联的主从控制原理示意图。

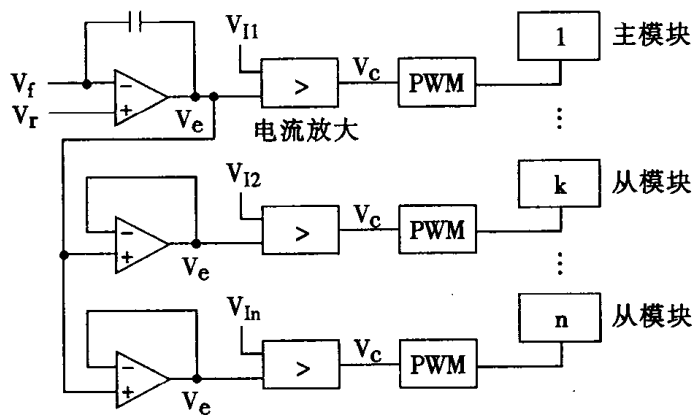


图 9-7 主从模块设置法均流控制原理示意图

图中每个模块都是双环控制系统。设模块 1 为主模块,按电压控制规律工作,其余的 $n-1$ 个模块按电流型控制方式工作。 V_r 为主模块的基准电压, V_f 为输出电压反馈信号。经过电压误差放大器,得到误差电压 V_e ,它是主模块的电流基准,与 V_{I1} (反映主模块电流 I_1 大小)比较后,产生控制电压 V_c ,控制脉宽调制器和驱动器(图中未画出驱动器)工作。于是主模块电流将按电流基准 V_e 调制,即模块电流近似与 V_e 成正比。

各个从模块的电压误差放大器接成跟随器的形式,主模块的电压误差 V_e 输入各跟随器,于是跟随器输出均为 V_e ,它即是从模块的电流基准,因此各个从模块的电流都按同一 V_e 值调制,与主模块电流基本一致,从而实现了均流。

用主从设置法均流的主要缺点是：①主从模块间必需有通讯联系，使系统复杂。②如果主模块失效，则整个电源系统不能工作，因此这个方法不适用于冗余并联系统。③电压环的带宽大，容易受外界噪声干扰。

三、按平均电流值自动均流法

应用这一方法，要求并联各模块的电流放大器输出端(如图9-8中的点a)，通过一个电阻R，接到一条公用母线上，称为均流母线(Share Bus)，其带宽应较窄。图9-8画出了n个并联模块中一个模块按平均电流自动均流的控制电路原理图。

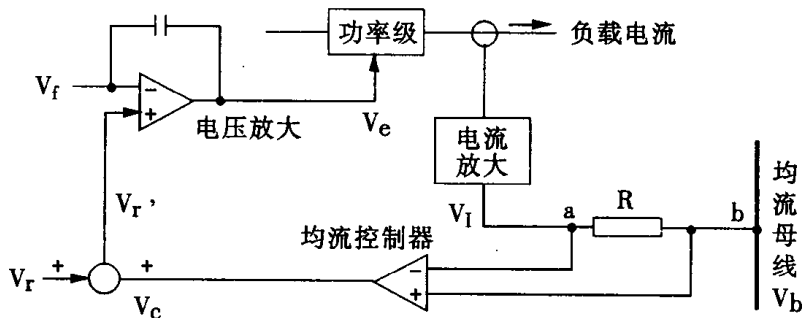


图9-8 平均电流法自动均流控制电路原理图

图中，电压放大器输入为 V_r' 和反馈电压 V_f ， V_r' 是基准电压 V_r 和均流控制电压 V_c 的综合，它与 V_f 进行比较放大后，产生 V_e (电压误差)，控制 PWM 及驱动器。 V_I 为电流放大器的输出信号，和模块的负载电流成比例， V_b 为母线电压。

现在讨论两个模块并联 ($n=2$) 的情况， V_{I1} 及 V_{I2} 分别为模块 1 和 2 的电流信号，都经过阻值相同的电阻 R 接到母线 b，因此，当流入母线的电流为零时，可得下式：

$$(V_{I1} - V_b)/R + (V_{I2} - V_b)/R = 0, \text{ 或 } V_b = (V_{I1} + V_{I2})/2 \quad (1.9.7)$$

即母线电压 V_b 是 V_{I1} 和 V_{I2} 的平均值，也代表了模块 1、模块 2 输出电流的平均值。

V_I 与 V_b 之差代表均流误差，通过调整放大器 (Adjustment Amplifier) 输出一个调整用的电压 V_c 。 (V_b 可能大于、也可能小于 V_I)。当 $V_I = V_b$ 时，电阻 R 上的电压为零， $V_c = 0$ ，表明这时已实现了均流。当 R 上有电压出现，说明模块间电流分配不均匀， $V_I \neq V_b$ ，这时基准电压将按下式修正： $V_r' = V_r \pm V_c$ ，相当于通过调整放大器改变 V_r' ，以达到均流的目的。这就是按平均电流 (即按 V_b) 法实现自动均流的原理。

平均电流法可以精确地实现均流，但具体应用时，会出现一些特殊问题。例如，当均流母线发生短路，或接在母线上的任一个模块不能工作时，母线电压下降，将促使各模块电压下调，甚至到达其下限，结果造成故障。而当某一模块的电流上升到其极限值时，该模块的 V_I 大幅度增大，也会使它的输出电压自动调节到下限。

四、最大电流法自动均流

这是一种自动设定主模块和从模块的方法，即在 n 个并联的模块中，输出电流最大的模

块,将自动成为主模块,而其余的模块则为从模块,它们的电压误差依次被整定,以校正负载电流分配的不均衡,又称为“自动主从控制法”。由于在 n 个并联的模块中,事先没有人为设定哪个模块为主模块,而是按电流大小排序,电流大的模块,自动成为主模块,所以也有人称这个方法为“民主均流法”。

在图 9-8 中若 a 、 b 两点间的电阻用一个二极管代替(令 a 点接二极管阳极, b 点接阴极),这时均流母线上的电压 V_b 反映的是并联各模块的 V_I 中的最大值。由于二极管的单向性,只有对电流最大的模块,二极管才导通, a 点方能通过它与均流母线相连。设正常情况下,各模块分配的电流是均衡的。如果某个模块电流突然增大,成为 n 个模块中电流最大的一个,于是 V_I 上升,该模块自动成为主模块,其它各模块为从模块,由前所述可知,这时, $V_b = V_{I_{max}}$,而各从模块的 V_I 与 V_b (即 $V_{I_{max}}$);比较,通过调整放大器调整基准电压,自动实现均流。但是,由于二极管总有正向压降,因此,主模块的均流会有误差,而从模块的均流则是较好的。

根据最大电流法自动均流的原理,Unitrode IC 公司开发了“均流控制器集成电路”UC3907。为了减少主模块均流误差,UC3907 用单向缓冲器(Buffer)代替二极管。在 a 、 b 两点间接入如图 9-9 所示缓冲器电路。

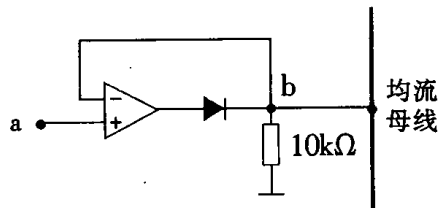


图 9-9 a 、 b 两点间接一缓冲器

应用 UC3907 可以调节电源模块的电压并实现并联模块间的均流。UC3907 IC 的开发简化了并联电源(线性或开关电源)系统的设计与调试。下面简要介绍 UC3907 的原理、特点与应用。图 9-10 表示该集成电路内部构造与外部联接电源模块的接线方法。UC3907 共有 16 个端子,其中有 4 个与电源模块联接,即 11(端子编号,下同)和 4 为电压检测端,接模块的负载两端;2 和 3 为模块负载电流检测端;此外,端子 15 与低阻抗、宽频带的均流母线相连。6 为人工接地端,5 为模块输出回路地端。UC3907 供电电压为 15V(端子 10)。

为了解内部电路的组成,可参考图 9-8 和图 9-9。UC3907 主要由电压环与电流环(包括均流控制)组成。电压环中包括高阻抗全差动电压放大器(端子 11、12 接外部 RC 动态补偿网络)。接地放大器(电压检测端 4 通过该放大器接地)和驱动放大器(8、9、12)。后者的输出端 9 和 8 通过外接光电耦合电路与电源模块的 PWM 相联接。

电流环中包括低损耗、固定增益电流放大器(1、2、3),缓冲放大器(1、15)和调整放大器(13、14、15),用以产生调整基准电压的信号 V_e ,UC3907 的基准电压(端子 7,图中未画出)调节范围为 2V 到 2.1V;并通过端子 16 外接主模块状态指示器。UC3907 根据对模块电流的监控,由均流母线电压确定哪个模块的输出电流最大,指定它为主模块,主模块状态指示器工作,而其余均为从模块,它们的电流跟随主模块的输出电流,误差在 2.5% 以内。

均流母线开路或短接都不会影响各电源模块独立工作。

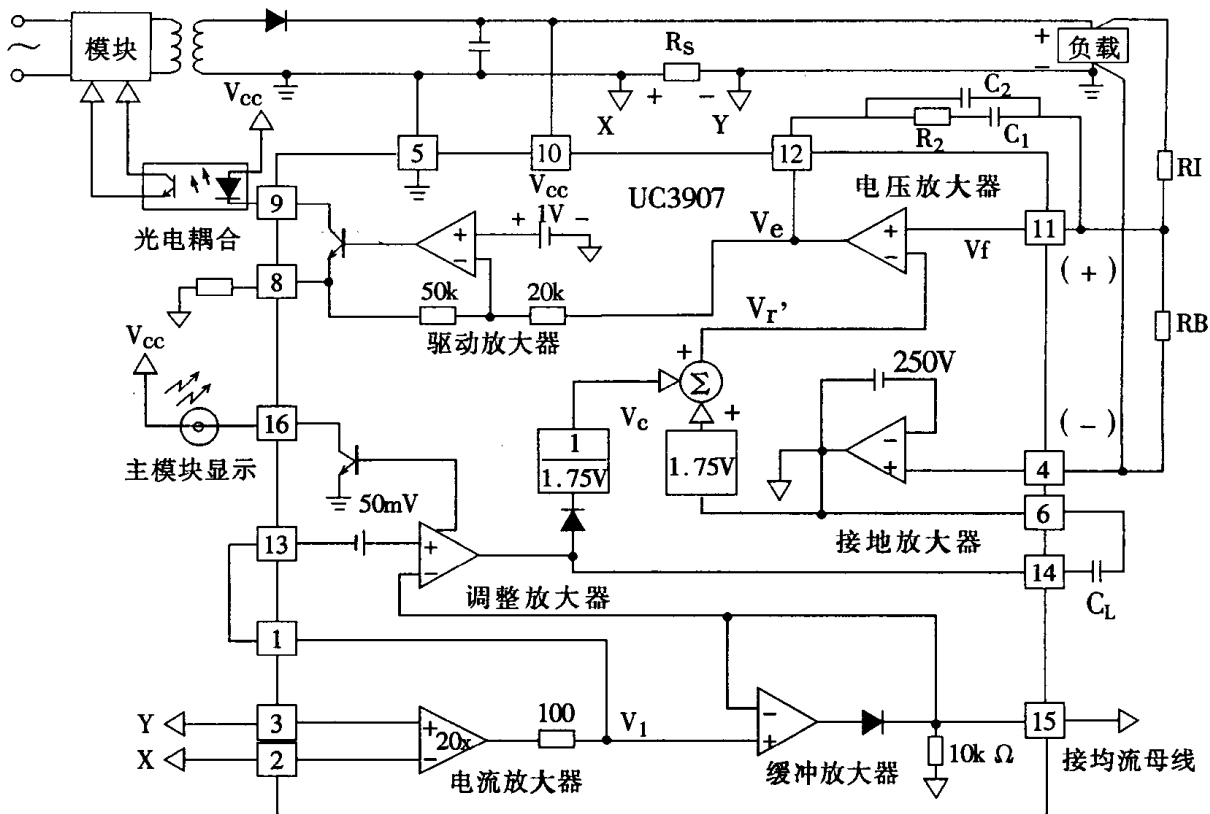


图 9-10 UC3907 均流控制器 IC 结构与外部连线图

五、热应力自动均流法

这一均流方法按每个模块的电流和温度(即热应力)自动均流。图 9-11 给出热应力法均流控制电路原理图。模块负载电流经检测、放大后,输出一个低带宽电压 V_1 :

$$V_1 = kIT^a \quad (1.9.8)$$

k 与 a 为常数; T 与模块运行温度成正比; I 为模块平均输出电流。

因此,每个模块的电流和温度决定了模块间均流的程度。电压 V_1 与模块电流成正比,加到一个电阻电桥的输入端,电桥输出(a 、 b 两点)接一个放大器的输入端;同时 b 点接均流母线。电阻 R_1 、 R_2 在这里又起了加法和平均电路的作用。因此,母线电压 V_b 与 n 个模块平均电流成正比:

$$V_b = (V_{11} + V_{12} + \dots + V_{1n})/n \quad (1.9.9)$$

每个模块的 V_1 值,经过 R_3 、 R_4 分压电路,在相应的均流控制器的 a 点,产生电压 V_a ,它反映了该模块的 IT^a 值。 V_a 与 V_b 经过窄频带比较器比较,若 $V_a < V_b$,则 R_5 中电流增大,电压放大器

输出电压 V_o 发生变化,该模块的输出电压上升,输出更多电流,使 V_a 接近 V_b 。当均流母线有故障时,电阻 R_5 限制了 V_a 偏离 V_b 的最大偏差,以保持系统的正常工作。

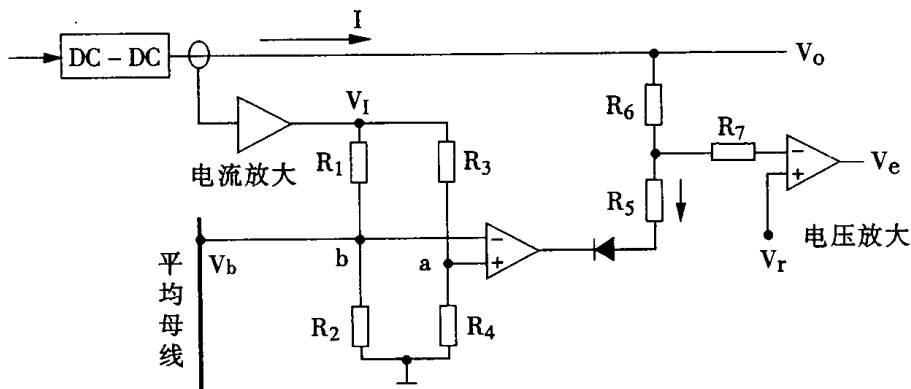


图 9-11 热应力自动均流控制电路原理图

电源系统中各并联模块在电源柜中所处的位置不同,对流情况和散热条件也不同,结果有的模块温度高,有的模块温度低。但按热应力自动均流可以在设计电源柜时,不必考虑各模块的布置情况。此外,由于回路频带窄,对噪声不敏感,设计时也无需考虑电源对噪声的屏蔽。

六、外加均流控制器均流法

应用这个方法时,在每个模块的控制电路中都需要加一个特殊的均流控制器,用以检测并各模块电流不平衡情况,调整控制信号 V_e ,从而实现均流。图 9-12 为 n 个并联的电源模块中的一个模块均流控制电路原理图。图中突出了均流控制器 SC,其输入为反映模块负载电流的信号 V_1 ,由电流放大器(图中未画出)供给,SC 输出 V_e 与基准电压 V_r 和反馈电压 V_f (由电压检测器提供)综合比较后,输出 V_e 经过电压放大器(图中未画出),控制 PWM 及驱动器。各均流控制器的另一端 b 接均流母线。

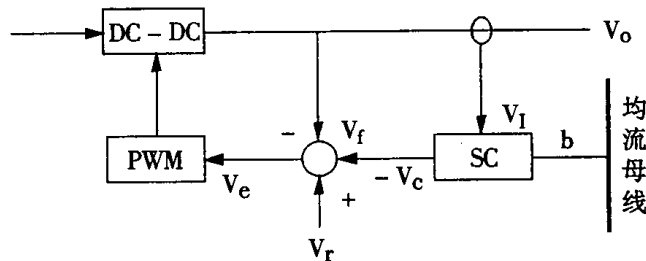


图 9-12 外加均流控制器的均流控制电路原理图

设 n 个并联的模块输出功率相等,电流检测、放大等电路也都一样。 n 个并联模块的均流控制器 SC 联接如图 9-13,其中, n 个均流控制器的输入端分别接 V_{11} 、 V_{12} 、 \dots 、 V_{1n} ;输出端分别为 V_{e1} 、 V_{e2} 、 \dots 、 V_{en} 。 b 端则并联到均流母线上。

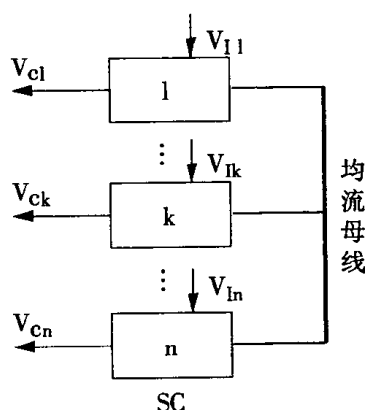


图 9-13 n 个均流控制器的联接图

当 $n=2$ 时,均流控制器的工作原理可用图 9-14 来说明。图中放大器 1 为加法器,放大器 2 为比较器。加法器输入端经开关 $S_k(k=1,2)$ 接到均流母线。当所有开关 S 都合上时,每个加法器的输出电压 $V_a = (V_{I1} + V_{I2})/2$,即它所反映的是两个并联模块的负载电流平均值。第 k 个均流控制器的 V_a 与 V_{Ik} 通过第 k 个比较器比较,如果有差别,表示两个模块负载电流不均衡,该均流控制器若为比例控制,输出电压 V_{ck} 由下式决定:

$$V_{ck} = -A(V_{Ik} - V_a), k=1,2 \quad (1.9.10)$$

A 为比例系数。调节第 k 个模块的输出电压,使第 k 个模块电流跟随平均电流,从而实现均流。

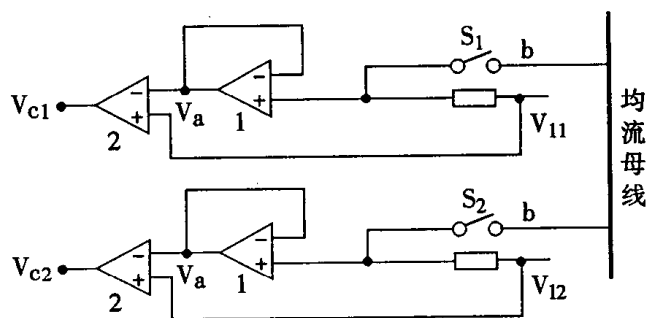


图 9-14 $n=2$ 时均流控制器的原理图

对 n 个并联模块说,如果第 k 个模块失效,则第 k 个均流控制器的开关 S_k 断开,第 k 个 SC 从均流母线上撤出,则这时 V_b 及 V_a 代表剩下的 $n-1$ 个模块的平均电流: $\sum I_m / (n-1), m=1, 2, \dots, k-1, k+1, \dots, n$ 。根据上述原理,可实现 $n-1$ 个并联模块的均流。

应用这一方法实现自动均流,可使 n 个并联模块的电流不均衡度在 5% 以内。

最后应当指出,均流控制器的引入,将使并联电源系统的动态过程分析更加复杂,如果不注意均流控制环的正确设计,将使系统不稳定,或者使系统动态性能变坏。

第十章 开关电源的小信号分析

第一节 概述

在第二、三章中分析了 PWM 型的开关电源的静态特性,本章将介绍动态特性的分析方法。主要是介绍小信号分析法,为第四篇的第一章计算机仿真提供一定的基础。

在动态问题研究之前先要解决好建立模型问题。由于开关电源是一个线性与非线性相结合的综合系统,研究起来不太容易,所以,一直吸引着人们的注意力。现有分析方法粗分为二类:一是数字仿真法。这种方法的核心是用适合的某一种算法求变换器特性的数字解;二是解析建模法。这种方法的核心是用解析理论求变换器特性的解析表达式。前者,如利用 PSPICE 软件,在计算机上仿真。这种方法优点是准确度高,可以得到小信号扰动和大信号激励时的响应特性及波形。不足之处是物理意义不甚明确。后者则与前者优、缺点倒置过来。由于是用解析式表达,因此物理意义明确,设计时可据此来调整参数,控制特性的变化。缺点是使用不太方便。这种方法又分为离散法和平均连续法(或两者相结合的方法)。在平均连续法中的状态空间平均法(State - Space Averaging Method)保持了解析法的优点,使用起来也属方便。因此,在 1976 年,经 R.D.Middlebrook 等人提出并完善之后被认为是较好的方法。它的好处是仍可用波德图来进行校正。使用波德图对从事于自动控制的工作人员来说并不难,因此,此法得到推广应用。在本章主要是通过 Buck 变换器来说明小信号分析时如何应用状态空间平均法。

第二节 电感电流连续时的状态空间平均法

开关电源中的晶体管、二极管工作在导通和截止二个状态时,是一个强非线性系统。为简单起见,我们需使开关理想化,即忽略它们的正向导通压降和反向漏电流。同时认为状态转换是瞬间完成的,即非通即断,或非断即通,任何时候只在两个状态中的一个。有了这两个假定,在电感电流连续的 PWM 型变换器中,设晶体管导通占空比为 D 时,可用下列状态方程组来描述其导通、截止两种工作状态(如果是电感电流不连续则为三组方程,详见下面第三节)。为了考虑动态中占空比是变动的,特用小写 d 来表征。

在 $0 \leq t \leq dT_s$ 期间

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 V_s \quad (1.10.1a)$$

$$Y = C_1^T X \quad (1.10.1b)$$

在 $dT_s \leq t \leq T_s$ 期间

$$\dot{X} = A_2 X + B_2 V_s \quad (1.10.2a)$$

$$Y = C_2^T X \quad (1.10.2b)$$

式中: X 为状态变量, 一般为电感电流 i_L , 电容电压 V_C (也可以是磁通 Φ 和电容电流 i_C), V_S 是加在开关电源输入端电压; Y 为输出状态变量, 一般为 V_0 , 电流 i_S 或其它。 $A_1, A_2, B_1, B_2, C_1^T, C_2^T$ 为相应的系数矩阵, 与电路结构, 参数有关。

有了上述方程式, 可以利用边界条件求出任一次开关的输出量。但是开关电源中的开关往往要动作几十甚至几百次才能完成一次调整过程, 所以这样计算工作量太大, 显得不实用。

如果把式(1.10.1)和式(1.10.2)之和并平均之, 将得到新的一组方程。考虑到晶体管导通占空比为 d , 二极管导通占空比为 d' ($d' + d = 1$), 按占空比不同影响这二组方程。按此得基本的状态平均方程组:

$$\dot{X} = (dA_1 + d'A_2)X + (dB_1 + d'B_2)V_S \quad (1.10.3a)$$

$$Y = (dC_1^T X) + (d'C_2^T X) \quad (1.10.3b)$$

式中 $d' = 1 - d$;

X 为依赖于占空比的状态变量平均值。

现在对基本状态平均方程组施加扰动, 令瞬时值:

$$\left. \begin{aligned} V_S &= V_S + \hat{V}_S \\ d &= D + \hat{d} \\ d' &= D - \hat{d} \\ x &= X + \hat{x} \\ y &= Y + \hat{y} \end{aligned} \right\} \quad (1.10.4)$$

式中 $\hat{V}_S, \hat{d}, \hat{x}, \hat{y}$ 是相应 V_S, D, X, Y 的扰动量。

将式(1.10.4)代入(1.10.3)得:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt}(X + \hat{x}) &= AX + BV_S + A\hat{x} + B\hat{V}_S + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_S]\hat{d} \\ &\quad + (A_1 - A_2)\hat{d}\hat{x} + (B_1 - B_2)\hat{d}\hat{V}_S \\ Y + \hat{y} &= C^T X + C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d} + (C_1^T - C_2^T)\hat{d}\hat{x} \end{aligned} \right\} \quad (1.10.5)$$

将稳态分量与扰动分量分离成二组方程:

$$\text{稳态方程} \left\{ \begin{aligned} AX + BV_S &= 0 \\ Y &= C^T X \end{aligned} \right\} \quad (1.10.6)$$

$$\text{扰动方程} \left\{ \begin{aligned} \frac{d\hat{x}}{dt} &= A\hat{x} + B\hat{V}_S + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_S]\hat{d} \\ &\quad + (A_1 - A_2)\hat{d}\hat{x} + (B_1 - B_2)\hat{d}\hat{V}_S \\ \hat{y} &= C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d} + (C_1^T - C_2^T)\hat{d}\hat{x} \end{aligned} \right\} \quad (1.10.7)$$

$$\begin{aligned} \text{式中} \quad A &= DA_1 + D'A_2 \\ B &= DB_1 + D'B_2 \\ C^T &= DC_1^T + D'C_2^T \end{aligned}$$

式(1.10.7)有 $\hat{d}\hat{v}_s$ 和 $\hat{d}\hat{x}$ 项,故是非线性方程。为了线性化,假设动态分量远小于稳态量,即 $\frac{\hat{v}_s}{V_s} \ll 1, \frac{\hat{d}}{D} \ll 1, \frac{\hat{x}}{X} \ll 1$, 则 $\hat{d}\hat{x}, \hat{d}\hat{v}_s$ 可以忽略,因此,

式(1.10.7)简化为:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\hat{x}}{dt} &= A\hat{x} + B\hat{V}_s + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s]\hat{d} \\ \hat{y} &= C^T\hat{x} + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d} \end{aligned} \right\} \quad (1.10.8)$$

式(1.10.8)即为动态低频小信号状态平均方程,是一个线性非时变方程。将它转至 s 域时:

$$\left. \begin{aligned} s\hat{x}(s) &= A\hat{x}(s) + B\hat{V}_s(s) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s]\hat{d}(s) \\ \hat{y}(s) &= C^T\hat{x}(s) + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d}(s) \end{aligned} \right\} \quad (1.10.9)$$

解式(1.10.9)得:

$$\left. \begin{aligned} \hat{x}(s) &= (sI - A)^{-1}B\hat{V}_s(s) + (sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s]\hat{d}(s) \\ \hat{y}(s) &= C^T(sI - A)^{-1}B\hat{V}_s(s) + \{C^T(sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s] \\ &\quad + (C_1^T - C_2^T)X\}\hat{d}(s) \end{aligned} \right\} \quad (1.10.10)$$

式中 I ——单位矩阵

由式(1.10.10)可得各传递函数:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\hat{x}(s)}{\hat{V}_s(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0} &= (sI - A)^{-1}B \\ \frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{v}_s(s)=0} &= (sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s] \\ \frac{\hat{y}(s)}{\hat{V}_s(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0} &= C^T(sI - A)^{-1}B \\ \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{v}_s(s)=0} &= C^T(sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s] + (C_1^T - C_2^T)X \end{aligned} \right\} \quad (1.10.11)$$

据此可以绘出波德图,进行校正分析设计。

另外,从(1.10.6)可解得:

$$\left. \begin{aligned} X &= -A^{-1}BV_S \\ Y &= -C^T A^{-1}BV_S \end{aligned} \right\} \quad (1.10.12)$$

式(1.10.10)和式(1.10.12)就是状态空间平均方程的小信号动态解和静态解。它以解析式形式描述了低频小信号扰动下的特性。不过它不够直观。如果,以 $V_S + \hat{V}_S$ 为电源, $V_0 + \hat{V}_0$ 为输出,可以绘出状态空间平均法等效电路。

第三节 电流连续时的平均等效电路标准化模型

适用于 Buck、Boost、Buck-Boost、和 Ćuk 四种基本电路的等效电路,有图 10-1 所示的标准化电路模型。

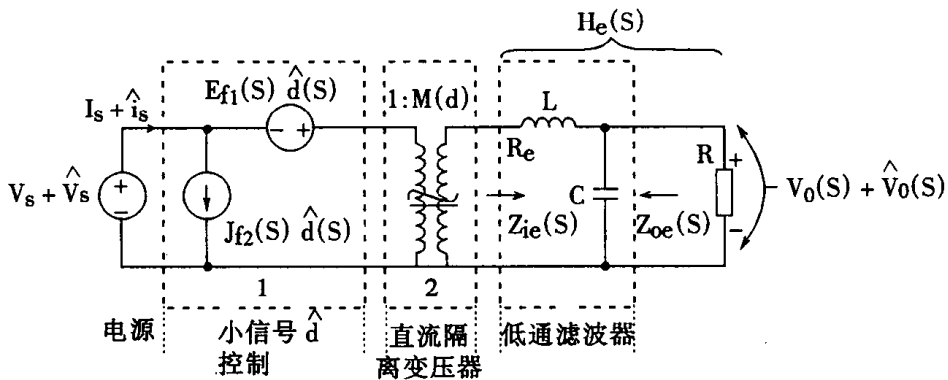


图 10-1 工作在连续状态下变换器的小信号标准化模型

研究表明, Buck 和 Boost 等变换器,用小信号方程及等效电路观点来看其结构时,都是相同的。不同点只是电路中各元件值及电路方程中所对应的常数值不相同而已。所以,可以得到一个重要的概念:任何一种工作方式的开关变换器的小信号电路,都可以用有相同的拓扑结构和相同类型的电路元件来表示,这一电路模型称为标准化的模型。在这一模型中,每一个电路元件量值取决于该变换器的类型。

当知道变换器的类型后,就可知道其模型参数,从而使分析开关变换器问题大大简化。分析电路的目的是用标准的常用的线性电路理论来计算断续开关电路的小信号闭环参数值。

为方便起见在图 10-1 中,各元件的阻抗或参数以复频特性(即 s 的函数)的形式来表示。为了进一步简化方程式书写,以下均略去 s ,例如 $d(s)$ 写成 d 。

可以看到图 10-1 将电路分成三个部分,每个部分表示了开关电源的固有特性。第一部分表示对于小信号 \hat{d} 的控制特性;第二部分表示直流变压隔离器模型,其变比为电压增益 $M(d)$;第三部分表示开关电源所用的低通滤波器网络,其参数为 H_e 。正如第二、三章所定义的

M 是开关电源 $\frac{V_0}{V_S}$ 的理想电压增益, 考虑实际的非理想的情况(即变换器效率)时, M 的修正系数 K 可包含在变换器第三部分的函数 H_e 中。图 10-1 中第三部分表示的滤波网络, 只是多种多样的滤波器中可能的一种电路形式。当然, 这些滤波器均应是低通滤波器。在本章的第五节中将会看到, 这种低通滤波网络可能会变得很复杂。但是与任何一种滤波器一样, 可以用输入-输出电压传递函数 H_e 、输入阻抗 Z_{ie} 及输出阻抗 Z_{oe} 来表示其特性。注意, 变换器的负载电阻 R 应包括在 H_e 和 Z_{ie} 中。另外, 通过图 10-1 中第二部分的直流变压隔离器函数的转换, 把电源的阻抗也包含在 Z_{oe} 中。这样, 在设计开关电源电路时, 所有变换器将有一个唯一确定的模型。这一点是十分有用的, 因为它可带来如下的一些方便:

(1) 适应越来越多用计算机进行电路分析的设计方法。使用图 10-1 的标准化所建立的统一的模型时, 只需要写一种拓扑结构模型计算分析程序即可。应用时, 把模型中的电路元件代入不同的值, 就能求出任一种所希望的小信号电路的特性。

(2) 通过计算可得各元件值并可以很方便地看出变换器在小信号特性方面的差别。例如, D 的范围可以直接地从 MH_e (即 M 和输出滤波器的传递函数 H_e 的积)、输入电压 V_s 和负载电阻 R 等求出来。另外, 降压和升压开关电源从控制到输出的传递函数可以方便地进行比较。例如, 图 10-1 中 f_1 的值在降压变换器中为 1, 然而在升压变换器中 f_1 将是一个复数, 且包含有一个右半平面的零点。

(3) 有可能在给定滤波器的信号衰减后, 优化滤波器的设计, 确定最佳的低通滤波器网络参数。

下面讨论如何决定开关变换器标准化模型中元件的参数。决定该参数一般有两种方法: 一是通过变换等效电路, 经简单的计算求出。在本章第二节中, 有几个例子可以看出其具体的计算步骤。二是直接运算描述开关变换器电路特性的电路方程式。以下我们采用第二种方法。

对图 10-1 标准化模型, 通过分析可写出:

$$\hat{V}_0 = (\hat{V}_S + Ef_1 \hat{d}) MH_e \quad (1.10.13)$$

$$\hat{i}_S = jf_2 \hat{d} + (Ef_1 \hat{d} + \hat{V}_S) \frac{M^2}{Z_{ie}} \quad (1.10.14)$$

整理得:

$$\hat{V}_0 = (MH_e) \hat{V}_S + (Ef_1 MH_e) \hat{d} \quad (1.10.15)$$

$$\hat{i}_S = \left(\frac{M^2}{Z_{ie}} \right) \hat{V}_S + \left(jf_2 + \frac{M^2 Ef_1}{Z_{ie}} \right) \hat{d} \quad (1.10.16)$$

若令 $G_{VS} = MH_e$ $G_{Vd} = Ef_1 MH_e$

$$G_{is} = \frac{M^2}{Z_{ie}} \quad G_{id} = jf_2 + \frac{Ef_1 M^2}{Z_{ie}}$$

这些方程可简单表示为:

$$\hat{V}_0 = G_{VS} \hat{V}_S + G_{vd} \hat{d} \quad (1.10.17)$$

$$\hat{i}_s = G_{is} \hat{V}_S + G_{id} \hat{d} \quad (1.10.18)$$

解式(1.10.15) ~ (1.10.18), 可以导出标准化模型电路的各元件函数为:

$$Ef_1 = \frac{G_{vd}}{G_{VS}} \quad (1.10.19)$$

$$jf_2 = G_{id} - Ef_1 G_{is} \quad (1.10.20)$$

$$H_c = \frac{G_{VS}}{M} \quad (1.10.21)$$

理想的开关电源电压增益式在第二章已确定为:

$$M = \frac{V_0}{V_S} \quad (1.10.22)$$

如果定义 $S=0$ 时 f_1 、 f_2 为:

$$f_1(0) = f_2(0) = 1 \quad (1.10.23)$$

那么, 标准化模型中的 E 和 j 就可以确定了。

下面把确定标准化模型元件参数值的步骤归纳如下:

第一步: 利用状态空间平均, 导出开关电源方程式。注意, 应使最后的表达式中含有 \hat{V}_0 和 \hat{i}_s 项。

第二步: 将上面所得的方程式整理成方程式(1.10.17)、(1.10.18)所示的形式。

第三步: 利用方程式(1.10.19) ~ (1.10.23) 求解电路的元件参数值。

现举一个例子来说明上面的三个步骤。以图 10-2 所示的理想降压-升压变换器电路为例进行分析。注意, 这里的输出电压 V_0 与输入电压 V_S 定义为对地正电压, 事实上其直流输出电压是负的(参见图 2-21), 所以这样标示是为了与习惯的标准化模型所示的符号相一致。假定电路是连续型的, 那么变换器将有两种开关状态, 如图 10-2(b) 和图 10-2(c) 所示。把状态空间平均的程序用到这二个网络, 从直流关系来说, $V_S D T_S = -V_0 D' T_S$, 所以:

$$M = \frac{V_0}{V_S} = -\frac{D T_S}{D' T_S} = -\frac{D}{D'} \quad (1.10.24)$$

上式清楚地表明了变换器的反向特性。这个开关电路平均小信号方程式是：

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = \left[\frac{D'}{L}\right]\hat{V}_s + \left[\frac{D}{L}\right]\hat{V}_s - \left[\frac{V_0}{LD}\right]\hat{a} \quad (1.10.25)$$

$$\frac{d\hat{v}}{dt} = -\left[\frac{D'}{C}\right]\hat{i} - \left[\frac{1}{RC}\right]\hat{v} - \left[\frac{V_0}{D'RC}\right]\hat{a} \quad (1.10.26)$$

$$\hat{V}_0 = \hat{v} \quad (1.10.27)$$

$$\hat{i}_s = \hat{i}D - \left[\frac{V_0}{RD'}\right]\hat{a} \quad (1.10.28)$$

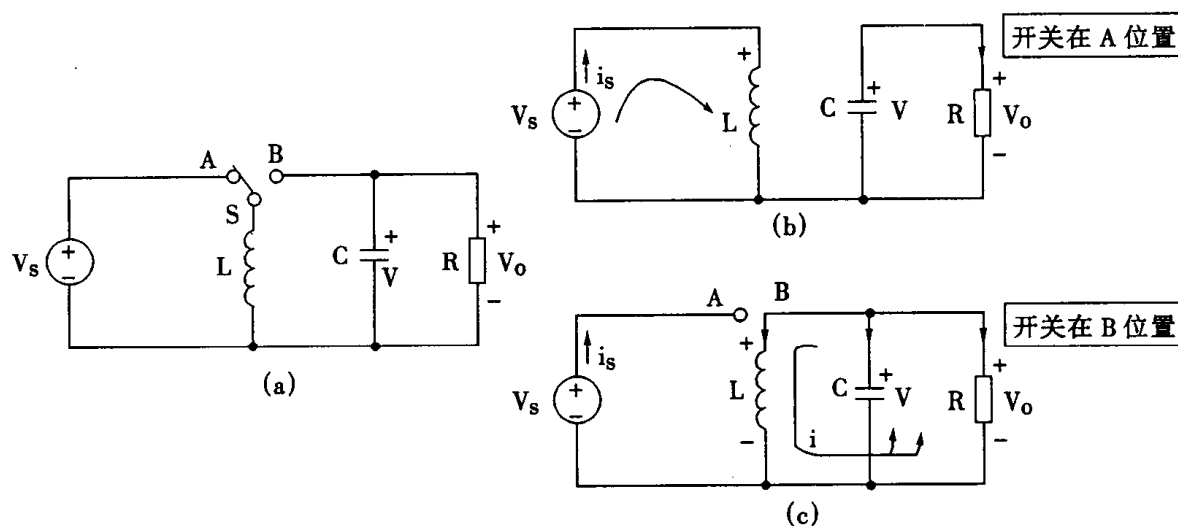


图 10-2 降压-升压变换器在连续状态下的等效电路

现在,可把这些方程式转换成复频特性的形式,并整理成与式(1.10.17)和式(1.10.18)相似的形式:

$$\hat{V}_0 = -\left(\frac{D}{D'}\right)\left[\frac{1}{1+S(L_e/R)+S^2L_eC}\right]\hat{V}_s + \left(\frac{V_0}{DD'}\right)\left[\frac{1-S(L_eD/R)}{1+S(L_e/R)+S^2L_eC}\right]\hat{a} \quad (1.10.29)$$

$$\hat{i}_s = \left[\frac{D^2}{R(D')^2}\right]\left[\frac{1+SRC}{1+S(L_e/R)+S^2L_eC}\right]\hat{V}_s - \left[\frac{V_0}{R(D')^2}\right]\left[\frac{1+D+SRC}{1+S(L_e/R)+S^2L_eC}\right]\hat{a} \quad (1.10.30)$$

式中 $L_e = \frac{L}{D^2}$

与标准化模型方程(1.10.19) ~ (1.10.24)相比较,可以求得电路元件参数如下式:

$$E = \frac{-V_0}{D^2} \quad (1.10.31)$$

$$f_1 = 1 - \frac{SL_e D}{R} \quad (1.10.32)$$

$$J = -\frac{V_0}{R(D')^2} \quad (1.10.33)$$

$$f_2 = 1 \quad (1.10.34)$$

$$H_e = \frac{1}{1 + S(L_e/R) + S^2 L_e C} \quad (1.10.35)$$

式(1.10.35)表明传递函数 H_e 就是 LC 低通滤波器中电感和电容的函数。最后,当用上面给出的元件值,就可以构成连续的小信号电路模式,如图 10-3 所示。

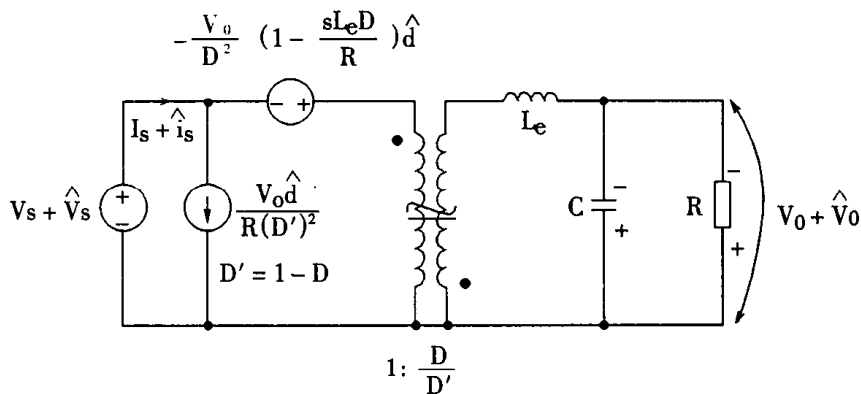


图 10-3 Buck-Boost 变换器连续状态下的小信号模型

上图中,通过 E 、 J 的“负”值表示了电压源和电流源的反极性,并通过改变电路中变压器的同铭端表示了 M 的“负”值。

在第四章中,我们证明了如果允许输出电压极性反向的话,那么 Buck-Boost 变换器可以通过基本的 Buck 和 Boost 变换器的串联连接来得到。表 10.1 给出 Buck、Boost、Buck-Boost、Čuk 四种变换器小信号标准化模型元件参数值。对比这些表达式可知,它们有一定的相互关系。

表 10.1 Buck、Boost、Buck - Boost、Ćuk 变换器模型元件的参数表达式(连续状态)

元件名称	Buck 变换器	Boost 变换器	Buck - Boost 变换器	Ćuk
M	D	$\frac{1}{D'}$	$-\frac{D}{D'}$	$-\frac{D}{D'}$
E	$\frac{V_0}{D^2}$	V_0	$-\frac{V_0}{D^2}$	$-\frac{V_0}{D^2}$
J	$\frac{V_0}{R}$	$\frac{V_0}{R(D')^2}$	$-\frac{V_0}{R(D')^2}$	$-\frac{V_0}{R(D')^2}$
f_1	1	$1 - \frac{sL_e}{R}$	$1 - \frac{sL_e}{R}D$	$1 - \frac{sL_e}{R}D + s^2L_eC_eD'$
f_2	1	1	1	$1 - sL_eRD'$
L_e	L	$\frac{L}{(D')^2}$	$\frac{L}{(D')^2}$	$(\frac{D}{D'})^2L_1$
C_e	C	C	C	C_1/D^2
$H_e(s)$	$\frac{1}{1 + \frac{L_e}{R}s + L_eCS^2}$	$\frac{1}{1 + \frac{L_e}{R}s + L_eCS^2}$	$\frac{1}{1 + \frac{L_e}{R}s + L_eCS^2}$	$\frac{1}{P(s)^*}$

注: * $P(s) = 1 + \frac{L_e + L_2}{R}s + (L_e + L_2C_2 + L_eC_2)s^2 + \frac{C_eL_eL_2}{R}s^3 + L_eC_eL_2C_2s^4$

根据图 10-3 中标准化 Buck - Boost 变换器连接状态下的小信号模型可导出静态和动态小信号特性:

1. 静态电压增益

$$M = \frac{V_0}{V_s} = \frac{-DT_s}{D'T_s} = -\frac{D}{D'}$$

2. 动态小信号传递函数

$$\left. \frac{\hat{V}_0}{\hat{V}_s} \right|_{\hat{a}=0} = -\frac{D}{D'}H_e = -\frac{D}{D'} \frac{1}{1 + \frac{L_e}{R}s + L_eCS^2} \quad (1.10.36)$$

$$\left. \frac{\hat{V}_0}{\hat{a}} \right|_{\hat{v}_s=0} = -\frac{D}{D'}H_e \left[-\frac{V_0}{D^2}(1 - s\frac{L_e}{R}D) \right]$$

$$= \frac{V_0}{D'D} \frac{1 - S \frac{L_e D}{R}}{1 + \frac{L_e}{R} S + L_e C S^2} \quad (1.10.37)$$

根据式(1.10.36)、(1.10.37)所表示的传递函数可以画出波德图。

3. 开环输入阻抗 Z_{io} (参见图 10-1)

$$\begin{aligned} Z_{io} &= \frac{\hat{V}_s}{\hat{i}_s} \Big|_{\hat{a}=0} \\ &= \left(\frac{D'}{D}\right)^2 \left[S L_e + \frac{\frac{1}{SC} R}{\frac{1}{SC} + R} \right] \\ &= \left(\frac{D'}{D}\right)^2 \frac{1 + \frac{L_e}{R} S + L_e C S^2}{1 + S R C} \end{aligned} \quad (1.10.38)$$

4. 开环输出阻抗 Z_{oo} , (参见图 10-4)

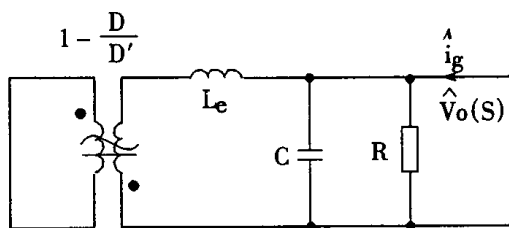


图 10-4 求输出阻抗电路图

$$\begin{aligned} Z_{oo} &= \frac{\hat{V}_o}{\hat{i}_g} \Big|_{\hat{a} = \hat{V}_s = 0} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{R} + SC + \frac{1}{S L_e}} \\ &= \frac{S L_e}{1 + \frac{L_e}{R} S + L_e C S^2} \end{aligned} \quad (1.10.39)$$

第四节 电流不连续时的标准化模型

用类似的方法,可以用标准化的模型来表示非连续工作状态中的开关变换器的小信号特性。这种模型典型的形式如图 10-5 所示。求非连续工作状态元件值的步骤和上述求连续型

步骤有很多相似之处,表 10.2 列出了非连续型时三种变换器的元件值。

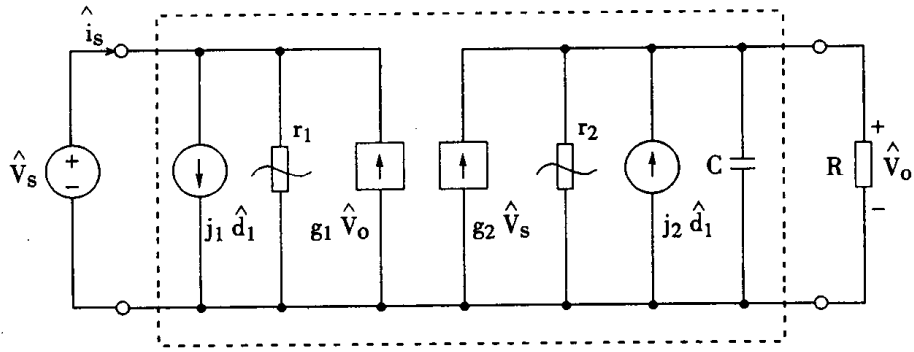


图 10-5 不连续工作状态的标准化模型

表 10.2 降压、升压和降压-升压变换器模型参数的表达式(不连续状态)

元件名称	Buck 变换器	Boost 变换器	Buck - Boost 压变换器
M	$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + 8\tau_L/D_1^2}}$	$\frac{1 + \sqrt{1 + 2D_1^2/\tau_L}}{2}$	$\frac{D_1}{\sqrt{2\tau_L}}$
j_1	$\frac{2V_0}{R} \sqrt{\frac{1-M}{2\tau_L}}$	$\frac{2V_0}{R} \sqrt{\frac{M}{2\tau_L(M-1)}}$	$\frac{\sqrt{2} V_0 }{R \sqrt{\tau_L}}$
r_1	$(\frac{1-M}{M^2})R$	$(\frac{M-1}{M^3})R$	$\frac{R}{M^2}$
g_1	$(\frac{M^2}{1-M})\frac{1}{R}$	$(\frac{M}{M-1})\frac{1}{R}$	0
j_2	$\frac{2V_0}{RM} \sqrt{\frac{1-M}{2\tau_L}}$	$\frac{2V_0}{R \sqrt{2\tau_L(M-1)M}}$	$\frac{ V_0 }{RM} \sqrt{\frac{2}{\tau_L}}$
r_2	$(1-M)R$	$(\frac{M-1}{M})R$	R
g_2	$\frac{M(2-M)}{(1-M)R}$	$\frac{M(2M-1)}{(M-1)R}$	$\frac{2M}{R}$

第五节 复杂变换器的模型

对于大多数复杂变换器电路,不必像上面例子中那样作复杂的数据推导。推导复杂变换器等效的小信号电路模型时,通常可以利用基本变换器的模型,同时考虑开关电源电路的一些新特点,对标准化模型作一定的处理就可以得出来。

在第三章已经讨论,通过把一个变压隔离器插入到基本的 Buck 变换器中可得出一种准方波变换器(图 3-30)。这种理想准方波变换器的标准化模型是怎样的?如何能较快的得到它?

当 Buck 变换器电路有变压隔离器时,可把变压隔离器加到 Buck 变换器的标准化的模型中去,如图 10-6(a)表示了加进去的情形。图中, n 表示变压隔离器的匝数比。由于两个变压器的功能一样,所以可以简单地把它们合并成一个,如图 10-6(b)所示。

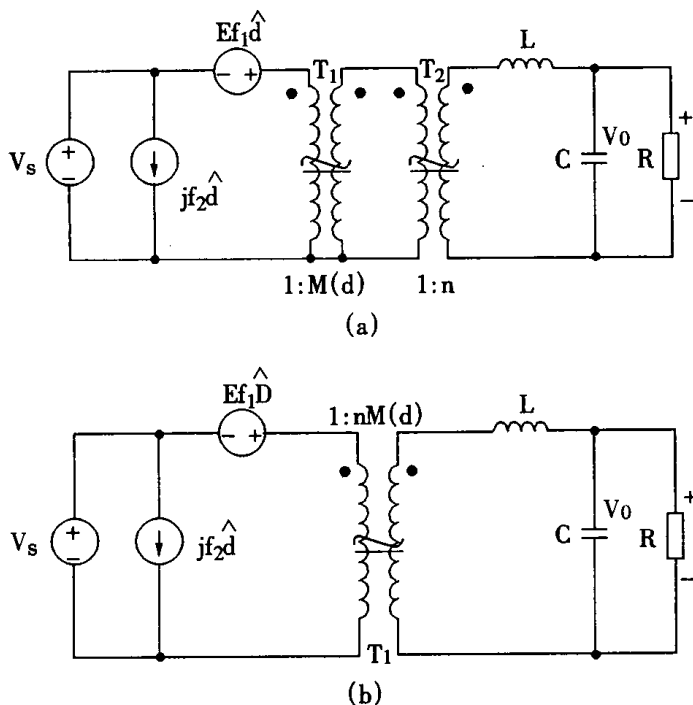


图 10-6 连续工作状态准方波变换器的小信号模型的演化过程

在图 10-6(a)中,第二个变压器 T_2 的作用,在于通过匝比 n 改变模型中的 E 、 j 因子。可分别通过系数 $\frac{1}{n}$ 和 $(\frac{1}{n})^2$ 来反映第二个变压器对电路的直流输出电压和负载电阻值的影响。

表 10.3 给出了 Buck 变换器单输出准方波、双输出准方波变换器元件值。对于带有一个以上输出的准方波电路,模型的建立过程基本与上述相同,但必须加一个步骤。图 10-7(a)表示了有两个输出绕组的准方波开关电源小信号模型的推导过程。简化图 10-7(a)电路的第一步是将绕组 N_2 折算到 N_{s1} 上,如图 10-7(b)所示;第二步,将二个变压器合并得图 10-7(c)。注意,这里的等效低通滤波网络与单输出的情况有很大差别。因为和绕组 N_2 连在一起的低通滤波器,是作为并联元件连接到绕组 N_{s1} 的低通滤波器的输入端上。这样,多输出的开

关电源从控制端到输出端的传递函数出现一个非零的输入阻抗,与它的原型(即 Buck 变换器)有很大的不同。如果要达到输出电压的稳定,传递函数出现非零输入阻抗的情况一定要加以考虑进去。

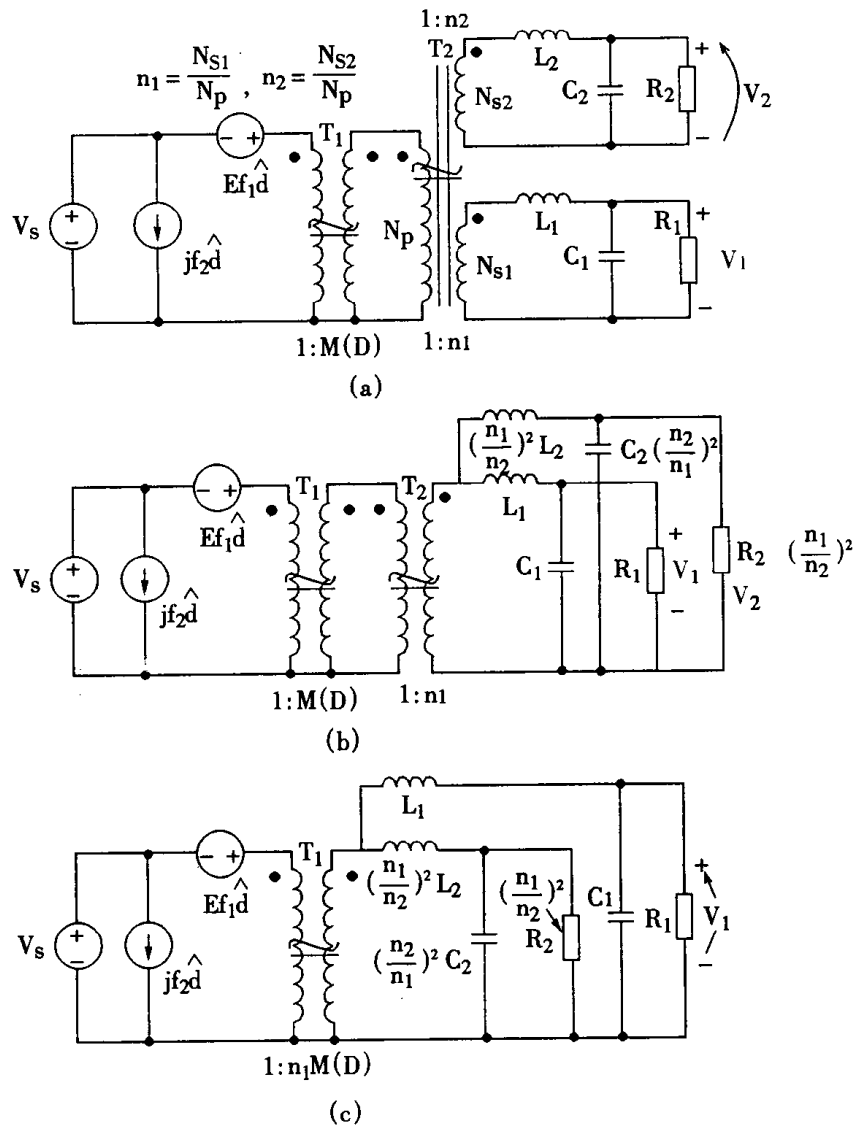


图 10-7 多输出绕组准方波变换器小信号连续状态模型的演化过程

并不是处理所有多输出的 Buck 变换器派生电路的小信号模型都要像上例那样对低通滤波器作复杂的考虑。第三章所示的另一双输出绕组 Buck 派生电路(图 3-62)就是一个例子, (a)所示。

与图 10-7(a)比较,图 10-8(a)由于输出绕组未串有电感 L_1 或 L_2 ,所以可以把绕组 N_2 和 N_{s1} 合并,然后把 L 移到 T_2 的副边上去,表示为 $L_e, L_e = n_1^2 L$ 。最后把 T_1, T_2 合并成 T ,变比为 n_1 (D),如图 10-8(b)所示。很显然,在这个模型中,它的低通滤波器保留了基本 Buck 变换器简单的单级 LC 特性。

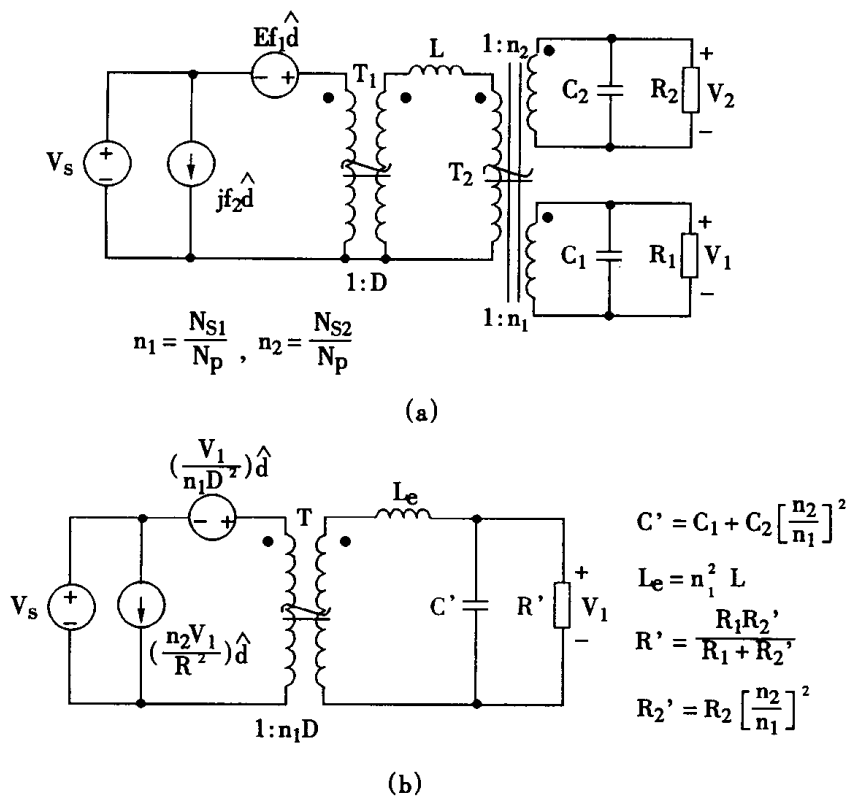


图 10-8 另一双输出绕组变换器小信号连续状态模型的演化过程

表 10.3 Buck 变换器及 Buck 派生型元件的参数值表达式

元件名称	Buck 变换器	单输出准方波变换器	双输出准方波变换器
M	D	nD	$n_1 D$
E	V_0/D^2	V_0/nD^2	$V_1/n_1 D^2$
J	V_0/R	nV_0/R	$n_1 V_1 R_1 / (n_1/n_2)^2 R_2$
f_1	1	1	1
f_2	1	1	1

第六节 用小信号法分析有输入滤波器时开关电源的稳定问题

闭环控制的开关电源系统采用 PWM 控制方式时,一般由输出电压 V_0 与参据电压 V_{ref} 比较,其误差经误差放大器 A 输出控制电压 V_c 。在变动的 V_c 作用下它与 PWM 调制锯齿波交点发生变化,从而占空比也在 \hat{d} 变化。PWM 实现对占空比控制时,一般表示式为:

$$\hat{d} = \left(\frac{f_m}{V_m} \right) V_c \quad (1.10.40)$$

式中 V_m ——使 D 值从 0 变化到 1 所要求的直流控制电压 V_c 值；
 f_m ——有关所用的 PWM 的 AC 传递函数特性
 对应的系统图如图 10-9 所示。

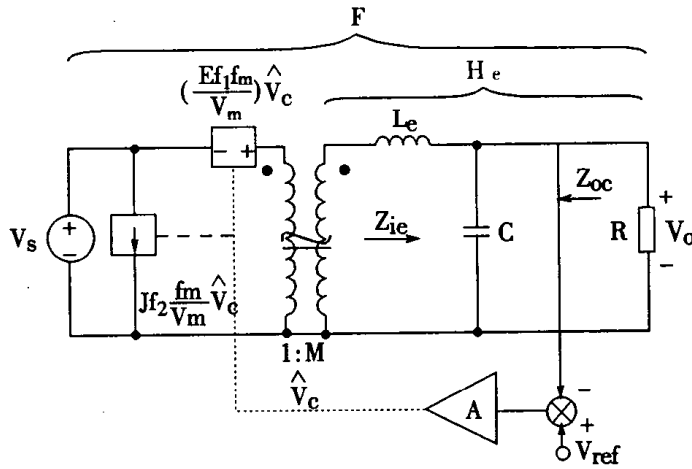


图 10-9 闭环控制电流连续型的标准化模型

在图 10-9 标准化模型中, PWM 传递函数与小信号电压源、电流源的值合在了一起。为了表明它们是由小信号 \hat{V}_c 控制的“源”, 这些电压源、电流源的符号改用“方块”表示。对图 10-9 的电路, 现在可以用线性电路的分析方法求出系统的性能。例如, 开环增益可表示为:

$$G_k = \frac{E f_1 f_m A M H_e}{V_m} \quad (1.10.41)$$

注意, G_k 不包括标准化电路中 (Jf_2) 独立电流源那一项。就本例而言, 模型由内阻抗为零的电压源推导出来, 所以在决定系统模型的各种传递函数时, 这种电流源不起作用。在开关电源中往往在输入级装有抑制电磁干扰的 LC 滤波环节。在这种情况下, 由于电容存在等效串联内阻, 使电流源不起作用的说法, 不太真实了。在理论上可以证明, 系统输入阻抗为负值。在这种情况下, 系统容易产生自振荡。这是一个非常严重的问题, 所以应该采取措施防止输入滤波器与开关电源结合后产生自振荡。

可以证明, 只要满足如下两个条件, 则带输入滤波器的小信号模型也能稳定地工作:

$$\frac{M^2 f_1 f_2 Z_s}{R} \ll 1 \quad (1.10.42)$$

$$\frac{M^2 Z_s}{Z_{ie}} \ll 1 \quad (1.10.43)$$

Z_s 是输入滤波器的 R、L 串联后与 C 并联的阻抗值, 可表为:

$$Z_s = \frac{\left(\frac{1}{SC_1}\right)(R_1 + SL_1)}{R_1 + SL_1 + \frac{1}{SC_1}}$$

式中 R_1 、 L_1 、 C_1 为输入滤波器的参数。

满足上述条件后,输入滤波器的不利影响就消除了,甚至输入滤波器对稳定问题有如不存在一样。要满足式(1.10.42)和式(1.10.43),关键在于使 Z_s 尽可能的小,即输出端的 C 要大。

对于一些采用闭环控制的开关电源,当既要求体积小、重量轻,又要求其电磁干扰小时,满足式(1.10.42)和式(1.10.43)是有一定矛盾的。在这种情况下有必要借助于计算机的辅助设计来确定整个变换器系统的详细结构,并评价由于输入滤波器的接入导致系统性能下降的问题。进一步的讨论将在第四篇的第二章进行。

第二篇 PWM 开关变换器的设计

第一章 反激变换器的设计

第一节 概述

由 Buck - Boost 推演而得反激变换器原理线路如第一篇的图 3 - 61 所示,现简表于图 1 - 1,由于电路简单能高效提供直流输出,因此在要求有多组输出直流电压时特别常用(即由单个输入电源使用同一磁路有效地提供多个稳定输出)。它的缺点是输出中有较大纹波电压。这样就限制了反激变换器的功率增大,通常只能在 150W 以下。而且只能在电压和负载调整率要求不高(如 6 ~ 10%)的场合使用。

在反激变换器中,某一辅助输出如果调整率要求较高时,可在副边输出端采用线性集成稳压器。如果要求输出电流不大,则标准三端稳压线性调节器将是合适的。这时由于有由主输出闭环控制的前级调节,线性集成稳压器输入电压略高于输出额定电压即可,因此损耗极小。

由于大多数反激变换器没有上述的稳压线性调节器,因此对它的性能作过高要求是不现实的。这类变换器主要的优点是简单,低耗。如果加上附加电路去满足非常精密的特别要求的话,则这种优点将会失去。

关于纹波电压的问题,如果要求输出纹波较低,可以增加输出滤波电容。较好办法是在输出端附近加一小型 LC 噪声滤波器,取代原来昂贵的低内阻电容,这样往往也能使纹波在 30mv 左右。

在反激式变换器中,一般有两种工作方式:

(1)“完全能量转换”(电感电流不连续方式):在储能周期(t_{on})中,变压器中储存的所有能量在反激周期(t_{off})中都转移到输出端。

(2)“不完全能量转换”(电感电流连续方式):储存在变压器中的一部分能量在 t_{on} 末保留到下一个 t_{on} 周期的开始。

这两种工作方式的小信号传递函数是极不相同的,动态分析时要作不同的处理。实际上,当变换器输入电压在一个较大范围内发生变化,或/和负载电流在较大范围内变化时,必然跨越着两种工作方式,因此反激变换器常要求能在完全和不完全能量转换方式下都能稳定工作。但是,要求同一个电路实现从一种工作方式转变为另一种工作方式,在设计上是较为困难的。

在脉宽调制开关变换器中引入电流模式控制可大大减少控制回路所遇到的各种问题,尤其对于完全能量转换方式。因此电流模式控制被推荐在反激变换器中使用。然而,在不完全能量转换方式中,由于在传递函数的“右半平面零点”,则电流模式控制不能消除固有的不稳定问题,这就要求控制环增益偏离低频段,并要求能降低瞬态响应速度。

一、电磁能量储存与转换

见图 1 - 1。

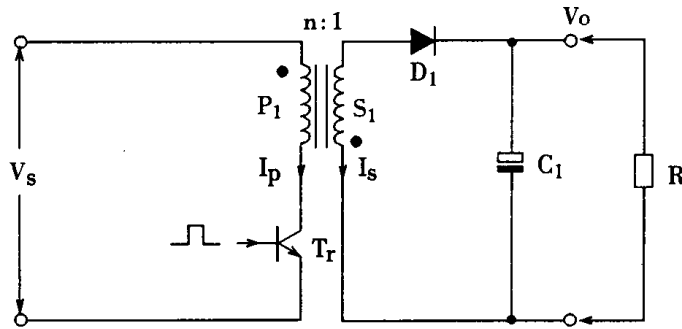


图 1-1 反激(Buck-Boost)变换器电路图

晶体管 T_r 导通时,进行电能储存的阶段。这时可把变压器看作一个电感,如图 1-2 所示。

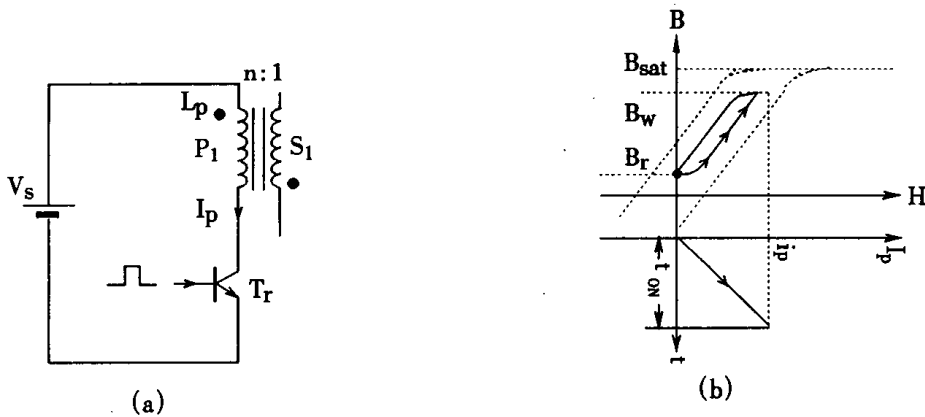


图 1-2 (a)能量储存阶段的等效电路图 (b)能量储存阶段原边电流波形与磁化情况

从图 1-2 可知,当 T_r 导通,原边绕组的电流 I_p 的变化由 $\frac{dI_p}{dt} = \frac{V_s}{L_p}$ 决定(V_s = 电源电压, L_p = 原边电感)。 I_p 将会线性增加。磁芯内的磁感应强度将从 B_r 增加到工作峰值 B_w 。

当 T_r 关断,初级电流必定降到零。副边整流二极管 D_1 将导通,感生电流将出现在副边。因此按功率恒定原则副边绕组安匝值与原边安匝值应相等。

在反激期间反激电流逐渐下降到零。简明电路如图 1-3 所示。

对于完全能量转换情况,反激时间总是小于“关”时间。在反激时间,磁芯磁通密度将从 B_w 下降到剩余磁密 B_r 。副边电流将以某一速率衰减,此速率由副边电压和副边电感决定,因

$$\text{此 } \frac{dI_s}{dt} = \frac{V_s'}{L_s} \quad (V_s' \text{ 为副边绕组电压, } L_s \text{ 为折算到副边的变压器电感)。$$

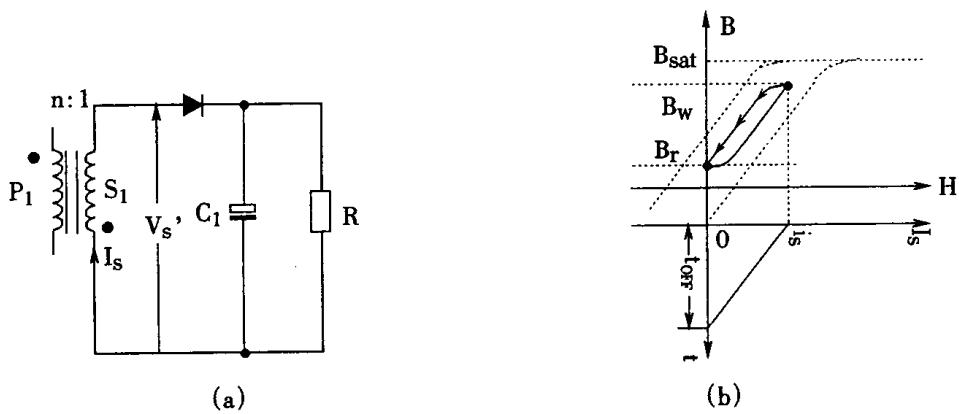


图 1-3 (a)能量传送期,副边等效电路 (b)在反激期间,副边电流波形及磁化情况

二、工作方式的进一步说明

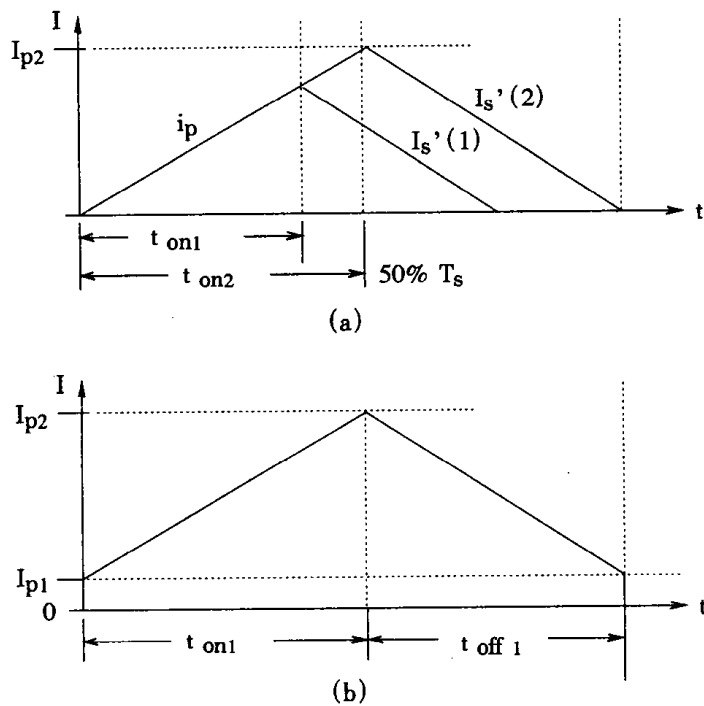


图 1-4 (a)原边电流波形 I_p 和副边电流波形 I_s' (不连续工作方式)
(b)原边和副边电流波形(连续工作方式)直流分量较大

在稳定状态下,电流波形有图 1-4(a)、(b)所示的情况,它们磁通增量 $\Delta\Phi$ 在“导通”时间内的变化必须等于在反激时间内的变化。因此,

$$\Delta\Phi = \frac{V_s T_{on}}{N_p} = \frac{V_s' \cdot T_{off}}{N_s}$$

从此式可看到,如果磁通增量相等的工作点稳定建立时,变压器原边绕组每匝的伏—秒值必等于副边绕组每匝伏—秒值。

通过控制开关管“导通”占空比去调定原边峰值电流。然而,开关管关断时,输出电压和副边匝数是恒定的,反激工作时间须自我调节。

在临界点,反激电流在下一“导通”时间前正好达到零,进一步增加占空比将引起变换器从完全到不完全能量转换方式的过渡。当这一系统进入到不完全能量传递方式时,传递函数变为带有低输出阻抗的两个极点系统,此时若需要更多电能时,脉宽仅需轻微的增加。另外,在传递函数中有一“右半平面零点”,这将在高频段引入 180° 相位改变。这也会引起不稳定。

三、变压器的储能能力

采用不完全能量传递方式时,由于出现了直流分量,需加气隙。气隙加入,使磁化曲线向 H 轴倾斜,从而使变压器能传递更多的能量(见图 1-5(a)、(b)阴影部分的扩大)。而且,在传递一定的能量要求下,可以把设计时 ΔB 的取值变小一些。这样会引起一定的良性循环。因为,一般变压器磁芯工作在 60kHz 以上时,受到“磁芯损耗”的制约。当把磁通变化幅值 ΔB (见图 1-5(b))减小时,会引起磁芯损耗的降低。在同一磁芯下,也许可以提高工作频率,进一步减小原边和副边中的纹波电流。

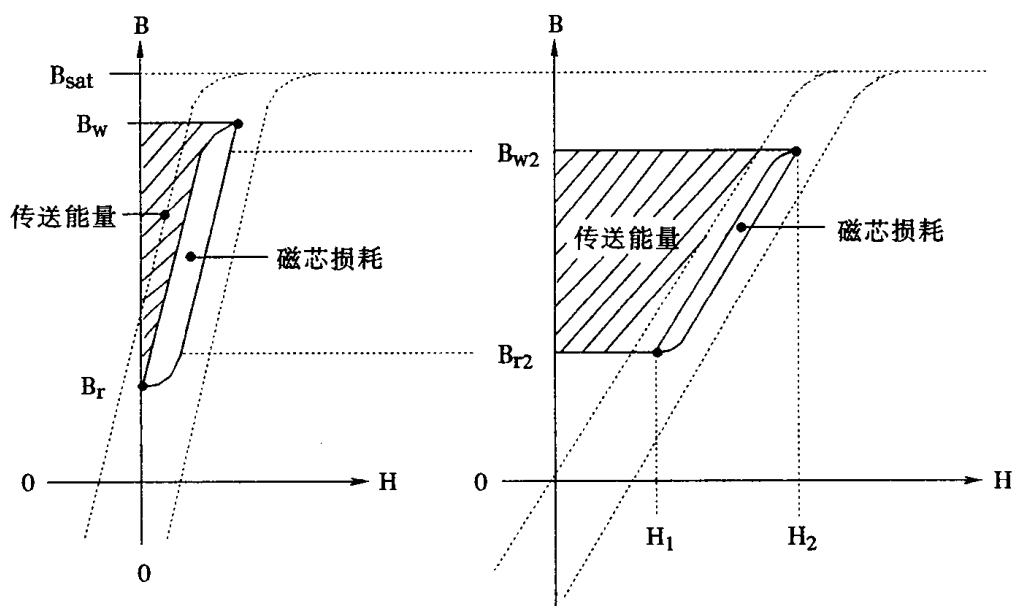


图 1-5 (a)当磁芯气隙很小时反激变换器中变压器的磁化曲线及传递的能量
(b)当磁芯气隙较大时,反激变换器中变压器的磁化曲线及传递的能量

一般来说,可得到的传输功率如下式所示:

$$P = f \cdot V_e \int_{B_r}^{B_w} H dB$$

式中 V_e ——磁芯和气隙的有效体积

该功率与图 1-5 中 B/H 曲线左边的阴影部分成正比;比较图(a)和(b)可知,许多能量储存在气隙里。因为在气隙中有很大磁阻,因此,气隙的大小将对传输功率产生很大的影响。

如用电流表示输出的功率,则有:

$$P = \frac{1}{2} L_p (I_{p2}^2 - I_{p1}^2)$$

式中 I_{p2} 、 I_{p1} ——为导通周期末、始端相应的电流值。

四、设计前的调查

设计前作实地使用调查是很必要的。现在,有些订货者有不断提高指标,过份强调保险的倾向。但是,对成本最具影响力的因素是指标。对一个多输出中的辅助输出,提出小于 6% 的稳定度要求是不易实现的。如果一定需要,则要加一个副边的稳压线性调节器,因此导致效率的减小和成本的增加。

设计中注意加载的过程、负载特征和各负载同步工作的情况。当一个电源供给图象显示器终端或计算机操作时同步通常就有规定。在这种场合,使用者常担心电源会产生开关干扰、磁场干扰等多种方式干扰系统的性能。其实,设计了好的滤波器和屏蔽器,噪声水平就未必会引起干扰。

如果是要求有固定的频率或同步,设计者最好能与使用者一起检验设计要求。这时,设计者如备有屏蔽良好频率可变的元件(变压器有铜屏蔽、副边输出可调 LC 滤波器),与使用者在实际应用中测试,将有可能设计出性能好,成本又低的现代电源。

在一些应用中,若干个开关电源由同一个电源(常用 DC-DC 变换器)供电。输入滤波器的需要量可以通过用同步和/或相移时钟系统来减少,这种方法也可以消去低频内部调制的成分。实践证明设置一个同步和/或相移装置增加额外费用是值得的。

设计者与顾客在应用问题上建立一个实际、明确的性能指标后,才可进行全面设计。

第二节 反激式变换器的设计方法举例

试设计带有三个输出电压的 110 瓦反激式变换器。具体技术要求为:

输入电压范围:110V/220V(两挡中的一挡可由使用者选择)。

工作频率:30kHz。

输出三组电压/电流为:5V/10A 12V/3A - 12V/2A

线路和负载调整:主输出 5V 为 ± 0.5 , 辅助输出 $\pm 12V$, 从额定的 60% 作 40% 的变化时为 6%。

输出纹波和噪声:1% 最大值。

假设电源全部工作范围复盖电流连续和电流不连续两种工作方式。无论何种工作方式均

要求有较高的效率。

一、电源主回路

为满足以上技术要求可使用图 1-6 反激电路。通过 A、B 连接与否可满足不同输入电压的要求。即在 220V 工作时,可单相桥式整流,在 110V 工作时,可单相倍压整流,这两种情况下,均得到约 300V 的直流电压。此直流电压接向原边绕组 P_1 , 晶体开关管 T_r 和电阻 R_1 。串接小的电阻 R_1 是为了得到原边电流取样电压。副边有三个绕组 S_1 、 S_2 、 S_3 。

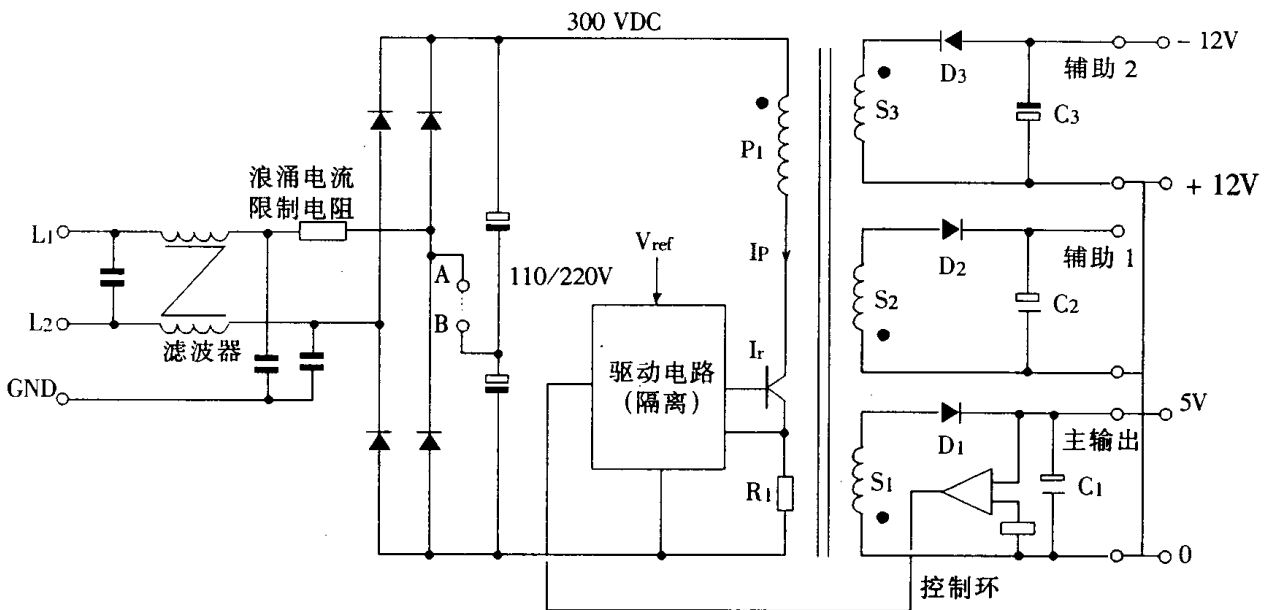


图 1-6 反激离线多输出开关电源主电路图

为了满足本例中低输出纹波的要求,可考虑使用两级 L、C 滤波器,该种滤波器允许在输出端使用标准的电解质电容以使在元件上的损耗较低。5V 线路的关断由控制线路来实现。

二、变压器设计

(1)图 1-6 的变压器兼有储能、限流、隔离的作用,因流过直流电流成分,因此设计上要比正激变换器的变压器困难。在磁芯大小,原边电感、气隙大小,原边线圈匝数的选择,以及在磁芯内直流成分和交流成分之间的相互影响等问题都要在设计中逐步建立简明概念,以便在重复繁杂计算中较快进行决策。

为了使设计者对控制因素有一个更准确的认识,以下的设计方法是以对磁芯材料的性能和气隙的效果做一定分析为开始的。接着是一个交流电和直流电磁化情况的试验。最后,是一个步骤清单。

(2)磁芯参数和气隙的作用

图 1-7(a)给出了一个带有和不带有气隙的铁氧体磁芯典型的 B/H 磁滞回线。应该注意的是,虽然 B/H 回线的导磁性(斜率)是随着气隙的大小而变化的,但带与不带气隙磁芯饱和

磁感应强度是一样的。此外,在有气隙时,磁场强度 H 明显增大,而剩余磁感应强度 B_r 则是明显减小,这些变化对反激变换器来说,都是很有利的。

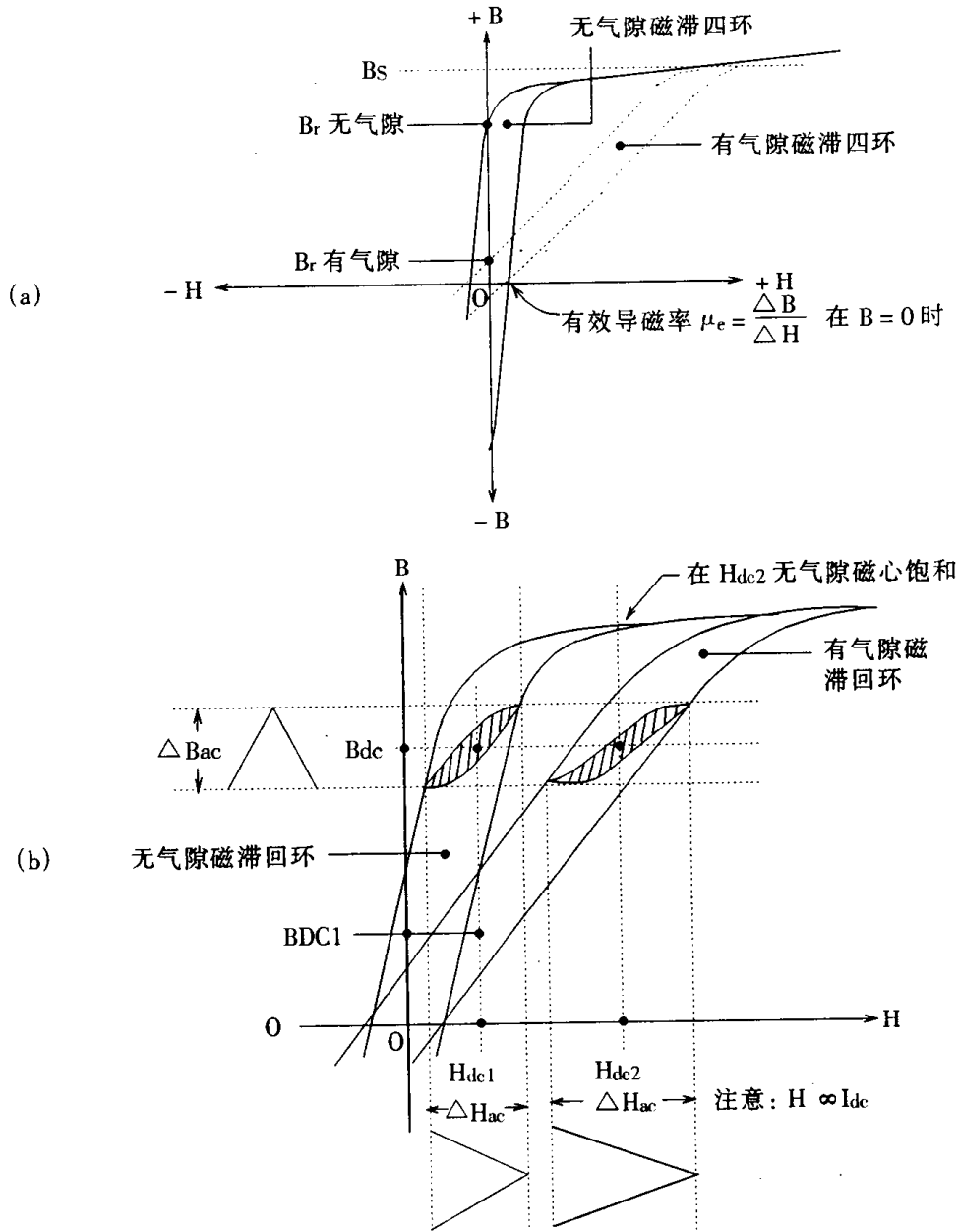


图 1-7 (a)有气隙(实线)和没有气隙(虚线)时,铁氧体变压器总磁滞回环;
(b)有大小气隙时单端反激变换器铁氧体磁芯第一象限磁滞回环

由于反激工作只在第一象限磁滞回线,磁芯在交流或直流作用下的 B 、 H 效果与气隙大小变化关系,如图 1-7(b)所示。下面作进一步讨论。

①在交流电流下气隙的作用

开关电源开关导通时间所外加的电压比例于 $B-H$ 平面垂直轴 ΔB_{ac} 的振幅(参见图 1-7(b))。此时,对应横轴有 ΔH_{ac} 变化。

在有气隙时, $B-H$ 特性斜率减小, 特性曲线向横轴靠扰。在 ΔB_{ac} 不变下, ΔH_{ac} 将大大增加。这相当有效地减小磁芯的有效磁导率和减少原边绕组电感。但不能改变交变磁通量或改善磁芯的交流性能。

通常有一错误的观点, 即一个磁芯由于原边线圈匝数不足, 所加交变电压过大, 或工作频率偏低(即伏秒值大)而产生饱和时, 可通过引入一空气隙来解决。从图 1-7(b)可看到这是片面的。因为不管有没有气隙, 饱和的磁感应强度 B_s 是一样的。然而, 气隙将减少剩余磁感应强度 B_r 和增加 ΔB_{ac} 的工作范围。

②在直流电流下气隙的作用

在绕组中的直流成分可在 $B-H$ 回环的水平 H 轴上产生一直流磁力 H_{dc} (H_{dc} 与直流安匝成比例)。对于一个确定的副边电流负载, H_{dc} 的值是确定的。

在没有饱和的条件下, 带气隙磁芯可加上更大的 H 值(直流电流)。由图可知, H 的更大值 H_{dc2} 已足于使没有气隙的磁芯达到饱和(甚至没有加任何 ΔB 作用)。因此, 有大直流电流时, 气隙对防止磁芯饱和是有效的。当反激变换器以连续方式工作时, 有相当大的直流电流成分, 这时, 必须有气隙。

图 1-7(b)说明磁芯没有气隙时, 一个直流 H_{dc1} , 会产生磁感应强度 B_{dc} ; 在有气隙时, 可以加上大得多的直流 H_{dc2} 去产生同样的 B_{dc} 。在电感电流连续的工作方式中, 变压器磁芯线圈电流不会为零, 不加气隙是绝对不行的。

总之, 外加的伏秒值, 匝数和磁芯面积决定了 B 轴上 ΔB_{ac} 值; 直流的平均电流值、匝数和磁路长度决定了 H 轴上 H_{dc} 值的位置。 ΔB_{ac} 对应了 ΔH_{ac} 的范围。气隙大 ΔH_{ac} 就大。必须有足够的线圈数和磁芯面积来平衡外加伏秒值。必须有足够的磁芯气隙来防止饱和状态并平衡直流电成分。

(3)变压器中的电感值

开始时, 原边绕组电感不能看作是设计变压器的重要参数。理由是该电感只影响开关电源的工作方式。因此, 在设计程序的后面阶段才考虑电感。而且, 在低于 60kHz 的频率使用铁氧体材料时, 以下的设计方法在选择磁芯大小后, 电感最大值与变压器损耗最小值是一致的。所以, 如果设计所得变压器电感值大, 又要求以不完全能量传递方式运行时, 则刚巧合适。如果要求以完全能量传递方式工作时, 则只能用增大磁芯气隙, 降低电感值来达到。这时, 一切均不会使变压器偏离设计。

三、设计 112 瓦反激变压器

使用的场合交流电压(85~240)V 变化, 如图 1-6 所示。

(1)选择磁芯大小

如果效率为 83%, 则变压器传输的功率 = $\frac{110}{0.83} \approx 132$ 瓦。

由于许多因素, 例如磁芯材料特性, 变压器形状(主要是表面积对体积的比率), 表面的热幅射, 允许温升、工作环境等等, 无法把传输功率与变压器大小简单地联系起来。

许多制造商提供了特定磁芯计算图表, 作为磁芯尺寸的推荐建议。一般同时提供了关于对流冷却、工作频率、温升等关系曲线。

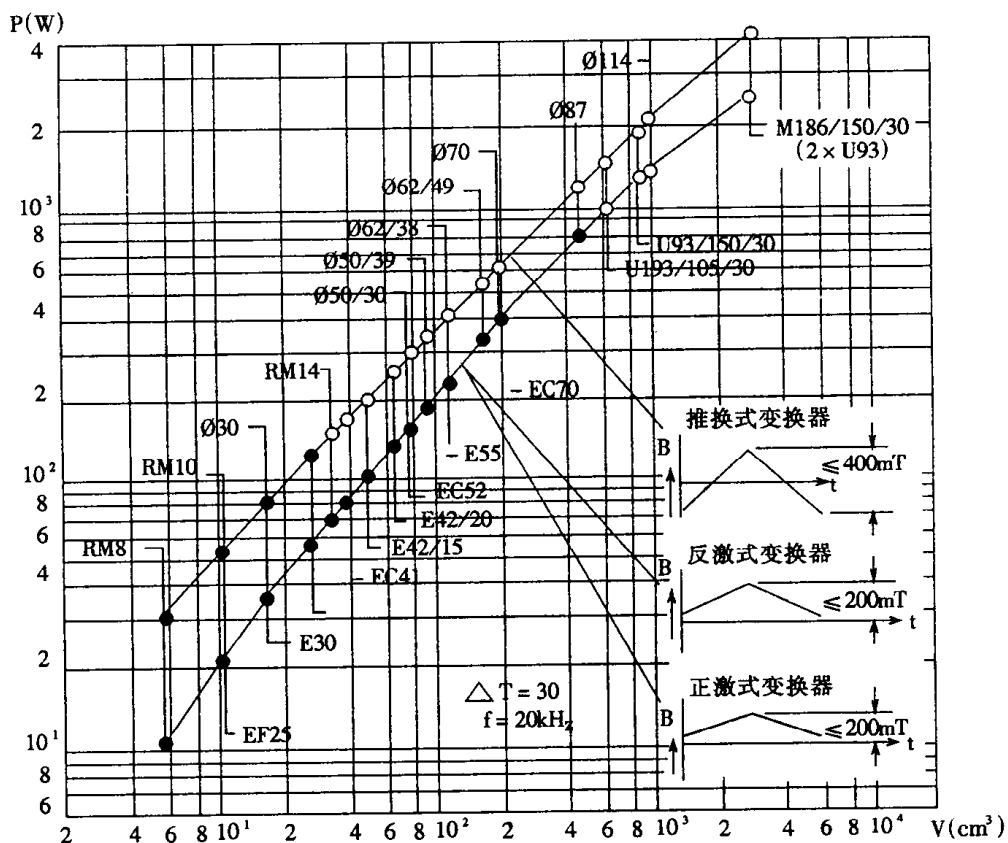


图 1-8 传送功率与尺寸(体积)各种形式的关系图

图 1-8 示出一个 20kHz ~ 30kHz 工作频率和温升 $\Delta T = 30^\circ\text{C}$ 硅 N27 的铁氧体材料制成的磁芯传输功率与磁芯尺寸的关系。在实际使用时留有一定裕量是完全必要的。

根据 132 瓦, 在图 1-8 曲线上对磁芯作一初步选择。得型号 E42/20。这种规格的磁芯静态磁化曲线如图 1-9 所示。

(2) 计算 t_{on}

原边绕组开关晶体管 T_r 的最大导通时间对应最低输入电压和最大负载时发生。在这个例子中, 假设 $D = \frac{t_{on}}{T_s} = 0.5$ 。工作频率 30kHz。

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{10^6}{30 \times 10^3} = 33 \mu\text{s}$$

$$t_{on} = DT_s = 0.5 \times 33 = 16.5 \mu\text{s}$$

(3) 计算最低直流输入电压

设当变换器在最低线路输入电压时发生满载工作。计算它的输入端的直流电压 V_s 。对于单相交流整流用电容滤波, 直流电压不会超过交流输入电压有效值的 1.4 倍, 也不小于 1.2

倍。它与电源线路中的电源阻抗、整流器电压降,储能电容的等效阻抗,以及负载大小均有关,在此取 1.3。设交流电压 110V 下限为 90V,倍压整流系数取 1.9

$$V_s = 90 \times 1.3 \times 1.9 = 222V$$

(4)选择工作时磁通密度值(振幅)

已知,E42/20 中心柱磁路的有效面积 $A_e = 180mm^2$ 。饱和磁感应强度在 100℃时是 360mT。

对一般形状、材质的铁氧体磁芯,当工作频率在 30kHz 时,65%的饱和值: $\Delta B_{ac} = 360 \times 0.65 = 234mT$ 。实践说明,这时仍有一个良好工作区间(参见图 1-9)。

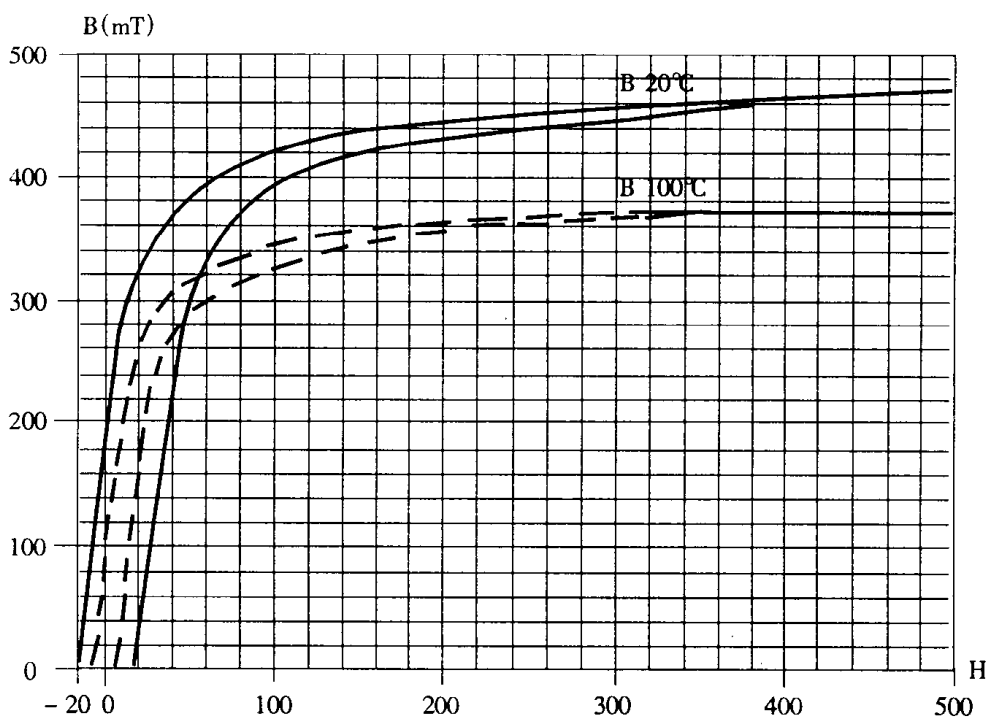


图 1-9 N27(西门子)铁氧体材料静态磁化曲线

(5)计算原边匝数

因为作用电压是一个方波,一个导通期间的伏秒值与原边匝数关系:

$$N_p = \frac{V_s t_{ON}}{\Delta B_{ac} \cdot A_e}$$

- 式中 N_p ——原边匝数;
- V_s ——原边所加直流电压(V);
- t_{ON} ——导通时间

A_e ——磁芯有效面积(mm^2)。

$$\text{计得: } N_p = \frac{222 \times 16.5}{0.234 \times 180} = 86 \quad (\text{匝})$$

(6) 计算副边匝数

以输出电压是 5V 为例进行计算, 设整流二极管压降 0.7V, 绕组压降为 0.6V, 则副边绕组电压值为 $5 + 0.7 + 0.6 = 6.3\text{V}$ 。

$$\text{原边绕组每匝伏数} = \frac{V_s}{N_p} = \frac{222}{86} = 2.58\text{V/匝}。$$

$$\text{副边绕组匝数 } N_s = \frac{6.3}{2.58} = 2.44 \quad \text{匝}$$

由于副边低压大电流, 应避免应用半匝线圈(除非特殊技术上需要)考虑到 E 型磁芯磁路可能产生饱和时, 使变压器调节性能变差, 因此, 取 2.44 整数 3 匝。

(7) 计算选定匝数下的占空比辅助输出绕组匝数

因(6)中副边取整数 3 匝, 反激电压小于正向电压, 新的每匝的反激电压是 $\frac{6.3}{3} = 2.1\text{V/匝}$ 。占空比必须以同样的比率变化来维持伏—秒值相等。

$$t_{\text{on}} = \frac{T_s \times 2.1}{2.1 + 2.58} = \frac{33 \times 2.1}{2.1 + 2.58} = 14.8 \quad (\mu\text{s})。$$

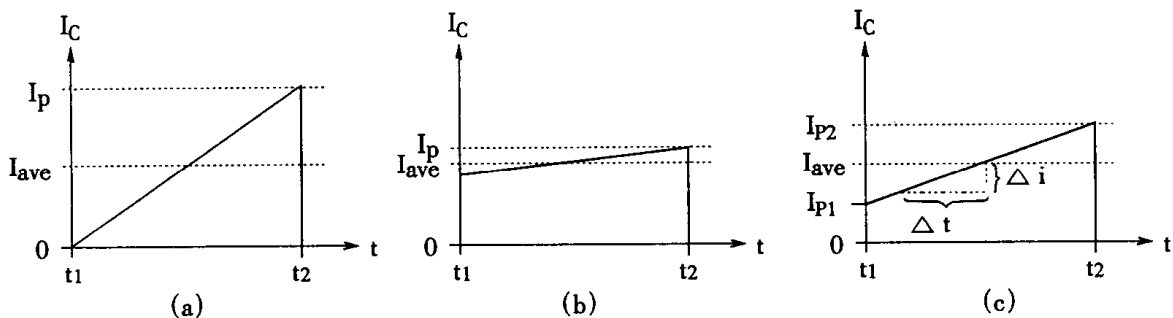
剩下的副边匝数可以计算如下:

对于 12V 直流输出, 考虑绕组及二极管压降 1V 后为 13V。

$$N_s = \frac{13}{2.1} = 6.2 \quad \text{匝, 取 6 匝}。$$

(8) 确定磁芯气隙的大小

上面已经分析过, 带气隙的磁芯在一个更大的磁场强度 H 值下才会产生磁饱和, 因此磁芯可经受一个更大的直流成分; 另外, 当 $H=0$ 时, B_r 更小, 磁芯的磁感应强度 B 有一个更大的可用工作范围 ΔB 。最后, 有气隙时, 导磁能力降低, 导致每匝的电感量减小, 绕组总电感值减小。但气隙的存在减少磁芯里直流成分所产生的磁通。



(a) 完全能量传递方式;

(b) 不完全能量传递方式(原边电感较大);

(c) 不完全能量传递方式(原边电感大小适中)

图 1-10 在反激变换器中原边电流的波形(三种情况下, I_{ave} 均相同)

实际设计工作是通过气隙大小调整来选定能量的传递方式。图 1-10 示出三种可能的方
式。(a)是完全能量传递方式。这种方式,传递同样的能量峰值电流是很高的。工作中开关晶
体管、输出二极管和电容器产生最大的损耗,且在变压器自身产生最大的铜耗(I^2R);图(b)表
示不完全传递方式。此时,具有一个低电流斜率,这是电感较大的缘故。尽管这种工作方式损
耗最小,但这大的磁化直流成分和高的磁滞将使大多数铁磁物质产生磁饱和。图(c)表示一个
较好的折衷方法,它的峰值电流大小适中,峰值与直流有效值的比比较适中。在合适的气隙大
小下,就能得到这一传递方式。工作中噪音较小,效率也合理。

(9)磁芯气隙大小的确定

实用方法:插入一个常用气隙,例如 0.5mm(≈ 0.02 英寸);用一般脉冲宽度控制方法,使
开关电源工作起来,并在变压器原边串入一个电流探针,缓慢调整脉冲宽度,使之在额定输入
电压下有额定负载。通过观察电流特性的形状,注意小心避免磁芯饱和,直到达到所要求的输
出电压和电流。注意电流波形的斜率,并调节空气隙达到所要求的斜率。

上面介绍方法,可快速调整好气隙大小。由于变压器不能按原设计意图工作或许多电源
工作在高温或其它条件变化下性能改变,需要重调时,本法具有实际的意义。

(10)气隙的计算

使用图 1-10 原边电感可通过电流波形图的斜率 $\Delta i/\Delta t$ 按下式求出:

$$L_p = V_s \frac{\Delta t}{\Delta i} \quad (2.1.1)$$

在图 1-10(c)中,设取:

$$I_{p2} = 3I_{p1}, \text{ 则 } t_{on} = t_2 - t_1 \text{ 时间内电流 } I_m,$$

$$I_m = I_{p2} - I_{p1} = 3I_{p1} - I_{p1} = 2I_{p1} \quad (2.1.2)$$

全周期 T_s 的平均输入电流 I_s :

$$I_s = \frac{P}{V_s} = \frac{132}{222} = 0.59A$$

相应的 I_m 值为:

$$I_m = \frac{I_s T_s}{t_{on}} = \frac{0.59 \times 33}{14.8} = 1.32A, \quad I_{p1} = \frac{I_m}{2} = 0.66A, \quad I_{p2} = 3I_{p1} = 1.98A,$$

在 t_{on} 期间电流变化量 $\Delta I = I_{p2} - I_{p1} = 1.98A - 0.66A = 1.32A$,代入(2.1.1)式求出原边电感
 L_p :

$$L_p = \frac{V_s \Delta t}{\Delta i} = 222 \times \frac{14.8 \times 10^{-6}}{1.32} = 2.49 \quad (\text{mH})$$

一旦已知原边电感 L_p 和匝数 N_p , 求出电感系数 A_L :

$$A_L = \frac{L_p}{N_p^2} \quad (2.1.3)$$

$$A_L = \frac{2.49 \times 10^{-3}}{86^2} = 0.00034 \times 10^{-3} \text{ H/匝}^2$$

根据所选磁芯 E42/20 的 $A_L = f(l_g)$, 一般如图 1-11 所示曲线可求得气隙。如果没有曲线, 或所得结果超过磁路长度的 1% 时, 可用下式计算气隙:

$$l_g = \frac{\mu_0 \times N_p^2 \times A_e}{L_p} \quad (2.1.4)$$

式中 l_g ——气隙长度 mm;
 μ_0 —— $4\pi \times 10^{-7}$;
 N_p ——原边匝数;
 L_p ——原边电感 mH;
 A_e ——磁芯面积 mm^2 。

$$l_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 86^2 \times 180}{2.49} = 0.67\text{mm}$$

(10) 检测磁芯磁通密度和饱和区间

检测磁芯的最大磁感应强度是必要的, 这可确保提供一个最大工作值和饱和值之间的适度区间。在任何情况下包括瞬时负载和高温, 应避免磁芯饱和。这可用两种方法来检测: 对变换器的量测或计算。

① 测量磁芯饱和边界

注意: 这种检测方法对任何设计方法都行之有效。

- 把输入电压设置到仍能维持控制的最低值, 本例中为 85V 左右。
- 设置输出负载到最大功率值。
- 在示波器上直接观察原边线圈流过的电流波形, 减小工作频率直到观察到磁饱和现象 (此时, 电流脉冲结束时电流突然上升)。在此情况下的 t_{on} 与正常的 t_{on} 时间增加的百分比, 比较可得出在一般情况下的磁感应强度的边界。此边界还应考虑在高温下允许磁感应强度会降低 (参见图 1-9), 并允许在磁芯气隙和瞬时要求中有 10% 的容量。如果留的边界不足 10% 时, 可增加气隙。

② 计算磁芯饱和边界

- 计算交流磁通产生磁感应强度变化幅值。

$$\Delta B_{ac} = \frac{V_s \times t_{on}}{N_p \times A_e} \quad (2.1.5)$$

$$\text{本例中 } \Delta B_{ac} = \frac{222 \times 14.8}{86 \times 180} = 0.212T$$

使用磁感应强度与直流电流相关的关系计算直流成分 B_{dc} 。

假设磁芯所有磁阻都集中在气隙中,显然,作为一个比较保守的结果,可求得一个较高的直流磁感应强度。此近似值允许使用一个简单的等式:

$$B_{dc} = \mu \cdot H = \frac{\mu_0 N_p \cdot I_{dc}}{l_g \times 10^{-3}} \quad (2.1.6)$$

式中 μ_0 —— $4\pi \times 10^{-7}(\text{H/m})$;
 N_p ——原边线圈匝数;
 I_{dc} ——有效的直流电流,开始导通时的电流幅值(A);
 l_g ——气隙长度(mm);
 B_{dc} ——直流作用的磁感应强度,(T)。

$$\text{本例中 } B_{dc} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 86 \times 0.66}{0.67 \times 10^{-3}} + 106 = 318(\text{mT})$$

交流和直流磁感应强度相加之和得到磁感应强度最大值。

$$B_{max} = \frac{\Delta B_{ac}}{2} + B_{dc} = 212 + 106 = 318 \text{ (mT)}$$

检查在 100°C 时的磁芯材料特性的边界:

从图 1-9 曲线可知 $B_s = 360\text{mT}$ 左右,故工作时留有余量,设计通过。

四、设计中的几个问题

(1)原、副边每匝伏数不同的影响

为了副边匝数取整,引起副边每匝伏数从 2.58 伏/匝降为 2.1 伏/匝。反激时间每匝电压小于正向导通时间的每匝电压,引起副边的每匝伏秒值较小,需要用较长的时间来传输电能到输出端,因此要维持正向和反向伏秒值相等,就须减少“导通”时间。即导通时间小于 T_s 的 50%。关断时间大,有利于电路工作,即每个周期 T_s 中,电流均有零点,属于完全能量传递模式。如果,本例中的原边电感太大,电流上升斜率小,时间又短($< 50\%$),很可能在“导通”完结时,电流上升值不大,出现电路没有能力去传递所需的功率。这种完全能量传递的工作方式,不能传递所需功率的情况,是令人费解。其实,这时系统成了自我功率限制系统的缘故。解决问题的办法是增加空气隙,减小电感,使自我限制作用不会产生。

(2)变压器的磁饱和瞬时效应

注意:应检查磁芯磁通在最小输入电压和最大脉冲宽度条件下是否临近饱和。由于输入电压高时,脉冲宽度会变窄,所以磁芯是远离饱和的。

在瞬变负载条件下,当输入电压较高而负载电流较小时,如果负载电流突然增加,则控制电路会立即加宽脉冲以来提供补充功率。这样,输入电压和脉冲宽度都同时变为最大,即使只是一个短暂的时间,但变压器也会出现饱和,引起失控和故障。

下列几项可考虑用来避免失控:

①变压器按高输入电压、宽脉冲进行设计。使铁芯工作在低磁通密度和绕上更多的原边线圈。这种方法的缺点是降低变压器的效率。

②控制电路应在高灵敏判别状态工作,当高输入电压出现时能很快限定脉宽,使它仍在安全值。

③在控制线路上改善性能,使开关管能在当前工作周期快速反应控制。在第一篇第六章第四节介绍的电流模式控制的芯片和线路能自动地实现这一限制动作。

五、计算变压器的另一种方法

变压器设计方法有多种,下面通过具体的例子介绍的方法不失为一种简捷了当的方法。

[例]试设计如下工作条件的变压器:反激式变换器工作频率 30kHz,要求在交流电网电压 180V ~ 270V 范围内能正常工作,输出的电压 $V_0 = 5$ 直流电流 $I_0 = 15A$ 。

(1)计算原边绕组流过的峰值电流 I_{PK}

每一工作周期能量乘上工作频率 f 为输出的功率 P_0 :

$$P_0 = \frac{1}{2} L_p I_{pk}^2 \cdot f \quad (2.1.7)$$

设为不连续工作模式,在 t_{on} 时间内电流 I_p 为 0 至 I_{PK} , 则

$$V_s = L_p \frac{I_{pk}}{t_{on}}$$

因为 $t_{on} = D_{max} T_s$

$$\text{所以 } V_s = L_p \frac{I_{pk}}{D_{max} T_s} \quad (2.1.8)$$

式(2.1.7)与(2.1.8)之比为:

$$\frac{P_0}{V_s} = \frac{L_p I_{pk}^2 D_{max}}{2 L_p I_{pk}}$$

化简得:

$$I_{pk} = \frac{2P_0}{V_s D_{max}} \quad (2.1.9)$$

为求得 I_{pk} , V_s 应以最小值代入,

$$V_{s(\min)} = 180 \times 1.4 - 20 = 232 \quad (\text{V})。$$

式中的 20V 假设为直流纹波及二极管压降之和。设反激变压器最大占空比 $D_{\max} \leq 0.45$, 代入式(2.1.9)得:

$$I_{pk} = \frac{2 \times 5 \times 15}{232 \times 0.45} = 1.44 \quad (\text{A})$$

(2) 求出原边绕组的电感值

由式(2.1.8)得:

$$L_p = \frac{V_{s(\min)} D_{\max} T_s}{I_{pk}}$$

假设电压 V_s 波动下限为 7%, $V_{s(\min)} = 232 \times (1 - 0.07) = 216 \quad (\text{V})$, 则

$$L_p = \frac{216 \times 0.45}{1.44 \times 30 \times 10^3} = 2.25 (\text{mH})$$

(3) 求 D_{\min}

在 $V_{s(\max)}$ 时, 有最小占空比 D_{\min} 。当输入电压 V_s 由最大到最小变化时, 占空比由最小变到最大。其关系可表为:

$$D_{\min} = \frac{D_{\max}}{(1 - D_{\max})K + D_{\max}} \quad (2.1.10)$$

式中 K ——电压 V_s 波动范围系数 $K = \frac{V_{s(\max)}}{V_{s(\min)}}$ 。

最大输入电压 $V_{s(\max)}$, 按 V_s 峰值时向上波动 10% 计算, 即:

$$V_{s(\max)} = (270 \times 1.4 - 15) \times 1.1 = 399.3 \quad (\text{V})$$

假设直流纹波电压及二极管管压降之和为 15V, 故上式中减去 15V。

$$K = \frac{V_{s\max}}{V_{s\min}} = \frac{399.3}{216} = 1.85$$

代入式(2.1.10)

$$D_{\min} = \frac{0.45}{(1 - 0.45)1.85 + 0.45} = 0.31$$

(4) 选择磁芯尺寸

计算磁芯面积乘积 AP 。 AP 为 A_w (磁芯窗口面积) 和 A_e (磁芯有效截面积) 的乘积。在厂商资料目录中查出 AP 值。设计者根据客户要求的限高等尺寸和形状来决定使用那一种经济的磁芯及其形状和大小。

如果原边绕组的线径为 d_w , 带绕组的磁芯所占的 AP 值为 AP_p , 可按下式计算:

$$AP_p = \frac{(6.33L_p I_{pk} d_w^2) 10^8}{\Delta B} \quad (2.1.11)$$

式中 $\Delta B = \frac{1}{2} B_s$ 表明工作磁感应强度变化值取饱和值 B_s 的一半。例如 TDK H7CL 的材料, E-E 型式的磁芯, 100°C 时 $B_s = 3900 \text{Gs} = 0.39 \text{T}$, 如图 1-12 所示。

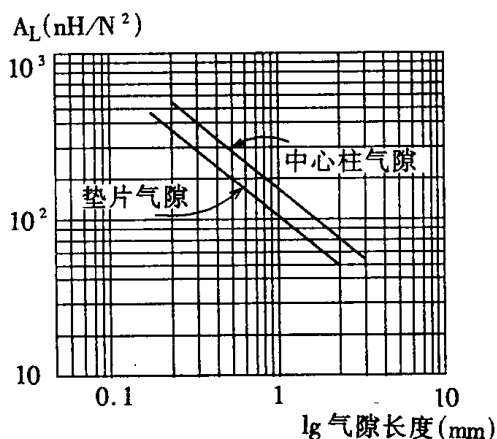


图 1-11 气隙值与 A_L 的关系曲线

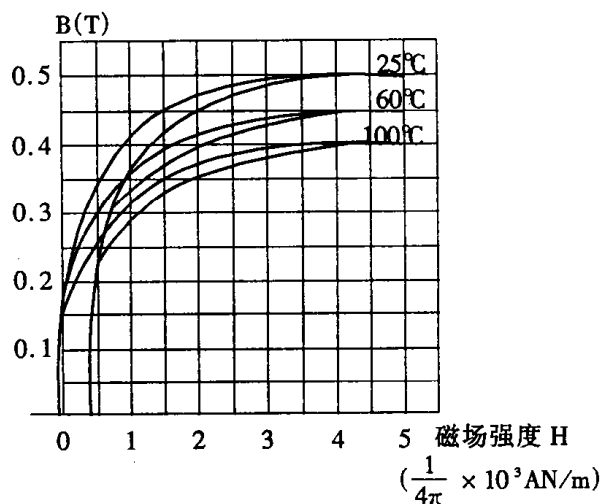


图 1-12 TDK H7CL 磁芯 B-H 特性曲线

$$\Delta B = \frac{3900}{2} = 1950 \quad (\text{GS})$$

如果我们引用欧美国家常用的单位密耳, 可写为 (mil)。用它时对选择导线会简单一些。所谓密耳是导线直径或薄板厚度的单位。

$$1 \text{mil} = 0.001 \text{ 英寸}。$$

直径为 1 密耳的金属丝面积称为圆密耳, 可写为 (c·m), 换算时, 可考虑其关系为:

$$1 \text{ 圆密耳} = 0.78 \times 10^{-6} (\text{英寸}^2) = 0.5 \times 10^{-3} \quad (\text{mm}^2)$$

表 1.1 列出美式线规 AWG 8# ~ 35# 重薄膜绝缘的导线规格, 包括直径大小标称的圆密耳

和每千英尺的电阻值。

表 1.1 重薄膜绝缘导线参数

线号 NO (AWG)	含绝缘的直径 d_w (英寸)		标称面积 $c \cdot m$ (圆密耳)	电阻值 ($\Omega/1000ft$)
	min	max		
8	0.13	0.133	16510	0.6281
9	0.116	0.119	13090	0.7925
10	0.104	0.106	10380	0.9985
11	0.0928	0.0948	8230	1.261
12	0.0829	0.0847	6530	1.588
13	0.0741	0.0757	5180	2.001
14	0.0667	0.0682	4110	2.524
15	0.0595	0.0609	3260	3.181
16	0.0532	0.0545	2580	4.020
17	0.0476	0.0488	2050	5.054
18	0.0425	0.0437	1620	6.386
19	0.0380	0.0391	1290	8.046
20	0.034	0.0351	1020	10.13
21	0.0302	0.0314	812	12.77
22	0.0271	0.0281	640	16.20
23	0.0244	0.0253	511	20.30
24	0.0218	0.0227	404	25.67
25	0.0195	0.0203	320	32.37
26	0.0174	0.0182	253	41.02
27	0.0157	0.0164	202	51.44
28	0.0141	0.0147	159	65.31
29	0.0127	0.0133	128	81.21
30	0.0113	0.0119	100	103.7
31	0.0101	0.0108	79.2	130.9
32	0.0091	0.0098	64	162
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7

设我们选择导线时,确定电流密度值为 $400\text{c}\cdot\text{m}/\text{A}$,则通过 1.44A 电流时需要的圆密耳为 $1.44\text{A} \times 400\text{c}\cdot\text{m}/\text{A} = 576(\text{c}\cdot\text{m})$ 。参阅表 1.1 选取 NO.22AWG,其直径最大为 0.0281 。

所以 $d_w = 0.0281$,代入(2.1.11)得:

$$\begin{aligned} AP_p &= \frac{6.33 \times 2.25 \times 10^{-3} \times 1.44 \times 0.0281^2}{1950} \times 10^5 \\ &= 0.83(\text{cm}^4) \end{aligned}$$

占窗口大部面积的是副边绕组(因电流大,导线多股等原因)和绝缘材料,一般 AP_p 只为 AP 的 $(1/4 \sim 1/3)$ 以下,取;

$$AP_p = 0.25AP$$

所以 $AP = 4AP_p$ (2.1.12)

$$AP = A_w A_e = 4 \times 0.83 = 3.32(\text{cm}^4)$$

由 TDK 产品目录中可查出 $EE42 \times 42 \times 15$ 的磁芯与线圈骨架乘积为:

$$A_w A_e = 1.83 \times 1.82\text{cm}^2 = 3.331(\text{cm}^4)$$

$3.331 > 3.32$,选取此型号磁芯与线圈骨架合适。

(5)计算气隙长度 l_g

由于反激工作模式是单向激磁,为防止磁饱和,应加气隙。气隙会产生较大的磁阻,而且大多数变压器所储存的能量是在气隙所构成的体积 V_G 中,故有:

$$\frac{1}{2} L_p I_{pk}^2 = \left(\frac{1}{2} \Delta B \cdot H \cdot V_G \right) \times 10^8 \quad (2.1.13)$$

式中 H ——气隙磁场强度 $H = \frac{\Delta B}{\mu_0 \times 0.4\pi} (O_e)$;

μ_0 ——空气导磁率 = 1;

V_G ——气隙的体积, $V_G = A_e \cdot l_g (\text{cm}^3)$ 。

整理式(2.1.13)得:

$$l_g = \frac{0.4\pi L_p I_{pk}^2}{A_e \Delta B^2} \times 10^8 (\text{cm}) \quad (2.1.14)$$

$$l_g = \frac{0.4\pi \times 2.25 \times 10^{-3} \times 1.44^2}{1.82 \times 1950^2} \times 10^8 = 0.08\text{cm}$$

因此,应在磁芯中心柱打磨出气隙 0.08cm,或在磁芯两外侧心柱各打磨出 0.04cm,在这个基础上再进行调整。也可以选取已有气隙相近的磁芯,并直接进行调整。

(6)原边绕组匝数计算

$$\text{用 } N_p = \frac{\Delta B l_g}{0.4\pi I_{pk}}$$

$$\text{或 } N_p = \frac{L_p I_{pk}}{A_c \Delta B} \times 10^8$$

进行计算。前式算得 $N_p = 88$ 匝,后式算得 $N_p = 91$ 匝。取 $N_p = 90$ 匝。

(7)副边绕组匝数计算

按输入最小电压 $V_{s(\min)}$,导通占空比最大,算得副边绕组的匝数:

$$\text{因为 } V_0 + V_D = V_{s(\min)} \frac{D_{\max}}{1 - D_{\max}} \times \frac{N_s}{N_p}$$

$$\text{整理得: } N_s = \frac{(V_0 + V_D)(1 - D_{\max})N_p}{V_{s(\min)}D_{\max}} \quad (2.1.15)$$

代入数据:

$$N_s = \frac{(5 + 1)(1 - 0.45)90}{232 \times 0.45} = 2.8 \text{ 匝}$$

取 $N_s = 3$ 匝。

(8)副边绕组的线径

按 $400\text{c}\cdot\text{m}/\text{A}$ 考虑,通过 15A 需要:

$$400\text{c}\cdot\text{m}/\text{A} \times 15\text{A} = 6000 \text{ c}\cdot\text{m}(\text{圆密耳})$$

考虑集肤效应及绕制方便选 5 股线并绕,每股为 $\frac{6000}{5} = 1200$ 圆密耳,参见表 1.1 选 AWG NO19 导线。其圆密耳为 1290。只要其它器件允许,导线实际可通过的电流值为:

$$\frac{1290 \times 5}{400} = 16.1\text{A}$$

第三节 反激式变换器的缓冲器设计

一、反激变换器的开关应力

在反激变换器中,引起开关应力高(可导致开关损坏)的原因有两个:一个是开关关断时,漏电感引起开关管集电极电压突然升高,第二个是负载线不够合理。两个原因均是由于负载是电感性引起的,前者影响较大;后者次之。

抑制开关应力有两个办法。一是减小漏电感,二是耗散过电压的能量,或者使能量反馈回电源中。减小漏电感主要靠工艺;耗散过电压的能量依靠与电感线圈并联的 R、C 缓冲器,或与开关并联的 R、C 缓冲器;能量反馈回电源中依靠附加的线圈和定向二极管。

二、跟踪集电极电压钳位环节

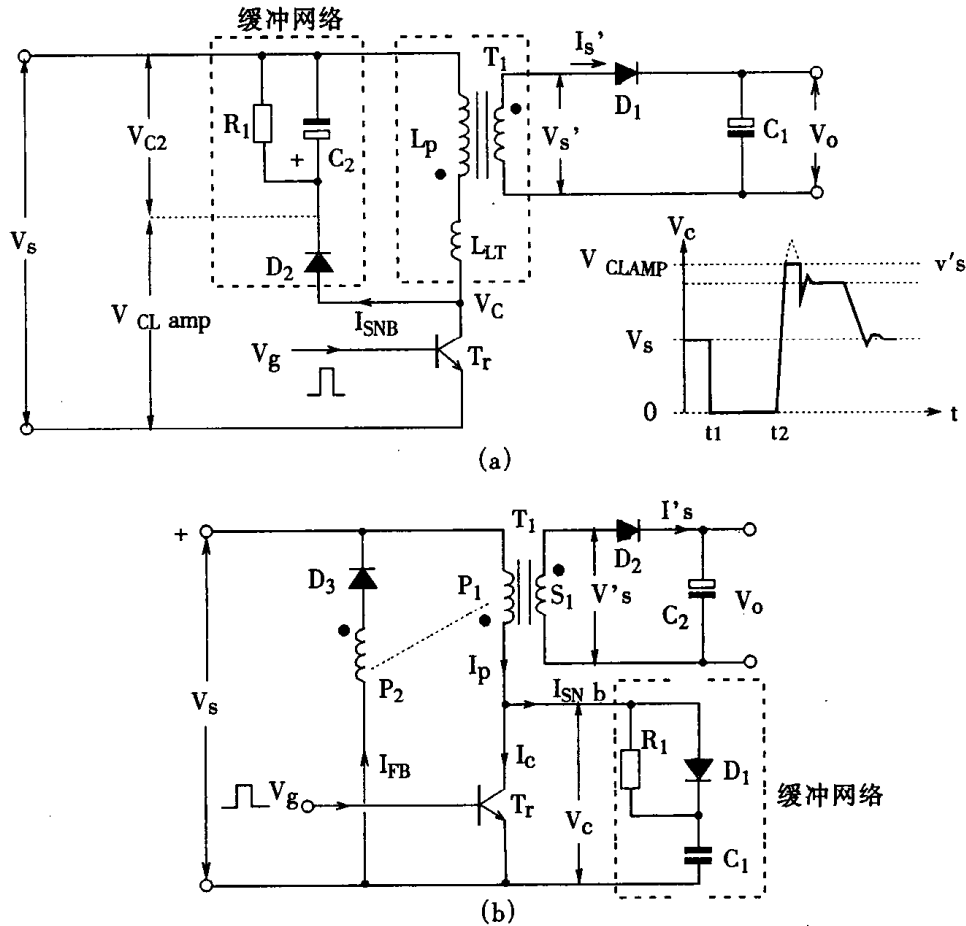


图 1-13 开关过电压的抑制方法

在反激变换器中,储存在变压器原边电感 L_p 的主要能量在反激时期中将传输到副边。副边回路寄生电感、电容 C_1 的寄生电感,还有输出线路漏感折算到原边电感用 L_{LT} 表之,它与 L_p

串联接在晶体开关管 T_r 集电极上,如图 1-13 所示。 $(L_p + L_{LT})$ 上的能量在 T_r 关断时产生过电压,重新按集—发极间的漏电容值分配在集—发极间。因此过电压是构成损坏管子的开关应力,必须加缓冲网络以予限制。图 1-13(a)为在原边电感旁加电路 R_1 、 C_2 、 D_2 ,图(b)在开关旁加阻容电路 R_1 、 C_1 、 D_1 ,并有附加的线圈 P_2 (与 P_1 耦合)和二极管 D_3 。

T_r 导通时, V_S 电压加在 $(L_p + L_{LT})$ 上,由于 D_2 反偏阻止 C_2 的充电,所以 $V_{C2} \approx 0$ 。当 T_r 关断时,由于反激作用, T_r 集电极电压 V_C 快速上升,但由于 D_2 此时有正偏压而导通,使 T_r 电流被 C_2 、 R_1 分流, V_{C2} 电压逐渐上升,即 V_C 电压也是逐渐上升,而且钳位在 $2V_S$ 数值上。从而把 V_C 上升的尖峰电压的顶部削去。

在周期的剩下时间里,随着 R_1 放电电流减小, C_2 的电压降会返回到原来值。多余的反激电能被消耗在 R_1 上。此钳位电压是自跟踪的,在稳态工作时,因为 C_2 的电压会自动地调整,直到所有多余的反激电能消耗在 R_1 上。如果在所有其它情况下,都要维持某一恒定钳位电压,则可通过减小 R_1 值或漏电感 L_{LT} 的值,来抑制钳位电压的升高趋势。

不能把钳位电压设计得太低,因为反激过冲电压也有有用的一面。在反激作用时,它提供一个附加强制电压值来驱动电能进入副边电感。使变压器副边,反激电流迅速增加。提高了变压器的传输效率,同时减小了 R_1 上的损耗。这对于低压、大电流输出是很有意义的。具体设计方法下面介绍。

三、缓冲器环节工作波形

缓冲器一般由电阻、电容、二极管组成,常和开关晶体管或二极管(包括高频整流二极管)并联,使开关管电压应力减少、EMI 减少、使负载线轨迹不超过安全工作区、不发生二次击穿。下面以反激为例,(参考图 1-13(b))进行介绍。

当图 1-14 控制脉冲 V_g , $t = t_1$ 为低态时, T_r 趋关断, I_C 减小,由于 L_p 、 L_{LT} 作用,集电极电压增加,形成 I_{SNB} 缓冲支路电流,以维持变压器原边绕组电流 I_p 不变($I_p = I_C + I_{SNB}$)。 I_{SNB} 流过 D_1 对 C_1 充电。

如果 T_r 开关管关断很快(最好条件),集电极电压变化率 $\frac{dV_c}{dt}$ 由下式决定:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{I_p}{C_1} \quad (2.1.16)$$

随着 T_r 关断,线性增加的集电极电压 V_{ce} ,在 $t = t_3$ 时,达到 2 倍 V_S 电压。短时间之后(延时决定于原边至副边漏电感大小),副边绕组电压升到 V_{C2} 加上 D_2 的压降,形成圆弧形上升的电流 I_S 。在这时,反激电流将从原边至副边电路换流,过程的速率由副边漏电感及外部电感电容来决定。

图 1-14 示出了原、副边换流过程及波形。在 $t = t_2$, $I_p = 0$ 时, T_r 的 $V_{ce} = V_{ce0}$ 的 70% 为好。此后在 I_{SNB} 充电下, V_{ce} 继续斜线上升。上升到 $2 \times V_S$ 时,极性反转的 P_1 电压耦合到 P_2 ,足使 D_3 导通因此 $t = t_3$ 时出现 I_{FB} ,抑制了 V_{ce} 的继续上升。 $I_{FB} = 0$ 时,副边达到 I_S' 电流稳态值。

若要实现上述理想情况需仔细选择参数和实验调整。图 1-15(a)(b)示出无缓冲环节情况。图 1-16(a)(b)示出有缓冲环节的情况。

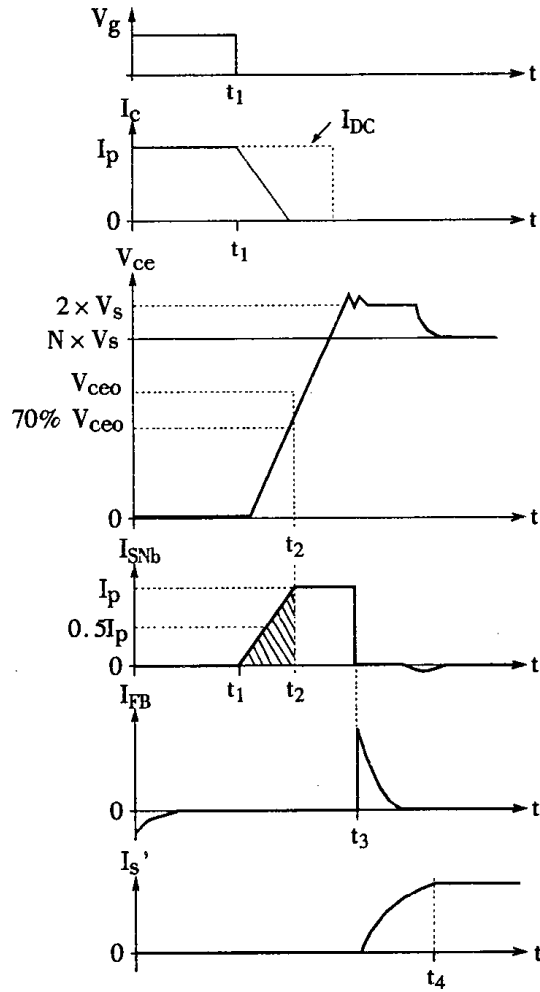


图 1-14 缓冲器作用及电流电压波形

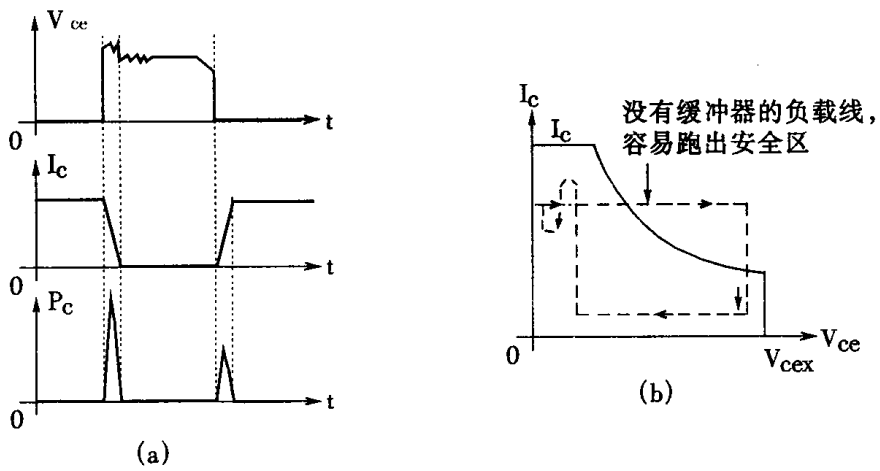


图 1-15 (a)无缓冲环节电压、电流、功耗曲线 (b)无缓冲环节安全工作区与负载线轨迹

四、缓冲器参数的确定

理想变化曲线已示于图 1-14 中。假定从产品目录知,集电极电流 I_C 下降时间 $t_2 - t_1 = t_f$ 从产品目录查得(或对确定器件可以测得)。当集电极电流在 t_2 时,达到 0 时,集电极电压不超过 V_{ce0} 的 70%。则电容 C_1 值为:

$$C_1 = \frac{1}{2} \times \frac{I_p t_f}{0.7 V_{ce0}} (\mu f) \quad (2.1.17)$$

$\frac{1}{2}$ 是表征集电极 I_C 是在 t_f 期间线性下降,取平均值之意。

式中 I_p ——原边电流(A);

t_f ——集电极电流下降时间(μs);

V_{ce0} ——所用晶体管的 V_{ce0} 额定值(V)。

晶体管在($t_1 \sim t_2$)时间内损耗 P_{T_r} 值为:

$$P_{T_r} = \frac{0.7^2}{2} C_1 V_{ce0}^2 f \quad (\text{mW}) \quad (2.1.18)$$

式中 f ——工作频率 kHz

其它符号含义与(2.1.17)式相同。

按在 T_r 最小导通时间里 C_1 电容能充分放电来选择缓冲器放电电阻 R_1 。最小导通时间在最大输入电压 V_{smax} , 最小负载电流 I_{omin} 时发生。

为使 C_1 在 t_{ON} 时能完全放完充的电,电阻不能过大。因此,按 $R_1 C_1$ 时间常数等于 $0.5 t_{off(min)}$ 来计算 R_1 值,即

$$R_1 = \frac{0.5 t_{off(min)}}{C_1}$$

缓冲器电阻 R_1 在每个周期中损耗能量是与在“关断”周期结束时 C_1 所储的能量相同。 C_1 两端电压决定于变换器电路的形式。在能量完全传递电路中, C_1 上的电压是电源电压 V_S ; 在能量不完全传递电路中, C_1 上的电压是电源电压加上副边折算过来的电压之和。设确定为 V_C 时,则 R_1 上损耗的功率 P_{R_1} 为:

$$P_{R_1} = \frac{1}{2} C_1 V_C^2 f \quad (2.1.19)$$

按(2.1.17)确定缓冲 C_1 参数时,最好再加(10~15)%的裕量,以使应用时 $\frac{dV_{ce}}{dt}$ 上升率有进一步的下降,即比产品目录中规定 $\frac{dV_{ce}}{dt}$ 允许值小。原因是产品目录中 $\frac{dV_{ce}}{dt}$ 允许值一般没有考虑

图 1-16 中 V_{ce} 上升时 I_c 的小平台电流。考虑这个小平台电流使 $\frac{dV_{ce}}{dt}$ 有所增加。小平台电流是由于有 Miller 电流效应而引起的。所谓 Miller 电流效应是在功率管关断开始瞬时流进集电极结电容的电流效应,它是 I_c 大电流关断后,管子端压上升过程中明显存在的集电极电流(即小平台)。它的幅值由集电极电压 V_{ce} 的 $\frac{dV_{ce}}{dt}$ 和集电极与基极耗尽电容来确定。这一效应在高压晶体管计算损耗时常被忽略。

值得指出,如果开关管 T_r 装有散热器时,散热器是集电极(或是隔电传热式)。在 T_r 集电极与电源公共线之间存在电容,它为集电极电流提供了一条附加的通路。它也是引起集电极电流存在的事实。不过,它与安装有关,与管子本身存在的 Miller 电流效应不能混淆。另外,它的数值也比较大一些。它的存在对减小 $\frac{dV_{ce}}{dt}$ 会有好处。

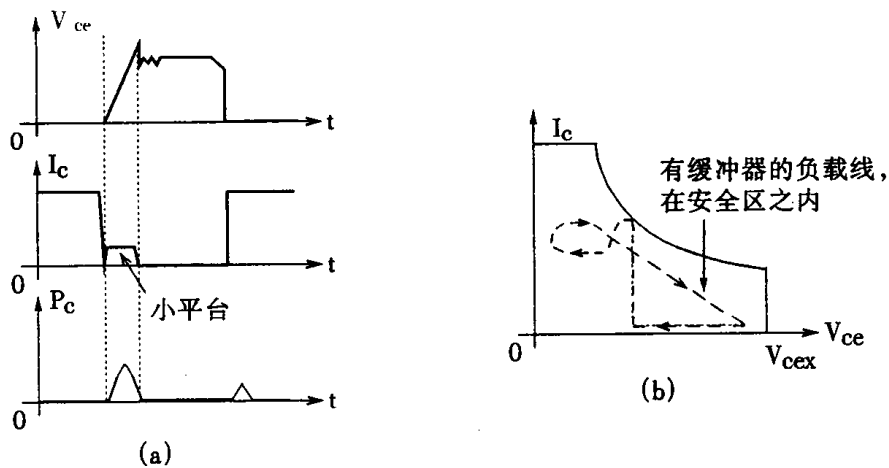


图 1-16 (a)有缓冲器环节电压、电流、功耗曲线(b)有缓冲器环节安全工作区与负载线轨迹

五、低损耗缓冲器

由图 1-13(b)可知,为了使 C_1 放电时流过 T_r 的电流小,电阻 R_1 应选大值,但为了在 T_r 导通占空比小时 C_1 能放电干净,则电阻 R_1 应选小值。为解决这种矛盾只能取折衷的办法。而且, P_{R_1} 、 P_{T_r} 都是相当可观的损耗值。

图 1-17 示出低损耗的缓冲电路。

其工作原理如下: T_r 导通时,有两部分电流流过 T_r ,一为 V_s 作用下经 P_1 绕组的 I_p ;另一为 +12V 辅助电源经 R_2 、 D_5 的 I_g 。当 T_r 转为关断时,变压器原边漏电感引起集电极电压升高,原边部分电流流进缓冲二极管 D_5 (连续流过 D_5 的反向恢复电流),经过 D_6 注入辅助电源。 D_5 进入反向恢复阻断的时间,同时, T_r 继续趋向关断,它的集电极电流下降到 0。 T_r 在 +12V 辅助电源(加上 D_6 正向压降)电压钳位下转为关断。

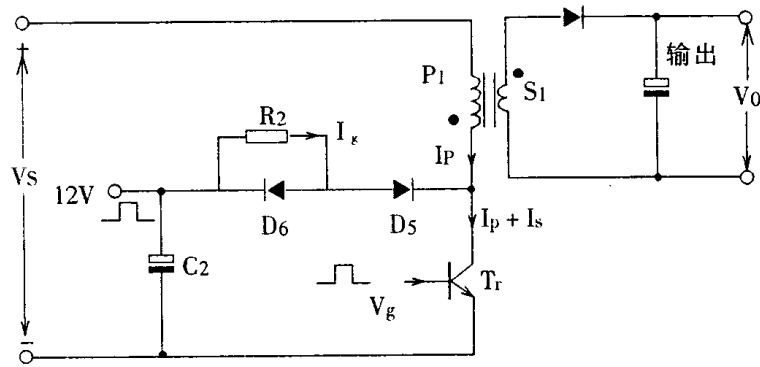


图 1-17 二极管摆动工作的缓冲器电路图

缓冲二极管 D_5 反向恢复时间必须比晶体管 T_r 关断时间长一些。一般中等速度的软恢复二极管(例如:philips BYX30SN)即可用在此场合。

在关断 T_r 时流过 D_5 的反向恢复电流,也储存在电容 C_2 中,当 T_r 再次导通时由于 T_r 集电极电压迅速下降, D_5 会流过很小的正向电流,这个电流由 C_2 提供。因此,整个缓冲电路损耗能量很小。一当 D_5 正向导通,成了正向偏置,又为下一次的 T_r 关断形成缓冲过程做好了准备。

第四节 双晶体管的反激变换器

一、概述

功率大于 200 瓦以上时,一般不宜用单管反激线路。这时可用双晶体管反激接线的结构。两管可用双极型晶体管,或功率场效应管。它们有许多相同之处,但实践说明,用场效应管特别合适。所以无论固定频率、可变频率、完全和不完全能量传递方式,用场效应管代替双极型晶体管均是首选方案。但由于目前场效应管元件价位高些,驱动要采用隔离的方法,所以,也许造价略有升高。

二、工作原理

线路如图 1-18 所示。

高频变压器 T_1 原边绕组通过两个场效应管接向直流电源 V_S 。两个场效应管需要同时导通、同时关断,因此,通过一个相位相同但相互隔离的信号来驱动。一般常使用一个小型的双绕组输出的变压器。与以前反激线路一样,场效应管开通时,只把能量存在磁路中;断开时,磁能转化成电能送至负载。

除了两个场效应管,另有二极管 D_1 、 D_2 。两个二极管是交叉连接的。这样连接的目的是把过剩的反激能量反馈回电源 V_S 中,并把两个场效应管都钳制在 V_S 加上一个二极管正向管压降上。因此,采用市电单相整流得到 V_S 的线路,可用耐压为 400V 的场效应管。

在线路工作中,变压器漏电感起着重要的作用,图 1-18 中原边漏电感表为 L_{LP} 、副边的漏电感表为 L_{LS} 。它们分别与 L_P 、 L_S 相串联。

当 FET_1 和 FET_2 导通时,直流电压 V_S 加在变压器原边绕组 L_P 和 L_{LP} 上。设绕组同铭端为

正,那么输出整流二极管 D_3 将反向偏置,并且关断;这样副边绕组没有电流流通,漏电感 L_{LS} 可以忽略。

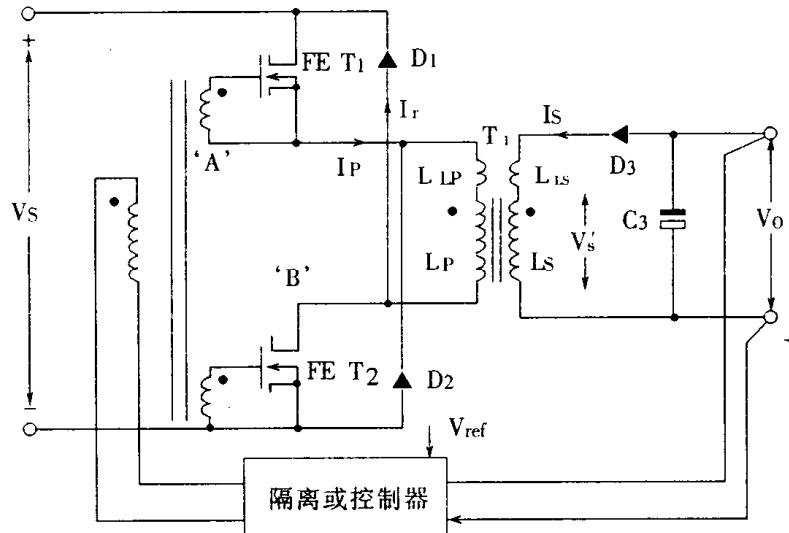


图 1-18 原边线圈使用场效应管的反激半桥变换器线路

在导通期间,变压器原边绕组内的电流线性增加,如图 1-19 所示。可用下式表示:

$$\frac{dI_p}{dt} = \frac{V_S}{L_P} \quad (1.1.20)$$

在导通末期,储存在变压器可耦合到副边的磁场能量为 $\frac{1}{2} I_p^2 L_{LP}$ 。一旦 FET_1 和 FET_2 同时关断时,原边绕组电流 I_p 降为 0。然而,磁感应强度没有改变,则通过反激作用,变压器上的所有电压将反向。二极管 D_1 、 D_2 立即导通,钳制原边绕组反激电压(由原边绕组漏电感造成),使之保持在电源 V_S 值。由于所有绕组极性反向,副边绕组感应电势 V'_S 将导致输出整流二极管 D_3 导通,因此,在副绕组中通过由 $L_S + L_{LS}$ 定义的电流 I_S 。

当副边绕组电流达到 $n \times I_p$ 值时(n 是 $\frac{N_P}{N_S}$ 匝比),储存在原边绕组漏电感 L_{LP} 的能量反馈到电源 V_S 中,钳位二极管 D_1 、 D_2 将停止导通,则原边绕组电压 V_P 降至副边绕组反射电压。此时,原边绕组电压等于 C_3 上的电压折算到原边绕组。通过设计使此钳制电压小于供电电源 V_S ,否则,反激能量将回送到供电电源中。然而,在正常条件下,一个完善的能量转换系统,在两个场效应管关断时,储存在变压器磁场中的能量将转移到输出电容和负载上。在关断末期,新周期将开始。

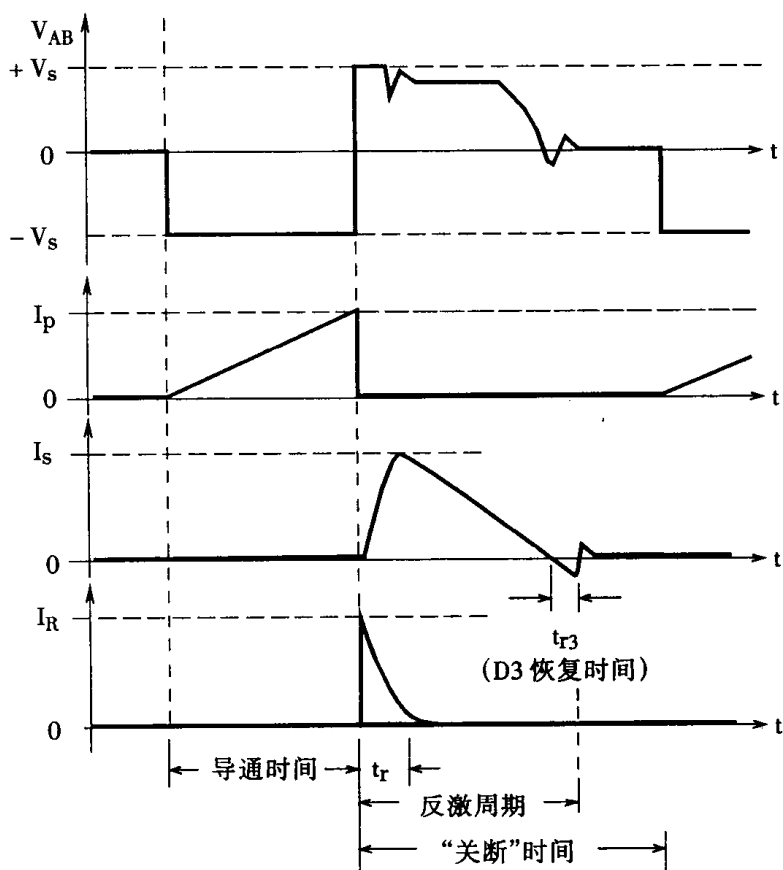


图 1-19 双晶体管反激变换器工作波形

三、工作特点

(1)在任何工作条件下,为使两个场效应管所受的电压不会超过 $V_s + V_D$ (V_D 是 D_1 、 D_2 的正向压降), D_1 、 D_2 必须是快速恢复二极管。这是场效应管比较理想的工作线路。因为这些元件在电压超值时特别容易损坏,而本线路常能有效抑制过电压;与单端反激式变换器相比,功率器件可选择较低的耐压值。

(2)在反激开始时,储存在原边绕组的漏电感的能量经 D_1 、 D_2 反馈,系统能量损失小,效率高;

(3)在负载减小时,如果在“开通”周期储存在变压器的原边绕组显得过多的能量,那么在反激时,能量将反馈到 V_s 中。

(4)与单端反激式变换器相比,不需要能量反馈绕组;有利成本降低,可靠性提高。

四、缓冲器

因为场效应管对发生在双极型晶体管的二次击穿危害并不敏感,从这个角度来看,不需要缓冲器。但为了减少开关过程中的射频干扰和对 $\frac{dv}{dt}$ 的限制(在高速 $\frac{dv}{dt}$ 下,一些功率场效应管损坏,这是由于内部结电容 C_{DC} Miller 效应或寄生晶体管的导通造成的),尽量缩短原边绕组高频

电流流路径的长度,可使用一个低寄生电感的电容器,接在 V_S 电源处,并要求尽量靠近场效应管和二极管 D_1 、 D_2 处。

五、工作频率

因使用功率场效应管,工作频率可高些。在高频工作下变压器和输出电容体积和重量均会减小。但变压器的漏电感,输出电容的等效串联阻抗,以及整流器快速恢复特性,则显得特别重要。对高频工作来说,不仅变压器必须正确地设计,同时,外部元器件也必须正确选择。

六、驱动电路

一般与驱动双极型晶体管电路相似。注意保证一定的输出驱动功率,才能保证功率场效应管有快速性和可靠性。因为 FET_1 、 FET_2 均有一定栅极电容。驱动功率应确保能对此电容快速充电。因此,驱动电路输出阻抗应尽可能小。

七、变压器设计

在能量恢复期用交叉连接的二极管 D_1 和 D_2 对原边绕组实行硬性的电压钳位,以及使用高频工作性能优越的 MOS FET 元件,意味着变压器原边和副边线圈漏电感在电源工作时起着重要的作用。

储存在原边线圈的漏电感 L_{LP} 的能量不能传送到输出电容,它反馈回到供电电源中。因此在原边绕组中,漏电感对输出功率来说导致了无用的能量交换。同时,在反激时,副边绕组漏电感能量导致了副边绕组整流器电流的缓慢形成。这种延迟意味着储能的一部分被回馈到电源 V_S 而不能传送到输出。如果频率增加,这部分功率增加。所以,变压器的漏电感必须最小。

在变压器设计中基本原理与单端反激相同。这里特别指出,在单端反激变换器中,允许反激电压足够大,以便能够驱动副边绕组电流通过电感更快地到输出。在双晶体管反激变换器中,由于原边绕组已是正向工作绕组又是反向工作的回馈能量的绕组,它用二极管 D_1 、 D_2 提供钳制,所以,不可能靠增加原边绕组的圈数,使反激(回馈)电压超出正向电压。这样,漏电感大时,很可能不能及时反馈,甚至无反馈,因此,设计变压器最小漏电感是特别重要的。

当选择副边绕组匝数时,变压器副边绕组反激电压折算至原边的电压不超过原边绕组电压的 1.3 倍。否则在反激初期,储能多余部分将通过 D_1 和 D_2 反馈到输入线路。

第五节 隔离式自振荡反激变换器

一、概述

开关晶体管的激励信号如果来自本身输出负载耦合而得,称之为自振荡或自激。开关电源中有单管自激的,也有两管自激的,后者也称之为 Jensen 电路或 Royer 电路。论述其工作原理的书籍不少。曾有些资料暗示这些简单的电路没有真正使用价值。可以说这是个错觉。产生错觉的原因是其带载能力太小,稳压性能差,工作频率也变化;甚至,某一频段会发射出电磁波,干扰其它用电设备。这是早期设计性能稍为逊色的自振荡的产品。随着研究的深入,近年来,改进后的自振荡反激变换器有简单、小巧、价廉、可靠等优点。只要有好的设计,就可获得特别高效和可靠工作。例如,围绕着驱动变换器的许多棘手问题——交叉导通和变压器饱和

——在自振荡结构中自然地得到克服。它的工作型式总是完全能量传递型。电流型控制容易实现。在结构上是单极点系统,容易得到快速、稳定的响应。因此,它也有可能使用在计算机、显示器、以及相似要求的其它装置中。至于带负载时工作频率变化,在许多装置中并无工作频率稳定的要求。对其它设备产生干扰的问题,只要在输入和输出加有效的滤波器,必要时再加磁屏蔽就能解决。这些环节,就是一般开关电源也是不可缺少的。

一般变换器的导通、关断、周期均变化。而且频率与负载的关系如图 1-20 所示。在负载作 20% ~ 100% 波动时,工作频率升高在可接受的范围内,在低于 20% 满负载时,频率急剧升高。由于其控制方法和线路比较简单,下面介绍其工作原理。

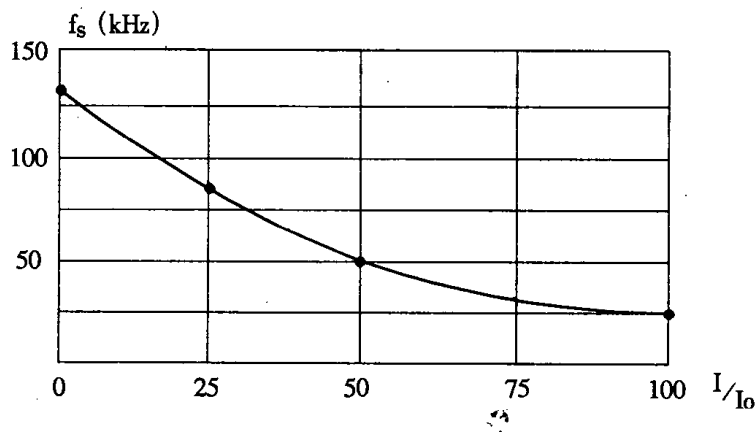


图 1-20 自振荡变换器频率与负载变化的函数关系

二、工作原理

在自振荡变换器中,从主变压器上的一个绕组 P_2 (与 P_1 是正反馈关系) 接向主开关管 T_{r1} 的基极,使开关 T_{r1} 动作(参见图 1-21)。工作频率通过钳位作用驱动来控制。钳位又响应于“导通”期间磁化电流的增加。原边电流关断时幅值(也相应于输入能量)是为保持输出电压不变而控制的。因此,频率主要是依从铁芯磁化、负载和供电电压变化而变化。

1. 导通 - 关断过程及驱动波形的形成

加上 V_s 电压时,电流流过电阻 R_1 、 R_2 、 R_4 和 T_{r1} 的基 - 发射极,使晶体管 T_{r1} 导通。当 T_{r1} 趋于导通, P_1 绕组有电流流过,耦合作用使绕组 P_2 的极性使 T_{r1} 进一步导通, P_2 的正电压开始是通过加速电容 C_2 传到 T_{r1} 的,所以 T_{r1} 的驱动电流波形前沿很陡,有利快速导通。 T_{r1} 导通, P_1 内流过电流由下式确定:

$$\frac{dI_p}{dt} = \frac{V_s}{L_p} \quad (2.1.21)$$

式中 I_p ——原边线圈电流(A);
 L_p ——原边线圈电感(H);
 V_s ——电源电压(V)。

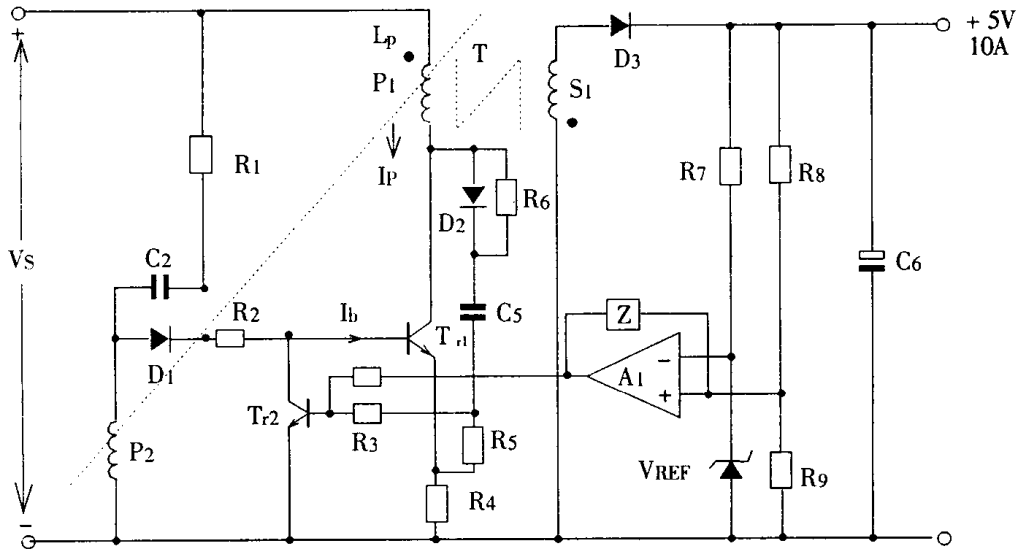


图 1-21 自振荡直流变换器原理图

T_{r1} 电流在 R_4 上引起压降。其上正下负的极性,经电阻 R_5 、 R_3 使晶体管 T_{r2} 导通。 T_{r2} 导通,使 T_{r1} 的基—发射极电流分流, T_{r1} 将关断。此时, T_{r1} 集电极电压将升高,通过缓冲器 D_2 、 R_6 、 C_5 、 R_5 有脉冲电流。在 R_5 上的电压降,将帮助 T_{r2} 的导通,和 T_{r1} 的关断。而且,通过反激作用,在变压器 T 上的所有电压将反向,通过 P_2 反极性,提供 T_{r1} 的关断电压;而且,反向电流流过低阻抗的 C_2 、 R_2 、 R_4 和 T_{r1} 的发射—基极。由于耦合极性,又是正反馈,所得的驱动基极的波形如图 1-22 所示。

虽然此驱动系统十分简单,但它工作特性十分良好。从图 1-22 波形可知, T_{r1} 的 i_{b+} 、 i_{b-} 几乎是理想的波形。细看由 i_{b+} 到 i_{b-} 的过程,关断驱动电流有一个合理的斜率。斜率产生的原因可解释如下。当 T_{r1} 处于导通末期, T_{r2} 从 R_4 得到一个基极驱动电压,它正斜率增长;因此 T_{r2} 越来越导通,为 T_{r1} 提供所需的下降的基极驱动电流 i_{b-} 。对于高压开关晶体管来说,这是理想的驱动波形。因为,在 T_{r1} 所有载流子都从 T_{r1} 基极区移去,集电极电流下降到 0 的过程中, T_{r2} 一直是导通的,其关断动作是不可能的。这样内在关系,确保了 T_{r1} 晶体管中不会形成过热点,也不会发生二次击穿。

2. 系统的功率自动限制作用

此系统拥有原边线圈功率自动限制的特性。 T_{r1} 关断受 T_{r2} 导通牵制,即受流过 R_4 的最大电流牵制。 T_{r1} 电流任何原因引起的增加,同时,也就增强了它本身提前关断的机制。所以,其自动限制作用,已说明没有必要进一步提供过电流限制的环节。

3. 系统的工作过程

系统自振荡工作后,在反激时,副绕组 S_1 感应电压经整流二极管 D_3 整流后,得到直流电压 5V。5V 的稳压靠电压闭环达到的。在 R_7 、稳压二极管串联回路上,得到参据电压 V_{REF} ;在 R_8 、 R_9 串联电阻回路上得到采样电压。两种电压加在比较器 A_1 的反相端和同相端、比较器输出接到 T_{r2} 的基极,参与对 T_{r1} 主功率开关管基极电流的分流控制,从而调节 T_{r1} 由导通转为关断

的时刻。例如,当负载电流减少、输出电压有升高趋势时,比较器 A_1 输出较常值增加, T_2 则提前导通, T_1 则较早地失去基极电流而提前关断,使导通占空比减小,输出电压升高势头受阻,保持原来的电压值。当输入电压 V_S 升高时,输出电压 V_0 亦能保持不变,调节过程可自行分析。

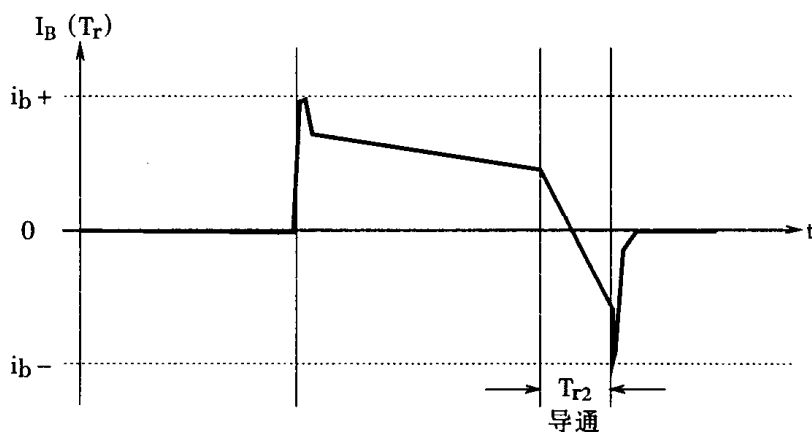


图 1-22 自振荡变换器基极驱动电流波形

三、隔离式自振荡反激变换器

许多应用场合要求输入 V_S 与输出 V_0 不要共地。为此,设计隔离式自振荡反激变换器是必要的。使用变压器 T_r 与光电耦合器 OC1 构成隔离的反激变换器如图 1-23 所示。

1. 线路主要环节

线路中使用了一个简单的控制回路。光电耦合器发光二极管端 OC1(a)接在输出电压 V_0 侧,光敏三极管端 OC1(b)接在控制 T_2 晶体管的基极。这样光电耦合器完成了从输入电压 V_S 到输出电压 V_0 之间的隔离作用。

光敏三极管的工作电源取自 P_2 交流电压经整流二极管 D_1 、滤波电容 C_3 所得的直流电压。

电阻 R_7 、 R_5 电容器 C_5 和二极管 D_2 组成缓冲器,与主开关功率管 T_{r1} 集—射极并联。作用参见图 1-21 所述。

二极管 D_3 、电阻 R_8 、电容 C_4 组成自跟踪电压钳位环节,与变压器 T_1 的原边绕组 P_1 并联。此钳位环节,在 T_{r1} 关断时,阻止集电极电压超调。

其它环节与图 1-21 的基本相似。

2. 线路工作原理

TL430 为基准电压发生器,可获得可调的基准电压、最低为 2.5 伏,也可构成直流稳压电路。在本电路中是作为一个带有 2.5V 基准电压的误差放大器使用。系统自振荡工作后,逐渐有了输出电压 V_0 。 V_1 的参据端电压与从 R_{11} 上得到的电压之差产生电流,并流经电阻 R_9 、发光二极管 OC1(a)。OC1(a)发光并作用于 OC1(b)光敏三极管。副绕组 P_2 经 D_1 整流 C_3 滤波的直流电压,作为 OC1(b)工作电源。如此,电压闭环系统投入工作。

光耦合器的控制作用是由 OC1(b)、电阻 R_3 、 R_4 、 R_5 和 T_2 的基—发射极组成。随着光电流的增

加,对 R_4 要求提供给 T_{22} 导通的电压就减少。因此,使 T_{22} 提前由截止翻转为导通,从而关断 T_{r1} 。

当 T_{r1} 开始关断时,它的集电极电压将变正,同时,集电极电流将转移到缓冲器元件 D_2 、 C_5 和 R_5 。电流流过 R_5 使 T_{22} 基极驱动电压上升。一般电阻 R_5 大大于 R_4 ,从而 R_4 上有更多的电压补偿。

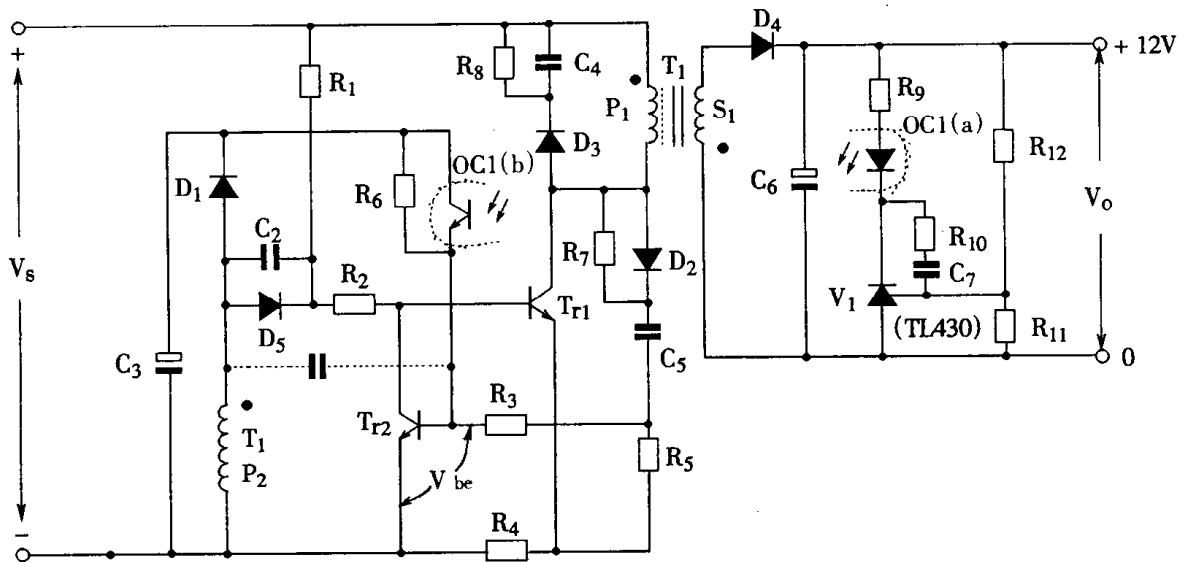


图 1-23 用光耦合器隔离自振荡的反激变换器

此简单电路有许多优点:

①电路始终工作在电感电流不连续模式。当 T_{r1} 关断时,变压器原边绕组 P_1 电压反向, P_2 也反向,副边绕组 S_1 为 D_4 提供正向可整流的电压,只要能量没有完全输送到负载, T_{r1} 仍是关断的。

②电路能可靠的产生新的工作周期。

T_{r1} 关断末期, C_2 右端电位由 $\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S$ 决定,同时 P_2 的反激电压加 V_S 电压经 R_1 对 C_2 进行充电。 T_{r2} 关断后,最终 C_2 右端逐渐趋正电位并升高, T_{r1} 通过正反馈进入全导通,新的导通周期形成。这过程不受负载的影响,也不太受 V_S 的影响。

③变压器体积小,设计容易。本线路是完全能量传递形式的工作,可以不考虑直流成分的存在;同时,设计时对磁通增量值 ΔB 可取高些,因而变压器体积小。假设由于某些原因使铁芯开始饱和,线路有自动保护性的机制,使频率升高,抑制了饱和的可能性。其作用过程是:饱和将引起流过 R_4 中电流升高,引起“导通”脉冲及早终止。这动作使周期时间缩短,频率升高, ΔB 值增加。这一良性循环使得不易出现饱和。设计时,可充分利用铁芯满磁通能力。

3. 线路运行注意,这里主要强调线路不足之处及改善方法。

(1)需要加一个固定小负载。变换器,负载与频率关系如图 1-13 所示。轻载时频率很高,效率不理想,电流波形稍逊一些。为了防止过多的消耗发生在开关晶体管和缓冲器上,应

防止频率过分升高。具体方法加电阻当固定负载。一般按不小于满载 10% 来考虑。把频率限在 110kHz 左右。

(2) 为了实现良好的反馈作用, P_2 上的驱动电压建议不小于 4V。

(3) 为了改善整机性能, 把 P_2 反馈电压以近矩形波加到 T_2 的基极, 建议如虚线所示加上加速电容。它在改善轻负载时的开关动作效果较明显。

(4) “不规则振荡”现象的产生和改善。“不规则振荡”是指在电源启动工作并产生许多脉冲输出后跟着停振, 然后又产生许多脉冲输出, 重复发生。产生的原因是因为在轻负载时只需要一个非常窄小的“导通”期间(即脉冲)。然而, 由于晶体管储存时间的一定值, 使相应的“导通”时间输送能量已比要求保持输出电压不变所要的能量更多。因此, 当产生许多脉冲, 输出电压上升后, 转为完全地关断开关晶体管一段时间, 直到输出电压回复正确值为止。如果很好地设计驱动电路, 使储存时间变小, 此“不规则振荡”动作将改善, 甚至不会发生。但本线路在负载低于 2% ~ 3% 时, 要根除“不规则振荡”的难度较大。

四、加入电流型控制时的有关问题

在反激型变换器中, 变压器的原边绕组电感值通常是低于正激变换器相应的电感值。因此, 导通时电流变化率较大, 电流波形呈大的三角形。此三角形对于电流型控制的应用是理想的, 提供良好的抗噪声干扰性能和为电流比较器提供较好的信号电平。

这样, 系统将有两个控制环。一个是电阻 R_4 上电压信号, 也就是原边绕组峰值电流为信号的电流环, 其特点是动作快。另一个是输出电压为信号的电压环, 用于调整电压的给定值, 达到调电压保持稳定的目的。电压环的调整通过输出回路才能见效, 因此动作慢一些。

电流型控制的反激变换器有两大优点: 第一, 变压器原边工作时, 副边是开路。原边电流只注入电感性高阻抗中。储能变压器放能过程, 相当于副边有平波作用的电感, 因此, 输出整流滤波电路得到简化, 只须一个电容, 成了传送能量的一阶系统。控制电路有良好的高频响应, 改善了输入瞬态工作、线路纹波和环路的稳定性。第二, 原边不用附加额外元件就能自动提供限流保护。下面详细分析其过程。

1. 电压环的进一步限定作用

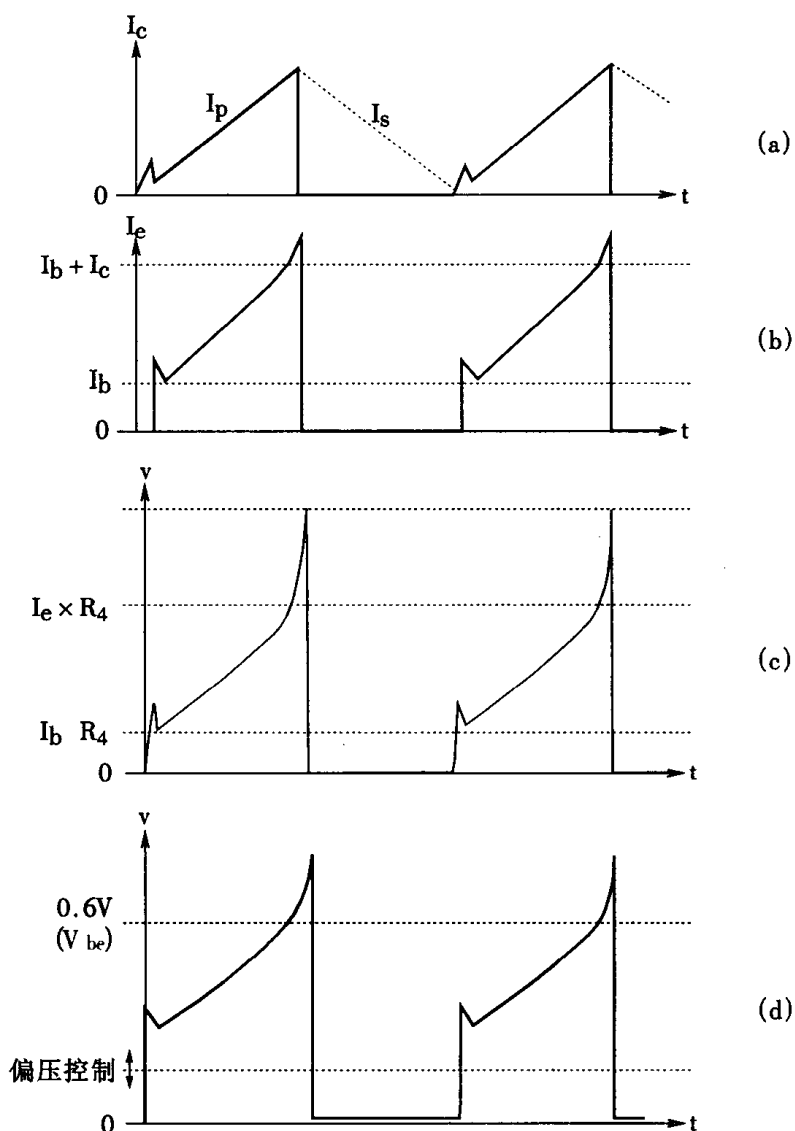
线路如图 1-23, R_4 上的电压不能超过晶体管 V_{be} 值(约为 0.6V), 到达此值时, T_2 导通, T_1 将关断。原边绕组吸收功率, 即 T_1 的峰值电流严格由 R_4 电压和 T_2 的 V_{be} 值决定。至于电压环来的信号, 应不会使 V_{be} 为负, 使电压环信号, 只是提供对限流(或限制功率)作用的进一步限制而已。

但是, 必须注意: 因为限制动作以传导的功率 $\frac{1}{2} LI_p^2$ 恒定为前提, 所以, 当输出电压趋低时, 可提高输出电流值。

2. 两环作用下的稳态控制波形

图 1-24 示出了稳态时电流、电压的波形。图(a)为 T_1 集电极电流波形; 图(b)为发射极电流波形。其中有 $I_c = I_e + I_b$ 的关系。 $I_c R_4$ 即为 R_4 两端的电压。在 T_1 导通末期, 缓冲器 D_2 、 C_5 、 R_5 流过电流。 R_5 上的压降叠加在 $I_c R_4$ 上将达到 0.6V 之上, 其情形如图(c)、(d)所示。 T_2 的基极电压波形是几个电压之和, 包括了直流偏压、通过从 OC1(b)的控制电流和流过缓冲器的电流在电阻 R_4 、 R_5 上的电压降、 T_1 射极电流在 R_4 上的压降。 R_4 上电压又反映了原边绕组锯齿状的电流; R_5 上电压反映了缓冲器的电流。当和值在 0.6V 以上时, T_2 导通, T_1 关断开始。

缓冲器电流流过的电阻 R_5 比较大(相对而言), R_5 上电压迅速增加, 故有图(c)、(d)的尖峰。尖峰使 T_2 加强导通, T_1 加速关断。



(a)集电极电流; (b)发射极电流
(c) $V_{R5} + V_{R4}$ 电压 (d) T_2 的 V_{be} 电压
图 1-24 两环作用下的稳态控制波形

3. 电压反馈的控制作用

在输出功率等于或大于限制值时, 电压控制将影响 T_2 基极偏压, 达到保持输出电压恒定的目的。

电阻 R_6 提供混合补偿偏压给 T_2 。它影响功率调定值。例如, 当输入电压 V_S 增加, P_2 上的辅助电压也随着增加, R_6 上流过电流也增加, 导致 T_2 提早开通, 使输出功率减少, 输出电压下降, 由于这一原因, 一般电压环与电流环作用强度按 1:10 来考虑较为恰当。

电压反馈环的 C_7 、 R_{10} 是动态稳定性元件。它使电压控制环的响应相对于电流控制环来说较慢一些。

五、变压器设计

1. 选铁芯规格

一般是按传送功率来选。但在小功率电源,实际上是按能得到合理的原边线圈匝数和导线的规格决定的。另外,如果原边和副边要求绝缘,铁芯必须足够大以满足隔离和漏电距离均符合规范的要求。

2. 计算原边线圈匝数

$$\text{原边线圈匝数 } N_p = \frac{V_s \times t_{ON}}{\Delta B \times A_e} \text{ (匝)} \quad (2.1.22)$$

式中 V_s ——电源电压值(V);

t_{ON} ——按占空比 0.5 确定的导通时间(S);

ΔB ——磁感应强度增量(T);

A_e ——磁芯有效面积(m²)。

3. 计算原边电流值

如果属能量完全传送的系统,原边电流是三角波。所以在占空比为 0.5 时,三角波峰值电流 I_{PK} 是平均值电流 I_{avg} 的四倍,即

$$I_{pk} = 4I_{avg} \quad (2.1.23)$$

实际的集电极电流增量 ΔI_c 应该超过 I_{pk} 的 50%,以确保反激期间(D_3 导通时), P_3 反馈绕组将漏感储能持续回馈到供能 V_s 中,以此稳定反激电压和开关的关断时间(在图 1-23 中,未画出 P_3)。也通过这种反馈能量过程得到较高的效率。

$$\Delta I_c = 1.5I_{pk} \quad (2.1.24)$$

4. 确定铁芯的气隙

按下式求出原边电感 L_p

$$L_p = \frac{V_s t_{ON}}{\Delta I_c} \quad (2.1.25)$$

求出电感系数 A_L

$$A_L = \frac{L_p}{N_p^2} \quad (2.1.26)$$

式中 L_p ——原边线圈电感(H);

N_p ——原边线圈匝数。

从厂家公布的 A_L 与气隙 l_g 的关系曲线确定气隙 l_g 。

例如, N27 铁氧体磁芯规格为 E16, A_L 与气隙 l_g 的关系曲线如图 1 - 25 所示。从式 (2.1.26) 算出的 A_L 值就可以确定气隙 l_g 值。

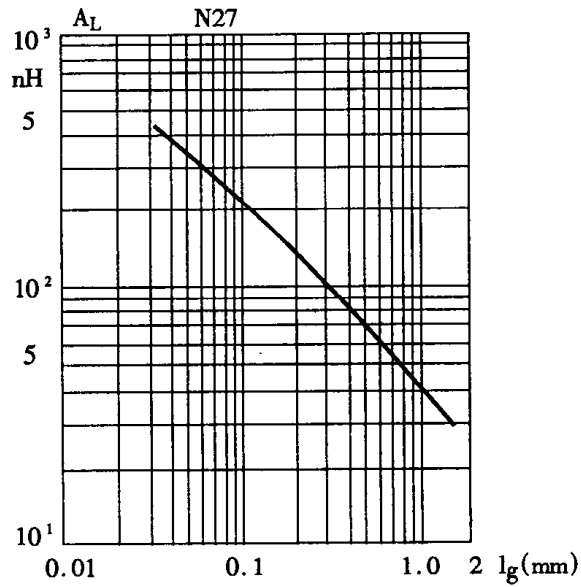


图 1 - 25 A_L 与 l_g 的关系曲线

第二章 单端正激变换器的设计

第一节 概述

图 2-1 示出单端正激变换器主回路图。它是在 Buck 电路的开关 S 与续流二极管 D 之间加入单端变压隔离器(详见第一篇图 3-29、3-30)而得到的。

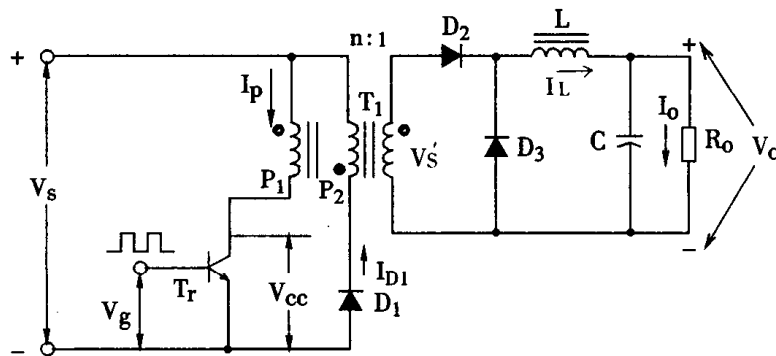


图 2-1 正激变换器主回路电路图

由于正激式变换器的隔离元件 T_1 纯粹是个变压器,因此在输出端要附加一个电感器 L 作为能量的储藏及传送元件。电路中必有一个续流二极管,同时也要注意变压器原边和副边线圈具有相同的同铭端。由于是正激工作方式,副边有电感器,折算至原边电感量较大。一般电感量越大越好,使得 I_p 较小。

变压器 T_1 的另一个绕组 P_2 与二极管 D_1 串联后接至 V_s 。这个绕组主要起去磁复位的作用。

第二节 工作原理

对于正激变换器,在原边绕组接向电源 V_s 的同一时间内,副边绕组把能量传递到输出端。当 T_r 关断时,续流二极管 D_3 和储能元件 L 构成放能的回路,继续对负载电阻 R_o 供能。

当晶体管 T_r 导通时,设副边电压为 V_s' ,则电感 L 内的电流将直线增加,如下式所示:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s' - V_o}{L} \quad (2.2.1)$$

当晶体管 T_r 关断时,由于反激作用,电感上电压反向, D_3 导通,构成续流回路,而电感上的电压等于输出电压 V_o (忽略二极管压降), L 上电流 i_L 的衰减由下式定义:

$$-\frac{di_L}{dt} = \frac{V_0}{L} \quad (2.2.2)$$

由上式可知,电感 L 的大小,只是影响 $\frac{di_L}{dt}$,或者说,影响电流的峰—峰值。也可看出电感电流平均值应与输出电流 I_0 相等。

正激变换器输出电压的大小取决于变压器的匝比和晶体管 T_r 的导通占空比:

$$V_0 = \frac{n_s t_{on}}{n_p T_S} V_S \quad (2.2.3)$$

式中 $\frac{n_s}{n_p}$ ——副边与原边的匝比;

$\frac{t_{on}}{T_S}$ ——导通时间与周期的比,即导通占空比;

V_S ——原边绕组施加的电源电压(V)。

当输入电压及占空比固定时,输出电压与负载电流无关。因此,这个电路结构提供了特有的低输出阻抗的特点。下面分析一下电感线圈限制因素。

一、电感的最小值与最大值

L 的最小值一般由所需维持最小负载电流的要求来决定。电感 L 中的电流分连续和不连续两种工作情况。不论何种情况,只要输入、输出电压保持不变,电流波形的斜率不会因负载电流的减小而改变。

如果负载电流 I_0 逐步降低,在 L 中的波动电流最小值刚好为 0 时,即定义为临界情况。这时,临界负载电流 I_{oc} 等于平均波动电流,或电流峰—峰值的一半,即:

$$I_{oc} = \frac{I_L(P-P)}{2} \quad (2.2.4)$$

当 $I_0 < I_{oc}$ 时, i_L 将进入电流不连续状况。否则,为连续状况。在临界点上下,传递函数是突然改变的。当高于临界电流时,输出电压与负载电流变动无关(参见 2.2.3 式)。当低于临界电流时(不连续工作状态),研究表明为达到稳压效果,占空比调节量由负载变量和输入电压变量共同决定。

图 2-2 为单端正激变换器闭环控制电路图。图中 C_c 是去磁复位绕组 P_2 的分布电容。连续状况的传递函数有两个极点;不连续状况只有一个极点(参见第一篇第十章)如要在状态转换中都能稳定工作,必须小心进行设计。

L 值的另一限制因素将出现在应用于多输出电压的情况。因为控制环只与一个相关的输出端闭环,当此输出端电流低于临界值时,占空比将减少以保持此输出端输出电压不变。对于其它辅助输出端,假定其所带的是恒定负载,在上述占空比下降的情况下,其电压也下降。很明显,这不是我们所希望的。因此,在多输出电压时,为了保持辅助输出电压不变, L 值应大于所需最小值。也就是,如果辅助电压要保持在一定的波动范围内,则主输出的电感必须一直超

过临界值,即一直在连续状态。

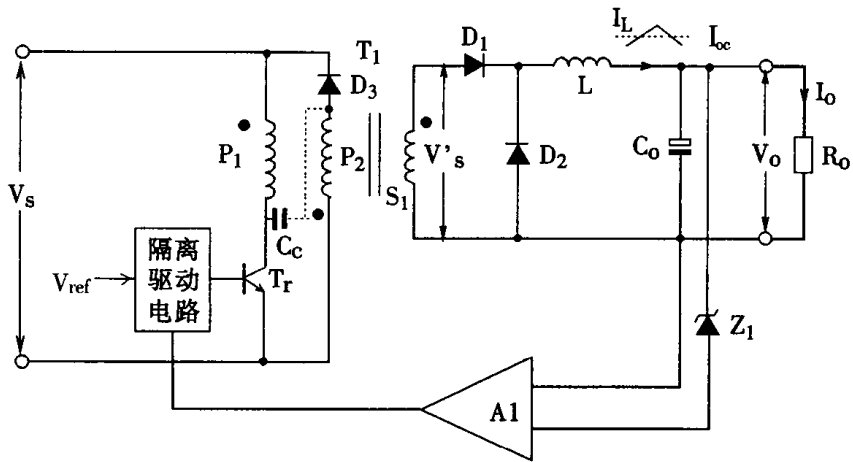


图 2-2 单端正激开关电源电路

电感的最大值通常受效率、体积、造价的限制。带直流电流运行的大电感造价是昂贵的。从性能角度看, L 过大则限制了负载出现较大瞬时变化时输出电流的最大变化率。

二、多路输出

只要增加变压器的副绕组、电感器和二极管就可以得到多路直流电压输出。每个绕组将遵循正、反向伏-秒值相等的原则。倘若负载在合理范围变化时,如果主输出电压不变,辅助输出也将不变。若某一输出负载降到电感临界电流以下,这线路的输出电压将上升。最后,在负载为零时它将等于变压器副边峰值电压。

由于正激变换器负载电流低于临界电流时输出电压升高,因此,应使最小负载电流仍在电感临界电流值之上。这是设计时要注意的。若有负载为 0 的情况时,则只能加固定电阻作为假负载,以求得电压的稳定。多路输出时也可以用电感耦合的方法来解决,或者充分利用一个有抽头的副边绕组,正半波时接到一组滤波器得到正输出电压;负半波则接向另一组滤波器得到负输出电压。这时,正、负输出电压是共地的。

三、能量再生线圈 P_2 的工作原理

在 T_r 导通时,变压器接受的能量除磁化电流外都传递到输出端。在 T_r 关断,反激作用期间,输出二极管 D_1 反偏而不可能有钳位作用或能量泄放的回路。磁化能量将引起较大反压加在 T_r 的集-射极之间。为防止高反压的出现,设置“能量再生线圈” P_2 ,经二极管 D_3 ,使储存的能量返送回电源 V_s 中。只要有 $N_{P1} = N_{P2}$ 的关系, D_3 流过电流时, $V_{P2} = V_s$, T_r 上承受的集-射极电压为 $2V_s$ 。

为了避免在 P_1 和 P_2 间存在的漏电感过大和因此产生的在晶体管集电极的电压过高,一般采用原边绕组 P_1 与能量再生线圈 P_2 双线并绕的方法。在这种配置中,二极管 D_3 接在能量再生线圈(图示位置)是非常重要的。理由是,双线并绕引起的内部杂散电容 C_c 是 T_r 集电极与 P_2 、 D_3 连接点之间的寄生电容。按图 2-2 接法,在 T_r 导通时因二极管 D_3 反向,而隔开了集

电极,没有任何电流在 T_r 瞬时导通时流进 C_c 中。(注意,线圈 P_1 和 P_2 的非同铭端同时变负,而且 C_c 的两端电压不会改变)。另外,在反激期间, C_c 提供晶体管 T_r 的钳位作用,任何过电压的趋势将引起 C_c 流过电流,而且经 D_3 反馈到电源线上。如果寄生电容不够大,只靠 P_1, P_2 磁耦合钳位电压超值时,常可在 C_c 位置外接电容补充,以改善其钳位作用。然而,如果电容值太大,会使得输出电压线上有 V_s 电压纹波频率调制的电压分量,所以要小心地选用附加电容 C_c 。

由于存在高电压 V_s 时双线并绕之间电压应力较高的情况,常要求有较高绝缘处理。然而,如果确实采用钳位电容 C_c 时,能量再生绕组也可以不用双线并绕,而绕在另一绝缘层。这在没有削弱钳位作用的情况下减少了电压应力。

另一方法,可以使用低耗能量缓冲器线路,参见第二篇第一章第三节。

四、正激变换器的优缺点

主要是与同容量的反激变换器相比较。

1. 优点

(1)正激变换器的铜损较低。因为使用无气隙的铁芯,电感值较高,原边与副边的峰值电流较小。因此,铜损较小。在多数情况下,减小程度不足以允许使用小一级尺寸的铁芯,但会使变压器的温度稍为降低一些。

(2)副边纹波电流明显衰减。因为,在一定输出负载时,输出电感器和续流二极管的存在使得储能电容电流保持在较小的数值上。

正激变换器的能量储存于输出电感器是有利于负载的,储能电容可以取得很小,因它只用来协助降低输出纹波电压。而且相对反激变换器而言,电容上通过纹波电流定额值要求小一些。

(3)开关管 T_r 的峰值电流较低。理由同(1)。

(4)因为纹波电流小,纹波电压小。

2. 缺点

(1)因为线路复杂,元件成本增加,工时增加,成本上升。

(2)因为 L 进入不连续状态时,在辅助输出绕组上产生过电压。如果加假负载,则效率会有所下降。所以有可能出现输出电压升高的现象。

3. 应用场合

在同等功率输出下,正激变换器集电极峰值电流小得多。相反,反激变换器虽然不需要电感,但有开关管(包括原边和副边绕组)和滤波电容纹波电流大的不足。一般认为,正激变换器适合应用在低压、大电流、功率较大的场合。反激变换器适用在功率较小的场合。它的单台容量虽小,但它有并联工作容易、可以自动均衡的特点。正激并联却需要均衡电路。所以多台并联时采用反激为多。在高电压应用,例如 1000V 以上时,也采用反激。

第三节 变压器设计方法

设计方法有多种,可根据情况选择。一般从计算原边圈数开始,除了按最大占空比和正常的直流电压 V_s 来计算原边线圈之外,正激变换器与反激变换器设计思路非常相似,一般前者原边匝数多近 1 倍。

按上述方法设计的理由是,副边绕组都有一个电感器,当有突变负载时,输出电流的变化率受到限制。为了补偿这个缺陷,控制线路应能把占空比调到最大。在这种瞬变条件下,高的原边电压和最大导通脉宽同时加上,尽管时间很短,如果变压器设计没有考虑这种情况,也会引起磁饱和。

控制电路设计为:在最大输入电压时,限制控制电路的脉宽和变化的速率,这样可防止两个参数同时在最大值。

上面说过能量再生绕组的必要性,说明正激变换器的铁芯有残存能量是不好的。为了确保磁通在反激期间恢复到低的剩磁水平,并考虑偶而出现的较大磁密不致出现磁芯饱和,加一很小气隙是必要的。

下面举例说明变压器设计方法,一般有两种方法。

一、方法一

例 1: 设计电压在 110/220V(可换档输入),工作频率 32kHz,输出 5V/10A 和 $\pm 12V/2A$ 的正激变换器的变压器并计算晶体管等的额定值。

(1)根据输出功率选择磁芯

$$P_0 = 5 \times 10 + 12 \times 2 + 12 \times 2 = 98(\text{W})$$

考虑 6% 的余量。

$98 \times 1.06 = 104$ 瓦,选择一个传递功率为 106 瓦的铁芯,参见图 1-8 选铁芯 E42-15。铁芯有效截面积 $A_e = 181(\text{mm}^2)$ 。

(2)选择最佳磁感应强度

为避免铁芯饱和,总损失最小(铁损与铜损相等)可利用图 2-3 选择工作磁感应强度变化值。

图 2-3 左下角 $B = f(t)$ 图可知这是推挽运行用图。在传递功率为 106 瓦频率 32kHz 时,最佳(有最小损耗)磁感应强度单向摆幅值 $B_{opt} \approx 150(\text{mT})$ 。说明推挽工作时, $2 \times 150 = 300(\text{mT})$ 有最小损耗。为了有最大效率,单端正激变换器磁感应强度峰值变化也应选 300(mT)。但是考虑到单端正激变换器只使用到 BH 特性的第一象限,如图 2-4(b),为了避免饱和,为剩磁的存在、高温效应,瞬变情况等留一些安全裕量是必要的。本例选择磁感应强度峰值的 75%,即 $\Delta B = 225(\text{mT})$ 。这种小于最佳磁感应强度值的设计法,叫“饱和限制法”。用此法设计的变压器参数,铁损略低于铜损。

(3)计算原边绕组匝数

$$\text{周期时间 } T_s = \frac{1}{f} = \frac{1}{32 \times 10^3} = 31.2 \mu\text{s}, \text{最大导通占空比: } t_{on(\max)} = \frac{T_s}{2} = 15.6 \mu\text{s}。$$

当市电为 110(V)时,倍压整流电路所得直流电压 V_S 为:

$$V_S = 110 \times 1.3 \times 1.9 = 272(\text{V})$$

最小原边绕组匝数为:

$$N_{p(\min)} = \frac{V_s \times t_{on}}{\Delta B \times A_e} \quad (2.2.5)$$

$$N_{p(\min)} = \frac{272 \times 15.6}{0.225 \times 181} = 104 \text{ (匝)}$$

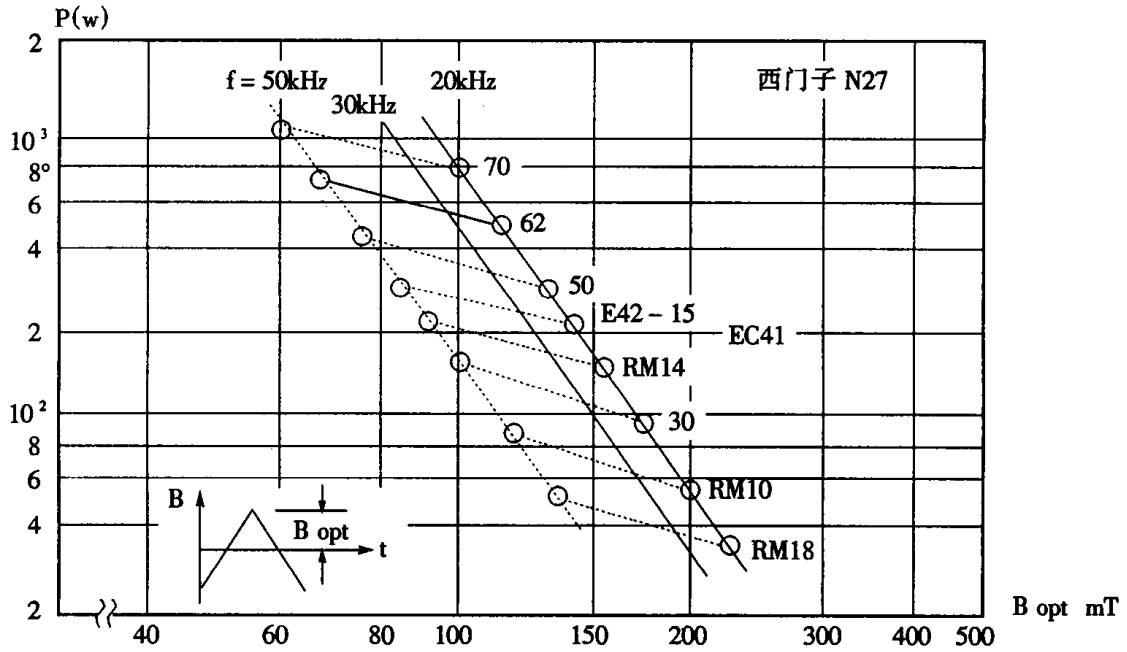


图 2-3 N27 铁氧体材料最佳磁感应强度摆幅值与输出功率的关系曲线

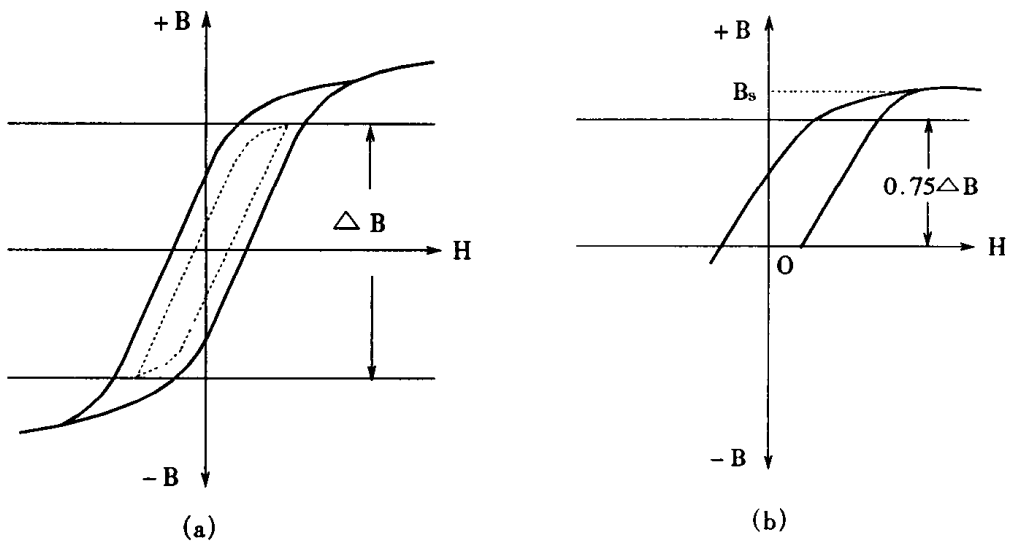


图 2-4 (a)推挽运行的 B-H 范围(b)单端正激(或反激)运行的 B-H 范围

(4) 计算副边绕组匝数

利用式(2.2.3),需考虑市电 110V 下波动的情况,设向下波动为 -20%,则:

$$V_{s(\min)} = 110 \times 0.8 \times 1.3 \times 1.9 = 217.4(\text{V});$$

输出电压 V_0 需考虑整流二极管和绕组的压降,设在 10A 时为 +20%,则 5V 的绕组直流电压为 $V_{05} = 5 \times 1.2 = 6\text{V}$; $\pm 12\text{V}$ 的输出电流小,设压降为 +8%,则 12V 的绕组直流电压为: $V_{012} = 12 \times 1.08 = 13(\text{V})$ 。

$$n_{S(5)} = \frac{V_0 n_p T_s}{V_{s(\min)} t_{\text{on}}} = \frac{6 \times 104 \times 31.2}{217.4 \times 15.6} = 5.7 (\text{匝}), \quad \text{选 } n_{S5} = 6 \text{ 匝}$$

$$n_{S(12)} = \frac{V_0 n_p T_s}{V_{s(\min)} t_{\text{on}}} = \frac{13 \times 104 \times 31.2}{217.4 \times 15.6} = 12 (\text{匝})$$

-12V 的绕组亦选 12 匝。

(5) 功率晶体管的选择

① 电流额定值

通常在最大原边电流条件下,选择有较大电流增益和较好饱和特性的管子作为功率开关晶体管。

当最小线电压输入时:

$V_{s(\min)} = 217.4(\text{V})$ 效率稍低,设为 $\eta = 75\%$ 则输入功率

$$P_i = \frac{P_0}{\eta} = \frac{98}{0.75} = 130 (\text{W})$$

在导通占空比最大为 $D_{\max} = 0.5$ 时, P_i 应为平均功率:

$$P_i = D_{\max} V_{s(\min)} I_c \tag{2.2.6}$$

$$I_c = \frac{P_i}{D_{\max} V_{s(\min)}} = \frac{130}{0.5 \times 217.4} = 1.2(\text{A})$$

考虑磁化电流和纹波电流的斜率, I_c 应有 10% 的裕度

$$I_c = 1.2 \times 1.1 = 1.32(\text{A})$$

为了可靠并考虑调整电感量大小电流不可避免的失控,实际选定管子电流容量至少是两倍于此值。

② 电压额定值

设市电电压向上波动 18%, 110V 倍压整流上限值为:

$$V_S = 110 \times 2 \times 1.18 \times \sqrt{2} = 367 \text{ (V)}$$

由于能量再生绕组工作时晶体管承受两倍 V_S 值。同时, 由于漏电感的缘故, 一般会在电压最高值上出现一个尖峰值, 此值随工艺水平差而增加, 一般按电源电压 V_S 的 10% 考虑。故:

$$V_{ce} = 2V_S + 0.1V_S = 2.1V_S \quad (2.2.7)$$

$$V_{ce} = 2.1 \times 367 = 770 \text{ (V)}$$

尚须设计正确的基极驱动波形以及缓冲器网络, 使集电极电流在高电压 V_{ce} 出现之前, I_c 已降到零, 否则有二次击穿(双极型晶体管)的可能。有关基极驱动和缓冲器网络参见第一篇第四章有关内容。

(6) 输出端电容的选择

正激变换器输出电容, 比反激变换器的相对小一些。因为它的选择主要是按它可提供输出纹波电压而非纹波电流。然而, 若系统的电感很小(快速反应系统即此)则纹波电流的要求仍是选择电容的主要考虑。

在电容选定后, 尚应考虑负载突然转变为零时电感器中储能使电容电压上冲, 并校验引起的过电压是否在允许值之内。过电压值的计算可用下面简单的方法。

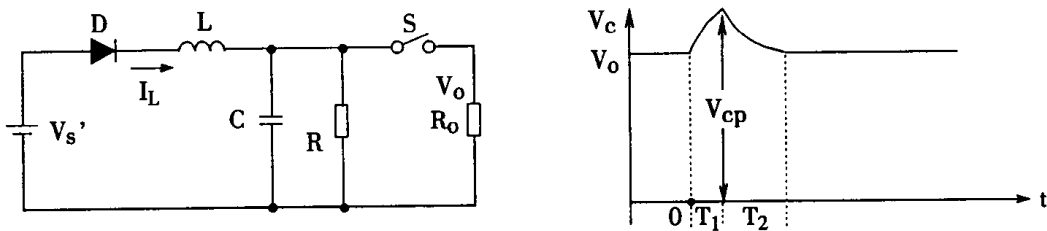


图 2-5 正激变换器副边回路及电压响应曲线

图 2-5 示出正激变换器副边电路及电压响应曲线。设有载时电压为 V_0 , 电感 L 流过电流为 I_L , 储有 $\frac{1}{2}LI_L^2$ 的能量; 电容电压为 V_0 , 储有 $\frac{1}{2}CV_0^2$ 的能量。若 $R \gg R_0$, 当 S 开关打开(卸载)时, 电感保持电流不变, 即向电容充电, 充电经 $t = T_1$ 后电压达 V_{cp} 。此时 V_{cp} 相应能量将是开关 S 打开前 L 、 C 的储能之和。据此:

$$\frac{1}{2}CV_{cp}^2 = \frac{1}{2}LI_L^2 + \frac{1}{2}CV_0^2$$

$$\text{所以, 电容上高压值 } V_{cp} = \sqrt{\frac{L}{C} I_L^2 + V_0^2} \quad (2.2.8)$$

简单估算可认为 S 打开时 L、C 谐振, 四分之一周期到达峰值 V_{cp} , 然后 C 上能量消耗在电阻 R 上, V_{cp} 按 CR 时间常数指数下降, 最终恢复到输出电压 V_0 值。

$$T_2 = \frac{1}{4} \times \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

二、方法二

例 2 试设计输入市电电压 110/220 伏工作频率 40kHz, 输出 5V/5A ~ 50A, 效率 $\eta = 75\%$ 的正激变换器的变压器, 要求温升小于 30°C 。

(1) 根据功率选择磁芯

$$P_0 = 5 \times 50 = 250 \text{ 瓦}$$

$$\text{输入功率 } P_i = \frac{P_0}{\eta} = \frac{250}{0.75} = 333 \text{ (W)}。$$

铜窗 A_w 与铁芯 A_e 截面积之积 AP:

$$AP = A_w \cdot A_e$$

当考虑原边与副边所占铜窗面积相等; 铜窗实际的占有率 35%; 在自然风冷却时, 温升限在 30°C 以内的电流密度等情况下, AP 值如下式所示:

$$AP = A_w \cdot A_e = \left(\frac{1.11 P_i}{K \Delta B \cdot f} \right)^{1.143} \quad (2.2.9)$$

式中 K——系数, $K = K_0 \cdot K_p$;

ΔB ——选定磁感应强度增量, 本例选 0.15 (T) ;

K_0 ——铜窗使用系数;

K_p ——绕线系数。

K_0, K_p 具体数值如下表 2.1。表中亦顺便示出反激变换器 K_0 和 K_p 值, 以供参考。

表 2.1

	K_0	K_p	$K = K_0 \cdot K_p$
正激变换器	0.35	0.43	$K = 0.15$
反激变换器	0.4	0.5	$K = 0.2$

$$AP = \left(\frac{1.11 \times 333}{0.15 \times 0.15 \times 40 \times 10^3} \right)^{1.143} = 5.4 (\text{cm}^4)$$

查资料知 EC52 铁芯 $AP = 5.71 \text{cm}^4$ (其中 $A_w = 3.12, A_e = 1.83$), 故选用 EC52。

(2) 计算原、副绕组的匝数

①按最低输入直流电压 $V_{s(\min)}$ 承受伏一秒值计算所需的最小匝数。依式(2.2.5), 设

$$V_{s(\min)} = 200(\text{V}), t_{\text{on}} = \frac{D_{\max}}{f} = \frac{0.5}{40 \times 10^3} = 12.5 \mu\text{S}:$$

$$N_{P(\min)} > \frac{V_{s(\min)} t_{\text{on}}}{\Delta B \cdot A_e} > \frac{200 \times 12.5}{0.15 \times 183}$$

$$N_{P(\min)} > 91 \text{ 匝}$$

②按输入电压为最小值 $V_{s(\min)}$ 时, 仍有正常输出副边直流电压 V_0 来计算变比。

$$n' = \frac{V_0 + V_{DF}}{V_{s(\min)}} \cdot \frac{1}{D_{\max}}$$

式中 n' ——副边与原边匝比 $\frac{N_s}{N_p}$;

V_{DF} ——输出回路二极管的压降(V);

$V_{s(\min)}$ ——输入电源电压最小值(V);

$$n' = \frac{5 + 0.8}{200 \times 0.45} = 0.0644$$

③计算副边匝数

$$N_s = n' N_p = 0.0644 \times 91 = 5.9 \text{ 匝}。$$

取 $N_s = 6$ 匝。

(3)求原边有效值电流

$$I_p = \frac{I_e}{K_t} = \frac{P_i}{V_{s(\min)} K_t} = \frac{333}{200 \times 0.71} = 2.35(\text{A})$$

式中 K_t ——输入最大电流与有效值电流之比值, 正激变换器 $K_t = 0.71$ 。

(4)线径的确定

线径由有效值电流除以电流密度确定。电流密度 J 随铁芯 AP 值而定, 依第一篇式(1.5.7),

$$j = K_j (A_w A_e)^x = 4.5 AP^{-0.125} \quad (2.2.10)$$

$$j = 4.5 \times (5.71)^{-0.125} = 3.62 \text{ A/mm}^2$$

①原边绕组

$$\text{截面积 } S_p = \frac{I_p}{j} = \frac{2.35}{3.62} = 0.649 (\text{mm}^2)$$

$$\text{导线直径: } d_{wp} = \frac{1}{r_p} \sqrt{\frac{4S_p}{\pi}} \quad (2.2.11)$$

式中 S_p ——截面积(mm^2);
 r_p ——并联根数,本例为 2 根。

$$d_{wp} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4 \times 0.649}{3.14}} = 0.45 (\text{mm})$$

②副边绕组

副边绕组有效电流

$$I_s = \frac{I_0}{1.414} = \frac{50}{1.414} = 35.4 (\text{A})$$

$$\text{截面积 } S_s = \frac{I_s}{j} = \frac{35.4}{3.62} = 9.78 (\text{mm}^2)$$

$$\text{线直径 } d_{ws} = \frac{1}{r_s} \sqrt{\frac{4S_s}{\pi}} \quad (2.2.12)$$

取并联根数 $r_s = 10$

$$d_{ws} = \frac{1}{10} \sqrt{\frac{4 \times 9.78}{3.14}} = 0.35 (\text{mm})$$

(5) 确定 $N_p = 92, N_s = 6$, 检查原、副边绕组占用铜窗面积 A_w , 一般不得超过 40%, 即

$$0.4A_w = 0.4 \times 3.12 = 1.25 (\text{cm}^2)$$

$$\begin{aligned} \text{原、副边绕组占用铜窗面积} &= N_p \cdot r_p \cdot d_{wp}^2 + N_s \cdot r_s \cdot d_{ws}^2 \\ &= 92 \times 2 \times (0.045)^2 + 6 \times 10 \times (0.035)^2 \\ &= 0.45 (\text{cm}^2) \end{aligned} \quad (2.2.13)$$

0.45 小于铜窗面积 1.25, 设计通过。

(6) 计算铜损 P_w

EC52 的每圈平均长度 $L_p = 7.3\text{cm}$, 半径为 0.45mm 的导线在 100°C 时阻抗为 $0.000353\Omega/\text{cm}$ 。按总铜损为两倍原边绕组铜损计算:

$$\begin{aligned} P_w &= 2 \times I_p^2 N_p L_p \times 0.000353 \\ &= 2 \times (2.35)^2 \times 92 \times 7.3 \times 0.000353 \\ &= 2.6(\text{W}) \end{aligned}$$

(7) 计算铁损 P_c

铁损是选定的磁感应强度下单位体积的铁损与铁芯体积的乘积。

$$P_c = P_v V_e \quad (2.2.15)$$

式中 P_v ——单位体积铁损 ($\frac{\text{W}}{\text{cm}^3}$);

V_e ——铁芯体积 (cm^3)。

在本例 $\Delta B = 0.15\text{T}$ 时, $P_v = 0.01\text{W}/\text{cm}^3$, EC52 的 $V_e = 18.8\text{cm}^3$ 。

$$P_c = P_v V_e = 0.01 \times 18.8 = 0.18(\text{W})$$

(8) 计算温升

变压器温升 Δt 由内部总损耗 $P_{id} = P_w + P_c$ 和散热表面积 A_s 决定。如下式计算:

$$\Delta t = \frac{850 P_{id}}{A_s} \quad (2.2.16)$$

式中 A_s ——变压器的表面积。本例 $A_s = 91\text{cm}^2$;

$$\Delta t = \frac{850 \times (2.6 + 0.18)}{91} = 26^\circ\text{C}$$

$26^\circ\text{C} < 30^\circ\text{C}$ 设计通过。

第三章 双晶体管正激变换器的设计

第一节 概述

一、线路组成

在工作中,如果单个晶体承受电压高,容易击穿时,可以用两个晶体串联起来作一个管子用,这在高反应晶体管较少的早期不失为常用办法之一。如果,加上 D_1 、 D_2 二极管,如图 3-1 接线,则组构成双晶体管正激变换器。由于目前工艺水平,FET 管的工作电压不能太高,400V 左右的管子价格低廉一些,用在图 3-1 中是最合适不过了。其原因是用二极管 D_1 、 D_2 导通时限制了 FET1、FET2 关断时所受的反压均在 $V_s + V_D$ 左右。开关电源取用市电 110/220V 整流而得 V_s 均在 400 伏以下。因此,图 3-1 有可靠性高、造价低的优点,得到广泛的应用。

二、工作原理

下面分析图 3-1 电路的工作原理。FET₁、FET₂ 同时导通或同时关断。在导通时,电源电压 V_s 加到变压器 T 的原边绕组上。在稳态下,由于上一周期工作时,电感线圈 L_1 已建立的电流,通过 D_4 导通,构成了负载 I_o 的续流电路。

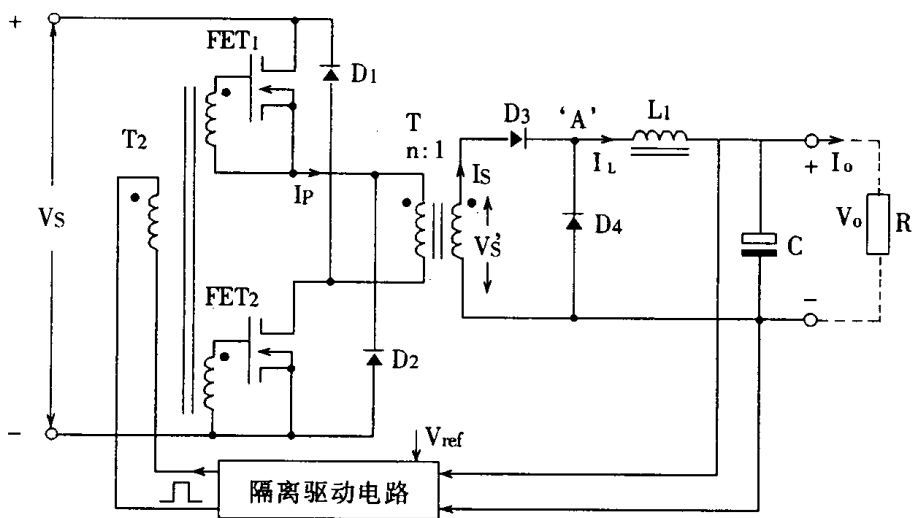


图 3-1 双晶体管正激变换器主电路

新周期开始,副边绕组由于原边绕组 FET₁、FET₂ 的导通有了感应电动势。副边绕组、二极管 D_3 很快建立电流,其速度受制于变压器和副边电路的漏电感。因为在导通瞬间 L_1 上流过的电流 I_L 保持不变,所以,由于 D_3 的电流建立,二极管 D_4 的电流必随之等地快速减小。当

D_3 中的正向电流增加到原先流过 D_4 的电流值时, D_4 则转为关断。而且 L_1 的输入端(A点)电压将增加到副边线圈电压 V_s' (减去 V_{D3})。与此同时开始了正激能量传递状态。

前面的动作只占整个传递期间非常小的部分,其大小依漏感而定。一般电流在 $1\mu s$ 内就建立。但是,在低电压大电流传递时,漏感影响电流的建立非常明显,甚至大到占了全导通期间的相当比例,这时,就影响了能量的传递。因此,漏感应尽可能地小。

一般情况下,在导通期间的大部分,LC 滤波器上电压为 $V_s' - V_0$, 电流 I_L 按下式定义变化:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_s' - V_0}{L_1} \quad (2.3.1)$$

这个副边绕组电流可按一般变化关系式 $n = \frac{N_p}{N_s}$ 折算到原边绕组。即:

$$I_p = \frac{I_s}{n} \quad (2.3.2)$$

除了这个折算副边电流外,一个原边电感 L_p 所定义的磁化电流将流过原边线圈。这个磁化电流使变压器的磁区存储能量,并且这个存储能量在关断瞬间产生反激作用。线路中,通过二极管 D_1 、 D_2 的作用,把反激能量回馈到电源线 V_s 中。由于 D_1 、 D_2 的导通, FET_1 、 FET_2 电压都限在 V_s 值上,因此称“钳位”作用。

因为此回馈电压与原来正向电压近似相等,所以储存能量的回馈时间约等于之前的导通时间(伏·秒值相等)。因此,对于这种形式的电路,导通与关断时间各占周期的 50%,甚至为可靠起见,例如,防止剩磁积累作用,导通占空比还应小于 50%。

在 FET 关断瞬间,副边绕组电压反向,且整流二极管 D_3 关断。在 L_1 反激下 D_4 导通。构成续流回路。 D_4 通后,“A”点电压与负载端“-”相同。 L_1 两端电压即为负载端电压 V_0 。由于带载缘故 I_L 续流逐渐减小,降到原来启动值时, FET 又导通,又开始了新的工作周期。如此周而复始。

注意,在这个工作过程中,漏感起着很重要的作用。漏感值太大会导致不能输送所需电源功率,因为在关断期间大部分的原边线圈电流回馈电源 V_s 线里。这导致能量在开关元件和二极管中徒然的损耗。

二极管 D_4 反向恢复期间是必须考虑到的。因为在导通瞬间,电流经 D_3 除流入输出电感之外,还在反向恢复期间流入 D_4 的阴极。该电流是短路 V_s' 的电流。折算至原边电流也较大。因此,在 FET 导通瞬间,出现电流尖峰。尖峰持续时间也是 D_4 反向恢复阻断的时间。为此要设法减少尖峰值,例如 D_4 使用快速恢复阻断能力的快速恢复二极管。

漏感作用已在上面介绍。但是,漏感并不完全由变压器内部本身构成。它包括外部电路布置相互位置。凡电流变化率大的电路,使用短而粗的导线,或把导线双绕、对称部分尽量靠紧一些,都会使漏感小下来。

三、电容 C 的作用

C 的主要作用是减小输出纹波电压和存储一定的能量。它的等效串联电阻 ESR 和等效串

联电感 ESL 对于变换器的作用不是特别重要,因为这个电容有电感 L_1 隔开了与主开关管联系。为了避免在此使用昂贵的低 ESR 电解电容,经常使用附加 LC 滤波器以减小噪音。

第二节 双晶体管正激变换器变压器设计

一、概述

双晶体管正激与单端正激变换器的差别是前者不需要能量再生绕组 P_2 (参见图 2-1), 即工作绕组也是能量回馈(再生)绕组。

在图 3-1 工作原理基础上,按下面逐步进行变压器设计。原则上来说,变压器的设计非常复杂,以致无固定章法可循。它与一系列情况有关,例如铁芯材料、形状、安装位置、冷却通道、允许的温升、所用绝缘材料和运行的频率等等有关。

大多制造铁芯的厂都提供一定前提下的设计例子,但如果前提一变,参考价值就受影响,所以设计例子只是个思想说明。

二、变压器设计方法

例题,设计一个输出为 5V, 20A 离线双晶体管正激变换器。输入交流电压范围是 $V_{ac} = 110V/220V$, 波动情况 $\pm 25\%$, 开关频率 50kHz。

解:

(1) 确定铁芯尺寸

输出功率 $P_0 = I_0 V_0 = 5 \times 20 = 100(W)$

厂商提供 N27 材料的正激变换器铁芯尺寸选择图如图 3-2 所示。适用铁芯为 EC41 因为运行点 P_1 (100 瓦, 50kHz) 正落在工作范围的中间。

(2) 计算占空比

上面已知,最大导通占空比为 $D = 0.5$, $t_{ON} = t_{OFF} = \frac{1}{2} \times \frac{1}{50 \times 10^3} = 10(\mu s)$

(3) 磁感应增量值的选定

本例中使用电压控制反馈环,有较快的响应。因此,在瞬变情况下,立即有相应加宽的脉冲产生。为了此时不出现铁芯饱和,在变压器原边电路中考虑波动 $\pm 25\%$ 情况:

① 交流输入电压:

$$V_{ac} = 110(V), \text{波动时}$$

$$V_{ac(\min)} = 110 - 0.25 \times 110 = 82.5(V)$$

$$V_{ac(\max)} = 110 + 0.25 \times 110 = 137.5(V)$$

② 相应整流值,按 110V 倍压整流线路:

$$V_{s(\min)} = 82.5 \times 1.3 \times 1.9 = 204(V)$$

$$V_{s1} = 110 \times 1.3 \times 1.9 = 272(\text{V});$$

$$V_{s(\max)} = 137.5 \times 1.3 \times 1.9 = 340(\text{V})$$

如果本例同时可用在 $V_{ac} = 220(\text{V})$ 时, 则用桥式整流, 设 $V_{a2} = 220 \times 1.4 = 308(\text{V})$, $V_{s(\max)2} = 220 \times 1.25 \times 1.4 = 384(\text{V})$, 为了区别二种输入情况, 特用脚标 1、2 分别之。

③ 加到原边绕组开关管的 V_s 受很多因素的影响, 例如: 电网内阻, 电磁干扰 EMI 滤波器阻抗、串联的热敏电阻、整流二极管的压降、滤波的双电容、负载电流 I_0 、开关频率等等, 准确计算可参考其它文献。在此, 建议做一定的实验。

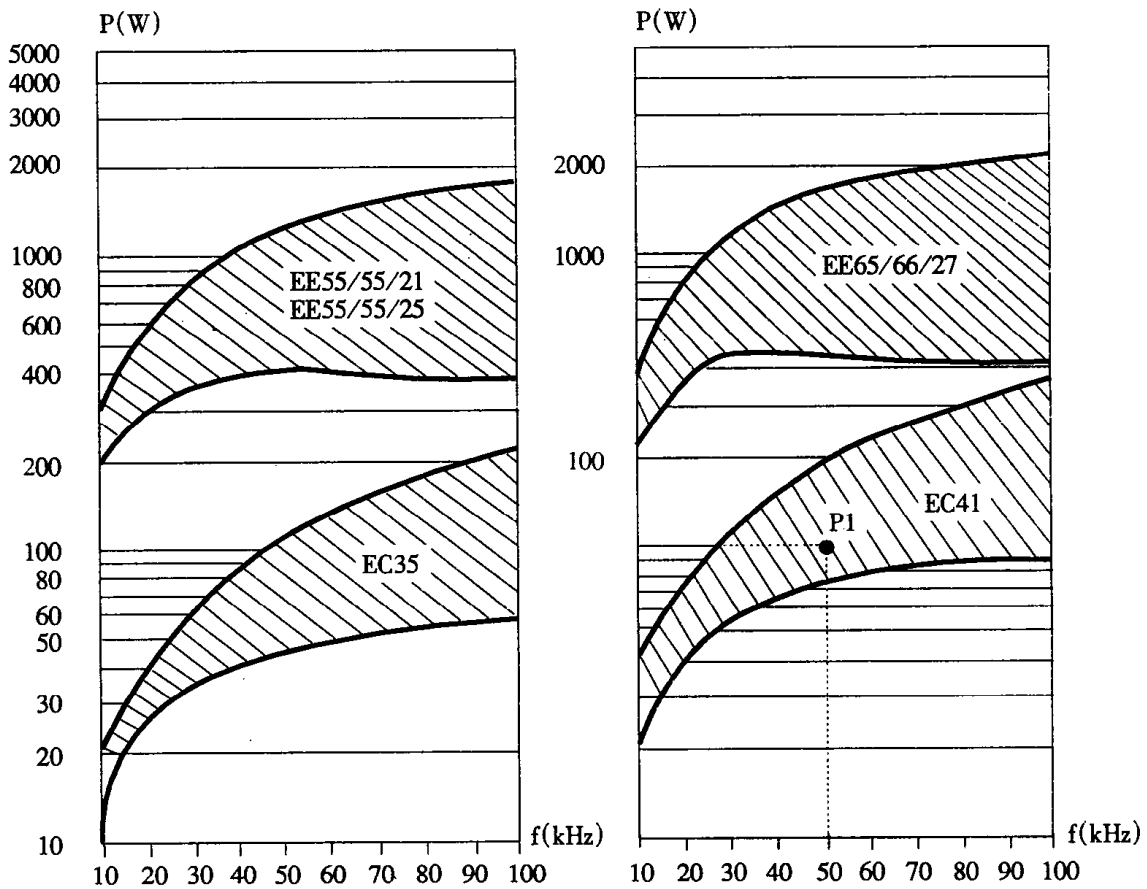


图 3-2 正激变换器铁芯尺寸选择图, 示出功率与频率、尺寸变化函数关系

在本篇图 2-3 可查得 EC41 铁芯在 50kHz 时最佳单向磁摆幅值 $B_{opt} = 85\text{mT}$ 。推挽工作时的值, 磁感应强度总变量由 $+B_{opt}$ 变到 $-B_{opt}$ 。总的磁感应强度增量 $\Delta B = 2 \times 85 = 170\text{mT}$, 正是由此值决定了此时铁耗最小。本变换器中, 亦是如此, $B_{opt} = \Delta B = 2 \times 85(\text{mT})$, 只不过全部在第一象限内变化。因此, 设计时选定磁感应增量值 $\Delta B = 170(\text{mT})$ 。

当交流电压 V_{ac} 波动, 即 V_s 波动时, ΔB 亦相应变化, 假设为线性关系, 则 $V_{ac} = 110(\text{V})$ 向上波动至 $V_{s(\max)} = 340$ 时:

$$\Delta B_{(\max)1} = \frac{\Delta B \times V_{s(\max)1}}{V_{s1}} = \frac{170 \times 340}{272} = 212.5(\text{mT})$$

当 $V_{ac} = 220(\text{V})$ 挡时, 向上波动至 $V_{s(\max)} = 384(\text{V})$ 时。

$$\Delta B_{(\max)2} = \frac{\Delta B \times V_{s(\max)2}}{V_{s1}} = \frac{170 \times 384}{272} = 240(\text{mT})$$

从本篇图 1-9 可知 N27 材料做的铁芯工作磁滞回环; ΔB 为 212.5(mT), 或 ΔB 为 240(mT) 无论温度是 20℃ 还是 100℃ 离饱和磁密还有一段距离, 说明选定磁感应增量值是合适的。

(4) 计算原边绕组的匝数

因为原边绕组加的电压波为方波, 根据法拉第定律, 最小圈数 $N_{p(\min)}$

$$N_{p(\min)} = \frac{V_{s(\max)} \times t_{\text{ON}}}{\Delta B_{(\max)1} \times A_e} \quad (2.3.3)$$

式中 A_e ——铁芯有效面积(mm^2), 据资料知 EC41 的 $A_e = 120(\text{mm}^2)$;

ΔB ——磁感应增量值(T);

t_{ON} ——导通时间(μs)。

$$N_{p(\min)} = \frac{340 \times 10}{0.2125 \times 120} = 133 \text{ 匝}$$

(5) 计算副边绕组的匝数

输出电压 V_0 与变压器副边电压 V_s' 的关系式为:

$$V_s' = \frac{(V_0 + V_{\text{DF}})(t_{\text{on}} + t_{\text{off}})}{t_{\text{ON}}} (\text{V}) \quad (2.3.4)$$

式中 V_{DF} ——整流二极管压降(V);

t_{ON} ——原边开关导通时间(μs);

t_{off} ——原边开关关断时间(μs)。

考虑二极管压降为 0.8(V), 代入式(2.3.4):

$$V_s' = \frac{(5 + 0.8)(10 + 10)}{10} = 11.6\text{V}$$

V_s' 与 V_s 关系是原、副边匝比关系。有下式:

$$\frac{V_s'}{V_s} = \frac{N_s}{N_p}$$

故副边绕组的匝数: $N_S = \frac{V_s'}{V_S} N_P$ 考虑到两个 FET 管的压降, 有下面计算用式:

$$N_S = \frac{V_s'}{V_{S(\min)} - 2V_{FET}} \times N_P \quad (2.3.5)$$

式中 V_{FET} ——FET 管导通压降, 取 2(V)

$V_{s(\min)}$ ——输入最低直流电压(V)

V_s' ——所需副边绕组输出电压(V)。

当 V_S 在 V_{ac} 为 82.5V 值时, 代入数据 $N_S = \frac{11.6}{204 - 2 \times 2} \times 133 = 7.7$ (匝)。

取整数 $N_S' = 8$ 匝。这时, 原边绕组要按比例增加 $\frac{N_P'}{N_S} = \frac{N_P}{N_S}$ 。

取整后的原边绕组匝数 $N_P' = \frac{N_P}{N_S} N_S'$

$$N_P' = \frac{133}{7.7 \times 8} = 138 \text{ 匝。}$$

按 $N_P' = 138$ 匝运行, 磁感应强度降低, 铁耗也降低, 有利温升减小。如果原边/副边匝数取 133/8, 则需要在控制线路上限制 $t_{ON} < 10(\mu s)$, 这时, 电流三角波幅值可能增大。

(6) 校核磁饱和是否会发生

考虑 $V_{s(\max)}$ 、 $t_{ON} = 10(\mu s)$ 时的工作情况, 而且铁芯中心柱面积往往小于铁芯有效面积。为此对最严重情况进行验算。

$$\Delta B = \frac{V_{s(\max)2} \times t_{ON}}{N_P \times A_e} \quad (2.3.6)$$

式中 ΔB ——磁感应强度增量值(mT);

A_e ——磁芯中心柱面积(mm²);

$V_{s(\max)2}$ ——最大直流电压(V)。

本例 $A_e = 120(\text{mm}^2)$;

$$\Delta B = \frac{384 \times 10 \times 10^{-6}}{138 \times 120 \times 10^{-6}} = 232 \text{ (mT)}$$

参阅图 1-9 磁材料 N27 的磁滞回环曲线 B_s 值、 $\Delta B = 240(\text{mT})$ 是允许的。设计通过。为了可靠起见, 也可以增加一个小气隙, 例如 $l_g < 0.1(\text{mm})$ 。

第四章 半桥变换器的设计

第一节 半桥变换器的工作原理

因为减小了原边开关管的电压应力,所以半桥变换器是离线开关电源较好的拓扑结构。

图 4-1(a)示出了半桥变换器电路图。图(b)示出变压器 T 原边绕组的电压 V_{B-A} 和电流 I_p 的波形图。电容器 C_1 、 C_2 与开关晶体管 T_{r1} 、 T_{r2} 组成桥,桥的对角线接变压器 T 的原边绕组,故称半桥 V_s 的变换器。如果 $C_1 = C_2$,某一开关晶体管导通时,绕组上电压只有电源电压一半。

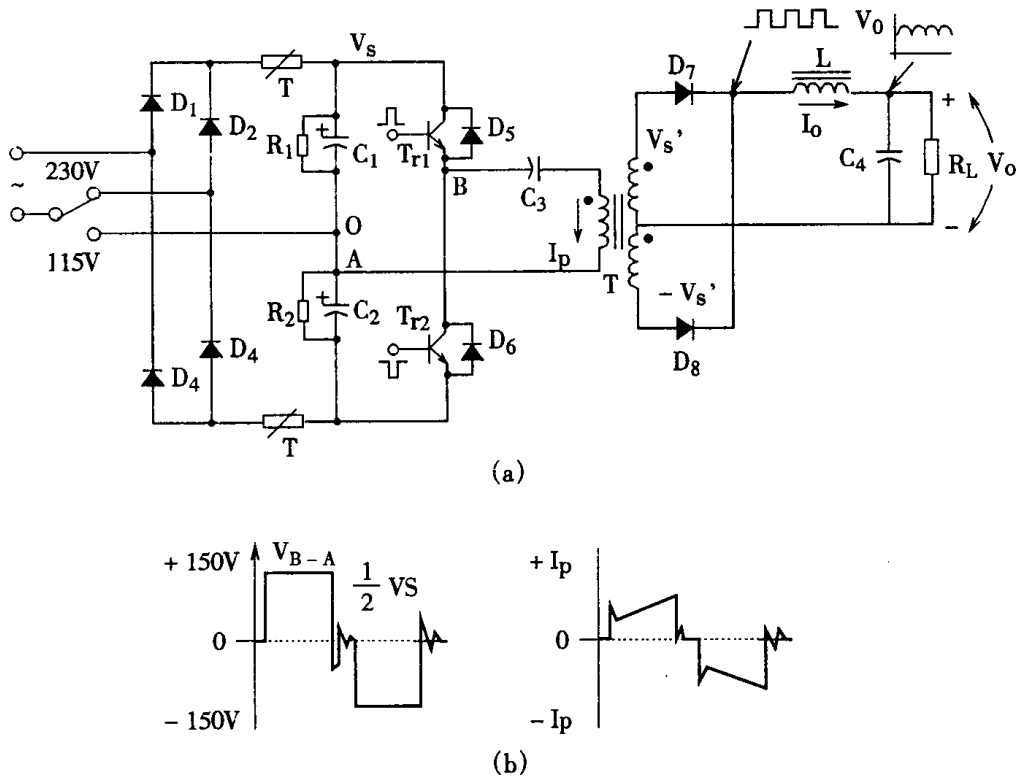


图 4-1 半桥变换器电路及波形图

稳态条件下,在 $C_1 = C_2$, T_{r1} 导通时, C_1 上的 $\frac{1}{2}V_s$ 加在原边线圈上, T_{r1} 流过负载 I_0 折算至原边电流加上磁化电流。经占空比所定时间后, T_{r1} 关断。此时,由于原边绕组和漏电感的作用,电流继续流入原边绕组黑点标示端。但 B 接点摆动到负电位(A 为 0 电位)。并且,如果原边绕组漏电感储存的能量足够大时,二极管 D_6 将导通,钳位电压进一步变负。 D_6 导通的过程,把反激能量再生对 C_2 进行充电。

B 连接点的电压在阻尼电阻作用下以振荡形式最后回复到原来的中心值。这时, T_{r1} 、 T_{r2} 的缓冲器电容和电阻(图上未画出)也参与振荡作用。

如果这时 T_{r2} 加有导通脉冲, T_{r2} 导通。原边绕组黑点端变负。负载 I_0 折算电流加上磁化电

流,流经原边绕组和 T_{22} 。然后重复以前的过程。不同的是, I_p 反了方向, T_{22} 关断时接点 B 摆动到正, D_5 导通钳位。反激能量再生对 C_1 进行充电。

副边电路的工作如下:当 T_{r1} 导通时,副边绕组 V_S' 电压使 D_7 导通,如正激变换器工作相似。当 T_{r1} 关断,二个绕组电压均朝零变化。副边回路电感 L 反激,储能继续供能负载 R_L 。当副边线圈电压降到零时,二极管 D_7 、 D_8 都起着续流作用。 D_7 、 D_8 分得的电流近似相等。在 D_7 、 D_8 都导通时,副边电压 V_S' 钳位到零。

在稳态条件下,在晶体管导通期间通过 L 的电流增加,关断期间 L 的电流减小,其平均值等于输出电流 I_0

忽略损耗,输出电压 V_0 如下式:

$$V_0 = \frac{\frac{1}{2} V_S \times 2D}{n} = \frac{V_S \times t_{ON}}{N_P T_S} N_S \quad (2.4.1)$$

式中 V_S ——原边绕组电压(V);

N_P ——原边绕组匝数(匝);

N_S ——副边绕组匝数(匝);

D ——其中一管导通的占空比 $= \frac{t_{ON}}{T_S} = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}}$;

T_S ——工作周期(S)。

因此,通过使用合适的控制线路调整占空比,在电源电压 V_S 和负载 I_0 变化时可以保持输出电压 V_0 不变。

第二节 偏磁现象及其防止方法

一、偏磁的可能性

由于两个电容连接点 A 的电位随 T_{r1} 、 T_{r2} 导通情况而浮动的,所以能自动地平衡每个晶体管开关的伏秒值。当浮动情况不能满足要求时,可按图 4-1 所示,通过在变压器原边串联一个电容 C_3 ,其工作波形可参见图 4-2。假定这两个晶体管开关具有不同的开关特性,即在相同的基极脉冲宽度 $t = t_1$ 作用下晶体管 T_{r1} 较慢关断,而晶体管 T_{r2} 则较快关断时,则对 T_{r1} 连接点处的电压将有影响,如图 4-2 所示。图中画有圆点面积 A_1 和 A_2 表示了不平衡伏·秒值,其导致原因是晶体管 T_{r1} 的延迟关断。由此可见,如果让这种不平衡的波形驱动变压器,将会发生偏磁现象,致使铁芯饱和并产生过大的晶体管集电极电流,从而降低了变换器的效率,使晶体管失控,甚至烧毁。

二、串联耦合电容改善偏磁性能

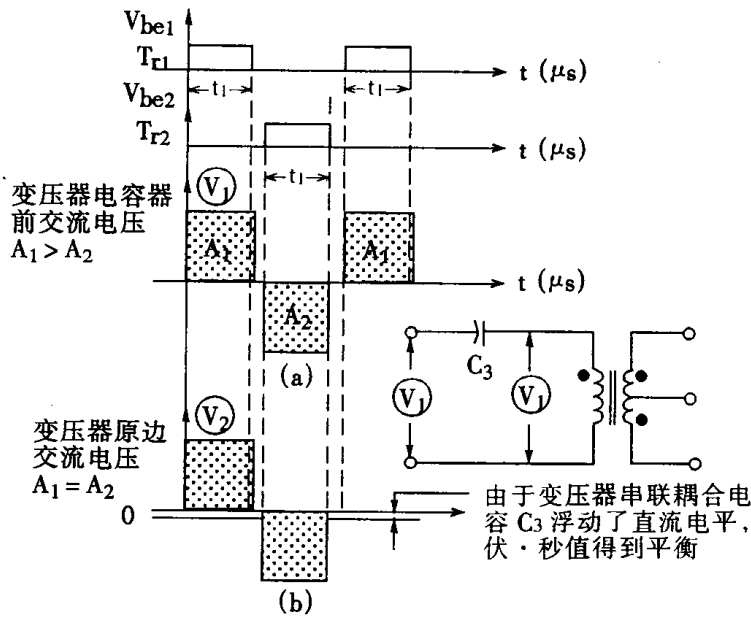
如果通过在变压器原边线圈中加入一个串联电容 C_3 后,则与不平衡的伏·值成正比的直流偏压将被此电容滤掉,即移动了直流电平,如图 4-2(b)所示,这样在晶体管导通期间,就会平衡电压的伏·秒值。

关于 C_3 两端直流电压降,其变化速度的时间常数约为:

$$\tau_S = R_r C_3$$

上式的 R_r 是变换器输出端的负载电阻折算到原边阻值。 τ_S 的值应比 V_S 的最大变化速率小一些。

另一个减少晶体管关断时间的方法是,在基极电路上加入钳位二极管,它将不允许晶体管完全饱和导通,从而减少了存储时间。关于钳位原理及其应用,见第一篇第四章第二节的有关叙述。



(a)在交流电压串联电容前,以圆点面积表示 A_1 、 A_2 的伏·秒值不平衡波形;

(b)在串联电容器后,通过串联电容移去直流电压,从而平衡掉偏压,使伏·秒值相同的交流波形

图 4-2 在变压器原边串联一个电容的工作波形图

三、串联耦合电容的选择

上面讨论过的变压器耦合电容 C_3 ,是一种无极性的薄膜电容器。为了减少电流作用下的升温,必须使用具有较低等效串联电阻的电容器,或者为了达到一定电容值,必须使用多个电容器并联连接,以降低其等效串联电阻。下面介绍正确选择耦合电容容量的一种方法。

1. 初算电容量

图 4-1 可知,耦合电容器 C_3 和电感 L 折算到原边的电感 L_R 组成了一个串联谐振电路,其谐振频率为:

$$f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_R C_3}} \quad (\text{kHz}) \quad (2.4.2)$$

$$L_R = \left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 L \quad (\mu\text{H}) \quad (2.4.3)$$

式中 L_R ——副边电感 L 折算至原边的电感值(μH);
 N_P/N_S ——变压器原、副边匝数比;
 C_3 ——耦合电容(μF)。

式(2.4.3)代入(2.4.2)可解得:

$$C_3 = \frac{10^6}{4\pi^2 f_R^2 (N_P/N_S)^2 L} \quad (\mu\text{F}) \quad (2.4.4)$$

为了使耦合电容器充电线性,必须很好地选定谐振频率 f_R 。一般,按下式选定:

$$f_R = 0.1 f_s \quad (2.4.5)$$

式中 f_s ——半桥变换器的开关频率(kHz)。

例题:已知变换器开关频率为 60kHz,输出端电感 $L = 20\mu\text{H}$,变压器原、副边匝比为 10,试算耦合电容 C_3 值。

解: $f_R = 0.1 f_s = 0.1 \times 60 = 6(\text{kHz})$

$$L_R = \left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 L = 10^2 \times 20 = 2000\mu\text{H}$$

$$\therefore C_3 = \frac{10^6}{4\pi^2 f_R^2 L_R} = \frac{10^6}{4 \times 3.14^2 \times 6^2 \times 10^6 \times 2000} = 0.35 \quad (\mu\text{F})$$

2. 计算电容器充电电压是否过高或过低

分析线路工作可知,一开关导通,电容充电,另一开关导通,则为放电并反向充电。电容上电压有变化率,为使其变化率不致过大,以免产生电磁干扰 EMI,充、放电电压不宜大,要求在 $(10 \sim 20\%) \frac{V_S}{2}$ 为好。

$$V_{C3} = \frac{I_C}{C_3} \Delta t = \frac{I_C}{C_3} \times \frac{DT_s}{4} < (10 \sim 20)\% \frac{V_S}{2} \quad (2.4.6)$$

式中 V_{C3} ——充电电压(V);
 I_C ——充电电流(A);
 Δt ——充电时间(μs);
 D ——开关管导通占空比。

例题:已知图 4-1 为输出 200 瓦的变换器,效率为 0.8,一开关管占空比 0.4 试判断上例

初选电容 C_3 电压是否合适。

解：一个开关管流过电流

$$I_c = \frac{2P_0}{V_s \eta D} \quad (2.4.7)$$

式中 V_s ——二个电容串联所加电压，本例为 320V。

$$I_c = \frac{2 \times 200}{320 \times 0.8 \times 0.4} = 3.9A$$

假设变换器的输入电压波动 -20%，则恒功率输出下，电流要上升 $\frac{1}{1-0.2} = 1.25$ 倍，故最大集电极电流 $I_c = 3.9 \times 1.25 = 4.88A$ 充电时间 $DT_s, T_s = \frac{1}{f_s} = 16.6\mu s$ ，代入式(2.4.6)得：

$$\begin{aligned} V_{C3} &= \frac{I_c}{C_3} \times DT_s \\ &= \frac{4.88}{0.35} \times 0.4 \times 16.6 = 92.4V \end{aligned}$$

又因 $\frac{V_s}{2} (10 \sim 20)\% = \frac{320}{2} (10 \sim 20)\% = 16 \sim 32V$ ，92.4V 大于比值，故需重新计算电容值。

3. 按 $V_{C3} = \frac{V_s}{2}$ 值的 15% 选定 C_3

依式(2.4.6)得：

$$\begin{aligned} C_3 &= \frac{I_c}{V_{C3}} \times DT_s \\ &= \frac{4.88 \times 0.4 \times 16.6}{\frac{320}{2} \times 0.15} = 1.3(\mu F) \end{aligned}$$

因本电容参与传送功率，需选 ESR 小的薄膜电容。耐压高于 V_s 为好。

四、阶梯式趋向饱和的可能性及其防止

如果在一定区间内所有加到原边绕组正向脉冲平均伏·秒值不等于负向脉冲平均伏·秒值，这样在多个循环中可能逐渐阶梯式趋向饱和。这种情况，当把电容 C_3 从晶体管 T_{r1} 、 T_{r2} 连结点，移到电容 C_1 、 C_2 (见图 4-1) 连结点 A 处，使 C_3 一端直接与市电网相连，对浮动电位的稳定有一些好处，但只是在 115V 挡才如此；230V 挡，则没有影响。所以阶梯式饱和仍有潜在可能。如果说，上面偏磁靠 C_3 的作用，能对 T_{r1} 、 T_{r2} 存储时间不同有所改善的话， C_3 对副边工作的整流管 D_7 、 D_8 不平衡是不起调整作用的。事实证明 D_7 、 D_8 的存储时间和电压降也很难相同。它们之间的差异与 T_{r1} 、 T_{r2} 一样也会导致磁芯饱和。如果在变压器铁芯中加一个小气隙，将抑制这种影响，但不能消除它。

在稳定工作时,或小负载时,由阶梯饱和效应产生的磁饱和可能性较小,但在瞬变负载下,其问题的严重性就增加了。假设电源在相对小负载条件下工作,并且已建立了稳定运行条件。由于长期工作,也临近于饱和的边缘。现在,输出电流值突然增加,因为电感电流不能瞬时改变,导致输出电压立即降低。通过控制电路把驱动脉宽增加到最大值,这样,变压器在半个周期中就会饱和,接着是开关器件的损坏。

为了防止阶梯饱和,可使用电流控制型脉宽调制器进行控制(例如,第一篇第六章第四节芯片)。对于 115V 倍压输入整流电路的结线,原边绕组已有直流通路,没有必要再提供直流再生电路。然而对于 230V 桥式整流,用电流控制型脉宽调制器进行控制,必须提供原边直流再生电路。

再生(恢复)电路主要功能是恢复 C_1 、 C_2 相连点“ A ”的电压值,补偿 T_{r1} 、 T_{r2} 不平衡的伏·秒值。再生环节使不平衡的伏·秒值再生成电能并加以利用。其线路如图 4-3(a)(b)所示。

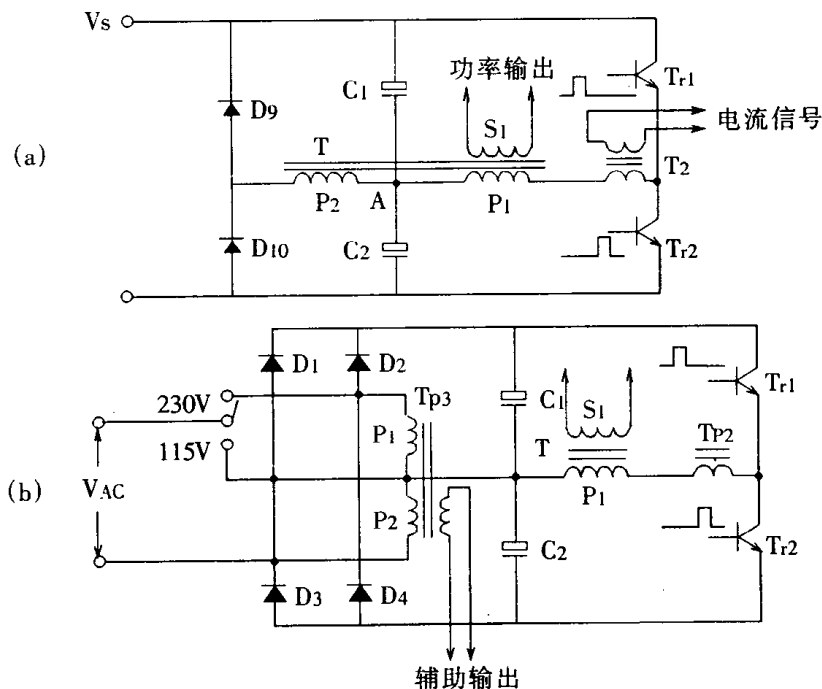


图 4-3 设再生电路的半桥电路

在图(a)中主变压器 T 中加绕一个绕组 P_2 , 并加上两个二极管 D_9 、 D_{10} , 由于功率小, 所以 P_2 漆包线、 D_9 、 D_{10} 管功率均很小, P_2 的匝数与 P_1 相同, 也可以采用双线并绕方法, 兼得到漏抗能量回收的效果。

在图(b)中开关在 115V 位置时, C_1 、 C_2 中点与电源电网相连, 无需恢复再生环节。开关在 230V 时, 接入一个辅助变压器 TP_3 , 其原边绕组 P_1 、 P_2 收集了恢复能量, 经副边从辅助输出送出回收能量。同样, 这个变压器 TP_3 也可做得很小。

五、直通的可能性及其防止

直通是半桥电路另一个极具威胁的问题。所谓直通, 即是图 4-1 中 T_{r1} 、 T_{r2} 两晶体管在某一同一时间内导通的现象。这在行将关闭的晶体管有较大的存储时间时, 容易出现。产生此

现象时,短路了直流电压 V_S 。

建议用两种方法避免这种情况。简单的方法是对驱动脉宽最大值加于限制,使导通角度不会宽到产生直通。这种方法实现的难点是存储时间本身是变量,它已决定于晶体管类型,也决定于工作温度和工作电流。因此,为安全起见,必须提供一个较宽的精度。但包括控制范围、变压器、晶体管和二极管的利用系数减小。原则上在相对较窄导通占空比即有额定功率时,可以优先采用。

另一种方法是从拓扑上解决,采用交叉耦合封闭电路。任何原因使一管导通时,另一管的驱动在封闭状态,直到前管关断,封闭才取消,后管才有导通的可能。这种自动封锁对存储时间,参数分散性有自动适应的优点,且允许对占空比满度使用。这种互锁可以在控制驱动电路中,也可在主回路中。

第三节 软启动及双倍磁通效应

当半桥变换器刚加上电压 V_S 时,驱动脉冲逐渐增加宽度到设定值,使输出电压 V_0 慢慢建立,这个过程叫软启动。如果不提供软启动功能,可能在负载电流 I_0 上或输入电流 I_S 上有一大的冲击电流,负载上电压 V_0 超调,更主要的是可能产生双倍磁通效应。

一、双倍磁通效应

所谓双倍磁通是指:启动瞬时饱和的现象。它存在于半桥、全桥和推挽电路里。

为了减少绕组的匝数,在半桥、全桥、推挽变压器中因双向磁化,所以在设计中磁感应强度增量值,取单向磁化值的两倍,即其摆幅值在峰—峰之间。在稳态工作时,磁芯是这样工作的。磁芯在 t_{off} (关断)时间,因续流作用(输出电感和续流二极管的存在)已经钳位至这个值。磁通在每半周期开始的位置不是在 $+B$ 就是在 $-B$ 。最大磁感应强度摆幅值,在稳态半周期将是 $2\Delta B$ 。然而,这种设计存在潜在的问题,例如可能在变换器刚加电 V_S ,开关开始导通及稳态运行下发生瞬变情况之时,可发生磁芯中有双倍磁通。因为原始磁通起始点(当系统第一次接通或在非常轻负载,脉冲宽度很窄)磁偏移非常接近于 0,从这个开始点, $2\Delta B$ 的突变磁通(即峰—峰摆幅)将导致在第一个半周内就磁芯饱和,引起毁坏元件。

为了防止这种双倍磁通效应,一是可把工作磁通密度值减小,但这样减小磁芯的利用率;二是增加软启动环节,启动时减小导通脉冲宽度,直至磁芯在每周开始工作时,逐渐建立在不是 $-B$,就是 $+B$ 时为止。

二、软启动线路

软启动线路很多,多数采用 RC 延时电路。图 4-4 介绍一个性能较好的典型电路。

当电源接通时,10V 辅助电源建立比较快(相对 300V 而言)。设 C_1 原始端压为 0。10V 经 R_3 对 C_1 充电, R_3 上电压经 D_2 加到放大器 A_1 的反相端。 A_1 输出为负,不可能有脉冲到驱动电路。当 C_1 充电到一定电压时,电压加在 T_{H1} 的发射—集电极、 R_2 的存在使 T_{H1} 导通,构成 C_1 的放电回路。这一状态的维持,一直就没有脉冲产生。当 $V_S = 300$ 伏电压加到变换器系统已达到 200 伏数值时,稳压管 ZD_1 击穿, T_{H1} 关断, C_1 没有了放电回路,在辅助电源 10V 作用下经 R_3 充电,随着充电电流的减少, R_3 上电压逐渐降低,反相端电压由正逐渐变零。在同相端三角波作用下,放大器 A_1 逐渐有调制的逐渐加宽的驱动脉冲输出,这样就达到了软启动的目的。

所要的电压 V_0 加到电压误差放大器 A_2 的同相端, A_2 输出经 R_4 控制 A_1 的反相输入端, C_1 虽经 R_3 继续充电, 但 D_2 二极管反偏, C_1 再也不影响脉宽调制, 当电源关断时, C_1 又使 T_{r1} 导通, 把 C_1 上的电放完, 为下一次启动复位。

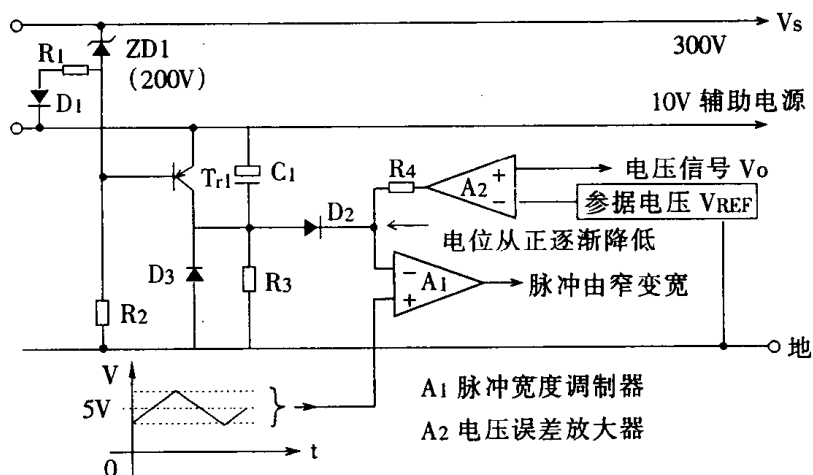


图 4-4 典型的软启动线路

这个电路不仅提供导通延迟和软启动, 而且给了低电压封锁功能和其它保护功能。调整好后可以防止起动瞬间的双倍磁通效应的危害。

第四节 变压器设计

变压器尺寸选择要满足在工作频率下、温升在允许范围内、输出额定功率的要求。首先要使用第二篇图 1-8, 根据功率选定磁芯型号。其次确定磁感应强度的摆幅值。

半桥与正激或反激变换器不同, 半桥 B/H 回环在二个象限, 允许磁感应强度值为正、反激变换器的两倍。因此, 在满值运行下, 要小心考虑磁芯损耗, 因它往往可能超过铜耗。但是, 对于高效率来说, 力争铜耗要接近铁耗。

图 4-5 示出了特定铁芯温升与变压器总损耗的关系。在图中从允许温升求得对应的总损耗, 平分此值即为铜耗或铁耗值。

图 4-6 可以确定铁芯中心柱截面积 A_{cp} 的总磁通 Φ , 根据下式可求出中心磁极的磁感应强度 ΔB

$$\Delta B = \frac{\Phi}{A_{cp}} \quad (2.4.9)$$

这时要考虑最高电压和最大脉宽工作时, ΔB 是否会进入饱和。其情况可参照图 1-9 磁滞回环曲线来进行判定。

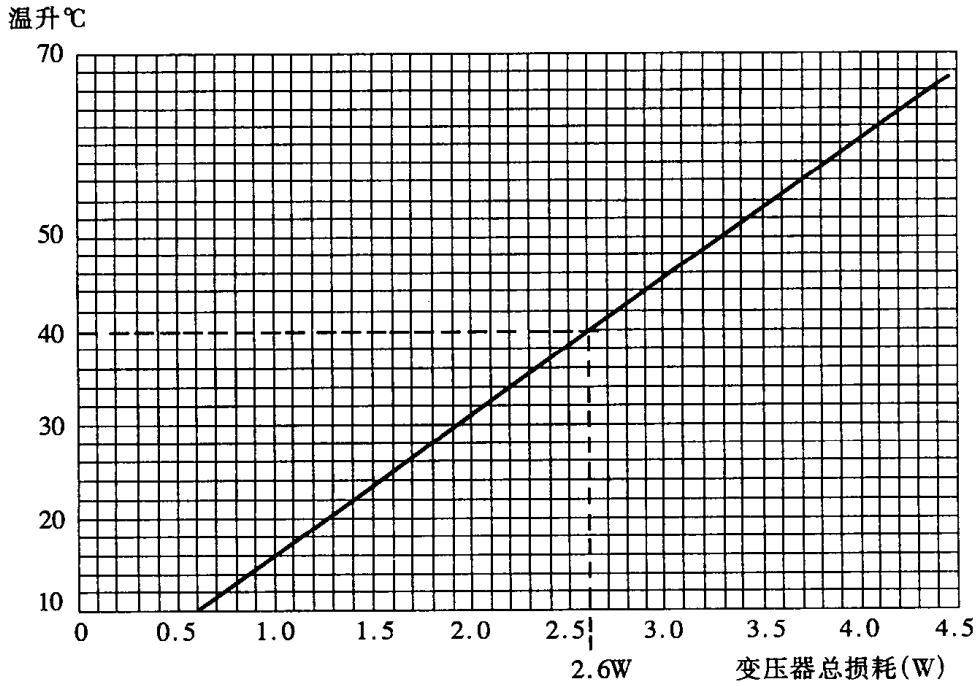


图 4-5 FX3730 变压器在自然通风时总损耗与温升关系曲线

FX3730 磁芯的磁滞
损耗和涡流损耗

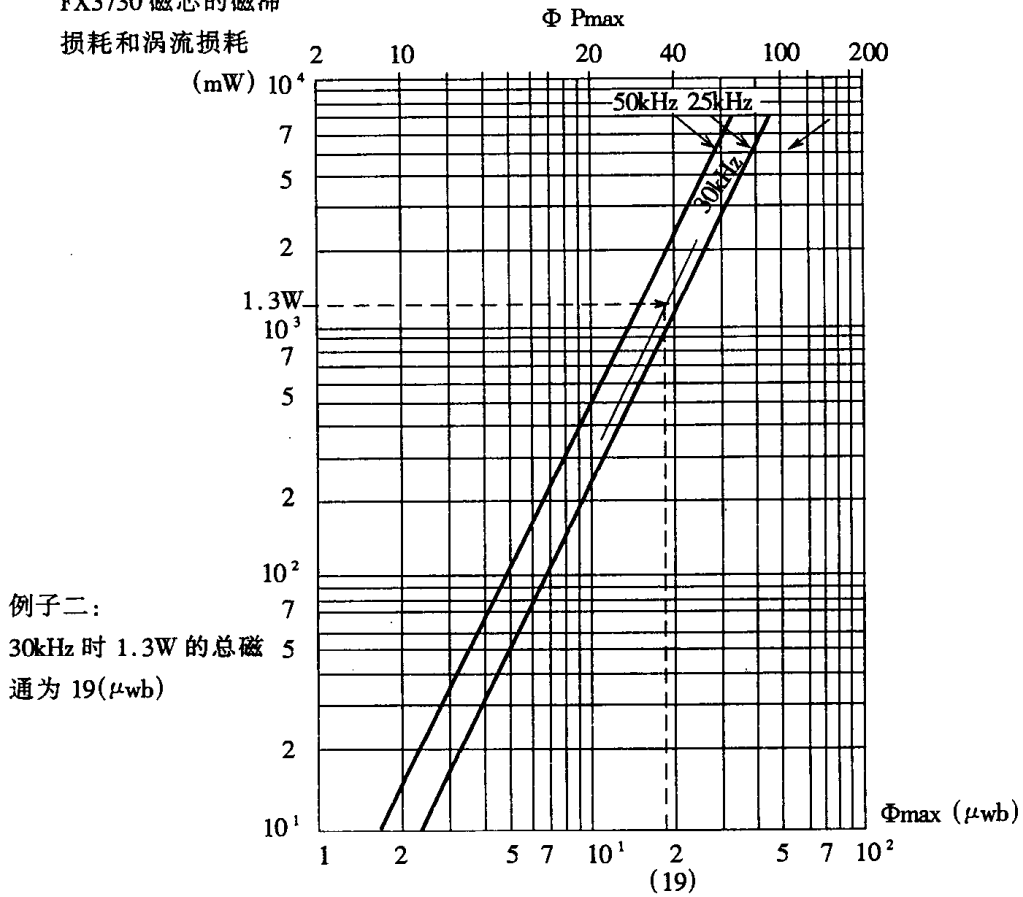


图 4-6 FX3730 变压器在 100°C 下, 考虑磁滞和涡流损耗与总磁通的函数关系
(以频率 50、25 为参变量)

如果推算表明磁芯会饱和,可采取下面的措施:

- 设计成低磁通工作状态。这样可安全运行,但是效率低。因为线圈匝数太多,没有用到最佳磁通增量。

- 在两个开关晶体管上提供独立、快速动作的电流限制。这是一个较好的解决办法,因为它不仅可防止饱和而且对抗干扰有好处。

- 设计一个相应于输入电压的最大脉宽上限。这也是有效方法,但是降低了动态响应的性能。

接着是最小电压值 $V_{s(\min)}$ 下能提供额定输出功率为前提,在脉宽最大时计算出最少的原边线圈匝数。可表为:

$$N_{\text{mpp}} = \frac{V_p \times t_{\text{ON}}}{\Delta B \times A_{\text{cp}}} = \frac{V_p \times t_{\text{ON}}}{2B_{\text{opt}} \times A_{\text{cp}}} \quad (2.4.10)$$

式中 N_{mpp} ——推挽工作时原边线圈最少匝数(匝);

V_p ——原边线圈电压 $= \frac{V_s}{2}$ (V);

t_{ON} ——导通时间(μs);

ΔB ——导通期间磁感应强度的增量(mT);

B_{opt} ——单向最佳磁感应强度摆幅(mT);

A_{cp} ——铁芯最小面积(mm^2)。

最后计算副边绕组的匝数。输出电压应加上绕组和二极管压降,除以每匝电压系数即可求得副边绕组的匝数。

半匝是不合理的。因为除非用特别方法绕制,否则会导致变压器一边饱和。所以,副边实际匝数可在计算值上浮或下浮取整数匝数。如果下浮取整,则必须按比例减小原边的匝数,以保证输出电压符合要求,因为脉宽不能大于 50%。原边匝数的减小会导致铁芯磁密的增大,容易达到饱和。因此,副边线圈上浮取整较好。这时,原边匝数和最大磁通密度可以不变,只要减小脉宽就可保证输出电压到达额定值。这样,当输入电压为最小值 $V_{s(\min)}$ 时,导通占空比小于 50%;如输入电压偏高,占空比更可小于 50%。从而,可用控制线路把脉宽限在一定的范围。形成的死区,有利于防止直通发生的可能性。

例题:计算输出 100 瓦功率,输出为 5V, 20A, 开关频率 30kHz, 效率为 70% 的半桥变换器的变压器, 允许温升限为 40°C。

解:

①输入功率 $\frac{100}{0.7} = 142.8$ (瓦)。

②从图 1-8, 142.8 瓦应选 RM14 或 EC41(FX3730)磁芯。

③从图 4-5 允许温升 40°C 确定总损耗为 2.6(W), 因最佳效率, 确定铁损 $= \frac{2.6}{2} = 1.3$ (W)。

④从图 4-6 可知 1.3 瓦损耗对应的磁通在开关 30kHz 时为 19(μWb)。

⑤因 FX3730 的 A_{cp} 中心磁极面积为 106(mm^2)依式(2.4.9)得:

$$B_{\text{opt}} = \frac{\Phi}{A_{\text{cp}}} = \frac{19\mu\text{Wb}}{106\text{mm}^2} = 179.2\text{mT}$$

计算时注意单位 $1\text{T} = 1 \frac{\text{Wb}}{\text{m}^2}$

⑥磁感应强度增量 $\Delta B = 2B_{\text{opt}}$

$$\Delta B = 2 \times 179.2 = 358.4(\text{mT}) = 0.36\text{T}$$

⑦原边最少匝数 N_{mpp} 依式(2.4.10)计算。式中 $t_{\text{ON}} = 0.5 \frac{1}{30 \times 10^3} = 16.6\mu\text{s}$

设 $V_{\text{ac}} = 115\text{V}$, 电网波动 $\pm 20\%$ 考虑, 则倍压整流电压 V_{S} :

$$V_{\text{S}} = 115 \times 0.8 \times 1.3 \times 1.9 = 227\text{V}$$

$$N_{\text{mpp}} = \frac{V_{\text{P}} \times t_{\text{ON}}}{\Delta B \times A_{\text{cp}}} = \frac{V_{\text{S}} \times t_{\text{ON}}}{2B_{\text{opt}} \times A_{\text{cp}}} \\ = \frac{227 \times 16.6}{2 \times 0.1792 \times 106} = 98 \text{ 匝}$$

⑧每匝电压系数 $= \frac{227}{98} = 1.15$

⑨副边绕组及二极管压降设为 1 伏故副边 $V_{\text{S}}' = 5 + 1 = 6$

副边绕组匝数 $N_{\text{S}} = \frac{V_{\text{S}}'}{1.15} = 5.2 \text{ 匝}$

上浮, 取 6 匝。

第五节 控制电路

关于驱动电路的具体要求和前面已有论述。对于半桥电路再概述如下:

(1)原边线圈过负载限制: 给原边的功率管提供独立的电流限制。一定程度上可避免一些问题的出现, 例如直通, 变压器的饱和现象。有时还能在变压器副边短路时不会引起突然的失控。

(2)软启动: 在半桥线路中, 原边线圈通过正、反向电流。设计变压器往往为减小体积、提高效率, 变压器的磁感应强度增量取一、三象限变化值。但未通电的变压器, 其磁感应强度是在 $+B_r$ 或 $-B_r$ 处。这样在第一次导通时, 磁通密度只能允许从 B_r 到 B_{opt} 变化。如果用 $\Delta B = 2B_{\text{opt}}$ 变化, 立即进入饱和点 B_m 之上。因此启动时, 一定要限制脉宽, 即必须要软启动, 使脉宽在启动最初若干个周期中慢慢上升;

(3)磁的控制: 控制两个晶体管的驱动脉冲宽度要相等, 使正、反向平均磁通相等, 不产生偏磁。也可以通过串联耦合电容 C_3 适当平衡正、反向磁通;

(4)防止直通。有时, 虽然每个开关管的激励都不会超过占空比 0.5, 但由于存储时间的

作用产生两管直通。为防止此现象,占空比上限要进一步缩小;

(5)电压的控制和隔离:稳定的系统,能确保在一定情况下,输出额定的稳定电压。为此,电路要闭环控制而且输入与输出要隔离。隔离可以是光电隔离器、变压器或磁放大器等。注意,如果输出变压器要求不严格,可在变压器上加一个辅助绕组,利用此绕组整流所得直流电压,提供给电压闭环控制和其它必要的辅助保护电路。

(6)过压保护:对于大电流电源装置,通常的办法是封闭变换器开关脉冲以进行过压保护;

(7)电流限制:电流限制安装在输入或输出回路上,在发生短路时起作用。对于开关电源系统,建议采用恒流限制;

(8)输入电压过低保护:控制回路应能自动测定输入电压,规定只有在发挥良好性能的足够高的电压下才能起动;

(9)有适度的辅助功能:包括电子闭锁(通常与 TTL 兼容)同步,电源“好”的信号,功率上升控制过程。输入 RFI 滤波器,浪涌电流限制和输出滤波等环节;

(10)当采用电流模式控制时,原边绕组上不能串联一个电容解决问题时,其平衡靠原边直流再生(恢复)线路,见图 4-3。

图 4-7 示出 IGBT 应用于半桥式开关电源的线路。由于线路电流能在很大范围(6~40A)调节,可以应用在动态电阻很小(约 0.87Ω)的氦灯电源的恒流型电源中。过去,这种电源是晶闸管移相调压式的。因为晶闸管电路的动态响应时间($t = 1.7\text{ms}$)长,电源的动态调节时间很慢,因而影响了整个电源的性能指标。在氦灯电流小时,还会产生很多高次谐波,“污染”了电网。IGBT 的工作频率达 35kHz ,远高于晶闸管,因而从根本上解决了上述缺点。使用型号为 Fuji2MBI75L-120 快速型 IGBT。EXB840 为 IGBT 驱动的、LEM 为电流取样器件,TL494 PWM 为控制芯片。

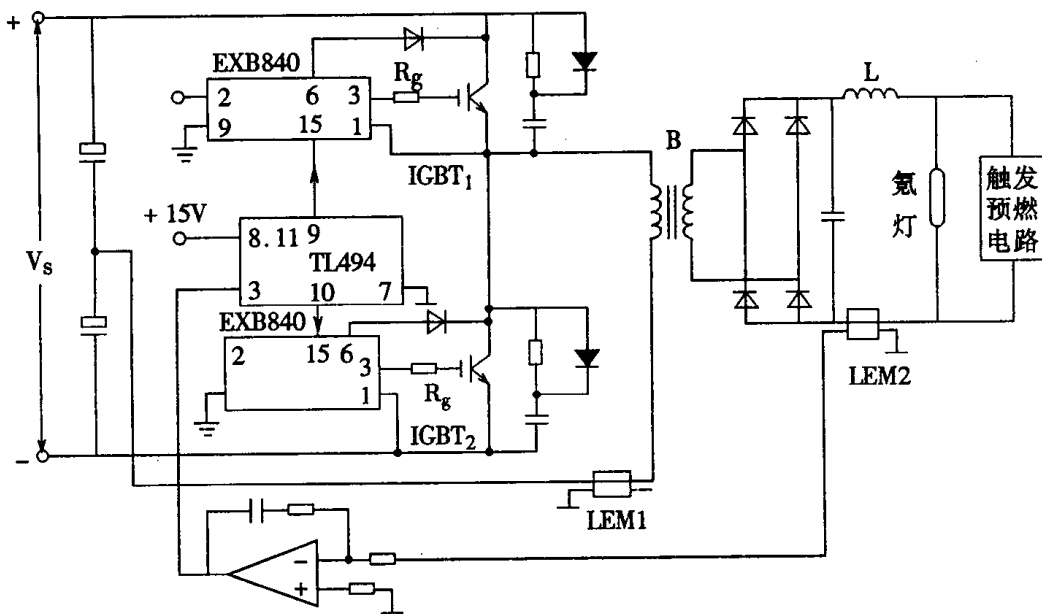


图 4-7 IGBT 连续激光器开关电源电路图(部分)

EXB 系列驱动电路模块,包括 EXB840、841、850、851。850、851 是标准型,840、841 是高速型。其内部电路基本相同。840、841 内部基本电路,(示于第一编图 4-33)图 4-8 示出其周边电路。

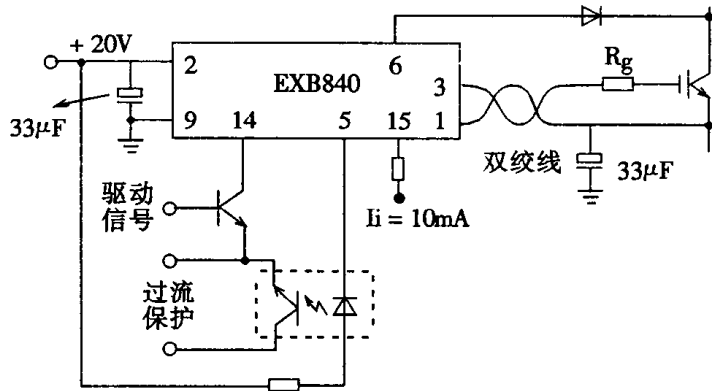


图 4-8 EXB840、841 周边电路

EXB840 高速驱动模块,能驱动 400A/600V 以内及 75A/1200V 的 IGBT 管。有关数据为:光耦合输入电流 $I_i = 10\text{mA}$,输入/输出隔离电压 2500V,(2-9)电源电压端之间 $< 25\text{V}$ 。EXB 内设置有过电流保护电路。作用原理是把驱动信号与集电极电压经与门控制 IGBT 门极信号。当发生过电流时,使门极信号从有变无。但转变速度较正常的开通和关断的速度要慢一些。因为过电流时,电流大,如果过快关断,电流变化率过大会使 IGBT 烧毁。

当 IGBT 集电极产生的电压尖峰较大时,可调节图 4-7 中的门极串电阻 R_g 的数值,表 4.1 示出各 IGBT 值对应推荐的 R_g 值。

表 4.1 EXB840.1/850.1 电阻 R_g 的推荐值

IGBT 电流值(A)	(600V)	10	15	30	50	75	100	150	200	300	400	-
	(1200V)		8	15	25	-	50	75	100	150	200	300
$R_g(\Omega)$		250	150	82	50	33	25	15	12	8.2	5	3.3

第五章 桥式变换器的设计

第一节 概述

桥式变换器由四个功率晶体管组成。相对于半桥而言,功率晶体管及驱动装置个数要增加一倍,成本较高,但可用在要求功率较大的场合。

这种线路的优点:主变压器只需要一个原边绕组,通过正、反向的电压得到正、反向磁通,副边有一个中心抽头绕组采用全波整流输出。因此,变压器铁芯和绕组最佳利用,使效率、功率密度得到提高。

另一个优点是,功率开关在非常安全的情况下运作。在一般情况下,最大的反向电压不会超过电源电压 V_s ,四个能量恢复(再生)二极管能消除一部分由漏感产生的瞬时电压。这样,无需设置能量恢复绕组,反激能量便得到恢复利用。

缺点是需要功率元件较多。在导通的回路上,至少有两个管压降,因此功率损耗也比双晶体管推挽式变换器大一倍。但是在高压离线开关电源系统中,这些损耗还是可接受的。另外,能量恢复(再生)方式,由于有四个二极管,损耗略有增加。

第二节 工作原理

一、概述

图 5-1 示出一个离线桥式变换器的主回路。桥对角的两个功率晶体管作为一组,每组同时接通或断开(也可其它方式),两组开关轮流工作,在一周期中的短时间内,四个开关将均处于断开状态。四个开关导通(或关断)占空比值均相等。

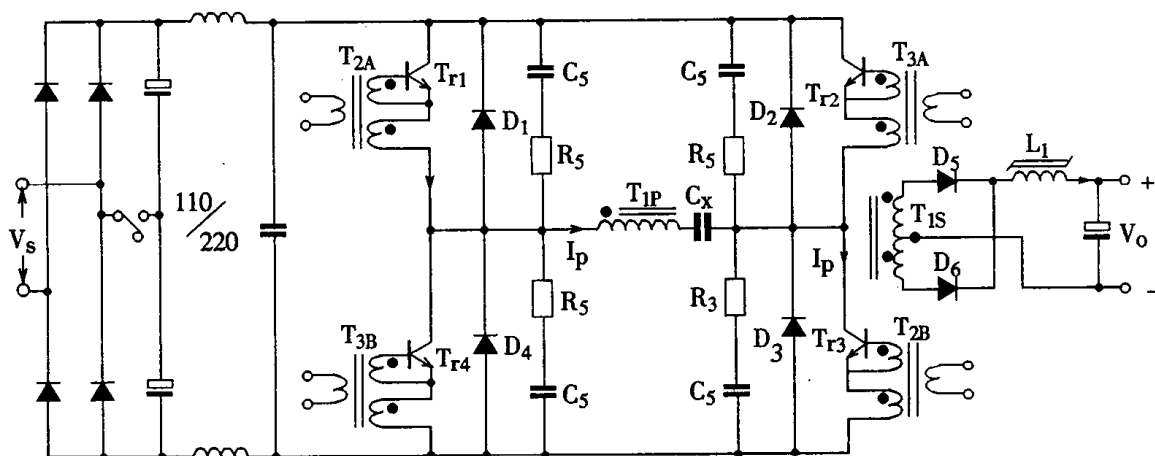


图 5-1 桥式变换器主电路图

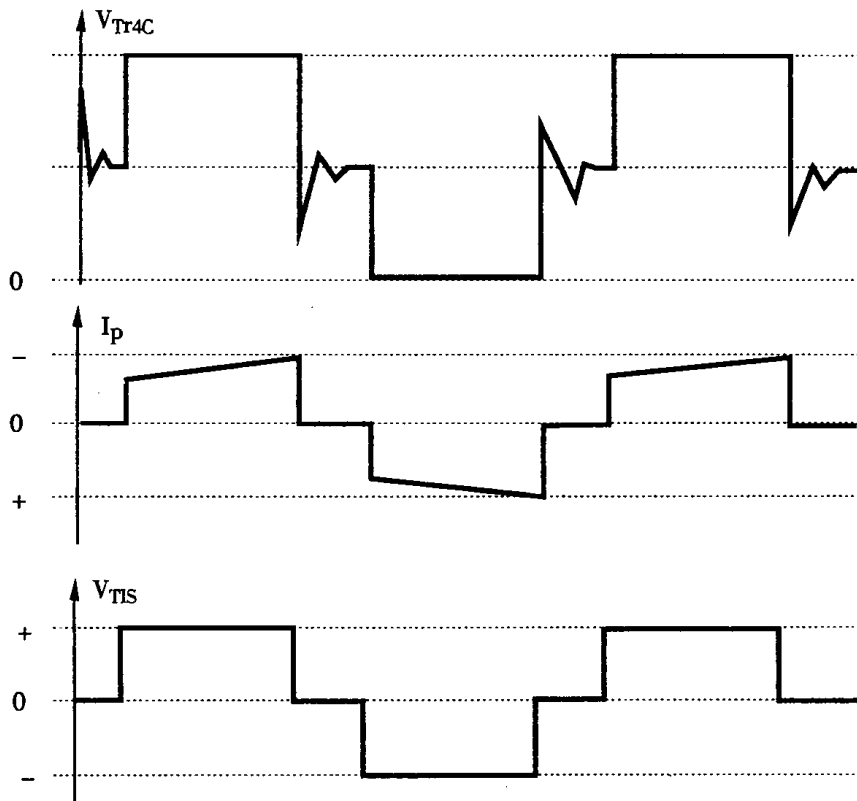


图 5-2 桥式变换器原副电压、电流波形

图中用到一个与发射极电流成比例的基极驱动电路。特点是使得基极驱动电流总是与集电极电流成比例。这种技术特别适合大功率的变换器。

在稳态条件下,功率管断开期间,滤波电感 L_1 上有一确定的电流量,并经过续流二极管 D_5 、 D_6 继续流动。二管的电流基本相等,二管电流之和折算到原边绕组 T_{1P} 就是 T_{11} 、 T_{13} (或 T_{12} 、 T_{14}) 关断前 T_{1P} 上流过的电流值(扣除一小部分的磁化电流)。由于二极管同时导通,副边绕组两端的电压为零,从而原边线圈的电压也为零。但由于原边线圈存在漏感,引起衰减振荡,延迟一小段时间后达到零。典型的集电极电压波形如图 5-2 所示。

二、工作过程

给 T_{11} 、 T_{13} 触发脉冲,这两个晶体管都导通,集电极电流流过原边绕组 T_{1P} 和相应的驱动变压器的原边绕组 T_{2A} 、 T_{2B} 。通过正反馈,这两个晶体管的触发性能得到改善,使开关快速进入饱和导通状态。

随着 T_{11} 和 T_{13} 的导通,受原边绕组漏感影响,原边绕线 T_{1P} 上的电流 I_p 以额定速率逐渐上升,这个电流由负载电流折算值和一小部分磁化电流所组成。

同时,副边的整流二极管 D_5 的电流增加, D_6 的电流会减少。其速率由副边绕组的漏感和经过 D_5 和 D_6 的环路电感所确定。对于低电压、大电流的输出,外环路电感的影响尤为显著。当副边电流增加到在 T_{11} 和 T_{13} 导通前折算流过 L_1 的电流数值时, D_6 反向偏置。这时, L_1 的输入电压上升到副边线圈的电压值 $V_S' (= V_{TIS})$ 减去 D_5 的压降。

L_1 两端的电压为 $(V_S' - V_0)$ 作为正向。在此期间 L_1 电流线性变化。这个电流折算到原边,如图 5-2。

经过驱动电路决定的导通占空比后,基极驱动变压器使基极驱动电流为零,使 T_{11} 和 T_{12} 截止。然而,在变压器原边磁化电流和安匝数有保持不变特性,这个电流会转换到副边,接着,由于 T_{1P} 极性反向,所有绕组的电压反向。如果漏感储有充足的能量,原边的电压反激使 D_2 和 D_4 导通,把剩余的能量返回到电源线 V_S 上。如果漏感非常小,缓冲电容器 C_5 、 R_5 和输出整流二极管 D_5 、 D_6 会起到钳位作用。 D_5 和 D_6 会把大部分的反激电势传送给输出。因为原边二极管 D_1 到 D_4 和副边二极管 D_5 、 D_6 的强制钳位,很多时候靠这几个二极管使开关晶体管两端的电压任何时候都不会超出电压 V_S 。

三、缓冲器的组成及作用

每个 T_r 晶体管旁均并有阻容元件(如 R_5 、 C_5)作为缓冲器。在 T_{12} 瞬间断开时,缓冲器元件 R_5 、 C_5 通过提供交流通道减少功率晶体管断开时的集电极电压应力。可以用与变压器原边绕组两端并联的单独的 RC 网络代替 4 个缓冲网络。但是,当所有的功率开关管都截止时,此法效果不佳。这时,可以采用反激变换器介绍的抗饱和法来解决。

由输出二极管提供反激续流作用是桥式推挽线路的一个重要特色。图 2-4(a)和(b)给出了推挽和单端工作的铁芯 B 值范围,推挽式的比单端的要宽一些。在图 5-1, D_5 和 D_6 均导通时,副边绕组两端电压为零,原边绕组两端电压也为零。因此,在四个晶体管都关断期间铁芯磁感应强度不会恢复到 B_r 而会保持在磁感应强度峰值 $+B_{opt}$ (或 $-B_{opt}$)。因此,当另一对开关管从关断转为导通时,磁密增加范围可以是 $2B_{opt}$ 。这是非常有用的,表征变压器的原边匝数可以设计得非常少。

当负载下降到低于磁化电流时,副边二极管的钳位作用就会消失。然而,没什么问题,因为,在这种情况下,触发脉冲非常窄,而磁感应强度增量也很小。

四、瞬变时的双倍磁通效应

起动或当负载很小,占空比很小,脉冲很窄时,对应的工作磁感应强度 B_w 很小,如果负载突然增加,激励使之导通占空比最大,满脉宽工作,即有 $2B_{opt}$ 磁感应强度,超过饱和磁感应强度 B_S ,这种情况与半桥式相似,应采用防止措施。

第三节 变压器设计方法

一、设计步骤及举例

上面桥式变换器的变压器设计相对比较容易一些。两个半周期都用同一个原边绕组。磁芯和绕组使用率都很高。

为了减小磁化电流,最好原边绕组匝数多些,电感量大些。因此,选高导磁合金材料的磁芯是合适的,而且磁芯不带气隙。

具体的设计步骤如下:

1. 选择铁芯型号

根据输出功率、效率求出输入功率。在图 5-3 确定合适的铁芯型号。该图在自然冷却空

气对流的条件下温度上升 40℃测得的。

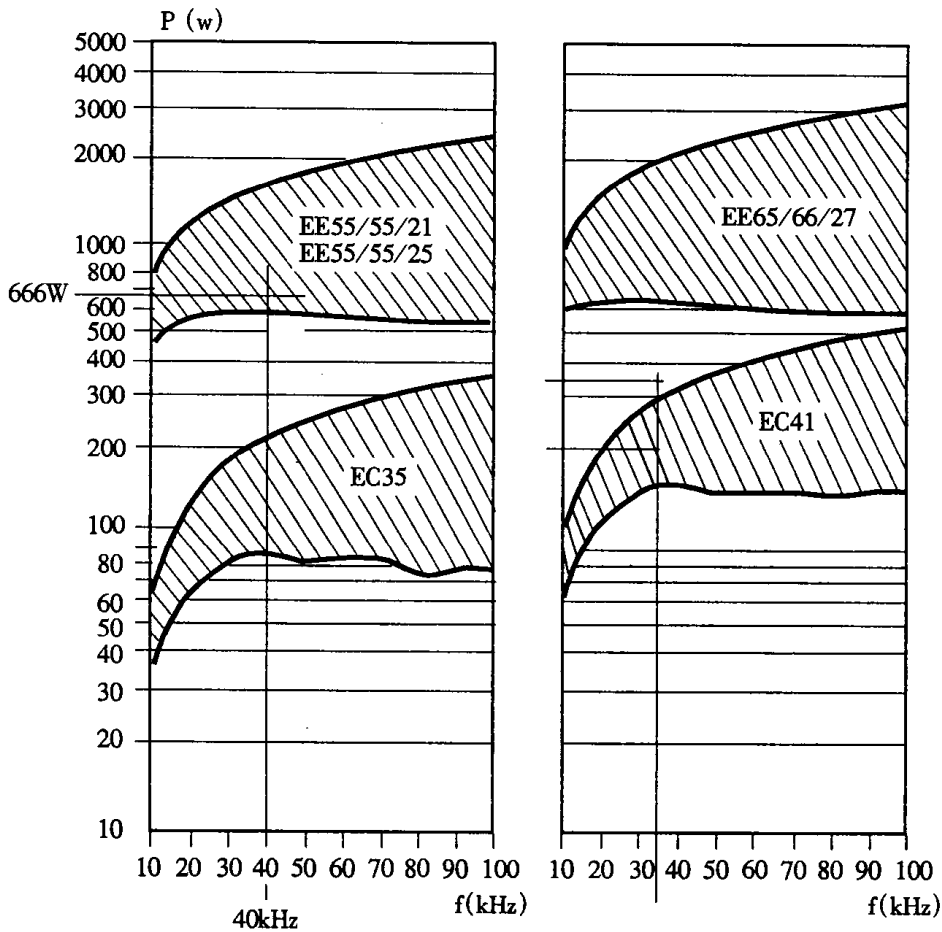


图 5-3 桥式、推挽(双端电路)工作的铁芯选择图表

2. 选择最佳磁感应强度

对于推挽装置可以用整个 B/H 曲线。如果选 B_w 较大,原边匝数减少,铜耗小,但铁耗增加。

变压器设计为求有最佳效率,均从铜耗等于铁耗出发的。据此,如图 5-4 显示一对以 A16 铁氧体为材料铁芯的铁耗、铜耗和总损耗曲线。曲线表明损耗是磁感应强度增量 ΔB 的函数。可以看出当变压器总损耗最小时,铁耗为总损耗 P_{id} 的 44%。图 5-5 表明 A16 铁氧体为材料的铁芯,当线圈匝数减少而磁感应强度峰值 \hat{B} 从 25 上升到 200mT 时,铁耗 P_e 是如何随工作频率增加的(实线为 20℃,虚线为 100℃)。对于每一个设计,有一个最佳磁感应强度幅值 B_{opt} ,它依赖于工作频率、铁芯损耗,所加的电压和原、副边的匝比等等。

图 5-6(a)示出了 N27 铁氧体材料在 25℃ 和 100℃ 时的磁化曲线。表明 25℃ 时有比 100℃ 更高的工作磁通。图(b)(c)表明各种型号的铁芯磁感应强度峰值 \hat{B} 与频率的函数关系。所有这些厂家提供的曲线可供确定最佳磁感应强度 B_{opt} 之用。

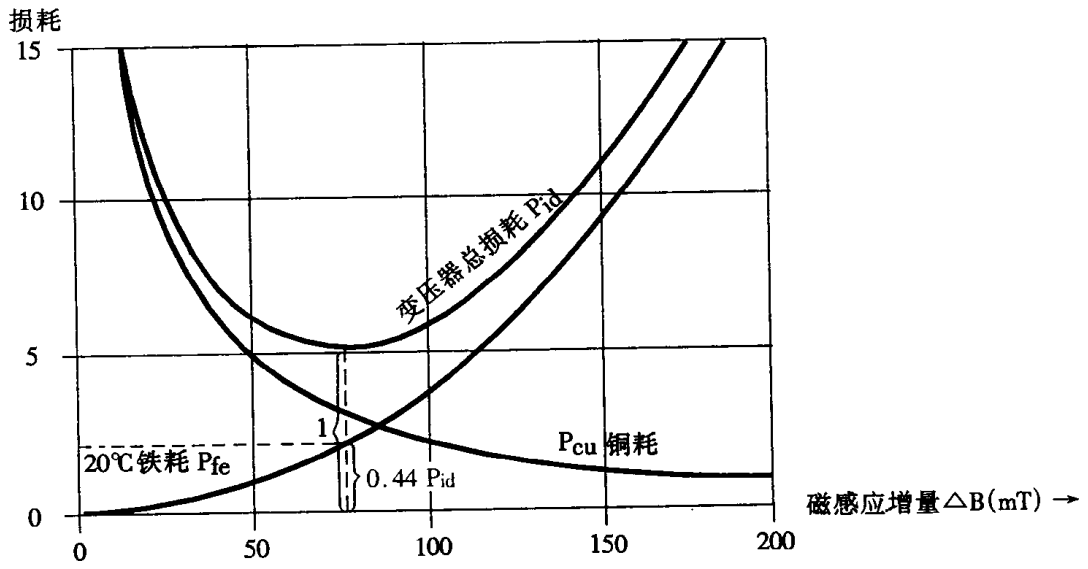


图 5-4 A16 铁氧体铜、铁损耗和总损耗随工作磁感应强度变化的曲线

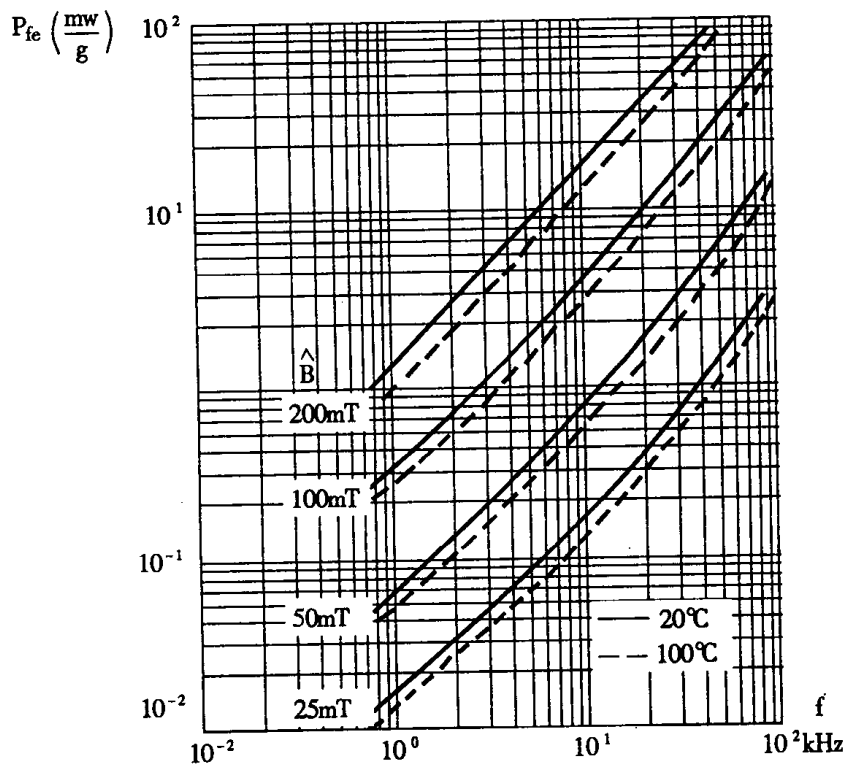
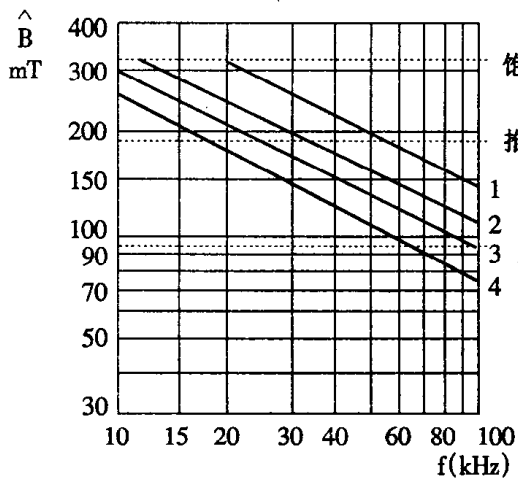
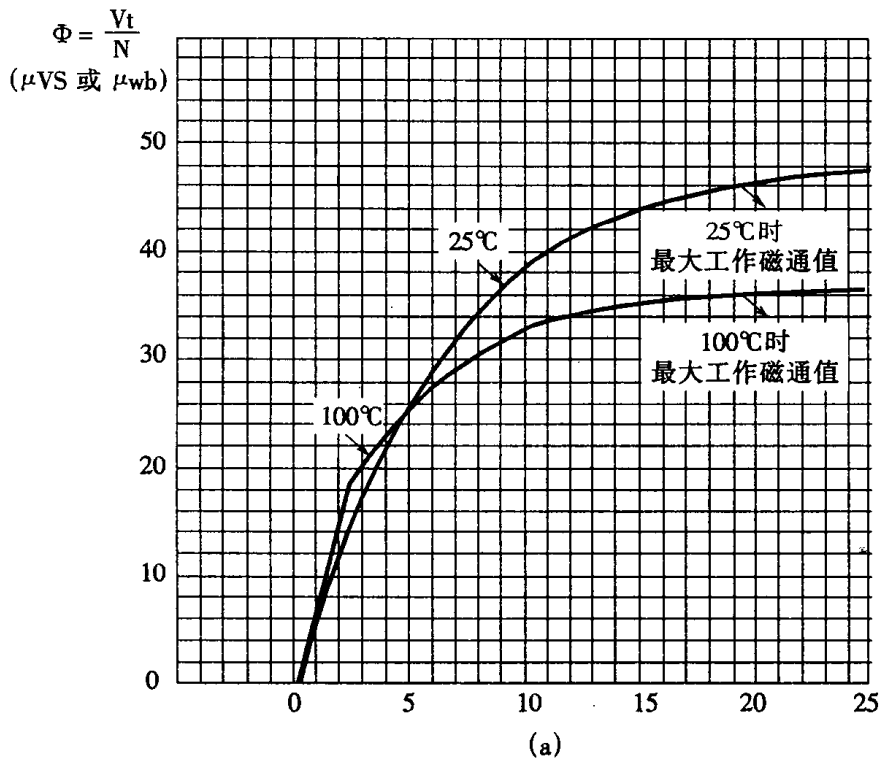
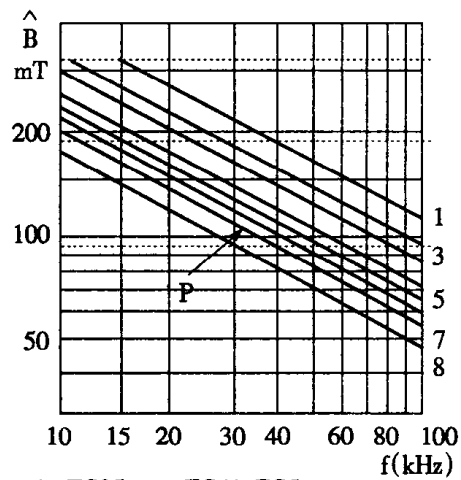


图 5-5 A16 铁芯各种磁感应强度下铁耗与工作频率的关系曲线



1. uu15/22/6 EE20/20/6
2. uu20/32/7 EE25/25/7 EE30/30/7
3. uu25/40/13 4. uu30/50/16



1. EC35 2. EC41, EC52
3. EC70 4. EE42/42/15
5. EE42/42/20 EE42/54/20
EE42/66/20 6. EE55/55/21
7. EE55/55/25 uu 64/79/20
8. EE65/66/27

(b)

(c)

图 5-6 (a) 25°C 和 100°C 时 N27 铁氧体材料的磁化曲线

(b)(c) 各种铁芯型号的磁感应强度峰值 \hat{B} 与频率的函数关系曲线

3. 原边线圈匝数的计算

$$\text{原边线圈匝数 } N_P = \frac{V_S \times t_{on}}{\Delta B \times A_e} \quad (2.5.1)$$

式中 V_S ——原边线圈所加直流电压,在有波动时取小值(V);

t_{ON} ——最大导通时间(μs);

ΔB ——总磁感应强度增量(T);

A_e ——磁芯有效面积(mm^2)。

4. 副边线圈匝数的计算

从3中确定每伏所需匝数。输出回路压降大小加上输出额定电压 V_0 即为副边的 V_S' 。据上述二个数据确定副边线圈的匝数。

在绕制变压器时,为把铜耗和漏感减少到最小,选择合适规格和种类的变压器导线、确定绕组布置和绕制方式等等都是很重要的。例如,大电流副边绕组要用铜带,铜带将复盖整个轴线的宽度(注意对磁芯边缘要保持漏电限定的距离)选择适合绕组的技术和方法,完全取决于导线种类和规格的选择。

例题:试设计一个以铁氧体为铁芯的桥式变换器使用的变压器,它需符合以下要求。输入电压 90 - 137 或 180 - 264(即有两挡输入电压 115/230)工作频率 40kHz,输出电压 $V_0 = 5V$,电流 $I_0 = 100A$,效率为 75%。

解:

$$\textcircled{1} P_i = \frac{P_0}{\eta} = \frac{I_0 V_0}{\eta}$$

$$P_i = \frac{5 \times 100}{0.75} = 666.7(W)$$

从图 5-3 选定 A16 铁氧体材料 EE55/55/21 铁芯,其 $A_e = 354(mm^2)$ 。

②因使用 EE55/55/21 的铁芯,其生产厂家推荐的磁感应强度峰值 \hat{B} 从图 5-6(c) 在 40kHz 为 100mT,则磁感应密度增量为 $\Delta B = 200mT = 0.2T$ 。

③115 时,最低交流输入电压有效值为 90V 经倍压整流后 V_S 直流电压为:

$$V_S = 90 \times 1.3 \times 1.9 = 222V$$

在占空比为 0.5 时:

$$t_{ON(max)} = 0.5 \times \frac{1}{40000} = 12.5(\mu s)$$

原边匝数:

$$N_P = \frac{V_S \times t_{ON}}{\Delta B \times A_e} = \frac{222 \times 12.5}{0.2 \times 354} = 39 \text{ 匝}$$

④ $V_S' = 5 + 1 = 6(1V \text{ 为整流管、绕组等压降})$ 。

每匝的伏数 = $\frac{222}{39} = 5.7V/\text{匝}$

副边匝数 $N_S = \frac{6}{5.7} \approx 1 \text{ 匝}$

二、几个问题

1. 阶梯饱和

与半桥式相似,由于两个晶体管存储时间不同或输出整流二极管正向电压的不同,会引起在变压器原边绕组所受的正向和反向伏·秒值不平衡。这个不平衡造成某运行周期变压器铁芯的磁感应强度阶梯式趋向饱和。

2. 瞬时饱和效应

与半桥式相似,有发生阶梯饱和趋向。有一对晶体管在饱和点附近工作,如果负载瞬时增加,控制电路使脉冲宽度快速增加,以补偿损耗和增加 L_1 的电流,这样,铁芯出现单向饱和,一对晶体管有可能流过突发性的过电流。

如果功率管有独立、快速反应的限流装置,那么触发脉冲能在过电流造成危害之前消失,电源装置就可避免损坏。但这并不是一个好的解决办法。

如果减小放大器放大倍数使输出电压的摆动幅度小,使每个周期中只允许增加脉冲少量宽度,例如上例中少于 $0.2\mu\text{s}$ 。这时,有可能防止过度饱和。这种方法只使瞬态响应性能稍稍变差。

以上两种方法都有使用的例子。

3. 磁感应强度的强制平衡

关于阶梯饱和问题,有一个更好的解决办法。在图 5-1 中,如果在 T_B 和 T_A 管的发射极加上两个独立的电流互感器,把此二个电流量进行比较。如果检测出这两个电流不平衡,通过斜率比较器,调整功率管的触发脉冲的宽度,这能保持变压器的平均工作磁感应强度接近 B/H 特性曲线的中心点。检测电流偏差并差动地调整触发脉冲以保持平衡。

当采用这种调整功率管触发脉冲宽度的方法时,最好不要再串联电容 C_X 。因为,它会消去可测量的直流成分,使线路工作效果变差。

第六章 双驱动变压器的推挽变换器的设计

第一节 概述

带中心抽头变压器原边两组线圈轮流工作的线路一般称推挽线路。它不太适合离线变换器的应用。因为功率开关集电极应力两倍于 V_s ，而且，主变压器原边利用率也不如半桥、全桥那样高，输出电压随输入电压和负载变化而变化。

然而，在低输入电压时，(如 48V 输入)推挽线路比半桥或全桥优越。因为任何时候最多只一个开关元件工作，对于输出相同的功率，开关损耗比较小。所以在低压输入的大功率变换器(1000 瓦以上)多采用推挽技术。为了使输出电压稳定及软起动等控制性能，多采用占空比控制。这就是本章要重点介绍的线路。

第二节 工作原理

一、线路结构

典型的低电压双驱动变压器占空比控制的推挽变换器如图 6-1 所示。

主变压器 T_1 原边绕组 P_{1a} 、 P_{1b} ，接成推挽形式，副边绕组 S_{1a} 、 S_{1b} 接成全波整流形式。控制变压器 T_2 、 T_3 产生脉冲。进行占空比控制，按线路接法的极性，同时又是电流比例正反馈驱动。 R_1 、 R_2 、 C_3 、 C_4 为阻容缓冲电路。 D_1 、 D_2 为 T_{r1} 、 T_{r2} 关断时提供交流通道。

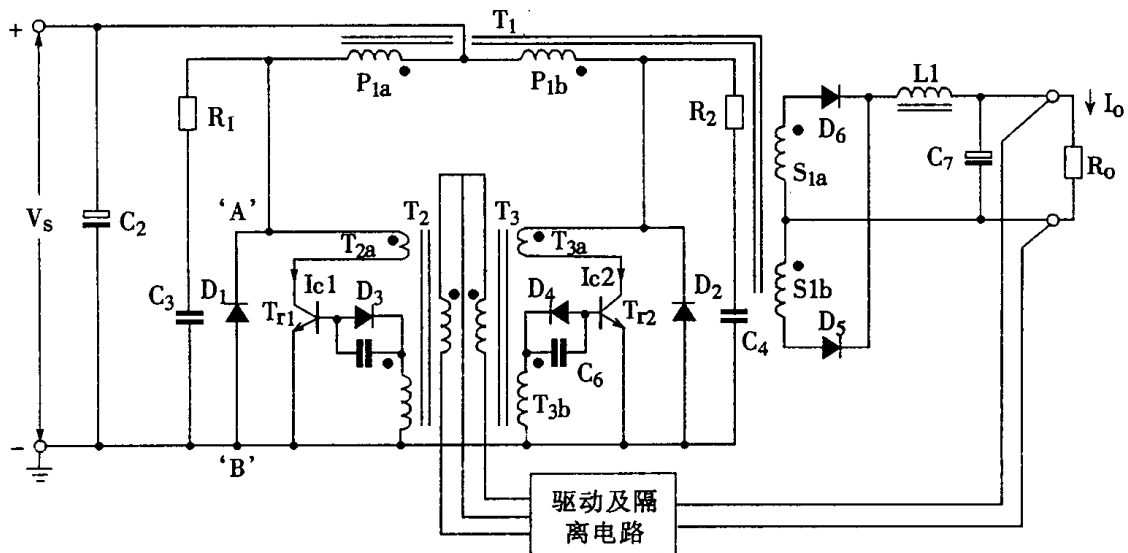


图 6-1 双驱动占空比控制推挽变换器电路原理图

二、工作原理

由于驱动电路作用,两个功率开关管 T_{r1} 、 T_{r2} 交替导通。当 T_{r1} 导通时, V_S 加到 P_{1a} 上,所有带“·”端为正。 T_{r2} 的集电极通过变压器耦合作用承受 $2V_S$ 的电压。副边绕组 S_{1a} “·”为正,电流流经 D_6 、 L_1 到负载上。

原边电流是负载折算至原边的电流以及原边电感所定的磁化电流之和。导通期间,原边电流随时间而增加;导通时间由驱动电路决定。 T_{r1} 关断时,由于原边能量的储存和漏电感的原因, T_{r1} 的集电极电压将升高,通过变压器 P_{1a} 、 P_{1b} 耦合, T_{r2} 集电极电压下降。当 T_{r2} 上的电压变化到低于零时,能量恢复二极管 D_2 将变成导通,把反激能量反馈到电源 V_S 中去。同时,反激时,输出整流器二极管 D_5 将能量传导给输出电路(依靠原边及副边漏电感的数值及布置情况决定)。

应用占空比控制,将有一个期间(死区时间)两个开关元件都关断的稳态阶段。在此期间,输出扼流圈 L_1 将有一保持电流续流回路。这电流将会经过输出负载、副边两个线圈和两个整流二极管 D_5 、 D_6 。如果 L_1 上的电流在数值上超过了折算磁化电流(通常情况),则两个输出整流器将在关断稳态阶段几乎同等地导通,也有相同的正向压降。所以副边绕组电压(D_5 、 D_6 阳极之间)为零。此关断稳态阶段,铁芯的磁感应强度将不变;也就是,当 T_{r1} 和 T_{r2} 关断时,铁芯将不会恢复到零。这是这类电路的一个重要特性,这样容许对整条 B/H 特性曲线加于应用。

由控制电路决定的两管关断时间之后, T_{r2} 将导通,完成一个工作周期。

对于连续方式,负载电流在临界电流值之上, L_1 在全过程传导电流,输出电压由下式决定:

$$V_0 = \frac{V_S \times t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \cdot \frac{N_S}{N_P}$$

控制电路将调整占空比 $\frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}}$ 保持 V_0 的恒定(t_{ON} 是 T_{r1} 或 T_{r2} 导通时间; t_{OFF} 是 T_{r1} 和 T_{r2} 关断时间)。

三、各点的波形

在普通负载条件下,负载电流超过折算到副边的励磁电流,而原边与副边波形如图 6-2 所示。其时,稳态条件下,正负象限之间磁感应强度将在一平衡变化范围内,如图 6-3 所示。

当负载电流小于折算到副边的励磁电流时,能量恢复二极管将会在关断期间继续导通一段长时间。而电压和电流将如图 6-4 所示。

应当注意,在刚导通期间,集电极电流有一短时间是反向的。产生原因是 T_{r2} 关断时,恢复电流经 D_1 流动,使 T_{r1} 集电极为负电压; T_{r1} 转为导通时,基极驱动电流将从 $b-e$ 结分流到 $b-c$ 结。形成驱动电流使 T_{r1} 集电极电流变负。这对其本身没有损坏,但它对于比例驱动系统可能成为问题。因为这对于比例驱动变压器 T_2 是一个错误的方向,不可能使 T_{r1} 形成正反馈开通的作用。相反是一种负反馈作用。在这种情况下,驱动及隔离电路,必须有较大的带载能力,有效地维持驱动条件,直到正确的 I_C 方向在 T_{r1} 建立为止。

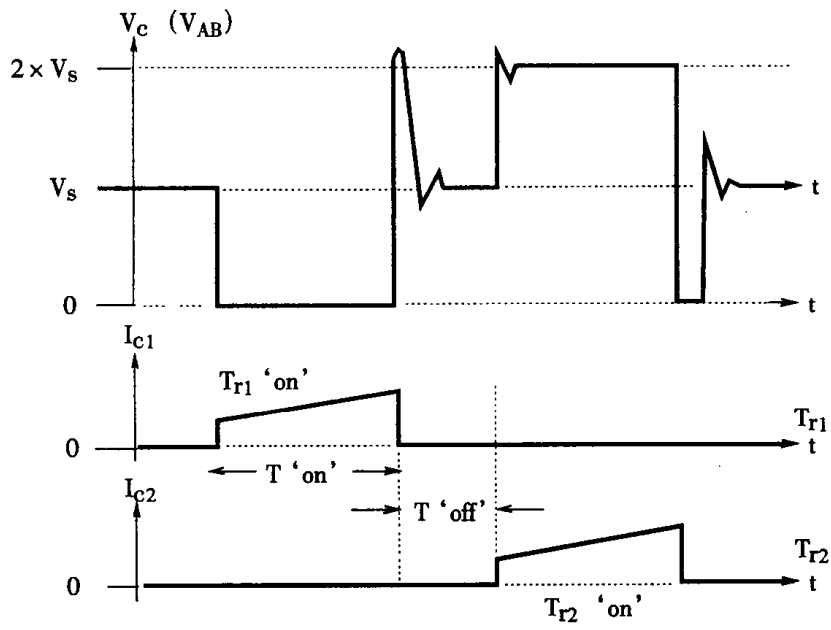


图 6-2 占空比控制变换器集电极电压、电流波形图

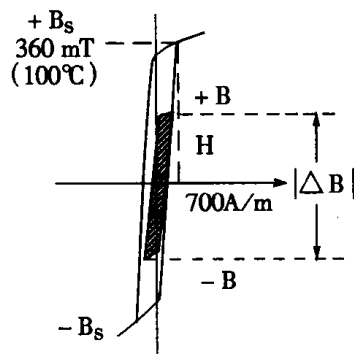


图 6-3 推挽式工作平衡的磁感应强度变化曲线

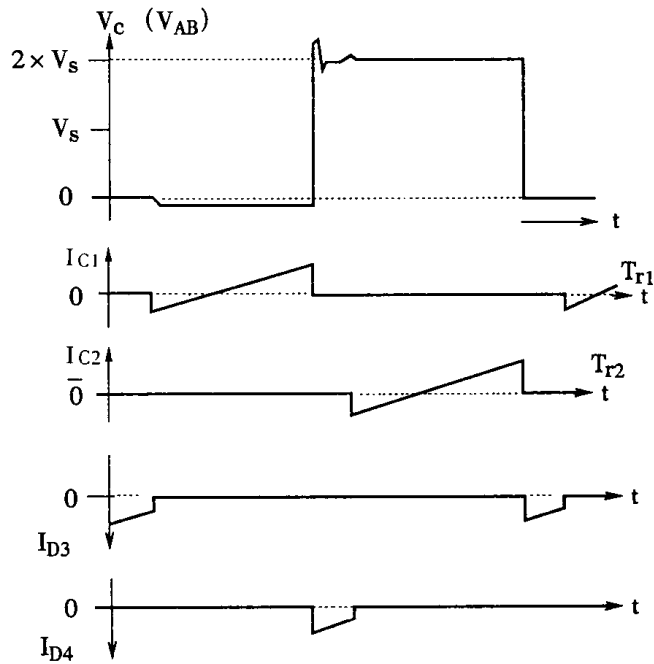


图 6-4 负载电流小时,电压、电流波形图

第三节 开关功率管的缓冲环节

为了加速 T_{r1} 和 T_{r2} 的关断过程,在图 6-1 线路中设置了缓冲环节, R_1 、 R_2 、 C_3 和 C_4 。在关断瞬时,感性线圈保持集电极电流不变,为对此电流分流,使之分流到缓冲元件 R_1C_3 ,减少晶体管集电极上电压变化率。这样 T_{r1} 在低电压应力条件下关断。电阻 R_1 选择是考虑在最小导通时间 $t_{ON(min)}$ 内仍能使电容 C_3 恢复工作点,即放电完毕。这在缓冲器原理本篇第一章第三节中有进一步介绍。

第四节 推挽变换器中变压器的设计

为了说明另一种设计方法,可采取根据温升限定和最佳效率来开始设计,步骤大致如下:

1. 根据输出功率选择合适的铁芯型号

铁芯的有效功率额定值由允许温升、占空比、绕组设计、导线类型、绝缘要求及线圈组成等因素确定的。可见,同一型号的铁芯由于各因素影响不同,容许功率范围可能不同。如图 6-5 所示,一般应取居中值。

2. 了解铁芯特性,确定热阻值

磁材质 3C8 的磁芯特性如表 6.1 所示。由于推挽线路适合低电压输入,如通讯电源,48V 输入的 DC-DC 变换器,电压应力较小,爬行距离余量可在 2mm,变压器将会真空浸渍,以消除气隙,因此有较好的传热特性。允许在表 6.1 中取热阻为最小值。

3. 已知温升,热阻值,求出变压器的总损耗值
 一般有如下公式:

$$P_{id} = \frac{\Delta T}{R_{th}} (W) \quad (2.6.1)$$

式中 P_{id} ——变压器内部耗散总功率;
 ΔT ——相对于环境的温升($^{\circ}C$);
 R_{th} ——热阻($^{\circ}C/W$)。

对于最佳效率,变压器耗散总功率 P_{id} 有(参阅图 5-4):

$$P_{id} = P_{Cu} + P_{fe} = (0.44 + 0.56)P_{id}$$

$$\text{即 } P_{Cu} = 0.44P_{id}$$

$$P_{fe} = 0.56P_{id}$$

式中 P_{Cu} ——铜耗(W);
 P_{fe} ——铁耗(W)。

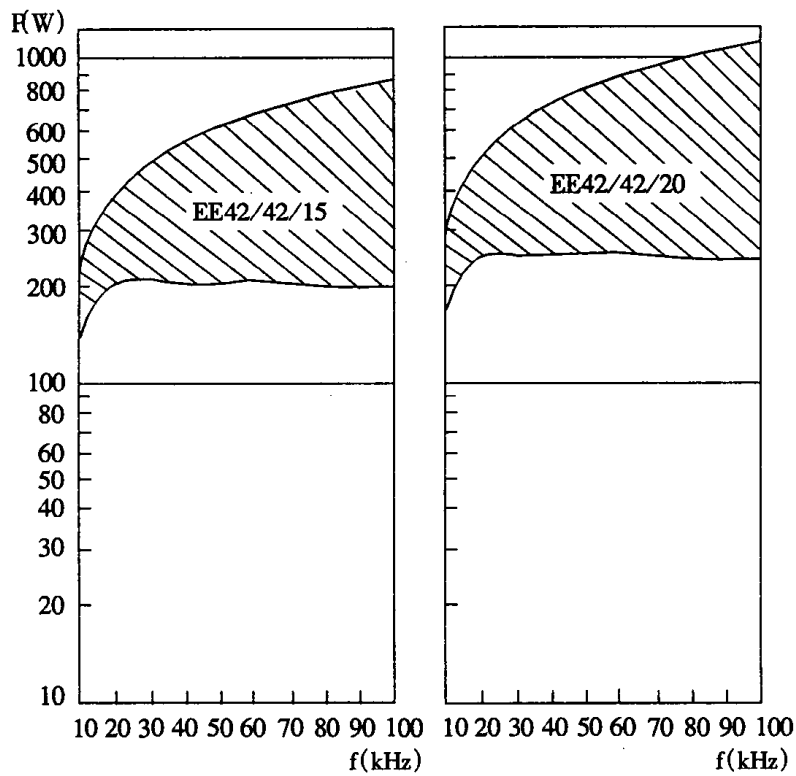


图 6-5 推挽电路中变压器磁芯选择图(磁芯尺寸为参变量、传送功率与频率的关系图)

4. 计算磁感应强度的增量

有二种方法:

①从图 6-5 知道,由功率 P 、工作频率和温度就可以选定铁芯一并知道磁感应强度峰值。这是常用的可行方法。

②从图 6-6 曲线,知道铁耗 P_{fe} 和工作频率可知峰值磁通 Φ ,从表 6.1 可知磁芯有效截面积 A_e ,按下式可求出磁感应强度增量 ΔB 值。

$$\Delta B = \frac{\Phi}{A_e} \quad (2.6.2)$$

式中 ΔB ——磁感应强度增量(mT);

Φ ——磁通(μWb);

A_e ——磁芯有效截面积(mm^2)。

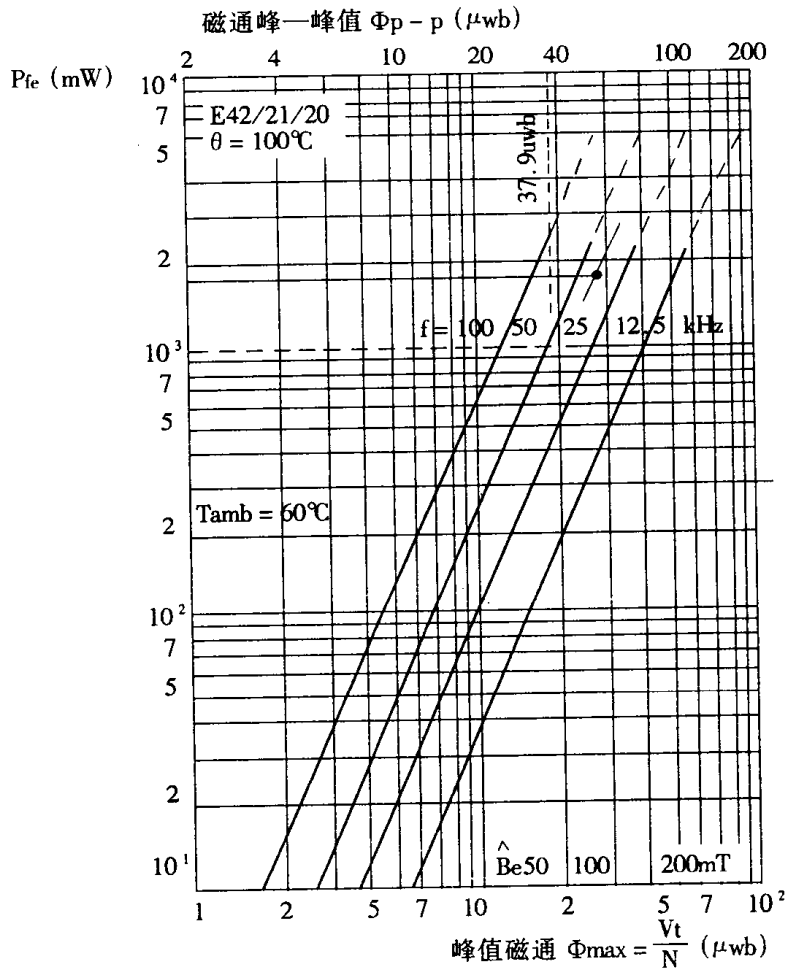


图 6-6 一对磁芯磁滞—涡流损耗与磁通 Φ 的函数关系(频率为参变量,铜损温升 40°C)

表 6.1 3C8 磁性材料的磁芯特性表

磁芯型号	磁芯中面 柱面积(最小 值)	磁芯有效 面积	磁芯(和气 隙)有效体 积	磁路 长度	热阻(最 小值)	热阻(最 大值)	重量
	$A_{cp(min)}$ (mm^2)	A_c (mm^2)	V_c $mm^3 \times 10^3$	L_c mm	R_{th} $^{\circ}C/W$	$R_{th(z)}$ $^{\circ}C/W$	Weight g
EC35/17/10	66.5	84.3	6.53	77.4	17.4	20.0	36
EC41/19/12	100	121	10.8	89.3	15.5	17.0	52
EC52/24/14	134	180	18.8	105	10.3	11.9	100
EC70/34/17	201	279	40.1	144	7.1	7.8	252
EC20/20/5	23.5	31.2	1.34	42.8	35.4	-	7.2
EC25/25/7	52.0	55.0	3.16	57.5	30.0	-	16
EC30/30/7	46.0	59.7	4.00	66.9	23.4	-	22
EC42/42/15	172	182	17.6	97.0	10.4	12.2	88
EC42/42/20	227	236	23.1	98.0	10.0	11.5	116
EC42/54/20	227	236	28.8	122	8.3	9.8	130
EC42/66/20	227	236	34.5	146	7.3	8.1	-
EC55/55/21	341	354	43.7	123	6.7	7.4	216
EC55/55/25	407	420	52.0	123	6.2	6.8	-
EC65/66/27	517	532	78.2	147	5.3	6.1	-
UU15/22/6	30.0	30.0	1.44	48.0	33.3	-	-
UU20/32/7	52.2	56.0	3.80	68.0	24.2	-	-
UU25/40/13	100	100	8.60	86.0	15.7	-	-
UU30/50/16	157	157	17.4	111	10.2	-	-
UU64/79/20	289	290	61.0	210	5.4	6.2	-

5. 计算副边绕组匝数

(1)首先要确定副边电压 V_s' 。 V_s' 由三部分之和组成。①对于大电流低电压输出的变换器,考虑电压 V_s 降低时仍有正常 V_0 输出,因此输出电压应定为 $1.1V_0$ ②输出电压 V_0 是经整流二极管、导线、变压器副边绕组得到的,这三种电压降设为 V_L 。③由于变压器和副边漏电感原因,有效导通时间不可能满 50%周期,即在每半周,副边电流从建立到满值都要经过延时,这就相当于占空比比 50%小,设为 46%,两管为 92%,相当于副边电压需再提高 $\frac{t_{on}' + t_{OFF}'}{t_{on}'}$ (t_{on}' 为两管导通占空比之和)。

因此副边绕组电压 V_s' 按下式计算:

$$\begin{aligned}
 V_S' &= (1.1V_0 + V_L) \frac{t_{on}' + t_{OFF}'}{t_{on}'} \\
 &= (1.1V_0 + V_L) \frac{100}{92} = (1.1V_0 + V_L) \times 1.08
 \end{aligned}
 \tag{2.6.3}$$

(2)其次,计算每伏最佳匝数,计算式如下:

$$\frac{N}{V} = \frac{t_{on}}{\Delta B \times A_e} = \frac{t_{on}}{\Phi}
 \tag{2.6.4}$$

式中 t_{on} ——导通时间,按占空比 0.5 计算(μs);
 ΔB ——磁感应强度增量。按式(2.6.2)计算;
 A_e ——磁芯有效面积(mm^2);
 Φ ——磁通,从图 6-6 求出(μWb)。

(3)最后计算副边匝数:

$$N_S = V_S' \times \frac{N}{V}
 \tag{2.6.5}$$

6. 计算原边绕组匝数:

$$N_P = V_{S(\min)} \times \frac{N}{V}
 \tag{2.6.6}$$

式中 N_P ——原边绕组匝数(匝);
 $V_{S(\min)}$ ——最低输入电压(伏);
 $\frac{N}{V}$ ——每伏最佳匝数按式(2.6.4)计得($\frac{\text{匝}}{\text{伏}}$)。

原边和副边匝数在计算值附近取整。

7. 选择导线尺寸和线圈布局

对于大电流输出,副边通常由薄铜板(片)绕制,原边由多股平行绝缘金属线或编织线(带)绕制。为使漏电感、趋肤及邻近效应尽量小,以得到最佳交流电阻/直流电阻比率 F_r ,导线截面间的空隙,铜带(片)的厚薄都要十分考究。绕组布置(即层的数目和各绕组如何组成)对于最小漏磁和最低邻近效应都产生很大影响。

总之,低压大电流大功率变换器在设计后还要重视实际的调整工作,因为许多模糊的因素,例如绕制工艺、浸渍、通风、调节、辐射和邻近元件的影响等等,都无法量化加予预先的考虑。

例题:设需要一个 DC-DC 变换器输入电压(额定)48V 直流,波动范围 +10%, -12.5%,工作频率 40kHz 输出电压 5V,电流 80A,环境温度 0~55℃ 允许温升 40℃,效率 80%,试设计各参数。

解:

$$\text{①输出功率 } P_0 = V_0 I_0 = 400(W);$$

$$\text{输入功率 } P_i = \frac{P_o}{\eta} = 500(\text{W})$$

根据工作频率 40kHz 和 $P_i = 500(\text{W})$, 由图 6-5 选择 EE42/42/20 磁芯, 其允许功率范围是 220W ~ 700W。

②在表 6.1 了解 EE42/42/20 磁芯各项参数。考虑低压输入、输出, 变压器真空浸渍, 有较好传热特点, 热阻值在 10 ~ 11.5°C/W 范围, 选取低值: $R_{th} = 10.5^\circ\text{C}/\text{W}$

③依式(2.6.1):

$$P_{id} = \frac{\Delta T}{R_{th}} = \frac{40}{10.5} = 3.8\text{W}$$

$$\text{其中: } P_{fe} = 0.44 \times 3.8 = 1.67(\text{W})$$

$$P_{cu} = 0.56 \times 3.8 = 2.13(\text{W})$$

④ $P_{fe} = 1.67(\text{W})$, $f = 40\text{kHz}$, 从图 6-6 可确定 $\Phi_{p-p} = 50(\mu\text{Wb})$
从表 6.1 可查得 $A_e = 236(\text{mm}^2)$

依式(2.6.2):

$$\therefore \Delta B = \frac{\Phi_{p-p}}{A_e} = \frac{50}{236} = 212(\text{mT})$$

$$\text{⑤} 40\text{kHz 时 } t_{ON} = \frac{0.5}{40 \times 10^3} = 12.5(\mu\text{s})$$

依式(2.6.4):

$$\begin{aligned} \frac{N}{V} &= \frac{t_{ON}}{\Delta B \times A_e} \\ &= \frac{12.5}{0.212 \times 236} = 0.25\left(\frac{\text{匝}}{\text{V}}\right) \end{aligned}$$

依式(2.6.3):

$$\begin{aligned} V_s' &= (1.1V_o + V_L) \times 1.08 \\ &= (1.1 \times 5 + 1.2) \times 1.08 = 7.24 \end{aligned}$$

依式(2.6.5):

$$N_s = V_s' \frac{N}{V} = 7.24 \times 0.25 = 1.81$$

取 $N_S = 2$ 匝。

⑥最低输入电压 $V_{s(\min)} = (48 - 48 \times 0.125) = 42(\text{V})$

依式(2.6.6):

$$\begin{aligned} N_P &= V_{s(\min)} \times \frac{N}{V} \\ &= 42 \times 0.25 = 10.5(\text{匝}) \end{aligned}$$

取 $N_P = 11$ 匝

在上述设计的基础上试验调整。

第七章 H7C1 为材质 PQ 磁芯高频变压器的设计

H7C1 为材质的铁氧体磁芯,经常用在高频开关正激、反激、半桥、推挽等变换器中,特此在本章中介绍其设计方法。

第一节 损耗及设计原则简介

一、设计原则

1. 选取恰当的变比,使输入电压 V_s 降到最低($V_{s(\min)}$)时,输出电压 V_0 变化仍在要求值之内;
2. 输入电压升至最高,占空比又最大时,不允许磁芯出现饱和;
3. 在最大的负载功率输出时,温度只在额定温升之内;
4. 为使效率高,损耗低,应使原边与副边的损耗相等,铜耗与铁耗也相等;
5. 漏感尽可能小。

二、满足设计原则的条件

(1)依据正激变换器(连续时)每匝电感伏·秒值相等有:

$$\frac{N_s}{N_p} V_s t_{on} = V_0 T_s \quad (2.7.1)$$

反激变换器有:

$$\frac{N_s}{N_p} V_s t_{on} = V_0 t_{off} \quad (2.7.2)$$

半桥、全桥、推挽式副边全波整流时有:

$$\frac{N_s}{N_p} V_s t_{on} = 2V_0 T_s \quad (2.7.3)$$

为满足原则(1),应用 $V_{s(\min)}$ 、 $t_{ON(\max)}$ 并考虑副边绕组和二极管有整流压降 V_{DF} 代入(2.7.1)~(2.7.3)式得恰当的变比 $n' (= \frac{N_s}{N_p})$

$$\text{正激: } n' = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_0 + V_{DF}}{V_{s(\min)}} \times \frac{T_s}{t_{ON(\max)}} \quad (2.7.4)$$

$$\text{反激: } n' = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_0 + V_{DF}}{V_{s(\min)}} \times \frac{t_{off}}{t_{on}} \quad (2.7.5)$$

$$\text{桥式、推挽: } n' = \frac{N_S}{N_P} = \frac{2(V_0 + V_{DF})}{V_{s(\min)}} \times \frac{T_S}{t_{ON(\max)}} \quad (2.7.6)$$

正激、反激相应是单开关工作线路,桥式、推挽应用两个以上开关称为多开关工作线路。

(2)在 N_P 匝铁芯线圈上加电压 $V_{s(\max)}$ 而且占空比最大(即导通时间 $t_{ON(\max)}$)时,要保证磁芯不饱和,主要是有足够 N_P 值。单开关线路磁通只作 $B_r \rightarrow B_w$ 单方向的变化;多开关线路磁通作 $-B_w \rightarrow +B_w$ 变化(B_r 为剩余磁感应强度, B_w 为工作磁芯感应强度)。即单开关线路磁芯中心柱面积 A_{cp} 上磁通

$$\Phi = \frac{1}{N_P} \int_0^{t_m} V_S dt = A_{CP}(B_w - B_r)$$

所需原边匝数:

$$N_P \geq \frac{V_{s(\max)} t_{ON(\max)}}{A_{cp}(B_w - B_r)} \quad (2.7.7)$$

同理多开关线路所需原边匝数 N_P

$$N_P \geq \frac{V_{s(\max)} t_{ON(\max)}}{2A_{cp} B_w} \quad (2.7.8)$$

(3)最大负载功率输出时,铜耗及铁耗都将升至最大
首先分析铜耗。

设铜线的电阻率为 $\rho(\Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}})$,磁芯可以绕原边线圈的窗口面积是 $A'_p(\text{mm}^2)$,线圈面积占有率为 K_0 ,则每匝线圈的面积是 $A'_p K_0 / N_P$ 。如果每匝线圈的平均长度为 L ,则每匝线圈的平均电阻为 $\rho N_P L / A'_p K_0$,因此, N_P 匝原边线圈的直流电阻 R_{DC} 为:

$$R_{DC} = \frac{\rho N_P L}{A'_p K_0} \cdot N_P \quad (2.7.9)$$

考虑线圈流过高频开关电流,集肤效应使高频电阻比直流电阻大一定的倍数 K' ,如图 7-1 所示,因此:

$$R_{HF} = \frac{\rho N_P^2 L}{A'_p K_0} K' \quad (2.7.10)$$

式中 K' ——高频电阻与直流电阻之比,即 R_{HF}/R_{DC} ,可参看第八章第四节。

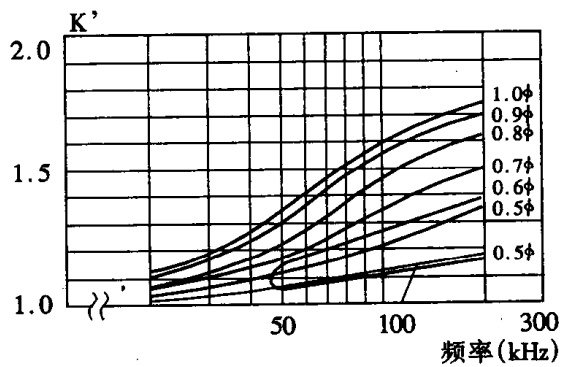


图 7-1 考虑集肤效应后,电阻 R_{HF} 的增加系数

当流过原边线圈电流有效值为 $I_{p(rms)}$ 时,原边线圈的功耗为:

$$I_{p(rms)}^2 R_{HF}$$

若原边和副边线圈的铜耗相等,则线圈上的总铜耗为上值加倍:

$$\begin{aligned} P_{CU} &= 2I_{p(rms)}^2 R_{HF} \\ &= 2I_{p(rms)}^2 \frac{\rho N_p^2 L}{A_p K_o} \cdot K' \end{aligned} \quad (2.7.11)$$

再分析铁耗。

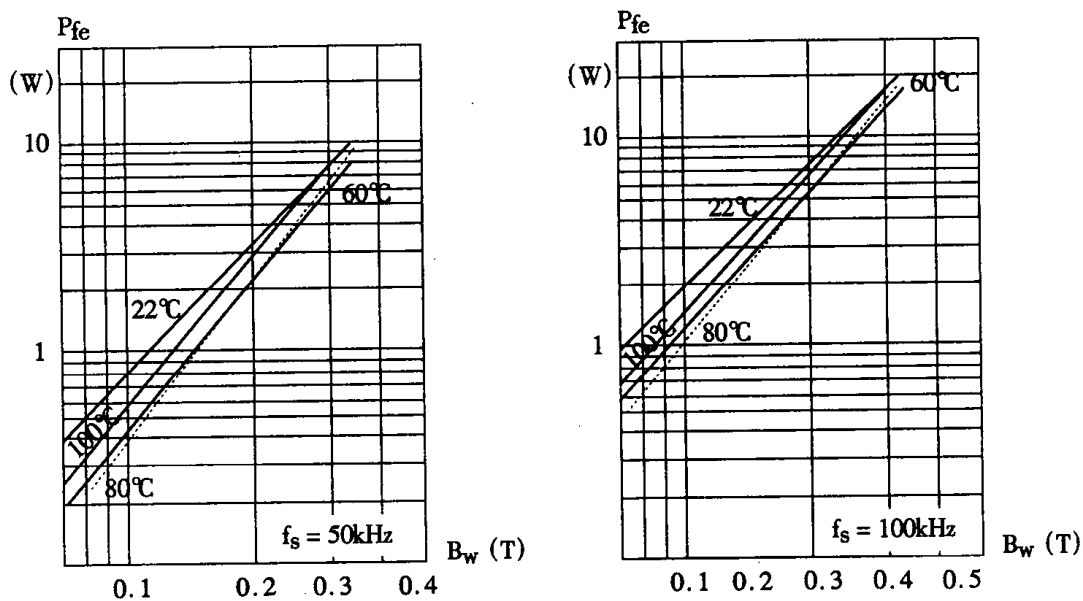


图 7-2 铁耗与磁感应强度的关系(PQ32/30)

变压器的铁耗大约随磁感应强度的 2.4 次方增加,随频率的 1.2 次方增加。这种损耗随材料种类、形状及温度的不同有所不同,铁耗与工作磁感应强度峰值 B_w 和开关频率 f_s 的关系示出图 7-2 和图 7-3 中。

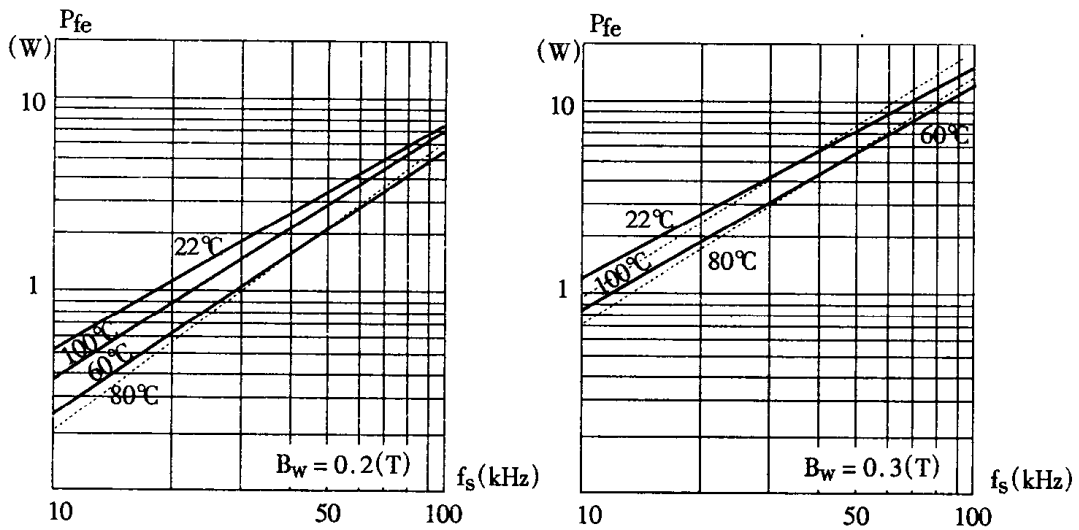


图 7-3 铁耗与频率的关系(PQ32/30)

应当指出,上述特性是在磁感应强度作 $\pm B_w$ 变化时的特性。对于多开关,在变压器原边线圈上加正反两方向电压时,可以直接使用。但在单端变换器(单开关)磁感应强度只作单方向变化,加上有 B_r 的存在,铁耗只有磁感应强度 B_w 变化时的 30~40%。图 7-4 示出了单方向磁感应强度变化与双方向变化时铁耗之比值 K_{FC} 。

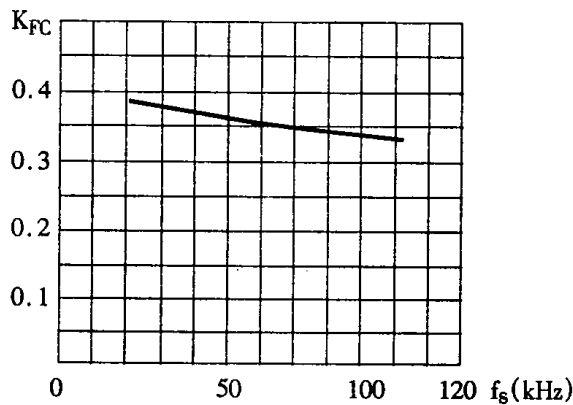


图 7-4 单向与双向磁通变化铁耗的比值与频率的关系

由此可见,对磁通作单方向变化时的损耗,应在图 7-2 和图 7-3 查得的值乘上在图 7-4 上查得的 K_{FC} 值。

上述计算的铁耗 P_{fe} 与前面计算得出的铜耗 P_{cu} 之和,即为高频开关变压器的总损耗。此

总损耗与高频开关变压器的热阻的乘积,即为变压器的温升。

(4)前面已述及,变压器有铁耗和铜耗,其中铜耗在原边线圈与副边线圈损耗相等时,损耗最小

为了满足上述要求4,还要注意工艺设计。例如,在绕线方法来说,应将原边线圈和副边线圈的位置尽可能安排得均等一些。具体方法是,采用原边和副边线圈分层交替绕制。这种夹层绕法,漏感小,线圈导线平均长度相等。另外,原边线圈和副边线圈之间的距离应尽量减小;而在副边线圈电流较大时,不应该用粗导线,须改用等面积的 $\Phi(0.5 \sim 0.7)$ 的多股导线绕制。正因如此,对高频开关电源用线来说,图9-1所给出的有限几种导线已能满足一般的需要了。

进行设计时,可先用式(2.7.7)或式(2.7.8)及式(2.7.11)两个条件决定原边线圈,然后用式(2.7.1)~(2.7.3)决定副边线圈。应该指出,式(2.7.1)~(2.7.3)是考虑磁通不饱和为原则的;式(2.7.11)是考虑磁芯损耗为原则的。当开关电源频率较低时,应优先考虑不饱和的原则,因此实际的匝数可以小于式(2.7.11)的计算值。反之,当频率比较高时,应该优先考虑(2.7.11)式,这时变压器的铁耗也许少于铜损。所以,适当的匝比,适当的原、副边匝数要经过试算才能决定的。

如果计算出的匝数前后有差别时,可参见表7.1来决定。表7.1给出了 $B_w = 0.3$ 特时磁芯温度 80°C 各种磁芯可工作的频率上限。可以用饱和磁感应强度决定变压器的频率上限。 ΔT 为变压器的温升。

表 7.1 变压器在 ΔT 温升下磁芯可工作的频率(饱和优先于铁耗)的上限(kHz)

PQ 磁芯型号 (H7CL 材料)		20/16	20/20	26/20	26/25	32/20	30/30	35/35	40/40
多开关(桥式等)变换器开关总的占空比近于1	$\Delta T = 20^\circ\text{C}$	12.7	12.05	11.6	9.9	9.0	7.6	6.7	6.4
	$\Delta T = 30^\circ\text{C}$	18.1	17.7	16.0	13.6	12.4	10.6	9.3	10.0
	$\Delta T = 40^\circ\text{C}$	23.1	22.3	20.0	17.0	15.7	13.4	11.8	11.4
单开关变换器占空比为0.5	$\Delta T = 20^\circ\text{C}$	29.8	29.0	25.3	21.1	19.7	16.8	14.6	14.3
	$\Delta T = 30^\circ\text{C}$	43.0	41.8	35.4	29.1	27.5	23.5	20.0	20.1
	$\Delta T = 40^\circ\text{C}$	56.0	54.4	45.0	36.6	35.1	30.0	25.8	25.7

第二节 表格曲线化的设计方法

上面介绍了最优设计方法,但从损耗特性出发进行设计变压器达到最优是相当麻烦的,一般要经过多次试探性计算。为了简化设计方法,特给出表7.2。使用该表可加快设计速度。

表 7.2 高频开关变换器用变压器 PQ 型磁芯设计用表

项序	磁感材料 H7CL		型号	PQ20/16	PQ20/20	PQ26/20	PQ26/25
1	单开关电路输入功率 P_i $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ (W)		50kHz	35	47	78	86
			100kHz	54	71	113	126
2	多开关电路输入功率 P_i $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ (W)		50kHz	70	95	156	173
			100kHz	106	141	215	233
3	每伏输入电压的匝数 N_{1T}	单开关正激电路 $D = 0.3$	50kHz	0.502	0.502	0.277	0.310
			100kHz	0.302	0.307	0.194	0.211
		桥式等 $D = 0.6$	50kHz	0.296	0.295	0.187	0.200
			100kHz	0.197	0.201	0.131	0.148
4	P_{Cu} 铜耗 (W)	括号内的值对应于 50kHz 正激型		0.235(0.272)	0.28(0.325)	0.41	0.41
5	P_{Fe} 铁耗 (W)			0.235(0.198)	0.28(0.235)	0.41	0.41
6	每匝线圈电阻 R_{1T} (Ω)			1.33×10^{-4}	8.62×10^{-5}	1.27×10^{-4}	8.57×10^{-5}
7	产生 20°C 温升的磁感强度增量 ΔB (包括铜耗) (T)	正激	50kHz	0.196	0.1960	0.192	0.173
			100kHz	0.162	0.1585	0.137	0.125
		桥式	50kHz	0.1658	0.167	0.147	0.133
			100kHz	0.1245	0.123	0.101	0.09
8	磁芯中心柱截面积 A_{CP} (mm^2)			61	61	113	113
9	线圈平均长度 L (mm)			44	44	56.2	56.2
10	可以绕线窗口面积 A_W (mm^2)			47.4	65.8	60.4	84.5
11	窗口有效使用系数 K_0			0.34	0.38	0.36	0.38
12	热阻 R_T (热点) ($^\circ\text{C}/\text{W}$)			42.5	36	24.5	24.4
13	80 $^\circ\text{C}$ 时相应磁感应强度下的铁耗 P_{Fe} (W)		50kHz	$6.598 \times 10^{-10} \times B^{2.656}$	$3.994 \times 10^{-10} \times B^{2.745}$	$2.682 \times 10^{-9} \times B^{2.584}$	$3.048 \times 10^{-9} \times B^{2.602}$
			100kHz	$8.11 \times 10^{-10} \times B^{2.734}$	$9.578 \times 10^{-10} \times B^{2.741}$	$1.375 \times 10^{-8} \times B^{2.487}$	$1.882 \times 10^{-8} \times B^{2.485}$
14	电感系数 A_L ($\frac{\text{nH}}{\text{N}^2}$)			≥ 5200	≥ 4260	≥ 9640	≥ 8000

项序	磁感材料 H7CL		型号	PQ32/20	PQ32/30	PQ35/35	PQ40/40	PQ50/50	
1	单开关电路输入功率 P_i $\Delta T = 20^\circ\text{C}(\text{W})$		50kHz	98	150	219	328	587	
			100kHz	129	204	313	465	704	
2	多开关电路输入功率 P_i $\Delta T = 20^\circ\text{C}(\text{W})$		50kHz	187	284	429	649	1130	
			100kHz	210	344	554	826	1520	
3	每伏输入电压的匝数 N_{IT}	单开关正激电路 $D = 0.3$	50kHz	0.259	0.278	0.251	0.226	0.149	
			100kHz	0.197	0.202	0.176	0.159	0.124	
		桥式等 $D = 0.6$	50kHz	0.175	0.188	0.165	0.147	0.0995	
			100kHz	0.156	0.155	0.128	0.116	0.0935	
4	P_{Cu} 铜耗(W)	括号内的值对应于50kHz正激型		0.44	0.55	0.65	0.826	1.11	
5	P_{Fe} 铁耗(W)			0.44	0.55	0.65	0.826	1.11	
6	每匝线圈电阻 $R_{IT}(\Omega)$			1.02×10^{-4}	4.87×10^{-5}	3.21×10^{-5}	2.26×10^{-5}	2.18×10^{-5}	
7	产生 20°C 温升的磁感应强度增量 ΔB (包括铜耗)(T)		正激	50kHz	0.162	0.152	0.147	0.152	0.128
				100kHz	0.102	0.104	0.105	0.108	0.077
			桥式	50kHz	0.128	0.112	0.112	0.1171	0.096
				100kHz	0.0685	0.068	0.0723	0.0745	0.051
8	磁芯中心柱截面积 $A_\Phi(\text{mm}^2)$			142	142	162	174	314	
9	线圈平均长度 $L(\text{mm})$			67.1	67.1	75.2	83.9	104	
10	可以绕线圈窗口面积 $A_w(\text{mm}^2)$			80.8	149.6	220.6	326	433	
11	窗口有效使用系数 K_0			0.40	0.46	0.52	0.56	0.54	
12	热阻 $R_T(\text{热点})(^\circ\text{C}/\text{W})$			22.7	18.2	15.4	12.1	9.0	
13	80°C时相应磁感应强度下的铁耗 $P_{Fe}(\text{W})$		50kHz	$2.847 \times 10^{-8} \times B^{2.333}$	$3.541 \times 10^{-8} \times B^{2.358}$	$1.163 \times 10^{-8} \times B^{2.54}$	$9.735 \times 10^{-9} \times B^{2.589}$	$3.1 \times 10^{-8} \times B^{2.534}$	
			100kHz	$9.884 \times 10^{-7} \times B^{1.996}$	$4.575 \times 10^{-7} \times B^{2.146}$	$1.058 \times 10^{-7} \times B^{2.374}$	$1.151 \times 10^{-7} \times B^{2.387}$	$2.27 \times 10^{-7} \times B^{2.47}$	
14	电感系数 $A_L(\frac{\text{nH}}{\text{N}^2})$			≥ 12300	≥ 8670	≥ 10100	≥ 9150	≥ 10900	

一、表的形成与说明

下面对表 7.2 形成作一些说明。表中的 1 和 2 两项表示变压器可以传递的最大功率,其中第 1 项适用于单开关(如正激型)电路;第 2 项适用于桥式和中心抽头等使用两个以上开关的变换器电路。表中所示的功率是输入功率 P_i 。这一功率是输出功率、铁芯、副边整流二极管功耗与过电流检测电阻等功耗之和。 P_i 与各量关系如式(2.7.12),并列在表中第 1 和第 2 项:

$$P_i = \frac{1}{N_{1T}} \sqrt{\frac{P_{Cu} D}{2R_{1T}}} \quad (2.7.12)$$

式中 P_{Cu} ——铜耗(W);
 N_{1T} ——变压器每伏电压对应的线圈匝数;
 R_{1T} ——一匝线圈的电阻;
 D ——占空比。

制表时的条件,在单开关电路中 $D = 0.3$,最大值 $D_{max} = 0.4$;在多开关电路中取 $D = 0.6$,最大值 $D_{max} = 0.8$ 。

例如:50kHz 的单开关正激电路,使用 PQ20/16 磁芯时:

$$\text{输入功率} \quad P_i = \frac{1}{0.502} \sqrt{\frac{0.272 \times 0.3}{2 \times 1.33 \times 10^{-4}}} = 34.9 \approx 35(\text{W})$$

依式(2.7.7)可以计算出每伏(即 $V_s = 1$)输入电压的匝数 N_{1T} 。

例如,50kHz 的单开关正激电路,使用 PQ20/16 磁芯时,磁感应增量 ΔB 依第 7 项为 0.196

$$N_{1T} = \frac{V_{st_{on}}}{A_{cp} \Delta B} = \frac{1 \times \frac{1}{50 \times 10^3} \times 0.3}{61 \times 10^{-6} \times 0.196} = 0.502$$

这就是第 3 项的 0.502 值来源的解释。

表 7.2 中的第 3 项为每伏输入电压对应的原线圈匝数。在这个原边线圈上加 1 伏电压时,铁耗达到第 5 项所示的铁耗数值。第 4 项示出铜耗。前已说明,当铁耗与铜耗相等时,变压器的损耗可降至最低。第 4 和第 5 项之和为总损耗,它与第 12 项所示的由热阻求出的变压器在 20℃ 温升时的损耗值应该相等。例如 PQ20/16 磁芯,热阻 = 42.5 度/瓦,温升 $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ 时,损耗值 = $\frac{1}{42.5} \times \Delta T = \frac{20}{42.5} = 0.47\text{W}$ 。此值恰与第 4 项铜耗与第 5 项铁耗之和(即 $0.235 + 0.235 = 0.47\text{W}$)相符。

另外,表中 PQ20/16 和 PQ20/20 括号内的值是对应于 50 千赫时的铜耗和铁耗。它说明此时的铜耗略大于铁耗。表 7.2 的第 7 项表示的产生 20℃ 温升的磁感应强度增量 ΔB ;第 8 项表示磁芯中心柱的截面积;第 9 项表示线圈的平均长度 L 。因为变压器采用夹层绕法,所以 L 既是原边又是副边线圈的长度。表中第 10 项示出的数据,是可以绕线的窗口面积,它指的是没

有线圈骨架时的窗口面积,故实际可以使用窗口面积应比此值小。第 11 项示出窗口有效使用系数,是绕组对窗口占有的面积率,是小于 1 的数值。它随磁芯尺寸加大而从 0.34 上升至 0.54。它之所以小于 1,是因为存在线圈的骨架,同时导线截面积是圆形而不是方形。另外,应留有 10% 的余量。表中第 13 项示出由磁感应强度 B 求出铁耗的表达式,即 $P_{fe} = K \times 10^{-m} \times B^n$,其中 m 、 n 值,表中有所示明。例如 PQ32/30 型号数值,是与图 7-3 中相应的曲线的 m 、 n 值是一致的。在单开关线路时,铁耗应该考虑图 7-4 所示的 K_{FC} 系数值。

表中第 6 项的每匝线圈电阻 R_{1T} ,可用 $N_p = 1$ 代入式(2.7.10)求得:

$$R_{1T} = \frac{\rho L}{A_p K_p} \cdot \frac{R_{HF}}{R_{DC}} (\Omega) \quad (2.7.13)$$

例如:使用 PQ20/16 磁芯时,设 $\rho = 0.0173$, $\frac{R_{HF}}{R_{DC}} = 1.4$,表 7.2 得 $A_p = \frac{A_w}{2}$, $K_0 = 0.34$, $L = 44$,

$$\begin{aligned} \text{则} \quad R_{1T} &= \frac{0.0173 \times 44 \times 10^{-3}}{\frac{47.4}{2} \times 0.34} \times 1.4 \\ &= 1.33 \times 10^{-4} \end{aligned}$$

此即为第 6 项的数值来源示例。

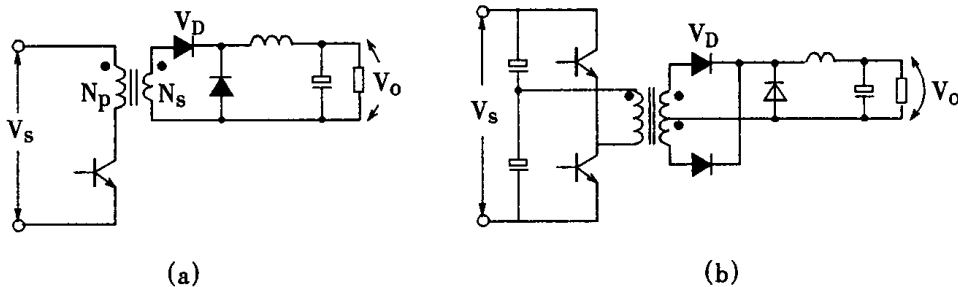


图 7-5 原、副边线圈占窗口面积应随电路形式的不同而不同(a)正激式(b)桥式

前已说明,磁芯可以绕线窗口面积 A_w ,在原边线圈和副边线圈所占的面积相等时,漏感最小。漏感小,能使开关管开断时的集-射极电压也减小。这样,也就减小了开断时的开关损耗,从而提高了效率。但是,在桥式的变换器中,其副边电路一般如图 7-5(b)所示,是属中间抽头式。由于开关电源输出电压大多数比较低,开关整流管压降和功耗占了输出电压和总功耗的可观部分,因此副边线圈宁可采用整流管较少的中心抽头电路,而不用桥式整流(四个整流管)电路。当采用中心抽头电路时,其线圈匝数比桥式整流电路增加 1 倍,电流有效值比桥式增加 $\sqrt{2}$ 倍,因此,在此情况下,图 7-5(a)所示单管线路,如果使原、副边线圈占的窗口面积相等的话,那么,副边线圈上的功耗将偏大,就不可能使功率损耗为最小,图 7-5(b)线路,若副边线圈占窗口的面积为原边的 $\sqrt{2}$ 倍时,才会满足功耗最小的条件。

二、扩大表(7.1)的使用范围

在表(7.1)中,给出了 ΔT 温升为 20°C 的前提。为了扩大表(7.1)的用途,图7-6和图7-7给出了PQ型磁芯在 50kHz 和 100kHz 开关频率下,不同温升下,允许的最大输入功率。利用这些曲线,可以求出任意输入电压下、任意输出功率,在指定的温升 ΔT 时确定磁芯的型号。再利用图7-8和图7-9曲线可以确定每伏所需要的匝数 N_{1T} 。 N_{1T} 乘上输入电压 V_S 即为原边的匝数 N_P 。

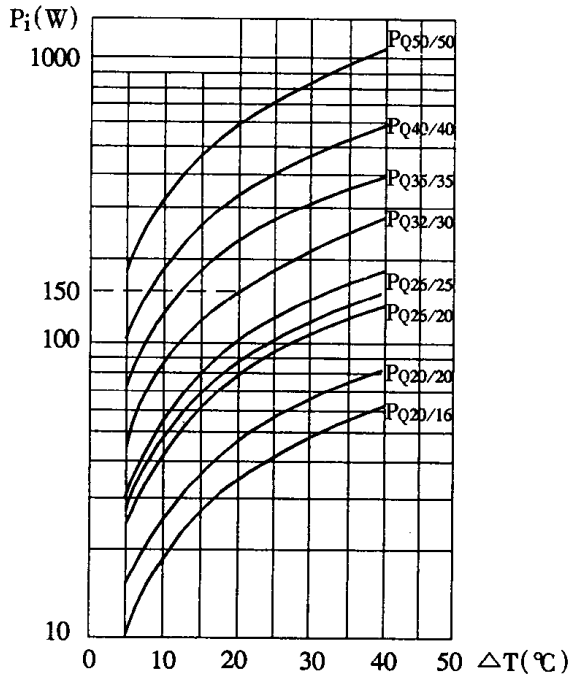


图7-6 PQ磁芯的最大输入功率与热点温升的关系曲线之一(50kHz)

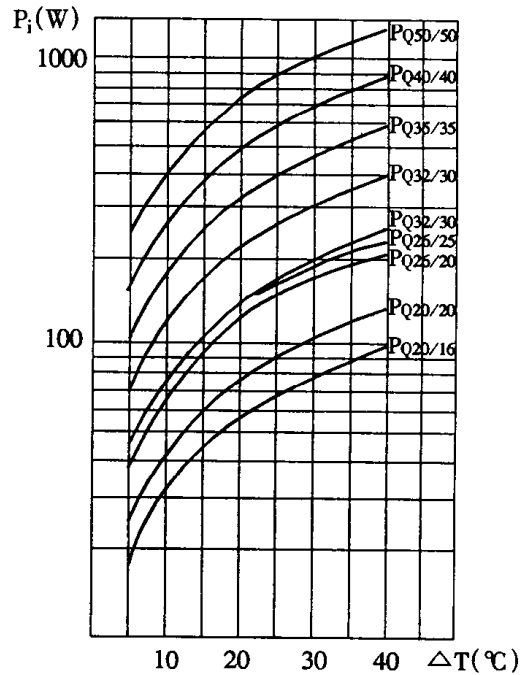


图7-7 PQ磁芯的最大输入功率与热点温升的关系曲线之二(100kHz)

上述四个图虽未示出桥式线路的输入功率,但可从表7.2中先查出桥式与正激型的功率比(约 $1.8 \sim 2.1$),然后按不同温度、型号,也可从图中计算出来。

例题:有一正激式变换器如图7-5(a)所示,已知:开关频率 f_s 为 50kHz ,输入额定直流电压 $V_S = 130\text{V}$,允许在 $100 \sim 160\text{V}$ 之间波动。输出电压为 $V_0 = 5\text{V}$,电流 $I_0 = 20\text{A}$,设整流管正向压降 $V_{DF} = 0.5\text{V}$,变压器允许温升 $\Delta T = 20^\circ\text{C}$,求该变压器的参数。

解:

①求变压器的输出功率 P_0 :

$$P_0 = (V_0 + V_{DF})I_0 = (5 + 0.5) \times 20 = 110(\text{W})$$

考虑副边绕组铜耗,采样、过流保护信号等电阻损耗和原边开关损耗后,设效率为 90% ,则输入功率:

$$P_i = \frac{P_0}{0.9} = \frac{110}{0.9} = 122(\text{W})$$

②从表(7.1)选出磁芯 PQ32/30,也可从图 7-6,同样选得 PQ32/30。允许输入功率 $P_i = 150(\text{W})$ 。

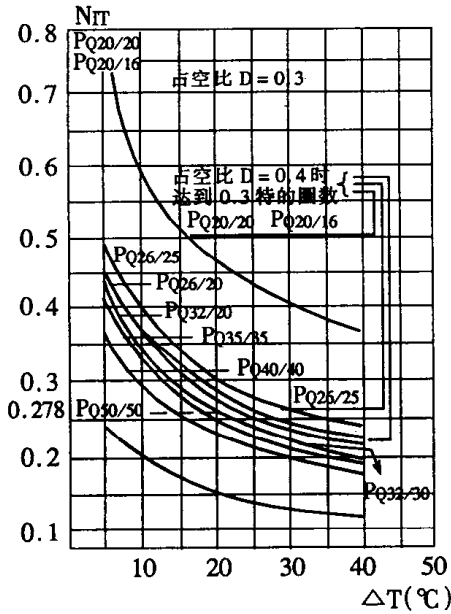


图 7-8 变压器每伏电压对应的匝数 N_{1T} 与热点温升关系曲线之一(50kHz 正激型)

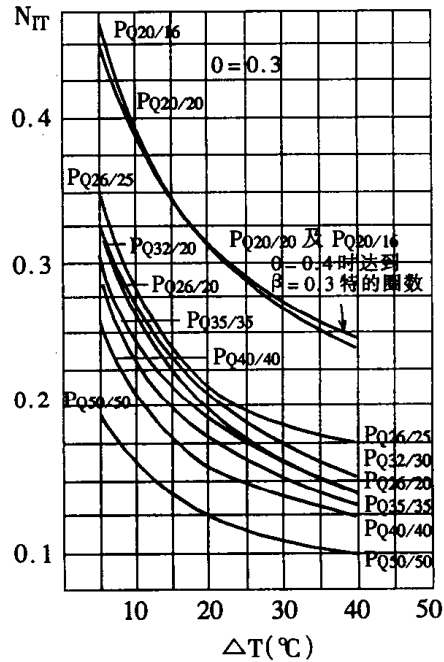


图 7-9 变压器每伏电压对应的匝数 N_{1T} 与热点温升关系曲线之二(100kHz 正激型)

③从表(7.2)求每伏输入电压对应的匝数 $N_{1T} = 0.278$ (也可从图 7-8 查得)原边线圈的匝数:

$$\begin{aligned} N_p &= N_{1T} V_s \\ &= 0.278 \times 130 = 36.14 \text{ 匝} \end{aligned}$$

取整 36 匝

④考虑 PQ32/30 允许输入功率 150(W)大于需要输入功率 122(W)较多,为了提高效率,减少副边匝数,在使用式(2.7.4)时取 $\frac{t_{ON(max)}}{T_s} = D_{max}$ 时为 0.4 则依式(2.7.4)有:

$$\begin{aligned} N_s &= \frac{V_0 + V_{DF}}{V_{s(min)} \times D_{max}} \times N_p \\ &= \frac{5 + 0.5}{100 \times 0.4} \times 36 \\ &= 4.95 \end{aligned}$$

取整 $N_s = 5$ 匝

⑤求每匝原边线圈和副边线圈对应的窗口面积 S_p, S_s

查表 7.2 得:可以绕线窗口面积 $A_w = 149.6$,窗口有效使用系数 $K_0 = 0.46$,原边可绕线圈窗口面积为:

$$A_p' \times k_0 = \frac{A_w}{2} \times k_0 = \frac{149.6}{2} \times 0.46 = 34.4(\text{mm})^2$$

每匝原边线圈对应窗口面积:

$$S_p = \frac{A_p' \times K_0}{N_p} = \frac{34.4}{36} = 0.96(\text{mm})^2$$

每匝副边线圈对应的窗口面积:

$$S_s = \frac{A_p' \times K_0}{N_s} = \frac{34.4}{5} = 6.88(\text{mm})^2$$

⑥求导线的线径及并联根数

利用图 7-1 中选定线径设原边线径为 D_p ,副边线径为 D_s ,如并联根数各为 r_p, r_s ,

$$\text{则: } r_p D_p^2 = S_p$$

$$r_s D_s^2 = S_s$$

$$\text{得原边并联根数: } r_p = \frac{\sqrt{S_p}}{D_p}$$

$$\text{副边并联根数: } r_s = \frac{\sqrt{S_s}}{D_s}$$

注意,在以上的计算中,假定副边滤波线圈电感量 L 是足够大的。如果滤波线圈的电感量不够大,那么流过线圈的电流波形将变为三角波,这时可要考虑波形因素 K_r 进行校正。

第八章 开关电源设计与制作的几个常见问题

第一节 干扰与绝缘

一、干扰问题及标准

长期开关状态工作的高频开关电源首先是不能产生超标的电磁干扰;其次为了能稳定工作,也应有较强的抗干扰性能。使同一电网工作的其它电设备从空间幅射来的干扰,从电网传来的尖峰波都不影响它的稳定工作的性能。要达此目的主要手段是加输入滤波器、输出滤波器或加屏蔽,使达到国际、国家允许干扰值的标准;要利用电磁兼容理论进行设计计算,使幅射出去的电磁能量,干扰破坏其它设备(如计算机、通讯系统等)正常工作的电磁能量变为有用的能量。例如,加缓冲器、加反馈能量(兼磁复位作用)的绕组等等,把能量反馈回电源或供到负载端去。

干扰是由高次谐波产生的,抗干扰的根本任务是抑制高次谐波。抑制的方法有如下三种:

1. 采用无源滤波器

无源滤波器由电感线圈和电容组成,串在输入/输出电路中。优点是成本低、可靠性高、简单易行。缺点是体积稍大,不能设计成实时调节。因此,较常用在 150 瓦以下。对于有多组输出的板上安装的 DC - DC 变换器可在其中一组的交流电路前加装扼流圈,以扩大输入电流的导通角,改善功率因数,也抑制了高次谐波。

2. 采用有源滤波器

有源滤波器由 Boost 或 Buck 变换器充当,接在变换器的前面,形成双变换器串接的局面。前置的变换器的任务是使输入电流波形正弦波化。为此,前置变换器的基准电压应是正弦形,按正弦变化的幅值来调制脉宽。反馈信号有电压和电流。如此控制,对千瓦级功率变换器是适宜的,对小功率线路显得过于复杂。近年来推行把正弦化的环节与 DC - DC 结合在一起的办法。例如,利用无电容器方式;利用过饱和电抗的方式;利用复位绕组方式等。

3. 从电路简化着手

主要是靠减少元件数量,降低成本又在规定的电磁干扰 EMI(Electro Magnetic Interference) 值范围以内的方法。如下面几种方法:

(1)输入电压接向串联电容,利用电容电压与输入电压之差来控制二极管导通,控制电容的充、放电时间区间,从而使输入电流的导通角扩大。

(2)在输入 110/220V 两种交流电压电路中,(220V 时单相桥式整流,110V 时倍压整流)增加电容量。

(3)谐振型开关电源采用正弦波谐振方式,电磁干扰噪声比 PWM 式小。开关损耗小,产生的附加的问题,可用软开关技术和有源钳位技术(参见第三篇第五章)解决,它是抑制高次谐波与谐振有机结合的方式,是发展的趋势。

干扰的标准

电磁干扰及射频干扰 RFI(radio - frequency interference)的国际标准已被许多设计人员接受。美国标准和德国电气工程师协会所定的安全条例也被世界上广泛采用。图 8 - 1 示出的

是美国通信委员会及德国电气工程师协会有关电磁干扰限定曲线。其允许最大射频干扰辐射值,以 dB- μ V 表示。现对图中标注说明如下:

- ①德国电气工程师协会条例 VDE 第 0871 条的频率范围。
- ②美国通信委员会确定的补充频域范围。
- ③美国通信委员会条例 A 级大类。
- ④德国电气工程师协会条例 VDE0871/A、C 及 0875/N。
- ⑤德国电气工程师协会条例 0871/B 及 0875/N-12。
- ⑥美国通信委员会条例 B 级大类。

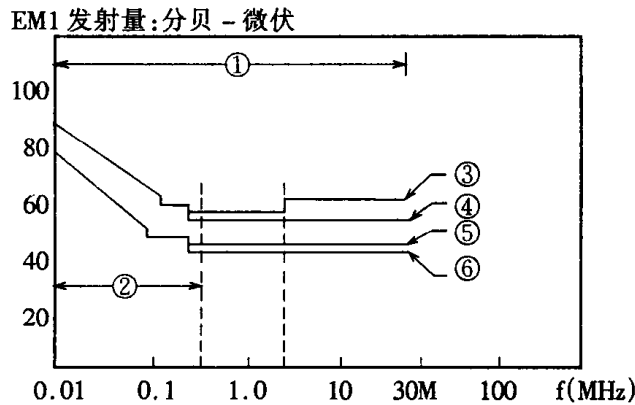


图 8-1 美国通信委员会及德国电气工程师协会 EMI 规范曲线

对于 230V 以下的设备,16A 以下和以上的功率装置高次谐波限定,可查国际电子委员会制定的标准 IEC-555(1~5);对于一般低电压电源抗扰性试验通则和高次谐波测量方法和测量设备可查阅 IEC-1000-4 等文件。

随着标准化的进程,我国国家有关电源标准文件不断有所公布。《GB4365 无线电干扰名词术语》,规定了无线电干扰的常用名词术语。《GB6833.1 电子测量仪器电磁兼容性试验规范总则》,规定了电子测量仪器的电磁兼容性要求和试验方法。《GB6833.4/9 电子测量仪器电磁兼容性试验规范电源瞬态敏感度试验/传导干扰试验》分别给出了电子测量仪器电源瞬态敏感度试验的要求和方法/电子测量仪器电源线传导干扰试验的要求和方法。在电子工业部部标准《SJ2811.1 通用直流稳定电源术语及定义、性能与额定值》中给出了有关由单相交流供电,输出为直流电功率的通用直流稳定电源的术语、定义、性能和额定值。《SJ/T10542-94 抗干扰型交流稳压电源测试方法》给出了相应的稳压电源的稳态性能、动态性能、抗干扰性能的测试方法。这些标准在开发和研究电源时均要注意及遵循。

在《SJ2811.1 通用直流稳定电源术语及定义、性能与额定值》标准中规定的通用型、开关型各 I、II 类指标如表 8.1 所示。

按标准规定尚有功率因数、共模电流、漏电流等 50 项无统一要求,但工厂产品应有厂标。

表 8.1 通用直流稳定电源分类及性能指标

序号	性能名称		通用型		开关型	
			I	II	I	II
1	负载效应	CV	$\leq 5 \times 10^{-5} + 0.5\text{mV}$	$\leq 5 \times 10^{-4} + 1\text{mV}$	$\leq 5 \times 10^{-3}$	$\leq 1 \times 10^{-2}$
		CC	$\leq 5 \times 10^{-3} + 2\text{mA}$	$\leq 1 \times 10^{-2} + 5\text{mA}$		
2	源效应	CV	$\leq 5 \times 10^{-5} + 0.5\text{mV}$	$\leq 5 \times 10^{-4} + 0.5\text{mV}$	$\leq 1 \times 10^{-3}$	$\leq 5 \times 10^{-3}$
3	周期与随机偏移	CV P-P	$\leq 500\mu\text{V} \sim 10\text{mV}$	$\leq 2 \sim 20\text{mV}$	$\leq 10 \sim 50\text{mV}$	$\leq 50 \sim 250\text{mV}$
4	温度系数	CV(1/°C)	$\leq 1 \times 10^{-4} + 200\mu\text{V}$	$\leq 5 \times 10^{-4} + 0.5\text{mV}$	$\leq 3 \times 10^{-4}$	$\leq 5 \times 10^{-4}$
5	漂移	CV	$\leq 5 \times 10^{-4} + 1\text{mV}$	$\leq 1 \times 10^{-3} + 2\text{mV}$	$\leq 5 \times 10^{-3}$	$\leq 1 \times 10^{-2}$
6	负载效应瞬态恢复	时间	$\leq 50\mu\text{S}$	$\leq 10\mu\text{S}$	$\leq 100\mu\text{S}$	$\leq 200\mu\text{S}$
		电平 (最大额定值)	$\leq 5 \times 10^{-4}$	$\leq 5 \times 10^{-3}$	$\leq 100\text{mV}$	$\leq 150\text{mV}$
7	开关机过冲(最大值)		$\leq 10\%$	$\leq 10\%$	$\leq 10\%$	$\leq 10\%$
8	平均无故障时间		≥ 3000 小时	≥ 3000 小时	≥ 3000 小时	≥ 3000 小时
9	予热时间		≤ 0.5 小时	≤ 0.5 小时	≤ 0.5 小时	≤ 0.5 小时
10	输出阻抗		给出典型曲线			
11	效率		$\geq 50\%$	$\geq 50\%$	$\geq 70\%$	$\geq 70\%$
12	额定源频率		$50 \pm 2.5\text{Hz}$			
13	射频干扰 (输入端/输出端)		(0.15 ~ 0.5) MHz $\leq 2\text{mV}/10\text{mV}$			
			(0.5 ~ 30) MHz $\leq 1\text{mV}/5\text{mV}$			

二、隔离与绝缘

开关电源多数为箱式、抽屉式、柜式或机架式,随着开关电源技术进步,成本降低,功率小至 2 瓦在性能价格比上也有了与线性电源竞争的能力。近年,单片功率开关电源芯片也开发出来,功率为 mW 级的芯片已不鲜见。这样引出的应用局面是电源从集中到进一步的分散,分布式结构广泛被采用,许多电压品种,就地(即应用处)进行变换,这种类型的 DC-DC 变换一般输入/输出均无隔离。

但是,大多数有一定功率输出的开关电源均要求输入/输出隔离。如果无隔离技术措施,抗干扰性能稍差,使用者人身不够安全,给维修者更带来不便。

绝缘问题,对于 250V 或小于 250V 的交流电压,加拿大标准协会及美国保险商实验室的条例均要求在输入-输出之间或输入-地之间进行 1 分钟 1000V 或 1 秒钟 1200V 的高压检验(频率为 50Hz 或 60Hz 的正弦波)。

德国电气工程师协会要求进行如下绝缘测试:输入交流线与次级低压输出电路之间加 3750V 的交流电压;电源线与地线之间加 2500V 交流电压;次级输出电路与地线之间加 500V

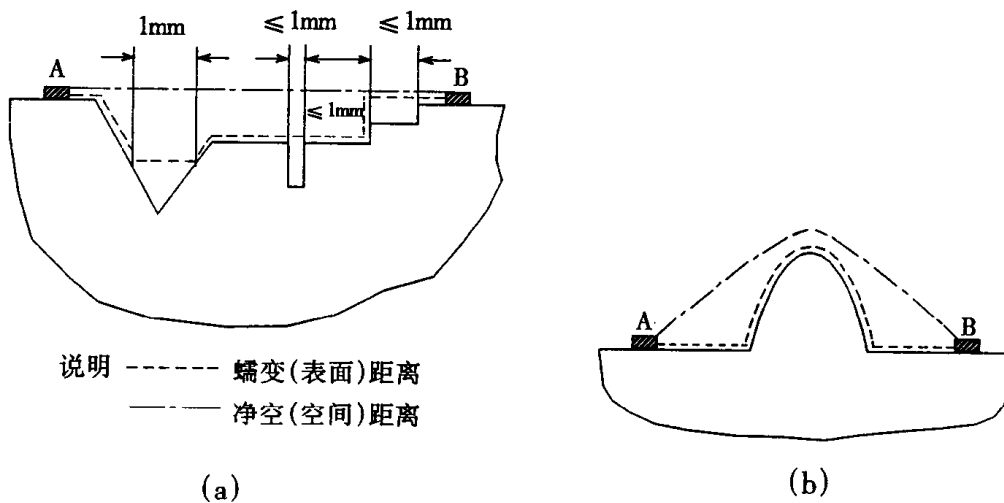
电压;各交流输入线之间加 1250V 交流电压。上述所有测试均持续 1 分钟。

要达到上述要求,必须注意下面几点:

1. 距离要求

通常,对带电部分之间及带电部分与不带电金属部分之间均提出了一定的空间要求。美国保险商实验室及加拿大标准协会要求高于 250V 交流电压的正反极性导线,或高压导线与不带电金属部分之间,除了励磁绕组的线端,都必须有 2.5mm 的距离,此距离指蠕变或净空距离;交流线与地线之间要求有 4mm 的蠕变距离或 3mm 的净空距离。德国电气工程师协会及国际电工技术委员会的安全条例要求电源的输入与输出之间有 8mm 的净空距离。

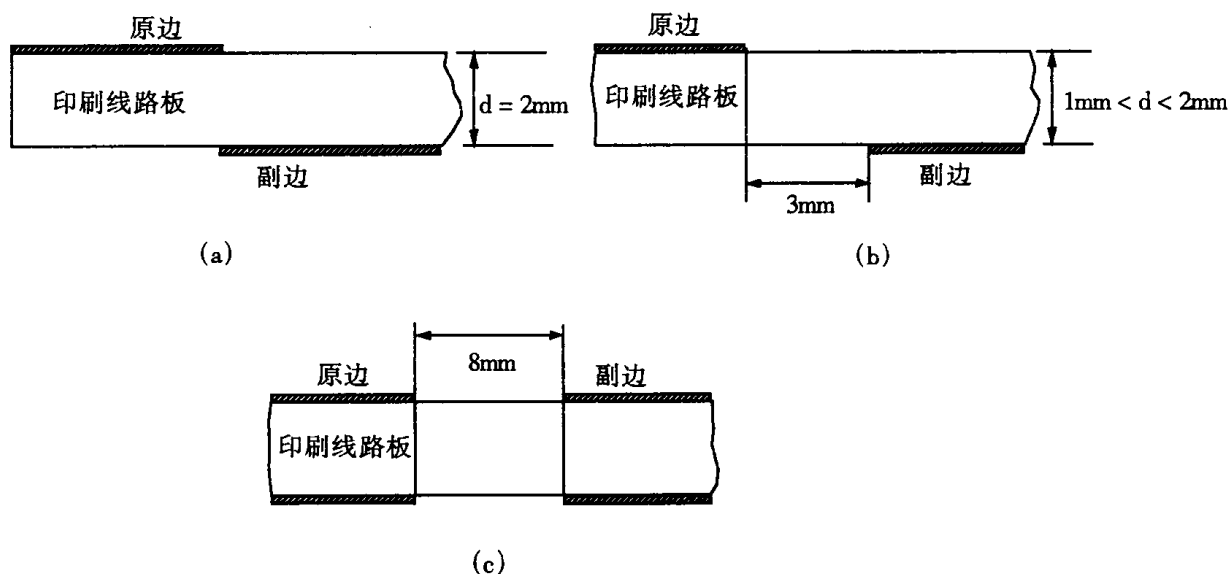
图 8-2 显示了净空距离与蠕变距离定义的区别。在图 8-2(a)中的轨迹,是说明如何计算包括一个宽度大于 1mm、内夹角小于 180°角的 V 型槽,以及宽度小于 1mm 任意深度的方型槽的蠕变距离和净空距离。在这种情况下,净空距离的准则是视线距离,它是通过槽的上方进行测量的。如图中所示,蠕变距离的测量是通过槽的表面进行的,但在其底部以 1mm 的距离跨过 V 型槽。宽度小于 1mm 的槽的蠕变距离与净空距离一样。图 8-2(b)所示是一个包括一个凸缘的形状,在这种情况下,净空距离是通过凸缘表面的距离。



(a)具有 V 型槽的曲线;(b)具有凸缘的曲线

图 8-2 德国电气工程师协会规定的蠕变距离与净空距离的测量

图 8-3 为印刷线路制作要求的示例,它规定了电源原边与副边之间的净空距离及蠕变距离。如图 8-3(a)所示,如果原边印刷线与副边印刷线相对,印刷线路板的厚度 d 必须为 2mm 以上,当印刷线路板厚度 d 大于 1mm,而小于 2mm 时,则原、副边印刷线路至少分开 3mm,如图 8-3(b)所示。如果正、副边印刷线相互正对,如图 8-3(c)所示,则两者之间必须有 8mm 的净空距离。电源部分的线路与其它线路铜箔条不要长距离靠近走线。单元电路内部的地线要短而宽,其它单元的地线与电源电路的地线实现点到点的连接,不要有长的共同地线段。



(a)原边线路与副边线路相对；(b)印刷线路板宽度 $1\text{mm} < d < 2\text{mm}$ ；(c)原副边线路正对
 图 8-3 印刷线路板设计时满足德国电气工程师协会对电源原副边线路间距离的要求

2. 漏电要求

加拿大标准协会及美国保险商实验室的规程要求,所有暴露的不带电的金属部分必须接地,如通过一个 1500Ω 电阻接地对所测得的漏电流不得大于 $5\mu\text{A}$ 。

3. 隔离电阻要求

加拿大标准协会规程要求,在输入与副边低压输出电路间有 $7\text{M}\Omega$ 的输出电阻;输入与不带电金属部分间有 $2\text{M}\Omega$ 的电阻(应加 500V 直流电压 1 分钟)。

4. 印刷线路板的要求

应用加拿大标准协会及美国保险商实验室的易燃性标准,要求所有印刷线路板必须采用美国保险商实验室许可的 94U-2 材料或性能相近的材料做成的印刷线路板。

5. 电源变压器的结构要求

变压器的设计、生产、运行的安全标准多采用德国电气工程师协会的标准。但它缺少易燃性方面的标准,故建议采用 94U-2 或相近标准为材料。

6. 变压器的隔离要求

变压器的线圈必须按要求在物理上进行隔离。常把原边绕组和主要副绕组分成数段,然后相间绕制。原、副绕组间加屏蔽层,屏蔽层与机芯地相连。变压器外面常加一层短路的铜箔带作磁屏蔽层,以减小漏磁。适当加大铜箔的宽度和厚度,可减小磁阻,进一步减小漏磁。

7. 变压器的绝缘强度

任意两层表面加上测试电压(50Hz 或 60Hz 正弦波)1 分钟,不会出现电弧或击穿现象。

8. 变压器的绝缘阻抗要求

各绕组之间具有 $10\text{M}\Omega$ 以上的阻抗,绕组与铁芯、框架也一样要达 $10\text{M}\Omega$ 以上(500V 直流电压 1 分钟)。

9. 变压器的湿度阻抗要求

当变压器工作于不利的湿度环境,即绝对湿度为 $92 \pm 2\%$ 且稳定温度在 20°C 至 30°C 之间

时,绝缘强度不变。时间最小为 48 小时。

绝缘是工艺材料的问题是重要的问题,但进一步论述已超出本书范围,需要深入者可参阅其它文献。

第二节 效率与功率因数

一、高效率与高功率密度

开关电源的基本要求是高稳定和实现小型化。开关电源的特点是轻、小、高效。开关电源的外形可以短、薄。最近正研究折叠式绕组(Fold wind)变压器,目的均是提高功率密度,适合特定形状的要求等等。

据最近资料报导,AC-DC 开关电源功率密度普遍是 $1 \sim 2\text{W}/\text{cm}^3$ 。DC-DC 目前最高的为 Vicor 开关电源的功率密度为 $6.1\text{W}/\text{cm}^3$,美国 Unitrode 公司 Power Cube 工厂生产的 DC-DC 开关电源模块,输入电压 300V,输出电压 5V、12V、48V 功率 300W,效率 90%,开关频率 350kHz 模块功率密度 $3.3\text{W}/\text{cm}^3$,寿命 70 万小时,个别的品种功率密度更高达 $5\text{W}/\text{cm}^3$,寿命长达 100 万小时。根据记载美国 VPEC 曾达到的功率密度为:300W/5V 用多层印刷电路变压器(厚 1.14cm)的有源钳位变换器,以及 50 瓦正激多谐变换器,均达到 $3.05\text{W}/\text{cm}^3$ 。

达到高效率时,损耗值就小,因而才能使开关电源有高功率密度。高效率的达到是依赖综合的广泛的因素。但应当指出,最关键的还是透彻掌握开关电源的基本理论,精心的设计,借助于优化和仿真手段。正是基于这个考虑,本书增加了许多新的篇章。

对开关电源及其控制还应该注意电应力(包括电流、电压、电磁力等)分析和热设计。电应力可采用多种过压保护措施(如低通滤波器、压敏电阻、快速自动脱离电网、高绝缘强度等)解决。热设计是可靠性设计的重要部分。热分析表明,电路内部温度越低,可靠性越高。例如,开关电源中的电解质电容将在温升影响下逐渐失效的,环境温度、机箱内温度越高,失效越快。有数据表明,电子元件温度每升高 2°C ,可靠性下降 10%。有关热设计,可靠性问题,请参考其它文献。

二、高功率因数

除了小功率或便携式电器的开关电源由电池供直流电压外,许多开关电源由工频市电供电。方式是经整流、滤波电路供给直流电压。一般滤波电路由单电容构成,由此引发出开关电源的功率因数低的问题。原因是只在交流电压正弦瞬时值高于直流电压时,工频电网才对滤波电容充电。所以充电时间短暂,充电电流是尖峰状,远远偏离正弦波。因此,开关电源输入端功率因数只有 0.6 左右,影响了电能利用效率,使电网电压波畸变,产生很多谐波分量。功率因数和电流谐波分量关系如表 8.2 所示。

表 8.2 功率因数(PF)与电流谐波分量(THD)关系表

功率因数(PF)	0.99%	0.993%	0.999%
电流谐波分量(THD)	10~11%	7%	3%

经过二十多年开关电源的应用已经得到共识:要促进开关电源进一步发展,必须设法提高功率因数。根据我国邮电部 YD/T731-94 标准的要求,单整流模块容量大于 1.5kW 时,其功率因数必须在 0.93 以上。据测,到 1997 年,约 64% 的 AC-DC 开关电源增加了功率因数校正电路。增加校正电路后开关电源技术性能指标有显著提高。例如,北方电信公司的 50A、48V 用于邮电通讯的一次开关电源模块,加功率因数校正电路后,功率因数由 0.7 提高到 0.998,THD 是 4.27%,效率达 88%。据珠海通用电源厂研究,在三相四线制供电系统中,可将中线电流减小 80%,因此,可减小施工投资、降低脉动电流和增加适应电网电压波动范围。

开关电源技术已广泛应用于日光灯电子镇流器。由于谐波电流的存在,导致功率因数下降。为改善电子镇流器的功率因数、谐波含量和波峰比(波峰比为电流峰值与其有效值之比)这三项指标,通常采用无源校正手段。这种手段往往很难兼顾三项指标。实践说明有源功率因数校正器可以使三项指标同时获取改善,从而达到国家的有关标准。

有源功率因数校正器可以是 Boost、Buck、Boost-Buck 及反激等基本电路,采用双环控制调节占空比使电容电压稳定,使输入电流紧跟输入电压变化,即电流接近于正弦波,功率因数趋于 1。

软开关技术也由 VICOR 公司应用在功率因数校正模块上。功率密度很高,达 $6.1\text{W}/\text{cm}^3$,效率 90~94%,输出功率 600 瓦,功率因数 0.99,输入电压 85~264VAC 可与 DC-DC 开关变换器配套使用,做成输出电压 1V 到 95VDC 的离线式高功率密度开关电源。增加校正电路后,可使输入端谐波电流分量由 120%~140% 下降到 5% 左右,但开关电源的成本将增加 15~25%,国内外正研究开关电源与功率因数校正器合成一级,成本只增加 5%。但上面数据说明,开关电源引发的问题必须同时要给予解决。为此,本书的第一篇第八章开辟功率因数校正电路的内容,它是开关电源进一步发展的技术依托。

第三节 智能化与高可靠性

随着开关电源技术成熟,开关电源在邮电通讯系统已成功取代了晶闸管整流电源作为基础电源(48V、24V)。因此系统容量比较大,一般达几百、几千,甚至几万安培,而且机房无人值守。作为这种系统,一般由千瓦功率级的模块并联组成。智能化方面每个模块能向系统提供所要的参数(如电流、电压),工作状态(正常、故障、均流状态等)信息,并且模块能够接受系统的遥控指令,近端有 RS-232 接口和远传 MODEM 端口,通过近端 RS-232 接口可在线调节设置系统参数以备出厂、开机调试时使用,远传 MODEM 口通过电话线路与上位机联接互通信息。因此要应用 CPU,甚至多 CPU,CPU 之间尚需通讯。交流由市电供应,最好二路供电,万一发生故障,能自动转换,实现不停电要求。交流供电智能化可自动交替显示交流进线每相的电压、电流、频率、有功功率,人工操作可查看功率因数等。还包括能捕捉雷击时的各种参数。在需要时,又可以显现。能保留若干组过压、欠压过流纪录。能保留停电、来电时间纪录。这些参数在分析故障,提高可靠性时有用。

此种开关电源系统的设计除上述智能化要求外,还必须考虑可靠性。例如交、直配电与蓄电池供电配套,快速更换单元模块(一般小于 3 分钟)在线热插拔大电流操作,允许模块 24 小时短路,当雷击、干扰感应时在输入端有数千甚至上万伏高压的可能性等等。在交流入口处一般设置快速、大容量、可靠性高的尖峰吸收装置,使真正到模块输入处残存电压在 1 千伏之内,这样在雷击时系统仍能正常工作。整机绝缘电阻高,交流电路对机壳,交流电路对直流电路应

能承受 2000V、50Hz 的交流电压一分钟,直流输出对机壳应能承受 800V 直流电压一分钟,漏电流不大于 10mA。

第四节 高频电流效应与导体选择和布置

导线流过高频电流时,只在导线表皮流过,称为趋肤效应;相邻导线流过高频电流时,由于磁电作用使电流偏向一边的特性,称为邻近效应。由于两种效应都使导线有效导电面积减少,电流密度有所提高,引起铜耗增加,效率的下降。因此,高频电流流过的器件、路径都要考虑这个影响。这里介绍了趋肤深度计算,等效导体面积计算,如何根据工作频率确定导线 AWG(线规)和裸板(如铜箔)厚度概念。这在开关电源负载较稳定时,功率较大时,对设计工作是有一定指导意义,但尚待深入研究。

一、趋肤效应和邻近效应的产生

在图 8-4 中显示了产生趋肤效应(Skin effect)的过程。图中示出载流导线的剖面,当导线流过突变电流(如按箭头方向突增)之时,按右手法则磁动势 $m.m.f$ 为逆时针方向,产生进入和离开剖面的磁力线。磁力线引起涡流,涡流方向如图中所示八个实线小圆。由图可知:涡流的方向,加大了导线表面的电流,抵消中心线电流,这样作用的结果,电流在表面流动,中心则无电流,这种由导线本身电流产生之磁场使导线电流在表面流动,称为趋肤效应。

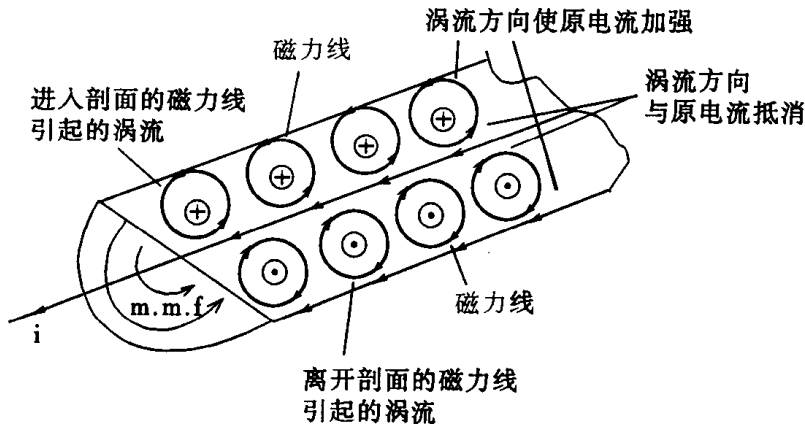


图 8-4 趋肤效应产生过程示意图

电流只在导线的表层流过,其表层的厚度称为穿透厚度(penetration depth)或趋肤深度,表为 Δ ,它与频率的平方根成反比, Δ 可表为:

$$\Delta = \frac{6.61}{\sqrt{f}} K = \frac{km}{\sqrt{f}} \quad (2.8.1)$$

式中 Δ ——穿透厚度(mm);

$K = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r \rho_c}}$ 材质常数,铜在 20°C 时 $k = 1$;

ρ ——工作温度时电阻率;

ρ_c ——铜在 20°C 时电阻率 = $1.724 \times 10^{-6} \Omega/\text{cm}$;

μ_r ——导体材质相对磁导率,非导磁性材质 $\mu_r = 1$;

f ——频率(Hz);

K_m ——与物质和温度有关常数(例如铜:100°C 时: $K_m = 75$, 20°C 时: $K_m = 65.5$)。

图 8-5 表明铜在 20°C 和 100°C 时穿透厚度随频率 f (kHz) 变化曲线。

表 8.3 和表 8.4 示出方波和正弦电流的趋肤效应值。

表 8.3 方波电流下的趋肤效应数据表

导线号	导线直径 d (mils)	25kHz			50kHz			100kHz			200kHz		
		Δ (mils)	d/Δ	k'	Δ (mils)	d/Δ	k'	Δ (mils)	d/Δ	k'	Δ (mils)	d/Δ	k'
14	64.7	13.2	4.9	1.5	9.66	6.7	1.9	6.83	9.47	2.65	4.83	13.4	3.7
16	51.3	13.2	3.89	1.25	9.66	5.31	1.59	6.83	7.51	2.12	4.83	10.62	2.9

$$K' = R_{HF}/R_{DC}$$

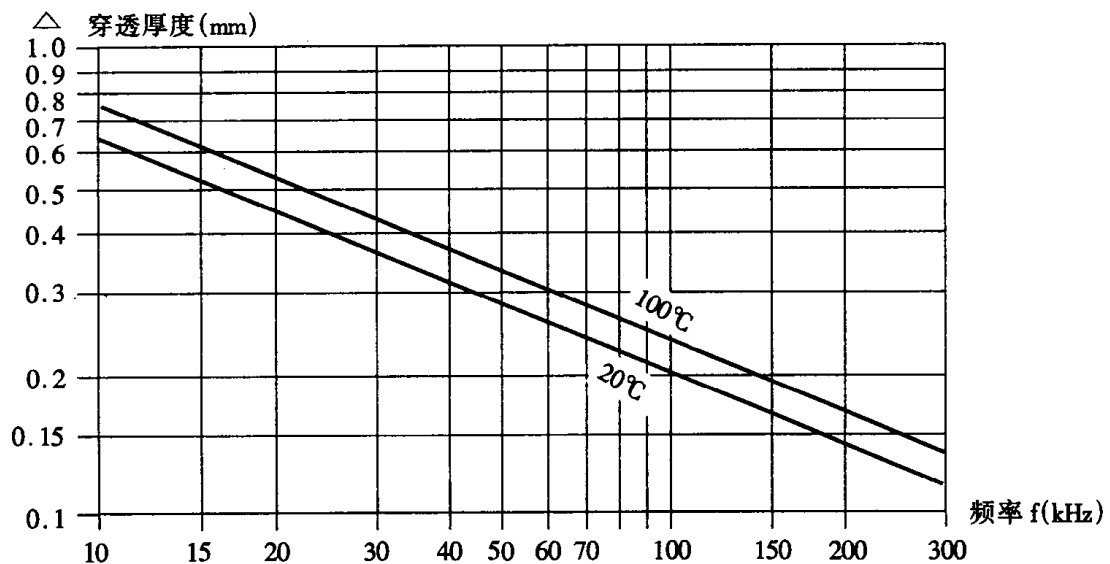


图 8-5 穿透厚度与频率的关系曲线(温度为参变量)

表 8.4 正弦波电流下的趋肤效应数据表

导线号	导线直径 d (mils)	25kHz			50kHz			100kHz			200kHz		
		Δ (mils)	d/ Δ	k'	Δ (mils)	d/ Δ	k'	Δ (mils)	d/ Δ	k'	Δ (mils)	d/ Δ	k'
14	64.7	17.9	3.61	1.3	12.7	5.09	1.54	8.97	7.21	2	6.34	10.21	2.9
16	51.3	17.9	2.87	1.1	12.7	4.04	1.25	8.97	5.72	1.7	6.34	8.09	2.3

$$K' = R_{HF}/R_{DC}$$

图 8-6 示出邻近效应(Proximity effect)产生过程的示意图。二导线流过相反电流 I_A 和 I_B 时,各自产生磁动势 $m.m.f_A$ 和 $m.m.f_B$,在 $m.m.f_A$ 作用下,产生涡流,加强了 I_B 在下表面流动;在 $m.m.f_B$ 作用下,产生涡流,加强了 I_A 在上表面流动。当一些导线被缠绕成一层或几层线匝时,磁动势 $m.m.f$ 随绕的层数线性增加,产生涡流,使电流加强在绕组交界面间流动,减少离开交界面的那边的电流。进一步分析可知:这一现象,随绕组层数增加而成指数增加,因此,其影响远比趋肤效应的影响大。上而分析说明减弱邻近效应比趋肤效应更具有深刻意义。

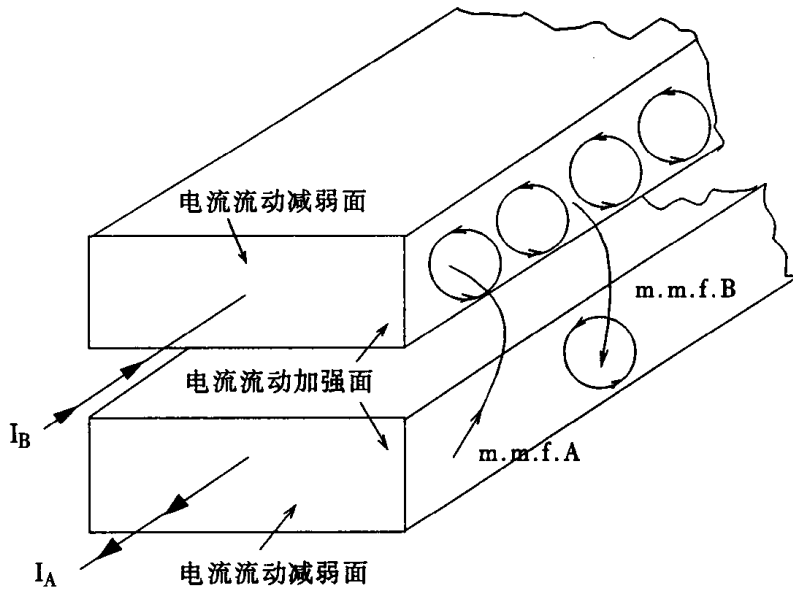


图 8-6 邻近效应产生过程示意图

由于磁动势(m.m.f)最大的地方,邻近效应最明显。如果能减小最大磁动势,则能相应减小邻近效应。下面会看到,如何布置原、副边绕组将会直接影响到磁动势(参见图 8-9),影响到邻近效应的严重程度。

理论和实践说明,开关电源的高频变压器仅仅用简单算得直径的导线填满铜窗是不够的。所以,设计工频变压器时使用的简单方法,对高频变压器的设计是不合适的。

在铜窗允许下,尽可能使用直径大的导线绕制变压器,在高频中应用常导致错误。使用太大的电线,由于趋肤效应和邻近效应常带来损耗的增加。因为太多的层数、太多的叠合和弯

曲。因此太大的线径和太小的线径一样低效。可以看到,由于趋肤效应和邻近效应缘故,绕制高频变压器用的导线或薄铜板有个理想值,这样才能得到最好的效率。

二、K'系数和有效导体厚度

由于趋肤效应产生电流不流过轴线,只流过表面,这一作用可理解为导通高频电流面积减小,或导线电阻增加。此时对高频电流的电阻值为 R_{HF} ,发热效果相同下,流过直流电流的电阻为 R_{DC} 。定义 K' 系数表征电阻增加的倍数。

$$K' = \frac{R_{HF}}{R_{DC}} \quad (2.8.2)$$

它是大于 1 的系数。

考虑趋肤效应后,导体穿透厚度只是导体几何厚度的一部分。

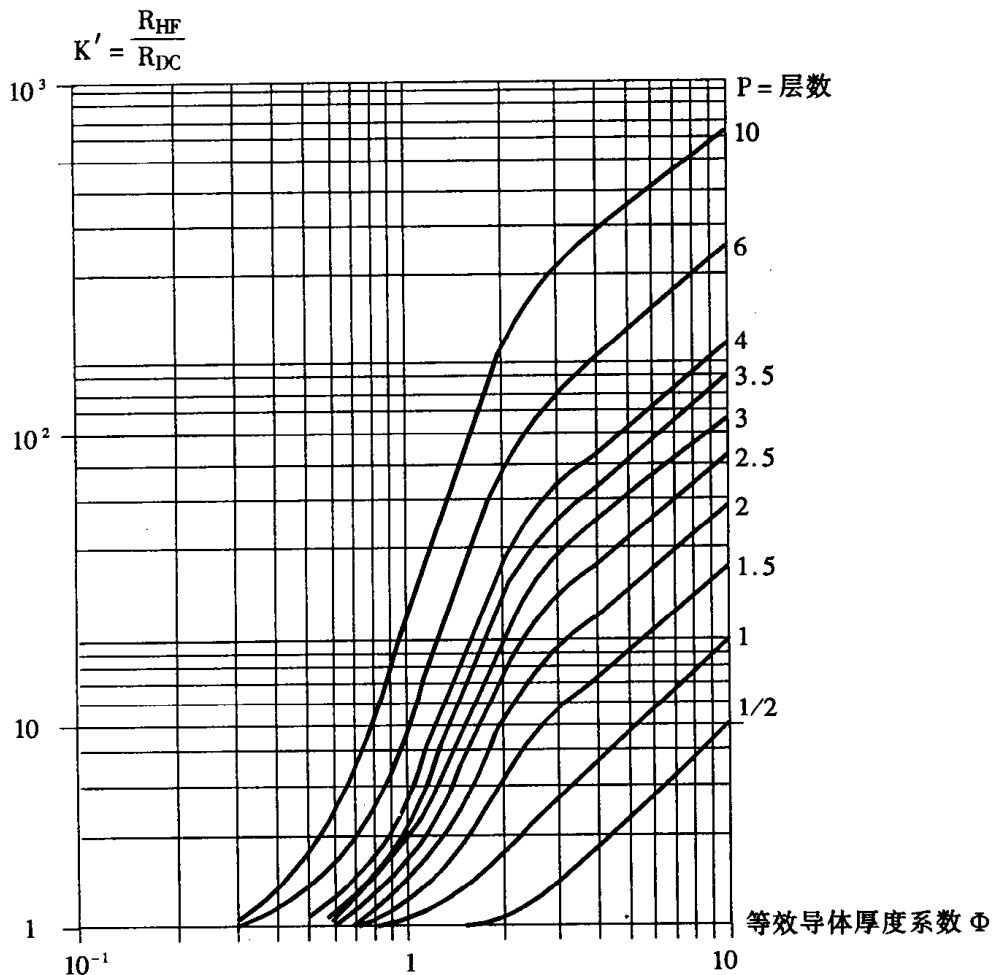


图 8-7 K' 与导体厚度的关系曲线

几何厚度与穿透厚度比值,反映表观导体与实际导体使用的比值,称等效导体厚度系数,表为 Φ 。 K' 与 Φ 的关系则如图8-7所示。图中以层数 P 为参变量。

用在高频变压器中的单根导线线径过大,等于浪费了铜。一般,线径不超过穿透厚度的2到3倍为宜。由图8-5可知,频率增加,穿透厚度减小。在保持电流不变的情况下,相当于电流密度的增加,铜耗是与电流密度的平方成正比的,因此铜耗增加是明显的。穿透厚度的减小即导体厚度系数的增加。

图8-8给出了各种工作频率下,最佳线径,与有效层数 P 的关系曲线,可供实际设计使用。

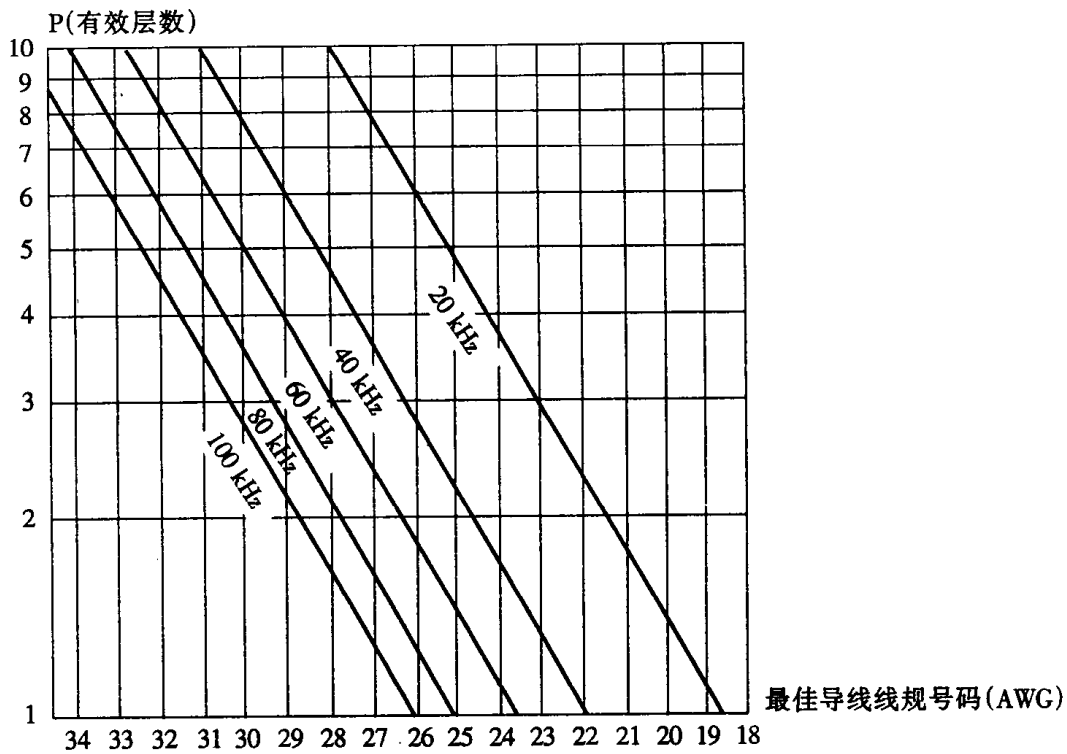


图8-8 最佳圆导线之选用图

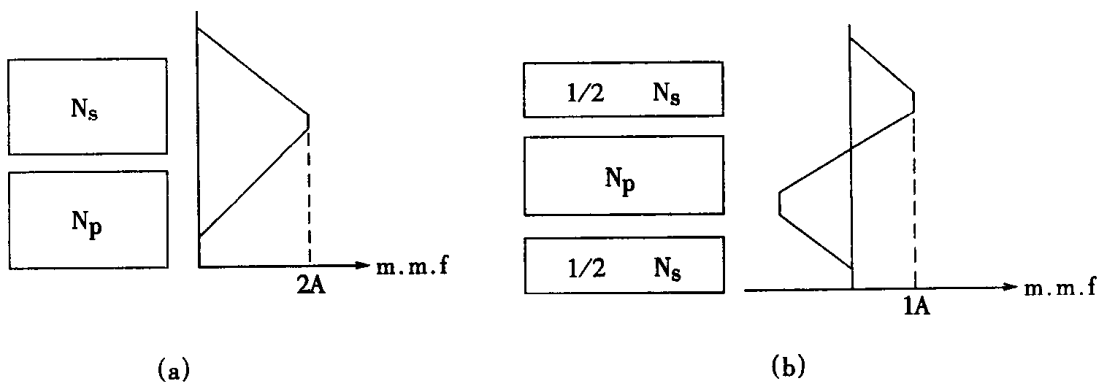


图8-9 简单绕法(a)和三文治绕法(b)的磁动势示意图

三、绕组的结构

绕组结构对变压器的性能、可靠性、用线量都有影响。

为了把漏电感,趋肤效应和邻近效应减到尽可能小的程度,高频变压器一般均采用三文治绕法的结构。

图 8-9(a)示出简单绕制的原边与副边绕组形成的磁动势 $m.m.f$ 。图 8-9(b)示出三文治绕法的变压器及形成的磁动势 $m.m.f$ 。在简单绕法中,磁动势随原边绕组的匝数增加而增加,到原、副边绕组交界面处有最大值。在副边绕组的外层处,磁动势减少到零。磁动势增加意味着漏电感增加,邻近效应增加。三文治绕法,磁动势最大值减少了,它在原边绕组的中心是零。

图 8-8 中所示有效层数是最大磁动势平面与零磁动势平面之间的层数。因此,在图 8-9(b)三文治结构有效层数仅是原边绕组总匝数的一半,因为零磁动势在绕组的中心处。

由于在三文治结构中最大磁动势 $m.m.f$ 和邻近效应较小,铜耗和漏电感减小了。三文治绕组也可以把原边分成二半,把副边绕组夹在中间。在多绕组输出,低电压、大电流、负载比较稳定的,多数均采用把原边分开的方案。

第三篇 软开关 - PWM 变换器

第一章 软开关功率变换技术

第一节 硬开关技术与开关损耗

60年代开始得到发展和应用的 DC - DC PWM 功率变换技术是一种硬开关技术。所谓“硬开关”是指功率开关管的开通(turn-on)或关断(turn-off)是在器件上的电压或电流不等于零的状态下进行的,即强迫器件在其电压不为零时开通,或电流不为零时关断。

图 1-1 给出一个有寄生参数(如变压器漏感 L 、晶体管输出电容 C 以及二极管结电容 C_0 等)的 DC - DC PWM 半桥变换器主电路拓扑图。在开关过程中,开关 S 上的电压和电流发生变化,有一个过渡过程。开通时,其电流由零逐步上升,电压则逐步下降,电流上升和电压下降有一个交叠过程,使开通过程中开关管有功率损耗(称为开通损耗)。同理,关断时,电流下降和电压上升也有一个交叠过程,使关断过程中开关管也有功率损耗,即关断损耗),(参见图 1-2)。显然,开关频率越高,开关损耗(包括开通损耗和关断损耗两部分)也越大。

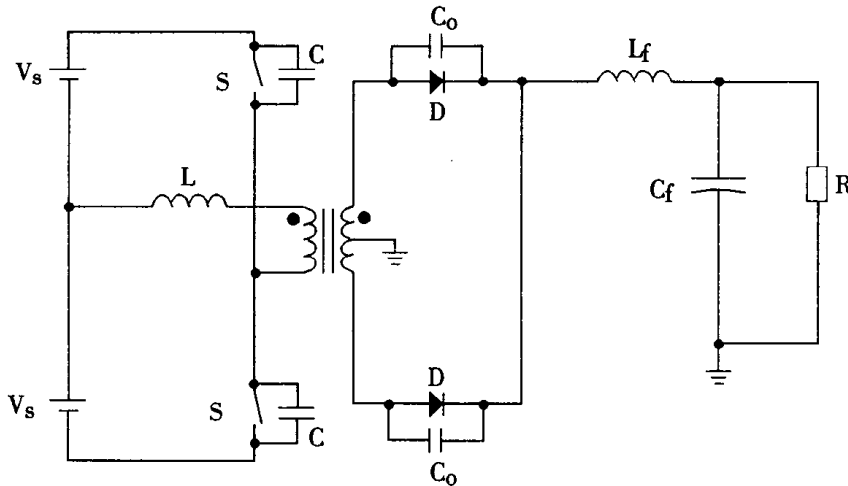


图 1-1 有寄生参数的 PWM 半桥开关变换器电路图

由于变换器电路中寄生参数的存在,使开关过渡过程中器件电流 i_T 和器件电压 V_T 在开关过程中有振荡,如图 1-2。图 1-3 表示开关过程中 V_T 和 i_T 的相轨迹图,虚线表示器件的安全运行区边界。相轨迹与纵、横轴之间复盖的面积即为开关能耗 $\int_0^t V_T i_T dt$ 。开通时,由于电流振荡超出了晶体管的安全运行区,而关断时由于电压振荡也超出了安全运行区,使开关管会

受到损伤。

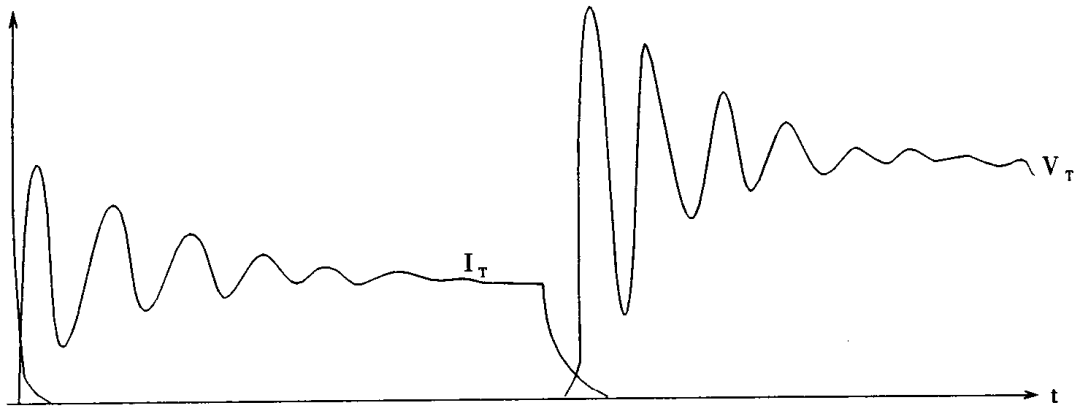


图 1-2 功率晶体管开关过程中电流、电压波形

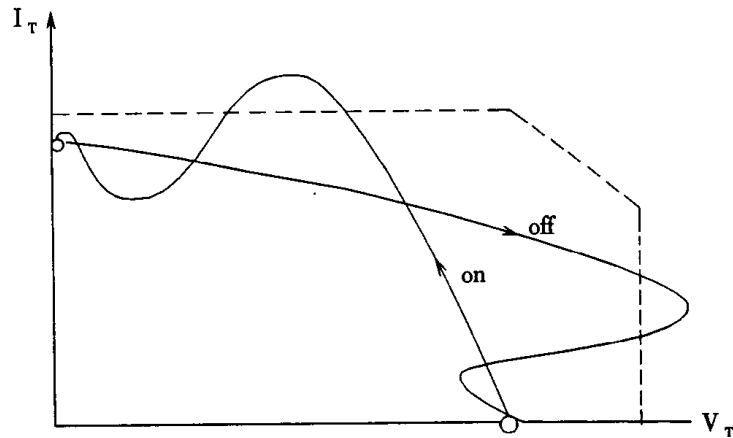


图 1-3 开关过程中功率晶体管电流、电压轨迹

由此可见,应用硬开关技术的 PWM 功率变换器,其开关频率不宜太高,否则开关损耗太大,变换器效率将大为降低。60-70 年代广泛应用的是双极型功率晶体管,开关频率仅限于 20kHz。80 年代应用功率 MOSFET 后, PWM 变换器的开关频率最高可达 250-350kHz。

第二节 高频化与软开关技术

提高开关频率是开关变换技术的重要发展方向之一。其原因是高频化可以使开关变换器(特别是变压器、电感等磁元件以及电容)的体积、重量大为减小,从而提高变换器的功率密度

(单位体积的输出功率)。由于计算机芯片已超大规模集成化,为计算机供电的开关电源的体积、重量当然也应该相应地缩小,大功率通信电源系统也要求尽量减小变换器模块的体积或重量。此外,提高开关频率对于降低开关电源的音频噪声和改善动态响应也大有好处。

为了使开关电源能够在高频下高效率地运行,国内外电力电子界和电源技术界自 70 年代以来,不断研究开发高频软开关技术,所谓“软开关”指的是零电压开关(Zero - Voltage - Switching 简称 ZVS)或零电流开关(Zero - Current - Switching 简称 ZCS)。它是应用谐振原理,使开关变换器的开关器件中电流(或电压)按正弦或准正弦规律变化,当电流自然过零时,使器件关断;或电压为零时,使器件开通,实现开关损耗为零。从而可将开关频率提高到兆赫(MHz)级水平,几十年来,国内外已研究开发并得到应用的各种高频软开关变换技术类型如表 1.1

表 1.1 高频软开关变换技术的发展过程

序号	时 间	名 称	应 用
1	70 年代	串联或并联谐振技术	半桥或全桥变换器
2	80 年代中	准谐振或多谐振技术	单端或桥式变换器
3	80 年代末	ZCS - PWM 或 ZVS - PWM 技术	单端或桥式变换器
4	80 年代末	移相全桥 ZVS - PWM 技术	全桥变换器 250W 以上
5	90 年代初	ZCT - PWM 或 ZVT - PWM 技术	单端或桥式变换器

第三节 零电流开关(ZCS)和零电压开关(ZVS)

表 1.1 中 ZCS - PWM(或 ZVS - PWM)变换技术是 PWM 开关变换技术和 ZCS(或 ZVS)准谐振变换技术的综合。谐振变换器是最早出现的一种软开关变换器。关于它的原理可参考高频功率电子学,科学出版社 1993 一书。下面简要介绍准谐振变换技术,以说明零电流开关(以下简称 ZCS)和零电压开关(以下简称 ZVS)的基本概念。准谐振开关是在 PWM 开关上附加谐振网络,利用局部谐振实现 ZCS 或 ZVS。

图 1-4(a)为 PWM 开关(即硬开关)示意图;图 1-4(b)和(c)分别为 ZCS 和 ZVS 谐振开关。图中谐振电感 L_r 包括电路中可能有的杂散电感和变压器漏感,谐振电容 C_r 包括功率晶体管结电容。由图 1-4(b)可见,在 ZCS 谐振开关中,当功率晶体管导通(on)时,谐振网络 $L_r C_r$ 接通,器件中电流按正弦规律变化,但注意这时谐振频率并不一定等于开关频率。当电流振荡到零时,令晶体管关断,谐振停止,故图 1-4(b)称为 ZCS 准谐振开关。图 1-5(a)给出 ZCS 条件下开关器件上的电压、电流波形图,图 1-5(b)给出 PWM 开关的电压、电流轨迹(A_1 为关断过程, A_2 为开通过程)和 ZCS 谐振开关的电压、电流轨迹 B。

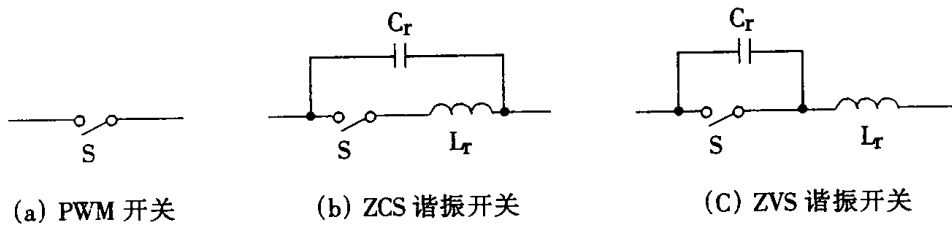


图 1-4 PWM 开关和谐振开关示意图

由图 1-4(c)可见,当功率晶体管处于关断(off)状态时,LC 串联谐振,电容 C_r (包括功率晶体管开关 S 的输出电容)上的电压按正弦规律变化,当它自然过零时,令 S 开通,因此图 1-4(c)是一种 ZVS 准谐振开关。

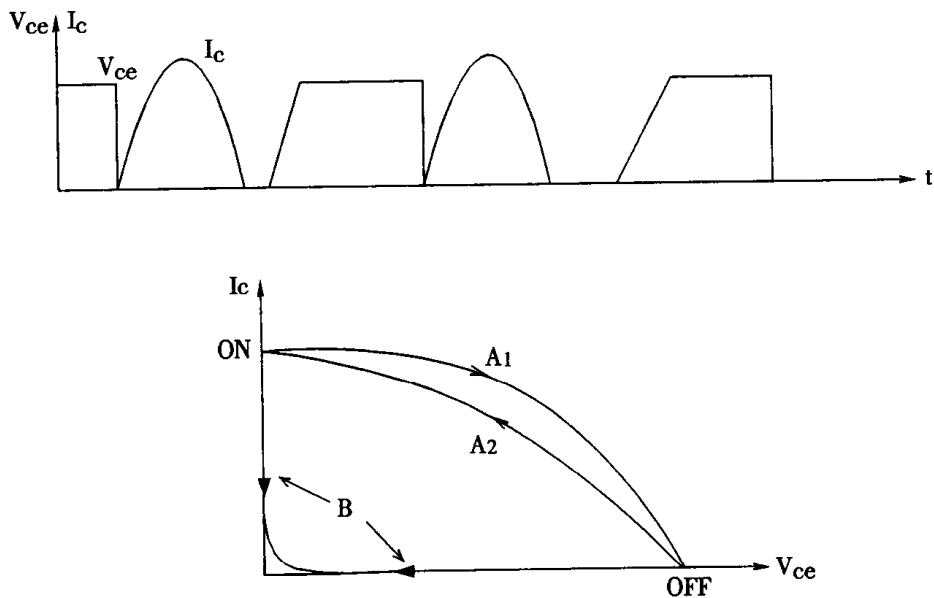
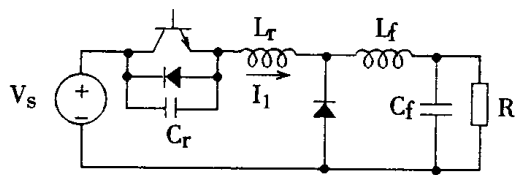


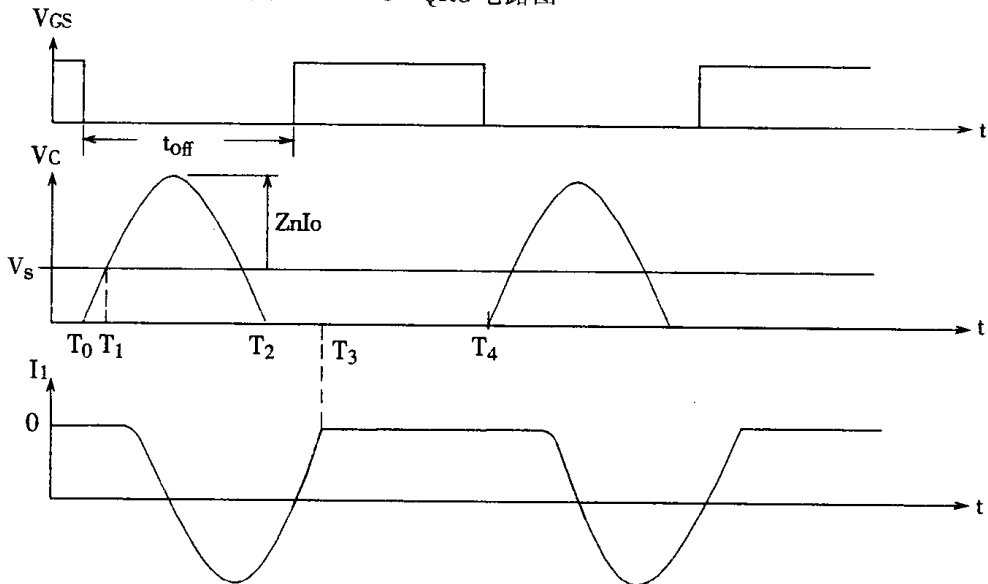
图 1-5 (a)ZCS 谐振开关的电压、电流波形(b)PWM 开关和 ZCS 谐振开关轨迹比较

第四节 准谐振变换器(QRC)简介

图 1-6 及图 1-7 分别表示降压(Buck)型 ZCS(或 ZVS)准谐振变换器(Quasi-Resonant Converter 简称 QRC)及其电流、电压波形图。由图可知,用 ZCS(或 ZVS)准谐振开关代替 PWM 开关,就可以从一种 PWM 变换器直接得到相应的 ZCS(或 ZVS)准谐振变换器(QRC)。利用功率 MOSFET 作为主开关时,ZCS-QRC 的开关频率可设计到 2MHz;而 ZVS-QRC 的开关频率可以做得更高,甚至达 10MHz。从而提高了开关变换器的功率密度。例如国外公司 1997 年报导,他们生产的 150W~400W DC/DC 变换器应用谐振技术 ZCS 或 ZVS,效率达 84~86%。功率密度可达 80~120W/in³。

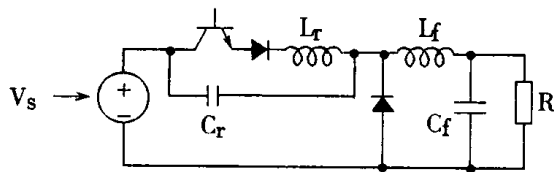


(a) Buck ZVS - QRC 电路图

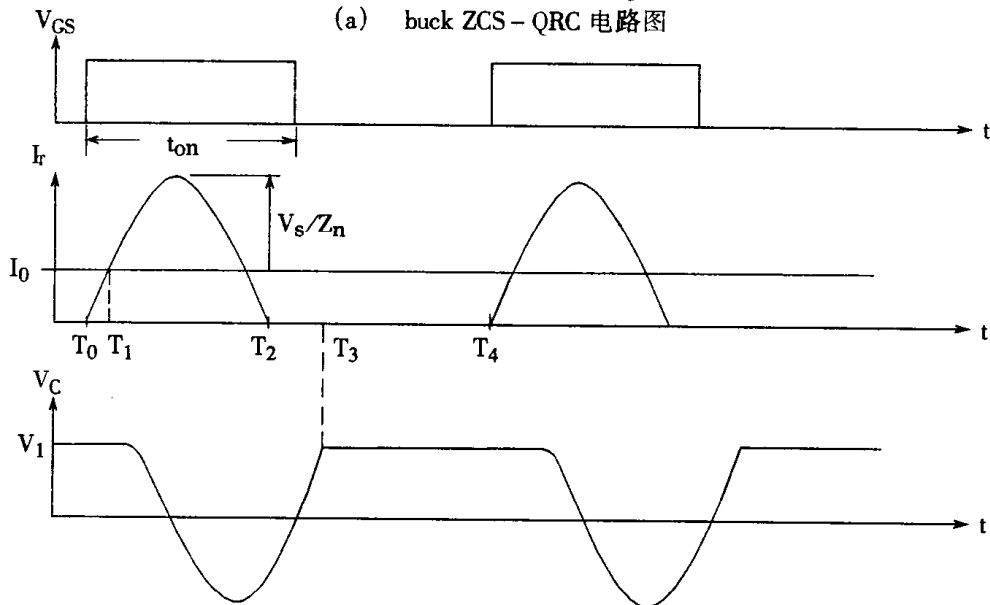


(b) ZVS - QRC 主要波形 (Z_n 为特征阻抗, I_o 为负载电流)

图 1-6 ZVS - QRC 电路及波形图



(a) buck ZCS - QRC 电路图



(b) ZCS - QRC 主要波形图 (Z_n 为特征阻抗)

图 1-7 ZCS - QRC 电路及波形图

PWM 开关变换器的特点是开关频率恒定,所以当输入电压或负载变动时,为保持开关变换器输出电压基本不变,只要改变它的占空比即可,是一种恒频控制方式,比较简单。而 QRC 虽然实现了软开关,但是,其输出电压与开关频率有关,为保持输出电压在各种运行条件下基本不变,必需调制频率,即采用变频控制。控制方式不如 PWM 变换器简单,而且,变压器、电感等磁元件要按最低频率设计,不可能做得极小(即实现最优设计困难)。因此,80 年代后期,许多学者、专家进一步研究开发能实现恒频控制的软开关技术,兼有准谐振变换器与 PWM 变换器的特点,形成了 ZCS(或 ZVS)PWM 变换技术。有关准谐振变换器的详细介绍参见高频功率电子学,科学出版社 1993 版。

第二章 ZCS - PWM 和 ZVS - PWM 变换技术

第一节 ZCS - PWM 变换器

一、工作原理

零电流开关 - 脉宽调制变换器简称为 ZCS - PWM 变换器。

ZCS - PWM 变换器是 ZCS - QRC 和 PWM 开关变换器的综合。其特点是:在一周期内,有一段时间,变换器在 ZCS 准谐振状态下运行,而另一段时间,却在 PWM 状态下运行,因为它是在 ZCS - QRC 基础上发展而来,所以 1989 年开发初期也被称为 PWM - ZCS - QRC。

下面以降压(Buck)型 ZCS - PWM 变换器为例,说明其工作原理和特点。图 2-1 给出了这个电路的原理图,图 2-2 为该电路各电流、电压波形图。与 ZCS - QRC 相比,ZCS - PWM 变换器电路多了一个辅助开关 T_{r1} ,它与谐振电容 C_r 串联。图中 V_s 为输入电压, V_0 为输出(负载)电压。现从 $t = T_0$ 开始,分析一周期内六个阶段的运行模式。图 2-3 给出一周期内六个等效电路拓扑图。设输出滤波电感 L_r 很大,故输出端可用恒流源 $I_0 = V_0/R$ 代替。

二、运行模式分析

1. $T_0 - T_1$ 电流线性上升阶段

设 $t < T_0$ 时,主开关管 T_r 及辅助开关管 T_{r1} 均处于 off 状态。 $t = T_0$ 时, T_r 上加驱动讯号 V_G ,使 T_r 开通,主开关电压 V_{DS} 下降。等效电路拓扑如图 2-3(a)。谐振电感 L_r 中电流(即变换器输入电流)按线性规律上升。到 $t = T_1$ 时该电流等于负载电流 I_0 。这个阶段内 $V_{cr} = 0$ 。

2. $T_1 - T_2$ 准谐振阶段

$t = T_1$ 时,二极管 D 截止,并联于辅助晶体管 T_{r1} 的并联体二极管 D_{S1} 导通, L_r 与 C_r 谐振,这时等效电路拓扑如图 2-3(b)。电感电流按准正弦规律振荡。当 $t = T_2$ 时,该电流值又降到 I_0 。在 $T_1 - T_2$ 阶段,电容 C_r 充电,电压 V_{cr} 上升,到 $t = T_2$ 时达 $2V_s$,二极管 D_{S1} 的反电压则由零跳变到 V_s , D_{S1} 截止。

3. $T_2 - T_3$ 恒流阶段

这一阶段谐振电容支路不通,等效电路拓扑如图 2-3(c)。电感电流保持恒定, C_r 上的电压为 $2V_s$ 保持不变。 D_{S1} 由于截止,其电压也保持为 V_s 不变。

4. $T_3 - T_4$ 准谐振阶段

$t = T_3$ 时,驱动讯号使辅助管 T_{r1} 开通, $L_r C_r$ 谐振,这一阶段的等效电路拓扑如图 2-3(d)。由于 T_{r1} 导通, D_{S1} 的电压跳变到零,电容 C_r 能量释放,电容电压谐振下降。而电容放电电流的流动方向与电感电流正方向相反,所以电感电流也谐振下降。直到过零变负。这就为主开关 T_r 的 ZCS 创造了条件。这时若给 T_r 一个关断讯号,它就可在零电流条件下关断。由于电感电流为负, T_r 上的反并联二极管导通,直到 $t = T_4$ 时,电感电流回到零, T_r 完全截止,其上电压有一个跳变上升过程。但电容电压尚未完全下降到零。

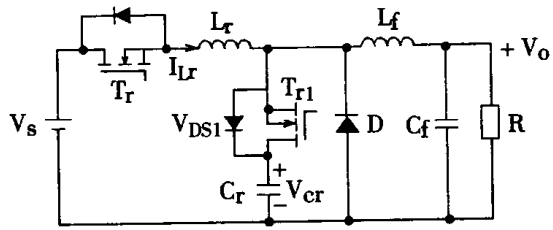


图 2-1 Buck 型 ZCS-PWM 变换器电路图

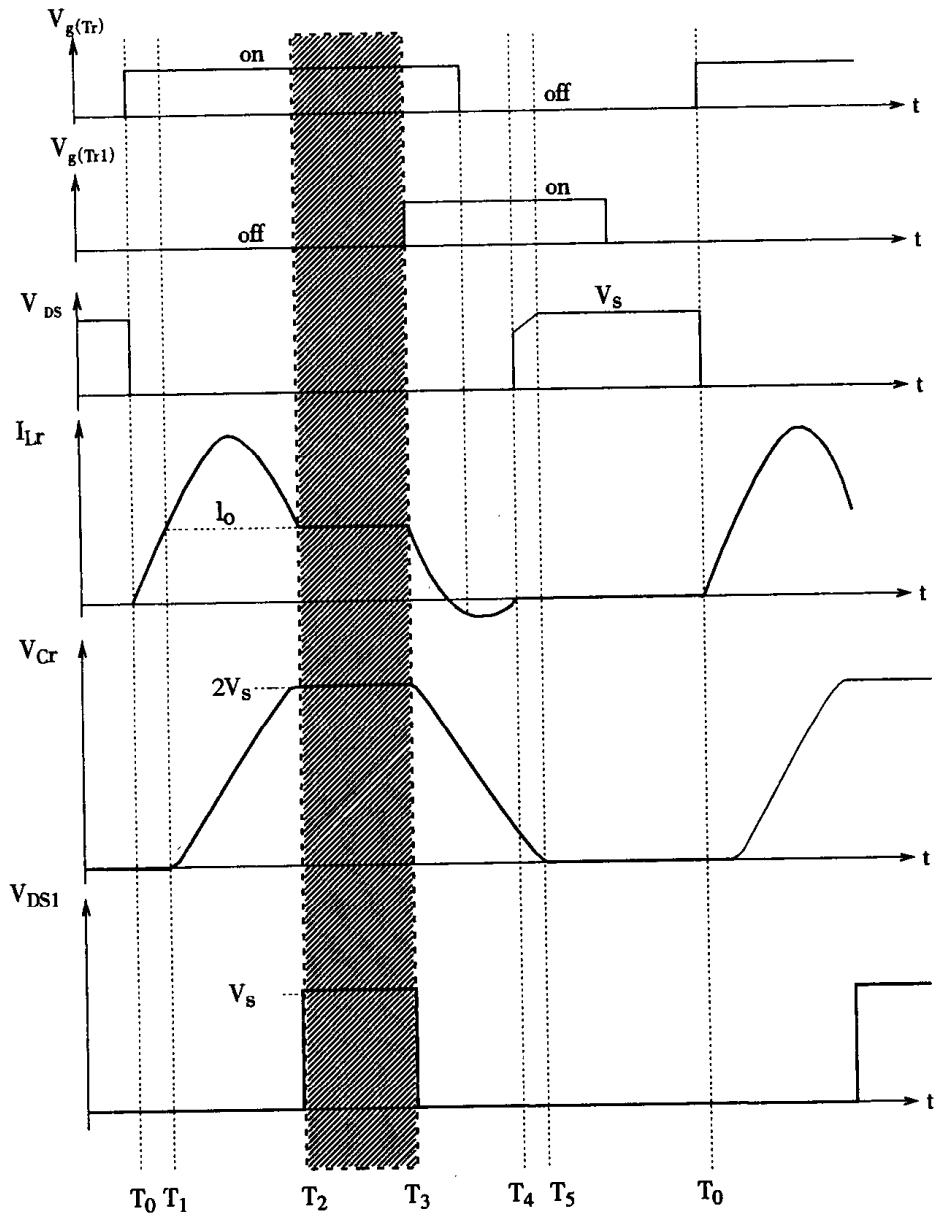


图 2-2 Buck 型 ZCS-PWM 变换器主要波形图 (I_0 为负载电流)

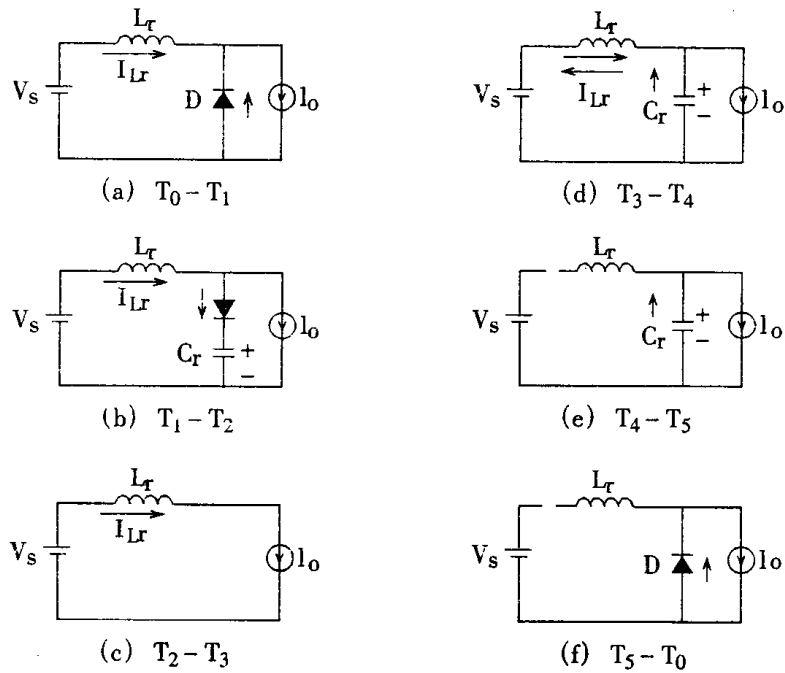


图 2-3 Buck 型 ZCS - PWM 变换器一周期内六个运行模式的等效电路拓扑

5. $T_4 - T_5$ 恒流放电阶段

T_r 截止后, 等效电路拓扑如图 2-3(e)。 L_r 与输入电源断开, I_0 对 C_r 反向恒流充电, 使其上电压衰减到零。

6. $T_5 - T_0'$ (T_0' 为下一周期的起始时刻) 续流阶段

负载电流通过二极管 D 续流, 等效电路拓扑如图 2-3(f)。由于 T_{ri} 已完成了本周期的任务, 在这一阶段的任一时刻, 可发出讯号, 使 T_{ri} 关断。

由图 2-2 波形可见, 一周期内变换器交替运行于 ZCS - QRC 和 PWM 两种变换器模式。 PWM 变换器工作模式包括: 恒流和续流阶段。 辅助开关 T_{ri} 的开通使变换器再次处于准谐振状态, 为 ZCS 的实现准备条件。

三、实验结果报导

巴西 Barbi 等人在 80 年代末期报导, 对 100W, 24V 输出, 开关频率为 400kHz 的 Buck 型 ZCS - PWM 变换器进行试验, 获得成功, 其试验条件为:

输入电压 $V_s = 40 - 56V$, $C_r = 20nF$, $L_r = 0.66\mu H$, 谐振频率 1.35MHz。

四、ZCS - PWM 变换器的优缺点

由上述分析可知, ZCS - PWM 变换器的主要优点是:

1. 主开关零电流关断;
2. 实现恒频控制;
3. 主开关 T_r 上的电压应力小, 一周期内 T_r 承受的电压值最高为 V_{sc} 。

该电路的主要缺点是:

1. 二极管 D 的电压应力大,一周期内承受的电压值最高为 $2V_s$ 。
2. 谐振电感在主电路内,所以 ZCS 条件与电网电压、负载等的变化有关。

利用 ZCS - PWM 开关代替 PWM 开关,可从一族 PWM 开关变换器派生出相应的 ZCS - PWM 变换器。

第二节 ZVS - PWM 变换器

一、工作原理

零电压开关 - 脉宽调制变换器简称为 ZVS - PWM 变换器。

ZVS - PWM 变换技术综合应用了 ZVS - QRC 和 PWM 变换器的原理。仍以 Buck 型电路为例,说明其原理。图 2-4 给出了 Buck 型 ZVS - PWM 变换器电路图。电压、电流波形图如图 2-5。比较图 2-4 与图 1-6 可见:和 ZVS - QRC 相比,差别仅在于,ZVS - PWM 变换器多了一个并联在谐振电感上的辅助开关。

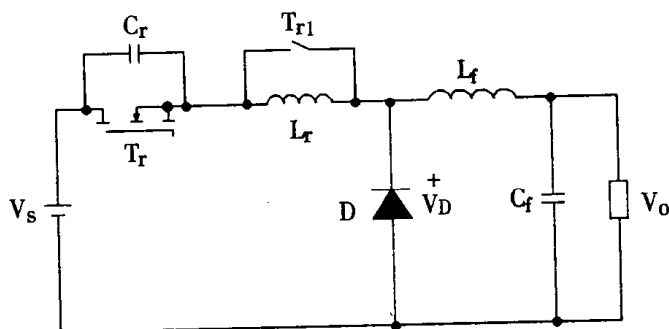


图 2-4 Buck 型 ZVS - PWM 变换器电路图

图 2-5 给出 Buck 型 ZVS - PWM 变换器的主要波形图。

设 $t = T_0$ 以前,主开关 T_r 和辅助开关 T_{r1} 都是导通的。输出滤波电路仍用恒流源代替。 $t = T_0$,令主开关 T_r 关断。下面分析一周期内 ZVS - PWM 变换器的运行模式。

二、运行模式分析

设 $t < T_0$ 时,当开关 T_r 和辅助开关 T_{r1} 均处于导通状态。

1. $T_0 - T_1$ 恒流充电阶段

$t = T_0$ 时, T_r 关断。 T_{r1} 仍导通,等效电路拓扑如图 2-6(a)。这时开关管 T_r 的电流 i_s 为零,而其输出电容(即谐振电容 C_r)以 I_0 恒流充电。 $t = T_1$ 时,电容电压 V_{cr} (主开关电压 V_{DS})线性上升到 V_s ,因而二极管 D 上的电压线性下降到零。D 导通,电感电流保持为 I_0 ,并通过 T_{r1} 流通。

2. $T_1 - T_2$ 续流(Freewheeling)阶段

$t = T_1$, D 导通, 恒流源 I_0 短路。等效电路拓扑如图 2-6(b)。这一阶段, 主开关 T_r 上的电压不变, 电感电流通过辅助开关 T_{r1} 流动, 保持为 I_0 , 这与 Buck 型 PWM 变换器的续流阶段(即功率晶体管关断时)相似。

3. $T_2 - T_3$ 准谐振阶段

$t = T_2$ 时, 令辅助开关 T_{r1} 关断, 等效电路拓扑如图 2-6(c)。 L_r 、 C_r 谐振, L_r 中能量释放, 其电流谐振下降, C_r 充电, 电容电压 V_{cr} 则谐振上升, 过峰值后, C_r 能量释放, V_{cr} 按准谐振规律下降; 电感电流则向负方向谐振增长, 直到 $t = T_3$ 时, $V_{cr} = 0$, 谐振停止, 并创造了 ZVS 条件。

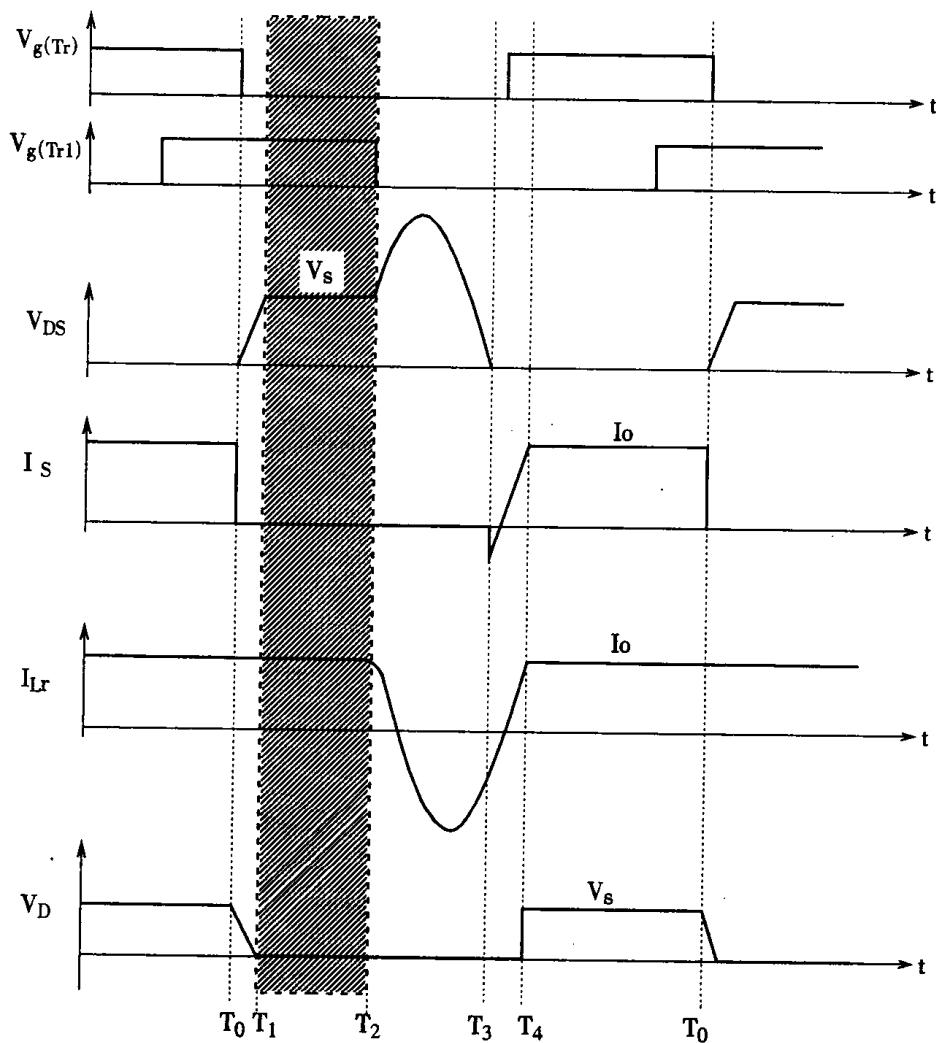


图 2-5 Buck 型 ZVS-PWM 变换器波形图

4. $T_3 - T_4$ 电感电流线性上升阶段

$t = T_3$, 电压 V_{cr} 为零, T_r 的反并联二极管导通, 等效电路拓扑如图 2-6(d)。二极管 D 仍导通, 电感 L_r 储能, 其电流线性上升, 二极管 D 的电流则下降, 直到 $t = T_4$, D 在 ZCS 条件下截止。在这阶段内可驱动主开关 T_r 导通, 实现 ZVS, 于是 i_s 上升。

5. $T_4 - T_0'$ 恒流阶段

$t = T_4$, I_o 上升到 I_o , 二极管 D 截止, 其电压跃变为 V_s , 等效电路拓扑如图 2-6(e), 与 Buck 型 PWM 变换器(晶体管导通)相似。在这一阶段可驱动 T_{r1} 使之在零电压下导通。

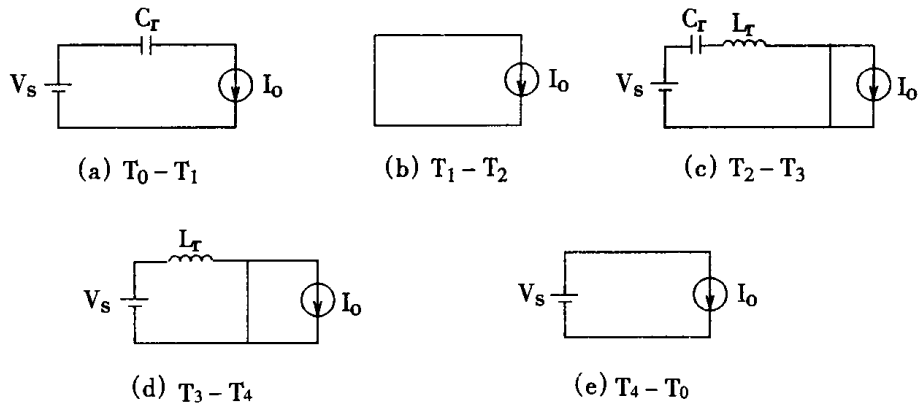


图 2-6 Buck 型 ZVS - PWM 变换器一周运行模式等效电路拓扑

由波形分析可知, 在一周期内, 由于 T_{r1} 的存在, 使 ZVS - PWM 变换器有一段时间处于续流阶段, 与 PWM 变换器相似。另一阶段处于准谐振阶段, 与 ZVS - QRC 相似(见表 2.1)。

控制续流阶段的时间, 就可实现恒频控制。准谐振阶段实际上是主开关电压过渡到零的阶段。

由波形图可见, 主开关 T_r 上有较大电压应力。限制电压应力的结果是, 在轻载下可能不满足 ZVS 条件。

表 2.1 ZVS - PWM 的两种工作模式

工作模式	状 态	时间范围	主开关 T_r	辅助开关 T_{r1}
续流	PWM	$T_1 - T_2$	OFF	ON
准谐振	QRC	$T_2 - T_3$	OFF	OFF

三、实验结果报导

美国 Virginia 电力电子中心 1991 年报导, Buck 型 ZVS - PWM 变换器实验结果为: 输出 100W、24V, 输入 48V, 开关频率 1MHz, 主开关 T_r 的输出电容为谐振电容, 其值约 650pF。半载时能满足 ZVS 条件, 电压应力为输入电压的三倍。虽然如此, 比 Buck 型 ZVS - QRC 的电压应力仍小得多(据报导 Buck 型 ZVS - QRC 的电压应力可高达输入电压的 11 倍)。

四、ZVS - PWM 变换器的优缺点

ZVS - PWM 变换器的主要优点是:

- (1) 主开关零电压导通。
- (2) 能实现恒频控制。
- (3) 电流应力小。

主要缺点是：

(1)电压应力较大,且与负载范围有关。

(2)谐振电感串联在主电路中,因此 ZVS 条件与电源电压及负载变化有关。

ZVS - PWM 技术也可以在其他开关变换器上实现。这只要将某种 ZVS - QRC(如 Boost, Ćuk 或正激、反激)的谐振电感并联一个辅助晶体管开关 T_{r1} ,就可得到相应的 ZVS - PWM 变换器主电路。ZVS - PWM 全桥变换器须运用移相控制原理,谐振网络结构也不同,将在本章第四节介绍。

第三章 零转换—PWM 软开关变换技术

第一节 零转换—PWM 变换器

第二章已介绍了 ZCS—PWM 及 ZVS—PWM 两种软开关—PWM 变换器。在 ZCS—QRC 或 ZVS—QRC 的谐振网络中增加辅助晶体管开关,来实现“零开关—恒频控制”的故称为零开关—PWM 变换器。由于这类软开关—PWM 变换器的谐振电感串联在主电路内,因此零开关条件与电源电压、负载电流的变化范围有关,在轻载下有可能失去零开关条件。

本章介绍另一类软开关—PWM 变换器,称为“零转换”(Zero—Transition)技术,本质上它们仍属于零开关—PWM 变换器,不过,谐振网络与主开关是并联的,从而改善了零开关条件。Transition 一词含意为“从一种形式(状态、位置)改变到另一种形式(状态、位置)的动作”。实际上开关过程(从开到关,或从关到开)就是一种位置的改变过程,或称“转换”因此 transition 可理解为‘开关’。国外也有些厂家将 ZVS—PWM 变换器称为 ZVT—PWM 变换器。

这里,为了区别于已有的 ZCS—PWM 或 ZVS—PWM 变换器,而取名为零电流转换(ZCT)和零电压转换(ZVT)—PWM 变换器,这一类变换器总称为零转换—PWM 变换器。其谐振网络拓扑与零开关—PWM 变换器的谐振网络不同。分析和实验表明:零转换—PWM 变换器的导电损耗和开关损耗最小,能实现零开关特性而不增大开关的电流或电压应力,适用于较高电压和大功率变换器。

下面将分别介绍 ZCT—PWM 和 ZVT—PWM 变换器。

第二节 ZCT—PWM 变换器

一、工作原理

谐振网络与主开关并联的零电流开关—PWM 变换器称为零电流转换(简称 ZCT—PWM)变换器。

图 3-1 给出 ZCT—PWM 变换器六种基本拓扑即 Buck, Boost, Buck—Boost, Ćuk, Sepic, Zeta。由图 3-1(a) buck 型 ZCT—PWM 变换器可见,这个电路和 buck 型 ZCS—PWM 变换器(图 2-1)不同的是:在主开关 T_r 两端并联谐振网络,它由 L_r 、 C_r 、辅助晶体管 T_{r1} 和二极管 D_1 组成。该网络只在很短的一段时间内起作用,以便创造 ZCS 条件。

下面以 Boost 型 ZCT—PWM 变换器为例进行分析,其电路图如图 3-2,波形如图 3-3。假定 Boost 电路中输入电感很大,可以用恒流源 I_S 代替, I_S 表示变换器的输入电流;而输出滤波电容很大,可以用恒压源 V_0 代替, V_0 为变换器输出电压。设 $t = T_0$ 以前,主开管 T_r 导通,其电流为 I_S ;辅助开关 T_{r1} 关断,谐振电容 C_r 的电压为 $-V_{cmax}$ 。一周期内有五种运行模式,以下分别讨论。

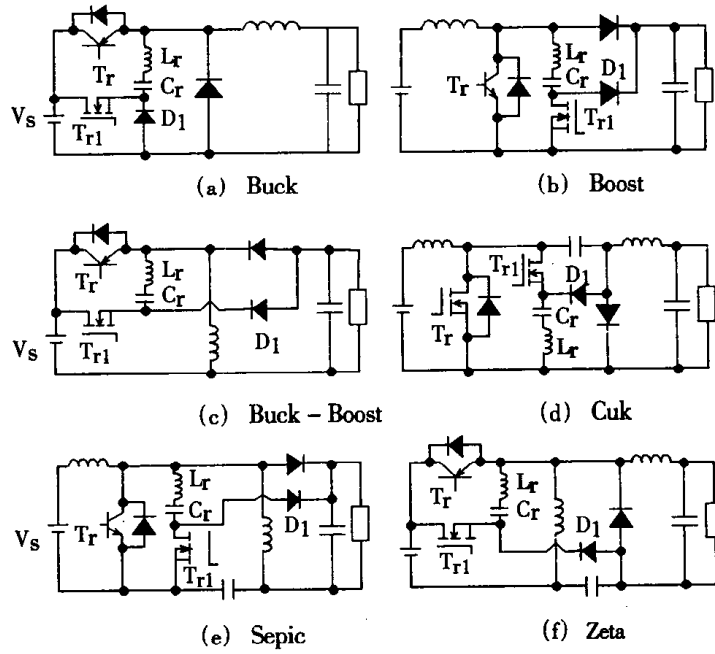


图 3-1 ZCT-PWM 变换器的六种基本拓扑

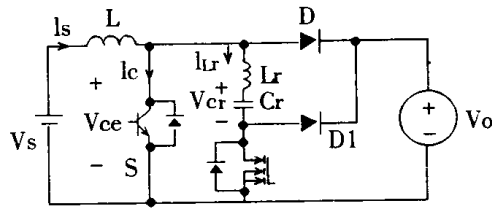


图 3-2 Boost 型 ZCT-PWM 变换器电路图

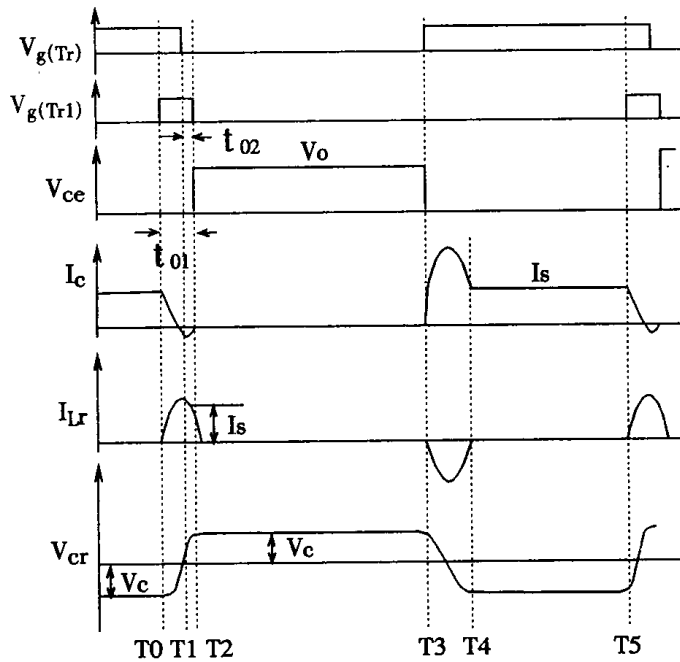


图 3-3 Boost 型 ZCT-PWM 变换器主要波形

二、运行模式分析

1. $T_0 - T_1$ 谐振过渡阶段

$t = T_0$, 令辅助开关 T_{r1} 开通, 这时二极管 D 及 D_1 截止, 等效电路拓扑如图 3-4(a)。 L_r 与 C_r 谐振, L_r 中电流按准正弦规律变化。由于输入电流 I_s 恒定, 故主开关电流 I_s (即电容电流 I_{cr}) 谐振下降, C_r 的电压则谐振上升变正, 在 I_s 下降过零到一个较小的负值时, 令主开关关断, 近似满足 ZCS 要求。这时主开关内还有反电流 I_s 流经 T_r 的反并联二极管。当 $t = T_1$ 时, 令 T_r 关断。

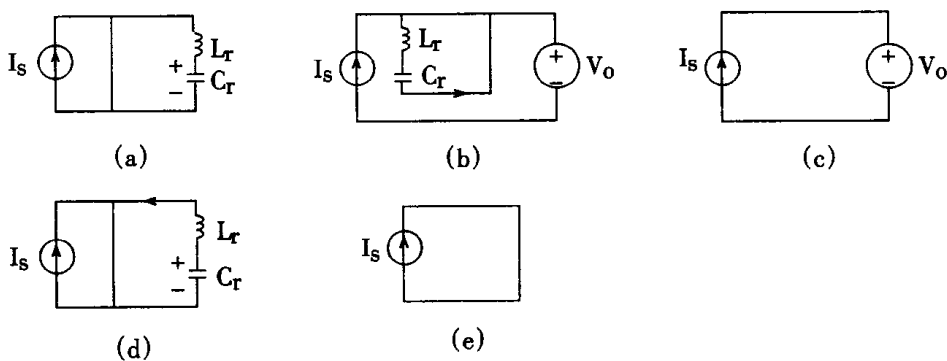


图 3-4 Boost 型 ZCT-PWM 变换器一周期内五个等效电路拓扑

2. $T_1 - T_2$ 准谐振阶段

$t = T_1$, T_r 关断后不久, 令 T_{r1} 关断。 D 及 D_1 导通, 使 $L_r C_r$ 网络闭环谐振, 等效电路拓扑如图 3-4(b)。 这阶段中, 谐振电感电流 i_L 从 I_s 谐振到零, 并且 $t = T_2$ 时, 电容电压谐振上升至 $+V_{crmax}$ 。 从主开关 T_r 关断到辅助开关 T_{r1} 关断, 其间有一个时间差 T_{d2} , 为满足 ZCS 条件, 一般要求在设计时取 $T_{d2} = 0.45T$, T 为谐振周期。 而且电感电流峰值应比 I_s 大 10%。

3. $T_2 - T_3$ PWM 工作阶段

$t = T_2$, L_r 及 C_r 结束了半周期谐振, D 及 D_1 均截止, 等效电路拓扑如图 3-4(c)。 相当于 Boost 型 PWM 变换器开关管处于 off 状态。 i_s 及 i_{Lr} 均为零, V_{cr} 不变。

4. $T_3 - T_4$ 准谐振阶段

$t = T_3$, 驱动主开关 T_r 开通, 等效电路拓扑如图 3-4(d)。 S 上电压为零, i_s 则由零跃变至 I_s , L_r 及 C_r 通过主开关 T_r (并经 T_{r1} 的反并联二极管) 形成谐振回路。 i_s 及 i_{Lr} 按准正弦规律变化。 $t = T_4$ 时, i_{Lr} 又谐振到零, $i_s = I_s$, 电容电压由 $+V_{crmax}$ 谐振下降至 $-V_{crmax}$ 。

5. $T_4 - T_0'$ 续流阶段

$t = T_4$, T_{r1} 的反并联二极管截止, 等效电路拓扑如图 3-4(e)。 输入电流源短路, 相当于 Boost 型 PWM 变换器开关处于导通状态。 $t = T_0'$, 进入下一开关周期。 稳态运行时, 谐振网络一周期内储能不变。

三、ZCT - PWM 变换器优缺点

由上述拓扑及波形分析可知, $T_0 - T_1$ 期间辅助开关管 T_{H1} 导通, 这是一个谐振过渡阶段, 使主开关电流过渡到零, 从而创造了 ZCS 条件。这个电路的优点是:

- (1) 实现了 ZCS, 并且是恒频控制。
- (2) 晶体管上电压应力小, 和 ZCS - QRC 相比, 电流应力也较小。
- (3) 谐振支路与开关管并联, 不在主电路内, 因此和 ZCS - PWM 变换器相比, 实现 ZCS 的电源电压、负载电流变化范围更宽。
- (4) 谐振所需能量小, 并可调节。

对于 IGBT、MCT 等新型电力半导体器件, 在关断以后, 还有尾电流 (Tail current) 存在, 因此应用 ZCT - PWM 技术, 对减小关断损耗更加有效, 特别是对那些动作缓慢的 IGBT 器件, 应当优先考虑采用这一软开关技术。

四、实验结果报导

1993 年美国 Virginia 电力电子中心报导: 对输出 1kW、400V 的 Boost 型 ZCT - PWM 变换器做了实验, 主开关用 IGBT, 辅助开关用 MOSFET (IRF830), $f_s = 100\text{kHz}$, $V_S = 200 - 300\text{V}$, $L_r = 10\mu\text{H}$, $C_r = 8.2\text{pF}$ 。负载电流和输入电压在较宽范围内变化时, ZCS 条件都能满足, 效率 $\geq 97\%$ 。 $P_0 = 700\text{W}$ 、 $V_S = 250\text{V}$ 时, 该电路的损耗实验分析如表 3.1。

表 3.1 Boost 型 ZCT - PWM 变换器与 PWM 变换器损耗分析比较

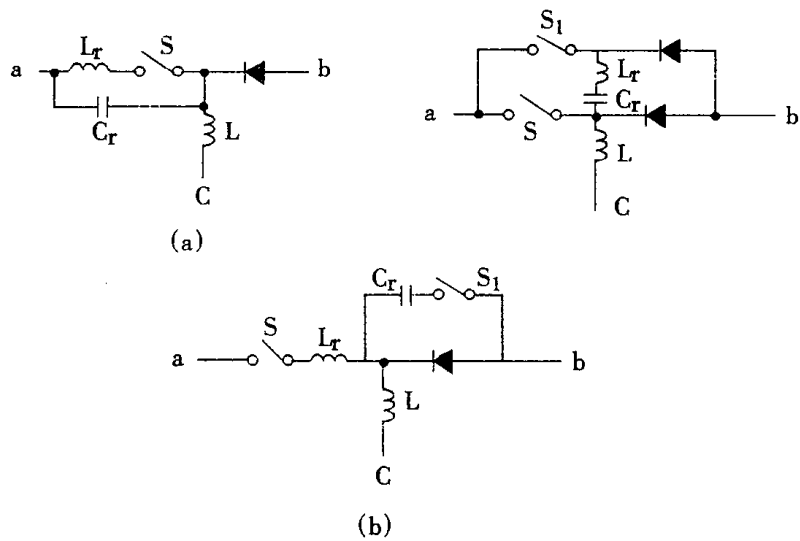
电路 序号	总损耗 W	IGBT 损耗			S_1 损耗	D_1 损耗	$L_r C_r$ 损耗	D 损耗		L_1 损耗	其它 损耗	效率
		导电	on	off				导电	开关			
1	51.4	3.3	3	37				1.7	2.9	2	1.5	73.1%
2	21.0	3.0	3	5.2	1	0.6	0.2	1.7	2.9	2	1.5	97.1%

注: 1—PWM 变换器 2—ZCT - PWM 变换器

国内也有人成功地将 ZCT - PWM 技术成功地应用于双管 (IGBT) 正激变换器 (见 Proceedings of IPEC'95, April, Yokohama, 1707 - 1711, W. Bao, X. S. Cai 等)。

第三节 ZCT - PWM 开关

应用类似于谐振开关的概念, 可以给出几种 ZCS 软开关的三端开关电路进行比较, 如图 3 - 5。图中给出了 ZCS 准谐振开关 (图 3 - 5a); ZCS - PWM 开关 (图 3 - 5b); ZCT - PWM 开关 (图 3 - 5c)。利用“ZCT - PWM 开关”这个概念, 可很方便地从 PWM 开关变换器推演得到一族 ZCT - PWM 变换器, 如 Buck、Buck - Boost, 以及正激、反激等 ZCT - PWM 变换器电路, 这只要将一个 PWM 变换器中的 PWM 开关用 ZCT - PWM 开关代替, 即可得到相应的 ZCT - PWM 变换器。



(a)ZCS-QR 开关 (b)ZCS-PWM 开关 (c)ZCT-PWM 开关

图 3-5 三种零电流软开关比较

第四节 ZVT-PWM 变换器

一、工作原理

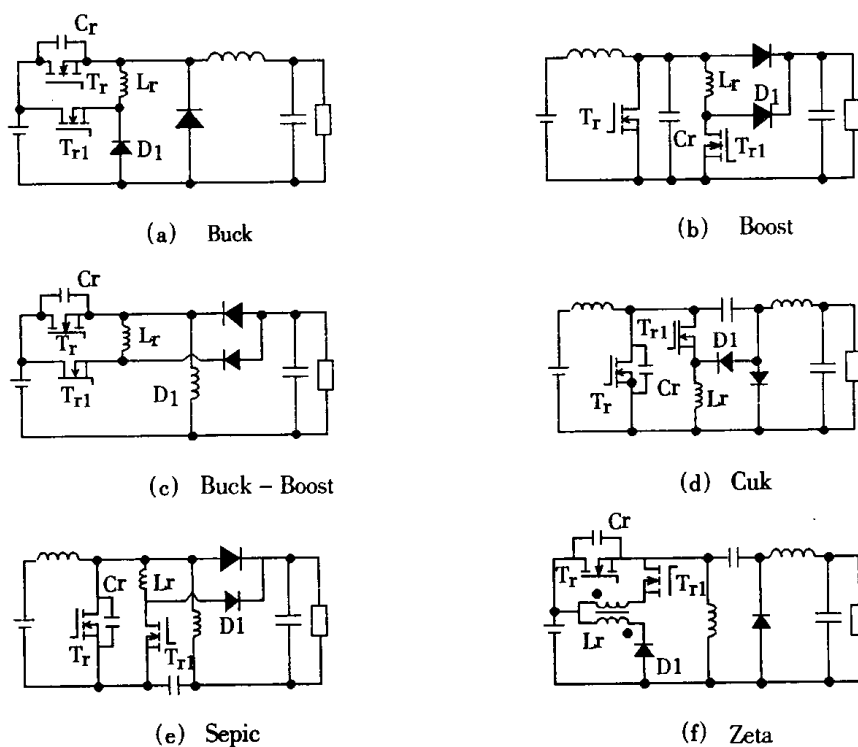
谐振网络与主开关并联的零电压开关-PWM 变换器称为零电压转换(简称 ZVT)-PWM 变换器。ZVT-PWM 变换器的六种基本拓扑,即 Buck, Boost, Buck-Boost, Čuk, Sepic, Zeta。如图 3-6(a)-(f)。

本节仍以 Boost 变换器为例说明其工作原理及特点。图 3-7,图 3-8 为 Boost 型 ZVT-PWM 变换器电路及波形图。由图可见,在主开关 T_r 上除并联有谐振电容 C_r (包括 T_r 的输出电容)外,还并联一个谐振电感支路,由谐振电感 L_r 、辅助开关 T_{r1} 及二极管 D_1 组成。辅助开关 T_{r1} 先于主开关 T_r 导通,使谐振网络工作,电容电压(即主开关电压)谐振下降到零,创造了主开关零电压导通的条件。假设输入电感很大,可用恒流源 I_s 代替,输出滤波电容很大,输出端电路可用恒压源 V_0 代替。设 $t < T_0$ 时, T_r 和 T_{r1} 均关断, D 导通。一周期可分七种运行模式,其等效电路拓扑如图 3-9。

二、运行模式分析

1. $T_0 - T_1$ L_r 电流线性上升阶段

$t = T_0$, 辅助开关 T_{r1} 开通, 谐振电感电流线性上升, $t = T_1$ 时达 I_s , 二极管 D 的电流 I_s 则由 I_s 线性下降直到零($t = T_1$), D 在零电流下关断, 若采用快速恢复二极管, 可忽略 D 的反向电流。这一阶段 V_{ds} 不变。等效电路拓扑如图 3-9(a)。



(a) Buck (b) Boost (c) Buck - Boost (d) Čuk (e) Sepic (f) Zeta

图 3-6 ZVT-PWM 变换器的六种基本拓扑

2. $T_1 - T_2$ 谐振阶段

$L_r C_r$ 谐振, L_r 电流由零谐振上升, 而电压 V_{ds} 由 V_0 谐振下降。 $t = T_2$ 时, V_{cr} (即 V_{ds}) = 0, T_r 的反并联二极管导通。等效电路拓扑如图 3-9(b)。

3. $T_2 - T_3$ 主开关 ZVS

由于 T_r 的内体二极管已导通, 创造了 ZVS 条件, 因此应当利用这个机会给 T_r 加驱动信号, 使 T_r 在零电压下导通, 等效电路拓扑见图 3-9(c)。

4. $T_3 - T_4$ i_{Lr} 线性下降阶段

$t = T_3$, T_{r1} 关断, 由于 D_1 导通, T_{r1} 的电压被钳在 V_0 值, L_r 的储能释放给负载, 其电流线性下降。 $t = T_4$ 时, $i_{Lr} = 0$ 。等效电路拓扑见图 3-9(d)。

5. $T_4 - T_5$ i_s 恒流阶段

$t = T_4$, D_1 关断, 这时 Boost ZVT-PWM 变换器如同 Boost 型 PWM 变换器的功率管导通的情况一样, $i_s = I_s$ 。等效电路拓扑见图 3-9(e)。

6. $T_5 - T_6$ C_r 线性充电阶段

$t = T_5$, T_r 关断, 恒流源 I_s 对 C_r 恒流充电, 直至 $t = T_6$ 时, $V_{cr} = V_0$ 。等效电路拓扑见图 3-9(f)。

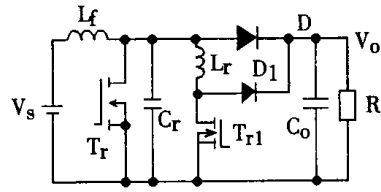


图 3-7 Boost 型 ZVT-PWM 变换器电路图

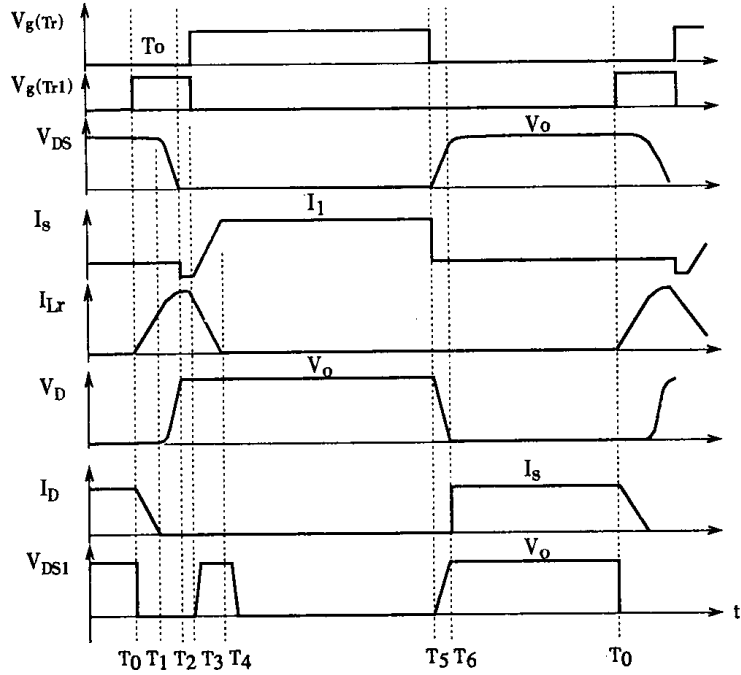
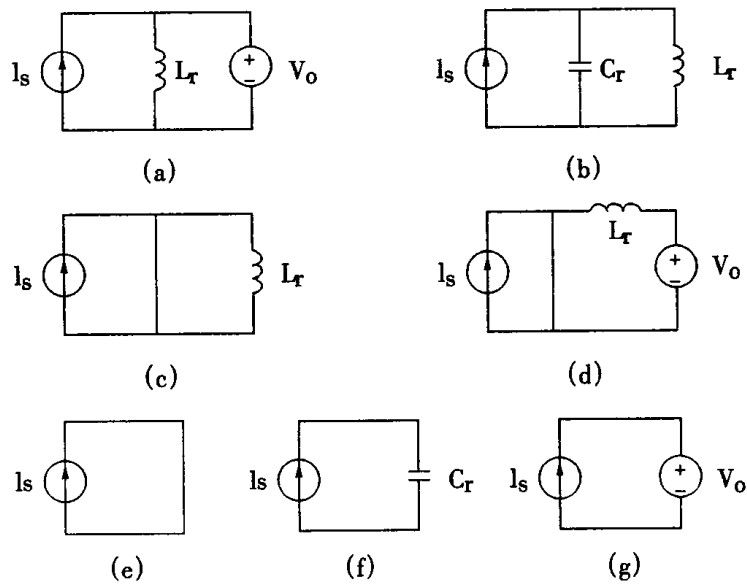


图 3-8 Boost 型 ZVT-PWM 变换器主要波形



(a) $T_0 - T_1$ (b) $T_1 - T_2$ (c) $T_2 - T_3$

(d) $T_3 - T_4$ (e) $T_4 - T_5$ (f) $T_5 - T_6$ (g) $T_6 - T_0$

图 3-9 Boost 型 ZVT-PWM 变换器的一周期运行模式等效电路拓扑

7. $T_6 - T_0$ 续流阶段

这个阶段如同 Boost 型 PWM 变换器功率管关断的情况一样,因而处于续流状态,直到 $t = T_0$,下一周期开始。等效电路拓扑见图 3-9(g)。

三、ZVT - PWM 变换器的优缺点

由以上分析可知,ZVT - PWM 变换器的主要优点是:

- 主开关管零电压导通且保持恒频运行;
- 二极管 D 能零电流截止,因此在功率因数有源校正装置等输出大功率、高电压(如 200V)情况下应用,避免了因二极管反向恢复使关断损耗过大的问题。
- 电流与电压应力小。由波形图可见,理论上,电流、电压的波形为方波。一周期内谐振时间很短。
- 在较宽的电源电压和负载电流变化范围内可满足 ZVS 条件。

它的唯一不足之处为:辅助开关 T_{r1} 不在软开关条件下运行。但是和主开关相比, T_{r1} 的电流很小,它只处理少量的谐振能量。

四、实验结果报导

美国 Virginia 电力电子中心(VPEC)完成了输出 600W、300V 开关频率为 300kHz 的 DC/DC ZVT - PWM Boost 变换器开发实验。输入电压为:150 - 200V。据报导,实验线路与图 3-7 大体相同,只是在谐振电感支路中,串联一个快速恢复二极管 D_2 (D_1 、 D_2 型号均为 UES1306),其目的是防止 T_{r1} 的体二极管导通,避免 L_r 与 T_{r1} 的输出电容在 $t > T_4$ 时发生谐振,从而也避免了当 T_r 关断时引起反向恢复问题。实验电路中主开关用 IREP - 350 400V/16A,辅助开关用 IRF - 730 400V/5.5A。当输入电压为 200V、满载时,效率为 97%,且满足 ZVS 条件。

VPEC 的另一项实验是用 Boost 型 AC - DC ZVT - PWM 变换器实现输出为 600W、400V、开关频率为 100kHz 的有源功率因数校正电路(APFC)。输入电压为 90 - 260VAC,主开关用 IGBT (IRGBC30U)。在主开关上另并联 4.4nF 的谐振电容,以减少关断损耗,使开关动作软化,并进一步减少 EMI 噪音。据报导,APFC 的效率与电源电压变化范围有关,当输入电压 $\geq 200V$ 时,变换器效率 $\geq 97%$, $< 200V$ 时,效率明显下降,但仍高于用 Boost 型 PWM 变换器构成的 APFC。

应用“ZVT - PWM 开关”的概念,也可以从一族 PWM 变换器推广得到相应的 ZVT - PWM 变换器,1996 年国内有人开发了双管正激 DC - DC 变换器作为 160A 或 315A 的高频逆变焊接电源,实验获得成功,并已商品化,见 IPEMC'97(International Power Electronics and Motion Control Conference (Hang Zhou) Proceedings, 1997, Nov., 311 - 315)。

新加坡南洋工业大学 Pek 等报导了输出 50W、开关频率为 1MHz ZVT - PWM 正激 DC/DC 变换器设计、实验结果。近两年来还有许多人研究了 ZVT - ZCT PWM Boost 变换器。

第四章 移相控制全桥(FB)ZVS - PWM 变换技术

第一节 FB ZVS - PWM 变换器的工作原理

传统的全桥(Full - Bridge 以下简称 FB)PWM 变换器适用于输出低电压(例如 5V)、大功率(例如 1kW)的情况,以及电源电压和负载电流变化大的场合。其特点是开关频率固定,便于控制。为了提高变换器的功率密度,减少单位输出功率的体积或重量,需要将开关频率提高到 1MHz 级水平。为避免开关过程中的损耗随频率增加而急剧上升,人们在移相控制(Phase - Shifting Control—PSC)技术的基础上,利用功率 MOS 管的输出电容和输出变压器的漏电感作为谐振元件,使 FB PWM 变换器四个开关管依次在零电压下导通,实现恒频软开关,称为 PSC FB ZVS - PWM(以下简称 FB ZVS - PWM)变换器。由于减少了开关过程损耗,可保证变换器效率达 80 - 90%,并且不会发生开关应力过大的问题。现在 FB ZVS - PWM 开关变换器已广泛应用于通信用 AC - DC 一次电源、分布式军用电源等系统中。

FB ZVS - PWM DC - DC 变换器的工作原理如下。

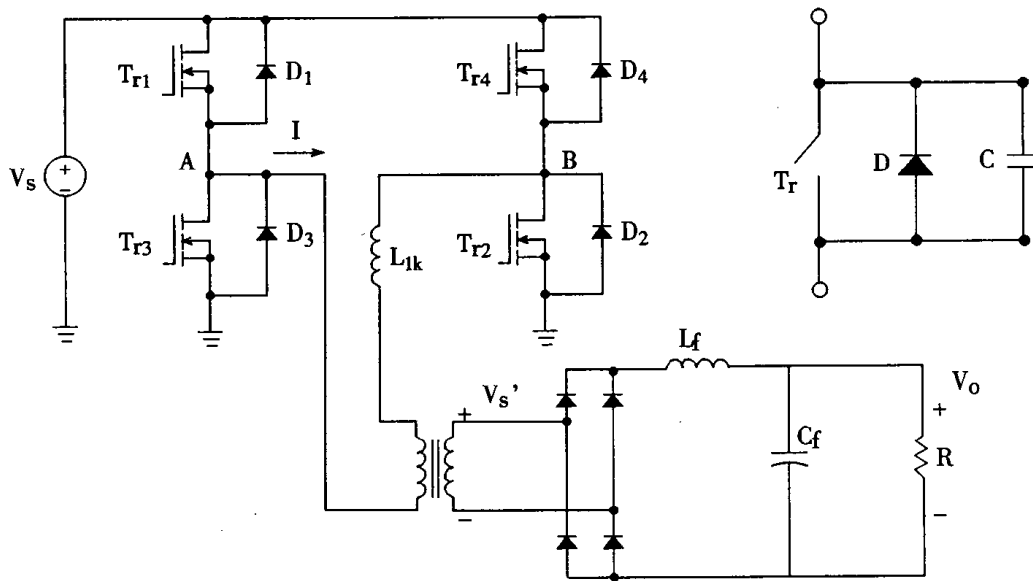


图 4-1 FB ZVS - PWM 变换器

图 4-1 为电路原理示意图。 V_s 为输入直流电压。 $T_i (i=1,2,3,4)$ 为功率 MOS 管开关,其体二极管为 $D_i (i=1,2,3,4)$,图 4-1 电路中未画出开关的输出电容。但左上角给出一个开关的示意图,包括输出电容 C 。 L_{lk} 为输出变压器的漏电感,变压器的副边电压 V_s' 经过桥式整流和输出 LC 滤波器给负载供电。图 4-2 给出变压器原边电压 V_{AB} 、副边电压 V_s' 和原边电流 i 的波形图。 I_p 为原边电流峰值。一周期内可以分成六个运行模式,如表 4.1。

表中以开关 T_r 表示 MOS 管, 符号为 $T_{ri} (i = 1, 2, 3, 4)$

表 4.1 FB ZVS - PWM 变换器一周运行模式

时间间隔	$t_1 - t_2$	$t_2 - t_3$	$t_3 - t_4 - t_5$	$t_5 - t_6$	$t_6 - t_7$	$t_7 - t_8 - t_9$
导通管序号	D_1, T_{r4}	D_1, D_2	T_{r1}, T_{r2}	T_{r2}, D_3	D_3, D_4	T_{r3}, T_{r4}
ZVS 次序	T_{r1}	T_{r2}		T_{r3}	T_{r4}	

图 4-2 中 I_1 及 I_2 分别为 $t = t_4$ 及 t_6 时刻原边电流值。 $t = t_3$ 及 t_7 时, $i = 0$ 。

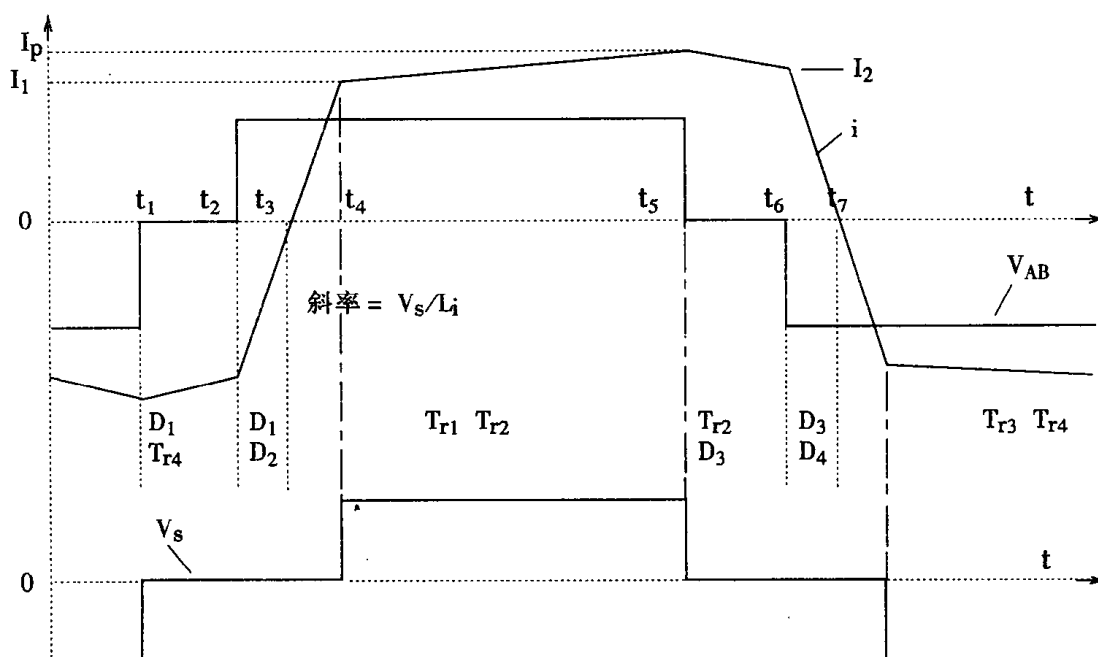


图 4-2 FB ZVS - PWM 变换器主要波形

传统的 FB PWM 变换器中四个开关管的导通次序是:

- (1) T_{r1} 和 T_{r2} 同时导通(这时输出变压器传送能量给负载);
- (2) $T_{ri} (i = 1, 2, 3, 4)$ 关断, 变压器原边电流为零, 负载通过整流器续流 (Free - Wheeling 阶段);
- (3) T_{r3} 和 T_{r4} 同时导通, 从变压器原边传送能量给负载;
- (4) $T_{ri} (i = 1, 2, 3, 4)$ 关断, 负载续流。

而移相式 FB ZVS - PWM 变换器中四个开关管 (ZVS) 导通次序则如表 4.1 所示。其原理是利用变压器漏感 L_{lk} 和功率管输出电容 C_i (例如 $i = 1$) 谐振, 漏感储能向 C_i 释放过程中, 使 C_i 电压逐步下降到零, 体内二极管 D_i 开通, 创造了 T_{ri} 的 ZVS 条件。为了改变占空比 D , 以便实现调

节控制。采用了移相技术;左右两桥臂(leg)的开关管分别为 T_{r1} 、 T_{r3} 和 T_{r4} 、 T_{r2} , 在两者的驱动信号脉冲之间保持一定相位差, 只要改变这个相位差(即移动一组驱动脉冲的相位), 就可使占空比改变, 也就改变了输出电压大小。

第二节 FB ZVS - PWM 变换器运行模式分析

分析时假设:

- 所有功率 MOS 开关管均为理想, 忽略正向压降及开关时间;
- 四个开关管的输出电容相等, 即 $C_i = C_s, i = 1, 2, 3, 4, C_s$ 为常数。
- 忽略变压器绕组及线路中的寄生电阻。

设 $t < t_1$ 时, 变换器工作状态为: T_{r3} 、 T_{r4} 导通, 电容 $C_i (i = 1, 2)$ 被输入电源充电。变压器原边电压 $V_{AB} = V_S$ 。功率由变压器原边传送到负载。变压器副边有相应电压 V_S' 。令 $t = t_1$ 时, 一周开始, 原边电流 $i = -I_P$ 。各阶段等效电路拓扑见图 4-3, 图中未画出变压器副边电路。

1. $t_1 - t_2$ 左桥臂转换及续流阶段

$t = t_1$, 令 T_{r3} 关断, C_3 被原边电流充电。电感释放磁能, 使 C_1 谐振放电到零, D_1 导通, 创造了 T_{r1} 的 ZVS 条件(左桥臂导通管由 T_{r3} 转换为 T_{r1})。这时原边电流 i 线性上升, 其斜率为: $(V_S - V_0)/L_f$ 。 $t = t_1, i = -I_P, t = t_2, i = -I_2$ 。 V_{AB} 及 V_S' 均为零。原边电流通过变压器漏感及 D_1 续流。

2. $t_2 - t_3$ 右桥臂转换阶段

$t = t_2$, 令 T_{r4} 关断, C_4 被充电。 L_{lk} 释放磁能使 C_2 谐振放电到零, D_2 导通, 创造了 T_{r2} 的 ZVS 条件。 i 由 $-I_2$ 以斜率 V_S/L_{lk} 上升, 当 $t = t_3$ 时, $i = 0$ 。 $V_{AB} = V_S$, 但副边电压 V_S' 仍为零。这阶段右桥臂导通管由 T_{r4} 转移到 T_{r2} 。

3. $t_3 - t_4$ 原边电流线性上升阶段

$t > t_3$, 电流 i 继续以斜率 V_S/L_{lk} 线性上升, 当 $t = t_4$ 时, $i = I_1$ 。由于变压器漏感承受一定电压; 虽然 $V_{AB} = V_S$, 但副边电压 $V_S' = 0$, 使占空比有损失。

4. $t_4 - t_5$ 功率传输阶段

这个阶段 T_{r1} 、 T_{r2} 导通, $V_{AB} = V_S$, 变压器将功率传送到负载, 副边电压达到相应值。原边电流以斜率 $(V_i - V_0)/L_f$ 线性上升, $t = t_5$ 时, $i = I_P$ 。

$t > t_5$, 进入下半周期, 运行模式与上面所述相似: 经历续流、左桥臂转换、右桥臂转换等阶段, 使 T_{r3} 、 T_{r4} 先后在零电压下导通, 进入功率传输阶段。

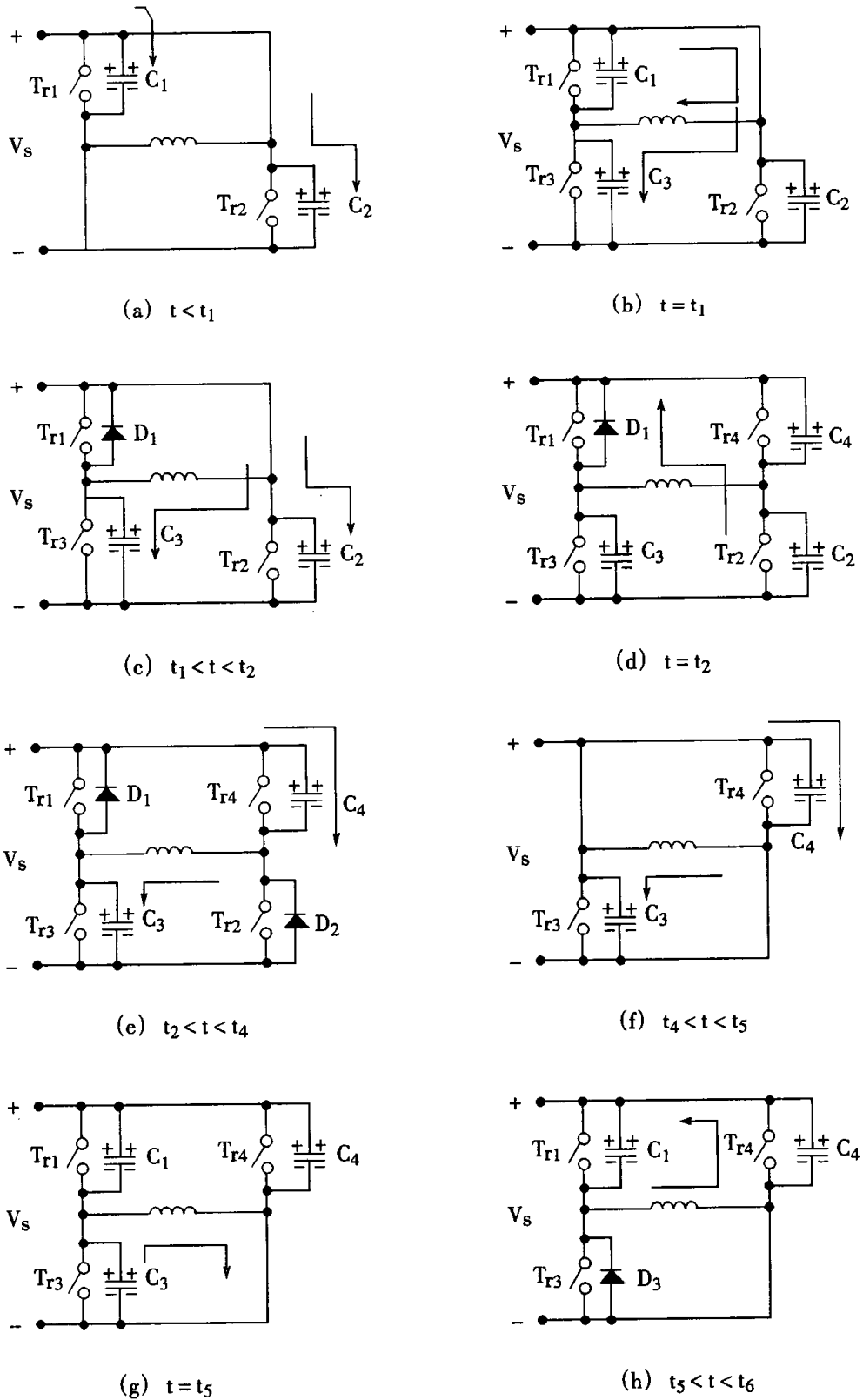


图 4-3 半周期内 FB ZVS-PWM 变换器各阶段等效电路拓扑

第三节 FB ZVS - PWM 变换器分析

一、占空比分析

由波形图可见,由于变压器存在漏电感,使原边电流在 $t_2 - t_4$ 阶段上升时,有一定斜率,因此副边电压的占空比不等于原边占空比。原边占空比为 $D = (t_5 - t_2)/(t_5 - t_1)$,由移相控制决定。而副边占空比(又称有效占空比) $D_{\text{eff}} = (t_5 - t_4)/(t_5 - t_1) = D - \Delta D$, ΔD 为由于变压器存在漏感造成的占空比损失,可计算如下:

$$V_S = L_{lk} \Delta I / (\Delta D T/2), T \text{ 为周期};$$

$$\Delta I = I_1 + I_2 \approx 2I_P$$

$$\text{故得: } \Delta D = 2I_P L_{lk} / (V_S T/2) = 4f_s I_P L_{lk} / V_S \quad (3.4.1)$$

由上式可见, L_{lk} 越大,或 f_s 越高,则占空比损失越大,因此开关频率 f_s 不宜太高。

$$\text{有效占空比 } D_{\text{eff}} = (V_0/V_S)(N_p/N_s) = V_0/nV_S, \quad (3.4.2)$$

$n = N_s/N_p$ 为变压器副边/原边匝数比, N_s —变压器副边绕组匝数, N_p —原边绕组匝数。

$$D = D_{\text{eff}} + \Delta D \cong D_{\text{eff}}(1 + 4L_{lk} f_s n^2/R), \quad (3.4.3)$$

负载电阻 $R = nV_0/I_P$,若给定了最大占空比 D_{max} ,各参数应满足:

$$1 \geq D_{\text{max}} \geq V_0/nV_S(1 + 4L_{lk} f_s n^2/R), \quad (3.4.4)$$

二、FB ZVS - PWM 变换器两桥臂开关管实现 ZVS 的条件

1. 领先桥臂(Leading leg)和滞后桥臂(Lagging leg)

按给定时序, $t = t_1$ 时, T_{r3} 关断,使 T_{r1} 实现 ZVS,故左桥臂(T_{r1} 、 T_{r3}) 又称领先桥臂。

$t = t_2$ 时, T_{r4} 关断,使 T_{r2} 实现 ZVS,故右桥臂(T_{r2} 、 T_{r4}) 又称滞后桥臂。

2. 滞后桥臂(右桥臂)ZVS 条件分析

T_{r2} 、 T_{r4} 相互转换时,变压器副边处于续流阶段。谐振时由变压器漏电感释放储能,使谐振电容电压下降到零,从而实现 ZVS。所以 ZVS 条件为:电感能量必须大于所有参与谐振的电容能量。即:

$$L_{LK} I^2 / 2 > (4C_S/3 + C_t/2) V_S^2 \quad (3.4.5)$$

式中 $4C_s/3$ 是考虑 MOS 管输出电容非线性的等效电容值, C_t 为变压器绕组分布电容。由上式可见, 实现 ZVS 主要靠变压器漏感储能, 轻载时不够大。因此, 滞后桥臂不易满足 ZVS 条件。

3. 领先桥臂(左桥臂)ZVS 条件分析

T_{11} 、 T_{23} 相互转换时, 变压器处于能量传送阶段。原边电流 $I_1 = -I_o/n$, 设滤波电感 L_f 很大, 可看作是恒流负载。原边等效电感 $L_e = L_{LK} + n^2 L_f$

所以根据 ZVS 条件, 电感能量必须大于所有参与谐振的电容能量, 应有:

$$L_e(I_o/n)^2/2 + \text{励磁能量} > (4C_s/3 + C_t/2)V_s^2 \quad (3.4.6)$$

实现 ZVS 的电感能量包括: $L_e(I_o/n)^2/2$ 和励磁能量, 相当大, 故即使轻载下领先桥臂较容易满足 ZVS 条件。

三、FB ZVS - PWM 变换器的优缺点

FB ZVS - PWM 变换器的优点是:

- 开关管在 ZVS 条件下运行, 开关损耗小, 可实现高频化;
- 控制简单(脉宽恒定, 只控制移相);
- 恒频运行;
- 无需吸收电路(Snubber);
- 电流、电压应力小, 类似 PWM 变换器。

FB ZVS - PWM 变换器的主要缺点是:

- 当负载很轻时尤其是滞后桥臂开关管的 ZVS 条件难以满足;
- 原边有较大环流, 使导电损耗增大;
- 输出整流二极管不能实现零开关, 其开关损耗大。

第四节 FB ZVS - PWM 变换器开发及应用

早在 1988 年 GE 公司 R. A. Fisher 等就报导了三路输出(5V、15V、25V)的 250W FB ZVS - PWM 开关电源变换器, $f_s = 500\text{kHz}$, 功率密度 $37\text{W}/\text{in}^3$, 效率 90%。

1989 年 IBM 公司 Walters、Polivka 等报导了在分布式军用计算机电源中高密度模块使用 FB ZVS - PWM DC - DC 变换器, 输出 220W, 5V, 输入 270V。开关频率 200kHz, 设计要求功率密度 $10\text{W}/\text{in}^3$, MTBF 17000 小时。对损耗的分析有如下结果: 总损耗约 55W, 包括: 功率 MOS 管及驱动电路 9.3W; 磁元件 8.5W; 肖特基二极管 27W; 输入滤波器 1.5W; 控制电路 1.4W; 其它 3.7W。满载时变换器效率分析值为 79.8%, 实验值为 77%。

1989 年美国麻省理工学院 Mweens 等报导用 FB ZVS - PWM 变换器作为分布式电源系统的前置 DC - DC 变换器。输出 1 kW, 40V, 输入 190 - 380V, 开关频率 500kHz, 满载效率 90%。损耗分析如下: 总损耗 120W; 包括: 肖特基二极管 40W(正向管压降 0.8V); 功率 MOS 管(IRF 350) 45W; 变压器 2.5W; 控制电路 10W; 整流器钳位电路 20W 等。输入电压 250V 时, 效率 89%。

1993 年美国 Unitrode 公司报导研制了 FB ZVS - PWM DC - DC 变换器, 输出 48.8V, 500W, 输入 360V, 开关频率 200kHz。

1990年 VPEC J. A. Sabate 等设计试验了输出为 2kW、360V 的 FB ZVS - PWM DC - DC 变换器。输入 600V, 开关频率 100kHz, 效率 94.5%。总损耗 113W, 包括: 功率 MOS 管 (IRF PE50) 46.3W; 二极管 21.8W; 磁元件(变压器磁芯 EE 55/55/21, 材料 I17C4) 24.6W; 吸收网络和控制电路等 20W。设计参数如下: $D_{\max} = 0.8, D = 0.67$ 。 $C_{\text{mos}} = 82 \text{ pF}, C_t = 100 \text{ pF}, L_{\text{lk}} = 52 \mu\text{H}$; 负载小于额定值 48% 时, 变换器将失去 ZVS 条件。

1994 年加拿大北方电信(Northern Telecom)公司开发 FB ZVS - PWM 变换器型开关整流器(Switching Rectifier, 也即通信用 AC - DC 一次开关电源)。输出 1.5kW, 54V; 输入电压 175 - 264V AC; 输入端功率因数 0.99, 电流谐波畸变率(THD) < 3%; 效率 > 0.9, 重 7kg, 功率密度 1.95 W/in^3 。与同类 PWM 开关整流器相比, 尺寸、重量下降 40%。

我国台北 Delta(台达)电子公司推出了 FB ZVS - PWM 型 100A/48V AC - DC 开关整流器, 主要技术指标如下: 开关频率 50kHz, 重 30kg, 功率密度 183W/kg, 效率 90%, 输入端功率因数 0.9, 噪音 2mV, 输出纹波 28mV(pp), MTBF 约 10 万小时。

第五节 移相式全桥 ZV - ZCS - PWM 变换器

对于移相式全桥 ZVS - PWM 变换器, 早期都使用功率 MOS 管。为了适应提高电路输出功率的要求, 现在已使用 IGBT 作为全桥 ZVS - PWM 变换器的开关管, 与使用功率 MOS 管相比, 可以降低导通损耗。但是 IGBT 在关断后有较大的尾电流, 关断损耗大。为了降低关断时尾电流的影响, 以提高大功率输出的移相式全桥 ZVS - PWM 变换器的效率, 并考虑这种电路的滞后桥臂不易满足 ZVS 条件的特点, 近年来人们研究一种移相式全桥混合 ZV - ZCS - PWM 变换器, 其特点是: 滞后桥臂的开关管 T_{2}, T_{4} 实现零电流关断, 并不再并联电容, 以避免开通时电容释放的能量加大开通损耗; 领先桥臂仍和以前一样, 利用开关管 T_{1}, T_{3} 上并联电容的方法实现 ZVS。从而提高了整个电路的效率。

移相式全桥 ZV - ZCS - PWM 变换器中滞后桥臂实现 ZCS 的方法, 主要是在主电路中与变压器原边绕组串联一个阻断电容(Blocking capacitor)。它的作用一方面是, 避免因器件特性不对称等原因产生直流偏磁和变压器饱和现象; 同时, 当 T_{1} 关断、 D_3 导通时(这时 D_3 仍处于导通状态), 原边漏电感电流通过 D_3, T_{4} 续流。阻断电容上的电压迫使电感电流即变压器原边电流下降到零, 创造了滞后桥臂开关管 T_{2}, T_{4} 零电流关断的条件。下一个问题是当电流到达零值时如何将它钳在零值? 目前研究成果表明, 有两种可行方案:

1. 在变压器原边串联一个饱和电感 L_s

电流大时, 电感 L_s 饱和, 电流小、接近零时, 电感 L_s 退出饱和, 阻止电流向反方向增大。从而在一小段时间内将电流钳在零值, 故可实现开关管 T_{2}, T_{4} 零电流关断。

2. 串联开关二极管

理想的饱和电感可看作是一个开关二极管。当电流到零后, 进一步向反方向变化受到开关二极管的阻断, 也即可将电流钳在零值, 从而实现开关管 T_{2}, T_{4} 零电流关断。

1994 年美国弗及尼亚电力电子中心 J. G. Cho 报导了用第一种方法(串联饱和电感)的实验结果: 输出功率 2kW, 开关频率 100kHz, 效率为 94%。实现混合 ZV - ZCS - PWM 全桥变换器。

1997 年, 国内有报导用第二种方法(串联开关二极管)实现混合 ZV - ZCS - PWM 全桥变换器, 获得成功, 实验参数为输出 7.68kW, 48V, 20kHz; 输入直流电压 500V, 阻断电容 $1.34 \mu\text{F}$ (崔

益彬,清华大学硕士论文,1997,6)。南京航空航天大学也有类似报导(Proceedings of APEC, 1998, Feb., Anaheim, CA, USA, X. B. Ruan et. al., An Improved Phase - Shifted ZV ZCS - PWM Converter)。

第五章 有源钳位 ZVS - PWM 变换技术

第一节 有源钳位 ZVS - PWM 正激变换器

有源钳位(Active Clamp)ZVS - PWM 变换技术,已应用于正激和反激变换器等多种电路。一般有源钳位电路由有源器件(功率 MOS 开关管,称为钳位开关)和钳位电容串联组成,并联在主开关或变换器的变压器原边绕组两端。利用钳位电容及 MOS 管输出电容和变压器绕组漏电感谐振,创造主开关 ZVS(零电压开通)的条件,并且在主开关关断期间,由钳位电容的电压将主开关两端电压钳在一定数值水平上,基本保持不变,从而避免了开关上过大的电压应力。这种技术较适合于 DC - DC 正激变换器,因为在正激变换器中利用有源钳位,可实现变压器磁芯磁通自动复位(reset),无需另加复位措施;并可以使激磁电流沿正负方向流通,使磁芯在磁化曲线第一及第三象限运行,提高了磁芯利用率。

下面分别介绍两种 DC - DC 有源钳位 ZVS - PWM 开关变换器;(1)DC - DC 正激变换器;(2)正、反激组合式变换器(正、反激变换器的变压器副边整流输出并联,原边绕组串联)电路。

图 5 - 1 表示 DC - DC 有源钳位 ZVS - PWM 正激变换器的主电路, T_{r1} 为主开关, T_{r2} 为钳位开关, C_{cl} 为钳位电容。根据计算可得钳位电容 C_{cl} 上的电压为:

$$V_{cl} = DV_s / (1 - D) \quad (3.5.1)$$

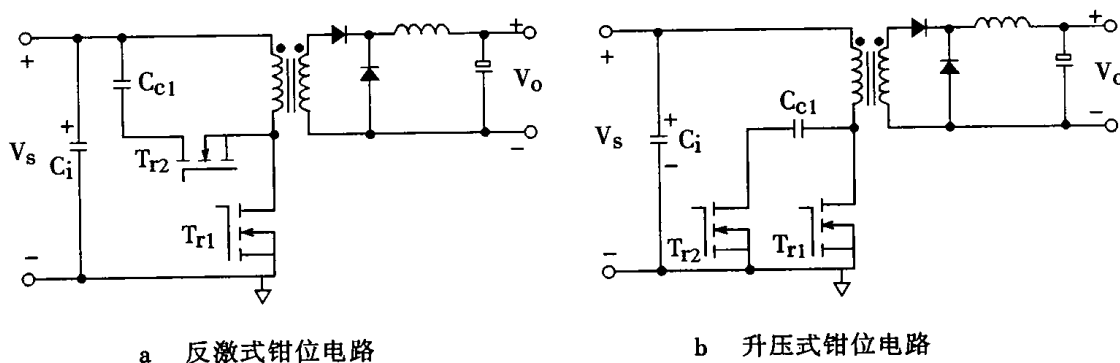


图 5 - 1 DC - DC 有源钳位 ZVS - PWM 正激变换器

由于钳位电压 V_{cl} 和 DC - DC 反激变换器的输出电压一样,所以图 5 - 1(a)所示电路称为反激式钳位电路。图 5 - 1(b)表示另一种有源钳位 DC - DC 正激变换器主电路。其钳位电路并联在主开关的两端,根据计算可得钳位电容 C_{cl} 上的电压为:

$$V_{cl} = V_s / (1 - D) \quad (3.5.2)$$

这一钳位电压和升压(Boost)变换器的输出电压公式一样,故图 5 - 1(b)电路称为升压式钳位电路。

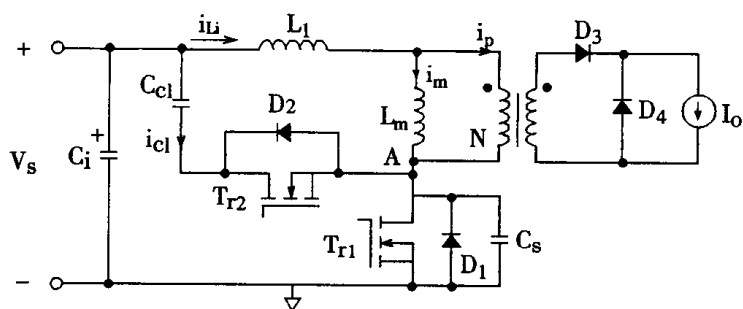


图 5-2 考虑寄生参数的 DC-DC 有源钳位正激变换器主电路

图 5-2 给出了图 5-1(a)中考虑寄生参数后,DC-DC 有源钳位 ZVS-PWM 正激变换器主电路图。图中 L_1 为变压器的漏电感; C_s 为等效电容,包括两个开关 T_{r1} 和 T_{r2} 的输出电容; D_1 及 D_2 分别为 T_{r1} 和 T_{r2} 的反并联体二极管; L_m 为变压器的激磁电感。 i_m 为激磁电流; i_{L1} 为变压器输入电流,它流经漏电感 L_1 ; i_p 为流入变压器原边绕组的电流。 D_3 及 D_4 分别为整流及续流二极管,输出滤波电感很大可近似用电流源 I_0 表示, I_0 为负载电流。

DC-DC 有源钳位 ZVS-PWM 正激变换器在稳态运行时,一个开关周期内的主要参量波形如图 5-3,一周期大致可分为四个运行模式,即:1) $t_0 < t < t_1$,主开关 ZVS 开通,能量传送到负载;2) $t_1 < t < t_3$,钳位开关电压谐振过渡到零;3) $t_3 < t < t_5$,钳位开关 ZVS 开通,钳位电路运行;4) $t_5 < t < t_8$,主开关电压谐振过渡到零。以下分析这四种运行模式。

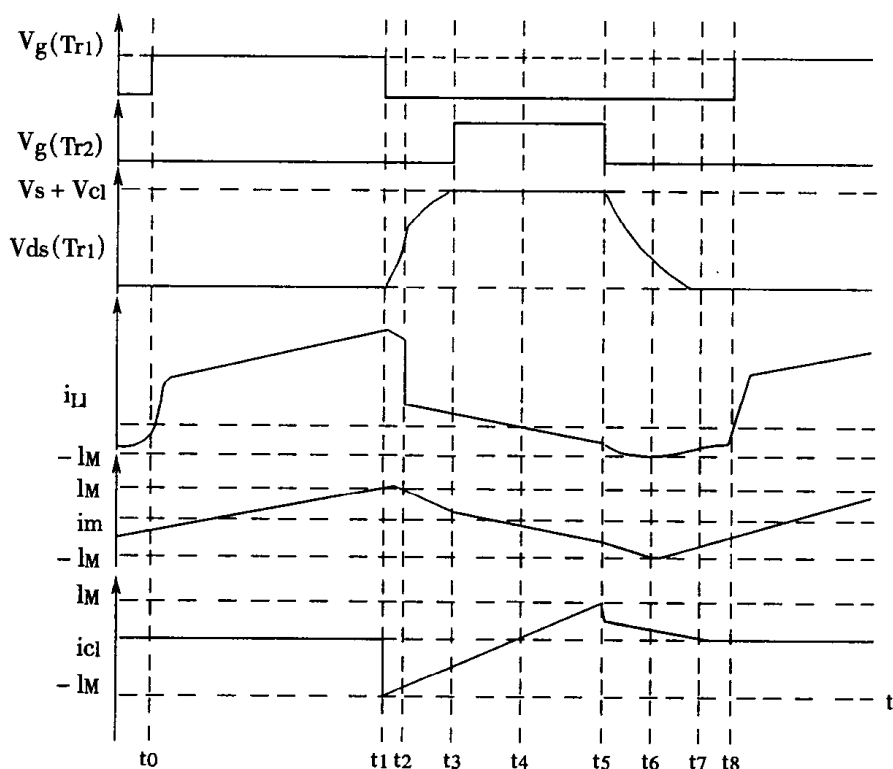


图 5-3 一个开关周期内有源钳位 ZVS-PWM 正激变换器的主要参量波形

1. 模式 1 ($t_0 < t < t_1$) 主开关 ZVS 开通, 能量传送到负载

在主开关 T_{r1} 开通前, 钳位电容上的电压为 $V_{cl} = DV_S / (1 - D)$ (极性下正上负)。等效电路如图 5-4(a) (未画出副边电路, 下同)。这一阶段, 钳位开关 T_{r2} 关断, D_2 反向偏置、阻断, 钳位电容电流 $i_{cl} = 0$ 。 T_{r1} 导通后, A 点电位 $V_A = 0$, 变压器磁芯正向激磁, i_m 由第三象限的 $-I_m$ 向第一象限 $+I_m$ 过渡, $i_{L1} = i_m + I_0 / N$, N 为变压器原副边绕组匝数比 N_1 / N_2 。变压器原边绕组电压 $V_p = V_S$, 能量由输入电源 V_S 经过变压器传送到负载。

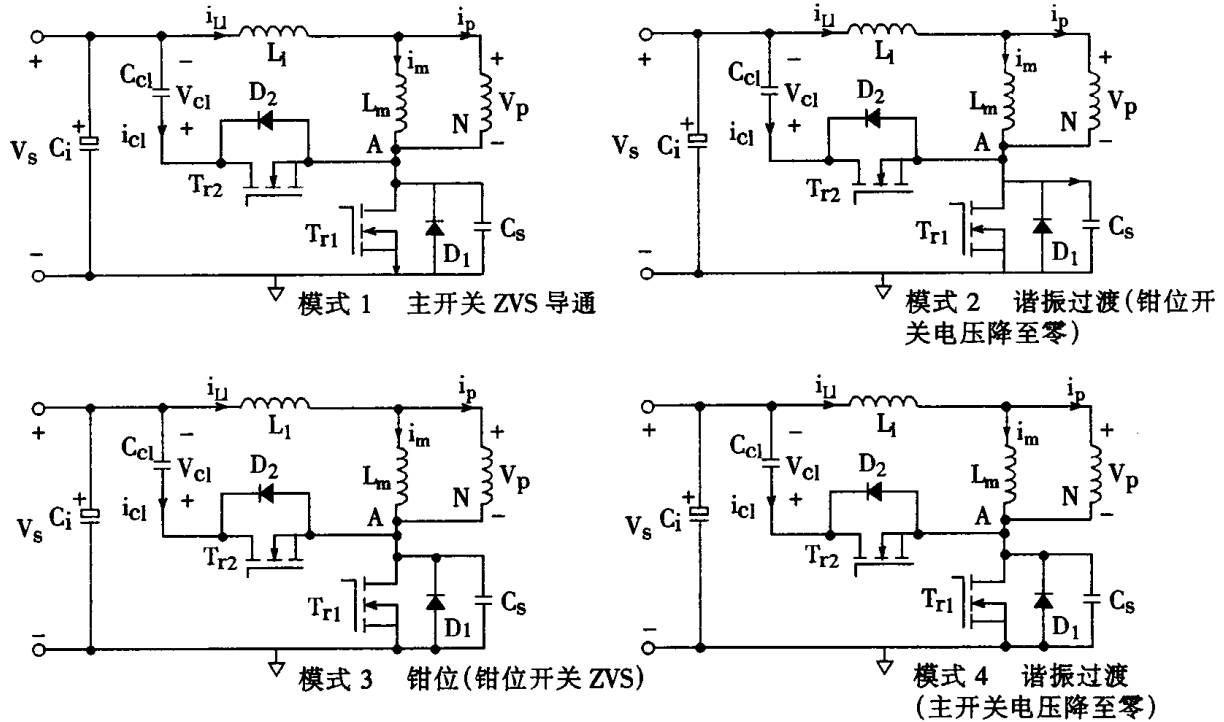


图 5-4 DC-DC 有源钳位, ZVS-PWM 正激开关变换器一周四种运行模式的等效电路

2. 模式 2 ($t_1 < t < t_3$) 钳位开关电压谐振过渡到零

T_{r1} 断开, T_{r2} 及 D_2 仍关断, 等效电路如图 5-4(b)。磁场能量对 T_{r1} 输出电容 C_s 充电。 i_p 由 I_0 / N 降到零, $i_{L1} = i_m + i_p$, $i_m \approx I_m$; $i_{cl} < 0$ 。 A 点电位 V_A 由 0 上升到 $V_S + V_{cl}$, 这时 D_2 将因正偏置而导通, C_s 电压达到 $V_S + V_{cl}$, T_{r1} 上电压钳在这一水平; 变压器原边绕组电压 V_p 从 V_S 变化到 $V_S - V_A = -V_{cl}$ 。 $V_{cl} = DV_S / (1 - D)$ 保持不变。

3. 模式 3 ($t_3 < t < t_5$) 钳位开关 ZVS 开通, 钳位电路运行

主开关 T_{r1} 关断, 等效电路如图 5-4(c)。 T_{r2} 开通前, 由于 A 点电位 V_A 为正, 使 D_2 正向偏置, D_2 的压降近似为零, 钳位开关 T_{r2} 随之可以 ZVS 开通, 钳位电路运行。钳位电容电压 $V_{cl} = DV_S / (1 - D)$, 由于变压器磁场能量对钳位电容储能的交换过程, 使该电压有变化, $V_{cl} = V_{cl} \pm \Delta V$, ΔV 表示充放电过程中钳位电容电压纹波, 主开关电压钳定在 $V_{cl} + V_S$ 水平。钳位电容电流 $-i_{cl} = i_m = i_{L1}$; $i_p = 0$, i_m 由第一象限的 $+I_m$ 向第三象限 $-I_m$ 过渡 (参看图 5-3), 也即磁通复位过程。

4. 模式 4 ($t_5 < t < t_6$) 主开关电压谐振过渡到零

T_{r1} 、 T_{r2} 关断,等效电路如图 5-4(d)。磁场能量使 T_{r1} 结电容放电, A 点电位 V_A 由 $V_S + V_{cl}$ 下降到零,创造了 T_{r1} 的 ZVS 条件。 D_2 反向偏置,钳位电路断开, $i_{cl} \rightarrow 0$ 。 $i_{L1} = i_m = -I_m$, $i_p = 0$ 。变压器原边绕组电压 V_p 则从 $-V_{cl}$ 变化到 V_S 。 $V_{cl} = DV_S/(1-D)$ 保持不变。

T_{r1} 导通时间为 DT_s , 变压器原边绕组承受电压为 V_S , T_{r1} 关断时间为 $(1-D)T_s$, 变压器原边绕组承受电压为 $-V_{cl}$ 。由伏秒平衡关系, 可得: $DT_s V_S = (1-D)T_s V_{cl}$ 。由此推导出(3.5.1)式, 即 $V_{cl} = DV_S/(1-D)$ 。

DC-DC 有源钳位, ZVS-PWM 正激变换器的专用集成控制电路为 UCC3580。应用 UCC3580 控制 IC 设计的有源钳位 ZVS-PWM 正激变换器的主要参数举例如下:

输入 90~260V(AC), 输出电压 5V(DC), 开关频率 250kHz, $D_{max} = 0.75$, $P_o = 10 \sim 100W$, 效率 82~85%(半载时为 85%), 与无源钳位电路相比, 效率提高 6~10%。如果将输出整流和续流二极管改用同步整流 MOS 管, 则电路效率可提高到 90%。

第二节 有源钳位 ZVS-PWM 正、反激组合式变换器

有源钳位变换技术不但可应用于正激变换器, 也可应用于反激变换器或它们的组合, 如: 两台并联的反激变换器, 或两台并联的正激变换器(输出相位均相差 180°), 等等。本节介绍一种有源钳位正、反激组合变换器(Fly-Forward Converter), 见图 5-5。

图 5-5 电路的主要特点是: 正激变换器和反激变换器的变压器 T_1 、 T_2 原边绕组串联, 副边接成中点抽头输出, 钳位电路由钳位开关 T_{r2} 和钳位电容 C_{cl} 组成, 并联在 T_1 、 T_2 原边串联绕组上, 这种组合方式使一周期内, 两台变换器分别向负载供电, 输出相位相差 180° , 或共同向负载供电。因此无需另接续流二极管, 由于输出纹波小, 也无需加滤波电感。图 5-5 中, T_{r1} 为主开关, C_1 及 C_2 分别为 T_{r1} 、 T_{r2} 的输出电容, D_1 及 D_2 分别为 T_{r1} 、 T_{r2} 的寄生反并联二极管。 D_3 及 D_4 分别为正、反激变换器的输出整流管。 C_F 为输出滤波电容。 R_L 为负载电阻。

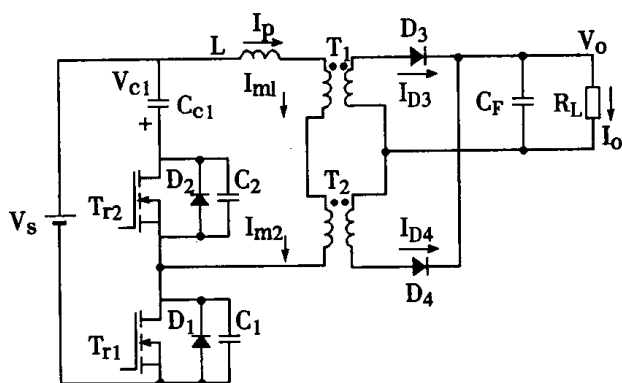


图 5-5 有源钳位 ZVS-PWM 正反激组合式变换器

图 5-6 给出该电路主要参量的稳态波形, 包括: T_{r1} 和 T_{r2} 的门极控制电压 $V_{g(T_{r1})}$ 、 $V_{g(T_{r2})}$ (在一周期的不同时间段加到两个开关上); T_{r1} 和 T_{r2} 的器件电压 V_{ds} 和电流 i_T ; 两个变压器的激磁电流 i_{m1} 和 i_{m2} ; 变压器原边输入电流 i_p (即 i_{m1} 和 i_{m2} 之和)。一周期内该电路有 8 种运行模式, 如表 5.1。

表 5.1 有源钳位 ZVS-PWM 正反激组合变换器一周期内的 8 种运行模式

模式序号	1	2	3	4	5	6	7	8
名称	T_{r1} 工作	线性过渡	谐振过渡	T_{r2} ZVS	钳位	线性过渡	谐振过渡	T_{r1} ZVS
T_{r1} 状态	通	通→断	断	断	断	断	断	通
T_{r2} 状态	断	断	断	通	通	通→断	断	断
供电方式	A	A	C	C	B	B	C	C

注：A-正激变换器向负载供电；B-反激变换器向负载供电；C-两个变换器同时向负载供电

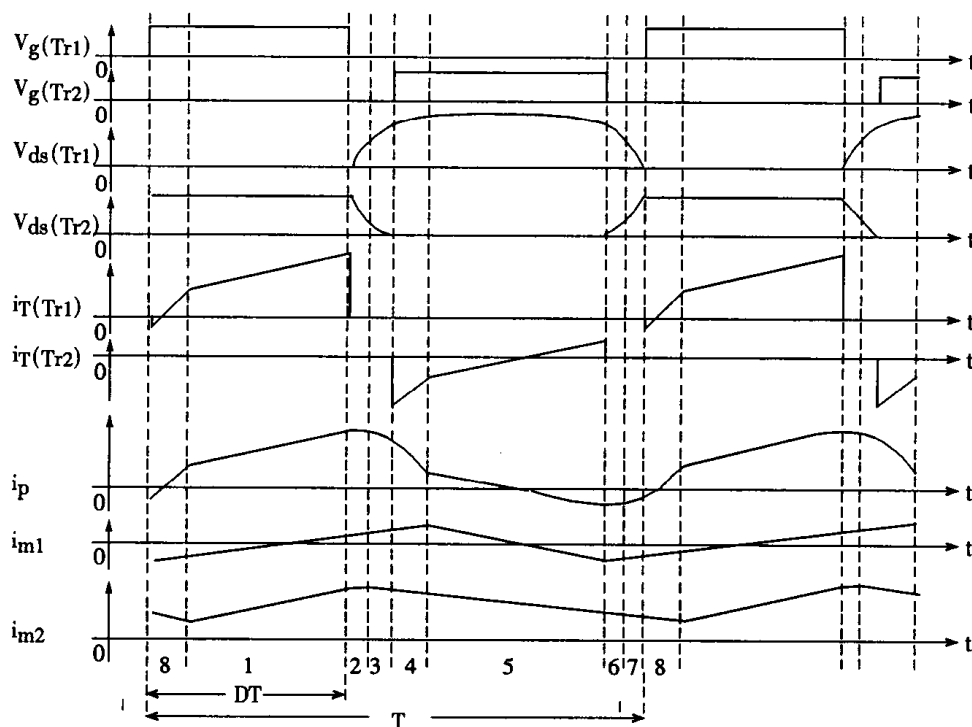


图 5-6 有源钳位 ZVS-PWM 正反激组合式变换器稳态参量波形

以下分别讨论这 8 种运行模式。

(1) 模式 1 正激变换器工作

主开关 T_{r1} 已处于导通状态, T_{r2} 关断, 正激变换器工作, 等效电路如图 5-7(a)。能量通过变压器 T_1 传送到负载。在这之前, 钳位电容已充电, 电压极性下正上负, $V_{cl} = V_S D / (1 - D)$; $V_{ds1} = 0, V_{ds2} = V_S + V_{cl}$; 激磁电流 i_{m1} 上升, 由负变正, T_1 磁芯工作状态从第三象限过渡到第一象限; i_{m2} 也上升, 但 T_2 磁芯工作状态始终在第一象限内变化。

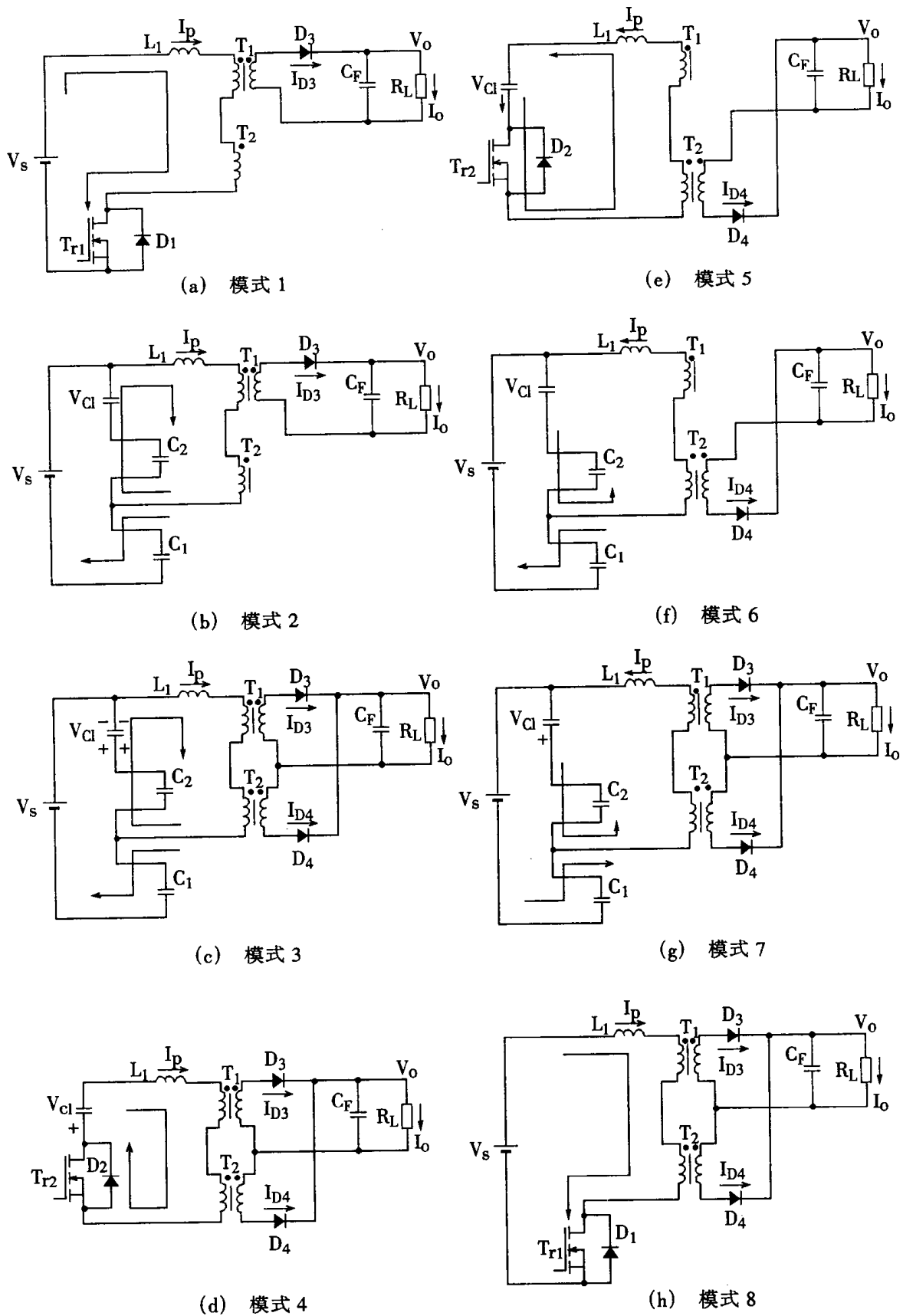


图 5-7 有源钳位正反激组合变换器一周 8 种模式的等效电路

(2)模式2 线性过渡阶段

T_{r1} 、 T_{r2} 均关断,等效电路如图5-7(b)。主电流阶跃下降到零, C_1 被线性充电, V_{ds1} 从零上升到 V_S ; C_2 对变压器磁场放电, V_{ds2} 从 V_S 下降到 V_{cl} , D_4 仍阻断,能量由 T_1 传送到副边。激磁电流 i_{m1} 继续上升, i_{m2} 保持不变。

(3)模式3 谐振过渡阶段

变压器漏感 L_1 与开关输出电容谐振,等效电路如图5-7(c)。 $f_r = 1/2\pi \sqrt{LC}$, $C = C_1 + C_2$; C_1 充电, V_{ds1} 由 V_S 上升到 $V_S + V_{cl}$; C_2 放电, V_{ds2} 从 V_{cl} 下降到0,创造了 T_2 的ZVS条件,即一旦 $V_{ds2} = 0$, D_2 导通,使 T_2 上的电压保持为零。 i_{m1} 继续上升, i_{m2} 下降,使变压器感应电压极性变负, D_4 导通,两个变换器同时向负载供电。 T_2 能够实现ZVS的条件是:变压器漏感储能必需大于电容储能。变压器漏感储能大小与漏感有关,也与负载大小有关。在必要时,可另加一个电感,与变压器原边串联。

图5-8表示 V_{ds2} 在模式2、3的下降曲线,即 C_2 在模式2、3的放电过程。

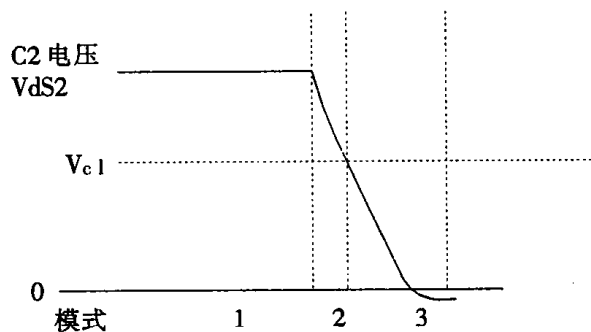


图5-8 V_{ds2} 下降(C_2 放电)过程

(4)模式4 T_{r2} 零电压开通

T_{r1} 关断,由于 D_2 导通, T_{r2} 门极控制信号使钳位开关零电压导通。等效电路如图5-7(d)。激磁电流 i_{m1} 继续上升, i_{m2} 下降, D_4 仍导通。两个变换器共同给负载供电,但电流 I_{D3} 减少,直到模式4结束时减为零; I_{D4} 则增大到 I_0 ; $V_{ds1} = V_S + V_{cl}$; $V_{ds2} = 0$ 。

(5)模式5 钳位(磁通复位)

T_{r1} 关断, T_{r2} 导通。等效电路如图5-7(e)。钳位电路运行,主开关两端电压被钳在 $V_{ds1} = V_S + V_{cl}$;激磁电流 i_{m1} 下降,同时使磁通复位,磁芯工作点由第一象限转移到第三象限; T_1 感应电压反向,使 D_3 阻断; i_{m2} 继续下降;使 D_4 仍导通,负载能量完全由反激变换器的变压器 T_2 储能提供。

(6)模式6 线性过渡

T_{r2} 关断, T_{r1} 处于关断状态。由钳位运行过渡到主开关ZVS的准备状态,等效电路如图5-7(f)。 C_1 放电, C_2 充电, V_{ds1} 由 $V_S + V_{cl}$ 下降到 V_S , V_{ds2} 则由0上升到 V_{cl} , i_{m2} 继续下降,使 D_4 仍导通,负载能量仍由反激变换器提供。 i_{m1} 近似不变, T_1 输出电压为零。

(7)模式7 谐振过渡

T_{r1} 、 T_{r2} 仍均处于关断状态,电感 L_1 与电容谐振,等效电路如图5-7(g)。 V_{ds2} 由 V_{cl} 上升到 $V_S + V_{cl}$; V_{ds1} 则由 V_S 下降到0,如图5-9。 i_{m1} 上升,使 T_1 感应电压为正, D_3 导通, i_{m2} 继续下降,

使 D_4 仍导通, 负载能量由正、反激变换器共同提供。一旦 $V_{ds1} = 0$, D_1 导通, 创造了 T_{r1} 零电压开通条件。

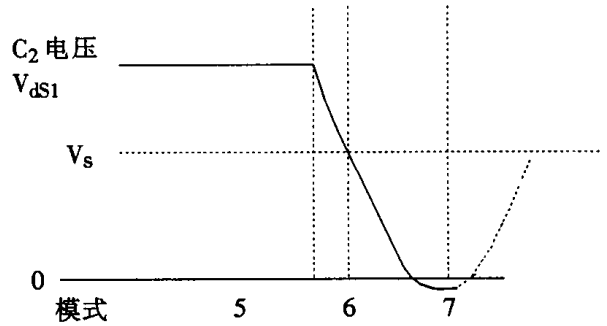


图 5-9 V_{ds1} 下降过程

(8) 模式 8 主开关零电压导通

T_{r1} 零电压导通, T_{r2} 关断, 等效电路如图 5-7(h)。 i_{m1} 上升, i_{m2} 继续下降, 负载能量仍由正、反激变换器共同提供。 $V_{ds1} = 0$, $V_{ds2} = V_S + V_{cl}$ 。一周结束后, 又进入模式 1, 即只有正激变换器工作。

有源钳位正反激组合变换器的主要特点是, 由于主开关和钳位开关都实现了 ZVS, 使开关损耗减少, 电路效率提高。例如 100W 正激 PWM 变换器的效率为 79%, 全部损耗为 27W; 采用本节介绍的电路方案, 使同样输出的电路, 效率上升为 83%, 损耗降为 21W。由于采用了钳位技术, 使输入电压 V_S 发生变化(30~80V)时, 主开关电压 V_{ds} 仅在 85~105V 范围内变化; 而未用钳位技术的正激变换器, 在同样条件下, 开关电压则呈线性变化, 从 60V 变化到 150V。因此采用有源钳位正反激组合变换器可以选用低耐压的 MOS 管, 又可减少开关的导通电阻 R_{on} 。当输出整流采用同步整流 MOS 管时, 电路效率可进一步提高到 90%。

第四篇 开关电源的计算机辅助分析与设计

第一章 开关电源的计算机仿真

第一节 电力电子电路的计算机仿真技术

一、计算机仿真技术

根据实际电路(或系统)建立模型,通过对模型的计算机分析、研究和试验,以达到研制和开发实际电路(或系统)的目的,这一过程,称为计算机仿真(Simulation)。由于它的高效、高精度、高经济性和高可靠性,因此倍受人们的重视,近二十年来,计算机仿真的技术作为 CAD 自动化的一个有力工具,已广泛应用于电力电子电路(或系统)的分析中。应用仿真技术,可以减少设计费用和设计时间,并改进电力电子电路的可靠性。国内外几个著名的电力电子中心都已研究和开发了通用(General Purpose)和专用(Special Purpose)的仿真软件,以适应开关变换器或电力电子电路设计任务的要求。

电路的计算机仿真技术,要解决两个主要问题:如何建立电路的方程(即仿真模型);如何求解电路方程。由此而提出了各种仿真技术、程序或软件包。列方程的方法决定了编程的困难程度、对存储器的要求、仿真速度和所费机时等。一旦确定了列方程的方法,仿真程序的数据结构也就基本决定。解方程的方法则是某种数值法(如牛顿法等)。

二、电路仿真分析(建模)方法

自七十年代至今,电路仿真所用的分析方法主要有:状态变量法,节点分析法,改进的节点分析法,状态空间平均法等,下面分别简要介绍。

1. 以状态变量法为基础的仿真技术。

用这一方法进行电路仿真,人们可以很容易地得到电路的瞬态性能,并评价电路的稳定性。状态变量法以电路中某些支路电压和电流取作状态变量,建立电路的状态方程。一般取电容电压和电感电流为未知状态变量,然后用图论方法列方程,决定每一电路的固有树(Proper Tree)。电路各变量并不直接包含在状态变量中,而是利用一组显式代数方程求出。

对于象开关变换器这样的离散电路,首先列出电路的分段线性状态方程,求状态转移规律,由此导出描述电路的非线性差分方程,称为离散时域法。美国 Virginia 电力电子中心开发的面向系统的开关变换器仿真软件 COSMIR 就属于这一类型。它将半导体开关器件理想化,变换器的每个运行模式由一组线性时不变状态方程描述,考虑开关条件后,用直接数字积分法或解析法求解,可快速得到稳态响应或大信号瞬态响应。也有以网孔法或节点法为基础而建立的离散时域法仿真程序,这里从略。

以状态变量法为基础的仿真技术的缺点是,不能与 SPICE 等通用电路仿真程序兼容;由于开关器件理想化,不能分析器件开通或关断瞬间开关器件的电应力变化。

2. 以节点分析法为基础的仿真技术

这一技术可应用于电力系统等大系统的仿真,有 EMTP、ATP、PECAN 等程序。EMTP 是电力系统瞬态分析工具,ATP 则是功率变换器和电力传动的仿真工具。PECAN 是专用于仿真电力电子闭环系统的分析程序。以节点分析法为基础仿真电力电子电路,其主要缺点是:处理电源不充分,不能包含与电流有关的元件;不便于得到支路电流;难以实现有效的数字积分;分析线性电路的零、极点要用特殊技术;难以快速分析电力电子电路的稳态等。

3. 以改进的节点分析法为基础的仿真技术

对节点分析法加以改进,引入适当的支路电流,并包括电压源以及各种与电流有关的元件,相应的支路关系成为附加电路方程,部分地改善了上述节点分析法的缺点。SPICE 通用电路仿真程序就是以此法为基础形成的。这一技术中,求解方程时采用直接法,即将非线性代数-微分方程转换为一组非线性差分方程,应用牛顿-拉夫逊法迭代求解方程组,利用稀疏 LU 分解技术连续求解线性代数方程组。其主要缺点仍是:电力电子电路稳态分析费时较多;线性电路零、极点分析需要特殊技术;需要更多电路变量等。

4. 以状态空间平均法为基础的仿真技术

状态空间平均方法是国际公认的分析 PWM 开关变换器的有效方法。其实质为:利用一周期内平均状态变量,将一个非线性、时变、开关电路转变为一个等效的非线性、时不变、连续电路,因而可对开关变换器作大信号瞬态分析,并可决定其小信号传递函数及零、极点配置,建立一个状态空间平均电路模型。美国加州理工学院研制开发的开关变换器仿真软件(SCAP - Switching Converter Analysis Program)就是以状态空间平均法为基础而编制的,可在个人计算机上进行直流和小信号分析。

在用 SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)通用电路程序具体仿真一个开关变换器时,也结合状态空间平均法的概念,从而建立开关变换器功率电路及控制集成电路的仿真模型,分别编制出 SPICE 仿真子程序,附加到 SPICE 程序中。可进行大信号、小信号瞬态分析、以及直流分析。

三、 SPICE 和 PSPICE 仿真程序

综上所述,用作开关电源的稳态和瞬态仿真程序有三大类:离散时域仿真程序;SPICE;以状态空间平均法为基础的专用仿真程序。我们将在本章后两节详尽介绍。

SPICE(参看 SPICE Vrsion 2.G, User's Guide, Univ. of California and Berkeley)是一种通用集成电路计算机分析程序,可用以对电路进行非线性直流分析、非线性瞬态时域分析和交流小信号时域和频域分析等。在所分析的电路中包括下述电路元件:电阻、电容、电感、互感、独立电压源和电流源,传输线以及四种受控源,也可包括下述半导体器件:二极管、双极型晶体管、结型场效应管以及 MOS 场效应管等。

SPICE 应用了一组电路模型方程,基本分析工具是牛顿-拉夫逊迭代法。

PSPICE 则是 SPICE 程序的派生软件(参看 PSPICE Manual, CA MicroSim Corp)。原来用于 SPICE 的模型,可直接移植到 PSPICE 上来。PSPICE 最早于 1984 年初在 SPICE-2G 基础上提出,并进入商业领域。现在已经有 PSPICE 7 和 PSPICE 8 等多种版本。SPICE 在小型机、工作站上运行,而 PSPICE 则是可在微型机、个人计算机上(如 IBMPC/XT/AT 等)运行的 SPICE 程序,它兼容 SPICE 的功能。因此应用 PSPICE 仿真比应用 SPICE 更为方便。PSPICE 求解方程的方法是以梯形法和 GEAR 积分法相结合,以适应病态系统的特点。并采用截短误差控制时间步

长,既可较快得到稳定解,又可保证解的精度。PSPICE 在 SPICE 基础上某些功能还有所扩充和增强,使用更为方便。

当前,SPICE 通用电路仿真程序已成为一种工业标准。应用 SPICE 仿真电力电子电路或系统的主要优点是:可分析功率半导体器件、变换器电路、电力电子系统(包括反馈控制电路)等。运行时间长是其主要缺点。和 SPICE 程序一样,用 PSPICE 程序作电路的瞬态分析时,占用较多机时。这是因为它们必须保持内部时钟步长小于开关间隔,而电路的瞬态响应时间总是远远大于开关周期。PSPICE 微观模型可用以仿真功率开关器件、驱动器、吸收电路等,和 SPICE 一样,利用状态空间平均法建立开关变换器的功率开关仿真模型,PSPICE 可用以仿真开关电源(见电工电能新技术,1995, No.2)。借助开关函数等工具,PSPICE 可用以分析三相逆变器(见 IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.9, No.1, 1994)等。

为了便于用户应用 PSPICE 程序进行仿真计算,美国 Microsim 公司 1992 年推出软件 Design Center-5.1,它是 PSPICE Windows 版本。软件中除 PSPICE-5.1 程序外,还包括若干辅助程序,如:绘制仿真模型电路图程序;显示电路波形及打印程序;信号源波形产生和编辑程序;帮助用户提取所需器件的模型参数程序等。与这些辅助程序配合,应用 PSPICE-5.1 时,用户无需自己写入文件。

SPICE 的仿真结果以数据文件形式表示,可以将它输入其它软件如 MATLAB 等,以便进一步对电路性能进行评估和寻优。MATLAB 是一个高性能的数学工具,可用以解决许多实际的工程和数学问题。MATLAB 程序包括:数值分析、矩阵计算、便于应用的优化和绘图程序等。SPICE 的数据文件输入到 MATLAB 后,输出一组性能最优的元件值。

香港理工大学 Y.S. Lee 等用 PSPICE 和 MATLAB 结合,开发了电力电子电路优化用的 CAD 程序,称为 MATSPICE(国际电力电子及运动控制会议 IPEMC'97-杭州,论文集 717-722)。MATSPICE 的用途包括:建立 SPICE 模型,存储在数据库内;仿真和性能评估;设计目标和约束定义的描述;多目标优化等。

第二节 用 SPICE 和 PSPICE 通用电路模拟程序仿真开关电源

一、概述

由于 DC/DC 功率变换器的非线性以及可能有的多种运行模式(连续模式 CCM 和不连续模式 DCM),使分析十分困难。

在设计或分析开关电源时,计算机仿真起了重要作用。数字仿真手段可用以检验设计的系统是否满足性能要求。应用数字仿真可以减少电路实验的工作,与电路实验相比,计算机仿真所需时间要少得多,并可以更全面、更完整地进行,以帮助改进设计质量。此外,仿真还可以提供某些信息,如元件参数对系统稳定域的影响,是无法由电路实验得到的。但用数字仿真方法可以分析。因此计算机仿真可以加速对开关电源的分析及设计评估,对于大信号分析,一般很难用解析法求解,更需要借助于数字仿真。因此,仿真是介于开关电源的理论设计和硬件电路板实验之间的一个重要步骤。有时应用仿真手段可比硬件实验更透彻地了解理论设计中存在的问题及其解决办法。在理论设计完成以后,可先用一个简单的电路仿真模型来检验;实际电路存在许多非理想特性,如:噪音,寄生电容,漏电感和线路电感,开关时间,二极管恢复过程等。非理想元件可以在 SPICE 模型中考虑,例如,每次仿真时,只考虑其中一个或两个问题,以

研究它们对开关电源性能的影响,从而避免了许多由于非线性而产生的迷惑或复杂现象。

有些理论问题过于复杂或发展还不完善(如:谐振变换器,漏电感对交叉调节的影响,电路的损耗等),要将这些理论应用于设计时,可先用 SPICE 仿真试探(Trial & error)分析。SPICE 仿真还可用来分析一些潜在问题,如:伏安不平衡造成变压器饱和,不确定的 RC 钳位电压水平等。在实际电路中,这些问题可能会破坏功率晶体管或整流器;因此事先作仿真研究分析是必要的。由于 PSPICE 是从 SPICE 派生出来的,所以本章主要结合 SPICE 介绍其应用,原则上这些论述也适用于 PSPICE。

用仿真检验设计以后,SPICE 程序可给出小信号开环频率特性(Bode 曲线),以验证开关电源的瞬态响应和起动的特性。一旦通过了仿真试验,硬件电路实验是检验设计的最后一步,硬件实验应当只对设计作一些小修改,得到这样的结果才算是一个满意的设计过程。

用 SPICE 分析开关电源,国外有不少人做过大量建模开发研究工作,如:Bello(IEEE PESC Rec. 1980, Proc. PowerCon. 8, 1981), Monteith (Proc. PowerCon. 10, 1983), Griffin (IEEE PESC Rec. 1989), Y. S. Lee(IEEE Trans. IS, 1988 No. 1, IEEE Trans. PELS, 1992, Oct., 1993, Oct)等等。

开关电源大信号数学模型中出现两个(动态)变量相乘的项,如 dV 或 dx (d 为导通比或占空比, V 为输入电压, x 为状态变量)。SPICE 软件包可以处理这类瞬态非线性二次项。因此不仅可以用 SPICE 程序对开关电源做直流分析和交流小信号分析,而且可以分析开环或闭环系统的大信号瞬态过程,如起动过程或负载电流小信号分析,而且可以分析开环或闭环系统的大信号瞬态过程,如起动过程或负载电流大幅度变化等。近几年人们已应用 SPICE 软件分析有前馈及电流控制的开关电源,也有人用于仿真谐振式变换器。

开关变换器主电路的主要部件是导通比脉冲列 d 控制的开关晶体管。应用 SPICE 仿真程序,必须先建立功率半导体开关器件和控制电路的专用仿真模型,它包含三个内容:

(1)功率半导体开关管的模型用一个导通比 d 控制的理想变压器表示,变压器的变比与 d 有关。因此仿真模型中除了理想变压器原副边四个端子外,还有实现导通比 d 控制的输入端子。控制电路也应当用一定的符号表示,并标明输入输出端子。

(2)等效子电路:用电源、电压源、电阻、电容等元件组成上述两种模型的等效子电路。

(3)子电路仿真程序:将子电路拓扑和元件参数按规定格式用描述语言输入到计算机中。

将上述专用的仿真模型与 SPICE 通用电路程序结合起来,其子电路仿真程序作为 SPICE 的一个子程序,便可对各种开关变换器或开关稳压电源进行仿真分析。

用 SPICE 仿真程序,其精确度取决于步长和积分阶次(Integration order)。

二、功率半导体开关管的 SPICE 仿真模型

以正激开关变换器为例,设隔离变压器的变比为 $1:n$ 。只讨论连续导电模式。这时晶体管(及隔离变压器)的仿真符号如图 1-1 所示,它是一个由导通比 d 控制的理想变压器,其变比为 $1:dn$,等效子电路仿真模型如图 1-2。

图 1-2 中, G_1 表示电流源, E_2 表示电压源

$$G_1 = ndI_2 \quad (4.1.1)$$

$$E_2 = ndV_1 \quad (4.1.2)$$

输出电压

$$V_2 = E_2 - R_0 I_2 = ndV_1 - R_0 I_2 \quad (4.1.3)$$

R_0 为输出电阻。导通比 d 用电阻 R_d 上的电压 V_{RD} 表示,见图 1-2 中节点 5。

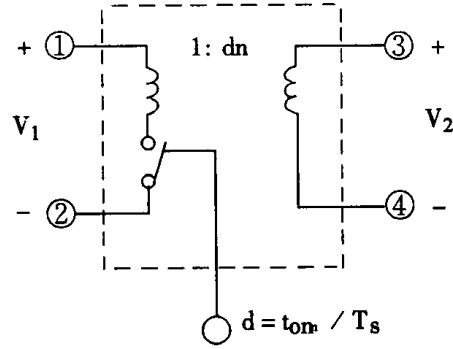


图 1-1 正激变换器开关管仿真模型符号

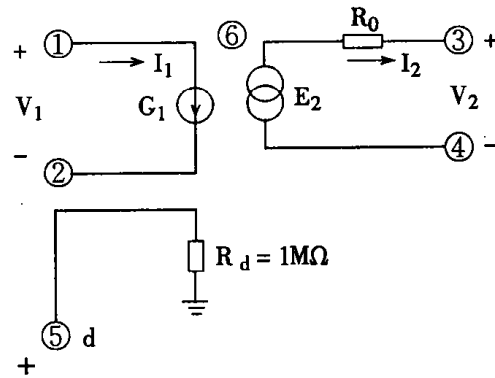


图 1-2 正激变换器开关管等效子电路

由式(4.1.1)及(4.1.2)可见, G_1 和 E_2 均为非线性受控源, 包含二阶项 dI_2 或 dV_1 , 用 x_A 表示 d , x_B , x_C , 分别表示 I_2 、 V_1 。可用下述多项式表示非线性受控源:

$$Y = F(x) = p_0 + p_1 * x_A + p_2 * x_B + p_3 * x_A^2 + p_4 * x_A * x_B + p_5 * x_B^2 + \dots \quad (4.1.4)$$

式中 p_0 、 p_1 、 p_2 、 p_3 、 p_4 、 p_5 均为常数系数。

令 $x_A = d$, $x_B = I_2$, 则若取 p_0 、 p_1 、 p_2 、 p_3 均为零, p_5 及三次项以上的系数也为零, 上式变为

$$Y = p_4 * x_A * x_B \quad (4.1.5)$$

式中 Y 表示电流源 $G_1, p_4 = n$.

如果用电阻 R_0 上的电压 V_{R0} 表示 x_B , 则 $x_B = V_{R0}$, 设 $x_B = d$, 则 $p_4 = n/R_0$.

如果 Y 表示电压源 E_2 , 则 $x_A = d, x_B = V_1, p_4 = n$. 式(4.1.5)可在子程序内规定, 用描述语言表示为:

G(或 E) N+ N- POLY(2) NC1 + NC1 - NC2 + NC2 - POP1P2P3P4P5...
 源 源节点号 二维变量 控制变量节点号 二维多项式系数

例:

G1 1 2 (2) 6 3 5 0 0 0 0 100.0

表示受控电流源 G_1 , 节点号 $N^+ = 1, N^- = 2$. 该受控源是二维的。控制变量节点号: $NC1^+ = 6, NC1^- = 3$ (即第一个控制变量为 V_{R0}), $NC2^+ = 5, NC2^- = 0$ (第二个控制变量为 d), $p_0 = p_1 = p_2 = p_3 = 0, p_4 = 100$ 表示 $n/R_0 = 100$.

图 1-1 及图 1-2 为正激开关变换电路中功率开关管(及隔离变压器)的仿真模型(符号及子电路)。对于各种类型的开关变换器, 功率开关管仿真模型中的理想变压器变比如表 1.1。

表 1.1 开关变换器功率开关管模型理想变压器变比

电路	buck	boost	buck boost	反激	正激
变压器变比	1:d	d':1	1:d, d':1	1:d, d':n	1:dn

注: 正激及反激电路中隔离变压器变比为 1:n

Buck - Boost 及反激变换器电路的仿真模型中有两个理想变压器, 均由 d 控制。

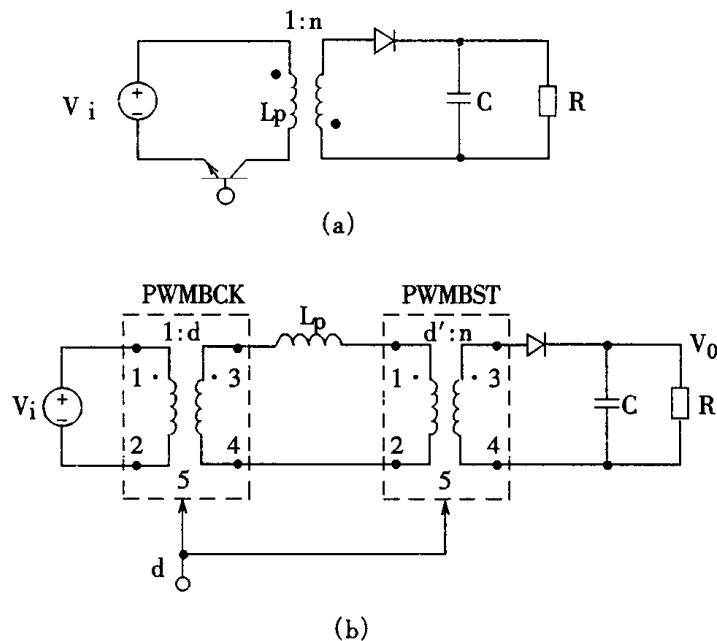


图 1-3 (a)反激变换器(b)反激变换器的 SPICE 仿真模型

以反激变换器(图 1-3)为例,其主电路仿真模型如图 1-3(b)。图 1-3 中 L_p 为变压器原边绕组电感。变压器变比为 1:n。反激变换器实际上就是双绕组 Buckboost 变换器,因此图 1-3(b)中的仿真模型符号包括 PWMBCK 和 PWMBST 两个受 d 控制的理想变压器,变比分别为 1:d 及 $d':n$ 。结合表 1.1 可见,当 $n=1$ 时,图 1-3(b)即为 Buckboost 电路的仿真模型符号。当没有 PWMBST 时即为 Buck 电路的仿真模型符号,而没有 PWMBCK 时(且 $n=1$)即为 Boost 电路的仿真模型符号。

PWMBCK 的仿真等效子电路与图 1-2 相同。而 PWMBST 的仿真等效子电路中还要考虑 $d' = 1 - d$ 是如何产生的,故与图 1-2 的电路形式不同。图 1-4 给出 PWMBST 的等效子电路。

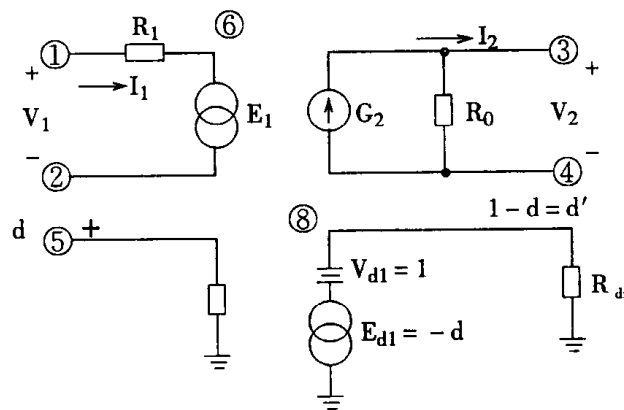


图 1-4 PWMBST 仿真模型等效子电路

图 1-4 中 $R_1 = 0.01\Omega$ 为输入电阻。电压源 E_1 和电流源 G_2 分别为

$$E_1 = d' V_2 / n \quad (4.1.6)$$

$$G_2 = d' I_1 / n \text{ 或 } d' (I_1 R_1 / n R_1) \quad (4.1.7)$$

节点 5 的电压 $V_5 = V_{RD}$ 代表导通比 d 。节点 8 的电压 $V_8 = 1 - d = d'$, 它由 $V_{d1} = 1V$ 及 $E_{d1} = -d$ 两个电压源串联而得。因此 V_{Rd1} 即为导通比 d' 。图中 $R_d = R_{d1} = 1M\Omega$ 。

以上所述仿真模型都是按连续导电模式建立的,对于不连续导电模式(DCM),开关变换器功率开关管的 SPICE 仿真模型,可参见 Proceedings of Powercon 8, 1981。

对于 PWMBCK 和 PWMBST 两个等效子电路可以分别编制 SPICE 仿真子程序。

对图 1-2, PWMBCK 子电路仿真子程序为:

```

SUBCKT PWMBCK 1 2 3 4 5
* 输入节点 1,2,输出节点 3,4,导通比节点 5
R0 5 0 1MEG
R0 6 3 0.01
* R0 为输出电阻
G1 12 POLY(2)6 3 5 0 0 0 0 100.0
    
```

* G1 的增益(即多项式系数 P_4) = $n/R_0 = 100, n = 1$

E26 4 POLY(2)1 2 5 0 0 0 0 1.0

* E2 的增益(即多项式系数 P_4) = n , 设为 1

ENDS PWMBCK

对图 1-4 PWMBST 子电路, 仿真子程序为:

SUBCKT PWMBST 1 2 3 4 5

* 输入节点 1、2, 输出节点 3、4, 导通比节点 5

RD 5 0 1MEG

RI16.01

RO 3 4 100MEG

G2 4 3 POLY(2)1 6 8 0 0 0 0 0 100

* G2 增益 = $1/RI * N$, 即 p_4 , 设 $N = 1$

E1 6 2 POLY(2)3 4 80 0 0 0 0 1.0

* E1 增益 = $1/N$, 即 P_4

RD1 8 0 1MEG

VD1 8 7 DC1

ED1 7 0 5 0 -1.0

ENDS PWMBST

三、控制电路的 SPICE 仿真模型

开关电源中的反馈控制电路现已广泛使用集成电路如 SG1524(单环控制), UC1846(双环控制)等。

图 1-5 为集成电路 SG1524 的仿真模型符号。

其中包括电压误差放大器 E/A, 比较器, 振荡器(以产生锯齿波), 以及 5V 参考电压等。

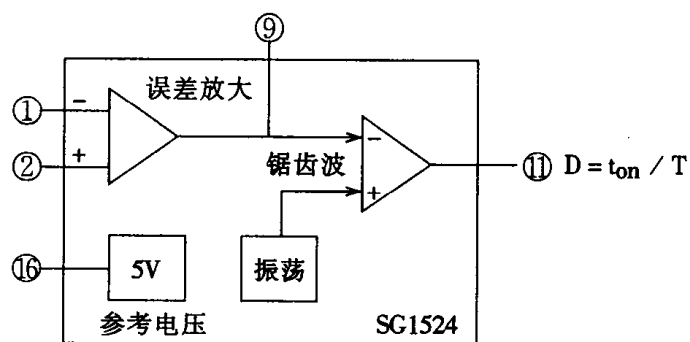


图 1-5 SG1524 仿真模型符号

图 1-6 为锯齿波电压波形图。

由波形可以计算导通比。

$$d = \frac{t_{on}}{T_S} = \frac{t_x}{T_S} + \frac{V_k - V_{min}}{V_{max} - V_{min}} \left(\frac{T_S - T_0}{T_S} \right) \quad (4.1.8)$$

式中 T_0 为延迟时间(例如 $5\mu s$), t_x 为开关晶体管存储时间(例如 $2\mu s$), V_{max} 及 V_{min} 分别为锯齿波峰值电压及最小电压, V_k 为控制电压(施加于比较器输入端)。

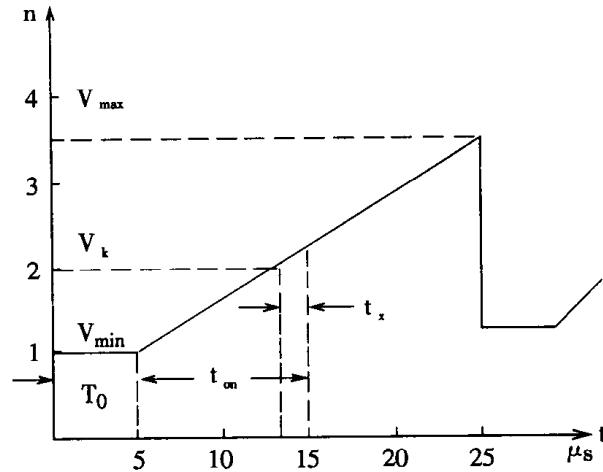


图 1-6 锯齿波电压波形

图 1-7 为 SG1524 的等效电路模型。它主要由两部分组成,即误差放大器和比较器,此外还有参考电压 $V_r = 5V$ 。

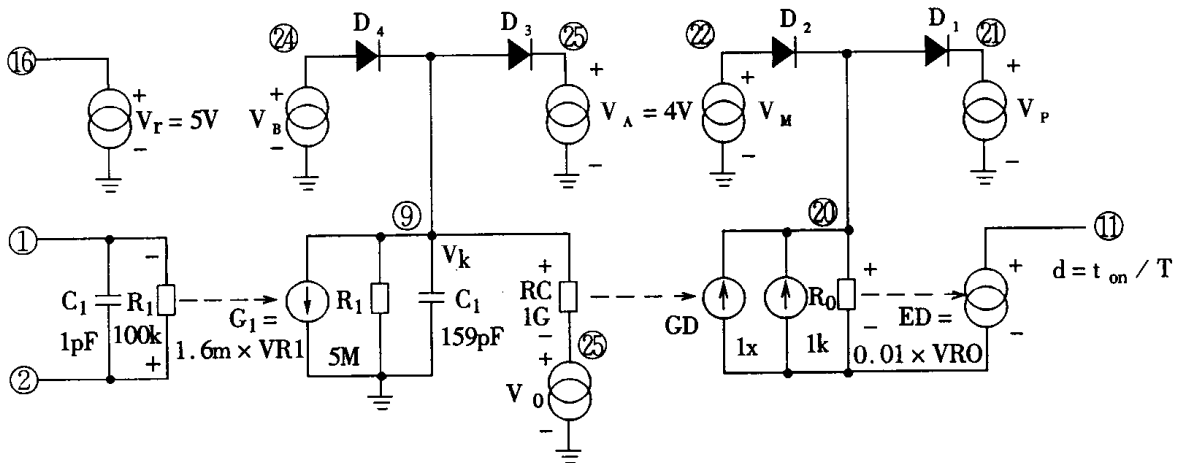


图 1-7 SG1524 等效子电路模型

1. 误差放大器

输入端 1、2, 输出端 9、0, 它由电压控制的电流源 G_1 及电阻 R_1 、电容 C_1 等组成。

$$G_1 = 1.6 \times 10^{-3} V_{R1} \quad (4.1.9)$$

输入阻抗由电阻 $R_I = 100\text{k}\Omega$ 及电容 $C_I = 1\text{pf}$ 模拟。

$$Z_{in} = \frac{1}{G + j\omega C} = 10^6 / (10 + j\omega 10^{-6}) \quad (4.1.10)$$

式中 $G = \frac{1}{R_I} = 10^{-5}$, $C = C_I = 10^{-12}\text{F}$ 。

开环增益 $A = G_I \cdot R_I$, 设 $V_{R_I} = 1\text{V}$, $R_I = 5\text{M}\Omega$, 则可计算得 $A = 8000$ 。

放大器带宽 $BW = (2\pi R_I C_I)^{-1}$, 令 $C_I = 159\text{pF}$, 可计算出 $BW = 200\text{Hz}$ 。

放大器输出节点 9 (电压为 V_k) 由钳位电路限定电位上下限 (由电压源 V_A 、 V_B 及二极管 D_3 、 D_4 组成)。

2. 比较器

放大器输出端 (节点 9) V_k 接到比较器输入端。其等效电路由三个电源组成:

(1) 电压 VRC 控制的电流源 GD

$$GD = \text{VRC} * 0.1 \frac{T_s - T_0}{V_{\max} - V_{\min}} * \frac{1}{T_s} \quad (4.1.11)$$

(2) 考虑晶体管存储时间的等效电流源 IX

$$IX = 0.1 t_x / T_s \quad (4.1.12)$$

(3) VRO 控制的电压源 ED

$$ED = 0.01 \cdot \text{VRO} = d \quad (4.1.13)$$

即比较器输出 (节点 11) 导通比 d 。

其中 $\text{VRO} = (GD + IX)R_0 = 100d$, $\text{VRC} = V_k - V_{\min}$, $V_0 = V_{\min}$ 。 (4.1.14)

节点 21、22 接电压源 V_p 及 V_M 组成的钳位电路, 限定节点 20 的电位 (即导通比) 最大, 最小值。

SG1524 仿真程序见下。

SUBCKTSG1524 1 2 9 11 16

* SG1524 电压负反馈控制电路模型

* 误差放大器输入节点 1,2

* 误差放大器输出节点 9,0

* 导通比输出节点 11,0


```

* 5V 参考电压输出节点 16
* TS = 31 $\mu$ s. TO = 16.2 $\mu$ s. Tx = 0.5 $\mu$ s, Vmax = 3.5V, Vmin = 0.7V
R1 2 1 100 K
R1905 MEG
RO20 0 1K
RC9 25 1000MEG
Vmin25 0 DC.7
* Vmin = V0 最小锯齿波电压
VA23 0 DC 4
VB 24 0DC.6
* VB = Vmin - .1
CI 2 1 1P
C1 9 0 159P
G10 9 21 1.6m
ED 11 0 200 0.01
VR 16 0 DC5
GD 0 20 9 25 17.05M
* GD = 0.1 *  $\frac{TS - TO}{(V_{max} - V_{min}) * TS}$ 
IX0 20 DC1.613M
* IX = .1 * TX/TS
VP 21 0DC49.4
* VP = 100 * (TS + TX - TO)/TS
maxVP = 100% 导通比(百分数)
VM 22 0DC 1.6
* VM = 100 * TX/TS
D1 20 21 DSWIT
D2 22 20 DSWIT
D3 9 23 DSWIT
D4 24 9 DSWIT
MODEL DSWIT D(RS = .1)
ENDS SG1524

```

SPICE 的程序输入语言,采用自由格式描述电路结构和元件参数。软件用改进节点法列方程,用牛顿—拉夫森改进算法进行非线性分析,应用稀疏矩阵技术解线性代数方程组,瞬态分析中求刚性微分方程数值解时,使用变阶变步长的隐式积分法(Gear 法)。采用上述算法收敛快,数值解的稳定性好,SPICE 的使用方法可参考有关手册。

因此只要将开关电源的各元件节点编号,将电路结构和元件参数值,按规定格式输入计算机,就可对电路或系统仿真分析,包括输出计算结果、打印出瞬态时域响应特性或小信号频域特性等。

四、例 1:正激 PWM 开关电源的 SPICE 仿真

下面以一个输出 5V,50W 的正激开关电源为例(图 1-8),说明 SPICE 仿真模型等效电路

(图 1-9)的构造及仿真子程序输入格式。图 1-8 中未特殊标明的物理量单位:电阻为 Ω , 电容为 μF 。

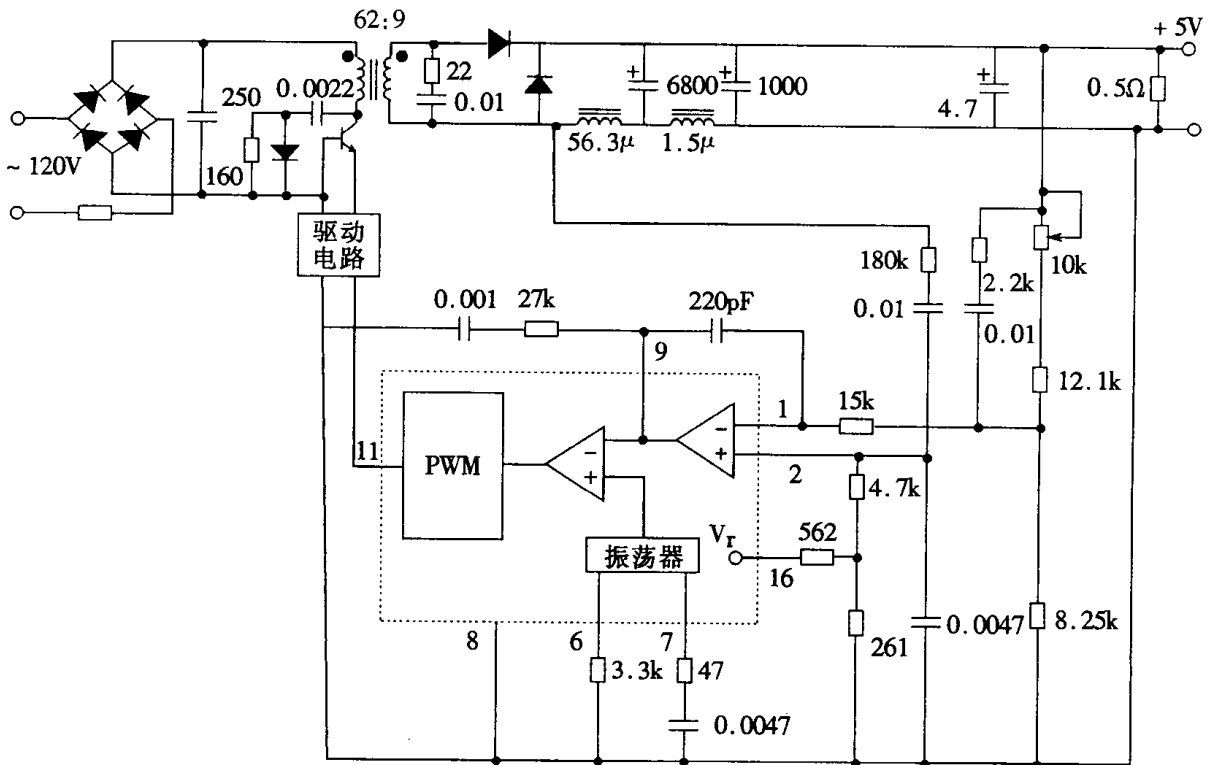


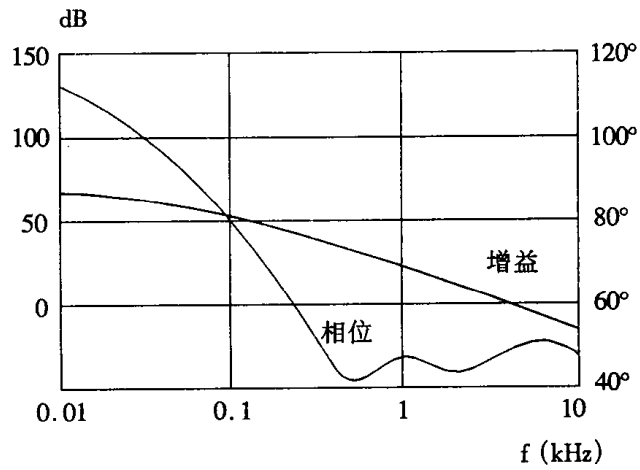
图 1-8 正激开关稳压电源

在仿真用等效电路中,有两个特殊的等效子电路,即:功率开关管(和隔离变压器)(X1 PWMXFM)及控制电路(X2SG1524)。系统的输入是由 120V 交流有效值经全波整流及电容滤波后,得到直流电压 170V,在等效电路中用电池(170V)、输入电阻 $R_a = 1\Omega$ 及二极管 D_3 、电容 $C_5 = 250\mu\text{F}$ 来模拟输入部分。

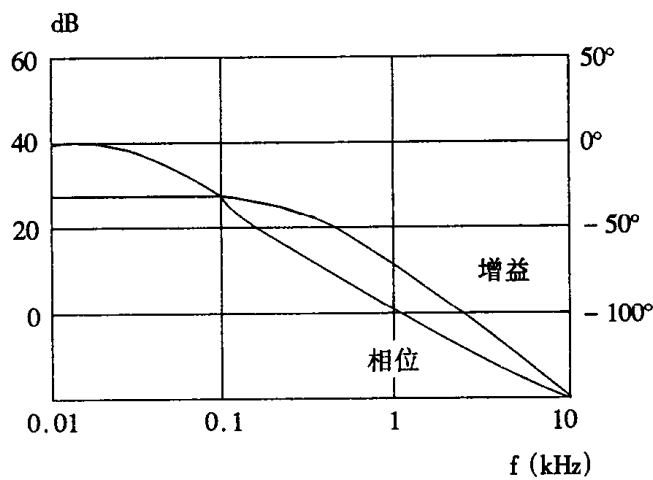
输出两级 LC 滤波器及输出电容滤波器,在图 1-9 中均估计了电容的等效串联电阻,这些数值有待实测后修正。

图 1-9 中电压源 VOL(节点 30)、电容 COL(节点 17,30)、电感 LOL(节点 17、19)是为了分析计算瞬态特性而引入的。当仿真大信号闭环瞬态特性时,令 $LOL = 1\text{ pH}$ (即在节点 17,19 间接入很小的电感,相当于短路), $COL = 1\text{ pF}$ (即在节点 17、30 间接入小电容,相当于断开),形成闭环。

计算开关电源的开环小信号频率特性时,令 $LOL = 10^9\text{H}$ (即节点 17、19 间接入大电感,相当于系统开环), $COL = 10^9\mu\text{F}$ (即节点 17、30 间接入大电容,相当于节点短路),VOL = 1V 交流电压通过 COL 加到 PWMXFM 控制端 17。在节点 19 处测得开环导通比 d 。



(a) 开关电源开环频率特性



(b) 开关变换器频率特性

图 1-10 例 1 正激开关电源 Bode 图

正激开关电源的仿真子程序如下。

5V, 10A SWITCHING REGULATOR EXAMPLE

IL 60 PWL(0 0 1U 5)

* * * VS1 0 PWL(0170 1U 190)

RS1 18 1

R565.067

R667.036

R7 6 8 1

R8 6 10 17.764k

R9 10 0 8.25k

R10 6 11 2.2k

R11 10 12 15k

R13A 14 22 4.7k

R13B 21 22 562

R13C 22 0 261

```

R15 13 15 27k
R16 3 16 180k
R20 9 20 22
R 60.5
C1 5 4 6800U
C2 7 0 1127.5U
C3 8 0 4.7U
C4 11 10 .01U
C5 13 12 220P
C6 15 0 .001U
C7 16 14 .01U
C8 14 0 .0047U
C9 20 3.01U
CS 20 250U
L1 3 25 56.3U
VL1 25 4
L2 4 0 1.52U
VOL 30 0 AC1
LOL 17 19 1P
COL 17 30 1P
X1 2 0 9 3 17PVMXFM
X2 12 14 13 19 21 SG1524
D1 9 6 DSWIT
D2 3 6 DSWIT
D3 18 2 DSWIT
MODEL DSWIT D(RS = .01)
V60 61 0 DC - 5
E60 60 61 6 0 1
RV60 60 0 1G

.OP
.OPTIONS ACCT LIST NODE
.OPTIONS RELTOL = 1M ABSTOI = 1U VNTOL = 1U
.OPTIONS IFL1 = 50 IFL2 = 20
.OPTIONS IFL5 = 1000 CHGTOL = 1U
.PRINT ACVDB(19)VP(19)VDB(6)VP(6)VDB(13)VP(13)
.PLOT AC VDB(19)VP(19)
.PLOT AC VDB(6)VP(6)
.PLOT AC VDB(13)VP(13)
* * * .TRAN 10U 1000U
.TRAN 5U 500U
* * * .AC DEC 30 10 10k
PRINT TRAN V(6)V(60)V(19)V(13)V(14,12)I(VL1)I(VS)V(2)
.PLOT TRAN V(6)

```

```

.PLOT TRAN V(60)
.PLOT TRAN V(19)
.PLOT TRAN V(13)
.PLOT TRAN V(14,12)
.PLOT TRAN I(VL1)
.PLOT TRAN I(VS)
.PLOT TRAN V(2)
.END

```

图 1-10 为交流开环分析结果。图 1-10(a) 为开关电源 Bode 图。这时令电感 $L_{OL} = 10^9 H$, 电容 $C_{OL} = 10^9 F$, $V_{OL} = 1V_{ac}$ 。图 1-10(b) 为开关变换器频率特性 $V_o(s)/d(s)$ 。

图 1-11 为例 1 正激开关电源从半载跃变到满载时的瞬态响应。图 1-11(a) 为输出电压瞬态响应 V_o 。图 1-11(b) 为导通比瞬态响应 $d(t)$ 仿真结果。

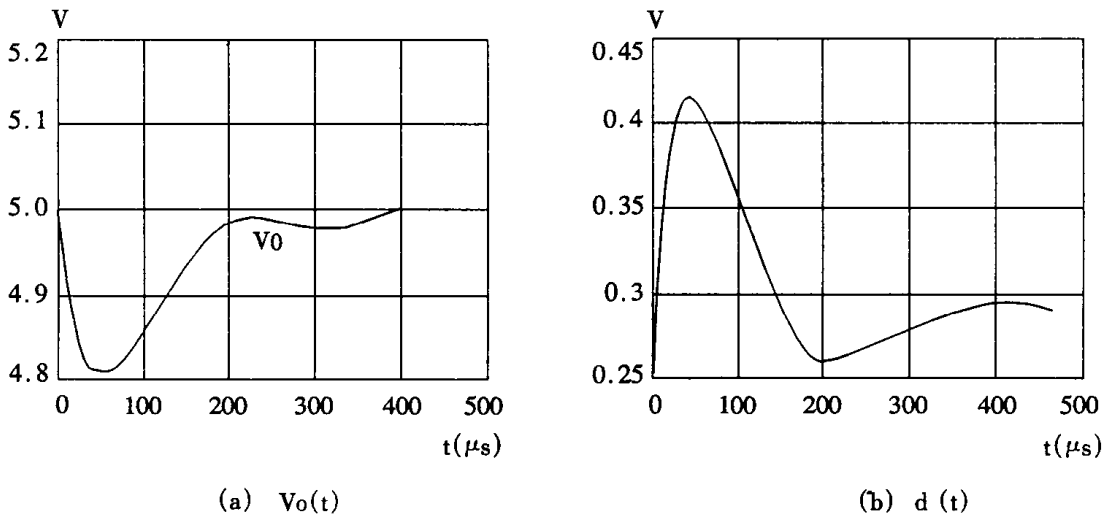


图 1-11 由半载到满载时正激开关电源阶跃瞬态响应仿真结果

图 1-12 为输入电压从 170V 变化到 190V 时, 正激开关电源输出电压瞬态响应 $V_o(t)$ 仿真结果。

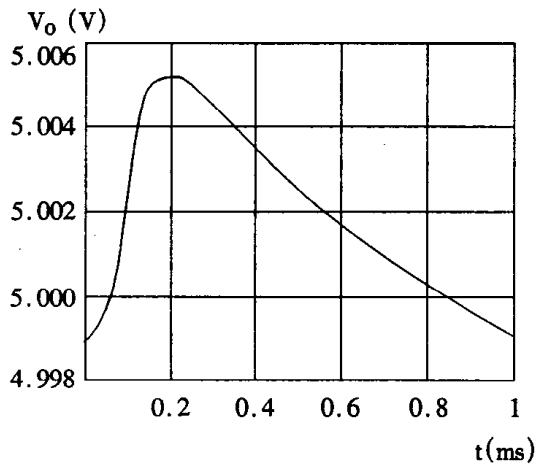


图 1-12 输入电压变化 +20V 时瞬态响应 $V_o(t)$ 仿真结果

五、例 2:推挽式 PWM 开关电源的 PSPICE 仿真及补偿网络参数优化选择

本例用 PSPICE 程序在微型机上仿真计算。

图 1-13(a)及(b)为 DC-DC 推挽式 PWM 变换器的两种电路拓扑。两者不同处仅为变压器次级接法和整流输出:图(a)是中心抽头、全波整流;(b)是桥式整流。

推挽式开关变换器的特点是,变压器的两个初级绕组并联接输入电压,因此可将推挽式开关变换器主电路拓扑看作是两个正激开关变换器以特殊形式相联结。这样推挽式 PWM 开关变换器主电路等效电路模型和正激 PWM 开关变换器的等效模型一样,这里不再重复(见图 1-1 及图 1-2)。

给定输入电压:18-36V;四路输出,分别为:±5V, ±15V;(反馈电压信号自 +5V 取得), PWM 控制芯片为 UC3825(它还兼有过流保护、软起动功能,在仿真时未考虑)。为了便于仿真,对电路作了某些简化,如:只考虑 +5V 一路输出等。

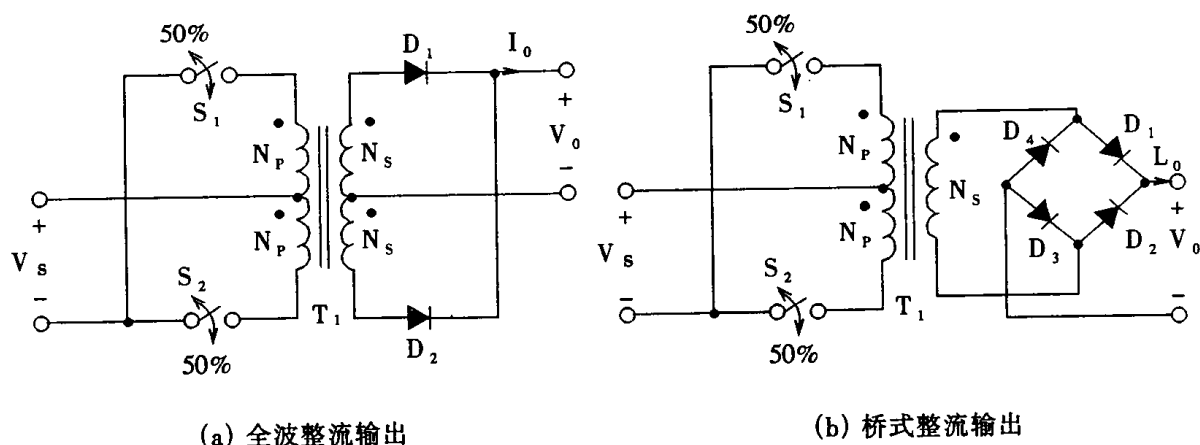


图 1-13 DC-DC 推挽式 PWM 开关变换器

除了主开关电路需要建立等效电路模型外,还应当建立三个子电路的 PSPICE 等效电路模型:UC3825,可编程精密参考电压源 TL431 以及光耦电路,以下分别叙述。

1. UC3825 的等效电路模型(图 1-14)

表 1.2 UC3825 仿真模型参数表

C1	1pF	V1	0.5V dc	r3	1g	E1	0.01
r1	100k	V2	4.7V dc	g2	0.045	IX	2.5mA
g1	0.002	V3	2.0Vdc	r4	1k	C2	0.00579 pF
r2	5M	V4	85Vdc	V16	5.1V d c	V5	0.5Vdc

表 1.2 为 UC3825 的仿真模型参数。

UC3825 误差放大器的开环增益约为 10^4 , 节点 3 为误差放大器输出, 其电压表达式为:

$$V_{R2} = g_1 * V_{R1} * R_2$$

可求得 $g_1 = 0.002$

R_2 、 C_2 决定了 UC3825 的带宽。

V_1 、 V_2 为输出限幅电压, V_3 、 V_4 为占空比限幅电压, 因为推挽式电路的等效占空比为每个管子的两倍, 故将输出占空比限制提高一倍。

I_X 为计及饱和延迟 T_s 的等效电流源, 饱和延迟为 $50\mu s$, T 为 $2\mu s$ 。

$$I_X = 0.1 * T_g / T = 2.5 * 10^{-3}$$

$$g_2 = 0.1 / (V_p - V_0) = 0.1 / (4.5 - 2.3) = 0.045$$

当 R_4 取 $1k$ 时, $E_1 = 0.01$ 。

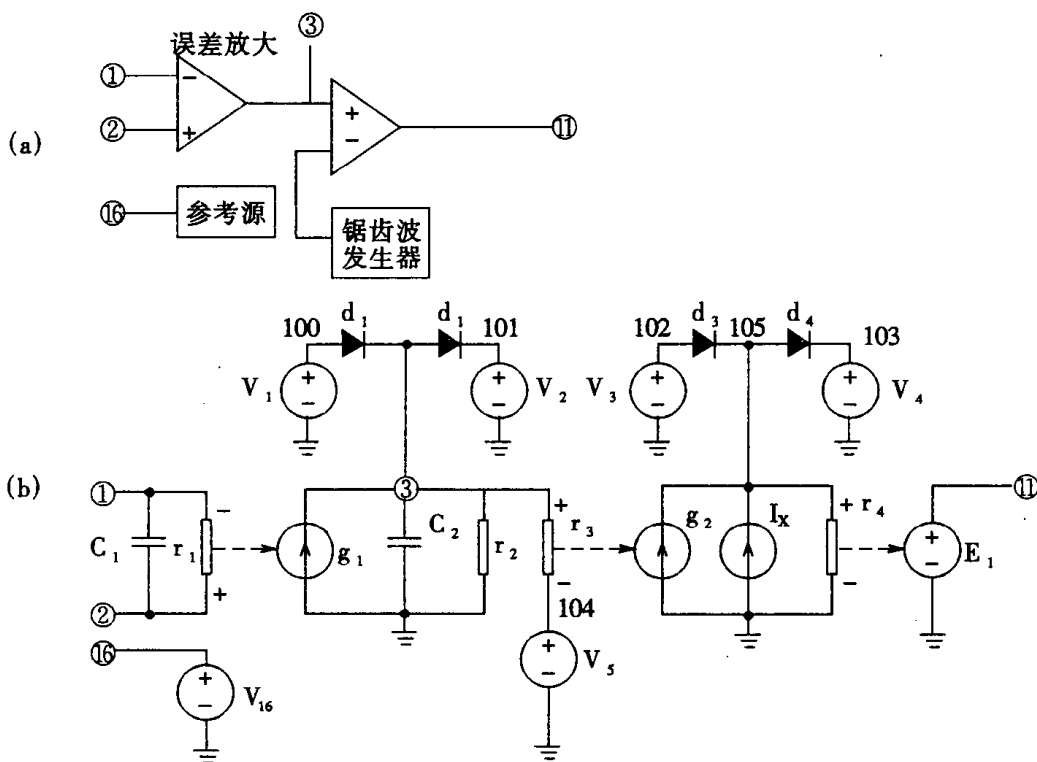


图 1-14 (a)UC3825 的框图(b)UC3825 的 PSPICE 仿真模型

2. TL431 的等效电路模型

TL431 是 Motorola 公司生产的可编程精密参考电压源, 它是个三端二极管, 类似于低温系数系数的 Zener 管, 它的原理图及等效电路模型见图 1-15(图中的 A 端已被设为地点), 从它的

等效电路可以很方便地写出其电路描述子程序。

其中 V_2 、 V_3 用于限制比较器的输出幅度。仿真模型参数见表 1.3。表 1.4 为推挽开关电源仿真模型参数。

表 1.3 TL431 仿真模型参数表

r1	100k	r2	16k	V1	2.5V dc	V3	-13V dc
C1	1pF	C2	150pF	V2	13V dc	g1	0.184

表 1.4 推挽 PWM 开关电源仿真模型参数表

R1	0.1	C4	6 μ F	R5	2.5k	C6	0.01 μ F	R10	1k
C1	100 μ F	L1	15 μ H	R6	220	C7	47 pF	R11	5k
R3	5	R2	10	R7	15k	R8	1k	R12	5k
C3	2200pF	R4	2.5k	C5	0.01 μ F	R9	5.6k	C8	0.01 μ F

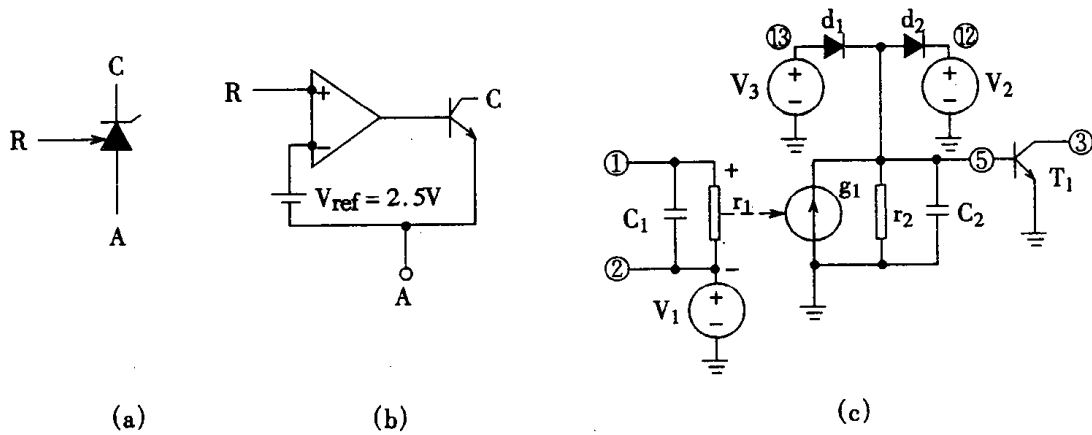


图 1-15 (a) TL431 的符号 (b) 等效电路 (c) PSPICE 仿真模型

3. 光耦的模型

光耦可简化为一个流控电流源 $f1$ ，控制系数是 1 (图 1-16 节点 12, 14)。

4. 开关及隔离变压器的模型

开关及隔离变压器等效为理想变压器，其变比为开关的占空比与变压器变比的乘积 nd 。

5. 推挽 PWM 开关电源的等效电路模型

开关电源的仿真模型见图 1-16,其简化图如图 1-17。X1 是变比为 1:nd 的理想变压器, X2 为 UC3825 控制电路, X3 为 TL431, i_o 为模拟负载电流。L、C 和交流电压源 V 是为了计算开环频率特性而引入的元件,计算动态响应时选电感 $L = 1\mu\text{H}$, 电容 $C = 1\text{pF}$, 等效于节点 a 与 b 短接、a 与 c 开路, 在计算开环频率特性时, 使 $C = 1\text{kF}$, $L = 10^9\text{H}$, 等效于节点 a 与 c 接通, a 与 b 断开, 节点 b 为开环分析断点, 由 b 点得到开关电源的幅频相频特性。

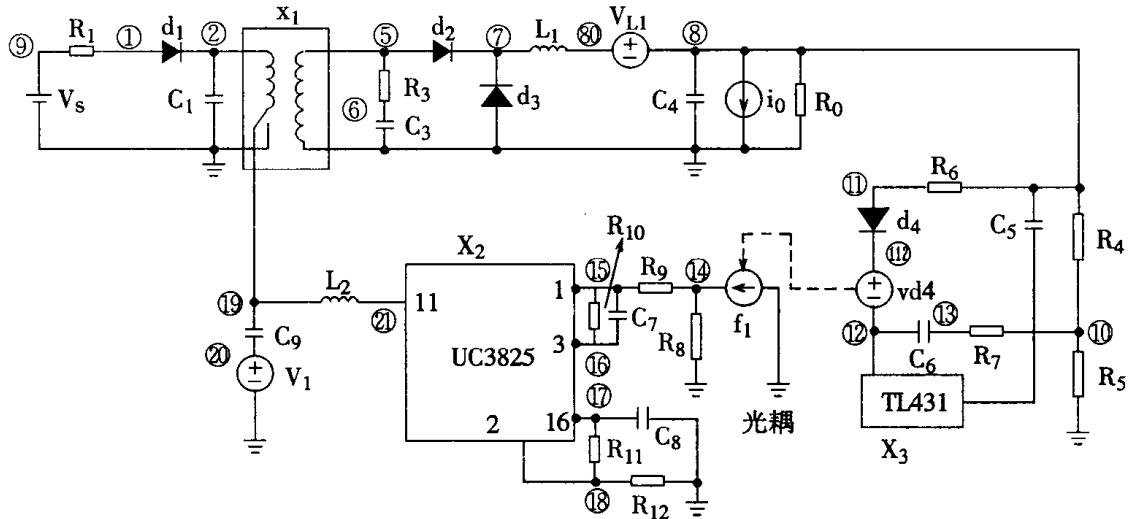


图 1-16 推挽 PWM 开关电源的 PSPICE 仿真模型

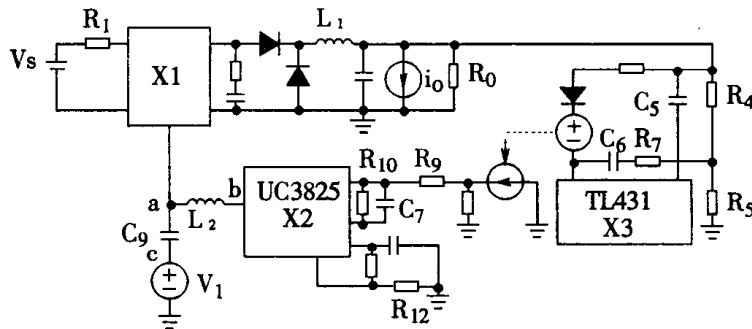


图 1-17 图 1-16 的简化图(图中只标明部分元件的符号)

6. 计算目的——用 PSPICE 对补偿网络参数寻优, 并对优化后的开关电源进行仿真研究, 待优化的参数为 $C_5, R_7, C_6, R_9, R_{10}, C_7$ 。优化时的条件为: 在最低输入电压 18V 时, 负载在 1 微秒内从 0.5A 突变为 1.5A, 即 i_o 从零突变到 1A。优化方法是, 利用 PSPICE 程序中的 STEP 指令, 轮流对参数进行扫描, 观察电路的动态输出波形, 对参数进行择优。

7. 仿真结果 优化参数如下: $C_5 = 2.6\text{nF}$, $R_7 = 22\text{k}\Omega$, $C_6 = 23\text{nF}$, $R_9 = 2.5\text{k}\Omega$, $R_{10} = 3.7\text{k}\Omega$, $C_7 = 15\text{pF}$ 。利用这组参数进行了以下的仿真计算。

- 在不同的输入电压下, 开关电源突然加载的瞬态响应

i_L 从 0 到 1A 突变, 输入电压从 18V 到 36V, 每隔 2V 计算一次, 结果见图 1-18, 显见输入电压越高, 瞬态过程就越短。

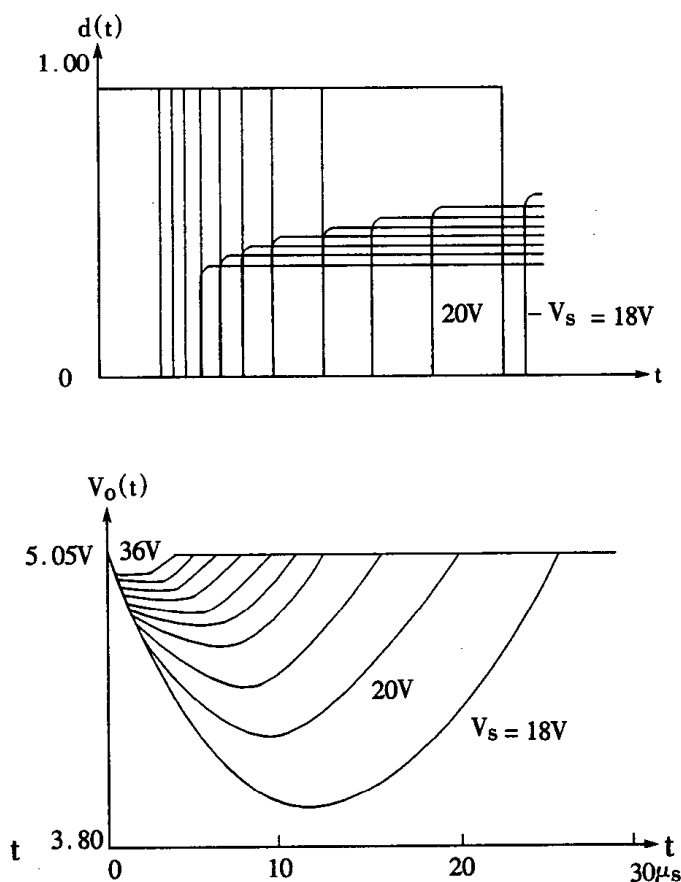


图 1-18 推挽 PWM 开关电源的阶跃瞬态响应 $d(t)$ 、 $v_o(t)$ 仿真结果(不同输入电压, 负载电流从 0 跃变至 1A)

- 在不同负载下, 输入电压从 18V 到 36V 突变的瞬态响应

i_L 从 0.1 到 1A, 每隔 0.2A 计算一次, 结果见图 1-19, 其瞬态过程与负载无关。

- 在不同负载条件下, 输入电压从 36V 到 18V 突变的瞬态响应

i_L 从 0.1 到 1A, 每隔 0.2A 计算一次, 结果见图 1-20, 其瞬态过程与负载无关。

- 开环频率特性分析

得到系统的开环频率特性(幅频和相频), 如图 1-21, 增益交越频率为 389kHz, 过 0 dB 时斜率为 $-20\text{dB}/10$ 倍频, 其相移为 70.33 度, 因此该电源是稳定的。

仿真计算是在 Intel 386DX/40 兼容机上运行的, 该机有 4M 内存, 带协处理器 80387, 操作系统是 DOS5.0, 所用的 PSPICE 版本为 4.02, 单项分析所需时间一般为 30—50 秒。

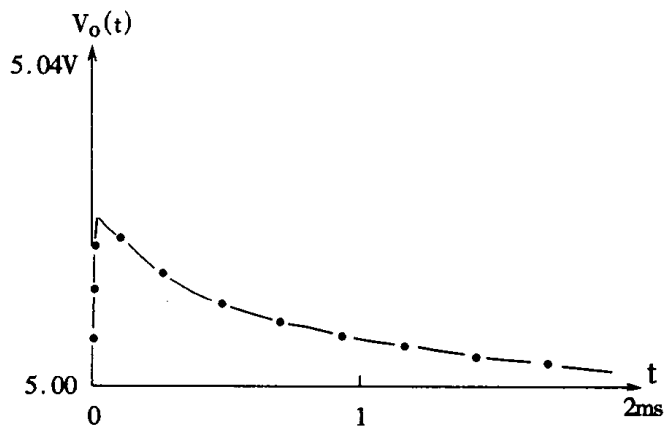
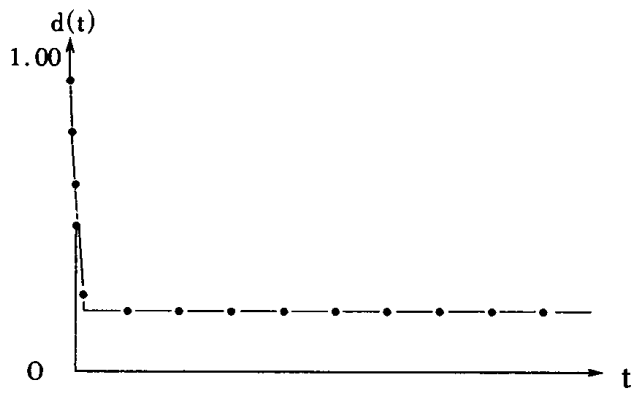


图 1-19 推挽 PWM 开关电源的阶跃瞬态响应 $d(t)$ 、 $v_o(t)$ 仿真结果(输入电压从 18V 跃变至 36V)

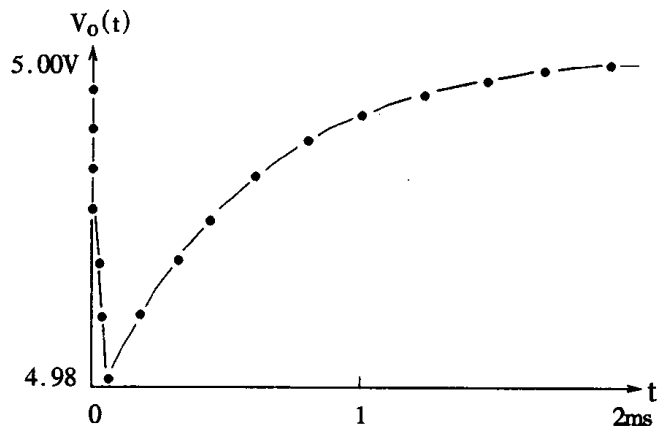
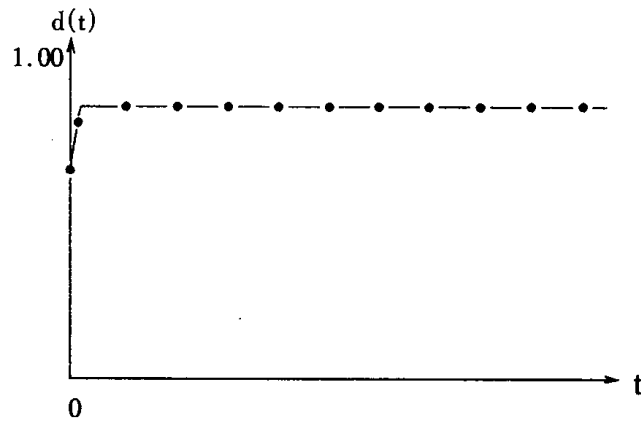


图 1-20 推挽 PWM 开关电源的阶跃瞬态响应 $d(t)$ 、 $v_o(t)$ 仿真结果(输入电压从 36V 跃变至 18V)

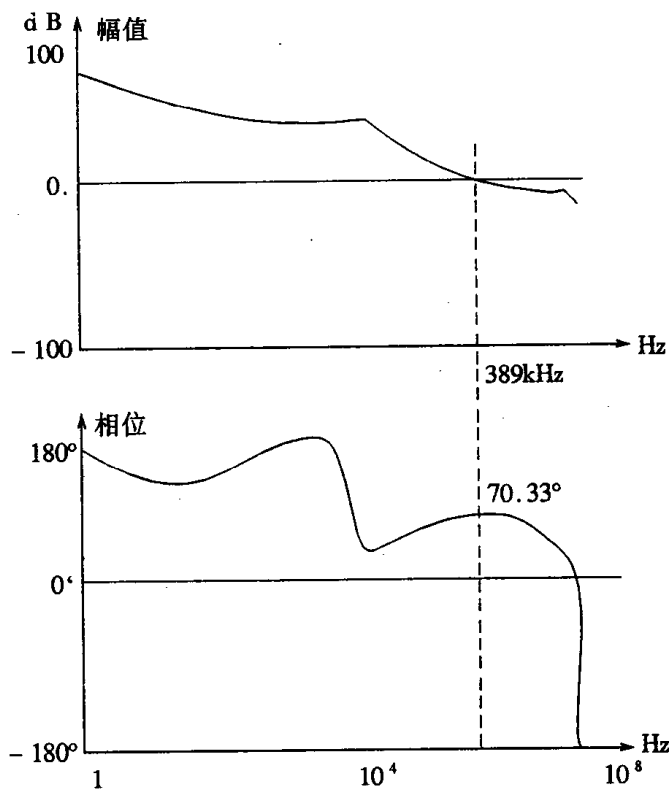


图 1-21 推挽 PWM 开关电源的 Bode 图

第三节 离散时域法仿真

一、概述

用 SPICE 对开关电源仿真,其优点是可以利用通用电路分析程序的特点,直接由电路仿真,不必列出电路方程,只要按规定格式输入,便可对开关稳压电源或开关变换器用计算机仿真,得到瞬态时域响应或频域特性。这一方法的主要缺点是计算效率低,费机时。用 SPICE 仿真的理论根据是状态空间平均法,当扰动信号频率比开关频率低得很多时,能保证一定的准确度。

更精确的仿真方法是离散时域法。开关电源从本质上看,是一个离散的非线性系统,利用状态空间法列出非线性系统的分段线性方程,用计算机求解,可以较精确地进行分析研究。离散时域法可用以仿真多环控制系统,实现不同的控制规律,快速、准确、高效率地研究拓扑变化和(或)元件参数变化对系统瞬态特性的影响。可用以仿真稳态过程(如电压、电流的纹波等)、大信号响应(如起动过程等)及小信号响应(如计算开关电源的特征值、稳定性分析、校验控制电路的设计等)。

离散时域法的缺点是,得不到解析形式的数学方程,完全依靠计算机数值计算分析,物理意义不清晰。

应用离散时域法仿真时,首先应建立一个等效的非线性迭代时域模型。基本方法是:列出系统的分段线性状态方程后,求状态转移规律,由此导出非线性差分方程。

用牛顿迭代法可以求出精确的平衡点。当求解非线性差分方程时,需要确定开关的转换

时刻,即各个分段线性网络的边界条件。非线性差分方程的时域解就是大信号瞬态响应。

小信号分析时,先在平衡点附近对开关电源线性化,得到线性差分方程,应用 Z 变换可在 Z 域内分析的小信号特性,如稳定性、瞬态响应等。

如所周知,快速性和准确性是现有仿真算法的一大矛盾。常规的定步长积分仿真方法很难用于开关电源,原因是:1. 运算量大,例如为了保证足够准确度,在一个开关周期内往往要求解几百到几千次微分方程,乘法运算次数很大。2. 精度低,有限的积分步长造成开关时刻的计算误差(截断误差),它的出现对开关电源的瞬态过程影响很大。若积分步长太小,不仅计算时间长,而且在状态推移过程中,数值计算会造成很大的积累误差。

下面要介绍的一种仿真开关电源的离散时域法(见中国通信学报, V01.9, No.3, 1988),使快速性和准确性统一。因为它既考虑了开关电源的分段线性特性,也考虑了 N 维主电路和 M 维控制电路具有不同的时间常数;将 M + N 维的开关电源分解成慢(N 维)和快(M 维)两个子系统,分别以大步长 Δt_1 , 和小步长 $\Delta t_2 = \Delta t_1/s$ 积分, s 为整数值。N 维子系统的输出(即 W 维反馈向量)以低阶多项式插值(若为一阶,即线性插值),作为 M 维子系统的输入。

这样,在搜索边界过程中,只需求解低维状态方程,而不必解 M + N 维方程。远离边界点时,每计算一次 Δt_1 ,只需解一次 N 维方程和 s 次 M 维方程,以及 s 次 W 维线性插值运算,从而显著提高了计算速度。求解边界方程则是用线性插值法(弦截法)。下面分别介绍建模和计算方法。

二、数值法求解分段线性网络的状态方程

开关变换器在一个开关周期内可以根据电感电流是否连续分成两段或三段。如图 1-22。

图中给出第 k 个周期 $[t_k, t_{k+1}]$ 的电感电流波形。 t_{on}^k 表示该周期内开关晶体管的导通时间, T_{F1}^k 表示开关晶体管截止而电感电流流通的时间, T_{F2}^k 表示电感电流中断的时间,各时间关系式如下:

$$T_s = t_{k+1} - t_k$$

$$T_{on}^k = t_k' - t_k$$

$$T_{F1}^k = t_{k+1} - t_k' \text{ (CCM)}$$

$$T_{F1}^k = t_k'' - t_k' \text{ (DCM)}$$

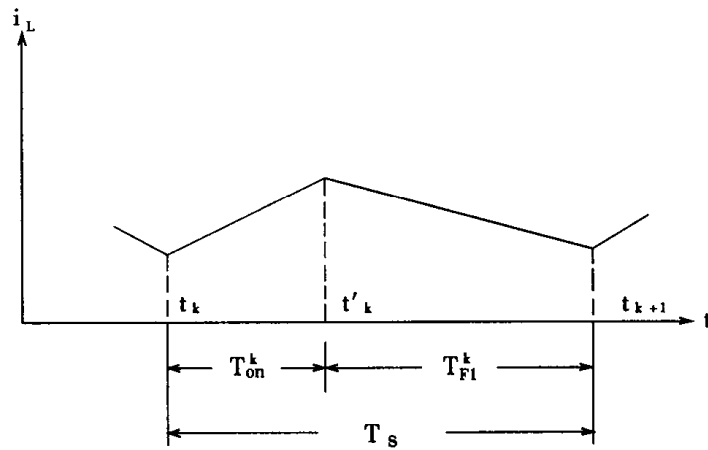
$$T_{F2}^k = t_{k+1} - t_k'' \text{ (DCM)}$$

开关变换器分段线性网络的状态方程为

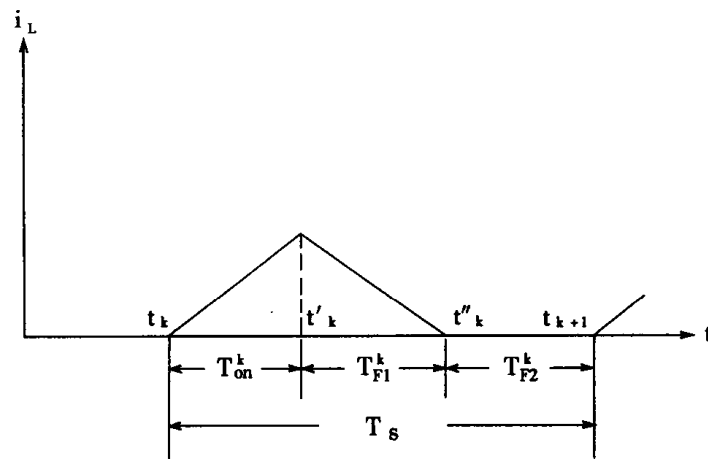
$$\frac{dX}{dt} = A_i X + B_i u \quad (4.1.15)$$

对于 CCM, $i = 2$, 对于 DCM, $i = 3$ 。

式中 A_i 及 B_i 为第 i 段线性网络的系数矩阵, 由网络拓扑及电路参数决定。



(a) 连续模式 (CCM)



(b) 不连续模式 (DCM)

图 1-22 电感电流波形

求解式(4.1.15), 得状态转移方程, 为简便计, 令 $t - t_k = \delta t$ 。

$$X(t_k + \delta t) = \exp(A_i \delta t) X(t_k) + \int_{t_k}^{t_k + \delta t} \exp[A_i(t - \tau)] B_i u d\tau$$

式中 u 为输入, 如直流电源电压 V_i 。设在 δt 时间内 u 为常量, 则上式简化为

$$X(t_k + \delta t) = \varphi_i(\delta t) X(t_k) + D_i(\delta t) u \quad (4.1.16)$$

式中矩阵

$$\varphi_i(\delta t) = \exp(A_i \delta t) \quad (4.1.17)$$

$$\begin{aligned} D_i(\delta t) &= \int_{t_k}^{t_{k+1}} \varphi_i(t - \tau) B_i d\tau \\ &= A_i^{-1} [\exp(A_i \delta t) - I] B_i \end{aligned} \quad (4.1.18)$$

式中 I 为单位矩阵。

图 1-23 表示一周期内(第 k 周期)状态转移示意图。

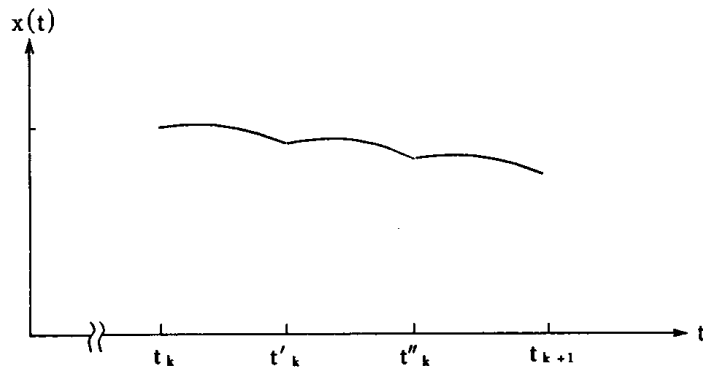


图 1-23 第 k 周期内的状态转移

φ_i 及 D_i 可用数值方法求解,例如矩阵指数 $\exp(A_i \delta t)$ 可用 Taylor 级数展开后计算:

$$\exp(A_i \delta t) = I + A_i \delta t + \frac{(A_i \delta t)^2}{2!} + \frac{(A_i \delta t)^3}{3!} + \dots$$

定义 $\varphi_i(\delta t)$ 为上述级数的前 $K+1$ 项:

$$\varphi_i(\delta t) = I + A_i \delta t + \frac{(A_i \delta t)^2}{2!} + \dots + \frac{(A_i \delta t)^k}{k!} \quad (4.1.19)$$

代入式(4.1.18)可得

$$D_i(\delta t) = \left[I + \frac{A_i \delta t}{2!} + \dots + \frac{(A_i \delta t)^{k-1}}{k!} \right] \delta t B_i \quad (4.1.20)$$

将矩阵 φ_i, D_i 代入式(4.1.16),即得状态方程式(4.1.15)的近似积分解,也可以用其它积分算法(如一阶欧拉法或四阶龙格库塔法等)求状态方程的数值解,只要步长足够小,例可得到满意的准确度,但计算机时也随着增加。

三、求解网络拓扑的转换时刻(边界条件)

在计算过程中应求出每个开关周期内开关晶体管导通和截止的准确时刻,以确定什么时候用哪一段线性网络的状态方程来描述。为此需要确定各段线性网络的边界点,用边界条件说明,一般以非线性隐式方程形式出现。例如,最简单的情况是:电感电流为零的时间 T_{F2}^k , 开关晶体管控制电压大于零的时间即为 T_{on}^k , 这两个均为边界条件。边界条件与导通比控制方式及电感电流是否连续等有关,共有三个:

1. 由脉冲调制器决定的边界条件

如图 1-5, 比较器由反馈控制电压 V_T 和锯齿波电压 $V_k(t)$ 决定 t_k , 从而决定了导通时间 $T_{on}^k = t_k - t_k'$ 。这时边界点应满足:

$$V_k(t_k) = V_T \quad (4.1.21)$$

锯齿波的幅值为 V_m , 在 t_k 时刻, V_T 与 $V_k(t)$ 相交, V_T 为误差放大器输出电压。 t_k 及 t_k' 的意义见图 1-22。

如果将 V_T 选作一个输出变量, 则由式(4.1.16)及(4.1.21)可得边界条件为

$$g[x(t_k), T_{on}^k] - V_k(t_k) = 0 \quad (4.1.22)$$

2. 由开关变换器工作模式决定的边界条件

例如对于恒频控制 CCM 模式有

$$T_s - T_{on}^k - T_{F1}^k = 0 \quad (4.1.23)$$

对于恒频控制 DCM 模式有

$$T_s - T_{on}^k - T_{F1}^k - T_{F2}^k = 0 \quad (4.1.24)$$

3. 电感电流为零的边界条件

对于 DCM 模式, 已知电感电流为零的时刻 t_k'' 时, $i_L(t_k'') = 0$ 。由此可以决定 $T_{F2}^k = t_{k+1} - t_k''$ 。电感电流是一个状态变量, 故由式(4.1.16)可得另一个边界条件:

$$g[x(t_k''), T_{F1}^k] = 0 \quad (4.1.25)$$

由式(4.1.23) ~ (4.1.25)可得 T_{on}^k 、 T_{F1}^k 、 T_{F2}^k 。

边界方程可以用二分法搜索(Binary Search)。例如要搜索 $i_L(t_k'') = 0$ 的点, 可以依次以步长 $\tau_s/2, \tau_s/2^2, \dots, \tau_s/2^N$ 逐次逼近 t_k'' 点(τ_s 为基本仿真步长)。用二分法搜索的平均误差为 $\tau_s/2^{N+1}$ 。令式 4.1.20 中的 $\delta t = \tau_s/2, \dots, \tau_s/2^N$, 可得对应的矩阵 D_{ki} 及 φ_{ki} ($k = 1, 2, \dots, N$)。在仿真时首先计算这些矩阵, 并存入计算机内, 搜索时按步长查表调用, 可大大节约运行时间。

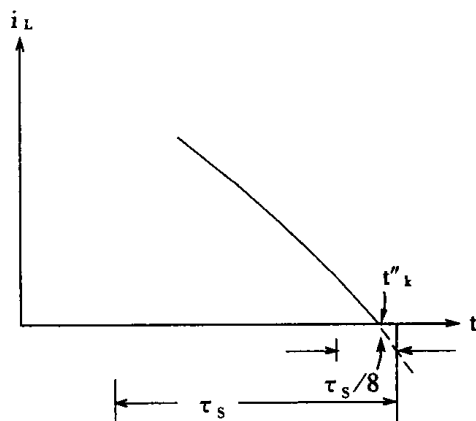


图 1-24 二分法搜索

图 1-24 表示用二分法搜索 $i_L(t_k'') = 0$ 的点, ($N=3$)。

如果将 N 加大, 可以减小误差, 例如令 $N=4$, i_L 最大误差为 $T_s/16$ 。但增大了矩阵 φ_i 及 D_i 的计算量和存储量。

因此应用离散时域法进行仿真时, 如何求解边界方程, 力求在最短时间内获得较准确解, 是人们较关心的问题之一。例如, 可以用抛物线插值法求解, 也可以将边界方程近似为线性, 用线性插值法求解。或者先用大步长计算, 当到达开关点(边界点)附近时自动减小步长, 用更小的步长计算。

四、非线性差分方程(大信号模型)

已知 $X(t_k)$ 时, 可求出 $X(t_{k+1})$ 及边界点状态 $X(t_k')$ 、 $X(t_k'')$ 。

$$\left. \begin{aligned} X(t_k') &= X(t_k + T_{on}^k) = \varphi_1(T_{on}^k)X(t_k) + D_1(T_{on}^k)u \\ X(t_k'') &= X(t_k' + T_{F1}^k) = \varphi_2(T_{F1}^k)X(t_k') + D_2(T_{F1}^k)u \end{aligned} \right\} \quad (4.1.26)$$

$$X(t_{k+1}) = X(t_k'' + T_{F2}^k) = \varphi_3(T_{F2}^k)X(t_k'') + D_3(T_{F2}^k)u \quad (4.1.27)$$

合并上式可得非线性差分方程:

$$X(t_{k+1}) = \varphi X(t_k) + Du \quad (4.1.28)$$

$$\varphi = \varphi_3(T_{F2}^k)\varphi_2(T_{F1}^k)\varphi_1(T_{on}^k)$$

$$D = \varphi_3(T_{F2}^k)\varphi_2(T_{F1}^k)D_1(T_{on}^k) + \varphi_3(T_{F2}^k)D_2(T_{F1}^k) + D_3(T_{F2}^k)$$

对于 CCM, 则有

$$\varphi = \varphi_2(T_{F1}^k)\varphi_1(T_{on}^k)$$

$$D = \varphi_2(T_{F1}^k)D_1(T_{on}^k) + D_2(T_{F1}^k)$$

将边界条件所确定的 T_{on}^k 、 T_{F1}^k 、 T_{F2}^k 代入式(4.1.28),可计算出已知 t_k 时的 $X(t_{k+1})$ 。非线性差分方程,是离散的状态转移方程,它精确地描述了开关变换器的状态转移规律。

式(4.1.28)的一般写法为

$$X(t_{k+1}) = f[X(t_k), u, T_{on}, T_{F1}, T_{F2}] \quad (4.1.29)$$

五、小信号模型

为了求得小信号线性化模型,应先求平衡点 X^* ,应用牛顿迭代法解式(4.1.29),从而可获得精确的稳态解 X^* 。又为了保证牛顿迭代过程收敛,应先求近似稳态解 X^0 ,作为迭代时的初值。计算方法如下:

由给定的输入、输出要求,可以计算出稳态情况下导通、截止或电感电流中断的近似时间: T_{on}^0 、 T_{F1}^0 及 T_{F2}^0 ,进一步计算相应矩阵 φ 和 D ,可得近似稳态解:

$$X^0 = \varphi X^0 + Du$$

$$\text{或} \quad X^0 = (I - \varphi)^{-1} Du \quad (4.1.30)$$

式中 I 为单位阵,并设 $(I - \varphi)$ 非奇异。

以 X^0 为初值,用牛顿法求稳态精确解 X^* 。应用式(4.1.28)进行迭代,直到满足状态匹配条件为止。状态匹配条件为:

$$|X_i(t_{k+1}) - X_i(t_k)| < \epsilon$$

$$\text{或} \quad \sqrt{\sum_{i=1}^n [X_i(t_{k+1}) - X_i(t_k)]^2} < \epsilon \quad (4.1.31)$$

ϵ 是一个很小的正值。在 X^* 附近将式(4.1.28)线性化,即得小信号模型——线性差分方程。对式(4.1.29)中 X 和 u 取偏微分可得

$$\begin{aligned} \delta X(t_{k+1}) &= \frac{\partial f}{\partial X} \delta X(t_k) + \frac{\partial f}{\partial u} \delta u(t_k) \\ &= \psi \delta X(t_k) + \Gamma \delta u(t_k) \end{aligned} \quad (4.1.32)$$

ψ 为 $n \times n$ 矩阵, Γ 为 $n \times m$ 矩阵, m 为输入变量数, n 为状态变量数。

矩阵 ψ 和 Γ 可以用一阶差商近似求出,例如

$$\psi = \left. \frac{\partial f}{\partial X} \right|_{X^*} = \left[\frac{f_i(X_j^* + \Delta X_j) - f_i(X_j^*)}{\Delta X_j} \right] \quad (4.1.33)$$

当 u 为常向量时,式(4.1.32)简化为

$$\delta x(t_{k+1}) = \psi \delta X(t_k) \quad (4.1.34)$$

式(4.1.32)、(4.1.34)是线性差分方程,它描述了开关变换器在平衡点 X^* 附近的小信号特性。计算定常矩阵 ψ 的特征值 $\lambda_i, i=1,2,\dots,n$,便可判断系统是否稳定。稳定条件为:

$$|\lambda_i(\psi)| < 1, \quad i=1,2,\dots,n \quad (4.1.35)$$

λ_i 可由计算机计算。根据特征值在 Z 平面上的分布,可以预测系统的稳定性及瞬态特性。

但是在 Z 平面上研究特征值的分布,只能定性说明瞬态响应的性质。应用式(4.1.32)可以进行小信号瞬态响应的数字仿真。

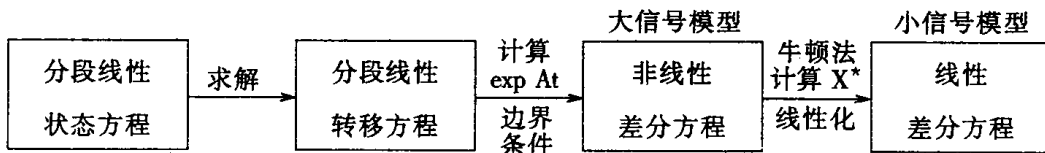


图 1-25 离散时域法建模过程

图 1-25 说明离散时域法中,从分段线性状态方程出发,得到大信号模型和小信号模型的步骤。

离散时域仿真方法近几年也有很多改进和发展。例如以电路节点法为基础的离散时域法,可用以仿真全波准谐振开关变换器或 PWM 开关变换器,在相同准确度下,计算速率比用 SPICE 程序仿真要快得多。

六、程序框图

1. 数学模型

·主电路拓扑模型

$$N \text{ 维状态方程} \quad dX_1/dt = A_{1j}X_1 + B_{1j}U_1 \quad (4.1.36)$$

$$\text{输出方程} \quad Y_1 = C_{1j}X_1 + D_{1j}U_1 \quad (4.1.37)$$

$j=1,2,\dots,m, m$ 为变换器拓扑数,一般 $m \leq 3$ 。

·控制电路模型

$$M \text{ 维状态方程} \quad dX_2/dt = A_2X_2 + B_2U_2 + B_2'Y_1' \quad (4.1.38)$$

输出方程 $Y_2 = C_2 X_2 + D_2 U_2 + D_2' Y_1'$ (4.1.39)

U_2 为参考电压, 常数。

Y_1' 为 Y_1 的插值函数:

$$Y_1'(t_1 + t_2) = Y_1(t_1) + [Y_1(t_1 + \delta t_1) - Y_1(t_1)] t_2 / \delta t_1 \quad (4.1.40)$$

t_1, t_2 , 及 $t_1 + \delta t_1$ 的时间关系如图 1-26。

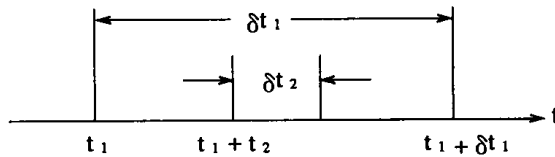


图 1-26 $t_1, t_2, t_1 + \delta t_1$ 的时间关系

2. 积分步长

矩阵多项式 $E_k = I + A\Delta t + \dots + A^k(\Delta t)^k/k!$ (4.1.41)

积分步长 Δt 大小应满足下列不等式:

$$\max \left| \frac{E_k(i, j) - E_{k+1}(i, j)}{E_{k+1}(i, j)} \right| \leq \epsilon \quad i, j \in [1, N] \quad (4.1.42)$$

由上式可决定步长 Δt , k 的阶次越高, 或 Δt 越小, 则计算误差越小。实际上 $k = 3 - 5$, 就可得满意结果。 ϵ 为允许误差。

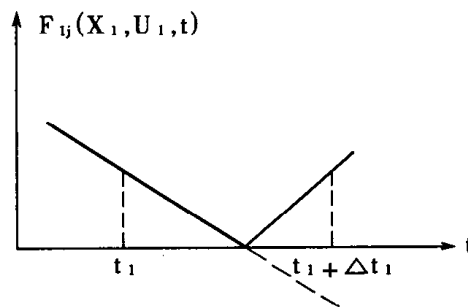


图 1-27 设 F_{ij} 为时间 t 的线性函数

3. 边界条件

开关晶体管的开关条件 $F_2(Y_2, t) = F_2(X_2, Y_1', t) = 0$ (4.1.43)

$$\text{二极管的开关条件} \quad F_{1j}(X_1, U_1, t) = 0 \quad (4.1.44)$$

用线性插值法求解边界条件, 设 Δt_1 时间内, 控制变量 U_1 不变, 则 $F_{1j}(X_1, U_1, t)$ 也随时间线性变化, 如图 1-27。

用线性插值法求解式 4.1.43, 迭代 2 到 3 次, 即可得满意结果。

4. 仿真流程图

主程序仿真流程图如图 1-28(a), 用以求解边界条件的子程序 SUB 1, 其流程图见图 1-28(b)。

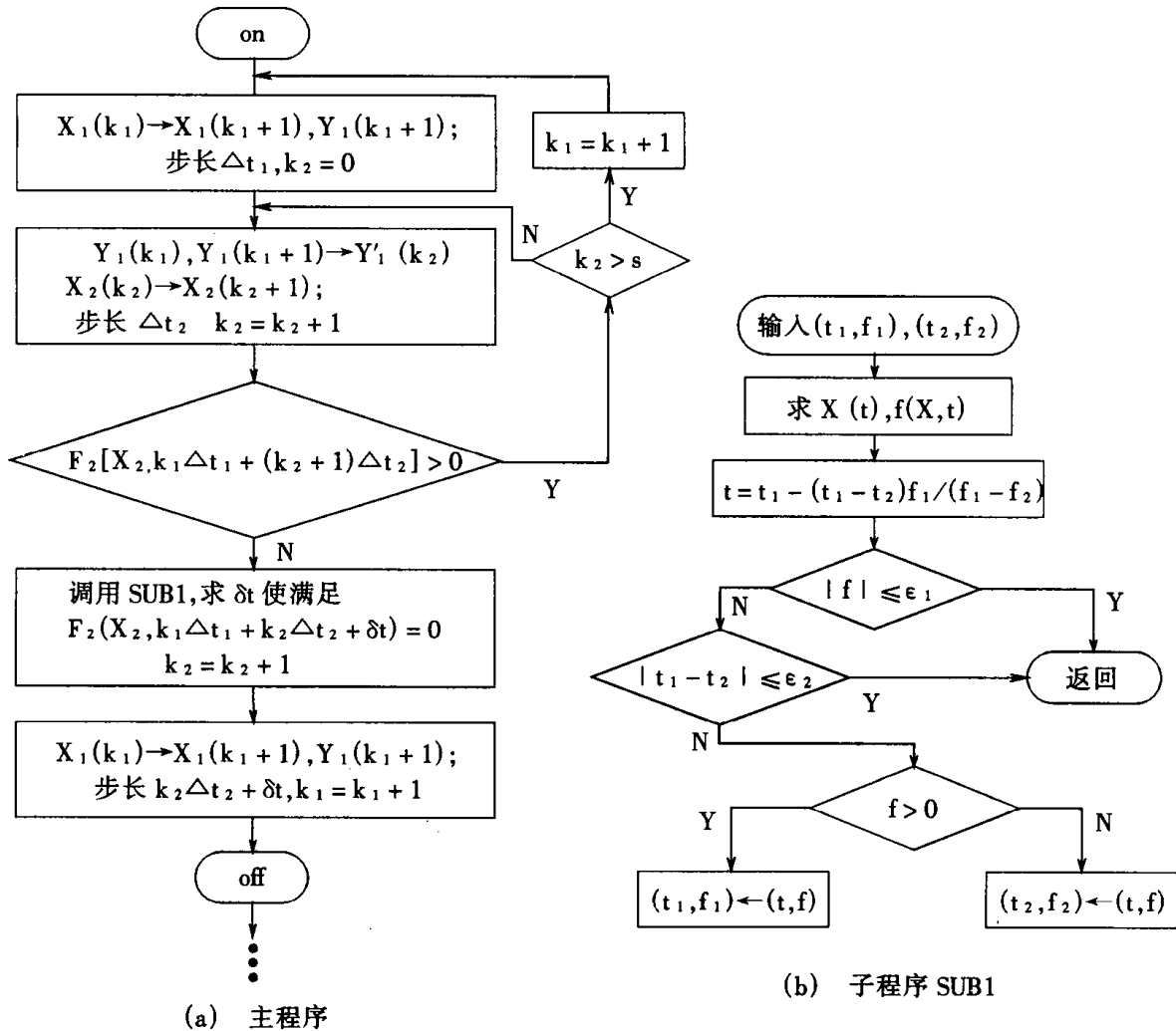


图 1-28 仿真流程图

图 1-29 为边界条件函数 $f(X, t)$ 的示意图。

解代数方程 $f(X, t) = 0$, 初始条件:

$$f_1(X_{t_1}, t_1) > 0, \quad X_{t_1} = X(t_1)$$

$$f_2(X_2, t_2) < 0, \quad X_2 = X(t_2)$$

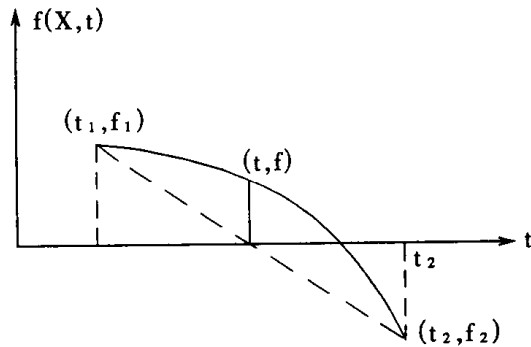


图 1-29 边界条件函数 $f(X, t)$

七、仿真计算举例

例 1 双环 Boost 开关稳压电源

图 1-30 为双环 Boost 开关稳压电源的电路原理图。该电源有两个反馈环：输出电压反馈和输入(电感)电流反馈。

定义：主电路状态变量 $X_1 = (i_L, V_c)$ ，输出变量 $Y_1 = (v_o, dV_L/dt)$

控制电路状态变量 $X_2 = (V_2, V_T)$ ，输出变量 $Y_2 = V_T$

V_T 为误差放大器的输出电压。

边界方程

on—off₁ $V_{C1} + E_R - E_T = 0$, on 表示 T 导通、D 关断, off₁ 表示 T 关断、D 导通。
 off₁—off₂ $i_L = 0$ off₂ 表示 T、D 均关断。

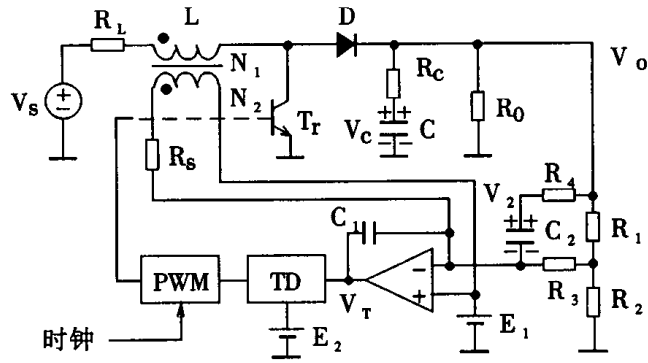
各拓扑状态的时间范围限制：

on $T_{on\ min} \leq T_{on} \leq T_{on\ max}$
 off₁ $0 \leq T_{off1} \leq T_p - T_{on}$
 off₂ $T_{off2} = \max[0, T_p - T_{on} - T_{off1}]$ 。

表 1.5 双环 Boost 开关稳压电源参数

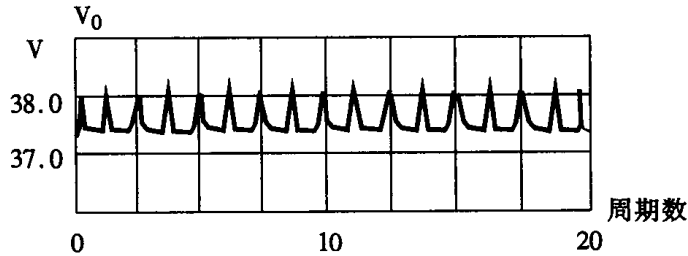
R_L	0.4Ω	R_3	40.2 kΩ
R_C	0.17Ω	R_4	6.04kΩ
R_0	50Ω	R_5	45.1 kΩ
R_1	61.9kΩ	C_1	$2.2 \times 10^{-3} \mu F$
R_2	4.9kΩ	C_2	$3.3 \times 10^{-3} \mu F$
C	300μF	E_1	2.75V
L	36.2μH	E_2	2.5V

N_1	22	E_T	0.2V
N_2	11	E_D	0.7
V_S	28V	T_p	33.3 μ S

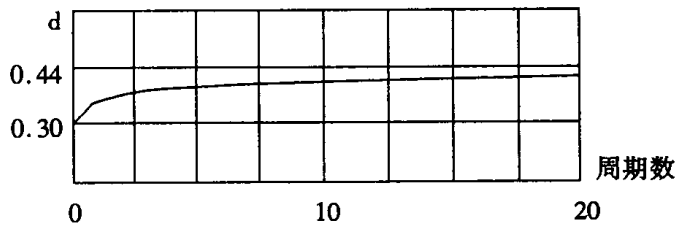


TD: 临界值检测

图 1-30 双环 Boost 开关稳压电源



(a)



(b)

图 1-31 例 1 的仿真计算结果

开关电源各参数见表 1.5。表中 E_T 及 E_D 分别表示开关晶体管 T_r 和二极管 D 的正向压

降。图 1-31(a)及(b)分别给出:当输入电压从 28V 阶跃变化至 16.8V 时,用离散时域法所得到的 $V_0(t)$ 及 $d(t)$ 的大信号阶跃响应的仿真结果。

例 2 单环正激开关稳压电源

图 1-32 为一正激开关稳压电源的电路原理图。输出电压反馈形成单闭环控制。图中用一个电流源与电阻并联模拟开关电源的负载。

定义:主电路状态变量 $X_1 = (i_L, V_1, V_2)$, 输出变量 $Y_1 = V_0$,

控制电路状态变量 $X_2 = (V_3, V_4)$, 输出变量 $Y_2 = V_T$ 。

占空比 $d \leq 0.5$, 设磁芯复位绕组匝数与初级绕组匝数相同。

边界条件为: on—off₁ $V_T - V_m t_k' / T_p = 0$ 或 $t_k' = T_p / 2$

off₁—off₂ $i_L = 0$ 或 $t_k'' = T_p$

off₂—on $t_k'' = T_p$

on 表示开关管导通; off₁ 表示开关管关断, 但 i_L 不等于 0; off₂ 表示开关管关断, $i_L = 0$ 。

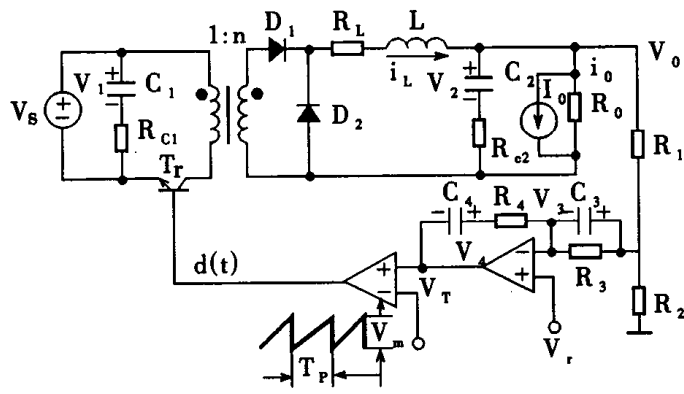
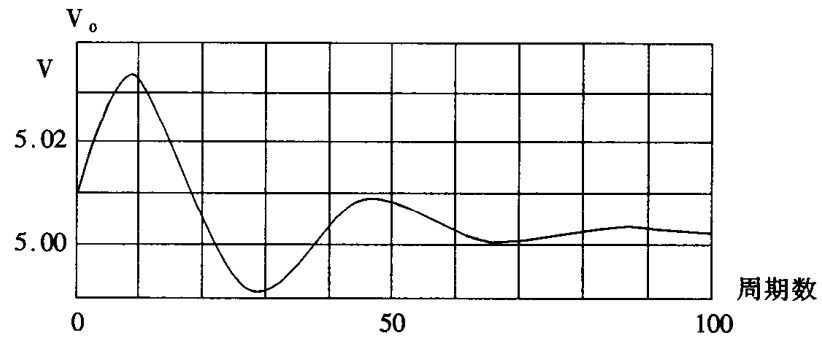


图 1-32 正激开关稳压电源电路原理图

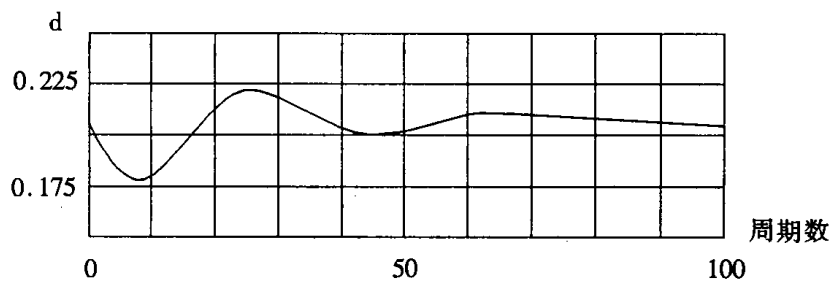
表 1.6 给出正激开关稳压电源各电路参数。

表 1.6 正激开关稳压电源的电路参数

R_L	0.1Ω	R_2	417Ω
R_{c1}	0Ω	R_3	360Ω
R_{c2}	0.003Ω	R_4	6800Ω
R_0	5Ω	L	505μH
R_1	984Ω		
C_1	100μF	T_p	50μs
C_2	4400μF	V_s	307V
C_3	1.5μF	V_m	5V
C_4	1μF	V_f	1.4896V
n	0.08125		



(a)



(b)

图 1 - 33 例 2 的仿真计算结果

图 1 - 33 给出负载跃变 - 50% 时, 用离散时域法所得例 2 的大信号瞬态响应仿真结果。其中图 (a) 及 (b) 分别为输出电压 $V_o(t)$ 及占空比 $d(t)$ 的负载响应曲线。

第二章 开关电源的最优设计

第一节 概述

和所有电子产品一样,开关电源的工程设计可分为两大类:可行设计;最优设计。

一、可行设计

根据电路的基本原理,推导出开关电源的一些计算公式,并根据以往设计经验所提供的经验数据,可以对开关电源进行初步设计,结合实验,反复修正,最后可以得到满足给定性能指标要求的设计,这个设计是可行的(即按照这个设计做出的电源可以投入使用),称为可行设计。计算机辅助设计方法(CAD)的引入,可以帮助设计师省力省时地得到可行设计结果。尤其是计算机仿真,可以部分地替代硬件模型实验。现在仿真计算已成为开关电源现代设计不可缺少的手段之一。但是可行设计毕竟是一种估算与试探结合的方法,所得结果,不可能是(从某种意义说)最优设计。

二、最优设计

也称工程优化设计。这是数学规划方法在工程设计中的应用。数学规划是一种求解函数极值(即最大值或最小值,也称最优值)的数学方法,按所能求解问题的性质(如函数为线性或非线性,并且求函数极值时有线性或非线性约束限制等)可分为线性规划或非线性规划等。对于大多数工程优化问题(包括开关电源的优化设计问题)是非线性问题,因此工程优化设计的基本方法是非线性规划,即将设计问题转化为求解一个非线性函数的极值的问题,并且求解时还受到一些线性或非线性的约束限制。由于设计时所要确定的最优参数不止一个,因此最优设计要求求解一个多变量非线性函数的极值,并满足若干个等式或不等式非线性(或线性)约束。由此可见,即使只需确定两个最优参数,也无法用手算(或借助计算器)求解开关电源的最优设计问题。工程设计最优化问题只能依靠计算机求解。因此工程优化方法既是一种数学方法,也是一种计算机辅助寻优(CAOD - Computer Aided Optimization Design)方法。应用这一方法设计开关电源或其子电路时,要求设计者不仅具有数学规划的知识,也应掌握计算机程序的编制和计算机的应用。还应当熟悉开关电源的计算机仿真方法和程序等。根据设计对象的不同,最优设计可能是重量最小,或效率最高(损耗最少),或速度最快,总之是某个性能指标或经济指标最好的设计。当然,它也一定是可行的,所以最优设计一定是可行设计,但可行设计不一定是最优设计。

近 20—30 年来,人们已将最优设计方法先后成功地应用于单端或桥式 PWM(也包括软开关 - PWM)开关电源的主电路(或称功率级电路),PWM 开关电源控制电路的补偿网络,谐振开关电源的谐振网络设计等,取得了一定的经验。但还有待于进一步普及和推广。

三、开关电源的主要性能指标

设计开关电源主电路应满足的技术性能指标主要有:输出/输入电压比(V_0/V_i),输出功率 P_0 ,变换器效率,输出电压纹波 ΔV_0 ,对输入电压源 V_i 的电磁干扰(EMI)幅度的限制等等。在

进行优化设计时,一般用不等式约束来表示各项性能指标(满足某个不等式约束,表示设计结果满足与之相应的某个性能指标。)

设计开关电源主电路时,应计算和选择的主要内容有:选择主电路拓扑,选择开关晶体管(功率 MOSFET 或 IGBT)以及整流二极管的电流,电压规格等,确定输入,输出滤波器形式以及参数,选择计算磁性元件(电感、变压器,电流互感器等)的磁芯规格,尺寸和绕组匝数,导线规格等,以及电容的选择等等。

开关电源的控制电路补偿网络设计应满足电源的各项瞬态性能指标,因此它属于瞬态设计。开关电源的瞬态性能指标有:电源系统的稳定性,快速性(用恢复时间表示),瞬态响应的上冲和下冲,电源的抗扰动性(扰动包括输入电压的瞬态扰动,负载的瞬态扰动 - 突加或突减负载)等。由于主电路参数与开关电源瞬态响应性能有较大关系,因此瞬态设计应在主电路设计完成以后进行。

开关电源瞬态最优设计的主要内容包括:选择反馈控制方式(电压反馈或电压、电流反馈,分别称为单环和双环控制),补偿网络(即比例 - 积分 - 微分或 PID 放大器)的拓扑形式,PID 参数的最优设计等等。

四、本章主要内容

本章主要内容是介绍工程优化方法在开关电源设计中的应用,以具体计算实例说明开关电源(包括全桥移相式 ZVS - PWM 开关电源)主电路及控制电路补偿网络最优设计的数学模型建立,最优化算法,计算结果分析等。考虑到部分读者可能对最优化方法及优化数学模型建立等缺乏基本了解,本章先简略介绍最优化方法及建立数学模型的一些基本概念,以帮助读者理解具体应用实例中最优设计模型是怎样建立的。读者可以参阅有关电子电路最优设计方面的参考书,也可以参看科学出版社 1993 年出版的高频功率电子学一书第九章。至于最优化算法,由于它的种类很多,也超越了本书的范围,这里不作介绍。读者有需要时可参考有关非线性规划或工程最优化方面的书籍。

第二节 工程最优化的基本概念

一、优化设计模型的三个内容

应用最优化方法设计 PWM 开关电源的某个子电路,如主电路,变压器,滤波电路,补偿网络等等,其实质是:在开关电源(或其中一个子电路)某个技术或经济指标为最优或接近最优的情况下,获得该电路的一组最优参数,并满足其它各项性能指标或结构,工艺等要求。因此,应用优化方法设计电源的一个电路时,首先应建立其优化设计数学模型。它包含了以下三方面内容:目标,变量和约束。

求某个技术或经济指标为最优(或次优)是设计的目标;

求一组参数为最优,即要在一组变量中寻找一组最优参数;

求最优参数时,要满足各项性能或结构工艺要求,即为求目标函数极值时所加的约束。

目标和约束都是上述一组设计变量的线性或非线性的函数,工程优化问题中以非线性函数居多,因此开关电源优化设计问题在数学上归结为求解有约束限制的非线性多变量(目标)函数的极值问题,或非线性的规划问题。

二、设计变量

寻优过程中,待确定的一组参数在尚未到达最优值时,是随着迭代过程而不断变化的,称为变量。例如一个由电感和电容组成的低通滤波器,对它进行优化设计时,可取电容 C 和电感 L 为设计变量;对高频变压器进行优化设计时,可取磁芯尺寸,匝数,导线截面等为设计变量。一般的工程优化问题总有多设计变量,若有 n 个,则可用 $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ 表示。为了书写简便,一组设计变量常用一个向量来表示:

$$X = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)^T \quad (4.2.1)$$

用列向量表示时,要加转置符号 T

一组设计参数用图形表示,在设计空间中即为一个点,代表一种可能的设计方案。以二维为例:这时, $n=2, X=(x_1, x_2)^T$, 坐标轴 x_1 和 x_2 所构成的平面就是这个二维问题的设计空间。设目标函数 $f(X)$ 为一个二次函数,则 $f(X)$ 的等值线应为一族椭圆,如图 2-1 所示。 $X^* = (x_1^*, x_2^*)^T$ 代表这个二次目标函数的无约束极小值点(求函数极值时没有附加任何约束限制),该点就是二维无约束优化问题的最优点。

三、目标函数

一个设计方案是否最优,总应当用具体的客观标准来衡量或判断。例如要求开关电源的输出电压纹波最小,或反应速度最快,等等,优化目标是单一的,称为单目标。航空航天用电源系统中,要求开关变换器的重量最小和效率最高,有两个优化目标,称为双目标。

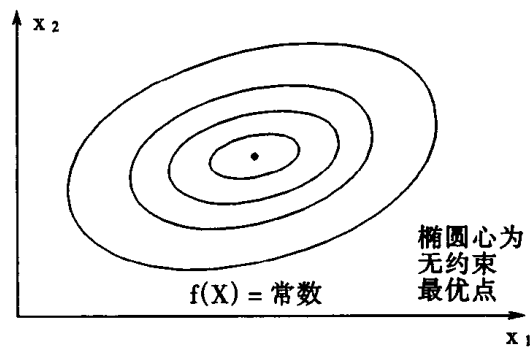


图 2-1 二次目标函数(无约束问题)

设目标函数 $f(X)$ 为一个二次函数,则在二维设计空间其等值线应为一族椭圆,如图 2-1 所示。 $X^* = (x_1^*, x_2^*)^T$ 代表这个二次目标函数的极小值点。由于求函数极值时没有附加任何约束在椭圆心这一点,限制,故这一点称为这个二维无约束优化问题的最优点。图 2-1 函数用解析形式可表示为:

$$\begin{aligned} f(X) &= X^T A X + B^T X + C \\ &= a_{11} x_1^2 + (a_{12} + a_{21}) x_1 x_2 + a_{22} x_2^2 + b_1 x_1 + b_2 x_2 + C \end{aligned} \quad (4.2.2)$$

式中 $A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$ 为常矩阵, $B = (b_1, b_2)^T$ 为常向量, C 为常数。

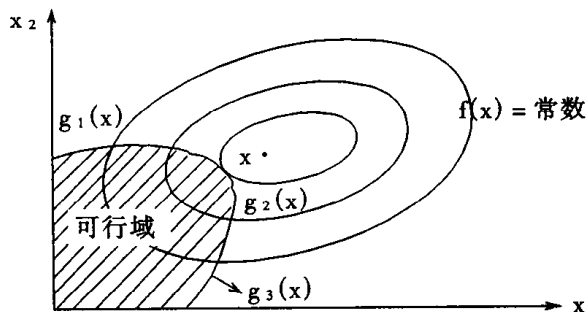


图 2-2 二次目标函数及可行域(有约束优化问题)

四、约束

在对开关电源或其子电路进行优化设计时,常用等式或不等式约束表示设计结果应满足的各项技术性能指标要求及其他结构或工艺上的要求。例如主电路输出电压纹波必须小于一定值,闭环系统的相位裕量和增益裕量必须大于某规定值以保证系统的相对稳定性;变压器和电感元件的磁芯中磁密应小于允许值,其绕组总面积应小于窗口面积等。这些约束是全部(或部分)设计变量的非线性(或线性)函数,设共有 m 个约束,用不等式表示为:

$$g_i(X) \geq 0, i = 1, 2, 3, \dots, m \quad (4.2.3)$$

例如,设规定开关电源输出纹波电压 $\Delta V_o \leq 1\% V_o$ 与下列参数有关:开关频率、输出滤波器的电感、电容、占空比、滤波电容的等效串联电阻等。我们可以推导出 ΔV_o 与设计变量的解析关系,用 $\Delta V_o(X)$ 表示。则纹波电压要求用下述不等式表示:

$$g(X) = \Delta V_o(X)/V_o - 0.01 \leq 0 \quad (4.2.4)$$

该约束是 ≤ 0 不等式,如在约束函数 $g(X)$ 前加负号,可将 ≤ 0 不等式转换为 ≥ 0 ,二者并没有实质性的差别。因此,一般情况下,在数学模型中,可以用式 4.2.3 统一表示各个不等式约束,某些情况下,模型中也可能包含 p 个等式约束:

$$g_i(X) = 0, i = 1, 2, \dots, p$$

式 4.2.3 所表示的 m 个不等式约束的几何意义,在二维情况下,可用一个平面可行域说明,如图 2-2 中阴影线所示,(这里假设共有 5 个不等式约束)。可行域内的点代表满足技术性能(或其它)要求的可能设计方案,即可行解。可行域的边界满足下式:

$$g_i(X) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (4.2.5)$$

由图可见,在有约束情况下,二次目标函数的最优点落在可行域边界上(图中的例子为落在 $g_2(X) = 0$ 上的点 X^*),并且解是唯一的,它和无约束优化问题的解是不同的(见图 2-1)。

通常,对设计变量有上下限或非负约束,如式 4.2.6,式 4.2.7 所示:

$$a_i \leq x_i \leq b_i \quad (4.2.6)$$

$$x_j \geq 0 \quad (4.2.7)$$

x_i 、及 a_i 、 b_i 分别表示第 i 个变量及其下限和上限。

对于设计变量为离散值的问题,应另加离散变量约束,例如 n 个变量中有 q 个应取离散值,则离散变量约束可表示为:

$$x_i = D_i, \quad i = 1, 2, \dots, q, \quad (4.2.8)$$

D_i 代表第 i 个离散值,即 i 维坐标上的一个离散点。

五、优化数学模型的一般形式

综上所述,工程优化设计的含意可描述为:选择 n 个最优设计变量

$$X^* = (x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*)^T \quad (4.2.9)$$

使某个目标函数值为极大或极小,并满足各项技术性能指标或其它设计要求。

对于 n 维无约束优化问题,一般情况下,可用下列数学模型描述:

$$\min \quad f(X) \quad X \in E^n \quad (4.2.10)$$

\min 为 minimize(极小化)的缩写,应注意求 $f(X)$ 极小和求 $-f(X)$ 极大是等同的。

有 m 个不等式约束和 p 个等式约束的 n 维优化问题可用下列数学模型描述:

$$\begin{array}{lll} \min & f(X) & X \in E^n \\ \text{s. t.} & g_i(X) \geq 0 & i = 1, 2, \dots, m \\ & h_j(X) = 0 & j = 1, 2, \dots, p \quad p < n \end{array} \quad (4.2.11)$$

E^n 为 n 维欧氏空间, s. t. 是 subject to(满足)的缩写,变量的上、下限约束与非负约束包含在不等式约束中,也可以用式 4.2.6 式 4.2.7 的形式另列在数学模型式 4.2.11 中。

六、工程优化设计的特点

1. 不同于工程经验设计方法,优化设计是应用数学规划的一种计算机辅助设计方法,数学模型正确与否当然会影响优化设计结果的正确性,在列数学模型时,总希望力求精确。但精

确的模型常常是很复杂的,使求解时间太长,耗费机时太多,甚至无法求解。因此建立数学模型时,既要准确,又希望有一定程度的简化。建立模型时要根据开关电源各部分电路的原理、工作物理过程、运行状态等列出相应的数学表达式,有时还要参考有关的电压,电流波形,参考某些经验数据,并应规定一些假定条件,某种情况下,模型还不能用显函数表达。

2. 在建立开关电源的数学模型时,首先应确定设计变量,变量选择越多,模型越复杂,计算困难也越大。有的变量只限于有限集范围内取离散值(如 2.2,3.2,4.2……),这些变量称为离散变量,离散值也包括整数值(如 2,3,4,……),例如变压器或电感的绕组匝数必定为整数,电容量则不一定是整数,但它应在离散值集合内选择。

在一个座标轴上离散取值和连续取值是不同的,连续取值允许在座标轴上任意连续选取,因而有无限多个点可供选取,可连续取值的变量,称为连续变量,例如电感或变压器的磁芯中磁通密度可以是连续变量。

按变量取值为连续或离散,可将优化问题分为连续优化问题和离散优化问题。

3. 模型建立以后,应选择一种最优化算法(包括一维和多维的非线性规划算法),编制程序,在计算机上求解,因此优化设计是一种数值计算方法,一个非线性函数可能有多个极值存在,其中一个称为全局最优解,其余称为局部最优解。工程优化问题计算结果一般是局部最优,用不同算法,甚至从不同初始点出发,都可能得到不同的局部最优解。

按变量离散或连续取值,非线性规划可分为离散规划和连续规划。用连续规划在计算机上求解所得连续最优变量,可能是六位数字,不一定符合元件(如电容、电阻、磁芯)的规格,即在工程上不一定能实现。常用的方法是在数学模型中加离散变量约束,如式 4.2.8。然后应用离散规划求解。如果用连续规划求解,则需要对某些最优值圆整,使之能满足元件规格,但很难选到最接近圆整值的元件;同时,圆整以后,某些约束又可能不再满足,需要重复在计算机上进行优化计算,直到所有最优解都能在工程上实现为止。

第三节 应用最优化方法的几个问题

一、最优解的性质

数学上已经证明,非线性规划中只有凸规划问题的最优解 X^* 才是全局最优,即在可行域内再也找不到其它点的目标函数值比 X^* 点的目标函数值更好, X^* 点的目标函数值在可行域内已达极值。凸规划的定义是:目标函数为凸函数(如线性或二次函数)而由约束条件构成的可行域为凸域。

对于一般工程优化问题,目标函数不一定是凸函数,可行域也不一定是凸域,因此这样的非线性规划可能存在有多个局部最优解,在这些局部最优解中有一个全局最优解。因此工程优化设计所得的最优解,一般说来、属于局部最优解。搜索迭代过程最后收敛到哪个局部最优解,与搜索方向(即算法)和迭代开始时的初始点有关。现在人们对获取全局最优解的算法做过一些研究工作,但还不能具体应用于工程优化问题。因此在计算寻优时,应当多取几个初始点,分别进行迭代搜索,得到不同的局部最优解,再进行比较,以期获得较好的局部最优解。

二、初始点的选择

对于多变量的工程优化问题,正确选择初始点对提高收敛速度和得到较好的局部最优解

有一定作用。一般可以认为,如果迭代开始时所选择的初始点越靠近某个局部最优解,则迭代收敛到这一解的迭代次数越少。对于有约束的优化问题,迭代搜索时既要使目标函数为最小,又要满足可行域的要求。因此在选择初始点时应使该点偏离等式约束的程度尽量小、尽量接近可行域。

工程设计问题可参考经验设计的结果选取初始点。

三、收敛判据

在数值计算时,要判断计算迭代过程是否终结,是否可以命令计算机停止工作,需要有收敛停机的判据。无约束优化算法有三种收敛判据,可以选择其中一种或二种编入程序。

1. 前后两步迭代点的距离

$$\|X_{k+1} - X_k\| < \epsilon_1 \quad (4.2.12)$$

X_{k+1} 为第 $k+1$ 步迭代的点。上式代表点向量之差的范数(或两点间距离)小于规定的误差要求 ϵ_1 , ϵ_1 是一个很小的正数,如 10^{-6} 或 10^{-3} ,可根据对误差的要求确定。

2. 前后两迭代步的目标函数之差

$$f(X_{k+1}) - f(X_k) < \epsilon_2 \quad (4.2.13)$$

ϵ_2 为很小的正数。

3. 目标函数的梯度

$$\frac{\partial f(X)}{\partial x_i} \leq \epsilon_3 \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4.2.14)$$

上式代表目标函数对第 i 个设计变量 x_i 的偏导数, ϵ_3 为很小的正数。

四、变量尺度的统一

对工程优化设计问题,变量值常分布在一个很宽的范围,如开关电源的开关频率可能是 $10^5 - 10^6$ Hz,电容值可能是 $10^{-3} - 10^{-5}$ F,各变量的数量级差别很大,使迭代收敛有一定困难。为了解决这一困难,需要采取措施使所有设计变量值有相同的数量级。即令。

$$x_i = 1 - 10, i = 1, 2, \dots, n \quad (4.1.15)$$

这种使变量取同一数量级的方法称为统一尺度。例如,已知二维向量

$$X = (0.5 \times 10^{-6}, 0.8 \times 10^3)^T \quad (4.1.16)$$

可以按比例换算,令

$$Y = (10^7 x_1, 10^{-2} x_2)^T = (5, 8)^T \quad (4.1.17)$$

式中 10^7 和 10^{-2} 分别表示变量 x_1 及 x_2 的换算系数

$$Y_1 = 10^7 x_1, Y_2 = 10^{-2} x_2$$

原问题为求目标函数 $f(X)$ 的极小值, 换算以后的问题是求 $f(Y)$ 的极小值, 得到 $Y^* = (Y_1^*, Y_2^*)^T$ 后, 可按下式求得

$$X^* = (10^{-7} Y_1^*, 10^2 Y_2^*)^T = (x_1^*, x_2^*)^T \quad (4.2.18)$$

变量的尺度统一应在编制程序前完成。

五、约束值的尺度统一

如果一种算法不要求初始点可行, 则初始点选择不能满足所有约束, 在初始点, 各约束函数数值偏离可行域边界有近有远, 相差可能很大。因此需要对各个约束值尺度统一, 避免某些约束函数值很大、而另一些约束函数值的影响很弱, 以保证收敛速度。

有些文献指出, 约束函数值 $g_i(X)$, $i = 1, 2, \dots, m$, 若能统一在 $10^2 - 10^{-2}$ 范围内较为合适。

收敛停机判据对于有约束优化问题应另行规定。例如第 k 次迭代时第 i 个约束函数为 $g_i(X_k)$, 令 s_i 为换算尺度因子, 统一尺度后的约束值为:

$$v_{ik} = |g_i(X_k)| / s_i \in [10^2, 10^{-2}] \quad (4.2.19)$$

收敛判据可定为

$$\max |g_i(X_k)| < 10^{-3} - 10^{-4} \quad (4.2.20)$$

六、多目标优化问题

有时设计开关变换器要求优化目标不止一个, 而且各个优化目标之间也可能存在着矛盾关系。例如, 设计一个变压器, 希望重量最小, 又希望损耗最小。这两个优化目标就是相互矛盾的。对若干个互相矛盾的目标函数求最优解, 只能协调折衷处理, 协调解称为“非劣解”。

有多个优化目标的设计问题称为多目标优化问题, 处理多目标的优化问题常常是设法将多目标问题变换成单目标问题来寻优。

一种方法是选择某个主要目标求其最小值, 而规定另一些目标的上限或下限, 作为约束要求。例如上面提到的重量最小和损耗最小两个优化目标, 可以令重量 $G(X)$ 为目标函数, 而损耗 $P(X)$ 规定上限 P_0 , 可写成如下模型形式:

$$\min G(X) \quad (4.2.21)$$

$$\text{s.t. } P(X) < P_0$$

$$g_i(X) > 0 \quad i=2,3,\dots,m \quad (4.2.22)$$

另一种方法是构造复合目标函数,用线性加权和或平方加权和等方法将 k 个目标变换成一个单一的目标。例如用线性加权和的方法,则多目标优化问题变换为下述单目标优化问题:

$$\min f(X) = \sum_{j=1}^k W_j f_j(X)$$

$W_j(j=1,2,\dots,k)$ 称为权因子,由经验确定。

第四节 DC-DC 桥式开关变换器的最优设计

一、DC-DC 半桥式 PWM 开关变换器主电路的优化设计

本节以 DC-DC 半桥式 PWM 开关变换器主电路为例,说明桥式变换器优化设计建模及用非线性连续规划算法寻优所得最优解的分析和处理方法。它同样可应用于 DC-DC 单端 PWM 变换器等的优化设计。最后简要介绍 90 年代国外在 DC-DC 全桥 ZVS-PWM 开关变换器的设计中应用最优化方法的概况和结果。

半桥开关变换器主电路如图 2-3 所示,包括半桥开关逆变电路、变压器、全波整流及输出滤波电路。

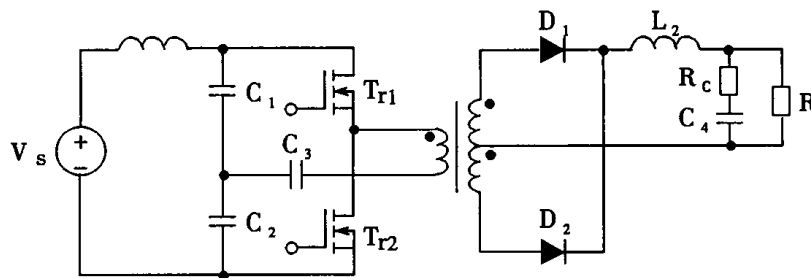


图 2-3 半桥 DC-DC 开关变换器主电路原理图

由于各个电路(开关逆变、整流滤波电路)的参数和变压器参数间关系不是十分紧密,初步设计时,可以分别对各电路和变压器进行优化设计,建立电路和变压器两个优化设计数学模型,取重量最小为优化目标。将变压器和电路分别进行优化设计的好处是可以减少每个设计模型中的变量,使寻优迭代过程收敛速度提高。也有个别变量与变压器、电路两个优化模型均有关联,遇到这种情况,可以先近似取该变量为固定值,初步计算以后再进行调整。

二、开关、整流滤波电路的优化设计数学模型

设本例中半桥式开关电路以 MOS 场效应管为功率半导体开关器件。优化目标是使电路各元件的总重量最小(不考虑半导体器件重量),总重量系指滤波电感元件、滤波电容器及散热

器重量的总和(参见 IEEE PESC Proceedings, June 1987, 314 - 323)。

设计变量可取以下参数:输入滤波电感 L_1 和输出滤波电感 L_2 及相应的匝数 N_1, N_2 , 导线截面积 A_{c1}, A_{c2} , 磁芯截面积 A_1, A_2 , 磁路平均长度 l_1, l_2 , 电容 C_1, C_2, C_3 及输出滤波电容 C_4 , 电路的总效率 η 等; 开关频率 f_s 也可以取作设计变量。

优化目标的表达式如下:

$$\min G = G_L + G_c + G_k \quad (4.2.23)$$

式中 G_L 为电感元件总重, G_c 为电容总重, G_h 为散热器重。

$$G_L = \gamma_c (A_1 l_1 + A_2 l_2) + 4k_m \gamma_m (A_{c1} N_1 \sqrt{A_1} + A_{c2} N_2 \sqrt{A_2}) \quad (4.2.24)$$

$$G_c = \sum_{i=1}^4 \gamma_{ci} C_i \quad (4.2.25)$$

$$G_k = P_0 (1 - \eta) / \eta K_h \quad (4.2.26)$$

γ_c 及 γ_m 分别表示磁芯及铜的密度 (g/cm^3); k_m 为绕组平均匝长与磁芯截面周长之比, 这里取 1.9; γ_{ci} 为第 i 个电容器的单位重量 (kg/F); k_h 为散热器单位重量的散发功率 (这里取 $15.4W/kg$); η 为主电路效率。

各约束条件表达式如下:

(1) 损耗约束

$$P_0 (1 - \eta) / \eta = P_D + P_T + P_F + P_{Tr} \quad (4.2.27)$$

式中 P_{Tr} 为功率 MOS 场效应管的开关损耗; P_D 为二极管开关损耗; P_F 为输入及输出滤波器损耗; P_T 变压器损耗 (变压器设计未确定前, 可先设 $P_T = 0$, 以后再修正)。

(2) 电感磁芯窗口面积约束。对一个电感而言, 我们有:

$$A_w > N A_{cp} / k_f + b_1 k_2 W \quad (4.2.28)$$

式中 k_f 为填充系数, 例如取 0.4。 b_1 为绝缘厚度, $k_2 W$ 为窗口高, 取 $k_2 = 3$, 磁芯为 EE 型, W 为窗口宽。

(3) 磁芯最大磁密约束

$$B_s > L I_p / N K_1 a^2 \quad (4.2.29)$$

式中 $K_1 a$ 为磁芯厚度, a 为磁芯中柱宽。 $k_1 a^2$ 为中柱截面积。

(4) 电感导线截面积下限约束 (考虑机械强度)

$$A_{cp} > 7.29 \times 10^{-8} \quad (4.2.30)$$

(5)电感电流连续性约束

$$L > (V_0 + V_D)(1 - D_{\min})V_0/2P_{\min}f_s \quad (4.2.31)$$

式中 V_D 为二极管压降。 D_{\min} 为输入电压最大时的占空比。

(6)输出电压纹波约束

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} > \frac{\Delta I R_c}{V_0} \quad (4.2.32)$$

式中 ΔI 为滤波电感的纹波电流峰峰值, R_c 为滤波电容等效串联电阻,已知

$$C_4 R_c = 3 \times 10^{-5} \text{秒}$$

(7)效率上、下限约束

$$0.1 < \eta < 1 \quad (4.2.33)$$

其它如磁芯主要尺寸(a及w)、电容量的下限约束等。有的设计还要求影响输入电源的电磁干扰(EMI)最小。

三、变压器的优化设计数学模型

设给定变压器的磁芯为双E形结构,尺寸如图2-4所示。变压器等效电路如图2-5。变压器共有3个绕组:原边1个,副边2个。 R_1 及 R_2 分别为原、副边绕组电阻。 L_m 为激磁电感, R_m 为磁芯损耗等效电阻。原边绕组匝数为 N_1 ,副边绕组匝数为 $2 \times N_2$, $n = N_1/N_2$, L_l 为原边绕组漏电感。

磁芯窗口中绕组布置如图2-6,原边绕组位于中间,两个副边绕组分布两旁。即在绝缘骨架(其厚为 $b_1 = 1.5\text{mm}$)上绕一个副边绕组 N_2 ,再绕一个原边绕组 N_1 ,两绕组间绝缘距离为 $b_2 = 2\text{mm}$,最后再绕另一个副边绕组。

变压器优化目标为总重量(包括铜重和磁芯重)最小。本例中取4个设计变量,原边绕组匝数 N_1 及导线截面积 A_{cp} ,磁芯中柱宽 a ,窗口宽 w 。

磁芯其它尺寸为

厚度 $b = k_1 a$, $k_1 \approx 1 - 2$, 设取 1.5

窗口高 $h = k_2 w$, $k_2 \approx 1 - 3$, 设取 3

磁芯面积(中柱) $A = ab = k_1 a^2$, 窗口面积 $wh = k_2 w^2$ 。

1. 为了简化设计计算,假设:

(1)原边绕组铜占体积与每个副边绕组铜占体积相等。

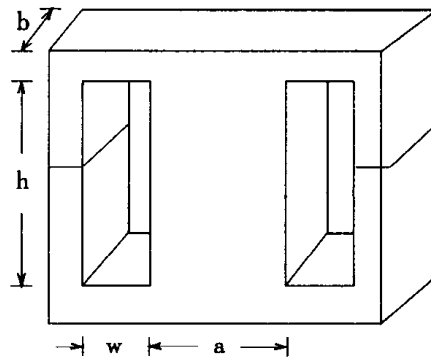


图 2-4 E形磁芯

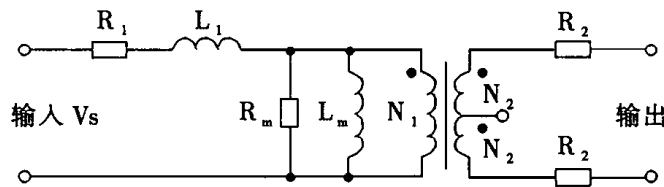


图 2-5 变压器等效电路

(2)原、副边绕组窗口填充系数相同,均为 $k_f = 0.4$

2. 变压器的计算公式如下:

(1)平均磁路长度

$$l_c = \pi a / 2 + 2w(1 + k_2) \quad (4.2.34)$$

(2)原边绕组厚度

$$b_w = N_1 A_{CP} / k_2 k_f w \quad (4.2.35)$$

(3)绕组的平均匝长

$$l = 2 \times 1.9a(1 + k_1) \quad (4.2.36)$$

式中 1.9 是一个系数,称为绕组间距因数。

(4)漏电感

$$L_1 = N_1^2 \times \text{漏磁导} \quad (4.2.37)$$

为了减少开关电压尖峰,漏电感 L_1 必须小于某个值(由设计者规定)。

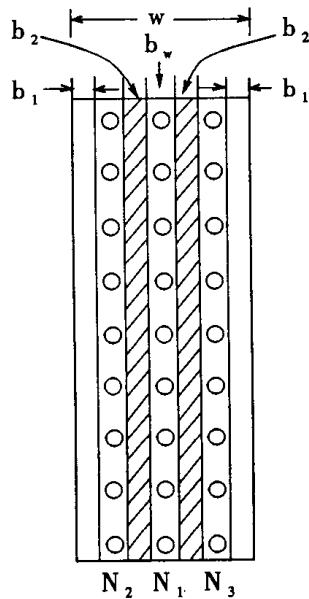


图 2-6 变压器绕组

(5)在每个开关周期内,导通结束时漏电感储存的能量释放出来为吸收网络(Snubber network)吸收。平均的漏电感能量(单位时间)损失为

$$P_L = \frac{1}{2} L_1 I_p^2 f_s \quad (4.2.38)$$

(6)原边绕组电阻

$$R_1 = \rho N_1 l / A_{cp} \quad (4.2.39)$$

式中 $\rho = 1.724 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$

(7)正常运行状态变压器磁芯中磁通变化量

$$\Delta B = V_s D / 2f_s N_1 A \quad (4.2.40)$$

式中 A 为磁芯中柱截面积。 D 为导通比。

(8)启动时磁芯最大磁通变化量

$$\Delta B_{\max} = V_{s\max} D_{\max} / 2f_s N_1 A \quad (4.2.41)$$

(9)磁芯功率损耗,可根据工厂给出的公式计算,例如:

$$P_c = 23.1Al_c \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^{2.6} \left(\frac{f_s}{2}\right)^{1.31} \quad (4.2.42)$$

3. 综合应用以上公式,变压器优化设计数学模型可表达如下:

(1)优化目标表达式

$$\min f(X) = G_c(X) + G_m(X) + G_h(X) \quad (4.2.43)$$

式中磁芯重 $G_c = \gamma_c Al_c = 7800Al_c \quad (4.2.44)$

铜重 $G_m = 3\gamma_m N_1 l A_{cp} \quad (4.2.45)$

式中 $\gamma_m = 8900\text{kg/m}^3$, 这里应用了三个绕组体积相等的假设条件。

散热器重: $G_h = (P_L + P_{cu} + P_c)/K_h \quad (4.2.46)$

式中 $K_h = 88\text{W/kg}$, P_{cu} 为变压器铜损, 可根据变压器工作状态计算。

(2)约束条件的表达式如下:

①窗口面积约束

$$k_2 w^2 > 3N_1 A_{cp} / k_f + k_2 w (b_1 + 2b_2) \quad (4.2.47)$$

②磁芯最大磁密约束

$$B_s > B_r + \Delta B_{\max} \quad (4.2.48)$$

式中饱和磁密 $B_s = 0.3\text{T}$, 剩磁磁密 $B_r = 0.05\text{T}$, T 为 Tesla

③原边绕组导线截面下限约束

$$A_{cp} > 7.29 \times 10^{-8} \text{m}^2 \quad (4.2.49)$$

④其它(变量下限)约束

$$L_1 > 1\text{mH} (\text{由设计要求决定})$$

$$a > 1\text{mm}, w > 1\text{mm}, N_2 > 1$$

四、半桥 PWM 开关变换器优化设计的实现

应用一种优化算法, 分别对电路及变压器两个优化设计模型在计算机上寻优求解。当求

解电路的优化模型时,可先假设变压器损耗 $P_T = 0$ 。最优解包括最优设计变量及最小的电路总重量。同时也可计算出开关电流峰值,电感电流有效值及导通比等,作为变压器优化设计的输入参数。求解变压器优化设计模型,得到变压器的最小重量以及最优设计参数,并可计算出变压器的功耗 P_T 。进一步将 P_T 输入到电路优化模型中去,以便修正电路的优化设计。

应用连续取值的非线性规划计算,所得设计变量如电容,磁芯尺寸等的数值不一定是符合规格要求的标准数据,求出的绕组匝数也很可能不是整数,这样,所得到的最优解不能直接在工程上实现。如果根据设计变量最优值,选择接近于设计结果的元件规格,则很有可能不满足性能指标约束。

为了使设计结果在工程上能够实现,需要进一步修改设计,使最后设计结果满足实际元件的规格要求,从而能在工程上实现,同时又能满足各项性能指标要求。

应用离散的非线性规划算法,使设计变量在一些离散点上取值,这样所得到的最优设计变量可以满足元件规格要求或整数取值要求,就可以直接在工程上实现。

应用连续非线性规划算法,将设计结果进行修改有两种方法。一种方法是编制一个计算机辅助设计程序,将各设计变量圆整使之满足元件规格要求,并逐一检查各项性能指标是否满足要求,如果不满足某一性能指标或设计要求,则应修改相关的设计变量,直到满足为止。另一种修改设计结果的方法是,令某个元件参数最接近优化设计值而又能满足规格要求。取该变量值为常数,重新进行优化设计。然后再改变另一个元件参数,使之满足规格要求又最接近优化设计值,直到所有设计变量均满足规格要求为止。

下面我们结合 DC - DC 半桥式 PWM 开关变换器的设计,说明修改优化设计结果的步骤,共进行四次修改计算:

(1)令输出滤波电容值保持为常数,例如 $5500\mu\text{F}$,它是最接近优化设计结果的(优化设计结果为 $5291\mu\text{F}$)。对电路重新进行优化设计。这时应将变压器损耗 P_T 考虑进去。

(2)修改滤波电感的磁芯尺寸,假设第一次修改结果得到磁芯尺寸为:
窗口宽 $w = 0.739\text{cm}$,中柱宽 $a = 1.07\text{cm}$ 。选择标准磁芯,其规格为

$$w = 0.954\text{cm}, a = 1.18\text{cm}$$

令电容 C 固定为 $5500\mu\text{F}$, w 及 a 保持上述规格值,重复进行电路优化设计。

(3)修改变压器磁芯尺寸,使之满足标准磁芯的规格。取窗口宽为 1.07cm ,中柱宽为 1.68cm ,磁芯尺寸增大了,所以变压器损耗由 19.2W 下降到 15.4W 。并得到变压器的最优设计。

(4)将 $P_T = 15.4\text{W}$ 输入电路的优化模型,并将电感匝数由 4.72 匝圆整为 5 匝。电容 C 及电感磁芯均保持修改后的规格。对电路再进行一次优化设计,如果所有设计变量均已满足规格要求,则得到最后设计结果,它是最优的并且是可以实现的。

五、5V/500W 输出 DC - DC 半桥 PWM 开关变换器优化设计举例

电路图参见图 2-3,但没有输入滤波电感。

给定的电路参数及变压器参数分别见表 2.1 及表 2.2

表 2.1 电路参数

元件	参数名称及符号	参数值
MOSFET (UFN451) T_{r1}, T_{r2}	导通上升时间 T_r	$0.05\mu\text{s}$
	关断下降时间 T_f	$0.07\mu\text{s}$
	通态电阻 R_{DS}	0.64Ω
	门极电容 C_{GS}	3000pF
	门极电压 V_{GS}	10V
	输出电容 C_{oss}	600pF
二极管 D_1, D_2	正向压降 V_f	0.65V
	反向恢复时间 t_{rr}	$0.05\mu\text{s}$
	导通上升时间 t_r	$0.1\mu\text{s}$
	关断下降时间 t_f	$0.1\mu\text{s}$
输出滤波 电容	时间常数 $\tau = RC$ R 为等效串联电阻 (ESR)	$3 \times 10^{-5}\text{s}$
	电容器单位重	25000g/F
输出滤波 电感	饱和磁密 B_s	0.3T
	绕组间距因数	1.9
	绕组填充因数 k_f	0.4
	骨架厚 b_1	1.5mm
	中柱厚度宽度比 k_1	1
	窗口高宽比 k_2	3
	铜电阻系数 ρ	$1.724 \times 10^{-8}\Omega \cdot \text{m}$
	铜密度 γ	8900kg/m^3
磁芯密度 γ_c	7800kg/m^3	

电路设计变量共 7 个,包括:输出滤波电容 C ,输出滤波电感 L ,匝数 N ,铜线截面积 A_c ,中柱宽 a ,窗口宽 w ,以及电路效率。

表 2.2 变压器设计参数

元件	参数名称及符号	符号	参数值
绕组	匝比	n	16
	原边最大漏电感	L_{max}	1mH
	绝缘厚度	b_2	2mm
	中柱最小宽	a_{min}	1mm

磁芯	窗口最小宽	w_{min}	1mm
	剩磁磁密	B_r	0.05T
	中柱厚宽比	k_1	1.5
散热器	单位重散热量(散热系数)	k_h	88W/kg

注:绕组及磁芯的某些设计参数与电感相同,参见表 2.1,此处未列入,另一些设计参数如额定导通比,开关电流峰值,电感电流有效值等由电路优化结果得到。

变压器的设计变量共 4 个,包括:原边匝数 N_1 ,原边铜线截面积 A_{cp} ,中柱宽 a ,窗口宽 w 。半桥式开关变换器的设计要求参见表 2.3。

表 2.3 DC-DC 半桥式 PWM 开关变换器设计要求

名称	参数及要求	
输入端电压	额定值 V_i	325V
	最小值 V_{imin}	225V
	最大值 V_{imax}	425V
输出电压	额定值 V_o	5V
	纹波电压峰值 ΔV_o	50mV
输出功率	额定值 P_o	500W
	最小值 P_{omin}	50W
频率	开关频率 f_s	10 - 300kHz
导通比	最大值 D_{max}	0.9

DC-DC 半桥式 PWM 开关变换器电路优化设计结果(初步设计及修改后的设计)见表 2.4。

表 2.4 中电路元件总重不包括变压器重及半导体器件重,仅包括输出滤波器及散热器重。初步设计时变压器损耗取为 0,修改设计时将变压器优化设计后计算结果 $P_T = 15.4W$ 考虑在内。

变压器参数的初步优化设计值及修正值见表 2.5。

表 2.4 电路的优化设计结果

名称	参数符号及单位	初步设计	修正值
设计变量	电容 $C(\mu F)$	5291	5500
	电感 $L(\mu H)$	1.65	1.61
	匝数 N	4.22	5
	铜线截面积 $A_c(m^2)$	1×10^{-5}	1×10^{-5}

	中柱宽 a(cm)	1.17	1.18
	窗口宽 w(cm)	0.834	0.954
	效率 $\eta\%$	83.8	81.5
频率	开关频率 f_s (kHz)	160	160
损耗	变压器功耗 p_T (W)	0	15.4
	MOSFET 功耗(W)	20.56	20.96
	二极管功耗(W)	69.7	69.7
	输出滤波器功耗(W)	6.54	7.04
重量	电路元件总重(kg)	1.34	1.53
占空比	额定值 D	0.588	0.604
	最大值 D_{max}	0.849	0.872
	最小值 D_{min}	0.449	0.462
电流	开关电流峰值 I_p (A)	6.53	6.52
	电感电流有效值(A)	6.25	6.25

注:电感其它参数计算值为:电阻 $R_L = 0.7m\Omega$,有效导磁率 $\mu_{eff} = 33.8$,磁芯气隙 2.22mm。

表 2.5 变压器优化设计结果

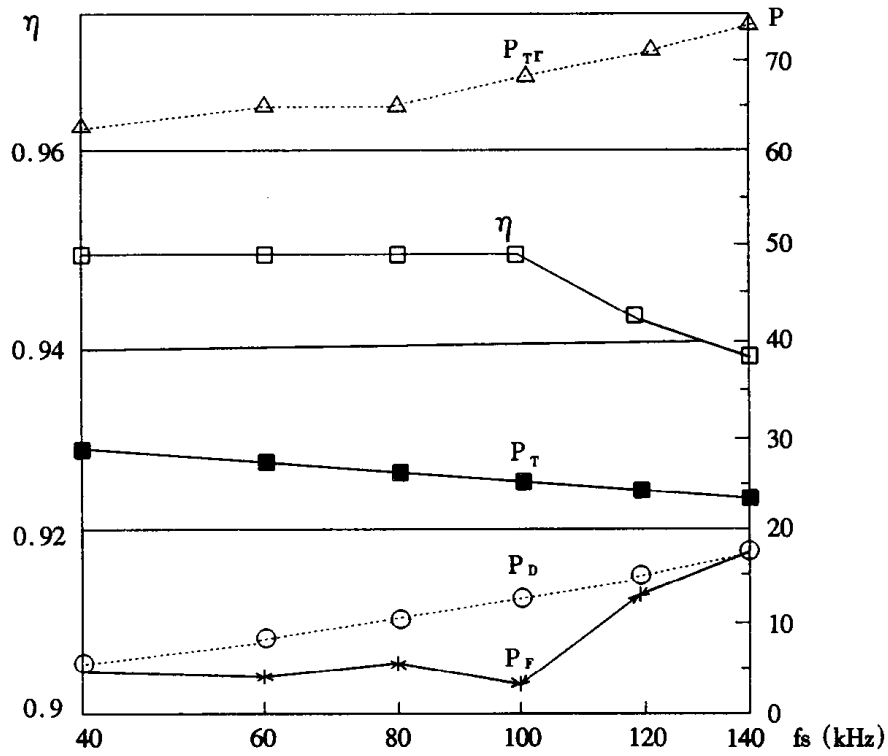
名称	参数符号及单位	初步设计值	修正值
绕组	原边匝数 N_1	16	16
	导线截面积 A_{wp} (m^2)	4.4×10^{-7}	5.1×10^{-7}
	漏电感 L_l (μH)	3.92	2.88
磁芯	中柱宽 a(cm)	1.41	1.68
	窗口宽 w(cm)	0.89	1.07
重量	总重(kg)	0.46	0.539
	散热器重(kg)	0.22	0.176
功耗	磁芯损耗(W)	1.26	1.41
	铜损(W)	4.57	4.24
	漏磁损耗(W)	13.3	9.8
	变压器功耗(W)	19.13	15.45

注:其它参数计算值还有:原边绕组电阻 $R_1 = 77m\Omega$,磁芯中柱厚宽比 $k_1 = 1.23$,磁芯窗口高宽比 3.51。

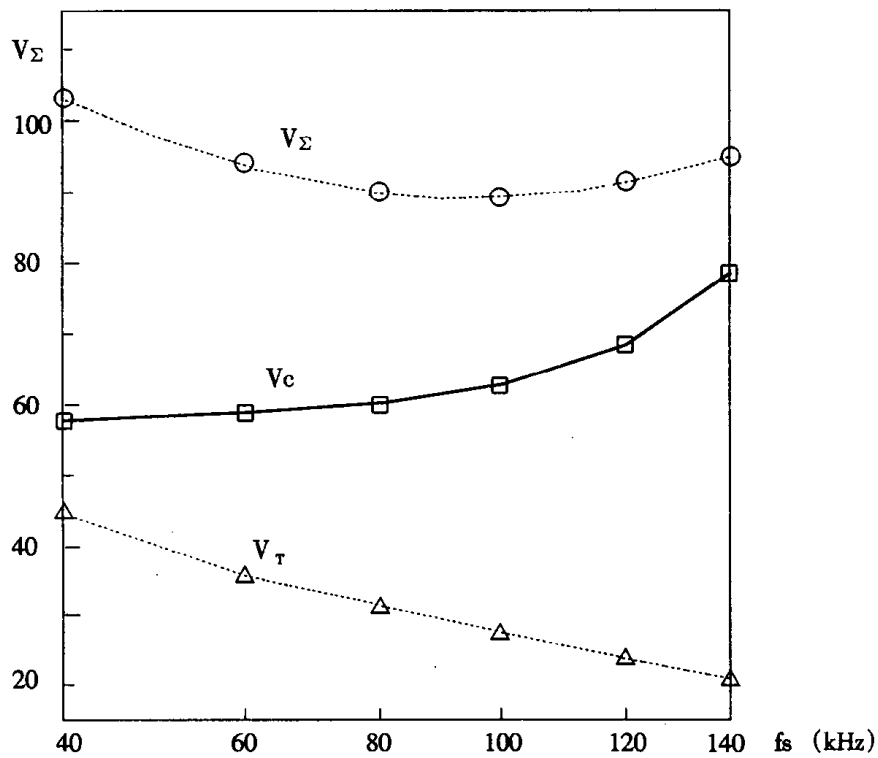
六、DC - DC 全桥 ZVS - PWM 变换器主电路的优化设计

用最优化方法设计 DC - DC 全桥 ZVS - PWM 变换器主电路(参见美国弗吉尼亚电力电子中心 VPEC 年会论文集,1990,30 ~ 36),基本建模方法及所用的优化算法与上述半桥 PWM 变换

器主电路优化设计一样,这里不再重复,仅简要介绍优化设计结果如下。



(a) $\eta = f(f_s), P_L = f(f_s)$



(b) $V_\Sigma = f(f_s)$

P 损耗(W) V 体积(in³) V_Σ 主电路总体积 T 变压器 C 变换器 D 二极管 T_r 晶体管

图 2-7 按全桥 ZVS-PWM 变换器最优设计结果绘制的曲线

全桥 ZVS - PWM 变换器主电路原理图见图第三篇。优化目标是主电路(包括变压器、输出滤波电感和电容、散热器)总体积 V_{Σ} 最小。共取 10 个设计变量:输出滤波电感的电感值、匝数、导线尺寸、磁芯尺寸,输出滤波电容,变压器的绕组匝数、导线尺寸、磁芯尺寸。约束有 11 个:其中包括效率、输出电压纹波、最小滤波电感(以保证工作于连续导电模式),……限制磁芯饱和的最大磁通值等 4 项性能标要求;磁芯窗口允许面积的约束;为缩减寻优搜索域、加速算法收敛而设置的一些约束,如:规定滤波电容、磁芯主要尺寸、导线尺寸的下限值等。

优化设计以 360V、2000 W 输出的全桥 ZVS - PWM 变换器为例。输入电压 600 V,输出电压纹波百分数最大值限定 1%。每次优化计算,间隔 20kHz 取开关频率离散值并令为常数;如:40, 60, 80, 100, 120, 140kHz, 可计算出若干组有关主电路的效率 η 、 P 、 V_{Σ} 与 f_s 的曲线,用以选择最佳频率范围,如图 2-7(a)及(b)。计算结果表明,当开关频率为 80 - 100kHz 时,效率可达 95%。全桥变换器的主要损耗为 MOS 晶体管功耗,随开关频率上升,晶体管损耗上升,散热器尺寸也将上升。

第五节 单端反激 PWM 开关变换器的优化设计

一、数学模型概述

单端反激开关变换器是一个有隔离的 Buck - Boost 电路,隔离变压器兼起储能电感的作用这种电路的特点是:

(1)变压器磁芯处于直流偏磁状态。为保证足够的电感量,应防止磁芯饱和,因此需要较大气隙。

(2)当开关管导通时,变压器储存能量,当开关管关断时,储存的磁能向负载释放,实现能量由输入端向输出端的传递。

(3)由于有变压器,不仅使电路实现输入端与输出端的隔离,而且也可以实现多路输出,以获得数值、极性不同的输出电压。

(4)和单端正激开关变换器相比,反激开关变换器线路简单,适用于输出功率较小(例如 50W 以下)的场合。

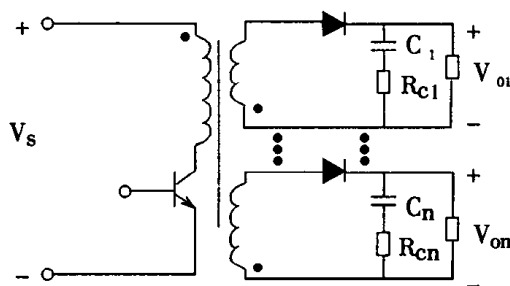


图 2-8 多路输出反激开关变换器主电路原理图

图 2-8 表示 n 路输出的反激开关变换器。 C_n 为第 n 路的输出滤波电容, R_{cn} 为 C_n 的等效串联电阻(ESR)。 V_{on} 为第 n 路输出电压。

优化设计的目标可以为:

(1)在效率不低于某个规定值(或电路功耗不大于某个规定值)的条件下,主电路的总重量最小。

(2)主电路重量与功耗加权和最小。重量包括:变压器重(即磁芯重与铜重之和),散热器重,电容器重。功耗包括变压器损耗(磁芯损耗及铜损),半导体管的开关损耗,电容的 ESR 损耗等。

重量最小和功耗最小是相互矛盾的两个优化目标,因此必须折衷求解。

设计变量可以取变压器原边匝数,原边及副边(n 个绕组)导线线径或截面积。变压器磁芯尺寸、输出滤波电容量(n 个电容),变压器磁路气隙宽以及稳态导通比等。

约束条件包括:

- (1)磁芯最大工作磁密限制;
- (2)磁芯窗口面积约束;
- (3)允许的输出电压纹波;
- (4)变压器允许温升;
- (5)变压器储能电感最小值限制;
- (6)变压器磁芯气隙宽度上限;
- (7)磁芯几何尺寸间的关系。

约束条件可以根据设计要求,性能指标规定等等增加或减少,数学解析式的推导这里从略。

二、多路输出等效为一路输出的方法

设计时为了简化模型,也可将多路输出变压器等效为一路输出。以两路输出为例,如图 2-9(a),原边匝数为 N_1 ,副边匝数分别为 N_2 及 N_3 。副边绕组导线截面积分别为 A_2 及 A_3 。已知输出滤波电容为 C_1 及 C_2 ,负载电流为 i_1 及 i_2 。

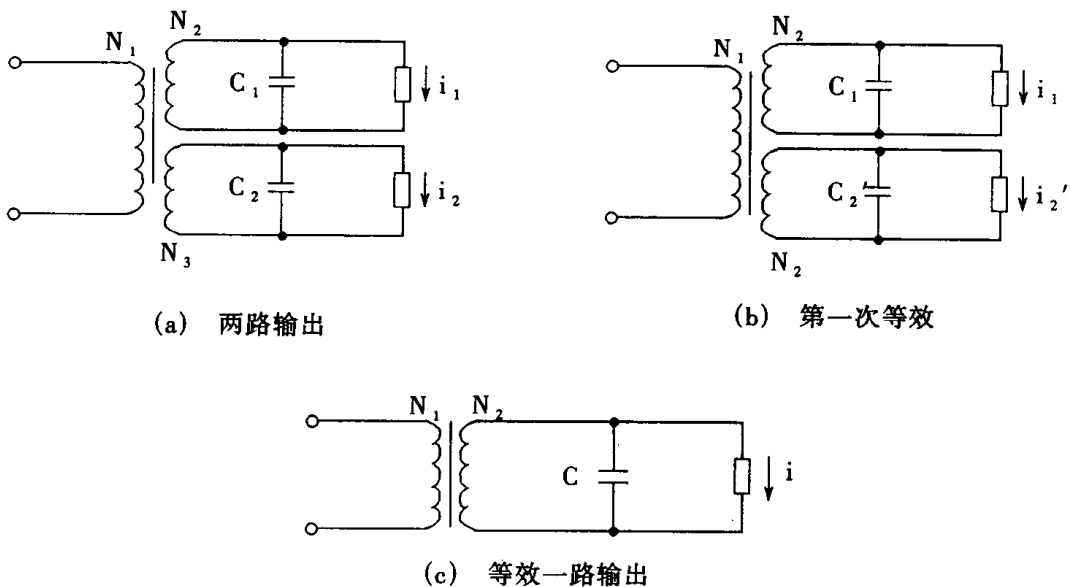


图 2-9 多路输出变换器的等效电路

将第二个副边绕组匝数统一取为 N_2 , 则相应的参数应作如下等效调整, 如图 2-9(b)。

$$A_2' = N_3 A_3 / N_2$$

$$C_2' = \left(\frac{N_3}{N_2}\right)^2 C_2$$

$$i_2' = \left(\frac{N_3}{N_2}\right) i_2$$

等效的一路输出电路如图 2-9(c)。其参数等效为:

$$\text{副边导线截面积} \quad A = A_2 + A_2'$$

$$\text{滤波电容} \quad C = C_1 + C_2'$$

$$\text{负载电流} \quad i = i_1 + i_2'$$

例 一个两路输出反激开关变换器, 已知输出电压分别为 5V 及 24V, 负载电流 $i_1 = i_2 = 1\text{A}$, 则等效为 5V 输出的一路参数为:

$$i_2' = \frac{24}{5} = 4.8\text{A}$$

$$i = i_1 + i_2' = 1 + \frac{24}{5} = 5.8\text{A}$$

输出功率 $P = 5 \times 5.8 = 29\text{W}$

三、优化设计举例

1. 两路输出反激开关变换器, 无输入滤波器, 设计要求(性能指标)为:

输出电压纹波(百分值)	0.7% (输出电压为 5V 时)
输出电压	5V 及 24V
输入电压额定值	325V
输入电压最大值	400V
输入电压最小值	250V
输出功率最大值	29W (每路电流 1A)
输出功率最小值	8.7W
开关频率	100kHz

2. 主要元器件及参数

MOS 场效应管(IR820): 开通时间 $0.05\mu\text{s}$, 关断时间 $0.03\mu\text{s}$, 通态电阻 3Ω , 门极电容 400pF , 门极电压 10V。

二极管(7A, 60V 反向电压): 正向压降 1.1V, 导通时间 $0.05\mu\text{s}$, 关断时间 $0.05\mu\text{s}$, 反向恢复

时间 $0.05\mu\text{s}$ 。

电容:输出滤波电容单位重 15000g/F 。电容时间常数 $RC:6 \times 10^{-5}\text{s}$ 。

3. 优化设计目标

主电路(包括:变压器、电容器及散热器)重量最小。

4. 优化设计变量

电路效率,变压器主要尺寸(磁芯中柱宽,窗口宽,原边匝数,原边导线截面积),电感值(折合到原边),输出滤波电容。

5. 约束条件

包括输出电压纹波约束,磁芯窗口面积约束(窗口面积应大于三个绕组导线总面积及绝缘面积),磁芯最大磁密限制等。

6. 优化设计结果(部分参数值)

N_1	90	L_1	3mH	负载电阻*	5Ω
N_2	3(5V 输出)	C_1	$2330\mu\text{F}$	ESR	$3.3\text{m}\Omega$
N_3	12(12V 输出)	C_2	$1000\mu\text{F}$	纹波电压(5V 输出)	30mV

* 对于 5V 输出,负载为 5Ω 。

上述结果是按照等效一路输出(5V)的电路进行优化以后换算而得。即得到图 2-9(c)的参数 N_2 、 C 及 A 以后,进一步求图 2-9(a)的参数。换算公式如下:

设图 2-9(c)中副边绕组电流密度与图 2-9(a)中的 5V 绕组(N_2)电流密度相同,则有副边绕组导线截面

$$A_2 = \frac{i_1}{i} A$$

输出电压均为 5V,故有

$$C_1 = \frac{i_1}{i} C$$

于是其它参数 C_2, A_3, N_3 不难求得。

第六节 PWM 开关电源控制电路补偿网络的优化设计

一、概述

开关电源是一个闭环自动稳定系统,由主电路和控制电路两大部分组成。图 2-10 中以推挽式变换器为例给出一个开关电源(有电压负反馈的闭环系统,或称单环自动稳压系统)的原理框图。主电路包括:输入整流滤波、开关逆变、输出整流及滤波电路。控制电路包括:采样电路(这里是一个分压器)、误差放大及补偿网络、脉宽调制器(PWM)、驱动电路。

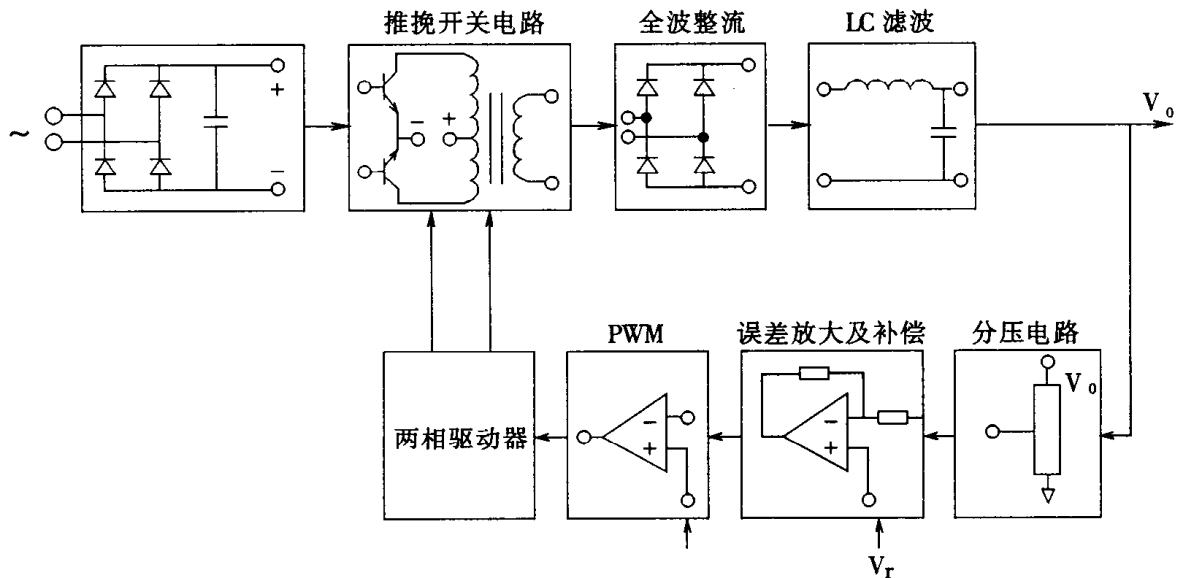


图 2-10 开关稳压电源的典型原理框图

误差放大、补偿网络是一个有负反馈的误差放大器，其反馈支路中有比例(P)、积分(I)、微分(D)网络，简称 PID 网络，由 RC 元件组成，以补偿和改善开关电源的瞬态性能，因此，这时的 PID 放大器即为补偿网络。补偿网络的设计涉及到开关电源的瞬态性能，也是瞬态(动态)设计的重要部分。

补偿网络设计的主要内容是：选择 PID 网络拓扑，选择、计算并确定 PID 网络各元件参数。传统的和现行的设计方法主要是一种依靠经验的试探法(Try and error)，设计过程中不断测量反映开关电源瞬态性能的幅频和相频特性(BODE 图)，或者直接测量瞬态特性，每修改一次补偿网络的 PID 参数，做一次测量，直到满足给定的瞬态性能指标为止。

本节介绍开关电源补偿网络设计的新方法，用最优控制理论和非线性规划相结合的优化设计方法，并给出模型建立和计算应用实例。

二、开关电源瞬态响应特性简介

开关电源是一个闭环的自动控制(稳定)系统，其瞬态分析方法应用了经典自动控制理论。为了帮助一部分对自动控制理论不太熟悉的读者对开关电源瞬态分析有初步了解，下面将结合开关电源简要复习控制理论中关于瞬态分析的基本概念。

图 2-11 给出一个开关电源的典型瞬态响应特性。图中影响量是输入电压的突变(阶跃变化)或扰动量。国际电工标准委员会(IEC)关于开关电源的专用名词中规定：

影响量(Influence quantity)是指系统(这里可将开关电源看作一个小系统)外部可能影响系统特性的物理量，如：开关电源的输入电压、负载电流、环境温度及其它。控制量是指开关电源的参考(或给定)电压。

从 $t=0$ 开始，输出电压 $V_0(t)$ 从原来的稳态值 V_{01} 逐渐变化到新的稳值 V_{02} ，处在一个瞬态(过渡)过程中。国际电工标准(IEC)规定，瞬态过程中 $V_0(t)$ 进入允差带宽 Δ 、不再偏离允差带的时刻为瞬态过程结束时间。图中 t_d 称为延迟时间， t_r 称为恢复时间。允差带(Tolerance

Band)是指输出电压相对于预定值的允许偏差范围。

由图 2-11 可见,这一瞬态振荡过程有三次较大振幅 A、B、C,均位于允差带以外,表示瞬态过程中的超调量,按 IEC 标准规定,A 称为下冲,B 称为上冲,C 称为负上冲。

(图中两条短虚横线表示初始值 V_{01} 的允差带范围,其大小等于 Δ)。

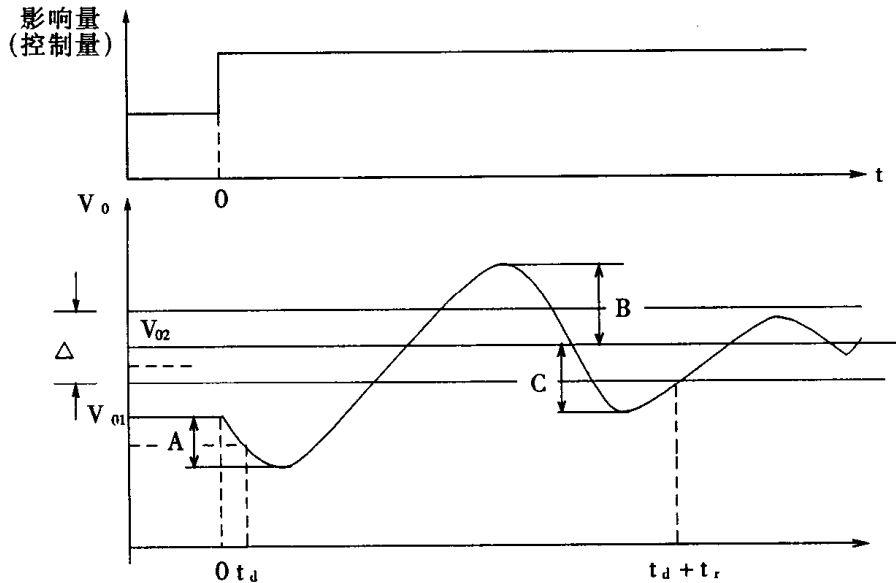


图 2-11 开关电源的阶跃瞬态响应特性

开关电源的瞬态分析有时域法和频域法两种。时域分析是根据示波器上观测到的瞬态特性(与图 2-11 类似)进行分析,可直接得到瞬态恢复时间(反映开关电源的快速性)、相对稳定性(以及振荡次数、上冲及下冲幅值等),还可以用实验测定开关电源的抗扰能力。例如:当输入电压突变或负载突变时,开关电源的承受能力(瞬态过程的品质好坏)。

三、开关变换器的频域特性

频域分析法是一种间接方法。一般习惯用开关电源的开环频率特性(包括幅频和相频特性)间接表示其小信号瞬态特性(在外加扰动量与稳态量相比很小的情况下,称为小信号扰动,这时开关电源可近似为一个线性系统)。可以用传递函数或 Bode 曲线来描绘。图 2-12 表示开关电源的典型 Bode 图。在 Bode 图上,用增益裕量(gain margin)和相位裕量(phase margin)两个指标表示开关电源的相对稳定性。它们的定义是:与幅频特性上的增益交越频率(gain cross-over frequency)相对应的相位值(在相频特性上)离开 -180° 线的距离称为相位裕量;而与相频特性上穿越 -180° 线的频率对应的增益(在幅频特性上)离频率轴的距离定义为增益裕量。一个稳定的开关电源闭环系统,增益裕量应大于 6dB,相位裕量应大于 45° 。

图 2-12 给出开关电源的典型 Bode 曲线,包括幅频和相频特性。幅频特性表达开环传递函数 $G(j\omega)H(j\omega)$ 的幅值与频率的关系,一般取对数值(再乘以 20),用 dB 表示,称为增益。相频特性表达相位 $\Phi = \angle G(j\omega)H(j\omega)$ 与频率的关系。其横轴均为 ω (或用 $\log\omega$ 表示)。

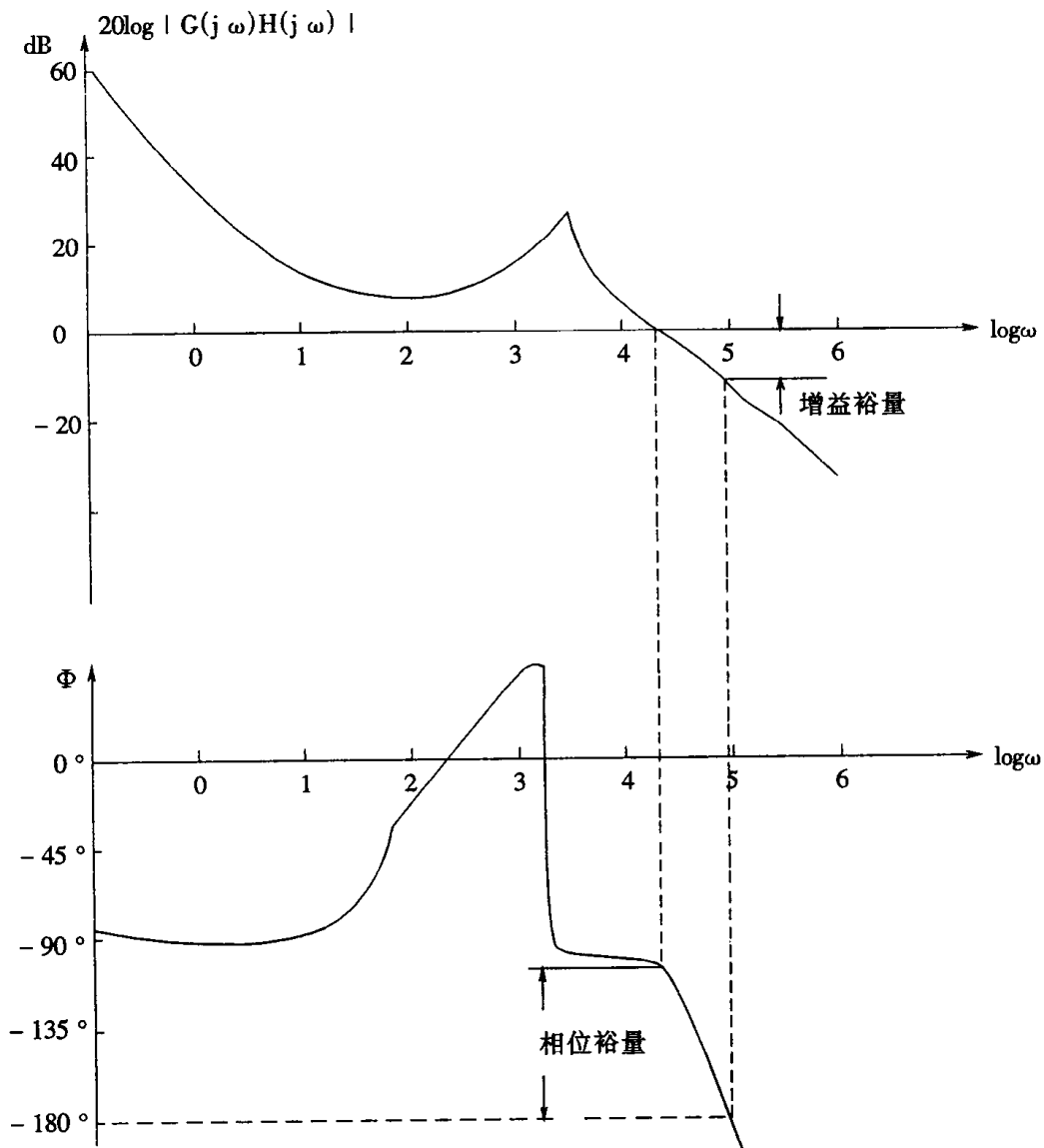


图 2-12 开关电源的典型开环幅频和相频特性(Bode图)

开关电源的瞬态性能指标有很多,表 2.6 以一台 5V/30W 输出的电流型控制反激开关稳压电源为例(开关频率 100kHz,输入电压 325V),给出开关电源的典型瞬态性能指标值。

表 2.6 开关电源的瞬态性能指标典型值

相位裕量	50°	增益交越频率	28kHz
恢复时间	700μs	上冲幅值(满载到空载)	40 mV
输入音频扰动衰减率(最大值)	-80 dB	负载音频扰动衰减率(最大值)	0.04Ω

可见,开关电源的瞬态性能指标主要有:稳定性、快速性和抗扰动性。

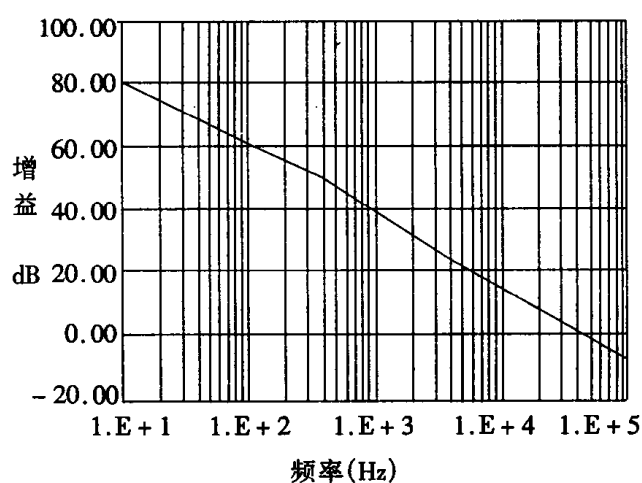
在频域中,快速性常用系统闭环幅频特性的带宽来量度:带宽大,表示系统瞬态响应快。由于波德(Bode)图是常用的,故又可近似用 Bode 图上增益交越频率 ω_c 代替上述带宽值,即 ω_c 越大,则系统越快。 ω_c 可由下式求得:

$$20\log|G(j\omega_c)H(j\omega_c)| = 0 \quad (4.2.50)$$

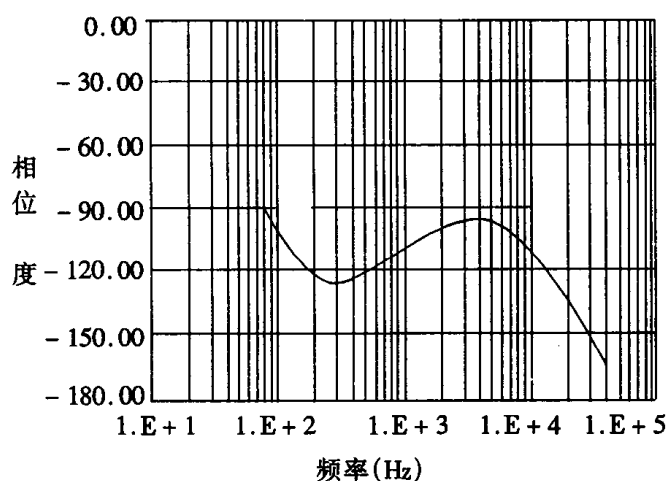
抗扰动能力则有两种:

(1)输入音频扰动衰减率(Audio - Susceptibility)表示闭环系统对小信号正弦输入电压扰动的抑制或抵抗能力,定义为 $20\log|V_0(j\omega)/V_i(j\omega)|$ dB,取最大值。

(2)闭环输出阻抗(Output Impedance)表示闭环系统对小信号正弦负载扰动的抑制或抵抗能力。定义为 $|V_0(j\omega)/i_0(j\omega)|$, (Ω)取最大值。即表 2.6 中负载音频衰减率。



(a) 相频特性

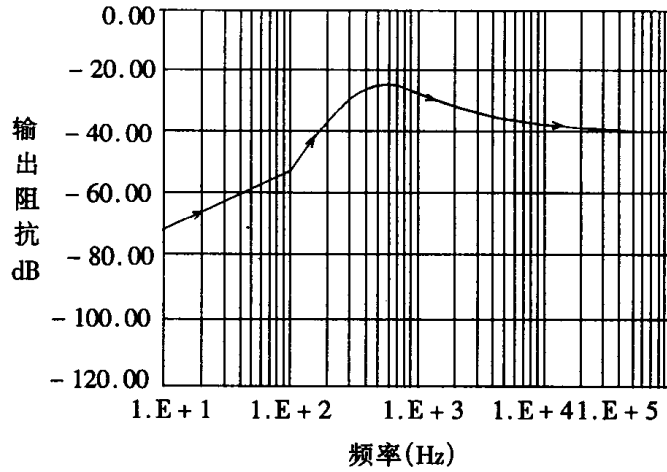


(b) 相频特性

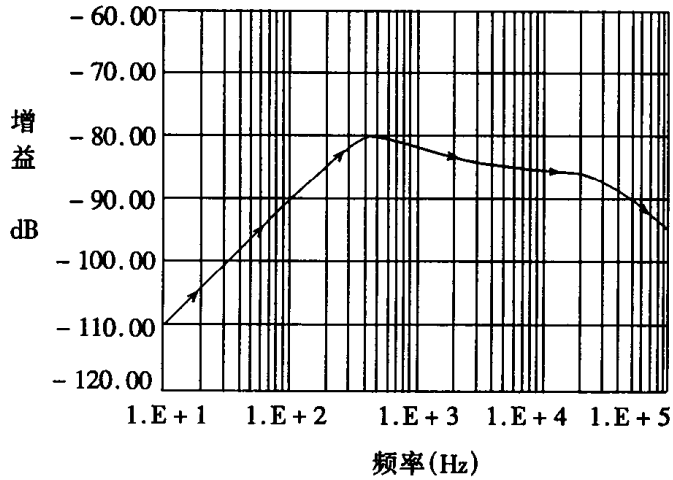
图 2-13 一台开关电源的开环频率特性(Bode 曲线)

图 2-13 为一台开关稳压电源的开环频率特性(Bode 图)的计算机仿真结果,图(a)为幅频特性,图(b)为相频特性。由这两条曲线可判断开关电源的稳定性和稳定裕量。图 2-14(a)

给出一台反激开关电源的输出阻抗幅频特性,它表示这台开关电源的抗负载扰动能力,显见,其输出阻抗最大值约为 -28 dB ,相应的频率为 1 kHz 左右。图 2-14(b) 给出这台开关电源的输入音频电压衰减率(幅频特性),它表示开关电源的抗输入电压扰动能力。由图可得其最大值为 -80 dB ,相应的频率为 $600 - 700\text{ Hz}$ 。



(a) 输出阻抗 $20 \log |Z_o| \text{ dB}$



(b) 输入音频电压衰减率 $20 \log |v_o(\omega)/v(\omega)| \text{ dB}$

图 2-14 反激开关电源的抗扰动特性(幅频特性)

四、PWM 开关变换器小信号模型

为了建立控制电路优化设计模型,并满足上述瞬态性能指标,必须首先建立开关变换器的小信号等效电路模型,求出开环的传递函数 $\hat{V}_o(s)/\hat{V}_s(s) = G(s)$,并建立闭环系统频域模型(方框图)。下面以正激和反激开关变换器为例,列出等效的小信号电路模型(图 2-15)有关参数,如表 2.7 所示。

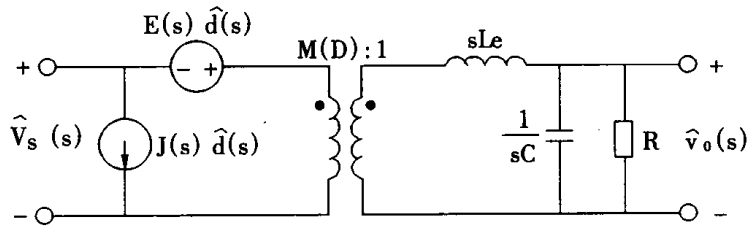


图 2-15 开关变换器的等效小信号电路模型

表 2.7 反激、正激开关变换器小信号等效电路参数

开关变换器	$M(D)$	$E(s)$	$J(s)$	L_c	$1/H_e(s)$
反激型	$\frac{1-D}{nD}$	$\frac{V_0}{nD^2}(1-sL_cD/R)$	$nV_0/(1-D)^2R$	$L_2/(1-D)^2$	$L_cCs^2 + \frac{sL_c}{R} + 1$
正激型	$1/nD$	V_0/nD^2	nV_0/R	L	$LCs^2 + \frac{sL}{R} + 1$

注： $n = N_2/N_1$ ，变压器副边压原边匝数比， L_2 反激变换器中折合到变压器副边的电感， $M(D)$ 等效电路理想变压器变比， $H_e(s)$ 等效低通滤波器传递函数， $\hat{v}_o(s)$ 、 $\hat{V}_s(s)$ 、 $\hat{d}(s)$ 分别为输出电压、输入电压、导通比的扰动量。

$$\begin{aligned}\hat{V}_o(s) &= G_{21}(s)\hat{V}_s(s) + G_{22}(s)\hat{d}(s) \\ &= G_{21}(s)[\hat{V}_s(s) + E_0(s)\hat{d}(s)]\end{aligned}\quad (4.2.51)$$

$$\text{式中 } G_{21}(s) = H_e(s)/M(D) \quad (4.2.52)$$

$$G_{22}(s) = E(s)G_{21}(s) \quad (4.2.53)$$

考虑输入滤波器，设其传递函数为 $G_1(s)$ ，可画出开关电源的方框图如图 2-16。

注意这时 $G_{21}(s)$ 为开环传递函数 $\hat{V}_o(s)/\hat{V}_s(s)$ 。

图中 $\hat{V}_r(s)$ 为参考(给定)电压扰动量，当给定值不变时， $\hat{V}_r(s) = 0$ 。 $H_1(s)$ 为补偿网络(包括分压器)的传递函数。假设脉宽调制器(PWM)的传递函数 $\hat{d}(s)/\hat{V}_k(s)$ 为常数 $1/V_m$ ， V_m 为锯齿波电压幅值。

图 2-16 可等效变换为图 2-17(这里取 $\hat{V}_r(s) = 0$)。

图 2-17 中， $H_2(s)$ 为等效的 PWM 传递函数

$$H_2(s) = \hat{V}(s)/\hat{V}_k(s) = \frac{E(s)}{V_m G_1(s)} \quad (4.2.54)$$

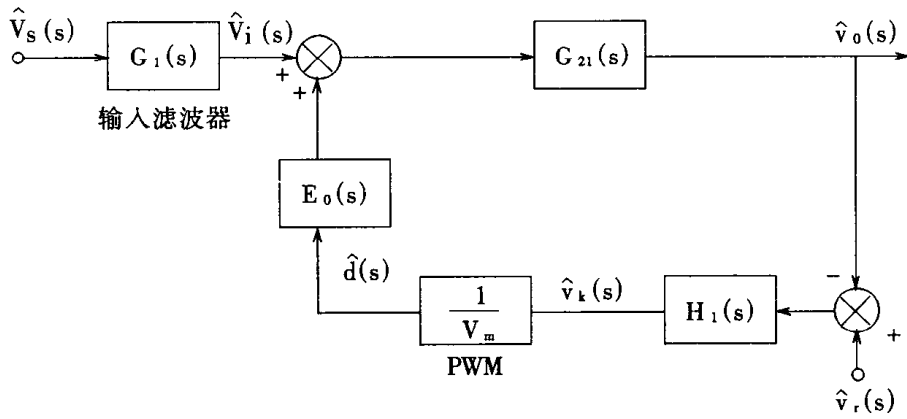


图 2-16 开关电源的方框图

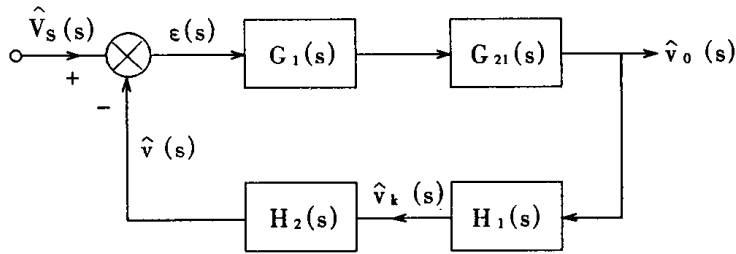


图 2-17 开关电源的等效方框图

$$\hat{V}(s) = \hat{d}(s)E_0(s)/G_1(s) \quad (4.2.55)$$

误差函数 $e(s) = \hat{V}_s(s) - \hat{V}(s) \quad (4.2.56)$

于是,有输入滤波器时开关变换器主电路传递函数为

$$G(s) = G_1(s)G_{21}(s) = G_1(s)H(s)/M(D) \quad (4.2.57)$$

由表 2.7 可知,对反激开关变换器:

$$G(s) = G_1(s)nD/(1-D)(L_eCs^2 + \frac{sL_e}{R} + 1) \quad (4.2.58)$$

开关电源的开环传递函数为:

$$G(s)H_1(s)H_2(s) = \frac{V_0}{V_m D(1-D)} \left(1 - \frac{sL_e D}{R}\right) \frac{H_1(s)}{L_e Cs^2 + \frac{sL_e}{R} + 1} \quad (4.2.59)$$

对正激变换器则有:

$$H_2(s) = V_0/nD^2V_mG_1(s) \quad (4.2.60)$$

$$G(s) = G_1(s)nD/(LCs^2 + \frac{sL}{R} + 1) \quad (4.2.61)$$

$$G(s)H_1(s)H_2(s) = \frac{V_0}{V_mD} \cdot \frac{H_1(s)}{LCs^2 + \frac{sL}{R} + 1} \quad (4.2.62)$$

五、瞬态优化设计数学模型

控制电路参数的确定要满足系统各项瞬态性能指标。因此控制电路的优化设计属于瞬态优化设计,用非线性规划方法时也称为瞬态参数最优化设计。

优化设计的目标可以是带宽最大(开关电源响应速度最快),也可以是瞬态误差平方积分(控制理论中称为 ISE 指标)最小或其他。ISE 指标可表示为:

$$\min \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (4.2.63)$$

式中 $e(t) = \hat{V}_s(t) - \hat{V}(t)$ 表示开关电源的瞬态误差。

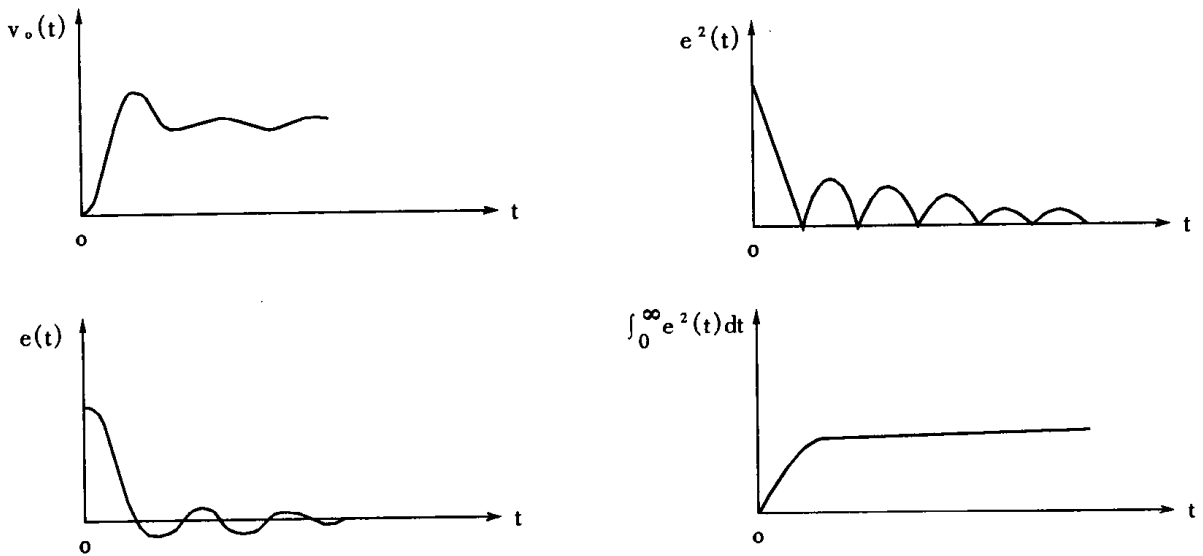


图 2-18 时域误差函数及 ISE 指标(误差平方积分函数)示意图

图 2-18 给出 $V_0(t), e(t), e^2(t), \int_0^1 e^2(t) dt$ 的波形图,它用图形表示误差平方积分函数的意义。图 2-19 为一台开关电源在小信号扰动下的标准方框图,它实际上是开关电源的闭环频域模型。图中 $e(s)$ 为 $e(t)$ 的拉氏变换。

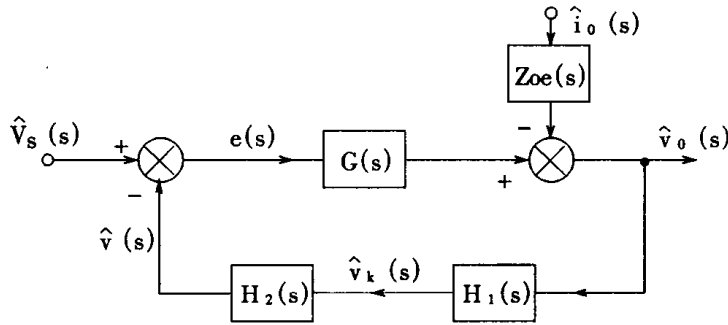


图 2-19 开关电源的方框图

用 ISE 指标(式 4.2.64)的好处是:应用 Parseval 定理,可以较容易地将时域积分转换到频域求解,频域积分形式如下:

$$\min J(x, s) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} e(s)e(-s)ds \quad (4.2.64)$$

式中 $J(x, s)$ 表示频域 ISE 指标,与优化设计变量有关。

$$e(s) = \hat{V}_s(s) / [1 + G(s)H(s)] \quad (4.2.65)$$

$$H(s) = H_1(s)H_2(s) \quad (4.2.66)$$

式中 $H_1(s)$ 为补偿网络的传递函数,与补偿网络的拓扑形式及其参数有关。如图 2-20 所示的一个 PID 补偿网络,可以写出其传递函数的解析表达式如式(4.2.67)

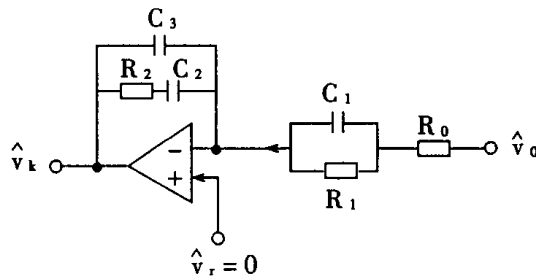


图 2-20 一种补偿网络拓扑

$$H_1(s) = \frac{(1 + x_1s)(1 + x_2s)}{s(1 + x_3s)(1 + x_4s)} \quad (4.2.67)$$

$$\text{式中 } x_1 = R_1 C_1, x_2 = R_2 C_2, x_3 = R_2 \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}, x_4 = C_1 \frac{R_1 R_0}{R_1 + R_0}$$

$$\text{令设计向量 } x = (x_1, x_2, x_3, x_4)^T \quad (4.2.68)$$

由(4.2.65)式可见,当 $G(s)$ 及 $H_2(s)$ 已知, $\hat{V}_s(s)$ 为阶跃,则 $e(s)$ 仅与 $H_1(s)$ 有关,即它是设计向量 X 的函数。误差函数 $e(s)$ 的一般形式为:

$$e(s) = \frac{c_{n-1}s^{n-1} + c_{n-2}s^{n-2} + \cdots + c_0}{d_n s^n + d_{n-1}s^{n-1} + \cdots + d_0} = \frac{c(s)}{d(s)} \quad (4.2.69)$$

式中 $c_k(k=0,1,\cdots,n-1), d_j(j=0,1,\cdots,n)$ 均与 X 有关。将式(4.2.69)代入式(4.2.64)求出积分值,则式(4.2.64)所示的优化目标解析式就转换为非线性规划的目标函数形式

$$\min J = f(X) \quad (4.2.70)$$

例如,当 $n=1,2,3,\cdots,n$ 时,式(4.2.64)的积分结果分别以 $J_1, J_2, J_3, \cdots, J_n$ 表示,则有下列解析解:

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= \frac{c_0^2}{2d_0d_1} \\ J_2 &= \frac{c_1^2d_0 + c_0^2d_2}{2d_0d_1d_2} \\ J_3 &= \frac{c_2^2d_0d_1 + (c_1^2 - 2c_0c_2)d_0d_3 + c_0^2d_2d_3}{2d_0d_3(-d_0d_3 + d_1d_2)} \\ &\dots\dots\dots \\ &\dots\dots\dots \end{aligned} \right\} \quad (4.2.71)$$

$$J_n = (-1)^{n-1} B_n / 2d_n H_n \quad (4.2.72)$$

式中 H_n 为多项式 $d(s)$ 的 Hurwitz 行列式, B_n 为一个由 H_n 派生的行列式,将 H_n 中的第一行的元素,依次用多项式 $c(s)c(-s)$ 各项 $s^{2(n-1)}, s^{2(n-2)}, \dots, s^0$ 的相应系数代人,即得 B_n 。例如 $n=3$ 时, $c(s)c(-s) = (c_2 s^2 + c_1 s + c_0)(c_2 s^2 - c_1 s + c_0)$

$$H_3 = \begin{vmatrix} d_2 & d_0 & 0 \\ d_3 & d_1 & 0 \\ 0 & d_2 & d_0 \end{vmatrix} = d_0(-d_0d_3 + d_1d_2)$$

$$B_3 = \begin{vmatrix} (c_2)^2 & (-c_1^2 + 2c_0c_2) & (c_0)^2 \\ d_3 & d_1 & 0 \\ 0 & d_2 & d_0 \end{vmatrix} = c_2^2 d_0 d_1 + (c_1^2 - 2c_0c_2) d_0 d_3 + c_0^2 d_2 d_3 \quad (4.2.73)$$

$J_3 = B_3/2d_3H_3$, 即式(4.2.71)中的 J_3 表达式

显然开关电源的阶次越高, J 的解析表达式就越复杂, 但应用计算机求解是方便的。

根据开关电源动态性能指标要求, 可以列出各约束条件的频域解析式, 它们也都是设计向量 X 的函数。

①增益裕量, $k_g(X)$ 用分贝数表示

$$50 \geq k_g(X) \geq 11 \quad (4.2.74)$$

②相位裕量, $\gamma(X)$ (参见图 2-12)

$$60^\circ \leq \gamma(X) \leq 100^\circ \quad (4.2.75)$$

③带宽(增益交越频率, 弧度/秒)

$$800 \leq \omega_c(X) \leq 1.5 \times 10^6 \quad (4.2.76)$$

④输入电压扰动抑制能力, 用分贝数表示

$$\max |A| \leq -50\text{dB}$$

$$A = 20 \log \left| \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)H(j\omega)} \right| \quad (4.2.77)$$

⑤负载扰动抑制能力(闭环输出阻抗 Z_0 , 用 Ω 表示)

$$\max |Z_0| < 0.09\Omega \quad (4.2.78)$$

$$Z_0 = Z_{oe} / [1 + G(s)H(s)]$$

闭环输出阻抗 $Z_{oe}(s) = \hat{V}_0(s) / \hat{i}_0(s)$, A 及 Z_0 均为向量 X 的函数。

六、计算举例

例 1 一台反激开关电源, 已知其主电路和 PWM 的传递函数乘积如下:

$$G(s)H_2(s) = \frac{100(1 - 8.33 \times 10^{-6}s)}{3.33 \times 10^{-7}s^2 + 2.778 \times 10^{-5}s + 1} \quad (4.2.79)$$

选择补偿网络拓扑形式如图 2-20,其传递函数表达式如式(4.2.67)。按照式(4.2.77) - (4.2.78)所示的优化数学模型,计算结果如下表。(优化目标为 ISE 最小)。

表 2.8 例 1 设计变量

设计变量	x_1	x_2	x_3	x_4
初值	0.032	10^{-3}	8.33×10^{-7}	3.98×10^{-6}
最优值	0.158	0.632×10^{-3}	1.52×10^{-7}	5.71×10^{-6}

表 2.9 例 1 计算结果

性能指标	J	K_g (dB)	γ (弧度)	ω_c (弧度/秒)	A_{\min} (dB)	Z_{\max} (Ω)
初值	2.827×10^{-2}	18.72	1.345	10^4	-40.9	2.08×10^{-2}
最优值	3.21×10^{-4}	17.52	1.094	3.06×10^4	-51.3	1.075×10^{-2}

由上表给出的优化设计结果可见,和初值相比(初值是按经验设计的结果),ISE 指标 J 明显下降,在保证合理的稳定裕量条件下, ω_c 提高(即系统响应加速),对输入电压扰动的抑制能力均有所改善。

例 2 上例中优化目标改为带宽最大,约束条件除带宽外其余与例 1 相同,计算结果如表 2.10 所示。

表 2.10 例 2 计算结果

性能指标	ω_c (弧度/秒)	γ	K_g
初值	10^4	77°	18.72
最优值	3.785×10^4	62.818°	15.087

上述优化结果,说明补偿网络的最优设计加强了微分作用,使开关电源响应速度加快。

在式(4.2.63)所示的 ISE 指标中将误差函数 $e(t)$ 用指数函数 $\exp\beta t$ 加权,其中权因子 $\beta > 0$ 由设计者选择,取作常数。则优化目标为:

$$\min J(X, \beta) = \int_0^{\infty} [e(t) \exp \beta t]^2 dt \quad (4.2.80)$$

上式称为增广 ISE 指标(简称为 AISE)。

显见,为使上式中 $J(X, \beta)$ 最小,误差函数 $e(t)$ 下降速度必须大于 $\exp \beta t$ 的增长速度。适当选择权因子 β 可以使系统响应速度加快。

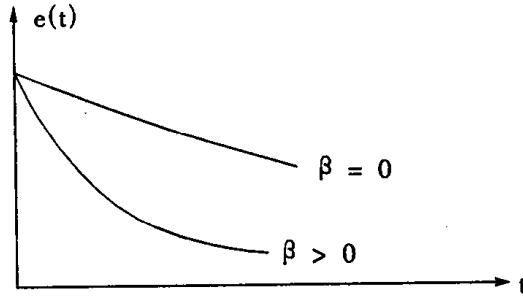


图 2-21 $\beta > 0$ 与 $\beta = 0$ 时误差函数衰减过程比较。

图 2-21 给出 $\beta > 0$ 与 $\beta = 0$ 两种情况下误差函数衰减的情况,由图可见,和应用 ISE 指标 ($\beta = 0$) 比较,应用 AISE 指标(即 $\beta > 0$) 可迫使误差函数衰减得更快。

已知 $e(t)$ 的拉氏变换为 $e(s)$, 则 $e(t) \exp \beta t$ 的拉氏变换为 $e(s - \beta)$, 和(4.2.69)式相似,可写作

$$e(s - \beta) = \frac{\sum_{j=0}^{n-1} C_j(X, \beta) s^j}{\sum_{i=0}^n d_i(X, \beta) s^i} \quad (4.2.81)$$

则 AISE 积分式为

$$\begin{aligned} J(X, \beta) &= \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} |e(s - \beta)|^2 ds \\ &= \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \left| \frac{\sum_{j=0}^{n-1} C_j(X, \beta) s^j}{\sum_{i=0}^n d_i(X, \beta) s^i} \right|^2 ds \end{aligned} \quad (4.2.82)$$

积分求解的结果与(4.2.71)—(4.2.73)相似,但 c_j 和 d_i 均为 X 及 β 的函数。

将 ISE 指标改为 AISE 指标后,约束不等式仍和式(4.2.74)一式(4.2.78)一样。

例 3 在例 1 中取优化目标为式(4.2.80),其余不变。令 $\beta = 1500$ 计算结果如表 2.11,为了说明改用 AISE 以后对系统优化设计结果的影响。表中列出按 ISE 最小设计结果(参见表 2.11)进行比较。

表 2.11 例 3 计算结果

优化目标	J	K_g (dB)	γ (弧度)	ω_c (弧度/秒)	A_{max} (dB)	Z_{Omax} (Ω)
ISE 最小	3.21×10^{-4}	17.52	1.094	3.06×10^4	-51.3	1.075×10^{-2}
AISE 最小	1.716×10^{-16}	11.31	1.147	3.1×10^4	-50.1	1.69×10^{-2}

计算结果说明按 AISE 最小设计,目标函数值下降极为显著。

(注)本章所介绍的 PWM 开关电源优化设计方法的有效性已在单环 PWM 正激,反激和双环反激开关电源的实验中得到验证。

第七节 DC-DC 全桥移相式 ZVS-PWM 开关电源补偿网络的最优设计

一、主电路及电压、电流波形

DC-DC 全桥移相式 ZVS-PWM 变换器(以下简称 FB ZVS-PWM 开关变换器)的主电路原理图如图 2-22。

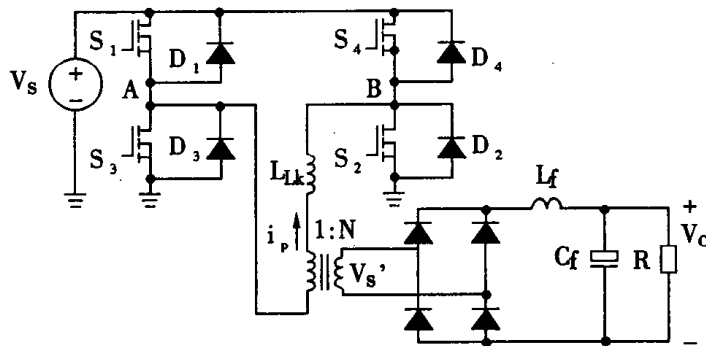


图 2-22 FB ZVS-PWM 开关变换器电路图

其中变压器原边电压和电流分别用 V_p 及 i_p 表示,副边电压用 V_s' 表示,变压器原副边绕组匝数比为 $N_p/N_s = 1/n$ 。 V_s 为输入电压, V_o 为输出电压, L_{lk} 为变压器原边绕组漏电感,图中未画出四个开关晶体管 S_1 、 S_2 、 S_3 及 S_4 的输出电容。 L_f 及 C_f 分别为输出滤波器电感及电容。 A 及 B 两点为逆变桥的输出端。

图 2-23 给出该电路一周期内电压及电流波形图。原边电流变化如表 2.12。

表 2.12 半周期内原边电流变化

t	t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₅	t ₆	t ₇	t ₈
i _p	-I _p	-I ₂	0	I ₁	I _p	I ₂	0	-I ₁

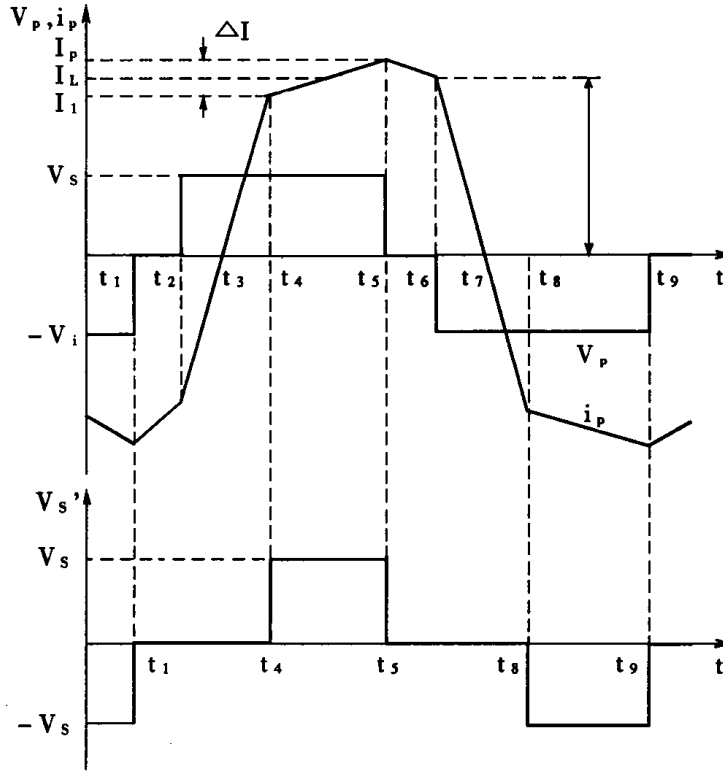


图 2-23 FB ZVS-PWM 开关变换器理论分析波形图

$\Delta I = I_p - I_1$, 当能量由原边传送到副边时, 副边电压 $V_s' = nV_s$ 。由于变压器有漏感, 使原边电流上升或下降有一定斜率, 例如 $t_2 - t_4$, 斜率为 V_s/L_{lk} ; $t_4 - t_5$, 斜率为 $(V_s - V_0')/L_f'$, L_f' 及 V_0' , 分别为折合到原边的 L_f 及 V_0 值。

原边占空比 $D = 2(t_5 - t_2)/T$, 副边占空比或称有效占空比 $D_{eff} = 2(t_5 - t_4)/T$, $T = 2(t_5 - t_1)$ 。可见由于变压器有漏感, 使有效占空比 D_{eff} 小于原边占空比 D 。

二、FB ZVS-PWM 变换器小信号模型

为了建立全桥 FB ZVS-PWM 变换器的最优控制模型, 即补偿网络最优设计模型, 首先应建立这类变换器的小信号等效电路模型, 并推导主电路的传递函数。

已知 buck 型 PWM 变换器的连续导通模式 (CCM) 下小信号等效电路模型如图 2-24。图中忽略了电感及电容的寄生电阻。

FB ZVS-PWM 型开关电源是由 buck 型 PWM 开关电源衍生而来的。从工作原理分析可知, 由于 L_{lk} 较大, 从 S_1, S_2 (或 S_3, S_4) 导通到副边电压升到 V_s 需要一段时间 (如图 2-23) 因此有效占空比 D_{eff} 的出现是该电路的一个特殊现象。图 2-25 给出了 FBZVS-PWM 变换器小信号

等效电路模型(参见 VPEC Annual Meeting Proceedings, 1990)和图 2-24 比较可见,两个变换器小信号等效电路模型不同之处在于:FB ZVS-PWM 变换器小信号等效电路模型中多了一个受控电压源 V_2 和一个受控电流源 i_2 (受 $di + dv$ 控制),并且模型中的变压器变比为 $1:D_{\text{eff}}$,而不是 $1:D$ 。

FB ZVS-PWM 型开关变换器的电压增益可表示为:

$$V_0/V_s = D_{\text{eff}}N_s/N_p = nD_{\text{eff}} \quad (4.2.83)$$

设 ΔD 为损失的占空比,则

$$D = D_{\text{eff}} + \Delta D \quad (4.3.84)$$

在图 2-23 中

$t = t_4$ 时,原边电流 $I_1 = n(I_L - \Delta I/2)$, $\Delta I = I_p - I_1$, I_p 为原边电流峰值。

$t = t_6$ 时,原边电流 $I_2 = n[I_L + \Delta I/2 - (1-D)V_0T/2L_f]$

负载电流 $I_o = V_0/R$, $R' = R/n^2$, $L_f' = L_f/n^2$

根据图 2-23

$$\Delta D = (I_1 + I_2) / \left(\frac{V_s}{L_{lk}} \cdot \frac{T}{2} \right) \quad (4.2.85)$$

从而

$$D_{\text{eff}} = D - \frac{2nL_{lk}}{V_s T} \left[2I_L - \frac{V_0}{L_f} (1-D) \frac{T}{2} \right] \quad (4.2.86)$$

由式(4.2.85)及式(4.2.86)可见,由于变压器有漏感 L_{lk} ,原边电流不能突变,因而 FB ZVS-PWM 变换器有效占空比 D_{eff} 总小于原边占空比 D ,即存在占空比损失, L_{lk} 越大,占空比损失也越大。有效占空比 D_{eff} 与许多因素有关,如电流 I_L ,输入电压 V_s 等,由式(4.2.86)可知,原边占空比 D 有变化时,也会引起有效占空比 D_{eff} 的变化。

因此, I_o 、 V_s 或 D 稍有一些扰动,就会产生相应的有效占空比 D_{eff} 的扰动。这样,由于三种不同的扰动量 \hat{i}_o 、 \hat{v}_s 、或 \hat{d} ,使有效占空比 D_{eff} 产生相应的三种扰动量 \hat{d}_i 、 \hat{d}_v 或 \hat{d}_d ;这与 Buck 型 PWM 变换器中占空比只有一种扰动量是完全不同的。在建立 FB ZVS-PWM 变换器小信号等效电路模型时必须考虑上述 D_{eff} 的三种扰动量。以下分别推导 D_{eff} 的这三种扰动量的表达式:

取 D_{eff} 对 I_o 扰动,记为 \hat{d}_i ,可得:

$$\hat{d}_i = - \frac{2nL_{lk}f_r}{V_s} \hat{i}_L, \text{变换频率 } f_r = \frac{2}{T} \quad (4.2.87)$$

取 D_{eff} 对 V_s 扰动(或称摄动),记为 d_v ,可得:

$$\hat{d}_v = \frac{2nL_{lk}f_r}{V_s^2} \hat{V}_s \quad (4.2.88)$$

取 D_{eff} 对 D 扰动, 记为 \hat{d}_d

$$\hat{d}_d = \left(1 - \frac{L_{lk}}{L_f} n^2 D_{eff}\right) \hat{d} \quad (4.2.89)$$

$$\hat{d}_d \cong \hat{d}$$

从上面推导可知,

$$\hat{d}_{eff} = \hat{d} + \hat{d}_i + \hat{d}_v \quad (4.2.90)$$

从而得到 FB ZVS - PWM 开关变换器的小信号等效电路模型如图 2-25, 图中

$$V_1 = nV_s \hat{d}, \quad V_2 = nV_s (\hat{d}_i + \hat{d}_v), \quad i_1 = nV_s \hat{d} / R, \quad i_2 = nV_s (\hat{d}_i + \hat{d}_v) / R. \quad (4.2.91)$$

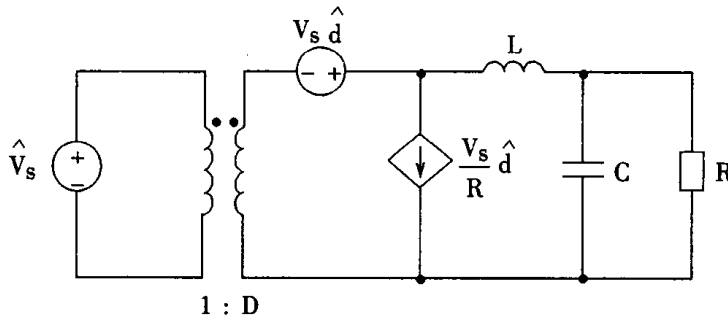


图 2-24 buck 型 PWM 变换器的小信号等效电路模型

三、FB ZVS - PWM 变换器主电路传递函数及频率特性

由图 2-25 可进行小信号分析, 导出 FB ZVS - PWM 变换器主电路的传递函数。

1. $\hat{d}(s)$ 对输出 $\hat{V}_o(s)$ 的传递函数 $G_{vd}(s)$

令 $\hat{V}_s = 0$, 可求得

$$G_{vd}(s) = \frac{nV_s}{s^2 L_f C_f + s(L_f/R + R_p C_f) + R_p/R + 1} \quad (4.2.92)$$

式中 $R_p = 2n^2 L_{lk} f_r$ 。

2. $\hat{d}(s)$ 对输出电流 $\hat{i}_L(s)$ 的传递函数 $G_{id}(s)$

令 $\hat{V}_s = 0$, 可求得

$$G_{id}(s) = \frac{nV_s/R + snV_sC_f}{s^2L_fC_f + s(L_f/R + R_pC_f) + R_p/R + 1} \quad (4.2.93)$$

3. 开环输出阻抗 $Z_0(s)$

令 $\hat{V}_s=0, \hat{d}=0$, 即 $\hat{d}_v=0, \hat{d}=0$, 可求得

$$Z_0(s) = \frac{sL_f + R_p}{s^2L_fC_f + s(L_f/R + R_pC_f) + R_p/R + 1} \quad (4.2.94)$$

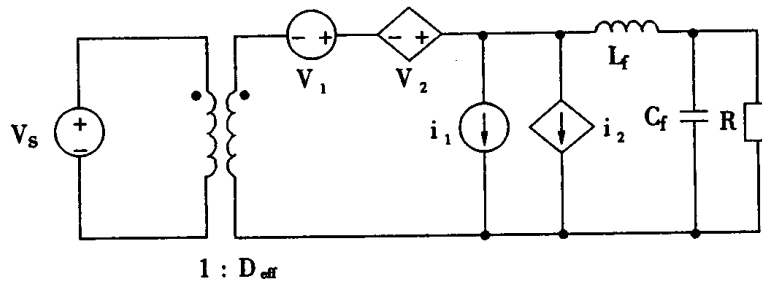


图 2-25 FB ZVS-PWM 变换器小信号等效电路模型

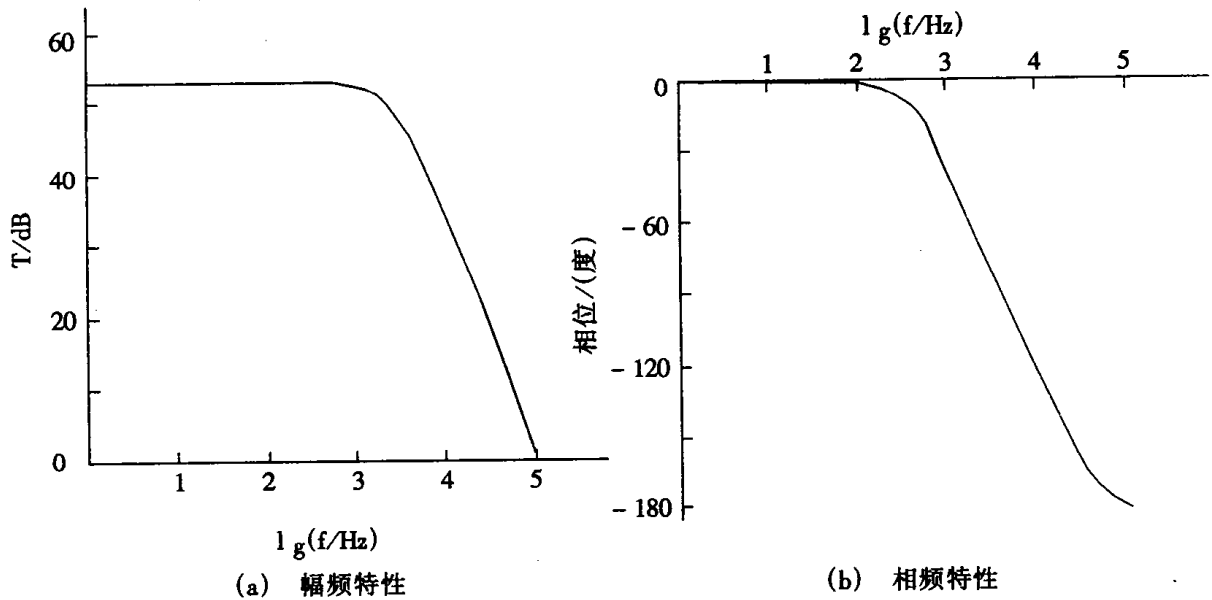


图 2-26 传递函数 G_{vD} 幅频及相频特性计算结果

4. 开环音频衰减率 $G_{Vg}(s)$

令 $\hat{d}=0$, 可求得

$$G_{Vg}(s) = \frac{(1 + R_p/R)nD_{eff}}{s^2 L_f C_f + s(L_f/R + R_p C_f) + R_p/R + 1} \quad (4.2.95)$$

5. 开环输入阻抗 $Z_{in}(s)$

令 $\hat{d} = 0$, 可求得

$$Z_{in}(s) = \frac{\frac{R^2}{R_p} s^2 + (\frac{R}{R_p C_f} + \frac{R^2}{L_f}) s + (\frac{R^2}{R_p L_f C_f} + \frac{R}{L_f C_f})}{n^2 D_{eff}^2 [S^2 + (\frac{R^2}{R_p L_f} + \frac{1}{R C_f}) s + (\frac{1}{L_f C_f} + \frac{R}{R_p L_f C_f})]}$$

根据上述各传递函数表达式编制程序, 在频率 f 为 1 至 f_s 赫的范围内, 在 Micro Vax II 小型机上进行计算, f_s 为开关频率。给定 FB ZVS - PWM 开关变换器参数:

$V_s = 600 \text{ V}$, $V_o = 360 \text{ V}$, $n = 1$, $L_{lk} = 52 \mu\text{H}$, $f_s = 100 \text{ kHz}$, $L_f = 315 \mu\text{H}$, $C_f = 5 \mu\text{F}$, $R = 70 \Omega$ 。

以 $G_{Vd}(j\omega)$, $Z_0(j\omega)$ 为例计算, 并根据计算结果分别绘出了对数幅频、相频曲线如图 2-26 及图 2-27。

上述 $G_{Vd}(j\omega)$, $z_o(j\omega)$ 等的幅频、相频特性计算结果的精确性已由实验验证。

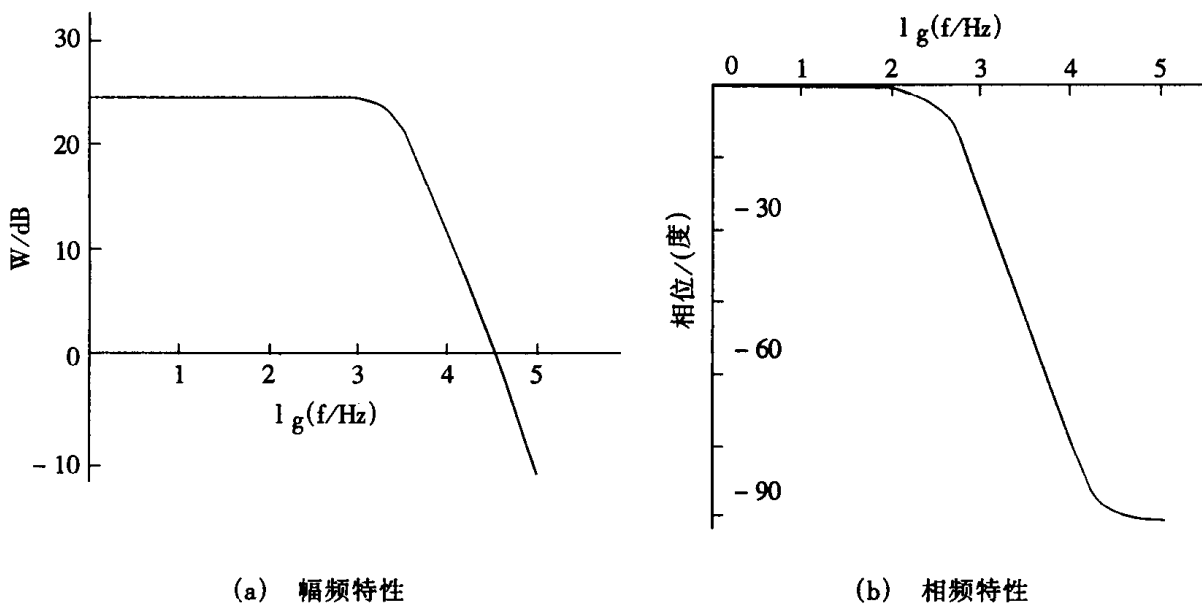


图 2-27 输出阻抗幅频及相频特性计算结果

四、FB ZVS - PWM 开关电源补偿网络最优设计模型

开关电源最优控制问题可用开关电源系统的补偿网络参数最优化模型来表示。实现最优控制的目的在于选择合适的补偿网络参数, 使系统的瞬态响应性能达到最优, 即有阶跃微扰时, 系统瞬态响应超调量小, 达到稳定所需时间短。

最优控制的优化目标有多种, 常用的是阶跃扰动下电压误差 $e(t)$ 加权平方积分值 (ISE) 最

小。将 $e(t)$ 乘以 $\exp\beta t$ 后代入目标函数得到增广 ISE(简称 AISE), 这种方法首先成功地应用于单环正激开关稳压电源, 在双环反激 PWM 型开关稳压电源的优化设计中也获得很好效果。

根据前面的小信号分析可得到 FB ZVS - PWM 开关稳压电源系统的传递函数框图如图 2

- 28

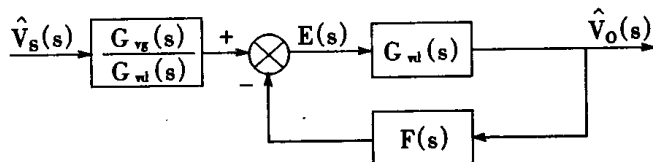


图 2-28 FB ZVS - PWM 开关稳压电源系统框图

由图 2-28 FB ZVS - PWM 开关电源的开环传递函数为:

$$G_0(s) = G_{vd}(s)F(s) \quad (4.2.97)$$

误差函数

$$E(s) = \frac{G_{vg}(s)/G_{vd}(s)}{1 + G_{vd}(s)F(s)} V_s(s) \quad (4.2.98)$$

闭环频域特性:

$$\text{音频衰减率} \quad A(s) = G_{vg}(s)/(1 + G_0(s)) \quad (4.2.99)$$

$$\text{输出阻抗} \quad Z_{oe}(s) = Z_o(s)/(1 + G_0(s)) \quad (4.2.100)$$

下面举例说明 FB ZVS - PWM 型开关电源优化模型的建立。设已知控制电路框图见图 2-29, 补偿网络拓扑如图 2-30, 求得反馈网络的传递函数为:

$$F(s) = k \frac{(1 + T_1s)(1 + T_2s)(1 + T_3s)}{(1 + T_4s)(1 + T_5s)s} \quad (4.2.101)$$

$$\text{式中:} \quad k = R_7/C_4(R_1 + R_3 + R_1R_3/R_2)(R_5 + R_6)v_{pp}$$

$$T_1 = R_3C_3, \quad T_2 = R_4C_4, \quad T_3 = R_5C_3$$

$$T_4 = R_1R_3C_3/(R_1 + R_3 + R_1R_3/R_2), \quad T_5 = R_5R_6C_5/(R_5 + R_6)$$

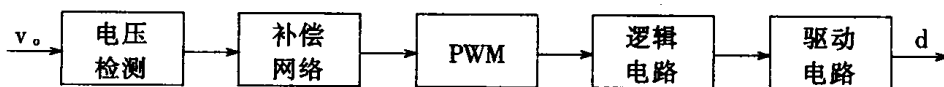


图 2-29 控制电路框图

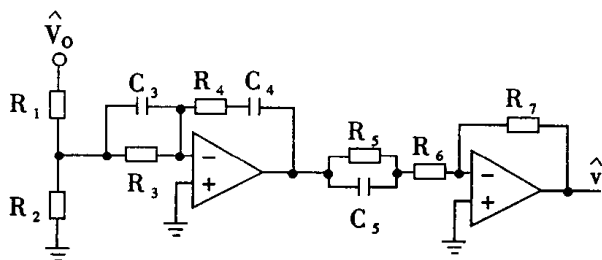


图 2-30 补偿网络

取优化设计变量为 $X = [R_1, R_3, R_4, C_3, C_4]^T$, 最优控制模型用非线性规划形式表示, 优化目标为 AISE 最小:

$$\min f(X) = \int_0^{\infty} [e(X, t)e^{\beta t}]^2 dt \quad (4.2.102)$$

式中: $e(X, t) = L^{-1}[E(X, s)]$, 为阶跃扰动下的电压误差函数; 常数 $\beta > 0$, 由设计者根据经验选定, 例如可在计算时取 $\beta = 10\ 000$; 权函数 $e^{\beta t}$ 用以加快收敛, 并可提高瞬态响应的快速性。为便于积分计算, 用 Parseval 定理, 上式目标函数变换为:

$$\min f(X) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} |E(X, s - \beta)|^2 ds \quad (4.2.103)$$

可用解析法求得。

在求目标函数最小的同时, 必须保证开关电源有足够的稳定裕量, 并且开关电源对外扰有足够的抑制能力, 因此规定以下非线性约束:

(1) 稳定裕量

稳定裕量包括相位裕量 $\gamma(X)$ 和增益裕量 $g(X)$, 根据系统的开环传递函数可列出。

$$\text{令} \quad \gamma_l \leq \gamma(X) \leq \gamma_u \quad g_l \leq g(X) \leq g_u \quad (4.2.104)$$

式中: γ_u 及 γ_l 分别为相位裕量上、下限, g_u 及 g_l 分别为增益裕量上、下限, 均由设计者确定。

(2) 瞬态响应快速性

以开环增益交界频率 ω_c 近似为系统带宽, 带宽越大, 标志系统的瞬态响应越快。令

$$\omega_l \leq \omega_c(X) \leq \omega_u \quad (4.2.105)$$

式中 ω_l 及 ω_u 分别为 ω_c 的下限和上限,由设计者确定。

(3)系统对外扰的抑制能力

①、对输入电压(即电网电压)扰动的抑制能力,用闭环音频衰减率 T (dB)表示

$$T = 20 \lg |A(X, j\omega)|_{\max} \leq T_u \quad (4.2.106)$$

式中 T_u 为音频衰减率上限,由设计者确定。

②、对负载扰动的抑制能力,用闭环输出阻抗的对数值(dB)表示。

$$W = 20 \lg |Z_{oc}(X, j\omega)|_{\max} \leq W_u \quad (4.2.107)$$

式中 $W_u = 20 \lg Z_u$, Z_u 为输出阻抗的上限值。由设计者确定。

(4)设计变量约束

当采用连续优化算法时(例如乘子罚函数法 ALAPT),附加设计量为正的约束;当采用离散优化算法时(例如 MDOD),设计变量有上、下界及离散取值集合约束。

五、典型设计举例

控制电路框图见图 2-29。已知: $V_g = 300 \text{ V}$, $V_o = 40 \text{ V}$, $f_s = 500 \text{ kHz}$, $n = 0.25$, $L_{lk} = 2 \mu\text{H}$, $L_f = 26 \mu\text{H}$, $C_f = 47 \mu\text{F}$, $R = 1.6 \Omega$ 。按照式 4.2.103—4.2.107 所示最优控制模型,用连续优化算法 ALAPT 和离散优化算法 MDOD 相结合的技术,在 Micro Vax II 小型机上对图 2-30 补偿网络参数寻优,优化设计结果与原设计(优化前)结果比较见表 2.13,表 2.14。

表 2.13 FB ZVS-PWM 开关电源优化前后设计变量值

比较	设计变量值				
	$R_1/\text{k}\Omega$	$R_3/\text{M}\Omega$	$R_4/\text{k}\Omega$	C_3/pF	C_4/nF
优化前	27	0.1	15	5.0	4.7
优化后	25	0.02	13	5.1	2.9

表 2.14 FB ZVS-PWM 开关电源优化前后性能指标比较

比较	性能指标				
	目标函数值	$\omega_c/\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$	r/rad	$20 \lg A _{\max}/\text{dB}$	$20 \lg Z_{oc} _{\max}/\text{dB}$
优化前	4.97×10^{-6}	446 422	1.274 57	-40.037	-27.354 2
优化后	3.76×10^{-9}	927 235	0.795 642	-52.2756	-30.3911

图 2-31 给出优化前后闭环音频衰减率和闭环输出阻抗的幅频特性,它们分别表示所设计的 FB ZVS - PWM 开关稳压电源的抗电网扰动和抗负载扰动能力。

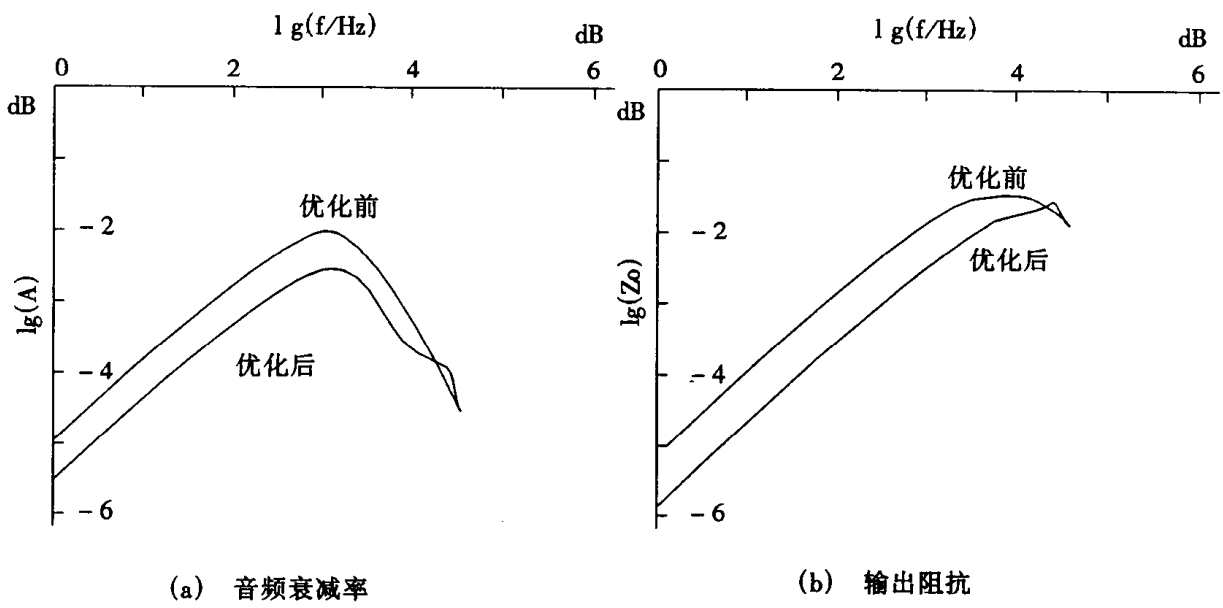


图 2-31 FB ZVS - PWM 开关稳压电源的幅频特性

分析表 2.14 可知,将最优控制与最优化方法用于 FB ZVS - PWM 开关稳压电源的动态优化设计,同样得到满意的结果。与优化前的数值比较,优化后 AISE 指标下降了三个数量级。在保证系统有足够稳定裕量的前提下,增益交越频率 ω_c 加大一倍,标志着系统的动态响应速度显著加快。输入音频电压衰减率和闭环输出阻抗(均以分贝值表示)分别下降了 30.56% 和 11.1%,它标志所设计的 FB ZVS - PWM 开关电源的抗扰动能力大大增强了。

参考文献

- [1]张占松,高频开关稳压电源,第一版,广州,广东科技出版社,1992年4月
- [2]蔡宣三,龚绍文 高频功率电子学,第一版,北京,科学出版社,1993年5月
- [3]Keith H. Billings, C. Eng., Handbook of Switchmode Power supplies New York Mc Graw - Hill Publishing Company 1989年
- [4]Tho Mas M. Jahns Circuits Utilization Characteristics of Mos - Controlled Thyristors IEEE Transactions on Industry Applications Vol27 No3 May/June 1991
- [5]W. T. Melyman, Transformer and Inductor Design Handbook, Marcel dekker, Inc., New York, 1978
- [6]W. T. Melyman, Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors, Marcel Dekker, Inc., New York 1982
- [7]丁道宏,电力电子技术,第一版,北京,航空工业出版社,1992年
- [8]长谷川,彰,开关式稳压器的设计技术,第一版,北京,科学出版社,1989年
- [9]叶治政,开关稳压电源,第一版,北京,高等教育出版社,1988年
- [10]徐德高、金刚,脉宽调制变换器型稳压电源,第一版,北京,科学出版社,1993年
- [11]张立,现代电力电子技术,第一版,北京,科学出版社,1992年
- [12]华东计算技术研究所电源研究室,晶体管开关稳压电源,人民邮电出版社,1985年
- [13]谢沐田,高低频变压器设计,第一版,台北,全华科技图书股份有限公司,1993年
- [14]陈文俊、薛肇瀛,转换式电源供给器设计,第二版,台北,全华科技图书股份有限公司,1991年
- [15]潘晴财,磁性元件之设计,台北,工业技术研究院能源与资源研究所,1992年
- [16]丘水生,开关功率变换器符号分析的原理,电子学报,Vol25 No.1 1997
- [17]丘水生,分析开关功率变换器的一种新方法,华南理工大学学报,1994,22(3)
- [18]彭端,EXB 840改进型驱动电路,西安,电力电子技术,1996年2月。
- [19]彭端,新型电影放映大功率氙灯电源的研究,西安,电力电子技术,1995年11月。
- [20]P&S 武汉力源电子股份有限公司,1997年产品目录
- [21]MAXIM 产品资料全集(光 CD - ROM)1998 最新版本
- [22]张占松、孙海卫,一种对时变系统近似的新方法及其应用,广州控制理论与应用,1996年
- [23]Ivo Barbi et. al., Buck Quasi - Resonant Converter Operating at Constant Frequency; Analysis, Design and Experimentation, IEEE Trans. on Power Electronics, 276 - 283, Vol. 5, No. 3, 1990
- [24]G. Hua et. al., A New Class of ZVS - PWM Converters, High Frequency Power Conversion Conference Proceedings, 1991, 244 - 251
- [25]G. Hua et. al., Novel Zero Voltage Transition PWM Converters, Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 2, 1994, 213 - 219
- [26]R. A. Fisher et. al, A 500 kHz 250 W DC/DC Converter with Multi - Outputs Controlled by Phase Shifted PWM and Magnetic Amplifiers, HFPC Proceedings 1988, 100 - 110
- [27]M. Walters et. al, A High Density Modular Power Processor for Distributed Military Power System, Proceedings of Applied Power Electronics Conference, 1989, 403 - 412

- [28] H. Mweens et. al, A 1 kW 500 kHz Front – End Converter for a Distributed Power supply System, Applied Power Electronics Proceedings, 1989, 423 – 432
- [29] Bill Andreyckak, Designing a Phase shifted ZVT Power Converter, Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, 1993, 3.1 – 3.15
- [30] Wei Bao, Xuan – San Cai et. al., A Novel ZCS – PWM Two – Transistor Forward Converters, Proceedings of IPEC'95, 1995, April, Yokohama, 1707 – 1711
- [31] Y. Yu, Bachman, F. C. Lee, J. E. Triner, Formulation of Methodology For power Circuit Design Optimization IEEE PESC Record, 1979, 35 – 44.
- [32] Y. Yu and F. C. Lee, Impact of Magnetic Material on Power System Weight Minimization, IPEC Tokyo, 1983.
- [33] V. Vlakovic, J. A. Sabate et al, Small – Signal Analysis of the Zero – Voltage – Switched Full – Bridge PWM Converter, 1990 VPEC Seminar Proceedings (USA), 19 – 29.
- [34] 蔡宣三, 最优化与最优控制, 清华大学出版社, 1983。
- [35] Xuan San Cai and Yan Xing, A New Algorithm for the Discrete Time – Domain Simulation of Switching Regulators, IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Record (Cambridge MA USA) 1988
- [36] Xuan San Cai and Yang Dan Wang, Optimal Control for the Pwm Switching – Mode Power Supply, IEEE 4th Workshop on Computers in Power Electronics, Record (Quebec, Canada) 1994
- [37] X. S. Cai and S. H. Zhang, Nonlinear Design Optimization for the Resonant Tank of ZVS Multi – Resonant Converters, Proceedings of IEEE 13th INTELEC'91, Kyoto, Nov., 509 – 514
- [38] 张晓阳, 蔡宣三, 离线式半桥零电压开关多谐振变换器的参数最优化, 中国电机工程学报, Vol. 14, No. 4, 1994, 46 – 50
- [39] 王艳丹, 蔡宣三, 全桥零电压开关脉宽调制变换器的小信号分析与最优控制, 清华大学学报(自然科学版), Vol. 32, No. 4, 1994, 50 – 60
- [40] A. Vladim: et al, SPICE2 通用电路模拟程序用户指南, 田淑清译, 1983, 清华大学出版社。
- [41] C. J. Hsiac et al, Circuit – Oriented Discrete – Time Modeling and Simulation for Switching Converters, IEEE PESC Record 1987, 167 – 176.
- [42] 邢岩 蔡宣三, 开关型电压调节系统数字仿真的一种新算法, 通信学报 Vol. 19, No. 3, 1988, 27.
- [43] 包伟, 蔡宣三, 用 PSPICE 仿真研究 PWM 开关电源, 电工电能新技术, No. 2, 1995, 25 – 29.
- [44] S. C. Wong, Y. S. LEE, SPICE Modeling & Simulation of Hysteretic Current Controlled Cuk Converter, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 4, Oct. 1993, 580 – 587.

绪 言

八十年代,国内高频开关电源只在个人计算机、电视机等若干类设备上得到应用。由于开关电源在重量、体积、用铜用铁及能耗等方面都比线性电源有显著减少,而且对整机多项指标有良好影响,因此它的应用得到了推广。近年来许多领域,例如邮电通信、军事装备、交通设施、仪器仪表、工业设备、家用电器等都越来越多应用开关电源,取得了显著效益。究其原因,是新的电子元器件、新电磁材料、新变换技术、新控制理论及新的软件(下称五新)不断地出现并应用到开关电源的缘故。五新使开关电源更上一层楼,达到了频率高、效率高、功率密度高、功率因数高、可靠性高(下称五高)。有了五高,开关电源具有更强的竞争实力,应用也更为扩大。应用面的扩大,反过来又遇到更多问题和更实际的要求。这些问题和要求可归纳为以下五个方面:

- (1)能否全面贯彻电磁兼容各项标准?
- (2)能否大规模稳定生产或快捷单件特殊生产?
- (3)能否组建大容量电源?
- (4)电气额定值能否更高(如功率因数)或更低(如输出电压)?
- (5)能否使外形更加小型化、外形适应使用场所要求?

这五个问题是开关电源能否在更广泛领域应用的关键,是五个挑战(下称五挑战)。把挑战看成开关电源发展的动力和机遇,一向是电源科技工作者的态度。经一定努力,这些问题均在一定程度获得解决。以功率因数为例,AC-DC开关电源或其它电子仪器输入端产生功率因数下降问题,用什么办法来解决?毫无疑问,利用开关电源本身的工作原理来解决开关电源应用中产生的问题是最积极的态度。实践中,用DC-DC开关电源和有源功率因数校正电路串级运行(成本比单机增加20%),成功解决了这个问题。现在,又进一步发展成单级有功率因数校正的开关电源,(成本只增加5%)。在三相升压式单开关整流器中减少谐波方法,有人采用注入六次谐波调脉宽控制,抑制住输入电源的五次谐波,解决了电流谐波畸变率小于10%的要求。这样的事例,不断从近年发表的科研论文中反映出来。

开关电源抗干扰技术及防止电网污染技术已引起国内外专家注意。在21世纪,分布式电源系统的组成将强调“系统集成”、“电力电子封装技术”等。现在新的器件(能低压工作、降压很小)陆续进入市场,因而可得到1V的低压输出和功率小到10毫瓦的开关电源、功率密度达 $5-6\text{W}/\text{cm}^3$,为便携装置微型化提供了条件。现在可以采用软开关-PWM技术、印刷电路折叠绕组变压器,可以采用非晶、纳米晶合金软磁材料的铁芯,小功率开关电源整机效率可达到90%,大功率电源可达到95%左右。开关频率以20kHz为下限,几十、几百倍地提高。体积设备、重量越来越显著下降。外形也可以做成轻、薄、短、小。总之,电源再不是大、粗、笨的设备,而是精致、灵巧可设计成兼有“智慧”的装置了。

近几年来,国内开关电源技术已经有了长足的进展。理论、研究、生产、应用等已有相当成果或规模。不少生产厂工艺稳定,能够流水作业生产开关电源。对专用规格电源,从接订单到交货只需一个星期,对指定指标的单件电源也收定单;由于采用了有效简单的均流技术,开关电源系统可输出几千安培甚至上万安培的电流,而且国产的开关电源价格较进口的低。可靠性日益提高,软开关技术的应用更普遍。这些都反映了我国开关电源产业的蓬勃发展。但是,形势说明,科教兴国应抓紧人才培养;而人才培养中教材、参考资料又是关键一环。基于这种

认识,结合我们的教学、科研经验,在过去工作基础上编写了这本书,在世纪之交奉献给读者。

本书共有四篇二十五章。内容简介如下:

第一篇分十章,简述了 PWM 开关变换器的基本原理。阐述了开关电源主电路拓扑、控制电路及集成控制芯片,介绍了功率 MOSFET、双极型晶体管、IGBT 和 MCT 特性,介绍了较新的功率因数校正技术、并联均流技术和同步整流技术等。在介绍了磁材料特性后,对磁元件设计介绍了 AP 法、 K_C 法,并附有例题。

第二篇分八章,阐述脉冲宽度调制(PWM)开关变换器的设计与制作的几个常见问题。包括各种常见电路形式、磁元件设计、缓冲电路设计等,并附有例题。

第三篇分五章,介绍了软开关—PWM 变换器,移相全桥 ZVS - PWM 及有源钳位 ZVS - PWM 变换器的电路原理技术性能和特点。

第四篇分二章,介绍了开关电源的计算机仿真和计算机辅助优化设计方法,并给出了 DC - DC 桥式开关变换器主电路的最优设计和最优控制计算实例。

本书第一篇和第二篇主要由张占松教授执笔,第一篇 7 - 9 章和第三、四篇由蔡宣三教授执笔。

本书编写时得到许多单位和个人的帮助,在此致以衷心感谢。这些单位和个人如美国弗吉尼亚电力电子中心、台湾工业研究院能源所吴英秦、陈慕平先生、新竹清华大学潘晴财教授、南京航空航天大学邢岩副教授、武汉空军雷达学院郭文加、胡戎先生等。珠海康威特通用电源有限公司[Tel: (0756) 8156243, <http://www.cvt.com.cn>, E-mail: cvt@mail.zhuhai.gd.cn]、(美国)美信集成产品公司[Tel: (010) 62010598]、广东顺德顺和通信设备有限公司[Tel: (0765) 5563570]、珠海金电电源工业有限公司[Tel: (0756) 3356046]等公司,为作者提供多方支持,在本书再次重印之时特致谢意。

全书成文后,华南理工大学丘水生教授审阅了部分章节,广东工业大学彭端副教授,原广州电子仪器厂丘玉池高级工程师和华南理工大学林波涛博士对本书的大部分章节作了校阅,广州电力工业局张文斐工程师作了很多演算例题等有益的工作,还有清华大学电机系、广东工业大学自动化学院对本书的出版都作出了一定的关注和帮助。在此对上述单位和个人致以衷心的感谢。

本书末列出的有关开关电源的文献,其中不少在作者编写时作了参考,在此对文献作者表示感谢。

由于开关电源技术发展迅速,成书却颇费时日。因此,书的出版,总是落后于国内、外学术、技术的发展,这是作者引以为憾的。此外不少开关电源的文献未能提及或反映进去,书中见解也有偏颇的地方,所有这些问题,敬请读者指正。

编著者
2001 年 3 月