

蔡宣三 龚绍文 编著

高频功率电子学

——直流—直流变换部分

科学出版社

高频功率电子学

直流-直流变换部分

蔡宣三 龚绍文 编著

科学出版社

1993

(京) 新登字 092 号

内 容 简 介

本书论述了高频功率电子学(直流-直流开关变换器部分)的基本原理和理论分析方法。内容包括: 功率半导体开关器件, PWM 型和谐振型直流-直流变换器的拓扑、工作原理、稳态和动态小信号分析方法, 磁路和集成磁路的概念, 直流-直流开关变换器的对偶分析, 开关稳压电源系统的小信号和大信号分析, 优化设计以及数字仿真等。作者力图在书中反映国际 80 年代这一领域的最新进展, 本书可作为高等工科院校高年级学生和研究生, 教师的教学参考书, 也可供工厂、研究所科技人员参考。

高 频 功 率 电 子 学

直流-直流变换部分

蔡宣三 龚绍文 编著

责任编辑 孙桂荣 白景存

科 学 出 版 社 出 版

北京东黄城根北街 16 号

邮政编码: 100707

辽宁省科学技术情报研究所印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

1993 年 5 月第 一 版 开本: 787×1092 1/16
1993 年 5 月沈阳第一次印刷 印张: 28
印数: 1—2000 字数: 640 000

ISBN7-03-003356-6/TN·136

定价: 22.00 元

前 言

根据研究对象的不同,电子学可划分为信息电子学(…Electronics)和功率电子学(Power Electronics)。前者主要研究信息处理,可由微电子技术实现。后者主要研究功率处理(Power Processing)或功率变换(Power Conversion),由功率半导体技术和微电子技术实现。

功率变换技术可分为四大类:

1. 将交流电变为直流电,即所谓 AC-DC 变换,各种整流器就属于这一类;
2. 将直流电变为交流电,即所谓 DC-AC 变换,称为逆变,各种逆变器就属于这一类;
3. 将直流电变为另一种直流电,即所谓 DC-DC 变换;各种 DC-DC 变换器就属于这一类;
4. 将交流电变为另一种交流电,即所谓 AC-AC 变换,各种变频器,交-直-交变换器就属于这一类。

功率电子(或称电力电子)技术的用途甚广,如各种电源装置、电机驱动、直流输电、动态无功功率补偿、超导磁体储能等。功率电子技术的广泛应用对于降低能耗、节约原材料、开发新能源等等均有重要意义。

60 年代开始得到人们重视的功率半导体器件及其应用,原来只限于直流和工频交流。70 年代起,为降低电工及电子设备的体积、重量,改善动态特性,提高效率,国内外功率半导体器件的研制迅速向更高频率方向发展。先后出现了工作于几十千赫的大功率晶体管、高频晶闸管(Thyristor)以及几百千赫的场控自关断器件、几兆赫的功率场效应晶体管(MOSFET)等。

随着高频功率电子器件的出现,功率电子电路的工作频率也逐步提高。但是,不同的应用场合,“高频”所指的频率范围却不相同。例如,对于远距离通讯、雷达、电子对抗而言,频率在吉赫范围,而对于电机驱动而言,20—100kHz 就属于高频了。70 年代的电子电源装置,从 50Hz 供电的直流线性稳压电源,发展到开关频率为 20kHz 的直流开关稳压电源,曾被誉为“20kHz 革命”。然而,不到十年的时间,开关电源中的开关频率已发展到几百千赫。

本书专门介绍开关频率为几百千赫到几兆赫的开关变换器(Switched-mode Converter)和开关电源(Switching Power Supply)或开关调节器(Switching Regulator)的分析,它们是高频功率电子学的主要研究内容之一。它所应用的功率半导体器件主要是功率晶体开关管、功率 MOS 场效应管,IGT(或 IGBT)以及快速恢复的功率二极管等。

传统的开关变换器的工作原理是频率调制式(改变开关频率)或脉宽调制式(PWM)或二者结合的调制方式。随着电子设备(如计算机、通讯设备、精密电子医疗设备等)的小型化,要求与之配套的开关电源体积更小、重量更轻、效率更高。要实现开关电源的小型化,除了集成化和采用新的封装技术外,更主要的应当使开关变压器、滤波器小型

化,这就要求提高开关频率,从几百千赫提高到兆赫级。为了减小开关过程中的器件损耗,传统的脉宽或频率调制型变换器将逐步由谐振型或准谐振型(Quasi-Resonant)功率变换器取代。开关变换器向兆赫级方向发展,电路的拓扑、工作原理和分析方法都将有很大的改变。

频率的提高,一方面会促使开关变换器的功率密度(每单位体积的功率,用 W/in^3 衡量)有很大的增加,这有利于小型化。但同时开关应力、噪音、损耗、发热与散热问题也更为严重,电路的分析、设计、工艺问题的难度也上升了,这些都是兆赫级功率变换器不能马上得到广泛应用的主要原因,有待国内外功率电子专家们的共同努力。

现在功率电子技术已推广应用到工业和民用的各个领域,从家庭、办公室、潜艇、汽车、工业机器人直到航空航天技术。开关变换器已成为一次能源(如太阳能电池、燃料电池)与电网间的自然中间接口,并成为大多数不间断电源(Uninterrupted Power Supply)的核心部分。过去 20 年间,国内外功率电子学界在开关型功率变换器的拓扑、控制、磁元件、建模、分析、仿真和设计以及开发高频功率半导体器件等方面,做了大量卓有成效的研究工作,研究报告分散在国内外杂志期刊、论文集或会议报告中,还没有较完整地介绍开关变换器和开关电源理论分析、电路拓扑的最新成就的科技书籍。

本书是作者总结多年来从事开关型功率变换器及开关电源的教学和科学研究经验编写而成的,力图反映国际上 80 年代的水平。目的是希望能填补国内在这一科学领域内教学或参考用书的空白。读者对象主要是大学电机工程系、电子工程系和自动化工程系等学习功率电子技术的大学生和研究生,以及电源界、功率电子学界的工程师和设计人员。

开关电源(或开关调节器)是以开关变换器为功率级(Power Stage)的闭环控制系统。反馈控制电路的型式也是多种多样的。除了传统的电压负反馈控制外,还有电流、电压负反馈的双环控制,滑模控制(Slide-mode Control),非线性函数控制(…Function Control)等等。因此本书涉及的知识面较广,综合了有关电路理论、磁路理论、控制理论,以及功率电子技术、微电子技术、计算机技术(仿真、CAD 等)和工程优化技术等有关方面的内容。

本书前五章由北京理工大学龚绍文编写。引论及后五章由清华大学蔡宣三编写。

第一章介绍功率电子技术中常用的功率半导体开关器件。第二章介绍 PWM 开关型功率变换器的工作原理及稳态分析。第三章介绍谐振及准谐振型功率变换器的工作原理及稳态分析。第四章介绍开关变换器动态小信号分析。第五章介绍开关变换器中所用到的磁路理论和集成磁路(Integrated Magnetics)概念。第六章介绍对偶原理(Duality)在开关变换器中的应用。第七章介绍开关调节器中的反馈控制方式与系统小信号分析。第八章介绍开关调节器闭环系统的大信号(非线性)分析。第九章介绍工程优化(Engineering Optimization)方法在设计开关变换器及开关电源中的应用。第十章介绍开关电源系统的数字仿真方法。

编写本书时作者力求本书能反映近 10 年来开关变换器发展的最新成就。但有关开关电源及开关变换器的拓扑、控制、模型建立、分析、仿真和设计等的文献浩如烟海,并且还在发展中,不可能在本书中完全概括。本书完稿后承北京理工大学李瀚荪教授审阅,提出了很多宝贵意见。应特别指出的是上海中达一斯米克电器电子有限公司为支持国内科技专业图书的出版,加速科学技术尽快转化为生产力,服务社会,造福人类,特

别捐款成立了“中达—斯米克出版资金”，赞助与电子电报有关的专业书籍出版。本书承蒙该出版资金的厚爱，提供了部分出版资金，这里表示诚挚地感谢。另外，本书之所以能够顺利出版，与中国科学院沈阳计算技术研究所所长栾贵兴、研究员赵国泰、编审白景春的大力支持和本书的责任编辑孙桂荣的认真校对、精心处理是分不开的，作者对此一并表示衷心感谢。每章后附有一部分参考文献，可供读者查阅。

书中不妥之处，敬请广大读者批评指正。

编著者

目 录

前言	i
绪论	1
第一章 高频功率半导体开关器件	5
1-1 双极型功率晶体管(BJT)	5
1-2 VMOS 功率场效应晶体管(VMOSFET)	8
1-3 开关功率二极管	34
第二章 PWM 型 DC-DC 开关变换器	40
2-1 PWM 型 DC-DC 开关变换器的基本结构	40
2-2 Buck 变换器	44
2-3 Boost 变换器	51
2-4 Buck-Boost 变换器	58
2-5 Ćuk 变换器	63
2-6 PWM 型开关变换器的功率损失	72
2-7 由变压器和开关组成的直流变换器	80
2-8 具有单端式隔离的 DC-DC 变换器	86
2-9 具有推挽式隔离的 DC-DC 变换器	91
2-10 具有半桥式隔离的 DC-DC 变换器	97
2-11 具有全桥式隔离的 DC-DC 变换器	99
2-12 具有电感耦合的 Ćuk 变换器	104
2-13 输入、输出电流皆为零纹波的 Ćuk 变换器	106
2-14 双向功率流变换器——变换器的两象限运行	111
2-15 开关型功率放大器——变换器的四象限运行	114
2-16 三态开关变换器	116
第三章 谐振型 DC-DC 变换器	121
3-1 概述	121
3-2 串联谐振变换器(SRC)	122
3-3 并联谐振变换器(PRC)	141
3-4 零电流开关准谐振变换器(ZCS-QRC)	166
3-5 零电压开关准谐振变换器(ZVS-QRC)	181
3-6 零电压开关多谐振变换器(ZVS-MRC)	194
第四章 DC-DC 变换器的动态小信号分析	203
4-1 DC-DC 变换器动态分析方法概述	203
4-2 连续导电模式时的状态空间平均法	206
4-3 不连续导电模式时的状态空间平均法	221
4-4 等效受控源电路模型法	232

4-5	三端开关器件电路模型法	247
4-6	准谐振变换器的低频动态小信号分析	257
4-7	三态开关变换器的动态低频小信号分析	266
第五章	磁路及集成磁件	271
5-1	磁路的基本概念和基本定律	271
5-2	电感器和变压器的磁路模型	274
5-3	具有耦合电感的开关变换器的磁路-电路分析	279
5-4	具有集成磁件的开关变换器的磁路-电路分析	282
5-5	集成磁件的基本综合方法	288
5-6	电感器和变压器的设计方法	290
第六章	开关变换器电路的对偶分析	303
6-1	平面电路的对偶性质	303
6-2	开关变换器的基本对偶关系	306
6-3	直流隔离开关变换器的对偶	313
6-4	开关变换器的双向变换	319
6-5	PWM 开关变换器小信号线性等效电路的对偶分析	320
第七章	PWM 开关调压系统及小信号分析	324
7-1	开关调压系统	324
7-2	开关调压系统的分析方法	329
7-3	开关调压系统状态空间平均小信号线性化方法	333
7-4	输入滤波器对开关调节系统稳定性影响	340
7-5	双环控制的开关调压系统	343
7-6	开关调压系统中的前馈控制	353
第八章	开关调压系统的大信号分析	359
8-1	开关调压系统大信号瞬态的主要问题	359
8-2	解析法	361
8-3	相平面法	365
8-4	开关变换器的大信号等效电路统一模型	369
第九章	开关调压系统的优化设计	378
9-1	概述	378
9-2	优化设计数学模型	379
9-3	升压式开关变换器的优化设计	382
9-4	半桥式开关变换器优化设计	392
9-5	单端反激开关变换器的优化设计	401
9-6	开关调压系统控制电路的优化设计	404
第十章	开关调压系统的数字仿真	418
10-1	应用 SPICE-2 仿真程序分析开关稳压电源	418
10-2	离散时域法仿真	431
附录	开关电源用 PWM 控制集成电路	438

绪 论

开关型功率变换器(Switched-Mode Power Converter)是以功率半导体开关器件为核心的高频功率电子电路。它将直流电源能量传送到负载并加以控制,得到另一个直流输出电压。因此,这类变换器也称为直流-直流开关变换器(DC-to-DC Switching Converter)。图1表示一个开关功率变换器的原理框图。

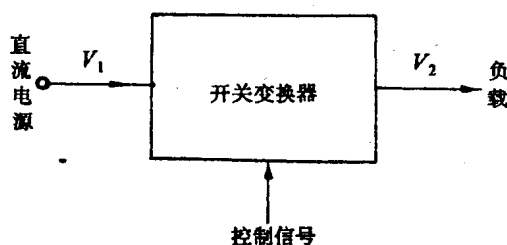


图1 开关功率变换器原理图

图中 V_1 及 V_2 均为直流电压。负载电压 V_2 大于或小于直流电源电压 V_1 , V_2 由开关晶体管的导通或关断时间长短控制。图中控制信号表示驱动电路对开关晶体的控制作用,即控制从电源端到负载端传送的能量。开关变换器按工作原理可分为非谐振型和谐振型两种。

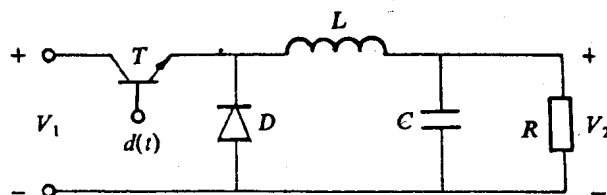


图2 Buck型开关变换器

图2给出一个典型非谐振型开关变换器电路。控制能量传输的主要元件是开关晶体管 T (例如双极功率晶体管或功率MOS场效应管),驱动电路产生的脉冲,控制 T 的通(on)或断(off)。图2是使 $V_2 < V_1$ 的电路,故称为降压型(Buck)开关变换器,它是开关变换器基本拓扑(Basic Topology)之一。

图2中,晶体管 T 的通断频率较高,这一频率称为开关频率(Switching Frequency)。一般,开关变换器的开关频率约为20—500kHz。人们也正在探索研究实现更高频率(例如1—10MHz)的开关变换器。图2电路中,晶体管 T 的通断,对直流电压 V_1 起了斩波作用,因此,图2所示开关电路也称为斩波器(Chopper)。为了得到波形平稳的输出直流电压,电路中接有LC低通滤波器。在晶体管 T 和低通滤波器之间并联快速开关二极管 D (例如肖特基二极管)。当开关晶体管 T 导通时,二极管 D 关断(截止),电源端能量经过滤波器传送到负载。反之,当 T 关断时, D 导通,直流电源与负载脱离,低通滤

波器中储能继续向负载释放,使输出电压为较平稳的直流电压。但输出电压中也具有按开关频率变化的纹波电压(Ripple...),设计电路时应尽量使纹波电压减少,例如纹波的峰峰值在输出电压平均值的1%左右。

开关晶体管的通断,由驱动电路的脉冲控制。在原理性的分析讨论中,常将它称为导通比(Duty Ratio)控制,导通比又称为占空比。定义导通比为

$$d(t) = t_{on} / T_s$$

式中 t_{on} 为一周期内开关管的导通时间, T_s 为开关周期, $T_s = t_{on} + t_{off}$, t_{off} 为一周期内开关管的关断时间。

非谐振型开关变换器的控制方式可以分为三类:

1) 脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation),简称 PWM。这种方式采用恒定开关频率(即恒定开关周期),而改变导通脉冲宽度,即改变 t_{on} 或 t_{off} 。

2) 脉冲频率调制(Pulse Frequency Modulation),简称 PFM。这种方式是保持 t_{on} 恒定,通过开关频率(或开关周期)的改变来改变导通比。这种控制方式要求滤波电路能适应较宽的频段。

3) 混合调制方式,即 PWM 和 PFM 的混合,是开关频率和导通或关断时间都改变的控制方式。文献中常将非谐振型开关变换器统称为 PWM 变换器。

由图2电路可知,开关变换器电路中没有耗能元件(电阻),而晶体管工作于开关状态,因此电路效率较线性功率变换器高得多,理论上理想效率为100%。但实际上由于开关管有开关损耗,导通和截止期间半导体器件也有损耗,电感和电容元件也不可能完全是理想的,因此开关变换器的实际效率为75—80%。

为了实现负载端与输入电源端的隔离,并能获得不同电压等级的多路输出,常在开关变换器中引入高频的隔离变压器。图3表示在图2的 Buck 型开关变换器中引入隔离变压器的开关变换器电路连接形式。

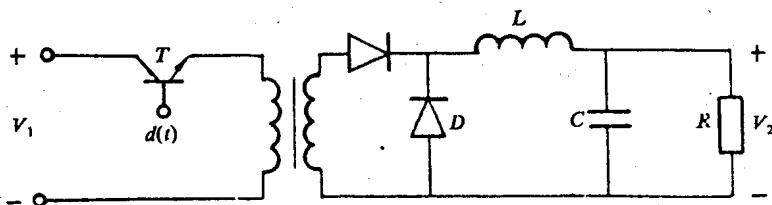


图3 有隔离变压器的开关变换器

由上述可知,开关变换器拓扑是由功率半导体器件、磁元件以及电容等以一定方式连接而成。要研究开关变换器工作原理,必须了解:

1) 功率半导体开关器件的类型、工作原理及其特性等。本书第一章将介绍这一内容。

2) 磁性元件(电感、变压器等)的分析和计算。本书第五章专门讨论这一问题。

3) 开关变换器拓扑。本书第二章及第三章分别介绍 PWM(或 PFM)控制的开关变换器及谐振式和准谐振式开关变换器拓扑。第六章介绍开关变换器拓扑间的对偶关系分析。

在电路拓扑方面,人们努力设法减小开关损耗、开关应力(Switching Stress),以及开关噪声(Switching Noise)。

应用输出电压反馈控制的原理,可以实现输出电压的稳定。有输出电压反馈控制的开关变换器,形成了闭环控制系统,一般称为开关稳压电源(Switching Power Supply),学名为开关调节器(Switching Regulator)或开关型调节系统。本书应用后一名称。

图4给出一个开关稳压电源(开关型电压调节系统)的原理框图。系统由功率电路和控制电路两部分组成。功率电路又称功率级(Power Stage),图4就是一种基本的功率级拓扑的例子,它受导通脉冲 $d(t)$ 控制。直流输入电压为 V_s ,输出电压为 V_o 。

控制电路包括采样(分压)电路、基准(参考)电压、误差放大器(或有源补偿网络)、脉宽调制器(Pulse Width Modulator,简称PWM),以及时钟信号(Clock)等,此外还应包括驱动电路。现在控制电路已经集成了。负载电压 V_o 经采样(分压)电路采样后所得信号与基准电压比较,经过误差放大,最后产生脉冲序列 $d(t)$,实现电压负反馈闭环控制。

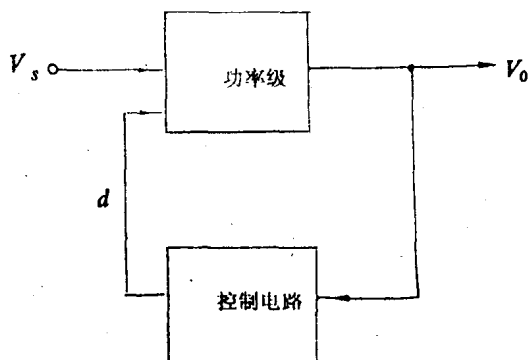


图4 开关型电压调节系统示意图

开关调节系统的控制方式是多种多样的。除了图4所示最简单的一种电压负反馈的控制方式外,也可以实现有电流和电压两种负反馈的控制方式。电流负反馈的采样信号一般取自电感电流。图5给出了一个电流型控制(Current Mode Control)开关变换器原理图,应用电流负反馈实现自动稳流。图5中 i_r 是基准电流。

实际上 i_L 和 i_r 都是转换成电压信号的方式工作的。在电流型控制的基础上,再加电压负反馈控制形成双环反馈控制系统(Two-Loop Feedback Control)。如图6所示。图中电流反馈为内环,而电压反馈为外环。

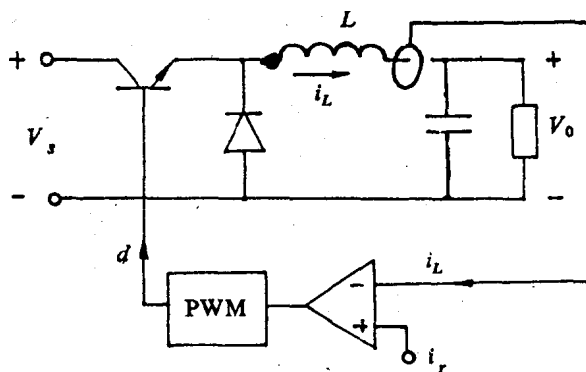


图5 电流型控制

为了减少开关电源受外扰动的影响,和一般的自动控制系统一样。可以在系统中设置前馈(Feed Forward)控制电路。国内外也研究将变结构控制方法引入到开关调节系统中来。

开关稳压电源(开关调节系统)的瞬态分析包括小信号分析和大信号分析。小信号分析指的是扰动量与其稳态量相比很小,因此系统可以作线性化处理,经典控制理论中的频域分析方法可以应用于开关调节系统小信号分析。状态空间平均法是开关变换器理论分析的基本方法,应用状态空间方法可以实现系统的时域分析。本书第四章将介绍开关变换器的状态空间分析法,第七章及第八章介绍开关调节系统的小信号瞬态分析和大信号瞬态分析。

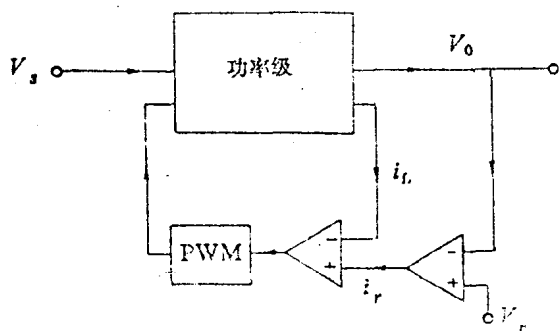


图6 双环反馈控制的开关调节系统

目前,国内外在开关电源的设计工作中已逐渐引入 CAD。最优化设计方法也进入了实用阶段,它包括选择功率电路和控制电路的参数,使功率级重量最小或(和)控制系统响应的误差平方积分(ISE)最小,并满足各项设计指标要求。在完成设计以后需要反复进行硬件(Hardware)电路实验。为了减轻硬件电路的实验工作,可以在完成设计以后,先进行计算机仿真(Simulation)。因此仿真是 CAD 的手段之一。本书第九章及第十章分别介绍了开关调节系统的优化设计和计算机仿真方法。

现在,新技术的发展层出不穷。开关变换器及开关稳压电源也不例外。本书仅对一些基本问题作了概括的介绍,使读者们能够了解在 80 年代末期国内外开关稳压电源的研究所达到的水平。

第一章 高频功率半导体开关器件

在高频开关变换电路与系统中，经常要用到功率开关器件。在几十千赫到几兆赫的功率电子电路与系统中，常用的功率开关器件包括双极型功率晶体管、功率场效应晶体管和功率开关二极管等。本章从功率开关器件角度简要介绍这些功率开关变换电路中常用的半导体器件。

1-1 双极型功率晶体管(BJT)

双极型功率晶体管是高频开关变换器(几十至几百千赫)中常用的一种开关器件。它在最大工作电压、最大工作电流、器件导通损失及价格方面与功率场效应管相比有一定的优越性。本节简述双极型晶体管的结构、工作原理，以及用作开关管时的特性与参数、使用特点等。

1-1-1 双极型晶体管的结构，符号与工作原理

双极型晶体管的结构示意图如图 1-1-1(a)所示。

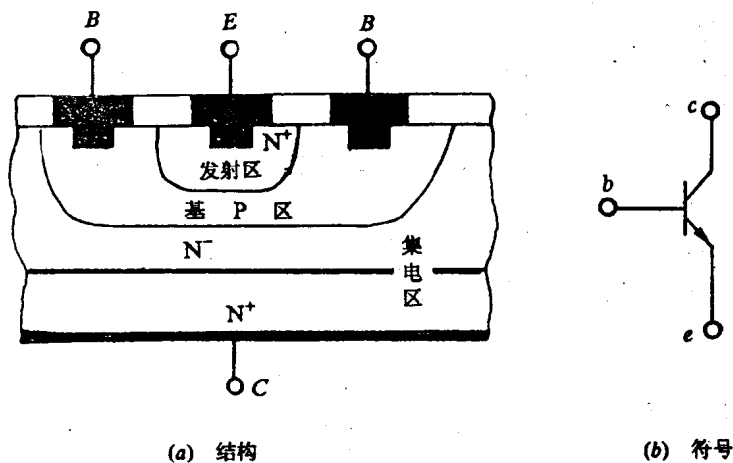


图 1-1-1 双极型晶体管的结构与符号

这是一个 NPN 型管子，是利用光刻、扩散等半导体工艺制成的。在高掺杂的 N^+ 型衬底上形成低掺杂的 N^- 型外延层，在 N^- 型外延层的一个区域内扩散受主杂质形成 P 区作为基区，再扩散施主杂质形成高掺杂的 N^+ 区作为发射区。当有信号时，此类晶体管参与导电的载流子既有电子，也有空穴，所以称为双极型。它的电路符号如图 1-1-1(b)所示。

从结构上看，双极型晶体管是垂直导电的，所以芯片面积利用率较高，电流耐量可做得较大。由于设置低掺杂的高阻区，电压耐量也可做得较高，因此适于作功率器件。

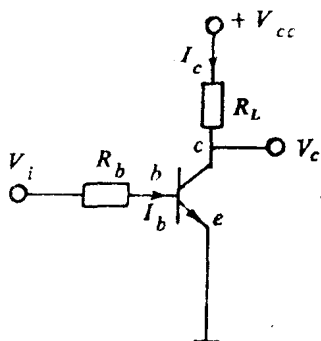


图 1-1-2 双极型晶体管的共射极连接

功率电子电路与系统中，晶体管常为共射极接法，如图 1-1-2 所示。下面我们就以图 1-1-2 为例，简述双极型晶体管的工作原理。

双极型晶体管是一种电流控制器件。稳态运行时，基极电流的大小可以控制集电极电流的大小。在不同的基极电流作用下，晶体管可能有三种工作状态，即截止状态、放大状态和饱和状态。

当 $V_i < 0$ 时， $V_b < 0$ ，基极电流 $I_b < 0$ ，发射结和集电结反偏，空间电荷区宽度很大，势垒电压高，发射区多数载流子电子无法扩散到基区，也就无法被集电结所收集。只有少数载流子空穴的漂移运动产生极小的电流。一般可忽略不计。此时，晶体管象断开一样，称为截止状态。

当 $V_i > 0$ 并使 $V_b > 0.5V$ 时，基极电流 I_b 为某一正值。这时发射结正偏，发射结空间电荷区宽度变窄，势垒电压降低，发射区中的大量电子注入基区，除很少一部分与基区中的空穴复合形成基极电流 I_b 外，大部分被处于反向偏置的集电结所收集，形成较大的集电极电流 I_c 。此时，在基区中靠近集电结处的少数载流子电子的浓度为零，而靠近发射结处的电子浓度有一定的值，在基区中形成一定的浓度梯度，这个梯度的大小与集电极电流的大小相对应，如图 1-1-3 中直线①所示。图中横坐标 x 表示基区宽度 x_0 中的某点，纵坐标 n_p 为电子浓度。直线与坐标轴形成的面积对应一定的基区存储电荷，也即对应一定的基极电流 I_b 。

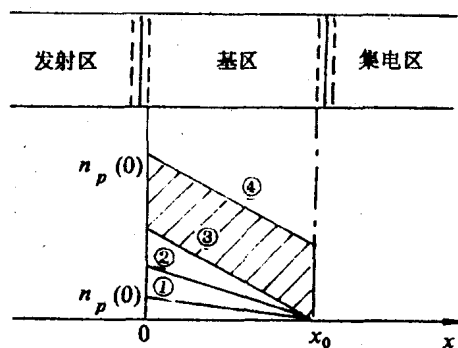


图 1-1-3 基区电荷分布

当 V_i 增加时， V_b 变大，发射结空间电荷区宽度更窄，势垒电压更小，扩散更易进行，基区的电子积累更多；因此浓度梯度更大，结果对应的集电极电流 I_c 更大，如图 1-1-3 中直线②③所示。这就是放大状态。在这个阶段， I_c 随 I_b 按比例增加即

$$I_c = \beta I_b \quad (1-1-1)$$

式中 β 为电流放大系数。

当 V_i 继续增加，使基极电流 I_b 增加到使基区电子浓度如图 1-1-3 中直线③所示时，达到了基区电子浓度的最大值。达到了放大与饱和的临界状态。这时的集电极电流称为临界饱和集电极电流，用 I_{cs} 表示，相应的基极电流称为临界饱和基极电流，用 I_{bs} 表示。即

$$I_{bs} = \frac{I_{cs}}{\beta} \quad (1-1-2)$$

当 V_i 继续增加时， V_b 也增加，基极电流 I_b 随之增加，但基区的电子浓度梯度不再增加而是维持不变。因此，集电极电流也不再增加，维持为饱和电流。其原因是：当集电极电流增加到饱和电流时，使晶体管集电结电压减小，以致正偏，使其收集从发射结

扩散过来的电子的能力发生饱和。这时，当基极电流增加时，基区电子浓度直线的斜率不变，而平移上升，如图 1-1-3 中曲线④所示。这表示随着基极电流的增加，集电极电流不变，但基区存贮电荷增加。图 1-1-3 中阴影部分表示饱和后多余的存贮电荷，用 Q_{bs} 表示。 I_b 越大，饱和越深， Q_{bs} 越大。这就是晶体管的饱和状态。

1-1-2 双极型晶体管的主要特性和参数

对于作为开关使用的双极型晶体管而言，下面几个特性和参数是十分重要的。

1. 开关特性和开关时间

仍以图 1-1-2 为例讨论晶体管的开关特性。所谓开关特性是指在晶体管的基极间加一突变的导通或截止信号以后，集电极电流或集电极电压随时间变化的情况。

由于晶体管不可能是完全理想的，所以晶体管的导通和截止都不会是瞬时完成的，而是需要一定时间。在开关过程中，完成由截止状态经放大状态到饱和状态(开通时)或由饱和状态经放大状态到截止状态(关断时)的过程所需时间是开关晶体管的重要参数。为区别稳态与动态两种情况，下面在表述稳态情况时，称导通和截止，在表述开关过程时称开通和关断。

从研究开关特性的角度，我们可以把双极型晶体管看成一个电荷控制器件。这里的电荷可以理解为基区少数载流子存贮电荷(与输入电流 I_b 对应)。开关过程就是基区中少数载流子的建立与消失的过程。下面我们讨论双极型晶体管的开通过程和关断过程。假定所加的驱动信号足以使晶体管饱和或截止。

(1) 开通过程

从加开通信号时刻起到管子开始进入饱和所需要的时间称为开通时间。为了测量上的方便，工程上，把这个时间定义为从加开通信号时刻起到集电极电流上升到其最大值的 90% 止所需要的时间，用 t_{on} 表示。

开通时间 t_{on} 由延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 两部分组成，如图 1-1-4 所示。

1) 延迟时间 t_d 定义为从加开通信号起到集电极电流 i_c (描述动态过程中的变量用相

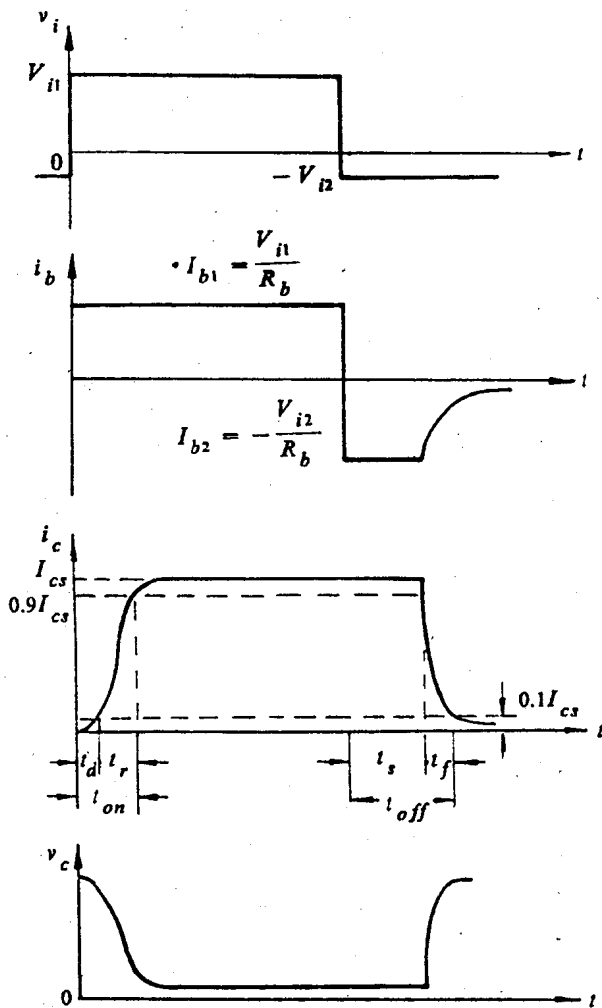


图 1-1-4 晶体管的开关特性

应的小写字母表示)上升到其饱和值的 $1/10$ (即 $0.1I_{cs}$)止所需的时间。其实质是反映管子从截止状态到开始进入放大状态的时间。

在开通信号加入前管子是截止的,发射结反偏,发射结空间电荷区较宽,输入信号由 $-V_{i2}$ 突变到 V_{i1} (见图 1-1-4)后,立即产生基极电流,但 i_c 不会立即出现。这时,注入基极的空穴首先填充发射结空间电荷区,使其宽度变窄,空间电荷量由大到小,这相当于发射结电容放电。使发射结电压由负到零,又给发射结正向充电,使其结电压由零到正。当发射结电压达到其导通电压 V_{jo} (0.5V 左右)时,发射区开始向基区注入电子,扩散到基区的电子被集电结收集才形成集电极电流,这个过程所需的时间即为延迟时间 t_d 。

从晶体管本身来讲, t_d 取决于发射结电容的大小。结电容小, t_d 就小,反之亦然。另一方面, t_d 也与电路条件有关。如截止时反偏越负, t_d 越大;正向驱动电流越大, t_d 越小。

2) 上升时间 t_r 定义为集电极电流从 $0.1I_{cs}$ 上升到 $0.9I_{cs}$ 时所需要的时间。其实质是管子从开始进入放大区到开始进入饱和区所需要的时间。也就是从开始在基区建立起一定的电子浓度梯度到其浓度达到最大值的时间。

在这阶段,由于发射结正偏, i_b 保持不变, i_b 继续向发射结势垒电容充电,发射结电压继续升高,发射区注入到基区的电子显著增多,基区电子浓度梯度增大,即集电极电流增加。

在集电极电流增加的同时,负载电阻 R_L 上电压升高,集电结的反偏电压减小,直到偏压为零,达到饱和。在集电结电压减小的过程中,集电结空间电荷区变窄,这必然需要基极电流对集电结势垒电容充电。

由上可知,在集电极电流上升过程中,基极电流包括四个部分:一部分作为发射结势垒电容充电电流,一部分作为集电结势垒电容充电电流,一部分作为基区的复合电流,一部分使基区电荷积累不断增加。

因此,就晶体管本身而言, t_r 主要取决于发射结电容和电流放大系数 β 的大小。发射结电容大则 t_r 大,反之亦然。 β 大则 t_r 小。从电路条件上看,驱动电流 i_b 越大, t_r 越小。

在 $t > (t_d + t_r)$ 以后,集电极电流不再增加,维持在 I_{cs} 。而基极电流 I_b 大于临界饱和基极电流 I_{cs}/β ,其差值 $I_{bx} = I_b - \frac{I_{cs}}{\beta}$ 形成了多余的空穴电流,称为过驱动电流。这些空穴在基区积累起来。与这些空穴等量,基区中的电子浓度就按临界饱和时的浓度梯度向上平移。由于过驱动电流提供的空穴不断填充发射区和集电区,使这两个结的空间电荷区宽度都变窄,结电压正方向升高。当集电结电压从零偏压达到正偏压后,过驱动电流提供的空穴就由基区注入到集电区、并在集电区积累起来,晶体管达到饱和。在饱和状态下,有空穴注入到集电区(原来的高阻区),这是双极型晶体管与功率场效应管相比导通电阻要小的主要原因。

饱和时,基区和集电区比临界饱和时增加的电荷积累 Q_{bx} 称为超量存贮。这些超量存贮的电荷是非平衡载流子,它们要发生复合,形成复合电流。当总复合电流等于基极电流 I_b 时,超量存贮过程达到动态平衡,晶体管进入了稳定的饱和状态。

关断时间 t_{off} 是由存贮时间 t_s 和下降时间 t_f 组成的。

3) 存贮时间 t_s 定义为从关断信号加入起到集电极电流下降到 $0.9I_{cs}$ 为止所需要的时间。其实质是晶体管从过驱动稳定饱和状态到临界饱和状态所需要的时间。

在关断信号加入前,管子处于过驱动饱和状态,具有超量存贮电荷 Q_{bs} 。因此,这个超量电荷在关断信号 $-V_{i2}$ 作用下,马上形成反向的基极电流 $-V_{i2}/R_b$,使 Q_{bs} 逐渐消失。但在 Q_{bs} 消失之前,集电极电流维持 I_{cs} 不变。当 Q_{bs} 消失完时,管子退到临界饱和状态。由此看出,正向基极电流使基区建立了超量存贮电荷,反向基极电流使超量存贮电荷消失。

因此,反向驱动能力越强(如反向基流绝对值大), Q_{bs} 消失越快, t_f 越短。同时,晶体管饱和越浅, Q_{bs} 越少, t_f 也越短。

4) 下降时间 t_f 定义为集电极电流从 $0.9I_{cs}$ 下降到 $0.1I_{cs}$ 所需要的时间。其实质是晶体管由临界饱和状态经过放大状态进入截止状态所需的时间。也就是基区存贮电荷消失的过程。

显然,反向驱动电流越大,基区电荷消失越快, t_f 就越小。

下降时间结束后,集电极电流为零。但晶体管内部仍在变化。反向基极电流还要对发射结充电,使结电压从 V_{je} 下降到 $-V_{i2}$,恢复到开始前的状态。

由于双极晶体管存在少数载流子存贮现象,关断时,超量存贮电荷的去除需要较长的时间,所以它的开关时间比VMOS功率场效应管要长。目前,双极型晶体管的开关时间一般为:导通时间 t_{on} 为50—500ns;关断时间 t_{off} 为500—2000ns。

2. 双极型晶体管的直流特性

众所周知,双极型晶体管的直流特性是用其输入特性和输出特性来表征的。分别如图1-1-5和1-1-6所示。

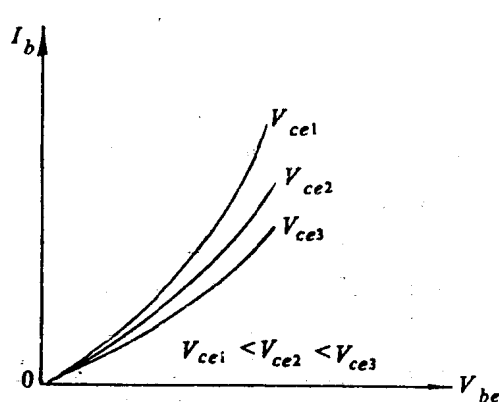


图 1-1-5 输入特性

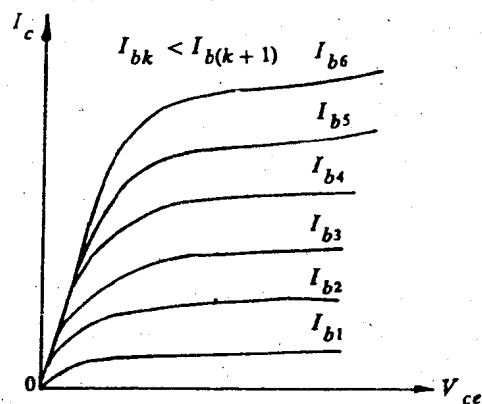


图 1-1-6 输出特性

应该指出,图1-1-6所示输出特性主要展示的是放大区的情况,而对饱和区和截止区的特性只压缩在一个小的区域中,不能在图中很好地反映。但作为开关使用的晶体管经常处在饱和区和截止区。因此,我们对这两个区域的特性情况更感兴趣,特别是饱和区。因为器件的导通损失主要取决于晶体管的饱和压降。而对于放大区我们只对电流放大系数 β 感兴趣,因为它与上升时间 t_r 和下降时间 t_f 有关。因此,晶体管的转移特性对于开关管的分析和设计更有参考价值^[1]。双极型晶体管的转移特性如图1-1-7所示,它是以集电极电压 V_{ce} 为参变量的集电极电流 I_c 与基极电流 I_b 的关系曲线。由图看出,这个特性曲线把放大区压缩为一条线,截止区压缩为一个点,而详细地展示了饱和区的情况。它清楚