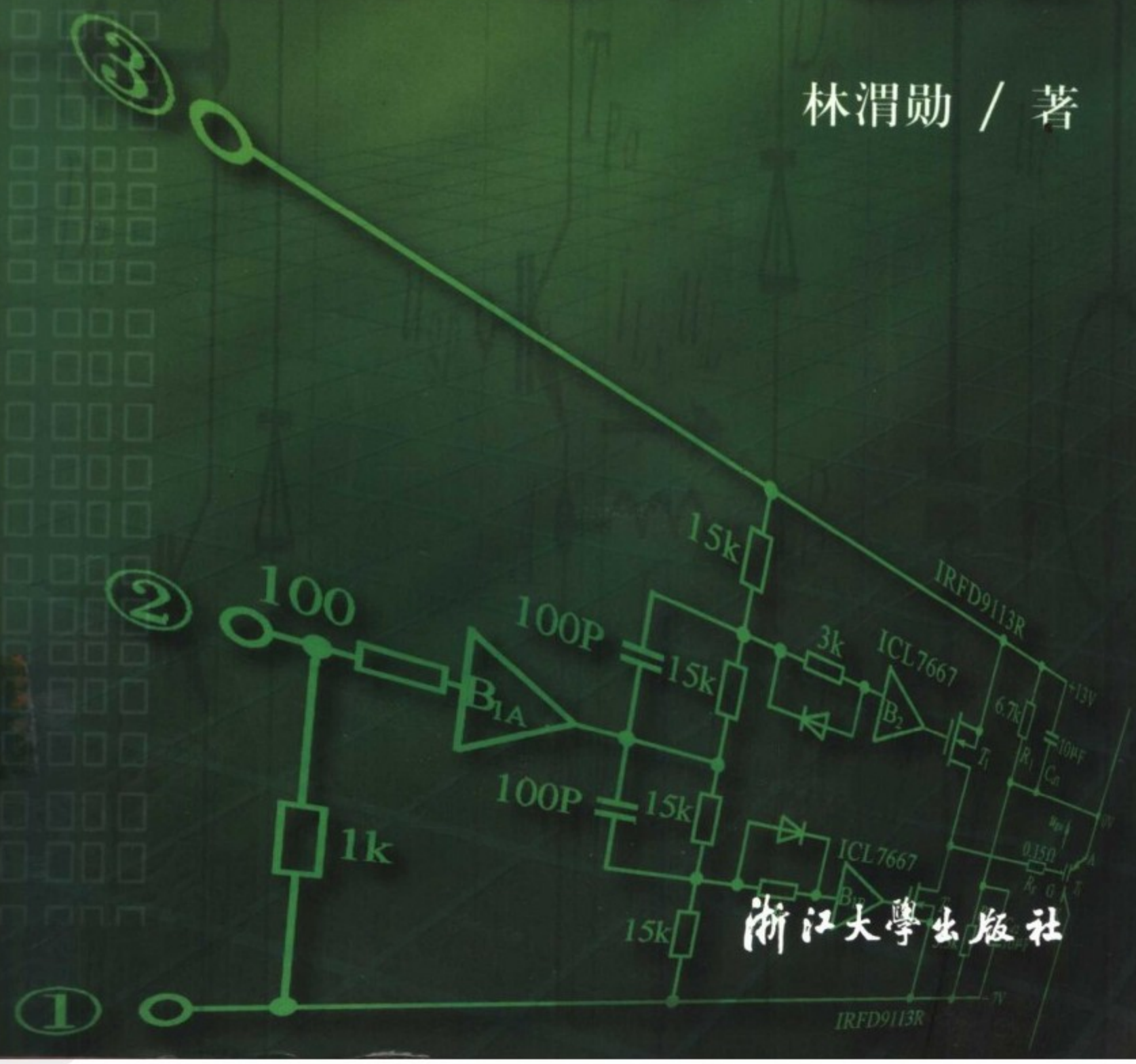
Graduate Studen

Modern Power Electronic Circui

现代电力电子电路

林渭勋 / 著



浙江大學出版社

Modern
Power Electronic Circuit

Graduate Student

现代电力电子电路

本书阐述现代电力电子电路的基本工作原理，全书共十章可分为三个单元。(a)器件单元，包括第一章和第二章，本单元着重阐述电路运行条件对 Power MOSFET以及由MOS门控概念衍生的IGBT和MCT三种器件性能的影响；(b) 硬PWM电路单元，由第三章至第六章组成并分章阐述硬开关环境中用 PWM控制的各种变换电路的 工作原理，这些电路包括直流变换电路、逆变电路、交流变换电路和整流电路；(c)软PWM电路单元，由第七章至第十章组成并分别阐述各类软PWM电路的工作原理，这些电路包括控制型电路，缓冲型电路和谐振型电路。

ISBN 7-308-02980-8
9 787308 029803 >

ISBN 7-308-02980-8/TM・018
定价：45.00 元

现代电力电子电路

林渭勋　著

浙江大學出版社

图书在版编目(CIP)数据

现代电力电子电路/林渭勋著. —杭州:浙江大学出版社,2002.7
ISBN 7-308-02980-8

Ⅰ.现… Ⅱ.林… Ⅲ.电力电子学 Ⅳ.TM1

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2002)第 008412 号

出版发行 浙江大学出版社
(杭州浙大路 38 号 邮政编码 310027)
(E-mail:zupress@mail.hz.zj.cn)
(网址:http://www.zjupress.com)
责任编辑 杜希武
排　　版 浙江大学出版社电脑排版中心
印　　刷 浙江印刷集团公司
经　　销 浙江省新华书店
开　　本 787mm×1092mm 1/16
印　　张 30.5
字　　数 787 千字
版 印 次 2002 年 7 月第 1 版 2002 年 7 月第 1 次印刷
印　　数 0001—2000
书　　号 ISBN 7-308-02980-8/TM·018
定　　价 45.00 元

绪　论

尽管电力电子技术作为一个学科仅有半个世纪的历史，但由于它对国民经济有明显作用，得到国内外的普遍重视，因而发展非常迅速，以致目前所用的技术，无论在功率器件、电路拓扑、控制方法和装置性能等方面都与初期有明显差别。具体而言有以下几个方面的特点：

一、绝缘栅晶体管(IGBT)的崛起和功率晶体管(GTR)的淡出

早期的功率器件是晶闸管(SCR)，SCR 是一种半控型器件，用它组成的电路简称半控型电路，其基本特点是容量大，但电路结构复杂，开关频率低，功率密度和整机效率不高。GTR 的应用，使电力电子电路由半控型转为全控型，并在不同程度上克服了 SCR 电路存在的缺点，因而在中小功率领域中出现了 GTR 电路取代 SCR 电路的局面。和功率场效应晶体管(Power MOSFET)相比较，GTR 具有导通内阻低和阻断电压高的优点，但其输入特性却远逊于 Power MOSFET。因为 GTR 是一种电流控制型器件，其开通增益仅为(5～10)，这对大功率器件控制电路的制作工艺和电能消耗都是沉重负担。此外，为了减低噪声，现代电源要求器件以超音频工作，但在硬开关环境中，GTR 的典型开关频率仅为 5kHz，这显然无法满足上述要求；与此相反，MOSFET 是一种电压控制型器件，控制功率极低，它同时又是一种高频器件，完全能在超音频硬开关环境中工作。由此看来，GTR 和 MOSFET 的优缺点具有明显的互补性，因此希望研制一种新型器件，其输入特性和开关频率与 MOSFET 相似；而输出特性和开关容量则与 GTR 相似，这种器件就是 IGBT，实际上它是一种用 MOS 门控制的晶体管。实践证明，用 MOS 门控概念来发展新型器件系列这一技术路线是行之有效的。

由于 IGBT 具有 GTR 和 Power MOSFET 都无法具备的性能，在短短几年间，IGBT 就完全占据了原来 GTR 的应用领域并使电力电子电路进入到超音频时代。

二、模块化和功率集成电路(PIC)的出现

就内部结构而言，MOSFET 和 IGBT 都是功率集成器件(PID)，例如一只 IGBT 是由 10^5 个单胞集成而来的；但就这些器件的外部结构而言，早期却都是分立式的，因而在实用时必须为每个器件安置独立的散热器，这自然影响电路功率密度的提高。模块技术的应用解决了这一问题。所谓器件模块化是指将多个 PID 按电路拓扑安置在一起以构成功率模块(PM)。PM 的外壳是导热的绝缘体，因而可用一个散热器，这就明显地提高电路的功率密度和可靠性。例如，欧洲某公司生产的在线式不间断电源系统(UPS)，对输出容量为 30kVA 的同一产品，其逆变电路用 SCR 时，整机功率密度为 9.23kVA/m^3，用分立式 GTR 时为 20kVA/m^3，而用 GTR 模块则为 35.3kVA/m^3。

随着集成技术的进步，功率模块逐渐向智能化方向发展，也即模块内部除主电路器件之外，还包含相应的各种接口电路、保护电路(含过流、过压和过热保护)和驱动电路，故也称智能功率模块(IPM)或功率集成电路(PIC)。这是电力电子技术的一大进步，说明集成电路已从信息电子技术领域扩展到功率电子技术领域。尽管目前已有的 IPM 和 PIC 在功率等级上还很有限，但已在各个应用领域中显示出明显的优点。

三、脉冲宽度调制(PWM)控制技术的广泛应用

PWM 是诸多斩波控制方式中的一种,它维持开关周期恒定并通过功率器件的占空比控制输出量的大小,最初应用于直流变换电路(DC-DC),尔后将这种方式与频率控制相结合,产生了应用于逆变电路(DC-AC)的 PWM 控制技术:用改变调制信号频率实现输出电压基波频率的调节;用改变调制信号幅值实现输出电压基波幅值的调节。与方波逆变电路相比较,PWM 逆变电路具有以下优点:

(1)兼具压控和频控功能:方波逆变电路的输出电压幅值调节必须藉助于直流电压或桥间相控方式,逆变电路自身无调压功能。由于 PWM 逆变电路可通过改变调制信号幅值实现输出电压调节,这样既可简化直流环节,又可提高控制反应速度。

(2)减低输出电压的谐波含量:减低输出电压的谐波含量以简化输出滤波环节,提高电路的功率密度和反应速度,一直为各种变换电路所祈望。与方波逆变电路相比,PWM 逆变电路输出电压谐波含量降低,而且载波频率越高,谐波含量便越低。

必须指出,在 SCR 电路时期,PWM 技术的上述优点并没有得到充分发挥,这是由于提高载波频率就意味着提高 SCR 的开关频率,但是由于关断时间的限制,在硬开关环境中,SCR 的频率仅为 1kHz 左右;而与此相反,IGBT 在相同开关环境下,其开关频率可达 20kHz(超音频),这就为发挥 PWM 优点创造了远优于 SCR 和 GTR 的客观条件。事实证明,IGBTPWM 逆变电路输出电压的谐波含量远低于 SCR 和 GTRPWM 逆变电路,这就使得 PWM 控制方式成为当今逆变电路的主要控制方式。

由于 PWM 控制方式在 DC-DC 和 DC-AC 变换领域中所显示的优点,人们开始尝试将它推广应用到整流电路(AC-DC)和交流变换电路(AC-AC)。众所周知,以往的整流电路以 SCR 构成并采用相位控制方式,是技术最成熟、历史最悠久的一种变换电路。但它同时也存在很多问题,如由于采用相控方式,网侧功率因数较低,谐波含量很高,在电力电子装置应用日广的今天,这种情况使公共电网受到严重污染,不仅有害于网间负载,也会对各种信息设备产生干扰。人们为解决这些问题曾做过很多努力,提出很多措施,但都没有彻底解决,原因是依然采用相控方式。相反,如果在整流电路中采用 PWM 控制方式(相应地主电路改用全控型器件),上述问题便可迎刃而解。因此,PWM 整流电路尽管目前还没有普遍应用,但终将会成为整流电路的主要形式。

在以往的 AC-AC 变换中,主要是采用相控和频控相结合的相频控制方式。同样由于电网频率低,存在输出电压谐波含量高、控制时滞长、装置噪声大等弱点。在采用 PWM 控制方式后,这些弱点会在不同程度上得到克服,但这种进步是以功率器件改用 IGBT 或 MOSFET 等全控型器件为代价,所幸的是随着技术的进步和生产规模化,全控型器件的售价已逐步降低。

四、高频化的趋势和软开关技术的提出

提高器件的开关频率可以使电路获得多方面的好处。例如,超音频电路具有更高的功密和可靠性,低噪声和快速响应能力,因而高频化成为现代电力电子电路的特点。但由于器件的开关损耗与开关频率成正比,频率越高,器件和电路的损耗越大,电路效率也越低;除此之外,开关频率越高,电路中电量的变率也越高,电路所产生的电磁干扰(EMI)也越强,对环境的污染也越严重,所有这些都是不希望出现的。为了提高电路效率,降低 EMI 强度,必须设法降低器件的损耗,为此可采取以下两方面措施:

(1)设法缩短器件的开关时间:也即是研制频率特性更为优越的器件。众所周知,器件的开关时间越短,每次开关所花费的能耗便越小,这一措施的难点在于器件各项性能参数间的相互制约,因而开关时间的缩短要受到其他参数的制约。但必须指出,电力电子技术的发展表明,器件性能的改良乃至新器件的出现,对技术的发展起着更为深远的影响,IGBT 的表现便是很好的例证。

(2)设法改善器件在电路中的开关环境:电路中器件开关环境(也即是器件在电路中的开关运行条件)的优劣会直接影响到器件开关损耗大小。例如在感性负载下,器件将在满压下开通,又在满载下关断,这种在大电流高电压条件下的开关操作必然产生很大的能耗,现在将这种开关环境称为硬开关方式,具有硬开关环境的 PWM 控制相应简称为硬 PWM 控制。

如果能够做到开关过程中器件电流和电压相错位,就有希望将器件损耗降低。例如在零电压或零电流条件下开关,器件都不可能产生开关损耗,具有上述条件的开关环境称为软开关环境,具有软开关环境的 PWM 控制简称为软 PWM 控制。

对器件所在电路进行改造以实现软开关的技术称为软开关技术,是当今电力电子技术的发展前沿领域之一,迄今为止,用来实现软开关的主要技术措施有:

(1)藉助电路控制信号的合理安排以实现软开关,此类电路泛称为控制型软开关电路;

(2)在电路中增设缓冲电路以实现软开关,此类电路泛称为缓冲型软开关电路;

(3)在直流侧或交流侧设置谐振电路以实现软开关,此类电路泛称谐振型软开关电路。

可以看出,除了控制型电路之外,其他类型的软开关电路都是在电路中增设附加电路,这自然会增加电路的成本和复杂性。例如,缓冲型软开关电路必须在电路中附加有源或无源缓冲电路,而这些电路在形式上与 SCR 电路中的有源或无源换流电路十分相似,这就相当于使得全控型电路可省去换流电路的优点完全断送。因此,软开关技术还有许多工作要做,目前的成就还是很初步的,距离商品化还有相当长道路要走。

综上所述,以目前的电路技术尚未能妥善解决频率提高所遇到的问题;换言之,在现有电路技术和元器体性能水平下,对产品而言,存在一个合理的上限频率。

(1)器件单元:包含第一章 Power MOSFET 和第二章 IGBT 和 MCT。在选材上着重于 MOSFET 以及由 MOS 门控概念衍生出来的系列器件,内容着重于电路运行条件(含器件的开关环境)对器件性能的影响。目的在于帮助读者能正确使用器件,并使之在电路中发挥最大效能。

(2)硬 PWM 电路单元:本单元包含第三章到第六章,分别介绍硬开关条件下各种 PWM 变换电路的工作原理。它们是 PWM DC-DC 电路、PWM DC-AC 电路、PWM AC-AC 电路和 PWM AC-DC 电路。在 PWM AC-DC 电路中还阐述当前各式网侧功率因数校正电路(PFC)的工作原理。

(3)软 PWM 电路单元:本单元包含第七章到第十章,分别介绍控制型电路、缓冲型电路和谐振型电路的工作原理。由于这些电路还处在不断完善之中,尽管是本学科的前沿,但稳定性较差。然而从发展趋势看,软 PWM 电路是现代电力电子电路的重要内容,是国内外关注的前沿,并将在今后得到更好的充实和发展。

在本书编写过程中,参考了国内外有关单位和学者的著作和文章,在此谨表衷心谢意。黄敏超和蒋君健同志协助插图整理,李桂云和杜希武同志对本书初稿进行详细勘审,在此一并致谢。

本书可作为电力电子技术专业研究生教材,也可作为从事本专业科技工作人员的参考书。

由于电力电子技术发展十分迅速,而作者水平又很有限,书中疏误之处,敬请读者指正。

目　录

绪　论
第一章　电路运行条件对功率场效应晶体管性能的影响 …… (1)
第一节　功率场效应晶体管的主要特性 …… (1)
一、基本结构和分类 …… (1)
二、工作原理 …… (3)
三、正向输出特性 …… (3)
四、饱和区的电流转移特性 …… (5)
五、反向输出特性 …… (6)
第二节　电路运行条件对导通电阻 R_{on} 的影响 …… (8)
一、导通电阻 R_{on} 的构成 …… (8)
二、导通电阻 R_{on} 的测量条件 …… (9)
三、电路运行条件对导通电阻 R_{on} 的影响 …… (9)
第三节　电路运行条件对安全工作区的影响 …… (11)
一、安全工作区的分类 …… (11)
二、正偏安全工作区(FBSOA) …… (12)
三、功率场效应晶体管和功率晶体管 DCFBSOA 的比较 …… (13)
四、电路运行条件对 SOA 的影响 …… (13)
第四节　电路运行条件对功率场效应管开关过程的影响 …… (15)
一、功率场效应晶体管的等效电路 …… (15)
二、纯阻负载下 Power MOSFET 的开关过程 …… (17)
三、感性负载下 Power MOSFET 的开关过程 …… (18)
四、考虑分布电感 L_D 时的开关过程分析 …… (20)
五、栅极电荷特性 …… (24)
*第五节　功率场效应晶体管的并联应用 …… (27)
一、导致功率场效应晶体管并联时电流不均的原因 …… (27)
二、静态电流不均分析 …… (27)
三、动态电流不均分析 …… (29)
四、并联运用中的寄生振荡及其抑制 …… (30)
第六节　功率场效应晶体管的栅极驱动电路 …… (31)
一、栅极驱动电路的基本功能 …… (31)
二、栅极驱动电路的分类 …… (31)
三、输入级的耦合方式 …… (33)
四、输出级的耦合方式 …… (34)

五、驱动电路的供电方式 …… (35)
六、集成式驱动电路芯片 …… (38)
七、过流保护 …… (39)
参考文献 …… (43)
第二章 电路运行条件对 IGBT 和 MCT 性能的影响 …… (44)
第一节 IGBT 的结构和主要特性 …… (45)
一、IGBT 的结构 …… (45)
二、N^+缓冲层的作用 …… (46)
三、正向输出特性 …… (48)
四、通态特性 …… (49)
五、饱和区的电流转移特性 …… (49)
六、IGBT 的电流容量 …… (50)
第二节 电路运行条件对 IGBT 开关过程的影响 …… (53)
一、IGBT 的开关电路 …… (53)
二、电路运行条件对开通过程的影响 …… (53)
三、电路运行条件对关断过程的影响 …… (57)
第三节 IGBT 的缓冲电路 …… (59)
一、IGBT 开关电路的负载动态轨迹 …… (59)
二、缓冲电路 …… (59)
第四节 IGBT 的驱动电路 …… (69)
一、IGBT 短路状态下的载流能力 …… (69)
二、IGBT 短路状态的失效机理 …… (71)
三、软开关环境对 IGBT 驱动电路的影响 …… (72)
四、分立式 IGBT 驱动电路 …… (73)
五、集成式 IGBT 驱动电路 …… (74)
第五节 IGBT 功率集成电路 …… (79)
一、IGBT-IPM 的基本结构 …… (79)
二、IPM 的内藏功能 …… (80)
三、IPM 产品示例 …… (81)
*第六节 MCT 的结构和工作原理 …… (81)
*第七节 MCT 的主要特性 …… (82)
一、通态特性 …… (82)
二、阻断特性 …… (83)
三、MCT 的载流能力 …… (84)
四、MCT 的安全工作区 …… (87)
五、MCT 的开关性能 …… (87)
*第八节 MCT 的驱动电路 …… (91)
一、MCT 门极脉冲参数 …… (91)
二、MCT 门极驱动电路示例 …… (91)
三、IGBT 和 MCT 的比较 …… (92)

参考文献 …… (94)
第三章　直流变换电路 …… (95)
第一节　概　　述 …… (95)
一、直流变换电路的分类 …… (95)
二、直流电压变换电路的基本用途和要求 …… (97)
第二节　单象限降压型电路 …… (98)
一、理想条件下的电路工作情况 …… (98)
二、考虑电路内阻时的工作情况 …… (100)
三、考虑输出滤波电容 C_0 为有限值时的工作情况 …… (101)
四、电路外特性分析 …… (101)
五、输出滤波器参数选择 …… (102)
六、PWM 控制电路 …… (103)
七、附加无损有源缓冲电路时的工作情况 …… (108)
第三节　单象限升压型电路 …… (111)
一、理想条件下的工作情况 …… (112)
二、电感电流 i_d 为断续时的工作情况 …… (112)
三、考虑电路内阻 r_0 时的工作情况 …… (114)
四、考虑输出滤波电容 C_0 为有限值时的工作情况 …… (115)
五、附加有源无损缓冲电路时的工作情况 …… (115)
第四节　单象限升/降压型电路 …… (119)
一、Buck-Boost 电路 …… (119)
二、Cùk 电路 …… (120)
第五节　单象限隔离型电路 …… (122)
一、单端反激式电路(Flyback 电路) …… (122)
二、单端正激式电路(Forward 电路) …… (130)
第六节　电流双象限电路 …… (131)
一、双象限电路的分类 …… (131)
二、电流双象限电路的工作原理 …… (131)
第七节　电压双象限电路 …… (140)
一、主电路结构 …… (140)
二、运行于第一象限时的工作情况 …… (140)
三、运行于第四象限时的工作情况 …… (141)
四、调速过程 …… (142)
第八节　单极性 PWM 四象限桥式直流变换电路 …… (143)
一、四象限桥式直流变换电路的分类 …… (143)
二、同频式单极性 PWM 全桥电路分析 …… (145)
三、倍频式单极性 PWM 全桥电路分析 …… (147)
第九节　双极性 PWM 四象限电路 …… (149)
一、控制极脉冲时序分布 …… (149)
二、工作过程分析 …… (149)

三、直流增益 A_V …… (151)
四、输出电流脉动 ΔI_0 的计算 …… (151)
参考文献…… (153)
第四章 无源逆变电路…… (154)
第一节 概 述…… (154)
一、工业特殊交流电源的分类 …… (154)
二、逆变电路的基本用途 …… (155)
三、逆变电路的分类 …… (155)
第二节 单相方波逆变电路…… (157)
一、基本假定 …… (157)
二、方波逆变电路 …… (157)
三、相移式方波逆变电路 …… (163)
第三节 单相 SPWM 逆变电路 …… (165)
一、双极性 SPWM 逆变电路 …… (165)
二、单极性 SPWM 逆变电路 …… (171)
三、单相 SPWM 逆变电路用例 …… (175)
第四节 三相方波逆变电路…… (178)
一、纯阻负载下工作情况分析 …… (179)
二、感性负载下工作情况分析 …… (182)
三、有源负载下工作情况分析 …… (184)
第五节 三相 SPWM 逆变电路 …… (189)
一、控制极脉冲时序分布 …… (189)
二、纯阻负载下的电路工作情况 …… (191)
三、感性负载下的电路工作情况 …… (192)
四、死区时间对三相输出电压的影响 …… (192)
第六节 逆变电路输出电压波形改善…… (195)
一、多重化结构 …… (195)
二、PWM 技术的优化 …… (197)
三、附加输出滤波器 …… (199)
四、采用新型主电路结构 …… (202)
第七节 逆变电路的控制…… (203)
一、SPWM 集成芯片原理分析 …… (203)
二、电压瞬时值单环反馈控制 …… (209)
三、电流瞬时值单环反馈控制 …… (211)
四、电压电流双环反馈控制 …… (214)
五、电压空间矢量控制 …… (215)
参考文献…… (220)
第五章 交流变换电路…… (221)
第一节 概 述…… (221)
第二节 单相交流调压电路…… (222)

一、理想条件下斩控式交流调压电路的工作情况 …… (222)
二、双向功率开关及其缓冲电路 …… (226)
三、载波频率 f_c 的选择 …… (227)
四、交流调压电路的非互补控制方式 …… (228)
第三节　三相交流调压电路 …… (229)
*第四节　由半控型器件组成的直接变频电路 …… (230)
一、理想条件下三相电流源 SCR 直接变频电路分析 …… (231)
二、同步电动机的调速方法 …… (235)
三、变频电路换流过程分析 …… (236)
第五节　由全控型器件组成的直接变频电路 …… (238)
一、电压源双向型直接变频电路 …… (239)
二、电流源双向型直接变频电路 …… (244)
参考文献 …… (247)
第六章　整流电路 …… (248)
第一节　概　　述 …… (248)
一、传统相控式低频整流电路的优缺点 …… (248)
二、整流电路的理想状态 …… (252)
三、斩控式整流电路的分类 …… (253)
第二节　电压型单相全桥式整流电路 …… (255)
一、理想模型 …… (255)
二、模型电路分析 …… (256)
三、电压型单相全桥式整流电路 …… (259)
*第三节　电压型单相半桥式整流电路 …… (270)
一、主电路结构和工作模式 …… (270)
二、电路的运行状态 …… (274)
三、输出电压 u_0 调节 …… (274)
四、电路的控制 …… (275)
第四节　电压型单相单管电路 …… (277)
一、升压型电路(Boost APFC 电路) …… (279)
二、单端反激式电路(Flyback APFC 电路) …… (287)
第五节　电流型单相全桥电路 …… (290)
一、理想模型 …… (290)
二、模型电路分析 …… (291)
三、电流型单相桥式整流电路 …… (293)
四、由晶闸管组成的电流型整流电路 …… (295)
第六节　三相桥式整流电路 …… (298)
一、电压型三相桥式整流电路 …… (299)
二、电流型三相桥式整流电路 …… (304)
*第七节　电压型三相单管整流电路 …… (307)
一、电流模式的选择 …… (308)

二、工作模式的分析 …… (308)
三、维持 DCM 模式的电路条件 …… (313)
参考文献…… (314)
第七章 缓冲型软 PWM 电路…… (316)
第一节 概 述…… (316)
一、缓冲电路的作用 …… (316)
二、缓冲电路的分类 …… (316)
三、缓冲电路与晶闸管换流电路 …… (318)
四、缓冲电路的理想性能 …… (319)
第二节 分立式有损缓冲电路…… (321)
一、关断缓冲电路 …… (321)
二、开通缓冲电路 …… (325)
三、完整的分立式缓冲电路 …… (327)
第三节 单相式有损缓冲电路…… (328)
一、桥式电路的换流模式 …… (328)
二、带箝压式电路 1 的半桥式逆变电路 …… (330)
*三、带箝压式电路 2 的半桥式逆变电路 …… (332)
四、电路参数选择和能耗分析 …… (333)
五、带箝压式缓冲电路的全桥式逆变电路 …… (334)
第四节 分立式无损缓冲电路…… (342)
一、无源无损缓冲电路 …… (342)
二、具有 ZVS 功能的有源无损缓冲电路…… (346)
三、ZVS-PWM-Boost 电路的实际应用 …… (353)
四、具有能量前馈的有源缓冲电路 …… (356)
五、ZVS-PWM-Boost 电路在三相不控整流电路中的应用 …… (360)
六、ZCS 有源无损缓冲电路 …… (363)
第五节 单相式无损缓冲电路…… (367)
一、单相无源缓冲电路 …… (367)
二、单相有源缓冲电路 …… (370)
*第六节 集中式无损缓冲电路 …… (377)
一、晶闸管集中式换流电路 …… (377)
二、集中式无损缓冲电路 …… (378)
参考文献…… (385)
第八章 控制型软 PWM 电路…… (387)
第一节 概 述…… (387)
一、双极性控制方式 …… (387)
二、不齐尾双极性控制方式 …… (387)
三、不对称控制方式 …… (389)
四、移相控制方式 …… (389)
*第二节 采用不齐尾双极性控制方式的软开关逆变电路 …… (389)

一、电路工作原理分析 …… (390)
二、电路特点 …… (392)
三、改进电路 …… (392)
四、改进电路的特点 …… (393)
第三节　采用不对称控制方式的软开关逆变电路 …… (393)
一、电路工作原理分析 …… (394)
二、电路特点 …… (396)
第四节　采用相移控制方式的软开关逆变电路 …… (396)
一、电路工作原理分析 …… (398)
二、电路的特点及存在的问题 …… (401)
三、在逆变桥实现 ZVS 的条件及存在的问题 …… (401)
第五节　带有源缓冲电路的移相式软开关逆变电路 …… (402)
一、电路工作原理分析 …… (402)
二、$u_{ga,b}$脉宽 τ_A 的确定 …… (404)
三、电路特点 …… (404)
四、保证整流管有软开关环境的逆变电路 …… (405)
第六节　带饱和电感的移相式逆变电路 …… (408)
一、电路工作原理分析 …… (410)
二、电路特点 …… (412)
第七节　高频感应加热用移相式谐振逆变电路 …… (413)
一、电路工作模式的选择 …… (414)
二、脉冲宽度调制(PWM)的调功原理分析 …… (414)
三、电路 ZVS 环境的实现 …… (416)
四、控制方式的选择 …… (419)
五、负载侧功率因数分析 …… (420)
参考文献 …… (421)
第九章　交流谐振型软 PWM 逆变电路 …… (422)
第一节　概　　述 …… (422)
第二节　带交流谐振环的电流型逆变电路 …… (422)
一、基本假定 …… (423)
二、电路工作原理分析 …… (424)
三、载波频率 f_c 的估算 …… (426)
四、电流型逆变电路的特点 …… (428)
第三节　带交流结实型谐振环的逆变电路 …… (428)
一、基本假定 …… (428)
二、电路工作原理分析 …… (429)
三、几个问题说明 …… (434)
四、结实型谐振环逆变电路的特点 …… (435)
五、改进型电路 …… (436)
参考文献 …… (442)

第十章 直流谐振型软 PWM 逆变电路 …… (443)
第一节 概 述 …… (443)
第二节 基本直流谐振环的工作原理 …… (443)
一、基本假定 …… (443)
二、理想条件下的工作情况 …… (444)
三、实际工作情况 …… (445)
四、基本直流谐振环存在的问题 …… (445)
第三节 有源箝位式直流谐振环 …… (446)
一、有源箝位电路的工作原理 …… (446)
二、输出电压重复周期的估算 …… (448)
三、直流谐振环谐振频率的估算 …… (449)
四、直流谐振环的控制 …… (450)
*第四节 同步式有源箝位直流谐振环 …… (451)
*第五节 有源直流准谐振环 …… (454)
*第六节 并联式有源箝位直流谐振环 …… (456)
*第七节 新型并联式有源箝位直流谐振环 …… (461)
一、新型并联式有源箝位电路 …… (461)
二、单相软 PWM 逆变电路 …… (464)
三、单开关型并联式有源箝位电路 …… (467)
*第八节 结实型直流谐振环 …… (471)
一、带结实型直流谐振环的逆变电路 …… (471)
二、结实型直流谐振环作为公共直流电源 …… (472)
参考文献 …… (474)

注:带 * 为非必读内容。

第一章

电路运行条件对功率场效应晶体管性能的影响

功率场效应晶体管(简称 Power MOSFET)是所有全控型电力电子器件中工作频带最宽的一种,因此在高频化进程中,它受到重视是很自然的事。此外,目前最有生命力和发展前景的几种全控型器件都与它有关。例如,绝缘栅晶体管(IGBT)和 MOS 栅控晶闸管(MCT)这两种器件便都是利用 MOS 栅控原理制成的(IGBT 也可称为 MOS 栅控晶体管),因此本章内容也可作为这些器件的基础。

和其他电力电子器件一样,Power MOSFET 在装置中的实际效能取决于两方面的因素:Power MOSFET 的设计和制作(参数设计、结构安排、材料性能、工艺水平和散热能力等),Power MOSFET 所在电路的运行条件(电路结构、负载性质、控制信号、开关频率和方式、环境温度和冷却条件等)。前一个因素属于器件设计制造的范围,后一个因素则与器件的选择和使用有关。

由于电路运行的条件千差万别,器件制造厂家只能根据若干典型条件对器件性能进行测试。因此使用者必须了解器件实际运行环境与测试条件之间的差别,以及这些差别对器件性能的影响,只有这样才能合理地选择和使用器件,使它们在实际装置中发挥最大效能。

Power MOSFET 在电力电子电路中起着可控功率开关的作用,因此本章将着重分析运行条件(开关环境)对器件开关性能的影响。实践证明,Power MOSFET 的开关性能和电路结构、负载性质、栅极信号、开关方式等电路条件密切相关。必须指出,这些条件对 Power MOSFET 某一参数所带来的影响可能变优,也可能变劣,对 Power MOSFET 的各项参数的影响也就有好有坏,这种情况与制作工艺对 Power MOSFET 性能的影响是类似的,因此单独追求某一项参数的优化是无实际意义的,比较有效的做法是诸性能参数间的协调折衷。

第一节　功率场效应晶体管的主要特性

一、基本结构和分类

已发展了多种结构的 Power MOSFET,可大致分类如下:

- Power MOSFET
  - 按导电结构分
    - PMOS
    - VMOS
      - VVMOS
      - VDMOS
  - 按沟道分
    - N 型沟道 MOSFET
    - P 型沟道 MOSFET
  - 按结构分
    - 分立 MOSFET
    - 模块 MOSFET

早期的 Power MOSFET 结构采用平面结构(PMOS)。器件的三个电极(即源极 S、栅极 G 和漏极 D)均置于硅片的一侧,这显然带有小功率 MOS 管的特点。从提高功率的角度出发,这种结构存在通态电阻大和硅片利用率低等弱点。20 世纪 70 年代中期,应用于 LSIC 的垂直导电结构(VMOS)被移植到 Power MOSFET 中,出现了 Power MOSFET 领域的 VMOS 结构。这种结构不仅保持原来平面结构的优点,而且由于具有短沟道、高电阻漏极漂移区和垂直导电等特点,从而大幅度提高了器件的电压阻断能力、载流能力和开关速度,使 Power MOSFET 真正进入电力电子器件的范围。

早期 VMOS 结构采用 V 形槽以实现垂直导电,故泛称 VVMOS。这种结构在精确控制沟道长度方面存在工艺上的困难,于是发展了双扩散结构(简称 VDMOS),它是利用二次扩散过程中 P 型区和 N_1^+ 型区在硅片表面结深之差形成极短的沟道长度(1～2μm),这对当今的扩散技术而言是易于做到的。目前世界各国都在这一基础上生产出各具特点的 VDMOS 结构,它们有着不同的名称,如 HEXFET(IR)、TMOS(Motorola)、SIPMOS(Siemens)和 ZMOS(Intersti)等。

目前生产的 VDMOS 器件中绝大多数是 N 沟道增强型,这是由于 P 沟道器件在相同硅片面积下,其通态电阻 R_{on} 是 N 型沟道器件的 2～3 倍,因此今后若无特别说明,本书均指 N 沟道增强型。

Motolora 公司所生产的 TMOS,其单胞结构如图 1-1 所示,通常一个 MOSFET 是由许多单胞并联组成的,一个高压芯片的单胞密度可达每平方英寸 140000 个。由此可见,它是一种功率集成器件(缩称 PID)。

图中在 N_2^+ 型高掺杂浓度衬底上,外延生长 N^- 型高阻层,N_2^+ 型区和 N^- 型区共同组成 Power MOSFET 的漏区。在 N^- 型区内,有选择地扩散 P 型沟道体区,漏区与沟道体区的交界就是漏区 PN 结。在 P 型体区内,有选择地扩散 N_1^+ 型源区,由于沟道体与源区总是短路的,所以源区 PN 结常处于零偏置状态,在 P 和 N^+ 上层与栅极 G 之间生长金属二氧化硅作为栅极和导电沟道的隔离层。当栅极加有适当电压时,由于表面电场效应会在栅极下面的体区中形成反型层,这些反型层就是沟道源区和漏源的导电沟道。

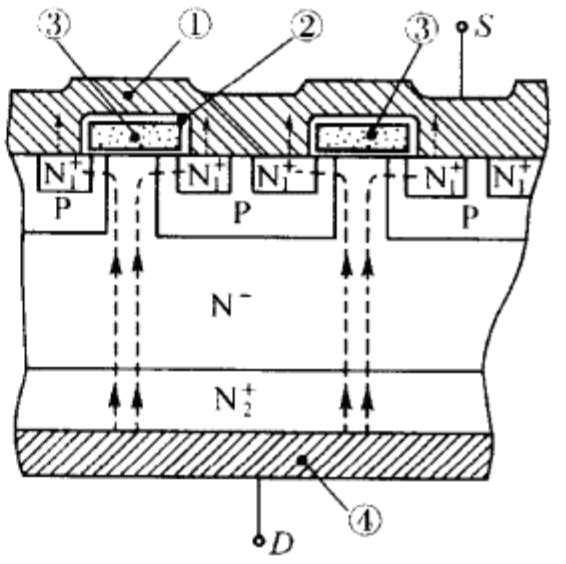


图 1-1 TMOS 单胞结构示意图

①—源极(S) ②—栅极隔离层(SiO_2)
N_1^+—源区 ③—栅极(G) ④—漏极(D)
N_2^+—漏区 P—沟道体区
N^-—外延层、高阻漂移区

Power MOSFET 结构有以下特点:

1. 垂直安置漏极,实现垂直导电:这不仅使硅片面积得以充分利用,而且可获得大的电流容量(早期 MOS 结构是 D,G,S 三极同侧安置,不仅硅片面积利用率低,而且电流完全沿表面流动,导通电阻大,因而难于实现大电流)。

2. 设置高电阻率漂移区(N^-区)以提高器件的电压容量:PN 结的击穿电压与掺杂浓度成反比,由于设置 N^- 区,降低了漏区和沟道体区之间 PN 结沿轻掺杂一侧的杂质浓度,从而提高了器件的电压耐量。

3. 短沟道提高了器件的开关性能:VDMOS 的沟道长度不由光刻工艺实现,而是由两次扩散深度差决定。根据当前的扩散技术,获得 1～2μm 的沟道长度是容易做到的,短沟道能降低栅极下端二氧化硅层的栅沟本征电容和沟道电阻,从而提高器件的工作频率和开关速度。

4. 在漏极和源极间施加负电压时,器件 PN 结为正偏置,即 Power MOSFET 无反向阻断能力,可视为一种逆导器件。

二、工作原理

Power MOSFET 中电流是 N 型中多子(电子)漂移形成的,即多子在电场作用下的漂移电流,其密度为

$$J_n = qn_i\mu E_x = qn_i v_n \tag{1-1}$$

式中:q—电子电荷量;n_i—电子浓度;μ—载流子迁移率;E_x—沿电流方向外加电场强度;v_n—电子平均漂移速度。

式(1-1)表明,电流密度 J_n 受控于电子浓度 n_i 和平均速度 v_n。

(一)栅压 u_{gs} 对 J_n 的影响

当栅压 $u_{gs}\leqslant 0$ 时,由于表面电场效应,栅极下面 P 型区表面呈多子(空穴)堆积状态,源区与漏区间相当于两个反向串联的二极管,因而无导电沟道形成,器件处于阻断状态。

当 $0<u_{gs}<U_T$(栅阀电压),栅极下面 P 型表面呈耗尽状态,器件仍然处于阻断状态。

当 $u_{gs}>U_T$ 时,栅极下面 P 型区表面发生反型,即形成 N 型表面层,从而把漏极和源极沟通,这种反型层就称为沟道。沟道中电子浓度 n_i 受控于栅压,u_{gs}越高,n_i 也越高。

(二)漏极电压 u_{ds} 对 J_n 的影响

当 $u_{gs}>U_T$,而 $u_{ds}=0$ 时,沟道中无电流,漏极电流 $i_D=0$,因为在漏源极间无外加电场建立,载流子无法形成定向运动,即载流子平均速度 $v_n=0$。

当 $u_{gs}>U_T$,$u_{ds}>0$ 时,沟道被加上外电场,载流子在该电场的作用下形成漂移电流,外加电场强度越高,漂移速度越高,则 i_D 越大。

三、正向输出特性

当 Power MOSFET 为共源接法时,i_D 和 u_{ds}分别代表输出电流和电压,以栅压 u_{gs}为参变量,描述 i_D 与 u_{ds}间的关系曲线称为输出特性,而 $i_D>0$ 和 $u_{ds}>0$ 的部分则称为正向输出特性,图 1-2 所示为 Siemens 公司生产的 SIPMOSFET 的正向输出特性。由图可见,该特性可划分为电阻区、饱和区、截止区和击穿区等几个区域。

(一)非饱和区 A(也称电阻区)

在这一区域中,当 $u_{gs}>U_T$ 时,在栅极下面形成沟道,一旦 $u_{ds}>0$,便有漏极电流 i_D 流过,当 u_{ds}数值较低,载流子漂移速度 $v_n<v_{sat}$(载流子的散射极限速度),漏极电流可表示为

$$I_D = \frac{W}{L}C_0\mu_n\left[(U_{gs}-U_T)U_{ds}-\frac{U_{ds}^2}{2}\right] \tag{1-2}$$

$$= B_0\left(U_{gs}-U_T-\frac{U_{ds}}{2}\right)U_{ds} \tag{1-3}$$

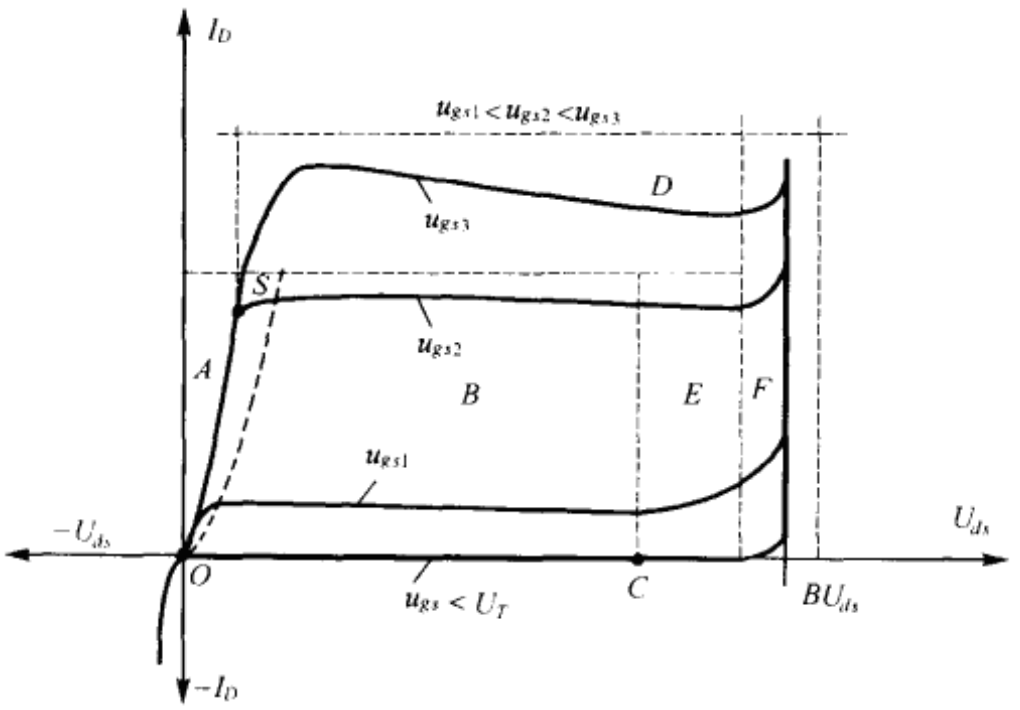


图 1-2 共源接法的输出特性

C—断态工作点 S—通态工作点

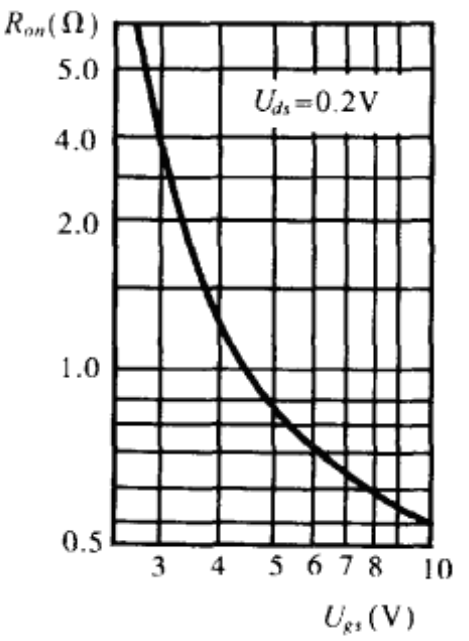


图 1-3 $R_{on}-U_{gs}$关系曲线

$$B_0=\frac{W}{L}C_0\mu_n \tag{1-4}$$

式中：W—沟道宽度；L—沟道长度；C_0—SiO_2 层单位面积的电容量；μ_n—沟道电子表面有效迁移率。

当 $U_{ds}\ll U_{gs}-U_T$ 时，式(1-3)可近似写成

$$I_D=B_0(U_{gs}-U_T)U_{ds} \tag{1-5}$$

上式表明，在 U_{ds}较低时，I_D 与 U_{ds}间呈线性关系（当栅压 U_{gs}为定值时），定义 I_D 与 U_{ds}的比值为 Power MOSFET 的通态电阻 R_{on}，按式(1-5)有

$$R_{on}=\frac{U_{ds}}{I_D}=\frac{1}{B_0(U_{gs}-U_T)} \tag{1-6}$$

上式表明，通态电阻 R_{on}与 U_{gs}有关，栅压越高，R_{on}越低，图 1-3 所示为 $R_{on}-U_{gs}$关系曲线（$U_{ds}=0.2V$）；当 U_{ds}稍为增加，按式(1-3)有

$$R_{on}=\frac{1}{B_0\left(U_{gs}-U_T-\frac{U_{ds}}{2}\right)} \tag{1-7}$$

由式(1-7)可知，随着 U_{ds}增加，R_{on}逐渐增大（当 U_{gs}为定值时），也即 I_D 随 U_{ds}的增长减慢，通常产品手册给出的通态电阻 R_{on}值是指式(1-6)所确定的值（即线性区中的电阻值）。

（二）饱和区 *B*（也称放大区）

在 U_{gs}为恒值条件下，U_{ds}继续增加，且有 $U_{ds}=U_{dsc}=U_{gs}-U_T$ 时，外加电场强度足以使所有载流子达到散射极限速度 v_{sat}，相应的漏极电流 I_D 记为 I_{Dsat}，按式(1-2)应有

$$I_{Dsat}=B_0\left(U_{gs}-U_T-\frac{U_{ds}}{2}\right)U_{ds}=\frac{B_0}{2}(U_{gs}-U_T)^2 \tag{1-8}$$

上式表明，I_{Dsat}仅与 U_{gs}有关，而与 U_{ds}无关，也即在这区域，器件有恒流特性，或者说 I_D 呈饱和状态，图 1-2 中 A 和 B 两个区域的交界线方程为

$$U_{dsc}=U_{gs}-U_T \tag{1-9}$$

满足式(1-9)的工作状态称临界饱和状态，处于这一状态的通态电阻 R_{on}为

$$R_{on}=\frac{U_{dsc}}{I_{Dsat}}=\frac{2U_{dsc}}{B_0(U_{gs}-U_T)^2} \tag{1-10}$$

(三)大电流区 *D*

在这一区域 I_D 仍随 U_{gs} 增大而上升，但在 U_{gs} 为恒值时，I_D 将随 U_{ds} 增高而下降。这是由于 U_{gs} 和 U_{ds} 值比较高，沟道电子浓度 n_i 很高，电子速度又均达 v_{sat}，因此电流密度 J_n 很高。为了维持导电区中性，在高阻漂移区电流通道两侧产生空间电荷层，随着 U_{ds} 的增高，该空间电荷层向电流通道扩张，电压越高，电流通道便越窄，因此电流 I_D 反而降低。

(四)雪崩击穿区 *F*

由于器件源区和沟道体区相连，因而 PN 结的反偏电压过高时将产生电压击穿，其数值可表为

$$BU_{ds}=4.63\times10^5x_c^{0.8} \tag{1-11}$$

式中 x_c 是高阻漂移层的厚度。为了降低通态电阻，x_c 不能过大，由此可见，R_{on} 与 BU_{ds} 间存在制约关系。

(五)载流子倍增区 *E*

当 $U_{ds}<BU_{ds}$ 时，在正常电流区，I_D 随 U_{ds} 增大，器件不再保持恒流特性，这是由于载流子倍增引起的，来自沟道的载流子经过高电场强度区获得高的能量，并在碰撞中产生新的电子空穴对，它形成由 N^- 区流向 P 区的空穴电流，从而促使漏极电流随 U_{ds} 增大，为了防止沟道电流击穿(即倍增因子无限增加)，电子倍增因子被控制在有限的范围内($m=2\sim3$)。

载流子倍增现象并没有在大电流区 D 中出现，这是由于经过电流通道的电子屏蔽效应，电场强度将比小电流时低，因而不会产生载流子倍增现象。

四、饱和区的电流转移特性

在器件正向输出特性的饱和区($U_{ds}>U_{dsc}$)维持 $U_{ds}=\text{const}$，输出电流 I_D 将随输入电压 U_{gs} 而变，其关系曲线称为器件的转移特性，如图 1-4 所示。该特性表征器件输入电压 U_{gs} 对输出电流 I_D 的控制能力(这与 GTR 中表征输入电流 I_b 对输出电流 I_c 的控制作用的电流放大特性相仿)。该特性表明 Power MOSFET 是一种电压控制器件。

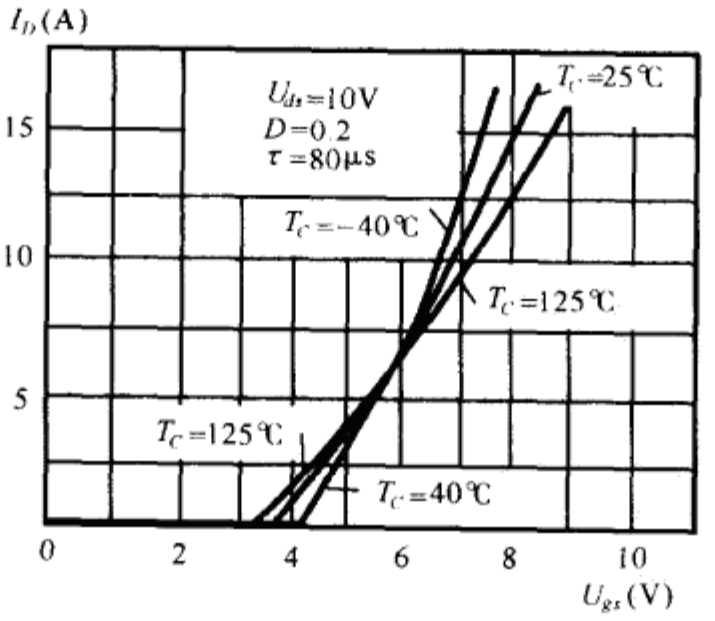


图 1-4　饱和区电流转换特性

记 I_{Dsat} 与($U_{gs}-U_T$)的比值为 Power MOSFET 的直流跨导 G_m，由式(1-8)有

$$G_m=\frac{I_{Dsat}}{U_{gs}-U_T}=\frac{B_0}{2}(U_{gs}-U_T) \tag{1-12}$$

式(1-12)表明，G_m 随 $U_{gs}-U_T$ 的增大而增大，如图 1-5 所示，G_m 越大说明器件的控制能力越强。

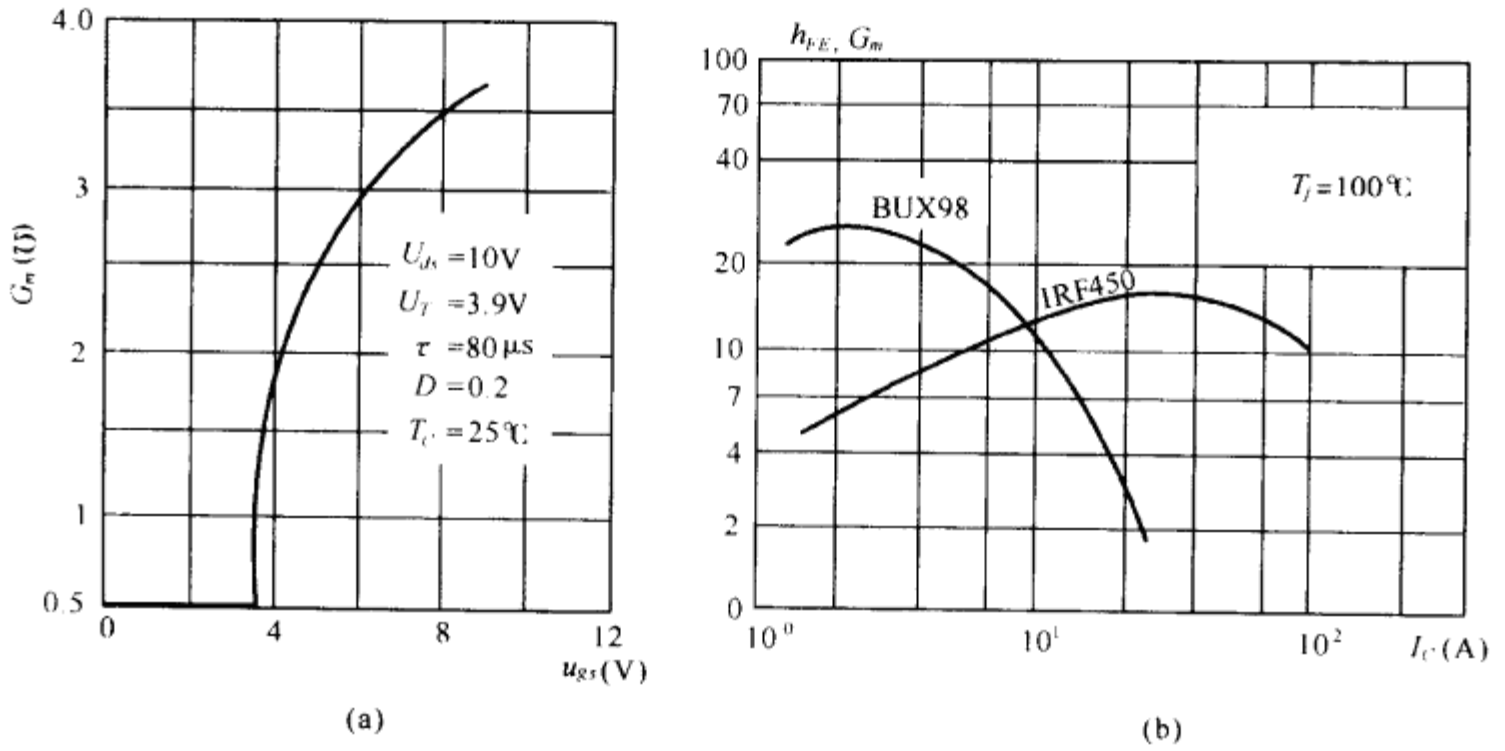


图 1-5 G_m-U_{gs}关系曲线

图 1-4 还表示壳温 T_C 对电流转移特性的影响。由图可见，在低电流区，器件具有正电流温度系数，在同一栅压下，I_0 随温度升高而增大；相反，在大电流区，器件却具有负电流温度系数，在同一栅压下，I_0 随温度上升而下降。在变流电路中，Power MOSFET 作为开关工作于大电流开关状态，因此电流有负温度系数，正是由于这种特性使器件具有较好的热稳定性，器件芯片具有热均匀分布，从而不致形成热点，避免由热电恶性循环而产生电流集中现象，导致类似 GTR 那样的二次击穿。Power MOSFET 具有正电流温度特性的物理解释是：当器件温度升高时，晶体结构内电子无规则运动程度加剧，因而载流子同晶格碰撞的机会增多，从而沟道电子速度减缓，器件电流减小。

五、反向输出特性

由图 1-1 可见，当 $U_{ds}<0$ 时(即漏源极间电压为负)，Power MOSFET 无电压阻断能力(PN 结正偏)。此时，漏极流过反向电流且可表示为

$$I_D=-I_{DR}(e^{A_0}-1) \tag{1-13}$$

$$A_0=\frac{q}{kT}|U_{ds}| \quad (U_{ds}<0) \tag{1-14}$$

式中：q—单电子电荷绝对值；k—玻耳兹曼常数；T—绝对温度；I_{DR}—决定于器件的常数[A]。

当 $|U_{ds}|>\frac{kT}{q}$ 时，式(4-13)可写成

$$I_D=-I_{DR}e^{A_0} \tag{1-15}$$

反向导通电阻 R_{onR} 为

$$R_{onR}=\left|\frac{U_{ds}}{I_D}\right|=\left.\frac{|U_{ds}|e^{-A_0}}{I_{DR}}\right|_{U_{ds}<0} \tag{1-16}$$

由于 Power MOSFET 反向电流的容量与正向电流相同，因此该器件实际上是一个电流比

为 1 的逆导元件，并可用图 1-6(a)的符号表示(N 沟道增强型)，Power MOSFET 的逆导性能本来很适合许多变流电路的要求，如图 1-6(c)是一种电流双象限直流变换电路的主电路结构。

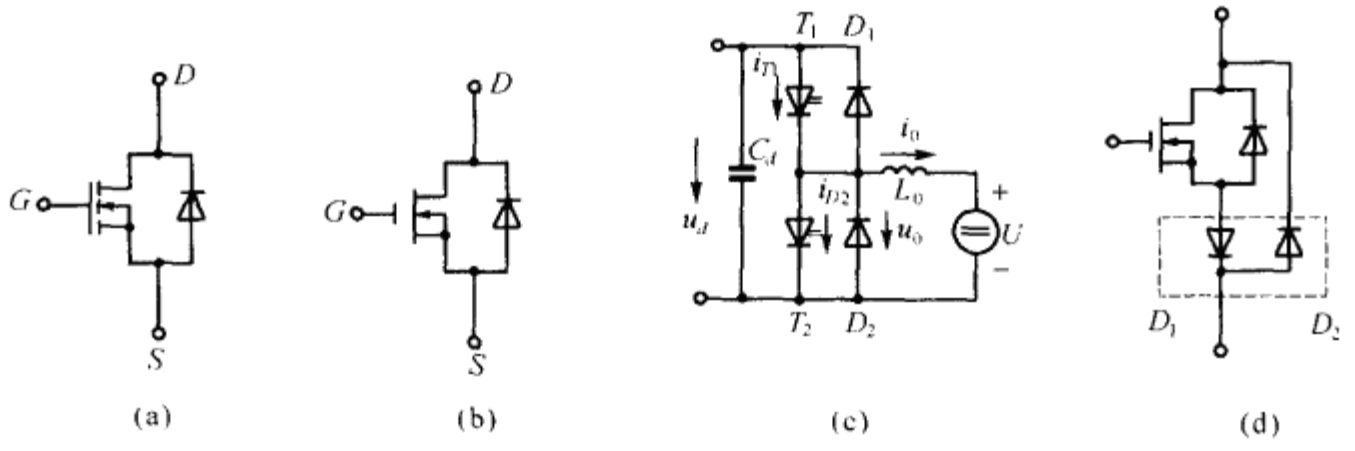


图 1-6　Power MOSFET 的符号(N 沟通增强型)

由图可见，在自关断器件 T_1、T_2(本书采用图中所示的符号表示具有自关断能力的各种电力电子器件)两端均需反并二极管 D_1、D_2。根据上述分析，若 T_1、T_2 采用 Power MOSFET，则可省去 D_1、D_2，但是在主电路工作于硬开关方式时，这种做法不仅没有好处反而还会损坏器件，原因是该电路要求在 D_2 关断时接通 T_1，当负载电流连续时，必然有 D_2—T_1 间的换流，在这一换流期中，D_2 中的反向电流将叠加在 T_1 中，图 1-7 所示为寄生二极管的反向恢复特性，包括反向恢复电荷 Q_{rr}、反向电流峰值 I_{Rm}和反向恢复时间 t_{rr}与 BU_{ds}、T_c 的关系曲线。由图可见，寄生二极管的 Q_{rr}和 I_{Rm}都很大，因此在换流期 T_1 将有很大的电流冲击以至过热损坏。为了避免这种现象发生，应阻止电流流过寄生二极管。图 1-6(d)是一种常见的接线方式：在 Power MOSFET 外接快速恢

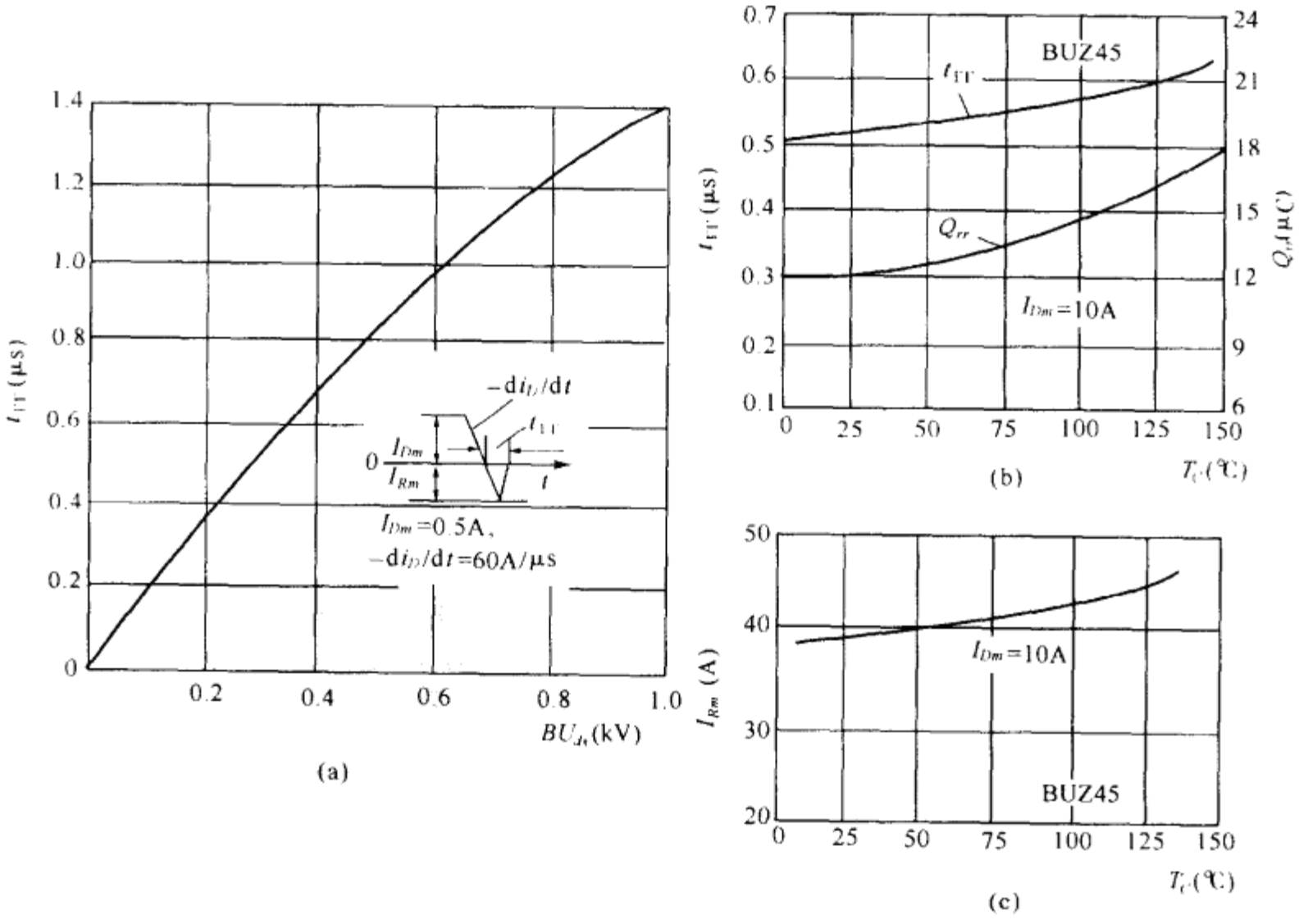


图 1-7　Power MOSFET 二极管的反向恢复特性

复二极管 D_1 和 D_2，其中 D_1 与 Power MOSFET 相串联。为了减小装置体积，D_1、D_2 常采用双二极管。图 1-8 示出外接快速二极管 FRED 1N3883 的 Power MOSFET BUZ45 的反向恢复特性，与图 1-7 相比较，其反向恢复特性已有明显改善。

解决上述问题更为彻底的办法是研制具有快速反向恢复特性的 Power MOSFET（缩称 FREDFET）。据报道，国外已研制出开关容量相当于 BUZ45 的 FREDFET-BUZ211，其反向恢复特性如图 1-8 所示，试验条件与图 1-7 相同，即负载电流 $i_0=10A$，直流电源电压 $U_d=100V$（试验电路如图 1-6(c)）。由图可见，BUZ211 的反向恢复特性与快恢复二极管 FRED1N3883 的性能相近。

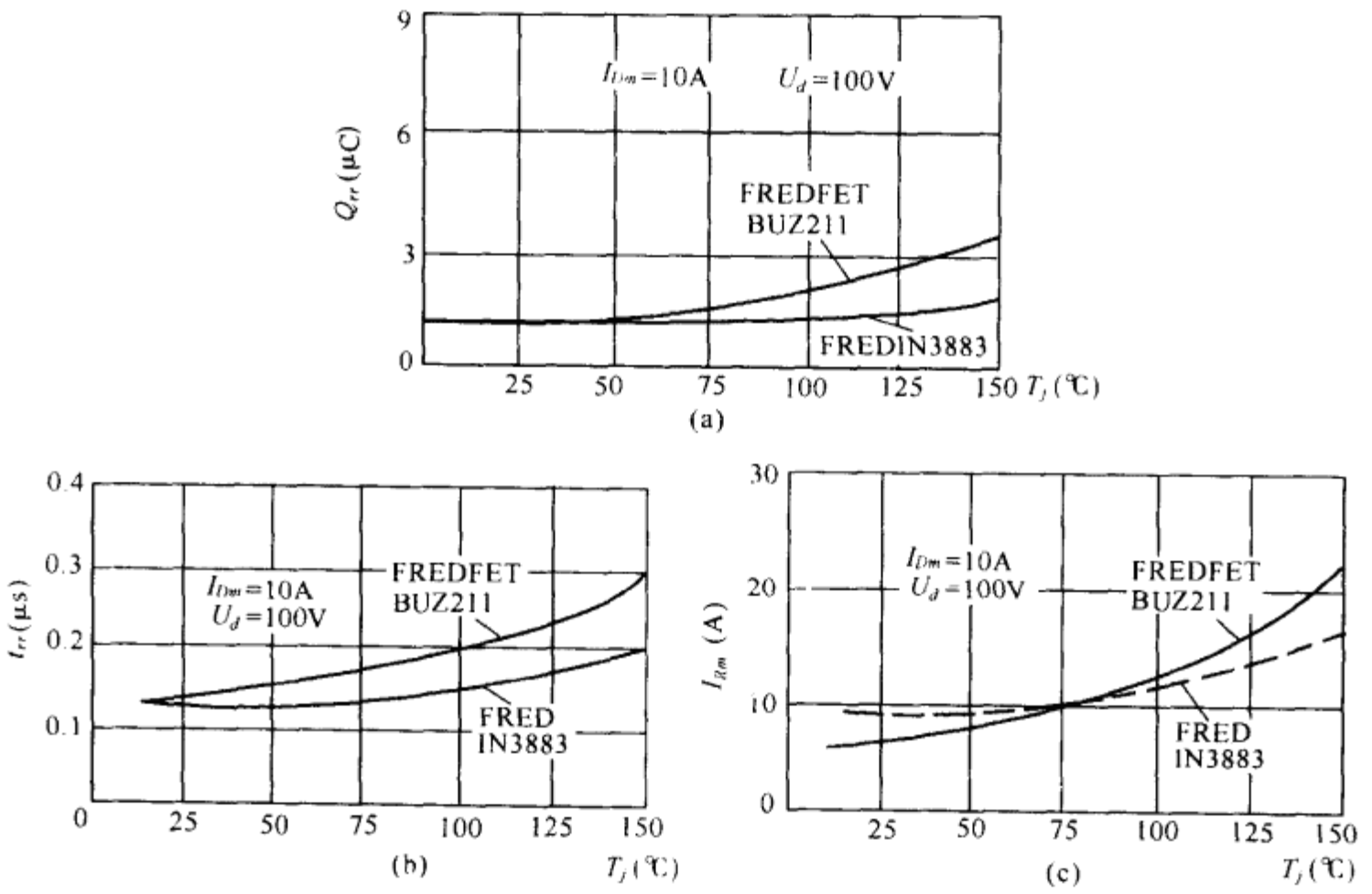


图 1-8 FREDFET BUZ211 的反向恢复特性

第二节 电路运行条件对导通电阻 R_{on} 的影响

一、导通电阻 R_{on} 的构成

通态电阻是 Power MOSFET 的一项重要参数，在开关电路中，其数值将决定输出幅度和器件导通损耗。随着器件结构不同，R_{on} 的组成有所不同，图 1-9 所示为 Motolora 公司的 TMOS 器件的示意图。图中示出自漏极至源极导电通路间的电阻。这些电阻组成 R_{on}，其中 R_S 是源区 N^+ 层电阻，R_{ch} 是沟道电阻，R_A 是栅漏积累区电阻，R_d 是外延层电阻，R_N 是衬底漏区 N^+ 层电阻，R_S 和 R_N 的数值都很小，R_{ch} 在 $U_{gs}>U_T$ 时下降到很低，因此通态电阻 R_{on} 可近似写成：

$$R_{on}\approx R_A+R_d \tag{1-17}$$

R_A 值主要取决于栅隔离层的厚度和栅压 U_{gs} 的大小，R_d 则取决于 N^- 高阻漂移区的厚度和掺杂浓度。

二、导通电阻 R_{on} 的测量条件

产品手册给出的 R_{on} 值指正向输出特性电阻区线性段内，源漏间通态直流电阻值，据此，其测量条件为

$$U_{ds} \ll U_{dsc}, U_{dsc} = U_{gs} - U_T \tag{1-18}$$

$$U_{gs} = \frac{1}{2}|BU_{gs}| \tag{1-19}$$

$$T_j = 25℃ \tag{1-20}$$

$$I_D = I_{DC} \tag{1-21}$$

式中 BU_{gs} 是最高栅源电压，$BU_{gs} = \pm 20V$，I_{DC} 是额定漏极连续电流。

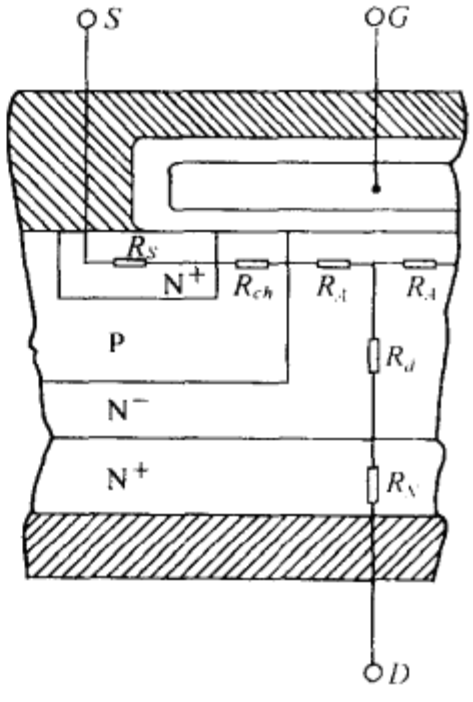


图 1-9　通态电阻示意图

三、电路运行条件对导通电阻 R_{on} 的影响

（一）栅压 U_{gs} 对 R_{on} 的影响

根据式(1-6)有

$$R_{on} = \frac{1}{B_0(U_{gs} - U_T)}$$

图 1-10(a)描述栅压对 R_{on} 的影响，说明在线性区内，R_{on} 随 U_{gs} 的增大而下降。

（二）结温对 R_{on} 的影响

图 1-10(b)表示 R_{on} 随 T_j 而增大，即 Power MOSFET 具有电阻正温度系数，这对高 U_{gs} 值的大电流应用是正确的，因为由式(1-2)得

$$I_D = \frac{W}{L} C_0 \mu_n \left[(U_{gs} - U_T) U_{ds} - \frac{U_{ds}^2}{2} \right]$$

式中与温度有关的量是 μ_n 和 U_T。由分析可知，对 N 型 MOS，栅阀电压 U_T 具有负温度系数，如图 1-4)所示，将式(1-2)全微分得

$$dI_D = \frac{W}{L} C_0 \left[(U_{gs} - U_T) U_{ds} - \frac{U_{ds}^2}{2} \right] \frac{\partial \mu_n}{\partial T} dT - \frac{W}{L} C_0 \mu_n U_{ds} \frac{\partial U_T}{\partial T} dT \tag{1-22}$$

由于电子迁移率 μ_n 可写成

$$\mu_n = G_0 T^{-\frac{3}{2}} \tag{1-23}$$

式中 G_0 对温度 T 为常数。由式(1-23)可知 $\frac{\partial \mu_n}{\partial T} < 0$，因此由式(1-22)可知：

1. 在 $(U_{gs} - U_T)$ 值较大时，$dI_D < 0$，器件有负电流温度系数或正电阻温度系数；
2. 在 $(U_{gs} - U_T)$ 值较小时，$dI_D > 0$，即器件具有正电流温度系数。

上述分析与图 1-4 所示的实验曲线一致。器件在大电流区具有正电阻温度系数的这种特性是 Power MOSFET 相对于其他全控型元件的优点，由于这种特性使器件具有较好的热稳定性，芯片热分布均匀，不会形成热点和电流集中，从而有可能避免二次击穿(SB)产生，并具有较大的安全工作区(SOA，Safe Operating Area)和易于采用多只并联运用。

通态电阻随温度变化的数学模型为

$$R_{on}(T_j) = R_{ono}[1 + (T_A - 25)K_{Tm} + (T_j - T_C)K_{Tm}] \tag{1-24}$$

式中 R_{ono} 是 $T_j = T_C = 25℃$ 时通态电阻，根据热欧姆定律有

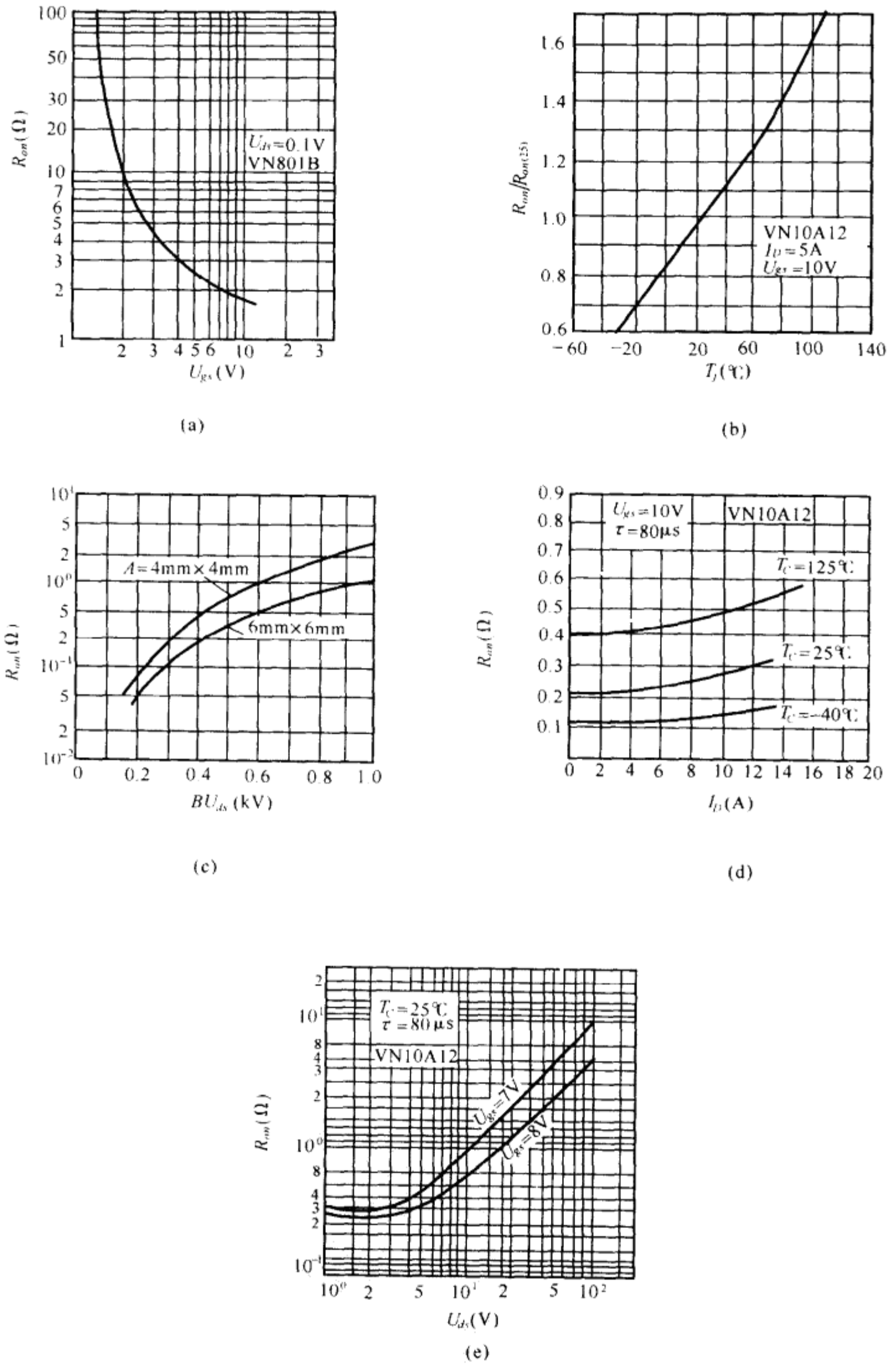


图 1-10 电路运行条件对 R_{on}的影响

$$T_j - T_C = P_D R_{TjA} \tag{1-25}$$

式中 P_D 是 Power MOSFET 的功耗，R_{TjA}是结至壳间的稳态热阻，器件功耗为

$$P_D = I_D^2 R_{on}(T_j) \tag{1-26}$$

将式(1-26)代入(1-25)有

$$T_j - T_C = I_D^2 R_{on}(T_j) R_{TjA} \tag{1-27}$$

由式(1-24)和(1-27)解出 $R_{on}(T_j)$为

$$R_{on}(T_j) = \frac{R_{ono}[1+(T_A-25)K_{Tm}]}{1-I_D^2 R_{ono} R_{TjA} K_{Tm}} \tag{1-28}$$

式中 K_{Tm}是单位电阻的温度系数。

(三)击穿电压 BU_{ds}对 R_{on}的影响

由式(1-11)可知，Power MOSFET 的 BU_{ds}值与高阻漂移区厚度 x_c 有关，BU_{ds}越高，需要的 x_c 值越大。但 x_c 值越大，则 R_d 值越高，相应的 R_{on}越高，如图 1-10(c)所示，图中 A 是芯片面积，由图可见，在相同的 BU_{ds}值下，A 越大则 R_{on}越低，但器件的成本也越高。因此，A、BU_{ds}和 R_{on}之间的相互制约关系是 Power MOSFET 容量提高的一个技术障碍，在实际应用中，宁可用两只 500V 的器件串联使用，比用单只 1000V 的器件具有更低的通态内阻。

(四)漏极电流 I_D 对 R_{on}的影响

R_{on}与 I_D 的关系曲线如图 1-10(d)所示。由图可见，在低电流区，R_{on}受 I_D 的影响并不明显，这相当于输出特性的线性电阻区；当电流继续增大，由于栅压 U_{gs}保持恒定，U_{ds}也将增大，这意味着器件进入电阻区的非线性区，由式(1-3)此时通态电阻 R_{on}可表为

$$R_{on} = \frac{2}{B_0(K_g - U_{ds})} \tag{1-29}$$

式中：

$$K_g = 2(U_{gs} - U_T) = const$$

式(1-29)表明，在电阻区的非线性区，R_{on}随 U_{ds}增大而增大。这种现象的物理解释是：对于 Power MOSFET，沟道长度仅(1～2)μm，其电阻 R_{ch}很小，U_{ds}对 R_{ch}的影响也可忽略不计，但栅极下面积累层电阻 R_A 却随 U_{ds}增大而增大，因为积累层厚度随 U_{ds}的增加而变薄。

第三节　电路运行条件对安全工作区的影响

Power MOSFET 的过载能力较低，为了保证器件安全工作，且有较高的稳定性和较长的寿命，器件承受的电流、电压和功率有一定的限制。这种限制用 U_{ds}—I_D 坐标平面表示，便构成 Power MOSFET 的安全工作区(Safe Operating Area，缩称 SOA)，同一器件，其 SOA 的大小与栅压偏置、冷却条件和开关方式有关，本节将阐述 Power MOSFET 的 SOA 以及电路运行条件(开关环境)对 SOA 的影响。

一、安全工作区的分类

- Power MOSFET SOA
  - 按栅极偏置分
    - 正偏置 SOA
    - 反偏置 SOA
  - 按信号占空比分
    - 直流 SOA
    - 单脉冲 SOA
    - 复冲脉冲 SOA

Power MOSFET 在开通过程及稳定导通时必须保持栅极正偏，因此正偏安全工作区(Forward Biased Safe Operating Area，缩称 FBSOA)，是器件处于通态下容许的工作范围；相反，当关断器件时，为了提高关断速度和可靠性，需要使栅极处于反偏置，因此反偏安全工作区(Reverse Biased Safe Operating Area，缩称 RBSOA，有的文献和资料称为开关安全工作区，Switching Safe Operating Area，缩称 SSOA)是器件关断时容许的工作范围。

直流安全工作区(DCSOA)相当于占空比 $D\to1$ 时的工作条件；而单次脉冲 SOA 则对应于 $D\to0$ 时的工作条件；重复脉冲 SOA 对应于 $0<D<1$ 时的工作情况。单次脉冲 SOA 最宽，重复脉冲 SOA 次之，直流 SOA 最窄。

二、正偏安全工作区(FBSOA)

图 1-11 所示 Power MOSFET 的 FBSOA，先分析其中的 DCFBSOA，该 SOA 由以下极限值组成：

(一)允许功耗 P_D

和理想器件不同，Power MOSFET 处于导通时有管压降存在，也即器件有导通损耗，它将引起芯片温度升高，但是器件发热情况要与其耐热能力和散热条件有关。由此，器件功耗有一定的容限，其值按热欧姆定律可表为

$$P_D=\frac{T_{jm}-T_C}{R_{TjC}} \tag{1-30}$$

式中 T_{jm}是额定结温($T_{jm}=150℃$)，T_C 是壳温，R_{TjC}是结到管壳间的稳态热阻，T_{jm}代表器件的耐热能力，T_C 和 R_{TjC}代表器件的散热条件，而 P_D 就是器件的发热情况，它必须在器件的耐热能力和散热条件之间取得平衡。

按照电路方式，在直流条件下，Power MOSFET 的功耗为

$$P_D=U_{ds}I_D \tag{1-31}$$

将式(1-30)代入(1-31)可得

$$I_D=\frac{T_{jm}-T_C}{R_{TjC}}U_{ds}^{-1} \tag{1-32}$$

当 T_{jm}和 R_{TjC}为确定时，式(1-32)可写成

$$I_D=P_D(T_C)U_{ds}^{-1} \tag{1-33}$$

式(1-33)在 U_{ds}—I_D 对数坐标平面是斜率为 −1 的直线(图 1-11 中 T_C 为参变量)。

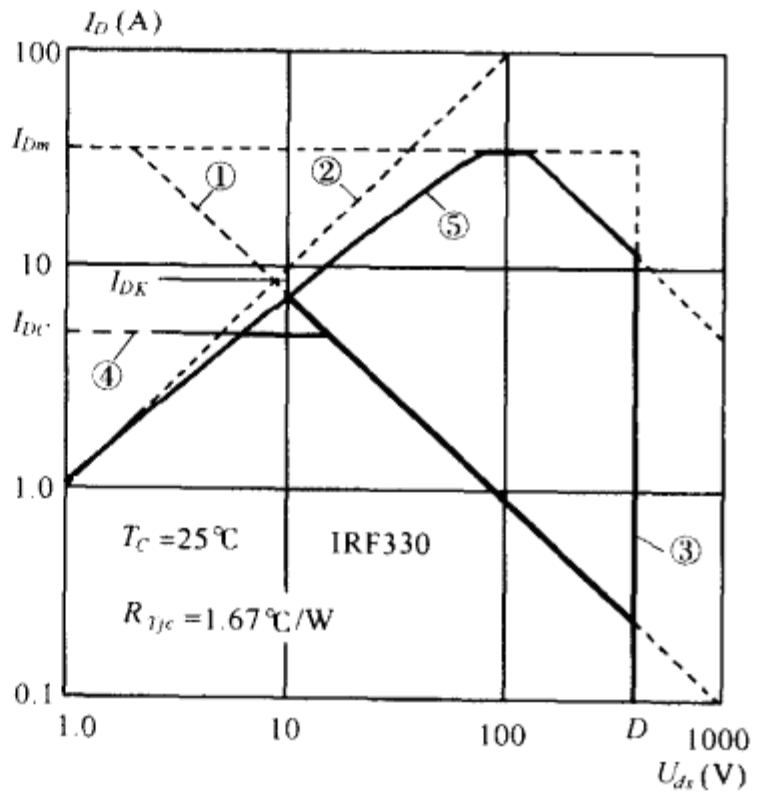


图 1-11 Power MOSFET 的 FBSOA

①—直流功耗限制线 ②—线性内阻线

③—电压限制线 ④—电流限制线

⑤—实际内阻线

(二)通态压降 U_{dso}

通态下，器件通态压降 U_{dso}与 I_D 关系为

$$I_D=\frac{U_{dso}}{R_{on}(I_D)} \tag{1-34}$$

式中 R_{on}是通态电阻，在电阻区的线性段内，R_{on}为恒值；在电阻区的非线性段，R_{on}随 I_D 而增大。必须指出，对功率晶体管(GTR)由于电导调制效应其导通电阻为 mΩ 量级，由于功率场效应晶体管并无这一效应，其 R_{on}为 Ω 量级，因此在同一电流水平下，其导通压降比 GTR 高。

(三)连续电流 I_{DC}

GTR 中最大连续电流受直流放大倍数 h_{FE}的限制，但由图 1-5 可见，Power MOSFET 的直流跨导 G_m 随 I_D 而增大，也即 G_m 并不是 I_{DC}的制约因素。若将式(1-34)代入(1-32)解出 I_D 可得

$$I_D=\sqrt{\frac{T_{jm}-T_C}{R_{on}R_{TjC}}}=I_{DK} \tag{1-35}$$

由式(1-35)确定的电流 I_{DK}也就是图 1-11 中曲线①和②交点的电流值，由图可见：

$$I_{DK}>I_{DC}$$

也即 U_{dso}和 P_D 也并非 I_{DC}的制约因素，另一个与 I_{DC}有关的因素是最大允许栅压 U_{gsm}，外加栅压不能过高，否则栅极氧化硅绝缘层将过压击穿，造成永久性破坏。为了防止这种现象产生，实际施加的最高栅压 U_{gsm}应低于栅击穿电压 BU_{gs}，现有厂家的规定值为 $BU_{gs}=\pm 20V$，按 U_{gsm}计算的最大漏极电流是

$$I_{DCm}=G_m(U_{gsm}-U_T) \tag{1-36}$$

计算表明 $I_{DCm}>I_{DC}$。

由此可见最高栅压 U_{gsm}也并非 I_{DC}的限制因素，在器件设计中，决定 I_{DC}的主要因素是器件的沟道宽度 W[参见式(1-2)]。对于 I_{DC}的限制往往是一些非原理性的实际因素所决定，如内引线的熔断电流、压焊点的面积、金属化电极的电迁移等。

(四)漏源极击穿电源 BU_{ds}

当 U_{ds}超过规定值时，漏极电流急剧上升，器件产生电压击穿。其成因是 N^+漏区与衬底间 PN 结雪崩击穿，或是漏区和源区间穿通。由于源极与衬底相连，当漏源极间加上正电压时，漏区与衬底间的 PN 结即处于反偏，当 U_{ds}大到一定程度时，PN 结就会发生雪崩击穿。

如果沟道度较短，而衬底电阻率较高，则当 U_{ds}增加到一定值时，漏源极间虽未发生雪崩击穿，但与漏极相邻的耗尽区却已经扩展到与源极相邻的耗尽层相连接，这就是漏源区的穿通。当发生穿通时，由于源大量电子在到达耗尽层的边缘就被耗尽区的强电场扫入漏区，这样就产生较大的漏电流。

三、功率场效应晶体管和功率晶体管 DCFBSOA 的比较

由于 Power MOSFET 具有电流负温度系数，不存在局部热点和电流集中效应，只要合理设计就可以避免二次击穿现象。因此其 DCFBSOA 由 BU_{ds}、P_D、R_{on}和 I_{DC}组成。和 GTR 相比，在同等功率下，MOSFET 的 SOA 较大，由图 1-12 可见，GTR 2N6545($P_{cm}=125W$)和 MOSFET IRF330($P_{Dm}=75W$)的 DCFBSOA，$U_{ceo(SUS)}=BU_{ds}=400V$，当 $U_{ds}=U_{ce}=200V$ 时，$I_D=0.39A$，$I_C=0.035A$。由此可见，在高压区，由于没有二次击穿(SB)的约束，Power MOSFET 比 GTR 具有更高的载流能力($U_{ceo(SUS)}$是 GTR 的集极维持电压)。

四、电路运行条件对 SOA 的影响

(一)栅极偏置对 SOA 的影响

为了加快 Power MOSFET 的关断速度，关断时栅极反偏置，由于没有 SB 现象，MOSFET 的反偏安全工作区(RBSOA)与栅压 U_{gs}值无关(GTR 的 RBSOA 大小与 I_b 值有关，I_{b2}越大，则 RBSOA 越小)，因而 MOSFET 的 RBSOA 比 GTR 的大。图 1-13 所示为器件的 RBSOA。

(二)壳温 T_C 对 P_D 的影响

由式(1-30)可知，P_D 值是相对于某一 T_C 值而言，在 T_{jm}和 R_{TjC}为已知条件下，P_D 将随 T_C

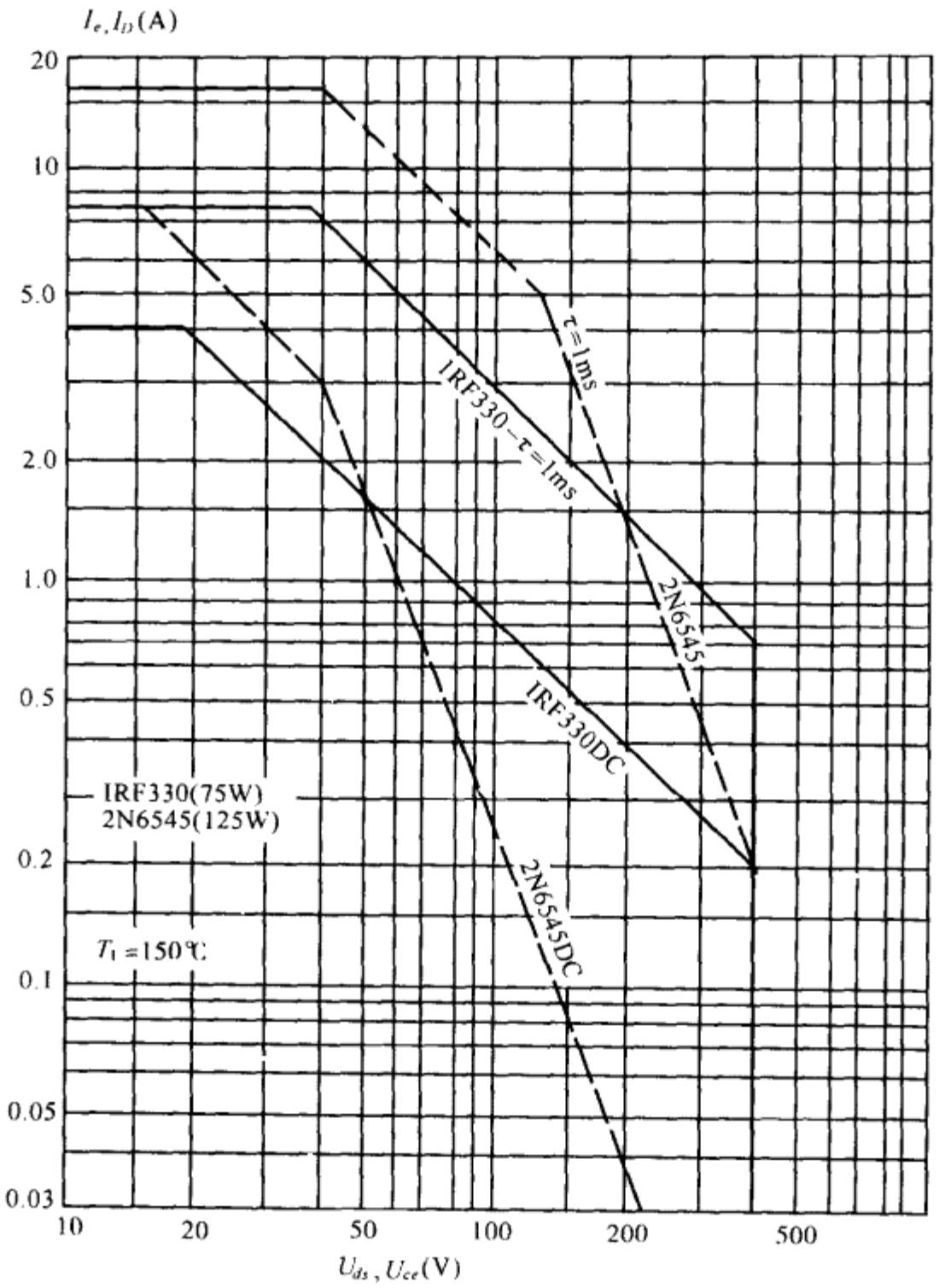


图 1-12 MOSFET 和 GTR DCFBSOA 比较

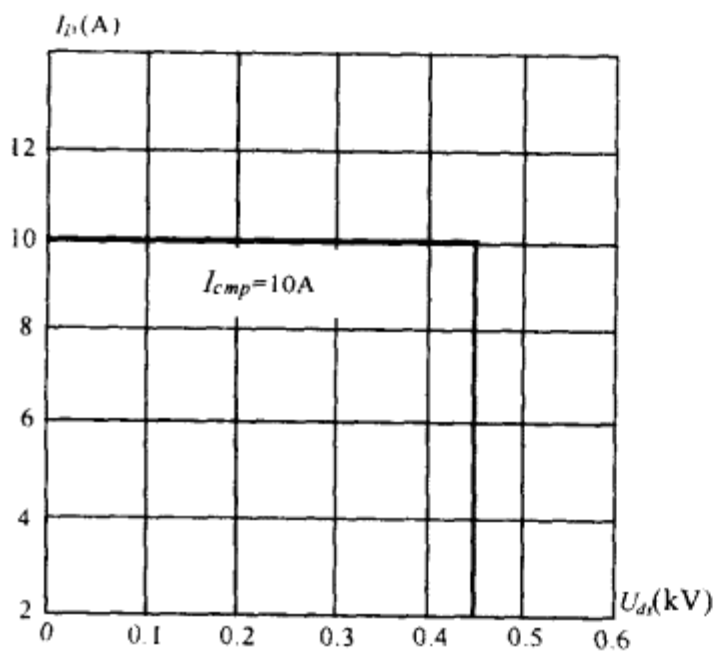


图 1-13 MOSFET 的 RBSOA

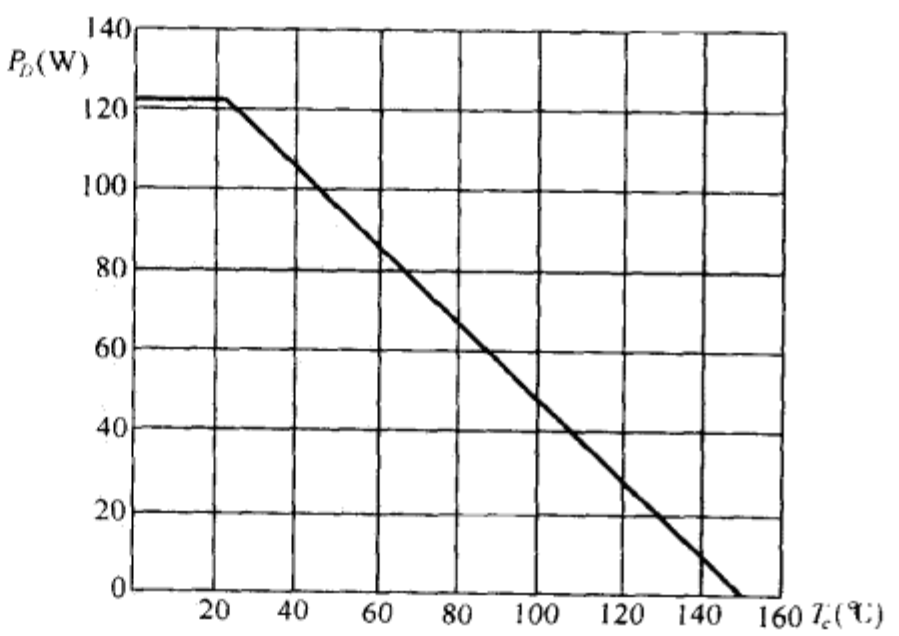


图 1-14 P_D-T_c 曲线

增高而下降(产品手册给出的 P_D 值对应于 $T_C=25℃$),如图 1-14 所示。由图可见,当 $T_C>25℃$ 时,器件功率将减额使用,记功率温度系数为 K_T。

$$K_T=\frac{P_D(T_C)}{P_{D0}}=\frac{T_{jm}-T_C}{T_{jm}-25} \tag{1-37}$$

式中 P_{D0}是 $T_C=25℃$下的功率损耗。

(三)占空比 D 对 P_D 的影响

当 Power MOSFET 工作于脉冲开关状态时,其 SOA 将增大,即容许的脉冲功率损耗 P_{DP} 将高于直流工作时的功耗 P_D。功率增额系数 K_P 为

$$K_P=\frac{P_{DP}}{P_D}=\frac{R_{TjC}}{Z_{TjC}(\tau,D)} \tag{1-38}$$

式中 $Z_{TjC}(\tau,D)$是脉冲工作下 MOSFET 结至壳间的瞬态热阻,其数值与脉宽 τ 和占空比 D 有关,如图 1-15 所示。图中

$$K_R=\frac{Z_{TjC}}{R_{TjC}} \tag{1-39}$$

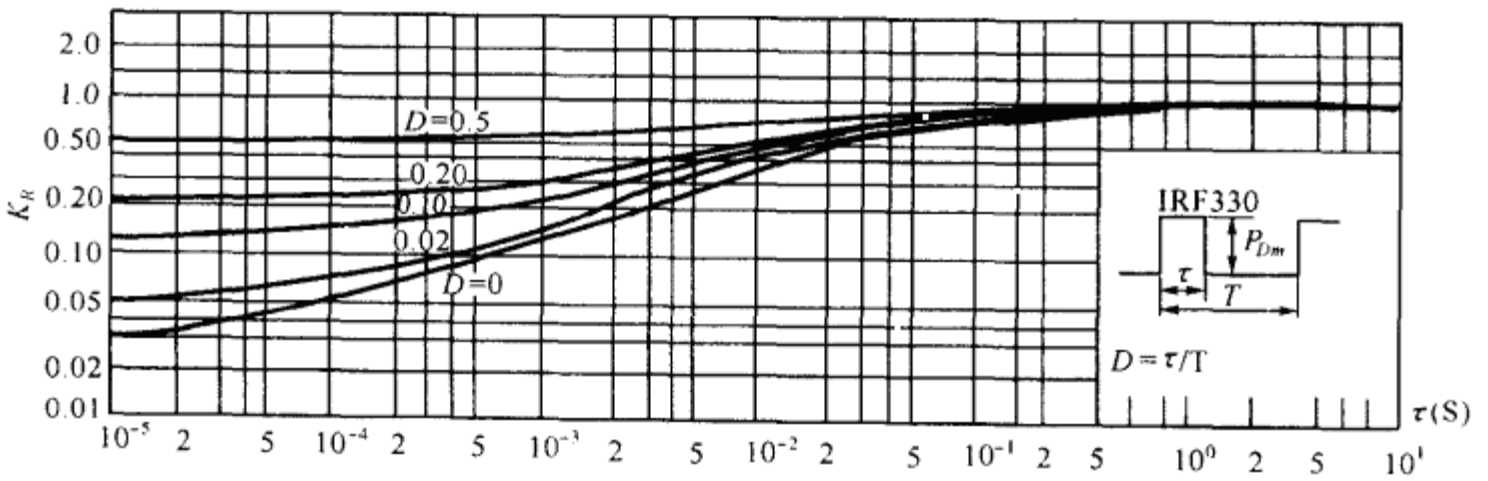


图 1-15　MOSFET 的热阻曲线

由图可见,在重复脉冲工况下(即 $0<D<1$),对于一定数值的脉宽 τ,D 值越低,则 K_R 越低,这相当于瞬值热阻 Z_{TjC}值也越低,于是器件的脉冲功耗 P_{DP}值将越高;同理,在 D 为恒值情况下,脉宽 τ 越窄,P_{DP}值也越高。

(四)脉冲工作状态对电流峰值的影响

如前述,在脉冲工况下,器件容许的功耗 P_{DP}增大,相应受 P_{DP}和 R_{on}制约的最大电流 I_{DK}值也将增大。仿式(1-35)有

$$I_{DKP}=\sqrt{\frac{T_{jm}-T_C}{R_{on}Z_{TjC}(D,\tau)}} \tag{1-40}$$

由式可见,I_{DKP}将随 D 和 τ 值而变。

第四节　电路运行条件对功率场效应管开关过程的影响

一、功率场效应晶体管的等效电路

设由 Power MOSFET 组成的共源电路具有纯阻负载 R_o,如图 1-16 所示,其栅极驱动电路用理想信号源等效(电压 U_g 和输出电阻 R_g),图中实线部分表示电路工作开关状态(相应的 U_g

幅值为足够大),MOSFET 作为开关元件。

(一)开关等效电路

有关文献曾使用过多种 Power MOSFET 开关电路模型,这些模型虽然很精确但过于复杂,只能通过计算机作数值分析。本书采用一种较为简略的模型,可由解析分析求出电量表达式,物理意义较清楚,该模型如图 1-16 所示。模型中包含 C_{gs}、C_{gd}和 C_{ds}三个极间电容。为了说明这些电容,现将 MOSFET 单胞电容示于图 1-17 中,由图可见,器件内部寄生着两类电容:一种是与 MOS 结构有关的 MOS 电容,如栅源电容 C_{gs}和栅漏电容 C_{gd}便是;另一种是与 PN 结有关的电容如漏源电容 C_{ds}。

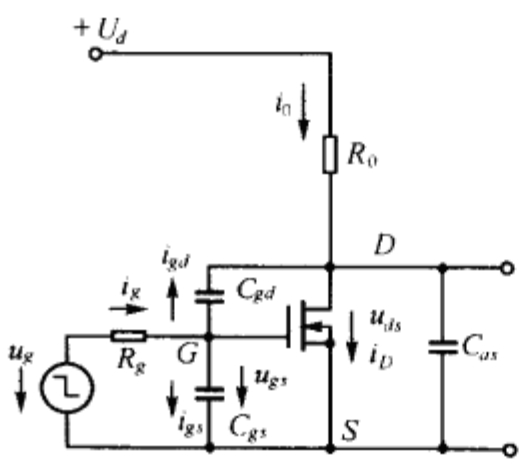


图 1-16 Power MOSFET 共源电路(纯阻负载)

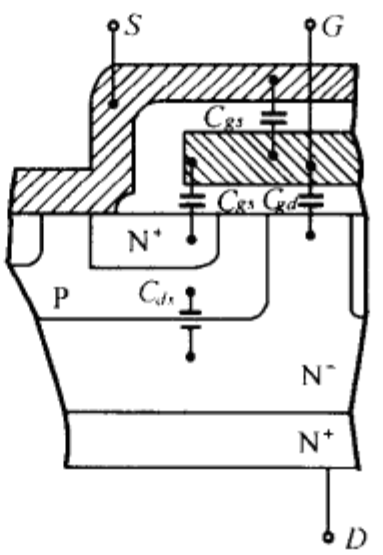


图 1-17 Power MOSFET 的单胞电容示意图

图中栅源电容 C_{gs}由两部分组成:一部分是栅极与源极的金属化层间的电容,它与工作电压无关;另一部分是栅极与沟道间的电容,它随 U_{ds}的大小有很大的变化。

在图 1-16 所示的共源电路中,可根据器件内部的寄生电容确定电路的输入电容 C_{iss}、输出电容 C_{oss}和反馈电容 C_{rss},它们可分别表为

$$C_{iss}=C_{gs}+C_{gd} \tag{1-41}$$

$$C_{oss}=C_{ds}+C_{gd} \tag{1-42}$$

$$C_{rss}=C_{gd} \tag{1-43}$$

由式(1-41)(1-42)和(1-43)所描述的电容的数值与 U_{ds}有关,如图 1-18 所示。由图可见,U_{ds}值越高,各电容值越低,这是因为由 PN 结形成的极间电容其数值决定于 PN 结厚度,当 U_{ds}增高时,PN 结厚度增加,电容量也就减小。

在图 1-16 所示开关等效电路中假定:

1. Power MOSFET 具有线性电流转移特性:因此漏极电流 I_D 可表为

$$I_D=\begin{cases}0 & \text{(截止状态)}\\ G_m(U_{gs}-U_T) & \text{(放大状态)}\\ U_{ds0}/R_{on} & \text{(全导通状态)}\end{cases} \tag{1-44}$$

所谓全导通状态,即器件处于图 1-2 中的工作点 S(为了与饱和区中的导通状态相区别,称为全导通);所谓线性电流转移特性指放大状态下直流跨导 G_m 为恒值。

2. 极间电容中的位移电流对 I_D 的转移特性无影响:在开关状态下,器件极间电容将有充放电电流流过,为简化,忽略这些电流对 I_D 的影响。

(二)微变等效电路

由模拟电子学知,当器件用于小信号放大时采用微变等效电路,用该电路可分析放大器的性

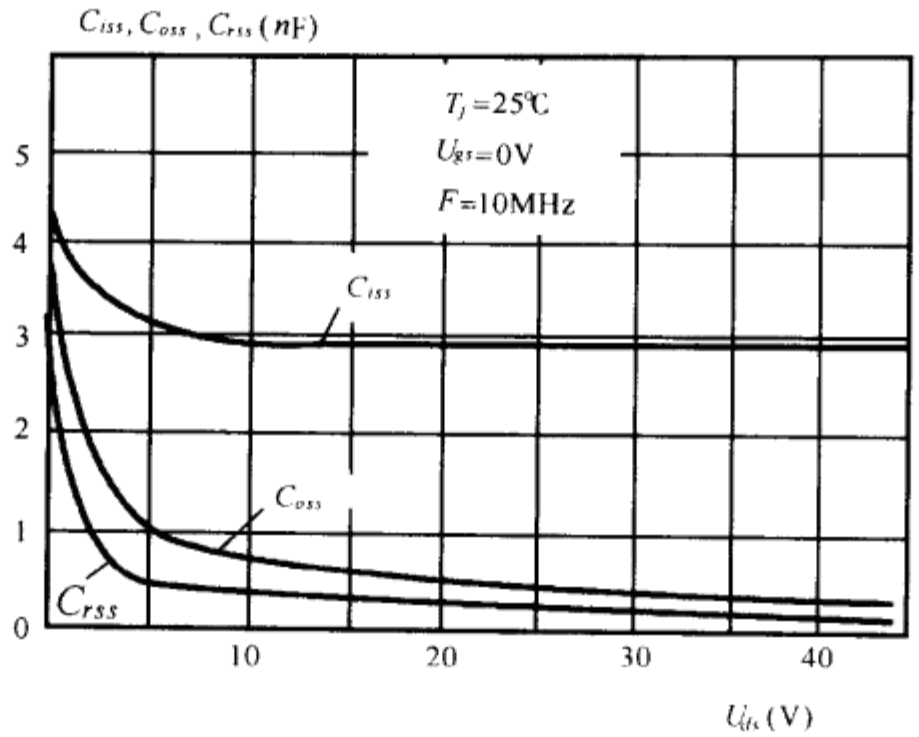


图 1-18　MOSFET 电容与 U_{ds} 关系曲线

能指标，如电压放大倍数 A_V，按定义

$$A_V=\frac{\Delta U_{ds}}{\Delta U_{gs}}=\frac{A_{Vm}}{1+\mathrm{j}\omega/\omega_H} \tag{1-45}$$

式中

$$A_{Vm}=-g_m R_o$$

$$\omega_H=\frac{1}{\tau_H},\quad \tau_H=R_o(C_{ds}+C_{gd}) \tag{1-46}$$

g_m 是微变跨导，当 $\omega \ll \omega_H$ 时，$A_V \approx A_{Vm}$。

二、纯阻负载下 Power MOSFET 的开关过程

（一）输入电路的时间常数

与 GTR 不同，MOSFET 中只有多子形成的电流，因此导通时没有存储载流子，关断时也就没有固有的延迟时间和存储时间，但由于极间电容的影响，尽管输入信号 u_g 为阶跃，输出电压仍产生频率失真，原因是输入信号对栅极回路的电容进行充放电，其速度取决于输入电路的时间常数 τ_i。

$$\tau_i=R_g C_{iss} \tag{1-47}$$

式中 C_{iss} 是电路输入电容，其数值随器件的工作状态而定，按式(1-41)应有

$$C_{iss}=\begin{cases} C_{gd1}+C_{gd1}, \quad u_{gs}\leqslant U_T, I_D=0 & \text{（截止区）} \\ C_{gs2}+(1-A_V)C_{gd2}=C_{gs2}+(1+g_m R_o)C_{gd2} & \text{（放大区）} \\ \qquad U_T<U_{gs}<U_{gss}, U_{ds}>U_{dsc} & \\ C_{gs3}+C_{gd3}, \quad U_{ds}<U_{dsc} & \text{（全导通区）} \end{cases} \tag{1-48}$$

式中极间电容下标分别代表截止区、放大区和全导通区的极间电容值。上式表明，放大区的输入电容最大，因为 $g_m R_o>1$，而且随着 U_{ds} 下降，$C_{gd2}>C_{gd1}$；截止区的输入电容最小，因为在 $U_{ds}=U_d$ 时，C_{gs1} 和 C_{gd1} 都较小。由此可见，在开关过程中器件的输入电容为时变值。

（二）开通过程分析

假定电路初态为器件处于断态，$u_{ds}=U_d$，$i_D=0$，$u_{gs}=-U_{g2}$，当 $t=t_1^+$ 时，信号 u_g 由 $-U_{g2}$ 跃升到 $+U_{g1}$（参见图 1-19），栅压即按时间常数 $\tau_i=R_g(C_{gs1}+C_{gd1})$ 对 C_{iss} 正向充电；当 $t>t_2$ 时，$u_{gs}>U_T$，器件转为导通，i_D 上升，u_{ds} 下降，器件进入放大区，τ_i 增大，充电速度显著减慢，一直到 $t=$

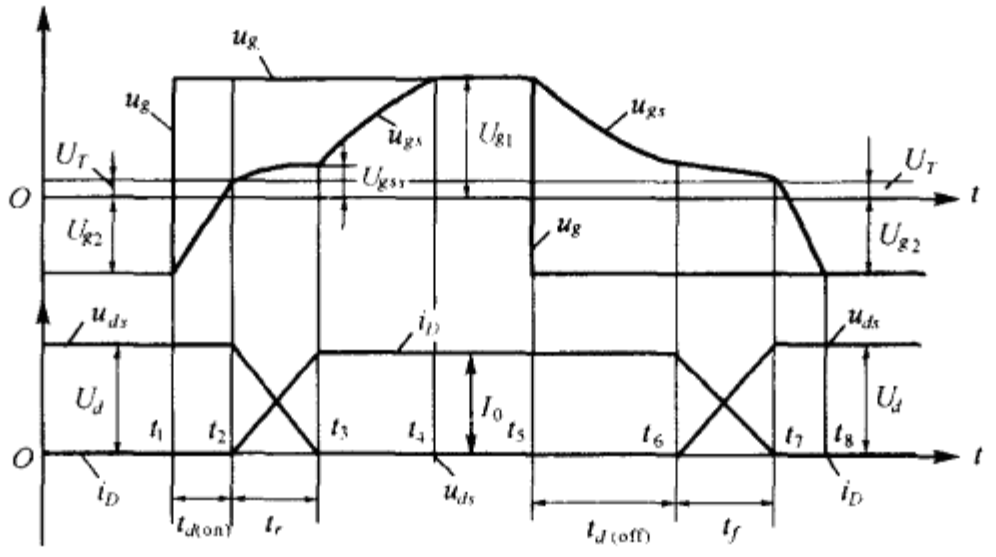


图 1-19 纯阻负载下 MOSFET 的开关过程

t_3，$u_{gs}=U_{gss}$，$i_D=I_0$，I_0 为负载电流，栅压 U_{gss} 可表为

$$U_{gss}=\frac{I_0}{G_m}+U_T$$

上式表明，栅压 U_{gss} 由 I_0 决定，当 $U_{g1}>U_{gss}$（器件有过驱动条件），输入电容仍处充电状态，但由于器件已由放大区转到电阻区，输入电容减小，故充电速度变快，直至 $t=t_4$ 时，$u_{gs}=U_{g1}$，开通过程结束，$u_{ds}=I_0R_{on}=U_{ds0}$。

纯阻负载下器件的开通时间为

$$t_{on}=t_{d(on)}+t_r \tag{1-49}$$

式中：$t_{d(on)}$—开通延迟时间；t_r—电流上升时间。式(1-49)表明，由于 R_g 和 C_{iss} 的存在，器件开通需要一定时间，但由于极间电容值很小如 VN10A12，$C_{gs}=650\text{pF}$，$C_{gd}=60\text{pF}$，$C_{ds}=230\text{pF}$，因而 Power MOSFET 的开通时间是 ns 量级（如 VN10A12，$t_{d(on)}=60\text{ns}$，$t_r=250\text{ns}$），这显然比 GTR 短。正因为如此，Power MOSFET 较 GTR 有更高的工作频率。

（三）关断过程分析

电路初态是器件处于全导通，$i_D=I_0$，$u_{ds}=I_0R_{on}=U_{ds0}$，$u_{gs}=U_{g1}$，当 $t=t_5^+$ 时，u_g 由 U_{g1} 突降为 $-U_{g2}$，输入电容被反向充电，u_{gs} 开始下降，一直到 $t=t_6$ 时，$u_{gs}=U_{gss}$，$i_D=I_0$。此后 u_{gs} 继续下降，器件就进入饱和区，反充电速度再次减慢，i_D 下降，U_{ds} 上升，直至 $t=t_7$ 时，$U_{gs}=U_T$，$i_D=0$，$U_{ds}=U_d$，器件关断。此后 C_{iss} 继续反向充电并在 $t=t_8$ 时 $U_{gs}=-U_{g2}$，关断过程结束。

纯阻负载下 Power MOSFET 的关断时间为

$$t_q=t_{d(off)}+t_f \tag{1-50}$$

式中 $t_{d(off)}$—关断迟延时间；t_f—电流下降时间。器件的关断时间也为 ns 级，如 VN10A12，$t_{d(off)}=135\text{ns}$，$t_f=135\text{ns}$。

三、感性负载下 Power MOSFET 的开关过程

变流电路的负载大多数非纯阻性，其中感性负载是最常见形式，具有感性负载的开关电路见图 1-20。由图可见，栅极驱动仍用阶跃电压 u_g 和内阻 R_g 代替，L_D 是分布电感。

（一）基本假定

1. 栅极外加电压 u_g 为理想方波；
2. 负载电路时间常数足够大，换流期和续流期中负载电流可视为恒值；
3. 极间电容值为恒值，且有 $C_{ds}>C_{gd}$，$C_{gs}>C_{gd}$；

4. 通态下的直流跨导 G_m 为恒值；

5. 续流二极管 D_0 具有理想恢复特性，其反向恢复电荷 $Q_{rr}=0$；

6. 开关过程的各时区时间坐标均从本时区算起；

7. 分布电感 $L_D=0$。

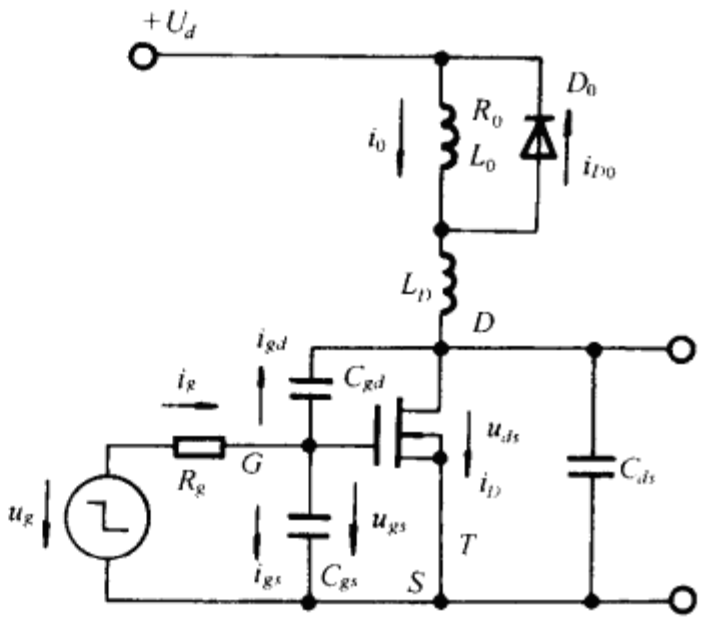


图 1-20　具有感性负载的 MOSFET 开关电路

(二)开通过程分析

整个开通过程的波形如图 1-21 所示。开通过程包含以下时区：

1. 电路初态(时区 A)：器件处于断态，$u_{gs}=-U_{g2}$，$i_D=0$，$u_{ds}=U_d$，续流二极管导通，$i_{D0}=i_0=I_0$。

2. 开通延迟区(时区 B)：$t=t_0^+$ 时，$u_g=+U_{g1}$，C_{iss} 被正向充电，u_{gs} 可表为

$$u_{gs}=U_{g1}(1-\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau_i}})-U_{g2}\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau_i}} \tag{1-51}$$

式中

$$\tau_i=R_gC_{iss}=R_g(C_{gs}+C_{gd})$$

当 $t=t_{d(on)}$ 时，$u_{gs}=U_T$，MOSFET 开始导通，由式(1-51)解出

$$t_{d(on)}=\tau_i\ln\frac{U_{g1}+U_{g2}}{U_{g1}-U_T} \tag{1-52}$$

上式表明，提高 U_{g1} 值可缩短开通延迟时间 $t_{d(on)}$，从而缩短电路的开通时间。

3. $T-D_0$ 换流区(时区 C)：$u_{gs}>U_T$ 时，T 开始导通，随着 u_{gs} 上升，i_D 相应上升，i_{D0} 按比例下降，也即此时区中 T 和 D_0 中换流，由于 D_0 处于通态，u_{ds} 被箝位，即 $u_{ds}=U_d$，当 $t=t_2$ 时，$i_D=I_0$，

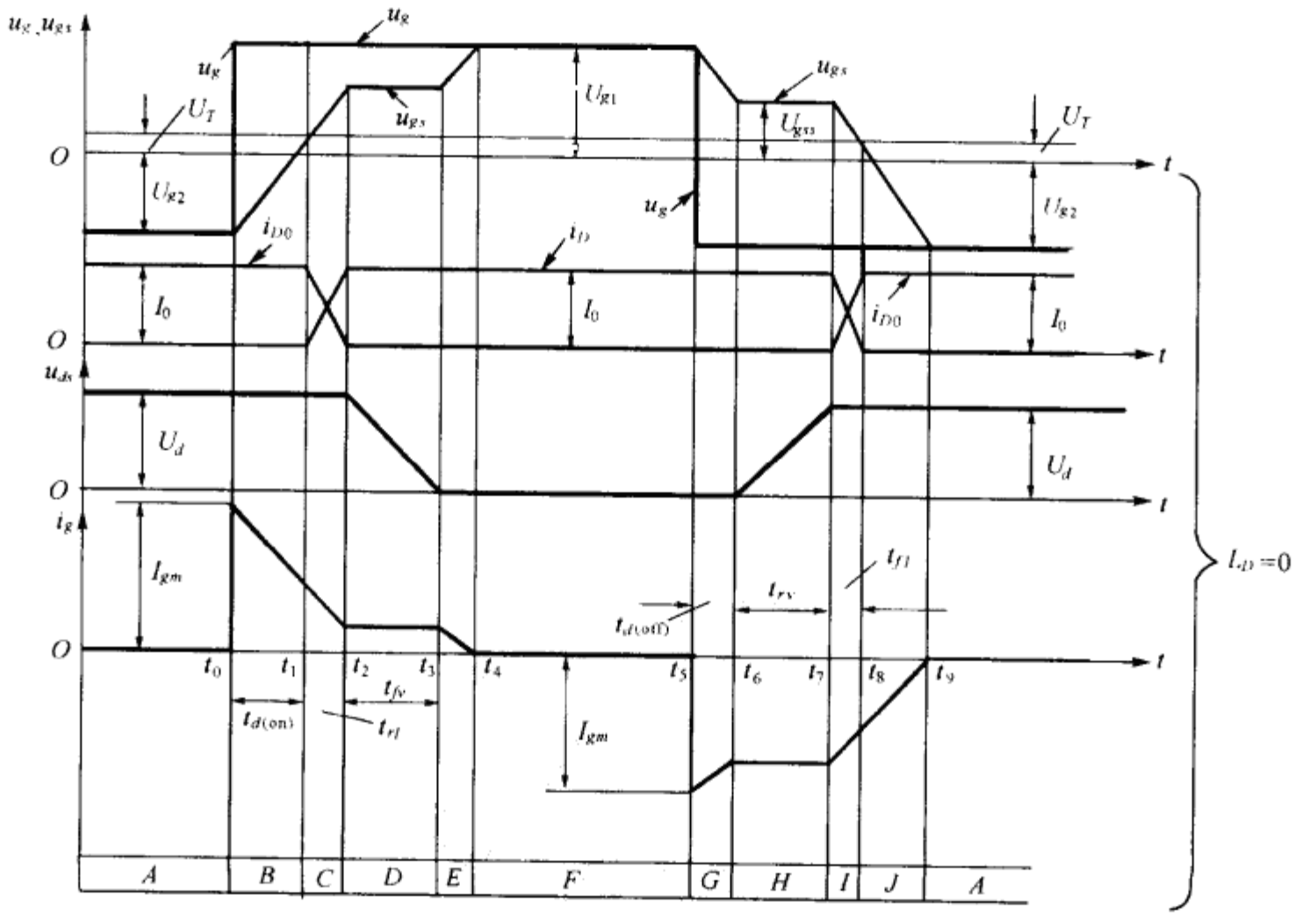


图 1-21　感性负载 MOSFET 开关过程波形

$i_{D0}=0$，D_0 截止，换流过程结束。

4. 电压下降区（时区 D）：当 $t=t_2$ 时，D_0 截止，u_{ds}开始下降，器件进入放大区，C_{gd}增大，输入电路时间常数 τ_i 相应增大，因此栅压 u_{gs}增长非常缓慢，u_{gs}时间波形出现一个平台，相应 I_D 也保持为恒定，$I_D=I_0=\text{const}$，直至 $t=t_3$，$u_{ds}=U_{ds0}=I_0R_{on}$，器件进入电阻区，中间经历时间 t_{fv}称电压下降时间。

5. 栅压过充区（时区 E）：当器件进入电阻区以后，输入电路的时间常数降低，栅压 u_{gs}重新升高（其速度比放大区快，比截止区慢），电流 $i_D=I_0$（I_0 由负载决定），器件处于过驱动状态。至 $t=t_4$，$u_{gs}=U_{g1}$，开通过程结束。

（三）关断过程分析

图 1-21 也画出器件关断时电路各电量波形。

1. 电路初态（时区 F）：器件处于全导通状态，$u_{gs}=U_{g1}$，$i_D=I_0$，$i_{D0}=0$，$u_{ds}=U_{ds0}$。

2. 关断延迟区（时区 G）：$t=t_5^+$ 时，输入电压 u_g 突降为 $-U_{g2}$，C_{iss}被反向充电，u_{gs}下降；当 $t=t_6$ 时，$u_{gs}=U_{gss}$，与开通过程相仿，器件处于电阻区，虽然 u_{gs}下降，但 $i_D=I_0=\text{const}$，时间 $t_{d(off)}$，称为关断延迟时间。

3. 电压上升区（时区 H）：$t=t_6^+$ 时，$u_{gs}<U_{gss}$，器件由电阻区进入放大区，u_{ds}开始上升，C_{iss}增大，u_{gs}出现平台，i_D 保持恒值，直至 $t=t_7$，$u_{ds}=U_d$，时间 t_{rv}称为电压上升时间；

4. $T-D_0$ 换流区（时区 I）：$t=t_7^+$ 时，$u_{ds}=U_d$，D_0 正偏导通，由于 U_{ds}保持恒值，C_{iss}减低，u_{gs}重新下降，i_D 也相应下降，i_{D0}上升，T 与 D_0 处于换流状态，直至 $t=t_8$，$i_{D0}=I_0$，$i_D=0$，T 关断，时间 t_{fi}称为电流下降时间。

5. 栅压过充区（时区 J）：T 关断之后，栅压继续下降，直至 $t=t_9$，$u_{gs}=-U_{g2}$，关断过程结束。

四、考虑分布电感 L_D 时的开关过程分析

负载仍为感性，电路仍如图 1-20，考虑分布电感 $L_D>0$，其他假定仍与前面相同。

（一）开通过程分析

整个开通过程中电路各电量波形如图 1-22 所示，开通过程共包含以下时区：

1. 电路初态（时区 A）：器件 T 处于断态，$u_{gs}=-U_{g2}$，$i_D=0$，$i_{D0}=I_0$，$u_{ds}=U_d$。

2. 开通延迟区（时区 B）：$t=0^+$时，输入电压 u_g 跃升为 $+U_{g1}$，输入电容被正向充电，至 $t=t_{d(on)}$，$u_{gs}=U_T$，T 开始导通。

3. 电压下降区（时区 C）：当 T 开始导通时，i_D 开始上升，i_{D0}相应下降，$T-D_0$ 间换流，u_{ds}下降，C_{gd}中有电流 i_{gd}流过，由图 1-20 可列方程

$$i_0=I_0=i_D+i_{D0} \tag{1-53}$$

$$i_D=G_m(u_{gs}-U_T) \tag{1-54}$$

$$u_{gs}=U_{g1}-i_gR_g \tag{1-55}$$

$$i_g=i_{gs}+i_{gd} \tag{1-56}$$

$$i_{gs}=C_{gs}\frac{\mathrm{d}u_{gs}}{\mathrm{d}t} \tag{1-57}$$

$$i_{gd}=C_{gd}\frac{\mathrm{d}u_{gd}}{\mathrm{d}t}=C_{gd}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(u_{gs}-u_{ds}) \tag{1-58}$$

$$u_{ds}=U_d-L_D\frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}t} \tag{1-59}$$

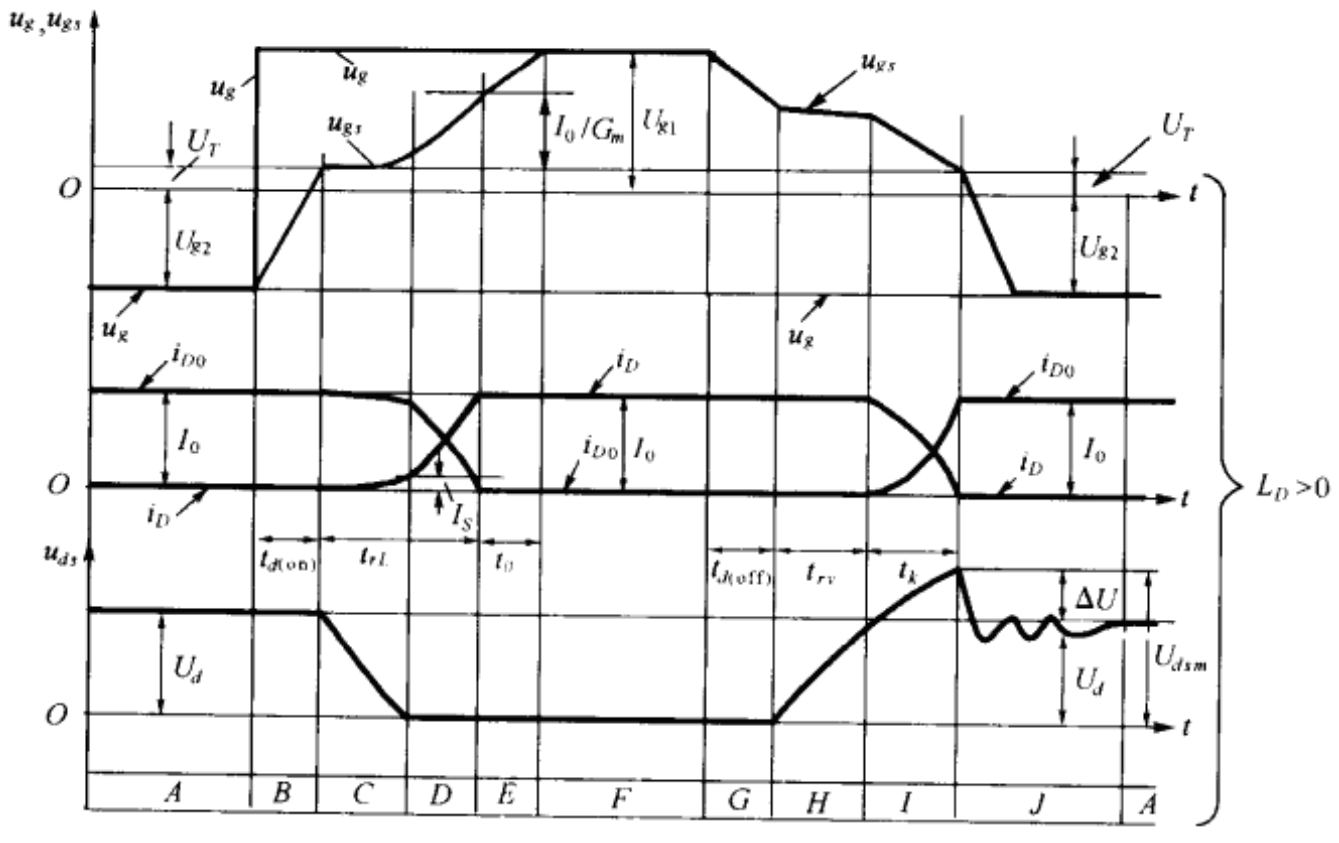


图 1-22　$L_D>0$ 时的开关过程波形

整理以上方程式组可得

$$R_gC_{gd}L_DG_m\frac{d^2u_{gs}}{dt^2}+(C_{gs}+C_{gd})R_g\frac{du_{gs}}{dt}+u_{gs}=U_{g1} \tag{1-60}$$

考虑到 $C_{gs}\gg C_{gd}$，式(1-60)可化简为

$$A\frac{d^2u_{gs}}{dt^2}+B\frac{du_{gs}}{dt}+Cu_{gs}=U_{g1} \tag{1-61}$$

式中：$A=R_gC_{gd}L_DG_m$，$B=R_gC_{gs}$，$C=1$。

解出

$$u_{gs}=K_1e^{-P_1t}+K_2e^{-P_2t}+U_{g1} \tag{1-62}$$

式中：

$$P_1=\frac{-B+\sqrt{B^2-4AC}}{2A}; \tag{1-63}$$

$$P_2=\frac{-B-\sqrt{B^2-4AC}}{2A}。 \tag{1-64}$$

若 $B^2-4AC>0$，即 $L_D/R_g<0.25K_0$，$K_0=C_{gs}{}^2/G_mC_{gd}$，则 P_1 和 P_2 为实根，电路为过阻尼状态；若 $B^2-4AC<0$，即 $L_D/R_g>0.25K_0$，则 P_1 和 P_2 为共轭复根，电路为欠阻尼状态。下面分析这种情况，由前方程解出

$$u_{gs}=U_{g1}+e^{-\alpha t}(K_1\cos\omega_0t+K_2\sin\omega_1t) \tag{1-65}$$

$$\begin{aligned}u_{ds}&=U_d-L_DG_m\frac{au_{gs}}{at}\\&=U_d+\alpha L_DG_me^{-\alpha t}(K_1\cos\omega_1t+K_2\sin\omega_1t)-L_DG_me^{-\alpha t}(K_2\omega_1\cos\omega_1t-K_1\omega_1\sin\omega_1t)\end{aligned} \tag{1-66}$$

式中：$\alpha=\frac{C_{gs}}{2L_DC_{gd}G_m}$，$\omega_0^2=\frac{1}{L_DR_gC_{gd}G_m}$，$\omega_1=\sqrt{\omega_0^2-\alpha^2}$。

K_1K_2 为待定常数，考虑电路初值为

$$u_{gs}(0)=U_T,u_{ds}(0)=U_d$$

将上值分别代入式(1-65)(1-66)得

$$\begin{cases} K_1 = -(U_{g1} - U_T) \\ K_2 = -\dfrac{\alpha(U_{g1} - U_T)}{\omega_1} \end{cases} \tag{1-67}$$

将式(1-67)代入式(1-65)(1-66)得

$$u_{gs} = U_{g1} - (U_{g1} - U_T)e^{-\alpha t}\left(\cos\omega_1 t + \frac{\alpha}{\omega_1}\sin\omega_1 t\right) \tag{1-68}$$

$$i_D = G_m(u_{gs} - U_T) = G_m(U_{g1} - U_T)\left[1 - e^{-\alpha t}\left(\cos\omega_1 t + \frac{\alpha}{\omega}\sin\omega_1 t\right)\right] \tag{1-69}$$

$$u_{ds} = U_d - L_D\frac{di_D}{dt} = U_d - U_{Lm}e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t \tag{1-70}$$

式中：$U_{Lm} = \omega_1 L_D G_m(U_{g1} - U_T)(1 + \frac{\alpha^2}{\omega_1^2})$。 (1-71)

若 $L_D/R_g > 10K_0$，则有 $\omega_1 \approx \omega_0$，$e^{-\alpha t} \approx 1$，则式(1-68)(1-69)和式(1-70)可分别近似写成

$$u_{gs} = (U_{g1} - U_T)(1 - \cos\omega_0 t) + U_T \tag{1-72}$$

$$i_D = G_m(U_{g1} - U_T)(1 - \cos\omega_0 t) \tag{1-73}$$

$$u_{ds} = U_d - \omega_0 L_D G_m(U_{g1} - U_T)\sin\omega_0 t = U_d - \sqrt{\frac{L_D G_m}{R_g C_{gd}}}(U_{g1} - U_T)\sin\omega_0 t \tag{1-74}$$

根据式(1-72)(1-73)和式(1-74)画出的波形如图 1-22 时区 C 所示，由图可见，i_D 上升缓慢，当 u_{ds}下降为零时，$i_D = I_S$，$I_S \ll I_0$。

4. 电流上升区(时区 D)：由于 u_{ds}已下降为零(忽略导通压降)，直流电源全部电压都降落在分布电感 L_D 上，即

$$u_L = L_D\frac{di_D}{dt} = U_d \tag{1-75}$$

考虑电路初值 $i_D(0) = I_S$，由式(1-75)解出 i_D 为

$$i_D = I_S + \frac{U_d}{L_D}t \tag{1-76}$$

栅极电压

$$u_{gs} = U_{g1} - i_g R_g$$

$$i_g = i_{gd} + i_{gs} = C_{gd}\frac{du_{gd}}{dt} + C_{gs}\frac{du_{gs}}{dt} \tag{1-77}$$

因为

$$u_{gd} = u_{gs} - u_{ds} = u_{gs}\big|_{u_{ds}=0}$$

即

$$\frac{du_{gd}}{dt} = \frac{du_{gs}}{dt}$$

所以

$$u_{gs} = U_{g1} - R_g(C_{gd} + C_{gs})\frac{du_{gs}}{dt} \tag{1-78}$$

考虑初值 $u_{gs}(0) = U_T + I_S/G_m$，解式(1-78)得

$$u_{gs} = U_{g1} + (I_s/G_m + U_T - U_{g1})e^{-\frac{t}{\tau_i}} \tag{1-79}$$

式中：$\tau_i = R_g(C_{gd} + C_{gs})$。

由式可见，在本时区，i_D 按直线上升，u_{gs}则按指数规律上升。

5. 栅压上升区(时区 E)：当 $t = 0$ 时，$i_D = I_0$，$i_{D0} = 0$，续流二极管 D_0 截止，开通换流过程结束，此后 u_{gs}继续上升到外加电压 U_{g1}，整个开通过程结束。

由图可见，当 $L_D/R_g \gg K_0$ 时，由于 L_D 的缓流作用，在 U_{ds}下降过程中，i_D 值很低，故器件的

开通损耗降低。

(二)关断过程分析

1. 电路初值(时区 F):T 处于全导通状态,$i_D=I_0$,$u_{ds}=U_{ds0}$,$u_{gs}=U_{g1}$,D_0 截止,$i_{D0}=0$。

2. 关断延迟区(时区 G):当 $t=0$ 时,u_g 由 U_{g1} 突降为 $-U_{g2}$,输入电容反向充电,栅压下降。

$$u_{gs}=-U_{g2}-i_gR_g=-U_{g2}-R_gC_{iss}\frac{\mathrm{d}u_{gs}}{\mathrm{d}t} \tag{1-80}$$

因为

$$i_g=C_{iss}\frac{\mathrm{d}u_{gs}}{\mathrm{d}t}$$

$$C_{iss}=C_{gs}+C_{gd}$$

考虑 $u_{gs}(0)=U_{g1}$,解式(1-80)有

$$u_{gs}=(U_{g1}+U_{g2})\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau_i}}-U_{g2} \tag{1-81}$$

当 $t=t_{d(off)}$ 时,$u_{gs}=I_0/G_m+U_T$,由式(1-81)有

$$t_{d(off)}=\tau_i\ln\frac{U_{g1}+U_{g2}}{U_{g2}+U_T+I_0/G_m} \tag{1-82}$$

3. 电压上升区(时区 H):$t=0$ 时,$u_{gs}=U_T+I_0/G_m$,$i_D=I_0$,D_0 仍处于断态,u_{ds} 开始上升。由于 C_{gd} 的作用(密勒效应),u_{gs} 近于恒定,即 $i_{gs}\approx0$。所以

$$i_g=i_{gs}+i_{gd}=i_{gd}=C_{gd}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(u_{gs}-u_{ds})=-C_{gd}\frac{\mathrm{d}u_{ds}}{\mathrm{d}t}=-\frac{U_{g1}+U_{gs}}{R_g}$$

即

$$u_{ds}=\frac{U_{g2}+u_{gs}}{R_gC_{gd}}t=\frac{U_{g2}+U_T+I_0/G_m}{R_gC_{gd}}t \tag{1-83}$$

当 $t=t_{rv}$ 时,$u_{ds}=U_d$,则有

$$t_{rv}=\frac{U_dR_gC_{gd}}{U_{g2}+U_T+I_0/G_m} \tag{1-84}$$

4. 电流下降区(时区 I):$t=0$ 时,D_0 导通,设电路参数满足 $L_D/R_g>10K_0$,即

$$\frac{L_D}{R_g}\gg\frac{C_{gs}^2}{G_mC_{gd}} \tag{1-85}$$

即

$$\frac{1}{\omega_0C_{gs}}\gg R_g \tag{1-86}$$

式中:$\omega_0^2=\dfrac{1}{G_mR_gL_DC_{gd}}$。

由式(1-86)应有

$$i_{gs}\ll i_g$$

$$i_g=i_{gs}+i_{gd}$$

$$i_g\approx i_{gd}$$

所以

$$\left.\begin{aligned}
&u_{gs}=-U_{g2}-i_gR_g\approx-U_{g2}-i_{gd}R_g\\
&i_{gd}=C_{gd}\frac{\mathrm{d}u_{gd}}{\mathrm{d}t}=C_{gd}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(u_{gs}-u_{ds})\\
&u_{ds}=U_d-L_D\frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}t}\\
&i_D=G_m(u_{gs}-U_T)
\end{aligned}\right\} \tag{1-87}$$

电路初值 $u_{gs}(0)=U_T+I_0/G_m$,$i_D(0)=I_0$,$u_{ds}(0)=U_d$,解式(1-87)得

$$u_{gs}=(U_{g2}+U_T+I_0/G_m)\cos\omega_0t-U_{g2} \tag{1-88}$$

$$i_D=[I_0+G_m(U_T+U_{g2})]\cos\omega_0t-G_m(U_T+U_{g2}) \tag{1-89}$$

$$u_{ds}=U_d+\omega_0 L_D I_m \sin\omega_0 t \tag{1-90}$$

式中：$I_m=I_0+G_m(U_T+U_{g2})$。 (1-91)

当 $t=t_k$ 时，$i_D(t_k)=0$，由式(1-89)有

$$t_k=\frac{1}{\omega_0}\arccos\frac{G_m(U_T+U_{g2})}{I_0+G_m(U_T+U_{g2})} \tag{1-92}$$

由式(1-88)

$$u_{gs}(t_k)=U_T$$

$$u_{ds}(t_k)=U_d+\omega_0 L_D I_m \sin\omega_0 t_k=U_d+\Delta U=U_{dsm} \tag{1-93}$$

$$\Delta U=\omega_0 L_D I_m \sin\omega_0 t_k \tag{1-94}$$

由式(1-94)可见，关断中电压超量 ΔU 与 L_D 成正比，该情况与 GTR 的关断过程相仿：采用高 L_D/R_g 值固然可以缩短开关时间和降低开通损耗，但关断时电压超量和关断损耗却相应增加。图 1-23 画出四种 L_D/R_g 值下 Power MOSFET 开关电路的负载动态轨迹，其 $Q_1=(L_D/R_g)>10K_0$，$Q_4<0.1K_0$，由图可见，当 $Q<0.1K_0$ 时，ΔU 很低，但开通损耗很大。

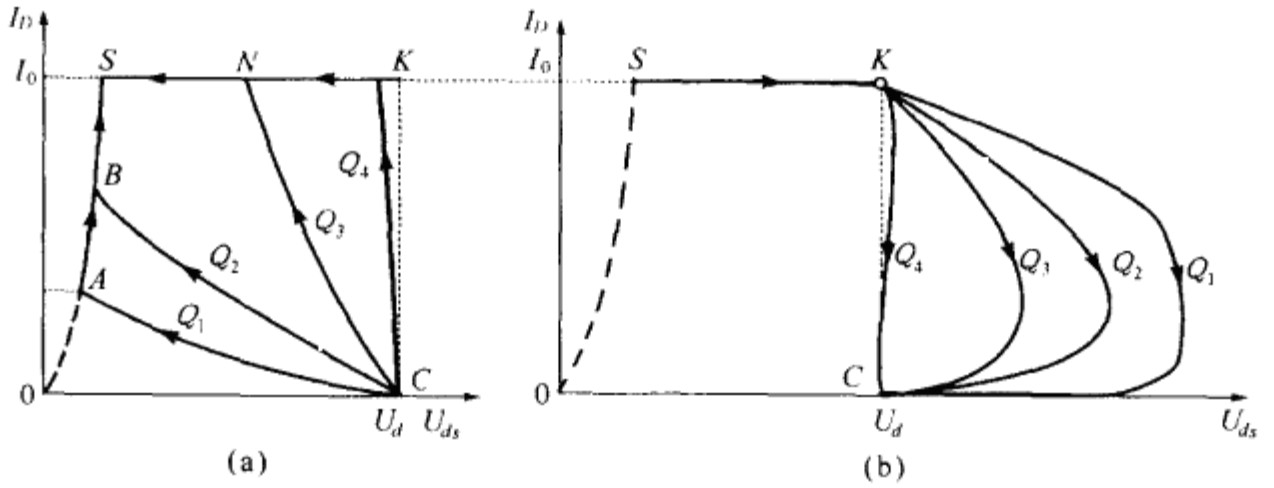


图 1-23 电路参数对电路开关轨迹的影响 $\frac{L_D}{R_g}=Q$ $Q_1>Q_2>Q_3>Q_4$

5. 电压衰减振荡区(时区 I)：由于 T 关断 L_D 与漏源极间总寄生电容 C_D 组成串联振荡电路，C_D 的初始电压 $u_{ds}(0)=U_d+\Delta U=U_{dsm}$，由于漏极电路中存在布线电阻 r_D，u_{ds}将产生衰减振荡。

$$u_{ds}=U_d+(U_{dsm}-U_d)e^{-\alpha_D t}\cos\omega_D t \tag{1-95}$$

式中

$$\alpha_D=\frac{r_D}{2L_D} \tag{1-96}$$

$$\omega_D=\sqrt{\omega_{D0}{}^2-\alpha_D^2} \tag{1-97}$$

$$\omega_{D0}^2=\frac{1}{L_D C_D} \tag{1-98}$$

由于 r_D，L_D 和 C_D 值都很小，故 ω_D 值很高。

五、栅极电荷特性

(一)栅极电荷特性及其测试条件

从上述 MOSFET 开关过程分析可见，电路的开关时间数值与 MOSFET 的极间电容值有关，但是这些电容值是 u_{ds}的函数，因而给开关时间的计算带来很大的麻烦。为了方便设计，生产厂家给出了 MOSFET 的栅极电荷特性，利用栅极电荷特性计算开关速度和设计驱动电路所得的结果比以电容值为基础的计算更简便准确。

由图 1-24(a)可见，栅荷测试电路具有恒流负载 I_0，输入电流 i_g 也为恒值，这样做的目的是

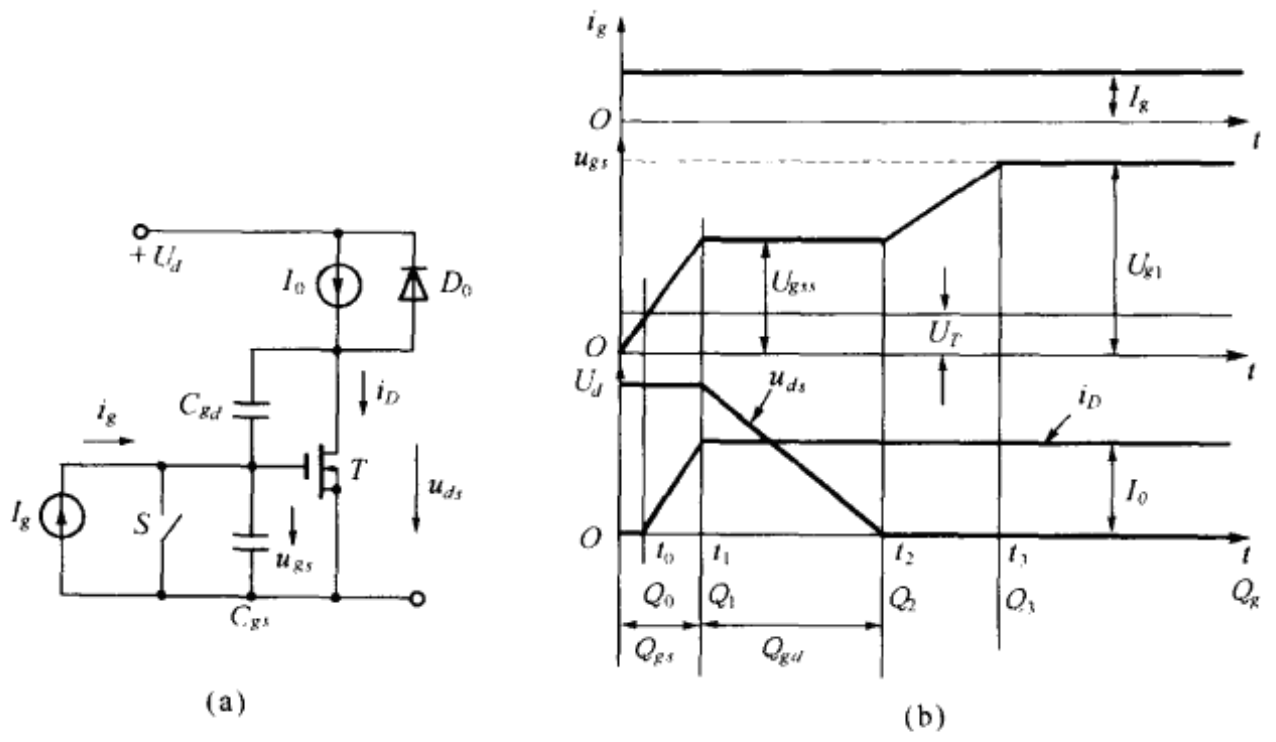


图 1-24　栅荷特性

使 u_{gs}随时间变化的波形等同于 u_{gs}与 Q_g 的关系，Q_g 是栅极电荷。在现有的条件下

$$Q_g = I_g t \tag{1-99}$$

当然，这种栅流与实际开通过程略有差别(参见图 1-21)主要是考虑测试上的方便，图 1-24(b)所示的其他波形与图 1-21 对应波形相同。

当 $t=0$ 时，图 1-24(a)中的开关 S 断开，C_{gs}开始恒流充电，u_{gs}线性上升，但 $u_{gs}<U_T$，$i_D=0$，$U_{ds}=U_d$；当 $t=t_0$，C_{gs}的端压达到 U_T，在 C_{gs}中积累的电荷为 Q_0，当 $t=t_0^+$ 时，$u_{gs}>U_T$，T 开始导通，i_D 上升，续流二极管电流 i_{D0}相应下降，但由于 D_0 导通，在此期间 $u_{ds}=U_d$，T 的漏栅极间电压 $u_{gd}=u_{gs}-u_{ds}$，由 $u_d \gg u_{gs}$，因此 $u_{gd}\approx U_d$，也即 U_{gd}基本上不变，C_{gd}中的充积电荷很少，实际上可以忽略，当 $t=t_1$ 时，$i_D=I_0$，$i_{D0}=0$，D_0 截止，u_{ds}开始下降，由于 $i_D=I_0=\text{const}$，相应的 $u_{gs}=U_{gss}$不变，输入电流 i_g 完全流向 C_{gd}，当 $t=t_2$ 时，$Q_g=Q_2$，$u_{ds}=I_0R_{on}$，MOSFET 由放大区进入电阻区，栅荷 Q_2 代表给定电源电压 U_d 下开通电流 I_0 所需要的栅荷，与此相应的开通时间 $t_{on}=t_2$，当 $t>t_2$ 时，栅流改向 C_{gs}充电，u_{gs}继续上升，直至 $t=t_3$ 时，$u_{gs}=U_{g1}$，$Q_g=Q_3$，代表在给定栅压 U_{g1}条件下，栅极驱动电路提供的总电荷，显然它比实际所需的栅荷 Q_2 要高。

(二)电路条件对栅荷特性的影响

1. 漏源极电压 U_{ds}对栅荷特性的影响：图 1-25 画出不同 u_{ds}值下的栅荷特性，$I_D=\text{const}$。由图可见，由于 U_{ds}值不同，开通同一漏极电流所需要的栅荷 Q_2 也不同，u_{ds}越高，Q_2 越大，由于有

$$Q_2 = I_g t_{on} \tag{1-100}$$

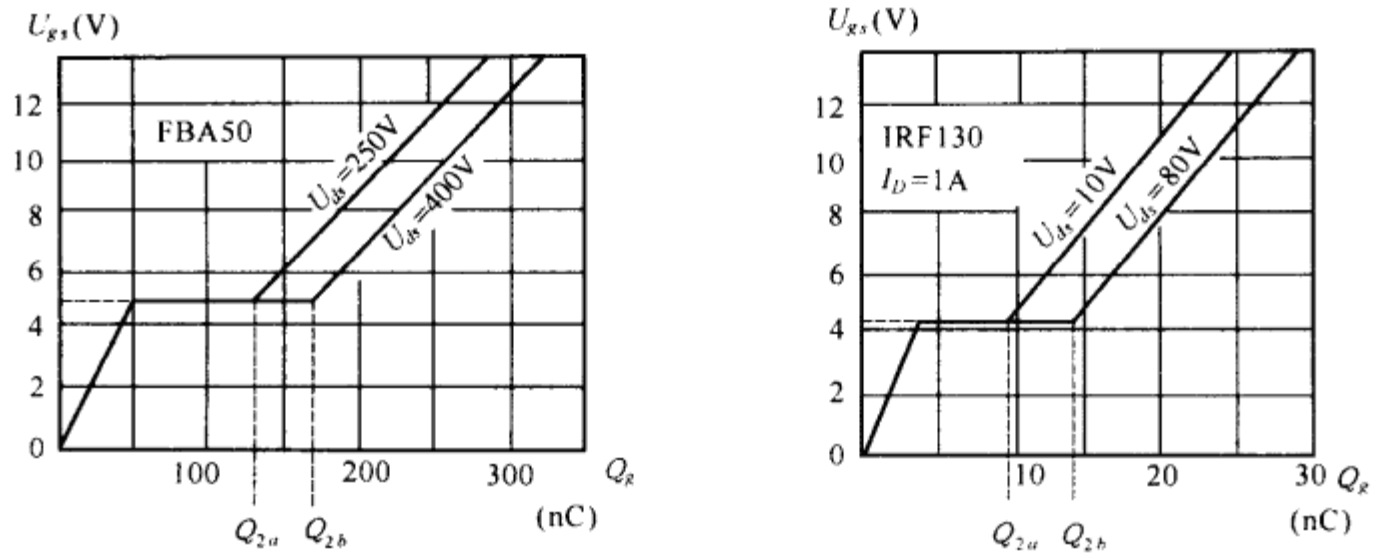
在驱动电路设计中，应根据主电路电源电压选择相应的栅荷特性。

2. 漏极电流 I_D 对栅荷特性的影响：图 1-26 画出不同 I_D 下的栅荷特性，$u_{ds}=\text{const}$。由图可见，为开通 12A 和 1A 所需的栅荷 Q_2 相差并不太多。由此可见，MOSFET 的开关速度受漏极电流 I_D 值的影响并不明显。

(三)利用栅荷特性设计 Power MOSFET 驱动电路的主要参数

关于驱动电路的细节，将在本章第六节讨论，这里只讨论与栅荷有关的内容。

1. 关于正栅压 U_{g1}的选择：从提高开关速度的角度，提高 U_{g1}是有利的，但从图 1-26 可见，U_{g1}越高，栅路总电荷也越高。例如 $I_D=12\text{A}$，$U_{ds}=80\text{V}$，$U_{gss}=7.0\text{V}$，此时相对应的所需的栅荷



(a) 图 1-25 u_{ds}对栅荷特性的影响 (b)

$Q_2=Q_{2b}=15$nC，如果 $U_{g1}=10$V，则实际消耗的总栅荷 $Q_3=20$nC。

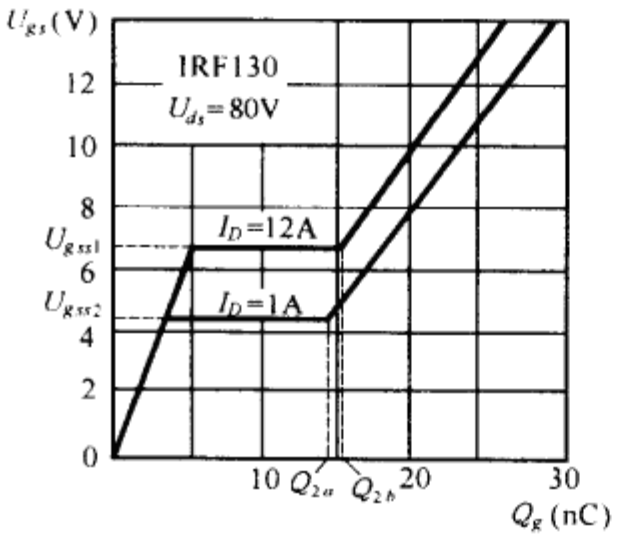


图 1-26 I_D 对栅荷特性的影响

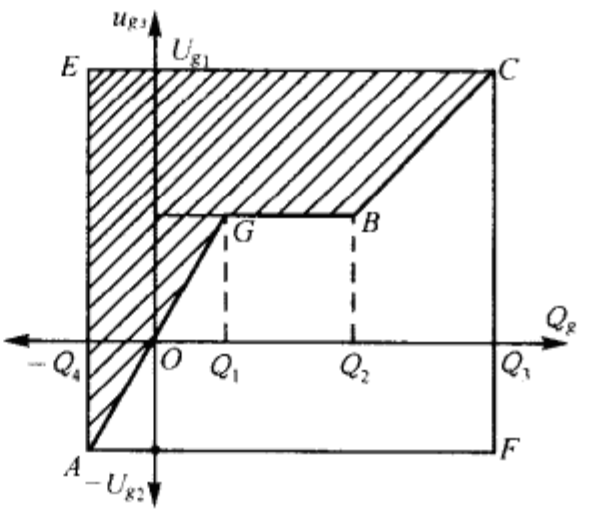


图 1-27 实际驱动电路栅荷特性

2. 驱动电路平均功率的计算：在实际驱动电路中，为了提高开关速度和工作可靠性经常在关断时外加负电压 U_{g2}，此时的栅荷特性可以画成图 1-27 所示。

驱动电路的平均功率 P 可表为

$$P=\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}u_g i_g \mathrm{d}t=P_{on}+P_{off}+P_{gD}=P_{on}+P_{off}|_{P_{gD}=0} \tag{1-101}$$

在上面分析可知，Power MOSFET 的栅极电流只有在开关过程充放电时才存在，因此栅极稳态功耗 $P_{gD}=0$。在图 1-27 中，点 A 为关断时的稳定工作点，点 C 为全导通时的稳定工作点，面积 AGBCF 表示器件输入电容在开通时存贮的能量，这部分能量将在器件关断时消耗在输入串联电阻 R_g 上。同理由点 AEBCEA 所包围的面积（图 1-27 影线部分面积）则表示开通过程中消耗在 R_g 上的能量，换言之面积 AECFA 则代表开关一次驱动电路所消耗的能量，因此式(1-101)所表达的平均功率可写成

$$P=f_s(U_{g1}+U_{g2})(Q_3+Q_4) \tag{1-102}$$

式中 f_s 为开关频率。设 $U_{g1}+U_{g2}=20$V，$f_s=100$kHz，$Q_3+Q_4=30$nC，则 $P=0.06$W。由此可见，尽管栅流的峰值可能很高，但由于持续时间很短，因此平均功率仍然很小。

*第五节　功率场效应晶体管的并联应用

由于容许的电流密度随电压耐量 BU_{ds}的增加而下降，故 Power MOSFET 电流容量随耐压增高而下降。例如 IRF－130，其 $I_{DC}=12A$，$BU_{ds}=100V$；IRF－430，$I_{DC}=3A$，$BU_{ds}=500V$，IRF 系列也是由许多单胞并联组成，其密度为(75000～100000)个/cm^3，由于 Power MOSFET 的这种特点，与 GTR 相仿，当电路要求的开关容量超过单只器件容量时，可供选择的解决方案之一便是用多只器件串并联。当器件串并联时将产生电压电流分配不均的问题，由于 Power MOSFET 具有正电阻温度特性，对电流具有自动调节能力，因而较易于并联，是 Power MOSFET 的优点之一，本节将着重分析器件并联时的技术问题。

一、导致功率场效应晶体管并联时电流不均的原因

图 1-28 所示由 n 只 MOSFET 并联的开关电路，具有感性负载。引起电流分配不均的原因有：

1. 器件自身参数不匹配(由于参数的分散性)，这些参数是：导通电阻 R_{on}、栅阀电压 U_T、跨导 G_m 和极间电容 C_{gd}、C_{gs}等；

2. 栅极电路参数不匹配：这些参数是栅极串联隔离电阻 R_g 和驱动电路等效分布电感 L_g 等；

3. 漏源极电路参数不匹配：这些参数是漏极电路分布电感 L_D、源极电路分布电感 L_S 等。

图 1-29 中 L_{ss1}和 L_{ss2}是电源引线电感。

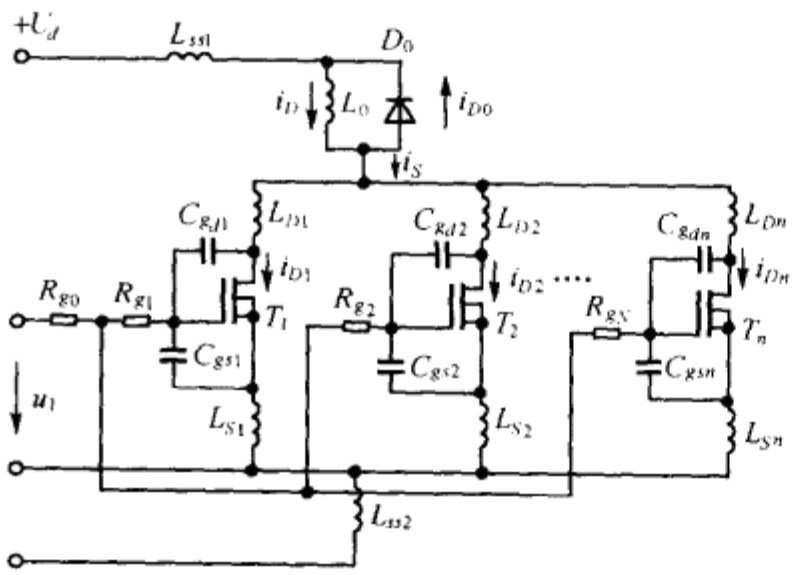


图 1-28　有 n 只器件并联的开关电路

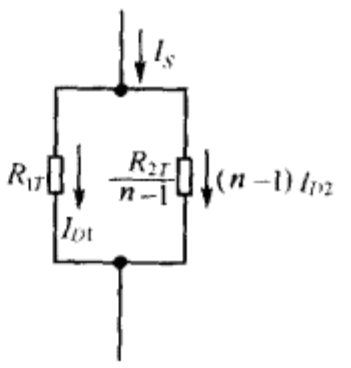


图 1-29　单只器件失配的等效电路

二、静态电流不均分析

所谓静态是器件开通过程已告结束并进入稳定导通的工作状态。静态下电流不均的主要原因是导通电阻 R_{on}的失匹。显然，R_{on}值小的器件将流过较大的电流。由于 MOSFET 电阻具有正温度系数，电流较大的器件其结温较高，相应的 R_{on}也将增大，这在一定程度上抑制了不均匀电流的继续增长。

实践证明，当有 n 只器件并联时，若 $n-1$ 只器件的导通电阻相等，但有一只却具有较小的 R_{on}，这时电流不均现象最为严重，下面分析这种情况下的静态电流不均。

为简单计，记器件 1 的导通电阻为 R_1，其余则均标为 R_2，即

$$R_2=R_3=R_4=\cdots=R_{n-1}$$

记结温 $T_j=25℃$ 时的导通电阻为 R_{10} 和 R_{20}，而 $T_j\neq25℃$ 时则记为 R_{1T} 和 R_{2T}，由式(1-28)有

$$R_{1T}=\frac{R_{10}[1+(T_A-25)K_{Tm}]}{1-I_{D1}^2R_{10}R_{TjA}K_{Tm}}=\frac{R_{10}[1+(T_A-25)K_{Tm}]}{1-\Delta T_{jA1}K_{Tm}} \tag{1-103}$$

$$R_{2T}=\frac{R_{20}[1+(T_A-25)K_{Tm}]}{1-T_{D2}^2R_{20}R_{TjA}K_{Tm}}=\frac{R_{20}[1+(T_A-25)K_{Tm}]}{1-\Delta T_{jA2}K_{Tm}} \tag{1-104}$$

式中

$$\Delta T_{jA1}=I_{D1}^2R_{10}R_{TjA}=P_{D1}R_{TjA} \tag{1-105}$$

$$\Delta T_{jA2}=I_{D2}^2R_{20}R_{TjA}=P_{D2}R_{TjA} \tag{1-106}$$

设负载电流为 I_0，由上述应有

$$I_0=I_{D1}+(n-1)I_{D2} \tag{1-107}$$

对应于这一情况的等效电路如图 1-29 所示，若每一并联支路电流都均匀分配，则其值应为

$$I_B=\frac{I_0}{n} \tag{1-108}$$

由于器件直接并联连接，其稳定导通压降相等，即

$$U_{ds0}=I_{D1}R_{1T}=I_{D2}R_{2T} \tag{1-109}$$

将式(1-103)(1-104)(1-107)(1-108)代入式(1-109)，并整理得

$$A^3-(n+1)A^2-\left[n-\frac{n-1}{n}(n+B-1)\frac{1}{\Delta T_{jA2}K_{Tm}}\right]A+(n-1)(\Delta T_{jA2}K_{Tm})^{-1}=0 \tag{1-110}$$

式中：$A=\frac{I_{D1}}{I_B}$，$B=\frac{R_{20}}{R_{10}}$；$\Delta T_{jA2}=T_{j2}-T_C=I_{D2}^2R_{20}$。

若并联支路数 $n\to\infty$，则式(1-110)可改写为

$$A^2-\left(1-\frac{1}{\Delta T_{jA2}K_{Tm}}\right)A-\frac{1}{\Delta T_{jA2}K_{Tm}B}=0 \tag{1-111}$$

若不计及器体的电阻温度补偿能力，即令 $K_{Tm}=0$，式(1-111)可简化为

$$A-\frac{1}{B}=0 \tag{1-112}$$

图 1-30 分别示出式(1-110)(1-111)和(1-112)A 与 B 间的关系曲线(以 n 为参变量)。由图可见：

1. 对于相同的电阻失配度 B 和并联支路数 n，A 的虚线值低于其实线值(虚线值对应于 $\Delta T_{jA2}K_{Tm}=0.336$，实线值对应于 $\Delta T_{jA2}K_{Tm}=0$)。这说明由于 MOSFET 的电阻温度补偿效应，使电流的不均度下降；

2. 对于相同的 B 和 $\Delta T_{jA2}K_{Tm}$ 值，n 越大，电流不均匀度 A 也越大；因此对于已经确定的某一 A 值而言，n 越大，则要求导通电阻的匹配度越高(当 $B=1$ 时，$R_{10}=R_{20}$，导通电阻完全匹配)；

3. 对于相同的 B 值，A 实线值与虚线值间的差额随 n 的减小而降低，这意味着电阻温度补偿效应随 n 值的减小而降低。例如，在图中当 $n=2$，实线与虚线已相当贴近，其原因可分析如下：

设器件 T_1 中电流增量为 ΔI_{D1}，当并联数为 n 时，其他器件的电流减量为

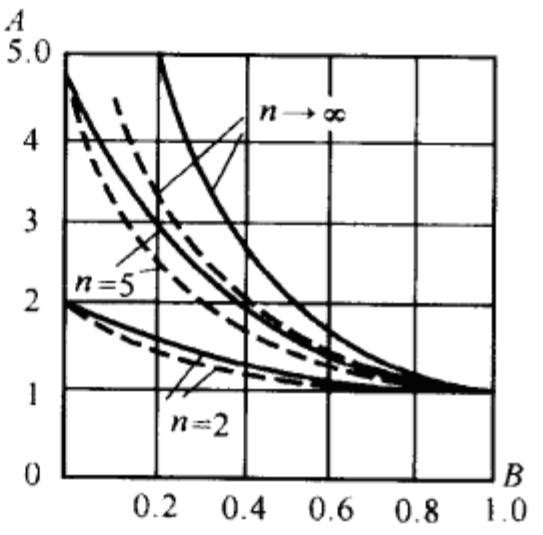


图 1-30 电流不均匀度 A 和导通电阻匹配度 B 的关系曲线

—— $\Delta T_{jA2}K_{Tm}=0$，

----- $\Delta T_{jA2}K_{Tm}=0.336$

$$\Delta I_{Dn}=\frac{\Delta I_{D1}}{n-1} \tag{1-113}$$

上式表明，对于相同的电流增量，n 值越大，其他每一器件的需要变量就越小，相反，若 n 取最小值($n=2$)，则 $\Delta I_{Dn}=\Delta I_{D1}$，即器件 T_2 将必须承当全部的电流变量。

为了减小由于导通电阻不同引起的静态电流不均，应注意各并联器件 R_{on} 的分散性(以 IRF150 为例，R_{on} 的最高值和最低值的比为 1.3∶0.7)，并安装在同一散热器上。

另一方面，考虑到静态电流不均现象，设计电路时应考虑均流系数，其值取为 0.8～0.9。

三、动态电流不均分析

所谓电流动态不均是指由于各种参数失配使各并联支路在开关过程中电流分配不均。导致动态电流分配不均的原因很多，下面分析由栅阀电压 U_T 不等引起的电流不均现象。

假设：

1. 主电路并联支路数 $n=2$ 如图 1-31(a)所示。
2. 源极分布电感 $L_{S1}=L_{S2}=L_S$；
3. 导通电阻 $R_{10}=R_{20}=R_0$；
4. 器件极间电容相同，$C_{gs1}=C_{gs2}$，$C_{gd1}=C_{gd2}$；

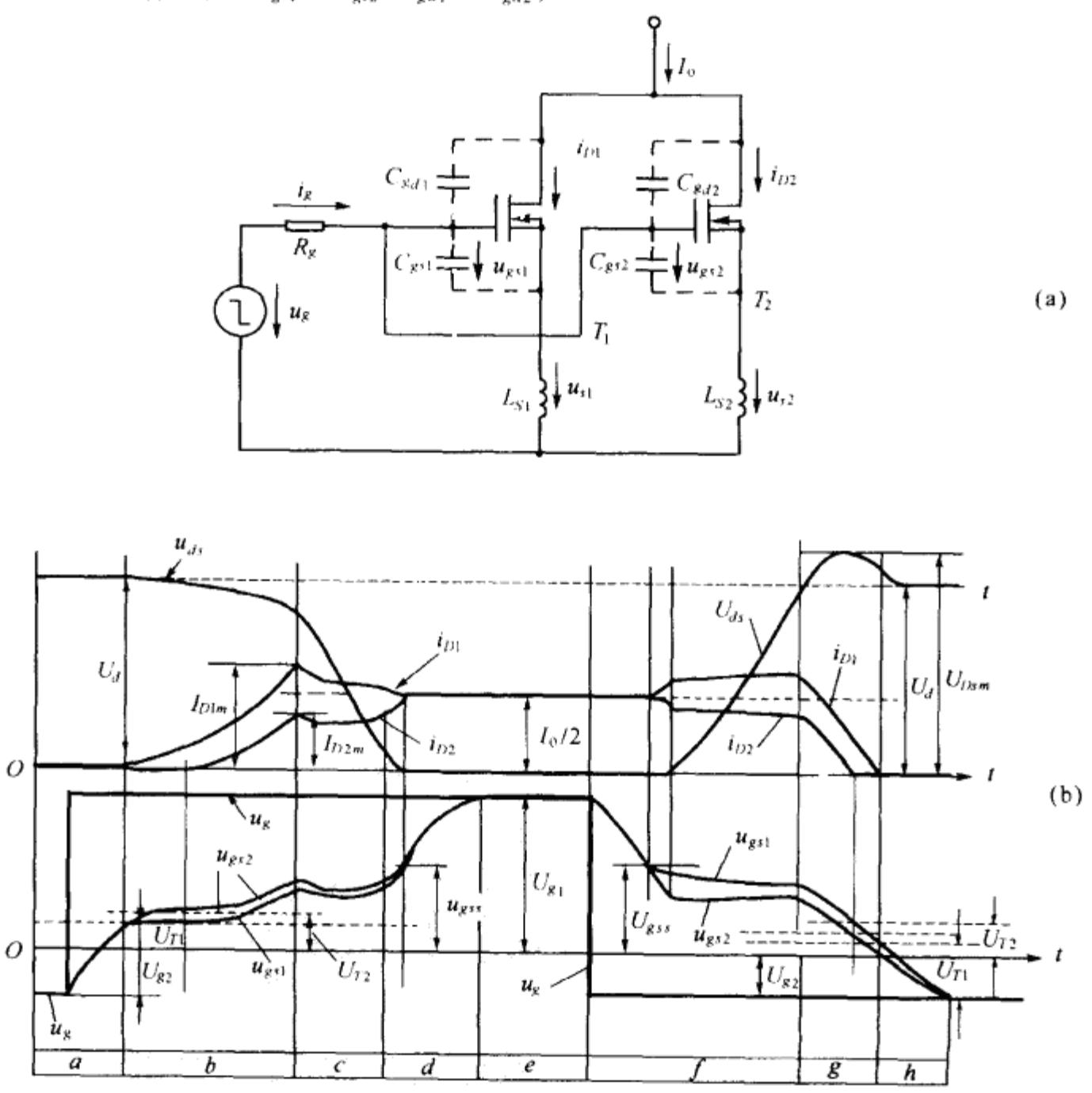


图 1-31　由栅阀电压不等引起动态电流不均

5. $U_{T2}>U_{T1}$，$U_{T2}-U_{T1}=\Delta U_T$。

(一)开通过程分析

1. 开通延迟期(时区 a)：为简单，时间零点从各时区起算，在图 1-31(b)中，当 $t=0^+$ 时，栅路电压 U_g 由 $-U_{g2}$ 突变为 $+U_{g1}$，各个器件的输入电容经栅极电阻 R_g 反向充电：

$$u_{gs1}=u_{gs2}=U_{g1}-(U_{g1}+U_{g2})e^{-\frac{t}{\tau_i}} \tag{1-114}$$

T_1 和 T_2 均处断态，$i_{D1}=i_{D2}=0$，$U_{ds}=U_d$。

2. 电流上升期(时区 b)：$t=0$ 时，$u_{gs1}=U_{T1}$，T_1 首先导通：

$$u_{gs1}=U_{g1}-i_gR_g-u_{S1}=U_{g1}-i_gR_g-L_S\frac{di_{D1}}{dt} \tag{1-115}$$

$$u_{gs2}=U_{g1}-i_gR_g$$

$$u_{gs2}-u_{gs1}=L_S\frac{di_{D1}}{dt}$$

由于 T_1 的导通，使 u_{gs1} 的上升规律离开原来的指数形式，当 $u_{gs2}=U_{T2}$ 时，T_2 导通，此时

$$u_{gs2}=U_{g1}-i_gR_g-u_{S2}=U_{gs1}+u_{S1}-u_{S2}$$

$$u_{gs2}-u_{gs1}=u_{S1}-u_{S2}=L_S\left(\frac{di_{d1}}{dt}-\frac{di_{D2}}{dt}\right) \tag{1-116}$$

3. 电压下降期(时区 c)：当 $t=0$ 时，$i_{D1}=I_{D1m}=I_0+I_{Rm}$，其中 I_{Rm} 为反并二极管 D_0 的反向电流峰值。尔后，D_0 关断并承受反压，U_{ds} 迅速下降，在密勒效应作用下，U_{gs1} 和 U_{gs2} 近似恒定。

4. 栅压上升期(时区 d)：当 $t=0$ 时，$U_{ds}=I_0R_{on}=U_{ds0}$，器件进入临界饱和区，C_{gd} 的反馈作用消失，U_{gs} 继续上升，但器件由于受到稳态工作点 S 的约束，i_{D1} 下降，i_{D2} 上升，直到 $i_{D1}=i_{D2}=\frac{I_0}{2}$。

综上所述，由于 T_1 和 T_2 栅阀电压的差异，当并联运用时会产生开通期的电流分配不均。

(二)关断过程分析

1. 关断延迟期(时区 f)：设 $t=0^+$ 时，u_g 突降为 $-U_{g2}$，各器件输入电容经电阻 R_g 反向充电，u_{gs1} 和 u_{gs2} 开始下降，此时 T_1 和 T_2 仍处通态。

2. 电压上升期：$t=0$ 时，$u_{gs1}=u_{gs2}=U_{gss}$(该栅压与负载电流 I_0 相对应)。栅压继续下降，T_2 无法维持稳态电流值($I_0/2$)而开始下降，为了维持 $i_{D1}+i_{D2}=I_0$，i_{D1} 相应增加，当 T_1 和 T_2 都进入饱和区时，U_{ds} 便开始上升，由于 C_{gd} 的作用，U_{gs1} 和 U_{gs2} 又转入平稳阶段。

3. 电流下降期(时区 g)：$t=0$ 时，$U_{ds}=U_d$，反并二极管导通，MOSFET 中的电流便开始下降。

4. 栅压下降期(时区 h)：当 T_1 和 T_2 相继关断后，栅压继续下降至 $-U_{g2}$。

由于栅阀电压 U_T 的差异，当器件并联时，会产生关断期的电流不均。

(三)减少动态电流不均的电路措施

1. 减小栅阀电压 U_T 的差异，其容许范围为 5%～10%；
2. 源极分布电感 L_S 应尽可能相同；
3. 在栅极电路中加入去耦电阻 R_{g1}，R_{g2}；
4. 尽可能降低栅极驱动电源的输出电阻 R_{g0}。

四、并联运用中的寄生振荡及其抑制

(一)并联运用中的栅极寄生振荡

由于电路和器件自身寄生参数，在栅极电路将构成串联振荡电路，从而产生高频寄生振荡

(振频约为 50～500MHz)。由于振荡电路的 Q 值很高(Q 为品质因数),故振荡电压很高,因而可能超越容许栅压($U_{gsm}=\pm 20V$),从而危及器件的安全,应该设法抑制。最简单的方法是在栅路中串联电阻以减低 Q 值($R=4.7\sim 100\Omega$);也可以在栅极引线中串入铁氧体磁珠以形成有损阻尼;在栅源极间并联稳压管(其稳压值为 16～18V)。

(二)并联运用中漏极寄生振荡

第四节曾提到,在 MOSFET 关断后,漏极分布电感 L_D 与 C_D 组成串联振荡电路,存储在 L_D 中的能量转移到 C_D 中并形成衰减振荡,从而使 U_{ds}产生关断过电压(C_D 为漏源极间等效总寄生电容)。

这种振荡的抑制方法有:

1. 在器件漏源极间并联关断缓冲电路(有关这方面内容将在本书第七章中讨论);

2. 在器件漏栅极间加入动态箝位电路如图 1-32 所示,当 U_{ds}的瞬时值过高时,稳压管 D_2 被击穿,并沿 C_{gs}充电,于是器件再次导通,L_D 中的能量被瞬时释放;

3. 在直流电源端并联电容 C_d,使 L_D 中能量转移到 C_d 中。

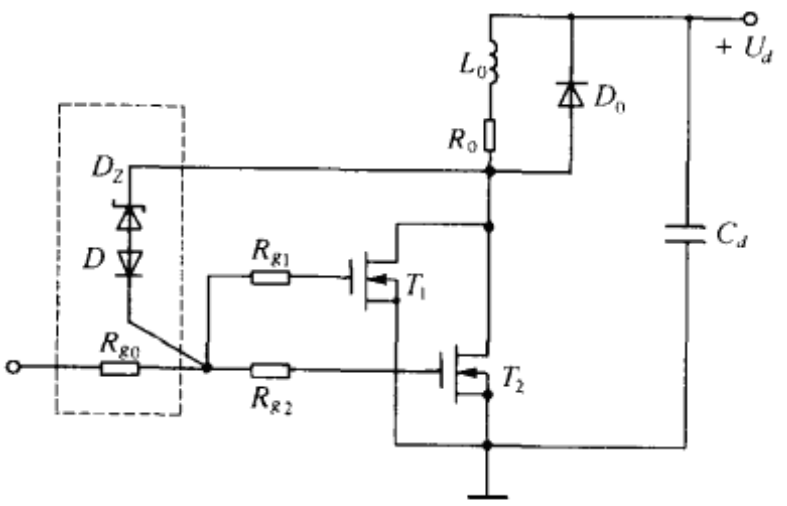


图 1-32　器件动态箝位电路

第六节　功率场效应晶体管的栅极驱动电路

从前面的分析可以看到栅极电路对 Power MOSFET 开关电路的性能的影响。为了保证主电路正常工作,根据主电路的要求正确地选择和设计 Power MOSFET 的驱动电路是十分重要的。

一、栅极驱动电路的基本功能

1. 向 MOSFET 栅极提供需要的栅荷以保证器件的开关性能;

2. 实现主电路与控制电路间的电隔离;

3. 具有较强的抗干扰能力以保证器件在高频工况下可靠工作;

4. 具有短的信号传输延迟时间;

5. 具有可靠的保护功能:为了保护器件的安全运行,当主电路或驱动电路出现故障时(如主电路过流和驱动电路欠压等),驱动电路应迅速封锁正向栅压并使器件关断。

二、栅极驱动电路的分类

为了满足上述要求,已设计了多种形式结构的驱动电路并可作为如下分类:

- 栅极驱动电路
  - 按栅极偏置分
    - 正偏置电路
    - 反偏置电路
  - 按偏置电源分
    - 单电源电路
    - 双电源电路
  - 按输出信号耦合方式分
    - 直耦式电路
    - 磁耦式电路
  - 输入信号耦合方式分
    - 直耦式电路
    - 光耦式电路
    - 磁耦式电路
  - 按驱动电源供电方式分
    - 单独供电方式
    - 公共供电方式
    - 混合供电方式
  - 按电路的集成度分
    - 分立式电路
    - 集成式电路
  - 按保护功能分
    - 有保护功能电路
    - 无保护功能电路

为了缩短 MOSFET 的关断时间以减低开关损耗，也为了提高 MOSFET 断态下工作可靠性，相当一部分驱动电路都设计成关断器件时在栅极加入反向偏置以迅速释放原来储积在栅极输入电容上的电荷，这样栅极驱动电路可以分为正偏置电路 D_F 和反偏置电路 D_R 两部分，如图 1-33(a)所示。由图可见，电路 D_F 由正电源 S_F 供电，电路 D_R 由负电源 S_R 供电，这样的结构就称为双电源结构。反之，如果电路 D_R 和 D_F 均由同一电源供电，如图 1-34 所示，这样关断 MOSFET 时，栅极处于零偏置状态，这种供电方式便称为单电源，其优点是电源数目减少，缺点是关断时放电速度慢和断态下抗干扰能力差。

图 1-33(b)所示的主电路是一个半桥式逆变电路，其输出端频率受控于信号源 D_0 的频率。由图可见，驱动电路 D_1 和 D_2 无公共端，其输出线处于高电位(如当 T_1 导通时，A 点对参考点 0 的电位差为 $+U_d/2$)，因此控制电路与 MOSFET 的栅极之间必须有电隔离，该隔离电路可以插在栅极和驱动电路之间，如图 1-33(b)所示，也可插在控制电路与驱动电路之间，如图 1-33(c)所示。实现电隔离的方式可以通过磁耦合器件(如变压器)和光耦合器件，后者由于功率较小，故适用于图 1-33(c)的结构。当采用这种结构时，D 与 T 之间(驱动电路与器件栅极之间)可以采用直耦方式，此时 D_1 和 D_2 不能公用同一直流控制电源，只能分别采用 S_1 和 S_2，称为独立电源供电方式；相反如果采用图 1-33(b)所示的隔离方式，则 D_0 和 D 之间可以直接耦合，各驱动电路也可以同用一个直流电源，称为公共电源供电方式。

初期的驱动电路是采用分立元件组成的，称为分立式电路，随着技术发展，驱动技术日趋成熟，现在已经有多种集成式电路可供选择。显然采用集成式电路，对缩小电路体积，简化设计安装程序都有利于用户。正因为如此，已经生产出将整个变流电路都集成在一个芯片上的功率集成电路(缩称 PIC)，它将主电路功率器件及其驱动电路、控制保护电路都融为一体，尽管目前这种电路的耐压和功率都很低，但却有很大的发展前景。

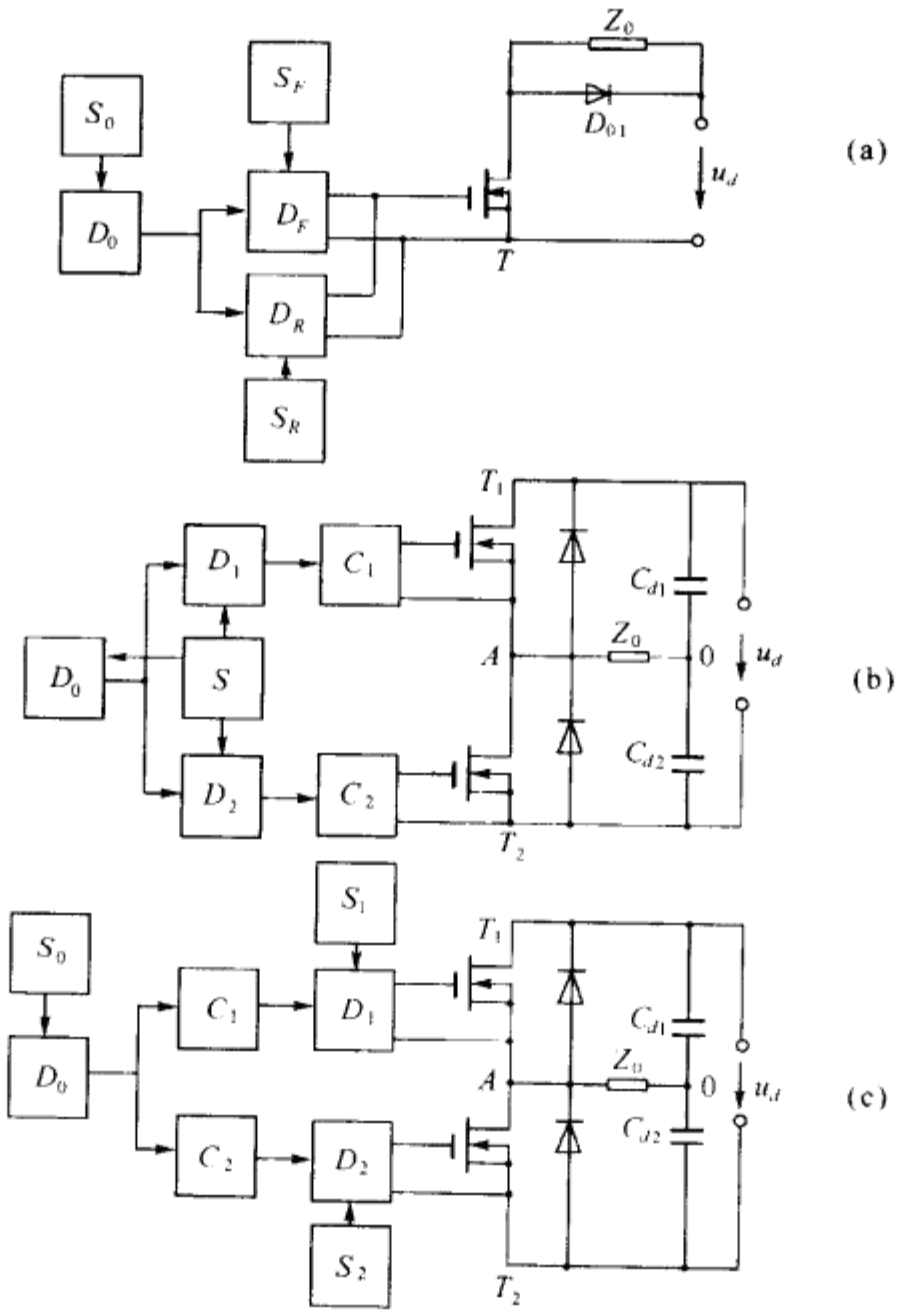


图 1-33　栅极驱动电路基本结构

三、输入级的耦合方式

(一)光耦式电路

图 1-34 所示是半桥式逆变电路的驱动电路，其输出级与 MOSFET T_9、T_{10}的栅极采用直耦方式，故驱动电路的输入级与控制电路必须电隔离，图示隔离元件采用光耦三极管 T_2。当控制电路输出信号 $u_{S1}>0$ 时，T_1T_2 导通，整形器 F 出端为高电平，T_3 导通，驱动电路输出正向电压；当 $u_{S1}=0$，T_1T_2 截止，F 输出低电平，T_3 截止而 T_4 导通，驱动电路输出零电压，T_9 栅荷沿 T_4 释放。

必须指出，光耦器的开关速度对驱动电路性能有较大的影响，必须合理选择。例如普通低速光耦器其传输延迟时间典型值为 2μs，最大值为 9μs，这比 MOSFET 的开关时间高出一个数量级，相反，逻辑门快速光耦器(如 6N137 等)其传输延迟时间典型值为 48ns，最大值为 75ns。

当光耦器的工作电压低于驱动电源电压时，必须附加电平转换电路。

(二)磁耦式电路

图 1-35 是一个利用脉冲变压器与驱动电路耦合以实现电隔离的例子。整个电路由三部分组成：三极管 T_1 和脉冲变压器 TB 组成控制信号放大及脉冲形成电路，三极管 T_2 和 T_3 组成双稳态触发电器，用来记忆开关信号；三极管 T_4 和 T_5 组成推拉式输出电路，当输入信号 u_S 电平由低变高时，T_1 导通并在脉冲变压器副绕组产生正向脉冲，T_2 和 T_3 相应导通，由于正反馈作用，尽管控制脉冲已经消失，T_2T_3 仍维持通态，点 A 处高位而使 T_4 导通，T_6 因有正栅压而导通；当 u_S

由高电平变低时，T_3 基极加上负脉冲而关断，T_2 也相应关断，点 A 降为低位，T_4 截止，T_5 导通，T_6 因栅荷沿 T_5 释放而关断。

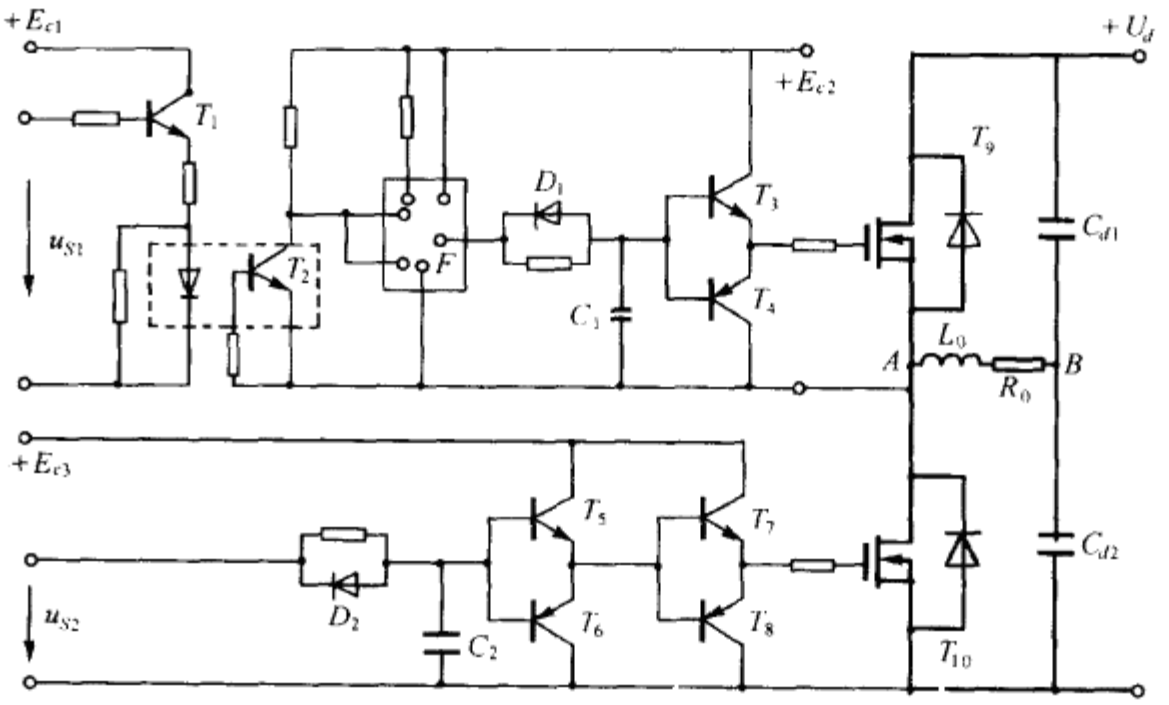


图 1-34 光耦式驱动电路

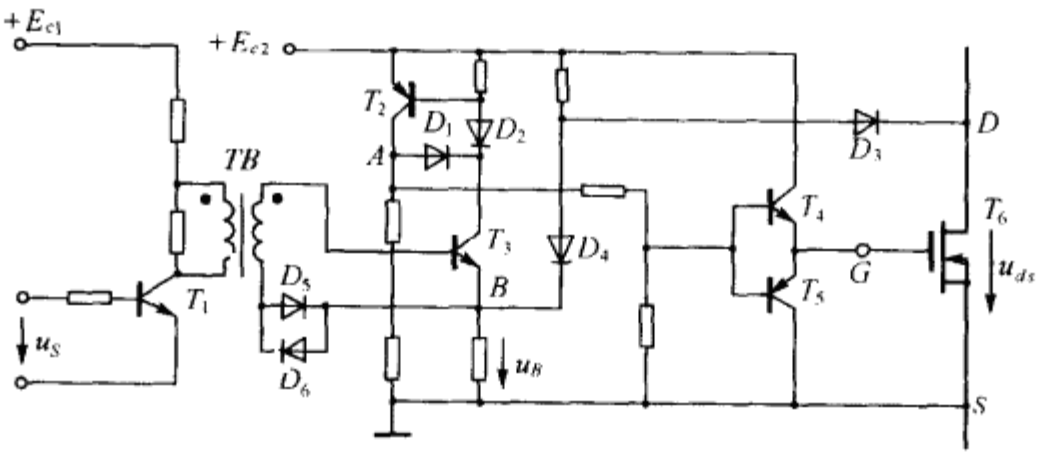


图 1-35 管脉冲栅极驱动电路

上述两个电路的共同点是不管光耦器或是变压器，它们都只传输信号而不传输功率，驱动电路所需的功率都是由驱动电源 E_{c2} 和 E_{c3} 提供的。

四、输出级的耦合方式

（一）直耦式电路

图 1-34 和图 1-35 的输出级都采用直接耦合方式。直耦式的特点是必须采用独立电源供电方式，在图 1-34 中，控制电源 E_{c1} 和驱动电源 E_{c2} 都是独立电源；图 1-34 中控制电源 E_{c1} 和驱动电源 E_{c3}、E_{c2} 也都是独立电源，它们可以从开关电源的多路输出获得。

（二）磁耦式电路

图 1-36 输出级采用变压器耦合方式，因为 MOSFET 的关断时间 t_{off} 长于其开通时间 t_{on}，为了防止工作中 T_1 和 T_2 出现共态导通，必须保证先断后通的开关程序，为此在栅极回路中增加电阻 R_2R_5 和 D_1D_2，目的是使开通时间常数增大，关断时间常数减小。

磁耦式电路的特点是可用公共电源，图 1-36 中驱动电路 D_r 通过输出变压器 TB 的付绕组与 T_1T_2 栅极耦合，实现主电路与驱动电路间的电隔离，这样整个驱动电路和前置控制电路都可

采用一个公共电源。

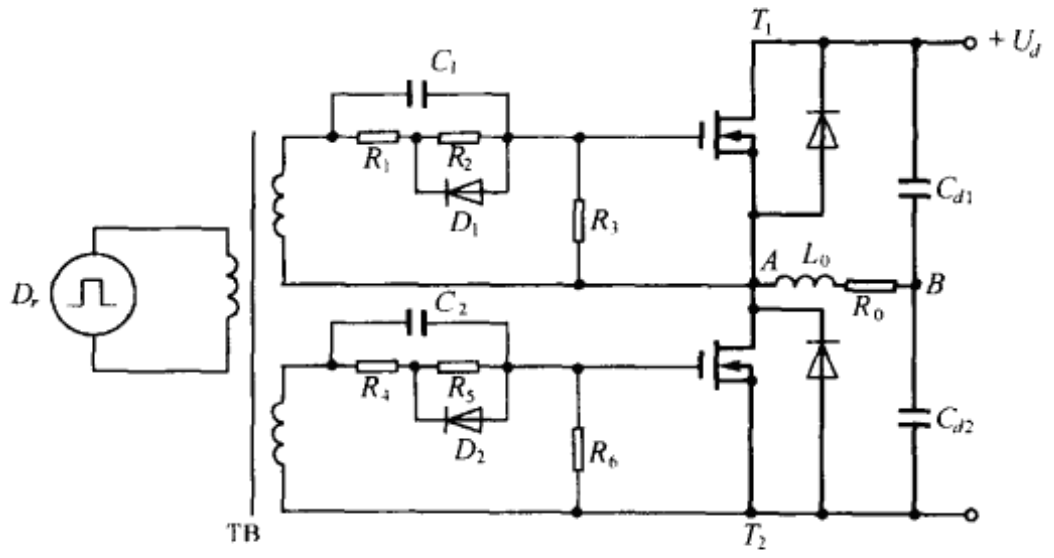


图 1-36　磁耦式驱动电路

五、驱动电路的供电方式

由前述驱动电路的供电方式与电路的耦合方式、主电路的拓扑结构有关。

(一)单独供电方式

当采用输出级直耦、输入级隔离的方案时，便必须采用单独供电方式，即控制电源和驱动电源都是独立的，它们可以是不同的直流电源，也可以取自同一开关电源的不同独立输出端。独立电源方式能保证驱动电路所需的功率，不受控制电路特性的影响，灵活性高，但开关电源成本高，高频多输出变压器在输出端多，绝缘要求高的条件下，工艺制作须要相当精细，此外开关电源的可靠性对整个电路和系统工作有很大的影响。

(二)公共电源供电方式

由前述当驱动电路的输出级采用磁耦方式时便可以采用公共电源供电方式，如图 1-36 所示。这时输出变压器必须传输 T_1 和 T_2 栅极所需的开关功率；在驱动电路输出级直耦的情况下，又希望采用公共电源供电方式(这就可以避免采用多输出开关电源所带来的问题)，可以用图 1-37 的方法来实现。图 1-37(a)是一个电流双象限直流变换电路，含反电势负载(直流电动机 M)，其中反并联二极管 D_3 和 D_4 可以是主器件 T_3、T_4 的寄生二极管，当 T_3 导通时，负载从电源吸取能量，输出电流 $i_0>0$(按图中所标正方向)；当 T_3 关断时，二极管 D_4 导通，负载电感 L_0 释放

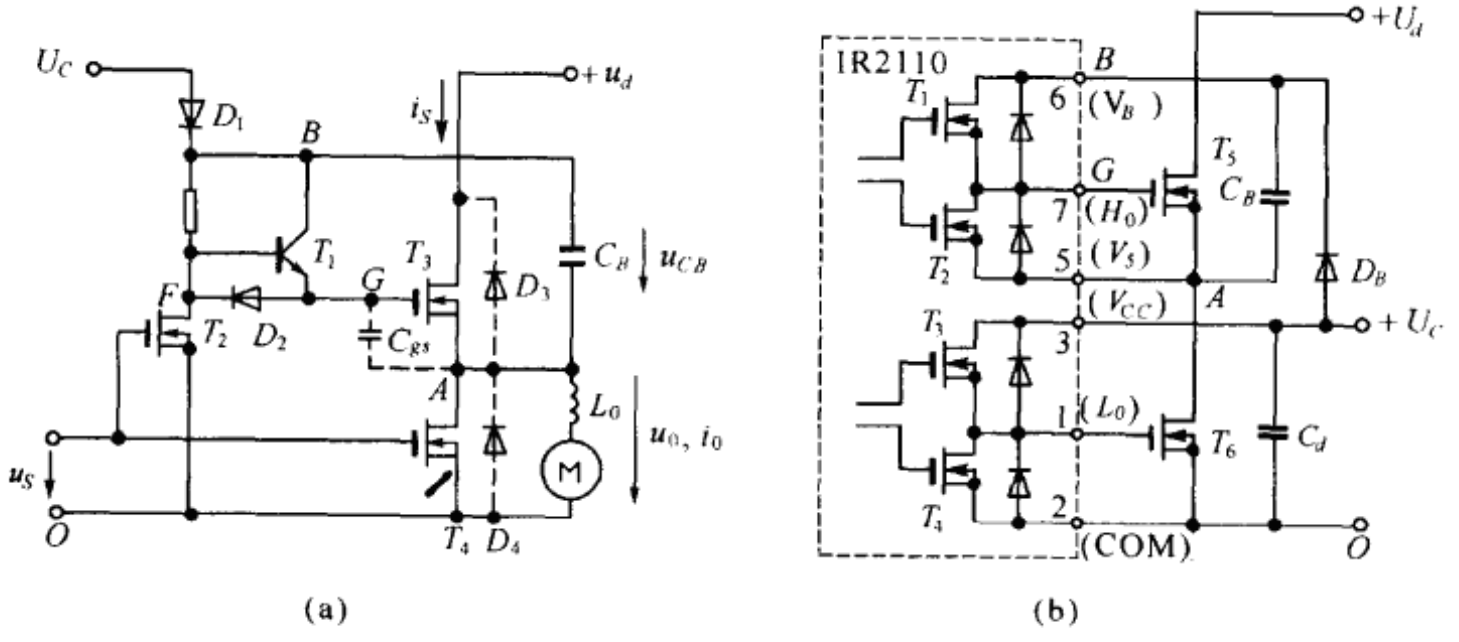


图 1-37　含自举电路的供电方式

能量以维持负载电流连续，这种状态一直到 $i_0=0$，D_4 关断，然后 T_4 接着导通，i_0 反向。

由图可见，T_3T_4 的驱动电路均由驱动电源 U_c 共同供电，而 T_3T_4 由主电源 U_d 供电，且有 $U_d \gg U_c$，但是当 T_3 导通时，$u_A=U_d$，为了维持 T_3 处于通态，栅极电位 u_G 应高于源极电位 u_A，为此在电路中加入由 D_1 和 C_B 组成的自举电路。当 $u_S>0$ 时，T_2 和 T_4 导通，$u_F=0$，T_1 截止，T_3 因栅荷沿 D_2 和 T_2 释放而关断；电容 C_B 沿 U_c、D_1 和 T_4 充电，直至 $u_{CB}=U_c$；当 $u_S=0$ 时，T_2 和 T_4 关断，C_B 沿 T_1 向 T_3 栅极放电，T_3 导通。此时 $u_A=U_d$，由于 C_B 端压不能突变，B 点电位也相应提高 U_d，即 $u_G=U_d+U_c$，因而保证 T_3 栅极电位 $u_G>u_A$，D_1 反偏截止。必须指出，采用自举电路以取代独立电源的前提是驱动电路只输出脉冲电流，且须与主电路的工作频率适配。

图 1-37(b)是国际整流器公司生产的驱动集成芯片 IR2110 的输出级，它以直耦方式与主电路的 T_5 和 T_6 组成的臂对相连接。由图可见，由 T_1T_2 和 T_3T_4 组成的两组推拉式输出电路公用一个直流驱动电源 U_c，为了实现上桥臂(高侧通道)驱动电路的地电位 u_A 与主电路同步浮动，也采用由 C_B 和 D_B 组成的自举电路。

自举电路参数选择：

1. 二极管 D_B 的耐压 U_{Rm}：在图 1-37(b)中当 T_5 导通时，C_B 放电，D_B 处于反偏，其反压

$$U_{Rm}=U_d+U_c \tag{1-117}$$

2. D_B 的电流容量 I_{Dm}：向 MOSFET 栅极提供栅荷 Q_g 所需的平均电流 I_{Dm} 可表为

$$I_{Dm}=\frac{Q_g}{T_S}=Q_g f_S \tag{1-118}$$

式中 f_S 为器件开关频率。

为了减少 D_B 进入反偏时的反向恢复电流以减少存积进驱动电源的电荷量，D_B 应选择具有快速恢复特性。

3. 自举电容 C_B：为保证器件开通有足够的栅荷 Q_g，相应的自举电容为

$$C_B \geqslant \frac{K_B Q_g}{U_c-U_R} \tag{1-119}$$

式中：U_c—驱动电源电压；Q_g—与开通电流 I_D 和直流电压 U_d 相对应的栅荷；U_R—沿 C_B 放电回路的外压降总和；K_B—安全系数，$K_B>1$。

在采用自举电路时，对器件的最短导通时间有限制，该时间必须保证自举电容 C_B 安全充电。

(三)混合方式

图 1-38(a)是 Unitrode 公司(美)出品的一种由集成芯片组成的驱动电路(UC3724 和 UC3725)，这种电路具有以下特点：

1. UC3725 的输出端 G 和 S 直接连向 Power MOSFET 或 IGBT 的栅—源极，即采用直耦方式。

2. UC3725 的输入端通过高频变压器 B 与 UC3724 隔离。

3. 高频变压器 B 的副绕组 N_1 既传递信号又传输能量，整流器 REC1 将 UC3724 送来的高频信号整流成直流电压 E_1，它作为电路输出级的正向驱动电源；由图可见，N_1 的高频信号又直接作为鉴幅器 CA 的输入，它将 u_a 解调为与控制信号 u_S(UC3724 的输入信号)同步的驱动信号。

4. 驱动器还具有过流保护和欠压自锁等保护功能。

5. 为了提高器件的关断速度和抗干扰能力，通过变压器副绕组 N_2 和整流器 REC2 获得负

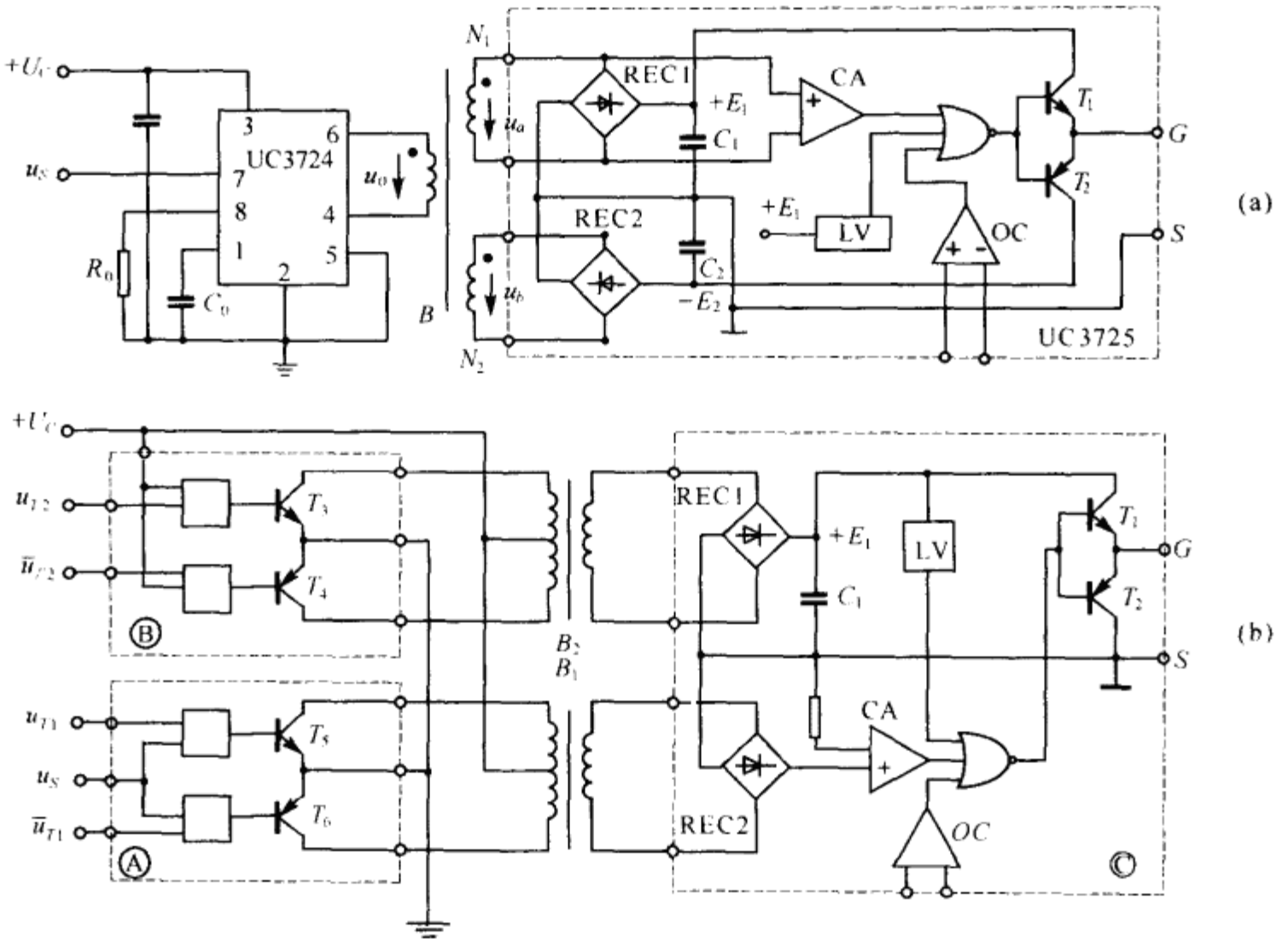


图 1-38　由集成芯片组成的驱动电路

CA—鉴幅器　OC—过流保护电路　LV—低压自锁电路　REC—整流器

向驱动电源 E_2。

芯片 UC3724 含一个高频振荡器，其振荡频率由外接参数 R_0 和 C_0 的数值决定，输出电压 u_0 为间歇高频脉冲列，其空度受控于电压 u_S。

由图可见，驱动电路的功率全部由 U_C 提供。因此，电路实质上也是公共电源的供电方式。这种结构的优点是简单，但由于高频变压器同时输送信号和功率，体积大，载波频率也不能太高，因此信号传输延迟时间较大。

为了降低信号传输延迟时间以适应 Power MOSFET 工作，必须提高载波频率和减小高频变压器的尺寸，采用图 1-38(b)所示的改良结构，芯片Ⓒ与图 1-38(a)相同，但隔离变压器改用二只，B_1 专门传输信号，其载波频率 $f_{c1}=2\text{MHz}$；B_2 专门传输能量，载波频率 $f_{c2}=250\text{kHz}$，图 1-38(b)芯片Ⓐ有两组输入信号，其中 u_{r1} 与 $\bar{u}_{r1}$ 为振荡控制信号，其重复周期为 0.5μs；u_S 为振幅控制信号，其电平占空比 D 反映 Power MOSFET 的通断情况，芯片Ⓑ中的 u_{r2} 和 $\bar{u}_{r2}$ 也为振频控制信号，重复周期为 4μs；其控制信号为 U_c，恒处高位，故芯片Ⓑ为恒频恒幅输出。

图 1-38(a)和图图 1-38(b)两种方案的传输时间实测结果表明，图(b)结构比图(a)减低一个数量级，如表 1-1 所示，表中各电量的含义见图 1-39。

表 1-1

电　路	$t_{d(on)}$ μs	t_r μs	$t_{d(off)}$ μs	t_f μs	I_c mA	C_L nF	U_C V
1-38(a)	0.50	0.25	0.25	0.10	88	10	5
1-38(b)	0.06	0.07	0.06	0.05	100	10	5

I_c—电源电流　U_c—控制电源电压　C_L—负载电容

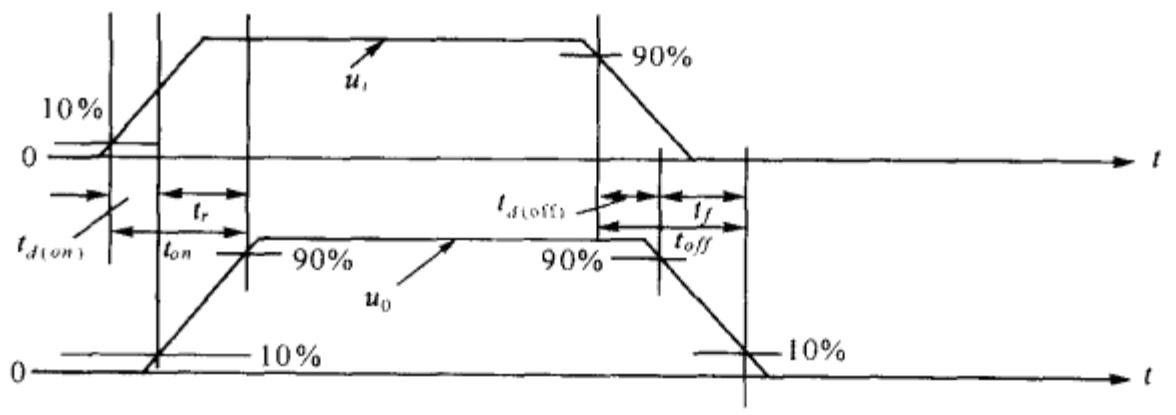


图 1-39　驱动电路的输入输出电压波形

u_i—输入电压　u_0—输入电压　$t_{d(on)}$—开通延迟时间　t_r—上升时间　$t_{d(off)}$—关断延迟时间　t_f—下降时间

六、集成式驱动电路芯片

随着驱动技术的日趋成熟和功率集成电路的日益普及，驱动电路集成化已是明显趋势，这对提高电路可靠性和简化设计程序均有益处。

图 1-40 是 IR2110 的方框图，该芯片是 IR(International Rectifier)公司出品的一种双通道高压、高速功率器件栅极驱动的单片式集成驱动器。开关频率为 100kHz，可用以驱动工作电压为 500V 的 Power MOSFET 或绝缘栅双极型晶体管(缩称 IGBT，其内容将在本书第二章讨论)。由图可见，整个芯片由输出级、输入级等组成。

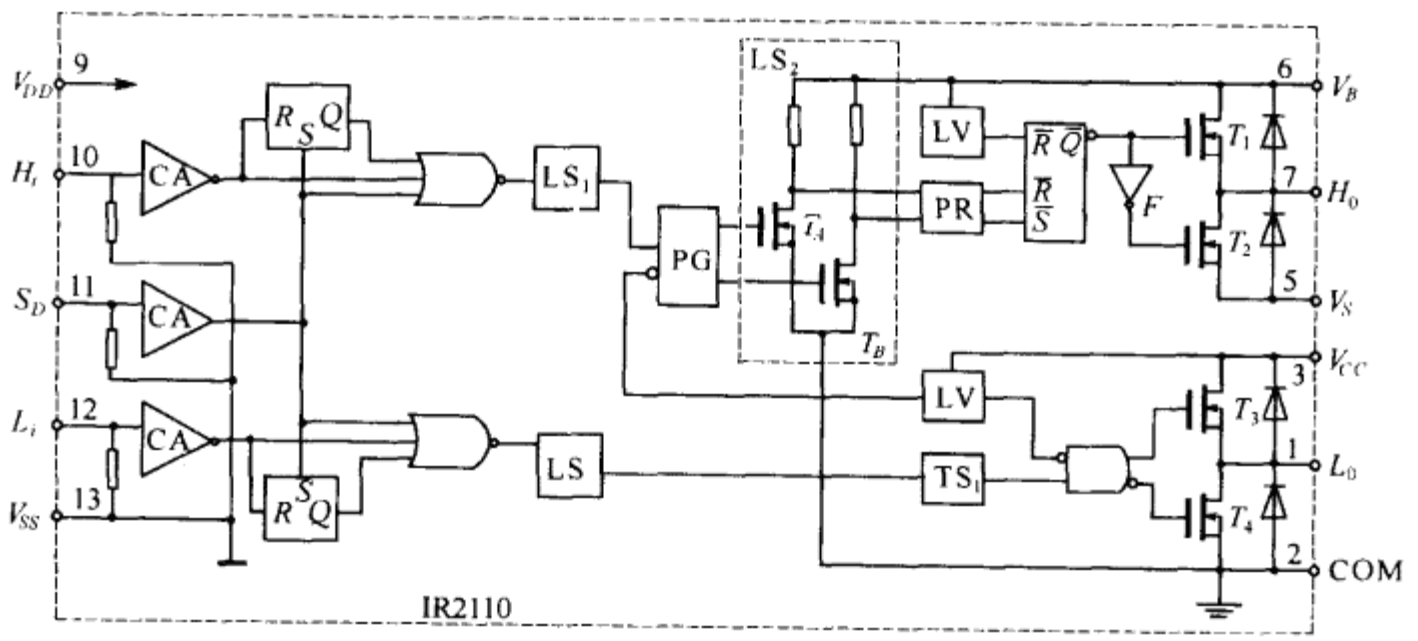


图 1-40　IR2110 方框图

V_{DD}(9)—控制电源正端　COM(2)—功率地　V_{SS}(13)—控制电源负端，控制地　V_{CC}(3)—驱动电源正端
H_i(10)—高侧控制信号　S_D(11)—封锁信号　L_i(12)—低侧控制信号　H_0(7)—高侧输出　L_0(1)—低侧输出
LV—欠压检测电路　LS—电平转换器　F—反相器　CA—施密特触发器　PG—脉冲发生器
TS—延迟电路　PR—脉冲滤波器

IR2110 的主要技术指标：

1. 主电路直流电压：U_d=500V

2. 开关频率 $f_s=100\text{kHz}$

3. 输出通道数:2

4. 开通延时 $t_{d(on)}=120\text{ns}$

5. 关断延时 $t_{d(off)}=90\text{ns}$

6. 驱动电源 $V_{cc}=(10\sim20)\text{V}$

7. 控制逻辑电源 $V_D=(5\sim20)\text{V}$

8. 控制地(逻辑地)V_{ss}与驱动地(功率地)COM 之间工作偏移量为±5V

9. 输出电流峰值 $I_0\geqslant2\text{A}$

10. 悬浮方式:外接自举电路,工作范围(4～500)V

由于采用悬浮方式,使用 IR2110 于桥式电路(包括半桥和全桥、单相和三相)时可以用公共驱动电源(外接自举电路,参见图 1-37(b),这样便省去很多采用独立驱动电源带来的麻烦)。当然,这种结构的前提是脉冲栅极电流,允许采用自举式电路,相反对于诸如 GTR 一类电流型控制器件(基极电流为连续)便不可能采用这种供电方式,这也是 MOSFET 栅控器件优于 GTR 的地方。

下面对图 1-40 所示电路的工作原理略加分析:

(一)输出级

芯片输出级由低压通道和高压通道构成。

1. 低压侧通道:由 T_3 和 T_4 接成推挽式,其驱动电源从 COM 和 V_{CC}端接向驱动电源(参见图 1-37(b)),输出最大电流为 2A,保证后续 MOSFET 开通和关断时所需的栅极充放电电流,为了尽可能减小栅极驱动回路的电感,MOSFET 与 IR2110 的 COM 端必须直接可靠连接;

若驱动电源 V_{CC}低于规定值(8.2V),欠压锁定电路 LV 会阻断通道工作,直至 V_{CC}恢复正常,LV 才重新使通道畅通。

2. 高压侧通道:由 T_1 和 T_2 组成,也是推挽结构,其出端接至 MOSFET 栅极,由于该管处于桥的上臂,H_0 和 V_S(5)的电位为悬浮,故 V_B 和 V_s 接自举电路 C_B 两端(参见图 1-37(b)),输出最大电流也为 2A,V_S 端必须直接可靠地连接后续 MOSFET,此通道也设有欠压锁定电路,功能与低压通道相同。

(二)输入级

高压通道信号输入端 H_i(10)和低压通道信号输入端 L_i(12),它们的信号均来自前置逻辑电路,由图 1-37(b)可见,驱动电路的输出级与 MOSFET 栅极直耦,故驱动电路与前置控制电路间应设有电隔离环节。因此,这两路信号实际上均来自前置隔离电路。

另一路输入信号由 S_D 端(11)加入,这是一个封锁信号,当 S_D 为低电平时,两路输入信号均有输出;相反,若 S_D 置高位,则两路信号均被封锁,上述三个输入信号均接有施密特触发器 CA,其滞后电平为 $0.1V_{DD}$,电路的作用是提高抗干扰能力和接受缓升输入信号。

(三)电平转换电路

LS_1 是实现逻辑电源 V_{DD}和驱动电源 V_{CC}之间的转换,属低电压间转换。LS_2 在高压通道中,由前述,当后续 MOSFET 导通时,V_S 端电位将上升至主电路直流电源电压 U_d,相应其控制信号对功率地 COM 的电位也升至 U_d,LS_2 实现这种高压电平的转换。

七、过流保护

由于在电路故障状态下器件安全保护的最后形式都表现为器件栅极控制信号被封锁,因此电路的保护功能都和驱动电路一道设计,或者说驱动电路均附有各种保护功能,如图 1-38 所示,

在各种保护功能中最重要的是过流保护，根据过流信号采样方式不同，过流保护电路可以有电压采样方式和电流采样方式等。

（一）电压采样方式

图 1-41(a)表示在 U_{gs}=const，T_j=const 的条件下 MOSFET 的导通压降 U_{ds0} 与漏极电流 I_D 的关系，曲线表明，U_{ds0} 随 I_D 的增大而升高；图 1-41(b)则表明 U_{ds0} 随结温 T_j 的增大而升高（I_D=const）。所有这些说明：在故障状态下，无论是过流或者超温，都会导致 MOSFET 全导通压降 U_{ds0} 增大，因此将 U_{ds0} 作为过流检测信号是可行的，图 1-42 示一种具有过流保护功能的 MOSFET 模块驱动电路。

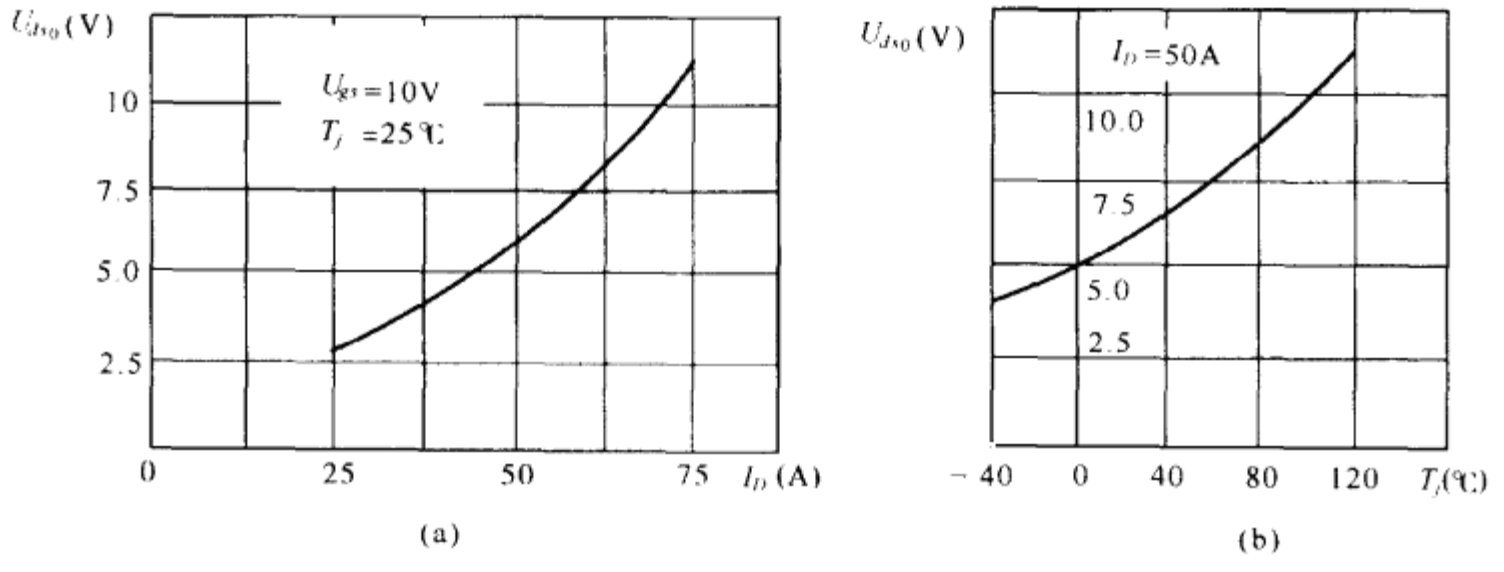


图 1-41 MOSFET 的 U_{ds0} 与 I_D 和 T_j 关系曲线

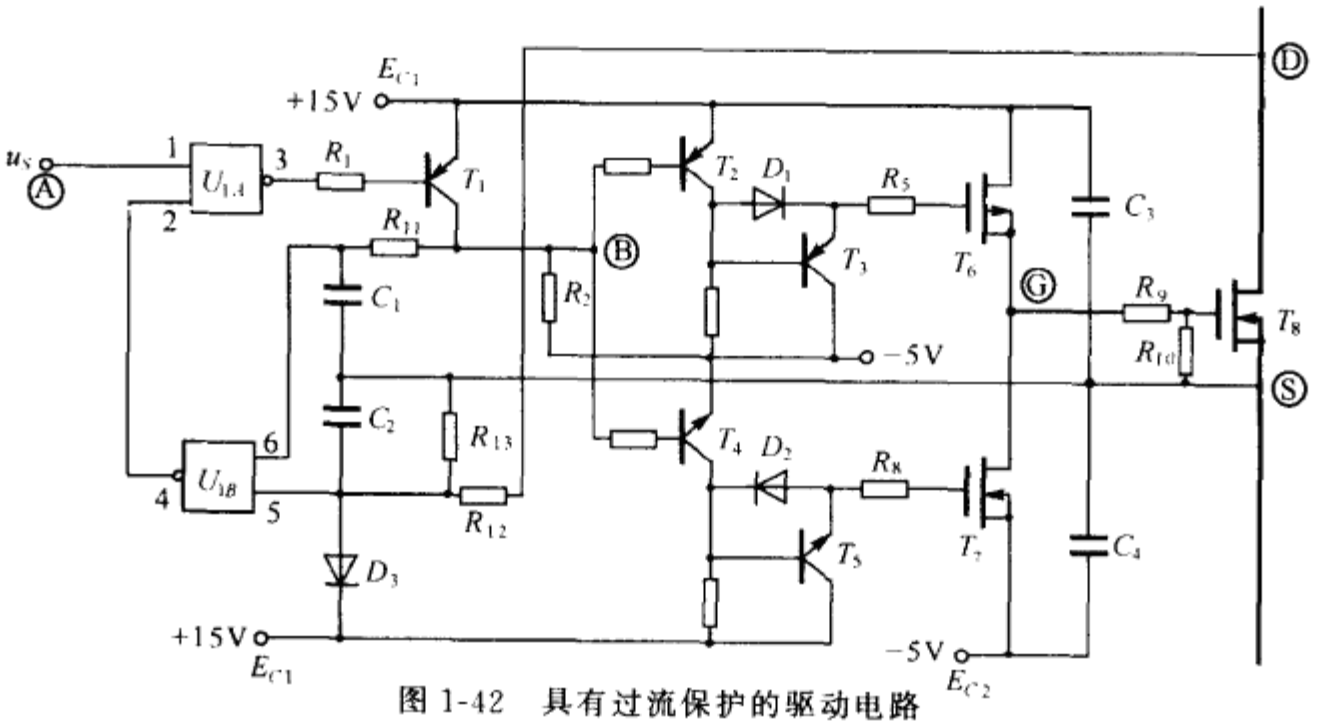


图 1-42 具有过流保护的驱动电路

图中Ⓐ点控制信号来自隔离变压器或光耦器，R_1R_2 和 T_1 组成反相器，起电平转移作用，并为 T_2T_3 提供基流。当Ⓑ点为高电平时，T_2 截止，T_3 导通，T_6(P-MOSFET)栅极电容经 R_5 和 T_3 沿负电源充电，当栅压下降至一定值时，T_6 导通，正电源 E_{C1} 沿 T_6 对 T_8 栅极电容充电，使 T_8 导通；另方面，由于Ⓑ点为高电平，T_4 导通，T_7 栅极电容沿 D_2、R_8 和 T_4 放电，使 T_7 关断。

当Ⓑ点为低电平时，T_2 导通，T_6 栅极电容经 T_2、D_1 和 R_5 充电使 T_6 关断；另方面，T_4 关断 T_5 导通，T_7 栅极电容经 T_5 和 R_8 沿 $E_{c1}E_{c2}$ 充电，T_7 导通，T_8 栅极电容经电阻 R_9 和 T_7 放电，T_8 关断，电路输出负向栅压。

过流保护电路由 D_3、R_{11}、R_{12}、R_{13}、C_1C_2 和 U_{1B} 组成，在 T_8 正常导通时，u_S 为高位，U_B 为高

位，U_D 为低位，U_{1A}的出端电位 U_3 为低位维持 U_B 的原来状态；当 T_8 为正常关断时，U_B 为低位，U_D 为高位，D_3 正偏导通，$U_5=15V$，U_3 为高位维持 U_B 原来的状态；当电路出现故障，即 T_8 已处通态，U_B 已处高位时，由于漏极电流增大，U_D 增高，U_{1A}的输出电位 U_3 由低变高，使 U_B 由高变低，T_8 相应关断。由 R_{12}和 C_2 组成的延迟电路将屏蔽 T_8 开通瞬间的高电位以避免保护电路误动作。

（二）电流采样方式

传统检流方法是采用电阻和电流互感器，虽然各有其优点，但也都存在缺陷，尤其是在高频工况下。因此，采用具有电流检测功能的 Power MOSFET 是一种合理的选择。Power MOSFET 是一种高集成度器件，漏极电流以相对均匀地分流给所有单胞，且同类器件间变化很小，因此可以通过少数单胞的电流来测定漏极电流的大小。这种检测方法既迅速又无损耗，这些用来检流的单胞称为检测单胞，其源区由独立的喷涂金属覆盖，并通过分隔的焊点和焊线连接到外管脚，称为检测端子如图 1-43(a)中的 C_S 端，在原来的主源极 S 上增加一个焊线，称为开尔文(Kelrin)源极(图中用 S_K 表示)，这个极是用作检测电流的回归点(参见图 1-43(b))。这样器件可以看成由两个分开的源极所构成，分别称为功率器件和检测器件。设流过功率器件的电流为 I_1，流过检测元器件的电流为 I_2，电流比 $r=I_1/I_2$，在理想条件下 r 是检测器件单胞数与功率器件单胞数之比，该值受外部环境因数如温度、栅压和漏极电流的影响较小。

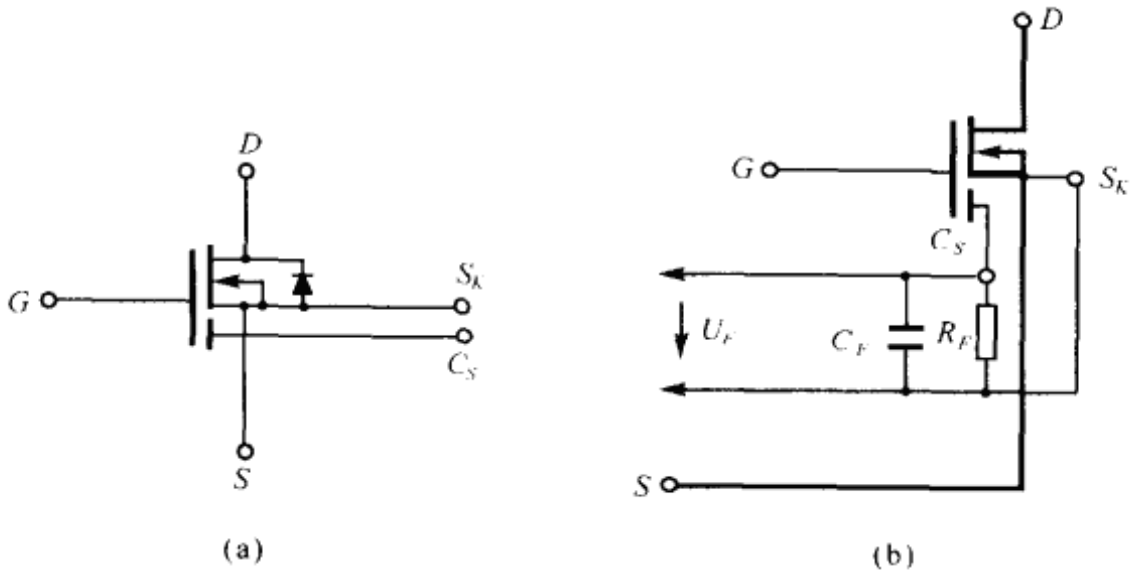


图 1-43　具有电流检测功能的器件

在本章的最后，作为示例，表 1-2 和表 1-3 给出 MOTOROLA 公司生产的 Power MOSFET 型号为 MTM40N20 的特性参数。这些参数分为两类：即最大额定值和电气特性值，对于前者，在任何情况下都不能超越，否则器件将损坏；对于后者，一般以最小值、最大值或典型值的形式给出，它们与测试方法和应用条件密切相关。在实际应用中，若超出特性值，器件本身并不一定损坏，但如果设计裕度不足，可能导致电路工作失常。

表 1-2 MTM40N20 的最大额定值(MOTOROLA)

	项目		符号	单位	数值	备注
1	漏源极额定电压		U_{dss}	V	200	
2	栅源极电压		U_{gs}	V	±20	
3	漏极电流	速续电流	I_D	A	40	
		脉冲电流	I_{Dm}	A	200	
4	栅极电流峰值		I_{gm}	A	1.5	
5	额定功耗		P_D	W	250	$T_C=25℃$
6	功耗减额因子		K_D	W/℃	1.43	$T_C>25℃$
7	工作和储存温度		T_j、T_{stg}	℃	−65～150	

表 1-3 MTM4020 的电气特性参数(MOTOLOLA)

	项目		符号	单位	测试条件	数值 最小	数值 最大	备注
1	漏源极击穿电压		U_{BR}	V	$U_{gs}=0$ $i_D=5mA$	200	—	
2	漏极漏电流		I_{dss}	mA	$U_{ds}=0.8U_{dss}$ $U_{gs}=0$			
					$T_C=25℃$	—	0.25	
					$T_C=100℃$	—	2.50	
3	栅阀电压		U_T	V	$I_D=1mA$ $T_j=25℃$	2.0	4.5	
					$T_j=100℃$	1.5	4.0	
4	通态电阻		R_{on}	Ω	$U_{gs}=10V$ $i_D=20A$	—	0.08	
5	分布电容	输入电容	C_{iss}	nF	$U_{gs}=0$ $U_{ds}=25V$ $f_s=1.0MHz$	—	5.5	
		输出电容	C_{oss}			—	1.5	
		反馈电容	C_{rss}			—	0.5	
6	开关时间	开通延迟时间	$t_{d(on)}$	μs	$U_{ds}=25V$ $i_D=20A$ $R_{g0}=50Ω$* $T_j=100℃$	—	0.05	
		开通时间	t_{on}			—	0.35	
		关断延迟时间	$t_{d(off)}$			—	0.15	
		关断时间	t_{off}			—	0.30	
7	内含反并二极管	正向压降	U_{sd}	V	$i_s=I_D$ $U_{gs}=0$	—	1.0	脉冲测试：脉宽 $\tau\leqslant300\mu s$，空占比 $D\leqslant0.02$
		开通时间	t_{on}	μs		—	0.15	
		反内恢复时间	t_{rr}			—	0.20	
8	稳态热阻		R_{TJC}	℃/W		—	0.50	
9	最高引线温度		T_L	℃		—	275	

* R_{g0}是栅极信号源内阻。

参考文献

[1]陈星弼编. 晶体管原理. 北京:国防工业出版社,1981
[2]Freundel P. Power MOSFET or Bipolar Transisters for Converter Circuits, IAS'82 Reeord
[3]Tihanyi J. A Qualitative of the Performance of SIPMOS Transister, Siemens Forsh u Entwick-Ber,1980(4)
[4]Gauen K. Match Power MOSFET Parameters for Optimum Parallel Operation, EDN. 1984,Feb. 23
[5]Clemente S., Understanding Power MOSFET Switching Performance, IAS'81 Record
[6]张立等编著. 现代电力电子技术. 北京:科学出版社,1992
[7]高满如. 功率场效应管的驱动. 电力电子技术,1994(2)
[8]国际整流器公司编. 西安电力电子技术研究所译. 电力半导体器件应用指南,1994
[9]周永忠等. 功率 MOSFET 模块驱动电路. 电力电子技术,1993(4)
[10]聂代祚编著. 新型电力电子器件. 北京:兵器工业出版社,1994
[11]何湘宁. IGBT 驱动电路的电源设计. 电气自动化. 1995(5)
[12]熊腊森. IR2110 高压 MOS 栅极驱动器的功能及应用. 电力电子技术,1996(1)
[13]王志良主编. 电力电子新器件及其应用技术. 北京:国防工业出版社,1995
[14]张立等编著. 电力电子场控器件及其应用. 北京:机械工业出版社,1996
[15]林渭勋等编著. 电力电子技术基础. 北京:机械工业出版社,1990

第二章

电路运行条件对IGBT和MCT性能的影响

绝缘栅晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor,缩称IGBT)是一种近年来发展迅速、应用广泛的功率器件,受到各方面的关注。IGBT是一种MOS栅控器件。众所周知,GTR具有开关容量大和导通压降低等优点。但在高频工况下,它也有很多缺点:

1. 开关频率低:GTR是少子扩散形成电流,在高注入下会产生剩余载流子。当关断时,这些载流子需要通过抽出和复合来消除,因而耗费时间,在硬开关环境中,GTR的最高开关频率约为5kHz。

2. 输入阻抗低:GTR是一种电流控制器件,电流放大倍数很低,在大容量时基极电流很大,这不仅产生损耗,而且使GTR驱动电路的体积很大且制作麻烦。

从第一章可知,GTR的上述弱点都可以用Power MOSFET加以克服,因为Power MOSFET是多子器件,无电荷储存效应,故开关速度快、工作频率高。MOSFET是一种电压控制器件,输入阻抗高,平均驱动功率很小,因而驱动电路也相对简单;其次,这种器件具有负电流温度系数,热稳定性好,器件不易产生热点,也不易出现SB,故SOA较大。但是Power MOSFET自身也存在不容忽视的弱点:

1. 导通压降高:由于只有多子漂移,因此通态下在基区中并无电导调制效应,导通电阻不会变低,因此在相同的耐压下,MOSFET的导通电阻远高于GTR,因而其导通压降也高得多,增加导通消耗。

2. 开关容量低:MOSFET的阻断电压和导通压降之间存在制约关系,增加基区厚度固然可以提高电压耐重,但同时也提高导通压降,为了折衷,不得不增加芯片面积,这使得芯片面积利用率和电流密度都下降。

可以看出,GTR和MOSFET的优缺点都与它们的导电机制有关。由于机制不同,这些优缺点却是互补的,因此希望集中它们的优点,扬长避短,利用MOSFET输入阻抗高,GTR输出阻抗低的优点,组合新的器件,IGBT就是这些组合器件中的一种。

IGBT自1982年试制成功迄今,已经过几代更迭。第一代IGBT于1985年投产,其主要特点是低损耗,一般导通压降为3V,下降时间为0.5μs,耐压为(500~600)V,电流25A,这一代器件存在电流擎住的问题,开关速度也远低于Power MOSFET。

第二代IGBT于1989年投产,并且分为两大类,即①高速开关型:适用于20kHz超音频域,在相同的通态压降下,下降时间降为一半左右;②低通态压降型:适用于5kHz以下的开关频率

范围，在相同的开关特性下，导通压降为(0.6～0.7)V，容量为(0.6～1.2)kV，400A，这一代器件已解决电流擎住问题，可以在较好的通态特性前提下获得接近于 MOSFET 的开关特性。这一代已开始实现模块化。

第三代 IGBT 正在发展，还是分成两个方向，一是进一步改善通态压降和开关特性间的制约关系，追求损耗更低和速度更高，另一方面是发展更大容量，在模块化的基础上采用平板压接工艺。1996 年日本三菱公司研制了世界最高容量的 IGBT 模块：3.3kV，1200A，其通态压降在 125℃和 1.2kA 条件下为 4.8V；1997 年，日本富士公司研制了平板型 IGBT：2.5kV，1.0kA，平板压结构本来用于晶闸管，其好处是两面散热，可以提高芯片的电流密度；同时芯片内部没有模块那样的键合电极引出线，因而内部分布电感大为减小。

根据已有的导电机理要使 IGBT 耐压更高，仍然受到导通压降过大的制约，据此，东芝公司按照新的电子注入增强效应研制出高压器件：4.5kV，1.0kA(平板式结构)，并起名为 IEGT(Injection Enhanced Gate Transistor)。

此外，自 20 世纪 80 年代末，IGBT 开始向智能化发展，模块内置功能已包含各种接口电路，过流保护和过热保护电路，PWM 控制电路，这实际已经是一种功率集成电路(Power Integrated Circuit，缩称 PIC)。这种 PIC 与前述的各种功率集成器件(Power Integrated Devices，缩称 PID)和功率模块(Power Module，缩称 PM)都不相同，可以说它是一种具有电路功能的器件，或者是功率智能模块(Integrated Power Module，缩称 IPM)。

第一节　IGBT 的结构和主要特性

一、IGBT 的结构

IGBT 的单胞结构示意图如图 2-1 所示，图中各部位的名称按国际电工委员会 IEC/TC 47(CO)1339 文件标出。该文件对有关 IGBT 结构名称规定按以下两项原则标定：

1. 鉴于 IGBT 实质上是一个场效应晶体管，因此内部结构各部分名称基本沿用 Power MOSFET 的相应名称；

2. 为了兼顾长期以来的习惯称谓，部分器件外部端口的命名沿用双极型晶体管名称，即从源极引出的电极端称发射极端(E)，从漏极引出的电极端称集电极端(C)，但栅极(G)保持原名称不变。

比较图 1-1 和图 2-1 可以看出，后者增加一层 P^+ 层，称漏注入区，这样整个单胞成了四层结构，并存在 J_1、J_2 和 J_3 三个 PN 结。当 $U_{ce}>0$，$U_{ge}>U_T$ 时，栅极下面的半导体表面形成反型层，电子从 N^+ 源区经沟道流入 N^- 漏区，使 J_1 结更为正偏，于是 P^+ 区向 N^- 漏区注入空穴。这些空穴一部分与从沟道来的电子复合，另一部分被处于反偏的 J_2 结收集到亚沟道 P^+ 区，这些载流子将显著地调制 N^- 漏区的电导率，这就降低了器件的导通电阻，提高了电流密度。可以看出，这种结构具有很多优点，但也存在以下问题：

1. 关断时拖尾电流现象：IGBT 可以像 MOSFET 那样用移去正栅压，释放栅荷的方法来关断器件，但是 IGBT 的 N^- 漏区并没有外引电极，因此不能采用抽流方法来降低 N^- 漏区中的过剩载流子。这些空穴只能依靠自然复合，因此，集电极电流 i_C 存在一个拖尾电流，由于器件此时已处于高压，因此器件的关断损耗增加。

2. 擎住效应：擎住效应也可以称晶闸管效应，是指 IGBT 工作电流增大到一定值时，虽撤去

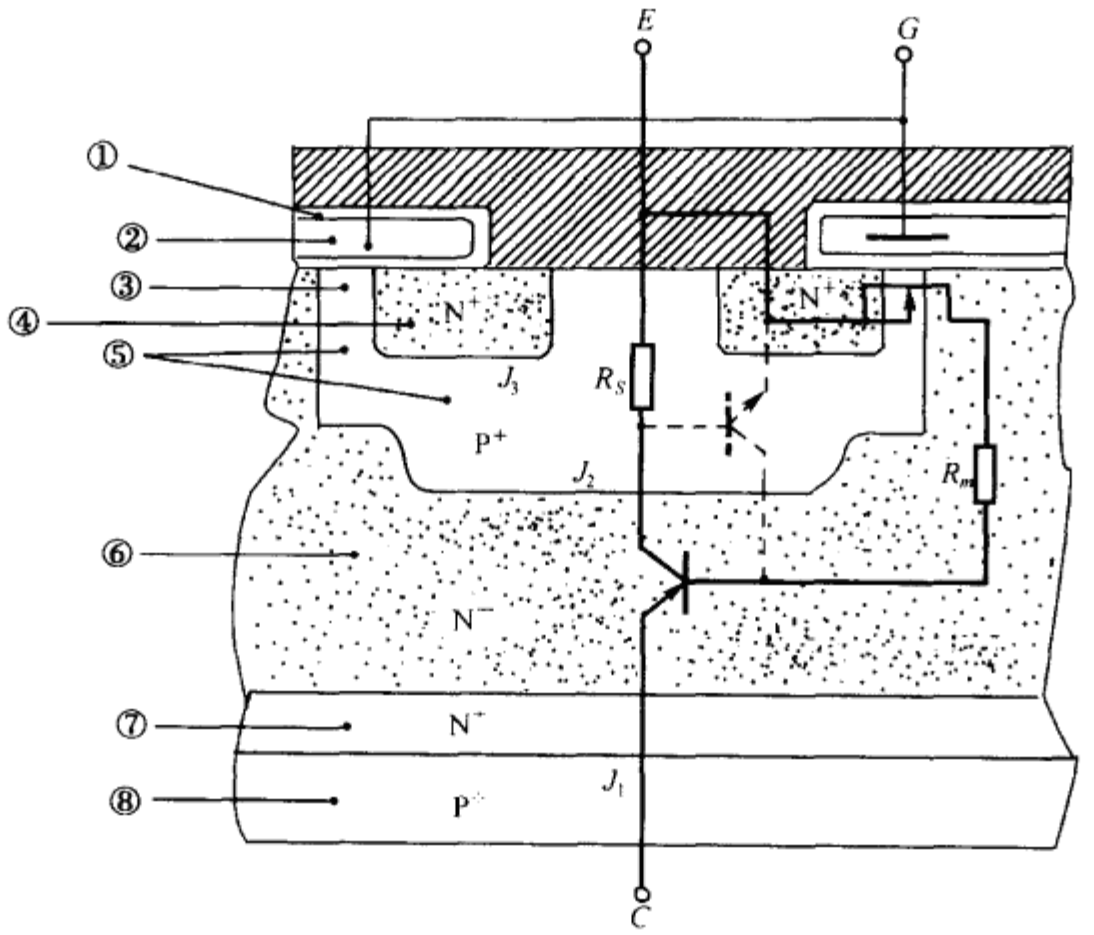


图 2-1 IGBT 单胞结构示意图

①—栅区 ②栅极 ③沟道 ④源区 ⑤亚沟道区 ⑥漏区 ⑦缓冲区 ⑧漏注入区 衬底

C—集电极 E—发射极 G—栅极

栅压，器件依然导通，也即器件导通后其栅极不再具有控制能力，对于 IGBT 而言是一种故障现象。在图 2-1 中可以看到，除 $P^+N^-P^+$ 晶体管之外，器件中还耦合一个 $N^-P^+N^-$ 晶体管，这样便构成四层晶闸管结构（其等效电路参见图 2-2(a)）。在寄生晶体管基区与发射区间有电阻 R_S，其数值由亚沟道区的薄层电阻决定，若 R_S 值较大，以致在通态下，R_S 端压高于 0.6V，便足以使寄生晶体管导通，若 $\alpha_{NPN}+\alpha_{PNP}\geqslant 1$，栅极便丧失控制作用，这就是电流擎住现象。

为了避免擎住现象产生，采取以下各种有效措施：

1. 提高亚沟道 P^+ 区的掺杂度以减低薄层电阻值；
2. 降低少子寿命以降低晶体管的电流增益；
3. 在漏注入区与漏区间加入高掺杂的缓冲区 N^+，目的是降低漏区的注入效率。

将上述措施合理组合之后，已可以制造出擎住电流容量极高以至正常应用时不出现擎住现象的器件，因为擎住电流密度已高达 $1000A/cm^2$ 以上。

二、N^+ 缓冲层的作用

前面已经讲过，N^+ 缓冲层可以抑制擎住效应；除此之外，N^+ 缓冲层还具有以下的作用：

1. 提高正向阻断电压；
2. 降低正向导通压降；
3. 缩短下降时间和电流拖尾时间；
4. 降低反向阻断电压。

显然，除了反向阻断电压下降之外，其他的作用都对器件有利。在无 N^+ 缓冲区 IGBT 中，其正反向电压相等，故称对称型器件；相反，有 N^+ 缓冲区的 IGBT 就称为非对称型器件。由于 N^+ 缓冲区的许多好处，目前非对称型器件很受重视，这是由于在很多应用领域并不要求器件是对称

型的(如电压型逆变器等)。

下面简要解释上述作用。

(一)IGBT 的等效电路和电流分配

图 2-2(a)是考虑寄生三极管 T_2 时的 IGBT 等效电路,图 2-2(b)是不考虑电流擎住效应时的等效电路,由于它比图 2-2(a)更为简单,可用于分析与电流擎住现象无关的器件物理过程。图 2-2(c)是 IGBT 的符号(N-MOS 栅极型)。在图 2-2(b)中,R_m 是漏区调制电阻,该等效电路表明,IGBT 是一个由 N-MOS 驱动的 GTR,假定流过 N-MOS 的电流为 i_D,流过 GTR 的电流为 i_T。由图有

$$i_C=i_T+i_D=\beta i_D+i_D=(1+\beta)i_D \tag{2-1}$$

式中 β 是 PNP GTR 的电流增益(共射)。上式表明,IGBT 电流是 N-MOS 和 GTR 电流之和,其比值取决于 β,β 的典型值为 1(即共基电流增益 $\alpha=0.5$)。

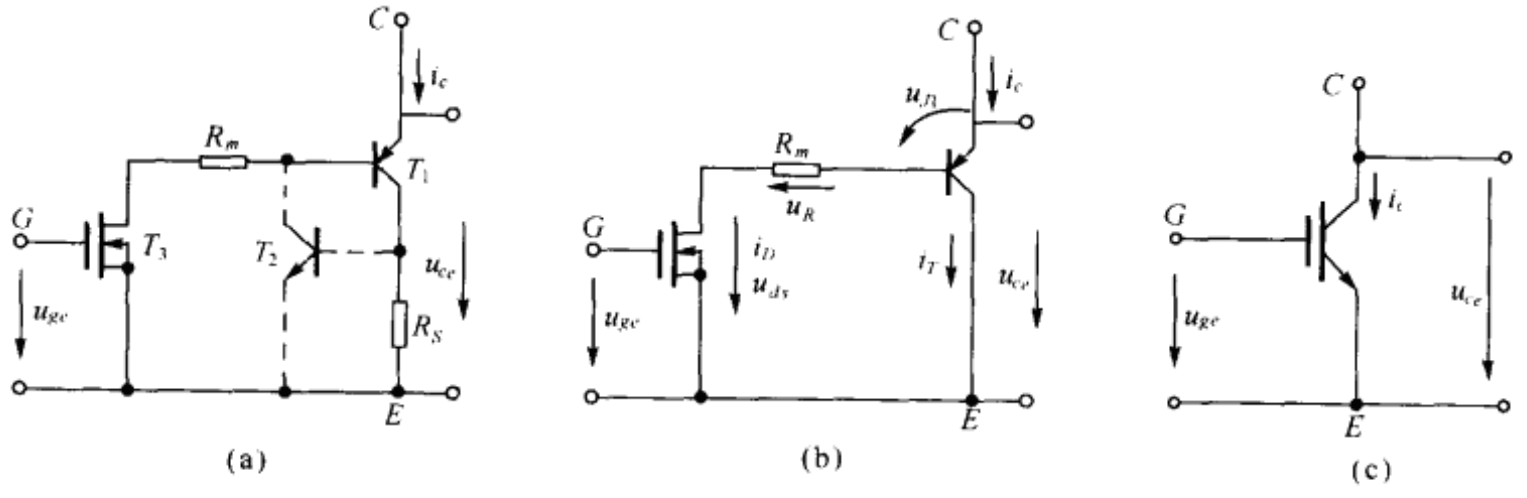


图 2-2　IGBT 的等效电路

(a)IGBT 的等效电路　(b)不考虑电流擎住效应的等效电路　(c)IGBT 的符号

(二)IGBT 的通态压降 U_{ces}

由图 2-2(b)有

$$U_{ce}=U_{J1}+U_R+U_{ds} \tag{2-1}$$

式中 U_{J1} 是 J_1 结的正向偏置,U_R 和 U_{ds} 分别是 R_m 和 N-MOS 的端压。当 $U_{ge}=0$ 时,IGBT 处于正向阻断,由于 U_{J1} 值不高于 0.7V,阻断电压大部分在 R_m 上,因此 MOS 是一个低压器件。当 $U_{ge}>U_T$ 时,IGBT 导通,其导通压降为

$$U_{ces}=U_{J1}+i_DR_m+i_DR_{on}=U_{J1}+i_D(R_m+R_{on}) \tag{2-2}$$

式(2-2)表明,U_{ces} 值取决于 i_D,R_m 和 R_{on} 值。由于通态下漏区的电导调制效应,R_m 显著下降,由前述,MOS 栅相当于一只低压器件,其通态电阻 R_{on} 很小,因而在相同电压容量下,IGBT 的通态压降低于 Power MOSFET。

(三)N^+ 缓冲层对通态压降的影响

由式(2-2)可见,U_{ces} 与 R_m 有关,而 R_m 是由 N^- 漏区厚度决定的。在非对称结构中,由于 N^+ 缓冲层加入,N^- 漏区的厚度仅为对称结构的一半,故 R_m 下降,其 U_{ces} 也比对称型低,并如图 2-3 所示。

(四)N^+ 缓冲层对下降时间的影响

由于缓冲层降低了发射极注入效率,从电路角度就是电流增益 β 降低。而由式(2-1)可知,MOS 电流将成为总电流 i_C 的主要部分,而这部份电流在关断时是因沟道被切断迅速实现的,这部分电流越大,剩下拖尾电流便越小,因而下降时间也越短。从导电机制角度出发,在关断过程

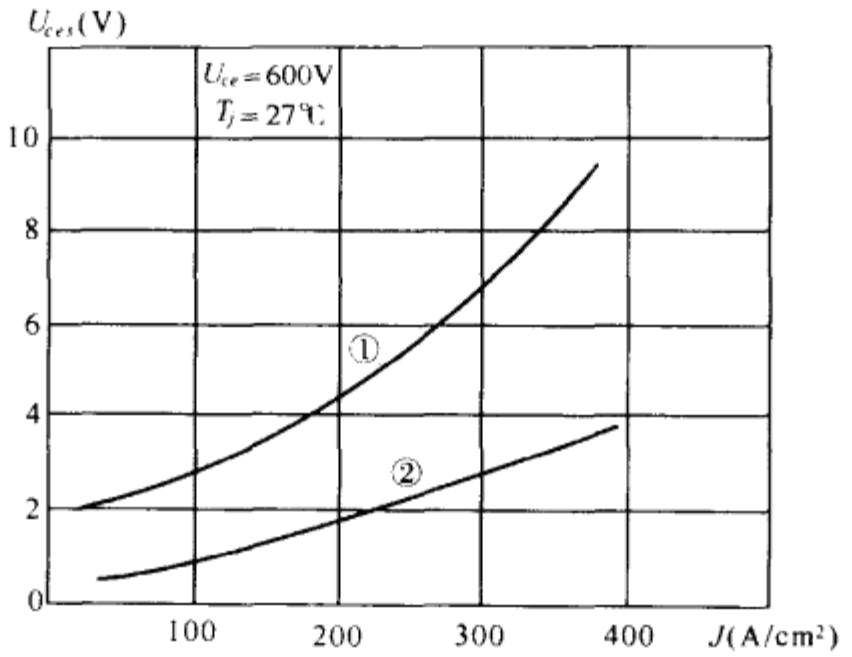


图 2-3 不同结构 IGBT 通态压降比较

J—电流密度 U_{ces}—通态压降 ①—对称型结构 ②—非对称型结构

中，空穴向集电极漂移，从耗尽层挤出的电子向源极扩散，这些电子使空穴不断从发射极注入，致使关断电流尾部增长。而注入空穴的数量由源区发射极注入效率决定，由于不对称结构的发射极注入效率低，因而其下降时间和尾部电流比对称结构小，图 2-4 所示两种结构电流拖尾情况（额定电源的 10%以下称为电流尾部）。

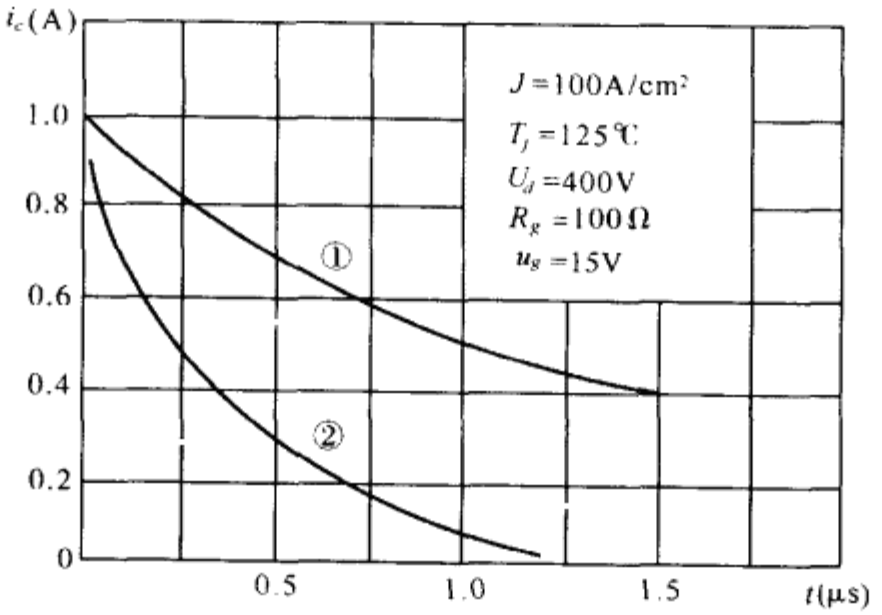


图 2-4 不同结构 IGBT 尾部电流比较

①—对称结构 ②—非对称结构

（五）N^+缓冲层对正向电压的影响

当 $U_{ge}=0$，$U_{ce}>0$ 时，J_2 处于反偏，起阻断作用，在有 N^+ 缓冲层时，漏区的电场分布由原来的三角形变为矩形，这样，在缓冲层厚度很小时，正向阻断电压将提高，为了不使 J_2 和 J_1 间发生穿通，要适当地提高缓冲层的掺杂浓度。

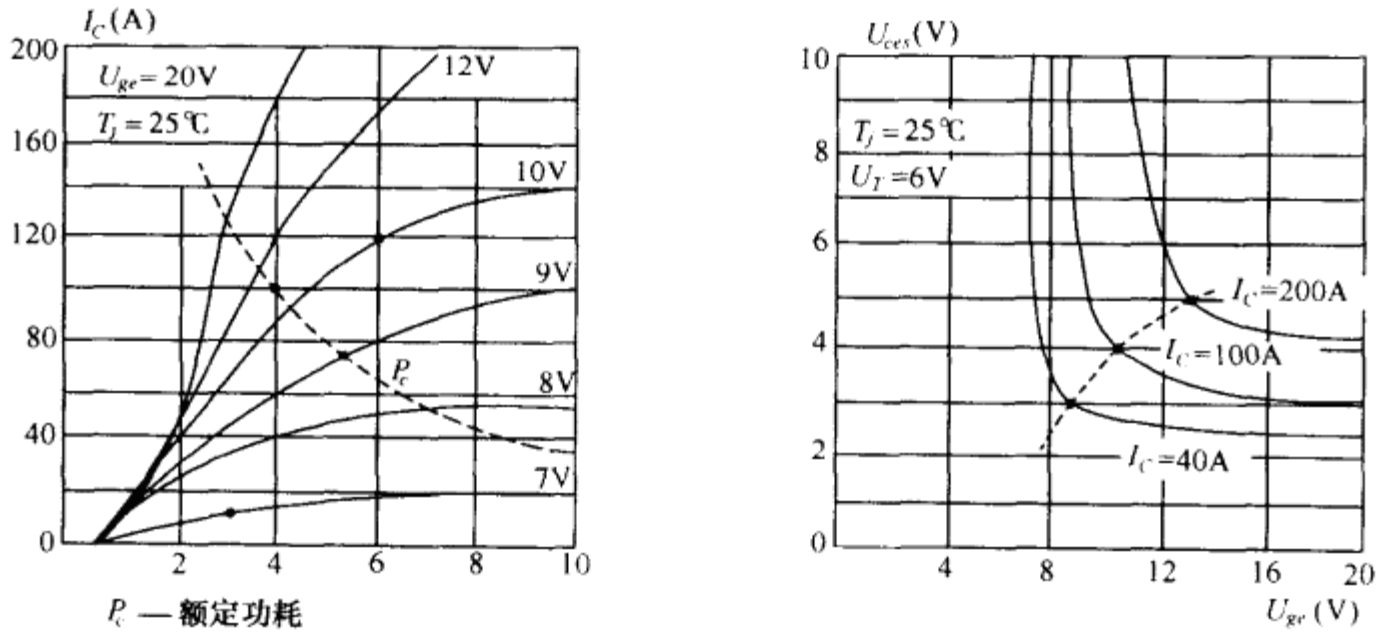
（六）N^+缓冲层对反向阻断电压的作用

当 $U_{ge}=0$，$U_{ce}<0$，IGBT 处于反向阻断，J_1 反偏，其能力取决于 P^+ 漏注入区和 N^+ 缓冲区，高掺杂度的缓冲层导致反向阻断电压下降。

三、正向输出特性

IGBT 用共射接法时，集极电流 i_C 和端压 U_{ce} 分别代表输出电流和电压，以栅压 U_{ge} 为参变

量，描述 i_C 和 U_{ce} 间的关系曲线称为输出特性，其中 $i_C>0$ 和 $U_{ce}>0$ 的部分称为正向输出特性。由前述，当采用不对称结构时，IGBT 的反向阻断能力很低，一般手册并不给出反向耐压，图 2-5 画出 IGBT 正向输出特性的低压区部分（整个特性与 Power MOSFET 的输出特性相似）。



(a) 正向输出特性　　(b) 通态特性

图 2-5　正向输出特性和通态特性

由图可见：

1. 当 $U_{ce}>U_{ge}-U_T$ 时，集流 I_C 随 U_{ge} 而变，与 U_{ce} 值无关，器件运行于饱和状态，具有恒流特性。

2. 当 $U_{ce}<U_{ge}-U_T$ 时，集流 I_C 是 U_{ge} 和 U_{ce} 的函数，器件运行于非饱和状态，通态电阻 R_{on} 随 U_{ge} 的增大而下降，如图 2-6 所示。和图 1-3 相比较，IGBT 的 R_{on} 远低于 Power MOSFET，相应地其导通压降 U_{ces} 也较 Power MOSFET 低。

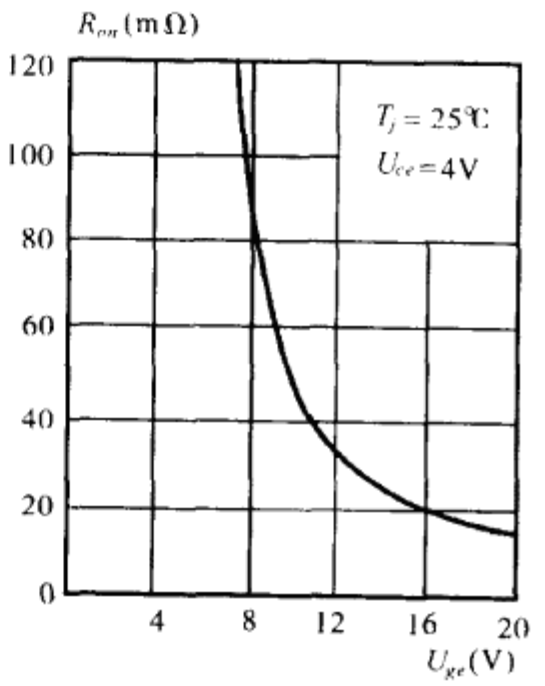


图 2-6　$R_{on}-U_{ge}$ 关系曲线

四、通态特性

从图 2-5(a)所示的曲线族，以 I_C 为参变量，求出 $U_{ce}-U_{ge}$ 的关系曲线，称为 IGBT 的通态特性并如图 2-5(b)所示。由图可见，对于同一集流 I_C，器件导通压降随栅压而变，在 U_{ge} 较大时，U_{ces} 低（即 R_{on} 小），器件运行在非饱和区；随 U_{ge} 逐渐减小，U_{ce} 也相应上升，器件由非饱和线性区转到非线性区；U_{ge} 进一步减小，器件便进入饱和区，U_{ce} 便急剧上升（R_{on} 急剧上升）。

五、饱和区的电流转移特性

IGBT 的饱和区电流转移特性如图 2-7(a)所示。比较图 1-4 可见，这两种器件的转移特性是十分相似的，这表现在：

1. 和 Power MOSFET 一样，IGBT 也是一种电压控制器件。

2. 和 Power MOSFET 一样，IGBT 的电流转移特性也受温度影响：在大电流区，集流随结温 T_j 的上升而下降，因而器件电流具有负温度系数，于是 IGBT 也没有 SB。

3. 曲线的斜率代表器件输入电压对输出电流的控制能力，直流跨导 G_m 可写成

$$G_m=\frac{I_C}{U_{ge}-U_T} \tag{2-3}$$

即

$$I_C=G_m(U_{ge}-U_T) \tag{2-4}$$

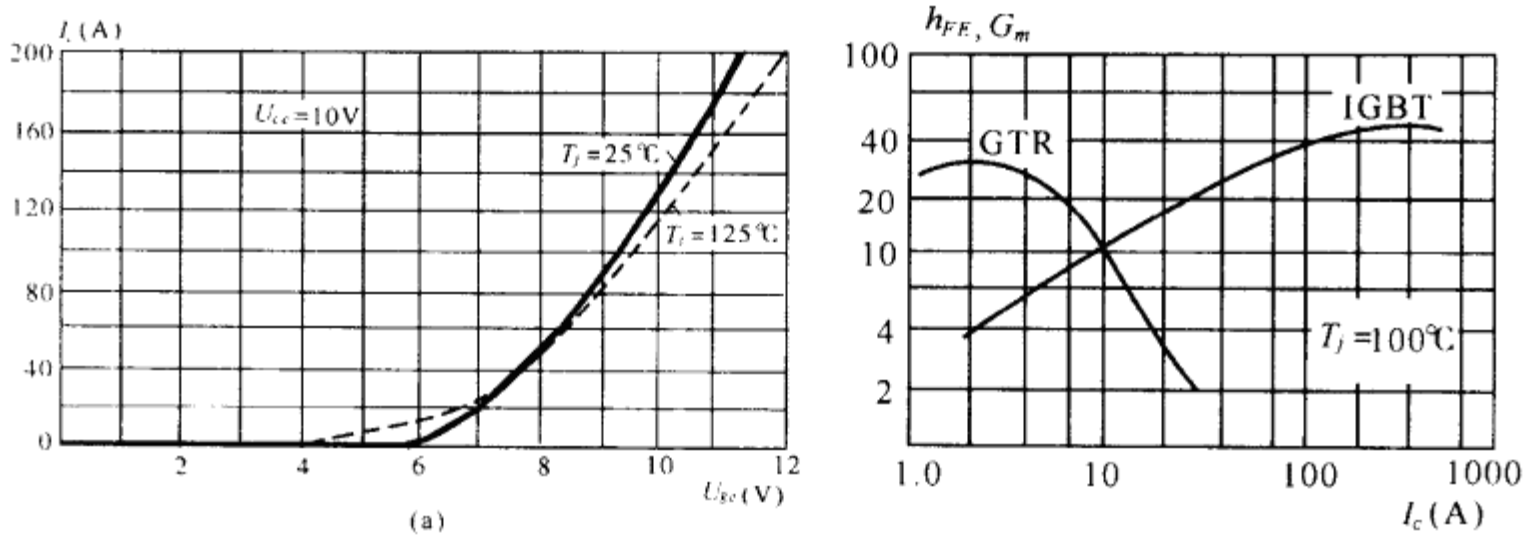


图 2-7

(a)电流转移特性　(b)h_{FE}和 G_m 与电流 I_C 的关系曲线

六、IGBT 的电流容量

(一)连续电流 I_C

GTR 最大连续电流受电流增益 h_{FE}的限制，如图 2-7(b)所示，对于 IGBT，在饱和区，集流 I_C 由式(2-4)表示，对于给定的 U_{ge}值，I_C 取决于跨导 G_m，但由图 2-7(b)可见，与 GTR 不同，IGBT 的 G_m 在很大电流范围内呈上升趋势，由此可知 G_m 并不是连续电流 I_C 的约束因素。

若连续电流 I_c 由允许功耗 P_c 决定，则应有

$$I_{CP}=\frac{T_{jm}-T_C}{R_{TjC}U_{ces}}=\sqrt{\frac{T_{jm}-T_C}{R_{TjC}R_{on}}} \tag{2-5}$$

式中 T_{jm}为最高容许结温，对 IGBT，$T_{jm}=150℃$，T_C 为壳温，R_{TjC}为结至壳间的稳态热阻，U_{ces}为全导通状态下的导通压降，但实际上，$I_C<I_{CP}$，故可知，P_C 也不是 I_C 的约束因素。实际上，IGBT 的连续电流 I_C 是由内部引线决定的，但由式(2-5)，对于已知的 T_{jm}、R_{TjC}和 U_{ces}，I_{CP}的值与壳温 T_C 有关，相应地，连续电流 I_C 也将随 T_C 上升而下降，如图 2-8 所示。由于一般应用条件中，$T_C>25℃$，故应根据实际情况，确定相应的连续电流。

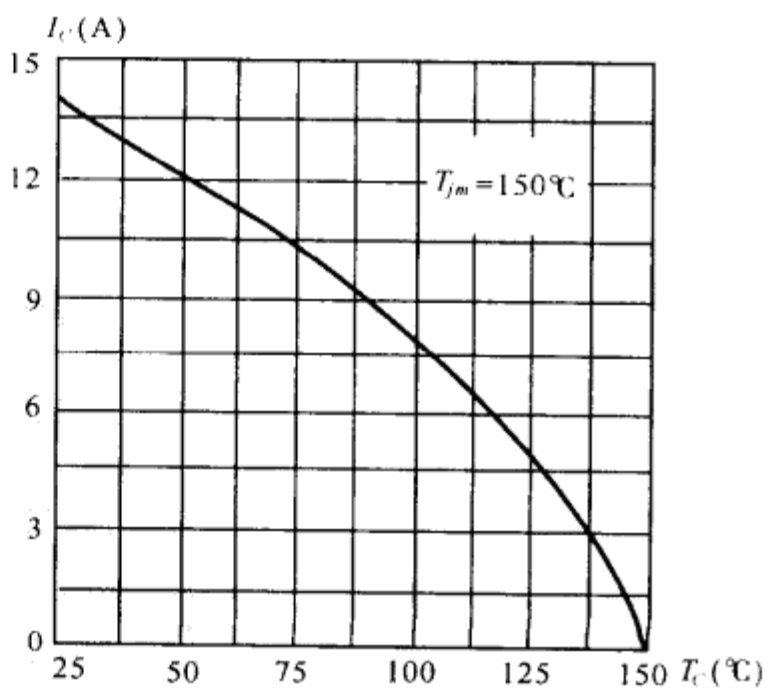


图 2-8　I_C-T_C 关系曲线

(二)脉冲电流 I_{cm}

在热极限范围内，IGBT 能够在峰值电流远大于其连续电流额定值条件下工作，手册给出的脉冲电流 I_{cm}值对应于脉宽 $\tau=1ms$，壳温 $T_C=25℃$条件，例如美 IXYS 公司出品的 IXGH50N60A，$I_C=75A$，($T_C=25℃$)，$I_{cm}=200A$。

和 Power MOSFET 一样，在脉冲工作条件下，器件的功耗可表为

$$P_{cm}=\frac{T_{jm}-T_C}{Z_{TjC}(D,\tau)} \tag{2-6}$$

式中 Z_{TjC} 为结与壳间的瞬态热阻，该值与空占比 D 和脉宽 τ 有关，并如图 2-9 所示。由图可见，由于 $Z_{TjC}<R_{TjC}$，故 $P_{cm}>P_C$（直流功耗），其中

$$P_C=\frac{T_{jm}-T_C}{R_{TjC}}$$

由于 P_{cm} 的增大，相应的脉冲电流 I_{cm} 也将增大。

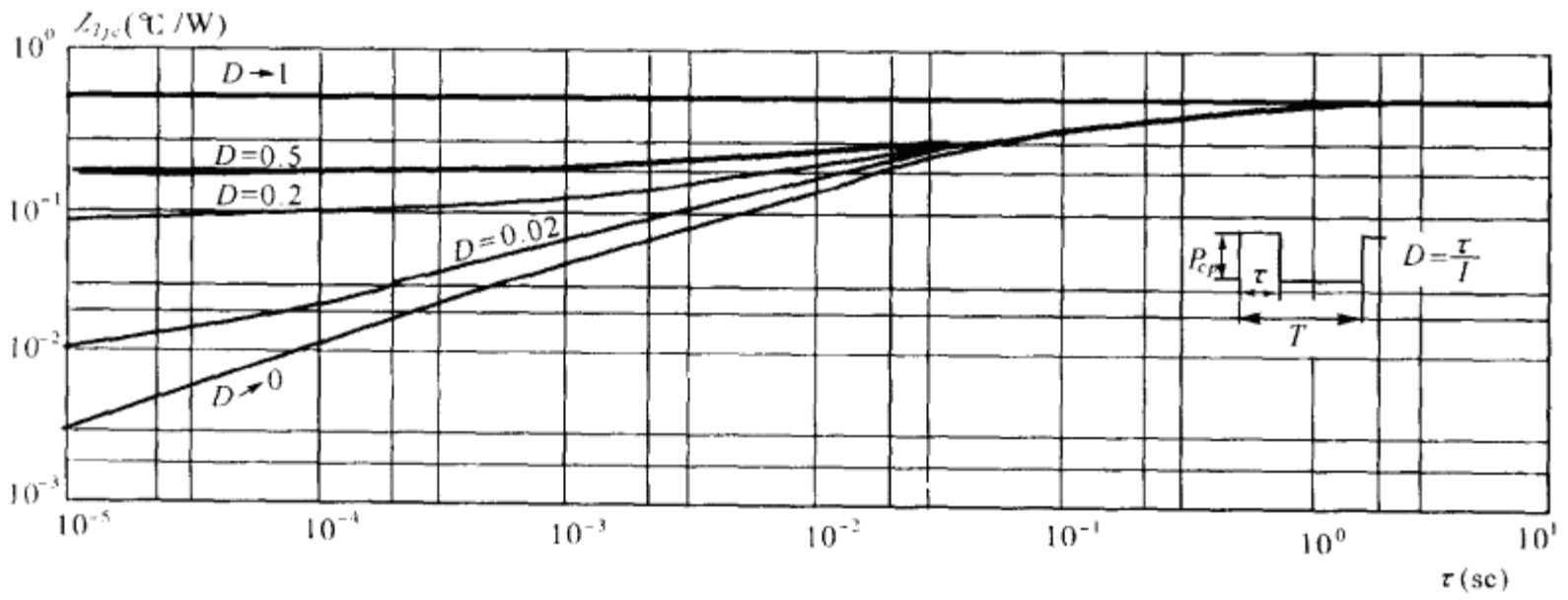


图 2-9　$Z_{TjC}-\tau$ 关系曲线

（三）最大开关电流 I_{Lm}

I_{Lm} 是在规定条件下可以安全地重复开关的电流最大值。规定的条件是：器件具有箝位感性负载 L_0，栅极串联电阻 R_g，栅极电压 U_{ge} 和结温 $T_j=125℃$。仍以 IXGH50N60A 为例：在 $L_0=30\mu H$，$R_g=2.7\Omega$，$U_{ge}=15V$，$T_j=125℃$（$T_{jm}=150℃$）条件下，$I_{Lm}=100A$，而 $I_C=75A$（$T_C=25°$）。

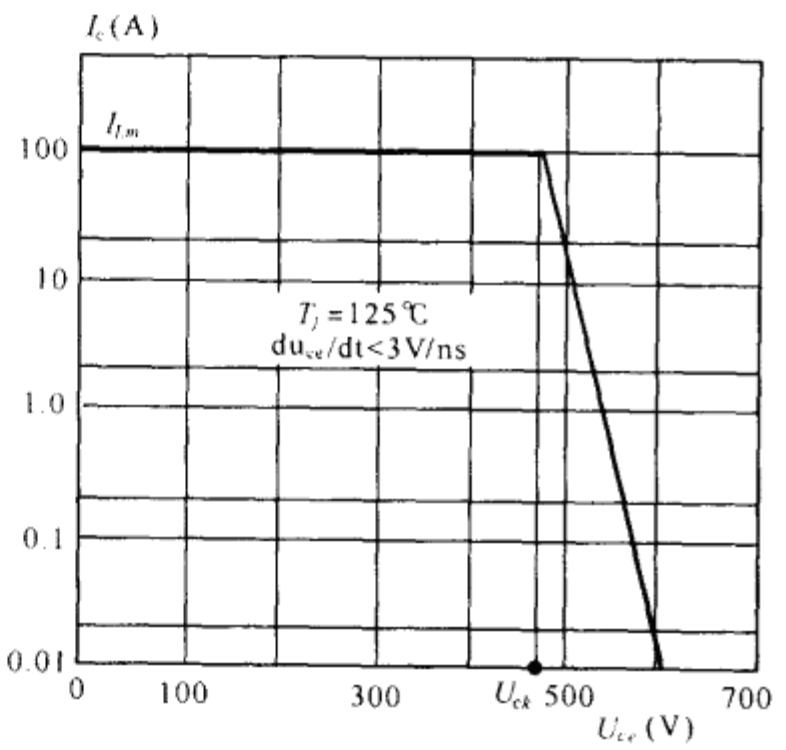


图 2-10　IGBT 的 RBSOA

必须指出，I_{Lm} 也构成图 2-10 所示的 IGBT 反偏安全工作区（RBSOA）的电流界限，该安全区又称无缓冲开关安全工作区（SSSOA）。由图可见，该安全区面积与关断时重加于器件的电压上升率 du_{ce}/dt 有关：du_{ce}/dt 越高，则 SOA 越小，这是由于线路中存在分布电感，在关断器件时必须处理储存在分布电感中的能量。在无缓冲电路条件下，这些能量将以关断过电压表现出来，储能越大，过冲量越高，相应的电压上升率 du_{ce}/dt 也越高，因而在反馈电容 C_{res} 中产生的位移电流也越大，以至器件重返通态，这种误触发将使线路陷入故障状态。例如桥式电路中上下臂的共态导通引发直流电源沿器件短路，如果故障电流没有及时被抑制，将可能引发 IGBT 的电流擎住，这就无法使用栅极关断方式进行保护。为了避免上述现象产生，对重加 du_{ce}/dt 必须限制，或者说 du_{ce}/dt 越高，则容许的关断功耗越低。

(四)高频工况下的载流能力

在开关状态下，器件所产生的功耗包括导通损耗 P_E 和开关损耗 P_{SW}，即

$$P=P_E+P_{SW}=P_E+E_{SW}f_S \tag{2-7}$$

式中 E_{SW} 是开关一次所消耗的能量，f_S 是开关频率。导通损耗反映全导通状态下的损耗，取决于导通压降 U_{ces}；开关损耗是开关过程中产生的损耗，其值与开关频率 f_S 成正比。当开关频率很低时，器件产生的损耗主要是导通损耗，当开关频率升高，P_{SW} 所占的比例便相应上升，器件总损耗随 f_S 的上升而增大。为了使器件的温升不超越最大值 $\Delta T_m=T_{jm}-T_C$，器件的载流能力必须随 f_S 的上升而下降，图 2-11 所示的曲线称为 IGBT 的电流频率特性。

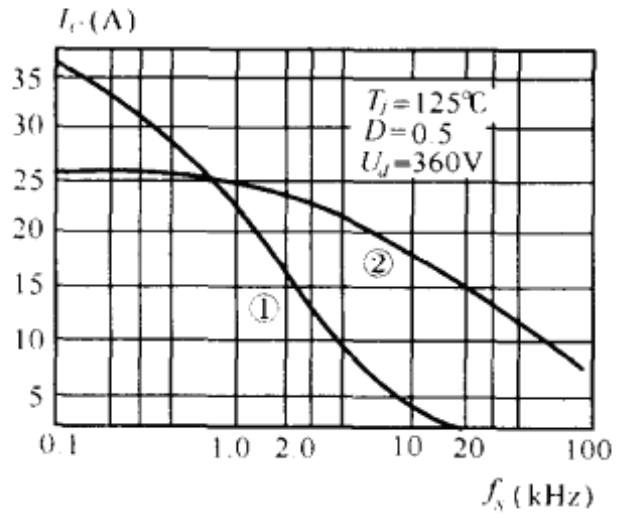


图 2-11 IGBT 的电流频率特性

① 低 U_{ces} 慢速型 ② 低 E_{SW} 高速型

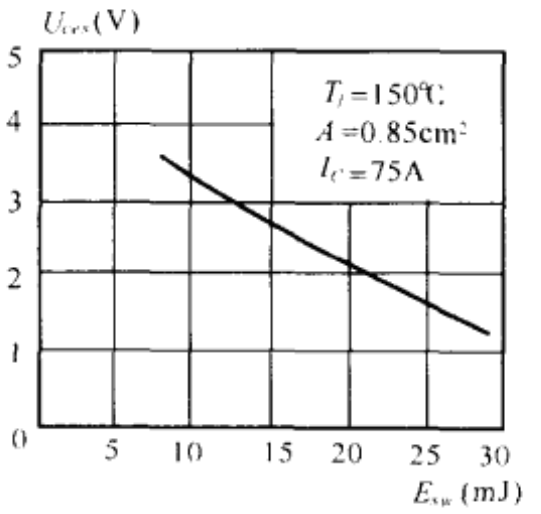


图 2-12 E_{SW}—U_{ces} 的关系曲线

为了提高器件的高频载流能力，拓展器件的频带宽度，就要设法降低 U_{ces} 和 E_{SW}，可惜的是 U_{ces} 与 E_{SW} 之间存在制约关系，如图 2-12 所示。由图可见，U_{ces} 较低的器件其 E_{SW} 很高，而 E_{SW} 很低的器件 U_{ces} 又很高，器件开关损耗包括

$$P_{SW}=P_{on}+P_{off} \tag{2-8}$$

式中 P_{on} 是开通损耗，P_{off} 是关断损耗。对 IGBT 来说，P_{off} 是主要的。因此，图 2-12 的制约关系原于图 2-13 所示的 U_{ces}—t_f 的关系，其中 t_f 是关断时集流 i_C 的下降时间。为了提高开关速度，可用电子辐射减少少子寿命(即扩散长度)，但漏区的电导调制却因而相应减弱，于是导通压降增大。

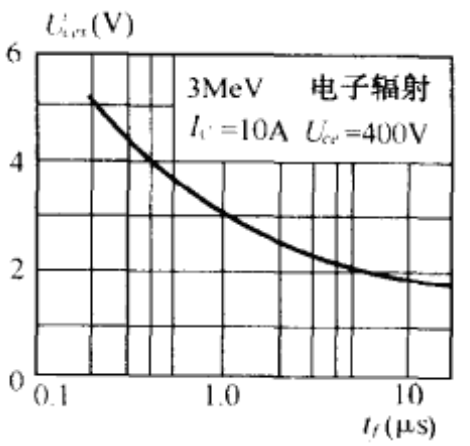


图 2-13 U_{ces}—t_f 的关系曲线

鉴于 U_{ces} 与开关时间之间的制约关系，根据不同应用场合，选择适当的辐射量是比较可行的方案，也即对于低频工作范围，P_E 是损耗的主要成分，IGBT 的关断时间控制在 5μs；对于中频工作范围，开关损耗与导通损耗相当，关断时间在(0.5～1)μs，工作频率在(1～10)kHz；对于高频工作范围，P_{SW} 是主要成分，关断时间控制在(0.1～0.5)μs，工作频率为(20～100)kHz，相应地便有图 2-11 那样的具有不同频带宽度的 IGBT。

(五)短路状态下的载流能力

这是一种瞬态下的载流方式，为了保障器件的安全，应该有一定的承受短路电流能力，这方面的内容将留在驱动电路中讨论。

第二节　电路运行条件对 IGBT 开关过程的影响

一、IGBT 的开关电路

图 2-14 的 IGBT 电路具有电感性负载，其中 L_K 是分布电感，C_D 是续流二极管 D_0 的结电容，C_{ge}，C_{gc} 和 C_{ce} 是 IGBT 的极间电容，R_g 是栅极电阻，U_g 代表输入控制电压。

（一）基本假定

1. 栅极控制电压 U_g 是理想方波；

2. 负载电路时间常数足够大，换流期和续流期中负载电流 i_0 可视为恒值；

3. 续流二极管 D_0 具有反向恢复电荷 Q_{rr}。

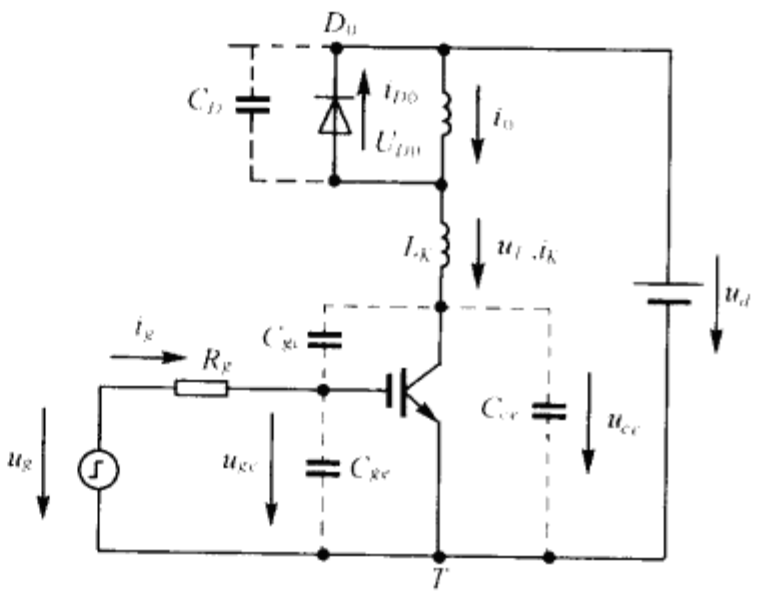


图 2-14　IGBT 的开关电路

（二）IGBT 的极间电容

图 2-15 示 IGBT 极间电容与集极电压 U_{ce} 的关系曲线，其中

$$C_{ies}=C_{ge}+C_{gc}$$
$$C_{oes}=C_{ce}+C_{gc}$$
$$C_{res}=C_{gc} \tag{2-9}$$

由图可见，和 Power MOSFET 相仿，IGBT 开关电路的输入电容 C_{ies}、输出电容 C_{oes} 和反馈电容 C_{res} 都是集极电压 U_{ce} 的函数，而且随着 U_{ce} 的减低，电容均呈增大趋势；和 Power MOSFET 不同的是 IGBT 的反馈电容 C_{gc} 较小，因而在开关过程中密勒效应也就没有 Power MOSFET 电路中那样强烈。例如 IXYS 公司出品的 IXGH75N60（IGBT），$U_{ces}=600V$，$I_C=75A$（$T_C=25℃$），$C_{ies}=4000pF$，$C_{oes}=340pF$，$C_{res}=C_{gc}=100pF$；而 Motorola 公司出品的 MTE75N10（Power MOSFET），$U_{dss}=100V$，$I_D=75A$，$C_{ies}=6000pF$，$C_{oes}=4000pF$，$C_{res}=C_{gd}=1200pF$。这些电容的测试条件都是 $f_S=1MHz$，$U_{gs}=U_{ge}=0$，$U_{ds}=U_{ce}=25V$。由于 IGBT 的电流密度比 MOSFET 高，因而在相同的定额条件下，IGBT 芯片比 MOSFET 小，因此 IGBT 的极间电容比 MOSFET 小。

（三）IGBT 的栅荷特性

由图 2-15 可见，和 Power MOSFET 一样，在开关过程中，栅极电路的输入电容 C_{ies} 也具有时变性，这将给分析和设计工作带来麻烦，为此利用 IGBT 的栅荷特性将更为方便。该特性如图 2-16 所示，其测量条件是：$U_{ce}=800V$　$I_c=17A$，栅极恒值电流 $I_g=10mA$，正向栅压 $U_{g1}=15V$，由图有：$Q_{ge}=20nC$，$Q_{gc}=30nC$，$Q_g=90nC$，其中 Q_{ge} 是当 $U_{ge}=U_{ges}$，$I_D=17A$ 在 C_{ge} 中积累起来的电荷。由于在这一阶段 $U_{ce}=U_d=const$，$i_{gc}=0$；Q_{gc} 是当 U_{ce} 下降至零时，在 C_{gc} 中积累的电荷，由于在这一阶段，$U_{gs}=U_{ges}=const$，$i_{ge}=0$；由于 $U_{g1}=15V$，$U_{ges}=7.2V$，即 $U_{g1}>U_{ges}$，故在开通过程结束之后，栅压继续上升，积累在 C_{gc} 中的电荷继续增加，直至 $U_{ge}=U_{g1}$ 为止，此时栅极总电荷 $Q_g=90nC$，比所需要的多了 40nC 的附加电荷。

二、电路运行条件对开通过程的影响

（一）开通过程分析

为简单，时间零点从每个时区起算。

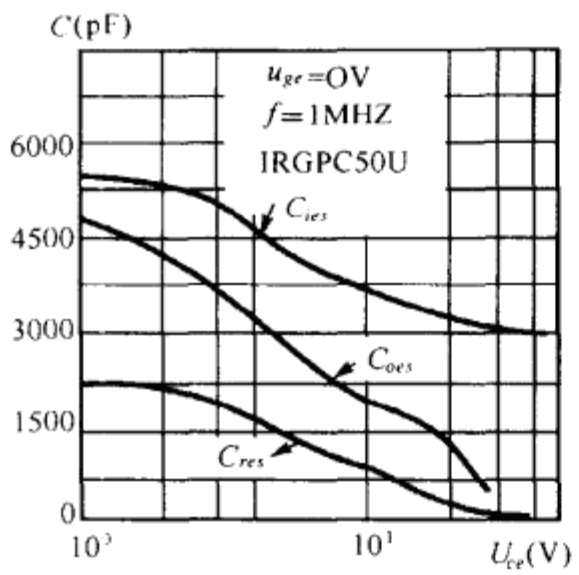


图 2-15 IGBT 电容与 U_{ce} 的关系曲线

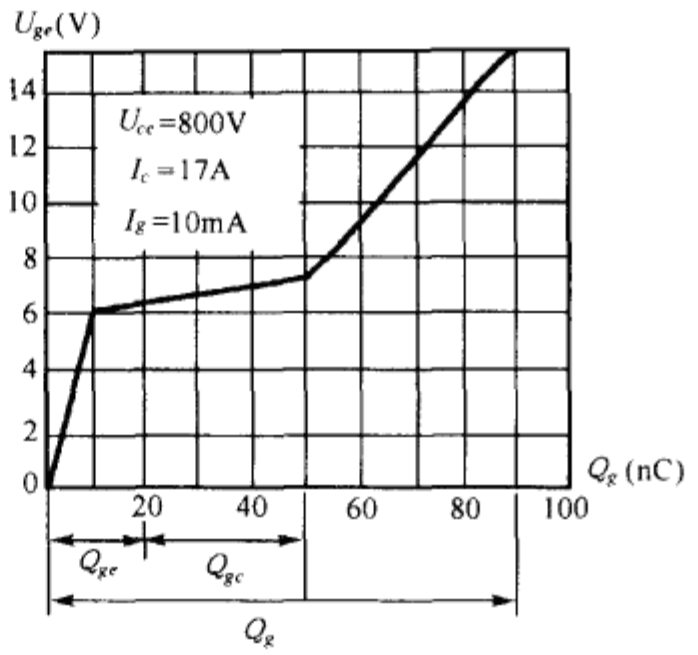


图 2-16 IGBT 的栅荷特性

1. 电路初态(时区 A):器件处于断态,$U_{ge}=-U_{g2}$,$i_C=0$,$U_{ce}=U_d$,续流二极管 D_0 导通 $i_{D0}=i_0=I_0$。

2. 开通延迟区(时区 B):$t=0^+$ 时,$U_g=U_{g1}$,输入电容 C_{ies} 被正向充电,U_{ge} 可写成

$$U_{ge}=U_{g1}\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau_i}}\right)-U_{g2}\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau_i}} \tag{2-10}$$

式中

$$\tau_i=R_gC_{ies}=R_g(C_{ge}+C_{gc}) \tag{2-11}$$

在 $U_{ge}<U_T$ 之前,IGBT 仍处断态,$i_C=0$,$i_{D0}=I_0$,$U_{ce}=U_d$,当 $t=t_d$ 时,$U_{ge}=U_T$,IGBT 开始导通,由式(2-10)解出

$$t_d=\tau_i\ln\frac{U_{g1}+U_{g2}}{U_{g1}-U_T} \tag{2-12}$$

式中 t_d 为开通延迟时间,产品手册中也可标成 $t_{d(on)}$。

3. $T-D_0$ 换流期(时区 C):当 $U_{ge}>U_T$ 时,T 开始导通,但电流的变率受到 L_K 的限制,若忽略 D_0 的导通压降,按图 2-14 所标正方向应有

$$U_d=u_{ce}+u_L=u_{ce}+L_K\frac{\mathrm{d}i_K}{\mathrm{d}t}$$

由于极间电容中电流远小于 T 中电流 i_C,故上式可写成

$$U_d=u_{ce}+L_K\frac{\mathrm{d}i_e}{\mathrm{d}t} \tag{3-13}$$

根据假定有

$$i_C+i_{D0}=i_0=I_0$$

因而随着 i_C 的上升,i_{D0} 相应下降如图 2-17 所示,和图 1-22 不同,由于 L_K 值选得较低,尽管电流上升较快,L_K 端压 U_L 的数值较小,因而表现出 U_{ce} 下降较为缓慢,直至 $t=t_2$,$i_C=I_0$,$i_{D0}=0$ 时,U_{ce} 仍未下降到零。

根据假定,考虑 D_0 的反向恢复电流,由于该电流叠加在集流 i_C 上,使 IGBT 实际流过比 I_0 更大的峰值电流 I_{0m} 为

$$I_{0m}=I_0+I_{Rm} \tag{2-14}$$

式中 I_{Rm} 是二极管反向电流峰值,当 $t=t_3$ 时,D_0 开始恢复其反向阻断能力,其端压 U_{D0} 负向增

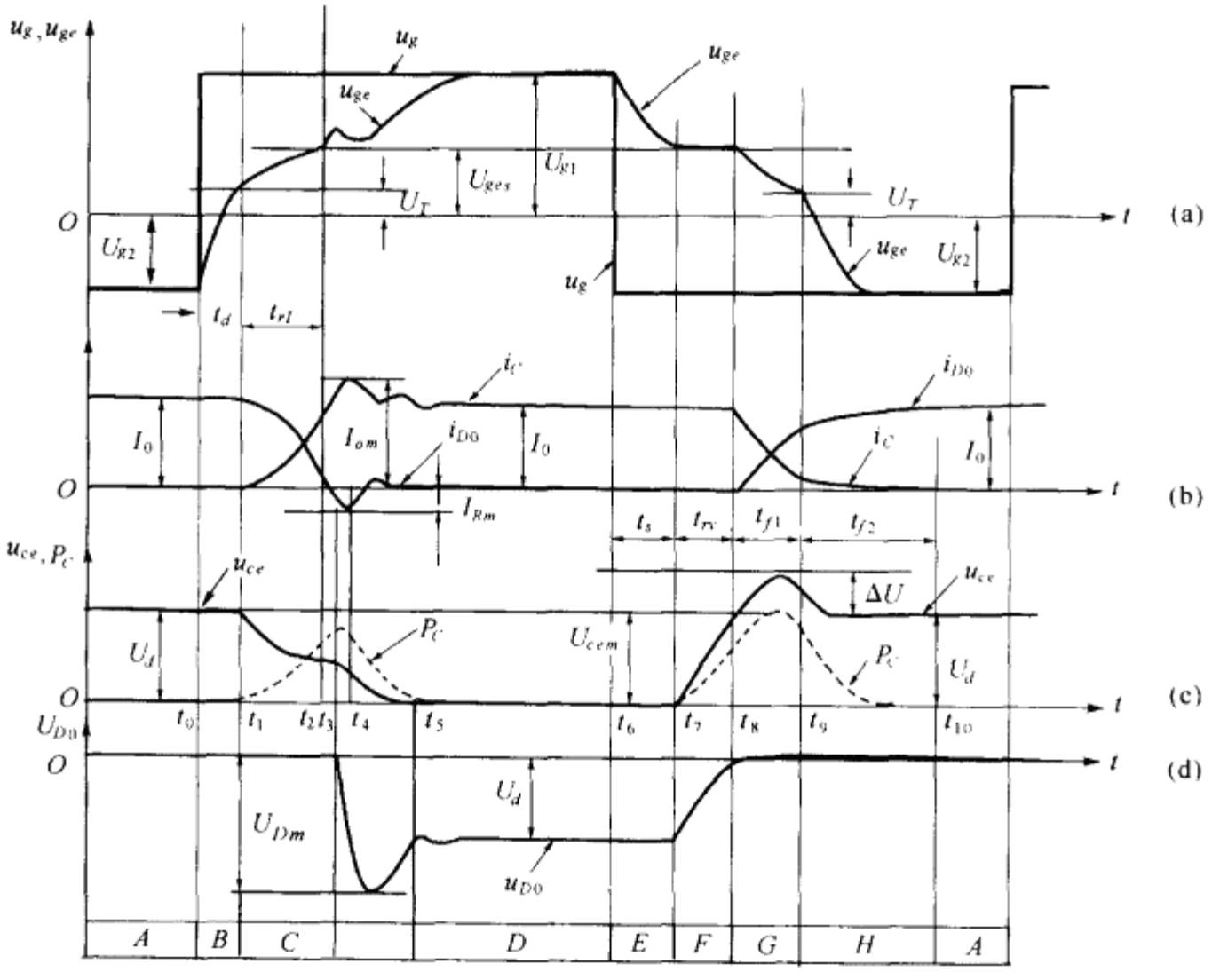


图 2-17　开关过程波形

长；当 $t=t_4$ 时，$i_{D0}=-I_{Rm}$，$i_c=I_{0m}$，i_{D0}达其峰值后即迅速变为零，相应地 i_C 也由 I_{0m}下降至 I_0。在此期间，为维持原来的电流，U_K 为负值，L_K 释放能量，于是 U_{D0}将出现高于 U_d 的瞬间过电压。由图 2-17 可见，二极管最高反压为 U_{Dm}。实际上，由于二极管结电容 C_D 的作用，当 U_{D0}变化时，C_D 中将流过位移电流，它与 L_K 组成振荡电路，使 D_0 过电压一直延续到反向电流截止之后。

4. 稳定导通期(时区 D)：经过短暂的阻尼振荡之后，电路进入稳态，即 $i_C=I_0$，$i_{D0}=0$，$U_{D0}=U_d$，$U_{ce}=U_{ces}$，但由于外加栅压 $U_{g1}>U_{ges}$，输入电容继续充电，直至 $U_{ge}=U_{g1}$为止。

5. 开通能耗 E_{on}：

$$E_{on}=\int_{t1}^{t5}p_c\mathrm{d}t=\int_{t1}^{t5}u_{ce}i_C\mathrm{d}t \qquad (2\text{-}15)$$

在图 2-17 中(t_5-t_1)是考虑了反并二极管的反向恢复特性之后的 IGBT 开通过程，这个过程显然长于理想特性下的开通过程。其次，考虑到二极管的反向电流，IGBT 的电流峰值增大，所有这些都将使 IGBT 的 E_{on}增大。

(二)结温对 IGBT 开通能耗的影响

图 2-18 示具有反并二极管的 IGBT 特性。由图可见，在 I_C 和 R_g 不变条件下，E_{on}实线值($T_j=150℃$)高于其虚线值($T_j=25℃$)，说明结温对 IGBT 的影响。本来，和 Power MOSFET 相仿，IGBT 的开关速度只取决于多子的作用而与温度无关，但如果 IGBT 模块内置反并联二

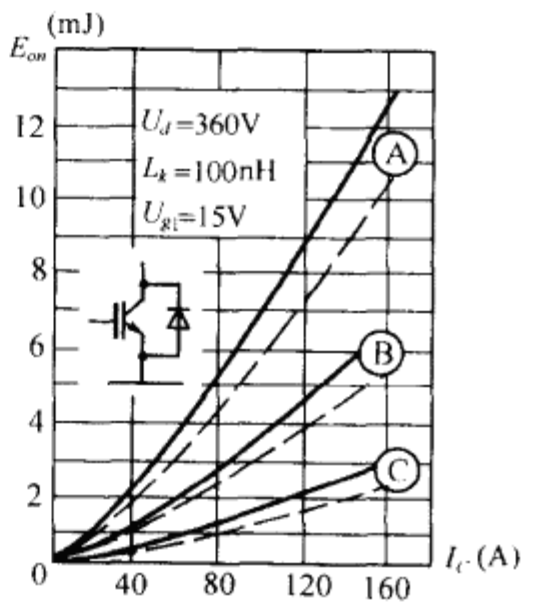


图 2-18　电路条件对具有反并二极管的 IGBT 模块性能的影响

Ⓐ $R_g=87\Omega$　Ⓑ $R_g=33\Omega$　Ⓒ $R_g=10\Omega$

——$T_j=150℃$　-----$T_j=25℃$

极管，情况就不完全相同，这是因为反并二极管的少子恢复特性与温度有关，反向恢复电流峰值 I_{Rm}、反向恢复电荷 Q_{rr} 和反向恢复时间 t_{rr} 都随结温升高而增大，如图 2-19 所示。因此，具有反并二极管的 IGBT 模块，其开通能耗 E_{on} 随结温上升而增大。

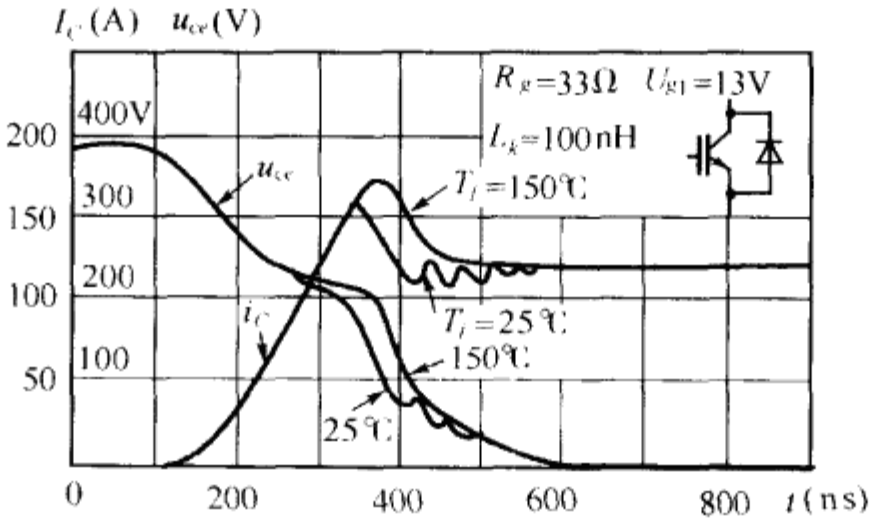


图 2-19 结温 T_j 对 IGBT 模块的影响

(三)栅极电阻 R_g 对开通损耗的影响

由式(2-11)知，在其他条件不变时，IGBT 的开通延迟时间 t_d 的长短取决于栅路时间常数 $\tau_i = R_g C_{ies}$。因此，R_g 越小，τ_i 越低，栅路充电速度越高，到达 U_T 的时间也越短；同理，集电极电流 i_C 在导通过程中的上升速度也与 τ_i 有关，当 R_g 较小时，上升时间 t_{ri} 便较短，相应的 E_{on} 也较小。

(四)反并二极管关断过电压的影响

由图 2-17 可见，由于 C_D 和 L_K 的存在，在 D_0 关断时产生瞬间过电压，同时也使 D_0 端压的变率明显提高，其结果有可能导致 IGBT 的误导通，为了说明，用图 2-20 的半桥结构。

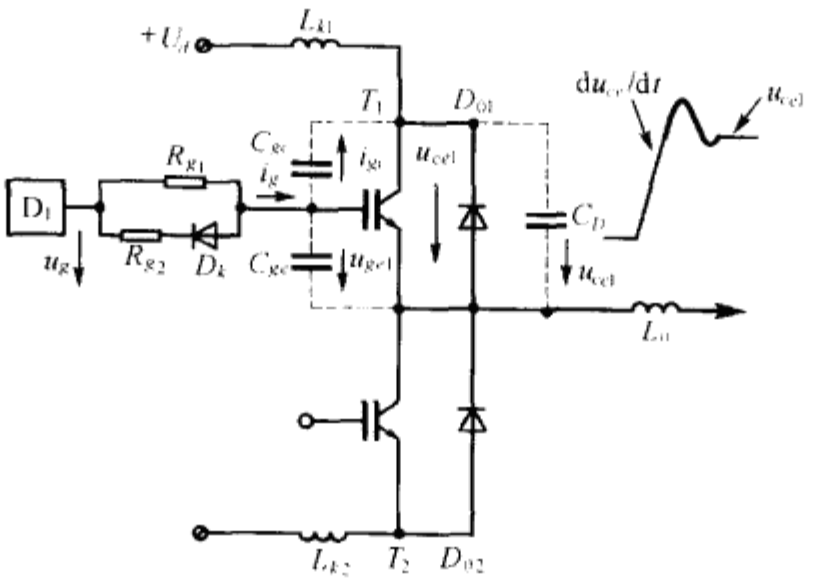


图 2-20 半桥电路结构

D_1—驱动电路

由图可见，D_{01} 的反压作为重加正向电压作用于 T_1，按图标正方向，流经电容 C_{ge} 的位移电流可表为

$$i_{ge} = C_{ge}\frac{du_{ge}}{dt} = C_{ge}\left(\frac{du_{ge}}{dt} - \frac{du_{ce}}{dt}\right) \approx -C_{ge}\frac{du_{ce}}{dt}\bigg|_{\frac{du_{ge}}{dt}\approx 0}$$

上式表明，电流 i_{ge} 与 du_{ce}/dt 成正比，该电流在 T_1 栅极串联电阻 R_g 上所建立的压降 u_R 对 T_1 栅极为正偏，因而当

$$u_{ge} = u_R - U_{g2} > U_T$$

时，T_1 将产生误导通，这时桥上下桥臂处于共导通故障状态，为了防止上述现象产生，除了尽可能降低线路分布电感之外，可设法减低栅极反偏回路的串联阻值，为此在图 2-20 中添加隔离二极管 D_K 和电阻 R_{g2}，并选择 $R_{g2}<R_{g1}$。

三、电路运行条件对关断过程的影响

（一）关断过程分析

1. 电路初态（时区 D）：如图 2-17 所示，T 处于全导通状态，而 D_0 处于截止，$i_C=I_0$，$i_{D0}=0$，$U_{ce}=U_{ces}$，$U_{D0}=-U_d$，$U_{ge}=+U_{g1}$。

2. 关断延迟期（时区 E）：当 $t=t_6^+$ 时，输入电压 u_g 突降为 $-U_{g2}$，C_{ies} 被反向充电，u_{ge} 下降，至 $t=t_7$ 时，$u_{ge}=U_{ges}$，器件处于电阻区边缘，在此前，尽管 u_{ge} 下降，$i_C=I_0=\text{const}$，由图 2-14 有

$$u_{ge}=u_g-i_gR_g=-U_{g2}-R_gC_{ies}\frac{\mathrm{d}u_{ge}}{\mathrm{d}t} \tag{2-16}$$

式中：

$$C_{ies}=C_{ge}+C_{gc} \tag{2-17}$$

为计算方便，时间坐标均从本时区起算（下同），考虑电路初值有 $U_{ge}(0)=U_{g1}$，解上方程得

$$u_{ge}=(U_{g1}+U_{g2})\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau_i}}-U_{g2} \tag{2-18}$$

当 $t=t_S$ 时，$u_{ge}=I_0/G_m+U_T$，由式（2-18）有

$$t_S=\tau_i\ln\frac{U_{g2}+U_{g1}}{U_{g2}+U_T+I_0/G_m} \tag{2-19}$$

式中 $\tau_i=R_gC_{ies}$，上式表明，输入电路的时间常数 τ_i 越小，关断延迟时间便越短。

3. 电压上升期（时区 F）：电路初值是 $i_C=I_0$，$u_{ge}=I_0/G_m+U_T$，$u_{ce}=U_{ces}$，u_{ge} 继续下降，器件便进入饱和区，为了维持已有电流，u_{ce} 开始上升，由于 C_{gc} 的反馈作用，u_{ge} 近似不变，$i_{ge}\approx0$，于是栅流 i_g 可表为

$$i_g=i_{gc}+i_{ge}=i_{gc}=C_{gc}\frac{\mathrm{d}u_{gc}}{\mathrm{d}t}=-C_{gc}\frac{\mathrm{d}u_{ce}}{\mathrm{d}t} \tag{2-20}$$

在栅极回路中有

$$i_g=-\frac{U_{g1}+u_{ge}}{R_g} \tag{2-21}$$

即

$$\frac{\mathrm{d}u_{ce}}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{R_gC_{gc}}(U_{g1}+u_{ge})=\frac{1}{\tau_0}(U_{g1}+U_T+I_0/G_m)$$

忽略器件导通压降，解以上方程有

$$u_{ce}=\frac{t}{\tau_0}(U_{g1}+U_T+I_0/G_m) \tag{2-22}$$

式中：$\tau_0=R_gC_{gc}$；　$u_{ge}=U_T+I_0/G_m$。

当 $t=t_{rV}$ 时，$u_{ce}=U_d$，解出电压上升时间 t_{rV} 为

$$t_{rV}=\frac{\tau_0U_d}{I_0/G_m+U_{g1}+U_T} \tag{2-23}$$

上式表明，增加 U_{g2}，减小 τ_0 都可以缩短 t_{rV}。

4. 电流下降期（时区 G）：当 $t=t_8$ 时，$u_{ce}=U_d$，D_0 正偏导通，i_C 下降，由图 2-17 可见，i_C 有两个下降速度。在本时区，由于 MOS 沟道被切断，原先通过该沟道的电流迅速下降，相应地 D_0 中电流 i_{D0} 上升，为了维持原先电流，储存在 L_X 中的磁能释放出来，L_K 的端压 U_L 反向，该电压使 IGBT 产生关断过电压，记电压过冲为 ΔU。

$$\Delta U = U_{cem} - U_d \tag{2-24}$$

图 2-17 所标电流下降时间 t_{f1} 对应于 i_C 降至 $0.05I_0$ 所需的时间。

5. 电流拖尾期(时区 H)：当 $t=t_9$ 时，MOS 部分电流已完全截止，漏区少子只能依靠复合消除，电流下降速度明显减缓，形成电流拖尾，由于 IGBT 已承受正向阻断电压，因而尽管拖尾电流较小，也会增加关断损耗。

6. 稳定关断期(时区 A)：当 $t=t_{10}$ 时，$i_C=0$，$i_{D0}=I_0$，$u_{ce}=U_d$，电路又重新恢复到原来状态，完成一个工作循环。

7. 关断能耗：关断期中的瞬时功耗为

$$p_c = u_{ce} i_C$$

p_c 随时间变化的情况如图 2-17c)中虚线所示，关断能耗为 $E_{off} = \int_{t_7}^{t_7+5\mu s} u_{ce} i_C \mathrm{d}t$

积分上限定为 $t_7+5\mu s$ 是考虑电流拖尾现象，实际 IGBT 的关断拖尾时间 t_{f2} 小于 5μs，作为标准，采用同一极限时间可以比较不同产品的关断能耗。

(二)结温对关断能耗的影响

图 2-21(a)表明，对一定值的集流 i_C，单次关断能耗 E_{off} 随 T_j 上升而增高，产生这一现象的原因是少子寿命随温度升高而延长。这一方面增大 PNP GTR 的电流放大系数，使集流在关断时迅速下降的那部分电流减小；另一方面由于少子寿命延长也就增加复合过程经历的时间，这些因素使整个关断时间随温度上升而增长，结果使能耗 E_{off} 相应增大。

(三)栅极串联电阻 R_g 对关断能耗的影响

图 2-21(b)表明，对一定值的集流 i_C，单次关断能耗 E_{off} 随串联电阻 R_g 的增大而增大。由于 R_g 增大，栅极电路的时间常数 τ_i 将相应增大，因此关断时栅压从 U_{ges} 下降到 U_T 的时间也相应增长(参见图 2-17)，于是 E_{off} 增大，但是由于电流下降速度变缓，电压过冲量 ΔU 却因此减低。这样，R_g 值的选择需要折衷，从减少关断损耗角度出发应尽可能减低 R_g，但过低的 R_g 却使关断过电压加剧，因此应在开关损耗允许条件下采用大的 R_g 值。

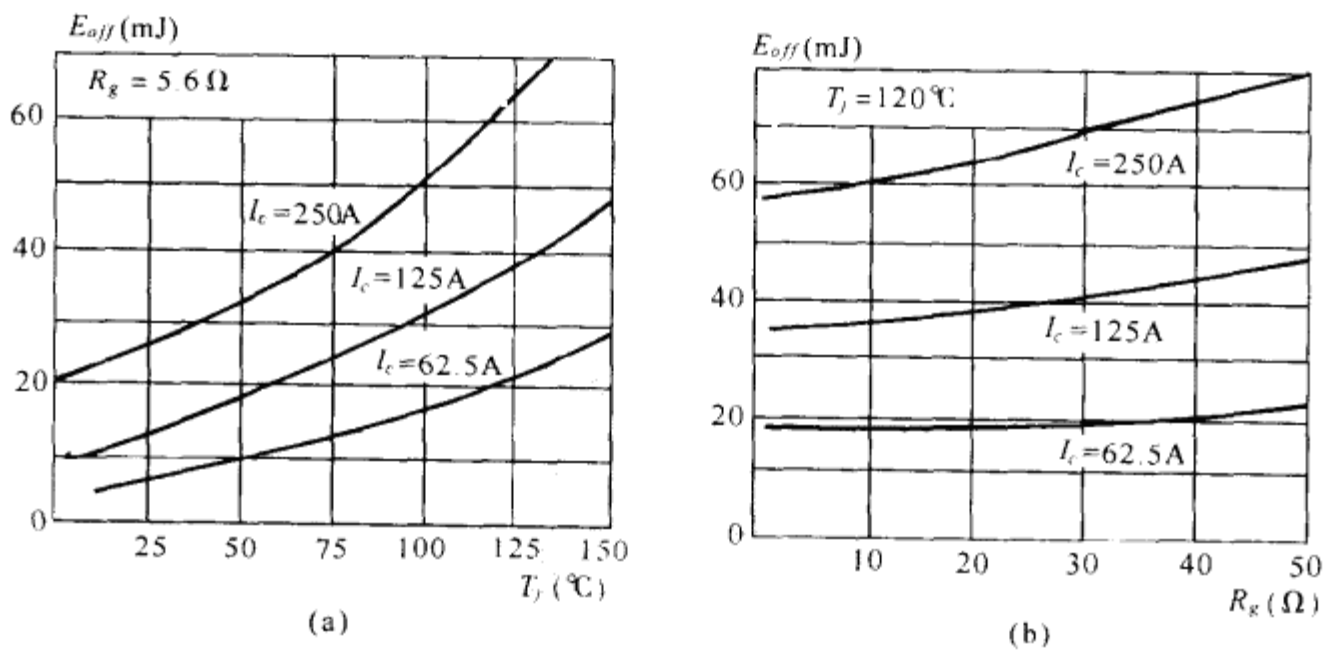


图 2-21 电路环境对 E_{off} 的影响

第三节　IGBT 的缓冲电路

一、IGBT 开关电路的负载动态轨迹

将图 2-17 所示 IGBT 开关电路在感性负载条件下的开关波形 i_C 和 u_{ce} 在伏安坐标平面上表现出来，便构成图 2-22 所示的负载动态轨迹。由图可见，在感性负载条件下，IGBT 的开关环境（即运行条件）相当恶劣，不仅过高的开关损耗会使器件过热失效，还有可能产生关断过电压（包括 IGBT 和续流二极管）。为了保障器件安全工作，设计者必须选择具有更大 SOA 的器件，这无论在技术和经济上都是欠妥当的，积极的方法是设法改变 IGBT 的动态负载轨迹，减轻器件在开关过程中的功率负担，在电路中加入缓冲电路便是为了实现上述目的一种措施。

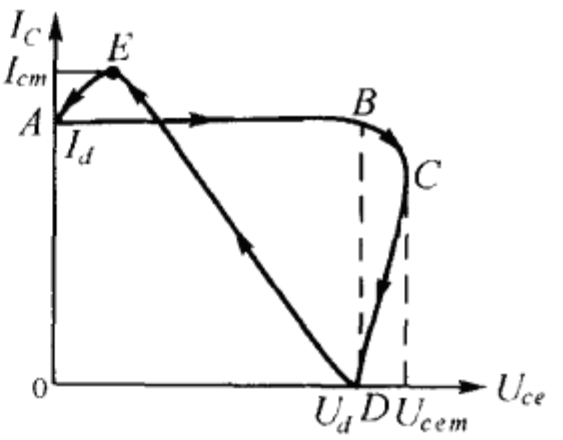


图 2-22　IGBT 开关电路负载动态轨迹

二、缓冲电路

在开关电路中加入缓冲电路是人们为改善器件开关环境所作的诸多尝试之一，因它卓有成效，以致从晶闸管电路演绎至今，而新型缓冲电路的研究和开发，仍然是眼下电力电子技术的热门课题。可以说，缓冲电路已成为电力电子电路的一个组成部分，正发挥着越来越大的作用，因此在介绍具体电路之前，有以下几点说明：

1. 本节所述的缓冲电路，其工作原理和形式不仅适用于 IGBT，同样也适用于诸如 Power MOSFET 等自关断器件。

2. 缓冲电路已拥有很多种类，本节仅介绍其中最基本的一种，而且仅着重概念和原理的阐述，有关缓冲电路的其他内容将在本书第七章中更详细介绍。

3. 从缓冲电路是否产生损耗的角度出发，所有缓冲电路可以分为有损耗和无损耗两类，本节仅介绍有损耗缓冲电路。从缓冲电路的功能出发，所有缓冲电路可以分成开通缓冲电路和关断缓冲电路（含箝压电路）两类；前者用于改善器件的开通环境，减少开通损，软化开通负载动态轨迹；后者用于改善器件关断环境，减少关断损耗，软化关断负载动态轨迹。

（一）有能耗缓冲电路的基本形式

图 2-23(a)是一种常见的基本缓冲电路，其中虚线框Ⓐ的电路与 IGBT 串联，起改善开通环境的作用，称为开通缓冲电路。电感 L_{K0} 使 IGBT 开通时电流缓升，称缓流电感，与 L_{K0} 并联的 D_K 和 R_K 构成阻尼回路，故也称有阻尼开通缓冲电路；虚线框Ⓑ的电路与 IGBT 并联，起改善关断环境的作用，称为关断缓冲电路，电容 C_S 使 IGBT 关断时电压缓升，称缓压电容，R_S 的作用是限制 IGBT 导通时 C_S 中储能沿 IGBT 流过的电流，R_K 的作用是当 IGBT 关断时为存储在 L_{K0} 中的储能提供释放回路，减低 IGBT 关断过电压的幅度，L_S 是并联缓冲电路中的分布电感。

（二）基本假定

除上节所作假定之外，增加以下假定：

1. IGBT 的开关模型。关断中集流 i_C 可表为

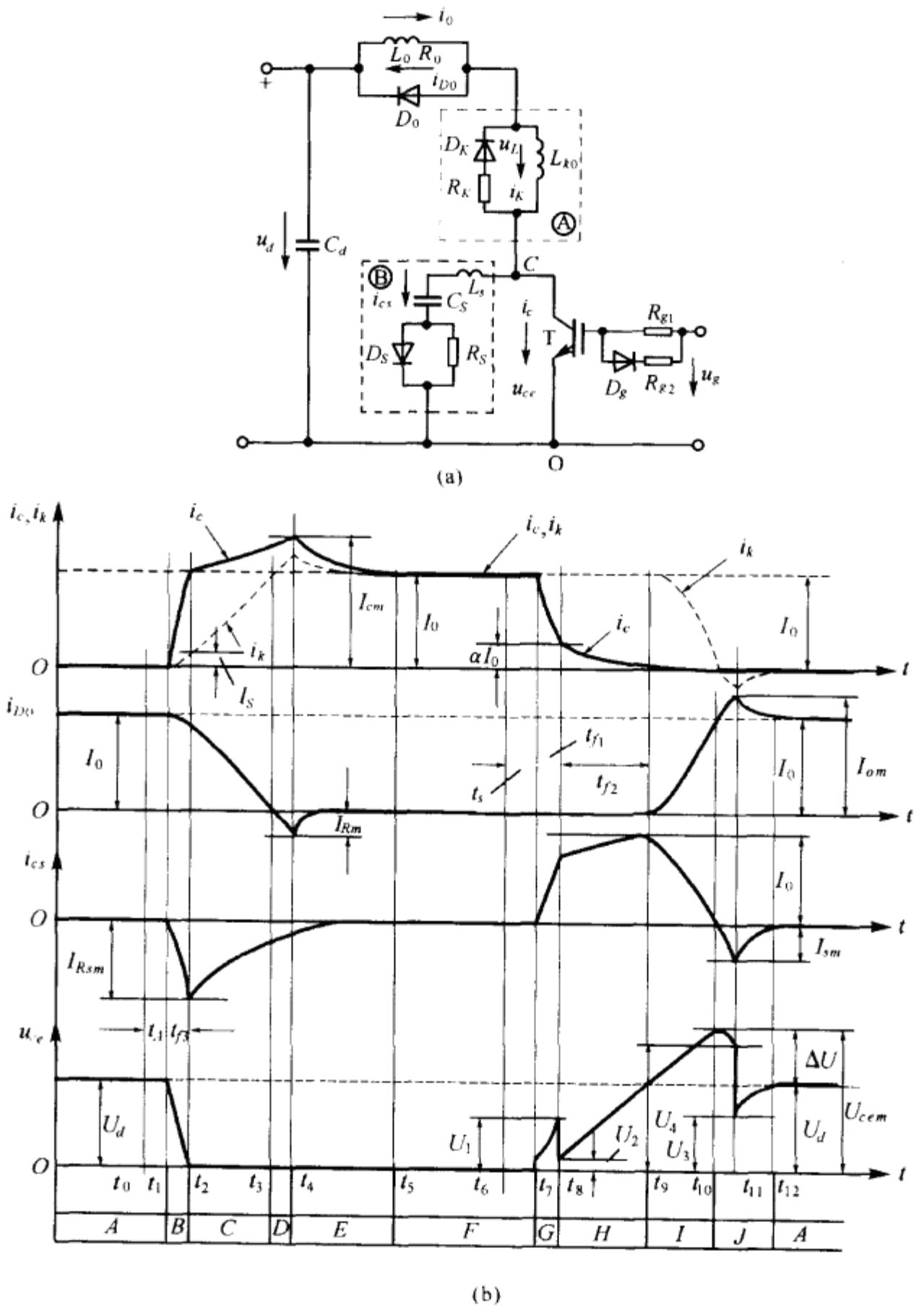


图 2-23 带缓冲电路的 IGBT 开关电路

$$i_C=\begin{cases} I_0, & t_6<t<t_7 \\ I_0\left(1-\dfrac{1}{1+\beta}\cdot\dfrac{t-t_7}{t_{f1}}\right), & t_7<t<t_8 \\ \alpha I_0 e^{-\frac{t-t_8}{\tau_{bo}}}, & t_8<t<t_9 \\ 0, & t>t_9 \end{cases} \tag{2-25}$$

式中各时间坐标参照图 2-23(b)中所标。式(2-25)中

$$\alpha=\frac{\beta}{1+\beta},\qquad t_s=t_7-t_6$$

$$\tau_{b0}=\beta\tau_b,\qquad t_{f1}=t_8-t_7$$

$$\tau_b=\frac{b\tau}{2-b},\qquad t_{f2}=t_9-t_8$$

式中：τ—非平衡载流子寿命，τ_b—基区渡越时间，b—迁移率，t_{f1}—集流下降时间，t_{f2}—集流拖尾时间，t_s—关断延迟时间。

开通中集压 u_{ce} 可表为

$$u_{ce}=\begin{cases}U_d, & t_0<t<t_1\\ U_d\left(1-\dfrac{t-t_1}{t_{f3}}\right), & t_1<t<t_2\\ 0, & t_2<t<t_7\end{cases}\tag{2-26}$$

各时间坐标同图 2-23(b)，式中

$$t_d=t_1-t_0$$

$$t_{f3}=t_2-t_1$$

其中：t_d—开通延迟时间，t_{f3}—集压下降时间。

2. 忽略图 2-23(a)中 L_{K0} 的阻尼电路，即先分析无阻尼开通缓冲的情况。

式(2-25)(2-26)仅给出 i_C 和 u_{ce} 的下降规律，但未提及它们的上升模式，这是由于在串联缓流电感之后，开通中 i_C 的上升规律便取决于 L_{K0} 的数值(电源电压 U_d 为恒值)；同理在并联缓压电容 C_S 之后，关断中 u_{ce} 的上升规律取决于 C_S 和 I_0 的数值。

(三)关断过程分析

1. 电路初态(图 2-23(b))中时区 F)：IGBT 已处于稳定导通，D_0 则处于反向阻断，$i_C=I_0$，$u_{ce}=0$，$i_{D0}=0$，$u_g=U_{g1}$，当 $t=t_6$ 时，栅压 u_g 突降为 $-U_{g2}$，u_{ge} 开始下降，至 $t=t_7$ 时，$u_{ge}=U_{ges}$，器件处于电阻区边缘，关断延迟时间 $t_s=t_7-t_6$。

2. $T-C_S$ 换流期(时区 G)：当 $t=t_7$ 时，i_C 开始按式(2-25)下降，在图 2-23(a)中节点 C 有

$$i_K=i_C+i_{cs}=I_0\tag{2-27}$$

即

$$i_{cs}=I_0-i_C=\frac{I_0}{K_\beta t_{f1}}t'$$

式中：$t'=t-t_7$；$K_\beta=1+\beta$。

IGBT 端压为

$$u_{ce}=L_S\frac{\mathrm{d}i_{cs}}{\mathrm{d}t}+\frac{1}{C_S}\int i_{cs}\mathrm{d}t=\frac{L_SI_0}{K_\beta t_{f1}}+\frac{I_0}{2K_\beta C_S t_{f1}}t'^2\tag{2-28}$$

当 $t=t_8$ 时，即 $t'=t_8-t_7=t_{f1}$ 时，由图 2-23(b)有

$$\begin{aligned}&i_C=\alpha I_0\\&i_{cs}=I_0(1-\alpha)\\&u_{ce}=U_1=\frac{L_SI_0}{K_\beta t_{f1}}+\frac{I_0t_{f1}}{2K_\beta C_S}\end{aligned}\tag{2-29}$$

式(2-38)表明，u_{ce} 的高低与缓压电容 C_S 和分布电感 L_S 有关，若 C_S 较小而 L_S 又很大(即布线工艺很不合理)，则 U_1 可能变得很大，这不仅没有实现零电压关断的初衷，而且还会使 IGBT 在大电流下越出反偏安全工作区。为了保障器件的安全，必须严格限制 U_1 值，可以根据 IGBT 的 RBSOA 选定。例如选择

$$U_1 \leqslant 0.25U_{CK}$$

U_{CK}是 $i_C=I_{Cm}$下 RBSOA 的最高电压(参见图 2-10),于是式(2-29)可写成

$$0.25U_{CK} \leqslant \frac{L_S I_0}{K_\beta t_{f1}} + \frac{I_0 t_{f1}}{2K_\beta C_S} \tag{2-30}$$

上式表明,在 K_β、t_{f1}、U_{CK}为已知时,关断电流 I_0 值将取决于 C_S 和 L_S 值,图 2-24 描述这种关系。

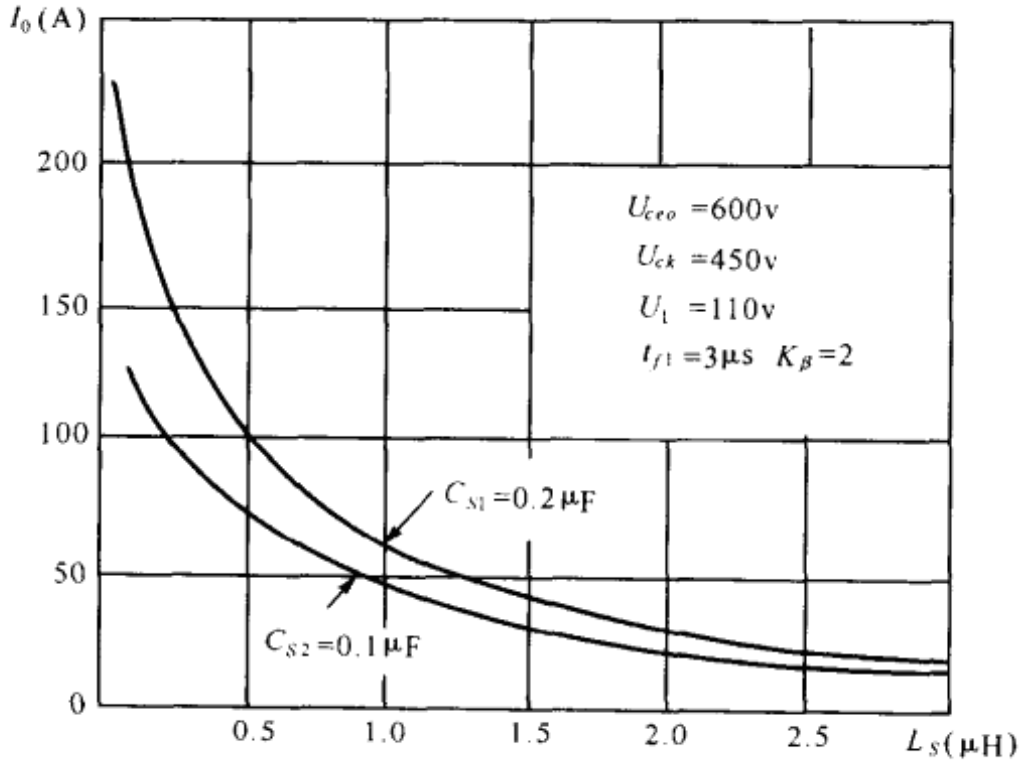


图 2-24 关断电流 I_0 与 L_S 的关系曲线

通过上述分析,可以看出安装工艺与电力电子装置性能的紧密关系,尤其是在大电流工况下。由图 2-23(b)可见,当 $u_{ce}=U_1$ 时,i_K 大部分已转移到 C_S 中。

3. C_S 充电期(时区 H):根据式(2-25),拖尾期中 i_C 可表为

$$i_C = \alpha I_0 e^{-\frac{t'}{\tau_{b0}}}$$

相应有

$$i_{cs} = I_0(1-\alpha e^{-\frac{t'}{\tau_{b0}}}) \tag{2-31}$$

式中 $t'=t-t_8$,如拖尾电流幅值较小,下降率也较低,可近似视为 C_S 以恒流充电,L_S 端压可忽略,u_{ce}近似线性增长,即

$$u_{ce}=u_{cs}=U_2+\frac{I_0}{C_S}t' \tag{2-32}$$

由图 2-23(b)可见,在 $t=t_8$ 瞬间,u_{ce}产生负跳变,$t=t_8^-$ 时,$u_{ce}=U_1$,$t=t_8^+$ 时,$u_{ce}=U_2$,$U_2<U_1$,这是由于 i_C 的下降率在 t_8 瞬间产生变化,在 t_8^- 期间,i_C 下降很迅速,L_S 端压较大;相反,在 t_8^+ 时,i_C 变为拖尾电流,下降率骤减,以致 L_S 端压可以忽略,即式(2-29)等号右侧的第一项在 $t=t_8^+$ 时消失,故 u_{ce}降至 U_2,当 $t=t_9$ 时,$u_{ce}=U_d$,由式(2-32)可得线性充电期 t_{f2}为

$$t_{f2}=\frac{C_S(U_d-U_2)}{I_0} \tag{2-33}$$

式中

$$U_2=\frac{I_0 t_{f1}}{2C_S K_\beta} \tag{2-34}$$

式(2-33)表明,在 U_d 和 t_{f1}为已知的条件下,电压到达 U_d 的时间 t_{f2}取决于两个因素:①缓压电容 C_S,C_S 越大,t_{f2}也越长;②负载电流 I_0:I_0 越小,t_{f2}也越长。这说明在缓冲电路的作用下,IGBT 的关断过程依赖于电路参数和负载情况,在 C_S 一定的条件下,关断过程直接依赖于负载电流 I_0 的大小。可以预料,在轻载下,关断过程将变得相当长,这对开关电路的工作是不利的,这是图 2-23

所示基本关断缓冲电路的缺点之一。

4. C_S-D_0 换流期(时区 I)：当 $t>t_9$ 时，D_0 正偏导通，负载电流由 C_S 移至 D_0 时，按假定有

$$i_{D0}=I_0-i_{cs} \tag{2-35}$$

由 L_{K0}、L_S 和 C_S 沿电源构成串联振荡电路，电路初值为 $u_{ce}=U_d$，$i_{cs}=I_0$，$i_{D0}=0$，C_S 中电流 i_{cs} 可近似表为

$$i_{cs}=I_0\cos\omega_0 t' \tag{2-36}$$

$$u_{cs}=U_d+\frac{I_0}{\omega_0 C_S}\sin\omega_0 t' \tag{2-37}$$

$$u_{ce}=u_{LS}+u_{cs}=L_S\frac{\mathrm{d}i_{cs}}{\mathrm{d}t}+u_{cs}=U_d+I_0\left(\frac{1}{\omega_0 C_S}-\omega_0 L_S\right)\sin\omega_0 t' \tag{2-38}$$

$$\omega_0^2=\frac{1}{L_K C_S}$$

式中：$L_K=L_{K0}+L_S$；$t'=t-t_9$。

当 $\omega_0 t'=\pi/2$ 时，有

$$u_{ce}=U_{cem}=U_d+I_0\left(\frac{1}{\omega_0 C_S}-\omega_0 L_S\right)=U_d+\Delta U \tag{2-39}$$

式中

$$\Delta U=I_0\left(\frac{1}{\omega_0 C_S}-\omega_0 L_S\right)\approx\omega_0 I_0 L_{K0} \tag{2-40}$$

式(2-39)表明，由于 L_{K0} 的存在，在关断期中将出现电压超调，L_{K0} 值越大，ΔU 也越大，这说明开通缓冲电路和关断缓冲电路参数间存在相互制约的关系。例如从减少开通损耗的角度出发，应选择较大的 L_{K0} 值，但相应的关断过电压也越严重，因此需要权衡得失，折衷处理，解决方法之一是在 L_{K0} 两端并联阻尼电路(参见图 2-23(a))，这样当关断期中 i_K 下降时，u_L 反向(按图示正方向)，使 D_K 正偏导通，L_{K0} 中的磁能部分转移到 R_K 中化为热能，因而 u_{ce} 的幅值相应减低。阻尼电阻 R_K 值越低，阻尼作用越强，电压超量也越低，这样上述参数制约可以缓和。

下面分析具有阻尼电路条件下的电压超量。为简单，忽略并联缓冲电路中分布电感 L_S 的作用，此时 IGBT 端压可表为

$$u_{ce}=u_{cs}=U_d+\frac{\omega_0}{\omega}\omega_0 L_{K0} I_0 \mathrm{e}^{-\delta t'}\sin\omega t' \tag{2-41}$$

式中

$$\delta=\frac{1}{2R_K C_S} \tag{2-42}$$

$$\omega_0^2=\frac{1}{L_{K0}C_S}=\frac{1}{L_K C_S}\bigg|_{L_S=0} \tag{2-43}$$

$$\omega=\sqrt{\omega_0^2-\delta^2},\quad t'=t-t_9 \tag{2-44}$$

电路的初始条件为

$$u_{ce}=U_d,\ i_{cs}=I_0$$

当 $\omega t'=\dfrac{\pi}{2}$ 时，式(2-41)达最大值：

$$u_{ce}=U_{cem}=U_d+\frac{\omega_0}{\omega}\omega_0 I_0 L_K \mathrm{e}^{-\frac{\delta\pi}{2\omega}} \tag{2-45}$$

将式(2-45)与(2-40)比较，并记有阻尼电路条件下的电压超量为 ΔU_R：

$$\Delta U_R=U_{cem}-U_d=\frac{\omega_0}{\omega}\mathrm{e}^{-\frac{\delta\pi}{2\omega}}\Delta U \tag{2-46}$$

或
$$\frac{\Delta U_K}{\Delta U}=\frac{\omega_0}{\omega}e^{-\frac{\delta\pi}{2\omega}} \tag{2-47}$$
$\Delta U_K<\Delta U$，其减小程度取决于 δ 值。

5. 反向电流衰减期(时区 J)：当 $t>t_{10}$时，$i_{cs}<0$，二极管 D_S 流过反向电流；至 $t=t_{11}$时，$i_{cs}=-I_{sm}$，该反向电流将经 L_{K0}沿 D_0 流过。因此 i_{D0}的峰值为
$$I_{Dm}=I_0+I_{sm}$$
D_S 的反向电流越过其峰值之后便开始迅速衰减，D_S 关断并承受反向电压，这样原来流经 D_S 的电流改由 R_S 流过，其初值为 I_{sm}，这时 IGBT 端压为
$$u_{ce}=L_S\frac{di_{cs}}{dt}+u_{cs}-I_{sm}R_S \tag{2-48}$$
由图 2-23(b)可见，在本时区中，$di_{cs}/dt>0$，但由于 $I_{sm}R_S$ 值较大，u_{ce}在 $t=t_{11}^+$时产生突降，此后由 R_S，L_S，L_{K0}和 C_S 组成的串联电路投入工作。由于 R_S 值较大，电路呈非周期振荡并迅速衰减，u_{ce}逐渐恢复到 U_d 值，整个关断过程结束。

由图可见，在有 C_S 条件下，IGBT 的关断损耗有所下降，其动态轨迹如图 2-25(b)所示，整个关断过程循 $A-G-H-D-C-I-F-D$ 的轨迹。但必须指出，IGBT 在关断过程中所减小的损耗将转移到缓冲电路中，例如关断过程中 R_K 和 R_S 上都有能耗。此外，关断后存储在 C_S 中的电能也将在 IGBT 开通时消耗在 R_S 上，因此采用损耗缓冲电路虽然可以减少器件的开关损耗，保障器件安全工作，但由于缓冲电路自身存在损耗，因此在某些参数条件下，电路总损耗反而比无缓冲时增大，这是有损耗缓冲电路的弱点。

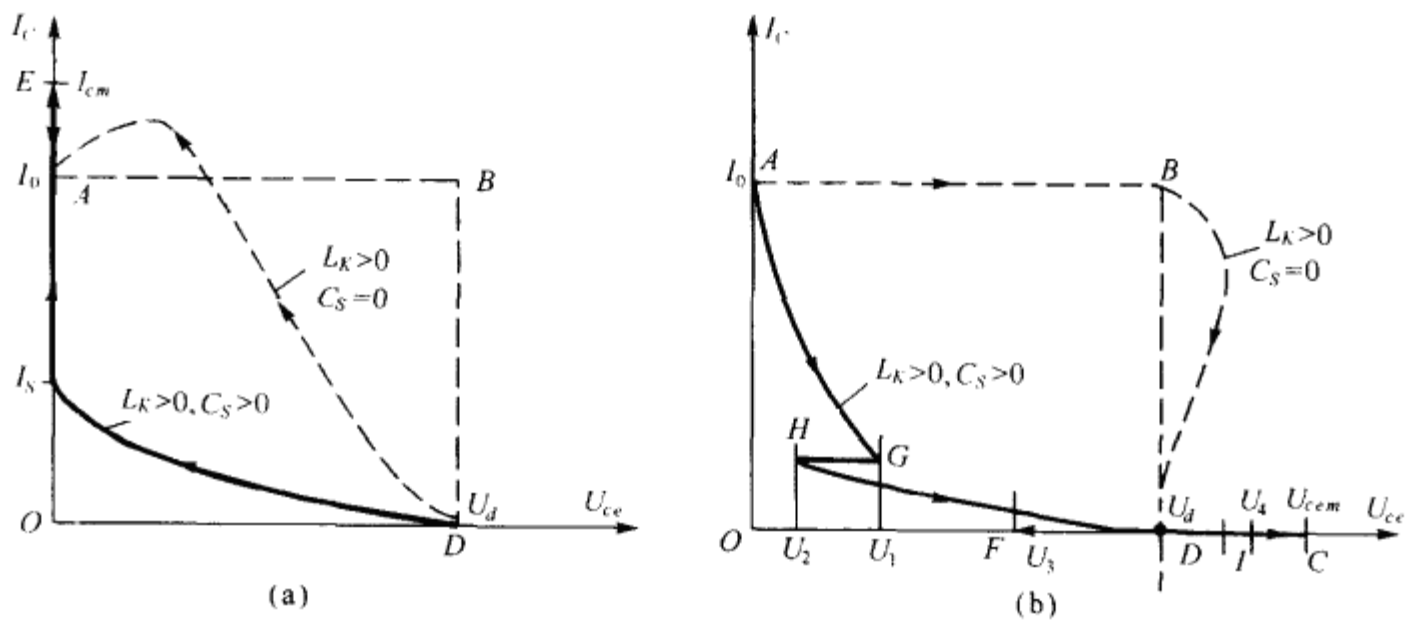


图 2-25 带缓冲电路的负载动态轨迹

(a)开通过程 (b)关断过程

(四)开通过程分析

为简单计暂不考虑 IGBT 开通时 C_S 的放电电流，并忽略分布电感 L_S 的影响。

1. 电路初态(图 2-24 中时区 A)：$u_g=-U_{g2}$，IGBT 处于断态，D_0 则处于稳定通态，$i_C=0$，$i_{D0}=I_0$，$u_{ce}=U_d$，至 $t=t_0^+$ 时，栅压突增为 U_{g1}，u_{ge}便开始上升，至 $t=t_1$ 时，$u_{ge}=U_T$，器件处于截止区边缘，开通延迟时间 $t_d=t_1-t_0$。

2. u_{ce}下降期(时区 B)：根据式(2-26)，当 $t>t_1$，IGBT 开始导通($u_{ge}>U_T$)时，u_{ce}按线性下降，即
$$u_{ce}=U_d(1-\frac{t'}{t_{f3}})$$

缓流电感 L_{K0}端压：

$$u_L=L_{K0}\frac{\mathrm{d}i_K}{\mathrm{d}t}=L_{K0}\frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t}=U_d-U_{ce}=U_d\frac{t'}{t_{f3}} \tag{2-49}$$

即

$$i_K=i_C=\frac{U_d}{L_{K0}}\int\frac{t'}{t_{f3}}\mathrm{d}t$$

由电路初态 $i_C=0$，有

$$i_K=i_C=\frac{U_d}{2L_{K0}t_{f3}}t'^2 \tag{2-50}$$

式中：$t'=t-t_1$。当 $t=t_2$ 时，$t'=t_2-t_1=t_{f3}$，由上式有

$$i_C=\frac{U_dt_{f3}}{2L_K}=I_S$$

若 L_{K0}选得较大，$I_S\ll I_0$，IGBT 将近似于具有零电流开通(ZCON)的电路环境，在这种环境下，若不考虑其他因素的影响，IGBT 的开通损耗将明显下降，此时 D_0 中电流为

$$i_{D0}=I_0-i_C=I_0-I_S$$

3. i_C 线性上升期(时区 C)：当 $t=t_2^+$ 时，$u_{ce}=0$，则

$$u_L=L_{K0}\frac{\mathrm{d}i_K}{\mathrm{d}t}=L_{K0}\frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t}=U_d$$

$$i_C=I_S+\frac{U_d}{L_{K0}}t' \tag{2-51}$$

$$i_{D0}=I_0-I_S-\frac{U_d}{L_{K0}}t'$$

式中：$t'=t-t_2$。

至 $t=t_3$ 时，$i_C=I_0$，$i_{D0}=0$，此后 D_0 流过反向电流，在 $t=t_4$ 时，$i_{D0}=-I_{Rm}$，$i_C=I_0+I_{Rm}$。

4. 反向电流衰减期(时区 E)：当 $t=t_4^+$ 时，D_0 开始承受反压，反向电流迅速向零趋近，i_C 相应趋向 I_0，开通过程结束。

从图 2-23(b)可见，由于 L_{K0}的作用，在不考虑 C_S 放电电流条件下($i_C=i_K$)，IGBT 的开通损耗随 L_{K0}的增大而减低，但根据前面关断过程分析已知，在其他因素不变条件下，L_{K0}值越大，则关断过电压越严重，因此 L_{K0}值要折衷选择。

下面分析考虑 C_S 放电电流时的开通过程，电路初始状态同前，由于 $u_{cs}=u_{ce}=U_d$，在 C_S 中储存电能为$\frac{1}{2}C_SU_d^2$，为简单设 $L_S=0$。

1. u_{ce}下降期(时区 B)：由于 t_{f3}很短，因此可近似认为在此期间 $u_{cs}=U_d=const$，由图 2-23(a)有

$$u_{ce}=u_{cs}+u_{rs}=U_d\left(1-\frac{t'}{t_{f3}}\right) \tag{2-52}$$

电阻 R_S 端压 u_{rs}：

$$u_{rs}=-\frac{U_d}{t_{f3}}t'=i_{cs}R_S,$$

$$i_{cs}=-\frac{U_d}{R_St_{f3}}t' \tag{2-53}$$

$$i_C=i_K-i_{cs}$$

将式(2-50)和(2-53)代入上式有

$$i_C=\frac{U_d}{t_{f3}}\left(\frac{t'^2}{2L_{K0}}+\frac{t'}{R_S}\right) \tag{2-54}$$

式中：$t'=t-t_1$。

当 $t=t_2$，$t'=t_2-t_1=t_{f3}$时，有

$$i_C=\frac{U_d t_{f3}}{2L_{K0}}+\frac{U_d}{R_S}=I_S+I_{Rsm} \tag{2-55}$$

上式表明，由于 C_S 对 IGBT 放电，i_c 电流急剧上升(参见图 2-23(b))。

2. i_K 线性上升期(时区 C)：当 $t=t_2$ 时，$u_{ce}=0$，$u_L=U_d$，i_K 按式(2-51)线性上升，由图 2-23(a)有

$$i_C=i_K-i_{cs}$$

电路初始条件是 $u_{cs}=U_d$，$i_{cs}=-I_{Rsm}$，列电路方程解出：

$$i_{cs}=-\frac{U_d}{R_S}e^{-\frac{t'}{\tau_S}} \tag{2-56}$$

所以

$$i_C=I_S+\frac{U_d}{L_{K0}}t'+\frac{U_d}{R_S}e^{-\frac{t'}{\tau_S}} \tag{2-57}$$

式中：$t'=t-t_2$；$\tau_s=R_SC_S$。

当 $t=t_3$ 时，$i_{D0}=0$，$i_K=I_0$，尔后，D_0 流过反向电流，$i_K>I_0$。必须指出，由于 i_K 增长速率受 L_{K0}的制约，D_0 的反向电流峰值 I_{Rm}将有所下降。

3. 反向电流衰减期(时区 E)：当 $t>t_4$ 时，D_0 反向电流开始衰减，D_0 开始承受反向电压，与此同时，i_{cs}仍按式(2-56)规律衰减，至 $t=t_5$，上述电流衰减为零，$i_C=I_0$，IGBT 处于稳定导通。

由上可见，当考虑 C_S 的放电电流时，i_C 在开通时将急速上升，相应地增加开通损耗，其负载动态轨迹将如图 2-25(a)中实线所示，为了减少开通损耗，可适当选大 R_S，但必须保证在 IGBT 的导通期中，电容 C_S 中的电荷必须沿 R_S 释放完，为此放电回路的时间常数应选为：

$$4\tau_S\leqslant\tau_{\min} \tag{2-58}$$

式中：$\tau_S=R_SC_S$，$\tau_{\min}$是 IGBT 最短导通时间，据此应有

$$R_S\leqslant\frac{\tau_{min}}{4C_S} \tag{2-59}$$

(五)开关损耗估算

1. IGBT 的关断损耗估算：忽略电流拖尾期损耗，主要考虑电流下降期损耗为

$$P_a=\frac{1}{T}\int_0^{t_{f1}}u_{ce}i_C\mathrm{d}t$$

为简单，图 2-24 波形时间坐标零点均自本时区算起，式(2-25)(2-29)可写成

$$i_C=I_0\left(1-\frac{t}{K_\beta t_{f1}}\right)$$

$$u_{ce}\approx\frac{I_0}{2K_\beta C_S t_{f1}}t^2\,|_{L_s\approx0}$$

经计算得

$$P_a=\frac{S(I_0t_{f1})^2}{24K_\beta C_S}f_m=I_0^2R_{e1} \tag{2-60}$$

式中

$$R_{e1}=\frac{Sf_mt_{f1}^2}{24K_\beta C_S} \tag{2-61}$$

$$S=4-\frac{3}{K_\beta}$$

f_m 是最高开关频率，由式可见，为了减小器件关断损耗，应使等效电阻 R_{e1} 具有较小值，对已经确定的 t_{f1}，I_0 和 K_β 值而言，可选择较大的 C_S 值。

2. IGBT 的开通损耗估算：由图 2-24 可见，开通损耗主要产生在集极电压 u_{ce} 下降期中，其损耗为

$$P_c = \frac{1}{T}\int_0^{t_{f3}} u_{ce} i_C \mathrm{d}t$$

考虑式(2-52)(2-54)(为简单，时间零点也自本时区起算)：

$$u_{ce} = U_d\left(1-\frac{t}{t_{f3}}\right)$$

$$i_C = \frac{U_d}{t_{f3}}\left(\frac{t}{R_S}+\frac{t^2}{2L_{K0}}\right)$$

经计算得

$$P_c = U_d^2\left(\frac{t_{f3}}{6R_S}+\frac{t_{f3}^2}{24L_{K0}}\right)f_m = \frac{U_d^2}{R_{e2}} \tag{2-62}$$

式中

$$R_{e2} = \left[\left(\frac{t_{f3}}{6R_S}+\frac{t_{f3}^2}{24L_{K0}}\right)f_m\right]^{-1} \tag{2-63}$$

上式表明，为了减小 IGBT 的开通损耗，应选择较大的 L_{K0} 和 R_S 值。

3. 缓冲电路的损耗估算

(1)电阻 R_S 所消耗的功率：在 IGBT 关断之后，电容 C_S 上储存的电能为 $\frac{1}{2}C_S U_d^2$，由前述，当 IGBT 再次开通时，这部分能量将主要消耗在电阻 R_K 上并转化为热能，因此电阻 R_K 所消耗的功率为

$$P_d = \frac{1}{2}C_S U_d^2 f_m \tag{2-64}$$

式中 f_m 是开关电路的最高开关频率。

(2)电阻 R_K 所消耗的功率：当 IGBT 关断时，储存在 L_{K0} 中的磁能为 $\frac{1}{2}L_{K0}I_0^2$，将消耗在电阻 R_K 和二极管 D_K 上，若忽略 D_K 的导通压降，则 R_K 所消耗的功率为

$$P_e = \frac{1}{2}L_{K0}I_0^2 f_m \tag{2-65}$$

式(2-63)(2-64)表明，C_s 和 L_{K0} 的数值越大，缓冲电路的损耗越大，因而从减小缓冲电路损耗角度出发，C_s 和 L_{K0} 不应选得过大。

综上所述，IGBT 和缓冲电路的开关损耗与缓冲电路参数关系是相互制约，因此在参数选择时要统筹兼顾。

(六)缓冲电路参数选择

由前述知道，开通缓冲和关断缓冲电路参数之间存在制约关系；缓冲电路与 IGBT 对电路参数要求也存在矛盾关系，这样在选择缓冲电路参数时需要多方考虑，才不致顾此失彼。

1. 缓压电容 C_S

由前述 C_S 可使关断中 IGBT 端压缓升，根据 C_S 的大小，所有关断缓冲电路可分为强、中和弱三种类型。所谓中型缓冲电路是指在式(2 29)中，当 $t'=t_{f1}$ 时，$u_{ce}=U_d$，若忽略 L_S 的作用，有

$$U_d = \frac{I_0 t_{f1}}{2K_\beta C_S}$$

即
$$C_S=\frac{I_0 t_{f1}}{2K_\beta U_d}=C_{SN} \tag{2-66}$$

记在 C_S 作用下，u_{ce}到达 U_d 的时间为 τ，在中型电路中，$\tau=t_{f1}$，令比值 $K_c=\frac{\tau}{t_{f1}}$，则对中型电路有

$$K_c=\frac{\tau}{t_{f1}}=1 \tag{2-67}$$

所谓强型缓冲电路即指 $K_c>1$，$C_S>C_{SN}$的情况，依此类推，当 $K_c<1$，$C_S<C_{SN}$时便称为弱型电路。图 2-24 所示的波形对应于 $K_c>1$ 的参数条件，由图应有 $\tau=t_{f1}+t_{f2}$，为简单计，忽略 L_S 的作用，式(2-33)可写成

$$t_{f2}=\frac{C_S(U_d-U_1)}{I_0}=\frac{C_S U_d}{I_0}-\frac{t_{f1}}{2K_\beta}$$

所以
$$\tau=t_{f1}+t_{f2}=\frac{C_S U_d}{I_0}-\frac{t_{f1}}{2K_\beta}+t_{f1}=t_{f1}\left(\frac{C_S U_d}{I_0 t_{f1}}+\frac{2K_\beta-1}{2K_\beta}\right)$$

$$K_c=\frac{\tau}{t_{f1}}=\frac{C_S U_d}{I_0 t_{f1}}+\frac{2K_\beta-1}{2K_\beta}=\frac{1}{2K_\beta}\left(\frac{C_S}{C_{SN}}+2K_\beta-1\right)$$

即
$$C_S=C_{SN}[2K_\beta(K_c-1)+1]|_{K_c\geq 1} \tag{2-68}$$

式中
$$C_{SN}=\frac{I_0 t_{f1}}{2K_\beta U_d}$$

同理，可以推出弱型条件下 C_S 与 K_c 的关系为

$$C_S=K_c^2 C_{SN}|_{K_c\leq 1} \tag{2-69}$$

由上述，在不同参数条件下，比值$\frac{\tau}{t_{f1}}$可表为

$$\frac{\tau}{t_{f1}}=K_c=\begin{cases}\sqrt{\frac{C_S}{C_{SN}}}\Big|_{K_c<1}\\ \frac{C_S}{C_{SN}}\Big|_{K_c=1}\\ \frac{1}{2K_\beta}\left(\frac{C_S}{C_{SN}}+2K_\beta-1\right)\Big|_{K_c>1}\end{cases} \tag{2-70}$$

上式表明，不管在那一数值范围，K_c 值总随 C_S 而增减。

图 2-26 画出不同 K_c 值下的损耗，为简单，在式(2-70)中设 $K_\beta=1$，即未计及 IGBT 的拖尾电流，图中 P_0 是无缓冲电路时 IGBT 的关断损耗，P_1 是有关断缓冲电路时 IGBT 的关断损耗，P_2 是缓冲电路的损耗，P_3 是电路总损耗，即

$$P_3=P_1+P_2 \tag{2-71}$$

由图可见，尽管 P_1 随 K_c 的增大而减小，但 P_2 却更快增长。因此，当 K_c 增加到一定数值时，有 $P_3>P_0$(即 $P_3/P_0>1$)。可以预见，依藉这种缓冲电路是无法合理实现 ZVOFF 环境的，为保证 $P_3<P_0$，选择 $K_c=(0.67\sim1.2)$，并根据 K_c 值按式(2-70)确定 C_S 值。

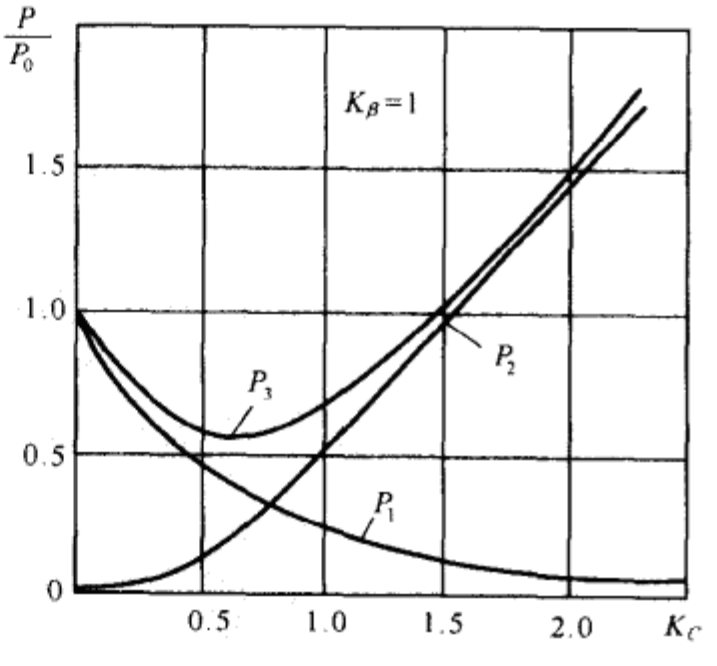


图 2-26 电路损耗与 K_c 的关系曲线

2. 限流电阻 R_S

根据式(2-59)R_S 应选为

$$R_S=\frac{\tau_{\min}}{4C_S}$$

式中 $\tau_{\min}$是 IGBT 导通时间最小值。

3. 缓流电感 L_{K0}

由前述，L_{K0}可以减小开通损耗，但却产生关断过电压 ΔU，因此可以按关断时电路能够承受的过电压来选择 L_{K0}，为简单设缓冲电路无阻尼且有 $L_S\approx 0$，由式(2-40)有

$$\Delta U=\omega_0 I_0 L_{K0}=U_{cem}-U_d=\frac{U_{ce0}}{K_V}-U_d$$

式中：$\omega_0^2=\frac{1}{L_{K0}C_S}$，$U_{ce0}$是 IGBT 正向阻断电压额定值，$K_V$ 是电压安全系数。

解出：

$$L_{K0}=\frac{C_S}{I_0^2}\left(\frac{U_{ce0}}{K_V}-U_d\right)^2 \tag{2-72}$$

与缓冲电路一样，主电路也存在分布电感 L_P，根据主电路 L_P 数值的大小，存在下面两种情况：

(1)$L_P<L_{K0}$：即 L_P 值小于电路须要接入的串联电感 L_{K0}，这时只要将 L_P 从 L_{K0}中扣去，实际串联电感 $L_K=L_{K0}-L_P$；

(2)$L_P>L_{K0}$：即 L_P 值大于计算值 L_{K0}，这在大电流情况下是可能出现的，这时便只能按照给定的 ΔU 和已知的 L_P 选择缓压电容 C_S，并视为关断前储存在分布电感 L_P 中的磁能，在关断时完全转变成储存在缓压电容 C_S 中的电能，则有

$$\frac{1}{2}I_0^2L_P=\frac{1}{2}C_S\Delta U^2$$

所以

$$C_S=L_P\left(\frac{I_0}{\Delta U}\right)^2 \tag{2-73}$$

根据已知的 L_P、I_0 和 ΔU 按式(2-73)选择 C_S。

第四节　IGBT 的驱动电路

由于 IGBT 实际上是采用 MOSFET 栅极驱动的晶体管，其栅极特性与 MOSFET 相同。因此，IGBT 驱动电路的结构和供电方式均和 MOSFET 相同，因而许多集成式驱动电路芯片既可用于 MOSFET，也可用于 IGBT。据此，本节着重讨论 IGBT 的过流保护。在集成式驱动电路中，驱动和保护往往联同考虑，也即驱动电路同时具有保护功能。

一、IGBT 短路状态下的载流能力

为了减低 IGBT 的导通压降，要求提高其正向栅压 U_{g1}($U_{g1}>U_{ges}$)，即器件工作于过驱动状态，一旦负载短路，IGBT 将由电阻区进入放大区并承受与U_{g1}相对应的短路电流。U_{g1}越高，短路电流 I_{sc}便越大，为了保障器件安全，在短路时，应具有一定的电流承受能力。由于这是一种瞬态载流方式，习惯上采用安全时间 t_{sc}来表征器件承受短路冲击的能力。t_{sc}是一个界限值，即器件承受短路电流最长时间不能超过 t_{sc}，否则器件将失效，因此有些文献称为允许短路时间。必须指出：t_{sc}的数值和电路的开关环境、电路参数有关，生产厂家提供的数值仅相应于特定的开关环境和电路参数，为了提高保护电路的可靠性，必须了解 t_{sc}的测试条件和开关环境对 t_{sc}的影响。

(一)t_{sc}的测试条件

图 2-27(a)是 t_{sc}的测试电路，其中 T_2 是受测器件，正常工作时带有感性负载 L_0 和钳位二极

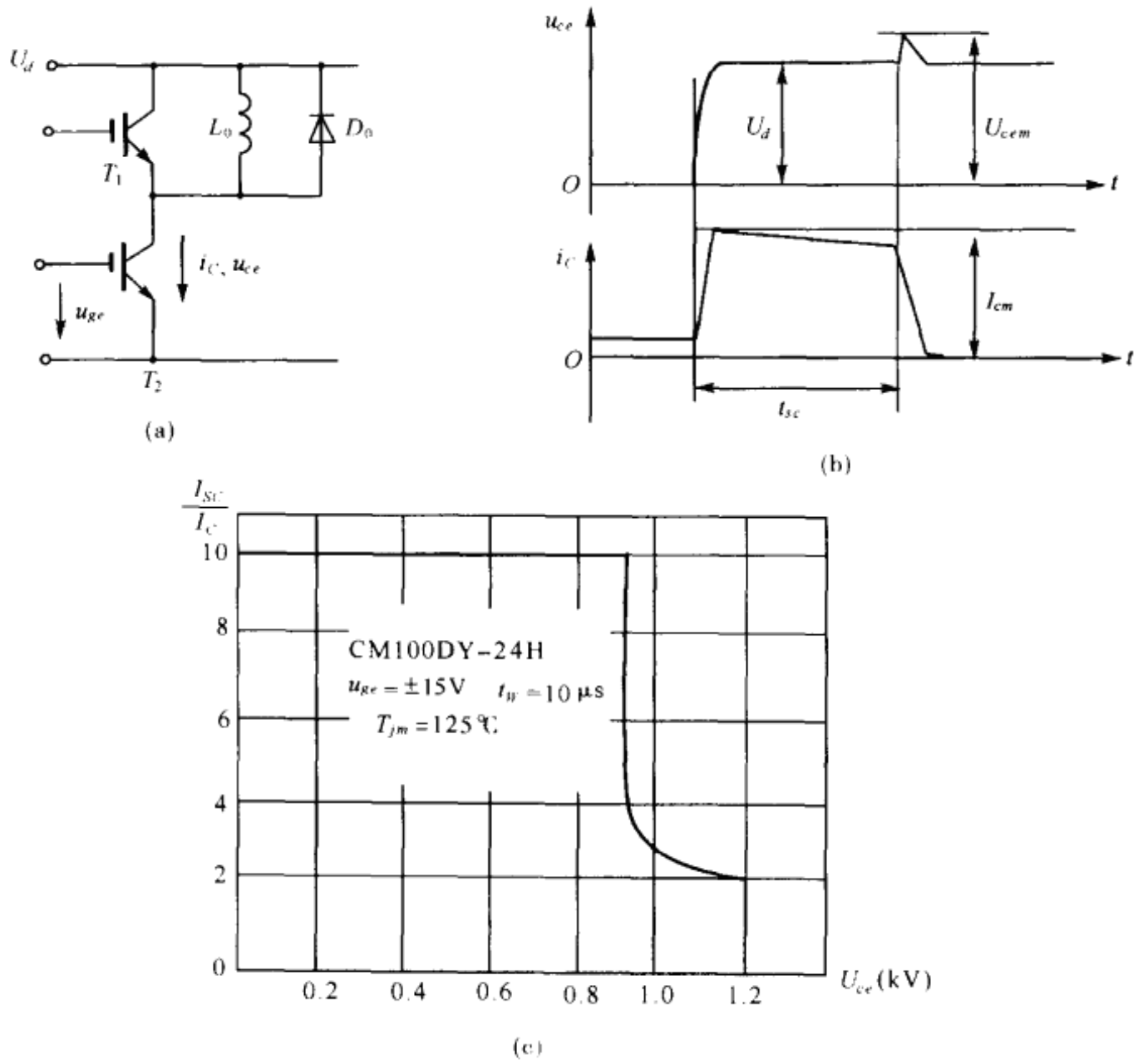


图 2-27 IGBT 的短路安全工作区

管 D_0。电路参数为：直流电源电压 $U_d=0.6U_{ce0}$，U_{ce0}是 IGBT 额定正向阻断电压，栅极正向电压 $U_{g1}=15V$，栅极回路串联电阻 $R_g=11\Omega$，结温 $T_j=125℃$，测试时瞬间导通 T_1，使 T_2 处于负载短路状态，此时电路波形如图 2-27(b)所示。由图可见，当 T_2 被切断时，其端压出现关断过电压(由布线电感引起)，为了保证器件安全，故采用 $U_d=0.6U_{ce0}$，以保证 $U_{cem}\leqslant U_{ce0}$，对于非穿通型 IGBT(即 NPT-IGBT)，短路电流的峰值 $I_{cm}\leqslant 6I_c$，其中 I_c 是器件的连续电流额定值。必须指出，试测是在非重复条件下进行的，图 2-27(c)是日本三菱公司为其产品 1.2kV/100A 两单元 IGBT 模块提供的短路安全工作区(SCSOA)。由图可见，短路电流的极限值为 10 倍额定电流，短路电流持续时间 $t_w=10\mu s$，单次非重复，SCSOA 在高压大电流区呈收缩状，因此要保证 IGBT 短路保护下负载动态轨迹不致超越 SCSOA。

如果连续出现短路，即令负载动态轨迹落在 SCSAO 内，器件也将失效，因此短路保护应保证有可靠的封锁能力，以防止短路—保护—正常—再短路—再保护的状态，即器件陷于多次反复短路状态，为了限制这种情况，有的厂家规定 IGBT 短路允许重复次数 N_{sc}，如德国 SEMIKRON 公司的产品规定 $N_{sc}<100$。

(二)开关环境对 t_{sc}的影响

1. 正栅压 U_{g1}对 t_{sc}的影响：图 2-28(a)为 U_{g1}对 I_{sc}和 t_{sc}的对应关系曲线，由图可见，I_{sc}随 U_{g1}增大，而且 U_{g1}值越高，I_{sc}增长越快。这从图 2-7(b)可以得到说明，IGBT 的跨导 G_m 在很大范围内随 I_c 的增大而上升，即 IGBT 在大电流状态下具有更大的电流放大能力，这与 GTR 恰好相

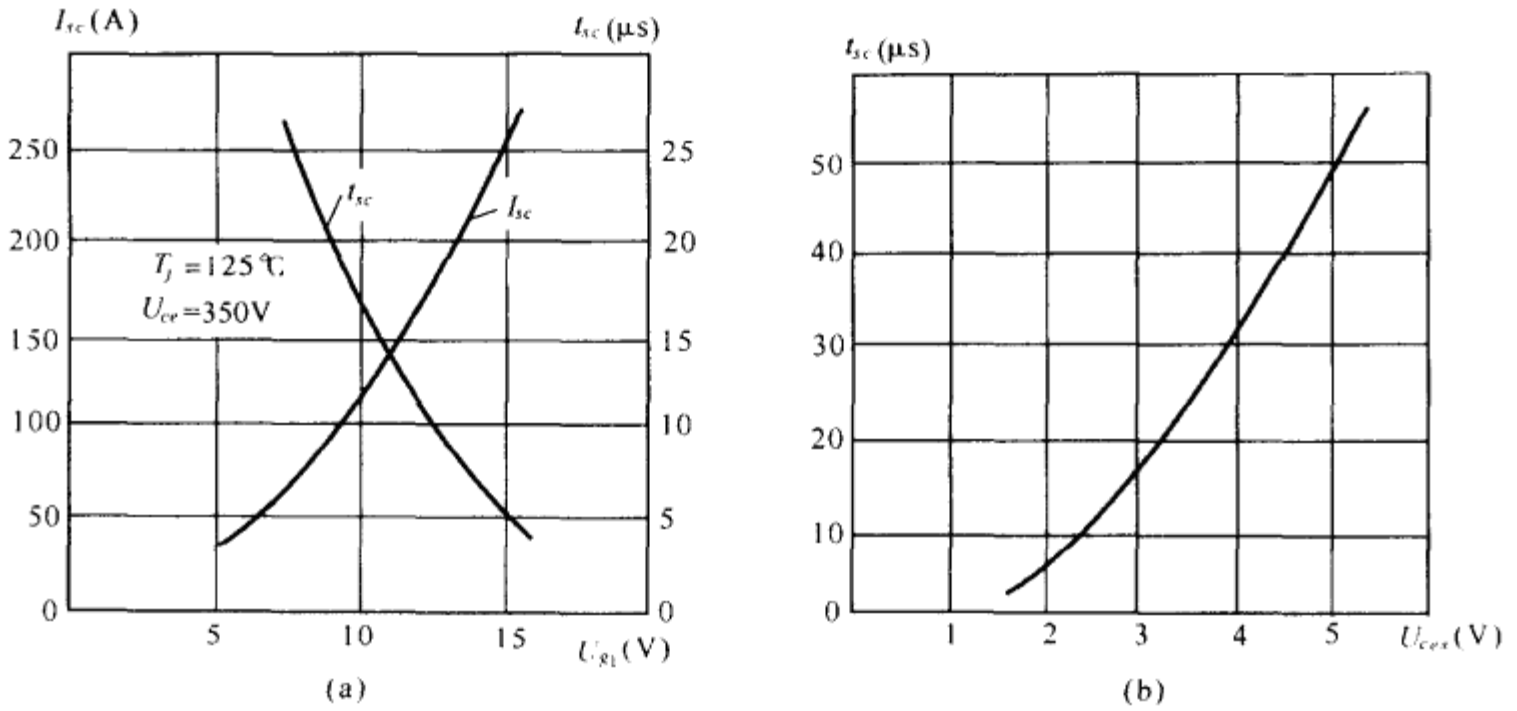


图 2-28　U_{g1}和 U_{ces}对 t_{sc}的影响

反，后者的放大能力在大电流下急剧下降，因而对故障电流有自然抑制能力。由此可见，IGBT 比 GTR 难于进行过流保护，为了保障器件安全，随着 I_{sc}的增大，允许的短路时间 t_{sc}相应下降，从而对保护电路快速性的要求更高。由前述可知，U_{g1}对 IGBT 电路性能的影响存在制约关系：从提高开关速度、减低开通损耗的角度出发，应该提高 U_{g1}值，但 U_{g1}越高，故障时 IGBT 将经受的电流冲击越大，对快速保护的要求也越高，这两者要折衷考虑。

2. 通态压降对 t_{sc}的影响：图 2-28(b)示出通态压降 U_{ces}和 t_{sc}的关系曲线。由图可见，通态压降低的器件其允许短路时间也较短，相反，U_{ces}高的器件，t_{sc}则较长。换言之，电流频率特性较好的高频器件，其 t_{sc}值较长；反之，频带较窄的器件却具有较短的允许短路时间。

二、IGBT 短路状态的失效机理

(一)IGBT 负载短路下的几种后果

1. 超过热极限：半导体的本征温度极限为 250℃，当结温超过本征温度，器件将丧失阻断能力，IGBT 负载短路时，由于短路电流使结温升高，一旦超过其热极限时，栅极保护也相应失效；

2. 电流擎住效应：在正常工作电流下，IGBT 由于薄层电阻 R_S 很小，没有电流擎柱现象产生，但在短路状态下，由于短路电流很大，当 R_S 上的压降高于 0.7V 时，使 J_1 正偏，产生电流擎住，栅极电压失控；

3. 关断过电压：为了抑制短路电流，当故障发生时，控制电路立即撤去正栅压，将 IGBT 关断，短路电流相应下降。由于短路电流大，因此，关断中电流下降率很高，在布线电感中将感生很高的电压，尤其是在器件内封装引线电感上的这种感应电压很难于抑制，它将使器件由过流变为关断过电压而失效。

为了在故障下保障器件安全，避免上述现象产生，应该采取相应措施。

(二)过流保护方法

1. 减压法：这是指在故障出现时，降低栅极电压。由前述，无论是过热或电流擎住，都是由于短路电流很大所致，而该电流又比例于外加正栅压 U_{g1}。因此，在故障时，将正栅压降低，是抑制短路电流的有效方法。如图 2-29 所示。

图 2-29(a)中，故障前 $u_{ge}=15V$，$i_C=50A$，图中用虚线表示的短路电流 i_{sc0}对应于栅压不变

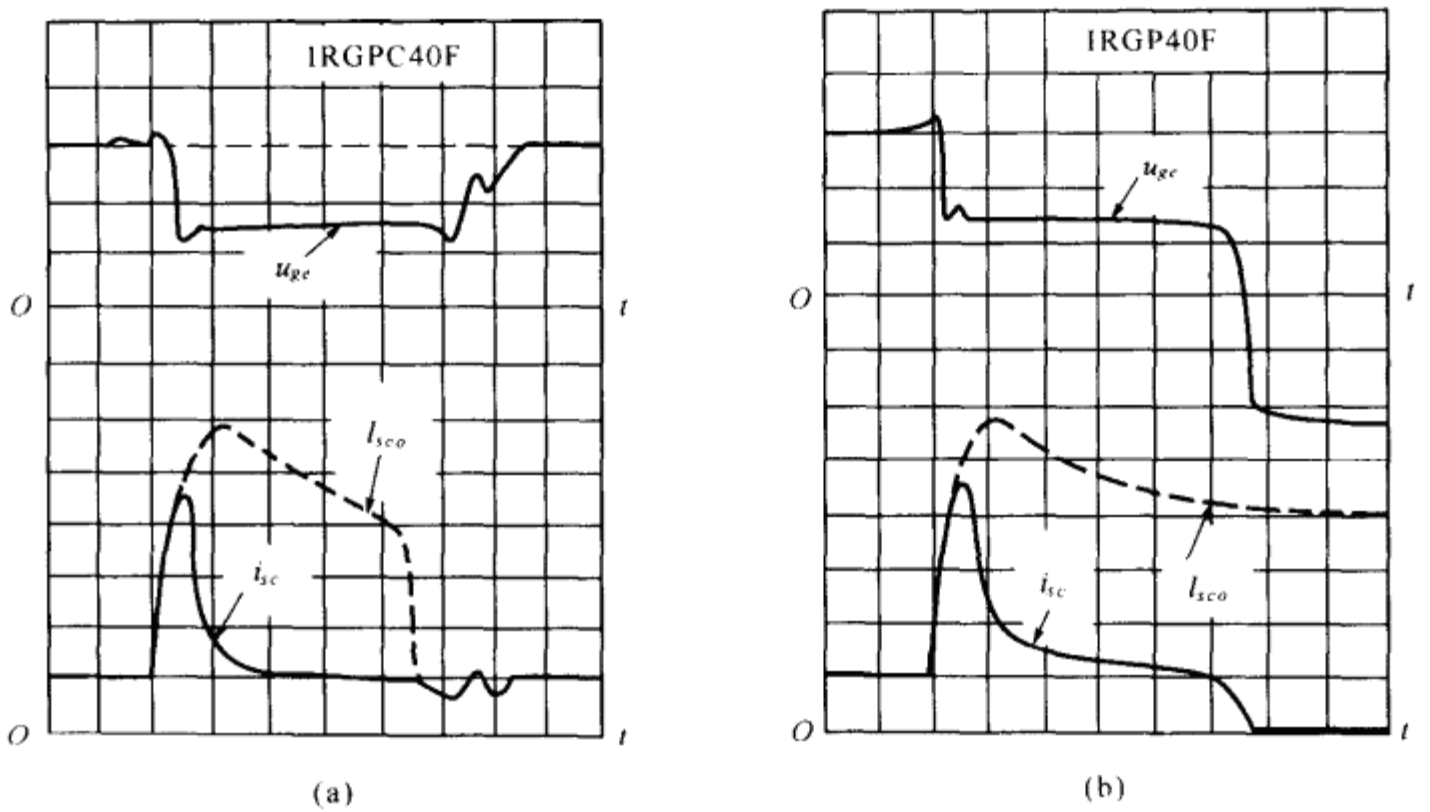


图 2-29 栅压对短路电流 I_{sc} 的影响

U_{ge}:5V/D, i_{sc},i_{sco}:50A/D, t:2us/D

的状态,电流峰值 $I_{sc0}=285A$,短路电流的持续期为 10μs,如果栅压在短路期中由 15V 减到 8V,(如图所示 u_{ge} 曲线),与此相对应的短路电流 i_{sc} 在图中用实线表示。由图可见 i_{sc} 的峰值和持续时间都低于栅压不变的情况。由此可见,在故障时减低栅压确是抑制故障电流的有效方法。当然,这一方法只能减低故障电流冲击,但不能消除故障电流。因此,当短路故障持续时便需要进一步减低栅压并将 IGBT 关断,图 2-29(b)中电流 i_{sc0} 表示故障状态持续期在 10μs 以上,为保障器件安全,将栅压由+8V 进一步减到−15V 最后关断 IGBT,实际电流如 i_{sc} 所示。

在实际保护电路中采用上述程序时,具有较稳定的保护性能。在保护电路中,灵敏度和稳定度常是相互制约的,例如过分灵敏的保护方案常常会混入伪信号和窄脉冲信号,如果电路不能清楚识别它们,电路稳定度和准确性反而不佳,采用上述程序就能屏蔽掉一些短促的短路状态,并不需要每次都关断器件停机。

2. 缓升法:指在关断 IGBT 时,设法减缓短路电流的下降率以减小在布线电感上的感生电压,避免关断过电压,有些文献称之为软关断方式。当然,延长关断过程势必增加器件关断损耗,因此其延缓程度需要优化选择。

三、软开关环境对 IGBT 驱动电路的影响

目前手册中 IGBT 的开关时间都是在硬开关环境下测得的,随着高频电力电子技术的日益推广,器件处于软开关环境工作将逐渐增多。所谓软性开关最常见的是器件在其端电压为零的条件下开通和关断,这样便可以实现无开关损耗的环境,为简单称器件具有 ZVS 环境。鉴于测试条件与 ZVS 的不同,关注的问题是:ZVS 环境对 IGBT 的开关性能会产生什么样的影响?这些影响给驱动电路设计带来什么不同的考虑?

(一)ZVS 环境对 IGBT 开关时间的影响

由图 2-15 可见,IGBT 的输入电容 C_{ies} 输出电容 C_{oes} 和反馈电容 C_{res} 都与集极电压 u_{ce} 有关。当 u_{ce} 下降时,这些电容都呈增大,可见在其他条件不变的情况下,ZVS 环境将使 IGBT 的开关时间增长。

(二)ZVS 环境对 IGBT 关断时重加电压上升率 du/dt 的影响

在采用分立式关断缓冲电路的条件下(参见第七章缓冲电路),IGBT 关断时,重加电压上升率受缓冲电路参数的限制,其数值远低于硬开关(硬开关时约为 1.5kV/μs,软开关时为 0.5kV/μs),因而由于 du/dt 引起的位移电流明显减小,这样由密勒效应产生 IGBT 栅极误导通的现象可以防止,其次由位移电流诱发的擎住现象也得以避免。

(三)ZVS 环境下的驱动电路设计考虑

为了在零电压条件下,减小 IGBT 的开关时间,必须尽量减小栅极串联电阻 R_g(包括驱动源的等效内阻和栅络的串联电阻),增加开关时的充放电电流,相应减小开关时间。

四、分立式 IGBT 驱动电路

IGBT 应用初期,驱动电路为分立式,现在虽然差不多都已被集成式电路所取代,但它的工作原理仍然是集成化电路的基础,图 2-30 所示的电路是一种例子。由图可见,电路采用单电源供电方式,稳压管 Z_5 的稳压值为 5V,$E_{C1}=+20$V,这样,$U_{g1}=+15$V(推拉式功放级中有 T_3 导通),$U_{g2}=-5$V(功放级中有 T_3 截止,T_4 导通)。

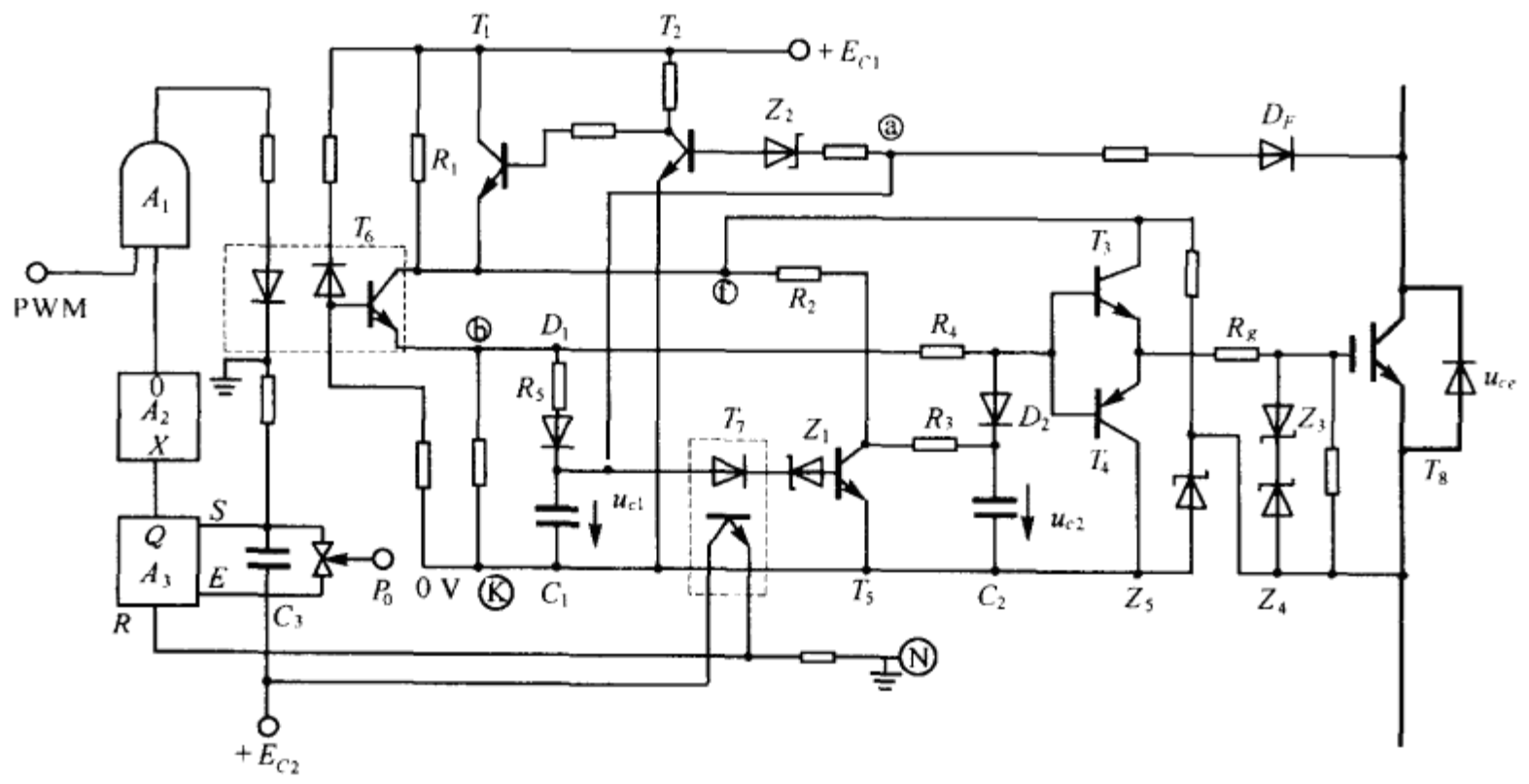


图 2-30　分立式 IGBT 驱动电路

P_0—复位脉冲　K—驱动零点　N—控制零点

(一)正常导通情况

当 PWM 控制信号为高电平时,快速光耦器 T_6 导通,促使 T_1 导通,于是点ⓑ为高位,T_3 导通,功放级输出正栅压,T_8 导通,集极电压迅速下降,D_F 导通,点ⓐ为低位,电容 C_1 端压 u_{c1} 被箝在低位,因此稳压管 Z_1 和 Z_2 均处断态,相应地 T_2 和 T_5 均处截止,C_2 被正向充电,光耦器 T_7 处于断态,驱动电路无故障信号输出。

(二)正常关断情况

当 PWM 控制信号为低电平时,T_6 关断,点ⓑ降为低电位,T_3 截止而 T_4 导通,功放级输出负栅压,T_8 关断,u_{ce}上升,D_F 反偏截止,使控制电路脱离高压主电路。为了避免驱动电路遭受高压,D_F 应选用超快恢复二极管($t_{rr}\leqslant 0.2\mu s$),由于ⓑ已处低电位,C_1 和正常导通情况相同,仍然被箝位,相应地 T_5 和 T_2 也仍处断态,于是电路也没有故障信号输出。

(三)异常导通情况

电路的初态是 T_8 导通，功放级输出正栅压($U_{g1}=+15V$)，此时 T_8 因各种原因产生过流。从图 2-5 可见，在 u_{ge} 一定的条件下，i_C 的增大必然引起 u_{ce} 上升，而且当器件一旦越出电阻区时，这种增大就非常显著。因此可以利用电压采样，在过流时使 D_F 反偏截止，点ⓐ不再处于低位，而 T_6 又处通态，因此 u_{c1} 上升，直至 Z_2 反向击穿，使 T_2 导通。T_2 导通便迫使 T_1 截止，电阻 R_1 接入，点ⓕ电位降到+15V，也即 $U_{ge}=U_{g1}=10V$。由前述，故障中正栅压的下降可以有效地抑制故障电流和增大短路允许时间 t_{sc}，为了保障 IGBT 的安全，T_8 在减压下运行有效时间为 10μs，如果在这一期间内，故障电流消失，u_{ce} 重新降到电阻区中，D_F 便重新导通，点ⓐ便重新回到低位，于是 Z_2 截止，T_2 关断，T_1 重新获得正偏而导通，电阻 R_1 被短接，点ⓕ又回到高位，$u_{ge}=U_{g1}=15V$，电路恢复到正常导通的初态。

如果在故障发生 10μs 之后，D_F 仍然处于断态，也即故障电流仍然存在，电路将由减压导通状态转入关断状态。这时 u_{c1} 继续增大，使 Z_1 也反向击穿，于是 T_5 导通，C_2 便沿 R_3 和 T_5 放电，点ⓕ电位从原来+15V 的水平上缓降，这就达到低速关断 T_8 的目的，避免正常关断大电流时所引起的过电压。与此同时，当 T_5 导通时，光耦器 T_7 也相应导通，由它发出的过流信号将触发 RS 锁存器 A_3，使其翻转，Q 端输出低位，经可编程逻辑器件 A_2 输出信号封锁本路以及其他各路 PWM 信号。

五、集成式 IGBT 驱动电路

随着大电流高电压 IGBT 的模块化，集成化专用驱动芯片也已商品化，其性能比分立式电路好，从而促使整机的可靠性更高，体积更小。

(一)EXB840 系列芯片

EXB840 系列是富士公司生产的驱动集成片。图 2-31(a)示这种芯片的内部结构，其中方框 1 是过流保护电路，脚⑥是短路过流信号输入端，该信号取自 IGBT 集极电压，利用过流时，u_{ce} 上升作为保护信号；脚⑤是过流保护信号输出端，用于在故障下切断其他 IGBT 的控制信号，实现停机；脚④用于连接外部电容器，以防止过流保护电路误动作(实际上大多数场合并不需要该电容器)，保护电路的内部输出加到电压放大电路 3，它在过流时切断导通信号，使放大器的输出置低位，T_4 和 T_5 是功放级，接成推晚式，当电路 3 出端置高位时，T_4 导通，输出正栅压(+15V)；相反，当 3 置低位时，T_4 关断，T_5 导通，输出负栅压(−5V)，使 IGBT 关断，脚②接驱动电源+20V，脚③接 IGBT 栅极，是驱动电路输出端，脚①接 IGBT 射极，脚⑨为零电位，由 R_{10} 和 D_{Z1} 使脚⑨对脚①产生负 5V 的关断负栅压 U_{g2}；电路 2 是光耦合器(ISO1)，起电隔离作用，使驱动器的输出可与 IGBT 栅路采用直耦方式，光耦器的入端是脚⑮和⑭，输出信号加到电压放大器 3。

EXB840(841)芯片属高速型，其最高运行频率为 40kHz，驱动电压为 20±1V，光耦合器输入电流为 10mA，输出正向栅流 $I_{g1}=4A$，反向栅流 $I_{g2}=4A$，工作表面温度 $T_c=(-10\sim+85)℃$，输入输出间隔离电压为 2.5kV，有高隔离能力，故能用于交流 380V 的动力设备，驱动 300A/1.2kV 的 IGBT。

由上述，IGBT 通常只能承受 10μs 左右的短路电流，所以必须有快速保护电路。保护电路按下述原则设计：当短路过程短于 1.3μs 时，保护电路无响应；当短路长于 1.3μs 时，保护电路的低速切断电路动作，使 IGBT 以慢速关断。

EXB841 电路分析：EXB841 芯片电原理路如图 2-31(b)所示，图中所标元件参数均系实测所得。

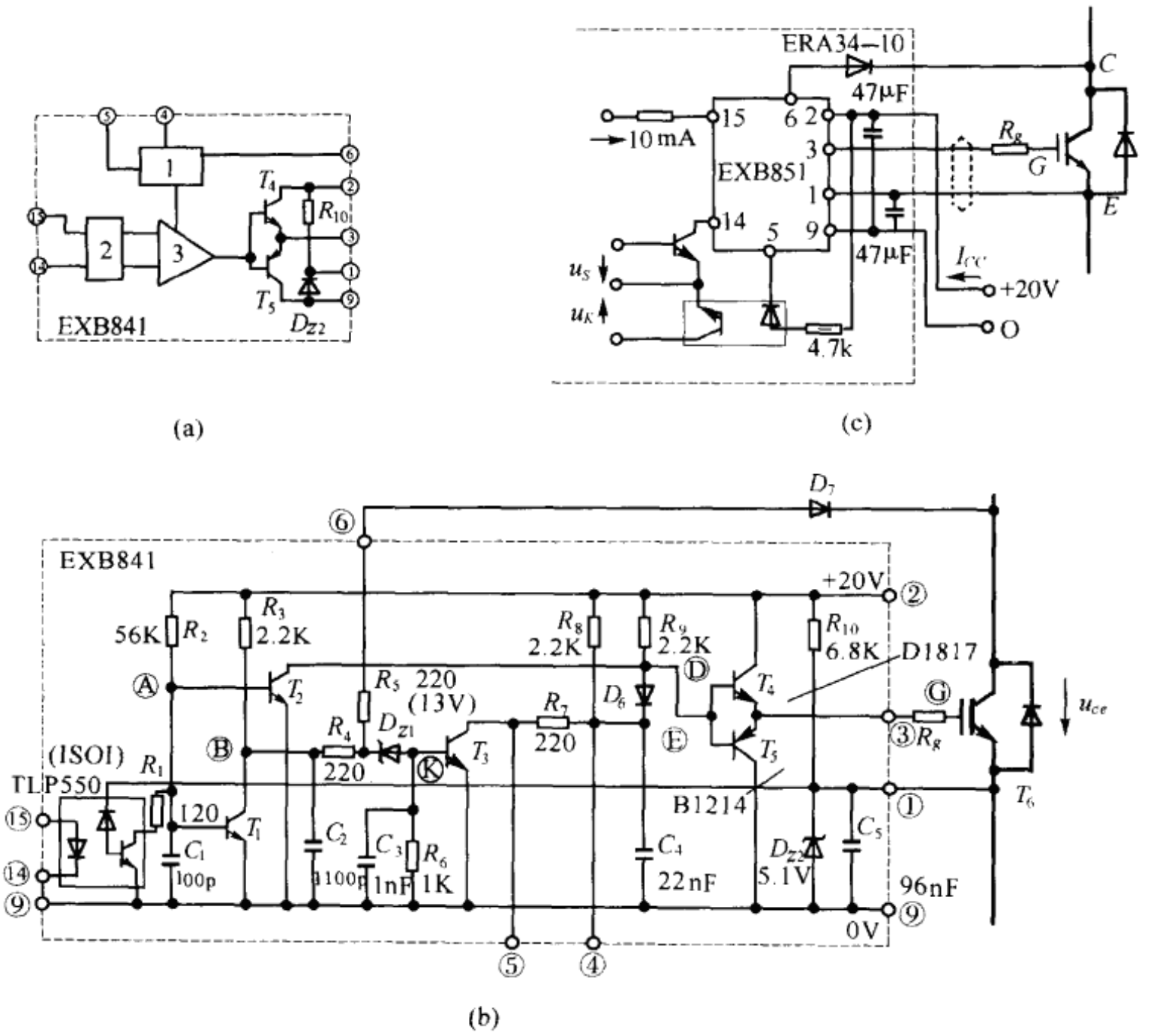


图 2-31　集成式 IGBT 驱动电路

a)结构图:1—过流保护电路　2—信号隔离电路　3—电压放大电路　b)电路图　c)实际接线图

+20V 驱动电源从脚⑨和②接入，齐纳二极管 D_{Z2} 的反向击穿电压为 5.1V，该电压作为 IGBT 关断时的反向偏置，(相应地正向偏置为+15V)，同时也作为光耦器 ISO1 三极管侧的工作电源。

电压放大器由 T_2，R_1，C_1，R_2，R_9 组成。

过流保护电路由 T_1，T_2，D_6，D_7，D_{Z1} 和 C_2，R_3，R_4，R_5，R_6，C_3，R_7，R_8，C_4 组成，它们实现过流检测和延时保护功能，快速二极管 D_7 从 IGBT 集极接向脚⑥，通过它检测 IGBT 导通压降的高低来判别是否发生过电流。

下面介绍 EXB841 的工作原理。

1. 正常开通过程：当 ISO1 的输入端接受到 10mA 的输入正向电流时，光耦合器由截止转为导通，图 2-31(b)中Ⓐ点电位迅速下降为零，使 T_1 和 T_2 由通态转为截止，于是Ⓓ点电位上升，T_4 相应导通，T_5 截止，IGBT 栅极通过 T_4 和 R_g 接向驱动电源(正偏置 $15V=U_{g1}$)，IGBT 迅速导通，其端压下降至导通压降 $u_{ces}=3V$，与此同时，由于 T_1 截止使电源通过 R_3 向电容 C_2 充电，其时间常数为：

$$\tau_1=R_3C_2=2.2\times1.1\mu s=2.42\mu s$$

由于 C_2 充电，Ⓑ点电位上升，因为 D_{Z1} 的反向击穿电压为 13V，Ⓑ点到达这一电压所需的时间为：

$$t_1=\tau_1\ln\frac{U_c}{U_c-U_{Z1}} \tag{2-75}$$

将 $U_c=20V$，$U_{Z1}=13V$，$\tau_1=2.42\mu s$ 代入上式可计得：$t_1=2.54\mu s$，然而由于 IGBT 在导通后约 $1\mu s$ 其端压便下降到 $U_{ces}=3V$，二极管 D_7 正偏导通。因此，Ⓑ点电位便不可能升至 13V，而是被箝在 8V 左右，稳压管 D_{Z1} 便不能导通，相应地 T_3 处于截止，Ⓔ点电位仍为 20V 左右，D_6 反偏截止，因此 C_4 端压不能影响 T_4 和 T_5 的状态。

2. 正常关断过程：当控制电路使 ISO1 的输入端无电流流过时，光耦合器由通态转为截止，它对 C_1 端压的箝位作用被解除。Ⓐ点电位上升并使 T_1 和 T_2 导通，由于 T_2 导通，Ⓓ点电位被箝到零，从而使 T_4 由导通转为截止，T_5 由截止转为导通，IGBT 栅极电荷通过 T_5 迅速释放，使脚③电位迅速下降，IGBT 便正常关断。与此同时，C_1 端压上升也使 T_1 导通，C_2 中释能很快沿 T_1 释放，点Ⓑ和Ⓚ点电位便箝到零位，保证 D_{Z1} 处于断态，使 IGBT 可靠关断。

3. 保护动作：设 IGBT 已经导通，T_1 和 T_2 截止，T_4 导通而 T_5 截止，Ⓑ电位稳定在 8V 左右，D_{Z1} 处于断态，Ⓔ点电位为 20V，D_6 反偏截止。当电路过流，IGBT 因承受大电流而退出电阻区，u_{ce} 上升，二极管 D_7 截止，D_7 对 C_2 的箝位作用消失，Ⓑ点的电位开始从 8V 上升，经过 t_2 时间之后，Ⓑ点电位达 13V。D_{Z1} 反向击穿，T_3 相应导通，C_4 中存能通过 T_3 释放，Ⓔ点电位逐渐下降直至 D_6 正偏导通。于是点Ⓓ和点Ⓖ电位也相应逐渐下降，并使 IGBT 关断。Ⓑ点电位上升到 13V 的时间 t_2 可表为

$$t_2=\tau_1\ln\frac{U_c-8}{U_c-U_{Z1}} \tag{2-76}$$

得 $U_c=20V$，$U_{Z1}=13V$，代入上式可得 $t_2=1.3\mu s$，t_2 是 EXB841 的实际延迟时间。也就是说，凡持续时间长于 $1.3\mu s$ 的过流都会使 EXB851 的过流保护电路动作并使 IGBT 慢关断，IGBT 慢关断的速度取决于Ⓔ点电位的下降速度，当 $u_{ge}=0$ 时，相当于 $u_g=u_e=5V$，根据图 2-30(b)有

$$u_g=u_E+u_{D6}+u_{be5}$$

或

$$u_E=u_g-u_{D6}-u_{be5} \tag{2-77}$$

式中 u_E 是Ⓔ点电位，u_g 是Ⓖ点电位，u_{D6} 是二极管 D_6 的导通压降，u_{be5} 是 T_5 基射极间压降，设 $u_{D6}=u_{be5}=0.7V$。由式(2-77)有 $u_E=3.6V=U_{E0}$，E 点电位下降到 U_{E0} 的时间 t_3 可表为

$$t_3=\tau_2\ln\frac{U_c}{U_{E0}} \tag{2-78}$$

式中：$\tau_2=R_7C_4=4.84\mu s$。

将 $U_c=20V$，$U_{E0}=3.6V$，$\tau_2=4.84\mu s$，代入上式有 $t_3=8.3\mu s$，上述状态持续到控制电路使光耦合器关断，T_1 和 T_2 因此导通，从而使Ⓓ点电位下降为零，使 T_4 截止，T_5 完全导通，IGBT 栅极电位 $u_g=0$，$u_{ge}=-5V$，IGBT 完全关断。

T_1 的导通使 C_2 沿 T_1 放电，Ⓚ点电位下降，D_{Z1} 截止，T_3 截止，驱动电源沿电阻 R_8 对 C_4 充电，Ⓔ点电位逐渐上升，u_E 可表为

$$u_E=U_c(1-e^{-\frac{t}{\tau_3}})+U_{E0}e^{-\frac{t}{\tau_3}} \tag{2-79}$$

式中：$\tau_3=R_8C_4=48.4\mu s$。

计算 $u_E=19.5V$ 所需的时间 $t_4=169\mu s$，由此可见，当慢关断电路动作之后，即使过流现象很快消失，但在关断时刻相距 $170\mu s$ 以内的所有后续脉冲正电平都不会达到 15V 的正常值。

EXB840 和 EXB841 高速型驱动电路能分别驱动 150A/600V，75A/1200V，400A/600V 和 300A/1200V 的 IGBT，驱动电路信号延迟时间≤1μs，适用于 40kHz 的开关电路，其实际接线如

图 2-31(c)所示，图中 u_S 是来自控制电路的驱动信号，u_K 是过流保护输出信号。

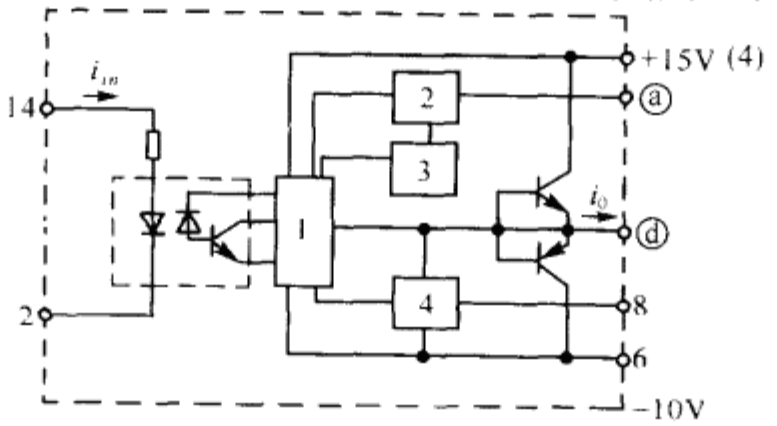
由前述，栅极串连电阻 R_g(参见图 2-31(c))，对电路性能有多方面的影响：如抑制振荡、减缓开通中电流上升率，改善电流波形和抑制关断过电压等，从安全工作角度出发，应当选择较大的 R_g 值。但过大的 R_g 将增加开关损耗，因此从提高开关频率角度出发，应当选择较小的 R_g，权衡得失，可靠性是更重要的指标，因此使用中倾向于选择较大 R_g 值。表 2-1 是生产厂家对 EXB84 系列 R_g 的推荐值。

表 2-1

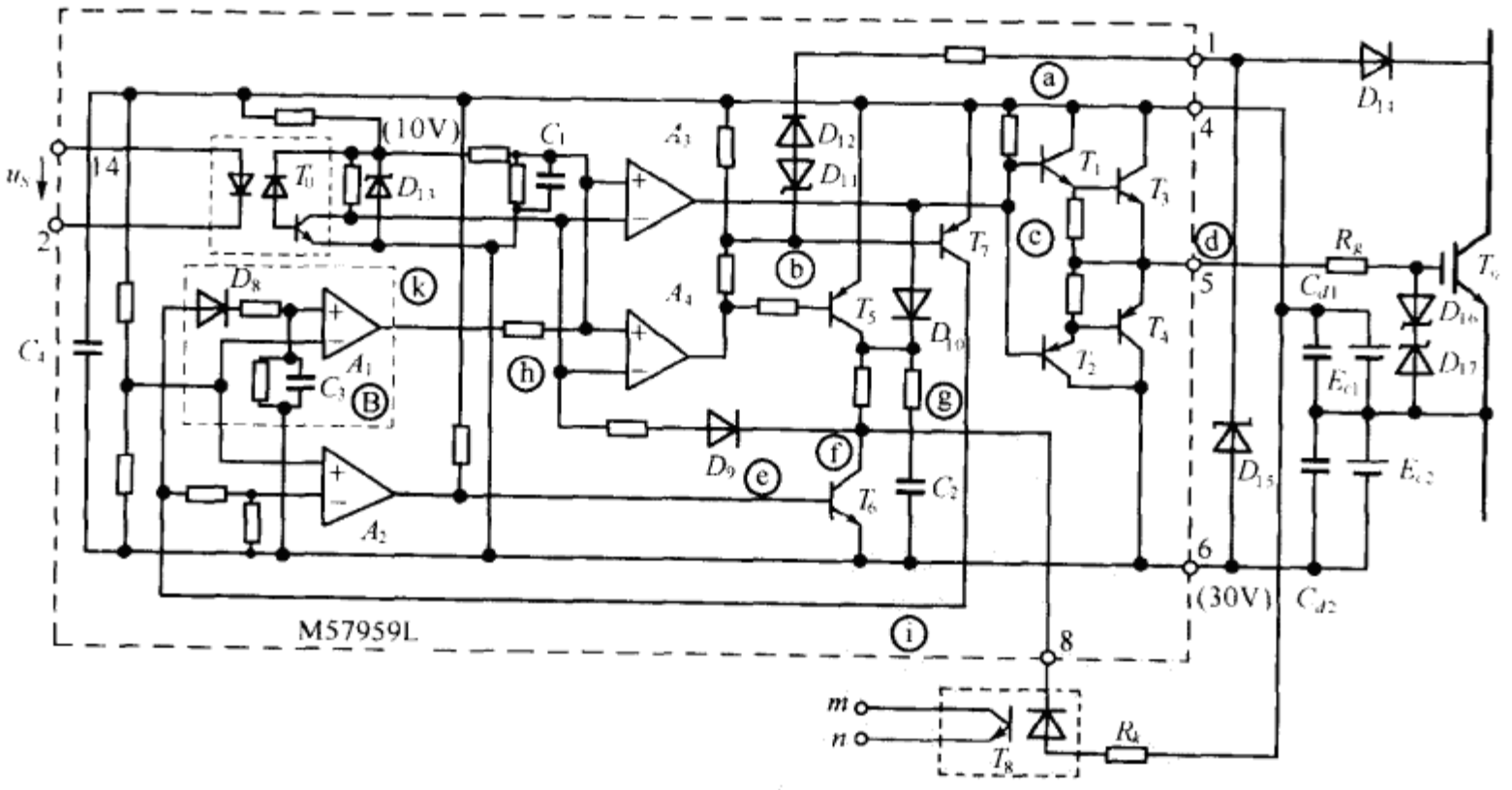
型　号		EXB840							EXB841			
I_c(A)	600V	10	15	30	50	75	100	150	200	300	400	—
	1200V	—	8	15	25	—	50	75	100	150	200	300
R_g(Ω)		250	150	82	50	33	25	15	12	8.2	5	3.3

(二)M579 系列芯片

M57959L/M57962L 混合集成驱动电路由三菱公司生产，其最高工作频率也为 40kHz，采用双电源供电(+15V 和 −10V)，输出电流峰值 M57959L 为±2A，M57962L 为±5A，后者可驱动 400A/1.2kVIGBT 模块，是驱动能力较大的芯片，输入信号电流为 16mA，短路保护状态维持时间为 2mS，M579 系列的电路方框图如图 2-32(a)所示，电路原理图如图 2-32(b)所示，图中



(a)



(b)

图 2-32　M57959L 型 IGBT 驱动电路

a)方框图：1—接口电路　2—检测电路　3—定时电路　4—栅关闭降压电路　b)原理图

各个器件的开关状态和电路中所标各点电位如表 2-2 所示。这一电路的驱动部分与上述 EXB 系列相仿，但过流保护方面有其特点。过流检测仍用电压采样，电路特点是采用栅压缓降，实现 IGBT 软关断，避免关断中过电压和大电流冲击，u_{ge}下降曲线与 u_{ce}，i_c 的合理配合；另是在关断过程中，输入控制信号 u_S 的状态失去作用，即保护关断是在封闭状态中完成的。当保护开始时，立即送出故障信号，目的是切断控制信号(包括电路中其他有源器件)。

表 2-2

	u_S	a	b	c	d	e	f	g	h	i	
正常关断	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	
正常导通	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	
异常导通	1-0	0-1	0-1-0	1-0	1-0	0-1-0	1-0-1	1-0-1	0-1	1-0-1	
	u_S	T_0	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	T_9
正常关断	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1
正常导通	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0
异常导通	1-0	0-1	0-1	0-1	1-0	1-0	0-1-0	1-0-1	0-1-0	1-0-1	0-1

表注：表中符号对器件 1 代表截止，0 代表导通；对各点电位，1 代表高位，0 代表低位。

1. 正常关断状态：控制电压 $u_S=0$，光耦器 T_0 关断，$h=1$，$c=0$，于是 T_1T_3 截止，T_2T_4 导通，$u_{ge}=-10V$，T_9 栅极反向充电，T_9 关断，u_{ce}升高，D_{14}截止；由于 $h=1$，使 $b=0$，T_7 导通，使 $i=1$，$e=0$，T_6 处于断态，无故障信号输出；

2. 正常导通状态：控制电压 $u_S=1$，T_0 导通，$h=0$，$c=1$，于是 T_1T_3 导通(T_2T_4 截止)，$u_{ge}=+15V$，T_9 导通，u_{ce}下降，D_{14}导通，$a=0$，$b=0$，T_7 仍然保持通态，$e=0$，T_6 仍然处于断态，电路也没有故障信号输出；

3. 异常导通状态：电路初态是 T_9 已处导通，电路中各器件的开关状态和各点电位均已处正常导通状态时的情况，例如 $c=1$，$d=1$，若 T_9 过流，退出电阻区使 u_{ce}升高，当 U_{ce}值越过设定动作阀值 u_k($u_k=15V$)时，D_{14}截止，$a=1$，$b=1$，即ⓐ和ⓑ点分别由低位变为高位，于是 T_7 由原来的通态转为断态，$i=0$，$e=1$，使 T_6 导通，$f=0$。一方面使 T_8 导通，发出故障信号[图 2-32(b))中 m、n 端口]，另方面ⓑ由低位转为高位时，T_5 关断，D_{10}导通，ⓒ点电位被箝在ⓖ点上，由于 C_2 沿 T_6 放电，ⓖ点电位缓降，使ⓓ点电位缓降，这个过程直至定时器[图 2-31(b)中虚线框Ⓑ]计时结束。而且 $u_S=0$，T_0 关断时才终止，此时ⓑ点电位重新由高位变为低位，于是 T_7 重新由断态恢复为通态，T_5 由断态变为通态，电路恢复到正常的关断状态，定时器的计时时间整定为 2ms。

表 2-3 列出生产厂家对栅极串联电阻 R_g 的推荐值，IGBT 模块的工作频率为 20kHz。

表 2-3

I_C(A)	600V	50	75	100	150	200	300	400			
	1200V			50	75	100	150	200	300	400	600
R_g(Ω)		13	8.3	6.3	4.2	3.1	2.1	1.6	1.0	0.78	0.52

作为示例，表 2-4 和表 2-5 给出东芝公司生产的型号为 MG50H2YS1 IGBT 的特性参数，其中表 2-4 是最大额定值，表 2-5 是电气特性值。

表 2-4　MG50H2YS1(东芝)最大额定值

	项　　目	符号	单位	数　　值	备　　注
1	集一射极电压	U_{ce0}	V	500	$T_c=25℃$
2	栅一射极电压	U_{ge0}	V	±20	$T_c=25℃$
3	连续集流	I_c	A	50	$T_c=25℃$
4	脉冲集流	I_{cm}	A	100	$T_c=25℃$
5	最大功耗	P_C	W	300	$T_c=25℃$
6	最高结温	T_{jm}	C	150	$T_c=25℃$

表 2-5　MG50H2YS1 的电气特性　$T_c=25℃$

	项　　目	符号	单位	数　值	测定条件
1	集极漏电流	I_{ces}	mA	1.0	$U_{ce}=500V$ $U_{ge}=0$
2	栅极漏电流	I_{ges}	μA	≤0.5	$U_{ce}=0$ $U_{ge}=\pm20V$
3	栅阀电压	U_T	V	3～6	$U_{ce}=5V$ $I_C=50mA$
4	集一射极击穿电压	BU_{ce0}	V	≥500	$U_{ge}=0$ $I_C=10mA$
5	通态压降	U_{ces}	V	3	$U_{ge}=15V$ $I_C=50A$
6	输入电容	C_{ies}	PF	3000	$U_{ce}=10V$ $U_{ge}=0$ $f=1MHz$
7	上升时间	t_r	μs	0.5	$U_{ge}=\pm15V$ $R_g=51\Omega$ $R_c=6\Omega$
8	开通时间	t_{on}	μs	0.6	
9	下降时间	t_f	μs	0.4	
10	关断时间	t_{off}	μs	0.9	
11	稳态热阻	R_{TJC}	℃/W	0.41	

第五节　IGBT 功率集成电路

功率集成电路(Power Integrated Circuit，缩称 PIC)是功率集成器件(Power Integrated Device，缩称 PID)在技术上的延伸，由前述，IGBT 由 10^5 个单胞构成，为了保证 IGBT 的正常工作，必须设置驱动、保护和接口等外围电路。尽管这些外围电路已经有集成芯片，但用户还必须分别组装，为了进一步提高电力电子电路的功率密度，减少各种连线的分布电感和简化安装工艺，将功率器件及其外围电路集成在一个或几个芯片上，就成为功率集成电路。自 1981 年第一个 PIC 试制成功以来，已得到十分迅速的发展，并将成为电力电子技术的一个重要发展方向。

PIC 包含很多品种，诸如：高压功率集成电路(称 HVIC)，智能功率集成电路(Smart PIC，简称 SPIC)，功率专用集成电路(Special IC，简称 SIC)和智能功率模块(Intelligent Power Module，简称 IPM)，本节着重分析 IGBT-IPM，其他类型 PIC 读者可参阅文献[12]：

一、IGBT-IPM 的基本结构

采用 IGBT-IPM 结构的单相逆变电路方框图如图 2-33 所示，图中虚线框Ⓐ和Ⓑ为 IPM。由图可见，这是一个半桥式单相逆变电路。虚线框Ⓐ实际上是一个双单元模块，包含 IGBT T_1 和 T_2，反并联二极管 D_1 和 D_2，由图可见，T_1 和 T_2 均有电流自检功能，其原理与第一章所述有关 Power MOSFET 的相同。检测电阻 R_1 和 R_2 均内置，虚线框Ⓑ包含两套驱动电路和各式保护电路，外接的接口电路 6 包含光耦器以实现控制电路与驱动电路间的电隔离，驱动电路为直耦式输出，这样驱动电路需要两个独立的驱动电源供电，或者是一个带自举电路的独立电源供电。

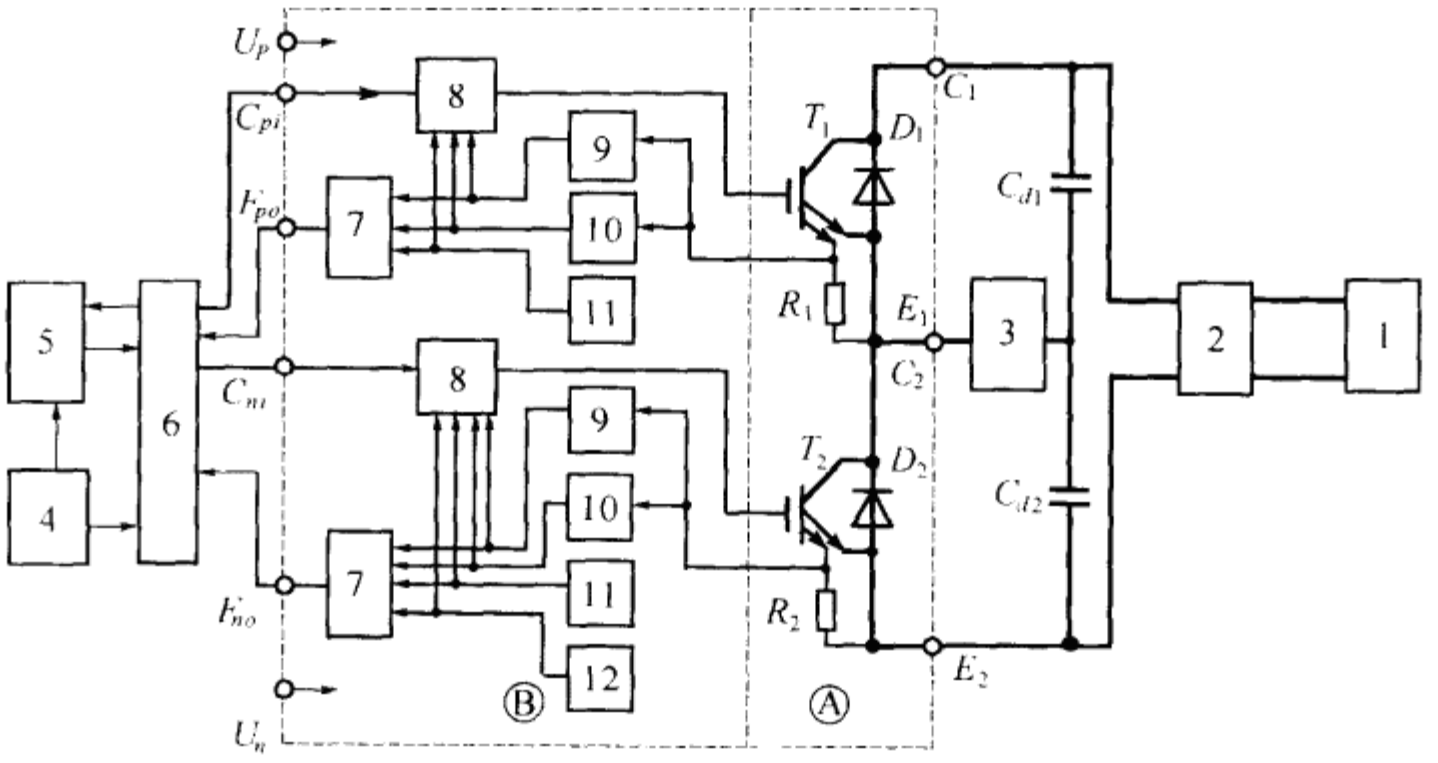


图 2-33 由 IGBT-IPM 构成的单相逆变电路

1—AC220V 电源 2—整流电路 3—负载 4—控制电源 5—控制电路 6—接口电路 7—保护信号输出 8—驱动电路 9—过流保护 10—短路保护 11—欠压保护 12—过热保护 U_p—高通道独立电源入口 U_n—低通道独立电源入口 C_{pi}、C_{ni}—控制信号入口 F_{po}、F_{no}—故障信号输出

二、IPM 的内藏功能

(一)PWM 控制信号

从控制电路 5 经接口电路 6 来的 PWM 控制信号，高通道从 C_{pi} 入口送到驱动电路 8 的输入端；低通道从 C_{ni} 入口送到驱动电路 8 的输入端，当 PWM 控制信号由高位变为低位时，IGBT 关断；相反则 IGBT 导通。

(二)过流保护(OC)

由前述，保护检测应用电流采样，电流传感器是检测器件射极电阻 R_1 和 R_2，电流很小但与母线电流成比例，因而可代替外接的电流互感器或霍尔元件，具有快速低耗和可靠等优点。

当集流超过动作设定值时，保护动作：先封锁驱动电路的输入信号，使 IGBT 的栅压下降到保护栅压(约 7V)，同时发出故障警告信号(经 F_{p0} 和 F_{n0} 口)。这样集流将被箝在较低水平，经过一定延迟时间，如果在此时间内故障消除，集流回复到动作值之下，驱动电路恢复正常工作。

过流保护的盲区设为 3μs，也即对持续时间短于 3μs 的尖峰电流，尽管其幅值超过动作设定值，但电路不予响应。最常见的尖峰电流是正常运行中，由于并联二极管的反向恢复电流引发的瞬间电流过冲，显然过流保护不应对此产生响应，同理也可排除伪信号引发的误动作。

过流保护动作设定值为 $1.2I_{cm}$，I_{cm} 为 IGBT 最大允许脉冲集流。

(三)短路保护

当集流越过短路保护动作设定值时，短路保护动作，其程序与过流保护相同，短路保护动作电流设为 $1.5I_{cm}$。

(四)过热保护

IPM 内置温度传感器，能准确测量芯片底板温度，当温度超过设定值时自动关闭芯片，封锁栅极电压，不受外部控制信号影响，直至芯片底板温度降到设定值以下才解除栅极封锁，恢复正常工作。为了避免保护在动作值上下频繁来回切换，动作值设置回差。

(五)欠压保护

指栅极驱动电源电压 U_P 和 U_n，因各种原因下降至规定值时封锁栅极驱动信号，防止因栅压不足引起 IGBT 退出电阻区。有了这种保护，驱动电源将不再需要在外部另设监控电路。

三、IPM 产品示例

目前国外已有各种型号的 IPM 产品，表 2-6 为日产的 IPM 系列产品中几种，该产品可用于驱动容量由(0.4～55)kW 的电动机，构成变频调速系统，有些型号还内置一支制动用的 IGBT。

表 2-6

型　　号	器件容量(V/A)	器体数目	输出电压(V)	适用电机(kW)	制动电路
PM20CHA060	600/20	6	3φ220	1.5	无
PM50RHA060	600/50	1+6	3φ220	3.7	有
PM400DHA060	600/400	2	1φ220	37	无
PM600HHA060	600/600		1φ220	45	无
PM50RHA120	1200/50	1+6	3φ440	7.5	有
PM100DHA120	1200/100	2	1φ440	18.5	无
PM200DHA120	1200/200	2	1φ440	30.0	无

*第六节　MCT 的结构和工作原理

MOS 门控晶闸管(MOS Controllod Thyristor，缩称 MCT)是 20 世纪 80 年代末出现的另一种 MOS 控制功率器件，顾名思义，它是通过 MOS 门极控制的晶闸管，由于它也是一种电压型控制器件，其驱动功率远低于 GTO，而开关频率又远高于 GTO。MCT 无二次击穿，开关频率与 IGBT 差不多。由前几节有关 IGBT 的分析中可知，IGBT 的最大弱点是通态电压较高，特别是开关速度较快的高速型器件，从而限制了该器件在较高频率领域的应用。图 2-34 是各种功率器件通态压降 U_T 与电流密度 d 的关系曲线。由图可见，600V 的器件，当通态压降为 1V 时，MCT 的电流密度是 GTR 和 IGBT 的 10 倍，是 Power MOSFET 的 100 倍，是 SCR 的 500 倍，也即对给定的通态压降，MCT 具有最高的电流密度；对于相同的电流密度，MCT 具有最低的通态压降，由于 MCT 集中了各种器件的优点，是一种很有发展前景的器件，尽管目前产品水平还不高(100A/600V)。

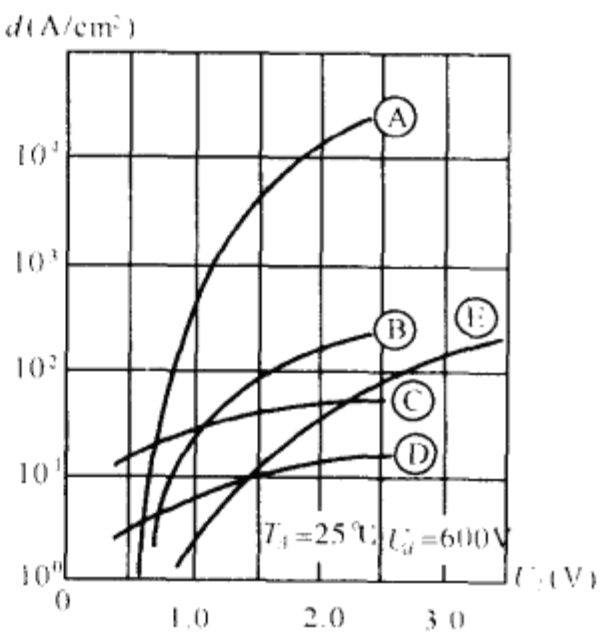


图 2-34　各种器件电流密度比较

A　MCT　B　IGBT　C　GTR

D　Power MOSFET　E　SCR

图 2-35(a)是 MCT 的单胞结构图。MCT 也是一种高集成度器件，每个芯片包含约 10^5 个并联单胞。由图可见，它是在 T_1 和 T_2 组成的 SCR 结构的基础上，集成了一对 MOSFET(即 T_3 和 T_4)，其中 T_4 使 SCR 开通，故称为 ON-FET，T_3 使 SCR 关断，故称 OFF-FET。根据 T_4 的沟道类型，MCT 可以分成 P-MCT 和 N-MCT 两类，目前产品多为 P-MCT，本节所述内容，若无特别说明，均指 P-MCT，MCT 每个单胞均含有 T_1、T_2 和 T_3，而约有 4%的单胞含有 T_4，T_3 和 T_4 的栅极均与门极 G 相连，MCT 的外端子符号如图 2-35(c)所示，其中 A 为阳极，K 为阴极，G 为门极，显然这是沿用 SCR 和 GTO 的称谓。

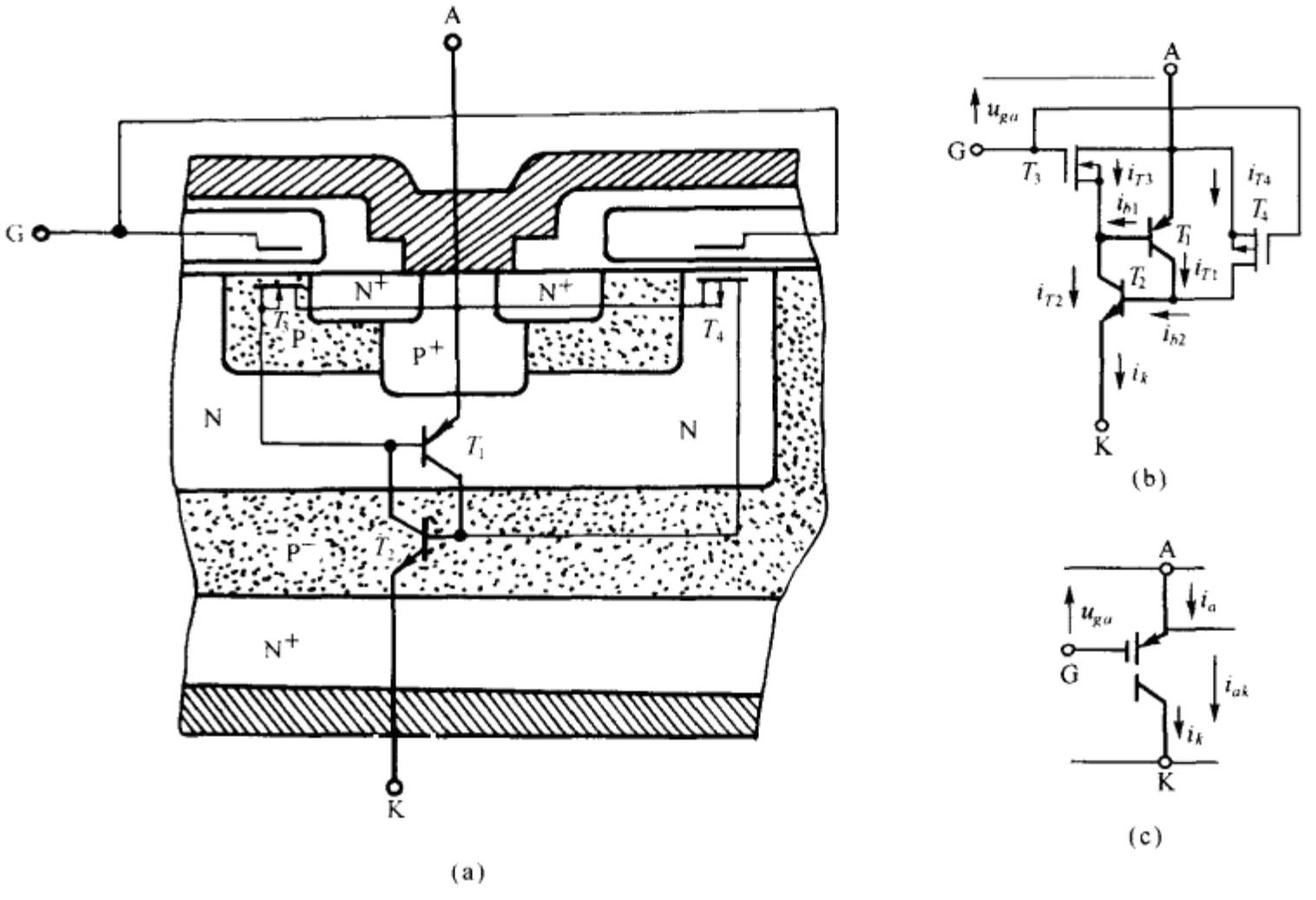


图 2-35 MCT 单胞示意图

对于 P-MCT，两个主电极之间的基本结构为 $P^+NP^-N^+$，T_4 为 P 沟道 MOSFET，而 T_3 为 N 沟道 MOSFET，其等效电路图如图 2-35(b)所示(若为 N-MCT，则主电极间为 $N^+PN^-P^+$ 结构，T_4 为 N 沟道 MOSFET，T_3 为 P 沟道 MOSFET)。

由图 2-35b)可见，若 A-K 间电压 $u_{ak}>0$，而 G-A 间电压 $u_{ga}<0$，则 T_4 导通，电流 $i_{T4}=i_{b2}$，使 T_2 相继导通，而 $i_{T2}=i_{b1}$，即 T_2 导通使 T_1 获得正向基流而导通，$i_{T1}=i_{b2}$，T_1 的导通又使 T_2 获正向基流，从而保证 T_2 继续维持导通。和 SCR 相仿，若器件满足：

$$\alpha_1+\alpha_2\geqslant 1 \tag{2-80}$$

则 MCT 一旦导通之后，即使门极负脉冲消失，MCT 也仍然维持其导通状态(式中 α_1 和 α_2 分别是 T_1 和 T_2 的共基电流放大倍数)，这也就是电流擎住；当 $u_{ga}>0$ 时，图 2-35b)中有 T_3 导通，T_1 基流改由 T_3 流过，$i_{b1}=0$，T_1 截止，从而破坏了上述电流擎住的条件。这一过程相当于发射结被短路，这时 $u_{be1}=u_{ds3}$，u_{ds3}是 T_3 通态压降，只要 u_{ds3}足够小，相当于 u_{be1}足够小，T_1 的共基电流放大倍数 α_1 便会下降到接近于零(即原来流经 T_1 的电流下降到零)，电流擎住条件不复存在，MCT 便由通态转为断态。

MCT 的门极导通脉冲幅度 $U_{g2}=-(5\sim15)$V；关断脉冲幅度 $U_{g1}=+10$V，为防止栅极绝缘层电压击穿，允许的最大栅压为 $U_{gam}=\pm25$V(峰值)。

*第七节 MCT 的主要特性

一、通态特性

MCT 的通态特性如图 2-34Ⓐ 所示，图中横坐标 U_T 用来表示各种器件的导通压降(正向压

降)，对 MCT 而言，该电压指结温 $T_j=T_{jm}=150℃$，器件流过额定峰值可控电流时所对应的正向压降。由图可见，当 $U_T=1V$ 时，MCT 的电流密度是 IGBT 的 10 倍，是 SCR 的 500 倍。由前分析可知，IGBT 导通时，少子在漂移区进行电导调制，从而使导通电阻 R_{on} 下降，但这种电导调制强度不及 MCT。表面上，比较图 2-1 和图 2-35 可见，它们都是四层结构，但在物理设计上却有很大的不同，对于 IGBT 而言，为了防止电流擎住效应，必须尽可能防止寄生三极管 T_2 的导通，因此，IGBT 在正常工况下并不会出现 SCR 那种电流正反馈。相反，在 MCT 中，如上述，一旦导通之后便完全进入电流正反馈，产生强烈的电导调制效应，因此它的电流密度高于 IGBT。既然 SCR 和 MCT 都具有电流正反馈的导电机制，为何在图 2-34 中，曲线Ⓔ远离于曲线Ⓐ?

众所周知，SCR 的导通是从门极附近开始的，尽管门极采用交叉指状结构，其门极与阴极交界线总不能无限延长，因而导通初期的面积很小。如果电流很大便会因电流密度过高而形成热点，使 SCR 过热失效，因此 SCR 的电流密度受到限制，相反，MCT 是一种高集成器件，导通是在 10^5 个单胞中同时进行，这就相当于无限密集交叉指状门极结构的 SCR，其电流密度无需受到等离子区扩展的限制。

下面分析开关环境对通态特性的影响。图2-36 示不同结温下 MCT 的通态特性。

由图可见：

1. MCT 具有电流正温度特性，但温度系数随电流的增大而减小，当 $I_K=300A$ 时，温度系数近似为零。

2. MCT 的实际工作温度为(－55～＋150)℃。由图可见，当结温度下降时，通态压降明显升高，因此结温太低时，MCT 就无法正常工作；相反，温度升高时，MCT 的反向漏电流将随之增大，其速率为温度升高(10～12)℃，漏电流则升高一倍，因此 MCT 的工作结温为(－55～＋150)℃。

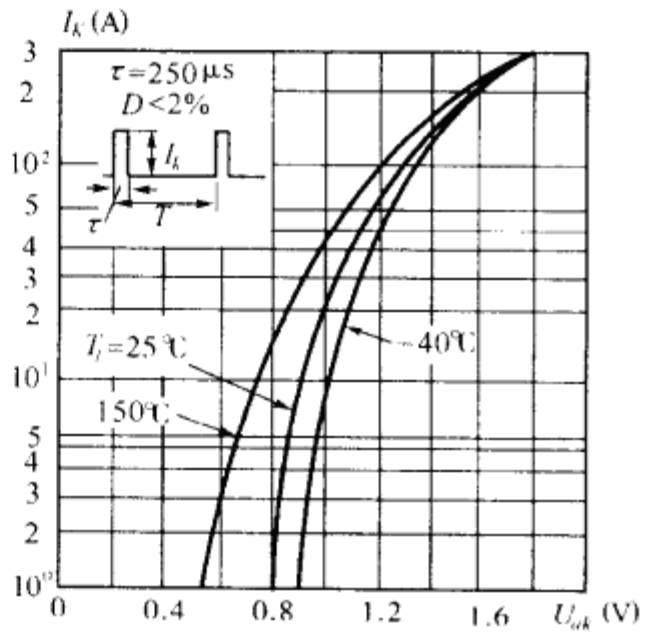


图 2-36　不同结温下的通态特性

3. MCT 的通态内阻(导通电阻)R_{on}很小：由图可见，当 $T_j=150℃$ 时，取 $\Delta I_A=100A$，相应的通态压降增量为 0.8V，平均化通态电阻 $R_{on}\approx 8m\Omega$。当温度下降时，压降变量更小，也即在大电流下，MCT 通态压降增加不大，这种特性十分类似于二极管，它使 MCT 十分适合应用于大电流场合。此外，MCT 的通态压降并不随额定阻断电压的提高而增大，这一优点恰好与 Power MOSFET 形成对照，也促使 MCT 具有在高压域内工作的优势。

4. 通态压降 U_{Tm}的测试条件：产品手册给出 MCT 的通态压降 U_{Tm}是在以下条件测得：$u_{ga}=-20V$，$i_K=I_{K0}$，壳温为 150℃和 25℃的数值。例如，美国 Harris 公司生产的型号为 MCTG35P60F1 的 MCT 器件，$I_{K0}=35A$，$T_c=150℃$的 $U_{Tm}=1.35V$，$T_c=25℃$时，$U_{Tm}=1.4V$，其中 I_{K0}是 MCT 的阴极连续电流。

二、阻断特性

用来表征 MCT 在断态下承受电压能力的参数是：

1. 断态峰值电压 U_{DRm}：指 MCT 断态下允许的最高 A-K 极间正向电压，又称击穿电压。

2. 正向阻断电压额定值 U_{DR}：指 MCT 可以在断态下安全工作的电压，又称最大允许关断电

压，即

$$U_{DR}=0.6U_{DRm} \tag{2-81}$$

3. 反向阻断峰值电压 U_{RRm}：指 MCT 反向允许电压，和 IGBT 一样，由于加入薄的 P 型缓冲层，MCT 属非对称型器件，几无反向阻断能力，一般 $U_{RRm}=-5V$，但可与 IGBT 一样使用反并联二极管。下面分析电路运行条件对 MCT 阻断电压的影响，图 2-37 示电压上升率 du/dt 对 U_{DRm}的影响。

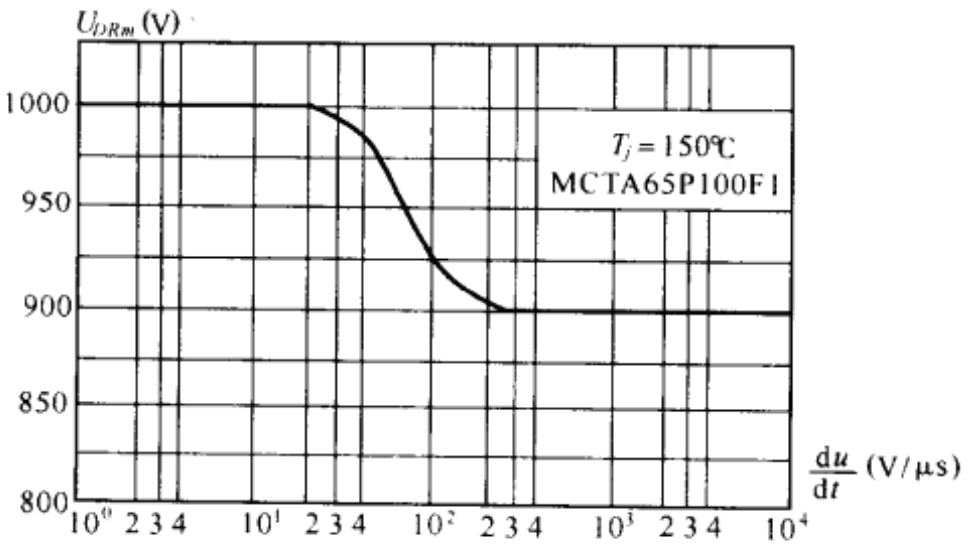


图 2-37 U_{DRm}和 du/dt 的关系曲线

由图可见：

当 $du/dt<20V/\mu s$ 时，$U_{DRm}=1kV$。但 $du/dt>200V/\mu s$ 时，$U_{DRm}=900V$，由于 MCT 可视为非常密集交叉指状结构和密集短路点的晶闸管，因而具有极高的 di/dt 和 du/dt 耐量。以目前水平，$di/dt=2kA/\mu s$，$du/dt=20kV/\mu s$，但应注意 U_{DRm}在较高电压上升率下的减额使用。图 2-37 曲线是在 $T_j=+150℃$ 条件下得到的，如果 T_j 从 150℃上升，则 U_{DRm}将比额定值低，这种现象与 SCR 是相同的，因为放大倍数 α_1 和 α_2 将随结温上升而增大。另外，结温升高也使正向漏电流增大，这也将促使 α_1 和 α_2 进一步上升，为了维持 MCT 的正常阻断能力，必须限制结温在允许范围内。

三、MCT 的载流能力

(一)阴极连续电流 I_K

MCT 直流载流能力受器件最大功耗的限制，由热欧姆定律有

$$U_{Tm}I_K=\frac{T_{jm}-T_c}{R_{TjC}}$$

即

$$I_K=\frac{T_{jm}-T_c}{U_{Tm}R_{TjC}}=\frac{\Delta T_j}{U_{Tm}R_{TjC}} \tag{2-82}$$

式中：$T_{jm}=+150℃$，器件额定结温，T_c—管壳温度，R_{TjC}—结面至管壳间的稳态热阻，U_{Tm}—通态压降，ΔT—最大允许温升。

式(2-82)表明，电流 I_K 是壳温 T_c 的函数，图 2-38 表示 I_K 和 T_c 间的关系曲线，由图可见：

1. 当 $T_c>82℃$ 时，I_K 随 T_c 增大按式(2-82)递减，当 $T_c=150℃$ 时，$I_K=0$；

2. 当 $T_c\leqslant 82℃$，$I_K=85A=const$，此时 I_K 不再受最大功耗 P_T 的限制。而是受管壳封装的限制，在产品手册中，厂家给出 $T_c=25℃$ 和 $T_c=115℃$ 时的 I_K 值，并记为 I_{K25}(85A)和 I_{K115}(50A)。

（二）阴极非重复峰值电流 I_{KSm}（I_{TSm}）

该电流又称阴极浪涌电流，其测试条件与 SCR 有些相似，测试前器件必须载流，使结温达到稳定值 $T_{jS}=90℃$，测试后器件的结温不得超过允许额定值，即 $T_{jL}\leqslant T_{jm}$（150℃），电流波形为正弦半波，底部宽度 $\tau_0=200\mu s$。由于是非重复状态，器件的动态热阻很低，相当于图 2-10 中 $D\to 0$ 的情况，因此器件浪涌功耗 $P_{KSm}\gg P_K$（MCT 的直流允许功耗）。因此，$I_{KSm}\gg I_K$，例如，MCTG35P60F1，$I_{K115}=35A$，$I_{K25}=60A$，$I_{KSm}=800A$，MCTA65P100F1，$I_{K90}=65A$，$I_{K25}=85A$，$I_{KSm}=2000A$，说明 MCT 瞬间过载的能力很强。

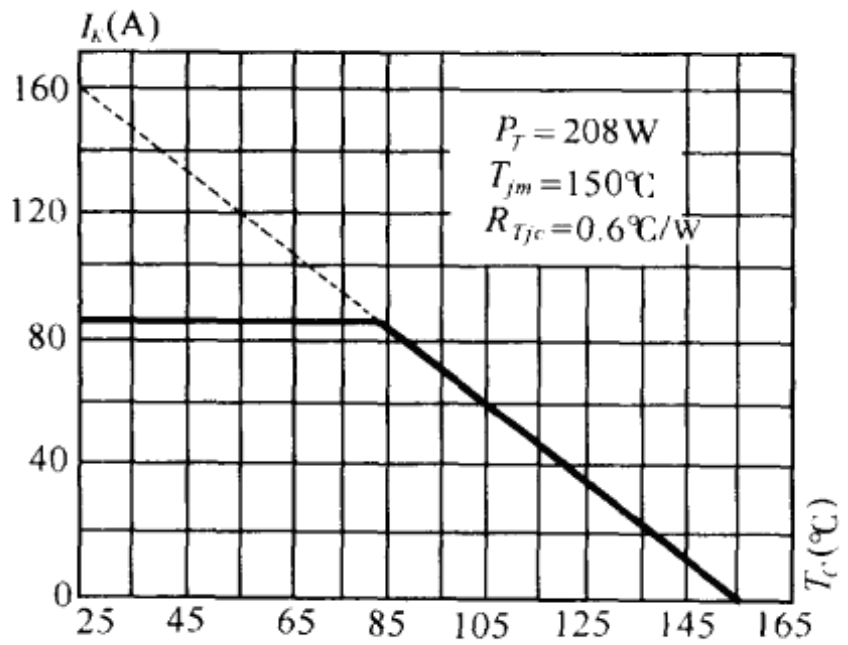


图 2-38　I_k 和 T_c 的关系曲线

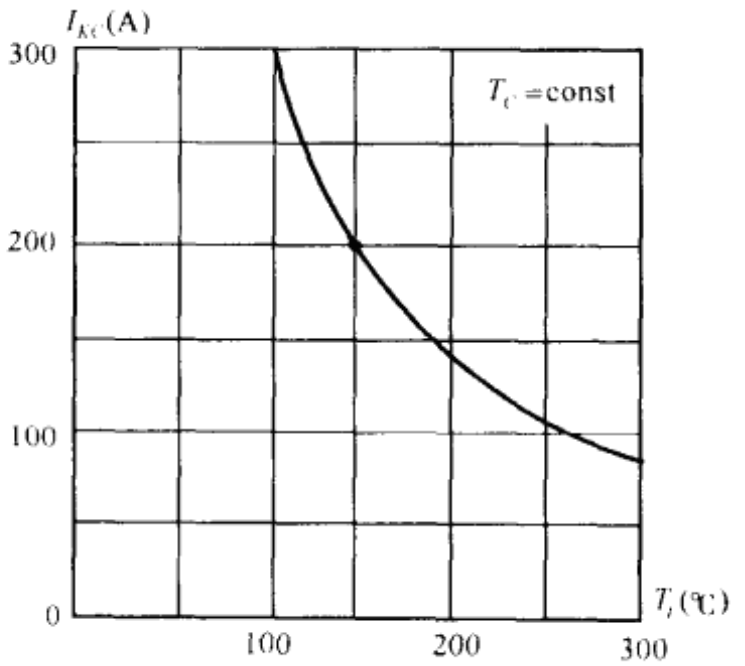


图 2-39　I_{KC}与 T_j 的关系曲线

（三）峰值可控制电流 I_{KC}（I_{TC}）

指 MCT 可以其门极电压 u_{ga}进行关断的最大电流。该电流类似于 GTO 的可关断阳极峰值电流 I_{TGQm}，该电流与壳温、缓冲电路，工作频率等电路运行条件有关。必须指出，工作中当脉冲电流峰值高于 I_{KC}时，MCT 虽然并不因此损坏，但却会因 MCT 失控导致电路产生故障。因此，I_{KC}将构成 MCT 关断安全工作区的电流界限，下面分析开关环境对 MCT I_{KC}的影响。

1. 结温对 I_{KC}的影响：图 2-39 示 I_{KC}与 T_j 的关系曲线。MCT 可以工作的温度范围较大，其极限值由－196℃到＋300℃，但考虑到各种实际问题的限制（例如器件电极引线最高允许温度为＋260℃），生产厂家推荐的工作温度范围为－55℃到＋150℃。由图可见，当结温 $T_j=+150℃$时，$I_{KC}=200A$，当 $T_j<150℃$时，I_{KC}将上升；相反，当 $T_j>150℃$时，I_{KC}将从 200A 下降。

2. 开关频率对 I_{KC}的影响：由图 2-40 可见，随着开关频率 f 的增大，阴极电流 I_K 相应下降，由式（2-7）知，在开关状态下，器件所产生的功耗可表为

$$P_D=P_E+P_{SW}=U_{Tm}I_K+E_{SW}f_S$$

式中 U_{Tm}是通态压降，I_K 是阴极电流，P_E 是导通损耗，E_{SW}是开关一次所损耗的能量，f_S 是开关频率，由热欧姆定律，在开关状态下，器件所能承受的脉冲功耗为

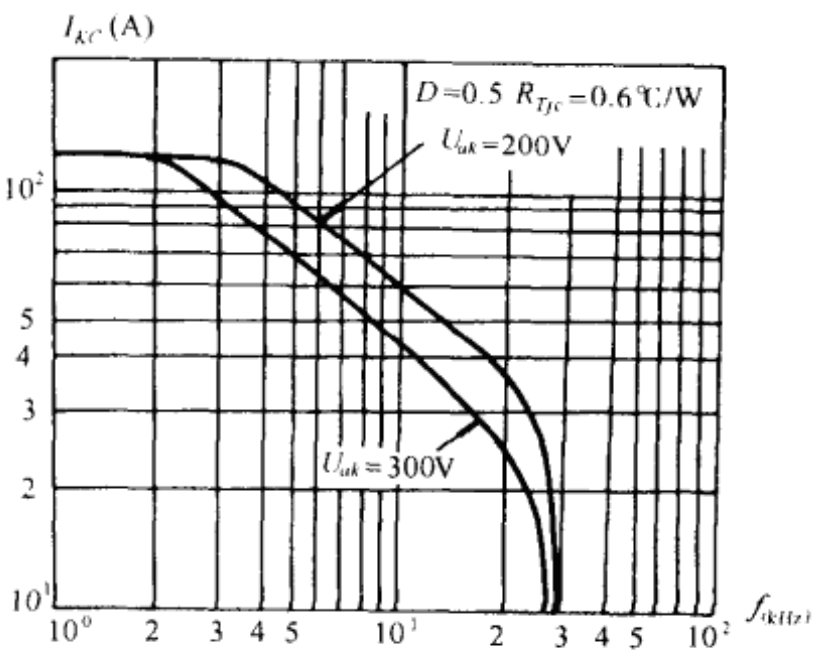


图 2-40　MCT 的电流频率特性

$$P_{D0}=\frac{T_{jm}-T_C}{Z_{TjC}} \tag{2-83}$$

式中 Z_{TjC}是器件的结壳间动态热阻，它是空占比 D 和脉宽 τ 的函数，为保证器件安全工作，应有

$$P_{D0}>P_D$$

即

$$\frac{T_{jm}-T_s}{Z_{TjC}}\geqslant U_{Tm}I_K+E_{SW}f_S \tag{2-84}$$

随着开关频率 f_S 的升高，器件的开关损耗将占主要成分，导通损耗可以忽略。因此，随着 f_S 的增加，允许的单次开关能耗 E_{SW}将下降，而 E_{SW}与阻断电压 U_{ak}和可关断电流 I_{KC}有关。因此从图 2-40 可看到，I_{KC}随 f_S 增长而下降，而 U_{ak}越高，下降越明显。

3. 门极电压参数对 I_{KC}的影响：图 2-41(a)示在 $T_j=+150℃$，$U_{ak}=600V$，$t_{rg}=200ns$ 时，门极电压 u_{ga}对 I_{KC}的影响，图中虚线是实验曲线，按厂家规定：当 $U_{ga}=18V$，其脉宽 $\tau\geqslant1.5\mu s$，上升时间 $t_{rg}\geqslant200\mu s$，门极保证 MCT 能在 $T_j=150℃$下关断额定电流 $I_{KC}=120A$，其他条件不变，如果 U_{ga}下降，相应的关断电流也下降。图中实线是生产厂家的推荐值，它用来估算因非理想门极电压幅度而减少的关断电流容量。图 2-41(b)表示门极电压的上升时间 t_{rg}对 I_{KC}的影响，按厂家规定：$U_{ga}=18V$，$t_{rg}=0.2\mu s$ 时，$I_{KC}=120A$，若 $U_{ga}=5V$，由图 2-41(a)，$I_{KC}\approx30A$(虚线)，如果其他条件不变，上升时间 t_{rg}增大。由图中虚线可见，I_{KC}将从 30A 下降，同样图中实线由生产厂家给出并用以估算由 t_{rg}增大而减少的关断电流容量。显然，如果门极电压波形在幅度和上升时间两个方面都处于非理想状态，则实际的关断电流将考虑这两个降额因子的乘积。

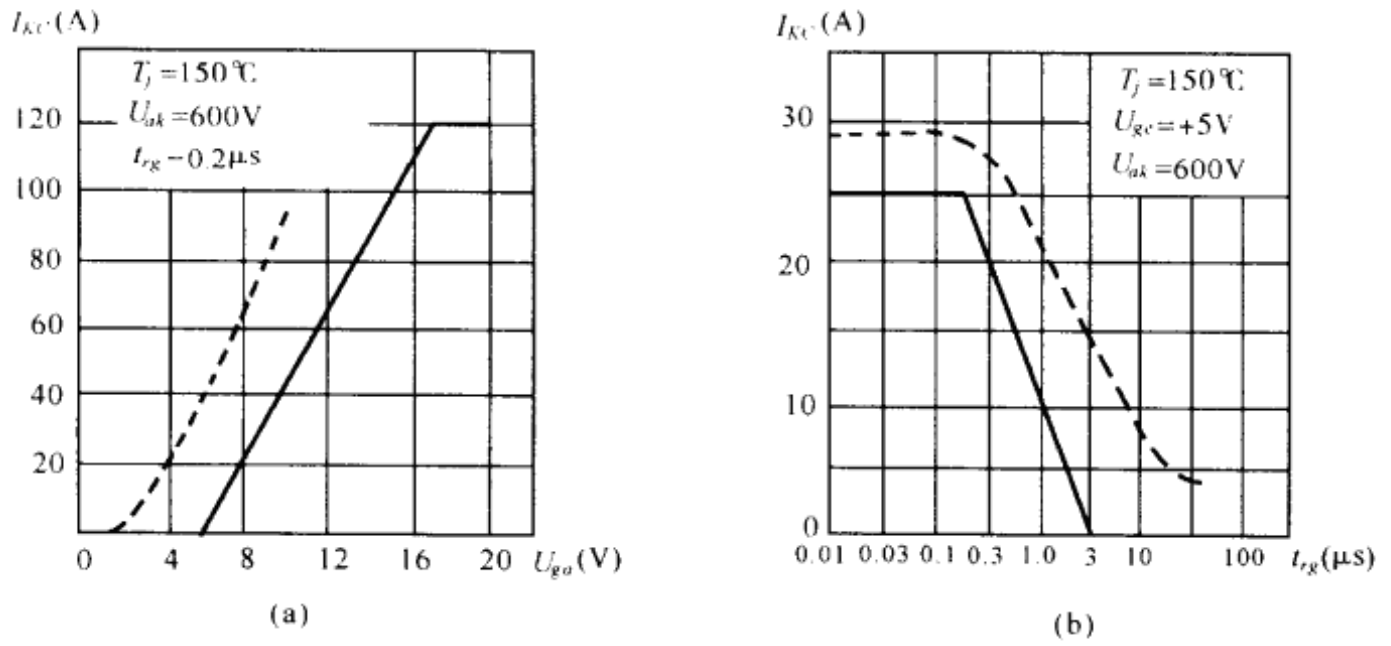


图 2-41 门极参数对 I_{KC}的影响

(a)门极电压幅值 U_{ga}对 I_{Kc}的影响 (b)门极电压上升时间 t_{rg}对 I_{Kc}的影响

——厂家推荐的估算曲线 -----实验曲线

限制门极电压上升时间 t_{rg}的原因是：MCT 是通过 OFF-MOSFET 短路 P-N-P 晶体管的基射结实现关断的。为了实现最大关断容量，被短路的 FET 必须均匀而快速地开通，以保证所有 MCT 单胞关断相同的电流，如果门极电压上升速率过慢，电流有可能从单胞中重新分配，使某些单胞中的电流超过可关断值。

4. 缓压电容 C_S 对 I_{KC}的影响：图 2-42 示当 $U_{ak}=700V$，$T_j=+150℃$，$U_{ga}=+18V$ 时，缓压电容 C_S 对 I_{KC}的影响，由图可见，C_S 越大，I_{KC}也越大，而且当 $C_S=0$ 时，$I_{KC}=25A$，是上述条件下可关断峰值电流的最小值。必须指出，C_S 对 I_{KC}的这种影响是在 MCT 的关断安全工作区中高压大电流收缩区中出现的(参见图 2-43)。

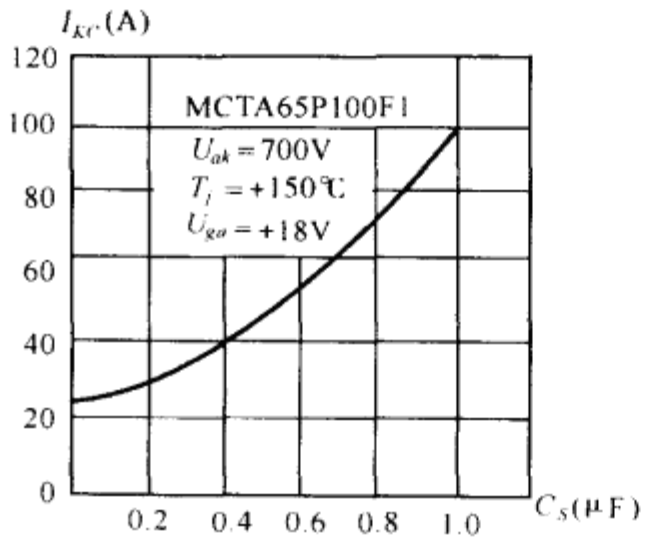


图 2-42　C_S 对 I_{KC} 的影响

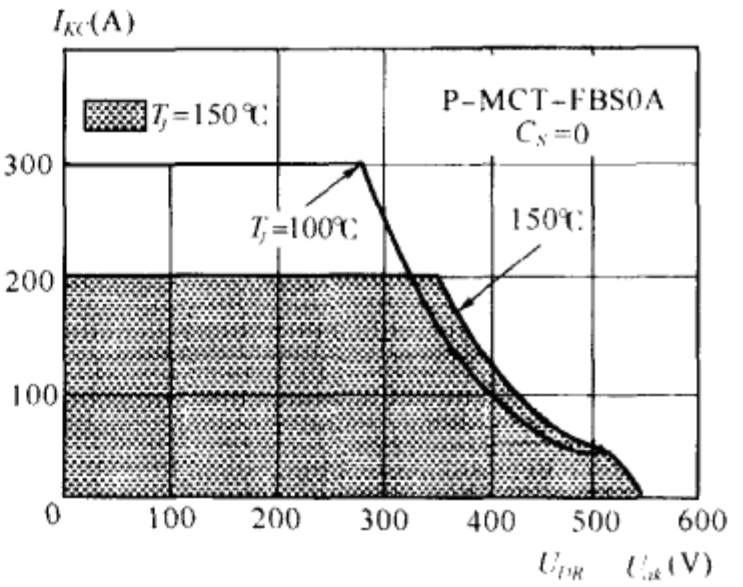


图 2-43　P-MCT-FBSOA

四、MCT 的安全工作区

MCT 的安全工作区 SOA 指 MCT 得以安全关断的电流和电压界限，由于 P-MCT 是在正偏下关断，故其关断安全工作区也可称为正偏安全工作区(FBSOA)，这与 Power MOSFET 和 IGBT 正相反，希读者留意。MCT 的 FBSOA 如图 2-43 所示。由图可见，P-MCT-FBSOA 是由正向最大允许关断电压 U_{BR} 和峰值可关断电流 I_{KC} 所界定的，但 SOA 在大电流高电压区有所收缩，这显然对 MCT 的关断不利。

下面分析电路运行条件对 FBSOA 的影响。既然 FBSOA 由 I_{KC} 和 U_{BR} 界定，因此上述所有能影响 I_{KC} 和 U_{BR} 的电路运行条件都能够影响 FBSOA，此处不再赘述，下面只分析电路运行条件对 SOA 收缩区的影响。

1. 结温 T_j 对 SOA 收缩区的影响：图 2-43 可见，当 T_j 增大时，收缩区面积也相应增大，这种影响趋势正好与 T_j 对 I_{KC} 的影响趋势相反。由图 2-39 可见，当 T_j 增大时，I_{KC} 下降，比较得失，随着 T_j 的增高，SOA 将下降。

2. 缓压电容 C_S 对 SOA 收缩区的影响：图 2-44 示当 T_j=+150℃，U_{ga}=+18V 时，缓压电容 C_S 对 SOA 的影响。由图可见，随着 C_S 值的增大，SOA 相应增大，这显然对 MCT 的关断有利，但必须指出，随着 C_S 的增大，MCT 的附加开通能耗将增加。

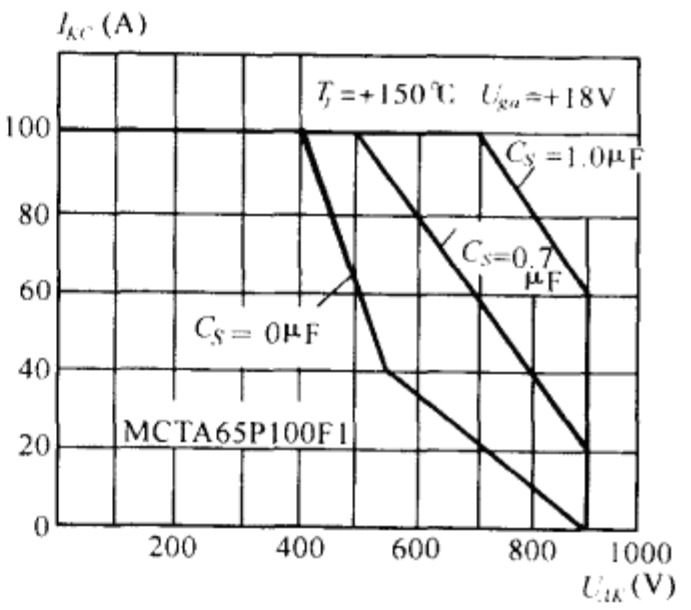


图 2-44　C_S 对 SOA 的影响

五、MCT 的开关性能

(一)MCT 基本开关电路

带感性负载的 MCT 开关电路如图 2-45(a)所示。其开关波形如图 2-45(b)所示。由图可见：

$$t_{on}=t_{d(on)}+t_r \tag{2-85}$$

$$t_{off}=t_{d(off)}+t_f \tag{2-86}$$

式中：t_{on}—开通时间；t_{off}—关断时间；$t_{d(on)}$—开通延迟时间；$t_{d(off)}$—关断延迟时间；t_r—电流上升时间；t_f—电流下降时间。

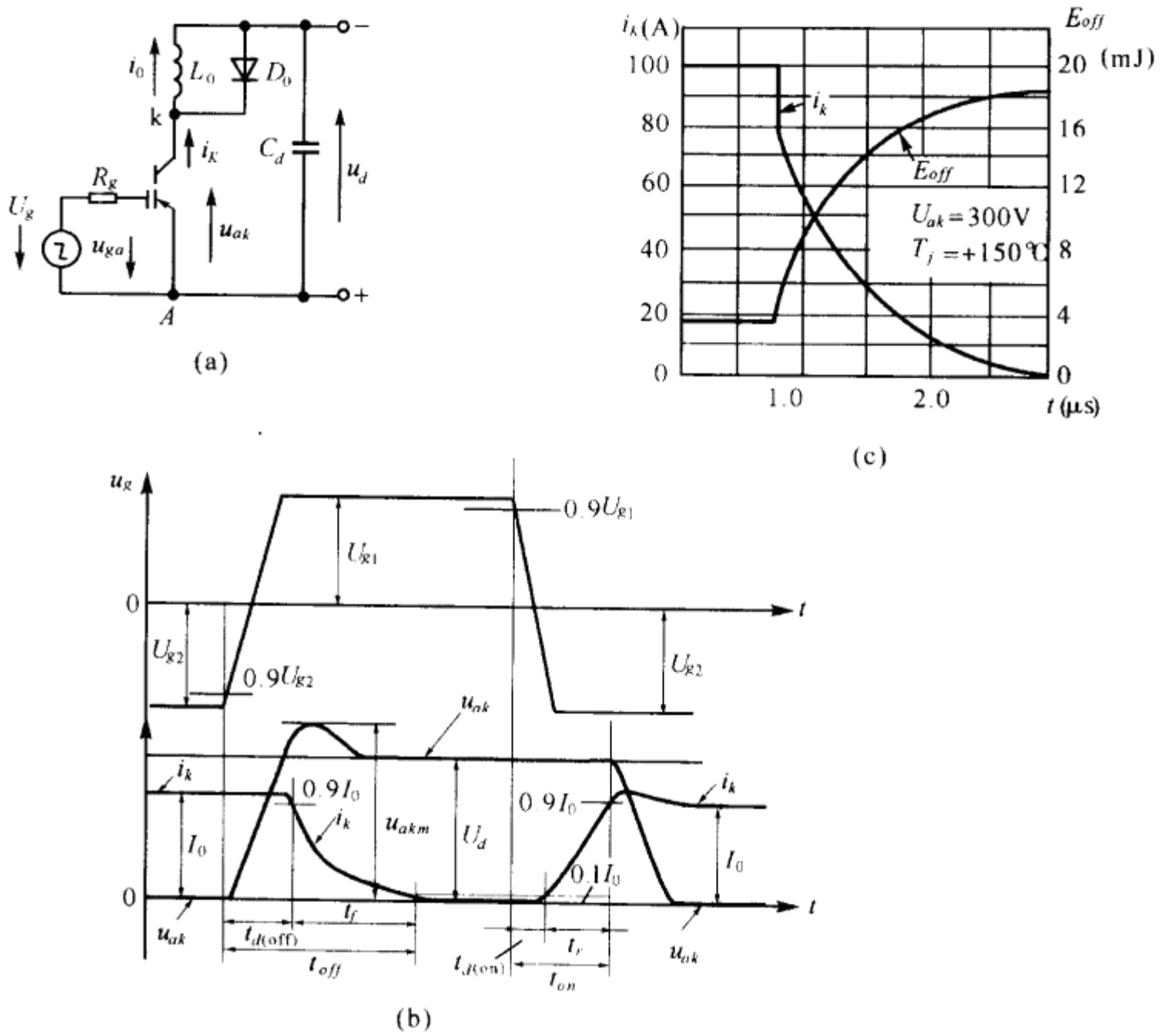


图 2-45 MCT 开关电路

MCT 开关时间由电流波形测定，其中 $t_{d(off)}$指 u_g 由 $-0.9U_{g2}$时算起到 i_C 下降为 $0.9I_0$ 时所经历的时间，I_0 是负载电流峰值（为简单设 $i_C=I_0$）；t_f 是 i_C 由 $0.9I_0$ 降到 $0.1I_0$ 所需要的时间；$t_{d(on)}$是 u_g 从 U_{g1}下降到 $0.9U_{g1}$起算到 $i_C=0.1I_0$ 的时间间隔；t_r 是 $i_C=0.1I_0$ 上升到 $0.9I_0$ 时的时间。

由图可见，MCT 的开通时间比关断时间短，其实，如果不受门极驱动电压 u_g 变化率的限制（参见图 2-41），MCT 的开通时间只需要几十毫微妙，也就是一个基区渡越时间。因此，MCT 的 $t_{d(on)}$很短，电流上升速度也很快，整个开通过程并未受到电流上升率 di_C/dt 的限制，这和 SCR 形成明显的对照。MCT 的关断却必须经历两个过程：首先是破坏晶闸管电流擎住条件，使 $\alpha_1+\alpha_2<1$；然后是使器件基区中的过剩载流子复合，和 IGBT 一样。这种复合只能自然进行，因而需要较长的时间，也即 $t_{off}>t_{on}$。图 2-45(c)示 MCT 在 300V 100A 的电路条件下关断的仿真结果，器件模型采用图 2-35(b)所示的等效电路，由阴极电流 i_K 仿真波形计得，MCT 的 $t_{off}=1.3\mu s$，由实验波形测得的关断时间 $t_{off}=1.4\mu s$，可知仿真和实际试验有较好的一致性。从仿真结果还可看到，由于电流拖尾，关断能耗 E_{off}较大，实际上 E_{off}比开通能耗 E_{on}高出好几倍，例如按图 2-43(c)的电路条件，仿真结果：$E_{off}=15.1mJ$，实验值：$E_{off}=14.0mJ$，$E_{on}=4.1mJ$（$U_{ak}=300V$，$T_j=+150℃$，$R_g=1\Omega$，$L_0=200\mu H$），此外，E_{off}受电路条件的影响也比 E_{on}明显。

(二)电路运行条件对 E_{off} 的影响

1. 阴极电流对 E_{off} 的影响：由图 2-46(a)可见，在其他条件不变的情况下，E_{off} 随 I_K 而增大，这从图 2-45(c)可以看出，I_K 增大，t_{off} 必然增长，其结果 E_{off} 必将增大；

2. 结温对 E_{off} 的影响：由图 2-46(b)可见，随着结温 T_j 的升高，$t_{d(off)}$ 和 t_f 都相应变长，因而 E_{off} 也跟着增大；

3. 缓压电容 C_S 对 E_{off} 的影响：由图 2-46(c)可见，C_S 由 0 增加到 1μF，E_{off} 由 11mJ 减低到 2mJ，由于 C_S 的作用，改善了关断过程器件负载动态轨迹，E_{off} 相应降低，但由前知，储存在 C_S 中的电能随 C_S 增大，它将使器件和电路的开通能耗增加。

4. 阳极电压 U_{ak} 对 E_{off} 的影响：由图 2-46(a)可见，在 I_K 一定的条件下，E_{off} 随 U_{ak} 的增大而增大，这从图 2-45(b)可以看出，关断过程中电流拖尾阶段是在阳极电压过冲或达于稳态值的情况下进行的，U_{ak} 越高，E_{off} 也就越大。

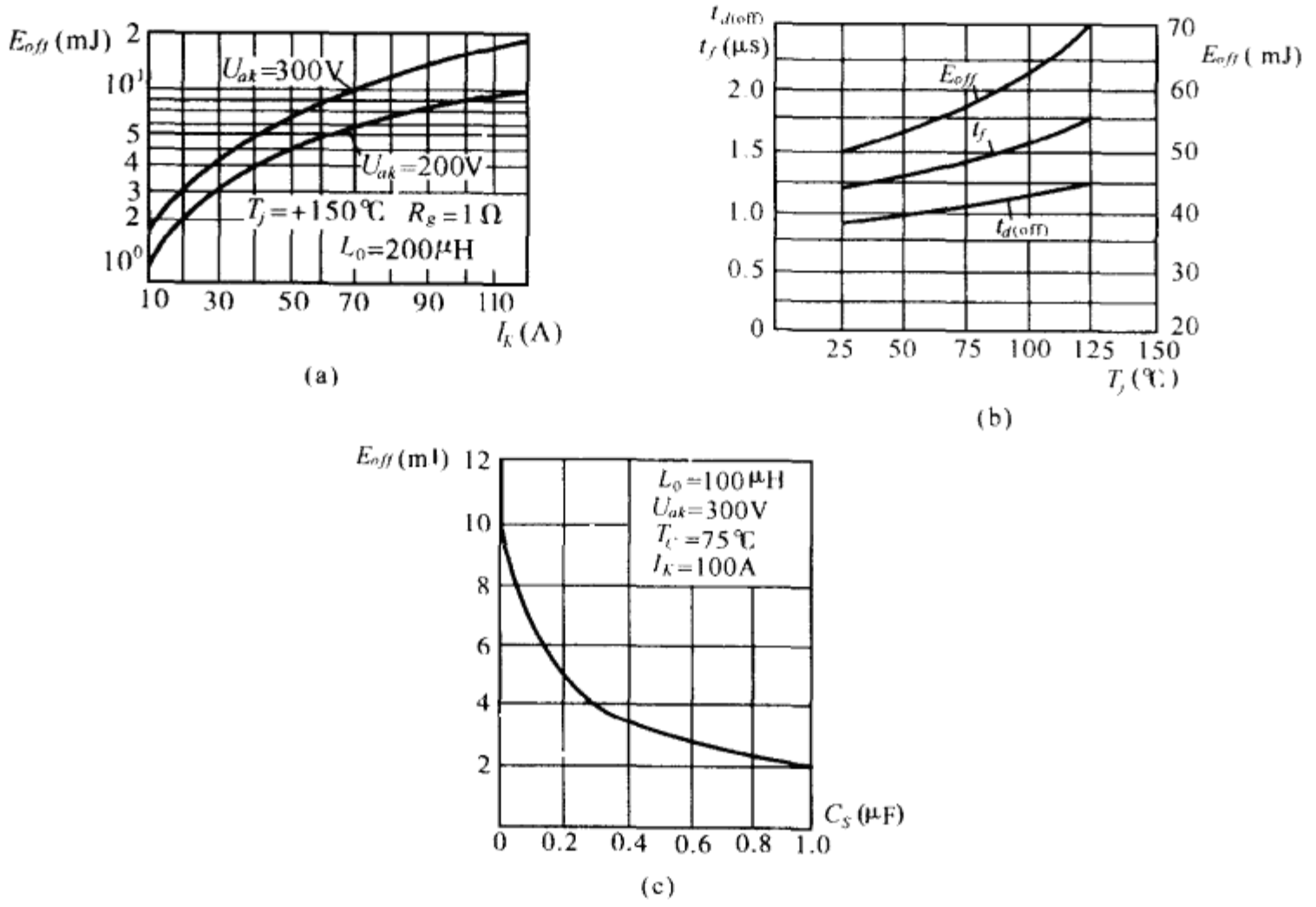


图 2-46　电路条件对 E_{off} 的影响

(a)I_K-E_{off} 曲线　(b)T_j-E_{off} 曲线　(c)C_S-E_{off} 曲线

(三)减低 MCT 关断能耗的措施

1. 采用电子和质子辐照：为了提高 MCT 的关断速度，采用电子辐照工艺。它产生复合中心，与 GTR 相比，MCT 的优点是在相同程度的电导调制，MCT 的少子寿命仅为 GTR 的 25%；除采用电子辐照外，还可以采用质子辐照，它的优点是复合中心可被置于最有效的部位，所以用质子辐照的器件其关断时间较短。

2. 采用 MCT 与 MOSFET 并联结构：这种结构的电路图和波形如图 2-47 所示，MCT 和 MOSFET 的有关性能如表 2-7 所列。由表可见，无论在低或高电流密度下，MCT 的导通压降总远低于 MOSFET，或者说 MCT 的导通电阻远低于 MOSFET。这样，在并联结构中大部分稳态电流将流过 MCT；相反，MOSFET 的关断速度却远高于 MCT，如果两个器件的控制极电压 u_{ga}

表 2-7

参　　数		单位	MCT	MOSFET	备　注
额定正向电压		V	500	500	
导通压降	$10A/cm^2$	V	1.0	2.4	
	$200A/cm^2$		1.3	4.8	
最大允许关断电压		V	300	500	
电流下降时间		μs	1.0	0.05	$J=200A/cm^2$

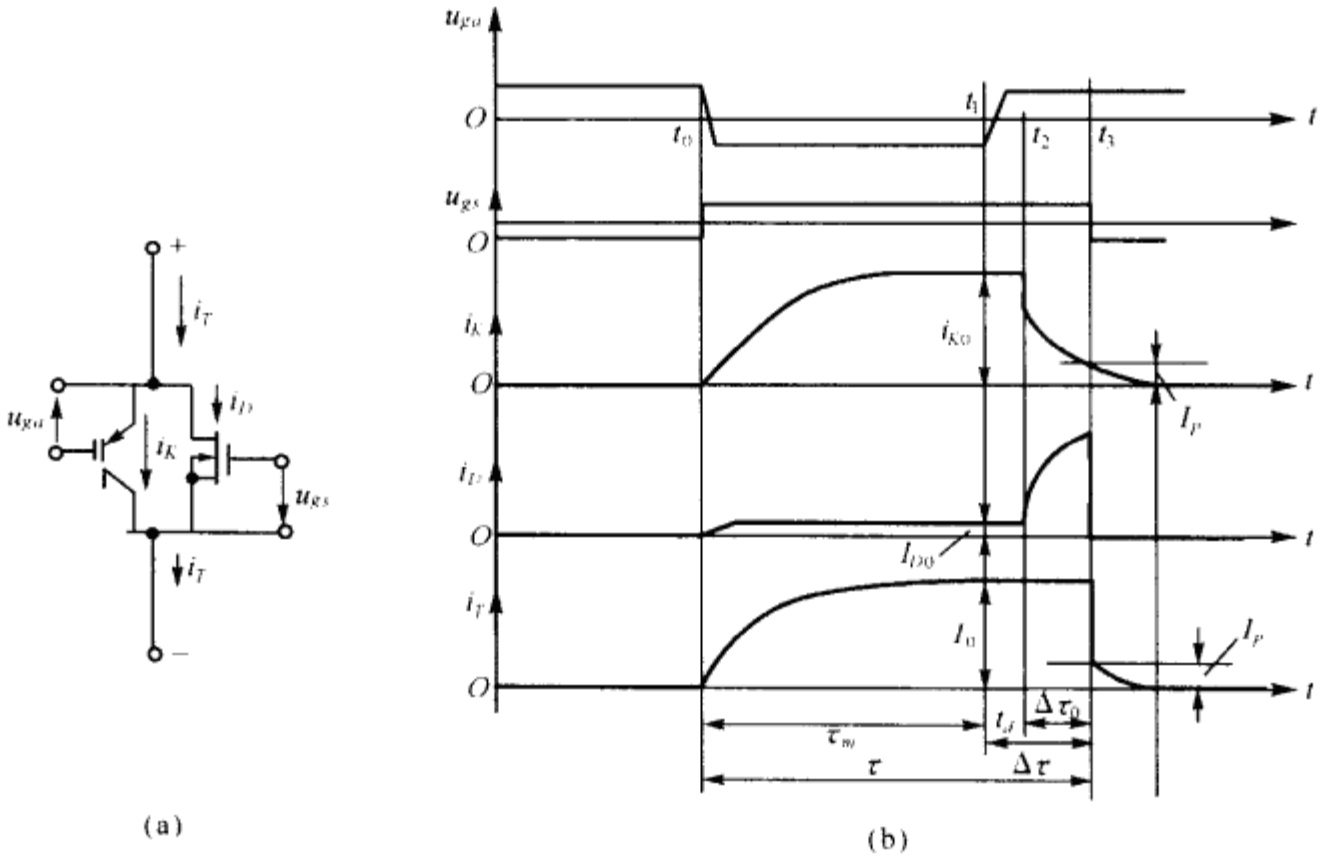


图 2-47　MCT/MOSFET 并联结构

(a)等效电路　(b)开关波形

和 u_{gS} 分别如图 2-47(b)所示，其中 u_{ga} 是 MCT 的门极电压，u_{gs} 是 MOSFET 的栅极电压，u_{gs} 的高位宽度为 τ(相当 t_3-t_0)，而 u_{ga} 的低位宽度为 τ_m。由图可见：

$$\tau_m=\tau-\Delta\tau$$

也即，MCT 提前 $\Delta\tau$ 的时间进入关断状态，在 $t=t_1^-$ 时，$i_D=I_{D0}$，$i_K=I_{K0}$。总电流 $i_T=i_D+i_K=I_{D0}+I_{K0}=I_0$。当 $t=t_1^+$ 时，u_{ga} 由负变正，经过关断迟延时间 t_d 之后，即 $t=t_2$ 时，MCT 开始关断，i_K 下降，但由于 $u_{gs}>0$，MOSFET 仍处通态。因此，MCT 中电流向 MOSFET 中转移，直至 $t=t_3$ 时，u_{gS} 变负，MOSFET 关断，$i_D=0$，此时 i_K 已经衰减到相当小，由图可见，$i_K(t_3)=I_P$，这只要恰当选择 $\Delta\tau$ 值。由图可见：

$$\Delta\tau=t_d+\Delta\tau_0$$

必须指出，在 $\Delta\tau$ 期间，由于 MOSFET 仍处通态，尽管在 $\Delta\tau_0$ 因流过大电流，其导通压降有所增加，但器件的关断能耗却远低于单只 MCT 时，而且，由于并联 MOSFET 只在 $\Delta\tau_0$ 间流过大电流，$\Delta\tau_0$ 很短，附加的 MOSFET 只有很小的电流容量，因而这种措施在技术上有效，在经济上是可行的。

*第八节　MCT 的驱动电路

一、MCT 门极脉冲参数

1. 门极脉冲电压幅度：图 2-41(a)示生产厂家对 MCT 由导通转为关断时，门极电压 U_{ga} 必须维持的幅值，$U_{ga}=U_{g1}\geqslant 18V$，如果在 MCT 完全关断之前，门极电压因故下降，由图 2-41(a)可见，MCT 的关断能力将相应下降。当然，门极关断电压的最大幅值必须受到高温直流阻断能力的限制，最大栅极稳态电压被规定为±20V，瞬时栅压过冲为±25V；但在 MCT 已完全关断之后，栅压可以允许下降到+7V，这一电压是 MCT 的 OFF-FET 阀值电压的 2～3 倍，保证器件不会因 du/dt 或漏电流而误导通。

当 MCT 由关断转为导通时 u_{ga} 所需的负电压幅值不能超过 20V，但不能小于 7V，该电压是 MCT 内部 ON-FET 阀值栅压的几倍，能保证 MCT 良好开通。

综上所述，门极脉冲电压的幅值对 MCT 的性能有明显的影响，驱动电路必须满足这些要求；

2. 门极脉冲上升时间：图 2-41(b)示生产厂家对 MCT 关断时，门极电压由负转正的速率必须满足的指标。由图可见，当上升时间 $t_{rg}>200ns$ 时，MCT 的关断能力将相应下降。同理，当开通 MCT 时门极脉冲的下降时间也不能太长。为了保证 MCT 所有单胞开关的一致性，门极脉冲应保持 200ns 的上升和下降时间；

3. 门极脉冲的宽度：门极电压的最小宽度为 1.5μs。

二、MCT 门极驱动电路示例

分立式 MCT 驱动电路如图 2-48 所示。单电源供电，(20～28)V 驱动电源从 3 和 1 端接入，T_3 的阳极作为零点，驱动电源由 R_1 和 R_2 分压，当功放级中 T_1 导通时，$u_{ga}=+13V$，MCT 关断；当功放级中 T_2 导通(T_1 截止)时，$u_{ga}=-7V$，MCT 导通；T_1 和 T_2 的栅极由 FET 集成驱动器 ICL7667 组成，电容 C_{d1} 和 C_{d2} 中所储存的电能为 MCT 门极提供所需的峰值电流，输入信号电压从端子 2 和 1 加入。

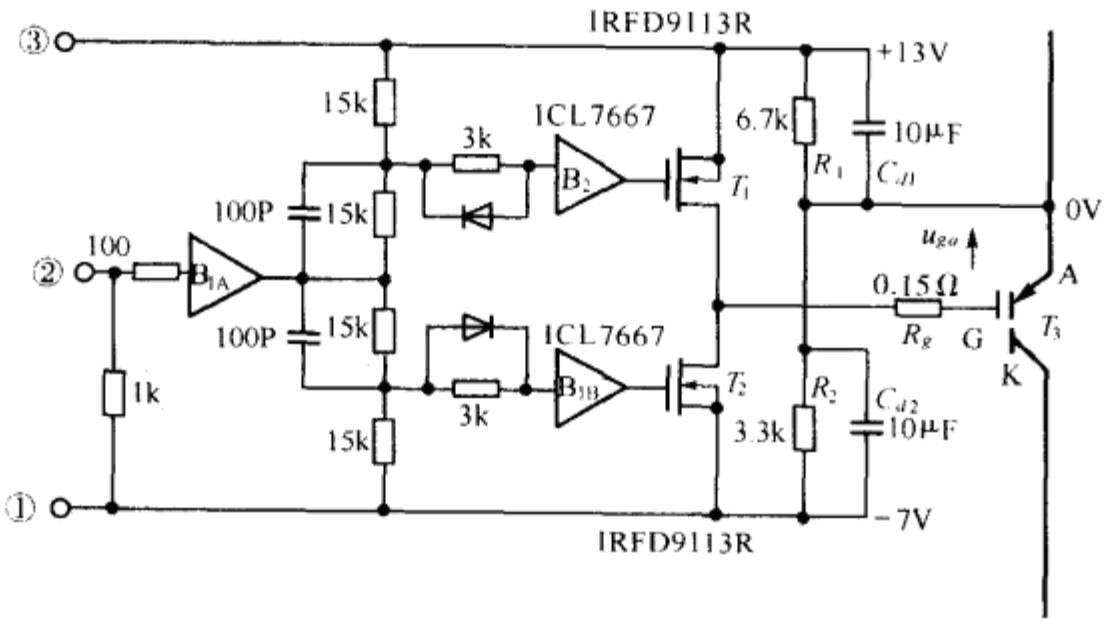


图 2-48　MCT 门极驱动电路

三、IGBT 和 MCT 的比较

MCT 在通态压降方面有优势，一般是 IGBT 的 1/3～1/2，而 IGBT 在开关速度和关断 SOA 方面略胜一筹，因此应该根据应用中的不同情况来选择合适的器件。例如，对于谐振和软开关等场合，由于关断损耗小，负载动态轨迹好，关断安全工作区面积大小不是这类应用的主要矛盾，相反在这些应用中时常又含有较高的开关电流峰值，而这是 MCT 的优势；至于硬开关 PWM 电路，IGBT 是更合适的器件，尤其在开关频率高于 10kHz 时，IGBT 较低开关损耗所带来的益处将超过 MCT 较低导通损耗的好处。

作为示例，表 2-8 和表 2-9 示 Harris 公司生产的 MCTV65P100F1 的性能参数。

表 2-8 MCTV65P100F1 的最大额定值(HARRIS)

	项目	符号	数值	备注
1	断态峰值电压	U_{DRM}	1000V	$T_j=25$ C，下同
2	反向峰值电压	U_{RRM}	−5V	
3	阴极连续电流 $T_c=25$ C $T_c=115$ C	 I_{K25} I_{K115}	 85A 65A	
4	阴极非重复峰值电源	I_{KSm}	2000A	I_{Tsm}
5	峰值可控制电流	$I_{KC}(I_{TC})$	100A	I_{TC}
6	门一阳极电压(连续)	U_{ga}	±20V	
7	门一阳极电压(峰值)	U_{gam}	±25V	
8	电流变化率	di/dt	2.0kA/μs	
9	电压变化率	du/dt		参见图 2-36
10	最大功耗	P_T	208W	P_D
11	工作和储存温度	T_j、T_{STg}	(−55～+150) C	
12	最大引线焊接温度	T_L	260 C	

表 2-9　MCTV65P100F1 的电特性参数(HARRIS)

	项　　目	符号	单位	测试条件		数　值		
						最小	典型	最大
1	断态峰值电流	I_{DRm}	mA	$U_{ak}=600V$ $U_{ga}=18V$	$T_c=150℃$	—	—	3
					$T_c=25℃$	—	—	0.10
2	反向峰值电流	I_{RRm}	mA	$U_{ak}=600V$ $U_{ga}=18V$	$T_c=150℃$	—	—	4
					$T_c=150℃$	—	—	0.10
3	通态压降	U_{Tm}	V	$I_K=I_{K115}$ $U_{ga}=20V$	$T_c=150℃$	—	—	1.4
					$T_c=25℃$	—	—	1.5
4	门--阳极漏电流	I_{gas}	nA	$U_{ga}=\pm20V$		—	—	200
5	输入电容	C_{iss}	nF	$U_{ak}=+20V$ $T_j=25℃$ $U_{ga}=18V$		—	10	
6	开通电流延迟时间	$t_{d(on)}$	μs	$L_a=200\mu H$ $I_K=I_{K115}$ $R_g=1.0\Omega$ $U_{ga}=18V、-7V$ $U_{ak}=300V$ $T_j=125℃$		—	0.12	
7	开通电流上升时间	t_r				—	0.16	
8	关断电流延迟时间	$t_{d(off)}$				—	0.75	
9	关断电流下降时间	t_f				—	1.45	1.90
10	关断能耗	E_{OFF}	mJ			—	18	—
11	稳态热阻	$R_{\theta jc}$	℃/W			—	0.6	

参考文献

[1]电力半导体器件标准行业信息网. 绝缘栅双极晶体管(IGBT)的有关名称,电力电子技术,1993(4),P72

[2]聂代祚. 新型电力电子器件. 北京:兵器工业出版社,1994

[3]张立等. 电力电子场控器件及其应用. 北京:机械工业出版社,1996

[4]S. Clemente, et al. IGBT 的特性. Applications Handlook-Volume Ⅱ. International Rectifier Co. AN-983A,1994

[5]S. Clemente. IGBT 的应用特点. Applieations Handlook-Volume Ⅱ, International Rectifiey Co. AN-990,1994

[6]陈宁等. GTR、IGBT 在 RDCLI 变频调速装置中的应用特点. 电力电子技术,1996(3),P88

[7]章进法等. IGBT 智能模块的驱动控制电路. 电力电子技术,1995(4). P1

[8]卢红等. IGBT 驱动保护与应用技术. 电力电子技术,1993(2),P1

[9]R. Chokhawala et al. IGBT Fault Current Limiting Ciscuit,电力电子技术,1995(3),P1

[10]张纯江等. 零电压开关下 IGBT 的可靠性研究. 电力电子技术,1997(3),P1

[11]Ahmed Elasser,et al. Switching Losses of IGBTs under Zero-Voltage and Zero-Current Switching, PESC'96,P600

[12]王志良主编. 电力电子新器件及其应用技术. 北京:国防工业出版社,1995

[13]Y Zhang, et al. Snubber Considesations for IGBT Applications, IPESC'94,Beijing, China,P261

[14]K. Sheng, et al. IGBT Switching Losses. IPEMC'97,Hangzhou, China,P274

[15]王成武等. IGBT 国外发展及我国对策. 电力电子信息,1997(5),P18

[16]华伟. IGBT 驱动及短路保护电路 M57959L 研究. 电力电子技术,1998(1),P88

[17]倪本来. M57959L/M57962L 混合集成 IGBT 驱动器. 全国电源技术年会论文集. 1995,北京,P490

第三章

直流变换电路

第一节　概　述

在直流变换中不产生电能形式的变化，只产生直流电参数（电压幅值和极性）的变化。凡能将直流电的参数加以变换的过程称为直流变换，凡能实现该变换的电路则泛称直流变换电路。

直流变换电路的一般结构如图 3-1 所示。其中粗箭头代表电能流传的正方向，细箭头则代表控制信号的传递方向。

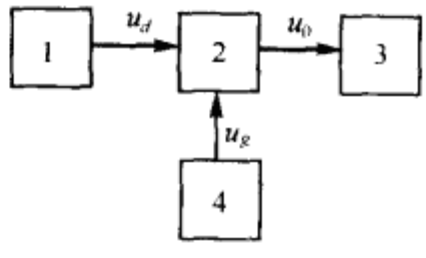


图 3-1　直流变换电路的一般结构

1—直流电源　2—变流主电路　3—负载　4—控制电路

一、直流变换电路的分类

随着生产的需要和技术的发展，直流变换电路已拥有多种形式并可作如下分类：

- 直流变换电路
  - 按电路功能分
    - 主电路
    - 控制电路
  - 按主电路器件分
    - 半控型电路
    - 全控型电路
  - 按输入输出电压分
    - 降压式电路
    - 升压式电路
    - 升/降压式电路
  - 按工作范围分
    - 单象限电路
    - 双象限电路
    - 四象限电路
      - 单极性电路
      - 双极性电路
  - 按电路结构分
    - 单相电路
    - 多相电路
      - 单重电路
      - 多重电路
  - 按输入输出电隔离分
    - 绝缘型电路
    - 非绝缘型电路
  - 按输入端滤波结构分
    - 电流源电路
    - 电压源电路
  - 按器件开关方式分
    - 硬开关电路
    - 软开关电路

所有变换电路均包括主电路和控制电路两部分，其中主电路是依靠变流器件的开关性能

和电路结构实现电能变换；控制电路是根据采用的控制原理对控制信号（含主令信号和反馈信号）进行处理形成变流器件控制极信号，实现对电能的变换和控制。

凡采用半控型器件组成的直流变换电路，简称半控型电路。由于半控型器件没有自关断能力，在直流变换电路中，电源是直流，负载多为感性，因此必须采用辅助关断电路，实现开关换流；相反，由于全控型器件具有自关断能力，因而由全控型器件组成的直流变换电路（简称全控型电路）并不需要辅助关断电路。与半控型电路相比较，全控型电路更为简单可靠，是现代直流变换电路的代表。

当变换电路出端电压平均值恒低于其入端电压（平均值）时称为降压式电路；相反，若出端电压平均值均高于其入端电压平均值时则称为升压式电路；若出端电压平均值既可高于也可低于其入端电压平均值时则称为升/降压电路。

当变换电路出端电压和电流平均值只能维持一种极性时，称为单象限电路（若负载为直流电动机，则只运行于正转电动状态，构成不可逆调速系统）；若出端电压和电流平均值有一个极性为可变时，则称为双象限电路（若负载为直流电动机，则可工作于电动和发电制动两种状态，前者电机从直流电源吸取电能，后者则将自身储能经变换电路反馈回电源）；若出端电压和电流平均值的极性均为可变时，则称为四象限电路，当负载为直流电动机时，既可工作于正转和反转电动状态，也可工作于正反转发电制动状态，构成可逆调速系统。

为了减小入端电流的谐波含量，对于大容量直流变换电路（如应用于直流机车），可采用多相多重主电路结构。当变换电路仅由一个基本电路组成时称为单相电路，当变换电路由 m 个基本电路并联组成，每个基本电路的开关周期 T 相同，但以时差 T/m 分时工作，称为 m 相电路。此时入端电流的重复频率为开关频率的 m 倍，从而其谐波含量比单相电路低，若将 m 相电路的输出端并联到同一负载上，此时负载电流的重复频率也为开关频率的 m 倍，称为 m 相 m 重电路；相反将 m 相电路 m 个基本电路的输出端分别接到 m 个负载上，则称为 m 相单重电路。可以看出，“相”是指从电源端看，分时工作的基本电路数；“重”是指从负载端看，分时工作的基本电路数。图 3-2 分别表示两相两重和两相单重结构。

采用多相多重结构，对减小电流谐波含量是有效的，但却是以增加基本电路的数目为代价，对小容量变换电路并不合适。在这一领域，提高器件开关频率就比较合理，随着全控型器件的普及应用，这种方案也有了实用基础，但是随着开关频率的提高，器件的开关损耗也相应提高，电路效率下降。为了解决传统硬开关方式存在的问题，设法减低器件的开关损耗，采用了软开关方式。因此从器件开关方式的角度出发，凡是按传统开关方式工作的直流变换电路都泛称硬开关电路。本章将着重分析这种电路，至于软开关电路将在本书第八章中介绍。

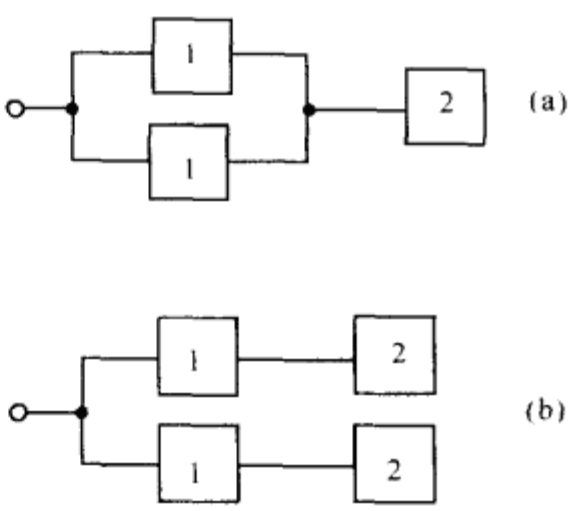


图 3-2 多相多重电路

(a)两相两重电路 (b)两相单重电路

1—基本变换电路 2—负载

凡是输入电路与输出电路间保持电隔离的都称为绝缘式电路，相反就称为非绝缘式电路。绝缘式电路都采用磁耦方式，绝缘式电路的一种最常见例子便是具有多路输出的电路，每路输出将构成一种独立的直流电源，所谓独立指各路直流电源之间相互绝缘。例如，桥式电路中各驱动电路（采用直耦式）的驱动电源便必须是独立的。随着独立电源容量的增大，其电路结构也日益繁多，本章仅涉及小容量的电路，至于容量较大

的电路结构将在第六章中介绍。

所谓入端滤波电路指插在直流电源和变换电路之间的滤波电路，其结构对变换电路性能有影响：凡采用电感输入式结构，其输入电流纹波较小，类似电流源（对器件开关周期而言），其后续直流变换电路将具有电流源电路性质；凡采用电容输入式结构，其入端电压纹波较小，类似电压源，其后续直流变换电路是有电压源电路性质。例如，从电路拓扑观点出发，这类电路只能带电流型负载，对于电压型负载，应在负载和变换电路之间插入输出滤波电路，显然该电路应为电感输入式结构，其目的是使变换电路最终具有电流型负载。

二、直流电压变换电路的基本用途和要求

直流变换电路可用于构成直流脉冲调速电源、开关电源。

（一）直流脉冲调速电源

众所周知，相控式整流电路是直流电动机调速系统的传统方案，它具有电路简单和技术成熟等优点，但也存在下列问题：

1. 深控下网侧功率因数低：对相控桥式整流电路分析可得，在不考虑叠流过程条件下，直流输出电压 U_d 和网侧基波位移因数 ϕ_1 可分别表为

$$U_d = U_{d0}\cos\alpha \tag{3-1}$$

$$\cos\phi_1 = \cos\alpha \tag{3-2}$$

式中：α—控制相移角；U_{d0}— $\alpha=0$ 时的直流输出电压。

上式表明，深控下（低输出电压）网侧基波位移因数降低，相应地网侧功率因数下降，在表观功率一定的条件下，无功功率增大，影响电网质量。

2. 输出滤波电感大：直流调速系统当电枢电流为断续时将产生很多不良后果：机械特性刚度劣化、电机出力下降和机械整流子换流困难等。为了避免电流断换，负载侧滤波电感不能太小，例如对三相桥式整流电路，其电感临界值为

$$L_d = 0.694\frac{U_2}{\omega I_{dm}}\sin\alpha \quad (\text{mH}) \tag{3-3}$$

$$I_{dm} = (0.05 \sim 0.1)I_{dN} \tag{3-4}$$

式中：U_2—网侧相电压有效值；I_{dN}—电机额定电流；I_{dm}—最小负载电流。

上式表明，速度越低，负载越轻，保证电流连续所需要的滤波电感值就越大；体积重量越大，装置成本也越高。

3. 系统快速性差：调速系统的快速性是指在外扰作用下系统调节过程的长短，相控系统由于存在失控时间，加上晶闸管的开关速度低，因而系统的截止频率不高，导致调节时间长，动态响应慢，因而快速性差。

由于上述问题使相控整流电路的适用范围受到限制，以后可以看到，直流变换电路采用斩控方式，能够克服相控方式的上述缺点，因而更适合于公共交通车辆传动和各种伺服系统，构成直流脉冲调速系统。

（二）开关电源

串联线性直流电源是直流稳压电源的传统形式，这种电源存在效率低、体积大和可靠性差等缺点，而这大都与电源中变流器件的工作方式有关。由于采用开关频率较高的斩波开关方式，新型的直流变换电路能克服串联线性电源的上述缺点，成为新一代直流稳压电源——开关式稳压电源（简称开关电源）。

理想的直流变换路应有以下性能：

1. 输入输出端电压电流均为平滑直流，无谐波含量，输出电压连续可调；

2. 输出阻抗为零；

3. 快速的动态响应，对干扰有强抑制能力；

4. 高效、小型轻量。

任何实际电路性能的优劣，就看它在何等程度上接近上述理想性能。当然，由于应用场合不同，上述性能的重要性也有所不同。

第二节　单象限降压型电路

单象限降压型电路如图 3-3(a)所示。其实这种电路读者已在前两章见过，但以前着重于阐述各种功率器件的开关性能，并未涉及其他性能。图示电路的直流电源既可由电池供电，也可以由交流电网经不控整流电路供电，后者网侧基波位移因数 $\cos\phi_1\approx1$，且与输出电压平均值 U_0 无关，该电路在国外资料中常称为 Buck 电路。

一、理想条件下的电路工作情况

所谓理想条件指：

1. 理想元件。图 3-3(a)中全控型器件 T(本书采用图中所示符号代表包括 GTR、Power MOSFET、IGBT 和 MCT 在内的全控型器件)和二极管 D 均具有理想特性：有自关断能力、无损耗、无惯性，因而开关状态的更迭均在瞬间内完成；滤波电抗器无直流内阻，即 $r_L=0$；滤波电容器无漏电导，即 $G_c=0$。

2. 理想电源。直流电源无内阻，不考虑直流母线的分布电感，即 $L_S=0$；电源为恒压源。

3. 理想负载。输出滤波电感 L_0 为足够大，可保证负载电流连续，且有线性升降；输出滤波电容 C_0 为足够大，输出电压无纹波。

电路的实际情况将与上述条件不同，我们将逐一加以论述。

(一)直流电压增益 A_V

电路直流电压增益定义为

$$A_V=\frac{U_0}{U_d} \tag{3-5}$$

式中：U_0—输出电压 u_0 的平均值；U_d—输入电压 u_d 的平均值。

据理想条件 2，应有 $u_d\equiv U_d$，据条件 3，应有

$$U_L=\frac{1}{T}\int_0^T u_L\mathrm{d}t=0 \tag{3-6}$$

即滤波电感端压平均值 U_L 为零，据图 3-3(c)有

$$(U_d-U_0)DT=U_0(1-D)T=D_0U_0 \tag{3-7}$$

式中：$D_0=1-D$，$D=\frac{\tau}{T}$。

所以

$$A_V=\frac{U_0}{U_d}=D \tag{3-8}$$

上式表明，在理想条件下，降压型电路的直流增益取决于占空比 D，而与电路其他参数无关。

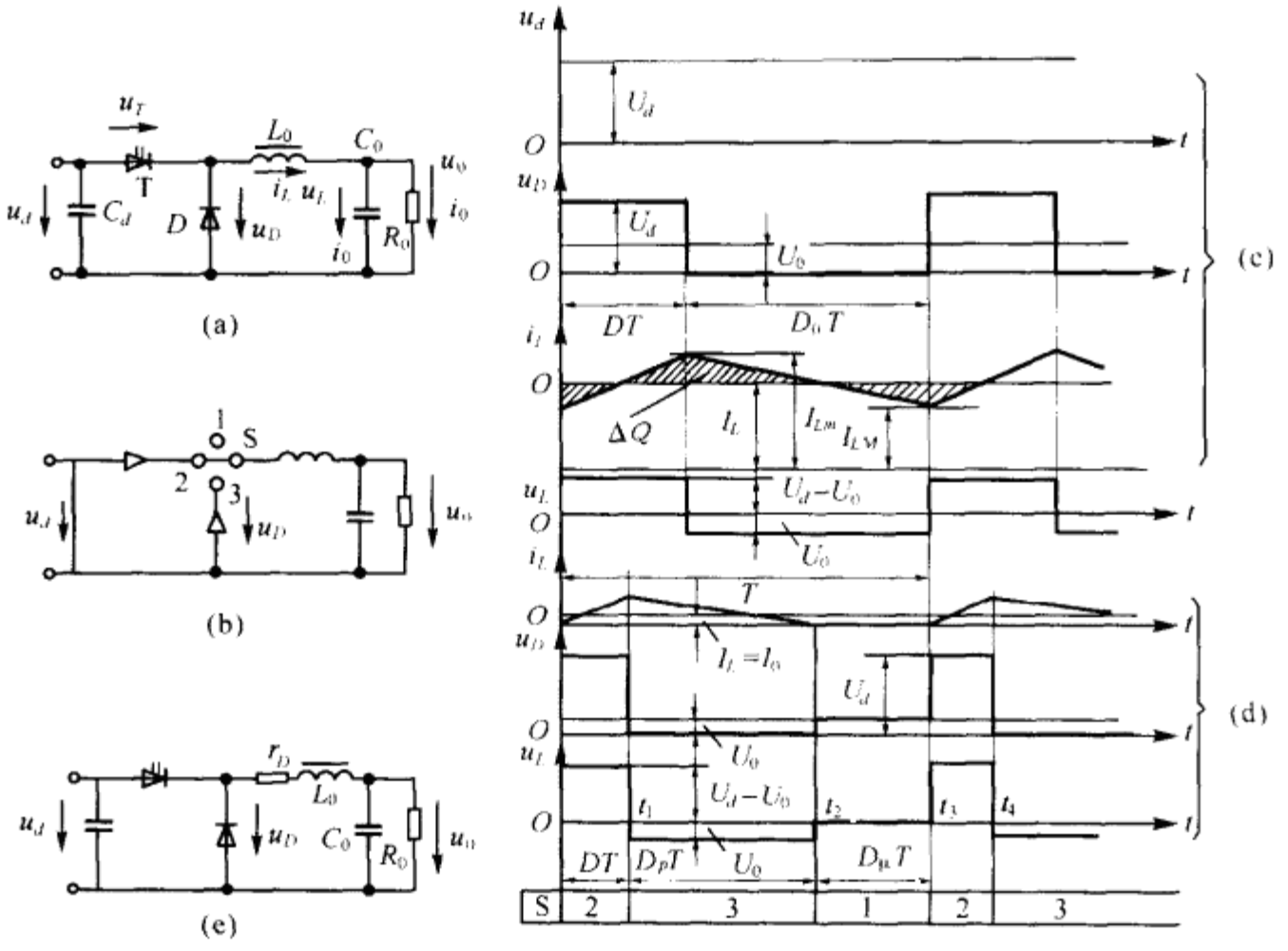


图 3-3　单象限降压型电路(Buck 电路)

(二)输出电流 i_L 的分析

在图 3-3(c)中,据理想条件 3 有

$$I_{Lm}-I_{LM}=\Delta I_L=\frac{U_d-U_0}{L_0}DT=\frac{U_dT}{L_0}D(1-D) \tag{3-9}$$

$$I_{Lm}+I_{LM}=2I_L=2I_0 \tag{3-10}$$

上式中 I_0 是负载电阻支路电流,其数值与 L_0 的电流平均值相等,解式(3-9)(3-10)得

$$I_{Lm}=I_0+\frac{U_dT}{2L_0}D(1-D) \tag{3-11}$$

$$I_{LM}=I_0-\frac{U_dT}{2L_0}D(1-D) \tag{3-12}$$

式中 I_{Lm}是 i_L 的最大值,I_{LM}是 i_L 的最小值,式(3-9)表明,输出电流 i_L 的脉动量 Δi_L 与 L_0 成反比例并与占空比 D 的大小有关。式(3-12)表明,在直流电压 U_d 和开关周期 T 为给定的条件下,i_L 的最小值 I_{LM}与负载电流 I_0,滤波电感 L_0 和占空比 D 有关。例如在其他参数不变的条件下,由于负载电阻 R_0 增大,使 I_0 下降,到一定程度有 $I_{LM}=0$,此时输出电流 i_L 便处于临界连续状态,若 I_0 再减小,输出端便将由电流连续状态(Continuous Current Mode,缩称 CCM)转到电流断续状态(Discontinuous Current Mode,缩称 DCM),在临界连续状态,由式(3-12)有

$$I_0-\frac{U_dT}{2L_0}D(1-D)=0$$

即

$$I_0=I_{\infty}=\frac{U_dT}{2L_0}D(1-D) \tag{3-13}$$

式中 I_{∞}是保证电感电流 i_L 连续的最小负载电流,该电流也是电感电流连续临界值。由式(3-13)可见,该值与 U_d、L_0、T 和占空比有关,当 $D=0.5$ 时,I_{∞}有最大值,且可表为

$$I_{ocm}=\frac{U_dT}{8L_0} \tag{3-14}$$

将式(3-14)代入式(3-13)有

$$I_{oc}=4I_{ocm}D(1-D) \tag{3-15}$$

或

$$\frac{I_{oc}}{I_{ocm}}=4D(1-D)$$

上式表示，临界连续电流 I_{oc} 是 I_{ocm} 和 D 的函数，图 3-4 中曲线 δ 描述比值 I_{oc}/I_{ocm} 与 D 之间的关系。

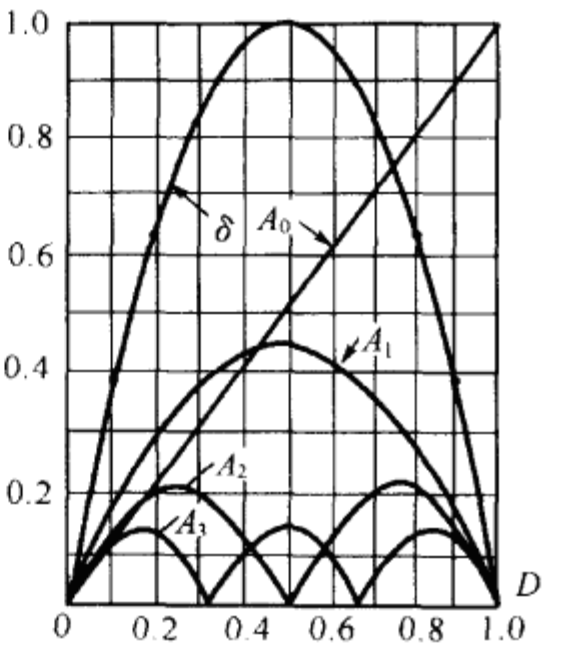


图 3-4 U_0/U_d、I_{oc}/I_{ocm}、A_n 与 D 关系曲线

$A_0=\frac{U_0}{U_d}$ $\delta=\frac{I_{oc}}{I_{ocm}}$

(三)输出电压谐波分析

未经滤波的输出电压波形如图 3-3(c)中 u_D 所示。将该波形用富氏级数展开(为方便将时间坐标右移 $DT/2$)，得

$$u_D=U_d(D+\frac{2}{\pi}\sin D\pi\cos\omega t+\frac{1}{\pi}\sin 2\pi D\cos 2\omega t+\cdots+\frac{2}{n\pi}\sin n\pi D\cos n\omega t) \tag{3-16}$$

由式可得

$$U_D=U_0=DU_d$$

$$U_{D1m}=\frac{2U_d}{\pi}\sin\pi D$$

$$U_{D2m}=\frac{U_d}{\pi}\sin 2\pi D$$

$$\vdots$$

$$U_{Dnm}=\frac{2U_d}{n\pi}\sin n\pi D$$

令

$$A_0=\frac{DU_d}{U_d}=D=A_V$$

$$A_1=\frac{U_{D1m}}{U_d}=\frac{2}{\pi}\sin\pi D$$

$$A_2=\frac{U_{D2m}}{U_d}=\frac{1}{\pi}\sin 2\pi D$$

$$\vdots$$

$$A_n=\frac{U_{Dnm}}{U_d}=\frac{2}{n\pi}\sin n\pi D$$

上式组表明，输出电压包含各次谐波，其幅值与占空比有关，图 3-4 画出 A_0、A_1、A_2 和 A_3 与 D 的关系曲线。

二、考虑电路内阻时的工作情况

实际电路中功率器件是有损耗的，如稳定导通下的导通损耗(与通态电阻 r_{on} 有关)，而滤波电感也有直流内阻 r_L，当计及这些电阻时，电路的特性将与理想工况不同。为简单，设电路处于 CCM 状态。全控型器件和二极管通态压降相同，可用同一通态电阻 r_{on} 替代并与 r_L 相串联，如图 3-3(e)所示，图中 $r_0=r_L+r_{on}$，由图有

$$A_V=\frac{U_0}{U_d}=\frac{U_0}{U_D}\cdot\frac{U_D}{U_d}=\frac{R_0}{R_0+r_0}D=\frac{D}{1+\alpha} \tag{3-17}$$

式中参量 $\alpha=\frac{r_0}{R_0}$。式(3-17)表明，A_U 将随 α 的增大而下降。

当考虑内阻 r_0 时，电路将产生内耗，按定义，电路效率 η 为

$$\eta=\frac{P_0}{P_d}=\frac{P_0}{P_d+I_0^2r_0}=\frac{R_0}{R_0+r_0}=\frac{1}{1+\alpha} \tag{3-18}$$

式中 P_0 是输出直流功率，P_d 是输入直流功率，式(3-18)表明，电路效率随 α 的增大而下降。

三、考虑输出滤波电容 C_0 为有限值时的工作情况

当滤波电容 C_0 值为无限大时，输出电压可视为无纹波的恒定值。但实际上 C_0 只能为有限值，相应地输出电压为脉动波形，在图 3-3(c)中，当 $i_L<I_L(I_L=I_0)$ 时，C_0 沿 R_0 放电，协助 L_0 向负载提供能量；当 $i_L>I_L$ 时，C_0 被充电，图中 i_L 的阴影面积即为充放电电荷 ΔQ。

$$\Delta Q=\frac{1}{2}\left(\frac{DT}{2}+\frac{D_0T}{2}\right)\frac{\Delta I_L}{2}=\frac{1}{8}\Delta I_LT$$

相应的电压脉动量为

$$\Delta U_0=\frac{\Delta Q}{C_0}=\frac{T}{8C_0}\Delta I_L=\frac{U_dTD(1-D)}{8L_0C_0} \tag{3-19}$$

四、电路外特性分析

电路外特性是以占空比为参变量，描述 U_0 与 I_0 关系的特性，图 3-5 示出这一特性。

1. 理想条件下的外特性：假定电路具有 CCM 状态，由式(3-7)知，在理想条件下，比值 U_0/U_d 仅取决于参变量 D 而与输出电流 I_0 无关，如图 3-5 中虚线右侧的实线段所示。

2. 考虑电阻内阻时的外特性：整理式(3-17)，用 $R_0=U_0/I_0$ 代入可得

$$\frac{U_0}{U_d}=D-\frac{I_0r_0}{U_d} \tag{3-20}$$

式(3-20)表明，当计及电路内阻时，电流连续状态下的外特性不再与 I_0 无关，特性的刚度取决于等效内阻 r_0，如图 3-5 中虚线右侧的点划线所示。

3. 电流为继续状态时的外特性：当负载电流 $I_0<I_{\infty}$ 时，电路便由 CCM 模式转到 DCM 模式，其波形如图 3-3(d)所示，DCM 下的等效电路如图 3-3(b)，当 T 和 D 均处于断态时，开关 S 置于 1 位，相当于图 3-3(d)中 $t_2<t<t_3$ 时段，断续状态的平均电流 I_0 可表为

$$I_0T=\frac{1}{2}I_{Lm}(D+D_P)T$$

即

$$I_0=\frac{1}{2}I_{Lm}(D+D_P) \tag{3-21}$$

由图 3-3(d)u_L 波形有

$$(U_d-U_0)DT=U_0D_PT$$

$$D_P=\frac{U_d-U_0}{U_0}D \tag{3-22}$$

由图 3-3(d)有

$$I_{Lm}=\frac{U_d-U_0}{L_0}DT \tag{3-23}$$

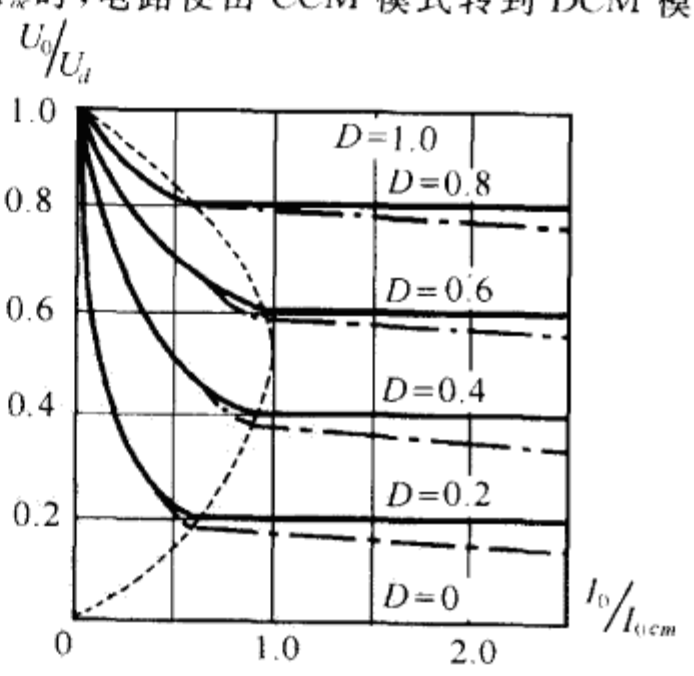


图 3-5　降压电路的外特性

——— $r_0=0$　—·—·— $r_0>0$

-------CCM 与 DCM 的分界线

将式(3-22)(3-23)代入式(3-20)有

$$I_0=\frac{U_dT}{2L_0}D^2\left(\frac{U_d}{U_0}-1\right)$$

考虑式(3-14)则上式可写成

$$I_0=4I_{ocm}D^2\left(\frac{U_d}{U_0}-1\right)$$

或

$$\frac{U_0}{U_d}=\frac{1}{1+I_0/4I_{ocm}D^2} \tag{3-24}$$

式(3-24)是 DCM 状态下,降压型电路的外特性,如图 3-5 中虚线以左的特性,从这些曲线可见:

(1)在 DCM 状态下,U_0/U_d 不仅与占空比有关,而且也与 I_0 有关,且其刚度即便在 $r_0=0$ 的条件下也远差于 CCM 状态,可视为电路等效内阻剧增,其数值是 CCM 下的几十倍;

(2)由于特性软化,在 DCM 状态下,负载电流的变动将引起 U_0/U_d 的强烈变化,如果想要维持 U_0/U_d 不变则需要使占空比 D 有很大的变化;

(3)由式(3-24)可见,在空载下,对于任一占空比,有 $U_0/U_d=1$。

图 3-5 的虚线将电路开环外特性分为电流连续和不连续两个区域,而式(3-15)是这两个区域的分界线。

五、输出滤波器参数选择

输出滤波器参数包括电感 L_0 和电容 C_0。

(一)电感 L_0 的选择

L_0 的选择方法与负载电流变化范围有关,若希望电路运行于 CCM 状态,则应用式(3-13)选择 L_0,即

$$L_0=\frac{U_dTD(1-D)}{2I_{oc}} \tag{3-25}$$

并用最小负载电流 I_{OM}作为临界连续电流 I_{oc},即令:$I_{oc}=I_{OM}$,代入式(3-25)有

$$L_0=\frac{U_dTD(1-D)}{2I_{OM}} \tag{3-26}$$

$$=\frac{U_dDT}{2I_{OM}}\left(1-\frac{U_0}{U_d}\right) \tag{3-27}$$

为了按上式确定 L_0,必须选择开关周期 T,在设计中开关周期越短(相当开关频率越高),滤波参数(包括 L_0 和 C_0)越小,但最低开关周期 T_M 将受到电路失控的限制,为此必须保证:

$$D_LT_M>t_{on}+t_c \tag{3-28}$$

式中:D_L—最小占空比;T_M—最短开关周期,$T_M=\frac{1}{f_m}$;D_LT_M—全控器件的最短导通时间;t_{on}—全控器件的开通时间;t_c—电路最短控制延迟时间。

对于负载电流变化范围很大,下限电流很低的场合,按式(3-27)选出的 L_0 将太大,使装置体积增大,功率密度下降,为此可在输出端接假负载以增大最小电流,其代价是电路效率下降。

相反,对于恒定负载或变化范围很小的负载,按式(3-27)选出的 L_0 将太小,虽然也能保证电路运行于 CCM 状态,功率密度也高,但却会使电路其他性能劣化:由式(3-9),L_0 过小将使电流脉动量 ΔI_L 增加;由式(3-11),将使流过器件的峰值电流 I_{Lm}增加;由式(3-19)也将使电压脉动量 ΔU_C 增加,为了避免这种情况,可改按式(3-25)选择 L_0,式中 I_{oc}可选为

$$I_{\infty}=\left(\frac{1}{5}\sim\frac{1}{3}\right)I_{OM} \tag{3-29}$$

(二)电容 C_0 的选择

为了使输出电压脉动量 ΔU_0 满足设计要求，应用式(3-19)确定 C_0，即

$$C_0=\frac{U_d T^2}{8L_0\Delta U_0} \tag{3-30}$$

对给定的输入直流电压 U_d、电压脉动量 ΔU_0，选定的滤波电感 L_0，由上式可确定相应的 C_0 值。

必须指出，由于电路开关频率可达几十千赫，因此高频下电容器的等效电路如图 3-6(a)所示，其中 C_0 是电容器的标称电容量，R_S 是等效串联电阻(Equivalent Series Resistance，缩称 ESR)，它包含引线及焊接接触电阻和介质损耗折称电阻；L_S 是等效串联电感(Equivalent Series Inductance，缩称 ESL)；R_C 是漏电阻，通常很大(相当于漏电导 G_C 很小)，故等效电路(a)可用(b)替代，于是高频下的电容器是一个串联谐振电路，其阻抗可表为

$$Z_C=R_S+\mathrm{j}\left(\omega L_S-\frac{1}{\omega C_0}\right) \tag{3-31}$$

电路的谐振角频率为

$$\omega=\omega_0=\frac{1}{\sqrt{L_S C_0}} \tag{3-32}$$

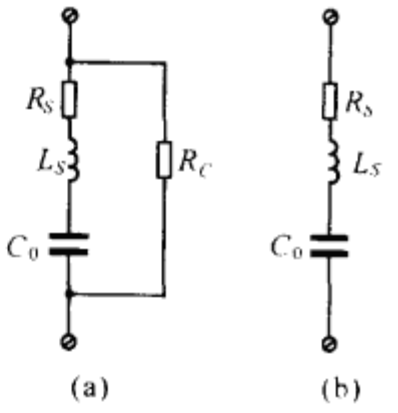


图 3-6　电容器的等效电路

下面分两种情况讨论：

1. $\omega_S \ll \omega_0$：即电路开关角频率 ω_S 比串联谐振角频率低得多，等效电路中 L_S 的作用可以忽略，仅考虑 R_S 和 C_0 的影响，设流经电容器电流瞬时值为 i_C，输出电压脉动量的瞬时值可表为

$$\Delta u_0 = i_C R_S + \frac{1}{C_0}\int_0^t i_C \mathrm{d}t = \Delta u_R + \Delta u_{C0} \tag{3-33}$$

若 C_0 选得足够大，式(3-33)中 Δu_R 占主要部分，即 Δu_0 由 ESR 决定。

2. $\omega_n \gg \omega_0$：当电路功率器件开关状态产生更迭瞬间，由于电流电压都是瞬时变化，产生电流电压尖峰，这些波形包含比开关频率高得多的高次谐波，这些谐波的角频率用 ω_n 表示，$\omega_n \gg \omega_0$，这时电路中是 L_S 占主要成分，电路呈感性，对电压尖峰已无缓冲作用。

根据以上分析，为了尽可能减低 ESL 和 ESR 的不良影响以提高 C_0 的滤波效果，应注意：

1. 选用高频电容：目前生产的高频电容器有四端电容，叠片无感电容以及多芯电容器等，这些电容的特点是在结构上力求减小 ESR 和 ESL；

2. 安装工艺上应尽量缩短滤波电容的引线，减少分布电感；采用多个小容量的电容器并联，以减小 ESR。

六、PWM 控制电路

在本章第一节中曾指出，控制电路是根据采用的控制策略对控制信号(含主令信号和反馈信号)进行生成、处理以形成合乎要求的功率器件控制极信号，实现对电能的变换和控制。显然，控制电路是变换电路的重要组成部分，控制电路的优劣将直接影响到变换电路的性能，例如，对于开关电源这种产品，稳压精度是一个很重要的性能指标，按照一般自动控制系统的习惯，这个指标包含静态精度和动态品质两部分，前者指在允许的网压、负载和环境温度变化范围内，变换电路输出电压偏离其规定值的幅度，该幅度越小，表示电路静态稳压精度越高；后者

指外扰为阶跃变化时电路输出电压的超调量和响应时间，而上述这些指标的实现都与控制电路的表现有关。

目前，在变换电路中为了维持输出电压稳定最常采用的是 PWM 控制原理。众所周知，PWM 控制指开关频率不变，通过改变占空比 D 来实现对输出电压的控制，为此 PWM 控制电路最一般的方框图如图 3-7 所示，它与图 3-1 相对应，图中虚线框内即为 PWM 控制电路的基本组成单元，下面对框图中各单元功能简单介绍。

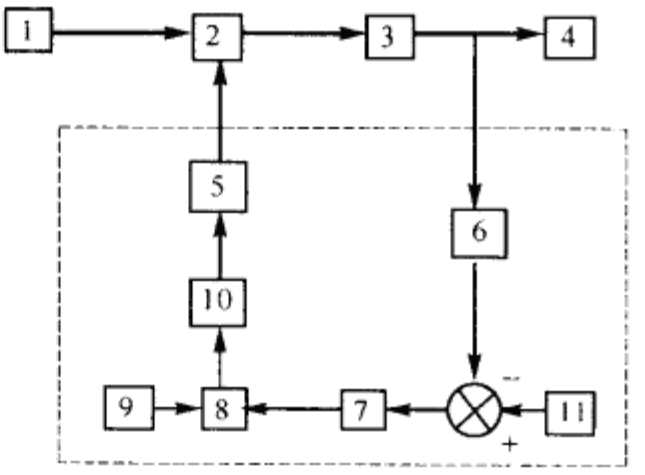


图 3-7 PWM DC-DC 变换电路

1—直流电源 2—功率开关主电路
3—滤波电路 4—负载 5—驱动电路
6—检压电路 7—电压调节器
8—PWM 信号生成电路 9—振荡器
10—分相电路 11—电压给定

振荡器产生恒定频率的脉冲信号，它作为时间比较的基准，其频率决定了主电路功率器件的开关频率，目前一般在几千赫、几十千赫以至更高。对于一般开关电源而言，对振荡器频率稳定度要求不高，大多数自激振荡器都可以满足要求，如 555 时基块。

电压调节器的功能是对反馈电压与给定电压间的偏差信号进行处理，由具有运算功能的直流放大器（如 PID 运算放大器）实现。

PWM 信号生成电路一般包含斜坡发生器（锯齿波或三角波发生器）和电压比较器两部分，斜坡发生器的基本频率受控于时基振荡器，它与来自电压调节器输出信号一起加至电压比较器的入端并进行比较，比较器输出即为 PWM 信号。

分相电路的任务是将单列的 PWM 信号分相，以适应各式主电路结构对控制信号的要求。例如对半桥式结构，就要求将 PWM 信号分成相位互补的双列信号以分别控制桥上下臂器件，显然，对于单象限降压电路这种单管电路就无需分相电路。

驱动电路的功能是将来自分相电路的 PWM 信号参数进行处理使之能达到功率器件控制极的要求，关于这方面的内容已在这本书前两章介绍过。

检压电路的功能是对输出电压进行采样以形成反馈信号。

作为控制电路，除了实现正常工作情况下的 PWM 信号之外，还应该在各种故障状态下及时抑制故障电流，防止故障扩大，以免损害主电路器件的保护功能，而这可以包含在驱动电路中也可以独立存在于控制电路中。

为了防止开机时的大电流冲击，变换电路必须采用软起动方式，控制电路应保证加以实现。

控制电路以往曾采用分立元件及单片集成块实现，随着电子技术的进步，近年来已发展了各种集成式 PWM 控制器，它们包含上述控制电路的所有功能，只需外接少量元件就可工作。这不仅简化了设计计算，而且大幅度减少元器件的数量、连线和焊点，使变换电路的可靠性明显提高，因而反过来又推动了集成式 PWM 控制器的发展，使其功能更完善，通用性更强。在国外市场上，最先出现的是 Motorola 公司生产的 MC3420 和 Silicon General 公司生产的 SG3524 等集成片，尔后制造厂家又推出性能更好、功能更强的控制芯片，如 Texas Instruments 公司的 TL494 是 SG3524 的改进型，它增加了死区时间控制等功能，此外还生产了单端变换电路专用的 PWM 控制芯片，它所需的外部元件更少，使用也更加方便，如 Motorola 公司

的 MC34060、Unitrode 公司的 UC1840 系列可编程 PWM 芯片等。近年来，SG 公司又推出其第二代产品 SG1525/SG1527，在性能上都作优化和改进。作为例子，下面介绍一种由 SG1525 集成式 PWM 芯片控制的直流不可逆调速系统。

（一）系统构成

图 3-8 是不可逆直流调速系统的原理图。由图可见，主电路采用单象限降压电路，负载是他激直流电动机，控制芯片采用 SG1525，其内部结构图如图 3-9 所示。

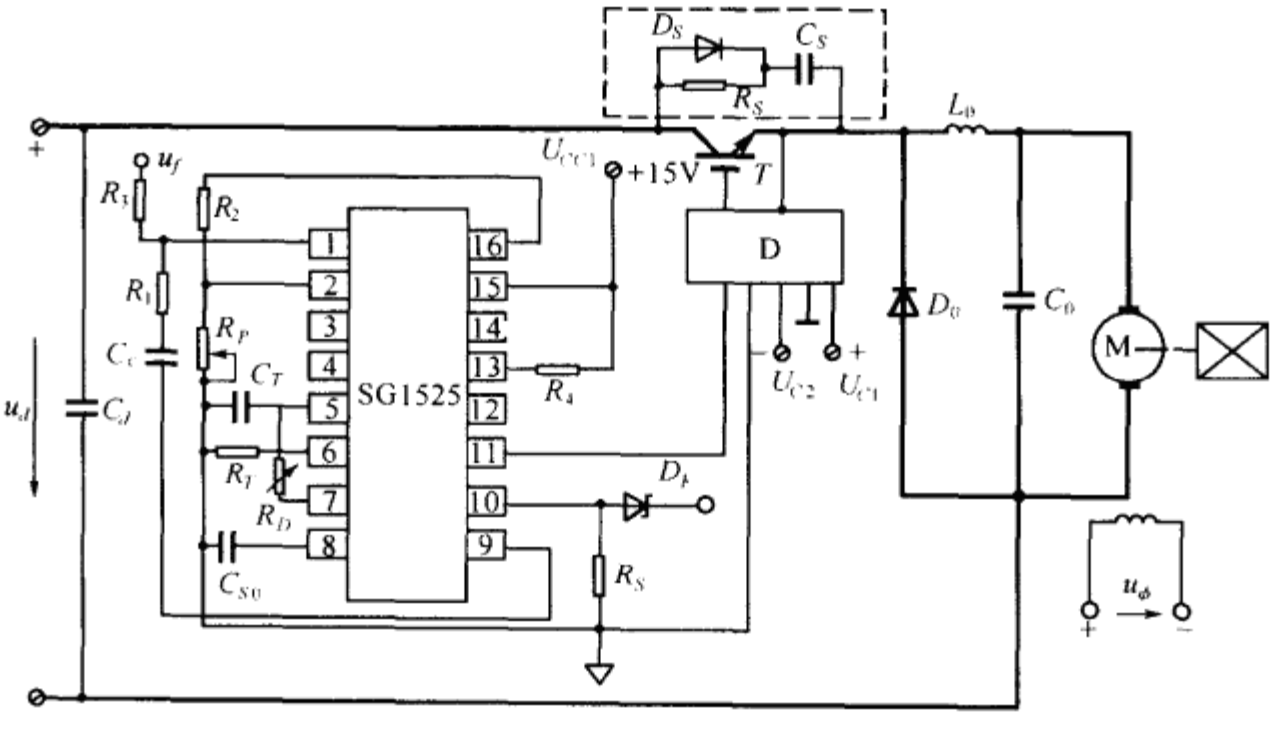


图 3-8　不可逆直流调速系统

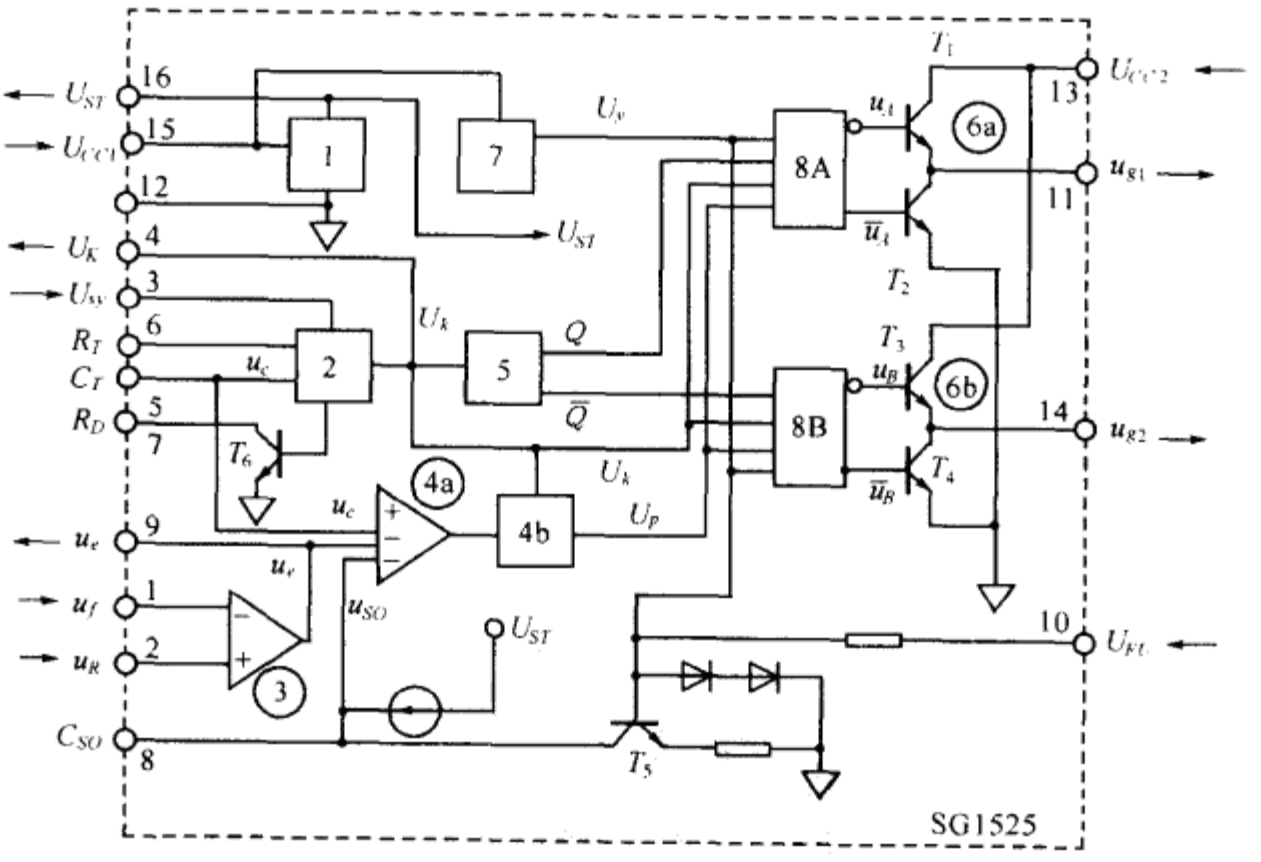


图 3-9　SG1525 的内部框图

1—基准电压源　2—振荡电路　3—误差放大器　4a—PWM 比较器　4b—PWM 锁存器
5—分相电路　6—输出电路　7—欠压锁定电路　8—组合门

下面分别阐述其各部分功能：

1. 基准电压源①：基准电压源是一个三端稳压电路，其输入电压 U_{CC1} 可在(8～35)V 内变

化，通常采用+15V，其输出电压 $U_{ST}=5.1$V，精度为±1%，采用温度补偿，作为芯片内部电路的电源，也可为芯片外围电路提供标准电源，向外输出电流可达 40mA，设有过流保护电路。

2. 振荡电路②：由一个双门限比较器、一个恒流源及电容充放电电路组成，其外部元件连接如图 3-8 所示。比较器的两个门限电压均从基准电源取得，其高门限电压 $U_H=3.9$V，低门限电压 $U_L=0.9$V；内部恒流源向 C_T 充电，其端压 U_C 线性上升，构成锯齿波的上升沿，当 $u_C=U_H$ 时，比较器动作，充电过程结束，上升时间 t_1 为

$$t_1=0.67R_TC_T \tag{3-34}$$

比较器动作时使放电电路接通，C_T 放电，u_C 下降并形成锯齿波的下降沿，当 $u_C=U_L$ 时，比较器动作，放电过程结束，完成一个工作循环，下降时间 t_2 可表为

$$t_2=1.3R_DC_T \tag{3-35}$$

锯齿波的基本周期 T 为

$$T=t_1+t_2=(0.67R_T+1.3R_D)C_T \tag{3-36}$$

因为 $$R_D \ll R_T$$

所以 $$t_2 \ll t_1$$

由上可见锯齿波的上升沿远长于下降沿，因此上升沿作为工作沿，下降沿作为回扫沿。

由于比较器门限电平（U_H 和 U_L）从基准电压分压取得，而且 C_T 的充电恒流源对电压及温度变化的稳定性较好，所以当电源电压 U_{CC1} 在(8～35)V 范围内变化时，锯齿波的频率稳定度达 1%。当温度在(－55～＋125)℃范围内变化时，其频率稳定度为 3%。

振荡器由端子 4 输出一对锯齿波下降沿的时钟信号 u_K，其宽度为 t_2，由式(3-35)可见，通过调节电阻 R_D 就可以调节宽度 t_2。

振荡器由端子 3 输入外同步信号 U_{sy}，当由此端加上直流或高于振荡器频率的脉冲信号，即可实现振荡器的外同步。

3. 误差放大器③：由两级差分放大器构成，其直流开环放大倍数为 70dB 左右，电压反馈信号 u_f 从端子 1 接至放大器反相输入端，放大器的同相输入端接基准电压（通过分压器），根据系统动态和静态特性的要求，可在放大器的输入（反相端子 1）和输出（端子 9）间接入补偿网络，例如 PI 网络以构成 PI 电压调节器。

4. PWM 信号生成电路④：该电路包含比较器④a和锁存器④b。比较器④a的反相端接入误差放大器的输出信号 u_e，而振荡器 2 的输出信号 u_C 则加到比较器④a的同相输入端，比较器的输出信号为 PWM 信号，该信号经锁存器④b锁存，它使 PWM 生成电路的输出信号 u_P 只对误差信号 u_e 产生响应，相反对环境噪声干扰则加以屏蔽。

5. 分相电路⑤：由触发器构成，其输入信号为振荡器 2 的时钟信号 u_K，并用 u_K 前沿触发，输出电压为频率减半的方波（Q 和 $\overline{Q}$ 端），其相位互补。

6. 输出电路⑥：由图 3-9 可见，输出级为两组结构相同的推挽电路，驱动电源电压 $U_{CC2}=+15$V（参见图 3-9），输出正脉冲幅值为 15V，可以驱动两只 IGBT 或 MOSFET，输出电路由组合门控制（8A 和 8B），该门电路输出两列相位互补的正脉冲（u_A 和 $\overline{u}_A$，u_B 和 $\overline{u}_B$），分别加到 T_1 和 T_2（T_3 和 T_4），组合门有四个输入信号，它们是：

(1)PWM 信号 u_P；

(2)分相信号 $Q(\overline{Q})$；

(3)时钟信号 u_K；

(4)欠压封锁信号 u_y。

有关欠压保护功能详见后面的讨论。

(二)电路原理和波形分析

图 3-10 示 SG1525 芯片主要波形。由图可见，从误差放大器输出信号 u_e 与锯齿波 u_C 的交点可得到单列 PWM 信号 u_P，其低位的持续时间与 $u_C<u_e$ 的时区相对应。在 u_C 幅值恒定条件下，u_e 值越高，低位的持续期便越长。在图 3-10 的时区ⓑ中示误差放大器输出信号 u_{e2} 的大小接近 U_H(锯齿波的峰值电压，即比较器的高门限值)时的波形，由该波形可以清楚看出由 u_K 宽度 t_2 所决定的死区时间的形成及其作用。因为此时组合门输出电压 u_A 和 u_B 的相位接近于互补，若不设置死区时间将引发桥上下臂功率器件的共态导通，导致直流电源短路。

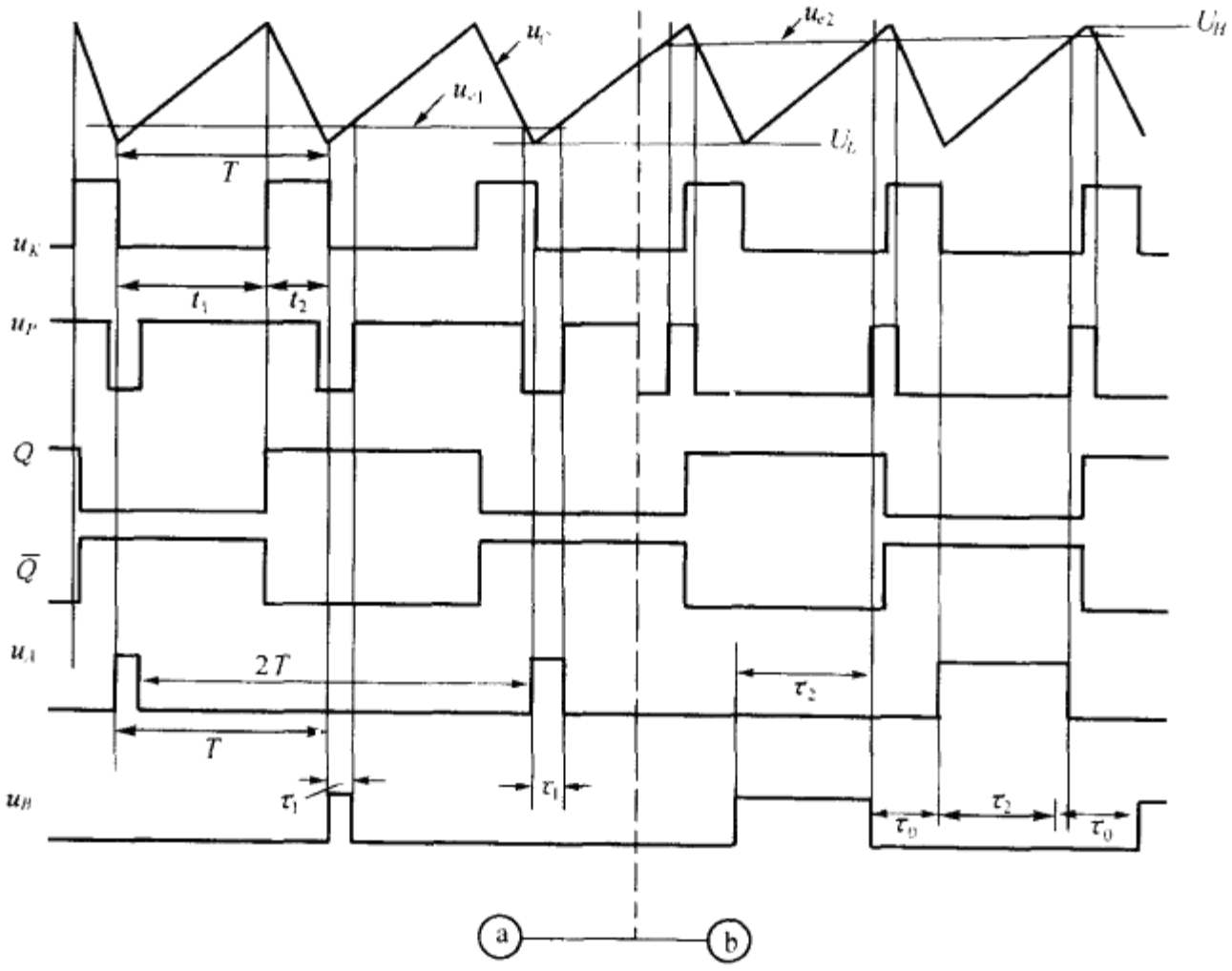


图 3-10　SG1525 电量波形

为了保证调速系统的正常工作，除了上述控制功能之外，SG1525 还具有以下功能：

1. 软起动功能：设置这一功能的目的是避免系统起动时遭受过大的电流冲击。这种电流冲击来自两个方面：一是电机负载的起动电流(由于启动时电机转速升高缓慢、反电势很低)；另一方面是起动时，输出电压还未建立，无反馈信号 u_f，误差放大器输出电压 u_e 很高，PWM 信号 u_P 的脉宽很大，直流输出电压很高。

解决的方法是在 SG1517 端子 8 并联电容 C_{S0}，其端压 u_{S0} 接向 PWM 比较器ⓐ的反相输入端 C_{S0} 由 u_{ST} 恒流充电(参见图 3-9)，这样ⓐ的反相端被 u_{S0} 箝位。在起动时，u_{S0} 由零缓慢上升，u_P 的脉宽 τ 也由窄到宽缓变，相当于图 3-10 由时区ⓐ缓变到时区ⓑ。

2. 欠压保护：控制系统的控制电压 U_{CC1} 因故下降时，电路各部分工作便会失常，输出级信号异常时将损坏主电路功率器件，故应自动切断控制信号。系统中设定当 $U_{CC1}\leqslant 7V$ 时，使图 3-9 中电路 7 输出高电平加至输出级组合门输入端，以封锁 PWM 脉冲信号 u_{g1} 和 u_{g2}。

3. 故障封锁：当系统发生过流、过压、超温等故障时，必须迅速封锁 PWM 脉冲信号以保护功率器件安全，上述故障都以高电平加至 SG1517 的端子 10(参见图 3-9)，该信号加至输出

级的组合门，并使 T_5 导通，C_{S0}放电，电路ⓐ被箝位，保持该封锁状态。

4. 死区宽度调节：系统需要的死区时间 t_2 将随主电路功率器件的开关速度、缓冲电路参数和负载电流的变化范围而异，故需要有方便的调节。由式(3-35)知，改变电阻 R_D 即可调节 t_2，图 3-8 中 R_D 为可调电阻器。

由于集成芯片输入与输出间没有电隔离，因而尽管输出电路具有控制极的充放电通道，但在输出端不能与控制极采用直耦方式的场合，还必须附加电隔离和驱动电路如图 3-8 中的电路 D，该电路采用双独立电源(输出电压为$\pm U_C$)供电，对于像 MOSFET 和 IGBT 等器件组成电路也可以考虑附加自举电路的措施。

七、附加无损有源缓冲电路时的工作情况

在第二章中曾介绍无源有损缓冲电路并指出该电路确能改善器件的开关环境，优化开关负载动态轨迹，从而减低器件的开关损耗，但由于缓冲电路自身有损耗，因此电路总损耗未必会降低(如参数选择不当，反而增加)，因而不适用于较高开关频率的电路。

有源无损缓冲电路能克服上述缓冲电路的缺点，比较适用于高频工况，有关这方面的详细内容将在本书第七章介绍，这里仅作为例子说明缓冲电路在高频工况下的作用。

缓冲电路必须具有下面两个特点：①保证主电路功率开关器件(有源和无源)具有 ZVS(零电压开关)环境(或零电流开关环境 ZCS)，②缓冲电路自身应无损耗。

图 3-11 虚线框Ⓐ所包含的电路为缓冲电路，它由两部分电路组成：

1. 无源关断缓冲电路：在 T_1 的集极和射极间并联电容 C_S，由前知，只要 C_S 选择得当，可使关断中损耗降到很低程度，因此 T_1 具有近似 ZVOFF，而 D_0 具有近似 ZVON 的环境，这一电路存在的问题是开通前 C_S 中储存的电能将沿 T_1 放电，产生开通电流过冲。

2. 有源开通缓冲电路：虚线框Ⓐ所包含的电路将保证 C_S 的端压在 T_1 开通前下降为零，实现 T_1 的 ZVON 和 D_0 的 ZVOFF，有关 T_1 的开通波形如图 3-12 所示，由图可见整个开通过程由 a 到 g 等时段组成，下面分别阐述。

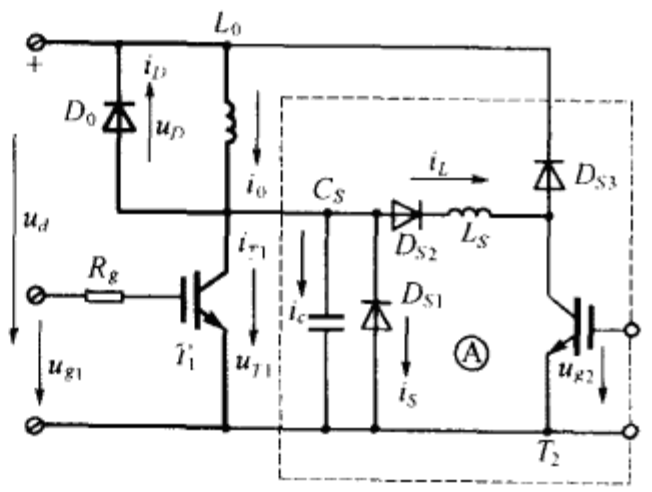


图 3-11 ZVS-PWM-Buck 电路

(一)基本假定

1. 由于开通过程相对于开关周期而言非常短，即缓冲电路中的谐振电压感 $L_S \ll L_0$(负载电感)，因此在分析开通过程时近似认为负载电流 $i_0=I_0=\text{const}$；

2. 开关器件具有理想特性。

(二)开通过程分析

1. 电路初态(图 3-12 时区 a)：电路中有 D_0 处于稳态导通，而 T_1 关断，$i_D=I_0$，$i_T=0$，$u_T=U_d$，$u_{g1}=u_{g2}=0$，T_2 处于正向阻断，C_S 端压 $u_{CS}=u_T=U_d$，缓冲电路与主电路脱离，$i_L=0$，等效电路如图 3-13(a)所示。

2. D_0T_2 换流期(时区 b)：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g2}>0$，T_2 导通，L_S 端压 $u_L=L_S\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=U_d$，电感电流 i_L 由零线性上升，等效电路如图 3-13(b)，由图可见，$i_D+i_L=I_0$，随着 i_L 的上升，i_D 相应地线性

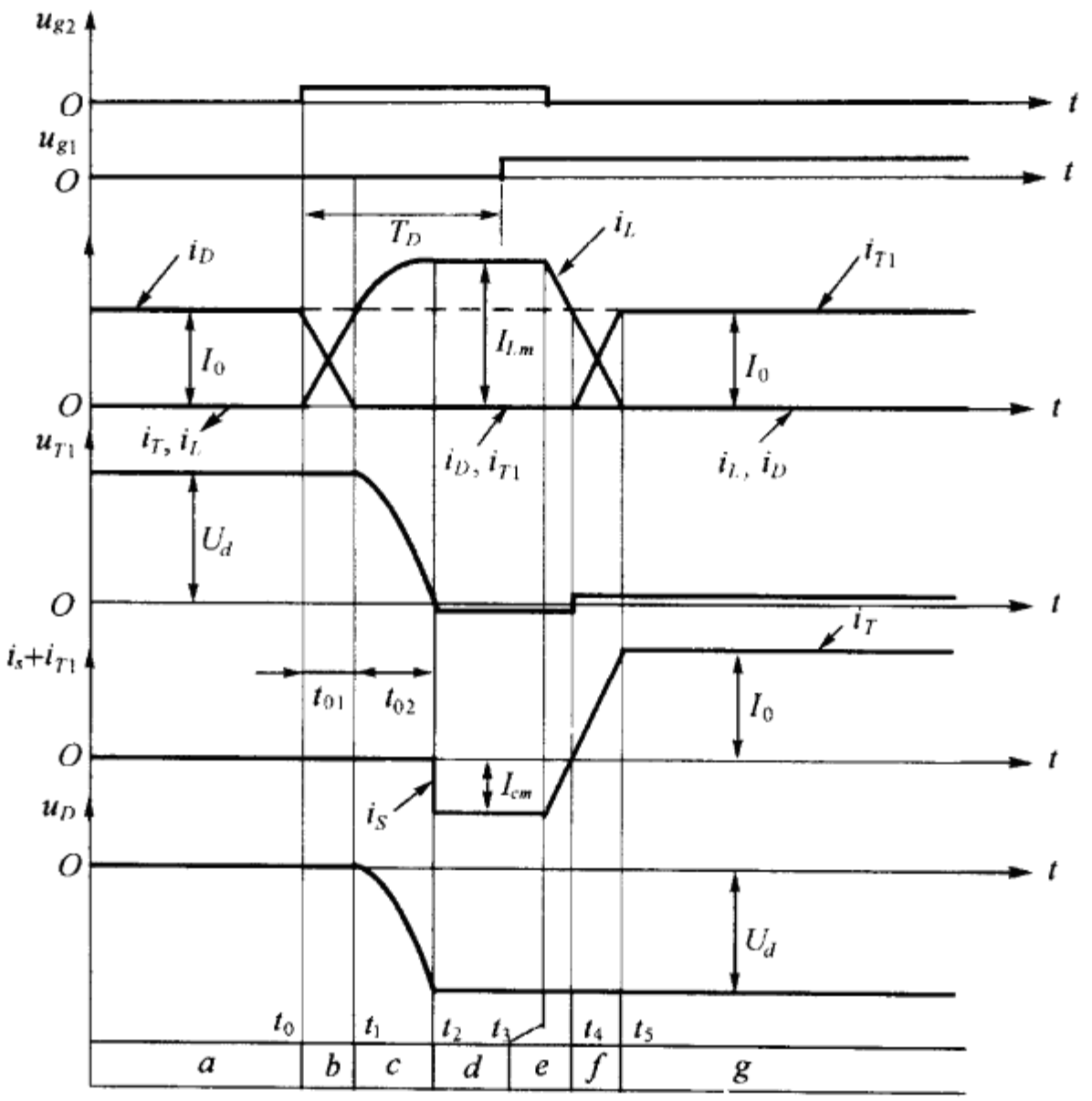


图 3-12　电路波形

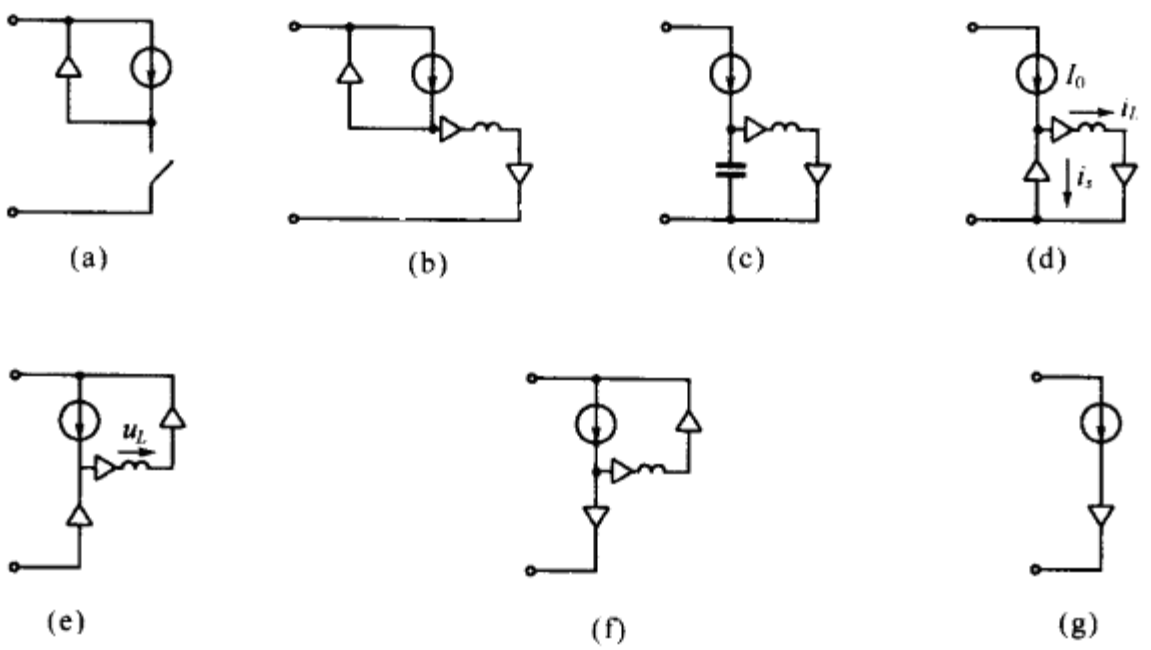


图 3-13　等效电路

下降；由于 D_0 仍处通态，u_T 仍被箝在 U_d 不变，当 $t=t_1$ 时，$i_D=0$，$i_L=I_0$，D_0 有 ZCZVOFF（零电流零电压关断），D_0 与 T_2 的换流期结束；

3. C_SL_S 谐振期（时区 c）：由于 D_0 关断，对 C_S 的箝位作用消失，C_S 与 L_S 组成串联谐振电路投入工作，等效电路如图 3-13(c)。根据电路初值（$i_L=I_0$，$u_T=U_d$）和电路状态有

$$i_L=I_0+\frac{U_d}{\omega L_S}\sin\omega t' \tag{3-37}$$

$$u_T=u_{CS}=u_L=U_d\cos\omega t' \tag{3-38}$$

$$u_D=u_T-U_d=U_d(\cos\omega t'-1) \tag{3-39}$$

式中：$t'=t-t_1$；$\omega=\dfrac{1}{\sqrt{L_SC_S}}$。

当 $t=t_2$ 时，$u_{T1}=0$，$i_L=I_{Lm}$，$u_D=-U_d$，有

$$I_{Lm}=I_0+\frac{U_d}{\omega L_S}=I_0+U_d\sqrt{\frac{C_S}{L_S}} \tag{3-40}$$

$$i_C=I_0-i_L=-U_d\sqrt{\frac{C_S}{L_S}}=-I_{cm} \tag{3-41}$$

$$I_{cm}=U_d\sqrt{\frac{C_S}{L_S}}$$

4. D_{S1}导通期(时区 d)：当 $t=t_2^+$ 时，D_{S1}正偏导通，等效电路如图 3-13(d)。按图标正方向有

$$i_0=I_0=i_S+i_L=i_S+I_{Lm}$$

$$i_S=I_0-I_{Lm}=-I_{cm} \tag{3-42}$$

上式表明，当 D_{S1}导通时，原来流经 C_S 的电流此时全部转移到 D_{S1}中，$i_C=0$，由等效电路可见，L_S 端压 $u_L\approx0$，因此在此时段，i_L 将维持 I_{Lm}不变，这种状态一直持续到 t_3 为止。

5. L_S 反馈能量期(时区 e)：当 $t=t_3^+$ 时，$u_{g2}=0$，$u_{g1}>0$，T_2 关断，为了维持 i_L 连续，D_{S3}正偏导通，等效电路如图 3-13(e)，$u_L=L_S\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-U_d$(按图标正方向)，$i_L$ 将线性迅速下降，存储在 L_S 中的能量沿 D_{S1}，D_{S2}，D_{S1}反馈回直流电源，至 $t=t_4$ 时，$i_L=I_0$，$i_S=0$，D_{S1}有 ZCOFF。

6. T_1 与 L_S 换流期(时区 f)：当 $t=t_4^+$ 时，T_1 正偏导通(ZVZCON)，等效电路如图 3-13(f)所示。由图有

$$I_0=i_T+i_L,u_L=L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-U_d$$

i_L 仍线性下降，而 i_T 线性上升，至 $t=t_5$ 时，$i_L=0$，D_{S2}和 D_{S3}有 ZCOFF，$i_T=I_0$。

7. T_1 稳定导通期(时区 g)：当 $t>t_5$ 时，电路中只有 T_1 处于稳定导通，$i_T=I_0$，其他器件均处断态，缓冲电路与主电路脱离，开通过程结束。

(三)电路特点

1. 本缓冲电路能保证主电路功率器件具有 ZVS 的工作环境，而且维持这种环境的电路条件不受电路外部参数的影响。由图 3-12 有关 u_T，i_T 和 i_D，u_D 的波形可见，T 和 D_0 具有 ZVSON 和 ZVOFF 的环境，而维持这种环境的电路条件是 u_{g2}必须引前于 u_{g1}一段时间 T_D。由图可见 T_D 的最小值必须满足

$$T_D\geqslant t_{01}+t_{02} \tag{3-43}$$

式中

$$t_{01}=t_1-t_0=\frac{L_SI_0}{U_d} \tag{3-44}$$

$$t_{02}=t_2-t_1=\frac{\pi}{2}\sqrt{L_SC_S} \tag{3-45}$$

在设计时，若以负载电流最大值 I_{om}和输入直流电压的最低值 U_{dM}代入式(3-44)，则式(3-43)可写成

$$T_D\geqslant\frac{L_SI_{om}}{U_{dM}}+\frac{\pi}{2}\sqrt{L_SC_S} \tag{3-46}$$

在实际运行中，当负载电流下降或入端电压上升时，式(3-41)的右侧将减小，即按满载和低压确定的 T_D 值必然也适用于轻载和高压的工况。这样，电路将保证在各种情况下，T 和 D_0 都具有 ZVS 环境。

2. 本缓冲电路独立于主电路之外，而且只有当主电路功率器件的开关状态发生更迭时(指 T 导通和 D_0 关断)才与主电路连接，这就保证缓冲电路具有很小的平均功率，同时也保证缓冲电路只改变负载动态轨迹而不影响电路的稳态性能。

3. 本缓冲电路的缺点是 T_2 仍然按硬开关方式关断，尽管它同时具有 ZCON 环境。

关于缓冲型软开关电路的其他形式详见本书第七章。

第三节　单象限升压型电路

单象限升压型电路如图 3-14(a)所示。

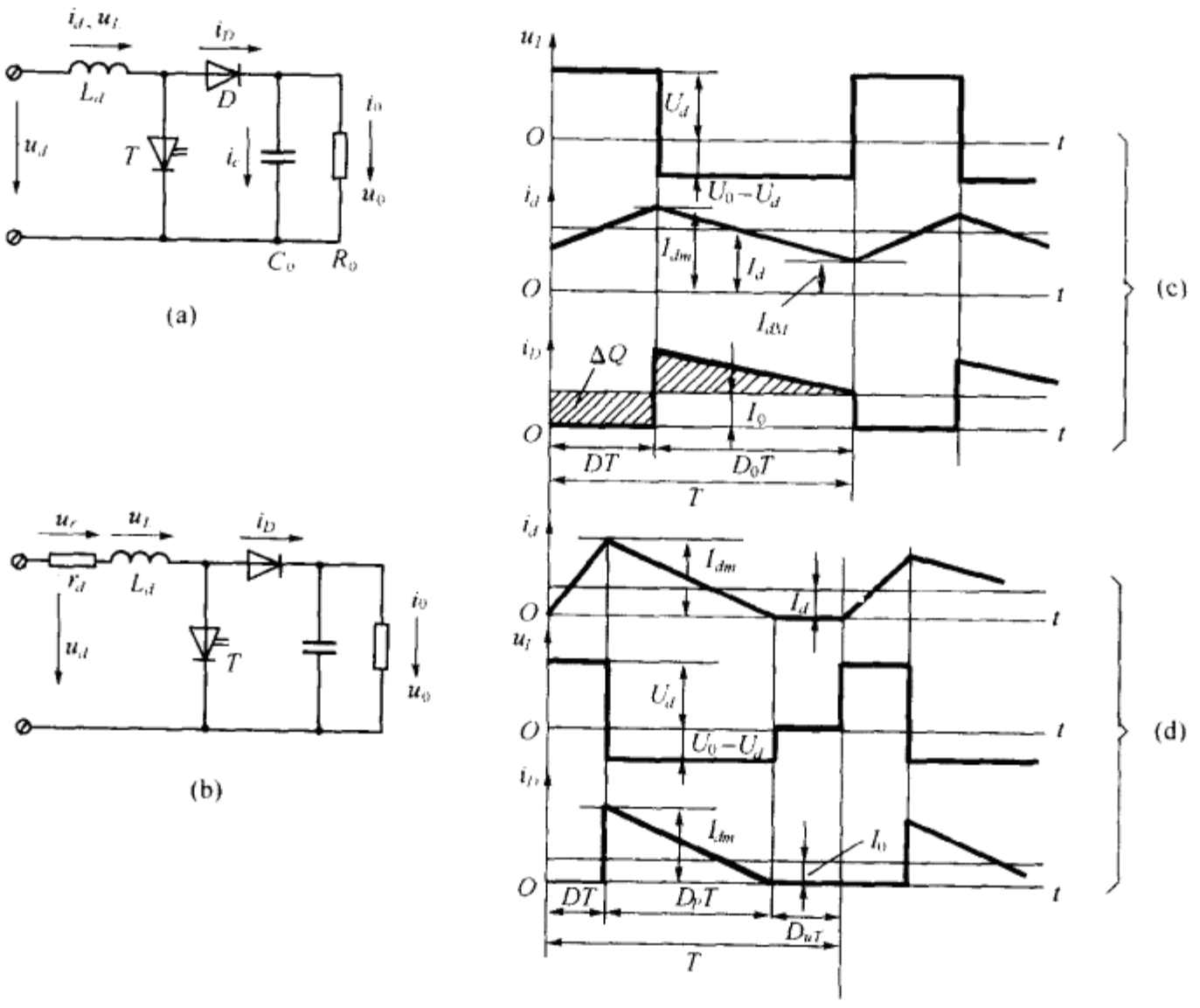


图 3-14　单象限升压型电路(Boost 电路)

读者若将它与图 3-2(a)作比较便可发现，这两种电路在拓扑上是对偶的：降压型电路输入端并联大的输入滤波电容 C_d，因而可以视为具有电容输入电路或者是电压源电路；升压型电路正相反，输入端串联大的滤波电感 L_d，因而可以视为电感输入电路或者是电流源电路；降压型输出串联大的滤波电感 L_0，对负载而言可视成电感输入滤波或者是电流型负载；升压型电路输出端并联大的滤波电容 C_0，对负载而言可视为电容输入滤波或者是电压型负载，该电路在国外资料中常称为 Boost 电路。

一、理想条件下的工作情况

理想条件的内容与上节相同，并设电路工作于 CCM 状态。

(一)直流电压增益 A_V

根据理想条件，电感 L_d 端压 u_L 的平均值为零，根据图 3-14(c) u_L 波形有

$$U_dDT=(U_0-U_d)D_0T$$

所以

$$A_V=\frac{U_0}{U_d}=\frac{1}{D_0} \tag{3-47}$$

上式表明，$A_V>1$，根据理想条件，变换电路无内耗，即

$$P_d=P_0,U_dI_d=U_0I_0$$

所以

$$A_I=\frac{I_0}{I_d}=D_0 \tag{3-48}$$

上式表明，升压型电路的电流增益 $A_I<1$。

(二)输入电流脉动

在 CCM 状态下，由图 3-14(c)有

$$I_{dm}-I_{dM}=\Delta I_d=\frac{U_dDT}{L_d} \tag{3-49}$$

$$I_{dm}+I_{dM}=2I_d \tag{3-50}$$

所以

$$I_{dm}=I_d+\frac{1}{2}\Delta I_d=I_d+\frac{U_dDT}{2L_d} \tag{3-51}$$

$$I_{dM}=I_d-\frac{1}{2}\Delta I_d=I_d-\frac{U_dDT}{2L_d} \tag{3-52}$$

式中 I_{dm}是 i_d 的最大值，I_{LM}是 i_d 的最小值，式(3-49)表明，i_d 的脉动量 ΔI_d 与 L_d 成反比例，并与占空比 D 值有关；式(3-52)表明，I_{LM}与 I_d 和 ΔI_d 有关，由于 I_d 的减小和 ΔI_d 的增大，到一定程度有 $I_{LM}=0$，此时输入电流 i_d 便处于临界连续状态，由式(3-52)有

$$I_d=I_{dc}=\frac{U_dDT}{2L_d} \tag{3-53}$$

式中 I_{dc}是 i_d 的连续临界值，由式(3-48)，输出电流 I_0 的连续临界值可表为

$$I_{0c1}=I_{dc}(1-D)=\frac{U_dT}{2L_d}D(1-D) \tag{3-54}$$

当 $D=0.5$ 时，I_{0c1}有最大值且可表为

$$I_{0cm1}=\frac{U_dT}{8L_d} \tag{3-55}$$

将式(3-55)代入式(3-54)有

$$I_{0c1}=\Delta I_{0cm1}D(1-D) \tag{3-56}$$

I_{0c1}随 D 变化的关系曲线如图 3-15 所示。

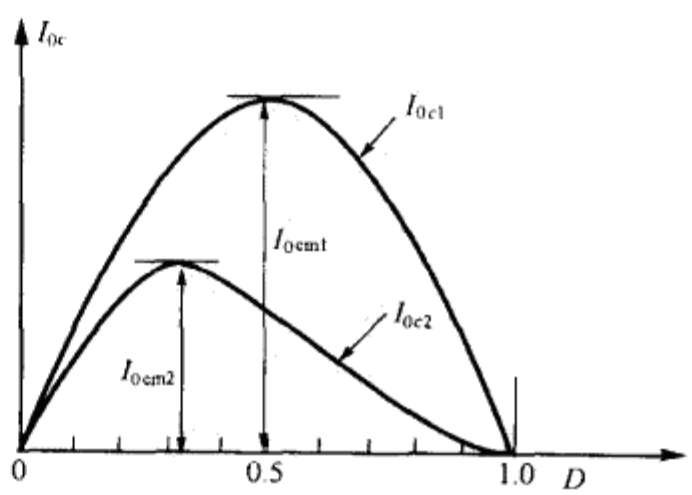


图 3-15 I_{0c}与 D 的关系曲线

二、电感电流 i_d 为断续的工作情况

当输入电流 i_d 的平均值 I_d 进一步减小时，即 $I_d<I_{dc}$时，电感电流便进入断续状态，DCM 状态下的电路波形如图 3-14(d)所示。

(一)DCM 状态下的直流增益

由图 3-14(d)中 i_D 波形有

$$I_D T = I_0 T = \frac{1}{2} I_{dm} D_P T$$

$$I_0 = \frac{1}{2} I_{dm} D_P \tag{3-57}$$

式中 I_{dm}是 i_d 的最大值，$D_P T$ 是二极管 D 的导通时间。下面分别求出 D_P 和 I_{dm}。

由 u_L 波形有

$$D_P = \frac{U_d}{U_0 - U_d} D \tag{3-58}$$

由 i_d 波形有

$$I_{dm} = \frac{U_d D T}{L_d} \tag{3-59}$$

将式(3-58)和(3-59)代入式(3-57)并整理得

$$\frac{1}{A_V} = \frac{U_d}{U_0} = \frac{1}{1 + 4D^2 \dfrac{I_{0cm1}}{I_0}} \tag{3-60}$$

由式可见，若 $I_0 = 0$，则 $U_d/U_0 = 0$，即有 $U_0 = \infty$，此时将损坏电路元器件，故此升压电路不允许空载运行。

(二)DCM 状态下的外特性

为避免 $I_0 = 0$ 时，$U_0 = \infty$作图上的麻烦，外特性改用 U_d/U_0 作为纵坐标，即把 U_d 作为因变量，因此前述有关表达式也改写为

$$\frac{U_d}{U_0} = 1 - D \Big|_{I_0 > I_{0c}} \tag{3-61}$$

$$I_0 = \frac{U_d T}{2L_d} D(1 - D) \Big|_{I_0 = I_{0c}} \tag{3-62}$$

$$\frac{U_d}{U_0} = \frac{1}{1 + 4D^2 \dfrac{I_{0cm1}}{I_0}} \Bigg|_{I_0 < I_{0c}} \tag{3-63}$$

式(3-61)表示 CCM 状态下的外特性，式(3-63)表示 DCM 状态下的外特性，而式(3-62)则为 CCM 和 DCM 两种状态的临界点，也是伏安平面上连续和断续两个区域的分界线，如图 3-16 中的虚线所示。

图 3-16 所示的外特性常用于直流电机调速系统，在该系统中，直流输入电压 U_d 不变，而输出电压 U_0 则随电机转速变化需要在较大范围内调整(通过改变占空比 D，包括电流连续和断续区)；相反，对于常用的直流稳压电源等设备，其输出电压 U_0 为恒值，而且要求在直流输入电压 U_d 产生变化的情况下，通过调整占空比 D 来维持 U_0 不变，对于这种应用场合，图 3-16 的外特性就不很适用。下面分析，在 U_0 为恒值条件下电路的外特性。

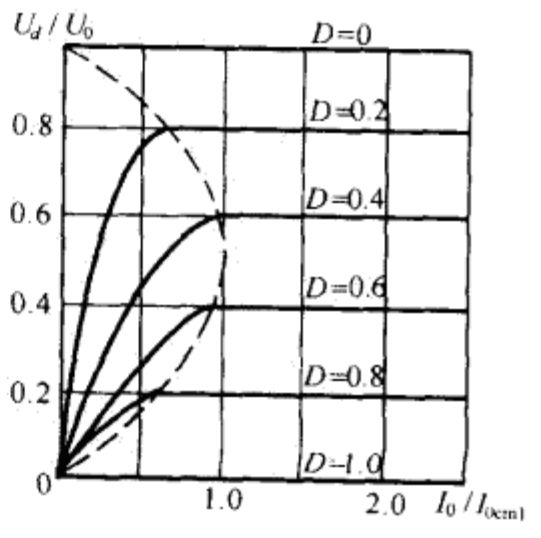


图 3-16　Boost 电路的开环外特性

在临界连续条件下，将式(3-47)代入式(3-54)可得

$$I_{0c2}=\frac{U_0T}{2L_d}D(1-D)^2 \tag{3-64}$$

当 $D=1/3$ 时，I_{0c} 有最大值且可表为

$$I_{0cm2}=\frac{2}{27}\cdot\frac{U_0T}{L_d}$$

式(3-64)用 I_{0cm2} 表示

$$I_{0c2}=\frac{27}{4}I_{0cm2}D(1-D) \tag{3-65}$$

I_{0c2} 随 D 的变化如图 3-15 所示，在 $I_0<I_{0c2}$，电流为断续时，将式(3-58)(3-59)代入式(3-57)并整理可得

$$D=\left[\frac{4}{27}\left(\frac{U_0}{U_d}\right)\left(\frac{U_0}{U_d}-1\right)\frac{I_0}{I_{0cm2}}\right]^{\frac{1}{2}} \tag{3-66}$$

在不同的 U_d/U_0 条件下，Boost 电路的外特性如图 3-17 所示，图中虚线为式(3-65)，虚线以右为电流连续区，比值 U_d/U_0 与 D 的关系由式(3-47)确定而与 I_0 无关；虚线以左为电流断续区，为保持已定的比值 U_d/U_0，D 值随 I_0 而变。

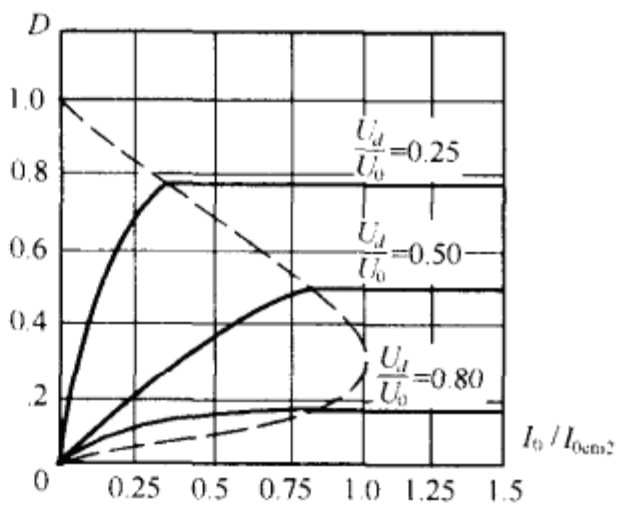


图 3-17 U_0 不变时的 *Boost* 外特性

三、考虑电路内阻 r_0 时的工作情况

设电路工作于 CCM 状态，当考虑电阻 r_0 时的等效电路如图 3-14(b)所示(图中 r_0 含 L_d 的内阻 r_L 和器件的通态电阻 R_{on})，在图 3-14(c) i_d 的波形中，在 DT 时区中 i_d 的变量 ΔI_d 可写成

$$\Delta I_d=\frac{U_d-I_dr_0}{L_d}DT$$

而在 D_0T 期中同样的电流变量 ΔI_d 则可表为

$$\Delta I_d=\frac{U_i-U_d+I_dr_0}{L_d}D_0T$$

图中 I_{dm} 和 I_{dM} 分别是 i_d 的最大值和最小值，由于 L_d 足够大，输入电流脉动量 ΔI_d 不大，为计算方便，用平均值 I_d 表示电路内阻压降 I_dr_0，则

$$U_0=\frac{U_d-I_dr_0}{1-D} \tag{3-67}$$

将 $I_d=I_0/(1-D)$，$I_0=U_0/R_0$ 代入上式可得

$$A_V=\frac{U_0}{U_d}=\frac{1-D}{(1-D)^2+\alpha}=\frac{1}{D_0+\alpha/D_0} \tag{3-68}$$

式中：$\alpha=\frac{r_0}{R_0}$；$D_0=1-D$。

式(3-68)表明，在考虑 r_0 之后，电路的电压增益下降，α 值越大，下降量越大，系统的控制特性变劣。如图 3-18 所示，令式(3-68)对 D 导数为零，即

$$\frac{dA_V}{dD}=0$$

求出 $A_V=A_{Vm}$ 时的占空比 $D_m=1-\sqrt{\alpha}$。由图 3-18 可见：

1. 在理想条件下(即 $r_0=0$)，升压型电路不能失控(即 $D=1$)，否则由于输出电压升高使

电路器件损坏；

2. 在考虑电阻 r_0 之后，升压型电路的直流增益 A_V 不仅与 D 有关，而且与 r_0 有关，由于等效内阻（标么值）$\alpha/(1-D)$ 与 D 值有关，在 $D>D_m$ 时，输出电压不但没有增加却反而下降，当 $D=1$ 时，等效内阻为无穷大，全部输入电压均降落在电路内部，故输出电压为零，即考虑电路内阻之后，即便电路产生失控，由于内阻的非线性，自动限制了输出电压。

若忽略器件开关损耗则有

$$\eta=\frac{P_0}{P_0+I_d^2r_0}=\frac{U_0I_0}{U_0I_0+I_d^2r_0}=\frac{1}{1+\alpha(1-D)^2} \quad (3\text{-}69)$$

上式表明，由于 $\alpha>0$，电路效率下降。

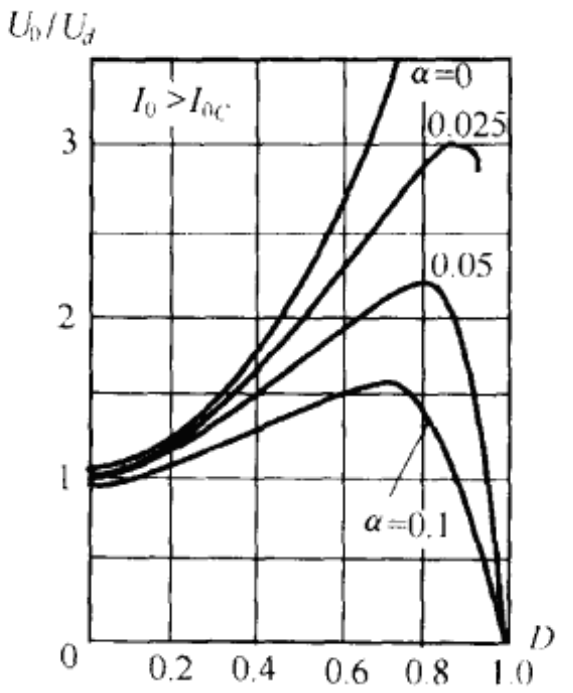


图 3-18　$r_0>0$ 时的 A_V-D 曲线

四、考虑输出滤波电容 C_0 为有限值时的工作情况

假定电路处于 CCM 状态，由图 3-14(a)有

$$i_D=i_0+i_C$$

假定二极管 i_D 中的纹波分量全部流入电容 C_0，而负载只流过直流分量 I_0，则上式有

$$i_D=I_0+i_C$$

图 3-14(c)中 i_D 波形的阴影面积表示 i_C 充放电所积累的电荷变量 ΔQ，与此相对应的电压脉动量为

$$\Delta U_0=\frac{\Delta Q}{C_0}=\frac{I_0DT}{C_0}=\frac{U_0DT}{R_0C_0} \quad (3\text{-}70)$$

相对值 $\Delta U_0/U_0$ 为

$$\frac{\Delta U_0}{U_0}=\frac{DT}{R_0C_0} \quad (3\text{-}71)$$

五、附加有源无损缓冲电路时的工作情况

在上节介绍了在降压型电路中附加有源无损缓冲电路之后，使原来只具硬开关方式的 PWM 降压电路成为具有 ZVS 环境的软 PWM 降压电路，使开关损耗显著下降。本节将介绍另外一种缓冲电路，它可以使主电路实现 ZCS。

带有源缓冲电路的升压型电路（ZCS-PWM-Boost 电路）如图 3-19 所示。该电路将具有 ZCS 环境，ZCS 环境对 IGBT 和 MCT 这类器件具有重要意义，因为这类器件在关断过程中具有较大的拖尾电流，而 ZCS 环境将使器件在端压上升之前就强制器件电流下降为零，因而关断期中的尾电流很小，也即 ZCS 环境比 ZVS 能更有效地降低 IGBT 和 MCT 的开关损耗，对低速型 IGBT 尤其是这样。

图 3-19 虚线框所包含即为有源缓冲电路：反并联二极管 D_1、谐振电感 L_S、谐振电容 C_S、续流二极管 D_S 和有源开关 T_2（其反并二极管 D_2 可利用 MOSFET 的内藏二极管）。

（一）工作原理分析

假设电路中功率器件和元件均具有理想特性；电路已达稳定工作状态；由于输入串联电感 L_d 和输出电路 C_0 的数值很大，对一个开关周期而言，可近似认为电路由电流源 I_d 供电并带有

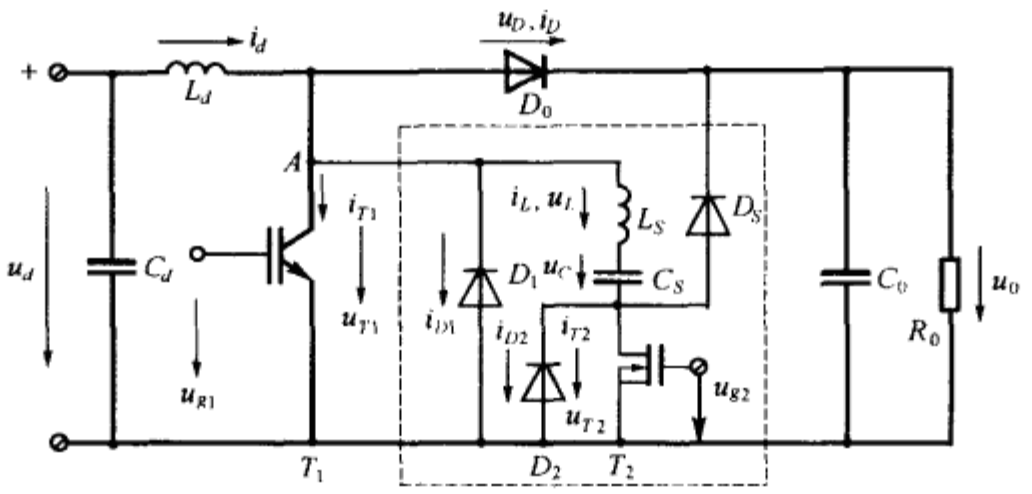


图 3-19 ZCS-PWM-Boost 电路

电压型负载，其端压 U_0。

电路在一个开关周期中的主要波形如图 3-20 所示。

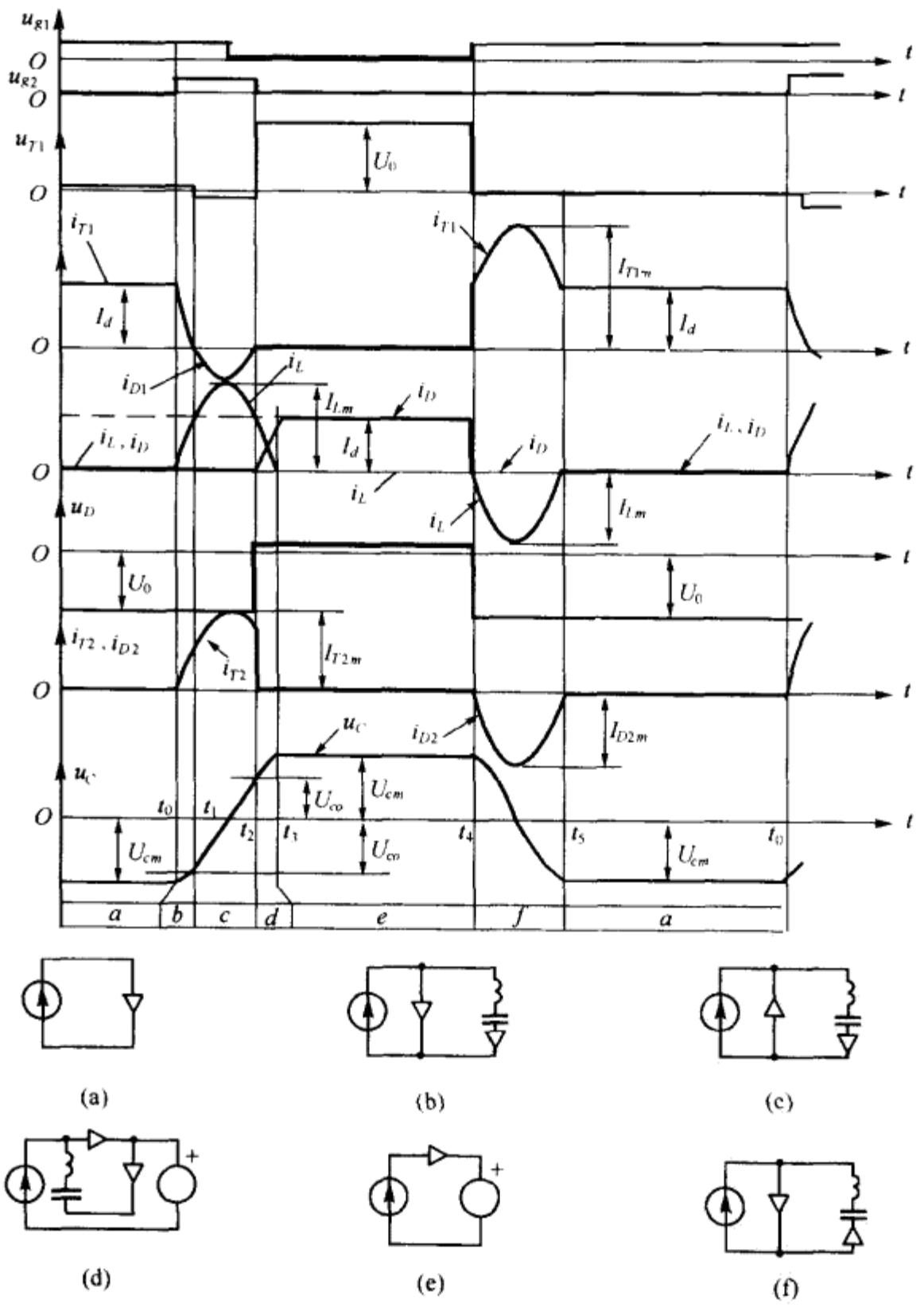


图 3-20 电路波形及等效电路

由图可见，一个开关周期包含以下几个时段：

1. 电路初态(时段 a)：在本时段中，$u_{g1}>0$，$u_{g2}=0$，相应有 T_1 处于稳定导通，$i_{T1}=I_d$，D_0 反偏截止，$u_D=-U_0$，$i_D=0$，T_2 处于正向阻断，$i_L=0$，$u_C=-U_{cm}u_{T2}=-u_c=U_{cm}$。等效电路如图 3-20(a)，这种稳定状态将持续到 $t=t_0$ 为止。

2. T_1 与 T_2 换流期(时段 b)：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g2}>0$，T_2 相应导通，由 L_S 和 C_S 组成的串联谐振电路投入工作，等效电路如图 3-20(b)。根据电路初值为 $i_L(t_0)=0$，$u_c(t_0)=-U_{cm}$ 有

$$i_L=I_{Lm}\sin\omega_r t'=i_{T2} \tag{3-72}$$

$$u_c=-U_{cm}\cos\omega_r t' \tag{3-73}$$

式中

$$t'=t-t_0;\omega_r^2=\frac{1}{L_S C_S}$$

由于

$$i_L+i_{T1}=i_d=I_d \tag{3-74}$$

因而当 i_L 由零按正弦规律上升时，i_{T1} 相应下降，至 $t=t_1$ 时，$i_L=I_d$，$i_{T1}=0$，换流期结束，此时有

$$u_c=-U_{c0}=-U_{cm}\cos\alpha=-I_d Z_r \tag{3-75}$$

式中

$$\alpha=\omega_r(t_1-t_0)=\frac{2\pi t_d}{T_r} \tag{3-76}$$

$$t_d=t_1-t_0$$

$$T_r=2\pi\sqrt{L_S C_S} \tag{3-77}$$

$$Z_r=\sqrt{L_S/C_S} \tag{3-78}$$

3. D_1 导通期(时段 c)：为了获得 T_1 的 ZCOFF 环境，必须满足

$$I_{Lm}>I_d \tag{3-79}$$

式中

$$I_{Lm}=\frac{U_{cm}}{Z_r}=U_{cm}\sqrt{\frac{C_S}{L_S}} \tag{3-80}$$

由式(3-75)有

$$I_d=\frac{U_{cm}\cos\alpha}{Z_r}=I_{Lm}\cos\alpha \tag{3-81}$$

或

$$\frac{I_{Lm}}{I_d}=\frac{1}{\cos\alpha} \tag{3-82}$$

式(3-82)表明，由于 $\cos\alpha<1$，式(3-79)自动得到满足，并与输入电压和负载的变化无关。记 I_{Lm} 与 I_d 间的差值为 ΔI：

$$\Delta I=I_{Lm}-I_d=I_{Lm}(1-\cos\alpha) \tag{3-83}$$

该电流即流经 D_1 电流的最大值，式(3-83)表明，选择 α 值即可确定 ΔI，并使 $t>t_1$ 时，$i_L>I_d$，D_1 有 ZCON，而 T_1 有 ZCOFF，当 $t=t_2$ 时，$i_L=I_0$，$u_c=U_{c0}$，$i_{D1}=0$，D_1 有 ZCOFF。

4. D_S 与 D_0 换流期(时段 d)：当 $t=t_2$ 时，$u_{g2}=0$，T_2 相应关断，$i_{T2}=0$，D_S 正偏导通，L_S 中电流由 T_2 移入 D_S 以维持 i_L 连续，随着 D_S 导通，D_0 正偏续流，形成 D_S 和 D_0 换流，等效电路如图 3-20(d)，由电路有

$$i_d=I_d=i_L+i_D \tag{3-84}$$

在本时段中，储存在 L_S 中的能量与直流电源共同支撑负载电流，至 $t=t_3$ 时，$i_L=0$，$i_D=I_d$，$u_c=U_{cm}$，$u_{T1}=U_0=u_{T2}$。

5. D_0 稳定导通期(时段 e)：当 $t=t_3^+$ 时，$i_L=0$，D_S 有 ZCOFF，T_2 的端压可表为

$$u_{T2}=u_{T1}-u_c=U_0-U_{cm}$$

上式表明，为使 T_2 处于正向阻断（避免 D_2 反向导通）应有

$$U_{cm}\leqslant U_0 \tag{3-85}$$

由式(3-75)和(3-47)有

$$\frac{I_{dm}Z_r}{\cos\alpha}\leqslant\frac{U_d}{1-D_M} \tag{3-86}$$

式中 I_{dm} 是输入电感 L_d 的最大电流，D_M 是 T_1 占空比的最小值。

6. D_2 导通期（时段 f）：当 $t=t_4^+$ 时，$u_{g1}>0$，T_1 相应导通，$u_{T1}=0$，$u_{T2}=u_{T1}-u_c=-U_{cm}$，$D_2$ 正偏导通，L_SC_S 谐振电路再次投入工作，电路初值为：$i_L(t_4)=0$，$u_c(t_4)=U_{cm}$，等效电路如图 3-20(f)。

$$i_L=-I_{Lm}\sin\omega_r t' \tag{3-87}$$

$$u_c=U_{cm}\cos\omega_r t' \tag{3-88}$$

在本时段中，D_2 有 ZCON，当 $t=\pi/2\omega_r+t_4$ 时，$i_L=-I_{Lm}$，$u_c=0$。

$$i_{T1}=I_{T1m}=I_d+I_{Lm}=I_d\left(1+\frac{1}{\cos\alpha}\right) \tag{3-89}$$

当 $t=t_5$ 时，$i_L=0$，D_2 有 ZCOFF，$u_c=-U_{cm}$，$i_{T1}=I_d$，电路完成一个工作循环并回复到等效电路如图 3-20(a)。

（二）电路特点

1. 由于有源缓冲电路的加入，在 PWM-Boost 电路的基础上，实现 ZCS-PWM-Boost 的软开关，使由 IGBT 构成的电路中，IGBT 的关断损耗明显下降，有效地改善了电路性能（包含效率和 EMI 等）。

2. 储存在谐振电路中的电能在整个工作循环中保持恒定，由图 3-20 各有关时段的等效电路可见，谐振支路不是被断路就是被短路，前者无电流流过，后者加到支路的端压为零，支路与其他部分电路无能量流传。

3. 保持 ZCS 环境的电路条件容易实现，且不受输入电压和负载变化的影响。

4. 和传统谐振式变流电路不同，ZCS-PWM 电路的循环能量很小，因为该能量仅存在开关更迭时，而这种状态更迭的换流期与整个工作循环（即斩波周期）相比是非常短暂的。

5. 整机效率高：文献[4]报道用该电路装置了 100kHz 1kW ZCS PWM Boost 电路，经测量新电路器件的关断损耗仅为 PWM Boost 电路的 14%，图 3-21示两种电路的效率曲线。由图可见，对于 PWM-Boost 电路，其效率在 $P_0>600$W 的范围有明显下降，而 ZCS-PWM-Boost 电路却无变化。

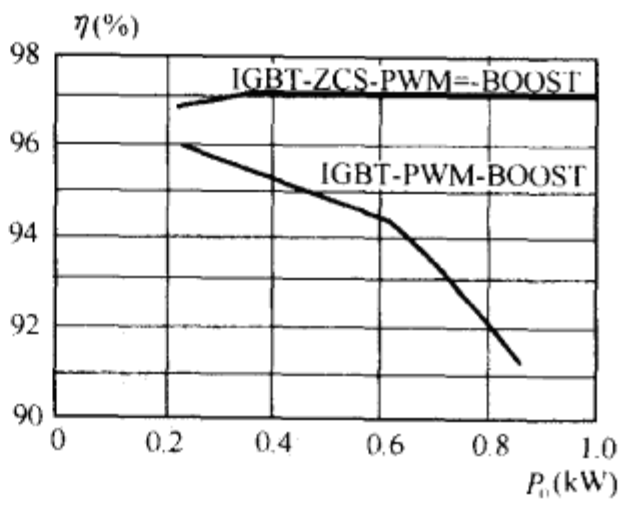


图 3-21 两种 IGBT-Boost 电路的效率比较

6. 由图 3-20 可见，主电路中 D_0 和缓冲电路的 T_2 均以硬关断方式工作，这是本电路的缺点，关于缓冲型软开关电路的其他内容将在本书第七章中介绍。

第四节　单象限升/降压型电路

在单象限基本变换电路中，较为常见的还有 Buck-Boost 电路和 Cúk 电路，它们的共同特点是均为升/降压型，即输出电压平均值的幅度可以高于或低于其输入直流电压 U_d，且其极性与输入电压相反，例如在图 3-22(a)所示的 Buck-Boost 主电路中，以输入输出共同端 N 为零点。则输入电压的瞬时值 u_d 和平均值 U_d 对 N 均为正，而输出电压的瞬时值 u_0 和平均值 U_0 对 N 均为负。

一、Buck-Boost 电路

(一)理想条件下的直流增益 A_V

设电路工作理想条件下，并具有 CCM 状态，在图 3-22(a)中，当 T 导通时，$u_L=U_d$，D 反偏截止，L_d 由直流电源充电，而负载则由 C_0 储能维持，该状态的持续期为 DT。当 $t>DT$ 时，T 关断，为保持电感电流 i_L 连续，D 正偏导通，原先存储在 L_d 中的能量释放出来，一方面向负载供电，另方面向 C_0 充电，该状态的持续期为 D_0T。无论在那一种状态，输入电压 u_d 与输出电压 u_0 的极性相反。因此，Buck-Boost 电路的直流增益 $A_V<0$。下面先计算其幅值，根据理想条件，由图 3-22(b)中 u_L 波形有

$$U_dDT=U_0D_0T \tag{3-90}$$

即
$$|A_V|=\left|\frac{U_0}{U_d}\right|=\frac{D}{D_0}=\frac{D}{1-D}$$

所以
$$A_V=\frac{U_0}{U_d}=-\frac{D}{1-D} \tag{3-91}$$

由式可见，当 $D<0.5$ 时，$|A_V|<1$，电路处于降压状态；当 $D>0.5$ 时，$|A_V|>1$，电路处于升压状态，$-A_V$随 D 变化的曲线如图 3-23 所示，其中 $r_L=0$ 即为理想条件下的曲线。

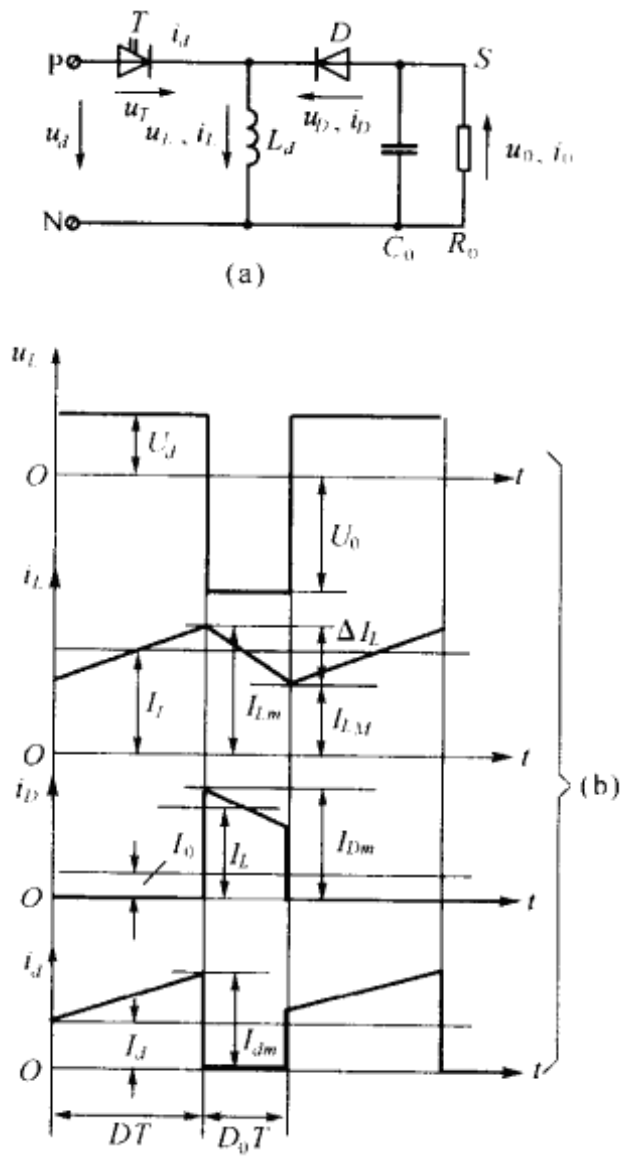


图 3-22　Buck-Boost 电路

(二)考虑电感内阻 r_L 时的 A_V 分析

当考虑电感内阻 r_L 时，式(3-90)将改写为

$$(U_d-I_Lr_L)DT=(U_0+I_Lr_L)D_0T \tag{3-92}$$

对式(3-92)有以下两点说明：

1. 电感电流无论在 DT 时区或 D_0T 时区均随时间变化，上式中用电流平均值 I_L 与 r_L 乘积描述电感内阻压降实际上是用平均压降近似表示。

2. 在 DT 时区，直流电源对电感充电，因此在式中等号左侧，电源电压 U_d 在幅值上应高于电感端压；而在 D_0T 时区，电感 L_d 作为能源向负载和电容放电，故其端压在幅值上也应高于输出电压 U_0，这从式中等号的右侧可以看出。

根据式(3-92)，电路直流增益幅值在考虑内阻 r_L 时可表示为

$$|A_V|=\left|\frac{U_0}{U_d}\right|=\frac{D}{1-D}\cdot\frac{1}{1+\alpha_0} \tag{3-93}$$

式中

$$\alpha_0=\frac{\alpha}{1-D} \tag{3-94}$$

$$\alpha=\frac{r_L}{R_0}$$

$$R_0=\frac{U_0}{I_0}$$

$$I_0=I_L(1-D) \tag{3-95}$$

$r_L>0$ 时的直流增益 A_V 为

$$A_V=\frac{U_0}{U_d}=-\frac{D}{1-D}\cdot\frac{1}{1+\alpha_0} \tag{3-96}$$

由式(3-93)可见，在考虑 $r_L>0$ 时，电路直流增益的幅值比 $r_L=0$ 时下降，而且 r_L 越大，下降越多。

由式(3-94)可知，等效内阻 α_0 与占空比 D 有关，而且 D 值越大，α_0 也越高。

$-A_V$ 与 D 在 $r_L>0$ 时的关系曲线如图 3-23。由图可见，在 $D<0.9$ 的范围内，直流增益的幅值随 D 而增加；在 $D=0.9$ 时，$|A_V|$ 有最大值，当 $D>0.9$ 时，由于 α_0 的影响，$|A_V|$ 随 D 增加而下降，当 $D=1$ 时，$|A_V|=0$，这种情况和 Boost 电路很相似。

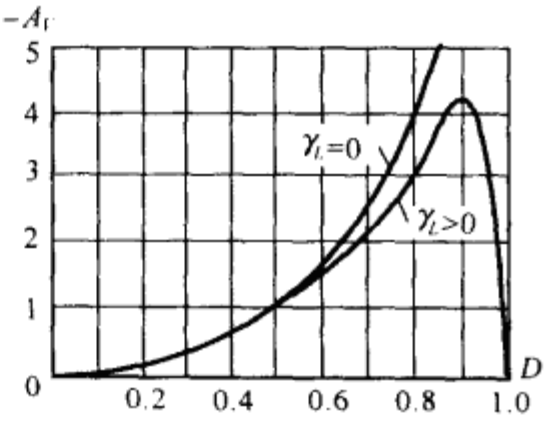


图 3-23 $-A_V$ 与 D 的关系曲线

二、Cúk 电路

Cúk 电路(丘克电路)如图 3-24(a)所示。

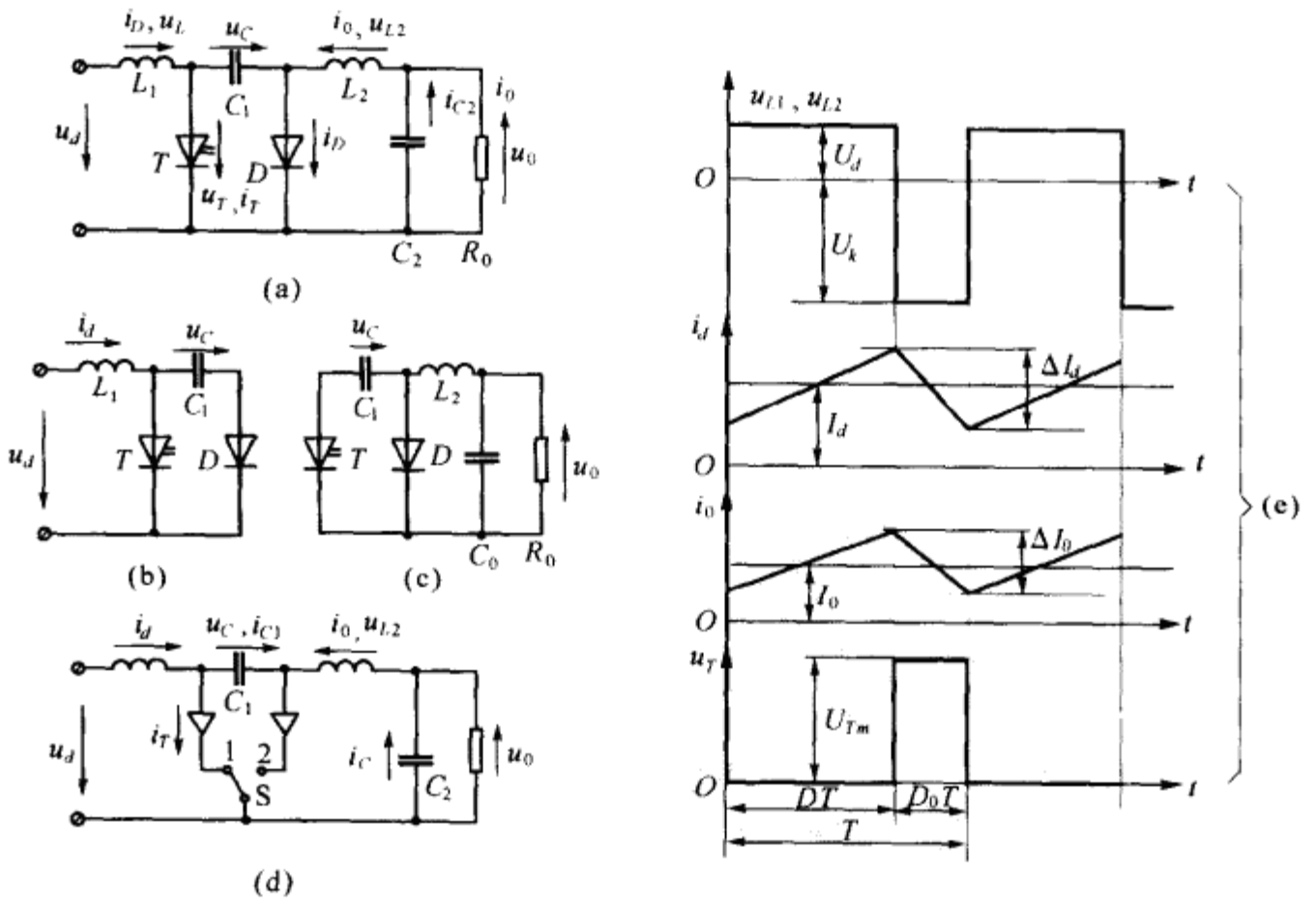


图 3-24 Cúk 电路

从上述各个单象限变换电路的分析可知，凡是接有电感的支路，其电流脉动量总是小于电

路其他支路。例如，Buck 电路中输出电流 i_L 的电流脉动量小于输入电流 i_d，在 Boost 电路则相反，因为串联电感由输出端移到输入端。依此类推，在 Buck-Boost 电路则输入和输出端电流脉动量都很大（参见图 3-22(b)），电流脉动量越大，对电源或负载引发的电磁干扰也越大。为了抑制干扰常要附加复杂的抗干扰网络，从这个角度出发，图 3-24(a)所示的 Cúk 电路就具有较好的电路拓扑。由图可见，在它的输出和输出端都串接电感，可以预见，其输入和输出电流的脉动量可以抑制到很小。图中 L_1 为输入储能电感，L_2 为出端滤波电感，C_1 为储能电容，C_2 为出端滤波电容，D 为续流二极管。

（一）理想条件下的直流电压增益 A_V

该电路具有理想条件，CCM 状态并已进入稳定状态，u_0 和 u_c 均可视为恒值。因此图 3-24(a)可用图 3-24(b)和图 3-24(c)来等效。若将上述两图与图 3-15 和图 3-3 进行比较，就可看出除二极管和电容器的位置交换外，cúk 电路实质上是由 Boost 和 Buck 电路组合而成的。对图 3-24(b)按 Boost 电路，将电容 C_1 端压 u_C 作为输出电压：

$$U_C=\frac{U_d}{1-D} \tag{3-97}$$

对图 3-24(c)按 Buck 电路，其输出电压 U_0 为

$$U_0=-DU_C \tag{3-98}$$

将式(3-97)代入式(3-98)有

$$U_0=-\frac{DU_d}{1-D}$$

即

$$A_V=\frac{U_0}{U_d}=-\frac{D}{1-D} \tag{3-99}$$

由式可见，Cúk 电路和 Buck-Boost 电路一样，属于升/降压型电路，其输出电压极性与输入电压相反。

（二）电路功率器件的开关容量

1. T 的正向阻断电压 U_{Tm}：由图 3-24(e)有

$$u_T=\begin{cases}0 & (T^0D^1) \quad (0<t<DT)\\ u_C & (T^1D^0) \quad (DT<t<T)\end{cases} \tag{3-100}$$

式中 u_C 是电容 C_1 端压，根据理想条件，平均值 $U_{L1}=U_{L2}=0$，C_1 足够大，u_c 无纹波，则有

$$u_C=U_C=U_d+U_0 \tag{3-101}$$

考虑式(3-99)中 U_0 的幅值并将其代入上式得

$$U_{Tm}=U_C=\frac{U_d}{D_0}=\frac{U_d}{1-D} \tag{3-102}$$

2. D 的反向阻断电压，由图 3-24(c)有

$$u_D=\begin{cases}-u_C & (T^0D^1)\\ 0 & (T^1D^0)\end{cases} \tag{3-103}$$

D 的反向阻断电压 U_{Dm} 为

$$U_{Dm}=-U_C=-\frac{U_d}{1-D} \tag{3-104}$$

3. T 的电流容量

(1) T 的峰值电流 I_{Tm}：在 T 导通时，$i_T=i_d+i_0$

∴

$$I_{Tm}=I_{dm}+I_{om} \tag{3-105}$$

式中 I_{dm}是流过 L_1 电流 i_d 的峰值，I_{om}是流过 L_2 电流的峰值，它们可分别表为

$$I_{dm}=I_d+\frac{U_dDT}{2L_1} \tag{3-106}$$

$$I_{om}=I_0+\frac{U_0D_0T}{2L_2} \tag{3-107}$$

利用关系：$I_d=\frac{D}{D_0}I_0$，$I_0=\frac{U_0}{R_0}$，整理可得

$$I_{Tm}=I_0\left[\frac{1}{D_0}+\frac{R_0T}{2}\left(\frac{D_0}{L_1}+\frac{D}{L_2}\right)\right] \tag{3-108}$$

(2)T 的平均电流 I_T：

$$I_T=(I_d+I_0)D=\frac{I_0}{D_0}D=\frac{D}{1-D}I_0 \tag{3-109}$$

4. D 的电流容量：D 的电流平均值 I_D 为

$$I_D=(I_d+I_0)D_0=I_0 \tag{3-110}$$

D 的峰值电流与 I_{Tm}相同，即

$$I_{Dm}=I_{Tm} \tag{3-111}$$

通过以上分析可以看到，Cúk 电路中 T 和 D 的开关容量很大，器件必须承受的电压很高，流过的电流峰值也很高，特别是在 D 值较大时，这是 Cúk 电路的弱点。

第五节　单象限隔离型电路

所谓隔离型是指电路的输入和输出之间存在电的隔离，例如像前两章驱动电路中的独立电源，或者是要求多路独立输出的场合。所谓单象限是指每一输出端的电流和电压平均值只有一种极性。在功率传输中，实现电隔离最常用的方法是采用磁耦合方式，即带有输出变压器（有一个或多个次级绕组）。隔离型电路的种类很多，如按功率器件控制极信号来源分为他激式和自激式。前者信号来自前置级控制电路，而后者来自输出变压器的反馈绕组，因而就无需外加控制电路。大多数电路属于他激式。如按输出变压器次级绕组极性接法可分为反激式和正激式电路，前者初次级绕组的极性相反，而后者则相同。如按电路结构不同可分为单端（单管）、推挽和桥式电路。所谓单端即指变换电路只包含一只有源功率器件。本节只分析单端电路，他们常用于小功率范围。

一、单端反激式电路（Flyback 电路）

单端反激式电路如图 3-25(a)所示，为简单输出变压器 TL 只有一组次级绕组，如前述，初、次级绕组极性相反。

（一）理想条件下的电路分析

除与前述相同的假设外，根据理想条件 1，本电路输出变压器 TL 的初、次级绕组电感均为线性，无内阻，无漏感，因此有

$$\frac{L_1}{L_2}=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2=\frac{1}{n^2} \tag{3-112}$$

式中 n 是 TL 的变比，$n=\frac{N_2}{N_1}$，N_1 和 N_1 是初、次级绕组匝数，L_1，L_2 是初、次级绕组电感量。

图 3-25(b)是理想条件下电路有 CCM 状态时的波形。必须指出，这里所讲的电流连续指变压器次级绕组电流 i_2 的最小值 $I_{2M}>0$，依此类推，当 $I_{2M}=0$ 时为临界连续，i_2 的平均电流 $I_2=I_{2C}$ 称临界连续电流；若 $I_2<I_{2C}$，则电路处于 DCM 状态。

假设电流 i_2 中的谐肢分量完全流入输出电容 C_0，则负载电阻只流过平均分量 I_2，于是应有

$$i_0=I_0=I_2$$

所以

$$I_{2C}=I_{0C}$$

上式表明，负载临界连续电流 I_{0C} 与 I_{2C} 相等。

由图 3-25(b)可见，在 T 导通的 DT 时区中，输出变压器初级电流 i_1 线性上升，$u_1=U_d$，$u_2=-nU_d$，该电压使二极管处于反偏截止，$i_2=0$，负载电流由 C_0 放电维持，这种情况持续到 $t=DT$ 为止。

当 $t>DT$ 时，T 转为关断，原先存储在 L_1 中的能量不能突变，为维持电流连续，变压器初、次级绕组电压反号，$u_2>0$，迫使二极管导通，$i_2>0$，电感能量逐步转化为电场能量向电容 C_0 充电和向负载供电。由图可见，二极管 D 一旦导通，u_2 便被箝在 U_0 的水平上，如果 C_0 的数值很大，输出电压无脉动，则 $u_2=U_0$，次级绕组电流 i_2 将线性下降，这种情况持续到 $t=T$ 为止。

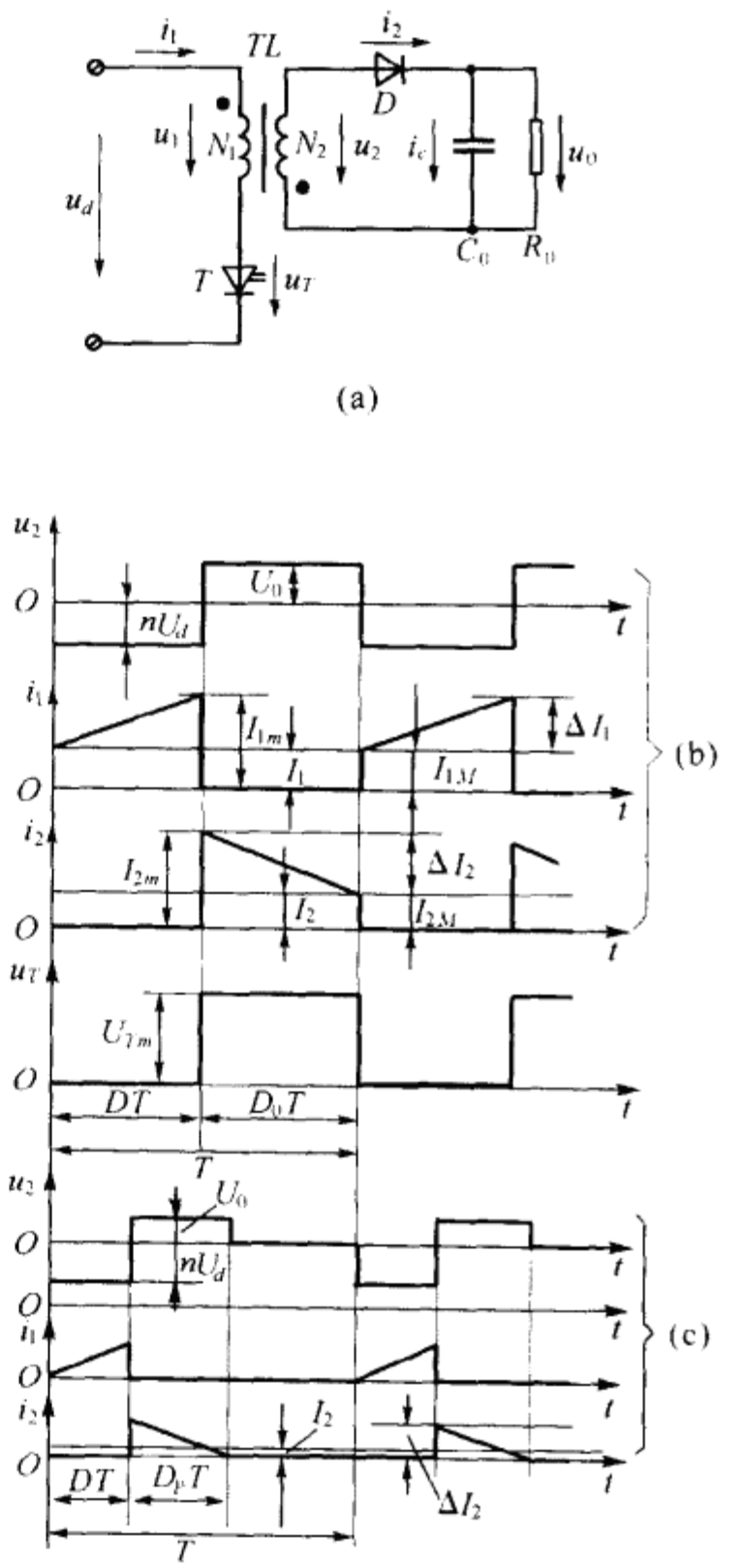


图 3-25　单端反激式电路

根据图 3-25(b)中 u_2 波形有

$$nU_dDT=U_0D_0T \tag{3-113}$$

即

$$A_V=\frac{U_0}{nU_d}=\frac{D}{D_0}=\frac{D}{1-D} \tag{3-114}$$

式(3-113)表明，单端反激式电路是属于升/降型电路。

在 CCM 状态下，初级电流的脉动量记为 ΔI_1：

$$\Delta I_1=\frac{U_dDT}{L_1} \tag{3-115}$$

在电路状态更迭瞬间，变压器应满足：

$$I_{1m}N_1=I_{2m}N_2$$

和

$$I_{1M}N_1=I_{2M}N_2$$

记

$$\Delta I_1=I_{1m}-I_{1M}$$

$$\Delta I_2=I_{2m}-I_{2M}$$

则有
$$\Delta I_1 N_1 = \Delta I_2 N_2$$
即
$$\frac{\Delta I_1}{\Delta I_2} = \frac{N_2}{N_1} = n \tag{3-116}$$
由式(3-115)和(3-116)有
$$\Delta I_2 = \frac{U_d DT}{nL_1} \tag{3-117}$$

(二)电路的外特性

图 3-25(c)画出电路处于断续状态下的波形。根据图中 i_2 波形,处于 DCM 状态下的负载电流 I_0 可以表为
$$I_0 T = \frac{1}{2}\Delta I_2 D_P T$$
$$I_0 = \frac{1}{2}\Delta I_2 D_P \tag{3-118}$$
根据图 3-25(d)中 u_2 波形有
$$nU_d DT = U_0 D_P T$$
即
$$D_P = \frac{nU_d}{U_0} D \tag{3-119}$$
将式(3-117)(3-119)代入式(3-118)有
$$I_0 = \frac{U_d D^2 T}{2L_1} \cdot \frac{U_d}{U_0} \tag{3-120}$$
式(3-120)表明,在 DCM 状态下,输出电压 U_0 与负载电流 I_0 成反比。当负载电阻增大,I_0 减小时,U_0 将升高。当输出端开路,U_0 将为无穷大。因此,在开环条件下,反激式电路也不能空载运行。

因为临界连续是断续的特例,也是连续状态的特例。因此用式(3-114)代入式(3-120)可得到处于临界连续电流表达式:
$$I_{0c} = \frac{U_d T}{2nL_1} D(1-D) \tag{3-121}$$
当 $D=0.5$ 时,I_{0c} 有最大值 I_{0cm}:
$$I_{0cm} = \frac{U_d T}{8nL_1} \tag{3-122}$$
式(3-121)可写成
$$I_{0c} = 4I_{0cm} D(1-D) \tag{3-123}$$
将式(3-122)代入式(3-120)得
$$I_0 = 4I_{0cm} D^2 \cdot \frac{nU_d}{U_0}$$
$$\frac{U_0}{nU_d} = \frac{4D^2 I_{0cm}}{I_0} \tag{3-124}$$
式(3-124)是 DCM 状态下的外特性。图 3-26 画出反激式电路的开环外特性,图中虚线为电流连续和断续的边界线,由方程式(3-123)描述,它将 U-I 平面分为连续和断续两个区域,虚线以右为 CCM 区域。外特性如式(3-114),在理想条件下,电路无内阻,输出电压 U_0 与负载电流 I_0 无关;虚线以左为 DCM 区域,外特性由式(3-124)描述。由图可见,在断续区,特性刚度很差,相当于电路内阻很大。

实际上，尽管在CCM区域，电路也会有内阻，例如考虑变压器初级绕组内阻 r_1 和次级绕组内阻 r_2 之后，式(3-113)应改写为

$$(nU_d - I_1 r_1)DT = (U_0 + I_2 r_2)D_0 T$$

在 DT 时区，L_1 处于从电源吸取能量的储能状态，因此 L_1 端压应低于电源电压 U_d；同理在 D_0T 时区，L_2 作为电源将储能向电容和负载释放，因此 L_2 的端压必将高于负载电压 U_0。考虑以下电量关系：

$$I_2 = I_0$$

$$r_1 = r_2/n^2$$

$$I_1 = \frac{U_0}{U_d} I_0 = \frac{nD}{D_0} I_0$$

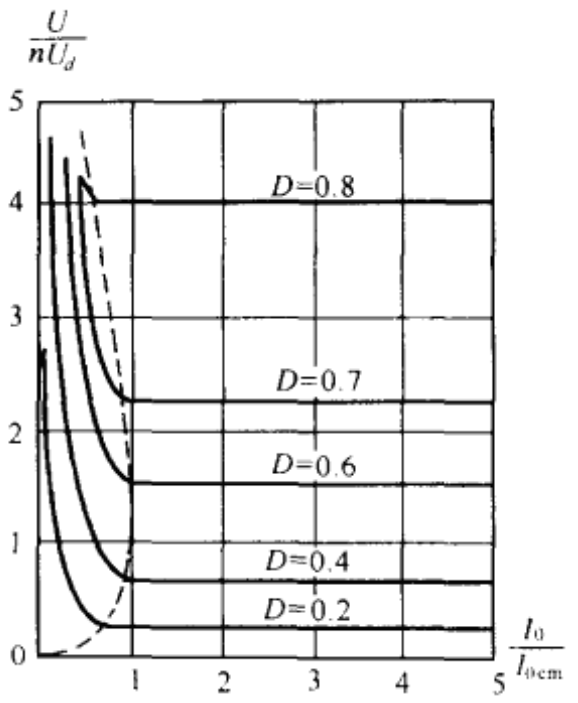


图 3-26　反激式电路的开环外特性

上式可改写为

$$U_0 = \frac{nDU_d}{1-D} - I_0 r_0 \left[\frac{1}{(1-D)^2} - 1 \right] \qquad (3\text{-}125)$$

由上式可见，当 $D=0$ 和 $D=1$ 时，电路输出均为零，前者变压器初级绕组无机会储能；后者相当于电路等效内阻趋无限大，全部电压都降落在电路内部，因此即便输出短路时，电流也不会无限增长，也即在DCM状态下，反激式电路具有类似于电流源特性。

(三)电路参数选择

电路设计时，应根据给定的输入和输出电压、输出功率 P_0 和电路效率 η(对反激式电路 $\eta=0.75$ 左右)等资料，确定相应的器件开关容量、电路电感量，以便选择能够胜任的元器件。

输入直流电流平均值 I_d 为

$$I_d = I_1 = \frac{P_0}{U_d \eta}$$

当电路工作于CCM状态时，开关管 T 的峰值电流 I_{Tm} 为

$$I_{Tm} = I_{dm} = I_{1m} = I_d + \Delta I_d = \frac{P_0}{U_d \eta} + \frac{U_d T}{L_1} D$$

输出变压器次级绕组电流峰值：

$$I_{2m} = I_{Dm} = \frac{(1-D)I_d}{nD} + \frac{U_0 T}{L_2}(1-D) \qquad (3\text{-}126)$$

当电路工作于DCM状态时，输入电流峰值 I_{dm} 为

$$I_{dm} = \frac{2I_d}{D} = \frac{2P_0}{U_d D \eta} \qquad (3\text{-}127)$$

同理

$$I_{2m} = I_{Dm} = \frac{2I_0}{D_0} = \frac{2P_0}{D_0 U_0} \qquad (3\text{-}128)$$

开关管 T 的正向阻断电压 U_{Tm} 为

$$U_{Tm} = U_d + \frac{U_0}{n} \qquad (3\text{-}129)$$

在CCM状态下，用式(3-114)代入上式可得

$$U_{Tm} = U_d + \frac{U_d D}{1-D} = \frac{U_d}{1-D} \qquad (3\text{-}130)$$

式(3-130)表明，U_{Tm} 将随 D 的增大而升高，二极管 D 的耐压为

$$U_{Dm}=nU_d+U_0 \tag{3-131}$$

在 CCM 状态下，用式(3-114)代入上式有

$$U_{Dm}=\frac{U_0}{D} \tag{3-132}$$

上式表明，U_{Dm}随 D 的增大而减低，再考虑到式(3-125)和式(3-126)可知，当占空比 D 增大时有 I_{Tm}增大而 I_{Dm}下降。

当电流为临界连续时，负载电流按式(3-121)可表为

$$I_{0c}=\frac{U_dT}{2nL_1}D(1-D)=\frac{(U_dDT)^2f}{2L_1U_0} \tag{3-133}$$

若电路在 CCM 状态工作，则 $I_{0c}=I_{0min}$，即电感 L_1 应满足

$$L_1\geqslant\frac{(U_dDT)^2f}{2I_{0min}U_0} \tag{3-134}$$

式中 I_{0min}为最小输出电流平均值。若电路工作于 DCM 状态，则 $I_{0c}=I_{0m}$，即电感 L_1 应满足

$$L_1=\frac{(U_dDT)^2f}{2I_{0m}U_0} \tag{3-135}$$

式中 I_{0m}为最大输出电流平均值。由式(3-134)知，当负载变化范围很大，I_{0min}很小，L_1 很大，为了减小电感体积，应让电路在小电流场合工作于 DCM 状态，而大电流时工作于 CCM。

由式(3-135)可见，与 CCM 状态相比，在 P_0 相同的情况下，L_1 值要小得多，而且主电路的功率器件可以有 ZCON 或 ZCOFF，但是由图 3-26 可见，由于外特性刚度很差，负载电流变化时所引起占空比调节范围很大，所以 DCM 一般用于负载变化很小的场合。

(四)控制电路示例

图 3-27 示一个反激式电路，具有三个独立输出端，分别提供直流电压为 U_{01}，U_{02}，U_{03}，其控制电路采用集成式芯片 UC1840。该芯片由 Unitrode 公司生产，是一种可编程 PWM 控制器，适用于单端变换电路，具有工作频率高，功能强和外部接线简单等优点。关于主电路的工作

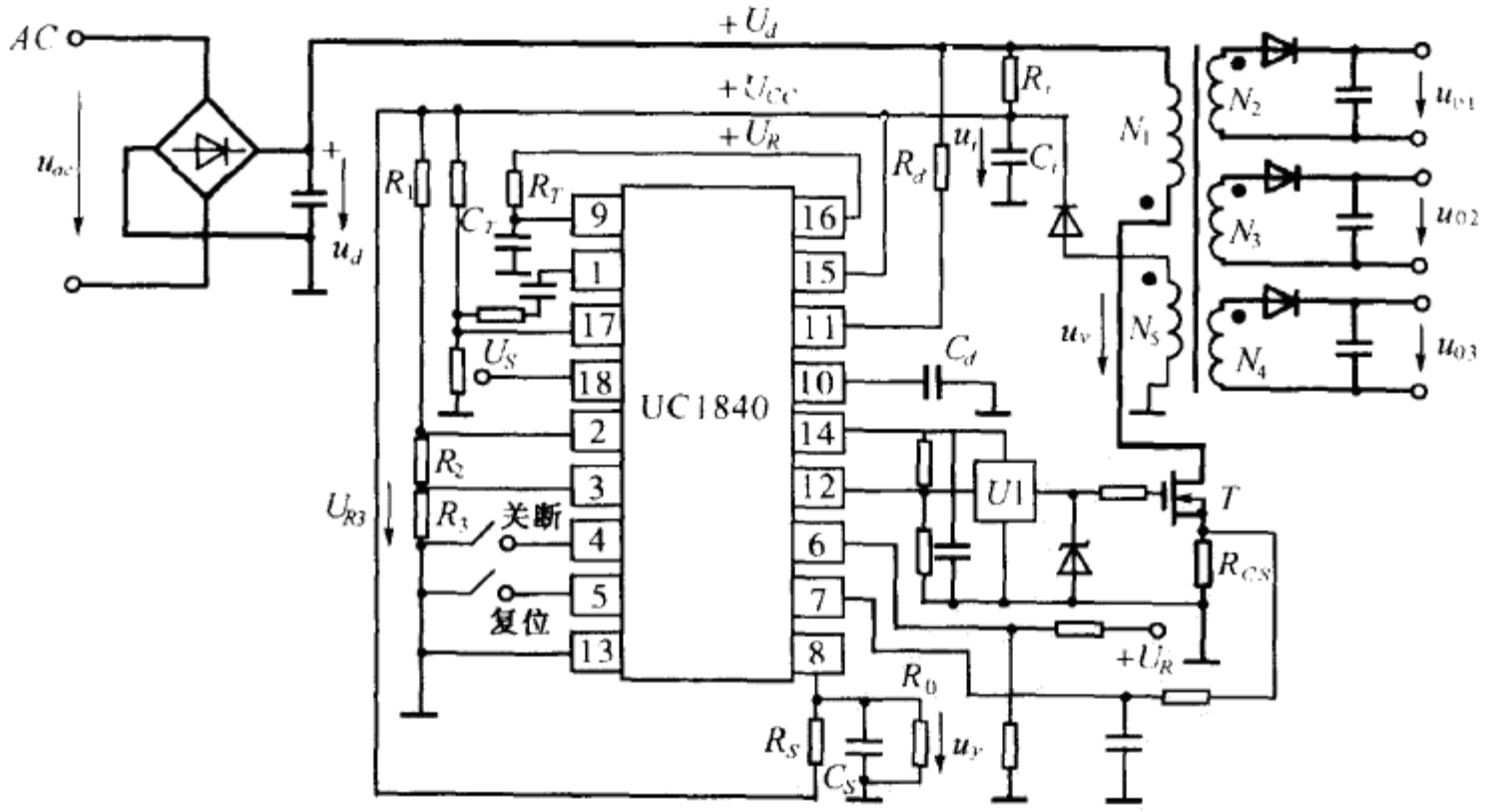


图 3-27 采用 UC1840 控制的单端反激式电路

U1—UC3705 MOSEFT 驱动电路

原理已在前面介绍过，下面着重介绍 UC1840 的工作原理。

1. UC1840PWM 控制器的主要功能

(1)采用简单的 RC 网络设置所需的工作频率，最高可达 500kHz；

(2)采用直流电压 u_d 前馈控制方式，提高变换电路的静态稳定度和动态响应；

(3)可提供 200mA 的输出电流，能直接驱动 Power MOSFET 或 GTR；

(4)具有完整可靠的欠压、过压和过流等保护功能；

(5)对输出的 PWM 控制信号实现可编程控制，使电路具有慢起动、软起动、限流保护及最大占空比箝位等功能。

2. UC1840PWM 控制器的工作原理

(1)PWM 信号生成及调压原理

UC1840 控制器的调压原理与一般 PWM 控制器相同(如 SG1525 等)，由图 3-28 中的误差放大器 10、锯齿波发生器 2、PWM 比较器 4A 和 PWM 锁存器 4B 实现，最后通过输出管 T_2 由⑫端口接向被控功率器件 Power MOSFET 的驱动电路 U_1(UC3705，Unitrode 公司产品)，是一种高速驱动电路，适用于 Power MOSFET 等高速器件，电源电压自(5～40)V 均能工作，输出电流峰值为±1.5A，平均值为±500mA。

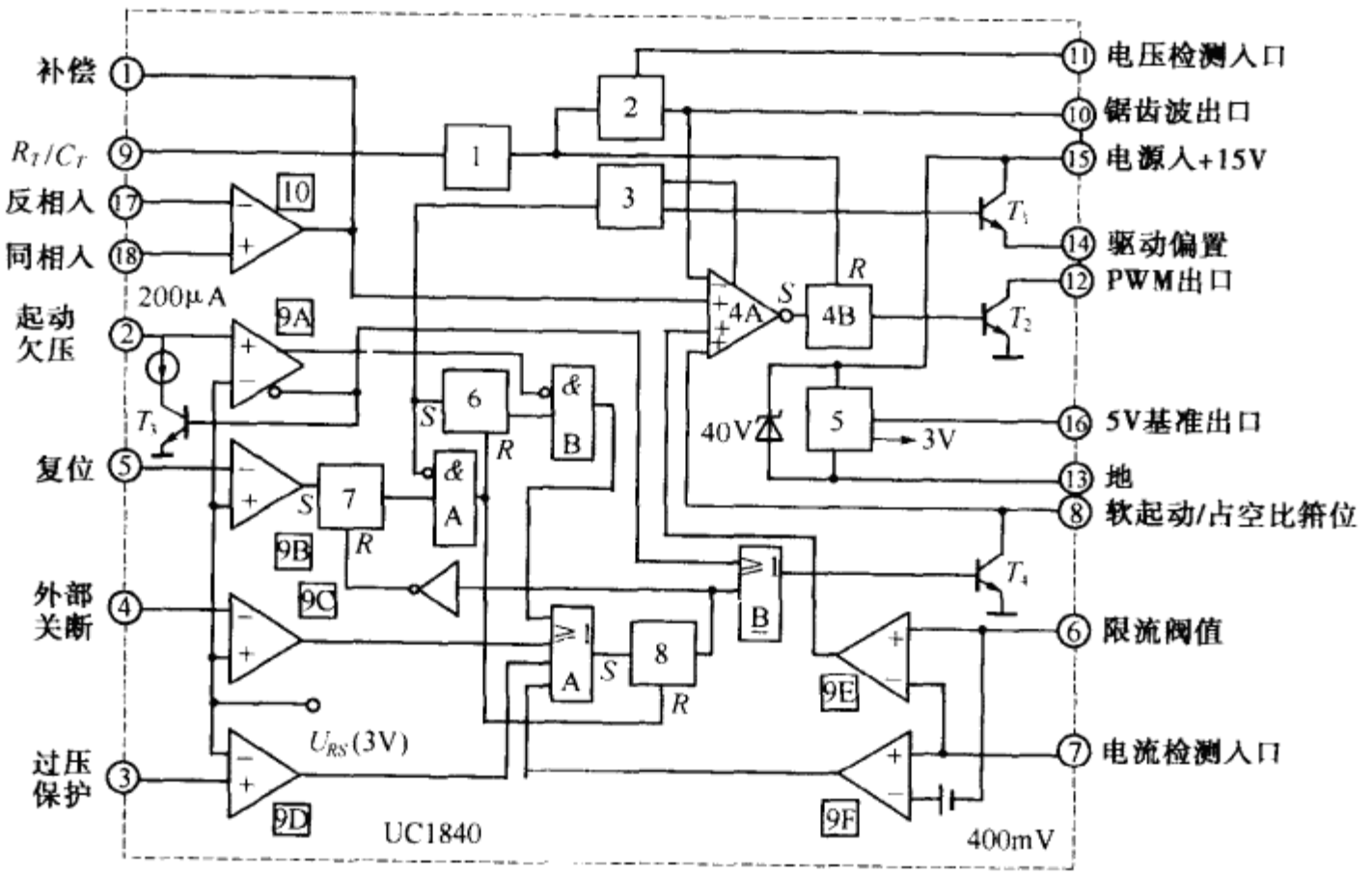


图 3-28　UC1840 控制器方框图

1—振荡器　2—锯齿波发生器　3—驱动开关　4A—PWM 比较器　4B—PWM 锁存器　5—基准电压
6—起动锁存器　7—复位锁存器　8—误差锁存器　9A—误差比较器　9B—9F—比较器　10—误差放大器

由前分析可知，反激式电路输出电压 U_0 依靠改变占空比 D 得到调节，本控制器依靠改变电压给定值 U_S 来改变 D 的大小，给定值从基准电压 U_R 通过电阻分压器取得并加到误差放大器 10 的同相输入端(UC1840 的端子⑱)。

为了在电网和负载变动情况下维持输出电压的静态稳定和动态品质，控制器采用了以下两种控制措施：

a. 直流电压前馈：由图 3-27 和 3-28 可见，主电路直流电压 U_d 经电阻 R_d 通过端子⑪加到锯齿波发生器②，该发生器输出锯齿波电压的斜率不仅与外接电容 C_d 和电阻 R_d 有关，而且还

与直流电源电压 U_d 有关，其值为

$$\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t}=\frac{U_d}{R_dC_d} \tag{3-136}$$

因此，在 C_d 和 R_d 已经选定的条件下，$\mathrm{d}u_c/\mathrm{d}t$ 与 U_d 成正比，实现对 U_d 的调节，例如当 U_d 升高时，锯齿波斜率增大，在误差放大器的输出电压 u_e 幅值一定时，PWM 信号 u_p 的脉宽 τ 减小，即占空比 D 减小，从而使 U_d 下降；反之也然。利用这种前馈控制，改善了系统的动态性能。

b. 输出电压反馈：由图 3-28 可见本控制器没有专设的直流控制电源。在电路起动时，控制电压 U_{CC}是从 U_d 经电阻 R_i 取得；起动后，电路投入正常运行时，控制电压转由输出端供给。由图可见，高频输出变压器的第 4 个次级绕组端压 u_V 经二极管整流和滤波成为 U_{CC}，由此可见 U_{CC}能反映输出电压 U_o 的变化，采用 U_{CC}作为反馈信号（经分压器加到误差放大器的反相输入端⑰），能够维持输出电压的稳定。

本控制器 PWM 信号占空比 D 可在（0～0.9）的范围内改变，最大占空比 D_m 可被限制，这是通过对端子⑧施加箝位电压（通过 U_{CC}和 R_S，R_0 组成的分压器）实现，为了防止脉冲溢出，箝位电压应与锯齿波电压的幅值相匹配。

本机振荡器 1 的振荡频率由外接电阻 R_T 和电容 C_T 决定，其值为

$$f=\frac{K_T}{R_TC_T} \tag{3-137}$$

振荡器输出的时钟信号分别加至锯齿发生器 2 和 PWM 锁存器 4B 的复位端 R。

控制器的输出级由 T_1 和 T_2 组成图腾柱结构，T_1 能提供 200mA 的正向电流；相反，当 T_1 截止，T_2 导通时，则为被驱动的功率器件提供一个低阻抗栅极放电通路，保证器件关断。由图 3-28 可见，T_1 由驱动开关 3 控制而 T_2 则由 PWM 锁存器 4B 控制。

（2）起动延时和软起动

所谓起动延时指在加入直流电源 U_d 之后一段时间里，反激式电路的开关管 T 保持为断态，设置这段延时的目的是为了使集成控制器内部供电电压达到稳定的规定值之后，控制器才开始投入工作（有些文献称这段程序为慢起动）。

经过起动延时之后，电路进入软起动程序。采用软起动方式的原因是为了避免起动时输出滤波电容过大充电电流冲击。

下面介绍上述两个程序的实现：

a. 起动延时程序：在控制器中专门设置一个用以实现起动延时的比较器 9A，称为起动/欠压比较器（关于该比较器兼具欠压保护功能的理由详后分析），9A 的反相输入端接有来自内部基准电压 U_R 的给定偏置电压 $U_{RS}=3\mathrm{V}$；9A 同相端与②端相连并经外接电阻 R_i 接向电容 C_i，适当选择电阻 R_i，R_1，R_2，R_3 的数值，可使电容 C_i 的端压在电路进入稳定状态后为 15V，即 $u_i=U_{CC}=+15\mathrm{V}$。但在开机时，C_i 端压由零逐渐上升，因此在②端电压低于 U_{RS}时，9A 输出低电位，该电位经“非”门加到延时晶体管 T_3 基极并使 T_3 导通，T_3 流过恒定电流 200μA；9A 的另一输出电压经“或”门 B 使延时晶体管 T_4 导通，使端子⑧被箝在低电平。由图 3-28 可见，该电平接到 PWM 比较器 4A 的同相入端，比较器 4A 具有三个同相入端，加到 4A 反相入端的是锯齿波电压，当其幅值高于同相入端中最低的一个电平时，4A 动作并输出低电平，该电平使驱动开关 3 的出端也呈低电平，因而 T_1 截止，主电路开关管 T 便处于阻断状态。由于 T_4 导通时，⑧端电压近似为零，因此 4A 输出一直维持为低电平，主电路中 T 便一直处于断态，这一状态持续到 9A 动作为止，从开机到 9A 输出状态翻转这段时间便是起动延时，由前分析知，其数

值取决于 9A 反相端电压 u_{9A}上升到 U_{RS}(3V)的时间(与直流控制电源电压 u_i 缓升的速度——充电时间 $\tau_i=R_iC_i$ 有关)。

当 $u_{9A}\geqslant U_{RS}$时,9A 输出由低位转为高位,它经过"非"门使加到 T_3 和 T_4 的基极电压变为低位,T_3 和 T_4 相应截止,起动延时程序终止。

延时晶体管 T_3 由导通变为截止时,原来在 R_1 上建立的恒定压降 $U_{R1}=I_{T3}R_1$($I_{T3}=200\mu A$)消失,因此直流控制电源电压 u_{cc}在这一瞬间将有同样的回落(这一压降称为回差电压),因此设计中对 R_1、R_2 和 R_3 的数值确定时必须计及 U_{R1},即根据

$$u_{9A}=U_{RS}=\beta_0(U_{C0}-U_{R1})=3V \tag{3-138}$$

式中 U_{C0}称为直流控制电源电压 U_{CC}的起动电压,应有

$$U_{C0}=\frac{U_{RS}}{\beta_0}+U_{R1} \tag{3-139}$$

式中:$\beta_0=\dfrac{R_2+R_3}{R_1+R_2+R_3}$,$U_{R1}=I_{T3}R_1=200\times10^{-6}R_1$,$U_{RS}=3V$。

根据式(3-139)所选定的电阻数值,在 $U_{R1}=0$ 时 U_{CC}便产生回落。由于这一回差电压的存在,使 U_{CC}在由式(3-138)确定的附近小范围内变化时,T_3 不至于出现频繁的开通和关断现象。

b. 软起动程序:电路软起动程序由⑧端外接电容 C_S 和电阻 R_S 实现,当 T_4 关断后,电容 C_S 被充电,其端压 u_y 便逐渐上升,速度取决于时间常数 $\tau_S=R_SC_S$,4A 输出信号的脉宽 τ 也相应地由窄到宽逐渐增大,从而实现电路软起动。

(3)电路保护和复位

a. 过压保护:当直流电源 U_d 过高时,电阻 R_3 端压 U_{R3}也将升高;当 $U_{R3}>U_{RS}$($U_{RS}=3V$)时,过压比较器 9Ⓓ 动作并输出高电平。此电平经过"或"门 A,误差锁存器 8 和"或"门 B 加到 T_4 基极,使 T_4 由截止转为导通,4A 输出低电平使 T_1 关断,T_2 导通,关断主电路开关管,实现过压保护;

b. 欠压保护:当直流电源电压 U_d 降低时,控制电压 U_{CC}将相应下降,至 $u_{9A}<U_{RS}$时,欠压比较器 9A 动作使 T_3 和 T_4 导通,比较器 4A 的输出使 T_1 截止 T_2 导通,从而使 T 关断,实现欠压保护;

c. 限流保护:限流给定值从基准电压 U_R 分压得到并从⑥端加到限流比较器 9E 的同相输入端,当电流检测电阻 R_{CS}上的电压超过限流给定值 U_{Ri}时,9E 输出低电平到 PWM 比较器 4A,使 PWM 脉冲变窄,限制流过开关管 T 的电流,实现限流保护功能;

d. 过流关断:当电路过流严重,以至 R_{CS}上压降超过 $U_{Ri}+400mV$ 时,关断比较器 9F 动作并输出高电平,该电平经过"或"门 A,误差锁存器 8 和"或"门 B 使 T_4 导通,关断 PWM 比较器 4A 的输出,实现过流关断。

当过流或过压关断之后,由于 T_4 导通,软起动电容 C_S 经 T_4 放电,为下一次复位时的软起动做好准备;

e. 复位:当过流或过压故障排除之后,需将接向⑤端的复位开关按下,使复位比较器 9B 的反相端瞬间接地,使 9B 动作,经过复位锁存器 7,"与"门 A 使起动锁存器 6 和误差锁存器 8 复位,8 通过"或"门 B 输出低电平到 T_4 基极使 T_4 截上,电路重新起动;

f. 外部关断:当需要关断时按下关断开关,使关断比较器 9C 的反相端④接地,9C 动作,使误差锁存器 8 置位,使 T_4 导通,实现外部关断。

二、单端正激式电路(Forward 电路)

单端正激式电路如图 3-29(a)所示，输出变压器 TL 只有一个次级绕组，初、次级绕组极性相同。这样当开关管 T 导通时，次级绕组有正电压，二极管 D_1 导通，变流电路向负载输送能量。根据理想条件，电流 i_T 可表为

$$i_T = I_{T0} + i_m \tag{3-140}$$

式中 I_{T0}是负载电流反射值，i_m 是磁化电流。磁化电流将能量存储在变压器磁场中，当 T 关断时，i_m 要下降到零，使铁芯复位。为此必须设置磁场能量泄放电路，图 3-29(a)中的 D_3 及次级绕组 N_3 就是祛磁回路，N_3 也称为祛磁绕组。当 T 导通时，在祛磁绕组中产生负电压，D_2 处于截止，也即在此时段中，祛磁绕组不传送能量；当 T 关断时，N_3 中感生电势使 D_2 正偏导通，将存储在铁芯中的磁能返回电源，使铁芯复位。在 D_2 导通期间，由 N_3 在 N_1 中感生的电压为

$$u_1 = -\frac{N_1}{N_3}U_d \tag{3-141}$$

此时开关管 T 的正向阻断电压峰值为

$$U_{Tm} = U_d - u_1 = U_d + \frac{N_1}{N_3}U_d = \frac{N_1+N_3}{N_3}U_d \tag{3-142}$$

在变压器次级绕组 N_2 中感生电压为

$$u_2 = -\frac{N_1}{N_2}U_d \tag{3-143}$$

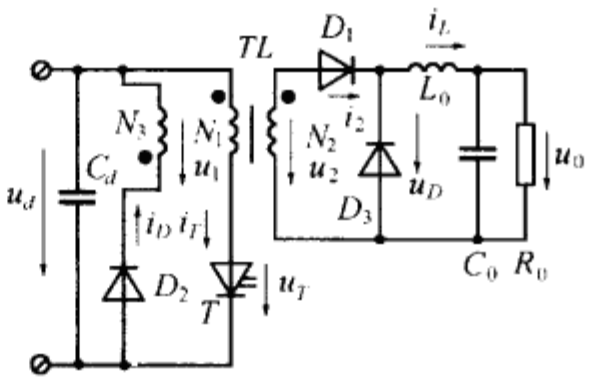
二极管 D_1 反偏截止，其反向阻断电压为

$$U_{DR} = -\frac{N_1}{N_2}U_d \tag{3-144}$$

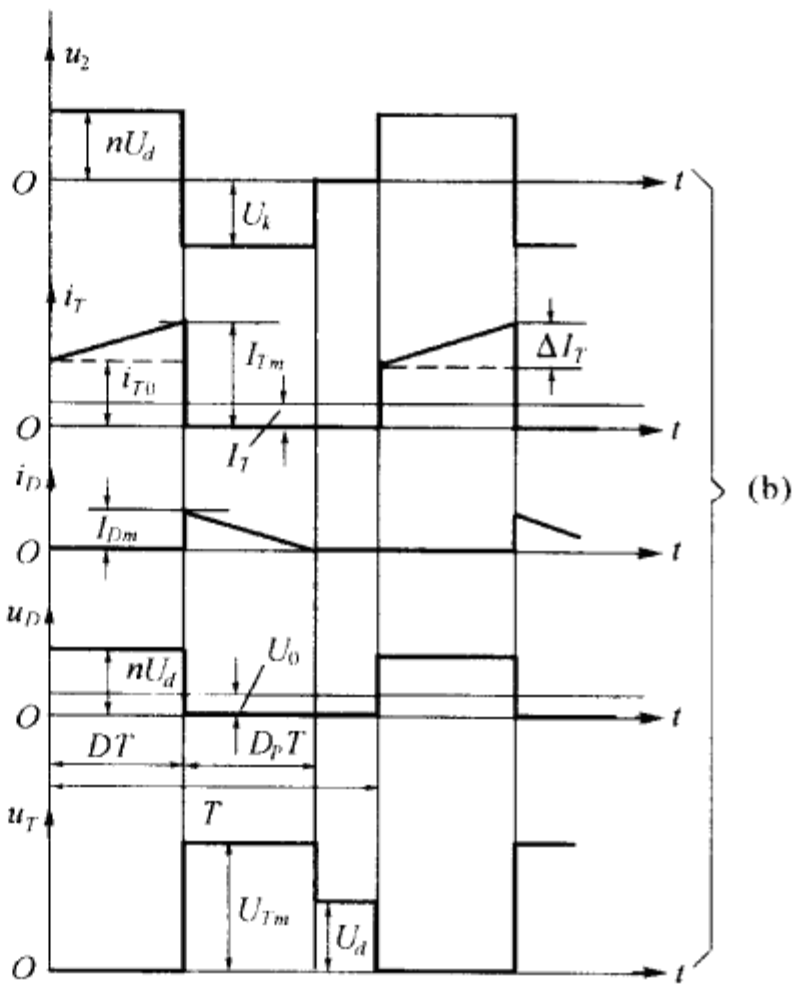
为了维持电感电流 i_L 连续，二极管 D_3 导通，存储在 L_0 中的能量释放出来，协助 C_0 向负载提供能量。由图 3-29(b)中 u_D 波形可得

$$U_0 T = \frac{N_1}{N_2}U_d DT \qquad \frac{U_0}{nU_d} = D \tag{3-145}$$

式中 $n = N_1/N_2$，式(3-145)表明，改变占空比 D 即可改变输出电压 U_0。



(a)



(b)

图 3-29 单端正激式电路

为了使铁芯复位，在开关管 T 再次导通之前，磁化电流 i_m 必须下降为零。为此，在 $N_1 = N_3$ 的条件下，$D < 0.5$。

第六节　电流双象限电路

单象限直流电压变换电路的特点是输出电压平均值 U_0 跟随占空比 D 值而变，但不管 D 为何值，U_0 的极性则始终不变，这对于直流开关稳压电源一类的应用场合是能够满足要求的。但对于直流调速电源，负载为直流电动机时，上述性能便不完全能满足要求，因而发展了多象限直流电压变换电路。

一、双象限电路的分类

（一）输出电流平均值 I_0 极性可变的电路

本电路指输出电流平均值 I_0 的幅值和极性均随控制电压 u_S 而变化，但输出电压平均值 U_0 的极性却始终为正，即电路可运行于第一和第二象限。当负载为直流电动机时，可构成具有再生制动能力的不可逆调速系统。如地铁机车牵引拖动系统，当电路工作于第一象限时，电动机运行于正转电动状态；当减速或停车时，电路转到第二象限，电机运行于正转制动状态，将电机中储能反馈到电网，可以节能；这种电路也称为电流双象限直流变换电路，简称电流双象限电路。

（二）输出电压平均值 U_0 极性为可变的电路

本电路输出电压平均值 U_0 的幅值和极性均随控制信号 u_S 而变，但输出电流平均值 I_0 却始终为正，即电路可工作于第一和第四象限。当负载为直流电动机时，可构成适用于位负载的调速系统。如卷扬机提升机构的拖动系统便属于这一类，当提升重物时，电机工作于正转电动状态，并从直流电源吸取能量，电路工作于第一象限；相反当放下重物时，电机在重物的驱动下处于反转制动状态，其电磁转矩此时作为制动转矩，并向直流电源反馈能量，电路运行于第四象限。这种电路也称为电压双象限直流变换电路，简称电压双象限电路。

综上所述，由于双象限电路其输出平均值中有一个是极性可变的，因此其能量传递方向是可逆的。在电动机负载下，电机可通过变换电路从直流电源吸取能量，也可通过变换电路向直流电源反馈能量，这不仅改善了调速系统的性能，也产生节能效益。

二、电流双象限电路的工作原理

电流双象限电路的主电路结构如图 3-30(a)所示，图中 C_d 为直流输入端滤波电容，L_0 是输出滤波电抗器电感和负载等效电感之和，U_2 是有源负载的等效电压（在电机负载下，该电压与电枢反电势相平衡），直流变换电路由全控型器件 T_1、T_2 和二极管 D_1、D_2 组成，该电路可视为由 T_1 和 D_1 组成的 Buck 电路与由 T_2、D_2 组成的 Boost 电路的结合。例如，当电能由电源输向负载时，T_1 和 D_1 轮番工作（T_2 和 D_2 阻断），电路工作于第一象限；相反，当负载将储能反馈回电源时，T_2 和 D_2 轮番工作，输出电流 i_0 反向，电路工作于第二象限。

（一）电路运行于第一象限时的情况分析

这是指输出端电压平均值 U_0 和电流平均值 I_0 均为正（显然输出直流功率 $P_0=U_0I_0>0$）的工作状态。必须指出，工作象限是针对电量的平均量而言，在第一象限内运行，并不排斥电路瞬时功率为负的时区存在。

1. 基本假定：和本章第二节的理想条件相仿，假定电路具有理想器件、电源和负载，输入电容 C_d 值足够大，因而可忽略入端电压 u_d 在 C_d 充放电过程的电压脉动量 ΔU_d；输出电感 L_0

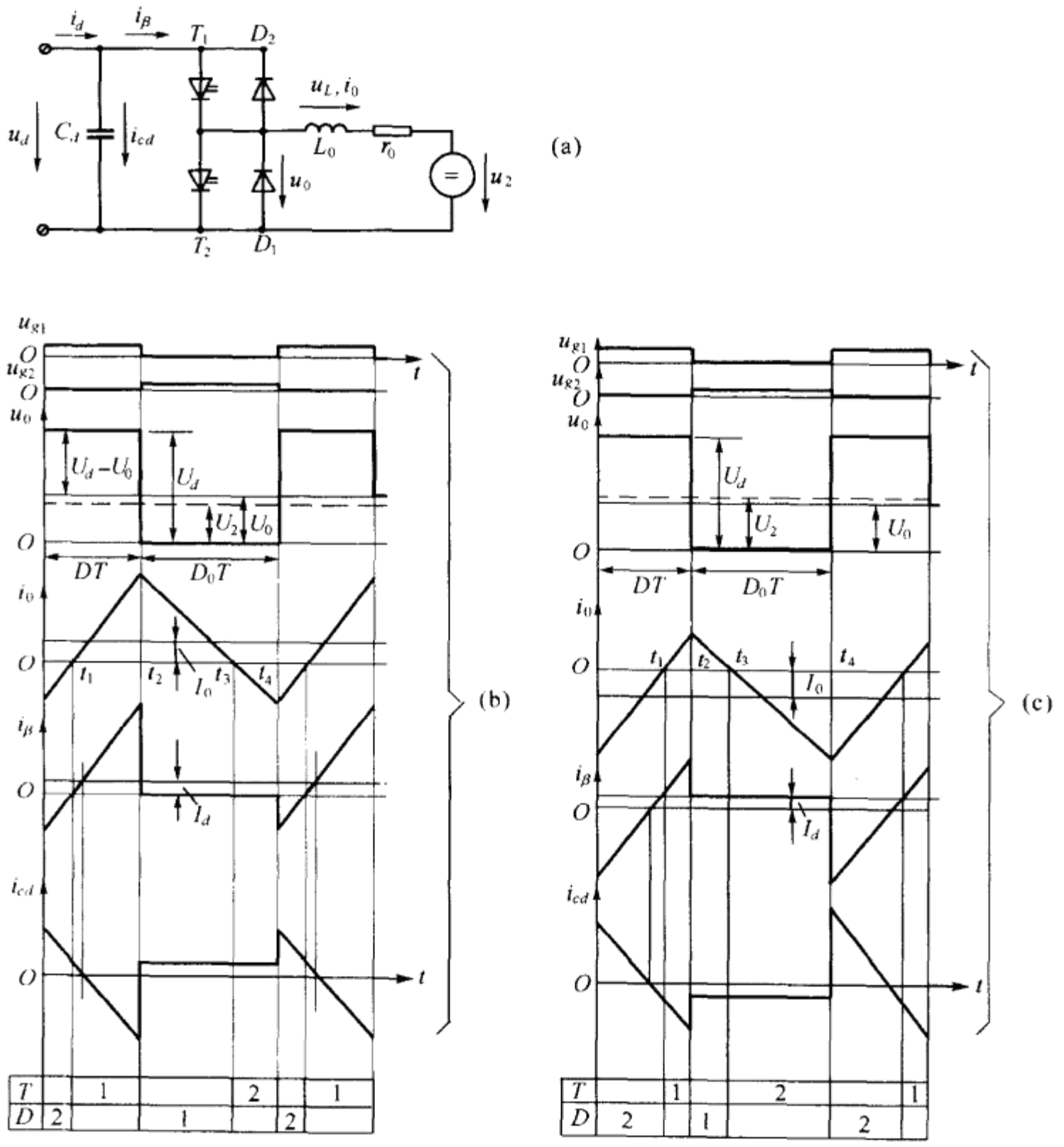


图 3-30 电流双象限变换电路

值足够大，输出电流为连续并可视为线性升降，滤波元件均无内阻，功率器件无内阻，无惯性，换流过程可在瞬间内完成，电路已进入稳定状态，忽略电路的分布电感。

2. 全控型器件控制极电压分布：如图 3-30(b)所示，由图可见，u_{g1}与 u_{g2}在相位上互补，其宽度分别为 DT 和 D_0T，占空比 D 值受控于控制信号 u_S 的幅值。

3. 工作过程分析：由图 3-30(b)可见，一个开关周期 T 可分为四个时区，以下分别讨论。

(1)D_2 导通区：$u_{g1}>0$，$u_{g2}=0$，但由于 $i_0<0$，D_2 续流导通，负载中储能向电源反馈，输入瞬时功率 $P_\beta=u_d i_\beta<0(i_\beta<0)$，来自电源侧的电流 i_d 和来自负载侧的电流 i_β 一起作为滤波电容 C_d 的充电电流向 C_d 充电，电容电流 $i_{cd}>0$；

(2)T_1 导通区：当 $t=t_1$ 时，$i_0=i_{D2}=0$，D_2 有 ZCOFF，由于 $u_{g1}>0$，T_1 相继导通，$i_0>0$，负载转为从电源吸取电能，$i_\beta>0$，输入端瞬时功率 $P_\beta>0$，i_0 线性上升；

(3)D_1 导通区：当 $t=t_2'$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 关断，为了维持 i_0 连续，D_1 续流导通，u_L 反向，原先

储存在 L_0 中的磁能释放出来，维持负载电流。由于 D_1 导通，$u_0=0$，而且 T_1 和 D_2 均处断态，$i_\beta=0$，电源和负载脱离，随着 L_0 中储能减少，i_0 线性下降；

(4)T_2 导通区：当 $t=t_3^+$ 时，$i_0=0$，D_1 有 ZCOFF，由于 $u_{g2}>0$，T_2 相继导通，由于是臂内换流，T_2 有 ZCON，电路拓扑没有改变，i_0 负向增长，u_L 和 i_L 同方向，负载能量转移到 L_0 中，至 $t=t_4$，完成一个开关周期。

由图 3-30(b)可见，输入电流 $i_\beta>0$ 的持续期比 $i_\beta<0$ 为长，故其平均值 $I_\beta>0$，$P_d=U_dI_\beta>0$。根据基本假定，i_β 中的交流分量完全流向滤波电容 C_d，直流电流 $i_d=I_d$，故输入电流 i_β 的直流分量 $I_\beta=I_d$；由于 $I_0>0$，输出功率 $P_0=U_0I_0>0$，电路工作在第一象限，若负载为电机则运行于电动状态；

4. 直流增益 A_V 由图 3-30(b)可见，若电路内阻压降 I_0r_0 可忽略不计，则电感端压 u_L 波形有

$$(U_d-U_0)DT=U_0D_0T=U_0(1-D)T$$

即

$$A_V=\frac{U_0}{U_d}=D \tag{3-146}$$

式(3-146)表明，改变占空比 D 即可改变 U_0。

5. 输出电流平均值 I_0：由图 3-30(a)列方程：

$$u_0=u_L+i_0r_0+u_2$$

即

$$i_0=\frac{1}{r_0}(u_0-u_2-u_L)$$

$$I_0=\frac{1}{T}\int_0^T i_0\mathrm{d}t=\frac{U_0-U_2}{r_0} \tag{3-147}$$

将式(3-146)代入上式有

$$I_0=\frac{DU_d-U_2}{r_0} \tag{3-148}$$

式中 r_0 是电路等效内阻(包含 L_0 和器件内阻)。式(3-147)表明，若电路运行于第一象限，应有 $U_0>U_2$，此时电源向负载供电；若电路运行于第二象限，则应有 $U_0<U_2$，此时负载储能向电源反馈，空载时，$I_0=0$，应有 $U_0=U_2$。

(二)运行于第二象限的工作情况

图 3-30(c)画出电路运行于第二象限时的波形。由图可见，控制极脉冲分布和输出电压 u_0 波形均与图 3-30(b)相仿，但负载等效电压 $U_2>U_0$，因而 T_2 和 D_2 的导通时间长于 T_1 和 D_1 的导通时间(这与图 3-30(b)恰相反)，于是输出电流平均值 $I_0<0$，相应地输入电流平均值 $I_\beta<0$，即直流电流 $I_d<0$，电路运行在第二象限，此时负载储能通过变换电路反馈到直流电源，由图 3-30(c)可见，I_0 幅值越大，$i_0>0$ 的时区便越短，以至 T_1D_1 无导通期，而整个周期中 $i_0<0$，电路中只有 D_2 和 T_2 间的电流转移。根据输出电压 u_0 的波形，可知在第二象限中，若不考虑电路内阻($r_0=0$)，有

$$U_0=DU_d$$

上式与(3-146)在形式上相仿，但式中各物理量涵义不同，例如平均量 U_0 在第一象限是输出电压，而在第二象限时则是输入电压(在忽略电路内阻 r_0 时，$U_0=U_2$)；同理直流电压 U_d 在第一象限是输入电压，在第二象限则是输出电压，所以说，电流双象限电路工作于第一象限时宛如一只降压型电路，但工作于第二象限时便成为一只升压型电路。

(三)输出电流脉动量 ΔI_0 分析

在电流双象限电路中,由于电路结构的原因,电流过零时总有臂内换流产生,不管电路工作在第一或第二象限(图 3-30(b)(c))中 t_1 和 t_3 等时刻)。因此,电路输出电流无断续状态,只有电流脉动量 ΔI_0 大小之分。根据理想条件,输出电流按线性升降,并忽略内阻 r_0 的影响,输出电感 L_0 端压 u_L,如图 3-30(b)所示。

$$u_L=\begin{cases}U_d-U_0=D_0U_d & (0<t<DT)\\ U_0=U_2=DU_d & (DT<t<T)\end{cases} \tag{3-149}$$

$$\therefore \qquad \Delta I_0=\frac{DD_0U_dT}{L_0} \tag{3-150}$$

当 $D=D_0=0.5$ 时,ΔI_0 有最大值 ΔI_{0m}并可表为

$$\Delta I_{0m}=\frac{U_dT}{4L_0}=\frac{U_d}{4L_0f} \tag{3-151}$$

式中:$f=\frac{1}{T}$。

上式表明,ΔI_{0m}与 L_0 和 f 成反比,提高开关频率 f 和滤波电感 L_0 均可使 ΔI_0 降低,对于调速系统,降低 ΔI_0 的实际意义在于降低脉动转矩,保证系统在低速下平稳运行。

(四)电路的换流过程

1. 电流双象限变换电路的换流形式:由图 3-30(b)可见,在 t_1 和 t_2 等时刻,电路产生电流的转移,根据理想条件,功率器件无内阻也无惯性,因此上述电流的转移是瞬间完成的,即电路的换流过程无限短。从电路结构角度出发,上述换流可分为以下两类:

(1)臂内换流:如 $t=t_1$ 时,电流的转移是在 T_1 和 D_2 间进行,它们同属于一个导电臂,且在 D_2 关断之后相继有 T_1 导通,对 D_2 有 ZVZCOFF,对 T_1 有 ZVZCON,这种换流比较简单,因为换流是在零电流条件下进行的,即便是半控型器件,换流也能够自动完成,故称自然换流。

(2)臂间换流:如 $t=t_2$ 时刻,电流的转移在 T_1 和 D_1 两个导电臂之间进行,而且 T_1 关断前正流过峰值电流,换流是在载流条件下进行的。首先必须强制 T_1 中的电流下降为零,若 T_1 为全控型器件则通过中断控制极信号;若 T_1 为半控型器件时,便必须借助外部条件(如辅助换流电路的作用),这种换流过程比较复杂,如果处理不当便会出现关断过电压,称为强制换流。

2. 电流双象限电路的实际形式及其换流过程:图 3-31 是 IGBT 电流双象限电路的实际形式,它与图 3-30(a)的区别是:用 IGBT 替代全控型器件,其次是附加开通和关断缓冲电路。关于设置缓冲电路的目的已在第二章中介绍,此处不重复。

在图 3-31 中只设置一个缓流电感 L_K(也包括直流母线的分布电感),其原因是当出现臂间换流的时刻,上下导电臂总有一只器件处于通态,这样在换流期中,进入导通器件电流上升率与退出导通器件的下降率在数值上相等,即同时受到 L_K 的制约,因而没有必要为每一个器件配置一支缓流电感。

在图 3-31 中,点 A 有

$$i_{T1}+i_{D1}+i_{C1}=i_0+i_{T2}+i_{D2}+i_{C2} \tag{3-152}$$

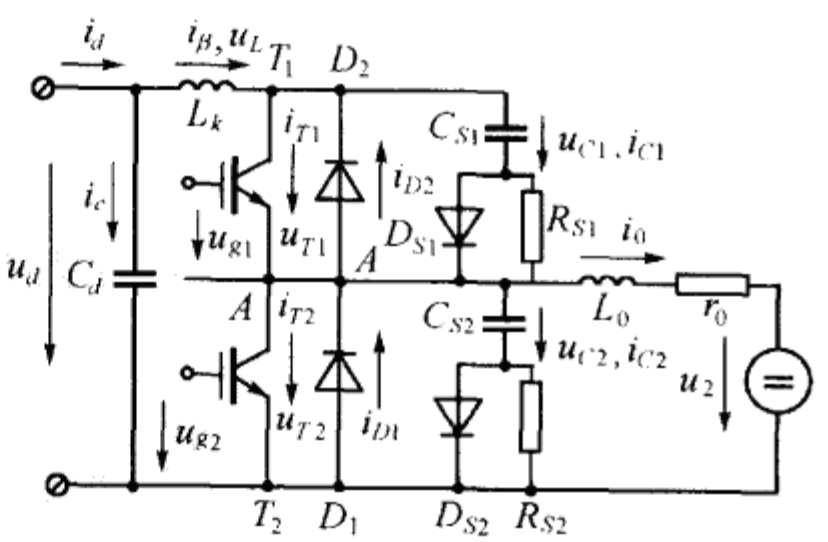


图 3-31 IGBT 电流双象限电路

设电路工作于第二象限，且在整个周期内有 $i_0<0$，在图 3-32 中 $t=t_1$ 时刻有 D_2 向 T_2 换流，考虑到换流期比开关周期短得多，可认为换流期中负载电流为恒值，即 $i_0=I_0=const$，I_0 是换流前瞬间流经 D_2 的电流。考虑到 T_1 和 D_1 均处于断态，式(3-152)可改写为

$$i_{T2}=-I_0+i_{C1}-i_{C2}-i_{D2} \tag{3-153}$$

式(3-153)表明，T_2 开通期中将流过下面四部分电流：

(1)负载电流 $I_0(i_0<0)$；

(2)缓压电容 C_{S2}的放电电流($i_{C2}<0$)；

(3)缓压电容 C_{S1}的充电电流 $i_{C1}(i_{C1}>0)$；

(4)续流二极管 D_2 的反向电流 $i_{D2}(i_{D2}<0)$。

显然，上述各个电流并非同时存在，但却总在换流期的各个时区中出现。下面分析换流过程的各个时区(为简便，各时区的时间零点自本时区算起)，电路波形如图 3-32 所示。

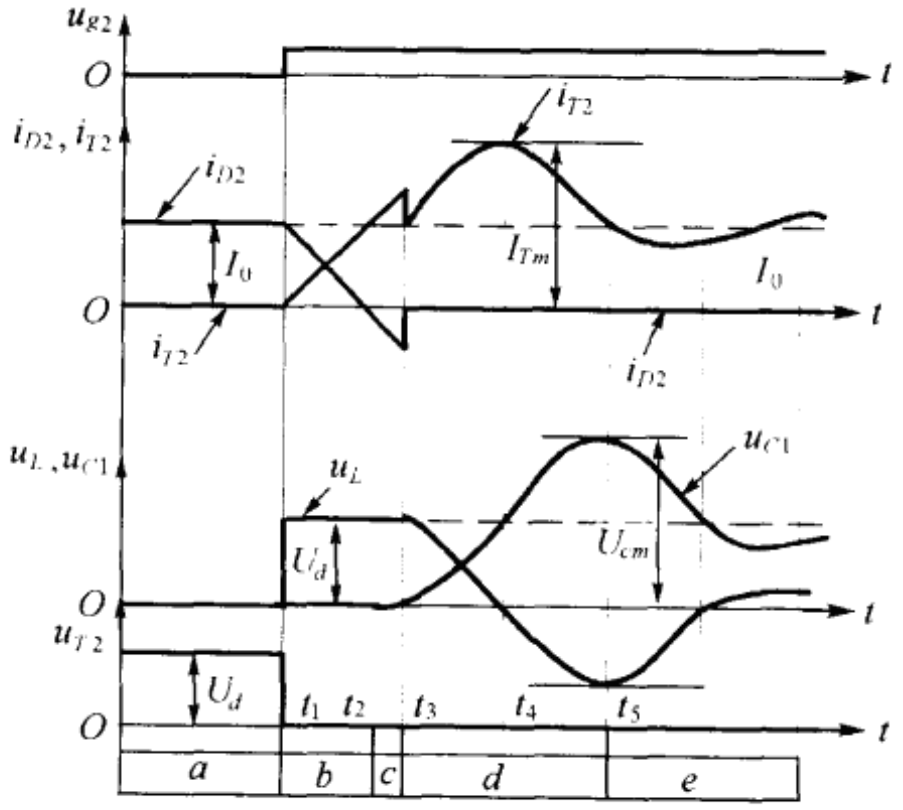


图 3-32　电路波形

1. 电路初态(时区 a)：电路有 D_2 导通，其他器件截止，$i_{D2}=I_0$，$u_{T2}=U_d$，$u_{c1}=0$，$u_{c2}=U_d$，$i_{c1}=i_{c2}=0$，$i_{T1}=i_{T2}=0$，电路处于稳定状态，这种状态持续到 $t=t_1$ 时为止。

2. 叠流期(时区 b)：当 $t=t_1^+$ 时，$u_{g2}>0$，T_2 导通，为简单忽略其开通延迟时间 t_d 和电压下降时间 t_{fv}，认为 T_2 端压 u_{T2}瞬间下降为零，由图 3-31 可见：

$$u_d=u_L+u_{T1}+u_{T2}=u_L\big|_{u_{T1}=u_{T2}=0}$$

$$u_L=L_K\frac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t}=L_K\frac{\mathrm{d}i_{D2}}{\mathrm{d}t}=-U_d$$

所以

$$\frac{\mathrm{d}i_{D2}}{\mathrm{d}t}=-\frac{U_d}{L_K}$$

在节点 A 有

$$i_{T2}+i_0+i_{D2}=0,i_0=-i_{D2}-i_{T2}$$

即

$$\frac{\mathrm{d}i_{D2}}{\mathrm{d}t}=-\frac{\mathrm{d}i_{T2}}{\mathrm{d}t}$$

所以

$$\frac{\mathrm{d}i_{T2}}{\mathrm{d}t}=\frac{U_d}{L_K}$$

上式表明，如暂不计及C_{S2}的放电电流，则当i_{D2}线性下降时，i_{T2}将线性上升。

3. D_2反向恢复期(时区c)：当$t=t_2$时，D_2中正向电流下降到零，尔后又流过反向电流，由于该电流流经T_2，故$i_{T2}>I_0$；

4. C_{S1}充电期(时区d)：当$t=t_3$时，$i_{D2}=0$，D_2关断并承受反向电压，由L_K、C_{S1}和D_{S1}，T_2组成串联振荡电路，使C_{S1}充电，电路初值为：$i_{C1}=0$，$u_{C1}=0$，$i_{T2}=I_0$，故振荡电流i_{C1}可写成：

$$i_{C1}=\frac{U_d}{\omega L_K}\sin\omega t \tag{3-154}$$

$$u_{C1}=U_d(1-\cos\omega t) \tag{3-155}$$

式中：$\omega^2=\frac{1}{L_K C_{S1}}$。

当$\omega t=\frac{\pi}{2}$时，$i_{C1}=I_{C1m}=\frac{U_d}{\omega L_K}$，$u_{C1}=U_d$。当$\omega t=\pi$时，$i_{C1}=0$，$u_{C1}=2U_d$。

5. 电流衰减期(时区e)：当$t=t_4$时，$i_{C1}=0$，D_{S1}关断，反向的振荡电流i_{C1}改由L_K、C_{S1}、R_{S1}流过，由于R_{S1}的阻尼作用，i_{C1}迅速衰减至零，而u_{C1}也趋向U_d，换流过程结束。

必须指出，上述分析是在假定u_{T2}瞬时下降为零，即C_{S2}瞬时放电情况下进行的。实际上，C_{S2}的放电不可能瞬间完成，故上述分析只是一种近似估计。

通过上述分析可见，原来在单管电路中开通和关断缓冲电路之间的相互影响，在双管电路中成为上下导电臂之间的相互影响，这不仅导致分析的复杂化，实际电路波形也因此变差，解决这一问题的措施详见本书第七章。

(五)电流双象限电路在不可逆直流调速系统中的应用

当负载为直流电动机时，采用电流双象限电路可以构成不可逆调速系统，与单管电路不同之处是电路可运行于第二象限，系统具有正转制动能力，当直流电机驱动是车辆时，在减速、停车或行驶于下坡路况时具有较好的技术经济性能。

1. 电流双象限电路的外特性：由上述电流双象限电路没有电流断续现象，其外特性在低电流区不存在电流断续区，也即在整个坐标平面上外特性的刚度一致；当考虑系统内阻时，在第一象限，有源负载由电源吸取电能，电流$I_0>0$，因此$U_2<U_0$，只有当$I_0=0$时，$U_2=U_0=DU_d$；相反在第二象限，负载作为能源反馈电能，电流$I_0<0$，相应有$U_2>U_0$，也仅在$I_0=0$有$U_2=U_0=DU_d$，于是电路外特性是一族平行斜线，其斜率取决于电路内阻r_0，纵轴截矩则取决于占空比D。

2. 不可逆直流调速系统的开环机械特性：假定系统已处于稳定运转状态，不考虑电路反馈功能，当电动机转速为n时，其电枢反电势可表为

$$E_d=C_e\phi n \tag{3-156}$$

式中C_e是电机常数，ϕ是每对磁极下磁通量(Wb)。假定直流电动机为他激式，且激磁绕组电压保持恒定，则ϕ值为恒定，E_d与图3-30(a)中的电压U_2相平衡，于是式(3-147)可改写为

$$E_d=C_e\phi n=U_0-I_0r_0=DU_d-I_0r_0 \tag{3-157}$$

即

$$n=\frac{DU_d}{C_e\phi}-\frac{I_0r_0}{C_e\phi}=Dn_0-\Delta n \tag{3-158}$$

式中：n_0—电动机自然空载转速，即

$$n_0=\frac{U_d}{C_e\phi} \tag{3-159}$$

Dn_0 为电动机人工空载转速，随 D 值而变；

Δn 为电动机转速降：

$$\Delta n=\frac{r_0}{C_e\phi}I_0=\frac{r_0}{C_eC_m\phi^2}M_0 \tag{3-160}$$

M_0—平均电磁转矩：

$$M_0=C_m\phi I_0 \tag{3-161}$$

C_m 为电机常数，式(3-158)为调速系统的开环机械特性，如图 3-33 所示。

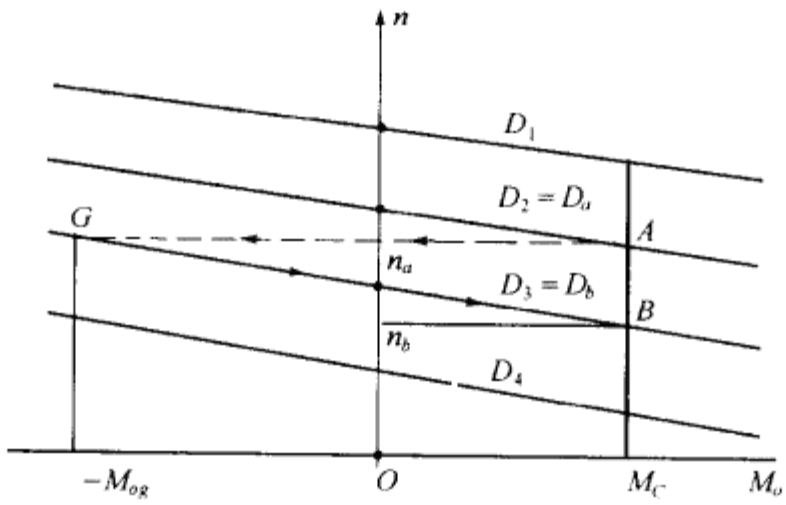


图 3-33　不可逆调速系统的开环机械特性

由图可见：

(1)在直流电源电压 U_d 和磁通量 ϕ 为恒定的条件下，电机人工空载转速与占空比 D 成正比；

(2)机械特性的刚度取决于 r_0 的数值，在 ϕ 和 M_0 为恒值的条件，Δn 与 r_0 成正比例；

(3)对于已确定的电磁转矩 M_0(该转矩在稳态下与负载转矩 M_c 相平衡)，改变占空比 D(相当于改变控制信号电压 u_S 的幅值)，即可调节电机转速 n 以实现调速目的。

下面结合电路功能分析调速过程：

假定系统初态为工作点 A，此时 $n=n_a$，$D=D_a$，$u_S=U_{Sa}$，$M_0=M_c$，由式(3-157)相应输出电流 I_0 为

$$I_0=\frac{D_aU_d-C_e\phi n_a}{r_0} \tag{3-162}$$

由 I_0 产生的电磁转矩 $M_0=C_m\phi I_0$ 与负载转矩 M_c 相平衡，即 $M_0=M_c$。由于工作需要，希望减速使系统运行到新的工作点 B，相应地控制信号的幅值将减为 U_{Sb}，占空比为 $D_b<D_a$。由于电控系统的惯量远小于调速系统的机械惯量，于是当电路输出电压 U_0 已由 D_aU_d 减为 D_bU_d 时，电机转速却仍然维持为 n_a，相应的反电势也仍为 $C_e\phi n_a$，于是式(3-162)中有 $D_bU_d<C_e\phi n_a$，即 $I_0<0$，相应地有 $M_0<0$，即图 3-33 中，系统的工作点由 A 改至 G，系统转入第二象限工作，其电磁转矩：

$$M_{og}=-C_m\phi I_{og}=-C_m\phi\left(\frac{C_e\phi n_a-D_bU_d}{r_0}\right) \tag{3-163}$$

由动力学知，电机加速度与动态转矩 M_d 成正比，即

$$J_0\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t}=M_d=M_0-M_c \tag{3-164}$$

式中 J_0 是转动惯量，$\mathrm{d}n/\mathrm{d}t$ 是电机加速度，M_c 是负载转矩，将式(3-163)代入式(3-164)有

$$J_0\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t}=-(M_{og}+M_c) \tag{3-165}$$

式(3-165)表明，由于电磁转矩 $M_{og}<0$，动态转矩 $M_d<0$，$\mathrm{d}n/\mathrm{d}t<0$，系统在 M_d 的作用下开始减速，随着转速 n 的下降，M_d 的幅值减小，当 $C_e\phi n=D_bU_d$ 时，$I_0=0$，$M_0=0$，$M_d=-M_c$，此后 n 继续下降时便有 $C_e\phi n>D_bU_d$，$I_0>0$，$M_0>0$，但由于 $M_0<M_c$，故动态转矩 $M_d<0$，电机转速继续下降，直至 $n=n_b$ 时，$M_0=M_c$，$M_d=0$，系统的减速过程结束并稳定运行在新的工作点 B 上。

同理可以分析系统的增速过程，但由于动态转矩 $M_d>0$，系统一直工作在第一象限内。

由上分析可知，当速度下移时，系统可能由第一象限转入第二象限工作，电机多余的动能被转化为电能反馈到电源；由图 3-33 也可看到，速度减量(n_a-n_b)越大，则 M_d 值越大，I_0 便负得越大；当机械特性的刚度越佳时，I_0 也负得越大，甚至超越功率器件的电流容限，因此必须采用电流反馈加以限止(即系统的限流功能)。必须指出，上述的车辆调速系统，工作在第二象限的时间是很短暂的，只限于减速和停车的过程。

(六)电流双象限电路在不间断电源系统(UPS)中的应用

在线式不间断电源的基本结构如图 3-34(a)所示。由图可见，蓄电池直接挂在直流母线上，在 UPS 的设计中，电池电压 U_d 是一个很重要的数据，因为电池在电路结构的中部，U_d 值的高低将影响到系统的格局：从减小电路馈电损耗和分布电感的影响出发，希望在功率器件电压耐量容许的条件下尽可能提高 U_d 值，也即采用高压低电流格局；但从减小电池串联个数，提高系统功率密度(尤其是小容量情况下)和降低电源成本的角度出发，则希望尽可能降低 U_d 值。可以看出将电池直接与母线连接的方案很难于使设计优化，为此采用图 3-34(b)的电路结构是解决问题的一种措施。由图可见，在整流与逆变电路中间插入一个电流双象限直流电压变换电路，电池接在该电路的输出端，当市电正常时，逆变电路由整流输出供电，直流变换电路工作于第一象限(Buck 模式)，$I_0>0$，整流电路通过 Buck 电络降压向蓄电池充电，使电池恢复到标称电压；当市电中断时，整流电路输出也相应中断，直流变换电路迅速转入第二象限(Boost 模式)，$I_0<0$，Boost 电路将输出电压升到 U_d 值以维持 UPS 输出电压不受影响，UPS 此时转由电池供电，直至市电恢复为止。

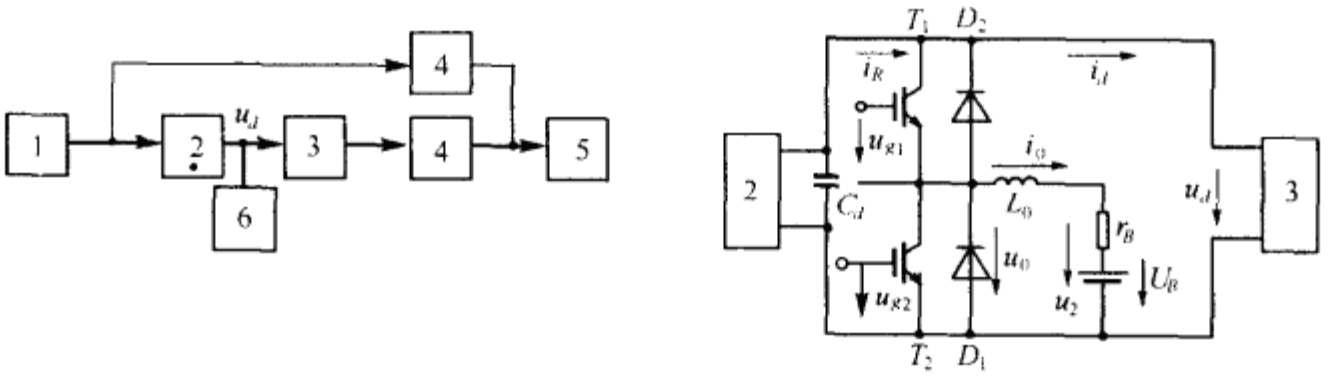


图 3-34 在线式不间断电源系统

1 交流公共电网 2—整流及滤波 3—逆变及输出滤波 4—交流静止开关 5—负载 6—蓄电池

UPS 系统的蓄电池必须满足：

1. 在市电不合格(包括中断和停电)时按负载要求的备用时间 T_0 向逆变器提供所需的直流功率；

2. 按用户要求的充电时间 T_C，在放电后能按时充复。

关于 T_0 目前国内有两种规格：一种是短备用时间制，是以计算机等负载能在市电中断时

有序停机，或者是以机房无空调器时的最长时间来决定，$T_0=(15\sim30)$min；另一种是长备用时间制，是为应付地区计划停电时保证计算机等负载能正常工作，$T_0=8$h，备用时间越长，所需电池容量也越大。

图 3-35 示在线式 UPS 各种工作状态下直流侧电量波形。

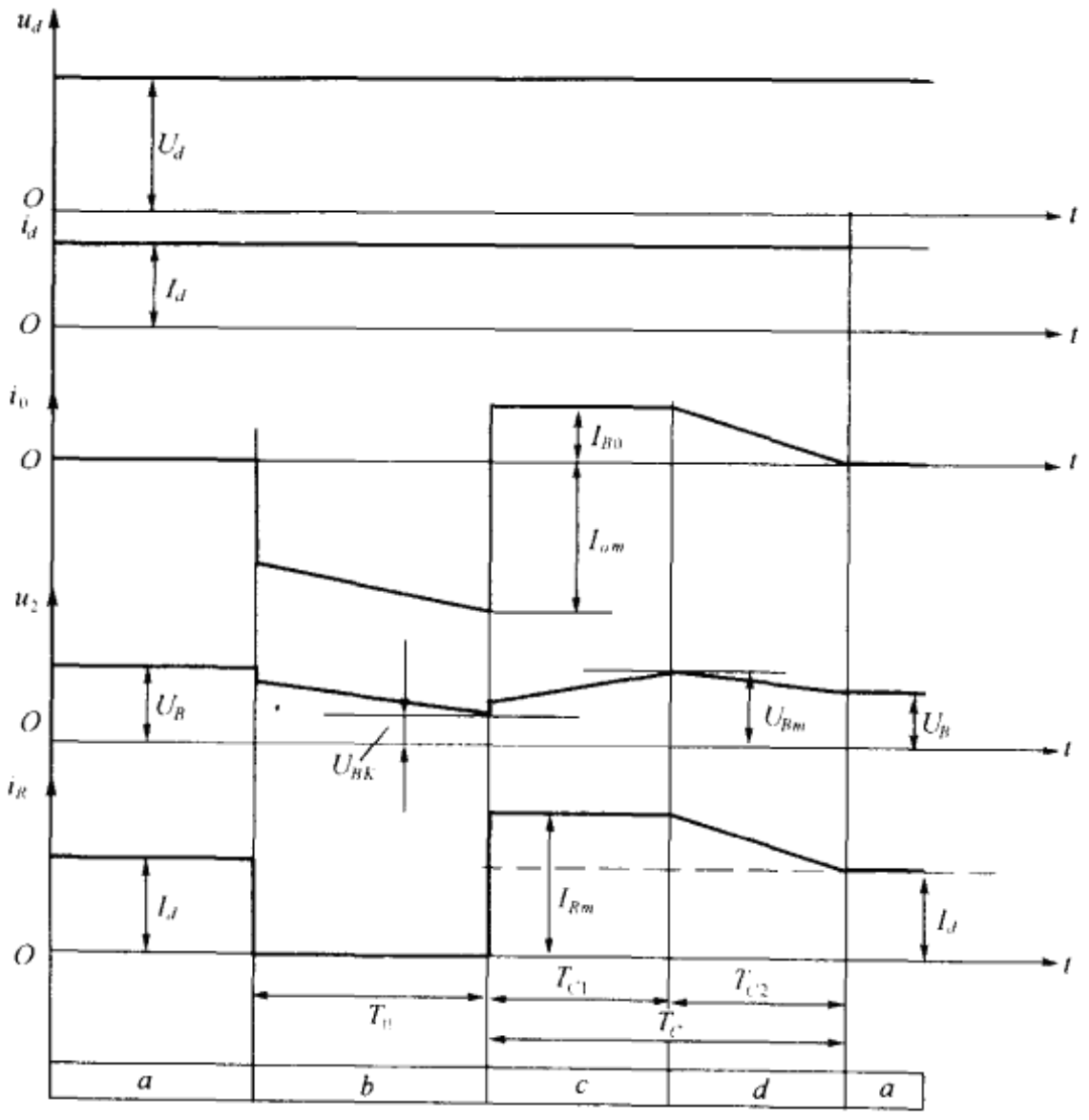


图 3-35　电路波形

以下扼要介绍各时区：

1. 市电供电期(时区 a)：市电合格，逆变侧功率由整流输出供给，蓄电池也处于充复状态，$U_2=U_B$(电池尾电流可忽略不计)，U_B 是电池的标称电压，$U_B<U_d$，整流器输出电流 $i_R=i_d=I_d$；电路工作在第一象限；

2. 市电中断期(时区 b)：当市电中断(含不合格)时，UPS 转由电池供电，$I_0<0$，电路工作在第二象限，由于电池内阻 r_B 的非线性特性，u_2 随时间下降(为简单图中以线性表示)，为了维持逆变输入电压 U_d 为恒值，在 U_2 下降时应相应增大占空比 D 值，电池电流 i_0 的幅值也相应增大；

3. 恒流充电期(时区 c)：假定 b 时区为 T_0 之后，市电恢复，整流电路恢复工作，一方面向逆变器提供所需的直流功率(U_dI_d)，另一方面开始对电池充电，由于此前电池端压较低，为防止初充电流过大损害电池，电路应以 $i_0=I_{B0}$对电池恒流充电，u_2 相应线性上升，该时区为 T_{C1}，整流输出电流 $i_R=I_{Rm}=I_{B0}+I_d$；

4. 恒压充电期(时区 d)：经过 T_{c1}时间之后，$u_2=U_{Bm}$，由图可见 $U_{Bm}>U_B$，电路转为对电池作恒压充电，随着电池端压逐渐接近 U_B，充电电流逐渐减小，经过 T_{C2}时间之后，电流降为尾电流，充电过程结束，电路重新进入时区 a。

根据以上分析可见，由于电流双象限电路的作用，UPS 的直流电压 U_d 不必受到电池电压 U_B 的约束，比较易于优化选择，同时由于电流双象限电路的调压功能，使 UPS 在各种工作状态均有 $u_d=U_d=\text{const}$，从而减轻逆变电路内部调压的要求。

第七节　电压双象限电路

一、主电路结构

主电路如图 3-36(a)所示。由图可见，这是一个全桥电路结构，桥的每臂用全控型器件(T_1，T_3)和不控型器件(D_2，D_4)组成，负载接在桥臂中点 A 和 B 之间，并用 L_0，r_0 和等效电压 u_2 的串联电路表示有源负载，桥的直流输入端并联滤波电容 C_d。

当 T_1 和 T_3 导通时，$u_{AB}=U_d$；当 D_2 和 D_4 导通时，$u_{AB}=u_0=-U_d$。由此可见，输出电压平均值的极性随桥臂器件的开关状态而变化，但输出电流 i_0 却始终保持自 A 至 B 的方向，故电路可运行于第一和第四象限。

二、运行于第一象限时的工作情况

当控制信号 u_S 的极性为正，即 $u_S>0$ 时，电路工作于第一象限，即有 $U_0>0$ 和 $I_0>0$。

1. 控制极电压状态分布：当 $u_S=U_{s1}>0$ 时，T_1 和 T_3 的控制极信号 $u_{g1}\equiv U_{gm}$，而 u_{g3} 为一脉冲列，其重复周期为 T，宽度 DT 则随 u_S 的幅值线性变化，且有

$$DT=K_D u_S\big|_{u_S>0,K_D>0} \tag{3-166}$$

式中 K_D 为比例系数。

2. 工作过程分析：假定电路具有前上所列的理想条件，在图 3-36(b)的时区 a 中，有 $u_{g1}=U_{gm}$，$u_{g3}=U_{gm}$，电路中有 T_1 和 T_3 导通，等效电路如图 3-36(c)所示，输出电压 $u_0=U_d$，输入电流 $i_\beta=i_0$，i_0 线性增长，负载从电源吸取能量；在时区 b 中，$u_{g1}=U_{gm}$，$u_{g3}=0$，T_3 关断，为了维持 i_0 连续，D_2 正偏续流，等效电路如图 3-36(d)所示。由于 T_1 和 D_2 导通，$u_0=0$，直流输入电流 $i_\beta=0$，原来存储在 L_0 中的能量释放出来维持负载电流，i_0 线性下降，输入功率 $P_d=U_d i_\beta=0$，输出功率 $P_0=u_0 i_0=0$。由此可见，在 u_{g3}的作用下，T_3 和 D_2 轮番导通，直流电源向负载输送能量也时断时续，其平均值取决于 DT，在斩波周期 T 为恒值条件下，调节占空比 D 即可调节负载端平均功率 P_0。由于 $P_0=U_0 I_0>0$，电路工作在第一象限，若有源负载为直流电动机，电路运行于电动正转状态。

输出电压 u_0 可表为

$$u_0=\begin{cases}U_d & (0<t<DT)\\ 0 & (DT<t<T)\end{cases}$$

输出电压平均值为

$$U_0=\frac{1}{T}\int_0^T u_0\mathrm{d}t=DU_d$$

仿照上节分析，可得调速系统在第一象限的机械特性：

$$\frac{n}{n_0}=D-\frac{\Delta n}{n_0} \tag{3-167}$$

式(3-167)与式(3-158)相同，式 Δn 和 n_0 定义同前述。

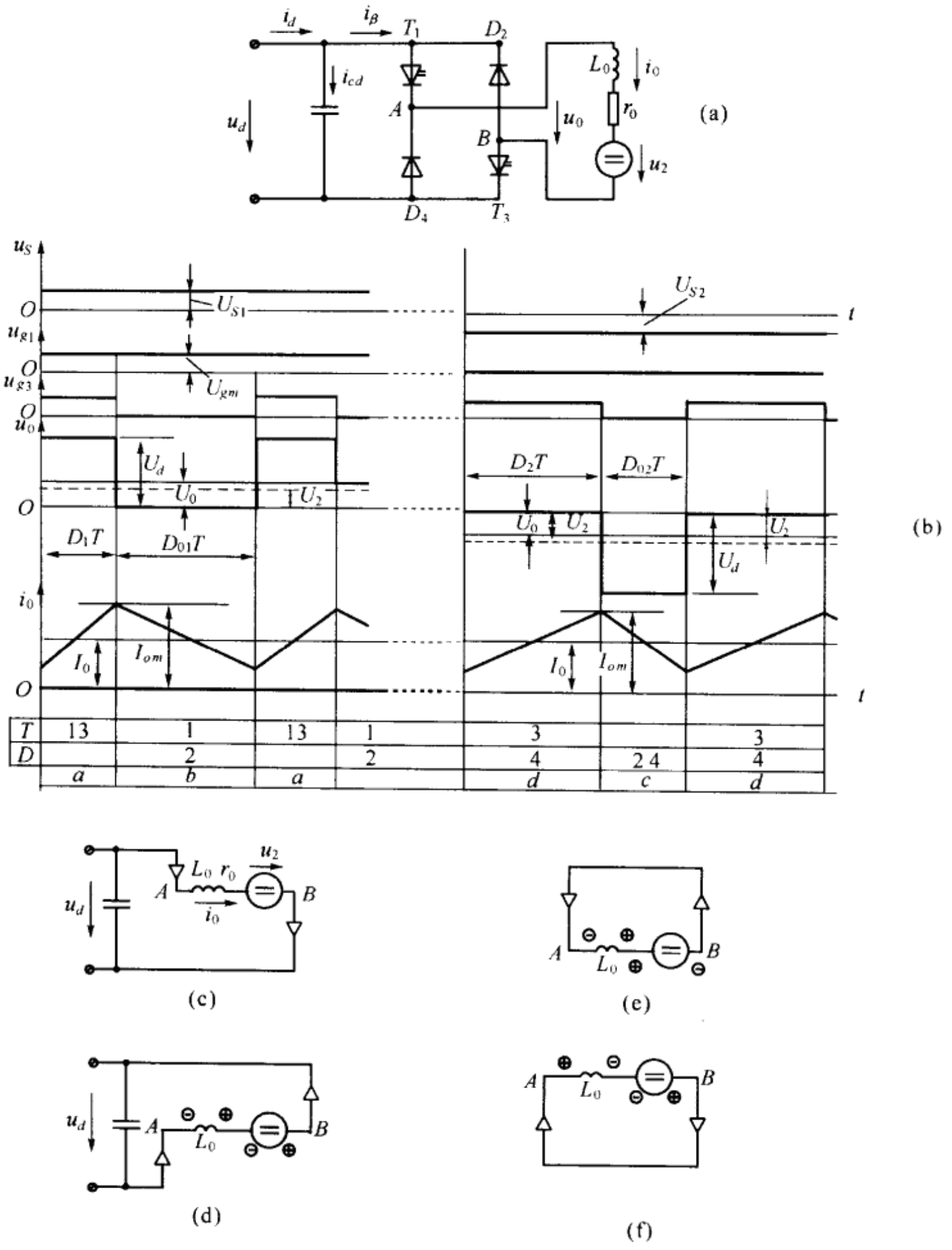


图 3-36　电压双象限变换电路

三、运行于第四象限时的工作情况

若电路负载为电动机且驱动位能性负载，如卷扬机的提升机构，当放下重物时，电机在重物驱动下反转，电枢感应电势反向，电磁转矩 M_0 成为制动转矩，为了保证重物落点的准确性，必须放慢下降速度（尤其是接近地面时），也即改变控制信号 u_S 的极性和幅值，使电路工作于第四象限，电机处于反转制动状态，原先储藏在负载中的多余能量将经过变换电路反馈到直流

电源。

1. 控制极电压状态分布：当 $u_S=U_{S2}<0$ 时，T_1 和 T_3 控制极信号是：$u_{g1}\equiv 0$，而 u_{g3} 为脉冲列，其宽度 DT 也随控制信号 u_S 的幅值而变，且有

$$D_0T=-Ku_S|_{u_S<0} \tag{3-168}$$

式中 K 为比例系数，图 3-36(b)示 $u_S=-U_{S2}$ 时 $D=D_2$，$D_0=D_{02}$。

2. 工作过程分析：假定电路具有理想条件，在图 3-36(b)的时区 c 中，有 $u_{g1}=u_{g3}=0$，T_1 和 T_3 均处断态，电感电流的初值为 I_{0m}，为了维持连续，电感端压反向，D_2 和 D_4 正偏导通，等效电路如图 3-36(e)所示，输出电压 $u_0=-U_d$，输入电流 $i_\beta<0$，负载中的能量反馈到直流电源并向滤波电容 C_d 充电。此时电路中各电压的实际方向如图 3-36(e)圆圈所标，电感 L_0 释放能量，$u_L<0$；电动机处于反转运行，与电枢感应电势相平衡的电压 $u_2<0$ 输出电流线性下降。变换电路的输入功率瞬时值

$$P_\beta=U_di_\beta<0$$

相应地，输出功率瞬时值

$$P_0=u_0i_0<0 \tag{3-169}$$

在图 3-36(b)的时区 d 中，有 $u_{g1}=0$，$u_{g3}>0$，原来处于正向阻断状态的 T_3 相应导通，D_2 关断，负载电流从 D_2 换到 T_3 中并沿 T_3、D_4 形成闭合回路，等效电路如图 3-36(f)所示，$u_0=0$，$u_L>0$，负载电流 i_0 线性上升，负载中能量转移到 L_0 中，这种状态一直持续到 $u_{g3}=0$ 时为止。

综上所述，在 u_{g3} 的作用下，T_3 和 D_2 将交替导通，负载向直流电源反馈能量的状态也时断时续。输出电压 u_0 可表为

$$u_0=\begin{cases}0 & (0<t<DT)\\ -U_d & (DT<t<T)\end{cases} \tag{3-170}$$

$$U_0=\frac{1}{T}\int_0^T u_0\mathrm{d}t=-D_0U_d=U_d(D-1) \tag{3-171}$$

由于 $U_0<0$，而 $I_0>0$，电路将工作在第四象限，电机将运行在反转状态。

四、调速过程

图 3-37 示电压双象限电路用以构成卷扬提升机构调速系统的开环机械特性，下面说明其调速过程。

(一)提升中的减速过程

系统工作在第一象限，该原工作点为 A，占空比 $D=D_a$，转速 $n=n_a$，$M_C=M_0$，当系统需要减速至工作点 B，即 $n=n_b$，M_C 不变，当占空比由 D_a 减为 D_b 时，电磁转矩减为 M_{OK}(参阅图 3-37)，与此相应的负载电流为：

$$I_{OK}=\frac{D_bU_d-C_e\phi n_a}{r_0}>0 \quad (因为\ D_bU_d>C_e\phi n_a) \tag{3-172}$$

系统动态转矩的最大值 $M_{dm}=M_{OK}-M_C<0$，因此电机在此动态转矩的作用下减速，由于转速下降，$C_e\phi n$ 相应下降，电磁转矩增加，动态转矩减小，直至 $M_{OB}=M_C$，$M_d=0$，$\mathrm{d}n/\mathrm{d}t=0$，减速过程结束，系统工作在新的转速 n_b 下(新工作点 B)。

若占空比由 D_a 锐减到 D_c，则减速的动态轨迹将改为 $A\rightarrow E\rightarrow F\rightarrow C$，最后，$M_{OC}=M_C$，系统工作在低速 n_c 下。由图可见，在 E 到 F 的历程中，$M_0=0$，即 $I_0=0$。这是由于 D_c 很小，在图 3-36(b)中时区 a 缩至很短，相反时区 b 增加，因此在时区 b 中，i_0 减为零(i_0 的下降率很高，$\mathrm{d}i_0/$

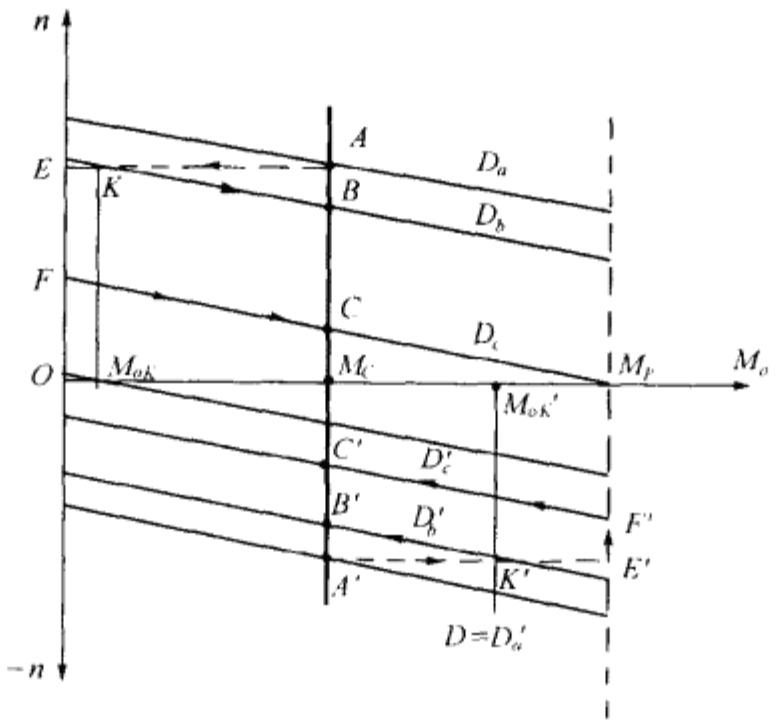


图 3-37　调速过程

$dt=-U_2/L_0$)，负载电流出现继续。因此，$I_0\approx0$，当 $I_0\approx0$，$M_d=-M_C$，系统在此动态转矩作用下迅速下降。

(二)下放中的减速过程

$u_s<0$，系统工作在第四象限，设原工作点为 A'，$D=D_a'$，$n=n_a'$。位负载转矩 $M_C=M_0$，与该制动电磁转矩相对应的负载电流平均值为

$$I_{OA'}=\frac{C_e\phi n_a'-D_a'U_d}{r_0}$$

若希望将工作点改至 B'，即将占空比由 D_c' 改为 D_b'。此时，I_0 将增至 $I_{OK'}$：

$$I_{OK'}=\frac{C_e\phi n_a'-D_b'U_d}{r_0}$$

与 $I_{OK'}$ 相对应的电磁转矩为 $M_{OK'}$，系统的动态转矩 $M_d=M_{OK'}-M_C>0$，电机将在此制动转矩作用下减速至 $n=n_{B'}$(新工作点 B')。

若占空比 D 由 D_a' 大幅度改至 D_c'，由上式知系统将产生过流，为此在闭环控制中必须具有限流功能，使电磁转矩被限制在 M_F 以下，此时减速的动态轨迹将 $A'\rightarrow E'\rightarrow F'\rightarrow C'$，系统将在新的工作点 C' 上工作，电机以 $n=n_c'$ 的低速使重物接近停放点。

第八节　单极性 PWM 四象限桥式直流变换电路

一、四象限桥式直流变换电路的分类

对于具有摩擦负载的可逆直流调速系统，前述各种直流变换电路都无法满足，从而发展了能在四象限内运行的直流变换电路。传统的四象限直流电源是由两组反并联相控式整流电路实现的。和其他相控式电路所固有的缺点一样：网侧功率因数随调压深度而变化，因而深调下功率因数很低；系统惯性大，无法满足诸如伺服系统一类要求快速响应的应用场合。以 DC/DC 变换原理为基础的直流电压变换电路由于容许在交流侧采用不控整流方式，故网侧功率因数高，且不随输出电压变化；由于采用开关频率较高的斩控方式，故系统惯性较小，快速响应性能也较好。

以后可以看到，桥式直流变换电路无论是电路结构或工作原理均与下一章将要讨论的逆变电路十分相似。诚然，后者是一种 DC/AC 变换，其输出为交流量，如输出电压的幅值和频率均依随交流控制电压而变化；而前者是一种 DC/DC 变换，输出是直流量，如输出电压的幅值和极性均依随输入直流控制电压而变化。因而可以说，四象限直流变换电路是输入控制信号的频率趋于零的逆变电路，从这个意义出发，本节所讨论内容可以作为逆变电路的基础。

迄今为止已发展了形式众多的四象限桥式电路，并可从不同角度作如下分类：

- 桥式电路
  - 主电路结构
    - 全桥电路
      - 单极性电路
        - 同频方式
        - 倍频方式
      - 双极性电路
    - 半桥电路
  - 功率器件
    - 半控型电路
      - 逆阻型晶闸管
        - 对称型
        - 非对称型
      - 逆导型晶闸管
    - 全控型电路
  - 开关方式
    - 硬开关 PWM 控制
    - 软开关 PWM 控制

全桥电路（每个臂均为非对称双向开关）如图 3-38(a)所示，桥的 PN 端接直流输入电源，桥的 AB 端接输出交流负载。所谓非对称双向开关指正向用可控器件而反向用不控器件组成的功率开关；其正向有阻断能力，而反向则无阻断能力，宛如一只逆导器件。所谓全桥电路指由 4 个导电臂组成的电路，如图 3-38(a)所示。半桥电路指用两个导电臂组成的电路，它们均可实现四象限运行，但半桥电路只能采用双极性 PWM 控制方式（详见下一节），故本节仅分析全桥式电路。

所谓双极性电路是指在一个斩波周期中，输出电压 u_0 的极性将有一次变化，即

$$u_0=\begin{cases}U_d & (0<t<DT)\\ -U_d & (DT<t<T)\end{cases} \tag{3-173}$$

平均值

$$U_0=\frac{1}{T}\int_0^T u_0\mathrm{d}t=(2D-1)U_d \tag{3-174}$$

式中 T 是斩波周期，DT 是功率器件的载流时间，D 是占空比，式(3-174)表明，U_0 的幅值和极性均取决于 D 值。例如 $D=0.5$，$U_0=0$。

所谓单极性电路指在一个斩波周期中，u_0 仅有幅值的变化而无极性的变化，即 u_0 可表为

$$u_0=\begin{cases}U_d & (0<t<DT)\\ 0 & (DT<t<T)\end{cases}\Bigg|_{u_S>0} \tag{3-175}$$

$$u_0=\begin{cases}0 & (DT<t<T)\\ -U_d & (0<t<DT)\end{cases}\Bigg|_{u_S<0} \tag{3-176}$$

上式组表明，u_0 的输出极性与控制电压 u_S 的极性有关，由于电路结构的原因，半桥电路只能工作于双极性方式。

单极性电路的电流脉动小，但在轻载下会出现负载电流断续；双极性电路的电流脉动大，但不会出现电流断续。

电路中功率器件以硬开关方式工作的 PWM 电路称为硬开关 PWM 电路，它有电流电压低的优点，但开关损耗太大，不适合于高开关频率应用；相反，电路中功率器件以软开关方式工

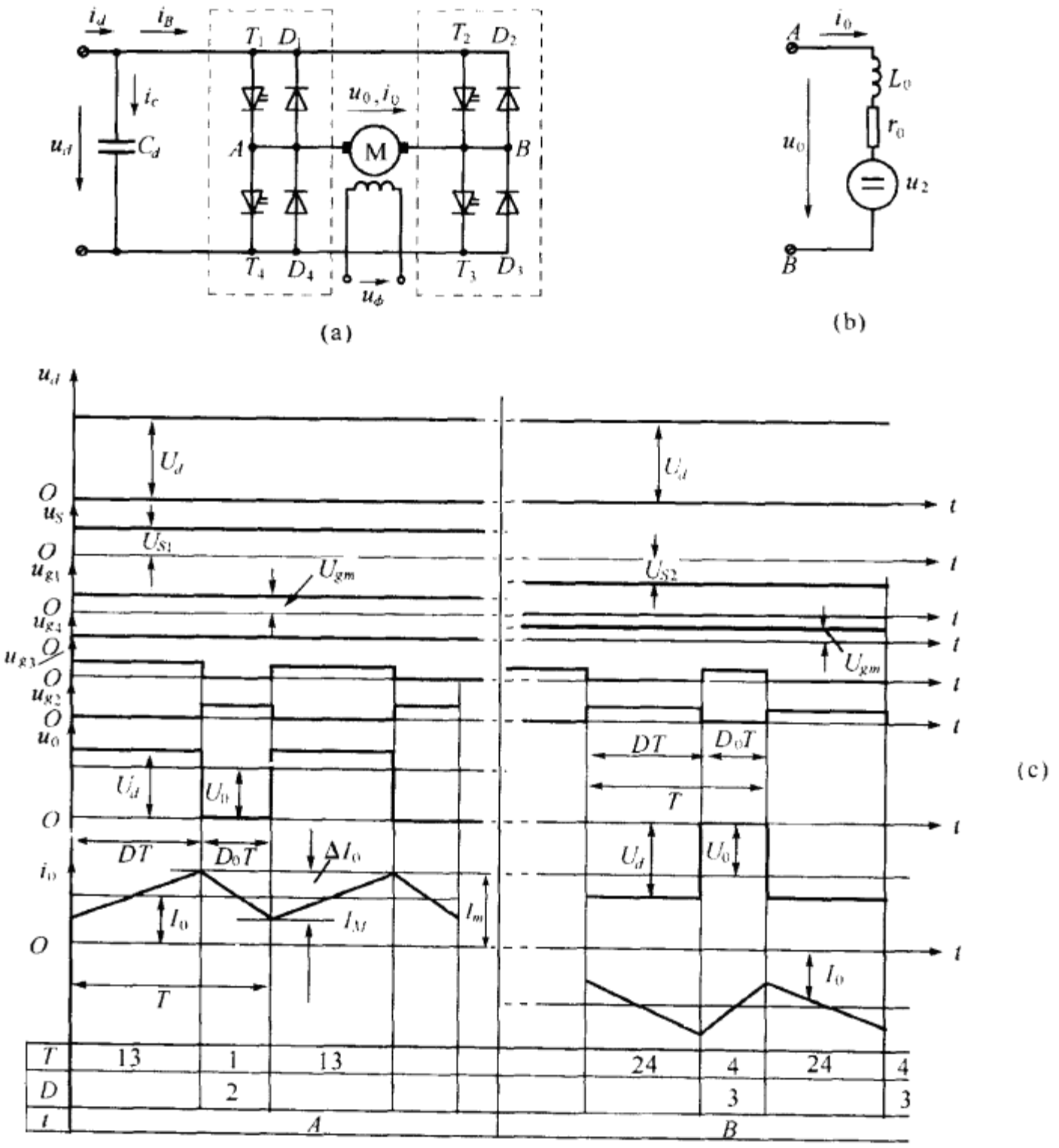


图 3-38　单极性 PWM 四象限全桥电路

作的 PWM 电路就称软开关 PWM 电路，由于它在非开关期中仍然保持普通 PWM 电路的优点，开关损耗又低，因而比较适合于高频工况。本节只讨论硬开关电路，有关软 PWM 电路将在本书第七到第十章讨论。

由于全控型功率器件的开关容量已日渐增大，因此半控型电路的应用范围已日渐缩小。

二、同频式单极性 PWM 全桥电路分析

单极性 PWM 桥式电路按开关频率 f 和输出端频率 f_0 之间的关系可以分为同频式和倍频式两类，前者 $f_0=f$，故称同频式，后者有 $f_0=2f$，故称倍频式。下面先分析同频式电路。

(一)基本假定

与前述各节的理想条件假定相同；负载为他激式直流电动机、激磁恒定、电枢可用电阻 r_0、电感 L_0 和电压 u_2(与反电势相平衡)等效，如图 3-38(b)所示，电路已达于稳态。

(二)控制极电压的状态分布

根据同频式要求，可控器件 T_1～T_4 控制极电压 u_{g1}～u_{g4} 波形如图 3-38(c)所示。在图 3-38

(a)中由 T_1 和 T_4 组成的导电臂称为方向臂，因为 u_{g1} 和 u_{g4} 的状态分布反映直流控制电压 u_S 的极性(即电机的转向)。当 $u_S>0$ 时有 $u_{g1}>0$，$u_{g4}=0$；当 $u_S<0$ 时，u_{g1} 和 u_{g4} 的状态正相反，即 $u_{g1}=0$，$u_{g4}>0$，也即电机正转时是 T_1 常通而 T_4 常断。当电动机反转时则 T_4 常通而 T_1 常断；由 T_2 和 T_3 组成的导电臂称为斩波臂，因为 u_{g2} 和 u_{g3} 的相位互补，脉宽 DT 和 D_0T 随直流控制信号 u_S 的幅值而定，但与 u_S 的极性无关，在开关周期 T 为定值条件下，脉宽 DT 与 u_S 间的关系可表为

$$DT=\begin{cases}K_D u_S(u_S>0)\\ -K_D u_S(u_S<0)\end{cases} \tag{3-177}$$

式中 K_D 为比例常数，这样桥上下臂中总有一只器件处于通态，实现输出电压的控制。

(三)工作过程分析

1. $u_S>0$ 的情况(参阅图 3-38(c)时区 A)：根据图 3-38(c)所示各控制极电压状态分布，在 $0<t<DT$ 区间应有 T_1 和 T_3 导通，其他器件关断，输出电压 $u_0=U_d$，负载电流线性上升，负载从电源吸取能量；在 $DT<t<T$ 区间，由于 $u_{g3}=0$，T_3 关断，但 $i_0>0$，为维持 i_0 连续，D_2 正偏导通，负载沿 T_1 和 D_2 短路，$u_0=0$，负载电感释放能量维持电流继续流动，i_0 线性下降，当 $t=T$ 时，i_0 达其最小值 I_M，由于 $U_0>0$，$I_0>0$，$P_0=U_0I_0>0$，电机处于正转电动状态；

2. $u_S<0$ 的稳态情况(图 3-38(c)的时区 B)：根据图示各控制极电压状态分布，在 $0<t<DT$ 区间，应有 T_2 和 T_4 导通，其他器件关断，$u_0=-U_d$，$i_0<0$，负载电流负向线增长，负载从电源吸取能量；在 $DT<t<T$ 区间，$u_{g2}=0$，$u_{g4}>0$，T_2 关断，D_3 相继导通，负载沿 T_4 和 D_3 短路，$u_0=0$，L_0 释放能量，电机运行于反转电动状态；

3. 正转制动状态：在调速系统的减速过程，出现制动状态，也即在两个稳态之间的过渡过程。例如当系统减速时(控制电压 u_S 的幅值减小)，输出电压平均值 U_0 立即下降，但由于系统的机械惯性远大于电的惯性，在 U_0 下降瞬间，转速 n 并未下降，因此负载电流平均值 I_0 反向，并沿 D_1 和 D_3 将能量反馈回直流电源，由 I_0 产生的电磁转矩 M_0 作为制动转矩使转速下降，尔后随着 n 的下降，电枢反电势相应下降，M_0 也逐渐减小，当 $M_0=M_C$ 时，系统重新进入稳态运行，电机以新的转速工作。

同理可分析反转时的制动状态。

(四)直流增益

根据图 3-38(c)波形，可求出：

$$A_V=\frac{U_0}{U_d}=\begin{cases}D|_{u_S>0}\\ -D|_{u_S<0}\end{cases} \tag{3-178}$$

(五)电流脉动量 ΔI_0 的计算

假定忽略 r_0 的影响，电流 i_0 线性升降，在图 3-38(c)中，当 $u_S>0$，在 $0<t<DT$ 时区中，有 T_1 和 T_3 导通，且有以下方程成立：

$$U_d=u_L+u_2$$

$$u_L=U_d-u_2$$

式中 u_2 是与反电势相平衡的等效电压，在 $r_0=0$ 条件下，等效电压 $u_2=U_0$，由 u_L 波形有

$$\frac{\Delta I_0}{DT}=\frac{U_d-U_0}{L_0}=\frac{U_dD_0}{L_0}$$

$$\Delta I_0=\frac{U_dDD_0T}{L_0} \tag{3-179}$$

当 $D=0.5$ 时，有

$$\Delta I_0=\Delta I_{0m}=\frac{U_dT}{4L_0} \tag{3-180}$$

式中 ΔI_{0m} 是电流脉动的最大值。

（六）开关频率 f 的选择

开关频率的数值将多方面影响电路的性能，选择时应考虑以下因素：

1. 保证负载电流连续：单极性电路在轻载时会由于储能不足而出现电流断续，它将使电机换向恶化，机械特性变软。因此必须避免电流断续，保证负载电流连续的条件是

$$2I_{OM}>\Delta I_{0m} \tag{3-181}$$

式中 I_{OM} 是最小负载电流，将式(3-179)代入上式，并解出开关频率的最低值 f_M 应为

$$f_M\geqslant\frac{U_d}{8L_0I_{OM}}. \tag{3-182}$$

上式表明，负载电流最小值越低，为保证电流连续所需的开关频率便越高。

2. 保证调速系统损耗为最低：提高开关频率可以减小电流脉动，保证电流连续，但开关频率越高，电路的开关损耗便越大。因此不能过分提高开关频率，对于单极性电路，从减低开关损耗的角度，频率由下式决定：

$$f=0.263\sqrt{\frac{\alpha_S}{T_0(t_r+t_f)}} \tag{3-183}$$

$$\alpha_S=\frac{I_S}{I_{dN}}$$

$$I_S=\frac{U_d}{r_0}$$

$$T_0=\frac{L_0}{r_0}$$

式中：α_S—电机起动电流 I_S 与额定电流 I_{dN} 的比值；T_0—电枢电磁时间常数；t_r—功率器件的电流上升时间；t_f—功率器件的电流下降时间。

式(3-183)表明，功率器件的开关速度越高，容许的开关频率也越高。

三、倍频式单极性 PWM 全桥电路分析

由上分析可见，开关频率的选择受到多方面因素的约束，而且相互制约。例如，提高开关频率对减小电流脉动有益，但会增加开关损耗导致电路效率下降。因此，能否使电路有高的输出频率而功率器件的开关频率却不高，这在同频式电路是无法实现的。所谓倍频式电路就是从控制电路工作方式上解决上述问题，实现 $f_0=2f$。

倍频式电路的主电路结构如图 3-39(a)所示，显然它与图 3-38(a)同频式电路完全相同，其差别仅在控制信号的状态分布。

（一）控制极电压的状态分布

直流信号 $u_S>0$ 时的控制极脉冲电压状态分布如图 3-39(c)所示。由图可见，u_{g1} 和 u_{g4} 都是脉冲列，但在相位上与 u_{g2}，u_{g3} 并不同相，这又与双极性电路不同；由图可见，u_{g1} 与 u_{g4}，u_{g2} 与 u_{g3} 在相位上互补。

图 3-39(c)示控制电压 $u_S>0$ 时的脉冲时序。由图可见，u_{g1} 和 u_{g4} 脉宽由合成信号 u_c+u_S 的过零点决定，其中 u_c 是等幅三角波，其重复周期 T 就是功率器件的开关周期，其幅值 U_{cm} 为恒

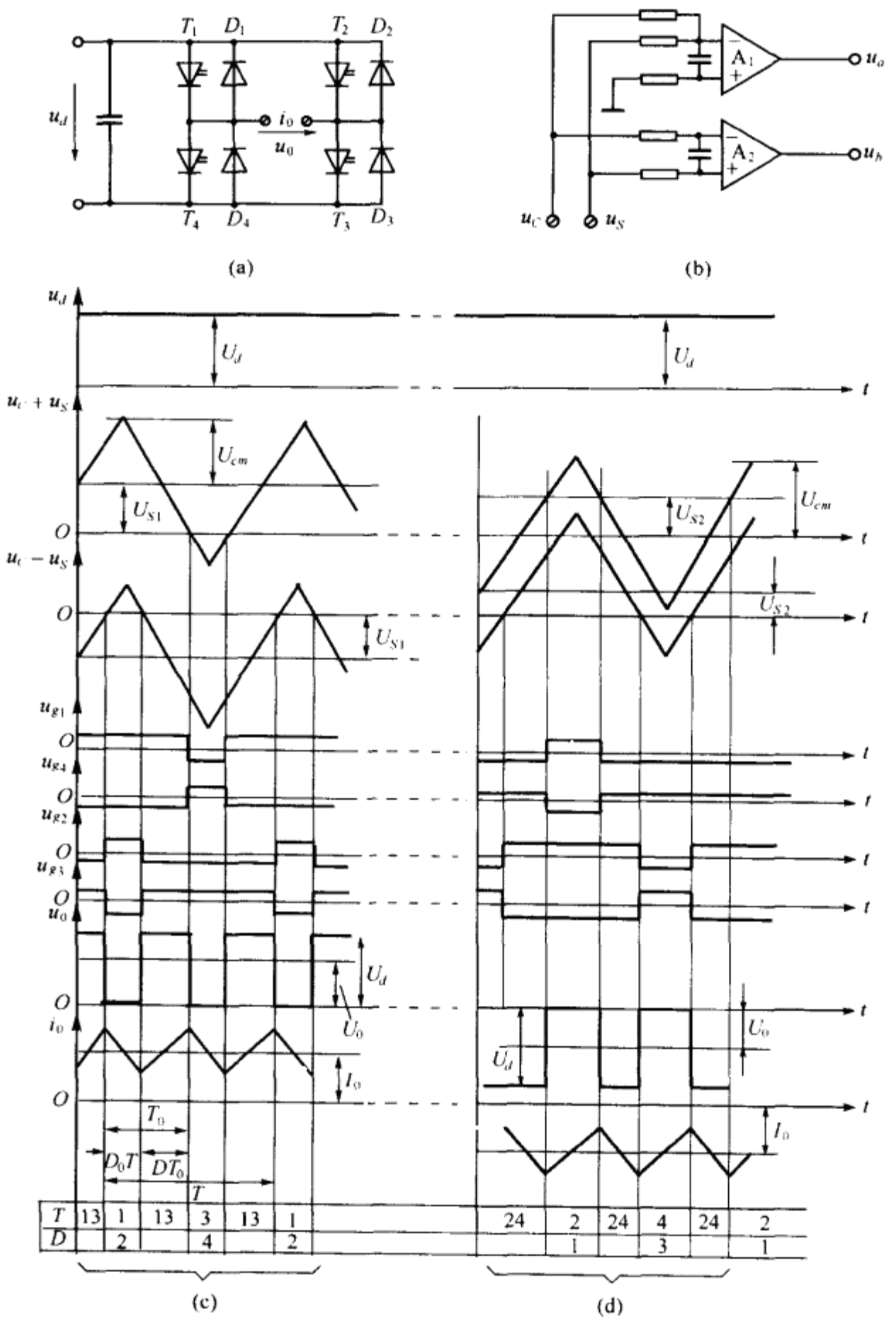


图 3-39 倍频式单极性 PWM 全桥电路

值；u_S 是直流控制信号，图中有 $u_S=U_{S1}$，其极性决定电机转向，其幅值决定电机转速，所以也称速度给定值；同理，u_{g2}和 u_{g3}的脉宽则由线信号 u_c-u_S 的过零点决定。

实现上述电压合成的电路如图 3-39(b)所示，图中 A_1 为加法器，A_2 为减法器，其输出电压 u_a 和 u_b 分别控制 $u_{g1}(u_{g4})$和 $u_{g2}(u_{g3})$。

(二)工作过程分析

1、$u_S>0$ 时的情况：控制极脉冲序列如图 3-39(c)所示，电路具有两种工作模式：第一种模式是 T_1 和 T_3 导通($u_{g1}>0$，$u_{g3}>0$)，$u_0=U_d$，负载电流线性上升，$i_0>0$，负载从电源吸取能量；第二种模式是 T_1、D_2(或 T_3、D_4)导通，$u_0=0$，负载电感释放能量，负载电流下降。在这种模式，

输出瞬时功率为零，由开关时序可见，功率器件 T_1 的一个开关周期中，输出电压 u_0 已经历了两个工作循环，也即 $f=2f_0$。

由图可见，输出电压平均值为

$$U_0=DU_d$$

式中 $D=1-D_0$，而 D_0T_0 是 u_{g1} 和 u_{g3} 幅值为负的脉宽。

2. $u_S=0$ 的情况：$D_0=1$，$D=0$，T_1 和 T_3 没有同时导通的机会（T_2 和 T_4 也没有机会）。因此，输出电压 $u_0=0$。

3. $u_S<0$ 的情况：控制极脉冲时序如图 3-39(d)所示，电路也具有两种工作模式：第一种模式是 T_2 和 T_4 导通，$u_0=-U_d$，i_0 负向增长；第二种模式是 T_2、D_1（或 D_3、T_4）导通，$u_0=0$，输出电压平均值 $U_0=-DU_d$。

第九节　双极性 PWM 四象限电路

双极性 PWM 四象限桥式电路如图 3-40 所示，其中图 3-40(a)是半桥电路；图 3-40(b)是全桥电路。与单极性电路不同的是：无论半桥电路或者全桥电路都可实现双极性 PWM 控制。半桥电路虽然使用的器件数量少，但输出电压仅为全桥之半，因此在相等输出功率时，其电流容量应倍于全桥，而就器件耐压而言，两种电路均为 U_d。下面以全桥电路进行分析，分析的基本假定与上节相同，负载也为他激式电动机，具有恒定激磁，等效电路如图 3-40(c)所示。

一、控制极脉冲时序分布

控制极脉冲时序分布如图 3-40(d)所示。

由图可见，u_{g1} 与 u_{g3}、u_{g2} 与 u_{g4} 同相；$u_{g1.3}$ 与 $u_{g2.4}$ 在相位上互补；$u_{g1.3}$ 的脉宽为 DT，$u_{g2.4}$ 的脉宽为 D_0T。图中示出三种不同的脉宽：时区 A 对应于 $D_0T<DT$；时区 B 对应于 $D_0T=DT$；时区 C 则有 $D_0T>DT$。随着 D 值的变化，电路工作状态也相应变化，占空比 D 值则跟随直流控制电压 u_S 而变，且有

$$D=\frac{1}{2}(1+\rho) \tag{3-184}$$

式中

$$\rho=\frac{u_S}{|U_{Sm}|} \tag{3-185}$$

U_{Sm} 为直流控制电压 u_S 的最大幅值，式(3-185)可由图 3-41 描述。

二、工作过程分析

设外加直流控制电压 $u_S=+U_{s1}(U_{s1}<U_{sm})$，由式(3-184)知，占空比 D 在 0.5～1.0 之间，为简单，忽略内阻 r_0 的影响，根据负载等效电路（图 3-40(c)）输出电压平均值 U_0 将与负载等效电压 U_2 相平衡。在图 3-40(a)的时区 A 中，当 $u_{g1.3}>0$，$u_{g2.4}=0$ 时，T_1、T_3 导通而 T_2、T_4 关断，$u_0=U_d$，负载电流将线性增长，上升率为：

$$\frac{\Delta I_0}{DT}=\frac{U_d-U_2}{L_0}=\frac{U_d-U_0}{L_0}\bigg|_{r_0=0} \tag{3-186}$$

当 $u_{g1.3}=0$，$u_{g2.4}>0$ 时，T_1 和 T_3 相应关断，但由于 $i_0>0$，T_2 和 T_4 不能导通，为了维持 i_0 连续，D_2 和 D_4 正偏导通，$u_0=-U_d$，能量从负载返回电源，负载电流线性下降，下降率为

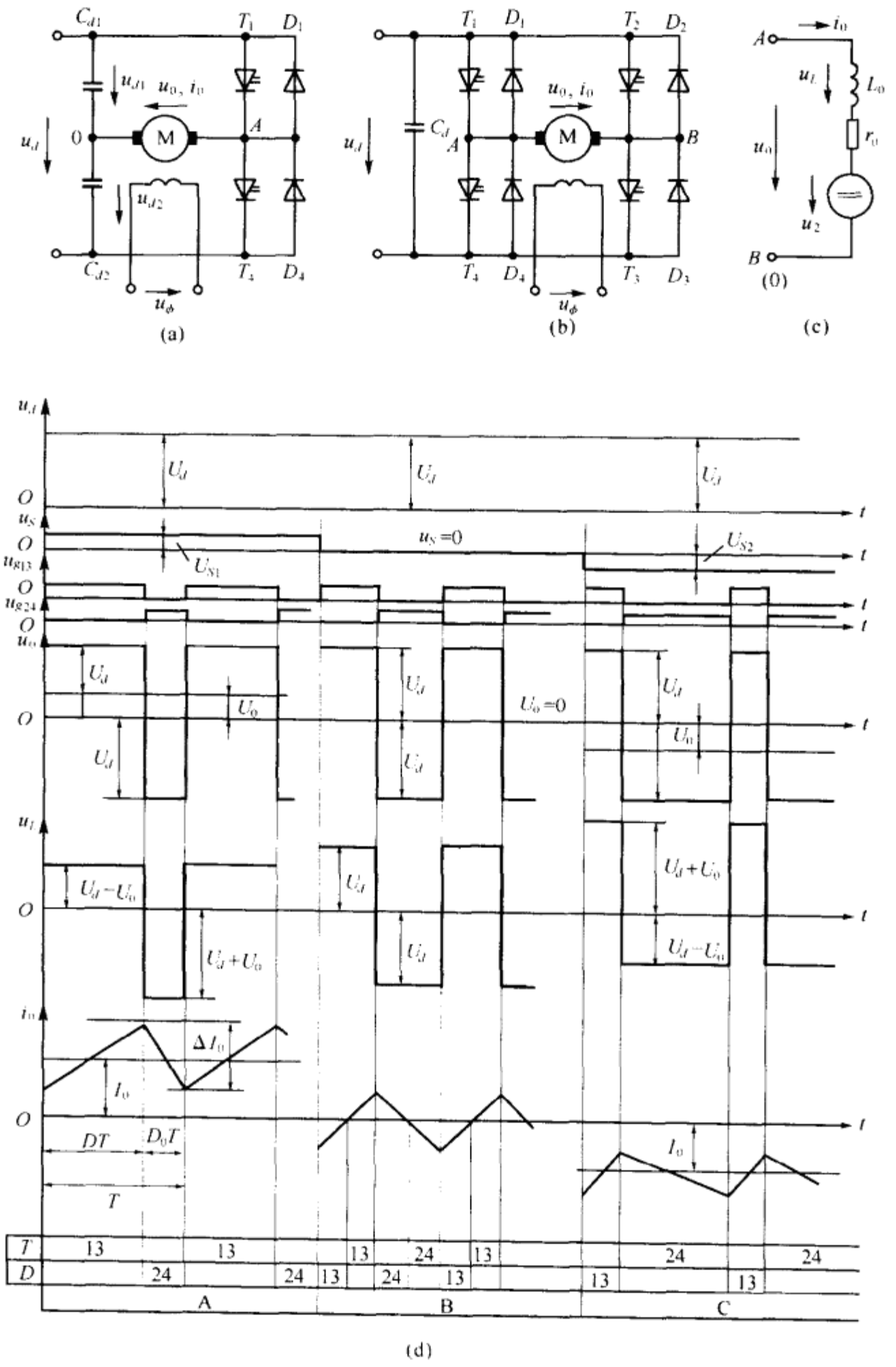


图 3-40 双极性 PWM 四象限全桥电路

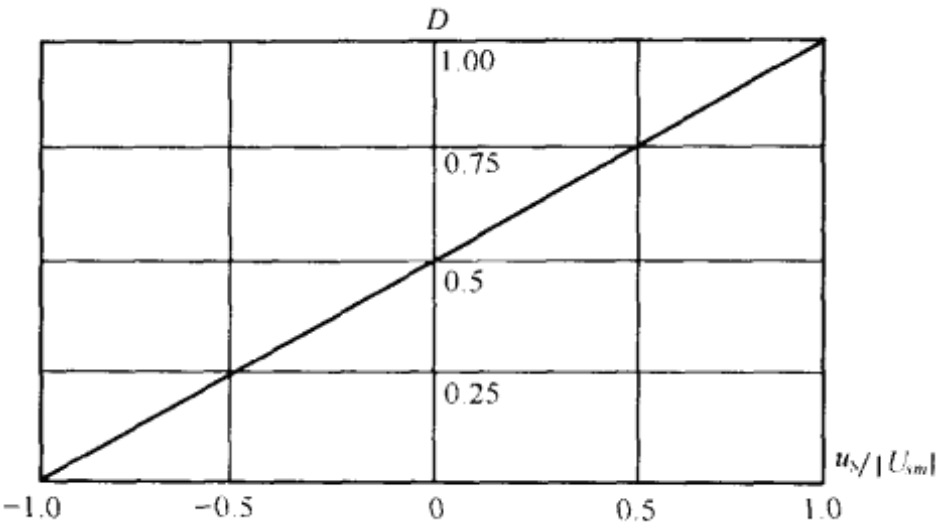


图 3-41　占空比 D 与控制电压 u_S 的关系

$$\frac{\Delta I_0}{D_0T}=-\left(\frac{U_d+U_2}{L_0}\right)=-\left(\frac{U_d+U_0}{L_0}\right)\Bigg|_{r_0=0} \tag{3-187}$$

由于 $DT>D_0T$，输出平均电压 $U_0>0$，也即 $U_2>0$（按图标正方向），此时电路工作在第一象限，电动机运行于正转电动状态。

在图 3-40(d)的时区 B 中，由于 $DT=D_0T=0.5T$，相当于控制电压 $u_S=0$（参见式(3-184)），负载从直流电源吸取的能量与回馈的能量相等，因此输出平均功率 $P_0=U_0I_0=0$。

若控制电压反向，即 $u_S<0$，由图 3-41，有 $D<0.5$，电路波形如图 3-40(d)的时区 C 所示，当 $u_{g2,4}>0$，$u_{g1,3}=0$ 时，$T_{2,4}$ 导通，$u_0=-U_d$，当 $u_{g2,4}=0$，$u_{g1,3}>0$ 时，有 D_1 和 D_3 导通，$u_0=U_d$，$i_0<0$，由于 $DT<D_0T$，故有 $U_0<0$，$I_0<0$，因此输出平均功率 $P_0=U_0I_0>0$，电路工作在第三象限，电动机运行于反转电动状态。

三、直流增益 A_v

由式(3-174)有

$$U_0=(2D-1)U_d$$

所以

$$A_V=\frac{U_0}{U_d}=2D-1=\rho \tag{3-188}$$

也即

$$U_0=\rho U_d=A_{V0}u_S \tag{3-189}$$

式中：

$$A_{V0}=\frac{U_d}{|U_{Sm}|}$$

式(3-188)表明，在 U_d 和 U_{Sm} 为给定的条件下，比值 A_{V0} 为定值。因此输出电压平均值 U_0 随控制电压 u_S 线性变化，即双极性 PWM 桥式电路实质上是一只线性电压放大器，U_0 与 u_S 间的增益为 A_{V0}。

四、输出电流脉动 ΔI_0 的计算

根据忽略电路内阻 r_0 作用的假定，负载电流 i_0 将线性升降如图 3-40(d)所示，根据 L_0 端压 u_L 的波形有

$$\frac{\Delta I_0}{DT}=\frac{U_d-U_0}{L_0}=\frac{2U_d(1-D)}{L_0} \tag{3-189}$$

$$\Delta I_0=\frac{2U_dT}{L_0}(1-D)D \tag{3-190}$$

令$\frac{\mathrm{d}(\Delta I_0)}{\mathrm{d}D}=0$,求出 $D=0.5$ 并代入式(3-190)有

$$\Delta I_{0m}=\left.\frac{U_d T}{2L_0}\right|_{D=0.5} \tag{3-191}$$

式中 ΔI_{0m}是 ΔI_0 的最大值。

参考文献

[1]Bird B M, King K G. An Introduction to Power Electronics. New York: John Wiley & Sons, 1983

[2]丁道宏主编. 电力电子技术. 北京:航空工业出版社, 1992

[3]张立, 赵永健编著. 现代电力电子技术. 北京:科学出版社, 1992

[4]G Hua, et al. Novel Zero Current Transition PWM Converters, PESC'93. P. 538

[5]G Hua, F C Lee. ZVS and ZCS Full Bridge PWM Converter for High Power Applications. PESC'94

[6]G Hua, et al. Novel Zero Voltage Transition PWM Converters. PESC' 92

[7]吴守箴, 臧英杰. 电气传动的脉宽调制控制技术. 北京:机械工业出版社, 1995

[8]Unitrode Integrated Circuits Corp. Product and Applications Handbook. 1995—1996

[9]徐强编著. 脉宽调速系统. 上海:上海科技文献出版社, 1983

[10]林渭勋等编著. 电力电子技术基础. 北京:机械工业出版社, 1990

第四章

无源逆变电路

第一节 概 述

DC/AC 变换电路简称逆变电路，它能够实现直流电能到交流电能的转换，在应用中构成静止式交流电源装置。众所周知，在已有的电能生产方式中，化学能电池和太阳能电池都属于直流电源，当需要由这些电源向交流负载供电时便必须经过 DC/AC 变换；此外，还有公共电网和各式独立电源（其中心频率为 50Hz），由这些电源向交流负载供电是最普遍的方式，但随着生产的发展，有相当一部分的用电负载对供电质量有特殊要求，上述电源难于直接向这些负载供电。为满足这些要求，历史上曾经有过旋转式变流器和静止式离子变流器，由于他们的经济技术指标均不如目前应用的静止式半导体变流器，因而已为后者所取代。

一、工业特殊交流电源的分类

从用电负载对电源要求的角度出发，主要工业特殊交流电源有以下几种：

（一）感应加热电源

根据加热工艺方式和工件尺寸的不同，感应加热电源的频率范围从几百赫到几百千赫，其中低于 0.4kHz 称为工频式低频电源，低于 20kHz 的称为中频电源，低于 100kHz 的称为超音频电源，而高于 100kHz 的则称为高频电源。

这类电源的典型结构是通过 AC/DC 变换，将来自公共电网的交流电能先变换成直流，再经过 DC/AC 变换成负载所需频率的交流电能，因而是一种间接式变频器，包含逆变电路。按目前器件的开关水平，低、中频电源大部分可用晶闸管逆变电路实现，但输出功率随频率的增加而减小，超音频和高频电源则采用半导体全控型器件构成逆变电路，其中大功率高频电源目前则依然采用电子管构成自激振荡器实现 DC/AC 变换。

这类电源的特点是按负载工件的尺寸把交流电能的频率提高到实现感应加热所需的频率，并在加工过程中维持功率恒定，由于大多数负载电路参数为时变，故逆变电路必须具有频率自动跟踪功能，电源频率在加工过程中将在标称频率附近一定范围内漂移；

（二）交流调速电源（变频变压电源，VVVF 电源）

变频调速是交流调速的典型方式，为保持电机气隙磁通恒定以防止铁心饱和，必须使定子电压与频率同步变化。因此，交流调速电源是一种变频变压电源。

这类电源目前多采用间接变频方式，因而也包含逆变电路。

根据目前功率器件的水平，在中小容量以内采用 IGBT 逆变器，在大容量时则可采用 GTO 或 SCR。

（三）恒频恒压电源（CVCF 电源）

这类电源的典型代表是不间断电源系统（简称 UPS）。对于诸如计算机一类的负载，电源电压波动、频率漂移、瞬时干扰和突然中断等现象都会造成损失，因此要求由优质不间断电源供电。这类电源的电压稳定度、频率稳定度、波形失真度和不间断性都优于公共电网，尤其是电源的可靠性（含不间断供电）。

这种电源的结构也采用间接式变换，因而也包含逆变电路，整个电源含整流，静止开关、逆变和电池四个基本部分，前两个环节采用 SCR 组装，而逆变电路所用的器件却不断更迭，由 SCR、GTR，到目前的 IGBT 和 MOSFET 等。

属于这类电源的还有航空机载电源，机车辅助电源（通信用电等），为了实现小型轻量化这些电源多采用 400Hz。

（四）有源逆变电源

这类电源的典型代表是直流输电系统，同交流输电方式相比，直流方式具有更多的优点。随着半导体变流技术的发展，已为这种输电方式提供了可能性，因而在工业发达国家得到广泛应用。直流输电系统也采用间接变频方式，在送电端先将交流电能转换为直流；在受电端再重新将直流电能转换为交流，因而也包含逆变。它与前述几种逆变电路存在以下区别：

1. 逆变电路以终端电网为负载，为了使各地电网相互连结，输电线路在终端并网，也即逆变输出交流电能馈入当地电网，这种逆变器称为有源逆变器，目前多采用相控方式，并利用负载电网电压实现换流（即负载换流方式）。

2. 为了减少线路损耗，提高输电效率，多采用高压格局。

有源逆变电路的另一用途是绕线式电动机的调速系统，在该系统中将转差功率通过逆变器反馈回电网。

二、逆变电路的基本用途

（一）直接变换

直接将太阳电池或化学电池等直流电能转换为负载所需要的交流电能称为直接变换。

（二）间接变换

间接变换指在多级转换系统中承担 DC/AC 变换的任务。如前述的四种工业交流电源均采用 AC－DC－AC 结构，因而也都包含逆变电路。在新型的直流开关电源中，为了实现小型轻量化和输入输出量的电隔离，采用内含变频环节的结构，由逆变电路将直流电能先转换成高频电能，由高频变压器实现电隔离，在变压器付边经过高频整流转换成直流电能。

三、逆变电路的分类

迄今已发展了多种逆变电路并可大致分类如下：

- 逆变电路
  - 输出电能去向
    - 有源逆变电路
    - 无源逆变电路
  - 功率器件
    - 半控型器件组成的电路
    - 全控型器件组成的电路
  - 直流电源
    - 电压源电路
    - 电流源电路
  - 电路结构
    - 桥式电路
      - 半桥
      - 全桥
    - 非桥式电路
  - 输出相数
    - 单相电路
    - 三相电路
  - 开关方式
    - 硬开关方式
    - 软开关方式

当逆变电路输出的交流电能直接用于负载时，称为无源逆变；凡输出电能馈向公共交流电网时，则称为有源逆变，本章只讨论前一种逆变电路。

利用全控型器件组成逆变电路可以说是发展趋势，因为它存在功率密度高，性能好，小型轻量化等优点，因而在不同容量范围内逐渐取代由 SCR 组成的逆变电路是必然的。

根据直流侧滤波器的形式，逆变电路可以分为电压源和电流源两类。前者直流端并联大电容，它既抑制直流电压纹波，减低直流电源内阻，使直流侧近似为恒压源，另方面又为来自交流侧无功电流的流传提供通路；后者在直流侧串联大电感，它既抑制直流电流纹波，使直流侧近似为恒流源，另方面为来自逆变侧的无功电压分量提供支撑，维持电路间电压平衡，保证无功功率的流传。因而对逆变电路而言，前者称为电压源逆变电路，后者称为电流源逆变电路。分析表明，这两类电路的性能有很多不同。

必须指出，在较早的教材和论文中，对由上述直流侧电源性质不同给后续逆变电路的称谓这一点上，并不很统一。例如既有称电压源，也有称电压型，但指的都是直流侧并联大的滤波电容，这本来是无所谓的。但在近期的论文中，已不断出现如电压源电流型逆变器[1][2]这样的称谓，上面的源和型显然不是同一意义，下面略加解释。

在早期的电压源逆变电路控制策略中，绝大多数的被控量都是输出电压，除了要求输出电压的幅值和频率能连续可调之外，对输出电压的谐波含量（或失真度）要求尽可能小，也即对输出电压进行控制，以求得到纯正的正弦波电压。从这一思路出发，先后提出了等宽 PWM 和正弦 PWM 等技术，在电机驱动领域中还有磁链跟踪型 PWM 技术等。到目前为止，以输出电压为控制对象的 PWM 技术是应用最为广泛的控制技术，但这种技术自身也存在很多缺点。例如在电机驱动系统中，由于被控量是输出电压脉宽，电机负载不能得到快速的电流和力矩响应，系统难于达到高性能。因此有必要寻求新的控制策略，这种新的控制策略是控制电机的输出电流，促使其输出正弦波电流，这样不仅会有快速的力矩响应，还有强的过载能力等一连串优点，从而解决传统 PWM 技术存在的问题。这种新的控制策略已逐渐得到应用，也有了集成控制芯片，为了区别，称这种控制为电流跟踪型，简称电流型；同理，原来的控制便称为电压型。显然，这里型的意义指的是被控制的输出量，因此电压源电流型逆变电路是指由电压源直流供电并以输出电流为控制量的逆变电路。

本章以电压源电压型逆变电路为主，适当介绍电压源电流型逆变电路。显然，其区别是在控

制电路方面。

必须指出，电流型的控制策略不仅存在于逆变电路，也同样存在于新型的直流变换电路中。这方面内容在上章并未涉及，在本书第六章将结合网侧功率因数校正技术(PFC)加以介绍。

凡是以零电压或零电流方式进行开关的逆变电路便称为软开关逆变电路；相反则称为硬开关逆变电路。本章只介绍后一类电路，关于前一类电路将在本书最后四章详细介绍。

第二节　单相方波逆变电路

电压源单相半桥式逆变电路如图 4-1(a)所示，而单相全桥式逆变电路则如图 4-1(b)所示。由图可见，全桥电路是由两个半桥电路拼凑而成，前者结构简单，但输出电压低，适用于小容量场合；后者相对复杂一些，但输出电压提高一倍，因而适用于较大容量场合。

一、基本假定

(一)理想器件

构成逆变电路的功率开关器件均具有理想特性：无惯性，无内耗，开关状态的转换可在瞬间完成。

(二)理想电源

向逆变电路供电的直流电源无内阻，直流侧并连电容 C_d 的数量足够大，直流电压 U_d 无纹波，可视为电压源；输出电压波形不受负载影响。

(三)理想负载

逆变电路具有理想线性负载：电抗器无直流内阻，磁路不饱和，电容器无内耗。

上述假定均为简化分析而作，与实际工况有差别，并将在今后分析中逐一修正。

二、方波逆变电路

指逆变电路输出电压为交变方波，且脉宽 $\tau=\pi(\mathrm{rad})$，如图 4-1(d)所示。由图可见，若加到全桥电路各臂可控器件 $T_1\sim T_4$ 的控制极信号波形如图 4-1(c)所示。即 u_{g1} 和 u_{g3}、u_{g2} 和 u_{g4} 同相；而 u_{g1} 和 u_{g4}、u_{g2} 和 u_{g3} 的相位互补，根据上述假定，电路输出电压 u_0 波形为一交变方波，脉宽 $\tau=\pi$。

(一)输出电压分析

按上分析，逆变电路输出电压的重复频率，受控于控制极信号 u_g 的重复频率 f，输出电压 u_0 的脉宽 τ 为 π，脉幅为 U_d，如图 4-1(d)所示。将 u_0 用富里哀级数展开：

$$
\begin{aligned}
u_0 &= \sum_n \frac{4U_d}{n\pi}\sin n\omega t \quad (n=1,3,5,\cdots)\\
&= \frac{4U_d}{\pi}\left(\sin\omega t+\frac{1}{3}\sin 3\omega t+\frac{1}{5}\sin 5\omega t+\cdots+\frac{1}{n}\sin n\omega t\right)\\
&= U_{01m}\sin\omega t+U_{03m}\sin 3\omega t+U_{05m}\sin 5\omega t+\cdots+U_{0nm}\sin n\omega t
\end{aligned}
\tag{4-1}
$$

式中：$\omega=2\pi f$。

基波幅值：
$$U_{01m}=\frac{4U_d}{\pi}=1.27U_d \tag{4-2}$$

基波有效值：
$$U_{01}=\frac{U_{01m}}{\sqrt{2}}=0.9U_d \tag{4-3}$$

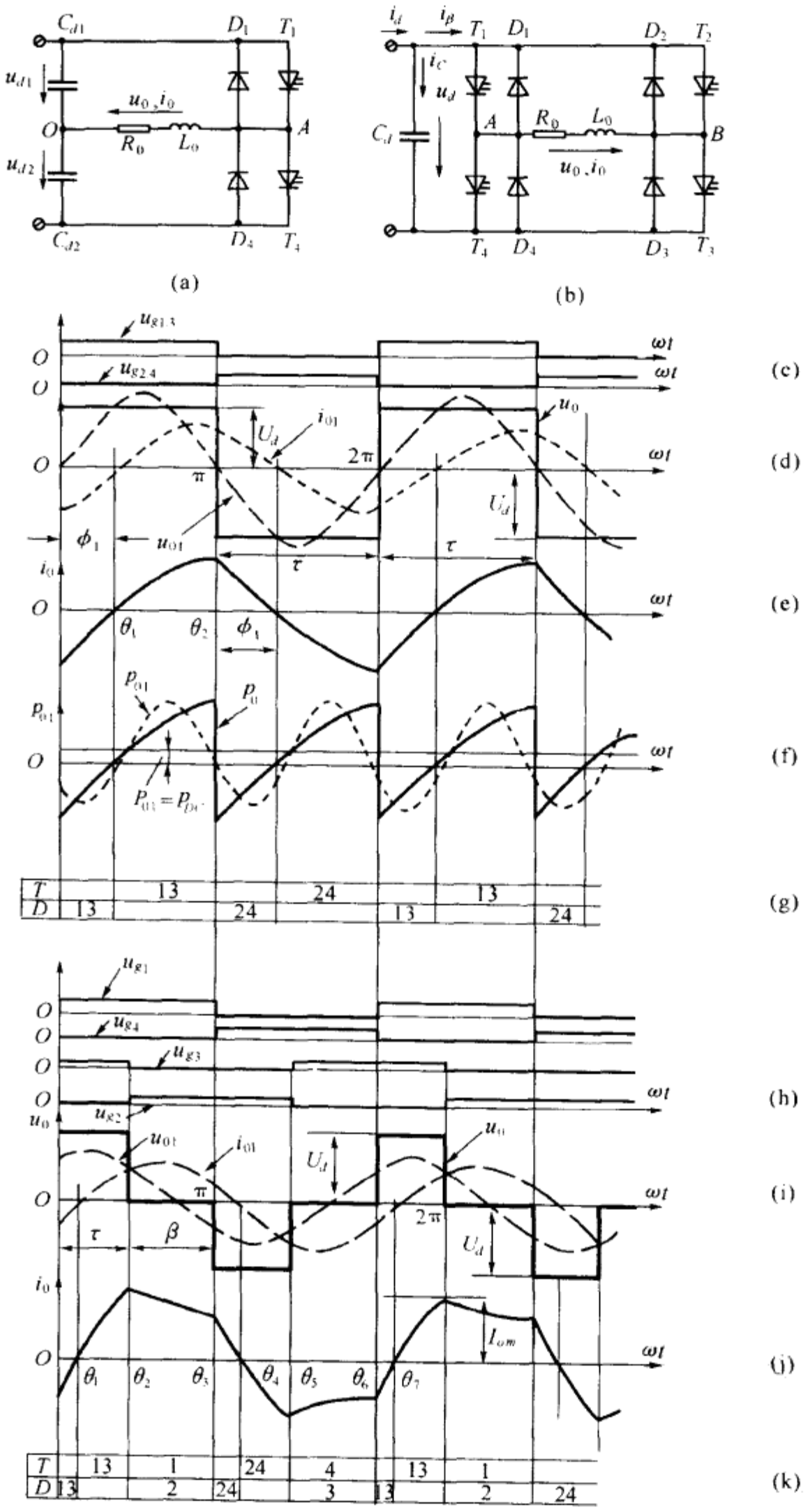


图 4-1 电压型单相桥式逆变电路

基波电压增益：
$$A_V=\frac{U_{01}}{U_d}=0.9 \tag{4-4}$$
通过以上分析，可以看出方波逆变电路输出电压具有以下特点：

1. 输出电压 u_0 的波形与负载参数无关，均为交变方波；但输出电流 i_0 的波形则与负载性质和参数有关，例如在感性负载下，其基波分量 i_{01} 滞后于基波电压 u_{01} 某一角度 $\phi_1=\arctan\omega L_0/R_0$；

2. 输出电压 u_0 除包含基波分量 u_{01} 之外，还包含奇次谐波，其幅值随谐波次数增加递减。令
$$C_n=\frac{U_{0nm}}{4U_d/\pi}=\frac{1}{n}\bigg|_{n=3,5,7\cdots} \tag{4-5}$$
式中 U_{0nm} 是 u_0 的 n 次谐波幅值，$4U_d/\pi$ 是基波幅值，C_n 表示各次谐波的相对强度，若 C_n 值越高，则表示输出电压 u_0 谐波含量越高。

总谐波失真度 THD(Total Harmonic Distortion Factor)定义为
$$\mathrm{THD}=\frac{1}{U_{01m}}\left(\sum_{n=2}^{\infty}U_{0nm}^2\right)^{\frac{1}{2}} \tag{4-6}$$
$$=\left(\sum_{n=2}^{\infty}C_n^2\right)^{\frac{1}{2}} \tag{4-7}$$
上式表明，THD 表示 u_0 谐波总含量，若谐波含量越高，则 THD 越大，若 u_0 中无谐波，则 THD=0，逆变输出电压 THD 的容许值与负载有关，例如对计算机用不间断电源系统(UPS)，THD≤5%，这显然比以交流电动机为负载的变频器所要求的 THD 值低。

3. 由式(4-4)描述的电压增益 A_V 表示输出基波电压有效值 U_{01} 与 U_d 的比值，A_V 值越高，为获得相同输出基波电压 U_{01} 所需用的直流电压 U_d 便越低，因此 A_V 又称作直流电压利用率。

(二)方波逆变电路的换流方式

由图 4-1(g)可见，当 $T_{1,3}$ 或 $T_{2,4}$ 导通时，输出电压 u_0 和输出电流 i_0 同向，电源向负载提供能量；当 $D_{1,3}$ 和 $D_{2,4}$ 导通时，输出电压 u_0 和输出电流 i_0 异向，负载中能量反馈到 C_d 中，反并二极管和 C_d 为无功电流提供通路。根据上述工作状态，逆变电路具有以下两种不同的换流方式：

1. 臂内换流：指电流在同一导电桥臂内器件间的转移。例如在图 4-1(e)中，$\omega t=\theta_1$ 时，$i_{D1}=0$，D_1 截止，由于 $u_{g1}>0$，T_1 相继导通，负载电流反向并从 D_1 中移至 T_2(同理在另一桥臂中有 D_3 移至 T_3)。这种电流转移产生于电流过零时刻，换流过程只涉及桥臂内器件的更迭，并不改变导电回路，物理过程相对简单，故也称自然换流方式；

2. 臂间换流：指电流在桥臂间转移。例如在 $\omega t=\theta_2$ 时，有 $u_{g1}=0$，T_1 关断，由于 $i_{T1}=i_0>0$，为了维持电流的原来的流向，尽管此时有 $u_{g2}>0$，但只有 D_2 正偏导通(由于 D_2 导通，T_2 反偏阻断)。这种换流是在上下导电臂进行，涉及导电回路的更迭，而且换流时退出导通器件中电流并无自然过零的性质，因而换流过程相对复杂，也称强制换流。

必须指出，上述臂内换流和臂间换流方式也同样存在于容性负载，但臂内换流程序改为由 $T\rightarrow D$；臂间换流程序相应为 $D\rightarrow T$，适与上述感性负载过程相反，读者可自行分析。

(三)逆变电路的功率

根据图 4-1(d)(e)，逆变输出功率的瞬时值 p_0 为
$$p_0=u_0i_0 \tag{4-8}$$
由图可见，在 $0<\omega t<\phi_1$ 区间，$p_0<0$，说明在该区间电路工作于整流状态，负载端交流电能通过反并二极管反馈到直流电源，于是在非纯阻负载条件下，在一个工作循环内，逆变和整流工作状态交替出现，当 $\phi_1<\pi/2$ 时，逆变状态的持续时间将较整流状态长，负载端基波瞬时功率为
$$p_{01}=u_{01}i_{01} \tag{4-9}$$

按图 4-1(d)所选的时间坐标，有

$$u_{01}=U_{01m}\sin\omega t=\sqrt{2}U_{01}\sin\omega t \tag{4-10}$$

$$i_{01}=I_{01m}\sin(\omega t-\phi_1)=\sqrt{2}I_{01}\sin(\omega t-\phi_1) \tag{4-11}$$

式中

$$\omega=2\pi f=\frac{2\pi}{T}$$

U_{01}和 I_{01}分别是输出电压和电流的基波有效值，将式(4-10)(4-11)代入式(4-9)有

$$\begin{aligned}p_{01}&=U_{01}I_{01}\cos\phi_1-U_{01}I_{01}\cos(2\omega t-\phi_1)\\&=S_1\cos\phi_1-S_1\cos(2\omega t-\phi_1)\\&=P_{DC}+p_{AC}\end{aligned} \tag{4-12}$$

式中

$$P_{DC}=U_{01}I_{01}\cos\phi_1 \tag{4-13}$$

$$p_{AC}=-U_{01}I_{01}\cos(2\omega t-\phi_1) \tag{4-14}$$

式(4-12)表明，基波功率瞬时值包含直流分量 P_{DC}和交流分量 p_{AC}，p_{AC}以两倍基波频率规律变化，其平均值为零，因而基波平均功率为

$$P_{01}=\frac{1}{T}\int_0^T p_{01}\mathrm{d}t=S_1\cos\phi_1=P_{DC} \tag{4-15}$$

上式表明，逆变电路基波有功功率与平均功率相等。

(四)方波逆变电路的特点

1. 输出电压不可调

由式(4-3)可知，方波逆变电路输出电压基波有效值 U_{01}仅取决于直流电压 U_d，当直流电压 U_d 为定值时，U_{01}即相应为定值。但在实际应用中，诸如交流电动机的速度调整，加热电源的功率调节，优质恒压电源在外扰下的电压稳定，都需要逆变电路的输出电压在不同范围内连续可调。为了在方波逆变电路条件下实现输出电压可调，传统的方法有：

(1)采用直流电压 U_d 为可调的直流环节。例如采用相控式整流电路，或采用不控整流电路加 DC/DC 变换电路等方式。

(2)采用两台逆变电路的桥间移相调压方式。图 4-2(a)是两台单相全桥方波逆变电路 U_1 和

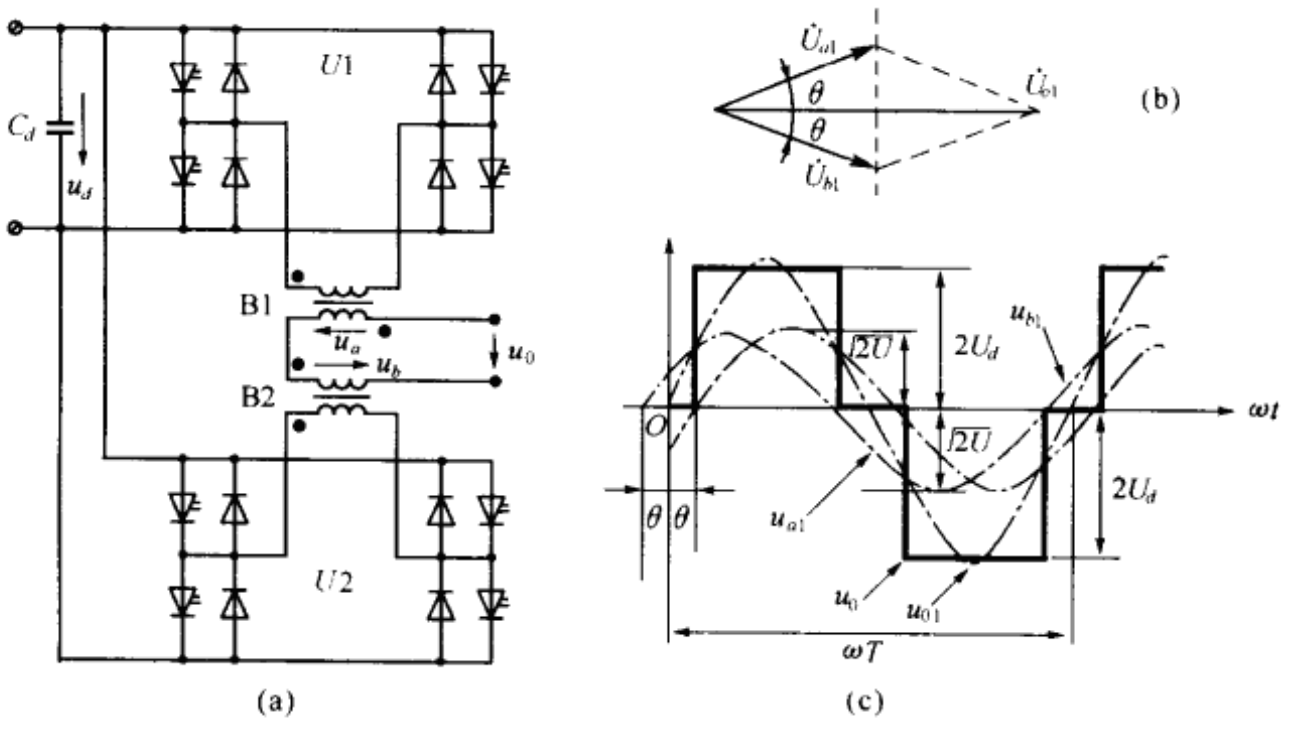


图 4-2 桥间移相调压方式

U_2，它们都由同一不控直流电源供电，直流电压 U_d，逆变输出电压 u_0 通过变压器 B_1 和 B_2 在次级绕组串联，即

$$u_0 = u_a + u_b \tag{4-16}$$

基波分量为

$$u_{01} = u_{a1} + u_{b1} \tag{4-17}$$

按照图 4-2(c)所示的时间坐标，基波电压 u_{a1} 和 u_{b1} 可表为

$$u_{a1} = \sqrt{2}U\sin(\omega t + \theta) \tag{4-18}$$

$$u_{b1} = \sqrt{2}U\sin(\omega t - \theta) \tag{4-19}$$

式中 θ 为相移角，且 $0 < \theta < \pi/2$。

将式(4-18)(4-19)代入式(4-17)得

$$\begin{aligned} u_{01} &= \sqrt{2}U[\sin(\omega t + \theta) + \sin(\omega t - \theta)] \\ &= 2\sqrt{2}U\cos\theta\sin\omega t = \sqrt{2}U_{01}\sin\omega t \end{aligned} \tag{4-20}$$

式中 U_{01} 是输出电压基波有效值。

$$U_{01} = 2U\cos\theta \tag{4-21}$$

上式表明，输出电压基波分量 u_{01} 是初相角为零的正弦波，而 u_{a1} 超前于 u_{01} θ 电角度，u_{b1} 则滞后于 u_{01} 相同角度，式(4-21)表明，基波电压的有效值与 U 和 θ 有关，因而只要改变 θ 值即可调节输出电压，包括 U_d 波动时维持 U_{01} 的稳定。

上述方案均可实现输出电压调节，但也都存在自身弱点。例如相控整流网侧功率因数低，对电网有污染，调节速度慢；不控整流加 DC/DC 方案则嫌变换级数多，系统效率低；桥间移相方案显然过于复杂，在功率器件开关容量低，最高单机容量小的时期有其实用价值。相反，若只为实现电压调节则显然得不偿失。

2. 输出电压谐波含量高

根据式(4-5)可计算 u_0 所含谐波强度如表 4-1 所示，若忽略 17 次以上谐波的影响，可由式(4-7)计得其总谐波失真度 THD＝45.2%。对照上述 CVCF 电源对 THD 的要求，方波逆变电路不可能作为 CVCF 电源直接向负载供电。其实，就是对 VVVF 电源，过高的谐波含量也将给电源带来很多不利的影响。

表 4-1

n	3	5	7	9	11	13	15	17
C_n	0.333	0.200	0.143	0.111	0.091	0.077	0.063	0.059

下面简析谐波含量对电源性能的影响：

(1)谐波含量对电源效率的影响

当 VVVF 电源向异步电动机供电以构成交流变频调速系统时，系统的效率可表为

$$\eta = \eta_1\eta_2 \tag{4-22}$$

式中：η_1—VVVF 电源的效率；η_2—导步电动机的效率。

现有电动机均按定子电流为正弦波设计，当定子电压包含高次谐波时，定子电流必然也包含谐波分量，该分量使电机产生附加损耗。

设定子和转子电阻对谐波电流的影响可忽略不计，定子中第 K_0 次谐波相电流的有效值为

$$I_{K0} = \frac{U_{K0}}{K_0 f_1 x_1}$$

式中：U_{K0}—K_0 次谐波电压有效值；x_1—基波漏电抗；f_1—基波频率。

第 K_0 次谐波铜耗为

$$P_{K0}=I_{K0}^2R_{K0} \tag{4-23}$$

式中 R_{K0} 为电机对 K_0 次谐波的电阻，因此总铜耗为

$$P_0=\sum_{K_0\neq 1}I_{K0}^2R_{K0}=\frac{1}{x_1^2}\sum_{K_0\neq 1}\left(\frac{U_{K0}}{K_0f_1}\right)^2R_{K0}$$

电机每相总铜耗为

$$P_T=P_1+P_0=I_1^2R_{01}+\frac{1}{x_1^2}\sum_{K_0\neq 1}\left(\frac{U_{K0}}{K_0f_1}\right)^2R_{K0} \tag{4-24}$$

式中：I_1—基波相电流有效值；R_{01}—电机对基波的电阻。

式(4-24)等号右侧第一项表示电机在正弦波电流时的铜耗。显然，在非正弦电流条件下，电机的铜耗增加，相应地 η_2 下降。因此，为了提高系统效率，必须抑制逆变电路输出电压的谐波含量。

(2)谐波含量对电机转矩的影响

当电机定子含有高次谐波，例如是 5 次谐波。其频率为

$$f_5=5f_1$$

该电流在电机气隙中产生谐波磁势，且建立谐波旋转磁场，其旋转速度为

$$n_{50}=\frac{60f_5}{p}=5n_{10}$$

式中：p—电机极对数；n_{10}—基波旋转磁场转速。

5 次谐波磁场沿基波磁场相反方向旋转，由于转子机械转速 $n_p\approx n_{10}$，因此 5 次谐波磁场在转子内感应出 6 倍于基频的转子电流。它与主磁场—基波磁场相作用，产生 6 倍于基频的谐波转矩，该转矩将使电机的电磁转矩产生脉动，此时电磁转矩的瞬时值为

$$M=M_0+\sum_{k=1}^{\infty}M_m\cos(6k\omega t+\varphi_m) \tag{4-25}$$

式中：M_0—电磁转矩的恒定分量；M_m—电磁转矩波动分量的幅值；ω_1—基波角频率；φ_m—波动分量与基波分量间的相位移；k—正整数列。

由电机学知，电动机动态转矩平衡方程式为

$$J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}=M-M_0=M-M_C \tag{4-26}$$

$$\Omega=\frac{2\pi n}{60}$$

式中：Ω—电机角速度；J—旋转部分的转动惯量；M_C—负载转矩；n—电机转速。

在稳态下应有 $M_0=M_C$，式(4-25)表明，由于波动转矩的存在，即使在恒定的负载转矩下，电机存在动态转矩，从而产生转速波动，将式(4-26)积分可得

$$\Omega=\Omega_0+\frac{1}{6\omega_1J}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{M_m}{k}\sin(6k\omega t+\varphi_m) \tag{4-27}$$

式中 Ω_0 为角速度的恒定分量。上式表明，电机角速度的波动分量幅值与基频 ω_1 成反比，ω_1 越低，波动分量的幅值越大；角速度波动分量幅值也与谐波次数成反比，低次谐波对转速的影响要比高次谐波大。

综上所述，由于脉动转矩的存在，即使在恒定负载下，电机角速度也是时变的，当电机处于低速运行时将产生爬行现象。为了避免上述现象，调速系统的力能指标中规定了转速的下限值，为了降低该下限值以提高系统的调速比，需要尽可能抑制逆变输出电压中低次谐波含量。

3. 直流电压利用率高

由式(4-4)知，单相电压型方波逆变电路的电压利用率 $A_V=0.9$，和其他逆变电路相比，该利用率很高，这是方波逆变电路的优点。

根据以上方波逆变电路存在的问题，对逆变电路的功能提出以下要求：

(1)兼具变频和调压功能；也即逆变电路具有内部调压的能力；

(2)输出电压谐波含量低，尤其是低次谐波含量，因为对于相同强度谐波，其次数越低，需用的滤波参数便越大；

(3)直流电压利用率要高。

三、相移式方波逆变电路

所谓相移式方波逆变电路是指通过控制极脉冲相位调节实现输出电压调节的方波逆变电路，其主电路结构完全与图 4-1(b)相同(顺便指出，半桥结构不能用)。但其控制极脉冲相位安排改为图 4-1(h)所示。由图可见，u_{g1} 和 u_{g4}、u_{g2} 和 u_{g3} 仍然保持互补相位关系，但 u_{g1} 与 u_{g3}(u_{g2} 与 u_{g4})却不同相，u_{g3} 和 u_{g2} 分别引前于 u_{g1} 和 u_{g4} 一电角度 β，该角度在 $0\sim\pi$ 范围内连续可调。根据上述控制脉冲的相位关系，可将主电路中由 T_1 和 T_4 组成的桥臂称为基准臂，而把 T_2 和 T_3 组成两臂则称为移相臂，其调压原理是依靠改变移相臂对基准臂的相位角 β 以改变输出电压波形，从而改变输出电压基波有效值 U_{01}，实现桥内移相调压的目的。

(一)电路工作模式

根据功率器件为理想器件的假定，不考虑其开关过程，电路在内部移相控制条件下，具有以下三种工作模式：

1. 第一模式：在图 4-1(j) $0<\omega t<\theta_1$ 区间，$u_{g1}>0$，$u_{g3}>0$，$u_{g2}=u_{g4}=0$，$u_0>0$，但 $i_0<0$，故应有 D_1 和 D_3 导通，其他器件关断，逆变输入功率的瞬时值 $p_d<0(i_\beta<0)$，表示负载通过逆变电路向电源反馈能量。

2. 第二模式：在图 4-1(j) $\theta_1<\omega t<\theta_2$ 区间，控制脉冲的状态同上，但 $i_0>0$，当 $\omega t=\theta_1$ 时有 $i_0=i_{D13}=0$，D_1 和 D_3 自然关断，对 T_1 和 T_3 的反向箝位解除，T_1 和 T_3 相应导通，由于 $i_\beta>0$，$p_d>0$，表示电源向负载输送能量。

3. 第三模式：在图 4-1(j) $\theta_2<\omega t<\theta_3$ 区间，当 $\omega t=\theta_2^+$ 时，$u_{g2}>0$，$u_{g3}=0$，T_3 关断，为了维持 i_0 连续，D_2 正偏导通，T_2 暂处反向阻断，于是电路中有 T_1D_2 导通，负载沿 T_1D_2 短路，$u_0=0$，$i_\beta=0$，L_0 中的储能释放出来维持 i_0 连续，输出功率瞬时值 $p_0=0$，直流输入功率 $p_d=0$，逆变电路与直流电源脱离，沿逆变桥流过内部环流，这种情况一直延续到 $\omega t=\theta_3=\pi$，$u_{g1}=0$，$u_{g4}>0$ 时为止。

综上所述可得：

1. 在半个周期中，电路一共经历了三种工作模式，而输出电压有三种电平变换，即

$$u_0=\begin{cases}+U_d, & \theta_1<\omega t<\theta_2\\ 0, & \theta_2<\omega t<\theta_3\\ -U_d, & \theta_3<\omega t<\theta_4\end{cases}\tag{4-28}$$

2. 改变移相角 β 即可改变电路处于第三模式的持续时间，从而改变输出电压脉宽 τ：

$$\tau=\pi-\beta\tag{4-29}$$

在直流电压 U_d 为恒值时，由于 τ 的改变将使输出电压的波形和数值都产生改变。

(二)输出电压分析

按图 4-3 所选坐标原点,将 u_0 用富里哀级数展开

$$u_0 = \sum_n A_n \cos n\omega t \tag{4-30}$$

式中 n 为正奇数

$$A_n = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} u_0 \cos n\omega t \mathrm{d}\omega t \tag{4-31}$$

$$u_0 = \begin{cases} U_d, & 0<\omega t<\tau/2 \\ 0, & \tau/2<\omega t<\pi/2 \end{cases} \tag{4-32}$$

将式(4-32)代入(4-31)有

$$A_n = \frac{4}{\pi}\int_0^{\tau/2} U_d \cos n\omega t \mathrm{d}\omega t = \frac{4U_d}{n\pi}\sin\frac{n\tau}{2} \tag{4-33}$$

$$u_0 = \sum_n U_{0nm} \cos n\omega t$$

式中

$$U_{0nm} = \frac{4U_d}{n\pi}\sin\frac{n\tau}{2} \tag{4-34}$$

基波电压幅值

$$U_{01m} = \frac{4U_d}{\pi}\sin\frac{\tau}{2} \tag{4-35}$$

基波电压有效值

$$U_{01} = \frac{U_{01m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi}\sin\frac{\tau}{2} \tag{4-36}$$

当脉宽 $\tau=\pi$ 时有

$$U_{01m} = \frac{4U_d}{\pi} \tag{4-37}$$

式(4-37)与式(4-2)相同。由式(4-34)知,改变脉宽 τ 即可改变包括基波在内的各次谐波幅值。图 4-3 示各次谐波幅值与 τ 的关系曲线,图中

$$C_n = \frac{U_{0nm}}{4U_d/\pi} = \frac{1}{n}\cdot\sin\frac{n\tau}{2} \tag{4-38}$$

根据各次谐波分布可计算输出电压总正弦失真度 THD 随 τ 变化的关系曲线。

(三)相移式方波逆变电路的特点

1. 电路兼具变频调压功能:利用控制极脉冲相位变化,在不改动主电路结构的条件下实现输出电压调节。由图 4-1(i)可见,实际上是改变输出电压的脉宽 τ,据此有些文献称之为单脉冲宽度调制式逆变电路;

2. 功率器件的开关环境有所改善:由图 4-1(j)可见,二极管具有零电流关断(ZCOFF)环境;相应地可控器件具有零电流开通(ZCON)的环境,由于是在零电流条件下开关,上述器件的开关损耗将比方波逆变电路低,这是移相式电路的优点,现在已可以利用这一固有特点来构成软开关电路并称之为控制型软开关电路,关于这方面内容将在本书第八章中详细讨论。

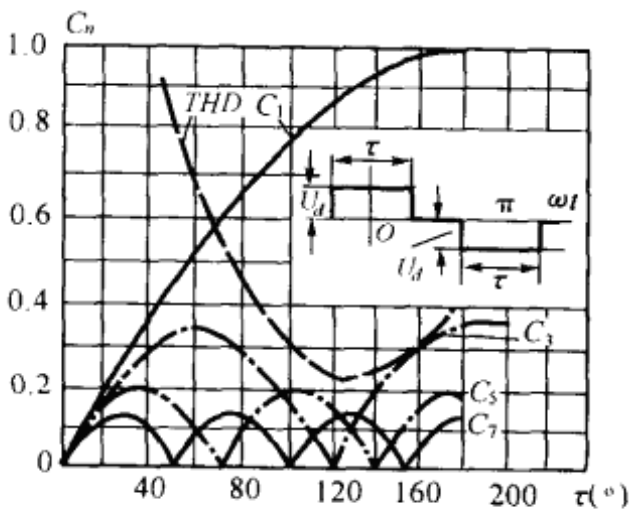


图 4-3 输出电压谐波含量

3. 谐波含量仍然过高:由图 4-3 可见,电路 THD 的最低值也超过 20%。必须指出,逆变电路 THD 高固

然是不希望的，但是如果这种高 THD 是由低次谐波构成的那就是更不希望的了。因为，对于相同 THD 值，它比高次谐波更难于运用滤波手段，显然上述两种逆变电路，其输出电压都包含了丰富的低次谐波。

4. 电路内部环流大：由图 4-1(i)和图 4-1(j)可见，在 $\theta_2<\omega t<\theta_3$ 和 $\theta_5<\omega t<\theta_6$ 两个区间，均有 $u_0=0$，$i_\beta=0$，相应直流输入瞬时功率 $p_d=0$，交流输出瞬时功率 $p_o=0$，但电路仍然有环流流过，这一电流并不输出功率，只会产生器件的导通损耗，如果逆变重复频率较高便会影响电路效率。

第三节　单相 SPWM 逆变电路

在上一章已分析过用于直流变换电路的 PWM 技术，其实用于逆变电路的 PWM 与前者的区别仅在于调制信号(控制信号)。读者已经知道，在 DC/DC 电路中，控制信号 u_S 只有幅值和极性的变化，但是如果 u_S 变成幅值和频率均可变化的周期信号时，主电路输出电压便成为频率和幅值均可调的交流电压，从而实现了 DC/AC 的变换。简言之，逆变用 PWM 技术是一种调制信号周期化的 PWM 技术。技术发展证明，调制信号正弦化的 PWM 技术具有很多优点，是目前应用最为广泛的逆变用 PWM 技术，简称 SPWM 技术。

和 DC/DC 变换电路一样，PWM 电路可以分为单极性 PWM 电路和双极性 PWM 电路，本节将分别介绍它们的工作原理。

一、双极性 SPWM 逆变电路

主电路结构如图 4-1(b)所示，单相全桥，电压源，感性负载，分析的基本假定同上节。载波信号 u_c 的重复频率为 f_c，幅值为 U_{cm}，一般可供选择的载波信号有锯齿波和三角波等，由于后者具有更高的控制灵敏度，因而常用三角波作为载波信号。图 4-4(a)示双极性对称三角波 u_c，而调制信号 u_g 可表为

$$u_g=U_{gm}\sin\omega t \tag{4-39}$$

式中：$\omega=2\pi f$ 。

u_c 和 u_g 的波形如图 4-4(a)所示，仿照 DC/DC 电路，调制比为

$$m=\frac{U_{gm}}{U_{cm}} \tag{4-40}$$

频率比为

$$K=\frac{f_c}{f}=\frac{T}{T_c} \tag{4-41}$$

根据 u_c 和 u_g 的交点，可得到相位互补的两脉冲列 C 和 $\bar{C}$ 如图 4-4(b)所示。由图可见，C 和 C 的脉宽 τ 随时间按正弦规律变化。为保持与第三章一致，以下脉宽 τ 的量纲为时间，若将 C 和 $\bar{C}$ 作为全桥电路 $T_{1,3}$和 $T_{2,4}$的控制脉冲，则逆变桥中 $T_1\sim T_4$ 将以载波频率 f_c 轮番导通，其输出电压 u_0 可表为

$$u_0=\begin{cases}+U_d, & (T_1、D_1)^0,(T_3、D_3)^0\\ -U_d, & (T_2、D_2)^0,(T_4、D_4)^0\end{cases} \tag{4-42}$$

式中上标“0”表示器件 T 或 D 处于通态。

(一)SPWM 技术的调压原理

u_0 的波形如图 4-4(c)所示。该波形具有奇函数和半波对称[$f(t)=-f(t+T/2)$]性质，用富

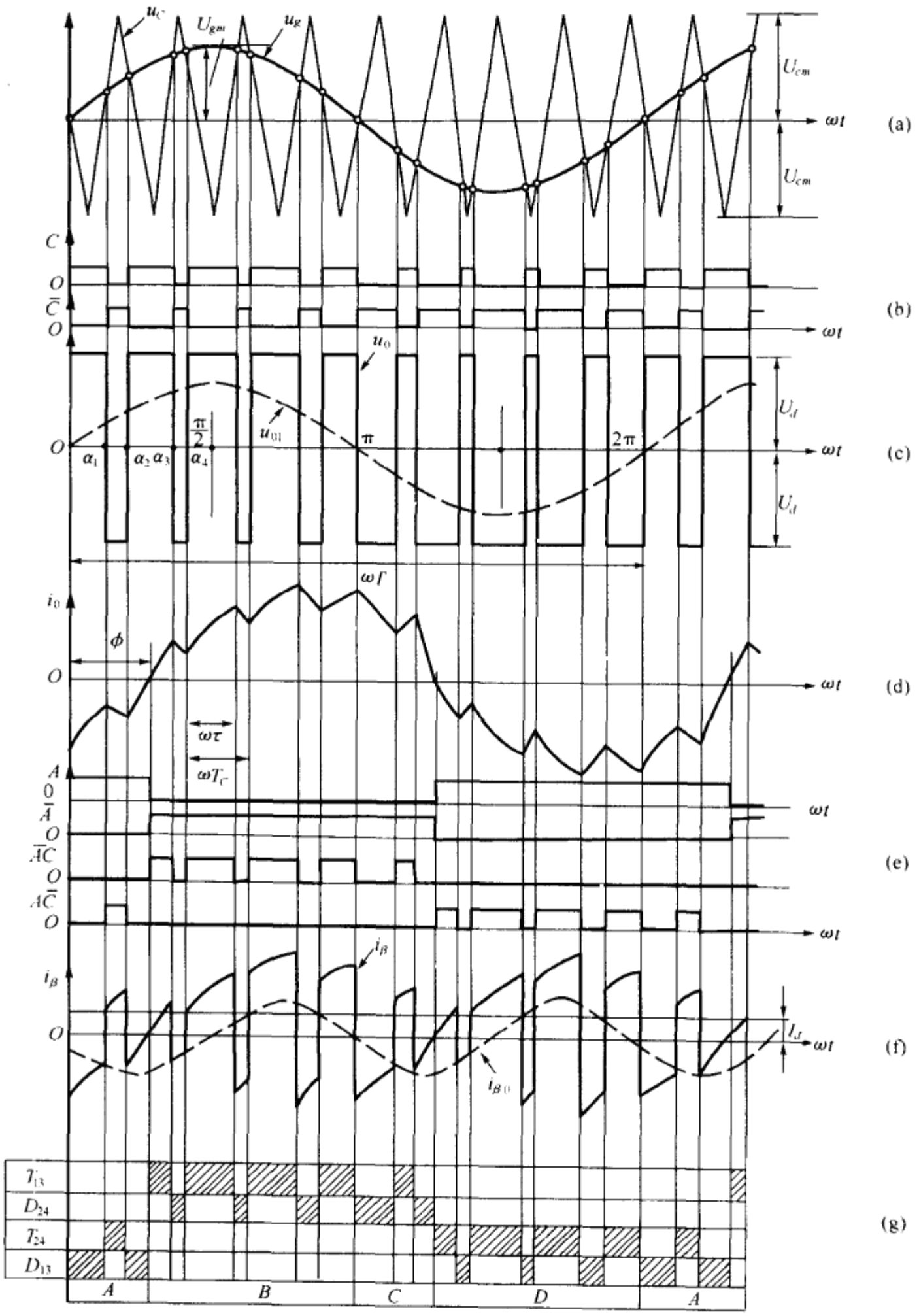


图 4-4 双极性 SPWM 单相逆变电路波形

氏级数展开可得

$$u_0 = \sum_n B_n \sin n\omega t (n = 1,3,5,\cdots) \tag{4-43}$$

式中　$B_n=\frac{4U_d}{\pi}\left[\int_0^{\alpha_1}\sin n\omega t\mathrm{d}\omega t-\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}\sin n\omega t\mathrm{d}\omega t+\int_{\alpha_2}^{\alpha_3}\sin n\omega t\mathrm{d}\omega t-\int_{\alpha_3}^{\alpha_4}\sin n\omega t\mathrm{d}\omega t+\int_{\alpha_4}^{\pi/2}\sin n\omega t\mathrm{d}\omega t\right]$

$$=\frac{4U_d}{n\pi}(1-2\cos n\alpha_1+2\cos n\alpha_2-2\cos n\alpha_3+2\cos n\alpha_4) \tag{4-44}$$

基波电压为

$$u_{01}=B_1\sin\omega t=\frac{4U_d}{\pi}(1-2\cos\alpha_1+2\cos\alpha_2-2\cos\alpha_3+2\cos\alpha_4)\sin\omega t \tag{4-45}$$

当 $\alpha_1=\alpha_2=\alpha_3=\alpha_4=0$ 时，有

$$B_n=\frac{4U_d}{n\pi}$$

$$B_1=\frac{4U_d}{\pi} \tag{4-46}$$

$$u_0=\sum_n\frac{4U_d}{n\pi}\sin n\omega t(n=1,3,5,\cdots)$$

式(4-46)与式(4-1)完全相同，式(4-44)表明，对于确定的 U_d 和诸开关角 α 值，可计算基波及各次谐波电压值，而从图 4-4(a)可知，开关角 α 值由 u_c 和 u_g 的交点决定，因此改变 u_g 的幅值 U_{gm} 便可以改变包括基波在内的电压值。由式(4-40)知，改变 U_{gm} 就相当于改变调制比 m(三角形载波幅值 U_{cm} 保持恒值)。

对于 SPWM 逆变电路，输出电压的调节指改变调制比 m 时输出基波电压幅值 U_{01m} 的相应变化，根据以上分析，可以通过不同 α 值计算相应的 U_{01m}，但嫌过分繁复，从工程设计角度有必要寻求较简易的计算，以下介绍常用的平均值模型分析。所谓平均值模型指当载波频率 f_c 远高于输出频率 f 时，将输出电压 u_0 在一个载波周期 T_c 中的平均值 $\bar{u}_0$ 近似地看成输出电压基波分量的瞬时值 u_{01}，即

$$\bar{u}_0\approx u_{01}\big|_{f_c\gg f} \tag{4-47}$$

由图 4-4(c)有

$$\bar{u}_0=\frac{1}{T_c}\int_0^{T_c}u_0\mathrm{d}t=[2D(t)-1]U_d \tag{4-48}$$

式中

$$D(t)=\frac{\tau(t)}{T_c} \tag{4-49}$$

由于 $T_c\ll T$，因此在一个载波周期中，原来按输出频率随时间变化的正弦调制信号 u_g 可近似视为恒值，于是图 4-4(a)的关系可改画成图 4-5。利用简单的几何关系可得到

$$D(t)=\frac{\tau(t)}{T_c}=\frac{u_g(t)+U_{cm}}{2U_{cm}}=\frac{1}{2}\left[\frac{u_g(t)}{U_{cm}}+1\right]\Bigg|_{u_g(t)<U_{cm}} \tag{4-50}$$

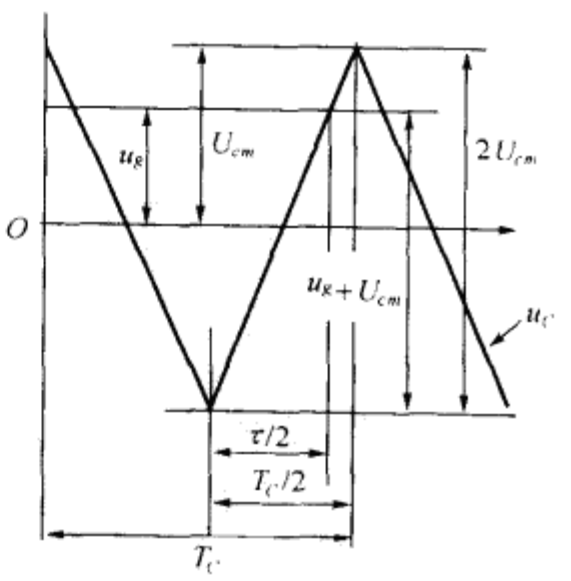


图 4-5　双极性 PWM 中 u_c 与 u_g 的几何关系

将式(4-50)代入式(4-48)有

$$\bar{u}_0=\frac{U_d}{U_{cm}}u_g(t) \tag{4-51}$$

式(4-51)表明，在 U_d 和 U_{cm} 为恒值条件下，一个载波周期中输出电压平均值 $\bar{u}_0$ 与调制信号 u_g 成正比，于是当 u_g 是连续模拟变量时，$\bar{u}_0$ 和 u_{01} 也将是连续模拟变量，将式(4-39)代入式(4-51)有

$$\bar{u}_0 = \frac{U_d}{U_{cm}} U_{gm} \sin\omega t = m U_d \sin\omega t \tag{4-52}$$

$$\approx U_{01m} \sin\omega t \tag{4-53}$$

可得

$$U_{01m} = m U_d |_{m \leqslant 1} \tag{4-54}$$

式(4-54)是 SPWM 的一个基本关系，它表明在 $U_{gm} \leqslant U_{cm}$ 条件下(即 $m \leqslant 1$)，SPWM 基波幅值随调制比 m 线性增加，令 $C_1 = U_{01m} \Big/ \frac{4U_d}{\pi}$，并考虑式(4-54)有

$$C_1 = \frac{\pi}{4} m = 0.7854m \tag{4-55}$$

直流电压利用率

$$A_V = \frac{U_{01}}{U_d} = \frac{m}{\sqrt{2}} = 0.707m \tag{4-56}$$

式(4-56)可知，当 $m=1$ 时，$A_V=0.707$。

图 4-6 示 C_1—m 的关系曲线。由图可见，随着 m 值的不同，曲线共分三个区域：在 $m \leqslant 1$ 的区域为线性调制区 I，当 $m=1$ 时，$C_1=0.7854$；$A_V=0.707$，在方波逆变电路中，$C_1=1.0$，$A_V=0.9$。由此可见，SPWM 逆变电路，在线性调制时，其直流电压利用率低于方波逆变电路，为了提高 C_1 值以提高输出电压的基波幅值，可以提高调制比 m，即使 $m>1$，此时称为过调制。由图可见，当 $m>m_k$ 时 $C_1=1$，逆变输出电压变为方波，即图 4-6 中的方波区。当 m 由 $1 \sim m_k$ 变化时，C_1 在 $0.785 \sim 1$ 的范围内非线性增长。必须指出，采用过调制方法固然可以提高直流电压利用率，但输出电压的谐波含量也相应增加，尤其是低次谐波含量，当 $m=m_k$ 时，输出电压的谐波含量就由式(4-1)所描述那样，因此采用过调制方式以提高 C_1 值时要受到输出电压谐波含量增加的制约。

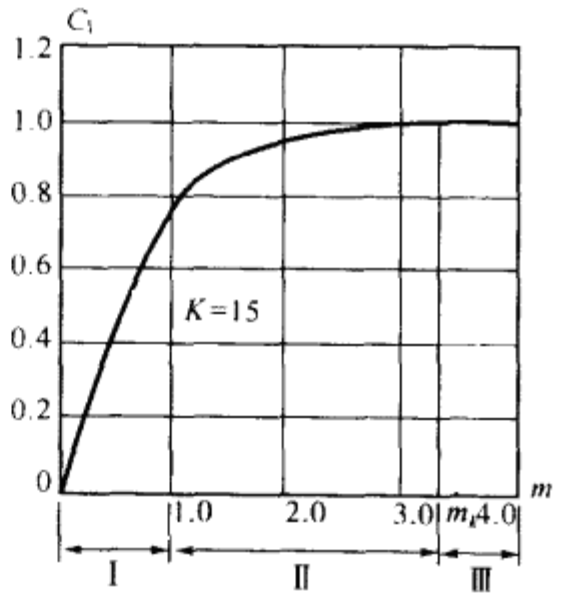


图 4-6 SPWM 的调压特性

Ⅰ—线性调制区 Ⅱ—过调制区

Ⅲ—方波区

为了实现既有低的谐波含量，又有较高的直流电压利用率，可采用三次谐波注入方式，如图 4-7 所示。由图可见，调制信号 u_g 叠加三次谐波，即

$$u_g = u_{g1} + u_{g3} = U_{g1m} \sin\omega t + U_{g3m} \sin 3\omega t \tag{4-57}$$

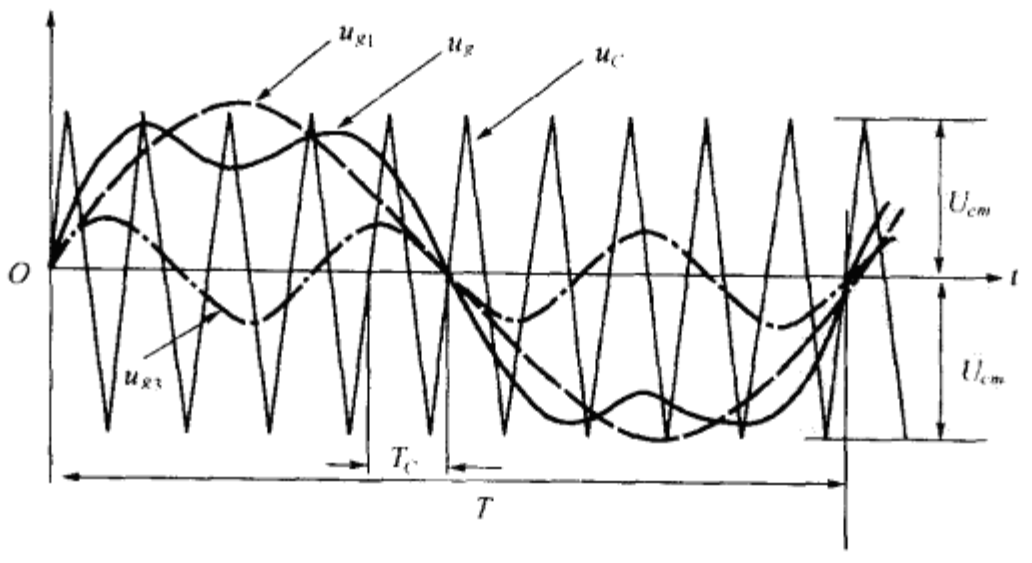


图 4-7 含有三次谐波的调制信号波形

令
$$\frac{U_{g1m}}{U_{cm}}=m=m_1,\frac{U_{g3m}}{U_{cm}}=m_3$$
由于调制信号的基波分量 u_{g1} 的峰值正好与 u_{g3} 峰值的极性相反，因而虽然 $U_{g1m}>U_{cm}$，即 $m_1>1$，但合成后的信号 u_g 的最大值仍然低于 U_{cm}，适当地选择 m_1 和 m_3 的数值，如 $m_1=1.15$，$m_3=0.19$，能获得较好的效果。必须指出，在将这种方式应用于实际时还有一些问题需要解决。

(二)SPWM 技术抑制谐波的原理

图 4-8 是双极性 SPWM 逆变输出电压 u_0 的频谱，调制比 $m=0.8$，频率比 $K=15$。必须指出，由于选择 K 为奇数，使得 u_0 波形具有奇函数对称和半波对称的性质，因此 u_0 中只有奇次谐波，富氏级数中仅包含正弦项。

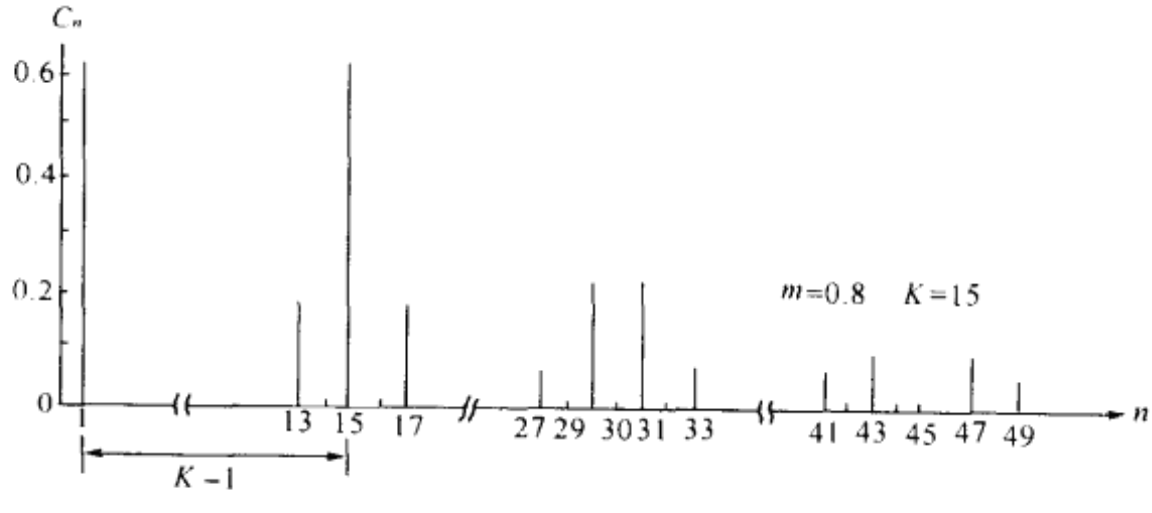


图 4-8　输出电压 u_0 的频谱

由图可见：

1. 整个频谱包含三种波幅相对值：

(1)基波幅值 C_1：其角频率($\omega=2\pi f$)取决于调制信号 u_g 的重复频率，在 $K>9$ 的条件下，其数值取决于调制比 m，由前述，在 $m\leqslant1$ 的条件下，C_1 与 m 成线性关系；

表 4-2　双极性 SPWM C_n-m 的数据

C_n \ m (n)	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.1570	0.3141	0.4710	0.6283	0.7854
K	0.9750	0.9032	0.7901	0.6425	0.4720
$K\pm2$	0.0126	0.0479	0.1029	0.1728	0.2498
$K\pm4$					0.0141
$2K\pm1$	0.1492	0.2560	0.2906	0.2466	0.1422
$2K\pm3$		0.0188	0.0558	0.1091	0.1665
$2K\pm5$				0.0102	0.0259
$3K\pm2$	0.0346	0.1092	0.1594	0.1382	0.0486
$3K\pm4$		0.0094	0.0369	0.0817	0.1233
$3K\pm6$			0.0126	0.0346	

(2)中心谐波幅值 C_K：即 $n=K$ 的谐波。由图可见，在双极性 SPWM 条件下，$C_K=C_{15}$ 在 $m=0.8$ 时与 C_1 很接近，实际上，C_{15} 在 m 较低时的幅值甚至超过 C_1，如图 4-9 所示，该图根据表 4-2 的数据画出幅值较高的各次谐波幅值，表示它们随 m 的分布情况。在深度调制(即 m 值较低)工况，C_K 增大的原因是由于 $U_{gm}\ll U_{cm}$，因而图 4-4(a)中 u_c 和 u_g 的交点贴近横轴，输出电压每个载波周期的宽度近于相等，即 u_0 成为重复频率为 Kf 的交变方波，此时 C_K 成为该方波的基波，其幅值势必很高。细心的读者定会联系图 3-40(d)中时区 B，由于控制信号 $u_S=0$，四象限直

流变换电路输出电压为一交变方波，重复频率与斩波频率(即载波频率)相等。尽管由于方波正负半周的脉宽相等，因而 u_0 平均值为零，但输出电压所含纹波却很高，实际上这两种现象的成因是相同的，即控制信号幅值很低直至为零。

c. 边频谐波幅值 C_n：由图 4-8 可见，以 $n=jK(j=1,2,3,\cdots)$ 为中心形成各个幅值递减的上下边频谐波带，带中各谐波次可表为

$$n=jK\pm b \tag{4-58}$$

式中对于奇数 j，b 为偶数；对于偶数 j，b 为奇数，例如 $K=15$，$j=2$，则最靠近中心的边频谐波应有 $n=29$ 和 $n=31$，由图 4-9，当 $m=0.8$ 时，$C_{29}=C_{31}=0.2466$，余类推。

2. 输出电压的低谐波群：以前曾提过，输出电压中最低次谐波越靠近基波，则滤波手段越复杂，在双极性 SPWM 中，由式(4-58)，u_0 的最低谐波群应是 $j=1$ 的下边带，即

$$n=K-b \tag{4-59}$$

由于边频带谐波幅值是衰减如图 4-8 所示，因此足以产生影响的 b 值不会太高(由表 4-2 可看出)，故式(4-59)表明，u_0 的低谐波群的位置取决于 K 值，即 K 值越高，最低一个下边带距离基波便越远，在相同幅值下，所需要采用的滤波手段便越简单。这就是 SPWM 抑制输出电压谐波的原理，也即在 SPWM 中可以藉助提高 K 值来提高 u_0 的低次谐波的次数，从而简化滤波手段。

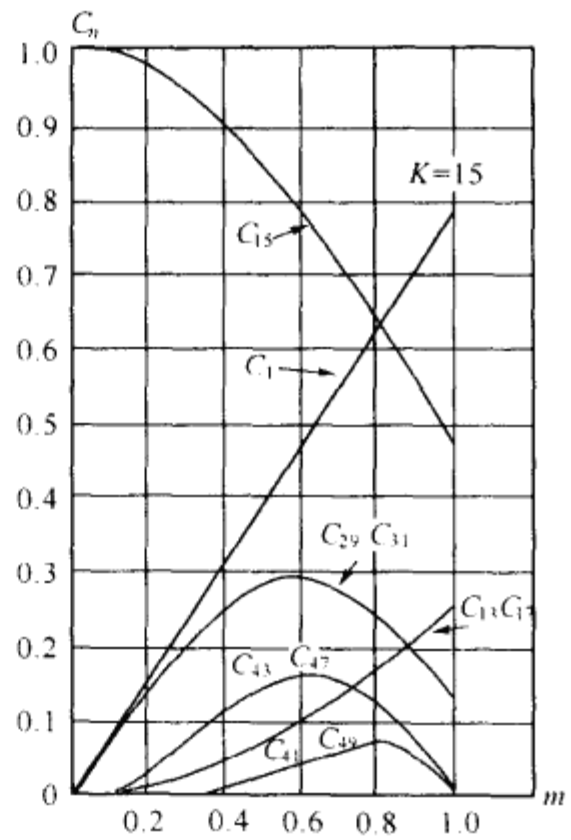


图 4-9 双极性 SPWM C_{n-m} 关系曲线

(三)逆变直流侧电流 i_β 的分析

假定逆变电路采用的 K 值足够大，以至于用很小的滤波参数就可将输出电压的谐波滤除，于是输出电压为正弦波，即

$$u_0=u_{01}=U_{01m}\sin\omega t=U_{om}\sin\omega t \tag{4-60}$$

在图 4-1(b)所示的感性负载下，输出电流 i_0 也为正弦波并可表为

$$i_0=i_{01}=I_{0m}\sin(\omega t-\phi) \tag{4-61}$$

式中：

$$\phi=\arctan\frac{\omega L_0}{R_0} \tag{4-62}$$

在逆变输入端，假定 i_β 和 i_d 中的高频分量完全由输入滤波器吸收，i_β 中只包含直流分量和低次谐波，同时假定滤波器中无能量贮存，于是逆变电路的输入和输出功率相等，即

$$U_d i_\beta=i_0u_0=U_{om}I_{om}\sin\omega t\cdot\sin(\omega t-\phi) \tag{4-63}$$

$$i_\beta=\frac{U_{0m}I_{0m}}{2U_d}\cos\phi\left[1-\frac{\cos(2\omega t-\phi)}{\cos\phi}\right]=I_d-i_{\beta0} \tag{4-64}$$

式中：直流分量

$$I_d=\frac{U_{0m}I_{0m}}{2U_d}\cos\phi \tag{4-65}$$

交流分量

$$i_{\beta0}=I_{\beta m}\cos(2\omega t-\phi) \tag{4-66}$$

$$I_{\beta m}=\frac{U_{0m}I_{0m}}{2U_d} \tag{4-67}$$

上式表明，逆变直流输入电流 i_β 除含有直流分量 I_d 以外，还包含二倍基频的交流分量 $i_{\beta0}$。由 $i_{\beta0}$ 的幅值 $I_{\beta m}>I_d$，可知 i_β 含有负值的时区(参见图 4-4f))，在 $i_0>0$ 的半波，负载中的能量通过 D_2 和 D_4 返回

直流端(通过输入滤波电容 C_d)；同理在 i_0 的负半波则通过二极管 D_1 和 D_3(参见图 4-4(g))。

(四)双极性 SPWM 逆变电路存在的问题

与方波逆变电路相比，SPWM 逆变电路具有输出电压调节方便，谐波含量低等优点，但双极性 SPWM 逆变电路也还存一些弱点，它们是：

1. 直流电压利用率低：由式(4-56)，设 $m=1$，若要求逆变电路输出基波电压有效值 $U_{01}=220\text{V}$，相应的直流电压 $U_d=311\text{V}$，一般该直流电压用不控桥式整流电路由交流公共电网获得。如果逆变输出容量较大，采用三相整流电路，电压匹配可以实现；相反当逆变输出容量很低，通常希望采用交流单相电源供电。设电网电压额定值为 220V，网压最大下降率为 15%，此时网压峰值仅为 264V，可以看到按上述条件，输入输出间的电压匹配有困难。目前已有的解决方案是：

(1)附加输出变压器：可以实现电压匹配，但由于输出电压一般是工频范围(50Hz、60Hz、400Hz)，电源功率密度明显下降；

(2)谐波注入，提高直流电压利用率；

(3)采用高频链结构：即采用高频输出变压器以取代工频变压器，既可实现电压匹配又可保持较高的功率密度，这方面内容详见后面内容(单相 SPWM 逆变电路用例)。

2. 器件开关损耗高：提高 K 值固然可以抑制谐波，但 K 值越高，器件的开关频率越高，相应的开关损耗越高，电路效率下降。由此可见，K 的合理选择需要在谐波抑制与电路效率间折衷考虑。目前已有的解决方法有：

(1)PWM 优化技术：即在不过分增加开关频率的前提下进行谐波含量的有效抑制，这方面的内容将在本章后续内容介绍；

(2)软 PWM 技术：即在 PWM 技术的基础上改变器件的硬开关环境，保证逆变器件具有 ZVS 或 ZCS 环境，这方面内容将在本书第七至第十章中介绍。

3. 工作可靠性不高：由图 4-4(g)可见，电路器件开关状态的更迭是在桥上下臂间进行的，而由图 4-4(b)所示的控制脉冲时序可见，该方式虽然结构简单，但换流期中，上下桥臂将因共态导通促使直流电源瞬间短路，电路不能可靠工作，需要设法改进。目前常用方法有：

(1)插入死区时间：在非换流期，控制脉冲相位仍然保持互补关系；但在换流期，插入一段死区，即上下控制脉冲均为低电平，这样，只有退出导通器件关断之后，进入导通的器件才有高位控制脉冲，从而防止上下桥臂的共态导通，提高电路工作的可靠性。但死区的设置对逆度电路将产生一些不良影响，本章将另作讨论；

(2)采用非互补控制方式：和上述互补式脉冲时序不同，在非互补式控制中，上下桥脉冲时序已无互补关系(包含换流和非换流期)，如图 4-4(e)所示。这种方式需要采用电流互感器得到信号 A 及 $\overline{A}$，将它们与 C 及 $\overline{C}$ 进行逻辑组合，得到 $\overline{A}C$ 和 $A\overline{C}$，将它们分别作为 $T_{1,3}$ 和 $T_{2,4}$ 的控制脉冲。由图可见，$\overline{A}C$ 和 $A\overline{C}$ 之间已无相位互补关系。

二、单极性 SPWM 逆变电路

单相单极性 SPWM 逆变电路的主电路如图 4-1(b)。单极性 PWM 技术只可于全桥电路，但不适用于半桥电路。

(一)控制极脉冲的时序分布

在第三章单极性四象限电路分析时曾提到，图 3-38(a)中由 T_1 和 T_4 组成的臂称为方向臂，因为当 $u_S>0$ 时，$u_{g1}\equiv U_{gm}$，$u_{g4}\equiv 0$；相反当 $u_S<0$ 时，则有 $u_{g1}\equiv 0$，$u_{g4}\equiv U_{gm}$，也即 u_{g1} 和 u_{g4} 的

电平反映直流电动机的转向；而由 T_2 和 T_3 组成的臂则称为斩波臂，因为不管 u_S 极性如何，u_{g2}和 u_{g3}都是两列相位互补的脉冲，其重复周期为斩波周期 T，占空比 D。将图 3-38c 中各控制极脉冲时序分布，与图 4-10(e)中逆变电路各控制极脉冲时序分布作比较便可发现，它们之间仅有的区别便是方向臂控制信号的周期化。由图 4-10(e)中 u_{g1}和 u_{g4}是两列相位互补，重复周期为 T 的脉冲，由于它们与输出电压同步，因此，u_{g1}和 u_{g4}的电平反映交流负载电压的方向。例如，在 u_0 的正半波有 $u_{g1}\equiv U_{gm}$，$u_{g4}\equiv 0$；在 u_0 的负半波则有 $u_{g1}\equiv 0$，$u_{g4}\equiv U_{gm}$；同样的，由 T_2 和 T_3 组成的斩波臂，其控制脉冲 u_{g2}和 u_{g3}则是两列相位互补的脉冲，重复周期为 T_c(即载波周期)。

与双极性 SPWM 相同，调制信号为正弦信号 u_g，其重复周期为 T，幅值为 U_{gm}；载波信号 u_c 采用单极性不对称三角形波如图 4-10(a)所示，其重复周期为 T_c，幅值为 U_{cm}、u_c 和 u_g 的交点将决定上述控制脉冲 u_{g2}和 u_{g3}的脉宽 τ，改变调制信号幅值 U_{gm}即可改变 τ 值。

(二)电路工作模式

根据电路功率器件均具有理想特性的假定，不考虑器件的开关过程，单极性 SPWM 逆变电路具有以下三种工作模式：

1. 第一模式(2D 模式)：在图 4-10(f)的时区 A，当 $u_{g1}=u_{g3}=U_{gm}$，$u_{g4}=u_{g2}=0$，但 $i_0<0$，电路中有 D_1D_3 导通，输出电压 $u_0=U_d$，由于逆变直流输入电流 $i_\beta<0$，逆变输入功率的瞬时值 $p_d<0$，表明负载通过逆变电路向电源反馈能量(电路实际上工作于整流状态)，此时的等效电路如图 4-10(g)中 I 所示；

2. 第二模式(1D1T 模式)：同在图 4-10(f)的时区 A，当 $u_{g1}=u_{g2}=U_{gm}$，$u_{g3}=u_{g4}=0$，输出电流 $i_0<0$，由于此前 T_2 因 D_3 导通而处于正向阻断状态，因而当 $u_{g2}=U_{gm}$时，T_2 相应导通，负载电流沿 D_1T_2 形成封闭回路，原先流过 D_3 中的电流移至 T_2 中，D_3 关断，电路运行于第二模式，如图 4-10(g)中 Ⅱ 所示，此时输出电压 $u_0=0$，直流输入电流 $i_\beta=0$，直流电源中断对逆变电路的能量供应；

3. 第三模式(2T 模式)：在图 4-10(f)的时区 B，有 $u_{g1}=U_{gm}$，$u_{g4}=u_{g2}=0$，$u_{g3}=U_{gm}$，电路中有 T_1 和 T_3 导通，$i_0>0$，$i_\beta>0$，表示电源向负载输送能量，其等效电路如图 4-10(g)中 Ⅲ 所示，输出电压 $u_0=U_d$。

同理，在 u_0 的负半波(即图 4-10(f)的 C 和 D 时区)，电路也有上述三种工作模式依次更迭，综上所述可得：

1. 和上节移相式方波逆变电路相同，单极性 SPWM 逆变电路也具有 2D，2T 和 1D，1T 三种不同工作模式；

2. 和移相式方波逆变电路不同，在单极性 SPWM 中，每一个载波周期 T_c 中就有两种工作模式的更迭。

(三)电路工作情况分析

如图 4-1(b)逆变电路带有感性负载，且负载阻抗角 ϕ 较大，即负载电感 L_0 值较大，保证负载电流连续，图 4-10(c)示 i_0 波形。由图可见，整个工作循环分以下几个时区：

1. D_1 连续导电区 A。在本时区中，$i_0<0$，D_1 连续导通，由于 u_{g2}和 u_{g3}以重复周期 T_c 交替出现，T_2 和 D_2 将相应轮番导通：当 D_1 和 D_3 导通时，电路以第一模式工作，$u_0=U_d$；当 D_1 和 T_2 导通时，电路以第二模式工作，$u_0=0$。

2. T_1 连续导电区 B。在本时区中，$i_0>0$，而 D_2 和 T_3 轮番导通：当 T_1T_3 导通时，电路以第三模式工作；$u_0=U_d$；负载从电源吸取电能；当 T_1D_2 导通时，电路以第二模式工作，$u_0=0$。

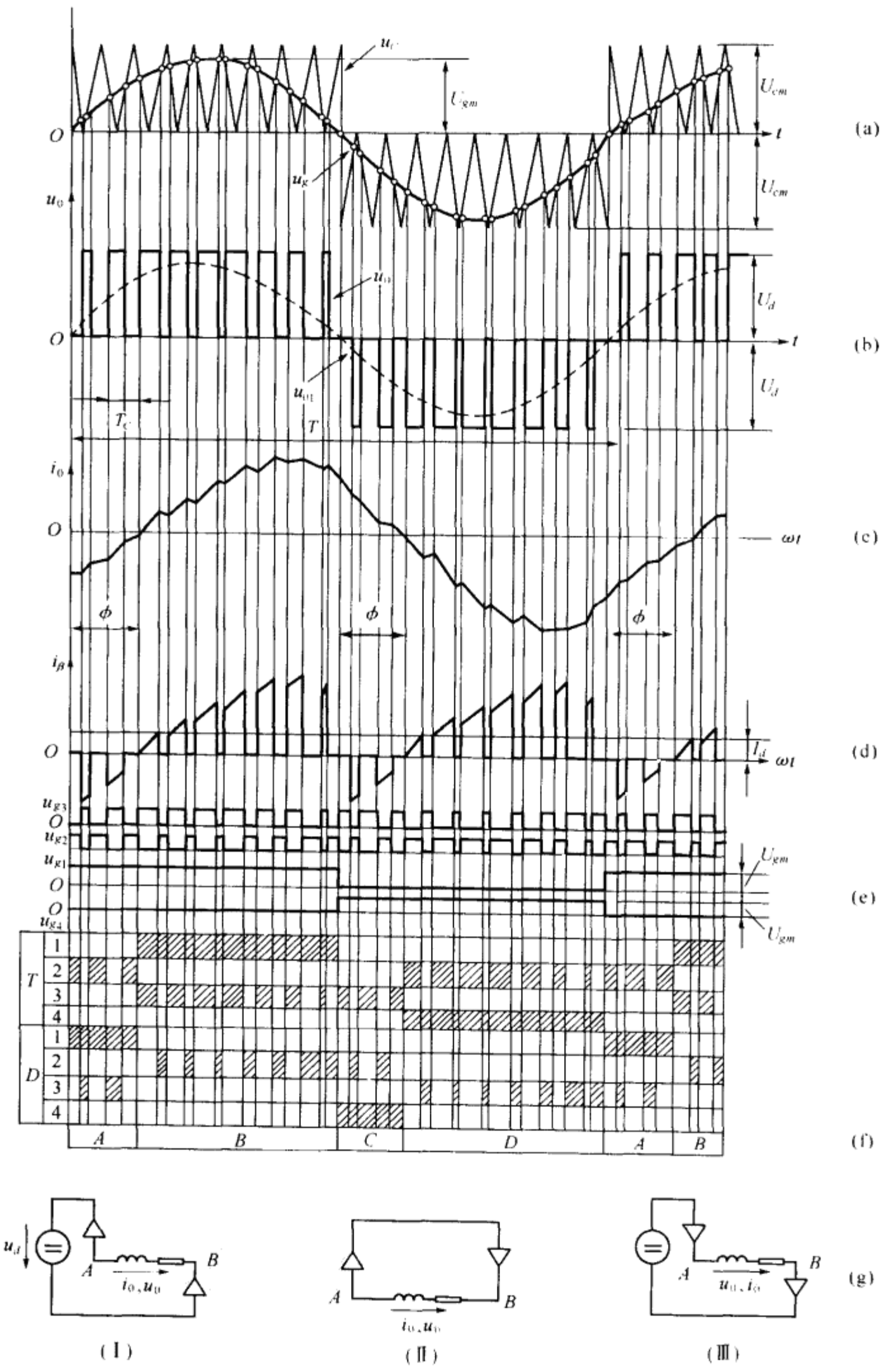


图 4-10　单极性 SPWM 单相逆变电路波形

3. D_4 连续导电区 C。在本时区中，$i_0>0$，D_4 连续导通，由于 u_{g2}，u_{g3}交替置高位，故 D_2 和 T_3 轮番导通：当 D_2D_4 导通时，$u_0=-U_d$；当 T_3D_4 导通时，$u_0=0$，电路中能量流传情况与时区 A 相同。

4. T_4 连续导通区 D。在本时区中，$i_0<0$，T_4 连续导通，而 T_2 和 D_3 交替通断；当 T_2，T_4 导通时，$u_0=-U_d$；当 D_2，T_4 导通时，$u_0=0$。

（四）输出电压分析

单极性 SPWM 逆变电路输出电压 u_0 如图 4-10(b)所示。由图可见，该电压也具有奇函数和半波对称性质，用富氏级数展开时不包含偶次谐波，各次谐波幅值相对值对 m 的关系如图 4-11 所示($K=9$)。由图可见，在 $m\leqslant 1$ 范围，C_1 与 m 之间存在线性关系。仿照双极性 SPWM 逆变电路，采用平均值模型分析输出电压的基波分量。由图 4-10(b)输出电压 u_0 在一个载波周期 T_c 中的平均值可表为

$$\bar{u}_0=\frac{1}{T_c}\int_0^{T_c}u_0\mathrm{d}t \tag{4-68}$$

由于

$$u_0=\begin{cases}U_d, & 0<t<\tau\\ 0, & \tau<t<T_c\end{cases} \tag{4-69}$$

将式(4-69)代入(4-68)有

$$\bar{u}_0=D(t)U_d \tag{4-70}$$

式中：$D(t)=\dfrac{\tau(t)}{T_c}$。

由于 $T_c\ll T$，因此在一个载波周期中，按输出频率变化的正弦调制信号 u_g 可近似视为恒值，于是图 4-10(a)的关系可改画成图 4-12，利用简单的几何关系有

$$D(t)=\frac{\tau(t)}{T_c}=\frac{u_g(t)}{U_{cm}}\bigg|_{u_g(t)\leqslant U_{cm}} \tag{4-71}$$

将式(4-71)代入(4-70)有

$$\bar{u}_0=\frac{U_d}{U_{cm}}u_g(t) \tag{4-72}$$

式(4-72)与式(4-51)完全相同，考虑到

$$u_g(t)=U_{gm}\sin\omega t$$

式(4-72)可写成

$$\bar{u}_0=\frac{U_d}{U_{cm}}U_{gm}\sin\omega t=mU_d\sin\omega t\,|_{m\leqslant 1}$$

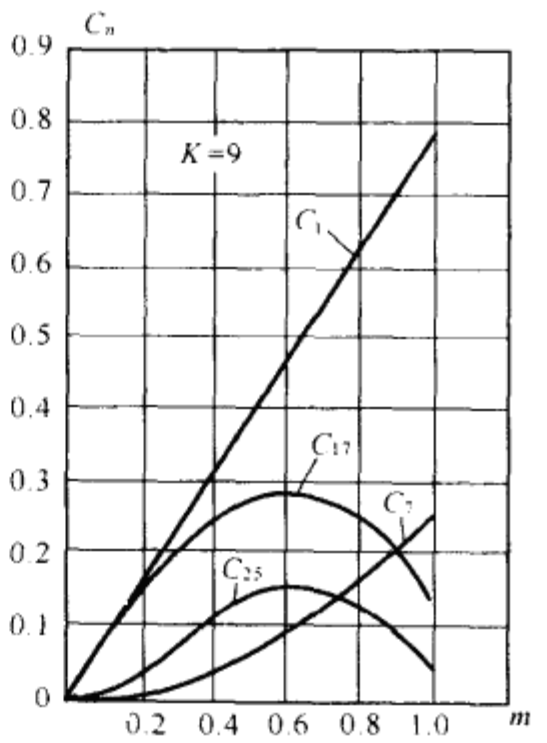


图 4-11 单极性 SPWM 逆变电路输出电压谐波含量

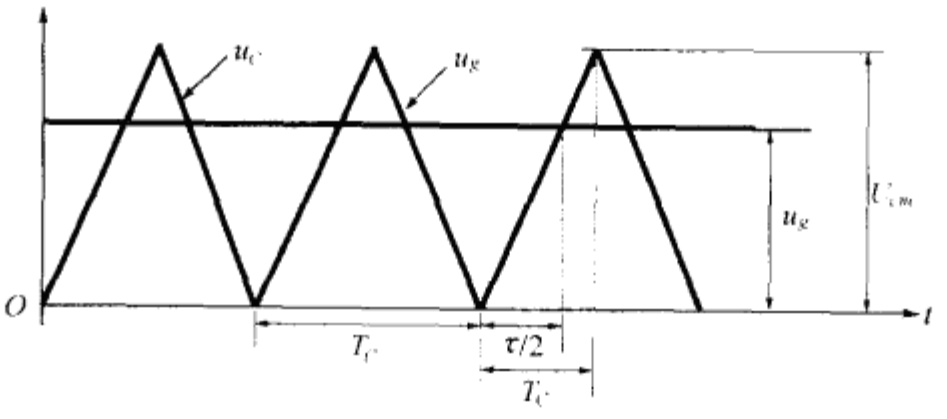


图 4-12 单极性 PWM 中 u_c 和 u_g 的关系

由于 $T_c\ll T$，$\bar{u}_0$ 可近似视为输出电压的基波分量 u_{01}，即

$$\bar{u}_0\approx u_{01}$$

$$u_{01}=U_{01m}\sin\omega t\approx mU_d\sin\omega t \tag{4-73}$$

式中
$$U_{01m}=mU_d \tag{4-74}$$
式(4-74)表明，和双极性 SPWM 一样，在 $m\leqslant 1$ 条件，单极性 SPWM 逆变输出电压基波随 m 线性增加，图 4-11 中各次谐波对 $4U_d/\pi$ 的相对值。

$$C_n=U_{0nm}\Big/\frac{4U_d}{\pi}$$

$n=1$ 时
$$C_1=U_{01m}\Big/\frac{4U_d}{\pi}=0.7854(\mathrm{m}) \tag{4-75}$$
式(4-75)与式(4-55)相同。该式表明，单极性 SPWM 逆变电路在 $m\leqslant 1$ 范围，和双极性 SPWM 一样，都具有线性调压性能，但基波幅值低于方波逆变电路。

比较图 4-11 和 4-9 可见，在单极性 SPWM 逆变输出电压不再存在 C_K 谐波分量。

必须指出，当输出电流过低，或者负载电感能过小，也即储存在负载的能量过小时，电路出现电流断续现象，即电路在以第二模式工作时，i_0 就下降到零。例如在 D_1T_2 导通时，由于负载储能不足，电流出现断续，原来处于通态的 D_1 相应关断，但由于 $u_{g1}>0$，当 D_1 关断之后，解除对 T_1 的箝位，T_1 正偏，输出电压 u_0 仍保持为零，即电流断续并不改变输出电压波形。

三、单相 SPWM 逆变电路用例

图 4-13 示车载通讯照明用交流电源(AC220V，50Hz)，电源输入是 48V 直流电源(电池)。为了节省车内用地，保持安静环境，要求电源具有高功率密度和低噪音的性能。如果采用传统方案要实现上述要求有困难，因为在传统方案中逆变输出端必须接有工频变压器，它起到电压匹配(在低直流输入和高交流输出之间，按照前述电路的直流电压率利用根本无法实现，故需用变压器升压)、输入和输出间的电隔离和负载故障的电流抑制等作用。因此可见，在传统方案中，工频输出变压器是不可或缺的部件，但由于存在工频变压器，电源便无法实现小型轻量和低噪音的要求。为了解决这一问题，图 4-13 采用高频链方案，这一方案也可称为无工频变压器的逆变电路。

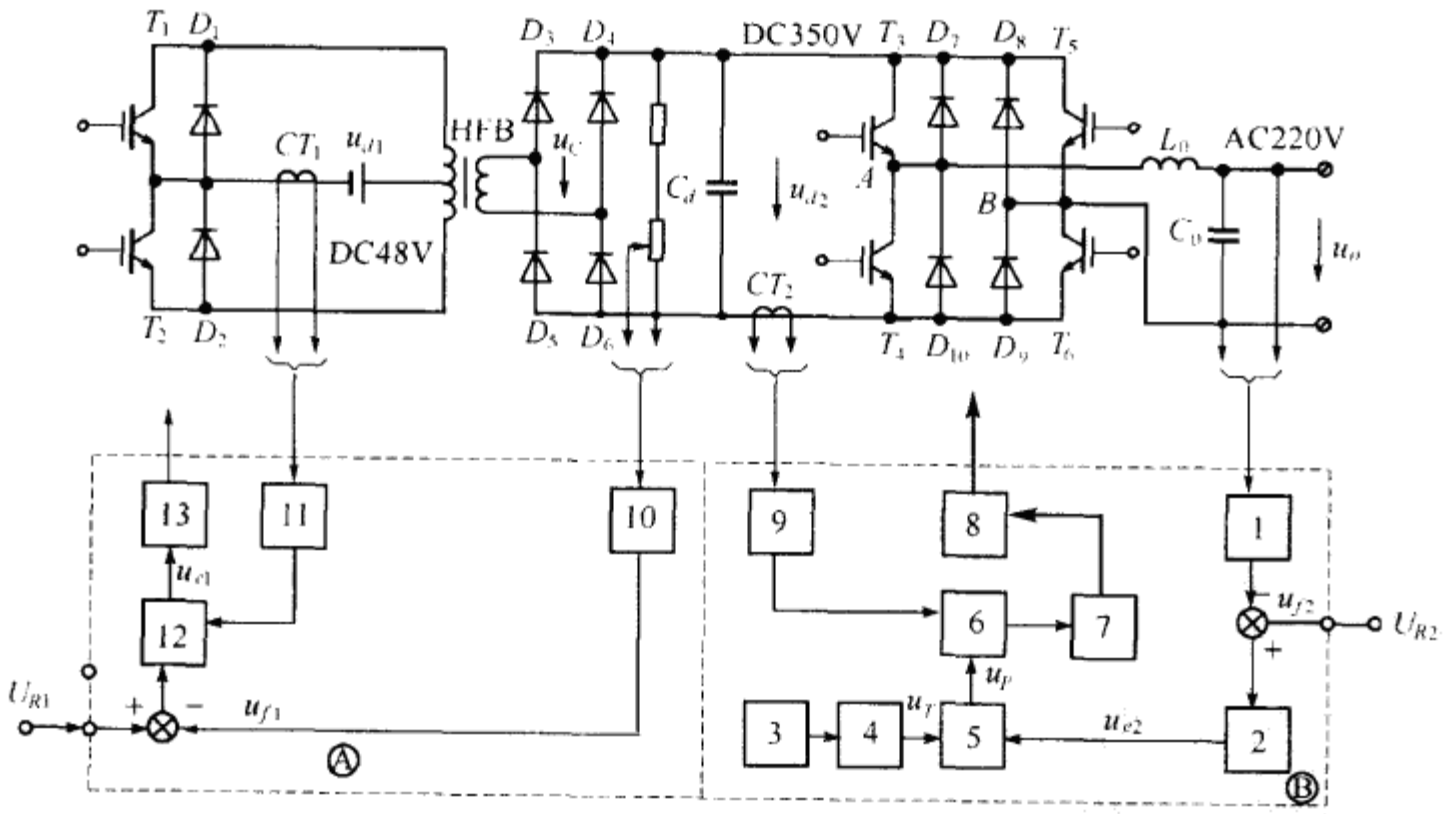


图 4-13　车载 SPWM-IGBT 单相逆变电路

1　交流反馈电压检测　2—电压调节器　3—晶振电路　4—分频电路　5—正弦调制信号形成　6,12—PWM 芯片　7—分相器　8,13—IGBT 驱动电路　9,11—过流保护电路　10—直流反馈电压处理(隔离采样电路)

(一)高频链逆变电路的基本原理

如果采用高频变压器来取代工频变压器,则上述问题便可以解决,因为前者也可以实现升压和电隔离的作用,但体积、重量和噪音却远低于后者。为了实现输出变压器高频化,发展了高频链电路结构,迄今为止已有多种电路结构。图 4-13 是一种称为间接式高频链结构,这种结构包含 DC/HFAC→HFAC/DC→DC/LFAC。

1. 高频逆变电路(DC/HFAC)

在图 4-13 中由 $T_1T_2D_1D_2$ 和高频变压器 HFB 构成推挽式逆变电路,电池电压 48V,直流电流额定值为 50A,电路由 PWM 芯片 SG1525 控制。从上一章的图 3-10 可见,该芯片输出两列互差 180°的脉冲 u_A 和 u_B,其脉宽 τ 取决于直流给定信号 U_{R1} 和反馈电压 u_{f1} 的差值电压,当 T_1T_2 轮番导通时,在 HFB 付边绕组可以得到重复频率为 f_{c1} 的交变方波(f_{c1} 值由 SG1525 的振荡电路 2 决定),其幅值为 nU_d,脉宽为 τ,其中 n 为 HFB 的升压比,调节脉宽 τ 即可改变方波的基波分量幅值 U_{c1m}。

在图 4-13 中虚线框Ⓐ是高频逆变电路的控制电路,图中有两个取自主电路的电量:一是取自高频整流电路出端的直流电压,经过电路 10 的隔离采样得到的直流反馈 u_{f1} 与直流给定电压 U_{R1} 相比较,从 SG1525 内部实现脉宽 τ 的调节,使得直流输出电压 u_{d2} 在外扰作用下(例如是电池电压 u_{d1} 的波动)保持稳定;另一是取自方波逆变电路的直流电流,经霍尔电流传感器 CT_1 和过电流检测电路 11 加到 SG1525 的 #10 端子(参见图 3-9)保证当逆变电路过流时,迅速封锁 PWM 脉冲信号以保障电路安全。

由于 SG1525 输入与输出间没有电隔离,因而不能在输出端与逆变桥 IGBT 栅极直耦联系。在图 4-13 中,电路 13 是 IGBT 驱动电路,它除将输出电流放大到逆变桥器件的需求值之外,还有电隔离的作用。

2. 高频整流电路(HFAC/DC)

间接式高频链电路又称具有中间直流环节的高频链电路,所谓中间直流环节指的就是在 HFAC 与 LFAC 之间的直流环节,也就是 HFAC/DC 环节。图 4-13 由 D_3~D_6 组成单相不控全桥整流电路,附加电容输出滤波,使输出直流电压平均值 $U_{d2}=350V$,实现升压目的。

3. 低频逆变电路(DC/LFAC)

为了在电源输出端获得 AC220V,50Hz 交流,采用图 4-13 所示单相全桥电压源逆变电路,其控制电路如图虚线框Ⓑ所示。对控制电路的要求与一般逆变电路相仿:

(1)采用 SPWM 调压方式,目的是减少输出谐波含量;

(2)保证在外扰作用下输出电压稳定;

(3)在过流故障下有可靠保护。

为了实现第二个要求,在图 4-13Ⓑ中设置交流电压检测处理电路 1(电压互感器加不控整流)和 PI 电压调节器 2,电路 2 的输出电压 u_{e2} 反映 u_0 与 U_{R2} 之间偏差的时间积分值,该值加到调制信号形成电路 5。

为了实现第三个要求,在图 4-13Ⓑ中设置过流保护电路 9,其功能与电路 11 相仿:在过流时对 CT_2 的信号作出反应,封锁电路 6 的输出脉冲,由于电路 6 与电路 12 相同,采用 SG1525,因此保护原理与第三章的分析相同。

为了实现第一个要求,采用芯片 SG1525,但需要产生一个正弦调制信号 u_g,其频率为电源输出频率 f;其幅值 U_{gm} 将反映 u_0 与 U_{R2} 的偏差,为此设置了正弦调制信号形成电路 5。由图可见,电路有两个输入信号:一是来自电路 2 的幅值控制信号 u_{e2};另一是来自电路 4 的频率控

制信号 u_T，电路 5 的输出信号 u_P 加到 SG1525 的 #2 端子。

正弦调制信号形成电路的框图如图 4-14(a)虚线框Ⓐ所示。调制电路 5A 由晶体管 T_K 构

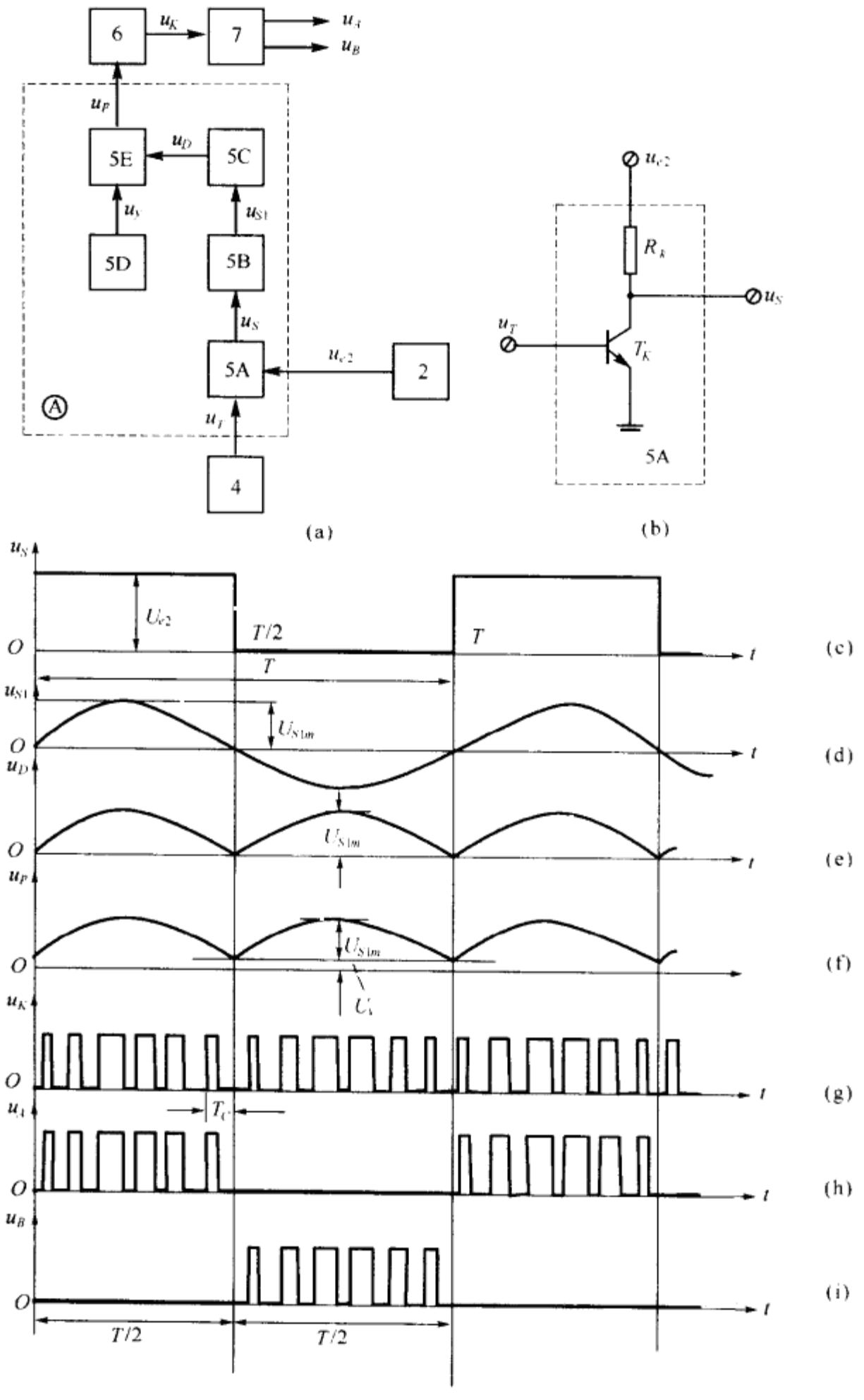


图 4-14　正弦调制信号形成电路及其波形

5A—调制电路　5B—滤波电路　5C—全波整流电路　5D—基准电压　5E—加法电路

2—调压调节器　4—分频器　6—PWM 芯片　7—分相器

成，其基极接来自电路 4 的方波 u_T（重复频率为 50Hz），其集电极接来自电路 2 的误差电压 U_{e2}。这样其集极输出电压 u_S 为一脉动方波，重复频率 $f=50$Hz，幅值 $U_{sm}=U_{e2}$，u_S 波形如图 4-14(c)所示，u_S 经过低通滤波器 5B，得到基波分量 u_{S1}，如图 4-14(d)。由图可见，u_{S1} 可表为

$$u_{S1}=U_{S1m}\sin\omega t \tag{4-76}$$

式中 $\omega=2\pi f, U_{S1m}=K_{0S}U_{e2}$

u_{S1} 经过全波不控整流电路 5C；其输出波形 u_D 如图 4-14(e)，该波形的幅值 U_{s1m} 反映误差电压 U_{e2}，其重复频率反映 f，为了限制最窄脉宽 τ_{min}（τ_{min} 必须长于器件的开通时间 t_{on}）和最短间歇时间 τ_{on}（τ_{on} 必须长于设定的死区时间）u_D 的幅值必须在(1～3.5)V 范围内变化，为此从电路 5D 加入电压 U_y（$U_y=1$V）。合成后的波形 u_P 如图 4-14(f)所示。将 u_P 接向电路 6 的 #2 端子，SG1525 的输出端采用并联接法，其输出 u_K 为单列脉冲如图 4-14(g)，该电压经分相电路 7 得到电压 u_A 和 u_B 分别如图 4-14(h)和图 4-14(i)所示。这些脉冲列加到驱动电路 8 并经过时序处理后作为逆变桥控制信号，逆变桥的输出电压 u_{AB} 是一个 SPWM 电压，该电压所包含的高次谐波经输出滤波器 L_0C_0 滤除（当频率比 K 足够大时，L_0 和 C_0 的数值和体积都较小），这样在输出端便可得到正弦电压 u_0。

（二）电源主要性能指标[10]

文献[10]报道用图 4-13 所示方案装置一台车载电源，其主要技术指标如表 4-3 所示，电源还通过高低温、潮湿、震动和基本安全等试验（按国家标准 GB6587.2）。由表可见，电源虽然具有较高的功率密度（50kW/m³）但整机效率不高，这是间接式高频链电路结构固有的弱点，因为整机经过电能变换级数太多。为了提高效率，必须设法减少变换级数，降低电路损耗，为此发展了直接式高频链电路和软 PWM 逆变电路。这些内容将分别在下一章交流变换电路和本书最后四章中讨论。

表 4-3

项目		单位	数据	备注
输入	直流额定电压	V	48	
	电压波动	V	42～58	
	最大电流	A	>50	
输出	交流额定电压	V	220	
	电压稳定度	%	±5	
	频率	Hz	50	
	频率稳定度	%	±0.01	晶振精度
	额定功率	kW	1.5	
	THD	%	6	
其他	效率	%	>70	
	过载能力	%	120	
	重量	kg	16	
	尺寸	mm	420×310×230	

第四节 三相方波逆变电路

由于整机单相容量的限制（主要是器件容量的限制）。负载平衡的要求和用电负载的特点（如交流感应电动机），大容量逆变电路多采用三相结构。和单相逆变电路相仿，三相电路的性

能也受到多方面因素的影响，并可分类如下：

- 三相逆变电路
  - 直流电源性质
    - 电压源
    - 电流源
  - 主电路结构
    - 多重结构
    - 单重结构
      - 三相半桥
      - 三相全桥
  - 控制极脉冲分布
    - 方波
      - $\theta=120°$
      - $\theta=180°$
    - SPWM
  - 负载性质
    - 无源负载
    - 有源负载

在本章概述中曾提到，由于负载性质不同，对电源性能要求也相应不同，例如对计算机一类无源负载，要求三相电源具有恒频恒压(CVCF)功能；对电动机等有源负载却要求三相电源具有变频变压(VVVF)功能。

由于控制极脉冲状态分布不同，和单相电路一样，三相逆变电路也有方波电路和PWM电路之分；而在方波电路中，因器件控制极脉宽不同，促使器件导电角度θ相应不同，从而有120°和180°两种电路，其工作过程和电性能迥异。但近来$\theta=120°$的方案应用日少，故本节仅分析$\theta=180°$电路工作原理。其实，与单相逆变电路的原因相同，即令$\theta=180°$的电路也逐渐为PWM电路所取代，本节的分析仅作为PWM电路的基础和依据。

必须指出，和单相电路相同，不论是方波电路或是PWM电路其区别仅是控制极脉冲分布，而与主电路结构无关。因此，图4-15(a)所示三相半桥结构，将同样适用于方波和PWM控制方式。

一、纯阻负载下工作情况分析

(一)基本假定

1. 负载星形连接，平衡对称，纯阻性、负载中点0电位作为参考电位，即$u_0=0$；
2. 控制极脉宽$\theta=180°$；
3. 直流电容C_d值足够大，$u_d\equiv U_d$；
4. 电路已达稳态。

(二)输出电压分析

1. 控制极脉冲状态分布：如图4-15(f)所示，u_{g1}与u_{g4}、u_{g3}与u_{g6}、u_{g5}与u_{g2}(即各相上下臂)分别在相位上互补，而任何时刻有三个控制脉冲处于高位，其余三个则处于低位。与此相对应，任何时刻主电路中有三个桥臂的可控器件处于通态，而其余处于断态。根据桥上下臂控制极脉冲相位互补的情况，换流是在桥上下臂间进行，例如由$T_1\rightarrow T_4$换流，这种换流方式称为纵向换流，以区别于$\theta=120°$时的横向换流(例如相控式三相半桥式整流电路，换流是在共阴组的相邻器件或共阳组的相邻器件间进行)。

由图4-15(f)还可看到，每隔60°，桥中控制极脉冲分布状态就产生一次变化，相应桥中导通器件也产生更迭，也即整个工作周期桥中导通器件将6次更迭，每个器件的导通角度为180°。

2. 逆变桥的等效电路：图4-15(b)～(d)分别示逆变桥的等效电路。根据前基本假定(各相

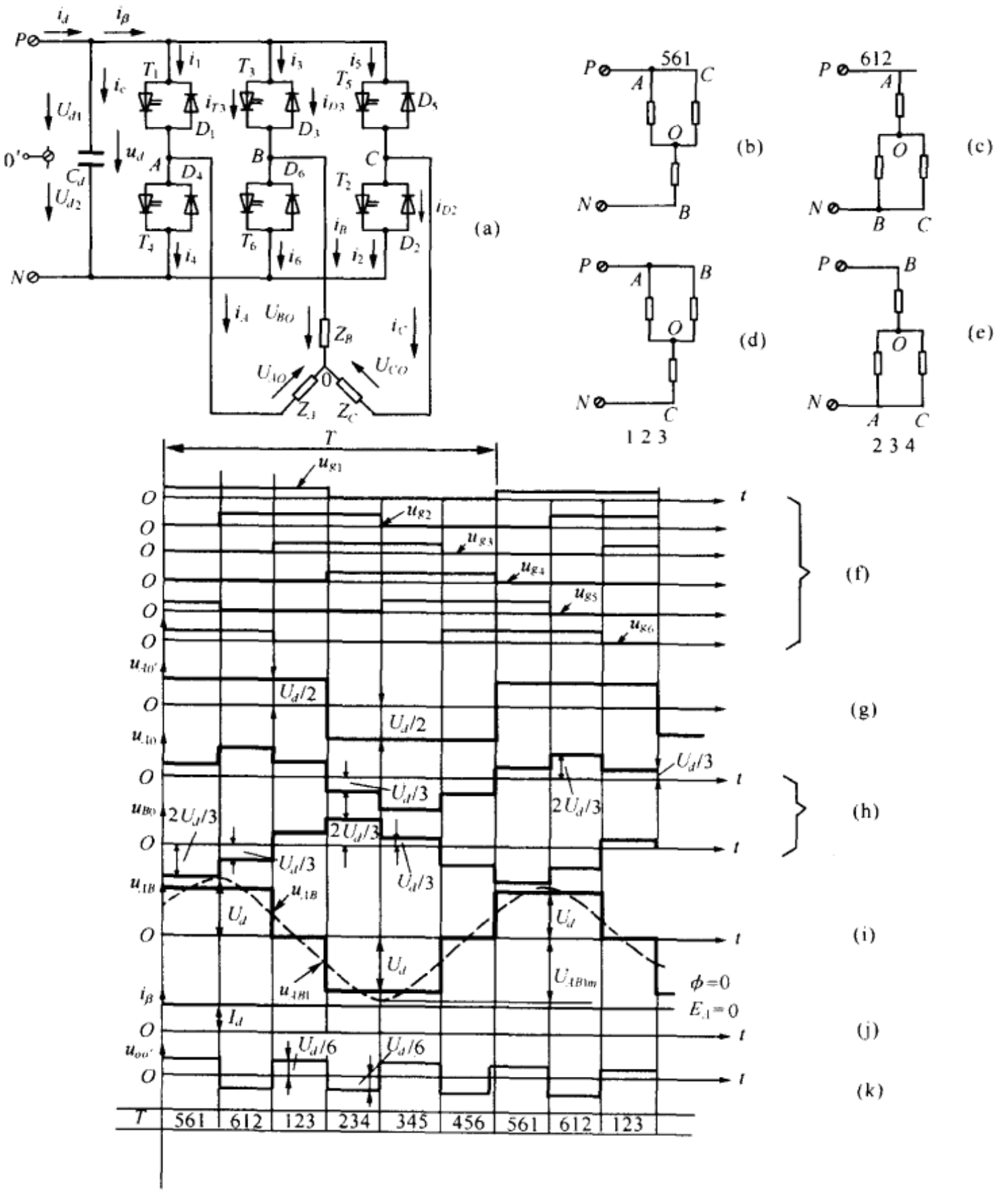


图 4-15 三相半桥式逆变电路

负载平衡，器件具有理想特性）。例如图 4-15(b)对应于桥中 T_5、T_6 和 T_1 导通的情况。由图可知，$u_{A0}=u_{C0}=U_d/3$，$u_{B0}=-2U_0/3$，同理可推知其他状态下的各相电压分布。

3. 输出电压分析：根据前面规律，可确定逆变桥各相电压的波形，下面以 A 相为例：

相电压：

$$u_{A0}=\begin{cases}\dfrac{U_d}{3} & (T_1T_2T_3)^0(T_1T_5T_6)^0\\ \dfrac{2U_d}{3} & (T_1T_2T_6)^0\\ -\dfrac{U_d}{3} & (T_2T_3T_4)^0\quad(T_4T_5T_6)^0\\ -\dfrac{2U_d}{3} & (T_3T_4T_5)^0\end{cases}\tag{4-77}$$

$$u_{A0'}=\begin{cases}\dfrac{U_d}{2} & (T_1)^0\\ -\dfrac{U_d}{2} & (T_4)^0\end{cases}\tag{4-78}$$

$$u_{00'}=u_{A0}-u_{A0'}=\begin{cases}\dfrac{U_d}{6} & (T_1)^0\\ -\dfrac{U_d}{6} & (T_4)^0\end{cases}\tag{4-79}$$

线电压：

$$u_{AB}=u_{A0}-u_{B0}=\begin{cases}U_d & (T_1T_6)^0\\ 0 & (T_1T_3)^0(T_4T_6)^0\\ -U_d & (T_3T_4)^0\end{cases}\tag{4-80}$$

u_{A0}，u_{B0}和 u_{AB}分别如图 4-15(h)、(i)所示。由图可见，相电压 u_{A0}，u_{B0}，u_{C0}为六阶梯波，线电压 u_{AB}，u_{BC}和 u_{CA}为四阶梯波，各电压间互差 120°，将 u_{A0}和 u_{AB}用富里哀级数展开。

$$u_{A0}=\frac{2U_d}{\pi}\left(\sin\omega t+\frac{1}{5}\sin5\omega t+\frac{1}{7}\sin7\omega t+\frac{1}{11}\sin11\omega t+\cdots+\frac{1}{n}\sin n\omega t\right)\tag{4-81}$$

$$u_{AB}=\frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi}\left[\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}\right)-\frac{1}{5}\sin5\left(\omega t+\frac{\pi}{6}\right)-\frac{1}{7}\sin7\left(\omega t+\frac{\pi}{6}\right)\right.$$
$$\left.+\frac{1}{11}\sin11\left(\omega t+\frac{\pi}{6}\right)+\cdots+\frac{1}{n}\sin n\left(\omega t+\frac{\pi}{6}\right)\right]$$

由式(4-80)(4-81)可知，线电压基波及各次谐波的幅值是相电压的 $\sqrt{3}$ 倍。

相电压基波幅值

$$U_{A01m}=\frac{2U_d}{\pi}=0.63U_d\tag{4-83}$$

相电压基波有效值

$$U_{A01}=\frac{U_{A01m}}{\sqrt{2}}=0.45U_d\tag{4-84}$$

线电压基波幅值

$$U_{AB1m}=\sqrt{3}U_{A01m}=1.1U_d\tag{4-85}$$

线电压基波有效值

$$U_{AB1}=\sqrt{3}U_{A01}=0.78U_d\tag{4-86}$$

相电压方均根值

$$U_{A0}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}u_{A0}^2\mathrm{d}\omega t}=0.472U_d\tag{4-87}$$

线电压方均根值

$$U_{AB}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}u_{AB}^2\mathrm{d}\omega t}=0.817U_d \tag{4-88}$$

相电流基波有效值

$$I_{A1}=\frac{U_{A01}}{R_A}=0.45\frac{U_d}{R_A} \tag{4-89}$$

式中：$\omega=2\pi f=\frac{2\pi}{T}$，$f$ 是逆变电路输出电压基波频率，R_A 是相负载电阻。

在纯阻负载下，桥中各臂可控器件随控制极脉冲相继导通，反并联二极管无电流，因为在纯阻负载下，基波负载阻抗角 $\phi_1=0$。

4. 输入电流分析

由图 4-15(a)可见，逆变入端电流 i_β 为

$$i_\beta=i_1+i_3+i_5=i_{T1}+i_{T3}+i_{T5}=i_2+i_4+i_6=i_{T2}+i_{T4}+i_{T6}$$

在 $0<\omega t<\pi/3$ 区间有

$$i_1=i_{T1}=i_A=\frac{u_{A0}}{R_A}=\frac{U_d}{3R_A}=\frac{U_d}{3R} \tag{4-90}$$

$$i_3=i_{T3}=0$$

$$i_5=i_{T5}=i_C=\frac{u_{C0}}{R_C}=\frac{U_d}{3R_C}=\frac{U_d}{3R} \tag{4-91}$$

∴

$$i_\beta=i_1+i_5=\frac{2U_d}{3R} \tag{4-92}$$

式中：$R=R_A=R_B=R_C$。

式(4-92)在其他时区也成立。该式表明，在纯阻负载下，入端电流的正恒值，即直流端滤波电容 C_d 中无电流。因此

$$i_\beta=i_d=I_d=I_{\beta m}=\frac{2U_d}{3R} \tag{4-93}$$

综上所述，在纯阻负载下，各相电流与电压同相，任何时刻桥中各臂仅有可控器件导通，逆变入端电流 i_β 为直流电流，即负载通过逆变桥从直流电源吸取能量。直流侧逆变输入功率为

$$p_\alpha=U_d i_\beta=\frac{U_d^2}{R_d} \tag{4-94}$$

式中 R_d 为逆变入端等效直流电阻，且

$$R_d=\frac{U_d}{I_d}=\frac{3}{2}R \tag{4-95}$$

式(4-95)表明，入端等效直流电阻 R_d 与交流负载相电阻 R 间有固定关系，这种关系也可从图 4-15(b)～(e)的等效电路看出。

二、感性负载下工作情况分析

负载仍为星形连接，由于负载为感性，桥中各臂除可控器件导通之外，反并二极管也参加导通，而且工作状态将随负载基波阻抗角 ϕ_1 的不同而异。归纳起来共有图 4-16(a)～(d)所示的几种工作模式。

1. 第一模式：$K_T=3$，$K_D=0$（K_T 是可控器件的导通数，K_D 是二极管导通数）。如图 4-16a)所示（假定桥中有 T_1、T_2 和 T_3 导通），由于任何时刻电路中有三只器件导通，故

$$K_T+K_D=3 \tag{4-96}$$

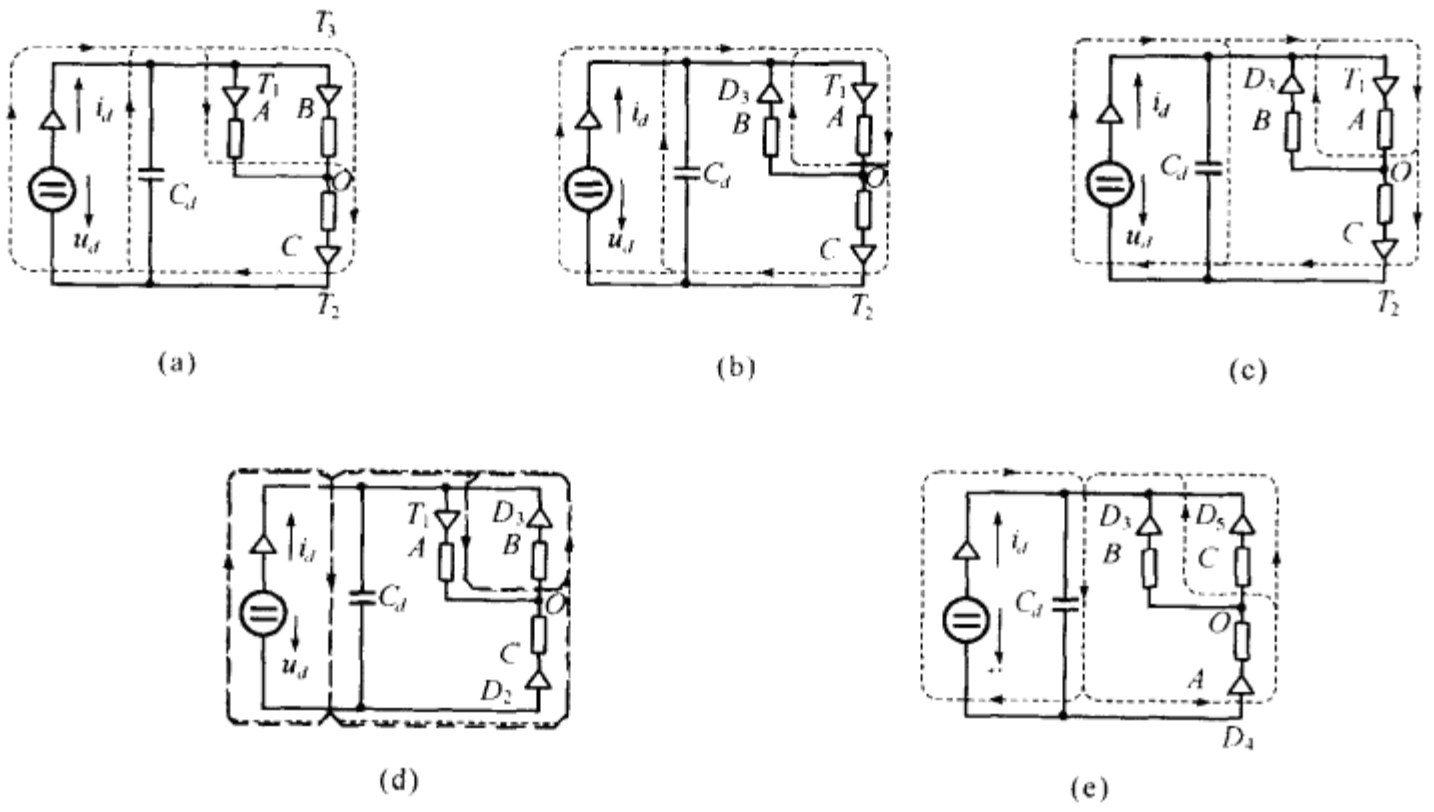


图 4-16　三相桥式逆变电路的工作模式

由于电路中都是可控器件导通，负载从直流电源获得能量。

2. 第二模式：$K_T=2$，$K_D=1$，如图 4-16(b)(c)所示(假定桥中有 T_1T_2 和 D_3 导通)，在这种工作状态中，一方面电源沿 T_1T_2 向负载输送电能；另方面由于 T_1 和 D_3 导通，A、B 两相负载沿 T_1D_3 构成闭合回路，流过环流，但电路中各相电压波形仍与纯阻负载下相同。

3. 第三模式：$K_T=1$，$K_D=2$，如图 4-16(d)所示(假定桥中有 T_1，D_2 和 D_3 导通)，在这种工作状态下，一方面负载沿 T_1D_3 形成闭合回路，产生环流；另方面负载能量沿 D_2、D_3 反馈到 C_d 中，电路各相电压波形仍与纯阻负载相同。

4. 第四模式：$K_T=0$，$K_D=3$，如图 4-16(e)所示(假定桥中有 D_3，D_4 和 D_5 导通)，此时负载中能量将经二极管反馈到直流侧 C_d 中。综上所述，不管处于何种模式，各相电压波形与纯阻负载相同，即输出电压波形与负载无关。必须指出，在方波条件下，电路将以第一至第三模式工作，其他模式将在 SPWM 条件下出现。

(一)出端电流分析

逆变出端电流可视为出端阶梯波电压分段施加于感性负载的结果，因而电流波形与负载参数有关。在基波阻抗角 $\phi_1>\frac{\pi}{3}$ 条件下，电路以第二模式和第三模式交替工作，每一可控器件的导通角 θ_T 可表为

$$\theta_T=\pi-\theta_D \tag{4-97}$$

式中 θ_D 为反并联二极管的导通角。图 4-17 示 $\phi_1>\pi/3$(rad) 时电路波形，由图可见：由于 $\phi_1>\pi/3$，$\theta_T<2\pi/3$。

在感性负载下可列方程

$$u_{A0}=L_A\frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t}+i_AR_A \tag{4-99}$$

式中 R_A 和 L_A 分别是相电阻和电感，由式(4-99)可见，相电流 i_A 是 6 阶梯波相电压 u_{A0} 分段施加于感性负载形成的，其波形如图 4-17(c)所示。

(二)入端电流分析

在图 4-17(d)中，当 $\theta_1<\omega t<\theta_2$ 时区中，电路以第三模式工作，电路中有 D_2、D_3 和 T_1 导通

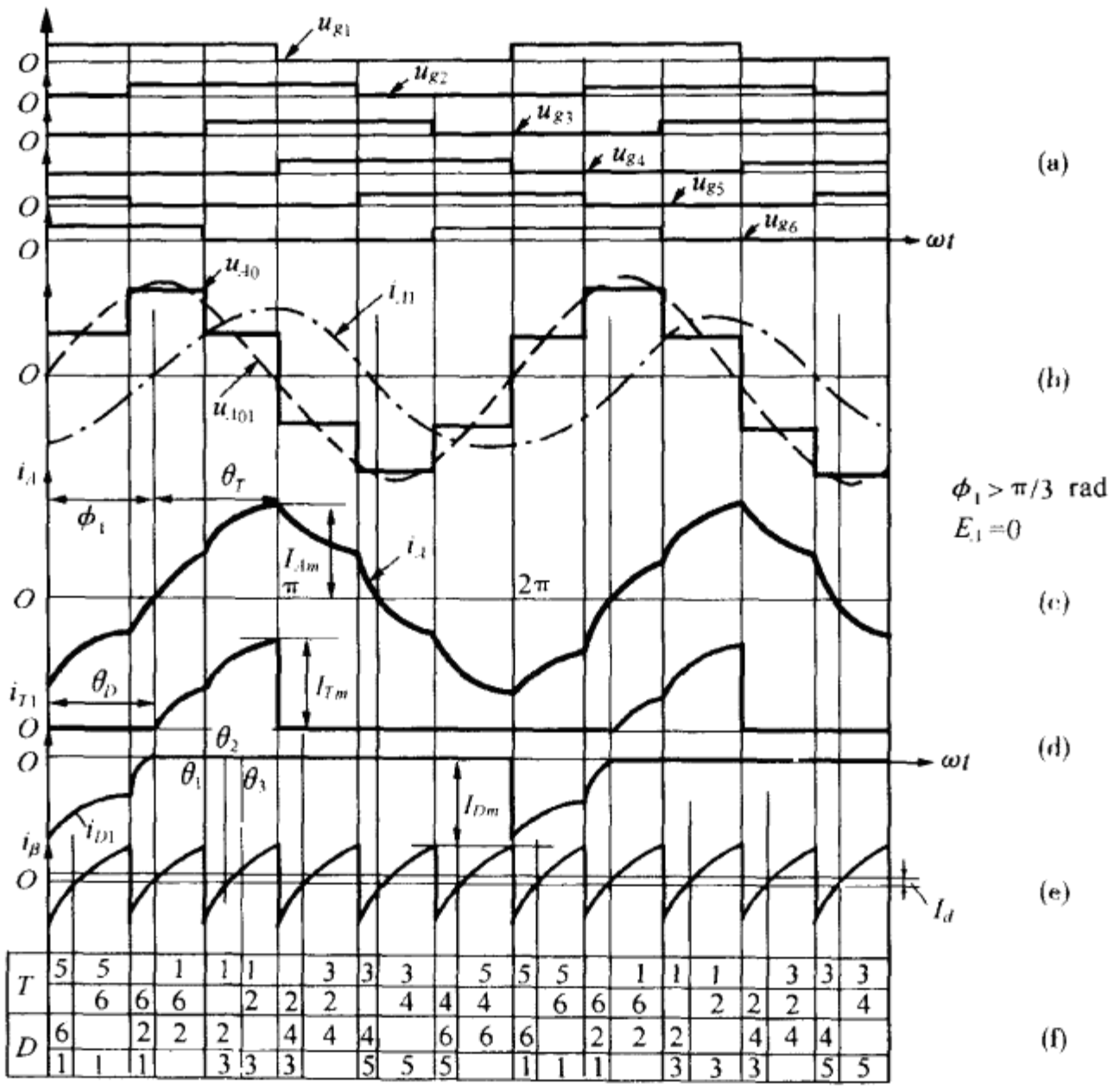


图 4-17 三相半桥方波逆变电路波形

(参阅图 4-17(f)的时序),逆变电路的入端电流 i_β 可表为

$$i_\beta = i_2 = i_{D2} \tag{4-100}$$

由于 D_2 的实际电流方向与图 4-15(a)中所标的正方向相反,因而入端电流 i_β 的实际方向与正方向也相反,即 $i_\beta<0$,因而直流电流 I_d 与入端电流 i_β 一起向直流滤波电容 C_d 充电,如图 4-16(d)中用虚线表示的电流实际流向。当 $\omega t=\theta_2$ 时,$i_{D2}=i_\beta=0$,D_2 有 ZCOFF,由于 $u_{g2}>0$,T_2 相应导通,因此电路有 T_1T_2 和 D_3 导通,电路由第三模式转为第二模式工作。在 $\theta_2<\omega t<\theta_3$ 时区中,虽然 i_β 反向但仍小于直流电流 I_d,因而其多余部分继续向 C_d 充电,等效电路如图 4-16(c)所示,这种情况持续到 $\omega t=\theta_3$,$i_\beta=I_d$ 为止。当 $\omega t>\theta_3$ 时,有 $i_\beta>I_d$,也即负载电流比直流电流 I_d 大,此时 C_d 放电。协助电流电源维持负载所需的电流,电路的等效电路如图 4-16(b)所示。

同理可分析其他时区,入端电流的波形如图 4-16(e)所示。由图可见,在 $\phi_1>\pi/3$(rad) 条件下,i_β 为一脉动波,其瞬时值有负值区。

关于 $\phi_1<\pi/3$(rad) 的情况,读者可参照上述内容自行分析。

三、有源负载下工作情况分析

最典型的三相有源负载是交流笼型异步电动机,由逆变电路组成的 VVVF 电源向这种电机供电,使笼型异步电动机变频调速成为可能。正如本章概述中提到的,由于具有中间直流环节,这种变频电路被称为间接式变频方式,以区别于无中间直流环节的直接式变频方式。

(一)笼型异步电动机的等效电路

设电机定子绕组为星形连接，每组稳态下的等效电路如图 4-18(a)所示，图中 R_1，x_1 是定子每相电阻和基波电抗值，R_2，x_2 是转子每相折称电阻和基波电抗值，R_{m0}，x_{m0}是每相励磁电阻和基波电抗值，n 是谐波次数，S_n 是转子对 n 次谐波磁势的转差率。

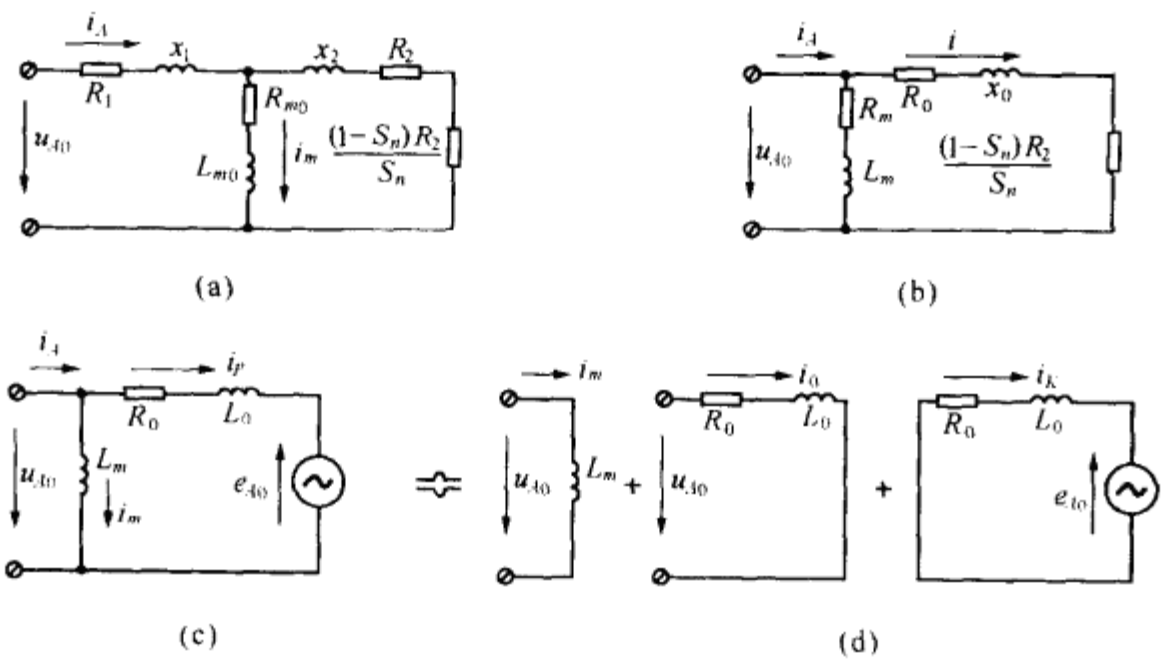


图 4-18　电动机相等效电路

为计算方便，将励磁阻抗移至定子阻抗前端，等效电路改如图 4-18(b)所示，其中

$$R_m = R_{m0} + R_1, \quad x_m = x_{m0} + x_1 \tag{4-101}$$

$$R_0 = R_1 + R_2, \quad x_0 = x_1 + x_2 \tag{4-102}$$

电动机功率主要由基波决定，设功率为 P，基波转差率为 S_1，由式(4-81)，相电压基波分量瞬时值 u_{A01} 可表为

$$u_{A01} = \frac{2U_d}{\pi}\sin\omega t = U_{A01m}\sin\omega t \tag{4-103}$$

基波电流有效值

$$I_{A01} = \frac{U_{A01m}}{\sqrt{2}Z_A} = \frac{\sqrt{2}U_d}{\pi Z_A} \tag{4-104}$$

式中：

$$Z_A = \sqrt{(R_1 + R_2/S_1)^2 + (x_1 + x_2)^2} \tag{4-105}$$

Z_A 是相阻抗幅值，输出功率 P 可表为

$$P = 3I_{A01}^2 R_{21} \tag{4-106}$$

式中：

$$R_{21} = \frac{(1 - S_1)}{S_1}R_2 \tag{4-107}$$

由于 S_1 值很小，$R_2/S_1 \gg R_1$，$R_2/S_1 \gg (x_1 + x_2)$，故式(4-105)可化简为

$$P = \frac{6S_1(1 - S_1)}{\pi^2 R_2}U_d \tag{4-108}$$

根据需要的功率 P，已确定的电机参数 R_2 和直流电压 U_d，按式(4-108)可确定电动机的基波转差率 S_1，相应确定了稳态下电动机的工作点。

(二)电势源等效电路

由于高次谐波转差率 S_n 值远大于基波转差率 S_1，故可认为 $n>5$ 时，$S_n \approx 1$。即高次谐波电流在模拟电阻 R_{2n}上建立的谐波电压可忽略不计。于是 R_{2n}端压 e_{A0}近似等于基波电流 i_{A1}与基波模拟电阻 R_{21}的乘积，于是 e_{A0}的幅值 E_{A0m}和相角 θ_{A0}可分别表为

$$E_{A0m}=\frac{2U_d}{\pi Z_A}R_{21} \tag{4-109}$$

$$\theta_{A0}=\arctan\frac{x_0}{R_1+R_2/S} \tag{4-110}$$

式中
$$R_{21}=\frac{(1-S_1)R_2}{S_1}$$

于是电动机的等效电路可化简为图 4-18(c)，图中

$$L_0=\frac{x_0}{\omega} \tag{4-111}$$

$$L_m=\frac{x_m}{\omega} \tag{4-112}$$

$$\omega=2\pi f=\frac{2\pi}{T} \tag{4-113}$$

由于 u_{A0} 中高次谐波电流所产生的压降均集中在串联阻抗 R_0 和 L_0 上，因而 e_{A0} 可近似视为基波等效电势。由于电路中各个元件均为线性，利用叠加原理，图 4-18(c)可视为图 4-18(d)各子电路的叠加，相应地有

$$i_A=i_m+i_0+i_K \tag{4-114}$$

式中 i_m、i_0 和 i_K 分别是各子电路的电流。

(三)相电流分析

根据等效电路图 4-18(d)有

$$i_m=\begin{cases}\dfrac{U_d}{3L_m}t-I_{m0}, & 0<t<\dfrac{T}{6}\\[2ex] \dfrac{U_d}{3L_m}\left(2t-\dfrac{T}{6}\right)-I_{m0}, & \dfrac{T}{6}<t<\dfrac{T}{3}\\[2ex] \dfrac{U_d}{3L_m}\left(t+\dfrac{T}{6}\right)-I_{m0}, & \dfrac{T}{3}<t<\dfrac{T}{2}\end{cases} \tag{4-115}$$

$$i_K=-\frac{E_{A0m}}{\sqrt{R_0^2+\omega^2L_0^2}}\sin(\omega t-\theta_{A0}-\theta_1) \tag{4-116}$$

式中：$\theta_1=\arctan\dfrac{\omega L_0}{R_0}$。

而电流 i_0 由 u_{A0} 施加于 R_0L_0 串联阻抗产生，其波形应与图 4-17(c)相仿，根据上述各电流可得到 $E_A>0$ 条件下的相电流波形如图 4-19(b)所示。由图可见，i_m 比较小，故有 $\theta_{A0}+\theta_1\approx\phi_1$。

(四)电路工作情况分析

图 4-20 示 $\phi_1>\pi/3$ 时电压型三相逆变电路具有电动机负载的波形。由图可见，电路以第二和第三模式交替工作，其规律与串联感性负载相仿，电流峰值发生在 $\omega t=\pi$ 处。

综上所述，电压型三相逆变电路在电动机负载下，其输出波形与其他负载相同，即输出电压波形与负载性质无关，但由于相等效电势 e_{A0} 的存在，相电流波形与无源负载不同，且与滞后角 ϕ_1 值有关。

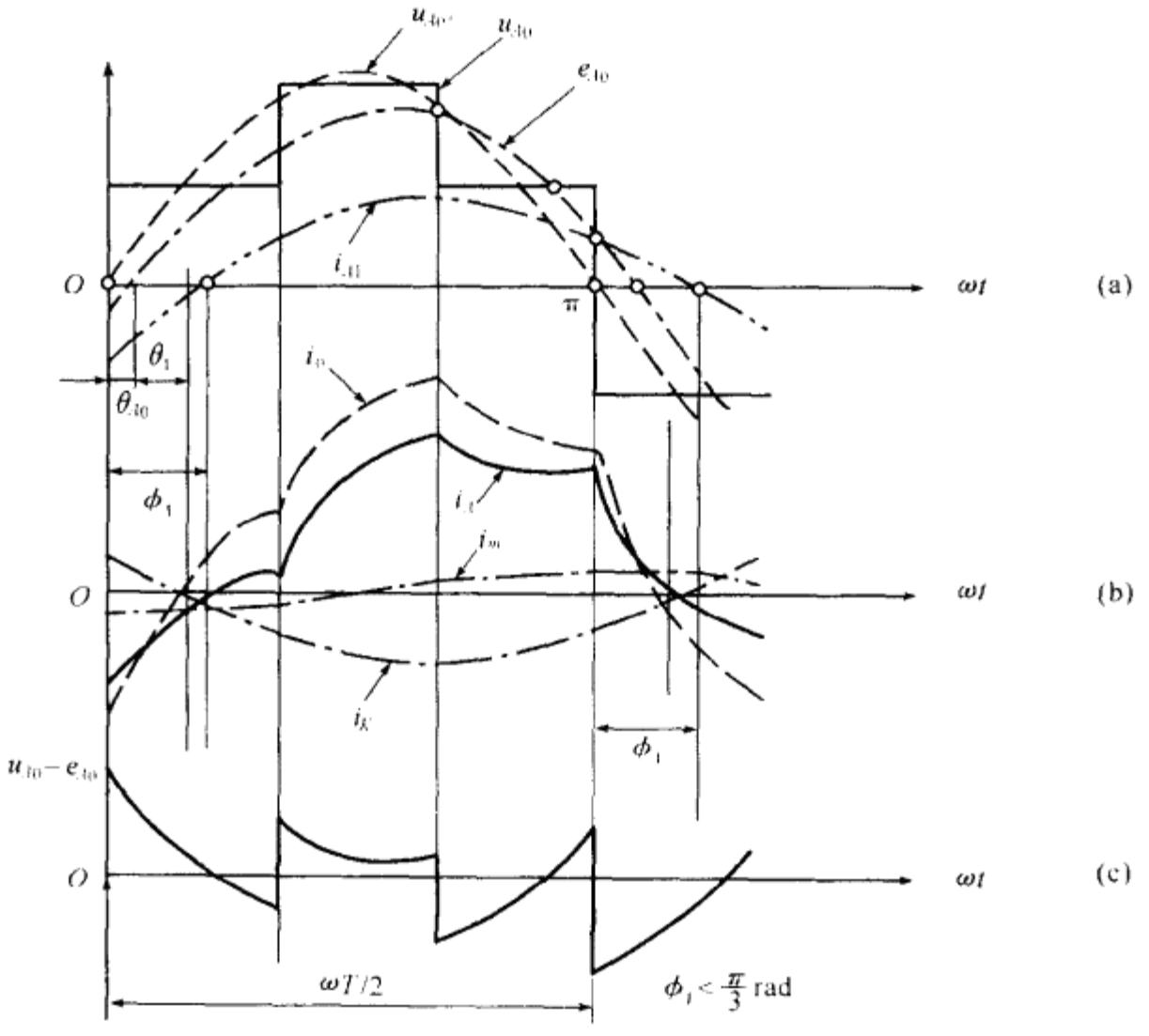


图 4-19　$E_A>0$ 的相电流组成

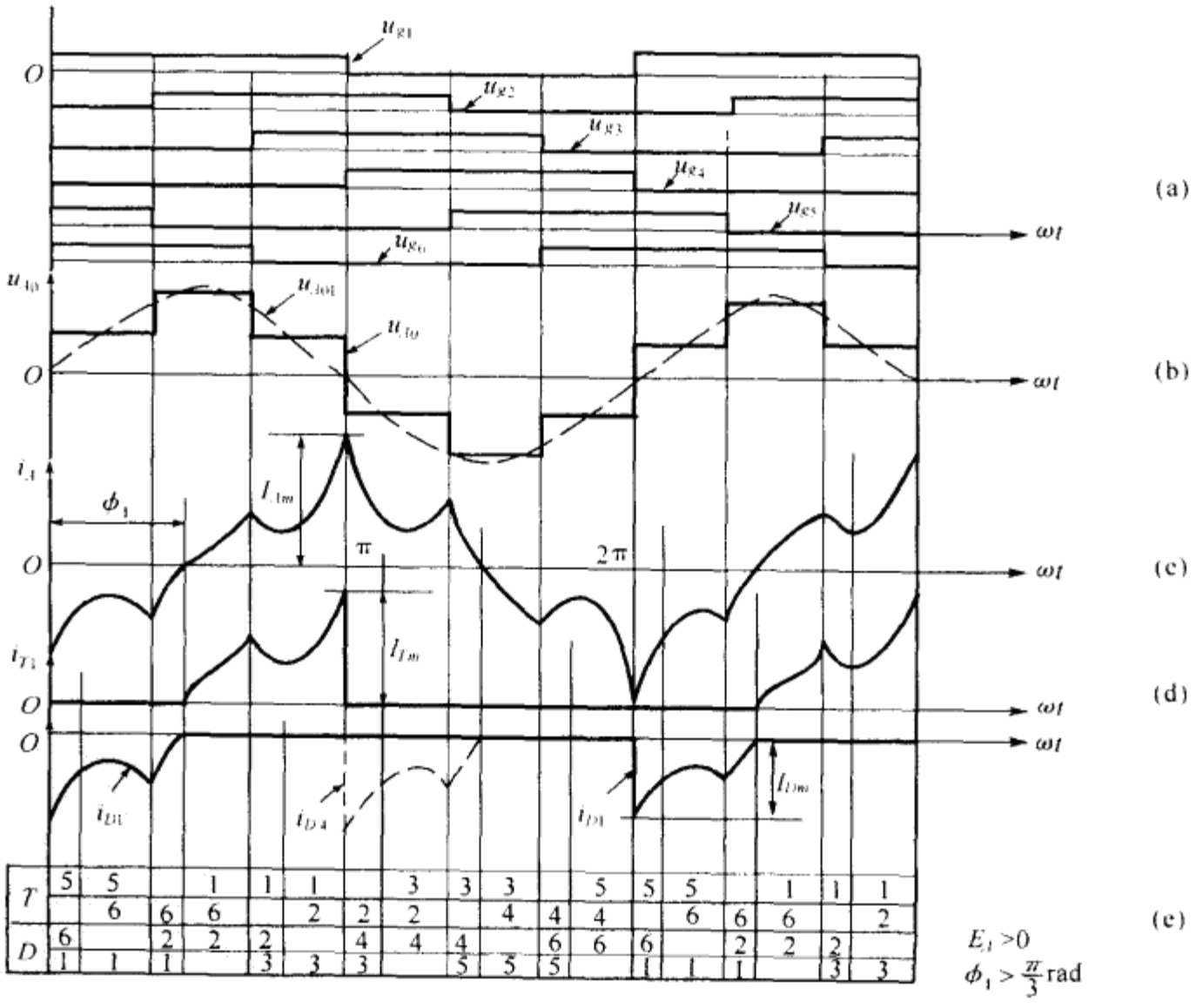


图 4-20　带电动机负载三相电压型逆变电路波形

(五)三相方波逆变电路的特点

三相方波逆变电路的特点和单相方波电路很相似,主要有:

1. 输出电压谐波含量高:依照式(4-81)可知,相电压的总谐波失真度 THD=26%,该值虽比单相电路低,但仍然高于诸如 CVCF 一类电源的要求。

2. 输出电压不可调:由式(4-84)知,三相方波电路输出相电压基波有效值 U_{01} 仅取决于直流电压 U_d,当 U_d 为恒值时,逆变输出电压将无法调节。为了在 U_d 为恒值条件下调节输出电压,传统的方法有采用相控整流电路,不控整流加 DC/DC 变换电路,三相全桥等方案。

图 4-21 示一个三相全桥逆变电路结构。由于采用三个单相全桥电路通过输出变压器组成,因此每个全桥电路可以采用桥内移相方式改变每相输出基波分量幅值,使输出电压连续可调。这一方案的缺点是主电路结构较三相半桥电路复杂;优点是既可实现电压调节,而且还可以实现分相电压控制,这是三相半桥电路所无法做到的。分相控制方式对保持不平衡负载条件下输出电压的均衡对称很有效,图中虚线框Ⓐ中电路是三相逆变电路的输出滤波器。由图可见,每相包含串联阻抗和并联阻抗两部分,若将每相输出滤波器的串联阻抗与逆变电路的相输出阻抗合并且分别用 Z_{AS},Z_{BS}和 Z_{CS}表示。以 A 相为例,串联等效阻抗可表为

$$Z_{AS}=R_{AS}+\mathrm{j}\omega L_{AS} \tag{4-117}$$

式中 R_{AS}和 L_{AS}分别为等效串联电阻和电感。

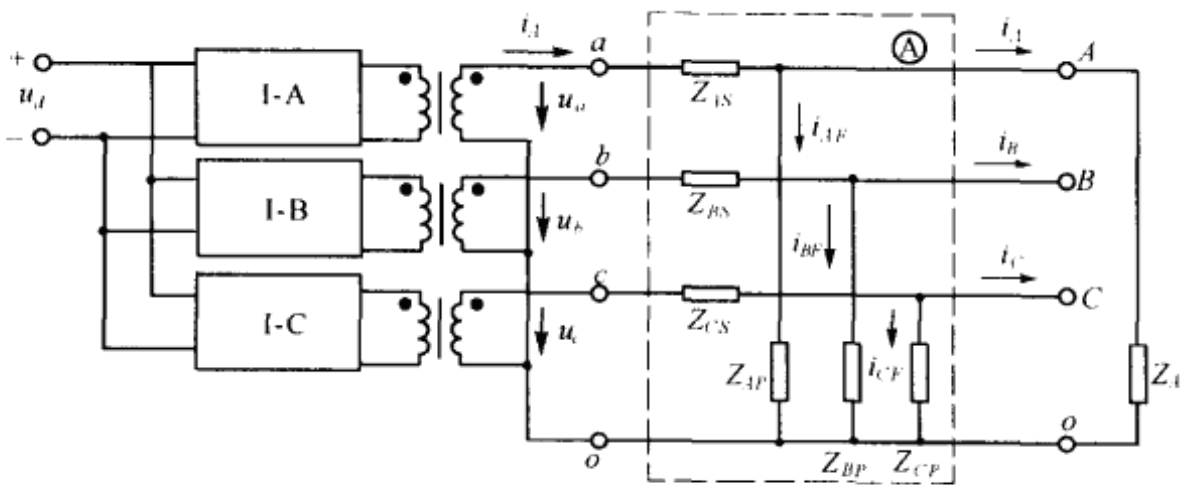


图 4-21 三相全桥式逆变电路

(1)逆变电路空载:即无外负载,由图可见,此时电路仅接有输出滤波器,但由于逆变输出阻抗和各相滤波参数均相等,对逆变电路为平衡负载,各相滤波电流数值相等,故各相端压幅值也相等;

(2)外接不平衡负载:如 B 和 C 相空载,A 相接有阻抗 Z_A,于是各相电流不等,对 A 相而言,输出相电流 i_a 可表为

$$i_a=i_A+i_{AF} \tag{4-118}$$

式中 i_{AF}为 A 相滤波电流,为简单略去该电流(因各相平衡)。图 4-22(a)画出基波分量 i_{A1}在串联阻抗上产生的压降,使 A 相电压基波分量 u_{A1}产生幅值减低,相位偏移,三相输出电压不对称;如果希望在上述负载条件下仍然保持输出电压稳定对称,就需要对逆变电路输出变压器付边相电压 u_a 作相应的调节,如图 4-22(b)所示。由图可见,u_a 的基波幅值必需增大,相位应超前 θ 角度,才能保持在基波电流为 I_{A1}的条件下使出端电压 u_A 的基波分量保持原来的幅值和相位(即图中 U_{A1})。这就要求逆变电路要有分相控制的能力,即每相输出电压均可独立进行调节,而这种功能只有三相全桥结构才具备。

3. 直流电压利用率较低

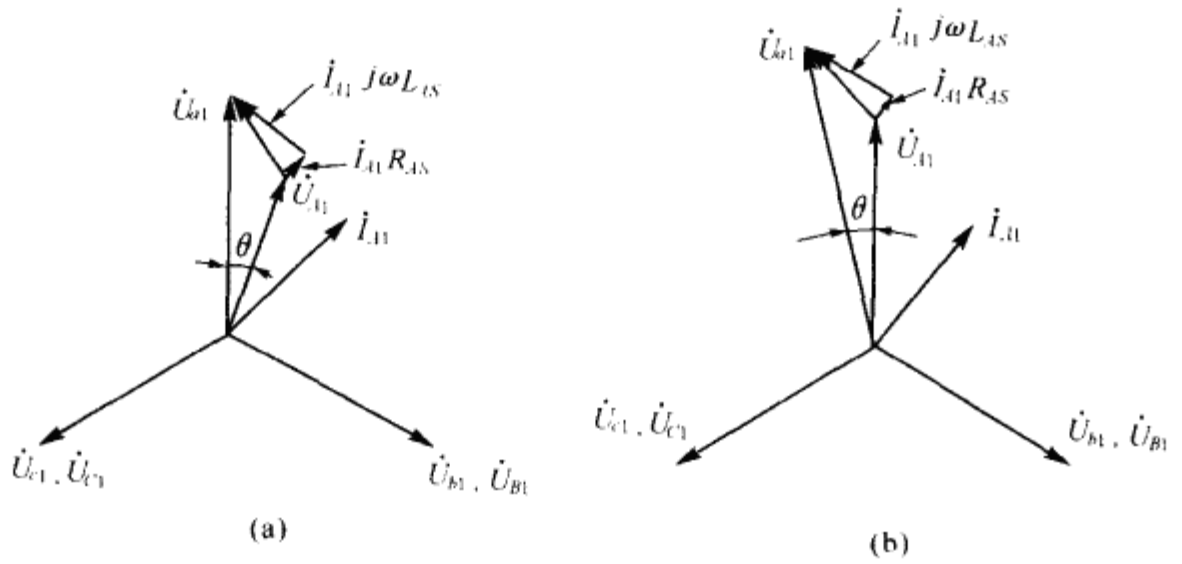


图 4-22　不平衡负载对输出电压的影响

与单相方波逆变器相仿，令 $A_V=U_{01}/U_d$ 作为直流电压利用率，其中 U_{01} 为线电压基波有效值，根据式(4-86)有

$$A_V=\frac{U_{AB1}}{U_d}=0.78 \tag{4-119}$$

比较式(4-3)和式(4-119)可知，三相逆变电路的直流电压利用率并不高，直接用以构成 CVCF 电源时，若要求输出电压 $U_{AB1}=380\text{V}$，而且公共交流电网波动率较大时，则电压匹配会有困难。

第五节　三相 SPWM 逆变电路

三相 SPWM 电压源逆变电路的主电路与三相电压源方波逆变电路相同，如图 4-15(a)所示，其中 $T_1\sim T_6$ 为可控型器件(如 IGBT)，负载星形联结，其中点为 0，直流电源侧假想中点为 $0'$。

一、控制极脉冲时序分布

载波信号为对称三角波如图 4-23(a)所示，其幅值为 U_{cm}，重复频率为 f_c；调制信号为三相正弦波 u_{ga}，u_{gb}和 u_{gc}，按图选坐标有

$$\left.\begin{aligned} u_{ga}&=U_{gm}\sin\left(\omega t-\frac{\pi}{6}\right)\\ u_{gb}&=U_{gm}\sin\left(\omega t-\frac{5\pi}{6}\right)\\ u_{gc}&=U_{gm}\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{2}\right)\end{aligned}\right\} \tag{4-120}$$

式中 $\omega=2\pi f$，f 为逆变输出电压重复频率。由图可见，$f_c/f=T/T_c=K=3$。必须指出，选择较低 K 值是为了画图简便，在实际应用中，按照目前功率器件的开关性能，K 应选得远高于上值(关于 K 值的选择详后)。根据三角波 u_c 和调制波 u_g 的交点决定各相控制极脉冲时序如图 4-23(b)所示。由图可见，各脉冲有以下特点：

1. 各相上下桥臂控制脉冲在相位上互补；
2. 为提高可控器件关断可靠性，关断期中各加上负电压；
3. 和图 4-15(f)相比较，已调制的控制信号实际上可看成是在方脉冲的正负半周各挖去

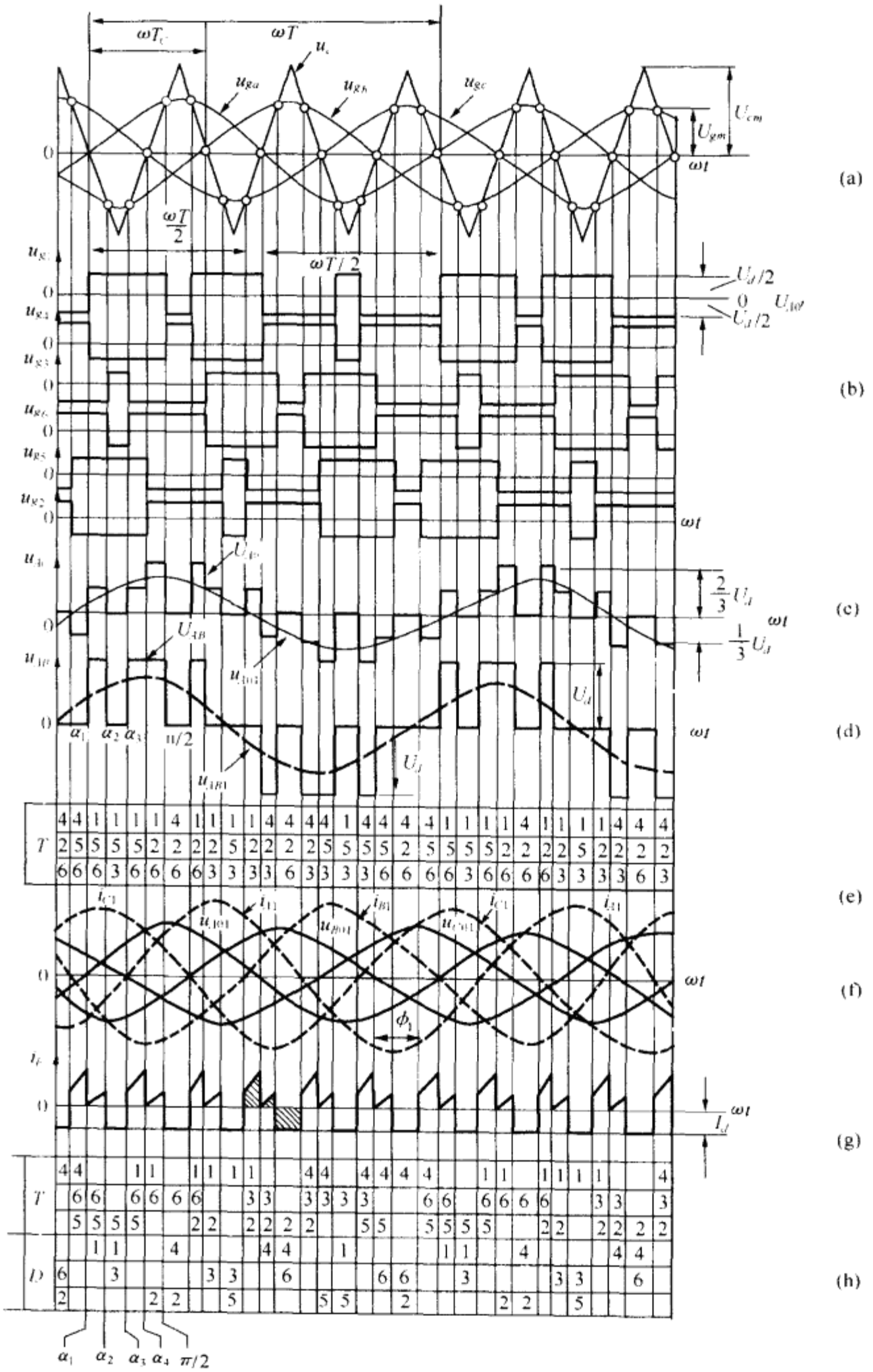


图 4-23 三相 SPWM 逆变电路波形

一处缺口的结果(由于 K 值很低,因而比较直观);

4. 任何时刻,有三个控制脉冲处于高位,其他则处于低位;

5. 已调制控制脉冲的宽度受控于 m 值。

二、纯阻负载下的电路工作情况

1. 由于各相上下臂控制脉冲在相位上互补，因而上下臂开关也以互补方式轮流导通，故各相对电源中性点 0′的电压为双极性 SPWM 波形，以 A 相为例，A 点对 0′间电压 $u_{A0'}$ 可表为

$$u_{A0'}=\begin{cases}+\dfrac{U_d}{2}, & T_1(D_1)^0\\ -\dfrac{U_d}{2}, & T_4(D_4)^0\end{cases} \tag{4-121}$$

$u_{A0'}$ 的波形如图 4-22(b)所示，由图可见，该波形与 u_{g1} 完全相仿，只是电压幅值不同而已，其余两相类推。

2. 由于任何时刻电路中有三个控制脉冲处于高位，相应主电路中有三只器件处于通态，其他器件截止，在纯阻负载条件下，各导电臂中只有可控器件参加导通，可时序如图 4-23(e)。

3. 输出电压分析

按图 4-23(d)所选的时间坐标，输出电压 u_{AB} 为奇函数，其富里哀级数展开式为

$$u_{AB}=\sum_{n}^{\infty}B_n\sin n\omega t \tag{4-122}$$

式中

$$B_n=\frac{4U_d}{n\pi}(\cos n\alpha_1-\cos n\alpha_2+\cos n\alpha_3) \tag{4-123}$$

式中 n 为正奇数，当 $n=1$ 时，$B_1=\dfrac{4U_d}{\pi}(\cos\alpha_1-\cos\alpha_2+\cos\alpha_3)$

线电压基波分量瞬时值

$$u_{AB1}=\frac{4U_d}{\pi}(\cos\alpha_1-\cos\alpha_2+\cos\alpha_3)\sin\omega t \tag{4-124}$$

式(4-124)表明，u_{AB1} 的幅值 B_1 由开关角 α_1，α_2 和 α_3 决定，而由图 4-23(a)可见，这些开关角是由 U_{gm}，也即是 m 值决定的。在工程设计中，直接计算不同 m 值的开关角比较麻烦，和以前分析相仿，有必要找出更方便的关系式。由图 4-23(b)所示的 $u_{A0'}$ 波形中可以看到，该波形与图 4-4(c)的不同之处仅为脉冲幅值，因此仿照式(4-54)，在 $m\leqslant1$ 条件下，在三相 SPWM 逆变电路中有

$$U_{A01'}=\frac{m}{\sqrt{2}}\cdot\frac{U_d}{2} \tag{4-125}$$

式中 $U_{A01'}$ 是 A 相对直流电源假想中点 0′间电压基波分量有效值，由于 0′与负载中点 0 之间有交变方波电压(参阅图 4-15(k))，但无基波分量电压(在 SPWM 条件下，$u_{00'}$ 电压波形不同于方波条件，但仍无基波分量)，因此有

$$U_{A0'1}=U_{A01} \tag{4-126}$$

式中 U_{A01} 是 A 相相电压基波有效值，其他两相类推。

根据三相正弦交流电路，线电压基波有效值与相电压基波有效值间有以下关系：

$$U_{AB1}=\sqrt{3}U_{A01} \tag{4-127}$$

将式(4-125)代入上式有

$$U_{AB1}=\frac{\sqrt{3}\ \sqrt{2}}{4}mU_d=0.612mU_d\big|_{m\leqslant1} \tag{4-128}$$

上式表明，在 $m\leqslant1$ 和 U_d 为定值条件下，U_{AB1} 与 m 成线性关系，如图 4-24 所示，图中 C_1 为

U_{AB1}相对于方波逆变时的标么值。根据式(4-86)有

$$C_1=\frac{U_{AB1}}{0.78U_d} \tag{4-129}$$

将式(4-128)代入式(4-129)有

$$C_1=\frac{0.612mU_d}{0.78U_d}=0.785mU_d \tag{4-130}$$

比较式(4-55)(4-130)可见，单相和三相 SPWM 逆变电路具有相同的调压特性。

直流电压利用率：由式(4-128)有

$$A_V=\frac{U_{AB1}}{U_d}=0.612m\big|_{m\leqslant 1} \tag{4-131}$$

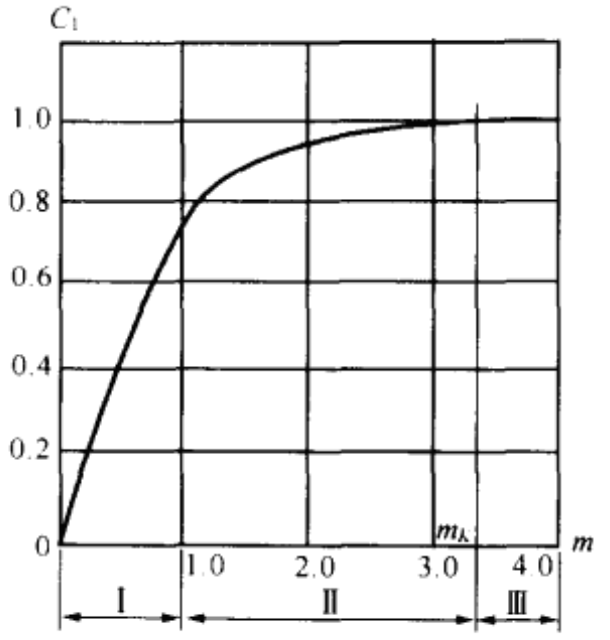


图 4-24 三相 SPWM 逆变电路调压特性

Ⅰ—线性区 Ⅱ—过调制区 Ⅲ—方波区

4. 频率比 K 的选择

在单相 SPWM 逆变电路中提到 K 应选为奇数。在三相电路中 K 可按下式选择

$$K=6N-3 \tag{4-132}$$

式中 N 为正奇数，于是 K 也为正奇数，且是 3 的整倍数。在分析单相 SPWM 逆变输出电压的频谱时曾提到：当 K 为奇数时，电压谐波将聚集在以 K(及其整倍数)次谐波为中心所形成的双边频带上；上述频谱分布规律也适用于三相条件下逆变输出相电压。例如考察 u_{A0}和 u_{B0}的 K 次谐波，其相位差应为 $K120°$，若 K 为 3 的整倍数，则该相位差为零(或 360°的整倍数)，结果即线电压 u_{AB}中无 K 次谐波。这对提高输出电压的正弦度和减少 THD 大为有利。

三、感性负载下的电路工作情况

图 4-23(f)画出 $\phi_1>0$ 时各相基波电压和电流波形，各臂器件导通时序如图 4-23(h)所示。由图可见：

在 $\phi_1<\frac{\pi}{3}$ 的情况下，在方波电路时，电路以第一和第二模式交替工作；在 SPWM 电路中是以第一、第二和第五模式交替工作。例如在图 4-23 中，$\alpha_1<\omega t<\alpha_2$ 区间，有 $u_{A01}>0$，$i_{A1}<0$，$i_{C1}>0$，$i_{B1}<0$，为了维持上述电流方向，在电路中应有 D_1，T_5 和 T_6 导通(第二模式)；在 $\alpha_2<\omega t<\alpha_3$ 区间，$u_{g6}=0$，T_6 关断，为了维持 i_{B1}原先流向，相继有 D_3 导通，电路转为第五模式工作，该模式不同于图 4-16 所示的模式，导通器件集中于桥的三个上臂(或下臂)，三相暂时处于短路状态；在 $\alpha_3<\omega t<\alpha_4$ 区间，$i_{A1}>0$，$u_{g1}>0$，$u_{g5}>0$，$u_{g6}>0$，故有 T_1、T_5 和 T_6 导通(第一模式)；其他时区类推。关于 $\phi_1>\pi/3$ 的情况读者可以自行分析。

四、死区时间对三相输出电压的影响

为防止在垂直换流中桥上下臂器件产生共态导通，在互补式控制极脉冲时序下，必须插入死区。死区宽度 t_d 必须保证退出导通的器件可靠关断，也即在垂直换流过程中实施先关断后导通的程序，设有死区的 A 相控制脉冲时序分布如图 4-25(b)所示。由图可见，在死区中有 $u_{g1}=u_{g4}=0$，图 4-25(a)示无死区下 A 相对直流电源假想中点 0′的电压(用 $u_{A0'}^{*}$表示)；而图 4-25(c)示有死区下 A 相对 0′的电压 $u_{A0'}$。由图可见，两电压间存在宽度差异，并且与负载电流基波分量的极性有关：当 $i_{A1}<0$ 时，$u_{A0'}$脉宽变宽；当 $i_{A1}>0$ 时，$u_{A0'}$脉宽变窄。这种宽度畸变的原因是由于续流二极管 D_1 和 D_4 在死区中续流引起的，因为控制极脉冲 u_{g1}和 u_{g4}仅对 T_1 和 T_4 的开关起作用，

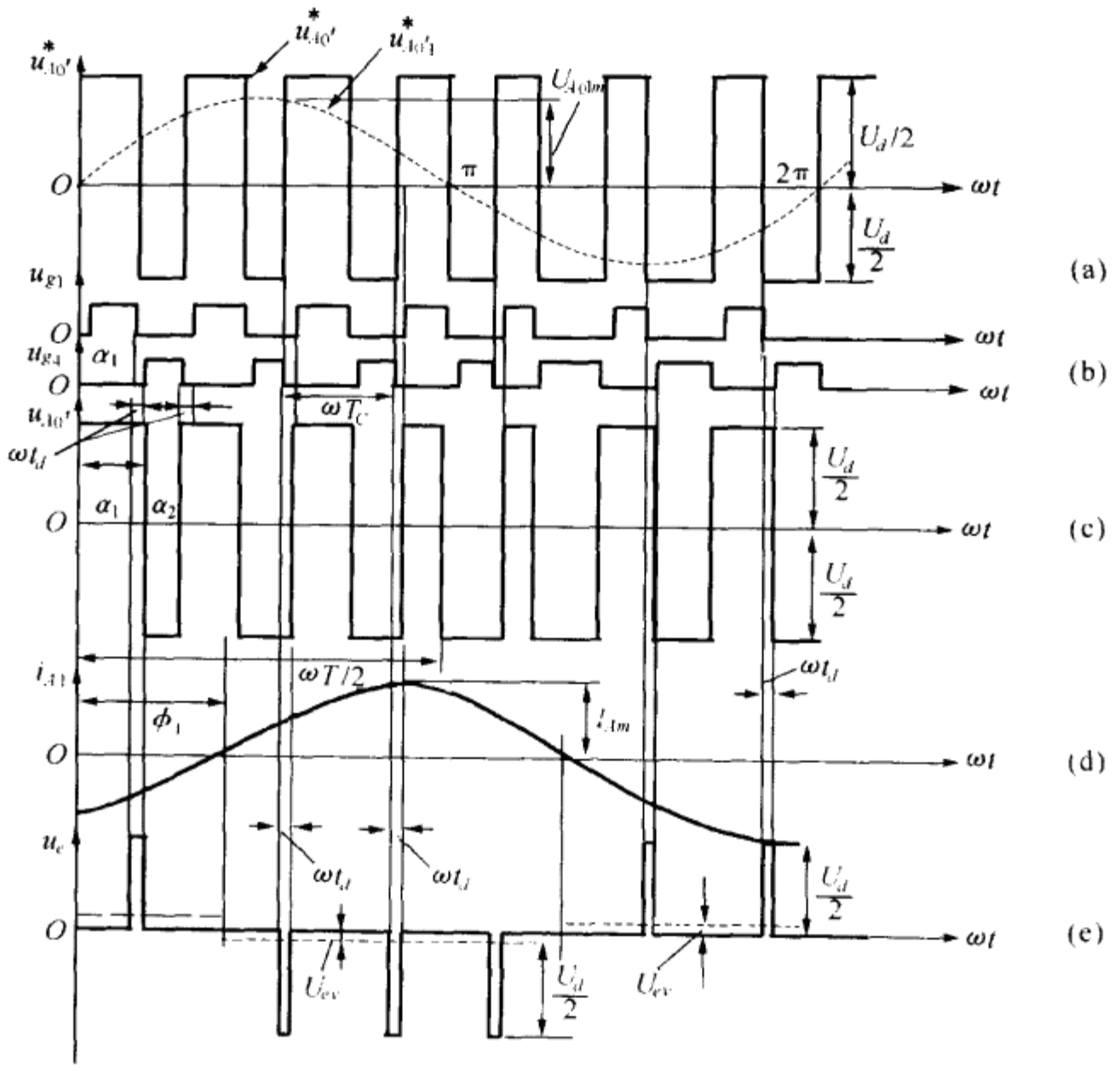


图 4-25　死区对逆变输出波形的影响

但对 D_1 和 D_4 的开关却无能为力。由图可见，负载电流 i_{A1} 滞后于相电压基波分量 u_{A01}^* 一个角度 ϕ_1，在 $\omega t<\alpha_1$ 时，虽有 $u_{g1}>0$，$u_{g4}=0$，但为了维持 $i_{A1}<0$，有 D_1 导通，T_1 截止；当 $\omega t=\alpha_1$ 时，$u_{g1}=u_{g4}=0$，进入死区，但对 D_1 不起作用，D_1 继续导通，直至 $\omega t=\alpha_2$ 时，$u_{g4}>0$，T_4 相应导通并迫使 D_1 关断，于是 $u_{A0'}$ 的实际脉宽为 α_2，畸变电压 u_e 为

$$u_e=u_{A0'}-u_{A0'}^*>0 \tag{4-133}$$

其波形如图 4-25(e)所示；相反，在 $i_{A1}>0$ 的时区，$u_{A0'}$ 的实际宽度将比 $u_{A0'}^*$ 窄，因此 $u_e<0$。

综上所述，由于死区的设置使输出电压波形产生畸变，对逆变电路带来一些不利的影响：

1. 死区对输出电压的影响

若无死区，相电压 $u_{A0'}$ 波形如图 4-25(a)所示。根据式(4-125)，该电压的基波幅值可表为

$$U_{A0'1m}=\sqrt{2}U_{A0'1}=\frac{mU_d}{2}\bigg|_{m\leqslant 1} \tag{4-134}$$

若 $m=1$，则有

$$\frac{U_{A0'1m}}{U_d}=0.5\big|_{m=1.0} \tag{4-135}$$

上式表明，在无死区且 $m=1$ 条件下，比值 $U_{A0'1m}/U_d$ 为一常数。而图 4-26 示有死区时比值 $U_{A0'1m}/U_d$ 与死区占空比 D_d 和基波阻抗角 ϕ_1 间的关系。

由图 4-26 可见：

(1)$U_{A0'1m}/U_d$ 随 D_d 增大而下降($\phi_1=0$，$m=1$)；

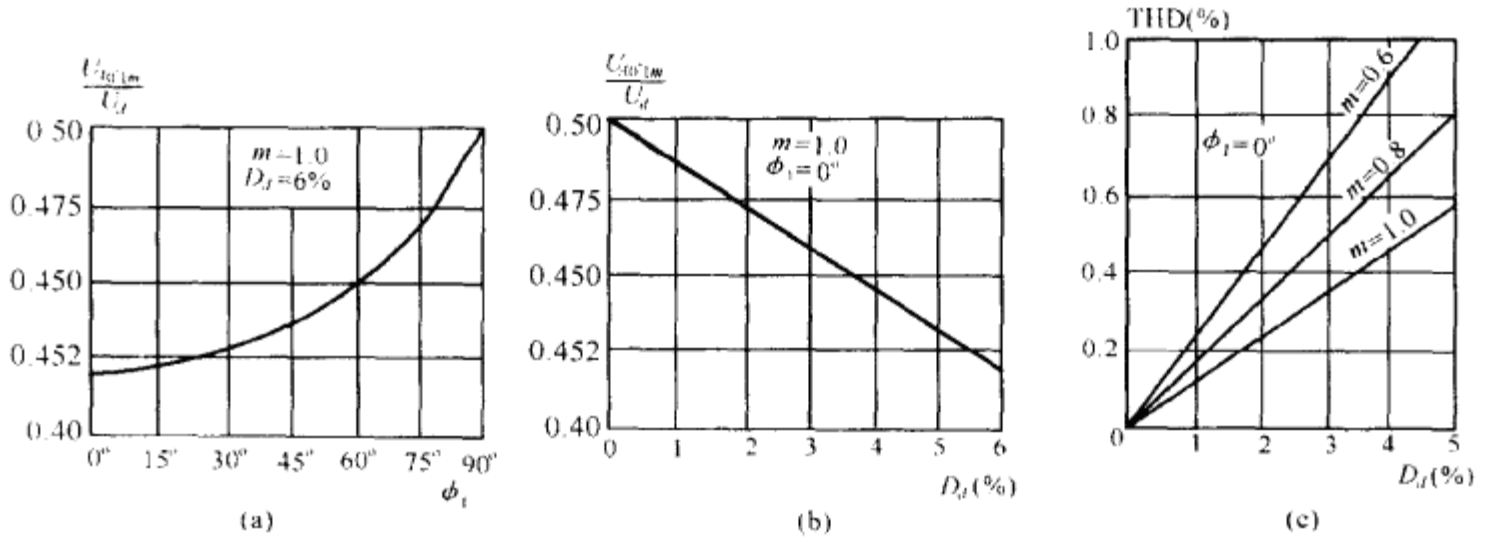


图 4-26 死区对逆变输出电压的影响

(2)$U_{A0'1m}/U_d$ 随 ϕ_1 增大而上升($D_d=6\%$,$m=1$)。

死区占空比 D_d 定义为

$$D_d=\frac{t_d}{T_c}\% \tag{4-136}$$

若 $T_c=100\mu s$,$t_d=5\mu s$,则 $D_d=5\%$。

由图 4-25(e)可见,畸变电压 u_e 在半个输出周期中的平均值为

$$U_{ec}=D_dU_d \tag{4-137}$$

由于 u_e 每一脉宽均为 t_d,故 u_e 可用幅值为 D_dU_d,重复周期为 T 的交变方波等效,按图选时间坐标和式(4-2)有

$$u_{A0'1}=U_{A0'1m}\sin\omega t \tag{4-138}$$

$$u_{eV1}=-U_{eV1m}\sin(\omega t-\phi_1)=-\frac{4D_dU_d}{\pi}\sin(\omega t-\phi_1) \tag{4-139}$$

根据式(4-138)(4-139)可画出逆变输出电压矢量关系如图 4-27 所示。由图可见:

(1)若 $m=1.0$,$\phi_1=0$,即 I_{A1} 与 $\dot{U}_{A0'1m}$ 同相,$\dot{U}_{eV1m}$ 与 $\dot{U}_{A0'1m}$ 反相,可见合成电压 $\dot{U}_{A01m}$ 最小;

(2)若 $m=1.0$,$D_d=\text{const}$,$t_d=\text{const}$,$U_d=\text{const}$,即 U_{eV1m} 保持恒定,随着 ϕ_1 的增大,$U_{A0'1m}$ 受影响程度减小,由图 4-26(a)可见,当 $\phi_1=90°$,$U_{A0'1m}/U_d\approx0.5$,即死区对输出电压的影响可以忽略不计;

(3)若 $m=1.0$,$\phi_1=0°$,D_d 越大则 U_{eV1m} 越大,$U_{A0'1m}/U_d$ 越低,死区对输出电压影响也越大,如图 4-26(b)所示。

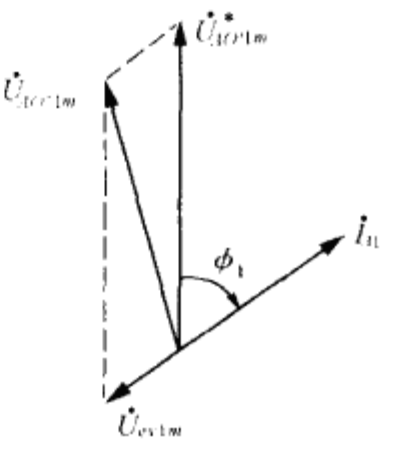


图 4-27 逆变输出矢量关系

2. 死区对输出电压谐波含量的影响

由前分析可知,理想的 SPWM 波形除含有载波频率及其边频带中的高次谐波外,低次谐波几乎不存在。然而,死区的引入使得低次谐波不能完全被消除。计算机仿真结果表明,死区产生的主要是低奇次谐波,输出电压 THD 与 D_d 的关系曲线如图 4-26(c)所示。由图可见:

(1)THD 随 D_d 的增加而增高;

(2)THD 随 m 的增大而减低:当 m 值下降时,输出电压的基波幅值将相应下降,而谐波幅值不变,THD 自然增大。

第六节　逆变电路输出电压波形改善

即令采用SPWM控制，逆变输出电压的谐波含量仍会高出某些负载的要求。例如，按图4-9所给曲线，在$K=15$，$m=0.8$条件下，计至第49次谐波，电压的THD=81%，因为是双极性SPWM，C_{15}的数值在上述条件甚至比C_1还高，尽管无低次谐波，需要采取的滤波手段比方波电路简单，但还是希望进一步减低THD值，改善输出电压波形。

本节将择要列举已有技术措施，但必须说明：

1. 对于给定的负载及其要求的THD值，在电路设计中，通常是同时采用几种技术措施改善输出电压波形以实现要求的THD，其目的是减轻每一种技术必须承受的负担；

2. 随着技术的进步，特别是功率器件开关性能的改善，以往一些行之有效的技术措施由于各种原因逐渐被淡化和被取代，例如多重化技术和消谐波技术。本节将提及但不作深入讨论。

一、多重化结构

对诸如UPS一类的负载，其输出端要求与公共电网有电隔离，因而必须采用输出变压器，尤其在大容量条件下，需要用多台逆变器联合工作，可以通过主电路多重化结构来抑制输出电压的谐波含量。图4-28(a)示三相多重化逆变电路结构，它由6个全桥电路组成，第一组含$I-U$，$I-V$和$I-W$三个单相全桥电路；第二组含$I-X$，$I-Y$和$I-Z$三个单相全桥电路。第二组各相电压分别滞后于第一组$\pi/6$电弧度。若适当选择变压器变化，使各单相电路输出电压幅值分别满足以下关系：

$$\left.\begin{aligned}&U=V=W\\&X_a=X_b=Y_a=Y_b=Z_a=Z_b\\&U=\sqrt{3}X_a\end{aligned}\right\}\tag{4-140}$$

按图所示联接方式，输出端各相电压为

$$\left.\begin{aligned}u_{R0}&=u+x_a-y_a\\u_{S0}&=v+y_b-z_a\\u_{T0}&=w+z_b-x_b\end{aligned}\right\}\tag{4-141}$$

各输出电压基波矢量关系如图4-28(b)所示。

由于各相均用单相全桥电路组成，故可用桥内移相调压方式，图4-28(c)对应于移相角$\alpha=\pi/3$，即脉宽$\tau=2\pi/3$的电路波形。将相电压U_{R0}和线电压u_{RS}分别用富里哀级数展开得

$$u_{R0}=\sum_n\frac{4U_d}{n\pi}\cos\frac{n\alpha}{2}\left(1+\frac{2}{\sqrt{3}}\cos\frac{n\pi}{6}\right)\sin n\left(\omega t-\frac{\pi}{6}\right)\tag{4-142}$$

$$u_{RS}=\sum_n\frac{4U_d}{n\pi}\cos\frac{n\alpha}{2}\left(1+\frac{2}{\sqrt{3}}\cos\frac{n\pi}{6}\right)2\sin\frac{n\pi}{3}\sin n\omega t\tag{4-143}$$

式中谐波次数n为奇数。式(4-143)表明，当$n=3,5,7,9,15$时，$u_{RS}=0$，即线电压所含最低次谐波为第11次。

当$\tau=\pi$，$\alpha=0$时，基波线电压的幅值为

$$U_{RS1m}=\frac{8\sqrt{3}}{\pi}U_d\tag{4-144}$$

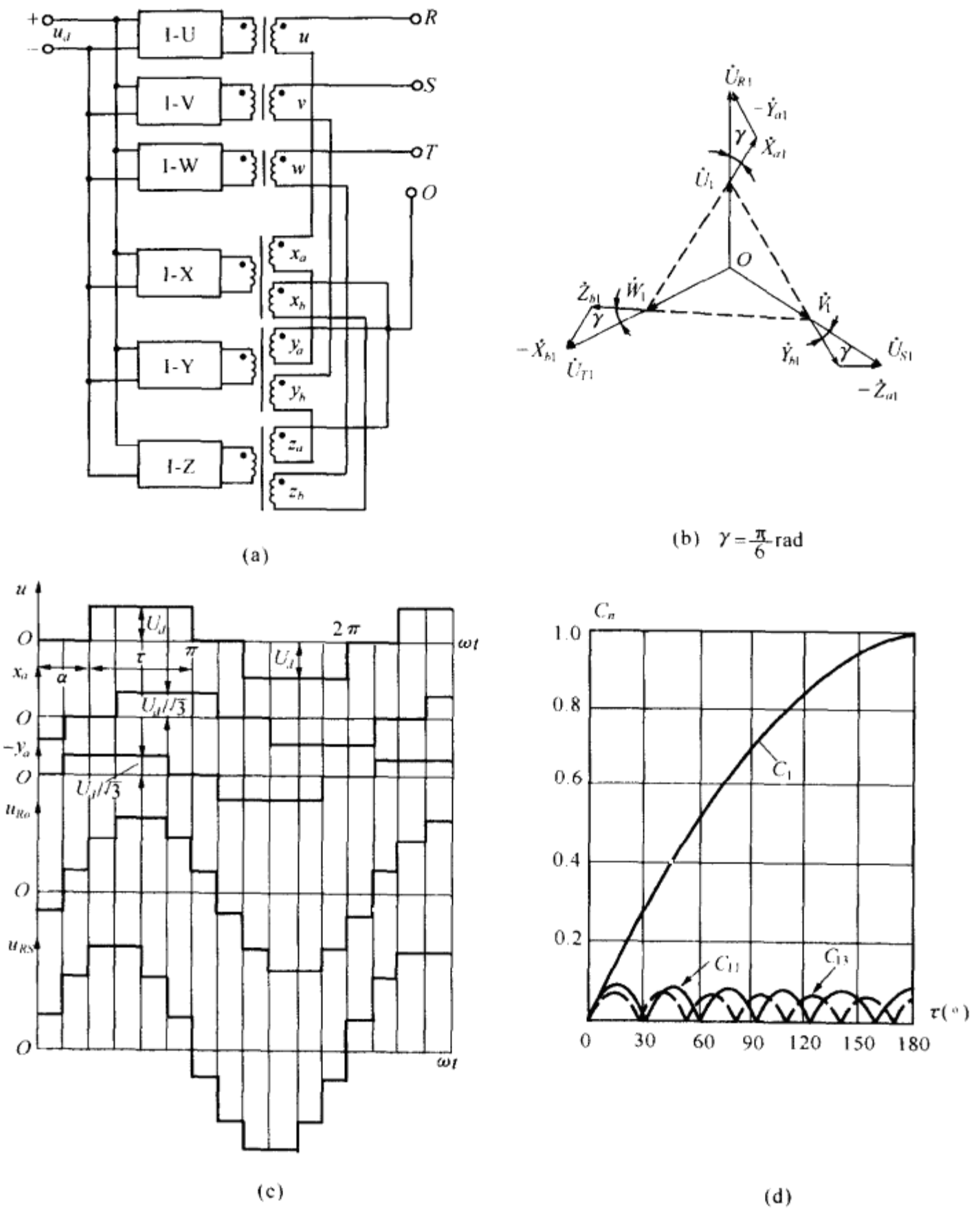


图 4-28 三相多重化逆变电路

记各次谐波幅值标么值为 C_n：

$$C_n=\frac{U_{RSnm}}{U_{RS1m}} \tag{4-145}$$

图 4-28(d)示 $C_n-\tau$ 的关系曲线。由图可见，随着脉宽 τ 的增大（$\tau=\pi-\alpha$），C_1 相应增大，当 $\tau=180°$时，$C_1=1$，图中也同时示 C_{11}和 C_{13}随 τ 变化的情况。由图可见，C_{11}和 C_{13}的取值总在 0.1 以下。

综上所述，采用多重化结构时，只要适当选择各重之间相位差，输出变压器变比和输出变压器付级绕组的联结方式，便可以改善输出波形，减少谐波含量。当然，由于采用单相全桥结构，也可以实现输出电压的调节。

二、PWM 技术的优化

在硬开关条件下，PWM 的优化可以理解为用最少的开关次数以取得最大的谐波抑制，因为单从提高开关频率以抑制谐波，虽然有效但要受到开关损耗增加和电路效率下降的制约。已有的优化技术有：

（一）倍频式 PWM

在普通 PWM 逆变电路中，器件开关频率与输出电压载波频率相等。所谓倍频式 PWM 逆变电路是指输出电压的载波频率 f_C 是逆变桥功率器件开关频率 f_S 的 2 倍，即

$$f_C=2f_S \tag{4-146}$$

上式表明，倍频技术能够缓和谐波抑制与效率提高之间的矛盾，而且其实现仅需适当安排逆变器件的控制脉冲时序，因而是很有实用价值的技术。

图 4-29 以单相桥式单极性 SPWM 逆变电路为例略加说明。由图可见，与普遍单极性 SPWM 逆变电路的差别是包含两个载波信号 u_{c1} 和 u_{c2}，且有

$$u_{c2}=-u_{c1}$$

正弦波调制信号 u_g 与 u_{c1} 的交点形成相位互补的脉冲序列 u_{g1} 和 u_{g4}；u_g 与 u_{c2} 的交点形成另一对互补脉冲序列 u_{g2} 和 u_{g3}。

在输出电压 u_0 的正半周，实际上是再现信号 u_{g1} 和 u_{g3} 的与逻辑：当 u_{g1} 与 u_{g3} 同处高位时，

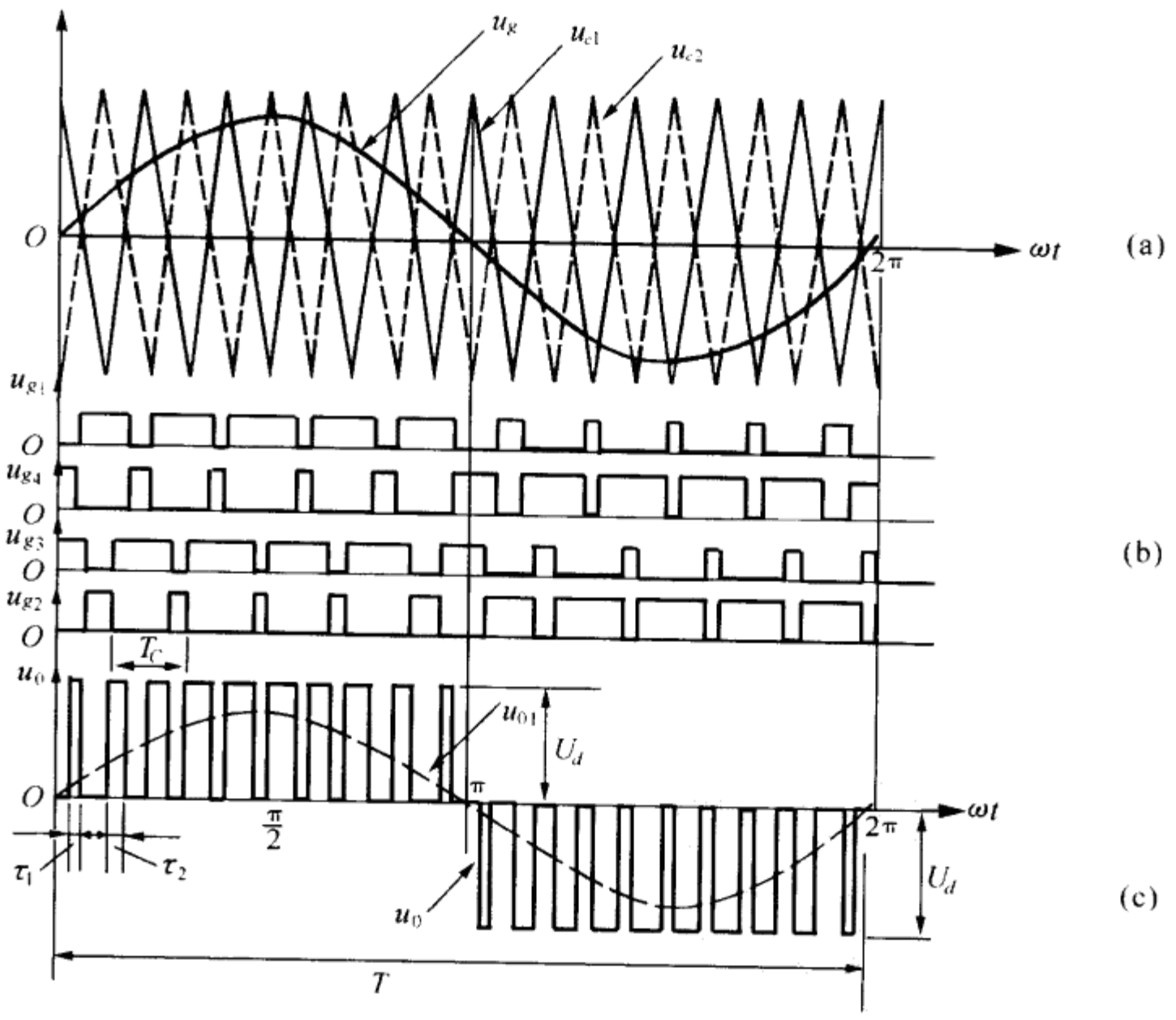


图 4-29　逆变电路中的倍频控制方式

有 T_1 和 T_3 导通，$u_0=U_d$；当 u_{g1} 或 u_{g3} 中有处低位时，例如 u_{g3} 为低位（u_{g2} 为高位），则有 T_1 和 T_2 导通，$u_0=0$。由于在正半周中，u_{g1} 的高位区恒宽于 u_{g3}，故其与逻辑可视为 u_{g1} 的双缘，而输出电压 u_0 的脉宽也就是 u_{g1} 对 u_{g3} 的两缘宽度（如图 4-29 中的 τ_1、τ_2，…），故这种控制也称双缘调制。由于 u_{g1} 和 u_{g3} 的与逻辑在一个载波周期中共有两次状态转换，故输出电压 u_0 也有两次脉动，但对桥中功率开关器件而言却只开关一次。

由于 τ_1，τ_2，均按正弦规律变化，故 u_0 的脉宽也按正弦分布（SPWM）；同理可分析 u_0 负半波。

（二）有选择消除谐波的 PWM 技术

利用普通 PWM 控制技术以实现优化时所遇到的障碍是受 K 值的限制，因此促使人们从另外的角度设计 PWM 方案，其中有选择地消除谐波是较有成效的一种。

其实在逆变电路多重化技术中也已经包含了有选择消除谐波的成分，因为在这种技术中，只要适当选择变压器的变化和绕组间的连接，便可以消除某些谐波，如果通过 PWM 控制方式来实现，则既无多重化电路在实用范围方面的限制，也克服了普通 PWM 技术中单纯依靠提高 K 值所带来的麻烦。

目前应用的消谐波 PWM 技术有直接选择开关角法和等脉宽法两种，本节仅讨论前一种方法。在采用信号幅值比较的方法中，开关角一般由调制信号 u_g 的幅值 U_{gm} 间接决定的，而所谓直接确定开关角是指直接利用输出电压的数学模型确定开关角以实现有选择地消除电压中低次谐波的目的。

下面以三相双极性 SPWM 输出对直流电源中点相电压的数学模型为例说明消谐波原理。引用式（4-44），第 n 次谐波的幅值可写成

$$B_n=\frac{2U_d}{n\pi}\left[1+2\sum_{i=1}^{M}(-1)^i\cos n\alpha_i\right] \tag{4-147}$$

在输出相电压的 1/4 周期内，总共有 M 个 α 值等待确定，即 M 个待定参数，它们代表可用于消除谐波次数的自由度，除了必须满足给定的基波幅值 B_1 外，尚有（$M-1$）个可选参数，若取 $M=5$，可消除 4 个谐波。例如令 5，7，11，13 次谐波为零，将这些要求代入式（4-147）可得

$$\begin{aligned}
B_1&=\frac{2U_d}{\pi}(1-2\cos\alpha_1+2\cos\alpha_2-2\cos\alpha_3+2\cos\alpha_4-2\cos\alpha_5)\\
B_5&=\frac{2U_d}{5\pi}(1-2\cos5\alpha_1+2\cos5\alpha_2-2\cos5\alpha_3+2\cos5\alpha_4-2\cos5\alpha_5)=0\\
B_7&=\frac{2U_d}{7\pi}(1-2\cos7\alpha_1+2\cos7\alpha_2-2\cos7\alpha_3+2\cos7\alpha_4-2\cos7\alpha_5)=0\\
B_{11}&=\frac{2U_d}{11\pi}(1-2\cos11\alpha_1+2\cos11\alpha_2-2\cos11\alpha_3+2\cos11\alpha_4-2\cos11\alpha_5)=0\\
B_{13}&=\frac{2U_d}{13\pi}(1-2\cos13\alpha_1+2\cos13\alpha_2-2\cos13\alpha_3+2\cos13\alpha_4-2\cos13\alpha_5)=0
\end{aligned} \tag{4-148}$$

求解联立方程组（4-148）可得出一组对应的开关角 α_1，α_2，α_3，α_4 和 α_5，再利用 1/4 周期对称性，同时求出 $\alpha_{2M}=\alpha_{10}$，α_9，α_8，α_7 和 α_6。

对于 VVVF 电源，相基波幅值 $U_{A0'1m}$ 必须随工作频率同步调节，因此在式（4-148）中，在 U_d 为恒值下，设定多个 B_1 值，解出多组 α 值，以满足变频调压的要求；对于 CVCF 电源，基波幅值必须在 U_d 变动时维持恒定，因此必须根据 U_d 的波动范围设定多个 U_d，同样解出多组 α 值以满足恒频恒压的要求。

由于上述方程组求解是十分繁琐的工作，通常是用计算机离线迭代求出相应开关角的数

值解，放入微机内存，以备控制时取用。

三、附加输出滤波器

（一）利用负载电路进行滤波

图 4-30 所示的单相桥式逆变电路是感应加热用电源的一种基本电路，与负载线圈 L_0r_0 相串联的电容 C_0 不仅具有提高负载功率因数和实现负载换流的功能，而且还起着抑制负载谐波电流的作用。

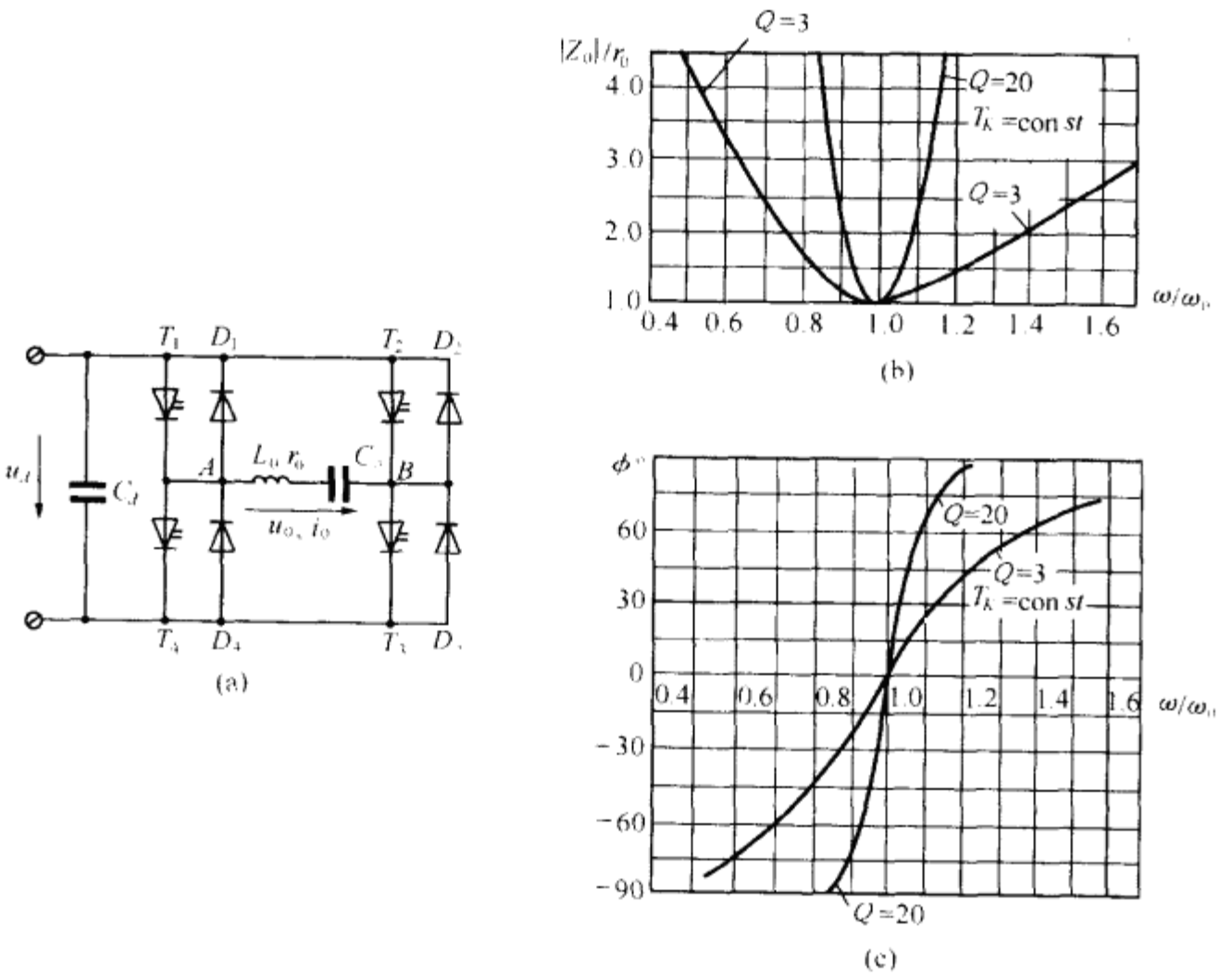


图 4-30　感应加热用单相逆变电路

T_K—工件温度　Q—负载电路品质因数

$L_0r_0C_0$ 串联负载电路阻抗幅频和相频特性分别如图 4-30(b)(c)所示。由图可见，负载电路阻抗对基频($\omega=\omega_0$，$\omega/\omega_0=1$)呈最低值，而高次谐波阻抗则很大，对高次谐波电流起抑制作用，因此，尽管逆变输出电压为方波，而输出电流却近似为正弦波。

由于负载参数(L_0 和 r_0)随加热工件温度而变，因而负载阻抗的频率特性具有时变性，但由于电源控制电路具有频率自动跟踪功能，因此在整个加工过程中负载端基波位移因子可维持不变($\cos\phi_1\approx$const)，即负载电路的失谐度不变。

读者将注意到由 VVVF 供电的异步电动机的等效电路实际上也是一个 RL 串联电路，但电机要求有一定的调速范围，电源必须在较宽频率范围内工作，电动机负载的滤波作用被削弱了。例如对输出电压的 5 次谐波而言，当基频 $f_1=50$Hz 时，$f_5=250$Hz，这相当于电机的高速运行状态；相反，当电机以低速运行时，例如 $f_1=3$Hz，则 $f_5=15$Hz，这种频率不但电机自身不能抑制，而且也无法采用附加滤波器加以抑制，因为它处于电机工作频带之内。

（二）附加输出滤波器

对于 CVCF 一类电源，由于负载对输出电压的正弦失真度要求较严，实际的输出电压失

真度往往高于允许值，因而必须设法减低其失真度；另外 CVCF 电源的工作频率是恒定的(50Hz、60Hz 或 400Hz)，因此可以采用附加输出滤波器以减低输出电压的失真度。

(1)滤波器的一般形式是一个由 LC 组成的无源网络，如图 4-31 所示，其工作原理是串联的 L_1C_1 电路在基频下呈串联谐振状态。在理想状态下，对基波不产生压降，对高次谐波则呈高阻抗，抑制高次谐波电流；相反，并联的 L_2C_2 电路对基波呈谐振状态，对高次谐波则呈低阻抗，从而旁路高次谐波电流。因此，从负载端向滤波器看，其基波分压比近于 1；对高次谐波则近于 0，从而起到抑制高次谐波，降低失真度的作用。

(2)选择输出滤波器参数时必须考虑的因素：

①滤波器的滤波能力应满足 THD 的要求；

②在满足 THD 的前提下，滤波器的尺寸和重量应尽可能小；

③滤波器出端电压 u_0 的动态响应特性不超出容许范围。

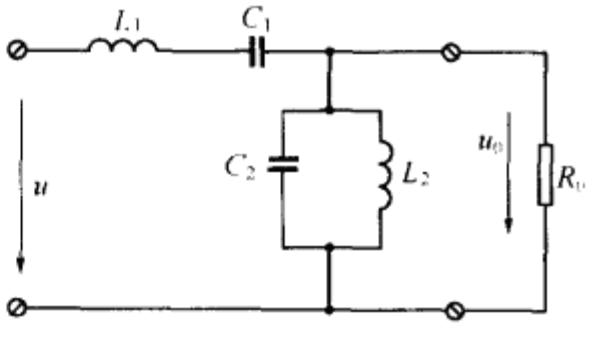


图 4-31 输出滤波器的一般形式

(3)滤波系数 K_f 与滤波器参数的关系

滤波器的滤波能力用滤波系数 K_f 来衡量，对滤波器入端电压 u 中第 n 次谐波的滤波系数 K_{fn} 定义为在空载条件下，即 $i_0=0$ 时

$$K_{fn}=\frac{U_n}{U_{n0}} \tag{4-149}$$

式中：U_n—滤波器入端电压第 n 次谐波有效值；U_{n0}—滤波器出端电压第 n 次谐波有效值。

在空载条件下，式(4-149)可写成

$$K_{fn}=\frac{U_n}{U_{n0}}=\frac{X_n}{X_{pn}} \tag{4-150}$$

式中：X_n—滤波器对 n 次谐波的合成电抗；X_{pn}—滤波器并联部分对 n 次谐波的电抗。

由图 4-31 应有

$$X_{Pn}=\frac{1}{(n\omega C_2-1/n\omega L_2)} \tag{4-151}$$

式中：ω—基波角频率。

根据并联滤波支路对基波呈并联谐振的原则，其电抗应满足：

$$\omega C_2=\frac{1}{\omega L_2}=B_{P1} \tag{4-152}$$

将式(4-152)代入式(4-151)有

$$X_{pn}=\frac{1}{A_nB_{P1}} \tag{4-153}$$

式中

$$A_n=n-\frac{1}{n} \tag{4-154}$$

同理，滤波串联部分的电抗为

$$X_{Sn}=n\omega L_1-\frac{1}{n\omega C_1}=A_nX_{S1} \tag{4-155}$$

式中

$$X_{S1}=\omega L_1=\frac{1}{\omega C_1} \tag{4-156}$$

若串联部分电抗呈感性而并联部分呈容性，则滤波器对 n 次谐波的合成电抗为

$$X_n=X_{Sn}-X_{Pn}=A_nX_{S1}-\frac{1}{A_nB_{P1}} \tag{4-157}$$

将式(4-157)(4-153)代入(4-150)得

$$K_{fn}=A_n^2X_{S1}B_{P1}-1=A_n^2X_{S1}^*B_{P1}^*-1 \tag{4-158}$$

式中：$X_{S1}^*=\frac{X_{S1}}{Z_1}$；$B_{P1}^*=Z_1B_{P1}$；$Z_1$—负载基波阻抗。

(4)滤波系数 K_f 与总正弦失真度 D_f(即 THD，为表示简单，用 D_f 替代)的关系：

由定义

$$D_f=\frac{1}{U_{10}}\left(\sum_{n=2}^{\infty}U_{n0}^2\right)^{\frac{1}{2}}\times 100\% \tag{4-159}$$

式中：U_{10}—滤波器出端电压基波分量有效值；U_{n0}—出端电压第 n 次谐波有效值。

对第 n 次谐波的正弦失真度是

$$D_{fn}=\frac{U_{n0}}{U_{10}}\times 100\% \tag{4-160}$$

$$=\frac{U_{n0}}{U_n}\cdot\frac{U_n}{U_1}\cdot\frac{U_1}{U_{10}}\times 100\%$$

$$=\frac{1}{K_{fn}}\cdot K_{f1}\cdot\frac{U_n}{U_1}\times 100\% \tag{4-161}$$

由式(4-154)知，当 $n=1$ 时，$A_1=0$，$K_{f1}=1$，对单相全桥方波逆变电路由式(4-5)，有 $U_n/U_1=1/n$，代入式(4-161)有

$$D_{fn}=\frac{1}{nK_{fn}} \tag{4-162}$$

上式表明，K_{fn}值越高则 D_{fn}越低，若取 $n=5$，$K_{f5}=3$，代入式(4-162)有 $D_{f5}=\frac{1}{15}$，也即，经过滤波器，5 次谐波的有效值(或幅值)为基波的 1/15。

将式(4-160)代入式(4-159)可得

$$D_f=\left(\sum_{n\neq 1}^{\infty}D_{fn}^2\right)^{\frac{1}{2}}\times 100\% \tag{4-163}$$

(5)滤波器的功率计算

由式(4-162)可知，为了满足负载要求的单次谐波正弦失真度 D_{fn}，根据式(4-162)可确定滤波器必须具备的滤波能力 K_{fn}，根据 K_{fn}可选不同的 X_{S1}和 B_{P1}值，但 X_{S1}和 B_{P1}与滤波电路的功率有关，为了减小滤波器的重量和尺寸，应在满足 K_{fn}和 D_f 的前提下使滤波器的功率最小，为简单计，仅考虑基波功率。

滤波器基波无功功率为

$$Q_f=Q_{C1}+Q_{L1}+Q_{C2}+Q_{L2} \tag{4-164}$$

式中 Q_{C1}，Q_{C2}，Q_{L1}，Q_{L2}分别是 C_1，C_2，L_1，L_2 的基波无功功率，考虑到

$$\omega L_1=\frac{1}{\omega C_1},\omega C_2=\frac{1}{\omega L_2}$$

应有

$$Q_{C1}=Q_{L1}$$

$$Q_{C2}=Q_{L2}$$

故式(4-164)可写成

$$Q_f=2(Q_{C1}+Q_{C2}) \tag{4-165}$$

而

$$Q_{C1}=I_1^2X_{S1}=\frac{X_{S1}}{Z_1}P_1=X_{S1}^*P_1 \tag{4-166}$$

$$Q_{C2}=U_1^2B_{P1}=B_{P1}Z_1P_1=B_{P1}^*P_1 \tag{4-167}$$

所以

$$Q_f=2(X_{S1}^*+B_{P1}^*)P_1 \tag{4-168}$$

式中：P_1——基波有功功率。

将式(4-158)代入式(4-168)得

$$Q_f=2P_1\left(X_{S1}^*+\frac{1+K_{fn}}{A_n^2X_{S1}^*}\right) \tag{4-169}$$

为取得无功功率最小条件下的滤波参数，令$\frac{\partial Q_f}{\partial X_{S1}^*}=0$得

$$A_n=\frac{1}{X_{S1}^*}\sqrt{1+K_{fn}} \tag{4-170}$$

将式(4-170)代入式(4-158)得

$$K_{fn}=\frac{(1+K_{fn})B_{P1}^*}{X_{S1}^*}-1$$

即

$$B_{P1}^*=X_{S1}^* \tag{6-171}$$

式(4-171)即滤波器容量为最小的参数条件。

例：若$n=5$，$K_{f5}=3$，按滤波器容量最小原则选择参数，应有

$$X_{S1}^*=B_{P1}^*=\frac{1}{A_5}\sqrt{1+K_{f5}}=0.417$$

由式(4-166)(4-168)可计得

$$Q_{C1}=Q_{C2}=0.417P_1$$

$$Q_f=2(X_{S1}^*+B_{P1}^*)P_1=1.67P_1$$

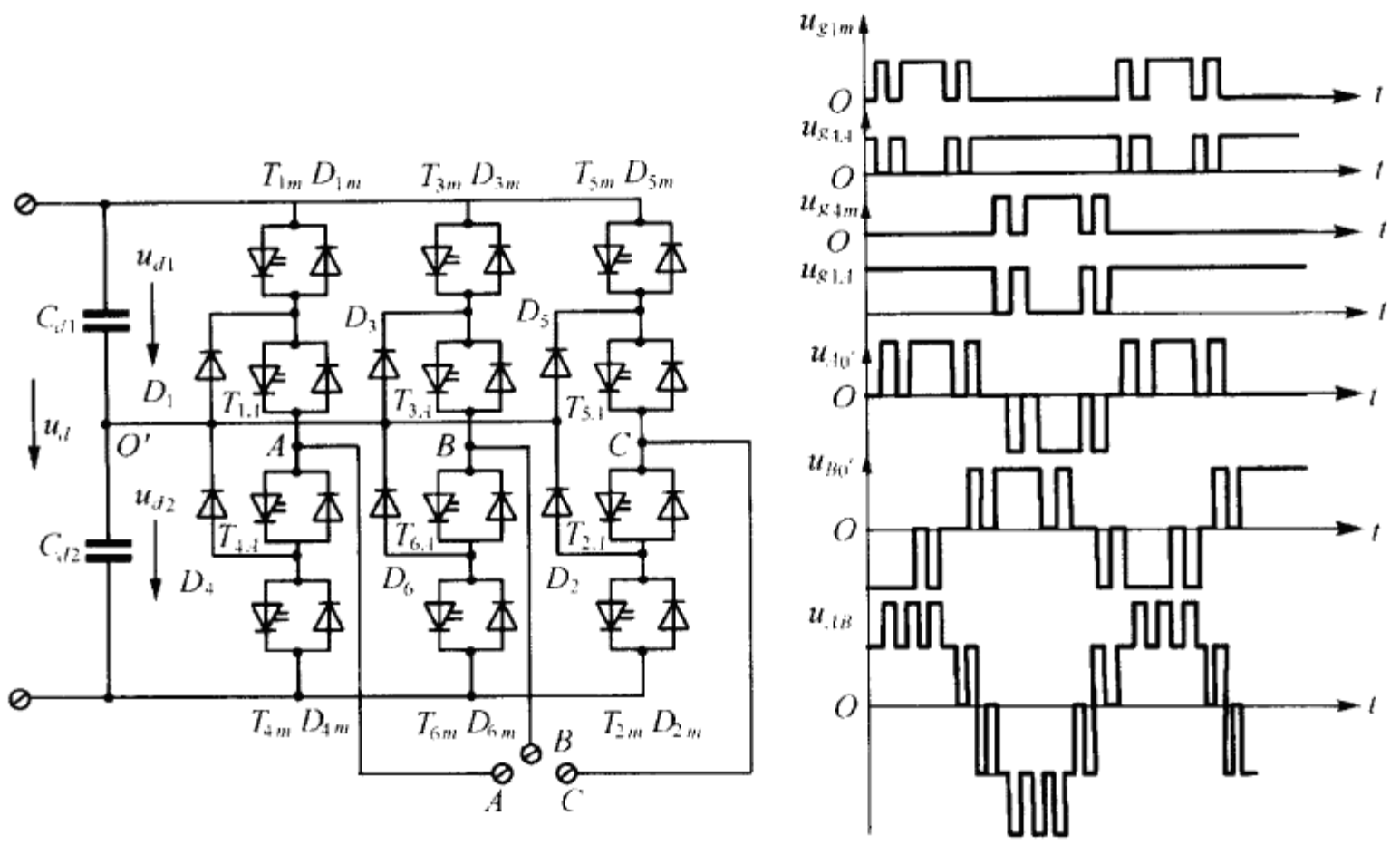
四、采用新型主电路结构

由A. Nabae等人提出的中点钳位式三相PWM逆变电路(以下简称NPC-PWM逆变电路)，是通过设计新型主电路结构来降低输出电压谐波含量的典型例子。NPC-PWM逆变电路如图4-32(a)所示，该电路的出发点是：单极性SPWM逆变电路的谐波含量比双极性SPWM低。普通三相半桥逆变电路出于结构上原因，各相对电源中点间的电压只能在$+U_d/2$和$-U_d/2$的电平间更迭，因而采用SPWM控制方式的这种电路属于双极性SPWM，其输出电压的谐波含量比单极性的SPWM(如由三相全桥结构组成的电路)高。

NPC-PWM电路的特点之一是具有直流中点钳位，属于单极性SPWM，在其他条件相同情况下，其谐波含量将低于普通三相半桥电路。

在图4-32(a)中，可控器件$T_{1m}\sim T_{6m}$为主控元件，其作用与普通三相半桥电路相同，可控器件$T_{1A}\sim T_{6A}$是辅控元件，它们与辅助二极管$D_1\sim D_6$一起将各相输出端A，B，C的电位钳到直流电源中点电位。为了实现这一点，A相主控元件T_{1m}，T_{4m}和辅控元件T_{1A}，T_{4A}的控制信号时序如图4-32(b)所示(电路采用消除第5和7次谐波的PWM方案)。由图可见，T_{1m}和T_{4A}、T_{4m}和T_{1A}的控制脉冲在相位上互补，而T_{1m}和T_{4m}的控制脉冲互差180°。由于主电路结构和控制脉冲时序的上述安排，每相输出端电位在上下桥臂主控元件关断时，由辅控元件将其钳到直流电源中点电位，这时主要依靠分压电压C_{d1}和C_{d2}的充放电向负载提供电流，为避免中点电位过分浮动，C_{d1}和C_{d2}的容量不能过小。

由图4-32(a)可见，NPC-PWM逆变电路所需功率器件数目较普通三相半桥逆变电路多，这是该电路的不足之处。但考虑到NPC逆变电路每个功率器件在关断期中所必须承受的阻断



(a)　　(b)

图 4-32　NPC-PWM 逆变电路

电压为 $U_d/2$，即为普通半桥电路器件阻断电压之半，针对我国市网线电压较高(AC380V)的实际情况，这种电路仍有一定的实用价值。

第七节　逆变电路的控制

控制理论的初期研究主要是用反馈来修正系统行为，使它达到预期的目标。由于接触的系统规模较小，因此研究的主要对象是单变量常系数线性系统，对象和扰动都严格地用数学模型表示。控制任务和目标包括稳定和跟踪两大类。为了对系统进行有效的控制，就要对系统进行辨识、建模和结构分析，对量测信号及系统状态做预测、估计和滤波等各种处理，然后设计出合适的控制电路。

随着系统规模的扩大，控制任务的复杂化，控制理论研究的对象是多变量、非常系数、非线性和不确定系统，特别是系统的不确定性主要表现在系统信息的模糊性、时变性和不完整性上。对于这种系统要求建立精确的数学模型是相当困难甚至是不可能的事。在这种背景下，一些并不要求建模的控制策略产生，诸如模糊控制、神经网络控制。随着实现上述策略的各种技术已日渐成熟，这些技术在电力电子技术领域中的应用研究已经起步[23][24][25]。

本节对逆变电路用各种控制技术作扼要介绍，主要集中于反馈控制方面，至于前述各种较新控制技术读者如有兴趣可参阅资料[26]。

一、SPWM 集成芯片原理分析

随着 PWM 技术的发展，对其控制电路要求越来越高，如要求功能齐全、可靠性高、功耗低和体积小等。因而利用分立元件组构的 PWM 控制电路已很难实现上述要求，集成芯片便应运

而生，这是 PWM 技术的一大发展。关于单相 PWM 集成芯片的情况已在上节略加介绍过，这里主要介绍三相集成芯片。

(一)HEF4752VD

该集成芯片的特点是：

1. 按数字技术产生三相 SPWM 控制信号，适用于三相半桥电路；
2. 可适用于全控型器件和半控型器件(SCR)；
3. 采用同步式双缘调制原理，具有倍频功能；
4. 采用多载波比自动切换方式；
5. 调频范围为(0～100)Hz，并可与输出电压同步调节，最高载波频率为 1kHz。

由于具有上述特点，该芯片适用于调速用 VVVF 电源，也可用于 CVCF 电源以构成 UPS。

图 4-33 示一采用 PWMIC 的变频调速系统的框图。由图可见，控制电路分成两个部分，即模拟控制电路(ANC)和 SPWM 部分，后者用芯片 HEF4752V 及其外围接口电路组成。

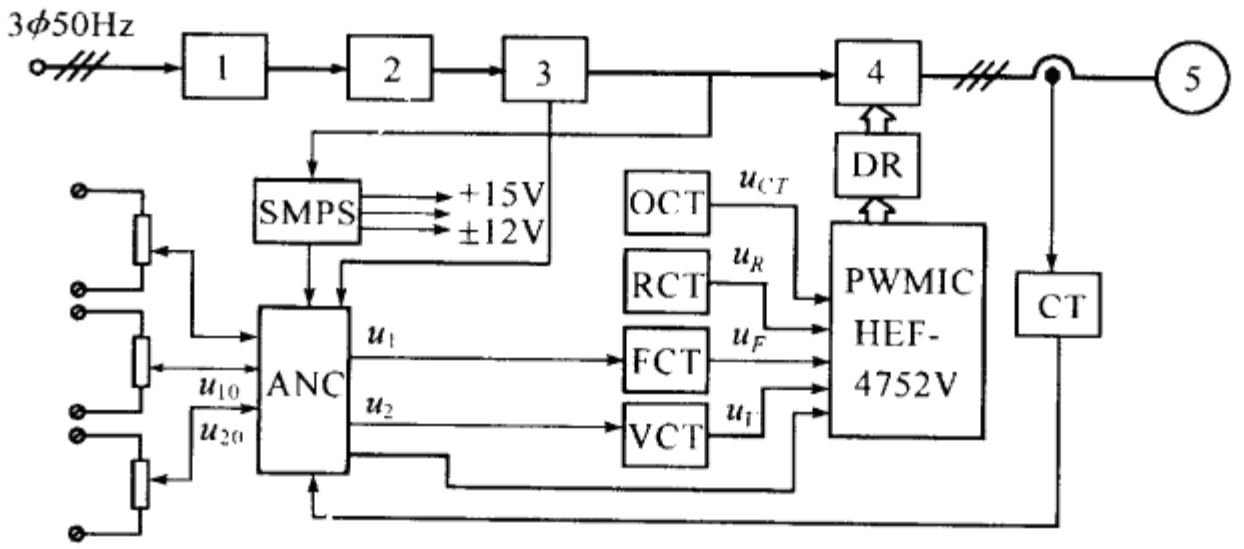


图 4-33 采用 PWMIC 的 VVVF 电源框图

1—输入滤波器 2—不控整流器 3—直流滤波电容器 4—三相逆变器 5—异步电动机 ANC—模拟控制电路 DR—驱动电路 CT—电流互感器 SMPS—直流控制电源模块 OCT—死区宽度调节 RCT—最高开关频率控制 FCT—输出频率控制 VCT—输出电压控制

HEF4752V 拥有三对相位互差 2π/3 弧度的输出主控制脉冲，每对主脉冲的相位互补，用以驱动三相半桥式逆变电路每相上下臂可控器件；当可控器件为晶闸管(SCR)时，除主控脉冲，还有另外三对换流脉冲供触通换流电路中的辅助晶闸管以关断主晶闸管。

1. PWMIC 的定时原理

按 SPWM 控制的要求，桥中可控器件的开关角必须按输出电压脉宽以正弦规律变化的原则来确定，PWMIC 的载波信号 u_{c0} 为交变方波。如图 4-34(a)所示，u_{c0} 的重复频率 f_c，其过零点的角度分别用 $\alpha_1,\alpha_2,\cdots$ 表示，被调制后的载波信号 u_c 如图 4-34(b)所示，其过零角分别用 β_1，$\beta_2,\cdots$ 表示，且有

$$\beta_i=\begin{cases}\alpha_i+\delta_i, & (i=2n-1,n=1,2,3,\cdots 2K)\\ \alpha_i-\delta_i, & (i=2n,n=0,1,2,\cdots 2K)\end{cases} \tag{4-172}$$

$$\delta_i=\delta_0\sin\alpha_i=\delta_0\sin\omega t_i \tag{4-173}$$

$$\alpha_i=\omega t_i$$

式中：$\omega=2\pi f$；$K=f_c/f$。

α_i 为 u_{c0} 第 i 个过零角，β_i 为 u_c 第 i 个过零角，δ_0 是受控于调制比 m 的值，K 是频率比，f 是逆变器的输出频率。由图 4-34(b)可见，u_c 是由 u_{c0} 经过双缘调制得到的，u_{c0} 的两个边缘各用一个

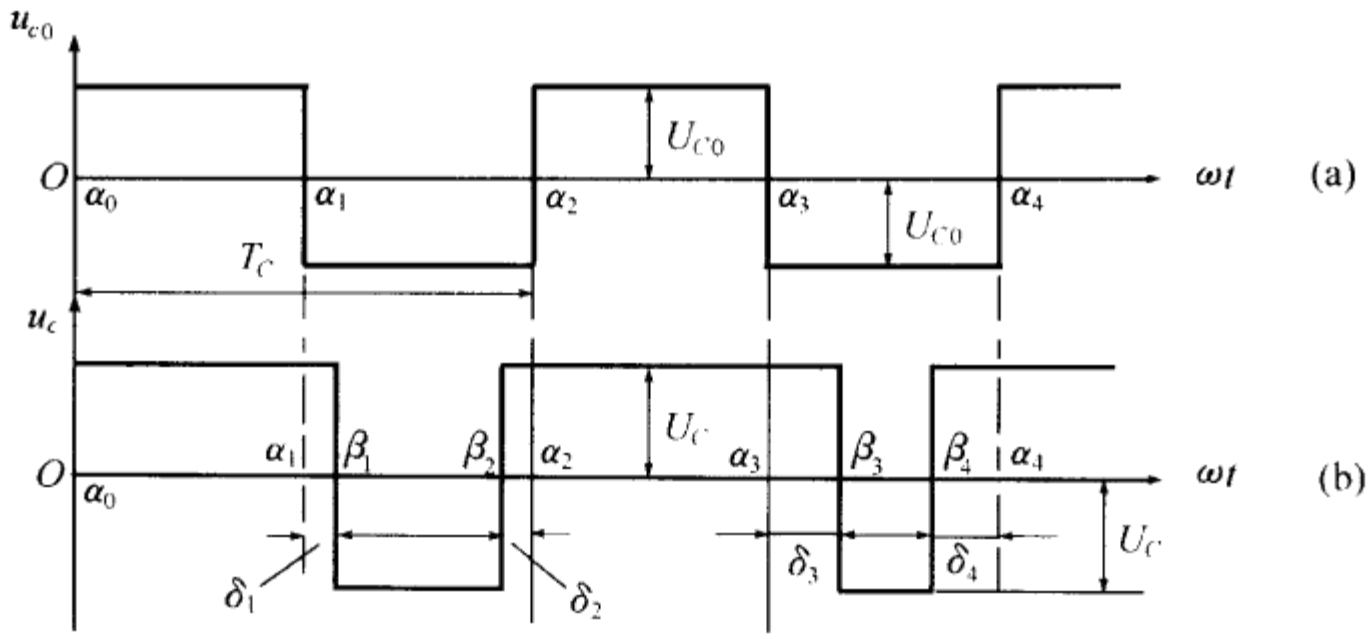


图 4-34　双缘调制原理

可变的电角度 δ 进行调制，δ 值由 $\delta_0\sin\alpha$ 决定。当 K 和 m 确定之后，一个工作循环中调制角 δ 的变化规律便相应确定，当 δ_0 变化时，δ 值便相应变化，从而实现调压的目的。

图 4-35 是使用 HEF4752V 于三相半桥逆变电路时的电路波形，其中 $u_{A0'}$ 和 $u_{B0'}$ 分别是 A、B 两相对直流电源假想中点 0′ 间电压，而线电压 $u_{AB}=u_{A0'}-u_{B0'}$。由图可见，u_{AB} 在一个输出周期中的脉冲数是载波信号 u_{C0} 的两倍，即由于采用双缘调制原理使电路具有倍频功能。

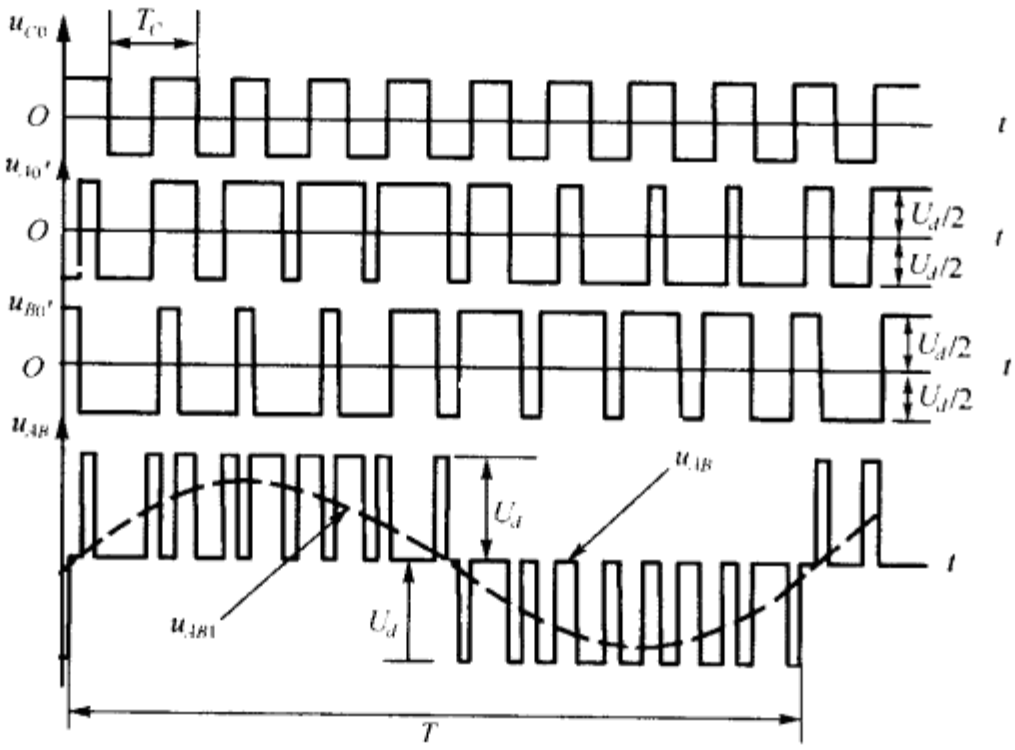


图 4-35　用 HEF4752V 控制的逆变电路波形

2. SPWMIC 的调制方式

在实现 SPWM 方案时，根据频率比 K 是否维持恒定，可以分为同步调制和异步调制两种方式。所谓同步调制是指 K 值保持恒定的调制方式，这样当逆变输出频率变化时，载波频率必须同步变化。同步调制的优点是能保证输出电压正负半波对称，三相电压互差 $2\pi/3$ 弧度；缺点是当输出频率很低时，电压谐波含量增加，使电机产生较大的脉动转矩和噪声。所谓异步调制是指在整个变频范围内，载波频率 f_c 维持恒定。频率比 K 随输出频率降低而提高，因此没有同步调制在低输出频率时的上述缺点，但是由于 K 值在调频过程中为变值，就不可能总保持为 3 的倍数，这就难以保持三相输出电压的对称性，因而引起电机工作不平稳。

为了避免上述两种调制方式的缺点，产生了所谓分段同步调制方式。这种方式的特点是在

一定的频率范围内采用同步调制，以保持输出波形对称；当频率降低过多时，改换另一种 K 值，这就形成在整个调频范围内多频率比分档切换的调制方式。HEF4752V 就采用这种方式，其输出频率 f 与载波频率 f_c 间的关系如图 4-36 所示。由图可见，为了避免在切换点附近产生误切换，切换点设置一定滞环宽度。

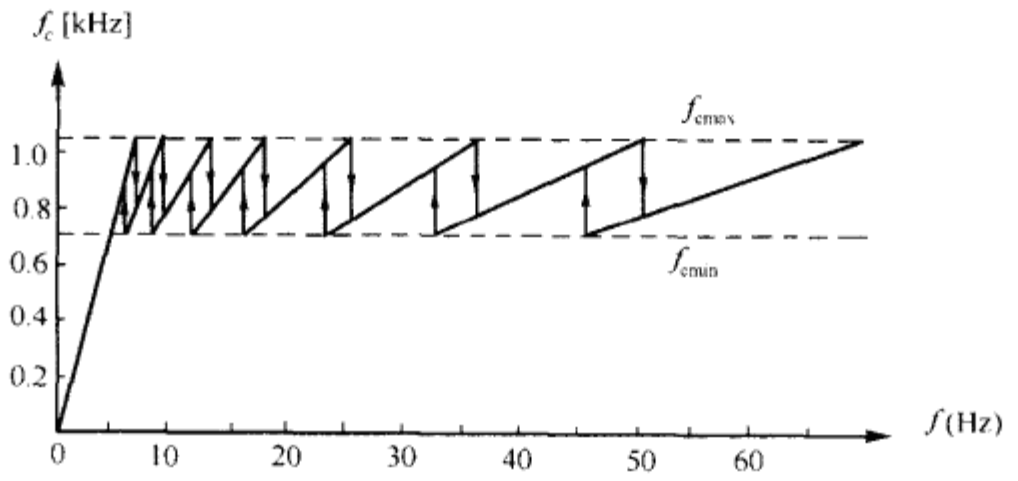


图 4-36 HEF4T52VD 的 f_c-f 关系曲线

最高载波频率 $f_{cmax}=1$kHz 最低载波频率 $f_{cmin}=0.7$kHz

3. PWMIC 的频率控制

在图 4-33 中直流控制电压 u_1（ANC 的输出电压）经 FCT（A/D 变换器）转换成重复频率为 f_F 的频率控制时钟脉冲 u_F，f_F 值的高低随着控制电压 u_1 的幅值线性变化。

逆变输出频率 f 则受控于时钟频率 f_F，即

$$f=K_F f_F \tag{4-174}$$

式中 K_F 是比例系数。

4. PWMIC 的电压控制

ANC 的另一输出直流控制电压 u_2 经过 VCT（A/D 变换器）转换成重复频率为 f_V 的电压时钟脉冲 u_V，与上相仿，f_V 比例于 u_2 的幅值。

逆变输出电压有效值 U_0 受控于时钟频率 f_V，且有

$$U_0=\frac{K_U}{f_V} \tag{4-175}$$

式中 K_U 是比例系数。式(4-175)表明，输出电压与 f_V 成反比。由前述，值 δ_0 的大小受控于 f_V。

5. 脉冲死区宽度控制

在控制脉冲间插入死区的目的是为了防止桥上下臂器件共态导通，由于器件的关断时间随开关环境变化，死区宽度应可调。图 4-37 示插入死区后的一相脉冲波形。由图可见，死区宽

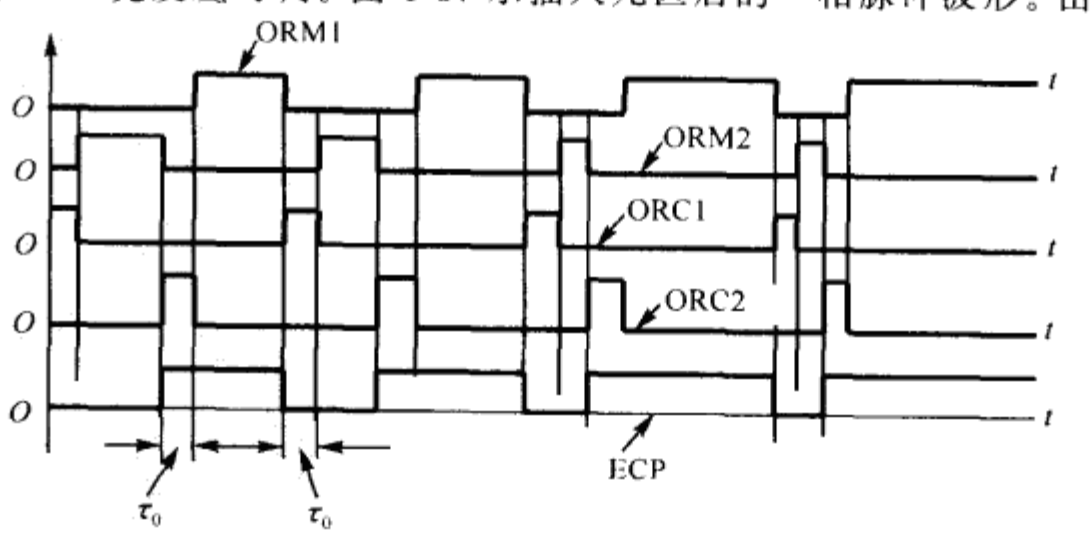


图 4-37 插入死区后的控制脉冲波形

度 τ_0 与互锁脉冲 ORC1 和 ORC2 的宽度有关，该宽度由 A/D 变换器 OCT 的输出脉冲(时延控制时钟脉冲)u_{CT}的频率 $f_{\alpha T}$决定。

(二)SLE4520

HEF4752 开三相集成控制芯片之先河，在 SCR 和 GTR 三相逆变电路中发挥了很好的作用，但由于其载波最高频率的限制，已不适合于诸如 IGBT 和 Power MOSFET 等器件组成的逆变电路。随着技术的进步，发展了新的芯片如 SLE4520，它是一种应用 ACMOS 技术制作的低功耗，高频率的大规模集成芯片并具有以下特点：

1. 最高载波频率为 20kHz；

2. 是可编程大规模集成电路，能把三个 8 位数字量同时转换成三路相应脉宽的矩形信号；

3. 与 8 位或 16 位微机联合使用，可产生三相半桥式逆变电路所需的六路控制信号。

图 4-38 示一应用 SLE4520 的三相 IGBT 逆变电路，就主电路框图而言，它与图 4-33 完全相似，而控制电路则主要由 PWMIC SLE4520 和 8 位微机 8031 两部分组成，为了解其工作原理和连接方式，有必要先了解 SLE4520 的结构。

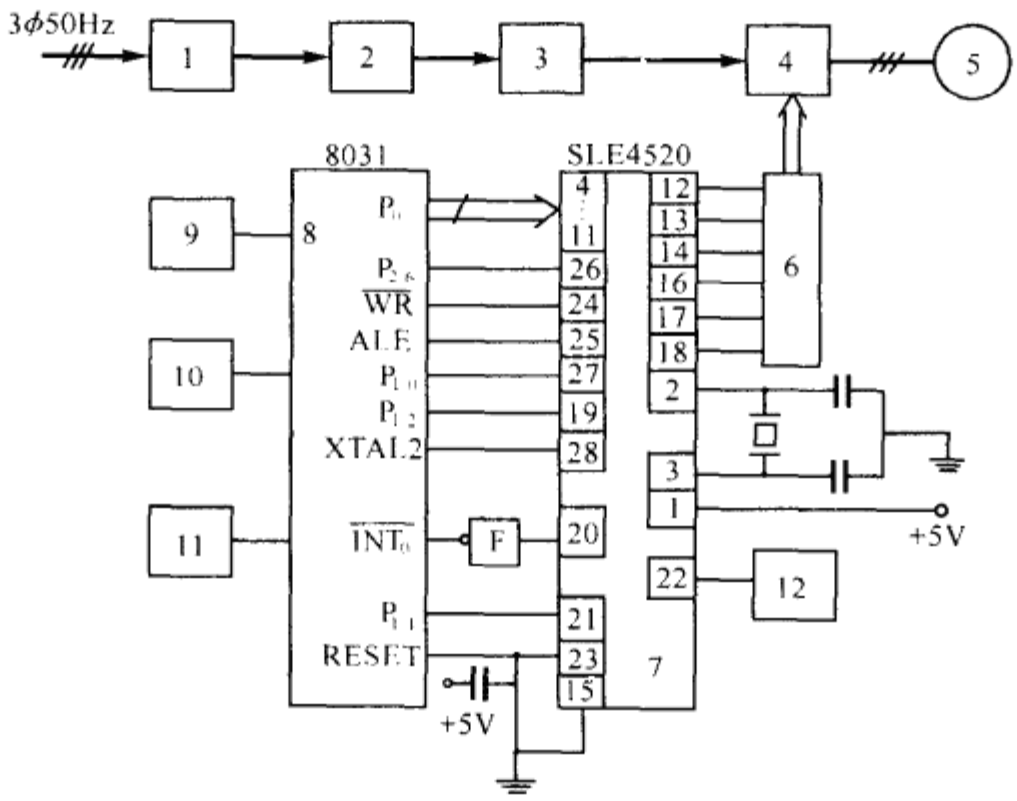


图 4-38　采用 8031 和 SLE4520 控制的 IGBT SPWM INV

1—输入滤波器　2—不控整流器　3—直流滤波电容器　4—IGBT 三相逆变器　5—异步电动机　6—驱动电路　7—SLE4520　8—8031　9—频率给定　10—EPROM　11—RAM　12—故障电路

1. SLE4520 的结构

SLE4520 是双列直插式 28 脚芯片，它有 13 个输入端，5 个控制端，8 个输出端和 2 个电源端如图 4-39 所示。

(1)输入端口

①XTAL1(2)，XTAL2(3)：为外接晶振端口，振荡频率为 12MHz，该信号为芯片内部各单元电路提供一个参考时钟。

②$P_7 \sim P_0$(4～11)：8 位数据输入端，在图 4-38 中这些端口与 8031 CPU 的数据总线相连接，将 8031 输出的命令或数据送入芯片 SLE4520。

③$\overline{WR}$(24)：是微机脉冲信号输入口：与 8031 的$\overline{WR}$相连，当该端处于低电平时，来自微机

的地址数据将写入 SLE4520 的地址锁存器内。

①ALE(25)端：微机地址锁存允许脉冲信号输入口，与 8031 的 ALE 相连，它与$\overline{WR}$端信号一起，对芯片内部的各个数据寄存器和控制寄存器，根据程序中设定的地址信号进行选择。

⑤SYNC(27)端：微机触发脉冲信号输入口，该信号来自 8031 的输出端 $P_{1.0}$，对芯片内各减法计数器的递减运算进行控制。

(2)控制端口

①CLEAR STATUS(21)和 SET STATUS(22)端：芯片的清零端和置位端，在图 4-38 中，清零端接微机的输出端 $P_{1.1}$；置位端接故障信号电路 12，当清零端有效则开通芯片 SPWM 信号输出端；若置位端有效则关断 SPWM 信号输出。

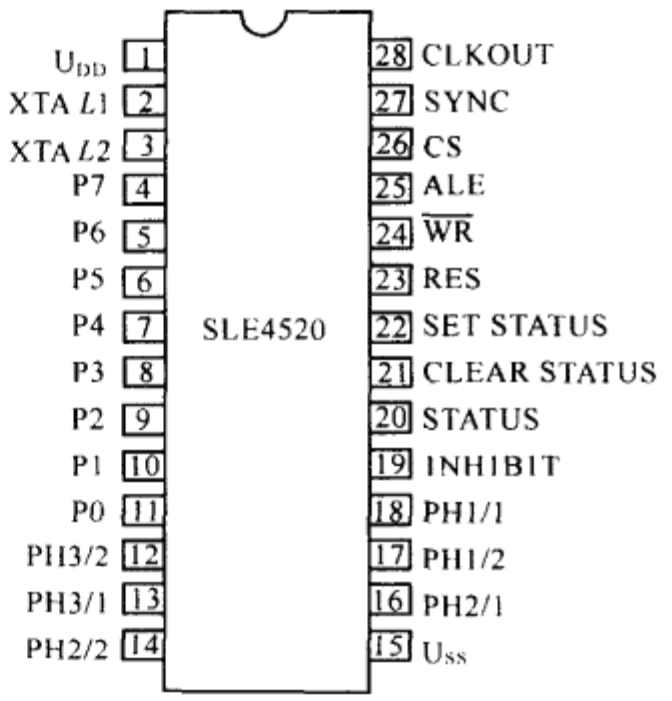


图 4-39 SLE4520 芯片的管脚

②RES(23)端：芯片复位端，与 8031 的 RESET 端(即微机复位电路输出口)相连接，当该端口呈高电平时，芯片内部各状态锁存器和计数器复位，保证开机时从相同状态开始工作。

③CS(26)端：芯片的片选信号入口，图 4-38 中与 8031 的译码电路输出端 $P_{2.6}$相连，当该端口呈高电平时芯片被选通工作；相反则停止工作。

④INHIBIT(19)端：芯片脉冲封锁端，与微机保护电路出端 $P_{1.2}$相接，当该端口呈高电平时封锁芯片全部输出，可作为逆变电路故障保护。

(3)输出端口

①PH1/1(18)，PH1/2(17)，PH2/1(16)，PH2/2(14)，PH3/1(13)和 PH3/2(12)端：分别为芯片控制信号输出端，与三相逆变器驱动电路 6 的信号输入口相连，为三相逆变桥上下臂功率器件提供六路 SPWM 控制信号。

②STATUS(20)端：芯片内通断状态触发器的输出端，可与指示器连接，给出芯片状态指示，即芯片处于输出状态或封锁状态。

③CLKOUT(28)端：晶振电路输出端，接微机时钟信号入口 XTAL2，使微机系统的时钟与芯片的时钟保持同步。

(4)电源端口

①U_{DD}(1)端：电源正端、接+5V；

②U_{SS}(15)端：电源负端，接地。

2. 系统开环条件下的工作简介

在图 4-38 中，芯片 SLE4520 的 SYNC 端口接微机 8031 的 $P_{1.0}$口，由 8031 CPU 控制 SLE4520 内部的 3 个可预置的计数器同时启动。

SLE4520 的 SET STATUS 端接至外部故障电路 12 的输出端，一旦故障发生，电路 12 有故障信号出现，SET STATUS 呈高电平，把 SLE4520 的六路控制输出全部封锁。

SLE4520 的 STATUS 端与 8031 的$\overline{INT_0}$相连，当电路 12 有故障信号出现，SLE4520 输出被封锁时，进入 8031 $\overline{INT_0}$的中断服务程序，封锁软件，故障显示及报警。

频率给定由电位器设定，经积分电路和数模转换器读入 8031 中。

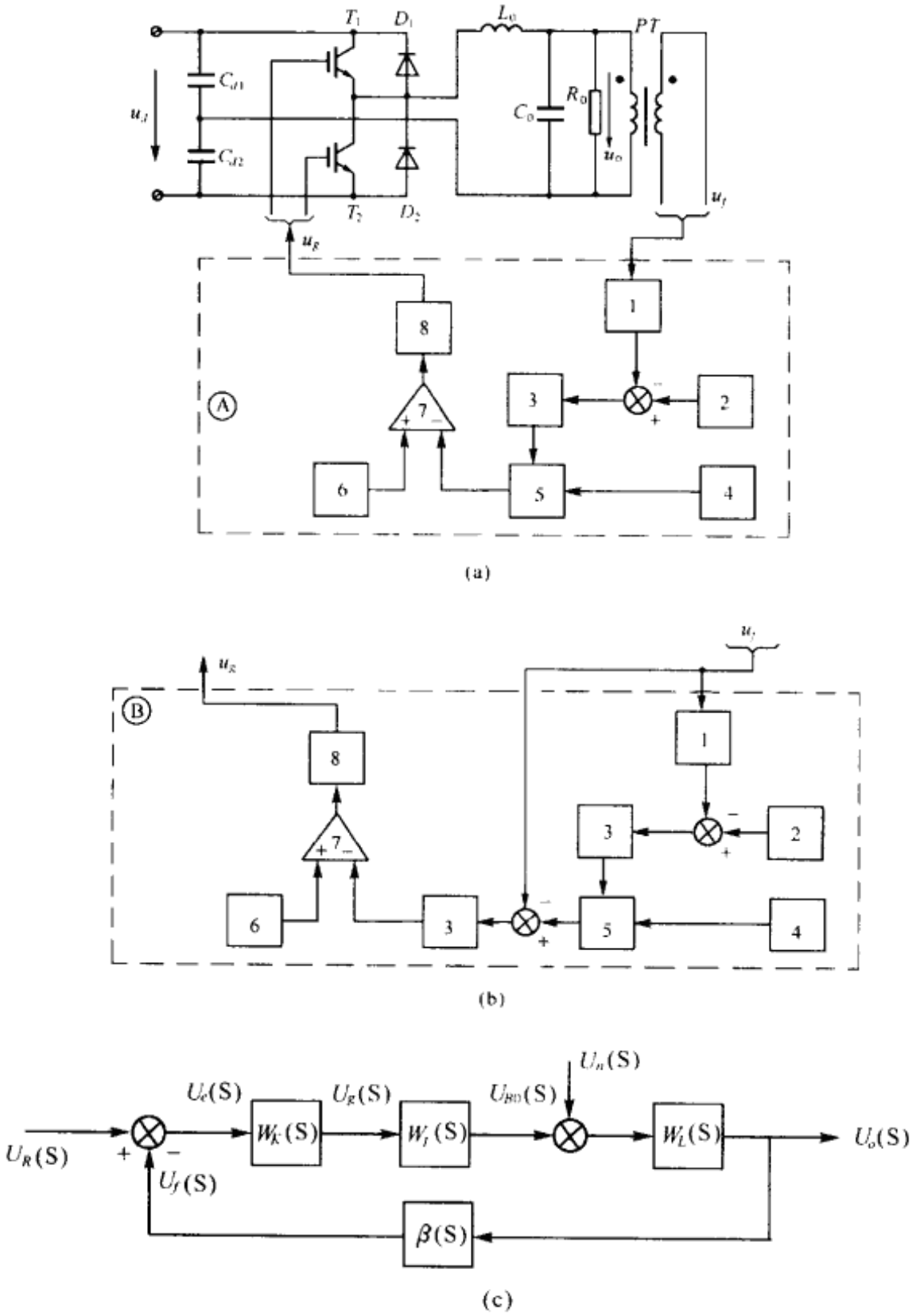
在完成上述程序后，8031 把生成的 PWM 信号以三路 8 位数字量送入 SLE4520，再转换

成六路输出控制信号从 SLE4520 输出端加到 IGBT 驱动电路 6，对三相逆变桥进行控制。

二、电压瞬时值单环反馈控制

(一)电压平均值反馈控制方式存在的问题

图 4-40(a)示单相半桥式逆变电路电压平均值反馈控制框图。这是一种曾经广为应用的反馈控制策略，其特点是单电压反馈环，逆变输出电压经电压互感器 *PT* 降压后进入平均值电路 1，其输出与电压给定(电路 2)相比较，产生的误差信号经 PI 电压调节器 3，其输出信号用以调节正弦调制信号的幅值(电路 3 和 4 的输出电压在电路 5 相乘)，再将该调制信号与三角波载波信号(电路 6)在电路 7 进行比较，产生 SPWM 信号，经驱动电路 8 加到逆变桥。



(a)

(b)

(c)

图 4-40　逆变电路电压反馈控制框图

1—平均值电压检测　2—电压给定　3—PI 电压调节器　4—恒幅正弦调制信号　5—乘法器　6—三角形载波信号　7—比较器　8—驱动电路

由图 4-40(a)虚线框内所包含的上述控制电路其结构相对较为简单，对输出电压的幅值可连续调节并保证一定的静差，但也存在以下弱点：

1. 系统动态响应速度缓慢：由于包含 L_0C_0 输出滤波器，单环电压反馈系统是一个二阶系统，只有在 PI 电压调节器加入大的补偿电容才能保证系统稳定工作，加上平均值电路中的滤波电容增大系统惯性，当直流侧电压或负载产生突变，系统的动态响应速度很慢，常经历几个输出周期。

2. 负载适应性差：对于诸如 UPS 一类电源，经常面对一些非线性负载，电流冲击度很高。但从图 4-40(a)所示结构可见，对输出电压波形而言，电路实际上是开环控制，因而在脉冲电流冲击下，输出电压波形产生畸变，总失真度升高，甚至超越的容许值。

(二)电压瞬时值单环反馈控制原理

针对电压平均值控制方式存在的问题，为实现输出电压的波形控制，采用了电压瞬时值反馈控制策略，其结构如图 4-40(b)所示。和图 4-40(a)相比，主电路结构完全相同，虚线框Ⓑ所包含的控制电路与Ⓐ的差别在于电压互感器 PT 增加一路输出电压，该反馈电压与电路 5 输出的正弦波进行瞬时值比较，也即由平均值控制环产生的信号作为瞬时值反馈的基准(给定)，比较后所产生的误差信号与载波信号相比较并得到 SPWM 控制信号。

(三)系统特性分析

具有电压瞬时值反馈控制的系统控制结构图如图 4-40(c)所示，图中各方框所标的文字符号代表系统各环节的传递函数，其中 $W_L(S)$是包含负载电阻 R_0 在内的输出滤波器传递函数、$W_I(S)$是逆变桥传递函数，$W_K(S)$是误差电压 U_e 与调制信号 U_g 间的传递函数，$\beta(S)$是反馈网络传递函数，它们分别可表为

$$W_L(S)=\frac{1}{a^2S^2+bS+1} \tag{4-176}$$

$$W_I(S)=\frac{U_{B0}(S)}{U_g(S)}=\frac{U_d}{U_{cm}}=K_I \tag{4-177}$$

$$W_V(S)=\frac{U_g(S)}{U_e(S)}=K_V \tag{4-178}$$

式中：U_{B0}—逆变桥输出电压平均值模型中的低频等效电压，其值在忽略高次谐波时与基波分量相等；U_g—调制信号；U_e—误差信号。

$$U_e=U_R-U_f; \tag{4-179}$$

$$a=\sqrt{L_0C_0};$$

$$b=\frac{\sqrt{L_0/C_0}}{2R_0}$$

考虑逆变电路非理想因素(如死区设置，开关过程等)的影响，以及直流电压 U_d 波动所引起 K_I 变化，为简化分析也归并到逆变输出端，而将式(4-177)中的 K_I 视为恒值。

根据以上诸式，系统对给定值 $U_R(S)$的闭环传递函数可表为

$$W_R(S)=\frac{U_0(S)}{U_R(S)}=\frac{K}{1+K_0+a^2S^2+bS} \tag{4-180}$$

系统对扰动量 $U_n(S)$的闭环传递函数可表为

$$W_n(S)=\frac{U_0(S)}{U_n(S)}=\frac{1}{1+K_0+a^2S^2+bS} \tag{4-181}$$

式中：$K_0=\beta K_V K_I$；$K=K_V K_I=\dfrac{K_0}{\beta}$。

相应地，系统对给定和扰动量的开环传递函数为

$$W_{OR}(S)=W_{on}(S)=\frac{K_0}{1+a^2S^2+bS}=\frac{K_0}{a^2}\cdot\frac{1}{S^2+\frac{b}{a^2}S+\frac{1}{a^2}} \tag{4-182}$$

式中

$$\frac{b}{a^2}=\frac{1}{2R_0C_0}\cdot\frac{1}{\sqrt{L_0C_0}} \tag{4-183}$$

$$\frac{1}{a^2}=\frac{1}{L_0C_0}$$

方程式(4-182)的特征根为

$$S_{P1,2}=\frac{1}{2}\left[-\frac{1}{R_0C_0}\pm\sqrt{\left(\frac{1}{R_0C_0}\right)^2-\frac{4}{L_0C_0}}\right] \tag{4-184}$$

当 $R_0>\dfrac{1}{2}\sqrt{\dfrac{L_0}{C_0}}$ 时，$S_{P1,2}$ 为共轭复根，这在实际系统是经常能满足的，于是上式可改写成：

$$S_{P1,2}=-\frac{1}{2R_0C_0}\pm\mathrm{j}\sqrt{\frac{1}{L_0C_0}-\left(\frac{1}{2R_0C_0}\right)^2} \tag{4-185}$$

上式表明，系统开环极点将位于半径 $r=\sqrt{1/L_0C_0}$ 的圆周上，系统闭环根轨迹是平行于纵轴并自圆周向外的射线，负载越轻，射线越靠近纵轴，当空载时则与纵轴重叠。由此可见，系统动态性能与负载情况有关，负载越轻，动态性能越差。

三、电流瞬时值单环反馈控制

和电压反馈控制方式相比较，电流反馈控制是一种新颖的控制方法，由于客观的需要，原有电压型控制存在局限性以及电流型控制自身优点，使这种控制方式得到重视和应用。

在实用电源系统中，有一类希望输出电流是可控的。例如以交流电动机为负载的 VVVF 电源，有了可控输出电流便可以适应各种不同的力矩需要；另一类则希望输入电流是可控的。(例如 CVCF 电源)目的是为了适应输入电压和负载电流变化条件下维持输出电压恒定。上述要求在已有的电压型控制策略中都难于直接实现。

实现电流型控制策略的电路方式很多，下面仅介绍两种典型方式。

(一)电流滞环跟踪控制

具有电流滞环跟踪控制的单相半桥逆变电路如图 4-41(a)所示，为简单假设：负载为纯阻性，但考虑输出滤波器之后可等效为感性负载，基波阻抗角为 ϕ_1；控制电路参数选择得主电路功率器件的开关周期 T_C 远小于逆变输出周期 T，只考虑输出电压的基波分量 u_{01}：

$$u_{01}=U_{01m}\sin(\omega t-\phi_1) \tag{4-186}$$

式中

$$\omega=2\pi f=\frac{2\pi}{T},\quad U_{01m}<U_d/2$$

输出滤波电感量 L_0 足够大，电感电流 i_L 线性变化。

1. 滞环跟踪方式的原理分析

在图 4-41(a)虚线框Ⓐ的控制电路作用下，逆变桥上下臂器件交替导通时，逆变主电路根据上述假定可用图 4-41(b)所示的等效电路代替，图中开关 S 以 f_C 的频率在 a 和 b 间来回切换，电感电流 i_L 的变率可表为

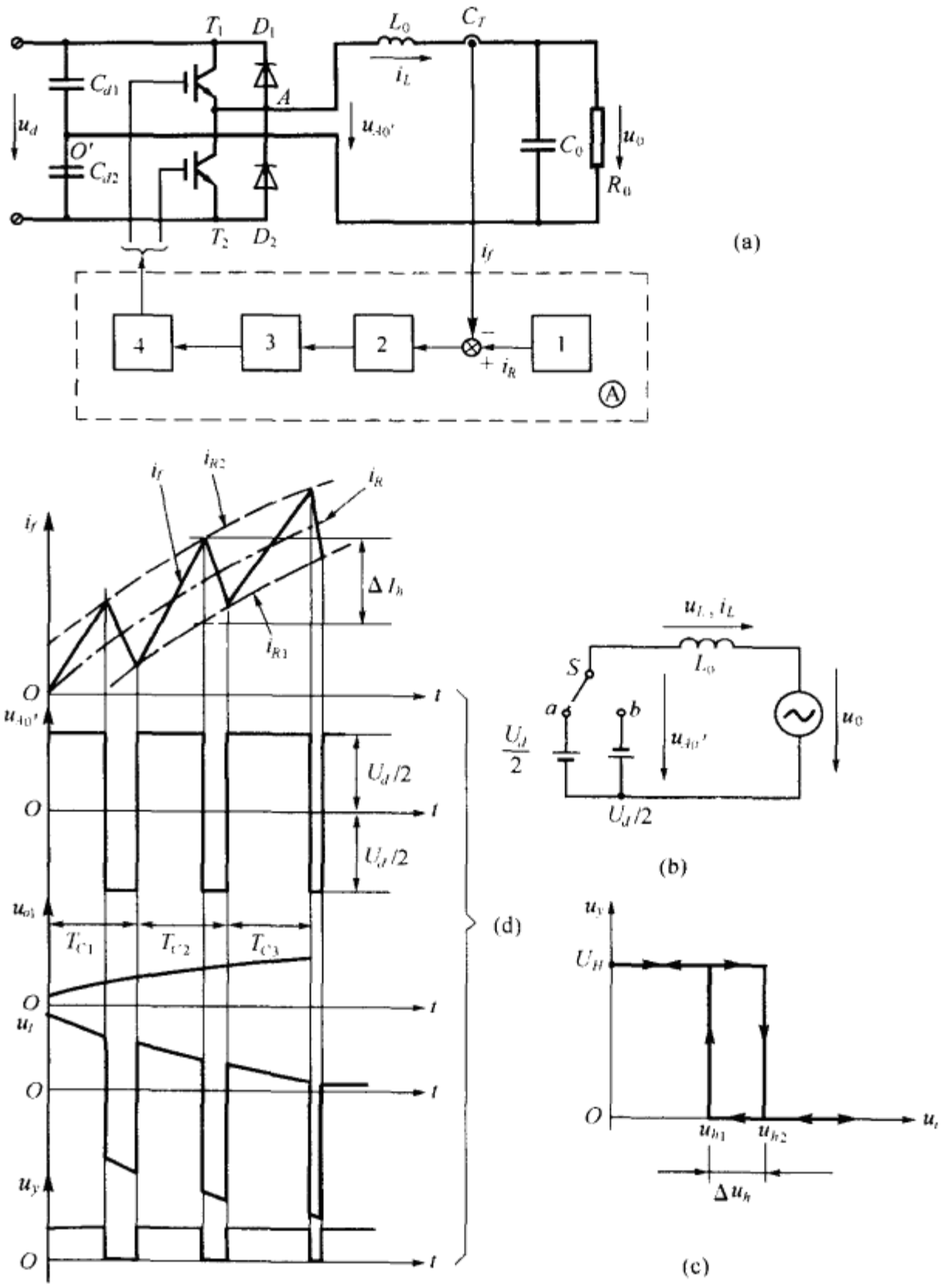


图 4-41 采用电流滞环跟踪控制的逆变电路

1—正弦电流给定 2—滞环比较器 3—锁存器 4—驱动电路

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\begin{cases}\dfrac{1}{L_0}\left[\dfrac{U_d}{2}-U_{01m}\sin(\omega t-\phi_1)\right]_{S=a}\\ -\dfrac{1}{L_0}\left[\dfrac{U_d}{2}+U_{01m}\sin(\omega t-\phi_1)\right]_{S=b}\end{cases}\tag{4-187}$$

上式表明，当 S 置 a 位时，$\mathrm{d}i_L/\mathrm{d}t>0$，$i_L$ 线性上升，其上升速率随时间变化；当 S 置 b 位对，$\mathrm{d}i_L/\mathrm{d}t<0$，$i_L$ 线性下降，其速率也随时间变化。

控制电路的任务便是控制桥上下臂器件交替导通并保证电感电流跟踪正弦给定，在开关频率很高的条件下，便有可能得到可控的正弦输出电流。

控制电路中电路 1 是正弦给定电流 i_R：

$$i_R=I_{Rm}\sin\omega t\tag{4-188}$$

式中电流幅值 I_{Rm} 和角频率 ω 均连续可调，反馈电流 i_f 可表为

$$i_f = i_L / K_{CT} \tag{4-189}$$

式中 K_{CT} 为电流互感器 CT 的变比。

电路 2 是滞环比较器，其同相输入端接电流给定，其电压形式为

$$u_r = i_R R_r \tag{4-190}$$

反相输入端接反馈电流，其电压形式为

$$u_f = i_f R_f \tag{4-191}$$

式中 R_r 和 R_f 分别为正弦给定电路 1 和电流互感器 CT 的等效负载电阻。

设滞环比较器输出端的高电平为 U_H，低电平为零，记其输出电压为 u_y，输入电压为 u_i，根据滞环比较器的原理，其关系曲线如图 4-41(c)所示。由图可见，比较器有两个输入门限电压即上门限电压和下门限电压，分别用 u_{h2} 和 u_{h1} 表示，其差值 Δu_h 称为环宽，即

$$\Delta u_h = u_{h2} - u_{h1} \tag{4-192}$$

对滞环比较器分析可知，u_{h1} 和 u_{h2} 的高低取决于电流给定值，当电流给定按正弦变化时，u_{h1} 和 u_{h2} 也按正弦变化。在图 4-41(d)中，在给定电流 i_R 的上下各设置门限电流 i_{R1} 和 i_{R2}，显然它们分别与 u_{h1} 和 u_{h2} 相对应。

滞环的环宽 Δu_h（即与 ΔI_h 相对应）只取决于电路参数而与电流给定值无关，改变滞环比较环的外接电阻值即可改变 Δu_h。

下面分析电路的工作过程，设电路初态为 T_1 导通，i_L 线性增长，i_f 相应增长。当 $i_f = i_{R2}$（相当于 $u_i = u_{h2}$）时，滞环比较器输出电压 u_g 由 U_H 转为零，使 T_1 关断，T_2 导通，但为了维持 i_L 连续，应有二极管 D_2 导通，T_2 反向阻断，相当于图 4-41(b)中开关 S 由 $a \to b$ 切换，i_L 相应下降。当电流降到 $i_f = i_{R1}$ 时，相当于 $u_i = u_{h1}$ 时，u_y 由 0 转为 U_H，使 $u_{g1} > 0$，$u_{g2} = 0$，T_1 再次导，D_2 转为截止，完成一个开关周期，$i_L(i_f)$ 的波形如图 4-41(d)所示。

对电路进一步分析表明（参见第八章），环宽 ΔI_h 的大小决定开关频率 f_c：环宽越小，f_c 越高，电流脉动度越低，i_L 越接近于正弦，电流失真度 THD 越小，但 f_c 越高则电路开关损耗越高将导致电路效率越低，设计时需折衷考虑。

2. 滞环电流控制方式的特点

(1)系统具有快速的瞬态响应：由于电流反馈作用，当输入直流电压波动或负载突变引起输出电压变化时，都将引起电感电流变率的变化，使功率器件的开关点产生变化，从而改变输出电压波形。这种调节过程，对输入直流电压的变化而言，实质上起到前馈控制作用，即输入电压尚未导致输出电压变化时，就可由电流变率的改变进行调节，因此系统的响应速度提高。

(2)系统具有较高的稳定性：由前述具有电压单环反馈控制系统是一个二阶系统，是一种有条件的稳定系统，需要对电路作精心的校正设计；相反，具有电流单环反馈控制系统则是一个一阶系统，是一种无条件稳定系统。

(3)容易防止变压器偏磁现象：在电压型控制方式中，如果主电路采用推挽或全桥电路结构，由于器件参数（导通压降和存储时间等）的分散性，会导致电压波形不对称，使变压器初级偏磁导致变压器磁路饱和；相反，在电流型控制方式中，每个开关周期都自动调整电流脉宽以保证变压器伏秒值平衡（参阅图 4-41(d)），因而可以避免偏磁现象。

(4)电流型半桥电路容易产生失控：电流脉宽不等固然可以维持电感端压的伏秒值平衡。但却会导致电容电荷的安秒值不平衡，在半桥电路结构中，这种不平衡会导致直流侧分压电容端压不等，电源中点漂移，恶性循环的结果将使电路失控。

(5)开关频率不固定：由于器件的开关点完全取决于电流到达上下限值的时间，因此滞环控制的开关频率并不固定，这与电压型控制下载波频率恒定的PWM控制有很大不同。由于开关频率是变化的，电路工作可靠性下降，输出电压的频谱变差，所有这些对系统性能都是不利的。

(二)恒开关频率的电流控制

为了克服滞环电流控制方式存在的弱点，图4-42示另一种具有恒开关频率的电流控制方案。由图可见，主电路仍为单相半桥电路，但虚线框Ⓑ所含的控制电路与图4-41(a)中虚线框Ⓐ不同：电路3输出方波信号 u_c，其重复频率 f_c 为恒值，u_c 作为时钟脉冲加到锁存器4的CP端，正弦给定电流 i_R 与反馈电流 i_f 在电流比较器2的入端进行比较，根据差值电流 $\Delta i=i_R-i_f$ 的极性决定锁存器的输出电平。例如，当 $\Delta i>0$ 时，使 $u_{g1}>0$，T_1 导通，$i_L(i_f)$ 上升；相反，当 $\Delta i<0$ 时则有 $u_{g2}>0$，使 T_1 关断，D_2 导通，$i_L(i_f)$ 下降。上述控制脉冲的转变是由锁存器的输出电平决定的，而锁存器只有在时钟脉冲到来时才转换状态，于是每个切换点在时间上等距，因为时钟脉冲的重复频率是恒定的，因此有的文献称之为同步开关控制方式。

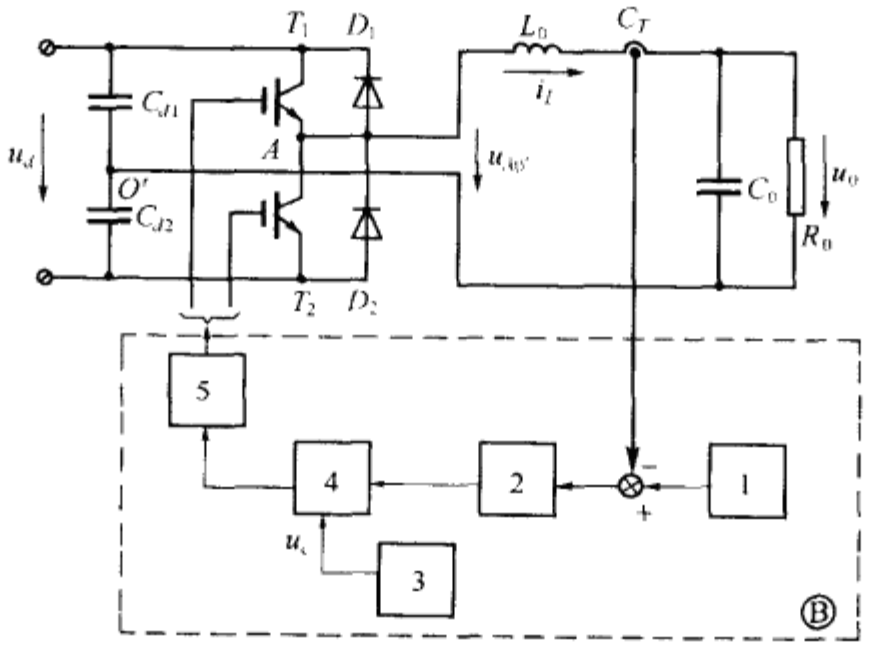


图4-42 采用恒开关频率电流控制的逆变电路

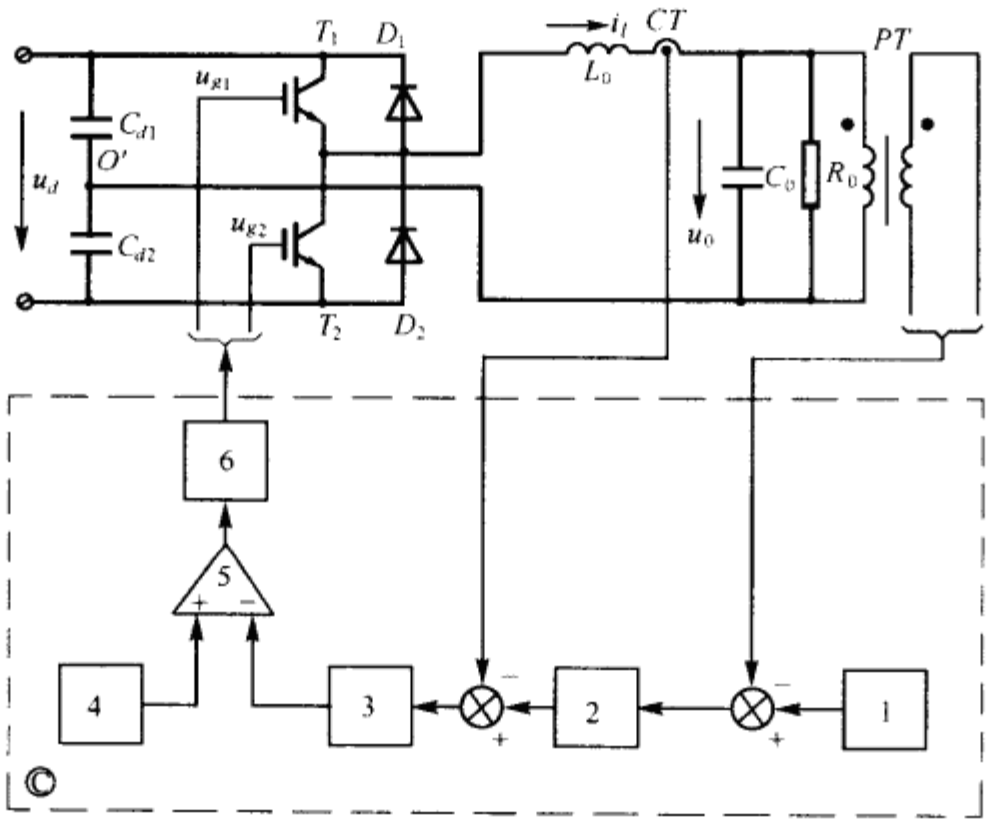
1—正弦电流给定 2—电流比较器 3—频率发生器 4—锁存器 5—驱动电路

恒开关频率方式虽然避免滞环控制时频率变化的缺点，但电流波形失真度在相同条件下比滞环高。

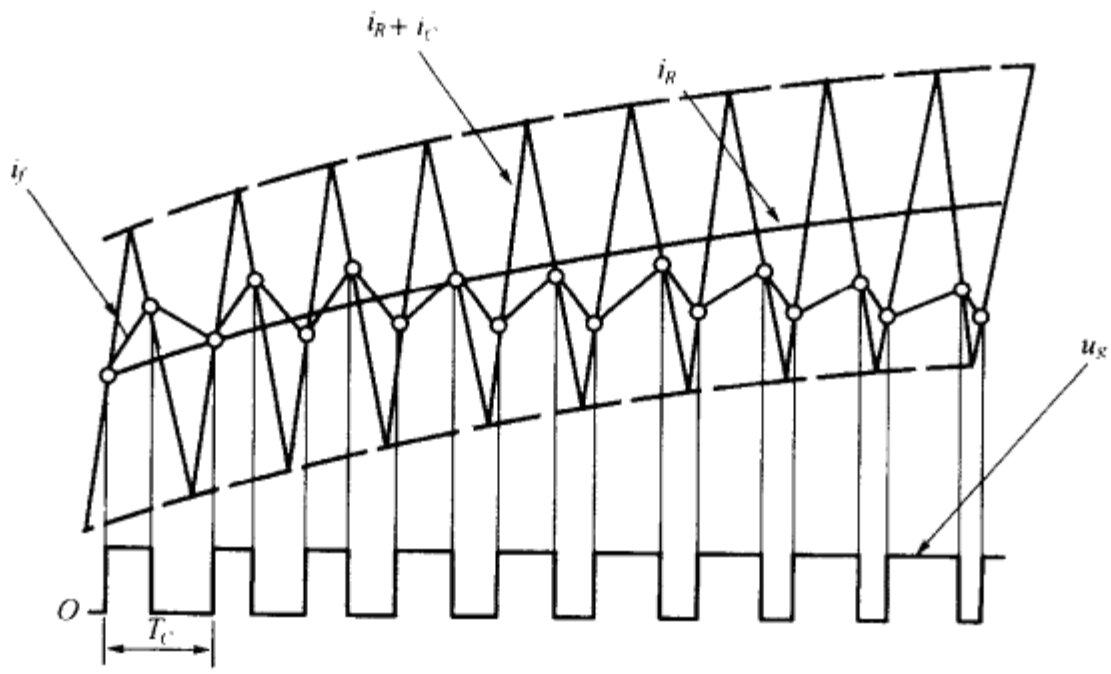
四、电压电流双环反馈环控制

图4-43(a)示具有电压外环和电流内环的电压源半桥逆变电路。由图可见，主电路与前相同，由虚线框包含的控制电路，电压外环采用瞬时值反馈，对输出电压的瞬时误差给出调节信号，该信号经 PI 调节后作为电流控制给定 i_R；电流内环由电感电流瞬时值与电流给定 i_R 比较产生误差信号，与三角形载波比较后产生SPWM信号。由此可见，在实际应用中采用电流内环之外还设置电压外环的目的在于对不同负载实现给定电流幅值的自动控制。

图4-43(b)示SPWM信号的形成。由图可见，为便于作图，将系统中两个比较信号即低频正弦电流 i_R 和高频载波电流 i_C(对应于载波电压 u_C)合成为等效给定电流 $i_r=i_R+i_C$，当反馈电流 i_f(对应于电感电流 i_L)低于 i_r 时，$u_g>0$，(对应于驱动电路输出端有 $u_{g1}>0$，$u_{g2}=0$)，T_1 导通而 T_2 关断，电感电流 i_L 线性上升，这种状态一直维持到 $i_f>i_r$ 时为止；当 i_f 高于 i_r 时，$u_g=0$(对应于 $u_{g1}=0$，$u_{g2}>0$)，T_1 关断，D_2 导通，i_L 线性下降，直至 $i_f<i_r$，u_g 重新转为高位，完成一个载波周期 T_c。由图可见，$i_f(i_L)$ 的脉动量将被控制在三角形载波电流峰一峰值所构成的窗口



(a)



(b)

图 4-43　具有电压电流双反馈环的逆变电路

1—正弦电压给定　2—PI 电压调节器　3—电流调节器　4—三角形载波信号　5—SPWM 比较器　6—驱动电路

内，并围绕正弦给定电流 i_R 上下波动。

上述诸控制方式也适用于三相逆变电路，前述图中主电路可视为三相逆变电路中的一相。显然，在三相条件下，电压和电流给定均应为三相正弦电压和电流信号。

五、电压空间矢量控制

初期 PWM 逆变控制的目标函数被定位在输出电压的正弦化：希望直流电压利用率尽量高，谐波含量尽量低，在这个目标下产生了电压型逆变电路。这种电路就其输出电流而言是开环的，它可能远非正弦波，因为在电压源逆变电路中，输出电流的波形会受到负载参数的影响。分析与实践表明，电机电流的谐波分量不仅使电机损耗增加、效率下降，还会增加脉动转矩，影响工作性能。据此才有电流型控制方式的出现，它直接追求输出电流的正弦化，这比只着眼于

输出电压是进了一步。然而，就交流调速系统而言，异步电机三相电流正弦化的最终目的是希望在空间产生圆形旋转磁场，从而产生恒定的电磁转矩。按照旋转磁场轨迹为圆的目标来形成PWM控制，其效果将更直接，这种控制就称为磁链跟踪控制。由于磁链的轨迹是靠电压空间矢量相加得到的，所以又称为电压空间矢量控制。

空间矢量的概念最初应用于电机的分析，将外加电压分别定义在电机三相定子绕组轴线上。由于电机绕组在空间互差120°分布，故可用三个空间矢量$\dot{U}_{A0}$，$\dot{U}_{B0}$和$\dot{U}_{C0}$表示，它们的方向始终沿各相轴线，而大小可随时间而变化，时序上互差120°。可以证明，三相空间矢量相加的合成空间矢量$\dot{U}$是一个旋转的空间矢量，其幅值不变，以角频率ω的角速度作恒速同步旋转，那一相电压为最大值时，合成矢量就落在该相轴线上。由上述有

$$\dot{U}=\dot{U}_{A0}+\dot{U}_{B0}+\dot{U}_{C0} \tag{4-193}$$

当三相电压为平衡对称正弦波时有

$$U=\frac{3}{2}U_m \tag{4-194}$$

式中U_m是相电压幅值，U是合成空间矢量$\dot{U}$的幅值。当三相为平衡对称方波时有

$$U=U_d \tag{4-195}$$

式中U_d是方波幅值。同理，可以定义电流和磁链的空间矢量$\dot{I}$和$\dot{\Psi}$。

当转速并非很低时，异步电机定子电阻压降可忽略不计，定子电压与磁链空间矢量的近似关系为

$$\dot{U}\approx\frac{\mathrm{d}\dot{\Psi}}{\mathrm{d}t} \tag{4-196}$$

式中$\dot{\Psi}$是定子三相磁链合成空间矢量，$\dot{U}$是定子三相电压合成空间矢量。上式表明，电压空间矢量$\dot{U}$的大小与$\dot{\Psi}$的变率相等，方向与$\dot{\Psi}$的运动方向一致。

若定子磁链合成空间矢量$\dot{\Psi}$可表为

$$\dot{\Psi}=\Psi\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t} \tag{4-197}$$

则$\dot{U}$可表为

$$\dot{U}=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Psi\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t})=\omega\Psi\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t+\pi/2)}=U\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t+\pi/2)} \tag{4-198}$$

式中Ψ是$\dot{\Psi}$的幅值，U是$\dot{U}$的幅值。

当电机由三相平衡对称正弦电压供电时，其定子磁链幅值Ψ也为定值，其空间矢量以恒速旋转，磁链矢量端部轨迹为圆，一般称之为磁链圆。而电压空间矢量幅值U与ω成正比，其方向为磁链圆的切线，并与Ψ同步旋转，故其轨迹与磁链圆重合。这样对电机旋转磁场形状的分析可转化为对合成电压空间矢量轨迹的分析。

必须指出，对于普遍意义上的PWM逆变电路，其负载可以是各式各样，并不一定存在电机那样沿空间对称分布的三相绕组。因此空间矢量PWM控制（简称SVPWM控制）中，空间一词仅有数学上的意义，无实际物理意义。但从数学角度出发，可以把三相逆变电路各相电压分别定义在互差120°的坐标轴上，并将之视为三个空间矢量。

如果电机不是由公共电网三相平衡正弦电压供电，而是由三相电压源逆变电路供电，由前分析可知，逆变桥输出电压和正弦电压不同，对电机的磁链空间矢量Ψ的运动轨迹将产生什么影响？下面先分析三相方波逆变电路供电时的情况。由前分析知，在$\theta=180°$条件下，三相半桥结构的逆变电路一共有8个开关状态，如果将桥上臂功率器件导通标为“1”、下臂则表为“0”，并按照图4-15(a)所标的A，B，C相序排列，上述8种开关状态可依次表为100，110，010，

011,001,101 与 000,111 等 8 组数字。可以看出,前 6 个开关状态是桥上下臂均有器件参与导通,后两种状态则分别集中在上臂或下臂,对于方波逆变电路,一个工作周期中前 6 个开关状态各出现一次,并每隔 π/3(rad) 就改变一次,而每种状态各保持 π/3(rad) 不变。对于每一个开关状态,三相电压可用一个合成空间矢量表示,其幅值相等而相位各异,为简单以下用$\dot{U}_1$,$\dot{U}_2$,…$\dot{U}_8$ 依次表示 100,110,…111 八个开关状态的电压空间矢量,其相互关系如图 4-44(a)所示。由图可见,$\dot{U}_7$ 和 $\dot{U}_8$(代表 000 和 111)由于幅值为零,也无相位,故称零矢量,放置于六边形中心,其他六个矢量则称为非零矢量。

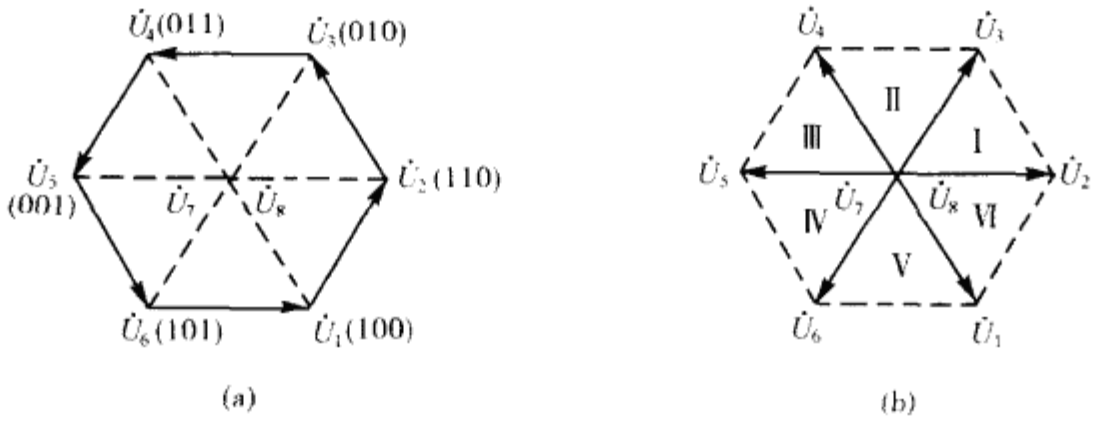


图 4-44　方波逆变电路输出电压空间矢量

考察图 4-44(a)可见:

1. 相邻两矢量仅有一个开关状态的变换,如由 010 到 011,余类推;

2. 相反两矢量则有三个开关状态的变换,或者说,相反两矢量其开关状态互补,如 010 到 101,余类推。

假设方波逆变电路的工作周期从 100 状态开始,其中电压空间矢量$\dot{U}_1$ 置水平轴线上,该矢量存在的时间为 π/3(rad)。经过这段时间之后,电路开关状态改为 110,电压空间矢量改为$\dot{U}_2$,$\dot{U}_2$ 与$\dot{U}_1$ 在空间相差 π/3(rad)。随着逆变电路开关状态的不断更迭,电压空间矢量也不断更换,到完成一个周期时,矢量$\dot{U}_6$ 的顶部恰好与$\dot{U}_1$ 的尾端衔接,形成封闭的正六角形。如前述,空间矢量运动形成的轨迹可以看成电机定子磁链矢量端点的运动轨迹,也就是说由方波逆变电路供电的异步电机只产生正六边形旋转磁场,而并非圆形旋转磁场。这显然不利于电机的匀速旋转,因为方波逆变电路在一个输出周期中只有 6 次开关状态的切换,切换后所形成的各电压空间矢量均保持恒值。据此,若希望获得逼近圆形的旋转磁场,就必须使逆变电路在一个周期中具有更多的开关状态切换,形成更多的空间矢量,这自然令人想起 PWM 逆变电路。

迄今为止,关于 PWM 信号生成方法,已介绍了模拟信号比较法,直接选择开关角法和滞环电流跟踪法。利用电压空间矢量决定 PWM 信号是另一种 PWM 信号生成方法,这种方法也称做空间矢量 PWM 控制,即 *SV*PWM 控制。

在 PWM 逆变电路中,其基本空间矢量也只有$\dot{U}_1$~$\dot{U}_8$ 8 个,但以后将看到,可以利用这些基本矢量的线性组合以获得更多新的空间矢量,它们的空间相位将不同于原基本矢量,从而形成尽可能逼近于圆形的旋转磁场。据此,在一个输出周期内逆变电路开关状态的更迭超过方波逆变电路并在输出端维持一系列等幅变宽度脉冲,这就是 SVPWM 控制的逆变电路。

为了更方便于说明问题,将三相半桥式逆变电路 8 个基本空间矢量$\dot{U}_1$~$\dot{U}_8$ 重新画成放射式结构,如图 4-44(b)所示。零矢量$\dot{U}_7$ 和$\dot{U}_8$仍然置于中心,将 6 个非零矢量所分布的空间看成 6 个区域,并用Ⅰ~Ⅵ标示如图,每个区域称为扇区,其对应的时间为 π/3(rad)。

下面说明,在 SVPWM 控制方式中,如何利用图 4-44(b)所示的基本矢量的线性组合来获

得更多的新矢量。

图 4-45(a)示在矢量$\dot{U}_1$与$\dot{U}_2$所在的扇区 I 中构成新的矢量$\dot{U}_0$，假定希望新矢量的幅值为U_0，运行时间为T_c(相当于图中的电角度$\theta=\omega T_c$)，新矢量所代表的开关状态必须在$\dot{U}_1$所代表的开关状态运行终了之后出现(电路切换)。

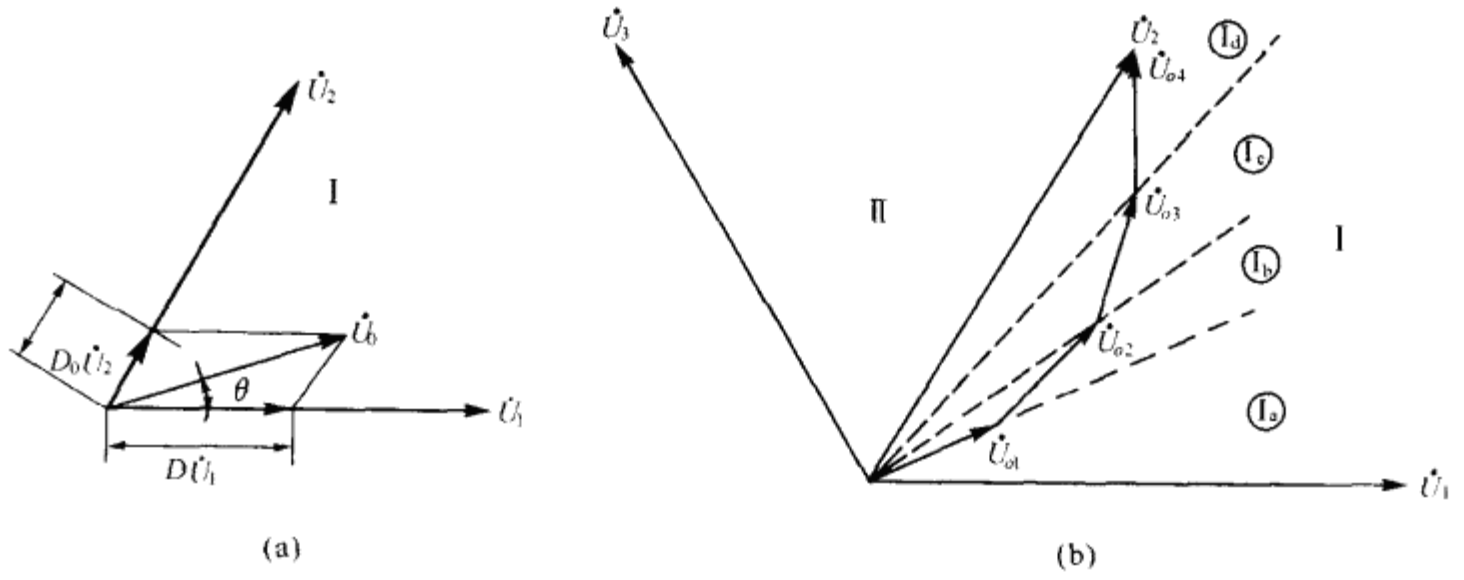


图 4-45 由压空间矢量的线性组合

由图有

$$D_1\dot{U}_1+D_2\dot{U}_2=\dot{U}_0 \tag{4-199}$$

式中

$$D_1=\frac{t_1}{T_c} \tag{4-200}$$

$$D_2=\frac{t_2}{T_c} \tag{4-201}$$

t_1—空间矢量$\dot{U}_1$作用的时间，由图可见$t_1<\frac{\pi}{3\omega}$；

t_2—空间矢量$\dot{U}_2$作用时间，$t_2<\frac{\pi}{3\omega}$；

D_1—$\dot{U}_1$占空比，即t_1对T_c的标么值；

D_2—$\dot{U}_2$的占空比，即t_2对T_c的标么值。按图 4-45(a)各空间矢量间的相位关系有

$$\dot{U}_1=U_1\angle 0^\circ$$

$$\dot{U}_2=U_2\angle 60^\circ$$

$$\dot{U}_0=U_0\angle \theta^\circ$$

式中U_1，U_2和U_0分别是$\dot{U}_1$，$\dot{U}_2$和$\dot{U}_0$的幅值。由式(4-195)和式(4-128)有

$$U_1=U_2=U_d$$

$$U_0=\frac{\sqrt{3}}{2}mU_d$$

将式(4-199)用直角坐标表示，得

$$t_1U_d\begin{bmatrix}\cos 0^\circ\\ \sin 0^\circ\end{bmatrix}+t_2U_d\begin{bmatrix}\cos 60^\circ\\ \sin 60^\circ\end{bmatrix}=T_c\frac{\sqrt{3}}{2}mU_d\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \sin\theta\end{bmatrix} \tag{4-202}$$

解出

$$t_1=T_cm\sin(60^\circ-\theta) \tag{4-203}$$

$$t_2=T_cm\sin\theta \tag{4-204}$$

式中θ的取值范围为 0～60°。由上式得到的t_1和t_2之和恒短于U_0的作用时间T_c，其差额将由零矢量$\dot{U}_7$和$\dot{U}_8$的作用时间t_7和t_8来填补，即

$$T_c = t_1 + t_2 + t_7 + t_8 \tag{4-205}$$

按照不同的比例对 t_7 和 t_8 取值，对 SVPWM 逆变电路的性能有不同影响。如按 $t_7 = t_8$ 的方式取值，则 SVPWM 的直流电压利用率 A_V 比其他方式高，根据 $t_7 = t_8$，式(4-205)可写成

$$t_7 = t_8 = T_c - (t_1 + t_2) \tag{4-206}$$

为了实现 SVPWM 控制，把每一个扇区再分成若干个对应于作用时间为 T_c 的子扇区，再按照上述方法插入若干个线性组合的空间矢量$\dot{U}_0$，以获得更逼近于圆形的旋转磁场。图 4-45(b)是将扇区 Ⅰ 再划分成 $Ⅰ_a$～$Ⅰ_d$ 4 个子扇区，以便在每个子扇区线性组合出新的空间矢量 $\dot{U}_{01}$，$\dot{U}_{02}$，$\dot{U}_{03}$和$\dot{U}_{04}$。为了在各扇区边界保持衔接，在 $Ⅰ_a$ 和 $Ⅰ_b$ 两子扇区用$\dot{U}_1$ 和$\dot{U}_2$ 进行线性组合，而在 $Ⅰ_c$ 和 $Ⅰ_d$ 两区则用$\dot{U}_2$ 和$\dot{U}_3$ 进行组合。

每一个空间矢量$\dot{U}_0$ 实际上相当于 PWM 输出电压波形中的一个脉冲，根据上述情况，图 4-46画出第一扇区内电压空间矢量序列与 SVPWM 逆变电路三相输出电压波形，其中 a)相应于子扇区 $Ⅰ_a$ 和 $Ⅰ_b$；b)相应于 $Ⅰ_c$ 和 $Ⅰ_d$。由图可见，$\dot{U}_{01}$和$\dot{U}_{02}$两个空间矢量由 $\dot{U}_1$ 和 $\dot{U}_2$ 线性组合生成，其中$\dot{U}_1$ 和$\dot{U}_2$ 作用于①和②时区，不足部分由$\dot{U}_7$ 和$\dot{U}_8$ 作用，即对应于时区⑦和⑧。于是对空间矢量$\dot{U}_{01}$和$\dot{U}_{02}$的作用序列为 81277218；同理，$\dot{U}_{03}$和$\dot{U}_{04}$的作用序列为 83277238。图中每一时区的长短不一，但总是表示 SVPWM 逆变电路的工作状态。例如在①时区的开关状态为 100。

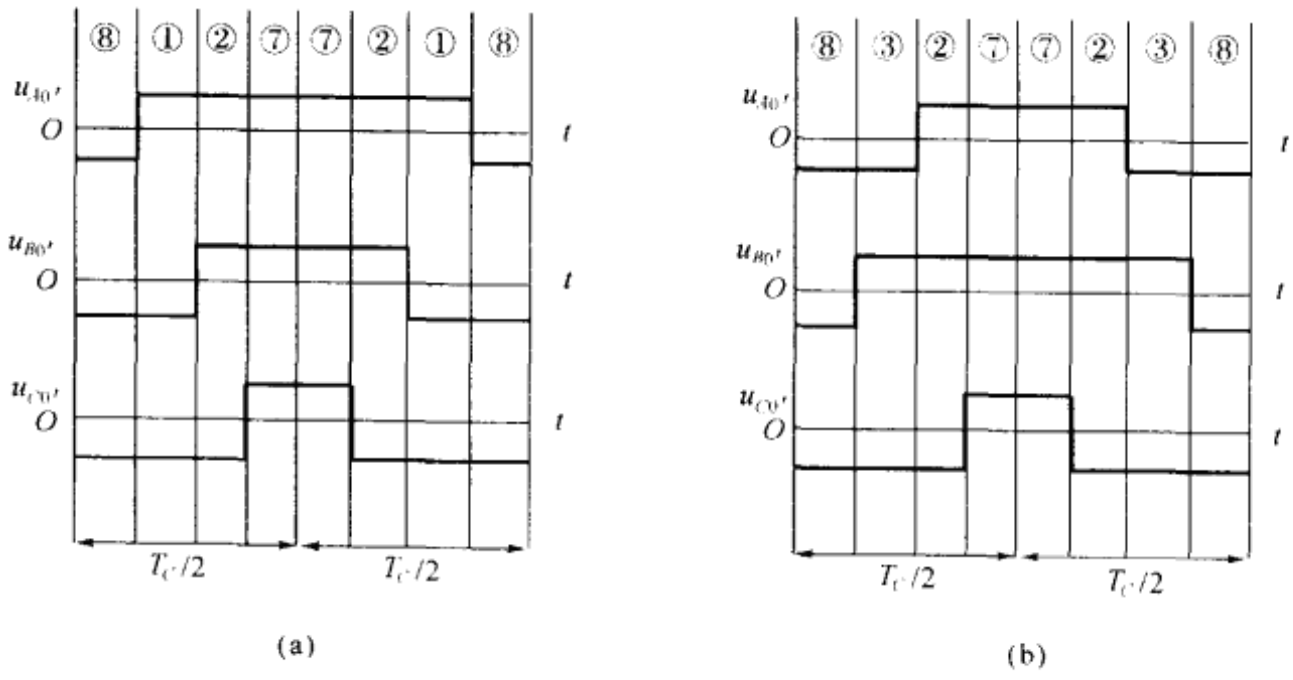


图 4-46　SPWM INV 的序列和波形

SVPWM 控制方式具有以下特点：

1. 每一扇区内虽有多次开关状态切换，但每次切换仅牵涉到一个逆变器件，因而开关损耗较小；

2. 电机负载旋转磁场逼近圆形程度取决于扇区作用时间 T_c，T_c 越小，越逼近圆形，但 T_c 的减小要受到功率器件的开关速度和损耗的制约；

3. SVPWM 控制下的电路直流电压利用率较高；

4. 利用 SV 直接生成 SVPWM 信号，计算比较简便。

SVPWM 逆变电路可用以构成直接转矩控制变频调速系统，该系统是一种新颖的高动态性能的调速系统，这方面内容可参阅文献[9][19]。

必须指出，近十年来，空间矢量控制方式已从交流电机调速系统扩展到其他三相功率变换系统。例如三相 PWM 整流电路[20][21]，逆变电路[22]和有源无功补偿系统等。

参考文献

[1]陈光华. 电压源电流型 PWM 逆变器. 电力电子技术,1996(4),P39
[2]王离九. 电压源电流型逆变器中滞环宽度选择. 电气自动化,1995(5)
[3]张立等. 现代电力电子技术. 北京:科学出版社,1992
[4]赵可斌等. 电力电子变流技术. 上海:上海交通大学出版社,1993
[5]徐以荣等. 电力电子学基础. 南京:东南大学出版社,1996
[6]赵良柄. 现代电力电子技术基础. 北京:清华大学出版社,1995
[7]刘志军等. 一种新颖的三相 SPWM 技术. 电力电子技术,1997(2)
[8]邵江富. 逆变器输出电压的谐波分析. 机车电传动,1980(4)
[9]陈伯时等. 交流调速系统. 北京:机械工业出版社,1998
[10]李强等. 车载单相正弦脉宽调制 IGBT 逆变器的研制. 电力电子技术,1997(1)
[11]康勇. 高频大功率 SPWM 逆变电源输出电压控制技术研究. 华中理工大学博士学位论文,1994
[12]邵丙衡. 电力电子技术. 北京:中国铁道出版社,1997
[13]P maussion, et al. Instantaneous Feedback Control of a Single-Phase PWM Inverter with Nonlinear Loads by Sine Wave Tracking, IECON'89,P130
[14]吴红缨. UPS 高频化技术及其系统的研究. 浙江大学博士学位论文,1998
[15]李华强. 电流控制型开关稳压电源. 中国电源学会 11 届年会论文集,1995,P202
[16]诸云龙等. 电流型大功率开关电源研制. 中国电源学会 11 届年会论文集,1995,P197
[17]王秀芝等. 高性能 BLDCM 交流伺服系统发展趋势及研究现状. 电气自动化,1996(2)
[18]马玉华等. 电流滞环跟踪控制分析. 电气自动化,1995(1)
[19]詹长江等. 基于 SVPWM 算法的全数字化调速系统. 电力电子技术,1997(4)
[20]C Cuadros, et al. Space Vector Modulated, Zero-Voltage Transition Three-Phase to DC Bidirectional Converter, PESC'94, P16.
[21]V Vlatkovic, et al. Soft-Transition Three-Phase PWM Conversion Technology, PESC'94,P79
[22]Hyo L Liv,et al. DSP Based Space Vector PWM for Three-Level Inverter with DC-Link Voltage Balancing, IECON'91
[23]B K Base. Recent Advance in Power Eleclronics, IECON'90,P829
[24]Y Itoh, et al. Stability Analysis of a Digital Current Contraller for a PWM Inverter using a Neural Network, IECON'90, P. 1129
[25]F Harashima, et al. An On-line Neural Network to Power Converter Control, IECON'89
[26]诸静. 模糊控制原理与应用. 北京:机械工业出版社,1996
[27]林渭勋等. 电力电子技术基础. 北京:机械工业出版社,1990

第五章

交流变换电路

第一节　概　　论

将一种交流电能转换为另一种交流电能的过程泛称为交流变换过程，凡能实现这种变换的电路称为交流变换电路(AC/AC 变换电路)。随着技术的发展，已研制多种交流变换电路，并可大致分类如下：

- 交流变换电路
  - 按变换参数分
    - 交流调压电路
    - 变频电路
      - 直接变频电路
      - 间接变频电路
  - 按输出相数分
    - 单相电路
    - 三相电路
  - 按变流器件分
    - 半控型电路
    - 全控型电路
  - 按控制方式分
    - 相控式电路、相频控制电路
    - 斩控式电路、斩频控制电路

根据变换参数不同，交流变换电路可分为电压变换和频率变换两大类：前者的输出频率和输入频率相同，仅改变交流输出电压的幅值，故惯称交流调压电路。后者实际上兼具变频调压功能，但惯称变频电路。频率变换又可分为间接变频和直接变频两种结构：间接变频包括整流和逆变两次变换，即将工频电网的交流电能经整流器变换为直流电能，再由逆变器变换为另一种频率的交流电能，由于包含整流电路，故也称含直流中间环节的变频电路，这种电路已在上一章介绍过。由于电路结构简单，技术也较成熟，生产上已得到广泛应用，其缺点是功率变换次数多，电路总效率下降。所谓直接变频是指无直流中间环节的一次变换结构，其优缺点正好与间接变频互补：由于是单次变换，电路损耗少，效率较高，但技术不成熟，生产上尚未得到广泛应用，随着功率器件水平的提高，高频化技术的日趋成熟，直接变频电路终将会得到广泛应用。直接变频电路又可分为电压源和电流源两类：前者输出电流近似为正弦波，后者则为方波。传统的电压型直接变频电路是利用反并联桥式整流电路，采用相频控制方式，使出端电压幅值和频率可随给定指令的幅值和频率而变，实际上可视为一只线性交流功率放大器，由于其输出频率只能低于网频，故实际上是一种直接降频电路，由于载波频率为 50Hz，其输出频率下限仅为网频的 1/3 左右，故只适合于低频电源。如水泥窑低速回转拖动系统，采用这种方案时可实现直接传动。必须指出，反并联桥式整

流电路也可构成四象限直流变换电路，作为直流可逆调速系统的传统方案，实际上也可视为给定指令频率趋于零的电压源直接变频电路。

电流源直接变频电路的传统方案也可视为桥式整流电路的拓展，当采用半控型器件时，通常都采用频控方式，当负载为同步机时，可兼用电源和负载两种换流方式，其频率范围可不受网频限制，目前用于构成交流无换向器电动机的调速系统。

直接变频电路的缺点是电路结构较复杂，但只有一次转换，系统效率较高，对大容量装置和高频链系统有实用价值。

根据所采用的控制方式不同，交流电压变换电路可分为相控式和斩控式两大类。相控式电路是目前应用较多的传统方式，它虽然具有电路结构简单，可以采用电源换流方式，即使在采用半控型器件的条件下也无需附加换流电路的优点，但出端电压谐波含量大，深控时电源侧功率因数低，网侧电流谐波含量高，由于这些缺点，相控式电路正逐渐被斩控式电路所取代；因为后者没有相控式电路的上述缺点，加上全控型功率器件的开关容量已相当大，有条件采用全控型器件组构斩控式电路，这比采用晶闸管具有更多优点，因为采用晶闸管时必须附加换流电路。此外，由于开关频率高，对晶闸管的动态性能要求相当苛刻。

电压源直接变频电路的传统控制方式是简单频率控制，可兼用电源和负载换流方式，功率器件采用晶闸管；新型直接变频电路则采用全控型器件和 PWM 控制方式，本章以介绍新型斩控式电路为主要内容。

第二节　单相交流调压电路

一、理想条件下斩控式交流调压电路的工作情况

单相交流调压电路如图 5-1(a)所示，所谓理想条件指：

1. 理想器件：电路中所有功率器件 S_1 和 S_2 均具有理想特性：无损耗、无惯性、双向导电、开关状态的更迭均在瞬间完成；

2. 理想电源：交流电源输出阻抗为零，电源电压为无畸变正弦波并如图 5-1(b)所示，按图标的时间坐标应有

$$u_N = U_{Nm}\sin\omega t \qquad (5\text{-}1)$$

式中 $\omega = \dfrac{2\pi}{T}$

3. 理想负载：负载均由理想元件组成(包括电阻、电感和电容)。

在图 5-1(a)中 S_1 为主开关器件，S_2 为续流器件，设 S_1 和 S_2 的控制信号时序为互补。图 5-1(d)是频率比 $K=4$ 条件下，调压电路输出电压 u_0 的波形。

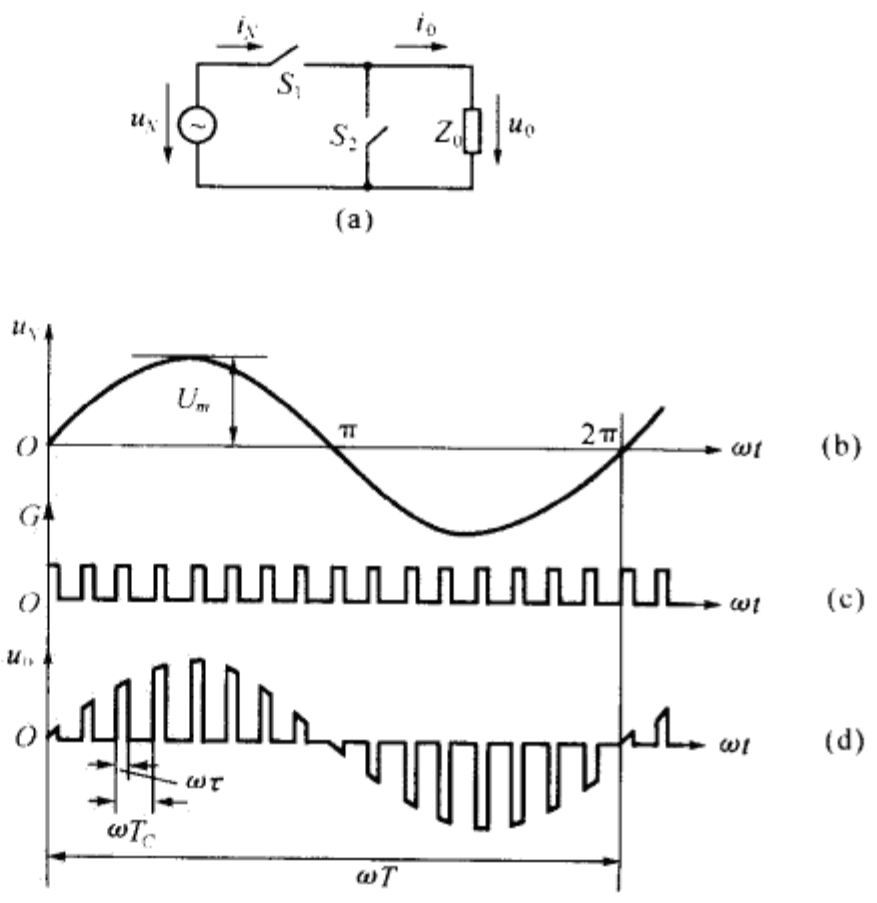


图 5-1　单相交流调压电路

下面分析电路的主要电量：

(一)电压增益及输出电压谐波含量

由图可见，由于 S_1 和 S_2 的开关状态为互补，输出电压 u_0 可表为

$$u_0=\begin{cases}u_N, & S_1^0S_2^1\\ 0, & S_1^1S_2^0\end{cases} \tag{5-2}$$

式中上标 0 代表开关闭合；1 则为断开，式(5-2)可写成

$$u_0=Gu_N=GU_{Nm}\sin\omega t \tag{5-3}$$

式中 G 为电路开关转移函数，并定义为

$$G=\begin{cases}1, & S_1^0S_2^1\\ 0, & S_1^1S_2^0\end{cases} \tag{5-4}$$

G 随时间变化的波形如图 5-1(c)所示，将该波形用富里哀级数展开得

$$G=D+\frac{2}{\pi}\sum_{a=1}^{\infty}\frac{\sin\varphi_a}{a}\cos(a\omega_c t-\varphi_a) \tag{5-5}$$

式中：$D=\dfrac{\tau}{T_c}$；$\omega_c=\dfrac{2\pi}{T_c}$；$\varphi_a=a\pi D$。

将式(5-5)代入式(5-3)有

$$\begin{aligned}u_0&=U_{Nm}\sin\omega t\left[D+\frac{2}{\pi}\sum_{a=1}^{\infty}\frac{\sin\varphi_a}{a}\cos(a\omega_c t-\varphi_a)\right]\\&=DU_{Nm}\sin\omega t+\frac{U_{Nm}}{\pi}\sum_{a=1}^{\infty}\frac{\sin\varphi a}{a}\left\{\sin[(a\omega_c+\omega)t-\varphi_a]-\sin[(a\omega_c-\omega)t-\varphi_a]\right\}\end{aligned} \tag{5-6}$$

式(5-6)表明，u_0 除包含基波 $U_{Nm}\sin\omega t$ 之外，还包含其他谐波；改变占空比 D，即可改变基波幅值，实现调压目的。

电路电压增益 A_V 定义为输出电压基波幅值 U_{01m} 与输入电压幅值 U_{Nm} 的比值，按式(5-6)有

$$A_V=\frac{U_{01m}}{U_{Nm}}=D \tag{5-7}$$

(二)输入电流 i_N 和输出电流 i_0

对于任何理想负载，根据式(5-6)，输出电流 i_0 可表为

$$\begin{aligned}i_0=&\frac{DU_m}{Z_1}\sin(\omega t-\phi_1)+\sum_{a=1}^{\infty}\frac{U_m\sin\varphi_a}{a\pi}\left\{\frac{\sin[(a\omega_c+\omega)t-\phi_{aA}-\varphi_a]}{Z_{aA}}\right.\\&\left.-\frac{\sin[(a\omega_c-\omega)t-\phi_{aB}-\varphi_a]}{Z_{aB}}\right\}\end{aligned} \tag{5-8}$$

式中：Z_1—基波阻抗 $\dot{Z}_1$ 的幅值；ϕ_1—基波阻抗角；Z_{aA}—对应于角频率为 $a\omega_c+\omega$ 谐波的负载阻抗 $\dot{Z}_{aA}$ 的幅值；ϕ_{aA}—$\dot{Z}_{aA}$ 的相角；Z_{aB}—对应于角频率为 $a\omega_c-\omega$ 谐波的负载阻抗 $\dot{Z}_{aB}$ 的幅值；ϕ_{aB}—$\dot{Z}_{aB}$ 的相角。

$$U_m=U_{Nm}$$

式(5-8)表明，输出电流 i_0 除基波分量 i_{01} 之外，还包含其他谐波。

根据理想条件，调压电路无内耗，输入和输出功率相等，即

$$u_N i_N = u_0 i_0$$

即

$$i_N = \frac{u_0}{u_1} i_0 = G i_0 \tag{5-9}$$

将式(5-5)代入上式，有

$$\begin{aligned} i_N = {} & D^2 \frac{U_m}{Z_1}\sin(\omega t - \phi_1) + \frac{DU_m}{\pi}\sum_{a=1}^{\infty}\frac{\sin\varphi_a}{a}\left\{A_a\sin[(a\omega_c+\omega)t-\beta_{aA}] - B_a\sin[(a\omega_c-\omega)t-\beta_{aB}]\right\} \\ & + \frac{DU_m}{\pi^2}\sum_{a=1}^{\infty}\sum_{d=\pm 1}^{\pm\infty}\frac{\sin\varphi_a}{a}\cdot\frac{\sin\varphi_d}{d}\left\{\frac{\sin[(a\omega_c+\omega+d\omega_c)t-\varphi_a-\varphi_d-\phi_{aA}]}{Z_{aA}}\right. \\ & \left. - \frac{\sin[(a\omega_c-\omega+d\omega_c)t-\varphi_a-\varphi_d-\phi_{aB}]}{Z_{aB}}\right\} \end{aligned} \tag{5-10}$$

式中

$$\left.\begin{aligned} A_a &= \left[\frac{1}{Z_{aA}^2}+\frac{1}{Z_1^2}+\frac{2\cos(\phi_{aA}-\phi_1)}{Z_1 Z_{aA}}\right]^{\frac{1}{2}} \\ B_a &= \left[\frac{1}{Z_{aB}^2}+\frac{1}{Z_1^2}+\frac{2\cos(\phi_{aB}-\phi_1)}{Z_1 Z_{aB}}\right]^{\frac{1}{2}} \\ \beta_{aA} &= \operatorname{arctg}\frac{\frac{1}{Z_{aA}}\sin(\phi_{aA}+\varphi_a)+\frac{1}{Z_1}\sin(\phi_1+\varphi_a)}{\frac{1}{Z_{aA}}\cos(\phi_{aA}+\varphi_a)+\frac{1}{Z_1}\cos(\phi_1+\varphi_a)} \\ \beta_{aB} &= \operatorname{arctg}\frac{\frac{1}{Z_{aB}}\sin(\phi_{aB}-\varphi_a)+\frac{1}{Z_1}\sin(\varphi_a-\phi_1)}{\frac{1}{Z_{aB}}\cos(\phi_{aB}+\varphi_a)+\frac{1}{Z_1}\cos(\varphi_a-\phi_1)} \\ \varphi_a &= a\pi D \end{aligned}\right\} \tag{5-11}$$

(三)感性负载下的电流频谱

设基波阻抗为感性并可表为

$$\left.\begin{aligned} Z_1 &= \sqrt{R^2+(\omega L)^2} \\ \phi_1 &= \arctan\frac{\omega L}{R} \end{aligned}\right\} \tag{5-12}$$

式(5-8)和式(5-10)可表为

$$\begin{aligned} i_0 = {} & \frac{DU_m}{\sqrt{R^2+(\omega L)^2}}\sin(\omega t-\phi_1) + \sum_{a=1}^{\infty}\frac{U_m}{a\pi}\sin\varphi_a\left\{\frac{\sin[(aK+1)\omega t-\varphi_a-\phi_{aA}}{\sqrt{R^2+[(aK+1)\omega L]^2}}\right. \\ & \left. - \frac{\sin[(aK-1)\omega t-\varphi_a-\phi_{aB}}{\sqrt{R^2+[(aK-1)\omega L)]^2}}\right\} \end{aligned} \tag{5-13}$$

$$\begin{aligned} i_N = {} & \frac{D^2U_m}{\sqrt{R^2+(\omega L)^2}}\sin(\omega t-\phi_1) + \frac{DU_m}{\pi}\sum_{a=1}^{\infty}\frac{\sin\varphi_a}{a}\left\{A_a\sin[(aK+1)\omega t-\beta_{aB}] - B_a\sin[(aK-1)\omega t-\beta_{aB}]\right\} \\ & + \frac{U_m}{\pi^2}\sum_{a=1}^{\infty}\sum_{d=\pm 1}^{\pm}\frac{\sin\varphi_a\sin\varphi_d}{ad}\left\{\frac{\sin[(aK+1+dK)\omega t-\varphi_a-\varphi_d-\phi_{aA}}{\sqrt{R^2+[(aK+1)\omega L]^2}} - \frac{\sin[(aK-1+dK)\omega t-\varphi_a-\varphi_d-\phi_{aB}]}{\sqrt{R^2+[(aK-1)\omega L]^2}}\right\} \end{aligned} \tag{5-14}$$

式中
$$K=\frac{\omega_c}{\omega}$$

$$\sqrt{R^2+[(aK+1)\omega L]^2}=Z_{aA}$$
$$\sqrt{R^2+[(aK-1)\omega L]^2}=Z_{aB} \tag{5-15}$$

式(5-13)(5-14)表明，输出电流 i_0 和输入电流 i_N 的基波和各次谐波幅值与负载参数有关，此外还取决于 K、D 和 U_m 等参量。图 5-2 表示 i_0 和 i_N 在 $K=20$，$\phi_1=\pi/4$，$D=0.75$ 条件下的频谱，图 a)中 C_{n0}是输出电流 i_0 的标么值；图 b)中 C_{nN}是输入电流 i_N 的标么值。

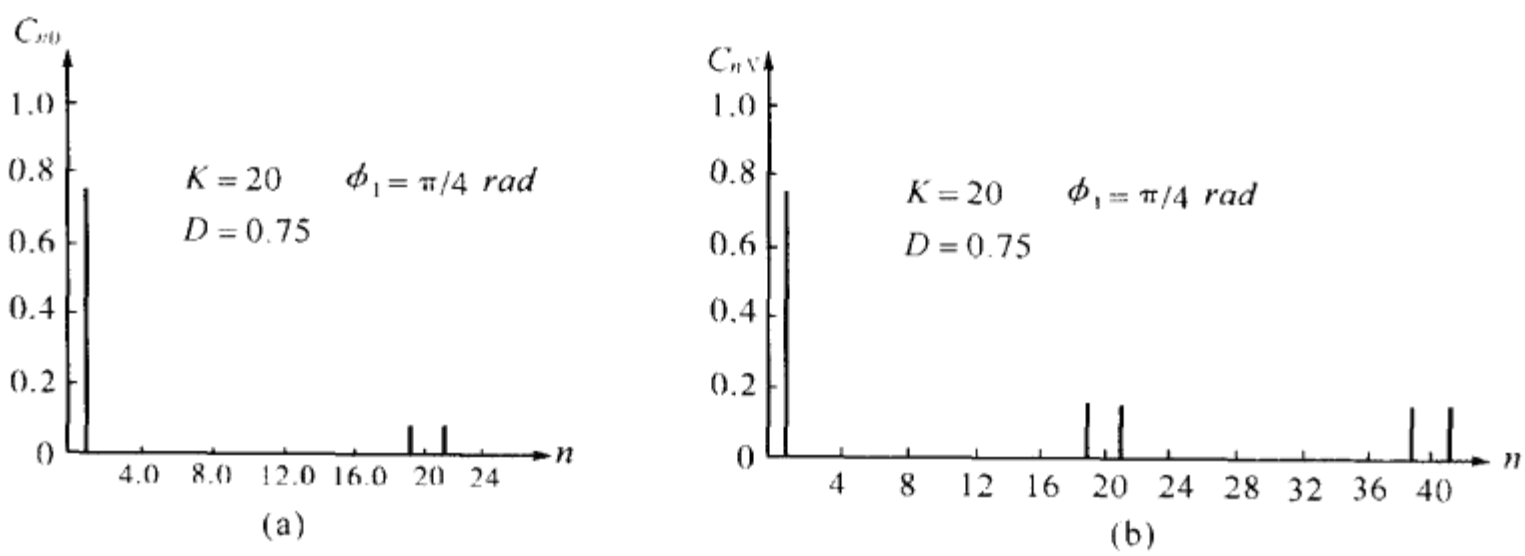


图 5-2　i_0 和 i_N 的频谱

$$C_{n0}=\frac{I_{n0}}{I_{10m}} \tag{5-16}$$

式中：n—谐波次数(含 $n=1$)；I_{n0}—输出电流 i_0 的 n 次谐波幅值；I_{10m}—$D=1$ 时 i_0 的基波幅值。

$$I_{10m}=\frac{U_{Nm}}{Z_1} \tag{5-17}$$

图 5-2(b)中 C_{nN}是输入电流 i_N 的标么值

$$C_{nN}=\frac{I_{nN}}{I_{1Nm}} \tag{5-18}$$

式中：I_{nN}—输入电流 i_N 的 n 次谐波幅值；I_{1Nm}—$D=1$ 时 i_N 的基波幅值，有

$$I_{1Nm}=\frac{U_{Nm}}{Z_1}=I_{10m} \tag{5-19}$$

由图可见，i_0 和 i_N 的频谱除包含基波分量外，还含有以 ak 次谐波为中心所组成的谐波群(即上下边频带)，当 K 值很高时，谐波群已远离基波，较易用滤波器滤除，而在目前功率器件的条件下，采用诸如 $K=20$ 的频率比是可行的。

(四)电网侧功率因数 λ

和以前一样，电网侧功率因数 λ 定义为电源输出的有功功率 P 与其表观功率 S 之比，后者是电源电压和电流方均根值的乘积，即

$$\lambda=\frac{P}{S}=\frac{P}{U_N I_N} \tag{5-20}$$

当频率比 K 值很高时，式(5-14)可近似化简为

$$i_N=\frac{D^2U_m}{Z_1}\sin(\omega t-\phi_1)+\frac{DU_m}{\pi Z_1}\sum_{a=1}^{\infty}\frac{\sin\varphi_a}{a}\left\{\sin[(a\omega_c+\omega)t-\varphi_1-\phi_1]\right.$$

$$+\sin[(a\omega_c-\omega)t-\varphi_1-\phi_1]\Big\} \tag{5-21}$$

上式表明，只要附加尺寸极小的输入滤波器（即电源滤波器），即可将式中第二项的所有谐波完全滤除，因此在 K 值极高的条件下，不管电压增益如何，网侧功率因数与负载功率因数相同。

二、双向功率开关及其缓冲电路

上面分析了理想条件下单相交流调压电路的基本工作原理，理想条件中曾假设主电路功率器件具有理想特性，实际上这种器件是不存在的，因而必须根据电路的特点和器件的实际性能来组构电路。

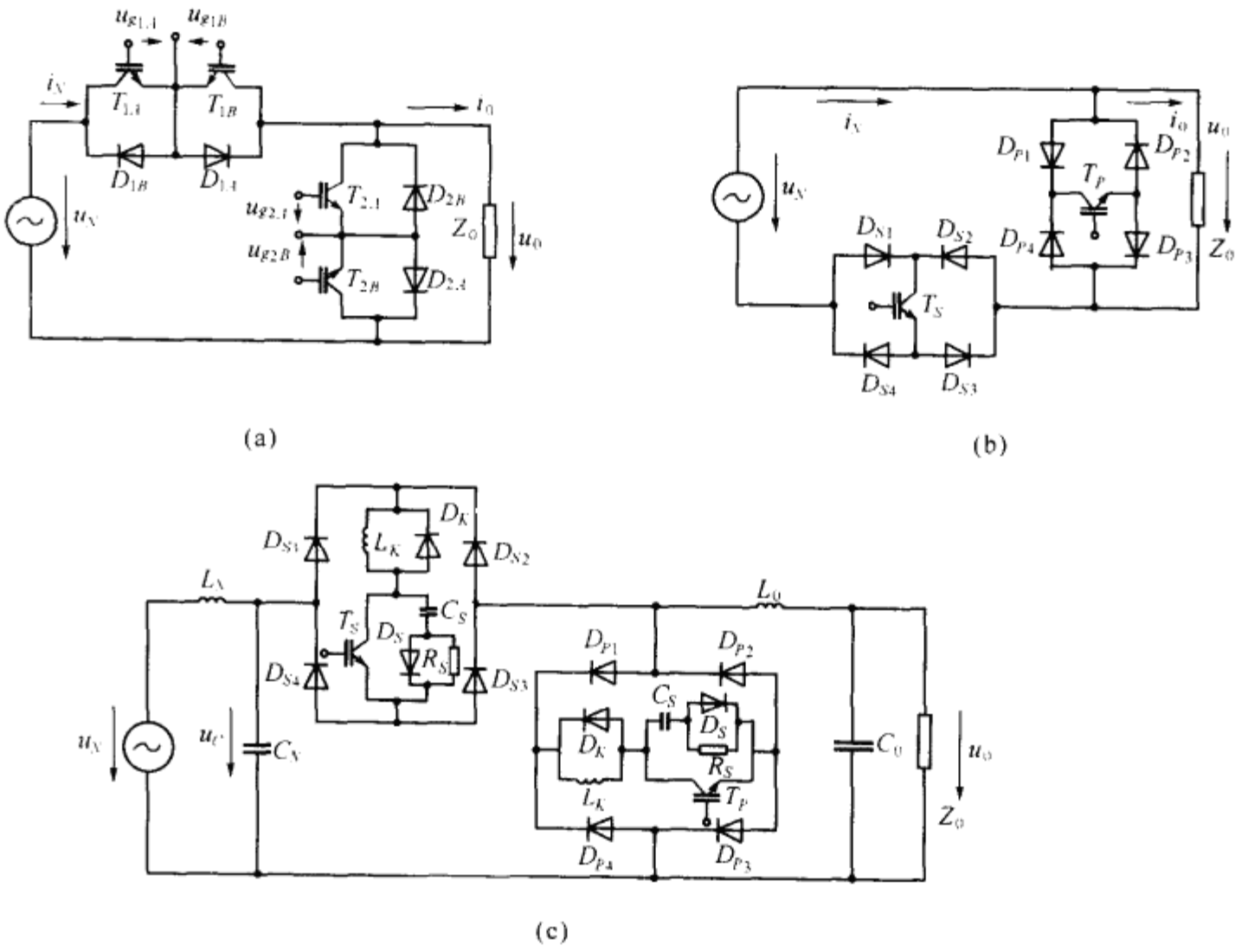


图 5-3 单相交流调压主电路

交流调压电路开关器件的基本性能必须是双向导电，图 5-3 是几种采用 IGBT 双向开关构成的单相调压电路，其中图 a)是双器件型，即分别用两个可控器件 T_{1A}和 T_{1B}来构成一个双向可控开关（加上二极管 D_{1A}和 D_{1B}），起着图 5-1(a)中理想开关 S_1 的作用；同理用 T_{2A}和 T_{2B}（D_{2A}和 D_{2B}）构成另一双向可控开关以替代理想开关 S_2，图 5-3(b)是单器件型，即用可控器件 T_S 和 T_P 来替代 S_1 和 S_2（分别经过二极管组成的整流桥）。和图 5-3(a)相比，由于使用的可控器件数目少，电路成本会较低，但由于正反向电流都流经同一可控器件（如图示的 IGBT），故 T_S 和 T_P 只能用互补式控制。这种控制要求器件开关时间变化小，器件驱动信号准确以及附加相应的缓冲电路。在无缓冲电路的理想条件下，T_S 和 T_P 的开关时间必须始终保持一致，否则便会导致共态导通或共态关断的情况，而这些都是不允许的，因为一旦产生共态导通，电源将沿 T_S 和 T_P 短路；相反，若出现共态关断，则负载电流将被瞬间切断，在感性负载下，器件将因关断过电压被击穿。

为避免上述情况发生，必须贯彻先断后通的开关程序，为此必须在控制信号设置死区时间 t_0，t_0 与器件关断时间 t_{off} 之间的差别为 Δt，即

$$\Delta t = t_0 - t_{off} \tag{5-22}$$

若 $t_{off}=t_0$，即 $\Delta t=0$，电路将正常工作，但 t_{off} 将随电路的运行条件而变化。因此 t_0 与 t_{off} 不相等的情况很难避免，若 $t_{off}>t_0$，即 $\Delta t<0$，电路将出现共态导通；若 $t_{off}<t_0$，即 $\Delta t>0$，电路将出现共态关断。由此可见，简单地设置恒定死区时间并不能完全解决问题。

附加缓冲电路是一种有效方法，图 5-3(c)示具有缓冲电路的结构，由于采用单器件型电路，可以采用单极性缓冲电路。必须指出，在前面章节分析中，器件周围设置缓冲电路的目的是改善开关环境，有利于器件的安全运行，而这里设置缓冲电路的目的在于解决恒死区时间存在的问题。

由图可见，若电路出现共态导通，电源将沿两支缓流电感 L_K 短路，短路期中的电流峰值将与 L_K 有关，选择合适的 L_K 值便可使由于共态导通引起的电流附加值被限制在可接受范围。

由图可见，若电路出现共态关断(设此前是 T_S 导通而 T_P 关断)，由于关断缓电路的存在，原先流经器件 T_S 的电流，在 T_S 关断时将改向 C_S 流过，从而保证负载电流连续，避免由于共态关断所引起的关断过电压。

三、载波频率 f_c 的选择

为避免输出电压中包含次谐波，应采用同步调制方式，即控制信号与输入电源电压保持同步，频率比 K 为恒值，将式(5-6)改写成：

$$u_0 = DU_{Nm}\sin\omega t + \frac{U_{Nm}}{\pi}\sum_{a=1}^{\infty}\frac{\sin\varphi_a}{a}\{\sin[(aK+1)\omega t-\varphi_a]-\sin[(aK-1)\omega t-\varphi_a]\} \tag{5-23}$$

由上式可见，为了使输出电压不含偶次谐波，频率比 K 应选成偶数；此外，输出电压的最低次谐波为 $K-1$，这就是说，如果在调压电路与负载间插入一个低通滤波器，只要其截止频率 $\omega_T<(K-1)\omega$，则输出电压中所有谐波将被滤除。即：

$$u_0' \approx DU_{Nm}\sin\omega t \tag{5-24}$$

$$i_0 \approx i_0' = \frac{DU_{Nm}}{Z_1}\sin(\omega t-\phi_1) \tag{5-25}$$

式中 u_0' 和 i_0' 分别是滤波后的输出电压和电流；Z_1 和 ϕ_1 分别是负载基波阻抗的模和相角，令

$$I_0 = \frac{DU_{Nm}}{Z_1}$$

则

$$i_0 \approx I_0\sin(\omega t-\phi_1) \tag{5-26}$$

根据(5-9)(5-5)和式(5-26)，输入电流 i_N 可表为

$$i_N \approx DI_0\sin(\omega t+\phi_1)+\frac{2I_0}{\pi}\sum_{a=1}^{\infty}\frac{\sin\varphi_a}{a}\left\{\frac{\sin[(aK+1)\omega t-\varphi_a+\phi_1]}{2}-\frac{\sin[(aK-1)\omega t-\varphi_a+\phi_1]}{2}\right\} \tag{5-27}$$

当 $K\gg1$ 时，在设置合适的输入滤波器之后，输入电流可近似表为

$$i_N \approx DI_0\sin(\omega t-\phi_1) \tag{5-28}$$

综上所述，提高频率比可以提高输出电压和输入电流最低次谐波值，使输出和输入滤波器尺寸缩小，使输出电压和输入电流近似为正弦波；但 K 值越高，调压电路中功率器件的开关损耗越大，电路效率越低。因此，要折衷考虑选择频率比 K 值。

四、交流调压电路的非互补控制方式

图 5-3(b)所示的电路需要采用互补式控制。如上述，在这种电路中为防止器件的共态运行，需要加入死区间隔，加大缓冲电路尺寸，这些情况在大容量条件下会成为弱点。因此，对于功率较大的调压电路采用非互补控制方式更为恰当，其主电路结构如图 5-4(a)所示。由图可见，电路为双器件型，其特点是正反向开关的工作状态是可以分别控制的。根据控制电路是否包含负载电流互感器，非互补控制方式可以分为两类：

(一)无电流检测的非互补控制

该方式功率器件控制信号的时序分布如图 5-4(c)所示。由图可见，在电源电压的正半周，u_{g1B}和 u_{g2B}恒为正值而 u_{g2A}恒为零值，只有 u_{g1A}为正脉冲列，重复周期为 T_c。

由于电路工作情况与负载有关，下面分别讨论：

1. 纯阻负载的工作情况：在 $0<\omega t<\pi$ 区间，T_{2A}常断而 T_{1B}和 T_{2B}常通，T_{1A}则轮番通断：当 $u_{g1A}>0$ 时，T_{1A}导通，$u_0=u_N$，T_{1B}和 T_{2B}处于反向阻断；当 $u_{g1A}=0$ 时，T_{1A}关断，负载电流中断，$u_0=0$；同理可分析 $\pi<\omega t<2\pi$ 区间，输出电压 u_0 的波形如图 5-4(d)所示。由图可见，改变脉宽 τ 即可改变输出电压 u_0 的基波幅值 DU_{Nm}，实现调压目的；

2. 感性负载的工作情况：设电路具有感性负载，其基波阻抗角为 ϕ_1，此时输出电压 u_0 的波形将如图 5-4(e)所示。由图可见，在时区 b 和 d 中，u_0 的波形与纯阻负载时相同，该时区的共同特点是 u_0 和 i_0 同号，即瞬时功率 $p_0=u_0i_0>0$，负载通过调压电路向电源吸取电能；相反，在时区 a 和 c，有 $u_0=u_N$，也即电路在这两个时区中失去控制，无论 u_{g1A}(正半周)和 u_{g1B}(负半波)的电平如何变化，电路状态不变，原因是在这两个时区，u_0 与 i_0 异号，瞬时功率 $p_0=u_0i_0<0$，负载储能通过调压电路向电源反馈无功电能。例如，在时区 a，输出电流基波分量 $i_{01}<0$，由于 $u_{g1B}\equiv U_{gm}$，于是 T_{1B}和 D_{1B}常通，T_{1A}和 D_{1A}始终处于反向阻断状态，因此电路开关状态不可能变化；在时区 c 也有相同的情况发生。

由于失控区的存在，输出电压不能再由式(5-6)表示，其所含的最低次谐波不再是$(K-1)$次，而是 3 次和 5 次谐波，而且这些低次谐波的幅值随基波阻抗角 ϕ_1 的增大而增高。

3. 容性负载的工作情况：在容性负载条件下，电路也存在失控区，其分析与感性负载下相仿，读者可自行分析。

(二)有电流检测的非互补控制

为了消除失控现象，可采用有电流检测的控制方案，即通过输出电流和电压的状态来决定控制信号的时序，假定电路具有感性负载，其基波阻抗角为 ϕ_1，控制信号新的时序如图 5-4(f)将它与图 5-4(c)的信号时序比较就不难发现，对时区 b 和 d，两组信号的时序是相同的，而在时区 a 和 c，两组信号时序则有所不同。例如在时区 a，图 5-4(c)和 f 中 $u_{g1B}=u_{g2B}=U_{gm}$，但在图 5-4(f)中有 $u_{g1A}=0$，u_{g2A}为正脉冲列，其脉宽 $\tau_0=T_C-\tau$，由于 $u_{g1A}=0$，T_{1A}在时区 a 中将常断，而当 $u_{g2A}=0$，$u_{g1B}=U_{gm}$时，i_0 沿 T_{1B}和 D_{1B}流向电源。$u_0=u_N$；当 $u_{g2A}=U_{gm}$时，T_{2A}由正向阻断状态转为通态，i_0 沿 T_{2A}和 D_{2A}续流，$u_0=0$。于是消除了时区 a 的失控现象；同理可以分析在时区 c 也将无失控现象发生。这样，在有输出电流检测的条件下，尽管是具有非阻性负载，采用非互补控制方式，输出电压波形将与纯阻负载相同，如图 5-4(d)所示。

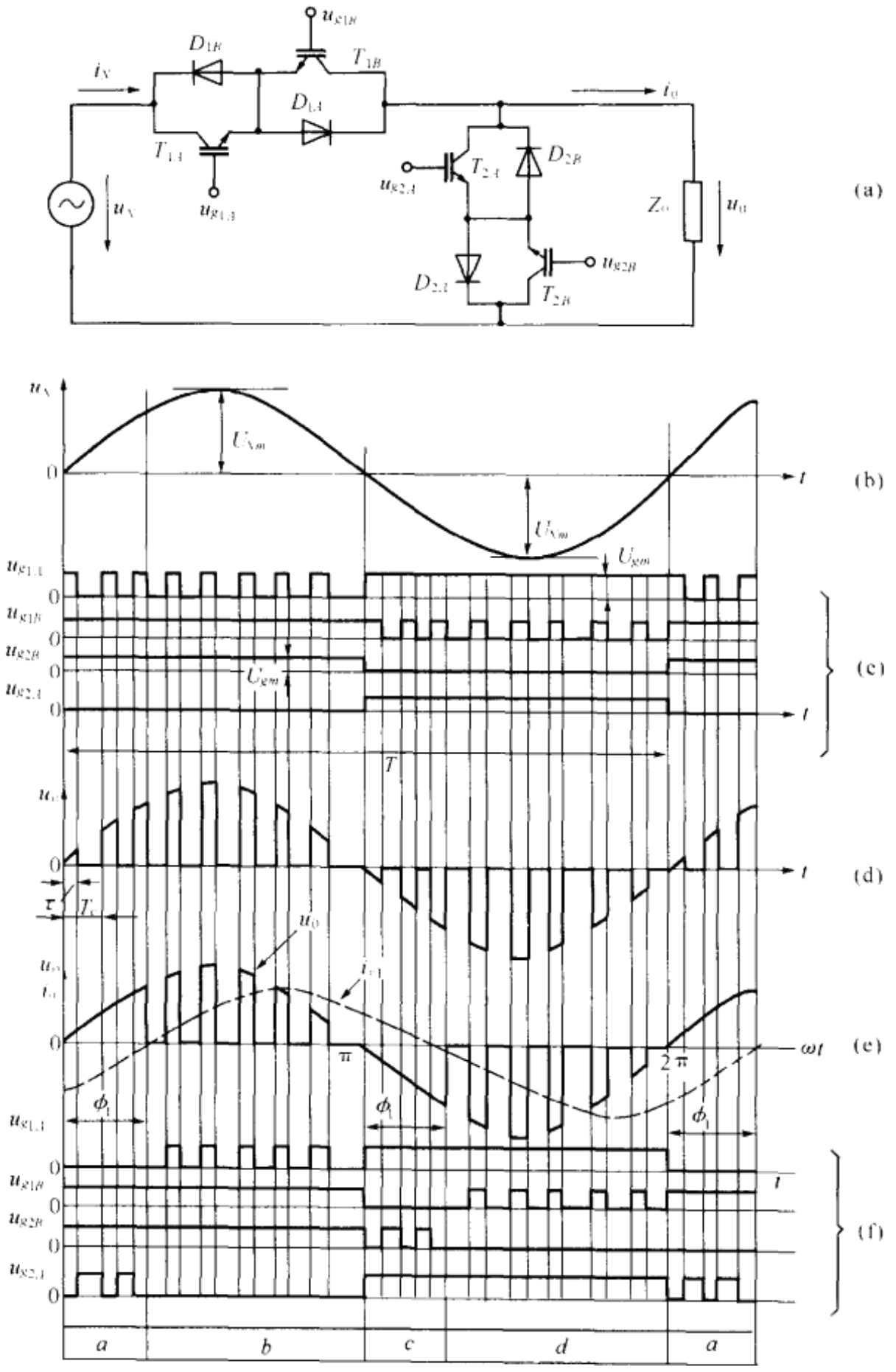


图 5-4　采用非互补控制方式的调压电路

第三节　三相交流调压电路

三相调压电路如图 5-5(a)所示，它由三只串联开关 T_A，T_B 和 T_C 以及一只续流开关 T_N 组成，串联开关均用一个控制信号 u_g，它与续流开关的控制信号 u_{gN} 在相位上互补，这样当 T_A、T_B 和 T_C 导通时，T_N 即关断；反之，当 T_N 导通时，T_A，T_B 和 T_C 关断。当 T_N 关断时，负载电压等于电源电压；当 T_N 导通时，负载电流沿 T_N 续流，负载电压为零。

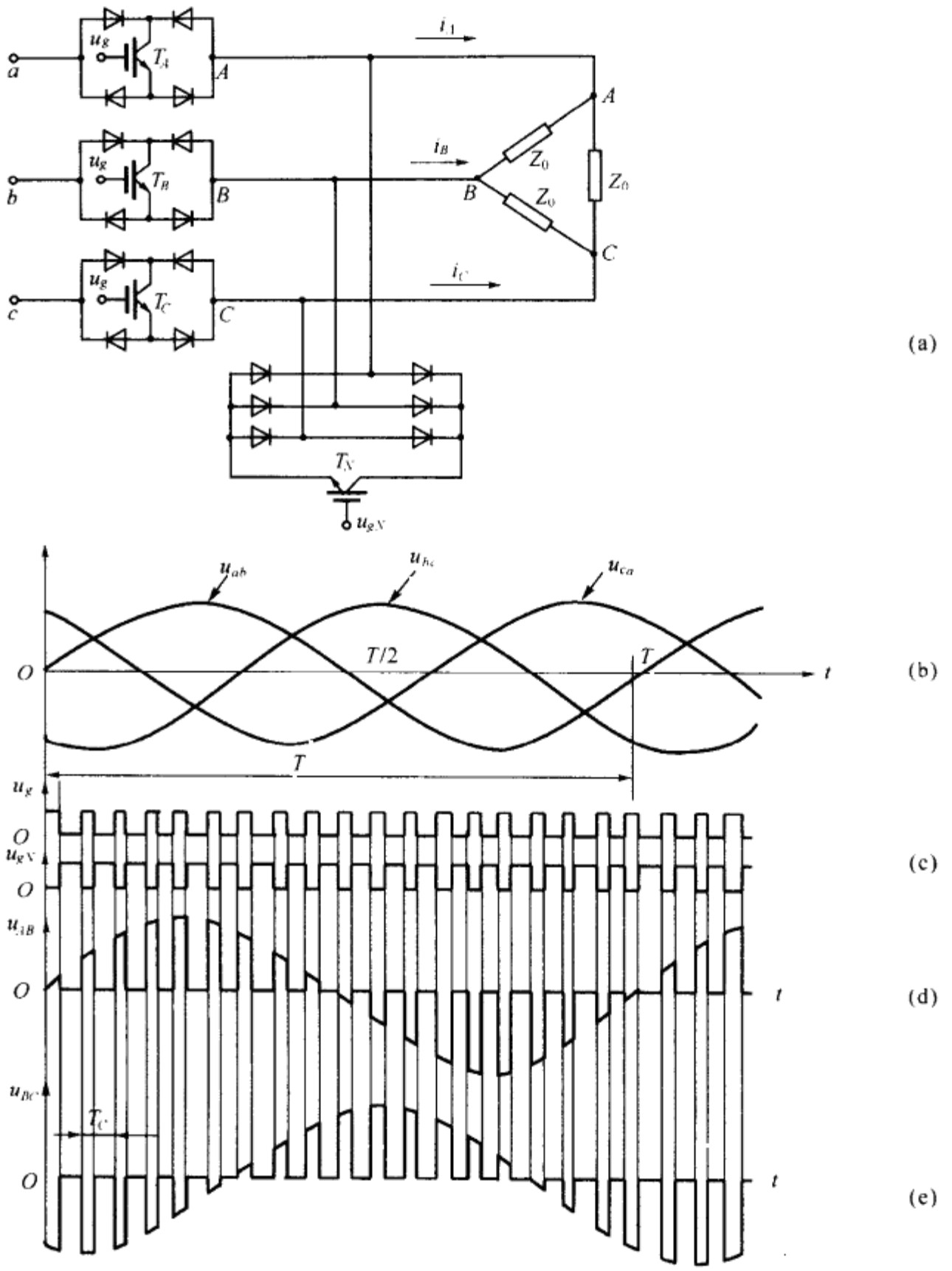


图 5-5 三相调压电路

在上述控制方式作用下，输出线电压 u_{AB} 和 u_{BC} 分别如图 5-5(d)(e)所示。由图可见，这些波形和单相调压电路相同，为了避免输出电压和电流中包含偶次谐波，且保持三相输出电压对称，频率比 K 必须选为 6 的倍数。

*第四节 由半控型器件组成的直接变频电路

在本章概论中曾指出，直接变频电路按采用的功率器件可分为半控型电路和全控型电路，本节将讨论前者，后者将在下一节分析。如果从输出电流波形可分为电压源电路和电流源电路，本节分析后一类电路；由半控型器件组成的电流源直接变频电路有两个典型用途：即构成

异步电动机超同步串级调速系统和同步机调速系。本节将以第二种用例作为分析对象。

一、理想条件下三相电流源 SCR 直接变频电路分析

(一)理想条件

1. 变频电路中所有的元器件均具有理想控制特性；
2. 入端滤波电感量足够大，输出电流可近似视为交变方波；
3. 忽略电网侧线路电感的影响；三相电压为对称正弦波；
4. 负载为同步电动机；
5. 电路已达稳定状态。

(二)电路结构

电流源三相直接变频电路如图 5-6 所示，三相半桥电路结构由六个导电臂 $K_1 \sim K_6$ 组成(如图中虚线框所示)，共阴组(上组)为 K_1，K_3 和 K_5；共阳组(下组)为 K_2，K_4，K_6，输出端 A、B 和 C 与同步电动机 M 连结，每个导电臂各由三个 SCR 组成。如 K_1 由 SCR1a、1b 和 1c 组成，其阴极皆连接到 A 点，而阳极则分别经滤波器 L_{aP}，L_{bP} 和 L_{cP} 接向电网；导电臂 K_4 则由 SCR4a，4b 和 4c 组成，其阳极皆连结于 A 点，而阴极则分别经滤波电感 L_{aN}，L_{bN} 和 L_{cN} 接向三相电网；其他导电臂类推。

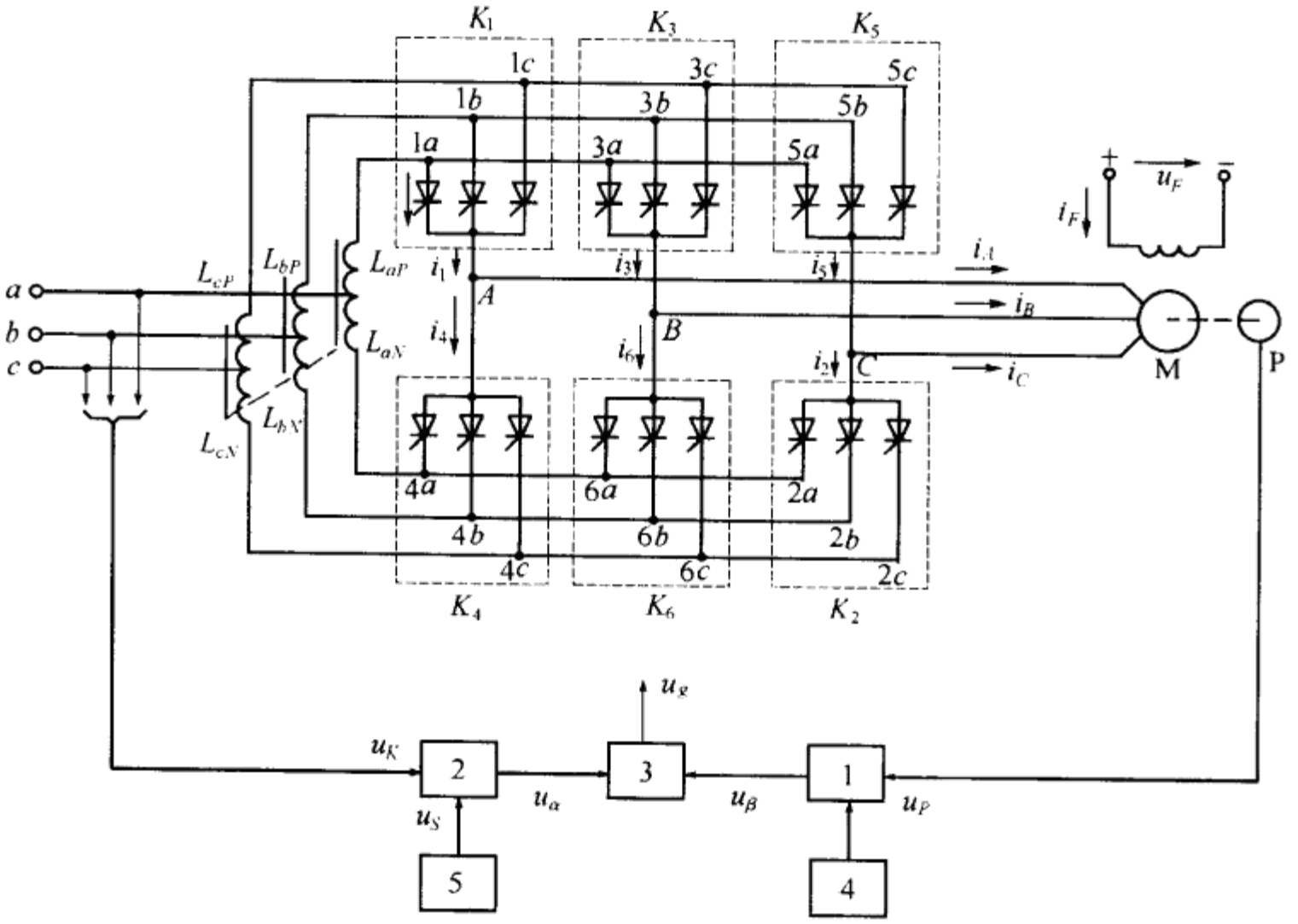


图 5-6　电流源 SCR 直接变频电路

1—负载侧超前角 β 形成电路　2—电源侧延迟角 α 形成电路　3—信号合成电路　4—电机运行状态检测电路　5—速度给定值　M—同步电动机　P—位置检测器

必须指出，在图 5-6 中，滤波电感必须连接于网侧各相(即 $L_{aP} \sim L_{cN}$ 六个电感)，为了减低相电流的脉动，这些电感必须具有足够大的电感量；但由于它们直接接在网侧各相，当 SCR 关

断时，它们又将包含在换流电路中，读者量必清楚，换流电感仅用来抑制换流期中电流上升率，其数值不宜过大，否则将使换流期拖长，为满足上述两种不同作用对电感值的不同要求，上述电感共用一个铁芯，紧密耦合。这样，在换流期中，一相电流的增加势必是另一相电流减少，总电流近似不变。因而换流电感表现为很小；在非换流期，线圈中电流稍有变化时，电感端压就很高，从而使电流平滑。

（三）输出电压波形

根据理想条件，电网相电压为对称正弦波，并如图 5-7(a)所示，按图选时间坐标应有

$$u_a = U_{Nm}\sin\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$u_b = U_{Nm}\sin\omega_1 t$$

$$u_c = U_{Nm}\sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{5-29}$$

式中：U_{Nm}——电网相电压幅值；ω_1——电网角频率。负载电压也是三相对称正弦波，按图选坐标：

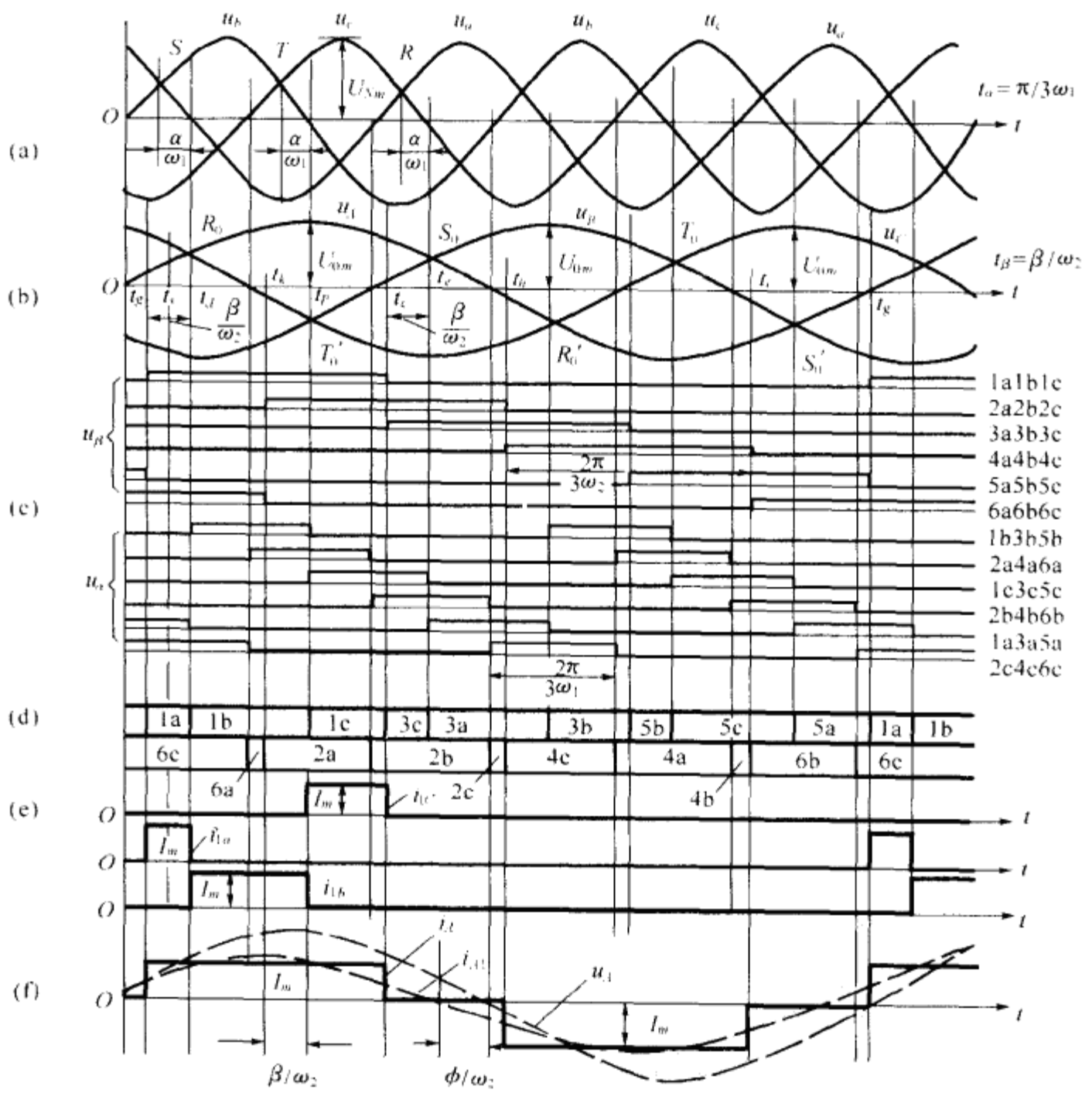


图 5-7 $K<1$，$\alpha=\pi/3$ rad 的电路波形

$$\left.\begin{aligned} u_A &= \sqrt{2}U_0\sin\omega_2 t \\ u_B &= \sqrt{2}U_0\sin\left(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_C &= \sqrt{2}U_0\sin\left(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}\right\} \tag{5-30}$$

式中：U_0—负载相电压方均根值；ω_2—电机旋转磁场角频率。频率比 $K=\omega_2/\omega_1$，对图 5-7 而言，由于 $\omega_2<\omega_1$，即 $K<1$，电路处于降频状态；相反，若 $K>1$，则电路处于升频状态，如图 5-8 所示。

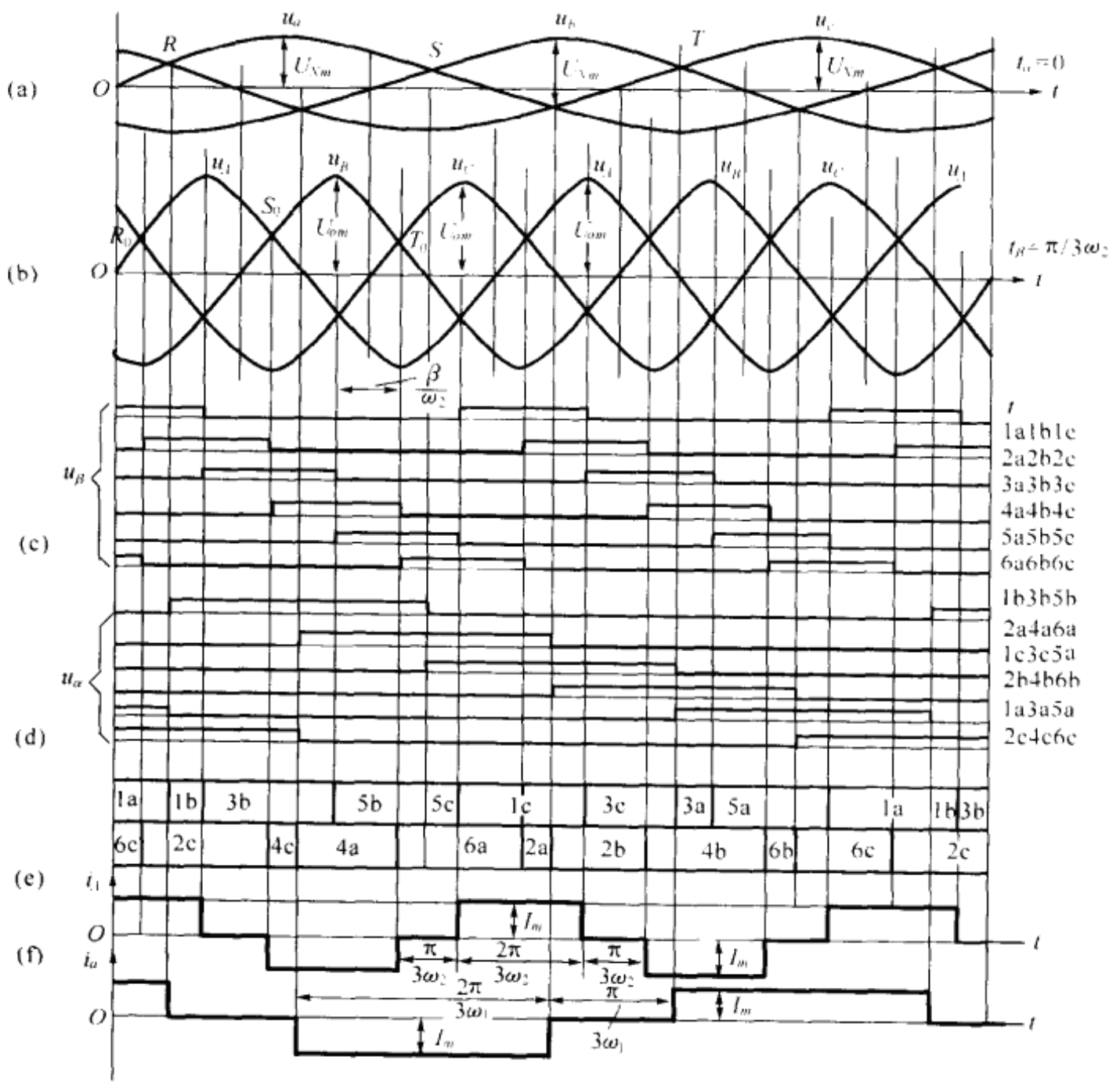


图 5-8　$K>1$，$\alpha=0$ 的电路波形

（四）门极脉冲时序

图 5-6 表明，SCR 门控脉冲由信号合成电路 3 给出（与门电路），电路的两路输入信号 u_α 和 u_β 分别来自电网侧和负载侧。

1. 负载侧控制信号 u_β：这是六路脉宽 $\tau_\beta=2\pi/3\omega_2$ 的脉冲电压，各脉冲间互隔时差 $\pi/3\omega_2$，这些脉冲均从图 5-6 所示的电路 1 获得，该电路由装在负载电机轴上的位置检测器 P 控制。

负载侧控制信号以各导电臂 SCR 为触发对象，例如以 $+A$ 相为同步信号所发出的脉冲将

触发 K_1 中的 $1a$、$1b$ 和 $1c$ 三个 SCR；由 $-A$ 相控制发出的脉冲将触发 K_4 中的 $4a$、$4b$ 和 $4c$ 三个 SCR，其他导电臂情况类推，负载侧控制脉冲的时序如图 5-7(c)所示。

由图可见，u_β 的时序具有超前角 β，且可表为

$$\beta=\omega_2 t_\beta \tag{5-31}$$

例如对导电臂 K_1，同步信号为负载电压 u_A，其自然转换点为 R_0，而 $1a1b1c$ 的脉冲相位正好超前于 R_0 点一个 β 角；同理，$3a3b3c$ 也超前于 S_0 点 β 角；其他臂情况类推，而 t_β 的大小应调整到在换流时足以将 SCR 可靠关断。

由于各脉冲的宽度为 $2\pi/3\omega_2$，其换流程序属于横向换流，即上组按 1—3—5—1，下组按 2—4—6—2 的次序依次切换。

2. 电网侧控制信号 u_α：这也是六路脉冲电压，其脉宽 $\tau_\alpha=2\pi/3\omega_1$，各脉冲互隔时差 $\pi/3\omega_1$，它们由图 5-6 中电路 2 形成并分别受电网同步信号 u_K 和速度给定电压 u_S 的控制。

电网侧控制信号以各相 SCR 为触发对象，例如由 $+a$ 相发出的脉冲将触发 SCR $1a$，$3a$ 和 $5a$；同理，由 $-a$ 相发出的脉冲将触发 SCR $2a$，$4a$ 和 $6a$；其他相类推。其波形如图 5-7(c)所示，由图可见，u_α 分别在各相自然转换点之后的 α 角发出：

$$\alpha=\omega_1 t_\alpha \tag{5-31}$$

例如对 $+a$ 相而言，其自然转换点为 R，由图可见，脉冲 $1a3a5a$ 是在该点之后的 t_α 才发出的，t_α 值的大小由速度给定电压 u_S 决定。

3. 门极脉冲时序：图 5-6 中电路 3 是一个与门电路，即在各输入信号均处高位时有输出，例如在图 5-7(c)中的 $t_K<t<t_P$ 时区，u_β 处于高位的有 $1a$，$2a$，$1b$，$2b$，$1c$ 和 $2c$；u_α 处于高位的有 $2a$，$4a$，$6a$，$1b$，$3b$，$5b$，于是在此时区中只输出 $1b$ 和 $2a$ 两个脉冲，也即在 K_1 和 K_2 两个导电臂中，只有 SCR$1b$ 和 $2a$ 具有门极脉冲，可能被触发导通，其他 SCR 均处断态(非换流期)。

根据上述原则，各门极脉冲的时序分布如图 5-7(d)所示。由图可见：

①各门极脉冲的脉宽并不均匀分布(尽管 u_α 和 u_β 的所属脉冲其脉宽均相等)，可以推论，流过各功率器件电流的脉宽也相应地是不均匀的；

②随着时间的推移，各门极脉冲依次消长，但存在两种不同的更迭：一是各导电臂内 SCR 门极脉冲的更迭，如图 5-7(d)中，$t=t_P^+$ 时有脉冲 $1b$ 消失，而脉冲 $1c$ 出现，这种更迭是由 u_α 信号控制的。另一种是各导电臂间器件门极脉冲的更迭，例如，当 $t=t_c^+$ 时，脉冲 $1c$ 消失而脉冲 $3c$ 出现，这种更迭是受 u_β 信号控制。可以推论，前一种脉冲更迭将产生导电臂内的换流；而后一种更迭则将伴随着导电臂间 SCR 的换流。显然，根据前设理想条件，这些换流都在瞬间实现。

(五)负载电流波形分析

根据图 5-7(b)所示负载端压波形，电机各相电流应为相位互差 $2\pi/3$(rad)的交变电流，下面以 A 相为例分析相电流 i_A 波形，由图 5-6 有

$$i_A=i_1-i_4=i_{1a}+i_{1b}+i_{1c}-i_{4a}-i_{4b}-i_{4c} \tag{5-32}$$

式中 i_{1a} 是 SCR$1a$ 中的电流，余类推。根据上述脉宽，电路中任何时刻只有两只器件导通，上、下组各一只(指非换流期)。例如图 5-7 中，当 $t=t_S$ 时，导电臂 K_1 中有 $1a$ 导通；导电臂 K_6 中有 SCR $6c$ 导通，于是

$$i_A=i_{1a}=I_m \tag{5-33}$$

式中 I_m 是负载相电流幅值。根据理想条件，在非换流期中，由于入端滤波电感足够大，因而电流 i_A 保持为 I_m 不变，这种情况一直持续到 $t=t_d$ 时为止；当 $t=t_d^+$ 时，门极脉冲 $u_{g1a}=0$，

$u_{g1b}>0$，$u_{g6c}>0$，根据理想条件，应有 1a 关断，1b 导通，$i_{1a}=0$，$i_{1b}=I_m$。导电臂 K_1 内产生 SCR 1a 与 SCR 1b 间换流，并瞬间完成。此时有

$$i_A=i_{1b}=I_m$$

当 $t=t_c^+$ 时，有 $u_{g1c}=0$，$u_{g3c}>0$，$u_{g2b}>0$，导电臂 K_1 中的 1c 与 K_3 中的 3c 之间产生臂间换流，即 $i_{1c}=0$，$i_{3c}=I_m$，$i_A=0$。此时电网电压 u_{cb} 经 3c—B—M—C—2b 构成回路，电路中有 2b 和 3c 导通。

根据上面分析，在 $t_g<t<t_c$ 时区中，A 相电流 i_A 正半波，K_1 中 SCR 1a，1b 和 1c 依次导通，i_A 可表为

$$i_A=I_m=\begin{cases} i_{1a}, & t_g<t<t_d \\ i_{1b}, & t_d<t<t_p \\ i_{1c}, & t_p<t<t_c \end{cases} \tag{5-34}$$

同理，在 $t_c<t<t_h$ 时区，电路中有 SCR3c，3a 和 2b 导通，K_1 处于断态，$i_A=0$；
同理，在 $t_h<t<t_i$ 时区，有 K_4 中 4c，4a，4b 依次导通，$i_A<0$，构成 A 相电流的负半波。因此，i_A 可表为

$$i_A=\begin{cases} I_m, & t_g<t<t_c \\ 0, & t_c<t<t_h, t_i<t<t_g \\ -I_m, & t_h<t<t_i \end{cases} \tag{5-35}$$

i_A 波形如图 5-7(f)所示。由图可见，i_A 为一四阶梯交变方波，其基波分量 i_{A1} 引前于 u_A 一个角度 ϕ，在理想条件下有

$$\phi=\beta \tag{5-36}$$

二、同步电动机的调速方法

(一)负载端电压

根据理想条件，变频电路无内耗，设想在变频电路中存在一假想直流电压 U_d，其位置与间接变频电路(交—直—交变频电路)相仿，对于三相桥式电路结构，该电压与网侧电压关系为

$$U_d=2.34U_N\cos\alpha \tag{5-37}$$

式中 U_N 是电网相电压方均值，α 是网侧变流电路的延迟控制角；直流电压 U_d 同时又作为负载侧变流电路的入端电压，对于三相半桥电路结构，该电压与负载输出电压的关系为

$$U_d=2.34U_0\cos\beta \tag{5-38}$$

式中 β 是负载侧变流电路的超前控制角，U_0 是变流电路输出相电压方均根值，根据式(5-37)和(5-38)有

$$U_0=\frac{\cos\alpha}{\cos\beta}U_N \tag{5-39}$$

上式表明，在理想条件下，变频电路的输出电压 U_0 与输入网压 U_N、控制角 α 和 β 有关。

在理想条件下，电机相感应电势的方均根值为

$$E_0=C_e\phi n_0 \tag{5-40}$$

式中：$C_e=\frac{4.44}{60}pW$；n_0—电机空载转速(r/min)；ϕ—每极磁通量幅值(Wb)；C_e—电机常数；p—电机极对数；W—每相绕组匝数。
感应电势 E_0 必须与外加变频电路输出电压相平衡，即

$$E_0=U_0$$

将式(5-40)代入上式，并解出 n_0 得

$$n_0=\frac{\cos\alpha}{C_e\phi\cos\beta}U_N \tag{5-41}$$

式(5-41)表明，可以通过改变 ϕ、α 和 β 等方法来改变同步机的空载转速，从而实现调速目的。必须指出，电机空载转速 n_0 与变频电路输出电压角频率 ω_2 间的关系为

$$\omega_2=\frac{2\pi p}{60}n_0 \tag{5-42}$$

由式可见，在 n_0 改变的同时，输出电压的角频率 ω_2 将同步线性变化，因此在同步机调速的同时也是变频电路变频的过程。

(二)同步机的调速方法

1. 改变磁通 ϕ：即改变图 5-6 中同步机励磁绕组电压 u_F，从而改变励激电流 i_F，由式(5-41)可见，ϕ 值越低则 n_0 越高，可见这种调速方法相当于直流电机的弱磁调速方式；

2. 改变超前角 β：由式(5-41)可见，β 越小，则 n_0 越低，由于 β 的数值要受到 SCR 可靠换流的限制，因而调速范围不大；

3. 改变延迟角 α：式(5-41)表明，α 越大则 n_0 越低，读者比较图 5-7 和 5-8，其主要差别是延迟角 α 值不同。在图 5-7 中，$\alpha=\pi/6$ rad，因此 ω_2 比较低，所以 $K<1$；相反，在图 5-8 中，$\alpha=0$，ω_2 升高，$K>1$，由于采用调节 α 角可以在较大范围内调节 n_0，因而是较常采用的调速方法。

三、变频电路换流过程分析

由于变频电路包含电感，因此 SCR 间电流的转移不可能瞬间完成，必须经历一个换流过程，根据前述分为臂内换流和臂间换流。

(一)臂内换流过程分析

以图 5-7 中 $t=t_P$ 时刻前后电路状态为例，当 $t=t_P^-$ 时，有 $u_{g1b}>0$，$u_{g2a}>0$，电路有 T_{1b} 和 T_{2a} 处于通态，其他器件关断，在导电臂 K_1 中有

$$i_1=i_{1b}=I_m$$

$$i_A=i_1=I_m$$

由于 T_{1b} 导通，T_{1c} 的端压 $u_{T1c}=u_{cb}>0$，因而 T_{1c} 处于正向阻断状态；当 $t=t_P^+$ 时，门极脉冲状态产生变化；$u_{g1b}=0$，$u_{g1c}>0$，$u_{g2a}>0$，由于 $u_{g1c}>0$，T_{1c} 相应导通，但由于 L_{bP} 和 L_{cP} 的存在。i_{1b} 和 i_{1c} 都不能突变，因此出现叠流期，其等效电路如图 5-9(a)所示。由图可见，电网电压 u_{cb} 沿电感 L_{cP} 和 L_{bP} 形成换流回路。它所产生的换流电流将使 i_{1b} 下降，并使 i_{1c} 上升，由于该换流回路与三相半桥相控式整流电路(电感输出滤波)相仿，故仿照该电路的分析，设三相输入电感皆相等，即

$$L_{bP}=L_{cP}=L_K,$$

考虑电路初态为

$$i_{1b}=I_m$$

$$i_{1c}=0$$

$$\omega_1 t'=\omega_1(t+t_P)=\alpha_1=\omega_1 t_P$$

电路的终态为

$$i_{1b}=0$$

$$i_{1c}=I_m$$

$$\omega_1 t'=\omega_1(t_P+t_\gamma)=\alpha_1+\gamma_1$$

$$\gamma_1=\omega_1 t_\gamma$$

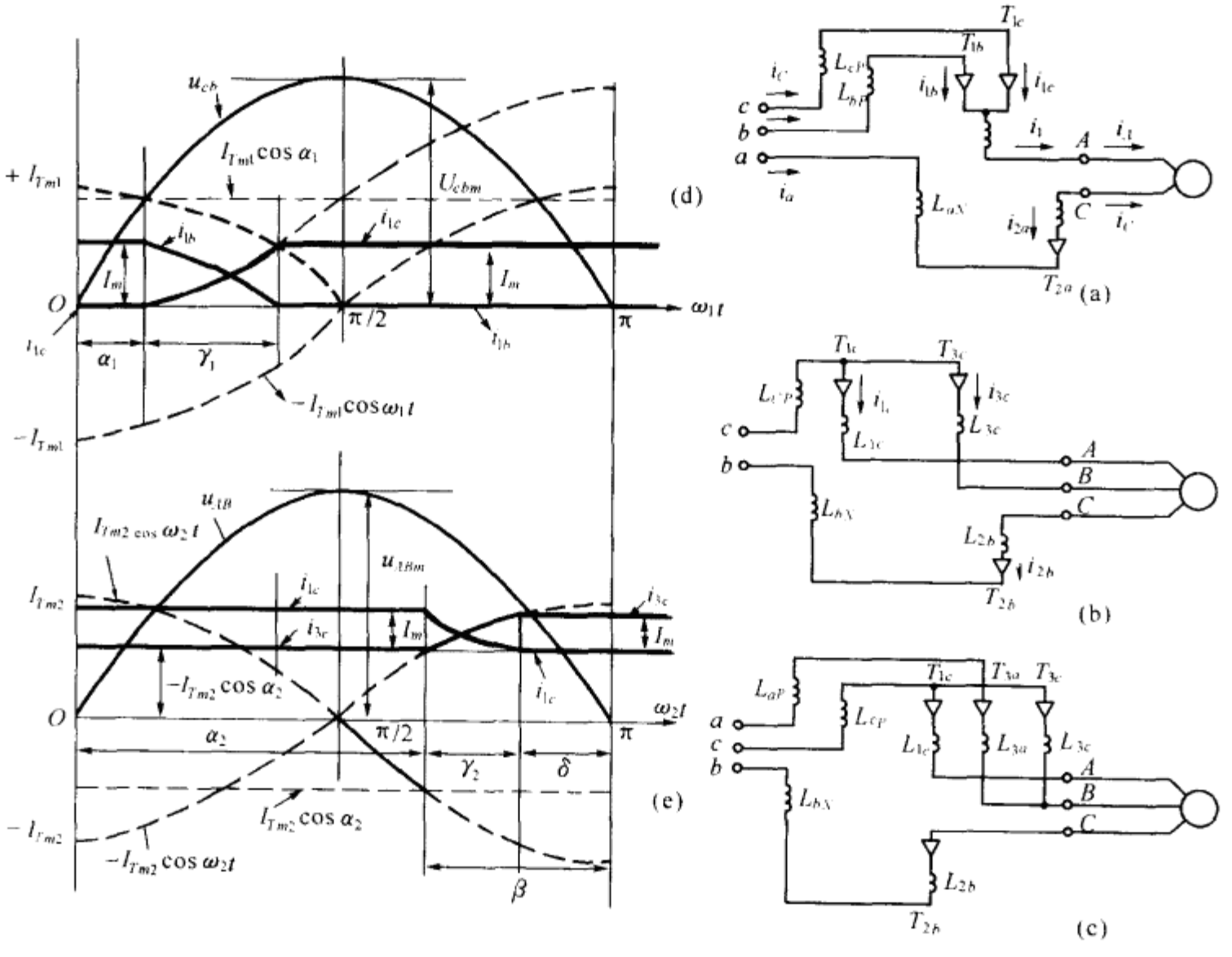


图 5-9　考虑换流过程时的电流波形

式中 t_γ 为叠流期，γ_1 为叠流角。

在叠流期中，各 SCR 电流可表为

$$i_{1c}=I_{Tm1}(\cos\alpha_1-\cos\omega_1 t') \tag{5-43}$$

$$i_{1b}=I_m-i_{1c}=I_m-I_{Tm1}(\cos\alpha_1-\cos\omega_1 t') \tag{5-44}$$

式中

$$I_{Tm1}=\frac{\sqrt{6}U_N}{2\omega_1 L_K} \tag{5-45}$$

i_{1b}和 i_{1c}在叠流期中的波形分别如图 5-9(d)所示。式(5-45)表明，在 α_1 和 I_m 不变的条件下，叠流角 γ_1 的大小与入端电感 L_K 有关，L_K 越大，γ_1 越大。

由上分析可见，对于导电臂内换流，其换流电压取自电网，故属于电源换流方式。

(二)臂间换流过程分析

以图 5-7 中 $t=t_c$ 时刻前后电路状态为例。当 $t=t_c$ 时，电路的初态是：导电臂 K_1 中有 T_{1c} 导通，导电臂 K_2 中有 T_{2b}导通，其他器件处于断态，$i_{1c}=i_{2b}=I_m$；当 $t=t_c^+$ 时，由图 5-7(d)可见，$u_{g1c}=0$，$u_{g3c}>0$，$u_{g2b}>0$，T_{3c}相应导通，但由于负载端布线电感 L_{1c}，L_{3c}和 L_{2b}存在，T_{1c}向 T_{3c}换流不可能瞬间完成，因而存在叠流过程，其等效电路如图 5-9(b)所示。由于换流过程与负载电机速度有关，下面考虑两种情况：

1. 高速运行时的换流过程

由前述，采用改变延迟角 α 调速方法，因此在高速运行时，变频电路输出电压 U_0 值较高，将该电压作为换流电压能够保证变频电路具有足够的换流能力。按照图 5-9(b)所示的等效电路，由于 $u_{AB}>0$，在此电压的作用下所形成的换流电流将使 i_{1c}减小，i_{3c}增加，该换流电路与三相

半桥结构的有源逆变电路相仿，设各相布线电感皆相等，即

$$L_{1c}=L_{3c}=L_{2b}=L_S$$

根据电路的初始条件和状态可得到在叠流期中 i_{1c} 和 i_{3c} 的表达式

$$i_{3c}=I_{Tm2}(\cos\alpha_2-\cos\omega_2 t') \tag{5-46}$$

$$i_{1c}=I_m-i_{3c}=I_m-I_{Tm2}(\cos\alpha_2-\cos\omega_2 t') \tag{5-47}$$

式中

$$t'=t+\alpha_2/\omega_2,\quad I_{Tm2}=\frac{\sqrt{6}U_0}{2\omega_2 L_S} \tag{5-48}$$

i_{1c} 和 i_{3c} 在叠流期中的波形如图 5-9(e)所示，对式(5-46)取导数，电流 i_{3c} 的变化率可表为

$$\frac{\mathrm{d}i_{3c}}{\mathrm{d}t}=\frac{\sqrt{6}U_0}{2L_S}\sin\omega_2 t \tag{5-49}$$

上式表明，叠流期中 i_{3c} 的上升率与 U_0 成正比，只要 U_0 值足够高，便可使叠流角 γ_2 不至于过大，使换流过程中具有足够的反压时间 t_δ 并保证

$$t_\delta>t_q \tag{5-50}$$

式中 t_q 是 T_{3c} 的关断时间，由图 5-9(e)有

$$t_\delta=\frac{1}{\omega_2}(\beta-\gamma_2) \tag{5-51}$$

2. 低速运行时的换流过程

在低速下，负载电压 U_0 值很低，负载换流能力下降，换流速度缓慢，叠流期延长。在图 5-7 中，叠流期延长至 $t=t_e$ 时，$u_{g3a}>0$，导电臂 K_3 中 T_{3a} 相应导通，等效电路如图 5-9(c)所示。由图可见，这时除原来的换流回路之外，还增加了在电网侧 u_{ac} 作用下沿 T_{3a} 和 T_{3c} 构成的换流回路。这样，T_{1c} 和 T_{3c} 中尚未转移的电流，将在 u_{ac} 的作用下转移到 T_{3a} 中。由此可见，在高速下，电路采用负载换流方式实现臂间换流；在低速下，臂间换流同时还要藉助电网电压作为换流电压，也即同时采用电源换流和负载换流方式。

第五节　由全控型器件组成的直接变频电路

由半控型器件构成的直接变频电路，容量较大，可用于同步机和卷线式异步机的电力传动系统(VVVF 电源)；对于容量较小的恒频恒压电源(CVCF 电源)，由于诸如计算机之类负载的功率密度已明显提高，对供电电源的功率密度要求也很高，因此传统的 PWM 逆变电路已难于满足要求，为此发展了无工频输出变压器的高频链结构。图 4-13 所示的机车用 SPWM-IGBT 逆变电路便是一种典型方案。这种方案由于摒弃了原来的工频输出变压器，改用高频耦合变压器，因而功率密度显著提高，但该方案仍然存在一些固有的弱点：

1. 功率变换级数太多。在高频变压器后设置了高频整流和工频逆变两级功率变换，这种含直流环节的结构虽然应用较多，技术成熟，但功率变换次数太多，系统效率不高。

2. 功率单向传输。由于高频整流环节的存在，功率只能由电源向负载端传送，对于非阻性负载，需要将无功功率反馈到电源时便产生困难，尽管加大直流滤波电容，但还是不能避免电压泵升。

为了解决上述问题，必须设计具有双向功率传递能力的直接变频电路，本节将讨论由 IGBT 等全控型器件组成的这类变频电路，它们也分为电压源和电流源两大类。

一、电压源双向型直接变频电路[4][5]

具有功率双向传递功能的 IGBT 电压源直接变频电路如图 5-10 所示。和图 4-13 相比较，高频输出变压器后面只设置了由双向开关 K_1 和 K_2 组成的降频电路，其功能是将变压器输出高频电能的频率直接降低到负载所需要的频率（如 50Hz 或 60Hz，400Hz 等）。下面分别讨论各个环节的工作原理。

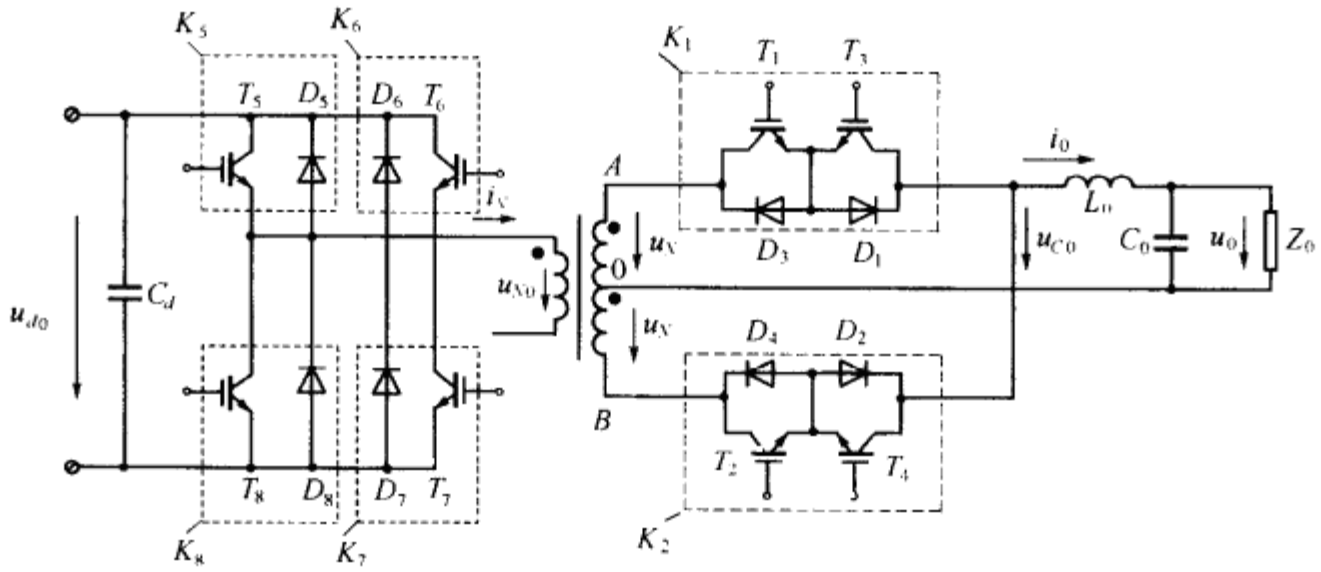


图 5-10　高频链逆变电路

（一）高频逆变电路

由图 5-10 可见，高频逆变电路采用电压源单相全桥结构，变压器输出，输入滤波电容 C_d 值足够大，直流电压 $u_{d0}\equiv U_d$。阻性负载下各可控器件的控制信号时序如图 5-11 所示，其中 u_{g5}

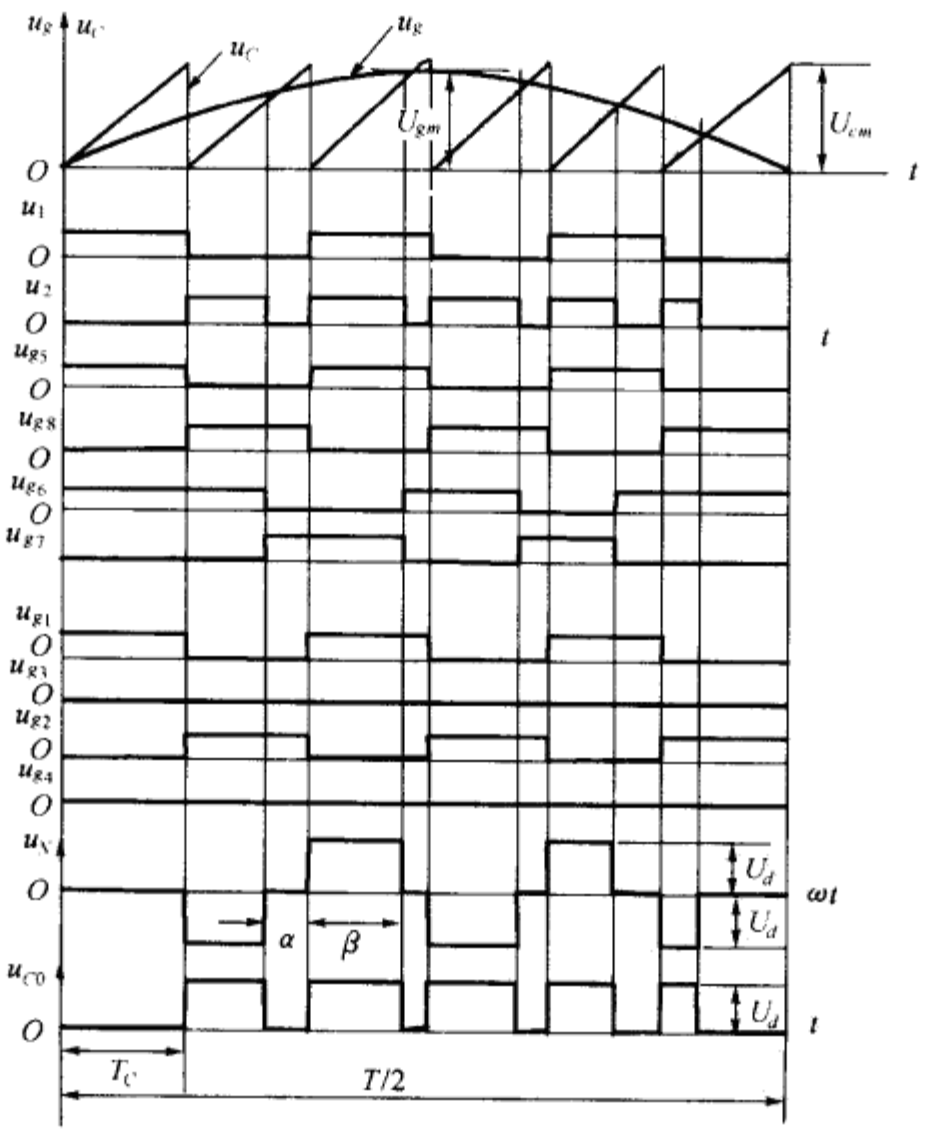


图 5-11　控制信号时序

$\sim u_{g8}$是高频逆变桥的控制信号，u_1 是电路输出电压 u_0 的极性信号(图中仅画出对应于 u_0 正半波部分)，u_2 是 SPWM 控制信号，设信号由载波信号 u_c 和调制信号 u_g 的交点得到，载波信号的重复频率为 f_c，u_g 频率为 f，频率比 $K=f_c/f$。

由图可见，u_{g5}与 u_{g8}在相位上互补；u_{g6}与 u_{g7}互补，但 u_{g5}与 u_{g7}、u_{g6}与 u_{g8}间并不同相，因此逆变桥输出为脉宽 $\beta<\pi$(rad) 的交变方波，并可表为

$$u_N=\begin{cases}+U_d & (K_5K_7)^0\\ 0 & (K_{56})^0(K_7K_8)^0\\ -U_d & (K_6K_8)^0\end{cases} \tag{5-52}$$

式中：$U_d=nU_{d0}$；$n=\dfrac{N_1}{N_2}$。

N_1 和 N_2 是高频变压器原付绕组匝数，U_{d0}是输入直流电压，由图 5-11 可见

$$\beta+\alpha=\pi=\omega_c(t_\beta+t_\alpha),\omega_c=2\pi f_c$$

式中 β 是输出电压脉宽，ω_c 是载波角频率，t_α 和 t_β 是与 β 和 α 相对应的时间。由图可见，u_N 的重复周期是 $2T_c$，频率比为 $K/2$。

改变调制信号的幅值 U_{gm}即可改变零电压角 α，相应地即改变输出电压脉宽 β。

(二)直接降频电路

降频电路实质上是一只相敏整流电路，在多数文献中称为周波变换电路(Cycloconverter)，由图 5-10 可见，它由双向开关 K_1 和 K_2 按单相全波整流结构组成。如果说，高频逆变电路是用正弦调制信号将直流电压 U_{d0}调制成高频电压 u_N 的调制电路，降频电路则是将高频能量解调成低频能量的解调电路。图 5-11 中电路输出电压 u_{c0}实际上是在更大功率的电路中再现控制信号 u_2，而 u_2 可视为信号 u_g 的脉冲形式。

1. 理想条件下电路工作原理分析

假设输出变压器的漏电感可忽略不计，功率器件无内阻也无惯性，由于输出滤波电感 L_0 的作用，负载可视为感性，基波阻抗角 ϕ_1。根据上述假设，降频电路波形如图 5-12 所示。

由图可见，一个工作循环可分为 $A\sim D$ 四个时区，下面依次分析：

(1)时区 C：由图 5-12(c)可知，在本时区中，输出电压基波分量 u_{c01}的极性与输出电流基波分量 i_{01}同极性，即 $u_{c01}>0$，$i_{01}>0$。

当输入电压 $u_N>0$ 时(即 $u_{N0}>0$)，电路中有 T_1 和 D_1 导通，等效电路如图 5-13(a)所示。图中所标电量的方向(极性)为实际方向(极性)。由图有

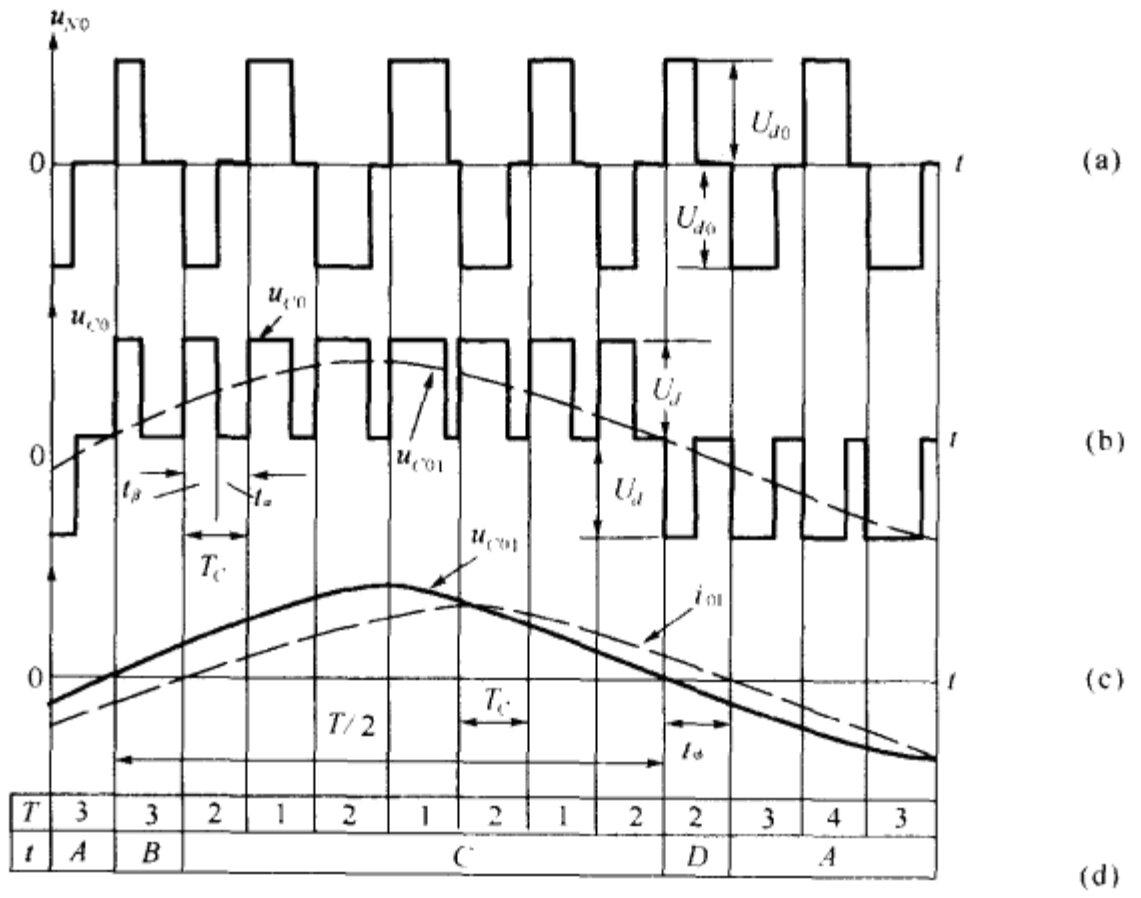
$$u_{c0}=u_N=\begin{cases}U_d\\ 0\end{cases}$$

同理，在 u_N 的负半波，有 $u_{g1}=0$、$u_{g2}>0$(参见图 5-11)，T_1 瞬时关断而 T_2 瞬时导通，等效电路如图 5-13(b)。

由图有
$$u_{c0}=-u_N=\begin{cases}U_d\\ 0\end{cases}$$

因此，随着输入电压 u_N 极性变化，双向开关 K_1K_2 中的 T_1D_2 和 T_2D_2 轮番导通，于是输出电压 u_{c0}为单极性脉冲列，如图 5-12(b)所示，其基波分量 u_{c01}如图 5-13(c)。在本时区中，由于 $i_{01}>0$，负载从电源吸取能量，u_{c0}的幅值为 nU_d，占空比可表为

$$D(t)=\frac{t_\beta(t)}{T_c}=\frac{T_c-t_\alpha(t)}{T_c}=1-\frac{t_\alpha}{T_c}=1-D_0(t) \tag{5-53}$$



T	3	3	2	1	2	1	2	1	2	2	3	4	3
t	A	B	C							D	A		

图 5-12　降频电路波形

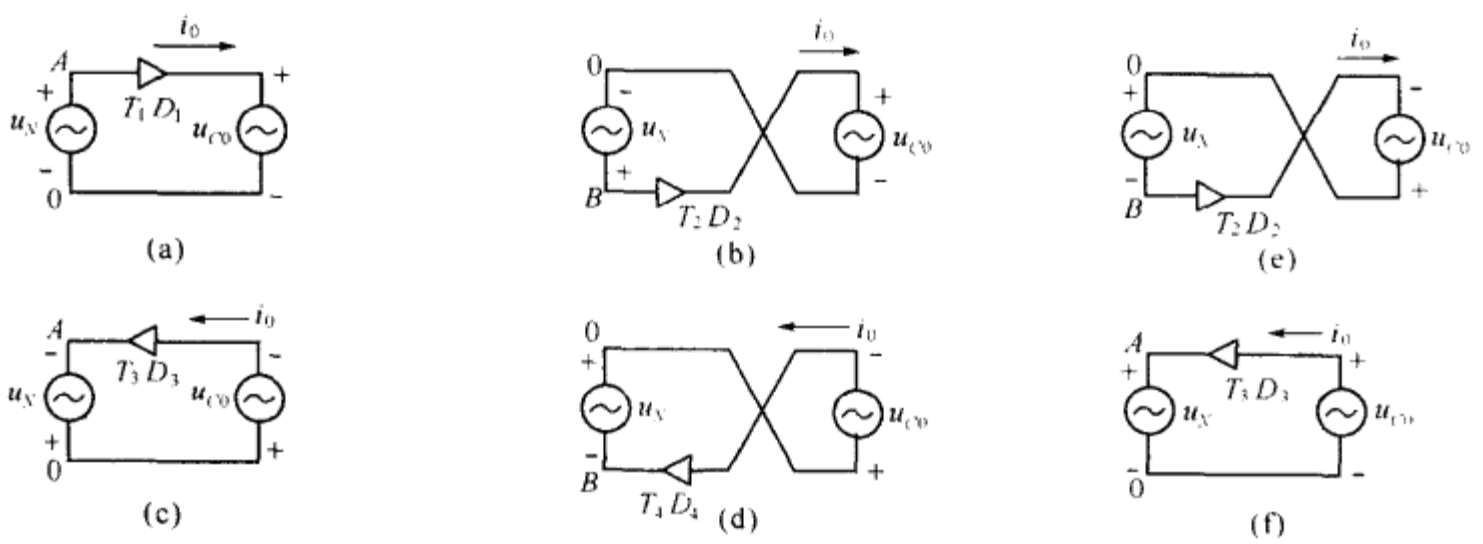


图 5-13　等效电路

式中

$$D_0(t)=\frac{t_\alpha(t)}{T_c} \tag{5-54}$$

(2)时区 A：由图 5-12(c)知，在本时区中，$u_{c01}<0$，$i_{01}<0$，在 u_N 的正半波，电路中有 $u_{g4}>0$，$u_{g1}=u_{g2}=u_{g3}=0$，于是 T_4 和 D_4 导通，其他器件关断，等效电路如图 5-13(d)所示，输出电压可表为

$$u_{c0}=-u_N=\begin{cases}-U_d\\0\end{cases}$$

由于 $i_0<0$，负载从电源吸取电能，输出功率瞬时值 $p_{c01}=u_{c01}i_{01}>0$；在 u_N 的负半波，电路有 $u_{g1}=u_{g2}=u_{g4}=0$，$u_{g3}>0$，于是 T_4D_4 立即关断，T_3D_3 相应导通，等效电路如图 5-13(c)所示，输出电压

$$u_{c0}=u_N=\begin{cases}-U_d\\0\end{cases}$$

随着 u_N 极性的变化，T_3D_3 和 T_4D_4 交替导通，保持输出电压为负脉冲列，脉冲幅值为 $-U_d$，由

于 $i_{01}<0$，输出功率瞬时值 $p_{c01}>0$，负载吸取电能。

(3)时区 D：由图 5-12(c)知，在本时区中有 $i_{01}>0$，$u_{c01}<0$，输出功率的瞬时值 $p_{c01}=u_{c01}i_{01}<0$，负载中无功功率沿降频电路反馈到逆变电路，为此控制脉冲时序分布应有：$u_{g1}=u_{g3}=u_{g4}=0$，$u_{g2}>0$，电路中有 $u_N=U_d$，$u_{c0}=-U_d$，等效电路如图 5-13(e)所示。

(4)时区 B：由图 5-12(c)知，在本时区中有 $u_{c01}>0$，$i_{01}<0$，$p_{c01}<0$，可见与时区 D 相同，负载反馈无功功率到电源侧，由于 $u_N=u_{c0}=+U_d$，电路中有 $u_{g1}=u_{g2}=u_{g4}=0$，$u_{g3}>0$，由此 T_3D_3 导通，等效电路如图 5-13(f)。

综上所述，在一个工作循环中，电路输出电压 u_{c0} 的波形如图 5-12(b)所示。由图可见，这是一个单极性 SPWM 电压，其载波频率为 f_c，调制频率为 f，频率比 $K=f_c/f$，只要 K 值足够高，u_{c0} 中的高次谐波将远离其基波分量，因此只要适当选择输出滤波参数 L_0 和 C_0 便可滤除高次谐波，保证输出电压的失真度 THD。

2. 功率器件的关断方式及其问题

由于实际的高频变压器总有漏电感存在，而且输出滤波电路也有串联电感，因此，对功率器件要求在关断时妥善处理储存在上述电感中的能量，防止关断过电压。

对于诸如 UPS 一类系统，图 5-10 中的降频电路还被用来作为快速断路器，在负载短路等故障时迅速切断 UPS 与负载联系，抑制故障电流，保护 UPS 的安全。

读者必定会发现，上述两种情况是有区别的：在正常工况下，K_1 和 K_2 这两个双向开关交替导通，K_1 和 K_2 中的可控器件也相应交替导通，于是一只器件的退出导通必然是另一只器件进入导通。因此只要适当安排控制信号，便可以保持滤波电感中电流连续，不至于出现关断过电压。但是由于 K_1 和 K_2 中的器件都处于硬开关方式，由于变压器漏感的影响，会出现较高的电压过冲和较大的关断损耗。

至于故障状态下的快速保护则是同时关断 K_1 和 K_2，滤波电感中储能由于无法释放势必引起高压，危及功率器件。

3. 带有源关断缓冲网络的降频电路

为了保证正常工况和故障状态下功率器件的安全开关，防止关断过电压，文献[5]提出带有源关断缓冲网络的降频电路，如图 5-14 所示，它与图 5-10 的区别只存在由虚线框Ⓐ所包含

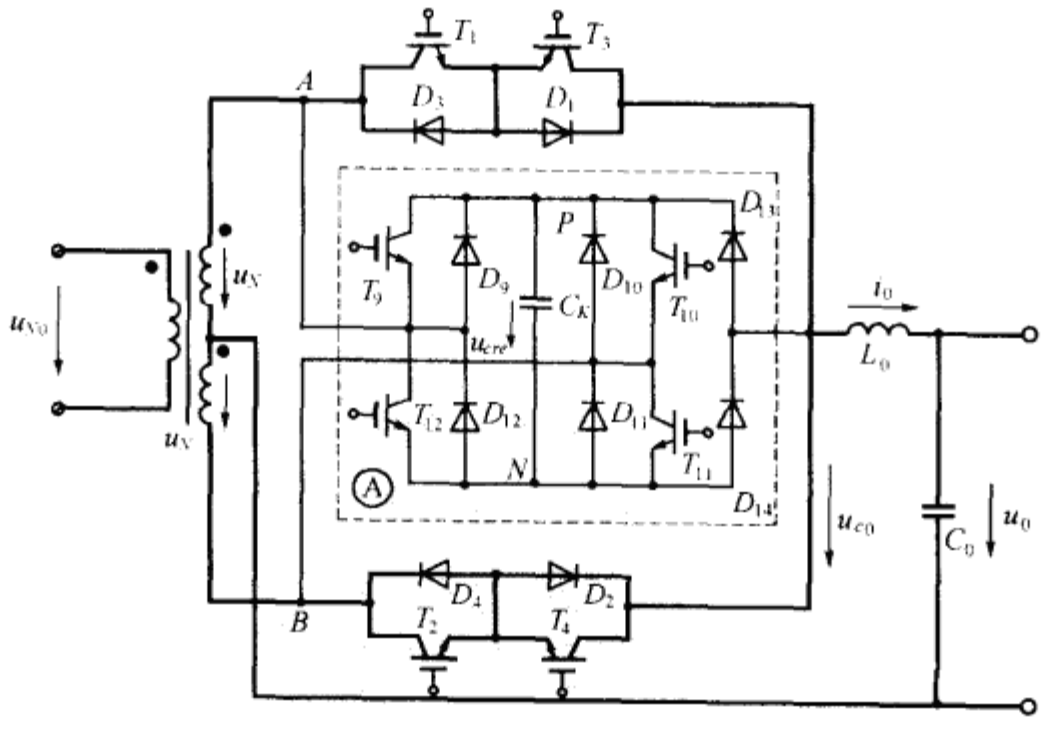


图 5-14 带有源关断缓冲网络的降频电路

的有源关断缓冲电路，实质上它是一个有源箝位电路，由箝位电容 C_K 和可控器件 $T_9 \sim T_{12}$，二极管 $D_9 \sim D_{14}$ 组成。下面分别讨论在正常工况和故障状态下有源箝位电路的工作原理。假定输出电流 $i_0>0$（按图标正方向），$u_{c01}>0$，也即负载从电源吸取电能。

（1）正常状态：当高频变压器付边电压 $u_N=U_d$ 时，根据上述假定电路中应有 T_1D_1 导通，其他器件关断，箝位电路中有 D_9D_{11} 导通，C_K 沿电源充电，其等效电路如图 5-15a）。图中电感 L_1 和 L_2 分别是高频变压器付边绕组的漏电感，当 C_K 端压 $u_{ck}=2U_d$ 时，充电结束，L_1 中只流过电流 i_0，其储能为 $\frac{1}{2}i_0^2L_1$；当 $u_N=0$ 时，$u_{CK}=2U_d$，至 $u_{g1}=0$，$u_{g2}>0$，电路产生切换，T_1 关断，T_2 导通，L_1 中的储能释放出来，一方面对 C_K 充电，使 $u_{CK}>2U_d$，另方面维持负载电流等效电路如图 5-15(b 所示，电压冲量 ΔU 可表为

$$\Delta U=i_0\sqrt{L_1/C_K} \tag{5-55}$$

上式表明，L_1 越小，C_K 越大，ΔU 值便越低。

当 $u_N=-U_d$ 时，电路中有 $u_{g10}>0$，$u_{g12}>0$，箝位电路中 T_{10} 和 T_{12} 导通，D_9 和 D_{11} 反向阻断，C_K 沿电源放电，等效电路如图 5-15(c)，直至 $u_{ck}=-2U_d$，放电过程终止，电路维持稳定状态。

（2）故障状态：当负载短路时，$i_0>0$，电路有 $u_{g1}=u_{g2}=u_{g3}=u_{g4}=0$，$T_1 \sim T_4$ 相应转为阻断，输出滤波电感 L_0 中储能沿箝位电路中 D_9、D_{10}、D_{14} 向 C_K 转移，电压过冲量将受到 C_K 值的约束，因而避免因 $T_1 \sim T_4$ 快速关断所诱发的过电压，使过流保护得以顺利进行。

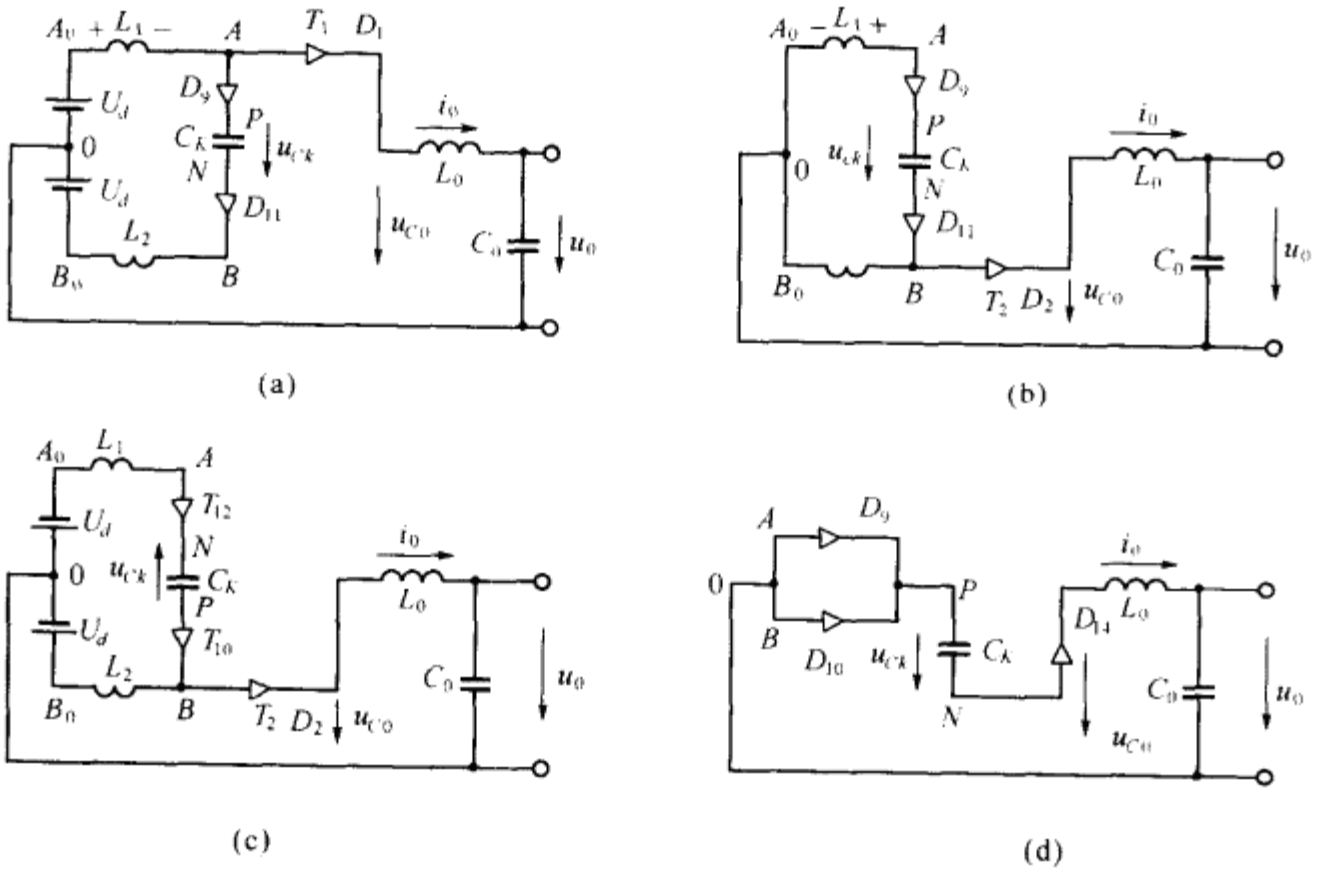


图 5-15　等效电路

4. 电路特点

（1）电压源降频电路能实现双向功率传输和频率变换，具有较好的负载适应性。

（2）由于加入有源关断缓冲电路，不仅防止降频电路开关状态更迭时由于变压器漏感引起的电压过冲，还可以在过流保护时为滤波电感提供能量释放通路，避免由过流转换为过压，提高过流保护的可靠性。

（3）由于加入有源关断缓冲电路，使电路显得过分复杂。

二、电流源双向型直接变频电路[6][7]

具有功率双向传递功能的电流源直接变频电路如图 5-16 所示。与图 5-10 的电路比较，本电路也包含高频逆变电路和直接降频电路，但电路结构与电压源电路则很不相同，假定输入直流电源电压为 U_d；负载阻抗 Z_0 为感性。下面分别讨论。

（一）高频逆变电路

由图 5-16 可见，高频逆变电路采用反激式单端变换电路，运行于 DCM 状态。由第三章分析可知，反激式电路在 DCM 状态下一共拥有三个工作模式（参见图 3-25）：①T^0，D^1，$u_1=U_d$，$u_2=-nU_d$（按图 3-25 所标正方向），i_1 线性上升；②T^1，$u_1=0$，D^0，$u_2=U_0$，i_2 线性下降；③T^1，D^1，$i_2=0$，$u_1=u_2=0$。

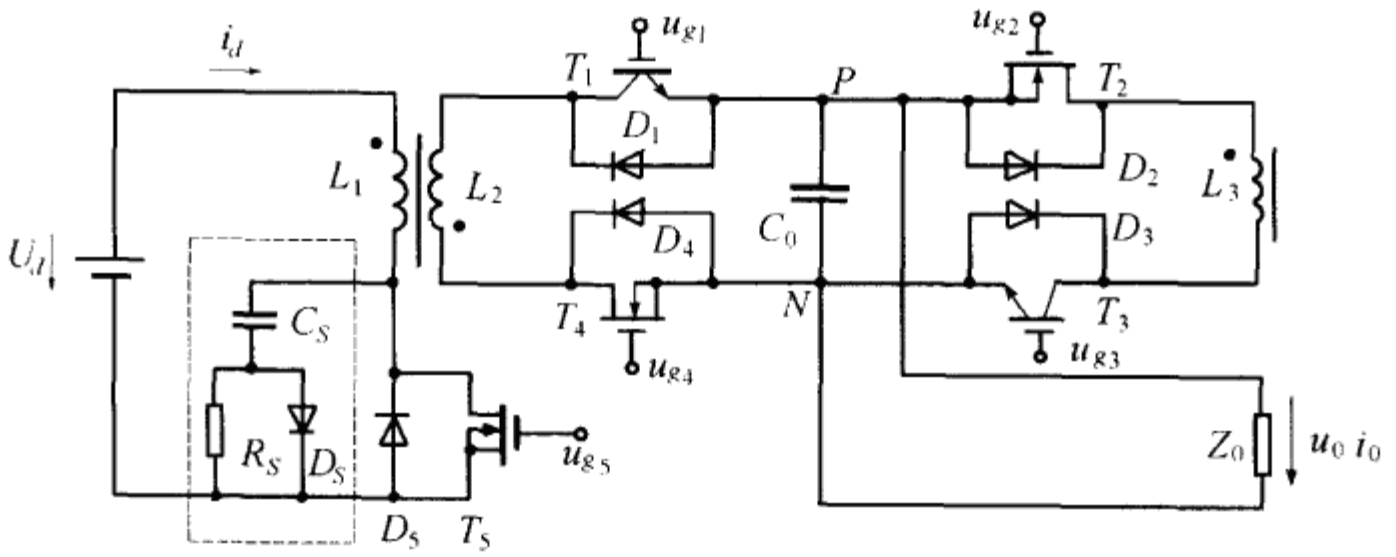


图 5-16 电流源高频链逆变电路

从第三章分析还知道，处于 DCM 状态下的反激式电路，其特性类似于电流源（参见图 3-23 和图 3-26），因而具有较高的可靠性。

和第三章不同的是 T_5 还反并联二极管 D_5（它可以是 MOSFET 的寄生二极管），这样保证逆变电路具有双向功率传输能力。

（二）直接降频电路

由图 5-16 的高频变压器具有 L_2 和 L_3 两个付边绕组，它们分别串联由 IGBT T_1 和 T_3 组成的双向开关，T_1 和 T_3 按负载所需的频率轮流通断。当 T_1 导通时构成负载电压的正半波；当 T_3 导通时则构成负半波。由于负载频率一般在（50～400）Hz 的范围，T_1 和 T_3 属于低频开关，这是本电路的特点之一。

（三）电路工作原理分析

由于高频逆变电路和直接降频电路在原理上紧密联系，下面将两级电路一起分析。假定电路的频率比 K 值很高，负载端电压高频分量完全被滤波电容 C_0 所旁路，故负载电压的基波分量 u_{01} 与负载电压 u_0 可以近似相等，如图 5-17。

由图有

$$u_{01}=U_{0m}\sin\omega t \tag{5-56}$$

式中 U_{0m} 是 u_{01} 的幅值；ω 是输出端角频率，根据前述有关负载的假设，负载电流 i_{01} 可表为

$$i_{01}=u_{01}/Z_0=I_{0m}\sin(\omega t-\phi_1) \tag{5-57}$$

式中 ϕ_1 是负载阻抗角。

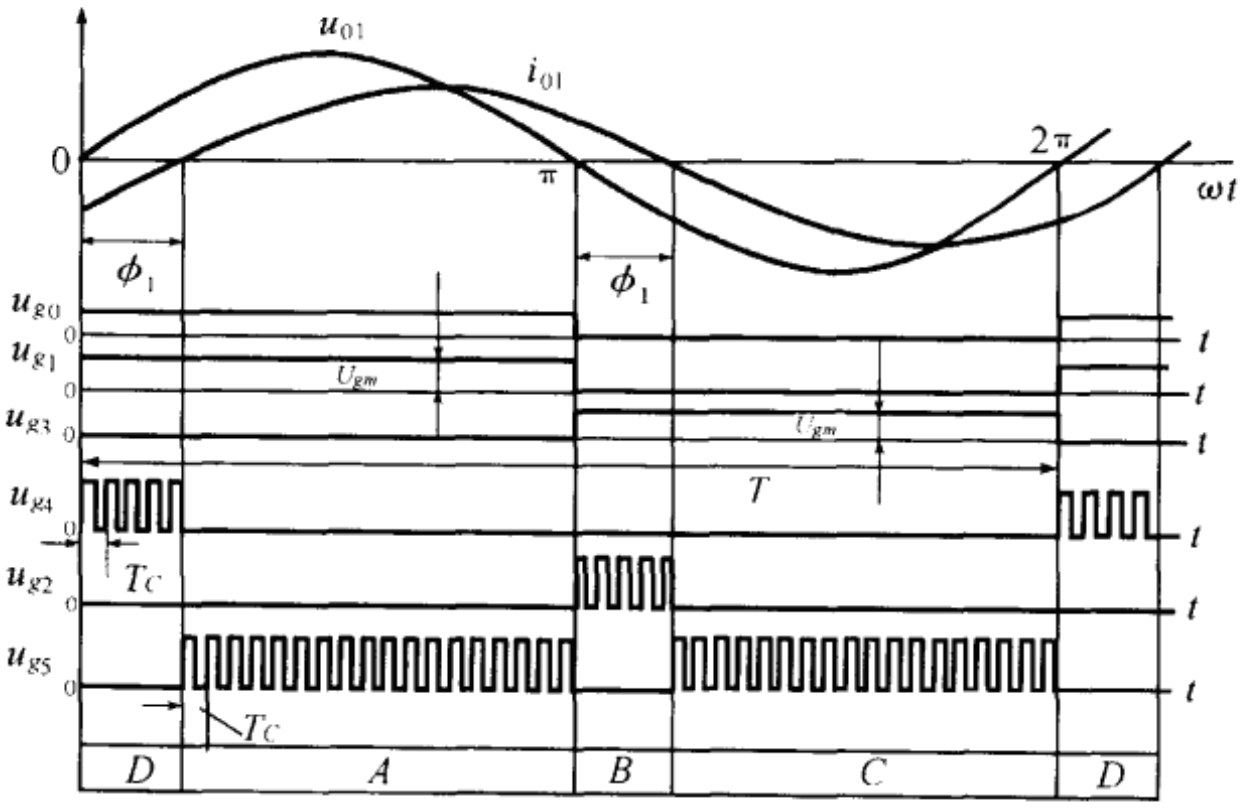


图 5-17　电路波形

图 5-17 还画出电路中各可控功率器件的控制电压时序，图中 u_{g0}是负载电压 u_{01}的极性指示信号；如前述 u_{g1}和 u_{g3}分别是 T_1 和 T_3 的控制信号。由图可见，u_{g1}和 u_{g3}在相位上互补，其重复周期为 T；T_5 的控制信号的时序分布是：在 i_{01}和 u_{01}为异号时 $u_{g5}=0$；在 i_{01}和 u_{01}为同号时则为正脉冲列，其重复周期为 T_c；直接降频电路另一对双向开关（图 5-16 中的 T_2D_2 和 T_4D_4）的控制信号 u_{g2}和 u_{g4}在相位上与 u_{g5}互补。但在一个输出周期 T 中，只有在 $u_{01}>0$，$i_{01}<0$ 的区间里，u_{g4}为脉冲列，重复周期为 T_c，其他区间为零；相反，在 $u_{01}<0$ 和 $i_{01}>0$ 的区间里，u_{g2}为脉冲列，重复周期为 T_c，其他区间为零；可以看出，T_2 和 T_4 是为了实现将负载电能向电源反馈而设置的。

由图 5-17 可见，在一个输出周期 T 中，可以包含 $A\sim D$ 四个时区，下面分别讨论这些时区。

1. 时区 A：在本时区有 $u_{g1}\equiv U_{gm}$，$u_{g3}=u_{g2}=u_{g4}=0$，而 u_{g5}为正脉冲列。根据上述脉冲时序，T_5 将作高频斩波，而当 T_5 关断时，原先储存在原边绕组的能量传向付边，T_1D_4 导通，其等效电路如图 5-18(a)所示，图中 T_5 用开关等效。当开关置 2 位时表示 T_5 关断；由于 T_2 和 T_3 关断，另一个付边绕组 L_3 处于开路。由图可见，在本时区，负载从电源吸收能量，$u_{01}>0$，$i_{01}>0$，$p_{01}=u_{01}i_{01}>0$。

2. 时区 C：由图 5-17 可见，在本时区中，$u_{01}<0$，$i_{01}<0$，$p_{01}=u_{01}i_{01}>0$，仍然是由电源输送电能，$u_{g3}\equiv U_{gm}$，$u_{g1}=u_{g2}=u_{g4}\equiv 0$，$u_{g5}$为正脉冲列，$T_5$ 仍作高频斩波。当 T_5 关断时，储能沿 T_3D_2 向负载传送，等效电路如图 5-18(b)所示（图示电量极性按实际方向标出），由于 T_1 和 T_4 处于关断，另一付边绕组 L_2 处于开路。

3. 时区 B：由图 5-17 可见，在本时区中，$u_{01}<0$，$i_{01}>0$，$p_{01}<0$，负载电能通过变频电路反馈到直流电源，根据控制信号时序，有 $u_{g1}=u_{g4}=u_{g5}=0$，$u_{g3}\equiv u_{gm}$，u_{g2}为脉冲列，重复周期为 T_c，占空比 $D=\tau/T_c$，τ 是脉宽，由于 $u_{g1}=u_{g4}=0$，L_2 付边开路，当 $u_{g2}>0$ 时，T_2D_3 导通，负载电流沿 D_3，T_2，L_3 回路流过，其等效电路如图 5-18(d)所示，为了保持电流连续，变压器原边绕组回路中有 D_5 导通，$i_d<0$（按图 5-16 所设正方向），$p_d=U_di_d<0$，直流电源吸取由负载返回的电

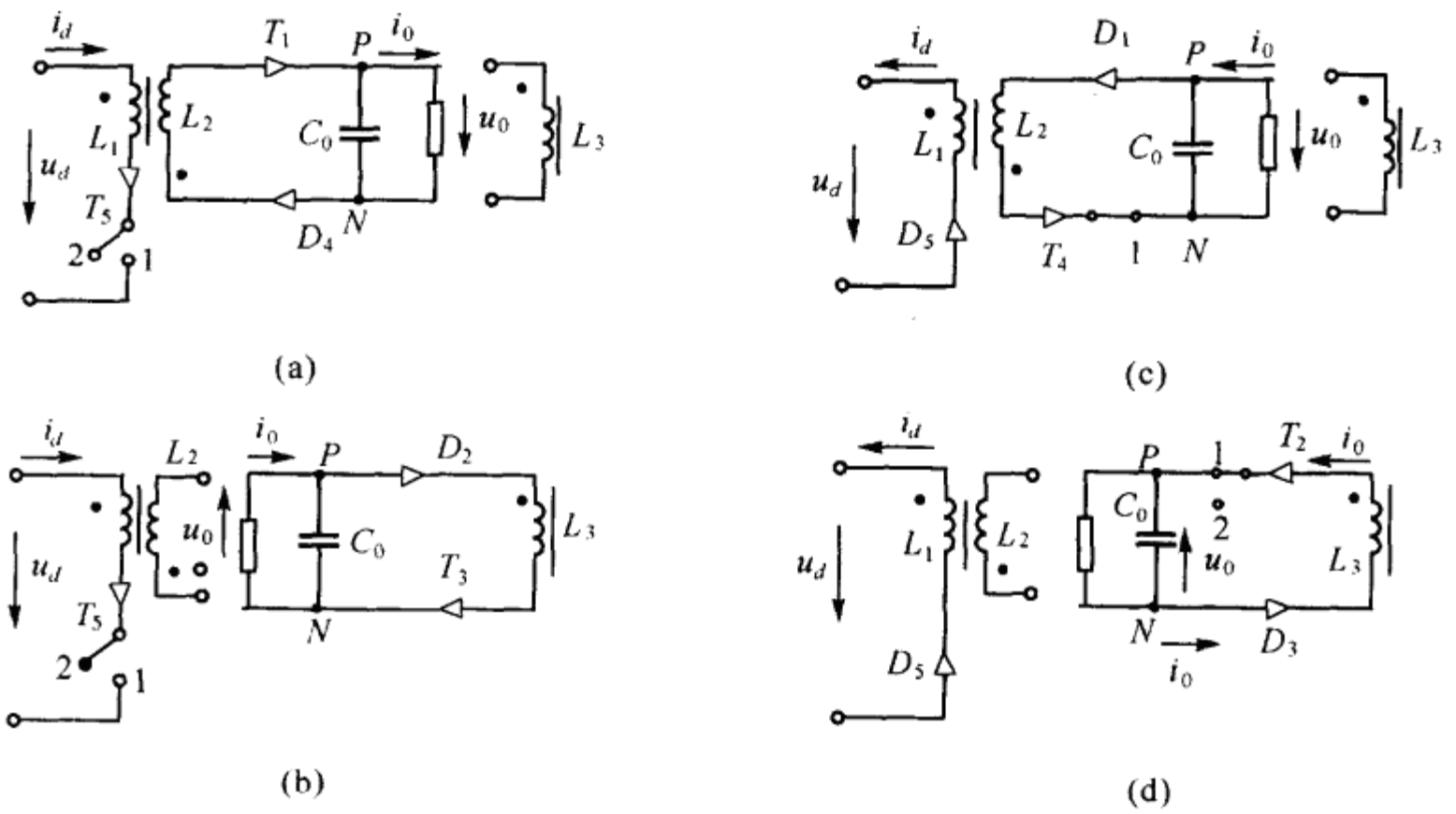


图 5-18 等效电路

能。

4. 时区 D：在本时区中，由于 $i_{01}<0$，$u_{01}>0$，瞬时输出功率 $p_{01}<0$，电源仍然处于吸取电能的状态。与此相应，电路中有 $u_{g2}=u_{g3}=u_{g5}=0$，$u_{g1}\equiv U_{gm}$，u_{g4} 为脉冲列，等效电路如图 5-18(c) 所示。

根据上面分析，由于 T_2、T_4 的设置和相应控制信号时序的安排，本电路不仅具有向负载输送电能的能力，在非阻性负载下，也具有将负载端无功分量向直流端反向回输的能力，从而提高电路的负载适应性。

（四）电路特点

1. 能实现输入与输出之间的电气隔离和功率的双向传送。

2. 主电路功率器件开关环境比较好，T_1 和 T_3 属于低频开关；T_5 属于低压大电流高频开关；只有 T_2 和 T_4 属于高频高电压开关，但工作时区较短。

3. 由于负载与滤波器等效为电压源，输出侧无串联电感，故容许付边功率开关瞬时关断，无关断过电压；为限制原边开关关断时过压，加入图 5-16 中虚线框包含的无源有损关断缓冲电路。

4. 电路比较简洁，但输出容量小，仅适用于小容量场合。

参考文献

[1]Ziogos P P. Synthesis of Optimum Gain Functions for Static Power Converters, Proc. of IAS Annual Meeting. 1981,P857

[2]Cotta B, et al. AC Chopper Regulation using Power Transistor, Proc. of POWERCON 8,1981

[3]Mazzuchelli M, et al. Improving the Performance of AC/AC Static Converters with High Frequency AC Chopper Control, Proc. of POWERCON 9,1982

[4]Ikuo yamato, et al. New Conversion System for *UPS* High Frequency Link, PESC'88,P658

[5]Ikuo Yamato, et al. High Frequency Link DC/AC Converter for *UPS* with A New Voltage Clamper, PESC'90,P749

[6]Minchao H, et al. Novel Current Mode Bindirectional High Frequency Link DC/AC Converter for *UPS*,PESC'98,P1867

[7]黄敏超等.新颖的双向电流源高频链 DC/AC 功率变换器.电力电子技术,1998(4),P7

[8]黄敏超.高频链逆变技术研究.浙江大学博士学位论文,1998

[9]上山直彦.サイリストビヘタの原理て运转.日本:电气书院,1974

[10]林渭勋等.电力电子技术基础.北京:机械工业出版社,1990

第六章

整流电路

第一节 概 述

AC/DC 变换电路指能够直接将交流电能转换为直流电能的电路，泛称整流电路。在应用中构成直流电源装置，是公共电网与电力电子装置的接口电路，其性能将影响公共电网的运行和用电质量。

在所有的电能基本转换形式中，*AC/DC* 最早出现，自 20 世纪 20 年代迄今已经历了以下几个发展阶段：

旋转式变流机组（电动机—发电机组）

静止式离子整流器（由充气闸流管和汞弧整流管组成）

静止式半导体整流器 $\begin{cases}\text{低频型（相位控制）}\\ \text{高频型（PWM 控制）}\end{cases}$

旋转式变流机组和离子式整流器的经济技术指标均不及半导体整流器，因而已被取代。正如本书绪论中指出，按照电路中变流器件开关频率的高低，所有半导体变流电路可以分为低频和高频两大类。对于整流电路，前者指传统相控式整流电路，它是所有半导体变流电路中历史最长、技术最成熟、应用最广泛的一种电路，而后者是指近年来才发展起来的 PWM 斩控式整流电路，是 PWM 控制技术在整流领域的延伸，是所有半导体变流电路中历史最短的一种新型电路。本章以介绍后一种电路为主要内容。

一、传统相控式低频整流电路的优缺点

相控式低频整流电路采用半控型功率器件作为开关，用相控方式实现电压调节和电源换流，这种电路的优点是主电路结构简单，控制方便，由于使用较早，技术成熟，晶闸管价格便宜，因而得到广泛应用，但也存在以下问题。

（一）网侧功率因数低

由于功率开关的非线性特性，即令在网侧电压 u_N 为正弦的条件下，网侧电流 i_N 也将包含谐波，即

$$u_N = U_{Nm}\sin\omega t \tag{6-1}$$

$$i_N = \sum_{n=1}^{\infty} I_{Nm}\sin(n\omega t + \phi_n) \tag{6-2}$$

按定义，网侧功率因数可表为

$$\lambda=\frac{\sum_{n=1}^{\infty}P_n}{S}=\frac{P_1+\sum_{n=2}^{\infty}P_n}{S} \tag{6-3}$$

式中 P_1 是基波有功功率，S 是表观功率，根据网压 u_N 无谐波的设定，上式中谐波有功功率应为零，即

$$\sum_{n=2}^{\infty}P_n=0$$

因而式(6-3)可化简为

$$\lambda=\frac{P_1}{S} \tag{6-4}$$

对于单相电路

$$P_1=U_1I_1\cos\phi_1 \tag{6-5}$$

$$S=UI=U_1I \tag{6-6}$$

将式(6-5)(6-6)代入式(6-4)有

$$\lambda=\frac{I_1}{I}\cos\phi_1|_{U=U_1} \tag{6-7}$$

式中

$$\mu=\frac{I_1}{I}=\frac{I_1}{\sqrt{I_1^2+\sum_{n=2}^{\infty}I_n^2}}=\frac{1}{\sqrt{1+\sum_{n=2}^{\infty}(\frac{I_n}{I_1})^2}}=\frac{1}{\sqrt{1+\mathrm{THD}^2}} \tag{6-8}$$

式中：$\mathrm{THD}=\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}(\frac{I_n}{I_1})^2}$ （电流总谐波含量）。

式(6-7)表明，网侧功率因数 λ 是基波位移因数 $\cos\phi_1$ 和电流波形正弦因数 μ 的乘积，由式(6-8)可见，正弦因数 μ 与电流谐波含量成反比，电流谐波含量越高，则 μ 值越低。假如接向电网的电力电子装置可用线性阻抗等效，则电流无谐波分量，即 THD=0，$\mu=1$。由式(6-7)有

$$\lambda=\cos\phi_1|_{\mu=1} \tag{6-9}$$

表式(6-9)表示，在正弦电路中，网侧功率因数可用基波位移因数 $\cos\phi_1$ 表示；假如接向电网的电力电子装置可用纯电阻等效，则式(6-9)可写成

$$\lambda=1|_{\phi_1=0}$$

对于三相电路，若电路为对称，式(6-4)中

$$P_1=3U_{a1}I_{a1}\cos\phi_1$$

$$S=3U_aI_a$$

式中：U_{a1}—相电压基波有效值，I_{a1}—相电流基波有效值，U_a—相电压有效值，I_a—相电流有效值。

将 P_1 和 S 代入式(6-4)有

$$\lambda=\frac{P_1}{S}=\frac{I_{a1}}{I_a}\cos\phi_1=\mu\cos\phi_1|_{U_a=U_{a1}} \tag{6-10}$$

$$\mu=\frac{I_{a1}}{I_a}$$

式(6-10)表明，三相对称交流电路，其网侧功率因数与单相交流电路相同，在电网电压为正弦的条件下，仍可表为基波位移因数 $\cos\phi_1$ 与电流正弦因数 μ 的乘积。

由相控整流电路分析可知，在输出电流为连续并忽略换流过程影响的条件下有

$$\cos\phi_1=\cos\alpha \tag{6-11}$$

上式表明，基波位移因数将随控制角 α 而变，在深控下，直流输出电压很低，α 很大，相应地网侧功率因数也很低。这意味着输出有功功率降低的同时，整流电路每相由电网吸取的基波无功功率 Q_1 却相应增大。Q_1 可表为

$$Q_1=S_1\sin\phi_1 \tag{6-12}$$

式中 S_1 是相基波表观功率。

必须指出，网侧功率因数低的现象也存在于不控整流电路。例如为提高电路功率密度，实现产品小型轻量化，目前应用于微机和家电的小容量开关电源普遍采用不控整流加电容输入滤波方案如图 6-1(a)所示，其网侧电流 i_N 如图 6-1(b)所示。由图可见，由于负载的非线性特性，i_N 已严重失真，经测算其电流正弦因数 $\mu\approx(0.6\sim0.7)$；由于 C_0 存在，i_{N1}将引前于 u_N，基波位移因数随电路参数而变，ϕ_1 的最大值可达 30°[2]。相应地网侧功率因数将降至(0.5～0.6)，由于上述开关电源是量大面广产品，因而其危害并不亚于相控整流电路。

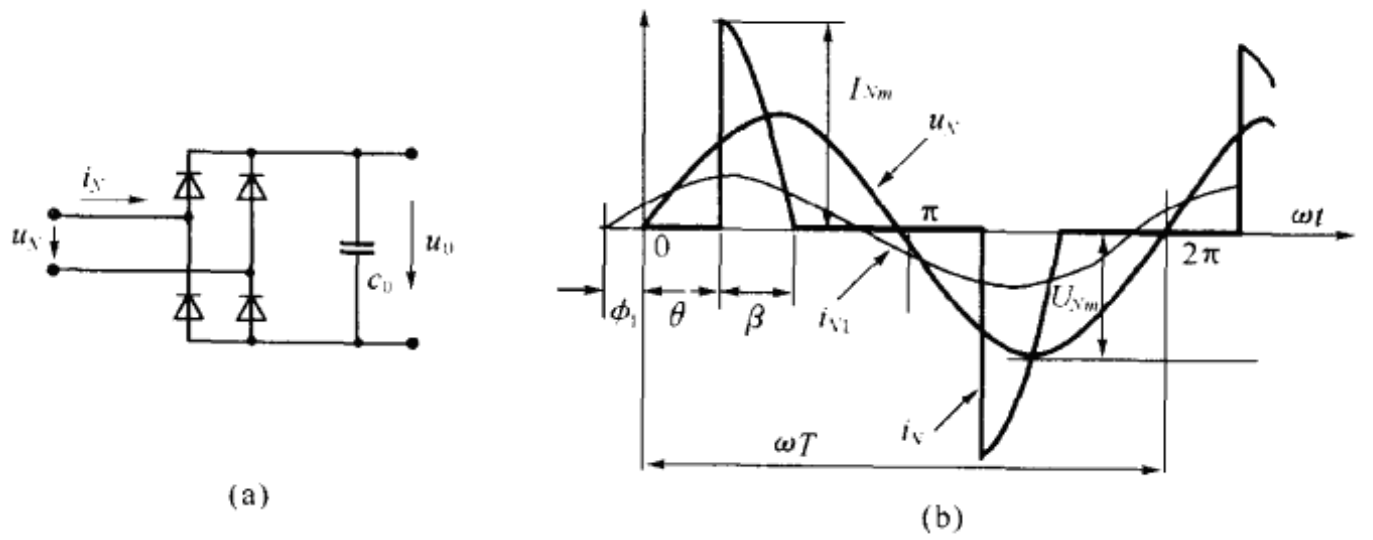


图 6-1 具有电容输入滤波的单相不控整流电路

(二)电流谐波对电网的不良影响

对脉波数为 a_m 的相控式理想整流电路分析可知，在输出电流连续平滑并忽略换流过程影响条件下，电路输入电流(即电网电流)n 次谐波电流的幅值 I_{nm}可表为

$$I_{nm}=\frac{I_{1m}}{n} \tag{6-13}$$

式中：

$$n=a_mk\pm1(k=1,2,3,\cdots) \tag{6-14}$$

I_{1m}为基波电流幅值，设 $a_m=6$ 的整流电路满足上述条件，按式(6-13)(6-14)，其网侧相电流 i_{Na} 可表为

$$i_{Na}=I_{1m}\left(\sin\omega t-\frac{1}{5}\sin5\omega t-\frac{1}{7}\sin7\omega t+\cdots+\frac{1}{n}\sin n\omega t\right) \tag{6-15}$$

网侧高次谐波电流的存在，使电路产生畸变功率 D，从而增加了电路的无功功率 Q。电路各种功率可分别表为：

基波无功功率 $$Q_1=S_1\sin\phi_1$$

基波表现功率 $$S_1=U_1I_1=\sqrt{P_1^2+Q_1^2} \tag{6-16}$$

畸变功率 $$D=U\sqrt{I_2^2+I_3^2+\cdots+I_n^2}=U_1I_1K_H=S_1K_H \tag{6-17}$$

总表观功率 $$S=UI=U_1I_1\sqrt{1+K_H^2}=S_1\sqrt{1+K_H^2}=\sqrt{P_1^2+Q_1^2+D^2}$$

$$=\sqrt{P_1^2+Q^2} \tag{6-18}$$

式中：K_H=THD。

总无功功率
$$Q=\sqrt{Q_1^2+D^2} \tag{6-19}$$

式(6-19)表明，由于畸变功率 D 的存在，总无功功率增加，电流谐波含量越高，其增量也越高。上述各种功率关系可用图 6-2 中角锥 $ABCO$ 表示，图中△ABO，△ACO，△OBC 均为直角三角形。

综上分析，网侧谐波电流的存在将减低设备网侧功率因数，增加无功功率。

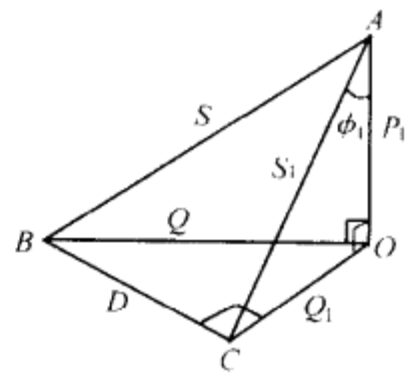


图 6-2　整流电路中各种功率的几何关系

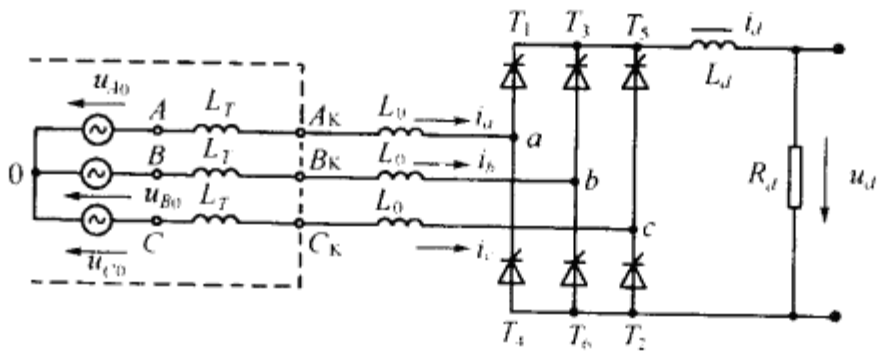
(三)由换流过程引起的电网电压波形畸变

相控整流电路可采用电源换流方式，无需设置独立的关断电路，因而主电路结构简单。但也正由于采用了相控电源换流方式，导致叠流期中电网电压畸变，其后果不仅是整流电路自身性能受到不良影响，而且也降低电网质量，产生电网干扰，对同一接入点的网间其他用电设备带来不良影响。

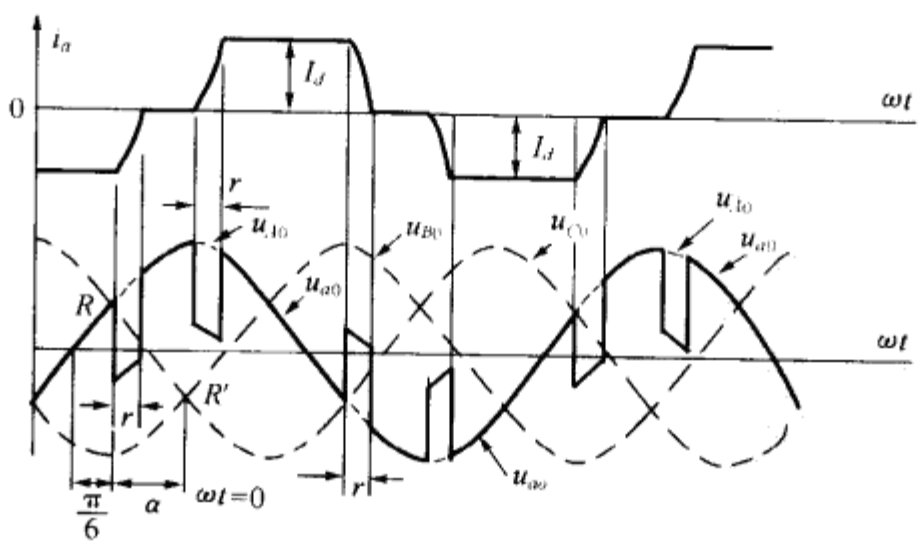
下面以图 6-3(a)所示三相半桥相控式 SCR 整流电路为例加以说明。设三相电网可用图示正弦电压 u_{A0}，u_{B0}和 u_{C0}表示，各相电压互差 120°。在图 6-3(b)中选择换流点 R'为时间坐标原点，该换流点对应于滞后控制角 $\alpha=\pi/3$（即实际换流点从自然换流点 R 后移 $\pi/3$ 至 R'）。当 $\omega t=0$ 时，各相对中性点 0 的电压可表为

$$u_{A0}=U_m\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}+\alpha\right)$$

$$u_{B0}=U_m\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}+\alpha+\frac{2\pi}{3}\right)$$



(a)



(b)

图 6-3　三相半桥式 SCR 整流电路及其波形

$$u_{C0}=U_m\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}+\alpha-\frac{2\pi}{3}\right)$$

图 6-3(a)中 L_T 为接入点 A_K,B_K,C_K 至电网公共耦合线上的等效电感(包含整流电路电源变压器的漏感等)、L_0 是接入点至三相整流桥间的等效电感(即引线电感和限流电感之和),L_d 为输出滤波电感(假设其电感量足够大以保证电流连续平滑),R_d 为负载等效电阻。

假定电路门极脉冲分布是在 $\omega t=0^+$ 时有 $u_{g1}>0$,电路有 T_5 向 T_1 换流,T_5,T_6,T_1 同处通态,$u_{ac}=0$。由整流电路分析,在叠流期中,a 相对中点电压 u_{a0} 可表为

$$u_{a0}=\begin{cases}-\dfrac{1}{2}u_{C0}, & (T_1\to T_3,T_4\to T_6)\\[2ex] -\dfrac{1}{2}u_{B0}, & (T_5\to T_1,T_2\to T_4)\end{cases}\tag{6-20}$$

式中 u_{C0} 和 u_{B0} 分别为电网的相电压。上式表明,在叠流期中,u_{a0} 产生缺口,缺口深度与滞后控制角 α 有关。

接入点 A_K 相电压 u_{AK0} 可表为

$$u_{AK0}=u_{A0}-L_T\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=u_{A0}-K_Tu_{La}\tag{6-21}$$

式中

$$K_T=\frac{L_T}{L_0+L_T}=\frac{L_T}{L_K},\qquad L_K=L_0+L_T$$

$$u_{La}=L_K\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=\begin{cases}\dfrac{1}{2}u_{AB}, & (T_1\to T_3,T_4\to T_6\\[2ex] \dfrac{1}{2}u_{AC}, & (T_5\to T_1,T_2\to T_4)\end{cases}\tag{6-22}$$

由上分析可见:

1. 在叠流期中,相电压 u_{a0} 波形产生畸变。如图 6-3(b)所示,u_{a0} 的数值与压降 u_{La} 有关,而 u_{La} 随滞后控制角 α 而变,在 $\alpha=0$ 时,缺口最宽(叠流角 γ 最大),$\alpha=\pi/2$ 时,缺口最深,(u_{a0} 数值最低);

2. 由于 L_T 的存在,在叠流期中,接入点相电压 u_{AK0} 也产生畸变,从而影响同一接入点的其他用电设备。

(四)调节快速性差

相控整流电路是一个时滞环节,其传递函数可近似表为

$$W_R(S)\approx\frac{K_R}{1+T_RS}\tag{6-23}$$

式中 K_R 是整流电路的电压放大倍数,T_R 是整流电路的时间常数。由于 SCR 在导通后门极失控,加上开关频率低,导致 T_R 为 ms 量级。例如,$a_m=6$ 的三相桥式电路,相邻两个换流点的时间为 3.3ms,因此,该电路的时滞在 0~3.3ms 间随机分布,计算时取其平均值 $T_{R0}=1.65$ms。由于 T_R 值较长,使 SCR 相控整流电路无法实现输出电压的快速调节。

针对上述缺点,人们曾采用了许多措施寻求功率因数的提高和网侧电平谐波含量的降低。但由于这些措施都没有改变采用 SCR、相控方式和低频开关的特点,因而并没有得到理想的效果。

二、整流电路的理想状态

1. 网侧功率因数 $\lambda=1$,设网侧电压为

$$u_N = U_{Nm}\sin\omega t \tag{6-24}$$

则应有

$$i_N = I_{Nm}\sin\omega t \tag{6-25}$$

这相当于网侧电流 i_N 无畸变且与 u_N 同相，这样电网对整流电路只提供有功功率。

2. 负载侧电压 $u_0 \equiv U_0$（电压型）或输出电流 $i_0 \equiv I_0$（电流型）。

3. 能实现输出电压的快速调节。

4. 具有双向传递能量的能力：当电网向负载输送电能时，电路工作于整流模式，输出功率 $p_0 > 0$；当负载向电网反馈电能时，电路工作于逆变模式，输出功率 $p_0 < 0$。

可以看出，传统相控式整流电路无法实现上述功能。实践证明，采用全控型器件组成的 PWM 斩控式整流器却可以在不同程度具备上述功能。

三、斩控式整流电路的分类

为了满足不同的要求，已发展多种 PWM 控制的新型整流电路，并可大致分类如下：

- 斩控式整流电路
  - 按主电路结构分
    - 桥式电路
    - 非桥式电路
  - 按电网相数分
    - 单相电路
    - 三相电路
  - 按输出滤波分
    - 电压型电路
    - 电流型电路
  - 按功率器件分
    - 全控型电路
    - 混合型电路
  - 按电隔离性能分
    - 非电隔离型电路（直耦型）
    - 电隔离型电路（磁耦型）
  - 按工作范围分
    - 单象限电路
    - 多象限电路
  - 按开关方式分
    - 硬开关电路
    - 软开关电路
  - 按 PFC 方式分
    - 无源校正电路（PPFC）
    - APFC
      - 按变换级数分
        - 单级电路
        - 多级电路
      - 按电流模式分
        - CCM 电路
        - DCM 电路
      - 按输入滤波分
        - 电感输入电路
        - 电容输入电路
      - 按控制开关频率分
        - 恒频电路
        - 变频电路

按主电路结构、电网相数和输出滤波方式对整流电路进行分类的内容对多数读者是熟悉的，此处不再赘述。按照直流输出电压平均值是否连续可调的角度，所有整流电路可分为不控和可控两大类，斩控式整流电路自然属于可控一类。按照组成主电路功率器件可由半控型器件（SCR）组成，由于 SCR 无自关断能力，必须依靠电源换流方式关断，一般采用相控方式实现电

压调节，由于电路中 SCR 按电网频率开关，也称低频整流电路；若由全控型器件组成，就无需采用相控方式而采用 PWM 控制，其开关频率远高于电网频率，也称高频整流电路。由于后者具有更多的优点，从发展看更具潜力。所谓混合型电路包含两层意思：一是指组成电路的器件，一是指电路采用的控制方式。

从组成电路器件的角度，混合式电路包含：

1. 由不控器件和半控型器件组成的电路。在一般参考书中称这种电路为半控型整流电路（指电路中有半数器件是不控器件，为避免与半控型器件相混淆，本书另称混合式电路），这种电路只能采用相控方式，故属于低频电路范围；

2. 由半控型器件和全控型器件组成的电路。本章要介绍的电流型桥式整流电路即属于这一类，尽管这种电路兼用相控和斩控方式（即兼有电源关断和自关断方式），但它具有相控电路所没有的若干特点，因而属于高频整流电路；

3. 由不控型器件和全控型器件组成的电路。本章将要介绍的电压型桥式整流电路即属于这一类，器件开关频率远高于工频，故也是高频整流电路。

本书第四章曾提到，当无源逆变电路具有非阻性负载时，在负载和直流电源间将有无功功率流传。所谓电压源逆变电路指其直流端并联大电容（即整流电路的输出端并联大的滤波电容）、无功电流将在负载和电容间流传，由于电容量较大，直流侧电压纹波小，电源内阻小，近似于电压源，因而称其整流电路为电压型整流电路，称受其供电的逆变电路为电压源逆变电路；同理，当整流电路出端串联大电感，于是无功电压分量由此电感支撑，由于电感量较大，直流输出电流趋于平滑，电源内阻大，近似于电流源，因此称受其馈电的逆变电路为电流源逆变电路，而整流器称为电流型整流电路。

由于 PWM 整流电路的开关频率较高，功率器件以硬开关方式工作时，开关损耗较大，电路内耗增加，为此发展了具有软开关方式的整流电路，本章以硬开关整流电路为主，有关软 PWM 整流电路的内容将在后面内容中介绍。

只能以单象限工作（输出电压平均值 U_o 和输出电流平均 I_o 均大于零）的整流电路，是一种能量只能单向流传的电路，即电能由电网向负载传送。相反，负载不能向电源传送电能，这种电路，以后可以看到，其网侧功率因数不可能为 1，如果负载为直流电机，则只能工作于电动状态；为了实现网侧功率因数为 1，要求整流电路具有双向能量流传的能力。例如对于电压型整流电路，其输出电流平均值极性可变，这样当负载为电机时，则既可运行于电动状态（第一象限）也可运行于发电制动状态（第二象限）。

由于电子开关的非线性，使接口电路的输入电流谐波含量很高，导致各式电力电子装置的网侧功率因数很低，随着电力电子系统投网容量日增，对电网的影响也越来越严重。为了限制电流畸变，抑制谐波含量，国际电工组织提出谐波限制标准，如 IEC555-2。该标准自 1994 年起在欧盟国家全面实施，因此网侧功率因数校正技术（Power Factor Correetion，简称 PFC）成为电力电子技术学科的研究热点。从技术发展过程看，早期的 PFC 侧重于采用无源元件，这类技术泛称无源功率因数校正技术（简称 PPFC）；随着技术的发展，逐渐过渡到采用有源元件来构成校正电路。这类技术泛称有源校正技术（简称 APFC），APFC 已逐渐成为 PFC 的主流。根据式(6-7)，PFC 的主导思想是设法使网侧电流正弦化，并保持与网压同相，这样电网接口电路便可等效为纯电阻。

由前述，新型整流电路必须在提高网侧功率因数的同时，实现输出电压的快速调节。为了简化控制，曾经把上述两种功能分由两个变流级来完成，即一个专门实现 PFC，另一个实现电

压调节，这就是所谓双级电路。这种方案的缺点是主电路不够简洁，电路效率下降，因而发展了单级方案，也即利用单级变换同时实现 PFC 和电压调节，但相对于双级电路，单极技术还不够成熟。

在本书第三章直流变换电路中，根据功率器件中电流模式，可以有 CCM 和 DCM 两类，其性能有很大差别；另外根据直流侧输入滤波器结构，所有直流变换电路可以分成电感输入电路（如 Boost 电路）和电容输入电路（如 Buck 电路）。以后可以看到，APFC 实际上采用了各种直流变换电路，因此上述的分类也同样适用于 APFC。

为了实现网侧电流的正弦化，APFC 普遍采用电流跟踪控制方式，在第四章无源逆变对这方面内容介绍曾指出，电流跟踪控制可以分为恒频和变频两种。因此 APFC 也同样可以这样分类，有关控制方式的更详细分类详见本章有关内容。

按整流电路输出与电网间是否存在电隔离性能，所有整流电路可以分为直耦式和磁耦式两大类。直耦式电路没有电隔离性能；磁耦式电路通过输入或输出变压器与电网实现电隔离。磁耦式电路中又可分为工频磁耦和高频磁耦，前者指采用输入工频变压器的电隔离方式，多用于三相大功率场合；后者指通过高频输出变压器的电隔离方式，多用于单相小功率多路输出场合。

第二节　电压型单相全桥式整流电路

一、理想模型

所谓理想指能够实现上节提出的整流电路理想状态，并认为电路内部无损耗。据此，由能量守衡原则，按图 6-4(a)所标符号有

$$u_N i_N = u_0 i_0 = U_0 i_0$$

输出电流 i_0 可表为

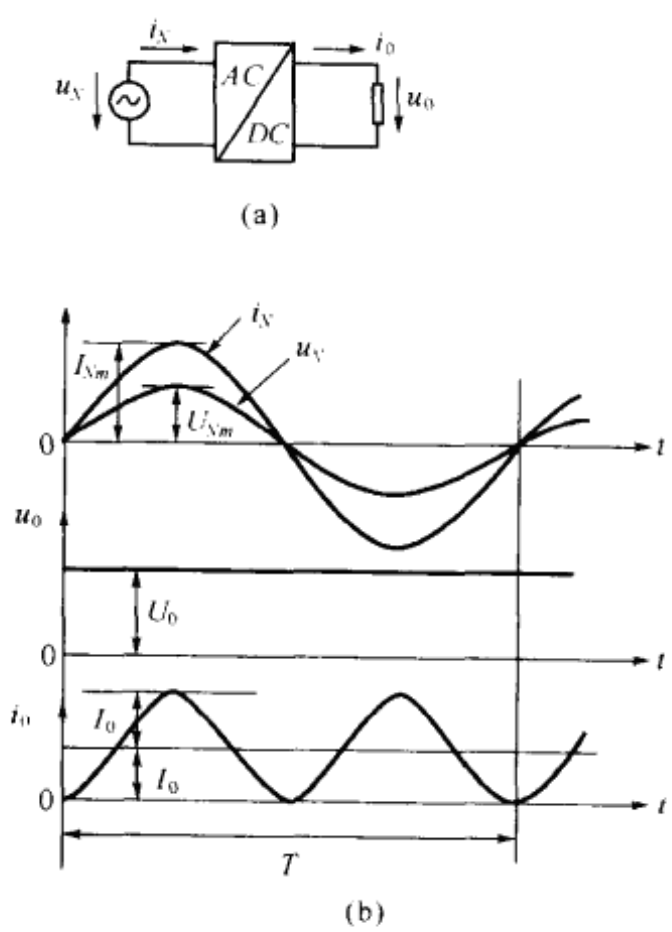


图 6-4　电压型单相整流电路理想波形

$$i_0=\frac{u_N i_N}{U_0} \tag{6-26}$$

将式(6-24)(6-25)代入上式有

$$i_0=\frac{I_{Nm}U_{Nm}}{U_0}\sin^2\omega t=I_0(1-\cos 2\omega t)=I_0-i_{02} \tag{6-27}$$

式中

$$I_0=\frac{I_{Nm}U_{Nm}}{2U_0} \tag{6-28}$$

$$i_{02}=I_0\cos 2\omega t \tag{6-29}$$

式(6-29)表明，为了实现电压型整流电路的理想状态，输出电流 i_0 必须包含直流分量 I_0 和二次谐波 i_{02}。如图 6-4(b)所示，电路输出功率的瞬时值为

$$p_0=u_0 i_0=U_0 I_0(1-\cos 2\omega t) \tag{6-30}$$

电路输出功率的平均值为

$$P_0=\frac{1}{T}\int_0^T p_0 \mathrm{d}t=U_0 I_0 \tag{6-31}$$

二、模型电路分析

模型电路如图 6-5(a)所示，它与图 3-14(a)所示的直流升压型变换电路在拓扑结构上十分相似。为了适应电源 u_N 的交变性质，图中开关 T_S 为双向可控开关，图 3-14(a)的隔离二极管 D，用图 6-5(a)中的 $D_1\sim D_4$ 组成的单相全桥电路代替。因此图 6-5(a)的模型共有三种工作

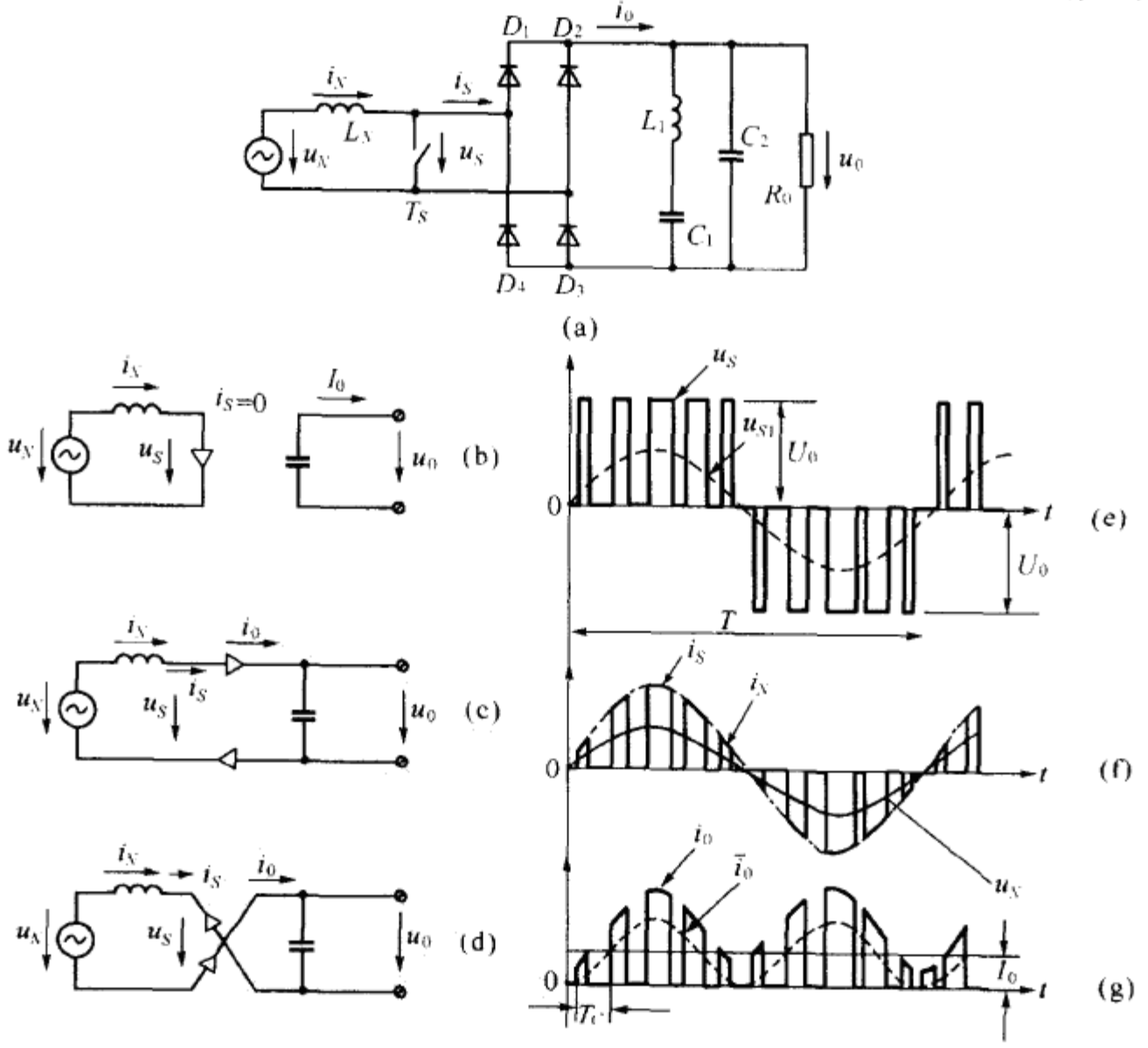


图 6-5 模型电路

模式，其等效电路分别如图 6-5(b)，(c)，(d)所示。

(一)开关状态分析

双向可控开关 T_S 采用 SPWM 控制方式，其载波频率 f_c 远高于电网频率 f，当 T_S 处于通态时，其端压 $u_S=0$，不控桥式电路的入端电流 $i_S=0$，$D_1\sim D_4$ 处于断态，直流输出电压 $u_0=U_0$，由于支撑电容 C_2 在数值上足够大，负载 R_0 所需能量由 C_2 释放维持，等效电路如图 6-5(b)所示。

当 T_S 处于断态，电源电压 $u_N>0$ 时，有 D_1，D_3 导通(而 D_2 和 D_3 阻断)，$u_S=u_0=U_0$，$i_N=i_S=i_0$，等效电路如图 6-5(c)所示。

当 T_S 处于断态，电源电压 $u_N<0$ 时，有 D_2D_4 导通(D_1 和 D_3 阻断)，$u_S=-u_0=-U_0$，$i_N=i_S=-i_0$，其等效电路如图 6-5(d)所示。

当 T_S 交替通断，u_N 极性交替变化时，根据上述开关状态，T_S 端压 u_S 可表为

$$u_S=\begin{cases}U_0 & (T_S^1,D_1^0,D_3^0)\\ 0 & (T_S^0,D_1^1\sim D_4^1)\\ -U_0 & (T_S^1,D_2^0,D_4^0)\end{cases}\tag{6-32}$$

不控桥式电路的入端电流 i_S 可表为

$$i_S=\begin{cases}0 & (T_S^0)\\ i_N=I_{Nm}\sin\omega t & (T_S^1)\end{cases}\tag{6-33}$$

直流端输出电流 i_0 可表为

$$i_0=|i_S|=\begin{cases}0 & (T_S^0)\\ |I_{Nm}\sin\omega t| & (T_S^1)\end{cases}\tag{6-34}$$

在上示诸式中，开关 T_S 在一个载波周期 T_c 中，处于通态的时间为 τ，处于断态时间为 $T_c-\tau$，即 T_S 的占空比 D 为

$$D=\frac{\tau}{T_c}\tag{6-35}$$

由于 T_S 采用 SPWM 控制方式，并假定调制正弦信号 u_g 可表为

$$u_g=U_{gm}\sin\omega t\tag{6-36}$$

按照 SPWM 的原理，式(6-35)可表为

$$D=\frac{\tau}{T_c}=|K_\tau\sin\omega t|\tag{6-37}$$

式中 K_τ 为比例常数。

(二)忽略输入电感 L_N 时的输出电流 i_0 分析

假设 $L_N=0$，载波频率远高于网频，即 $f_c\gg f$，电网电流 $i_N=I_{Nm}\sin\omega t$，网压 $u_N=U_{Nm}\sin\omega t$。

根据式(6-33)，i_S 在一个载波周期 T_c 中的平均值模型为

$$\bar{i}_S=\frac{1}{\omega T_c}\int_0^{\omega T_c}i_S\mathrm{d}\omega t=\frac{1}{\omega T_c}\int_0^{\omega\tau}I_{Nm}\sin\omega t\mathrm{d}\omega t$$

根据 $T_c\ll T$ 的假定，可认为在一个载波周期 T_c 中，$I_{Nm}\sin\omega t$ 近似为恒值，于是

$$\begin{aligned}\bar{i}_S&\approx\frac{\tau}{T_c}I_{Nm}\sin\omega t\\&\approx I_{Nm}|K_\tau\sin\omega t|\sin\omega t\\&\approx\pm K_\tau I_{Nm}\sin^2\omega t\end{aligned}\tag{6-38}$$

在 $\omega t<\pi$ 时，上式取正号；在 $\omega t>\pi$ 时，上式取负号，由式(6-34)，i_0 在一个载波周期中的平均值模型可表为

$$\begin{aligned}\bar{i}_0&=|\bar{i}_S|\\&\approx K_\tau I_{Nm}\sin^2\omega t=I_{0\tau}(1-\cos 2\omega t)\end{aligned}\tag{6-39}$$

式中：$I_{0\tau}=\dfrac{K_\tau}{2}I_{Nm}$。

比较式(6-27)(6-39)可见，它们在数学上相似。有关 u_S，i_S，i_0，$\bar{i}_S$ 和 $\bar{i}_0$ 的波形分别如图 6-5(e)(f)(g)所示。由图可见：

(1)输出电流 i_0 的瞬时值是一个幅值可变的正脉冲电流，其载波频率为 f_c，占空比 D 按正弦规律变化，可以看出，输出电流除包含直流分量 $I_{0\tau}$ 之外，还包含二次谐波 i_{02} 和其他高次谐波。

(2)为了给上述电流谐波提供通路，在图 6-5(a)直流输出端并联由 L_2 和 C_2 组成的支路，就是为 i_{02} 提供低阻抗通路，由 C_1 组成的并联支路为其他高次谐波提供低阻通道并支撑相应的无功功率。这样，i_0 中谐波所产生的无功功率将完全由直流侧支撑而无须由电网吸取，也即电网只向整流电路提供有功功率。因此，网侧功率因数 $\lambda=1$。

(三)考虑 L_N 时的输出电流分析

实际上入端电感 L_N 对电路是必不可少的，读者从图 6-5(e)(f)中电压 u_N 和 u_S 的波形差异看出，L_N 在这里承担了平衡各点电压的作用，L_N 的端压 u_L 为

$$u_L=L_N\frac{\mathrm{d}i_N}{\mathrm{d}t}=u_N-u_S\tag{6-40}$$

对基波分量有

$$\dot{U}_{L1}=\mathrm{j}\omega L_N\dot{I}_{N1}=\dot{U}_N-\dot{U}_{S1}\tag{6-41}$$

其矢量关系如图 6-6(a)所示，由图可见，在考虑 L_N 之后，u_{S1} 与 u_N 已不再同相，u_{S1} 滞后于 u_N 一个角度 Ψ，如图 6-6(a)所示，角 Ψ 可表为

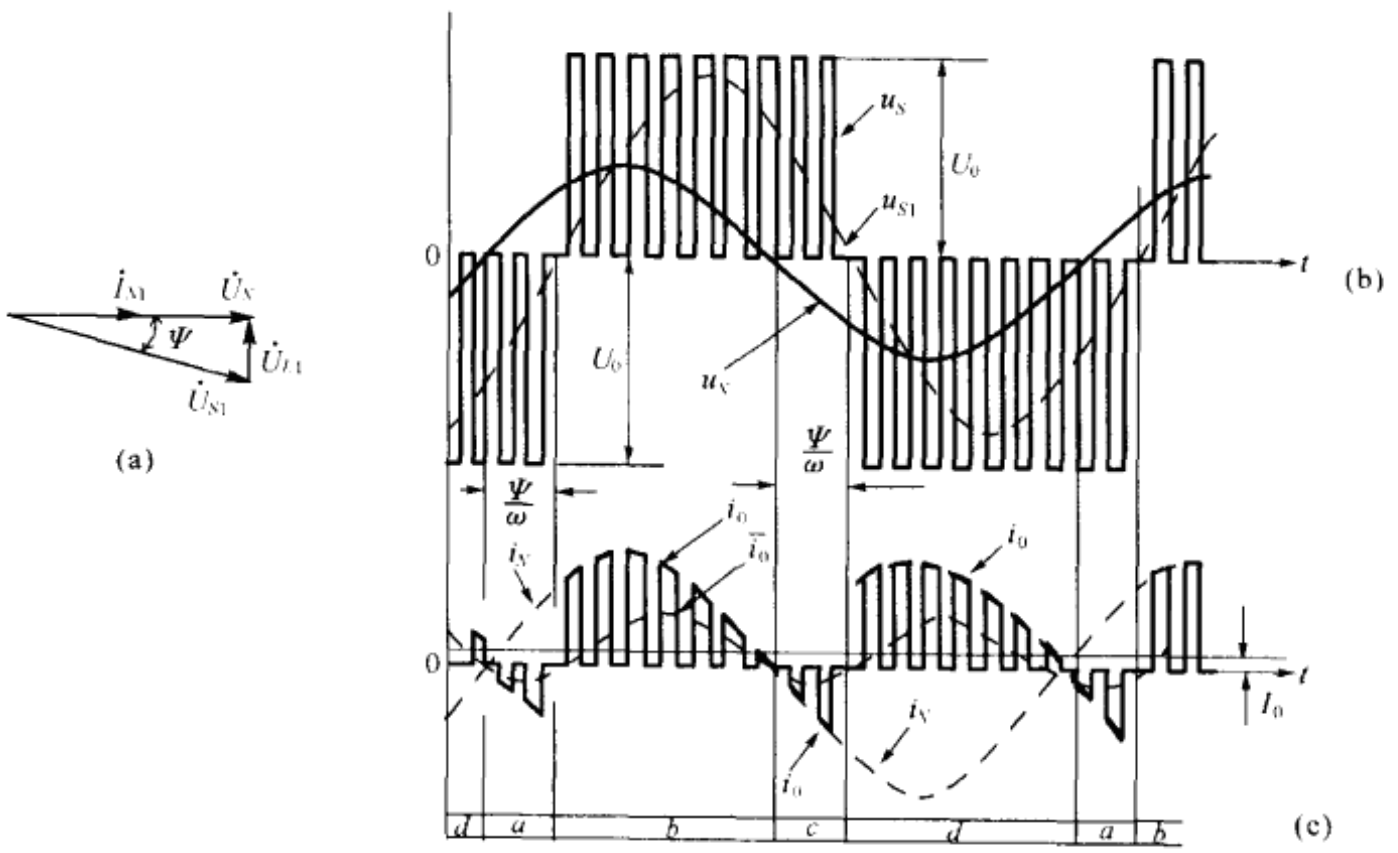


图 6-6 考虑 L_N 时的电路波形

$$\Psi=\arctan\frac{\omega L_N I_{N1}}{U_N}=\arctan\frac{\omega L_N}{R_N} \tag{6-42}$$

式中：$R_N=\frac{U_N}{I_{N1}}$。

R_N 是交流等效电阻，I_{N1} 和 U_N 分别是电网电流和电压有效值。

根据电路无内耗的假定有

$$u_{S1}i_N=u_0i_0=U_0i_0$$

式中

$$i_N=I_{Nm}\sin\omega t \tag{6-43}$$

$$u_{S1}=U_{S1m}\sin(\omega t-\Psi)$$

所以

$$\begin{aligned}i_0&=\frac{u_{S1}i_N}{U_0}\\&=\frac{U_{S1m}I_{Nm}}{U_0}\sin(\omega t-\Psi)\sin\omega t\\&=\frac{U_{S1m}I_{Nm}}{2U_0}[\cos\Psi-\cos(2\omega t-\Psi)]\\&=I_{OL}\cos\Psi\left[1-\frac{\cos(2\omega t-\Psi)}{\cos\Psi}\right]\end{aligned} \tag{6-44}$$

式中

$$I_{OL}=\frac{U_{S1m}I_{Nm}}{2U_0} \tag{6-45}$$

为了实现式(6-44)所示输出电流 i_0 的变化规律，SPWM 的调制电压 u_g 的时序应改为

$$u_g=U_{gm}\sin(\omega t-\Psi) \tag{6-46}$$

相应地，T_S 的占空比便改为

$$D=\frac{\tau}{T_c}=|K_\tau\sin(\omega t-\Psi)| \tag{6-47}$$

将式(6-47)代入式(6-38)有

$$\begin{aligned}\bar{i}_S&\approx I_{Nm}\sin\omega t\,|K_\tau\sin(\omega t-\Psi)|\\\bar{i}_c&=|\bar{i}_S|\\\bar{i}_0&\approx\frac{K_\tau I_{Nm}}{2}\cos\Psi\left[1-\frac{\cos(2\omega t-\Psi)}{\cos\Psi}\right]\end{aligned} \tag{6-48}$$

式(6-48)描述的 $\bar{i}_0$ 如图 6-6(c)所示(为简单，图中未按 SPWM 规律，而用 $D=\text{const}$ 的等宽波形替代)。由图可见，i_0 在时区 a 和 c 为负值，相应输出功率瞬时值 $p_0=U_0i_0<0$，也即能量由直流端反馈到电网，目的是为了提供 L_N 所需要的无功功率以保证网侧功率因数 $\lambda\equiv1$，也即在时区 a 和 c，电路实际上运行于有源逆变状态。

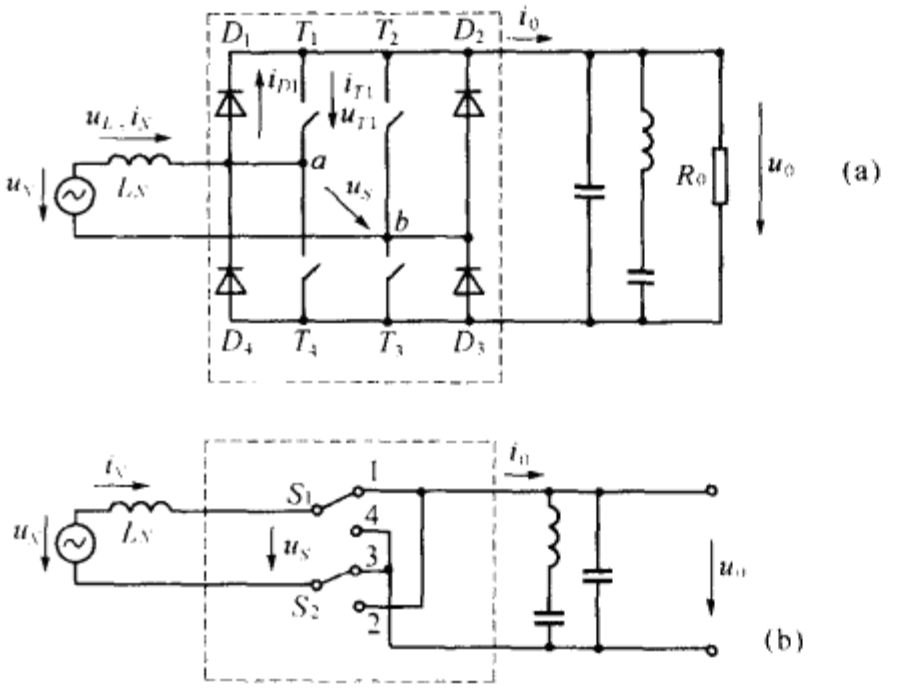
但是图 6-5(a)所示的电路实际上只是一个单向功率传输结构，其出端电压和电流的瞬时值方向均为不可逆，也即该电路不能产生式(6-48)所描述的电流，因而必须重新设计具有功率双向流传功能的电路。

三、电压型单相全桥式整流电路

(一)主电路结构和工作模式

具有功率双向流传功能的电压型单相整流电路如图 6-7(a)所示。可以看出，这是一个单相全桥电路，各桥臂可控器件均为全控型器件，其电路结构与第三章的四象限直流变换电路，第四章电压型单相桥式无源逆变电路相同，桥中各臂由全控型器件与反并联二极管构成不对称双向开关。按图中所标方向，双向开关的正向电流为不可控(该电流流经反并联二极管)，反

向电流为可控(流经全控型器件 $T_1 \sim T_4$)。



开关		位置			
开关	S_1	1	4	1	4
	S_2	2	3	3	2
模式	Ⅰ	×	×		
	Ⅱ			×	
	Ⅲ				×

(c)

图 6-7 电压型单相桥式整流电路

整流电路的开关等效电路如图 6-7(b)所示。由图可见,单相全桥电路用两个双掷开关 S_1 和 S_2 替代,开关位置的标号与桥臂开关器件的标号一致,由于 S_1 和 S_2 的不同置位,电路共有三种工作模式如图 6-7(c)所示。

1. 工作模式Ⅰ:S_1 置 1(4)而 S_2 置 2(3),此时桥中有桥臂 K_1 和 K_2(或 K_3 和 K_4)处于通态。($u_N>0$,有 D_1T_2 或 T_4D_3 导通;$u_N<0$ 时,有 T_3D_4 或 D_2T_1 导通),交流电源沿 L_N 短路,$u_S=0$,$i_0=0$,类似于图 6-5(b)所示的等效电路;

2. 工作模式Ⅱ:S_1 置 1 而 S_2 置 3,这时桥中有 D_1D_3 导通,$i_0>0$,$u_S=U_0$;或 T_1T_3 导通,$i_0<0$,$u_S=U_0$;

3. 工作模式Ⅲ:S_1 置 4 而 S_2 置 2,这时桥中有 D_2D_4 导通,$i_0>0$,$u_S=-U_0$,电路反向连接;或者 T_2T_4 导通,$i_0<0$,$u_S=-U_0$。

电路任一瞬间只能工作于上述某一模式,而在不同时区,可工作于不同模式,以保证输出电流的双向流动(也即是电能的双向传输)。

(二)工作过程分析

图 6-8 示出电路在 SPWM 控制方式下的波形,频率比 $K=5$,滞后角 $\Psi=48°$。由图可见,在一个工作循环中可分为 $a \sim d$ 四个时区,每一时区的工作模式,导通器件和电量关系如表 6-1 所列。

表 6-1

u_N, i_N	+				−			
u_S	0	$-U_0$	0	$+U_0$	0	$+U_0$	0	$-U_0$
i_0	0	−	0	+	0	−	0	+
u_L	u_N	u_N+U_0	u_N	u_N-U_0	u_N	u_N-U_0	u_N	u_N+U_0
导通器件	T_4D_3 T_2D_1	T_2T_4	T_4D_3 T_2D_1	D_1D_3	T_1D_2 T_3D_4	T_1T_3	T_1D_2 T_3D_4	D_2D_4
工作模式	Ⅰ	Ⅲ	Ⅰ	Ⅱ	Ⅰ	Ⅱ	Ⅰ	Ⅲ
运行时区	a		b		c		d	

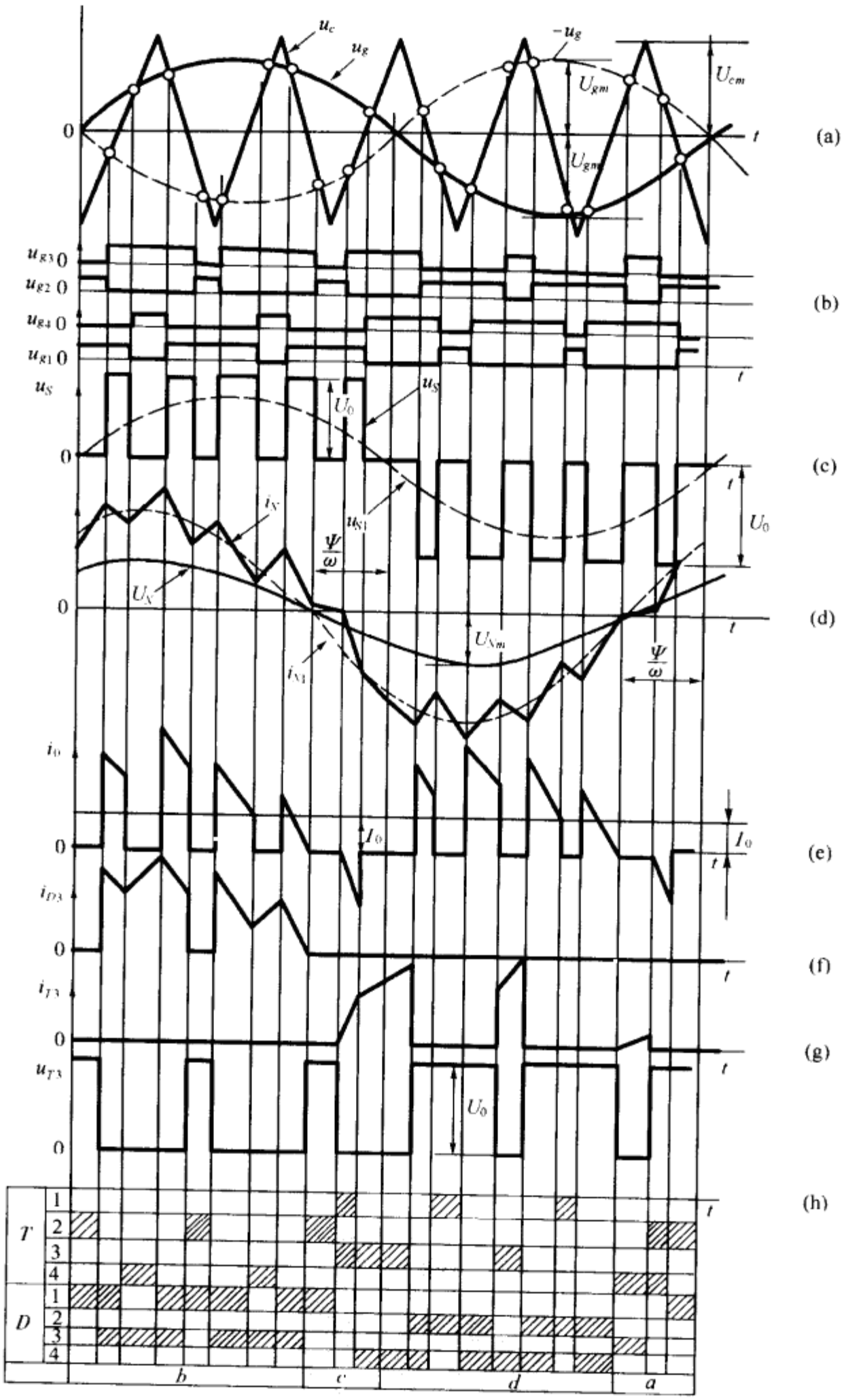


图 6-8　电压型整流电路 SPWM 控制

1. 控制极脉冲的时序分布

由前述，在考虑入端电感 L_N 时，电路占空比 D 的变化规律按式(6-45)变化，为作图方便，在图 6-8(a)中，将时间坐标取成：

$$u_g = U_{gm}\sin\omega t$$

$$u_N = U_{Nm}\sin(\omega t + \Psi)$$
$$i_N = I_{Nm}\sin(\omega t + \Psi)$$
$$u_{S1} = U_{S1m}\sin\omega t$$

上式表明，电量间的相位关系并未改变。由图 6-8(a)(b)可见，可控器件控制极脉冲 u_{g2}，u_{g3}由三角形载波信号 u_c 和正弦调制信号 $-u_g$ 交点决定，而 T_1 和 T_4 控制极脉冲 u_{g1}、u_{g4}则由 u_c 和 u_g 的交点决定，其时序如图 6-8(b)所示。由图可见，u_{g2}和 u_{g3}及 u_{g1}和 u_{g4}在相位上互补。

2. 电感端压 u_L 的波形分析

由图 6-7(a)有

$$u_L = L_N\frac{\mathrm{d}i_N}{\mathrm{d}t} = u_N - u_S \tag{6-49}$$

上式表明，u_L 的幅值和极性取决于 u_N 和 u_S 的差值，在时区 b，$u_N>0$，$u_S=0$ 的状态，桥中有 T_4 和 D_3 处于通态(或 D_1T_2)，电源沿 L_N 短路，$u_L=u_N>0$，$\mathrm{d}i_N/\mathrm{d}t>0$，$i_N$ 上升，电网能量储存到 L_N 中，这种情况一直持续到 $u_{g4}=0(u_{g1}>0)$，为了维持 i_N 原来流向，电路转为 D_1 和 D_3 导通(T_2 因 D_1 导通而处于反向阻断状态)，$u_S=U_0$，由于 $U_0>u_N$，故有 $u_L<0$，$\mathrm{d}i_N/\mathrm{d}t<0$，$i_N$ 开始下降，L_N 中的储能通过 D_1 和 D_3 转移到负载端。由图 6-8(e)和(h)可见，在 D_1 和 D_3 导通期间，输出电流的瞬时值 $i_0>I_0$(负载电阻 R_d 中电流)。这一电流差额将流入输出滤波电容中，这种情况一直持续到 $u_{g2}>0$，处于正向阻断状态的 T_2 将相应导通，由于 T_2 导通，D_3 立即处于反向偏置而截止，电路再次处于 $u_S=0$ 的状态。

在图 6-8 的时区 c 中，$u_N<0$，$u_S=0$ 的状态，桥中有 T_3 和 D_4 处于通态，$u_L=u_N<0$，$\frac{\mathrm{d}i_N}{\mathrm{d}t}<0$，$i_N$ 下降，当 $u_{g1}>0$，T_1 导通，电路有 T_1 和 T_3 导通(D_4 因 T_1 导通而反偏截止)，$u_S=U_0$，$i_0=-i_N$，输出功率瞬时值 $p_0=u_0i_0<0$，电网和负载中的能量同时向 L_N 中转移，$u_L=u_N-U_0<0$ $(u_N<0)$，$\mathrm{d}i_N/\mathrm{d}t<0$，$i_N$ 迅速负向增长。

同理可以分析时区 a 和 d 的情况。

根据上述分析，由于入端 L_N 的存在，尽管整流桥入端电压 u_S 在每个载波周都产生跃变，但 i_N 不可能突变，而是围绕正弦曲线上下起伏。可以推见，电路频率比 K 值越高，i_N 的谐波含量便越低，在各种状态下，电流 i_N 的变率可表为

$$\frac{\mathrm{d}i_N}{\mathrm{d}t} = \begin{cases} \dfrac{u_N}{L_N} = \dfrac{1}{L_N}U_{Nm}\sin(\omega t - \Psi)\big|_{u_S=0} \\ \dfrac{u_N - u_S}{L_N} = \dfrac{1}{L_N}[U_{Nm}\sin(\omega t - \Psi) - u_S]\big|_{u_S\neq 0} \end{cases} \tag{6-50}$$

上式表明，$\mathrm{d}i_N/\mathrm{d}t$ 决定于 L_N，u_N，u_S 的取值。

综上所述，由于电路具有功率双向流传的功能，只要电路采用SPWM 控制方式，而且正弦调制信号 u_g 在相位上滞后于网压 u_N 一个角度 $\Psi(\Psi=\arctan\omega L_N/R_N)$，图 6-7 所示的整流电路便有可能实现网侧功率因数 $\lambda=1$。

(三)输出电压 U_0 的调节

由图 6-8(c)可见，电压 u_S 是一个单极性 PWM 波形，它在一个载波周期 T_c 中的平均值可表为

$$\bar{u}_S = \begin{cases} D(t)U_0, & 0<t<T/2 \\ -D(t)U_0, & T/2<t<T \end{cases} \tag{6-51}$$

上式表明，在直流电压 U_0 为恒值时，$\bar{u}_S$ 是占空比 $D(t)$的函数。

如果电路 PWM 形成中，载波 u_c 采用单极性三角波，其幅值 $U_{cm}=\text{const}$，由于正弦调制信号 u_g 按电网频率变化，$f \ll f_c$。因此在一个载波周期 T_c 中，可将调制信号视为恒值，即

$$u_g=U_{gA}=\text{const},U_{gA}\leqslant U_{cm}$$

在上述条件下，利用几何关系可以得到

$$\frac{\tau_A}{T_C}=D_A=\frac{U_{gA}}{U_{cm}}$$

当 $u_g=U_{gm}\sin\omega t$ 时，应有

$$D(t)=\frac{U_{gm}}{U_{cm}}|\sin\omega t|$$

将上式代入式(6-51)有

$$\bar{u}_S=\frac{U_0}{U_{cm}}U_{gm}\sin\omega t=K_{co}U_{gm}\sin\omega t$$

式中：$K_{co}=\dfrac{U_0}{U_{cm}}$。

上式表明，在 U_0 和 U_{cm} 均为恒值条件下，当调制信号为连续变量时，$\bar{u}_S$ 也可看为连续变量，例如当 u_g 为正弦函数时，$\bar{u}_S$ 也为正弦函数。在式(6-52)中，当 $\omega t=\pi/2$ 时，有

$$\bar{u}_S=\bar{u}_{Sm}=K_{co}U_{gm}$$

上式表明，$\bar{u}_S$ 的幅值 $\bar{u}_{sm}$ 与正弦信号的幅值 U_{gm} 成比例。由于 $f_c \gg f$，u_S 的基波分量 u_{S1} 与 $\bar{u}_S$ 很接近，因此可以用 $\overline{u_S}$ 代替 u_{S1}，即

$$U_{S1m}=\frac{U_{gm}}{U_{cm}}U_0=mU_0 \tag{6-52}$$

式中调制比

$$m=\frac{U_{gm}}{U_{cm}}$$

考虑到图 6-6(a)有

$$U_{S1m}=\frac{U_{Nm}}{\cos\Psi} \tag{6-53}$$

整理可得

$$U_0=\frac{U_{Nm}}{m\cos\Psi}=\frac{\sqrt{2}}{m\cos\Psi}U_N \tag{6-54}$$

上式表明，U_0 与 m、$\cos\Psi$ 和 U_N 有关，且当调制比 m 值减小时，U_0 将相应增大。这是由于 u_S 的基波幅值 U_{S1m} 根据式(6-53)可知是由 U_{Nm} 和 $\cos\Psi$ 决定的。当 U_{Nm} 和 Ψ 值不变时，U_{S1m} 便相应确定，但由式(6-52)可知，U_{S1m} 与 U_0 的比值是调制比 m，因此，当 m 值减低时，U_0 将相应增大。这从图 6-8(c)也能看出，在 $U_{cm}=\text{const}$ 条件下，m 值减低意味着 U_{gm} 减小。由图可见，每一载波周期中占空比 D 值减小，u_S 的脉宽变窄，为了维持确定的 U_{S1m}，U_0 只有相应提高。

当直流输出电压 U_0 确定之后，在实际应用中，往往要求 U_0 有一定的稳定度，即不随负载和网压而变化，下面分别讨论。

1. 网压 u_N 不变时的稳压情况：即整流电路直流负载电阻 R_d 变化时电路的工作情况分析，分析的目的是为了采取相应措施使输出电压 U_0 不因 R_d 而产生变化。由式(6-54)应有

$$\frac{U_0}{U_N}=\frac{\sqrt{2}}{m\cos\Psi}=\text{const} \tag{6-55}$$

上式表明，要保持 U_0 不变相当于保持 $m\cos\Psi$ 的乘积为恒值。根据式(6-44)，输出电流的平均值 I_0 可表为

$$I_0=\frac{U_{S1m}I_{Nm}}{2U_0}\cos\Psi=\frac{\sqrt{2}\,m\cos\Psi}{2}I_N \tag{6-56}$$

式(6-56)表明，随着输出电流 I_0 的变化，输入电流 I_N 将相应变化，根据式(6-42)可知，Ψ 值将随 I_N 的增大而增大(在 U_N 为定值时)。

根据上述分析可知，在 U_N 为恒值条件下，若负载电阻 R_d 减小，负载电流 I_0 增加，I_N 相应增加，滞后角 Ψ 也增加，$\cos\Psi$ 必然减小，为使 U_0 不受影响，在 $\cos\Psi$ 减小时，应使调制比 m 增加，并保持：

$$m\cos\Psi=\frac{\sqrt{2}\,U_N}{U_0}=\text{const} \tag{6-57}$$

则 U_0 将不随 R_d 而变化。

2. 负载电阻 R_d 不变时的稳压情况：即当网压 u_N 变化时电路的工作情况分析，与前相仿，其结果应是输出电压 U_0 不因 U_N 而产生变化。由于 U_0 和 R_d 均保持不变，则电路输出直流功率将保持恒定，根据电路无内耗的假定，交流输入功率也相应恒定。为此交流等效电阻 R_N 应随 U_N 而变，因此，由式(6-42)可知，在 L_N 已经确定条件下，滞后角 Ψ 将随 U_N 而变。例如当 U_N 增大时，Ψ 角减小。根据式(6-54)可知，U_0 将随 U_N 和 $\cos\Psi$ 的变化而漂移原来的数值，为了维持 U_0 不变，也应改变调制比 m。例如当 U_N 增大时，$\cos\Psi$ 增大，这时 m 值的变化必须保证：

$$\frac{U_N}{m\cos\Psi}=\text{const} \tag{6-58}$$

(四)主电路电量计算

假定主电路无内耗并忽略输入和输出电流中的高次谐波。

1. 输出直流电压 U_0：

由式(6-54)有

$$U_0=\frac{\sqrt{2}}{m\cos\Psi}U_N$$

即

$$\frac{U_0}{U_N}=\frac{\sqrt{2}}{m\cos\Psi} \tag{6-59}$$

由于 $m\cos\Psi<1$，故有

$$\frac{U_0}{U_N}>\sqrt{2} \tag{6-60}$$

2. 输出电流平均值 I_0：

由式(6-56)有

$$I_0=\frac{\sqrt{2}\,m\cos\Psi}{2}I_N=\frac{m\sin\Psi}{2}I_K \tag{6-61}$$

式中：

$$I_K=\frac{U_{Nm}}{\omega L_N} \tag{6-62}$$

3. 输出端二次谐波电流幅值 I_{02m}：

由式(6-44)(6-56)和式(6-61)有

$$I_{02m}=I_{0L}=\frac{I_0}{\cos\Psi}=\frac{m\,\mathrm{tg}\Psi}{2}I_K \tag{6-63}$$

4. 输出直流功率 P_0：

由式(6-54)(6-56)有

$$P_0=U_0I_0=\frac{m^2U_0^2\sin\Psi\cos\Psi}{2\omega L_N}=\frac{m^2U_0^2\sin2\Psi}{4\omega L_N}=\frac{U_0^2}{R_{de}} \tag{6-64}$$

式中：R_{de}是等效直流负载电阻，且有

$$R_{de}=\frac{4\omega L_N}{m^2\sin2\Psi} \tag{6-65}$$

5. 限流电感 L_N 的选择：

由上分析可见，L_N 是一个重要元件，对电路性能有重要影响，其数值选择主要考虑以下因素：

(1)从抑制网侧电流 i_N 的谐波含量考虑：由式(6-50)可知，i_N 的脉动量与电感 L_N 和载波频率 f_c 有关，为抑制 i_N 谐波含量，也即希望减低 i_N 脉动量，应将 L_N 和 f_c 选得大一些，但过高的载波频率将导致电路内耗增高，效率降低；过大的电感值将增大电路的体积和重量。

(2)从输出一定的直流功率考虑：由式(6-64)有

$$L_N=\frac{(mU_0)^2\sin2\Psi}{4\omega P_0} \tag{6-66}$$

当 $\Psi=\pi/4$ rad 时，L_N 有最大值 L_{Nm}：

$$L_{Nm}=\frac{(m_0U_0)^2}{4\omega P_0}\Big|_{\Psi=\pi/4} \tag{6-67}$$

式中：

$$m_0=\frac{2U_N}{U_0}\Big|_{\Psi=\pi/4} \tag{6-68}$$

(五)电路的运行状态

1. 网侧交流平均功率：

当 u_N 和 i_N 同相时，网侧平均功率 P_N 为

$$P_N=\frac{1}{T}\int_0^T u_Ni_N\mathrm{d}t=U_NI_{N1}>0 \tag{6-69}$$

式中 U_N 和 I_N 分别为电网电压有效值和电网电流有效值，$P_N>0$ 表明由网向负载输出有功功率。相反，若 u_N 与 i_N 为反向时，网侧平均功率为

$$P_N=\frac{1}{T}\int_0^T u_Ni_N\mathrm{d}t=-U_NI_N<0 \tag{6-70}$$

上式表明，功率反向流传，即电能从负载端反馈到电网，由于整流电路为电压型，直流输出电压 $u_0=U_0>0$。因此，此时意味着直流平均电流 $I_0<0$。

上述两种不同工况网侧电量的矢量关系如图 6-9 所示。为简单，以 $u_N=U_{Nm}\sin\omega t$ 和 $i_N=I_{Nm}\sin\omega t$作图。图中 u_g 是正弦调制信号，由前分析(参见图 6-8)可知，u_g 与 u_{S1}保持同相，当 i_N 和 u_N 同相时，u_{S1}和 u_g 将滞后于 u_N 一个角度 Ψ；当 i_N 与 u_N 反相时，u_{S1}和 u_g 将引前于 u_N 一个角度 Ψ。

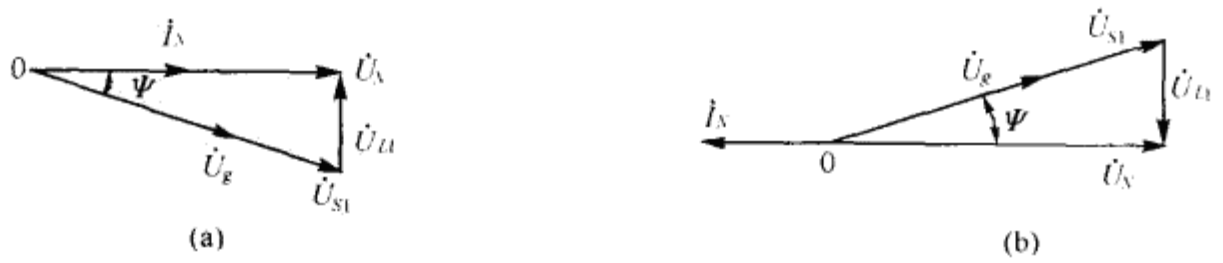


图 6-9　不同工况下网侧电量矢量关系

2. 整流状态：

当 $P_N>0, P_0>0$ 时，整流电路向负载输送电能，在一个电网周期 T 中，整流输出端的平均电流 $I_0>0$，若负载为直流电动机，则电机将运行于电动状态（机械特性的第一象限），电路运行于整流状态。必须指出，电路运行于整流状态是指它的平均输出电流 $I_0>0, P_0>0$，并不排斥在一个电网周期的某些时区中，$i_0<0, p_0<0$。例如在图 6-8 的时区 a 和 c 就是这样，在这两个时区中电路实际上处于有源逆变模式，由前分析可知，这些时区是必然存在的，否则就无法实现 $\lambda=1$，因为网侧 L_N 所需的无功功率正是在这两个时区中由负载向电网提供的，只是相对于时区 b 和 d 而言，时区 a 和 c 要短暂得多，也即在一个电网周期中，电路大部时间是处于整流模式。因此，输出电流的平均值 $I_0>0$。由图 6-8 还可以看到，在整流状态下，大部分时间里，整流桥中由二极管工作，由图 6-8(f)和图 6-8(g) i_{D1} 和 i_{T1} 的电流波形可以看出，T_1 实际上只是在 $i_0<0$ 和 $u_S=0$ 的某些区间里才处于通态；

3. 有源逆变状态：

当 $P_N<0, P_0<0, I_0<0$ 时，电能从负载端反馈回电网，当负载是直流电动机时，具有反电势的电机向电网返送电能，此时电机运行于制动状态，电磁转矩成为制动转矩（$M_0<0$，机械特性的第二象限），电路将运行于有源逆变状态，此时 $I_0<0$，网侧电流 i_N 与 u_N 反相（参见图 6-9(b)）。从控制观点，电路由整流状态过渡到有源逆变状态，只要使正弦调制信号由原来的滞后于 u_N 变为引前于 u_N 就行。

（六）电路的控制

1. 整流电路的主要控制功能：

（1）调压：指直流输出电压 U_0 随电压给定值 U_y 的变化而增减；

（2）稳压：指给定值 U_y 不变时，直流输出电压 U_0 应在网压波动和负载变化时维持恒定；

（3）工作模式的自动转换：指直流调速系统在减速过程中能自动实现负载电能的反馈。

2. 控制原理：

由（三）的分析可见，不论是调压或稳压功能都可以通过改变电路的调制比 m 得以实现。在三角形载波信号幅值 U_{cm} 为定值的条件下，改变 m 值就相当于改变正弦调制信号 u_g 的幅值 U_{gm}。由上分析，工作状态的转换（即由整流状态到有源逆变状态或相反）实质上是 u_g 由滞后于 u_N 改变为引前于 u_N 或相反。综上所述，所有整流电路的主要控制功能均可由改变 u_g 的幅值和相位来实现。

3. 正弦调制信号 u_g 的获得：

为了实现整流电路的主要控制功能，控制电路必须拥有一个幅值和相位均可自动连续调节的正弦电压 u_g。根据上面分析可知，在调制比 $m\leqslant 1$，U_{cm} 和 U_0 为定值的条件下，根据式(6-52)有

$$U_{gm}=\frac{U_{cm}}{U_0}U_{S1m}=K_0U_{S1m} \tag{6-71}$$

式中：$K_0=\dfrac{U_{cm}}{U_0}=\text{const}$。

式(6-71)表明，U_{gm} 与 U_{S1m} 保持线性关系，而且由图 6-9 可见，u_g 与 u_{S1} 同相，这样如果能够获得 u_{S1} 也就相当于得到了 u_g。由图 6-9 知

$$\dot{U}_{S1}=\dot{U}_N-\dot{U}_{L1}=\dot{U}_N-\mathrm{j}\omega\,\dot{I}_{N1}L_N \tag{6-72}$$

式(6-72)表明，U_{S1m} 可以由 u_N 和 u_{L1} 的矢量差得到。

4. 整流电路的控制电路方框图：

控制电路的框图如图 6-10 所示，控制电路中每一环节的名称列在图注中，其中 PWM 比

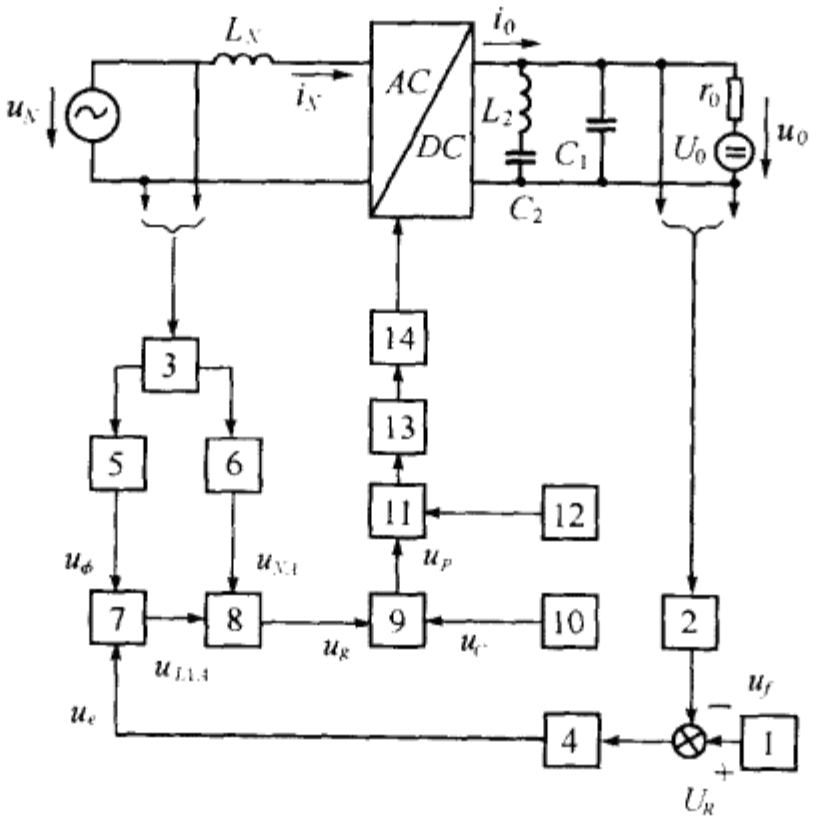


图 6-10　控制电路框图

1—直流给定电压　2—直流输出电压检测　3—交流电压检测　4—电压调节器　5—移相器
6—电压变换　7—乘法器　8—矢量加法器　9—PWM 比较器　10—三角波发生器
11—控制门　12—保护及保护电路　13—脉冲分配器　14—功放电路

较器 9 和以前各种 PWM 控制电路的相同。它具有两个输入端：一是来自电路 10 的三角形载波信号 u_c，另一个是来自电路 8 的正弦调制信号 u_g。u_c 的幅值为 U_{cm}保持恒定，u_c 的重复频率为 f_c，$f_c=Kf$，K 是频率比；u_g 的幅值 U_{gm}为连续可调，因此调制比 $m=U_{gm}/U_{cm}$，$m_i<m<1$，m_i 是最低调制比(受最窄脉宽的限制)。

电路 8 是矢量加法器，它也有两个输入信号，一是来自电路 6 的网压模拟值 u_{NA}：

$$u_{NA}=U_{NAm}\sin\omega t \tag{6-73}$$

另一个是来自电路 7 的电感电压基波分量 u_{L1}的模拟值 u_{L1A}。

$$u_{L1A}=U_{L1Am}\sin\left(\omega t-\frac{\pi}{2}\right) \tag{6-74}$$

电路 8 的输出信号 u_g 可表为

$$u_g=K_g u_{S1A}=U_{gm}\sin(\omega t-\Psi) \tag{6-75}$$

式中

$$\Psi=\mathrm{arctg}\,\frac{U_{L1Am}}{U_{NAm}} \tag{6-76}$$

$$u_{S1A}=U_{S1Am}\sin(\omega t-\Psi) \tag{6-77}$$

$$U_{S1Am}=\sqrt{U_{L1Am}^2+U_{NAm}^2} \tag{6-78}$$

$$U_{gm}=K_g U_{S1Am} \tag{6-79}$$

K_g 是比例常数。式(6-76)(6-79)表明，调制信号幅值U_{gm}和滞后角 Ψ 的数值均与U_{L1Am}和 U_{NAm}有关。

电路 7 是标量乘法器，其功能是产生正弦电压 u_{L1A}，在式(6-74)中

$$U_{L1Am}=\omega L_N I_{N1Am}=K_L\omega L_N I_{N1m} \tag{6-80}$$

上式表明，模拟电压的幅值 U_{L1Am} 与电网电流基波分量幅值成正比，u_{L1A} 的相位比 u_N 滞后 $\pi/2$，因而 u_{L1A} 可视为变量 $K_L\omega L_N I_{N1m}$ 与模拟正弦函数 $U_{NAm}\sin(\omega t-\pi/2)$ 的乘积。反映在图 6-10 中，电路 7 有两路输入，一是来自移相电路 5 的正弦函数，另一是来自电压调节器 4 的误差信号 u_e，从负反馈的信号结构和 PI 调节器的特性知，该信号可用来模拟 u_{L1A} 的幅值 U_{L1Am}。

实现标量乘法运算的方法很多，用霍尔元件是常见的一种，其电路如图 6-11 所示。

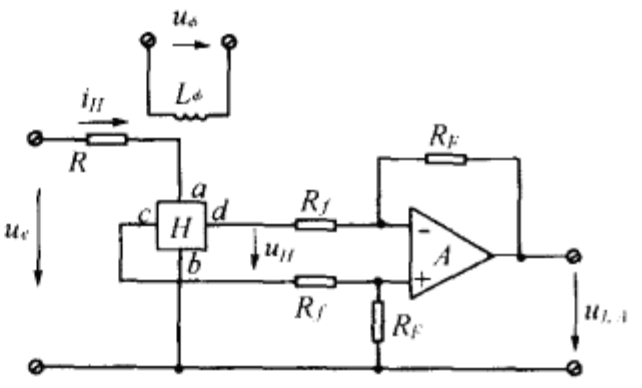


图 6-11 用霍尔元件实现的乘法运算电路

霍尔元件出端电压可表为

$$u_H=K_H I_H B_H \quad [\mathrm{mV}] \tag{6-81}$$

式中：I_H—控制电流(mA)；B_H—垂直于元件平面的磁感应强度(T)；K_H—灵敏度(mV/mA·T)。

在图 6-11 中，霍尔元件磁场线圈的励磁电压为 u_ϕ，若忽略线圈的内阻和漏感，应有

$$u_\phi=WS\frac{\mathrm{d}B_H}{\mathrm{d}t}\times10^{-5} \tag{6-82}$$

式中：W—线圈匝数；S—磁路面积(cm^2)。

由上式有

$$B_H=\frac{10^5}{WS}\int_0^t u_\phi\mathrm{d}t+B_{H0} \tag{6-83}$$

若将电网电压 u_N 经电路 3 作为励磁电压加至磁场线圈，即

$$u_\phi=U_{\phi m}\sin\omega t \tag{6-84}$$

将式(6-84)代入(6-83)有

$$B_H=\frac{10^5U_{\phi m}}{\omega WS}\sin\left(\omega t-\frac{\pi}{2}\right) \tag{6-85}$$

上式表明，当 u_ϕ 为正弦电压时，B_H 也按正弦变化，其幅值为 $U_{\phi m}/\omega WS$，其相位则滞后于 $U_\phi\pi/2$。这就意味着由于霍尔元件在输入 u_H 到输出 B_H 间的变化，自动地实现移相 $\pi/2$ 的作用(即实现电路 5 的功能)。

霍尔元件的控制电流 I_H 可表为

$$I_H=\frac{u_e}{R} \tag{6-86}$$

式中：u_e—电压 PI 调节器 4 的输出电压；R—限流电阻。

由图 6-11 可见，图为霍尔元件输出电压为 mV 量级，因而串联电压放大器 A，其输出电压为电感电压基波分量模拟值 u_{L1A}。

$$u_{L1A}=A_V u_H=\frac{R_F}{R_f}u_H \tag{6-87}$$

$$A_V=\frac{R_F}{R_f} \tag{6-88}$$

式中 A_V 是电压放大器 A 的电压放大倍数。

对以上各式进行演算可得

$$u_{L1A}=\frac{10^5K_HA_VU_{\phi m}}{\omega RWS}u_e\sin\left(\omega t-\frac{\pi}{2}\right) \tag{6-89}$$

上式表明，u_{L1A}的幅值与 u_e 成正比，其相位滞后于 $u_N\pi/2$ 。

图 6-10 中电路 4 是 PI 电压调节器，它有两个输入信号：一是来自电路 1 的电压给定值 U_R，另一是来自电路 2 的输出反馈电压 u_f。在稳态下，反馈电压与给定值相等，即调节器入端误差电压 Δu 为零，即

$$\Delta u = U_R - u_f = 0 \tag{6-90}$$

与此相对应，调节器输出电压 $U_{L1A}=\text{const}$，于是正弦调制信号幅值 $U_{gm}=\text{const}$，即调制比 $m=\text{const}$，输出直流电压 U_0 维持恒定。

综上所述，系统由于采用电压负反馈和 u_g 生成方式，故在各种外扰（包括负载和网侧电压）的作用下均能维持输出电压恒定并保证网侧功率因数为 1。

图 6-10 中方框电路 10 是三角形载波发生器，该电路的作用是产生一组对称三角形波 u_c，当网频 f 在一定范围内变化时，u_c 的重复频率 f_c 应同步变化以保持频率比 K 为定值，同时 u_c 与正弦调制信号 u_g 应保持一定的相位关系。

能够实现上述功能的电路框图如图 6-12 所示。由迟滞比较器 6、积分器 5 和逻辑电路 4 构成压控三角波振荡器，其频率 f_c 由电路参数决定。比较器 1 将 u_g 整形成方波信号 u_1，滞迟比较器 6 的输出信号 u_a 经分频器 7 后得到频率为 f_c/K 的信号电压 u_2。鉴相电路 2 则对 u_1 和 u_2 鉴相，其输出电压经滤波后成为直流电压 u_F，它作为三角波振荡器的同步控制电压对 f_c 进行控制：当 u_g 的频率 $f>f_c/K$ 时，u_1 超前于 u_2，u_F 增大，使 f_c 上升；反之，当 $f<f_c/K$ 时，u_F 减小，使 f_c 下降，从而保证 f 与 f_c 的同步。

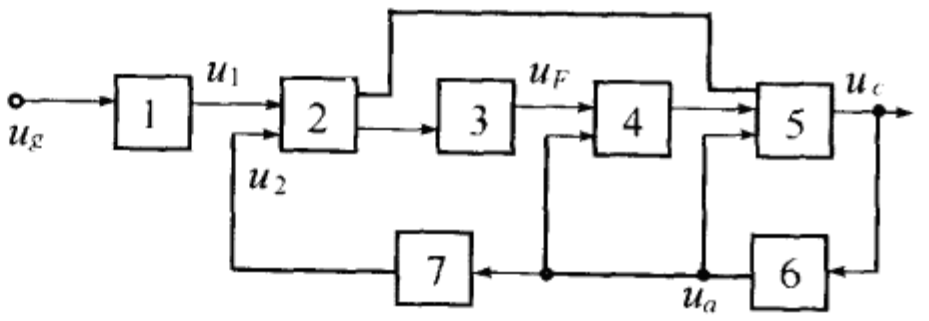


图 6-12　三角波发生电路框图

1—比较器　2—鉴相器　3—滤波器　4—逻辑电路　5—积分器　6—迟滞比较器　7—分频器

5. 控制电路存在的问题

上述控制方案虽然能实现维持输出电压恒定和提高网侧功率因数两方面要求，但也还存在问题，那就是调压的快速性受到影响。由上分析可见，调节过程中滞后角 Ψ 会产生变化，而这实际上是由于 u_N 和 u_{L1} 变化的结果，而 u_{L1}的变化是对网频产生响应。相对于载波频率 f_c 而言要慢得多，从而使整个稳压过程进行得相当缓慢，在一定程度上失去 PWM 的高频快速的优点。

（七）电路的优缺点

上述电路的优点是充分利用自关断器件开关频率高的特点，通过 SPWM 控制，保持网侧电流为正弦波，这不仅使网侧功率因数 $\lambda\equiv1$，还使网间的谐波含量显著减少，有效地减轻电网的污染；对于电机一类有源负载还可以将负载储能在减速或停车时返回电网，产生节能效益，确实代表新型整流电路的发展方向，但该电路也存在以下不足之处：

1. 主电路结构过分复杂：对于大功率直流电源，采用桥式电路是合理的，但对于小容量直流电源，为了改善网侧功率因数的目的而采用这一方案便会大幅度降低产品的性能价格比。因此，对于小容量电源必须寻求更为简洁的方案。

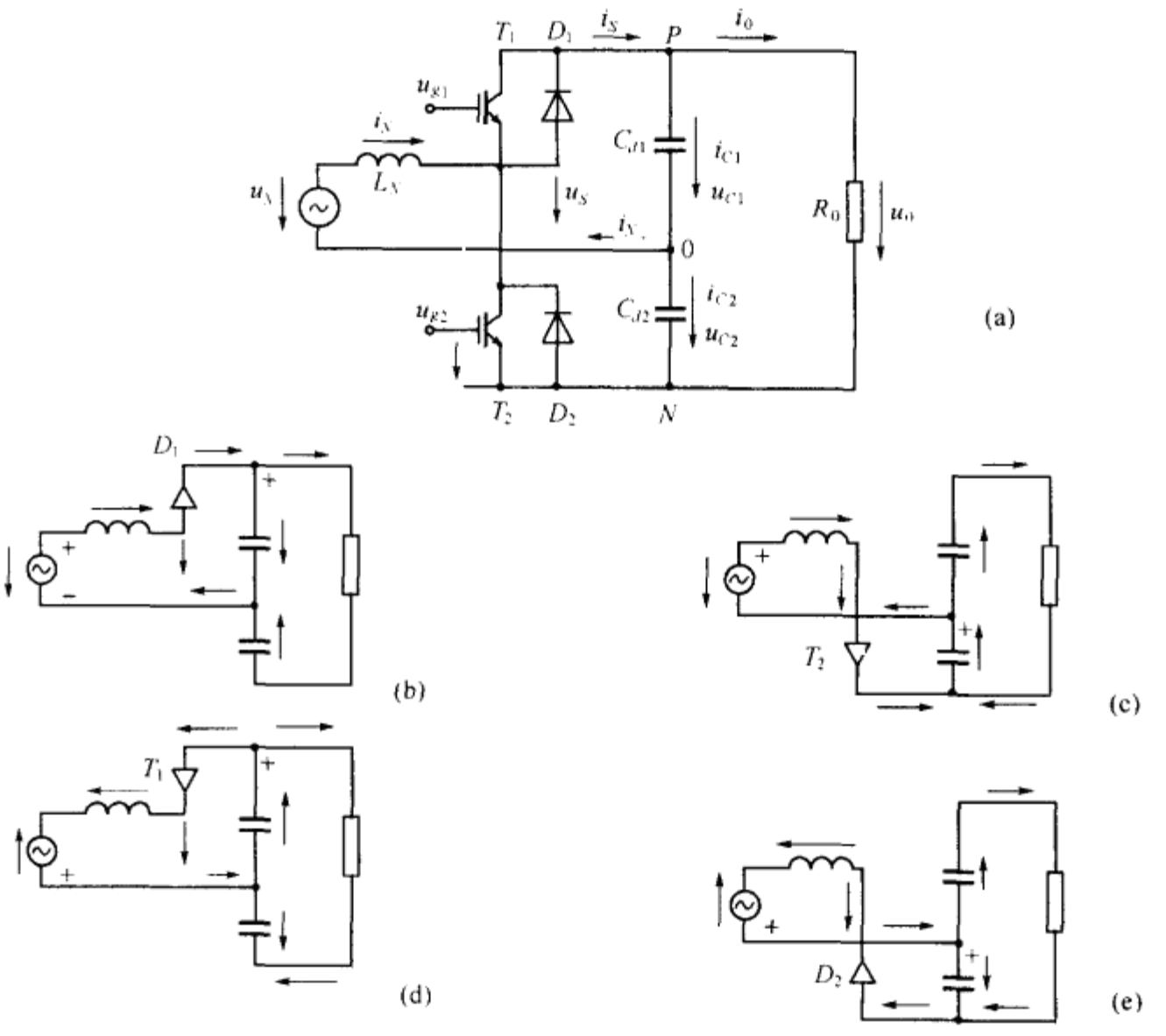
2. 可控器件的数目多但利用率不高：主电路使用的 4 个全控型器件实际上只在 $i_0<0$ 和 $u_S=0$ 的时区才接入，因此器件的利用率不高。

为了克服上述缺点，下节介绍一种变体电路，至于更简单的电路结构将在以后介绍。

*第三节 电压型单相半桥式整流电路

一、主电路结构和工作模式

电压型单相半桥式整流电路的主电路结构如图 6-13(a)所示，与图 6-7(a)相比较，前者用分压电容 C_{d1} 和 C_{d2} 取代后者的两个导电臂，从而构成半桥式电路。若桥臂开关频率 f_c 足够高，输出端电容 C_{d1} 和 C_{d2} 的数值足够大，并可近似认为输出电流 i_S 中的谐波分量均从电容中流过，负载电流 i_0 只包括直流分量。输出电压 $u_0 \equiv U_0$(即谐波电流在 C_{d1} 和 C_{d2} 中产生的压降可忽略不计)。



$C_{d1}=C_{d2}$

图 6-13 电压型单相半桥整流电路

(一)控制极脉冲的时序

电路采用 SPWM 控制方式，主电路中上下桥臂两个 IGBT 的栅极电压 u_{g1} 和 u_{g2} 的相位互补，其重复频率 f_c 和占空比 D 取决于载波 u_c 和正弦调制信号 u_g 的交点如图 6-14(a)所示。

由图可见

$$u_g = u_{gm}\sin(\omega t - \Psi) \tag{6-91}$$

$$\Psi = \arctan\frac{\omega L_N}{R_N}, \qquad R_N = \frac{U_N}{I_N} \tag{6-92}$$

$$u_N = U_{Nm}\sin\omega t \tag{6-93}$$

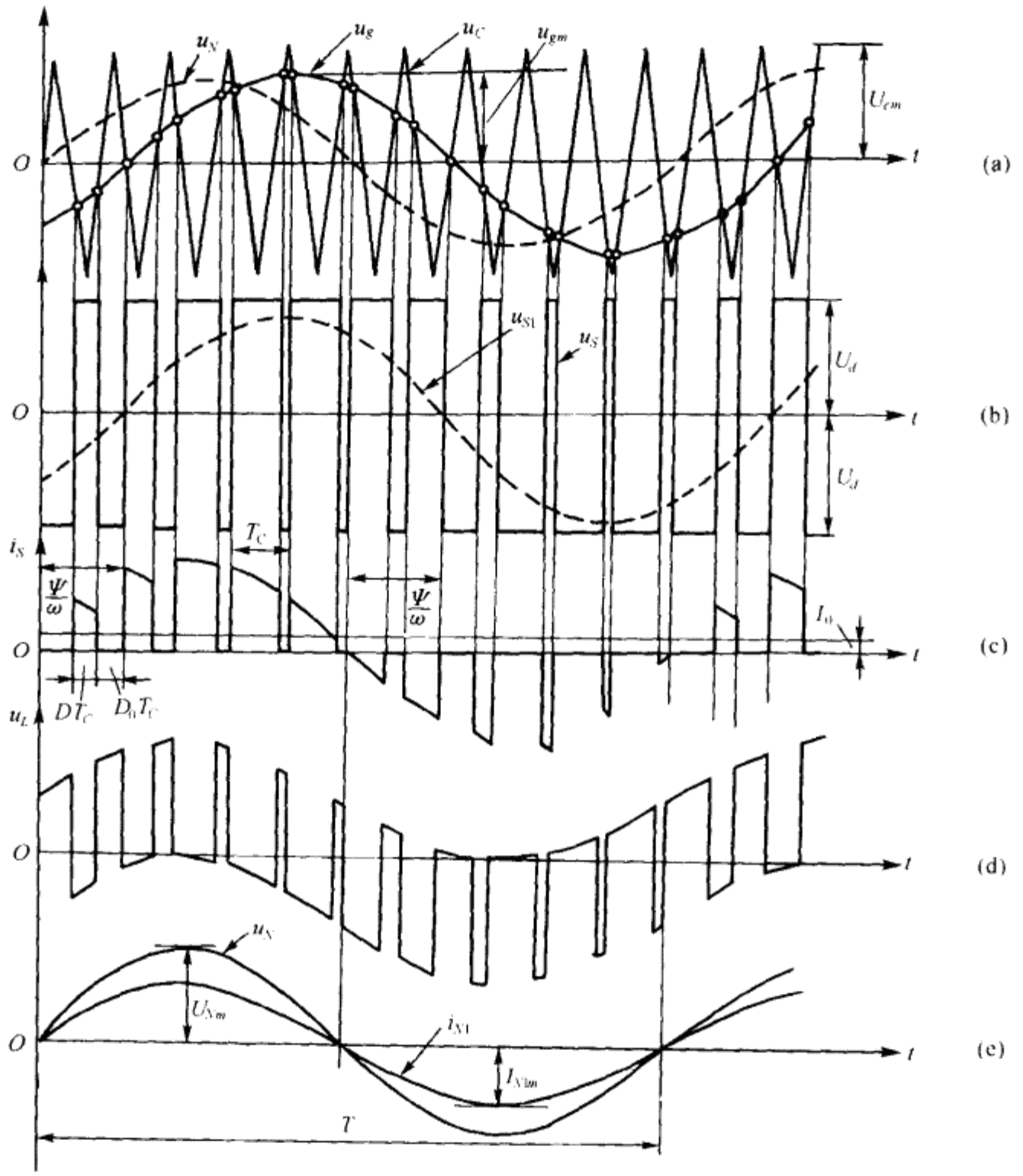


图 6-14　整流电路的波形

(二)电路工作模式

当桥上下臂交替导通时，桥对角线电压 u_S 将是一个交变方波如图 6-4(b)所示。按照上述假定，$C_{d1}=C_{d2}$，u_{c1} 和 u_{c2} 中的脉动分量足够小，其直流分量 $U_{c1}=U_{c2}=U_d=U_0/2$。电路一共有四种工作模式：

1. 工作模式 a：当 $u_N>0$，$i_N>0$，桥上臂中有 D_1 导通，桥中其他器件中均处断态，等效电路如图 6-13(b)所示。为方便，图中标出的电量方向均为实际方向，当与图 6-14(a)中所标正方向一致时为正；相反为负，但运算式均按图 6-14(a)所标正方向列出。在该模式中有

$$u_S=+U_d \tag{6-94}$$

$$i_S=i_N=i_{C1}+I_0>0,(I_0>0) \tag{6-95}$$

$$i_{C1}=i_N-I_0>0 \tag{6-96}$$

$$i_{C2}=-I_0 \tag{6-97}$$

输出直流功率

$$p_0=u_0i_0=U_0I_0>0$$

输入交流瞬时功率 $p_N = u_N i_{N1} > 0$

上式中 i_{N1} 是网侧电流 i_N 的基波分量如图 6-14(e)所示，由上节图 6-8(d)可见，尽管载波周期 $T_c \ll T$（即 $f_c \gg f$）但 i_N 中仍然含有很小的高次谐波，为简化分析，先忽略这些谐波的影响。上式表明，在该模式中负载向电网吸取电能，与此同时，电路中还有其他的能量流传。

输入电感端压 u_L 可表为

$$u_L = L_N \frac{\mathrm{d}i_N}{\mathrm{d}t} = u_N - u_{c1} = U_{Nm}\sin\omega t - U_d < 0 \tag{6-98}$$

式中：$U_{Nm} \approx U_d$。

网侧电流 i_N 变率

$$\frac{\mathrm{d}i_N}{\mathrm{d}t} = \frac{u_L}{L_N} = \frac{1}{L_N}(U_{Nm}\sin\omega t - U_d) < 0 \tag{6-99}$$

式(6-98)表明：为了平衡电路电压，在该时区中 $u_L < 0$，$\mathrm{d}i_N/\mathrm{d}t < 0$，$L_N$ 将原先储存的能量释出来，向负载端传送，L_N 处于放电状态，相应地 i_N 处于下降阶段，L_N 中储能减少。

式(6-96)表明，由于电流 $i_N > I_0$，故 $i_{c1} > 0$，也即电路的输出电流 i_S 的数值高于负载电流 I_0，其余下部分对电容 C_{d1} 充电，C_{d1} 处于充电状态，相应地 u_{c1} 处于上升阶段，C_{d1} 中储能增加。C_{d1} 端压变率可表为

$$\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{C_{d1}}(i_N - I_0) > 0 \tag{6-100}$$

u_{c1} 的脉动量 Δu_{c1} 可表为

$$\Delta u_{c1} = \frac{D(t)T_c}{C_{d1}}(i_N - I_0) > 0 \tag{6-101}$$

由于 $T_c \ll T$，电容 C_{d1}，C_{d2} 在数值上选得足够大，因而 u_{c1} 和 u_{c2} 的脉动量 Δu_{c1} 和 Δu_{c2} 便很小，在分析中可忽略。由上可见，L_N 中的储能在这一时区中以充电的形式转移到电容 C_{d1} 中。

2. 工作模式 b：在 $u_N > 0$，$i_N > 0$ 的半波，但栅极脉冲时序有 $u_{g1} = 0$，$u_{g2} > 0$。此前 T_2 处于正向阻断状态（$u_{T2} = U_0$），当 $u_{g2} > 0$ 时，T_2 相应导通，D_1 由于 T_2 导通而反偏截止（$u_{D1} = -U_0$），等效电路转为图 6-13(c)所示。在该模式中

$$u_S = -U_d \tag{6-102}$$

$$i_S = 0 \tag{6-103}$$

$$i_{c1} = -I_0 \tag{6-104}$$

$$u_L = L_N \frac{\mathrm{d}i_N}{\mathrm{d}t} = u_N + u_{c2} = U_{Nm}\sin\omega t + U_d > 0 \tag{6-105}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_N}{\mathrm{d}t} = \frac{u_L}{L_N} = \frac{1}{L_N}(U_{Nm}\sin\omega t + U_d) > 0 \tag{6-106}$$

上式表明，在 $u_S = -U_d$ 时区（u_N 正半波），当 $i_S = 0$ 时，负载电流 I_0 由 C_{d1} 中储能支撑，C_{d1} 处于放电状态，放电电流为

$$i_{C1} = C_{d1}\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t} = -I_0 \tag{6-107}$$

$$\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t} = -\frac{I_0}{C_{d1}} < 0 \tag{6-108}$$

上式表明，C_{d1} 恒流放电的结果，其端压将线性下降。u_{c1} 的脉动量可表为

$$\Delta u_{c1} = -\frac{D_0 T_c}{C_{d1}} I_0 \tag{6-109}$$

根据前设，由于 T_c 足够短，C_{d1} 足够量大，Δu_{c1} 依然可以忽略。

式(6-105)表明，在这一时区中，输入电感端压 $u_L>0$，$i_N>0$，电感 L_N 处于充电状态，电流 i_N 处于上升状态，如图 6-14(d)所示。

(3)工作模式 c：在电网周期的负半波，$u_N<0$，$i_N<0$，栅极脉冲时序有 $u_{g1}>0$，$u_{g2}=0$。此前由于 D_2 处于通态，T_1 处于正向阻断($u_{T1}=U_0$)，当 $u_{g1}>0$ 时，T_1 相应导通，原来流过 D_2 的电流此时转移到 T_1 中，等效电路如图 6-13(d)所示。在该模式中有

$$\left.\begin{aligned} &u_S=+U_d \\ &i_S=i_N=i_{c1}+I_0(I_0>0) \\ &i_{c1}=i_N-I_0 \\ &i_{c2}=-I_0 \end{aligned}\right\} \tag{6-110}$$

上式组与模式 a 中式(6-94)至(6-97)完全相同，可以预计此时 u_L 和 $\mathrm{d}i_N/\mathrm{d}t$ 的表达式也与式(6-98)和式(6-99)相同，即在 $u_S=+U_d$ 时区中，只要 $I_0>0$，无论在 u_N 的正半波或者负半波，都有 $u_L<0$，$\mathrm{d}i_N/\mathrm{d}t<0$，$i_N$ 处于下降阶段；同理，C_{d1} 端压的变率和 u_{c1} 的脉动量 Δu_{c1} 也分别与式(6-100)和式(6-101)相同，即 $\mathrm{d}u_{c1}/\mathrm{d}t>0$ 和 $\Delta u_{c1}>0$。

在图 6-13(d)中，由于 $i_N<0$，C_{d1} 中储能释放出来，除了支撑负载所需电流 I_0 之外，同时也通过 T_1 向电网反馈，以支撑 L_N 所需的无功功率。

(4)工作模式 d：在电网周期的负半周，即 $u_N<0$，$i_N<0$，栅极脉冲时序为 $u_{g1}=0$，$u_{g2}>0$，假定原来 T_1 处于通态，当 $u_{g1}=0$ 时，T_1 相应关断，为了维持电感电流 i_N 连续，当 $u_{g1}=0$ 时，D_2 正偏导通(T_2 处于反向阻断)。等效电路如图 6-13(e)，由图有：

$$\left.\begin{aligned} &u_S=-U_d \\ &i_S=0 \\ &i_{c1}=-I_0 \end{aligned}\right\} \tag{6-111}$$

上式与式(6-102)至式(6-104)完全相同，因而 u_L 和 $\mathrm{d}i_N/\mathrm{d}t$ 的表达式将分别与式(6-105)和式(6-106)相同，即在 $u_S=-U_d$ 的时区中，只要 $I_0>0$，无论 u_N 的正半波或者负半波，都有 $u_L>0$，$\mathrm{d}i_N/\mathrm{d}t>0$，$i_N$ 处于上升阶段，L_N 处于充电状态；同理，C_{d1} 端压 u_{c1} 及其变动量 Δu_{c1} 也分别与式(6-108)和式(6-109)相同，即 $\mathrm{d}u_{c1}/\mathrm{d}t$，$\Delta u_{c1}<0$，$C_{d1}$ 处于放电状态，u_{c1} 处于下降阶段。

上述四种工作模式的特征如表 6-2 所列。

表 6-2

u_N，i_{N1}	+		−	
u_S	U_d	$-U_d$	$+U_d$	$-U_d$
i_S	i_N	0	i_N	0
i_{c1}	i_N-I_0	$-I_0$	i_N-I_0	$-I_0$
i_{c2}	$-I_0$	$-(i_N+I_0)$	$-I_0$	$-(i_N+I_0)$
$\frac{\mathrm{d}i_N}{\mathrm{d}t}$	−	+	−	+
$\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t}$	+	−	+	−
T		2	1	
D	1			2
图	6-13b	6-13c	6-13d	6-13e
模式	a	b	c	d

由表可见，在 u_N 的正半波，模式 a,b 交替出现；在 u_N 的负半波，模式 c,d 交替出现，随着工作模式的更迭，桥臂功率器件轮番导通，但为了维持电感电流连续，换流多在上下桥臂的二极管和 IGBT 之间进行，只有在 u_N 的过零点是例外。

由表可见，在 $u_S=U_d$ 的时区，$\mathrm{d}i_N/\mathrm{d}t<0$，$i_N$ 处于下降；相反在 $u_S=-U_d$ 时区，则有 $\mathrm{d}i_N/\mathrm{d}t>0$，$i_N$ 处于上升，随着 u_S 的交变，i_N 也将不断地上升下降，如果载波频率 $f_c\gg f$，i_N 的脉动分量将很小，若在控制电路中设置接正弦规律变并与 u_N 同相的电流给定值 I_R，让 i_N 跟踪该给定值，则有可能获得按正弦变化的电网电流 i_N，其基波分量 i_{N1} 如图 6-14(d)所示。

在图 6-13(a)的点 0，按图标正方向，有

$$i_{c1}=i_{c2}+i_N \tag{6-112}$$

或

$$i_N=i_{c1}-i_{c2}$$

表 6-2 中 i_{c1} 和 i_{c2} 在各个模式下的表达式即根据式(6-112)列出。

二、电路的运行状态

(一)整流状态

必须指出，上述四种工作模式均对应于 $I_0>0$ 的情况，电路运行于整流状态，电路输出直流平均功率 $P_0=U_0I_0>0$。也即在一个电网周期 T 中，负载始终向电网吸取电能，即令在输出电流 $i_S<0$ 的时区中，负载仍然吸取电能($I_0>0$)，由于 C_{d1} 和 C_{d2} 的存在。由图 6-14(c)可见，i_{c1} 包含两个分量：一是负载电流 I_0，另一是电网电流 i_N，也即原来储存在电容 C_{d1} 中的电能释放出来，一部分维持负载需要的有功分量，另一部分维持网侧需要的无功分量，于是电网实际对电路只提供有功分量。

(二)有源逆变状态

对于有源负载，如直流电动机，在减速时，其电磁转矩应成为制动转矩，即负载 $I_0<0$，反向的负载电流按类似于图 6-13 所示的等效电路通过桥臂功率器件反馈到电网，这时电网处于接受电能的状态，也即电路运行在有源逆变状态，电机工作在第二象限的制动状态。由图 6-9(b)有

$$u_N=U_{Nm}\sin\omega t$$

$$i_N=I_{Nm}\sin(\omega t+\pi) \tag{6-113}$$

$$u_{S1}=U_{s1m}\sin(\omega t+\Psi) \tag{6-114}$$

$$P_0=U_0I_0<0 \tag{6-115}$$

$$P_N=-U_NI_N<0 \tag{6-116}$$

三、输出电压 U_0 的调节

由图 6-14(b)中可见，电压 u_S 是一个双极性 PWM 波形，它在一个载波周期 T_c 中的平均值可表为

$$\bar{u}_S=[2D(t)-1]U_d \tag{6-117}$$

式(6-117)表明，在直流电压 U_d 为一定时，$\bar{u}_S$ 是占空比 $D(t)$ 的函数。

若载波 u_c 采用图 6-14(a)所示的双极性三角波，其幅值 $U_{cm}=\mathrm{const}$，由于 $f_c\gg f$。因此在一个载波周期中，正弦调制信号 u_g 可近似视为恒值，即

$$u_g=U_{gA}=\mathrm{const},U_{gA}\leqslant U_{cm}$$

在上述条件下，利用几何关系可得

$$\frac{\tau_A}{T_c}=2D_A-1=\frac{U_{gA}}{U_{cm}}$$

当 $u_g=U_{gm}\sin\omega t$ 时，应有

$$D(t)=\frac{1}{2}\left(\frac{U_{gm}}{U_{cm}}|\sin\omega t|+1\right) \tag{6-118}$$

将上式代入式(6-117)得

$$\bar{u}_S=\frac{U_d}{U_{cm}}U_{gm}\sin\omega t=K_0U_{gm}\sin\omega t$$

式中：

$$K_0=U_d/U_{cm} \tag{6-119}$$

上式表明，当 u_g 按正弦变化时，$\bar{u}_S$ 也将按正弦变化，当 $\omega t=\pi/2$ 时，$\bar{u}_S$ 达最大值 $\bar{u}_{Sm}$。

$$\bar{u}_{Sm}=\frac{U_{gm}}{U_{cm}}U_d=mU_d=\frac{m}{2}U_0 \tag{6-120}$$

式中：$m=\frac{U_{gm}}{U_{cm}}$，$U_d=\frac{1}{2}U_0$。

由于 $f_c\gg f$，可将 $\bar{u}_S$ 近似视为 u_S 的基波分量，即

$\bar{u}_S\approx u_{S1}$，因此 $\bar{u}_{Sm}\approx U_{S1m}$。

式(6-120)可写成

$$U_{S1m}=mU_d=\frac{m}{2}U_0 \tag{6-121}$$

式(6-121)与式(6-52)相似，仿照式(6-53)有

$$U_{S1m}=\frac{U_{Nm}}{\cos\Psi}$$

$$\Psi=\arctan\frac{\omega L_N}{R_N}$$

整理可得

$$U_0=\frac{2\sqrt{2}U_N}{m\cos\Psi} \tag{6-122}$$

上式表明，在外扰的作用下，可以通过调节 m 值来保持 U_0 稳定。

四、电路的控制

(一)控制电路必须实现的主要功能

和上节电路相仿，控制电路必须实现调压和稳压的主要功能。在有源负载情况下，还必须实现整流工作状态到有源逆变状态的自动转换；

(二)控制电路方框图

电路的方框图如图 6-15 所示，和图 6-10 相比较，主要的差别是增加电流内环，它和电压外环一起构成双环控制系统。

采用电流瞬时值内环控制的原因是：

1. 进行正弦波电流跟踪以保证电网电流 i_N 为正弦且与 u_N 同相：前面曾提到，在一个载波周期 T_c 中，电网电流上升下降交替出现，如果能给出一个与电网电压 u_N 同相的正弦波作为电流波形控制的给定值 i_R，并使 i_N 跟踪 i_R 变化，由于 $f_c\gg f$，便可能得到谐波含量很低且与 u_N 同相的正弦电流 i_N，保证网侧功率因数 $\lambda\approx1$。

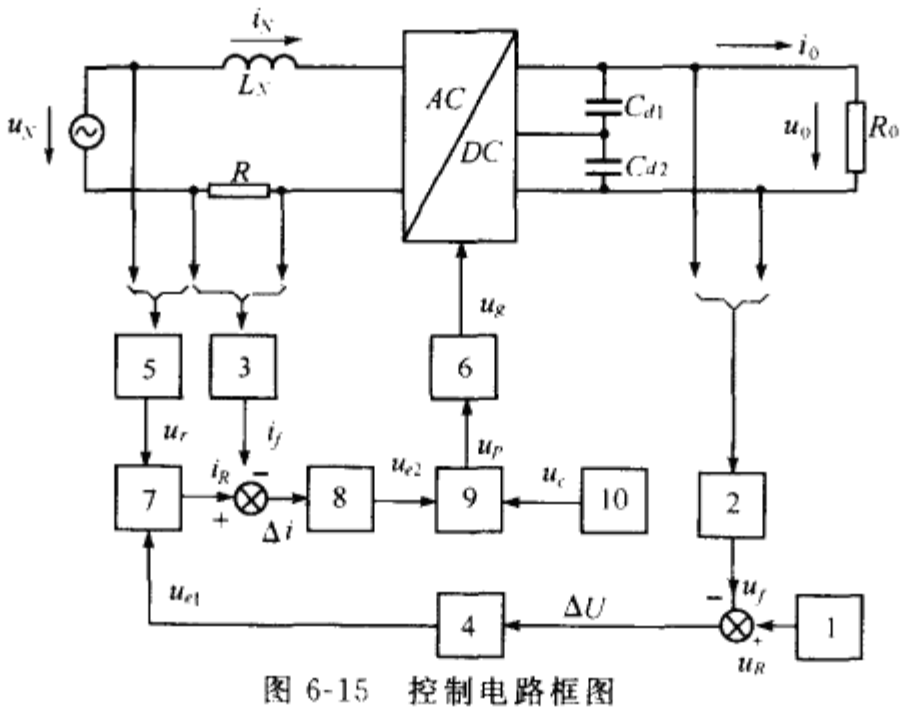


图 6-15 控制电路框图

1—直流给定电压 2—直流输出电压检测 3—交流电流检测 4—电压调节器 5—交流电压检测 6—控制极驱动电路 7—乘法器 8—电流调节器 9—PWM 比较器 10—三角波发生器

2. 电压单环反馈系统是一个二阶系统，是有条件稳定系统，需要仔细设计校正电路参数，相反双环系统是一个一阶系统，属于无条件稳定系统，因而参数设计比较容易。

3. 提高系统瞬态响应的速度：式(6-99)和(6-106)表明，电网电压 u_N 的变化都会引起电流变率的变化，相应地使 PWM 开关点改变。因此对 u_N 而言，电流瞬时值内环实质上起到前馈控制的作用，提高响应速度。

4. 提高限流保护能力：由于系统在每一个载波周期都对电流进行比较，因此故障下过流保护迅速，可靠性高。

图 6-15 中外环电压反馈部分与上节所述的控制电路相仿。电路 4 是 PI 电压调节器，其输入是电压反馈量 u_f 与给定量 U_R 的差值 ΔU，调节器对 ΔU 积分，一直到 $u_f=U_R$，$\Delta U=0$ 时，其输出电压 u_{e1} 才稳定下来。电压 u_{e1} 用来作为电流正弦给定值 i_R 的幅值控制量，也即正弦电流给定值 i_R 由两信号相乘所得：一是电压调节器的输出信号 U_{e1}，另一是来自电网电压的模拟量 $u_r=K_rU_{Nm}\sin\omega t$。

正弦电流给定值 i_R 可表为

$$i_R=I_{Rm}\sin\omega t \tag{6-123}$$

$$I_{Rm}=U_{e1}K_{m1}U_{Nm} \tag{6-124}$$

式中的 K_{m1} 是比例系数。图 6-15 中电流调节器 8 是比例调节器，其输入信号是给定电流 I_R 与反馈电流 i_f 的差值 $\Delta i=I_R-i_f$，其输出电压 u_{e2} 可表为

$$u_{e2}=K_V\Delta i \tag{6-125}$$

误差电压 u_{e2} 与截波信号 u_c 在比较器 9 的输出端形成 PWM 信号 u_P，该信号经过驱动电路 6 加工成栅极驱动信号 u_g，PWM 信号生成如图 6-16 所示。其中等效基准信号 u_{eR} 为

$$u_{eR}=u_c+K_{m2}I_{Rm}\sin\omega t \tag{6-126}$$

由于 $T\gg T_c$，在相邻的两个载波周期间，I_R 可近似视为恒值，图中为清楚起见，故意降低频率比 K。

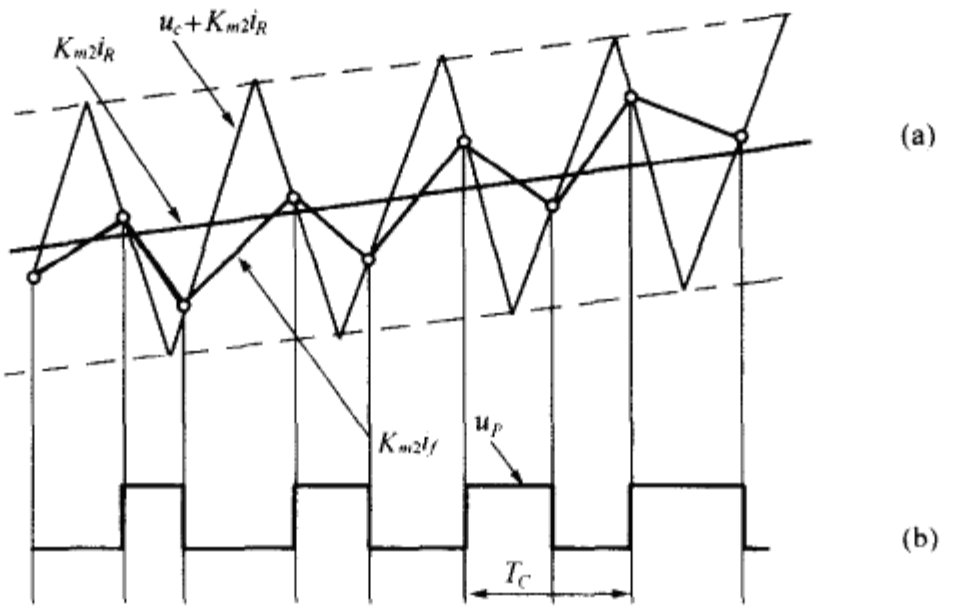


图 6-16　PWM 信号生成

第四节　电压型单相单管电路

半桥电路比全桥电路虽然简单得多，但对于小容量用电负载（例如家用电脑等）仍然是过分复杂，性能阶格比仍然太低，随着个人计算机售价降低，这种压力就显得更大，因而必须寻求更为简单的方案。

在 PFC 技术发展初期，保证 $\lambda\equiv1$ 的要求被普遍采用。由前述，为了满足这种要求，就必须采用能量双向流传的电路，而这种电路最简单的形式就是前述的半桥电路。

实际上 IEC555-2 标准本身只是限制电流谐波含量而不是要求纯正弦电流。考虑了上述几方面的情况，一种保证网侧电流谐波含量能符合 IEC 标准，即网侧功率因数 λ 接近于一的单管 PFC 方案就应运而生。可以说这种方案已成为 APFC 的重要形式，至少在小容量电源领域是如此。这方面技术的发展相当迅速，各个半导体公司都竞相开发生产各种单管电路用的 APFC 专用控制芯片，如 Seimance 公司的 TDA4819，TDA4817；Motorola 公司的 MC34261，Unitrade 公司的 UC3854，Cherry 公司的 CS3810，Silicon General 公司的 SG3561，Micro Linear 公司的 ML4819，ML4813 等。

所谓单管电路是指在单相不控整流电路的出端和负载之间插入一级由一个有源器件组成的 APFC 电路。该电路实际上就是一级 DC/DC 单象限电路。当然它与本书第三章所介绍的单象限 DC-DC 电路既有相同之处，也有不同之处，因为它既要实现电压调节又要实现网侧功率因数提高。

迄今已发展了多种单管电路并可分类如下：

- 单管电路
  - 电路结构
    - 非隔离型电路
      - Boost 电路
      - Buck 电路
      - Buck-Boost 电路
      - Cúk 电路
    - 隔离型电路
      - 正激式电路
      - 反激式电路
  - 工作模式
    - 电流连续(CCM)
    - 电流断续(DCM)
    - 电流临界连续(CCCM)
  - 控制方法
    - 乘法器法
      - 平均值电流控制
      - 瞬时值电流控制
    - 自然跟踪法
      - 电压跟踪控制
      - 峰值电流控制
  - 开关频率
    - 恒频控制
    - 变频控制
  - 输出滤波
    - 电压型电路
    - 电流型电路
  - 输入滤波
    - 电感输入电路
    - 电容输入电路

几乎每种单象限 DC/DC 电路都可以构成单管 APFC 电路。正如本章概述中指出，这些电路可分为直耦式和磁耦式两类，前者与电网直接连接，无电隔离；后者通过变压器与电网连接，能实现电隔离。尽管可以构成 APFC 的电路结构很多，但目前应用最广的是 Boost 电路，本节将着重介绍这种电路。

关于 CCM 和 DCM 的概念已在第三章中介绍。采用 DCM 工作时，开关应力和电流峰值均较大，通态损耗很高，而且由于电感电流的脉动量大，需要较大的滤波参数，同时在电流中断期间容易引起振荡；用 CCM 工作时，可以克服上述缺点，但要受到二极管反向恢复电流的影响，开关损耗很高；临界断续工作模式介于 DCM 和 CCM 之间，没有二极管反向恢复电流的影响，但通态损耗依然很高，而且开关频率变化范围也较宽[11]。

迄今为止已拥有形式繁多的控制方法，但如果从是否包含乘法器的角度出发可分为两大类：乘法器法和自然跟踪法。采用乘法器的控制方案已在前两节中分别介绍过，其功能在于形成幅值可控的正弦电压(如调制信号 u_g)或正弦电流(如正弦电流给定 i_R)。这种方案在单管电路中也广为采用，因为它的校正效果优于自然跟踪法。这种方法又可分为平均电流控制和瞬时电流控制两种，前者是将输入电感的电流动态平均值跟踪电网电压波形，像控制专用 IC UC3854 便属于这一类；瞬时电流控制是控制电感电流的瞬时值，具有跟踪性能好，响应速度快，稳定性和可靠性较高的优点。

自然跟踪法又可分为电压跟踪和峰值电流跟踪两大类，前者是在电流为 DCM 条件下，使电感电流峰值自然跟踪电网电压，其校正效果与输入、输出电压有明显关系，即输出电压越低，输入电流畸变越严重；后者是将电感电流峰值在电网周期内限制在某一固定值上。

根据不控整流桥与开关管间的连接方式不同，所有单管校正电路可以划分为电感输入式和电容输入式两大类。而 Boost 电路是一种典型的电感输入式电压型电路，其出端电压近于恒

定，开关管与整流桥出端串联输入电感，为了获得低谐波和高功率因数的性能，需要入端电感电流接近正弦；Buck 电路是一种典型的电容输入式电流型电路，其出端电流近于恒定，开关管与整流桥出端并联输入电容，为了获得低谐波和高功率因数的性能，需要入端电容的电压接近正弦。

为了使电感电流或电容电压接近正弦，可以有多种实现方案，较早采用的是电流或电压滞环控制法(Current/Voltage Hysterisis Control)，其优点是电路简单、鲁棒性好，工作于 CCM 状态，但开关频率随时间变化，因而称为变开关频率控制，简称为变频控制。当频率变化范围较大时，系统的频谱特性变差，参数优化工作也显得很困难，为此发展了开关频率为恒定的控制方案，简称恒频控制，这种方案电路相对复杂一些，好在已有集成芯片可用，矛盾不太突出。

一、升压型电路(Boost APFC 电路)

升压型 APFC 电路如图 6-17(a)所示。由图可见，在单相不控整流电路和负载电阻 R_0 之间插入由虚线框Ⓐ所包含的电路，这是一个由可控自关断器中 T_S 和二极管 D_0 以及输入电感 L_N 和输出电容 C_0 组成的 Boost 电路。读者可以将它与图 6-5(a)比较便会发现，这是与图 6-5(a)模型电路十分相似的电路结构，其区别只是将自关断器件 T_S 和串联电感 L_N 由交流侧搬到直流侧(由 $D_1 \sim D_4$ 组成的桥式整流电路之后)，这样 T_S 便只是单向的功率开关，L_N 也成为直流电感。

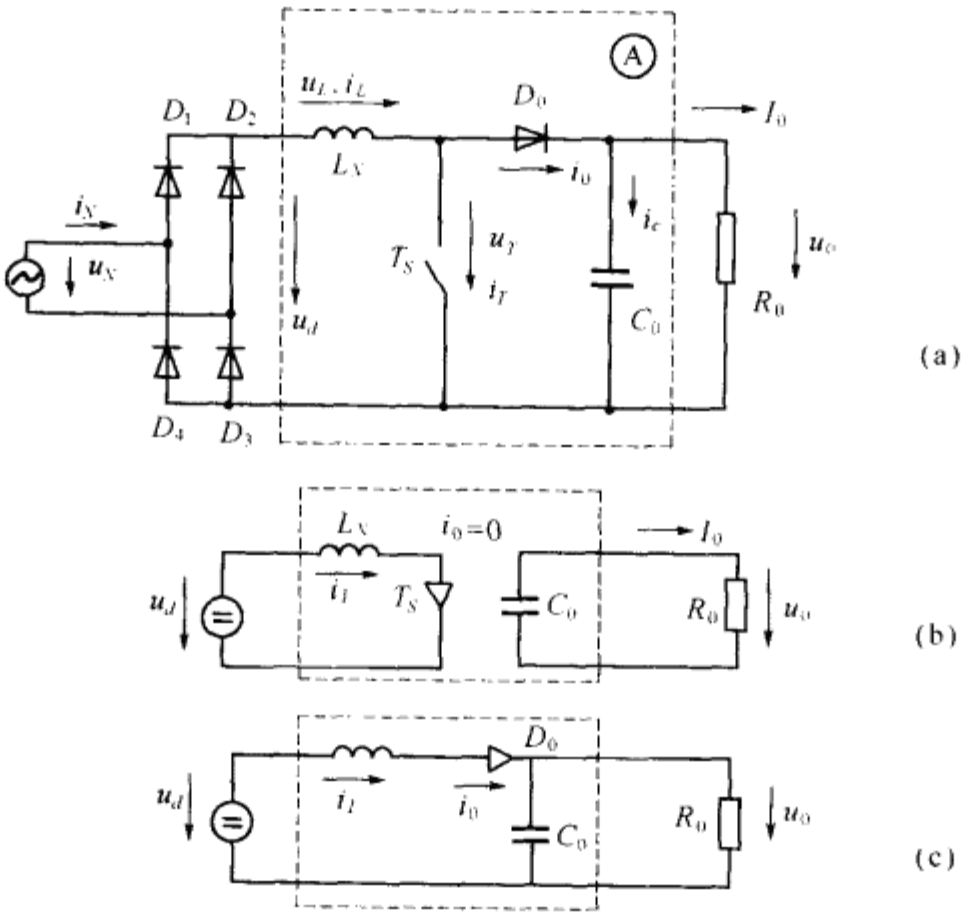


图 6-17　单相电压型单管式 APFC 电路

(一)电路的工作模式

假定输入电感 L_N 足够大，保证输入电流 i_L 连续，电路工作于 CCM 模式；输出电容 C_0 足够大，使输出电压 u_0 近似为恒定值 U_0。电网电压 u_N 为

$$u_N = U_{Nm}\sin\omega t \tag{6-127}$$

不控整流桥的输出电压 u_d 的瞬时值可表为

$$u_d = U_{Nm}|\sin\omega t| \tag{6-128}$$

随着 T_S 和 D_0 的开关状态更迭，电路共有两种工作模式(根据 CCM 的假定)。

1. 工作模式 a：T_S 处于通态而 D_0 处于断态，等效电路如图 6-17(b)所示。由图可见，直流电压沿输入电感 L_N 短路，电感电流 $i_L=|i_N|$。电感端压 u_L 可表为

$$u_L=L_N\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=u_d=U_{Nm}|\sin\omega t|>0 \tag{6-129}$$

i_L 的变率 $\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}$ 可表为

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{U_{Nm}}{L_N}|\sin\omega t|>0 \tag{6-130}$$

上式表明，当 T_S 导通时，电感电流处于上升状态，其变率按正弦变化，电感储能增加。

由于二极管处于断态，出端电流 $i_0=0$，输出电流只能依靠 C_0 放电维持，$I_0=-i_c$。

2. 工作模式 b：T_S 处断态，而 D_0 处于通态，等效电路如图 6-17(c)所示。电感电流：

$$i_L=|i_N|=i_0=i_c+I_0 \tag{6-131}$$

电感端压：

$$u_L=L_N\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=u_d-U_0=U_{Nm}|\sin\omega t|-U_0<0|_{U_{Nm}<U_0} \tag{6-132}$$

i_L 的变率：

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_N}(U_{Nm}|\sin\omega t|-U_0)<0|_{U_{Nm}<U_0} \tag{6-133}$$

上式表明，在这一模式中，输入电感释放电能，协助电网向负载输送电能，并对电容 C_0 充电。在此期间，i_L 处于下降状态，C_0 中的储能增加。

式(6-130)和式(6-133)表明，电感电流的变率均随网压变化，在网压过零时，电流上升率很低，而下降率很高；在网压峰值附近的情况则相反，上升率很高，下降率较低。

(二)CCM 状态下的电流正弦化

根据第三章分析，若电感电流连续，电感端压 u_L 可表为

$$u_L=\begin{cases}u_d, & 0<t<DT_c\\ u_d-U_0, & DT_c<t<T_c\end{cases}$$

根据理想条件，u_L 的平均值应为零。即

$$u_dDT_c=(U_0-u_d)D_0T_c$$

式中：$D=1-D_0$。

解出

$$D_0=\frac{U_{Nm}|\sin\omega t|}{U_0} \tag{6-134}$$

$$D=1-\frac{U_{Nm}|\sin\omega t|}{U_0} \tag{6-135}$$

式(6-135)表明，为保证电感电流连续，减少输入电流失真度，占空比 D 应随网压按正弦脉动，也即开关管 T_S 必须采用 SPWM 控制方式以保证 T_S 的开关角按正弦变化。

如果在控制电路中设置正弦给定电流 i_R，并使电感电流 i_L 在 T_S 开关状态更迭中围绕 i_R 升降，当载波频率 f_c 远高于网频 f 时，i_L 将近似按正弦变化。当给定电流 i_R 与网压 u_N 保持同相。由图 6-17(a)可知，电感电流 i_L 与 i_N 关系为

$$i_L=|i_N| \tag{6-136}$$

若每一网频半波中，i_L 均按正弦变化，则电网电流 i_N 也将按正弦变化且与 u_N 保持同相。

(三)输出电流 i_0 分析

由图 6-17(a)流经 D_0 电流为

$$i_0 = i_c + I_0$$

式中 I_0 是流入负载电阻 R_0 的直流分量。假定出端滤波电容 C_0 值足够大，i_0 中全部谐波均流入 C_0。由图可见，i_0 中的谐波含量与 i_L 有关，如果频率比 K 和电感 L_N 值足够大，i_L 和 i_0 中的谐波分量很小，为简化分析，忽略电感电流 i_L 中的谐波，式(6-136)可写成

$$i_L = |i_N| = I_{Nm}|\sin\omega t| \tag{6-137}$$

当 T_S 和 D_0 交替导通时，根据图 6-17 的等效电路，输出电流 i_0 可表为

$$i_0 = \begin{cases} 0 & (0 < t < DT_c) \\ i_L = I_{Nm}|\sin\omega t| & (DT_c < t < T_c) \end{cases} \tag{6-138}$$

采用平均值模型，i_0 在一个载波周期中的平均值为

$$\bar{i}_0 = \frac{1}{T_c}\int_0^{T_c} i_0 \mathrm{d}t = \frac{1}{\omega T_c}\int_0^{\omega D_0 T_c} I_{Nm}|\sin\omega t|\mathrm{d}\omega t$$

由于 $T_c \ll T$，因在一个载波周期 T_c 中，$I_{Nm}|\sin\omega t|$ 可近似为恒值，于是

$$\bar{i}_0 = D_0 I_{Nm}|\sin\omega t| \tag{6-139}$$

将式(6-134)代入(6-139)可得

$$\bar{i}_0 = \frac{I_{Nm}U_{Nm}}{U_0}\sin^2\omega t = I_0(1-\cos 2\omega t) \tag{6-140}$$

式中：$I_0 = \dfrac{I_{Nm}U_{Nm}}{2U_0}$。

由逆变电路分析知，在 SPWM 控制条件下，输出电压除了包含基波分量之外，还包含高次谐波，它们是围绕载波频率 f_c 及其倍数为中心的谐波群。因此，频率比 K 值越高，这些谐波群就越远离基波。在这种条件下，采用平均值模型，输出电压在一个载波周期中的平均值可近似地视为输出电压基波在该周期的瞬时值。

引用上述结果，对于采用 SPWM 控制方式的单管 APFC-SPWM-Boost 整流电路，其输出电流 i_0 除包含直流分量之外，还包含其他谐波。而式(6-140)表明，利用平均值模型分析可知，i_0 还包含频率为 2ω 的低次谐波，其幅值与直流分量 I_0 相等。按照前面的假定，该二次谐波将和其他高次谐波一道完全流入电容 C_0，于是流经负载电阻 R_0 的电流便只有直流分量 I_0。

图 6-18 画出电路处于稳态，调制比 m 为恒值时电量波形。由图可见，调制信号 u_g 可表为

$$u_g = U_{gm}|\sin\omega t| \tag{6-141}$$

与此相应，载波信号 u_c 为一单向三角形脉冲，在 u_c 与 u_g 的交点处可确定 T_s 的开关角，形成 SPWM 控制信号。

在控制电路设计中，产生失真度很小但幅值可连续调节的正弦调制信号 u_g 是一项重要的内容。通常是分别产生一个正弦信号(其幅值恒定)和一个可调直流信号，再将它们作为乘法器的输入。

由图 6-17(a)可见，不控整流的输出直流电压 u_d 可表为

$$u_d = |u_N| = U_{Nm}|\sin\omega t| \tag{6-142}$$

比较式(6-141)(6-142)可知，产生正弦信号最简便的方法是从 u_d 取得(经衰减器)。

由图 6-18(e)可见，网侧电流 i_N 在网压 u_N 过零附近产生较大的波形畸变，其原因是：根据式(6-135)，为保持 i_L 连续，在 u_N 过零时，T_s 的占空比接近于一，即整个载波周期中电源都沿

L_N 短路，而在此时区中，L_N 端压 u_L 值较低。即 i_N 的变率也很低，电流 i_N 产生较大畸变。

（四）输入电感 L_N 的选择

网侧电流 i_N 实际上除包含基波 i_{N1} 之外还有高次谐波[参见图 6-18(e)]，为减小这些谐波分量，设计要求选择输入电感 L_N 使 i_N 的电流纹波 $\sigma_i \leqslant 5\%$。

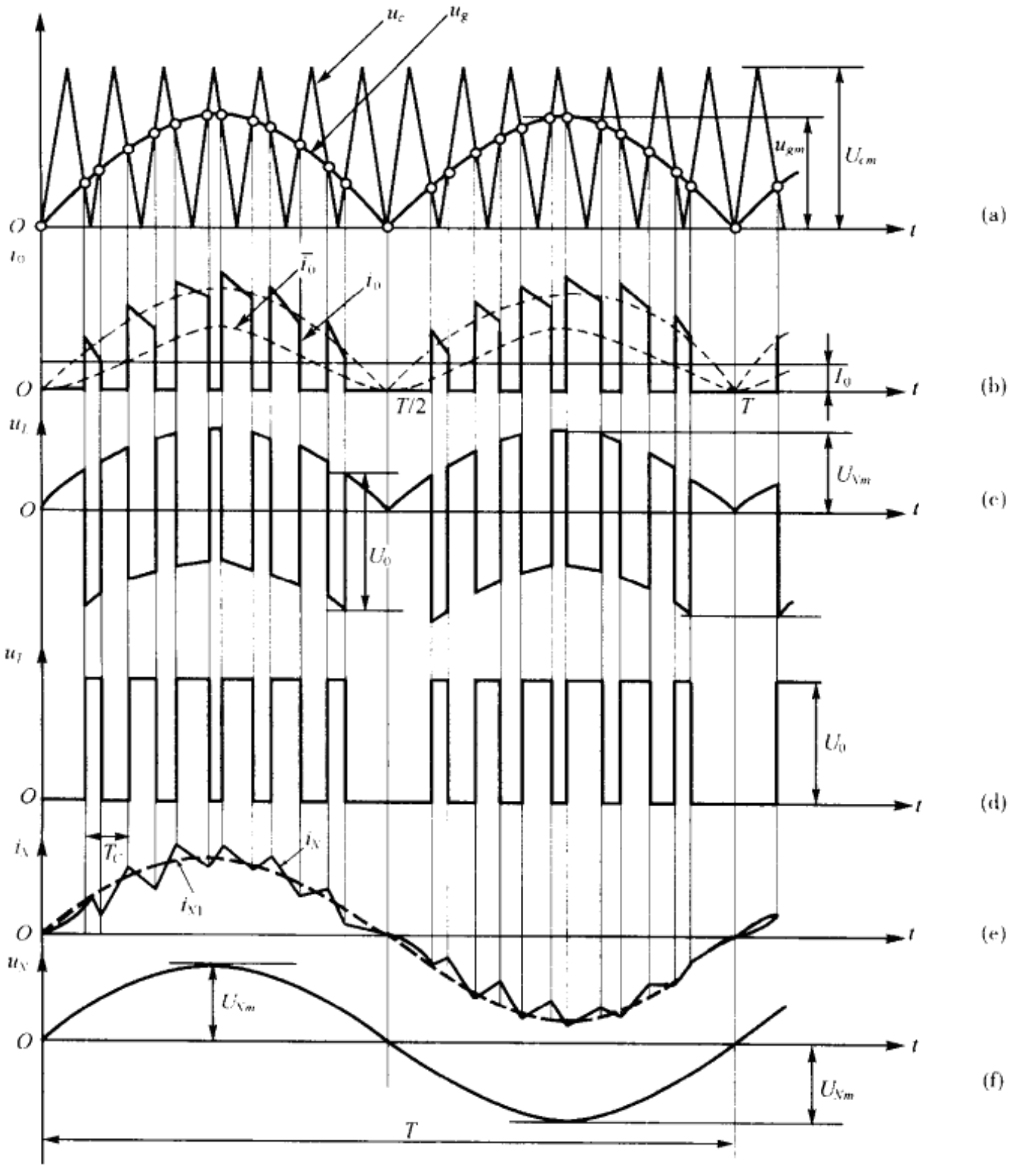


图 6-18 SPWM-Boost APFC 电路波形

电感电流 i_L 的纹波主要由重复频率为 f_c 的谐波电压所引起。由 SPWM 分析可知，在调制比 $m=0.78$ 时，谐波电压有效值最大，其标么值为

$$A_c = \frac{U_{cn}}{U_1} \approx 0.4 \tag{6-143}$$

式中 U_1 为基波电压有效值，U_{cn} 为频率等于 f_c 的谐波电压有效值。由 u_{cn} 产生的谐波电流 i_{cn}，其幅值可表为

$$I_{cn} = \frac{\sqrt{2}U_{cn}}{2\pi f_c L_N} = \sigma_i I_{1m}$$

即
$$L_N = \frac{\sqrt{2}U_{cn}}{2\pi f_c \sigma_i I_{1m}} \tag{6-144}$$
式中 I_{1m}为输入电流基波分量幅值。假定整流电路无内耗，网侧功率因数近于一，则电流 I_{1m}可表为
$$I_{1m} = \sqrt{2}I_1 = \frac{\sqrt{2}P_0}{U_1} \tag{6-145}$$
式中 I_1 是输入电流基波分量有效值，U_1 是输入电压基波分量有效值，P_0 是整流电路输出直流有功功率。

根据给定的 P_0，U_1，σ_i，A_c，和已经选定的 f_c 可由式(6-144)计得 L_N。

(五)输出电容 C_0 的选择

由上述分析可知，C_0 中将流过 i_0 的交流分量，在 C_0 端压将产生脉动，该脉动量与 C_0 的数值有关。因此，在设计中，要求选择输出电容 C_0 使输出电压 u_0 的纹波 σ_V 低于规定值，一般电压纹波 $\sigma_V \leqslant 2\%$，记输出电压脉动量为 Δu_0。
$$\Delta u_0 = \frac{1}{C_0}\int_0^t i_c \mathrm{d}t = \frac{I_0}{2\omega C_0}\sin 2\omega t \tag{6-146}$$
记 Δu_c 的峰—峰值为 Δu_{op-p}，
$$\Delta u_{op-p} = \frac{I_0}{\omega C_0} \tag{6-147}$$
$$\sigma_V \geqslant \frac{\Delta u_{op-p}}{U_0} = \frac{I_0}{\omega C_0 U_0}$$
$\therefore$
$$C_0 \geqslant \frac{I_0}{\omega \sigma_V U_0} \tag{6-148}$$
例如 $\sigma_V = 2\%$，$U_0 = 400\text{V}$，$\omega = 314\ \text{rad/s}$，$U_N = 220\text{V}$。$I_N = 9\text{A}$，由式(6-148)可计得 $C_0 = 1971\mu\text{F}$，实际可取 $C_0 = 2200\mu\text{F}$。由式(6-148)可见，C_0 流过的是低频电流(100Hz)，因此为保证规定的 σ_V，需要选择较大数值的 C_0。

(六)输出电压的调节

由式(6-134)有
$$D_0 = \frac{U_{Nm}}{U_0}|\sin\omega t| = D_{0m}|\sin\omega t| \tag{6-149}$$
式中
$$D_{0m} = \frac{U_{Nm}}{U_0} \tag{6-150}$$
$$D = 1 - D_0 = 1 - D_{0m}|\sin\omega t| \tag{6-151}$$
由式(6-149)可知，对于给定的 U_{Nm}，只要改变 D_0 的幅值 D_{0m}就可以改变输出电压 U_0 的数值。由式(6-151)，D_{0m}的变化就相当于占空比 D 的变化，在 SPWM 控制方式下，D_{0m}的改变实际上通过改变调制比 m 来实现。因此，当电压给定值 U_R 确定之后，其他外扰作用时也可以通过改变 m 值来维持 U_0 的稳定。

(七)电路的控制

控制电路必须满足以下要求：

1. 进行电流跟踪以保证网侧电流正弦化，使网侧功率因数提高到接近于 1；
2. 实现输出电压的调节，包括不同输出值的整定和外扰作用下的稳定；
3. 尽可能避免电压过零区的电流断续以保证电流有较小的失真。

为了实现上述要求，下面通过一个 SPWM-Boost APFC 电路(如图 6-19 所示)，分析控制

电路的原理[13]。该电路采用UC3854芯片，电路的主要技术指标如下：

(1)最大输出功率 $P_{om}=250W$

(2)输入交流电压范围 $U_N=(80\sim270)V$

(3)电网频率范围：$f=(47\sim65)Hz$

(4)输出直流电压：$U_0=400V$

(5)控制电路载波频率 $f_c=100kHz$

(6)网侧输入电流峰值 $I_{Nm}=4.42A|_{U_N=80V}$

(7)网侧功率因数 $\lambda=0.99$

由芯片UC3854组成的控制电路，其方框图与图6-15相似，包括实现网侧功率因数校正和输出电压调节所需的全部电路，并具有以下特点：

1. 利用一级DC/DC变换同时实现网侧功率因数校正和输出电压调节。结果显示，$\lambda=0.99$，对交流电网电压波动和频率漂移的适应范围都很宽；

2. 系统为双环控制，既包括瞬时值控制的电压外环，也包括采用乘法器法的电流内环，输出电压的整定和调节由电压外环完成，电流内环保证网侧电流正弦化，并能迅速抑制环内外扰，兼起前馈作用；

3. 开关管 T_S 采用Power MOSFET可以工作在100kHz的载波频率，提高反馈环节的响应能力，充分抑制由于 i_L 在 u_N 零区产生断续所引起电流畸变的影响。

由Unitrade公司生产的集成芯片UC3854是APFC专用芯片，其主要性能如下：

(1)适用于SPWM-Boost电路，单信号输出；

(2)输出电压14.5V；

(3)输出电流峰值为1.5A；

(4)开关频率恒定，最高值为200kHz；

(5)适用CCM工作模式，电流平均值控制；

(6)网侧功率因数 $\lambda=0.99$；

(7)适用的电网电压变化范围为(75～275)V；

(8)适用的电网频率变化范围为(50～400)Hz。

图6-19虚线框以内示UC3854的结构图，虚线以外为主电路与外接件。由图可见，芯片共有16脚，其连接和功能说明如下：

[1]地、电压基准，由于单管电路，控制电路与主电路共地。

[2]内连过载电流比较器 C_4 反相端，外接电流信号。

[3]内连 PI 电流调节器 A_2 的输出端，外接校正网络，该点电压将决定SPWM信号的脉宽 τ，当电压 $u_3=0$ 时，$\tau=0$，即SPWM信号占空比 $D=0$。

[4]内连 A_2 的反相输入端，外接差分电流信号正端和校正网络。

[5]内连 A_2 的同相输入端和乘法器输出端，外接差分电流信号负端，由于乘法器系电流输出，该端口的输入阻抗很高，因而电流调节器采用差分放大器结构，旨在抑制接地噪声。

[6]内连乘法器输入端 B，外接来自直流输入电压 u_d 的正弦波形控制信号，u_6 的标称电压为6V；

[7]内连乘法器输入端 A 和电压调节器 A_1 的输出端，外接 A_1 的校正网络。

[8]内连乘法器的输入端 C(经平方器 X^2)，外接直流输入电压 u_d，作为交流有效值信号输入，对电网电压波动起前馈控制作用。

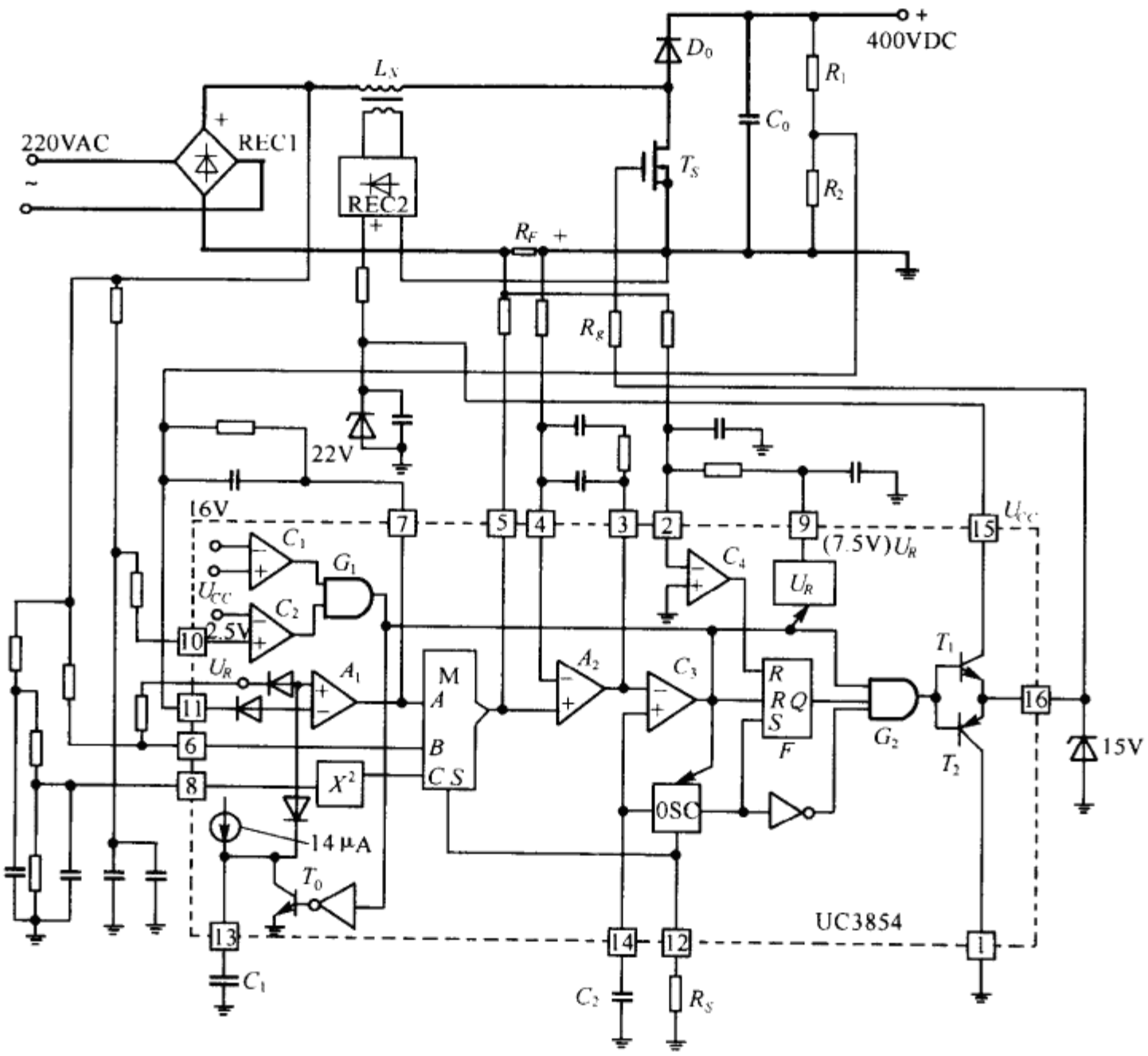


图 6-19　250W Power MOSFET Boost APFC 电路

M—乘法器　C_1—欠压比较器　C_2—确认比较器　C_3—SPWM 比较器　C_4—峰值电流限止比较器　A_1—电压调节器　A_2—电流调节器　F—锁存器　U_R—基准电压(7.5V)　OSC—振荡器　G_1、G_2—门电路　X^2—平方器　REC—整流器

[9]内连基准电压 U_R，可从此端口取得精确的 7.5V 基准电压和 10mA 输出电流。

[10]确认端(Enable)，这是一个逻辑输入端，内连确认比较器 C_2 的同相端，外接直流控制电源 V_{CC}，当 u_{10} 处于高电平(2.5V)时，PWM 输出，内部基准 U_R 和时钟振荡器 OSC 被确认，该端口还能解除软起动箝位，使 C_1 端压 u_{13} 升高。

确认端还可以作为故障状态下关闭电路的一种手段。

[11]内连电压调节器 A_1 的反相输入端，外接校正网络和来自整流器输出端的电压反馈信号(经分压器 R_1R_2)。

[12]内接乘法器 M 的输出设定端 S 和时钟振荡器 OSC，外接电阻 R_S，由 R_S 数值可调节 OSC 的充电电流和乘法器输出电流最大值。

[13]内接 14μA 的电流源，外连电容器 C_1，在正常工况下，晶体管 T_0 截止，C_1 被恒流充电，$u_{13}\geqslant 8V$。

[14]内连 OSC，外接电容器 C_2，由 C_2 的数值确定 OSC 的振荡频率，也即是 PWM 的载波频率。

[15]内连输出级晶体管 T_1 的集电极，外接整流器 REC2 的正输出端，该整流器从输入电

感 L_N 的付边绕组获得交流电压，输出直流电压作为芯片的控制电压 U_{CC}，U_{CC} 为(17～35)V，整流器的输出电流为 20mA。

[16]内连输出级晶体管 T_1 和 T_2 的射极，外接主电路开关管 T_S 的栅极(经电阻 R_g，$R_g \geqslant 5\Omega$)。

在电压调节器 A_1 的同相端接有两个给定值，一是接自芯片内部基准电压 $U_R=7.5$V；另一个是接到电容 C_1。由前述，在正常情况下，C_1 由芯片内部电流源(14μA)恒流充电至 $U_{13} \geqslant 8$V。由于 $U_{13}>U_R$，因此在正常工况下，电压调节器的给定值由 U_R 起作用。

电压调节器 A_1 反相端接电压反馈信号 u_{fv}，在稳态下，误差电压 $\Delta U_V=U_R-U_{fv}=0$，即 $U_R=U_{fv}$。A_1 停止积分，其输出电压 U_{A1} 稳定下来。

乘法器 M 共有 4 个输入端口，它们分别是 A，B，C 和 S。

U_{A1} 是 A_1 的输出电压，其变量将反映电压反馈信号 U_{fv} 与 U_R 间的瞬态误差，因而作为正弦电流给定的幅值控制信号加到乘法器的输入端 A。

I_{AC} 取自整流输出端，它作为正弦电流给定的波形控制信号，加到乘法器输入端 B。

U_8 作为前馈信号可直接反映网压波动影响电流给定的幅值，提高调整响应速度。它从直流端 u_d 经平方器接到乘法器的输入端 C。

乘法器的第 4 个输入端 S 经过端子 12 外接电阻 R_S，限制乘法器输出电流 I_R 的最大值。

由图 6-19 可见，乘法器的输出电流接向电流调节器 A_2 的同相端作为 A_2 的电流给定。

电流调节器 A_2 的输出信号将对其输入端的差值信号积分($\Delta u_i=U_{Ri}-u_{fi}$)。该信号加到 SPWM 信号比较器 C_3 的反相端，和加到同相端的载波信号 u_c 进行比较，C_3 的输出端作为复位信号，加到锁存器 F 的 R 端。

锁存器 F 共有两个复位端 R 和一个置位端 S，该置位端接受来自 OSC 的时钟脉冲，以保持载波频率为恒定。

为保障电路安全运行，UC3854 具有以下保护功能：

1. 欠压保护：比较器 C_1 为监控直流控制电压 $U_{CC} \geqslant 17$V；比较器 C_2 为监控电网电压有效值 $U_N \geqslant 80$V，当 U_{CC} 或 U_N 低于所设定下限时，C_1 或 C_2 动作，使晶体管 T_0 正偏导通，U_{C1} 迅速下降为零，使电路中止工作。

2. 过载保护：当主电路流过过载电流并使比较器 C_4 的反相端电压为零时，C_4 动作使锁存器 F 复位，停止工作。

(八)具有电压快速调节功能的 Boost APFC 电路[12]

SPWM-Boost-APFC 电路可以利用入端电感电流正弦化以单管电路拓扑实现网侧高功率因数，因而得到广泛应用。但也存在一些不足之处，例如网侧功率因数提高与输出电压快速调节之间的制约关系就是其中之一。

APFC 电路必须同时具有 PFC 和输出电压自动调节的功能。但如前述，Boost APFC 为了实现 PFC，其输出电流 i_0 除包含直流分量 I_0 之外还包含 100Hz 的二次谐波和其他高频分量，其中二次谐波的幅值很高。因此，电压调节器 A_1 的校正网络参数必须按 100Hz 设计，从而使电压外环的动态调节速度较慢，无法实现负载突变下输出电压的快速调节，影响电路性能。

文献[12]提出一种附加动态快速调节环的解决方案，其框图如图 6-20 所示。由图可见，虚线框中的控制电路，除电路 1 之外与图 6-19 相同。当动态过程中输出电压处于动态设定值上下限之内的正常状态下，电路 1 不起作用，系统的调节过程与前相同；相反，当输出电压越出设定的上下限范围时，电路 1 起作用，它强制电流内环失效，直接由电路 1 对输出电压进行快速

调节，保证输出电压的动态品质。

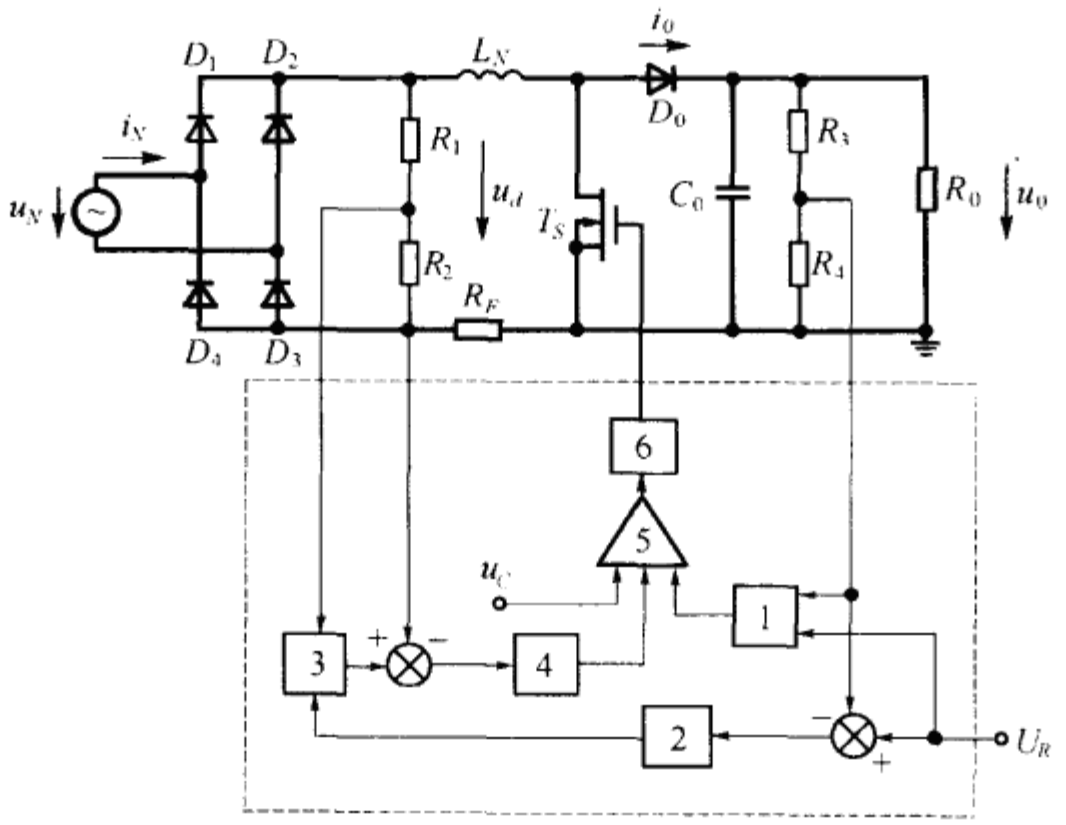


图 6-20　具有电压快速调节性能的 Boost APFC 电路

1—输出电压动态快速调节环　2—PI 电压调压器　3—乘法器　4—PI 电流调节器　5—SPWM 信号比较器　6—驱动电路　u_c—载波信号

上述的电路通过实验证明其正确性，其基本思路是在动态过程中以牺牲网侧高功率因数以获得优良的输出电压调节性能，这种折衷是合适的。因为网侧高功率因数是静态指标，是长时间内需要保证的性能；相反，输出电压快速调节性能是动态指标，是偶尔发生并只存在于极短暂的时间内的性能，因此在动态过程中暂不考虑网侧功率因数的做法在工程上应是允许和合理的。

二、单端反激式电路(Flyback APFC 电路)

输入和输出间具有电隔离的电路在开关电源中可用来构成独立电源或多路输出电源，并实现电压匹配，利用单端反激式电路可以构成具有隔离能力和网侧高功率因数式的单相电压型整流电路，其结构图如图 6-21 所示。由图可见，若电网电压 u_N 为

$$u_N = U_{Nm}\sin\omega t$$

则整流输出电压 u_d 为

$$u_d = U_{Nm}|\sin\omega t| \tag{6-152}$$

在第三章分析单端反激式电路曾指出，在开关管 T_1 导通期间，由于付边处于断路，因此输出变压器宛如一只电感，其电感量为 L_1。假定相对于一个载波周期 T_c 而言，L_1 值足够大，原边电流 i_1 线性上升，i_1 的幅值与 u_d 成比例，因此只要控制原边电流，就能实现网侧电流正弦化，从而实现功率因数校正。由第三章分析知，反激式电路可以工作于 CCM 或 DCM 模式，同样由单端反激式电路构成的高功率因数整流电路也可以工作于 CCM 或 DCM 两种模式，下面分别讨论。

(一)按 DCM 模式工作的情况

设电路工作于 DCM 模式，即原边电流 i_1 在每一个载波周期 T_c 中均有零电流开通(ZCON)，而付边电流 i_2 则均有零电流关断(ZCOFF)；控制电路以恒定载波频率和恒定占空

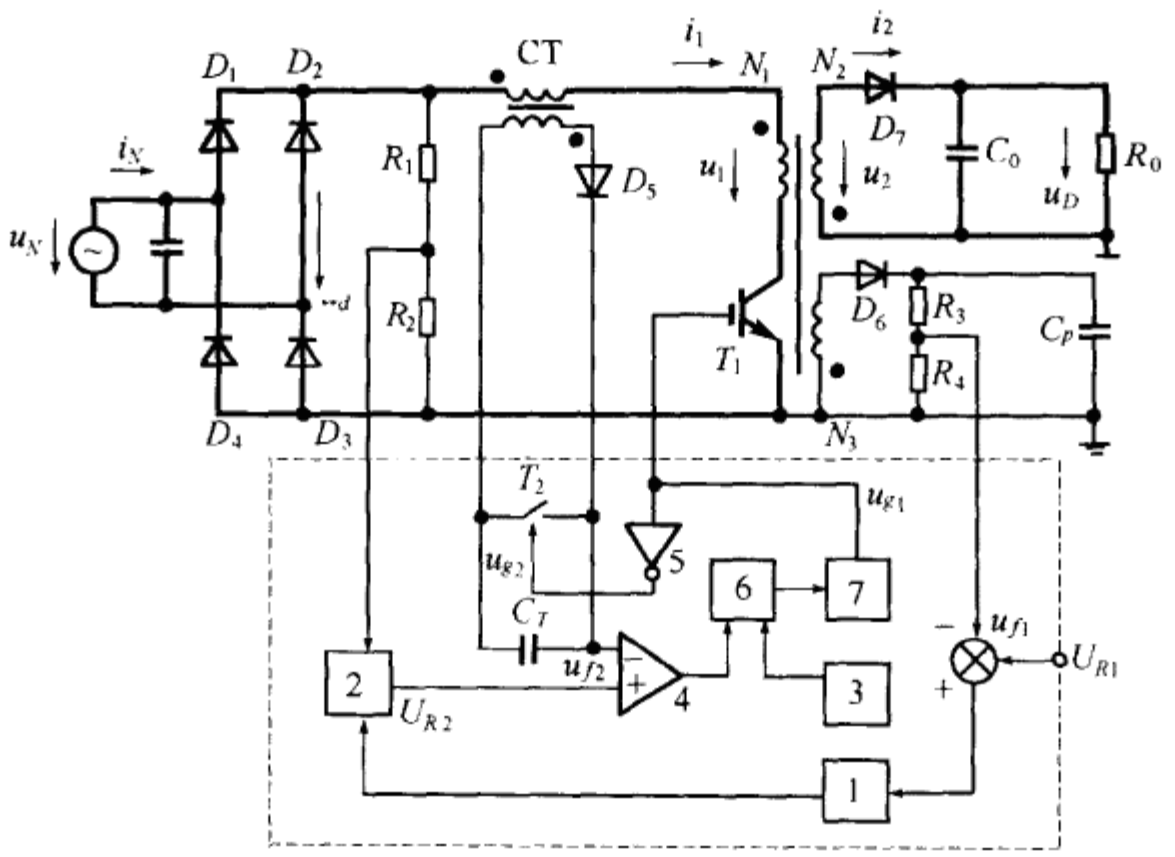


图 6-21 具有电隔离功能的高网侧功率因数整流电路

CT—电流互感器 1—电压调节器 2—乘法器 3—振荡器 4—SPWM 比较器 5—反相器 6—锁存器 7—驱动器

比工作，即 $T_c=\text{const}$，$D=\text{const}$。

记每一载波周期中原边电流 i_1 的幅值为 i_{1m}，有

$$i_{1m}=\frac{u_d}{L_1}DT_c=\frac{DT_cU_{Nm}}{L_1}|\sin\omega t|=I_m|\sin\omega t| \tag{6-153}$$

式中

$$I_m=\frac{DT_cU_{Nm}}{L_1} \tag{6-154}$$

式(6-154)表明，每一载波周期 i_1 的幅值 i_{1m} 按电网频率作正弦变化，其最大值 I_m(即 $\omega t=\pi/2$ 时的 i_{1m} 值)在上述假定下将为恒值。图 6-22 画出 0～$T/2$ 时区内 u_d，i_1 和 $\bar{i}_1$ 的波形，其中 $\bar{i}_1$ 是一个载波周期 T_c 中 i_1 的平均值。按简单的换算可求得：

$$\bar{i}_1=\frac{D}{2}i_{1m}=\frac{D^2T_cU_{Nm}}{2L_1}|\sin\omega t| \tag{6-155}$$

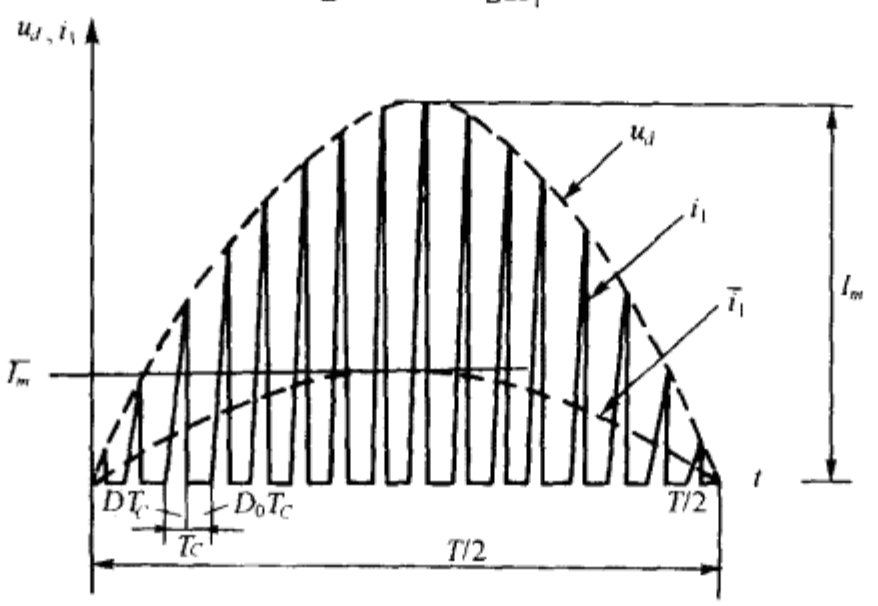


图 6-22 DCM 模式下 u_d，i_1，$\bar{i}_1$ 波形

$$=\frac{DI_m}{2}|\sin\omega t|$$

$$=\bar{I}_m|\sin\omega t| \tag{6-156}$$

式中

$$\bar{I}_m=\frac{DI_m}{2} \tag{6-157}$$

由图 6-22 可见，i_1 与 $\bar{i}_1$ 之间有较大差别，由于 i_1 中包含高次谐波，在电网侧并联电容 C_N 旨在吸收 i_1 中谐波分量。由图标正方向有

$$i_N=i_1+i_c \tag{6-158}$$

当载波频率 f_c 足够高，$\bar{i}_1\approx i_{N1}$。由图 6-22 可见，当 T_1 关断，$i_1=0$ 时，C_N 被充电，$i_N=i_C$；当 T_1 导通，$i_1>i_N$ 时，C_N 放电，协助电网向 L_1 转移电能。

DCM 虽然可以提高网侧功率因数和实现输出电压的调节，但也存在电流应力较大；导通损耗高；网侧附加的 EMI 滤波器容量大（由于电路是单象限，网侧功率因数将因此下降）等缺点。

（二）按 CCM 模式工作的情况分析

为了克服 DCM 模式存在的缺点，文献[15]提出一种按 CCM 模式工作的控制技术，如图 6-21 所示。和图 6-20 相比，控制电路的输出电压检测有些不同，为了保持变压器原付边绕组之间电隔离，必须采用独立的电位基准（地电位）。图 6-21 采用附加检测绕组 N_3 的办法实现输出电压检测，N_3 与控制电路、原边绕组电路共用一个电位基准并保持与 N_2 付边绕组的地电位分开。由图可见，电压外环的结构与图 6-20 相同，区别仅在于电流内环。乘法器的输出作为比较信号接到 SPWM 信号比较器 4 的同相端；电路 4 的反相端接有电流反馈信号 u_{f2}（经过积分运算的电流信号），该信号取自电流互感器 CT（CT 付边电流经 D_5 对电容 C_T 充电所形成的电压）。

电路的工作过程为：图 6-21 中 T_1 和 T_2 的控制极脉冲在时序上相位互补，在一个载波周期开始时，由电路 3 向锁存器 6 置位，驱动器 7 置高位，即 $u_{g1}>0$，$u_{g2}=0$，相应地有 T_1 导通而 T_2 关断，原边电流 i_1 经 CT 检测并对电容 C_T 充电，其端压 u_{f2} 逐渐上升。当 $u_{f2}=U_{R2}$ 时，比较器 4 动作使电路 6 复位，电路 7 置低位，即 $u_{g1}=0$，$u_{g2}>0$，于是 T_1 关断而 T_2 导通，电容 C_T 沿 T_2 放电，u_{f2} 迅速回零，u_{g1} 的宽度为 τ，T_1 的导电时间 $\tau=DT_c$，此后由于 T_1 关断，D_7 导通，$i_2>0$，$u_2=U_0$。经历时间 $\tau_0=D_0T_c$ 之后，电路 3 再次使锁存器置位，重复一个新的工作循环，CT 付边电流的正向部分可表为

$$i_{1S}=\begin{cases}I_{10}+\dfrac{u_d}{L_1}t, & (0<t<DT_c)\\ 0, & (DT_c<t<T_c)\end{cases} \tag{6-159}$$

该电流对 C_T 充电，其端压 u_{f2} 可表为

$$u_{f2}=\frac{1}{C_T}\int i_{1S}\mathrm{d}t \tag{6-160}$$

电路的初始条件是 $u_{f2}(0)=0$，$i_{1S}(0)=I_{10}$，于是将式(6-159)代入式(6-160)可得

$$u_{f2}=\frac{1}{C_T}\left(I_{10}t+\frac{u_d}{2L_1}t^2\right) \tag{6-161}$$

当 $t=DT_c$ 时，式(6-161)可写成

$$U_{f2}(DT_c)=\frac{DT_c}{C_T}\left(I_{10}+\frac{u_dDT_c}{2L_1}\right) \tag{6-162}$$

由式(6-159)描述的 i_{1S} 在一个开关周期 T_c 中的平均值可表为

$$\bar{i}_{1S}=D\left(I_{10}+\frac{u_d DT_c}{2L_1}\right) \tag{6-163}$$

所以

$$U_{f2}(DT_c)=\frac{T_c}{C_T}\bar{i}_{1S} \tag{6-164}$$

式(6-164)表明，在 T_c 和 C_T 为恒值的条件下，C_T 端压 u_{f2} 在 $t=DT_c$ 时的数值与 $\bar{i}_{1S}$ 成正比，考虑到 $t=DT_c$ 时，$U_{f2}=U_{R2}$，由前述 U_{R2} 是一个正弦化电压。由此可见，图 6-21 所示的控制电路可以实现 $\bar{i}_{1S}$ 的正弦化，相应地即可实现 $\bar{i}_1$ 的正弦化，$\bar{i}_1$ 是 i_1 在一个载波周期 T_c 中的平均值。如果 f_c 足够高，可以近似认为 $\bar{i}_1$ 与网侧电流 i_N 的基波分量绝对值 $|i_{N1}|$ 相等，也即网侧电流可实现正弦化，而 i_N 中的高频分量将由 C_N 吸收。

CCM 模式的缺点是开关损耗高和 EMI 大，但不管反激式电路采用那种电流模式都存在和升压式电路(SPWM-Boost APFC 电路)一样的缺点，那就是输出电压调节快速性差。因为在反激式电路中直流侧电源电压 u_d 也存在 100Hz 低频分量，图 6-21 中输出电容 C_0 也必须按 100Hz 选择。图 6-21 所采用的反馈电压检测方法虽然简单，但调节精度不高，其他的检测方法如图 6-23 所示。图(a)方案的特点是控制电路Ⓑ与主电路之间采用磁耦方式，这样 u_{f1} 和控制电路可以采用直耦式，即控制电路与付边绕组共用一个电位基准。为此，控制电路的直流电源 U_{CC} 必须通过控制电源变压器 TB3 与电网隔离，这种方案虽然能够保证高的调节精度但电路结构太笨重；图 6-23(b)示另一种方案。由图可见，控制电路分成Ⓑ1和Ⓑ2两部分，其中Ⓑ2使用付边绕组的地电位，而Ⓑ1则使用原边绕组地电位，Ⓑ1和Ⓑ2之间通过线性光耦器 T_0 实现电隔离，这样控制电路Ⓑ1与原边绕组电路可以采用直耦方式，利用光耦器不仅可以传输电压反馈信号 u_{f1}，还可以输送过压、欠压等保护信号。

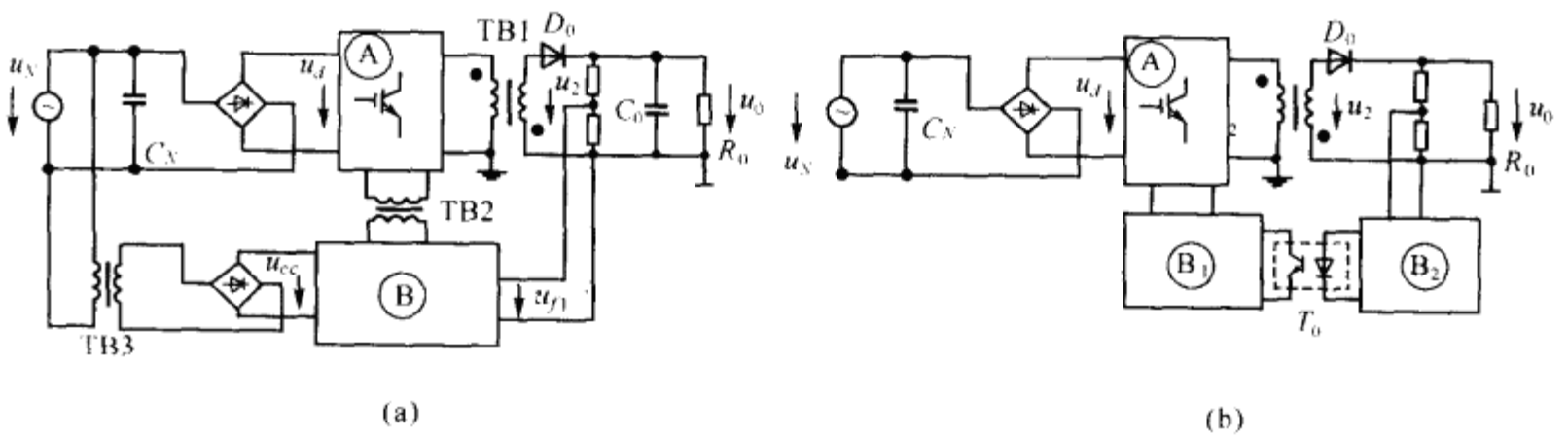


图 6-23 反馈电压 u_{f2} 的其他检测电路

第五节 电流型单相全桥电路

一、理想模型

指整流电路具有第一节所述的理想状态，并假定电路无内耗。根据能量平衡，应有

$$u_N i_N=u_0 i_0 \tag{6-165}$$

按照电流型整流电路特点，输出电流 i_0 可用恒定电流 I_0 替代，并考虑到式(6-24)和(6-25)，因此由式(6-165)可解出输出电压 u_0 为

$$u_0=\frac{u_N i_N}{I_0}=\frac{U_{Nm}I_{Nm}}{I_0}\sin^2\omega t=U_0(1-\cos 2\omega t) \tag{6-166}$$

式中
$$U_0=\frac{U_{Nm}I_{Nm}}{2I_0} \tag{6-167}$$
式(6-167)表明，为了维持网侧功率因数 $\lambda=1$，电流型整流电路出端电压为脉动波，如图 6-24 所示。由图可见，u_0 除包含直流分量外，尚包含二次谐波，因此出端功率的瞬时值为
$$p_0=u_0i_0=U_0I_0(1-\cos 2\omega t) \tag{6-168}$$
平均功率
$$P_0=\frac{1}{T}\int_0^T p_0\mathrm{d}t=U_0I_0 \tag{6-169}$$
式(6-168)表明，电路输出功率的瞬时值也为脉动波，但其平均功率则仍为直流分量 U_0 和 I_0 的乘积。

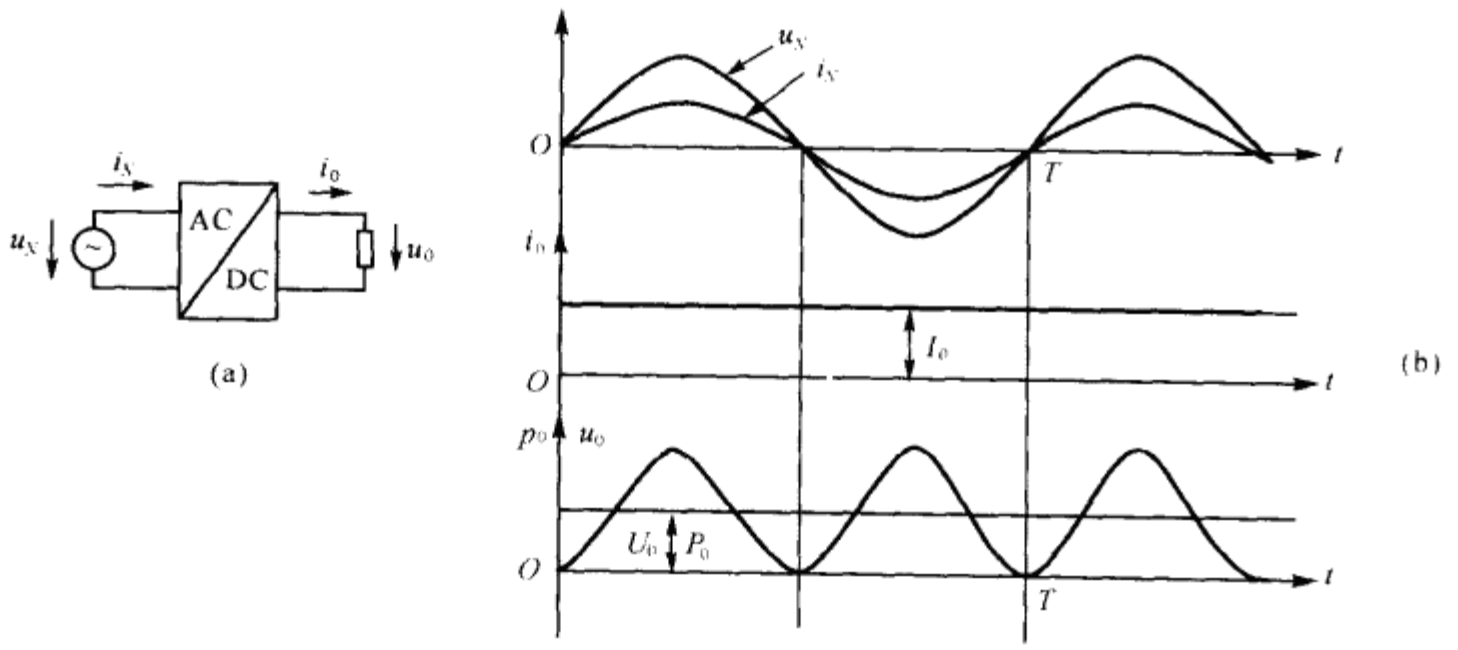


图 6-24　电流型单相整流电路的理想波形

二、模型电路分析

模型电路如图 6-25(a)所示，该电路与第三章中单象限降压型电路(Buck 电路)在拓扑结构上十分相似，为了适应交流电源的性质，图中 T_S 为双向可控开关，并用 $D_1\sim D_4$ 组成的单相桥式电路代替并联的续流二极管，模型电路也具有三种开关等效电路，分别代表三种工作模式，如图 6-25(b)(c)(d)所示。

(一)开关状态分析

双向可控器件 T_S 采用自关断器件，斩控方式，其开关频率 f_c 远高于电网频率 f，当 T_S 处于断态时，不控整流桥的入端电流 $i_S=0$，负载所需能量由原先储存在输出电感 L_d 中的磁能释放维持，为了构成续流回路，不控整流桥中所有二极管均处通态，负载电流沿 D_1，D_4 和 D_2D_3 流过，此时的等效电路如图 6-25(b)所示，电路具有工作模式Ⅰ。

工作模式Ⅱ：当电网电压 $u_N>0$，$u_{gs}>0$，T_S 处于正向通态，而不控整流桥中有 D_1 和 D_3 导通。此时开关等效电路如图 6-25(c)所示。由图可见，$i_N=i_S=i_0=I_0$，电路处于顺向连接。

工作模式Ⅲ：当电网电压 $u_N<0$，$u_{gs}>0$，T_S 处于反向导通状态，不控整流桥中有 D_2 和 D_4 导通，电路处于反向连接，$i_N=i_S=-I_0$；此时等效电路如图 6-25(d)所示。

当电网电压 u_N 交替换向，T_S 轮番通断时，不控整流桥的入端电流 i_S 可表为
$$i_S=\begin{cases}+I_0 & (T_{S^0},D_{1^0},D_{3^0})\\ 0 & (T_{S^1},D_{1^0}\sim D_{4^0})\\ -I_0 & (T_{S^0},D_{2^0},D_{4^0})\end{cases} \tag{6-170}$$

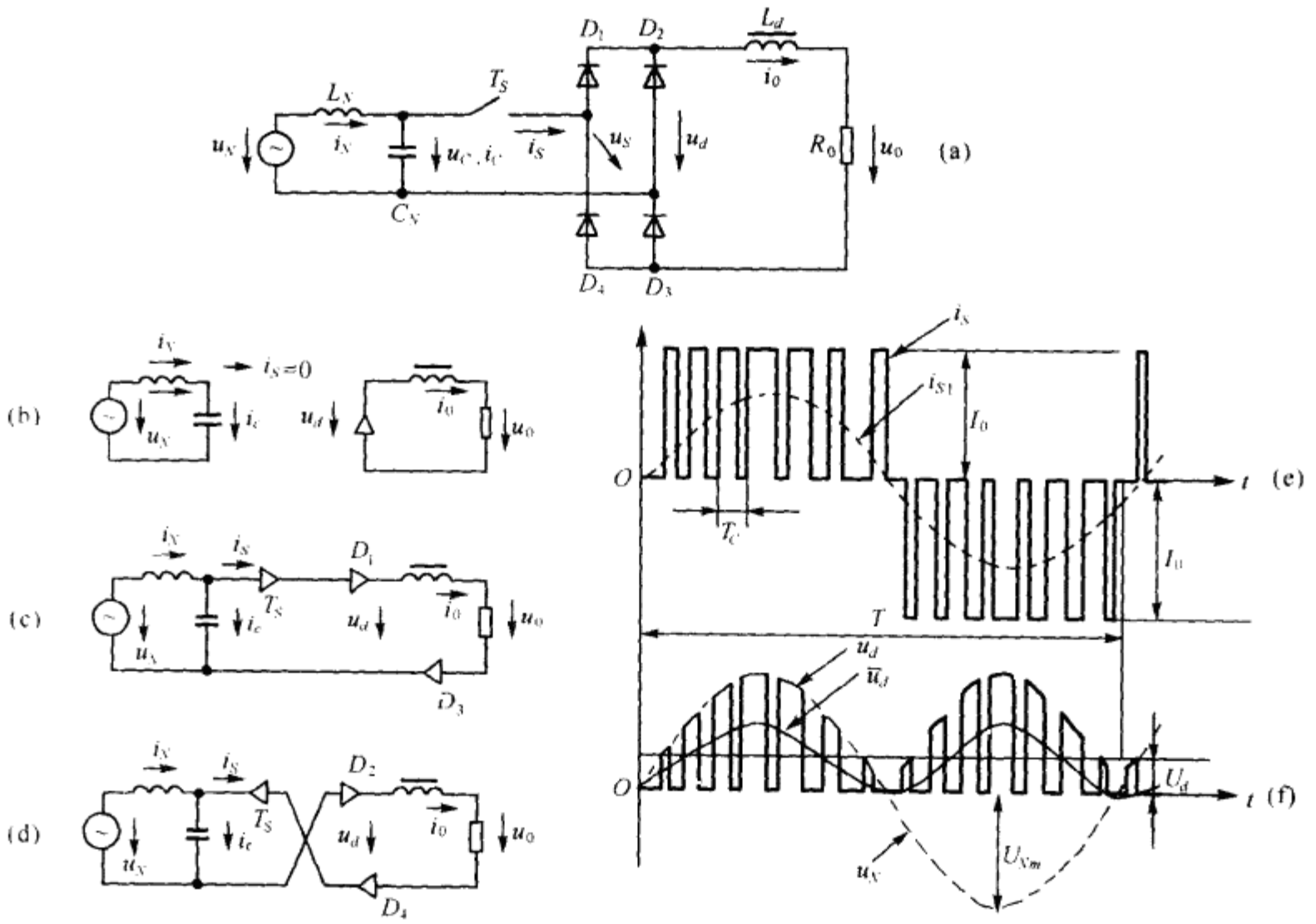


图 6-25 模型电路及其波形

式(6-170)表明，与电压型整流电路入端电压相对偶，入端电流是一个载波频率为 f_c 的单极性 PWM 交变方波，其幅值为 I_0，载波频率 $f_c \gg f$，如图 6-25(e)所示(其中 f 为电网频率，T 为电网周期)。

(二)忽略入端电感 L_N 和电容 C_N 时输出电压分析

1. 基本假定：电网漏电感电感 $L_N=0$，线路电阻 $r_N=0$，入端滤波电容 $C_N=0$，T_S 采用 SPWM 控制，$f_c \gg f$。

2. 输出电压分析

当电网电压 u_N 交替换向，T_S 轮番通断时，电路工作模式依次更迭时，由图 6-25(b)～(d)的等效电路，不控整流桥输出电压 u_d 与电网电压 u_N 在上述假定下有

$$u_d=\begin{cases}0, & \tau<t<T_c \\ U_{Nm}|\sin\omega t|, & 0<t<\tau\end{cases} \tag{6-171}$$

u_d 在一个载波周期 T_c 中的平均值 $\bar{u}_d$ 为

$$\bar{u}_d=\frac{1}{\omega T_c}\int_0^{\omega T_c}u_d\mathrm{d}\omega t=\frac{1}{\omega T_c}\int_0^{\omega\tau}|U_{Nm}\sin\omega t|\mathrm{d}\omega t$$

根据假定 $T_c \ll T$，故可认为在一个载波周期中，$U_{Nm}\sin\omega t$ 近似为恒值，于是

$$\bar{u}_d \approx \frac{\tau}{T_c}|U_{Nm}\sin\omega t| \tag{6-172}$$

由于 T_S 采用 SPWM 控制方式，其空占比 $D=\frac{\tau}{T_c}$ 可表为

$$D=\frac{\tau}{T_c}=|K_\tau\sin\omega t| \tag{6-173}$$

将式(6-174)代入(6-173)有

$$\bar{u}_d \approx U_{Nm}|K_\tau \sin\omega t||\sin\omega t|$$

$$\approx K_\tau U_{Nm}\sin^2\omega t \tag{6-174}$$

$$\approx U_{0\tau}(1-\cos 2\omega t) \tag{6-175}$$

式中

$$U_{0\tau}=\frac{K_\tau U_{Nm}}{2} \tag{6-176}$$

上式表明，$\bar{u}_d$ 除包含直流分量 $U_{0\tau}$ 之外，还包含二次谐波，如图 6-25(f)所示。在上述假定条件下，二次谐波的幅值与直流分量 $U_{0\tau}$ 相等，故 $\bar{u}_d$ 为一脉动波。由此可见，输出电感 L_d 的作用，不仅起平滑输出电流，而且还有平衡电路电压，支撑 u_d 中谐波产生的无功功率等功能。

(三)考虑入端电感 L_N 和电容 C_N 时的输出电压分析

在图 6-25(e)和(f)中比较不控整流桥入端电流 i_S 和电网电流 i_N、入端电压 u_S 和电网电压 u_N 之间在波形上的差别，就自然明白，入端电容 C_N 的设置是为了旁路 i_S 中的高次谐波；而 L_N 的设置是为电压间平衡，吸收 u_S 中的高次谐波及其产生的无功功率，在考虑 L_N 和 C_N 的情况下，电路分析和上述略有不同。列电路方程有

$$\dot{I}_N=\dot{I}_{c1}+\dot{I}_{S1} \tag{6-177}$$

$$\dot{U}_{c1}=\dot{U}_N-\mathrm{j}\omega L_N\dot{I}_N \tag{6-178}$$

$$\dot{I}_{c1}=\mathrm{j}\omega C_N\dot{U}_{c1} \tag{6-179}$$

式中 $\dot{I}_{c1}$ 和 $\dot{I}_{S1}$ 分别为 i_c 和 i_S 的基波矢量，入端电压电流的矢量如图 6-26 所示。由图可见，u_{c1} 和 i_{S1} 的瞬时值分别为

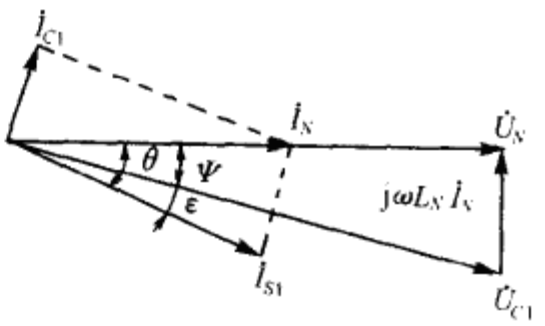


图 6-26　考虑 L_NC_N 时的矢量关系

$$u_{c1}=U_{c1m}\sin(\omega t-\Psi) \tag{6-180}$$

$$i_{S1}=I_{S1m}(\omega t-\theta) \tag{6-181}$$

式中

$$\theta=\Psi+\varepsilon \tag{6-182}$$

若不考虑漏电感 L_N，则有 $\Psi=0$，$\theta=\varepsilon$，$u_{c1}=u_N$，并根据电路无内耗的假定，应有

$$u_{c1}i_{S1}=u_0i_0=u_0I_0$$

$$u_0=\frac{u_{c1}i_{S1}}{I_0}=U_0\left[1-\frac{\cos(2\omega t-\varepsilon)}{\cos\varepsilon}\right] \tag{6-183}$$

式中

$$U_0=\frac{U_{c1m}I_{S1m}}{2I_0}\cos\varepsilon=U_{om}\cos\varepsilon \tag{6-184}$$

$$U_{om}=\frac{U_{c1m}I_{S1m}}{2I_0}$$

u_0 的表达式与式(6-166)相似，但占空比 D 的变化规律必须由式(6-173)改为

$$D=\frac{\tau}{T_c}=|K_\tau\sin(\omega t-\varepsilon)|=|K_\tau\sin(\omega t-\theta)| \tag{6-185}$$

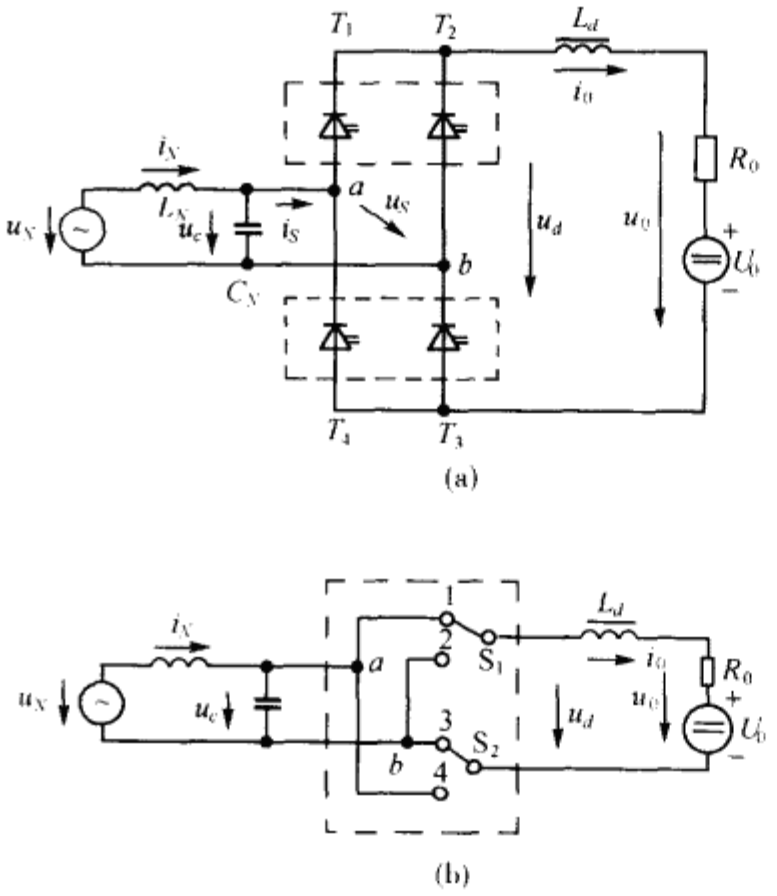
其次，由于 $U_0<U_{om}(\cos\varepsilon<1)$，$u_0$ 将出现负值，但由图 6-25(a)的拓扑结构将无法实现 $u_0<0$，因此必须设计新的具有能量双向流传功能的电路。

三、电流型单相桥式整流电路

(一)主电路结构和工作模式

具有功率双向流传功能的电流型单相桥式整流电路如图 6-27(a)所示，其开关等效电路如图 6-27(b)所示。由图可见，和电压型电路相仿，单相全桥电路用两个双掷开关 S_1 和 S_2 替

代。(比较图 6-7(b)可见,开关的联接方式不同,电压型电路中开关的切换位置 1～4 在直流输出侧,而电流型电路中开关的切换位置 1～4 在电网侧,这与可控器件的关断方式有关,有的文献称前者为直流侧换流电路,后者则称为交流侧换流电路)。开关位置的标号与桥臂器件的标号一致,由于开关 S_1 和 S_2 的不同置位,电路共有三种工作模式如图 6-27(c)所示。



开关		位置			
开关	S_1	1	2	1	2
	S_2	4	3	3	4
模式	Ⅰ	×	×		
	Ⅱ			×	
	Ⅲ				×

(c)

图 6-27 电流型单相桥式整流电路

1. 工作模式Ⅰ:S_1 置 1(2)而 S_2 置 4(3),这时桥中有 $T_1T_4(T_2T_3)$导通,$u_d=0$,$i_S=0$,类似于图 6 25(b)所示的等效电路;

2. 工作模式Ⅱ:S_1 置 1 而 S_2 置 3,此时桥中有 T_1T_3 导通,$u_d=u_S=u_c$,$i_0=i_S$,电路顺向连接,类似于图 6-25(c)所示的等效电路;

3. 工作模式Ⅲ:S_1 置 2 而 S_2 置 4,此时桥中有 T_2T_4 导通,$u_d=-u_S$,$i_0=-i_S$,电路反向连接,类似于图 6-25(d)所示的等效电路。

任何瞬间电路只能工作于一种模式,而在不同时区,电路可以工作于不同模式,以保证输出电压 u_0 方向可变,即功率可双向传输。

(二)工作过程分析

图 6-28 分别示出电流型整流电路在 $K=7$,$\theta=50°$条件下电路的主要电量波形。由图可见,一个工作循环可分为 a～d 四个时区,每一时区的工作模式、导通器件和电量关系均如表 6-3 所示。与前相仿,为简单计,用等脉宽表示。由图可见:

1. 桥中各功率器件的开关频率不同:其中 T_1 和 T_2 以载波频率 f_c 工作;而 T_3 和 T_4 却以电网频率 f 工作。

2. 在每一时区,包含有两个工作模式工作,例如在时区 a,当 $i_S=0$ 时,电路工作于模式Ⅰ;当 $i_S=-I_0$ 时,电路则工作于模式Ⅲ。

3. 在时区 a 和 d 中,输出电压 $u_d<0$,而输出电流 $i_0>0$,故输出功率瞬时值 $p_0<0$,即负载在本时区中向电网反馈能量,为网侧储能元件 L_N 和 C_N 提供所需的无功功率,保证电网只向负载提供有功功率,即对电网而言,负载为线性电阻。故 $\lambda\equiv1$。

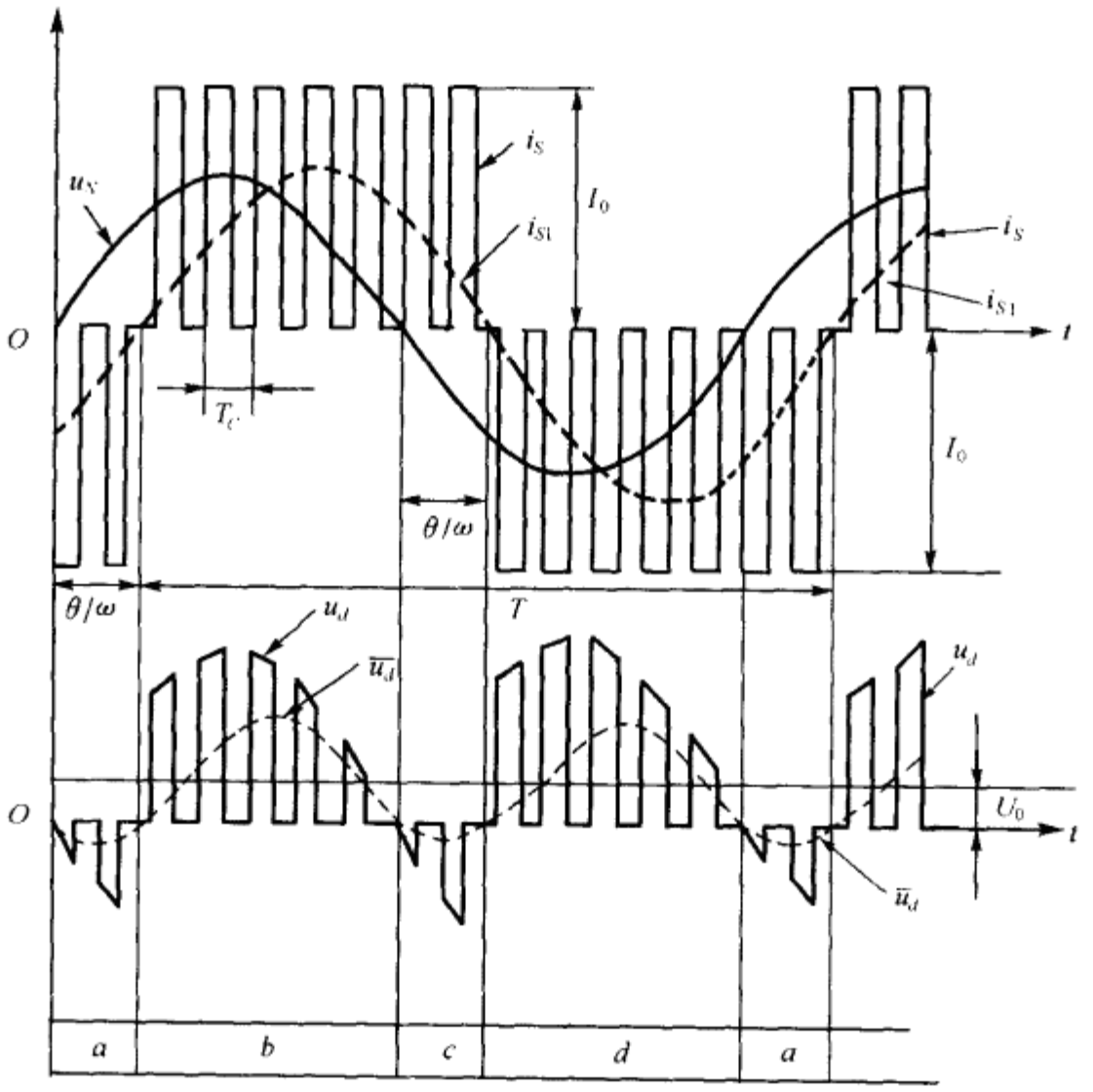


图 6-28　电流型单相桥式整流电路波形

表 6-3　电流型整流电路的工作状态

u_N	+				−			
i_S	0	$-I_0$	0	$+I_0$	0	$+I_0$	0	$-I_0$
u_d	0	−	0	+	0	−	0	+
导电器件	T_1T_4	T_2T_4	T_2T_3	T_1T_3	T_2T_3	T_1T_3	T_1T_4	T_2T_4
工程模式	Ⅰ	Ⅲ	Ⅰ	Ⅱ	Ⅰ	Ⅱ	Ⅰ	Ⅲ
运行区域	a		b		c		d	
网频器件	T_4		T_3				T_4	

四、由晶闸管组成的电流型整流电路

用晶闸管组成的电流型斩控式整流电路如图 6-29 所示。由前述，共阳组的功率器件 T_3 和 T_4（参见图 6-27(a)）以电网频率开关，因此可以采用普通晶闸管并利用电源换流方式关断，如图 6-29 中 T_3 和 T_4。至于共阴组的功率器件 T_1 和 T_2 由前述是以载波频率 f_c 工作，由于 $f_c \gg f$，可以采用 IGBT 之类的全控型器件，但也可以采用图 6-29 所示的晶闸管 T_1 和 T_2。但为了适应上述工作环境，采用了以下措施：

1. 采用快速晶闸管（KK 型晶闸管），目的是为了提高载波频率 f_c 以减少谐波含量；

2. 为了关断已处通态的共阴组器件（T_1T_2），附加无源换流电路（由 C_K，L_1，L_2，D_1，D_2，D_3，D_4 组成，参见图 6-29）。其中 C_K 为换流电容，L_1 和 L_2 为换流电感，$D_1 \sim D_4$ 为隔离二极管，用以防止 C_K 中电荷的泄放。

下面着重分析 T_1 和 T_2 的换流过程：

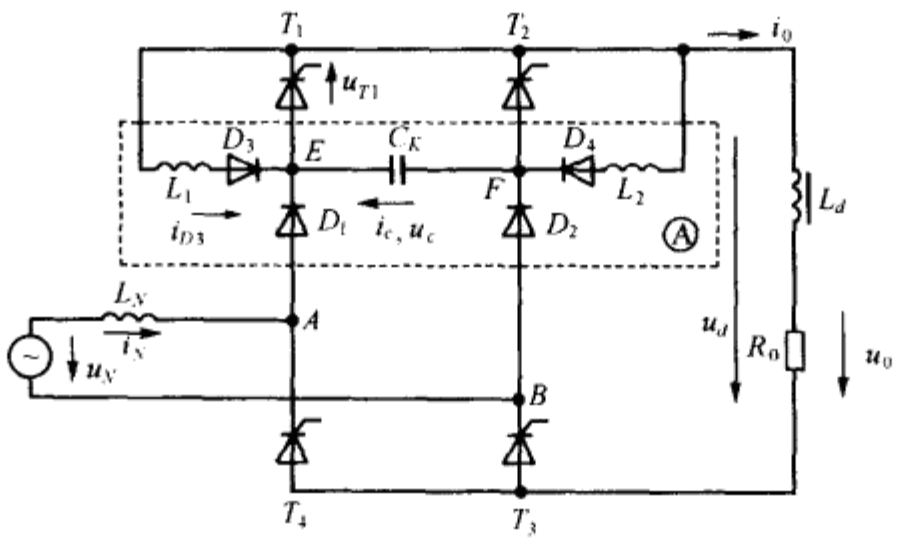


图 6-29 由 SCR 组成的电流型整流电路

(一)基本假定

1. 换流过程远短于电网周期,故在换流期中可认为输入交流电压 $u_N \equiv U_{N0}$;
2. 输出端 L_d 值足够大,在换流期中可认为输出电流 $i_0 \equiv I_0$;
3. 电路的初始状态是 T_1 已处通态,T_2 关断。

(二)$T_1 \to T_2$ 换流分析

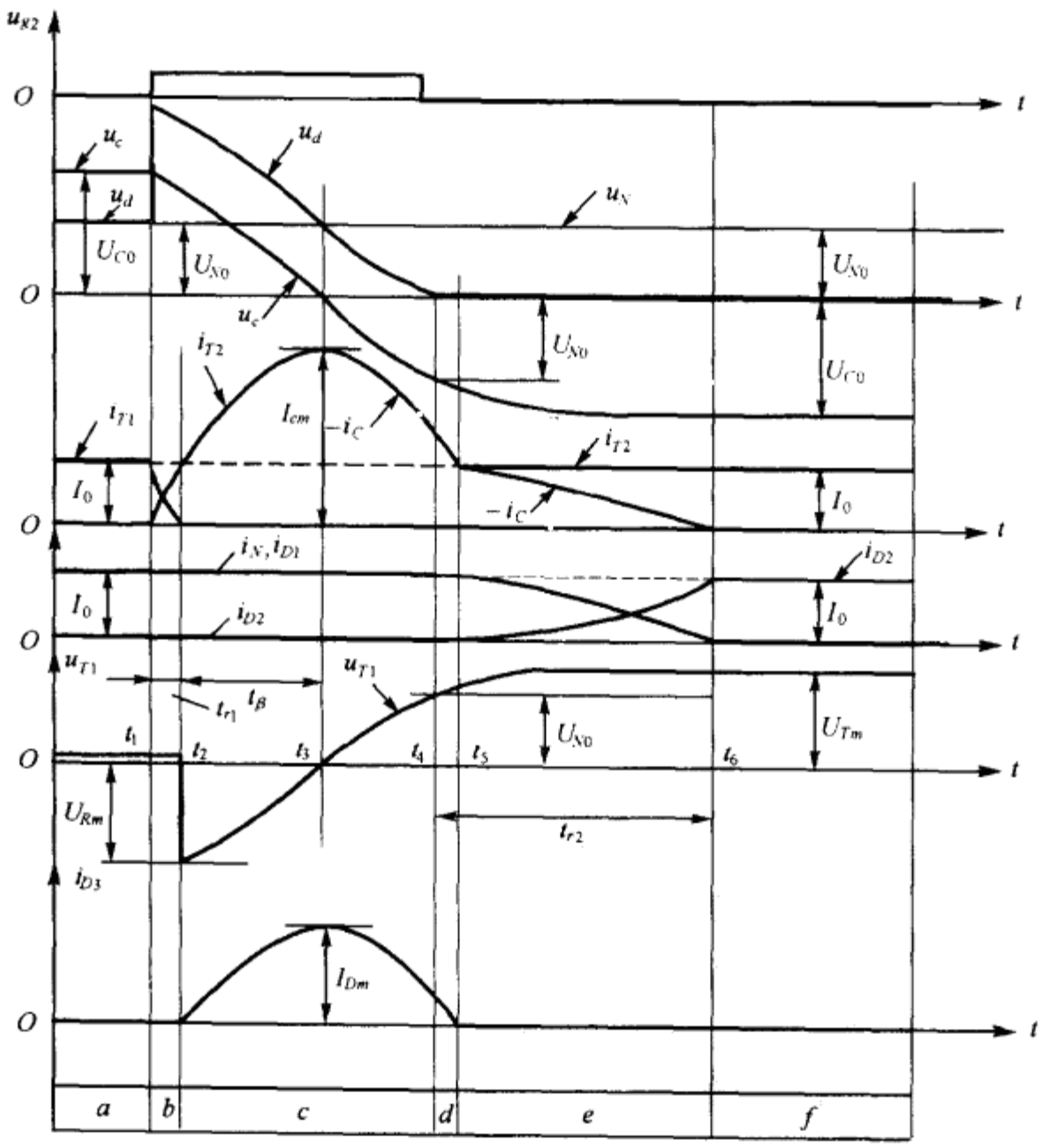


图 6-30 换流过程波形

1. 第一稳态(时区 a):在图 6-30 的时区 a,整流电路中有 T_1T_3 和 D_1 处于通态。$i_{T1}=i_{D1}=$

$i_{T3}=I_0$，换流电容 C_K 已被充电，其端压 $u_c=U_{c0}$（按图标正方向），网压 $u_N=U_{N0}$。输出电压 $u_0=u_N=U_0=U_{N0}$，T_2 处于正向阻断状态，等效电路如图 6-31(a)。

2. T_1T_2 换流期（时区 b）：当 $t=t_1^+$ 时，$u_{g2}>0$，T_2 相应导通，等效电路转为图 6-31(b)，换流电容 C_K 放电，在节点 E 有

$$i_{D1}=I_0=i_{T1}-i_C \tag{6-186}$$

上式表明，随着 i_c 的增长，i_{T1} 下降（器件中电流变化率受 T_1T_2 支路中布线电感的约束），在节点 F 有

$$i_c=-i_{T2}$$

可以看出，随着 i_{T1} 下降，i_{T2} 相应上升。至 $t=t_1+t_{r1}=t_2$ 时，$i_{T1}=0$，$i_{T2}=I_0$，T_1 与 T_2 的换流过程结束。在换流期中，电路中各点电压分布如下：

二极管 D_2 的端压

$$u_{D2}=-(u_N+u_c)$$

输出直流电压

$$u_d=u_N+u_c \tag{6-187}$$

3. T_1 关断期（时区 c）：当 $t>t_2$ 时，T_1 进入反向阻断期，等效电路转为图 6-30(c)，若忽略 u_c 在叠流期中的降落，T_1 端压为

$$u_{T1}=-u_c=-U_{C0}=-U_{Rm} \tag{6-188}$$

由于 T_1 关断，解除对 D_3 的箝位，D_3 正偏通，由 L_1 和 C_K 组成的振荡电路沿 D_3，T_2 流过正弦振荡电流，换流电容被反向充电，u_c 端压逐渐下降，至 $t=t_3$ 时，$u_c=0$，$i_c=I_{cm}$，T_1 承受反压的时间 t_β 为

$$t_\beta=t_3-t_2=\frac{\pi}{2\omega_K} \tag{6-189}$$

式中

$$\omega_K=\frac{1}{\sqrt{L_1C_K}} \tag{6-190}$$

上式表明，只要适当选择 C_K 和 L_1 的数值，便可使 T_1 承受反压的时间 $t_\beta>t_q$（T_1 的关断时间），保证 T_1 可靠关断。

在图 6-30(c)中节点 E 有

$$i_{D1}+i_{D3}+i_c=0$$

式中

$$i_{D1}=i_{T3}=i_N=I_0$$

即

$$i_{D3}+I_0=-i_c \tag{6-191}$$

上式表明，i_c 的实际方向与图标正方向相反。

在图 6-30(c)中节点 F 有

$$i_{T2}+i_C=0$$

即

$$i_{T2}=-i_C \tag{6-192}$$

上式表明，在换流过程时区 c 中，T_2 也流过正弦脉冲电流，其数值与振荡电流 i_c 相等。

当 $t>t_3$ 时，u_c 反向，T_1 进入正向阻断状态，直至 $t=t_4$ 时，有 $u_c=-U_{N0}$，$u_d=0$。

4. D_1 和 D_2 换流期（时区 d，e）：当 $t>t_4$，u_c 继续负向增长，二极管 D_2 正偏导通，等效电路改为图 6-31(d)，原来流过 D_1 的负载电流便有一部分改由 D_2 流过，在节点 B 有

$$i_{D2}+i_N=i_{D2}+i_{D1}=i_{T3}=I_0 \tag{6-193}$$

式中

$$i_{D1}=i_N$$

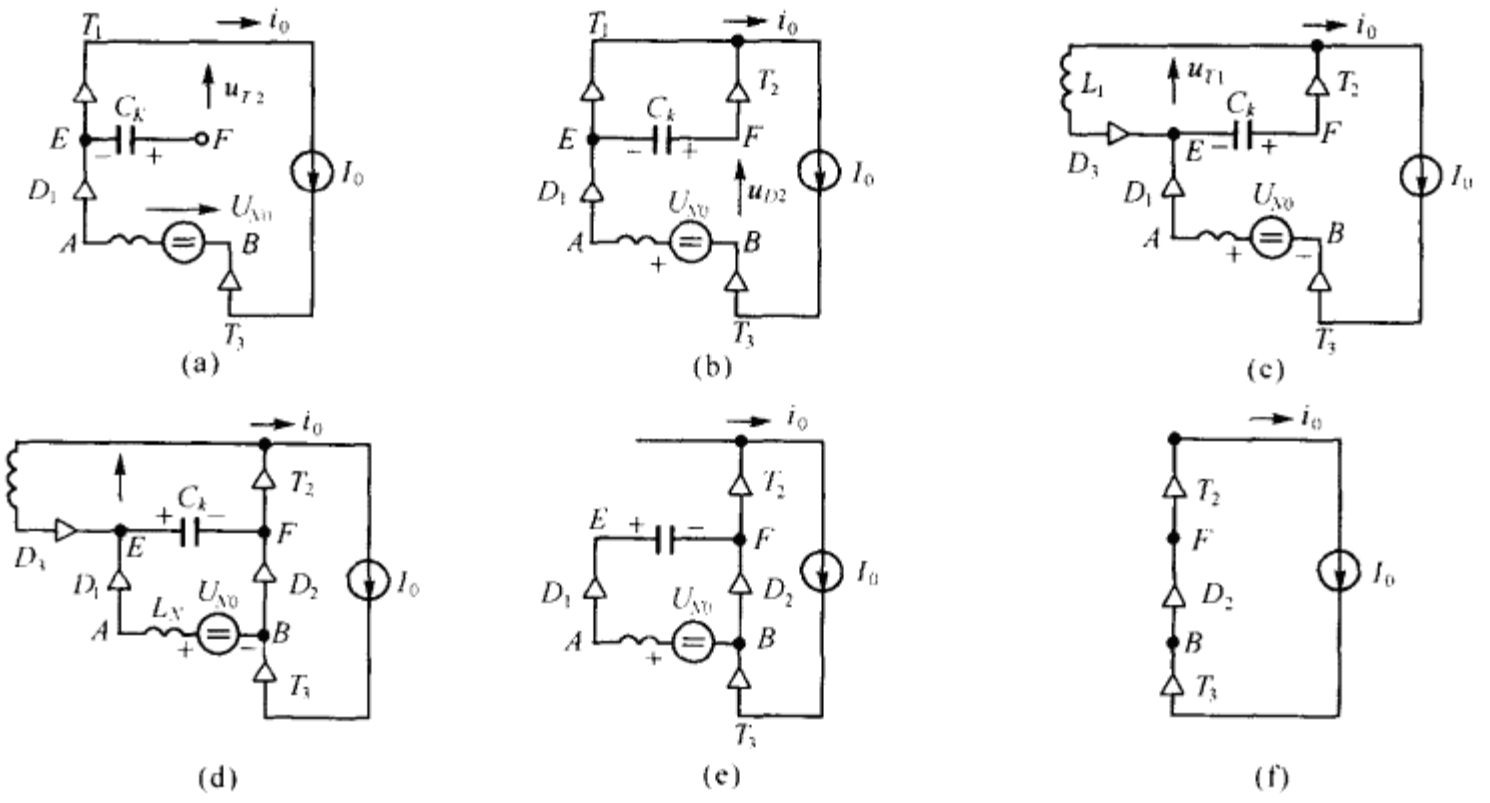


图 6-31 换流过程各时区的等效电路

由于 u_c 在数值上高于 U_{N0}，此时电网电流 i_N 将下降，由图 6-31(d)有

$$\frac{\mathrm{d}i_N}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_N}(U_{N0}-u_c)<0 \tag{6-194}$$

随着 i_N 下降，由式(6-193)知 i_{D2}将相应上升。但由于 u_c 与 U_{N0}的差值较小，i_N 和 i_{D2}的变率很低，至 $t=t_5$ 时，有 $-i_C=I_0$，即 $i_{D3}=0$。D_3 便自然关断，由于 D_3 关断，等效电路便转为图 6-31(e)，D_1 和 D_2 继续换流，直至 $t=t_6$，$i_{D2}=I_0$，$i_{D1}=i_N=0$，$i_C=0$，$u_{T1}=U_{Tm}=U_{C0}$，$u_c=-U_{C0}$，换流过程才告结束。

5. 第二稳态(时区 f)：当 $t>t_6$ 时，电路进入第二稳态，C_K 端压 $u_c=-U_{C0}$，等效电路如图 6-31(f)，负载电流 i_0 沿 T_2，D_2 和 T_3 流过，$u_d=0$，$i_{T2}=i_{T3}=i_{D2}=I_0$，$i_C=0$，$i_N=0$，$u_c=-U_{C0}$，电路为下一个换流过程，即 $T_2\rightarrow T_1$ 换流做好了准备。关于这方面内容读者可自行分析。

第六节 三相桥式整流电路

由于机车电力传动的需要，国外 PWM 单相电压型全桥电路已进入实用阶段，对于三相 PWM 整流电路，国内外也作了许多研究，希望将这种电路应用于含有直流环节的三相变频电路，构成变频调速系统。但三相 PWM 整流电路近年来进展缓慢，距离实用化还较远，其原因很多，一是逆变电路的影响，因为 PWM 整流电路的应用是建立在 PWM 逆变电路的成熟普及的基础上，对于传统的交—直—交逆变电路而言，相控式整流电路在技术上成熟可靠，不会是电路的难点。相反，如果在 PWM 逆变技术尚未十分成熟可靠的情况下引入 PWM 整流电路，无异于给整个系统增加难度，其性能价格比和可靠性都将相应下降，而近年来，逆变技术正处在由 GTR 向 IGBT 过渡的过程中，IGBT 的迅速崛起和 GTR 的全线淡出，造成逆变技术全面更新，从主电路结构，缓冲电路，驱动电路和控制芯片都全面更改，这对逆变电路而言是好事，但无意间却推延了整流电路的更新进度。

其次是在新型整流技术领域中，近年来比较集中于小容量开关电源的网侧功率因数校正技术方面。本来 PWM 整流电路自然能够校正网侧功率因数，但出于对高性能价格比的追求，

如前所述，只有单管方式比较能够为小容量开关电源所接受，因此目前小容量 PFC 以单管方式为主，更多的研究也集中在这方面，相对而言，多管电路的推广工作受到影响。

另外，PWM 功率补偿器的推广应用，也在一定程度上缓解三相 SCR 整流电路存在的矛盾。

但从长远着眼，大容量 PWM 整流电路终将会取代相控式 SCR 整流电路，因为只有如此，工业电网的污染问题才能彻底得到解决。据此，本节将简单介绍两类三相 PWM 整流电路，它们是电压型电路和电流型电路。

一、电压型三相桥式整流电路

电压型三相半桥整流电路的主电路如图 6-32 所示。和图 6-7(a)相比较可见，三相半桥电路是单相电路的扩展，在拓扑结构上是完全相似的，其中各相输入电感相等，即

$$L_{Na}=L_{Nb}=L_{Nc}=L_N \tag{6-195}$$

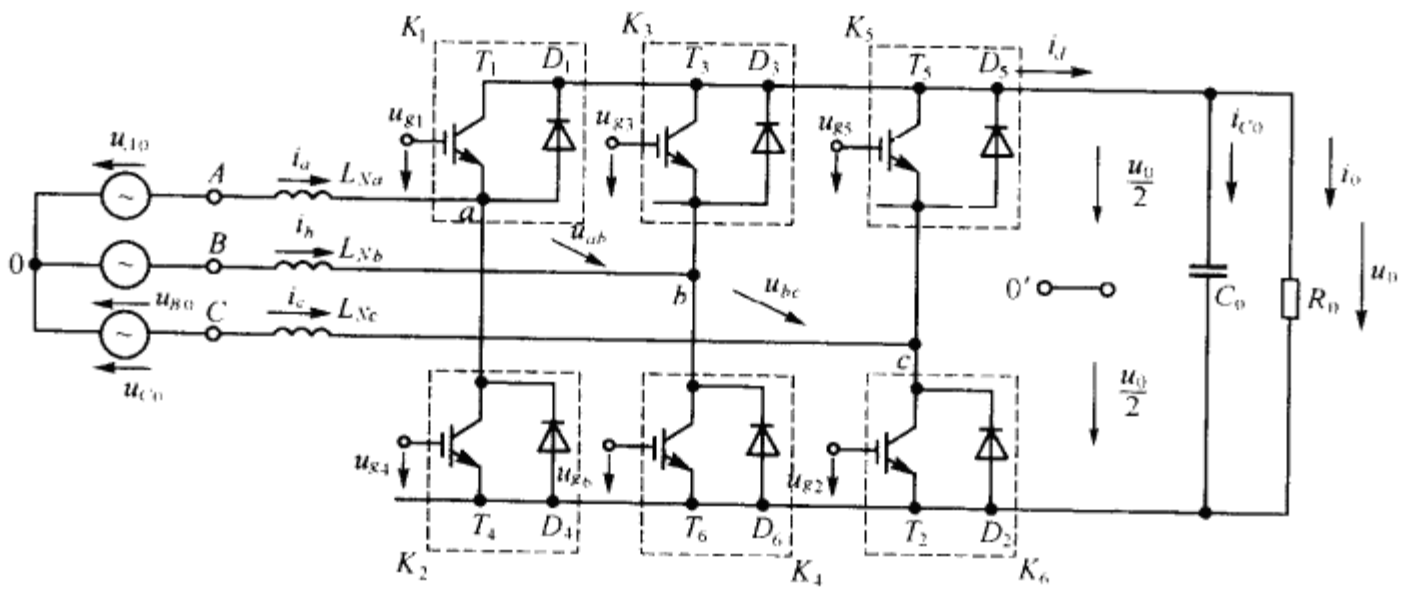


图 6-32　电压型三相桥式整流电路

假定电网各相电压均为正弦波，即

$$\left.\begin{aligned} u_{A0} &= U_{Nm}\sin\omega t \\ u_{B0} &= U_{Nm}\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{C0} &= U_{Nm}\sin\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}\right\} \tag{6-196}$$

图中点 0 为电网中点，0′为输出端假想中点。

(一)控制电压的时序分布

图 6-33(a)画出两组波形，一是各相调制信号 u_{ga}，u_{gb}和 u_{gc}，它们分别可表为

$$\left.\begin{aligned} u_{ga} &= U_{gm}\sin(\omega t-\Psi) \\ u_{gb} &= U_{gm}\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}-\Psi\right) \\ u_{gc} &= U_{gm}\sin\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}-\Psi\right) \end{aligned}\right\} \tag{6-197}$$

上式表明，各相正弦调制信号的频率与电网相同，但相位分别滞后于各相相电压一个角度 Ψ。该角可表为

$$\Psi=\arctan\frac{\omega L_N}{R_N} \tag{6-198}$$

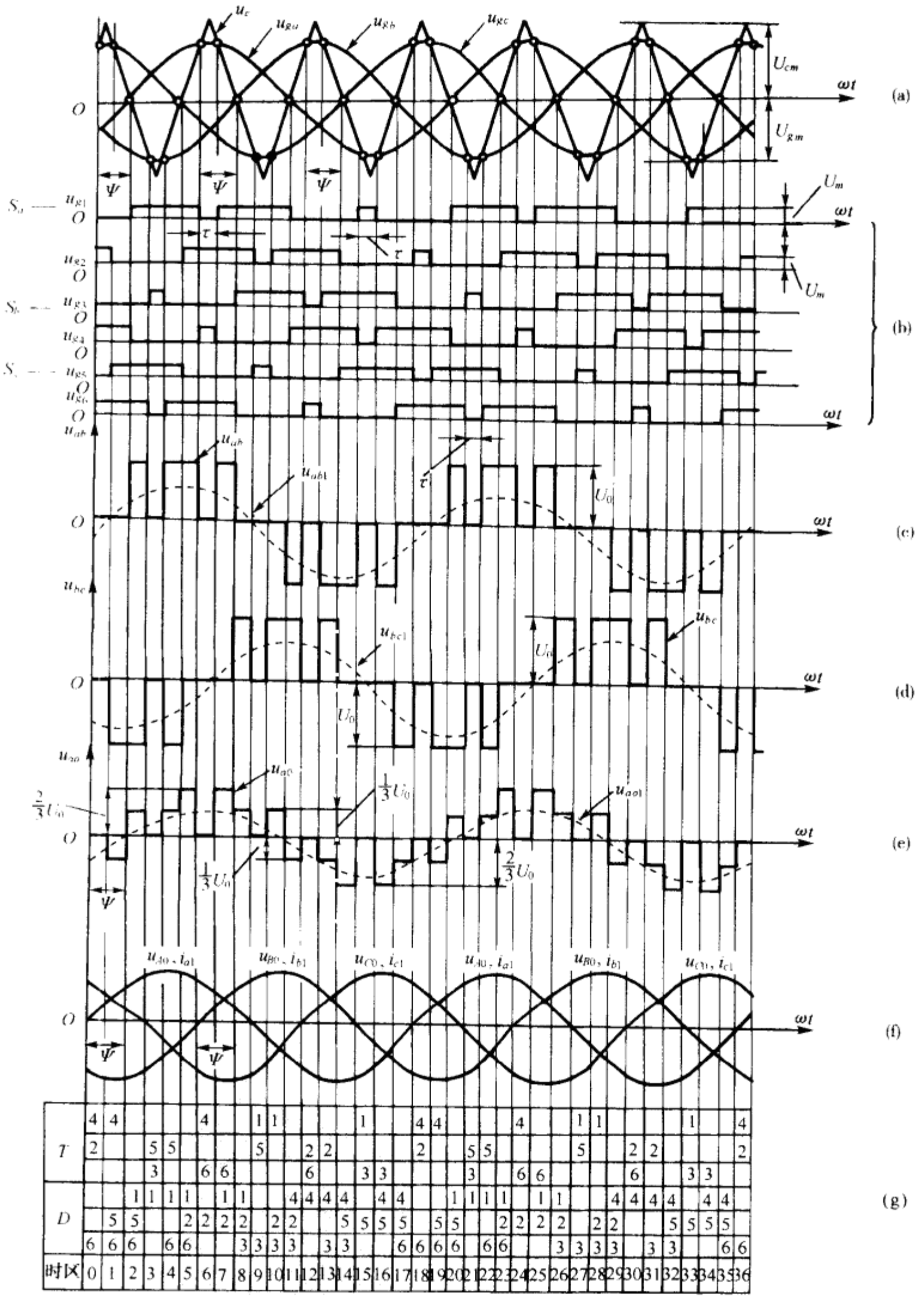


图 6-33 三相 SPWM 整流电路的主要波形

式中
$$R_N=\frac{U_{A0}}{I_{a1}} \tag{6-199}$$
R_N 为相交流等效电阻，U_{A0}为相电压有效值，I_{a1}为相电流基波有效值。各调制信号的相位安排是根据第一节电压型单相整流电路分析结果。图 6-33(a)的另一组波形是载波信号 u_c，由图可见 u_c 是对称三角波，其幅值为 U_{cm}，重复频率为 f_c。由图有

调制比
$$m=\frac{U_{gm}}{U_{cm}}=0.8$$
频率比
$$K=\frac{f_c}{f}=3$$
各相控制脉冲由 u_c 和 u_g 的交点决定并如图 6-33(b)所示。由图可见，各控制脉冲具有以下特点：

1. 各相桥上下臂控制信号在相位上互补；
2. 脉冲缺口宽度 τ 由调制比 m 决定；
3. 各控制信号的幅值均为 U_m；
4. 任何时间，桥中有三个控制脉冲具有高电平；与此相应，桥中有三个器件处于通态。

(二)桥侧线电压波形分析

由于各相平衡，下面以 a 和 b 相为例，分析桥侧线电压 u_{ab}波形，同理可分析 u_{bc}和 u_{ca}。由图 6-32 有
$$u_{ab}=u_{a0'}-u_{b0'} \tag{6-200}$$
式中 $u_{a0'}$是 a 相对假想输出中点 0′间的电压；$u_{b0'}$是 b 与 0′间的电压，它们可分别表为
$$u_{a0'}=\begin{cases}+U_0/2, & K_1^0\\ -U_0/2, & K_4^0\end{cases} \tag{6-201}$$
$$u_{b0'}=\begin{cases}+U_0/2, & K_3^0\\ -U_0/2, & K_6^0\end{cases} \tag{6-202}$$
式(6-201)表明，当 K_1 桥臂(含 T_1 和 D_1)导通时，$u_{a0'}=+U_0/2$，相反，当 K_4 桥臂(含 T_4 和 D_4)导通时有 $u_{a0'}=-U_0/2$；同理可解释式(6-202)，观察图 6-33(b)可见，$u_{a0'}$的相位与 u_{g1}相同，$u_{b0'}$与 u_{g3}相同，若将 u_{g1}和 u_{g3}的幅值改为$+U_0/2\sim-U_0/2$，则可由 u_{g1}和 u_{g3}直接求出 u_{ab}如图 6-33(c)所示，图中同时画出其基波分量 u_{ab1}，同理可画出 u_{bc}和 u_{ca}的波形如图 6-33(d)。

由图可见，u_{ab}是一个单极性 PWM 波形，其输出幅值为$\pm U_0$，缺口宽度 τ 如上述，取决于调制比 m。

(三)桥侧相电压波形分析

各相桥侧电压可表为
$$u_{\varphi 0}=K_\varphi U_0\big|_{\varphi=a,b,c} \tag{6-203}$$
式中
$$K_\varphi=\left(S_\varphi-\frac{S_a+S_b+S_c}{3}\right)\Bigg|_{\varphi=a,b,c} \tag{6-204}$$
S_a，S_b 和 S_c 分别是各相电压的开关函数，并可表为
$$S_a=\begin{cases}1 & K_1^0\\ 0 & K_4^0\end{cases} \tag{6-205}$$
$$S_b=\begin{cases}1 & K_3^0\\ 0 & K_6^0\end{cases} \tag{6-206}$$

$$S_c=\begin{cases}1 & K_5^0\\ 0 & K_2^0\end{cases} \tag{6-207}$$

由式(6-205)(6-206)(6-207)可见，若将图 6-33(b)中 u_{g1}、u_{g3}和 u_{g5}的幅值改为 1，由 u_{g1}、u_{g3}和 u_{g5}将分别代表各相开关函数 s_a，s_b 和 s_c。于是由图 6-33(b)和式(6-203)(6-204)可计得 u_{a0}的波形如图 6-33(e)所示，其中 u_{a01}是其基波分量。由图可见，u_{a0}的最大值为 $2/3U_0$；同理可计算 u_{b0}和 u_{c0}。由图可见：

1. u_{a01}的相位与 u_{ga}一致，即

$$u_{a01}=U_{a0m}\sin(\omega t-\Psi) \tag{6-208}$$

式中 U_{a0m}是 u_{a01}的幅值。同理 u_{b01}和 u_{gb}、u_{c01}和 u_{gc}也有相似关系。

2. 由于 u_{a0}无论在相位和波形上均与 u_{A0}有较大差别，为了平衡电路电压，输入电感 L_N 是必不可少的。以 a 相为例，L_{Na}端压 u_{La}可表为

$$u_{La}=L_N\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=u_{A0}-u_{a0}=U_{Nm}\sin\omega t-K_aU_0 \tag{6-209}$$

3. 各相输入电流的变率与输入电感 L_N 有关，由式(6-209)，以 a 相为例有

$$\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_N}(U_{Nm}\sin\omega t-K_aU_0) \tag{6-210}$$

(四)电路的工作模式

根据图 6-33(a)所示各相控制脉冲的时序。为了实现图 6-33(b)～(e)的电路波形，三相整流电路在整流状态下(即直流电流 $I_d>0$)共有三种工作模式：

1. 工作模式Ⅰ：如图 6-34(a)所示，桥中所有处于通态的三个器件都是二极管(而所有可控器件均处断态)，故这种模式也称为 3DOT 模式。当电路以此模式工作时，电网通过 D_1、D_5和 D_6 向负载输送能量，电路输出电流 i_d 可表为

$$i_d=i_{c0}+i_0=i_{c0}+I_0 \tag{6-211}$$

上式表明，当 $i_d>I_0$ 时，其多余部分将对电容 C_0 充电，使 C_0 储存起足够的能量；由图 6-34(a)可见，此时 $u_{A0}>0$，$i_a>0$，$u_{B0}<0$，$i_b<0$，$u_{c0}>0$，$i_c>0$，$u_{ab}=U_0$，$u_{bc}=-U_0$，$u_{ca}=0$。

在图 6-33(g)中，具有工作模式Ⅰ的时区有 2、5、8、11 等，图中将各相电压 u_{A0}、u_{B0}和 u_{C0}与各相输入电流基波分量 i_{a1}，i_{b1}和 i_{c1}用同一图形表示(实际上是不同标尺)，这意味着通过 SPWM 的控制，各相电压和电流应无相差。尽管各相电流包含谐波，但如果载波频率 f_c 足够高，这些高次谐波含量可以减到很小，因而，网侧功率因数将接近于 1。

2. 工作模式Ⅱ：如图 6-34(b)所示，桥中有两个二极管(D_2 和 D_3)和一个可控器件 T_1 处于通态，因而也可称为 $2D1T$ 模式。当电路以此模式工作时，电网通过 D_2 和 D_3 向负载输送电能；但由于 $u_{A0}<0$，即 $i_a<0$，而 $u_{a0}>0$，因此 T_1 导通($u_{g1}>0$)，由 D_2 和 T_1 使电源 u_{ab}暂时处于短路状态，并沿 L_{Nb}、D_3、T_1 和 L_{Na}流过内部环流。由图可见，$u_{ab}=0$，$u_{bc}=U_0$，$u_{ca}=-U_0$，$i_d=i_0+i_{c0}$，在图 6-33(g)中具有工作模式Ⅱ的时域有 1，4，7，10 等。

3. 工作模式Ⅲ：如图 6-34(c)所示，该模式中有 D_2 和 T_4、T_6 处于通态，因而也可称为 $1D2T$ 模式，在该模式中，各相经输入电感短路，整流桥与负载脱离，$i_d=0$，负载电流由原先储存在 C_0 中的能量释放出来维持，桥中形成两个循环电流环路：为沿 L_{Na}，T_4，D_2，L_{Nc}构成的环路；和由 L_{Nb}，T_6，D_2，L_{Nc}构成的环路，此时 $u_{ab}=u_{bc}=u_{ca}=0$，而 $u_{A0}>0$，$i_a>0$，$u_{B0}>0$，$i_b>0$，$u_{c0}<0$，$i_c<0$，图 6-33(g)中处于该模式的时区有 0，6，12，18 等。

4. 工作模式Ⅳ：如图 6-34(d)所示，该模式有 $T_1T_3D_5$ 处于通态，各相也沿 L_N 短路，也属

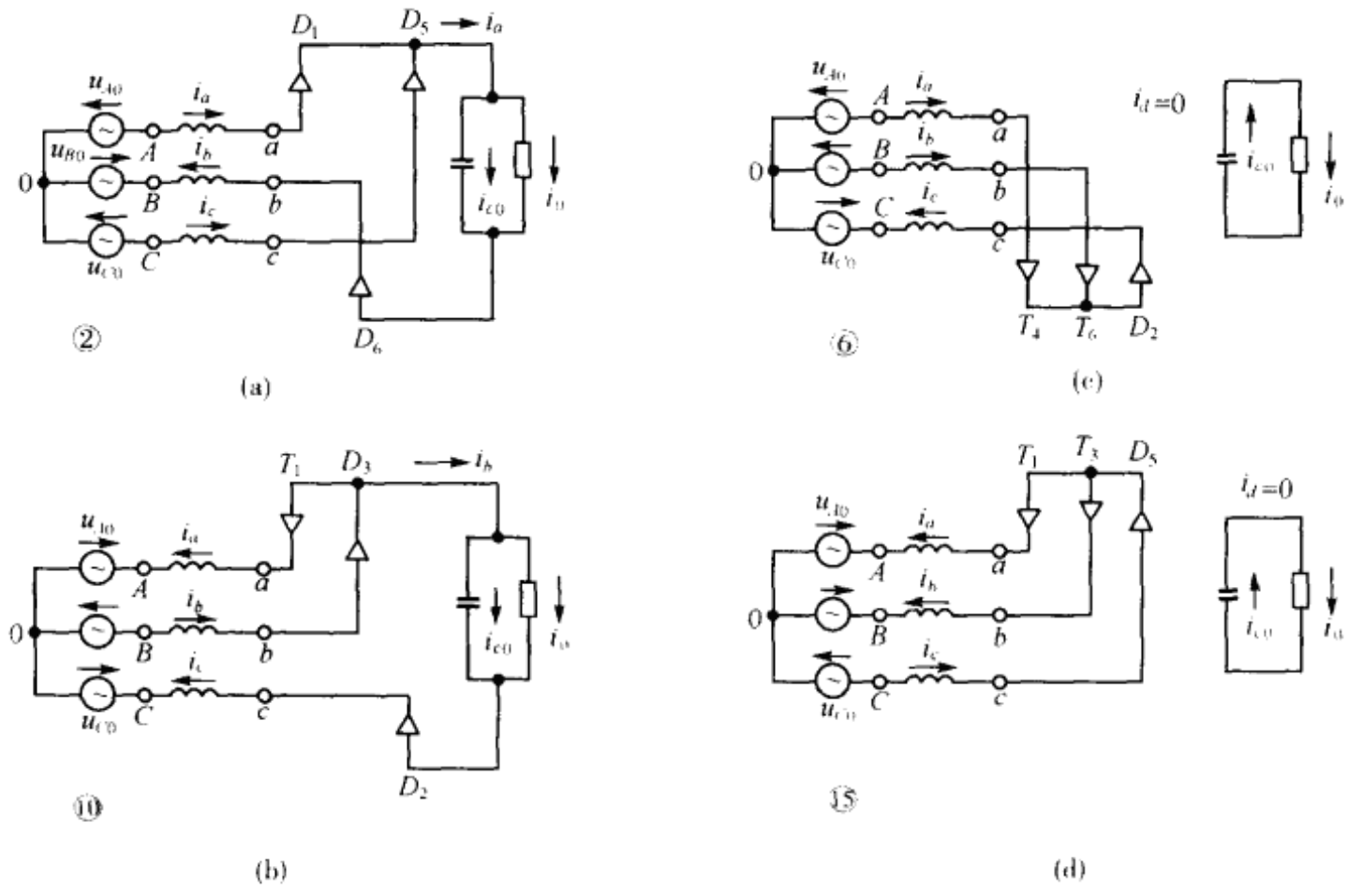


图 6-34　电压型三相 PWM 整流电路工作模式

于 $2T1D$ 模式，不过此时环流是通过桥中三个上臂器件流过，$i_d=0$，$u_{ab}=u_{bc}=u_{ca}=0$。图 6-33(g)中处于该模式的时区有 3，9，15，22 等。

(五)输入电感 L_N 的选择

将式(6-210)写成增量方程，在一个载波周期中的电流增量为

$$\Delta i_a=\frac{T_c}{L_N}(U_{Nm}\sin\omega t-K_aU_0) \tag{6-212}$$

Δi_a 的最大值可表为

$$\Delta i_{am}=\frac{T_c}{L_N}(U_{Nm}+\frac{2}{3}U_0) \tag{6-213}$$

式中：$U_{Nm}=\sqrt{2}U_{A0}$。

U_{A0}是相电压有效值。为了将电流脉动量幅值 Δi_{am}控制在容许的范围，由式(6-213)确定的 Δi_{am} 应满足

$$\Delta i_{am}\leqslant\Delta I_{am} \tag{6-214}$$

式中 ΔI_{am}是允许的电流脉动量。将式(6-213)代入式(6-214)并解出 L_N 可得

$$L_N\geqslant\frac{\sqrt{2}U_{A0}+2/3U_0}{\Delta I_{am}f_c} \tag{6-215}$$

设计中 ΔI_{am}选为 $0.2I_{am}$。　(6-216)

式中 I_{am}是相电流基波分量幅值，根据给定的 U_{A0}，U_0，I_{am}和选定的 f_c，可以由式选择电感 L_N 的最小值；由式可见，L_N 越大则 ΔI_{am}越小。

当 L_N 选得过大时，会降低电流的跟踪速度，当电流过零附近时电流的变率最大。此时，电流的跟踪速度应高于电流变率的最大值。以 a 相为例，由图 6-33(e)(f)知，在 i_a 过零附近电流跟踪速度为 $U_0/3L_N$，而一个载波周期中电流变率为

$$\frac{\Delta i_a}{T_c}=\frac{I_{am}\sin(\omega T_c)}{T_c} \tag{6-217}$$

因此应有

$$\frac{I_{am}\sin(\omega T_c)}{T_c}\leqslant\frac{U_0}{3L_N}$$

解出

$$L_N\leqslant\frac{U_0T_c}{3\ I_{am}\sin(\omega T_c)} \tag{6-218}$$

上式为 L_N 的上限值。

(六)电路的控制

图 6-35 示电压型三相 SPWM 整流电路的控制电路框图,它与单相电路所采用的控制方案相同,即采用电压外环和电流内环的双环控制方案。由图可见:

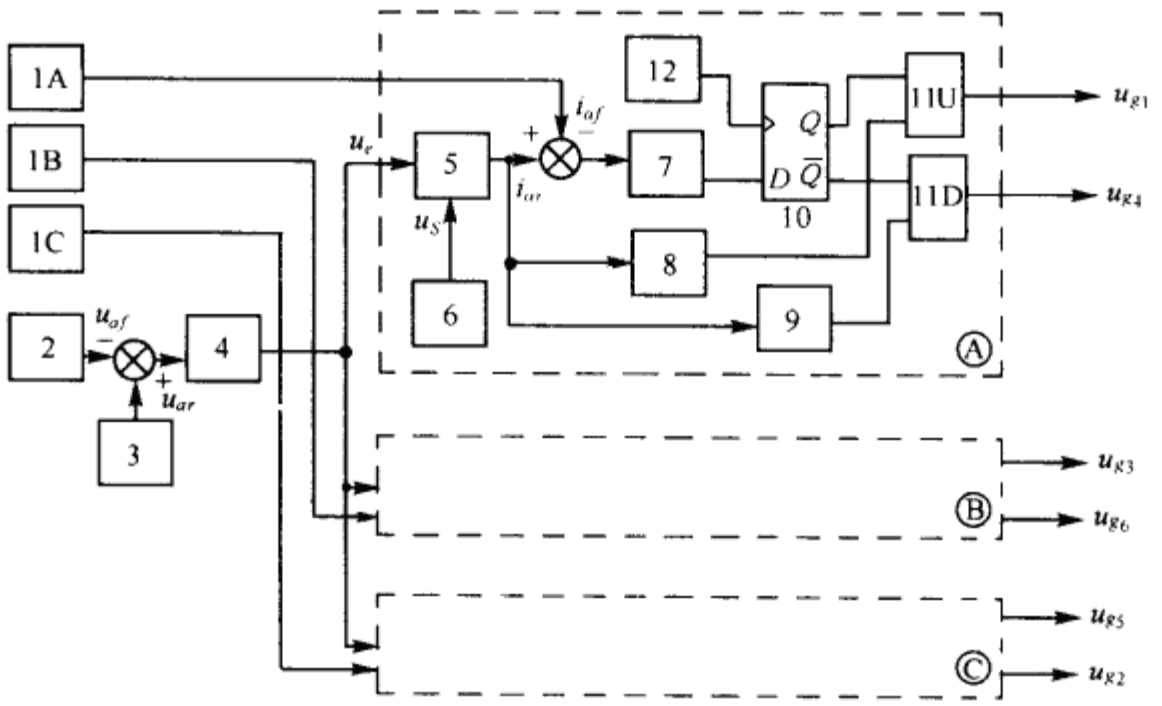


图 6-35 电压型三相 SPWM 整流电路控制框图

1A、1B、1C—相电流检测电路 2—输出直流电压检测电路 3—直流电压给定 4—PI 电压调节器 5—乘法器 6 正弦波形信号 7—SPWM 信号比较器 8,9—比较器 10—锁存器 11—与门 12—时钟脉冲发生器

1. 电压外环的输出作为电流内环的给定。

2. 三相共用一个电压外环,也即三相电流给定值相等。

3. 电流内环分相控制,由虚线框组成的三个电路分别为相电流内环,如虚线框Ⓐ即为 a 相电流环,b 和 c 相电流环结构相同。

4. 电流内环共有三个输入信号:一是相电流波形信号 u_S(也称为电流同步信号),这是一个单位幅值的正弦波信号,其相位与相电压 u_{A0}相同;另一输入信号是电压调节器 4 的输出信号;上述两个信号相乘构成相电流给定 i_{ar};电流内环的第三个输入信号是来自 1A 的相电流反馈信号 i_{af}。

5. 分析图 6-33(g)可见,i_a 的正半波有 D_1 和 T_4 导通;i_a 负半波则有 D_4 和 T_1 导通,比较器 8 的作用是使 $i_a<0$ 时使与门 11U 接通,输出 u_{g1};相反,比较器 9 则在 $i_a>0$ 的半波使与门 11D 接通,输出 u_{g4}。

6. 与单相电压型电路相仿,当 i_a 与 u_{A0}反相时(其他各相类推),电路可运行于逆变状态,当负载为有源时,负载端电能经电路反馈到电网。

二、电流型三相桥式整流电络

电流型三相桥式整流电路主电路如图 6-36 所示。由图可见,与图 6-32 相比有以下不同:

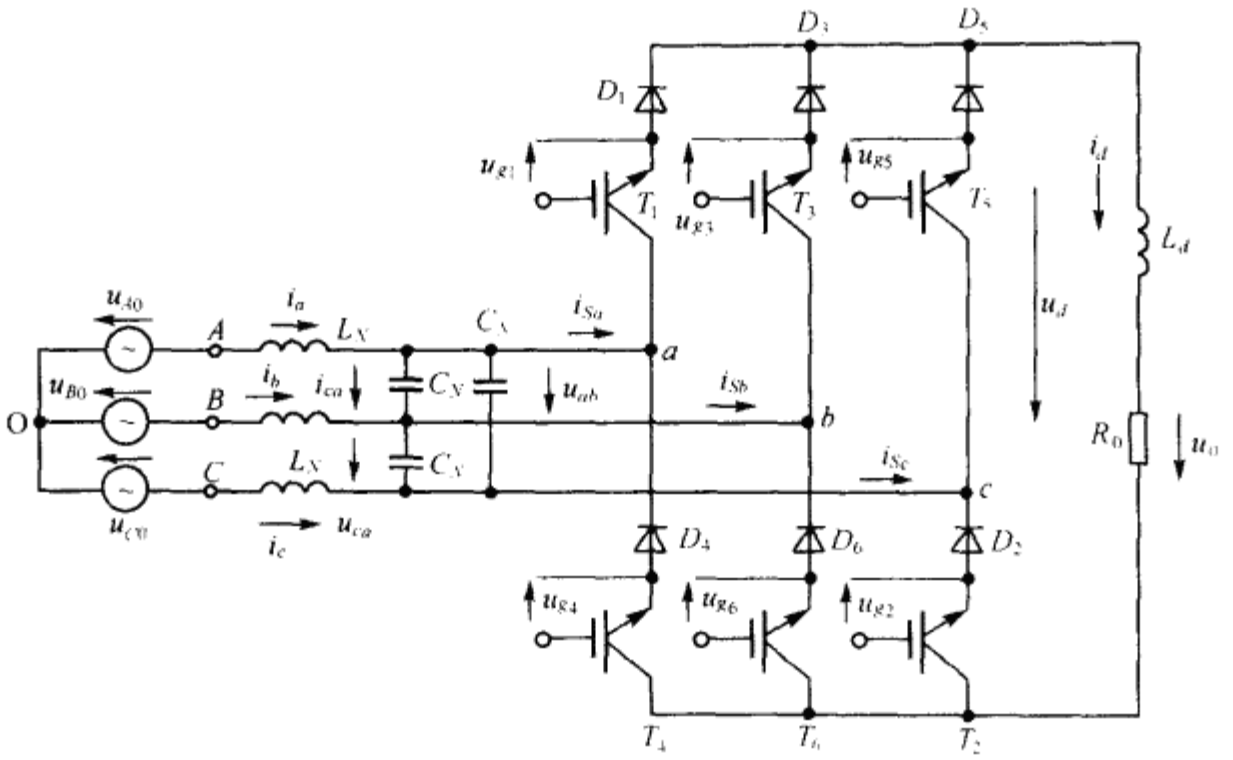


图 6-36　电流型三相整流电路

1. 在电压型电路中，二极管 $D_1 \sim D_6$ 与 $T_1 \sim T_6$ 并联，在电流型电路中，由于 $T_1 \sim T_6$ 在关断时必须承受反压。但如第二章所述，附加 N^- 缓冲层之后，IGBT 的反向阻断能力已显著下降，为了提高器件反向阻断能力，串联二极管 $D_1 \sim D_6$（在图 6-29 中，由于逆阻型晶闸管 $T_1 \sim T_4$ 具有反向阻断能力，故无须串联二极管）；

2. 输出端串联电感 L_d，其数值足够使出端电流 i_d 保持平滑；

3. 网侧入端滤波电路中除串联电感 L_N 外还并联电容 C_N，各相电感量均为 L_N，电容量均为 C_N。

假定网侧相电压均为正弦波。

（一）控制电压的时序分布

图 6-37(a)画出三组波形，一是 a 相正弦调制信号 u_{ga}。

$$u_{ga} = U_{gm}\sin\omega t$$

另一是 $-a$ 相的正弦调制信号 $-u_{ga}$。

$$-u_{ga} = U_{gm}\sin(\omega t + \pi)$$

第三个波形是载波信号 u_c，其幅值为 U_{cm}，重复频率为 f_c。u_c 的状态分布为单向不连续，其断续区为 $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$；$4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$。$a$ 相上下桥臂控制脉冲 u_{g1} 和 u_{g4} 分别由 u_c 与 u_{ga} 和 $-u_{ga}$ 的交点决定，并如图 6-37(b)所示。由图可见，这些控制脉冲的时序分布有以下特点：

u_{g1} 波形，在 $0 < \omega t < \pi/3$ 和 $2\pi/3 < \omega t < \pi$ 时区中，其脉宽 τ 按正弦规律分布；而在 $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$ 区域中，$u_{g1} \equiv U_m$；在 $\pi < \omega t < 2\pi$，$u_{g1} = 0$，u_{g4} 的波形与 u_{g1} 具有相同分布规律，但相位差 π(rad)。

同理可得 $\pm b$ 相和 $\pm c$ 相的控制脉冲波形如图 6-37(d)所示。由图可见，它们具有与 u_{g1}、u_{g4} 相同的特征。

图 6-37 所示控制脉冲具有一个严重的缺陷，就是在若干时区中，桥中只有一个控制脉冲，主电路电流将在这些时区中被迫中断，此时出端电感 L_d 将出现高电压，并将桥臂器件击穿。以图 6-37 中 $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$ 时段为例，在该时段中，各控制脉冲的状态是

1. $u_{g3} = u_{g5} = u_{g4} = 0$；

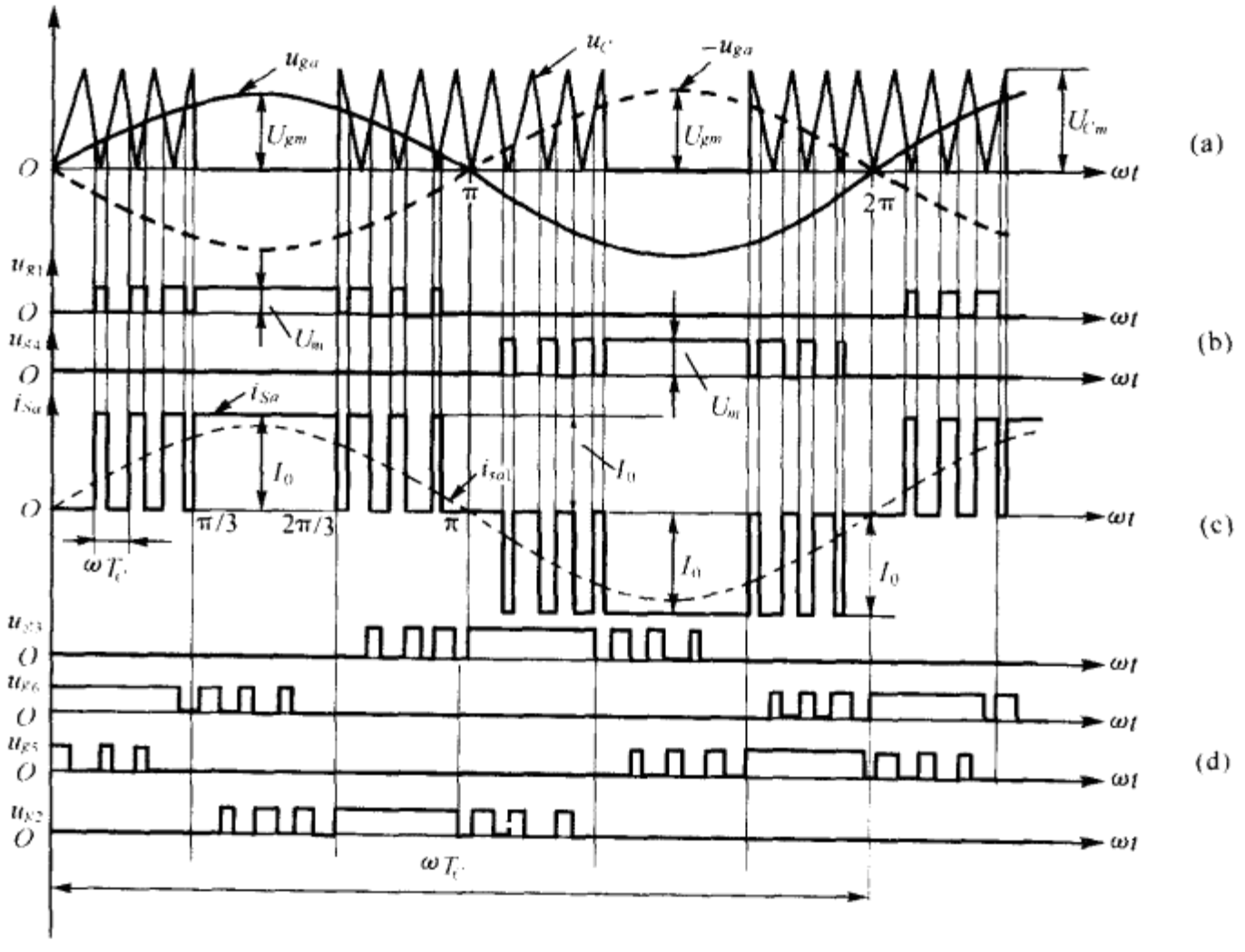


图 6-37 电流型整流电路的波形

2. $u_{g1}=U_m$；

3. u_{g2}和 u_{g6}为脉冲列，但在死区 τ_0 中有：$u_{g2}=u_{g6}=0$。（参见图 6-38）

于是，在所有 τ_0 时区中，桥中只有 u_{g1}一个脉冲存在。为了克服上述缺点，在 a 相下桥臂 u_{g4}上附加短路脉冲（指在所有的 τ_0 时区中），图 6-38 示出附加短路脉冲后的 u_{g4}波形。同理在 b 和 c 相也相应附加短路脉冲。下面以图 6-38 所示时区的脉冲时序为例，简述主电路的工作过程。

(1)$\theta_0\sim\theta_1$ 区间：由图可见，$u_{g1}=u_{g6}=U_m$，$u_{g2}=u_{g3}=u_{g4}=u_{g5}=0$，主电路中有 T_1D_1 和 T_6D_6 导通，电流由 a 相沿 T_1、D_1、L_d、R_0、T_6、D_6 回到 b 相，$i_{Sa}=I_0$，$i_{Sb}=-I_0$，$i_d=I_0$。

(2)$\theta_1\sim\theta_2$ 区间：当 $\omega t=\theta_1^+$ 时，有 $u_{g6}=0$，$u_{g4}=U_m$，由于 $u_{g6}=0$，原来流经 T_6D_6 的电流改由 T_4D_4 流过，也即负载电流沿 T_4T_1 短路。在此期间储存在 L_d 中的能量释放出来，由于 τ_0 很短暂，L_d 中的电流仍维持 I_0 不变，$i_d=I_0$，$i_{Sa}=i_{Sb}=0$。

(3)$\theta_2\sim\theta_3$ 区间：当 $\omega t=\theta_2^+$ 时，有 $u_{g4}=0$，$u_{g2}=U_m$，由于 $u_{g4}=0$，电流由 T_4 移到 T_2 中，并沿 T_1 和 T_2 构成导电回路，$i_{Sa}=I_0$，$i_{Sc}=-I_0$，$i_d=I_0$。

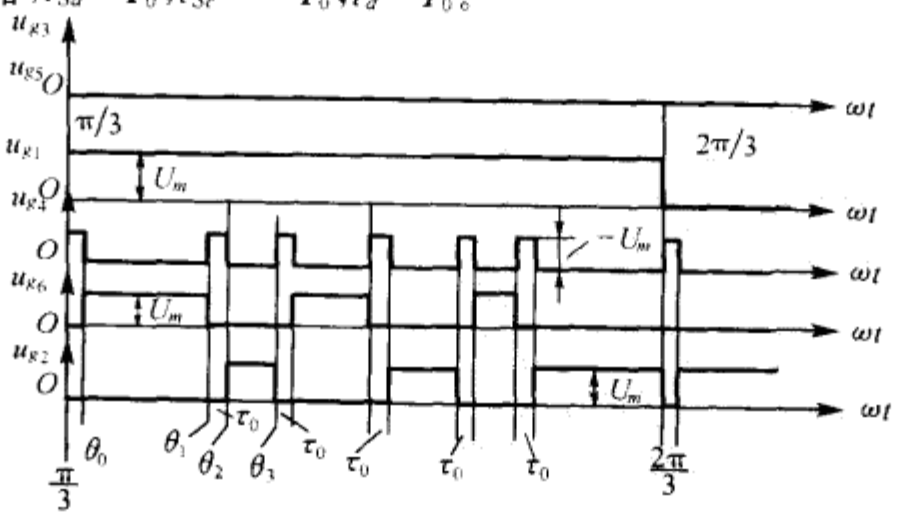


图 6-38 a 相附加短路脉冲的波形

由以上分析可知，附加短路脉冲之后，电感中电流 i_d 可保证连续，但 i_{sa} 在短路期降为零，影响电源对负载供能，好在 τ_0 很短，其影响可以忽略不计。

（二）桥输入电流 i_{Sa} 的分析

根据图 6-37 所示控制脉冲的时序分布，可画出相输入电流 i_S 的波形，图 6-37(c)示 a 相桥侧输入电流 i_{Sa}。由图可见，i_{Sa} 是一个单极性 SPWM 波形，其幅值为 I_0，最大脉冲宽度在忽略附加短路脉冲影响时为 $\pi/3$，i_{Sa} 的基波分量 i_{Sa1} 如图中虚线所示。由图 6-36 有

$$i_a = i_{ca} + i_{Sa} \tag{6-219}$$

式中 i_{ca} 是流过并联电容 C_N 中的电流。为简单，忽略 i_a 和 i_{Sa} 间的相位差，并认为流过 L_N 的电流为 i_{Sa1}，则 i_{ca} 将是 i_{Sa} 与 i_{Sa1} 间的差值电流。据此可知，对于电流型电路而言，C_N 是必不可少的。由图 6-37(c)可见，当 $i_{Sa}=0$ 时，$i_a=i_{ca}$，电网电流将对 C_N 充电；当 $i_{Sa}=I_0$ 时，$i_{ca}=i_a-i_{Sa}=i_{Sa1}-I_0<0(I_0>i_{Sa1})$，即 C_N 放电，协同电网向整流桥负载供电。

同理可分析 b 相和 c 相桥侧输入电流 i_{Sb} 和 i_{Sc}，其波形应与 i_{Sa} 相同，但基波分量的相位互差 $2\pi/3$。

（三）电路控制

电流型三相整流电路开环控制电路框图如图 6-39 所示。在该框图中锁相环 2 产生时钟脉冲，由于电网同步信号的作用，该时钟脉冲的重复频率是电网频率的整数倍。时钟脉冲经计数器 3 并作为地址信号加到由 EPROM 组成的 PWM 波形存储器 4，在该存储器中存储着不同 m 值的 PWM 波形（将对应于不同的直流输出电压），通过 PWM 波形选择器 5 选出所需 m 值的 PWM 脉冲。实际上由于对称关系，电路 4 仅存放部分波形，而整个周期的脉冲则通过波形合成器 7 进行综合（包括短路脉冲合成），从而得到所有的 PWM 脉冲。

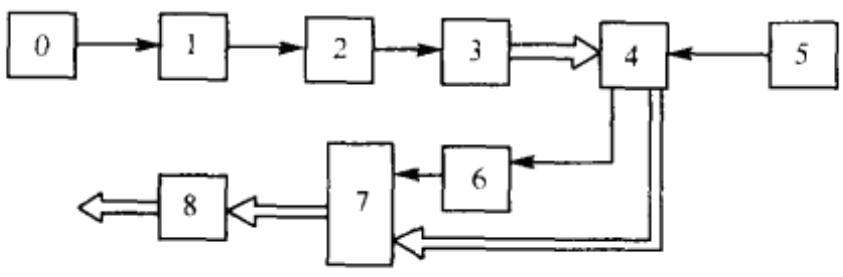


图 6-39　电流型三相整流器的开环控制电路框图

0—交流电网　1—同步信号　2—锁相环　3—计数器　4—PWM 波形存储器　5—PWM 波形选择器　6—短路脉冲发生器　7—PWM 波形合成器　8—驱动电路

*第七节　电压型三相单管整流电路

当多管三相整流电路由于价高复杂而举步维艰时，单管单相整流电路却以其自身的优点获得推广应用。因此对三相单管整流电路进行研究，希望它能在比单相更高的功率水平上实现高功率因数和输出电压调节。但迄今三相单管整流电路国内外也均处在探索之中，本节简单介绍电压型三相单管整流电路。

和单相单管整流电路一样，电压型三相单管整流电路是三相不控整流桥加 Boost 电路的简称，是前者在三相领域的延伸，其主电路结构如图 6-40 所示。和图 6-17(a)相比，除了电源相数之外，主要的差别是输入电感移至交流侧，因为以后可以看到，在三相电路的控制中不再需要整流桥输出端 100Hz 的正弦半波脉动电压作为正弦波形信号。

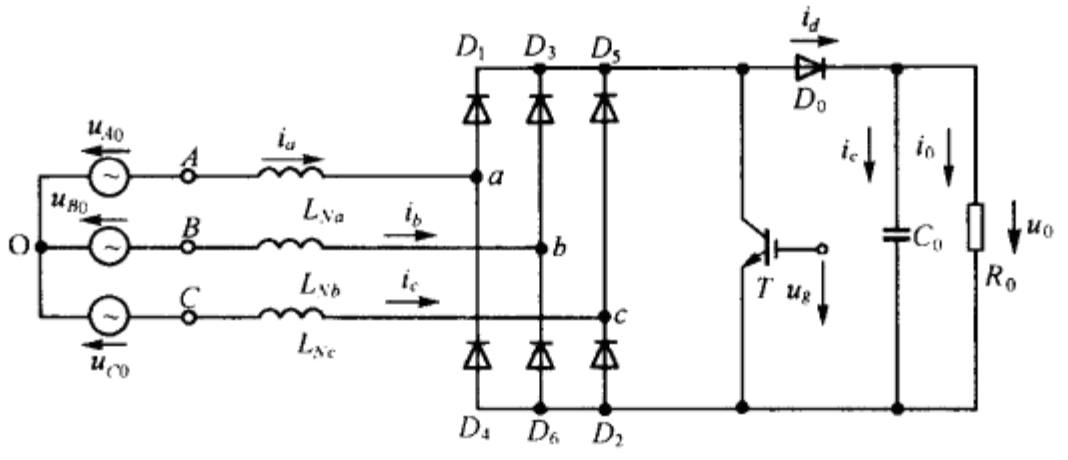


图 6-40 电压型三相单管整流电路

一、电流模式的选择

在上节三相整流电路的分析中可以看到除了主电路拓扑复杂之外，控制电路更为复杂；在第四节中，对工作于 CCM 模式的单相单管整流电路，虽然主电路拓扑相对简单，但其控制电路也依然是相当复杂，尽管已经有诸如 UC3854 之类的集成芯片可用，但也还是需要电流、电压检测和隔离电路等。

和上述情况相反，如果在三相单管电路中采用 DCM 模式，就没有前述的问题。因为在 DCM 模式下，各相电流峰值自动按相电压正弦规律变化，这样无需附加任何电流检测环节或控制环节便可以实现网侧电流正弦化，至于输出直流电压的调节则可以通过调节占空比 D 来实现。此外，DCM 模式由于开关管具有 ZCON 环境，二极管具有 ZCOFF 环境，开关损耗减小，也没有反向恢复电流的危害，这些都是采用 DCM 模式有利因素。

当然，采用 DCM 模式也存在缺点，诸如：

1. 电流峰值大，不仅妨碍系统功率的提高，也增加导通损耗和开关损耗；

2. 直流输出电压高：为了保持网侧高功率因素，Boost 电路必须具有一定的升压比，这对三相电路会导致直流输出电压过高；

在 APFC 电路中加入附加电路，实现 APFC 的软开关环境，将有助于开关损耗的降低，这方面的内容将在下一章介绍。

二、工作模式的分析

采用 DCM 模式时，开关管控制脉冲 u_g 的时序安排如图 6-41(b)所示。由图可见，载波周期 T_c 为恒定。且有

$$f_c=\frac{1}{T_c}=6kf|_{k=1,2,3,\cdots} \tag{6-220}$$

式中 f 是电网频率，k 为正整数，式(6-220)表明载波频率应选为电网频率的 6 整倍数，图中有 $k=2$，假设电网各相为对称正弦电压：

$$\left.\begin{aligned} u_{A0}&=U_{Nm}\sin\omega t\\ u_{B0}&=U_{Nm}\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\\ u_{C0}&=U_{Nm}\sin\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}\right\} \tag{6-221}$$

图 6-40 中各相输入电感相等，即

$$L_{Na}=L_{Nb}=L_{Nc}=L_N \tag{6-222}$$

输出电容 C_0 数值是够大，保持输出电压 u_0 无纹波，即 $u_0=U_0$，

图 6-41(c)用不同符号表示三相整流桥 $D_1\sim D_6$ 在每个载波周期 T_c 中的不同状态，根据这些状态，电路共有以下四种工作模式。

1. 电流上升模式；
2. 电流下降第一模式；
3. 电流下降第二模式；
4. 断流模式。

必须指出：

1. 图 6-41(c)为便于作图，将每一模式所经历的时间都近于相等，实际上各个模式的持续期并不相同；

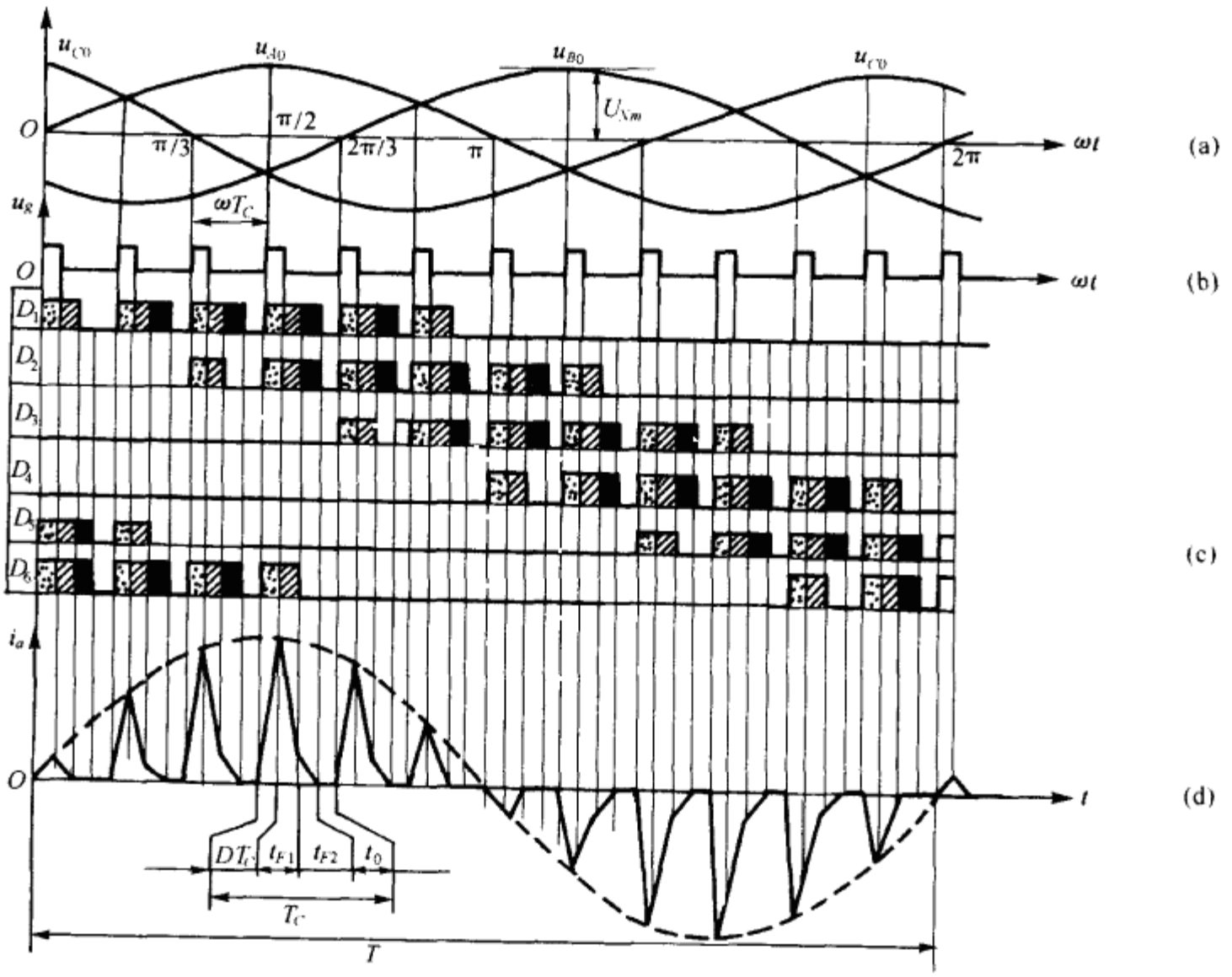


图 6-41　DCM 模式下电压型三相单管电路波形

2. 并非每个载波期都具有上述四种工作模式，以 D_1 为例，具有四种模式的载波周期仅存在于以 π/3 和 2π/3 为中心的一定范围内。相反，在 0 和 π 附近的载波周期中就只有三种模式，同理可分析其他二极管的状态也具有上述同样的变化规律，下面分别分析每种工作模式。

(一)电流上升模式

以图 6-41 中，$\omega t=\pi/2$(rad)开始的一个载波周期为例，在 $\pi/2<\omega t<\pi/2+\omega DTc$ 区间中，有 $u_g>0$，开关管 T 导通。由图 6-41(c)可见，此时三相桥中有 D_1，D_2 和 D_6 处于通态。于是三相电源经输入电感 L_N 短路，等效电路如图 6-42(a)。

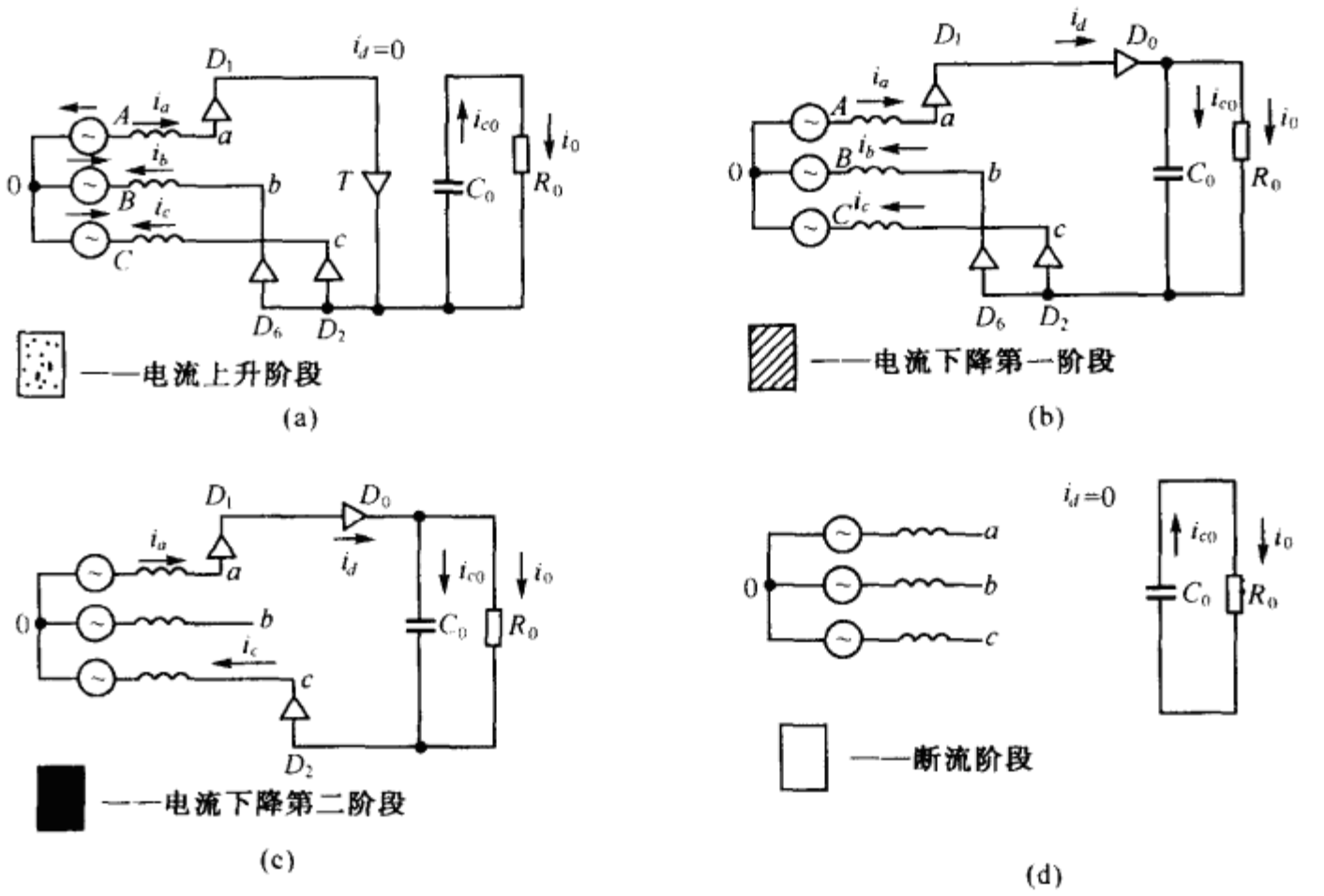


图 6-42 DCM 模式下的工作模式

由图可见，由于 T 导通，D_0 反偏截止，$i_d=0$，电网中断对负载供电，负载电流由存储在 C_0 中能量维持，按上述因 C_0 足够大，在此期间仍有 $u_0 \equiv U_0$。按图 6-40 所标正方向，根据图 6-42(a)的电路有：

$$u_{A0}-L_N\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=u_{B0}-L_N\frac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}=u_{C0}-L_N\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}$$

考虑到

$$u_{A0}+u_{B0}+u_{C0}=0$$

$$\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}=0$$

有

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}&=\frac{u_{A0}}{L_N}=\frac{U_{Nm}}{L_N}\sin\omega t\\ \frac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}&=\frac{u_{B0}}{L_N}=\frac{U_{Nm}}{L_N}\sin(\omega t-2\pi/3)\\ \frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}&=\frac{u_{C0}}{L_N}=\frac{U_{Nm}}{L_N}\sin(\omega t+2\pi/3)\end{aligned}\right\}\tag{6-223}$$

式中：

$$\frac{\pi}{2}<\omega t<\frac{\pi}{2}+\omega DT_c$$

式(6-223)表明，当各相电感沿电源充电的状态中，各相电流的绝对值增大(表明电感中储能增加)。各相电流的变率与相电压成正比例。根据式(6-223)可得出各相电流在每个载波周期中达到的峰值，如以 a 相为例，记其峰值为 i_{ap}

$$i_{ap}=\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}DT_c=\frac{DT_cU_{Nm}}{L_N}\sin\omega t\tag{6-224}$$

上式表明，在占空比 D 和载波周期 T_c 为恒定时，相电流峰值跟随相电压变化。实际上，式(6-

223)和(6-224)适用于整个电网周期中所有 $u_g>0$ 的区间。

(二)电流下降模式 A

当 $\omega t>\pi/2+\omega DT_c$ 时，由图 6-41(b)有 $u_g=0$，开关管 T 相应关断，为保持输入电感电流连续，L_N 端压反向，D_0 正偏导通，等效电路如图 6-42(b)，L_N 中储能释放，和电网一道向负载输送，按图 6-40 所标正方向，根据图 6-42(b)电路有

$$\left.\begin{aligned}u_{A0}-u_{C0}-U_0&=L_N\left(\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}\right)\\u_{A0}-u_{B0}-U_0&=L_N\left(\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}\right)\\u_{C0}-u_{B0}-U_0&=L_N\left(\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}\right)\end{aligned}\right\}\tag{6-225}$$

解出：

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_N}\left(u_{A0}-\frac{2}{3}U_0\right)\\\frac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_N}\left(u_{B0}+\frac{1}{3}U_0\right)\\\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_N}\left(u_{C0}+\frac{1}{3}U_0\right)\end{aligned}\Bigg|_{\frac{\pi}{3}<\omega t<\frac{2\pi}{3}}\right\}\tag{6-226}$$

观察图 6-41(c)可见式(6-226)同时适用于 $\frac{\pi}{3}<\omega t<\frac{2\pi}{3}$ 区间，因为在该区间中均有 D_1，D_2 和 D_6 导通；相仿，在 $0<\omega t<\pi/3$ 区间，有 D_1，D_5 和 D_6 导通；而在 $2\pi/3<\omega t<\pi$ 区间，有 D_1，D_2 和 D_3 导通。防照上述方法，根据各区间的等效电路列状态方程，可解出

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_N}\left(u_{A0}-\frac{1}{3}U_0\right)\\\frac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_N}\left(u_{B0}-\frac{1}{3}U_0\right)\\\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_N}\left(u_{C0}+\frac{2}{3}U_0\right)\end{aligned}\Bigg|_{2\pi/3<\omega t<\pi}\right\}\tag{6-227}$$

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_N}\left(u_{A0}-\frac{1}{3}U_0\right)\\\frac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_N}\left(u_{B0}+\frac{2}{3}U_0\right)\\\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_N}\left(u_{C0}-\frac{1}{3}U_0\right)\end{aligned}\Bigg|_{0<\omega t<\pi/3}\right\}\tag{6-228}$$

根据式(6-226)(6-227)(6-228)可得出各相电流在不同区间的变率，以 a 相电流为例有：

$$\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=\left\{\begin{aligned}&\frac{1}{L_N}\left(u_{A0}-\frac{1}{3}U_0\right)\Big|_{0\sim\pi/3,2\pi/3\sim\pi}\\&\frac{1}{L_N}\left(u_{A0}-\frac{2}{3}U_0\right)\Big|_{\pi/3\sim2\pi/3}\end{aligned}\right\}\tag{6-229}$$

处于本工作模式中的电路特点是：

1. 由于 T^1 和 D_0^0，各相输入电感放电，各相电流转为下降，电网和 L_N 向负载供电；
2. 在本模式中，电路共有三只器件(分属于共阴组和共阳组)处于通态；
3. 电流下降率与输出电压和相电压有关，以 a 相电流为例，式(6-229)可改写为：

$$\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_N}(u_{A0}-K_aU_0) \tag{6-230}$$

式中：

$$K_a=\begin{cases}\dfrac{1}{3}, & (0<\omega t<\pi/3, 2\pi/3<\omega t<\pi)\\ \dfrac{2}{3}, & (\pi/3<\omega t<2\pi/3)\end{cases} \tag{6-231}$$

4. 电路以本模式运行的时间 t_{F1} 计算：在图 6-41(c)中 $\frac{\pi}{6}<\omega t<\frac{\pi}{3}$ 区间，有 D_1D_5 和 D_6 导通，而且 t_{F1} 这段时间应为 i_c 由其最大值 i_{cp} 下降为零所经历的时间，而 i_{cp} 可表为

$$i_{cp}=\frac{u_{C0}}{L_N}DT_c$$

根据式(6-228)，在本区间 i_c 变率绝对值为

$$\left|\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}\right|=\frac{1}{L_N}\left(\frac{1}{3}U_0-u_{C0}\right)$$

所以

$$t_{F1}=i_{cp}/\left|\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}\right|=\frac{u_{C0}DT_c}{1/3U_0-u_{C0}} \tag{6-232}$$

(三)电流下降模式 B

由式(6-224)可知，由于各相电压初值不同，短路末期各相电流峰值也大小各异，因此在经过下降模式 A 的 t_{F1} 时间之后，必有一相电流先下降为零，电路进入下降模式 B，其等效电路如图 6-42(c)所示。由图可见，D_6 在本区间关断，$i_b=0$，电路中只有 D_1 和 D_2 继续导通。根据图 6-40 所标正方向和图 6-42(c)电路有

$$\left.\begin{aligned}&u_{A0}-u_{c0}-U_0=\frac{1}{L_N}\left(\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}\right)\\&i_b=0\\&i_a=-i_c\end{aligned}\right\} \tag{6-233}$$

解出

$$\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=\frac{u_{A0}-u_{C0}-U_0}{2L_N} \tag{6-234}$$

式(6-234)实际上适用于 $\pi/2<\omega t<5\pi/6$ 区间。由图 6-41(c)可见，在本区域中有 D_1 和 D_2 导通。同理，对于 $\pi/6<\omega t<\pi/2$ 区间有：

$$\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=\frac{u_{A0}-u_{B0}-U_0}{2L_N} \tag{6-235}$$

上式表明，在电流下降模式 B 中，电流下降率仍然与输出电压和输入电压有关。处于本模式的电路特点是：

1. 电路中只有两只器件导通(共阴组和共阳组各一只)；两相电流大小相等，方向相反。
2. 电流继续下降，其下降率与输出直流电压和交流相电压有关。

3. 运行时间 t_{F2} 的计算：仍然以 $\frac{\pi}{6}<\omega t<\frac{\pi}{3}$ 区间分析，经过 t_{F1} 时间之后，a 相电流 i_a 可表为

$$i_a=\frac{u_{A0}}{L_N}DT_c-\frac{t_{F1}}{L_N}\left(\frac{1}{3}U_0-u_{A0}\right) \tag{6-236}$$

经过 t_{F2} 之后，i_a 必须下降为零。由此得到

$$t_{F2}=i_a/\left|\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}\right| \tag{6-237}$$

将式(6-234)(6-236)代入上式得

$$t_{F2}=\frac{2DT_c u_{A0}}{A_0}-\frac{2u_{C0}\left(\frac{1}{3}U_0-u_{A0}\right)}{A_0B_0}DT_c \tag{6-238}$$

式中：$A_0=U_0-u_{A0}+u_{B0}$；$B_0=\frac{1}{3}U_0-u_{C0}$。

(四)断流模式

由于在降流模式 B 中，两相电流在数值上相等，必然同时下降为零。此时三相整流桥中所有二极管均截止，T 和 D_0 也相应关断，等效电路如图 6-42(d)所示，负载与电源脱离。根据图 6-40 所标正方向和图 6-42(d)电路有

$$i_0=-i_{C0},u_0=U_0$$

上式表明，负载电流由 C_0 放电电流维持。

三、维持 DCM 模式的电路条件

由图 6-41(d)可见，当载波周期 T_c 为恒定时，空占比 D 越大，则断流时间 t_0 便越短，DCM 状态的临界条件即对应于 $t_0=0$，其含义是若 D 进一步增大，电路便进入 CCM 模式。根据图 6-41(d)在 $t_0=0$ 时有

$$t_{F1}+t_{F2}=(1-D)T_c \tag{6-239}$$

假定考察时区仍为 $\pi/6<\omega t<\pi/3$，将式(6-232)(6-238)代入上式并加以整理得

$$D\leqslant 1-\frac{u_{ab}}{U_0} \tag{6-240}$$

式(6-240)表明，为维持 DCM 模式的占空比 D 与直流输出电压 U_0 和交流线电压 u_{ab} 有关。对于其他时区，式(6-240)可写成

$$D\leqslant 1-\frac{u_l}{U_0} \tag{6-241}$$

式中

$$u_l=\begin{cases}u_{CB}, & -\pi/6<\omega t<\pi/6\\ u_{AB}, & \pi/6<\omega t<\pi/2\\ u_{AC}, & \pi/2<\omega t<5\pi/6\\ u_{BC}, & 5\pi/6<\omega t<7\pi/6\end{cases} \tag{6-242}$$

分析图 6-41(a)可知，u_l 是每个时区中处于最高值的线电压，由式(6-241)可知，由于 u_l 按正弦规律变化，D 也为时间函数，但当 u_l 达其峰值时，占空比为 D_m，即

$$D_m\leqslant 1-\frac{U_{lm}}{U_0} \tag{6-243}$$

以 $\pi/6<\omega t<\pi/2$ 为例：

$$D_m\leqslant 1-\frac{\sqrt{6}U_{A0}}{U_0} \tag{6-244}$$

式中 U_{A0} 是 a 相相电压有效值。由式(6-244)可知，在 DCM 状态下，直流输出电压 U_0 与占空比 D_m 的关系为

$$U_0=\frac{\sqrt{6}U_{A0}}{1-D_m} \tag{6-245}$$

上式表明，为保证电路工作于 DCM 状态，占空比 D_m 受输出电压的限制。

参考文献

[1]黄汉生.功率因数校正技术的发展.全国电源技术年会论文集,1995,北京,P41

[2]刘进军等.电容滤波型整流电路的网侧谐波分析.电力电子技术,1995(4),P14

[3]邵公寅.四象限变流器系统.铁道学报,1983(1)

[4]邵公寅.四象限变流器的计算机辅助分析.机车电传动,1984(1)

[5]沈安文.单相倍压 PWM AC/DC 整流器中的电流控制方法.电力电子技术,1997(4)

[6]张德华等.新型半桥式高功率因数整流电路.电力电子技术,1996(4)

[7]Manias S, et al. An AC to DC Converter with Improved Input Power Factor and High Power Density, IEEE Trans. IA-22(6),1986

[8]Wu R, et al. A PWM AC to DC Convester with Fixed Switching Frequency, IAS'88,P706

[9]Manias S, et al. Novel Full Bridge Semi-controlled Switch Mode Rectifier, IEE Proc-B,1991,138(5),P252

[10]M. Kazerani, et al. A Novel Active Current Waveshaping Technique for Solid-state Input Power Factor Conditioners, IE-38(1),1991,P72

[11]J Lai, D Chen. Design Consideration for Power Factor Correction Boost Converter Operating at the Boundary of Continuous Mode and Discontinuous Conduction Mode,APEC'93

[12]章进法等.具有快速动态调节性能的高功率因数整流器.电力电子技术,1995(1),P12

[13]Unitrade Integrated Ciruits Corp, Product and Applications Handbook, 1995—1996.

[14]R Erickson, et al. Design of a Simple High Power Factor Rectifier Based on the Flyback Converter, APEC'90,PP792

[15]W Tang, et al. Power Factor Correction with Flyback Converter Employing Charge Control, VPEC'94,P111.

[16]P Wiechmann, et al. A Novel Bilateral Power Conversion Scheme for Variable Frequency State Power Supplies,IA—21(5),1985

[17]A W Green, et al. Hysteresis Currentforced Three-phase Voltage—sourced Reversible Rectifier,IEE Proc. --B,1989,136(3):113

[18]董晓鹏等.三相电压型单位功率因数 PWM 整流器的研究.电力电子技术,1997(4),P39

[19]Shih-Liang Jung, et al. A Three-Phase PWM AC-DC Converter with Low Switching Frequency and High PF using DSP-Based Repetitive Control Technique, PESC'98,P517

[20]Yi-Feng Chen, et al. Direct Instantaneous Harmonic Minimization Control for Three Phase Sinusoidal Current Converter, PESC'98 P510

[21]程肇基等.一种新的三相低谐波电流型整流器.电力电子技术,1993(3),P29

[22]袁晓明. DCM 模式 Boost 电路在 AC/DC 变换中的应用研究. 浙江大学硕士学位论文,1993

[23]于扬. 电感输入型三相单管高功率因数整流器. 电气自动化,1998(1)

[24]A R Prasad, et al. An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers, PESC'89,PP58

[25]K Heumann. Basic Principles of Power Electronies, Springer-Verlag Berlin 1986

[26]林渭勋等. 电力电子技术基础. 北京:机械工业出版社,1990

第七章

缓冲型软 PWM 电路

第一节 概 述

一、缓冲电路的作用

缓冲电路也称吸收电路，是电力电子电路的一部分，它的加入旨在改善电路的开关环境。可以说，缓冲电路是人们为改善器件在电路中开关环境而进行的一项有效尝试。远在 SCR 电路中，缓冲电路就是不可或缺的部分，由于 SCR 电路属于低频电路，开关频率较低，缓冲电路的加入是为了抑制 du/dt 和 di/dt 等参数，确保 SCR 的安全开关；对大部分自关断器件组成的电路，由于开关频率较高，缓冲电路更着重于改善器件的开关轨迹，控制 *EMI*，也减低电流和电压应力，从而降低开关损耗，为器件提供安全的开关环境，最大限度地利用器件特性，充分发挥器件的效能。

由于采用硬开关方式，就开关环境而言，传统的 PWM 电路远不如谐振式电路；相反，在非开关期中，由于谐振式电路中器件必须承受的电压或电流远高于硬 PWM 电路，因而其稳态环境却反而不及 PWM 电路，所谓软 PWM 技术就是具有软开关环境的 PWM 技术。显然，这是上述两种传统技术相结合，扬长避短的产物，是当前电力电子技术的发展前沿。正如本书概论中所说那样，缓冲电路是实现软 PWM 技术的有效措施之一，也即在原来的硬 PWM 开关电路中加入缓冲电路，便可以使该电路在开关期中具有软开关环境，而在非开关期中却仍然保持原来硬开关 PWM 电路的各种优点。因此，凡由缓冲电路而实现的软 PWM 电路泛称为缓冲型软 PWM 电路，以区别于由其他措施实现的软 PWM 电路，如下一章将要讨论的控制型软 PWM 电路。必须指出，缓冲型软 PWM 电路中既包含 DC/DC 变换电路，也包含 DC/AC 变换等电路。

二、缓冲电路的分类

由于缓冲电路上述作用，新型缓冲电路的研究成了重要课题，也有着很多新的成果，就已有的多种电路大致可作为如下分类：

- 缓冲电路
  - 按电路作用分
    - 开通缓冲电路
    - 关断缓冲电路
  - 按电路能耗分
    - 有能耗电路
    - 低能耗/无能耗电路
  - 按缓冲能力分
    - 弱型电路
    - 中型电路
    - 强型电路
  - 按电流方向分
    - 有极性电路
    - 无极性电路
  - 按所含器件分
    - 有源电路
    - 无源电路
  - 按电路结构分
    - 分立电路
    - 单相电路
    - 集中电路
  - 按缓流电感配置
    - 内置式电路
    - 外置式电路

硬开关方式条件下，器件开关时必须同时承受高电压大电流，因而器件的开关损耗很高。缓冲电路的基本思路是设法使开通中器件电流缓升，关断中器件端压缓升，这样就能避免器件同时承受高压大电流，从而改变动态负载轨迹，减轻开关过程中器件的损耗。而电流电压缓升的程度取决于缓冲电路储能元件 L 和 C 的数值，其值越大，则缓冲能力越强，器件开关损耗也越低。因此按缓冲电路储能元件数值的大小分出强中弱不同等级的缓冲电路。当然，LC 的数值越大，电路的换流过程越长，因而要受到开关频率的约束。

必须指出，在选择缓冲电路的等级形式时，不能光着眼于功率器件开关损耗的降低，尤其是缓冲电路包含耗能元件时，因为功率器件所减少的能耗将转移到缓冲电路中，其能耗随缓冲强度而增加。因此，有可能在功率器件开关损耗降低的同时，开关电路的总能耗却反而上升，这当然是不希望的。为此，发展了所谓低能耗乃至无能耗缓冲电路，在这类电路中，所有无源和有源功率器件（指主电路和缓冲电路）都没有开关损耗，缓冲电路自身也不包含耗能元件。这种电路便是无损耗的，当然这只是理论上的意义，实际电路很难于达到，因此只能是相对低耗，而且，和低耗电路相比有能耗电路却具有简单可靠等优点。因此在实际中选择缓冲电路形式应根据开关频率和电路拓扑等方面综合考虑。

所谓开通缓冲电路是指其作用在于促使功率器件开通时电流缓升的电路；而关断缓冲电路就是促使关断时器件端压缓升的电路，一个完整的缓冲电路应包括上述两种电路。

所谓有源缓冲电路是指缓冲电路中包含可控功率开关器件；相反对只含不控功率开关器件的缓冲电路，则称为无源缓冲电路。

所谓分立式缓冲电路是指主电路中每一可控功率开关器件都配备一套缓冲电路（含开通及关断），对于主电路可控器件很少的场合，这种方式是合理的；相反如果主电路可控器件增多，这种结构将增加电路的复杂性，因此发展了其他结构。所谓单相式电路是指采用一套推挽式缓冲电路去控制两个主电路可控器件，这种结构适用于单相半桥或单相全桥拓扑，对于三相半桥结构，当然也可以采用单相式结构成单相式结构，但更合理的是采用集中式结构，其原理与晶闸管电路中集中换流电路很相似。

如果缓冲电路只能流过一个方向电流，称为单极性电路。它适用于直流或单向功率可控开关；相反，对于双向功率可控开关就必须采用双极性缓冲电路。

为实现软开关环境，缓冲电路最常见的形式是采用 LC 谐振电路，谐振电感可以配置在主电路中，也可以在缓冲电路中。前者称为内置式缓冲电路，后者则称为外置式电路。内置式电路的优点是可以利用输出变压器的漏电感，缺点是在无变压器电路便必须专门配置。由于 L 在主电路中时容量大，损耗也大；相反 L 配置在缓冲电路中，由于只在开关期中投入工作，平均容量很小，参数也易于优化。

必须指出，为了满足缓冲电路的多项性能，其结构不断更新，而且趋向于复杂化，有的甚至发展成一个独立的功率变换级，设计者应根据实际情况（如开关频率高低），合理选择。

三、缓冲电路与晶闸管换流电路

功率器件开关状态的更选必然伴随着电流的转移，这就是换流。既然缓冲电路旨在改变器件的开关环境，那就不可避免地要参与主电路的换流过程。这对于各种器件组成的电路都一样，但缓冲电路不是换流电路，在晶闸管电路中，换流电路的作用是强制需要退出导通的器件电流下降，并在电流过零之后维持一段时间的负电压，对于那些无法利用负载或电源以获得这一电压的场合，必须设置独立的换流电路以改变电路的运行条件，为 SCR 创造合适的关断环境。众所周知，SCR 的关断增益 $\beta=1$，也即换流电路必须具有与主电路相同的瞬时开关容量。为了减低消耗，换流电路大多采用 LC 元件组成谐振电路，而且只在换流期中与主电路相连接，因而换流电路的加入不会影响主电路非换流期的性能。

对于由自关断器件组成的电路，自然无需换流电路。然而就目前而言，在这些电路中应用的缓冲电路，无论在结构和原理都与 SCR 换流电路十分相似，也就是说昔日的技术现今又有了新用场。究其原因是由于在改善器件开关环境这一点上，这两种电路的作用是相同的，因而对它们提出的要求也大部分相同。例如缓冲电路必须是无耗或低耗；缓冲电路只起改变开关环境的作用，对主电路稳态性能（非换流期）无影响等；反过来主电路所必须承受的各种外扰（如输入电压的波动和负载电流的变化等）不能影响缓冲电路实现其软开关的功能，这相当于在输入电压和负载电流变化范围内，晶闸管换流电路必须保证晶闸管可靠关断。

图 7-1 对有源换流电路和有源缓冲电路作一比较。其中图 7-1(a)是晶闸管单象限降压型直流变换电路（SCR Buck 电路），带有源换流电路，晶闸管 T_2 是换流电路中的功率开关（图 7-1(a)虚线框所包括的电路就是换流电路）。该电路在主晶闸管 T_1 关断时的主要电路波形如图 7-1(c)所示。由图可见，在需要关断 T_1 时，$u_{g2}>0$，T_2 相应导通（缓压电容 C_S 充有正向电压），强制 i_T 下降，并在 $i_T=0$ 之后 t_β 时段内使 T_1 的端压为负，只要 $t_\beta>t_q$（t_q 是晶闸管 T_1 的关断时间），T_1 就能可靠关断并重新承受正向电压。当 $u_{T1}\geqslant U_d$ 时，续流二极管 D 正偏导通，换流电路的输入电流 i_2 相应下降，直至 $i_2=0$，$i_D=I_0$ 时换流过程结束。由此可见，换流电路的作用在于：

1. 强迫 i_T 下降；
2. 建立 u_{T1}的反向电压。

图 7-1(b)是绝缘栅晶体管单象限降压型直流变换电路（IGBTBuck 电路），带有源缓冲电路，IGBT T_2 是缓冲电路中的功率开关（图 7-1(b)中虚线框内的部分即为缓冲电路，C_S 为缓压电容）。由于 IGBT 是自关断器件，如果需要关断 T_1，只要中断栅极电压 U_{g1}就可使 i_T 下降到零，无须设置晶闸管电路中那样的换流电路。同理当需要开通 T_1 时，也只需使 $U_{g1}>U_T$ 就行，原先流经续流二极管的电流就将转移到 T_1 中，电路的主要波形如图 7-1(d)所示。由图可见，

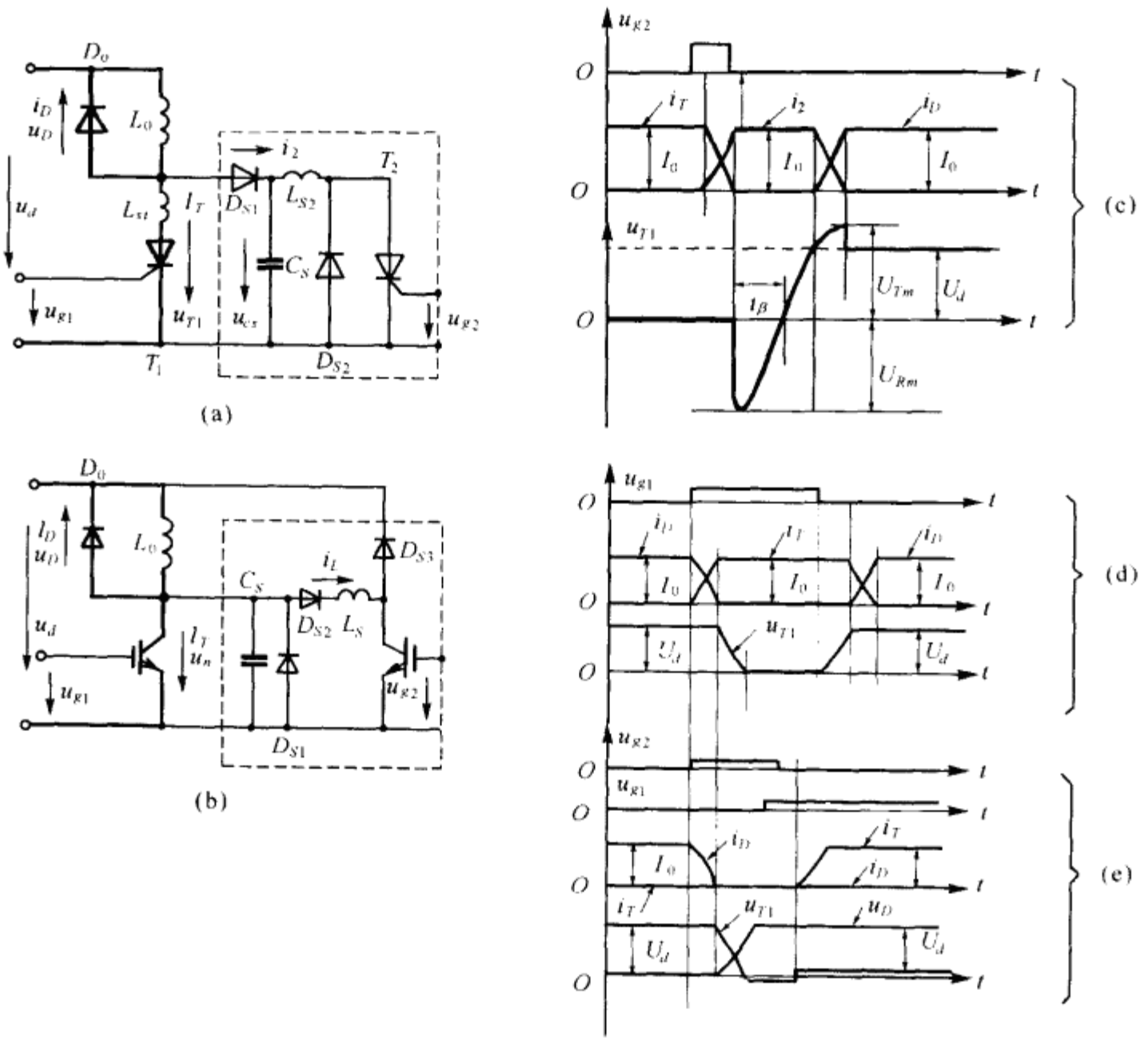


图 7-1　有源缓冲电路与换流电路比较

(a)带有源换流电路的 SCR Buck 电路

(b)带有源缓冲电路的 IGBT Buck 电路

当变换电路不带任何缓冲电路时，T_1 是在高电压下开通和大电流下关断。其开关能耗很大，为了降低损耗，加入有源缓冲电路。由于缓压电容 C_S 的接入(按强型值选择)，T_1 的关断能耗将下降到很低的程度，但是关断时在 C_S 上积累的电能$\left(\frac{1}{2}C_SU_d^2\right)$很大。有源开通缓冲电路的作用是在开通 T_1 之前设法使 C_S 中的储能提前释放完，保证 T_1 是在零电压状态下开通，这样就可以最大限度地减少 T_1 的开通损耗。该电路在主管 T_1 导通时的主要电量波形如图 3-1(e)所示。由图可见，在 $u_{g1}>0$ 之前，有 $u_{g2}>0$，T_2 相应导通，振荡电流 i_L 的建立促使二极管 D_0 中电流的转移和 C_S 端压的下降，这样就使 T_1 在零电压下进入通态，从 u_T、i_T 和 u_D、i_D 的波形可见，T_1 无开通损耗。

比较图 7-1(a)和(b)可以看出，这两种不同的电路，在结构上却非常相似。正如上面分析那样，如果从改变开关环境，构造器件合适运行条件的角度出发，这两种电路的作用却是相同的。

四、缓冲电路的理想性能

(一)主电路器件无开关损耗

在给定的输入电压和负载电流变化范围内，主电路功率器件均具有理想的开关轨迹，因而

无开关损耗。

如果器件具有零电压或零电流开关环境(缩称 ZVS 或 ZCS),器件便具有理想开关轨迹。由上述,硬开关电路并不具备这种环境,但如果在这种电路中加入缓冲电路(参见图 7-1),便可以使主电路的有源和无源功率器件在零电压条件下开通和关断,于是开关方式由硬开关变为软开关。

必须指出,早期缓冲电路是有损耗的,随着开关频率的升高,才发展了无损耗缓冲电路。而初期无损耗电路的研制目标集中在有源器件上,以后才发现,在较高开关频率条件下,二极管反向恢复损耗甚至比有源器件的关断损耗还大,因此才注意到必须同时改善无源器件的开关环境。图 7-2 画出各种开关环境下二极管的反向恢复损耗。由图可见:

1. 硬开关方式的关断能耗最大,而同时具有零电压和零电流关断(ZVZCOFF)条件的关断能耗最小;

2. 尽管器件工作于 ZVS,ZCS 甚至 ZVZCS 状态,实际上还是存在能耗,只不过和硬开关方式相比下降到很低的水平而已。

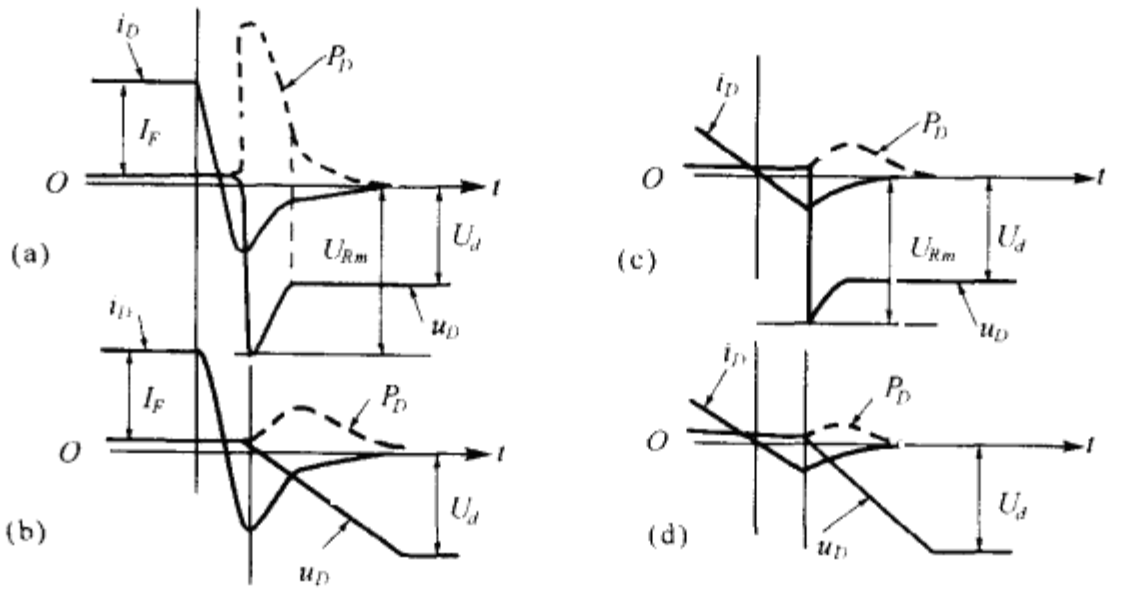


图 7-2 不同开关环境下二极管的关断能耗

I_F=cout U_R=const

(a)硬开关 (b)ZVOFF (c)ZCOFF (d)ZVZCOFF

缓冲电路可以使主电路器件建立软开关环境,但是输入电压和负载电流的变化都会对此产生影响,以致在一定范围以外,电路便丧失软开关条件。因此在多大的范围内保持软开关环境不受影响便成为衡量各种缓冲电路性能优劣的依据之一。

(二)缓冲电路自身无损耗

在有损耗缓冲电路作用下,主电路功率器件的开关损耗虽然也能相应降低,但器件所降低的这部分损耗实际上转移到缓冲电路,因而在某些参数范围内,甚至还会出现电路总损耗反而增加的情况,这当然是不希望的,因此缓冲电路由有损耗逐渐发展到无损耗。为了做到这一点,首先缓冲电路不应包含电阻性元件,其次电路中的开关器件均无开关损耗,最后,缓冲电路中的谐振电感不在主电路中。

从已有的缓冲电路看,能完全满足这一要求的电路极少,绝大多数缓冲电路中的有源和无源开关器件仍保持用硬开关方式。因此,实际缓冲电路虽然不包括电阻元件,但还是有损耗,充其量是低损耗而已。

(三)缓冲电路应独立于主电路之外

只在主电路产生开关状态更迭时,缓冲电路才与主电路相连接;相反在非换流期间,缓冲

电路将脱离主电路。

这样做的目的首先是保证缓冲电路只对主电路的开关环境产生影响，但不改变其非换流期的运行条件；反过来说，主电路在非换流期的各种外界因素（如电网电压的波动和负载电流的变化等等）对 ZVS 和 ZCS 等开关环境的影响相对减弱；其次是保持缓冲电路有独立能量补充来源，这些能量将在开关期中作用于主电路；最后，缓冲电路所含的储能元件不包含在主电路中（如谐振电感）将使这些元件的容量和体积都相应减小。

为了实现这一要求，缓冲电路才由无源电路逐渐发展到有源电路。随着自关断器件的普及和低价，有源缓冲电路将一如昔日晶闸管中的有源换流电路，成为高频缓冲电路的主要形式。

（四）缓冲电路的结构应力求简单可靠

为了实现上述各项要求，缓冲电路已变得相当复杂。众所周知，电路的复杂度与可靠性是相互制约的。如果说，对于简单的电路这种矛盾还并不突出的话，那对于复杂电路（如三相半桥、三相全桥等结构）就不能容忍。为此缓冲电路已发展了分立式、单相式和集中式等各种不同的结构以适应不同的主电路。

第二节　分立式有损缓冲电路

在高频电力电子电路中，应用有损耗缓冲电路将导致电路效率降低，但本节所介绍的概念和分析结构将作为今后各节的基础。

一、关断缓冲电路

图 7-3(a)示最常见的关断缓冲电路。S 为自关断功率器件，由于电容具有端压不能突变的性能，所以电容的并入使器件 S 关断时储藏于电路中的能量被转移到 C_S 上，从而限制了重加到 S 的电压上升率 du/dt，也即改变了 S 在关断时的开关轨迹，确保 S 在其反偏安全工作区内运行。

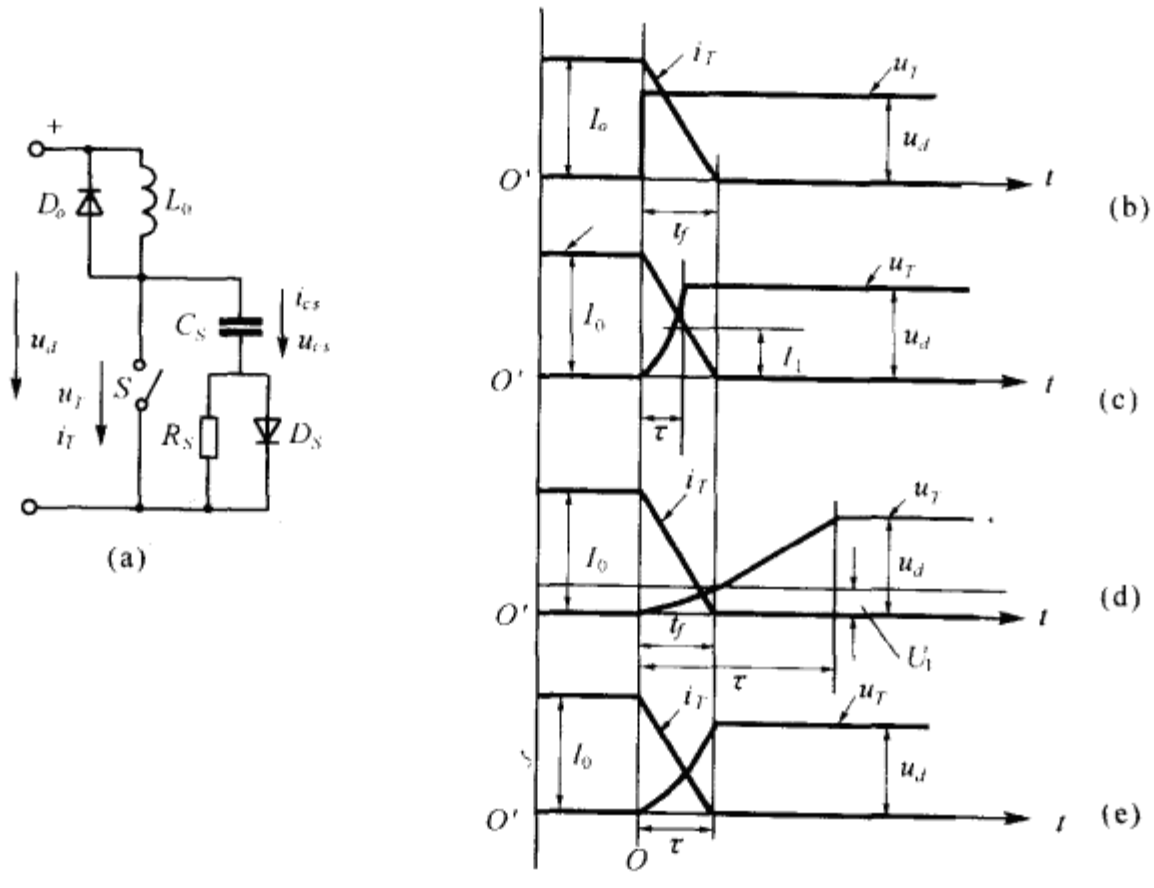


图 7-3　分立式有损关断缓冲电路

(一)自关断器件的关断模型

为简化分析,对自关断器件 S 的开关模型作如下假设:

1. 器件电流 i_T 在关断中按线性规律下降,即

$$i_T=I_0\left(1-\frac{t}{t_f}\right) \tag{7-1}$$

式中 I_0 为关断前流经负载 L_0 与器件 S 的负载电流,t_f 为电流下降时间。

2. 在无缓冲电容 C_S 时,S 端压在关断时的上升规律取决于器件和电路分布电感,由于上升时间较短故予以忽略,图 7-3(b)即在 $C_S=0$ 时 u_T 和 i_T 波形。根据这一波形,可求出 S 关断一次的能耗为

$$W_{S0}=U_dI_0t_f/2 \tag{7-2}$$

S 的关断损耗为

$$P_{S0}=W_Sf=U_dI_0t_ff/2 \tag{7-3}$$

3. 和开关周期 T 相比,关断过程很短,而且负载惯性较大,故可认为在关断中负载电流 I_0 保持不变。因此在 i_{CS}和 i_T 叠流期中有

$$i_{CS}+i_T=I_0$$

C_S 中电流 i_{CS}为

$$i_{CS}=I_0-i_T=I_0\frac{t}{t_f} \tag{7-4}$$

(二)电路参数对 S 关断环境的影响

在并入缓冲电容 C_S 之后,C_S 端压 u_{CS}的变化规律(在忽略二极管 D_S 的正向压降时也就是开关 S 的端压 $u_T=u_{CS}$)将受到电路参数的制约,即

$$u_{CS}=u_T=\frac{1}{C_S}\int i_{CS}\mathrm{d}t$$

考虑到电路初始条件 $u_{cs}(0)=0$,解上式得

$$u_{CS}=\frac{I_0}{2C_S}\cdot\frac{t^2}{t_f}=u_T \tag{7-5}$$

在图 7-3 中,记 $t=\tau$ 时,$u_{CS}=U_d$,即

$$U_d=\frac{I_0}{2C_S}\cdot\frac{\tau^2}{t_f} \tag{7-6}$$

令 $K_c=\frac{\tau}{t_f}$,由式(7-6)有

$$K_c=\frac{\tau}{t_f}=\sqrt{\frac{2C_SU_d}{I_0t_f}} \tag{7-7}$$

式(7-7)表明,在已经确定的 U_d 和 t_f 条件下,比值 K_c 是 C_S 和 I_0 的函数,图 7-3(c)(d)(e)分别画出不同 K_c 值下的 u_T 波形。下面分别讨论。

1. $K_c=1$ 的情况:由式(7-7),对于 U_d,t_f 和 I_0 为确定的条件,记相应的 C_S 为 C_{SN},且有

$$C_S=\frac{I_0t_f}{2U_d}=C_{SN} \tag{7-8}$$

相反,对已经确定的 U_d,t_f 和 C_S,在负载电流为变化的条件下,满足 $K_c=1$ 的电流 I_0 为

$$I_0=\frac{2C_SU_d}{t_f}=I_{ON} \tag{3-9}$$

按 $K_c=1$ 选择 C_S 的关断缓冲电路称为中型缓冲电路。

2. $K_c<1$ 的情况：即 $\tau<t_f$，由图 7-2(c)有

$$i_T=I_0\left(1-\frac{t}{t_f}\right),\qquad 0<t<t_f \tag{7-9}$$

$$u_T=\begin{cases}\dfrac{I_0}{2C_S}\cdot\dfrac{t^2}{t_f}, & 0<t<\tau\\ U_d, & \tau<t<t_f\end{cases} \tag{7-10}$$

按 $K_c<1$ 选择 C_S 的关断缓冲电路称为弱型缓冲电路。

(3)$K_c>1$ 的情况：即 $\tau>t_f$，由图 7-2(d)有

$$i_T=\begin{cases}I_0\left(1-\dfrac{t}{t_f}\right), & 0<t<t_f\\ 0, & t_f<t<\tau\end{cases} \tag{7-11}$$

$$i_{CS}=\begin{cases}I_0\dfrac{t}{t_f}, & 0<t<t_f\\ I_0, & t_f<t<\tau\end{cases} \tag{7-12}$$

$$u_T=\begin{cases}\dfrac{I_0}{2C_S}\cdot\dfrac{t^2}{t_f}, & 0<t<t_f\\ U_1+\dfrac{I_0}{C_S}(t-t_f), & t_f<t<\tau\end{cases} \tag{7-13}$$

式中

$$U_1=u_{cs}(t_f)=\frac{I_0}{2C_S}\cdot t_f \tag{7-14}$$

当 $t=\tau$ 时，$u_T=U_d$，由式(7-13)有

$$U_d=U_1+\frac{I_0}{C_S}(\tau-t_f) \tag{7-15}$$

将式(7-14)代入式(7-15)解出 τ，有

$$\tau=\frac{t_f}{2}+\frac{C_SU_d}{I_0} \tag{7-16}$$

$$K_c=\frac{\tau}{t_f}=\frac{1}{2}+\frac{C_SU_d}{I_0t_f}=\frac{1}{2}\left(1+\frac{C_S}{C_{SN}}\right) \tag{7-17}$$

即

$$C_S=C_{SN}(2K_c-1)\big|_{K_c>1} \tag{7-18}$$

按 $K_c>1$ 选择 C_S 的关断缓冲电路称为强型缓冲电路。

由式(7-7)和(7-17)可知，K_c 与 C_S 值有关，$K_c=1$ 时，$C_S=C_{SN}$；$K_c<1$ 时，即 $C_S<C_{SN}$；$K_c>1$ 时即 $C_S>C_{SN}$。

(三)电路关断损耗分析

1. 具有中型缓冲电路的关断损耗

(1)S 的关断损耗

$$P_S=\frac{1}{T}\int_0^T u_Ti_T\mathrm{d}t$$

将式(7-1)(7-5)代入上求得

$$P_S=\frac{1}{6}\cdot\frac{U_dI_0t_ff}{2}=\frac{1}{6}P_{S0} \tag{7-19}$$

式中 $P_{S0}=\frac{1}{2}U_dI_0t_ff$。式(7-19)表明，在接入 C_{SN} 的条件下，S 的关断损耗是 $C_S=0$ 时的 1/6。

(2)缓冲电路的关断损耗：设 C_S 上的储能在 S 开通时全部消耗在电阻 R_S 上，该损耗为

$$P_R=\frac{1}{2}C_{SN}U_d^2f=\frac{1}{4}U_dI_0t_jf=\frac{1}{2}P_{S0} \tag{7-20}$$

(3)电路关断损耗

$$P_{OFF}=P_S+P_R=\frac{2}{3}P_{S0} \tag{7-21}$$

式(7-21)表明，从 S 中减小的关断损耗大部分转移到缓冲电路中。

2. 具有弱型缓冲电路的关断损耗

(1)S 的关断损耗

$$P_S=\frac{1}{T}\left[\int_0^{\tau}u_Ti_T\mathrm{d}t+\int_{\tau}^{t_f}u_Ti_T\mathrm{d}t\right]$$

将式(7-1)(7-10)代入解出：

$$P_S=P_{S0}\left(1-\frac{4}{3}K_c+\frac{1}{2}K_c^2\right) \tag{7-23}$$

式中

$$K_c=\frac{\tau}{t_f}=\sqrt{\frac{2C_SU_d}{I_0t_f}}=\sqrt{\frac{C_S}{C_{SN}}} \tag{7-23}$$

式(7-22)表明，P_S 与 K_c 值有关，若 $K_c=1$，$P_S=\frac{1}{6}P_{S0}$。

(2)缓冲电路的关断损耗：仿上述设 C_S 上的储能在 S 开通时完全消耗在电阻 R_S 上，该损耗为：

$$P_R=\frac{1}{2}C_SU_d^2f=\frac{K_c^2}{2}P_{S0} \tag{7-24}$$

(3)电路关断损耗

$$P_{OFF}=P_S+P_R=P_{S0}\left(1-\frac{4}{3}K_c+K_c^2\right) \tag{7-25}$$

式(7-25)表明，P_{OFF} 与 K_c 值有关，若 $K_c=1$，$P_{OFF}=\frac{2}{3}P_{S0}$。

3. 具有强型缓冲电路的关断损耗

(1)S 的关断损耗

$$P_S=\frac{1}{T}\int_0^{t_f}u_Ti_T\mathrm{d}t$$

将式(7-11)(7-13)代入上式有

$$P_S=\frac{P_{S0}}{6(2K_c-1)} \tag{7-26}$$

(2)缓冲电路的关断损耗：设 C_S 中的储能在 S 开通时完全消耗在电阻 R_S 上，

$$P_R=\frac{1}{2}C_SU_d^2f$$

将式(7-17)代入上式得

$$P_R=\frac{(2K_c-1)}{2}P_{S0} \tag{7-27}$$

(3)电路关断损耗：

$$P_{OFF}=P_S+P_R=\left[\frac{1}{6(2K_c-1)}+\frac{(2K_c-1)}{2}\right]P_{S0} \tag{7-28}$$

不同 K_c 值下电路关断损耗(标么值)如图 7-4 所示，S 的在不同 K_c 值下的关断轨迹如图 7-5 所示。必须指出，由于未计及电路的布线电感对关断过程的影响。图 7-5 中无电压过冲。

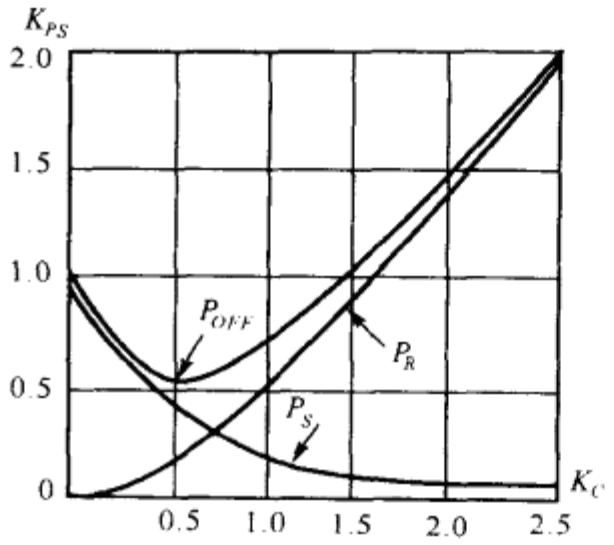


图 7-4　K_c-5 关断损耗的关系曲线

$$K_{PS}=\frac{P_{OFF}}{P_{S0}}$$

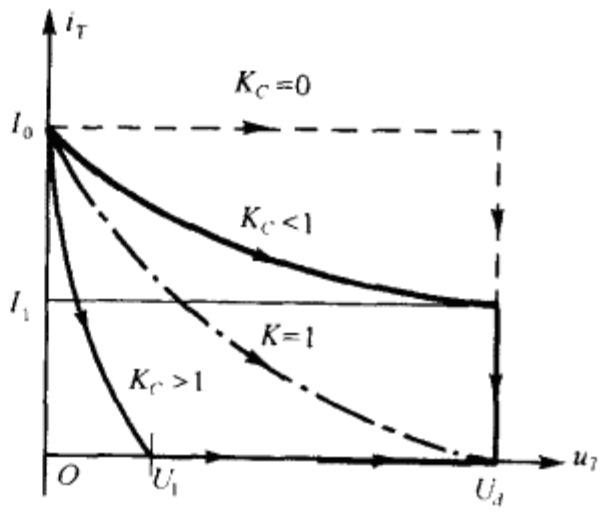


图 7-5　K_c 值对关断负载动态轨迹的影响

二、开通缓冲电路

图 7-6(a)示最常见的开通缓冲电路，S 为自关断功率器件，L_S 为非饱和电感。利用电感中电流不能突变的原理，当 S 开通时，在端压下降期间，L_S 控制电流的变率，从而改变了 S 开通时的动态轨迹，确保该轨迹落在 S 的正偏安全工作区内，S 关断时，贮存在 L_S 中的能量通过二极管 D_S 续流，其能量消耗在 D_S 和 L_S 的内阻中。

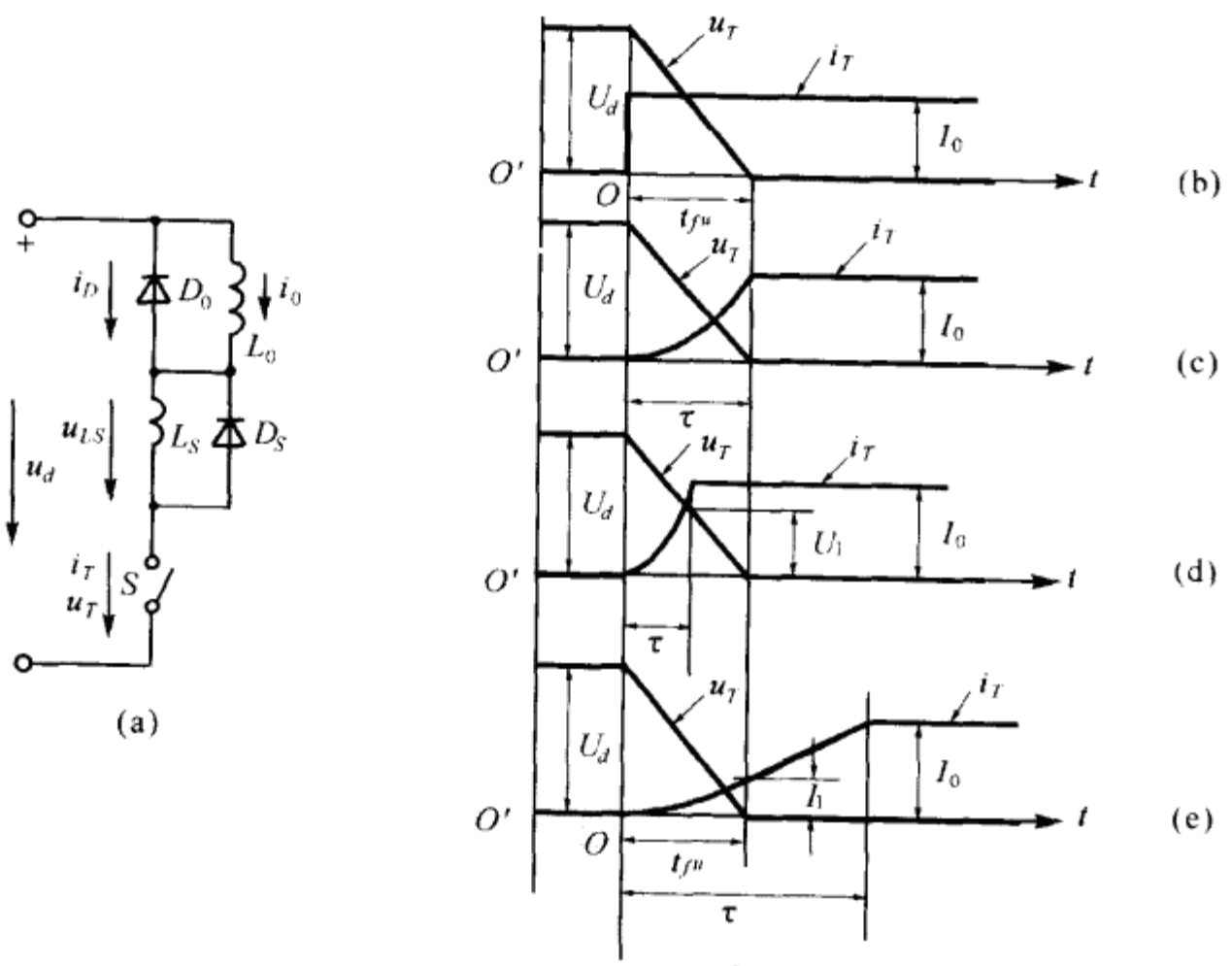


图 7-6　分立式有损开通缓冲电路

(一)自关断器件的开通模型

1. 开通中器件端压 u_T 按线性规律下降，即

$$u_T=U_d\left(1-\frac{t}{t_{fv}}\right) \tag{7-29}$$

式中 t_{fv} 为电压下降时间，为简单，图 7-6(b)～(e)的时间零点自 0′ 移至 0。

2. 由于无电感 L_S 时电流 i_T 的上升时间较短，可以忽略。图 7-6(b)即为 $L_S=0$ 时 u_T 和 i_T 波形，根据这些波形可求出 S 开通损耗为

$$P_{K0}=\frac{U_0 I_0 t_{fv} f}{2} \tag{7-30}$$

由图可见，在 L_S 存在时，电流 i_T 的上升时间增加，L_S 越大则上升速度越慢。

(二)电路开通损耗分析

比较图 7-3 和图 7-6 可见，其中 u_T 和 i_T 的变化规律是对偶出现的，因为在串入 L_S 之后，i_T 的变化规律将受到电路参数的制约。由图 7-6(a)，当 D_0 导通时有

$$U_d=u_{LS}+u_T$$

或

$$u_{LS}=L_S\frac{\mathrm{d}i_T}{\mathrm{d}t}=U_d-u_T=\frac{U_d}{t_{fv}}t \tag{7-31}$$

$$i_T=\frac{1}{L_S}\int\frac{U_d}{t_{fv}}t\mathrm{d}t$$

考虑到电路的初始条件 $i_T(0)=0$，解出

$$i_T=\frac{U_d}{2L_S}\cdot\frac{t^2}{t_{fv}} \tag{7-32}$$

在图 7-6 中，当 $t=\tau$ 时，有 $i_T=I_0$，即

$$I_0=\frac{U_d}{2L_S}\cdot\frac{\tau^2}{t_{fv}} \tag{7-33}$$

令 $K_c=\frac{\tau}{t_{fv}}$，由式(7-33)有

$$K_c=\frac{\tau}{t_{fv}}=\sqrt{\frac{2L_S I_0}{U_d t_{fv}}} \tag{7-34}$$

式(7-34)表明，在 U_d 和 t_{fv} 为确定条件下，K_c 值是 L_S 和 I_0 的函数，图 7-6 分别画出不同 K_c 值下的 i_T 波形。

1. 中型缓冲电路的开通损耗：凡按 $K_c=1$ 选择 L_S 值的电路称为中型缓冲电路，由式(7-34)有

$$L_S=\frac{U_d t_{fv}}{2I_0}=L_{SN} \tag{7-35}$$

假定在 S 导通储存在 L_S 中的全部能量将全部消耗在续流期中 D_S 和 L_S 的内阻上，仿照关断缓冲电路的分析，电路的总开通损耗为

$$P_{ON}=\frac{2}{3}P_{K0}\bigg|_{K_c=1} \tag{7-36}$$

2. 弱型缓冲电路的开通损耗：凡按 $K_c<1$ 选择 L_S 值的电路称为弱型缓冲电路，i_T 波形如图 7-6(d)所示。由于 $L_S<L_{SN}$，在 u_T 尚未降到零之前电流已上升到 I_0，按照 $K_c=1$ 所设的假定，电路的总开通损耗为

$$P_{ON}=P_{K0}\left(1-\frac{4K_c}{3}+K_c^2\right)\bigg|_{K_c\leqslant 1} \tag{7-37}$$

3. 强型缓冲电路的开通损耗：凡按 $K_c>1$ 选择 L_S 值的电路称为强型缓冲电路，i_T 波形如

图 7-6(e)所示。由于 $L_S > L_{SN}$，在 u_T 降到零时，i_T 尚未达到 I_0，此时有

$$u_{LS} = L_S \frac{\mathrm{d}i_T}{\mathrm{d}t} = U_d$$

考虑到电路初始条件：$i_T(t_f) = I_1$，解出 i_T

$$i_T = I_1 + \frac{U_d}{L_S}(t - t_f) \tag{7-38}$$

式(7-38)表明，在 $u_T = 0$ 以后，i_T 以线性上升。按照 $K_c = 1$ 所设的假定，电路的总开通损耗为

$$P_{ON} = P_{K0}\left[\frac{1}{6(2K_c - 1)} + \frac{2K_c - 1}{2}\right]\Bigg|_{K_c \geqslant 1} \tag{7-39}$$

自关断器件 S 在不同 K_c 值下的开通轨迹如图 7-7 所示。由图可见，单从降低 S 的开通损耗出发，显然 $K_c > 1$ 的情况为佳，但从式(7-28)和式(7-39)可见，K_c 值对开通损耗的影响和它对关断损耗的影响在数学上相似，而从图 7-4 可见，K_c 在 0.67 以上，电路总损耗反而增大。

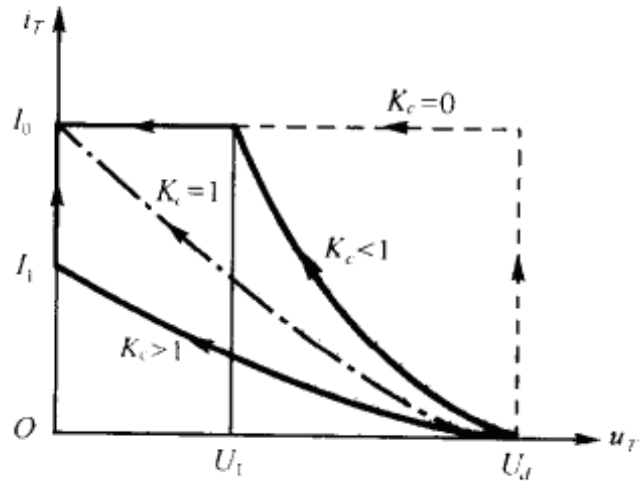


图 7-7　K_c 值对开通负载动态轨迹的影响

三、完整的分立式缓冲电路

一个完整的缓冲电路应包含开通缓冲和关断缓冲两部分电路。如图 7-8(a)所示，它实际上是图 7-3(a)和图 7-6(a)的组合。必须指出，当这两部分电路同时存在时，会产生附加的开关应力，如关断时串联缓冲电感会产生电压冲击，而开通时并联缓冲电容又会引起电流冲击。

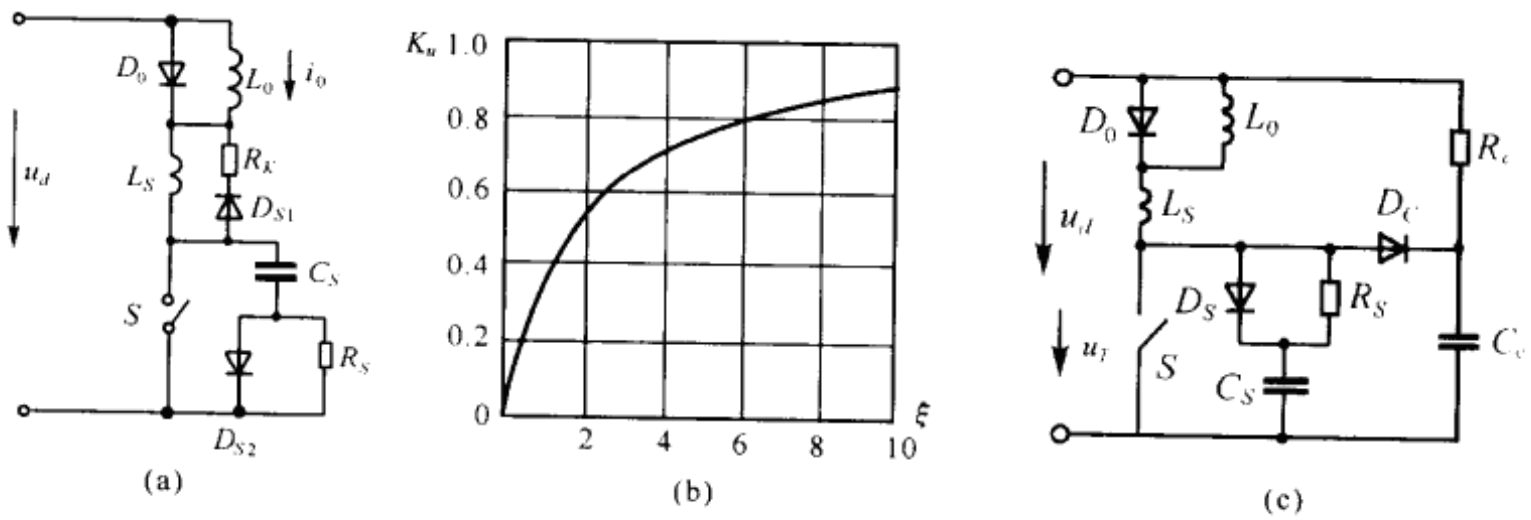


图 7-8　完整的分立式缓冲电路

(一)开通附加电流

当 S 导通时，已贮有电能 $W_c = \frac{1}{2}C_S U_d^2$ 的电容 C_S 将沿 S 和 R_S 放电，这些能量必须在开通期中释放完了。通常取时间常数 τ_S 为

$$\tau_S = R_S C_S = \left(\frac{1}{3} \sim \frac{1}{5}\right) T_{ONM} \tag{7-40}$$

式中 T_{ONM}是最短导通期。开通时附加放电电流的峰值可近似表为

$$\Delta I \approx \frac{U_d}{R_S} = (3 \sim 5)\frac{C_S U_d}{T_{ONM}} \tag{7-41}$$

上式表示，为了避免过大的附加电流 ΔI，C_S 不能选得过大，T_{ONM}不能过小。

(二)关断过电压

当 S 关断时,贮有磁能的电感 L_S 将沿 C_S 释放,由于电路处于谐振状态,C_S 端压将超过 U_d,电压超调量 ΔU_0 可写成

$$\Delta U_0 = U_{csm} - U_d = I_0 \sqrt{\frac{L_S}{C_S}} \tag{7-42}$$

为了保证 L_S 中能量能在关断期中完全释放,必须保证:

$$T_{OFFM} \geqslant 5\sqrt{L_S C_S} \tag{7-43}$$

式中 T_{OFFM}为最短关断期。式(7-42)表明,ΔU 与 L_S 有关,为了抑制 ΔU,可以采取以下措施:

1. 选择较小的 L_S:但过小的 L_S 将增加开通损耗;

2. 附加阻尼回路:在图 7-8(a)中,用二极管 D_{S1}和 R_K 与 L_S 并联构成有阻尼回路。设有阻尼时的电压超调量为 ΔU,比值 $K_u = \Delta U / \Delta U_0$,它与阻尼电阻 R_K 的关系如图 7-8(b)所示,其中

$$\xi = \frac{R_K}{R_{K0}}$$

式中 R_{K0}是阻尼电路的临界电阻。

$$R_{K0} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L_S}{C_S}}$$

为了抑制 ΔU,选择 $\xi \leqslant 1$。从图 7-8(b)可见,当 $\xi = 1$ 时,$\Delta U / \Delta U_0 = 0.368$,在上述参数条件下,经过大约 $5\sqrt{L_S C_S}$时间之后,电压将降到最大值的 10%。

3. 附加箝压电路:如果 L_S 本身是布线电感,便无法利用阻尼电路,此时可以采用图 7-8(c)所示的箝压电路。图中 C_c 是箝压电容,D_c 是隔离二极,R_c 是洩放电阻。关断时 L_S 首先向 C_S 充电,当 u_T 达到箝位电压 $U_0(U_0 > U_d)$时,D_c 正偏导通,u_T 被箝在 U_0 上,若选择 $C_c = K_0 C_S$,则有

$$\Delta U = I_0 \sqrt{\frac{L_S}{C_e}} \tag{7-44}$$

式中 C_e 为等效电容,

$$C_e = C_c + C_S = (1 + K_0) C_S$$

$$K_u = \frac{\Delta U}{\Delta U_0} = \sqrt{\frac{C_S}{C_c + C_S}} = \sqrt{\frac{1}{1 + K_0}} \tag{7-45}$$

若选取 $K_0 = 10$,则 $K_u = 0.302$。由此可见,采用箝压电路可以有效地降低 ΔU,而且 K_u 值与 K_0 有关,但为了在 T_{OFFM}中保证 C_c 上的超调电压能洩放完毕,K_0 值必须受到 T_{OFFM}的限制。附加箝位电路对降低电压超调量固然有好处,但是以增加电路的复杂性为代价,因而这种措施更多在单相电路中使用。

第三节 单相式有损缓冲电路

一、桥式电路的换流模式

本节所称单相电路泛指半桥式或全桥单相电路,它们包含一对或两对可控开关器件,既可用于构成单相 DC/AC 变换器,也可构成 DC/DC 变换器(双象限电路和四象限电路)。当然,前

者输出接交流负载，后者则是直流负载，但不论那种负载均假定：

1. 直流输入电源为电压源，即输入直流电压 U_d 为恒值；

2. 采用 PWM 控制方式；

3. 负载为感性。

在上述条件下桥式电路有以下两种换流模式：

1. 臂内换流：指电流的转移是在同一桥臂的器件中进行。例如在反并二极管关断后可控器件相继导通，即 $D \rightarrow T$ 换流或相反。这种换流过程比较简单，因为换流是在电流过零时产生的，即使可控器件是半控型的，换流也能自动进行，故也称作自然换流。

2. 臂间换流：指电流的转移是在上下桥臂器件间进行，例如上桥臂的可控器件关断后接着下桥臂的反并二极管导通（为了保持负载电流的连续），即 $T \rightarrow D$ 换流成相反。由于可控器件关断前正流过电流，因而换流是在载流下进行的。换流时首先必须强制已处通态中器件电流下降，对全控型器件而言，只要终止其控制信号就行。与自然换流相对应，这种换流也称为强制换流，在 PWM 控制方式中，这种换流更常见。

图 7-9(a)是一个电流双象限 DC/DC 变换电路，其中可控功率器件用 T_1 和 T_2 表示，附加的关断缓冲电路与图 7-3(a)相同，L_K 代表直流母线布线电感，同时起开通缓流作用。按照电路工作原理，臂间换流（$D_1 \rightarrow T_2$）的等效电路如图 7-9(b)所示。由于换流过程很短，因而负载电流 i_0 在换流过程中可视为常数，即 $i_0 = -I_0 = \text{const}$，因此有

$$\frac{\mathrm{d}i_{D1}}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}i_{T2}}{\mathrm{d}t} = -\frac{U_d}{L_K}$$

即

$$\frac{\mathrm{d}i_{T2}}{\mathrm{d}t} = \frac{U_d}{L_K}$$

上式表明，二极管 D_1 中电流 i_{D1} 和 T_2 中电流 i_{T2} 在换流过程中的变率均受到电感 L_K 的限制，或者说在 L_K 的作用下，i_{D1} 线性下降，迫使 i_{T2} 只能以同一变率线性上升，可见 L_K 对 T_1 和 T_2 的开通过程都有缓流作用。但由于电路依然沿用分立式关断缓冲电路，在开关过程中存在以下问题：

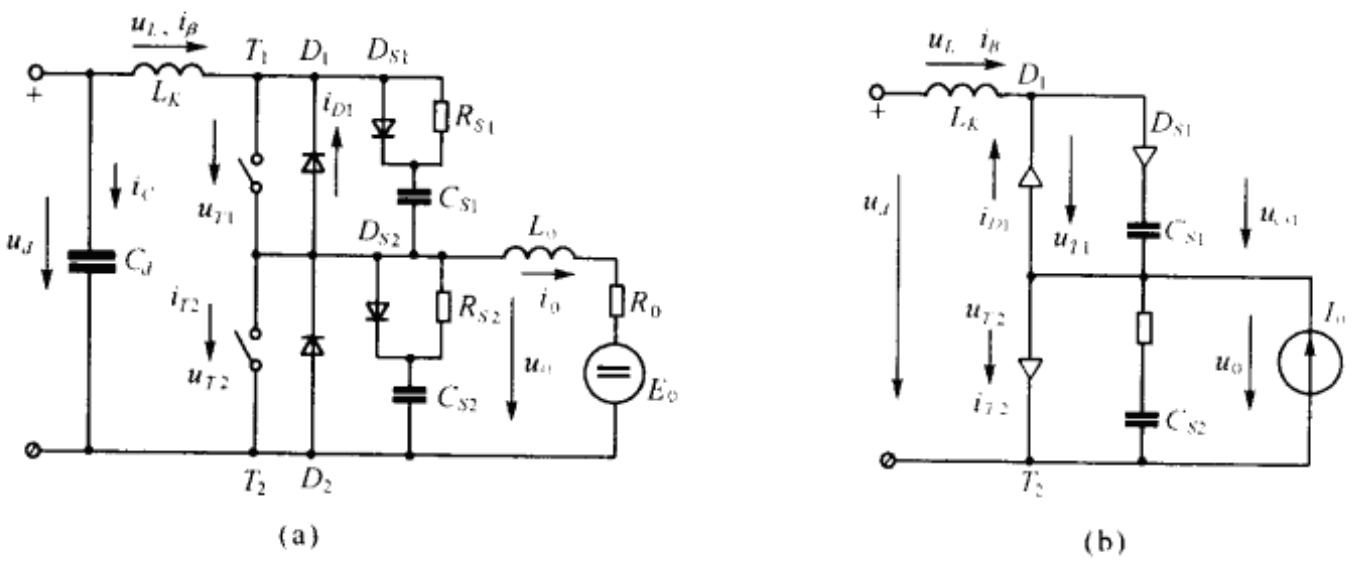


图 7-9　带缓冲电路的 DC-DC 变换电路

1. 开通中附加电流多：仍然以 $D_1 \rightarrow T_2$ 换流为例，在此过程中，一共有以下四个电流先后流过 T_2：

(1)负载电流 i_0；

(2)缓压电容 C_{S2} 的放电电流；

(3)缓压电容 C_{S1} 的充电电流；

(4)续流二极管 D_1 的反向恢复电流。

2. 关断中过电压：由于 L_K 的存在，在 D_1 关断时，它与 C_{S1} 组成振荡充电电路，C_{S1} 的端压 u_{c1} 将超过 U_d，造成关断过电压，这对于由 Power MOSFET 组成的电路尤其不利，因为这种器件对脉冲电流的过载能力较强，但承受过压能力却很差。由前述，这种关断过电压可以通过在 L_K 两端并联电阻来抑制，但这只有在 L_K 是作为外接电感加入时才能实现，如果 L_K 本身是布线电感，便无法利用阻尼电路。解决这一问题的办法是采用箝压式关断缓冲电路，其作用是保证关断过程中电压超调量不超过器件的承受范围。

二、带箝压式电路 1 的半桥式逆变电路

带箝位式关断缓冲电路的半桥式逆变电路如图 7-10(a)所示。该电路的特点是缓压电容 C_{S1} 和 C_{S2} 通过公共电阻 R_S 接到直流电源。图 7-10(b)画出感性负载下逆变电路的电流和电压波形。这些波形表明，一个工作周期中共包含以下时段：

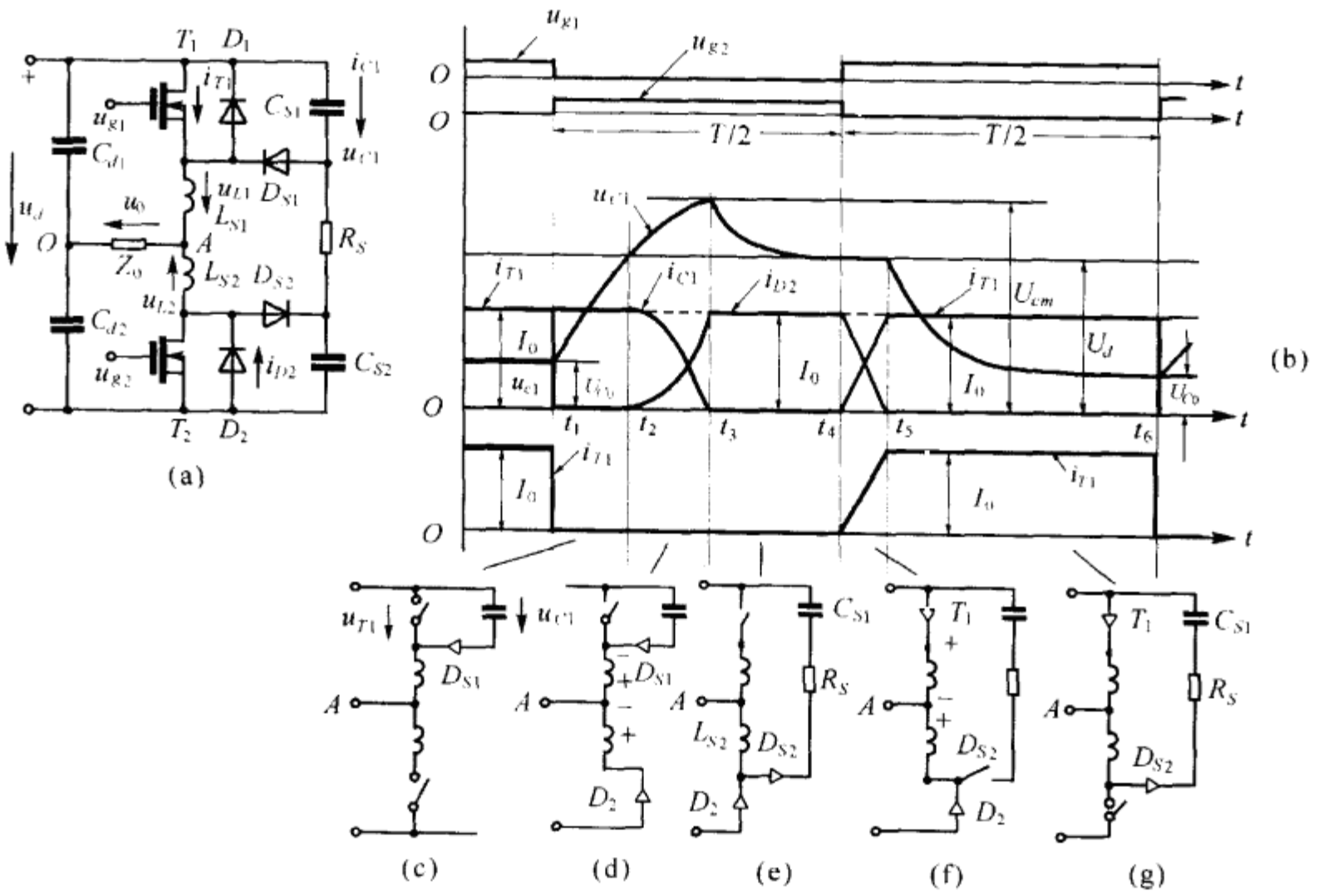


图 7-10 带箝位式缓冲电路 1 的逆变器

1. 电路初态($0<t<t_1$)：电路有 T_1 导通，$i_{T1}=I_0$，T_2 截止，$u_0=u_{A0}=\frac{1}{2}U_d$，$u_{c1}=U_{c0}$，$i_{c1}=0$，$D_{S1}$ 反偏截止。

2. C_{S1} 恒流充电期($t_1<t<t_2$)：当 $t=t_1^+$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 关断，T_1 中的电流瞬时转移到 C_{S1} 中，T_1 承受正向电压，D_{S1} 正偏导通，负载电流 I_0 对 C_{S1} 恒流充电，$i_{c1}=I_0$，u_{c1} 线性上升，本时段的等效电路如图 7-10(c)所示。

3. C_{S1} 和 D_2 叠流期($t_2<t<t_3$)：当 $t=t_2^+$ 时，$u_{c1}>U_d$，D_2 正偏导通，等效电路如图 7-10(d)。

根据图 7-10(a)所标的正方向有

$$i_{c1}+i_{D2}=i_0=I_0$$

$$u_d=U_d=u_{c1}+u_{L1}-u_{L2}=\frac{1}{C_{S1}}\int i_{c1}\mathrm{d}t+L_{S1}\frac{\mathrm{d}i_{c1}}{\mathrm{d}t}-L_{S2}\frac{\mathrm{d}i_{D2}}{\mathrm{d}t} \tag{7-46}$$

两个缓流电感中的电流初值分别为(为简单,时间坐标从各时段分别算起,下同)

$$i_{c1}(0)=I_0,i_{D2}(0)=0$$

解出

$$i_{c1}=I_0\cos\omega t$$

$$i_{D2}=I_0(1-\cos\omega t) \tag{7-47}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{C1}}{\mathrm{d}t}=-\omega I_0\sin\omega t \tag{7-48}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{D2}}{\mathrm{d}t}=\omega I_0\sin\omega t \tag{7-49}$$

设电路参数有:$L_{S1}=L_{S2}=L_S$,$C_{S1}=C_{S2}=C_S$

式中

$$\omega^2=\frac{1}{(L_{S1}+L_{S2})C_{S1}}=\frac{1}{2L_SC_S}$$

将式(7-48)(7-49)代入(7-46)得

$$u_{c1}=U_d+2\omega L_SI_0\sin\omega t \tag{7-50}$$

当 $t=\frac{\pi}{2\omega}$ 时有

$$u_{c1}=U_{cm}=U_d+2\omega L_SI_0 \tag{7-51}$$

在图 7-10(d)中,若忽略 D_{S2}的导通压降,有 $u_{c1}=u_{T1}$,故 T_1 的最大正向阻断电压 U_{T1m}为

$$U_{T1m}=U_{cm}=U_d+2\omega L_SI_0=U_d+\Delta U \tag{7-52}$$

式中

$$\Delta U=2\omega L_SI_0=I_0\sqrt{2L_S/C_S} \tag{7-53}$$

ΔU 称电压超调量,由图 7-10(d)可见,ΔU 由 u_{L1}和 u_{L2}平衡,图中所标为该电压的实际方向,由式(7-48)(7-49)可知,当 $t=\frac{\pi}{2\omega}$ 时,u_{L1}和 u_{L2}有最大值,其和为 ΔU。

4. C_{S1}放电期($t_3<t<t_4$):$t=t_3$ 时,$i_{c1}=0$,D_{S1}截止,$u_{L1}=0$,$u_{T1}=U_d$,$i_{D2}=I_0$,$u_{L2}=0$,D_{S2}正偏导通,C_{S1}经电源、D_2、D_{S2}和 R_S 放电(为简单,图 7-10(b)中 i_{D2}波形并未反映该放电流),u_{c1}逐渐下降并趋向 U_d。由 $U_{c1}(0)=U_{cm}$,$U_{c1}(\infty)=U_d$,故有

$$u_{c1}=U_d+(U_{cm}-U_d)\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}=U_d+\Delta U\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \tag{7-54}$$

式中 $\tau=R_SC_{S1}$。由式可见 u_{c1}的放电速度与时间常数 τ 有关,设计中选择合适的 R_S 以保证 C_{S1}的完全放电。

5. T_1 和 D_2 叠流期($t_4<t<t_5$):当 $t=t_4^+$ 时,$u_{g2}=0$,$u_{g1}>0$,于是 T_1 导通,T_1 和 D_2 叠流,其等放电路如图 7-10(f),由于 $U_{c1}=U_d$,D_{S2}截止,且有

$$i_{T1}+i_{D2}=i_0=I_0 \tag{7-55}$$

$$U_d=u_{L1}-u_{L2}=Ls\left(\frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}i_{D2}}{\mathrm{d}t}\right) \tag{7-56}$$

因为

$$\frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t}=-\frac{\mathrm{d}i_{D2}}{\mathrm{d}t}$$

所以

$$U_d=2L_S\frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t}=\frac{U_d}{2Ls} \tag{7-57}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{D2}}{\mathrm{d}t}=-\frac{U_d}{2Ls} \tag{7-58}$$

式(7-57)(7-58)表明，在叠流期中，i_{T1}线性上升而 i_{D2}线性下降。

6. C_{S1}再次放电期($t_5<t<t_6$)：当 $t=t_5^+$ 时，$i_{T1}=I_0$，$i_{D2}=0$，D_2 关断，C_{S1}再次放电，其电路如图 7-10(g)所示。经 T_1，L_{S1}，L_{S2}，D_{S2}和 R_S，由于 R_S 很大，而 L_{S1}和 L_{S2}很小，因此电路具有过阻尼性质，u_{c1}可近似写成

$$u_{c1}=U_d\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau_S}} \tag{7-59}$$

式中 $\tau_S=R_SC_S$。当 $t=\frac{T}{2}$时(忽略 T_1 与 D_2 的换流时间)

$$u_{c1}=U_{co}=U_d\mathrm{e}^{-\frac{T}{2\tau_S}} \tag{7-60}$$

式中 T 为工作周期。

三、带箝压式电路 2 的半桥式逆变电路

另一种箝压式关断缓冲电路如图 7-11(a)所示。该电路的特点是缓压电容 C_S 与电阻 R_S 串联，交叉接至直流电源。可以看出，C_{S1}和 C_{S2}的端压将不低于直流电压 U_d，图 7-11(b)画出电路的电量波形。由图可见，一个工作周期包含以下几个时段：

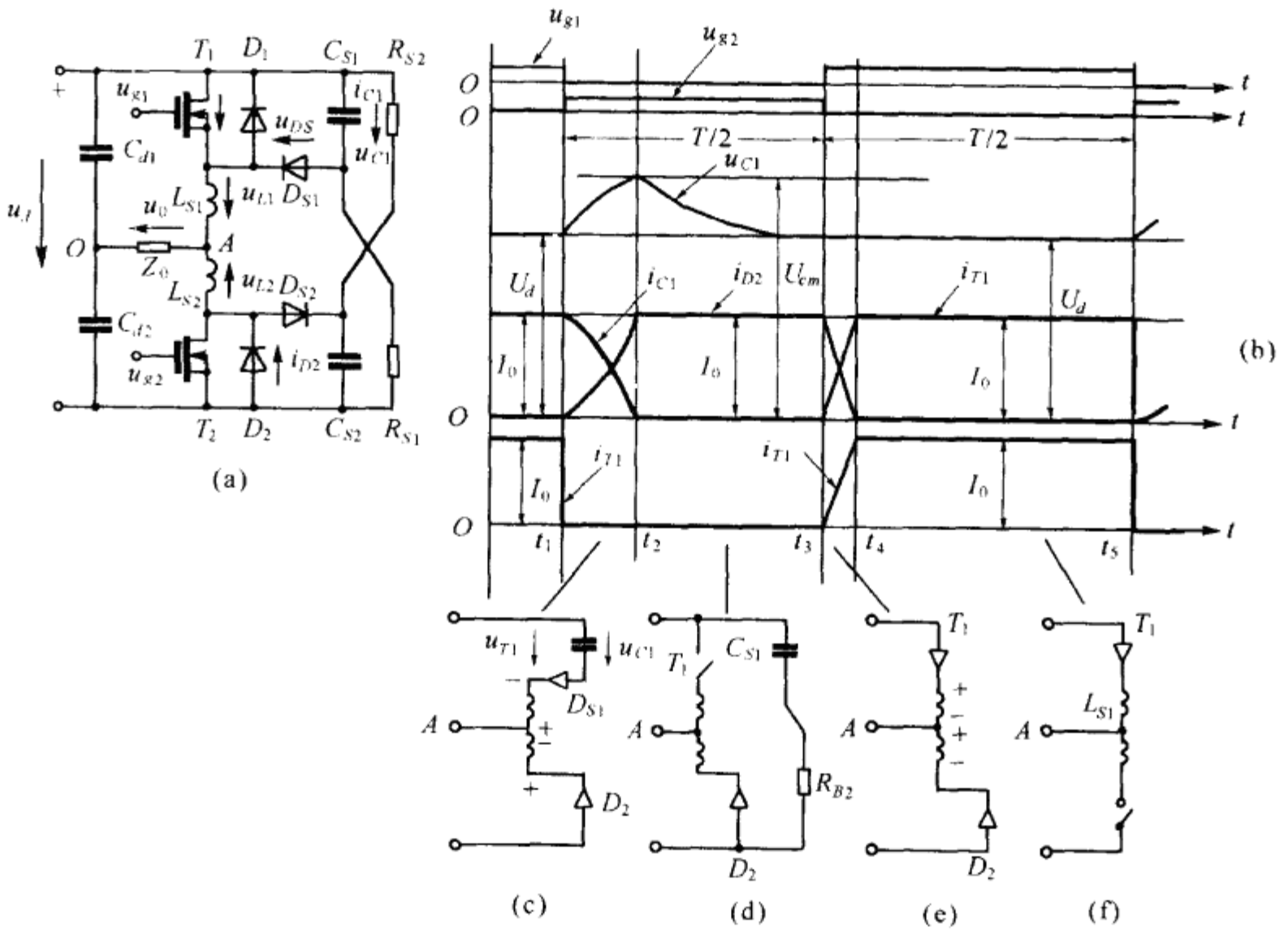


图 7-11 带箝位式缓冲电路 2 的半桥逆变器

1. 电路初态($0<t<t_1$)：电路有 T_1 导通，T_2 和 D_2 截止，$i_{T1}=I_0$，$i_{T2}=i_{D2}=0$，$u_0=u_{A0}=+\frac{U_d}{2}$，$u_{c1}=U_d$，$u_{T1}=0$，$D_{S1}$反偏截止，$u_{DS}=-U_d$。

2. C_{S1}和 D_2 叠流期($t_1<t<t_2$)：$t=t_1^+$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 关断并承受正向电压，$u_{T1}=U_d$，T_1 中

电流瞬时转移到 C_{S1} 时，D_{S1} 正偏导通，u_{c1} 从 U_d 值上升，D_2 正偏导通，等效电路如图 7-11(c)所示。该图与图 7-10(d)完全相同，而且电路的初值也一样，即 $i_{c1}(0)=I_0$，$i_{D2}(0)=0$，$u_{c1}(0)=U_d$，(为简单计，时间坐标分别从各时段起算，下同)。因此仿前分析有

$$i_{c1}=I_0\cos\omega t$$

$$i_{D2}=I_0(1-\cos\omega t)$$

$$u_{c1}=U_d+2I_0\omega L_S\sin\omega t$$

$$U_{cm}=U_{T1m}=U_d+2\omega L_S I_0=U_d+\Delta U$$

$$\Delta U=2\omega L_S I_0=I_0\sqrt{2L_S/C_S}$$

3. C_{S1} 放电期($t_2<t<t_3$)：当 $t=t_2^+$ 时，$i_{c1}=0$，$i_{D2}=I_0$，叠流期结束，D_2 进入稳态导通，$u_{L1}=0$，$u_{L2}=0$，D_{S1} 截止，C_{S1} 沿直流电源和 R_{S2} 放电，其等效电路如图 7-11(d)所示。电路结构和初值与图 7-10(e)相同，仿前有

$$u_{c1}=U_d+\Delta U e^{-\frac{t}{\tau_s}}$$

4. T_1 和 D_2 叠流期($t_3<t<t_4$)：当 $t=t_3^+$ 时，$u_{g2}=0$，$u_{g1}>0$，T_1 导通，T_1 和 D_2 开始换流，等效电路如图 7-11(e)。由图可见，在换流期中，i_{T1} 线性上升而 i_{D2} 将线性下降，至 $t=t_4$，$i_{T1}=I_0$，$i_{D2}=0$，换流结束，电路进入到 T_1 稳定导通状态。

四、电路参数选择和能耗分析

(一)箝压电容 C_S 的选择

C_S 根据电路容许的电压超调量 ΔU 选择，根据式(7-53)

$$\Delta U=I_0\sqrt{2L_S/C_S}$$

应有

$$C_S=\frac{2L_S I_0^2}{\Delta U^2} \tag{7-61}$$

图 7-12 是在 $L_S=5\mu H$ 条件下，C_S 与 ΔU 的关系曲线族，参变量为 I_0。

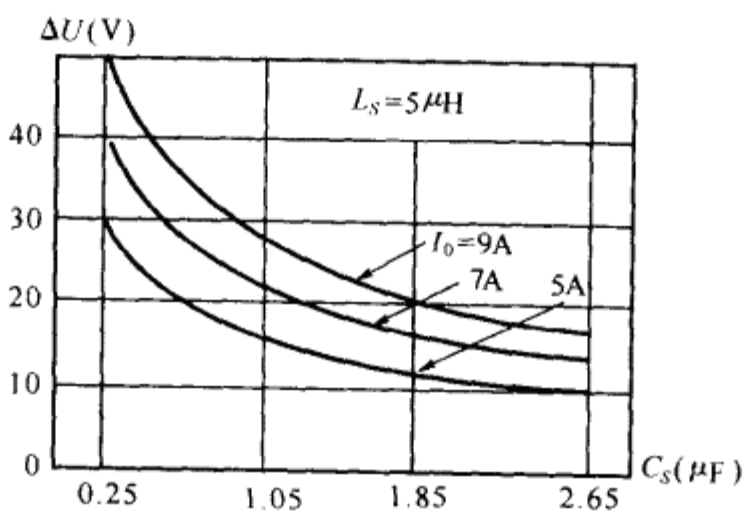


图 7-12　箝压电容 C_S 与 ΔU 的关系曲线

(二)放电电阻 R_S 的选择

R_S 的选择是保证在 T_1 的关断期中，C_S 端压从 U_{cm} 下降到 xU_d(x 为大于 1 的值)。若忽略放电期以外的其他瞬态过程所经历的时间，由式(7-54)有

$$u_{c1}=xU_d=U_d+\Delta U e^{-\frac{T}{2\tau_S}} \tag{7-62}$$

解出

$$T=2R_S C_S Z \tag{7-63}$$

式中：$Z=\ln\frac{K_d}{x-1}$；$K_d=\frac{\Delta U}{U_d}$。

由式(7-63)应有

$$R_S=\frac{T}{2C_SZ} \tag{7-64}$$

式中 T 是工作周期。

(三)箝压电路 1 的能耗分析

电路在一个开关周期中的能耗共有两部分，第一部分是 C_S 再次放电[对应于图 7-10(b)中的 t_5-t_6 时段，其等效电路如图 7-10(g)]时产生的能耗 E_1 为

$$E_1=\frac{1}{2}C_S(U_d^2-U_{c0}^2)$$

第二部分是 C_S 放电时产生的能耗 E_2，[对应于图 7-10(b)中 t_3-t_4 时段，其等效电路为图 7-10(e)]。

$$E_2=E_{2a}-E_{2b} \tag{7-65}$$

式中 E_{2a}是 C_S 释放的能量，E_{2b}是由直流电源吸取的能量。

因为

$$E_{2a}=\frac{1}{2}C_S(U_{cm}^2-U_d^2)$$

$$ZE_{2b}=C_SU_d(U_{cm}-U_d)$$

所以

$$E_2=E_{2a}-E_{2b}=\frac{1}{2}C_S(U_{cm}-U_d)^2=\frac{1}{2}C_S\Delta U^2 \tag{7-66}$$

电路总能耗 E 为

$$E=E_1+E_2=\frac{1}{2}C_S[(U_{cm}-U_d)^2+(U_d^2-U_{c0}^2)] \tag{7-67}$$

(四)箝压电路 2 的能耗分析

电路在一个开关周期中的能耗产生于电容 C_S 的放电期，相应于图 7-11(b)的 t_2-t_3 时段，其等效电路如图 7-11(d)。比较图 7-11(d)和图 7-10(e)可见，电路的结构相似，其初值也一样。故仿前分析，由式(7-66)有

$$E=\frac{1}{2}C_S(U_{cm}-U_d)^2=\frac{1}{2}C_S\Delta U^2 \tag{7-68}$$

比较式(7-67)和式(7-68)可见：

(1)箝压电路 2 的能耗低于电路 1；

(2)箝压电路 2 的能耗与直流电压 U_d 无关，因为将式(7-53)代入式(7-68)有

$$E=\frac{1}{2}C_S\Delta U^2=L_SI_0^2 \tag{7-69}$$

上式表明，两种电路的能耗均与负载电流 I_0 有关。图 7-13 示功耗 P 与电流 I_0 间关系曲线，其中 P 为

$$P=Ef_S \tag{7-70}$$

式中 f_S 为开关频率。

五、带箝压式缓冲电路的全桥式逆变电路

上述两种箝压式电路虽然能够实现关断过电压的抑制，但也存在以下问题：

1. 器件关断时电压上升率 du/dt 过高：电路 1 关断时，u_T 由导通压降突升至 U_{C0}，电路 2

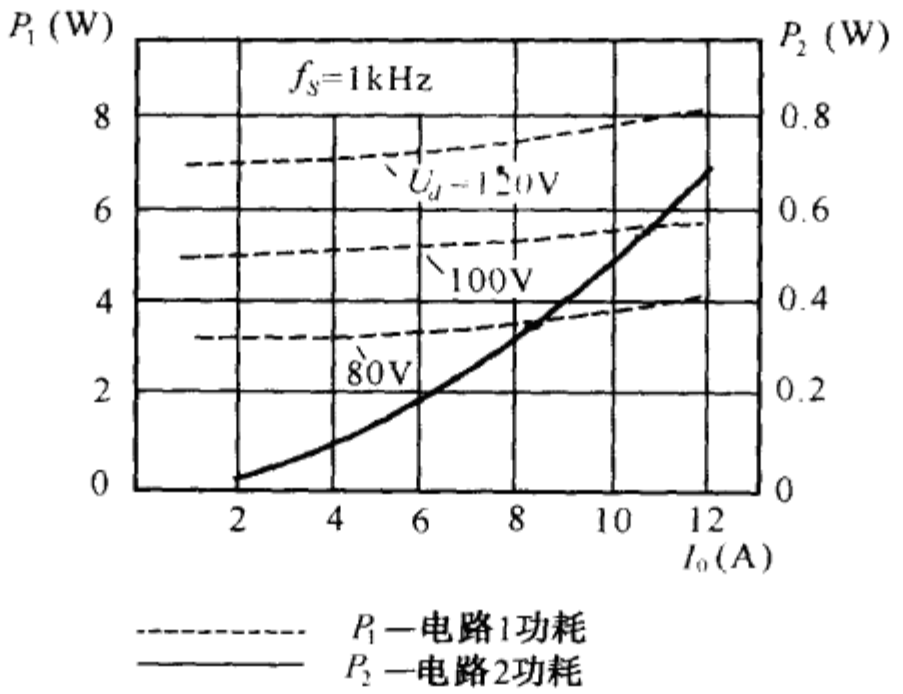


图 7-13　P-I_0 的关系曲线

的 u_T 则由导通压降突升至 U_d，其间的 du_T/dt 并未得到抑制。虽然 Power MOSFET 是一种快速器件，其 du/dt 耐量较高（可达 15V/ns），但过高的 du/dt 不仅产生高关断损耗，而且也产生强电磁干扰。

2. 使用元器件数量太多：无论电路 1 还是电路 2 基本上沿用分立电路的结构，并没有什么简化。在较复杂的主电路如单相全桥电路上采用便会使电路过分复杂，不但增加成本还会降低可靠性。

为解决以上问题，下面介绍一种经过改进简化的箝压电路，可使用于全桥电路。

（一）单相全桥逆变电路稳态工作情况

图 7-14(a)示带有简化箝压式缓冲电路的单相全桥逆变电路的主电路，桥臂由 IGBT 组成，桥的直流输入侧并有滤波电容 C_d。假定直流输入电压 u_d 无纹波，直流侧输出电流 i_d 为

$$i_d = i_{c0} + i_{\beta 0} \tag{7-71}$$

式中 $i_{\beta 0}$ 为逆变电路输入电流。桥的交流输出端接有感性负载，逆变器采用单极性 PWM 控制方式，其稳态波形如图 7-14(b)所示。由图可见，输出电压 u_0 的基波分量 u_{01} 超前于输出电流 i_0 的基波分量一个角度 ϕ_1，逆变输入电流 $i_{\beta 0}$ 包含直流分量 i_d 和谐波电流 i_{c0} 前者由直流电源提供，后者流经直流滤波电容 C_d。下面分析一个载波周期 T_c 的工作情况（参见图 7-14(b)中 θ_0—θ_2 时段）：

1. θ_0—θ_1 时段：逆变桥功率器件控制极脉冲按无互补单极性 PWM 方式安排：$u_{g2}=u_{g4}=0$，$u_{g1}=u_{g3}=U_{gm}$，桥中有 T_1 和 T_3 导通，输出电压 $u_0=U_d$，输入电流 $i_{\beta 0}=i_0$，由于 $i_0>I_d$（$i_{\beta 0}$ 的平均值），储存在滤波电容 C_d 中的电能此时释放出来以协助维持负载电流，$i_{c0}<0$（按图 7-14(a)所标正方向）。

2. θ_1—θ_2 时段：当 $\omega t=\theta_1^+$ 时，$u_{g1}=0$。T_1 关断，为维持 i_0 不变，D_4 正偏导通，T_1 电流移至 D_4，负载能量沿 $D_4-L_0-R_0-T_3-D_4$ 的闭合回路形成环流，$u_0=0$，$i_{\beta 0}=0$，$i_d=i_{c0}=I_d$，C_d 被恒流充电。当 $\omega t=\theta_2^+$ 时，$u_{g1}=U_{gm}$（$u_{g2}=u_{g4}=0$），T_1 再次导通，D_4 中电流重新换到 T_1 中，$u_0=U_d$，$i_\beta=i_0$，重复 θ_0—θ_1 过程。

从以上分析可见，在感性负载的单极性 PWM 全桥逆变电路中，大多数开关都属于臂间换流（如上述 $T_1 \leftrightarrows D_4$），而逆变桥输入电流 $i_{\beta 0}$ 是一个脉冲电流如图 7-14(b)所示。

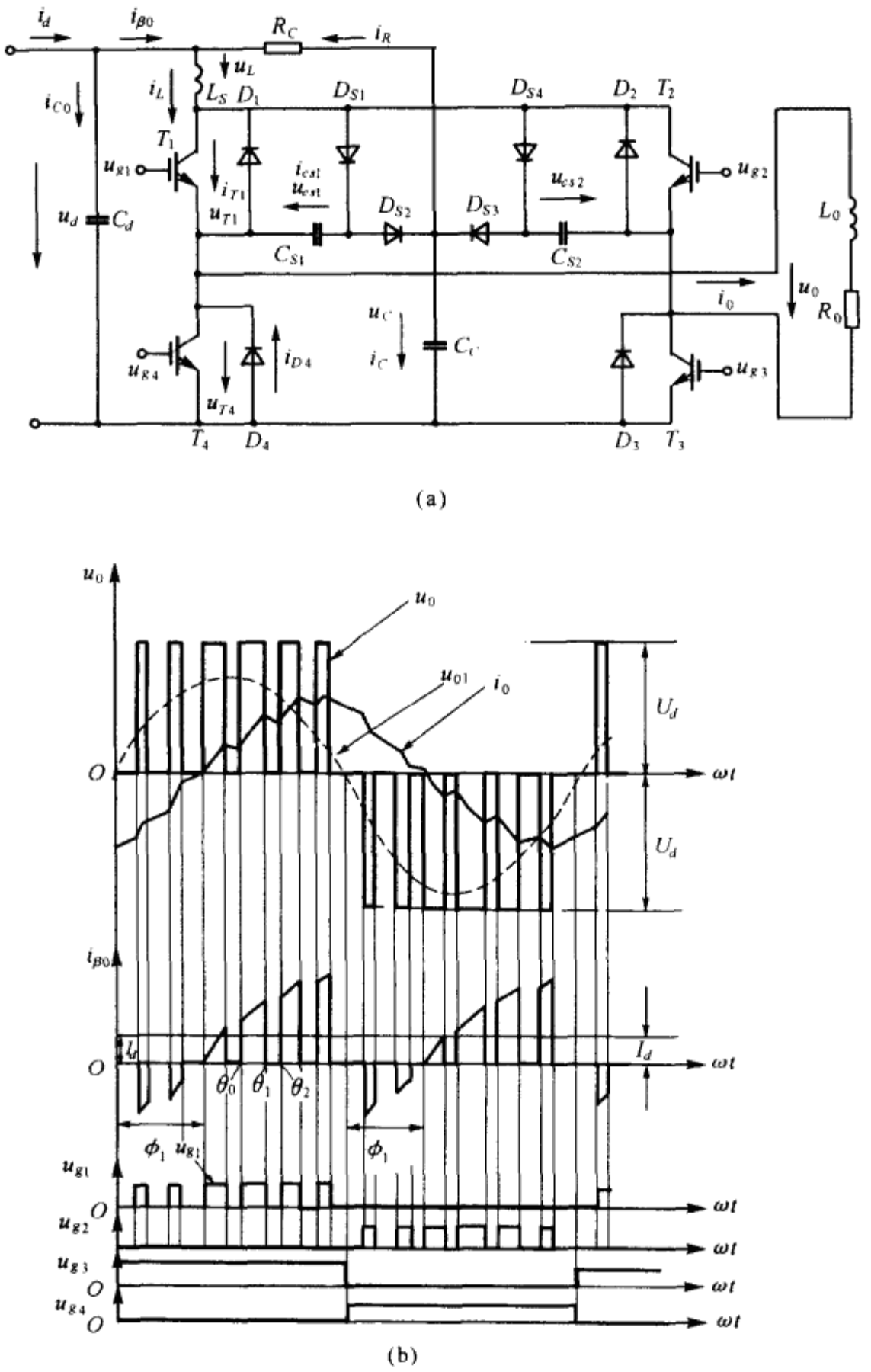


图 7-14 带箝压电路的单相全桥逆变电路

(二)简化箝压式缓冲电路的特点

和图 7-10(a)和图 7-11(a)所示的箝压电路相比,图 7-14(a)所示电路具有以下特点:

1. 只用一只缓流电感 L_S:对于 T_1 和 T_3 开通时 L_S 的缓流作用是明显的。但对于 T_2 和 T_4 开通的情况,根据上面分析,在感性负载下,有上下桥臂间换流,例如在 T_4 开通之前必然有 D_1 导通,当 T_4 导通时产生 D_1 向 T_4 换流过程,由于 L_s 的存在,i_{D1}的下降速度受到限制,相应地 i_{T4}的上升速度也同样受制,因而可以用一只电感。

2. 缓压和箝压的作用分开由两只电容 C_S 和 C_c 来实现:例如 T_1 关断时,T_1 中的电流移到由 D_{S1}和 C_{S1}组成的缓冲电路中,C_{S1}充电对 T_1 起缓压作用,只有当 $u_{cs1}>U_d$ 时,箝压二极管 D_{S2}

正偏导通，电路能量向箝压电容 C_c 转移，使 $u_{T1}=u_{CS1}=U_d$，这样就可以解决 T_1 关断时端压上升率过高的问题。

3. 开通附加电流的幅值小变率低：当 T_1 导通时，C_{S1}沿 D_{S2}，R_c，L_S 和 T_1 放电，该放电电流的幅值可由 R_c 控制，而变化率也受控于放电回路参数。

4. 桥下臂器件缓压电容可由 C_S 和 C_c 替代：由图 7-14 可见，桥中 T_3 和 T_4 并无附加电容。实际上，当 T_4 关断时，C_{S1}放电，D_{S2}导通，因此按图 7-14a 所标正方向有

$$u_{T4}=u_c-u_{cS1} \tag{7-72}$$

由于 $u_{cs1}(0)=u_c(0)=U_d$，故 u_{T4}在关断的最初瞬间为零，然后随着 u_{cs1}下降，u_{T4}才逐渐上升，也即 C_{s1}和 C_c 对 T_4 阻断电压上升起缓冲作用。由于这种省略，使整个缓冲电路所用的元器件数量较少。

(三)换流过程分析

为简单作以下假定：

1. 负载电流在整个载波周期中保持恒定，即 $i_0\equiv I_0$；
2. 忽略功率器件的导通压降和反向恢复电流；
3. 采用单极性 PWM 控制方式，各控制极脉冲如图 7-15 所示；
4. 负载电流 $i_0>0$。

以下分析逆变电路的换流过程，电路各个电量的波形如图 7-15 所示。由图可见，整个载波周期可分 $a\sim g$ 几个时段，为简单，各时段的零点均从本时段起算。

1. 电路初态(图 7-15 中时段 g)：电路中 $u_{g1}=u_{g2}=u_{g4}=0$，$u_{g3}=U_{gm}$，T_1 关断，D_4 续流导通，$i_{D4}=I_0$，等效电路如图 7-16(g)，负载沿 D_4 和 T_3 形成闭合回路，$i_0=I_0$，$u_0=0$，逆变输入电流 $i_{\beta 0}=0$，直流电流 $i_d=i_{c0}=I_d$，C_d 被恒流充电，L_S 端压，$u_L=0$，逆变桥入端电压

$$u_\beta=u_d-u_L=U_d$$

缓压电容 C_{S1}端压 $u_{cS1}=U_d$，T_1 处于正向阻断状态，箝位电容 C_c 端压 $u_c=U_d$。

2. T_1 与 D_4 换流期(时段 a)：当 $t=t_1^+$，$u_{g1}=U_{gm}$。T_1 受命导通，u_{T1}很快下降为零，等效电路如图 7-16(a)所示。桥上下臂均处导通，

$$u_\beta=0,u_L=Ls\frac{\mathrm{d}i_{\beta 0}}{\mathrm{d}t}=U_d,\quad i_{T1}+i_{D4}=i_0=I_0,\quad i_{T1}=i_L$$

电路初值是 $i_{T1}(0)=0$，$i_{D4}(0)=I_0$，解出

$$i_{T1}=\frac{U_d}{L_S}t,i_{D4}=I_0-\frac{U_d}{L_S}t \tag{7-73}$$

上式表明，i_{T1}线性上升，i_{D4}线性下降，当 $t=t_2$ 时，$i_{T1}=I_0$，$i_{D4}=0$，换流过程结束。在换流期中，由于 D_4 导通，$u_{T4}=0$，C_{S1}端压和 C_c 端均被箝位[参见图 7-14(a)]。

3. C_{S1}放电期(时段 b)：当 $t=t_2^+$ 时，D_4 有 ZVZCOFF，上述箝位作用消失，等效电路改为图 7-16(b)。由图可见，L_S、C_{S1}和 C_c 相串联组成振荡电路，电路参数及初值是

$$C_e=\frac{C_{S1}C_c}{C_{S1}+C_c}=\frac{K_S}{1+K_S}C_{S1} \tag{7-74}$$

式中

$$K_S=\frac{C_c}{C_{S1}}\gg 1$$

电路初值为

$$i_L(0)=i_{T1}(0)=I_0.\ u_L(0)=U_d$$
$$u_{cS1}(0)=u_c(0)=U_d$$
$$u_{T4}(0)=u_d-u_L=0$$

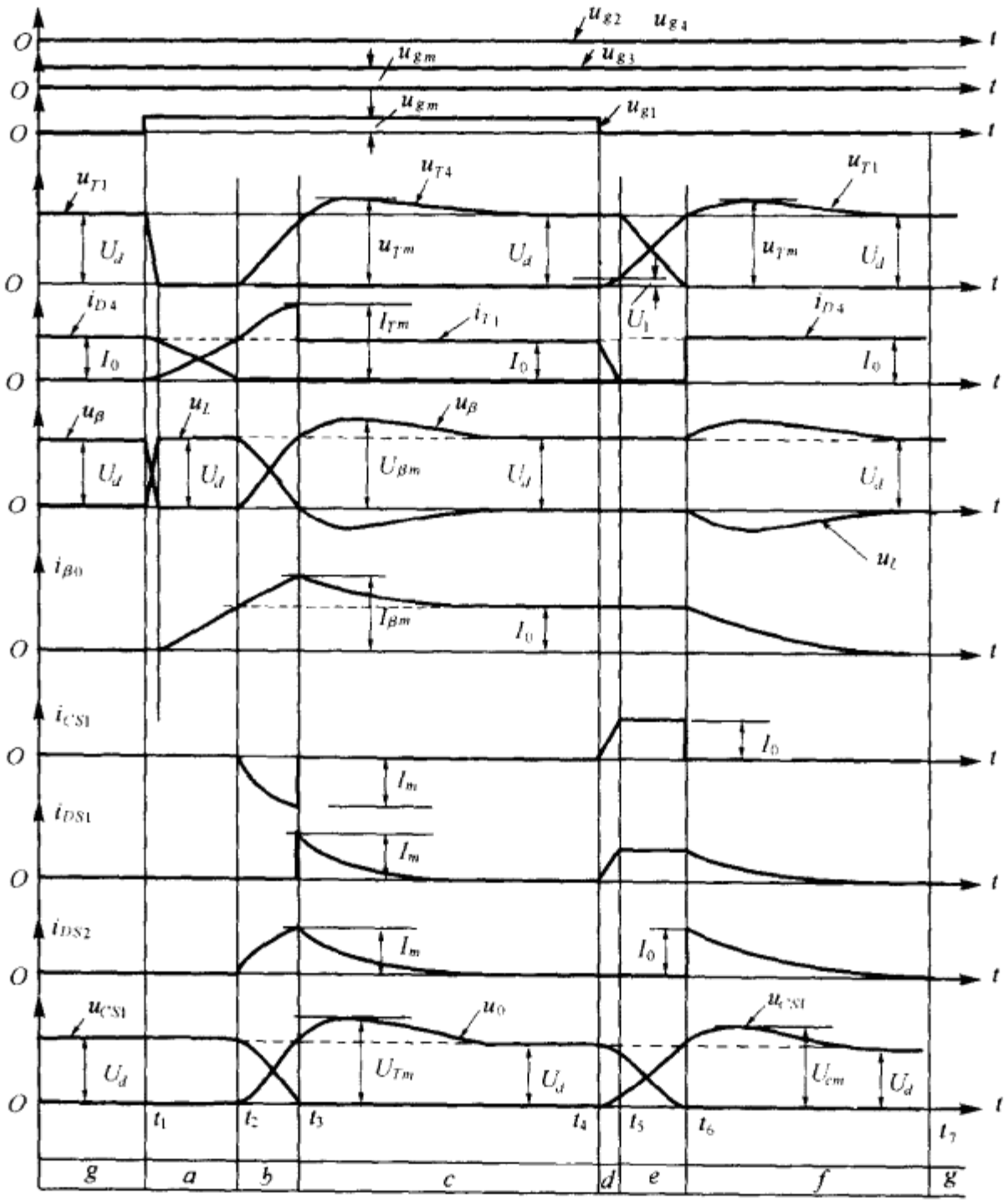


图 7-15 换流过程波形

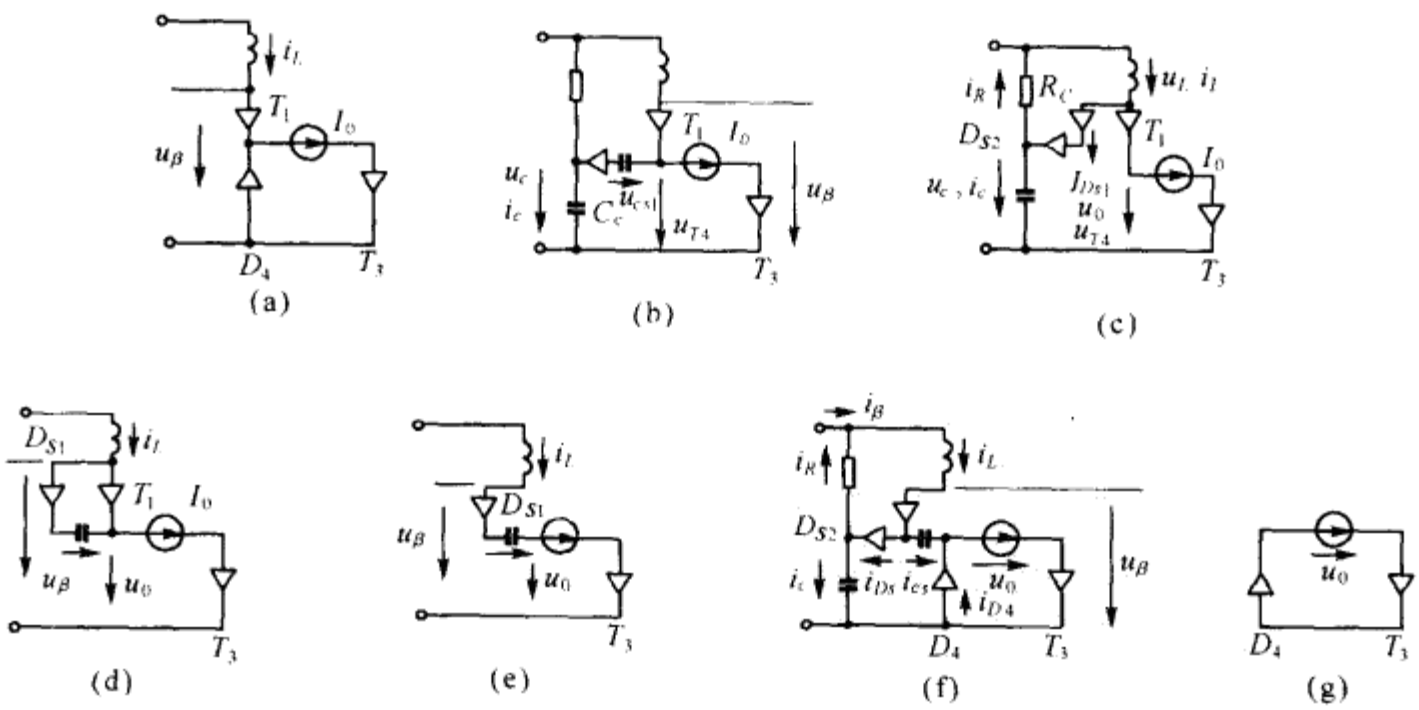


图 7-16 换流过程的等效电路

根据电路方程和初值可得

$$i_L=i_{T1}=I_0+\frac{U_d}{\omega_0 L_S}\sin\omega_0 t \tag{7-75}$$

$$u_\beta=U_d-u_L=U_d-L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=U_d(1-\cos\omega_0 t)=u_{T4}$$

$$u_L=U_d\cos\omega_0 t$$

式中：$\omega_0=\dfrac{1}{\sqrt{L_S C_e}}$。

上式表明，通过振荡，原来贮存在 C_{S1} 的电能转移到 L_S 和 C_c 中。由于 $K_S\gg1$，C_c 端压变动可以忽略，即在放电过程中 $u_c\equiv U_d$，则有

$$u_{cS1}=u_c-u_{T4}=U_d\cos\omega_0 t \tag{7-76}$$

当 $t=t_3=\dfrac{\pi}{2\omega_0}$ 时有

$$i_L=i_{T1}=I_{Lm}=I_{Tm}=I_0+U_d\sqrt{\frac{C_e}{L_S}}=I_0+I_m \tag{7-77}$$

$$u_L=u_{cS1}=0$$

$$u_\beta=U_d-u_L=U_d$$

式中

$$I_m=U_d\sqrt{\frac{C_e}{L_S}} \tag{7-78}$$

4. 缓流电感 L_S 放电期(时段 c)：当 C_{S1} 继续反向充电时，D_{S1} 正偏导通，等效电路改为图 7-16(c)。由图可见：

(1)原来流经 C_{S1} 的电流，由于 D_{S1} 导通，全部移入 D_{S1} 中，因而在 t_3^+ 时有

$$i_{CS1}=0,i_{T1}=I_0,i_{DS1}=U_d\sqrt{\frac{C_e}{L_S}}=I_m$$

$$i_L=i_{T1}+i_{DS1}$$

(2)贮存在 L_S 中的能量开始向 R_c 和 C_c 释放，u_L 反向，i_L 下降。由图 7-16(c)有

$$u_\beta=u_c=u_{T4}=U_d-u_L=U_d-L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}\bigg|_{\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}<0}$$

因此 u_{T4} 将出现电压超调量，由于 $R_c\gg\sqrt{\dfrac{L_S}{C_c}}$，可忽略 R_c 的分流作用，故超调量 ΔU_1 可近似表为

$$\Delta U_1\approx I_m\sqrt{\frac{L_S}{C_c}}$$

式中

$$I_m=U_d\sqrt{\frac{C_e}{L_S}}=U_d\sqrt{\frac{C_{S1}}{L_S}}\sqrt{\frac{K_S}{1+K_S}}$$

$$K_S=\frac{C_c}{C_{S1}},C_e=\left(\frac{K_S}{1+K_S}\right)C_{S1}$$

所以

$$\Delta U_1\approx\sqrt{\frac{1}{1+K_S}}U_d \tag{7-79}$$

例如取 $K_S=10$，由上式有 $\Delta U_1\approx0.302U_d$，在图 7-16 中，$T_4$ 端压峰值 U_{Tm} 为

$$U_{Tm}=U_d+\Delta U_1\approx U_d\left(1+\frac{1}{\sqrt{1+K_S}}\right) \tag{7-80}$$

由图 7-15 可见，随着 i_L 逐渐下降，在本时段末期，有 $\Delta U_1=0, U_{T4}=U_d, i_{T1}i_L=I_0$，电路进入稳定工作状态。

5. C_{S1}和 T_1 换流期(时段 d)：当 $t=t_4^+$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 转入关断，设 i_{T1}线性下降，C_{S1}中电流 i_{CS1}线性上升，等效电路如图 7-16(d)所示，C_{S1}被充电，若 C_{S1}值较大，$u_{CS1}(u_{T1})$上升缓慢，当 $t=t_5$ 时，有 $i_{T1}=0, i_{CS1}=I_0, u_{T1}=U_1, U_1 \ll U_d$，$C_{S1}$和 T_1 的换流结束，由于 U_1 很低，T_1 的关断损耗很小。

6. C_{S1}恒流充电期(时段 e)：当 $t=t_5^+$ 时，T_1 关断，等效电路改为图 7-16(e)，$i_{CS1}=I_0$，C_{S1}被恒流充电，u_{CS1}线性上升，由于 $i_L=I_0=const, u_L=0, u_{T4}=U_d-u_{CS1}$线性下降，至 $t=t_6, u_{T4}=0$，$u_{CS1}=u_{T1}=U_d$。

7. C_{S1}与 D_4 换流期(时段 f)：当 $t=t_6^+$ 时，$u_{T1}>U_d$，D_4 和 D_{S2}正偏导通并通过它们连接负载电路和箝位电路，等效电路如图 7-15(f)。由图可见：

(1)由于 D_4 和 T_3 导通，输出端重新处于短路状态，$u_0=0, i_{D4}=i_{T3}=I_0$，和以往一样，由于 T_1 关断，直流电源已不再维持负载能量；

(2)C_{S1}中的电流在 $t=t_6$ 瞬间全部移入 D_4 中，但由于存留在 L_S 中的能量中很小一部分形成 i_{CS1}并从 C_{S1}流过，$i_{CS1} \ll I_0$；

(3)L_S 中的能量大部分通过 D_{S2}向 R_c 和 C_c 释放，由于 R_c 存在，i_L 为非周期衰减函数，$u_L<0$，由图可见

$$i_{DS}=i_c+i_R$$

当 $i_{DS}=i_R$ 时，$i_c=0, u_c=U_{cm}=U_d+\Delta U_2$，此后，$i_R>i_{DS}$，即 $i_C<0$，C_c 泵升的能量经 R_c 向直流滤波电容释放，使 u_c 逐渐下降直至 U_d，电路重新进入稳定状态(和上述的电路初态相同)，完成一个工作循环。

同理可以分析 $i_0<0$ 时的工作情况。

(四)电路的能量流传和参数选择

1. 开通能耗：由于 L_S 的作用，T_1 在开通时的开通损耗很小。由图 7-15 可见，从 t_3 到 t_4 这一时段中，电感电流的衰减量 I_m 为

$$I_m=U_d\sqrt{\frac{Ce}{L_S}}=U_c\sqrt{\frac{C_{S1}}{L_S}}\sqrt{\frac{K_S}{1+K_S}}\approx U_d\sqrt{\frac{C_{S1}}{L_S}}\Bigg|_{K_S\gg 1}$$

与该电流相对应的 L_S 中储能为

$$W_{L1}=\frac{1}{2}I_m^2L_S=\frac{1}{2}C_{S1}U_d^2$$

这些能量最后消耗在电阻 R_c 上，其功率为

$$P_{R1}=W_{L1}f_c=\frac{1}{2}\cdot C_{S1}U_d^2f_c \tag{7-81}$$

必须指出，如果考虑二极管的反向恢复电流，则实际损耗将比式(7-81)大。

2. 关断能耗：由于 C_S 的作用，T_1 关断时的关断损耗很小。由图 7-15 可见，从 t_6 到 t_7 这一时段中，电感电流 i_L 的衰减量为 I_0，相应 L_S 中的储能为

$$W_{L2}=\frac{1}{2}L_SI_0^2$$

这些能量也消耗在电阻 R_c 上，其功率为

$$P_{R2}=W_{L2}f_c=\frac{1}{2}L_Sf_cI_0^2 \tag{7-82}$$

式中 f_c 为逆变桥开关频率。

3. 缓压电容 C_S 的选择：选择 $C_{S1}=C_{S2}$。

为了降低关断损耗，选择强型关断缓冲电路，由式(7-17)

$$K_c=\frac{1}{2}\left(1+\frac{C_{S1}}{C_{SN}}\right)\Bigg|_{K_c>1}$$

$$C_{S1}=\frac{2(2K_c-1)U_d}{I_0t_f} \tag{7-83}$$

式中：$C_{SN}=\frac{I_0t_f}{2U_d}$。

由式(7-83)根据给定的 I_0、U_d 和 t_f，确定 K_c 值后便可计得 C_{S1}，由于 $C_C\gg C_{S1}$，式(7-78)可近似写成

$$I_m=U_d\sqrt{\frac{C_{S1}}{L_S}}$$

可知器件电流容量与 C_{S1} 有关，C_{S1} 越大则 I_m 越高。由图 7-4 可见，当 $K_C>1.5$ 以后，器件的损耗已趋于稳定，故无必要选择过大的 K_c 值以避免 I_m 过高。由图 7-15 可见，在 $t_2<t<t_3$ 时段有

$$\frac{\mathrm{d}u_{T4}}{\mathrm{d}t}=\frac{I_0}{C_{S1}} \tag{7-84}$$

根据计得 C_{S1}，应满足

$$\frac{I_0}{C_{S1}}\leqslant\left(\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right)_m \tag{7-85}$$

式中 $\left(\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right)m$ 是功率器件容许的电压上升率。

4. 缓流电感 L_S 的选择：电感 L_S 除了在器件开通时缓流之外，当逆变桥直通时起抑制短路电流的作用，从这些功能出发，应该选择较大的 L_S，但由图 7-15 可见，过大的 L_S 将使换流期过分增长，为此应折衷考虑，例如选择

$$L_S>L_{SN}=\frac{U_dt_{fv}}{2I_0} \tag{7-86}$$

式中 t_{fv} 为器件开通时电压下降时间，由图 7-15 可见，在 $t_1<t<t_2$ 时段有

$$\frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t}=\frac{U_d}{L_S} \tag{7-87}$$

由上计得的 L_S 应满足

$$\frac{U_d}{L_S}\leqslant\left(\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\right)_m \tag{7-88}$$

式中 $\left(\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\right)m$ 是功率器件电流上升率的容许值。

5. 箝压电容 C_c 的选择：根据式(7-79)有

$$K_S=\frac{C_c}{C_{S1}}=\left(\frac{U_d}{\Delta U_1}\right)^2-1$$

即

$$C_c=\left[\left(\frac{U_d}{\Delta U_1}\right)^2-1\right]C_{S1} \tag{7-89}$$

根据给定的 ΔU_1、U_d 和选定的 C_{S1} 可以计出 C_c，但考虑到故障下，器件流过短路电流将高于正常工况下的 I_m，为了在这种情况下要求箝位电路仍能发挥作用，应选择更大的 C_c：

$$C_c = L_S\left(\frac{I_A}{\Delta U_1}\right)^2 \tag{7-90}$$

式中 I_A 是故障时电流值。

6. 泄放电阻 R_c 的选择

C_c 端压 u_c 必须在一个工作循环结束时恢复到 U_d，因此 R_c 应满足

$$\tau_c = R_c C_c \leqslant \frac{T_c}{5}$$

即

$$R_c \leqslant \frac{1}{5 f_c C_c} \tag{7-91}$$

(五)箝压电路在三相逆变电路中的应用

由于前述箝压式电路是独立地接向每一相，因此可以扩展应用到三相逆变电路如图 7-17 所示，由于电路结构相对简洁，这种箝位电路对大容量三相逆变电路有实用价值。

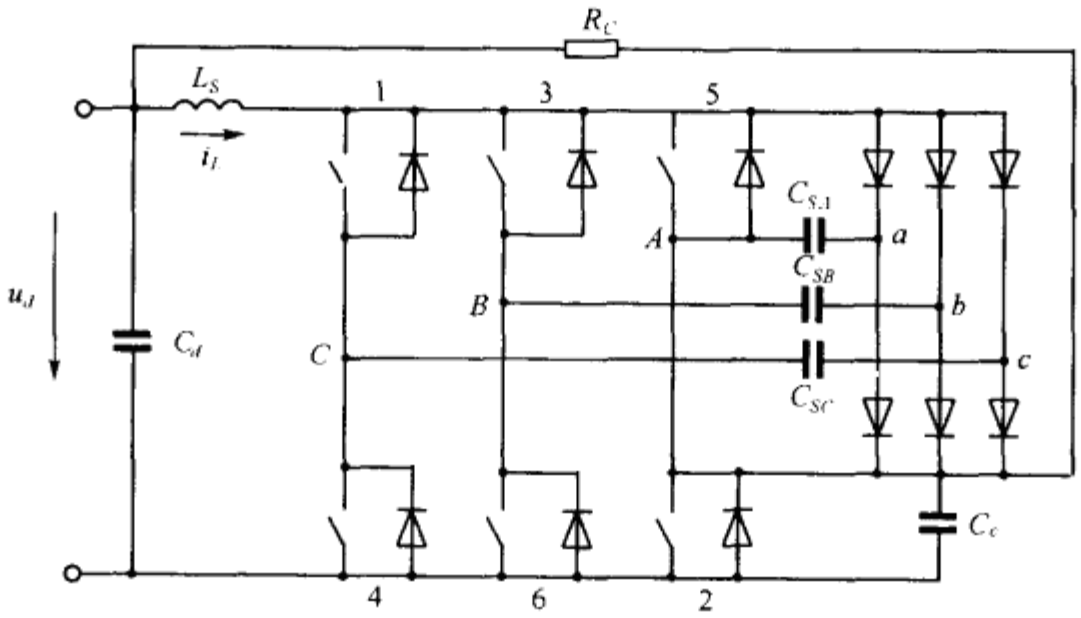


图 7-17 带箝压式缓冲电路的三相逆变电路

第四节 分立式无损缓冲电路

一、无源无损缓电路

已有无源无损缓冲电路多数结构复杂，不仅电路调整不易且成本也高，因而限制其应用范围。文献[9]介绍的电路拓扑，具有结构比较简单和工作可靠的特点，其主电路如图 7-18 所示。由图可见，这是一个单象限降压型 Buck 电路，带无源无损缓冲电路(即图虚线框内的电路)，它使电路具有零电压开关环境(ZVS)，构成软 PWM 电路。

(一)工作原理分析

为简单假定所有功率器件具有理想特性，直流电源为理想恒压源；对于一个开关周期而言，负载可视为恒流源；电路已进入稳定工作阶段，电路主要波形及相应等效电路如图 7-19 所示。由图可见，一个开关周期可以分成以下几个时段：

1. 电路初态(a 时段)：电路处于 D_0 稳定导通续流阶段，而 T 则处于正向阻断，$u_T=U_d$，$i_T=0$，$i_L=0$，负载电流 i_0 完全由滤波电路的储能维持，在等效电路中 D_0 流过负载电流 $i_{D0}=I_0$，电路中其他电量为：$u_{c1}=U_d$，$u_{c2}=0$。

2. T 和 D_0 换流期(时段 b)：当 $t=t_0^+$ 时，$u_g=U_{gm}$，T 受命导通，$u_T=0$，$u_L=U_d$，T 中电流线

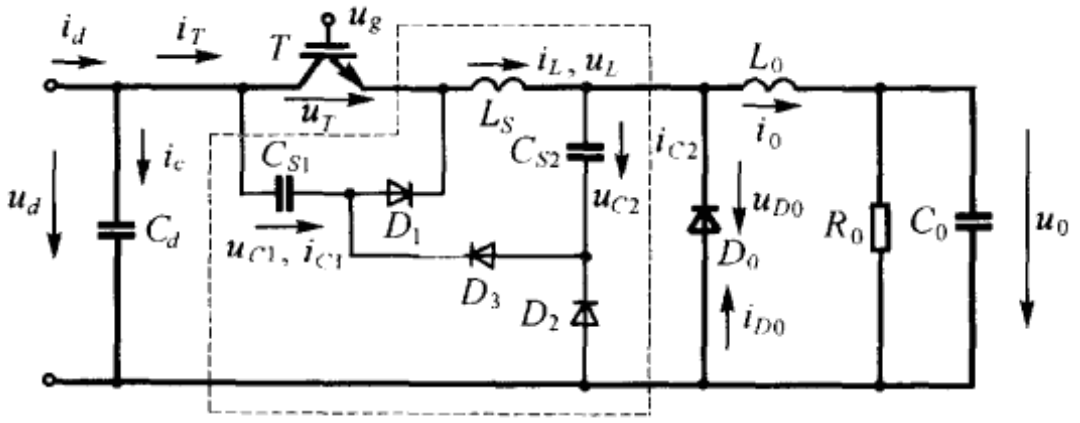


图 7-18　ZVS-PWM-Buck 电路

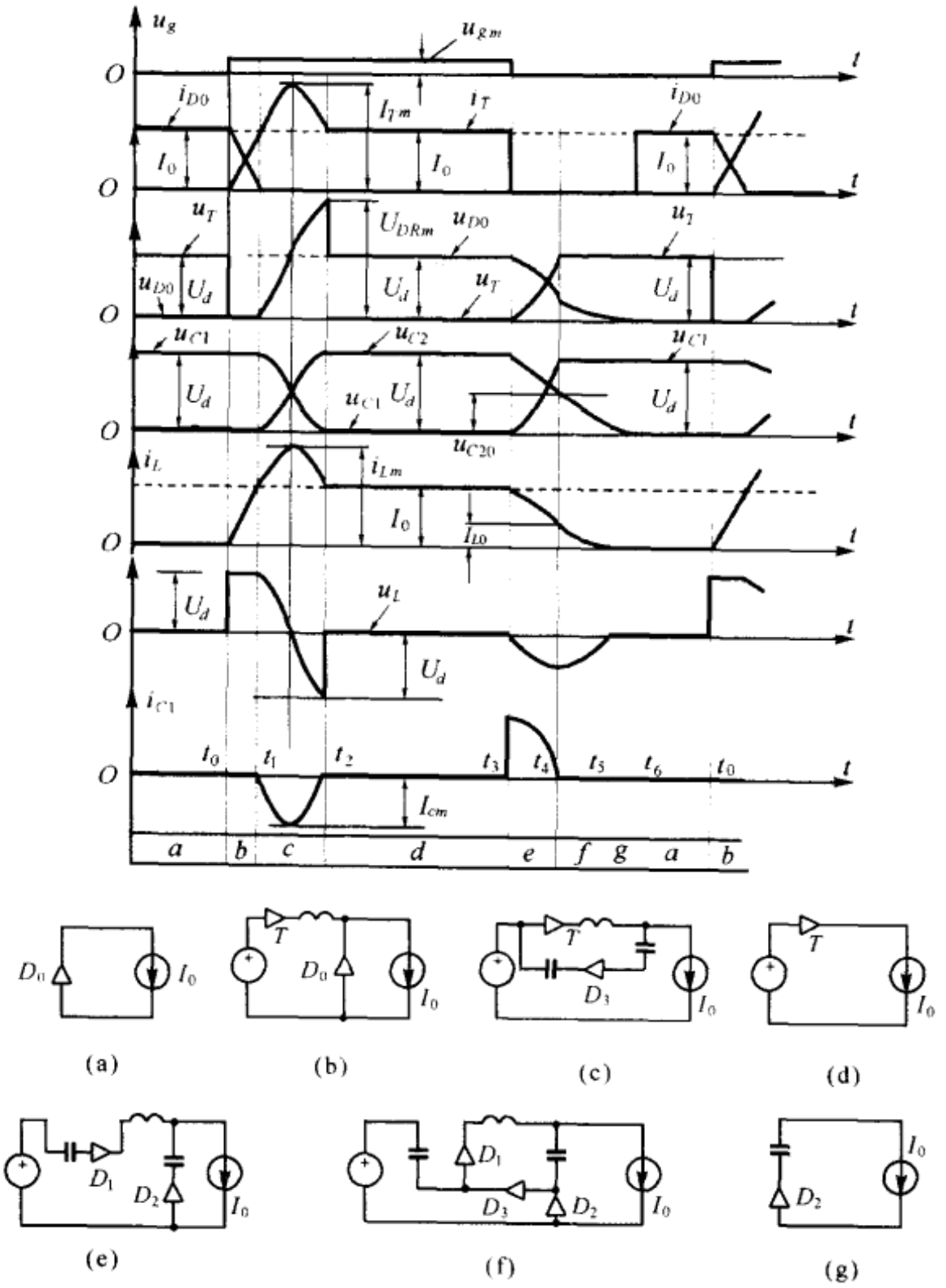


图 7-19　电路波形

性上升，即

$$i_T=\frac{U_d}{L_S}t' \tag{7-92}$$

$$i_{D0}=I_0-\frac{U_d}{L_S}t' \tag{7-93}$$

式中 $t'=t-t_0$。电路处于 T 与 D_0 线性换流阶段，由于 D_1 反偏阻断，$u_{c1}=U_d$，由于 D_0 的箝位，$u_{c2}=0$，直至 $t=t_1$ 时，$i_T=I_0$，$i_{D0}=0$，换流过程结束。

3. C_S 充放电期(时段 c)：当 $i_{D0}=0$，D_0 有 ZCOFF，对 C_{S2}的箝位作用消失，C_{S1}中的储能沿 T、L_S 和 D_3 转移到 C_{S2}中。设 $C_{S1}=C_{S2}=C_S$，电路方程有

$$L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=u_{c1}-u_{c2} \tag{7-94}$$

$$i_L=i_{c2}+I_0=C_S\frac{\mathrm{d}u_{c2}}{\mathrm{d}t}+I_0 \tag{7-95}$$

$$i_{c2}=-i_{c1}=-C_S\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t} \tag{7-96}$$

电路初值有 $u_{c1}(t_1)=U_d$，$u_{c2}(t_1)=0$，$i_L(t_1)=I_0$。解方程得

$$u_{c1}=\frac{U_d}{2}(1+\cos\omega_1 t') \tag{7-97}$$

$$u_{c2}=\frac{U_d}{2}(1-\cos\omega_1 t') \tag{7-98}$$

$$i_L=I_0+\frac{U_d}{2}\omega_1 C_S\sin\omega_1 t' \tag{7-99}$$

$$u_L=u_{c1}-u_{c2}=U_d\cos\omega_1 t' \tag{7-100}$$

$$u_{D0}=U_d-u_L=U_d(1-\cos\omega_1 t') \tag{7-101}$$

式中：$t'=t-t_1$；$\omega_1=\sqrt{\frac{2}{L_S C_S}}$。

当 $t=\frac{\pi}{2\omega_1}+t_1$ 时

$$i_L=I_{Lm}=I_0+\frac{U_d}{2}\sqrt{\frac{C_S}{2L_S}} \tag{7-102}$$

$$u_L=L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=0 \tag{7-103}$$

$$u_0=U_d \tag{7-104}$$

$t=\frac{\pi}{\omega_1}+t_1=t_2$ 时

$$i_L=I_0,u_L=-U_d,u_{D0}=2U_d=U_{DRm}$$

$$u_{c1}=0,u_{c2}=U_d$$

C_S 的充放电过程结束。由于 L_S 的作用，输出电压产生超调，续流二极管承受最高反压 $U_{DRm}=2U_d$。

4. T 稳定导通期(时段 d)：当 $t=t_2^+$ 时，$i_L\equiv I_0$，$u_L=0$，$u_0=U_d$，负载由直流电源供电，电路处于稳定工作状态。

5. C_{S1}充电 C_{S2}放电期(时段 e)：当 $t=t_3^+$ 时，$u_g=0$，T 转为关断，$i_T=0$，T 中电流全部移入 C_{S1}中，D_1 续流导通，C_{S1}充电，电感和 C_{S2}中能量释放出来，协助维持负载电流(D_2 导通)。等效电路如图 7-19(e)电路方程有

$$U_d=u_{c1}+u_L+u_{c2}=u_{c1}+u_{c2}+L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} \tag{7-105}$$

$$i_L=I_0+i_{c2}=I_0+C_S\frac{\mathrm{d}u_{c2}}{\mathrm{d}t} \tag{7-106}$$

$$i_{c1}=i_L=C_S\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t} \tag{7-107}$$

电路初值为：$i_L(t_3)=I_0$，$u_{c1}(t_3)=0$，$u_{c2}(t_3)=U_d$。解方程得

$$i_L=\frac{I_0}{2}(1+\cos\omega_1 t') \tag{7-108}$$

$$u_{c1}=\frac{I_0}{2C_S}t'+\frac{I_0}{2\omega_1 C_S}\sin\omega_1 t' \tag{7-109}$$

$$u_{c2}=U_d-\frac{I_0}{2C_S}t'+\frac{I_0}{2}\omega_1 L_S\sin\omega_1 t'-\frac{I_0}{2\omega_1 C_S}\sin\omega_1 t' \tag{7-110}$$

式中 $t'=t-t_3$。由式可见，i_L 衰减，u_{c1}因充电上升，u_{c2}下降，至 $t=t_4$ 时，$u_{c1}=U_d$，充电结束。

6. L_S 和 C_{S2}续流期(时段 f)：当 $t=t_4^+$ 时，D_3 正偏导通，等效电路如图 7-19(f)，由于 D_2 和 D_3 都导通，u_{c1}便被箝在 U_d 上。另外 L_S 沿 D_1、D_2、D_3 续流，C_{S2}沿 D_2 续流，L_S 和 C_{S2}中储能继续释放以维持负载电流。电路状态为：

$$i_L=I_0+C_S\frac{\mathrm{d}u_{c2}}{\mathrm{d}t} \tag{7-111}$$

$$u_{c2}=-L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} \tag{7-112}$$

电路初值为 $i_L(t_4)=\frac{I_0}{2}[1+\cos\omega_1(t_4-t_3)]=I_{L0}$，

$$u_{c2}(t_4)=U_d-\frac{I_0}{2C_S}(t_4-t_3)+\frac{I_0}{2}\left(\omega_1 L_S-\frac{1}{\omega_1 C_S}\right)\sin\omega_1(t_4-t_3)=U_{c20} \tag{7-113}$$

解出

$$i_L=I_0-(I_0-I_{L0})\cos\omega_2 t'-U_{C20}\omega_2 C_S\sin\omega_2 t' \tag{7-114}$$

$$u_{c2}=U_{c20}\cos\omega_2 t'+\frac{I_0-I_{L0}}{\omega_2 C_S}\sin\omega_2 t' \tag{7-115}$$

式中：$\omega_2=\sqrt{\frac{1}{L_S C_S}}$；$t'=t-t_4$。

当 $t=t_5$ 时，i_L 下降为零，L_S 中的能量完全释放出来，但

$$u_{c2}=U_{c20}\cos\omega_2(t_5-t_4)+\frac{I_0-I_{L0}}{\omega_2 C_S}\sin\omega_2(t_5-t_4)=U_{c2T}>0 \tag{7-116}$$

上式表明，C_2 中依然剩有能量。

7. C_{S2}续流期(时段 g)：C_{S2}继续向负载放电，并有

$$i_{c2}=-C_S\frac{\mathrm{d}u_{c2}}{\mathrm{d}t}=I_0 \tag{7-117}$$

电路初值为 $u_{c2}(t_5)=U_{c2T}$。

解方程得

$$u_{c2}=U_{c2T}-\frac{I_0}{C_S}t' \tag{7-118}$$

式中 $t'=t-t_5$。当 $t=t_6$ 时，$u_{c2}=0$，C_{S2}储能放完，D_0 开始续流导通，电路重复时段 a 的状态，$i_{D0}=I_0$，完成一个开关周期。

(二)电路特点

根据以上分析，可看出电路具有以下特点：

1. 功率器件低开关损耗：从图 7-19 可见，T 具有 ZCON 和 ZVOFF，而 D_0 则有 ZVON 和 ZCZVOFF，从而为提高电路开关频率和功率密度创造条件；

2. 缓冲电路不影响电路稳态工作性能，图 3-19 时段 a 和 d 是电路稳态，从等效电路可见，它与硬 PWM 控制并无两样；

3. 功率管 T 开通时有附加电流，这将增加器件的电流容量；

4. 续流二极管 D_0 关断时有电压超量，最高反压 $U_{DRm}=2U_d$，这将增加器件的电压容量；

5. 缓流电感 L_S 配置在功率回路中，这将增加电路损耗和体积重量。

关于无源缓冲电路和其他拓扑可参阅[20]。

二、具有 ZVS 功能的有源无损缓冲电路

文献[10]提出一种无损缓冲电路，具有比较好的性能如图 7-20 所示。由图可见，这是一个单象限升压型直流变换电路(Boost 电路)，虚线框内即为缓冲电路。读者可以看出，该电路包括两部分：①无源关断缓冲电路，由并联电容 C_S 充当，其数值也包含 T_1 和 D_0 的极间电容，C_S 起缓压电容作用，它使 T_1 和 D_0 具有 ZVOFF 环境；②有源开通缓冲电路，由图示 T_2，D_S，L_S 和 C_S 组成，这里 C_S 兼作谐振电容，该电路的作用是为 T_1 和 D_0 营造 ZVON 的环境。

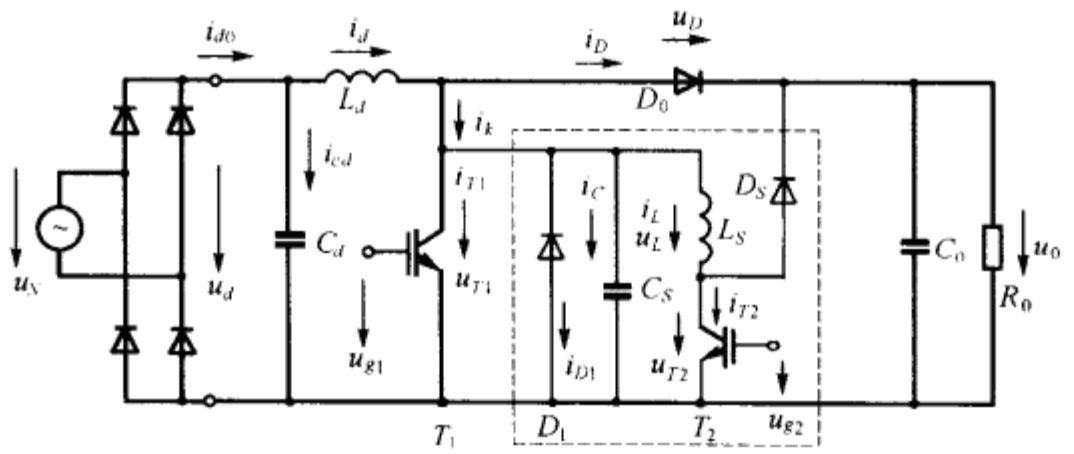


图 7-20 ZVS-PWM-Boost 电路

(一)工作原理分析

为简单假定所有功率器件都具有理想特性，电路已进入稳定的工作阶段；对一个开关周期而言，直流电源可视为恒流源，而负载为电压型，电路的主要波形如图 7-21 所示。由图可见，一个开关周期可以包含以下时段：

1. 电路初态(a 时段)：电路处于二极管 D_0 稳定导通的状态，$u_{g1}=u_{g2}=0$，$i_D=I_0$，$i_{T1}=i_{T2}=0$，T_1 和 T_2 处于正向阻断状态，$u_{T1}=u_{T2}=U_0$，输出电压 $u_0=U_0$，负载电流由直流电源经 D_0 提供。

2. D_0 与 T_2 换流期(b 时段)：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g2}=U_{gm}$，T_2 受命导通，$u_{T2}=0$，但由于 D_0 仍处通态，C_S 的端压 u_{T1} 被箝位，$u_{T1}=u_L=U_0$。电路状态为

$$i_D+i_L=I_0 \tag{7-119}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{U_0}{L_S} \tag{7-120}$$

电路初值是 $i_D(t_0)=I_0$，$i_L(t_0)=0$，$u_L(t_0)=U_0$。

解方程得

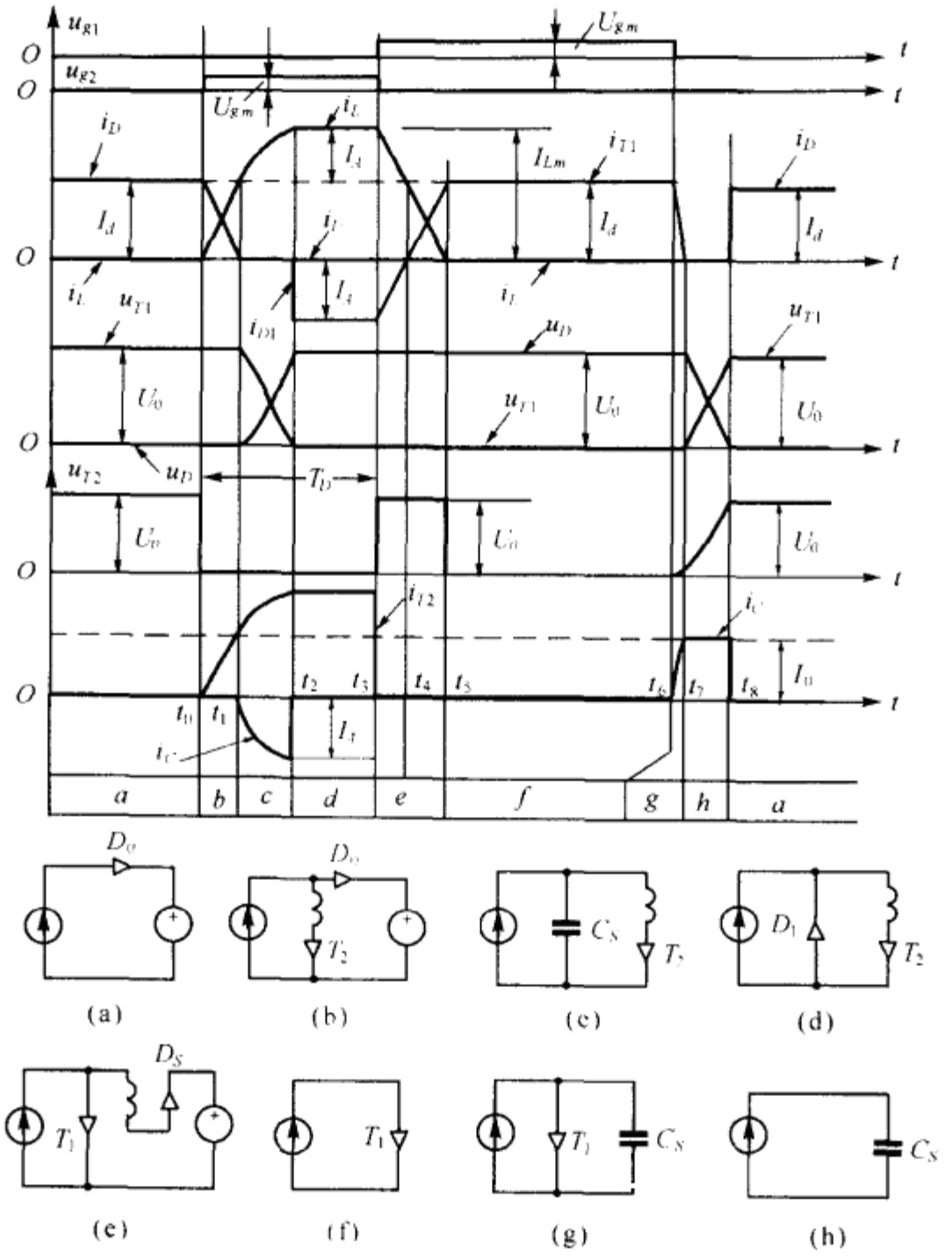


图 7-21　Boost 电路的主要波形

$$i_L=\frac{U_0}{L_S}t' \tag{7-121}$$

$$i_D=I_0-\frac{U_0}{L_S}t' \tag{7-122}$$

式中 $t'=t-t_0$。由式可见，i_D 线性下降而 i_L 线性上升，当 $t=t_1$ 时，有 $i_L=I_0$，$i_D=0$，换流期结束，D_0 有 ZCZVOFF，且

$$t_1-t_0=t_{01}=\frac{L_S I_0}{U_0} \tag{7-123}$$

3. C_S 放电期（c 时段）：由于 D_0 关断，对 C_S 的箝位作用消失，由 L_S 和 C_S 组成的谐振电路使 i_L 继续上升。电路状态为

$$i_d=I_0=i_C+i_L \tag{7-124}$$

$$i_c=C_S\frac{\mathrm{d}u_L}{\mathrm{d}t} \tag{7-125}$$

$$u_L=L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} \tag{7-126}$$

电路的初值是 $i_L(t_1)=I_0$，$i_c(t_1)=0$，$u_L(t_1)=U_0$。解方程得

$$i_L = I_0 + \frac{U_0}{\omega_1 L_S}\sin\omega_1 t' \tag{7-127}$$

$$u_L = u_c = u_{T1} = U_0\cos\omega_1 t' \tag{7-128}$$

$$u_D = U_0 - u_{T1} = U_0(1-\cos\omega_1 t') \tag{7-129}$$

式中：$t' = t - t$；$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}}$。

当 $t_2 = \frac{\pi}{2\omega_1} - t_1$ 时，$u_{T1}=0$，$i_L = I_{Lm}$，$u_D = U_0$，有

$$I_{Lm} = I_0 + \frac{U_0}{\omega_1 L_S} = I_0 + U_0\sqrt{\frac{C_S}{L_S}} \tag{7-130}$$

$$i_c = I_{cm} = I_0 - I_{Lm} = -U_0\sqrt{\frac{C_S}{L_S}} = -I_A \tag{7-131}$$

$$t_{02} = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2\omega_1} = \frac{\pi}{2}\sqrt{L_S C_S} \tag{7-132}$$

4. D_1 导通期(时段 d)：若 C_S 继续放电，其端压将反向，D_1 正偏导通，C_S 中电流瞬时移入 D_1 中，由于 D_1 导通，$u_L=0$，$i_L \equiv I_{Lm}$，$i_{D1} = -I_A$，$i_{T2} = I_{Lm}$，$u_D = U_D$，电路处于稳定状态。此时存储在 L_S 中的能量是 $W_L = \frac{1}{2}L_S I_{Lm}^2$。

5. L_S 放电期(时段 e)：当 $t = t_3^+$ 时，$u_{g2}=0$，$u_{g1}=U_{gm}$，$i_{T2}=0$，T_2 关断，为维持 i_L 连续，L_S 端压反向，D_S 正偏，等效电路如图 7-21(e)，L_S 中能量经 D_S 向负载释放，由于 D_S 导通，$u_L = -U_0$，i_L 迅速线性下降：

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{U_0}{L_S}$$

至 $t=t_4$ 时，$i_L = I_0$，$i_{D1}=0$，D_1 有 ZCOFF，由于 $u_{g1}=U_{gm}$，T_1 相继导通(ZVON)，i_{T1}线性上升，至 $t=t_5$，$i_L=0$，$i_{T1}=I_0$，L_S 中能量完全释放。

6. T_1 稳定导通期(时段 f)：由于 $i_L=0$，D_s 有 ZCOFF，$i_{T1}=I_0$，负载电流由滤波电容 C_0 释放能量支撑。

7. T_1-C_S 换流期(时段 g)：$t=t_6$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 关断，i_{T1}线性下降，i_c 线性上升。至 $t=t_7$ 时，$i_{T1}=0$，$i_c=I_0$，由于 C_S 较大，$u_{T1}\approx 0$，T_1 近似有 ZVOFF。

8. C_S 恒流充电期(时段 h)：由于 $i_c \equiv I_0$，u_{T1}线性上升，相应地 u_D 将线性下降。

9. D_0 稳定导通期(时段 a)：当 $t=t_8^+$ 时，$u_D=0$，D_0 有 ZVON，D_0 中电流上升为 I_0，u_{T1}被箝在 U_d 上，$i_c=0$，C_S 中电流全部移入 D_0 中，电路进入 D_0 稳定导通状态，完成一个开关周期。

(二)电路特点

1. T_1 和 D_0 都具有 ZVS 环境。在传统 Boost 电路中，T_1 和 D_0 都在硬开关环境下工作，以致开关损耗高，EMI 大，二极管的反向恢复电流大。由于加入缓冲电路，在 C_S 的作用下，T_1 和 D_0 都有 ZVOFF；在有源开通缓冲电路的作用下，只要满足

$$T_D \geqslant t_{01} + t_{02} \tag{7-133}$$

就可以实现 T_1 和 D_0 的 ZVON，式中 T_D 是 u_{g2}引前于 u_{g1}的时间。由图 7-21 可见，该时间是保证 u_{T1}在开通前下降到零的最短时间。

2. 缓冲电路在稳态下脱离主电路。由图可见，缓冲电路只在开关状态更迭时才连接主电路，而在非开关期，电路保持传统 PWM 工作方式下的全部优点，如器件承受的电压和电流应

力低，开关频率恒定，参数易于优化设计等。

3. 谐振电感 L_S 不在主电路中，可以减小损耗，因为和开关周期相比较，换流期总是短暂的。

4. 在电网和负载的变化范围内电路均能保持软开关环境。以往一些电路存在的问题之一是软开关环境强烈依赖于输入电压和负载电流，以至在一定的范围以外，软开关环境便遭破坏。上述缓冲电路的 ZVS 条件是满足式(7-133)。将式(7-123)和(7-132)代入式(7-133)可得

$$T_D > \frac{L_S I_0}{U_0} + \frac{\pi}{2}\sqrt{L_S C_S}$$

在设计时，若按最大负载电流 I_{0m} 和最低输出电压 U_{oM}(相当于最低直流电压 U_{dM})计算可得引前时间最大值 T_{Dm}，即

$$T_{Dm} = \frac{L_S I_{0m}}{U_{0M}} + \frac{\pi}{2}\sqrt{L_S C_S} \tag{7-134}$$

由于负载电流下降或入端电压上升(相当于 U_0 上升)都会使 T_D 减低，因此按满载和低压确定的 T_D 值将完全适用于轻载和高压工况，这是一个重要的优点。

5. 缓冲电路中辅助管 T_2 仍然以硬关断方式工作。由图 3-21 可见，T_2 虽然具有 ZCON 环境，但关断却是硬关断，因此关断损耗较大。

(三)改进电路之一

为了克服上述缺点，文献[13]提出一种改进电路如图 7-22 所示。该电路的主要波形如图 7-23 所示，关于该电路的工作过程读者可根据图 7-23 波形自行分析或参阅文献[13]。必须指出，该电路不仅保持图 3-20 电路的全部优点，而且辅管 T_2 和 D_2 也具有软开关环境：由于流过谐振正弦电路，在 $i_L=i_{T2}=0$ 之后，有 D_2 相继导通，因此 T_2 有 ZVZCOFF，D_2 有 ZCOFF。

但是由图可见，电路的缺点是 T_2 和 D_2 的承受最高阻断电压 $U_{Tm}=3U_0$。

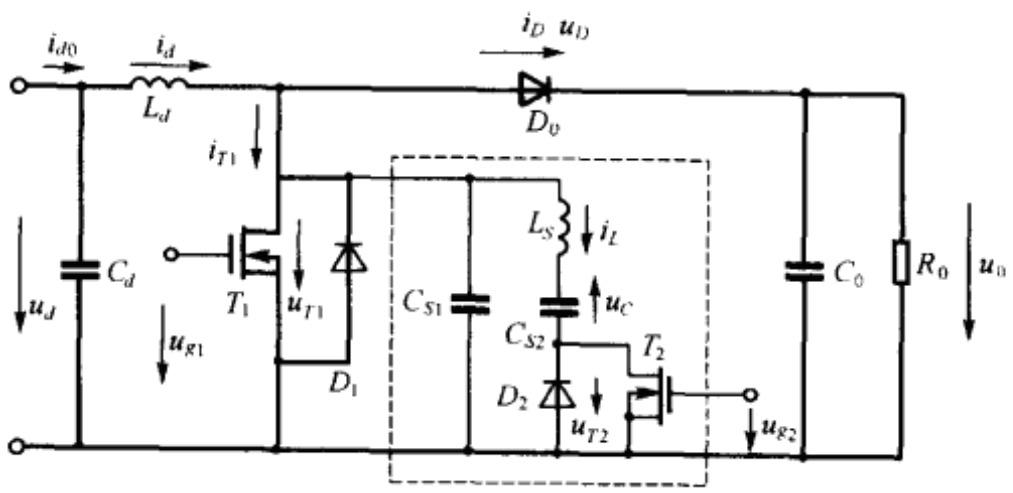


图 7-22　ZVS-PWM-Boost 电路

(四)改进电路之二

文献[9]提出另一种很有特色的电路适用于所有单管 DC/DC 变换电路。图 7-24 示其在降压型单象限 DC/DC 变换电路(Buck 电路)中应用，构成 ZVS-PWM-Buck 电路。图中虚线框Ⓑ是 T_1 的栅极驱动电路，串联三极管 T_3 导通的条件是同时满足 $u_g>0$ 和 $u_{T1}=U_{T0}$(T_1 的全导通压降)。这宛如一个与门，T_3 导通时在 D_6 上产生的导通压降将 T_4 封锁，栅极建立正栅压 u_{g1}，T_1 处于稳定导通。若 $u_g=0$，T_3 和 D_6 相应截止，T_4 导通，为栅极电路释放电荷提供通路。

图中另一虚线框Ⓐ包含有源缓冲电路。续流二极管 D_0 并联缓压电容 C_{S2}，保证 D_0 和 T_1 有 ZVOFF，C_{S1} 是 T_1 的极间电容，D_1 是寄生二极管，ATR 是一只高频自耦变压器，P-O 间匝

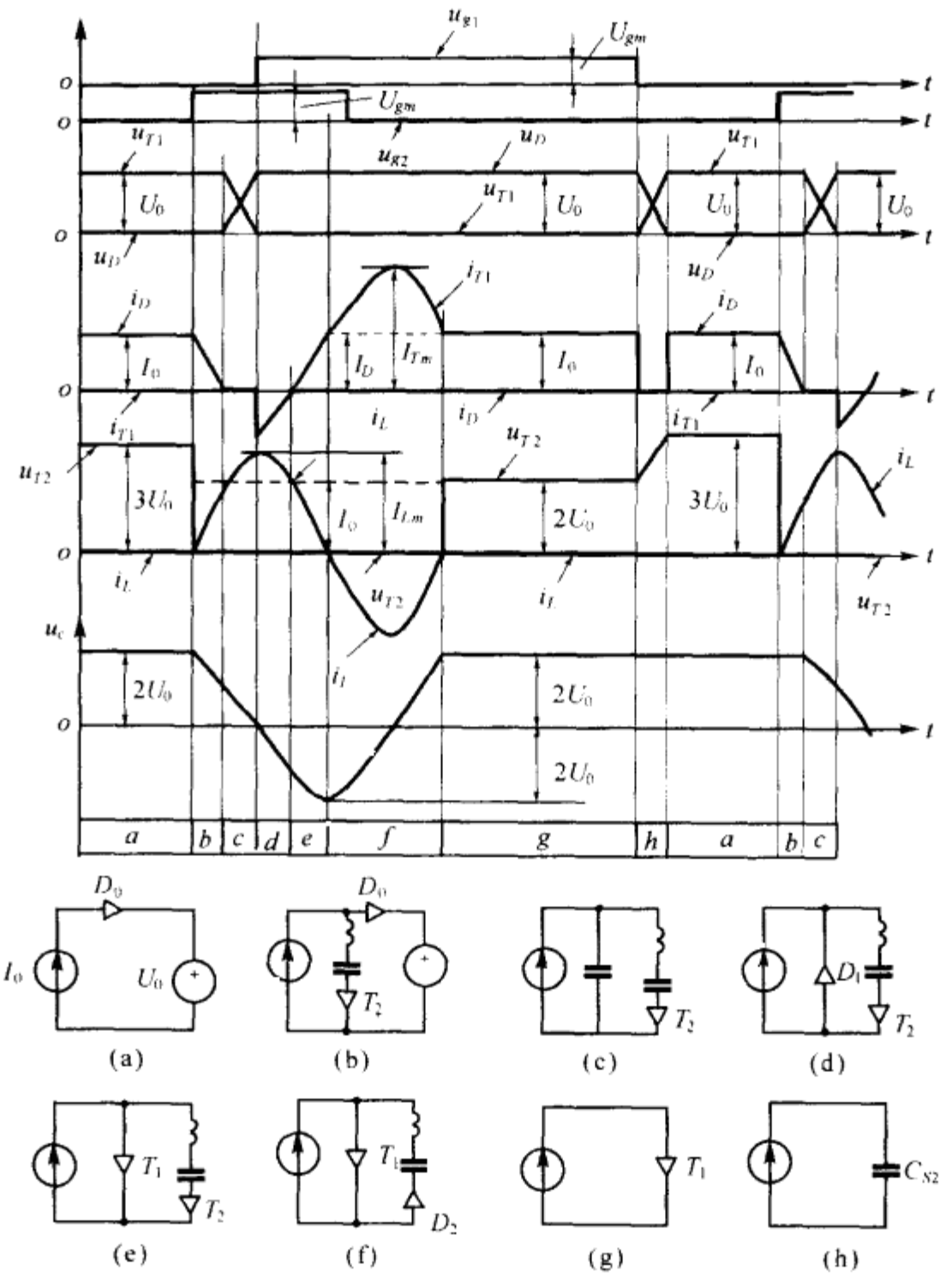


图 7-23 主要波形及等效电路

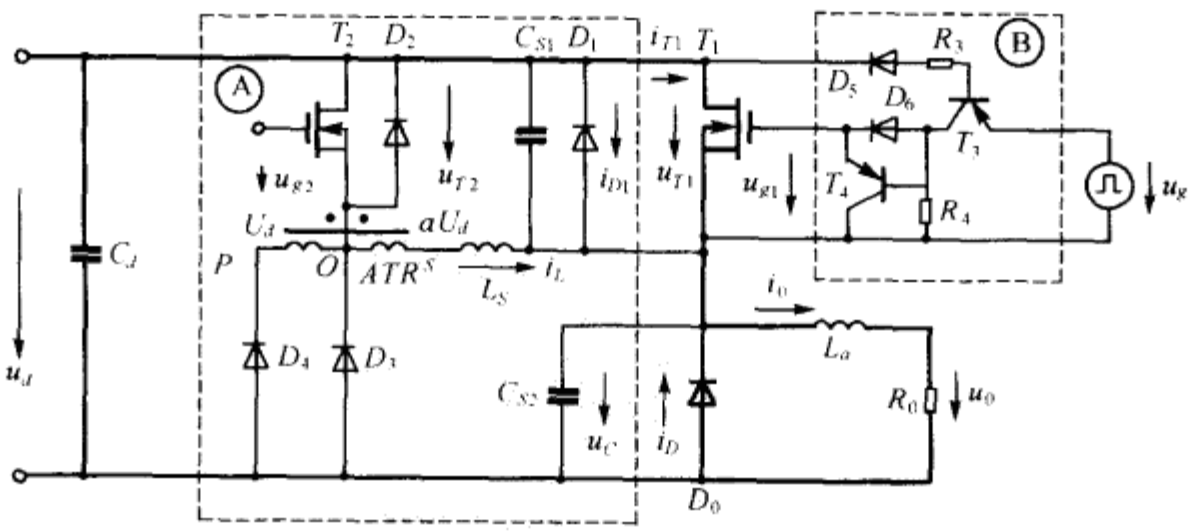


图 7-24 ZVS-PWM-Buck 电路

数为 N，电压为 U_d，O-S 间匝数为 aN，电压为 aU_d，$a<1$，由于 ATR 的存在，相当于谐振支路里串联一个辅助直流电源 aU_d（极性左正右负），该电源将直接影响 i_L 的峰值和变率。

1. 电路开关过程分析：所设假定与前述电路分析相同。根据 Buck 电路特点，直流输入端

可视为电压源，而输出负载为电流型并在一个开关周期中保持 $i_0 \equiv I_0$，电路的主要波形如图7-25所示。由图可见，一个工作循环可分以下几个时段：

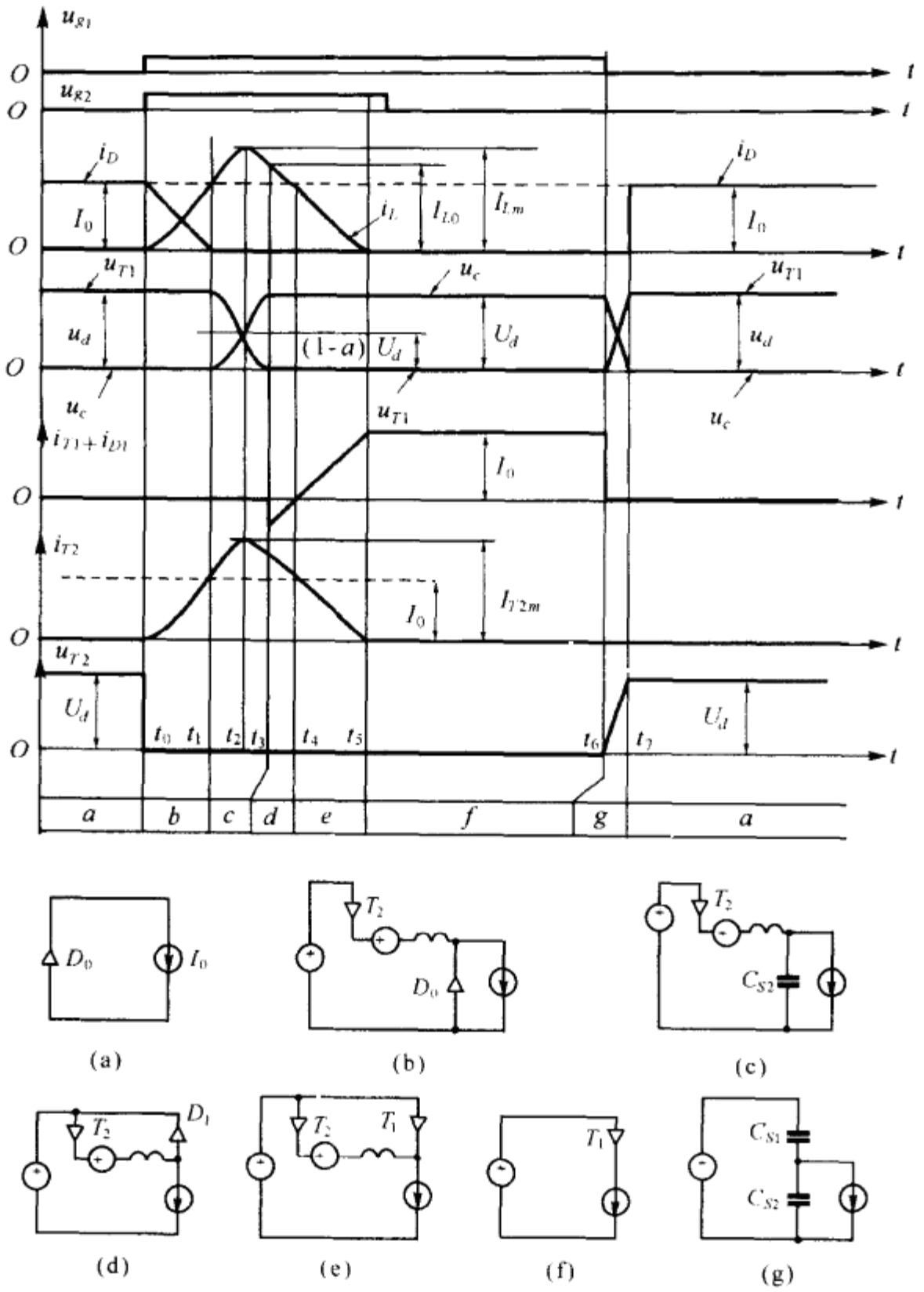


图 7-25　ZVS-PWM-Buck 电路的主要波形

(1)电路初态(图 7-25 时段 a)：由图可见，D_0 处于稳定导通，$i_D=i_0=I_0$，电路中其他器件均处于断态，$u_{T1}=U_d$，$i_L=0$，$u_L=0$，$u_{T2}=U_d$，$u_c=0$，这一状态将持续到 $t=t_0$ 为止。

(2)D_0 与 T_2 换流期(时段 b)：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g1}>0$，$u_{g2}>0$，T_2 受命导通，i_L 线性增长，由于 T_1 驱动电路的作用，因为 $u_{T1}=U_d$，T_1 此时无法导通。电路状态为

$$i_L+i_D=I_0 \tag{7-135}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{\mathrm{d}i_{T2}}{\mathrm{d}t}=\frac{u_L}{L_S}=\frac{1}{L_S}(1-a)U_d \tag{7-136}$$

根据电路初值 $i_L(t_0)=0$，$i_D(t_0)=I_0$，解出

$$i_L=i_{T2}=\frac{(1-a)U_d}{L_S}t' \tag{7-137}$$

$$i_D=I_0-\frac{(1-a)U_d}{L_S}t' \tag{7-138}$$

式中 $t'=t-t_0$。分压系数 $a<1$ 以保证

$$aU_d<U_d \tag{7-139}$$

式(7-137)(7-138)表明，由于 aU_d 的存在，i_L 和 i_D 的变率都相应减低，当 $t=t_1$ 时，$i_L=I_0$，$i_D=0$，换流过程结束。

(3)谐振期(时段 c)：当 $t=t_1^+$ 时，$i_D=0$，D_0 有 ZCZVOFF、L_S 和 C_{s2} 构成谐振电路投入工作。电路状态为

$$i_L=i_{T2}=i_C+I_0 \tag{7-140}$$

$$i_c=C_{S2}\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t} \tag{7-141}$$

$$(1-a)U_d=u_L+u_c=L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}+\frac{1}{C_{S2}}\int i_c\mathrm{d}t \tag{7-142}$$

根据电路初值 $i_L(t_1)=I_0$，$i_c(t_1)=0$，$u_c(t_1)=0$，解出

$$i_L=\frac{(1-a)U_d}{Z_r}\sin\omega_0 t'+I_0 \tag{7-143}$$

$$u_c=(1-a)U_d(1-\cos\omega_0 t') \tag{7-144}$$

式中：$t'=t-t_1$，$\omega_0=\dfrac{1}{\sqrt{L_SC_{S2}}}$，$Z_r=\sqrt{\dfrac{L_S}{C_{S2}}}$。

当 $t=\dfrac{\pi}{2\omega_0}+t_1$ 时，$i_L=I_{Lm}=I_0+\dfrac{(1-a)U_d}{Z_r}$。

尔后，i_L 开始下降而 u_c 继续上升，至 $t=t_3$ 时，$u_c=U_d$，代入式(7-144)有

$$U_d=(1-a)U_d(1-\cos\gamma)$$

$$\cos\gamma=-\frac{a}{1-a} \tag{7-145}$$

$$\gamma=\frac{\pi}{2}+\gamma_0=\frac{\pi}{2}+\arcsin\left(\frac{a}{1-a}\right)$$

例如取 $a=0.3$，$\gamma_0=\arcsin\left(\dfrac{a}{1-a}\right)=25.4°=0.439\ \mathrm{rad}$，此时 i_L 为

$$i_L=I_{L0}=I_0+\frac{(1-a)U_d}{Z_r}\sin\gamma=I_0+\frac{(1-a)U_d}{Z_r}\sin\beta \tag{7-146}$$

式中：$\beta=\dfrac{\pi}{2}-\gamma_0$。

(4)D_1 导通期(时段 d)：当 $t=t_3$ 时，$u_C=u_D=U_d$，即 $u_{T1}=0$，u_c 继续充电，D_1 正偏导通，使 $u_c=U_d$。电路状态为

$$i_L=i_{D1}+I_0 \tag{7-147}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{-aU_d}{L_s} \tag{7-148}$$

电路的初值为：$i_L(t_3)=I_{L0}$，$i_{D1}(t_3)=0$，解得

$$i_L=I_0+\frac{(1-a)U_d}{Z_r}\sin\beta-\frac{aU_d}{L_S}t' \tag{7-149}$$

$$i_{D1}=i_L-I_0$$

式中：$t'=t-t_3$。

当 $t=t_4$ 时，$i_L=I_0$，$i_{D1}=0$，D_1 有 ZCZVOFF。

(5)T_1 与 T_2 换流期(时段 e)：当 $t=t_4^+$ 时，D_1 关断，T_1 有 ZCZVON。电路状态为

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-\frac{aU_d}{L_S} \tag{7-150}$$

$$i_L+i_{T1}=I_0 \tag{7-151}$$

由电路初值是 $i_L(t_4)=I_0$，$i_{T1}(t_4)=0$，解得

$$i_L=I_0-\frac{aU_d}{L_S}t' \tag{7-152}$$

$$i_{T1}=I_0-i_L \tag{7-153}$$

式中 $t'=t-t_4$。式(7-152)表明，由于辅助电源 aU_d 的存在，i_L 的下降速度降低，至 $t=t_5$ 时，$i_L=0$，T_2 有 ZCOFF，$i_{T1}=I_0$。

(6)T_1 稳定导通期(时段 f)：在本时段中只有 T_1 处于通态，其他器件均处于断态，直流电源通过 T_1 向负载供应电能。

(7)$C_{S1}C_{S2}$充放电期(时段 g)：当 $t=t_6^+$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 中电流下降为零，$i_{T1}=0$，C_{S1}充电，C_{S2}放电，u_c 线性下降而 u_{T1}线性上升，当 $t=t_7$ 时，$u_c=0$，$u_{T1}=U_d$，T_1 有 ZVOFF，D_0 有 ZVON，$i_D=I_0$，电路又重新返回其初态，完成一个开关循环。

2. 电路的特点

(1)控制电路简洁：有源缓冲电路加入，会增加了控制电路的复杂性，但本电路由于 u_{g2}和 u_{g1}在时序上保持一致，这就使控制电路大为简化。

(2)辅助有源器件 T_2 具有 ZCS 环境，而且峰值 I_{Lm}由于辅助电源 aU_d 而降低，当然代价是增加高频 ATR，但由于高频小功率 ATR 的体量很小，并不增加电路的体积和重量。

(3)高效率：文献采用表 7-1 的参数用图 7-24 电路装组 1.3kW DC/DC 变换器，整机效率高达 97.5%，比 PWM-Buck 的效率高 2.5%，而且 EMI 大为降低。

表 7-1

T_1T_2	IRF740	D_0 D_4 D_3		MUR1530	
C_{S2}	10nF	L_S	10μH	a	0.33
L_0	3mH	R_0	30Ω	U_d	300V
f_S	100kHz	P_0	1.3kW	η	97.5%

三、ZVS-PWM-Boost 电路的实际应用[17]

(一)已有电路拓扑存在的问题

PWM-Boost 电路目前已广泛被应用于小容量整流电路网侧功率因数校正，但由于工作于硬开关环境，开关损耗很大，其次由于任何时刻电路中总有三只功率器件处于通态(单相桥式不控整流电路中两只和 Boost 电路中一只)，因而导通损耗总和也较大。为了降低开关损耗，在前述电路的基础上加入有源缓冲电路，构成 ZVS-PWM-Boost 电路(参见图 7-20)。这个电路存在的问题是导通损耗仍然太高，因为每一时刻仍然有三只器件导通。为了降低导通损耗，可以采用单相桥式半控型斩控式整流电路[18]。在这种电路中每一时刻只有二只器件导通，因

而导通损耗低于上述两种电路。可惜的是该电路工作于硬开关状态，因而开关损耗高于 ZVS-PWM Boost 电路。为了解决上述问题，文献[17]提出一种在斩控式整流电路中加入有源缓冲电路的新拓扑，构成具有 ZVS 环境的 PWM 整流电路。

(二)ZVS-PWM-REC 电路的组成

ZVS-PWM-REC 电路如图 7-26 所示。

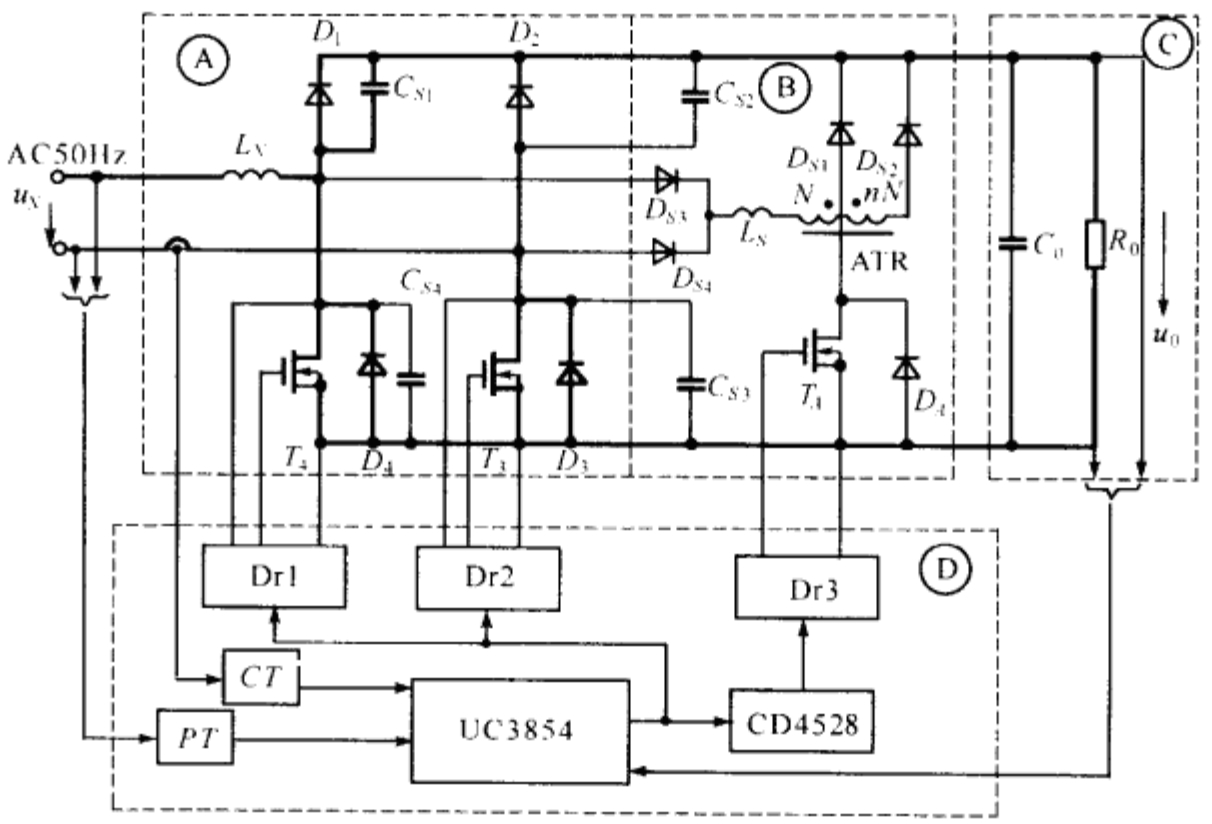


图 7-26 ZVS-PWM-REC 电路

由图可见，整个电路包含 4 个部分：

1. PWM-REC 主电路：即虚线框Ⓐ内的电路，这是一个单相桥式混合型(或称半控型)电路，实际是由两个 Boost 电路组成，在 u_N 的正半波，有 T_4、D_1 和 D_3 构成拓扑，当 D_1 和 D_3 导通时，交流电源向负载供电；当 T_4 和 D_3 导通时，交流电经 L_N 短路。同理，在 u_N 的负半波由 T_3、D_2 和 D_4 组成 Boost 电路，但不管在 u_N 的正半波或负半波，每一时刻，电路只有两支器件处于通态。

2. 缓冲电路：即虚线框Ⓑ内的电路，电路由两部分组成：①无源关断缓冲电路，包括并联于 PWM-REC 电路每一桥臂的缓压电容 C_{S1}～C_{S4}(为方便计，C_{S1}和 C_{S4}未画入虚线框 B 内)；由于 C_S 的作用，使 REC 桥中功率器件均有 ZVOFF 环境；②有源开通缓冲电路，这一电路的作用是保证 REC 桥中各器件享有 ZVON 的电路运行条件。由此可见，正是由于缓冲电路的加入，使 PWM-Boost-REC 电路成为 ZVS-PWM-Boost-REC，具有较低的开关损耗和导通损耗。

3. 负载电路：即虚线框Ⓒ的电路，可以看出，这是一个电压型负载，由电流源整流电路(即 PWM-Boost-REC)带动是合适的。

4. 控制电路：即虚线框Ⓓ的电路，该电路的功能是按规定的 PWM 时序向主电路功率器件 T_3、T_4 和 T_A 的栅极输送控制信号，以实现网侧功率因数校正和软开关要求，为此采用目前在国内应用较多的集成芯片 UC3854。该芯片由 Unitrode 公司生产，详细工作原理已在第六章介绍过，此处不再重复。由图可见，该芯片有三个输入信号：一是输出电压反馈信号，作为芯片内部电压调节器的输入信号；一是输入电流信号，作为内部电流调节器的输入信号，电流检测器采用霍尔元件和整流电路；另一是网侧电压作为电流调节给定信号运算器输入信号，电压检测器采用变压器加整流电路。另一芯片 CD4528 是单稳态电路，其触发信号是 UC3854 输出电

压上升沿，其输出信号脉宽 τ 则取决于芯片外接 RC 数值(图中未画出)。图中 Dr1、Dr2 和 Dr3 分别为 T_4、T_3 和 T_A 的栅极驱动电路。

(三)ZVS-PWM-Boost-REC 工作原理分析

为了便于分析画出输入电压 $u_N>0$ 时的等效电路如图 7-27(a)。根据前述理由，将 PWM-REC 化简为 T_4 和 D_1 组成的 Boost 电路代替；自耦变压器 ATR 用辅助电源 U_A 和隔离二极管 D_{S3} 代替，T_4 的栅极驱动电路 Dr1 采用图 7-24 中虚线框Ⓑ的电路，在图中用与门代替，C_{S1} 和 C_{S4} 分别是 D_1 和 T_4 的缓压电容，C_{S4} 在 T_4 开通前兼作谐振电容。

由图 7-27(a)可画出其主波形如图 7-27(b)所示。由图可见，一个开关周期可分成 $a\sim g$ 等时段，关于各时段的分析与图 7-25 大同小异，读者可自行分析或参阅文献[17]。

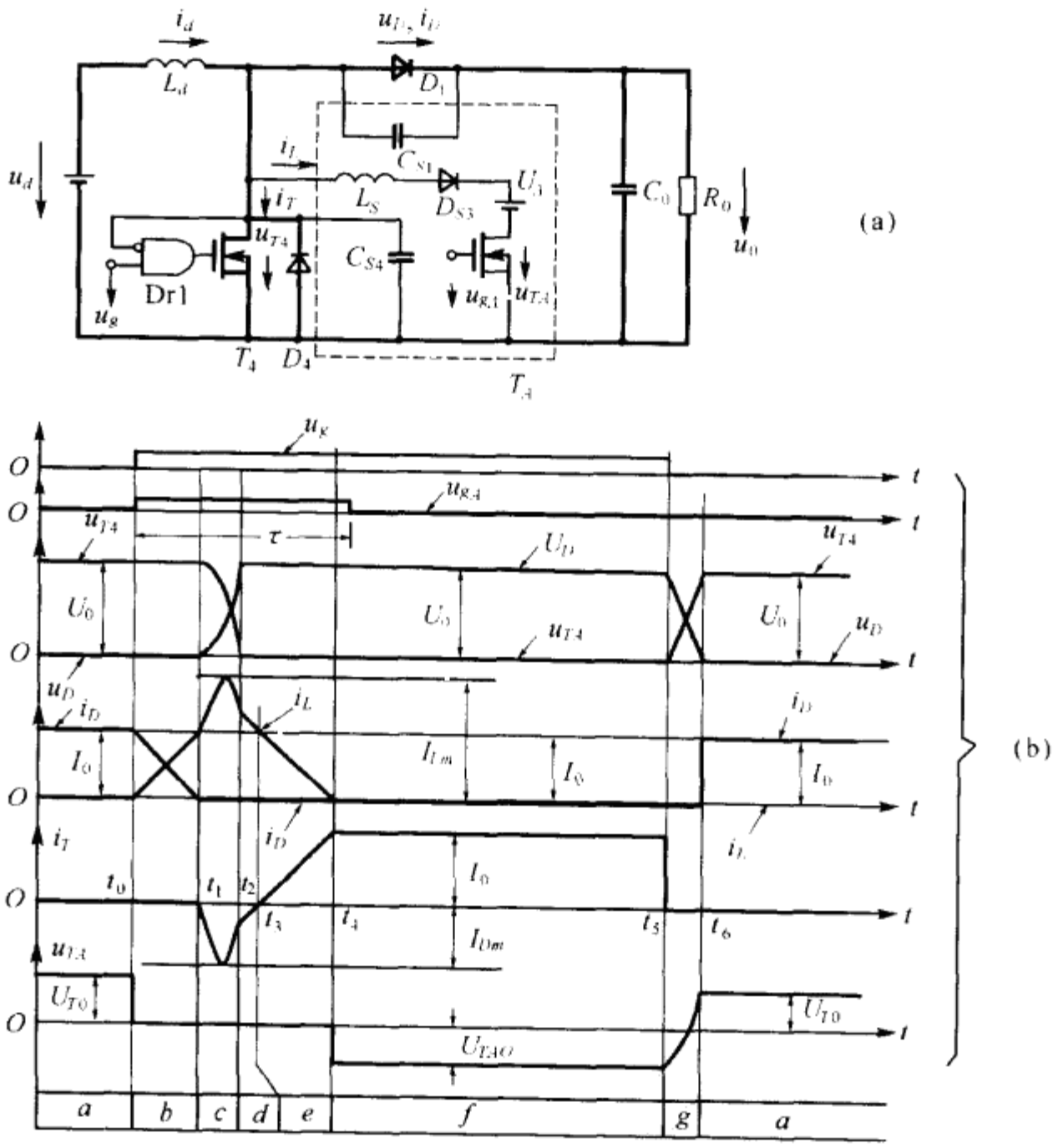


图 7-27　ZVS-PWM-Boost-REC 的等效电路及主要波形

(四)电路性能

文献[17]采用表 7-2 的给定值和电路参数，按图 7-26 组装了 $P_0=1.6$kW 的 ZVS-PWM-REC，获得如下结果：

1. 高效率：图 7-28 示装置效率和功率 P_0 关系曲线，当 $P_0=1.6$kW 时，$\eta=97.8\%$，可见装置效率很高，这是由于电路器件具有较低的开关损耗和导通损耗。由图 7-27(b)可见，主电路中各功率器件均有 ZVS 环境，而 T_A 则有 ZCS 环境。

表 7-2

$T_3\ T_4\ T_A$		APT5025		$D_1\ D_2\ D_{S3}\ D_{S4}$		MUR850	
C_{S1}	1nF	C_{S2}	1nF	C_0	680μF	a	0.33
L_S	2.5μH	C_{S3}	1nF	U_N	220V	I_{om}	10.5A
f_s	3.13MHz	f_c	70kHz	L_N	65T(2×15AWG)EE 65/26		
U_0	400V	C_0	680μF	L_S	7T(5×24AWG)空芯		

2. 网侧功率因数高：当 $P_0=1.6$kW 时，测得输入电流总波形失真度 THD=3.9%，输入电压基波与输入电流基波间位移 $\phi_1\approx0$，即 $\cos\phi_1\approx1$。若忽略输入电压 u_N 的失真，即认为 $u_N=U_{Nm}\sin\omega t$，可计得网侧功率因数 λ 为

$$\lambda=\cos\phi_1\frac{I_1}{I}=\cos\phi_1\frac{1}{\sqrt{1+D_f^2}} \qquad (7\text{-}154)$$

式中

$$D_f=\mathrm{THD}=\frac{1}{I_1}\sqrt{\sum_{n=2}I_n^2} \qquad (7\text{-}155)$$

用 $D_f=3.9\%$，$\cos\phi_1=1$ 代入式(7-154)可得 $\lambda=0.99924$。

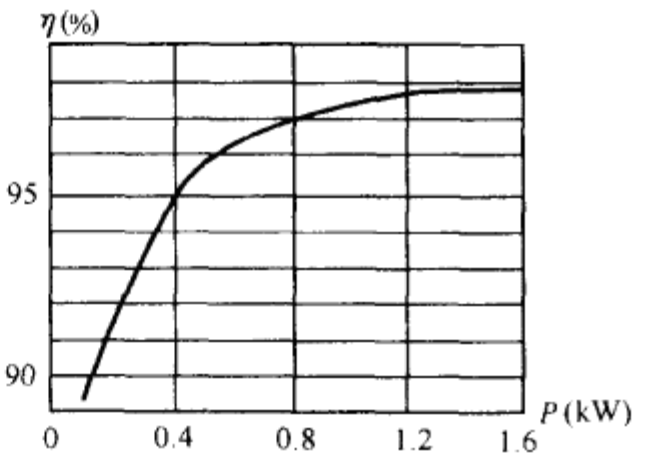


图 7-28 η-P_0 曲线

四、具有能量前馈的有源缓冲电路[21]

文献[21]提出一种具有能量前馈的缓冲电路，不仅使电路器件具有 ZVS 或 ZCS 环境，而且还使器件峰值电流降低，电路环流减小，其主电路如图 7-29 所示。由图可见，虚线框外是一个 PWM-Boost 电路，虚线框内 C_{S1}是缓压电容，由 L_S，C_{S2}和 T_2 组成并联电路是 ZVON 缓冲电路，变压器 TB 将谐振电路中的循环能量经 D_{S1}和 D_{S2}组成的全波整流馈送给负载电路。

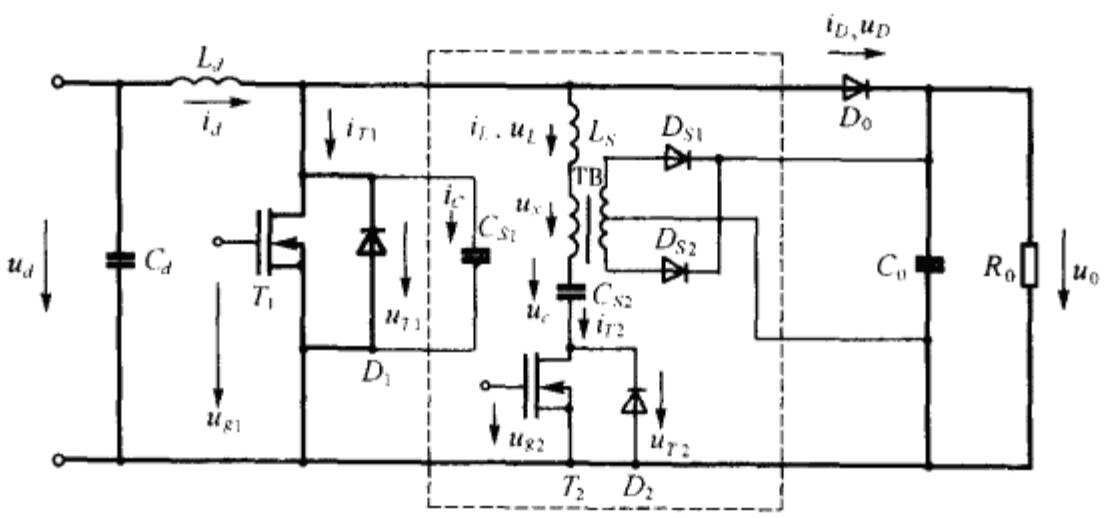


图 7-29 具有能量前馈的缓冲电路

(一)电路工作原理分析

为简单假设输入串联滤波电感 L_d 足够大，因而直流电源可视为电流源，输入电流 i_d 在一个开关周期中可视为恒值 I_0；输出滤波电容 C_0 足够大，因而负载可视为电压型，在一个开关周期中有 $u_0\equiv U_0$；电路器件均有理想特性；电路已处于稳定工作阶段。电路的主要波形如图 7-30 所示 。由图可见，一个开关周期由以下几个时段组成。

1. 电路初态(时段 a)：在本时段中，有 D_0 处于稳定导通，电路中其他器件均处于断态，$i_D=I_0$，$u_0=U_0$，$i_{T1}=i_{T2}=i_L=0$，$u_{T1}=U_0$，$u_D=u_L=0$，谐振电容 C_{S2}端压 $u_c=-U_{c0}$，由于 $i_L=0$，u_x

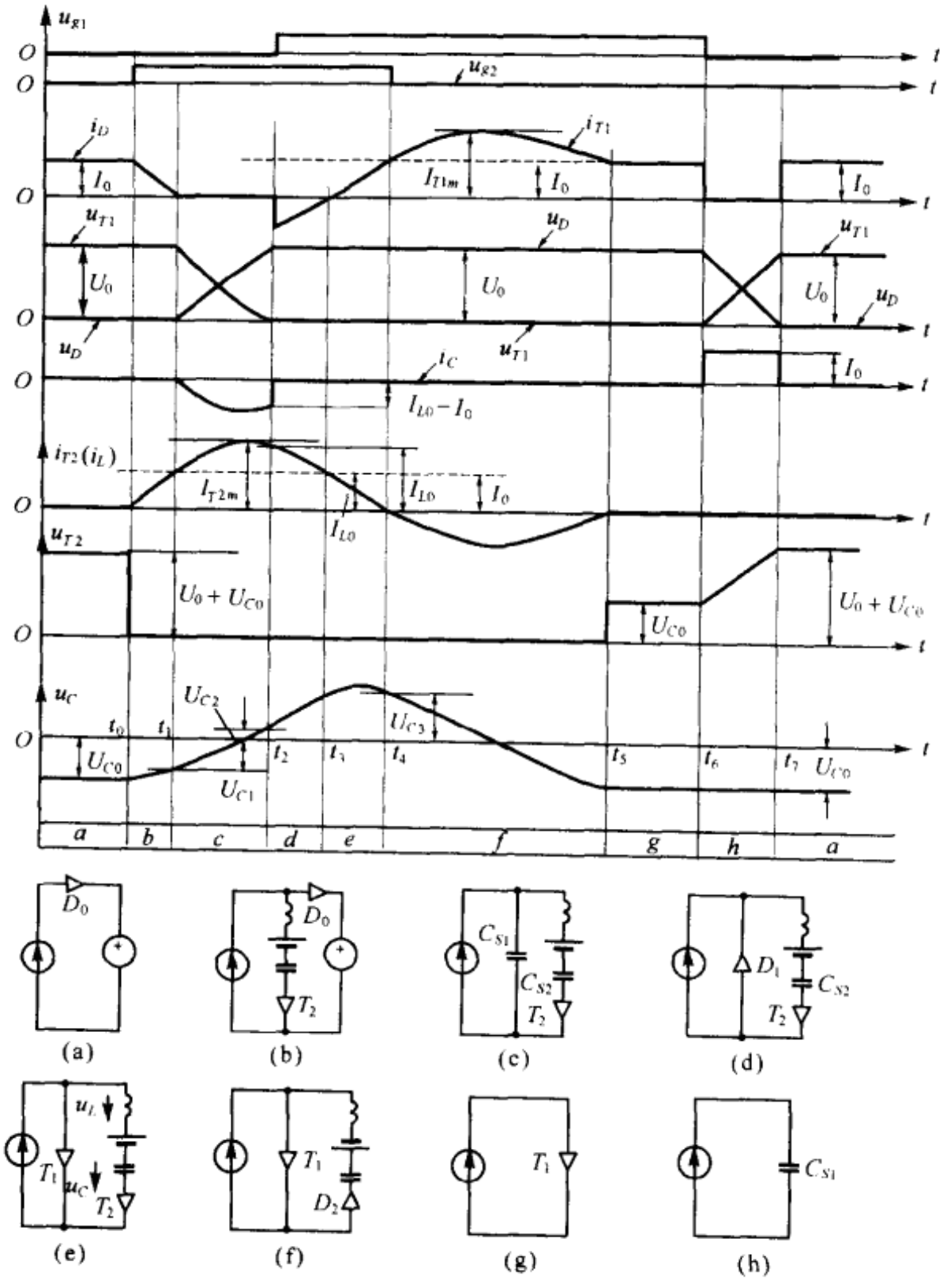


图 7-30　主要波形及等效电路

$=0$，D_{S1}和 D_{S2}也处于反向偏置，因为 C_0 端压 $u_0=U_0$，这种状态将持续到 $t=t_0$ 为止，$u_{T2}=U_0+U_{c0}$，T_2 正向阻断。

2. i_L 与 i_D 换流期(时段 b)：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g2}>0$，T_2 受命导通，并联缓冲支路开始载流，i_L (i_{T2})与 i_D 换流。由电路有

$$i_d=I_0=i_L+i_D \tag{7-156}$$

$$L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=U_0-u_x-u_c=U_0-U_x-\frac{1}{C_{S2}}\int_0^t i_L\mathrm{d}t-U_{c0} \tag{7-157}$$

由电路初值有为 $u_c(t_0)=-U_{c0}$，$i_L(t_0)=0$，$i_D(t_0)=I_0$。解得

$$i_D=I_0-i_L$$

$$i_L=\frac{U_0-U_x-U_{c0}}{\omega_0 L_S}\sin\omega_0 t' \tag{7-158}$$

$$u_c=-U_{c0}\cos\omega_0 t' \tag{7-159}$$

式中：$t'=t-t_0$；$\omega_0=\dfrac{1}{\sqrt{L_S C_{S2}}}$。

当并联电路有电流流过时，TB 变压器可用电压源 U_x 等效，其极性取决于谐振支路电流 i_L 的极性，当 $i_L>0$ 时，$U_x>0$（按图 7-29 所标正方向）。当 $t=t_1$ 时，有 $i_L=I_0$，$i_D=0$，$u_c=-U_{c1}$，换流过程结束。

3. C_{S1}放电期（时段 c）

当 $t=t_1^+$ 时，D_0 有 ZCOFF，i_L 继续增长其数值超过入端电流 I_0，其差额由 C_{S1}的放电电流支撑。电路状态是

$$I_0=i_C+i_L \tag{7-160}$$

$$L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=u_{T1}-U_x-\frac{1}{C_{S2}}\int_0^t i_L\mathrm{d}t-U_{c1} \tag{7-161}$$

$$i_L=C_{S2}\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t} \tag{7-162}$$

$$C_{S1}\frac{\mathrm{d}u_{T1}}{\mathrm{d}t}=I_0-i_L \tag{7-163}$$

电路初值是 $i_L(t_1)=I_0$，$i_C(t_1)=0$，$u_c(t_1)=-U_{c1}$，$u_{T1}(t_1)=U_0$。解上方程组得

$$i_L=\frac{C_{S1}I_0}{C_{S1}+C_{S2}}\cos\omega_r t'+\frac{U_0-U_x+U_{c1}}{\omega_r L_S}\sin\omega_r t'+\frac{C_{S2}I_0}{C_{S1}+C_{S2}} \tag{7-164}$$

$$u_c=\frac{(U_0-U_x+U_{c1})C_{S1}}{C_{S1}+C_{S2}}(1-\cos\omega_r t')-\frac{I_0}{\omega_r(C_{S1}+C_{S2})}\sin\omega_r t'+\frac{I_0 t'}{C_{S1}+C_{S2}}-U_{c1} \tag{7-165}$$

$$u_{T1}=\frac{(U_0-U_x+U_{c1})C_{S2}}{C_{S1}+C_{S2}}(1-\cos\omega_r t')-\frac{I_0}{\omega_r(C_{S1}+C_{S2})}\sin\omega_r t'+\frac{(C_{S1}-C_P)I_0}{C_{S1}^2}t'+U_0 \tag{7-166}$$

式中：$C_P=\dfrac{C_{S1}C_{S2}}{C_{S1}+C_{S2}}$；$\omega_r=\dfrac{1}{\sqrt{C_P L_S}}$；$t'=t-t_1$。

当 $t=t_2$ 时，$u_{T1}=0$，$u_c(t_2)=U_{c2}$，$i_L(t_2)=I_{L0}$，$u_D(t_2)=U_0-u_{T1}=U_0$。

4. D_1 导通时（时段 d）：当 $t=t_2^+$ 时，D_1 正偏导通，原先流经 C_{S1}中的电流将全部移入 D_1 中，$i_{T1}=-(I_{L0}-I_0)$，此时 D_1 有 ZVZCON。电路状态有

$$I_0+i_{T1}=i_L \tag{7-167}$$

$$L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-\left(U_x+\frac{1}{C_{S2}}\int_0^t i_L\mathrm{d}t+U_{c2}\right) \tag{7-168}$$

$$C_{S2}\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t}=i_L \tag{7-169}$$

由电路初值 $i_L(t_2)=I_{L0}$，$u_c(t_2)=U_{c2}$，解出

$$i_L=I_{L0}\cos\omega_0 t'-\frac{U_{c2}+U_x}{\omega_0 L_S}\sin\omega_0 t' \tag{7-170}$$

$$u_c=(U_{c2}+U_x)\cos\omega_0 t'+\frac{I_{L0}}{\omega_0 C_{S2}}\sin\omega_0 t'-U_x \tag{7-171}$$

式中 $t'=t-t_2$。当 $t=t_3$ 时，有 $i_L=I_0$，$i_{T1}=0$，D_1 有 ZCOFF。

5. T_1 导通期（时段 e）：当 $t>t_3$ 时，$i_L<I_0$，为了维持输入电流，T_1 相继导通，$i_{T1}>0$，其变化规律与上一时段相同，当 $t=t_4$ 时，$i_L=0$，$i_{T1}=I_0$，$u_c=U_{c3}$，$i_{T2}=i_L=0$，T_2 有 ZCOFF。

6. D_2 导通期(时段 f)：当 $t>t_4$ 时，$i_{T1}>I_0$，谐振电流 i_L 反向，D_2(T_2 的寄生二极管)相继导通(ZCZVON)。电路状态为

$$L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-u_x-\frac{1}{C_{S2}}\int_0^t i_L\mathrm{d}t-U_{c3} \tag{7-172}$$

$$i_L=C_{S2}\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t} \tag{7-113}$$

由电路初值 $u_c(t_4)=U_{c3}$，$i_L(t_4)=0$，$u_x=-U_x$，解得

$$i_L=\frac{U_{c3}-U_x}{\omega_0 L_S}\sin\omega_0 t' \tag{7-174}$$

$$u_c=(U_{c3}-U_x)\cos\omega_0 t'+U_x \tag{7-175}$$

式中 $t'=t-t_4$。当 $t=t_5$ 时，$i_L=0$，$i_{T1}=I_0$、D_2 有 ZCZVOFF，$u_c(t_5)=-U_{c0}$。

7. T_1 稳定导通期(时段 g)：由于 D_2 关断，电路中只有 T_1 处于通态，$i_{T1}=i_d=I_0$，这种稳定状态一直持续到 $t=t_6$ 为止。

8. C_{S1}恒流充电期(时段 h)：当 $t=t_6$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 有 ZVOFF，T_1 中电流全部移入 C_{S1} 中，C_{S1}恒流充电，u_{T1}线性上升，u_D 线性下降，至 $t=t_7$ 时，$u_{T1}=U_0$，$u_D=0$，D_0 有 ZVON，C_{S1} 中电流移入 D_0 中，返回电路初值，完成一个开关循环。

(二)电路特点

1. 较好地解决 PWM-Boost 电路中二极管 D_0 的反向恢复特性的不良影响：在 PWM-Boost 电路的 T_1 与 D_0 的换流过程中，由于电流变率很高，二极管的反向电流很大，这不仅使 T_1 的开通电流峰值很大，而且 EMI 很高，必须设法降低电流变率和电流峰值。令 $C_{S2}=K_aC_{S1}$，式(7-164)可改写为

$$i_L=\frac{I_0}{1+K_a}\cos\omega_r t'+(U_0-U_x+U_{c1})B_1\sin\omega_r t'+A_1I_0$$

式中

$$A_1=\frac{K_a}{1+K_a}\quad B_1=\sqrt{\frac{K_aC_{S1}}{(1+K_a)L_S}}$$

由于 $K_a\gg1$，上式可简化为

$$i_L\approx(U_0-U_x+U_{c1})\sqrt{\frac{C_{S1}}{L_S}}\sin\omega_r t'+I_0 \tag{7-176}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}\approx\frac{U_0-U_x+U_{c1}}{L_S}\cos\omega_r t' \tag{7-177}$$

上式表明，增大谐振电感 L_S 可以降低 I_{Lm}和$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}$，但增加 L_S 有其副作用。例如使谐振频率下降，增长换流过程。本电路采用的是另一方法，即通过变压器 TB 和整流前馈电路，将谐振电路一部分能量馈送到负载，从而降低 I_{Lm}。由式(7-176)，当 T_2 导通，谐振电路接入之后，变压器原边电压便被箝在一定固定的电压 U_x。

$$U_x=\frac{U_0}{N} \tag{7-178}$$

式中 N 是原付边绕组匝数比。由于 U_x 的存在，使 I_{Lm}和 $\mathrm{d}i_L/\mathrm{d}t$ 都相应下降，相应地 $\mathrm{d}i_D/\mathrm{d}t$ 也下降，从而使反向恢复电流明显减小。

必须指出，I_{Lm}不能过分降低，因为当 I_{Lm}太小，C_{S1}的放电电流便很小，以至时段 c(图 7-30)过长，甚至还会破坏 T_1 的 ZVON 的环境。因此必须在既要保证满载下 T_1 有 ZVON 环境，又

要使 di_D/dt 尽量小的情况下，仔细地选择 T_x 的绕组匝比 N，文献[21]推荐值为 $N=(6\sim7)$。

2. 电路具有较高效率：由于加入缓冲电路，使电路中所有无源和有源器件均具有软开关环境（参见图 7-30）因而开关损耗很低；由于采用能量前馈方式，有效地降低了电流变率，使 D_0 近于无反向恢复电流，从而减小了 T_1 的开通电流应力，即减低导通损耗。文献[21]按图 7-29 所示的电路结构，在 $U_0=300V$，$P_0=600W$，$N=6$，$C_{S1}=1nF$，$C_{S2}=17nF$，$L_S=10.6\mu H$，$f_c=50kHz$，$f_r=375kHz$ 的条件下，测得整机效率如图 7-31 所示。由图可见，在 $U_d=250V$ 时，$\eta_m=98\%$，高于 PWM-Boost 电路，尤其是 U_d 值较低时更为明显。

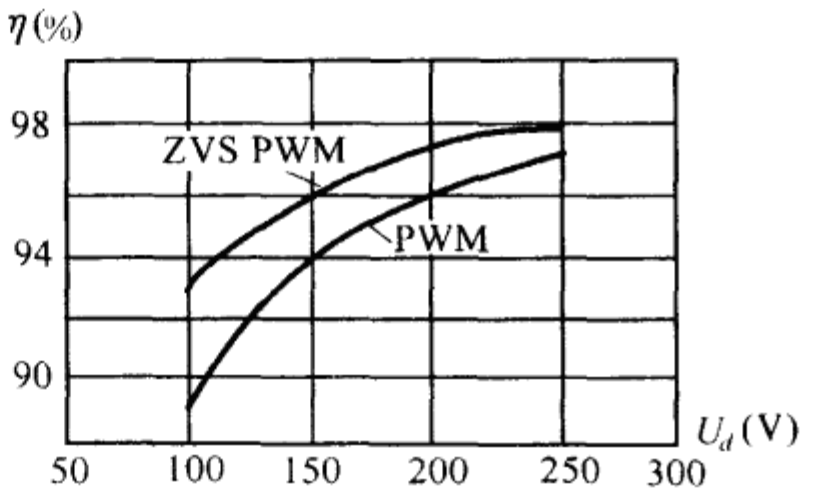


图 7-31 η-U_d 电线

3. T_1 和 T_2 栅极有共地点：由图 7-29 可见，T_1 和 T_2 有共射接法，这样驱动电路和栅极采用直耦方式时，允许两个驱动电路共用一个直流控制电源，与浮地情况相比，驱动电路大为简化。

五、ZVS-PWM-Boost 电路在三相不控整流电路中的应用

由于对大功率 HPF 整流电源的需求日广，PWM-Boost 电路已从单相整流电路伸延到三相整流电路并获得明显效果，但它也面临单相应用时遇到的问题。

为了提高 PWM-Boost 电路的开关频率，文献[23]介绍一种 ZVS-PWM-Boost 电路如图 7-32 所示。图中虚线框中电路为附加有源缓冲电路，其作用是使 PWM-Boost 电路具有 ZVS 环境，IGBT Boost 电路的开关频率因此可大幅度提高[24]。

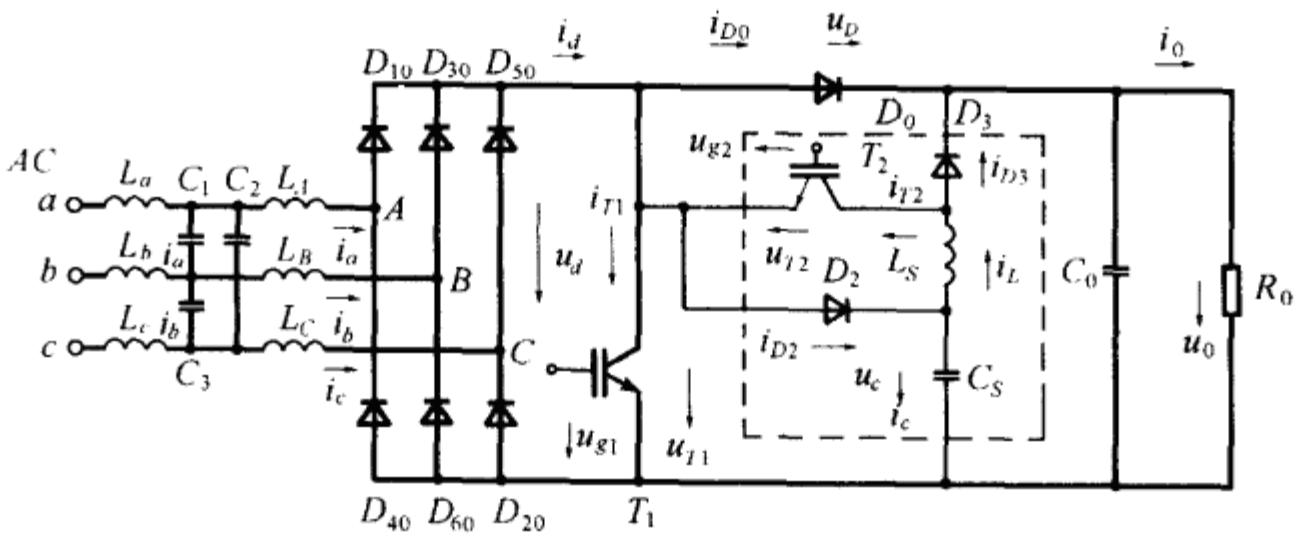


图 7-32 ZVS-PWM-Boost 电路

（一）电路工作原理

假设 Boost 电路工作于电流断续模式（DCM 方式），并以此确定输入电感 L_A、L_B 和 L_C，在以下分析中，交流电感用直流电感 L_x 替代（参见图 7-33）。假设电路中所有器件均有理想特性；电路已处于稳定工作阶段，电路主要波形如图 7-33 所示。由图可见，一个开关周期由以下时段组成：

1. 电路初态（时段 a）：随着 $i_{D3}=0$，D_3 已经关断，谐振电感 L_S 中已无能量，$i_L=0$，$u_L=0$，存储在输入电感 L_x 中的能量沿 D_2 向缓压电容 C_S 充电，由于 D_2 导通，尽管在本时段中有 $u_{g2}>0$，T_2 仍处于反向阻断，$i_{T2}=0$。电路初值是 $i_{D2}(t_0)=I_{D2}=I_{d2}$，$u_c(t_0)=U_{c0}$。根据电路状态和初

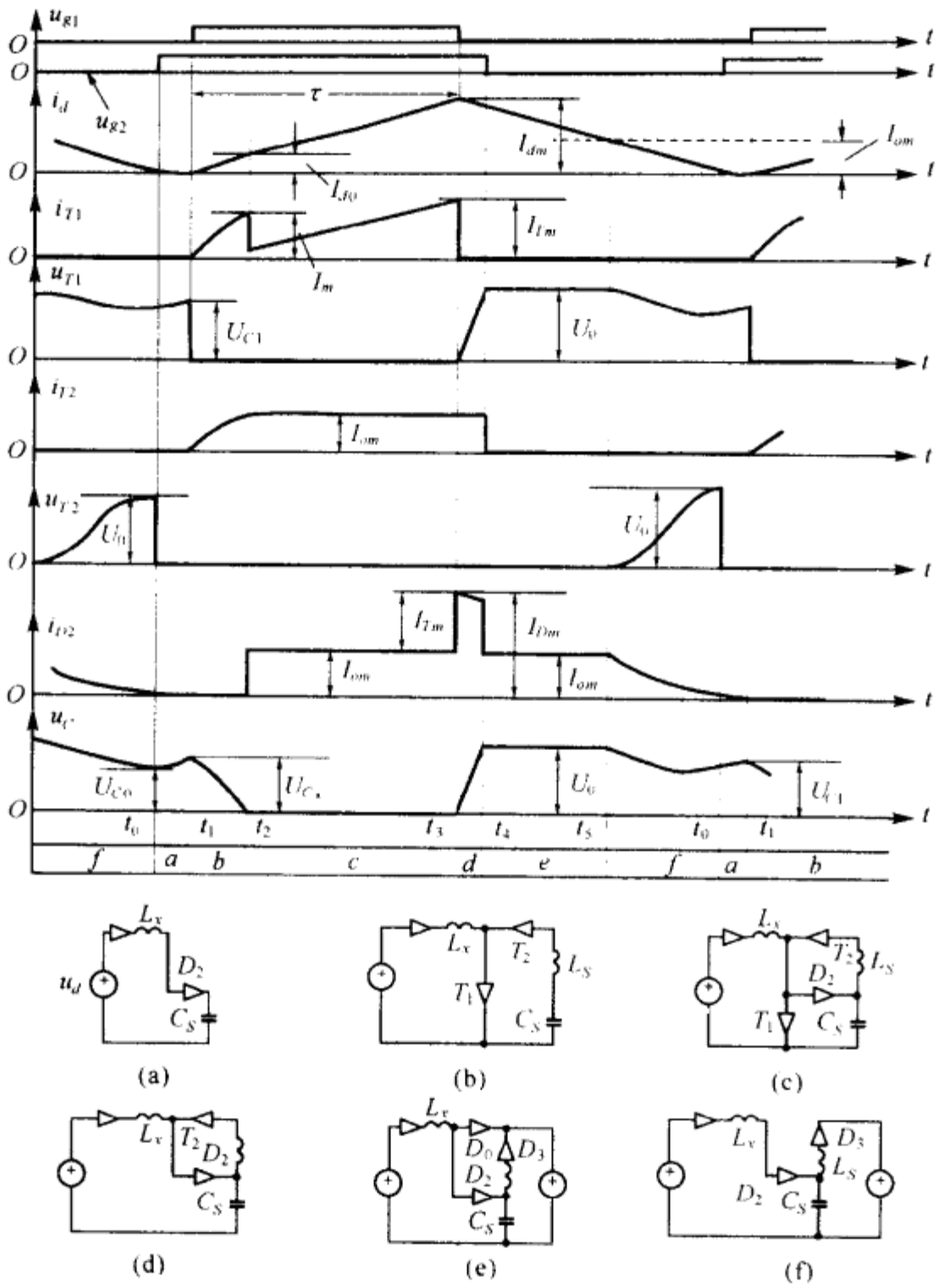


图 7-33　主要波形及等效电路

值有

$$i_{D2}=I_{D2}\cos\omega_1 t'-(U_d-U_{c0})\omega_1 C_S\sin\omega_1 t' \tag{7-179}$$

$$u_c=U_d-(U_d-U_{c0})\cos\omega_1 t'+I_{D2}\sqrt{\frac{L_x}{C_S}}\sin\omega_1 t' \tag{7-180}$$

式中：$t'=t-t_0$，$\omega_1=\dfrac{1}{\sqrt{L_xC_S}}$，$\sqrt{\dfrac{L_x}{C_S}}=Z_1$。

当 $t=t_1$ 时，$i_{D2}=0$。D_2 有 ZCOFF，存储在 L_x 中的能量全部移入 C_S 中，由式(7-179)有

$$t_{01}=t_1-t_0=\frac{1}{\omega_1}\mathrm{arctg}\,\frac{I_{D2}}{(U_d-U_{c0})\omega_1 C_S} \tag{7-181}$$

此时，$u_c(t_1)=U_{c1}=u_{T1}(t_1)$，$T_1$ 处于正向阻断。

2. C_S 放电期(时段 b)：当 $t=t_1^+$ 时，$u_{g1}>0$，T_1 受命导通，$u_{T1}=0$，D_2 转为反向阻断。由于 D_2 关断，T_2 也转为正偏导通，存储在 C_S 中的能量沿 L_S、T_2 和 T_1 组成振荡电路，将能量由 C_S 转移到 L_S 中。电路初值为 $i_L(t_1)=i_{T1}(t_1)=i_{T2}(t_1)=0$，$i_d(t_1)=0$，$u_c(t_1)=U_{c1}$，其中：$U_d<U_{c1}<U_0$。

根据电路状态和初值有

$$i_L=i_{T2}=\frac{U_{c1}}{\omega_2 L_S}\sin\omega_2 t' \tag{7-182}$$

$$u_c=U_{c1}\cos\omega_2 t' \tag{7-183}$$

$$i_{T1}=i_d+i_L=\frac{U_d}{L_x}t'+\frac{U_{c1}}{\omega_2 L_S}\sin\omega_2 t' \tag{7-184}$$

式中：$t'=t-t_1$；$\omega_2=\dfrac{1}{\sqrt{L_S C_S}}$。

当 $t=t_2$ 时，$t_2-t_1=t_{02}=\dfrac{\pi}{2\omega_2}$，$u_c(t_2)=0$，有

$$i_L=\frac{U_{c1}}{\omega_2 L_S}=U_{c1}\sqrt{\frac{C_S}{L_S}}=I_{om} \tag{7-185}$$

$$i_{T1}=i_d+i_L=\frac{U_d t_{02}}{L_x}+U_{c1}\sqrt{\frac{C_S}{L_S}}=I_m=I_{d0}+I_{0m} \tag{7-186}$$

上式表明，由于 C_S 放电，T_1 虽然有 $ZCON$，但却有附加开通电流。

3. D_2 导通期(时段 c)：当 $t=t_2^+$ 时，$u_c=0$，D_2 正偏导通，原先流过 T_1 的振荡电流改由 D_2 流过，即沿 D_2、L_s 和 T_2 构成闭合回路。由于 $u_L=0$，循环电流 $i_{D2}=i_{T2}=i_L=I_{om}$，流经 T_1 的电流为

$$i_{T1}=\frac{U_d}{L_x}t'=i_d \tag{7-187}$$

式中 $$t'=t-t_1，当\ t=t_3\ 时，i_{T1}=I_{Tm}=\frac{U_d}{L_x}DT_c=I_{dm} \tag{7-188}$$

式中 $DT_c=\tau$，τ 为 u_{g1} 的脉宽，D 为占空比，T_c 是开关周期。

4. C_S 充电期(时段 d)：当 $t=t_3^-$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 相应关断，由于 C_S 的作用 T_1 有 ZVOFF，T_1 的电流全部移入 D_2 中并经 D_2 向 C_S 充电。电路初值是

$$i_d(t_3)=I_{Tm}=I_{dm},\quad i_{T2}(t_3)=I_{om}$$

$$u_c(t_3)=0,i_{D2}(t_3^+)=I_{Dm}=I_{Tm}+I_{om}$$

根据电路状态和初值有

$$i_d=U_d\sqrt{\frac{C_S}{L_x}}\sin\omega_1 t'+I_{dm}\cos\omega_1 t' \tag{7-189}$$

$$u_c=U_d(1-\cos\omega_1 t')+I_{dm}\sqrt{\frac{L_x}{C_S}}\sin\omega_1 t' \tag{7-190}$$

式中 $t'=t-t_3$，$\omega_1=\dfrac{1}{\sqrt{L_x C_S}}$。当 $t=t_4$ 时，有 $u_c=U_0$。

5. D_0 导通期(时段 e)：当 $t=t_4^+$ 时，$u_{g2}=0$，T_2 相应关断，$i_{T2}=0$，由于 $u_c=U_0$，D_0 正偏导通。因此 T_2 的端压被导通的 D_0 和 D_3 箝在零位，即 T_2 有 ZVOFF，由于 D_0、D_2 和 D_3 均处导通，有 $u_L=0$。因此，C_S 端压被箝位，即 $u_c=U_0$，故 $i_c=0$；$i_{D2}=i_L=i_{D3}=I_{om}=\text{const}$。由图 7-33 时段 e 的等效电路可见：

$$i_d=i_{D2}+i_{D0}=i_0$$

$$i_{D0}=i_d-i_{D2}=i_d-I_{om} \tag{7-191}$$

$$L_x \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=U_d-U_0=-(U_0-U_d) \tag{7-192}$$

电路初值为：$i_d(t_4)\approx I_{dm}$，解出

$$i_d=I_{dm}-\frac{U_0-U_d}{L_x}t' \tag{7-193}$$

$$i_{D0}=i_d-I_{om}=I_{dm}-I_{om}-\frac{U_0-U_d}{L_x}t' \tag{7-194}$$

式中 $t'=t-t_4$，当 $t=t_5$ 时，$i_d(t_5)=I_{om}$，$i_{D0}=0$，D_0 有 ZCOFF 关断：

$$t_5-t_4=t_{02}=\frac{(I_{dm}-I_{om})L_x}{U_0-U_d} \tag{7-195}$$

6. D_2 续流期(时段 f)：当 $t=t_5^+$ 时，D_0 关断，D_0 对 C_S 的箝位作用消失，直流电源经 D_2、D_3 向负载供电。由图 7-33 时段 f 的等效电路有

$$i_d=i_{D2}=i_c+i_{D3}=i_c+i_L \tag{7-196}$$

$$i_c=C_S\frac{du_c}{dt},u_c=\frac{1}{C_S}\int i_c\mathrm{d}t \tag{7-197}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{u_c-U_0}{L_S} \tag{7-198}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=\frac{U_d-u_c}{L_x} \tag{7-199}$$

电路初值为 $u_c(t_5)=U_0$，$i_{D2}(t_5)=I_{om}$，$i_d(t_5)=I_{om}$，$i_L(t_5)=i_{D3}(t_5)=I_{om}$，解出：

$$u_c=A_2U_0+B_2U_d+B_2(U_0-U_d)\cos\omega_3t' \tag{7-200}$$

$$i_{D2}=I_{om}-\frac{U_0-U_d}{L_K}t'-\frac{U_0-U_d}{\omega_3L_K}\sin\omega_3t' \tag{7-201}$$

$$i_{D3}=I_{om}-\frac{U_0-U_d}{L_K}t'+\frac{U_0-U_d}{\omega_3L_K}\sin\omega_3t' \tag{7-202}$$

式中：$t'=t-t_5$；$A_2=\frac{L_x}{L_S+L_x}=\frac{L_x}{L_K}$；$B_2=\frac{L_S}{L_x+L_S}=\frac{L_S}{L_K}$，$L_K=L_S+L_x$。

$$\omega_3=\sqrt{\omega_1^2+\omega_2^2}$$

当 $t'=t_{03}=t_6-t_5$ 时，$i_{D3}=0$。由式(7-202)有

$$t_{03}=\frac{\sin\omega_3t_{03}}{\omega_3}=\frac{L_KI_{om}}{(U_0-U_d)} \tag{7-203}$$

D_3 有 ZCOFF，此时 $i_{D2}(t_6)>0$，电路重返初态，完成一个工作循环。

(二)电路特点

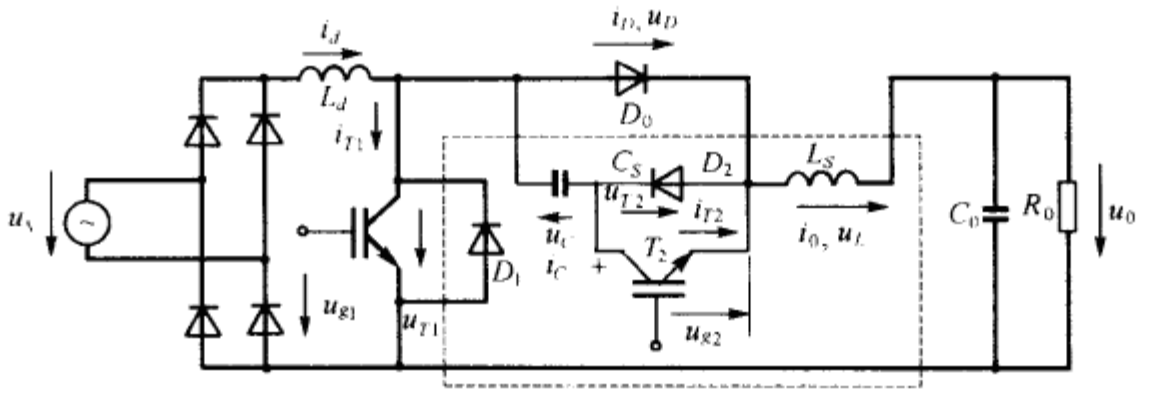
1. 由于缓冲电路的作用，Boost 电路中的功率器件具有软开关环境，开关损耗明显下降，此外 EMI 也减小，开关频率可以提高。

2. 缓冲电路中功率器件的载流时间太长，电流应力太高：由图 3-33 可见，T_2，D_2 在整个工作周期中载流时间很长，$I_{Dm}=I_{Tm}+I_{om}$，这些都使器件的开关容量增大，与缓冲电路的基本要求相悖。

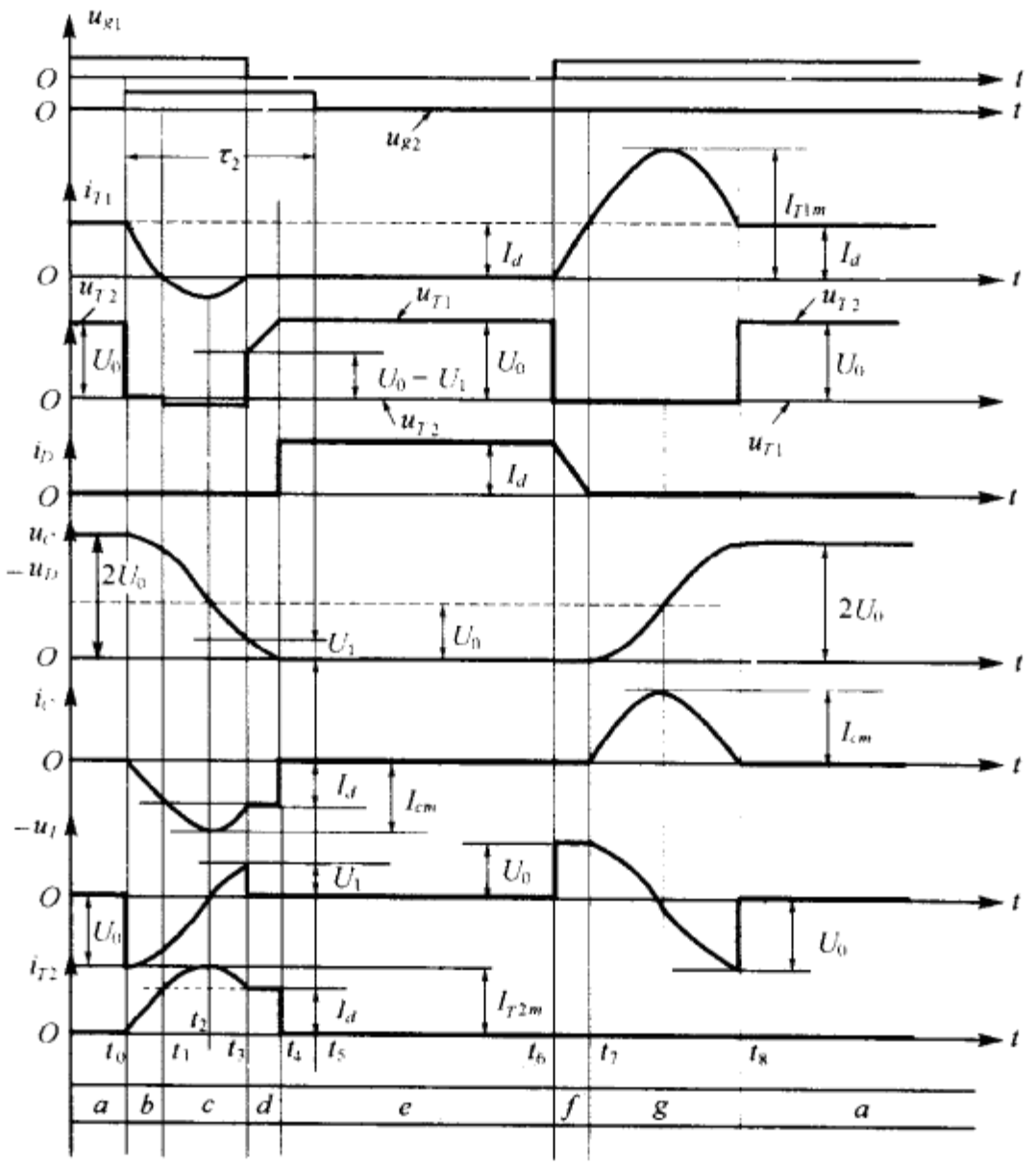
六、ZCS 有源无损耗缓冲电路

在第三章分析单象限升压型电路时，曾介绍了 ZCS 有源无损耗缓冲电路在升压型直流变换电路中的应用，并指出该电路的不足之处是二极管 D_0 和缓冲电路中有源开关 T_2 都是用硬

关断方式工作。为了克服上述缺点，文献[21]提出另一种 ZCS-PWM-Boost 电路，用于网侧功率因数校正(PFC)，其主电路如图 7-34(a)所示，图中虚线框内所含为有源缓冲电路，由 C_S，L_S、D_1、D_2 和 T_2 组成。由于缓冲电路的作用，促使电路中功率器件具有软开关环境。



(a)



(b)

图 7-34 ZCS-PWM-Boost 电路

(一)电路工作原理分析

为简化假设输入电感 L_d 足够大，输入电流 i_d 可视为恒流源；Boost 电路工作于 CCM 模式；输出端电容 C_0 足够大，负载可视为电压型，$u_0=U_0=\text{const}$；电路已进入稳定工作阶段；电路中各元器均有理想特性，电路主要波形如图 7-34(b)所示。由图可见，一个工作循环由以下时段组成：

1. 电路初态(时段 a)：电路中有 T_1 导通，其他器件关断，负载电流由 C_0 放能支撑，$i_d=i_{T1}=I_d$，$u_{T1}=u_L=0$，谐振电容 C_S 端压 $u_c=U_{C0}=2U_0$，T_2 端压 $u_{T2}=U_0$，T_2 处于正向阻断，电路处于稳定状态并一直持续到 $t=t_0$ 为止。

2. 谐振期(时段 b)：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g2}>0$，T_2 受命导通，L_S，C_S 组成的谐振电路投入工作，等效电路如图 7-35(b)所示。由电路状态及初值有

$$i_c=\frac{U_0-U_{C0}}{Z_r}\sin\omega_r t'=-\frac{U_0}{Z_r}\sin\omega_r t' \tag{7-204}$$

$$i_{T1}=i_d+i_c=I_d-\frac{U_0}{Z_r}\sin\omega_r t' \tag{7-205}$$

$$u_c=U_{c0}\cos\omega_r t' \tag{7-206}$$

式中

$$t'=t-t_0$$

$$Z_r=\sqrt{\frac{L_S}{C_S}}$$

$$\omega_r=\frac{1}{\sqrt{L_S C_S}}$$

$$U_{c0}=2U_0$$

当 $t=t_1$ 时，$i_c=-I_d$，$i_{T1}=0$，T_1 有 ZCOFF：

$$t_1=\frac{1}{\omega_r}\arcsin\frac{I_d Z_r}{U_0}+t_0$$

$$t_{01}=t_1-t_0=\frac{1}{\omega_r}\arcsin\frac{I_d Z_r}{U_0} \tag{7-207}$$

3. D_1 导通谐振期(时段 c)：当 $t>t_1$，D_1 正偏导通，D_1 有 ZCON，$i_{T1}<0$，当 $t=t_2$ 时，$i_c=-I_{cm}=-\frac{U_0}{Z_r}$，

$$t_{02}=t_2-t_0=\frac{\pi}{2\omega_r}$$

$$t_{03}=t_2-t_1=t_{02}-t_{01}=\frac{1}{\omega_r}\left(\frac{\pi}{2}-\arcsin\frac{I_d Z_r}{U_0}\right)$$

至 $t=t_3$ 时，$i_c=-I_d$，$i_{T1}=0$，D_1 有 ZCOFF。

$$t_{04}=t_3-t_1=2t_{03}=\frac{2}{\omega_r}\left(\frac{\pi}{2}-\arcsin\frac{I_d Z_r}{U_0}\right) \tag{7-208}$$

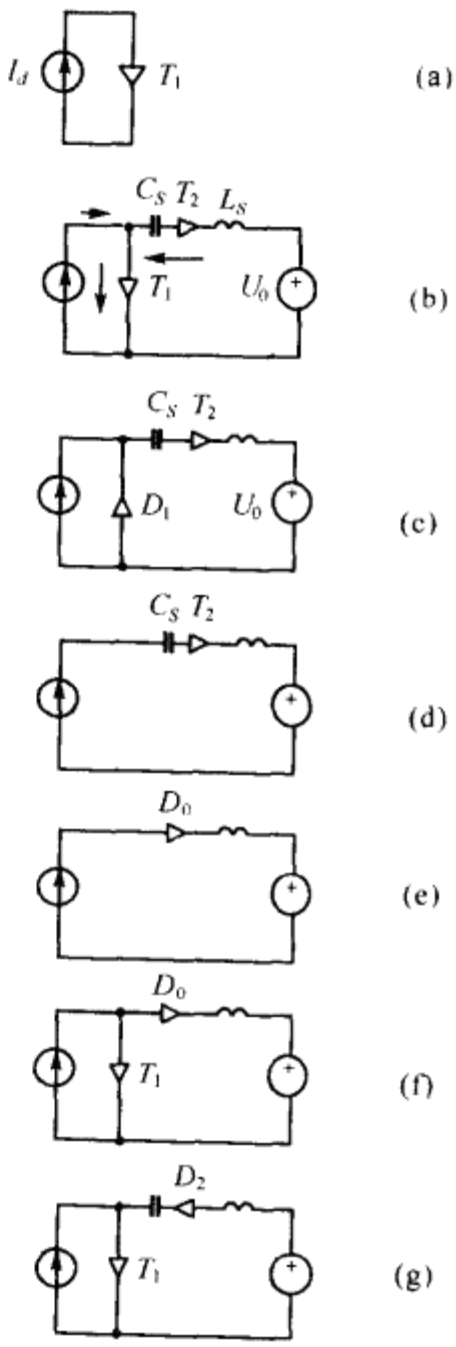


图 7-35　等效电路

为了保证 T_1 有 ZVZCON，应保证 $t_{04}>0$，而 t_{04} 的最小值对应输入电流的最大值 I_{dm} 和输出电压的最小值 U_{0M}，即

$$t_{04M}=\frac{2}{\omega_r}\left(\frac{\pi}{2}-\arcsin\frac{I_{dm}Z_r}{U_{0M}}\right) \tag{7-209}$$

4. C_S 恒流放电期(时段 d)：当 $t=t_3^+$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 有 ZVZCOFF，C_S 以输入电流 I_d 恒流放电，等效电路如图 7-35(d)，由于 $i_c=-i_L=-I_d$，$u_L=0$。根据电路初值和状态有

$$u_c=U_1-\frac{I_d}{C_S}t' \tag{7-210}$$

$$u_{T1}=U_0-u_c=U_0-U_1+\frac{I_d}{C_S}t' \tag{7-211}$$

式中 $t'=t-t_3$。上式表明，u_c 随时间线性下降，u_{T1}则线性上升，U_1 是 $t=t_3$ 时 u_c 值。由图 7-34(a)可见，在 T_2 导通，$u_{T2}=0$ 的情况下，D_0 正处于阻断，$u_D=-u_c$。

5. D_0 导通期(时段 e)：当 $t=t_4$ 时，$u_c=0$，$u_{T1}=U_0$，尔后 D_0 正偏导通(ZVON)，T_2 中的电流移入 D_0 中，$i_D=I_d$，$i_{T2}=0$，等效电路如图 7-35(e)，直流电源经 D_0 向负载提供电能，为了保证 T_2 有 ZVOFF，其最小脉宽 τ_{2M}应为

$$\tau_{2M}=t_4-t_0=t_{05}+t_{04}+t_{01} \tag{7-212}$$

式中

$$t_{05}=t_4-t_3$$

6. D_0-T_1 换流期(时段 f)：当 $t=t_6$ 时，有 $u_{g1}>0$，T_1 受命导通，等效电路如图 7-36(f)所示，由于 L_S 的存在，i_D 不能突变。而 $u_L\equiv-U_0$。

$$i_D=I_d-\frac{U_0}{L_S}t' \tag{7-213}$$

$$i_{T1}=I_d-i_D=\frac{U_0}{L_S}t' \tag{7-214}$$

式中 $t'=t-t_6$。上式表明，T_1 有 ZCON，i_{T1}线性上升，i_D 线性下降，至 $t=t_7$ 时，有 $i_D=0$，D_0 有 ZCZVOFF，$i_{T1}(t_7)=I_d$，$u_c(t_7)=0$。

7. D_2 导通谐振期(时段 g)：当 D_0 关断时，由 L_S、D_2 和 C_S 的谐振电路投入工作。根据电路的状态和初值有

$$i_{T1}=I_d+\frac{U_0}{Z_r}\sin\omega rt' \tag{7-215}$$

$$u_c=U_0(1-\cos\omega_r t') \tag{7-216}$$

式中 $t'=t-t_7$。当 $\omega_r t'=\frac{\pi}{2}$，$i_{T1}=I_{T1m}=I_d+\frac{U_0}{Z_r}$，此时，$u_c=U_0$，$u_L=0$，当 $\omega t'=\pi$，$t'=t_8-t_7$。$u_c(t_8)=2U_0$，$i_{T1}(t_8)=I_d$，电路回复到其初始状态，完成一个工作循环，由于 $i_{D2}(t_8)=0$，D_2 有 ZCOFF。

(二)电路的特点

根据以上分析，电路具有以下特点：

1. 由于有源缓冲电路加入，使功率器件的开关环境大为改善；

2. D_0 的反向阻断电压为 $2U_0$，比 PWM-Boost 电路高一倍，由于高压二极管导通压降高，也导致 D_0 导通损耗增高；

3. L_s 配置在主电路中，为了克服上述缺点，必须采取一些其他措施，详细分析可详见文献[26][27]。

图 7-36 画出另一种 ZVS-PWM-Boost 电路及其主要波形[39]。这些波形是在以下假定得到的：

(1)输入电流 i_d 可近似视为恒值，$i_d\equiv I_d$；

(2)输出电压 u_0 可近似视为恒值，$u_0\equiv U_0$；

(3)电容 C_c 端压 u_c 可视为恒值，$u_c\equiv U_c$；

(4)忽略各功率器件开关过程中电流的上升和下降时间 t_r，t_f。

读者可自行分析并画出每一时区的等效电路，列出电路的优缺点。

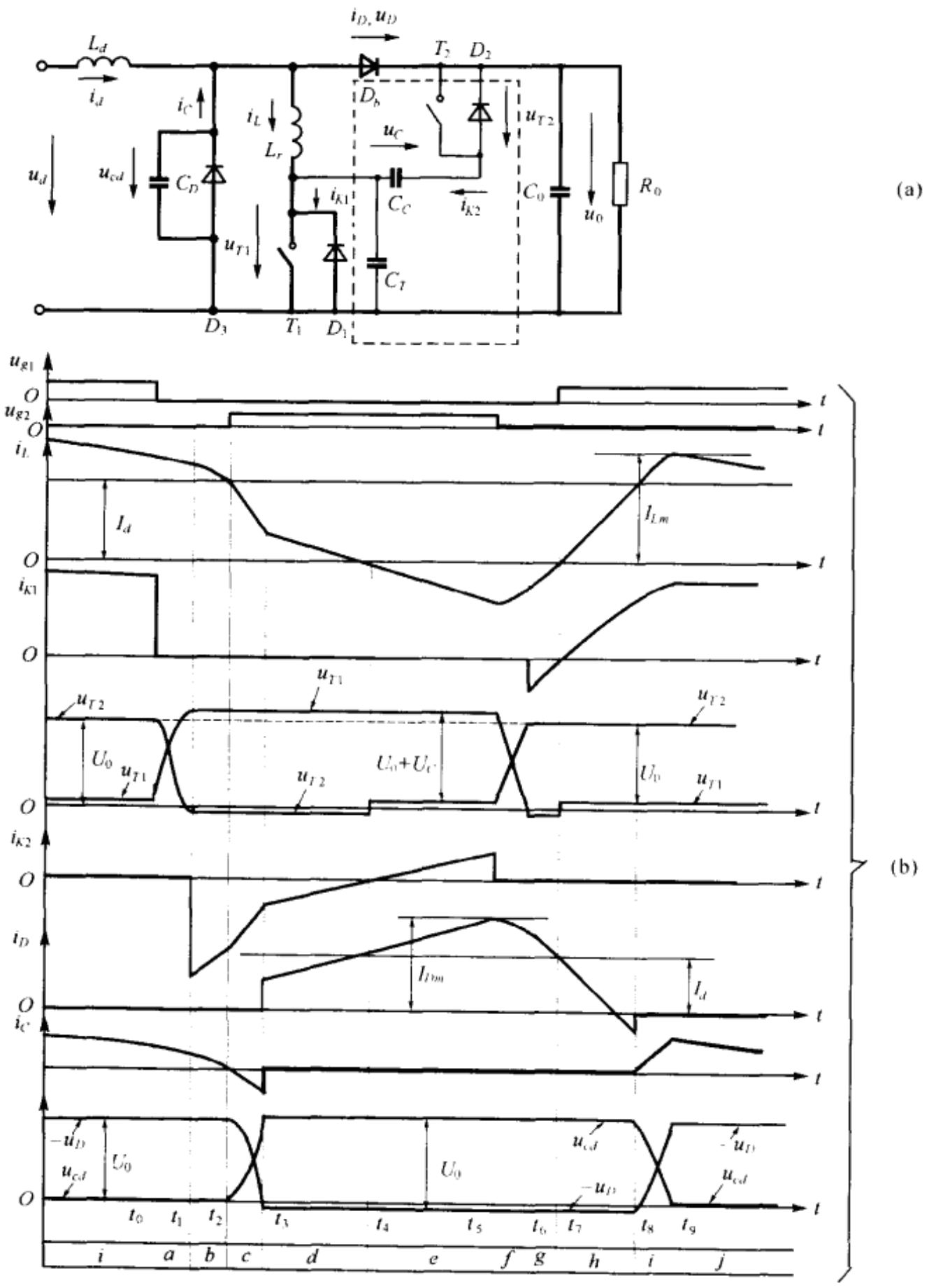


图 7-36　ZVS-PWM-Boost 电路

第五节　单相式无损缓冲电路

一、单相无源缓冲电路

图 7-37 示 Power MOSFET 单相半桥式逆变电路，感性负载(L_0、R_0)，直流分压电容 $C_{d1}=C_{d2}$，直流电压 $U_{cd1}=U_{cd2}$，逆变电路采用双极性 PWM 控制方式。为减低电路开关损耗，加入虚线框Ⓐ的无源缓冲电路，电路由并联电容 C_{S1} 和 C_{S2} 组成，$C_{S1}=C_{S2}$，由于无源缓冲电路的加入，

只要适当选择 C_{S1} 和 C_{S2} 的数值，可以使逆变桥上下臂功率器件具有 ZVS 环境，实现软开关 PWM 控制。

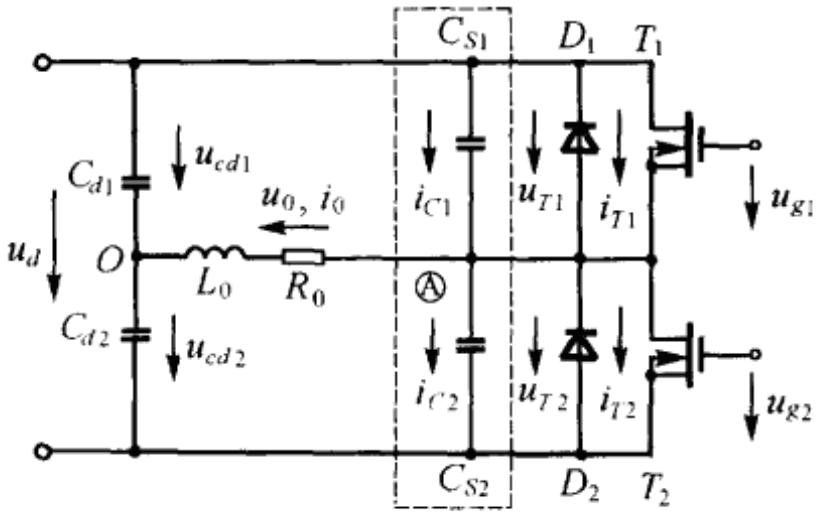


图 7-37 带无源缓冲电路的逆变电路

由第四章逆变电路分析可知，电压型逆变电路在感性负载下，双极性 PWM 控制，具有两种换流方式，即臂内换流和臂间换流。前者发生在负载电流 i_0 过零的开关点上，属于自然换流方式，后者发生在负载电流 i_0 不为零的开关点上，属强制换流方式。所谓臂间换流指逆变桥上下臂功率器件间电流的转移。例如按照前述条件，在逆变桥输出电流的正半波有 T_1 和 D_2 间电流的转移。

带无源缓冲电路时逆变桥的臂间换流过程波形如图 7-38(a)所示。下面分析该换流过程。

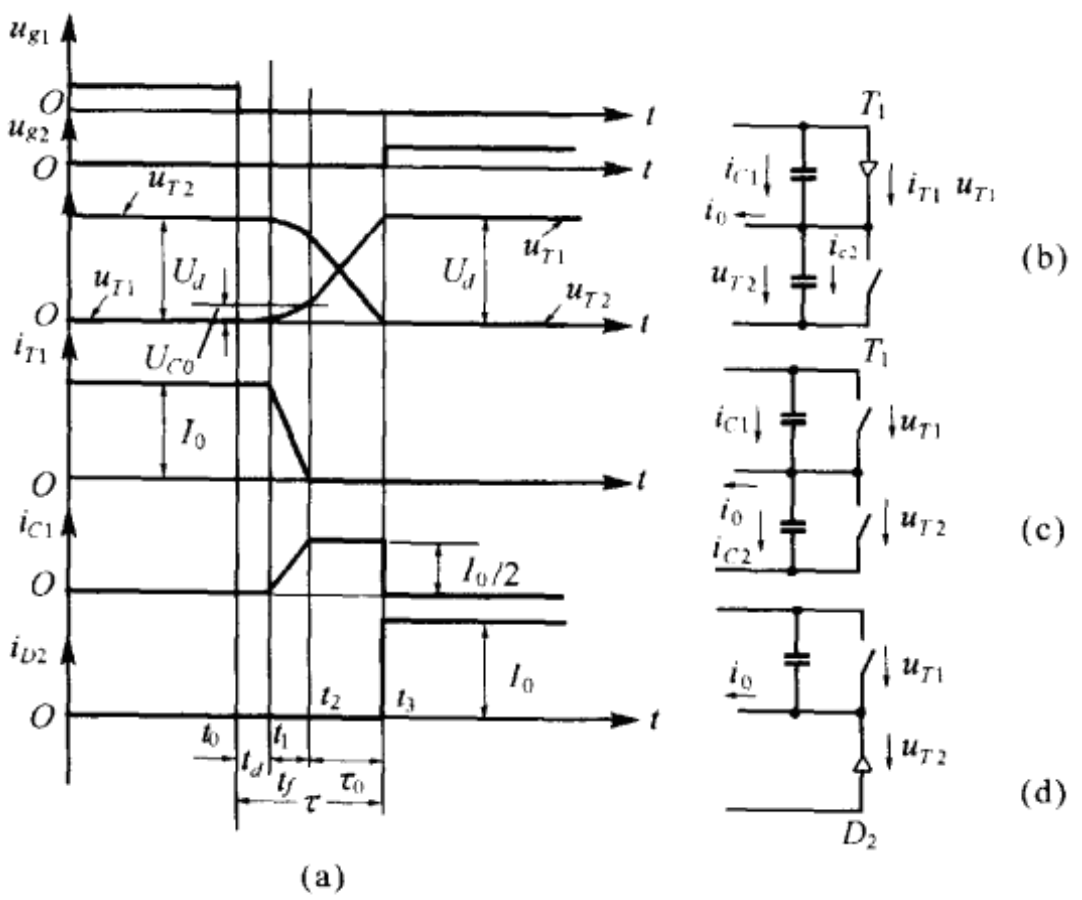


图 7-38 主要波形及等效电路

假定直流电压 U_d 无纹波，负载电流 i_0 在换流期中为恒值 I_0，T_1 和 T_2 在关断期中电流可近似视为线性下降，输出电流 $i_0>0$。

1. T_1 稳定导通期：由于 T_1 导通，D_1 反偏截止，$u_{g2}=0$，T_2 正向阻断，D_2 反偏截止，$i_{T1}=I_0$，负载电流 $i_0=i_{T1}=I_0$，$u_{T2}=U_d$，输出电压 $u_0=U_d/2$，电路处于稳定状态。

2. $C_{S1}-T_1$ 换流期：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 进入换流状态，经过关断延时 t_d 之后，$t=t_1$ 时，

i_{T1}开始下降。按前设有：

$$i_{T1}=I_0\left(1-\frac{t'}{t_f}\right) \tag{7-218}$$

式中，$t'=t-t_1$，此时电路等效电路如图 7-38(b)所示。由图有

$$i_{T1}+i_{C1}=I_0+i_{C2} \tag{7-219}$$

$$u_{T1}+u_{T2}=U_d \tag{2-220}$$

$$\frac{\mathrm{d}u_{T1}}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}u_{T2}}{\mathrm{d}t}=0$$

$$i_{C1}=C_{S1}\frac{\mathrm{d}u_{T1}}{\mathrm{d}t}$$

$$i_{C2}=C_{S2}\frac{\mathrm{d}u_{T2}}{\mathrm{d}t}$$

即

$$i_{C1}=-i_{C2} \tag{7-221}$$

将式(7-218)(7-221)代入式(7-219)解出 i_{C1}得

$$i_{C1}=\frac{I_0t'}{2t_f}$$

上式表明，随着 i_{T1}线性下降，i_{CS}将线性上升，C_{S1}被充电，其端压可表为

$$u_{T1}=\frac{1}{C_{S1}}\int i_{C1}\mathrm{d}t$$

考虑电路初值：$u_{T1}(t_1)=0$，解得

$$u_{T1}=\frac{I_0}{4C_{S1}t_f}t'^2$$

当 $t=t_2$ 时 $t'=t_f$，有

$$i_{T1}=0$$

$$u_{T1}=\frac{I_0t_f}{4C_{S1}}=U_{C0},\quad u_{T2}=U_d-U_{C0}$$

上式表明，若选择较大的 C_{S1}，则 U_{C0}很小，T_1 可近似认为有 ZVOFF，其关断损耗将下降，当 $i_{T1}=0$ 时，$i_{C1}=I_0/2$，$i_{C2}=-I_0/2$。

3. C_{S1}和 C_{S2}充放电期：当 $t=t_2^-$ 时，T_1 完全关断，等效电路转为图 7-38(c)。此时 C_{S1}继续充电而 C_{S2}放电，由图有

$$i_{C1}=I_0+i_{C2} \tag{7-222}$$

式(7-221)对本时区仍有效，故有

$$i_{C1}=\frac{I_0}{2},i_{C2}=-\frac{I_0}{2} \tag{7-223}$$

上式表明，C_{S1}和 C_{S2}均以负载电流之半充电和放电。于是 u_{T1}线性上升而 u_{T2}线性下降。根据电路初值为 $u_{T1}=U_{c0}$，$u_{T2}=U_d-U_{c0}$，有

$$u_{T1}=U_{c0}+\frac{I_0}{2C_{S1}}t' \tag{7-224}$$

$$u_{T2}=U_d-U_{C0}-\frac{I_0}{2C_{S2}}t' \tag{7-225}$$

式中 $t'=t-t_2$。当 $t=t_3$ 时，有 $u_{T2}=0$，$u_{T1}=U_d$。

$$\tau_0=t_3-t_2=\frac{2C_{S1}(U_d-U_{c0})}{I_0}\approx\frac{2C_{S1}U_d}{I_0}\Big|_{U_{c0}\ll U_d} \tag{7-226}$$

(4)D_2 导通期：当 $t=t_3^+$ 时，$u_{g2}>0$，为了保持负载电流连续，D_2 相继导通，C_{S1}和 C_{S2}中电流瞬时移到 D_2 中，D_2 具有 ZVON 环境，由于 D_2 导通，T_2 处于反向阻断，等效电路如图 7-38(d)所示。

综上所述，在具有垂直换流程序的桥式逆变电路中，当桥上下臂均并联数值相等的缓压电容之后，只要上下臂器件控制信号间死区时间 τ_0 的安排满足式(7-226)，就可以实现 ZVS。

二、单相有源缓冲电路[28][29][30]

图 7-39 示 MCT 单相半桥式逆变电路，感性负载，直流分压电容 $C_{d1}=C_{d2}$，直流电压 $U_{cd1}=U_{cd2}=\frac{U_d}{2}$，电路采用双极性 PWM 控制方式。为实现 ZVS 环境，加入虚线框Ⓐ的无源缓冲电路，电路参数 $C_{S1}=C_{S2}=C_S/2$，$C_S \ll C_{d1}$。在分析图 7-38 时曾指出，只要适当选择缓压电容 C_S 和死区时间 τ_0，就可以实现 ZVS。但在实际应用中还存在以下问题需要解决：

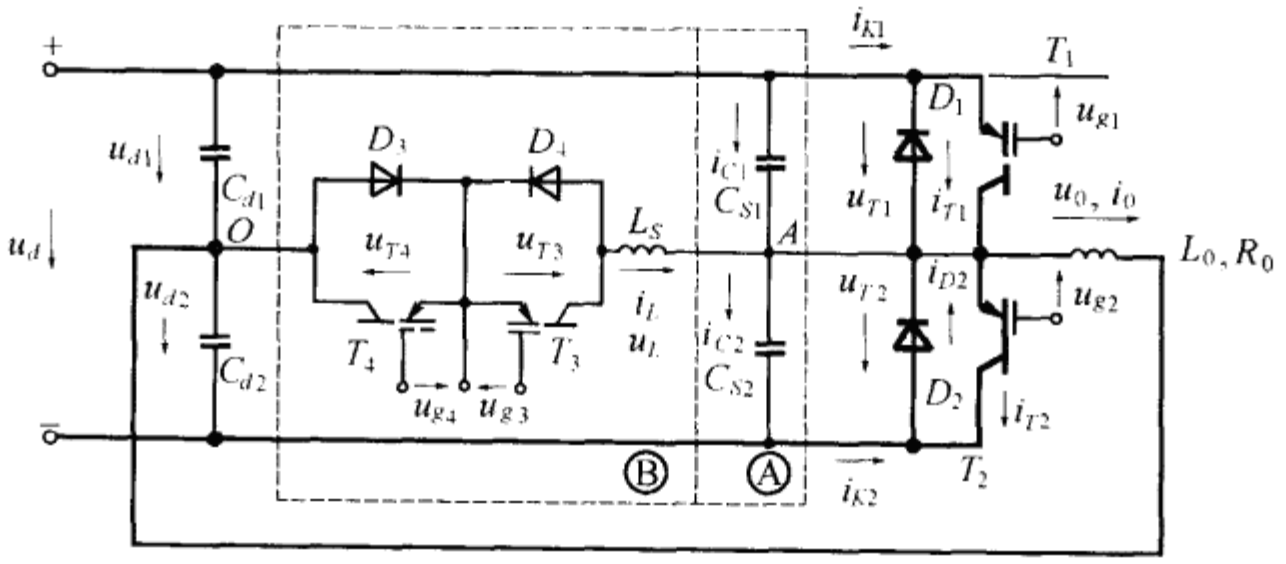


图 7-39 带有源缓冲电路的单相逆变电路

1. 死区时间 τ_0 的变化问题：前面分析知，在半桥逆变电路中，要实现 ZVS 环境必须使死区时间 τ_0 满足式(7-226)。由式可见，在直流电压 U_d 为已知和 C_S 为已选定条件下，τ_0 的大小将取决于负载电流 I_0，I_0 越小则 τ_0 越长。在实际电路中，τ_0 由取自 C_{S1}和 C_{S2}端压的采样信号决定，即只有当 $u_{T1}(u_{T2})$下降到设定值(近于零值)时发出 $T_1(T_2)$的开通信号，于是电路在轻载下 τ_0 值便变得过长，这将降低有效占空比，影响电路的调压范围。

2. 负载性质对电路换流过程的影响：当逆变电路具有纯阻负载时，换流是在桥上下臂中可控器件 T_1 和 T_2 间进行，换流过程的起点均由控制极信号后沿决定，只要 u_{g1}和 u_{g2}的时序确定下来，换流过程也相应进行；相反若负载为非阻性，如图 7-39 所示的感性负载，如前述，在输出电流的正半波($i_0>0$)，换流是在 D_2 和 T_1 间进行，由于 u_{g2}的后沿对 D_2 并无控制作用，因而电路将失控。

为了解决上述问题，在图 7-39(a)中加入由虚线框Ⓑ所包含的有源无损缓冲电路，它由谐振电感 L_S 和双向可控开关组成(该可控开关含 D_3T_3 和 D_4T_4)，该缓冲电路的作用是：

1. 在轻载下加速 C_{S1}和 C_{S2}的充放电过程，避免 τ_0 的过分延长；
2. 消除非阻性负载下，因互补式控制信号时序引起的二极管失控现象；
3. 保证主电路功率器件具有 ZVS 环境。

下面分析 T_1 的开通和关断过程，为简化分析假定：①输出电流 $i_0>0$(按图标正方向)；②由于负载电感 $L_0 \gg L_S$，在一个开关周期中可认为 $i_0 \equiv I_0$；③负载电路参数有 $\omega L_0 \gg R_0$(ω 为输出

电压基波角频率)。

(一)开通过程分析

1. 开通驱动脉冲时序分布:由图 7-40(a)可见,u_{g2}与 u_{g1}之间的死区时间为 τ_1,而 u_{g2}的后沿与 u_{g3}的前沿之间时差为 τ_0。

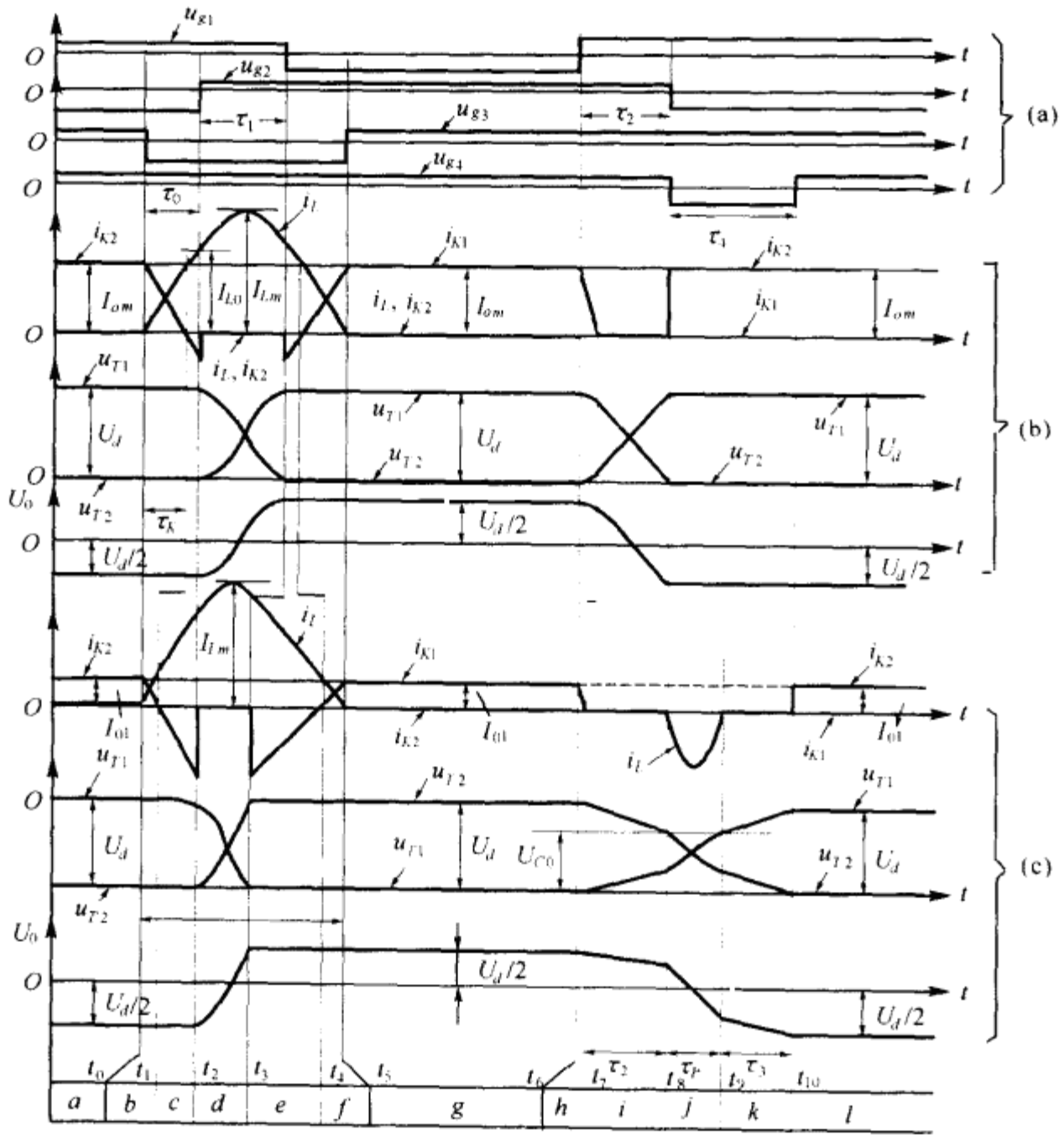


图 7-40　电路主要波形

2. 电路初态(时区 a):电路中有 D_2 导通,桥中其他器件关断,$i_{K2}=i_{D2}=I_{om}$,I_{om}为最大负载电流,$u_{T1}=U_d$,$u_{T2}=0$,输出电压 $u_0=u_{A0}=-U_d/2$,电路处于稳定工作状态,有源缓冲电路与主电路脱离:电感电流 $i_L=0$,二极管 D_3 处于正偏,T_3 处于正向阻断;D_4 和 T_4 则处于反向阻断,这种状态一直持续到 $t=t_0$ 时为止,参见图 7-40(b)。

3. T_3-D_2 换流期(时区 b):当 $t=t_0^+$ 时,$u_{g3}<0$,T_3 受命导通,电路中有

$$i_L+i_{D2}=I_{om} \tag{7-227}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{U_d}{2L_S} \tag{7-228}$$

根据 $i_L(t_0)=0$,解出

$$i_L=\frac{U_d}{2L_S}t' \tag{7-229}$$

$$i_{D2}=I_{om}-\frac{U_d}{2L_S}t' \tag{7-230}$$

式中 $t'=t-t_0$。上式表明，T_3 和 D_2 间进行线性换流，随着 i_L 上升，i_{D2}线性下降，至 $t=t_1$ 时，$i_L=I_{om}$，$i_{D2}=0$，换流过程结束。换流期为

$$\tau_K=t_1-t_0=\frac{2L_SI_{om}}{U_d}=\tau_{Km} \tag{7-231}$$

上式表明，在电源电压 U_d 为确定的条件下，τ_K 值与缓冲电感 L_S 和负载电流 I_0 成正比，由于 I_{om}是 I_0 的最大值，式(7-231)所确定的是 τ_K 的最大值 τ_{Km}。

4. T_2 导通期(时区 c)：当 $t=t_1^+$ 时，D_2 有 ZVZCOFF，由于 $u_{g2}<0$，在 D_2 关断之后，解除对 T_2 的封锁，T_2 相继导通(ZVZCON)，且有

$$i_{T2}=i_L-I_{om} \tag{7-232}$$

上式表明，i_{T2}随 i_L 线性上升，至 $t=t_2^+$ 时，$u_{g2}>0$，$i_{T2}=0$，桥中所有器件均关断。

5. 谐振期(时区 d)：当 T_2 关断时，由 C_{S1}、C_{S2}和 L_S 组成的谐振电路通过 D_3、T_3 投入工作，C_{S2}充电，C_{S1}放电，等效电路如图 7-41(a)，电路初值为

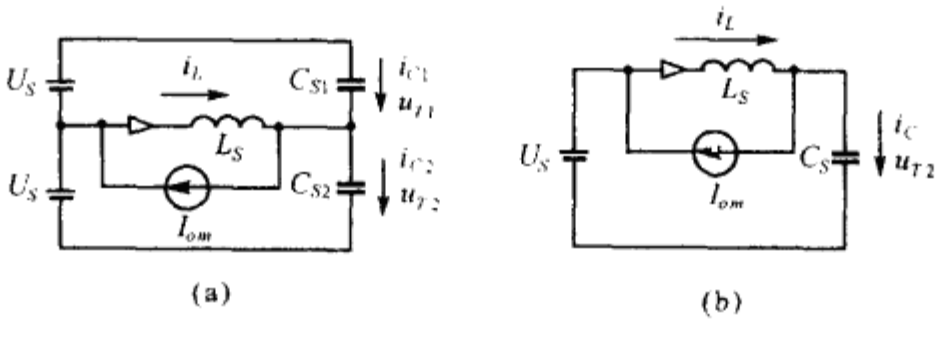


图 7-41 时区 d 的等效电路

$$i_L(t_2)=I_{L0}=\frac{U_d}{2L_S}\tau_0 \tag{7-233}$$

$$i_{T2}(t_2)=I_{L0}-I_{om}=\frac{U_d}{2L_S}(\tau_0-\tau_K) \tag{7-234}$$

$$u_{T1}(t_2)=U_d,u_{T2}(t_2)=0$$

根据电路初值，等效电路可化简为图 7-41(b)。图中

$$u_S=U_d/2,C_S=C_{S1}+C_{S2}=2C_{S1},C_{S1}=C_{S2}。$$

$$i_L(t_2)=I_{L0},u_{T2}(t_2)=0$$

$$i_L=i_C+I_{om},i_C=i_L-I_{om}$$

由电路状态及初值可得

$$i_L=U_S\sqrt{\frac{C_S}{L_S}}\sin\omega t'+I_{L0}\cos\omega t' \tag{7-235}$$

$$i_C=i_L-I_{om}=U_S\sqrt{\frac{C_S}{L_S}}\sin\omega t'+I_{L0}\cos\omega t'-I_{om} \tag{7-236}$$

$$u_{T2}=U_S(1-\cos\omega t')+I_{L0}\sqrt{\frac{L_S}{C_S}}\sin\omega t'-\frac{I_0}{C_S}t' \tag{7-237}$$

$$u_{T1}=U_d-u_{T2} \tag{7-238}$$

式中：$\omega=\dfrac{1}{\sqrt{L_SC_S}}$，$t'=t-t_2$。

上式表明，u_{T2}随时间上升，u_{T1}随时间下降，至 $t=t_3$ 时，$u_{T2}=U_d$，$u_{T1}=0$，电容充放电期为

$$t_{01}=t_3-t_2$$

若 $C_{S1}C_{S2}$选择恰当，T_2 便有 ZVOFF，当 $u_{T1}=0$ 时，由控制电路使 $u_{g1}<0$。

6. D_1 导通期(时区 e)：当 $t=t_3^+$ 时，由于 $i_L>I_{om}$，D_1 正偏导通(ZVON)，$i_{D1}=i_L-I_{om}$，尔后 i_L 线性下降，至 $t=t_4$ 时，$i_L=I_{om}$，$i_{D1}=0$，D_1 有 ZCOFF。

7. T_1-T_3 换流期(时区 f)：在 D_1 关断后，由于 $u_{g1}<0$，T_1 便相继导通(ZVZCON)。电路状态为：

$$i_L+i_{T1}=I_{om}$$

因此，随着 i_L 线性下降，i_{T1}线性上升，至 $t=t_5$ 时，$i_L=0$，D_3T_3 有 ZCOFF，$i_{T1}=I_{om}$，换流结束，电路转为 T_1 稳定导通(时区 g)。

根据以上分析可见：

(1)由于附加缓冲电路的作用，只要参数选择恰当，桥中各器件有 ZVS 环境，而缓冲电路中器件有 ZCS 环境；

(2)在 C_{S1}和 C_{S2}的充放电过程中，初充电流是电感电流 i_L 与负载电流 i_0 的差值，随着 i_0 的减小，电容初充电流增大，图 7-40(a)是 $i_0=I_{om}$(最大负载电流)，而图 7-40(b)是 $i_0<I_{om}/2$ 的情况。由图可见，在轻载时由于电容初充电增大，T_2 的关断电流和 D_1 的开通电流都相应增大，这些都对电路的运行不利，为了避免上述现象出现，可在控制电路中采用恒初充电流控制方式，保证电流 I_{c0}为恒值。

$$I_{c0}=i_L-I_0=const$$

在这种方式下，I_{L0}和 τ_0 均将随 I_0 变化，控制策略的实现将变得比较复杂，因此设计时应根据具体要求权衡利弊，作出选择。

(二)$i_0=I_{om}$的关断过程分析

1. 关断时控制脉冲时序：由图 7-40(a)可见，在 $t=t_6^+$ 时，$u_{g1}>0$，经过时间 τ_2 之后有 $u_{g4}<0$。

2. 电路初态(时区 g)：当 $t<t_6$ 时，$i_{K1}=i_{T1}=I_{om}$，T_1 处于稳定导通而其他器件关断，$u_{T1}=0$，$u_{T2}=U_d$，$u_0=U_d/2$，T_3 和 T_4 均处断态(由于 $u_0>0$，T_4 处于正间阻断而 D_3T_3 则处于反偏)，有源缓冲电路与主电路脱离。

3. 电流下降期(时区 h)：当 $t=t_6^+$ 时，$u_{g1}>0$，为简单设 i_T 按线性下降，C_{S1}中电流相应线性上升，由于 C_{S1}值选得较大，在此期间 u_{T1}上升缓慢，故 T_1 近似有 ZVOFF，至 $t=t_7$ 时，$i_{T1}=0$。

4. C_S 恒流充放电期(时区 i)：由于 T_1 关断，C_{S1}恒流充电而 C_{S2}恒流放电，保持负载电流为 I_{om}，于是 u_{T1}线性上升而 u_{T2}线性下降，至 $t=t_8$ 时，有 $u_{T1}=U_d$，$u_{T2}=0$，$u_0=-U_d/2$，充放电过程结束，由于 i_0 很大，该过程很短，因而整个关断过程无需缓冲电路介入。由图 7-40(a)可知，尽管当 $t=t_8^+$ 时，有 $u_{g4}<0$，但此时 T_4D_4 已处反偏($u_0<0$)，缓冲电路继续保持与主电路脱离的状态。

为简化计算，认为 $t=t_7$ 时，$u_{T1}\approx0$，$u_{T2}\approx U_d$，则 T_1 的关断过程可表为

$$\tau_2=t_8-t_7=\frac{C_{S1}U_d}{I_{om}} \tag{7-239}$$

(三)$i_0<I_{om}/2$ 时的关断过程分析

当 $i_0=I_{om}/2$ 时，T_1 关断时，缓冲电路仍然不会介入，但这是一种临界情况，当 $i_0<I_{om}/2$ 时，为了加速 T_1 的关断过程，有源缓冲电路将投入工作，图 4-40(c)画出 T_1 关断时的电量波形，控制脉冲时序仍为图 7-40(a)。由图可见，由于负载电流减小，$C_{S1}C_{S2}$的充放电电流减小，u_{T1}和 u_{T2}的升降速度减缓，当 $t=t_8^-$ 时有

$$u_{T1}=\frac{I_0\tau_2}{C_{S1}}<\frac{U_d}{2}$$

$$u_0=\frac{U_d}{2}-u_{T1}>0$$

$$u_{T4}=u_0-u_L-u_{D4}\approx u_0$$

$$u_{g4}<0$$

上式中 u_{D4} 是 D_4 的正向压降，u_L 是 L_S 的端压。u_{T4} 是 T_4 的端压，由于 T_4 处于正向阻断，当 $u_{g4}<0$ 时即相应导通，缓冲电路投入工作，此时电路的初值为

$$i_L(t_8)=0, i_0(t_8)=I_{01}, u_{T2}(t_8)=U_{c0}, u_{T1}(t_8)=U_d-U_{c0}$$

根据电路状态和初值有

$$i_L=I_{01}(1-\cos\omega t')-(U_{c0}-U_S)\sqrt{\frac{C_S}{L_S}}\sin\omega t' \tag{7-240}$$

$$u_{T2}=U_S+(U_{c0}-U_S)\cos\omega t'-I_0\sqrt{\frac{L_S}{C_S}}\sin\omega t' \tag{7-241}$$

$$i_{c1}=-i_{c2}=\frac{1}{2}(I_0-i_L) \tag{7-242}$$

式中：$t'=t-t_8$；$U_s=U_d/2$；$\omega^2=\frac{1}{L_SC_S}$。

上式表明，由于 $i_L<0$，电容电流实际上是包含负载电流和电感电流之和，从而提高器件和输出电压的变率，如图 7-40(c)所示。当 $t=t_9$ 时，$i_L=0$，D_4T_4 有 ZCOFF，此后 u_{T1} 和 u_{T2} 重新按线性升降，至 $t=t_{10}$ 时，$u_{T1}=U_d$，$u_{T2}=0$，D_2 正偏导通，控制电路有 $u_{g2}<0$，T_2 处于反向阻断，负载电流由 D_2 流过，关断过程结束。

(四)$i_0<0$ 时的关断过程分析

以上讨论的是 $i_0>0$ 的关断情况，附加有源缓冲电路中，T_3 用以实现 T_1 和 D_2 的软开关；T_4 用以加速 T_1 的关断；相反，在输出电流的负半波，是 T_2 和 D_1 之间的换流，T_3 和 T_4 的作用相反，即 T_4 用以实现 T_2 和 D_1 的软开关；T_3 用以加速 T_2 的关断。为了实现上述功能，T_3 和 T_4 的控制极信号的时序也要相应改变，$i_0<0$ 时的关断过程，读者可参考前面内容自行分析。

根据上面分析可见：

1. 由于 C_{S1} 和 C_{S2} 的作用，在 $i_0>0$ 时，T_1 有 ZVOFF，D_2 有 ZVON；同理在 $i_0<0$ 时，T_2 有 ZVOFF 和 D_1 有 ZVON。

2. 关断过程与负载电流成反比例，为了避免空载和轻载下关断困难，加入有源缓冲电路，由于附加电感电流的注入，加速了关断过程。

3. 根据开通和关断过程中，T_3 和 T_4 均有 ZCS 环境的特点，在大容量条件下，T_3 和 T_4 可以采用逆阻型快速晶闸管代替[29][33]，在这种情况下，图 7-39 中的附加二极管 D_3 和 D_4 可以省略，使线路进一步简化。

文献[32]根据实验结果对硬开关半桥电路(HS)和软开关半桥电路(SFS)的性能综合比较如表 7-3 所示(有源缓冲电路采用逆阻型晶闸管)。

表 7-3

比较项目	HS	SFS
导通损耗	1	1
开关损耗	1	0.6
开关频率	1	1.67
电压应力	1	1
电流应力	1	1
缓冲电路有效值容量	0	0.1
EMI	高	低
复杂性	1	2

(五)单相无损缓冲电路的其他形式

图 7-42(a)是一种昔日常见的晶闸管半桥式逆变电路，带电感贮能式有源换流电路(图中

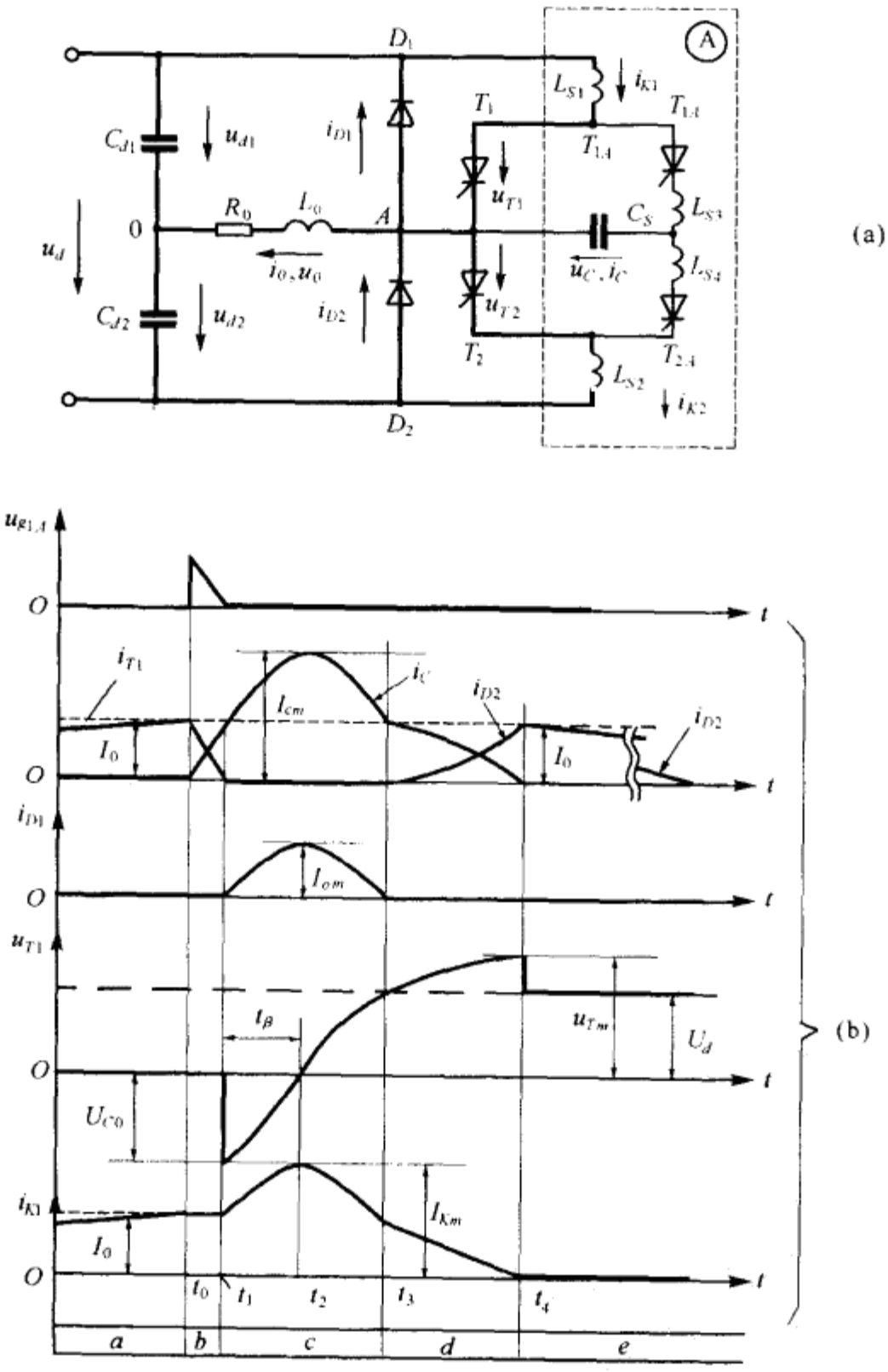


图 7-42　带有源换流电路的 SCR 半桥逆变电路

虚线框Ⓐ所含电路)。这种换流电路,环流损耗小,效率高,故在电压型逆变电路中用得较多。由于换流电感 L_{S1} 和 L_{S2} 串于主晶闸管回路,在换流前流过负载电流,贮有一定的能量,该能量在换流过程中转移给换流电容 C_S,使 C_S 的初充电压 U_{C0} 在较大程度上依赖于负载电流,而较小依赖于直流供电电压,从而可适应较宽的调压范围,同时也有较强的负载适应能力。

利用该换流电路可构成大容量的三相半桥逆变电路(图 7-42(a)即为其中的一相)。

图 7-42(a)虚线框Ⓐ中,T_{1A} 和 T_{2A} 为换流有源器件,C_S 为换流电容,L_{S1} 和 L_{S2} 为换流电感,L_{S3} 和 L_{S4} 用以限制晶闸管的电流上升率,其数值较小。

图 7-42(b)画出电路在换流期中的主要波形。和以前假定相同,由于换流期和开关周期相对短得多,故认为在换流期中负载电流为恒值,这些波形根据输出电流 $i_0>0$ 时画出,下面简述电路的换流过程。

1. 电路初态(时区 a):由于 T_1 已处稳定导通,$i_{T1}=I_0$,桥中其他器件均处断态,C_S 端压已充有电压,$u_c=-U_{c0}$,T_{1A} 处于正向阻断;这种状态一直持续到 $t=t_0^-$。

2. T_1—T_{1A} 叠流期(时区 b):当 $t=t_0^+$ 时,$i_{T1}=I_0$,$u_{g1A}>0$,T_{1A} 被触发导通,C_S 经 T_1、T_{1A}、L_{S3} 放电,由于 L_{S3} 较小,随着 i_c 上升,i_{T1} 很快下降为零。当 $t=t_1$ 时,$i_c=I_0$,$i_{T1}=I_0-i_c=0$,T_1 进入关断期。

3. D_1 导通期(时区 c):当 $t=t_1^+$ 时,T_1 被加上反压,$u_{T1}=-U_{c0}$,T_1 处于反向恢复期,由于 $i_c>I_0$,D_1 被迫正偏导通,C_S 沿 D_1,L_{S1},T_{1A},L_{S3} 的闭合振荡回路继续放电,至 $t=t_2$ 时,$u_c=0$,$i_c=I_{cm}$,T_1 承受反向电压的时间为 $t_\beta=t_2-t_1$,若 $t_\beta>t_q$(T_1 的关断时间),T_1 则可靠关断,当 $u_c>0$ 时即能承受正向电压而进入正向阻断状态。此时,储存在 L_{S1} 中的能量向 C_S 反向充电,随着 u_c 上升,i_c 衰减,至 $t=t_3$ 时,$i_c=I_0$,$i_{D1}=0$,D_1 有 ZCOFF。

4. D_2—T_{1A} 叠流期(时区 d):当 $t=t_3^+$ 时,$i_c<I_0$,为了维持负载电流,D_2 正偏导通,C_S 继续沿 u_{d1},L_{S1},T_{1A},L_{S3},L_0,R_0 充电,在节点 A 有 $i_0=i_{D2}+i_c=I_0$,随着 i_c 下降,i_{D2} 相应上升。至 $t=t_4$ 时,$i_c=0$,$i_{D2}=I_0$,T_{1A} 有 ZCOFF,整个换流过程结束,电路经 T_1 稳定导通转为 D_2 导通,C_S 端压 $u_c=+U_{c0}$。

5. D_2 电流衰减期(时区 e):D_2 导通时,输出电压 $u_0=-U_d/2$,而 $i_0>0$,此时输出瞬时功率为负。也即负载向电源反馈能量,i_{D2} 也相应衰减,当 $i_{D2}=0$ 时,此时若有 $u_{g2}>0$,则 T_2 将相应导通,i_0 反向,进入输出电流负半波(图 7-42(b)中并未画出)。

图 7-43 是另一种常见带有源缓冲电路的单相电压型 IGBT 半桥式逆变电路。下面将此电路与图 7-42(a)和图 7-39 作些比较。

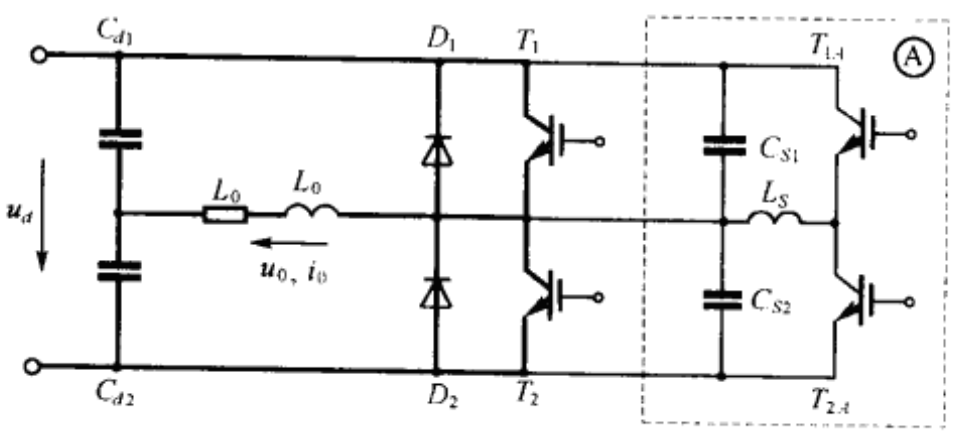


图 7-43 带有源缓冲电路的 IGBT 半桥式逆变电路

首先和图 7-42(a)相比,有以下的异同:

(1)图 7-42(a)是换流电路,是一种阳极关断电路,目的是为了关断桥臂中的晶闸管;而图

7-43 是缓冲电路，目的是为了实现桥臂 IGBT 有 ZVS 环境。

(2)两种电路在结构上有对隅之处。例如在换流电路中，换流电感串联在主电路中，在开关期中起电压转移的作用；在缓冲电路中与之对隅的是缓压电容并联在功率器件两端，开关期中起电流转移的作用，这两个元件都是分立式的，相反在换流电路中配置在公共通道中的是换流电容 C_S，而在缓冲电路中是谐振电感 L_S。

(3)这两种电路的另一共同点是都通过有源器件与主电路相连接。

图 7-43 与图 7-39 相比有以下相同之处：

(1)缓冲电路均独立于主电路之外，通过有源器件在开关期中与主电路相连接；

(2)均采用分立式无源关断缓冲电路；

(3)谐振电感均配置在桥上下臂换流公共通道上；

(4)附加的有源缓冲电路均起非阻性负载时实现 ZVON 和轻载下加速 ZVOFF 的作用。

上述两图的主要区别在有源器件(缓冲电路中)的连接方式上，图 7-39 中双向可控开关与谐振电感相串联，图 7-43 中 T_{1A}和 T_{2A}和公共通道并联于直流电源两端。关于图 7-43 电路的工作情况读者可自行分析或参阅第八章图 8-10 电路的分析。

单相缓冲电路也可应用于单相全桥电路[29]和三相半桥电路[29][30][33]。

*第六节　集中式无损缓冲电路

一、晶闸管集中式换流电路

正如第一节所述，集中式缓冲电路指采用一套缓冲电路以实现电路的 ZVS 环境，这种思路与 SCR 电路中的集中式换流电路(也称公共换流电路)是十分相似的。图 7-44(a)是一种电压型半桥式 SCR 三相逆变电路，带感性负载，在直流电源与逆变桥之间插入虚线框Ⓐ所包含的集中式换流电路。

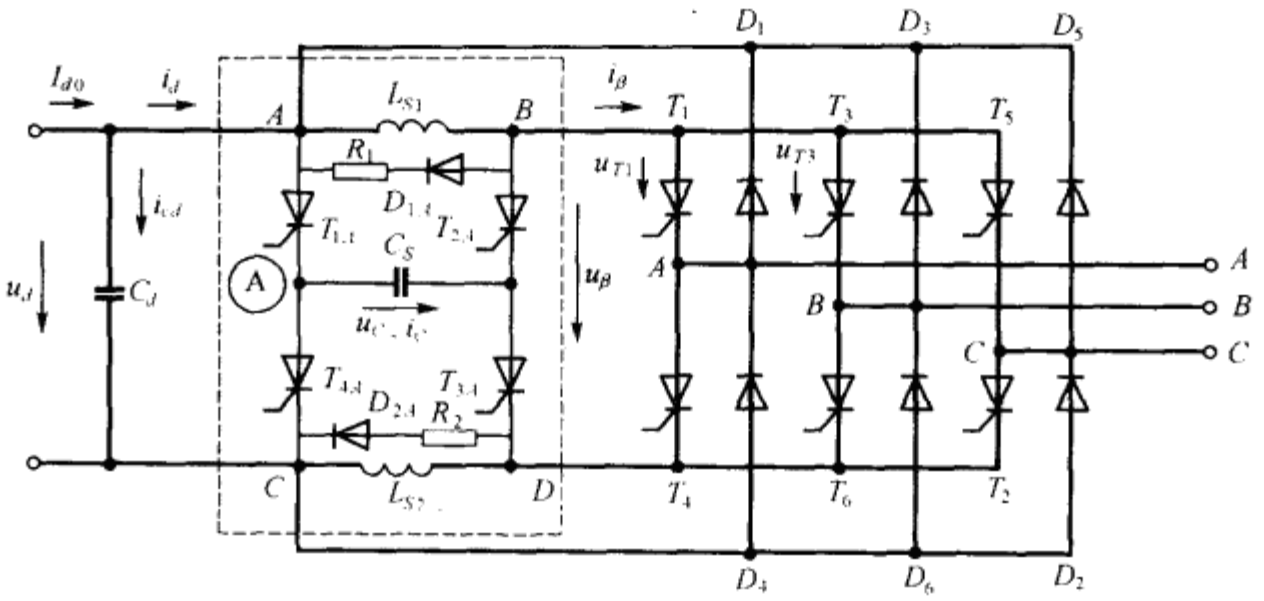
由图可见，T_{1A}～T_{4A}辅助 SCR 组成桥式电路，在桥对角线上接有换流电容 C_S，电路依靠存储在 C_S 中能量在开关点上释放出来，强制关断逆变桥中的 SCR，串联在直流母线上的换流电感 L_{S1}和 L_{S2}将与 C_S 组成振荡电路。二极管 D_{1A}、D_{2A}和电阻 R_1、R_2 组成的电路有两个作用，一是在关断换流期中，当 u_c 绝对值超过 U_d 时，进行箝位，保证逆变桥中各功率器件的正向阻断电压无过冲；二是在换流期过后，存储在 $L_{S1}(L_{S2})$中的磁能及时释放并消耗在电阻 $R_1(R_2)$上。

下面简单分析其换流过程。

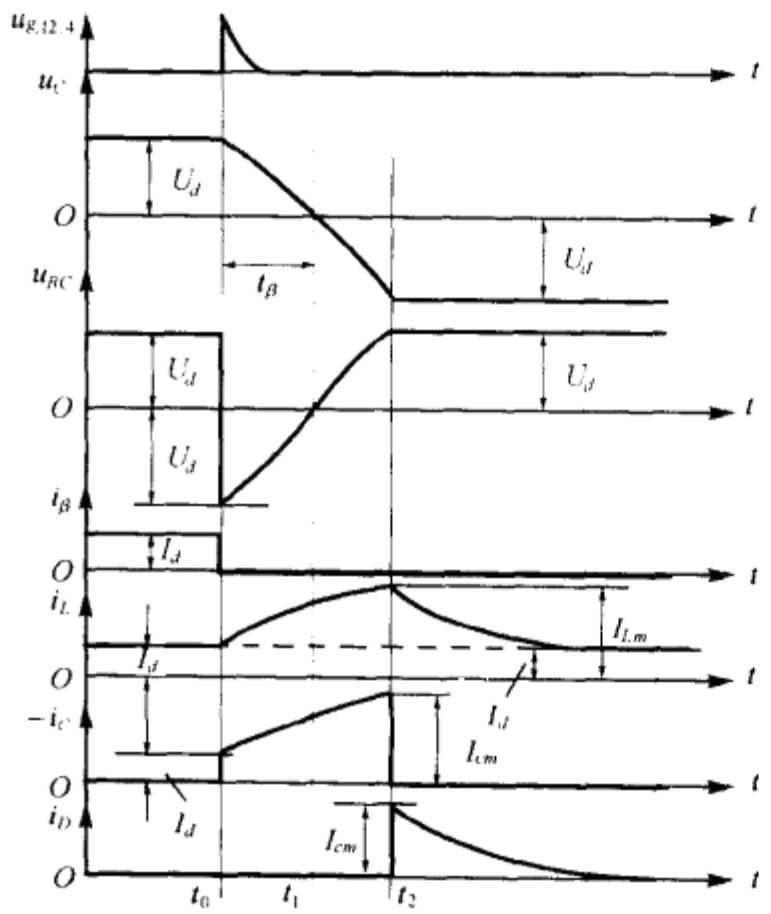
假定逆变桥中器件具有理想特性；逆变电路各臂器件导通角度 $\theta=180°$，据此，稳态下任何瞬间，桥中有三只器件处于通态；因此换流过程是在上下臂中进行。

1. 电路初态：电路中 T_1，T_2 和 T_3 处于通态，C_S 端压 $u_c=U_d$，辅助桥中 T_{2A}和 T_{4A}均处于正向阻断状态，逆变桥输入直流电流 $i_d=i_L=i_\beta=i_{T1}+i_{T3}=I_d$，逆变桥入端电压 $u_{BC}=U_d$。

2. 换流过程：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{gA2,4}>0$，T_{2A}和 T_{4A}相应导通，逆变桥入端电压 $u_{BC}=-U_d$，该电压沿 D_4 和 D_6 分别加到 T_1 和 T_3 的阴极和阳极，使 $u_{T1}=u_{T3}=-U_d$。这样原来流经 T_1 和 T_3 的电流瞬间移入辅助桥，$i_\beta=0$，T_1 和 T_3 进入反向恢复期，由 L_{S1}和 C_S 组成振荡电路沿直流电源流过电流 i_c。当 $t=t_1$ 时，$u_c=-u_{BC}=0$，$t_1-t_0=t_\beta$，若 $t_\beta>t_q$(T_1 和 T_3 的关断时间)，则 T_1 和 T_3 将可靠关断并开始承受正压，当 $t=t_2$ 时，$u_{BC}=U_d$，即 $u_c=-U_d$，$i_c=I_{cm}$，$i_L=I_{Lm}$，当 u_c 继续升高，D_{1A}即正偏导通，将逆变桥输入电压箝在电源电压上，同时将原先流过 C_S 的电流移入 D_{1A}，



(a)



(b)

图 7-44 带集中式有源换流电路的三相 SCR 逆变电路

即 $i_c=0$，$i_D=I_{cm}$。这样 T_{2A} 和 T_{4A} 将自然关断，而原先存储在 L_{S1} 中的能量将在 R_1 上消耗掉，C_S 端压 $u_c=-U_d$，它将为下一次换流做好准备。当换流过程结束之后，由控制电路发出 T_2、T_3 和 T_4 的正门极脉冲，使 T_2，T_3 和 T_4 进入通态。至此，完成 T_1～T_4 之间的臂间换流，如逆变桥带感性负载，为了维持电流 i_A 连续，在其过零之前先由反并二极管 D_4 续流。据此，晶闸管门极必须加有宽脉冲，以便在 i_A 过零而 D_4 关断后，T_4 能相继导通。

二、集中式无损缓冲电路[35][36]

即令是晶闸管电路的集中换流技术也远不如分立式和单相式换流电路成熟。当前由全控型器件组成的变流电路，其情况也大致相仿，集中式缓冲电路还处在研究阶段，离商品化还有一段距离。但这种电路具有很高的潜在实用价值，例如对于大容量三相变流电路，可以采用单相式缓冲电路(共三套)，但对于 100kW 以下的中等容量的电路，采用上述方案便不甚合理，因

为过分复杂，据此已展开了多方面的研究。必须指出，除了集中式有源缓冲电路以外，还有另外一种方案，称为直流谐振环，也同样可以实现电路的集中换流，有关这方面的内容将在本书第十章专门介绍。

（一）单有源开关电路

具有集中式单有源开关缓冲电路如图 7-45 所示。由图可见，电路分为两个部分：一是由 IGBT 组成的三相半桥电路，每一桥臂均并联缓压电容 C_S；另是虚线框Ⓐ所包含的电路，这是一个三相升压型整流电路，开关管用 Power MOSFET，三相入端电感 L_S 在数值上远小于主电路三相串联电感 L_f，升压电路的出端经二极管 D_{13}、D_{16}和稳压管 D_{14}，D_{15}接到直流滤波电容 C_d 两端。

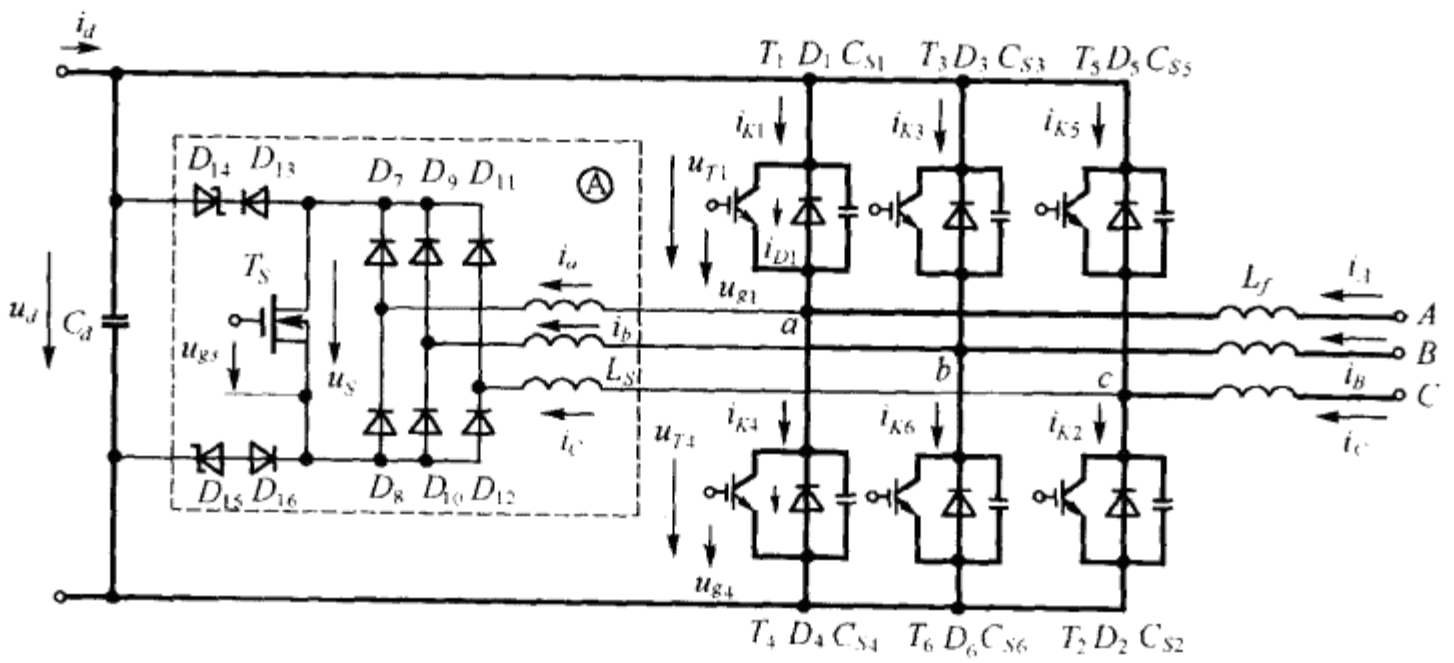


图 7-45　集中式无损耗缓冲电路

三相半桥电路由 IGBT 组成，具有双向传递能量的功能：当电能从直流端经桥路传向三相负载时，桥路工作于逆变模式；相反，当电能从交流端经桥路传向直流电容端时，桥路工作于整流模式。但不管桥路工作于何种模式，当桥臂中无开关状态更迭时，开关管 T_S 处于正向阻断状态，而 D_{13}和 D_{16}则处于反向偏置，于是虚线框所含的升压型整流电路实际上处于与主电路脱离的状态。

1. 单管有源缓冲电路的工作原理：根据桥各臂均并有缓压电容 C_S，有源缓冲电路的作用在于保证桥中各臂功率器件享有 ZVON 环境，例如当 $i_A>0$，A 相桥臂中有 D_1 导通，其他器件关断，$u_{T1}=0$，$u_{T4}=U_d$，$u_a>0$。在 PWM 的下一个开关点上，为了保证 i_A 连续，应有 D_1 向 T_4 换流，如何强制 D_1 中电流下降？如何营造在 T_4 导通前具有 $u_{T4}=0$ 的环境？这便是有源缓冲电路的任务。显然，这时必须让 T_S 导通，使三相整流升压电路投入工作。也即，T_S 所在的有源缓冲电路只有在主电路器件的开关状态发生更迭时才投入工作，换言之 T_S 只在换流期中开通。由于主电路由 IGBT 组成，允许其 PWM 载波频率选得较高，也即开关周期很短，而换流期与开关周期相比只是占很小的比例，要求 T_S 的开关速度必须很高，因此选择 Power MOSFET 作为开关管。如果采用常规 PWM 方式，在每半个开关周期每相上下桥臂各换流一次，相应的 T_S 必须开关三次，这将使有源缓冲电路的损耗增加。以后可以看到，有源缓冲电路的损耗主要取决于三相整流桥中二极管和 T_S 的导通损耗，为了减低损耗，减低 T_S 的开通次数，主电路采用空间矢量调制方式(Space Vector Modulation，缩称 SVM)。在 SVMPWM 方式下，可以实现 T_S 与主电路桥臂器件同步调制，这样 T_S 在每半个载波周期中只开通一次。当采用 SVMPWM

方式所必须进行的信号坐标变换，矢量作用时间计算与选择等操作都可以由数字信号处理系统(Digital Singnal Processing System 缩称 DSP)来实现，在 SVMPWM 方式中。主电路各相上下臂器件将同步换流，并在 T_S 的作用下实现 ZVS，下面对换流过程作简单分析。

2. 基本假定：为简单，在分析电路换流过程作以下假定。

(1)电路工作于逆变模式，各相输出电流按图 7-45 所标正方向有：$i_A>0, i_B<0, i_C<0$；

(2)输出串联电感 $L_f \gg L_S$，因而在换流期中各相电流均可近似视为恒值，如 A 相输出电流 $i_A \approx I_A = \text{const}$；

(3)电路初态有 D_1，D_2 和 D_6 导通；

(4)逆变负载三相平衡。

3. 换流过程分析：为简单仅分析 A 相换流情况。由上述，系统采用SVMPWM 方式，逆变桥各臂将同步换流，并假定电路初态为 D_1、D_2 和 D_6 导通，换流后的电路终态为 T_4，T_5 和 T_3 导通，即在同一换流点上，A 相有 D_1 向 T_4 换流，B 相有 D_6 向 T_3 换流，C 相有 D_2 向 T_5 换流，保证负载电流连续。即：$i_A>0, i_B<0, i_C<0$，A 相换流过程电路波形如图 7-46 所示。由图可见，整个换流过程由 a 到 h 几个时区组成，每个时区的等效电路分别如图 7-47 所示。

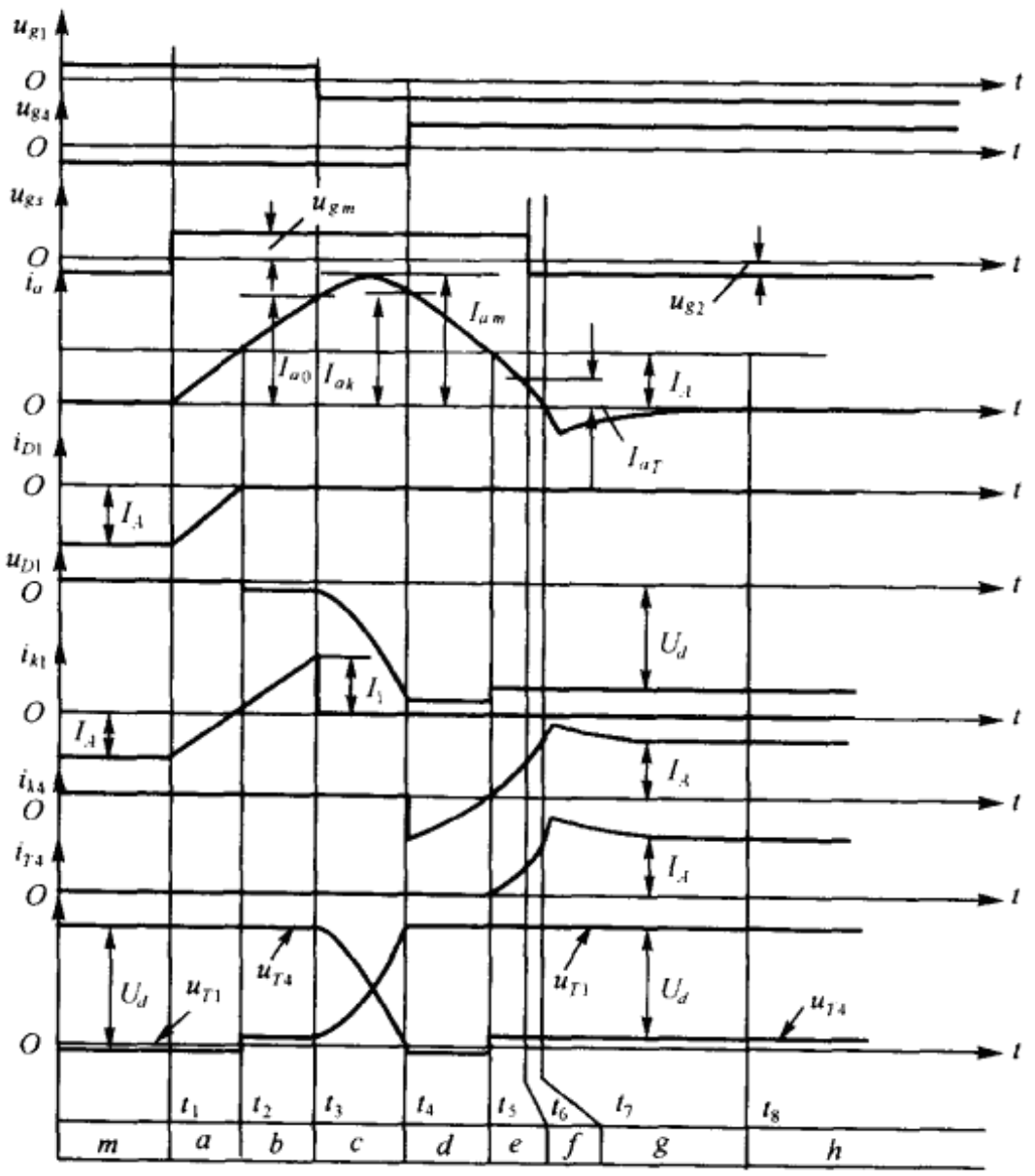


图 7-46 换流过程波形

(1)电路初态(时区 m)：电路有 D_1，D_2 和 D_6 导通，其他器件关断，图 7-46 中有 $i_{D1}=i_{K1}=-i_A=-I_A$(按 i_{K1}所标正方向)，$u_{T1}=0$，$u_{T4}=U_d$，$i_{K4}=0$。A 相有 D_1 处于稳定导通；有源缓冲电路有 D_7、D_{10}和 D_{12}处于正偏，但 $U_{gS}=-U_{g2}T_S$ 处于正向阻断。

(2)D_1 与 T_S 换流期(时区 a)：当 $t=t_1^+$ 时，有 $u_{gS}=U_{gm}$，T_S 相应导通，等效电路如图 7-47

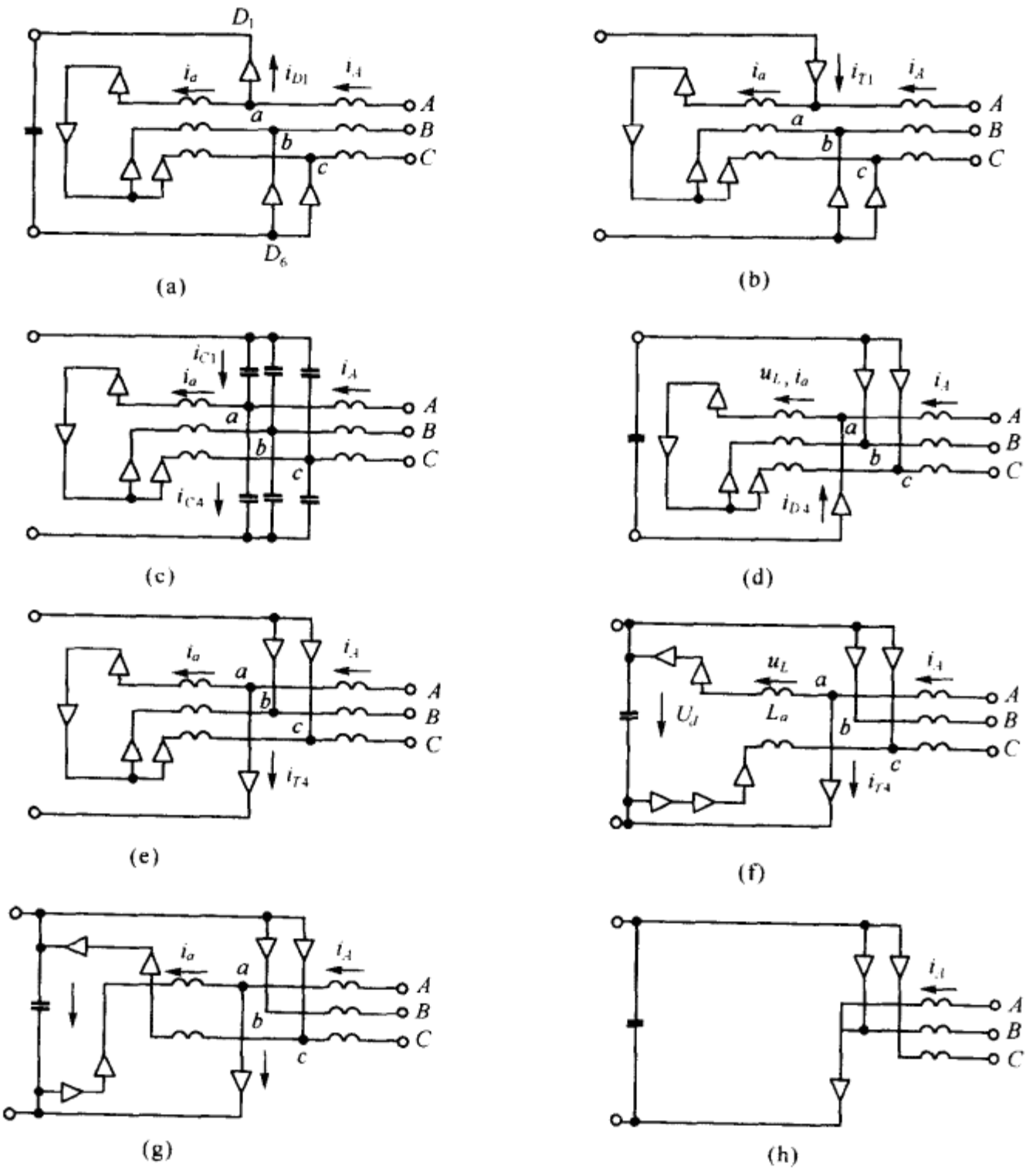


图 7-47　等效电路

(a)所示。由图可见：

$$i_A = I_A = i_{D1} + i_a \tag{7-243}$$

$$2L_S \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} = U_d \tag{7-244}$$

电路初值为

$$i_a(t_1) = 0$$

∴

$$i_a = \frac{U_d}{2L_S} t' \tag{7-245}$$

式中：$t' = t - t_1$。

将式(7-245)代入式(7-243)有

$$I_A = i_{D1} + \frac{U_d}{2L_S} t' \tag{7-246}$$

上式表明，随着 i_a 线性上升，i_{D1}值线性减小，至 $t = t_2$ 时，$i_a = I_A$，$i_{D1} = 0$，D_1 有 ZVZCOFF。

(3)T_1 导通期(时区 b)：当 i_a 继续增长，便超过负载电流 I_A。为了保持电感电流连续，必须有新电流加入。由于 D_1 关断，对 T_1 的反偏箝位作用消失，此外 T_1 栅极早加有正栅压(参见图

7-46)。因此 T_1 便相继导通，此时等效电路如图 7-47(b)所示。由图可见

$$i_a = i_{T1} + i_A = i_{T1} + I_A$$

或

$$i_{T1} = i_a - I_A \tag{7-247}$$

显而易见，T_1 具有 ZVZCON 条件。由于 T_1 导通，L_S 继续充磁，i_a 持续线性增长，这种情况持续至 t_3 为止，此时 $i_a = I_{a0}$，$i_{T1} = I_1$。T_1 导通期 $t_{01} = t_3 - t_2$，为了使二极管 D_1 可靠关断，T_1 导通期应保持为

$$t_{01} > t_{rr} \tag{7-248}$$

式中 t_{rr} 为 D_1 的反向恢复时间。

(4)谐振期(时区 c)：当 $t = t_3^+$ 时，$u_{g1} < 0$，T_1 转为断态(忽略其电流下降时间)，桥上下臂器均处关断状态，等效电路如图 7-47(c)，L_S 与并联电容 C_S 构成振荡电路。在振荡期中，i_a 达其最大值 I_{am}，电容 C_{S1} 充电，其充电电流为 i_{c1}，电容 c_{S4} 放电，其放电电流为 i_{c4}。由图 7-47(c)有

$$I_A + i_{c1} = i_a + i_{c4}$$

求出

$$i_{c1} = \frac{1}{2}(i_a - I_A) \tag{7-249}$$

$$i_{c4} = -\frac{1}{2}(i_a - I_A) \tag{7-250}$$

上式表明，电容充放电流在数值上相等，并为电感电流与负载电流差值之半。由于充电，C_{S1} 端压渐升，由于放电，C_{S4} 端压渐降，并保持：

$$u_{T1} + u_{T4} = U_d$$

当 $t = t_3$ 时

$$i_a = I_{a0} = \frac{U_d t_{02}}{2L_S} \tag{7-251}$$

式中：$t_{02} = t_3 - t_1$。

电容 C_{S1} 充电电流初值为 I_{c10} 为

$$I_{c10} = \frac{1}{2}(I_{a0} - I_A) \tag{7-252}$$

上式表明，负载电流越大，则 I_{c10} 越小，若选择串联电感 L_S 使 I_{a0} 满足：

$$I_{a0} = 2I_{Am} \tag{7-253}$$

式中 I_{Am} 是满载下相电流幅值。由式(7-252)有

$$I_{c10} = \frac{1}{2} I_{Am}$$

若谐振电流 i_a 的幅值 I_{am}(参见图 7-46)与 I_{a0} 相差很小，则可近似视为 C_{S1} 和 C_{S4} 在谐振期以 I_{c10} 和 I_{c40} 恒值充放电，于是 u_{T1} 和 u_{T4} 将呈线性升降，至 $t = t_4$ 时有 $u_{T1} = U_d$，$u_{T4} = 0$。此中经历时间为

$$t_{03} = t_4 - t_3 = \frac{2C_S U_d}{I_{Am}} \tag{7-254}$$

式中

$$C_{S1} = C_{S4} = C_S$$

当 $t = t_4$ 时，$i_a = I_{aK}$。

(5)D_4 导通期(时区 d)：当 $t = t_4^+$ 时，有 $u_{g4} > 0$。如 C_{S1} 继续充电，则 $u_{c1} = u_{T1} > U_d$，D_4 正偏导通，使 T_4 处于反偏并将 u_{T1} 箝在 U_d 电平上，C_{S1} 和 C_{S4} 充放电结束，C_S 中电容移至 D_4 中。等效电路如图 7-47(d)，在节点 a 有

$$i_a = i_{D4} + i_A = i_{D4} + I_A$$

在 $a-b$ 节点间有

$$2L_S \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} = -U_d$$

电路初值

$$i_a(t_4) = I_{aK}$$

解出

$$i_a = I_{aK} - \frac{U_d}{2L_S} t' \tag{7-255}$$

式中

$$t' = t - t_4$$

随着 i_a 下降，i_{D4}也相应下降，至 $t=t_5$ 时，$i_a=I_A$，$i_{D4}=0$，D_4 有 ZVZCOFF。

(6)T_4 导通期(时区 e)：当 $t=t_5$，D_4 关断之后，由于 $u_{g4}>0$，T_4 相继导通(ZVZCON)。等效电路改为图 7-47(e)，但除 i_{K4}反向之外，其他不变。这种情况持续到 $t=t_6$。

(7)馈能期(时区 f)：当 $t=t_6$ 时，B 相串联电感 L_S 中电流 $i_b=0$。由于三相电压不同，尽管有源缓冲电路各相串联电感电流均在 $t=t_1$ 时从零开始，但它们的极性、幅值和过零点均不相同，而 T_S 的栅极控制电压 u_{gS}的宽度由电感电流过零点控制，而且是三相中最先过零的一相电流控制。例如有 i_b 最早在 $t=t_6$ 时过零，相应地有 B 相整流二极管 D_9 关断(ZCOFF)，T_S 关断，尽管 B 相串联电感中储能已下降为零，但 A、C 两相中仍有剩余储能(例如 $i_a>0$)必须设法释放，于是有 D_{14}和 D_{15}反向击穿。等效电路如图 7-47(f)所示，在节点 a 有

$$i_A = I_A = i_a + i_{T4}$$

$$L_S \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} = -U_d$$

电路初值

$$i_a(t_6) = I_{aT}$$

解出

$$i_a = I_{aT} - \frac{U_d}{L_S} t' \tag{7-256}$$

式中：$t' = t - t_6$。

比较式(7-255)(7-256)可知，i_a 的下降率提高一倍，相应地 i_{T4}的上升率也提高一倍。存储在 A 相和 C 相串联电感中的能量分别沿图 7-50(f)所示的闭合回路反馈到直流滤波电容 C_d 中，至 $t=t_7$ 时，$i_a=0$，$i_{T4}=I_A$，T_S、D_7 和 D_{12}有 ZCOFF。

(8)放电期(时区 g)：当 $t=t_7$ 时，A 相 D_4 向 T_4 的换流已经结束，i_a 沿 T_4、D_{15}、D_{16}和 D_8 的闭合回路流过反向电流，由于闭合回路中没有外部电势，因此电流变率很低，直至 $t=t_8$，i_a 才衰减至零，不控器件以 ZCOFF，电路恢复到稳定工作状态；

(9)电路终态(时区 h)：电路中有 T_3、T_5 和 T_4 处于稳定导通，等效电路如图 7-47(h)，$i_A>0$，$i_B<0$，$i_C<0$，有源缓冲电路与主电路脱离。

根据以上分析，电路的特点是：

(1)以一套有源缓冲电路解决分立关断缓冲电路存在的问题，实现三相变流电路的软开关 PWM 变换；

(2)缓冲电路只在主电路功率器件开关状态产生更迭时才与主电路连接，因此平均功率较低又不影响主电路非换流期的 PWM 性质；

(3)由于采用 SVMPWM 方式，有源缓冲电路中的开关管开关次数减小，有利于主电路开关频率的提高；

(4)由于开关管 T_S 的导通宽度很窄，要求有高的开关速度，因此选用 Power MOSFET 比较合适。但是为了实现 ZVS 环境，要求电感电流的峰值(以 A 相为例)I_{am}有：

$$I_{am} \geqslant 2I_{Am}$$

式中 I_{Am}是 A 相最大负载电流。同时，在升压型整流电路中，断态下 T_S 的阻断电压较高，也即 T_s 的瞬时开关容量很大。相应地，有源缓冲电路(含三相整流桥和 T_S)的导通损耗较高。

(二)双有源开关电路

针对单有源开关电路存在的缺点，文献[37]提高一种改进电路如图 7-48 所示。由图可见，采用两个 MOSFET 代替原来的开关管 T_s，用 $D_{13}D_{14}$两个箝位二极管代替原来的稳压管 D_{14}、D_{15}和隔离二极管 D_{13}、D_{16}。电路具有以下特点：

1. 有源开关器件的阻断电压低，图 7-48 中直流分压电容 $C_{d1}=C_{d2}$，有 $U_{d1}=U_{d2}=U_d/2$，这样 T_{S1}和 T_{S2}必须承受的阻断电压仅为原电路 T_S 之半；

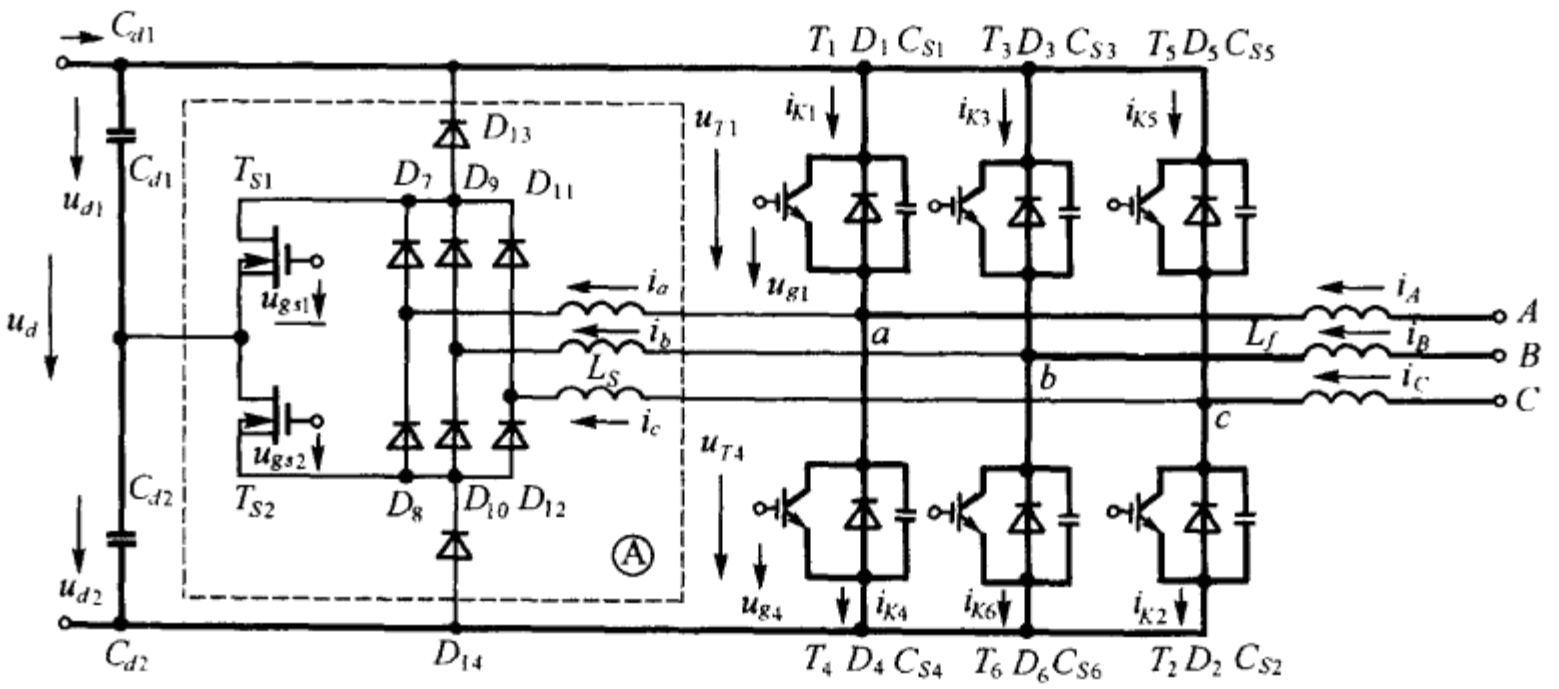


图 7-48 双有源开关电路

2. 电感电流幅值 I_{am}(以 A 相为例)将被限制在略高于相电流幅度 I_{Am}(A 相)，这样变流电路的导通损耗将降低，效率将有所提高。

关于上述电路的工作原理读者可参阅文献[37]。

参考文献

[1]Mohan, Undeland and Robbins. Power Electronics Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons, 1989

[2]B R Nair, P C Sen. Voltage Clamp Circuits for Power MOSFET PWM Inverter, IAS' 84. P797

[3]张立,赵永健. 现代电力电子技术. 北京:科学出版社,1992

[4]T Undeland, et al. A Snubber Configuration for Both Power Transistors and GTO PWM Inverters, PESC'84 P42

[5]A R Hefiner. An Improved Understanding for the Transient Operation of the Power IGBT, PESC'89

[6]F Blaabjerg. Snubbers in PWM-VSI-Inverter, PESC'91, P104

[7]罗文杰. 功率晶体管缓冲网络的原理与设计. 电力电子技术,1993(1),P1

[8]McMurray W. Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters, IEEE-IA-16(4), 1980, P513

[9]解永辉,丁道宏. 一种新型缓冲电路研究. 中国电源学会第 11 届年会论文集,1995

[10]Guichao Hua, et al, Nevel ZVT PWM Converters, PESC'92

[11]G Hua, A New Class of ZVS PWM Converter, High Frequency Power Conversion Conf Pooc 1991, P244

[12]G Hua. Novel ZCT PWM Converters, PESC'93, P538

[13]谢勇. 一种新颖的升压式软开关拓扑. 电力电子技术,1996(3),P48

[14]G Hua, F C Lee. ZVS and ZCS FB PWM Converter for High Power Applications, PESC'94, P102

[15]G Hua, et al. Novel Zero-Current-Transition PWM Converters, PESC'93, P538

[16]G Hua. An Overview of Soft Switching Technigues for PWM Converter, IPEC'94 Beijing

[17]A Ferrari de Souga, et al. A New ZVS-PWM Unity Power Factory Rectifier with Reduced Conduction Losses, PESC'94, P342

[18]P N Enjeti, et al. A High Performance Single Phase AC to DC Rectifier with Input Power Faetor Correction, APEC'93, P190

[19]D C Martins, et al. A Family of DC-DC PWM Converters using a New ZVS Commutation Cell, PESC'93, P524

[20]J A C Pinto, et al. A New Boost Converter using a Non-Dissipative Snubber PESC'96, P397

[21]G Moschopoulos, et al. A ZVS PWM Boost Converter with an Energy Feedforward Auxiliary Circuit, PESC'96, P76

[22]K M Smith, K. M. Semedley. A Comparison of Voltage Mode Soft Switching Methods for PWM Converters, APEC'96, P. 291

[23]Keming Chen, et al. A Soft Switching Active Snubber Optimized for IGBTs in Sin-

gle Switch Unity Power Factor Three-Phase Diode Rectifiers, APEC'94, P. 280.

[24]K Chen, et al. 1.5kW 200kHz DC-DC Converter Optimized for IGBTs, HFPC'91, P265

[25]Eun-Soo Kim, et al. An Improved Soft Switching PWM FB DC/DC Converter for Reducing Conduction Losses, PESC'96, P651

[26]Eun-Soo Kim, et al. An Improved ZVZCS PWM FB DC/DC Converter using Energy Recovery Snubber, APEC'97, P1014

[27]David M. Xu, et al. A Novel Single Phase Active-Clamped PFC Converter, APEC'97, P255

[28]W McMurray. Resonant Snubbers with Auxiliary Switches, IA—29(2),1993.

[29]J S Lai. Practical Design Methodology of Auxiliary Resonant Snubber Inverters, PESC'96, P432

[30]P P Mok, et al. Control Complexities Related to High Power Resonant Inverters, PESC'96, P. 1040

[31]J G Cho, et al. Novel Full Bridge Zero-Voltage-Transition PWM DC—DC Converter for High Power Application, APEC'94, P143

[32]H J Beukes, et al. Performance of the Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter in Converter Based Utility Devies, PESC'96, P1033

[33]J S Lai, et al. A Delta Configured Auxiliary Resonant Snubber Inverter, IEEE IAS'95, P2618

[34]J G Cho, et al. Three Level Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter for High Power Applications, PESC'96, P1019

[35]V Vlatkovic, et al. Soft-Transition Three-Phase PWM Conversion Technology, PESC'94, P79

[36]C Cuadros, et al. Space Vector Modulated, Zero-Voltage Transition Three-Phase to DC Bidirectional Converter, PESC'94, P16

[37]H Mao, et al. Nevol Soft Switching Three-Phase Voltage Source Converters with Reduced Auxiliary Switch Stresses, PESC'96, P443

[38]Cláudio M C Duarte, et al. An Improved Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-DC Converters, PESC'98, P669

[39]林渭勋等. 电力电子技术基础. 北京:机械工业出版社,1990

第八章

控制型软 PWM 电路

第一节　概　　述

所谓控制型软 PWM 技术指在不改变硬开关 PWM 变换主电路拓扑的前提下，依靠控制方法以实现软 PWM 开关的技术，是一种很有发展前途的技术，具有简易和可靠的特点。本章将介绍由各种不同的控制方法所实现的软 PWM 开关，其中侧重于移相控制方法。由于在变换电路中，逆变电路应用最为普遍，故本章以逆变电路作为应用对象。随着中小型计算机的普及应用，数据交换系统和邮电交通事业的发展，对电源装置的要求日增，对其性能、重量、体积、效率和可靠性提出更为严格的要求，以高频链为特征的新型开关电源成为这类电源为代表，在中大功率范围内，单相全桥逆变电路结构具有代表性，因此本章所指的逆变电路也以这种结构为主。

全桥逆变电路 PWM 控制方式可以有图 8-1 所示的几种形式，分别介绍如下。

一、双极性控制方式

双极性控制方式是全桥电路最基本的控制方式，其脉冲分布如图 8-1(a)所示。由图可见，u_{g1}和 u_{g3}同相，u_{g2}和 u_{g4}同相，通过调节脉宽 τ 可调节输出电压基波幅值。在这种控制方式下，桥中功率器件具有硬开关环境，因而存在以下缺点：

1. 由于线路中存在寄生电感，在器件关断时，存储在寄生电感中的能量由于感生高电势使器件承受关断过电压；
2. 硬开关的开关损耗与频率同步增长；
3. 二极管反向恢复产生高电压和电流尖峰；
4. 高的电流上升率和电压上升率产生很高的 EMI；

由于存在上述缺点，这种控制方式的应用已经很少。

二、不齐尾双极性控制方式

从图 8-1(b)可以看出，就脉冲前沿而言，u_{g1}，u_{g3}依然同相，u_{g2}，u_{g4}也一样，但它们的后沿则不同；u_{g1}引前于 u_{g3}一段时间 τ_0，同样，u_{g1}则引前于 u_{g2}相同时间 τ_0。这样由 T_1 和 T_4 组成的桥臂称为引前臂，而 T_2 和 T_3 组成的桥臂则称为滞后臂，由于 T_1 和 T_3 脉冲后沿时序不同，(T_2、T_4 也然)故称为不齐尾双极性方式，也称为有限双极性方式。

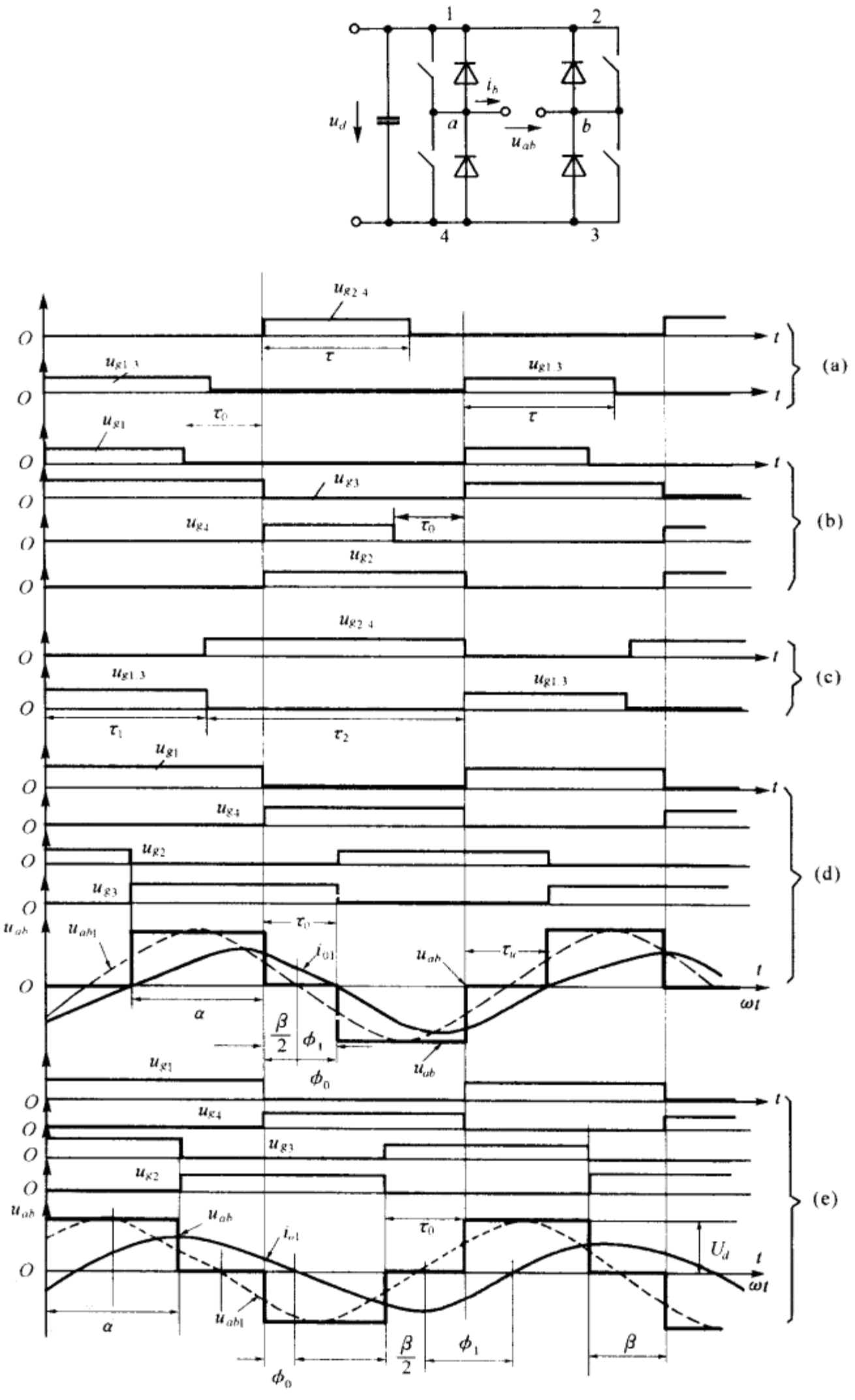


图 8-1 全桥逆变电路的控制方式

(a)双极性方式 (b)不齐尾双极性方式 (c)不对称方式 (d)(e)移相方式

三、不对称控制方式

从图 8-1(c)可见，这种方式与双极性方式相同之处是：桥对角线器件脉冲同相（如 u_{g1} 与 u_{g3}），而桥上下臂器件脉冲相位互补（如 u_{g1} 与 u_{g4}）；与双极性方式不同之处是：$\tau_1<\tau_2$，τ_1 是 u_{g1}，u_{g3} 的脉宽，τ_2 是 u_{g2} 和 u_{g4} 的脉宽，这样输出电压正负半波的时间也不相等。

四、移相控制方式

这种控制方式与双极性方式相同之处是桥上下臂的脉冲相位为互补（u_{g1} 与 u_{g4}，u_{g2} 与 u_{g3}），但桥对角线臂的脉冲时序已不同相。移相控制可以由以下两种脉冲时序实现：

1. 方式一：如图 8-1(d)所示，桥对角线臂脉冲不同相，u_{g1} 和 u_{g4} 分别引前于 u_{g3} 和 u_{g2} 一段时间 τ_0，改变时间 τ_0 即可改变逆变桥输出电压 u_{ab} 的脉宽 α，从而改变其基波幅值 U_{1m}，实现调压的目的。假定电路具有感性负载，基波电流 i_{01} 滞后于基波电压 u_{ab1}，桥中 T_1 和 T_4 组成引前臂，而 T_2 和 T_3 则组成滞后臂。

2. 方式二：如图 8-1(e)所示，桥对角线臂脉冲也不同相，但与方式一不同。u_{g1} 和 u_{g4} 分别滞后于 u_{g3} 和 u_{g2} 各一段时间 τ_0、改变时间 τ_0 也能改变 u_{ab} 的脉宽 α，假定电路也具有感性负载，基波电流 i_{01} 也滞后于输出电压基波 u_{ab1}，桥上下臂 T_1 和 T_4 称为滞后臂，而 T_2 和 T_3 则称为引前臂。

上述两种方式的区别主要在于脉冲时序，虽然 u_{ab} 波形相同，也同样可依借相移调压。但这两种方式的物理性能却不大相同，导致分别应用于不同场合。对于带直流负载的高频链逆变电路，采用方式一，而对于带感应加热负载的谐振逆变电路，则以采用方式二为宜，详细分析见本章第七节。

必须指出，利用上述控制方式实现软开关时，往往还必须附加一些辅助 LC 谐振网络，它们实际上就是上章讨论过的缓冲电路。

*第二节　采用不齐尾双极性控制方式的软开关逆变电路

逆变电路的主电路如图 8-2 所示，该电压源单相桥式电路由 IGBT 组成，带整流负载，单相桥式整流电路由 $D_{R1}\sim D_{R4}$ 组成，为了协助逆变电路实现软开关功能，在主电路中加入虚线框内包含的缓冲电路，它含缓压电容 C_{S1}，C_{S2}，谐振电感 L_S 和反并联二极管 D_1，D_4。这样一来，主电路各桥臂是不对称的：T_1 和 T_4 并联二极管和缓压电容，而 T_2 和 T_3 却什么也没有。相应

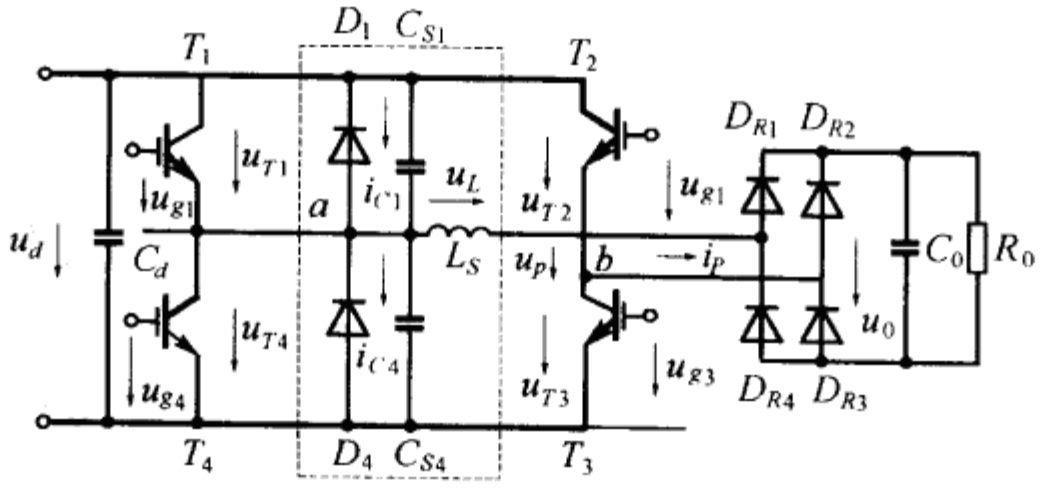


图 8-2　采用不齐尾双极性控制方式的逆变电路

地，桥中各臂的控制信号也并不对称：如图 8-3 所示，u_{g1}和 u_{g4}的脉宽为 τ_1，而 u_{g2}和 u_{g4}的脉宽为 τ_2，显然 $\tau_2>\tau_1$。

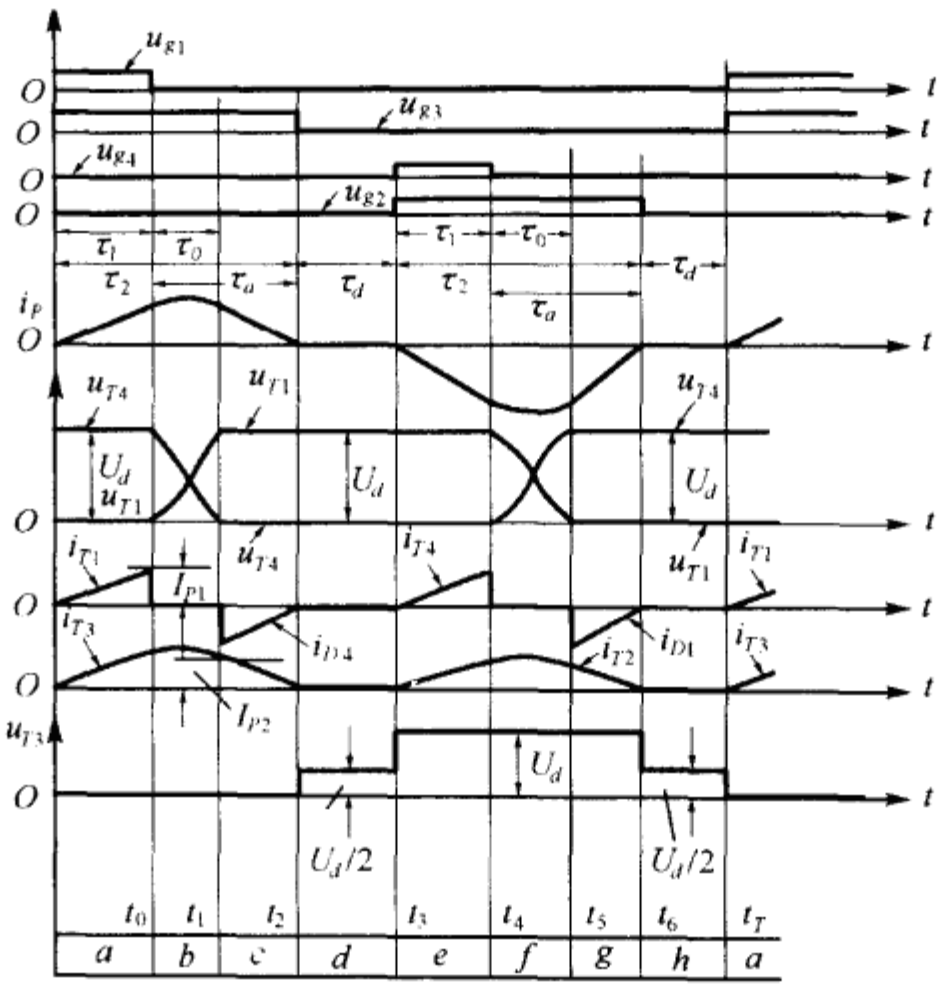


图 8-3 逆变电路的主要波形

因此，桥对角线器件的控制信号同相但不齐尾，有

$$\tau_2-\tau_1=\tau_a \tag{8-1}$$

式中 τ_a 为可调，两组桥对角线控制信号之间的间隔为 τ_d。由此，逆变输出电流 i_P 为断续，也即桥中各臂器件均有 ZCON 环境。

一、电路工作原理分析

为简单，假定电路中各元器件均有理想特性；直流电源为恒压源，输出直流滤波电容 C_0 足够大，输出电压 u_0 的纹波可忽略；电路已进入稳定工作阶段。由图 8-3 可见，一个工作循环由下面时段组成：

1. T_1T_3 导通期（时段 a）：$t=0^-$ 时，$i_{T1}(0)=i_{T3}(0)=0$，$u_{T1}=0$，$u_{T4}(0)=U_d$，$i_L(0)=0$，$u_{T3}(0)=\frac{U_d}{2}$，当 $t=0^+$ 时，有 $u_{g1}>0$，$u_{g3}>0$，而 $u_{g2}=u_{g4}=0$，T_1 和 T_3 受命导通，等效电路如图 8-4(a)所示。T_1 有 ZVZCON，T_3 则有 ZCON，电感 L_S 端压 u_L 可写成

$$u_L=L_S\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=U_d-U_0 \tag{8-2}$$

$$i_P=\frac{U_d-U_0}{L_S}t \tag{8-3}$$

式中 U_0 是直流输出电压平均值。上式表明，输出电流 i_P 线性增长，至 $t=t_0$，$i_P=i_{T1}=I_{P1}$。

2. 谐振期（时段 b）：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g1}=0$，$i_{T1}=0$，T_1 关断，由 C_{S1}，C_{S2}和滤波电感 L_S 组成的振荡电路投入工作，C_{S1}充电而 C_{S2}放电。根据电路状态和初值有

$$i_{C1}=-i_{C4}=\frac{1}{2}i_P$$

$$i_P=\frac{U_d-U_0}{\omega_S L_S}\sin\omega_S t'+I_{P1}\cos\omega_S t' \tag{8-4}$$

$$u_{T1}=U_d(1-\cos\omega_S t')+I_{P1}Z_S\sin\omega_S t' \tag{8-5}$$

$$u_{T4}=U_d-u_{T1}=U_d\cos\omega_S t'-I_{P1}Z_S\sin\omega_S t' \tag{8-6}$$

式中：$\omega_S=\frac{1}{\sqrt{L_S C_S}}$，$Z_S=\sqrt{L_S/C_S}$；$C_S=C_{S1}+C_{S2}=2C_{S1}$，$C_{S1}=C_{S2}$；$t'=t-t_0$。

当 $t=t_1$ 时，$u_{T1}=U_d$，$u_{T4}=0$，C_{S1}和 C_{S2}的充放电过程结束，由于 C_{S1}的作用，T_1 有 ZVOFF。

3. D_4 导通期(时段 c)：当 $t=t_1^+$ 时，D_4 正偏，并有 ZVON，等效电路如图 8-4(c)所示。$i_P(t_1)=i_{T3}(t_1)=I_{P2}$，$u_P=u_{T4}-u_{T3}=0$，存储在 L_S 中的能量释放出来维持负载电流且有

$$u_L=L_S\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=-U_0$$

电路初值是

$$i_P(t_1)=I_{P2}$$

$$i_P=I_{P2}-\frac{U_0}{L_S}t' \tag{8-7}$$

式中：$t'=t-t_1$。

当 $t=t_2$ 时，$i_P(t_2)=0$，$i_{T3}(t_2)=i_{D4}(t_2)=0$，$L_S$ 中的储能全部释放。

$$t_2-t_1=\tau_a-\tau_0=\frac{I_{P2}L_S}{U_0} \tag{8-8}$$

当 $t=t_2^+$ 时，$u_{g3}=0$，T_3 有 ZCOFF，D_4 也有 ZCOFF。

4. 间歇期(时段 d)：在本时段中，$u_{g1}=u_{g2}=u_{g3}=u_{g4}=0$，$u_{T4}=0$，$u_{T1}=U_d$，桥中所有的器件均处于关断，直流电源中断向逆变电路输送电能，而逆变桥中 L_S 中的储能也已耗尽。等效电路如图 8-4(d)所示，由于逆变桥无法向负载提供能量，二极管 $D_{R1}\sim D_{R4}$截止，负载电流由滤波电容 C_0 释放电能维持，整流电路与逆变桥脱离联系，$u_{T2}=u_{T3}=\frac{U_d}{2}$，$T_2$ 和 T_3 处于正向阻断。

5. T_2 和 T_4 导通期(时段 e)：当 $t=t_3^+$ 时，$u_{g2}>0$，$u_{g4}>0$，$u_{g1}=u_{g3}=0$，T_2 和 T_4 受命导通，i_{T2}和 i_{T4}开始从零线性增长，$i_P<0$，情况与时段 a 相似，只不过是桥另一对角线器件导通，输出电流 i_P 反向。等效电路如图 8-4(e)所示，此时 $u_{ab}=-U_d$，整流电路 D_{R2}和 D_{R4}导通，L_S 端压 u_L 可写成

$$u_L=L_S\frac{\mathrm{d}i_0}{\mathrm{d}t}=U_0-U_d$$

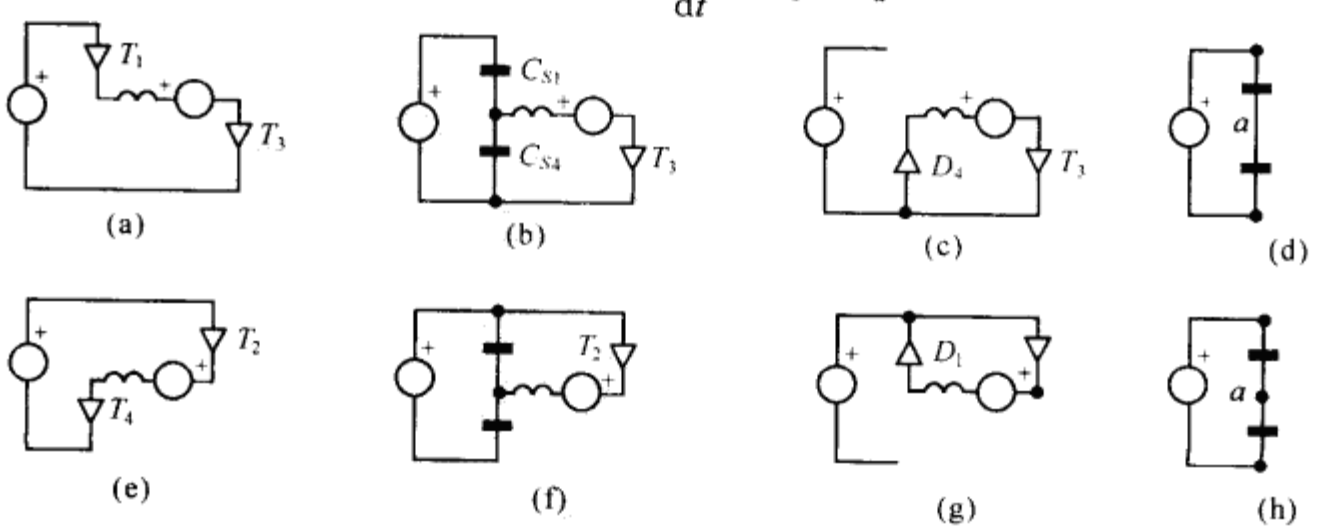


图 8-4　等效电路

$$i_P=\frac{U_0-U_d}{L_s}t'=-\frac{(U_d-U_0)}{L_S}t' \tag{8-9}$$

式(8-9)表明，i_P 反向线性增长，情况与前相仿，其他时段分析从略。

二、电路特点

1. 由于控制方式和缓冲电路的作用，使逆变桥中各功率器件具有软开关环境，如表 8-1。

表 8-1

	$T_{1,4}$	$T_{2,3}$	$D_{1,4}$
ON	ZVZC	ZC	ZV
OFF	ZV	ZC	ZVZC

为了保证表 8-1 的开关环境，需要依靠：

(1)合理安排控制信号的时序：图 8-3 中在两组栅极控制信号之间安插了死区 τ_d，这是为了保证桥对角线两臂器件均有 ZCON；

(2)合理选择电路参数：电感 L_S 在本电路既是输出滤波电感，而在换流过程中又兼起谐振电感，在选择该电感时须要仔细折衷，因为从确保在轻载下 T_1T_4 能实现 ZVS，必须增大 L_S，但 L_S 太大就会限制 i_P 的变化速度，使 i_P 下降到零的时间增长，从而限制逆变桥开关频率的提高。

2. 功率器件的电压应力很低：图 8-3 表明，各器件最高承受电压为 U_d。

3. 缓冲电路正好消除器件结电容和电路寄生电感的不良影响。

4. 电路参数不易优化，例如电感 L_S。

5. 电路工作于电流断续模式(DCM)，电流脉动很大，对输出滤波电容要求很高。

三、改进电路

文献[2][7]提出图 8-5 所示的改进电路。与图 8-2 比较，主电路虚线框中少了二极管 D_1 和 D_4，图中所展示的波形相当于图 8-2 中 $t_3\sim t_6$ 时段。以下简要说明新电路的工作过程。

1. 电路初态(时段 a)：T_1T_3 关断，T_4T_2 导通，$u_{T1}=U_d$，$u_{T4}=0$，$i_{T1}=0$，$i_P=-I_{P1}$，等效电路如图 8-5(a)。

2. 谐振期(时段 b)：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g4}=0$，T_4 关断，C_{S1} 和 C_{S2} 与 L_S 组成的振荡电路投入工作，等效电路如图 8-5(b)，至 $t=t_1$ 时，$u_{T4}=U_d$，$u_{T1}=0$，$i_P=-I_{P2}$，$u_{ab}=0$。

3. 过充电期(时段 c)：由于 T_1 和 T_4 均无反并联二极管，因此 C_{S1} 继续被充电，C_{S2} 继续放电，以至 $u_{c1}>U_d$，$u_{c4}<0$，等效电路如图 8-5(c)。由于在本电路中，L_S 仅作为谐振电感，而滤波电感 $L_0\gg L_S$，因此当 $u_{ab}=0$ 时，L_S 中存储的能量不足以维持负载电流，存储在 L_0 中的能量沿负载和 D_{R1} 和 D_{R2} 续流，$u_S=0$，$u_P=0$。

4. T_4 反向雪崩击穿期(时段 d)：当 $t=t_2^+$ 时，$u_{T4}=U_d+U_B$，$u_{T1}=-U_B$，T_1 反向雪崩击穿，U_B 是反向击穿电压，此时 T_1 类似一支稳压二极管，等效电路如图 8-5(d)。由图可见，L_S 端压 $u_L=+U_B$，i_P 线性上升，相应 T_1 也流过反向电流，其作用宛如反并二极管 D_1(参见图 8-3 时段 g)。

5. 反向抽流期(时段 e)：当 i_P 重新正向流动时，由等效电路(e)可见，对 T_2 形成反向抽流，使 T_2 的存储电荷迅速减小，从而保证 T_2 无尾流关断，实现 ZCOFF。

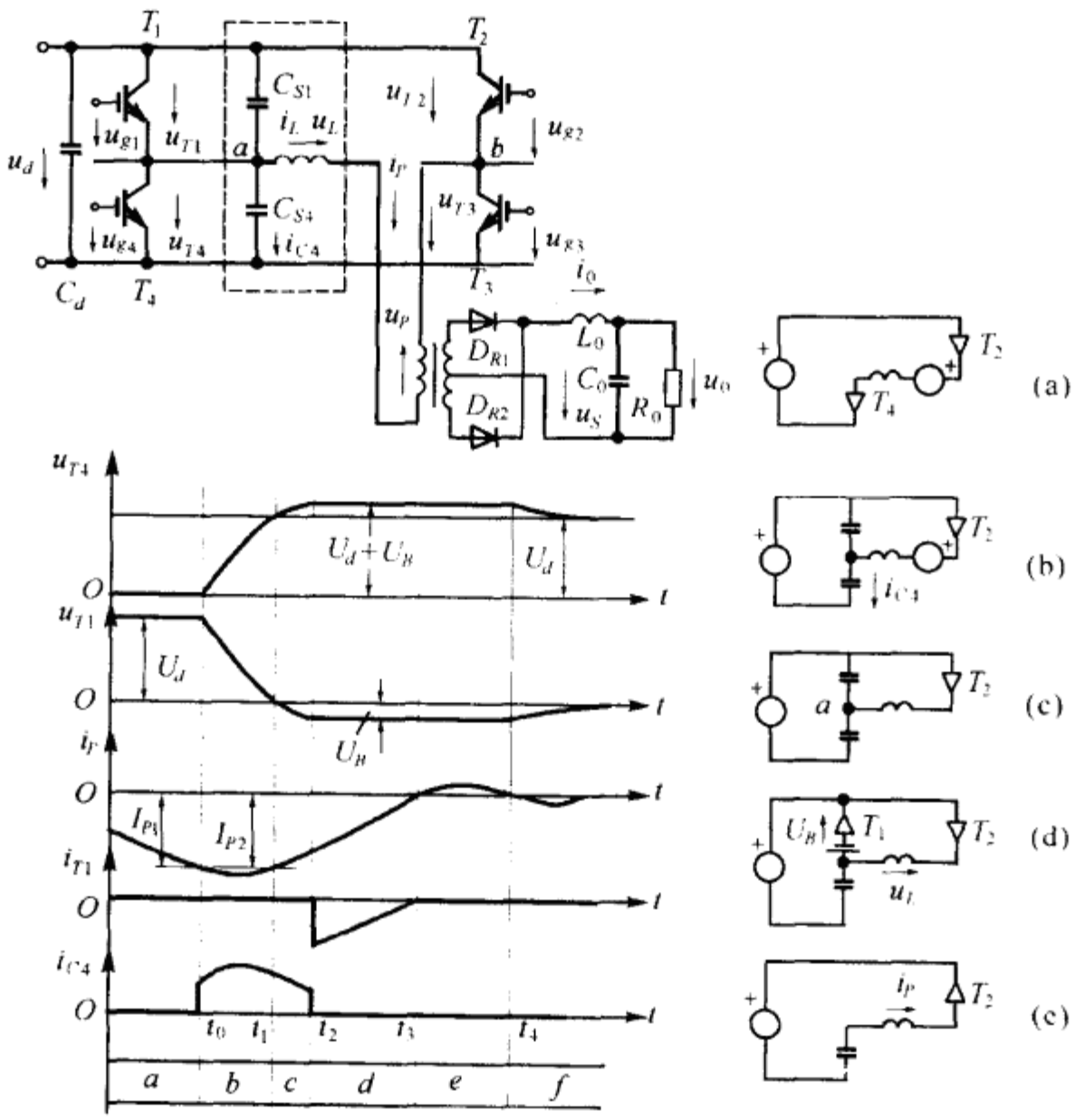


图 8-5　改进电路

四、改进电路的特点

电路省去反并联二极管，而且减小 IGBT 的拖尾电流，从而减小 IGBT 的关断损耗，提高电路的开关频率，但同时却增加 T_1 和 T_4 的损耗，因为 L_S 中存储的能量将消耗在反向击穿的 IGBT 中。另外在空载及轻载情况下，L_S 中的能量太小并不足以使 C_{S1} 和 C_{S2} 放电到零，从而使 T_1 和 T_4 丧失 ZVS 环境。

*第三节　采用不对称控制方式的软开关逆变电路[3]

电压源单相逆变电路如图 8-6 所示，变压器输出，带直流负载，采用不对称控制方式，桥中各臂栅极信号时序分布如图 8-7 所示。由图可见，$\tau_2-\tau_1=\Delta\tau$，其中 τ_1 是 u_{g1} 和 u_{g3} 的脉宽，τ_2 是 u_{g2} 和 u_{g1} 的脉宽，$\tau_2>\tau_1$，$\Delta\tau>0$，为了协助逆变电路实现 ZVS，根据不对称控制方式的特点。在图 8-6 主电路中加入虚线框内的元器件，其中 $C_{S1}\sim C_{S4}$ 依然是缓压电容，构成分立式无源关断缓冲电路，L_S 是谐振电感，由于 τ_1 和 τ_2 不相等，逆变桥输出电压的正负半波不相等，包含直流分量，为了防止变压器直流磁化，加入隔直电容 C_b。例如当 $\tau_2>\tau_1$，$\Delta\tau>0$，按图 8-6 正方向，应有 $u_{cb}=-U_{cb}$，U_{cb} 是 u_{cb} 的平均值，它与 $\Delta\tau$ 的大小和极性有关。为了避免 C_b 电荷积累使 u_{cb} 过度升高，在变压器原边并联洩流电感 L_b（或称平衡电感）。用以洩放 U_{cb} 所产生的直流不平衡电流，为了阻塞交流电流，L_b 不能太小。

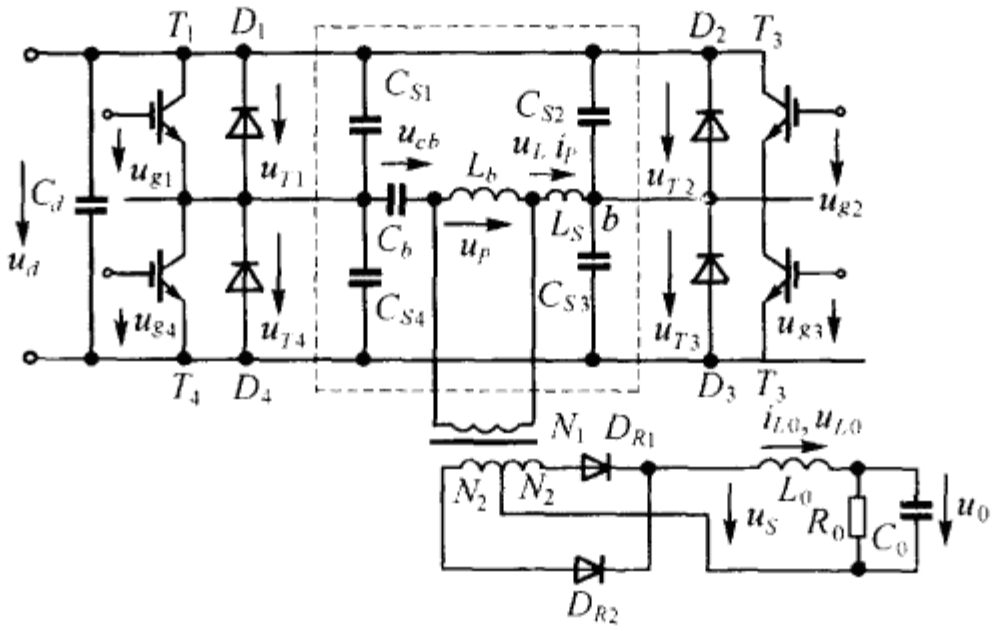


图 8-6 采用不对称控制方式的单相逆变电路

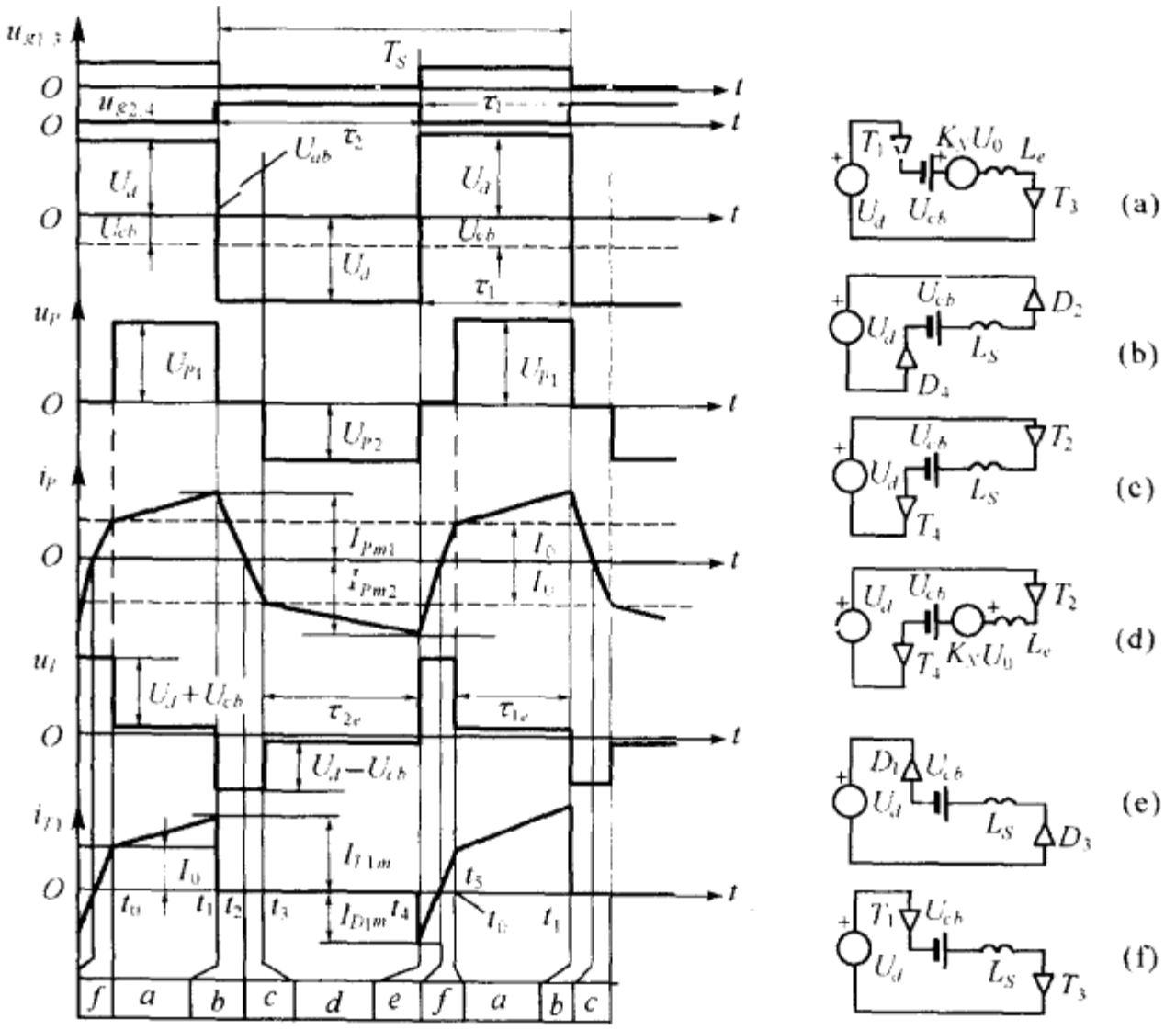


图 8-7 主要波形及等效电路

一、电路工作原理分析

为了简化分析，假定逆变电路中各元器件具有理想特性；电路已进入稳定工作阶段；逆变输入滤波电容 C_d 足够大，可认为 U_d 为恒压源；直流输出滤波电容 C_0 足够大，输出电压 U_0 的纹波可忽略不计；隔直电容端压 u_{cb}的纹波被忽略不计；不考虑缓压电容 C_S 在器件关断时的作用。

由图 8-7 所示电路主要波形可见，逆变桥一个开关周期由以下时段组成：

1. T_1 和 T_3 导通期(时段 a)：在本时段中 $u_{g1,3}>0$，$u_{g2,4}=0$，T_1 和 T_3 稳定导通，电路的初值

是 $i_P(t_0)=I_0$，$u_{ab}=U_d$，$i_{T1}(t_0)=i_{T3}(t_0)=I_0$，$u_{cb}=-U_{cb}$，$I_{L0}$是整流电路输出电流平均值，其变压器原边折算值为 I_0，等效电路如图 8-7(a)所示。根据电路的状态和初值有

$$\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=\frac{U_d+U_{cb}-K_NU_0}{L_e} \tag{8-10}$$

$$i_P=i_{T1,3}=I_0+\frac{U_d+U_{cb}-K_NU_0}{L_e}t' \tag{8-11}$$

式中

$$t'=t-t_0,\ i_P(t_0)=I_0$$

$$L_e=L_S+K_N^2L_0,\ K_N=\frac{N_1}{N_2}$$

N_1 是变压器原绕组匝数，N_2 是付绕组匝数，K_N 是变比，U_0 是输出端直流电压平均值，K_NU_0 是直流负载电压折算到变压器原边的电压值，$K_N^2L_0$ 是负载电感折算到变压器原边的电感值。在本时段中，由于 $u_{ab}>0$，$u_P>0$，$i_P>I_0$，使整流电路中 D_{R1} 导通(D_{R2}相应关断)。原边等效电感 L_e 是 L_S 和 $K_N^2L_0$ 的串联值。式(8-11)表明，i_P 随时间线性上升，至 $t=t_1$ 时，$i_P=I_{Pm1}$。

2. D_2 和 D_4 导通期(时段 b)：当 $t=t_1^+$ 时，$u_{g1,3}=0$，$u_{g2,4}>0$，T_1 和 T_3 相应关断，由于 C_{S1}和 C_{S3}的作用，T_1 和 T_3 有 ZVS(图 8-7 并未画出)。为了维持输出电流 i_P 连续，D_2 和 D_4 相应正偏导通(D_2 和 D_4 有 ZVON，由于 C_{S1}充电和 C_{S4}放电到零)，等效电路如图 8-7(b)所示。由于 D_2 和 D_4 导通，逆变桥输出电压 $u_{ab}=-U_d$ 而 $i_P>0$ 可知，逆变输出功率 $p_0=u_{ab}i_P<0$，也即逆变桥向直流电源反馈能量。由于整流电路单向能量传输特性，在本时段中负载能量不可能经由整流器和逆变桥反馈到直流电源。与此同时，直流电源自然也无法向整流电路输送电能，为了维持负载电流，存储在滤波电感 L_0 中的能量释放出来($u_{L0}<0$)沿 R_0，D_{R1}和 D_{R2}形成闭合回路，也即变压付绕组短路，$u_S=u_P=0$，逆变桥与整流器之间没有能量流传。于是，根据上述假定逆变桥中只有存储在 L_S 中的能量回馈到 C_d 中。根据上述电路状态和初值有

$$\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=-\frac{(U_d-U_{cb})}{L_S} \tag{8-12}$$

$$i_P=I_{Pm1}-\frac{(U_d-U_{cb})}{L_S}t' \tag{8-13}$$

式(8-13)表明，i_P 迅速下降，当 $t=t_2$ 时，$i_P=0$，L_S 中的能量完全释放出来，相应 $i_{D2}=i_{D4}=0$，D_2 和 D_4 有 ZCZVOFF，式中 $t'=t-t_1$。

3. T_2 和 T_4 导通期(时段 c)：由于 $u_{g2}>0$，$u_{g4}>0$，当 $t=t_2^+$ 时，T_2 和 T_4 在 D_2、D_4 关断之后相继有 ZVZCON，等效电如图 8-7(c)所示。i_P 从零反向线性增长，但其数值小于负载电流 I_0，因而整流电路仍然处于续流状态，$u_P=u_S=0$，直流电源经 T_2 和 T_4 向逆变桥输送的能量存储在 L_s 中，这一状态将持续到 $t=t_3$ 时为止。在本时段中，$\mathrm{d}i_P/\mathrm{d}t$ 和 i_P 的表达式与式(8-12)(8-13)相同，只有时间 $t=t_3$ 时，$i_P(t_3)=-I_0$。

4. D_{R2}导通期(时段 d)：当 $t=t_3^+$ 时，$i_P>I_0$，整流电路中二极管 D_{R2}导通，负载电流改由逆变电路供应，L_0 续流期结束，等效电路和如图 8-7(d)。图中 K_NU_0 与 L_e 的值与时段 a 相同，由 $i_P(t_3)=-I_0$，有

$$\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=-\frac{(U_d+U_{cb}-K_NU_0)}{L_e} \tag{8-14}$$

$$i_P=-\left(I_0+\frac{U_d+U_{cb}-K_NU_0}{L_e}t'\right) \tag{8-15}$$

式中 $t'=t-t_3$。式(8-15)表明，i_P 的变率远低于时段 c，因为 $L_e\gg L_S$，至 $t=t_4$，$i_P=-I_{Pm2}$。

5. D_1 和 D_3 导通期(时段 e)：当 $t=t_4^+$ 时，$u_{g2}=u_{g4}=0$，$u_{g1}>0$，$u_{g3}>0$，为了维持 i_P 的连续，D_1 和 D_3 正偏，并有 ZVON(由于 C_{S1} 和 C_{S3} 已放电到零，图中未画出)，等效电路如图 8-7(e)所示。逆变电路再次向直流电源回馈能量，整流电路再次由 L_0 续流，$u_S=u_P=0$。根据电路的状态和初值有

$$\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=\frac{U_d+U_{cb}}{L_S}$$

$$i_P=-I_{Pm2}+\frac{(U_d+U_{cb})}{L_S}t' \tag{8-16}$$

由于 $L_S \ll L_c$，i_P 迅速线性上升，至 $t=t_5$，$i_P=0$，D_1 和 D_3 有 ZCOFF。

6. T_1 和 T_3 导通期(时段 f)：当 $t=t_5^+$ 时，T_1 和 T_3 在 D_1、D_3 关断后相继导通，i_P 反向并线性上升，直至 $t=t_0$，$i_P=I_0$，完成一个周期。

二、电路特点

1. 依藉控制方式和附加元件，使逆变桥各功率器件具有 ZVS 环境，开关损耗得以相应减低。

2. 直流输入电流为脉动电流，谐波含量较少，因而有利于滤波电容的选择。

3. 为了防止变压器直流磁化需要加入 C_b 和 L_b，而且 $\Delta\tau$ 越大，U_{cb} 越高，L_b 中损耗也越大。

4. 存在占空比丢失。所谓占空比丢失是指逆变电路在再现控制信息过程中，由于电路的原因使输出信号脉宽与输入信号脉宽间产生变异。如图 8-7 中，u_{g2} 的脉宽为 τ_2，而最后作为逆变电路产出电压 u_P 的脉宽为 τ_{2e}，如原占空比为

$$D=\frac{\tau_2}{T_S}$$

有效占空比为

$$D_e=\frac{\tau_{2e}}{T_S}$$

$\tau_{2e}<\tau_2$，$D_e<D$。由于占空比丢失，逆变电路向负载传送能量的时间减少，输出端平均电压 U_0 下降，为了维持相同功率所需的平均电流 I_0 上升；由于占空比丢失，输出电压纹波增加，从而增大直流输出滤波器负担；占空比的丢失还相对缩小电路占空比的调节范围。由于存在上述问题，希望尽量减少占空比丢失。

第四节 采用移相控制方式的软开关逆变电路

电压源单相逆变电路如图 8-8 所示，变压器输出，带直流负载，整流电路采用推挽式电路(也称零式电路)。主电路采用移相控制方式，桥中各臂栅极信号时序分布如图 8-9 所示，T_1T_4 控制栅压在相位上互补，但 u_{g1} 与 u_{g4} 之间插入死区 τ_0；同理 T_2 和 T_3 的栅压也然。众所周知，在普通方波逆变桥中，u_{g1} 与 u_{g3} 应同相(u_{g2} 和 u_{g4} 也然)，但在图 8-9 中，u_{g3} 在时序上滞后于 u_{g1} 一段时间 τ，同样 u_{g2} 也滞后于 u_{g4}。这样，桥臂 T_1 和 T_4 称为引前臂，而 T_2 和 T_3 称为滞后臂。

为了协助逆变电路实现 ZVS，在图 8-8 主电路中加入虚线框内的元件，其中 $C_{s1}\sim C_{s4}$ 是缓压电容，L_S 是谐振电感。

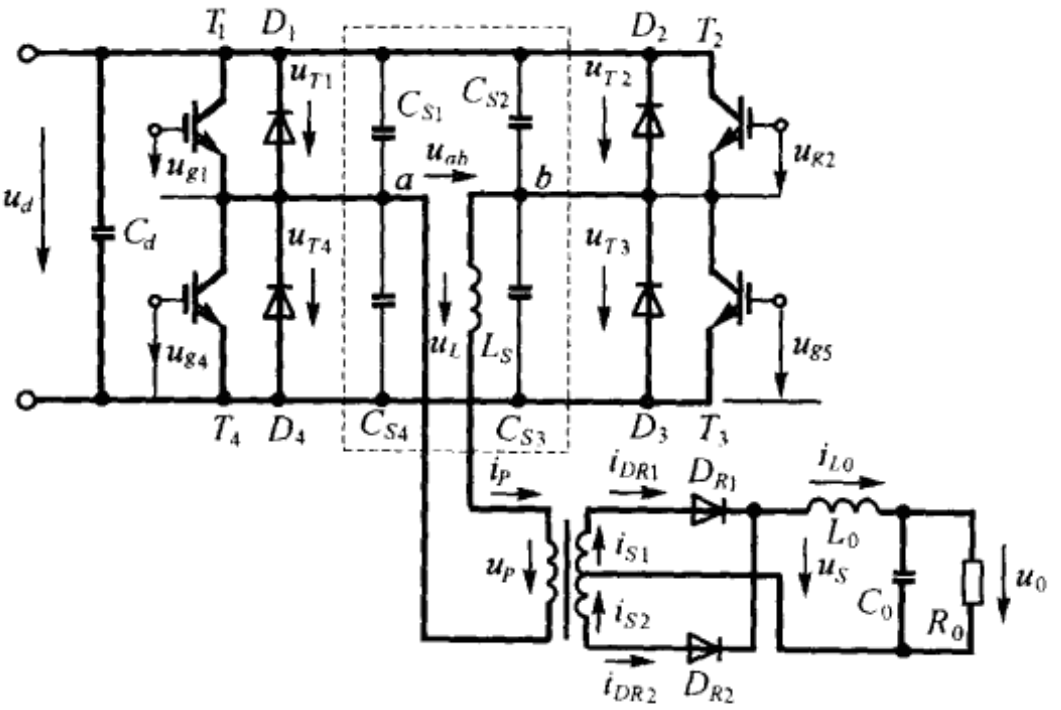


图 8-8　采用移相控制方式的逆变电路

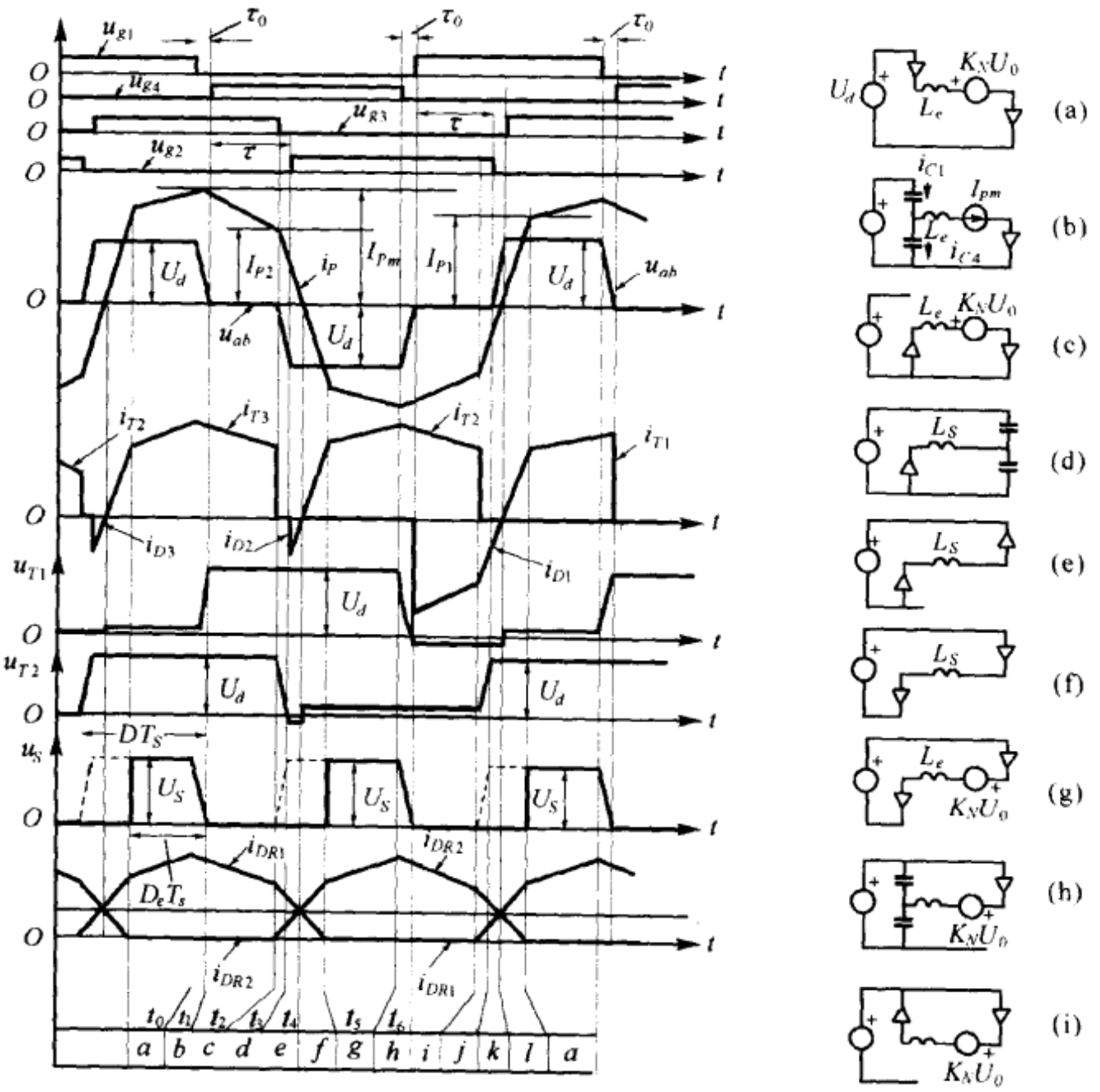


图 8-9　主要波形及等效电路

一、电路工作原理分析

为了简化分析，作和上节相同的假定，图 8-9 画出电路的主要波形。由图可见，逆变电路的一个开关周期包含以下时段：

1. T_1T_3 导通期（时段 a）：在本时段中有：$u_{g2}=u_{g4}=0$，$u_{g1}=u_{g3}=U_{gm}$，于是 T_1 和 T_3 导通，等效电路如图 8-9(a)。逆变桥输出电压 $u_{ab}=U_d$，整流电路中有 D_{R1} 导通，直流输出滤波电感 L_0 的端压 u_{L0} 可表为

$$u_{L0}=\frac{U_d}{K_N}-U_0=L_0\frac{\mathrm{d}i_{L0}}{\mathrm{d}t}$$

式中 K_N 是变压器变比，为简单，将时间零点移至本时段起点，输出电流 i_{L0} 可表为

$$i_{L0}=I_{L0}+\frac{U_d-K_NU_0}{K_NL_0}t \tag{8-17}$$

折算到变压器一次侧绕组电流 i_P 为

$$i_P=\frac{i_{L0}}{K_N}=\frac{I_{L0}}{K_N}+\frac{U_d-K_NU_0}{K_N^2L_0}t=I_{P1}+\frac{U_d-K_NU_0}{L_e}t \tag{8-18}$$

式中 I_{L0} 和 I_{P1} 分别是 i_{L0} 和 i_P 在本时段的初值，L_e 是等效电感。

$$L_e=K_N^2L_0+L_S\approx K_N^2L_0\big|_{L_S\ll K_N^2L_0} \tag{8-19}$$

式(8-18)表明，i_P 随时间线性上升，当 $t=t_0$ 时，有

$$i_P=i_{T1}=i_{T3}=I_{Pm}$$

2. C_S 充放电期（时段 b）：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 中电流移到 C_{S1} 中，由 C_{S1}、C_{S2} 和 L_S 组成的振荡电路投入工作，C_{S1} 充电而 C_{S4} 放电，等效电路如图 8-9(b)所示。电路初值是 $u_{T1}=0$，$u_{T4}=U_d$，$i_P=I_{Pm}$。由于 L_S 和滤波电感 L_0 相串联，而 C_{S1}、C_{S4} 充放电的过程十分短促，因此可近似认为 i_P 为恒值。根据：

$$u_{T1}+u_{T4}=U_d \tag{8-20}$$

$$i_{C1}-i_{C4}=i_P=I_{Pm} \tag{8-21}$$

$$i_{C1}=C_{S1}\frac{\mathrm{d}u_{T1}}{\mathrm{d}t} \tag{8-22}$$

$$i_{C4}=C_{S4}\frac{\mathrm{d}u_{T4}}{\mathrm{d}t} \tag{8-23}$$

解出

$$i_{C1}=-i_{C4}=\frac{1}{2}I_{Pm} \tag{8-24}$$

$$u_{T1}=\frac{I_{Pm}}{2C_{S1}}t' \tag{8-25}$$

$$u_{T4}=U_d-u_{T1}=U_d-\frac{I_{Pm}}{2C_{S1}}t' \tag{8-26}$$

式中：$t'=t-t_0$；$C_{S1}=C_{S4}=\frac{C_S}{2}$。

式(8-25)(8-26)表明，u_{T1} 线性上升而 u_{T4} 则线性下降，至 $t=t_1$ 时，$u_{T1}=U_d$，$u_{T4}=0$。

3. 环流期（时段 c）：当 $t=t_1^+$ 时，D_4 正偏导通(ZVON)，等效电路如图 8-9(c)所示。直流电源中断对逆变电路的电能供给，由于 T_3 和 D_4 同时导通，输出电压 $u_{ab}=0$，逆变器流过内部循环电流，用以维持负载所需的电流。由于 $u_{ab}=0$，整流电路电压 $u_S=0$，直流输出滤波电感 L_0 的端压 u_L 可表为

$$u_{L0}=-U_0=L_0\frac{\mathrm{d}i_{L0}}{\mathrm{d}t}$$

由于 $i_{L0}(t_1)=I_{Pm}K_N$，输出电流 i_0 可写成

$$i_{L0}=K_NI_{Pm}-\frac{U_0}{L_0}t' \tag{8-27}$$

式中：$t'=t-t_1$。

由于 $i_{L0}(t_1)=K_NI_{Pm}>I_{L0}$，因此尽管 $u_S=0$，存储在 L_0 中的能量仍沿 R_0、D_{R1}闭合回路释放出来，以维持负载电流的连续。这时，整流电路与逆变电路之间宛如由一个电流互感器联系着。当滤波电感 L_0 流过电流 i_{L0}时，折算到变压器原边电流是

$$i_P=\frac{i_{L0}}{K_N}=I_{Pm}-\frac{U_0}{K_NL_0}t' \tag{8-28}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=\frac{-U_0}{K_NL_0} \tag{8-29}$$

式(8-28)表明，i_P 线性下降，当 $t=t_2$ 时，$i_P=I_{p2}$，输出电流已降至负载所需的最低值。

4. 谐振期(时段 d)：当 $t=t_2^+$ 时，$u_{g3}=0$，T_3 关断，T_3 中电流移入 C_{S3}中，由 C_{S2}、C_{S3}和 L_S 组成的谐振电路投入工作，等效电路如图 8-9(d)所示。由于原边电流将对 C_{S3}和 C_{S2}充放电，将进一步减小，这将无法满足负载电流需要，因此整流电路中二极管 D_{R2}也开始导通，付边绕组开始流过 i_{S2}。由图 8-8 有

$$i_{S1}=i_{DR1},i_{S2}=-i_{DR2} \tag{8-30}$$

$$i_{DR1}+i_{DR2}=i_{L0} \tag{8-31}$$

$$i_{S1}+i_{S2}=K_Ni_P \tag{8-32}$$

解上式组可得

$$i_{DR1}=\frac{1}{2}(i_{L0}+K_Ni_P) \tag{8-33}$$

$$i_{DR2}=\frac{1}{2}(i_{L0}-K_Ni_P) \tag{8-34}$$

由于 D_{R1}和 D_{R2}同时导通，$u_S=0$，根据电路初值有

$$i_{L0}=K_NI_{P2}-\frac{U_0}{L_0}t' \tag{8-35}$$

式中 $t'=t-t_2$。式(8-35)表明，i_{L0}将随时间线性下降，而在 $i_P>0$ 区间，由式(8-33)和(8-34)将有 $i_{DR1}>i_{DR2}$；相反，在 $i_P<0$ 区间，将有 $i_{DR1}<i_{DR2}$，在变压器付边，由于同时流过 i_{S1}和 i_{S2}，其合成安匝数为零，故原边绕组电压 $u_P=0$。因此，主电路变压器原边绕组侧的等效电路如图 8-9(d)，电路的初值是

$$u_{T2}=U_d,u_{T3}=0,i_P=I_{P2},C_{S1}=C_{S2}=\frac{C_S}{2}$$

根据电路的状态和初值有

$$i_{c2}=-i_{c3}=\frac{1}{2}i_P \tag{8-36}$$

$$i_P=I_{P2}\cos\omega_St' \tag{8-37}$$

$$u_{T3}=I_{p2}Z_S\sin\omega_St' \tag{8-38}$$

$$u_{T2}=U_d-u_{T3}=U_d-I_{P2}Z_S\sin\omega_St' \tag{8-39}$$

式中：$\omega_S=\frac{1}{\sqrt{L_SC_S}}$；$Z_S=\sqrt{\frac{L_S}{C_S}}$；$t'=t-t_2$。

当 $t=t_3$，$u_{T2}=0$，由式(8-39)有

$$t_3-t_2=t_{01}=\frac{1}{\omega_S}\arcsin\frac{U_d}{I_{P2}Z_S} \tag{8-40}$$

为了保证 T_2 有 ZVON，应保证

$$t_{01}<\tau_0 \tag{8-41}$$

式中 τ_0 是 u_{g2}与 u_{g3}之间的死区时间。

5. D_2 和 D_4 导通期(时段 e)：当 $t=t_3^+$ 时，D_2 正偏并有 ZVON，同时有 $u_{g2}>0$，由于 D_2 导通，T_2 便只能处于反向阻断，等效电路如图 8-9(e)，由于 D_2 和 D_4 导通，逆变桥输出电压 $u_{ab}=-U_d$，而 $i_P(t_3)>0$，可见逆变输出功率 $p_0=u_{ab}i_P<0$，也即逆变桥向直流电源反馈能量。而整流桥的情况与时段 d 相同，由于付边两个绕组串联的二极管 D_{R1}和 D_{R2}同时导通，因此变压器付边绕组电压为零。原边绕组电压也为零，这便形成图 8-9(e)的等效电路。由图可见，直流电压加到谐振电感 L_S 两端。即

$$u_L=L_S\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=-U_d \tag{8-42}$$

$$i_P=I_{P3}-\frac{U_d}{L_S}t' \tag{8-43}$$

式中 I_{P3}是 i_P 的初值，$i_P(t_3)=I_{P3}$，$t'=t-t_3$。式(8-43)表明，i_P 线性下降，也即 i_{D2}线性上升。至 $t=t_4$ 时，$i_P=i_{D2}=i_{D4}=0$，D_2 和 D_4 有 ZVZCOFF。

$$t_{02}=t_4-t_3=\frac{I_{P3}L_S}{U_d} \tag{8-44}$$

为了保证 T_2 有 ZVON，应设法使 $t_{02}>0$，即 $I_{P3}>0$。

6. L_S 储能期(时段 f)：当 D_2 和 D_4 关断之后，由于 $U_{g2}>0$，$u_{g4}>0$，T_2 和 T_4 便相继导通(ZVZCON)。由于 $i_P<0$，直流电源便开始向逆变桥输送电能，但由于 i_P 在数值尚不足以提供负载电流，整流电路的情况仍然与时段 e 相同，即 i_{DR1}继续下降，而 i_{DR2}上升，$u_S=0$。因此，变压器原绕组电压 $u_P=0$，本时段等效电路如图 8-9(f)。由图有

$$i_P=-\frac{U_d}{L_S}t' \tag{8-45}$$

式中 $t'=t-t_4$

直流电源所提供的电能存储在谐振电感 L_S 中，当 $t=t_5$ 时，有

$$i_P(t_5)=-I_{P1}=-\frac{i_{L0}}{K_N} \tag{8-46}$$

由式(8-33)(8-34)有

$$i_{DR1}=0,i_{DR2}=i_{L0}$$

也即，D_{R1}截止，而 D_{R2}流过全部的负载电流。

7. 电源向负载供电期(时段 g)：当 $t=t_5^+$ 时，整流电路重新恢复由一个二极管导通的工作状态，$u_S=U_S$，等效电路如图 8-9(g)，电路初值为 $i_P(t_5)=-I_{P1}$。根据电路状态和初值有

$$(L_S+K_N^2L_0)\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=-(U_d-K_NU_0)$$

$$\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=-\left(\frac{U_d-K_NU_0}{L_e}\right) \tag{8-47}$$

$$i_P=-I_{P1}-\left(\frac{U_d-K_NU_0}{L_e}\right)t' \tag{8-48}$$

式中：$t'=t-t_5$；$L_e=L_S+K_N^2L_0$。

当 $t=t_6$ 时，$i_P(t_6)=-I_{Pm}$，电路完成半个开关周期的工作，其他半周可仿上分析。

二、电路的特点及存在的问题

1. 利用移相控制方式可以简便地实现方波输出电压的调节，在第四章中已分析过，采用移相方式，逆变输出电压的基波幅值随移相角 τ 而变；

2. 由于采用移相方式和附加 C_S 和 L_S 的协助，可以实现功率器件的 ZVS，降低电路开关损耗，提高开关频率；

3. 由于引前臂和滞级臂的储能情况不同，因而滞后臂实现 ZVS 所遇到的困难要比引前臂大得多，为了在给定的负载电流和网压变化范围内实现逆变桥中各臂具有 ZVS 环境，必须采取有效的措施，改善滞后臂在开关换流中的储能情况；

4. 由于串接谐振电感 L_S 的存在，使换流期中产生占空比的丢失，而且 L_S 越大，占空比的丢失便越严重，相反减小串联电感值又会使滞后臂的储能 $\left(W_L=\frac{1}{2}I_P^2L_S\right)$ 减小，对电路实现 ZVS 不利；

5. 电路存在内部循环电流，增加器件的导通损耗。

三、在逆变桥实现 ZVS 的条件及存在的问题

在上述的分析中看到，当桥臂器件关断时，原来流经器件的电流便移入并联缓压电容，给它充电，同时另一桥臂的缓压电容放电。当被充电电容端压达到电源电压 U_d 时，放电的电容端压就下降为零，这样反并二极管导通为器件的 ZVON 创造条件。如果能做到这一点，就能实现 ZVS(因为在并联 C_S 条件下实现 ZVOFF 是可能的)。图 8-9 中给出引前臂中电流 $i_{T1}+i_{D1}$ 的波形，也给出滞后臂电流 $i_{T2}+i_{D2}$ 的波形。可以看出，无论是那一对桥臂都是反并二极管先导通，再经过臂内换流实现 $T_1(T_2)$ 的 ZVON。

为了实现 ZVON，应该有足够的能量使并联电容充电和放电，这些能量是

$$E=\frac{1}{2}C_{Sd}U_d^2+\frac{1}{2}C_{Sg}U_d^2 \tag{8-49}$$

式中 C_{Sd} 是引前臂的并联电容，C_{Sg} 是滞后臂的并联电容，即 $C_{Sd}=C_{S1}=C_{S3}$，$C_{Sg}=C_{S2}=C_{S4}$。上述能量存储在电路电感中，这个等效电感用 L_K 表示，应有

$$\frac{1}{2}L_KI_P^2\geqslant E \tag{8-50}$$

问题是参加换流的电路等效电感对引前臂和滞后臂是很不相同的。即

$$L_K=\begin{cases}L_S\\L_e=L_S+K_N^2L_0\end{cases} \tag{8-51}$$

式中 L_S 是滞后臂的等效电感，L_e 是引前臂的等效电感。由于 $K_N^2L_0\gg L_S$，对于同一换流电流 I_P，引前臂存储的能量远高于滞后臂。换言之，要兑现式(8-50)，滞后臂比引前臂困难得多，从图 8-9 中两个桥臂的电流波形 $i_{T1}+i_{D1}$ 和 $i_{T2}+i_{D2}$ 的明显不同就可以看出来。

不能简单地采用增大 L_S 来增加滞后臂的储能，因为这必然导致占空比的丢失更为严重，已有的文献中提供了很多方法，本章将在下面介绍其中两种。

第五节 带有源缓冲电路的移相式软开关逆变电路[10]

带有源缓冲电路的移相式软开关逆变电路如图 8-10 所示。

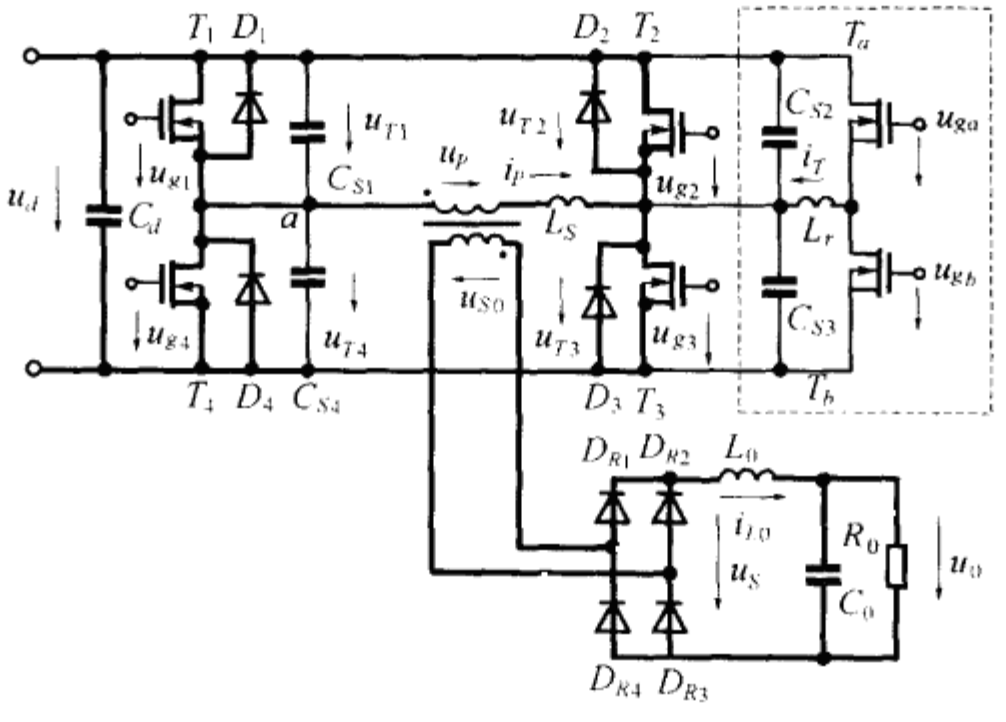


图 8-10 带有源缓冲电路的移相式逆变电路

和图 8-8 相比较有以下不同：

1. 逆变桥各臂功率器件由 Power MOSFET 构成，各臂反并联二极管是 MOS 管的寄生二极管。当然，功率器件也可由 IGBT 构成。

2. 整流电路改用单相桥式结构，与推挽式电路相比，后者的载流回路中只有一个器件的导通压降，因而比较适合低压大电流输出的场合。相反，桥式电路则适用于较高输出电压小电流场合。

3. 由 T_2 和 T_4 构成的滞后臂（参见图 8-11 中栅极驱动信号的时序分布）侧附加有源开通缓冲电路。它由 T_a，T_b（其寄生二极管未画出）和谐振电感 L_r 组成，其作用是增强滞后臂的储能，保证在不增加主电路谐振电感 L_S 数值的前提下，实现滞后臂 ZVON 功能。至于 ZVOFF，虚线框内的 C_{S2} 和 C_{S3} 组成无源关断缓冲电路，只要合理选择它们的数值并与死区时间 τ_{02} 相协调（参见图 8-11），就可以实现 T_2 和 T_3 的 ZVOFF。

一、电路工作原理分析

基本假定与上节相同，本电路一个开关周期 T_s 的主要波形如图 8-11 所示。由图可见，大部分时段的工作规律与上节相同，下面侧重分析与有源缓冲电路工作有关的几个时段。

1. 环流期（时段 c）：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g3}>0$，$u_{g4}>0$，$u_{g1}=u_{g2}=u_{ga}=u_{gb}=0$，$u_{T2}=U_d$，$i_P>0$。为了维持 i_P 连续，电路中有 T_3 和 D_4 导通，等效电路如图 8-11(c)所示。i_P 下降率为

$$\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=-\frac{K_N U_0}{L_r} \tag{8-52}$$

式中：$L_r=L_S+K_N^2 L_0$。

2. L_r 储能期（时段 d）：当 $t=t_1^+$ 时，$u_{ga}>0$，T_a 受命导通，谐振电感 L_r 的端压 u_{Lr} 可表为

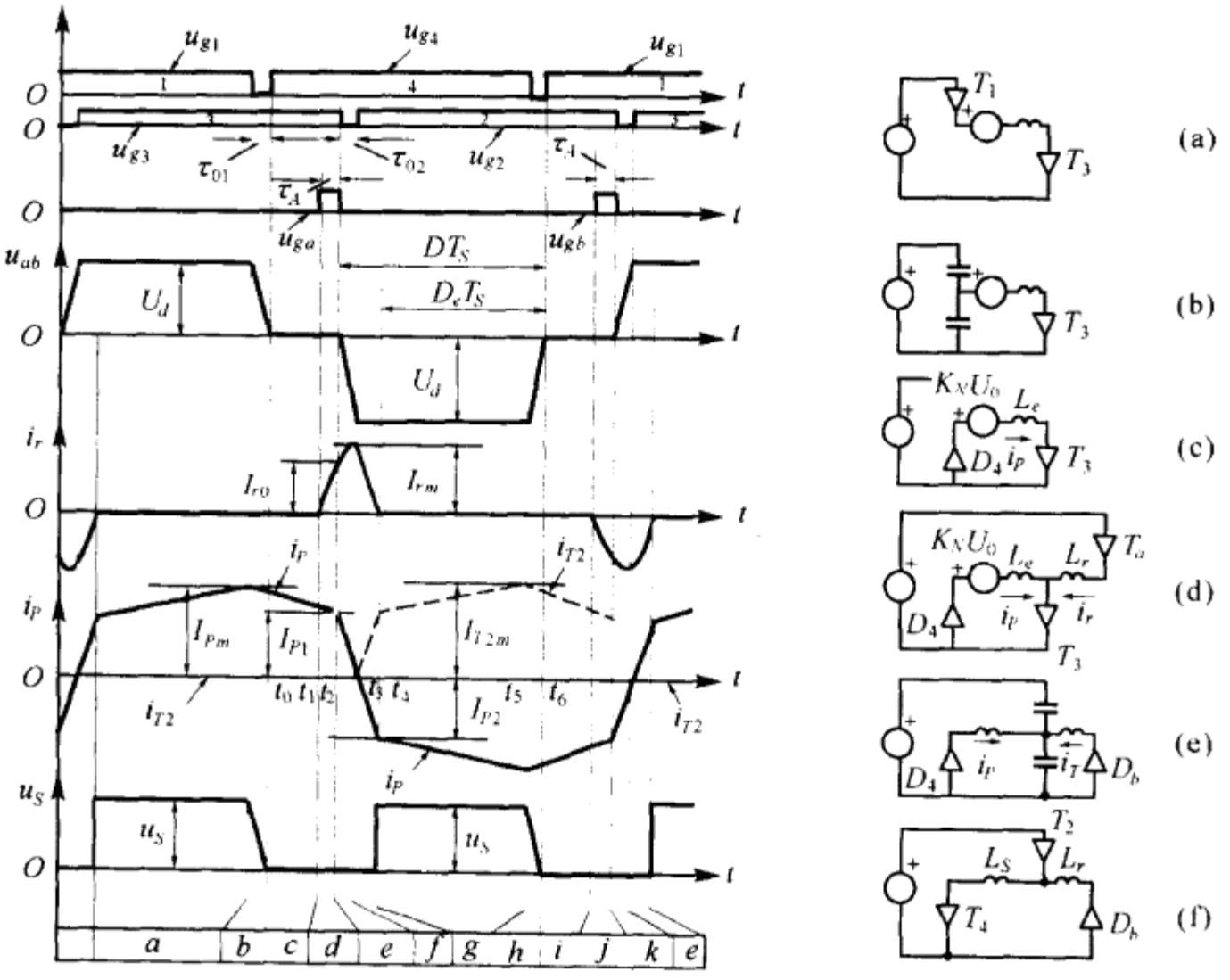


图 8-11　主要波形及等效电路

$$u_{Lr}=L_r\frac{\mathrm{d}i_r}{\mathrm{d}t}=U_d$$

$i_r(t_1)=0$，因此流过 L_r 中的电流可表为

$$i_r=\frac{U_d}{L_r}t' \tag{8-53}$$

式中：$t'=t-t_1$

式(8-53)表明，i_r 随时间线性上升，至 $t=t_2$ 时，$i_r=I_{r0}$，这时存储在 L_r 中的能量为

$$E_r=\frac{1}{2}L_rI_{r0}^2 \tag{8-54}$$

而 $i_P(t_2)=I_{P1}$，存储在 L_S 中的能量为

$$E_S=\frac{1}{2}L_SI_{P1}^2 \tag{8-55}$$

5. 谐振期(时段 e)：当 $t=t_2'$ 时，$u_{g3}=u_{ga}=0$，T_3 和 T_a 同时关断，等效电路如图 8-11(e)所示。为了维持 i_r 连续，D_b(T_b 寄生二极管)相应导通，由 L_r、L_S 和 C_{S2}、C_{S3}构成的谐振电路投入工作。由等效电路可以看出，i_P 和 i_r 一齐向 C_{S3}充电，u_{T3}可表为

$$u_{T3}=(I_{P1}+I_{r0})Z_r\sin\omega_r t' \tag{8-56}$$

$$u_{T2}=U_d-u_{T3}=U_d-(I_{P1}+I_{r0})Z_r\sin\omega_r t' \tag{8-57}$$

$$i_{c3}=\frac{1}{2}(i_P+i_r)=C_{S3}\frac{\mathrm{d}u_{T3}}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{2}(I_{P1}+I_{r0})\cos\omega_r t' \tag{8-58}$$

$$i_P=I_{P1}\cos\omega_r t' \tag{8-59}$$

$$i_r=I_{r0}\cos\omega_r t' \tag{8-60}$$

式中：$t'=t-t_2$；$\omega_r=\dfrac{1}{\sqrt{L_TC_S}}$；$Z_r=\sqrt{\dfrac{L_T}{C_S}}$；$L_T=\dfrac{L_SL_r}{L_S+L_r}$；$C_S=C_{S2}+C_{S3}=2C_{S2}$，$C_{S2}=C_{S3}$。

当 $t=t_3$ 时，$u_{T2}=0$，由式(8-57)有

$$t_{01}=t_3-t_2=\frac{1}{\omega_r}\arcsin\frac{U_d}{(I_{P1}+I_{r0})Z_r} \tag{8-61}$$

由式(8-61)可见，为了实现 T_2 的 ZVON，u_{g2}与 u_{g3}之间的死区 τ_{02}应选择为

$$\tau_{02}\geqslant t_{01} \tag{8-62}$$

4. T_2 和 T_4 导通期(时段 f)：当 $t=t_3^+$ 时，$u_{g2}>0$，T_2 有 ZVON，等效电路如图 8-11(f)，输出电流 i_P 反向。由图有

$$u_{Lr}=u_{LS}=-U_d \tag{8-63}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=-\frac{U_d}{L_s} \tag{8-64}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_r}{\mathrm{d}t}=-\frac{U_d}{L_r} \tag{8-65}$$

当 $t=t_4$ 时，$i_r=0$，D_0 有 ZCOFF，$i_P=-I_{P2}$，电路的其他时段，读者可自行分析。

二、$u_{ga,b}$脉宽 τ_A 的确定

为了实现滞后臂的 ZVON，必须在 L_S 和 L_r 中存储足够的能量，使 C_{S3}能充电到 U_d，而 C_{S2}放电到 0。由式(8-54)(8-55)有

$$\frac{1}{2}(L_SI_{P1}^2+L_rI_{r0}^2)\geqslant\frac{1}{2}C_SU_d^2 \tag{8-66}$$

由于 $L_r\gg L_S$，式(8-66)可简化为

$$L_rI_{r0}^2\geqslant C_SU_d^2 \tag{8-67}$$

根据式(8-67)应有

$$I_{r0}\geqslant\sqrt{\frac{C_S}{L_r}}U_d \tag{8-68}$$

由式(8-53)i_r 达到由式(8-68)确定数值的时间为

$$t_{02}=\sqrt{L_rC_S} \tag{8-69}$$

因此 τ_A 应选为

$$\tau_A\geqslant t_{02} \tag{8-70}$$

三、电路特点

1. 由于有源开通缓冲电路的作用，实现滞后臂 ZVON 的电路条件公式(8-68)(8-69)所示。由式可见，该条件仅与缓冲电路参数和 U_d 有关，而与主电路中 L_S 的大小无关，也并不依赖于负载电流的大小，这样使：

(1)实现 ZVON 的条件与主电路状态无关，明显扩大实现滞后臂 ZVS 的范围；

(2)可以尽量减小占空比丢失，占空比的丢失与 L_S 有关，L_S 越大，丢失越严重，现在由于换流储能主要依靠有源缓冲电路，L_S 可尽量减小，甚至只包含变压器的漏电感，从而使占空比丢失甚微，明显扩大电压调节范围。

2. 有源缓冲电路中的开关器件享有软开关环境，在图 8-11 中可见，以 T_a 为例：T_a 具 ZCON 和 ZVOFF，D_a 则有 ZVON 和 ZCOFF；T_b 也具有相同的环境，因此 T_a 和 T_b 的开关损耗很低。

3. 与此相反，整流电路中的二极管 $D_{R1}\sim D_{R4}$ 却以硬开关方式工作，因此，当整流桥中二极管关断时，变压器付边漏感与二极管寄生电容组成的寄生振荡电路使二极管产生关断过电压，这不仅提高二极管的耐压等级也产生强 EMI。

四、保证整流管有软开关环境的逆变电路

文献[12]针对上述问题，提出一种二极管具有软开关环境的电路如图 8-12 所示。该电路从交流 220V 输入，出端为直流 48V。这是一种无工频变压器的高频链结构，输出输入端有电隔离，由 $D_5\sim D_8$ 的工频整流电路，将交流转变成直流，由 $T_1\sim T_4$ 组成的高频逆变电路将直流重新转变成高频，并经高频变压器 HFB 输出，由 $D_1\sim D_4$ 的高频整流电路重新将高频电能变为 DC48V。由图可见在高频整流与负载之间加入虚线框的有源缓冲电路，其作用是促使包含高频整流二极管在内的所有高频器件都有 ZVS 环境。

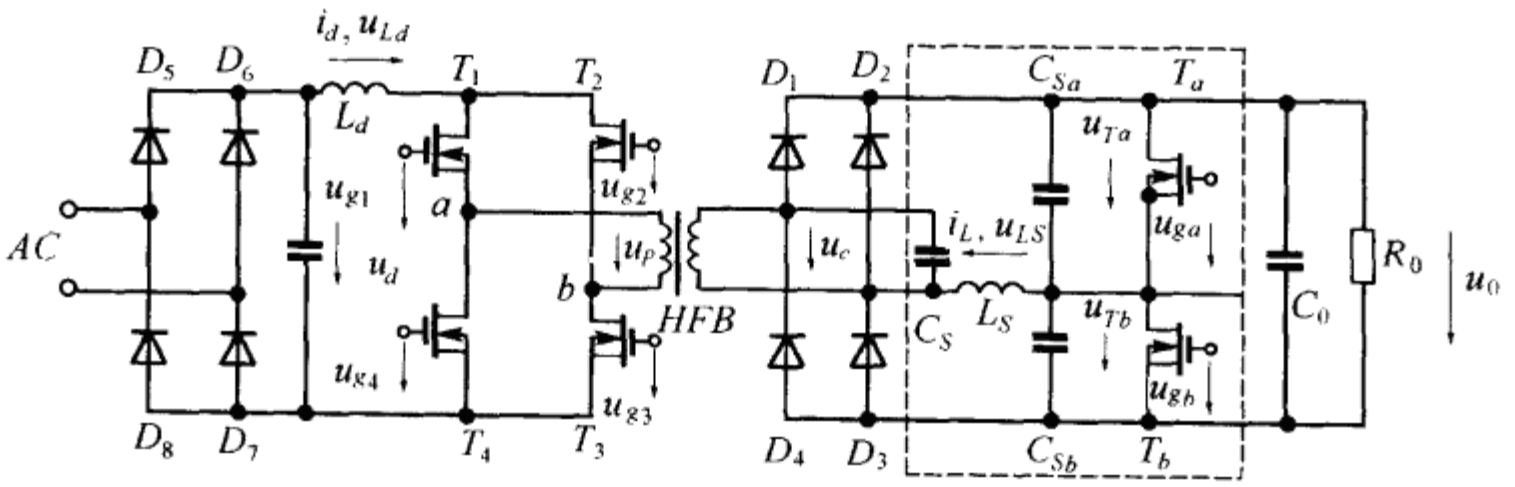


图 8-12　ZVS-PWM AC-DC 电路

为简化所作的假设与上述相同，电路在一个开关周期中的主要波形如图 8-13 所示。

逆变电路栅极控制信号的时序分布：图 8-12 的高频逆变桥由 Power MOSFET 组成，其栅极控制信号如图 8-13。根据这一信号时序，逆变电路实质上是一个 Boost 电路：当 $u_{g1}\sim u_{g4}$ 均占高位时，桥中各臂均处通态，变压器原边绕组电压 $u_P=0$，直流电压加到输入电感 L_d 上；能量在这个时段中存储在 L_d 中；当 $u_{g2}=u_{g4}=0$，而 $u_{g1}>0$，$u_{g3}>0$ 时，直流电压经过 T_1 和 T_3 加到变压器原边绕组，$u_P=U_d$，能量经变压器输送给负载；同理，当 $u_{g1}=u_{g3}=0$，而 $u_{g2}>0$，$u_{g4}>0$ 时，$u_P=-U_d$，形成逆变输出电压的负半波。由图可见，调节栅压信号的脉宽，便可改变输出电压的脉宽 τ_0。

以下分析图 8-13 中各时段的工作过程：

1. L_d 储能期(时段 a)：在本时段中，$u_{g1,3}>0$，$u_{g2,4}>0$，逆变桥中各臂器件均处通态，直流电压全部加在 L_d 上。即

$$u_{Ld}=L_d\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=U_d \tag{8-71}$$

$i_d(0)=I_{d0}$，根据式(8-71)和初值，解出

$$i_d=I_{d0}+\frac{U_d}{L_d}t \tag{8-72}$$

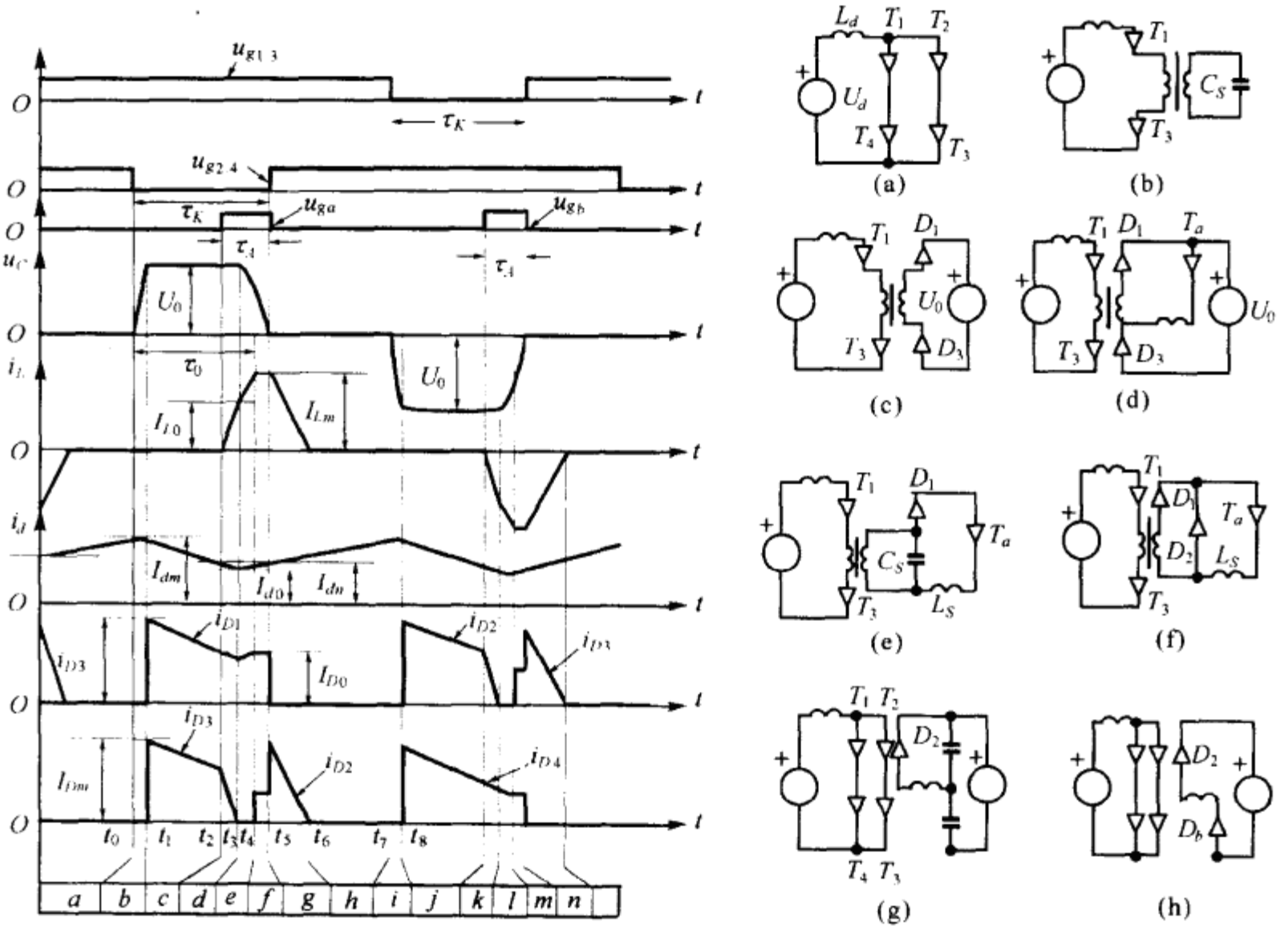


图 8-13 主要波形及等效电路

由于桥中各臂直通，i_d 线性上升，变压器原边绕组电压 $u_P=0$，本时段等效电路如图 8-13(a)。

2. C_S 恒流充电期(时段 b)：当 $t=t_0^+$ 时，$i_d=I_{dm}$，$u_{g2,4}=0$，T_2 和 T_4 关断，电感 L_d 中电流经过 T_1、T_3 和输出变压器向缓压电容 C_S 恒流充电。C_S 端压 U_c 可表为

$$u_c=\frac{K_N I_{dm}}{C_S}t' \tag{8-73}$$

$$u_P=\frac{K_N{}^2 I_{dm}}{C_S}t' \tag{8-74}$$

$$u_{T2}=u_{T4}=u_P \tag{8-75}$$

式中

$$t'=t-t_0$$

式(8-74)(8-75)表明，T_2 和 T_3 具有 ZVOFF，当 $t=t_1$ 时，$u_c(t_1)=U_0$，$u_P(t_1)=K_N U_0$。

$$t_{01}=t_1-t_0=\frac{C_S U_0}{K_N I_{dm}} \tag{8-76}$$

3. 功率期(时段 c)：当 $t=t_1^+$ 时高频整流桥中 D_1 和 D_2 正偏 ZVON，由于 D_1D_2 导通，u_c 便被箝在 U_0 的电平上，等效电路如图 8-13(c)所示。电源向负载输送能量，输入滤波电感端压 u_{Ld} 可表为

$$u_{Ld}=L_d\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=U_d-K_N U_0=-(K_N U_0-U_d) \tag{8-77}$$

根据 Boost 电路原理，变压器原边绕组电压 u_P 将比直流电压 U_d 高，因此式(8-77)表明 $u_{Ld}<0$。由于 $t_{01}=t_1-t_0$ 的数值很小，可以近视为 $i_d(t_0)=i_d(t_1)=I_{dm}$，输入滤波电感中电流 i_d 可表为

$$i_d = I_{dm} - \frac{(K_N U_0 - U_d)}{L_d} t' \tag{8-78}$$

式中 $t' = t - t_1$。式(8-78)表明，i_d 随时间线性下降，流过 $D_1 D_3$ 中的电流与变压器原绕组电流保持：

$$i_{D1} = i_{D3} = K_N i_d = K_N I_{dm} - \frac{K_N (K_N U_0 - U_d)}{L_d} t' \tag{8-79}$$

4. $T_a - D_3$ 换流期(时段 d)：在结束功率期，开始另一个储能期(T_2 和 T_4 重新导通)之前，为了使 T_2 和 T_4 具有 ZVON 环境，必须设法转移存储在 C_S 中的能量，因而在 $t = t_2^+$ 时，$u_{ga} > 0$，T_a 受命导通，等效电路如图 8-13(d)。电路状态有

$$L_S \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = U_0 \tag{8-80}$$

$$i_{D3} + i_L = i_{D1} = K_N i_d \tag{8-81}$$

式中：$i_d(t_2) = I_{dn}$，$i_L(t_2) = 0$。

根据电路的状态和初值有

$$i_d = I_{dn} - \frac{(K_N U_0 - U_d)}{L_d} t' \tag{8-82}$$

$$i_L = \frac{U_0}{L_S} t' \tag{8-83}$$

式中 $t' = t - t_2$。由式(8-81)(8-83)可知，在 i_L 线性上升的同时，i_{D3} 相应线性下降。因为 $\mathrm{d}i_L/\mathrm{d}t > |\mathrm{d}i_d/\mathrm{d}t|$，至 $t = t_3$ 时，有 $i_L = I_{L0} = K_N I_{d0} = i_{D1}$，$i_{D3} = 0$，$D_3$ 和 T_a 的线性换流期结束，D_3 有 ZVZCOFF，T_a 有 ZCON。

5. 谐振期(时段 e)：在 D_3 关断之后，C_S 不再被箝位，等效电路如图 8-13(e)，由 C_S、L_S 组成的谐振电路投入工作，C_S 释放能量，电路初值为 $u_c(t_3) = U_0$，$i_L(t_3) = I_{d0} K_N$。根据电路状态和初值有

$$u_c = U_0 \cos \omega_S t' \tag{8-84}$$

$$i_L = K_N I_{d0} + \frac{U_0}{Z_S} \sin \omega_S t' \tag{8-85}$$

式中：$t' = t - t_3$；$\omega_S = \dfrac{1}{\sqrt{L_S C_S}}$；$Z_S = \sqrt{\dfrac{L_S}{C_S}}$，$K_N I_{d0} - I_{L0}$。

至 $t = t_4$，$u_c = 0$，$i_L = K_N I_{d0} + \dfrac{U_0}{Z_S} = I_{Lm}$　　(8-86)

$$t_{02} = t_4 - t_3 = \frac{\pi}{2\omega_S} \tag{8-87}$$

6. D_2 导通期(时段 f)：当 $t = t_4^+$ 时，D_2 正偏，并有 ZVON，等效电路如图 8-13(f)。由图有

$$i_L = i_{D1} + i_{D2} \tag{8-88}$$

$$u_c = u_P = u_{LS} = 0 \tag{8-89}$$

电路初值为 $i_L(t_4) = I_{Lm}$，$i_d(t_4) \approx I_{d0}$，$i_{D1}(t_4) = I_{D0}$。

解出

$$i_d = I_{d0} + \frac{U_d}{L_d} t' \tag{8-90}$$

$$i_L \equiv I_{Lm} \tag{8-91}$$

$$i_{D2} = I_{Lm} - I_{D0} \tag{8-92}$$

式中 $t'=t-t_4$

7. 储能期(时段 g)：当 $t=t_5^+$ 时，$u_{g2,4}>0$，$u_{ga}=0$，等效电路转为图 8-13(g)。电路发生如下变化：

(1)T_2 和 T_4 受命导通，逆变桥处于直通状态，L_d 再次储能，i_d 线性上升，由于 $u_P=0$，T_2 和 T_4 有 ZVON；当 $t=t_5$ 时，$i_d(t_5)=I_{dn}$，有

$$i_d=I_{dn}+\frac{U_d}{L_d}t' \tag{8-93}$$

式中：$t'=t-t_5$。

(2)D_1 有 ZVOFF，D_1 的电流全部移入 D_2 中。

(3)由于 $u_{ga}=0$，T_a 相应关断，T_a 和 T_b 的结间电容 C_{Sa}和 C_{Sb}与 L_s 组成谐振电路，使 C_{Sa}充电而 C_{Sb}放电，因而保证 T_a 有 ZVOFF，由 $C_{Sa}=C_{Sb}=C_{ST}$，$C_{ST}\ll C_S$，因此很极短时间里，$u_{Ta}=U_0$，$u_{Tb}=0$，故图 8-13 波形中未画出。

(4)当 C_{Sa}和 C_{Sb}充放电过程结束之后，D_b(T_b 的内藏寄生反并联二极管)正偏，并有 ZVON，等效电路改为 8-13(h)。由图可见，L_S 端压 u_{LS}可表为

$$u_{LS}=L_S\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-U_0 \tag{8-94}$$

$$i_L=I_{Lm}-\frac{U_0}{L_S}t'=i_{D2} \tag{8-95}$$

式中：$t'=t-t_5$。

式(8-95)表明，i_{D2}和 i_L 随时间线性下降，至 $t=t_6$ 时，有 $i_L(t_6)=i_{D2}(t_6)=0$，D_2 和 D_b 有 ZCOFF，电路恢复到等效电路 8-13(a)的模式。其他时段的情况与上述相仿，此处不再重复。

第六节 带饱和电感的移相式逆变电路[13]

上节所讨论的内容侧重于提高电路和实现 ZVS 的能力和减小占空比丢失等问题，但在本章第四节曾指出，移相电路的另一弱点是存在内部环流，它增加器件电流容量、提高导通损耗、降低电路效率，因而必须设法减小内部环流。在这方面已经有相当多研究[16][17]，本节仅介绍其中一种，其主电路结构如图 8-14 所示。可以看出，图 8-14 与图 8-6 很相似，串联电容 C_b、并联电容 C_S，串联线性电感 L_S，但也有下面两处不同：

1. T_2 和 T_3 并无并联电容：由图 8-15 所示的控制脉冲时序分布知，T_1 和 T_4 为引前臂，并联电容 C_{S1}和 C_{S4}；T_2 和 T_3 为滞后臂，无缓压电容。这样，若逆变桥要实现软开关，引前臂自然可有 ZVS，但滞后臂则只能由 *ZCS* 实现。

2. 除 L_S 之外，尚串联非线性电感 L_{ST}，它是一种低电流饱和电感，其磁化曲线由两段直线组成：当电感电流 $i_L<I_{LS}$时，电感量 L_{ST}很大(I_{LS}是饱和电流临界值)；当 $i_L>I_{LS}$时，L_{ST}便变得很小。于是在开关过程中，当电流 i_L 为时变时，L_{ST}也相应随时间变化，它促使器件实现 ZCS。在图 8-14 中，L_{ST}可表为

$$L_{ST}=\begin{cases}L_{ST0}\ll L_S, & (i_L>I_{LS})\\ L_{STK}\gg L_S, & (i_L<I_{LS})\end{cases} \tag{8-96}$$

这样，电路中实际上只有一个电感存在，当 $i_L>I_{LS}$时，L_{ST}可以忽略，L_S 起作用；相反当 $i_L<I_{LS}$时，L_S 可以忽略，电路的电感值突然增加，如果电流 i_L 为时变值，L_{ST}便起着阻塞电流的作用。

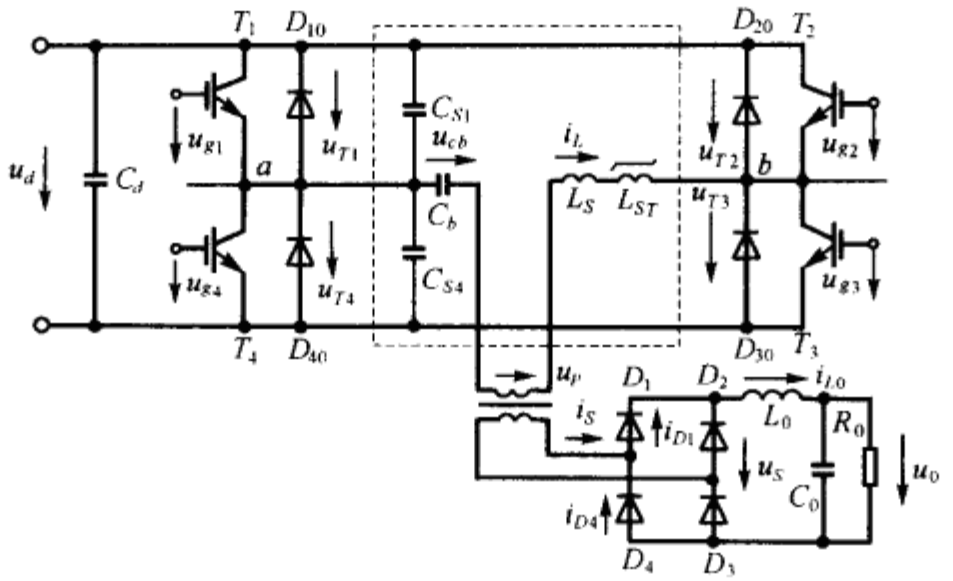


图 8-14　带饱和电感的移相式逆变电路

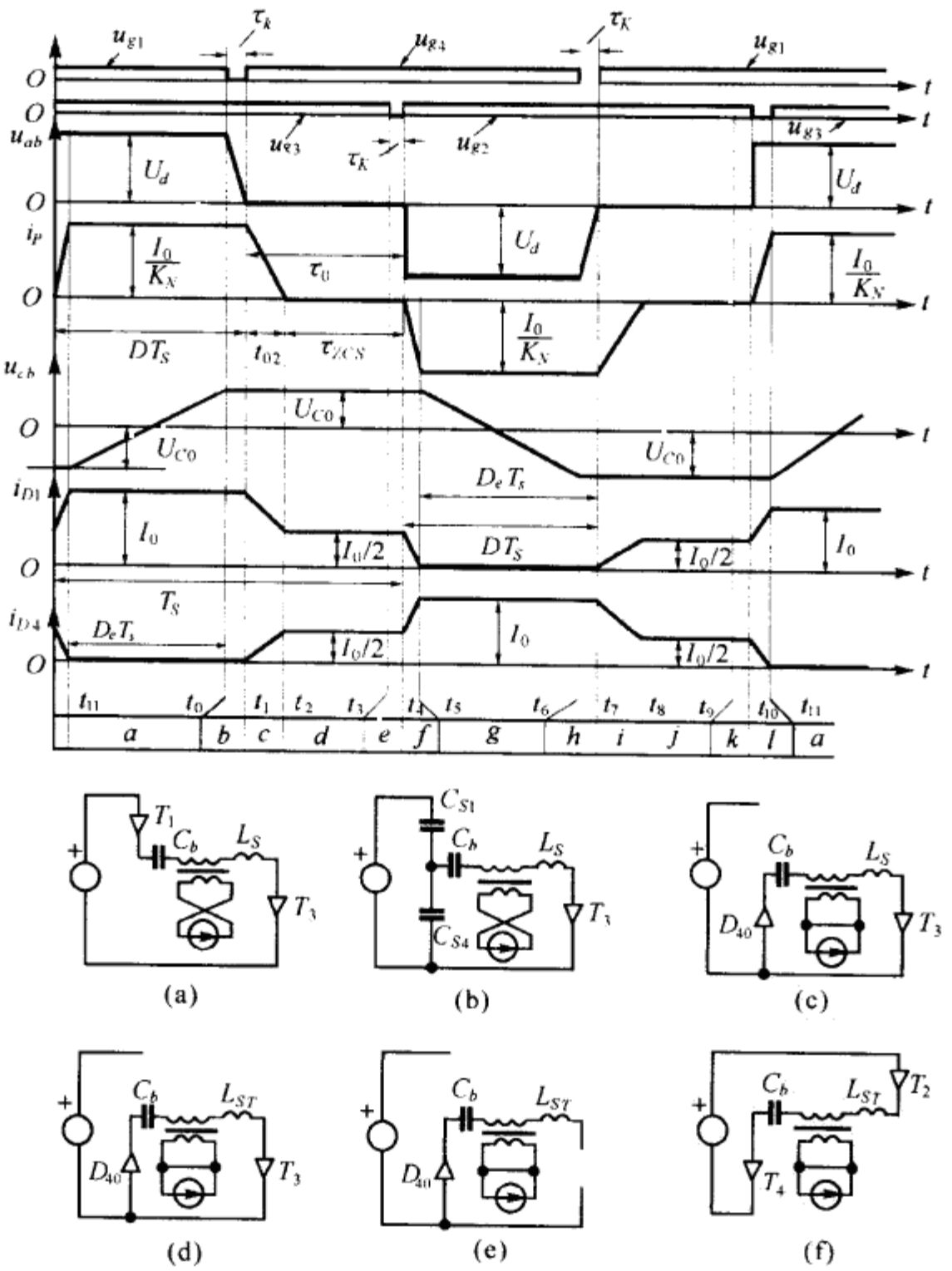


图 8-15　主要波形和等效电路

一、电路工作原理分析

为简化分析，作如下假定：①电路元器件均有理想特性。②电路已处稳定工作阶段。③直流滤波电容 C_d 足够大，直流电源可视为恒压源。④直流输出滤波电感 L_0 足够大，i_0 可视为恒流负载，$i_0 \equiv I_0$。⑤非线性电感 $L_{ST0} \approx 0$，$L_{STK} \gg L_S$。

图 8-15 画出电路的主要波形。由图可见，一个工作周期由以下时段组成：

1. T_1T_3 导通期(时段 a)：由于 $u_{g1}>0$，$u_{g3}>0$，T_1 和 T_3 导通，原绕组电流按假定有 $i_P=I_0/K_N$，由于 $i_P=i_L>I_{LS}$，$L_{ST}=0$，而 $i_P=const$，$u_L=0$，等效电路如图 8-15(a)，C_b 恒流充电，其端压初始值为 $u_{cb}=-U_{c0}$。根据电路状态和初值有

$$u_{cb}=\frac{I_0}{K_NC_b}t'-U_{c0} \tag{8-97}$$

式中 I_0 为直流输出电流，K_N 为变压器变比，$t'=t-t_{11}$。

式(8-97)表明，u_{cb}随时间线性上升，至 $t=t_0$ 时，$u_{cb}=U_{c0}$。

$$t_0-t_{11}=\frac{2K_NC_bU_{c0}}{I_0}=D_eT_S \tag{8-98}$$

2. T_1 关断期(时段 b)：当 $t=t_0^+$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 关断，C_{S1}恒流充电，C_{S4}恒流放电，T_1 的端压线性上升。根据电路初值 $u_{T1}(t_0)=0$，有

$$u_{T1}=\frac{I_0}{K_NC_S}t' \tag{8-99}$$

式中：$t'=t-t_0$；

$C_S=C_{S1}+C_{S4}=2C_{S1}$，$C_{S1}=C_{S4}$。

若 C_{S1}足够大，T_1 便可实现 ZVOFF。由于 $C_b \gg C_S$，因此在 u_{T1}和 u_{T4}变化过程中，$u_{cb} \equiv U_{c0}$，当 $t=t_1$ 时，$u_{T1}=U_d$，$u_{T4}=U_d-u_{T1}=0$，$u_{t3}=0$，$u_{ab}=0$。

$$t_{01}=t_1-t_0=\frac{U_dK_NC_b}{I_0} \tag{8-100}$$

t_{01}的最大值 t_{01m}对应于最低输出电流 I_{0M}和最高直流电压 U_{dm}，死区时间 τ_K 应满足

$$\tau_K>t_{01m} \tag{8-101}$$

3. 环流期(时段 c)：当 $t=t_1^+$ 时，u_{T1}有高出 U_d 的趋势，促使 D_{40}正偏并将 u_{T1}箝在 U_d 的电平上，逆变电路沿 D_{40}和 T_3 构成闭合回路流过环流，等效电路如图 8-15(c)。输出电压 $u_{ab}=0$，逆变输入电流 $i_d=0$，当 $t=t_1^+$ 时，变压器原边绕组电流 $i_P<I_0/K_N$，这样就不能满足负载电流的需要，为了维持负载电流，直流输出滤波电感 L_0 释放能量，整流电路中由原来的 D_1 和 D_3 导通之外，D_2 和 D_4 也同时导通。因此在图 8-14 中有

$$i_{D1}+i_{D2}=i_{L0} \tag{8-102}$$

$$i_{D4}+i_S=i_{D1} \tag{8-103}$$

$$i_{D1}=i_{D3} \tag{8-104}$$

$$i_{D2}=i_{D4} \tag{8-105}$$

式中

$$i_S=K_Ni_P$$

解出

$$i_{D1}=i_{D3}=\frac{1}{2}(i_{L0}+K_Ni_P) \tag{8-106}$$

$$i_{D2}=i_{D4}=\frac{1}{2}(i_{L0}-K_Ni_P) \tag{8-107}$$

假定滤波电感 L_0 的数值足够大，使 $i_{L0}\equiv I_0$. 这样，当 $i_S=I_0(i_P=I_0/K_N)$时

$$\left.\begin{aligned} i_{D1}=i_{D3}=I_0 \\ i_{D2}=i_{D4}=0 \end{aligned}\right\} \tag{8-108}$$

当 $i_S<I_0(i_P<I_0/K_N)$时：

$$\left.\begin{aligned} i_{D1}=i_{D3}>\frac{I_0}{2} \\ i_{D2}=i_{D4}<\frac{I_0}{2} \end{aligned}\right\} \tag{8-109}$$

当 $i_S=0,(i_P=0)$时：

$$i_D=i_{D3}=i_{D2}=i_{D4}=\frac{I_0}{2} \tag{8-110}$$

上式表明，当 i_P 由 I_0/K_N 减为 0 时，i_{D1}由 I_0 减为 $I_0/2$，而 i_{D2}由零增加到 $I_0/2$。

由于整流桥各二极管均处通态，$u_S=u_P=0$，在等效电路 8-15(c)中有

$$u_{LS}=L_S\frac{\mathrm{d}i_P}{\mathrm{d}t}=-U_{cb} \tag{8-111}$$

电路初值为 $i_P(t_1)=I_0/K_N$，$u_{cb}=U_{c0}$，原边电流 i_P 可写成

$$i_P=\frac{I_0}{K_N}-\frac{U_{c0}}{L_S}t' \tag{8-112}$$

式中

$$t'=t-t_1$$

式(8-112)表明，i_P 随时间线性下降(由于在高电流区，L_{ST}处于饱和状态，$L_{ST}=L_{ST0}\ll L_S$，因此在等效电路中将其忽略不计)。可以看出，由于加入串联电容 C_b，并建立电压 U_{c0}，该电压在环流期迫使 i_P 迅速下降，这显然比图 8-9 所示环流期中 i_P 的下降率大为增加，这因为等效电感 $L_r\gg L_S$，这就实现削弱环流的目的。当 $t=t_2$ 时，$i_P=0$。

$$t_{02}=t_2-t_1=\frac{L_S I_0}{K_N U_{c0}} \tag{8-113}$$

式(8-113)表明，t_{02}与 L_S 成正比，L_S 越小，t_{02}越短。据此，L_S 实际上是利用变压器原边绕组的漏电感。式(8-113)所得的时间比实际短，这是由于，当 i_P 下降到 $i_P<I_{LS}$时，L_{ST}脱离饱和区，其电感值变为 $L_{STK}\gg L_S$。等效电路变为图 8-15(d)所示，即串联电感由 L_S 改为 L_{ST}，因此 i_P 的下降速度大为减缓，直至 $i_P=0$(由于 I_{LS}值较低，在图 8—15 中未画出)。

4. L_{ST}塞流期(时段 d)：当 $t=t_2^+$ 时，i_P 已经下降为零，由于 $L_{ST}=L_{STK}$，因此尽管在本时段中，$u_{g3}>0$，T_3 仍处通态，但由于 L_{ST}很大，有很强的塞流能力，因此 T_3 实际上是处于零电流状态，等效电路如图 8-15(e)所示。

5. T_3 关断期(时段 e)：当 $t=t_3^-$ 时，$u_{g3}=0$，T_3 有 ZCOFF，等效电路如图 8-15(e)。原边绕组实际上处于断路，$u_P=u_S=0$，整流电路中 L_0 继续释放能量维持负载电流，整流桥所有二极管均处通态。在 $i_S=i_P=0$ 的情况下，有

$$i_{D1}=i_{D2}=i_{D3}=i_{D4}=\frac{I_0}{2}.$$

6. T_2 导通期(时段 f)：当 $t=t_4^+$ 时有 $u_{g2}>0$，$u_{g4}>0$，T_2 和 T_4 导通，$u_{T2}=0$，$u_{T3}=U_d$，$u_{ab}=-U_d$，等效电路如图 8-15(f)。由于 T_2 和 T_4 导通，原边电流 i_P 反向，在低流区，$i_P<I_{LS}$，$L_{ST}=L_{STK}$，i_P 增长缓慢，T_2 有 ZCON，而 T_4 有 ZVZCON，直至 $i_P>I_{LS}$，$L_{ST}=L_{ST0}\ll L_S$，i_P 开始增速，i_P 可写成

$$i_P=-\frac{(U_d+U_{c0})}{L_S}t'\Big|_{i_P>I_{LS}} \tag{8-114}$$

式中：$t'=t-t_4$。

当 $t=t_5$ 时，$i_P=-\frac{I_0}{K_N}$，且有

$$t_{03}=t_5-t_4=\frac{L_S I_0}{K_N(U_d+U_{c0})} \tag{8-115}$$

比较式(8-115)和(8-113)可以看出，由于 $U_d>U_{c0}$，$t_{03}<t_{02}$，也即 i_P 以高于环流下降的速率负向增大。因此，$t_{03}<t_{02}$。

在整流桥侧，由于 $i_P\neq 0$，桥中各二极管电流重新按式(8-106)(8-107)变化，其电流初值为 $I_0/2$，当 $t=t_5$ 时，$i_P=-I_0/K_N$，$i_{D1}=i_{D3}=0$，$i_{D2}=i_{D4}=I_0$。

电路其他时段读者可自行分析。

二、电路特点

1. 由于附加元件和控制方式的作用，逆变桥功率器件分别具有 ZVS(T_1 和 T_4)和 ZCS(T_2 和 T_3)环境；

2. 由于 C_0 和 L_{ST}的作用，使环流期中，原边电流迅速下降，在环流期中载流时段仅为 t_{02}，环流期的其他时间原边电路实际上处断路状态，T_4 也藉以关断，由于 t_{02}很短，器件的导通损耗便明显下降，有利于电路效率的提高。

3. 为了保证滞后臂器件有 ZCOFF，必须有

$$\tau_{ZCS}\geqslant t_{off} \tag{8-116}$$

式中 t_{off}是 $T_4(T_2)$在零电流条件下的关断时间。由图 8-15 可见：

$$\tau_{ZCS}=T_S(1-D)-t_{02}-\tau_K \tag{8-117}$$

式中：$DT_S=t_0$；$t_{02}=\frac{L_S I_0}{K_N U_{c0}}$；$U_{c0}=\frac{I_0 DT_S}{2C_b K_N}$。

$$\therefore \quad t_{02}=\frac{2L_S C_b}{DT_S} \tag{8-118}$$

式(8-117)表明，为了保证有足够的 τ_{ZCS}，必须尽可能减低 t_{02}。由式(8-118)，要减低 t_{02}，就必须减小 L_S 和 C_b，减小 t_{02}的结果是扩大占空比的调节范围。由式(8-117)，电路最大占空比可写成：

$$D_m\leqslant 1-\frac{(\tau_K+t_{02}+t_{off})}{T_S} \tag{8-119}$$

4. 由于滞后臂具有 ZCS 环境，可以减低对串联 L_S 的要求，这样在 T_3 的关断期和 T_2 的开通期，可以采用较高的变率(在高流区)，使占空比的丢失进一步减少。由图 8-15 可见，有效占空比 D_e 可写成

$$D_e=D-\frac{t_{03}}{T_S} \tag{8-120}$$

式中：$t_{03}=\frac{L_S I_0}{K_N(U_d+U_{c0})}$。

5. 由于降低环流载流期，减小占空比丢失等原因，电路的总体效率较高。文献[13]介绍按图 8-15 电路组装的一台逆变器，输入直流电压 $U_d=400V$，输出直流电压 $U_0=48V$，输出功率 $P_0=2kW$，开关频率 $f_S=83kHz$，串联电容端压峰值 $U_{c0}=50V$，$K_N=5.5$，变压器原绕组漏感 $L_S=2.7\mu H$，$C_b=0.33\mu F$，$L_0=12\mu H$，$C_0=20\mu F$，实测最高效率 $\eta_m=93\%$，如图 8-16 所示。

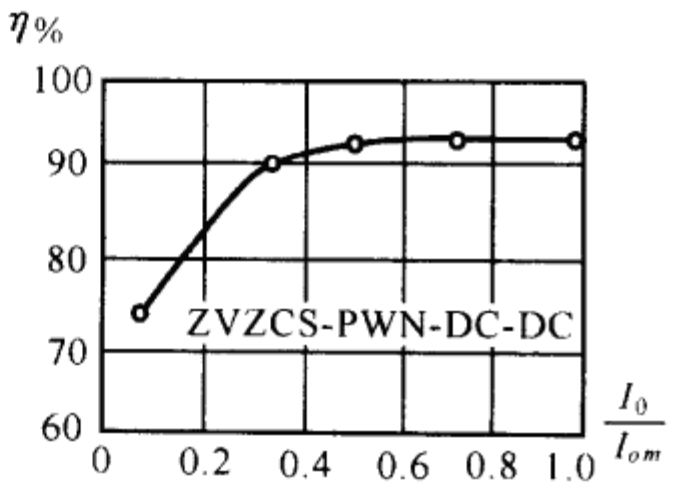


图 8-16　ZVS/ZCS PWM DC/AC 电路效率曲线

第七节　高频感应加热用移相式谐振逆变电路

本节介绍用于感应加热的谐振式逆变电源。由于电源所能覆盖的频域太窄，而各种热加工工艺规范所要求的频带又很宽，因此加热电源无法采用单一的变换方式。我国传统加热电源在(0.4～8)kHz 频段是中频发电机组；在(70～500)kHz 频段是电子管高频振荡器，前者是一种旋转式电源，后者是静止式电源，在(8～70)kHz 频段是设备空白区，需要使用这一频段的加工工艺或者采用中频机组，或者使用高频电源，这自然要影响加工质量和生产率。产生这一现象的原因是现有电源的可用频带太窄：在中频机组是受到电动机转速和发电机定子绕组极对数的限制，其上限频率为 8kHz；在高频电源是受到振荡槽路参数的限制，其下限频率为 70kHz。

电子管高频电源的最大弱点是整机电效率太低，仅为 50%左右，其结果是造成大量的电能浪费；其次电源还存在器件工作寿命短、体积大、耗材多、电压高、电磁污染严重等问题。

加热用晶闸中频电源已在国内普及应用，成功取代原用中频机组。但为了解决上述问题，还必须采用新型电源，在(8～70)kHz 频段填补电源空白，在(70～500)kHz 取代电子管电源。

随着 Power MOSFET 和 IGBT 等工作频带较宽的新器件的相继问世和普及应用，现在已经有可能利用这些器件组成的谐振式逆变电路实现半导体超音电源，在(8～70)kHz 频段填补电源空白；实现半导体高频电源，在(70～500)kHz 取代电子管高频电源。半导体加热电源采用低压大电流格局(与直流电压为 10kV 的电子管电源相比较)，无需升压变压器，功率器件工作寿命远长于电子管，且工作于开关方式，电效率远高于电子管振荡器。由于高效，不仅省电，而且也无需庞大的冷却设备，整机功率密度明显提高。由于采用直流 500V 低压制，电磁干扰强度明显减弱。因此，采用半导体电源能够取得节电、省材、小型轻量、净化工作环境，改善劳动条件等效益，因而发展相当迅速。

根据新技术的发展，半导体加热电源的开发过程也不断地吸收适用新技术以提高自身品质。下面将侧重介绍两项与本章主题有关的技术：

1. 为减少开关损耗，实现 ZVS 环境而采用的无源分立式缓冲技术；
2. 为减少调功过程中频率变化对电源的影响而采用的移相调功技术。

在分析上述技术之前，先讨论有关基本问题：

一、电路工作模式的选择

由于采用全控型器件，具有自关断能力，因此，电源对负载性质从关断换流角度是无关重要的。理论上逆变电路既可以工作于容性负载，也可以工作于感性负载。图 8-17(a)是全控型器件组成的串联型谐振逆变器的主电路拓扑，图中开关 T_1～T_4 代表 Power MOSFET、IGBT、SIT(静电感应晶体管)等自关断器件。假定负载的谐振频率为 f_0，逆变桥的输出频率为 f；谐振负载电路的品质因数相当高，输出电流 i_0 可近似视为正弦波，即忽略其所含的高次谐波。必须指出，由于负载性质不同，桥中器件的工作模式也并不相同。下面分别讨论。

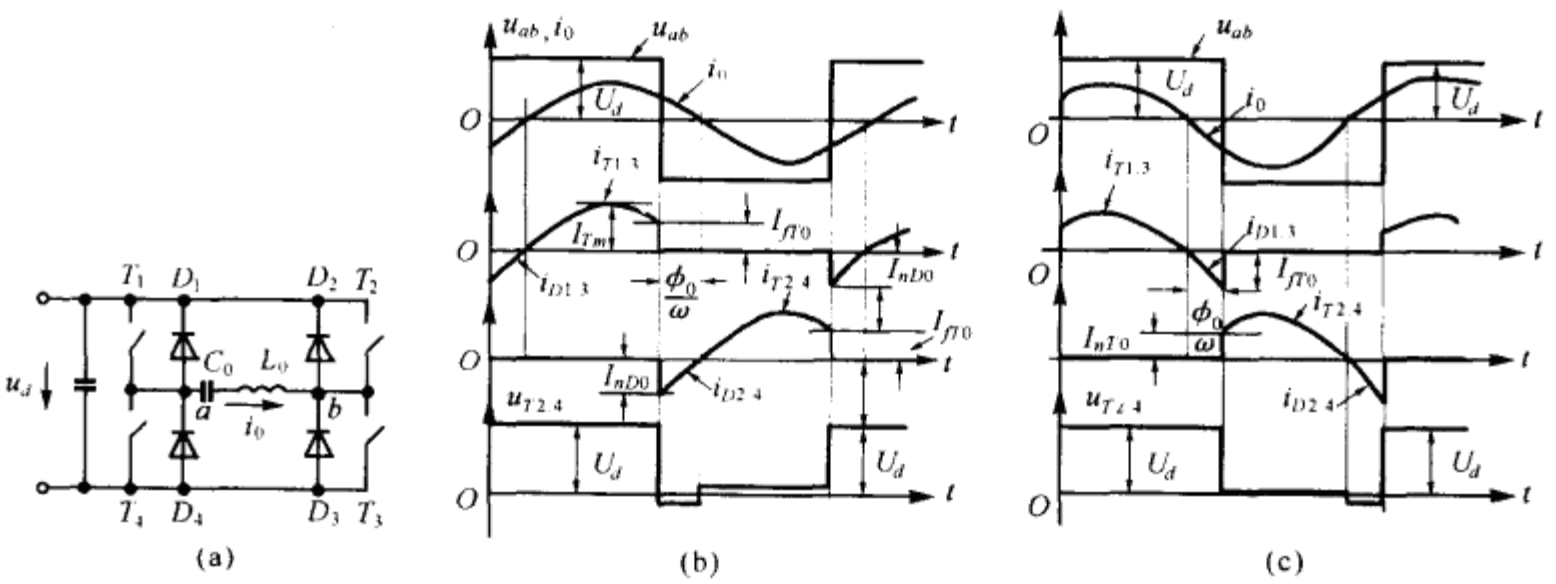


图 8-17 串联谐振式逆变电路主电路

1. 感性负载($f>f_0$)的情况：由图 8-17(b)可见，输出电流 i_0 落后于输出电压 u_{ab} 一个角度 ϕ_0，桥臂器件的换流模式是二极管先导通，并在电流过零后使可控器件相继导通，属臂内自然换模式，D 有 ZCOFF，T 有 ZVZCON；半周后，T 在 I_{fT} 下关断，为了维持输出电流 i_0 连续，T 中电流换到上臂二极管，开通电流 $I_{nD}=I_{fT}$，属臂间换流，为了减少臂间换流的损耗，必需设法营造出 ZVS 的环境，使 T 有 ZVOFF 而 D 有 ZVON。

2. 容性负载($f<f_0$)的情况：由图 8-17(c)可见，输出电流 i_0 引前于 u_{ab} 一个角度 ϕ_0，桥臂器件的换流模式与感性负载相反。臂内换流是由 T 到 D，即 T 有 ZCZVOFF，D 有 ZCON，开关损耗很小；半周后，D 在 I_{fD} 下关断，为了维持 i_0 连续，D 中电流换到上(下)臂的可控器件，$I_{fD}=I_{nT}$，属臂间强制换流。在换流期中，由于二极管电流下降率很高，其反向恢复电流很大，甚至超过负载电流。它与负载电流一起流过开通中的 T，使 T 的开通电流过冲，相应的开通损耗很大，为了减低这种损耗，必须设法营造 ZCS 环境，使 T 有 ZCON，而 D 有 ZCOFF。

保证电路在感性负载下有 ZVS 环境的常用措施是并联分立式缓压电容，使关断时 T 中电流转移，只要选择适当数值的电容就能抑制电压的上升率，使关断损耗明显下降。

保证电路在容性负载下有 ZCS 环境的常用措施是串联分立式缓流电感，使开通时 T 的端压转移，从而延缓电流上升率，降低 D 的电流下降率，减少电流过冲和开通损耗。

相对而言，采用并联技术以实现电流转移比采用串联技术以实现电压转移更易一些，因此在高频电路以采用 $f>f_0$ 的工作模式更为适宜。

二、脉冲宽度调制(PWM)的调功原理分析

由上面的分析可见，采用移相控制可以实现软开关环境；在高频加热电源中，可以降低开

关损耗，例如在感性负载下，希望有 ZVS 环境以降低关断损耗，这对于由 IGBT 组成的谐振逆变电路尤其重要。因为 IGBT 在关断时有拖尾电流。在加热电源中采用移相控制的另一个目的是实现输出功率调节。在串联逆变电路，传统的调功方式是改变开关频率，其缺点是开关频率在调功过程中不断变化，导致渗透深度也随之改变，在某些应用场合如淬火等，渗透深度的变化对热处理效果会产生直接的影响。

必须指出，由于加热时负载参数随温度(时间)变化，负载谐振频率 f_0 是时变值，因此逆变桥的开关频率不能固定不变而是通过控制电路自动跟踪负载频率。

假定：①电路负载谐振电路品质因数较高，输出电流 i_0 为正弦波，即 $i_0=i_{01}$(基波分量)；②逆变桥各臂驱动脉冲时序按上述移相控制方式安排，如图 8-1(e)所示；③开关频率 $f>f_0$，电路有感性负载。

在图 8-1(e)中，输出电流 i_0 滞后于输出电压基波 u_{ab1} 一个角度 ϕ_1，驱动脉冲 u_{g1} 与 u_{g4} 相位互补，它们与输出电流保持固定的相位关系，称为基准臂，而驱动脉冲 u_{g2} 将引前于 u_{g1}，其引前角在(0～180)°范围内可变。同理，u_{g3} 也与 u_{g4} 也有相同关系。T_2 和 T_3 组成的桥臂称为移相臂。

选择适当的时间坐标，将输出电压 u_{ab} 用富氏级数描述为

$$u_{ab}=\sum_n \frac{4U_d}{n\pi}\cos\frac{n\omega\tau}{2}\sin n\omega t=\sum_n U_{nm}\sin n\omega t \tag{8-121}$$

式中：$U_{nm}=\dfrac{4U_d}{n\pi}\cos\dfrac{n\omega\tau}{2}$，$\omega=\dfrac{1}{\sqrt{L_0C_0}}$。

输出基波幅值：

$$U_{1m}=\frac{4U_d}{\pi}\cos\frac{\omega\tau}{2} \tag{8-122}$$

输出基波有效值：

$$U_1=\frac{U_1m}{\sqrt{2}}=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_d\cos\frac{\omega\tau}{2} \tag{8-123}$$

基波位移角：

$$\phi_1=\phi_0+\frac{\omega\tau}{2}=\phi_0+\frac{\beta}{2} \tag{8-124}$$

式中移相角 $\beta=\omega\tau$。

基波电流有效值：

$$I_1=\frac{U_1\cos\phi_1}{r_0} \tag{8-125}$$

式中 r_0 是负载串联谐振电路的电阻值。电路输出功率可以用基波有功功率表示：

$$P_0=P_{01}=U_1I_1\cos\phi_1=\frac{1}{r_0}\left[\frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_d\cos\frac{\beta}{2}\cdot\cos\left(\phi_0+\frac{\beta}{2}\right)\right]^2 \tag{8-126}$$

式(8-126)表明，当电路无移相对，输出功率为最大，即令 $\beta=0$，由上式有

$$P_{om}=\frac{1}{r_0}\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_d\cos\phi_0\right)^2 \tag{8-127}$$

功率标么值为

$$\frac{P_0}{P_{om}}=\left[\frac{\cos\frac{\beta}{2}\cos\left(\phi_0+\frac{\beta}{2}\right)}{\cos\phi_0}\right]^2 \tag{8-128}$$

式(8-128)表明，对于一定的电流滞后角 ϕ_0，输出功率标么值将随 β 的增大而减小，其关系如图 8-18 所示。

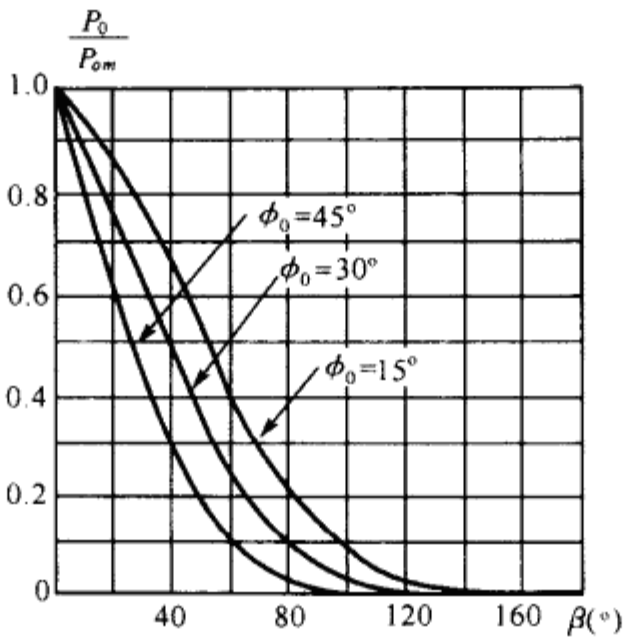


图 8-18 $\frac{P_0}{P_{om}}-\beta$ 关系曲线

必须指出，在改变 β 的同时，也使负载位移角 ϕ_1 相应改变，因而开关频率 f 将相应改变。由图可见，移相角 β 的可变最大范围实际上仅为 $180°-2\phi_0$。

三、电路 ZVS 环境的实现

由前述，当采用 $f>f_0$ 工作模式时必须设法保证桥中器件有 ZVOFF 环境，为此在图 8-19 所示的谐振式单相逆变电路中，附加分立式无源缓冲关断电路，如虚线框中 $C_{S1}\sim C_{S4}$，主电路中反并联二极管 $D_1\sim D_4$ 为 Power MOSFET 的寄生二极管，T_1 和 T_4 组成基准臂，T_2 和 T_3 组成移相臂。

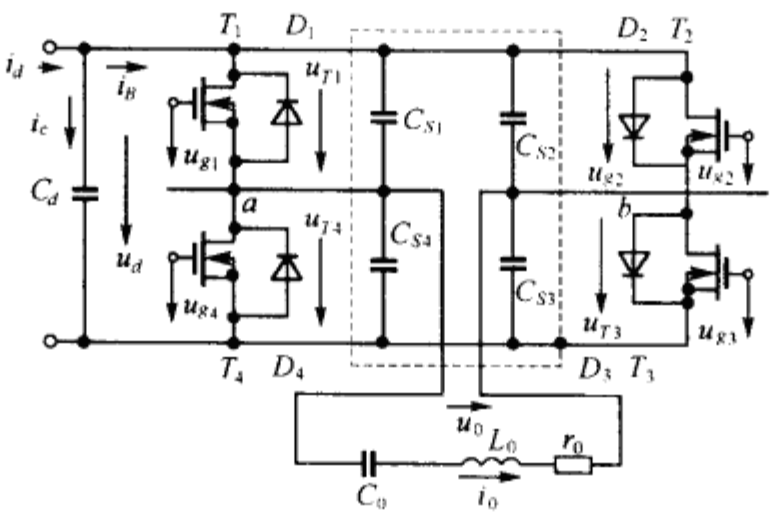


图 8-19 *ZVS-PWM* 谐振式逆变电路

主要波形如图 8-20 所示，为简化分析，假定输出电流 i_0 为正弦波；电路中器件有理想特性，例如关断时电流下降时间为零等；电路已进入稳定工作阶段；电路参数对称：$C_{S1}=C_{S2}=C_{S3}=C_{S4}=\frac{C_S}{2}$。

将图 8-19 波形与图 8-1(e)相比较，可以看出，由于加入缓压电容 $C_{S1}\sim C_{S4}$，输出电压 u_{ab} 的变化率受到控制，这相当于桥臂各器件端压变率受到控制；将图 8-19与图 8-17(b)相比，可以看到，由于采用的控制方式相同，桥臂电流变化规律和换流次序相同。

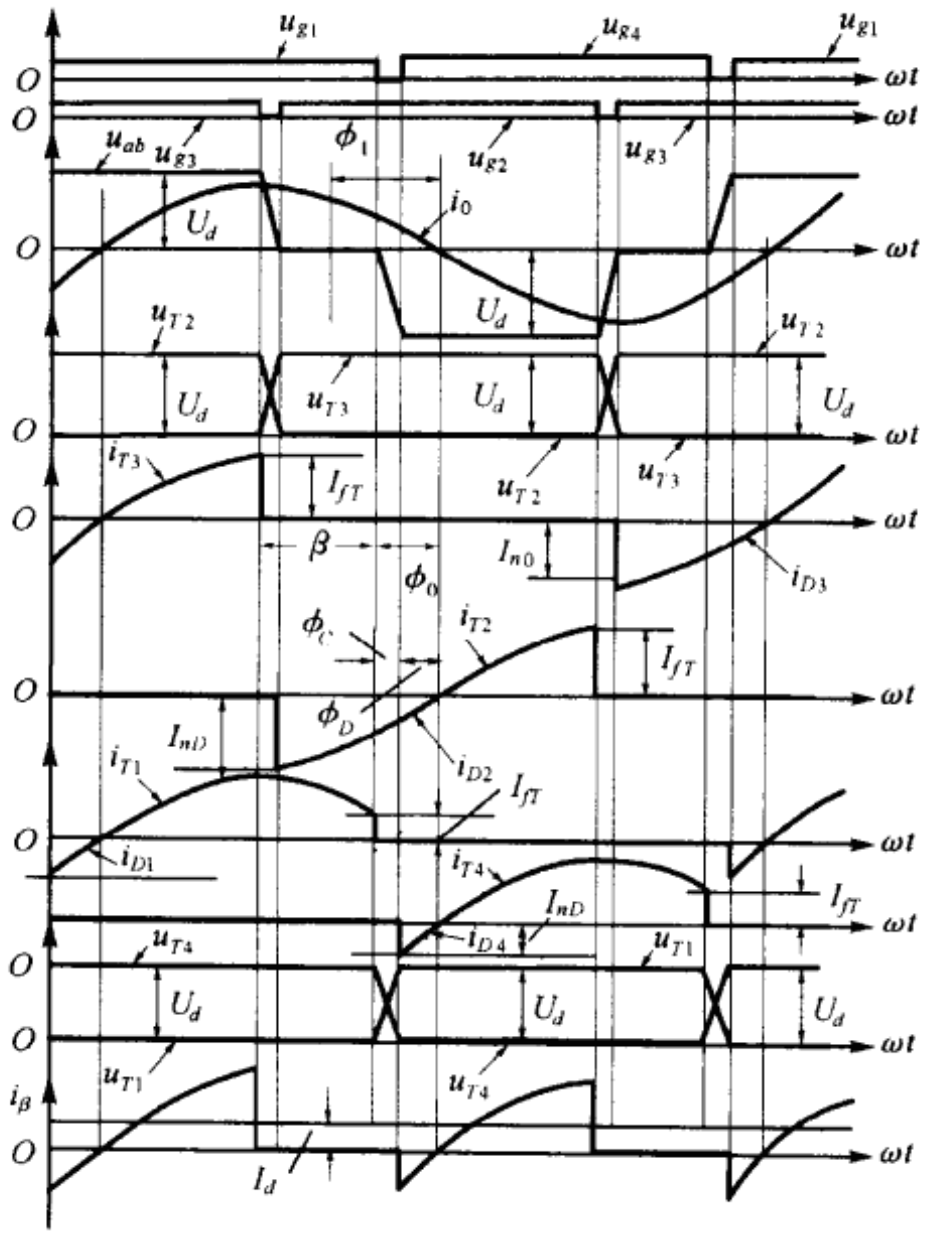


图 8-20　逆变电路的主要波形

由式(8-124)知基波位移角 ϕ_1 包含两部分，其中 $\beta/2$ 将随移相控制角 β 而变，ϕ_0 是 $\beta=0$ 时的负载阻抗角。由图 8-20 可见，ϕ_0 可写成

$$\phi_0=\phi_C+\phi_D=\omega(\tau_c+\tau_D)=\omega\tau_0 \tag{8-129}$$

式中 ϕ_c 是 T_1 关断时 u_{T1} 被充电到 U_d(相应于 u_{T4} 放电到零)所经历的角度，相当于时段 τ_c；ϕ_D 是 D_4 导通的角度，相当于时段 τ_D。显然，为了保证臂内自然换流，T_1 有 ZVON 的环境，电路基准臂必须满足

$$\tau_0>\tau_c \tag{8-130}$$

对于移相臂，由图 8-20，电路必须满足的条件可写成

$$\tau_0+\tau_\beta>\tau_c \tag{8-131}$$

式中 $\tau_\beta=\dfrac{\beta}{\omega}$。下面分别讨论 τ_0 和 τ_c 与电路参数的关系。

1. τ_0 的选择：串联谐振电路的阻抗频率特性为

$$\left|\frac{Z_0}{r_0}\right|=\sqrt{1+Q^2\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)^2}$$

$$\phi_0=\mathrm{arctg}\left[Q\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)\right] \tag{8-132}$$

式中：$f_0=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}}$——负载固有谐振频率；$Q=\dfrac{\omega_0L_0}{r_0}$——负载谐振电路品质因数。

式(8-132)表明，当 $f/f_0>1$ 时，$\phi_0>0$，记频偏 Δf 为

$$\Delta f=f-f_0 \tag{8-133}$$

与 Δf 相对应的 ϕ_0 与 Q 值有关，Q 值越高则 ϕ_0 越大。由式(8-130)知，从营造 ZVS 环境角度出发，应选择较大的频偏以取得较大的 τ_0；由式(8-124)知，从提高负载侧的位移因数 $\cos\phi_1$ 出发，ϕ_0 不应选择过高；因此 τ_0 应折衷选择。

2. τ_c 的选择：由于 τ_c 相对于开关周期而言十分短暂，为简化计算，假定在 T_1 关断后，C_{S1} 和 C_{S4} 充放电过程中，输出电流 i_0 为恒值，并可以 I_{fT} 表示。这样 C_{S1} 端压将被恒流充电而线性上升，达于 U_d 时的 τ_c 可表为：

$$\tau_c=\frac{2C_{S1}U_d}{I_{fT}}=\frac{C_SU_d}{I_{fT}}\bigg|_{C_S=2C_{S1}} \tag{8-134}$$

式(8-134)表明，τ_c 与关断电流 I_{fT} 有关(在电路设计完成之后，C_S 和 U_d 是相应确定的)。为了确定 τ_c 就必须了解在功率调节过程中逆变桥各桥臂(包含基准臂和移相臂)的关断电流 I_{fT} 的变化规律。

3. 基准臂关断电流 I_{fT} 的分析：

先看图 8-17(b)，$\beta=0$ 时的关断电流 I_{fT0}，由图可见

$$I_{fT0}=I_{Tm}\sin\phi_0 \tag{8-135}$$

$$I_{Tm}=I_{1m}=\sqrt{2}I_1=\frac{U_{1mo}\cos\phi_0}{r_0} \tag{8-136}$$

式中

$$\phi_0=\phi_1|_{\beta=0} \tag{8-137}$$

I_{1m} 是输出电流 i_0 的基波幅值，U_{1mo} 是输出方波电压的基波幅值：

$$U_{1mo}=\frac{4U_d}{\pi} \tag{8-138}$$

将式(8-138)代入式(8-136)(8-135)有

$$I_{fT0}=\frac{4U_d\cos\phi_0}{\pi r_0}\sin\phi_0 \tag{8-139}$$

当 $\beta>0$ 时，输出电流基波幅值可表为

$$I_{1m}=\frac{U_{1m}\cos\phi_1}{r_0}=\frac{4U_d\cos\frac{\beta}{2}\cos\left(\phi_0+\frac{\beta}{2}\right)}{\pi r_0} \tag{8-140}$$

关断电流 $I_{fT}=I_{1m}\sin\phi_0$

比值

$$\frac{I_{fT}}{I_{fT0}}=\frac{\cos\frac{\beta}{2}\cos\left(\phi_0+\frac{\beta}{2}\right)}{\cos\phi_0} \tag{8-141}$$

根据式(8-141)，以 ϕ_0 为参变量，图 8-21 表示了基准臂关断电流标么值随移相控制角 β 而变的规律。由图可见

(1)移相控制角 β 的实际可调范围为 $(180-2\phi_0)°$；

(2)关断电流 I_{fT} 随 β 的增大而单调下降，这种关系从营造 ZVS 环境角度来看是很不利的。因为如果根据 $\beta=0$ 条件，按最大关断电流 I_{fT0} 设计器件的散热条件，那么在调功过程中，发热并不会有问题，但 ZVS 环境就很难保证，因为由于 I_{fT} 下降，由式(8-134)可知，τ_c 将相应增加，以至有可能使式(8-130)得不到满足，ZVS 条件将遭破坏。

为了在 I_{fT} 下降的情况下维持基准臂的 ZVS 能力，有必要措取其他有效措施，例如加入如

图 8-11 所示的有源缓冲电路，利用缓冲电路在 T_1 关断时对 C_{S1} 注入充电电流，使 u_{T1} 能在规定的 τ_c 内达到 U_d，保证 ZVOFF 环境不受关断电流的影响。

4. 移相臂关断电流 I_{fT} 分析：由图 8-20 可见，移相臂关断电流可写成

$$I_{fT}=I_{1m}\sin(\phi_0+\beta) \tag{8-142}$$

标么值

$$\frac{I_{fT}}{I_{fT0}}=\frac{\cos\frac{\beta}{2}\cos\left(\phi_0+\frac{\beta}{2}\right)\sin(\phi_0+\beta)}{\cos\phi_0\sin\phi_0} \tag{8-143}$$

根据式(8-143)，以 ϕ_0 为参变量，作图 8-22。由图可见：

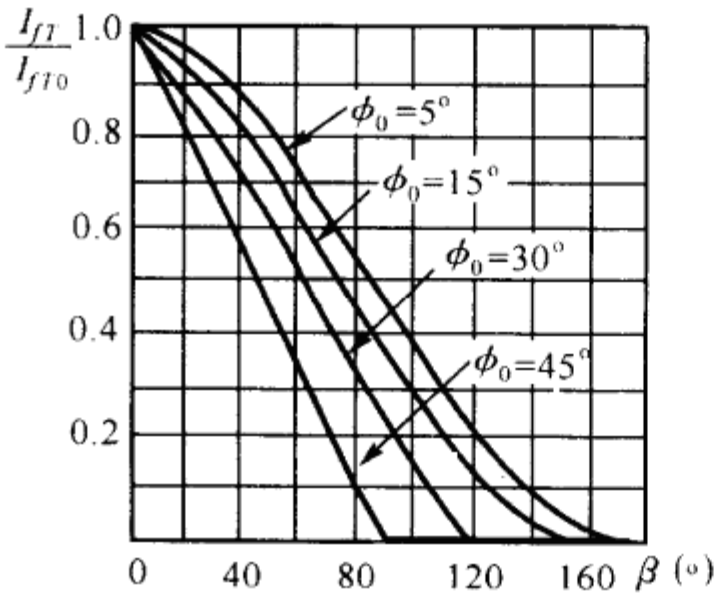


图 8-21　基准臂 I_{fT}/I_{fr0}-β 关系曲线

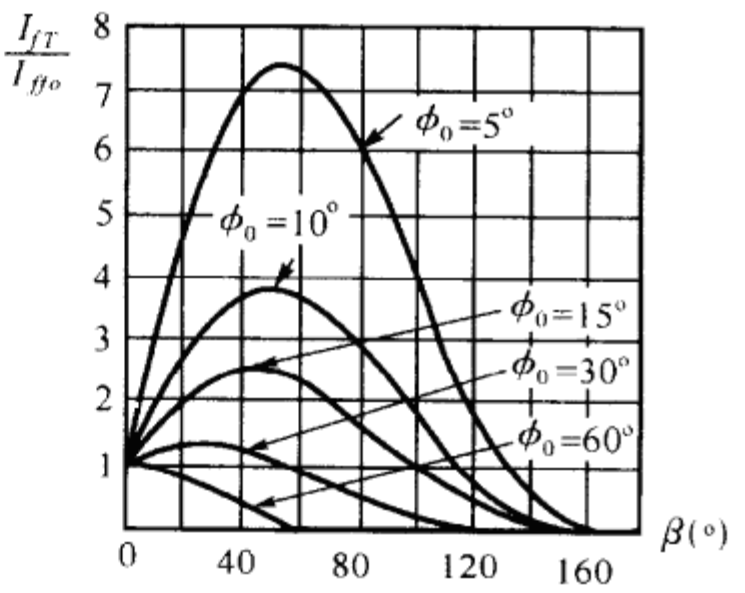


图 8-22　移相臂 I_{fT}/I_{fr0}-β 关系曲线

(1)移相控制角 β 实际可调范围为$(180-2\phi_0)°$；

(2)在 $\phi_0<60°$的条件下，随着 β 的增加，移相臂的关断电流 I_{fT}总是先增加($I_{fT}/I_{fT0}>1$)，然后才减小。由于在较大的移相范围内关断电流是增加的，因此可以比基准臂更易于实现 ZVS，无须采用其他措施。由图还可看到，当 $\phi_0\geqslant60°$时，I_{fT}又会出随 β 增加而单调下降的现象，它会导致 τ_c 的增加，幸亏此时留给关断的时间为$(\tau_0+\tau_\beta)$，要比基准臂长得多。因此，即令在 $\phi_0\geqslant60°$，也能保证移相臂的 ZVS 环境不致被破坏，并不需要措取其他措施。

四、控制方式的选择

在本章第一节中曾指出，移相控制可以有两种方式，对于加热用电源应选择方式二为宜。在以上分析中，也都假定采用这种控制方式，下面解释其原因。

对于控制方式一，由图 8-1(d)有

$$\phi_1=\phi_0-\frac{\beta}{2} \tag{8-144}$$

而基波输出电压有效值：

$$U_1=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_d\cos\frac{\beta}{2}$$

基波电流有效值：

$$I_1=\frac{U_1\cos\phi_1}{r_0}$$

基波输出功率：

$$P_0=P_{01}=U_1I_1\cos\phi_1=\frac{1}{r_0}\left[\frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_d\cos\frac{\beta}{2}\cos\left(\phi_0-\frac{\beta}{2}\right)\right]^2 \tag{8-145}$$

标么值：
$$\frac{P_0}{P_{om}}=\left[\frac{\cos\frac{\beta}{2}\cos\left(\phi_0-\frac{\beta}{2}\right)}{\cos\phi_0}\right]^2 \tag{8-146}$$

由式(8-146)描述的输出功率标么值用图 8-23 表示，图中用 ϕ_0 作参变量。由图可见，对于各个 ϕ_0，当自变量 β 由 0 增长时，输出功率标么值都是先增大随后再减小，这种特性显然不适合于需要功率全程调节的加热电源。

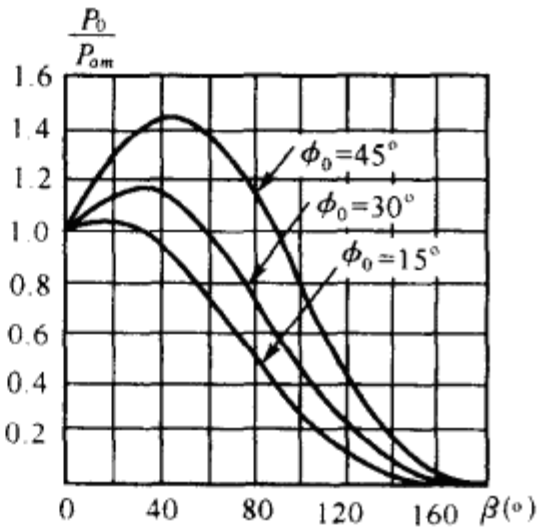


图 8-23 $\frac{P_0}{P_{om}}$-β 关系曲线

五、负载侧功率因数分析

根据本节所作的假定，即忽略逆变电路输出电流的所有谐波。此外，电路具有感性负载，若输出电压基波瞬时值为

$$u_1=U_{1m}\sin\omega t \tag{8-147}$$

则
$$i_0=i_{01}=I_{1m}\sin(\omega t-\phi_1) \tag{8-148}$$

输出有功功率
$$P_{01}=U_1I_1\cos\phi_1 \tag{4-149}$$

按定义，负载功率因数 $PF=\frac{P_0}{UI}=\frac{P_{01}}{UI}=\frac{U_1}{U}\cos\phi_1=\xi_u\cos\phi_1$

$$\xi_u=\frac{U_1}{U} \tag{8-150}$$

式中 U_1 是输出电压基波有效值，U 是输出电压总有效值：

$$U=\sqrt{U_1^2+U_3^2+\cdots U_n^2} \tag{8-151}$$

由式(8-151)描述的输出电压谐波含量可用图 8-24 表示。图中仅考虑幅值较大的 3～7 次谐波，其中 C_n 是 n 次谐波幅值的标么值。由图可计得各个 β 值下的 U 值。经运算得负载侧 PF 值与 β 的关系曲线如图 8-25 所示，图中以 ϕ_0 为参变量。

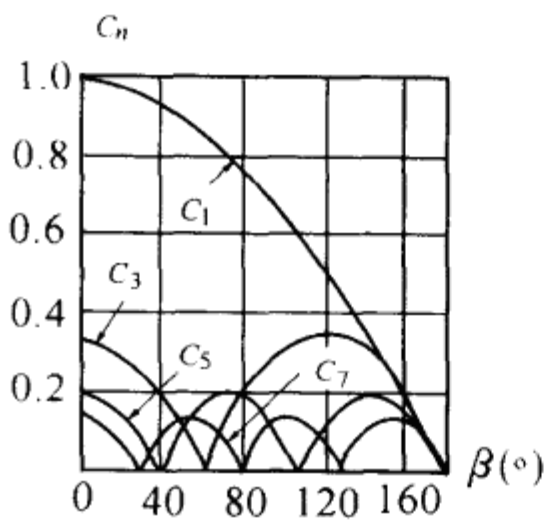


图 8-24 C_n-β 关系曲线

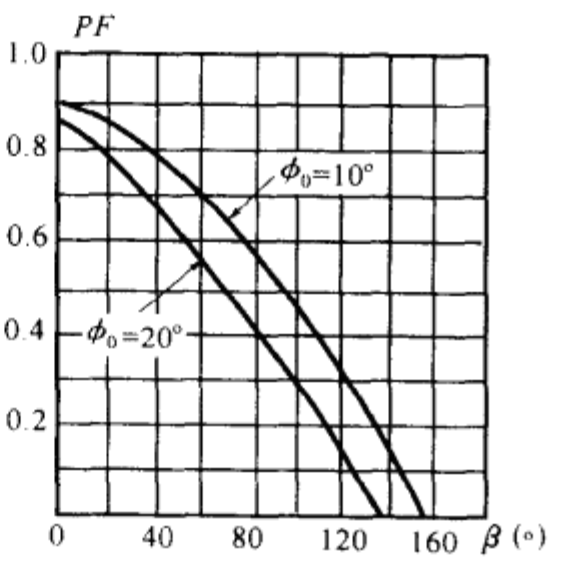


图 8-25 PF-β 关系曲线

由图可见：

1. β 对 PF 的有效控制范围为$(180-2\phi_0)°$。

2. 随着 β 的增大，PF 相应下降，因为 PF 所包含的两个积因子 $\cos\phi_1$ 和 ξ_u 都随 β 的增大而下降。这样由移相控制调节输出功率，也是改变负载侧 PF 的过程。

参考文献

[1]E C Nho,et al. A New Zero-Voltage Zero-Current Mixed Mode Switching DC/DC Converter with Low Device Stresses, IECON'89,P15

[2]K Chen, et al. A 1.6kW 110kHz DC/DC Converters Optimized for IGBT'S, PE-18(1),1993

[3]P Imbertson, et al. Asymmertrical Duty Cycle Permits Zero Switching Loss in PWM Circuits with no Conduction Loss Panelty,IA-29(1),1993

[4]J A Sabate, et al. Design Considerations for High Voltage, High Power Full-Bridge ZVS PWM Converter, APEC'90,P275

[5]阮新波,严仰光.移相控制恒频零电压开关变换器的发展及现状.电力电子技术,1996(1)

[6]G C Hua, F C Lee. An Improved ZVS PWM Converter using a Saturable Inductor, VEPC Seminar,1991,P161

[7]徐功潜等.零电压和零电流开关的伪相移式变换器.电力电子技术,1997(3),P11

[8]K Yoshida, et al. A Novel ZVS Half-Bridge Converter with Active Current-Clamped Transformer, PESC'96,P632

[9]A A Pereira, et al. A Lossless Commutation PWM Full-Bridge Converter using Phase Shift Control, PESC'96, P1879

[10]J G Cho, et al. Novel Full-Bridge Zero-Voltage Transition PWM DC—DC Converter for High Power Application, APEC'94

[11]H H Seong, et al. A New ZVS DC—DC Converter with Fully Regulated Dual Outputs, PESC'93, P351

[12]G H Cho. Novel Off-Line ZVS PWM AC—DC Converter for Direct Conversion from AC Line to 48V DC Bus with PFC,PESC'93,P689

[13]J G Cho, et al. Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full-Bridge PWM Converter for High Power Applications, PESC'94, P102

[14]Y J Kim, et al. Saturable Inductor-Assisted ZVS PWM FB HF Link DC—DC Converter Operating at Lowered Switching and Conduction Losses, PEVD'94

[15]L Z Zhu, et al. Constant Frequency Full-Bridge ZVS DC—DC Converter with Adding LC Resonant Link, Proceeding of Chinese-Japanese Power Electronics Conference,1992,p17

[16]S Hamade, et al. Saturable Reactor Asisted Soft-Switching FB DC—DC Converter, PE—19(3),1994,P309

[17]徐晓亮.固态高频感应加热技术研究.浙江大学博士学位论文,1997.

[18]Jianping Ying. Resonant and Quasi-Resonant Inverters for High Frequency Induction Heating, Verlag, Dr. Köster,Berlin,1995.

*第九章

交流谐振型软PWM逆变电路

第一节 概 述

本书最后两章(即本章及第十章)将介绍另外一种实现软开关PWM电路的方法,即采用谐振环的方法。这种谐振环与常用的谐振式逆变电路不同,在硬开关PWM逆变电路中附加谐振环并不是为了提高负载侧功率因数,也不构成负载的一部分,其目的是为了改善逆变桥器件的开关环境,使之具有ZVS功能。显然这种作用与缓冲电路是十分相似的,但就目前而言,这两种电路还是有差别的,例如绝大多数的缓冲电路可以实现边缘谐振方式,即只在主电路开关状态更迭时才与其联系,而其他时区则与主电路脱离;相反,目前差不多已有的附加谐振环电路则是部分或全部包含在主电路中。

根据附加谐振环在逆变电路中的位置,可以分成直流谐振环和交流谐振环两种软开关PWM逆变电路。前者指附加谐振环插在直流电源与逆变桥之间,由于谐振环的作用,直流电源电压被转换成高频脉冲列,于是逆变桥各功率器件只要在直流电压为零的时刻中实现开关状态的更迭,便可以实现ZVS,关于这方面的内容将在下一章讨论。

本章将介绍带交流谐振环逆变电路的工作原理,这类电路的附加谐振环插在逆变桥和负载之间。附加谐振环的作用是将逆变桥每相对直流电源中点间电压由原先的交变方波改换成交变梯形波,这样逆变桥每相上下桥臂器件开关状态更迭时不再承受突加正向电压。国外文献称此类电路为带谐振换流支路的逆变电路,这类电路的构思很类似于晶闸管电路中的单相换流方式,因此交流谐振环方案在指导思想上与单相式无源缓冲电路相类似。

第二节 带交流谐振环的电流型逆变电路

图9-1(a)示一半桥式单相电压源逆变电路,带交流谐振环,分压电容$C_{d1}=C_{d2}$,其端压$u_{cd1}=u_{cd2}=U_{cd}=U_d/2$,阻性负载,并联滤波电容$C_0$,由谐振电感$L_r$和谐振电容$C_r$组成的谐振电路插在逆变桥与负载电阻$R_0$之间,$L_r$与负载相串联。

在本书第五章曾指出,诸如电动机一类负载,要求其输出电流为可控,对这种要求如采用电压型控制策略并不能很好实现,从而发展了电流型控制,在文献中称为电压源电流型逆变电路(缩称VSCINV),本节所述电路便属于这一类。

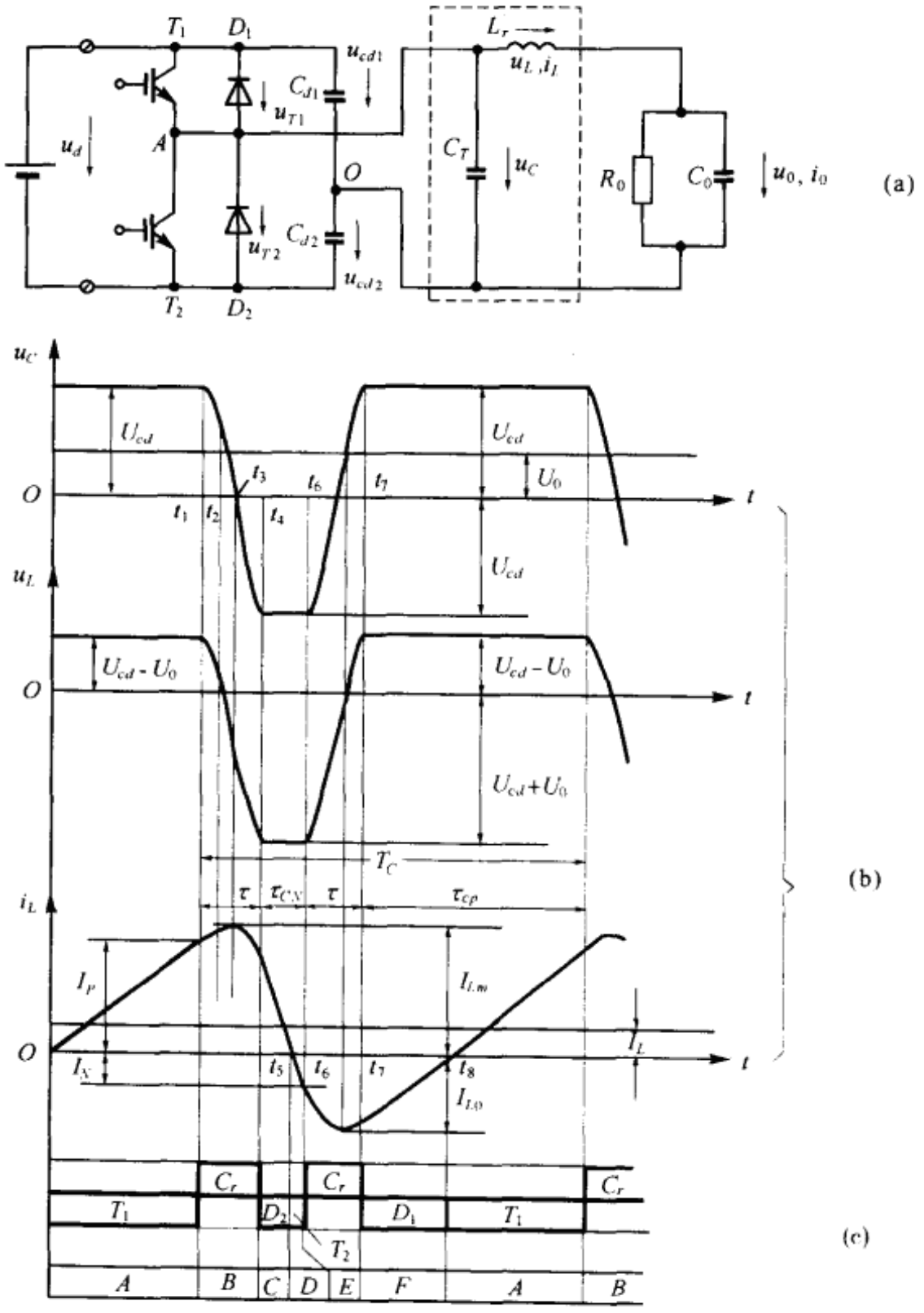


图 9-1　带交流谐振环的电流型逆变电路

一、基本假定

1. 电路中所有元器件均有理想特性，谐振电路无内耗，分压电容 $C_{d1}=C_{d2}$；
2. 直流电源电压 $u_d=U_d$，$u_{cd1}=u_{cd2}=U_{cd}=U_d/2$；
3. 电路已达稳定状态，并有输出电流 $i_L>0$（按图 9-1(a)所标正方向）；
4. 逆变桥输出电流 i_L 的给定值 i_{Lr} 可表为

$$i_{Lr}=I_{Lrm}\sin\omega t \tag{9-1}$$

$$\omega = 2\pi f$$

式中 f 为给定电流的重复频率，设逆变桥 PWM 载波频率为 f_c，且有 $f_c\gg f$；

5. 由于 $f_c\gg f$，在分析一个载波周期 T_c 的电路工作时，假设负载电压 u_0 为恒值，$u_0\equiv U_0$。

二、电路工作原理分析

由第四章硬开关逆变电路可知，对单相半桥式 PWM 逆变电路，只能采用双极性 PWM 方式，这一性质同样适用于图 9-1(a)所示的电路。图 9-1(b)为电路在一个载波周期 T_c 的波形，它包含以下几个时段：

1. 稳定初态(时段 A)：

设电路初态是 T_1 导通，其他器件关断，逆变输出电压 $u_{A0}=u_c=U_{cd}=U_d/2$，负载电压 $u_0=U_0$，谐振电感电流初值 $i_L(0)=0$。电感端压 u_L 可表为

$$u_L=L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=u_c-u_0=U_{cd}-U_0$$

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_r}(U_{cd}-U_0) \tag{9-2}$$

解上式得

$$i_L=\frac{(U_{cd}-U_0)}{L_r}t \tag{9-3}$$

根据前假定，式(9-3)表明，在本时段中 i_L 线性增长，当 $t=t_1$ 时，$i_L=I_P$，I_P 称输出电流上阀值，T_2 端压 $u_{T2}=U_d$。

2. 谐振期(时段 B)：

当 $t=t_1^+$ 时，由控制电路有 $u_{g1}=0$(受 I_P 控制)，由于 $u_{T2}=U_d$，T_1 有 ZVOFF，逆变桥所有器件均关断，电路进入谐振状态，C_r 放电以维持 i_L 连续。电路状态是

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_r}(u_c-u_0) \tag{9-4}$$

$$\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t}=-\frac{i_L}{C_r} \tag{9-5}$$

电路初值为 $i_L=I_P$，$u_c=U_{cd}=U_d/2$，解上方程式得

$$u_c=U_0+A_1\cos\omega_0t'+A_2\sin\omega_0t' \tag{9-6}$$

$$i_L=A_1\omega_0C_r\sin\omega_0t'-A_2\omega_0C_r\cos\omega_0t' \tag{9-7}$$

式中：$t'=t-t_1$；$\omega_0{}^2=\dfrac{1}{L_rC_r}$。

将电路初值代入上式得

$$A_1=U_{cd}-U_0$$

$$A_2=-I_PZ_0$$

将 A_1 和 A_2 代回式(9-6)(9-7)得

$$u_c=U_0+(U_{cd}-U_0)\cos\omega_0t'-I_PZ_0\sin\omega_0t' \tag{9-8}$$

$$i_L=\frac{1}{Z_0}(U_{cd}-U_0)\sin\omega_0t'+I_P\cos\omega_0t' \tag{9-9}$$

式中：$Z_0^2=\dfrac{L_r}{C_r}$。

由图 9-1(b)可见，当 $t=t_4$ 时，$u_c=-U_{cd}$，也即电路经过振荡期，u_c 反向并达其峰值 U_{cd}。电路能否出现这一状态，与 i_L 的上阀值 I_P 值有关，或者与进入谐振期时 L_r 中的储能有关。当 $t=t_1$ 时，电路具有能量为

$$E_1=\frac{L_r}{2}I_P^2+\frac{C_0}{2}U_0^2+\frac{C_r}{2}U_{cd}{}^2 \tag{9-10}$$

假定电路有临界情况，即 $t=t_4$，$u_c=-U_{cd}$时，$i_L=0$，此时电路能量为

$$E_2=\frac{C_0}{2}U_0^2+\frac{C_r}{2}U_{cd}^2 \tag{9-11}$$

按能量守恒有

$$E_1-\int_{t1}^{t4}U_0 i_L \mathrm{d}t=E_2 \tag{9-12}$$

上等式左侧第二项代表在 t_4-t_1 时段中被负载所吸收的能量。将式(9-10)(9-11)代入式(9-12)并整理得：

$$I_P=\frac{2\sqrt{U_{cd}U_0}}{Z_0} \tag{9-13}$$

考虑到实际高频工况下，L_r 不可能完全无损耗，C_0 在谐振期中也会吸收一部分能量(即负载电压 u_0 实际上有轻微脉动)，因而在设计中应取：

$$I_P>\frac{2\sqrt{U_{cd}U_0}}{Z_0} \tag{9-14}$$

3. 稳定状态(时段 C)：

当 $t=t_4^+$ 时，C_r 端压继续上升，二极管 D_2 正偏导通，逆变输出电压 u_c 被箝在$-U_{cd}$上。

$$u_L=L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-(U_{cd}+U_0)$$

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-\frac{(U_{cd}+U_0)}{L_r} \tag{9-15}$$

$$i_L=i_0+i_{C0}=\frac{U_0}{R_0}+C_0\frac{\mathrm{d}u_0}{\mathrm{d}t}$$

$$\frac{\mathrm{d}u_0}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{C_0}(i_L-\frac{U_0}{R_0}) \tag{9-16}$$

比较式(9-15)、(9-2)可见，在本段中，i_L 以更快的速率下降，当 $t=t_5$ 时，$i_L=0$，D_2 有 ZVZ-COFF，尔后 T_2 相继导通(ZVON)，i_L 反向，至 $t=t_6$ 时，$i_L=-I_N$，I_N 是输出电流的下阀值，当 $t=t_6^+$ 时，$u_{g2}=0$，T_2 有 ZVOFF。

4. 谐振期(时段 E)：

当 T_2 关断时，电路所有器件又均处断态，于是重新开始产生谐振状态，此时

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_r}(u_c-U_0)$$

$$\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t}=-\frac{i_L}{C_r}$$

电路初值为 $i_L=-I_N$，$u_c=-U_{cd}$，仿前解上方程组可得

$$i_L=-\frac{1}{Z_0}(U_{cd}+U_0)\sin\omega_0 t'-I_N\cos\omega_0 t' \tag{9-17}$$

$$u_c=U_0-(U_{cd}+U_0)\cos\omega_0 t'+I_N Z_0\sin\omega_0 t' \tag{9-18}$$

式中：$t'=t-t_6$。

5. 稳定初态(时段 F)：

当 $t=t_7^-$ 时，$u_c=U_{cd}$，$u_{T1}=u_{cd1}-u_c=0$，$i_L<0$，当 $t=t_7^+$ 时，$u_{g1}>0$，为维持 i_L 不变，有 D_1 正偏导通，u_c 被箝在 U_{cd}上，电路状态方程与式(9-2)式(9-3)相同，电路初值为 $u_c=U_{cd}$，$i_L=-I_{L0}$，

i_L 重新线性上升，至 $t=t_8$，$i_L=0$，D_1 有 ZCOFF，尔后 T_1 有 ZVON，i_L 反向，开始新的工作循环。

根据以上分析和图 9-16 电路波形可见：

(1)工作循环包含两个稳态期和两个谐振期，其中正向稳定期(正向箝位期)为 τ_{cp}，负向稳定期(负向箝位期)为 τ_{CN}。一个载波周期 T_c 可表为

$$T_c=\tau_{CP}+\tau_{CN}+2\tau \tag{9-19}$$

式中 τ 为谐振期。

(2)由于谐振期的存在，逆变桥器件具有 ZVS 环境。

(3)若忽略谐振期，即令 $\tau=0$，一个工作循环中 u_c 平均值可表为

$$\overline{u_c}=\frac{1}{T_c}\int_0^{T_c}u_c\mathrm{d}t=U_{cd}(2D-1) \tag{9-20}$$

式中 $$D=\frac{\tau_{CP}}{T_c},T_c=\tau_{CP}+\tau_{CN}$$

三、载波频率 f_c 的估算

由第四章知，在电流控制 PWM 技术中，可采用不同的控制策略，其中恒滞环宽度控制是应用较多的一种。在该控制方式下，电路的载波频率(开关频率)f_c 不再是恒值，文献中称之为离散脉冲调制(Discrete Pulse Modulation，缩称 DPM)。设带交流谐振环逆变电路为电流型，并采用 DPM 控制，下面估算开关频率 f_c 与电路参数关系。

图 9-2 是对图 9-1(b)的简化，比较它们所描述的电感电流 i_L 有以下不同：

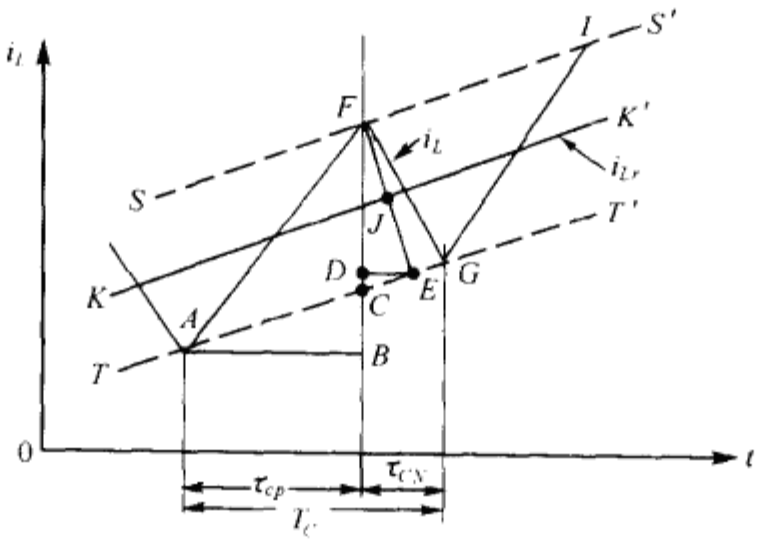


图 9-2 简化的 i_L 波形

1. 忽略谐振期的影响，认为 i_L 由两根直线段组成，其持续期分别为 τ_{CP}和 τ_{CN}；

2. 考虑电感电流给定值 i_{Lr}在一个开关周期中的上升率为恒值，即

$$\frac{\mathrm{d}i_{Lr}}{\mathrm{d}t}\equiv a \tag{9-21}$$

根据式(9-1)，对整个重复周期 T 而言，给定电流变化率的幅值为

$$\left|\frac{\mathrm{d}i_{Lr}}{\mathrm{d}t}\right|_m=\omega I_{Lrm}=\frac{2\pi I_{Lrm}}{T} \tag{9-22}$$

由于 i_L随时间而变，i_L 的上下阀值也随时间变化。由图可见，上阀值 I_P 总落在线段 SS' 上，而下阀值 I_N 则在线段 TT' 上，显然，$SS'\,/\!/\,KK'\,/\!/\,TT'$，而且 SS'和 TT'绕 KK'等距分布，即线段 $FJ=JE$，$EF=2FJ$，垂距 EF 称为滞环宽度简称环宽，记作 h，即 $h=EF$。

由式(9-2)(9-15)可知，i_L 在 τ_{CP}和 τ_{CN}期的变率可表为

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\begin{cases}\left.\dfrac{U_{cd}-U_0}{L_r}\right|_{\tau_{CP}}\\ \left.\dfrac{-(U_{cd}+U_0)}{L_r}\right|_{\tau_{CN}}\end{cases} \tag{9-23}$$

在图 9-2 的 AF 线段有

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{FB}{AB}=\frac{FC+CB}{AB} \tag{9-24}$$

而　$FC^2=CE^2+EF^2$，由于$\triangle FEC\backsim\triangle EDC$，故有

$$\frac{CD}{DE}=\frac{CE}{EF},$$

而

$$\frac{CD}{DE}=\frac{\mathrm{d}i_{Lr}}{\mathrm{d}t}=a$$

∴

$$CE=ah$$

$$FC=h\sqrt{1+a^2}$$

$$CB=a\tau_{CP}\quad AB=\tau_{CP}$$

这样，由(9-23)(9-24)有

$$\tau_{CP}=\frac{L_rh\sqrt{1+a^2}}{U_{cd}-U_0-aL_r}$$

同理，在图 9-2 的 FG 线段有

$$\tau_{CN}=\frac{L_rh\sqrt{1+a^2}}{U_{cd}+U_0+aL_r}$$

∴

$$T_c=\tau_{CP}+\tau_{CN}=\frac{2hL_rU_{cd}\sqrt{1+a^2}}{U_{cd}^2-(U_0+aL_r)^2}$$

$$f_c=\frac{U_{cd}^2-(U_0+aL_r)^2}{2L_rhU_{cd}\sqrt{1+a^2}} \tag{9-25}$$

用 $U_{cd}=U_d/2$，$a=\omega I_{Lrm}\cos\omega t$ 代入上式有

$$f_c=\frac{0.25U_d^2-(U_0+\omega L_rI_{Lr}m\cos\omega t)^2}{hL_rU_d\sqrt{1+(\omega I_{Lrm}\cos\omega t)^2}} \tag{9-26}$$

由上式可见：

1. 开关频率 f_c 与负载电压有关；

2. f_c 随时间而变，当 $\omega t=(\frac{1}{2}+k)\pi$ 时，$\cos\omega t=0$，$(k=0,1,2,\cdots)$ f_c 有最大值 f_{cm}：

$$f_{cm}=\left.\frac{U_d}{4hL_r}\right|_{U_0=0} \tag{9-27}$$

当 $\omega t=\frac{k_0\pi}{2}$ 时，$\cos\omega t=\pm1(k_0=0,2,4,\cdots)$ f_c 有最小值 f_{CM}：

$$f_{CM}=\left.\frac{U_d\left[1-\left(\frac{2a_0L_r}{U_d}\right)^2\right]}{4hL_r\sqrt{1+a_0^2}}\right|_{U_0=0} \tag{9-28}$$

式中：$a_0=\omega I_{Lrm}$。

3. 滞环宽度 h 可由滞环比较器的参数确定。但 h 选择是否得当，对逆变电路运行性能有一定影响：若 h 值过大，则 f_c 下降，使电流波形失真度升高；若 h 值过小，f_c 上升。虽然实际电流偏离给定电流的程度相应降低，波形失真度减低，但对器件的开关速度要求相应提高，开关过程超调加剧，因此要根据实际情况合理选择。

四、电流型逆变电路的特点

电流型逆变电路的优点是：

1. 借助附加谐振电路实现逆变电路的软开关，逆变桥器件具有 ZVS 环境；

2. 所用谐振电路是无源的；

3. 由于附加谐振电路独立连接于每一相，因此无论是单相或三相电路，每相工作完全独立，各相间无耦合，不存在相互影响；

4. 电路可靠性好，逆变桥的 ZVS 环境仅依靠谐振电路，不需要改变原来的控制程序，加上电流控制电路十分简单，过流保护容易，因此电路可靠性较好。

电流型逆变电路的缺点是：

1. 电感电流峰值大：在电流控制方式下，$I_P > 2\sqrt{U_{cd}U_0/Z_0}$，因此逆变桥功率器件必须承受的最大电流约为 $2I_{om}$，I_{om}是负载电流峰值；

2. 开关频率 f_c 不能保持恒定：当采用恒滞环宽度控制方式时，f_c 将随时间漂移，这种性能使逆变器件的开关速度必须按最高开关频率 f_{cm}选择。

第三节　带交流结实型谐振环的逆变电路

本节介绍另一种交流谐振环逆变电路如图 9-3 所示。由图可见，这是一个单相半桥式逆变电路，在由 R_0 和 L_0 组成的负载与逆变桥（由 T_1，T_2，D_1，D_2 组成）之间插入一个谐振电路（图中由虚线框所包含的电路）。与前相仿，该谐振电路的作用是使逆变器件具有 ZVS 环境，使逆变桥成为软开关 PWM 逆变电路，因电路可靠性较高，故有结实型之称。

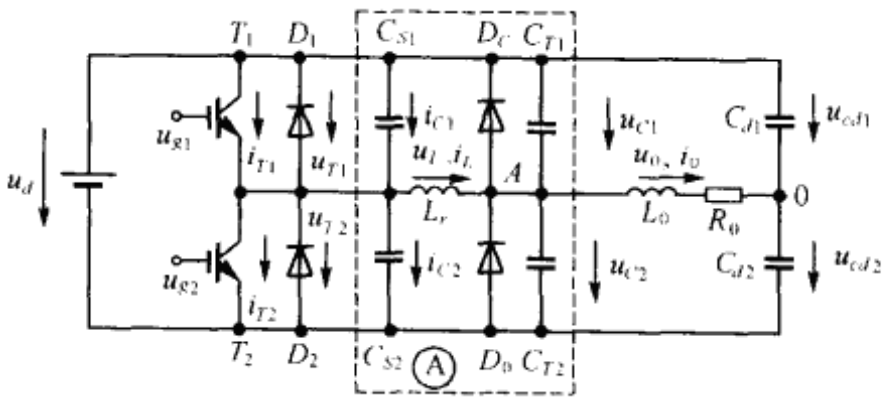


图 9-3　带结实型谐振环的逆变电路

虚线框Ⓐ中各元器件的作用是：D_0 为续流二极管、D_c 为箝位二极管，C_{S1}和 C_{S2}是缓压电容，C_{r1}和 C_{r2}是谐振电容（上述电容均与功率器件并联，故也包含器件的极间寄生电容），L_r 为谐振电感，其他元件 C_{d1}和 C_{d2}为分压电容，L_0 为负载电感，R_0 为负载电阻。

一、基本假定

1. 电路中所有元器件均具有理想特性，谐振电路无内耗；

2. 电路参数对称：$C_{d1}=C_{d2}$，$C_{S1}=C_{S2}=C_S/2$，$C_{r1}=C_{r2}=C_r/2$；$u_{cd1}=u_{cd2}=U_d/2$；

3. 谐振电感 $L_r \ll L_0$，逆变输出频率 $f \ll f_c$，故在分析一个载波周期 T_c 的电路工作过程可认为负载电流 $i_0 \equiv I_0$；输出电压 u_0 的基波分量 $u_{01} \equiv U_{01}$（即 i_0 和 u_{01} 均为正半波）；

4. 逆变桥采用恒频双极性 PWM 控制方式；

5. 电路已达稳态，且有电源向负载输送电能，即负载电流 $i_0>0$，输出电压 $u_{01}>0$（按图 9-3 所标正方向）。

二、电路工作原理分析

图 9-5 示逆变电路一个载波周期 T_c 的工作波形。由图可见，一个周期可包含以下时段：

1. 电路初态（时段 a）：

电路初态是 T_1 导通，$u_{g1}>0$，$u_{g2}=0$，输出端有 D_c 导通，$u_{c1}=0$，$u_{c2}=U_d$，输出电压 $u_0=u_{c2}-u_{cd2}=U_d/2$，电路中其他器件处于断态，等效电路如图 9-4(a)。谐振电感电流 $i_L=I_{Lm}$，电感端压 $u_L \equiv 0$，负载电流 $i_0 \equiv I_0$，D_c 中电流 $i_{DC}=i_L-i_0=I_{Lm}-I_0$，电路处于稳定状态，各电量均保持恒值。这种状态一直维持到 $t=t_1^-$ 为止，t_1 由 PWM 控制。

2. 谐振期（时段 b）：

当 $t=t_1^+$ 时，$u_{g1}=u_{g2}=0$，忽略 T_1 电流下降时间，i_{T1} 瞬间突降为零。由于关断缓压电容 C_{S1} 和 C_{S2} 的作用，T_1 有 ZVOFF，于是电路中器件除 D_c 外均处断态，等效电路如图 9-4(b)。电路进入谐振状态，在谐振期中，C_{S1} 充电使 u_{T1} 上升；C_{S2} 放电使 u_{T2} 下降，为桥下臂器件 ZVON 创造条件。由等效电路有

$$u_{T1}+u_L=\frac{1}{C_{S1}}\int i_{c1}\mathrm{d}t+L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=0 \tag{9-29}$$

$$u_{T2}-u_L=\frac{1}{C_{S2}}\int i_{c2}\mathrm{d}t-L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=U_d \tag{9-30}$$

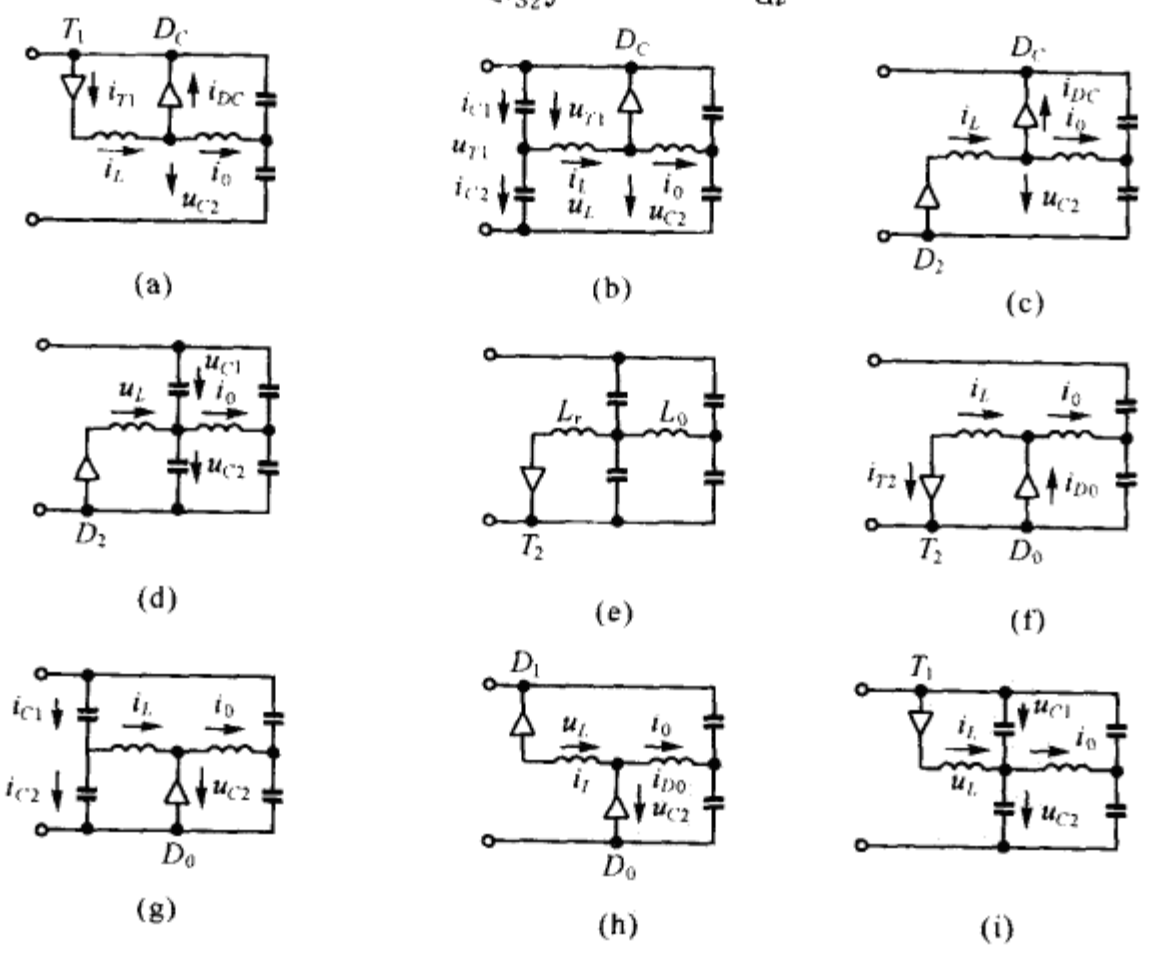


图 9-4　等效电路

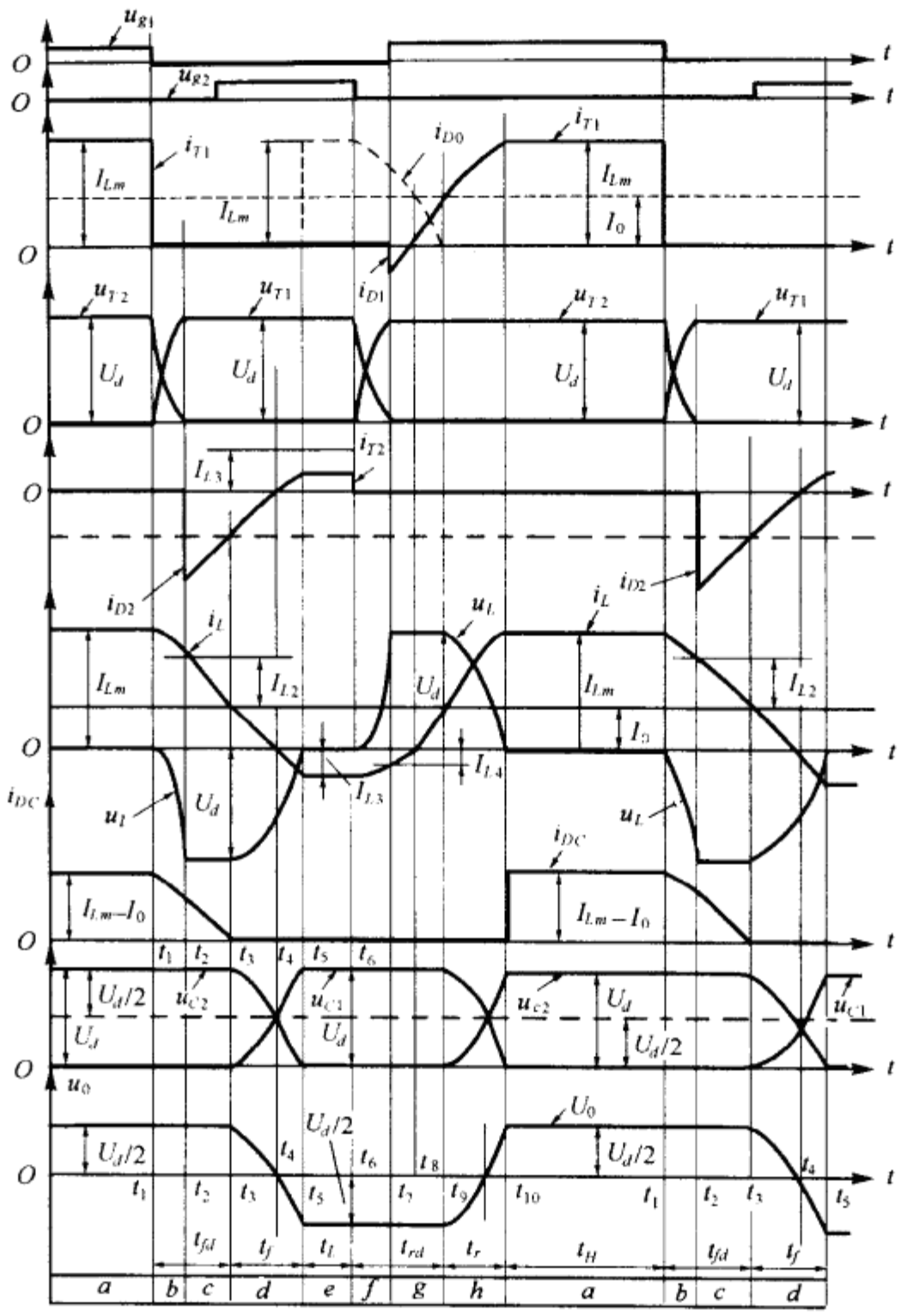


图 9-5 电路波形

$$i_{c1}-i_{c2}=i_L \tag{9-31}$$

$$u_{T1}+u_{T2}=U_d \tag{9-32}$$

式中 i_{c1}和 i_{c2}分别是流经 C_{S1}和 C_{S2}的电流。电路初值为 $u_{T1}=0,u_{T2}=U_d,i_L=I_{Lm},i_{c1}=i_{c2}=0$,解上方程组有

$$i_L=I_{Lm}\cos\omega_S t' \tag{9-33}$$

$$u_{T1}=I_{Lm}Z_S\sin\omega_S t' \tag{9-34}$$

$$u_{T2}=U_d-I_{Lm}Z_S\sin\omega_S t' \tag{9-35}$$

式中:$t'=t-t_1$;$\omega_S^2=\dfrac{1}{L_rC_S}$;$Z_S^2=\dfrac{L_r}{C_S}$。

$$C_S=C_{S1}+C_{S2},$$

$$C_{S1}=C_{S2}=C_S/2$$

上式组表明,在谐振期中 u_{T1}上升,u_{T2}下降,i_L 也按余弦规律下降,至 $t=t_2$ 有 $u_{T2}=0,u_{T1}=U_d$,即 $t'=t_2-t_1=t_{01}$,由式(9-35)有

$$\sin\omega_S t_{01}=\frac{U_d}{I_{Lm}Z_S}$$

$$t_{01}=\frac{1}{\omega_S}\arcsin\frac{U_d}{I_{Lm}Z_S} \tag{9-36}$$

由图 9-5，当 $t'=t_{01}$，即 $t=t_2$ 时的 i_L 值记为 I_{L2}，将式(9-36)代入(9-33)求出 I_{L2}为

$$I_{L2}=\sqrt{I_{Lm}^2-\left(\frac{U_d}{Z_S}\right)^2} \tag{9-37}$$

为使 T_2 具有 ZVON 环境，I_{L2}必须保持大于零的数值。即

$$I_{Lm}>\frac{U_d}{Z_S} \tag{9-38}$$

3. i_L 线性下降期(时段 c)：

当 $t>t_2$ 时，若 C_{S1}继续充电，D_2 即正偏导通，u_{T1}便被箝在 U_d 上，等效电路改为图 9-4(c)。由图可见，i_L 中高出负载电流 I_0 的部分由 D_c 回馈到直流电源，由于 D_2 和 D_c 导通，$u_L=-U_d$，故 i_L 线性下降。即

$$u_L=L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=-U_d$$

电路初值是 $i_L=I_{L2}$，$i_{DC}=I_{L2}-I_0$，解出 i_L 为

$$i_L=I_{L2}-\frac{U_d}{L_r}t' \tag{9-39}$$

式中：$t'=t-t_2$。

至 $t=t_3$ 时，$i_L=I_0$，$i_{DC}=0$，D_c 有 ZCOFF，有

$$t'=t_3-t_2=t_{02}=\frac{L_r(I_{L2}-I_0)}{U_d} \tag{9-40}$$

4. 谐振期(时段 d)：

由于 D_c 关断，u_{c2}被箝位的状态解除，由 L_r、C_{r1}和 C_{r2}组成新的谐振电路投入工作，等效电路如图 9-4(d)所示，电路中只有 D_2 导通。由图有

$$u_{c2}=-u_L=-L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} \tag{9-41}$$

$$u_{c1}+u_{c2}=U_d \tag{9-42}$$

$$i_L+i_{r1}=i_{r2}+i_0 \tag{9-43}$$

式中 i_{r1}和 i_{r2}分别是流经 C_{r1}和 C_{r2}的电流，其正方向同 u_{c1}和 u_{c2}。由 $C_{r1}=C_{r2}$，令 $C_r=C_{r1}+C_{r2}$，i_{r1}和 i_{r2}分别可表为

$$i_{r1}=C_{r1}\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t}=\frac{C_r}{2}\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t} \tag{9-44}$$

$$i_{r2}=C_{r2}\frac{\mathrm{d}u_{c2}}{\mathrm{d}t}=\frac{C_r}{2}\frac{\mathrm{d}u_{c2}}{\mathrm{d}t} \tag{9-45}$$

由式(9-42)有

$$\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}u_{c2}}{\mathrm{d}t}=0 \tag{9-46}$$

整理上方程式组有

$$i_L-I_0=C_r\frac{\mathrm{d}u_{c2}}{\mathrm{d}t} \tag{9-47}$$

电路初值为 $i_L=I_0, u_{c2}=U_d, u_{c1}=0, i_0=I_0$，解上方程得

$$\left.\begin{aligned} u_{c2}&=U_d\cos\omega_0 t' \\ u_{c1}&=U_d(1-\cos\omega_0 t') \\ i_L&=I_0-\frac{U_d}{Z_0}\sin\omega_0 t' \end{aligned}\right\} \tag{9-48}$$

式中：$t'=t-t_3$。

$$\omega_0^2=\frac{1}{L_r C_r} \tag{9-49}$$

$$Z_0^2=\frac{L_r}{C_r} \tag{9-50}$$

当 $t=t_4$，有 $i_L=0$，D_2 有 ZCOFF，由于 $u_{g2}>0$（参见图 9-5），T_2 相继以 ZVON，等效电路改为图 9-4(e)，电路继续处于谐振状态并有 $i_L<0$，u_{c2}仍按余弦下降，u_{c1}相应上升，至 $t=t_5$ 时有 $u_{c2}=0$，$u_{c1}=U_d$。

$$t'=t_5-t_3=t_{03}=\frac{\pi}{2\omega_0} \tag{9-51}$$

$$i_L=I_{L3}=I_0-\frac{U_d}{Z_0}=-\left(\frac{U_d}{Z_0}-I_0\right) \tag{9-52}$$

5. 稳定期（时段 e）：

当 $t=t_5^+$ 时，D_0 正偏导通，u_{c2}被箝在零位，等效电路如图 9-4(f)。由图可见，$u_L=0$，$u_{c2}=0$，$u_{c1}=U_d$，$i_L=I_0-U_d/Z_0$，$i_{D0}=i_0-i_L=U_d/Z_0$，$i_{T2}=-i_L=U_d/Z_0-I_0$，电路中各电量均处恒值，电路维持稳定状态，这种状态一直持续到 $t=t_6^+$ 时，$u_{g2}=0$，T_2 关断为止。

$$t'=t_6-t_5=t_{04}$$

t_{04}的长短由 PWM 定时控制。

6. 谐振期（时段 f）：

由于 C_{S1}和 C_{S2}的作用，当 $u_{g2}=0$ 时，T_2 具有 ZVOFF 环境，T_2 关断后的等效电路如图 9-4(g)所示，电路重新进入谐振状态。由图有

$$u_{T1}+u_L=\frac{1}{C_{S1}}\int i_{c1}\mathrm{d}t+L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=U_d \tag{9-53}$$

$$u_L=u_{T2}$$

即

$$L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{C_{S2}}\int i_{c2}\mathrm{d}t \tag{9-54}$$

$$i_{c1}=i_L+i_{c2} \tag{9-55}$$

电路初值为 $i_L=-I_{L3}$，$u_{T1}=U_d$，$u_{T2}=0$。

整理上方程式组得

$$\frac{2}{C_S}\int i_L\mathrm{d}t+2L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=U_d$$

对上式求导数得

$$L_rC_S\frac{\mathrm{d}^2 i_L}{\mathrm{d}t^2}+i_L=0$$

解上式得

$$i_L=A_1\cos\omega_S t'+A_2\sin\omega_S t' \tag{9-56}$$

$$u_{T1}=U_d-u_L=U_d-L_r\frac{di_L}{dt}=U_d+\omega_S L_r(A_1\sin\omega_S t'-A_2\cos\omega_S t') \tag{9-57}$$

考虑电路初值得

$$i_L=-I_{L3}\cos\omega_S t' \tag{9-58}$$

$$u_{T1}=U_d-I_{L3}Z_S\sin\omega_S t' \tag{9-59}$$

式中：$t'=t-t_6$；$I_{L3}=\frac{U_d}{Z_0}-I_0$；$Z_S^2=\frac{L_r}{C_S}$；$\omega_S^2=\frac{1}{L_rC_S}$。

式(9-59)表明，u_{T2}随时间上升，相应地 u_{T1}随时间下降，至 $t=t_7$，$t'=t_7-t_6=t_{05}$时，$u_{T1}=0$，$u_{T2}=U_d$。由式(9-59)有

$$\sin\omega_S t_{05}=\frac{U_d}{I_{L3}Z_S} \tag{9-60}$$

$$i_L=-I_{L4}=-I_{L3}\cos\omega_S t_{04} \tag{9-61}$$

由式(9-60)、(9-61)有

$$I_{L4}=\sqrt{I_{L3}^2-\left(\frac{U_d}{Z_S}\right)^2}$$

为保证 T_1 具有 ZVON 环境，I_{L4}必须保持大于零，即

$$I_{L3}>\frac{U_d}{Z_S} \tag{9-62}$$

7. 线性期(时段 g)：

当 $t>t_7$ 时，D_1 正偏导通，等效电路如图 9-4(h)。由图有

$$u_L=L_r\frac{di_L}{dt}=U_d$$

电路初值是 $i_L=-I_{L4}$，解上式得

$$i_L=\frac{U_d}{L_r}t'-I_{L4} \tag{9-63}$$

式中：$t'=t-t_7$。

式(9-63)表明，i_L 随时间上升，当 $t=t_8$ 时，$i_L=0$，$i_{D1}=0$，D_1 有 ZCOFF。由于 $u_{g1}>0$，T_1 相继以 ZVON，i_L 反向并继续线性上升，当 $t=t_9$ 时，$i_L=I_0$，$i_{D0}=0$，D_0 有 ZCOFF，线性期为

$$t_{06}=t_9-t_7$$

8. 谐振期(时段 h)：

D_0 关断之后，等效电路如图 9-4(i)，D_0 对 u_{c2}的箝位作用消失，电路再次进入谐振状态 C_{r2} 充电而 C_{r1}放电。由图有

$$u_{c1}=u_L=L_r\frac{di_L}{dt} \tag{9-64}$$

$$u_{c1}+u_{c2}=U_d \tag{9-65}$$

$$i_{r1}+i_L=i_{r2}+I_0 \tag{9-66}$$

式中 i_{r1}和 i_{r2}分别是流经 C_{r1}和 C_{r2}的电流。电路初值是 $i_L=I_0$，$u_{c1}=U_d$，$u_{c2}=0$，解上方程组得：

$$i_L=I_0+\frac{U_d}{Z_0}\sin\omega_0 t' \tag{9-67}$$

$$u_c=U_d\cos\omega_0 t' \tag{9-68}$$

式中　$t'=t-t_9$。当 $\omega_0 t'=\frac{\pi}{2}$ 时

$$i_L = I_0 + \frac{U_d}{Z_0} = I_{Lm} \tag{9-69}$$

$$t' = t_{10} - t_9 = \frac{\pi}{2\omega_0} = t_{07}$$

$$u_{c1} = 0, u_{c2} = U_d$$

逆变输出电压 $u_0 = u_{c2} - U_{cd2} = U_d - U_d/2 = U_d/2$，可见输出电压 u_0 的波形可以由 u_{c2}的波形求出，只要将纵坐标零点提升 $U_d/2$ 就行，如图 9-5 所示。由图可见，当 $t > t_{10}$时，电路将结束谐振状态并重新恢复到时段 a 所示的状态，这种稳定状态将持续到 $t = t_1$ 时为止。稳定期为

$$t_{08} = t_1 - t_{10}$$

至此电路完成一个工作循环。

三、几个问题说明

（一）工作循环（载波周期 T_c）的构成

根据以上分析，由图 9-5 波形可见，以电感电流 i_L 为表征，载波周期 T_c 由两个稳定期（t_{04}和 t_{08}）、两个线性期（t_{02}和 t_{06}）和四个谐振期（t_{01}、t_{03}、t_{05}和 t_{07}）组成，其中 t_{06}是线性上升期，t_{02}是线性下降期。两个稳定期由 PWM 定时控制。而四个谐振期可分为两类：即 C_S 谐振期（t_{01}和 t_{05}）和 C_r 谐振期（t_{03}和 t_{07}），前者由电容 C_{S1}、C_{S2}与 L_r 组成谐振电路。这两个谐振期的起点分别是 T_1 和 T_2 关断之后，终点是 D_2 和 D_1 导通，于是在谐振期中实现上下桥臂间换流（如 T_1 和 D_2 间）。由于换流期伴随着谐振过程，使涉及的有源器件（T_1 和 T_2）和无源器件（D_2 和 D_1）实现 ZVS（即 T_1 和 T_2 有 ZVOFF，D_2 和 D_1 有 ZVON）；同理，C_r 谐振期是由电容 C_{r1}、C_{r2}和 L_r 组成谐振电路所产生，它分别发生在输出端上下臂二极管 D_c 和 D_0 之间的换流，由于谐振的缘故，D_0 和 D_c 也具有 ZVS 环境。

仔细观察图 9-5 中主开关的电流波形便可以发现，正是有了桥中的臂间换流（例如由 T_2 向 D_1 换流），才为桥中臂内换流（例如 D_1 向 T_1 换流）创造了软开关条件，即 D_1、D_2 的 ZCOFF 和 T_1、T_2 的 ZVON，这样电路中所有器件都具有 ZVS 环境。

（二）实现 ZVS 的电路参数条件

为了使逆变桥具有 ZVS 环境，除了设置谐振电路之外，还需要做到以下两点：

1. 合理安排控制信号 u_{g1}和 u_{g2}的时序：u_{g2}的前沿必须落在 D_2 的续流期内；u_{g1}的前沿则在 D_1 续流期内；

2. 参数选择应与负载电流匹配：为了在 C_S 谐振期的终点使 D_2 导通，必须有 $u_{T2} = 0$，为此电流在谐振期的峰值应满足式（9-38），即

$$I_{Lm} > \frac{U_d}{Z_S}$$

考虑式（9-69）上式可改写为

$$I_{0M} > U_d\left(\frac{1}{Z_S} - \frac{1}{Z_0}\right) \tag{9-70}$$

由于 $C_r \gg C_S$，故 $Z_S > Z_0$，式（9-70）为负值，该值应低于输出电流的最小值 I_{OM}；同理，为了在 C_S 谐振期的终点使 D_1 导通，应有 $u_{T1} = 0$，i_L 的初值应满足式（9-62）。考虑式（9-52）应有

$$I_{om} < U_d\left(\frac{1}{Z_0} - \frac{1}{Z_S}\right) \tag{9-71}$$

式中 I_{om}是负载电流的最高值。例如已知逆变电路参数为：$U_d = 280\text{V}$，$Z_0 = 8.54\Omega$，$Z_S = 21.8\Omega$，

根据式(9-70)(9-71)有

$$-20\text{A}<I_0<+20\text{A}$$

在电路设计时，应根据给定的负载电流的变化范围来确定电路参数。式(9-71)也表明结实型谐振环逆变电路带负载的能力，Z_0 表示由 C_r 和 L_r 组成谐振电路的谐振阻抗，U_d/Z_0 表示谐振时的电流峰值；Z_S 是由 C_S 和 L_r 组成谐振电路的谐振阻抗；U_d/Z_S 是谐振电流峰值，两个电流之差决定了结实型电路带负载的能力。为使它工作时能满足式(9-71)，控制系统最好包含电流控制环节，使电路的输出电流能得到限制。

(三)输出电压 U_0 的构成

由图 9-5 所示输出电压 u_0 的波形，其幅值为 $U_d/2$，在一个载波周期 T_c 中，根据 u_{g1} 和 u_{g2} 的时序分布，u_0 由以下各时段组成：

t_L——负向受控时间；

t_H——正向受控时间；

t_{fd}——电压下降延迟时间；

t_f——电压下降时间；

t_{rd}——电压上升迟延时间；

t_r——电压上升时间。

上述时段中 t_L 和 t_H 分别受控制信号 u_{g1} 和 u_{g2} 后沿的控制，也即受 PWM 定时的控制，其他时段则受到谐振电路参数的影响。其中

$$t_r=t_{10}-t_9=t_{07}=\frac{\pi}{2\omega_0}=\frac{\pi\sqrt{L_rC_r}}{2}$$

$$t_f=t_5-t_3=t_{03}=t_r$$

$$t_{fd}=t_3-t_1=t_{01}+t_{02}=\frac{1}{\omega_S}\arcsin\frac{U_d}{I_{Lm}Z_S}+\frac{L_r(I_{L2}-I_0)}{U_d}$$

$$t_{rd}=t_9-t=t_{06}+t_{05}=\frac{1}{\omega_S}\arcsin\frac{U_d}{I_{L3}Z_S}+\frac{L_r(I_{L4}-I_0)}{U_d}$$

由图可见，由于 t_r、t_f、t_{fd}、t_{rd} 的存在，u_0 已不再是交变方波，u_0 的波形畸变固然改善了器件的开关环境，降低了开关损耗，但却限制了最小脉宽，从而影响输出电压的调整范围。

四、结实型谐振环逆变电路的特点

1. 附加谐振电路独立接到逆变电路每一相输出端，其工作状态并不影响其他相。因此，这种电路还可应用于单相全桥和三相逆变电路；

2. 逆变桥及谐振电路中所有功率器件(含有源和无源器件)均具有 ZVS 环境，但电路参数必须满足

$$U_d\left(\frac{1}{Z_S}-\frac{1}{Z_0}\right)\leqslant I_0\leqslant U_d\left(\frac{1}{Z_0}-\frac{1}{Z_S}\right)$$

由式可见：电路的 ZVS 环境依赖于直流电压和负载电流等外部条件，如果这些条件变化超过一定范围，ZVS 环境便被破坏。

3. 逆变桥功率器件的电压应力与硬 PWM 逆变电路相同，但工作时电路内部存在较大的循环能量以维持器件 ZVS 环境，因而桥臂器件的电流应力较大。由式(9-69)有

$$I_{Lm}=I_{Tm}=I_{om}+\frac{U_d}{Z_0}\tag{9-72}$$

式中 I_{Tm}是流过功率器件的电流峰值，I_{om}是最大负载电流。考虑式(9-71)

$$I_{om} \leqslant U_d\left(\frac{1}{Z_0}-\frac{1}{Z_S}\right)$$

代入式(9-72)有

$$I_{Tm}=2I_{om}+\frac{U_d}{Z_S} \tag{9-73}$$

例如 $I_{om}=20\text{A}$，$U_d=280\text{V}$，$Z_S=21.8\Omega$，由上式可计得：$I_{Tm}=52.8\text{A}$。

电流峰值大一方面是增大器件的开关容量，另方面也增大导通损耗，降低电路效率。

(4)谐振电感 L_r 配置在主电路中，使电路功率密度下降，损耗增加。

五、改进型电路

为了克服上述缺点，文献[6]提出一种改进型电路，其主电路拓扑如图 9-6 所示，这是一个电压型半桥式逆变电路。它与图 9-3 的差别是增加虚线框Ⓑ所包含的电路，变压器 T_A 的变比 $K_N=N_1/N_2$，其中 N_1 是原边绕组匝数，N_2 是付边绕组的匝数，$N_2 \ll N_1$，T_A 原边绕组与负载 Z_0 相串联，付边绕组与谐振电路容 C_A 相并联，二极管 D_5 和 D_6 反映电感电流的极性。

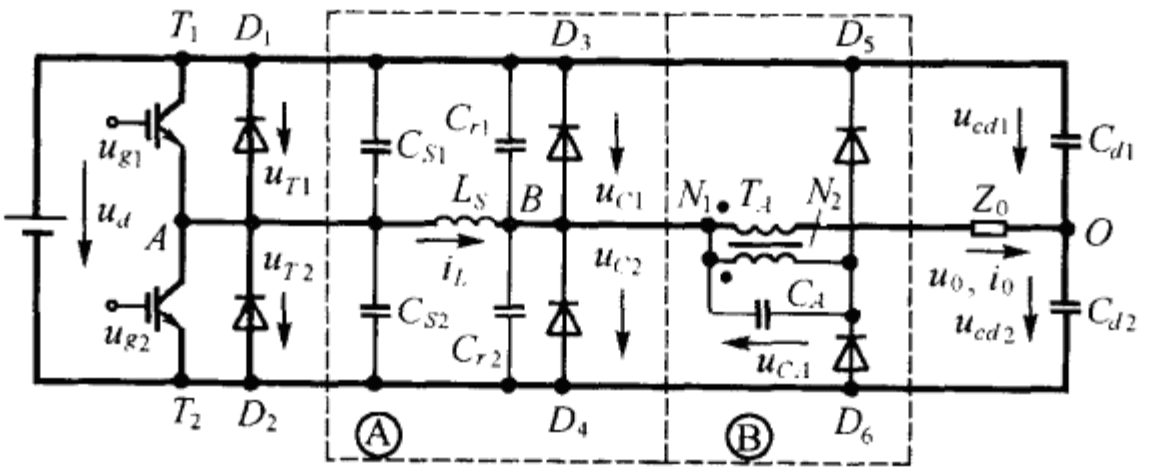


图 9-6 交流结实型谐振环改进电路

(一)改进型电路的工作原理

本节开始所作的各项假定仍然成立，改进型电路各主要电量的波形如图 9-7 所示，由图可见，一个载波周期 T_c 共包含以下时段：

1. 电路初态(时段 a)：

设电路初态是 $u_{g1}=0$，$u_{g2}>0$，T_2、D_4、D_6 导通，等效电路如图 9-8(a)所示，由于 D_4 和 D_6 导通，T_A 付边绕组被短路，(电容 C_A 端压 $u_{CA}=0$)但流过电流为 $K_N I_0$(此时 T_A 原边绕组流过电流 I_0)。按图标正方向有

$$i_L+i_{D4}=I_0-K_N I_0=I_0(1-K_N) \tag{9-74}$$

即

$$i_{D4}=I_0(1-K_N)-i_L$$

由等效电路可见，电感 L_S 端压 $u_L=0$(由于 T_2 和 D_4 导通)，$i_L=-I_{L3}$(参见图 9-7)，$u_{T2}=0$，$u_{T1}=U_d$，$u_{c2}=0$，$u_{c1}=U_d$，电路中各电量均处恒值，电路处于稳定状态，并一直持续到 $t=t_0$ 为止为止。

2. C_S 谐振期(时段 b)：

当 $t=t_0^+$ 时有 $u_{g2}=0$，$u_{g1}=0$，T_2 有 ZVOFF(由于 C_{S1}和 C_{S2}的作用)，电路进入谐振期，等效电路如图 9-8(b)所示。根据电路拓扑和初态有

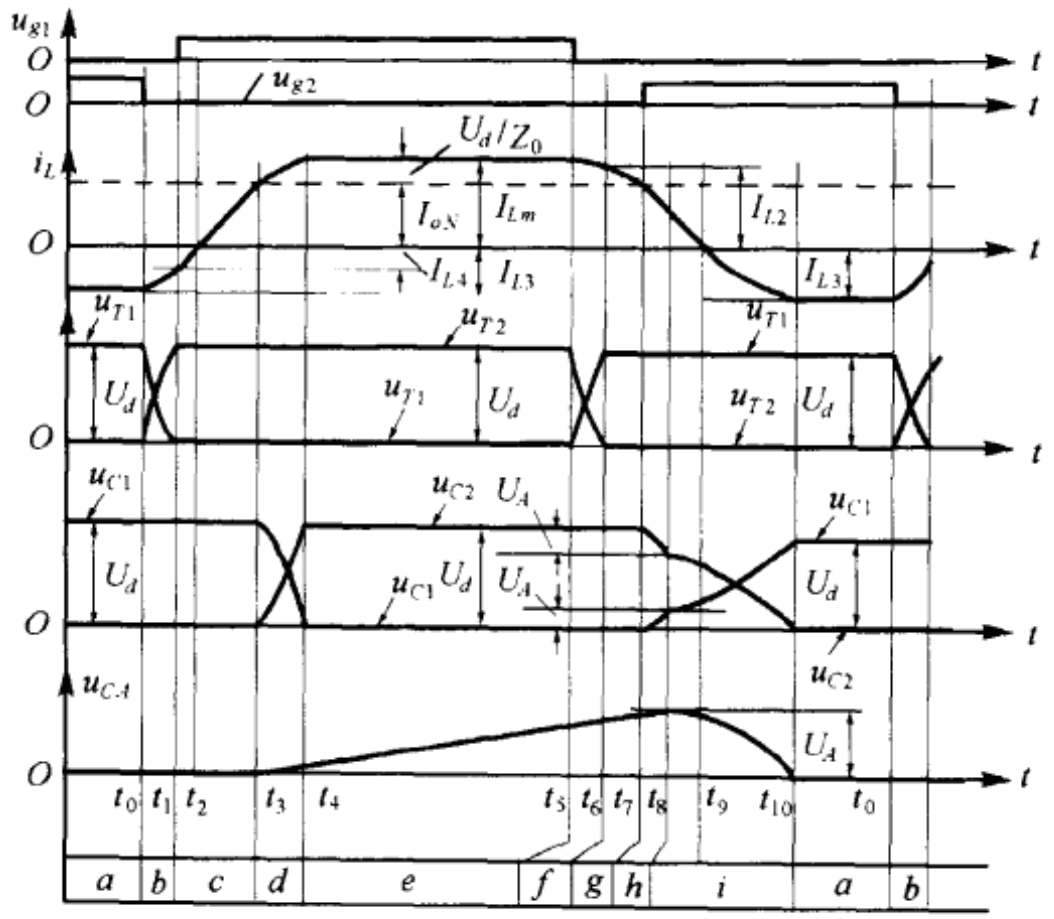


图 9-7　电路波形

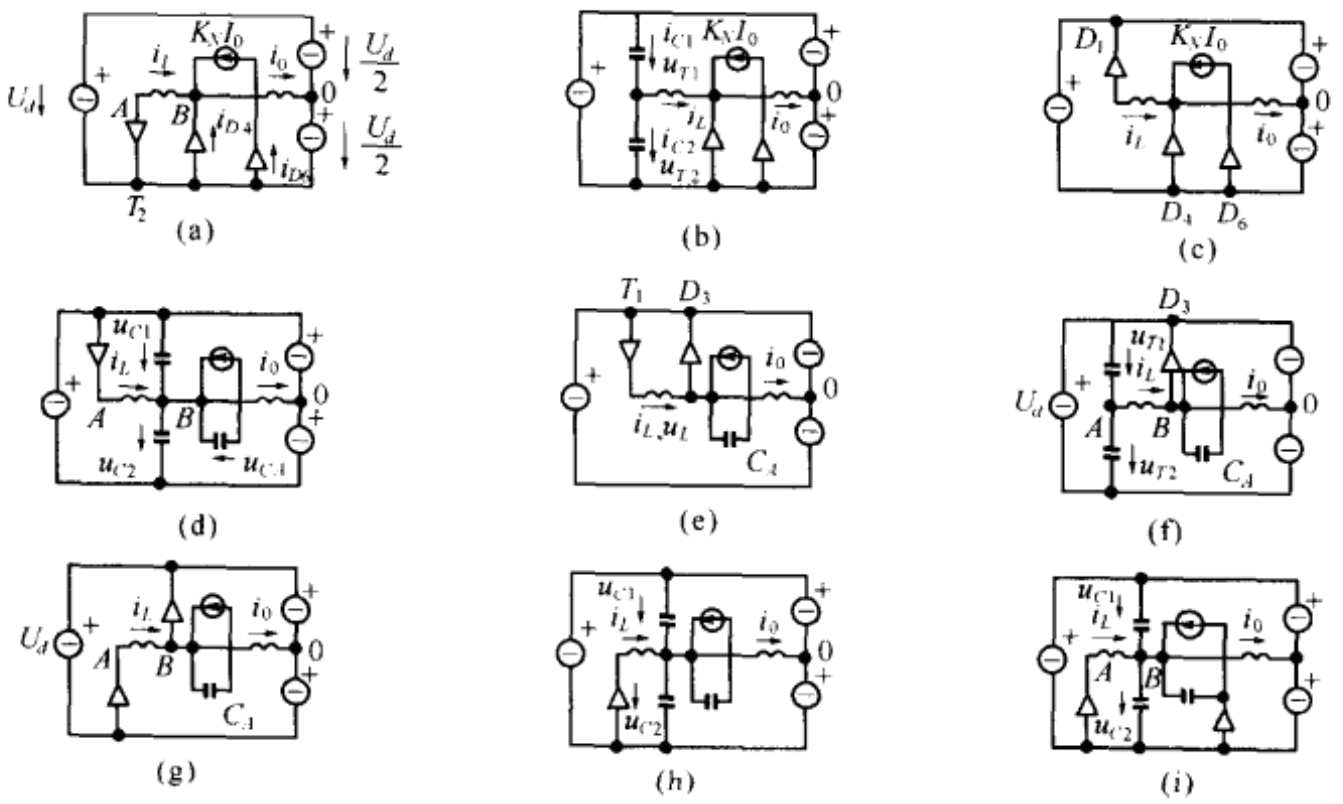


图 9-8　等效电路

$$i_L=-I_{L3}\cos\omega_S t' \tag{9-75}$$

$$u_{T2}=I_{L3}Z_S\sin\omega_S t' \tag{9-76}$$

$$u_{T1}=U_d-u_{T2}=U_d-I_{L3}Z_S\sin\omega_S t' \tag{9-77}$$

$$i_{c1}=-i_{c2}=\frac{1}{2}i_L \tag{9-78}$$

式中：$t'=t-t_0$；$\omega_S^2=\dfrac{1}{L_S C_S}$；$Z_S^2=\dfrac{L_S}{C_S}$；$C_S=C_{S1}+C_{S2}$；$C_{S1}=C_{S2}$。

当 $t=t_1$ 时，有 $u_{T1}=0$，$u_{T2}=U_d$，由式(9-76)有

$$\sin\omega_S t_{01}=\frac{U_d}{I_{L3}Z_S} \tag{9-79}$$

$$t_{01}=t_1-t_0$$

$$i_L=-I_{L3}\cos\omega_s t_{01}=-I_{L4}$$

由式(9-79)有

$$I_{L4}=\sqrt{I_{L3}^2-\left(\frac{U_d}{Z_S}\right)^2} \tag{9-80}$$

在本时段中，由于 D_4 和 D_6 仍处通态，故 $u_{CA}=0$。

3. 线性期(时段 c)：

当 $t=t_1'$ 时，D_1 正偏导通，等效电路如图 9-8(c)。由图可见，$u_L=U_d$，根据电路初始状态应有

$$i_L=\frac{U_d}{L_S}t'-I_{L4} \tag{9-81}$$

上式表明，i_L 随时间线性上升，当 $t=t_2$ 时，$i_L=0$，$i_{D1}=0$，D_1 有 ZCOFF，由于 $u_{g1}>0$，T_1 有 ZVON，i_L 反向。根据电路的初始条件，应有

$$i_L=\frac{U_d}{L_S}t' \tag{9-82}$$

$$i_{D4}=I_0(1-K_N)-i_L \tag{9-83}$$

式中 $t'=t-t_2$。当 $t=t_3$ 时，$i_L=I_0(1-K_N)=I_{0N}$，$i_{D4}=0$，D_4 有 ZCOFF，线性期 $t_{02}=t_3-t_1$ 为

$$t_{02}=\frac{L_S}{U_d}(I_{L4}+I_{0N}) \tag{9-84}$$

4. C_r 谐振期(时段 d)：

在 D_4 关断之后，电路再次进入谐振状态，由 C_{r1}、C_{r2} 和 L_S 组成的谐振电路，使 C_{r2} 充电而 C_{r1} 放电，等效电路如图 9-8(d)所示。根据电路状态及初值有：

$$i_L=I_{0N}+\frac{U_d}{Z_0}\sin\omega_0 t' \tag{9-85}$$

$$u_{c1}=U_d\cos\omega_0 t' \tag{9-86}$$

$$u_{c2}=U_d-u_{c1}=U_d(1-\cos\omega_0 t') \tag{9-87}$$

$$u_{CA}=\frac{K_N I_0}{C_A}t' \tag{9-88}$$

式中 u_{CA} 是电容 C_A 端压。由于 D_4 和 D_6 关断，T_A 付边电流 $K_N I_0$ 改向 C_A 流过，C_A 恒流充电，u_{CA} 线性上升。

$$t'=t-t_3$$

$$\omega_0^2=\frac{1}{L_r C_r}$$

$$Z_0^2=\frac{L_r}{C_r}$$

$$C_{r1}+C_{r2}=C_r,C_{r1}=C_{r2}$$

当 $t'=t_{03}=t_4-t_3=\dfrac{\pi}{2\omega_0}$ 时，

$$\left.\begin{aligned} u_{c1}&=0\\ u_{c2}&=U_d\\ i_L&=\frac{U_d}{Z_0}+I_{ON}=I_{Lm}\\ u_{CA}&=\frac{K_N I_0}{C_A}t_{03}\end{aligned}\right\} \tag{9-89}$$

5. D_3 稳定导通期(时段 e)：

当 $t>t_4$ 时，D_3 正偏导通，由于 T_1 和 D_3 导通，$u_L=0$(参见图 9-8(e))，即

$$\begin{aligned} i_L&\equiv I_{Lm}\\ u_{CA}&=\frac{I_{ON}}{C_A}t'\end{aligned} \tag{9-90}$$

式中　$t'=t-t_3$。

6. C_S 谐振期(时段 f)：

当 $t=t_5^+$ 时，$u_{g1}=u_{g2}=0$，T_1 有 ZVOFF，C_{S1}、C_{S2}和 L_S 再次谐振，等效电路如图 9-8(f)所示。根据电路状态和初值有

$$i_L=\left(I_{ON}+\frac{U_d}{Z_0}\right)\cos\omega_S t' \tag{9-91}$$

$$u_{T1}=\left(I_{ON}+\frac{U_d}{Z_0}\right)Z_S\sin\omega_S t' \tag{9-92}$$

$$u_{T2}=U_d-u_{T1}=U_d-I_{Lm}Z_S\sin\omega_S t' \tag{9-93}$$

$$u_{CA}=\frac{K_N I_0}{C_A}t'' \tag{9-94}$$

式中

$$\begin{aligned} t'&=t-t_5\\ t''&=t-t_3\\ I_{Lm}&=I_{ON}+\frac{U_d}{Z_0}\\ I_{ON}&=I_0(1-K_N)\\ Z_S^2&=\frac{L_S}{C_S}\\ \omega_S^2&=\frac{1}{L_S C_S}\\ C_{S1}&=C_{S2}=C_S/2,C_S=C_{S1}+C_{S2}\end{aligned}$$

当 $t=t_6$ 时，$u_{T2}=0$，$u_{T1}=U_d$，$i_L=I_{L2}$，则有

$$t'=t_6-t_5=t_{04}=\frac{1}{\omega_S}\arcsin\frac{U_d}{\left(I_{ON}+\frac{U_d}{Z_0}\right)Z_S} \tag{9-95}$$

7. i_L 线性下降期(时段 g)：

当 $t>t_6$ 时，D_2D_3 正偏导通，等效电路如图 9-8(g)所示。由于 $I_{L2}>I_{ON}$，多余电流由 D_3 回馈到直流电源。由于 $u_L=-U_d$，i_L 将线性下降：当 $t=t_7$ 时，$i_L=I_{ON}$，$i_{D3}=0$，D_3 有 ZCOFF。

$$t'=t_7-t_6=t_{05}=\frac{L_S(I_{L2}-I_{ON})}{U_d} \tag{9-96}$$

8. C_r 谐振期(时段 h)：

当 D_3 关断后，由 C_{r1}、C_{r2} 和 L_S 组成的谐振电路再次投入工作，电路中只有 D_2 导通，等效电路如图 9-9(h)所示。根据电路状态和初值有

$$i_L = I_{ON} - \frac{U_d}{Z_0}\sin\omega_0 t' \tag{9-97}$$

$$u_{C1} = U_d(1-\cos\omega_0 t') \tag{9-98}$$

$$u_{C2} = U_d\cos\omega_0 t' \tag{9-99}$$

$$u_{CA} = \frac{I_{ON}}{C_A}t'' \tag{9-100}$$

式中

$$t' = t - t_7$$

$$t'' = t - t_3$$

当 $t=t_8$ 时，有 $u_{CA}=u_{C2}=U_A$，$u_{C1}=U_d-U_A$。

$$t_{05} = t_8 - t_7 = \frac{1}{\omega_0}\arccos\frac{U_A}{U_d} \tag{9-101}$$

$$t_{06} = t_8 - t_3 = \frac{U_A C_A}{I_{ON}} \tag{9-102}$$

即

$$U_A = \frac{I_{ON}t_{06}}{C_A} \tag{9-103}$$

9. C_A 谐振期(时段 i)：

当 $t>t_8$ 时，D_6 正偏导通，等效电路如图 9-8(i)所示，谐振电路由 C_{r1}、C_{r2}、C_A 和 L_S 组成。根据电路状态和初值有

$$i_L = I_{ON} - I_m\sin(\omega_A t' + \varphi) \tag{9-104}$$

$$u_{c1} = U_d - U_m\cos(\omega_A t' + \varphi) \tag{9-105}$$

$$u_{c2} = u_{CA} = U_m\cos(\omega_A t' + \varphi) \tag{9-106}$$

式中

$$\omega_A^2 = \frac{1}{L_S C_k}$$

$$C_k = C_r + C_A, C_r = C_{r1} + C_{r2}$$

$$\varphi = \mathrm{arctg}\sqrt{\frac{C_r}{C_k}\left[\left(\frac{U_d}{U_A}\right)^2 - 1\right]} \tag{9-107}$$

$$U_m = \sqrt{\frac{C_A U_A^2 + C_r U_d^2}{C_k}}$$

$$I_m = \sqrt{\frac{C_A U_A^2 + C_r U_d^2}{L_S}} \tag{9-108}$$

$$t' = t - t_8$$

当 $t=t_9$ 时，$i_L=0$，D_2 有 ZCOFF，由于 $u_{g2}>0$，T_2 相继导通(ZVON)，$i_L<0$，当 $t=t_{10}$时，$u_{c1}=U_d$，$u_{c2}=0$。

$$t' = t_{10} - t_8 = t_{97} = \frac{1}{\omega_A}\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) \tag{9-109}$$

$$i_L = I_{ON} - I_m = -I_{L3} \tag{9-110}$$

$$u_{T1} = U_d, u_{T2} = 0$$

电路回复到初始状态，完成一个工作循环。

（二）改进型电路 ZVS 条件分析

为了使 T_1 具有 ZVS 环境，必须在时段 b 中（参见图 9-7）使 u_{T1} 下降为零。由式（9-77）有

$$I_{L3}>\frac{U_d}{Z_S} \tag{9-111}$$

将式（9-108）（9-111）代入式（9-110）有

$$\sqrt{\frac{C_A U_A{}^2+C_r U_d^2}{L_S}}-U_d\sqrt{\frac{C_S}{L_S}}>I_{ON} \tag{9-112}$$

由于 $N_1 \ll N_2$，$I_{ON}\approx I_0$，式（9-112）可改写为

$$\sqrt{\frac{C_A U_A^2+C_r U_d^2}{L_S}}-U_d\sqrt{\frac{C_S}{L_S}}>I_0 \tag{9-113}$$

式（9-103）表明，U_A 是 C_A 和 I_0 的函数，因此在大电流时有 $U_A\approx U_d$，相反在低电流时有 $U_A \ll U_d$。下面分别讨论这两种情况：

1. $U_A\approx U_d$ 的情况：考虑电路参数关系有：$C_A \gg C_r$，故式（9-113）可改写为

$$\sqrt{C_A}-\sqrt{C_S}>\frac{I_0}{U_d}\sqrt{L_S} \tag{9-114}$$

为了保证在给定范围内均有 ZVS 开关环境，将最大负载电流 I_{om} 和最低直流电压 U_{dM} 代入上式有

$$\sqrt{C_A}-\sqrt{C_S}>\frac{I_{om}}{U_{dM}}\sqrt{L_S} \tag{9-115}$$

2. $U_A \ll U_d$ 的情况：同时考虑 I_{om} 和 U_{dM} 将式（9-113）改写为

$$\sqrt{C_r}-\sqrt{C_S}>\frac{I_{om}}{U_{dM}}\sqrt{L_S} \tag{9-116}$$

可根据给定的 I_{om} 和 U_{dM}，按式（9-115）（9-116）选择电路参数，保证逆变器件具有 ZVS 环境。

参考文献

[1]J G Cho, et al. Three Phase Sine Wave Voltage Source Inverter using the Soft Switching Resonant Poles, IECON'89, 1989, P48

[2]A Cheriti, et al. A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drive, PESE'90, P656

[3]王聪. 软性开关逆变电路及其应用. 北京:机械工业出版社, 1993

[4]童永胜. 一种软开关航空静止变流器的分析与实现. 西安:电力电子技术, 1996(4)

[5]Philip P Mok, et al. Control Complexities Related to High Power Resonant Inverters, PESC'96, P1040

[6]H. Matsuo, et al. Analys of the Improved Soft Commutated PWM Inverter by using an AC Current Transfomer, PESC94, P719

第十章

直流谐振型软 PWM 逆变电路

第一节　概　　述

所谓直流谐振环指在直流电压源与负载电路(最通常的是逆变电路)之间插入一个谐振电路,迫使直流电压成为高频脉冲列,如果负载电路中功率器件在电压缺口处切换,则有 ZVS 环境。由此可见,直流谐振环也是一种实现软 PWM 电路的方法。

在第七章中曾指出,和集中式有源缓冲电路相仿,直流谐振环也是基于集中换流的思想,与晶闸管电路有一定关联,但是由于集中换流技术在晶闸管电路中发展时间很短,有些问题还来不及妥善解决,何况对于工作频率更高,器件容量尚低的全控型器件电路,困难自然更多。因此自文献[1]问世以来,已开展了这一课题的广泛研究,也得到一定的收获,本章将择要介绍有关电路。必须指出,这些电路固然是可喜的成果,但在企业家眼里就还是未经考验的技术,存在这样那样的问题,要能在工业生产中占有一席之地,还需假以时日。

从应用的角度出发,对直流谐振环提出一些技术要求:

(1)保证后续逆变电路能具有 ZVS 环境;

(2)脉冲列的幅值尽可能保持原电压源电压;

(3)谐振电路的元器件不配置在主电路中;

(4)谐振电路中器件也具有软开关环境;

(5)谐振电路的工作尽可能采用边缘谐振方式;

(6)后续电路可以采用恒频式 PWM 控制策略;

(7)电路结构尽可能简单。

可以看出,这些内容与第七章中对有源缓冲电路提出的要求有些雷同,所有直流谐振电路的水平就看它在何等程度上接近这些要求。

第二节　基本直流谐振环的工作原理

一、基本假定

图 10-1(a)示一带基本直流谐振环的三相逆变电路,感性负载,其中虚线框内为一直流谐振环路,L_r 为谐振电感,C_r 为谐振电容,T_r 为控制开关,D_r 为续流二极管。为简化分析,作以下

假定：

1. 所有功率器件均为理想开关；

2. L_r 和 C_r 均无内耗；

3. 逆变负载电感 $L_0 \gg L_r$，故对直流谐振环而言，逆变电路可视为恒流源，即环路输出电流 $i_0 \equiv I_0$。

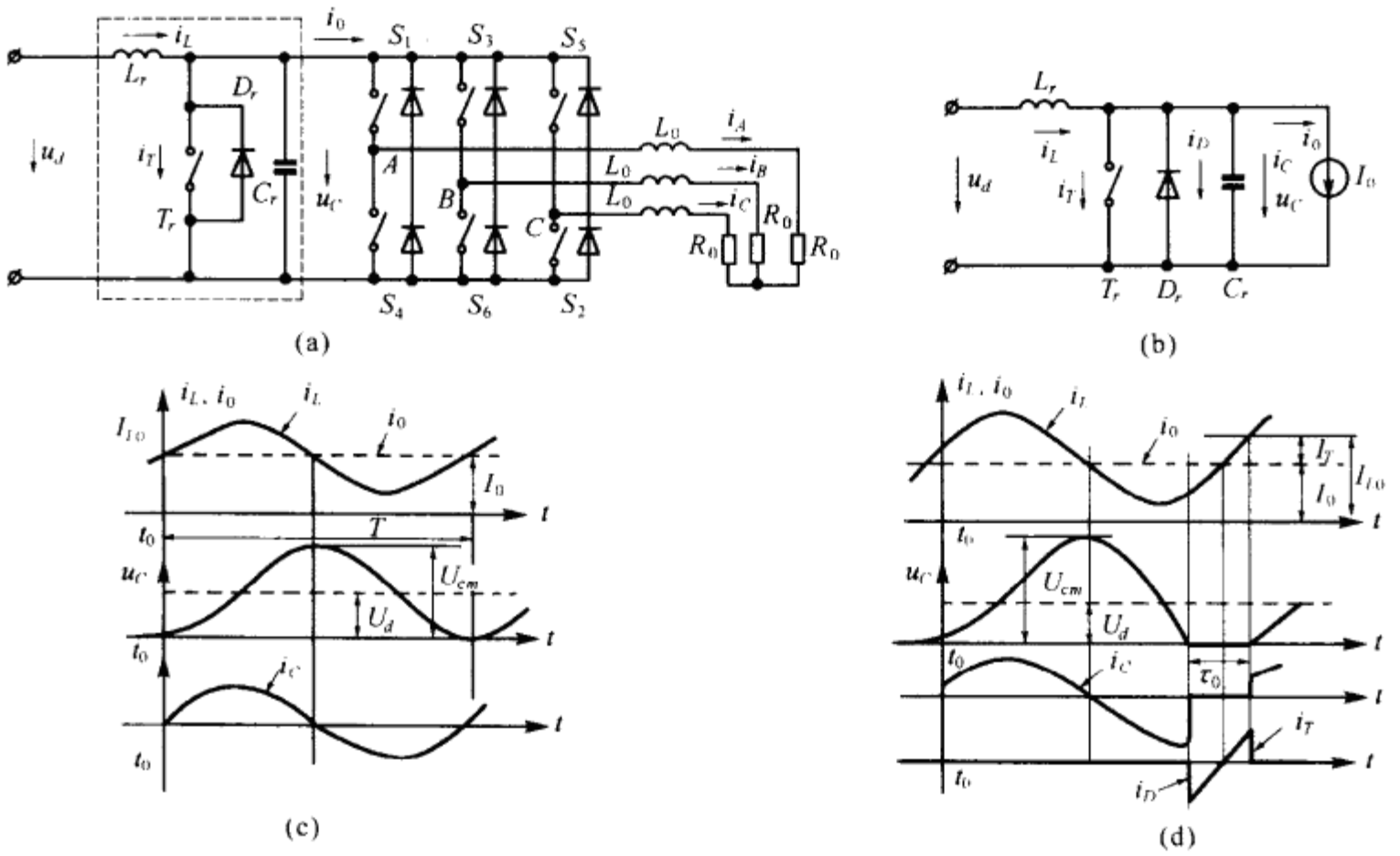


图 10-1 带直流谐振环的三相逆变电路

根据上述假定，可画出等效电路如图 10-1(b)所示。由图可见，三相逆变电路及其负载用恒流源 I_0 替代。

二、理想条件下的工作情况

理想条件下电路波形如图 10-1(c)所示。由图可见，一个工作循环可分为以下几个时区：

1. 充电期：在 $t<t_0$ 时区中有 D_r 导通，其他器件关断，电路沿电感 L_r 短路，电路初值有 $i_L=0, u_c=0, i_0=I_0$，据此

$$i_L=\frac{U_d}{L_r}t \tag{10-1}$$

$$i_L+i_D=i_0=I_0 \tag{10-2}$$

上式表明，i_L 和 i_D 线性升降，当 $t=t_0$ 时，$i_L=I_0, i_D=0$，D_r 自然关断，T_r 因控制信号，$u_{gr}=0$，故处于断态，电感 L_r 的充电期结束。

2. 振荡期：由于 D_r 和 T_r 均处断态，L_r 和 C_r 组成振荡电路投入工作，电路初态有 $i_L(t_0)=I_{L0}, u_c(t_0)=0, i_0=I_0$。根据电路的初值和状态有

$$i_L=I_0+\left[\frac{U_d}{\omega_0 L_r}\sin\omega_0 t'+(I_{L0}-I_0)\cos\omega_0 t'\right] \tag{10-3}$$

$$u_c=U_d+[\omega_0 L_r(I_{L0}-I_0)\sin\omega_0 t'-U_d\cos\omega_0 t'] \tag{10-4}$$

式中：$t'=t-t_0$；$\omega_0^2=\dfrac{1}{L_rC_r}$。

上式表明，在理想条件下，谐振电路无内耗，电路将维持等幅振荡，其振幅与 i_L 的初值有关。若 $I_{L0}=I_0$，则有

$$i_L=I_0+\frac{U_d}{\omega_0 L_r}\sin\omega_0 t' \tag{10-5}$$

$$u_c=U_d(1-\cos\omega_0 t') \tag{10-6}$$

i_L 和 u_c 波形如图 10-1(c)所示。由图可见，u_c 幅值在(0～2)U_d 间变化，即最小值 $U_{CM}=0$，最大值 $U_{cm}=2U_d$。

三、实际工作情况

实际上电感 L_r 不可能没有电阻，尤其在高频工况下必须考虑电流的集肤效应，但为减低电路内耗以提高效率，应采取各种措施，尽可能减小电感内阻 r_L，使

$$r_L \ll \omega_0 L_r$$

在上述条件下，式(10-3)(10-4)应改为

$$i_L=I_0+e^{-\delta t'}\left(\frac{U_d}{\omega L_r}\sin\omega t'+I_T\cos\omega t'\right) \tag{10-7}$$

$$u_c=U_d+e^{-\delta t'}(\omega L_r I_T\sin\omega t'-U_d\cos\omega t') \tag{10-8}$$

式中：$\omega^2=\omega_0^2-\delta^2$，$\omega_0^2=\frac{1}{L_r C_r}$，$\delta=\frac{r_L}{2L_r}$，$I_T=I_{L0}-I_0$，$t'=t-t_0$。

I_T 称门槛电流，是空载下电感初始电流，其大小对电路工作有影响。对式(10-8)求导数，可求出 u_c 的两个极值以及相对应的时间。

$$U_{cm}=U_d+e^{-\delta t_m}\sqrt{U_d^2+(\omega L_r I_T)^2} \tag{10-9}$$

$$U_{CM}=U_d-e^{-\delta t_M}\sqrt{U_d^2+(\omega L_r I_T)^2} \tag{10-10}$$

式中 U_{cm}是 u_c 最大值，U_{CM}是最小值，其对应时间分别是 t_m 和 t_M，由式(10-10)可见，要使 u_c 归零，应有

$$U_{CM}\leqslant 0 \tag{10-11}$$

即

$$\sqrt{U_d^2+(\omega L_r I_T)^2}\geqslant U_d e^{\delta t_M} \tag{10-12}$$

根据以上分析可知：

1. 当考虑电感内阻时，为使 u_c 有回零能力，要有一定的门槛电流 I_T，而且 r_L 越大，需要的 I_T 就越高，相当于增大初始电流 I_{L0}以增加电感储能。

2. 由式(10-9)可见，在其他参数不变的条件下，I_T 越大则 U_{cm}越高，故 I_T 的选择以 u_c 具有回零能力为限度。

3. 当 u_c 下降为零时，若 $u_{gr}>0$，则 T_r 将受命导通，$u_c=0$，直流电源沿 L_r 短路，i_L 线性上升，至 $i_L=I_{L0}$时，$u_{gr}=0$，T_r 关断，短路期为 τ_0(参见图 10-1(d))，τ_0 越长则 U_{cm}越高，因此 τ_0 值以保证逆变桥器件能可靠关断为限度。

四、基本直流谐振环存在的问题

基本直流谐振环的优点是电路结构简单，适当控制 L_r 的初始电流 I_{L0}便可控制短路期 τ_0 以满足逆变桥 ZVS 的要求。但该电路还存在以下问题：

1. 直流电压峰值过高：为了维持 u_c 回零，直流电压峰值 $U_{cm}=(2\sim3)U_d$，若考虑到由于 L_r

串联在主电路中，当逆变桥向直流侧回馈能量时将引起电压过冲，严重时 $U_{cm}=(4\sim5)U_d$，这将给逆变器件造成过大的电压应力。

2. 逆变桥开关时刻的不确定性：电路短路期的起止点（相当于 T_r 的通断点）与负载电流有关，因而是随机的。对于逆变桥而言，为了实现 ZVS 环境，其功率器件的开关点将不仅由逆变桥的控制策略决定，而且也由直流侧是否进入短路期所决定，因此逆变桥器件的开关点在时间轴上为不连续。为满足在 $u_c=0$ 时开关的条件，应随时调整器件的实际开关点，因而应用各种常规的 PWM 控制策略时都带有一定的时间误差，其最大值为 $T/2$（T 为直流谐振的谐振周期），这将使逆变桥输出电压的谐波含量增加。为了避免这种现象产生，应采用离散脉冲调制方式（DPM 方式），如电流控制的 Δ 调制方式（Delta 调制方式），但 DPM 控制下逆变输出电压的频谱特性比常规 PWM 差，只有当 DPM 的载波频率比 PWM 高出几倍时，两者输出波形的品质才相当。

3. 谐振电感配置在主电路中：本来由于直流谐振环的作用，逆变桥器件具有 ZVS 功能，从而大幅度降低开关损耗，其代价是增加 LC 谐振电路。显而易见，只有谐振电路所产生的内耗远低于逆变桥的硬开关损耗时，这种方案才有实用价值。在谐振电路中，主要的内耗来自谐振电感 L_r，在高频工况下，由于电流集肤效应，导线载流面积缩小，电阻增加，因此除正确计算电感量外，还必须进行精心工艺设计，包括导线和铁心材料的选择等。

为了使直流谐振环的实用化，必须妥善解决上述问题。

第三节　有源箝位式直流谐振环

一、有源箝位电路的工作原理

加入有源箝位电路的目的在于解决上述直流谐振环输出电压过高的问题。电压峰值过高的原因是输出电压实际上是 LC 串联谐振电路的电容端压，而在谐振状态下，该电压必然高出电源电压。但谐振状态是使后续电路获得软开关环境的手段，因此采用有源箝位电路的作用是在保持电路谐振前提下，将输出电压峰值限制在可以接受的水平上。

所谓有源箝位电路是指包含功率器件的箝位电路，由于其性能比无源箝位电路优越而受到重视，其主电路结构如图 10-2(a)所示，图中电流源负载代表带感性负载的逆变电路。和图 10-1(b)相比，前者增加了由电容 C_c、箝位二极管 D_c 和箝位开关 T_c 组成的有源箝位电路。在该电路的作用下，稳态下电量波形如图 10-2(b)所示。由图可见，在一个谐振周期中包含以下几个时区：

1. 短路期（时区 a）：电路初态是电容 C_c 上已充有恒定电压 $K_{cv}U_d$（箝位系数 $K_{cv}<1$），充电电流 $i_{cc}=0$，电感电流 $i_L=I_{LN}(I_{LN}<I_0)$，D_r 导通，T_r 反向阻断，输出电压 $u_c=0$，电源沿 L_r 短路，$u_L=U_d$，i_L 线性上升。由于 $u_{gc}=0$，箝位开关 T_c 正向阻断，其端压 $u_{Tc}=U_{Tm}=(1+K_{cv})U_d$，箝位二极管 D_c 反偏，也即箝位电路与主电路脱离。当 $t=t_1$ 时，$i_L=I_0$，即 $i_{Dr}=0$，D_r 自然关断，T_r 有 ZVON 并流过 i_L 与 I_0 间的差值电流，即

$$i_{Tr}=i_L-I_0$$

当 $t=t_2$ 时，$u_{gr}=0$，T_r 有 ZVOFF，短路期结束，其持续时间为 $t_2=\tau_0$，此时有

$$i_L=I_{L0}=I_0+I_T$$

$$i_{Tr}=I_T$$

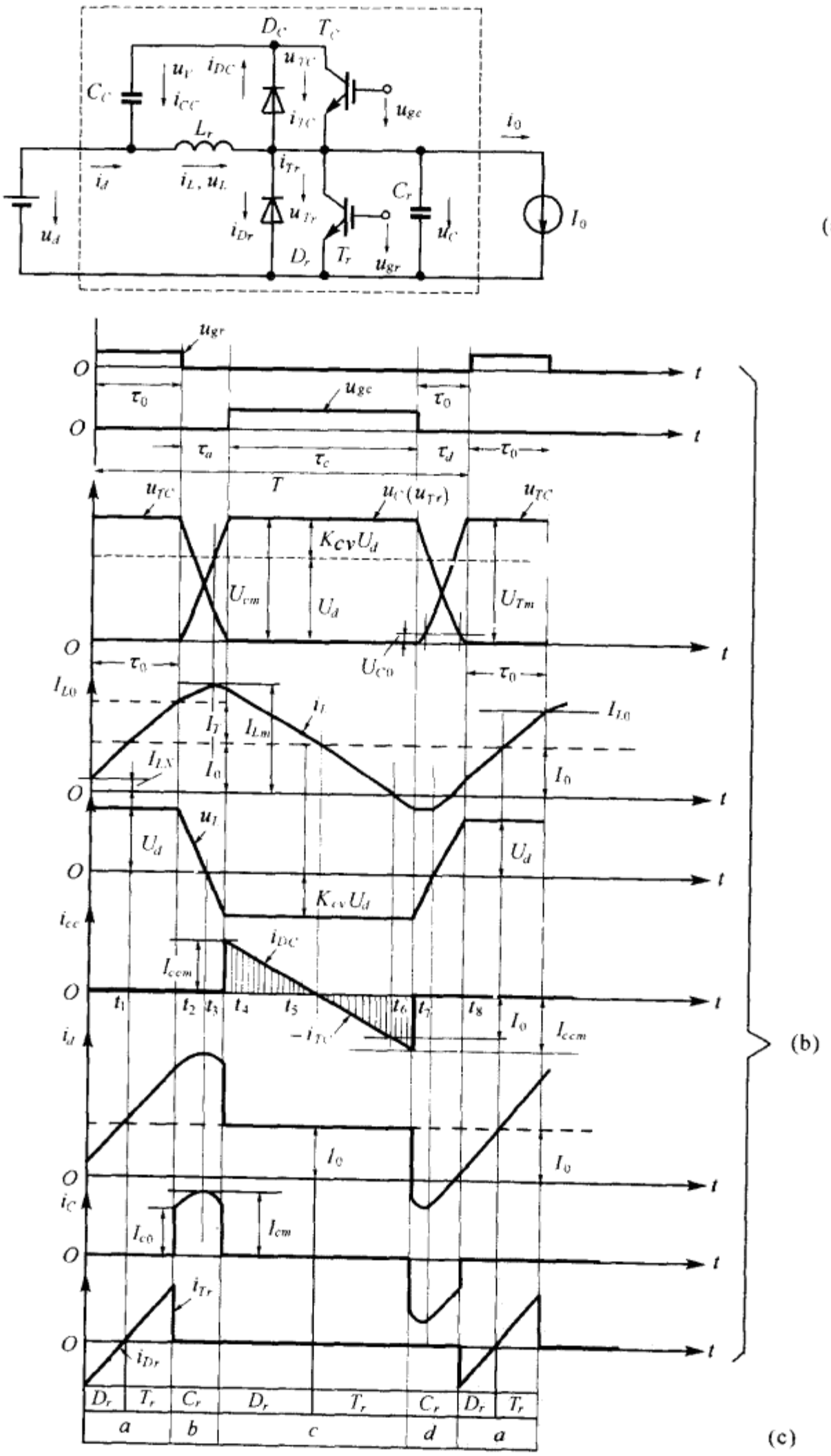


图 10-2　有源箝位式直流谐振环

2. 充电期(时区 b)：电路初态有 $u_{gr}=u_{gc}=0$，电路中所有开关器件均处断态，电感 L_r 流过初始电流 I_{L0}，L_r 和 C_r 组成的串联电路进入谐振状态。由于电路结构和初始条件均与上节电路相仿，若忽略 L_r 内阻，仿照式(10-3)(10-4)有

$$i_L=I_0+\frac{U_d}{\omega_0 L_r}\sin\omega_0 t'+I_T\cos\omega_0 t' \tag{10-13}$$

$$u_c=U_d(1-\cos\omega_0 t')+\omega_0 L_r I_T\sin\omega_0 t' \tag{10-14}$$

$$u_L=U_d-u_c \tag{10-15}$$

$$u_{TC}=u_v+U_d-u_c=(1+K_{cv})U_d-u_c \tag{10-16}$$

式中：$u_v=K_{cv}U_d$，$t'=t-t_2$，$\omega_0^2=1/L_rC_r$。

由式可见，随着 u_c 上升，u_L 和 u_{TC} 均相应下降，当 $t=t_3$ 时，$u_c=U_d$，$u_{TC}=K_{cv}U_d$，$u_L=L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=0$，$i_L=I_{Lm}$；当 $t=t_4$ 时，$u_c=(1+K_{cv})U_d$，$u_{TC}=0$，$u_L=-K_{cv}U_d$，$i_L=I_{L1}$。

3. 箝位期（时区 c）：当 u_c 达到 $(1+K_{cv})U_d$ 的箝位电压时，$u_{Tc}=0$，u_c 继续上升时，D_c 便正偏导通（ZVON），原先流过 C_r 的电流便移到 D_c 中。由于 D_c 处于通态，尽管此时有 $u_{gc}>0$，T_c 只能处于反向阻断状态，输出电压 u_c 便被箝在 $(1+K_{cv})U_d$ 的水平上。C_c 中电流 i_{cc} 可表为

$$i_{cc}=i_L-I_0=i_{DC}=C_c\frac{\mathrm{d}u_v}{\mathrm{d}t}$$

由于 C_c 值足够大，因而 u_v 的变化率很小，故可近似视为恒值；由于电感 L_r 端压 $u_L=-K_{cv}U_d$，i_L 在箝位期中将线性下降。当 $t=t_5$ 时，$i_L=I_0$，$i_{CC}=i_{DC}=0$，D_c 自然关断（ZVOFF），i_L 继续下降，由于 $u_{gc}>0$，T_c 有 ZVON，$i_{cc}<0$，T_c 中电流 i_{TC} 为

$$i_{TC}=i_0-i_L=I_0-i_L$$

由于 $i_L<I_0$，原先储存在 C_c 中的能量通过 T_c 释放出来以维持负载电流。当 $t=t_6$ 时，$i_L=0$，$i_{TC}=I_0$，尔后 i_L 反向，L_r 开始充电，C_c 中的能量重新转移到 L_r 中。

4. 放电期（时区 d）：当 $t=t_7$ 时，$u_{gc}=0$，T_c 有 ZVOFF，C_r 开始放电以维持 i_L 连续，其端压 u_c 相应下降，由式（10-16），u_{TC} 相应上升，T_c 处于正向阻断；至 $t=t_8$ 时，$u_c=0$，$i_L=I_{LN}$，完成一个工作循环。输出电压 u_c 的重复周期 T 由下列时段组成：

$$T=\tau_0+\tau_a+\tau_c+\tau_d \tag{10-17}$$

式中 τ_0 称为短路期，也称为低箝位期；τ_c 称为高箝位期，τ_a 为电压上升时间，τ_d 为电压下降时间。

由上分析可见：

（1）输出电压 u_c 的重复周期 T 由两个箝位期（低位期 τ_0 和高位期 τ_c）和两位谐振期（含上升时间 τ_a 和下降时间 τ_d）组成。由于 τ_0 和 τ_c 的存在，输出电压的重复频率远低于谐振频率；

（2）由于箝位电路的作用，输出电压被有效地箝制在 $(1+K_{cv})U_d$ 的电平上；

（3）低箝位期 τ_0 和高箝位期 τ_c 分别等于控制信号 u_{gr} 和 u_{gc} 的脉宽，因此调节这些信号的脉宽就可以控制 τ_0 和 τ_c；

（4）电路中所有无源和有源功率器件都具有 ZVS 环境，因而比硬 PWM 方式具较低的开关损耗。

二、输出电压重复周期的估算

由上分析知，直流谐振环中的功率器件都具有 ZVS 环境，其开关损耗远低于硬 PWM 开关方式，由直流谐振环驱动的逆变桥，其功率开关自然也具有 ZVS 环境。为了选择逆变桥的开关频率，首先必须确定直流谐振环输出电压的重复频率 f（即重复周期 T）。

从图 10-2 可见，高箝位臂（即由 T_c 和 D_c 组成的箝位臂）和低箝位臂（即由 T_r 和 D_r 组成

的箝位臂)都具有臂内换流过程,而且都是由 D 向 T 换流,因而二极管的关断损耗和 IGBT 的开通损耗均很低;但 T_c 和 T_r 则均在大电流下关断,其关断损耗取决于电流下降过程中重加正向电压的上升速度。为了降低这一速度,必须选择相应的电压上升和下降时间:

$$\tau_a=\tau_d=K_1t_f \tag{10-18}$$

式中 t_f 是器件电流下降时间,K_1 是安全系数,$K_1=(3\sim4)$。

为了保证逆变桥器件能在低箝位期中可靠开通和关断,并考虑到器件的关断时间长于其开通时间,低箝位期 τ_0 可选为

$$\tau_0=K_2t_{OFF} \tag{10-19}$$

式中 t_{OFF}是器件在零电压条件下的关断时间,K_2 是安全系数,$K_2=(1.1\sim1.5)$。

高箝位期 τ_c 可从电压 u_L 的波形求出。为简单假定 u_L 在换流期中按线性变化并忽略电感内阻,按伏秒平衡特性,设 $\tau_a=\tau_d$ 可得

$$U_d\tau_0+\frac{U_d\tau_a}{1+K_{cv}}=K_{cv}U_d\tau_c+\frac{K_{cv}\tau_aU_d}{1+K_{cv}}$$

$$\tau_c=\frac{\tau_0+\tau_a(1-K_{cv})}{K_{cv}} \tag{10-20}$$

将式(10-20)代入式(10-17)可得

$$T=\frac{1+K_{cv}}{K_{cv}}(\tau_0+\tau_a) \tag{10-21}$$

上式表明,输出电压 u_c 的重复周期除与 τ_0,τ_a 有关之外,还取决于箝位系数 K_{cv}。由式可见,K_{cv} 值越低则 T 值越大,从降低输出电压峰值出发应选择较低的 K_{cv}值;但过低的 K_{cv}值将过分降低逆变桥的开关频率,增加输出电压的谐波含量,因此要根据不同应用场合,兼顾电压和频率要求,选择合适的 K_{cv}值。

三、直流谐振环谐振频率的估算

在理想条件下,谐振周期 T_0 仅取决于谐振电路的参数 L_r 和 C_r。即

$$T_0=2\pi\sqrt{L_rC_r} \tag{10-22}$$

从图 10-2(b)可见,在短路期中,电感电流 i_L 应在 τ_0 期间从 I_{LN}线性上升到 I_{L0},即

$$U_d=L_r\frac{I_{L0}-I_{LN}}{\tau_0}$$

由于 $I_{LN}\ll I_{L0}$,可忽略不计,则有

$$L_r=\frac{U_d\tau_0}{I_{L0}}=\frac{U_d\tau_0}{I_0+I_T} \tag{10-23}$$

另外,在谐振期中,假定谐振电容 C_r 被恒流充电,电流 $i_c\equiv I_{cm}$,即输出电压 u_c 线性上升并在 τ_a 时间内到达$(1+K_{cv})U_d$,即

$$\tau_aI_{cm}=(1+K_{cv})U_dC_r$$

考虑到

$$I_{cm}=I_{Lm}-I_0$$

$$I_{Lm}=I_0+\frac{U_d}{\omega_0L_r}=I_0+U_d\sqrt{\frac{C_r}{L_r}}$$

整理得

$$C_r=\frac{\tau_a^2}{L_r(1+K_{cv})^2} \tag{10-24}$$

将式(10-24)代入式(10-22)得

$$T_0=\frac{2\pi\tau_a}{1+K_{cv}} \tag{10-25}$$

比较式(10-21)有

$$\frac{T}{T_0}=\frac{(1+K_{cv})^2}{2\pi K_{cv}}\cdot\frac{(\tau_0+\tau_a)}{\tau_a} \tag{10-26}$$

四、直流谐振环的控制

1. 控制要求：直流谐振环控制包括对 T_r 和 T_c 进行开关控制，产生其控制脉冲，由图 10-2b 可见，u_{gr}和 u_{gc}的脉冲宽度分别代表低箝位期 τ_0 和高箝位期 τ_c。

对 τ_0 的控制是保证电感电流 i_L 达到合适的初值 $I_{L0}=I_T+I_0$，为此必须选择合适的门限电流 I_T。

对 τ_c 的控制是保证输出电压 u_c 被箝在$(1+K_{cv})U_d$ 的电平上，由于箝位电容 C_c 值不可能为无限大，因此在 τ_c 期中 u_v 自然会有波动，其变量 ΔU_c 应被控制在规定的范围内。为了稳定 u_v，必须保证对 C_c 充入和释出的电荷相等，因为如果 T_c 过早关断会导致 u_V 越积越高；相反若 T_c 关断太迟则又将 C_c 释出太多的能量以致失去电压回零的能力。

2. 谐振开关 T_r 的控制逻辑

(1)开通控制：当输出电压 u_c 下降到设定值 U_{c0}时[参见图 10-2(b)]发出控制信号 u_{gr}使 T_r 导通；

(2)关断控制：当电感电流 i_L 与负载电流 I_0 的差值为选定的 I_T 值时终止控制信号使 T_r 关断。

3. 箝位开关 T_c 的控制逻辑：

(1)开通控制：当输出电压 u_c 上升到$(1+K_{cv})U_d$ 时，发出控制信号 u_{gc}为 T_c 导通做好准备。由图 10-2(b)可见，当反并二极管 D_c 导通时，C_c 充入电荷，其端压逐渐上升，充电电流 i_{DC} 线性下降，当 $i_{DC}=0$ 时，$u_v=U_{vm}=(K_{cv}+K_{c0})U_d$，$K_{c0}=\frac{\Delta U_v}{U_d}$，$D_c$ 自然关断，T_c 相继导通。

(2)关断控制：T_c 导通时，C_c 释放出电荷，u_v 逐渐下降，当 $u_v=K_{cv}U_d$ 时，即 $u_c=(1+K_{cv})U_d$，终止控制信号使 T_c 关断。

4. 直流谐振环的控制框图：

根据前述控制逻辑，构成直流谐振环的控制方框图如图 10-3 所示。后续三相逆变电路的主电路用方框表示，仅画出其输出负载，每相均用 L_0 和 R_0 表示，电流 i_A，i_B 和 i_C 分别代表 ABC 各相电流，逆变桥的控制信号仅画出与直流谐振环有关的部分，其他部分从略。由图可见：

(1)谐振开关控制信号除了谐振电感电流 i_L 和输出电压 u_c 之外，本应取谐振环负载电流 i_0(即逆变桥直流侧入端电流)作为控制信号。图中用逆变输出电流 i_A，i_B 和 i_C 代替，这样可以采用交流电流互感器，而逆变电路输入电流 i_0 实际上是由各相输出电流分时组合而成。例如在图 10-1(a)某一瞬间逆变桥中有 S_1，S_2 和 S_6 导通(S 代表每一桥臂的不对称双向开关)，则有

$$i_0=i_A=-(i_B+i_C)$$

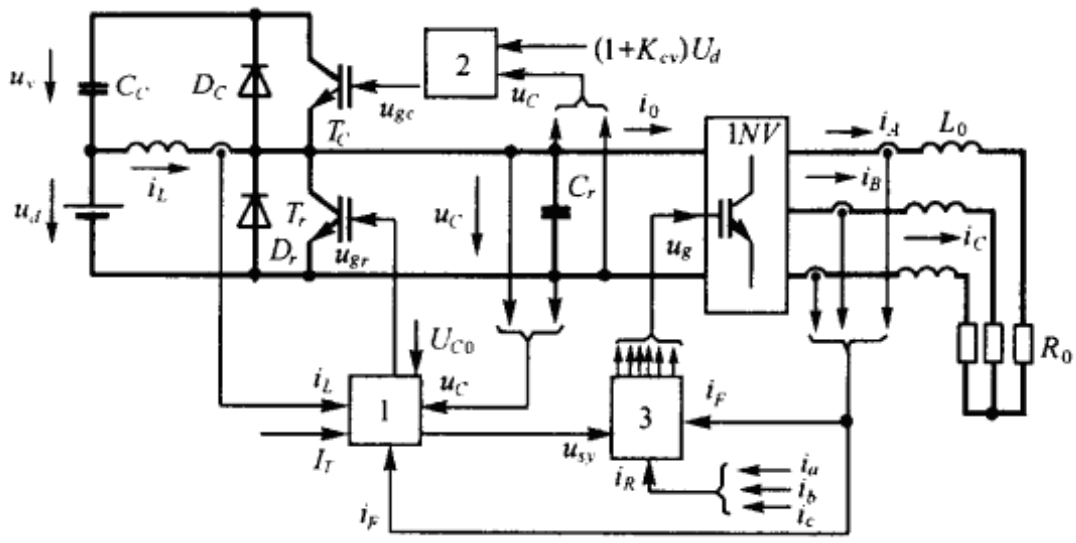


图 10-3　直流谐振环的控制框图

1—谐振开关控制电路　2—箝位开关控制电路　3—三相逆变桥控制电路

在另一瞬间有 S_1,S_2 和 S_3 导通则有

$$i_0=-i_C=i_A+i_B$$

余类推，这样经过一定的逻辑处理便可以将各相电流转换成直流输入电流 i_0。

(2)谐振开关控制器 1 有两个输出信号：一是作为 u_{gr} 加到 T_r 控制极；另一是作为同步信号 u_{sy} 加到逆变桥控制电路 3，使该电路三相输出控制信号 u_g 与 u_{gr} 保持同步。

(3)三相逆变桥控制图中只画出电流环部分，三相正弦基准信号 i_{Ra},i_{Rb} 和 i_{Rc} 与反馈信号 i_{Fa},i_{Fb} 和 i_{Fc} 相比较，其误差信号分别经滞环比较器输出再经整形器整形，该整形器在同步信号 u_{sy} 的上升沿对三个信号采样并加以保持，得到三相控制信号，这种 DPM 控制保证三相输出电流分别跟踪电流给定。

*第四节　同步式有源箝位直流谐振环

有源箝位电路能够有效限制直流电压峰值，但是它却必须采用离散脉冲调制方式(DPM 方式)，因而后续逆变电路中器件的开关点仍然是不连续的。针对这一问题，文献[4]对原有电路加以改进，其主电路结构如图 10-4 所示，和图 10-2(a)相比，新电路增加了二极管 D_R。下面分析新电路的工作原理。

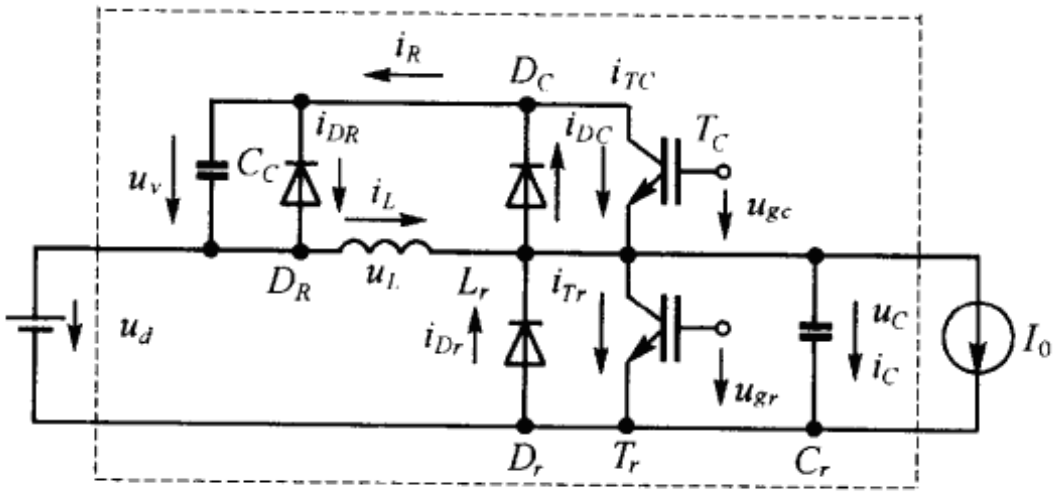


图 10-4　同步式有源箝位直流谐振环

假定电路已达稳态，一个工作循环可分为以下几个时段：

1. 电路初态(图 10-5 中 0～t_1 时段 a)：

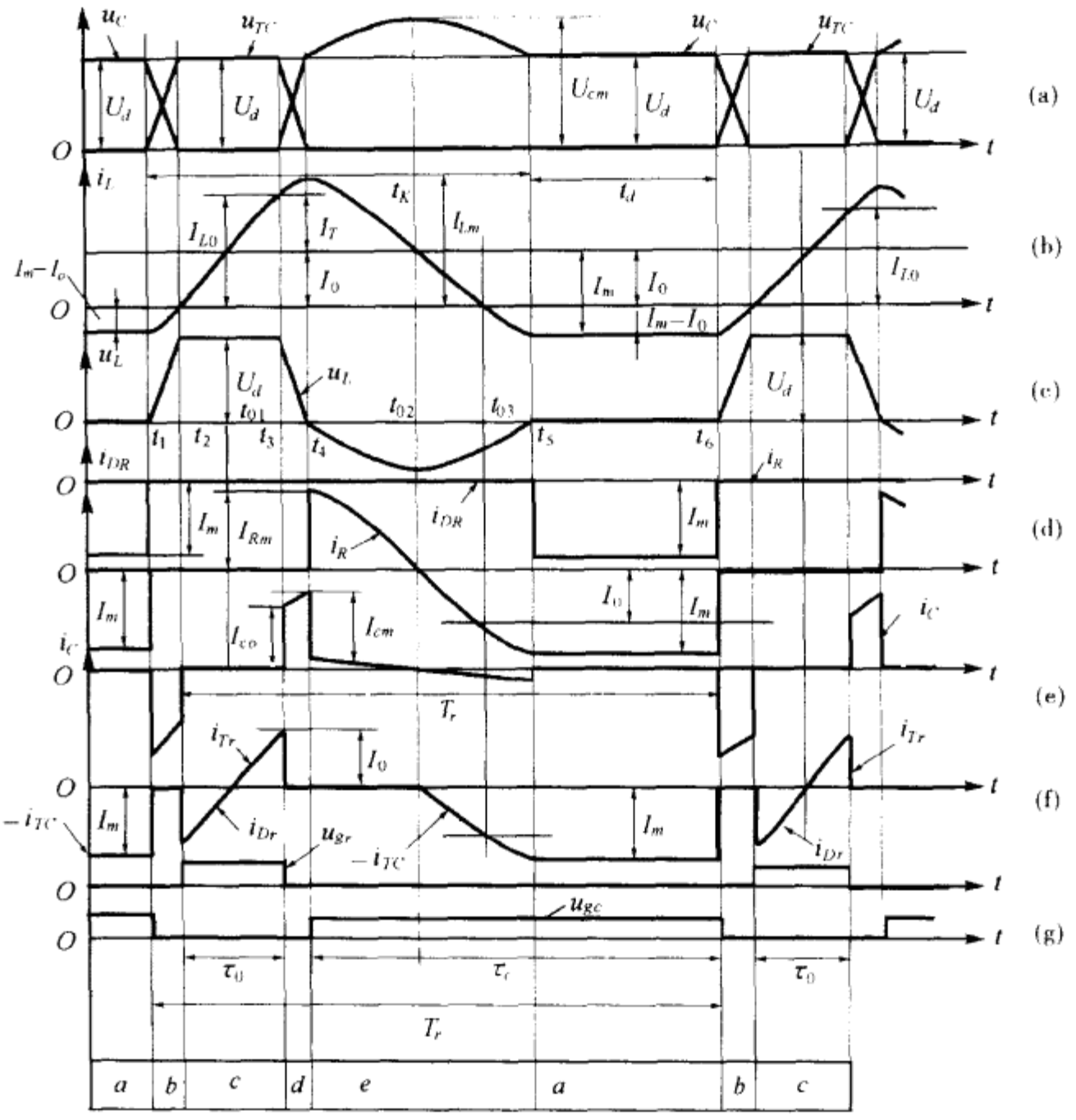


图 10-5 电路波形

由图可见，在本时段中有 $u_{gc}>0$，T_c 处于通态，$i_{Tc}=I_m$，并联二极管 D_R 正偏导通，$i_{DR}=I_m$，谐振开关 T_r 处于断态，$i_{Tr}=0$，谐振 电感中电流 $i_L=i_0-i_{Tc}=I_0-I_m(I_m>I_0, i_L<0)$，由于 D_R 和 T_c 均处通态，输出电压 u_c 被箝位，即 $u_c=U_d$，$i_c=0$，直流电源经 D_R 和 T_c 向负载提供能量。

2. C_r 放电期($t_1\sim t_2$ 时段 b)：

当 $t=t_1^+$ 时，$u_{gc}=0$，T_c 和 D_R 关断，$i_{DR}=i_{TC}=0$，箝位作用消失，C_r 向负载和 L_r 释放能量，维持电流 i_0 和 i_L，C_r 端压迅速下降，当 $t=t_2$ 时，$u_c=0$。

3. 低箝位期($t_2\sim t_3$ 时段 c)：

C_r 继续放电，D_r 正偏导通以维持负载电流连续，由于 D_r 导通，输出电压被箝于零位，即 $u_c=0$，此时尽管有 $u_{gr}>0$，T_r 仍处于反向阻断。由图有

$$i_L+i_{Dr}=i_0=I_0$$

因此，随着 i_L 线性上升，i_{Dr}线性下降，至 $t=t_{01}$时(参见图 10-5)，有 $i_{Dr}=0$，$i_L=I_0$，D_r 有 ZVZCOFF。尔后，由于 $u_{gr}>0$，T_1 相继导通(ZVZCON)，输出电压仍处于零位，直至 $t=t_3^-$，$i_{Tr}=I_{Tm}$ ($I_{Tm}=I_T$)，$i_L=I_{L0}$，而 $t=t_3^+$ 时，$u_{gr}=0$，T_r 关断，低箝位期结束。

4. 谐振期($t_3\sim t_4$ 时段 d)：

当 T_r 转为断态时，电路中所有功率器件均处断态，谐振电容 C_r 充电，电路初态是 $i_L=I_{L0}=I_0+I_T$，$u_c=0$，$i_0=I_0$。电容 C_r 端压 u_c 和电感电流 i_L 可近似表为

$$u_c = U_d(1-\cos\omega_0 t') + \omega_0 L_r(I_{L0} - I_0)\sin\omega_0 t' \tag{10-27}$$

$$i_L = I_0 + (I_{L0} - I_0)\cos\omega_0 t' + \frac{U_d}{\omega_0 L_r}\sin\omega_0 t' \tag{10-28}$$

式中：$\omega_0^2 = \frac{1}{L_r C_r}$；$t' = t - t_3$。

由图 10-5(b)可见，当 $t = t_4$ 时有 $u_c = U_d$。由式(10-27)解出 t_4 为

$$t_4 = \frac{1}{\omega_0}\arctan\frac{I_K}{I_T} + t_3 \tag{10-29}$$

式中：$I_K = \frac{U_d}{\omega_0 L_r}$；$I_T = I_{L0} - I_0$。

5. C_c 充电期($t_4 \sim t_5$ 时段 e)：

当 u_c 继续升高时，箝位二极管 D_c 正偏导通，由于 C_c 端压 u_C 的初值为零，D_c 导通后，L_r 便同时向 C_r 和 C_c 释放能量并继续维持电路的振荡状态，但由于在数值上 $C_c \gg C_r$，因此电路的振荡频率显著下降(参见图 10-5)。由图可见，随着 u_L 负向增长，i_L 下降，当 $t = t_{02}$ 时，$i_L = I_0$，$i_{Tc} = 0$，D_c 由 ZVZCOFF，相继有 T_cZVZCON，原先储存在 C_c 中的能量重新释放以协助 L_r 维持负载电流，T_c 中电流可表为

$$i_{Tc} = i_c - i_L + i_C = i_0 - i_L|_{t_c \approx 0}$$

当 $t = t_{03}$ 时，$i_L = 0$，$i_{Tc} = I_0$，尔后 i_L 反向，i_{Tc} 继续增长，至 $t = t_5$ 时，$i_{Tc} = I_m$，$i_L = -(I_m - I_0)$，u_c 重新降为 U_d，$u_v = 0$。

6. 高箝位期($t_5 \sim t_6$ 时段 a)：

在 C_r 充电期间，由于 C_c 值不能无限大，因此母线峰值电压 $U_{cm} > U_d$，当 $t = t_5$ 时，若 u_c 继续下降，$u_v < 0$，反并联二极管 D_R 正偏导通，原来流 C_c 的电流移到 D_R 中，电路重新回到初始状态，由于 D_R 和 T_c 均处通态，输出电压 u_c 被箝在 U_d 上，这种情况一直维持到 $t = t_6$，$u_{gc} = 0$，T_c 关断。

根据以上分析，电路具有以下特点：

(1)电路中所有功率器件均具有 ZVS 环境，其中有的还兼有 ZVZCS 环境。这样，直流谐振环自身的开关损耗便很小，这也为直流谐振环能以更高频率工作创造有利条件。

(2)在高箝位期(图 10-5$t_5 \sim t_6$)，电路处于稳定状态，直流输出电压被箝在电源电压上。这种情况与常规 PWM 逆变电路完全相同，而且高箝位期 t_d 的数值仅与 T_c 的控制脉冲宽度 τ_c 有关，与负载参数无关，于是 T_c 的关断点 t_1 和 t_6 是可控的，也即 T_c 的关断点可与逆变桥 PWM 控制开关点同步。这就解决了上述基本直流谐振环和普通有源箝位电路中开关点不连续的问题，因此本电路称同步式有源箝位电路；

(3)由图 10-5 可见，谐振电路一个工作周期 T_r 包含两个时段，即

$$T_r = t_d + t_K$$

式中 t_d 是可控的，其数值与电路和负载参数无关，而 t_K 的数值却取决于电路和负载参数，因此本电路实现同步的条件是 $t_d > 0$，也即电路有最小谐振宽度的限制，这将限制同步控制的效果。

(4)本电路的同步作用对单相逆变电路是有效的，相反在三相逆变电路中，直流环的同步控制须要综合各相的要求，这就使电路的同步作用受到进一步限制。

(5)本电路输出电压峰值 $U_{cm} = (1.5 \sim 1.8)U_d$，也即器件所承受电压耐量反而比有源箝位电路增加。

*第五节 有源直流准谐振环

上述电路仍存在以下弱点：

1. 输出电压峰值仍高于直流电压 U_d；

2. 谐振电感 L_r 配置在主电路中，整个工作周期 T_r 均载流。

本节所述准谐振电路可克服上述弱点，该电路结构如图 10-6(a)所示。与图 10-2(a)比较可见，前者在电感 L_r 支路中增设一个由 T_P 和 D_P 组成的双向开关，由此使 L_r 仅在低箝位期投入工作，而在其他时段则与主电路脱离，这种工作方式近似于有源缓冲电路；电路与图 10-2(a)的另一不同之处是由 T_c 和 D_c 组成的高箝位臂与直流电源的连接方式，在图 10-6(a)中，直流电源由电容 C_c 和 C_0 分压，T_c 和 D_c 直接接向直流电源。这种电路拓扑与上节同步式电路有类似之处，在上节分析该电路曾提到：在高箝位期 t_d 中(参见图 10-5)并联二极管 D_R 导通，箝位开关 T_c 实际上是接向直流电源，输出电压相应被箝在 U_d 上。

下面分析电路的工作原理，假定电容 C_c 和 C_0 的数值足够大，其端压 u_{cc}和 u_{c0}可近似视为恒值，一个工作循环可分为以下几个时段。

1. 电路初态(图 10-6(b)中时区 A)：

电路已处稳态，由于 $u_{gc}>0$，T_c 导通，输出电压被箝在高位，$u_c=U_d$，$i_c=0$，直流电源经 T_c 向负载供电，$i_d=i_{Tc}=i_0=I_0$；由于其他控制极信号 $u_{gP}=u_{gr}=0$，T_r 和 T_P 均处于正向阻断状态，电感电流 $i_L=0$。

2. 电感充电期(时区 B)：

当 $t=t_1^+$ 时，$u_{gP}>0$，T_P 相应导通，$u_L=U_{cc}$，i_L 开始由零线性上升，直流电流 $i_d=i_0+i_L=I_0+i_L$，因此 i_d 也线性上升；由于 T_c 仍处通态，$u_c=U_d$。

3. 谐振期(时区 C)：

当 $t=t_2^+$ 时，$i_L=I_{L0}=I_0+I_T$，I_T 是门槛电流；$u_{gc}=0$，T_c 转为断态，$i_{Tc}=i_d=0$，输出电压脱离高箝位状态，电路转为谐振状态，其初值为 $u_c=U_d$，$i_L=I_{L0}$。若忽略谐振电路中电阻，u_c 和 i_L 可近似表为

$$u_c=U_d\cos\omega_0 t'-\frac{I_0+I_{L0}}{\omega_0 C_r}\sin\omega_0 t' \tag{10-30}$$

$$i_L=(I_0+I_{L0})\cos\omega_0 t'+\frac{U_d}{\omega_0 L_r}\sin\omega_0 t'-I_0 \tag{10-31}$$

式中：$\omega_0^2=\dfrac{1}{L_r C_r}$；$t'=t-t_2$。

原先储存在 C_r 中的能量释放出来，u_c 下降，当 $t=t_3$ 时，$u_c=0$；

4. 低箝位期(时区 D)：

C_r 继续放电，D_r 正偏导通，u_c 被箝在零电平上，由于 D_r 导通，T_r 反向阻断，由图 10-6(a)有

$$i_0+i_L+i_{Dr}=0$$

即

$$i_{Dr}=-(I_0+i_L)$$

由于 D_r 和 T_P 导通，$u_L=-U_{c0}$，i_L 线性下降，相应地 i_{Dr}也线性变化，当 $t=t_4$ 时，$i_L=i_{TP}=0$，$i_{Dr}=-I_0$，T_p 有 ZVZCOFF，尔后 i_L 反向，D_P 有 ZVZCON，随着 i_L 负向增长，i_{Dr}值相应减小，至 $t=t_5$ 时，$i_L=-I_0$，$i_{Dr}=0$，D_r 有 ZVZCOFF，由于 $u_{gr}>0$，T_r 相继导通(ZVZCON)，并随着 i_L 线

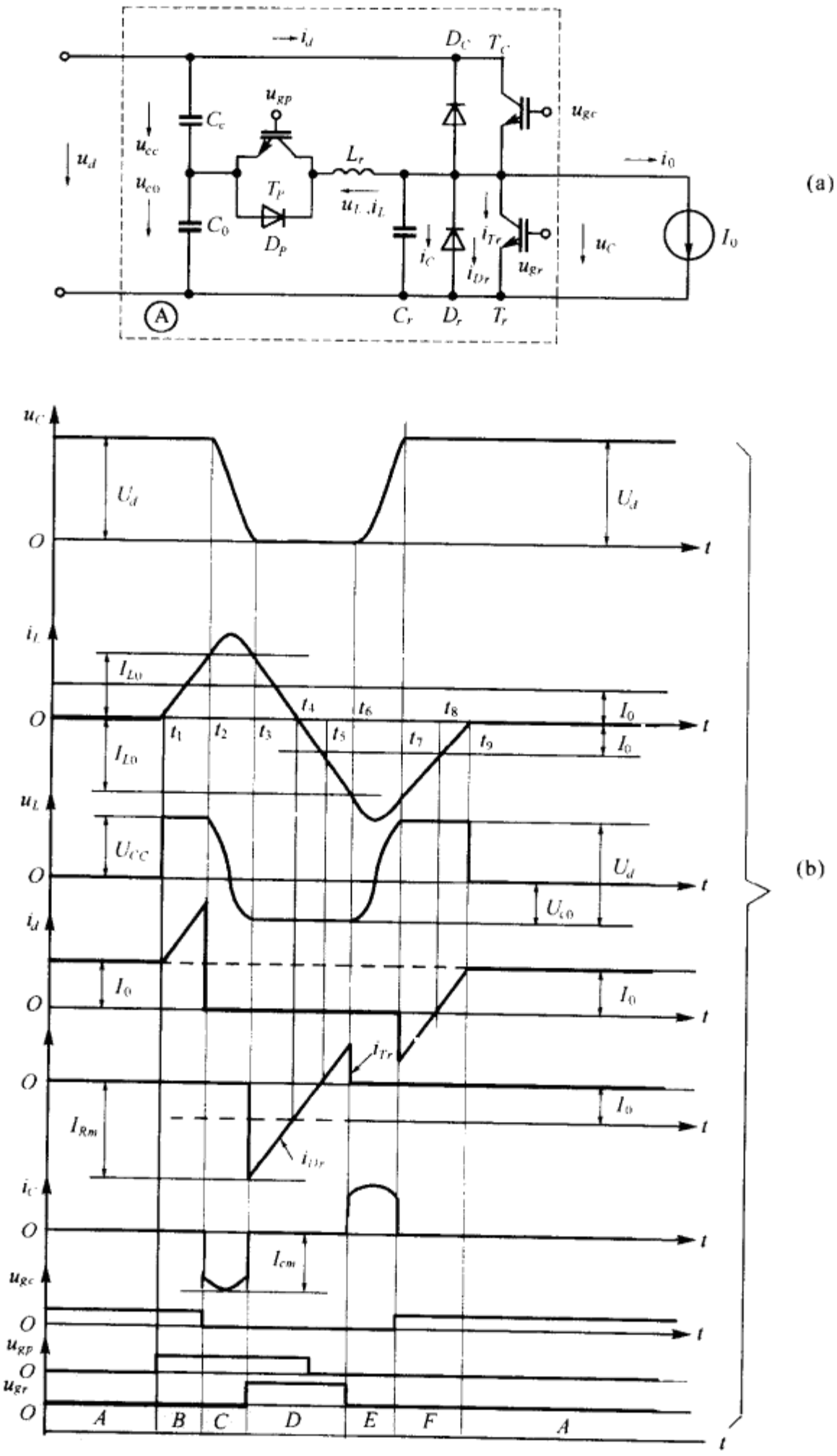


图 10-6　有源直流准谐振环

性下降，T_r 中电流 i_{Tr} 线性上升，至 $t=t_6$ 时，$u_{gr}=0$，T_r 转为关断，由于 C_r 的存在使 u_c 缓升，T_r 近似于 ZVOFF。

5. 谐振期(时区 E)：

当 T_r 关断时，电路只有 D_P 导通，输出电压脱离低箝位状态，电路再次进入谐振状态，其初值为 $u_c=0$，$i_L=-I_{L0}$。在此期间，u_c 逐渐上升，电感中能量再次转移到 C_r 中，当 $t=t_7$ 时，$u_c=$

U_d。

6. 高箝位期(时区 F)：

当 $t=t_7^+$ 时，$u_{gc}>0$，但由于 $i_L=-I_{L0}$，$I_{L0}>I_0$，故 D_c 导通，T_c 反向阻断，输出电压再次被箝位，$u_c=U_d$，$u_L=U_{cc}$，i_L 线性上升，至 $t=t_8$ 时，$i_L=-I_0$，$i_{DC}=0$，D_c 自然关断(ZVZCOFF)，T_c 相继导通(ZVZCON)，$i_d>0$：

$$i_d=i_L+i_0=i_L+I_0$$

或

$$I_0=i_d-i_L$$

上式表明，在本时段中负载电流由直流输入电流和电感电流共同负担，随着 i_L 数值减小，i_d 相应上升，至 $t=t_9$ 时，$i_L=i_{DP}=0$，$i_d=i_{Tc}=I_0$，D_P 自然关断(ZVZCOFF)，$u_L=0$，$u_c=U_d$，$u_{gr}=u_{gP}=0$，此时电路除 T_c 外，其他开关器件均处断态，负载电流由直流电源提供，电路回复到时段 A 的初始状态，完成工作循环。根据以上分析，电路具有以下特点：

(1)电路器件均具有 ZVS 环境；

(2)直流电压 u_c 的稳态值可表为

$$u_c=\begin{cases}U_d\\0\end{cases} \tag{10-32}$$

上式表明，u_c 在 U_d 与 0 之间脉动，在高位时由 $T_c(D_c)$ 箝位；在低位时由 $T_r(D_r)$ 箝位，电压应力是上述诸电路中最低的一种。

(3)电路的谐振状态仅发生在 u_c 状态更迭期中，其他时区电路处于稳态。

读者比较图 10-2(b)、10-5(b)和 10-6(b)可以看出，电感电流 i_L 的波形很不相同：在图 10-2b 中，i_L 在整个工作循环中均处于变动之中；而在图 10-5(b)中，i_L 在 t_d 时区中便已保持稳定，且数值很小；而在图 10-6(b)中，i_L 则仅在低位期及其边缘产生，而在其他时区中 $i_L=0$。这种方式与第七章中的有源缓冲电路很相似，即谐振电路仅在换流期中起作用，因而谐振电路中各元器件的平均功率很小。

(4)由于 T_P 和 D_P 的加入，使 i_L 有了可控性，因此谐振电路可采用恒频 PWM 控制方式。

文献[3]报导国外工业界利用该电路组装的逆变电路容量达数百千伏安。

*第六节 并联式有源箝位直流谐振环

文献[9]提出另一种有源箝位电路，其目标与上节介绍的准谐振电路相同，即利用直流电源箝位并将 L_r 移出主电路，其主电路结构如图 10-7 所示。由图可见：

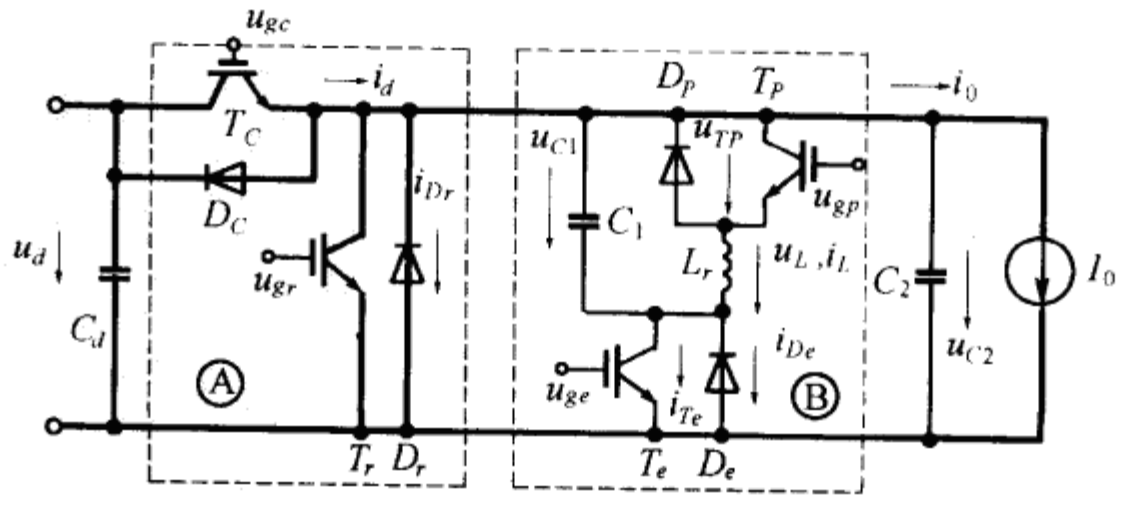


图 10-7 并联式有源箝位电路

(1)上箝位开关 $T_c(D_c)$ 与负载串联，直接利用电源箝位，即当上箝位开关导通时，$u_{c2}=U_d$；

(2)谐振电感 L_r 与谐振电容 C_1 并联(通过开关)，故称并联式电路，L_r 已移出主电路并由串联开关 $T_P(D_P)$ 控制，其原理与上节谐振电路相同。

下面分析电路的工作原理，一个工作循环可分以下几个时区(参见图 10-8)。

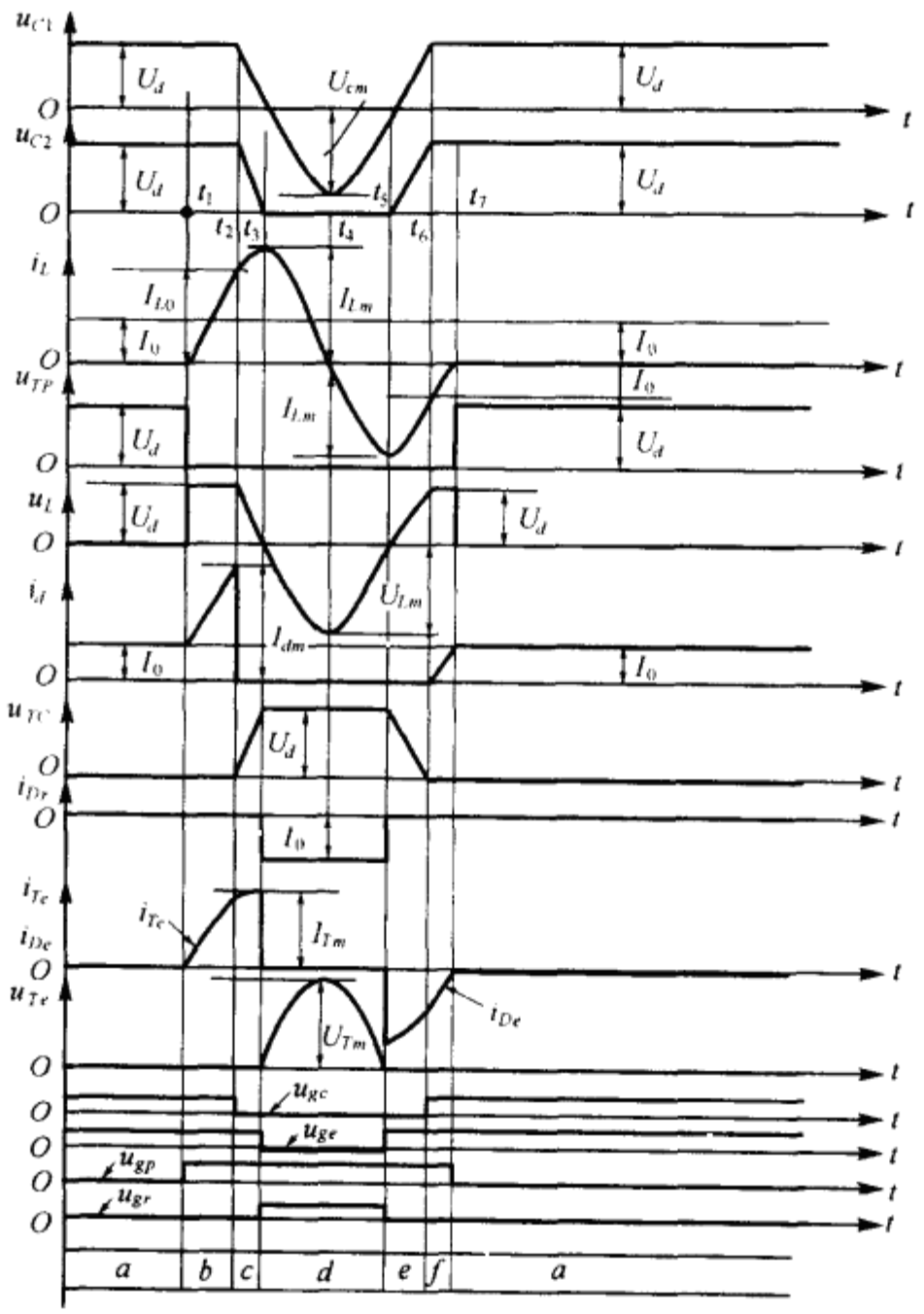


图 10-8　电路波形

1. 电路初态(时段 a)：

由图 10-8 可见，在本时段中，有 $u_{gc}>0$，$u_{ge}>0$ 和 $u_{gp}=u_{gr}=0$，开关 K_P(含 T_P 和 D_P)和 K_r(含 T_r 和 D_r)均处断态，而 T_c 处于通态，电路的等效电路如图 10-9(a)，谐振电容端压 $u_{c1}=u_{c2}=U_d$，T_P 处于正向阻断，其端压 $u_{TP}=U_d$，谐振电感端压 $u_L=0$，$i_L=0$，$i_{c1}=0$，开关 T_r 实际上处于空载，直流电源通过 T_c 向负载供电，输出电流 $i_0=I_0$，直流输入电流 $i_d=i_0=I_0$，电路处于稳定状态，输出电压被箝在高位，后续电路的逆变桥也处于稳态，功率开关的阻断电压峰值与常规 PWM 电压源逆变电路相同，均为电源电压 U_d。

2. L_r 充电期(时段 b)：

当 $t=t_1^+$ 时，$u_{gp}>0$，T_P 受命导通，这意味着逆变桥中功率器件的开关状态需要更迭。为使 u_{c2} 下降为零，首先使 T_P 导通，等效电路如图 10-9(b)所示，由于 T_e 和 T_c 均处通态，C_1 和 C_2 端压仍被箝位，即 $u_{c1}=u_{c2}=U_d$，故 L_r 沿 T_e，T_P 和 T_c 从电源充电，电流 i_L 从零线性上升，$u_L=u_{c1}$

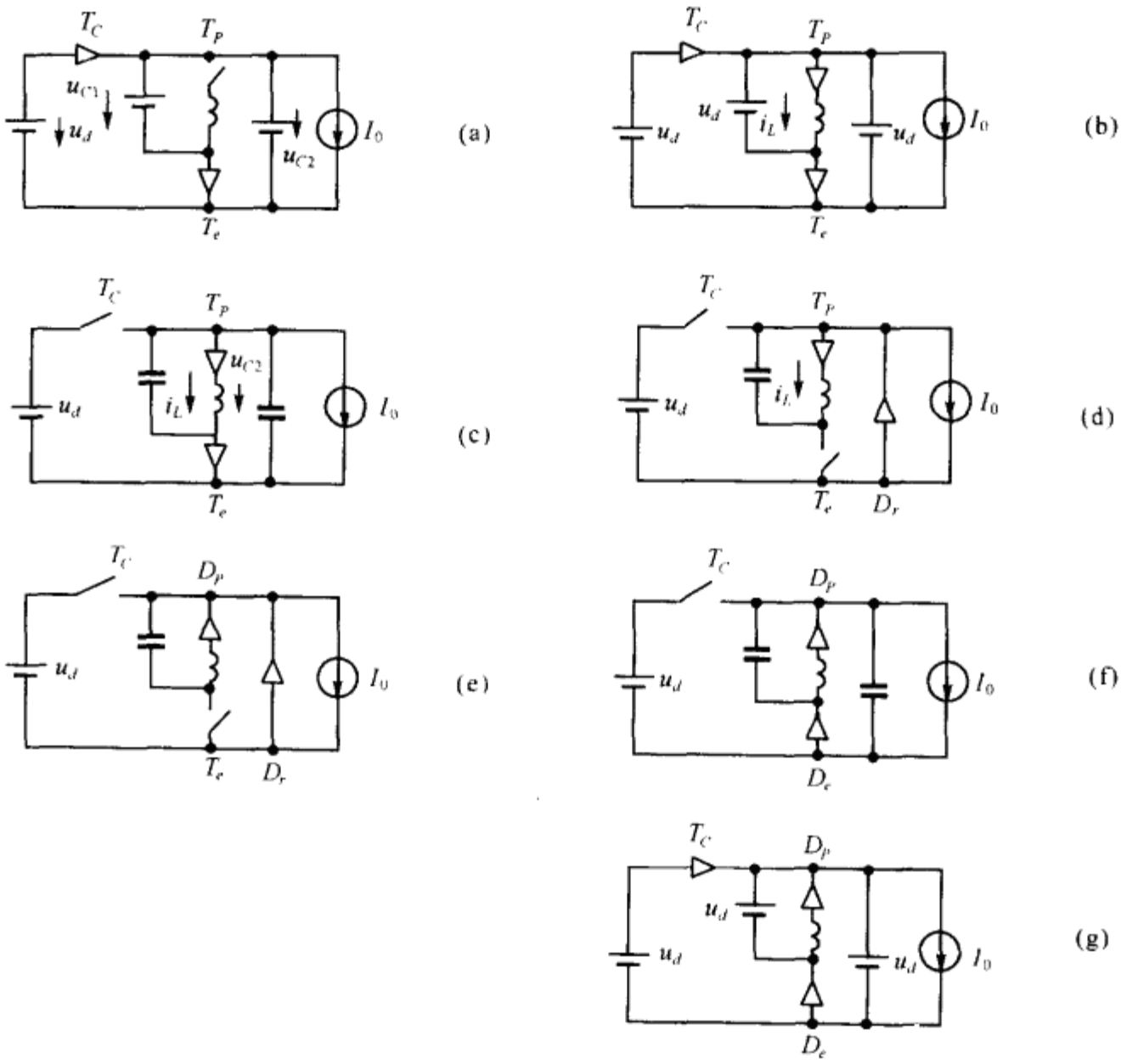


图 10-9 等效电路

$=U_d$，电源电流 $i_d=i_L+i_0=i_L+I_0$。

当 $t=t_2^-$ 时，$i_L=I_{L0}$，储存在 L_r 中的能量为

$$W_L=\frac{1}{2}L_rI_{L0}^2$$

这一能量必须保证 C_1 和 C_2 在换流期过后重新充有 U_d 电压，此时 $i_d=I_0+I_{L0}=I_{dm}$。

3. 电容放电期(时段 c)：

当 $t=t_2^+$ 时，$u_{gc}=0$，由于 C_2 的存在，T_c 有 ZVOFF，直流电源暂停对负载供电，即 $i_d=0$，原先储存在 C_1 和 C_2 中的能量向 L_r 和负载释放，以维持 i_L 继续增长和负载电流 I_0，电路处于谐振状态，其等效电路如图 10-9(c)所示。由图有

$$C_r\frac{\mathrm{d}u_{c2}}{\mathrm{d}t}+i_L+I_0=0 \tag{10-33}$$

$$u_{c2}=L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} \tag{10-34}$$

电路初值为 $i_L=I_{L0}$，$u_{c2}=U_d$，解上方程组得

$$i_L=(I_0+I_{L0})\cos\omega_0t'+\frac{U_d}{Z_0}\sin\omega_0t'-I_0 \tag{10-35}$$

$$u_{c2}=U_d\cos\omega_0t'-Z_0(I_0+I_{L0})\sin\omega_0t' \tag{10-36}$$

式中：$\omega_0^2=\frac{1}{L_rC_r}$；$C_r=C_1+C_2$；$t'=t-t_2$；$Z_0^2=L_r/C_r$。

上式表明，在本时段中，u_{c2}将随时间下降，而 i_L 将继续上升。当 $t=t_3$ 时，有 $u_{c1}=u_{c2}=0$，$i_L=I_0+U_d/Z_0=I_{Lm}$，令 $t_{01}=t_3-t_2$，由式(10-35)(10-36)可得

$$U_d+2I_0Z_0=(I_0+I_{L0})Z_0\cos\omega_0t_{01}+U_d\sin\omega_0t_{01} \tag{10-37}$$

$$U_d\cos\omega_0t_{01}=(I_0+I_{L0})Z_0\sin\omega_0t_{01} \tag{10-38}$$

$$I_0+I_{L0}=\frac{U_d\cos\omega_0t_{01}}{Z_0\sin\omega_0t_{01}}$$

将上式代入式(10-37)得

$$\sin\omega_0t_{01}=\frac{U_d}{U_d+2I_0Z_0} \tag{10-39}$$

将式(10-39)代入(10-38)经整理得

$$I_0+I_{L0}=\frac{U_d}{Z_0}\cdot\frac{\cos^2\omega_0t_{01}}{\sin\omega_0t_{01}\cos\omega_0t_{01}}$$

即

$$I_{L0}=\frac{U_d}{Z_0}\mathrm{ctg}\,\omega_0t_{01}-I_0 \tag{10-40}$$

式中

$$t_{01}=\frac{1}{\omega_0}\arcsin\left(\frac{U_d}{U_d+2I_0Z_0}\right) \tag{10-41}$$

4. 低箝位期(时段 d)：

当 $t=t_3^+$ 时，有 $u_{ge}=0$，T_e 有 ZVOFF($u_{Te}=u_{c2}-u_L=0$)，其等效电路如图 10-9(d)。由图 10-8 可见，当 $t=t_3^+$ 时，$u_{gr}>0$，但当 u_{c2}继续下降时，D_r 正偏续流，T_r 反向阻断，由于 D_r 导通并流过负载电流，输出电压被箝在低位，$u_{c2}=0$；由于 T_e 关断，L_r 对 C_1 反向充电。由等效电路有

$$u_{c1}=L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} \tag{10-42}$$

$$i_L=-i_{c1}=-C_1\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t} \tag{10-43}$$

电路初值为 $u_{c1}=0$，$i_L=I_{Lm}$，解上方程组得

$$i_L=I_{Lm}\cos\omega_1t' \tag{10-44}$$

$$u_{c1}=-I_{Lm}Z_{01}\sin\omega_1t'=-U_{cm}\sin\omega_1t' \tag{10-45}$$

式中：$t'=t-t_3$；$Z_{01}^2=L_r/C_1$；$\omega_1^2=\dfrac{1}{L_rC_1}$；$U_{cm}=I_{Lm}Z_{01}$。

当 $t=t_4$ 时，$i_L=0$，T_P 有 ZCOFF，$u_{c1}=-U_{cm}$，尔后 i_L 反向，D_P 相继导通(ZVZCON)，等效电路如图 10-9(e)。T_e 正向阻断，所承受的最高电压为 $U_{Tm}=U_{cm}$，此时 $u_L=U_{Lm}=U_{cm}$；当 $t=t_5^-$ 时，$u_{c1}=0$，$i_L=-I_{Lm}$。由式(10-45)有

$$u_{c1}=-I_{Lm}Z_{01}\sin\omega_1(t_5-t_3)=0$$

即

$$\sin\omega_1(t_5-t_3)=0$$

令

$$t_{02}=t_5-t_3=\frac{\pi}{\omega_1} \tag{10-46}$$

5. 谐振期(时段 e)：

当 $t=t_5^+$ 时，$u_{gr}=0$，$u_{ge}>0$，u_{c1} 由零上升，D_e 正偏导通，(T_r 反向阻断)，D_r 反偏关断(ZVOFF)，D_r 中电流移入 D_e 中，等效电路如图 10-9(f)所示。由图可见，电感电流 i_L 除维持负载电流之外，还承担对 C_1 和 C_2 充电的电流，由于 D_e 和 D_P 均导通，有 $u_{c1}=u_{c2}$。由图有：

$$C_r\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t}+i_L+I_0=0 \tag{10-47}$$

$$u_{c1}=u_{c2}=L_r\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} \tag{10-48}$$

电路的初值是 $i_L=-I_{Lm}$，$u_{c2}=0$，解上方程组得

$$i_L=-(I_{Lm}-I_0)\cos\omega_0 t'-I_0 \tag{10-49}$$

$$u_{c2}=(I_{Lm}-I_0)Z_0\sin\omega_0 t' \tag{10-50}$$

式中：$t'=t-t_5$；$\omega_0^2=\frac{1}{L_rC_r}$；$C_r=C_1+C_2$。

当 $t=t_6$ 时，$u_{c1}=u_{c2}=U_d$，$i_L=-I_0$，由式(10-49)有

$$-I_0=-(I_{L0}-I_0)\cos\omega_0(t_6-t_5)-I_0$$

即

$$\cos\omega_0(t_6-t_5)=0$$

$$t_{03}=t_6-t_5=\frac{\pi}{2\omega_0} \tag{10-51}$$

将式(10-51)代入(10-50)得

$$I_{Lm}=I_0+\frac{U_d}{Z_0} \tag{10-52}$$

6. 高箝位期(时段 f)：

当 $t=t_6^+$ 时，$u_{gc}>0$，T_c 有 ZVON，因为 $u_{Tc}=u_d-u_{c2}$，当 $t=t_6$ 时，$u_{c2}=U_d$，故 $u_{Tc}=0$，由于 T_c 导通，电路进入高箝位期，等效电路如图 10-9(g)所示。由于 D_e 和 D_P 导通，$u_L=U_d$，i_L 线性增长，流经 T_c 的电流 i_d 也线性上升，由电源和电感共同维持负载电流，至 $t=t_7$ 时，$i_L=0$，$i_d=I_0$，尔后 $u_{gp}=0$，D_P 有 ZCOFF，D_e 有 ZVZCOFF；由于 $u_{ge}>0$，T_e 转为空载导通状态，等效电路如图 10-9(a)，电路再次进入稳定状态，令 $t_{04}=t_7-t_6$。由图 10-8 可见

$$t_{04}=\frac{L_rI_0}{U_d} \tag{10-53}$$

根据以上分析，电路谐振周期 T 可表为

$$T=t_{01}+t_{02}+t_{03}+t_{04}+t_{05}$$

上式中 $t_{05}=t_2-t_1$ 可表为

$$t_{05}=\frac{L_rI_{L0}}{U_d} \tag{10-54}$$

由以上分析可知，本电路具有以下特点：

(1)电路利用直流电源作高箝位，使谐振及逆变电路中功率器件的阻断电压降为电源电压。

(2)谐振电感 L_r 置于主电路之外，不流过负载电流，由于双向开关 K_P 的作用，L_r 仅在低箝位期流过电流，由于低箝位期与工作周期相比是短暂的，因此 L_r 的平均功率和损耗都很小。

(3)可采用常规 PWM 控制方式：由图 10-8 可见，除谐振期之外，电路处于稳定状态，逆变桥器件的开关状态可以在任意时刻进行更迭，只需切换时序按图 10-8 所示箝位电路各功率器件控制信号的时序就可实现逆变桥 ZVS 环境，因而逆变桥可采用常规 PWM 控制方式。

(4)使用功率器件较多：在图 10-8 中，开关 K_c，K_r 和 K_P 的作用与上节准谐振电路完全相同。本电路增加双向开关 K_e，而 K_e 是必不可少的，它在低箝位期中切断并联支路与主电路的联系，使 L_r 中储能有可能转移到 C_1 中，保持 i_L 连续。由于 K_e 的占空比很低，因此平均功率很低。

(5)低箝位期为不可控：由式(10-46)可见，低箝位期 t_{02} 取决于电路参数 L_r 和 C_1 但与负载

电流无关；

(6)功率器件具有软开关环境：由图 10-8 可见，箝位电路中所有功率器件都享有软开关环境，其中 $K_P(u_{TP},i_L)$有 ZCS 环境、$K_c(u_{Tc},i_d)$、$K_e(u_{Te},i_{oe},i_{Te})$和 $K_r(u_{c2},i_{Dr})$都具有 ZVS 环境，器件的开关损耗小，为箝位电路工作于更高频率提供条件。

*第七节　新型并联式有源箝位直流谐振环

一、新型并联式有源箝位电路

上节介绍的并联式箝位电路是最早提出的一种，由于该电路具有电源箝位，L_r 移出主电路，可以采用常规 PWM 控制等优点，因而受到人们重视；但由于该电路尚存在使用功率器件较多，个别器件的阻断电压较高，PWM 脉宽受到限制等弱点，因而尔后陆续提出若干改进型电路。本节选择其中两种加以介绍。

文献[10]提出的电路如图 10-10 所示。由图可见，电路由两个双象限直流变换器组成，虚线框Ⓐ是一个电流双象限电路，其输出电压极性不变(u_c 为正脉冲列)，但输出电流极性是可变的，读者可以看出，这一电路与上节介绍的基本电路并没有区别；虚线框Ⓑ则是一个电压双象限电路，其输出电流的极性不变(i_L 为正脉冲列)，但电压 u_L 的极性是可变的。比较图 10-7 和图 10-10 可见，这两个电路的差别就在虚线框Ⓑ的电路。下面分析电路工作原理，一个工作循环可分为以下几个时段(参见图 10-12)：

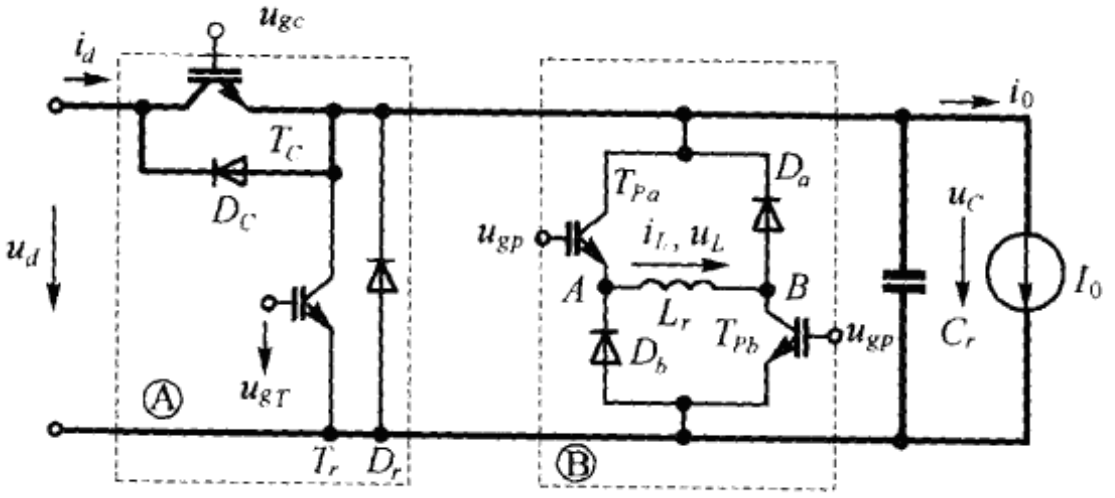


图 10-10　新型并联式有源箝位电路

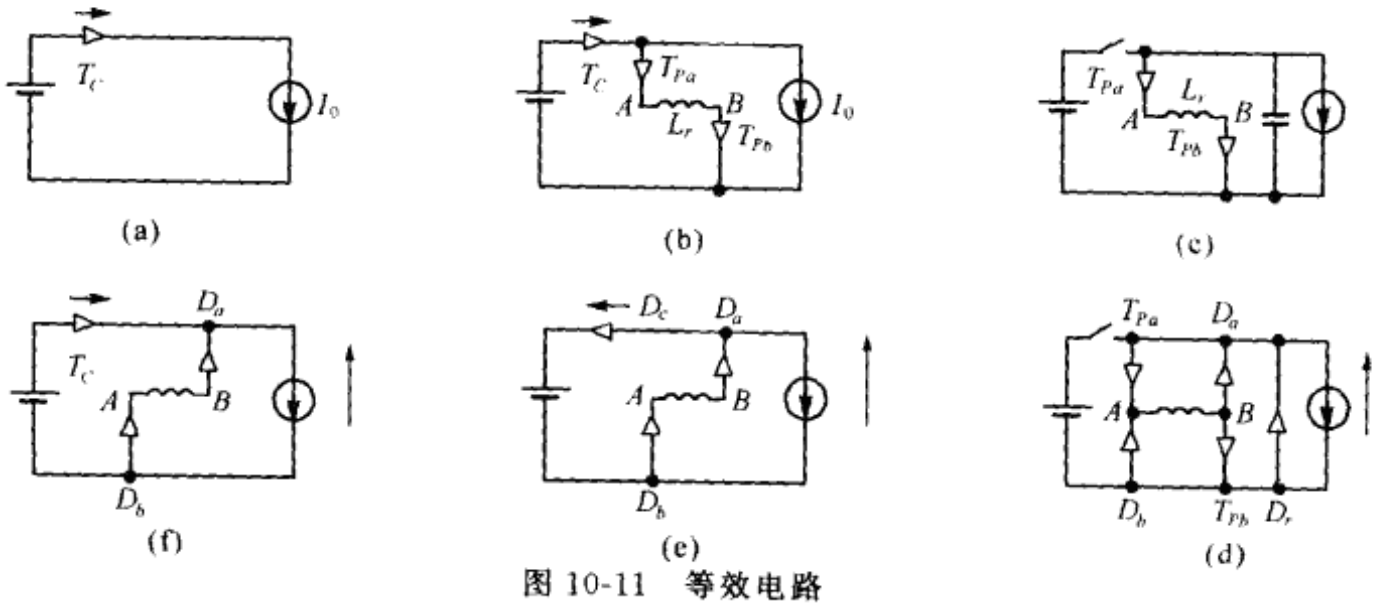


图 10-11　等效电路

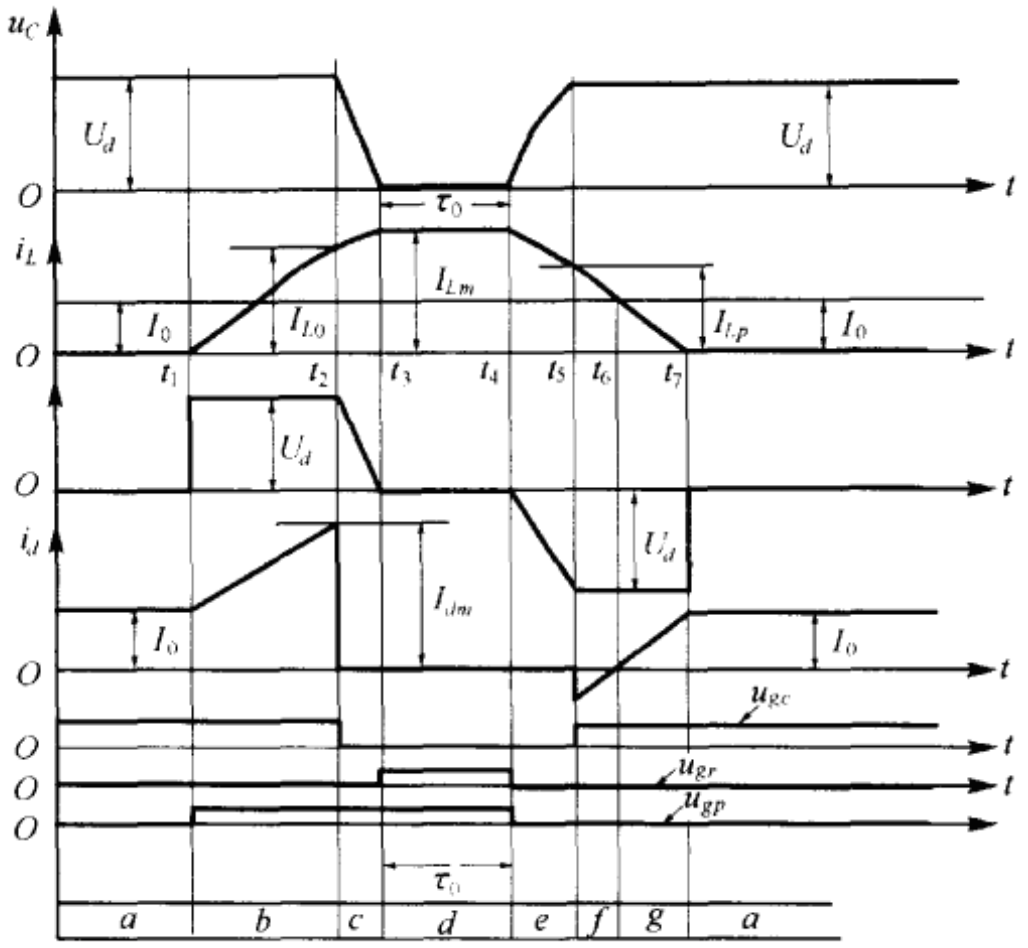


图 10-12 电路波形

1. 电路初态(时段 a)：

在本时段中有 $u_{gc}>0$，$u_{gr}=u_{gp}=0$，开关 K_r(含 T_r、D_r)和 K_p(含 T_{pa}、D_a、D_b、T_{pb})均处断态，T_c 导通，等效电路如图 10-11(a)所示。谐振电容 C_r 的初值 $u_c=U_d$，谐振电感 L_r 端压 $u_L=0$，$i_L=0$，直流电源通过 T_c 向负载供电，输出电流 $i_0=I_0$，直流输入电流 $i_d=i_0=I_0$，电路处于稳定状态，输出电压被电源箝位，后续逆变桥也处于稳态。逆变器件的阻断电压与常规 PWM 电压源逆变电路相同，均为电源电压 U_d。

2. L_r 充电期(时段 b)：

当 $t=t_1^+$ 时，$u_{gp}>0$，T_{pa}和 T_{pb}受命导通，此时逆变器件的开关状态需要更迭。为了获得零开关条件，首先使 T_{pa}和 T_{pb}导通，等效电路如图 10-11(b)，$u_L=u_c=U_d$，L_r 中电流从零线性上升，$i_d=i_0+i_L=I_0+i_L$，当 $t=t_2^-$ 时，$i_L=I_{L0}$，$i_d=I_0+I_{L0}=I_{dm}$。

3. 电容放电期(时段 c)：

当 $t=t_2^+$ 时，$u_{gc}=0$，T_c 有 ZVOFF，i_d 突降为零，直流电源不再向负载供电。为了维持 i_0 和 i_L 连续，原先储存在 C_r 中电能向负载和 L_r 释放，电路进入谐振状态，其初值为 $i_L=I_{L0}$，$u_c=U_d$，$u_L=U_d$，等效电路如图 10-11(c)。忽略 L_r 内阻的影响，i_L 和 u_c 可近似表为

$$i_L=(I_0+I_{L0})\cos\omega_0 t'+\frac{U_d}{Z_0}\sin\omega_0 t'-I_0 \tag{10-55}$$

$$u_c=U_d\cos\omega_0 t'-(I_0+I_{L0})Z_0\sin\omega_0 t' \tag{10-56}$$

式中：$\omega_0^2=\frac{1}{L_rC_r}$；$Z_0^2=\frac{L_r}{C_r}$；$t'=t-t_2$。

当 $t=t_3$ 时，$u_c=0$，$i_L=I_{Lm}$，由上式解出

$$\tau_2=t_3-t_2=\frac{1}{\omega_0}\mathrm{arctg}\left[\frac{U_d}{(I_0+I_{L0})Z_0}\right] \tag{10-57}$$

$$I_{Lm}=\sqrt{(I_0+I_{L0})^2+\left(\frac{U_d}{Z_0}\right)^2}-I_0 \tag{10-58}$$

4. 低箝位期(时段 d)：

当 $t=t_3^+$ 时，有 $u_{gr}>0$，但 C_r 继续放电时应有 D_r 正偏导通，T_r 反向阻断 $u_c=0$，等效电路如图 10-11(d)。由图可见，负载电流 i_0 由 D_r 流过，i_L 沿桥内 $T_{pa}-L_r-D_a$ 和 $T_{pb}-D_b-L_r$ 的环路续流，保持 $u_L=0$，$i_L=I_{Lm}$，电路处于稳定状态；该状态持续到 $t=t_4$ 时($u_{gp}=0$)才告结束，低箝位期 $\tau_0=t_4-t_3$，恰与 u_{gp}的脉宽相等，后续逆变电路器件开关状态更迭应在此期内完成。

5. 电容充电期(时段 e)：

当 $t=t_4^+$ 时，$u_{gp}=0$，T_{pa}和 T_{pb}有 ZVOFF，为维持 i_L 连续，辅助桥中有 D_a 和 D_b 正偏导通，D_r 反偏关断，电路再次进入谐振状态。由于 $i_L=I_{Lm}>I_0$，原先储存在 L_r 中的能量释放出来以维持负载电流和 C_r 的充电电流。设逆变桥器件开关状态更迭前后无负载变化，即负载电流仍为 I_0，则电路初值为 $i_L=I_{Lm}$，$u_c=0$。忽略 L_r 内阻时 i_L 和 u_c 的近似表达式为

$$i_L=(I_{Lm}-I_0)\cos\omega_0 t'+I_0 \tag{10-59}$$

$$u_c=(I_{Lm}-I_0)Z_0\sin\omega_0 t' \tag{10-60}$$

式中：$t'=t-t_4$。

当 $t=t_5$ 时，电路中有 $u_c=U_d$，$i_L=I_{LP}$，解上式有

$$\tau_3=t_5-t_4=\frac{1}{\omega_0}\arcsin\left[\frac{U_d}{(I_{Lm}-I_0)Z_0}\right] \tag{10-61}$$

$$I_{LP}=\sqrt{(I_{Lm}-I_0)^2-\left(\frac{U_d}{Z_0}\right)^2}-I_0 \tag{10-62}$$

6. 高箝位期(时段 e、f)：

当 $t=t_5$ 时，$u_c=U_d$，C_r 继续充电则有 $u_c>U_d$，D_c 正偏导通(ZVON)，等效电路如图 10-11(e)。由于 $I_{LP}>I_0$，i_L 除维持负载电流之外，多余部分将通过 D_c 返回电源，$i_d=i_0-i_L<0$，当 $t=t_6$ 时，$i_L=I_0$，$i_d=i_{DC}=0$，D_c 有 ZVZCOFF，尔后 i_L 继续下降且有 $i_L<I_0$，同时 $u_{gc}>0$，因此 T_c 有 ZVON，电能重新通过 T_c 向负载供电，$i_d=I_0-i_L$，由于 i_L 线性下降，i_d 线性上升，等效电路如图 10-11(f)。直至 $t=t_7$ 时，$i_L=0$，$i_d=I_0$，D_a 和 D_b 有 ZVZCOFF，电路重新回到初始状态，负载电流重新由电源提供，完成一个工作循环。

从以上分析可知，本电路除具有基本并联式箝位电路的全部优点之外，还有以下特色：

(1)全部开关器件的最高阻断电压不高于 U_d。由图 10-12 可见，输出电压 u_c 和电感电压 u_L 的峰值均为 U_d。

(2)低箝位期中电路处于稳定工作状态。由图 10-12 可见，在低箝位期(时区 d)中，$u_c=u_L=0$，$i_L\equiv I_{Lm}$，因而该时区的长短与电路参数(包含负载)无关，仅取决于控制脉冲 u_{gp}，于是低箝位期 τ_0 的数值可由逆变桥 PWM 定时控制。

电路存在的问题是逆变电路 PWM 的脉宽仍然受到限制。由图 10-12 可见，整个箝位电路工作状态的更迭，从 t_1 开始到 t_7 结束，中间经历的时间为

$$\tau_w=t_7-t_1=\tau_1+\tau_2+\tau_3+\tau_0+\tau_4 \tag{10-63}$$

$$\left.\begin{aligned}
\tau_1&=t_2-t_1=\frac{L_rI_{L0}}{U_d}\\
\tau_2&=t_3-t_2=\frac{1}{\omega_0}\mathrm{arctg}\,\frac{U_d}{(I_0+I_{L0})Z_0}\\
\tau_0&=t_4-t_3\\
\tau_3&=t_5-t_4=\frac{1}{\omega_0}\mathrm{arctg}\,\frac{U_d}{(I_{Lm}-I_0)Z_0}\\
\tau_4&=t_7-t_5=\frac{L_rI_{LP}}{U_d}
\end{aligned}\right\} \tag{10-64}$$

二、单相软 PWM 逆变电路

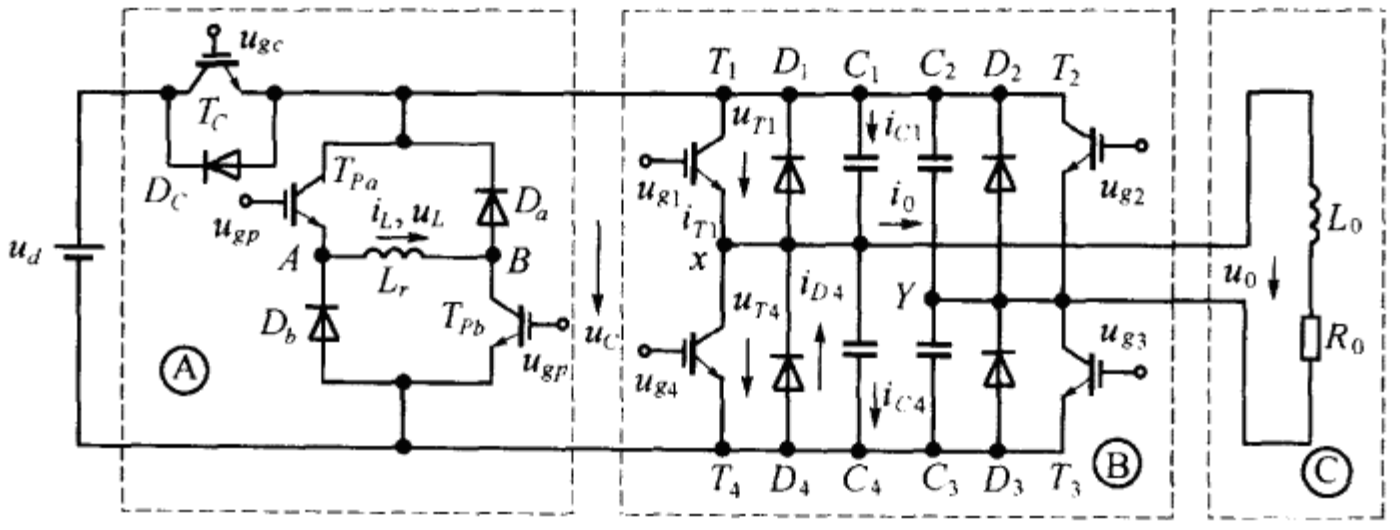


图 10-13 单相软开关 PWM 逆变电路

单相电压源软开关 PWM 逆变电路如图 10-13 所示，实际上它是图 10-10 的具体化，比较它们存在以下不同：

1. 图 10-10 中的电流型负载用单相电压源逆变电路替代，后者带感性负载并满足第二节的基本假定；

2. 图 10-13 的虚线框Ⓐ中并未包括低箝位开关 T_r 和 D_r（如图 10-10 所示），这是因为在实际应用中，尤其是逆变桥采用快速器件如 IGBT 时，T_r 和 D_r 可利用桥臂中器件替代；此外由 T_{pa}、T_{pb}、D_a 和 D_b 组成并联桥路，只要同时导通 T_{pa} 和 T_{pb} 也可以使直流端处于低箝位状态（理由详后）；

3. 文献[21]的作者为了在有源箝位直流谐振环中实现 PWM 控制，提出将直流输出端谐振电容 C_r（参见图 10-10）分散到逆变桥臂的每个功率器件，如图 10-13 所示，其中电容 $C_1=C_2=C_3=C_4=C$。由第七章知，这实质上是一种分立关断缓冲电路，该电容既是缓压电容又兼作谐振电容，只要适当选择，便可使桥臂器件的关断损耗降到很低，这样便可以在直流电压为高位的任一 PWM 关断点上实现 ZVOFF。

读者比较图 10-13 和图 7-43 将发现，尽管两图的逆变电路有半桥和全桥之分，但它们的桥臂结构和负载性质完全相同，因而图 10-13 必然也会碰到图 7-43 曾经遇到的问题：死区时间的选择和臂间换流时无 ZVS 环境的问题。为了解决这些问题采取以下措施：

1. 逆变桥控制信号采无相位互补方式，从而无死区设置的问题；

2. 借助图 10-13 中虚线框Ⓐ所含的直流谐振电路，在直流电压低箝位期进行由 D 到 T 的臂间换流，实现 ZVS。

下面分析图 10-13 在输出电流 $i_0>0$ 的半波中，一个斩波周期里由 T_1 和 D_4 之间的换流过程（同理可以分析负半波的换流过程）。

（一）逆变桥功率器件控制信号的时序分布

一个开关周期控制信号时序如图 10-14 所示，为简单计仅画出输出电压 $u_0>0$ 的分布情况。由图可见，$u_{g2}=u_{g4}=0$，$u_{g3}=U_{gm}$，u_{g1} 则可表为

$$u_{g1}=\begin{cases}U_{gm}, & t_1>t>0, t_{10}>t>t_7\\ 0, & t_7>t>t_1\end{cases} \tag{10-65}$$

同理在 $u_0<0$ 时，应有 $u_{g1}=u_{g3}=0$，$u_{g4}=U_{gm}$，u_{g2} 为正脉冲列。这种信号时序的特点是上下桥臂

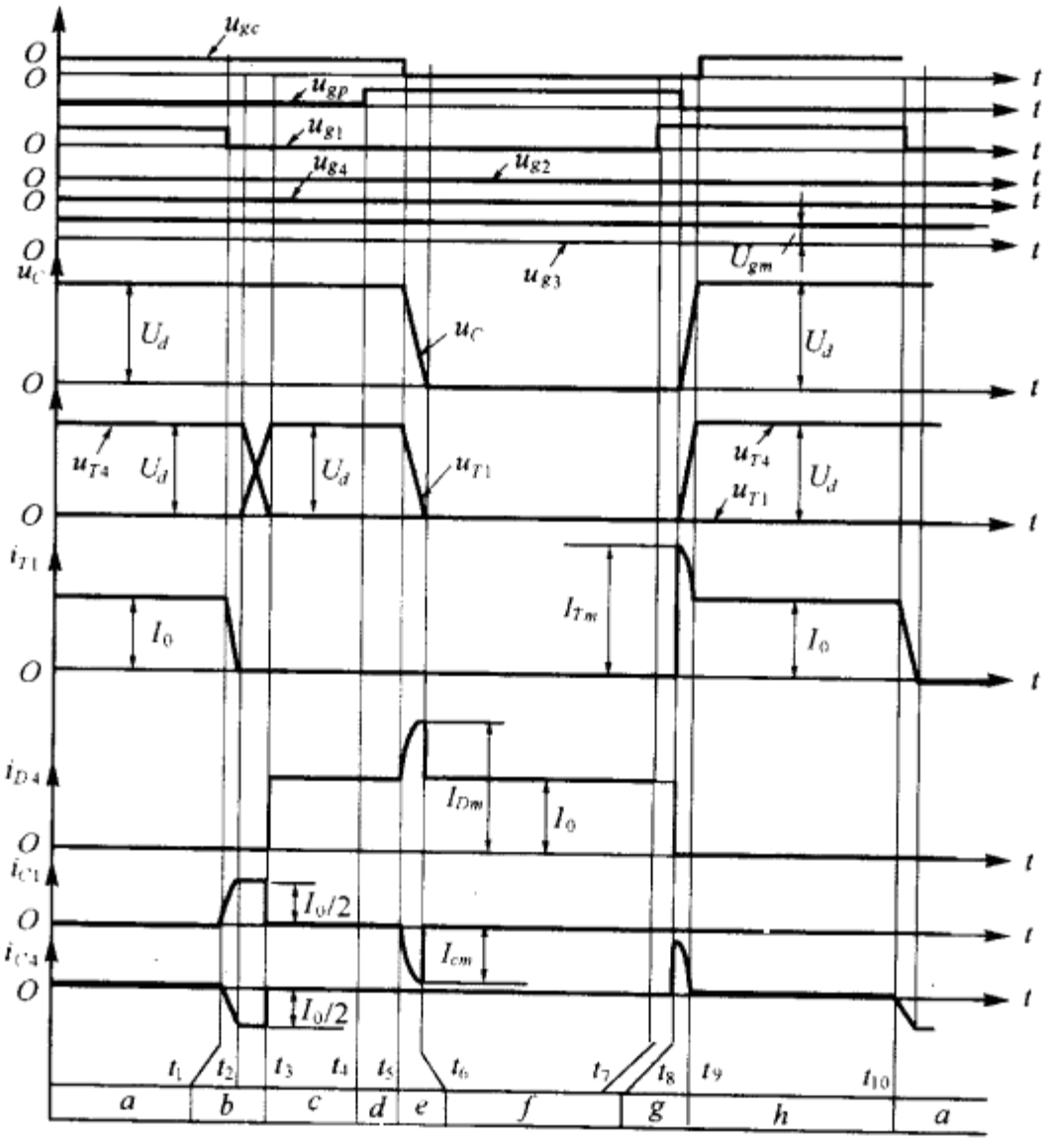


图 10-14　软开关 PWM 逆变电路波形

信号在相位上无互补关系，逆变桥具有单极性输出，例如在调制信号正半周有

$$u_0=\begin{cases}U_d, & t_{10}>t>t_7, t_1>t>0\\ 0, & t_7>t>t_1\end{cases} \tag{10-66}$$

(二)换流过程分析

由图 10-14 可见，一个开关周期可分以下几个时区：

1. 电路初态(时段 a)：

电路有 $u_{g1}>0, u_{g3}>0, u_{gc}>0, u_{gp}=0$，$T_c$、$T_1$ 和 T_3 导通，T_{pa}和 T_{pb}正向阻断，电源通过 T_c、T_1 和 T_3 向负载供电，$i_0=I_0, u_{xy}=u_0=u_c=U_d, u_x=U_d, u_y=0$，等效电路如图 10-15(a)所示。由于 T_1 和 T_3已处于稳定导通状态，缓压电容端压 $u_{c1}=u_{T1}=0, u_{c3}=u_{T3}=0$。

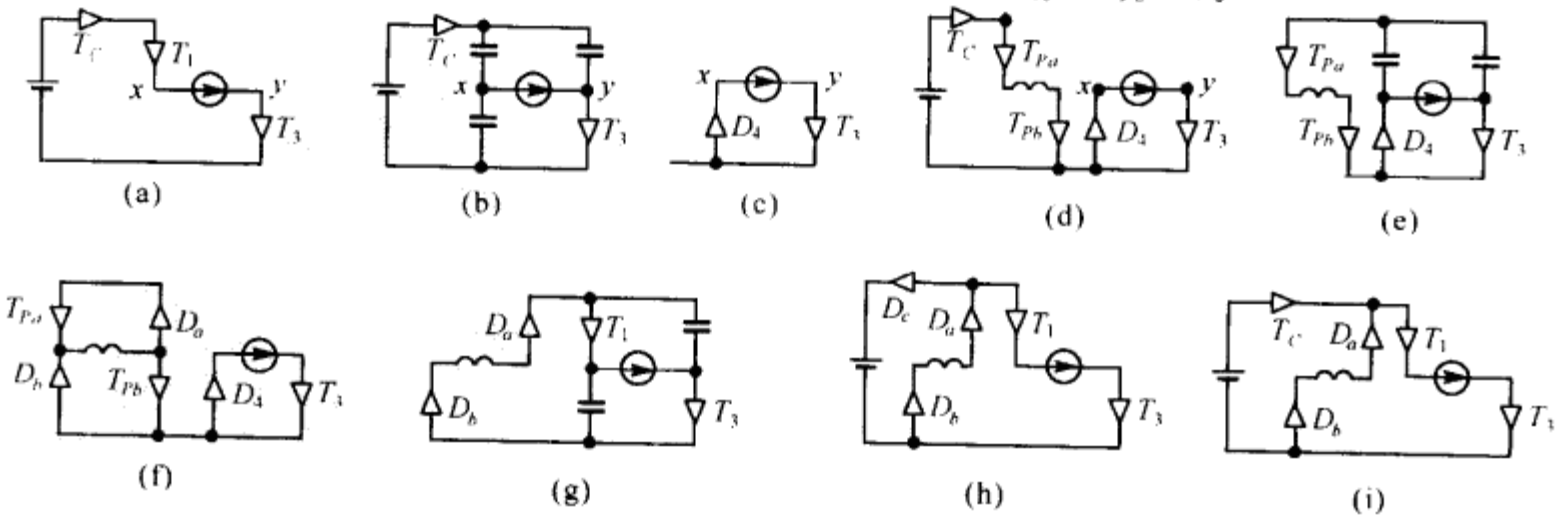


图 10-15　等效电路

因为 $$u_{c1}+u_{c4}=u_{c2}+u_{c3}=U_d$$

所以 $$u_{c2}=u_{c3}=u_{T2}=u_{T4}=U_d$$

而 $$i_{T1}=i_{T3}=i_0=I_0$$

2. T_1-C_1 换流期(时段 b)：

当 $t=t_1^+$ 时，$u_{g1}=0$，T_1 开始关断，i_{T1} 下降，C_1 充电，C_4 放电，至 $t=t_2$ 时，$i_{T1}=0$，$i_{C1}=I_0/2$，$i_{C4}=-I_0/2$，$u_{C1}=U_{C0}(U_{C0}\ll U_d)$，$T_1$ 近似有 ZVOFF，尔后 C_1 以恒流充电，C_4 恒流放电，u_{c1}线性上升，u_{c4}则线性下降，当 $t=t_3$ 时，$u_{c1}=u_{T1}=U_d$，$u_{c4}=u_{T4}=0$，此间等效电路如图 10-15(b)所示。

3. D_4 续流期(时段 c)：

当 $t>t_3$，如 C_1 继续放电，将有 $u_{c1}>U_d$，D_4 正偏导通，C_1 和 C_4 中电流立即转到 D_4 中，D_4 有 ZVON，等效电路如图 10-15(c)。由图可见，输出电压 $u_0=u_{xy}=0$，负载电流沿 D_4 和 T_3 构成的闭合环路流过，$i_{D4}=i_{T3}=I_0$，$u_{c1}=u_{c2}=U_d$，T_{pa}和 T_{pb}处于正向阻断。

4. L_r 充电期(时段 d)：

当 $t=t_4$ 时，$u_{gp}>0$，T_{pa}和 T_{pb}导通，i_L 由零线性上升，等效电路如图 10-15(d)，$u_L=U_d$。当 $t=t_5$ 时，$i_L=I_{L0}$，$u_{xy}=u_0=0$，$i_{D4}=i_{T3}=I_0$。

5. 谐振期(时段 e)：

当 $t=t_5^+$ 时，$u_{gc}=0$，T_c 以 ZVOFF 同时解除对 C_1 的箝位，等效电路如图 10-15(e)所示。电路进入谐振状态，原来储存在 C_1 和 C_2 中的电能沿 L_r 释放，u_{c1}便逐渐下降，至 $t=t_6$ 时，有 $u_{c1}=0$，C_1 中的能量完全转移到 L_r 中，由于此时 D_4 仍处通态，因此直流输出电压 $u_c=0$，电路进入低箝位期。

6. 低箝位期(时段 f)：

为了维持电感电流 i_L 的连续，当 $u_c=0$ 时，并联电路中 D_a 和 D_b 导通续流，i_L 沿 $T_{pa}-L_r-D_a$ 和 $D_b-L_r-T_{pb}$两个闭合电路流过，保持 $u_c=u_L=0$，负载电流则依然流经 D_4 和 T_3 闭合回路，保持 $u_0=0$，等效电路如图 10-15(f)所示。$i_{D4}=i_{T3}=I_0$，当 $t=t_7$ 时，有 $u_{g1}>0$，但由 $u_{T1}=u_{C1}=0$，T_1 虽然有 ZVON，但处于空载，电路仍处低箝位状态。

7. 谐振期(时段 g)：

当 $t=t_8^+$ 时，有 $u_{gp}=0$，T_{pa}和 T_{pb}相应有 ZVOFF，为了维持 i_L 连续，D_a 和 D_b 仍处通态，原来储存在 L_r 中的能量向逆变桥释放，等效电路如图 10-15(g)所示。为了维持电感 L_r 电流间的平衡，逆变桥中 D_4 迅速关断(ZVOFF)，电路重新进入谐振状态，C_2 和 C_4 充电，u_{c2}和 u_{c4}逐渐上升。由等效电路有

$$u_{c2}=u_{c4}=u_0$$

而 $$C_2=C_4$$

即 $$i_{c2}=i_{c4}$$

逆变桥中各臂电流可表为

$$i_{T1}=i_{T3}=\frac{1}{2}(i_L+I_0) \tag{10-67}$$

$$i_{c4}=i_{c2}=\frac{1}{2}(i_L-I_0) \tag{10-68}$$

由式(10-59)电感电流可表为

$$i_L=(I_{Lm}-I_0)\cos\omega t'+I_0$$

式中： $$t'=t-t_8$$

式(10-67)表明，T_1 和 T_3 中除流过负载电流之外，还流过电容的充电电流。当 $t=t_8$ 时有

$$i_L=I_{Lm}$$

$$i_{T1}=\frac{1}{2}(I_{Lm}+I_0)=I_{Tm}$$

$$i_{c4}=\frac{1}{2}(I_{Lm}-I_0)=I_{cm}$$

8. 高箝位期(时段 h)：

当 $t=t_9^+$ 时，有 $u_{gc}>0$，$u_{c2}=u_{c4}=U_d=u_c$，c_2 和 c_4 若继续充电，u_c 必定高过 U_d，箝位二极管 D_c 正偏导通(ZVON)，电路进入高箝位状态，等效电路如图 10-15(h)所示。由于 D_c 导通，u_c 被电源电压箝位，C_2 和 C_4 充电完毕，$i_{c2}=i_{c4}=0$，但电感电流 $i_L>I_0$，於是 i_L 除提供负载电流之外，其多余部分通过 D_c 返回直流电源，直至 $i_L=I_0$，D_c 才 ZCOFF。由于 $u_{gc}>0$，T_c 相继导通(ZVON)，电源和电感一起向负载提供电能，等效电路如图 10-15(i)所示，直至 $i_L=0$，$i_d=I_0$，负载电流完全由电源提供，并联电路中 T_{pa} 和 T_{pb} 有 ZVZCOFF，电路恢复到前述电路初态(等效电路如图 10-15(a))，完成一个工作循环。

三、单开关新型并联式有源箝位电路

文献[11]提出另一种并联式准谐振电路如图 10-16 所示。和以前一样，后续逆变电路用电流源负载 i_0 替代，逆变桥也采用分立式关断缓冲电路，在图中用电容 C_r 等效，谐振开关 T_r 和 D_r 在实用中可由逆变桥功率器件充当，于是图 10-16 实际上由两部分组成：虚线框Ⓐ中的功率电路与图 10-7 和图 10-10 相同，而虚线框Ⓑ中的电路拓扑虽然也具有源箝位，但比前两种电路简洁，其主要波形如图 10-18。由图可见，一个工作循环可以分几个时段，每一时段相应的等效电路如图 10-17。关于本电路读者可自行分析，下面分析两个问题。

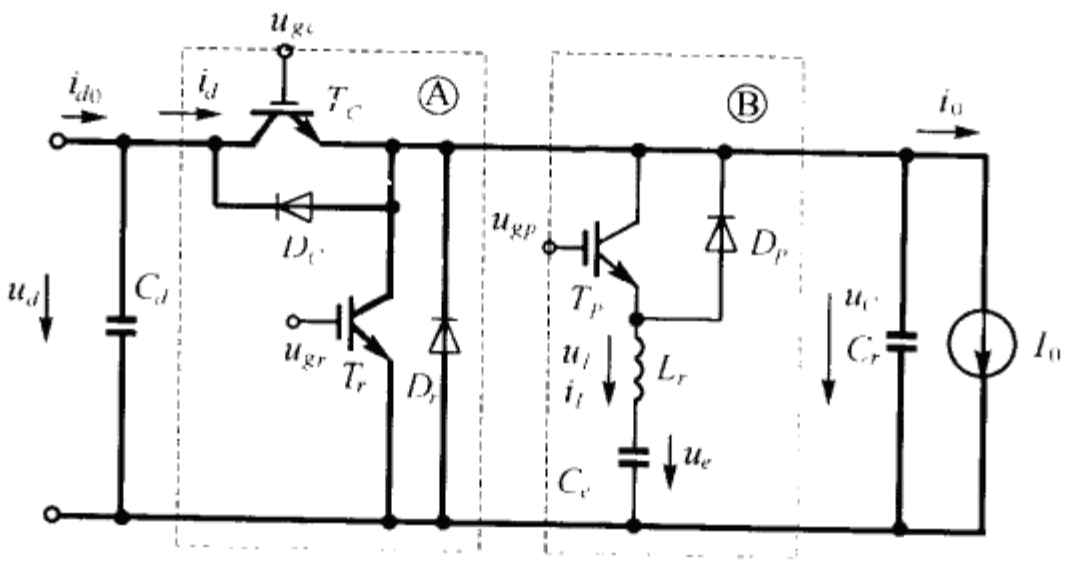


图 10-16　单开关并联式有源箝位电路

(一)单开关并联式有源箝位电路的特点

单开关并联式有源箝位电路可以实现 PWM 控制，组成软 PWM 逆变电路，箝位开关具有软开关环境，这些都与前述两种并联式一样，除此之外，与前述电路相比较，它具有以下特点：

1. 电路拓扑最简单：比较图 10-7、图 10-10 和图 10-16 可以看出，本电路是最为简单的一种，虚线框Ⓑ中电路只包括一只有源器件，这对减低成本和提高可靠性很有好处；

2. 电感电流峰值 I_{Lm} 较低：有源箝位电路的损耗是电路总损耗的一个组成部分，限制电感电流峰值是提高整机效率的重要内容，在电路Ⓑ中设置了大电容 C_e(在实际应用中 $C_e=$

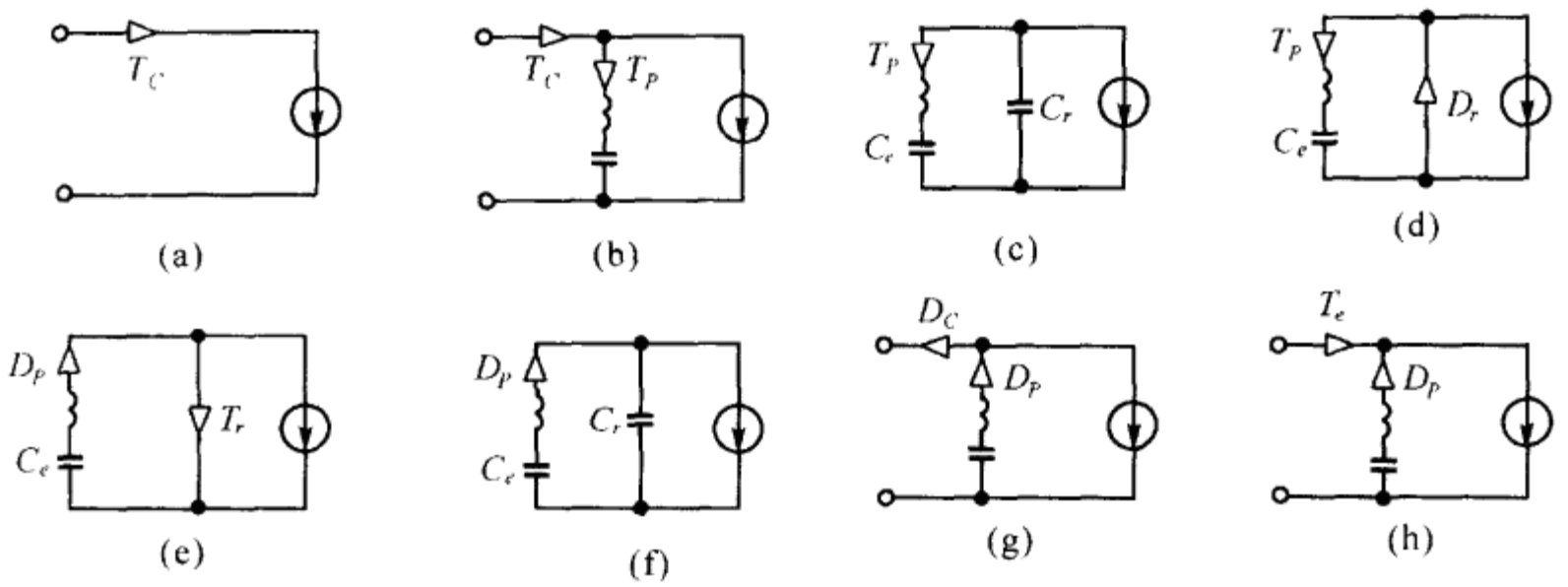


图 10-17 等效电路

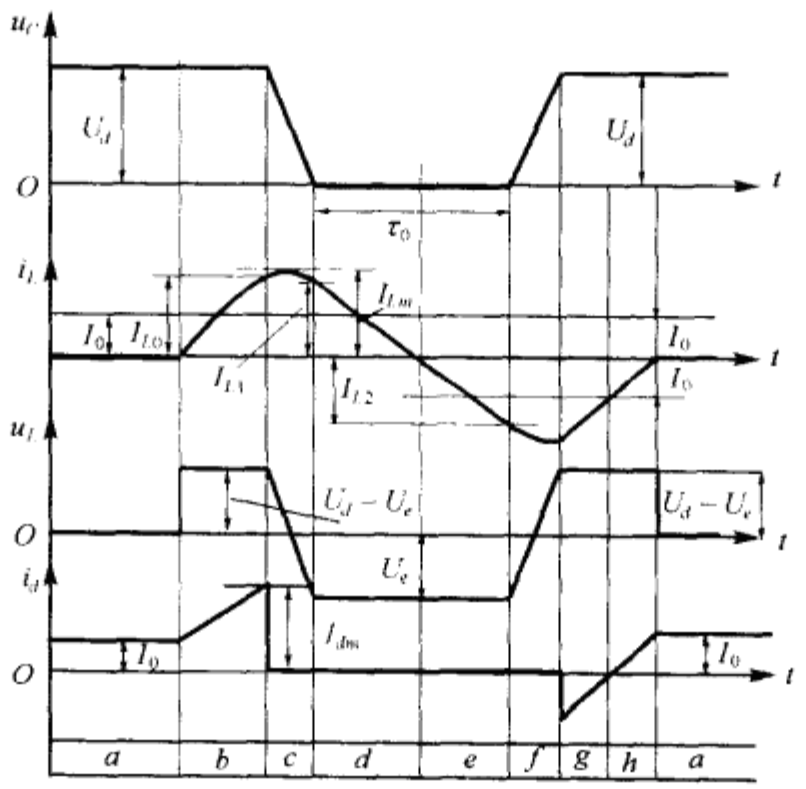


图 10-18 主要波形

400C_r)，其端压 u_e 可近似视为恒值。

在电路的谐振期(图 10-18 时段 c，相应等效电路为图 10-17(c))，电路初值为 $i_L=I_{L0}$，$i_0=I_0$，$u_e=U_e$，$u_c=U_d$。按图标正方向，电感电流峰值可表为

$$I_{Lm}=\sqrt{(I_0+I_{L0})^2+(U_d-U_e)^2/Z_0^2}-I_0 \tag{10-69}$$

式中：$Z_0=\frac{L_r}{C_r}$。

与式(10-58)相比，可见由于 U_e 存在，I_{Lm}值减低[在设计中 $U_e=(0.5\sim0.6)U_d$]。

(二)电路控制

图 10-19 给出部分控制电路，设箝位电路带有三相半桥式逆变电路，对称负载。图 10-19 仅画出其中一相(桥上臂为 T_1、下臂为 T_4)，虚线框Ⓐ为有源箝位电路的控制电路，虚线框Ⓑ为逆变桥一相的控制电路。

1. 箝位电路控制：

控制电路必须具有以下功能：

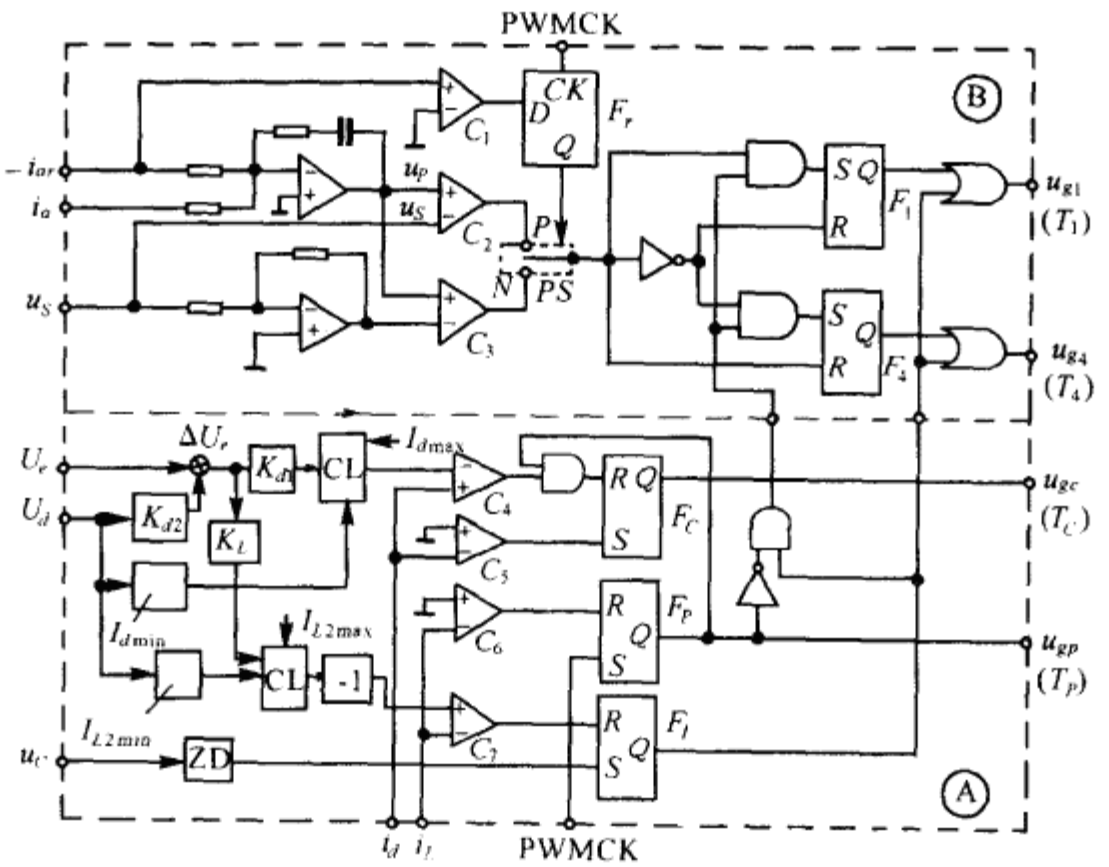


图 10-19　控制电路

CL—电流限止电路　ZD—零电压检测电路　PS—极性开关

(1)向箝位管 T_c 和谐振管 T_P 的控制极提供控制信号 u_{gc} 和 u_{gp}；

(2)在低箝位期向逆变器发出可以开通桥中器件的命令。

由图可见，电路一共有三路输出，其输出级是三个 RS 触发器，其中 F_c 输出 u_{gc}，F_P 输出 u_{gp}，而 F_l 则向逆变器发出允许开通的指令。

F_P 由来自 PWM 控制器的时钟脉冲 PWMCK 置位，当 $Q_P=1$ 时(即 u_{gp} 置高位)，开始一个工作循环；F_P 由 i_L 信号复位，当 $i_L<0$ 时，$Q_P=0$(u_{gp} 为低位)，此时相当于图 10-18 中的时段 $e\rightarrow f$，电感电流沿 D_P 流过，T_P 有 ZVZCOFF；

F_c 由直流电流 i_d 置位，当 $i_d<0$ 时，$Q_c=1$(u_{gc} 为高位)，此时相当于图 10-18 的时段 g，i_L 在数值上大于负载电流 I_0，其多余部分沿 D_C 流向入端滤波电容 C_d，直至 $|i_L|=I_0$，D_c 有 ZCOFF，T_c 相继导通，i_d 反向，其等效电路如图 10-17(h)。

F_c 的复位条件有二：一是直流电流 $i_d\geqslant I_{dm}$(参见图 10-18，在时序上与 $i_L=I_{L0}$ 相对应)，I_{dm} 是直流电流给定值，在图 10-19 中它接到比较器 C_4 的反相入端，电流给定值在进入比较器 C_4 之前经过电流限止器 CL，CL 的作用是使 I_{dm} 仅在其上端限止值 I_{dmax} 和下端限止值 I_{dmin} 之间取值，I_{dmax} 的设定是保护振荡电路免受过大的电流冲击；I_{dmin} 的设定则是为了在空载时维持足够的振荡电流，而由图 10-19 可见，给定电流峰值 I_{dm} 可表为

$$I_{dm}=K_{d1}\Delta U_e \tag{10-69}$$

$$\Delta U_e=U_e-K_{d2}U_d \tag{10-70}$$

式中 K_{d1} 和 K_{d2} 是转换系数，U_e 是电容 C_e 端压，ΔU_e 是电压反馈环的输出值。采用 U_e 电压闭环的目的是为了维持电容 C_e 端压 U_e 为恒值。因为 U_e 的波动将导致 I_{Lm} 的变化；由图可见，电压闭环的输出值作为电流内环的给定值 I_{dm}。

F_c 的另一复位信号来自 F_P 的输出端，即当 $Q_P=1$ 时，它保证负载端的能量供应，也防止 T_c 关断时的过电压；

F_l 的置位信号取自箝位电路的输出电压 u_c，当 $u_c=0$ 时，通过零电压检测器 ZD 使 F_l 置

位，$Q_l=1$，向逆变桥发出允许开通的命令，ZD 必须具有快速准确的性能和较强的抗干扰能力；F_l 的复位条件是 $|i_L|=I_{L2}$，$Q_l=0$ 表示低箝位期结束，电路重新进入谐振状态，L_r 中能量向 C_r 中转移。由图 10-19 可见，给定值 I_{L2}可表为

$$I_{L2}=K_L\Delta U_e \tag{10-71}$$

式中 K_L 是转换系数，ΔU_e 是电压闭环输出值。给定值 I_{L2}的确定必须考虑以下要求：

(1)I_{L2}必须足够大，以便维持电路振荡并使 u_c 达到 U_d 的高度；

(2)使电容 C_r 上电荷保持平衡，若认为 $I_{L1}=I_{L2}$。由图 10-19 应有

$$I_{L2}=\frac{\tau_0 U_c}{2L_r}=\frac{\tau_0 U_d}{4L_r}\bigg|_{U_c=0.5U_d} \tag{10-72}$$

式中 τ_0 是低箝位期，即电压 u_c 的缺口宽度。

2. 逆变电路控制：

控制电路必须满足以下要求：

(1)产生各相 PWM 控制信号；

(2)保证逆变器件具有 ZVS 环境；

(3)输出电流纹波小。

能满足上述要求的控制策略和手段很多，例如可以采用空间矢量控制方式、数字控制方式[15]、传统的锯齿波比较方式和模拟方式[16]等。图 10-19 虚线框Ⓑ采用模拟方式实现软 PWM 逆变桥的电流控制。为了简单，图 10-19 仅画出一相的有关控制电路，其他两相类推，设该相上下臂可控器件分别为 T_1 和 T_4，其控制极信号分别为 u_{g1}和 u_{g4}。由图可见，电路包含两个 RS 触发器，其中 F_1 输出信号 u_{g1}，F_4 输出信号 u_{g4}。

F_1 的置位信号同时用作 F_4 的复位，同理 F_4 的置位信号也作为 F_1 的复位信号，这样保证 u_{g1}和 u_{g4}在相位上互补；

F_1 有三个置位信号：一是来自 F_l 的允许开通命令，$Q_l=1$，表明直流侧已处低箝位状态($u_c=0$，C_r 放电完毕)，逆变桥功率器件可由断态转为通态，实现 ZVON；第二个信号是谐振电感电流 $i_L<0$，T_P 关断，$Q_P=0$，L_r 中的储能释放以维持负载电流和逆变桥中环流(参见图 10-17(e)和图 10-18 时段 e)；第三是比较器 $C_2(C_3)$的输出为高位，即 $C_2(C_3)=1$。

比较器 C_2 具有两个输入信号：一是不对称锯齿波 u_S，其重复频率与 PWM 时钟脉冲同步；另一是控制信号 u_P。由图可见，u_P 是 PI 电流调节器的输出电压，而调节器的入端信号是正弦电流给定值 i_{ar}和 A 相电流 i_a 的差值所形成的误差信号。

综上所述，在 $i_L<0$ 的低箝位区，F_1 的置位点将取决于误差信号与锯齿波的交点(即 u_{g1}的前沿)，在这一环境中，T_1 将具有 ZVON(同理可分析 T_4 的开通情况)。

F_1 的复位信号是 $C_2(C_3)=0$，即比较器 $C_2(C_3)$输出为低位，这将与锯齿波和误差信号的另一交点(在同一重复周期中)相对应，它形成 u_{g1}的后沿，在该点上，T_1 将转为断态。由前述，逆变桥各臂采用分立式关断缓冲电路，T_1 将近似具有 ZVOFF 环境(同理可分析 T_4 的关断情况)，与开通不同的是 T_1 的关断点仅取决于 PWM 的定时。

由图 10-19 可见，比较器 C_2 和 C_3 的输出端是通过极性开关 PS 与 $F_1(F_4)$相连接的，当 PS 位于 P 时，选通 C_2；相反，当 PS 置 N 位则选通 C_3，前者的输入信号为 u_P-u_S；后者则为 u_P+u_S，极性开关 PS 由 D 触发器 F_r 控制，F_r 的 CK 端接入 PWMCK 信号，F_r 的 D 端接入正弦电流给定信号，因此 PS 将反映 i_{ar}的极性，当 $i_{ar}>0$ 时，$C_2=1$；相反，当 $i_{ar}<0$ 时，$C_3=1$。

*第八节　结实型直流谐振环

若将图 9-3 所示的谐振电路接上直流负载(且可用电流源 I_0 等效),该电路便成为电流双象限软 PWM 直流变换电路。它与本书第三章所介绍的电流双象限电路存在以下相同之处:

1. 输出电压 u_c 平均值极性不变,但输出电流 i_d(以图 10-20 所标正方向为准)平均值极性却是可变的,当 $I_d>0$ 时,直流电源向负载供电;当 $I_d<0$,负载将储能通过直流变换电路回馈到直流电能;

2. 输出电压 u_c 的高箝位期 τ_H 和低箝位期 τ_L 均受控于 PWM 定时,随着 τ_H 和 τ_L 数值的改变,u_c 的平均值 U_c 也相应改变。

图 10-20 电路与第三章电流双象限电路又存在以下的不同之处:

1. 由 C_{S1},C_{S2},C_{r1},C_{r2}与 L_r 组成谐振电路的作用,图 10-20 电路所有功率器件均有 ZVS 环境;

2. 出端电容 C_{r1}和 C_{r2}只作谐振器件,其数值远低于滤波用电容,输出电压 u_c 仍保持正脉冲列波形。

一、带结实型直流谐振环的逆变电路

图 10-20 示一带结实型直流谐振环的逆变电路,其中虚线框Ⓐ为结实型直流谐振环,Ⓑ为单相全桥逆变电路,Ⓒ为 $L_0R_0C_0$ 组成的滤波和负载电路。

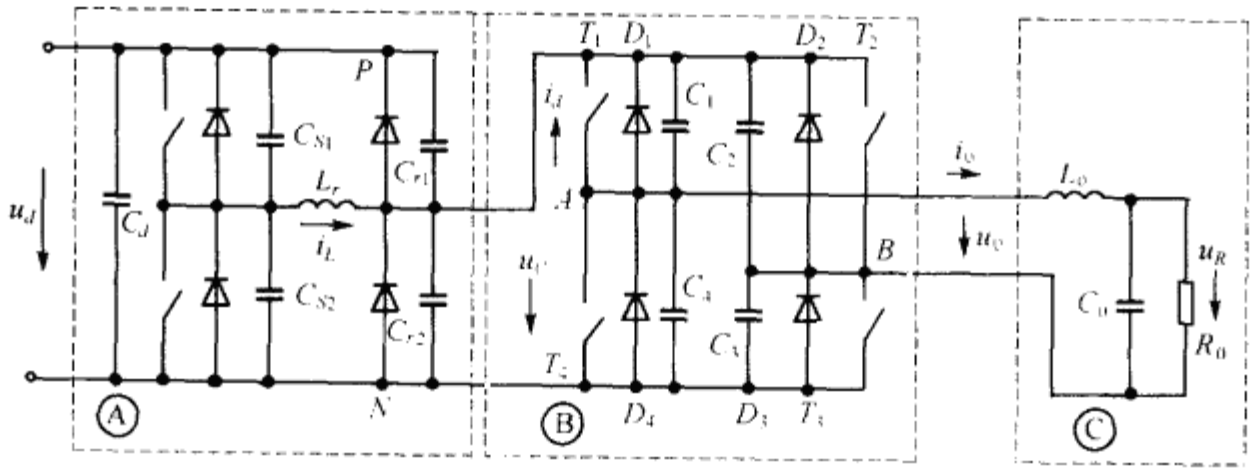


图 10-20　带结实型直流谐振环的逆变电路

文献[20]根据结实型谐振环的特点,提出利用该电路构成带结实型直流谐振环的逆变电路(如图 10-20),以实现逆变器件的 ZVS 环境。下面着重分析逆变负载性质对电路性能影响:假设负载为容性并可用等效电容 C_L 表示,该电容将与直流谐振环出端等效电容 C_r($C_r=C_{r1}+C_{r2}$)相并联,因此谐振环的总等效电容应为

$$C_{r0}=C_r+C_L$$

相应地,电路阻抗为

$$Z_r=\sqrt{\frac{L_r}{C_{r0}}}=Z_0\sqrt{\frac{C_r}{C_{r0}}} \tag{10-73}$$

$$\omega_r=\frac{1}{\sqrt{L_rC_{r0}}}=\omega_0\sqrt{\frac{C_r}{C_{r0}}} \tag{10-74}$$

式中：$Z_0=\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$；$\omega_0=\sqrt{\frac{L}{L_rC_r}}$。

由于谐振阻抗和频率都产生变化，直流谐振环的其他参数和性能也将受到影响，例如谐振电感电流峰值 I_{Lm} 为

$$I_{Lm}=I_0+\frac{U_d}{Z_r}=I_0+\frac{U_d}{Z_0}\sqrt{\frac{C_{r0}}{C_r}} \tag{10-75}$$

上式表明，由于 C_L 的存在，I_{Lm} 将增大。假设负载等效电容 $C_L=C_r$，则有

$$Z_r=\frac{\sqrt{2}Z_0}{2}$$

$$\omega_r=\frac{\sqrt{2}\omega_0}{2}$$

$$I_{Lm}=I_0+\frac{\sqrt{2}U_d}{Z_0}$$

由于 C_r 值很小，因此逆变负载有一定容性就会使直流谐振环的工作状况产生较大的影响，据此带直流谐振环的逆变电路应避免带容性负载。

二、结实型直流谐振环作为公共直流电源

在工业应用中常需要多路不同规格的电源，这当然可以采用独立的多路供电方案，但若采用公共直流电源带多个逆变器的方案，则会使整个主电路结构更为简洁。据此，如果采用直流谐振环作为公共直流电源，则不仅电路简洁，而且逆变电路具有软开关环境，降低电路开关损耗，因而更具优点。

图 10-21 是一个由直流谐振环向多个逆变器供电的方案示意图。读者已经知道，为了保证 L_r 中储能足以使 u_c 可靠回零，电感电流 I_{L0} 必须高于输出电流 I_0，在公共直流电源系统中，各逆变器负载的变化都将表现为直流谐振环输出电流的变化，也即 I_0 的变化范围变宽，因此对公共直流电源的外特性刚度提出更高要求。

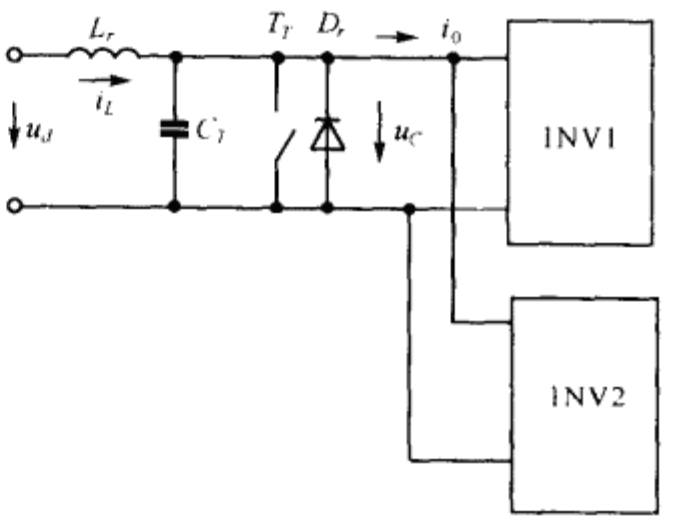


图 10-21 由直流谐振环向多台逆变器供电

如果采用结实型直流谐振环作为直流公共电源，将具有以下的特点：

1. 结实型直流环具有较好的外特性刚度：设输出电压 u_c 处于高箝位的时间为 t_H，由图 9-5u_{c2} 波形。u_c 的平均值可表为

$$\begin{aligned}U_C&=\frac{1}{T_c}\left[(t_H+t_{fd})U_d+\int_0^{t_f}U_d\cos\omega_0t\mathrm{d}t+\int_0^{t_r}U_d(1-\cos\omega_0t)\mathrm{d}t\right]\\&=\frac{1}{T_c}\left(t_H+t_{fd}+\frac{\pi}{2\omega_0}\right)U_d\\&=\frac{U_d}{T_c}\left(\tau+\frac{\pi}{2\omega_0}\right)\end{aligned} \tag{10-76}$$

式中：$\tau=t_H+t_{fd}$；

$$t_{fd}=\frac{1}{\omega_S}\arcsin\frac{U_d}{I_{Lm}Z_S}+\frac{(I_{L2}-I_0)L_r}{U_d}=\frac{1}{\omega_S}\arcsin\frac{Z_0}{Z_S}+L_r\sqrt{\frac{1}{Z_0^2}-\frac{1}{Z_S^2}}-\frac{I_0}{U_d}L_r; \tag{10-77}$$

$$t_r=t_f=\frac{\pi}{2\omega_0}=\frac{1}{4f_0};$$

$$Z_0=\sqrt{L_r/C_r};$$

$$Z_S=\sqrt{L_r/C_S};$$

$$\omega_0^2=\frac{1}{L_rC_r};$$

$$\omega_S^2=\frac{1}{L_rC_S}。$$

将式(10-77)代入(10-76)得

$$\begin{aligned}U_c&=\frac{U_d}{T_c}\left(t_H+\frac{1}{\omega_S}\arcsin\frac{Z_0}{Z_S}+L_r\sqrt{\frac{1}{Z_0^2}+\frac{1}{Z_S^2}}+\frac{\pi}{2\omega_0}-\frac{I_0L_r}{U_d}\right)\\&=U_{c0}-\frac{L_r}{T_c}I_0\end{aligned} \tag{10-78}$$

式中

$$U_{c0}=\frac{U_d}{T_c}\left(t_H+\frac{1}{\omega_S}\arcsin\frac{Z_0}{Z_S}+\sqrt{\frac{1}{Z_0^2}+\frac{1}{Z_S^2}}L_r+\frac{\pi}{2\omega_0}\right) \tag{10-79}$$

由式可见，U_{c0}是 $I_0=0$ 时的输出电压平均值，即空载电压。式(10-79)表明，U_{c0}只取决于谐振电路参数，而由式(10-78)可见，结实型直流环外特性刚度取决于比值 L_r/T_c。

例如 $T_c=50\mu s(f_c=20kHz)$，$L_r=27\mu H$，则 $L_r/T_c=0.54\Omega$。

2. 结实型直流环具有较强的控制独立性：从上一章的分析可知，结实型电路自身是一级完整的直流变换电路，可以独立进行 PWM 开环控制，与后续逆变电路之间没有控制上耦合关系。因此，不管逆变挤采用何种控制策略均不对直流环产生影响。反过来，直流环的 PWM 控制，却能为逆变桥提供连续可调的直流电压。

3. 结实型直流环具有电能双向传送能力：由前述，续实型直流环实质上是一级电流双象限直流变换电路，其输出电流方向为可变，从而提高对后续电路的适应能力。

参考文献

[1]D M Divan. Resonant DC Link Converter—A New Concept in State Power Conversion,IAS'86

[2]D M Diran, et al. Zero-Switching Loss Inverter for High Power Application, IAS'87,P626

[3]J M Simonlli, et al. An Alternative Bus Clamp for Resonant DC Link Converter, APEC'92,P463

[4]L Malesani, et al. A Synchroniged Resonant DC Link Converter for Soft-switched PWM, IAS'89,P1037

[5]M Kheraluwala, et al. Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverters, PESC'87,1987,P271

[6]H Yoremori, et al. High Power Density Three-Phase CVCF Sinewave Power Conditioner with New Quasi-Resonant DC Link and Single-Phase High Frequency Transformer Link, IAS'92,1992,P720

[7]G Venkalaraman, et al. PWM with Resonant DC Link Converters, IAS'90,P984

[8]R W Doncker, The Auailiary Quasi-Resonant DC Link Inverters, PESC'91,P248

[9]J He, et al. Parallel Resonant DC Link Circuit—A Novel Zero Switching Loss Topology with Minimun Voltage Stresses, PESC'89, P1006

[10]J G Cho, et al. Novel Soft Switching PWM Converter using A New Parallel Resonant DC Link, PESC'91,P241

[11]L Malessni, et al. High Efficiency Quasi-Resonant DC Link Three-Phase Power Inverter for Full-Range PWM, IA-31(1),1995,P141

[12]H J Beukes, et al. Performance of the Auxiliary Resonant Commulated Pole Converter in Converter Based Utility Device, PESC'96,P1033

[13]P P Mole, et al. Control Complexitier Related to High Power Resonant Inverters, PESC'96,P1040

[14]丁洛等.谐振直流环节逆变器的发展与趋势.电力电子技术,1996(1),P79

[15]S Ogasawara, et al. A Novel PWM Scheme of Vltage Sorurce Inverters Based on Space Vector Theory, EPE'89,P1179

[16]D M Brod, et al. Current Control of VSI-PWM Inverters, IA-21(4),1985, P562

[17]阮新波等.谐振直流环节逆变器的参数设计及其高频化.电力电子技术,1995(2),P9

[18]王聪.软性开关逆变电路及其应用.北京:机械工业出版社,1993

[19]A Cheriti, et al. A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drive, PESC'90,P656

[20]童永胜.一种软开关航空静止变流器的分析与实现.电力电子技术,1996(4),P28

[21]阮新波等.双逆变器在谐振直流汇流条上的运行分析.全国青年电力电子及其应用学术会议论文集,1991

[22]丁洛.多逆变器共用谐振直流环节系统的研究.中国航空学会航空电气工程年会论文集,1995,P224