

第 1 章 电力电子变换和控制技术导论

本章叙述了现代电力电子学科的形成,说明了电力电子变换和控制的技术经济意义,介绍了开关型电力电子变换电路的基本原理、控制方法和两类开关型电力电子变换器的基本特性,最后归纳了电力电子变换电源和电力电子补偿控制器两类应用。

1.1 电力电子学科的形成

在人类文明的整个历史中,能源和动力,尤其是电能的开发以及电力和电子技术的应用具有重要意义。从原始社会到机器出现之前漫长的历史时期中,人类利用手工工具直接改造自然,使用工具的主要动力是人力,此后人类逐步学会利用畜力、风力、水力等自然力,进而以机器代替手工工具,技术进步极大地推动了人类社会的发展。

人类近代历史上的第一次技术革命以 17 世纪建立牛顿力学(Newton, 1642~1727)的科学革命为先导,以 18 世纪下半叶瓦特(J. Watt, 1736~1819)发明蒸汽机(1769 年)为主要标志。蒸汽机取代自然力成为机器制造、采矿、冶金、铁路、化学、纺织等行业的主要动力,蒸汽机的广泛应用大大促进了社会生产力的发展,从此人类开始从农业社会跨入工业社会。第一次技术革命所引发的产业革命为资本主义社会的发展奠定了物质基础,在不到 100 年的时间里所创造的物质财富超过了以往历史时代的总和。

人类近代历史上的第二次技术革命是以 18 世纪末至 19 世纪初发现电磁学基本原理、19 世纪 30 年代英国物理学家法拉第(M. Faraday, 1791~1867)等人发现电磁感应现象为先导的。19 世纪末以后,三相交流发电机、变压器、电动机、远距离输电以及有线电、无线电通信技术的发明和应用,成为第二次技术革命的主要标志。发电机、变压器和远距离输电技术的发明,给工业、农业和交通运输提供了全新的廉价动力,电动机取代蒸汽机成为机械的原动力,社会生产力得到更迅猛的发展。电能工农业、交通运输和人类生活中的广泛应用以及电子、通信和自动化技术的发展,使人类逐步摆脱了繁重的体力劳动。到 20 世纪中期,各类电子器件(电子管器件、半导体器件、集成电路、微处理器等)、电报、电话、无线电通信、广播、收音机、电视机、电子计算机、电子录像机、传真机等等一系列与电有关的发明大量涌现,这不仅促进了社会生产力的发展,同时也极大地提高了人类的物质文化生活水平。第二次技术革命所引发的产业革命使人类的生产能力提高了 10 倍以上,其主要推动力是电力技术和电子技术。

1. 电力技术

电力技术是一门涉及发电、输电、配电及电力应用的科学技术。发电设备将其他形态的能源变为电能,再通过输配电网络将电能送至用电设备(负载),用电设备再将电能转变为其他形态的能源。如照明设备将电能转变为光能,电动机将电能转变为机械能用以驱动机械运动,电热设备将电能转变为热能供生活取暖或金属加热冶炼,电化学设备将电能转变为化学能实现电解、电镀

或给蓄电池充电等等。电能是现代社会最重要的能源,电能可以由自然界中各种一次能源(煤、石油、天然气、风力、水力、核能、太阳光、化学能等等)转变得来。电能既可以经济地远距离传输和配送,又可以方便无污染地转化为其他形态的能源。现代社会中各个领域的技术设备几乎都是用电设备,都需要由一定类型的电源供电。

发电、输配电及电力应用技术的理论基础是电磁学(电路、磁路、电场、磁场的基本原理),利用电磁学基本原理处理发电、输配电及电力应用的技术统称电力技术。

2. 电子技术(电子学)

1865年英国物理学家麦克斯韦(J. C. Maxwell, 1831~1879)在奥斯特、安培、法拉第等人工作的基础上,系统总结了19世纪中期以前电磁学研究的成果,归纳出完整、严谨的电磁场基本方程,为随后的电气工程,特别是电子工程技术的发展奠定了理论基础。1887年德国物理学家赫兹(H. R. Hertz, 1857~1894)发表了有关电磁波存在的实验论文,1897年23岁的意大利青年马可尼(G. Marconi, 1874~1937)发明了无线电报并建成世界上第一座无线电台。到20世纪40年代,在民用通信及军事装备需求的推动下,逐步形成了一个与电力技术并行发展的电子技术领域。

电子技术又称电子学,它是与电子器件(最早期的电子器件是电子管,随后发展到晶体管、晶体管集成电路和微处理器)、电子电路(在L、C、R电路中引入电子器件的电路)以及由各种电子电路所组成的电子设备和系统有关的科学技术。与电力技术一样,电子技术的理论基础也是电磁学。不同的是,电力技术研究的是发电机、变压器、电动机、输配电线路等动力用电设备,以及利用电力设备来处理电力电路中电能的生产、传输、分配和应用问题;而电子技术则是研究电子器件,以及利用电子器件来处理信息电路中电信号的生产、变换、处理、存储、发送和接收问题。研究信号的生产、变换、存储、处理、发送和接收的电子技术(电子学)又称为信息电子技术(信息电子学)。

电力技术的发展依赖于发电机、变压器、电动机、输配电系统,而电子技术的发展依赖于电子器件。电子电路中主要是依靠电子器件来实现电信号的生产、变换、处理、存储、发送和接收。20世纪50年代以前的电子器件是电子管。1946年,世界上第一台电子计算机就使用了18000个电子管,重30吨,占地167m²,耗电156kW,运算速度为每秒5000次加法。1948年,美国贝尔实验室的肖克莱(W. B. Shockley)等人在半导体P-N结(晶体二极管)单向导电的基础上,加进了第三个电极——控制极,发明了能放大电信号的晶体三极管(N-P-N或P-N-P结构),开创了现代电子学——固体电子学或晶体管电子学的新时代。在体积、重量、耗电、可靠性等方面,晶体管比电子管优越得多。1952年,英国雷达研究所的达默提出了一个设想:能否按电子电路的要求,将一个电路中包含的晶体二极管、三极管以及电阻、电容、电感等元件全部制作在一块半导体晶片上,从而构成一块具有一定信号变换、处理功能的完整电路——集成电路?达默的这一设想引发了人类历史上具有划时代意义的微电子技术革命。20世纪50年代占满一个房间的电子电路系统,已可以由一块手指大小的集成电路芯片替代。微电子技术的成就为现代电子技术的发展和应用奠定了良好的基础。

3. 电力电子技术(电力电子学)

早期的电力技术并不涉及电子器件,也不应用电子技术。例如,20世纪20年代法国建成的一套直流输电系统(125kV、输送功率20MW、输电距离225km),采用串联直流发电机和电动机

作为该系统的直流电源和负载,并不像现在的直流输电系统,采用电力电子开关实现整流和逆变(在输电线的首端将交流发电机的交流电整流为直流电,经过远距离直流输电后,在输电线末端再将直流电逆变为负载所需的交流电)。到 20 世纪 40 年代,发电机励磁系统、电动机调速系统以及直流输电系统等领域已出现应用电子管器件(充气二极管、充气三极管——又称闸流管、汞弧整流器等)的试验研究。由于电子管器件的固有缺陷,在 20 世纪 50 年代以前,电子技术并未在电力技术领域中得到广泛应用。

1957 年,美国通用电气公司在晶体三极管三端(集电极 C,发射极 E,基极 B)、三层半导体(N-P-N)结构的基础上发明了晶体闸流管(Thyristor 简称晶闸管)。晶闸管是一个三端(阳极 A、阴极 K 和控制极 G)、四层(P-N-P-N)半导体开关器件,与充气三极管(闸流管)相似,可以在控制极加脉冲电流来控制阳极-阴极之间的单向导通电流,但晶闸管是一个固态开关器件,它体积小、重量轻、电压电流额定值高、导通时压降小、截止时漏电流小、开关速度快,控制简便,工作可靠。晶闸管具有可控的单向导电性,因此首先被用于可控整流电路,实现交流一直流变换,又由于使用硅半导体,因此初期曾称为可控硅整流器(SCR, Silicon Controlled Rectifier)。不久,晶闸管的开关功能又被用于逆变(实现直流—交流电源变换)、交流—交流电压调节和直流—直流电压变换。随后国际电工委员会正式将其命名为 Thyristor——晶体闸流管,简称晶闸管。

晶闸管是从半导体二极管(P-N 结)、半导体三极管(N-P-N 或 P-N-P 结构)发展起来的高压、大电流半导体开关器件。20 世纪 60 年代以后,以晶闸管为代表的各类高电压、大电流半导体开关器件,简称半导体电力开关器件,相继研制成功并得到广泛应用。最近十几年,以微电子技术精细加工为基础的高频、高压、大电流、全控型半导体电力开关器件的研制工作发展很快,好几种新器件都已得到广泛应用。电压电流额定值更高、特性更优良、开关速度更快的新器件有望在 21 世纪初得到广泛应用。利用半导体电力开关器件组成开关电路,可以经济有效地实现开关模式的电力变换和电力控制,包括电压、电流的大小、频率、相位和波形的变换和控制。将现代电子技术和控制技术引入传统的电力技术领域,利用半导体电力开关器件和半导体集成电路、微处理器控制系统实现电力变换和控制,即电力电子变换和控制技术,是一门综合了电子技术、控制技术和电力技术的新兴交叉学科,电力电子变换和控制技术被国际电工委员会命名为电力电子学(Power Electronics)或称为电力电子技术,可以用图 1.1 所示的倒三角形来表征电力电子技术学科的构成:电力电子学,即电力电子(变换和控制)技术是电力技术(发电机、变压器等各种电力设备和处理电能的电力网络)、电子技术(各种电子器件和处理信息的电子电路)与控制技术(连续系统和离散系统控制理论)三者结合的交叉学科。

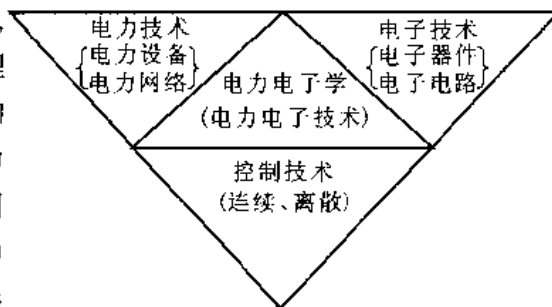


图 1.1 表征电力电子技术的倒三角形

1.2 电力电子变换和控制的技术经济意义

在电力系统中,公用电网提供的电源是固定频率的某一标准等级的单相或三相交流电源。但是用电设备的类型、功能千差万别,对电能的电压、频率要求各不相同。普通的白炽灯照明需

要 220 V(或 110 V)50 Hz(或 60 Hz)单相交流电,而机械工业中的感应加热设备必须由中频或高频交流电源供电;化学工业中的电解、电镀由低压直流电源供电;城市地铁要求有可控的高压直流电源对机车供电;通信设备如程控交换机需要 48 V 低压直流电源;而要求调速的直流电动机则需要由可变直流电压源供电;许多高技术设备要由恒频、恒压的正弦波交流不间断电源供电 UPS(Uninterruptible Power Supply 设备);而现在已得到广泛应用的交流电机变频调速则是由三相交流变频、变压电源供电;有的设备要求电源是非常好的正弦波,而发射机、快速充电设备等则要求有大功率脉冲电源。为了满足一定的生产工艺和流程的要求,确保产品质量、提高劳动生产率、降低能源消耗、提高经济效益,供电电源的电压、频率、甚至波形都必须满足各种用电设备的不同要求。凡此种种,都要求能将发电厂生产的单一频率和电压的电能变换为各个用电设备最佳工况所需要的另一种特性和参数(频率、电压、相位和波形)的电,再供负载使用。公用电网的恒频、恒压电能经过适当的变换、控制和处理后再供负载使用,可以获得更好的技术特性和更大的经济效益。

以下是几个典型事例:

(1) 带风机、水泵等负载的三相交流异步电动机,每年消耗电厂发电总量的三分之一以上,如果直接由公用交流电网供电,当需要减少风量、水流量时,仅靠利用挡板、阀门加大风阻、水阻以减少风量、水量至 50% 额定值,电能的利用效率将低于 50%。如果采用电力变换装置将 50 Hz 恒频、恒压交流电源变换成变频、变压电源后再对风机水泵电机供电,通过调节电机速度来改变风量、水量,则电能的利用效率仍可维持在 90% 左右,这将节省大量的能源。如果风机、水泵全都采用这种先进的变频调速技术,每年节省的能源将超过几千万吨煤燃料,或者可以少兴建几千万千瓦的发电站,经济效益极为可观。

(2) 电厂发电总量的 10%~15% 消耗在电气照明上。带有电感式镇流器的荧光灯,其发光效率比普通白炽灯高得多,在同样的光通量下其耗电减小到白炽灯的 1/3。如果采用高频电力变换器(又称电子镇流器)对荧光灯供电,不仅电-光转换效率进一步提高、光质显著改善、灯管寿命延长 3~5 倍、可节电 50%,而且其重量仅为工频电感式镇流器的 10%。电子镇流器的技术关键就是高频电力电子变换器,若获得广泛应用,则节能节电效益十分显著。

(3) 将工频 50 Hz 交流电升频后再给某些负载供电,由于频率的升高,用电设备及变压器、电抗器的重量、体积将大大减小。例如频率为 20 kHz 的变压器,其重量、体积比普通 50 Hz 的变压器小 10~20 倍,钢、铜原材料的消耗量也大大减小。

(4) 精密机械加工以及造纸机、高速高性能轧钢机、高速电力机车等电力传动,由变频器或高性能直流斩波器等供电时,产品精度、质量、运行快速性、稳定性都能得到保证,劳动生产率也可大幅提高,效益十分突出。

(5) 在幅员辽阔的国家里大功率远距离输电是不可避免的,为了提高输电效率和确保系统稳定性,现今各国广泛采用远距离直流输电。发电站的发电机是三相交流同步发电机,产生频率固定为 50 Hz 或 60 Hz 的交流电,而用电设备也大多是交流电负载。这就需要在发电站处先将交流电变换为直流电,经远距离传输后再将直流电变换成 50 Hz 或 60 Hz 交流电。电力经过交流变直流、又经过直流变交流当然要增加变流设备投资,但采用高压直流输电时,输电线路造价低,线路只有较小的电阻压降而无电抗压降,同时直流输电又不存在电力系统的稳定问题,所以尽管增加了电力变换环节,但高压直流输电在技术经济上仍是当今远距离输电的最佳方案。

在现代工业、交通、国防、生活等领域中,除变比固定的交流变压器以外,大量需要其他各种类型的电力变换装置和变换系统,将一种频率、电压、波形的电能变换为另一种频率、电压、波形的电能,使用电设备处于各自理想的最佳工作情况,或满足用电负载的特殊工作情况要求,以获得最大的技术经济效益。经过变换处理后再供用户使用的电能占全国总发电量的百分比值的高低,已成为衡量一个国家技术进步的主要标志之一。2000 年末,美国发电站生产的 40% 以上的电能都是经变换和处理后再供负载使用,预计到 21 世纪二、三十年代,美国发电站生产的全部电能都将经变换和处理后再供负载使用。

当今世界环境保护问题日趋严重,应用高频电力电子技术可以使电气设备重量减轻、体积变小、节省大量铜、钢等原材料。广泛采用电力电子技术以后,可以节省大量的电力,这就可以节约大量资源和一次能源,从而改善人类的生活环境。

此外,如果在电力系统的适当位置设置电力变换器或电力补偿控制器,并进行实时、适式的控制,就可以改变电力系统中节点电压的大小和相位,补偿电力网路的阻抗,减小甚至消除电力系统中的谐波,改变电力系统中的有功、无功潮流,并对正常运行和故障时电力系统的功率平衡要求予以快速补偿,这将能显著提高输电系统的极限传输功率能力,改善电力系统的运行特性。

因此电力电子技术——电力电子变换和控制技术具有巨大的技术、经济意义。

1.3 开关型电力电子变换的基本原理及控制方法

用电设备将电能转变为光能、热能、化学能或机械能。光、热、化学反应和机械能的调节和控制,可通过改变用电设备电源电压的大小或频率方便地实现。

电源可分为两类:一是直流电,其频率 $f=0$;二是交流电,其频率 $f \neq 0$ 。电力变换包括电压(电流)的大小、波形及频率的变换。因此电力变换可划分为五类基本变换,相应的有五种电力变换电路或电力变换器。

(1) 交流—直流整流电路或整流器:将频率为 f_1 的交流电压 v_1 变换为频率 $f_2=0$ 的直流电压 v_2 。

(2) 直流—交流逆变电路或逆变器:将频率为 $f_1=0$ 的直流电压 v_1 变换为频率 $f_2 \neq 0$ 的交流电压 v_2 。

(3) 直流—直流电压变换电路:将频率为 $f_1=0$ 的直流电压 v_1 变换为频率 $f_2=0$ 的直流电压 v_2 ,直流—直流电压变换电路,又叫直流斩波电路、直流斩波器。

(4) 交流—交流电压变换电路或交流电压变换器(交流斩波器):将频率为 f_1 的交流电压 v_1 变换为同一频率的交流电压 v_2 。

(5) 交流—交流直接变频电路或直接变频器(又被称为周波变换器):将频率为 f_1 的交流电压 v_1 直接变换为频率 f_2 的交流电压 v_2 。

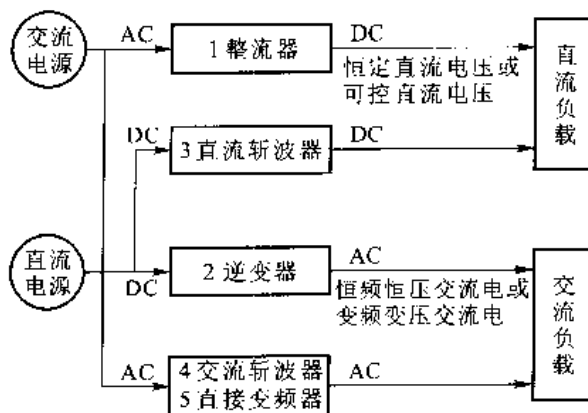


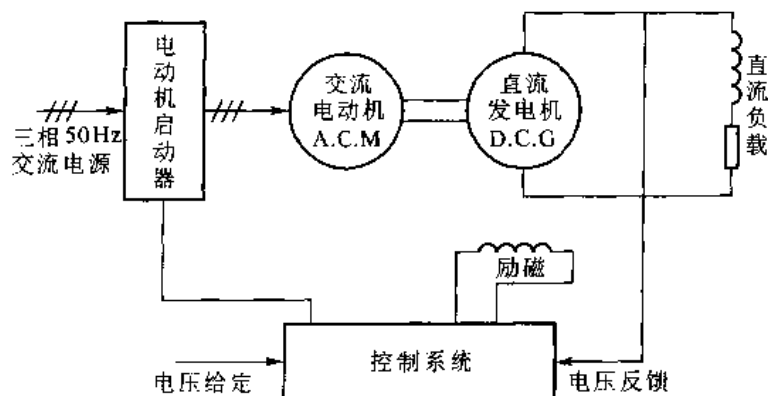
图 1.2 电力变换类型

以上各类电力变换和电力变换器示于图 1.2。例如交流—直流变换由整流器实现,整流器的输入是交流电源,其输出电压的主要成分是一个固定的或可控的直流电压。以上各类电力变换器将在第 3、4、5、6 章及第 8 章详细论述,本节仅简单介绍电力变换的基本原理和控制方法。

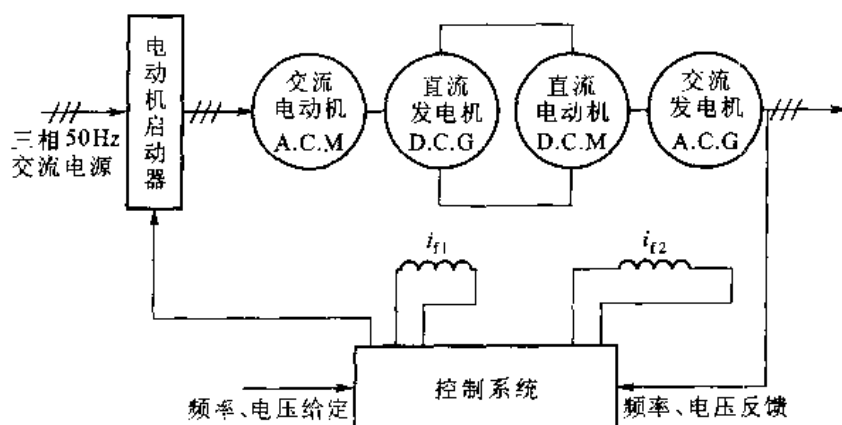
利用以上五类基本变换可以组合成许多复合型电力变换器。例如将 1 和 2 两类变换器先后串联(AC/DC—DC/AC),可复合成有中间直流环节的交流—交流间接变换器(AC—DC—AC);将 2、1 两类变换器先后串联(DC/AC—AC/DC),可复合成有中间交流环节的直流—直流间接变换器(DC—AC—DC)。

20 世纪 60 年代以前,实现电压、频率变换一般只能靠电动机—发电机组即变流机组来实现。

图 1.3(a)所示是交流电变直流电的直流发电机组。三相交流电网的 50 Hz 电源,经启动器给交流异步电动机供电,异步电动机带动直流发电机,发出负载所需的直流电。一个电压闭环控制系统通过检测直流输出电压,并与电压给定值比较后控制直流发电机的励磁绕组电流,使直流发电机即使在电动机转速波动时和直流负载大小变化时也能保持其输出电压为负载要求的给定值。



(a) 交流电动、直流发电机组实现交流—直流变换



(b) 交流变频、变压发电机组实现交流—交流电压、频率变换

图 1.3 利用交流机组实现电力变换

图 1.3(b)所示是将公用电网 50 Hz 恒频、恒压交流电变为频率、电压都可变的交流电的交流变流机组。交流异步电动机带动直流发电机,将 50 Hz 交流电变为直流电,再将直流电供给直流电动机,直流电动机再带动交流发电机,发出电压、频率都可控的交流电。检测交流发电机输出的频率,反馈控制直流发电机的励磁电流 i_{f} ,改变直流发电机的输出电压,从而改变直流电动机的转速,即可控制交流发电机的频率;同时,检测交流发电机的输出电压,反馈控制其励磁电流 i_{f} ,可控制交流发电机的输出电压为给定值。图 1.3(b)实际上是两个电动发电机组的串联使用,第一个是交流电动机 A.C.M $\rightarrow$ 直流发电机 D.C.G,将交流变直流;第二个是直流电动机 D.C.M $\rightarrow$ 交流发电机 A.C.G,将直流电变为交流电。

采用变流机组实现频率、电压变换是已有近百年历史的老技术,缺点很多:电动机+发电机组耗费钢、铜材料多,重量、体积大,环节多,维护工作量大,效率低,噪音大,控制精度和响应速度都不甚理想。为了从根本上改进电力变换技术,20 世纪 30 年代就提出了利用电路开关的通、断控制实现电力变换的控制思想,只是由于长期找不到能迅速通、断电路的大功率电路开关,这种开关型电力变换技术直到最近 30 多年才得到广泛应用。

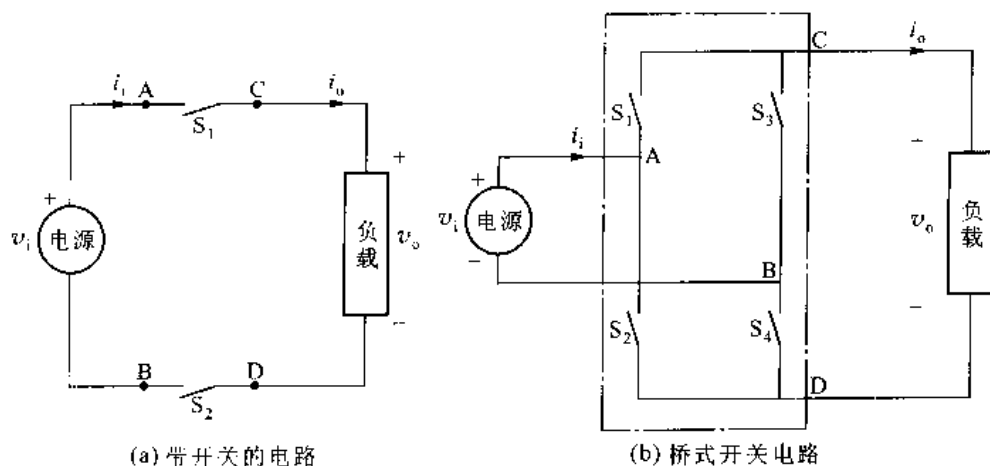


图 1.4 基本开关电路

以往电路中设置开关只是为了将用电负载接通电源或者断开电源,开关仅用于控制负载是否得电工作,如图 1.4(a)所示。当需要负载工作时,接通开关 S_1 、 S_2 ,则电源电压 v_i 经开关直接接至负载,负载电压 $v_o = v_i$ 。当开关 S_1 、 S_2 断开时,负载失电,停止工作, $v_o = 0$ 。如果不仅要求电源电压正向加至负载,使负载电压 $v_o = v_i$;而且还要求电源电压能反向加至负载,使 $v_o = -v_i$,则可采用图 1.4(b)所示由四个开关 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 所组成的桥式开关电路。电源 v_i 接至开关电路的输入端 A、B,开关电路的输出端 C、D 接负载,这时开关电路有三种工作情况:

(1) 当 S_1 、 S_3 导通, S_2 、 S_4 断开时,电源正端 A 经 S_1 接至负载正端 C,电源负端 B 经 S_4 接至负载负端 D,即电源正、负端经开关 S_1 、 S_4 与负载正、负端 C、D 直接连接。这时经开关电路输出至负载的电压 $v_o = +v_i$,负载电流 i_o 也就是电源电流, $i_i = i_o$ 。

(2) 当 S_2 、 S_3 导通, S_1 、 S_4 断开时,电源正端 A 经 S_2 接至负载负端 D,电源负端 B 经 S_3 接至负载正端 C,即电源正、负端经开关 S_2 、 S_3 与负载正、负端交叉连接,这时开关电路输出电压、即

负载电压 $v_o = -v_i$, 输出电流 $i_o = -i_i$ 。

(3) 当 S_1 、 S_2 导通(S_3 、 S_4 断开)时或 S_3 、 S_4 导通(S_1 、 S_2 断开)时, 开关电路输出电压、即负载电压 $v_o = 0$, 这时如果负载电流是感性电流则可经 S_1 、 S_2 或经 S_3 、 S_4 继续流动。

假定 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 均为全控型(其导通和断开都是可控的)、可双向导电的理想开关, 它们具有以下理想特性:

(1) 导通时开关两端的等效电阻为零, 电压降为零, 开关导通时功耗为零。

(2) 断开时开关两端的等效电阻为无限大, 漏电流为零, 开关断开时功耗为零。

(3) 从导通状态转变为断开状态或从断开状态转变为导通状态都是瞬时完成的, 即过渡时间为零。

那么, 在任意瞬间开关电路的输入电压 v_i 与开关电路的输出电压 v_o 有以下函数关系:

$$v_o = S \cdot v_i \quad (1-1)$$

式中 S 被称为开关状态变量, 其值取决于开关电路中四个开关的通、断状态:

(1) S_1 、 S_4 导通、 S_2 、 S_3 断开期间: $S = 1$, $v_o = v_i$, 电源经开关电路与负载直接连接;

(2) S_2 、 S_3 导通、 S_1 、 S_4 断开期间: $S = -1$, $v_o = -v_i$, 电源经开关电路与负载交叉连接;

(3) S_1 、 S_2 导通、 S_3 、 S_4 断开或反之 S_3 、 S_4 导通、 S_1 、 S_2 断开期间: $S = 0$, $v_o = 0$, 负载与电源脱离。

如果令 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 四个开关按一定的时间顺序, 周期性地处于导通—断开—导通—断开交变状态, 且每次导通和断开的持续时间都恰如其分, 那么图 1.4(b) 所示的开关电路就成为一个电压变换器。开关状态变换时, 电源电压的瞬时值或被直接引至负载, 或被反向引至负载, 或者使负载脱离电源而使负载电压的瞬时值为 0。这时, 在一个完整的开关电路通、断控制周期中, 开关电路输出电压 v_o 的波形, 不仅取决于该周期中电源电压的瞬时值, 而且与整个周期中开关变量 S 的变化规律有关, 控制开关变量 S 即可通过开关电路将一定的电源输入电压 $v_i(t)$ 变为负载所需的另一种电压 $v_o(t)$ 。

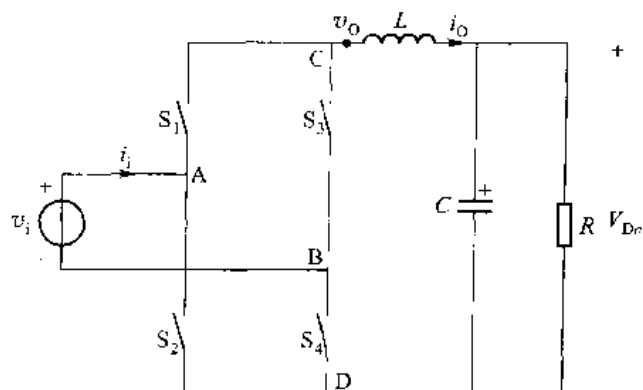
图 1.4(b) 所示开关电路原理上可以实现各类电源变换。例如:

1. AC/DC 基本整流电路

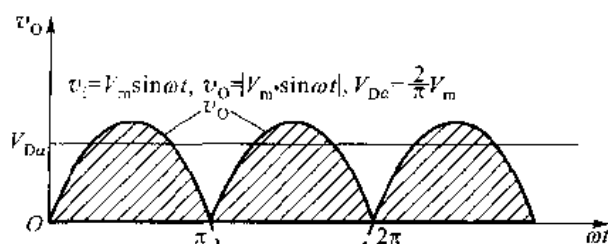
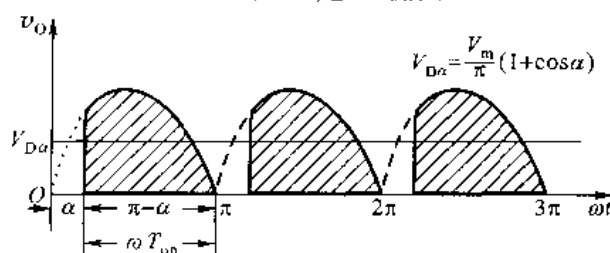
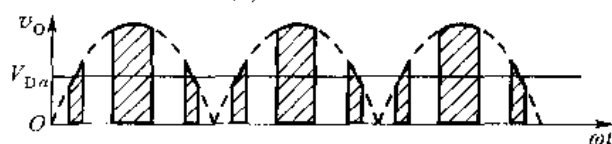
在讨论电路中的开关状态之前, 首先定义几个术语: 当开关处于导通状态接通电路时, 称为“通态”; 当开关处于阻断(或截止)状态断开电路时, 称为“断态”; 开关器件从断态转变为通态的过程称为“开通”; 从通态转变为断态的过程称为“关断”。

图 1.5(a) 是一个利用电路开关 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 的通、断控制实现将交流电变为直流电的整流电路。 $S_1 \sim S_4$ 组成一个桥式电路, 交流电源接至开关电路的输入端 A、B, 开关电路的输出端 C、D 经 LC 滤波器接至负载。在交流电源 v_i 的正半波期间, 令 S_1 、 S_4 导通, S_2 、 S_3 阻断(截止), 则交流电源正半波经 S_1 、 S_4 从 C、D 输出正电压, 经 LC 滤波后送至负载端; 在交流电源 v_i 的负半波期间, 令 S_3 、 S_2 导通, S_1 、 S_4 阻断(截止), 则交流电源负半波经 S_3 、 S_2 从 C、D 输出正电压, 经 LC 滤波后送至负载。开关电路输出电压 v_o 如图 1.5(b) 所示, 开关电路将正弦波交流输入电压 $v_i = V_m \sin \omega t$ 变为 $v_o = |V_m \sin \omega t|$, v_o 可用下式表达:

$$v_o = |V_m \sin \omega t| = \frac{4}{\pi} V_m \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{1 \times 3} \cos 2\omega t - \frac{1}{3 \times 5} \cos 4\omega t - \frac{1}{5 \times 7} \cos 6\omega t \cdots \right] \quad (1-2)$$



(a) 整流电路

(b) $\alpha=0$, 电压 v_o 波形(c) $\alpha \neq 0$, 电压 v_o 波形

(d) 多脉波 PWM 整流电压波形

图 1.5 基本整流电路

v_{i1} 中除所需的直流平均电压 $V_{Dc} = \frac{2}{\pi} V_m$ 外,还含有不希望出现在负载上的 2、4、6 等次谐波电压,为此图 1.5(a)设置了 LC 滤波器。经 LC 滤波器滤去高次谐波后,在负载端可以得到直流电压平均值 V_{Dc} , v_o 中的直流电压平均值 V_{Dc} 亦可用下式求得:

$$V_{Dc} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} V_m \quad (1-3)$$

图 1.5(a)所示的桥式开关电路实现了将交流电变为直流电的整流变换,这时开关电路被称为整流电路,连同输出滤波器 LC 一起被称为整流器。如果在图 1.5(a)中开关 S_1 、 S_4 (S_2 、 S_3) 并

不在整个交流电压正(负)半波都导通,而仅在正(负)半波中的一段时间 T_{on} 导通。例如,图 1.5(c)所示开关管的起始导通点从电压零点向后推迟 α 角,导通起始角为 α ,导通角度减小为 $\pi - \alpha$,那么 C、D 两端的电压 $v_O(t)$ 将不是完整的正弦半波而是被切去了一部分,这时由 $v_O(t)$ 的傅里叶级数表达式可求得 $v_O(t)$ 的直流平均值 V_{Do} 及各次谐波电压。

$\alpha \neq 0$ 时直流电压平均值 V_{Do} 将减小为

$$V_{\text{Do}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) < \frac{2}{\pi} V_m \quad (1-4)$$

当 $\alpha = \pi(180^\circ)$, $T_{\text{on}} = 0$ 时, $V_{\text{Do}} = 0$; 当 $\alpha = 0$, $T_{\text{on}} = T/2$ (T 为交流电源的周期, $T = 1/f$, f 为频率,角频率 $\omega = 2\pi f$) 时, V_{Do} 有最大值 $2V_m/\pi$ 。通过改变 α 的大小即可控制直流输出电压平均值 V_{Do} 的大小,实现可控整流。

实现可控整流有两种控制方式:相控整流和脉冲宽度调制 PWM(Pulse Width Modulation)控制整流。

图 1.5(c)中的输出直流电压波形,对应于 $S_1 \sim S_4$ 四个开关在一个周期 T 中仅通断一次,导通起始角为 α ,输出直流电压的平均值可由 α 的大小控制。这种整流变换的输出特性取决于起始导通相位角 α ,故称为相控整流。

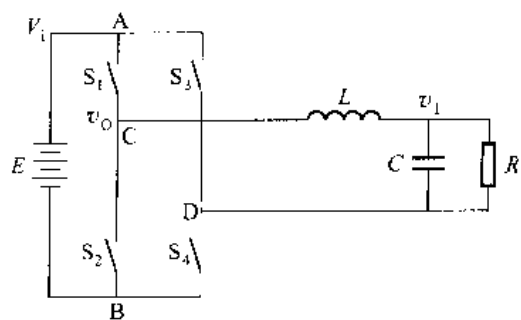
如果图 1.5(a)中的开关 $S_1 \sim S_4$ 分别在正负半个周期中通、断多次,在正半波,每次 S_1 、 S_4 导通时, $v_O = v_{\text{CD}} = v_1$,随后 S_1 、 S_2 阻断,令 S_3 、 S_4 导通,则 $v_O = v_{\text{CD}} = 0$;在负半波时,每次 S_1 、 S_2 导通时 $v_O = v_{\text{CD}} = -v_1$,随后 S_3 、 S_4 阻断,令 S_1 、 S_2 导通, $v_O = v_{\text{CD}} = 0$,则输出的直流电压为图 1.5(d)所示的多个脉波电压。如果开关频率固定而脉波宽度改变则可控制输出电压直流平均值。电力变换器的这种控制方式称为高频开关脉冲宽度调制 PWM 控制。

采用输出电压的闭环反馈控制,改变相控整流的起始相位角 α ,或改变高频开关 PWM 整流的脉冲宽度,很容易实现交流一直流变换输出电压的自动调节和控制。高频开关 PWM 整流较相控整流而言,可以获得更为优良的技术特性:既可控制输出直流电压平均值 V_{Do} 的大小,提高输出电压中谐波电压的频率,减少滤波器重量、体积,又可改善交流输入电流波形,减小交流电源电流中的谐波电流,提高功率因数。

2. DC/AC 基本逆变电路

图 1.6(a)所示是一个利用开关电路的通、断控制,实现直流电变为交流电的基本逆变电路。这个桥式开关逆变电路与图 1.5(a)所采用的桥式开关整流电路结构完全相同,直流电源 E 接至开关电路的两个输入端 A、B 端,开关电路的输出端 C、D 两点电压 V_O (V_{CD}) 经 LC 滤波后输出交流电压至负载。如果要求输出交流电的频率为 f ,半周期 $T/2 = 1/(2f)$,令半周期 $T/2$ 时间里 S_1 、 S_4 导通, S_2 、 S_3 阻断,则电源电压 E 经 $S_1 \rightarrow LC \rightarrow S_4$ 加至负载两端,逆变电路输出电压 $V_O = V_{\text{CD}} = +E$;令接下去的 $T/2$ 时间里 S_2 、 S_3 导通, S_1 、 S_4 阻断,则电源电压 E 经 $S_3 \rightarrow LC \rightarrow S_2$ 加至负载两端, $V_{\text{DC}} = +E$, $V_O = V_{\text{CD}} = -V_{\text{DC}} = -E$,因此开关电路输出电压 v_O 是频率为 f 、幅值为 E 的交流方波电压,如图 1.6(b)所示。开关电路输出的交流电压 v_O 可用傅里叶级数表达为基波 v_1 和各次谐波之和:

$$v_{\text{CD}}(t) = v_O(t) = \frac{4}{\pi} E \left[\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \cdots \right] \quad (1-5)$$



(a) 基本逆变电路

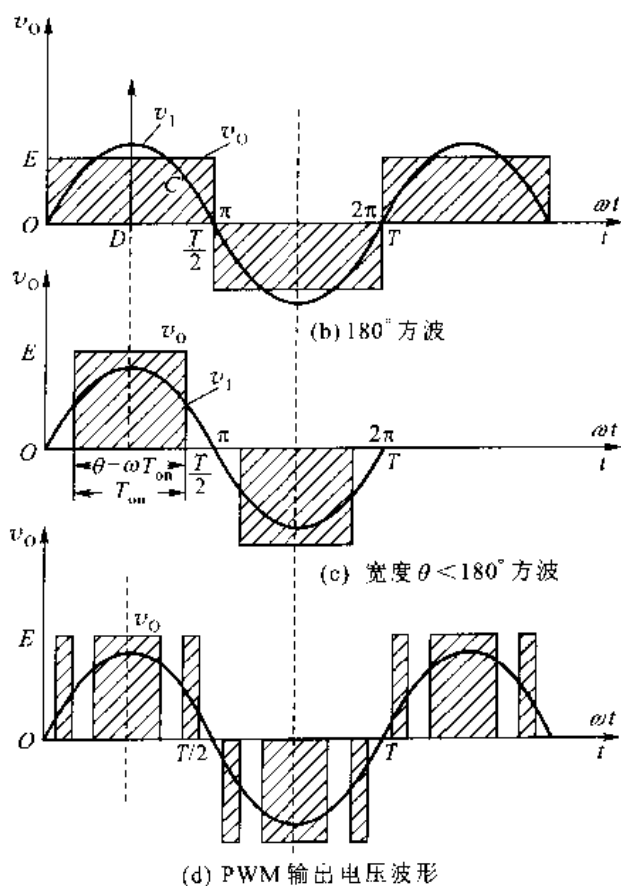


图 1.6 基本逆变电路及波形

式中:基波角频率 $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$;

基波电压有效值 V_1 为 $V_1 = 4E/\sqrt{2}\pi = 2\sqrt{2}E/\pi$

为使负载电压不含谐波电压,需接入 LC 滤波电路,经 LC 滤去高次谐波后在负载两端可获得正弦交流基波电压。如果仅在正半周的一部分时间 T_{on} 期间 S_1 、 S_4 导通,仅在负半周的一部分时间 T_{on} 里 S_2 、 S_3 导通,则 v_O (v_{C1}) 将是导电时间小于 T_{on} , 导电宽度角 θ 小于 π 的矩形波,如图 1.6(c) 所示。这时 $v_O(t)$ 的傅里叶级数表达式为

$$v_o(t) = \frac{4E}{\pi} \left\{ \sin\left(\frac{1}{2}\theta\right) \sin\omega t - \frac{1}{3} \sin\left(\frac{1}{2}3\theta\right) \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin\left(\frac{1}{2}5\theta\right) \sin(5\omega t) \cdots \right\} \quad (1-6)$$

式中, 导电时间 T_{on} 所对应的矩形波电压宽度 $\theta = \omega T_{on} = 2\pi f T_{on} = 2\pi T_{on}/T$

这时基波电压有效值 V_1 为

$$\begin{aligned} V_1 &= 4E \sin(\omega T_{on}/2) / (\sqrt{2}\pi) \\ &= 2\sqrt{2}E \sin(\pi T_{on}/T) / \pi \end{aligned} \quad (1-7)$$

当导通时间 $T_{on} = 0$ 时, $V_1 = 0$; 当 $T_{on} = T/2$ 时, V_1 为最大值 $2\sqrt{2}E/\pi$ 。同样, 采用输出电压闭环控制系统, 可以很容易地实现交流输出电压基波的自动控制, 而输出电压的频率 f 则仅取决于开关 $S_1 \sim S_4$ 的通、断周期 $T(f = 1/T)$ 。

类似于高频开关 PWM 整流的控制策略, 如果在正、负半个周期 ($T/2$) 里 S_1, S_4 和 S_2, S_3 通、断多次, 每通、断一次则得到一个矩形脉冲电压。若令每一次通、断时间不同, 脉冲电压宽度由窄变宽再由宽变窄, 则交流输出为图 1.6(d) 所示的脉冲宽度调制 (PWM) 的交流电压, 输出电压波形更接近正弦波且其中谐波电压的频率较高, 经很小的 LC 滤波后即可得到正弦化的交流电压。高频开关 PWM 型逆变器的技术性能远优于单个脉波的方波逆变。

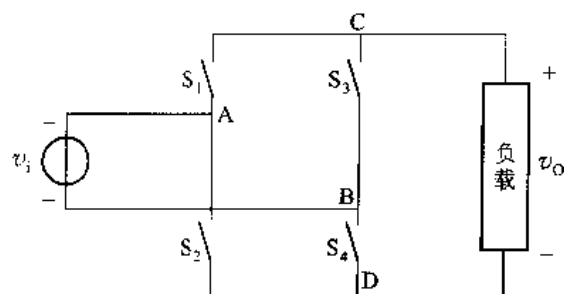
3. AC/AC 直接变频、变压电路

图 1.4(b) 所示的基本开关电路还可实现 AC—AC 直接变频、变压。如图 1.7(a) 所示, 50Hz 的交流电源电压 v_i 接至开关电路的输入端 A、B, 电源电压 v_i 的波形如图 1.7(b) 所示, 其频率为 $f_i = 50\text{Hz}$, 周期 $T_i = 20\text{ms}$ 。图中 S_1, S_4 同时导通时, S_2, S_3 同时阻断; 在 S_2, S_3 同时导通时, S_1, S_4 同时阻断。如果在电源电压 v_i 的每个半波期间导通的开关器件的编号如图 1.7(b) 所示, 则开关电路的输出电压 v_o 将是图 1.7(c) 所示波形, 显然这个输出电压是交流电压, 其周期为 80ms, 频率为 $50 \times (1/4) = 12.5\text{Hz}$, 每个正、负半周 (40ms) 内各有四个脉波 (每个脉波都是宽度为 10ms 的正弦半波)。输出电压的基波周期是输入电源电压周期的四倍, 频率小了四倍, 因此这个开关电路实现了交流—交流频率变换, 通常称之为周波变换器, 也叫 AC—AC 直接变频器。改变 S_1, S_4 (S_2, S_3) 的通、断时序及通、断持续时间, 可以改变输出电压的波形, 即改变输出基波电压的大小和频率。

图 1.7(a) 开关电路当然也可以实现频率不变的 AC—AC 电压变换。如果要求输出交流电压的频率不变但电压平均值和有效值减小一倍, 作为一个习题, 请读者自己分析, 确定四个开关器件通、断控制的时间顺序、每次开关导通的持续时间及输出电压波形。

4. DC/DC 直流变换电路

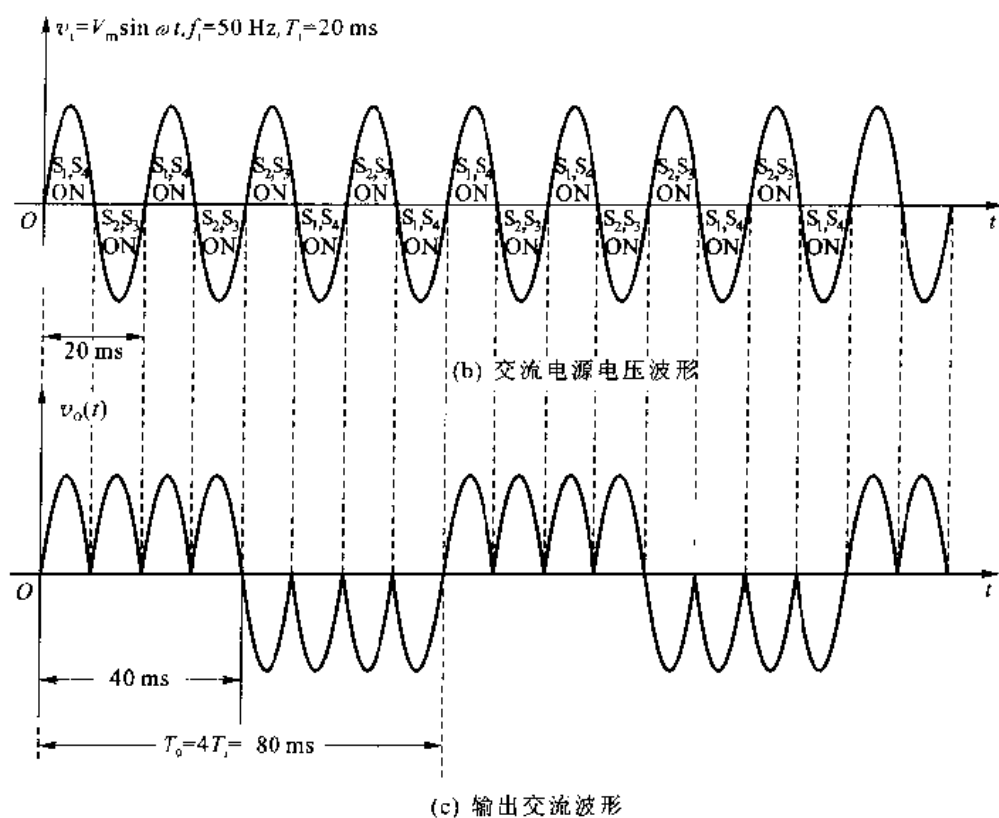
在图 1.4(b) 所示基本开关电路中, 若 S_4 持续导通, S_3 持续阻断, 则得到图 1.8(a) 所示直流—直流降压变换电路。在一个开关周期 T_s 中令 S_1, S_2 交替地通、断转换, 那么在 S_1 导通、 S_2 阻断的 T_{on} 时间内, 直流电源电压 E 输出到 C、D 两端, 开关电路的输出电压 $v_o = E$, 经 LC 滤波器加至负载两端。这期间, 电感电流增大, 电容充电; 在开关周期 T_s 的其余时间 T_{off} 期间 ($T_{off} = T_s - T_{on}$), 令 S_1 阻断, S_2 导通, 直流电源 E 与 C 点断开, 这时电感电流经负载后再经 S_2 续流, 电感电流下降, 在此期间 (S_1 断开、 S_2 导通) $v_o = 0$ 。所以在—个周期 T_s 内, v_o 是一个脉宽为 T_{on} 的直流方波, 如图 1.8(b) 所示, v_o 中除直流平均值电压 V_{on} 外, 还含有一系列交流谐波, 直流



(a) AC—Ac 直接变频电路

S_1, S_4 导通时, S_2, S_3 断开

S_2, S_3 导通时, S_1, S_4 断开



(c) 输出交流波形

图 1.7 AC—AC 直接变频电路

输出电压 v_o 的傅里叶级数表达式为

$$v_o(t) = \frac{T_{on}}{T_s} E + \frac{4}{\pi} E \sum_{n=1}^{\infty} \sin\left(n \frac{T_{on}}{T_s} \pi\right) \cos(n\omega t) \quad (1-8)$$

$$v_o(t) = DE + \frac{4}{\pi} E \sum_{n=1}^{\infty} \sin(nD\pi) \cos(n\omega t)$$

$$V_{DI} = ET_{on}/T_s = DE < E$$

式中 $D = T_{on}/T_s$ 被称为开关导通占空比。开关电路的输出电压 $V_o(t)$ 经 LC 滤波后, 在负载两端即可得到直流平均电压 V_{DI} 。 $T_{on} = 0$ 时, $D = 0$, $V_{DI} = 0$; $T_{on} = T_s$ 时, $D = 1$, $V_{DI} = E$ 。

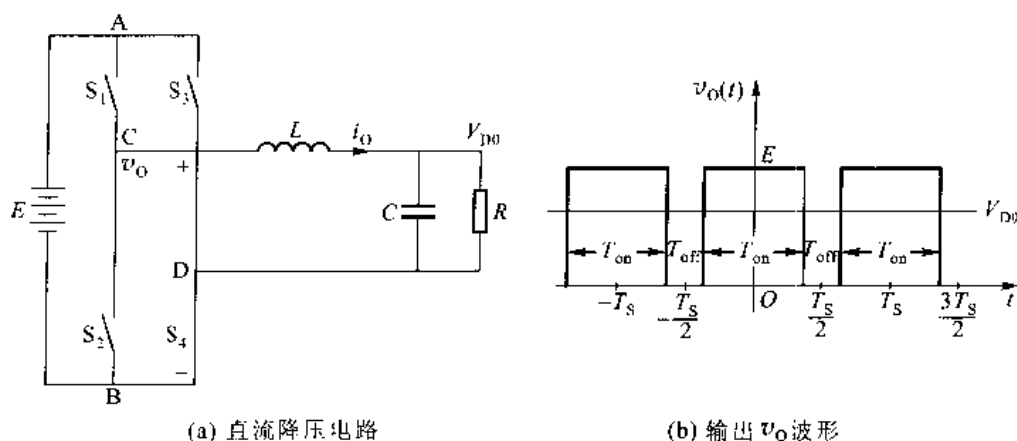


图 1.8 直流—直流降压变换电路

改变开关管导通时间比 D , 即可改变输出直流电压平均值 V_{DO} 的大小。由于输出电压 $V_{DO} \leq E$, 图 1.8(a) 所示变换器电路为直流—直流降压变换电路或直流斩波电路。在图 1.8(a) 中, 如果不采用开关的通、断控制来降低直流电压, 而用一个串联可变电阻 R 取代开关管 S_1 , 也可将高的电源电压 E 降至负载所需的直流电压 V_{DO} 。当负载电流大小改变, 或电源电压 E 发生变化时, 必须相应地改变串接电阻 R 的数值才可能使输出负载电压达到所需的给定值。在实际应用中, 电阻 R 的改变是由一个电动机正、反转旋转来执行的, 其调节速度不快, 可靠性不高, 而且在电源电压 E 与输出电压相差较大或负载电流较大时, 功率损耗很大, 调压效率很低。在电路中串入一个工作在线性放大区的电力三极管取代可变电阻 R , 控制三极管的基极电流, 从而改变其等效电阻和电压降的大小, 也能调控输出电压, 这种直流降压电源被称为线性控制电源, 在 20 世纪 70 年代以前曾经得到广泛应用。如果采用图 1.8(a) 所示开关降压电路, 很容易实现精确、快捷的电压控制, 而且开关的功耗远小于电阻降压和三极管线性降压的损耗, 降压变换效率可高达 95% 以上, 其经济效益远远超过串电阻降压。

如果图 1.4(b) 中在开关电路输入端加一个电感 L , 令 S_1 持续导通, S_3 持续阻断, 则得到图 1.9(a) 所示的直流—直流升压变换电路。在一个开关周期 T_S 中, 令 S_2 、 S_4 交替地通、断转换, 那么在开关管 S_2 导通、 S_4 阻断的 T_{on} 期间, 电源电压 E 经 S_1 、 S_2 短路, 电感电流 i_L 上升, 电感储能, 这时 S_4 阻断 $i_O = 0$, 电容 C 对直流负载供电; 在一个开关周期的其余时间 T_{off} ($T_{off} = T_S - T_{on}$), 开关管 S_2 阻断、 S_4 导通, 输入电流 i_L 经 S_1 —负载、电容— S_4 形成回路, 这时电感电流下降, 电感释放磁能, 把能量传送至电容 C 充电, 并供电给直流负载, 这时, L 两端电压 $V_{AP} = V_A - V_P = -L di_L/dt > 0$, V_A 高于 V_P , $V_O = E + V_{AP} > E$ 。如果在一个开关周期 T_S 中电感电流平均值为 I_D , 负载的直流电压为 v_O , 假定电容 C 及电感 L 都很大, 开关周期很短, 那么 v_O 在一个开关周期 T_S 中可认为是恒值, 电感电流变化也很小, 则在一个开关周期 T_S 中电源 E 输出的能量为 $E \cdot I_D \cdot T_S$, 在 T_{off} 期间经过 S_1 、 S_4 传送出去的能量应为 $v_O \cdot I_D \cdot T_{off}$ 。如果不计开关电路的各项损耗, 则有:

$$EI_D T_S = v_O I_D T_{off} - v_O I_D (T_S - T_{on}) = v_O I_D T_S \left(1 - \frac{T_{on}}{T_S} \right) \quad (1-9)$$

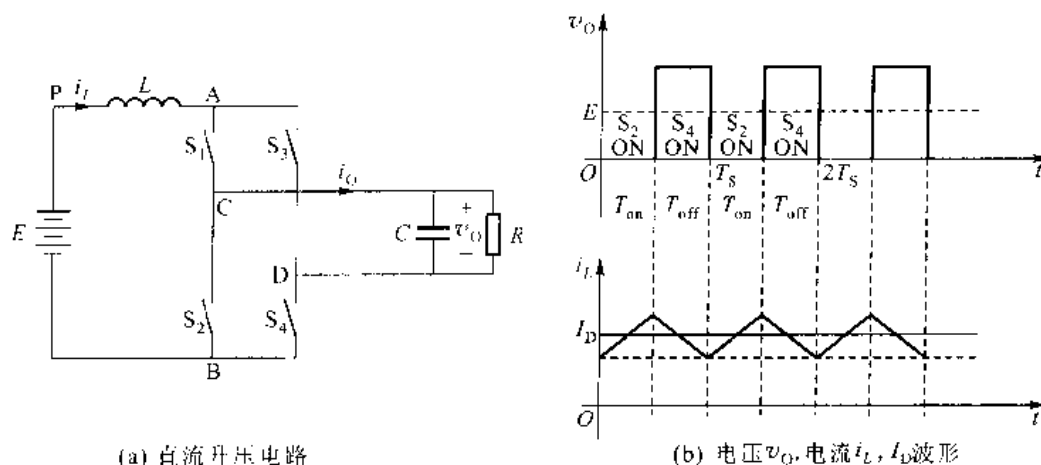


图 1.9 直流—直流升压变换电路

$$\text{故有: } v_O = \frac{E}{1 - T_{on}/T_s} = \frac{E}{1 - D} > E \quad (1-10)$$

式中: $D = T_{on}/T_s$ 是开关导通占空比。 $T_{on} = 0$ 时, $D = 0$; $0 < T_{on} < T_s$ 时, $0 < D < 1$, 输出电压 v_O 随 T_{on} 和 D 值的增大而增大, 由于输出电压 $v_O > E$, 故此电路可实现直流—直流升压变换。

在图 1.8(a)、图 1.9(a) 中:

固定开关周期 T_s 、改变导通比实现输出电压控制的方法, 称为脉冲宽度调制 PWM 控制;

固定导通时间 T_{on} 、改变开关频率或周期, 实现输出电压控制的方法, 称为调频控制;

同时改变导通时间 T_{on} 和工作频率, 实现输出电压控制的控制方式, 称为混合控制。

从图 1.5(a)、1.6(a)、1.7(a)、1.8(a) 和 1.9(a) 几种最简单的频率、电压变换电路可以看到: 采用开关器件组成适当的电路, 利用开关的通、断控制, 可以很容易地实现交流—直流, 直流—交流, 交流—交流和直流—直流等各种类型的电力变换。但是在这些开关电路中开关器件的通、断速度必须很快。因为即使交流电频率不高, 例如 $f = 50\text{Hz}$, 开关工作的半周期 $T_s/2$ 也只有 0.01s , 为此要求开关开通和关断过程的动作时间远小于 0.01s , 因为这半个周期 0.01s 中应包括开关器件导通状态、阻断(截止)状态时间, 以及“开通”、“关断”过程。如果取通态、断态工作时间占 0.01s 的 95% , 则剩余的 $0.01\text{s} \times 5\% = 0.5\text{ms}$ 的时间可用于“开通”和“关断”两个过渡过程。不难想象, 常规机械式开关不可能做到这么快, 因此企图用机械式开关来实现电力变换是绝对不可能的。唯一的出路就是研制电力电子开关器件。1957 年以后发展起来的半导体电力开关器件, 如晶闸管 SCR 或 Thyristor、电力场效应管 P-MOSFET、双极结型电力三极管 BJT (Bipolar Junction Power Transistor or BJPT)、可关断晶闸管 GTO (Gate Turn-Off Thyristor)、绝缘门极双极型晶体管 IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor)、MOS 控制晶闸管 MCT 以及静电感应晶体管 SIT 等大功率半导体开关器件, 具有很快的开关速度, 其中最慢的也不到 0.1ms , 最快的不到 $0.1\mu\text{s}$, 相应的开关电路中开关的工作频率最低的 (SCR) 也可在几百赫以上, 最快的 (P-MOSFET) 其工作频率可达到几百千赫以上。这些开关器件具有不同等级的额定电流和电压值, 其中最大的额定工作电流可达 6000A 以上, 电压可达 8kV 以上。利用这些大功率半导体开

关器件组成各种类型的开关电路,采用大规模集成电路芯片和微处理器组成控制系统,利用现代控制技术对开关器件进行适时的高频通、断控制,就可以实现电力的各类变换和控制功能。

1.4 开关型电力电子变换器基本特性

1. 开关型电力电子变换器的核心部分是一组开关电路

交流或直流电源输入到开关电路,开关电路将输入电压 $v_i(t)$ 变为 $v_o(t)$ 。电路的输出端电压 $v_o(t)$ 和输入电流 i_i 波形都不可能是理想的正弦交流或直流。通过改变开关电路中一个或几个开关器件的通、断状态,可以而且也只能将开关电路输入端的电源电压瞬时值 $v_i(t)$ 经开关电路直接输出、或交叉(反向)输出、或完全阻断并短接输出,即开关电路输出电压的瞬时值 $v_o(t) = Sv_i(t)$,可以是① $v_o(t) = +v_i(t)$ ($S=1$,直接接通),② $v_o(t) = -v_i(t)$ ($S=-1$,交叉接通)和③ $v_o(t) = 0$ ($S=0$,阻断电源且短接输出)三种情况之一, $v_o(t)$ 也只可能是 $+v_i(t)$ 、 $-v_i(t)$ 和零三种情况之一而不可能为其他数值。例如,在实现 AC/DC 整流变换时,如图(1.5(b)、(c)、(d))输出的直流电压 $v_o(t)$ 只可能是交流电源正弦波部分片断波形的绝对值,而不可能直接得到平直的直流电压 V_D ,由公式(1-2)可知,输出电压 $v_o(t)$ 中除含有直流平均值 V_D 外,还含有一系列交流谐波电压 V_h ,同时交流电源电流 i_i 也不可能是完整的正弦电流,除基波交流外还含有一系列谐波电流 i_h 。同样在实现 DC/AC 逆变变换时,如图(1.6(b)(c)(d))和公式(1-6)所示,输出的交流电压 $v_o(t)$ 只可能是一定脉宽、幅值等于输入直流电压 E 的矩形波交流电压,而不可能是完整的正弦交流电压,输出电压 $v_o(t)$ 中除含有基波正弦交流电压 V_1 外,还含有一系列高次谐波电压 V_h ,同时直流电源电流 i_i 也不可能是平直的直流电流,除直流平均电流 I_D 外还含有一系列交流谐波电流 i_h 。在实现 DC/DC 和 AC/AC 变换时,情况类似:DC/DC 变换输出的直流电压中含有交流谐波电压,直流电源输入电流中含有交流谐波电流;AC/AC 变换中交流输出电压中除基波外含有高次谐波电压,交流电源中除基波电流外还含有谐波电流。

2. 在开关型电力电子变换电路的输出、输入端附加 LC 滤波器,可以改善输出电压和输入电流波形

在电力电子变换电路的输出端和输入端接入 LC 低通滤波器,如图 1.5(a)、1.6(a)、1.8(a) 等所示,由于串联电感对高频交流谐波呈现高阻抗,对直流($f=0$)和基波阻抗小;并联电容 C 对高频谐波呈现低阻抗,对直流和低频呈现高阻抗。因此,整流电路输出电压中的交流分量降落在电感 L 上,直流分量无阻地通过电感 L 送至负载,使负载端电压为平稳的直流电压。对逆变电路,输出交流电压中的高次谐波电压 V_h 降落在电感 L 上,基波交流电压 V_1 较少损失地送至负载,使负载端电压近似正弦波。同理,输入端接入 LC 低通滤波器能使开关电路输入端的谐波电流经电容 C 形成回路,使变换电路直流电源电流接近平稳的直流,或使变换器交流电源电流接近基波正弦电流。

3. 高频 PWM 控制是改善开关电路输出电压、输入电流波形最有效的技术措施

在一个输出电压周期中,令开关器件多次改变通、断状态,使开关电路的输出电压由多个脉波组成,如图 1.5(d)、1.6(d) 所示,可以显著地改善输出电压波形和输入电流波形,增高谐波的频率,从而可以显著减小滤波器的 LC 值,减少滤波器的体积和重量。开关电路通、断控制的高

顿化是改善电力电子变换器输入、输出特性和技术经济性能最有效的措施。

4. 在电力电子变换器工作中,开关器件不断地进行周期性通、断状态的依序转换

输出电压的每个周期 T 都由多个开关状态时间段组成。每个开关状态时间段都对应一定的电源电压 ($+v_i(t)$, $-v_i(t)$ 或 0) 和电路结构, 可以用一个或一组电压、电流微分方程式描述电路状态变量。在一个输出电压周期 T 中电压、电流的波形, 由该周期中各开关状态时间段的相关波形组合而成。因此电路特性的分析和电压、电流的求解, 应依序根据各个开关状态时间的电源电压、电路结构和初始条件逐段分析求解, 任何一个开关状态电压、电流的终值就是下一开关状态的初值。达到稳态运行时, 一个周期中电压、电流的终值 $X(T)$ 正好等于其初值 $X(0)$ 。如图 1.6(d) 所示, 一个周期中可能有几十个开关状态, 对应图中有几十个脉冲波形, 因此电力电子变换控制器特性的严格分析求解是十分复杂、困难的。为了使变换器基本特性简明清晰, 通常都是忽略一些次要因素, 采用一些近似方法, 分析、计算电力电子变换的工作特性。例如, 在一个开关周期 T_s 中, 取变量在该周期中的平均值替代该周期 T_s 中的瞬时值 (状态空间平均法)。此外, 很多情况下并不必逐段求解每个开关状态下的微分方程, 而仅根据一个输出电压周期中的各开关状态所确定的开关电路所形成的输出电压波形 $v_o(t)$, 对 $v_o(t)$ 进行傅里叶分析, 从而获得电力电子变换器的基本特性。例如图 1.6(d) 中, 如果已知 $v_o(t)$ 的波形, 对 $v_o(t)$ 进行傅里叶分析, 利用图 1.6(a) 逆变系统的交流基波模型和高次谐波模型, 即可分别求出逆变电路中的基波特性和谐波特性, 设计适当的 LC 滤波器, 即可获得电力电子变换器在一定负载时的输出特性。

5. 为了使电力电子开关电路的输出电压 $v_o(t)$ 接近理想的直流或正弦交流, 一般应对称地安排一个周期中不同的开关状态及持续时间。因此, 周期性时间函数 $v_o(t)$ 往往具有对称性, 其傅里叶级数表达式中的某些系数为零。在物理上, 此时的电压或电流波形中不存在某些分量。适当的选取输出电压 $v_o(t)$ 时间坐标的原点, 可使其傅里叶级数表达式更为简洁, 便于系统特性的分析和物理上的说明。

在本书后续各章的学习中, 读者要特别留意并逐步加深理解以上开关型电力电子变换器的基本特性。开关型电力电子变换中, 一些典型周期性时间函数的傅里叶分析将在本书后续各章中介绍, 读者应熟练掌握开关电路特性的傅里叶分析方法。

1.5 开关型电力电子变换器的应用领域

开关型电力电子变换器有两类应用领域:

- (1) 开关型电力电子变换电源。
- (2) 开关型电力电子补偿控制器。

1.5.1 开关型电力电子变换电源

利用半导体开关型电力变换电路, 可以经济、有效地将一种频率、电压、波形的电能变换为另一种频率、电压、波形的电能, 再对负载供电, 使用电设备在最佳的供电电源下工作, 获得最大的技术经济效益。仅作为负载供电电源而论, 开关型电力电子变换电源在最近 20 年间, 已在工业、交通、军事装备、尖端科技等领域中以及日常生活中获得广泛的应用。其基本的应用是:

(1) 电力系统中的直流远距离输电。

在输电线首端采用整流器将交流电变为直流电,经远距离直流输电后,在直流输电线末端再用逆变器把直流电变为交流电给负载供电。

(2) 直流电动机变速传动控制。

利用整流器或直流一直流斩波器获得可变的直流电源,对直流电动机电枢或励磁绕组供电,控制电动机转速和转矩。

(3) 交流电动机变速传动控制。

利用逆变器或交—交直接变频器对交流电动机供电,改变逆变器或交—交直接变频器输出的频率和电压、电流,即可经济、有效地控制交流电动机的转速和转矩。

(4) 电解、电镀等应用领域中的低压大电流可控直流电源。

(5) 各类高性能的不间断供电电源(UPS, Uninterruptible Power Supply)。

对于某些极其重要的交流负载,既不允许中断电力供应(停电可能带来严重的后果),又要求供电质量非常好(电压大小、频率恒定不变,波形正弦化),一般公用交流电网不可能满足这些要求,这时可以通过不间断电源系统 UPS 对重要设备供电。UPS 是整流器—逆变器串级的复合型电力变换器。它首先将公用交流电网的交流电经整流后变为直流电,在直流端并接蓄电池,然后再经逆变器将直流电变为交流电,供交流负载使用。逆变器通过先进的控制技术可输出恒频、恒压、正弦化的高质量电能供应重要负载。同时,一旦公用交流电网故障断电后,蓄电池的储能为逆变器提供直流电源,确保重要负载仍然有不间断的交流电供应。电网正常有电时,整流器除供电给逆变器以外还对蓄电池充电,使蓄电池在交流电网断电后能为逆变器提供直流电源。

(6) 各类恒频、恒压通用逆变电源。

广泛应用于航空、航天、舰船、车辆、军事装备等特殊应用领域中作为独立的交流通用电源。

(7) 照明灯具用的高频电力电子变换器(电子镇流器)。

(8) 各类低压直流开关电源。

广泛应用于通信、计算机等领域,给电子设备、仪器的电子电路供电。

(9) 蓄电池充电电源。

(10) 中频或高频感应加热电源。

(11) 大功率脉冲电源、激光电源。

(12) 燃料电池或太阳能光—电转换系统输出的恒压直流或恒频、恒压交流电源。

(13) 抽水储能发电站、超导磁体储能、磁悬浮运载工具等高压特大容量的电力电子变换电源。

1.5.2 开关型电力电子补偿控制器

开关型电力电子变换电路除可用作 AC/DC、DC/AC、AC/AC、DC/DC 电力电子变换电源外,还可用作电力电子补偿控制器,补偿和控制电力系统中的谐波电流、谐波电压、节点电压、基波阻抗、无功功率、有功和无功功率潮流,平衡电力系统有功功率以及抑制电压瞬变和功率振荡。

图 1.10 所示开关电路中的变换器 I 工作在整流状态,将交流电源电压变为直流电压 V_D ; 变换器 II 工作在逆变状态,将直流电压 V_D 变为交流电压 v_{CD} 。对变换器 II 的开关器件 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 进行通、断控制,则变换器 II 的开关电路输出电压 v_{CD} 可以是 $+V_D$ 、 $-V_D$ 或零, v_{CD} 可以是

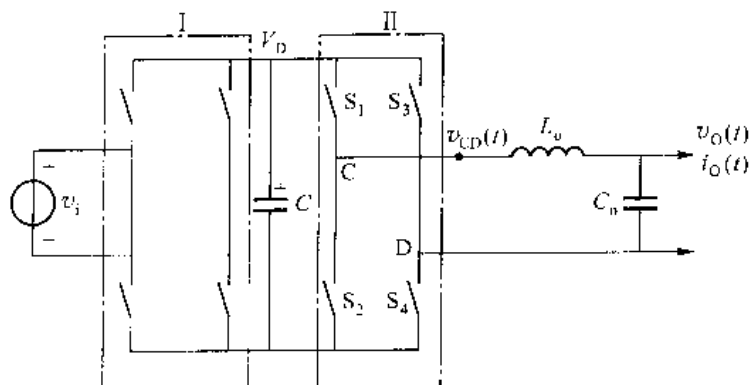


图 1.10 开关型电力补偿控制器

任意波形的 PWM 脉冲电压。每个开关周期 T_s 中,开关器件通、断一次,产生一个脉宽为 T_{on} 、幅值为 V_D 或 $-V_D$ 的电压脉波,该电压脉波等效于整个开关周期 T_s 中 CD 两端存在一个直流电压 $V_{CD} = V_D \times T_{on}/T_s$ 。如果开关频率足够高,则 $V_{CD}(T_{on})$ 经 L_o 、 C_o 高频滤波后可以被处理为一个连续的时间函数电压 $v(t)$,因此只要对四个开关器件进行适时的高频通、断控制,就可以在开关电路的输出端得到所需要的、任意波形的周期性或非周期电压,其幅值和相位都可控,因此开关型电力电子变换器可以成为一个任意波形的电压源。如果电压 v_{CD} 经大电感接到外电路,控制 v_{CD} 就可以输出任意波形的周期性或非周期电流,这时开关型电力电子变换器可以成为一个任意波形的电流源。

将开关型电力电子变换器电流源、电压源适当地接入电力系统就可以构成:

(1) 谐波电流补偿器。电力电子变换电路的输出与电力负载并联,输出谐波电流,补偿非线性负载的谐波电流,使电网电流正弦化。

(2) 谐波电压补偿器。电力电子变换电路的输出端串联在交流电源与负载之间,电力电子变换器输出谐波电压,其值与电网的谐波电压大小相等、方向相反,补偿电网的谐波电压。

(3) 无功功率补偿器。电力电子变换电路输出端与负载并联,输出基波无功电流(电流滞后端电压 90°),即向负载提供无功功率,改善交流电网功率因数。

(4) 电网节点电压控制器。电力电子变换电路串联在电路中,输出基波电压,改变电网中节点电压大小和相位,控制电力系统中有功和无功潮流。

(5) 电能存取控制器。图 1.6(a)中电力电子变换器直流侧接高能直流电源(如超导储能线圈、蓄电池等)、交流输出与交流电网并联。当电网负载过大而缺电时,让电力电子变换器工作在逆变状态,向电网输送功率;当负载减少、电网功率过剩时,让电力电子变换器工作在整流状态,向直流电源提供电能。这时电力电子变换器作为电能存取控制器,可以快速平衡电力系统的功率供需矛盾。

(6) 瞬变电压抑制器。电力电子变换器输出或吸收电网中非周期的脉冲电压,改善供电质量。

综上所述,利用现代电力电子技术,在电力系统中引入大功率半导体高频开关型电力电子补偿控制器,可以对电力系统的谐波、无功功率、潮流、电压瞬变、节点电压的大小和相位以及电力

系统的瞬时功率平衡等进行快速、有效的调节和控制。在引入了大功率半导体高频开关型电力电子补偿控制器以后,原有电力系统的结构将发生重大变化,无论是发电、输配电和电力应用都将获得更好的技术经济效益、更高的安全可靠性和更灵活有效的控制特性和更优良的供电质量。

小 结

由一个或几个半导体电力开关器件所构成的开关电路,可以实现电力变换和控制。利用半导体电力开关器件实现电力变换和控制的技术被称为电力电子技术,或电力电子学。为实现开关模式的电力电子变换和控制,包括电压(电流)大小、频率、波形、相位的变换和控制,既需要半导体电力开关器件构成开关型变换电路,又需要以半导体集成电路和微处理器为基本硬件所构成的控制系统,并将先进的控制理论和控制策略引入开关电路的通、断控制。因此电力电子技术是一门综合了电子技术、控制技术和电力技术的新兴交叉学科,它具有广泛的应用前景和重大的技术经济效益。

开关电路周期性地使电源和负载直接连接、交叉连接或完全脱离,适时、适当地安排开关状态变换的顺序和各状态的持续时间,可以使电源输入至开关电路的电压(电流)变换为负载所需的电压(电流),再从开关电路输出至负载。

开关型电力电子变换器的输入电流和输出电压都是特定的周期性时间函数,其值可以用傅里叶级数方便地进行分析计算。

半导体电力开关电路或开关型变换器按功能的不同可分为两大应用领域:

(1) 开关型电力电子变换电源或简称开关电源。由半导体开关电路将输入电源变换为另一种电源给负载供电。例如,由四个开关器件构成桥式开关电路,原理上即可实现 AC—DC 变换(整流器),DC—AC 变换(逆变器),AC—AC 频率、电压变换和 DC—DC 直流电压变换。对每一种类型的电力变换(AC—DC,DC—AC,AC—AC 和 DC—DC),都有众多不同结构的开关电路可供选用,不同结构的开关电路适用于不同的电源、开关器件和负载的要求。

(2) 开关型电力电子补偿控制器。利用一个闭环控制系统,按控制指令要求,周期性地、实时、适式地改变电路开关的通、断状态,使开关型电力电子变换器向电网输出所要求的补偿电压或电流,从而改善电力系统的运行特性和运行经济性。

半导体开关型电力电子变换器的第一类应用现在已经十分广泛,第二类应用涉及高压、大功率开关电路和十分复杂的控制技术,它将在今后几十年导致电力系统的革命性变革并推动电力电子技术的继续发展和进步。

复习题及思考题

1. 电力技术、电子技术和电力电子技术三者所涉及的技术内容和研究对象是什么?理论基础是什么?三者的技术发展和应用主要依赖什么电气设备和器件?
2. 为什么三相交流发电机或公用电网产生的恒频、恒压交流电,经电压/频率变换后再供负载使用,有可能获得更大的技术经济效益?
3. 采用电动机—发电机组实现电力变换有哪些缺点?如何控制图 1.3(a)和图 1.3(b)中机组输出的直流电

压和交流电压及频率?

4. 理想开关器件应具备哪些特性?

5. 电力变换有哪五种基本类型?

6. 图 1.4 所示的基本开关电路实现电力变换的基本原理是什么? 从开关电路的输出端能否获得理想的直流电压或无畸变的正弦交流电压?

7. 图 1.7(a) 中如果电源电压为 $v_1(t) = 220\sqrt{2}\sin\omega t$ (频率 $f = 50\text{Hz}$, $\omega = 2\pi f$), 要求输出交流电压 v_o 的基波仍为 50Hz , 但输出电压 v_o 的平均值要比电源电压平均值小一倍, 试确定图 1.7 中 S_1 、 S_2 、 S_3 和 S_4 的通断时序及每次通断的持续时间, 画出输出电压波形。如果要求输出电压的总有效值 V_o 为 110V , 试确定开关器件每次通断的持续时间。图 1.7 所示 AC—AC 直接变频电路能否实现升频变换?

8. 开关电路的输出电压(电流)有两种基本控制方式: 相位控制和脉冲宽度调制(PWM)控制。如何实现可控整流和逆变的 PWM 控制? PWM 控制可以获得哪些优良的特性?

9. 开关型电力电子变换和控制器有哪些基本特性?

10. 开关型电力变换器有哪两类应用领域?

第2章 半导体电力开关器件

本章讲述电力电子变换电路常用的半导体电力开关器件的基本工作原理和外特性。它们是半导体电力二极管 D、双极结型电力三极管 BJT(半导体电力三极管)、晶闸管(Thyristor)或 SCR、可关断晶闸管 GTO、电力场效应晶体管 P-MOSFET、绝缘门极双极型晶体管 IGBT(含门极注入增强型晶体管 IEGT)、MOS 控制晶闸管 MCT(含集成门极换流晶闸管 IGCT)及静电感应晶体管 SIT 和静电感应晶闸管 SITH。在这些开关器件中,二极管属不控型开关器件,晶闸管 SCR 属半控型开关器件,其他均属全控型开关器件。SCR、GTO 及 BJT 属电流驱动型开关器件, P-MOSFET、IGBT、MCT、SIT 及 SITH 为电压驱动型开关器件。在外部电流、电压(电场)激发下,半导体器件内部载流子的分布和运动过程是非常复杂的。本书的读者是从事电力电子变换和控制技术的研究、设计和装置的开发、应用专业人士,因此本章仅以半导体 PN 结基本原理为基础,介绍半导体开关器件最基本的工作原理、外部特性和使用中的一些问题,最后一节介绍由多个半导体器件所组合的半导体电力开关模块和功率集成电路 PIC。

2.1 电力二极管

2.1.1 半导体 PN 结

自然界中的物质按其导电性能可分为三大类:

1. 导体。铜、银、铝等金属物质都是良好的导体,具有很强的导电能力,导电率 γ 很高,电阻率 ρ ($\rho = 1/\gamma$) 很低,电阻率 ρ 定义为:长度 $l = 1\text{m}$, 截面积 $S = 1\text{mm}^2$, 所具有的电阻欧姆值。导线电阻 $R = \rho \cdot l/S$ 。如铜的电阻率 ρ 就很低,仅为 $0.0174/\text{m} \cdot \text{mm}^2$ 。

2. 绝缘体。橡皮、陶瓷、塑料和石英等物质都是很好的绝缘体,其导电能力很差,电阻率很高。

3. 半导体。半导体材料如硅、锗、硒、砷化镓、一些硫化物和氧化物等,其导电性能介于导体和绝缘体之间。纯净的硅(或锗)原子构成的晶体称为本征半导体。半导体材料虽既不能像导体材料那样用于传导电流,又不能像绝缘材料那样隔离带电体,但由于它具有一些宝贵的特性而获得了广泛应用。例如:

(1) 当半导体受到外界光和热的激发时,其导电能力发生显著的变化。

(2) 在纯净的结构完整的半导体(被称为本征半导体)中加入微量的杂质后其导电能力会显著增强。

现已广泛应用的半导体材料大都是掺入了微量杂质的硅元素(或锗元素)材料研制得到的。硅(锗)在化学元素周期表中属第 4 族元素,其原子结构模型的最外层有四个电子,每个电子都与邻近的另一个硅原子的外层电子形成共价键电子对结构,这种处于共价键结构中的价电子受共

价键的束缚而不易自由运动。因此纯净的硅(或锗)即本征半导体由于缺乏能自由运动的带电粒子——载流子,其导电性并不好。

本征半导体中处于共价键上的某些价电子在接受外界能量激发后也可能脱离共价键的束缚成为自由电子。价电子脱离束缚成为自由电子后,该电子原来位置上就会出现一个空位,这个空位称为空穴。空穴表示在该处缺少一个电子,失去电子而有一个空位的原子带正电,故可以认为空穴是一个带正电的粒子。在本征半导体内,自由电子和空穴是成对出现的。自由电子带负电,空穴带正电,二者所带电量相等、符号相反。自由电子和空穴都是运载电荷的粒子,称为载流子,它们在电场力的作用下的运动称为漂移运动。载流子定向的漂移运动就形成了电流。本征半导体内价电子要挣脱共价键束缚是很困难的,因此载流子(自由电子、空穴)数目不多,漂移运动形成的电流很小。如果在四族元素本征半导体硅中每掺入一个五族元素(原子结构最外层有五个电子,比硅原子多一个电子)砷或磷原子,砷取代硅原子位置后,其五个外层电子中有四个与邻近的硅原子外层电子组成共价键电子对,则半导体硅中就出现未被组成共价键电子对的一个自由电子。自由电子移开后,五族的掺杂元素砷原子就变成一个不能移动的带正电的离子。只要掺入少量的五族杂质元素砷,即可使硅半导体中产生大量的在电场作用下能形成电流的带负电的载流子自由电子,显著地增强半导体的导电性,这种主要靠带负电的(Negative)电子导电的半导体被称为N型半导体。N型半导体中主要的导电载流子是电子,其中只有很少的受光热激发而产生的空穴,因此N型半导体中电子是多数载流子(简称多子),空穴是少数载流子(简称少子)。若在四族元素本征半导体硅中掺入一个三族元素(原子结构最外层只有三个电子,比硅原子少一个)硼(或铝)原子,硼原子的外层电子与硅原子外层电子组成共价键时缺少一个电子,即多了一个电子空位——空穴。邻近硅原子的价电子填补这个空位后,掺杂元素硼原子的外层就多一个电子而成为负离子,同时又使邻近原子处有了一个空穴,因此,半导体硅中就出现一个带正电的空穴粒子和一个不能移动带负电的离子。只要掺入少量的三族杂质元素硼即可使硅半导体中产生大量的在电场作用下可形成电流的带正电的载流子空穴粒子,显著地增强半导体的导电性。这种主要靠带正电(Positive)空穴导电的半导体被称为P型半导体。P型半导体中主要的导电载流子是空穴,其中只有很少的受光热激发而产生的自由电子,因此P型半导体中空穴是多数载流子(简称多子)、自由电子是少数载流子(简称少子)。

图2.1(a)示出了N型半导体的代表符号,其中 $\ominus$ 表示不能移动的正离子,黑小点表示可自由运动的带负电的自由电子。图2.1(b)示出了P型半导体的代表符号,其中 $\ominus$ 表示不能移动的负离子,小圆圈表示可以运动的带正电的空穴。

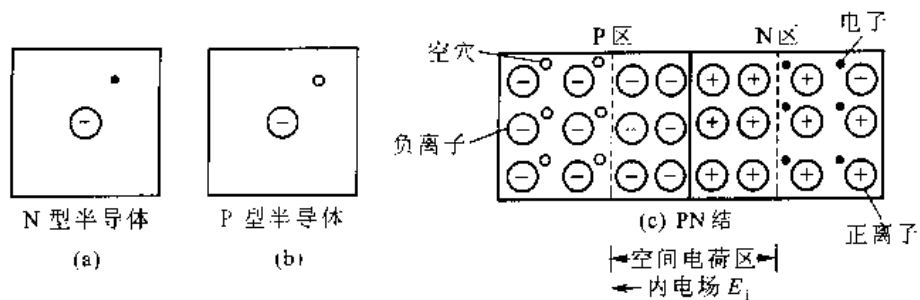


图 2.1 P 型、N 型半导体和 PN 结

将P型半导体与N型半导体通过物理、化学方法有机地结合为一体后,在两种半导体的交界处就形成了PN结,PN结具有非线性电阻的特性,可以制成二极管作整流器件,PN结是构成多种半导体器件的基础。

PN结的形成和特性:

当P型半导体和N型半导体结合成一体时,在它们交界处两边电子和空穴浓度不同,N区电子浓度大,P区空穴浓度大,因此N区电子要向P区扩散与P区空穴复合,同时在边界N区侧留下正离子层 $\oplus$,P区的空穴正粒子要向N区扩散与N区电子复合,同时在边界P区侧留下负离子层 $\ominus$,随着电子、空穴的扩散,在交界面两侧带电离子层逐渐形成一个空间电荷区,如图2.1(c)所示,N区侧带正电,P区侧带负电。空间电荷区产生后在半导体内部出现内电场 E_i ,内电场的方向是从N区指向P区,内电场的出现使载流子(带正电的空穴和带负电的自由电子)在内电场力作用下产生漂移运动,带负电的电子逆电场方向漂移运动,带正电的空穴顺电场方向漂移运动,因此内电场要迫使到达P区的电子返回N区,迫使到达N区的空穴返回P区,这与电子、空穴因浓度差异的扩散运动方向正好相反。因此内电场的作用是阻止多数载流子扩散的。当空间电荷区域比较薄时内电场 E_i 较弱,载流子的漂移运动还弱于扩散运动,随着扩散的进行,空间电荷区厚度增加、内电场 E_i 加强,漂移运动增强,扩散运动的阻力变大,最终PN结两侧载流子的漂移运动与扩散运动达到动态平衡,从N区扩散到P区的电子数目与在内电场 E_i 作用下、从P区漂移到N区的电子数相等,通过交界面的净载流子数目为零。这时空间电荷区的宽度不再增加,电荷量不再增多,这个空间电荷区就叫PN结。因空间电荷形成的内电场 E_i 阻止多数载流子(N区的电子、P区的空穴)继续扩散,故称这个带电离子区域为阻挡层。又因阻挡层中只有带正、负电的不能运动的离子,已经没有什么可以运动的载流子(电子和空穴),好像载流子被消耗尽了一样,故又称为耗尽层。此外内电场电荷的存在使N区电位高于P区,这个电位差称为接触电位差。电子要从N区运动到P区中形成电流,就必须越过这个电位差。没有外加电压形成外加电场,载流子无法越过这个电位差形成电流。

2.1.2 半导体二极管基本特性

PN结最基本的特性是单向导电性。因此最适合于做成将交流电源变为直流电的整流二极管。半导体二极管的核心部分就是一个PN结,在PN结两端加上电极引线和管壳后就制成了一个半导体二极管,二极管的符号如图2.2(a)所示。PN结的P端引线称为阳极A(Anode),PN结的N端引线称为阴极K(Cathode)。当二极管(即PN结)接上正向电压(简称正偏)时,如图2.2(b),即阳极A(P)接电源 E 的正端,阴极K(N)接电源负端,二极管导电,电流可以从A(P)流至K(N),当二极管即PN结接上反向电压(简称反偏)时,如图2.2(c),A(P)接电源负端,K(N)接电源 E 的正端,二极管不导电(简称截止或阻断)。

1. 正向接法,如图2.2(b)所示。

PN结——半导体二极管在正向电压接法下(简称正偏),外加电压所产生的外电场 E_e 与内电场 E_i 方向相反,参见图2.2(b),因此PN结的内电场被削弱。内电场 E_i 所引起的多数载流子的漂移运动被削弱,多数载流子的扩散运动的阻力减小了,扩散运动超过了反方向的漂移运动。大量的多数载流子能不断地扩散越过交界面,这些载流子在正向电压作用下形成二极管正向电

流,二极管导电时,其PN结等效正向电阻很小,管子两端正向电压降仅约1V左右(大电流硅半导体电力二极管超过1V,小电流硅二极管仅0.7V,锗二极管约0.3V)。这时的二极管在电路中相当于一个处于导通状态(通态)的开关。

2. 反向接法,如图2.2(c)所示。

PN结——半导体二极管在反向电压接法下(简称反偏)外加电压所产生的外电场 E_e 与原内电场 E_i 方向相同。因此外电场使原内电场更增强。多数载流子(P区的空穴和N区的电子)的扩散运动更难于进行。这时只有受光、热激发而产生的少数载流子(P区的少数载流子电子和N区的少数载流子空穴)在电场力的作用下产生漂移运动。因此反偏时二极管电流极小。这个电流称为二极管的反向电流,半导体二极管的反向电流是由少数载流子的漂移运动产生的。半导体内少数载流子是本征半导体中某些共价键电子受到热激发,接受外界能量后,脱离共价键束缚而形成的自由电子以及伴随着出现的空穴。这些少数载流子的数目有限,并随环境温度的升高而增大。当环境温度一定时,少数载流子的数目也维持一定。因此在一定的温度下,二极管反向电流在一定的反向电压范围内不随反向电压的升高而增大,故称二极管的反向电流为反向饱和电流 I_S 。

由半导体物理理论可以导出在静态情况下,半导体二极管的电流与电压之间的非线性关系为

$$I = I_S(e^{V/V_T} - 1) \quad (2-1)$$

式中: I 是二极管的电流, I_S 是反向饱和电流, V 是作用在二极管上的电压。正向接法时 V 取正值,反向接法时 V 取负值, V_T 为PN结的温度电压当量。在室温下 $V_T = 26\text{mV}$ 。

在正向电压接法下,通常 $V \gg V_T = 26\text{mV}$,则 $e^{V/V_T} \gg 1$,正向接法下二极管电流 I_F 为

$$I_F = I_S \cdot e^{V/V_T} \quad (2-2)$$

即二极管正向电流 I_F 与正向所加电压 V 成指数函数关系,正向电流增大很多倍时二极管端电压增加很少。

在反向电压接法下,若 $|V| \gg V_T$,则 $e^{V/V_T} \approx 0$,因此反向电流 I_R 为

$$I_R = -I_S \quad (2-3)$$

根据(2-1)式画出的二极管静态伏-安特性曲线如图2.3曲线①所示。但实际二极管静态伏-安特性为图2.3的曲线②,这可解释为

1. 二极管正向导电时必须克服一定的门坎电压 V_{th} (又称死区电压),当外加电压小于死区电压时,外电场还不足以克服PN结内电场。因此正向电流几乎为零。硅二极管的门坎电压约

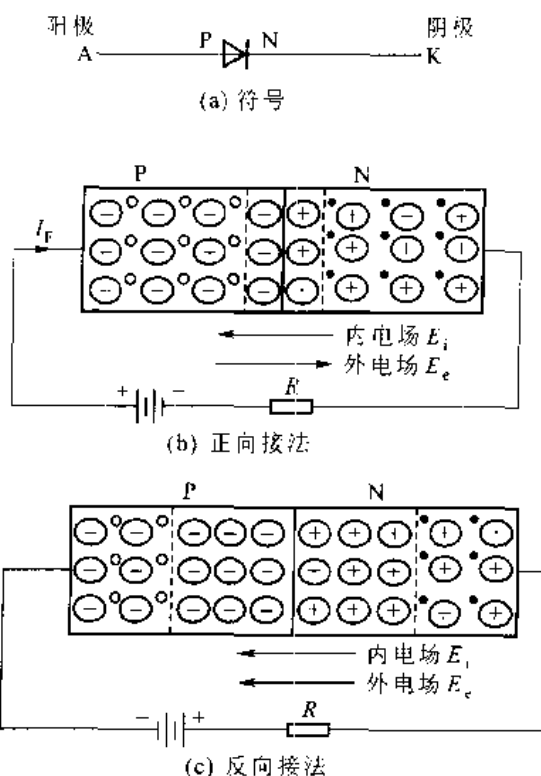


图2.2 半导体二极管的符号及正、反向接法

为 0.5V, 锗二极管约为 0.2V, 当外加电压大于 V_{th} 后内电场被大大削弱, 电流才会迅速上升。

2. 二极管外加反向电压时仅在当外加反向电压 V_{RC} 不超过某一临界击穿电压值 V_{RR} 时才会使反向电流 I_R 保持为反向饱和电流 I_S 。实际二极管的反向饱和电流 I_S 是很小的。但是当外加反向电压超过 V_{RR} 后二极管被电击穿, 反向电流迅速增加。工作时若无特殊的限流保护措施, 二极管被电击穿后将造成 PN 结的永久损坏而丧失单向导电能力。为防止二极管出现电击穿, 使用中通常只允许施加于二极管的最高反向工作电压 U_R 为其击穿电压 V_{RR} 的二分之一。

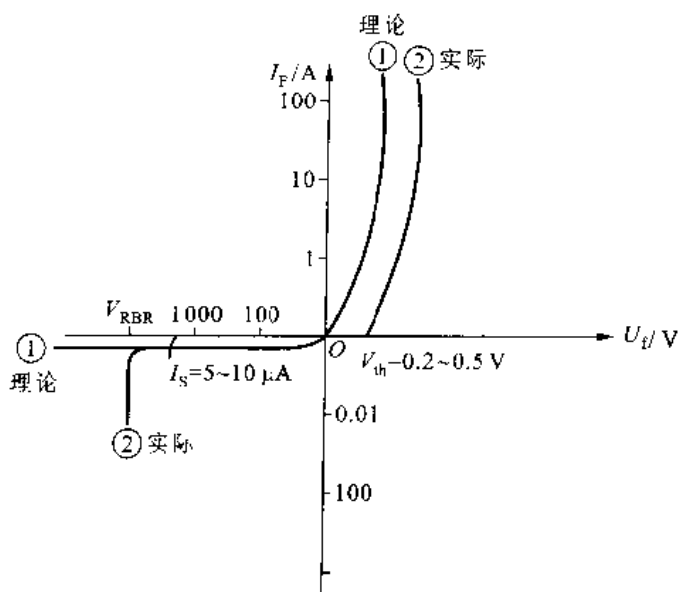


图 2.3 二极管伏-安特性

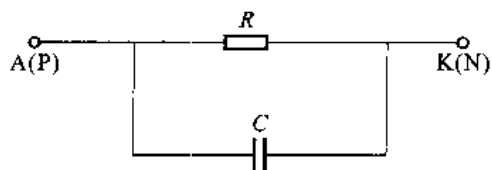


图 2.4 PN 结高频等效电路

在高频开关状态下工作时, PN 结的高频等效电路为图 2.4 所示的电阻 R 与电容 C 并联。 R 表示 PN 结的电阻, C 表示 PN 结的电容。 R 、 C 不仅与二极管本身结构和工艺有关还与外加电压方向有关。当 PN 结处于正偏时 R 为正向电阻, 其值很小, 结电容 C 很大。当 PN 结处于反偏时, R 为反向电阻, 其值很大, 但这时结电容很小。从图 2.4 可知由于存在结电容 C , 二极管从导通状态(C 很大存储电荷多)转到截止阻断状态时, 需要一定的时间消失存储电荷 Q 以后, 二极管才能恢复反向阻断电压的能力而处于截止状态, 然后在反向电压作用下, 仅流过很小的反向饱和电流 I_S 。

2.1.3 半导体电力二极管

用于电力变换和电力控制电路中的半导体二极管, 其电压、电流的额定值都是比较高的, 因而称之为半导体电力二极管。其正向导通流过额定电流 I_{FR} 时的电压降 V_{FR} 一般不超过 1~2V, 这比变换电路的额定工作电压要小得多, 因此在分析计算电力变换电路特性和波形时二极管正向电压降 V_{FR} 一般可忽略不计。当二极管加反向电压时, 只要反向电压小于击穿电压 V_{RR} , 则反向电流仅为反向饱和电流, 其值远远小于正向导电额定电流 I_F (例如, 小上万倍)。所以在分析电力变换电路电压、电流关系时二极管的反向电流也可以忽略不计。因此半导体二极管可视为一个正方向单向导电、反方向阻断电压、最简单的静态单向电力电子开关。正向导电时尽管电

压降很小,但对电力二极管来说额定正向电流时的功耗及其发热却不容忽略,在电力电子变换器中半导体电力开关器件的功耗、发热及散热都是需要妥善处理的问题。

有关半导体电力二极管使用特性和准则的几个重要参数是:

1. 最大允许反向重复峰值电压 V_{RRM} : 请注意该峰值是瞬时值峰值。最大允许反向重复峰值电压 V_{RRM} 也被定义为二极管的额定电压 V_{RR} 。显然 V_{RRM} (或 V_{RR}) 应小于二极管的反向击穿电压 V_{BR} 。

2. 额定电流 I_{FR} : 二极管的额定电流被定义为其额定发热所允许的正弦半波电流的平均值。当二极管采用规定的散热器,在规定的环境温度和散热条件下工作时,通过正弦半波电流平均值 I_{FR} 时,其管芯 PN 结温升不超过允许值。

3. 最大允许的全周期均方根正向电流 I_{FRMS} : 当二极管流过半波正弦电流的平均值为 I_{FR} 时,与其发热等效的全周期均方根正向电流为 I_{FRMS} ,若正弦电流的最大值为 I_m ,则正弦半波电流平均值为

$$I_{\text{FR}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin(\omega t) dt = \frac{1}{T \cdot \omega} \int_0^{\pi} I_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} I_m \quad (2-4)$$

式中 I_m 为正弦电流的峰值

$$T \text{ 为正弦波周期,角频率 } \omega = 2\pi f = 2\pi/T \quad (2-5)$$

全周期均方根电流 I_{FRMS} 为

$$I_{\text{FRMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_m^2 \sin^2(\omega t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \frac{1}{2} I_m \quad (2-6)$$

由(2-4)、(2-6)两式得到

$$I_{\text{FRMS}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{FR}} = 1.57 I_{\text{FR}} \quad (2-7)$$

例如,如果手册上给出某电力二极管的额定电流 I_{FR} 为 100A,由(2-4)、(2-5)式得到允许通过正弦半波的幅值电流 $I_m = \pi I_{\text{FR}} = 314\text{A}$ 。允许通过任意波形的有效值为 $I_{\text{FRMS}} = 1.57 I_{\text{FR}} = 157\text{A}$ 。(2-4)、(2-7)式表明额定电流为 100A 的二极管可以通过幅值为 314A 的半波正弦电流,可以在全周期内通过任意波形的有效值为 157A 的电流,其功耗发热不超过允许值。

4. 最大允许非重复浪涌电流 I_{FSM} : 这是二极管所允许的半周期峰值浪涌电流。该值比二极管的额定电流要大得多。实际上它体现了二极管整流器抗短路冲击电流的能力。显然浪涌电流必须限制在短路时间以内,例如 8.3ms ~ 10ms ($f = 60\text{Hz} \sim 50\text{Hz}$ 的半周期),在此期间过流保护系统可望切断短路电流。

5. 最大允许的 PN 结结温 θ_{jm} 和管壳温度 θ_{cm} : θ_{jm} 通常为 $150^\circ\text{C} \sim 200^\circ\text{C}$,管壳温度取决于二极管的功耗和结-壳热阻、壳-散热器热阻及环温。

6. 结-壳、壳-散热器热阻 R_{jc} 、 R_{cs} ($^\circ\text{C}/\text{W}$)。这些参数用于设计散热系统和选择散热器,必须指出半导体电力开关器件所允许的电流极限参数与其散热器大小有关。因现代电力电子开关器件本身的尺寸都不大,其散热能力对于安全发散其内部功耗的热量来说太小,故必须设置适当尺寸的散热器。

7. 反向恢复时间。图 2.5(a) 示出二极管外电路有正电压 V_{SF} , 二极管正偏导通时, 阳极 A 电位高于阴极 K 电位, 二极管在电源电压 V_{SF} 作用下经外电阻 R 、电感 L 流过正向电流 $I_D = I_F$, 这时二极管两端电压降 V_D 很低 ($1 \sim 2V$), PN 结电容存储电荷 Q 。如果在 $t = t_1$ 时 (见图 2.5(e)), 外电源电压突然反向 (反偏) 为 V_{SR} , 如图 2.5(b) 所示, 二极管电流到零 ($t = t_2$ 时), 但这时 PN 结电容存储的电荷 Q 并不能立即消失, 二极管电压仍为 $V_D \approx 1 \sim 2V$, 二极管仍然具有导电性, 在反向电压 V_{SR} 作用下, 反向电流 I_R 从零增加到最大值 I_{RM} ($t = t_3$ 时), 反向电流 I_R 使存储电荷逐渐消失, V_D 降为零。然后 PN 结反向阻断能力逐渐恢复, 反向等效电阻迅速增大而使反向电压 V_D 增大到 V_{RM} , 反向电流则从 I_{RM} 衰减到二极管的反向饱和电流值 I_S (微安级电流)。如果在 t_4 时反向电流已衰减到 $10\% I_{RM}$, 图 2.5(e) 中的时间段 t_{rr} ($t_{rr} = t_4 - t_2 = t_a + t_b$) 定义为二极管反向恢复时间。在 t_{rr} ($t_2 \rightarrow t_4$) 期间, 二极管处于反向电流导电状态, 因此, 二极管正向导电电流为零后它并不能立即具有阻断反向电压的能力, 必须再经历 t_{rr} 时间后才能恢复其阻断反向电压的能力。

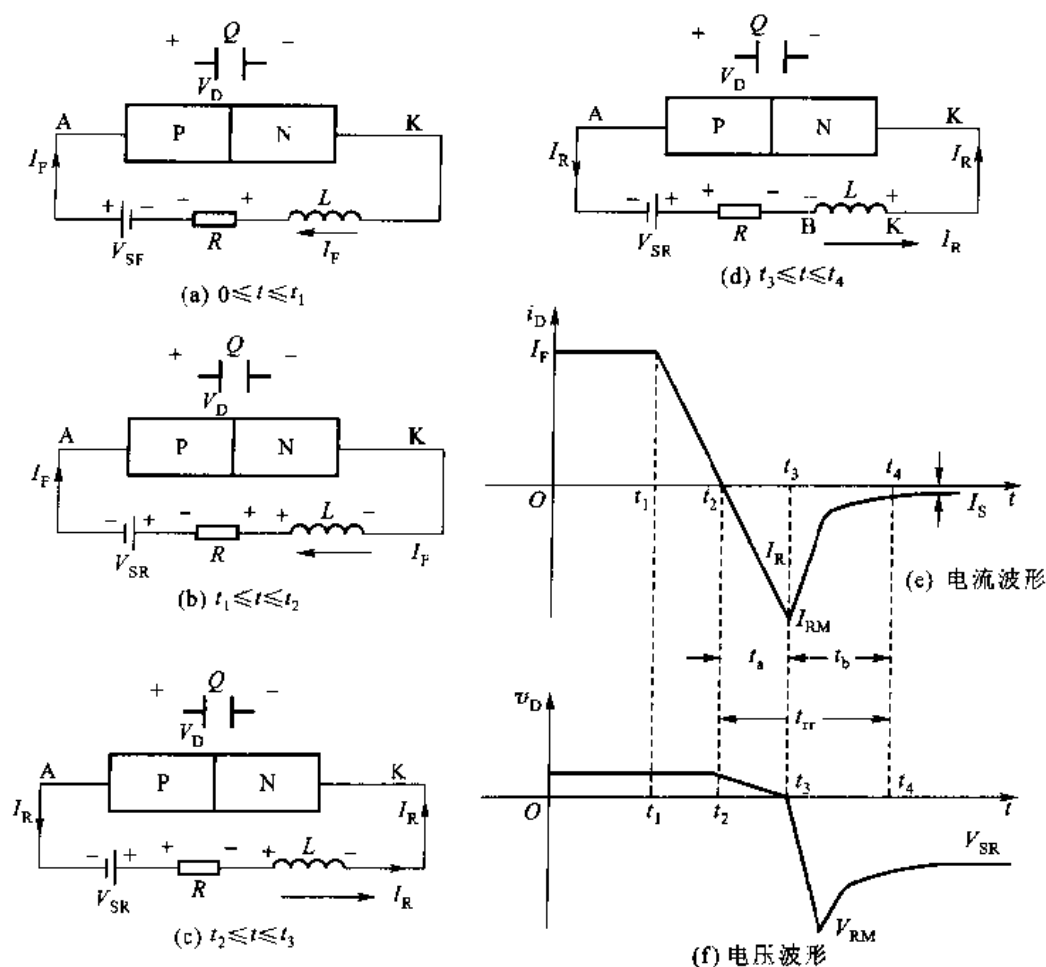


图 2.5 二极管开关特性

二极管从导通到截止 (阻断反向电压) 的过渡过程期间的反向恢复时间 t_{rr} 、最大反向电流值

I_{RM} , 与二极管 PN 结电容的大小、导通时正向电流 I_F 所对应的存储电荷 Q 、电路参数以及反向电流 di/dt 等都有关。普通二极管 $t_{rr} = 2 \sim 10 \mu s$, 快速恢复二极管 t_{rr} 为几十至几百 ns, 超快恢复二极管 t_{rr} 仅几个 ns。 t_{rr} 值愈小则二极管的工作频率的上限可以愈高。在反向恢复过程中的 $t_F(t_3 - t_2)$ 期间反向电流 i_R 减小, 图 2.5(d) 中示出这时线路电感 L 上的感应电动势, $v_{BK} = v_B - v_K = L \cdot di_R/dt < 0$, $v_{KB} = v_K - v_B = -L \cdot di_R/dt > 0$, K 点电位比 B 点电位高, 故这时加到二极管 PN 结上的反向电压可能比电源电压 V_{BR} 还要高。图 2.5(f) 中示出了 PN 结上最大反向电压为 V_{RM} 。如果反向电流下降时的电流变化率 di_R/dt 很大, 则二极管很可能在关断过程中被反向电压击穿损坏。为了防止这种事故, 应减小反向电流 i_R 下降时的电流变化率, 或者增加图 2.5(e) 中的时间比率 $t_3/t_2 = t_b/t_a$ 被定义为软化系数 (Softness Factor), $SF = t_b/t_a$ 。软化系数大表明二极管在关断过程中不会产生很大的反向电压尖峰。因此就开关特性的高频性能而言希望二极管的反向恢复时间 t_{rr} 短, 并希望其软化系数 $SF = t_b/t_a$ 大, 即 t_b 时间较长以减小反向电流下降时的变化率, 降低反向电压尖峰。

在低压 (200V 以下) 大电流 (500A 以下) 的开关电路应用中, 肖特基二极管是十分理想的开关器件, 它不仅开关特性好, 允许工作频率高, 且正向压降相当小 ($< 0.5V$), 在大电流、低电压的电力电子变换系统中应是首选器件。

半导体电力二极管属于功率最大的半导体器件, 现在其最大额定电压、电流在 6kV、6kA 以上。当然额定电压最高的二极管, 其额定电流不一定最高, 反之亦然。二极管的参数是正确选用二极管的依据。一般半导体器件手册中都给出不同型号二极管的各种参数以便选用。

2.1.4 二极管的基本应用

1. 整流。利用二极管正偏时单向导电、反偏时截止的不对称非线性特性 (图 2.3) 实现整流变换, 如图 2.6(a) 所示, 这是二极管最基本最广泛的应用。

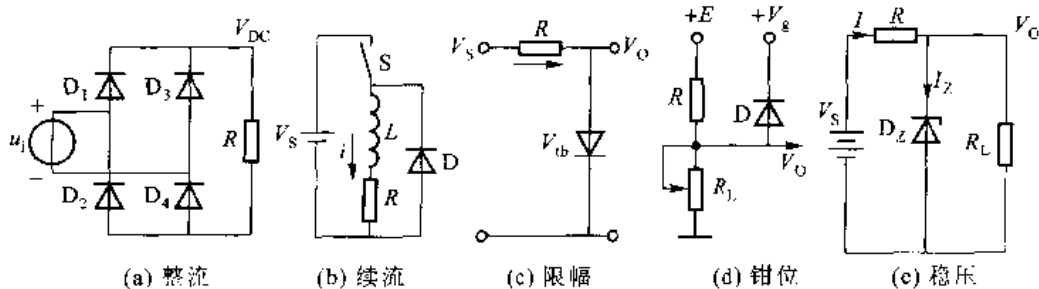


图 2.6 二极管的整流、续流、限幅、钳位和稳压应用

2. 续流。用作续流二极管。如图 2.6(b) 所示。当开关 S 切断电感电路时, 为防止电感产生很高的反电动势 $e = L \cdot di/dt$ 而损坏设备, 接入一个二极管 D 使电感电流有一个继续流动的回路, 使开关管 S 关断时其两端电压不超过电源电压 V_S , 避免了因电感断流而在开关器件两端出现高电压。

3. 限幅。当输入信号电压 V_S 变化范围很大时, 为了使信号电压的幅值能够限制在某个范围之内可采用如图 2.6(c) 所示二极管限幅电路。当输入电压 V_S 低于二极管阈值电压 V_{th} 时二

极管截止不导通,信号全部输出, $V_O = V_S$; 当 $V_S > V_{th}$ 时,二极管导通,二极管电压被限制为正向导通电压。一个硅管约为 0.7V, 一个锗管约为 0.3V。几个二极管串联可得到不同的限幅值。

4. 钳位。图 2.6(d) 中负载电阻 R_L 改变时,只要二极管 D 处于正偏导通状态则输出端电压 V_O 将等于电源电压 V_g 加二极管正向电压降 V_F , $V_O = V_g + V_F$ 而与负载无关。即 V_O 被钳位到 $V_g + V_F$ 。当然要保持二极管总是处于正偏导通状态, R_L 不能过小, R_L 太小时流过 R_L 的电流过大, R 上的电压降太大以致 $(E - R \cdot I) < V_g$ 时,二极管反偏截止, V_O 将随 R_L 的改变而改变,钳位电路失去作用。

5. 稳压。稳压管(符号为图 2.6(e) 中的 D_Z) 也是一种半导体二极管。这种二极管的正常工作区是在反向击穿区,如图 2.3 第三象限区。二极管反向击穿后反向电流改变时其反向端电压基本不变。因此图 2.6(e) 中当电源电压 V_S 改变时,通过稳压管的反向电流改变,使串联电阻 R 上的压降改变,而使负载电压 V_O 基本不变。这种简单的稳压电路应用也很广泛。当然稳压管结构设计、制造应确保它能承受在反向击穿区工作时的发热功耗,不会过热损坏。

2.2 双极结型电力三极管 BJT

有三个电极的半导体三极管依据工作原理的不同可分为单极型三极管和双极结型三极管两种。依靠控制极外加电压改变器件内部电场来控制其导电能力的开关器件称为场效应管。场效应三极管工作时,参与导电的载流子只有一种(电子或空穴),因此又称为单极型三极管。双极结型三极管由两个 PN 结构成,工作时电子、空穴都参与导电,因此称为双极结型晶体(三极)管 BJT(Bipolar Junction Transistor)。单极型三极管大家已经习惯地称它为场效应管或电力金属氧化物场效应管,或 P-MOSFET。本书今后提到三极管或三极晶体管、或半导体电力三极管时,指的都是双极结型电力三极管 BJT。

2.2.1 三极管的电流控制作用

图 2.7(a) 和 2.7(b) 示出了 N-P-N 和 P-N-P 两种三极管的结构和符号。三极管是具有两个 PN 结的三层结构半导体元件。中间层称为基区 B,基区两边分别称为发射区 E 和集电区 C。基区 B 与发射区 E 之间的 PN 结为发射结 J_1 ,基区 B 和集电区 C 之间的另一个 PN 结为集电结 J_2 ,由三极管的三个区所引出的电极分别称为基极 B(Base),发射极 E(Emitter)和集电极 C(Collector)。

NPN 三极管接入图 2.7(c) 所示外电路,若外电路电源 V_{CC} 、 V_{BB} 使 C 点电位高于 B 点,且 B 点电位高于 E 点,则 $V_{CB} > 0$, $V_{BC} = -V_{CB} < 0$,使集电结 J_2 的 PN_2 处于反偏状态; $V_{BE} > 0$,使发射结 J_1 的 PN_1 处于正偏状态。这时图 2.7(c) 三极管内部的电流分布情况为:

1. 由于 $V_{BC} < 0$,集电结 PN_2 反偏,形成反向饱和电流 I_{CBO} 从 N_2 区流向 P 区,如图 2.7(c) 中所示。

2. 由于 $V_{BE} > 0$,发射结 PN_1 正偏,P 区的多数载流子空穴(带正电)可以不断地向 N_1 区扩散形成空穴电流 I_{pE} 从 P 区流向 N_1 区, N_1 区的多数载流子电子(带负电)可以不断地向 P 区扩散形成电子流 I_{nE} 。由于三极管的基区 P 做得很薄(仅几微米到十几微米),基区体积不大,空穴

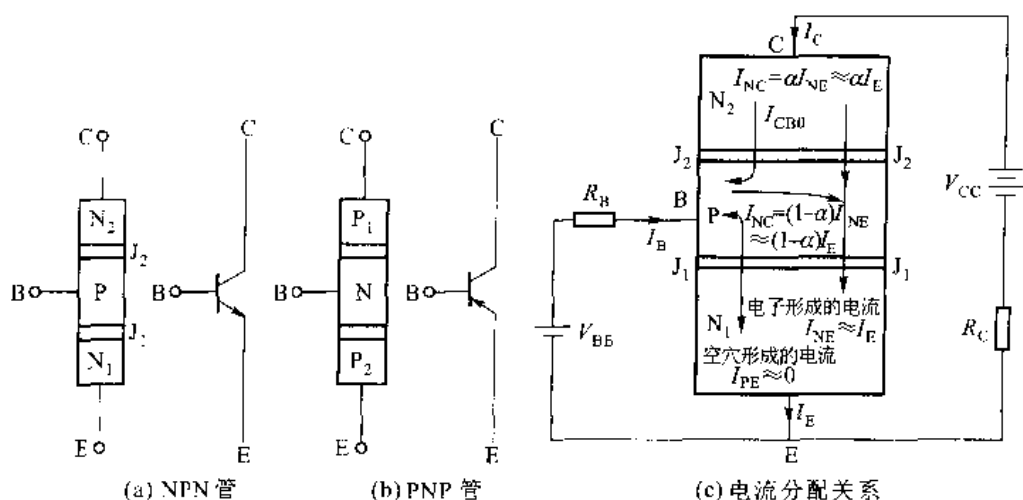


图 2.7 三极管的结构、符号和电流分配

数不多,因而它向 N_1 区扩散形成的电流 I_{PE} 也不大,分析时可近似认为 $I_{PE} = 0$,但发射区 N_1 掺杂浓度很高,有大量多数载流子电子经 J_1 不断地扩散到 P 区。电子带负电,电流的正方向被定义为与电子运动方向相反,因此,从 N_1 区扩散到 P 区的电子流所对应的电流 I_{NE} 应是从 P 区经 J_1 流向 N_1 区,如图 2.7(c) 中所示。由于发射极电流 I_E 应是 I_{PE} 和 I_{NE} 之和, $I_{PE} \approx 0$,故可以认为 $I_{NE} \approx I_E$ 。

3. 由于基区 P 很薄,从 N_1 区扩散到 P 区的电子的绝大多数都能冲过集电结 J_2 被集电极—基极正电压 U_{CB} 所形成的电场所吸引,或者说被电源 V_{CC} 的正极性高电位所吸引而形成电流 I_{NC} , I_{NC} 是 I_{NE} 的绝大部分,即

$$I_{NC} = \alpha \cdot I_{NE} \approx \alpha \cdot I_E \quad (2-8)$$

$$\text{式中,集电极电流分配系数} \quad \alpha = I_{NC}/I_{NE} \approx I_{NC}/I_E \quad (2-9)$$

集电极电流分配系数 α 数值上接近于 1。从发射区 N_1 扩散到 P 区的多数载流子电子的绝大部分 αI_{NE} 越过 J_2 到达 N_2 区,剩余的小部分 $(1-\alpha)I_{NE}$ 则流向基极外电源,它所形成的电流 I_{NB} 如图 2.7(c) 中所示为

$$I_{NB} = (1-\alpha)I_{NE} = (1-\alpha)I_E \quad (2-10)$$

如果忽略数值不大的 P 区空穴扩散电流 I_{PE} ,由图 2.7(c) 所示电流分布关系,则有

$$I_E = I_C + I_B \quad (2-11)$$

$$I_C = I_{CBO} + I_{NC} = I_{CBO} + \alpha \cdot I_E \quad (2-12)$$

将式(2-11)的 I_E 代入(2-12)式得到: $I_C = I_{CBO} + \alpha(I_C + I_B)$

$$\text{故有} \quad I_C = \alpha/(1-\alpha) \cdot I_B + I_{CBO}/(1-\alpha) \quad (2-13)$$

$$\text{令系数} \quad \beta = \alpha/(1-\alpha) \quad (2-14)$$

$$\text{则} \quad 1/(1-\alpha) = (1+\beta) \quad (2-15)$$

$$\text{故(2-13)式可写为} \quad I_C = \beta I_B + (1+\beta)I_{CBO} \quad (2-16)$$

$$\text{若忽略反向饱和电流 } I_{CBO}, \text{ 则} \quad I_C = \beta \cdot I_B \quad (2-17)$$

$\beta = I_C/I_B$ 是集电极-基极电流放大系数。

基极开路时 $I_B=0$, 由(2-16)式得到 $I_C = (1+\beta)I_{CBO} = I_E$, 这时的集电极-发射极电流称为集电极-发射极反向饱和电流 I_{CEO} 。

由(2-16)式得到
$$I_{CEO} = (1+\beta)I_{CBO} \quad (2-18)$$

前已指出由于三极管的基极 P 很薄, 发射极电流分配系数 α 接近于 1, 例如当 $\alpha=0.98$ 时, 由(2-14)式得到

$$\beta = I_C/I_B = \alpha/(1-\alpha) \approx 50$$

即集电极电流比基极电流大 50 倍, 或者集电极电流增量 ΔI_C 比基极电流增量 ΔI_B 大 50 倍。

$$\Delta I_C = \beta \cdot \Delta I_B \approx 50 \Delta I_B$$

当基极电压 V_{BB} 增加 ΔV_B , ΔV_B 产生不大的基极电流增量 ΔI_B 时, 集电极电流的增量 ΔI_C 较 ΔI_B 放大了 β 倍, 同时也可在集电极电阻 R_C 上获得远大于 ΔV_B 的电压增量 $\Delta V_{R_C} = \Delta I_C \cdot R_C$, 这就是半导体三极管最基本的电流、电压信号放大功能。

2.2.2 静态特性

半导体三极管最基本的特性是基极电流 I_B 对集电极电流 I_C 的控制作用。图 2.8(a) 示出三极管及其外接电路: 外电路输入信号电压 V_{BB} 经基极电阻 R_B 产生基极电流 I_B 。外电源电压 V_{CC} 经负载电阻 R_C 接至集电极 C, 集电极-发射极电压 V_{CE} 为

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - R_C \cdot I_C \\ I_C &= (V_{CC} - V_{CE})/R_C = V_{CC}/R_C - V_{CE}/R_C \end{aligned} \quad (2-19)$$

改变输入信号电压 V_{BB} , I_B 随之改变, 三极管 C-E 之间的导电特性即等效电阻改变, 从而使集电极电流 $I_C = \beta \cdot I_B$ 改变, 负载电阻上的电压改变。输入信号电压 V_{BB} 的变化被放大后从负载电阻上输出。

三极管的静态特性分为输入特性和输出特性两部分:

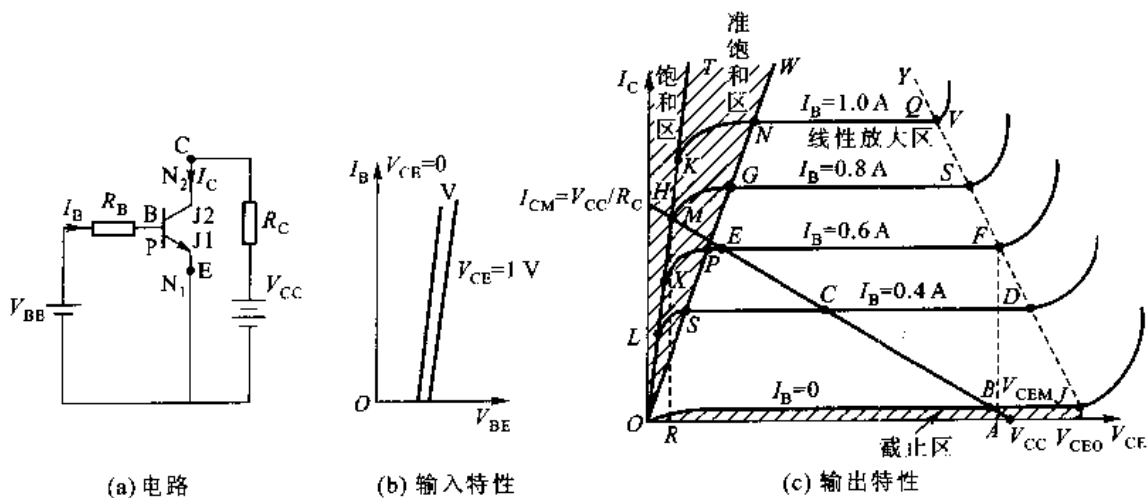


图 2.8 三极管输入、输出特性

1. 输入特性

它表示在 V_{CE} 一定时基极电流 I_B 与基极-发射极电压 V_{BE} 之间的函数关系 $I_B = f(V_{BE})$ 。三极管的输入特性与二极管 PN 结的正向伏安特性曲线相似,如图 2.8(b)所示。 V_{CE} 增大时,输入特性向右移动,当 $V_{CE} > 2V$ 后, V_{CE} 数值的改变对输入特性曲线影响很小。环境温度改变时输入特性会发生变化,环温升高,半导体中载流子数目增多等效电阻下降,因此要产生同样的 I_B 所需 V_{BE} 要小一些,温度每升高 1°C ,所需电压 V_{BE} 大约下降 2.4mV ,实际工作中三极管正偏压 V_{BE} 约 $1V$ 左右。

2. 输出特性

它表示在一定的基极电流 I_B 时,集电极电流 I_C 与 V_{CE} 之间的函数关系: $I_C = f(V_{CE})$,如图 2.8(c)所示。正常工作的输出特性可近似地由三段组成。例如在基极注入电流 I_B 保持为 0.6 情况下,当 V_{CE} 从零增大时,由于集电极电位增高吸引基区自由电子的能力增强, I_C 迅速线性上升至 X 点,然后平缓升至 P 点,最后在水平直线段 PF 区域 I_C 保持不变, I_C 与 I_B 成正比。即正常工作的输出特性为直线段 OX 、曲线 XP 、水平线 PF 三段组成。当 V_{CE} 超过某一数值 V_{CEM} 以后,三极管将发生雪崩击穿,发生雪崩击穿时的集电极-发射极电压 V_{CEM} 与 I_B 的大小有关, $I_B = 0$ 时 V_{CEM} 最大,其值用 V_{CFO} 表示。 I_B 越大,发生雪崩击穿的电压值 V_{CEM} 越小。图 2.8(c)中击穿点 J 、 D 、 F 、 S 、 Q 的连接线 JY 称为击穿线。

当 $I_B = 0.8$ 时外特性为 $OM - MG - GS$ 三段,情况类似。不同 I_B 的外特性从直线到曲线的转折点 L 、 X 、 M 、 K 等的连接线 OT 与纵坐标轴非常靠近。即转折点的 V_{CE} 值都很低,仅 $1 \sim 2V$,直线 OT 称为临界饱和线,外特性从曲线段转到水平直线段的转折点 S 、 P 、 G 、 N 的 V_{CE} 也不大,仅 $2 \sim 3V$ 。直线 OW 是线性工作区边界线。 OW 线右侧与 JY 线左侧之间称为线性工作区。

一定的外电源电压 V_{CC} 和负载电阻 R_C ,集电极电流 I_C 与 V_{CE} 的关系为公式(2-19)所表达的线性关系,如图 2.8(c)中的直线 $ABCEMH$,称为负载线。当 $V_{CE} = V_{CC}$ 时 $I_C = 0$;当 V_{CE} 等于线段 OR 时, I_C 等于线段 RM ;当 $V_{CE} = 0$ 时, $I_C = V_{CC}/R_C = I_{CM}$ 。 I_{CM} 被称为集电极饱和电流,它是在 V_{CC} 、 R_C 一定时集电极或负载所能达到的最大电流。

三极管工作点由其外特性与负载直线的交点确定。例如,当 $I_B = 0, 0.4A, 0.6A, 0.8A, 1.0A$ 时工作点分别为 $B(0)$ 、 $C(0.4)$ 、 $E(0.6)$ 、 $M(0.8)$ 、 $H(1.0)$ 。

从图 2.8(c)可看出,三极管的工作情况可划分为四个区域:

(1) 截止区 当基极零偏或反偏时 $I_B \leq 0$,外特性为 OJ ,工作点为 B 点,这时 $V_{CE} \approx V_{CC}$, I_C 应是(2-18)式中的穿透电流 I_{CEO} ,即 $I_C = I_{CEO} = (1 + \beta)I_{CBO}$,由于反向饱和电流 I_{CBO} 很小,这时 $I_C \approx 0$,可认为 $C-E$ 之间等效电阻为无限大,三极管截止,处于断态。在截止状态三极管的功率 $P_T = V_{CE} \cdot I_C \approx 0$ 。图 2.8(c)中截止线 OJ 下面的区域称为截止区。

(2) 线性放大区 在图 2.8(c)中截止线 OJ 与直线 OW 和击穿线 JY (不同 I_B 时击穿电压 V_{CEM} 的连接线)之间的区域, I_C 的大小由 I_B 确定而与 V_{CE} 无关, $I_C = \beta \cdot I_B$,电流放大系数 $\beta = I_C/I_B$ 近似于常数,远大于 1,故称为线性放大区。直线 OW 是线性放大区的边界(临界)点的轨迹。在线性放大区三极管功耗 $P_T = V_{CE} \cdot I_C$ 很大,发热严重。

(3) 准饱和区 三极管的准饱和区为图 2.8(c)中两种转折点连线 OT 与 OW 之间的区域。这时 I_C 随 V_{CE} 的增加而略有上升。

三极管的集电极电流 I_C 取决于外部电路 V_{CC} 、 R_C 和基极电流 I_B 。从图 2.8(c)中负载线与不同 I_B 时外特性的交点可以看出,从 $I_B=0$ 时的交点 B 开始,随着 I_B 的增大, I_C 随之增大。直到 $I_B=0.8$ 时的交点为 M 。当 $I_B=0.8A$ 时交点 M 已处于直线 OT 上,这时 $I_C = \Delta I_{RM} \approx \Delta I_{OH} = V_{CC}/R_C = I_{CM}$ 。如果 I_B 再增大,例如 $I_B=1.0$,外特性曲线为 $OKNQ$,但它与负载线的交点仍为 M 点。 I_C 并不因 I_B 从 0.8 增大到 1.0 而随之增大。因此如果工作点在 OT 线上,则 I_B 增大, I_C 不变,故称 OT 线为临界饱和线。直线 OT 与 OW 之间的区域叫准饱和区。

临界饱和线 OT 与负载线 AR 的交点,例如即图 2.8(c)中的 M 点非常接近 H 点($V_{CE}=0$, $I_C = I_{CM} = V_{CC}/R_C$), M 点是三极管电路中 V_{CC} 和 R_C 所确定的临界饱和点,对于一定的集电极饱和电流 $I_{CM}(V_{CC}/R_C)$,只要 I_B 大到某一数值 I_{BI} 就可使工作点处在临界饱和线 OT 上, I_{BI} 称为临界饱和基极电流,三极管的临界饱和基极电流 I_{BI} 取决于外电路所决定的集电极饱和电流 I_{CM} , $I_{BI} = I_{CM}/\beta$ 。 V_{CE} 为零时集电极能达到的最大电流 $I_{CM} = V_{CC}/R_C$ 称为集电极饱和电流(图 2.8(c)中的 H 点)。当实际基极电流 I_B 从 I_{BI} 减小时,工作点将进入准饱和区,再减小 I_B ,又进入线性放大区。当 I_B 从 I_{BI} 再增大时三极管将进入饱和区。

(4) 饱和区 图 2.8(c)中临界饱和线 OT 与纵坐标之间的区域称为饱和区。三极管工作在放大区和准饱和区时,发射结 J_1 正偏($V_B > V_E$), V_{CE} 仍大于 V_{BE} , $V_{CE} > V_{BE}$, $V_C > V_B$, $V_B < V_C$,使集电结仍反偏。工作点处于临界饱和线 OT 时 $i_B = i_{BI} \approx I_{CM}/\beta$, V_{CE} 已很小。如果实际基极电流 $I_B > I_{BI} = I_{CM}/\beta$,则三极管处于饱和区,这时一方面基—射极电压 V_{BE} 加大,但 V_{BE} 加大、 I_B 增大、 $I_B > I_{BI} = I_{CM}/\beta$,基极注入过量电流,而 I_C 并不增加, $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \approx V_{CC} - R_C \cdot I_C$ 不变。由于 V_{BE} 增大,当 $V_{BE} = V_{CE}$ 时, $V_{CE} = 0$,当 V_{BE} 更大, $V_{BE} > V_{CE}$ 时 V_{CB} 变为负值,即 $V_B > V_C$,集电结 J_2 从反偏变为正偏。因此深度饱和的三极管会导致 V_{BC} 反向为正值,即三极管的集电结 $J_2(PN_2)$ 正偏,所以发射结和集电结都处于正偏,是三极管深饱和的一个特性,这时 $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$ 很低,被称为深饱和压降 V_{CES} ,三极管处于通态,可以看作是一个闭合的开关。所以只要 V_{BE} 足够大,使 $I_B > I_{BI} = I_{CM}/\beta$ 就能使三极管处于通态,成为一个接通电路的固态开关器件。

由于电力三极管集电极电流增益 $\beta(\beta = I_C/I_B)$ 并不很大,例如 $\alpha = 0.98$ 时, $\beta \approx 50$,单个 BJT 很少用于电力电子变换器,而代之以图 2.22 中所示的两个甚至三个三极管组合的达林顿三极管,两级达林顿三极管电流增益可达几百,三极达林顿三极管电流增益可高达几千,这样很小的外加驱动电流 I_B 即可控制几千倍大的集电极电流 I_C 。电力三极管 BJT 能够在 10kHz 以下的开关频率下工作,最大工作电压、电流可达 1.5kV、1kA。

2.2.3 电力三极管使用参数和使用特性

在电力电子变换和控制电路中,电力三极管作为开关器件应用时的主要使用参数和特性曲线都可在器件手册中查到,对这些特性参数和使用中的问题说明如下:

(1) 集电极额定电压 V_{CEM} 系指集电极—发射极之间的正向转折击穿电压值或简称集—

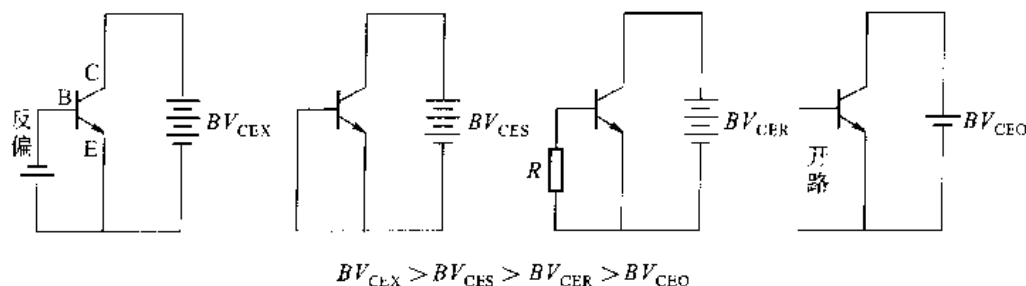


图 2.9 不同基极状态时,集-射极击穿电压

射极击穿电压值 BV (Broken Voltage)。同一个三极管其集-射极击穿电压的大小与基极状态有关。图 2.9 示出不同基极状态时,集-射极击穿电压大小关系。基极加正偏电压、电流时,在其集-射极之间外加 $1 \sim 2V$ 的 V_{CE} 就能使三极管由断态转为通态(导电),即这时正向折转击穿电压值很小。当基极反偏时,三极管集-射电压击穿值 BV_{CEX} 最高。基极短接、基极电压为 0 时,其集-射极电压击穿值 BV_{CES} 小于 BV_{CEX} 。基极开路时集-射极击穿电压 BV_{CEO} 最低。基极接有电阻短路时的集-射极击穿电压 BV_{CER} 要比基极直接短路时集-射极击穿电压 BV_{CES} 要低一些。使用中应避免基极开路,要三极管处于截止状态时最好加上反偏电压使其可靠截止。

(2) 集电极额定电流(最大允许电流) I_{CM} 使用中, I_C 增大时三极管功耗和发热都增加,可能过热损坏。此外, I_C 过大时,电流放大倍数 $\beta = I_C/I_B$ 降低,需要更大的基极驱动电流 I_B ,这也是不利的。电力三极管的额定电流 I_{CM} 是指在规定的功耗值和散热条件下, β 值不低于规定值时的最大允许的集电极电流。

(3) 饱和压降 U_{CES} 单个三极管一般不超过 $1 \sim 1.5V$, 其值随集电极电流 I_C 的上升而增大。

(4) 基极电流的最大允许值 I_{BM} 。 I_{BM} 比集电极电流最大允许值 I_{CM} 小得多,通常 $I_{BM} = (1/2 \sim 1/10) I_{CM}$, 基极-发射极最大电压额定值一般只有几伏。

(5) 开通和关断时间 t_{on} 、 t_{off} 三极管从断态施加驱动信号开始到等效电阻降为零的通态所经历的时间叫开通时间 t_{on} ; 从通态撤除驱动信号到等效电阻为无限大的断态所经历的时间叫关断时间 t_{off} 。 t_{on} 、 t_{off} 的值越小,三极管开关过程中的功耗也越小,且可在更高频率下工作。

(6) 安全工作区 三极管在开通→导通→关断→截止各运行工作情况下,其所承受的电压 V_{CE} 、电流 i_C 以及相应的稳态和瞬态功耗都不应超过产品手册中给出的安全工作允许值,由这些电压、电流、功耗允许值所限定的电压、电流工作范围称为安全工作区。超出了安全工作区三极管将发生电击穿、或者过流、过热损坏。

(7) 驱动、缓冲和保护电路 为了使三极管在使用中安全、可靠、有效,应设置适当的驱动电路提供适当的正、负值基极电流 I_B 、采用适当的缓冲(抑制和减小电压、电流的瞬时冲击)和保护电路。有关内容将在本书第七章详述。

(8) 耗散功率 在一定环温和散热条件下所允许的耗散功率。

(9) 热阻 R_{JC} 三极管 PN 结与管壳之间的热阻 R_{JC} 。

(10) 最高结温 T_{jm} 不同型号、不同用途的硅三极管最高允许结温一般在 $125^{\circ}\text{C} \sim 200^{\circ}\text{C}$ 范围内,设法降低三极管等半导体开关器件工作时结温是保证其安全工作的重要措施。因为高温工作将导致电性能和热性能的恶化(击穿电压降低,老化加速,性能变差),同时也使半导体器件平均工作寿命下降。结温每增加 20°C ,半导体器件工作寿命差不多要下降 10 倍以上,因此电力三极管使用中必须采用合理的散热器,采用合理的驱动和缓冲电路,控制功耗发热,提高散热能力,降低结温。有关问题将在第七章论述。

电力三极管由于结构所限其耐压难于超过 1500V,现今商品化的电力三极管的额定电压、电流大都不超过 1200V、800A。

2.3 晶闸管及其派生器件

2.3.1 逆阻型晶闸管 SCR

1. 工作原理

晶闸管是三端四层半导体开关器件,共有三个 PN 结, J_1 、 J_2 和 J_3 ,如图 2.10(a)所示。其电路符号为图 2.10(b),A 为阳极(Anode),K 为阴极(Cathode),G 为门极(gate)或控制极。若把晶闸管看成由两个三极管 $T_1(P_1N_1P_2)$ 和 $T_2(N_1P_2N_2)$ 构成的,如图 2.10(c)所示,则其等值电路可表示成图 2.10(d)中虚线框内的两个三极管 T_1 和 T_2 。对三极管 T_1 来说, P_1N_1 为发射结 J_1 , N_1P_2 为集电结 J_2 ,对于三极管 T_2 , P_2N_2 为发射结 J_3 , N_1P_2 仍为集电结 J_2 ,因此 $J_2(N_1P_2)$ 为公共的集电结。当 A、K 两端加正电压时, J_1 、 J_3 结为正偏置,中间结 J_2 为反偏置。当 A、K 两端加反电压时 J_1 、 J_3 结为反偏置,中间结 J_2 为正偏置。晶闸管未导通时,加正压时的外加电压由反偏置的 J_2 结承担,而加反压时的外加电压则由 J_1 、 J_3 结承担。

如果晶闸管接入图 2.10(d)所示外电路,外电源 V_s 正端经负载电阻 R 引至晶闸管阳极 A,电源 V_s 的负端接晶闸管阴极 K,一个正值触发控制电压 V_G 经电阻 R_g 后接至晶闸管的门极 G,如果 $T_1(P_1N_1P_2)$ 的集电极电流分配系数为 α_1 , $T_2(N_1P_2N_2)$ 的集电极电流分配系数为 α_2 ,那么对 T_1 而言, T_1 的发射极电流 I_A 的一部分 $\alpha_1 I_A$ 将穿过集电结 J_2 ,此外 J_2 受反偏电压作用要流过反向饱和电流 i_{CBQ1} ,因此图 2.10(d)中的 I_{C1} 可表达为

$$I_{C1} = \alpha_1 I_A + i_{CBQ1} \quad (2-20)$$

上式与(2-12)式是相同的。同理对 T_2 而言, T_2 的发射极电流 I_C 的一部分 $\alpha_2 I_C$ 将穿过集电结 J_2 ,此外 J_2 受反偏置电压作用要流过反向饱和电流 i_{CBQ2} ,因此图 2.13(d)中 I_{C2} 可表达为

$$I_{C2} = \alpha_2 I_C + i_{CBQ2} \quad (2-21)$$

由图 2.10(d)中可看出

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_C + i_{CBQ1} + i_{CBQ2} = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_C + I_O \quad (2-22)$$

式中: $I_O = i_{CBQ1} + i_{CBQ2}$ 为 J_2 结的反向饱和电流之和或称为漏电流。

再从整个晶闸管外部电路来看应有

$$I_A + I_C = I_C \quad (2-23)$$

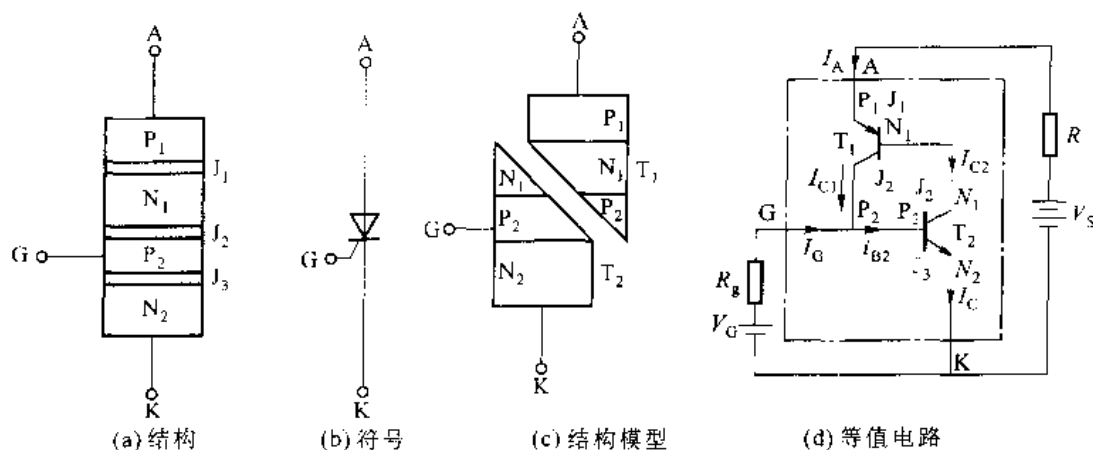


图 2.10 晶闸管的结构、符号、结构模型及等值电路

由(2-22)、(2-23)两式可得到阳极电流 I_A 为

$$I_A = \frac{I_0 + \alpha_2 I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2-24)$$

晶闸管外加正向电压 V_{AK} , 但门极断开, $I_G = 0$ 时, 中间结 J_2 承受反偏电压, 阻断阳极电流, 这时 $I_A = I_C$ 很小, 由(2-24)式

$$I_A = I_C = I_0 / [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)] \approx 0$$

在 I_A 、 I_C 很小时晶闸管中电流分配系数 α_1 、 α_2 也很小, α_1 、 α_2 都随电流 I_A 、 I_C 的增大而增大。如果不加门极电流 I_G , $I_G = 0$, 在正常情况下, 由于 I_0 很小, $I_A = I_C$ 仅为很小的漏电流, $\alpha_1 + \alpha_2$ 不大, 这时的晶闸管处于阻断状态(或称断态)。一旦引入了门极电流 I_G , 将使 I_A 增大, I_C 增大, 这将使电流分配系数 α_1 、 α_2 变大, α_1 、 α_2 变大后, I_A 、 I_C 进一步变大, 又使 α_1 、 α_2 更大。在这种正反馈作用下使 $\alpha_1 + \alpha_2$ 接近为 1, 晶闸管立即从断态转为通态。内部的两个等效三极管都进入饱和导电状态, 晶闸管的等效电阻变得很小, 其通态压降仅 1~2V, 这时的电流 $I_A \approx I_C$ 。则由外电路电源电压 V_S 和负载电阻 R 限定: $I_A \approx I_C \approx V_S / R$ 。一旦晶闸管从断态转为通态后, 因 I_A 、 I_C 已经很大, $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$, 即使撤除门极电流 I_G , $I_G = 0$, 由于 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$, 由(2-24)式可知 $I_A = I_C$ 仍然会很大, 晶闸管仍继续处于通态并保持由外部电路所决定的阳极电流 $I_A = I_C = V_S / R$ 。

使晶闸管从断态转变成通态可以有多种办法:

(1) 正向折转导通 在 $I_G = 0$ 的情况下, 提高阳极-阴极之间的正向电压 V_{AK} , 使反向偏置的 J_2 结(N_1P_2)击穿, 电流 I_A 迅速上升, $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$, I_A 增加到 V_S / R , 晶闸管转到通态。

(2) 高温导通 当温度增加时, 反向饱和电流或漏电流 I_0 随之增加, I_A 、 I_C 增大, $\alpha_1 + \alpha_2$ 变大, 直到 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$, 晶闸管转入通态。

(3) dv/dt 导通: 各 PN 结都存在结电容 C , 当外加正向电压 V_{AK} 的 dv/dt 很高时, 各 PN 结将流过很大的充电电流 $i = C \cdot dv/dt$, 从图 2.10(d) 可看到, P_1N_1 之间的充电电流使 i_{C2} 很大, 这将使 I_A 、 I_C 增大; N_1P_2 之间的充电电流使 I_{B2} 很大, 这相当于有了很大的 I_G 流入 T_2 的基极, 其

作用都将导致电流 I_C 、 I_A 增大, I_A 、 I_C 增大又导致 $\alpha_1 + \alpha_2$ 增大, 而当 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ 时晶闸管就转入通态。

以上三种导通都是在不外加门极信号 I_G 时发生的, 都属于非正常导通, 使用中应设法避免非正常导通的出现。

(4) 门极触发导通 在晶闸管有外加正向电压 V_{AK} 处于正向阻断状态时, 外加门极触发电流 I_G , 引发晶闸管从断态转入通态。

(5) 光注入导通 光控晶闸管。晶闸管有外加正值 V_{AK} 时, J_2 结反偏, 对晶闸管的 J_2 结注入光照能量, 使漏电流增加而由断态转入通态。

2. 静态伏-安特性

图 2.10 中的晶闸管是逆阻型晶闸管(反方向阻断电压)。当 A-K 两端加反向电压时晶闸管处于“反向阻断状态”, 这时晶闸管 J_1 、 J_3 结都处于反偏, 即使加上门极正信号也不可能在晶闸管内部产生电流正反馈过程, 因此不可能引发晶闸管从断态转入通态。这时晶闸管流过的电流只是很小的反向漏电流。但是当反向电压过大而达到反向折转电压 V_{BR} 时则反向漏电流迅速上升。图 2.11(a) 中所示曲线 OAR 就是逆阻型晶闸管的反向电压伏-安特性, 这与二极管的反向特性是类似的。

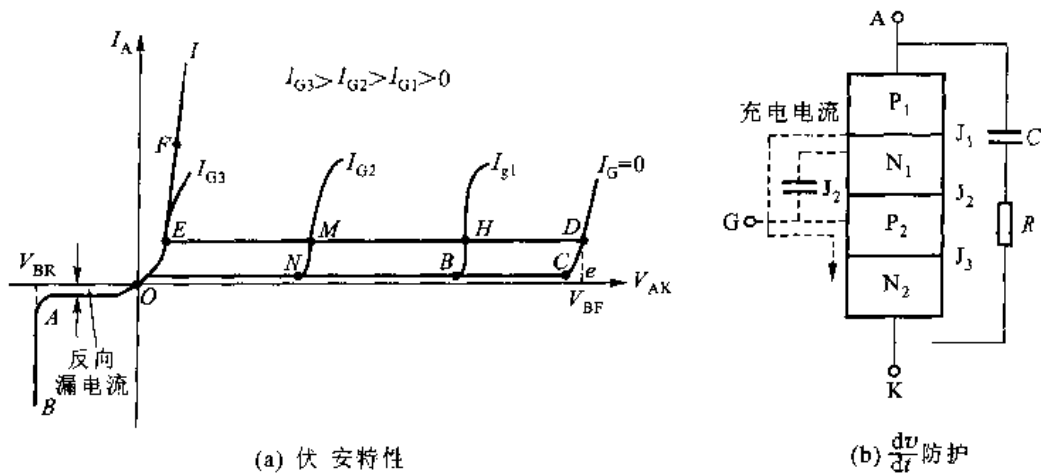


图 2.11 逆阻型晶闸管伏-安特性及 $\frac{dv}{dt}$ 防护

逆阻型晶闸管在 $I_G = 0$ 时其正向电压伏-安特性为图 2.11(a) 中的曲线 OCDEF, OC 为正向阻断线(OC 线与横坐标之间的区域为阻断区), 在 $I_G = 0$ 的情况下, 当正向电压 V_{AK} 达到 V_{BF} 时, 晶闸管的工作点迅即从 D 点转到 E 点, DE 为断态到通态(或反之从通态到断态)的快速转变区, EF 为通态线。 V_{BF} 称为正向折转电压。当 I_G 不为零时, 随着 I_G 的增大, 正向折转电压下降。如图 2.11(a) 中当 $I_G = I_{G1}$ 时其正向伏-安特性为 OBHEF, 正向阻断区减小为 OB 段, $I_G = I_{G2}$ 时特性为 ONMEF, 正向阻断区减小到 ON 段, 当 I_G 增加到超过某一临界值以后(图中应为 $I_G > I_{G3}$), 则正向阻断区几乎消失, 晶闸管正向伏-安特性为 OEF, 这又类似于二极管的正向伏-安特性。因此在有 V_{AK} 电压时, 只要晶闸管外加的触发电流 I_G 超过某一临界值如图 2.11(a)

中的 I_{GS} , 则一旦 I_G 加至晶闸管, 晶闸管就从断态转至通态, 等效于一个正向导电的二极管。

二极管导电只取决于外加电压 V_D 的正、负, $V_D > 0$ 时, 正偏导电, $V_D < 0$ 时, 反偏截止。 V_D 改变极性时, 二极管自然地改变通、断状态而不能人为控制其通、断状态。因此它是不可控的单向开关。晶闸管在外加正向电压 V_{AK} 时, 其开始导电的起点取决于门极触发电流 I_G 的引入时刻。因此晶闸管是可以控制其开通时刻的单向开关。但是一旦转入通态后晶闸管不会因失去了门极电流而转到断态。即它从断态到通态是通过加入 I_G 来控制, 但不能靠撤除 I_G 使其从通态转到断态。因此逆阻型晶闸管是一种半控型开关器件, 上一节介绍的三极管可以通过外电源电路是否送入基极电流 I_B 来控制其通、断状态, 故三极管是一种全控型开关器件。

3. 晶闸管的主要特性参数

(1) 额定电压 V_R 在门极开路 ($I_G = 0$)、器件额定结温时, 图 2.11(a) 中正向和反向折转电压的 80% 值称为断态正向重复峰值电压 V_{DRM} 和断态反向重复峰值电压 V_{RRM} 。因此对晶闸管在其额定结温、门极开路时允许重复施加 V_{DRM} 和 V_{RRM} , V_{DRM} 和 V_{RRM} 这两个电压中较小的一个电压值规定为该晶闸管的额定电压 V_R 。

由于在电路中可能偶然出现较大的瞬时过电压而损坏晶闸管, 在实际电力电子变换和控制电路设计和应用中, 通常按电路中晶闸管正常工作峰值电压的 2~3 倍电压值选定晶闸管的额定电压, 以确保足够的安全容量。

(2) 晶闸管的额定电流 I_R 在环境温度为 40℃ 和规定的散热冷却条件下, 晶闸管在电阻性负载的单相、工频正弦半波导电、结温稳定在额定值 125℃ 时, 所对应的通态平均电流值定义为晶闸管的额定电流 I_R 。晶闸管的额定电流也是基于功耗发热而导致的结温不超过允许值而限定的。如果正弦电流的峰值为 I_m , 则正弦半波电流的平均值 I_{AV} 为

$$I_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} I_m \quad (2-25)$$

正弦半波电流的有效值(均方根值) I 为

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \frac{1}{2} I_m \quad (2-26)$$

由(2-25)、(2-26)得到有效值为

$$I = \frac{1}{2} \pi I_{AV} = 1.57 I_{AV} = 1.57 I_R \quad (2-27)$$

即产品手册中额定电流为 $I_R = I_{AV} = 100$ A 的晶闸管可以通过任意波形、有效值为 157 A 的电流, 其发热温升正好是允许值。在实际应用中由于电流波形可能既非直流(直流电的平均值与有效值相等)又非半波正弦, 因此应按实际电流波形计算其有效值, 再将此有效值除以 1.57 作为选择晶闸管电流额定值的依据。当然由于晶闸管等电力电子半导体开关器件热容量很小, 实际电路中的过电流又不可避免, 故在设计应用中通常应留有 1.5~2.0 倍的电流安全裕量。

(3) 通态峰值电压降。规定为额定电流时的管压降峰值, 一般为 1.5~2.5 V, 且随阳极电流的增大而略为增加。额定电流时通态平均电压降一般 1 V 左右。

(4) 浪涌电流 I_{TSM} 系指晶闸管在规定的极短时间内所允许通过的冲击性电流值, 通常 I_{TSM} 比额定电流大 10~20 倍。

(5) 额定门极触发电流 I_{Gr} 和触发电压 V_{Gr} 额定 I_{Gr} 被规定为当 V_{AK} 为 6V 时, 室温下能使晶闸管由断态转入通态所必须的最小门极电流值。 V_{Gr} 是指产生 I_{Gr} 所需的门极电压值。由于门极 PN 结特性的分散性大, 即使同一型号的晶闸管所需的 I_G 、 V_G 相差都可能很大, 此外环温也影响触发特性, 温度降低时所需的 I_G 、 V_G 也要大些, 高温时所需 I_G 、 V_G 就小些。为了使触发电路能满足同一型号晶闸管在不同环温时的触发要求, 触发电路送出的触发电流、电压值应适当地大于标准所规定的上限, 但又不应该超过门极正向峰值电流、正向峰值电压和门极的功率极限允许值。

(6) 维持电流 I_H 晶闸管已处于通态时, 如果其正向电流下降到某一临界值时, 由于 $\alpha_1 + \alpha_2$ 的减小, 晶闸管将通过其内部的正反馈作用的减弱而自动从通态转变为断态, 这个临界电流值称为维持电流 I_H 。因此当通过晶闸管的实际电流小于维持电流 I_H 值时晶闸管就转为断态, 大于此值时晶闸管还能维持其原有的通态。

(7) 擎住电流 I_L 晶闸管在触发电流作用下被触发导通后, 只要管子中的电流达到某一临界值时, 就可以把触发电流撤除, 这时晶闸管仍然自动维持通态, 这个临界电流值称为擎住电流 I_L 。擎住电流和维持电流都随结温的下降而增大。但是请注意, 擎住电流 I_L 和维持电流 I_H 概念上是不同的。通常擎住电流 I_L 要比维持电流 I_H 大 2~3 倍。

(8) 开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 承受正向电压作用但处于断态的晶闸管, 当门极触发电流来到时, 由于载流子渡越到基区 P_2 需要一定时间, 阳极电流 I_A 要延迟 t_d 时间才开始上升, 尔后再经过一个上升时期 t_r (使基区载流子浓度足够) I_A 才达到由外电路所决定的阳极电流稳定值。晶闸管从断态到通态的开通时间 t_{on} 定义为: $t_{on} = t_d + t_r$, 其中: t_d 为延迟时间, t_r 为上升时间。

当已处于通态的晶闸管(触发电流早已撤除)从外电路施加反向电压于晶闸管 A-K 两端, 并迫使它的阳极电流 I_A 从稳态值开始下降为零后, 晶闸管中各层区的载流子必须经过一定时间才能消失, 恢复其正向阻断能力。晶闸管的关断时间 t_{off} 定义为从阳极电流下降到零开始, 到晶闸管恢复了阻断正向电压的能力并能承受规定的 dv/dt 而不误导通所必需的时间。

晶闸管的关断时间与元件结温、关断前的阳极电流大小以及所加的反向阳极电压有关。普通晶闸管的 t_{off} 约几十微秒左右。为缩短关断时间应适当加大反压, 并保持一段反压作用时间, 以使载流子充分复合而消失。快速晶闸管的 t_{off} 可减小到 10~20 μ s 以下, 可用于高频开关电路的高频晶闸管其关断时间更短(小于 10 μ s)。

(9) 断态电压临界上升率 dv/dt 在额定结温和门极开路条件下, 使晶闸管从断态转入误导通的最低电压上升率称断态电压临界上升率。晶闸管使用中要求断态下阳极电压的上升速度要低于此值。

提出 dv/dt 这个参数是为了防止晶闸管工作时发生误导通。图 2.11(b) 示出阻断状态下 J_2 结相当于一个电容, 虽然依靠 J_2 能阻断正向阳极电压, 但在施加正向阳极电压过程中, 却会有充电电流流过结面, 并流到门极的 J_3 结上, 起类似触发电流的作用, 如图 2.11(b) 所示。如果 dv/dt 过大, 则充电电流足以使晶闸管误导通。

为了限制断态电压上升率, 可以在晶闸管阳极与阴极间并上一个 $R-C$ 阻容缓冲支路, 利用电容两端电压不能突变的特点来限制晶闸管 A、K 两端电压上升率。电阻 R 的作用是防止并

联电容与阳极主回路电感产生串联谐振,此外,晶闸管从断态转到通态时,电阻 R 又可限制电容 C 的放电电流。

(10) 开通电流临界上升率 di/dt 开通电流临界上升率是指在规定的条件下,晶闸管由门极进行触发导通时,晶闸管能够承受而不致损坏的通态电流的最大上升率。

当门极输入触发电流后,首先是在门极附近形成小面积的导通区,随着时间的增长,导通区逐渐向外扩大,直至全部结面变成导通为止。如果电流上升过快,而元件导通的结面还未扩展至全部结面,则可能引起局部过大的电流密度,使门极附近区域过热而烧毁晶闸管。为此规定了通态电流上升率的极限值,实际应用中晶闸管的最大电流上升率要小于这个数值。

为了限制电路的电流上升率,可以在阳极主回路中串入小值的电感,限制电流上升率。

例 2-1 图 2-12 中画斜线部分为一个周期中晶闸管的电流波形,若各波形的最大值为 I_m 100A,试计算各波形电流的平均值 I_{d1} 、 I_{d2} 、 I_{d3} 和电流有效值 I_1 、 I_2 、 I_3 。若考虑二倍的电流安全裕量,选择额定电流 I_R 为 100A 的晶闸管能否满足要求。

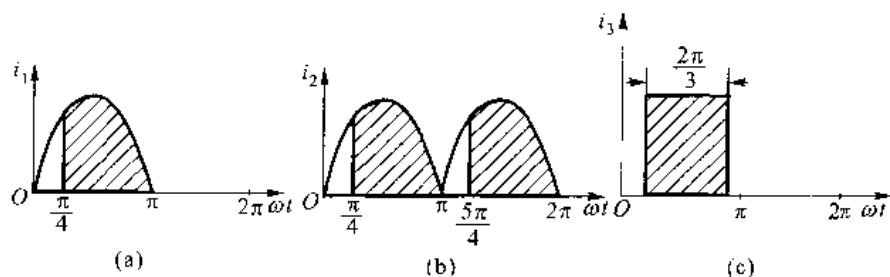


图 2.12 晶闸管电流波形

解: 额定电流 I_R 为 100A 的晶闸管能承受 157A 的有效值电流。若电流安全裕量为二倍,则 100A 的晶闸管能在 $157/2$ 78.5A 有效值电流下安全运行。图 2.12(a) 电流平均值 I_{d1} 和有效值 I_1 应是

$$I_{d1} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/4}^{\pi} I_m \sin \theta d\theta = \frac{I_m}{2\pi} \cos \theta \Big|_{\pi/4}^{\pi} = \frac{I_m}{2\pi} \times 1.707 = 0.272 I_m = 27.2 \text{ A}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/4}^{\pi} I_m^2 \sin^2 \theta d\theta} = \sqrt{\frac{I_m^2}{2\pi} \left(\frac{\theta}{2} - \frac{1}{4} \sin 2\theta \right) \Big|_{\pi/4}^{\pi}} = 0.477 I_m = 47.7 \text{ A} < \frac{100 \times 1.57}{2} \text{ A} = 78.5 \text{ A}$$

图 2.12(b): 电流平均值 $I_{d2} = 2 \times I_{d1} = 54.4 \text{ A}$

$$\text{有效值 } I_2 = \sqrt{I_1^2 \times 2} = \sqrt{2} I_1 = 67.45 \text{ A} < 78.5 \text{ A}$$

图 2.12(c): 电流平均值 $I_{d3} = \frac{1}{3} I_m = 33.3 \text{ A}$

$$\text{有效值 } I_3 = \sqrt{I_m^2 \times 1/3} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_m = 57.7 \text{ A} < 78.5 \text{ A}$$

所以额定电流为 100A 的晶闸管可满足图 2.12 三种电流波形的要求。

2.3.2 逆导型晶闸管 RCT

逆导型晶闸管的作用相当于一个逆阻型晶闸管同一个小二极管反并联,其等效电路与符号如

图 2.13 所示。其正向特性同逆阻型晶闸管一样具有开通可控性,其反向特性是二极管的正向导电特性。将逆阻型晶闸管与二极管集成在同一芯片上使两种元件不用外部连线而合为一体,缩小了总的体积,同时由于器件内部结构的改进使逆导型晶闸管的特性也有所改进:通态管压降更低,关断时间缩短,更高的结温下也能保持较高正向阻断电压。在电力电子变换和控制电路中常常需要一个半控型开关与一个二极管反并联,例如采用晶闸管的 DC-DC 变换电路,这时采用逆导型晶闸管是最好的选择方案。

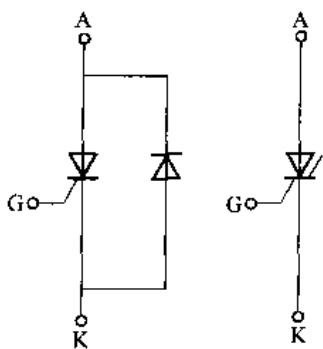


图 2.13 逆导晶闸管等值电路和符号

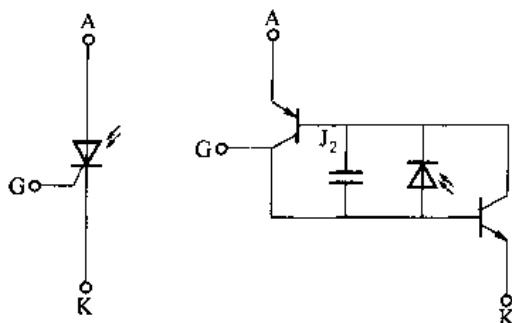


图 2.14 光控晶闸管符号及等值电路

2.3.3 光控晶闸管 LCT

光控晶闸管是一种光触发导通的晶闸管,其工作原理类似于光电二极管。光控晶闸管的符号及其等值电路为图 2.14 所示。在阳极有正向外加电压时, J_2 结被反向偏置,当光照在反偏的 J_2 结上时 J_2 结的漏电流增大,在晶闸管内正反馈作用下促使晶闸管由断态转为通态。

在高压大功率晶闸管电力电子变换和控制装置中,例如在高压直流输电的整流和逆变电路中,要求触发控制电路与高压主电路隔离、绝缘,为此可选用光控晶闸管。大功率光控晶闸管都采用半导体激光器光源,产生触发脉冲信号开通光控晶闸管,从效率、高幅照率及传输特性等方面看采用半导体激光器、通过光缆来传输较强大的光信号,并实现信号源与主电路的高压绝缘是最好的技术方案。

利用 8kV/3.5kA 的光控晶闸管所构成的 300MV·A 容量的电力变换装置是目前最大的电力电子装置。

2.3.4 双向晶闸管 TRIAC

图 2.15 所示双向晶闸管 TRIAC 也是一个三端器件,它有两个主电极 T_1 、 T_2 和一个门极 G,触发信号加在 T_2 极和门极 G 之间,它在正反两个方向电压作用下均可用同一门极控制触发导通。双向晶闸管在结构上可以看做是一对普通逆阻型晶闸管的反并联。其符号、等效电路和阳极伏-安特性如图 2.15 所示。其特性也反映了反并联晶闸管的组合效果,即在第 1 和第 3 象限具有对称的阳极伏-安特性。这个特性与图 2.11 所示逆阻型晶闸管正向导通特性是相同的。对双向晶闸管在门极 G 和主电极 T_2 之间送入正触发脉冲电流(I_G 从 G 流入,从 T_2 流出)或负脉冲电流(I_G 从 T_2 流入,从 G 流出)均能使双向晶闸管导通。根据 T_1 、 T_2 间电压极性的不同以

及门极信号极性的不同,双向晶闸管有四种触发和开通方式:

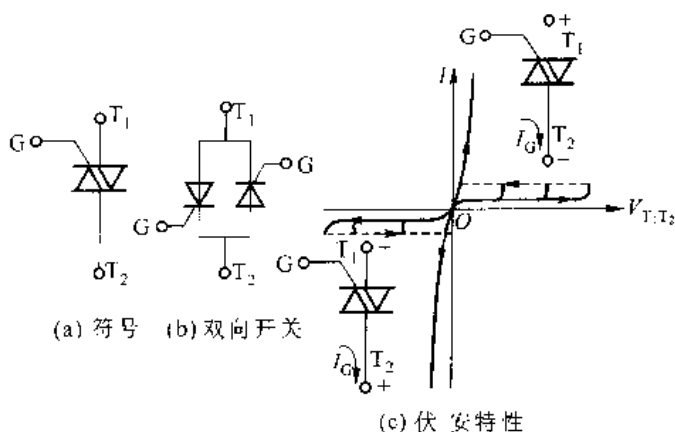


图 2.15 双向晶闸管符号、等效电路和伏安特性

(1) 主电极 T_1 相对 T_2 电位为正的情况下,门极 G 和 T_2 之间加正触发脉冲电压、电流,这时双向晶闸管导通工作在第一象限,被称为 I_I 触发方式。

(2) 主电极 T_1 相对 T_2 电位为正的情况下,门极 G 和 T_2 之间加负触发脉冲电压、电流,这时双向晶闸管导通也工作在第一象限,被称为 I_{II} 触发方式。

(3) 主电极 T_2 相对 T_1 电位为正的情况下,门极 G 和 T_1 之间加正触发脉冲电压、电流,这时双向晶闸管导通工作在第三象限,被称为 III_I 触发方式。

(4) 主电极 T_2 相对 T_1 电位为正的情况下,门极 G 和 T_1 之间加负触发脉冲电压、电流,这时双向晶闸管导通工作在第四象限,被称为 III_{II} 触发方式。

I_I、III_I 两种触发方式灵敏度较高,在实用中常被采用,如图 2.15(c)所示。双向晶闸管多被用在交流电路中,正、负半波都工作,因此有两个参数的意义要特别注意:

(1) 额定电流或称额定通态电流:双向晶闸管的额定电流不是像二极管和晶闸管那样按正弦半波电流平均值定义,而是用有效值定义的,即额定值为 100 A 的双向晶闸管只能通过 100 A 的有效值电流。而额定电流为 100 A 的二极管、逆阻晶闸管则可通过 157 A 的有效值电流。由额定电流的定义可知:在交流电路中一只有效值电流定额为 I_T 的双向晶闸管能承载全波负载电流有效值 I_T ,半波负载电流为 $I_T/\sqrt{2}$,若用晶闸管,其额定电流应为 $\frac{I_T}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{1.57} = 0.45 I_T$,因此电流为 I_T 的双向晶闸管可代替两只反并联的电流定额值为 $0.45 I_T$ 的逆阻型晶闸管。

(2) 如果负载电流是电感性滞后的,双向晶闸管在正向电流下降为零时电源电压早已反向,故相当于在电流刚刚降为零的晶闸管两端瞬时施加一阶跃反压,双向晶闸管在某个方向导通时管芯内各半导体层中分布一定的载流子电荷,电流下降为零时,内部载流子不可能瞬即消失,因此它必须在电流为零瞬间具有承受一定的 dv/dt 反方向电压的能力。否则在反方向触发脉冲还未到来时它可能在反方向电压作用下误导通,而失去门极控制其导通的作用。如果其抗 dv/dt 能力低,则应在元件 T_1 、 T_2 两端之间并联 RC 阻容吸收回路以限制过大的 dv/dt 。必须指出,双向晶闸管抗 dv/dt 的能力与导通时电流下降的 di/dt 有关。 di/dt 小,其能够承受的 dv/dt 值要

大些,请特别留意这里所指的 dv/dt 是双向晶闸管在工作中改变电流方向即通常所说的换流时抗 dv/dt 的能力,其值小于晶闸管已处于完全静态截止情况下所能承受的 dv/dt 值。双向晶闸管是一种交流双向导电开关,它主要应用于交流电压斩波式电压调节控制(或交流电路调功器)和用作固态交流双向开关。

2.4 门极可关断晶闸管 GTO

GTO(门极可关断晶闸管 Gate Turn - Off Thyristor)是一种具有自关断能力的晶闸管。处于断态时,如果有阳极正向电压,在其门极加上正向触发脉冲电流后,GTO 可由断态转入通态,已处于通态时,门极加上足够大的反向脉冲电流,GTO 由通态转入断态。由于不需用外部电路强迫阳极电流为零而使之关断,仅由门极加负脉冲电流去关断它,所以在直流电源供电的 DC-DC,DC-AC 变换电路中应用时不必设置强迫关断电路。这就简化了电力变换主电路,提高了工作可靠性,减少关断损耗,与 SCR 相比还可提高电力电子变换的最高工作频率。GTO 的基本结构、伏-安特性和正向触发导通与普通逆阻型晶闸管相同。但是在 GTO 的设计制造时,使图 2.16(b)中等效晶体管 T_2 的集电极 N_1 电流分配系数 α_2 较大。由图 2.16(b)可知

$$i_{B2} \cdot i_{C2} = i_C$$

$$i_{C2} = \alpha_2 \cdot i_C$$

故

$$i_C = i_{B2} / (1 - \alpha_2) \quad (2-28)$$

当 GTO 处于通态时, $I_G = 0$, $i_{B2} = i_{C1}$, 如果突加一个负触发电流 $-I_G$, 如图 2.16(b) 所示, 则 $i_{B2} = i_{C1} - I_G$ 突然减小, i_{C2} 减小, 使 α_2 减小, $1 - \alpha_2$ 变大, 故由(2-28)得知 i_C 将急剧减小。 i_C 急剧减小, 就是阳极电流 i_A 急剧减小, 又导致电流分配系数 α_2 和 α_1 减小, 使 i_{C1} 急剧减小, 又使 i_C 、 i_A 减小。在这种循环不已的正反馈作用下, 最终导致 GTO 阳极电流减小到维持电流以下, GTO 从通态转入断态。

通态时, GTO 的阳极电流越大(图 2.16 中的 i_{B2} 越大) 则关断时所需的门极反向脉冲电流也越大。阳极电流 I_A

与使 GTO 顺利关断所需的最小门极负脉冲电流 I_{Gmin} 之比 值称为电流关断增益 β , $\beta = I_A / I_{Gmin}$ 。一般 GTO, $\beta \approx 5 \sim 10$, 即要顺利关断 GTO, 所需负脉冲门极电流应大于 $(1/5 \sim 1/10) I_A$, 对于大功率的 GTO, 其额定电流上千安培, 这就给门极脉冲电路的设计提出了很高要求, 不过虽然门极关断负脉冲电流的幅值要求很大, 但电压 V_G 并不大。同时脉冲宽度不必很宽(超过了 5 倍 GTO 关断时间即可)。所以 GTO 的关断功率增益(被关断的阳极电路电压电流乘积与门极回路所需功率之比值)还是很高的。

现今 GTO 产品的额定电流、电压已超过 6kA、6kV, 在 $10MV \cdot A$ 以上的特大型电力电子变换装置中已有不少应用。

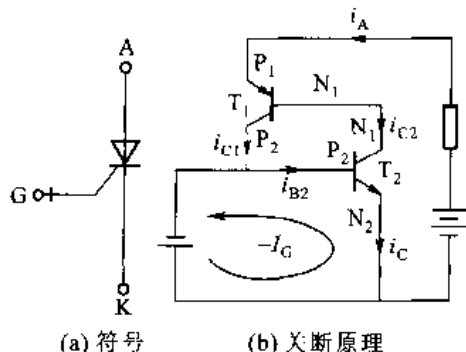


图 2.16 GTO 符号及关断原理图

2.5 电力场效应晶体管 P-MOSFET

场效应管也有三个电极:栅极(控制极)G(Gate)、漏极 D(Drain)和源极 S(Source),由栅极控制漏、源极之间的等效电阻,使场效应管处于截止或导通状态。场效应晶体管有两大类:结型场效应管和绝缘栅型场效应晶体管,结型场效应管是利用 PN 结反向电压对耗尽层厚度的控制来改变漏极、源极之间导电沟道的宽度,从而控制漏、源极之间的等效电阻和电流的大小。绝缘栅场效应管则是利用栅极、源极之间电压形成电场来改变半导体表面感生电荷的多少、改变导电沟道的导电能力和等效电阻,从而控制漏极和源极之间的导电电流。因此绝缘栅场效应管又叫表面场效应管。

图 2.17 示出了一种最常用的绝缘栅型电力金属氧化物半导体场效应晶体管 P-MOSFET (Power-Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)的基本结构、符号和外接电路。图 2.17(a)示出了 MOSFET 器件有三个电极:栅极(控制极)G、漏极 D 和源极 S。它是以一块杂质浓度低的 P 型硅材料作衬底,其上有两处高掺杂的 N 型区(自由电子多)分别引出作为源极 S 和漏极 D,相互隔离的两个 N 区的表面覆盖着金属氧化物 SiO_2 绝缘层,栅极 G 与两个 N 区被绝缘体 SiO_2 绝缘隔开故 G 被称为绝缘栅极。 N_1 为漏极 D, N_2 为源极 S, N_1, N_2 之间地区是 P 型半导体,当图 2.17(b)中漏-源极间电压 V_{DS} 为零、栅-源极之间电压 V_{GS} 也为零时, N 型半导体与 P 型半导体之间要形成空间电荷区(耗尽层)阻挡层,此时 G-S 之间和 D-S 之间都是绝缘的。当漏极与源极之间有外加电压 V_{DS} 时,如果 $V_{GS}=0$,漏-源极之间也不可能导电。栅、源极之间外加正向电压 $V_{GS}>0$ 时, V_{GS} 在 G-P 之间形成电场,在电场力的作用下 P 区的电子移近 G 极,或者说栅极 G 的正电位吸引 P 区的电子至邻近栅极的一侧,当 V_{GS} 增大到超过某一值 V_{GSth} 值时, N_1 和 N_2 中间地区靠近 G 极处被 G 极正电位所吸引的电子数超过该处的空穴数以后,栅极下面原空穴多的 P 型半导体表面就变成电子数日多的 N 型半导体表层。栅极下由栅极正电位所形成的这个 N 型半导体表层感生了大量的电子载流子。它是一个电子浓度很高的沟道(称为 N 沟道)这个沟道将 N_1 和 N_2 两个 N 区联在一起,成为漏极 D 和源极 S 之间的导电沟道,一旦漏-源之间也有正向电压 V_{DS} ,就会形成漏极电流 I_D 。开始出现导电沟道的栅-源电压 V_{GSth} 称为开启电压,一般约为 $2\sim 4\text{V}$ 。在 $V_{GS}=0$ 时, V_{DS} 不能产生电流, $I_D=0$,仅在 V_{GS} 增大到 $V_{GS}=V_{GSth}$ 以后,才使 G-P 之间的外电场增强,形成自由电子导电沟道,才能产生漏极电流 I_D ,故称这种半导体器件为 N 沟道增强型绝缘栅金属氧化物电力场效应晶体管,简称为 P-MOSFET,简称为电力场效应晶体管或场效应管。场效应管依靠栅极电位形成电场、改变漏源极之间导电沟道的等效电阻,控制漏极电流 I_D ,这种控制作用又称为电导调制效应。

P-MOSFET 的工作情况可用其转移特性和输出特性表述。

1. 转移特性

漏极电流 I_D 与栅、源电压 V_{GS} 之间的关系称为 P-MOSFET 的转移特性。如图 2.17(d)所示,图中特性曲线的斜率 $\Delta I_D/\Delta V_{GS}$ 即表示 P-MOSFET 的栅极电压对漏极电流的控制能力。MOSFET 是电压型场控制器件,绝缘栅极的输入电阻很高而等效于一个电容,故仅在突加 V_{GS} 时需要不大的输入电流,而后, $V_{GS}\neq 0$,形成电场但栅极电流基本上为零,因此 MOSFET 驱动功

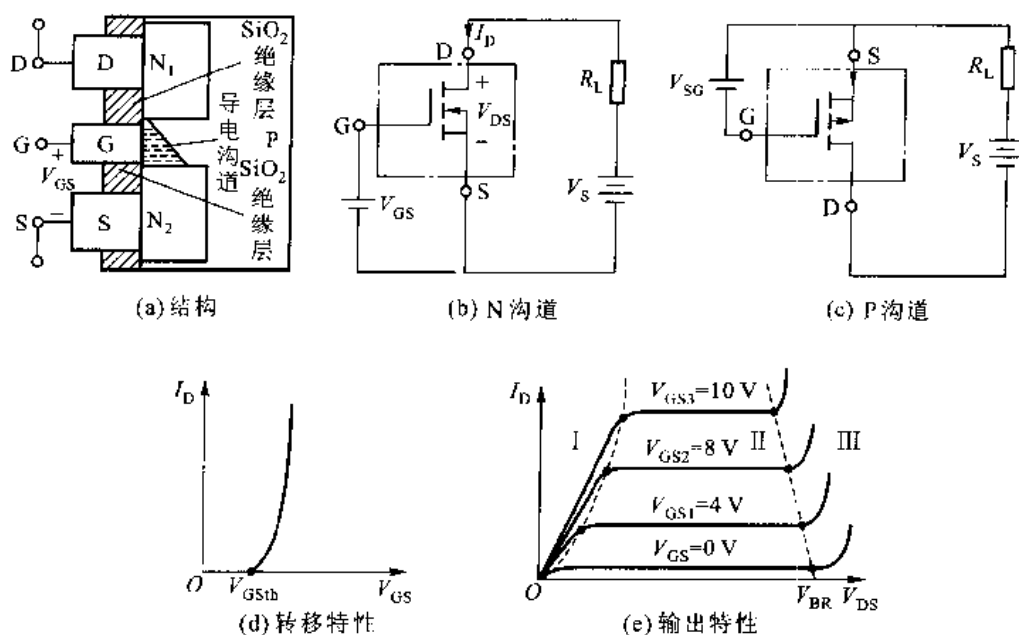


图 2.17 P-MOSFET 基本结构、符号、外接电路及特性曲线

率很小。典型 P-MOSFET 的开启电压 $V_{GS(th)} \approx 2 \sim 4V$, V_{GS} 越高, 通态时 MOSFET 的等效电阻越小, 管压降 V_{DS} 也小些, 为保证通态时漏-源极之间的等效电阻、管压降尽可能小, 栅极电压 V_{GS} 通常设计为大于 $10V$ 。

2. 输出特性

P-MOSFET 的输出特性是在一定的 V_{GS} 时, 其漏极电流 I_D 与漏-源电压 V_{DS} 之间的关系曲线, 如图 2.17(e) 所示, 当 $V_{GS} < V_{GS(th)}$ (开启电压) 时, P-MOSFET 处于截止(断态), 当外加电压 V_{DS} 超过击穿折转电压 V_{BR} 时, 器件将击穿, 使 I_D 急剧增大。当 $V_{GS} > V_{GS(th)}$ 时输出特性可以分为三个区域: 线性导电区 I、饱和恒流区 II 和雪崩击穿区 III。在线性导电区 I 由于 V_{DS} 较小它对导电沟道的影响可忽略不计, 一定的 V_{GS} 对应一定导电沟道宽度和一定的漏-源电阻 R_{DS} , $I_D \approx V_{DS}/R_{DS}$ 随 V_{DS} 而线性增大; V_{DS} 一定时, V_{GS} 增加时导电沟道变宽, 等效调制电阻 R_{DS} 线性变小, $I_D \approx V_{DS}/R_{DS}$ 线性增大。这就形成了图 2.17(e) 中的线性导电区 I (又称为可调电阻区)。对于一定的 V_{GS} , 当 V_{DS} 较大时, 尽管 V_{DS} 增大, 但因 I_D 已达到饱和值, 不能再增大多少, 此即恒流饱和区 II, 这相当于漏源电阻 R_{DS} 随 V_{DS} 而加大, I_D 保持不变。当 V_{DS} 增大到 V_{BR} 时 I_D 突增进入雪崩击穿区 III。在应用中应避免出现这种情况, 否则会使器件损坏。

顺便指出, 从图 2.17(a) 中 P-MOSFET 的基本结构可以看到 MOSFET 内部的 N_1 与 P 区相当于存在一个二极管(称为寄生二极管), 所以在电力电子变换电路中当需要开关正向可控导电、反向自然导电时, 有时不必再在外部反并联一个二极管。当然如果电路反向电流很大时通常还是外并一个较大容量的快速二极管。

由于 MOSFET 中 N_1 、 N_2 及导电沟道 N 中均为多数载流子电子导电故称它是单极型器件, 不存在少数载流子的存储效应, 因而开关时间短, 一般为纳秒级, 例如几十纳秒。因而其工作频

率在所有电力电子开关器件中是最高的,可达 500kHz 以上。用于小功率开关电源的 MOS 管可达几兆 Hz。此外,MOSFET 通态导电时的等效电阻具有正温度系数,电流具有负温度系数(即温度升高时等效电阻加大,电流减小)。因此结温升高后,其等效电阻变大,电流减小,不易产生内部局部热点,这一特点还使多个器件并联工作时能自动调节均分负载电流。反之,由于双极结型电力三极管 BJT 通态导电时的等效电阻具有负温度系数,多个三极管并联时,当某个器件多流过一些电流、其温度多上升一点后,又导致其电阻下降而分担更多的负载电流,从而使并联工作的各个器件难于均分负载电流。

P-MOSFET 由于结构上、导电机理上的原因,通态时管压降要比晶闸管、三极管大些。此外也不易制成高压器件(额定电压越高者,通态压降越大)。通常用于低电压、高频电力电子变换和控制电路。现在 P-MOSFET 的最高电压、电流值为 500V~1000V,200A。

图 2.17(a)、(b)所示是 N 沟道增强型绝缘栅场效应管。图中当 $V_{GS} \leq V_{GSth}$ 时,MOS 管截止,当 $V_{GS} > V_{GSth}$ (开启电压)时,形成导电沟道而导电,故称之为增强型场效应管。如果 N 沟道场效应管被设计制造成在 $V_{GS} \geq 0$ 时有导电沟道,当 $V_{GS} < -V_{GSF}$ 后,MOS 管才截止,则称为耗尽型场效应管, $-V_{GSF}$ 被称为夹断电压。

如果图 2.17(a)中不用 P 型半导体材料做衬底,而改用 N 型半导体材料做衬底。D、S 极从两个高掺杂的 P 型半导体引出,则称为 P 沟道场效应管,这时参与导电的仅为 P 型半导体的多数载流子空穴。图 2.17(c)示出这种 P 沟道增强型场效应管符号及应用电路原理图。这时当 $V_{SG} < V_{SGth}$ 时,MOS 管截止;当 V_{SG} 大于开启电压 V_{SGth} 时,在 $V_{SD} > 0$ 时,MOS 管导电,电流方向为源极 S 到漏极 D。如果 P 沟道场效应管被设计制造成耗尽型场效应管,则在 $V_{SG} \geq 0$ 时 MOS 管就导电,在 $V_{SG} < -V_{SGF}$ 时,MOS 管才截止, $-V_{SGF}$ 被称为夹断电压。实际应用中的电力场效应管大都是图 2.17(b)所示 N 沟道增强型绝缘栅场效应管。

2.6 绝缘门极双极型晶体管 IGBT

2.6.1 工作原理

P-MOSFET 器件是单极型(N 沟道 MOSFET 中仅电子导电、P 沟道 MOSFET 中仅空穴导电)、电压控制型开关器件,因此其通、断驱动控制功率很小,开关速度快,但通态压降大,难于制成高压大电流器件。电力三极晶体管是双极型(其中电子、空穴两种多数载流子都参与导电)、电流控制型开关器件,因此其通-断控制驱动功率大,开关速度不够快,但通态压降低,可制成较高电压和较大电流的开关器件。为了兼有这两种器件的优点弃除其缺点,20 世纪 80 年代中期出现了将它们通、断机制相结合的新一代半导体电力开关器件——绝缘门极双极型晶体管 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor),这是一种复合器件,它的输入控制部分为 MOSFET,输出级为双极结型三极晶体管,因此兼有 MOSFET 和电力晶体管的优点:高输入阻抗,电压控制,驱动功率小,开关速度快、工作频率可达 10~40kHz(比电力三极管高),饱和压降低(比 MOSFET 小得多,与电力三极管相当),电压、电流容量较大,安全工作区较宽。目前 2500~3300V、800~1800A 的 IGBT 器件已有产品,可供几千 kV·A 以下的高频电力电子装置选用。图 2.18

为IGBT的符号、内部结构等值电路及静态特性。IGBT也有三个电极:门极G、发射极E和集电极C。输入部分是一个MOSFET管,图中 R_{ds} 表示MOSFET的等效调制电阻(即漏极-源极之间的等效电阻 R_{DS})。输出部分为一个PNP三极管 T_1 ,此外还有一个内部寄生的三极管 T_2 (NPN管),在NPN晶体管 T_2 的基极与发射极之间有一个体区电阻 R_{br} 。

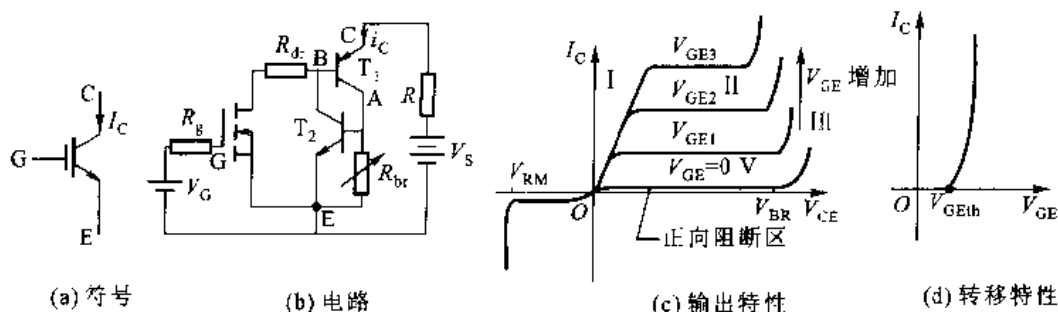


图 2.18 IGBT 符号、电路及特性

当门极G与发射极E之间的外加电压 $V_{GE}=0$ 时,MOSFET管内无导电沟道,其调制电阻 R_{ds} 可视为无限大, $I_C=0$,MOSFET处于断态。在门极G和发射极E之间外加控制电压 V_{GE} ,可以改变MOSFET管导电沟道的宽度,从而改变调制电阻 R_{ds} ,这就改变了输出晶体管 T_1 (PNP管)的基极电流,控制了IGBT管的集电极电流 I_C 。当 V_{GE} 足够大时(例如15V),则 T_1 饱和导电,IGBT进入通态。一旦撤除 V_{GE} , $V_{GE}=0$,则MOSFET从通态转入断态, T_1 截止,IGBT器件从通态转入断态。

2.6.2 静态特性

1. 输出特性:输出特性是 V_{GE} 一定时集电极电流 I_C 与集电极-发射极电压 V_{CE} 的函数关系

$$I_C = f(V_{CE}) \big|_{V_{GE} = \text{const}}$$

图2.18(c)示出IGBT的输出特性,它类似于图2.17(e)MOS管的输出特性。 $V_{GE}=0$ 的曲线对应于IGBT处于断态。在线性导电区I, V_{CE} 增大, I_C 增大。在恒流饱和区II,对于一定的 V_{GE} , V_{CE} 增大, I_C 不再随 V_{CE} 而增大。

在 V_{CE} 为负值的反压下其特性曲线类似于三极管的反向阻断特性。

为了使IGBT安全运行,它承受的外加正、反向电压应小于图中的正、反向折转击穿电压。

2. 转移特性:转移特性是图2.18(d)所示的集电极电流 I_C 与栅极电压 V_{GE} 的函数关系

$$I_C = f(V_{GE})$$

当 V_{GE} 小于开启阈值电压 V_{GEth} 时,等效MOSFET中不能形成导电沟道,因此IGBT处于断态。当 $V_{GE} > V_{GEth}$ 后,随着 V_{GE} 的增大 I_C 显著上升。实际运行中外加电压 V_{GE} 的最大值 V_{GEM} 一般不超过15V以限制 I_C 不超过IGBT管的允许值 I_{CM} 。IGBT在额定电流时的通态压降一般约1.5~3V。其通态压降通常在其电流较大(接近额定值)时具有正的温度系数(I_C 增大时,管压降大),因此在几个IGBT并联使用时IGBT器件具有电流自动调节均流的能力,这就使多个

IGBT 易于并联使用。

2.6.3 擎住效应

由图 2.18(b) 电路可以看到 IGBT 内部的寄生三极管 T_2 与输出三极管 T_1 等效于一个晶闸管。内部体区电阻 R_{in} 上的电压降作为一个正向偏压加在寄生三极管 T_2 的基极和发射极之间。当 IGBT 处于截止状态和处于正常稳定通态时 (i_c 不超过允许值时), R_{in} 上的压降都很小, 不足以产生 T_2 的基极电流, T_2 (NPN) 不起作用。但是如果 i_c 瞬时过大, R_{in} 上压降过大, 则可能使 T_2 导通, 一旦 T_2 导通, 即使撤除门极电压 V_{GE} , IGBT 仍然会像晶闸管一样处于通态, 使门极 G 失去控制作用, 这种现象称为擎住效应。在 IGBT 的设计制造时已尽可能降低体区电阻 R_{in} , 使 IGBT 的集电极电流在最大允许值 I_{CM} 时, R_{in} 上的压降仍小于 T_2 管的起始导电所必需的正偏压。但是实际工作中一旦 i_c 过大时则可能出现擎住效应。如果外电路不能限制住 i_c 的增长则可能损坏器件。

除过大的 i_c 可能产生擎住效应外, 当 IGBT 处于截止状态时, 如果集电极电源电压过高使 T_1 管 (PNP) 漏电流过大, 也可能在 R_{in} 上产生过高压降使 T_2 导通而出现擎住效应。

可能出现擎住效应的第三个情况是: 关断过程中, MOSFET 的关断十分迅速, MOSFET 关断后图 2.18(b) 中三极管 T_1 的 J_2 结反偏电压 V_{BA} 增大, MOSFET 关断得越快, 集电极电流 i_c 减小得越快, 则 $V_{\text{CA}} - V_{\text{S}} = R \cdot i_c$ 增加得越快, $\text{d}v_{\text{CA}}/\text{d}t$ 越大, 则 J_2 结电容电流 $C_2 \cdot \text{d}v_{\text{BA}}/\text{d}t \approx C_2 \cdot \text{d}v_{\text{CA}}/\text{d}t$ (C_2 为等效结电容) 也越大。这个结电容电流经 A 点流过 R_{in} 又可能产生很大的压降 v_{GE} 使 T_2 导通产生擎住效应, 使 IGBT 的关断失控。为了防止这种关断过程中出现擎住效应, 一方面应在 IGBT 集电极 C—发射极 E 两端并联接入一个电容减小关断时的 $\text{d}v_{\text{CE}}/\text{d}t$, 同时也可考虑增大图 2.18(b) 中门极驱动电路的电阻 R_g 以适当减慢 MOSFET 的关断过程, 这种措施称为慢关断技术。

最近十年 IGBT 已得到了广泛应用, 3.3kV~4.5kV/1200~1800A 的器件已开始实用。IGBT 的缺点是单个 IGBT 的电压、电流允许值很难再提高, 因为提高电压将使关断时间拉长、开关损耗增大, 同时通态压降、通态损耗也加大。为了改进 IGBT 的缺点, 在 IGBT 的基础上一种新的器件 IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor) 注入增强门极晶体管已被研制成功。由于利用了电子注入增强效应, IEGT 兼有 IGBT 和 GTO 两者的某些优点: 较低的饱和压降 (与晶闸管相当), 较宽的安全工作区 (缓冲电路容量仅为 GTO 的十分之一), 较低的驱动功率 (比 GTO 低二个数量级), 较高的工作频率和较高的工作电压 (与 GTO 相当)。虽然研制时间不长但现在已有 4500V/1000A 器件开始工业试用, 随着其结构和制造工艺的进一步改进, 将来 IEGT 也许会在大功率应用领域取代 GTO。

2.7 MOS 控制晶闸管 MCT 和集成门极换流晶闸管 IGCT

IGBT 是 MOSFET 与双极结型晶体三极管的复合结构, 由前级 MOS 管控制双极结型晶体三极管。而 MOS 控制晶闸管 MCT (Mos Controlled Thyristor) 是在晶闸管结构中引进一对 MOSFET 管构成的, 通过这一对 MOSFET 管来控制晶闸管的开通和关断。图 2.19 示出了

MCT的等效电路模型和符号。 T_1 、 T_2 为构成晶闸管的两个三极管,使MCT开通的MOSFET称为ON-FET,使MCT关断的MOSFET称为OFF-FET。

图2.19中,当正电压加在MCT开关管阳极A、阴极K之间时,如果门极G相对阳极A加负脉冲电压驱动信号时, $V_{AG} > 0$,则 i_{gon} 向P沟道MOS管提供驱动信号,P沟道的ON-FET导电,参见图2.17(c),为 T_2 提供基极电流 i_{b2} ,从而引发 T_1 、 T_2 管内部的正反馈机制: V_{AG} 使 $i_{b2} \uparrow$, $i_{c2} \uparrow$, $i_{b1} \uparrow$, $I_A \uparrow$, $i_{c1} \uparrow$, $i_{b2} \uparrow$,随着 I_A 的增大, T_1 、 T_2 的电流分配系数 $\alpha_1 + \alpha_2 \rightarrow 1$,最终导致MCT从断态转入通态(参见公式2.24)。MCT中晶闸管部分一旦导通,其通道电阻(T_1 的等效电阻)要比ON-FET的导通电阻小得多,因此主电流由晶闸管(T_1 、 T_2)承担,ON-FET管只起最初引发晶闸管电流正反馈机制的作用,一旦晶闸管导通后,撤除ON-FET的外加门极控制电压 V_{AG} ,MCT仍继续导通。

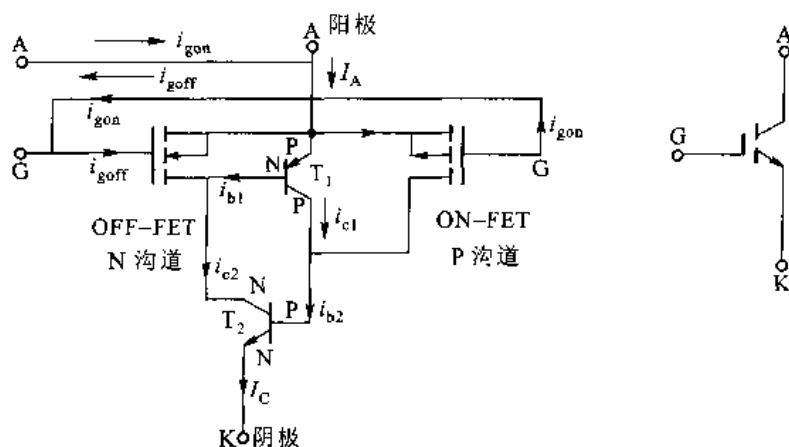


图 2.19 MCT 的等值电路模型及符号

当门极 G 相对于阳极 A 加上正脉冲电压信号时, $V_{GA} > 0$, i_{gon} 向 N 沟道 MOS 管提供驱动信号使 N 沟道的 OFF-FET 管开通,OFF-FET 导电后其端电压变小,使 T_1 管基极电流 i_{b1} 减小,从而引发 T_1 、 T_2 管内部正反馈控制: $i_{b1} \downarrow$, $i_{c1} \downarrow$, $i_{b2} \downarrow$, $I_C \approx I_A \downarrow$, $i_{c2} \downarrow$, $i_{b1} \downarrow$,随着 I_A 、 I_C 的不断减小, T_1 、 T_2 的电流分配系数 α_1 、 α_2 越来越小,最终导致MCT从通态转入断态。

由上述分析得知图2.19中的MCT是通过激发P沟道的MOS管ON-FET来开通晶闸管,通过激发N沟道的MOS管OFF-FET来关断晶闸管。这种MCT被称为P-MCT。对于P-MCT一般 $-5V \rightarrow -15V$ 脉冲电压 V_{GA} 可使MCT开通, $+10V$ 脉冲电压 V_{GA} 可使MCT关断。MCT的静态特性与晶闸管一样,但它是一种新型的场控器件,其触发驱动电路要比可关断晶闸管GTO简单得多。此外其通态压降低(与晶闸管相同,比IGBT小,比电力三极管小),开关速度比GTO快(比IGBT慢),且结温可高达 200°C 。但是这种器件在20世纪80年代末出现后,由于其结构和制造工艺都比较复杂,成品率不高,特性的改善在过去十多年的研制中困难很大,进展缓慢,现在还难于做到 $4500V/2500A$ 水平。20世纪90年代后期又发展了一种称为IGCT(Integrated Gate Commutated Turn-off Thyristor)集成门极换流晶闸管,又称为发射极关断晶闸管ETO,实际上IGCT就是把GTO芯片与反并联二极管和门极驱动电路集成在一起,再将其门

变换和四象限 DC/DC 变换。图 2.22(c) 和 2.23(b) 的六个开关组成的三相桥式电路可实现三相 AC/DC、DC/AC 变换。图 2.23 为 MOS 管模块, 其中图 2.23(c) 为一个单开关模块, 其中四个 P-MOSFET 器件并联, 由同一个门极信号控制以增加整体额定电流。图 2.24 所示模块为由 7 个 IGBT 和 13 个二极管组成的三相 AC—DC—AC 电力变换电路(间接变频器)。A、B、C 三端引入交流输入电源, X、Y、Z 三端输出至交流负载。L、P、N 三端引出外接体积大而不能装在模块内的电路元件, 例如 P、N 两端或 L、N 两端外接滤波电容 C, L、P 两端外接三相桥的输入电路开关或熔断器等元器件。

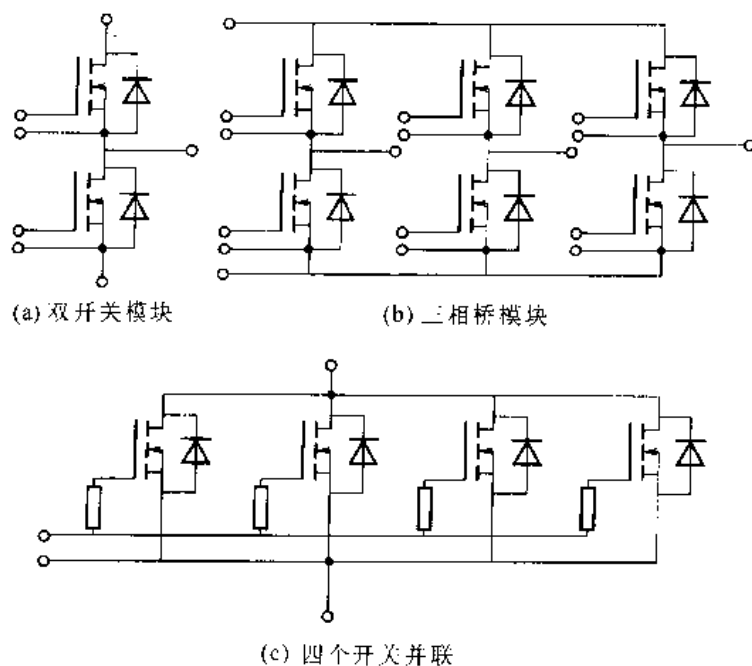


图 2.23 MOSFET 功率模块

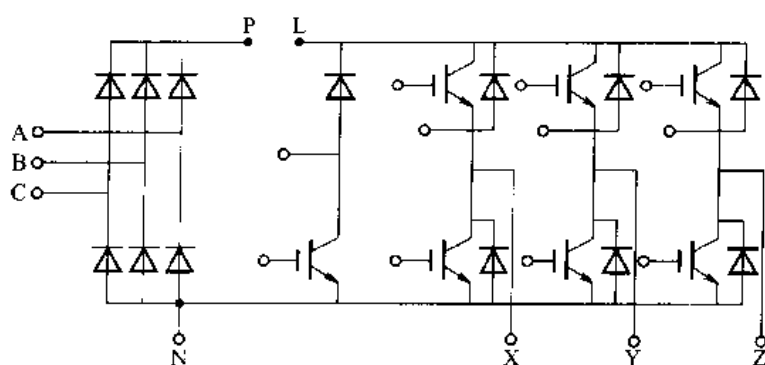


图 2.24 AC—DC—AC 变频功率模块

如果将电力电子开关器件与电力电子变换器控制系统中的某些信息电子电路环节(如工作状态和运行参数的检测、驱动信号的生成和处理、缓冲、故障保护和自诊断等)制作在一个整体芯

片上,则称为功率集成电路 PIC(Power Integrated Circuit)。不同的功率集成电路 PIC 由于其侧重的性能、要求不同,有的被称为高压集成电路 HVIC(High Voltage IC),有的被称为智能功率集成电路 SPIC(Smart Power IC)或智能功率模块 IPM(Intelligent Power Module)。在功率集成电路 PIC 中,高、低压电路(主回路与控制电路)之间的绝缘或隔离问题以及开关器件模块的温升、散热问题一直是 PIC 发展的技术难点。现在将 IGBT 及其辅助器件、驱动、保护电路集成在一起的智能 IGBT 已在小功率电力电子变换器中得到较多的应用。较大功率的智能功率模块也已开始应用于高速列车牵引的电力传动系统的电力变换器。功率集成电路 PIC,实现了电能变换和信息处理的集成化,它与高频化、数字化一样是未来电力电子变换和控制技术的发展方向。

小 结

本章介绍了电力二极管 D、三极管 BJT、晶闸管 SCR、可关断晶闸管 GTO、电力场效应晶体管 P-MOSFET、绝缘门极晶体管 IGBT(含 IEGT)、MOS 控制晶闸管 MCT(含 IGCT)以及静电感应晶体管 SIT、静电感应晶闸管 SITH 等九种半导体电力开关器件。

1. 根据开关器件开通、关断可控性的不同,开关器件可以分为三类:

(1) 不可控器件 仅二极管 D 是不可控开关器件,其阳极 A 与阴极 K 有正向偏置电压时自然地导电而处于通态,当阳极 A 与阴极 K 之间有反向偏置电压时,自然地不导电而处于断态。

(2) 半控器件 仅普通晶闸管 SCR 属于半控器件。在其控制极 G 和阴极 K 之间外加正向触发脉冲电流 I_g 后,SCR 从断态转入通态。可以通过 I_g 控制其导通起始时刻,一旦 SCR 导通后,撤除 I_g ,SCR 仍继续处于通态。即控制极只能控制其导通而不能控制其关断,要使处于通态的 SCR 转入断态,除非其阳极 A 与阴极 K 之间的电压 V_{AK} 为零或反向,使其阳极电流减小到小于维持电流 I_H 。在交流整流电路中电源电压周期性地过零变负,可使 SCR 自然地由通态转入断态,所以 SCR 广泛地应用于可控整流。在直流电源供电的 DC—DC、DC—AC 变换电路中,电源电压不可能为零、变负。因此,要使 SCR 从通态转入断态必须设置强迫关断电路,或者利用谐振电路使已处于通态的 SCR 两端电压为零、电流为零而关断 SCR,或者利用负载反电动势使其关断。

(3) 全控型器件 其他 7 种器件,三极管 BJT、可关断晶闸管 GTO、电力场效应晶体管 P-MOSFET、绝缘门极晶体管 IGBT(以及注入增强门极晶体管 IEGT)、MOS 控制晶闸管 MCT(以及集成门极换流晶闸管 IGCT)、静电感应晶体管 SIT 以及静电感应晶闸管 SITH 都是全控型器件,即通过门极(或基极或栅极)是否施加驱动信号既能控制其开通又能控制其关断。

2. 根据开通和关断所需门极(栅极)驱动信号的不同要求,开关器件又可分为电流控制型开关器件和电压控制型开关器件两大类。

以上 9 种开关器件中除不可控器件二极管外,8 种可控器件中除 SCR、BJT 和 GTO 为电流驱动控制型器件外,其他 5 种均为电压驱动控制型器件。

(1) 普通晶闸管只要求脉冲电流触发其开通,并不要求有持续的门极(控制极)电流保持其通态,脉冲电流的持续时间只要(3~5)倍 SCR 的开通时间就足以使其从断态可靠地转入通态。当然,阳极、阴极之间必须有外加正向电压。

(2) GTO 要求有正的脉冲电流触发其开通,负的脉冲电流使其关断,并不要求有持续的正、

负控制极电流保持其通态或断态。

(3) 三极管 BJT 要求有正的、持续的基极电流开通并保持为通态,当基极电流为零后 BJT 关断;但为了加速其关断,最好能提供负的脉冲电流。为了使其可靠地截止,最好加负基极电压。

(4) P-MOSFET 和 IGBT 要求有正的持续的栅极(或门极)驱动电压使其开通并保持为通态,要求有负的、持续的栅极(或门极)电压使其关断并保持为可靠的断态。SIT(SITH)要求有持续的电压控制截止、导通。MCT 只要求有正、负脉冲电压控制其通、断状态。这 4 种电压型驱动器件的驱动功率都远小于 SCR、GTO 和 BJT 等电流型开关器件,驱动电路也比较简单可靠,且工作频率高。

3. 按照半导体电力开关器件内部电子和空穴两种载流子参与导电的情况之不同,开关器件又可分为单极型器件、双极型器件和复合型器件。P-MOSFET 和 SIT 等开关器件中只有一种载流子(电子或空穴)参与导电,故称为单极型器件;二极管、晶闸管、GTO、BJT 和静电感应晶闸管 SITH 中电子、空穴两种载流子均参与导电,故称为双极型器件。绝缘门极晶体管 IGBT 和 MOS 控制晶闸管 MCT 是由 MOSFET 和晶体管、晶闸管复合而成,因此是复合型电力电子器件。单极型器件都是电压驱动型全控器件。IGBT 和 MCT 驱动输入部分也是 MOSFET,因此 IGBT、MCT 也是电压驱动型全控器件。电压驱动型器件的共同特点是输入阻抗高、所需驱动功率小、驱动电路简单、工作频率高,但通态压降要大一些。双极型器件大都是电流驱动型器件,电流驱动型器件的共同特点是通态压降小,通态损耗小,但所需驱动功率大,驱动电路比较复杂,工作频率较低。

目前已广泛应用的开关器件中电压、电流额定值最高的可控开关器件是 SCR,其次是 GTO,再次是 IGBT、MCT、SIT、BJT,最小的是 P-MOSFET。允许工作频率最高的是 P-MOSFET、SIT、SITH,其次是 IGBT、BJT、MCT 和 GTO,最低的是 SCR。

半导体开关是利用外加电流或外加电压形成电场改变半导体器件的导电性能而使其处于通态和断态,和普通触点接通-分离的机械开关相比有两个特点。第一,其开通和关断过程比机械开关快几千倍到几十万倍。因此它可以在很高频率下实现电能变换和控制。第二,处于“通态”时,其等效电阻不可能为零而有 1~3V 左右的饱和压降,处于断态时仍有很小的漏电流,而绝非理想地通态和断态,断态不理想所产生的漏电流(微安级)一般均可忽略不计,通态不理想所产生的管压降的功耗发热在设计和使用中却不容忽视。

在电力电子变换和控制电路中,开关器件在通态和断态之间周期性转换,为此要求开关器件开通、关断时间短;通态压降小;断态等效电阻大、漏电流小;器件能承受较大的 dv/dt 和 di/dt ;开关器件在任何瞬间其承受的电压、电流均不应超过允许值,电压电流的乘积不超过发热温升所允许的限定值。即器件无论在开通、关断过程中以及在通态、断态时均不超出器件的安全工作区。

从器件的应用手册和数据表可以查到各类不同型号的器件的各种特性参数和安全工作区。据此,设计者可根据所需的电力变换的类型和特性要求,供电电源情况(DC 或 AC 电压大小、频率等)以及各类开关器件的优缺点,对性能和所需投资综合分析评估,合理地选用开关器件。

本章未讲述开关器件的开通和关断动态特性,相关内容将在第 7 章中介绍。

从第一个电力半导体可控开关晶闸管发明(1957 年)至今四十多年间,半导体电力开关器件

的类型,电压、电流额定值及特性已经有了重大发展和改进。但是近半个世纪中研制使用的半导体开关器件一直使用硅材料,硅是20世纪下半叶最成功最成熟的电力半导体器件用材料。根据最近的研究结果,可以预计,碳化硅 SiC 将是21世纪上半叶最可能成功、成熟的电力半导体器件用材料。碳化硅的优点是:其工作温度可高达 300°C ,PN 结耐压易于做到 5kV ,导通电阻小,用碳化硅材料做成同样耐压水平的 MOSFET 管,其通态电阻 $R_{\text{DS(on)}}$ 仅是硅器件的二百分之一。碳化硅的导热性也很好。其本征半导体载流子浓度比硅小十几个数量级,故漏电流特别小。一旦解决材料提纯和结晶工艺方面的问题,碳化硅器件的微细加工工艺和高温运行的外围技术获得突破,使造价降低下来,那么以碳化硅为材料的电力电子器件将很快实用化,那时电力电子技术将会有一个飞跃发展。

最近十年电力电子器件发展的一个重要趋势是将半导体电力开关器件与其驱动、缓冲、监测、控制和保护等所有硬件集成一体,构成一个功率集成电路 PIC。PIC 器件把电力电子变换和控制系统中尽可能多的硬件以芯片的形式封装在一个模块内,使之不再有额外的引线联接,不仅极大地方便了使用,而且能大大降低系统成本,减轻重量,缩小体积,把寄生电感减小到几乎为零,大大提高电力电子变换和控制的可靠性,PIC 实现了电能与信息的集成,如果能妥善解决 PIC 内部的散热、隔离等技术难题,今后 PIC 将使电力电子技术发生革命性的变革。

复习题及思考题

1. 说明半导体 PN 结单向导电的基本原理和静态伏-安特性。
2. 说明二极管的反向恢复特性。
3. 二极管在电路中有哪些用途?
4. 说明半导体三极管电流放大的基本原理和静态工作特性。
5. 三极管的四个电压值 BV_{CEX} 、 BV_{CES} 、 BV_{CER} 和 BV_{CEO} 的定义是什么? 其大小关系如何?
6. 说明晶闸管的基本工作原理。在哪些情况下,晶闸管可以从断态转变为通态? 已处于通态的晶闸管,撤除其驱动电流为什么不能关断,怎样才能关断晶闸管?
7. 直流电源电压 $V_s = 220\text{V}$,经晶闸管 T 对负载供电,负载电阻 $R = 20\Omega$,电感 $L = 1\text{H}$,晶闸管擎住电流 $I_L = 55\text{mA}$,维持电流 $I_H = 22\text{mA}$,用一个方波脉冲电流触发晶闸管。试计算:
 - (1) 如果负载电阻 $R = 20\Omega$,触发脉冲的宽度为 $300\mu\text{s}$,可否使晶闸管可靠地开通?
 - (2) 如果晶闸管已处于通态,在电路中添加一个 $1\text{k}\Omega$ 的电阻能否使晶闸管从通态转入断态?
 - (3) 为什么晶闸管的擎住电流 I_L 比维持电流 I_H 大?
8. 额定电流为 10A 的晶闸管能否承受长期通过 15A 的直流负载电流而不过热?
9. 说明 GTO 的关断原理。
10. 说明 P-MOSFET 栅极电压 V_{GS} 控制漏极电流 I_D 的基本原理。
11. 作为开关使用时 P-MOSFET 器件主要的优缺点是什么?
12. 比较 MOS 控制晶闸管 MCT 与静电感应晶体管 SIT 的通-断控制机理。
13. 列表比较 BJT、SCR、GTO、P-MOSFET、IGBT、MCT 以及 SIT 7 种可控开关器件对触发(或驱动)电流(或电压)波形的要求及主要优缺点。
14. 21 世纪电力电子开关器件最可能的重大技术发展是什么?

第3章 直流—直流变换器

本章首先介绍四类基本的直流—直流电压变换器:降压变换器(Buck变换器)、升压变换器(Boost变换器)、降压—升压(Buck-Boost)变换器、升压—降压(Cuk)变换器。内容涉及电路结构、升、降压原理,电流连续和电流断流工作情况的分析,变压比和输出电压外特性。随后介绍两象限、四象限直流—直流变换器和多重、多相直流—直流变换器两类复合变换器的基本工作原理。最后介绍带隔离变压器的直流—直流变换器。

3.1 直流—直流降压变换器(Buck变换器)

3.1.1 电路结构和降压原理

图3.1(a)虚线框内全控型开关管T和续流二极管D构成了一个最基本的直流—直流降压变换器。这种降压变换器被称为buck变换器或直流斩波器。它是一种输出电压平均值 V_O 小于或等于输入电压 V_I 的单开关管非隔离型的直流电压变换器。

对开关管T施加图3.1(b)所示的驱动信号 V_g ,在 T_{on} 期间 $V_g > 0$,开关管T导通,在随后的 T_{off} 期间, $V_g = 0$,T阻断。对开关管T进行高频周期性的通—断控制,开关周期, $T_s = T_{on} + T_{off}$,开关频率 $f = 1/T_s$ 。开关管导通时间 T_{on} 与周期 T_s 的比值称为导通占空比 D ,简称导通比或占空比, $D = T_{on}/T_s$ 。

开关管T导通的 $T_{on} = DT_s$ 期间,直流电源电压 V_I 经开关管T直接输出至负载(电阻 R 、电感 L)。变换器输出电压 $v_{EO} = V_I$,这时二极管D承受反压而截止, $i_D = 0$,电源电流 i_I 经开关管T流入负载,负载电流 $i_O = i_I$ 。在开关管T阻断的 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间,负载与电源脱离,由于感性负载电流 i_O 不可能立即为零,在电流 i_O 减小的过程中 di_O/dt 为负值,图3.1(a)中的电感 L 两端产生反电动势 $e_{FO} = e_F - e_O = L(di/dt)$ 为负值, $e_{OF} = e_O - e_F = -e_{FO} = -Ldi/dt$ 为正值,即O点电位高于F点电位,这时二极管D承受正向电压导通,负载电流 i_O 经二极管D继续环流,D也因此被称为续流二极管。如果T阳断的整个 T_{off} 期间感性负载电流 i_O 经二极管D环流时并未衰减到零,则在 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间,二极管D一直导通,变换器输出电压 $v_{EO} = 0$,图3.1(c)示出输出电压 v_{EO} 的波形。在所选时间起始点情况下,由图3.1(c),在一个周期 T_s 中输出电压的直流平均值 V_O 为

$$V_O = \frac{1}{T_s} \int_{T_s/2}^{T_s/2+T_{on}} v_{EO} dt = \frac{1}{T_s} \int_{T_{on/2}}^{T_{on/2}+T_{on}} V_I dt = (V_I/T_s) \cdot T_{on} = D \cdot V_I$$

由此得到变换器的变压比 $M = V_O/V_I$ 为

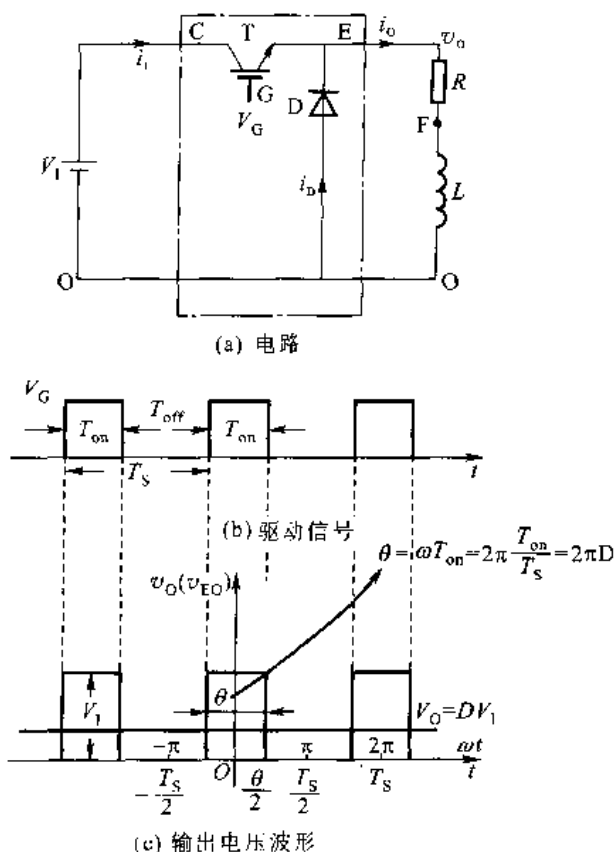


图 3.1 Buck 变换器电路结构及降压原理

$$M = V_O / V_1 = D = T_{on} / T_s \quad (3-1)$$

改变开关管 T 在一个周期中的相对导通时间,即改变导通占空比 D ,即可改变变压比 M ,可以通过两种方式改变导通占空比 D 调节或控制输出电压 V_O :

(1) 脉冲宽度调制方式 PWM(Pulse Width Modulation)

保持 T_s 不变(开关频率不变),改变 T_{on} 调控输出电压 V_O 。

(2) 脉冲频率调制方式 PFM(Pulse Frequency Modulation)

保持 T_{on} 不变,改变开关频率或周期调控输出电压 V_O 。

实际应用中广泛采用 PWM 方式。因为采用定频 PWM 开关时,输出电压中谐波的频率固定,滤波器设计容易,开关过程所产生电磁干扰容易控制。此外由控制系统获得可变脉宽信号比获得可变频率信号容易实现。

直流—直流变换输出的直流电压有两类不同的应用领域:一是要求输出电压可在一定范围内调节控制,即要求直流—直流变换器输出可变的直流电压,例如负载为直流电动机,要求可变的直流电压供电以改变其转速。另一类负载则要求直流—直流变换器的输出电压无论在电源电压变化或负载变化时都能维持恒定不变,即输出一个恒定的直流电压。这两种不同的要求均可通过一定类型的控制系统的反馈控制原理实现。

3.1.2 周期性函数的傅里叶分析

如果周期性时间函数 $F(t)$ 的变化周期为 T , 频率 $f = 1/T$, 一个周期 T 对应 $2\pi \text{ rad}$ (360°), 那么 $F(t) = F(t - T)$ 就是以周期为时间 T 表达的周期性时间函数, $F(\omega t) = F(\omega t + 2\pi)$ 则是相应的以周期为 $2\pi \text{ rad}$, 相位角 ωt 的周期性相位角函数。角频率 $\omega = 2\pi f = 2\pi/T \text{ rad/s}$, ωt 为以弧度为单位的相位角瞬时值。

周期性函数可以分解为无限项三角级数——傅里叶级数:

$$F(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \\ a_0 + a_1 \cos\omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \cos 3\omega t + \cdots + a_n \cos n\omega t \\ + b_1 \sin\omega t + b_2 \sin 2\omega t + b_3 \sin 3\omega t + \cdots + b_n \sin n\omega t \quad (3-2)$$

由(3-2)式的 $F(\omega t)$ 表达式的积分, 可以求得(3-2)式中的各系数

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T F(t) dt = \frac{1}{\omega T} \int_0^{2\pi} F(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) d(\omega t) \quad (3-3)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T F(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (3-4)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T F(t) \sin(n\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (3-5)$$

(3-2)式的 $F(\omega t)$ 也可表达为

$$F(\omega t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t + \theta_n) \quad (3-6)$$

式中

$$C_0 = a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T F(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) d(\omega t) \quad (3-7)$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (3-8)$$

$$\theta_n = \begin{cases} -\arctan b_n/a_n & \text{如果 } a_n \geq 0 \\ \pi - \arctan(b_n/a_n) & \text{如果 } a_n < 0 \end{cases} \quad (3-9)$$

在电力电子变换系统中, $F(t)$ 是电流或电压, 因此其傅里叶级数表达式, 物理上就是将周期性的电压、电流波形分解为直流分量 C_0 (或 a_0) 以及基波、各次谐波分量。 C_n 和 θ_n 分别是 n 次谐波的幅值和相角; 谐波次数 $n=1$ 时, 对应的 C_1 是基波幅值, θ_1 是基波初相角; a_n 、 b_n 分别是 n 次交流电压、电流 (基波或谐波) 余弦和正弦分量的幅值。

在许多实际的电力电子变换器中, 由于电路开关通—断状态在时间上的对称性, 使电压、电流波形具有某些特定的对称性, 从而使其傅里叶级数表达式中某些项系数为零, 且其他项系数的计算也变得比较简单。物理上这种情况就是这时电流或电压波形中不存在某些电流或电压分量。

例如, 图 3.1(c) 所示幅值为 V_i 、周期性的矩形脉冲输出电压 $v_{FO}(t)$ 在一个开关周期 T_s 中, 电压方波持续时间为 T_{on} , 一个开关周期 T_s 对应角度为 $2\pi \text{ rad}$ (360°), 时间 T_{on} 对应的导通角 θ 应是: $\theta = 2\pi \cdot T_{on}/T_s = 2\pi D$ 。如果把时间坐标的原点取在导通角 θ 的中点, 由图 3.1(c), $v_{FO}(t)$ 为

$$v_{EO}(t) = V_1 \quad 0 \leq \omega t \leq \theta/2 \quad D\pi \quad (3-10)$$

$$v_{EO}(t) = 0 \quad \theta/2 \leq \omega t \leq (2\pi - \theta/2) = 2\pi - D\pi \quad (3-11)$$

$$v_{EO}(t) = V_1 \quad (2\pi - \theta/2) \leq \omega t \leq 2\pi \quad (3-12)$$

由于 3.1(c) 中 $v_{EO}(t)$ 的对称性, 矩形脉冲电压 $v_{EO}(\omega t) = v_{EO}(-\omega t)$, 故 $v_{EO}(\omega t)$ 为偶函数, 其傅里叶表达式(1-2)中不应有正弦项(正弦项 $\sin n\omega t \neq \sin(-n\omega t)$), 故 $b_n = 0$ 。利用(3-10)~(3-12)式, 由(3-3)、(3-4)式即可求得 a_n 和 a_n , 故输出电压 $v_{EO}(t)$ 的傅里叶表达式为 $a_0 = DV_1$,

$$a_n = \frac{2V_1}{n\pi} \sin(nD\pi) \\ v_{EO}(t) = DV_1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_1}{n\pi} \sin(nD\pi) \cdot \cos n\omega t \quad (3-13)$$

式中: 基波角频率 $\omega = 2\pi f = 2\pi/T_s$, 开关频率 $f = 1/T_s$, n 为正整数。

$$\text{直流电压平均值(直流分量)} V_0 \text{ 为 } V_0 = DV_1 \quad (3-14)$$

$$\text{基波交流分量的幅值为 } V_{1m} = 2V_1/\pi \cdot \sin(D\pi) \quad (3-15)$$

$$n \text{ 次谐波的幅值为 } V_{nm} = 2V_1/n\pi \cdot \sin(nD\pi) \quad (3-16)$$

例如: 占空比 $D = 0.5$ 时, 直流分量 $V_0 = 0.5V_1$, 基波交流分量幅值为 $2V_1/\pi \approx 0.637V_1$ 。

如果希望负载两端仅有直流电压而无交流分量, 则可在斩波电路的输出端与负载之间加接一个 LC 滤波电路, 如图 3.2(a) 所示。由于开关频率通常都选取得比较高, 滤波电感 L 对交流电流呈高阻抗, 对直流通畅无阻, E 、 O 两端的交流电压分量在滤波电感 L 中所产生的交流电流不大, 交流电压则降落在电感 L 上, 直流电压 V_0 直接通过 L 加至负载。另一方面滤波电容 C 对直流电流阻抗为无穷大, 对交流电流阻抗很小, 故流经 L 的直流电流全部直送负载, 而流经 L 的交流电流几乎全部流入滤波电容 C 。由于 v_{EO} 的交流电压分量几乎全部降在 L 上, 交流电流则几乎完全由电容 C 吸收, 这就保证了负载端电压、电流为平稳的直流电压、电流。

根据斩波电路输出端电压 v_{EO} 中交流电压各次谐波的幅值、频率的大小以及负载端所允许的直流电压纹波值, 可以按第 7 章滤波器一节中介绍的有关公式计算出所需的滤波电路 L 、 C 参数。已知滤波电路 LC 参数, 也可计算出经过滤波电路后负载两端尚存的交流纹波电压大小, 以及流入电容 C 的交流谐波电流大小。

3.1.3 Buck 变换器电感电流连续时工作特性

Buck 变换器有两种可能的运行工况: 电感电流连续模式 CCM (Continuous Current Mode) 和电感电流断流模式 DCM (Discontinuous Current Mode)。电感电流连续是指图 3.2(a) 中输出电感的电流在整个开关周期 T_s 中都存在。电感电流断流是指在开关管 T 阻断的 T_{off} 期间后一段时间内输出电感的电流已降为零。处于这两种工作情况的临界点称为电感电流临界连续状态, 这时在开关管阻断期结束时, 电感电流刚好降为零。图 3.2(e)、3.2(f) 示出了电流连续和电流断流两种工作情况时的电压、电流波形图。本节分析电流连续时 Buck 变换器的工作特性。

1. 理想的电力电子变换器

为了获得各类开关型变换器的基本工作特性而又能简化分析,在本书各章的分析中除特意研究开关管开通、关断过渡过程而特别指明外,都假定电力电子变换器是理想的,理想条件是:

(1) 开关管 T 和二极管 D 从导通变为阻断,或从阻断变为导通的过渡过程时间均为零,且通态电压为零,断态漏电流为零;

(2) 在一个开关周期中,输入电压 V_i 保持不变;输出滤波电容电压即输出电压 v_o 有很小的纹波,在分析开关电路变换特性时,可认为 V_o 保持恒定不变,其值为输出的直流电压平均值 V_o ;

(3) 电感和电容均为无损耗的理想储能元件;

(4) 线路阻抗为零。

2. 两种开关状态

图 3.2(a)中在一个周期 T_s 的 T_{on} 期间,开关管 T 处于导通、二极管 D 处于截止状态,定义为开关状态 1;在 T_{off} 期间,T 阻断,D 导通定义为开关状态 2。

(1) 开关状态 1 [T_{on} 期间],T 导通、D 截止,等值电路图为 3.2(b)。

令 $t = 0$ 时,开关管 T 导通,电源电压 V_i 通过 T 加到二极管 D 和输出滤波电感 L 、输出滤波电容 C 上,故 D 截止。由于输出滤波电容电压保持不变,因此加在 L 上的电压为 $V_i - V_o$,这个电压差使输出滤波电感电流 i_L 线性增长 $L \cdot di_L/dt = L \cdot di_L/dt = V_i - V_o$ (3-17)

$t = DT_s$ 、 T_s 时, i_L 达到最大值 I_{Lmax} ,

在 T 导通期间, i_L 的增量 Δi_L 为:
$$\Delta i_L = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot T_{on} = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot D \cdot T_s$$
 (3-18)

(2) 开关状态 2 [T_{off} 期间],等值电路图为 3.2(c)。

在 $t \geq T_s$ 时,T 阻断, i_L 通过二极管 D 继续流通。此时加在 L 上的电压为 $-V_o$, i_L 线性减小。

$$L \cdot di_L/dt = -V_o$$
 (3-19)

当 $t = T_s$ 时, i_L 减小到最小值 I_{Lmin} 。在 T 截止期间, i_L 的减小量 Δi_L 为

$$\Delta i_L = \frac{V_o}{L} \cdot (T_s - T_{on}) = \frac{V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s$$
 (3-20)

在 $t \geq T_s$ 时,开关管 T 又导通,开始下一个开关周期。

在开关管 T 导通期间 D 截止,流过开关管 T 的电流是电源输入的电流,也就是电感电流 i_L ;在 T 截止期间、二极管 D 导通时,流过二极管 D 的电流是 i_L ,这时开关 T 的电流和电源的输入电流为 0。为了减小电源输入电流的脉动,可在 Buck 变换器的输入侧加接输入 LC 滤波电路。稳态工作时电容电压平均值或负载电压平均值保持不变,流入电容 C 的平均电流应为零,因此电感电流的平均值 I_L 就是负载电流 I_o 。

3. 变压比 M 和电压、电流基本关系

Buck 电路处于稳定工作状态时在开关 T 导通的 T_{on} 期间,电感电流 i_L 从 I_{Lmin} 线性上升至 I_{Lmax} ,在随后 T 阻断、D 导通的 T_{off} 期间, i_L 又从 I_{Lmax} 线性下降到 I_{Lmin} ,参见图 3.2(e)。T 导通期间 i_L 的增量 Δi_L 等于它在 T 阻断期间的减小量 Δi_L 。

从式(3-18)和式(3-20)可以得到

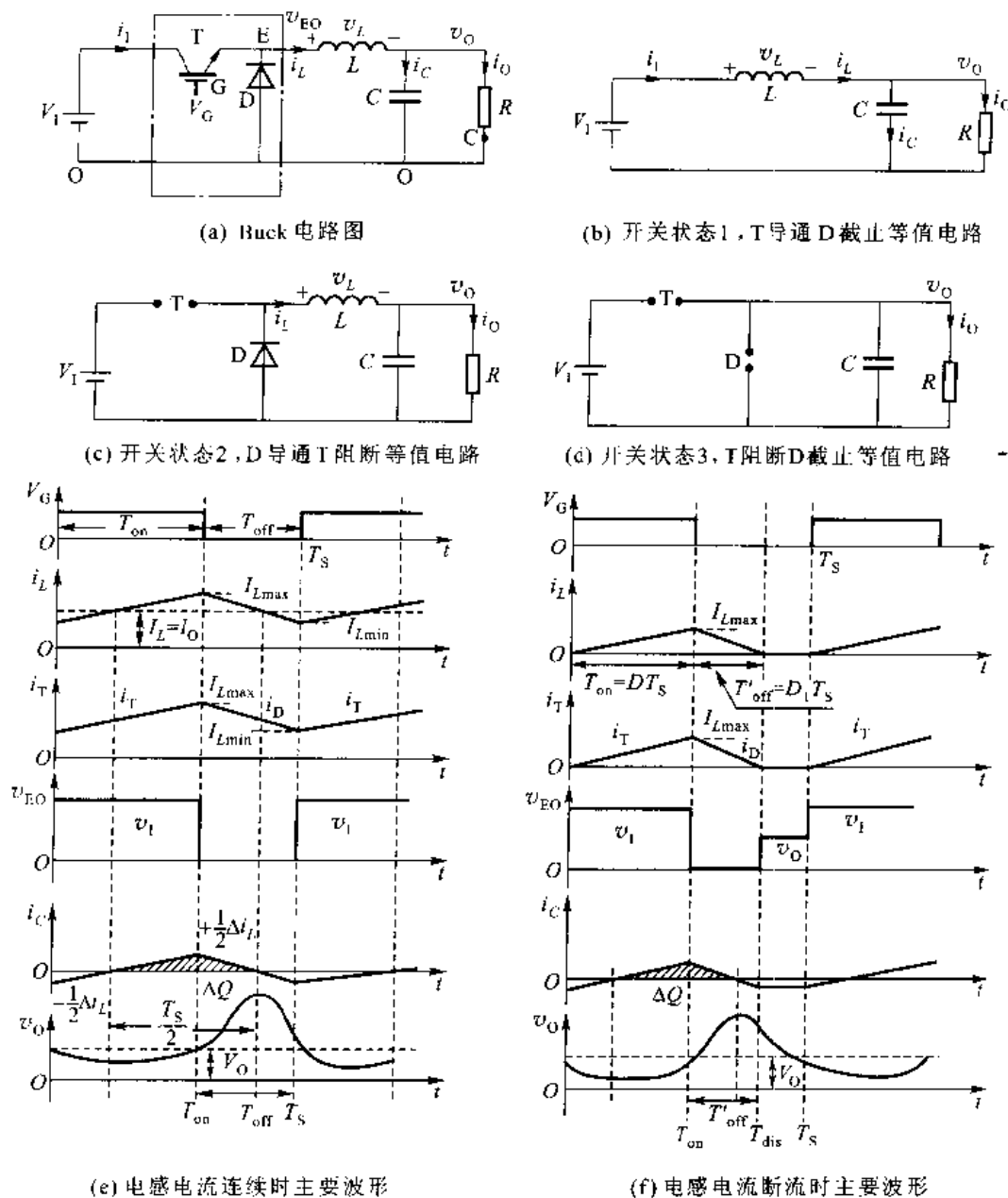


图 3.2 Buck 变换器的电路图及其主要波形

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_1 - V_0}{L} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_0}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (3-21)$$

由(3-9)式也能得到:变压比 $M = V_0/V_1 = D$

因此理想的 Buck 变换器在电感电流连续情况下变压比 M 只与占空比 D 有关,与负载电流大小无关。

稳态时,一个开关周期内滤波电容 C 的平均充电与放电电流相等,故变换器输出的负载电流 I_0 就是 i_L 的平均值 I_L ,即

$$I_i = I_o = \frac{I_{L,\min} + I_{L,\max}}{2} \quad (3-22)$$

由前述假定,变换器的损耗为零,输出功率 $P_o = V_o I_o$ 等于输入功率 $P_i = V_i I_i$, I_o 和 I_i 为变换器的输出平均电流和输入平均电流。因此变压比 M 又可表示为

$$M = V_o/V_i = I_i/I_o = D \quad (3-23)$$

由(3-21)、(3-22)式,电感电流的最大值 $I_{L,\max}$ 和最小值 $I_{L,\min}$ 分别为

$$I_{L,\max} = I_o + \frac{1}{2}\Delta i_L = \left[\frac{V_o}{R} \left(1 + \frac{R}{2L} (1-D) T_s \right) \right] \quad (3-24)$$

$$I_{L,\min} = I_o - \frac{1}{2}\Delta i_L = \left[\frac{V_o}{R} \left(1 - \frac{R}{2L} (1-D) T_s \right) \right] \quad (3-25)$$

式中, $I_o = V_o/R$, R 为变换器负载电阻。

开关管 T 和二极管 D 的最大电流 $I_{T,\max}$ 和 $I_{D,\max}$ 与电感电流最大值 $I_{L,\max}$ 相等;

开关管 T 和二极管 D 的最小电流 $I_{T,\min}$ 和 $I_{D,\min}$ 与电感电流最小值 $I_{L,\min}$ 相等。

由图 3.2(c), 流过开关管 T 和二极管 D 的电流平均值 I_T 和 I_D 分别为

$$I_T = \frac{1}{2} (I_{T,\max} + I_{T,\min}) \cdot \frac{T_{\text{on}}}{T_s} = I_o D \quad (3-26)$$

$$I_D = \frac{1}{2} (I_{D,\max} + I_{D,\min}) \cdot \frac{T_{\text{off}}}{T_s} = I_o (1-D) \quad (3-27)$$

开关管 T 和二极管 D 的电流最大值与其平均值的比值分别为

$$\frac{I_{T,\max}}{I_T} = \frac{1 + \frac{R}{2L} (1-D) T_s}{D} \quad (3-28)$$

$$\frac{I_{D,\max}}{I_D} = \frac{1 + \frac{R}{2L} (1-D) T_s}{1-D} \quad (3-29)$$

由以上两式可见, 占空比 D 越小, 流过开关管的电流最大值与平均值的比值也越大, 而二极管电流最大值和平均值的比值则越小。开关管和二极管截止时所承受的电压都是输入电压 V_i 。设计 Buck 变换器时可按以上各电流公式及开关器件所承受的电压值选用开关管、二极管。

从图 3.2(a) 中可知, $i_C = i_L - I_o$, 当 $i_L > I_o$ 时, i_C 为正值, C 充电, 输出电压 v_o 升高; 当 $i_L < I_o$ 时, i_C 为负值, C 放电, v_o 下降, 因此电容 C 一直处于周期性充放电状态。若滤波电容 C 足够大时, 则 v_o 为平滑的直流电压。当 C 不大时, v_o 则有一定的脉动。

电容 C 在一个开关周期内的充电电荷 ΔQ 为

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{\Delta i_L}{8f}$$

上式中的 Δi_L 由(3.21)式确定, 因此输出电压的脉动量 ΔV_o 为

$$\Delta V_o = V_{O,\max} - V_{O,\min} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{(1-D)V_o}{8LCf^2} \quad (3-30)$$

由此可见, 增加开关频率 f 、加大 L 和 C 都可以减小输出电压脉动。

3.1.4 Buck 变换器电感电流断流时工作特性

1. 三种开关状态和变压比 M

图 3.2(f) 给出了电感电流断流工作时的电压、电流波形, 此时开关 T 和二极管 D 有三种工作状态:

(1) T 导通, D 截止期间 T_{on} : 电路结构为图 3.2(b), 在 $T_{on} \sim DT_s$ 期间电感电流从零开始增加到 I_{Lmax} , 其增量 Δi_L 为

$$\Delta i_L = I_{Lmax} = \frac{V_1 - V_0}{L} \cdot DT_s \quad (3-31)$$

T 导通 D 截止的 $T_{on} \sim DT_s$ 期间变换器输出电压 $v_{EO} = V_1$ 。

(2) T 截止, 续流二极管 D 导通的 T'_{off} 期间, 电路结构为图 3.2(c), 令 $D_1 = T'_{off} / T_s$, 在 $T'_{off} \sim D_1 T_s$ 期间, i_L 从 I_{Lmax} 线性下降到零, 电流下降量为

$$\Delta i_L = \frac{V_0}{L} \cdot T'_{off} = \frac{V_0}{L} \cdot D_1 \cdot T_s = I_{Lmax} \quad (3-32)$$

T'_{off} 为续流二极管 D 导电时间, 电感电流在 T'_{off} 期间下降到零, $T'_{off} < (T_s - T_{on})$, $D_1 < (1 - D)$, $(D + D_1) < 1$ 。电流连续时, $T_{off} = T_s - T_{on}$, $D_1 = 1 - D$, $D + D_1 = 1$ 。

T 截止、 D 导通的 $T'_{off} = D_1 T_s$ 期间, 变换器输出电压 $v_{EO} = 0$ 。

(3) T 和 D 都截止, 电路结构为图 3.2(d) 所示的开关状态 3, 在一个周期 T_s 的剩余时间 $(T_s - T_{on} - T'_{off}) = T_s(1 - D - D_1)$ 期间, T 、 D 都截止, 在此期间 i_L 保持为零, 图 3.2(a) 中变换器输出电压 $v_{EO} = V_0$, 负载由滤波电容供电。

$$\text{由 (3-31)、(3-32) 式可得到: } \frac{V_1 - V_0}{L} DT_s = \frac{V_0}{L} D_1 \cdot T_s$$

$$\text{由此得到电流断流时的变压比 } M = \frac{V_0}{V_1} = \frac{D}{D + D_1} > D \quad (3-33)$$

由于 $D + D_1 = \frac{T_{on}}{T_s} + \frac{T'_{off}}{T_s} = \frac{T_{on} + T'_{off}}{T_s} < 1$, 故 $M > D$, 即电流断流时的变压比 M 大于导通占空比 D 。物理上这是由于在电感断流后, 续流二极管 D 又不导电, 使 v_{EO} 不再等于零而变为 V_0 , 因而提高了输出直流电压平均值 V_0 。

$$\begin{aligned} \text{又 } V_0 I_0 &= V_1 I_1, \text{ 故有 } M = \frac{V_0}{V_1} = \frac{D}{D + D_1} = \frac{I_1}{I_0} \\ D + D_1 &= D/M \end{aligned} \quad (3-34)$$

电感电流平均值 I_L 就是负载电流的平均值 I_0 , $I_L = I_0$ 。由图 3.3(c) 图形可知, 电流断流时负载电流平均值 I_0 应是 i_L 三角形波形的面积在整个周期 T_s 时间内的平均值, 由于负载电流 $I_0 = V_0/R$, 因此

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (T_{on} + T'_{off}) \times \Delta I_L \right] = \frac{1}{2} (D + D_1) \cdot \Delta I_L = I_0 \\ &= \frac{1}{2} (D + D_1) \frac{V_1 - V_0}{L} DT_s = V_0/R \end{aligned}$$

$$\frac{D(D+D_1)}{2Lf}(V_1-V_0)=\frac{V_0}{R} \quad (3-35)$$

故有

$$\frac{D(D+D_1)(V_1-V_0)}{2LfV_0}R=1$$

把(3-33)式的 $D+D_1=D/M$ 代入上式,得到

$$D=\sqrt{\frac{M^2}{1-M}}\cdot 2\cdot \frac{L}{R}\cdot \frac{1}{T_s}=\sqrt{\frac{M^2}{1-M}}\cdot 2K \quad (3-36)$$

式中,比值

$$K=\frac{L}{R}\cdot \frac{1}{T_s}=T_L/T_s \quad (3-37)$$

$T_L=L/R$ 为负载时间常数。

由(3-36)式可得到变压比 $M=\frac{V_0}{V_1}=\frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{8K}{D^2}}}=\frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{8}{D^2}\cdot \frac{L}{R}\cdot \frac{1}{T_s}}}$ (3-38)

将 $K=\frac{L}{R}\cdot \frac{1}{T_s}=\frac{L\cdot f}{R}=\frac{L\cdot f}{V_0}\cdot \frac{I_0}{V_0}$ 代入(3-36)式和(3-38)式,得到用 V_0 所表达的 M 、 D 之间的函数关系

$$D=\sqrt{\frac{M^2}{1-M}\cdot \frac{I_0}{V_0/2Lf}}\cdot \sqrt{\frac{M^2}{1-M}\cdot \frac{I_0}{I_{OKno}}}=\sqrt{\frac{M^2}{1-M}}I^* \quad (3-39)$$

$$M=\frac{V_0}{V_1}=\frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{4}{D^2}\cdot \frac{I_0}{V_0/2L\cdot f}}}\cdot \frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{4}{D^2}I_0^*}} \quad (3-40)$$

上式中: $I_{OKno}=V_0/2Lf$, $I_0^*=I_0/I_{OKno}$ 。

将 $V_0=M\cdot V_1$ 代入(3-39)式和(3-40)式,得到用 V_1 所表达的 M 、 D 之间的函数关系:

$$D=\sqrt{\frac{M}{4(1-M)}\cdot \frac{I_0}{V_1/8Lf}}\cdot \sqrt{\frac{M}{4(1-M)}\cdot \frac{I_0}{I_{OKno}}}=\sqrt{\frac{K}{4(1-M)}}I_0^* \quad (3-41)$$

由(3-41)式得到: $M=\frac{V_0}{V_1}=\frac{4D^2}{4D^2+I_0^*}$ (3-42)

式中: $I_{OKno}=\frac{V_1}{8L\cdot f}$, $I_0^*=I_0/I_{OKno}$

以上各式表明 Buck 变换器在电流断流工作情况下,其变压比 M 不仅与占空比 D 有关,还与负载大小、电感 L 、开关频率 f 以及电压 V_0 或 V_1 有关。

已知负载电流 I_0 、开关频率 f 、电感 L 、电压 V_0 或 V_1 ,由以上各式可按所要求的变压比 M 值($M=V_0/V_1$)算出开关 T 所必须的导通占空比 D ,或由按给定的导通占空比 D 可算出所对应的变压比 $M=V_0/V_1$ 。前已指出,在电流断流情况下 $M>D$ 。

2. 临界负载电流

从图 3.2(e)中的电感电流波形 i_L 可以看到,当负载电流 I_0 减小时, $I_{L,max}$ 和 $I_{L,min}$ 都减小,当负载电流 I_0 减小到使 $I_{L,min}$ 达到零时,电感电流将在一个周期 T_s 中 T 导通的 T_{on} 期间从 0 升至 $I_{L,max}$,然后在 T 阻断的 T_{off} 期间从 $I_{L,max}$ 下降到零。这时的负载电流称为临界负载电流 I_{OK} 。若

负载电流进一步减小,则在T阻断、D导电时间历时 $T'_{\text{off}} < (T_s - T_{\text{on}})$ 时, i_L 已衰减到零,这种情况就是电感电流断流工作情况。图 3.3(a)、3.3(b)、3.3(c)分别为电感电流连续、临界连续和电感电流断流三种工作情况时的波形。临界连续时如图 3.3(b)所示, $I_{L\text{max}}$ 就是导通期间电感电流的增量 ΔI_L , 即 $I_{L\text{max}} = \Delta I_L$ 。因此临界负载电流 I_{OK} 是 $\Delta I_L/2$:

$$\begin{aligned} I_{\text{OK}} &= \frac{1}{2} I_{L\text{max}} = \frac{1}{2} \Delta I_L = \frac{1}{2} \frac{V_1 - V_0}{L} \cdot T_{\text{on}} \\ &= \frac{1}{2} \frac{V_1 - V_0}{L} \cdot DT_s = \frac{V_1 - V_0}{2Lf} D \end{aligned} \quad (3-43)$$

电感电流临界连续工作时, $V_0 = DV_1$, $M = D$ 的关系仍然成立,由于 $V_0 = DV_1 = MV_1$, (3-43) 式的临界负载电流可表达为

$$I_{\text{OK}} = \frac{V_1}{2Lf} D(1-D) \quad (3-44)$$

由此得到 V_1 不变时,当 $D=0.5$ 时, I_{OK} 有最大值 $I_{\text{OKmi}} = V_1/8Lf$ (3-45)

(3-44)式又可表示为 $I_{\text{OK}} = \frac{V_0}{2Lf} (1-D)$ (3-46)

由此得到 V_0 不变时,当 $D=0$ 时, I_{OK} 有最大值 $I_{\text{OKmx}} = V_0/2Lf$ (3-47)

临界负载电流 I_{OK} 与输入电压 V_1 、输出电压 V_0 、电感 L 、开关频率 f 以及开关管 T 的占空比 D 都有关。开关频率 f 越高、电感 L 越大, I_{OK} 越小,越容易实现电感电流连续工作情况。

当实际负载电流 $I_0 > I_{\text{OK}}$ 时,电感电流连续如图 3.3(a)所示。这时变压比 M 等于占空比 $M = V_0/V_1 = D$ 。

当实际负载电流 $I_0 = I_{\text{OK}}$ 时,电感电流处于连续和断流临界点,如图 3.3(b)所示。这时 M 仍为 D 。

当实际负载电流 $I_0 < I_{\text{OK}}$ 时,电感电流断流,如图 3.3(c)、3.2(f)所示。断流工作情况时的变压比 M 不再等于占空比 D , $M > D$ 。

3. Buck 变换器输出电压外特性

变换器的变压比 M 与占空比 D 和负载电流的函数关系称为外特性: $M = f(D, I_0)$ 。

前已提及,直流—直流降压变换器在实际应用中其负载有两种类型,一类是要求变换器输出直流电压平均值 V_0 恒定,当电源电压 V_1 改变或负载大小改变时,通过调节占空比 D 来改变变压比 M ,使 $V_0 = V_1 \cdot M$ 恒定不变。另一类负载,例如直流电动机,则要求变换器在一定的输入电压 V_1 时其输出直流电压平均值 V_0 可以大范围的调控,用以改变电动机的转速,这时应通过改变占空比 D 将一定的输入电压 V_1 变为可变的输出电压 V_0 ($V_0 = M \cdot V_1$)。在电感电流连续时,变压比 M 等于占空比 D ,输出电压 $V_0 = M \cdot V_1 = DV_1$,控制特性是线性的,控制规律十分简

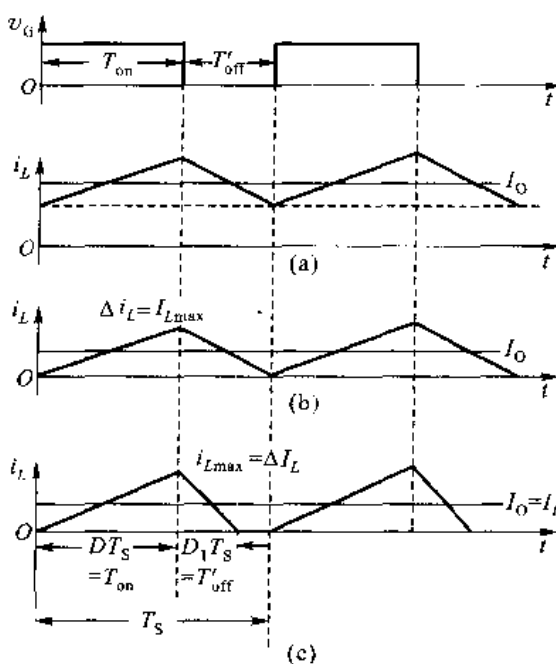


图 3.3 电感电流波形图

单 在电感电流断续的情况下, 降压比 $M > D$ 控制特性是非线性的。因此研究_直流—直流由

降以及 L 、 C 的损耗等因素,即使在电感电流连续时 Buck 变换器的外特性也是略为下降的,即 I_O 加大, V_O 要下降一点。为了保持 V_O 不变,当 I_O 增加时,应适当加大占空比 D 。

(2) 输出电压恒定 ($V_O = \text{const}$) 时的外特性

输入电压 V_i 改变时调控占空比 D 可保持输出电压 V_O 恒定不变。如果输出电压 V_O 恒定不变,由 (3-46)、(3-47) 式得到临界负载电流 I_{OK} 为

$$I_{OK} = \frac{1-D}{2Lf} V_O = (1-D) \cdot I_{OKmo} \quad (3-50)$$

$$\text{标么值} \quad I_{OK}^* = \frac{I_{OK}}{I_{OKmo}} = 1-D = 1-M \quad (3-51)$$

$$\text{或} \quad M+D = 1 - I_{OK}/I_{OKmo} = 1 - I_{OK}^* \quad (3-52)$$

(3-51) 式表明,若保持输出电压 V_O 为恒值,临界负载电流标么值与变压比 $M(D)$ 的关系是一条直线,如图 3.4(b) 中的虚线所示的直线 DCBAG。

当 $I_O < I_{OK}$ 时,电流断流,那时变压比表达式为 (3-40) 式,这时 $M > D$ 。

当 $I_O > I_{OK}$ 时,电流连续,那时变压比 $M=D$ 与负载无关。

图 3.4(b) 画出了输出电压 V_O 恒定时 Buck 变换器的外特性,即变压比 M 与占空比 D 和负载电流的关系曲线,横坐标为 I_O/I_{OKmo} ,纵坐标为变压比 M 。图中画出了四个占空比 D 值时变压比 M 与负载电流的特性曲线。图中虚线(直线)即为公式 (3-51),它是电感电流临界连续时的边界线,在虚线的右上方为电感电流连续区, $D=M$,虚线左下方为电感电流断流区,断流区的外特性为 (3-40) 式。在电感电流临界连续时,若加大负载,则进入电流连续工作区, $M=D$; 若减小负载,则进入电流断流区, $M > D$ 。

3.2 直流—直流升压变换器(Boost 变换器)

3.2.1 电路结构和升压原理

像图 3.1(a) 那样在电源 V_i 与负载之间串接一个通—断控制的开关器件绝不可能使负载获得高于电源电压 V_i 的直流电压。为了获得高于电源电压 V_i 的直流输出电压 V_O , 一个简单而有效的办法是利用电感线圈 L 在其电流减小时所产生的反电动势 e_L 。当电感电流减小时, $e_L = -L di_L/dt$ 为正值。将此电感反电动势 e_L 与电源电压 V_i 串联相加送至负载,则负载就可获得高于电源电压 V_i 的直流电压 V_O 。图 3.5(a) 就是在这一思想启发下利用一个全控型开关管 T 和一个续流二极管 D 加上电感、电容构成的直流—直流升压变换器——Boost 变换器。

Boost 变换器是输出直流电压平均值 V_O 高于输入电压 V_i 的单管不隔离直流变换器,图 3.5(a) Boost 变换器中电感 L 在输入侧,称之为升压电感。开关管 T 仍为 PWM 控制方式,但它的最大占空比 D 必须限制,不允许在 $D=1$ 情况下工作。和 Buck 变换器一样,Boost 变换器也有电感电流连续和断流两种工作方式,图 3.5(e) 和 3.5(f) 给出了这两种工作方式下的主要波形图。图 3.5(b)、(c)、(d) 为 Boost 变换器在不同开关状态时的等效电路。当电感电流连续时,Boost 变换器存在两种开关状态,如图 3.5(b) 和 (c) 所示;而当电感电流断流时,Boost 变换器还

有第三种开关状态,如图 3.5(d)所示。

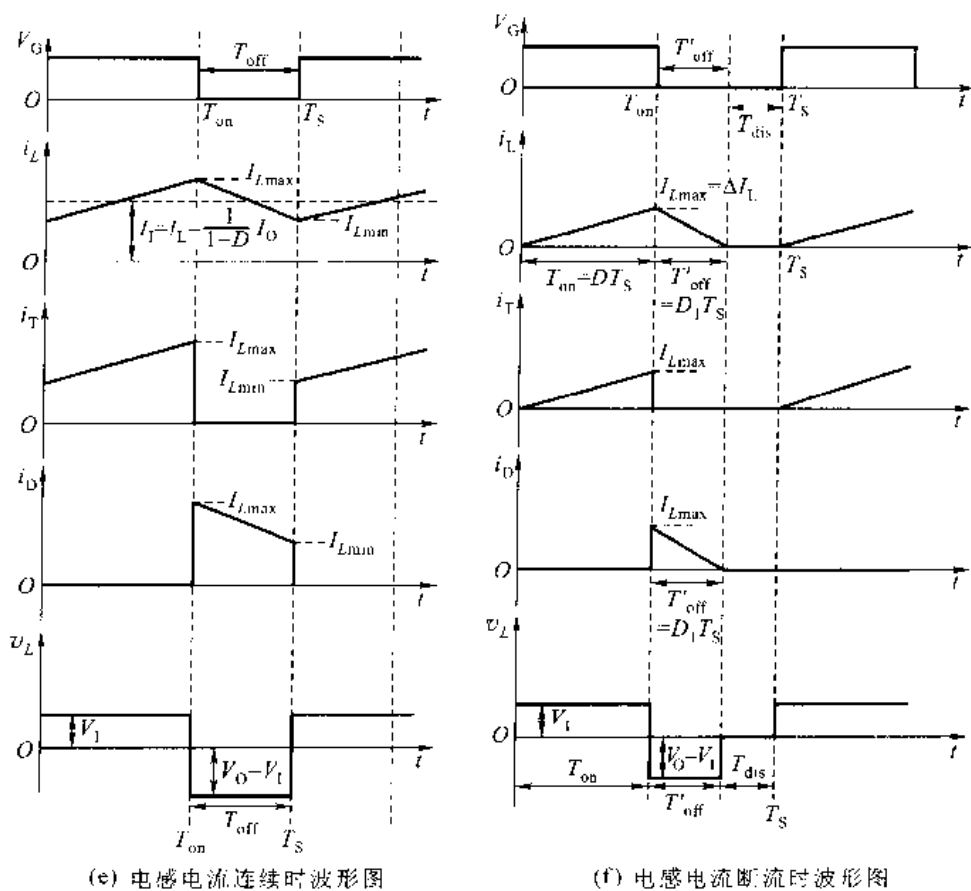
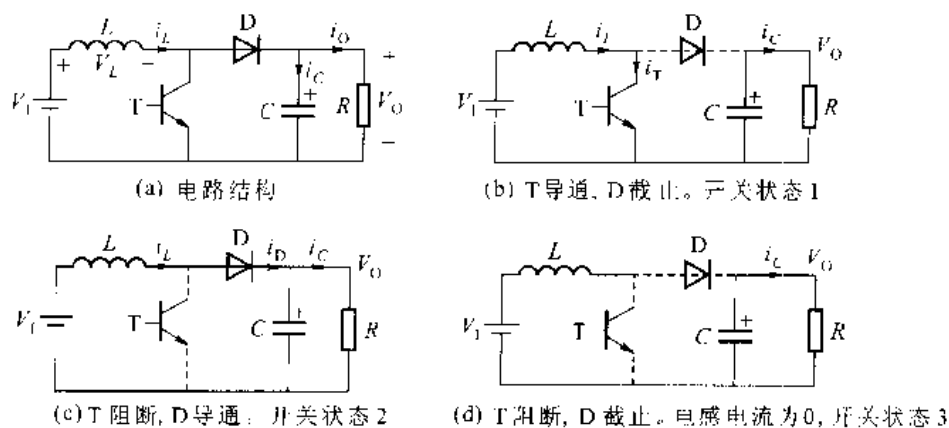


图 3.5 Boost 变换器的电路及其主要波形

3.2.2 Boost 变换器电感电流连续时工作特性

1. 两种开关状态

(1) 开关状态 1 从 $t=0$ 到 $T_{on}=DT_s$ 期间, 开关管 T 导通, 二极管 D 截止, 等效电路为图 3.5(b)。

电源电压 V_1 加到升压电感 L 上,电感电流 i_L 线性增长。 $L \cdot di_L/dt = V_1$

当 $t = T_{on} = DT_s$ 时, i_L 达到最大值 I_{Lmax} 。在 T 导通期间, i_L 的增量 Δi_L 为

$$\Delta i_L = \frac{V_1}{L} \cdot T_{on} = \frac{V_1}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (3-53)$$

在开关状态 1 由于二极管 D 截止,负载由滤波电容 C 供电。

(2) 开关状态 2 从 $t = T_{on}$ 到 T_s 的 T_{off} 期间, T 阻断, D 导通,等效电路为图 3.5(c)。

这时, i_L 通过二极管 D 向输出侧流动,电源功率和电感 L 的储能向负载和电容 C 转移,给 C 充电。此时加在 L 上的电压为 $V_1 - V_O$,因为 $V_O > V_1$,故 i_L 线性减小

$$L \cdot di_L/dt = V_1 - V_O \quad (3-54)$$

经历 $T_{off} = T_s - T_{on}$ 时期后, i_L 达到最小值 I_{Lmin} 。在 T 截止期间, i_L 的减小量 Δi_L 为

$$\Delta i_L = \frac{V_O - V_1}{L} \cdot (T_s - T_{on}) = \frac{V_O - V_1}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (3-55)$$

此后, T 又导通,开始另一个开关周期。

由此可见,电感电流连续时 Boost 变换器的工作分为两个阶段, T 导通时为电感 L 储能阶段,此时电源不向负载提供能量,负载靠储于电容 C 的能量维持工作。 T 阻断时,电源和电感共同向负载供电,同时还给电容 C 充电。图 3.5(a)、3.5(c)中 Boost 变换器电源的输入电流就是升压电感 L 电流,电流平均值 $I_L = I_1 = (I_{Lmax} + I_{Lmin})/2$ 。开关管 T 和二极管 D 轮流工作, T 导通时,电感电流 i_L 流过 T , T 截止, D 导通时电感电流 i_L 流过 D 。电感电流 i_L 是 T 导通时的电流 i_{T1} 和 D 导通时的电流 i_{D1} 的合成。在周期 T_s 的任何时刻 i_L 都不为零,即电感电流连续。稳态工作时电容 C 充电量等于放电量,通过电容的平均电流为零,故通过二极管 D 的电流平均值就是负载电流 I_O 。

2. 变压比 M 和电压、电流基本关系

稳态工作时, T 导通期间电感电流的增量 Δi_L , 等于它在 T 截止期间的减小量 Δi_L 。由式 (3-53) 和 (3-55) 可得到升压比 M : $M = V_O/V_1 = 1/(1-D)$

在每一个开关周期中,电感 L 都有一个储能和能量通过二极管 D 的释放过程,也就是说必须有能量送到负载端,因此如果该变换器没有接负载,则不断增加的电感储能不能消耗掉,必然会使 V_O 不断升高,最后使变换器损坏。实际工作中为防止输出电压过高,Boost 变换器也不宜在占空比 D 接近于 1 的情况下工作。

若忽略 Boost 变换器的损耗,电源供给变换器的功率 $V_1 \cdot I_1$ 等于负载功率 $V_O I_O$,由此也可得到 $1/M = V_1/V_O = I_O/I_1 = 1-D$, $M = V_O/V_1 = I_1/I_O = 1/(1-D)$ (3-56)

输入电流平均值
$$I_1 = I_L = \frac{1}{1-D} I_O$$

因此 Boost 变换器在电流连续条件下其变压比 M 也仅与占空比 D 有关而与负载无关。式中 I_O 和 I_1 分别为变换器输出电流和输入电流平均值。

通过二极管 D 的电流平均值 I_D 等于负载电流 I_O ,即 $I_D = I_O$

通过开关管 T 的电流平均值 I_T 为
$$I_T = I_1 - I_O = \frac{D}{1-D} I_O \quad (3-57)$$

电感电流的脉动量

$$\Delta I_L = \Delta I_{T_{on}} = \Delta I_L = \frac{V_1}{L} DT_s = \frac{V_O(1-D)DT_s}{L} = \frac{(1-D)DV_O}{Lf} \quad (3-58)$$

由图 3.5(e), 通过 T 和 D 的电流最大值 $I_{T_{max}}$ 和 $I_{D_{max}}$ 与电感电流最大值 $I_{L_{max}}$ 相等

$$I_{T_{max}} = I_{D_{max}} = I_{L_{max}} = I_1 + \frac{1}{2} \Delta I_L = \frac{I_O}{1-D} + \frac{(1-D)DV_O}{2Lf} \quad (3-59)$$

T 和 D 截止时所承受的电压 V_T 和 V_D 均为输出电压 V_O , 即 $V_T = V_D = V_O$ (3-60)

输入电流 I_1 的脉动量 ΔI_1 等于电感电流 i_L 的脉动量 ΔI_L

$$\Delta I_1 = \Delta I_L = I_{L_{max}} - I_{L_{min}} = \frac{V_1}{L} DT_s = \frac{V_O - V_1}{L} (1-D) T_s \quad (3-61)$$

输出电压脉动 ΔV_O 等于开关管 T 导通期间电容 C 的电压变化量。 ΔV_O 可近似地由下式确定

$$\Delta V_O = V_{O_{max}} - V_{O_{min}} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot I_O \cdot T_{off} = \frac{1}{C} \cdot I_O \cdot DT_s = \frac{D}{Cf} I_O \quad (3-62)$$

3.2.3 Boost 变换器电感电流断流时工作特性

1. 三种工作状态和变压比 M

图 3.5(f)给出了电感电流断流工作时的主要波形, 此时 Boost 变换器与 Buck 变换器电流断流时一样也有三种开关状态, 这三种开关状态的等效电路如图 3.5(b,c,d)所示。

(1) T 导通, D 截止, 在 T 导通的 $T_{on} = DT_s$ 期间 i_L 自零增长到 $I_{L_{max}}$;

(2) T 阻断, 二极管 D 续流, 在 $T'_{off} = D_1 T_s$ 期间 i_L 自 $I_{L_{max}}$ 降到零;

(3) T 阻断, D 截止, 在此期间 i_L 保持为零, 负载由输出滤波电容供电, 直到下一周期开关管 T 开通后 i_L 又从零开始增大至 $I_{L_{max}}$ 。

T 导通期间, 即 $t = 0$ 到 $T_{on} = DT_s$ 期间, 电感电流从零开始增加, 其增量 Δi_L 为

$$\Delta i_L = I_{L_{max}} = \frac{V_1}{L} \cdot DT_s \quad (3-63)$$

T 截止后, i_L 线性下降, 并且在 $T_{de} = T_{on} + T'_{off}$ 时刻下降到零, 下降量也是 Δi_L

$$\Delta i_L = \frac{V_O - V_1}{L} T'_{off} = \frac{V_O - V_1}{L} \cdot D_1 \cdot T_s \quad (3-64)$$

式中 $D_1 = T'_{off}/T_s$, 电感电流断流时 $T'_{off} = D_1 T_s < (T_s - T_{on}) = T_s(1 - T_{on}/T_s) = T_s(1 - D)$, 故 $D_1 < (1 - D)$

由式(3-63)式和(3-64)式可以得到断流时变压比 M

$$\begin{aligned} M = \frac{V_O}{V_1} &= \frac{D + D_1}{D_1} = \frac{1}{1-D} \left[(1-D) \cdot \frac{D + D_1}{D_1} \right] = \frac{1}{1-D} \left[\frac{1-D}{D_1} D + 1 - D \right] \\ &= \frac{1}{1-D} \left[1 + \left(\frac{1-D}{D_1} - 1 \right) D \right] \end{aligned} \quad (3-65)$$

由于 $D < (1 - D)$, $\frac{1-D}{D_1} - 1 > 0$, 故 $M > \frac{1}{1-D}$

如果不计变换器的损耗, $I_O V_O = I_1 V_1$, 则有

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} = \frac{D + D_1}{D_1} \quad (3-66)$$

(3-66)式中的 $D_1 = T'_{\text{off}}/T_s$, 取决于 T 阻断期中电感电流衰减至零所经历的时间 T'_{off} , T'_{off} 显然与负载电流、电路电感 L 及开关周期 T_s 等有关。由此可见, 电流断流时, Boost 变换器的变压比 $M > 1/(1-D)$, 而且 M 不仅与占空比 D 有关, 而且与电路电感、负载电流以及开关频率等有关, 为了保持输出电压 V_o 恒定, 即使在输入电压 V_i 不变时, 也应随负载电流的不同来调节占空比 D 。

由图 3.5(a)、3.5(f) 可知输入电流平均值 I_i 等于电感电流平均值 I_L

$$I_i = I_L = \frac{1}{2} I_{L,\text{max}} \cdot \frac{T_{\text{on}} + T'_{\text{off}}}{T_s} = \frac{1}{2} I_{L,\text{max}} (D + D_1) \quad (3-67)$$

由图 3.5(a)、3.5(f), 负载电流平均值 I_o 等于二极管电流平均值 I_D

$$I_o = I_D = \frac{1}{2} I_{L,\text{max}} \cdot D_1 = \frac{V_o}{R} \quad (3-68)$$

由图 3.5(f) 及公式(3-63), 开关管 T 电流平均值

$$I_T = \frac{1}{2} I_{L,\text{max}} D \quad (3-69)$$

或

$$I_T = \frac{V_i}{2Lf} D^2 \quad (3-70)$$

开关管 T、二极管 D 的最大电流值为

$$I_{T,\text{max}} = I_{D,\text{max}} = I_{L,\text{max}} = \frac{V_i}{Lf} D \quad (3-71)$$

对于一个给定的占空比值 D 可由(3-63)式求得电感电流最大值 $I_{L,\text{max}}$ 。对于一个给定的负载电流 I_o , 可由(3-68)式求得对应的 D_1 值。从而可以得到输入电流、开关管 T 电流、二极管 D 电流的平均值与最大值及电感电流的平均值 I_L , 依此选用开关器件和设计电感 L 。

输入电流在一个开关周期中的平均值 I_i 也就是电感电流平均值 I_L , 由图 3.5(f) 的 i_L 波形可求得

$$\begin{aligned} I_i = I_L &= \frac{1}{2} \Delta I_L \times (T_{\text{on}} + T'_{\text{off}}) / T_s = \frac{1}{2} \frac{V_i}{L} D T_s (D + D_1) \\ &= \frac{V_i}{2Lf} D (D + D_1) \end{aligned} \quad (3-72)$$

负载电流

$$I_o = I_i \cdot \frac{V_i}{V_o} = \frac{V_o}{R}$$

故有

$$I_o = \frac{V_i^2}{V_o} \frac{1}{2Lf} D (D + D_1) = \frac{V_o}{R} \quad (3-73)$$

$$D(D + D_1) = \frac{V_o^2}{V_i^2} \times \frac{2Lf}{R} = M^2 \cdot \frac{2Lf}{R} \quad (3-74)$$

由(3-66)式得到

$$D_1 = D/(M - 1) \quad (3-75)$$

$$\text{将(3-75)的 } D_1 \text{ 代入(3-74)得到 } D = \sqrt{2M(M-1) \cdot \frac{Lf}{R}} \quad (3-76)$$

由(3-76)得到
$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - \sqrt{1 + 2D^2 R/Lf}}{2} \quad (3-77)$$

电源电压 V_i 固定时,取 $R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{I_o} = M \cdot \frac{V_i}{I_o}$,代入(3-76)式得到以电源电压 V_i 表达的 M 、 D 函数关系

$$D = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(M-1) \cdot \frac{I_o}{V_i}}{8Lf}} = \frac{1}{2} \sqrt{(M-1) \cdot \frac{I_o}{I_{OKm}}} = \frac{1}{2} \sqrt{(M-1) I_o^*} \quad (3-78)$$

由(3-78)得到
$$M = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{4D^2}{I_o^*} \quad (3-79)$$

式中, $I_{OKm} = V_i/8Lf$, 标么值电流 $I_o^* = I_o/I_{OKm}$

负载电压 V_o 固定时,取 $R = V_o/I_o$,代入(3-76)式得到以负载电压 V_o 表达的 M 、 D 函数关系

$$D = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4M(M-1) \times \frac{I_o}{V_o/27Lf}}{\frac{I_o}{V_o/27Lf}}} = \sqrt{\frac{4}{27} M(M-1) \cdot \frac{I_o}{I_{OKm}}} = \sqrt{\frac{4}{27} M(M-1) I_o^*} \quad (3-80)$$

由(3-80)式得到

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{27D^2}{I_o^*} \frac{V_o}{27Lf}}}{2} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{27D^2}{I_o^*}}}{2} \quad (3-81)$$

(3-80)、(3-81)式中: $I_{OKm} = V_o/27Lf$, $I_o^* = I_o/I_{OKm}$

(3-79)、(3-81)式是 Boost 变换器在电感电流断流工作情况时变压比或外特性, M 是占空比和负载电流的函数, $M > 1/(1-D)$, 当 V_i 为恒值时应使用(3-79)式, 当 V_o 为恒值时, 应使用(3-81)式。

2. 临界负载电流

负载电流较大时电感电流连续(图 3.5(c)中的 i_L), 随着负载电流的减小电感电流从连续过渡到断流工作情况图 3.5(f)。负载电流 I_L 减小时, 输入电流 I_i 、电感电流 I_L 都减小, 图 3.5(e)中电感电流瞬时值 i_L 减小, 其最小值 I_{Lmin} 减小。当负载减小到使电感电流最小值 I_{Lmin} 为零时, 则称为临界负载电流 I_{LK} , 这时在 T 导电、D 截止的 T_{on} 期间 i_L 从零上升至 I_{LKmax} , 在 T 阻断、D 导通的 $T_{off} = T_s - T_{on}$ 期间, i_L 从 I_{LKmax} 下降到零。图 3.6 示出电感电流临界连续时的电感电流波形, 临界时电感电流平均值 I_{LK} 也就是临界时输入电流平均值 I_{iK} , 其值为

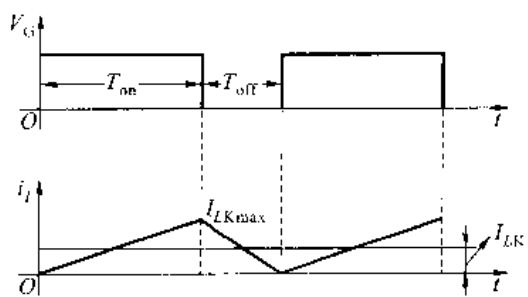


图 3.6 电感电流临界连续工作情况波形图

$$I_{L,K} = I_{iK} = \frac{1}{2} I_{L,\max} = \frac{1}{2} \Delta I_L = \frac{1}{2} \frac{V_i}{L} D T_s = \frac{V_i}{2Lf} D \quad (3-82)$$

临界情况时电感电流仍连续,故变压比 M 应是 $M = \frac{1}{1-D} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o}$

由上式,临界情况时的负载电流 I_{OK} 与输入电流 I_{iK} 之比为

$$I_{OK}/I_{iK} = \frac{V_i}{V_o} = (1-D) \quad (3-83)$$

$$\text{故有} \quad I_{OK} = \frac{V_i}{2Lf} D(1-D) \quad (3-84)$$

$$\text{或者} \quad I_{OK} = \frac{V_o}{2Lf} \frac{V_i}{V_o} D(1-D) = \frac{V_o}{2Lf} \frac{1}{M} D(1-D) = \frac{V_o}{2Lf} D(1-D)^2 \quad (3-85)$$

临界负载电流 I_{OK} 与输入电压 V_i 、输出电压 V_o 、电感 L 、开关频率 f 以及开关管 T 的占空比 D 都有关。

当负载电流 $I_o = I_{OK}$ 时,电感电流处于连续与断流的边界,但仍连续,变压比 $M = 1/(1-D)$ 。

当负载电流 $I_o > I_{OK}$ 时,电感电流连续,变压比 $M = 1/(1-D)$ 。

当负载电流 $I_o < I_{OK}$ 时,电感电流断流,如图 3.5(f) 所示。这时变压比 $M > 1/(1-D)$ 。 M 不仅与占空比 D 有关,还与电感 L 、开关频率 f 、负载电流 I_o 以及电源电压 V_i 或负载电压 V_o 都有关。

3. Boost 变换器输出电压外特性

(1) 输入电压 V_i 恒值时的外特性

(3-84) 式表明临界负载电流 I_{OK} 是输入电压 V_i 和占空比的函数,由 (3-84) 式令 $dI_{OK}/dD = 0$ 求得 $D = 0.5$ 时的最大的临界负载电流为

$$I_{OKmi} = V_i/8Lf \quad (3-86)$$

将 (3-87) 的 I_{OKmi} 代入 (3-84) 式得到

$$4D(1-D) = I_{OK} / \frac{V_i}{8Lf} = I_{OK}/I_{OKmi} = I_{OK}^* \quad (3-87)$$

临界工作情况时 $M = 1/(1-D)$, $D = 1 - 1/M$, 故由上式可得到 $D = \frac{1}{2}(1 \pm \sqrt{1 - I_{OK}^*})$

$$M = \frac{1}{1-D} = 2 \frac{1 \pm \sqrt{1 - I_{OK}^*}}{I_{OK}^*} = 2 \frac{1 \pm \sqrt{1 - I_{OK}^*}}{I_{OK}^*} \quad (3-88)$$

图 3.7(a) 示出 Boost 变换器在电源电压 V_i 恒定时的外特性。图中纵坐标为变压比 M , 横坐标为负载电流 I_o 的标么值 I_o^* ($I_o^* = I_o/I_{OKmi} = I_o/\frac{V_i}{8Lf}$), 参变量为占空比 D 。对于任一 D 值, 如 $D = 0.5$, 变压比 M 与负载电流 I_o^* 的函数关系由曲线 NB 和直线段 BF 组成。不同 D 值时曲线段与直线段的转折点就是临界负载点。临界负载点的连接线即图 3.7(a) 中的虚线是按公式 (3-88) 画出的 V_i 恒定时变压比 M 与负载临界电流的关系曲线 $AEFCBGHK$, 在临界工作情况下 $I_o = I_{OK}$, 仍然是 $M = 1/(1-D)$ 。

由 V_o 恒定时变压比 M 与临界负载电流标么值 I_{OK}^* 的函数关系(3-88)式可知:

① 当 $I_O = I_{OK} = 1$ 时, $M = 2$, 这时占空比 $D = 1 - 1/M = 0.5$, 即占空比 $D = 0.5$ 时临界负载电流 $I_{OK} = 1$, 这时 $M = 2$, $D = 0.5$ 。负载电流 $I_O > 1$ 时, 则电流连续; $I_O < 1$ 时, 则电流断流。

② 当 $I_O = I_{OK} = 0.75$ 时, 由(3-88)式有两个 M 值, $M = 4(D + 0.75)$, $M = 4/3(D + 0.25)$, 即占空比 $D = 0.75$ 、 $M = 4$ 时和 $D = 0.25$ 、 $M = 4/3$ 的临界负载电流 I_{OK}^* 都是 0.75。即当 $D = 0.25$ 和 0.75 时, I_O 大于 0.75 则电流连续, I_O 小于 0.75 则电流断流。

③ 当 $I_O = I_{OK} = 0.5$ 时, 由(3-88)式 $M = 1.17(D = 0.146)$ 和 $M = 6.85(D = 0.854)$, 即当 $D = 0.146$ 和 $D = 0.854$ 时, I_O 大于 0.5 时, 电流连续; I_O 小于 0.5 时, 电流断流。

图 3.7(a)中的虚线是 V_o 恒定时临界负载电流线。

图 3.7(a)中在负载临界电流曲线右边区域是 $I_O > I_{OK}$ 的电感电流连续区域, 这时变压比 $M = 1/(1 - D)$, 在负载临界电流曲线的左边区域是 $I_O < I_{OK}$ 的电感电流断流区, 这时变压比 M 与占空比 D 和负载电流 I_O 的关系为(3-79)式。

(2) 当负载电压 V_o 恒定时

图 3.7(b)是负载电压 V_o 恒定时的外特性。 V_o 恒定时临界负载 I_{OK} 与电压 V_o 和占空比 D 的关系为(3-85)式, 由(3-85)式令 $dI_{OK}/dD = 0$ 求得 $D = 1/3$ 的最大临界负载电流 I_{OKm} 为

$$I_{OKm} = V_o / \left(\frac{27}{2} Lf \right) \quad (3-89)$$

将(3-89)的 I_{OKm} 代入(3-85)式得到

$$I_{OK} / \left(\frac{27}{27} Lf \right) = \frac{27}{4} D(1-D)^2 = I_{OK} / I_{OKm} = I_{OK}^* \quad (3-90)$$

由 $M = 1/(1 - D)$, $D = 1 - 1/M$, 由(3-90)式得到: $I_{OK}^* = \frac{27M - 1}{4M^3}$

图 3.7(b)中的虚线是按(3-90)式画出的临界工作情况时($I_O = I_{OK}$)变压比 M 与临界负载电流标么值 I_{OK}^* 的关系曲线($I_{OK}^* = I_O / I_{OKm}$)。图中横坐标为负载电流标么值 I_O^* , 纵坐标为变压比 M , 参变量为占空比 D 。在 $D = 1/3$ 时有最大值 $I_O = I_{OK} = I_{OKm} = 2V_o / (27Lf)$ 。

在负载临界电流曲线的右边区域, 即 $I_O > I_{OK}$, 电感电流连续, 这时变压比 $M = V_o / V_i = I_O^* / I_O = 1/(1 - D)$ 。

在负载临界电流曲线的左边区域, 即 $I_O < I_{OK}$, 电感电流断流, 这时变压比 M 与占空比 D 和负载电流 I_O 的关系为(3-81)式:

从图 3.7(a)、(b)可以看到, 负载电流较大、电感电流连续时, 变压比 $M = 1/(1 - D)$ 只与占空比有关。负载电流减小导致电感电流断流时, M 值增大, 即输出电压 V_o 较电流连续时占空比 D 所对应的 $V_o = V_i/(1 - D)$ 要高些。

稳态运行时, 开关管 T 导通期间($T_{on} = DT_s$)电源输入到电感 L 中的磁能, 在 T 截止期间全部通过二极管 D 转移到输出端, 如果负载电流很小, 就会出现电流断流情况。如果变换器负载电阻变得很大, 负载电流太小, 这时如果占空比 D 仍不减小、 T_{on} 不变, 电源输入到电感的磁能 W 不变, 必使输出电压 V_o 不断增加, 因此没有电压闭环调节的 Boost 变换器不宜在输出端开

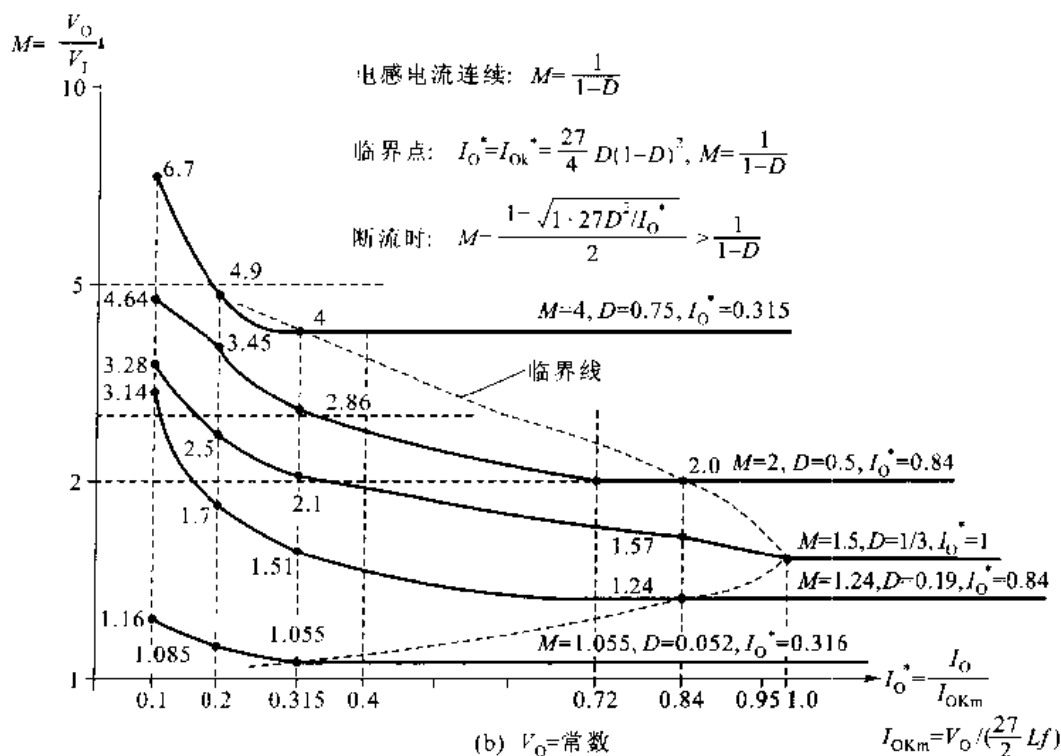
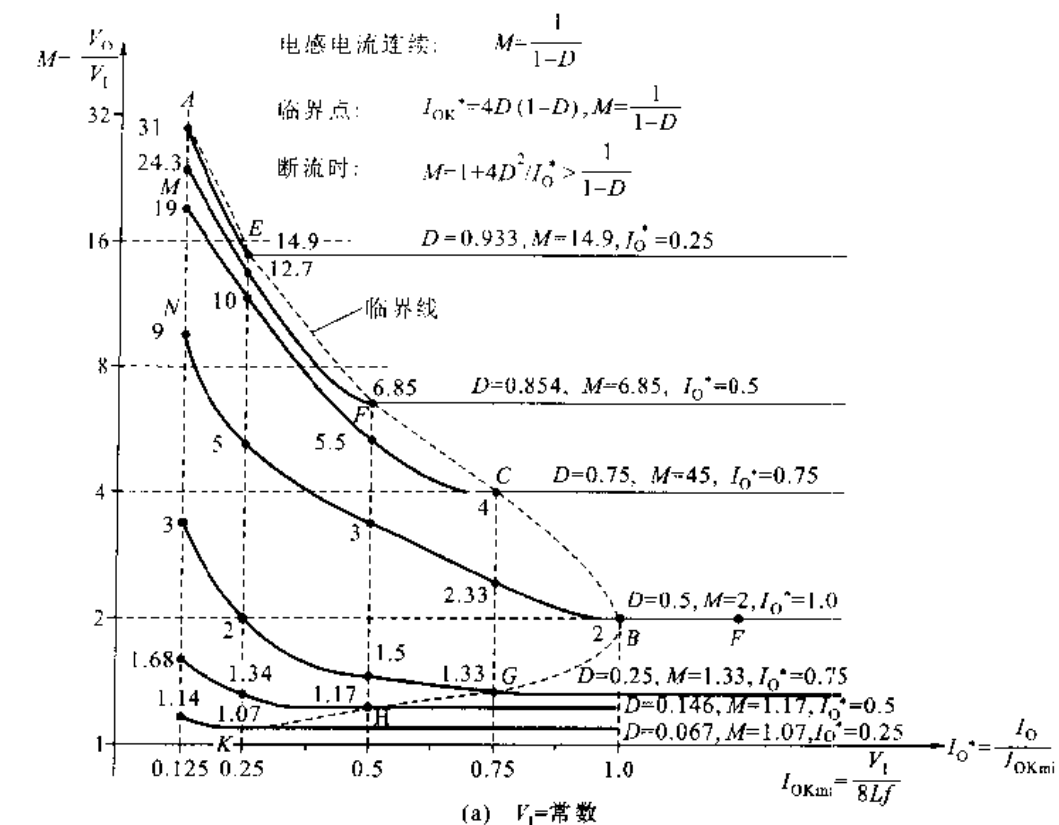
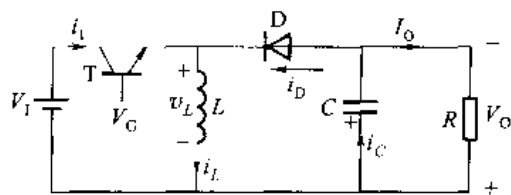


图 3.7 Boost 变换器的外特性曲线

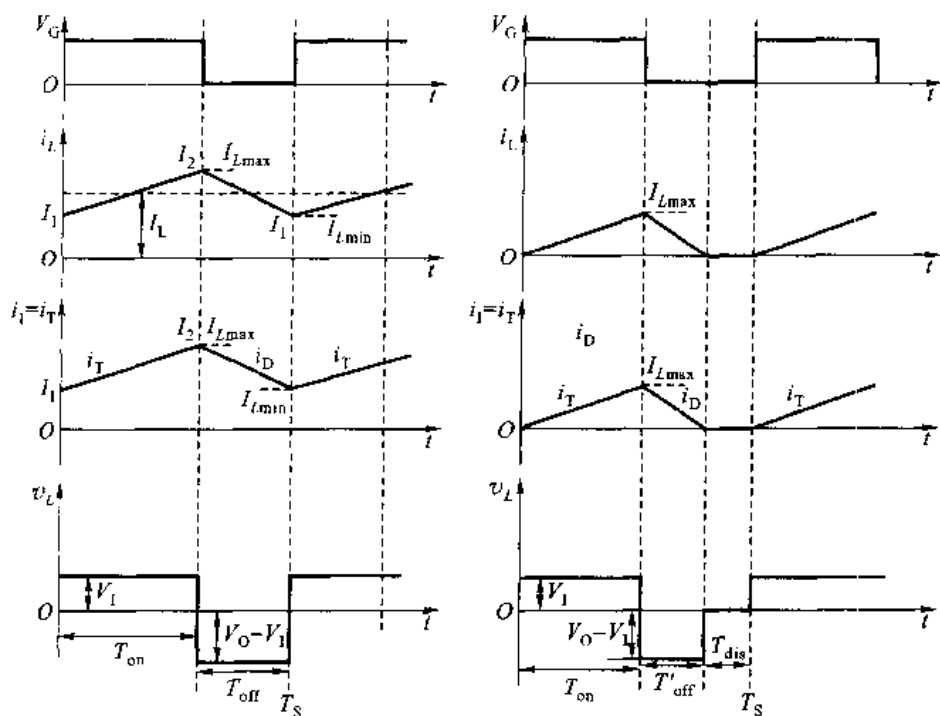
路情况下工作。

* 3.3 直流降压—升压变换器(Buck-Boost 变换器)

前述 Buck 电路只能降压, Boost 电路只能升压, 图 3.8 示出的 Buck-Boost 直流—直流电压变换电路, 既可实现降压变换又可实现升压变换, 输出电压直流平均值 V_O 既可大于输入电源电压 V_I , 又可实现 $V_O \leq V_I$ 。假定开关频率足够高, 输出滤波电容 C 足够大, 那么在一个开关周期内负载电流 I_O 可以认为恒定不变。如果稳态运行时电感电流连续, 则一个周期 T_s 内仅存在两种开关状态:



(a) 电路图



(b) 电感电流连续波形图

(c) 电感电流断流波形图

图 3.8 Buck-Boost 变换器的电路图及其主要波形

(1) 在开关 T 导通的 $t_{on} = DT_s$ 期间: T 导通, 电源电压 V_I 经开关管 T 和电感 L 短接, 续流二极管 D 截止, 负载由电容 C 供电。这时, $V_L = V_L = L \cdot di_L/dt > 0$, i_L 从 I_1 线性上升至 I_2 , i_L 的增量为

$$\Delta I_L = \int_0^{DT_s} \frac{V_I}{L} dt = \frac{V_I}{L} DT_s = I_2 - I_1 \quad (3-91)$$

电源电流 $i_1 = i_L$, 二极管 D 截止: $i_D = 0$, 电容电流 $i_C = -I_O$, 电容电流 i_C 导致输出电压的变化为

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{DT_s} i_C dt = -\frac{I_O D T_s}{C} = -\frac{I_O D}{C \cdot f} \quad (3-92)$$

(2) 在开关 T 阻断的 $t_{off} = (1-D)T_s$ 期间, T 断开, 二极管 D 导通。

电源电流 $i_1 = 0$, 二极管 D 导通, $V_L = L \cdot di_L/dt = -V_O < 0$, i_L 从 I_2 线性下降至 I_1 , i_L 的增量

$$\Delta I'_L = \int_{I_1}^{(1-D)T_s} -\frac{V_O}{L} dt = -\frac{V_O}{L}(1-D)T_s \quad (3-93)$$

二极管电流 $i_D = i_L$, 电容电流 $i_C = i_L - I_O$

稳态时一个周期内的电流增量应为零, 由(3-91), (3-93)式有

$$\Delta I_L + \Delta I'_L = 0, \text{ 即 } \frac{V_1}{L} D T_s = \frac{V_O}{L} (1-D) T_s$$

由上式得到 $V_O = D/(1-D) \cdot V_1 = M \cdot V_1$ (3-94)

式中变压比 $M = V_O/V_1 = D/(1-D)$ (3-95)

由图 3.8(a)可知: 输出电压 V_O (下正上负) 与输入电源电压 V_1 (下负上正) 极性相反, 在数值上由(3-95)可知:

当 $0 \leq D \leq 0.5$, D 从零增大时, 变压比 M 从零升到 1.0。 $V_O \leq V_1$, 实现降压变换。

当 $0.5 \leq D \leq 1.0$, D 从 0.5 增大时, 变压比 M 从 1.0 增大, $V_O > V_1$, 实现升压变换。因此调节占空比 D 可使输出电压 V_O 在很宽范围内变化。

由图 3.8(b)所示电感电流连续时的波形图, 可求得

$$\text{电源电流 } i_1 \text{ 的平均值 } I_1 = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_L dt = \frac{1}{T_s} \cdot I_L \cdot D T_s = D I_L \quad (3-96)$$

忽略电路损耗则电源输出功率 $I_1 V_1$ 等于负载功率 $V_O I_O$, $I_1 V_1 = V_O I_O$, 故有

$$I_1 = V_O/V_1 \cdot I_O = D/(1-D) \cdot I_O \quad (3-97)$$

由(3-96)、(3-97)式可得到电感电流的平均值 I_L 为 $I_L = I_O/(1-D)$ (3-98)

Buck-Boost 电路中电容 C 的充放电情况与 Boost 电路完全一样。在 $T_{on} = DT_s$ 期间, 电容 C 以负载电流 I_O 放电, 历时 $T_{on} = DT_s$ 。因此电容电压的降落值即负载电压的纹波峰-峰值 ΔV_C 应与 Boost 电路的(3-62)式完全一样。

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{DT_s} I_O dt = \frac{I_O}{C} D T_s = \frac{D I_O}{C f}$$

稳态运行时如果电感断流则存在三种开关状态, 其电流电压波形为图 3.8(c):

(1) T 导通、D 截止, 历时 $T_{on} = DT_s$

(2) T 截止、D 导通续流, 历时 $T'_{off} = D_1 T_s$ 后, 流经续流二极管 D 的电感电流降为 0。

(3) T 截止、D 截止, $i_L = 0$, $i_D = 0$, 电容 C 对负载放电。

Buck-Boost 变换器电感电流断流及临界连续时输出电压外特性的分析, 类似前节的 Buck 和 Boost 变换器, 作为一个练习, 读者可自行推导有关特性公式。

Buck-Boost 变换器也是单管不隔离直流变换器,其主电路与 Buck 或 Boost 变换器的元器件相同,也由开关管、二极管、电感和电容等构成。但与 Buck 和 Boost 不同的是输出电压 V_O 既可低于也可高于输入电压 V_I ,其输出电压的极性与输入电压相反。

Buck-Boost 变换器的缺点是其输入电流总是断流的,输出电流 i_D 也总是断流的,这对供电电源和负载都是不利的。

3.4 直流升压—降压变换器(Boost-Buck 变换器或 Cuk 变换器)

3.4.1 电路结构和工作原理

前一节将 Buck 变换器与 Boost 变换器先后串联得到降压—升压 Buck-Boost 变换器,可以用单个开关管实现既可降压又可升压的直流—直流变换。但是前部的 Buck 电路使输入电源电流断流,后部的 Boost 电路又使输出电流 i_D 断流。如果前部用 Boost 电路、后部用 Buck 电路则既可升压、降压,又可使输入电源电流和输出电流全都连续。

1980 年, Slobodan Cuk 基于对 Boost-Buck 串联变换器的深入研究,完成了以他的名字命名的 Cuk 变换器。其发展的思路就是把 Boost 与 Buck 变换器先后串联起来,进行如下的演变,从而得出很有特色的一个直流—直流变压电路。

在升压变换器后串一个降压变换器的电路,如图 3.9(a)所示。假定在图 3.9(a)中,开关 S_1 及 S_2 是同步的,并有相同的占空比 D ,则 S_1 、 D_1 、 S_2 、 D_2 的功能可以用等效的双刀双掷开关 S 来代替,得到图 3.9(b)所示电路。如果允许输出电压是反极性时,则双刀双掷开关及并联电容器 C_1 可以用一个单刀双掷的开关 S_1 及一个串联电容器 C_1 代替,这时图 3.9(b)电路就可以简化

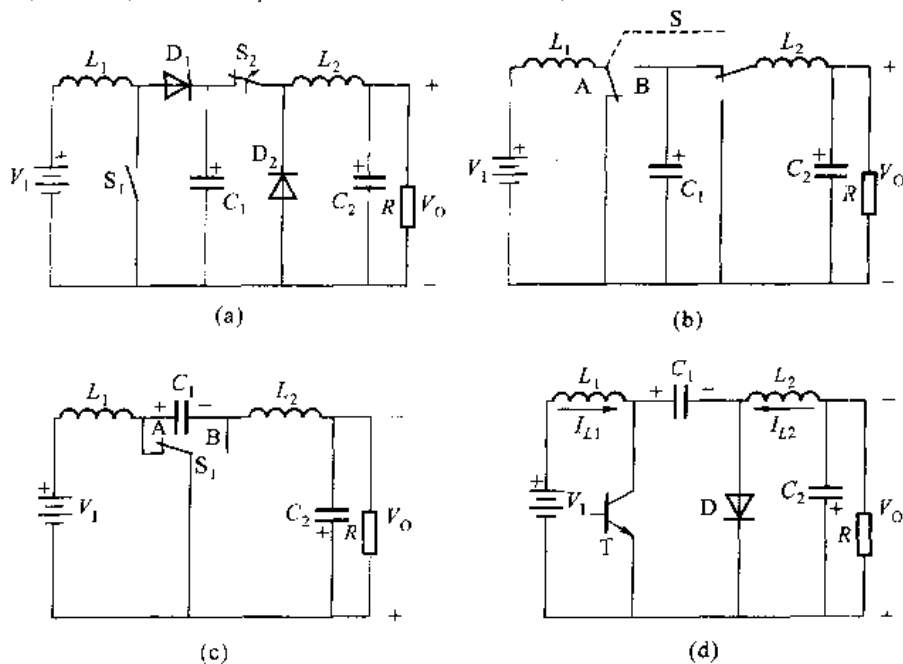


图 3.9 Boost-Buck 串联变换器的等效电路

为图 3.9(c)。再进一步用一个开关管 T 和一个二极管 D 代替图 3.9(c)中的单刀双掷开关 S_1 则得到一个新的直流—直流升—降压变换电路,如图 3.9(d)所示,这就是 Cuk 变换器。

上述电路曾被译为库克电路。可以看到,这个电路只要一个开关管 T 和一个续流二极管 D,电容器 C_1 作为输入到输出能量的传送元件。以下将推证该电路的变压比 M 与 Buck-Boost 电路一样既能小于 1,也能大于 1。开关管 T 同样采用高频 PWM 控制方式,通过改变占空比 D 来改变变压比,可以在很宽的范围内调节控制输出电压 V_O 。此外,Cuk 变换器输入电流和输出电流都是连续的,而且增加电感 L_1 和 L_2 的值,或将 L_1 、 L_2 互相耦合,可使交流纹波电流减小到任意数值。在应用中,这种优良的变换器特性常常不需要再附加输入、输出滤波器。前一节中的 Buck-Boost 降压—升压变换器,输入、输出电流都是断流的,为了减小对电源及负载的影响及减小电磁干扰,要求附加输出、输入低通滤波器。相比之下,Boost-Buck 升压—降压串联的 Cuk 电路用的元件较少,输入、输出电流都连续,因此 Cuk 变换器保留了 Buck-Boost 变换器既能升压又能降压的优点,又克服了其缺点,具有优良的直流变压特性。

图 3.10(a)所示 Cuk 电压变换电路的工作原理是:在一个开关周期 T_s 中,首先在 T_{on} 期间,令开关管 T 导通($T_{on} = DT_s$),等效电路为 3.10(b)。这时电源 V_1 经 L_1 和开关管 T 短路。 i_{L1} 线性增加,电源将电能变为 L_1 的磁能。与此同时在 $T_{on} = DT_s$ 期间电容 C_1 经开关管 T 对 C_2 及负载 R 放电,并使 L_2 电流增大而储蓄磁能。这时二极管 D 承受反压而截止。在开关管 T 导通期间其电流 $i_T = i_{L1} + i_{L2}$ 逐渐增大。

在随后的 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间,开关管 T 阻断,等效电路为 3.10(c), i_{L1} 经 C_1 及二极管 D 续流。电源 V_1 与 L_1 的感应电动势 $V_{L1} = -L_1 di_{L1}/dt$ 串联相加,绝对值是 $V_1 + |L_1 di_{L1}/dt|$,对 C_1 充电并经二极管 D 续流,与此同时, i_{L2} 也经二极管 D 续流。 L_2 的磁能转为电能对负载供电。在 i_{L1} 、 i_{L2} 经二极管 D 续流期间 $i_D = i_{L1} + i_{L2}$ 逐渐减小。如果在开关管 T 阻断的 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间结束前经历 T'_{off} 后二极管 D 的电流 i_D 已减为 0(参见图 3.10(f)),则从 $i_D = 0$ 到下一次开关管 T 导通这一段时间里开关管 T 和二极管 D 都不导电。这时的等值电路为图 3.10(d),Cuk 变换器的这种二极管 D 电流断流的工作情况被称为电流断流工作情况。因此 Cuk 变换器也有电流连续和断流两种工作情况,但这里不是指电感电流的断流,而是指流过二极管 D 的电流连续或断流。在开关管 T 的阻断时间 $T_{off} = (1-D)T_s$ 内,若二极管电流总是大于零,则称为电流连续;若二极管电流在一段时间内为零,则称为电流断流工作情况;若二极管电流经历 $T_{off} = (1-D)T_s$ 后,在 $t = T_s$ 时正好降为零,则为临界连续。图 3.10(e)和 3.10(f)分别给出了电流连续和断流时的主要波形图。图 3.10(b)、(c)、(d)是 Cuk 变换器在不同开关状态时的等效电路。二极管电流连续时 Cuk 变换器存在两种开关状态,如图 3.10(b)和(c)所示;二极管电流断流时,Cuk 变换器还存在第三种开关状态,如图 3.10(d)所示。Cuk 变换器中有两个电感,这两个电感之间可以没有耦合,也可以有耦合,耦合电感可进一步减小电流脉动量。

3.4.2 Cuk 变换器电流连续时工作特性

利用电感磁链平衡原理可求出 Cuk 变换器中电源电压 V_1 、负载电压 V_O 与电容 C_1 电压 V_{C1} 的关系,以及 Cuk 变换器的变压比 M 。在 Cuk 变换器中电感 L_1 、 L_2 两端的电压 V_{L1} 、 V_{L2} 正负交替变化,电感电流周期性的增大、减小,电感绕组的磁链周期性的增加、减少。稳态工作

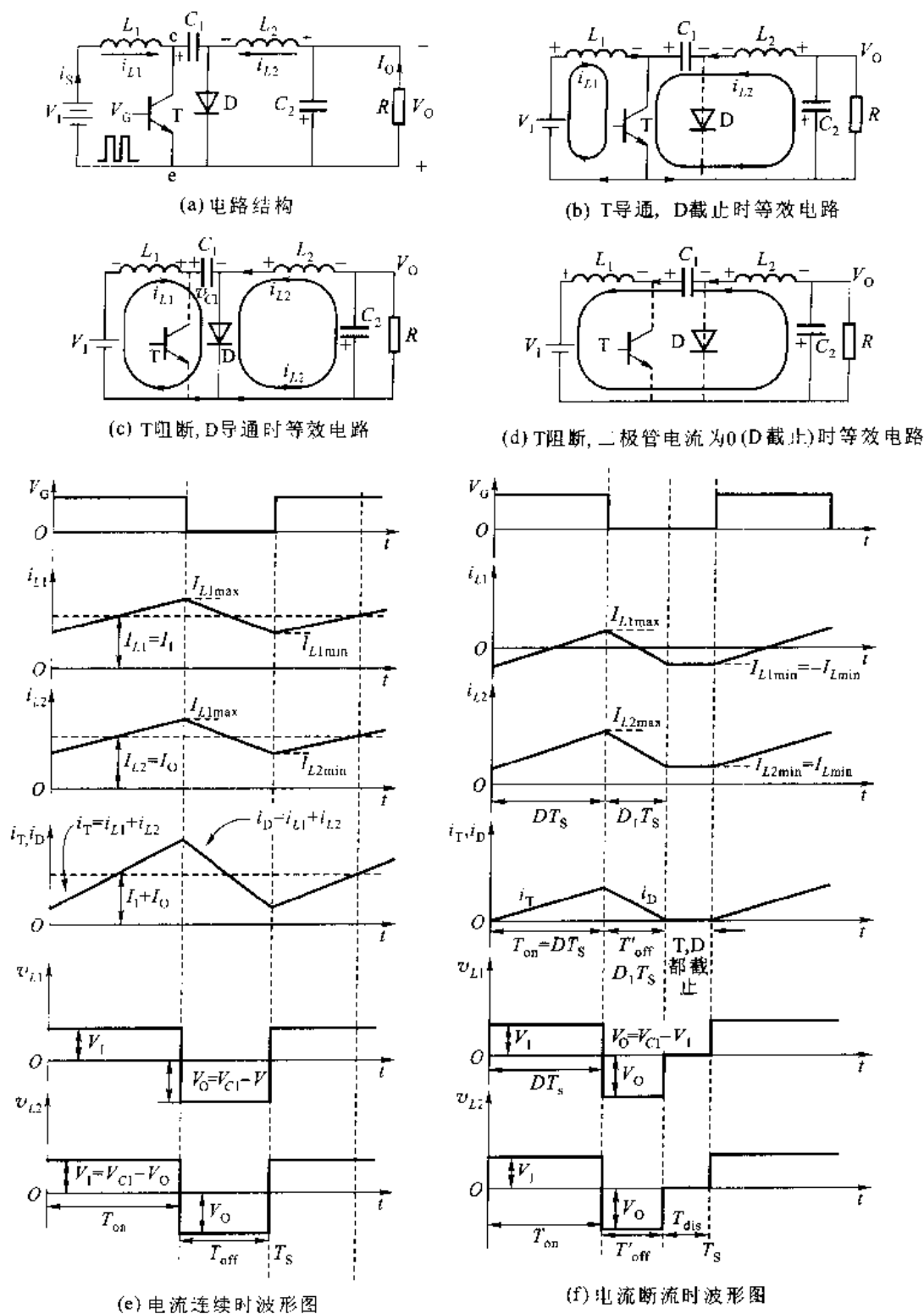


图 3.10 Cuk 变换器等值电路及波形图

时,在一个开关周期 T_s 内,电流的总增量应为零,磁链的总增量也应为零,或者说在一个开关周

期 T_s 中增加的电流、磁链应与减少的电流、磁链数值相等。

在电感 L 上外加电压 V_L 时其磁链变化率由下式决定: $v_L = d\Psi/dt$

$$\text{在一个开关周期 } T_s \text{ 内磁链变化量 } \Delta\Psi = \int_0^{T_s} v_L \cdot dt = 0 \quad (3-99)$$

上式表明,磁链增量为零就是电感上电压在一个周期内的电压平均值为零。

对 L_1 , 在 $T_{on} = DT$ 期间, 由图 3.10(b) $v_{L1} = V_I$; 在 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间由图 3.10(c) $v_{L1} = V_{C1} - V_I$, 故有

$$\int_0^{DT_s} V_I dt = \int_0^{(1-D)T_s} (V_{C1} - V_I) dt$$

实际 Cuk 电路中 C_1 取值都较大, 开关频率高、周期 T_s 不长, 稳态工作时在一个开关周期中 C_1 的电压可视为恒值。

因此有

$$\begin{aligned} V_I DT_s &= (1-D) T_s (V_{C1} - V_I) \\ D/(1-D) &= (V_{C1} - V_I)/V_I \end{aligned} \quad (3-100)$$

在 $T_{on} = DT_s$ 期间, 由图 3.10(b), $v_{L2} = V_{C1} - V_O$; 在 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间, 由图 3.10(c), $v_{L2} = V_O$ 故有

$$\int_0^{DT_s} (V_{C1} - V_O) dt = \int_0^{(1-D)T_s} V_O dt$$

实际 Cuk 电路中 C_2 取值都较大, 在一个开关周期中, V_O 可视为恒值, 因此有

$$\begin{aligned} (V_{C1} - V_O) DT_s &= V_O (1-D) T_s \\ \text{由此得到} \quad D/(1-D) &= V_O / (V_{C1} - V_O) \end{aligned} \quad (3-101)$$

$$\text{由(3-100)式} \quad V_{C1}/V_I = 1/(1-D), \quad V_I/(1-D) \quad (3-102)$$

上式表明 Cuk 变换器的前一部分将 V_I 变为 V_{C1} , 相当于一个升压变压器(Boost 电路)

$$\text{由(3-101)式} \quad V_O/V_{C1} = D, \quad V_O = DV_{C1} \quad (3-103)$$

上式表明 Cuk 变换器的后一部分将 V_{C1} 变为 V_O , 相当于一个降压变换器(Buck 电路), 因此 Cuk 变换器变压比

$$M = V_O/V_I = (V_O/V_{C1}) \cdot (V_{C1}/V_I) = D/(1-D) \quad (3-104)$$

(3-104)式表明 Cuk 变换器相当于一个升压变换与其后的降压变换串联组合。忽略变换器功率损耗, 若 I_O 、 I_I 分别为负载电流和电源电流, 则

$$V_I I_I = V_O I_O \quad (3-105)$$

$$\text{故} \quad M = V_O/V_I = I_I/I_O = (V_O/V_{C1}) \cdot (V_{C1}/V_I) = D/(1-D) \quad (3-106)$$

$$\text{由(3-100)、(3-101)式得到} \quad \frac{V_{C1} - V_I}{V_I} = \frac{V_O}{V_{C1} - V_O}$$

$$\text{由此得到} \quad V_{C1} = V_I + V_O \quad (3-107)$$

$$V_{C1} - V_I = V_O$$

$$V_{C1} - V_O = V_I$$

利用一个周期内电感电流总增量为零也可得到以上各式。

在开关管 T 导通、二极管 D 截止的 $T_{on} = DT_s$ 期间:

$$\text{电感 } L_1: \quad \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_I}{L_1}$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i}{L_1} DT_s = I_{L1\max} - I_{L1\min} \quad (3-108)$$

电感 L_2 :

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1} - V_O}{L_2} = \frac{V_i}{L_2}$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_i}{L_2} DT_s = I_{L2\max} - I_{L2\min} \quad (3-109)$$

开关管 T 的电流为

$$i_T = i_{L1} + i_{L2}$$

$$\frac{d(i_{L1} + i_{L2})}{dt} = V_i \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) = V_i / \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (3-110)$$

$$\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = V_i DT_s \cdot \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} = V_i DT_s / L_e \quad (3-111)$$

式中,等效电感 $L_e = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$

在开关管 T 阻断、二极管 D 导通的 $(1-D)T_s$ 期间:

电感 L_1 :

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_{C1} - V_i}{L_1} = -\frac{V_O}{L_1}$$

$$\Delta I_{L1} = -\frac{V_O}{L_1} (1-D) T_s = I_{L1\min} - I_{L1\max} \quad (3-112)$$

电感 L_2 :

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{V_O}{L_2}$$

$$\Delta I_{L2} = -\frac{V_O}{L_2} (1-D) T_s = I_{L2\min} - I_{L2\max} \quad (3-113)$$

二极管的电流为:

$$i_D = i_{L1} + i_{L2}$$

$$\frac{d(i_{L1} + i_{L2})}{dt} = -V_O \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) = -\frac{V_O}{\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}} = -\frac{V_O}{L_e} \quad (3-114)$$

因此在 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间二极管电流下降量为

$$\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = V_O (1-D) T_s / L_e \quad (3-115)$$

若电感 L_1 和电感 L_2 的电流平均值分别为 I_{L1} 、 I_{L2} ; I_{L1} 就是电源输入电流平均值 I_i 。由于电容 C_2 在一个开关周期中的充、放电平均电流 $I_C = 0$, 所以 I_{L2} 等于负载电流 I_O , 即: $I_i = I_{L1}$, $I_O = I_{L2}$ 。

由图 3.10(e) 中 $i_{L1} + i_{L2}$ 的波形可知, 开关管 T 导通时其电流平均值 I_T 等于二极管 D 在其导通时的平均值 I_D

$$I_T = I_D = I_{L1} + I_{L2} = I_i + I_O \quad (3-116)$$

由(3-106)式有

$$I_i = \frac{D}{1-D} I_O$$

故有

$$I_T = I_D = I_{L1} + I_{L2} = I_O \frac{D}{1-D} + I_O = \frac{I_O}{1-D} = \frac{I_i}{D} \quad (3-117)$$

开关管 T 和二极管 D 在截止时所承受的电压为

$$V_T = V_D = V_{C1} = V_1 + V_O = \frac{V_1}{1-D} = \frac{V_O}{D} \quad (3-118)$$

由以上Cuk变换器的工作原理、特性可知,Cuk变换器中电源能量经过三次变换才到负载:第一次是开关管T导通,电感 L_1 储能增长,电能转换为磁储能;第二次是开关管T阻断, L_1 的磁能转移为 C_1 的电能存储着;第三次是开关管T导通时 C_1 的电能转移到负载以及输出回路的电感 L_2 和电容 C_2 。当然,第一、三两个转换实际上是同时进行的。

从式(3-108)~(3-115)中可以看出,Cuk变换器中两电感电流上升率和下降率仅与 V_1 、 V_O 和自身电感大小有关。电感确定后,两电流上升率只由 V_1 大小决定,下降率只与 V_O 有关。若 $L_1 = L_2$,则开关管T导通时, $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_1}{L_1}$;二极管D导通时, $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{V_O}{L_1}$,即两电感电流的变化率在任意瞬间都相同。

3.4.3 Cuk变换器电流断续时工作特性

在电流连续工作情况下,当负载电流 I_O 减小时,电源输入电流 I_1 相应地也减小,同时 i_{L1} 、 i_{L2} 也都相应的减小,使开关管T导通时的电流 $i_T(i_{L1} + i_{L2})$ 及T阻断时流过二极管D的电流 $i_D(i_{L1} + i_{L2})$ 也都减小。当负载电流 I_O 减小到一定数值时,在开关管T阻断、二极管D导通的期间,由于 i_{L1} 、 i_{L2} 都减小故二极管电流 $i_D = i_{L1} + i_{L2}$ 也可能减小到零,如果在T阻断期结束时,即在 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间, $i_D = i_{L1} + i_{L2}$ 从最大值正好降为零,则在一个新的周期 T_s 开始,开关管T再次导通时,开关管T的电流($i_{L1} + i_{L2}$)也从零上升。这种情况被称为电流临界连续工作情况。这时的负载电流叫临界负载电流。

临界负载电流时,在开关管T导通的 DT_s 期间: i_{L1} 从 I_{L1min} 上升至 I_{L1max} , i_{L2} 从 I_{L2min} 上升至 I_{L2max} ,开关管T的电流 $i_T = i_{L1} + i_{L2}$ 从零($I_{L1min} + I_{L2min} = 0$)上升至 $I_{L1max} + I_{L2max}$ 。

临界负载电流时,在T阻断,D导电的 $(1-D)T_s$ 期间:二极管D电流 i_D 从 $(I_{L1max} + I_{L2max})$ 下降到 $i_D = I_{L1min} + I_{L2min} = 0$, $I_{L1min} = -I_{L2min}$ 。如果这时 I_{L2min} 为正值 I_{Lmin} ,参见图3.10(f),则 I_{L1min} 为负值, $|I_{L1min}| = I_{L2min} = I_{Lmin}$ 。因负载电流平均值 I_O 等于 i_{L2} 在一个周期中的电流平均值 I_{L2} ;电源输入电流平均值 I_1 等于 i_{L1} 在一个周期中的电流平均值 I_{L1} ,故有

$$\begin{aligned} I_O &= I_{L2} = (I_{L2max} + I_{L2min})/2 \\ I_1 &= I_{L1} = (I_{L1max} + I_{L1min})/2 \\ I_O + I_1 &= \frac{1}{2}(I_{L1max} + I_{L2max}) + \frac{1}{2}(I_{L1min} + I_{L2min}) = \frac{1}{2}(I_{L1max} + I_{L2max}) \end{aligned} \quad (3-119)$$

在 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间二极管D的电流下降量为

$$\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = I_{L1max} - I_{L1min} + I_{L2max} - I_{L2min} = I_{L1max} + I_{L2max}$$

由(3-115)式及(3-119)式,上式可改写为

$$\frac{V_O(1-D)T_s}{L_e} = 2(I_O + I_1) = 2I_O \left(1 + \frac{V_O}{V_1}\right) \quad (3-120)$$

在临界连续工作情况时电流仍为连续,故变压比 M 为

$$M = \frac{V_O}{V_1} = \frac{D}{1-D}$$

因此, (3-120) 式可简化为: $\frac{V_o(1-D)T_s}{L_1} = 2I_o \left(1 + \frac{D}{1-D} \right) = \frac{2I_o}{1-D}$

由上式即可得到临界连续工作情况时的负载电流 I_{OK} 为

$$I_{OK} = \frac{1}{2L_1f}(1-D)^2V_o \quad (3-121)$$

或

$$I_{OK} = \frac{1}{2L_1f}D(1-D)V_1 \quad (3-122)$$

当负载电流 $I_o > I_{OK}$ 时为电流连续工作情况, 电流连续的条件是: $I_o L_1 f > \frac{1}{2} D(1-D)V_1$,

当负载电流 $I_o = I_{OK}$ 时为电流临界工作情况, 电流临界连续时: $I_o L_1 f = \frac{1}{2} D(1-D)V_1$,

当负载电流 $I_o < I_{OK}$ 时为电流断流工作情况, 电流断流的条件是: $I_o L_1 f < \frac{1}{2} D(1-D)V_1$ 。

如果负载电流从临界值 I_{OK} 再减小, 则在开关管 T 阻断期 $(1-D)T_s$ 结束前, 二极管电流 $i_D = i_{L1} + i_{L2}$ 已下降到零值, 即二极管导电时期为 T'_{off} 。图 3.10(f) 示出在 $T'_{off} = D_1 T_s$ 时, $i_D = i_{L1min} + i_{L2min} = 0$, $i_{L2min} = -i_{L1min}$, 图中示出 i_{L2min} 为正, i_{L1min} 为负的情况。从 $i_D = i_{L1min} + i_{L2min} = 0$ 开始的时期中, T、D 都不导通, 由图 3.10(d) 可知这时 i_{L2} 经 C_1 、 L_1 、电源 V_1 、电容 C_2 及负载 R 和 L_2 形成环流回路。其电压平衡方程为

$$(L_1 + L_2) \cdot di_{L2}/dt = V_{C1} - V_1 - V_o$$

由 (3-107) 式

$$V_{C1} - V_1 - V_o = 0$$

故在此期间 $\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{di_{L1}}{dt} = 0$, $i_{L2} = I_{L2min} = -I_{L1min} = -i_{L1}$

即在此期间 i_{L1} 、 i_{L2} 保持恒值不变, 且 $i_{L1} + i_{L2} = I_{L1min} + I_{L2min} = 0$ 。

在电流断流工作情况下, 一个周期 T_s 中, 电感 L_1 上的平均电压仍应为零, 由图 3.10(f)

$$V_1 D T_s = (V_{C1} - V_1) D_1 T_s = V_o D_1 T_s$$

由此可求得电流断流时的变压比 M

$$M = \frac{V_o}{V_1} = \frac{D}{D_1} \quad (3-123)$$

二极管 D 导电时间 $T'_{off} = D_1 \cdot T_s < (T_s - T_{on}) = T_s(1-D)$, 故 $D_1 < (1-D)$

所以断流时变压比 $M = \frac{V_o}{V_1} = \frac{D}{D_1} > \frac{D}{1-D}$ (3-124)

由图 3.10(a) 可知 i_{L2} 在一个周期中的平均值就是负载电流平均值 I_o , i_{L1} 在一个周期中的平均值就是电源电流平均值 I_1 。

由图 3.10(f) 中 i_{L1} 、 i_{L2} 的波形, 利用 (3-109) 式及 (3-108) 式, 负载电流平均值为

$$I_o = I_{L2min} + \frac{I_{L2max} - I_{L2min}}{2} \left(\frac{DT_s}{T_s} + \frac{D_1 T_s}{T_s} \right) = I_{L2min} + \frac{V_1}{2L_2} D T_s (D + D_1)$$

电源电流平均值为

$$I_1 = I_{L1min} + \frac{I_{L1max} - I_{L1min}}{2} \left(\frac{DT_s}{T_s} + \frac{D_1 T_s}{T_s} \right) = I_{L1min} + \frac{V_1}{2L_1} D T_s (D + D_1)$$

将以上 I_L 与 I_O 相加, 由于 $I_{L2min} + I_{L1min} = 0$, 故有

$$I_O + I_L = \frac{1}{2} V_1 D(D + D_1) T_s \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) = \frac{1}{2} \frac{V_1}{L_e} D(D + D_1) T_s$$

式中 $L_e = L_1 \cdot L_2 / (L_1 + L_2)$ 。

由于 $I_L = I_O \cdot V_O / V_1$, 再利用(3-123)式, 由上式可求得电流断流时的 D_1 值及变压比

$$D_1 = \sqrt{\frac{2L_e I_O}{V_O T_s}} \quad (3-125)$$

$$M = \frac{V_O}{V_1} = \frac{D}{D_1} \cdot \sqrt{\frac{T_s}{2L_e} \cdot \frac{V_O}{I_O}} \cdot D = \sqrt{\frac{V_O}{2L_e \cdot f \cdot I_O}} \cdot D \quad (3-126)$$

将 V_O 用 $M \cdot V_1$ 代换则得到 $M = \frac{V_1}{2L_e f I_O} \cdot D^2 \quad (3-127)$

由(3-126)式可知, 电流断流时变压比 M 不仅与占空比 D 有关, 还与负载电阻 R 、等效电感 L_e 、开关频率 f 有关。

和 Buck、Boost 变换器相似, Cuk 变换器的外特性也因电流连续和断流而有所不同。负载电流 I_O 小于临界电流 I_{OK} 时, 二极管 D 电流断流, 这时变压比 $M = \frac{V_O}{V_1} > \frac{D}{1-D}$, $V_O > \frac{D}{1-D} V_1$; 当 $I_O \geq I_{OK}$ 时, $M = \frac{D}{1-D}$, $V_O = \frac{D}{1-D} V_1$ 。

根据用负载电压所表达的临界电流公式(3-121)以及电流断流时的变压比 M 表达式(3-126), 可以画出 Cuk 变换器 $V_O =$ 常数时的外特性。根据用电源 V_1 所表达的临界电流公式(3-122)以及电流断流时的变比 M 表达式(3-127), 可以画出 Cuk 变换器在 $V_1 =$ 常数时的外特性。

3.4.4 两电感有耦合的 Cuk 变换器

如果将电感 L_1 和 L_2 绕在同一铁心上, 则两个电感互相耦合, 除自感外还有互感 M , 用耦合系数 K 表示其耦合程度:

$$K = M / \sqrt{L_1 L_2} \quad (3-128)$$

(1) 在开关管 T 导通期间

对 L_1 $V_1 - L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt}$ (3-129)

对 L_2 $V_{C1} - V_O = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + M \frac{di_{L1}}{dt} = V_1$ (3-130)

由以上两式可得到 $\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{L_1 - M}{L_2 - M} \cdot \frac{di_{L1}}{dt}$ (3-131)

由(3-131)和(3-129)两式得到 $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_1}{L_{e1}}$ (3-132)

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_1}{L_{e2}} \quad (3-133)$$

$$\text{式中: } L_1 \text{ 的等效电感为} \quad L_{e1} = L_1 \frac{1-k^2}{1-kr} \quad (3-134)$$

$$L_2 \text{ 的等效电感为} \quad L_{e2} = L_2 \frac{1-k^2}{1-k/r} \quad (3-135)$$

$$\text{式中 } k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, r = \sqrt{L_1/L_2}, \frac{k}{r} = M/L_1, kr = M/L_2$$

(2) 在开关管 T 阻断期间

$$\text{对 } L_1 \quad V_{c1} - V_2 = -L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - M \frac{di_{L2}}{dt} = V_0 \quad (3-136)$$

$$\text{对 } L_2 \quad V_0 = -L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - M \frac{di_{L1}}{dt} \quad (3-137)$$

$$\text{由以上两式也可得到} \quad \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{L_1 - M}{L_2 - M} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \quad (3-138)$$

由式(3-137)和(3-138)两式可得到

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_0}{L_{e1}} \quad (3-139)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{V_0}{L_{e2}} \quad (3-140)$$

由以上各公式可以得知:

① 由公式(3-131)和(3-138)式可知,无论在 T 导通 D 截止或 T 阻断 D 导通工作情况下, i_{L1} 、 i_{L2} 的变化率都互成正比。

② 由(3-132)、(3-133)、(3-139)、(3-140)式可知,在 T 导通期间, i_{L1} 、 i_{L2} 的上升率与 V_1 成正比;T 阻断期间, i_{L1} 、 i_{L2} 的下降率与 V_0 成正比, i_{L1} 、 i_{L2} 的等效电感分别是 L_{e1} 、 L_{e2} , i_{L1} 、 i_{L2} 的变化率分别与等效电感 L_{e1} 、 L_{e2} 成反比。

③ 当互感 $M \rightarrow L_2$ 时,由于系数 $kr = M/L_2 \rightarrow 1$,等效电感 $L_{e1} \rightarrow \infty$,因此 $di_{L1}/dt \rightarrow 0$ 。

当互感 $M \rightarrow L_1$ 时,由于系数 $k/r = M/L_1 \rightarrow 1$,等效电感 $L_{e2} \rightarrow \infty$,因此 $di_{L2}/dt \rightarrow 0$ 。

④ 通过两个电感 L_1 、 L_2 的相互耦合可以把 Cuk 变换器的输入、输出电流脉动、纹波减小到任意程度,显著地改善直流—直流电压变换器输入、输出特性。

本章以上各节介绍的四种直流—直流变换器中,有三种是用电感作为传送能量的元件,最后一种即 Cuk 变换器是用电容作为传送能量的元件。降压(Buck)变换器和升压(Boost)变换器是最基本的变换器,后两种是其派生的串联结构。串联时无论是先降后升(Buck-Boost),还是先升后降(Boost-Buck)变换器,其电压变压比 M 与开关管 T 占空比 D 值的关系都是一样的。理论上 Cuk 变换器应是直流—直流变换的最佳拓扑结构,既同时具有升降压功能又能使输入电流和输出电流都实现连续,而且再通过两个电感的耦合,其电流脉动纹波可以接近于零,此外能量的储存和传递同时在开关管 T 导通和阻断两个时区和两个环路中进行。因此变换效率高。但是在实际工程中至今 Cuk 变换器尚未广泛应用,原因是其能量转换用的电容器需要耐受极大的纹波电流,能胜任这种工作情况的电容器现在成本还比较高,此外开关管 T 及二极管 D 的电流容量也要大一些,耐压也要高一些,因而器件成本要高一些。

3.5 两象限、四象限直流—直流变换器

将基本的降压型(Buck)变换器和升压型(Boost)变换器电路组合可以构成半桥型(两象限)和全桥型(四象限)直流—直流变换器。将几个相同结构的基本变换器(如图 3.13(a)所示的三个 Buck 变换器)组合可以构成多相、多重直流—直流变换器。这些由不同的或相同的基本型变换器组合而成的复合型直流—直流变换器,较单个基本变换器具有更优良的技术特性,又可以扩大单个变换器的输出容量,组合输出更高的电压或更大的电流。

本节介绍两象限、四象限直流—直流变换器。下一节介绍多相、多重直流—直流变换器。

3.5.1 两象限直流—直流变换器

直流负载有电阻负载、电感负载和反电动势负载三类。当直流电源对直流电动机供电时(或对蓄电池充电时)负载就是图 3.11(a)所示的反电动势负载。其中 E_a 是直流电动机的电枢反电动势, L_a 、 R_a 为电路中的等效电感和电阻,通常 L_a 较大(电动机的电枢绕组电感,或为了减小电流脉动而外加的平波电感)但 R_a 很小。图 3.11(a)中 T_1 、 T_2 为全控型开关器件, V_D 为直流电源。当 T_2 完全截止, T_1 周期性通、断时, T_1 、 D_2 构成一个 Buck 变换器。当 T_1 完全截止, T_2 周期性的通、断时, T_2 、 D_1 构成一个 Boost 变换器。

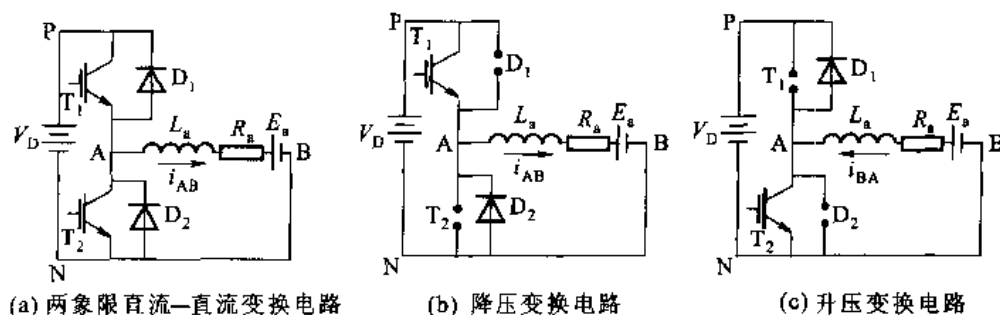


图 3.11 两象限直流—直流变换器

若 T_2 完全截止,如图 3.11(b)所示, T_1 周期性的通、断转变,在 T_1 导通的 $T_{on} = DT_s$ 期间: $V_A = V_D$,只要 $V_D > E_a$,则 i_{AB} 上升; T_1 截止的 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间, i_{AB} 经 D_2 续流, $V_{AB} = 0$, i_{AB} 下降。在一个开关周期 T_s 中 v_{AB} 的平均值 $V_{AB} = DV_D$, i_{AB} 的平均值 I_{AB} 为正值,即 I_{AB} 从 A 点流入负载。改变占空比 $D = T_{on}/T_s$ 的大小即可改变 V_{AB} 和 I_{AB} 的大小,调控直流电动机的转速和转矩。由于这时变换器的输出电压 V_{AB} 为正值,输出电流 I_{AB} 也是正值。即 I_{AB} 为从变换器 A 点输出到负载 E_a ,故称变换器工作在图 3.12(d)所示坐标系的第一象限。

若 T_1 完全截止, T_2 周期性的通、断转换,如图 3.11(c)所示,在 T_2 导通的 $T_{on} = DT_s$ 期间, $v_{AB} = 0$, i_{BA} 方向为流入 A 点,其绝对值 $|i_{BA}|$ 上升。在 T_2 截止的 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间, i_{BA} 经 D_1 续流: $v_{AB} = V_D$, i_{BA} 下降。在一个开关周期 T_s 中 v_{AB} 的平均值 V_{AB}

$$V_{AB} = V_D \cdot T_{off}/T_s = (1-D)V_D > 0, \text{ 即}$$

$$V_D = \frac{1}{1-D} V_{AB} > V_{AB} \quad (D \leq 1) \quad (3-141)$$

$$\text{忽略 } R_a \text{ 压降,} \quad V_{AB} = E_a, \quad V_D \approx \frac{1}{1-D} \cdot E_a \quad (3-142)$$

这时在一个周期内电流 i_{BA} 的平均值 I_{BA} 的方向也应是 E_a 经 R_a 、 L_a 流入 A 点, 即这时 $V_{AB} > 0$, $I_{AB} < 0$ 。故变换器工作在图 3.12(d) 所示的第二象限。

直流电机电枢绕组的反电动势 E_a 与其励磁磁通 Φ 和转速 N 的乘积成正比

$$E_a = K_e \cdot \Phi \cdot N \quad (3-143)$$

式中 K_e 为比例系数。

电枢电压平衡方程为

$$E_a = V_{AB} - R_a I_{AB} \approx V_{AB} \quad (3-144)$$

$$I_{AB} = \frac{V_{AB} - E_a}{R_a} = \frac{V_{AB} - K_e \Phi N}{R_a} \quad (3-145)$$

由 (3-143)、(3-144) 式, 转速

$$N = \frac{E_a}{K_e \Phi} = \frac{V_{AB} - R_a I_{AB}}{K_e \Phi} \approx \frac{V_{AB}}{K_e \Phi} \quad (3-146)$$

电机的电磁转矩 T_e 与其电流 I_{AB} 和磁通 Φ 的乘积成正比

$$T_e = K_T \cdot \Phi \cdot I_{AB} \quad (3-147)$$

在励磁电流不变、磁通 Φ 不变时电机的转速、电磁转矩大小和方向由 V_{AB} 、 I_{AB} 决定。

图 3.11(a) 中由 T_1 、 D_2 构成的 Buck 变换器可从 A 点对负载 E_a 供电, 输出 $V_{AB} > 0$, $I_{AB} > 0$ 。由式 (3-146)、(3-147) 可知, 电机的转速 $N > 0$, 电机正转, 电磁转矩 $T_e > 0$ 为正, 即 T_e 与 N 同方向是电动力矩, 因此电机在正方向旋转且作为电动机运行, 接受变换器输出的电能, 电机在图 3.12(d) 中的第一象限工作 ($N > 0$, $T_e > 0$)。

图 3.11(a) 中由 T_2 、 D_1 构成的 Boost 变换器, 在 A 点接受电机反电动势 E_a 输出的电流 I_{BA} , 经变换器后从 P 点将能量回送给电源 V_D , 这时 $V_{AB} > 0$, $I_{AB} = -I_{BA} < 0$ 。由式 (3-146)、(3-147) 可知, 这时 $N > 0$, 电机正转, 但电磁转矩反向为负, T_e 与 N 方向相反, T_e 成为制动力矩, 电机在正方向下旋转作发电机运行, 其电动势 E_a 经 R_a 、 L_a 向变换器输出电功率。电机在图 3.12(d) 所示的第二象限工作: $N > 0$, $T_e < 0$ 。

对图 3.11(a) 所示的两象限电压变换器中的 T_1 、 T_2 作适时的 PWM 控制, 通过改变 V_{AB} 的大小及 I_{AB} 的大小和方向, 调控电机在正方向下旋转时的转速及电磁转矩 T_e 的大小和方向, 既可使直流电机在电动机状态下变速运行亦可在发电机制动状态下变速运行。

3.5.2 四象限直流—直流变换器

图 3.12(a) 所示的桥式电路 (又称为 H 型变换器) 可以作为一个四象限直流—直流变换器对直流电动机供电, 其中 R_a 、 L_a 、 E_a 代表直流电动机的电枢电阻、电感和反电动势。如果 T_4 被置于通态、 T_3 被置于断态, 则 T_1 、 D_1 、 T_2 、 D_2 就构成图 3.12(b) 所示的 $V_{AB} = V_A > 0$, I_{AB} 可正、可负的两象限变换器。如果 T_2 被置于通态、 T_1 被置于断态, 则 T_3 、 D_3 、 T_4 、 D_4 就构成了另一个两象

限变换器图 3.12(c), 这时 E_a 应反向, 变换器成为 $V_{BA} > 0$ 、 $V_{AB} < 0$, 而 I_{AB} 可正、可负的两象限变换器。这时, 在 T_4 截止, T_3 通、断转换时, $V_{BA} > 0$ 、 $I_{BA} > 0$, 使 $V_{AB} < 0$ 、 $I_{AB} < 0$, 变换器在图 3.12(d) 中的第三象限工作。由于 $V_{AB} < 0$ 、 $I_{AB} < 0$, 故电机转速 $N < 0$ 、反转, 电磁转矩 $T_e < 0$ 、 T_e 与 N 同时反向, 故仍为电动力矩, 电机在反方向下作电动机运行, 电机接受变换器输出的功率将电能变为机械能。当 T_3 截止, T_4 通、断转换时 $V_{BA} > 0$, 使 $V_{AB} < 0$ 、但 $I_{AB} > 0$, 变换器在图 3.12(d) 中的第四象限工作, 由于 $V_{AB} < 0$ 、 $I_{AB} > 0$, 故 $N < 0$ 、 $T_e > 0$, T_e 方向与 N 方向相反, 故 T_e 为制动力矩, 这时电机在反方向下作发电机运行, 电机输出电能给变换器再将电能回送给直流电源 (V_D), 电机作为发电机将原动机的机械能变电能经变换器送至直流电源 V_D 。

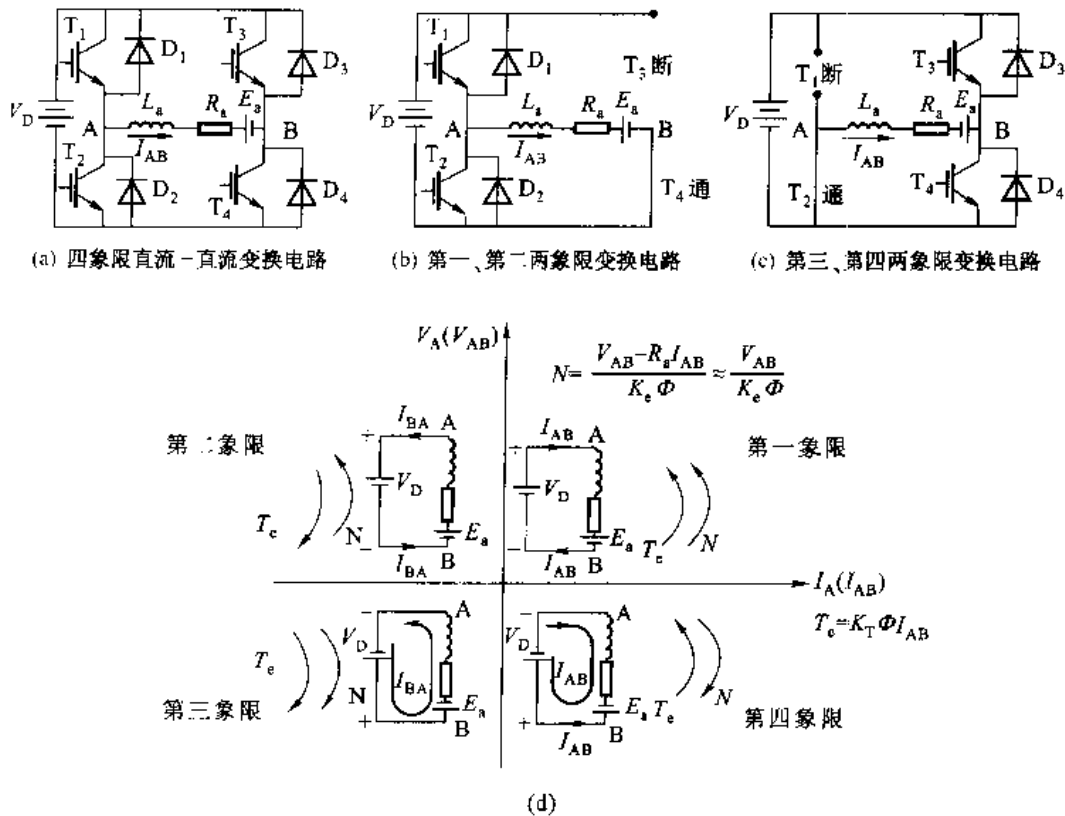


图 3.12 四象限直流—直流变换器对直流电机电枢供电

综上所述由四个全控型开关器件 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 构成的 H 桥型电路中, 对四个开关器件进行适时的 PWM 控制, 可以实现四象限的直流—直流变换。其输出直流电压、电流的平均值大小和方向均可控。因而这种四象限变流器对直流电机电枢供电时, 可以实现电机的转速、电磁转矩的大小和方向的调控, 使直流电机可以在四个象限 ($N > 0$, $T_e > 0$; $N > 0$, $T_e < 0$; $N < 0$, $T_e < 0$; $N < 0$, $T_e > 0$) 区域工作。

* 3.6 多相、多重直流—直流变换器

把几个结构相同的基本变换器适当组合可以构成另一种复合型直流—直流变换器, 称之为

多相、多重直流—直流变换器。假定复合型变换器中开关管控制周期为 T_s , 开关频率为 $f = 1/T_s$, 如果在一个 T_s 周期中电源侧电流 $i_D(t)$ 脉动 n 次, 即 $i_D(t)$ 脉动频率为 nf , 则称之为 n 相变换器。如果在一个 T_s 周期中负载电流 $i_O(t)$ 脉动 m 次, 即 $i_O(t)$ 脉动频率为 mf , 则称之为 m 重变换器。

图 3.13(a) 示出在电源 V_D 和负载 (例如电动机 M) 之间接入由三个相同的 Buck 变换电路组成的复合变换器。三个 Buck 电路各经一个电感 L 后并联向负载供电, 各个 Buck 电路输出的电压、电流分别为 V_1, V_2, V_3 及 i_1, i_2, i_3 。若在一个控制周期 T_s 中, 三个开关器件 T_1, T_2, T_3 依序通、断各一次, 它们导通时间的起点相差 $T_s/3$, 三个开关的导通时间相同 (T_m), 占空比 D ($D = T_m/T_s$) 相同, 那么三个 Buck 电路的输出电压 $v_1(t), v_2(t), v_3(t)$ 应是脉宽 (T_m) 相同、幅值 (V_D) 相同、但相位相差 $1/3$ 周期的三个电压方波, 如图 3.13(b) 所示。因此, 电流 $i_1(t), i_2(t), i_3(t)$ 也应是仅相位相差 $1/3$ 周期、波形完全相同的脉动电流波。当 T_1 导通, $v_1 = V_D$ 时, $i_1(t)$ 上升; 当 T_1 截止, 二极管 D_1 导通时, $v_1 = 0, i_1(t)$ 下降。

负载电流 $i_O(t)$ 应是

$$i_O(t) = i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) \quad (3-148)$$

如果 I_1, I_2, I_3 为 $i_1(t), i_2(t), i_3(t)$ 在一个周期中的平均值, I_O 为负载电流 $i_O(t)$ 的平均值, 那么 I_1, I_2, I_3 应相等, 且 $I_O = 3I_1 = 3I_2 = 3I_3$ 。在一个开关周期 T_s 中负载电流脉动 3 次即 $m = 3$, 脉动频率 $f_O = n \cdot f = 3f$, 此复合变换器应是三重变换器。图 3.13(a) 中电源电流 $i_D(t)$ 是三个开关器件通态时电流瞬时值之和, 故电源电流 $i_D(t)$ 在一个开关周期中也脉动 3 次, 即 $n = 3, i_D(t)$ 的脉动频率 $f_s = n \cdot f = 3f$ 。故图 3.13(a) 复合变换器应是三相 ($n = 3$) 三重 ($m = 3$) 直流—直流电压变换器。

如果负载中含有很大的电感 $L_0, L_0 \gg L$, 在一个开关周期中 $i_O(t)$ 脉动很小, 而可以近似认为 $i_O(t)$ 是直流平均值 I_O 不变。即 $i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) = I_O$ 。

开关器件导通占空比 D 不同时, 图 3.13(a) 中三个开关管组合的通、断状态也不同。

1. 如果图 3.13(b) 中开关器件导通占空比: $D = T_m/T_s \leq 1/3$, 则复合变换器在一个开关周期中有两种运行工作情况:

(1) 三个开关管 T_1, T_2, T_3 均截止, 这时 $v_1 = v_2 = v_3 = 0$ 。因此输出电压 $v_O = 0, i_1, i_2, i_3$ 均减小;

(2) 一个开关管导通, 另两个截止, 例如 T_1 导通, T_2, T_3 截止, 这时 $v_1 = V_D, v_2 = v_3 = 0$, 由于 $L_0 \gg L$, 这时输出电压 $v_O = V_D/3$ 。这期间 i_1 增大, i_2, i_3 减小。

因此在 $0 < D \leq 1/3$ 情况下, $v_O(t)$ 将是图 3.13(b) 中所示频率 $f_O = 3f$, 脉宽为 $T_m = DT_s \leq T_s/3$, 幅值为 $V_D/3$ 的电压方波。

$$\text{因此输出直流电压平均值 } V_O = \frac{1}{3} V_D \cdot \frac{T_m}{\frac{1}{3} T_s} = V_D \cdot \frac{T_m}{T_s} = DV_D$$

2. 如果每个开关管的导通时间: $\frac{1}{3} T_s < T_m \leq \frac{2}{3} T_s, \frac{1}{3} < D \leq \frac{2}{3}$, 则图 3.13(a) 复合变换器的两种运行工作情况是:

(1) 一个开关管导通, 另两个截止, 这时 $v_O(t) \approx V_D/3$;

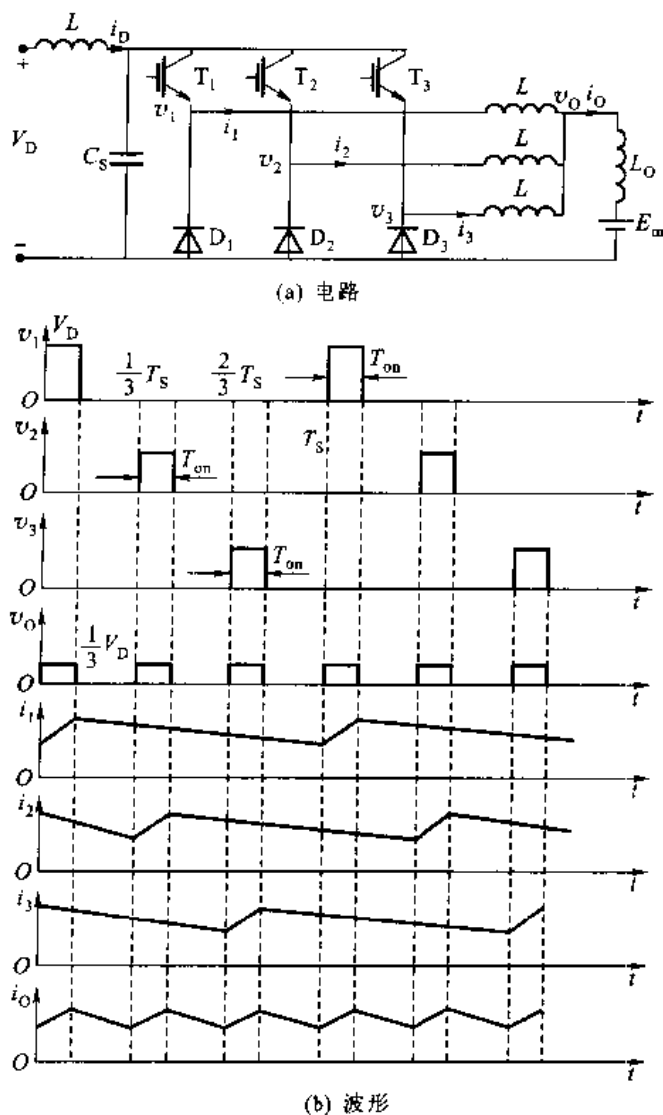


图 3.13 三相、三重复合型直流—直流变换器

(2) 两个开关管同时导通, 一个开关管截止, 这时 $v_O(t) \approx 2V_D/3$ 。

3. 如果开关导通时间: $2T_s/3 < T_{on} < T_s$, $2/3 < D < 1$, 则图 3.14(a) 复合变换器的两种运行工作情况是:

(1) 两个开关管导通, 一个截止, 这时 $v_O(t) = 2V_D/3$;

(2) 三个开关管同时导通, 这时 $v_O(t) = V_D$ 。

由于三个开关管 T_1 、 T_2 、 T_3 有相同的导通占空比 D , 不论 D 为何值, $0 \leq D \leq 1$, 三个电压 v_1 、 v_2 、 v_3 的直流平均值 V_1 、 V_2 、 V_3 都应是 DV_D ; $V_1 = V_2 = V_3 = DV_D$, 由于电感 L 两端直流压降平均值为零, 故图 3.14(a) 中输出电压 v_O 的直流平均值 $V_O = V_1 = V_2 = V_3 = DV_D$, 但输出电流 $I_O = 3I_1 = 3I_2 = 3I_3$ 。

多重、多相变换器中的各个基本变换电路还有互为备用的功能, 一个单元电路故障后其余单元还可继续工作, 这又提高了变换器对负载供电可靠性。

3.7 带隔离变压器的直流—直流变换器

在基本的 Buck、Boost 以及 Cuk 等 DC/DC 变换器中引入隔离变压器,可以使变换器的输入电源与负载之间实现电气隔离,提高变换器运行的安全性和电磁兼容性。同时,选择适当的变压器变比还可匹配电源电压 V_D 与负载所需的输出电压 V_O ,即使 V_D 与 V_O 相差很大,也能使 DC/DC 变换器的占空比 D 数值适中而不至于接近于零或接近于 1。此外引入了变压器还可能设置多个二次绕组输出几个不同的直流电压。图 3.14(b)、3.15(b)、3.16(b) 三种最基本的带隔离变压器的 DC/DC 变换器都只需一个开关管。这种单管变换器中变压器的磁通只在单方向变化,称为单端变换器,仅用于小功率电源变换。如果开关管导通时电源将能量直接传送至负载则称为正激变换器,如果开关管导通时电源将电能转为磁能储存在电感中,当开关管阻断时再将磁能变为电能传送到负载则称为反激变换器。采用两个或四个开关管的带隔离变压器的多管变换器中变压器的磁通可在正、反两个方向变化,铁心的利用率高,这使变换器铁心体积减小为等效单管变压器的一半,带隔离变压器的多管 DC/DC 变换器常用于大功率领域。本节介绍单管单端正激变换器、单管单端反激变换器、单管 Cuk 变换器。带隔离变压器的两管(半桥)和四管(全桥)变换器,实质上是直流—交流—直流两级串级组合变换器,将放在第 9 章第 9.4 节中介绍。

3.7.1 隔离型 Buck 变换器——单端正激变换器 (Forward Converter)

图 3.14(b) 所示单端正激变换器的隔离变压器有三个绕组:一次绕组 N_1 、二次绕组 N_2 和磁通复位绕组 N_3 ,星号 * 表示三个绕组感应电动势的同名端。对图中开关管 T 周期性地通、断控制,在 T 导通的 $T_{on} = DT_s$ 期间,电源电压 V_D 加在 N_1 上,电流 i_1 线性上升,铁心磁通 Φ 线性上升,这时由于 T 导通, N_1 的感应电动势 $e_{A0} = N_1 \cdot d\Phi/dt = V_D$, N_2 的感应电动势 $e_{DF} = N_2 \cdot (d\Phi/dt) = (N_2/N_1) V_D > 0$,使 D_2 导电、 D_1 截止,电感电流 $i_L = i_2$ 向负载供电。同时, N_3 的感应电动势 $e_{0X} = N_3 \cdot (d\Phi/dt) > 0$,使 D_3 截止。在 T 导通、 D_2 导通、 D_1 、 D_3 截止的 $T_{on} = DT_s$ 期间,

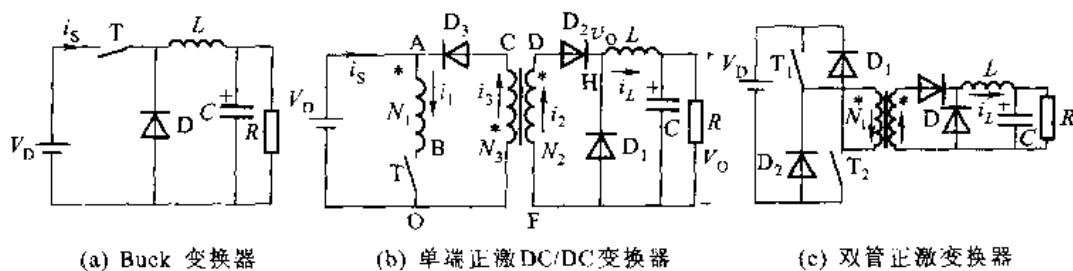


图 3.14 Buck 变换器和单端正激 DC/DC 变换器

$$\text{磁通增量} \quad \Delta\Phi = (V_D/N_1) \cdot T_{on} = (V_D/N_1) \cdot DT_s \quad (3-149)$$

$$\text{输出电压} \quad v_O = v_{DF} = e_{DF} = (N_2/N_1) \cdot e_{A0} = N_2/N_1 \cdot V_D \quad (3-150)$$

在一个周期 T_s 随后的 $T_{off} = (1-D)T_s$ 期间, T 阻断, $i_1 = 0$, 磁通 Φ 减小, 这时三个绕组的感应电动势均反向: N_2 的感应电动势 $e_{DF} < 0$, 使 D_2 截止, i_L 经 D_1 续流, D_1 导通; N_3 的感应电

动势 $e_{\text{DC}} < 0, e_{\text{CO}} > 0$ 使 D_3 导电, 从而使 $e_{\text{CO}} = V_D = -N_3(d\Phi/dt)$, i_3 将电源变压器激磁电流对应的磁能回送给电源 V_D , i_3 减小, 磁通 Φ 减小。在 T_{off} 期间, 如果 i_3 并未衰减到零, 即在整个 T_{off} 期间 D_3 一直导电, N_3 两端电压恒为 V_D , 则磁通的减少量有最大值

$$\Delta\Phi' = V_D(1-D)T_s/N_3 \quad (3-151)$$

在 $T_{\text{off}} = (1-D)T_s$ 期间, 只要 i_L 不衰减到零, D_1 一直导电, 则输出电压

$$v_O = v_{\text{HF}} = 0 \quad (3-152)$$

在 T_{on} 期间, 磁通 Φ 的增量 $\Delta\Phi$ 与占空比 D 成正比, 如果在 T_{on} 期间磁通 Φ 的增量 $\Delta\Phi$ 大于 T_{off} 期间磁通 Φ 的最大可能的减小量 $\Delta\Phi'$, 则由(3-149)、(3-151)两式, 令 $\Delta\Phi > \Delta\Phi'$ 可得到

$$D > N_1/(N_1 + N_3) = D_{\text{max}} \quad (3-153)$$

若 $D > N_1/(N_1 + N_3) = D_{\text{max}}$, 则 $\Delta\Phi > \Delta\Phi'$, 那时在每个周期结束时铁心磁通都将增加 $\Delta\Phi - \Delta\Phi'$, 这时铁心将很快饱和而不能工作。如果 $D < N_1/(N_1 + N_3) = D_{\text{max}}$, 则 $T_{\text{on}} = DT_s$ 期间的 $\Delta\Phi$ 将减小, $T_{\text{off}} = (1-D)T_s$ 时间段增加, 则在一个周期中开关管 T 的关断期 T_{off} 尚未结束前, 磁通已减到零(复位), 即 $i_3 = 0$, 下一个周期中开关器件 T 开始导通时磁通 Φ 及电流 i_L 将从零上升, 这时变换器当然能正常持续工作。

实际运行中必须 $D \leq D_{\text{max}} = N_1/(N_1 + N_3)$, 所以 $D_{\text{max}} = N_1/(N_1 + N_3)$ 是单端正激变换器工作时的最大允许占空比。

只要在 T_{off} 期间 i_L 经 D_1 续流不会下降到零, 则在 T_{off} 期间 $v_O = 0$ 。因此图 3.14(b) 所示 DC/DC 变换器输出直流电压平均值 V_O 为

$$V_O = \frac{e_{\text{DF}} \cdot T_{\text{on}}}{T_s} = \frac{N_2}{N_1} D \cdot V_D \quad (3-154)$$

在 T 阻断 D_3 导电期间开关管 T 两端的反压为

$$V_D + e_{\text{BA}} = V_D + \frac{N_1}{N_3} V_D = \frac{N_1 + N_3}{N_3} V_D$$

通常取 $N_3 = N_1$, 故工作中的最大占空比 D_{max} 为 0.5, 这时开关管的最大反压为 $2V_D$ 。

图 3.14(b) 所示单端正激 DC/DC 变换器从电路结构、工作原理上可以看出它是带隔离变压器的 Buck 电路, 其输出电压 V_O 表达式与图 3.14(a) Buck 变换器也完全类似。但是匝比 N_2/N_1 不同时, 输出电压平均值 V_O 可以低于也可高于电源电压 V_D 。通常选择适当的输出电感 L 使最小负载时在 T_{off} 期间 i_L 也不至于下降为零, 输出直流电压平均值由(3-154)式确定。

如果要由一个变换器得到几组不同的直流输出电压, 可在图 3.14(b) 中设置几个不同匝比的二次绕组, 这也是插入变压器所附带的另一个优点。

图 3.14(b) 所示变换器在开关管 T 导通时经变压器将电源能量直送负载被称为正激, 其中变压器磁通只在单方向变化被称为单端, 故这种变换器被称为单端正激 DC/DC 变换器。

为了降低开关管在工作中所承受的最大正向电压, 可采用图 3.14(c) 所示的双开关管单端正激变换电路。这时 T_2 与 T_1 同时导通、同时阻断。 T_1 、 T_2 导通时电源 V_D 经变压器向负载输出功率并使 C 充电。 T_1 、 T_2 阻断时, i_L 经 D 续流, 同时变压器 N_1 激磁电流经 D_1 — V_D — D_2 向电源返回磁能。由于 D_1 、 D_2 导通使开关管 T_1 、 T_2 承受的电压仅为电源电压 V_D 。这种双管单端

图 3-7-1 带隔离变压器的直流—直流变换器原理图

在 T 阻断的 $(1-D)T_s$ 期间: D_1 导通时 $L_2 \frac{di_2}{dt} = N_2 \frac{d\Phi}{dt} = -V_o$

i_2 、 Φ 均线性地减小,若 i_2 从 i_{20} 线性减少到 i_{2min} , 则

$$i_{2min} = i_{20} - \frac{V_o}{L_2}(1-D)T_s \quad (3-158)$$

磁通减小量

$$\Delta\Phi' = \frac{V_o}{N_2}(1-D)T_s \quad (3-159)$$

在 T 阻断期结束, T 再次开始导通的瞬间, 电流从 N_2 的 i_{2min} 转到 N_1 绕组的电流初值为 i_{10} 。由突变前后安匝相等原理可知:

$$i_{10} = i_{2min} \cdot (N_2/N_1) \quad (3-160)$$

稳态运行时在一个周期 T_s 中增加的磁通应等于减少的磁通量, 由(3-155)、(3-159)两式可得到输出直流电压平均值 V_o 为

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} V_D \quad (3-161)$$

在开关 T 导通的 $T_{on} = DT_s$ 期间 i_1 从 i_{10} 线性上升至 i_{1max} , 电源 V_D 所供给的电流在一个周期 T_s 中的平均值 I_1 应是

$$I_1 = \frac{1}{2}(i_{10} + i_{1max}) \cdot \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{1}{2}(i_{10} + i_{1max})D = \frac{1}{2}(i_{10} + i_{10} + \Delta i_1)D = \left(i_{10} + \frac{V_D}{2L_1}DT_s\right)D$$

电源供给变换器的功率 $P_D = I_1 \cdot V_D$ 应等于负载功率 $V_o I_o$, 故有

$$\begin{aligned} \left(i_{10} + \frac{V_D}{2L_1}DT_s\right)D \cdot V_D &= V_o I_o \\ i_{10} &= \frac{V_o I_o}{V_D D} - \frac{V_D}{2L_1}DT_s \end{aligned} \quad (3-162)$$

由(3-156)、(3-161)、(3-162)三式可得到

$$i_{1max} = \frac{V_o I_o}{V_D D} + \frac{V_D}{2L_1}DT_s = \frac{N_2}{N_1} \frac{I_o}{1-D} + \frac{V_D}{2L_1}DT_s \quad (3-163)$$

由(3-160)、(3-162)两式可得到

$$i_{2min} = \frac{N_1}{N_2} \left(\frac{V_o I_o}{V_D D} - \frac{V_D}{2L_1}DT_s \right) \quad (3-164)$$

为了使开关管 T 整个阻断期间(T_{off}) N_2 绕组的磁能都向负载供电, 必须使 T 阻断期结束时 i_{2min} 仍大于零, 即整个阻断期 T_{off} 期间 D_1 一直导电, i_2 不断流, 即 $i_{2min} \geq 0$ 。由式(3-164)令 $i_{2min} \geq 0$ 则得到:

$$\frac{V_o I_o}{V_D D} \geq \frac{V_D}{2L_1}DT_s = \frac{V_D \cdot D}{2L_1 f}$$

利用(3-161)式即可得到电流 i_2 不断流的条件是

$$L_1 f \geq \frac{V_o}{2I_o} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 (1-D)^2 \quad (3-165)$$

或

$$I_o \geq \frac{V_o}{2L_1 f} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 (1-D)^2 \quad (3-166)$$

$$\text{或} \quad D \geq 1 - \frac{N_2}{N_1} \sqrt{\frac{2L_1 f I_O}{V_O}} = 1 - \frac{N_2}{N_1} \sqrt{\frac{2L_1 f}{R}} \quad (3-167)$$

式中, f 为开关频率 $f = 1/T_s$, R 为负载电阻 $R = V_O/I_O$ 。

当变压器绕组 N_1 的电感 L_1 与开关频率 f 满足(3-165)式,或负载电流 I_O 、占空比 D 满足(3-166)、(3-167)时,则 N_2 绕组在 T 阻断时期不会断流。当负载电流很小时,在 T 阻断的后期 i_2 会断流,当电路工作在 i_2 断流工作情况时,输出电压 V_O 将高于(3-161)的数值,并随着负载电流的减小而升高。在负载为零的极端情况下,由于 T 导通时储存在变压器电感中的磁能无处消耗,故输出电压将越来越高,损坏电路元件,所以反激式变换器不能在空载下工作。

图 3.15(b)中开关管 T 阻断, D_1 导通时承受的正向电压 V_{Tmax} 为

$$V_{Tmax} = V_D + v_{D1} = V_D + \frac{N_1}{N_2} \cdot v_{D2} = V_D + \frac{N_1}{N_2} \cdot V_O = \frac{V_D}{1-D} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{V_O}{D} \quad (3-168)$$

可根据 V_{Tmax} 及公式(3-163)的 i_{Tmax} 选择开关管 T 。

为了降低开关管 T 所承受的最高电压,也可采用图 3.15(c)所示双开关管单端反激变换电路,这时两个开关管 T_1 、 T_2 同时导通、同时阻断。 T_1 、 T_2 同时阻断时,二极管 D_1 、 D_2 导通使 T_1 、 T_2 只承受电源电压 V_{DC} 。

图 3.15(b)所示单端反激式 DC/DC 变换器电路结构、工作原理及输出电压的变换式都类似图 3.15(a)所示的 Buck-Boost 变换器。由于在变换电路中插入了变压器,选择不同的变压比 N_2/N_1 ,其输出 V_O 既可大于又可小于电源电压 V_D ,由于单端反激变换器是靠变压器绕组电感在开关 T 阻断时释放存储的能量而对负载供电,磁通也只在单方向变化,因此通常仅用于 100~200 W 以下的小容量 DC/DC 变换,由于电路简单,且设置几个不同变比的二次绕组可以同时获得几个不同的直流电压,所以在大功率的电力电子变换系统中常被用作控制系统所需的辅助电源。

单端正激、单端反激式 DC/DC 变换器,配以集成控制电路芯片而构成的小功率 PWM 开关型直流稳压电源已得到广泛的应用。

3.7.3 隔离型 Cuk 变换器

Cuk 型变换器的隔离形式如图 3.16(b)所示,将图 3.16(a)中非隔离 Cuk 变换器中的电容 C_1 一分为二 (C_{11} 、 C_{12} 串联),令其值足够大以致电容电压在一个开关周期 T_s 中恒定不变。 C_{11} 、 C_{12} 之间插入一个变压器,变压器的一次绕组 N_1 、二次绕组 N_2 的同名端如图 3.16(b)中所示。按变压器参数等效原理,将图 3.16(b)的二次侧折算到一次侧,则图 3.16(b)完全等效于图 3.16(a),两者的所有特性完全相同。如选取 $N_1 = N_2$,将 a、d 两点相连, b、c 两点相连,则从电路特性看可以略去两个绕组 N_1 、 N_2 。取 C_{11} 、 C_{12} 的串联等效电容为图 3.16(a)中的 C_1 ,则图 3.16(b)与图 3.16(a)两者完全相同。本章第 3.4 节所述 Cuk 电路的各项特性皆适用于图 3.16(b)所示电路,不同之处仅在于负载与电源已隔离,变压器二次侧电压应乘以变比 N_2/N_1 ,电流应除以变比 N_2/N_1 ,电感、电容则应分别乘以和除以绕组匝数变比平方值 $(N_2/N_1)^2$ 。

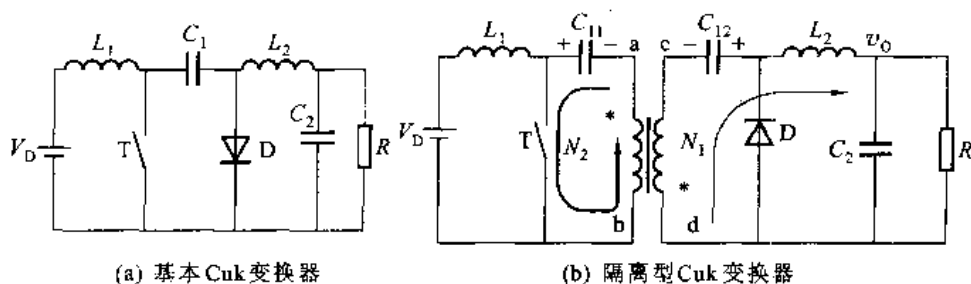


图 3.16 隔离型 Cuk 变换器

小结

实现直流—直流变换有四种基本电路: Buck 降压电路, Boost 升压电路, Buck-Boost 降、升压电路以及 Boost-Buck 升、降压电路或 Cuk 电路。其中 Buck 电路和 Boost 电路是最基本的直流—直流变换电路。Buck、Boost 和 Cuk 变换器在负载电流大于临界电流、连续导电工作情况时, 其变压比 $M = V_o/V_i$ 分别为 $M = D$, $M = 1/(1-D)$ 和 $M = D/(1-D)$ 。当负载电流小于临界电流时, 其变压比分别是 $M > D$, $M > 1/(1-D)$ 和 $M > D/(1-D)$, 这时的变压比不仅与占空比 D 有关, 而且随负载电流的减小而增大。Buck 电路和 Boost 电路可以组合成两象限和四象限复合型直流—直流变换电路, 四象限 H 桥型复合电路可以使变换器输出电压、电流可正、可负, 这种变换器被称为四象限 DC/DC 变换器, 它对具有反电动势的负载如直流电机供电时, 可以实现负载(电机)的四象限运行, 电机的转速和电磁力矩的大小、方向均可通过改变 H 桥变换器中四个开关器件的通、断状态予以调控, 使直流电机可在转矩、转速四个象限区域运行, 实现直流电源和电机(原动机或机械负载)之间的能量双向流动。

将几个相同结构的基本变换器组合可以构成多重、多相复合型直流—直流变换器。多重、多相变换器的输出电压、输入电流脉动频率比单个变换电路成倍地提高, 因而可以显著改善变换器输入、输出特性或者减少变换器对 LC 滤波器重量体积的要求, 同时复合变换器还能扩大变换器的输出容量。

在 Buck、Buck-Boost 和 Cuk 变换器中插入隔离变压器, 可以构成单端正激、单端反激和隔离型 Cuk 三种 DC/DC 变换器, 带隔离变压器的 DC/DC 变换器不仅因电源和负载之间电气隔离提高了工作安全可靠, 而且电压变换比更灵活, 此外还可以同时获得几个不同数值的输出电压。单端正激、单端反激变换器已经得到广泛应用。

复习题及思考题

1. 直流—直流电压变换中开关器件的占空比 D 是什么? 推证图 3.1(c) 所示脉宽时间为 T_{on} 、脉宽角度为 θ 、周期为 T_s 、幅值为 V_1 的方波脉冲电压 $v_o(t)$ 的直流平均值及各次谐波的幅值。
2. 脉冲宽度调制 PWM 和脉冲频率调制 PFM 的优缺点是什么?
3. Buck 变换器中电感电流的脉动和输出电压的脉动与哪些因数有关, 试从物理上给以解释。
4. Buck 变换器断流工作情况下的变压比 M 与哪些因数有关, 试从物理上给以解释。

5. 图 3.2(a) 电路中稳态时在一个开关周期中, 电感电流的增量 $\Delta I_L = 0$, 电感 L 的磁通增量是否为零, 为什么? 电容 C 的电流平均值为零, 电容 C 端电压的增量是否为零, 为什么?
6. Buck 变换器中电流临界连续是什么意思? 当负载电压 V_O 和电流 I_O 一定时, 在什么条件下可以避免电感电流断流?
7. 说明图 3.4(a)、(b) 中的各条曲线的意义。
8. 开关电路实现直流升压变换的基本原理是什么?
9. Boost 变换器在电感电流连续和电感电流断流两种工作情况下的变压比与哪些因数有关? 能否从物理上给以概念性的解释(公式(3-78)、(3-79)、(3-80)、(3-81))。
10. Boost 变换器为什么不能在占空比 D 接近 1 的情况下工作。
11. 降压—升压变换器(Buck-Boost)的主要缺点是什么, 其变压比 M 与占空比 D 有何关系?
12. 升压—降压变换器(Cuk 变换器)的工作原理及主要优点是什么?
13. 如何理解 Cuk 变换器中间电容电压 V_{C1} 等于电源电压 V_i 与负载电压 V_O 之和, $V_{C1} = V_i + V_O$?
14. 将 Cuk 变换器中的输入、输出两个电感相互耦合能带来什么好处, 物理原因是什么?
15. 直流—直流四象限变换器的四象限指的是什么? 直流电机四象限运行中的四象限指的是什么? 这两种四象限有什么对应关系?
16. 图 3.12(a) 中为什么利用 $T_1(D_1)$ 、 $T_2(D_2)$ 可实现一、二两象限运行, 利用 $T_3(D_3)$ 、 $T_4(D_4)$ 可实现三、四两象限运行?
17. 多重、多相直流—直流变换器中, 多重(重数 $m > 1$), 多相(相数 $N > 1$)指的是什么意义? 多重、多相变换器的优点是什么?
18. 说明单端正激、单端反激 DC/DC 变换器工作原理及其优缺点。

第 4 章 直流—交流变换器

直流—交流功率变换称为逆变。本章论述直流—交流功率变换的基本原理。介绍了方波运行模式下电压型和电流型逆变器的特性, PWM 控制输出电压大小和波形的基本原理, 三相逆变器的空间矢量 PWM 控制, 多电平逆变器、高压大容量逆变器的复合结构以及逆变器的基本应用。

4.1 逆变器的类型和性能指标

直流—交流功率变换是通过逆变器实现的。逆变器的输入为直流, 输出为交流, 交流输出电压除含有较大的基波成分外, 还可能含有一定频率和幅值的谐波, 其基波频率和幅值都应该可以调节控制。

4.1.1 逆变器的类型

逆变器应用广泛, 类型很多。其基本类型有:

(1) 依据直流电源的类型, 逆变器可分为电压型逆变器(VSI)和电流型逆变器(CSI)。电压型逆变器的输入端并接有大电容, 逆变器将直流电压变换为交流电压, 因此也称它为电压源型逆变器 VSI (Voltage Source Inverter); 电流型逆变器的输入端串接有大电感, 形成平稳的直流电流, 逆变器将输入的直流电流变换为交流电流输出, 因此也称它为电流源型逆变器 CSI (Current Source Inverter)。电压型逆变器的直流输入电压可以来自整流器, 通常为二极管不控型整流器或晶闸管相控整流器, 亦可来自其他直流电源, 如电池(例如电动汽车)。直流电源若为整流器(如图 4.1 所示), 通常需要通过电容 C 滤波或 L 、 C 滤波环节向逆变器供电, 逆变器的输出再通过一个交流滤波器对交流负载供电。其中直流电容器电容量较大, 电压稳定, 因而构成了一个电压源; 而电感的主要作用是限制逆变器直流电源中的高频电流。设置电容器 C 是必要的, 电感 L 则不一定, 在某些逆变器产品中取消了电感 L , 这样可以减小逆变器重量体积, 降低成本, 但交流电源的电流波形中则含有大量谐波电流。

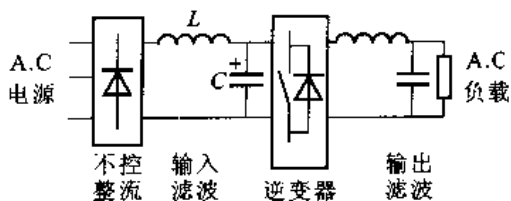


图 4.1 由二极管整流供电的逆变器

(2) 依据输出交流电压的性质, 可分为恒频恒压正弦波逆变器和方波逆变器, 变频变压逆变器、高频脉冲电压(电流)逆变器。

(3) 依据逆变电路结构的不同可分为单相半桥、单相全桥、推挽式、三相桥式逆变器。

(4) 依据开关器件及其关断(换流)方式的不同可分为自关断(用全控型开关)、强迫关断(换流)、交流电源电动势换流逆变器(有源逆变器)、负载反电动势或负载谐振换流逆变器。

逆变器的输出可以做成任意多相。实际应用中大都只采用单相或三相。近来, 在一些要求

严格的场合,为提高运行可靠性而提出制造多于三相的电动机,这类电动机就需要合适的多相逆变器供电。以往,中高功率逆变器采用晶闸管开关器件,晶闸管一旦导通就不能自行关断,关断晶闸管需要设置强迫关断(换流)电路,强迫关断电路增加了逆变器的重量体积和成本,降低了可靠性,也限制了开关频率。现今,绝大多数逆变器都采用全控型的电力半导体器件。中功率逆变器多用 IGBT,大功率多用 GTO,小功率则用 P-MOSFET,本章将只讨论全控型器件构成的逆变器。

4.1.2 逆变器输出波形性能指标

实际逆变器的输出波形除基波外总含有谐波,为了评价逆变器输出波形的质量,引入下述几个性能指标。

(1) 谐波系数 HF (Harmonic factor)

第 n 次谐波系数 HF_n 定义为第 n 次谐波分量有效值同基波分量有效值之比,即

$$HF_n = V_n / V_1 \quad (4-1)$$

(2) 总谐波系数 THD (Total harmonic distortion factor) 定义为

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (4-2)$$

总谐波系数表征了一个实际波形同其基波分量接近的程度。输出为理想正弦波时 THD 为零。

(3) 畸变系数 DF (Distortion factor)

通常逆变电路输出端经 LC 滤波器再接负载如图 4.1 所示。若逆变电路输出的 n 次谐波 ($n\omega$) 有效值为 V_n , 则经 LC 滤波器衰减以后输出到负载的 n 次谐波电压 V_{Ln} 近似为

$$V_{Ln} \approx \frac{V_n}{n \cdot \omega L - \frac{1}{n\omega C}} \times \frac{1}{n\omega C} = \frac{V_n}{n^2 \omega^2 LC - 1} \quad (4-3)$$

适当地选择 LC 使 n 次谐波容抗远小于感抗: $1/(n\omega C) \ll n\omega L$, $1/LC \ll n^2 \omega^2$, 即谐振频率 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \ll n\omega$, 则

$$V_{Ln} \approx \frac{V_n}{n^2 \cdot \omega^2 LC} = \frac{V_n}{n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} = \left(\frac{V_n}{\left(\frac{n\omega}{\omega_0} \right)^2} \right) \quad (4-4)$$

(4-4) 式表明逆变电路输出端的 n 次谐波电压经 LC 滤波器后要衰减 $n^2 \cdot (\omega/\omega_0)^2$ 倍。谐波阶次越高,经同一 LC 滤波器衰减后它对负载的影响越小。总谐波系数 THD 显示了总的谐波含量,但它并不能告诉我们每一个谐波分量对负载的影响程度。很显然,逆变电路输出端的谐波通过滤波器时,高次谐波将衰减得更厉害,为了表征经二阶 LC 滤波后负载电压波形还存在畸变的程度,引入畸变系数 DF ,并定义如下:

$$DF = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (4-5)$$

对于第 n 次谐波的畸变系数 DF_n 可定义如下:

$$DF_n = V_n / V_1 n^2 \quad (4-6)$$

(4) 最低次谐波 LOH (Lowest-order harmonic)

最低次谐波定义为与基波频率最接近的谐波。

4.1.3 其他指标

对于逆变装置来说,其性能指标除波形性能指标外,还应包括下列内容:

- (1) 逆变效率;
- (2) 单位重量(或单位体积)输出功率;
- (3) 可靠性指标;
- (4) 逆变器输入电流交流分量的数值和脉动频率;
- (5) 电磁干扰 EMI 及电磁兼容性 EMC。

4.2 电压型单相方波逆变电路工作原理

4.2.1 电压型单相半桥逆变电路

图 4.2(a)是电压型单相半桥逆变电路,令分压电容 C_{o1} 、 C_{o2} 足够大且 $C_{o1} = C_{o2}$,以致开关器件通、断状态改变时电容电压保持为 $V_D/2$ 基本不变。等效负载电流用 i_a 表示。 T_1 、 T_2 是全控型开关器件,它们交替地处于通、断状态,即 T_1 、 T_2 的驱动信号 V_{G1} 、 V_{G2} 互补: $V_{G1} > 0$ 时, $V_{G2} = 0$; $V_{G2} > 0$ 时, $V_{G1} = 0$ 。

如果在 $0 \leq t < T_0/2$ 期间, T_1 有驱动信号, T_2 截止,这时 $v_{an} = +V_D/2$

在 $T_0/2 \leq t < T_0$ 期间, T_2 有驱动信号, T_1 截止,这时 $v_{an} = -V_D/2$

则逆变器输出电压 v_{an} 为 180° 宽($T_0/2$)的方波,幅值为 $V_D/2$,如图 4.2(b)所示。

输出电压有效值为

$$V_{an} = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{V_D^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_D}{2}$$

由傅里叶分析,输出电压瞬时值表达式为

$$v_{an} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_D}{n\pi} \sin n\omega t \quad (4-7)$$

其中, $\omega = 2\pi f_0$ 为输出电压基波角频率。 $f_0 = 1/T_0$, 当 $n=1$ 时,其基波分量的有效值为

$$V_1 = \frac{2V_D}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_D \quad (4-8)$$

改变开关管的门极驱动信号的频率,输出电压

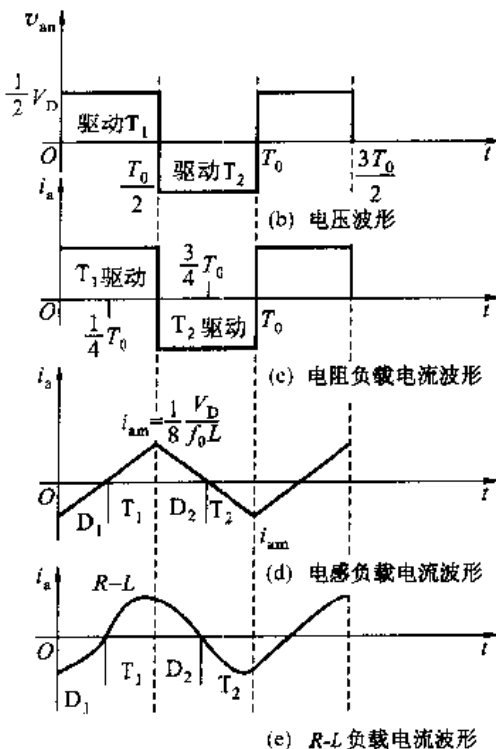
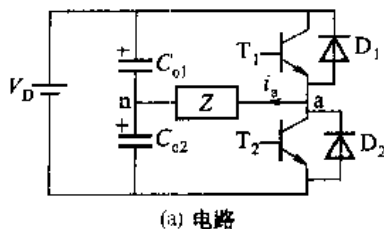


图 4.2 单相半桥逆变电路及电压电流波形

的频率也随之改变。为保证电路正常工作, T_1 和 T_2 两个开关管不能同时导通, 否则将出现直流侧短路。实际应用中为避免上、下开关管直通, 每个开关管的开通信号应略为滞后于另一开关管的关断信号, 即“先断后通”。该关断信号与开通信号之间的间隔时间称为死区时间, 在死区时间中, T_1 、 T_2 均无驱动信号。

当负载为电阻 R 时 ($\cos \phi = 1$), 电流 $i_a = v_{an}/R$ 。与 v_{an} 一样, i_a 也是 180° 宽的方波, 如图 4.2(c) 所示。当负载为纯电感 L 时 ($\cos \phi = 0$), 在 $0 \leq t \leq T_0/2$ 期间 $v_{an} = +V_D/2 = L \cdot di_a/dt$, i_a 线性上升; 在 $T_0/2 \leq t \leq T_0$ 期间, $v_{an} = -V_D/2 = L \cdot di_a/dt$, i_a 应线性下降, 如图 4.2(d) 所示。在图 4.2(d) 第一个 $T_0/4$ 期间, 虽然 T_1 有驱动信号 T_2 截止, 但因 i_a 为负值, 因此这时的负值 i_a 只能经 D_1 流向 C_{dc} 。即在第一个 $T_0/4$ 周期中 D_1 导电, 直到 $t = T_0/4$ 时 $i_a = 0$ 。此后由于 T_1 有驱动信号而导电, C_{dc} 的电压 $V_D/2$ 经 T_1 向负载电感供电, i_a 线性上升, 所以图 4.2(d) 的第二个 $T_0/4$ 期间是 T_1 导电。同理, 第三个 $T_0/4$ 期间是 D_2 导电, 最后 $T_0/4$ 期间是 T_2 导电, 所以纯电感负载时, T_1 、 T_2 、 D_1 、 D_2 各导电 $T_0/4$, T_1 、 T_2 导电时电源对电感供电, 电感电流 i_a 增大, 储蓄磁能增加, D_1 、 D_2 导电时, 电感电流数值减小, 电感磁能变为电能返送回电源。

由图 4.2(d) 电感电流的波形可求得电感电流最大值 i_{am} 。

$$\frac{1}{2} V_D = L \frac{di_a}{dt} = L \frac{\Delta i_a}{\Delta t} = L \frac{i_{am} - (-i_{am})}{T_0/2} = 4L f_0 i_{am}$$

$$i_{am} = V_D / 8 f_0 L$$

如果负载为 $R-L$ 负载 ($\cos \phi = R / \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$), 则电流波形如图 4.2(e) 所示。 $\cos \phi$ 从 1 变到 0 时, T_1 、 T_2 的导电时间从 $T_0/2$ 变到 $T_0/4$; 而二极管的导电时间则从 0 变到 $T_0/4$ 。

$R-L$ 负载时, 电流 i_a 的基波分量为

$$i_a(t) = \frac{\sqrt{2} V_1}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \cdot \sin(\omega t - \phi)$$

式中

$$V_1 = \frac{2 V_D}{\sqrt{2\pi}} = 0.45 V_D$$

图 4.2(a) 中逆变器的输出通常要接 LC 滤波器, 输出滤波器 LC 滤除逆变器输出电压中的高次谐波而使负载电压接近正弦波。

4.2.2 电压型单相全桥逆变电路

图 4.3(a) 是电压型单相全桥逆变电路, 其中全控型开关器件 T_1 、 T_4 同时通、断; T_3 、 T_2 同时通、断; T_1 (T_4) 与 T_2 (T_3) 的驱动信号互补, 即 T_1 、 T_4 有驱动信号时, T_2 、 T_3 无驱动信号, 反之亦然。

如果在 $0 \leq t < T_0/2$ 期间, T_1 、 T_4 有门极驱动信号, T_2 、 T_3 截止, $V_{ab} = +V_D$ 。

在 $T_0/2 \leq t < T_0$ 期间, T_2 、 T_3 有门极驱动信号, T_1 、 T_4 截止, $V_{ab} = -V_D$ 。

因此输出电压 V_{ab} 是 180° 宽的方波电压, 幅值为 V_D 。

图 4.3(b) 所示 180° 方波输出电压瞬时值 $v_{ab}(t)$ 、有效值 V_{ab} 分别为

$$v_{ab}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_D}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (4-9)$$

$$V_{ab} = \left[\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_D^2 dt \right]^{1/2} = V_D \quad (4-10)$$

其基波分量有效值可表示为

$$V_1 = \frac{4V_D}{\sqrt{2}\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D \approx 0.9V_D \quad (4-11)$$

注意:当电源电压(V_D)和负载(R)不变时,桥式电路的输出功率是半桥式电路的4倍。

纯电阻负载时电流 i_a 是与电压 v_{ab} 同相的方波,如图4.3(c)所示。

纯电感负载时电流 i_a 是三角波:

在 $0 \leq t < T_0/2$ 期间, $L \cdot di_a/dt = v_{ab} = +V_D$, i_a 线性上升;

在 $\frac{1}{2}T_0 \leq t < T_0$ 期间, $V_{ab} = -V_D$, i_a 线性下降;

在 $0 \leq t \leq T_0/4$ 期间,虽然 T_1 、 T_4 有驱动信号, T_2 、 T_3 阻断,但 i_a 为负值,负值 i_a 只能经 D_1 、 D_4 流回电源。故只在 $t \geq T_0/4$, $i_a \geq 0$ 以后由于 T_1 、 T_4 仍有驱动信号, $V_{ab} = +V_D$, $L \cdot di_a/dt$, $i_a > 0$ 且线性上升直到 $t = T_0/2$, 所以 T_1 、 T_4 仅在 $\frac{1}{4}T_0 \leq t \leq \frac{1}{2}T_0$ 期间导电,电源向电感供电。同理在 $\frac{1}{2}T_0 \leq t \leq \frac{3}{4}T_0$ 期间是 D_2 、 D_3 导电; T_2 、 T_3 仅在 $\frac{3}{4}T_0 \leq t \leq T_0$ 期间导电,如图4.3(d)所示。

对于纯电感负载, $V_D = L \frac{di_a}{dt} = L \frac{\Delta i_a}{\Delta t} =$

$$L \frac{2i_{am}}{T_0/2}$$

因此其负载电流峰值 i_{am} 为 $i_{am} = V_D/4f_0L$

(4-12)

无论是半桥式还是全桥式逆变电路,若逆变电路输出频率比较低,其电路中的开关器件可以采用 GTO;若逆变输出频率比较高,则应采用双极结型晶体管 BJT, P-MOSFET, IGBT 等高频自关断器件。

当负载为电阻—电感性负载时,亦可求得瞬时负载电流 i_a 的表达式为

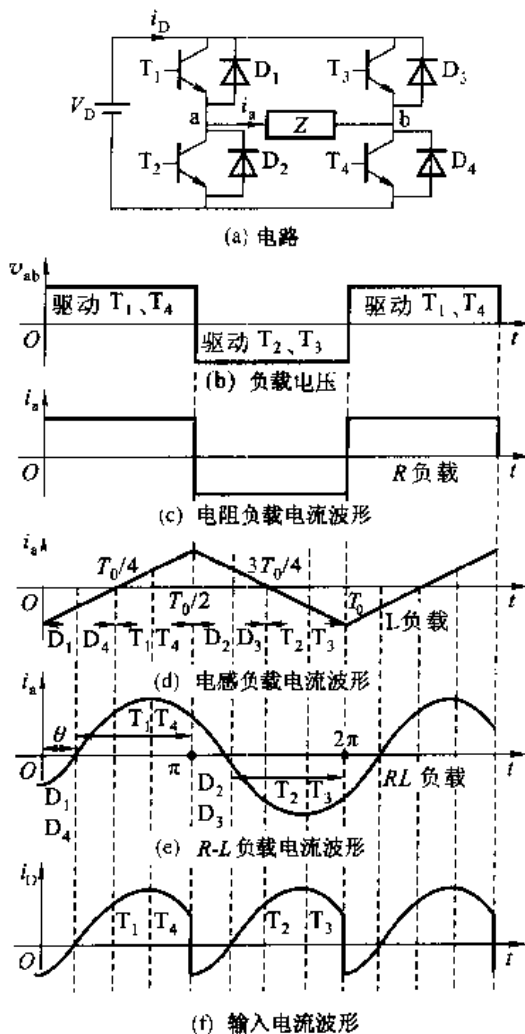


图 4.3 单相桥式逆变电路及电压、电流波形

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{V_{1n}}{nZ_n} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (4-13)$$

$$\text{式中电压基波峰值 } V_{1m} = 4V_D/\pi \quad (4-14)$$

$$n \text{ 次谐波阻抗 } Z_n = [R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2} \quad (4-15)$$

$$\text{相角 } \theta_n = \arctan\left(\frac{n\omega L}{R}\right) \quad (4-16)$$

电阻-电感性负载时,基波电流 i_{a1} 为

$$i_{a1} = \frac{4}{\pi} V_D \times \frac{1}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \theta_1)$$

$$\theta_1 = \arctan \frac{\omega L}{R}$$

θ_1 是电流 i_{a1} 滞后电压 V_{ab} 的相位角。

图 4.3(e) 为 RL 负载时的基波电流 i_{a1} 。如果负载电流瞬时值为图 4.3(e) 的波形, 在 $0 \leq \omega t \leq \theta$ 期间, T_1 、 T_2 有驱动信号, 但 i_a 为负值, 且 T_2 、 T_3 截止, 因此 D_1 、 D_2 导通, $V_{ab} = +V_D$, 故直流电源输入电流 i_D 为负值 $-i_a$; 在 $0 \leq \omega t \leq \pi$ 期间, i_a 为正值, T_1 、 T_4 有驱动信号导通, $i_D = i_a$; 在 $\pi \leq \omega t \leq \pi + \theta$ 期间, T_2 、 T_3 有驱动信号但此期间 i_a 仍为正值, 且 T_1 、 T_4 截止, 故 D_2 、 D_3 导通, 所以 $i_D = -i_a$ 、 $V_{ab} = -V_D$, 直到 $\omega t = \pi + \theta$, $i_D = i_a = 0$ 。然后在 $(\pi + \theta) \leq \omega t \leq 2\pi$ 期间 T_2 、 T_1 导通。图 4.3(f) 是 $R-L$ 负载时直流电源输入电流 i_D 的波形。

4.2.3 变压器中心抽头推挽式单相逆变电路

图 4.4 所示逆变电路输出变压器一次绕组有中心抽头, 二次侧输出接负载。交替地驱动两个开关器件 T_1 、 T_2 , 在 T_1 被驱动, T_2 截止的正半周期中, $V_{OA} = +V_D$, 二次电压 V_{ab} 为正值方波。在 T_2 被驱动, T_1 截止的负半周期中, $V_{OB} = +V_D$, $V_{OA} = -V_D$, 此时二次电压 V_{ab} 为负值方波。因此变压器输出电压为 180° 宽的交流方波。图 4.4 中, 只用了两个开关器件, 比图 4.3(a) 少了两个开关器件, 但是当开关器件截止时其承受的断态电压为 $2V_D$, 比四个开关管的全桥式电路中开关管所承受的断态电压 V_D 高了一倍, 而且还必须采用带中心抽头的变压器。这种变压器中心抽头推挽式逆变电路, 适用于低压小功率而又必须将直流电源与负载电气隔离的应用领域。

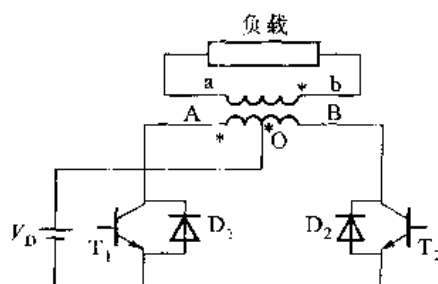


图 4.4 变压器中心抽头推挽式单相逆变电路

$n\omega L \gg 1/n\omega C$, 即 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \ll n\omega, \sqrt{LC} \gg 1/n\omega$, 谐波阶次 n 低, 要求 L 、 C 的谐振频率 ω_0 低, 要求 L 、 C 数值很大。这不仅使滤波器庞大, 而且过大的电感有负载电流流过时还会引起较大的基波电压降, 过大的电容 C 又会使通过电容的基波电流较大。逆变器输出电压的控制就是要使输出电压的基波分量大小可控, 输出电压波形中含有的谐波成分小且最低阶次的谐波阶次高, 这样仅用较小的 LC 滤波器即可起到很好的滤波效果。

在实际应用中, 很多负载都希望逆变器的输出电压(电流)、功率以及频率能够得到有效和灵活的控制, 以满足实际应用中各种各样的要求。例如, 异步电动机的变频调速就需要逆变器的输出电压和频率都能改变, 并实现电压、频率的协调控制。对于 UPS 电源, 则要求在输入电压和负载变化情况下维持逆变器输出电压和频率恒定。前者称为变压变频(VVVF)系统, 后者称为恒频恒压(CFCV)系统, 而且, 二者都要求输出电压波形正弦失真度不超过允许值。类似上述的例子还很多, 又如高频逆变电焊机的恒流、恒压以及各种焊接特性的控制, 太阳能和风力发电所要求的恒频恒压控制, 感应加热电源装置的电压、电流波形及功率控制等等。

逆变器输出电压的频率控制相对来说比较简单, 逆变器电压和波形控制则比较复杂, 且二者常常密切相关。现在已有各种各样的集成电路芯片可供逆变器控制系统选择使用, 当然也可以利用软件编程技术加以解决。

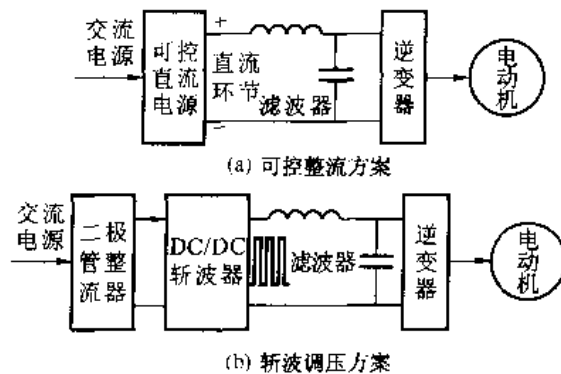


图 4.5 逆变器输出电压调节方案框图

逆变器输出电压的控制有三种基本方案可供选用：

(1) 可控整流方案。如果电源是交流电源, 可通过改变整流器输出到逆变器的直流电压 V_D 来改变逆变器的输出电压, 如图 4.5(a) 所示。

(2) 斩波调压方案。如果前级是二极管不控整流电源或电池, 则可通过直流斩波器改变逆变器的直流输入电压 V_D 来改变逆变器的输出电压, 如图 4.5(b)。

(3) 逆变器自身控制方案。仅通过逆变器内部开关器件的脉冲宽度调制(PWM), 调控输出电压中基波电压的大小、增大输出电压中最低次谐波的阶次、并减小其谐波数值, 来达到调控其输出基波电压, 同时又改善输出电压波形的目的。逆变器自身调控其输出电压大小和波形是一种先进的控制方案。本节将详述这种方案的控制原理。

4.3.1 单脉冲调制

单相逆变器的单脉冲调制原理及输出波形示于图 4.6, 其特点是每半周改变一次开关状态

因而每半周只有一个矩形波脉冲电压输出,且通过改变单脉冲矩形波电压的宽度来控制其输出电压的基波大小。逆变器输出电压波形是由开关管的驱动脉冲信号确定的。图 4.6(b)中,将幅值为 V_m 的矩形调制波(又称为参考波)与幅值为 V_{cm} 的三角形载波进行比较,用其交点确定开关器件驱动信号的起点和终点时刻,如图 4.6(c)所示。在调制参考波 V_r 的正半周,如果在 $v_r > v_c$ (三角载波电压)时的 θ 区间,对开关管 T_1 、 T_2 加驱动信号 V_{G1} 、 V_{G2} ;在调制参考波 v_r 的负半周当 $v_r < v_c$ 时,或绝对值 $|v_r| > |v_c|$ 时的 θ 区间,对开关管 T_3 、 T_4 加驱动信号 V_{G3} 、 V_{G4} ,则输出电压 v_{ab} 为图中所示的脉宽 θ 、幅值为 V_D 的交流方波。改变调制参考波 v_r 和载波 v_c 的频率就能改变输出电压基波的频率,载波电压幅值 V_{cm} 固定不变、改变调制波的幅值 V_m ,则能改变驱动信号的脉冲宽度 θ 。定义调制系数 M 为

$$M = V_m / V_{cm} \quad (4-17)$$

输出电压的脉宽 $\theta = \pi \cdot V_m / V_{cm} = M \cdot \pi$

当 $V_m = V_{cm}$, 即 $M = 1$ 时输出电压为 $\theta = 180^\circ$ 宽的交流方波。当 $V_m < V_{cm}$ 、 $M < 1$ 时 $\theta < \pi$ 。通过改变调制系数 M 就能改变输出电压矩形波的宽度,达到改变输出基波电压的目的。

根据傅里叶分析,在图 4.6(d)所示时间坐标原点情况下,脉宽为 θ 的方波电压其电压有效值及瞬时值的表达式为

$$V_{ab} = \left(\frac{2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi-\theta}{2}} V_D^2 d(\omega t) \right)^{1/2} = V_D \sqrt{\frac{\theta}{\pi}} \quad (4-18)$$

$$v_{ab}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_D}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \times [-(-1)^{\frac{n+1}{2}}] \times \sin n\omega t \quad (4-19)$$

$$\text{基波}(n=1)\text{幅值为 } V_{1m} = \frac{4}{\pi} \cdot V_D \cdot \sin \frac{\theta}{2} \quad (4-20)$$

$$n \text{ 次谐波幅值 } V_{nm} = \frac{4V_D}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \quad (4-21)$$

$$\theta = \pi \text{ 时基波电压幅值 } V_{1m} = \frac{4}{\pi} V_D$$

$$\theta = \pi \text{ 基波有效值 } V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D$$

图 4.7 给出了输出电压的基波和 3、5、7 次谐波与脉宽角 θ 的关系,图中纵坐标为基波电压

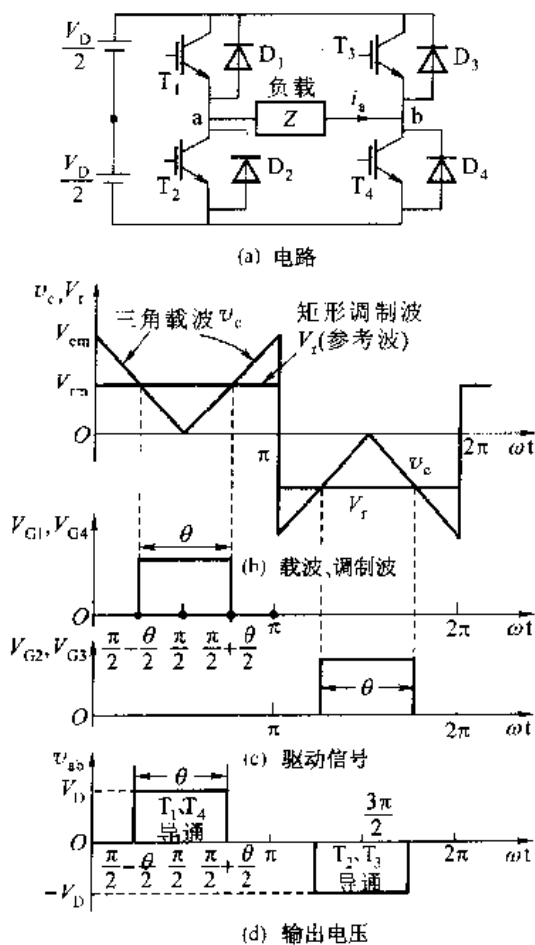


图 4.5 单脉冲调制原理及输出波形

幅值和各次谐波幅值的相对值(基准值为 $4V_D/\pi$)。由图可知,单脉冲调制时,改变脉宽 θ 可以有效地改变输出电压基波大小,但不能有效地减小(控制)谐波大小。 $\theta = 120^\circ$ 时无三次谐波。 $\theta = 180^\circ$ 时三次谐波为基波的 33%。

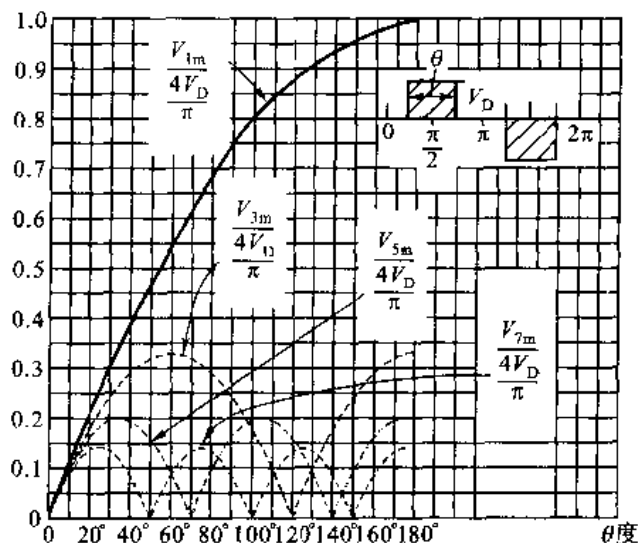


图 4.7 脉宽为 θ 的矩形波的基波和 3、5、7 次谐波电压相对值

4.3.2 正弦脉冲宽度调制 SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation)基本原理

逆变器理想的输出电压是图 4.8(a)所示的正弦波 $v(t) = V_{1m} \sin \omega t$ 。逆变电路的输入电压是直流电压 V_D 、依靠开关管的通、断状态变换,逆变电路只能直接输出三种电压值 $+V_D, 0, -V_D$ 。对单相桥逆变器四个开关管进行实时、适式的通、断控制,可以得到图 4.8(b)所示在半个周期中有多个脉波电压的交流电压 $v_{ab}(t)$ 。图中正、负半周(180°)范围被分为 p 个($p=5$)相等的时区,每个时区宽度为 $\pi/p = \pi/5 = 36^\circ$,每个时区有一个幅值为 V_D 、宽度为 θ_m 的电压脉波,相邻两脉冲电压中点之间的距离相等($\pi/p = \pi/5 = 36^\circ$)。5 个脉冲电压的宽度分别为 $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4 (= \theta_2), \theta_5 (= \theta_1)$,如果要求任何一个时间段的脉宽为 θ_m 、幅值为 V_D 的矩形脉冲电压 $v_{ab}(t)$ 等效于该时间段的正弦电压 $v(t) = V_{1m} \sin \omega t$,首要的条件应该是在该时间段中两者电压对时间的积分值,即电压和时间乘积所相当的面积相等。即

$$\int V_D \cdot dt = V_D \cdot \Delta t_m = \int V_{1m} \sin \omega t dt \quad (4-22)$$

$$\Delta t_m = \frac{1}{V_D} \int V_{1m} \sin \omega t dt \quad (4-23)$$

上式中 $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$

第 m 个时间段中,矩形脉冲电压作用时间 Δt_m 对应的脉宽角度为 θ_m ,故

$$\theta_m = \omega \cdot \Delta t_m = \omega \cdot \frac{1}{V_D} \int V_{1m} \sin \omega t dt = \frac{1}{V_D} \int V_{1m} \sin \omega t d(\omega t) \quad (4-24)$$

例如图 4.8(a)、(b)中正弦波第 1 段的起点 $\alpha = 0$,终点 $\alpha_1 = \pi/p = \pi/5$,按面积相等原则,第一个幅值为 V_D 的矩形脉波其脉宽 θ_1 应为

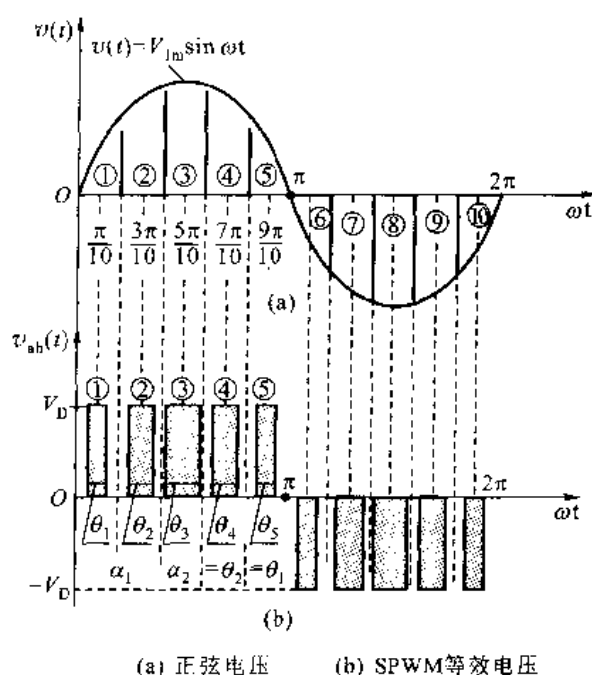


图 4.8 用 SPWM 电压等效正弦电压

$$\theta_1 = \frac{1}{V_D} \int_0^{\pi/5} V_{1m} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_{1m}}{V_D} (-\cos \omega t) \Big|_0^{\pi/5} = \frac{V_{1m}}{V_D} (\cos 0^\circ - \cos \frac{\pi}{5}) = 0.19 \frac{V_{1m}}{V_D} \quad (4-25)$$

第 m 个时间段的幅值为 V_D 的矩形脉波其脉宽 θ_m 应为

$$\theta_m = \frac{1}{V_D} \int_{(m-1)\frac{\pi}{p}}^{m\frac{\pi}{p}} V_{1m} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_{1m}}{V_D} \left[\cos(m-1)\frac{\pi}{p} - \cos m\frac{\pi}{p} \right] \quad (4-26)$$

因此第 2、3、4、5 时间段,幅值为 V_D 的矩形脉波的宽度 $\theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5$ 为

$$m=2 \text{ 时, } \theta_2 = \frac{1}{V_D} \int_{\pi/5}^{2\pi/5} V_{1m} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_{1m}}{V_D} (\cos \pi/5 - \cos 2\pi/5) = 0.5 \frac{V_{1m}}{V_D}$$

$$m=3 \text{ 时, } \theta_3 = \frac{1}{V_D} \int_{2\pi/5}^{3\pi/5} V_{1m} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_{1m}}{V_D} (\cos 2\pi/5 - \cos 3\pi/5) = 0.62 \frac{V_{1m}}{V_D}$$

$$m=4 \text{ 时, } \theta_4 = \frac{V_{1m}}{V_D} (\cos 3\pi/5 - \cos 4\pi/5) = 0.5 \frac{V_{1m}}{V_D} = \theta_2$$

$$m=5 \text{ 时, } \theta_5 = \frac{V_{1m}}{V_D} (\cos 4\pi/5 - \cos \pi) = 0.19 \frac{V_{1m}}{V_D} = \theta_1$$

采样控制理论有一个重要的原理——冲量等效原理:大小、波形不相同的窄脉冲变量作用于惯性系统时,只要它们的冲量即变量对时间的积分相等,其作用效果基本相同。大小、波形不同的两个窄脉冲电压(如图 4.8(a)在某一时间段的正弦电压与同一时间段的等幅脉冲电压)作用于 L 、 R 电路时,只要两个窄脉冲电压的冲量相等,则它们所形成的电流响应就相同。因此要使图 4.8(b)的 PWM 电压波在每一时间段都与该时段中正弦电压等效,除每一时间段的面积相等外,每个时间段的电压脉冲还必须很窄,这就要求脉波数量 p 很多。脉波数越多,不连续的按正

弦规律改变宽度的多脉波电压 $v_{ab}(t)$ 就越等效于正弦电压。从另一方面分析,对开关器件的通、断状态进行实时、适式的控制,使多脉波的矩形脉冲电压宽度按正弦规律变化时,通过傅里叶分析可以得知,输出电压中除基波外仅含某些高次谐波而消除了许多低次谐波,开关频率越高,脉波数越多,就能消除更多的低次谐波。

如果按同一比例改变所有矩形脉波的宽度 θ ,则可成比例地调控输出电压中的基波电压数值。这种控制逆变器输出电压大小及波形的方式被称为正弦脉宽调制 SPWM。

各种 PWM 控制策略,特别是正弦脉宽调制 SPWM 控制已在逆变技术中得到广泛应用。在 DC/DC、AC/DC、AC/AC 变换中,PWM 控制技术也是一种很好的控制方案并已得到广泛的应用。

4.3.3 单极性正弦脉冲宽度调制 SSPWM

若将图 4.6(b)中的矩形调制参考波改用正弦形调制参考波,正弦波幅值为 V_m ,频率为 $f_r = f_1$ (输出电压基波频率),三角波是频率为 f_c 、幅值为 V_{cm} 的单极性三角波,即载波比 $N = f_c / f_1$,电压调制系数 $M = V_m / V_{cm}$,用图 4.9(b)中正弦波与三角波的交点 δ_1 、 δ_2 、 δ_3 等确定开关器件的开通与关断。 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 的驱动信号由图 4.9(c)形成。将正弦波 V_i 和三角波 V_c 送入图 4.9(c)的比较器电路。用比较器 A 的输出 V_A 作为 T_1 的驱动信号 V_{G1} , $V_{G1} > 0$ 时驱动 T_1 导通。 V_A 反相后的 $\bar{V}_A$ 为 T_2 的驱动信号 V_{G2} , $V_{G2} > 0$ 时驱动 T_2 导通。同理比较器 B 的输出 V_B 作为 T_4 的驱动信号 V_{G4} , V_B 反相后的 $\bar{V}_B$ 作为 T_3 的驱动信号 V_{G3} 。由图 4.9(b)所示的波形图和图 4.9(c)的驱动信号可以产生图 4.9(d)所示的逆变器输出电压:

(1) 在正弦调制波 v_i 正半周中:

在 $0 \rightarrow \delta_1$ 期间图 4.9(b)中三角波瞬时值 v_c 高于正弦波瞬时值 v_r ,因此,图 4.9(c)中 V_A 为负值, $V_{G1} < 0$,图 4.9(a)中的 T_1 截止,此时 $\bar{V}_A$ 为正值, $V_{G2} > 0$ 驱动 T_2 。同时 V_B 为正值, $V_{G4} > 0$,驱动 T_4 ; $\bar{V}_B$ 为负值, T_3 截止。所以在 $0 \rightarrow \delta_1$ 期间由于 T_1 、 T_3 截止,电源电压 V_D 不可能加至负载。 T_2 、 T_4 有驱动信号,如果此时负载电流 i_a 为正,则 i_a 经 T_4 、 D_2 续流,使 $v_{ab} = 0$ 。如果此时负载电流 i_a 为负,则 $-i_a$ 将经 T_2 、 D_4 续流使 $v_{ab} = 0$,所以在 $0 \rightarrow \delta_1$ 期间,图 4.9(d)中 $v_{ab} = 0$ 。

在 $\delta_1 \rightarrow \delta_2$ 期间图 4.9(b)中正弦波瞬时值 v_r 大于三角波瞬时值 v_c ,使图 4.9(c)中 V_A 为正值, V_B 为正值, $V_{G1} > 0$, $V_{G4} > 0$ 。 T_1 、 T_4 被驱动, T_2 、 T_3 截止,如果此时 i_a 为正值,则直流电源 V_D 经 T_1 、 T_4 向负载供电,使 $v_{ab} = V_D$ 。如果此时 i_a 仍为负值,则 $-i_a$ 经 D_1 、 D_4 返回直流电源 V_D ,此时仍是 $v_{ab} = V_D$ 。所以在 $\delta_1 \rightarrow \delta_2$ 期间逆变器输出电压 $v_{ab} = +V_D$,如图 4.9(d)所示。类似地分析可以画出图 4.9(d)所示的正弦调制电压 V_i 正半波期间输出电压 v_{ab} 的完整波形。

(2) 在正弦调制波 v_i 负半周中:

根据图 4.9(b)的电压波形关系和图 4.9(c)的电路关系可类似地画出图 4.9(d)中正弦调制电压 v_i 负半波时的输出电压 v_{ab} ,由以上分析可以得知输出电压 v_{ab} 是一个多脉波组成的交流电压,脉波的宽度近似地按正弦规律变化,即 ωt 从 0 到 2π 期间,脉宽从零变到最大正值再变为零,再从零变到最大负值再变到零。在正半周只有正脉冲电压,在负半周只有负脉冲电压,因此这种 PWM 控制被称为单极性正弦脉冲宽度调制控制 SSPWM。输出电压 v_{ab} 的基波频率 f_1 等于正

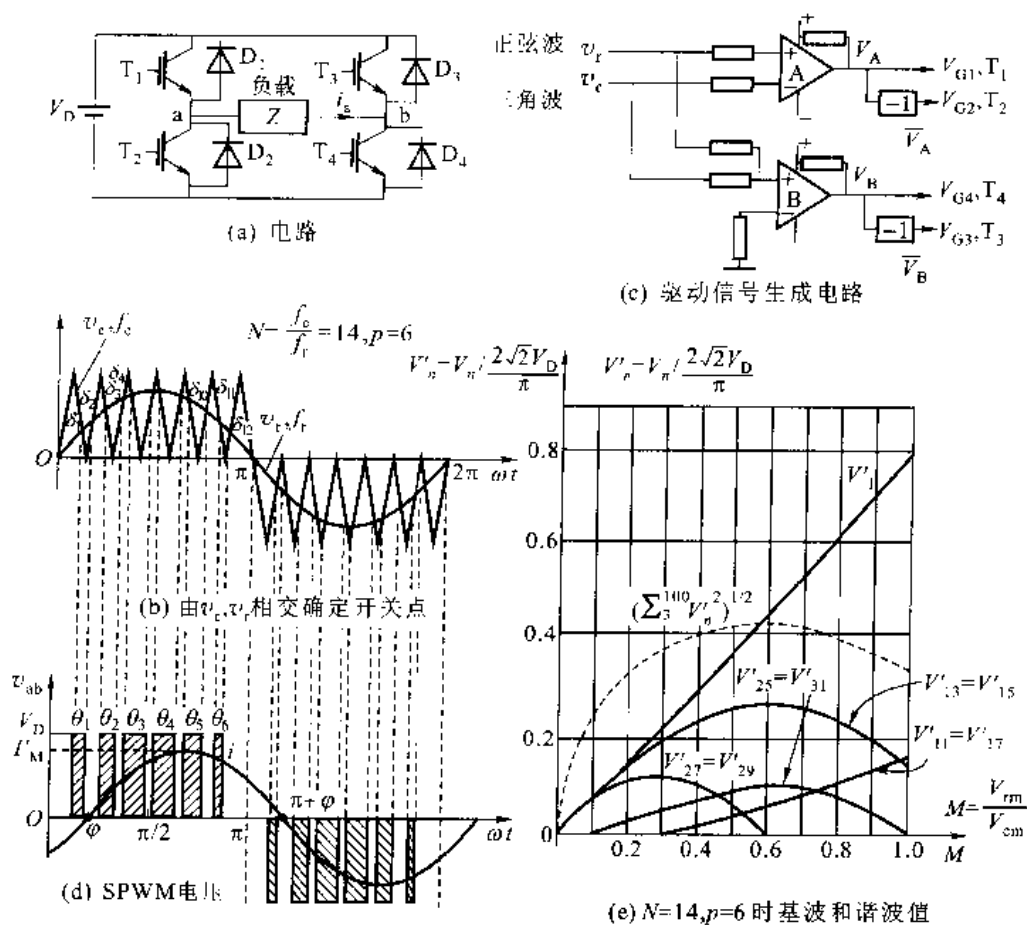


图 4.9 单极性正弦脉宽调制原理及输出波形

弦调制波频率 f_r , 输出电压的大小由电压调制比 $M = V_m/V_{cm}$ 决定。固定 V_{cm} 不变, 改变 V_m (改变调制比 M) 即可调控输出电压的大小, 例如增大 V_m , M 变大, 每个脉波的宽度都增加, v_{ab} 中的基波增大。此外, 还可看到图 4.9(b) 中载波比 $N = f_c/f_r = 14$, 每半个正弦波中有 $N/2 = 7$ 个三角波, 每半个正弦波内有脉冲电压数 $p = N/2 - 1 = 6$ 个。 p 的数目越多, 则输出电压越接近正弦波。

利用傅里叶分析可以求出图 4.9(d) 的 v_{ab} 波形中的基波和各次谐波的数值。由于图中 $v_{ab}(\omega t)$ 是一个半波对称的奇函数: $v_{ab}(\omega t) = -v_{ab}(\pi + \omega t)$, $v_{ab}(\omega t) = -v_{ab}(-\omega t)$, 因此

$$v_{ab}(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \sin(n\omega t) \quad (4-27)$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_{ab} \cdot \sin(n\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (4-28)$$

图中, 在 $\delta_1 \rightarrow \delta_2$ 期间、 $\delta_3 \rightarrow \delta_4$ 期间、 $\delta_5 \rightarrow \delta_6$ 期间等 $p = 6$ 个脉冲电压期间, $v_{ab} = V_D$, 因此由上式可求得 B_n 为

$$B_n = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_D}{n} [\cos n\delta_1 - \cos n\delta_2 + \cos n\delta_3 - \cos n\delta_4 + \dots + \cos n\delta_{11} - \cos n\delta_{12}] \quad (4-29)$$

n 次谐波有效值

$$V_n = \frac{B_n}{\sqrt{2}} = \frac{V_{nm}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2} V_D}{n\pi} [\cos n\delta_1 - \cos n\delta_2 + \cos n\delta_3 - \cos n\delta_4 \cdots + \cos n\delta_{11} - \cos n\delta_{12}] \quad (4-30)$$

基波有效值

$$V_1 = \frac{V_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2} V_D}{\pi} \times \frac{1}{2} [\cos \delta_1 - \cos \delta_2 + \cos \delta_3 - \cos \delta_4 \cdots + \cos \delta_{11} - \cos \delta_{12}] \quad (4-31)$$

式中: $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D$ 是(4-11)式所示的 180° 宽的矩形方波电压 V_D 中基波电压有效值。

由图 4.9(b)、(d) 中三角波与正弦波的交点所确定的各个脉冲电压波的起始角和终止角 δ_1 、 δ_2 、 δ_3 、 $\delta_4 \cdots$, 按(4-30)、(4-31)式可以算出基波和谐波有效值。图 4.9(e) 画出了以相对值所表示的计算结果, V_1^* 是基波相对值, V_n^* 是 n 次谐波相对值。所取的基准值为 $2\sqrt{2} V_D / \pi$ (脉宽 180° 方波的基波有效值, 见公式(4-11))。由(4-31)式的计算结果表明: 只要载波比 N 比较大, 每半周中的脉波数 p ($p = N/2 - 1$) 较多, 而调制比 $M \leq 1$, $V_m \leq V_{cm}$, 则输出电压基波幅值 V_{1m} 随调制比 M 线性变化。改变调制比 M , 即可成正比地调控输出电压的基波大小

$$V_{1m} = M \cdot V_D = \frac{V_m}{V_{cm}} \cdot V_D \quad (4-32)$$

当 $V_m = V_{cm}$, $M = 1$ 时, 基波电压的最大幅值为 V_D 。基波电压最大有效值为 $V_D / \sqrt{2}$ 。

对(4-30)式的计算还表明, 图 4.9 单极性 SPWM 输出波形中除基波外, 只含有较高频率的谐波而消除了一些低次谐波。分析和计算表明这种单极性 SPWM 波形中的最低谐波阶次为 $2p - 1$ 或 $N - 3$ 。(半周中的脉波数 $p = N/2 - 1$, N 为载波比)。例如图 4.9(b)、(d), $N = 14$, $p = 6$ 。输出电压中最低次谐波为 $2 \times p - 1 = 11$ 次, 11 次以下的谐波全被消除。

如果每半周只有一个脉冲电压, 例如只有 δ_1 、 δ_2 两个交点决定了宽度为 θ 的脉冲电压, 将正脉冲电压的中点置于 $\omega t = 90^\circ$ 处, 如图 4.6(d) 中所示电压脉波, 则 $(\delta_1 + \delta_2)/2 = 90^\circ$, $(\delta_2 - \delta_1) = \theta$, 由(4-31)式可得到这时的基波电压有效值为

$$V_1 = \frac{\sqrt{2} V_D}{\pi} [\cos \delta_1 - \cos \delta_2] = \frac{\sqrt{2} V_D}{\pi} \times 2 \sin \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \cdot \sin \frac{\delta_2 - \delta_1}{2} = \frac{2\sqrt{2} V_D}{\pi} \times \sin \frac{1}{2} \theta \quad (4-33)$$

当 $\theta = 180^\circ$ 时矩形波电压的基波有效值 $V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D$, 以 $\theta = 180^\circ$ 矩形波的基波有效值 $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D$ 为基准值, 单极性正弦脉宽调制时的基波和各次谐波标么值(相对值)可由(4-30)、(4-

31) 式除以 $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D$ 得到。图 4.9(e) 示出了 $N = f_c / f_1 = 14$ 、 $p = \frac{1}{2} N - 1 = 6$ 时的基波和谐波相对值 V_1^* 、 V_{11}^* 、 $V_{13}^* \cdots$ 与电压调制系数 $M = V_m / V_{cm}$ 的函数关系。

由(4-11)、(4-9)式 180° 矩形波的基波有效值、 n 次谐波有效值为

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D, V_n = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} V_D = \frac{1}{n} V_1$$

即 n 次谐波数值是基波的 n 分之一。

将公式(4-30)、(4-31)式所示的 SPWM 波的基波和谐波与 180° 宽单个矩形波的基波和谐波相比较可知:

(1) 采用 SPWM 控制后消除了 $2p-1$ 以下的谐波。

(2) 采用 SPWM 控制后基波最大的有效值 V_1 (在 $M = V_m/V_{cm} = 1$ 时) 为 $V_{1m}/\sqrt{2} = V_D/\sqrt{2}$, 它与 180° 矩形波的基波有效值 $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D$ 的比值为 $\frac{V_D/\sqrt{2}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D} = \frac{\pi}{4} = 0.7854$ 。因此采用 SPWM 控制在消除低次谐波、改善输出波形的同时输出电压(即直流电压利用率)小了 21.46%。

(3) 采用 SPWM 控制后尚存的高次谐波数值比 180° 宽的矩形波还要大些。例如 180° 宽矩形波中 11 次谐波为基波的 $1/11$, 即 9%。而在 SPWM 控制时, 图 4.9(d) 中 11 次谐波远大于基波的 9%, 当然这不会带来严重的后果, 因为 11 的平方是 121, 因此经 LC 滤波后, 其产生的电压畸变率还是很小的。

4.3.4 双极性正弦脉冲宽度调制 BSPWM

图 4.9(d) 所示的输出电压正半周中只有正脉波, 负半周中只有负脉波, 故称之为单极性 SPWM 控制。

图 4.10(c) 中调制参考波仍为幅值为 V_m 的正弦波 v_r , 其频率 f_r 就是输出电压基波频率 f_1 。高频载波为双极性三角波 v_c , 其幅值为 V_{cm} , 频率为 f_c 。图中无论在 v_r 的正半周还是负半周, 当瞬时值 $v_r > v_c$ 时, 图 4.10(b) 中的比较器输出电压 V_G 为正值, 以此作为 T_1 、 T_4 驱动信号 V_{G1} 、 V_{G4} , 故 $V_{G1} > 0$, $V_{G4} > 0$ 。同时, 正值 V_G 反向后为负值, 使 V_{G2} 、 V_{G3} 为负值, T_2 、 T_3 截止, 于是逆变器输出电压 $v_{ab} = +V_D$; 当瞬时值 $V_r < v_c$ 时, 图 4.10(b) 中的比较器输出电压 V_G 为负值, 使 T_1 、 T_4 截止, 这时 V_G 反向后输出 T_2 、 T_3 的驱动信号 V_{G2} 、 V_{G3} 为正值, T_2 、 T_3 导通, 于是逆变器输出电压 $v_{ab} = -V_D$ 。

利用图 4.10(b) 简单的硬件电路(或改用计算机软件)可以获得图 4.10(c) 中的输出电压 v_{ab} , 它由多个不同宽度的双极性脉冲电压方波组成。载波比 $N = f_c/f_r = f_c/f_1$, 则每半个周波中正脉冲和负脉冲共有 N 个。若固定三角载波频率 f_c , 改变 f_r , 即可改变输出交流电压基波的频率 f_1 ($f_1 = f_r$)。固定三角载波电压幅值 V_{cm} , 改变正弦调制参考波 v_r 的幅值 V_m , 即改变调制比 M ($M = V_m/V_{cm}$, $V_{cm} = M \cdot V_{cm}$), 则将改变 v_r 与 v_c 两波形的交点, 从而改变每个脉冲电压的宽度, 改变 v_{ab} 中基波和谐波的数值。由于图 4.10(c) 中输出电压在正负半周中都有多个正、负脉冲电压, 故称这种 PWM 控制为双极性正弦脉冲宽度调制。可以证明, 如果载波比 N 足够大, 调制比 $M \leq 1$, 则基波电压幅值 $V_{1m} \approx M \cdot V_D \cdot V_D \cdot V_m/V_{cm}$, 输出电压基波最大时其有效值只能达到 $V_D/\sqrt{2} = 0.707 V_D$, 即 $V_{1m} = V_D$ ($M = 1$), 这与单极性 SPWM 控制是一样的。对比 180° 宽的方波交流电压, 其基波有效值由公式(4-11)式可知为 $V_1 = 0.9 V_D$, 可见双极性正弦脉冲宽度调制 SPWM 改善输出电压波形的代价也是牺牲了直流电压利用率, 即输出电压的基波电压从 $V_1 = 0.9 V_D$ 减小到 $0.707 V_D$ 。

图 4.10(d) 画出 $N = 15$ 时双极性 SPWM 控制的基波和各次谐波的相对值随电压调制系数 $M = V_m/V_{cm}$ 而改变的特性曲线。图中纵坐标基准值取为 $2\sqrt{2} V_D/\pi$, 分析计算得知双极性 SP-

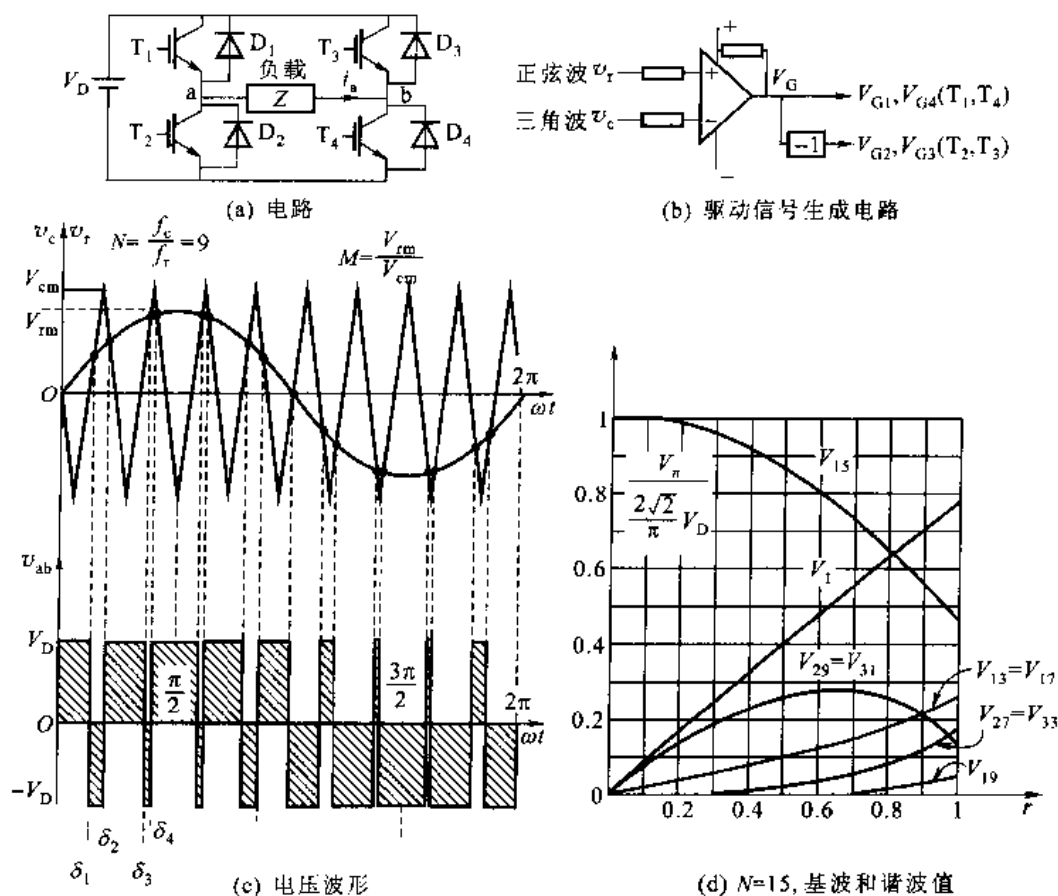


图 4.10 双极性正弦脉宽调制原理及其输出波形

WM 控制时输出电压中可以消除 $N-2$ 次以下的谐波。因此除基波外,其最低阶次的谐波为 $N-2$ 次。例如 $N=15$ 时最低次谐波为 13 次谐波。15 次谐波最大, $V_{15} = 2\sqrt{2} V_D / \pi = 0.9 V_D$ 。如果逆变器输出频率 $f_1 = 50 \text{ Hz}$, 开关的通、断频率 $f_K = 2 \text{ kHz}$, 则 $N = 2000/50 = 40$, 这时可以消除 38 次以下的谐波。存留的高次谐波相对值比 180° 宽的方波中同阶次的谐波相对值虽然还可能高一些,但由于其阶次高,容易滤除,其相应的畸变系数还是很小的。

4.3.5 单极倍频正弦脉宽调制

4.11(a) 单相全桥逆变电路,采用单极倍频正弦脉宽调制时其驱动信号的形成电路图 4.11(c) 与图 4.9(c) 单极性 SPWM 控制完全一样,但图 4.11(c) 中的三角波为双极性三角波如图 4.11(b) 所示,而不是单极性三角波。图 4.11(c) 中,当瞬时值:

- $v_r > v_c$ 时,比较器 A 输出端 V_A 为正, T_1 有驱动信号 V_{G1} , $\bar{V}_A$ 为负, T_2 截止;
- $v_r < v_c$ 时,比较器 A 输出端 V_A 为负, T_1 截止; $\bar{V}_A$ 为正, T_2 有驱动信号 V_{G2} ;
- $v_r + v_c > 0$ 时,比较器 B 输出端 V_B 为正, T_3 有驱动信号 V_{G4} , $\bar{V}_B$ 为负, T_4 截止;
- $v_r + v_c < 0$ 时,比较器 B 输出端 V_B 为负, T_4 截止, $\bar{V}_B$ 为正, T_3 有驱动信号 V_{G3} 。

因此可以得到在一个输出周期中从 $t_0 \rightarrow t_{18}$ 共 18 个时间段中,各段时期的开关状态及输出

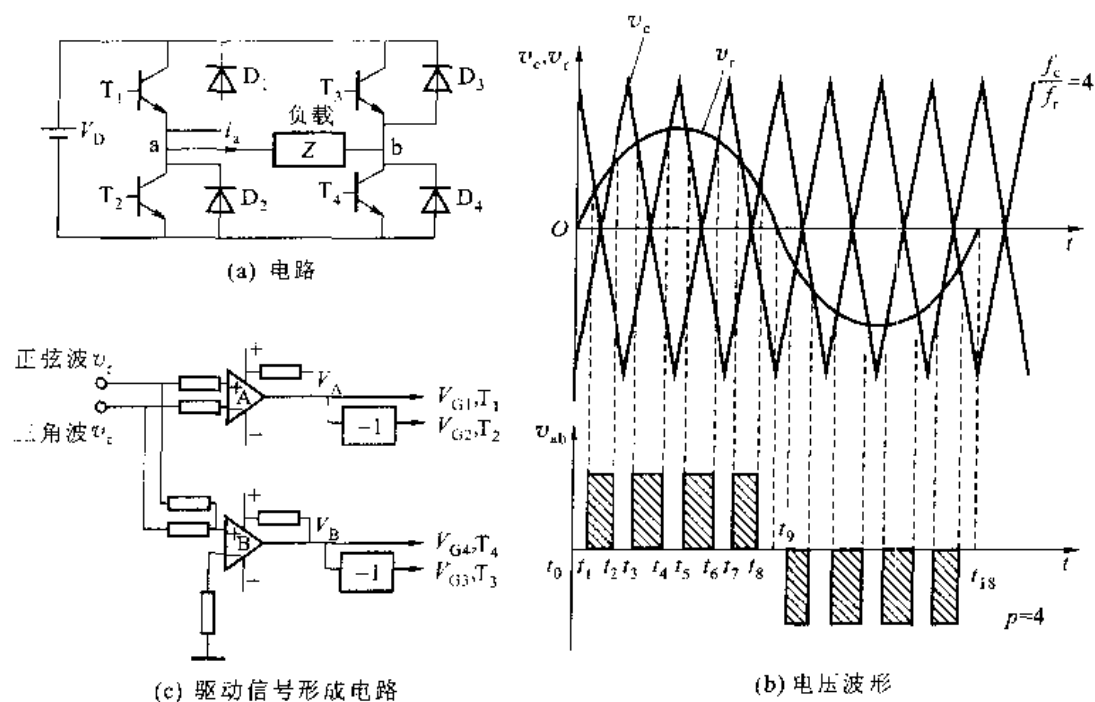


图 4.11 单极倍频正弦脉宽调制原理及输出波形

电压波形,如表 4.1 所示。

表 4.1 单极倍频 SPWM 电路驱动信号及输出波形

序号	时间段	v_r, v_c	$v_r + v_c$	T_1	T_2	T_3	T_4	v_{ab}
1	$t_0 \rightarrow t_1$	$v_r < v_c$	> 0		ON		ON	0
2	$t_1 \rightarrow t_2$	$v_r > v_c$	> 0	ON			ON	$+V_D$
3	$t_2 \rightarrow t_3$	$v_r > v_c$	< 0	ON		ON		0
4	$t_3 \rightarrow t_4$	$v_r > v_c$	> 0	ON			ON	$+V_D$
5	$t_4 \rightarrow t_5$	$v_r < v_c$	> 0		ON		ON	0
6	$t_5 \rightarrow t_6$	$v_r > v_c$	> 0	ON			ON	$+V_D$
7	$t_6 \rightarrow t_7$	$v_r > v_c$	< 0	ON		ON		0
8	$t_7 \rightarrow t_8$	$v_r > v_c$	> 0	ON			ON	$+V_D$
9	$t_8 \rightarrow t_9$	$v_r < v_c$	> 0		ON		ON	0
10	$t_9 \rightarrow t_{10}$	$v_r < v_c$	> 0		ON		ON	0
11	$t_{10} \rightarrow t_{11}$	$v_r < v_c$	< 0		ON	ON		$-V_D$
12	$t_{11} \rightarrow t_{12}$	$v_r > v_c$	< 0	ON		ON		0
13	$t_{12} \rightarrow t_{13}$	$v_r < v_c$	< 0		ON	ON		$-V_D$
14	$t_{13} \rightarrow t_{14}$	$v_r < v_c$	> 0		ON		ON	0
15	$t_{14} \rightarrow t_{15}$	$v_r < v_c$	< 0		ON	ON		$-V_D$
16	$t_{15} \rightarrow t_{16}$	$v_r > v_c$	< 0	ON		ON		0
17	$t_{16} \rightarrow t_{17}$	$v_r < v_c$	< 0		ON	ON		$-V_D$
18	$t_{17} \rightarrow t_{18}$	$v_r < v_c$	> 0		ON		ON	0

图 4.11(b)所示的单极倍频 SPWM 控制输出波形 v_{ab} 在正半周中只有正脉冲电压,负半周中只有负脉冲电压,故它是单极性 SPWM 控制,但是这时载波比 $N = f_c/f_r = 4/1 = 4$,每半个周波中却有 $p = N = 4$ 个正脉冲电压,而在单极性 SPWM 图 4.9(d)中 $N = 14$,每半个周波中只有正脉波数 $p = N/2 - 1 = 6$,显然采用图 4.11(c)所示控制逻辑关系,在载波比 N 相同时,其输出电压中脉波数 p 大约多了一倍,故称这种控制方式为单极倍频 SPWM 控制。从表 4.1 也可以看到在一个周期中各时间段过渡时仅一个开关器件改变开关状态,这就降低了产生一定的脉波数 p 时开关的动作次数,或者说用同样的开关频率可以把输出电压中脉波数 p 提高一倍,这对减少开关损耗或改善输出电压波形质量都是有益的。

4.3.6 改进型正弦脉宽调制 MSPWM

SPWM 控制输出波形很好,但需较高的开关频率(载波比 N 大)且直流电压利用率不高,输出基波电压幅值 $V_{1m} \leq V_D$ 。从图 4.9(b)可知增大调制参考电压 V_m ,即增大调制系数 M 可以增大基波输出电压 V_1 ,但 M 值不能超过 1 ($M = V_m/V_{cm} \leq 1, V_m \leq V_{cm}$),否则就不能实现正弦脉冲宽度调制,输出电压中的谐波将增加。为了实现 SPWM, v_r 的绝对值在任何时刻都应小于 V_{cm} 。从图 4.9(b)可知,增大调制波 v_r 的幅值 V_m ,可以增加输出半周内各驱动脉冲的宽度,从而增加各处对应的输出电压脉冲宽度,增大输出电压,但中间处的脉冲宽度变化不显著。为此,可采取以下改进办法:

(1) 只在半周的前 60° 和后 60° 期间内发出 $M > 1, V_m > V_{cm}$ 的正弦调制波,而在中间 60° 范围内令调制波 v_r 的瞬时值等于三角形载波幅值 $v_r = V_{cm}$,因此在中间 60° 期间开关器件一直导通,输出电压 $|v_{ab}| = V_D$,如图 4.12 所示,这种控制方式可使每周期中开关次数减少,开关损耗降低,增大输出电压而又不会使输出电压畸变增加很多。

(2) 将正弦调制波改为梯形波,在 $0^\circ \sim 60^\circ$ 范围 V_r 线性上升到 V_{cm} ,在 $60^\circ \sim 120^\circ$ 范围 $V_r = V_{cm}$,在 $120^\circ \sim 180^\circ$ 范围 V_r 从 V_{cm} 线性下降到 0。

(3) 在基波正弦调制参考波 v_{r1} 中附加一个三次谐波分量 v_{r3} ,取

$$v_r(\omega t) = v_{r1}(t) + v_{r3}(t) = V_{r1m} \sin \omega t + V_{r3m} \sin 3\omega t \quad (4-34)$$

令正弦调制基波的幅值 V_{r1m} 大于三角载波的幅值 V_{cm} ,但 v_{r1} 、 v_{r3} 的瞬时值总和 $v_r(\omega t)$ 不超过 V_{cm} ,也能达到这种效果。这时在 $0 < \omega t < 60^\circ$ 范围内和在 $120^\circ < \omega t < 180^\circ$ 范围内,由于 $V_{r3m} \sin 3\omega t$ 为正值,所以 V_r 瞬时值比 $V_{r1m} \sin \omega t$ 要大,使脉宽加大,提高了输出电压。但在中间 $60^\circ < \omega t < 120^\circ$ 范围内,由于 $V_{r3m} \sin 3\omega t$ 为负值, V_r 瞬时值又比 $V_{r1m} \sin \omega t$ 要小,不致出现瞬时值 $v_r(t)/V_{cm} > 1$ 的过调制情况。由于正弦波在 $60^\circ \sim 120^\circ$ 范围内其数值随相位角变化不很大,因此在此段范围内加入负值的三次谐波对 SPWM 控制效果损害不大,即谐波数值增加很少,而又可使正弦基波调制波的幅值 V_{r1m} 选得超过 V_{cm} ,增大基波电压输出。

以上简介的改进型正弦脉冲宽度调制虽然提高了输出电压的基波数值,提高了直流电压利用率,但同时却使输出电压中增加了一些谐波,特别是频率较低、数值较大的三次谐波。由于三相逆变器各相基波电压相差 120° ,三个相的三次谐波电压大小相等、方向相同,所以逆变器三相输出线电压中不含三次谐波,故这种改进型正弦脉冲宽度调制控制策略更适用于三相逆变器。

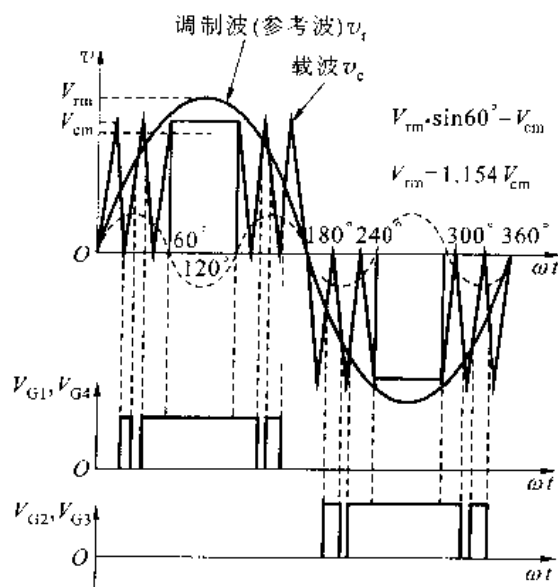


图 4.12 MSPWM 控制原理及输出电压波形

4.3.7 消除特定谐波的 PWM 控制

单相桥式逆变电路采用单脉冲 PWM 调制时,其输出电压 $v(\omega t)$ 、其基波和 n 次谐波幅值可由图 4.6(d)和式(4-19)、(4-20)、(4-21)得到:

$$v_{ab}(t) = \sum_{n=1,3,5,7,\dots} \frac{4V_d}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \times \left[-(-1)^{\frac{n+1}{2}} \right] \times \sin n\omega t \quad (4-35)$$

$$\text{基波幅值 } V_{1m} = \frac{4}{\pi} V_d \sin \frac{\theta}{2}, \text{基波有效值 } V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d \sin \frac{\theta}{2} \quad (4-36)$$

$$n \text{ 次谐波幅值 } V_{nm} = \frac{4V_d}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2}, n \text{ 次谐波有效值 } V_n = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} V_d \sin \frac{n\theta}{2} \quad (4-37)$$

如果电压脉宽 $\theta = 120^\circ$,则 3 次谐波

$$V_3 = \frac{2\sqrt{2}}{3\pi} V_d \sin(3 \times \frac{1}{2} \times 120^\circ) = \frac{2\sqrt{2}}{3\pi} V_d \sin 180^\circ = 0,$$

即 120° 宽的交流方波中无 3 次谐波。

如果电压脉宽 $\theta = 72^\circ$,则 5 次谐波 $V_5 = \frac{2\sqrt{2}}{5\pi} V_d \sin(5 \times \frac{1}{2} \times 72^\circ) = 0$,即 72° 宽的交流方波中

无 5 次谐波。

因此,对于单脉冲矩形方波交流电压,选择适当的脉宽可以消除任何一个阶次的谐波,但这时基波电压的数值不可控,如果要求基波电压为任意指令值,那就不可能消去谐波。但是,当每半周中含有三个单极性脉冲电压的 PWM 方波时,适当地选择每一个脉波的起点和终点相位角,脉冲宽度为两个相位角之差,在基波电压为任意指令值时也可以消除任意两个阶次的谐波;推广之,每半周期中含有 p 个单极性脉波的 PWM 波,适当地选择各个脉波的起点相位角和终点相位角,在基波电压是任意指定值时还可以消除任意 $p-1$ 个谐波。

如果半个周期中有 $p=6$ 个 PWM 电压脉波,如图 4.9(d)所示,则由(4-27)、(4-28)、(4-29)式可得到 $p=6$ 时的输出电压 $v(\omega t)$ 为

$$v(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_D}{n\pi} [\cos n\delta_1 - \cos n\delta_2 + \cos n\delta_3 - \cos n\delta_4 + \cos n\delta_5 - \cos n\delta_6 + \cos n\delta_7 - \cos n\delta_8 + \cos n\delta_9 - \cos n\delta_{10} + \cos n\delta_{11} - \cos n\delta_{12}] \cdot \sin(n\omega t) \quad (4-38)$$

上式中 $\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_{11}, \delta_{12}$ 为各脉波的起点和终点相位角,如果令脉波 6 与脉波 1 位置对称;即 $\delta_{12} = \pi - \delta_1, \delta_{11} = \pi - \delta_2$;令脉波 5 与脉波 2 位置对称;即 $\delta_{10} = \pi - \delta_3, \delta_9 = \pi - \delta_4$;脉波 4 与脉波 3 位置对称; $\delta_8 = \pi - \delta_5, \delta_7 = \pi - \delta_6$;则上式可简化为

$$v(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_D}{n\pi} [\cos n\delta_1 - \cos n\delta_2 + \cos n\delta_3 - \cos n\delta_4 + \cos n\delta_5 - \cos n\delta_6] \cdot \sin(n\omega t) \quad (4-39)$$

令基波 V_{1m} 为指令值 V_{1m}^* ;令 $n=3,5,7,11,13$ 次谐波为零,则

$$V_{1m} = \frac{4V_D}{\pi} [\cos \delta_1 - \cos \delta_2 + \cos \delta_3 - \cos \delta_4 + \cos \delta_5 - \cos \delta_6] = V_{1m}^* \quad (4-40)$$

$$V_{3m} = \cos 3\delta_1 - \cos 3\delta_2 + \cos 3\delta_3 - \cos 3\delta_4 + \cos 3\delta_5 - \cos 3\delta_6 = 0 \quad (4-41)$$

$$V_{5m} = \cos 5\delta_1 - \cos 5\delta_2 + \cos 5\delta_3 - \cos 5\delta_4 + \cos 5\delta_5 - \cos 5\delta_6 = 0 \quad (4-42)$$

$$V_{7m} = \cos 7\delta_1 - \cos 7\delta_2 + \cos 7\delta_3 - \cos 7\delta_4 + \cos 7\delta_5 - \cos 7\delta_6 = 0 \quad (4-43)$$

$$V_{11m} = \cos 11\delta_1 - \cos 11\delta_2 + \cos 11\delta_3 - \cos 11\delta_4 + \cos 11\delta_5 - \cos 11\delta_6 = 0 \quad (4-44)$$

$$V_{13m} = \cos 13\delta_1 - \cos 13\delta_2 + \cos 13\delta_3 - \cos 13\delta_4 + \cos 13\delta_5 - \cos 13\delta_6 = 0 \quad (4-45)$$

联立求解以上 6 个代数方程式可得到 6 个变量 $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4, \delta_5, \delta_6$ (6 个脉波的开关点及其脉宽),每个脉波的宽度为其终点相位角与起点相位角之差。这时输出电压的基波为指令值,同时在 $v(\omega t)$ 波形中又消除了 5 个 ($p-1=6-1=5$) 低次谐波。如果半个周波中有任意 p 个脉波,各脉波的开关点及其脉宽可由类似以上的 p 个未知数的联立方程求解确定。再通过控制系统的数字硬件或软件电路发出相应的驱动信号,那么逆变器在任意调控其基波输出电压的同时,还可以消除任意 $p-1$ 个特定的低次谐波。

在三相逆变电路中,由于 A、B、C 三相基波相差 120° ,故 3 次、9 次等谐波相位相差 $3 \times 120^\circ = 360^\circ$,即 3、9 等次谐波同相,所以当三相负载为星形联结时,即使逆变器输出相电压中含有 3 次谐波,线电压中不含 3 次谐波,故负载电压中也不含 3、9 等次谐波。在这种情况下,就不必特意去消除逆变器相电压中的 3 次谐波。

4.3.8 基波移相控制

如果逆变器的输出电压 v_o 由逆变器 A 和逆变器 B 的输出电压 v_A 和 v_B 串联而成。 $v_o = v_A + v_B$,如果 v_A 的基波 $\dot{V}_{A1}$ 与 v_B 的基波 $\dot{V}_{B1}$ 相差 φ_1 角,则 v_o 的基波电压 $\dot{V}_1 = \dot{V}_{A1} + \dot{V}_{B1}$

$$V_1 = \sqrt{V_{A1}^2 + V_{B1}^2 + 2V_{A1} \cdot V_{B1} \cdot \cos \varphi_1} \quad (4-46)$$

v_o 的第 n 次谐波 $\dot{V}_n = \dot{V}_{An} + \dot{V}_{Bn}$

改变 φ_1 角可以调控逆变器的基波输出电压,这就是逆变器基波移相控制的基本原理,同时设置适当的相差角 φ_1 ,又可能使逆变器输出电压中消除某次特定谐波。

如果逆变器的输出由很多不同相位差、不同电压值的电压合成,根据以上原理有可能使逆变器输出电压既能调控其基波电压,又能有效地消除某些特定的低次谐波,这也是高压大容量逆变器复合结构的基本原理。

4.4 三相逆变器工作原理

4.4.1 电压型三相逆变器工作原理

三相交流负载需要三相逆变器,三相逆变器有两种电路结构,其一为由三个单相逆变器组成一个三相逆变器,如图 4.13 所示,每个单相逆变器可以是半桥式、也可以是全桥式电路。三个单相逆变器的开关管驱动信号之间互差 120° ,三相输出电压 V_a 、 V_b 、 V_c 大小相等,相差 120° ,构成一个平衡对称的三相交流电源,通常变压器的二次绕组都接成星形以便消除负载端的三倍数的谐波($n=3,6,9\cdots$),采用这种结构的三相逆变电路所用元器件比较多,适用于高压大容量的逆变器。通常使用更多的是图 4.14(a)所示的三相桥式逆变电路。

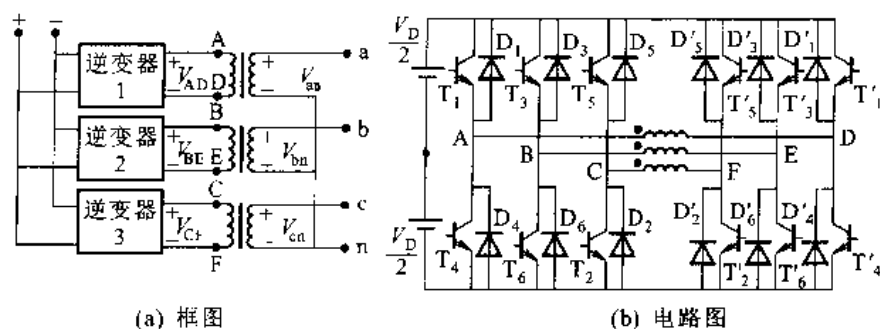


图 4.13 三个单相逆变器构成的三相逆变器

三相桥式逆变电路实际应用很广泛,图 4.14(a)给出了电压型三相桥式逆变电路。当 T_1 导通时,节点 a 接于直流电源正端, $v_{an} = V_D/2$; 当 T_4 导通时,节点 a 接于直流电源负端, $v_{an} = -V_D/2$ 。同理, b 和 c 点也是根据上下管导通情况决定其电位的。按图 4.14(a)中依序标号的开关器件其驱动信号彼此间相差 60° 。若每个开关管的驱动信号持续 180° ,如图 4.14(b)所示,则在任何时刻都有三个开关管导通,并按 1、2、3, 2、3、4, 3、4、5, 4、5、6, 5、6、1, 6、1、2 顺序导通,从而能获得图 4.14(b)所示的输出线电压波形:

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo};$$

$$v_{bc} = v_{bo} - v_{co};$$

$$v_{ca} = v_{co} - v_{ao}, \text{ 其基波分量彼此之间相差 } 120^\circ;$$

逆变器的负载可以按星形或三角形联结。当负载为图 4.14(c)所示三角形接法时,负载相电压等于线电压,很容易求得相电流 $i_{ab} = v_{ab}/R$,那么线电流 $i_a = i_{ab} - i_{ca}$ 也就知道了。当负载为图 4.14(d)所示星形接法时,必须先求出负载的相电压 V_{an} ,才能求出线电流 $i_a = V_{an}/R$ 。现以电阻负载接成星形为例说明如下:

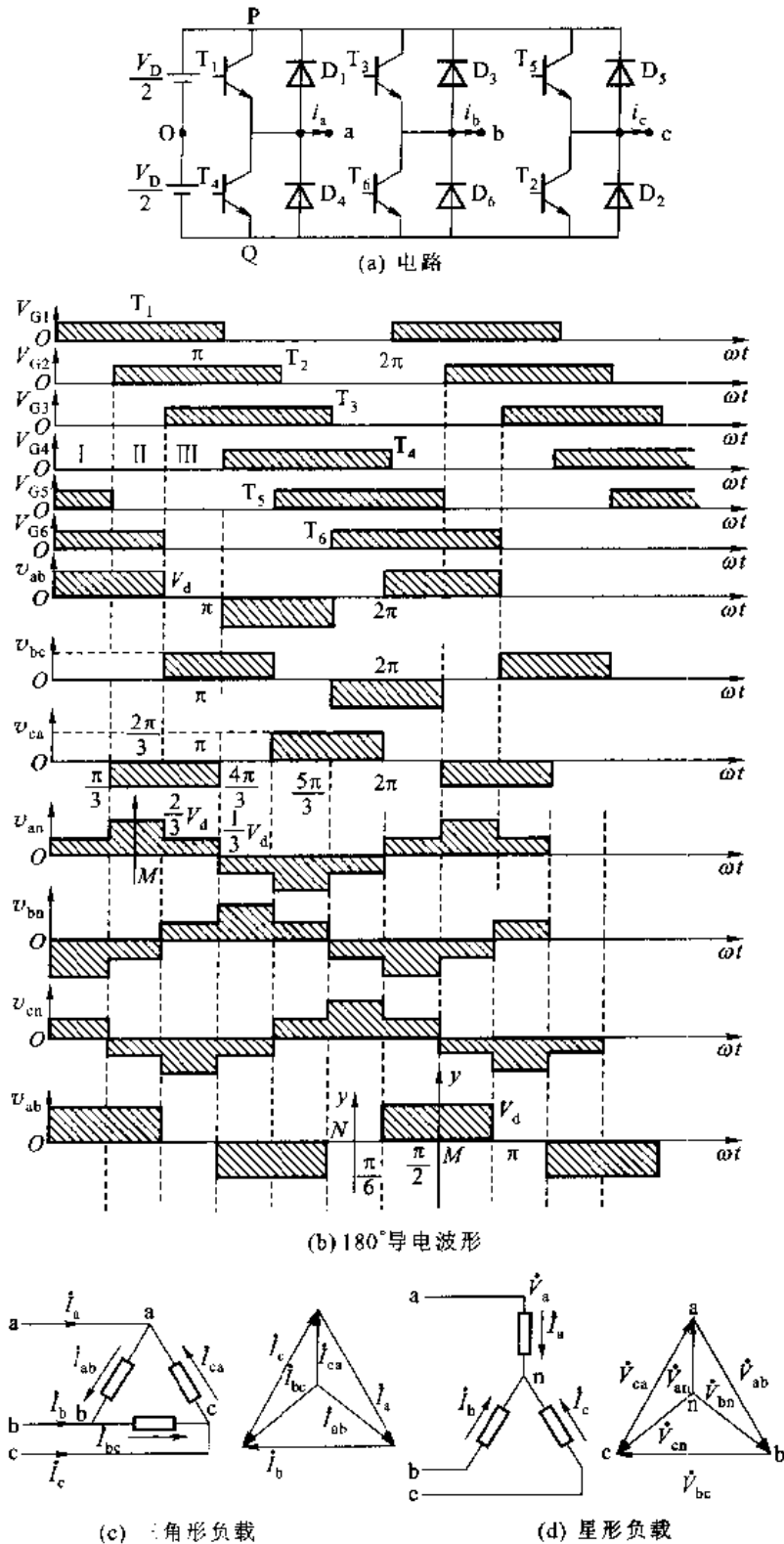
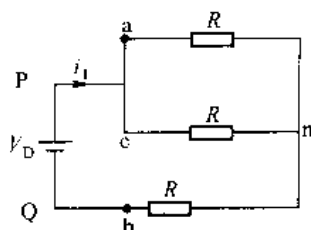


图 4.14 电压型三相桥式逆变器电路及其波形

由图 4.14(b) 波形图中可知, 在输出半周内逆变器有下述 3 种工作模式(开关状态):

(1) 模式 1 ($0 \leq \omega t \leq \pi/3$), T_5 、 T_6 、 T_1 有驱动信号。三相桥的 a、c 两点接正电位 P, b 点接负电位 Q。



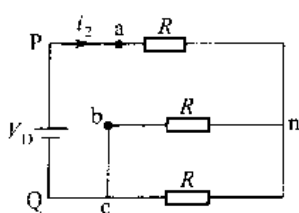
$$\text{等效电阻: } R_E = R + \frac{R}{2} = \frac{3}{2}R$$

$$i_1 = \frac{V_D}{R_E} = \frac{2V_D}{3R}$$

$$v_{an} = v_{cn} = \frac{V_D}{3}$$

$$v_{bn} = -i_1 R = -\frac{2V_D}{3}$$

(2) 模式 2 ($\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$), T_6 、 T_1 、 T_2 有驱动信号。a 点接正电位 P, b、c 接负电位 Q。



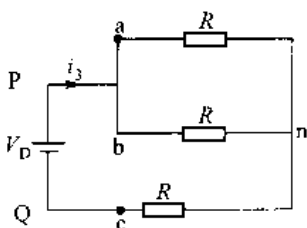
$$R_E = R + \frac{R}{2} = \frac{3}{2}R$$

$$i_2 = \frac{V_D}{R_E} = \frac{2V_D}{3R}$$

$$v_{an} = i_2 R = \frac{2V_D}{3}$$

$$v_{bn} = v_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = -\frac{V_D}{3}$$

(3) 模式 3 ($2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$), T_1 、 T_2 、 T_3 有驱动信号。a、b 点接正电位 P, c 点接负电位 Q。



$$R_E = R + \frac{R}{2} = \frac{3}{2}R$$

$$i_3 = \frac{V_D}{R_E} = \frac{2V_D}{3R}$$

$$v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_D}{3}$$

$$v_{cn} = -i_3 R = -\frac{2V_D}{3}$$

根据上述分析可知,星形负载电阻上的相电压 v_{an} 、 v_{bn} 、 v_{cn} 波形是图 4.14(b) 所示的阶梯波,如果时间坐标起点取在阶梯波的起点,纵坐标为图中实线 O_y 所示,利用傅里叶分析图则 4.14 中 A 相电压的瞬时值为

$$v_{an}(t) = \frac{2}{\pi} V_D \left\{ \sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \frac{1}{11} \sin 11 \omega t + \frac{1}{13} \sin 13 \omega t + \dots \right\} \quad (4-47)$$

$$\text{基波幅值} \quad V_{1m} = 2V_D/\pi \quad (4-48)$$

无 3 次谐波,只含更高阶奇次谐波, n 次谐波幅值为基波幅值的 $1/n$ 。

同一相电压阶梯波若将时间坐标的起点取在阶梯波的中点 M ,如图中纵坐标位于 v_{an} 波形的 M 点上,则该阶梯波的瞬时值为

$$v_{an}(t) = \frac{2}{\pi} V_D \left\{ \cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5 \omega t - \frac{1}{7} \cos 7 \omega t - \frac{1}{11} \cos 11 \omega t + \frac{1}{13} \cos 13 \omega t + \dots \right\} \quad (4-49)$$

将(4-47)式中的 ωt 用 $\omega t + 90^\circ$ 代入也能直接得到(4-49)式。

如图 4.14 所示,线电压为 120° 宽的方波幅值为 V_D ,如果图 4.14(b)中线电压 v_{ab} 时间坐标的零点取在 N 点,纵坐标为 N_Y ,则 120° 宽方波电压的瞬时值傅里叶分析结果是

$$v_{ab}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_D \left[\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots \right] \quad (4-50)$$

$$\text{线电压基波幅值} \quad V_{1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_D = 1.1 V_D \quad (4-51)$$

无 3 次谐波,仅有更高阶奇次谐波, n 次谐波的幅值为基波幅值的 $1/n$ 。

如果 120° 宽的方波 v_{ab} 时间坐标的零点取在图 4.14(b)方波电压 v_{ab} 的中点 M 上,纵坐标为 M_Y ,则其瞬时值傅里叶分析结果是

$$v_{ab}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_D \left[\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t + \dots \right] \quad (4-52)$$

将(4-50)式中的 ωt 用 $\omega t + 90^\circ$ 代入也能直接得到(4-52)式。

同一个电压波形,时间坐标原点取得不同时,其傅里叶级数表达式不同,但基波、谐波数值特性是一样的。

4.4.2 电流型三相逆变器工作原理

图 4.15(a)是电流型三相桥式逆变电路,逆变器的供电电源是电流源(图中的电感 L 很大,使 i_d 近似恒流,故称之为电流型逆变器),负载电阻为星形接法或三角形。按图示标号开关管的驱动信号 V_c 彼此依序相差 60° 。各开关器件如图 4.15(b)所示导通 120° ,则任何时刻只有两只开关管导通,在 $0 \leq \omega t \leq \pi/3 = 60^\circ$ 期间, T_6 、 T_1 导通,此后按 1、2, 2、3, 3、4, 4、5, 5、6, 6、1 顺序导通,则能获得图 4.15(b)所示线电流(i_a, i_b, i_c)波形。

负载可以按星形或三角形联结。当负载为星形接法时,已知 i_a, i_b, i_c 后很容易求得负载相电压,如 $V_{an} = Ri_a$,图 4.15(a)中, $V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = R(i_a - i_b)$,于是线电压也就知道了。线电压应为阶梯波。

当负载为三角形接法时,可仿照前面电压型三相逆变器三种开关状态工作模式的分析方法,先求得负载相电流,其波形应为阶梯波。负载相电流与负载电阻的乘积就是相电压,三角形接法时,线电压也就是相电压。例如:

模式 1:在 $0 \leq \omega t \leq \pi/3 = 60^\circ$ 期间, T_6 、 T_1 导电,图 4.15(c)中 c 点与三相桥断开, $i_a = I_D$ 经等值电路电阻 R_E ($R_E = \frac{R(R+R)}{R+(R+R)} = \frac{2}{3}R$,从 b 点流出, $i_{ab} = \frac{v_{ab}}{R} = \frac{2}{3}I_D$ 。

模式 2:在 $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2}{3}\pi$ 期间, T_1 、 T_2 导电,图 4.15(c)中 b 点与三相桥断开, $i_b = I_D$ 经等值电路电阻 $R_E = 2R/3$,从 c 点流出, $i_{ab} = V_{ab}/R = I_D/3$ 。

模式 3:在 $\frac{2}{3}\pi \leq \omega t \leq \pi$ 期间, T_2 、 T_3 导电,图 4.15(c)中 a 点与三相桥断开, $i_b = I_D$ 经等值电路电阻 $R_E = 2R/3$,从 c 点流出, $i_{ab} = -I_D/3$ 。

按以上分析图 4.15(b)中画出了负载三角形接法时的相电流 i_{ab} 阶梯波, i_{bc} 、 i_{ca} 与 i_{ab} 波形相同但滞后 $2\pi/3$ 和 $4\pi/3$ 。线电压 $v_{cb} = i_{ab} \cdot R$,线电压 v_{ab} 与 i_{ab} 一样是阶梯波。

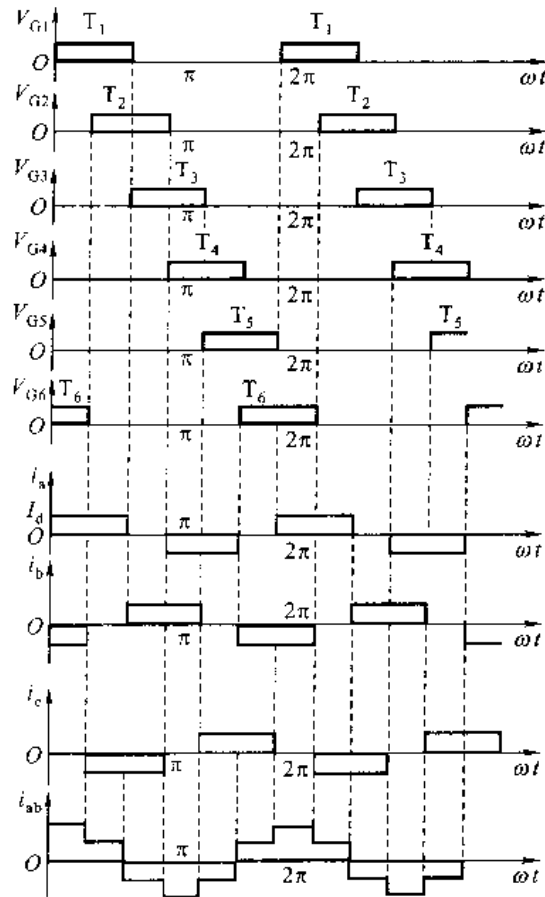
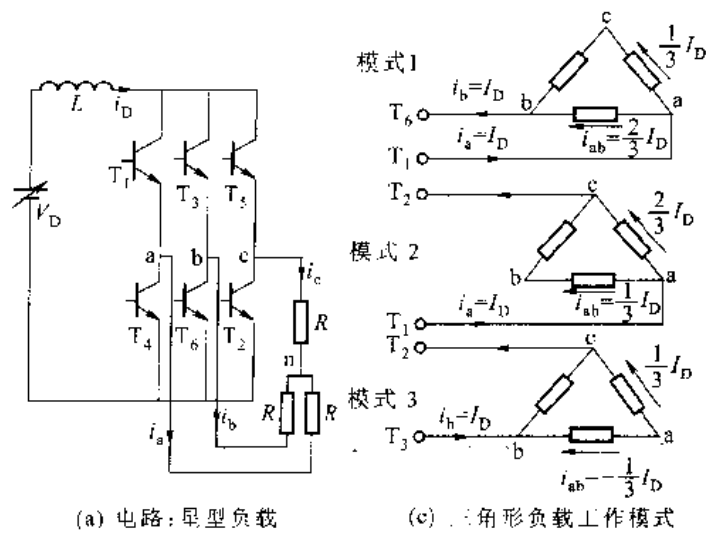


图 4.15 电流型三相桥式逆变电路及其波形

图 4.15(a) 电流型逆变电路中的直流输入电感数值很大才能构成一个电流源, 使 I_D 恒定, 因此电感重量、体积都很大, 这是电流型逆变器使用不广泛的一个重要原因。

DC—AC 逆变器与 DC—DC 直流变换器一样,供电电源是直流电,不像交流电源电压那样周期性过零反向、有可能利用电源反向电压关断已导通的半控型开关晶闸管,所以现今绝大多数逆变器都采用能自关断的全控型开关器件。低压、小功率则用 P—MOSFET,中、大功率则用 IGBT,对于特大容量(几千千瓦至几万千瓦)交流电机变频调速用逆变器,目前则采用 GTO 三相逆变器或交—交变频器(AC/AC 变换器),采用晶闸管 SCR 的三相逆变器虽然电压、电流容量可以做得很大,以往也有广泛应用,但由于晶闸管不能自关断,必须有强迫关断电路,因此可靠性低、特性也差,现今仅用于自控频率、同步电动机(靠电机反电势换相关断晶闸管)的变频启动、调速,某些负载谐振换流式逆变器,以及直流输电系统中的有源逆变器(用交流电源电压反向关断晶闸管)。虽然 GTO 逆变器特性不如 IGBT,但目前自关断器件中在电压和电流容量上 GTO 能满足更高电压、特大容量变换器的要求。三相 GTO 逆变器主电路结构、工作原理、特性和 BJT、IGBT 逆变器没什么区别,只是其驱动电路比较复杂而已。

4.5 三相逆变器输出电压和波形的 SPWM 控制

上节介绍的带星形负载的电压型三相逆变器每个开关器件在一个开关周期中仅通、断状态转换一次,输出线电压每半周中仅一个脉波电压(120° 方波),相电压则为阶梯波,逆变器输出电压中的基波仅取决于直流电压 V_D 的大小而不能调节控制,最低谐波阶次为 5,且谐波含量大,这种情况相当于单相逆变器的单脉波 120° 导电方式。

对于三相逆变器也可以采用本章第 3 节中单相逆变器的多脉冲 PWM 控制或 SPWM 控制方式。在输出电压的每一个周期中,各开关器件通、断转换多次,既可实现调节、控制输出电压的大小,又可消除低次谐波而改善输出电压波形。

图 4.16(b)和图 4.16(c)中三相调制参考信号正弦电压 v_{ar} 、 v_{br} 、 v_{cr} 为

$$v_{ar}(t) = V_m \sin \omega_r t$$

$$v_{br}(t) = V_m \sin(\omega_r t - 120^\circ)$$

$$v_{cr}(t) = V_m \sin(\omega_r t - 240^\circ)$$

式中, ω_r 为调制参考波 v_r 的角频率, $\omega_r = 2\pi f_r = 2\pi f_1$;

f_r 为正弦调制参考电压的频率;

f_1 为输出电压基波频率;

V_m 为调制参考波电压幅值。

图 4.16(b)引入了逆变器输出电压 V_O 的闭环反馈调节控制系统。 V_O^* 为输出电压的指令值, V_O 为输出电压的实测反馈值。电压偏差 $\Delta V_O = V_O^* - V_O$, 经电压调节器 VR 输出调制参考电压波的幅值 V_m 。 V_m 与调制参考波的频率 f_r (f_r 决定了输出电压基波频率 f_1 , $f_1 = f_r$) 共同产生三相调制参考波正弦电压 $v_{ar}(t)$ 、 $v_{br}(t)$ 、 $v_{cr}(t)$ 。 $v_{ar}(t)$ 、 $v_{br}(t)$ 、 $v_{cr}(t)$ 与双极性三角载波电压 $v_c(t)$ 相比较产生驱动信号 V_{G1} 、 V_{G4} 、 V_{G3} 、 V_{G6} 、 V_{G5} 、 V_{G2} , 控制 T_1 、 T_4 、 T_3 、 T_6 、 T_5 、 T_2 6 个全控型开关器件的通、断状态, 从而控制逆变器输出的三相交流电压 $v_{AO}(t)$ 、 $v_{BO}(t)$ 、 $v_{CO}(t)$ 的瞬时值。

图 4.16(b)中 $v_{ar}(t)$ 与载波电压 $v_c(t)$ 相比较:

当 $v_{cr} > v_i$ 时, V_{ci} 为正值驱动 T_i , V_{ci} 为负值使 T_i 截止, 图 4.16(a) 中 $v_{AO} = +V_D/2$;

当 $v_{cr} < v_i$ 时, V_{ci} 为负值 T_i 截止, V_{ci} 为正值驱动 T_i , 图 4.16(a) 中 $v_{AO} = -V_D/2$;

同理可得到 B、C 相电压 $v_{BO}(t)$ 、 $v_{CO}(t)$ 波形如图 4.16(c) 所示。

输出电压 v_o 的基波大小与调制系数 $M = V_m/V_{cr}$ 成正比。当实际输出电压基波小于指令值 $V_o < V_o^*$ 时, 电压偏差 $\Delta V_o = V_o^* - V_o > 0$, 电压调节器 VR 输出的 V_m 增大, M 值增大, 使输出电压各脉宽加宽, 输出电压 V_o 增大到给定值 V_o^* ; 反之当 $V_o > V_o^*$ 时, $\Delta V_o < 0$, V_m 减小, M 减小, 使输出电压 V_o 减到 V_o^* 。如果电压调节器 VR 为 PI 调节器(无静差), 则可使稳态时保持 $V_o = V_o^*$, 即当电源电压 V_D 改变或负载改变(使变换器主电路中各串联环节电压降改变)而引起输出电压偏离给定值时, 通过电压闭环控制可使输出电压 V_o 跟踪并保持为给定值 V_o^* 。

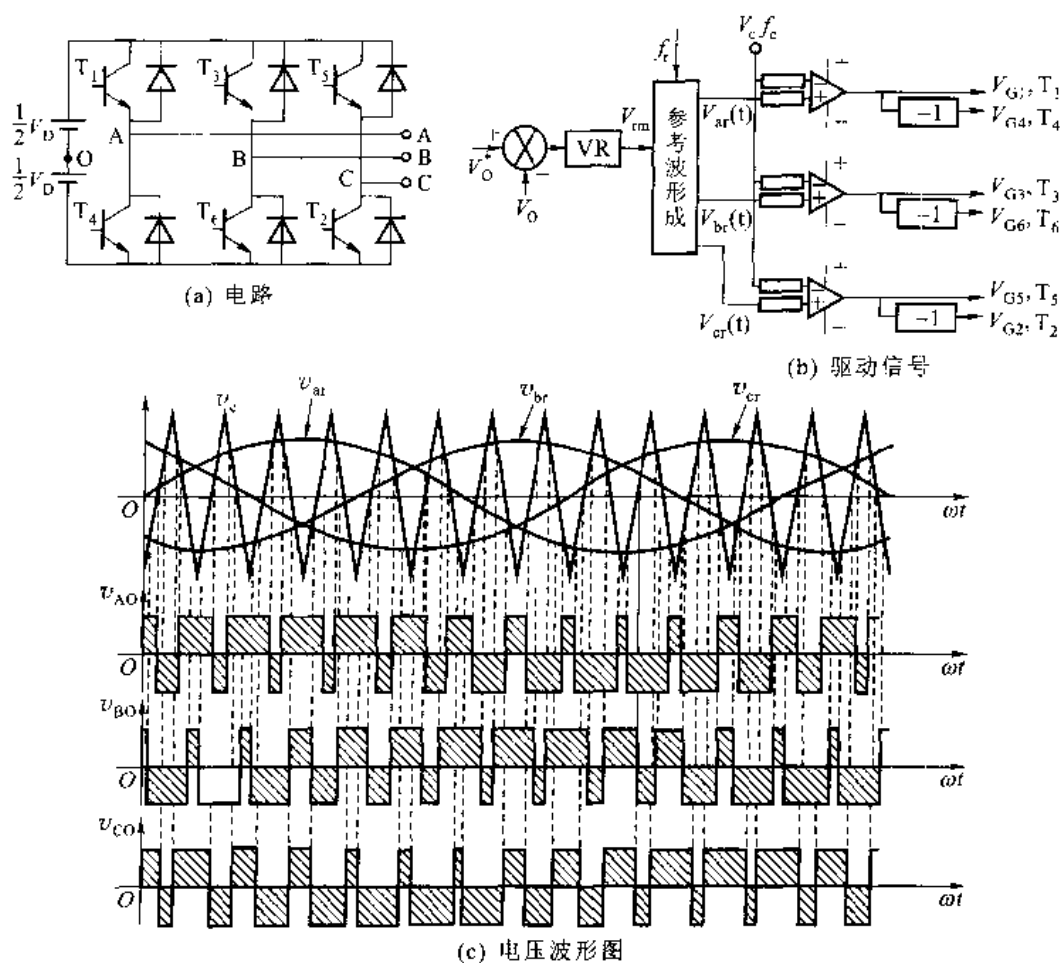


图 4.16 三相逆变器 SPWM 控制原理

图 4.16(b) 所示控制原理既可由集成电路芯片硬件实现, 也可采用微处理器或数字信号处理器实现。

本章前面 4.3.6 节中介绍的改进型 MSPWM 控制, 例如在正弦调制参考波中注入一个 3 次谐波(公式(4-34)), 常用于三相逆变器中提高直流电压利用率, 而在输出线电压中又无 3 次谐波。

* 4.6 三相逆变器电压空间矢量 PWM 控制

近年来,源于交流电机变频传动控制的电压空间矢量 PWM 控制技术,已被移植用于电压型三相逆变器的控制。本节介绍三相逆变器电压空间矢量 PWM 控制的一些基本原理。

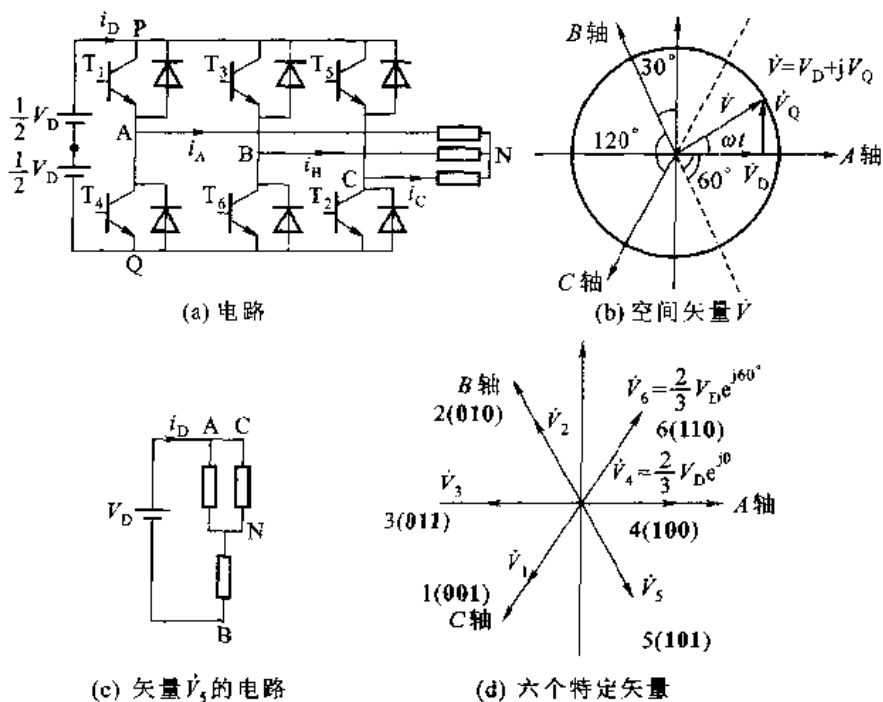


图 4.17 三相逆变器电压空间矢量 PWM 控制原理

设三相交流系统各相电压为

$$\left. \begin{aligned} v_{AN}(\omega t) &= V_{\text{plm}} \cos \omega t \\ v_{BN}(\omega t) &= V_{\text{plm}} \cos(\omega t - 120^\circ) \\ v_{CN}(\omega t) &= V_{\text{plm}} \cos(\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (4-53)$$

式中: V_{plm} 为相电压的基波幅值,角频率 $\omega = 2\pi f$, f 为基波电压频率。

(4-53)式的三个相电压瞬时值可以用图 4.17(b)中的一个以角速度 $\omega = 2\pi f$ 在空间旋转的电压矢量 $\hat{V}$ ($\hat{V} = V_D + jV_Q$) 在 A、B、C 各相轴线上的投影表示, $\hat{V}$ 的大小为相电压幅值 V_{plm} , $\hat{V}$ 以角速度 ω 逆时针方向旋转。在任意瞬间 t , $\hat{V}$ 的相位角为 ωt 。由于 $V_D = V \cos \omega t$, $V_Q = V \sin \omega t$, 则

$$v_{AN}(\omega t) = V \cos \omega t = V_{\text{plm}} \cos \omega t = V_D \quad (4-54)$$

$$\begin{aligned} v_{BN}(\omega t) &= V \cos(\omega t - 120^\circ) = V_{\text{plm}} \cos(\omega t - 120^\circ) \\ &= V_D \cos 120^\circ + V_Q \sin 120^\circ = -\frac{1}{2} V_D + \frac{\sqrt{3}}{2} V_Q \end{aligned} \quad (4-55)$$

$$v_{CN}(\omega t) = V \cos(\omega t - 240^\circ) = V_{\text{plm}} \cos(\omega t - 240^\circ)$$

$$= V_D \cos 240^\circ + V_Q \sin 240^\circ = -\frac{1}{2} V_D - \frac{\sqrt{3}}{2} V_Q \quad (4-56)$$

$$\text{即} \quad \begin{bmatrix} v_{AN}(\omega t) \\ v_{BN}(\omega t) \\ v_{CN}(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_D \\ V_Q \end{bmatrix} \quad (4-57)$$

由(4-53)式可知, $v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0$, 由(4-57)式可得到

$$\begin{bmatrix} V_D \\ V_Q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \quad (4-58)$$

(4-58)式表明三相相电压 v_{AN} , v_{BN} , v_{CN} 可以用一个空间电压矢量 $\dot{V}$ 或其两个分量 V_D , V_Q , $\dot{V} = V_D + jV_Q$ 代替。公式(4-58)是三相 A、B、C 变量变成两相 D、Q 变量的变换式。公式(4-57)则是两相变量 D、Q 变为三相 A、B、C 变量的变换式。

图 4.17(a)中三相桥式逆变器由 A、B、C 三相桥臂组成。图中定义 P 点电位为 V_D , Q 点电位即 O 点电位为零。每一桥臂的上下两个开关器件的驱动信号都是互补的, 即 T_1 有门极驱动信号 V_{G1} 时, T_2 的门极驱动信号 $V_{G2} = 0$, T_1 导通, 这时 $v_{AO} = V_D$ 。当 T_4 有门极驱动信号 V_{G4} 时, T_1 的门极驱动信号 $V_{G1} = 0$, T_2 导通, 这时 $v_{AO} = 0$ 。如果引入 A、B、C 桥臂的开关变量为 S_a , S_b , S_c , 定义 $S_a = \frac{v_{AO}}{V_D}$, $S_b = \frac{v_{BO}}{V_D}$, $S_c = \frac{v_{CO}}{V_D}$, 则

$v_{AO} = S_a \cdot V_D$, 当 T_1 (D_1) 导通, T_2 (D_2) 截止时 $S_a = 1$, 这时 $v_{AO} = S_a V_D = V_D$

当 T_4 (D_4) 导通, T_1 (D_1) 截止时 $S_a = 0$, 这时 $v_{AO} = S_a V_D = 0$

$v_{BO} = S_b \cdot V_D$, 当 T_3 (D_3) 导通, T_6 (D_6) 截止时 $S_b = 1$, 这时 $v_{BO} = S_b V_D = V_D$

当 T_6 (D_6) 导通, T_3 (D_3) 截止时 $S_b = 0$, 这时 $v_{BO} = S_b V_D = 0$

$v_{CO} = S_c \cdot V_D$, 当 T_5 (D_5) 导通, T_2 (D_2) 截止时 $S_c = 1$, 这时 $v_{CO} = S_c V_D = V_D$

当 T_2 (D_2) 导通, T_5 (D_5) 截止时 $S_c = 0$, 这时 $v_{CO} = S_c V_D = 0$

于是, 每个桥臂输出端的电压可用各桥臂的开关变量和电源电压 V_D 的乘积表示, 整个三相逆变器的输出电压则由 A、B、C 三相桥臂的开关变量 S_a , S_b , S_c 共同组合确定。用 (S_a, S_b, S_c) 表示三相逆变器的开关状态, 由于 S_a , S_b , S_c 各有两种状态: 0 或 1, 因此整个三相逆变器共有 2^3

8 种开关状态。即 (S_a, S_b, S_c) 为 0(0 0 0), 1(0 0 1), 2(0 1 0), 3(0 1 1), 4(1 0 0), 5(1 0 1), 6(1 1 0), 7(1 1 1) 8 种开关状态。把以上 8 种开关状态分别称为状态 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7。每一种开关状态对应一组确定的 A、B、C 各相电压和线电压瞬时值。例如, 处于状态 5, $(S_a, S_b, S_c) = (1 0 1)$ 时, $S_a = 1$ 表示 A 桥臂上管 T_1 (D_1) 导通, $S_b = 0$ 表示 B 桥臂下管 T_6 (D_6) 导通, $S_c = 1$ 表示 C 桥臂的上管 T_5 (D_5) 导通, 这时的等值电路为 4.17(c), 因此 $v_{AN} = V_D$, $v_{BN} = -v_{CN} = -V_D$, $v_{CA} = 0$, 相电压 $v_{AN} = v_{BN} = V_D/3$, $v_{BN} = -v_{AN} = -2V_D/3$ 。其他 7 种开关状态时的等值电路, 线电压, 相电压瞬时值可同样求得, 表 4.2 示出 8 种开关状态时的线电压、相电压。

表 4.2 开关状态及逆变器输出电压

逆变器状态	S_a, S_b, S_c	v_{AB}/V_D	v_{BC}/V_D	v_{CA}/V_D	v_{AN}/V_D	v_{BN}/V_D	v_{CN}/V_D
0	0 0 0	0	0	0	0	0	0
1	0 0 1	0	-1	1	-1/3	-1/3	2/3
2	0 1 0	-1	1	0	-1/3	2/3	-1/3
3	0 1 1	-1	0	1	-2/3	1/3	1/3
4	1 0 0	1	0	-1	2/3	-1/3	-1/3
5	1 0 1	1	-1	0	1/3	-2/3	1/3
6	1 1 0	0	1	-1	1/3	1/3	-2/3
7	1 1 1	0	0	0	0	0	0

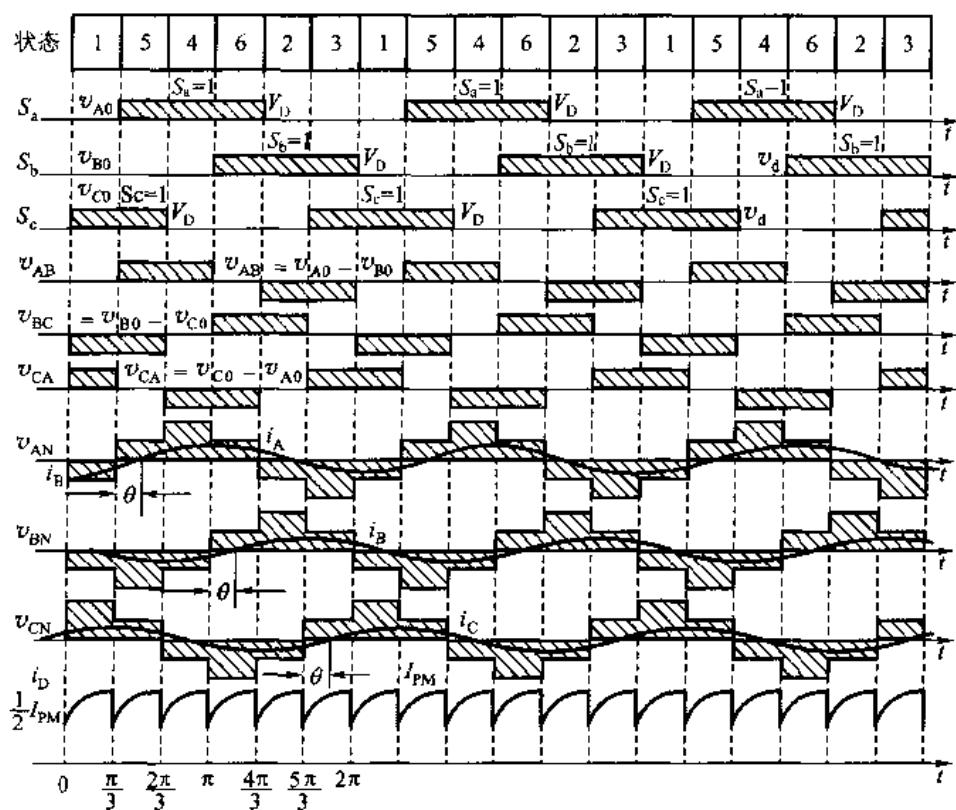


图 4.18 状态、状态变量及电压电流波形

在以上 8 种开关状态中, 0(0 0 0), 7(1 1 1) 两种开关状态为下管 $T_4(D_4)$ 、 $T_6(D_6)$ 、 $T_2(D_2)$ 同时导通和上管 $T_1(D_1)$ 、 $T_3(D_3)$ 、 $T_5(D_5)$ 同时导通, 在这两种开关状态时三相逆变器输出电压全为零, 称之为零态, 其他 6 种称为非零状态。根据开关变量的定义, 图 4.17(a) 中, 有

$$\begin{aligned} v_{A0} &= S_a \cdot V_D \\ v_{B0} &= S_b \cdot V_D \\ v_{C0} &= S_c \cdot V_D \end{aligned} \quad (4-59)$$

则

$$v_{AB} = v_{A0} - v_{B0} = (S_a - S_b) V_D$$

$$\begin{aligned}
 v_{BC} &= v_{BO} - v_{CO} = (S_b - S_c) V_D \\
 v_{CA} &= v_{CO} - v_{AO} = (S_c - S_a) V_D
 \end{aligned}$$

即

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = V_D \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4-60)$$

图 4.17(a) 中负载相电压

$$\begin{aligned}
 v_{AN} &= v_{BN} = v_{AB} \\
 v_{BN} &= v_{CN} = v_{BC} \\
 v_{CN} &= v_{AN} = v_{CA}
 \end{aligned}$$

又

$$v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0$$

故有

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} \quad (4-61)$$

由(4-61)、(4-60)式可得到

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_D \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4-62)$$

由图 4.17(a) 中, 当 $S_a = 1, T_1(D_1)$ 导电时 A 相电流 i_A 由直流正电源电流 i_D 提供, $S_a = 0$ 时 $T_4(D_4)$ 导通, i_D 不提供 A 相电流, 因此逆变器输入直流电流 i_D 可表达为

$$i_D = S_a \cdot i_A + S_b \cdot i_B + S_c \cdot i_C \quad (4-63)$$

按(4-63)式, 图 4.18 中画出了逆变器直流输入电流 i_D 的波形。直流输入电流 i_D 为六倍频的脉动电流。如果负载相电流为正弦, 相电流比相电压落后 30° , 如图中所示 i_C 比 v_{CN} 落后角 $\theta = 30^\circ$, 图中 $i_C = I_{pm} \sin(\omega t + 30^\circ)$, 在 $\omega t = 0$ 时, $i_C = I_{pm} \cdot \sin 30^\circ = I_{pm}/2$ 。在 $\omega t = \pi/3 = 60^\circ$ 时, $i_C = I_{pm}$, 则 i_D 将在图中所示的 $I_{pm}/2$ 到 I_{pm} 之间脉动。

已知开关变量 S_a, S_b, S_c 可由(4-60)、(4-62)直接求得线电压和相电压, 如果 S_a, S_b, S_c 为图 4.18 所示, 则线电压为 120° 方波, 相电压为阶梯波, 这与前面利用不同开关状态时的等值电路所求结果是完全相同的。

图 4.18 所示阶梯波相电压, 在一周中有五种电压值, $0, \pm V_D/3, \pm 2V_D/3$, 线电压是 120° 宽的方波, 在一周期中只有三个电压值 $0, \pm V_D$, 似乎相电压梯形波更接近正弦, 其实不然, 因为从相电压、线电压瞬时值的傅里叶分析公式(4-47)、(4-50)式可以看出它们所含谐波阶次及大小是相同的。

三相逆变器具有也只可能有 6 种非零开关状况, 由表 4.2 和图 4.17(d) 可知, 状态 4(100), $S_a = 1, S_b = S_c = 0$, 相当于空间矢量 $\dot{V}$ 处于 $\omega t = 0$ 的位置, 即 $\dot{V}$ 位于 A 相轴线上, 如果 $|\dot{V}| = 2V_D/3 = V_{pm}$, 由(4-62)式, 这时 $v_{AN} = V_{pm} = 2V_D/3, v_{BN} = v_{CN} = -V_D/3 = -1/2 \times 2V_D/3 = -V_{pm}/2$ 。这正好是(4-53)所示的三相正弦交流相电压在 $\omega t = 0$ 时的瞬时值。

同理, 当开关状态为 6(110), 2(010), 3(011), 1(001) 和 5(101) 时由(4-62)式所得到的各相

电压的数值正好是(4-53)式所示的三相正弦交流电压在 $\omega t = 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ$ 和 300° 时的瞬时值,因此三相逆变器处于6种开关状态:4(100),6(110),2(010),3(011),1(001)以及5(101)时,等效于它产生了图4.17(d)中的6个电压矢量 $\dot{V}_4, \dot{V}_6, \dot{V}_2, \dot{V}_3, \dot{V}_1$ 和 $\dot{V}_5$,这6个矢量分别位于 $\theta = \omega t = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ$ 及 300° 的空间位置上,这6个特定位置的矢量称为逆变器的开关状态非零矢量,另外两个零开关状态,0(000)及7(111)对应零电压矢量 $\dot{V}_2 + \dot{V}_0 = 0$, $\dot{V}_2 + \dot{V}_7 = 0$ 。

为了在逆变器内部利用开关器件的通、断状态的实时、适式控制,调控输出电压的大小及其波形,本章第3、第5节采用了SPWM控制。即在输出电压的半个周期中每个桥臂上的开关管通、断状态变换多次,而使输出电压在半个周期中产生多个脉宽不同的电压脉冲方波,固定高频载波(三角波)的幅值 V_m ,改变调制参考波(正弦波)的幅值 V_m ,即可调控输出电压。三相逆变器采用SPWM控制时能得到的线电压最大值 V_{LM} (在调制比 $M = V_{LM}/V_D = 1$ 时)为 $V_{LM} = V_D$ 。这比 180° 导电方式时的线电压最大值(公式4-51) $2\sqrt{3}/\pi \cdot V_D = 1.1V_D$ 要小10%,即SPWM控制时,直流电压利用率要低些,但 180° 导电的三相逆变器输出电压不可控且谐波严重,最低次谐波阶次(5、7)较低,且数值大,为了在不降低直流电压利用率情况下能调控输出的基波电压和消除低次谐波,可采用从逆变器的6个处于空间特定位置的开关状态矢量中,选择两个相邻的矢量与零矢量合成一个等效的旋转空间矢量 $\dot{V}$,调控 $\dot{V}$ 的大小和相位,来实现三相逆变器输出电压的调控,这种控制原理称为电压空间矢量 PWM 控制。

改变开关变量 S_a, S_b, S_c , 可以获得 $\dot{V}_4, \dot{V}_6, \dot{V}_2, \dot{V}_3, \dot{V}_1$ 和 $\dot{V}_5$ 6个特定矢量(位置特定,分别在 $\theta = \omega t = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ \dots$ 且大小由直流电源电压 V_D 确定而不能调控)及 $\dot{V}_0, \dot{V}_7$ 两个零矢量 $\dot{V}_Z$ 。但是无法直接获得任意相位角 θ 且绝对值可控的矢量 $\dot{V}$ 。把图4.17(d)中的 360° 区域划分为6个 60° 的扇区,如果某瞬间要求逆变器输出的各相电压瞬时值所对应的空间矢量 $\dot{V}$ 处在第一扇区: $0 < \theta < 60^\circ$, 那么可以选用第I扇区边界的特定矢量 $\dot{V}_4$ 和 $\dot{V}_6$ 以及零矢量 $\dot{V}_Z$ 合成所要求的矢量 $\dot{V}$ 。

一般情况下,如果要求 $\dot{V}$ 的相位角 $\theta = \omega t$ 为任意指令值,则可用矢量 $\dot{V}$ 所在扇区边界的两个相邻的特定矢量 $\dot{V}_x$ 和 $\dot{V}_y$ 及零矢量 $\dot{V}_Z$ 合成矢量 $\dot{V}$ 。

如果 T_s 为时间很短的一个开关周期,在 T_s 期间,令开关状态 x 即特定矢量 $\dot{V}_x$ 存在时间为 T_x ,令开关状态 y 即特定矢量 $\dot{V}_y$ 存在时间为 T_y ,令开关状态 0 或 7 即零矢量 $\dot{V}_Z$ 存在时间为 T_0 ,开关周期 $T_s = T_x + T_y + T_0$,则在时间很短的一个开关周期 T_s 中,矢量 $\dot{V}$ 存在 T_s 时间其效应可以用 $\dot{V}_x$ 存在 T_x 时间、 $\dot{V}_y$ 存在 T_y 时间及零矢量 $\dot{V}_Z$ 存在 T_0 时间来等效。也就是说可以用逆变器的三个开关状态 $x, y, 0$, 在一个周期 T_s 中各自存在 T_x, T_y, T_0 时间来合成空间任意位置的矢量 $\dot{V}$,即

$$\dot{V}_x T_x + \dot{V}_y T_y + \dot{V}_Z T_0 = \dot{V} \cdot T_s = \dot{V} (T_x + T_y + T_0) \quad (4-64)$$

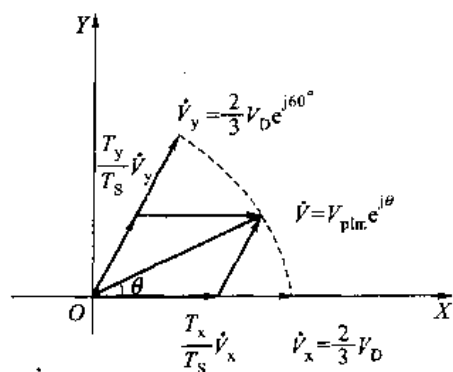


图4.19 等效空间矢量 $\dot{V}$ 的形成

由图 4.19
$$\dot{V}_x = \frac{2}{3} V_D \quad (4-65)$$

$$\dot{V}_y = \frac{2}{3} V_D \cdot e^{j60^\circ} \quad (4-66)$$

$$\dot{V}_z = 0 \quad (4-67)$$

如果所要求的合成矢量
$$\dot{V} = V_{plm} e^{j\theta} \quad (4-68)$$

式中 $\theta = \omega t$ 为矢量 $\dot{V}$ 的相位角。

把(4-65)、(4-66)、(4-67)、(4-68)式代入(4-64)式得到

$$\frac{2}{3} V_D \cdot T_x + \frac{2}{3} V_D e^{j60^\circ} \cdot T_y = V_{plm} e^{j\theta} \cdot T_s \quad (4-69)$$

由于
$$e^{j60^\circ} = \cos 60^\circ + j \sin 60^\circ = \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$$

由(4-69)式得到

$$\frac{T_y}{T_s} = \sqrt{3} \frac{V_{plm}}{V_D} \sin \theta \quad (4-70)$$

$$\frac{T_x}{T_s} = \sqrt{3} \frac{V_{plm}}{V_D} \sin(60^\circ - \theta) \quad (4-71)$$

$$T_0 = T_s - T_y - T_x = T_s \left[1 - \frac{\sqrt{3} V_{plm}}{V_D} \cos(30^\circ - \theta) \right] \quad (4-72)$$

已知电源直流电压 V_D 和选定的开关周期 T_s , 在 T_s 时期中有三个开关状态 x, y, O 存在, 如果开关状态 x, y, O 的存在时间 T_x, T_y, T_0 按(4-70)、(4-71)、(4-72)式确定, 那么在周期 T_s 时间段中, 三种开关状态的合成效果, 即三相逆变器输出的三个特定位置的矢量作用的效果, 相当于相位角为 $\omega t = \theta$, 幅值为 V_{plm} 的空间矢量 $\dot{V}$ 所产生的三相交流电压瞬时值。换言之, 如果需要三相逆变器输出一个 Δ 相相位角为 $\theta = \omega t$, 相电压幅值为 V_{plm} 的三相交流平衡电压, 在一定的 V_D 和所选定的开关周期 T_s 情况下, 只要让三相逆变器在 T_s 时间段中存在三种开关状态 x, y 和 O , 其各自存在的时间 T_x, T_y, T_0 按(4-70)、(4-71)、(4-72)式确定就可以了。

在一个开关周期 T_s 中设置零矢量的作用时间 T_0 , 可以调控输出电压的大小。 V_D 一定时, T_0 大, 输出电压将减小, 一定的 T_x, T_y, T_0 决定了输出电压具有一定的脉宽和相应的输出电压大小。最大的输出电压对应于 $T_0 = 0$ 。由(4-72)式采用空间矢量最大可能输出的相电压幅值 V_{plmmax} 为

$$V_{plmmax} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_D \frac{1}{\cos(30^\circ - \theta)}$$

线电压最大值
$$V_{LM} = \frac{V_D}{\cos(30^\circ - \theta)} > V_D \text{ (由图 4.19, } 0 < \theta < 60^\circ \text{)} \quad (4-73)$$

三相逆变器采用上节 SPWM 控制时调制比 $M \leq 1$, 即 $V_{LM} \leq V_D$, 而采用电压空间矢量 PWM 控制时 $V_{LM} > V_D$, 因此采用电压空间矢量 PWM 控制时直流电压利用率要高一些。

为了得到一定的输出电压, 在一个开关周期 T_s 中, 无论 3 种开关状态的切换顺序如何, 只

要3个开关状态存在时间的分配关系满足公式(4-70)、(4-71)、(4-72)就可以了,对于3个开关状态先后顺序及起点时间并无限制,这就为减少开关动作次数和减少谐波的优化控制提供了可能性。例如为了使逆变器从一个开关状态转到另一个开关状态时,只改变一个桥臂的开关状态以减少三相逆变器中6个开关器件的开通、关断的次数,可以按表4.3安排各个扇区中的8个开关状态的变换顺序。这时在第一扇区中,开关状态4(100)(矢量 $\dot{V}_4$)过渡到开关状态6(110)(矢量 $\dot{V}_6$),只需改变b,即b桥臂由下管 T_6 导通变为上管 T_3 导通,a、c桥臂开关 T_1 、 T_4 、 T_5 、 T_2 不必改变通、断状态。接下去从开关状态6(110)要过渡到零状态时,应选用 V_7 (111)而不选 V_0 (000),这就可以只需要改变c桥臂的开关状态即可,否则如选用 V_0 (000)则必须同时改变a、b两桥臂两组开关的通、断状态。采用电压空间矢量 PWM 控制,通过精心安排适当的零矢量,可以免除不必要的开关动作,降低开关频率,减少开关损耗。

表 4.3 扇区、开关变量、特定电压矢量及开关状态变换顺序

扇区		1			2			3			4			5			6			1																				
开关状态及矢量		4	6	7	6	4	0	2	6	7	6	2	0	2	3	7	3	2	0	1	3	7	3	1	0	1	5	7	5	1	0	4	5	7	5	4	0	467640		
状态变量	a	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0				
	b	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0				
	c	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0			

如果三相逆变器输出频率为 $f=50\text{Hz}$,则每个扇区的时间应是 $1/300\text{s}$ 。表4.3中,在一个扇区中含有两个开关周期 T_s ,例如扇区1中,第一个 T_s 中是4、6、7三个状态,第二个 T_s 中是6、4、0三个状态。因此一个开关周期 $T_s = \frac{1}{300} \times \frac{1}{2} = 1/600 \text{s} \approx 1.667 \text{ms}$ 。如果为了提高输出电压最低次谐波的频率而将开关器件的开关频率再提高8倍, $f_k = 300 \times 8 = 2.4 \text{kHz}$,则每个扇区中就有 $2 \times 8 = 16$ 个开关周期 T_s ,每个开关周期的时间为 $T_s \approx \frac{1}{50} \times \frac{1}{6} \times \frac{1}{16} \text{s} = 1.667/8 \text{s} = 0.208 \text{ms} \approx 208 \mu\text{s}$ 。在 $T_s = 208 \mu\text{s}$ 时间内选择相邻两个逆变器开关状态矢量 $\dot{V}_x$ 、 $\dot{V}_y$ 及某一零矢量 $\dot{V}_z$ ($\dot{V}_0$ 或 $\dot{V}_7$)分别作用 T_x 、 T_y 、 T_0 时间, $T_x + T_y + T_0 = T_s$,即可将输出电压调控为所需的数值。同时由于开关频率增加了8倍,最低次谐波的频率也提高了8倍,只需较小的LC滤波器就能获得较好的滤波效果。如果采用IGBT做开关器件,开关频率可选为 $5 \text{kHz} \sim 20 \text{kHz}$ 。如果选用P-MOSFET做开关器件,开关频率还可以更高,采用很小的LC滤波器就能使输出电压成为畸变系数很小的正弦波。

电压空间矢量 PWM 控制三相逆变器,通过合理地选择、安排开关状态的转换顺序和通、断持续时间,改变多个脉冲宽度调制电压波的波形宽度及其组合,与SPWM控制相比,其直流电压利用率要高一些,在调控输出电压基波大小的同时也可以减少输出电压中的谐波,且减少逆变器状态转换时开关管状态转换的次数,因此在获得相同的输出电压波形质量的情况下,开关器件的工作频率也可以低一些。

三相逆变器电压空间矢量 PWM 的优化控制比较复杂,控制系统核心应由微处理器、微型计算机或数字信号处理器(DSP)构成,这种数字化的控制系统非常适合于三相逆变器电压空间矢量 PWM 优化控制。同样的三相桥式主电路及相应的数字化控制系统,不仅可用于三相电压型

逆变器电压空间矢量 PWM 优化控制,也适用于三相电压型高频整流器,用于实现高质量、高性能的四象限双向 AC-DC 变换。

4.7 多电平逆变器

图 4.14(a)所示的三相桥式电压型逆变器是常用的逆变器。在这种逆变器中,开关器件只能将逆变桥的输出端交替地接到直流电源电压的正端或负端,其输出端对电源中点的电压差只能有正、负电源电压水平,线电压是正负 120° 宽的方波 $(0, +V_D, -V_D)$,逆变器输出线电压的绝对值只可能是零或者 V_D 二者之一,因此这种逆变器被称为两电平逆变器。负载星形联结时,相电压是二级阶梯波 $(\pm V_D/3, \pm 2V_D/3)$,其输出电压中也同样含有 20% 的 5 次谐波和 14.3% 的 7 次谐波(式 5-37.5~40)。这种阶次不高、数值不小的谐波,既可能带来诸多不良后果,又难于用 LC 低通滤波器滤除。

近年来,多电平逆变器的研究受到广泛重视,并得到了一定的应用。多电平逆变器输出端可以有更多级(大于 2)的输出电压波形,谐波含量小,波形更接近正弦,逆变器性能更好,更适用于高压大容量的电力电子变换。

图 4.20 是单相多电平逆变器的一个示例。4 个电容 $C_1 \sim C_4$ ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4$) 组成了一个直流电压分压环节,分压电容 C_1, C_2, C_3, C_4 的中点与负载的一端共地。任何时刻,5 个开关 $S_1 \sim S_5$ 中只有一个导通,将 5 种分压值 $V_1 \sim V_5$ 中的一种电压输出到负载的 A 点。这样,输出电压 V_O 就可以取 5 个不同值,包括 $v_0 \sim v_3 = 0$ 。但逆变器输出电压的绝对值只有三级 $(0, V_D/2, V_D/4)$ 。

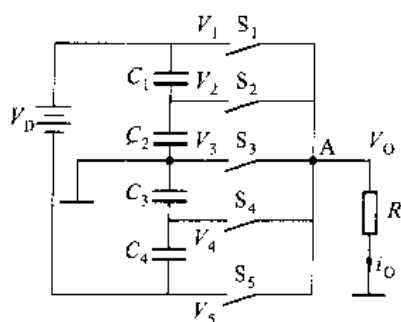


图 4.20 多电平单相半桥逆变器

请注意,将图 4.20 中多电平逆变器中的 S_2, S_3, S_4 取消则变成一个二电平的单相半桥式逆变器。

由于半导体开关器件的单向导电性,实用的多电平逆变器结构比较复杂。图 4.21 就是三相三电平中点钳位式逆变器的电路结构。逆变器每相桥臂有 4 个半导体电力开关管 $T_1 \sim T_4$ 、4 个续流二极管 $D_1 \sim D_4$ 和 2 个钳位二极管 $D_5 \sim D_6$ 。钳位二极管的作用是在开关管导通时提供电流通路而又防止电容短路,例如:如果钳位二极管 D_5 被短接线代替了,那么当开关管 T_1 导通时,电容 C_1 将被短路。同样地,设置 D_6 是为了防止电容 C_2 被开关管 T_4 短路。

对图 4.21(a)所示三相三电平逆变器,和三相桥式二电平逆变器一样也可以用开关变量 S_a, S_b, S_c 分别表示各桥臂的开关状态,不同的是这时 A、B、C 桥臂各有三种开关状态, S_a, S_b, S_c 应是三态开关变量。

用变量 S_a 表示 A 相桥臂开关状态:

若 T_1, T_2 关断, T_3, T_4 导通,图 4.21(a)电路变为图 4.21(b),定义这种状态为零态, $S_a = 0$ 。

若 T_1, T_4 关断, T_2, T_3 导通,图 4.21(a)电路变为图 4.21(c),定义这种状态为 1 态, $S_a = 1$ 。

若 T_3, T_4 关断, T_1, T_2 导通,图 4.21(a)电路变为图 4.21(d),定义这种状态为 2 态, $S_a = 2$ 。

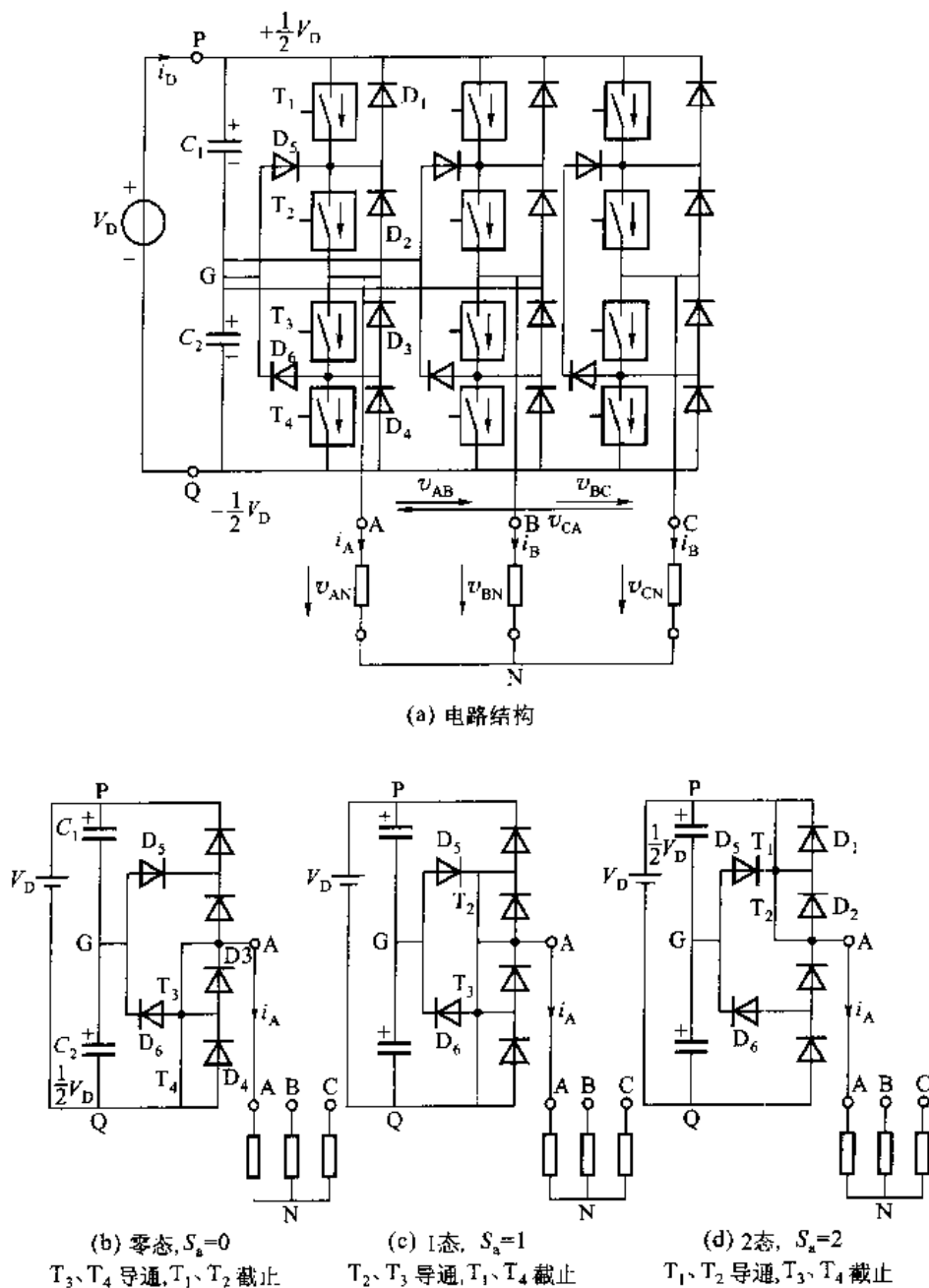


图 4.21 中点钳位三相三电平逆变器

(1) 0 态, $S_a=0$ 说明: 当 i_a 为正值时, 电流从电源负端 Q 经 D_4, D_2 流入 A 点; 当电流 i_a 为负值时, 电流从 A 端经 T_3, T_4 流至 Q 端, 因此, 无论 i_a 为何值, A 端都接到 Q 点, 故 $v_{AG} = v_{QG} = -V_D/2$, 这时 $T_4(D_4)$ 导通, 但 D_6 防止了(阻断)电容 C_2 被开关器件 $T_4(D_4)$ 短接。

(2) 1 态, $S_a=1$ 说明: 当 i_a 为正值时, 电流从 G 点经 D_5, T_2 流至 A 点; 当 i_a 为负值时, 电流从 A 端经 T_3, D_6 流至 G 点, 因此, 无论 i_a 为何值, A 点都接至 G 点故 $v_{AG} = 0$ 。

(3) 2 态, $S_a=2$ 说明: 当 i_a 为正值时, 电流从 P 点经 T_1, T_2 流至 A 点; 当 i_a 为负值时, 电流从 A 点经 D_2, D_1 流至 P 点, 因此, 无论 i_a 为何值, A 点都接至 P 点, 故 $v_{AG} = v_{PG} = +V_D/2$, 这时

T_1 (D_1) 导通, 但 D_3 防止了 (阻断) 电容 C_1 被开关器件 T_1 (D_1) 短接。

由图 4.21(b)、(c)、(d) 的说明可知 A 相输出端 A 对电源中点 G 的电压 v_{AG} 可以用 A 相开关变量 S_a 结合输入直流电压 V_D 来表示: $v_{AG} = \frac{S_a - 1}{2} V_D$

$$S_a = 0, 1, 2 \text{ 时 } v_{AG} = -V_D/2, 0, +V_D/2 \quad (4-74)$$

$$\text{同理逆变器输出 B 相对电源中点 G 的电压为 } v_{BG} = \frac{S_b - 1}{2} V_D \quad (4-75)$$

$$\text{逆变器输出 C 相对电源中点 G 的电压为 } v_{CG} = \frac{S_c - 1}{2} V_D \quad (4-76)$$

$$\text{输出线电压可表示为 } v_{AB} = v_{AG} - v_{BG} = \frac{1}{2} V_D (S_a - S_b)$$

$$v_{BC} = v_{BG} - v_{CG} = \frac{1}{2} V_D (S_b - S_c)$$

$$v_{CA} = v_{CG} - v_{AG} = \frac{1}{2} V_D (S_c - S_a)$$

$$\text{故有 } \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = \frac{V_D}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4-77)$$

利用(4-61)式, 逆变器三相对其中点 N 的相电压可表示为

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_D}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4-78)$$

A、B、C 每个桥臂都有三种开关状态 $S_a = 0, 1, 2$; $S_b = 0, 1, 2$; $S_c = 0, 1, 2$, 故整个三相三电平逆变器共有 $3^3 = 27$ 种开关状态。与三相两电平逆变器相仿, 三相三电平逆变器可以定义逆变器的开关状态为 $(S_a S_b S_c)_3$ 。比如: 如果逆变器开关变量 $S_a = 1, S_b = 1, S_c = 2$, 则可以定义, 该逆变器处于状态 14, 因为 $(S_a S_b S_c)_3 = (112)_3 = 14$ 。每一种开关状态对应一个电压空间矢量, 故三电平三相逆变器共有 27 个开关状态的特定空间电压矢量 $V_0, V_1, V_2 \cdots V_{26}$ 。其中 V_0 (000) 矢量对应的开关状态为 $S_a = S_b = S_c = 0$, 这时三相输出端 A、B、C 对电源中点 G 的电压为 $v_{AG} = v_{BG} = v_{CG} = -V_D/2$ 。

同理 V_{13} (111) 矢量的开关状态所对应的电压 $v_{AG} = v_{BG} = v_{CG} = 0$

同理 V_{26} (222) 矢量的开关状态所对应的电压 $v_{AG} = v_{BG} = v_{CG} = V_D/2$

在这三种开关状态时, 逆变器输出线电压均为 0, 故 V_0, V_{13}, V_{26} 为三个零矢量, 其他 24 个矢量为非零矢量。星型负载时, 与各个状态对应的相电压空间矢量示于图 4.22(a)。比较图 4.22(a) 和图 4.17(d) 可以分析得知: 三相三电平逆变器按 $18 \rightarrow 21 \rightarrow 24 \rightarrow 15 \rightarrow 6 \rightarrow 7 \rightarrow 8 \rightarrow 5 \rightarrow 2 \rightarrow 11 \rightarrow 20 \rightarrow 19 \cdots$ 的状态顺序运行, 且每一状态持续时间为输出基波周期的 $1/12$ 时, 实际上就是方波运行, 相应的开关变量波形、输出电压波形示于图 4.22(b)。对图 4.22(b) 中线电压阶梯波进行傅里叶分析得知: 三电平逆变器线电压峰值与直流电压 V_D 之比值为 $V_{L, \text{Max}}/V_D = 1.065$, 稍低于二电平逆变器的比值 $2\sqrt{3}/\pi = 1.1$ (见公式 4-51), 但是三电平逆变器输出电压的波形质量

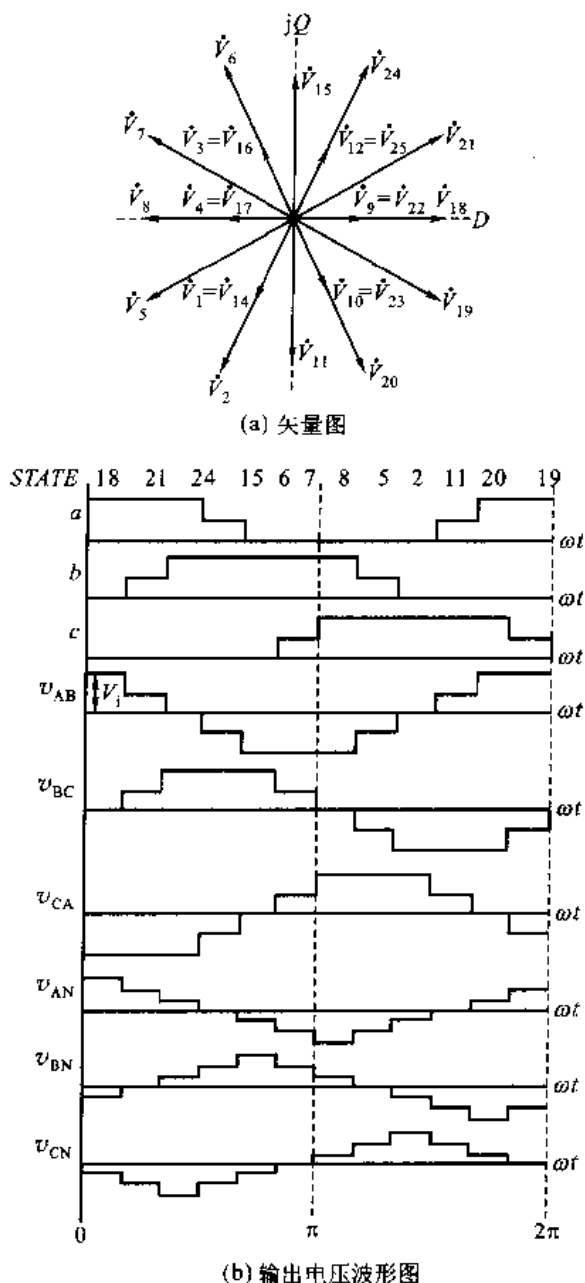


图 4.22 中点钳位三相三电平逆变器电压空间矢量和波形图

明显要好些(可参照图 4.14 作比较)。图 4.23 画出了二电平和三电平相电压、相电流波形的对比,可以看出三电平逆变器负载电流的波形大为改善。进一步对三电平逆变器采用 PWM 技术还可以进一步提高波形质量。此外在三电平逆变器中直流电压 V_D 由两个开关器件分担,分压电容 C_1 、 C_2 的电压各为 $V_D/2$,钳位二极管 D_5 、 D_6 把开关器件的端电压限制到不超过 $V_D/2$,所以相对于二电平逆变器而言,三电平逆变器开关器件的额定电压值可以低一倍,或者说用同样额定电压值的开关器件用于三电平逆变器时直流电压可以高一倍,因而输出功率也可大一倍。所以多电平逆变器尤其适合大功率、高电压场合。目前应用的三电平逆变器大都采用速度较慢但电压、电流额定值最高的 GTO 器件,这种 DC—AC 变换器很有发展前途。当然,所用半导体开

关器件较多是一个缺点。例如:上述的一台三相三电平逆变器要用到 30 个开关器件(包括 18 个二极管),而一台三相两电平逆变器只需 12 个开关器件(包括 6 个二极管)。

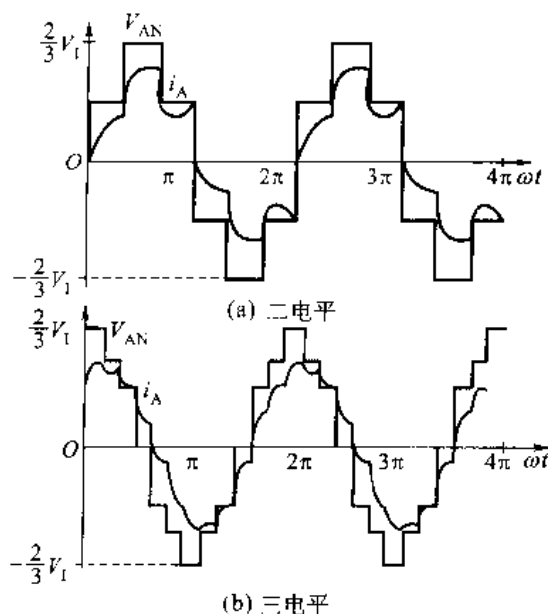


图 4.23 三电平与二电平电压电流波形对比

4.8 大容量逆变器的复合结构

某些应用领域需要高压大电流的逆变器,例如 $10\text{MV}\cdot\text{A}$ 、甚至更大容量的逆变器。目前最大容量的半控型开关器件晶闸管 SCR 和最大容量的全控型开关器件 GTO 其额定电压、电流也都只能达到 $6\text{kV}\sim 7\text{kV}$, $3000\text{A}\sim 6000\text{A}$ 。IGBT 和 BJT 额定电压、电流远小于 GTO。因此用六个开关组成的三相桥逆变电路其输出功率常常不能满足要求。采用几个开关器件直接串联、并联,由于难于确保各开关器件工作中(特别是在开通、关断过程中)的电压、电流分配完全一致,也不是扩大逆变器输出容量的有效措施。虽然采用多电平开关电路能提高直流输入工作电压从而扩大逆变器输出功率,但超过三电平的逆变器电路结构过于复杂,也不是一个扩大逆变器输出容量的好途径。在大容量的应用中,采用几个变压器将多个三相桥式(或单相桥式)逆变器组成一个复合结构,扩大逆变器的输出容量是一个有效途径。特别是在需要高压输出(或需要很大电流很低电压输出)的应用中,由于必须要有升压或降压变压器匹配直流输入电压和交流输出电压,这种利用变压器的复合结构逆变器是扩大逆变器输出容量最有效的技术措施。

对逆变器的两个最基本的技术要求是输出电压可以调控,输出电压波形中的谐波含量在允许值以内。通过对全控型开关器件的多脉冲 PWM 控制,或 SPWM 控制,或采用电压空间矢量控制都可以由逆变器内部实现输出电压的调控,并使输出电压中的低阶次谐波消失,剩余的高阶次谐波只需较小的滤波器即可滤去大部分高次谐波,使负载电压中的谐波被控制在允许值以下。但是多脉冲的 PWM 控制要求开关器件能在高频下工作,开关损耗大,发热温升问题严重。如果大容量逆变器的负载是交流电动机(高压大功率交流电动机是大容量逆变器最主要的负载类

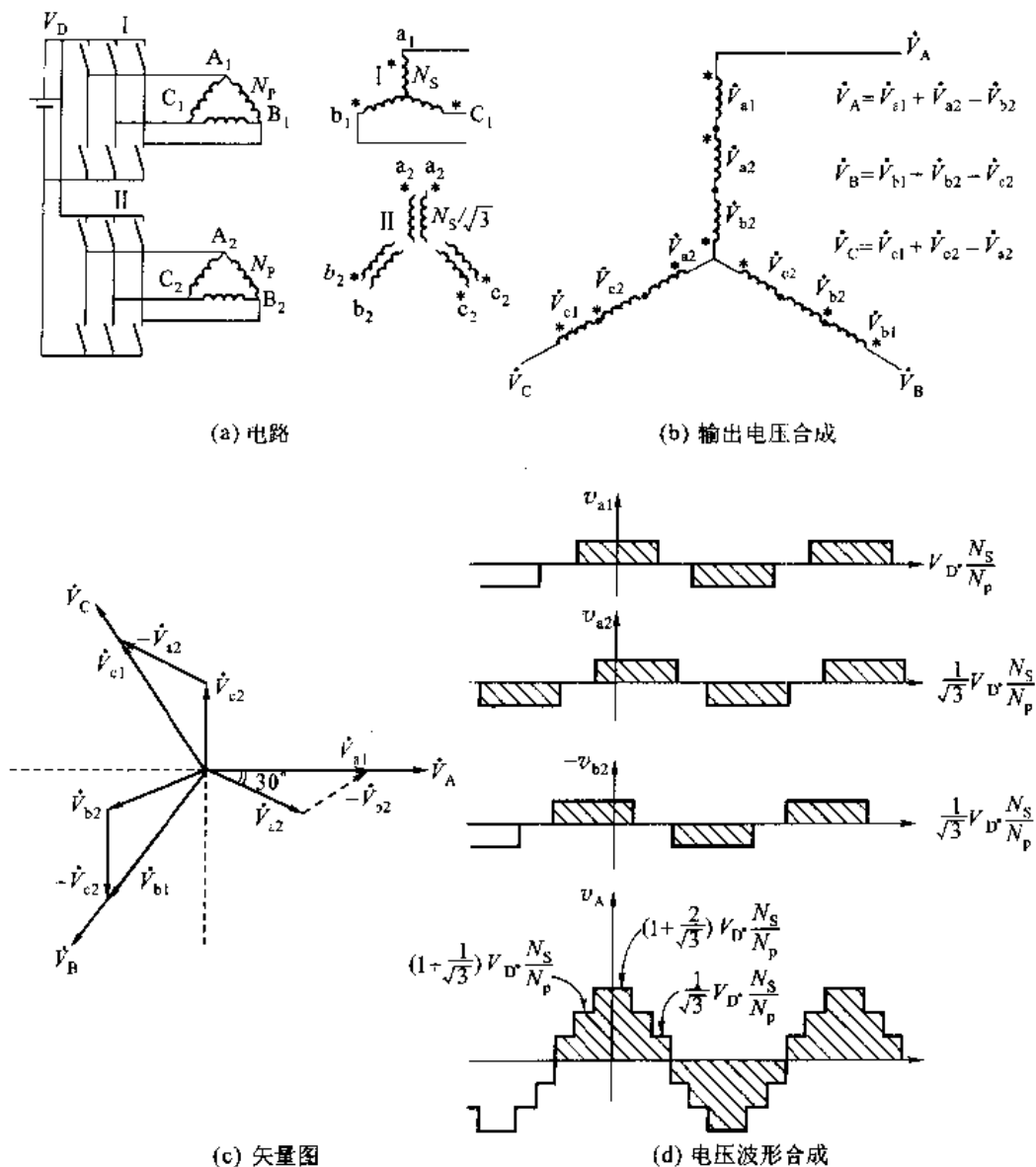


图 4.24 12 阶梯波复合逆变器

型),电动机的电枢电感通常可以对较高阶次的谐波电压起滤波作用,使电枢电流中的谐波电流被限制在允许值以内。这时逆变器的输出电压就不一定非要采用高频多脉冲 SPWM 控制。当单个三相桥式逆变电路输出容量不足以满足负载要求时,如果采用两个、四个或八个三相桥式逆变电路,每个三相桥逆变电路都按图 4.13 中的 180° 导电方式工作(每周波中每个开关只通、断一次),每个三相桥逆变电路输出线电压都是 120° 的方波。若令各个三相桥式逆变器的同一相(例如 A 相)的输出电压彼此相差一定的相位角,通过几个变压器将各个三相逆变器的输出电压复合相加后输出一个总逆变电压,适当地设计各个逆变变压器的变比和变压器付方电压的连接方式,适当地安排各逆变器输出电压的相差角,就可以消除总的输出电压中的 3、5、7、11、13 等低次谐波,并调控总输出电压中的基波电压大小。这种逆变器就称之为复合结构逆变器。

4.8.1 12 阶梯波逆变器

图 4.24(a) 中两个三相桥式逆变器 I、II 的输出分别接到两个三相变压器的一次绕组。两个变压器的一次绕组匝数为 N_p , 变压器 I 的二次绕组匝数为 N_s , 变压器 II 二次每相有两个相同的绕组, 其匝数都是 $N_s/\sqrt{3}$ 。逆变器 I、II 都按 180° 导电方式工作。因此各变压器的一次侧线电压都是 120° 方波, 幅值为 V_D 。若变压器 I 的二次侧 a_1 相绕组与一次绕组 A_1B_1 共一个铁心柱, 则二次侧电压 $\dot{V}_{a1}$ 与一次侧电压 $\dot{V}_{A1B1}$ 同相, $V_{a1} = \frac{N_s}{N_p} \cdot V_{A1B1}$, 令变压器 II 的二次侧 a_2 相电压 $\dot{V}_{a2}$ 与其一次侧电压 $\dot{V}_{A2B2}$ 同相, 则 $V_{a2} = \frac{N_s}{\sqrt{3}N_p} \cdot V_{A2B2}$ 。若控制逆变器 II 的各相开关器件的通断时间起始点比逆变器 I 各相开关器件延迟 30° , 则逆变器 II 在相位上比逆变器 I 滞后 30° , 即 $\dot{V}_{A2B2}$ 比 $\dot{V}_{A1B1}$ 滞后 30° , 那么二次侧电压 $\dot{V}_{a2}$ 也应比 $\dot{V}_{a1}$ 滞后 30° 。将变压器 I 的二次侧电压 $\dot{V}_{a1}$ 与变压器 II 的二次侧电压 $\dot{V}_{a2}$ 相加, 再与变压器 II 的二次侧电压 $\dot{V}_{b2}$ 相减构成 A 相输出电压, 如图 4.24(b) 所示:

$$\text{即} \quad \dot{V}_A = \dot{V}_{a1} + \dot{V}_{a2} - \dot{V}_{b2} = V_{a1} + V_{a2} + (-\dot{V}_{b2}) \quad (4-79)$$

同理

$$V_B = V_{b1} + V_{b2} - V_{a2}$$

$$V_C = V_{c1} + V_{c2} - V_{a2}$$

图 4.24(d) 中画出了 v_{a1} 、 v_{a2} 、 v_{b2} 的波形。 v_{a1} 为 120° 方波, 幅值为 $\frac{N_s}{N_p} V_D$, v_{a2} 也是 120° 方波, 但幅值为 $\frac{N_s}{\sqrt{3}N_p} V_D$, $\dot{V}_{a2}$ 比 $\dot{V}_{a1}$ 滞后 30° 。第二变压器的 b 相电压 $\dot{V}_{b2}$ 应比其 a 相电压 $\dot{V}_{a2}$ 滞后 120° 。由图 4.24(c) 的矢量图可知 $-\dot{V}_{b2}$ 应超前 $\dot{V}_{a1}$ 30° 。图 4.24(d) 画出了 $v_A = v_{a1} + v_{a2} + (-v_{b2})$ 的波形图, 在所取坐标原点情况下由 120° 方波的公式(4-52)得到

$$v_{a1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_D \times \frac{N_s}{N_p} \left\{ \cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \frac{1}{17} \cos 17\omega t + \frac{1}{19} \cos 19\omega t \cdots \right\}$$

$\dot{V}_{a2}$ 应比 $\dot{V}_{a1}$ 滞后 30° , 故有

$$\begin{aligned} v_{a2} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_D \times \frac{N_s}{\sqrt{3}N_p} \left\{ \cos(\omega t - 30^\circ) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t - 5 \times 30^\circ) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t - 7 \times 30^\circ) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{11} \cos(11\omega t - 11 \times 30^\circ) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t - 13 \times 30^\circ) \cdots \right\} \\ &= \frac{2}{\pi} V_D \times \frac{N_s}{N_p} \left\{ \cos(\omega t - 30^\circ) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t - 150^\circ) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t - 210^\circ) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{11} \cos(11\omega t + 30^\circ) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t - 30^\circ) \cdots \right\} \end{aligned}$$

$-\dot{V}_{b2}$ 比 $\dot{V}_{a1}$ 超前 30° , 故有

$$-v_{b2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_D \times \frac{N_s}{\sqrt{3}N_p} \left\{ \cos(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t + 5 \times 30^\circ) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t + 7 \times 30^\circ) \right.$$

$$\begin{aligned}
 & -\frac{1}{11}\cos(11\omega t + 11 \times 30^\circ) + \frac{1}{13}\cos(13\omega t + 13 \times 30^\circ) \cdots \} \\
 & = \frac{2}{\pi} V_D \times \frac{N_S}{N_P} \left\{ \cos(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{5}\cos(5\omega t + 150^\circ) + \frac{1}{7}\cos(7\omega t + 210^\circ) \right. \\
 & \quad \left. - \frac{1}{11}\cos(11\omega t - 30^\circ) + \frac{1}{13}\cos(13\omega t + 30^\circ) \cdots \right\}
 \end{aligned}$$

由于 $\cos(A+B) + \cos(A-B) = 2\cos A \cdot \cos B$, 将 $v_{a1} + v_{a2} + (-v_{b2})$ 相加得到

$$\begin{aligned}
 v_A = v_{a1} - v_{a2} + (-v_{b2}) &= \frac{4\sqrt{3}}{\pi} V_D \times \frac{N_S}{N_P} \left\{ \cos\omega t - \frac{1}{11}\cos 11\omega t + \frac{1}{13}\cos 13\omega t \right. \\
 & \quad \left. - \frac{1}{17}\cos 17\omega t + \frac{1}{19}\cos 19\omega t - \frac{1}{23}\cos 23\omega t + \frac{1}{25}\cos 25\omega t \cdots \right\} \quad (4-80)
 \end{aligned}$$

因此采用图 4.24(a) 中两个三相逆变器 I 和 II, 通过两个变压器的二次绕组复合联接, 只要变压器 II 的变比比变压器 I 小 $\sqrt{3}$ 倍, 且逆变器 II 比逆变器 I 滞后 30° , 那么复合联接后输出电压中就消去了 5 次和 7 次谐波。图 4.24(d) 所示的 v_A 波形每 $1/4$ 周期中有三个电压台阶, 一个整周期中有 $4 \times 3 = 12$ 个台阶, 故被称为 12 阶梯波。

180° 方波中含有 3、5、7、9 等奇次谐波。两个相差 60° 的 180° 方波叠加时, 变成一个 120° 宽的方波, 其中不再含 3 次谐波。这两个 180° 方波的基波相差 60° , 故 3 次谐波相差 180° , 即两个 3 次谐波大小相等, 方向相反, 相互抵消, 故叠加后的波形中不再有 3 次谐波。同理两个 120° 的方波 (其中都含 5 次 7 次等谐波) 若相差 36° , 则它们的 5 次谐波相差 $5 \times 36 = 180^\circ$, 因此叠加后不再含 5 次谐波。若两个 120° 方波相差 $180/7 = 24.7^\circ$, 则它们的 7 次谐波相差 180° 而互相抵消。因此两个 120° 方波不经过变压器直接叠加时, 选定适当的相差角只能消除一个谐波。但是像图 4.24(a) 那样采用变压器复合输出电压, 若第一个变压器变比为 N_S/N_P (N_P 、 N_S 为一次、二次绕组匝数), 适当地选择第二个变压器的变比 ($N_S/\sqrt{3}N_P$) 和电压复合方式 (变压器 II 有两个二次绕组), 在相角差为 30° 情况下, 可以同时消除 5 次和 7 次谐波。其输出电压为 (4-80) 式, 其中最低次谐波为 11 次。

4.8.2 24 阶梯波逆变器

图 4.25(a) 示出四个三相桥式逆变电路, 它们的输出接四个变压器, 每个三相桥逆变电路的开关器件都按 180° 导电方式工作, 因此其输出的线电压都是 120° 矩形波, 四个逆变器的驱动信号依次相差 15° , 即 I 超前 II 15° , II 超前 III 15° , III 又比 IV 超前 15° 。因此变压器 I 的各绕组一次侧、二次侧电压应比变压器 II 各相一次侧、二次侧电压分别超前 15° , 每个变压器有三个一次绕组和三个二次绕组, 与一次侧电压 $\dot{V}_{A1}$ 、 $\dot{V}_{B1}$ 、 $\dot{V}_{C1}$; $\dot{V}_{A2}$ 、 $\dot{V}_{B2}$ 、 $\dot{V}_{C2}$; $\dot{V}_{A3}$ 、 $\dot{V}_{B3}$ 、 $\dot{V}_{C3}$; $\dot{V}_{A4}$ 、 $\dot{V}_{B4}$ 、 $\dot{V}_{C4}$ 对应的二次侧电压为 $\dot{V}_{a1}$ 、 $\dot{V}_{b1}$ 、 $\dot{V}_{c1}$; $\dot{V}_{a2}$ 、 $\dot{V}_{b2}$ 、 $\dot{V}_{c2}$; $\dot{V}_{a3}$ 、 $\dot{V}_{b3}$ 、 $\dot{V}_{c3}$; $\dot{V}_{a4}$ 、 $\dot{V}_{b4}$ 、 $\dot{V}_{c4}$, 二次侧各绕组电压的矢量相位关系如图 4.25(b) 所示。

将四个变压器的 12 个二次绕组联接成图 4.25(c) 所示电路输出三相电压, 即

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{AB} &= \dot{V}_{b2} + \dot{V}_{b1} + \dot{V}_{b3} + \dot{V}_{b4} - \dot{V}_{a1} - \dot{V}_{a2} \\ \dot{V}_{BC} &= \dot{V}_{c2} + \dot{V}_{c1} + \dot{V}_{c3} + \dot{V}_{c4} - \dot{V}_{b1} - \dot{V}_{b2} \\ \dot{V}_{CA} &= \dot{V}_{a2} + \dot{V}_{a1} + \dot{V}_{a3} + \dot{V}_{a4} - \dot{V}_{c1} - \dot{V}_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (4-81)$$

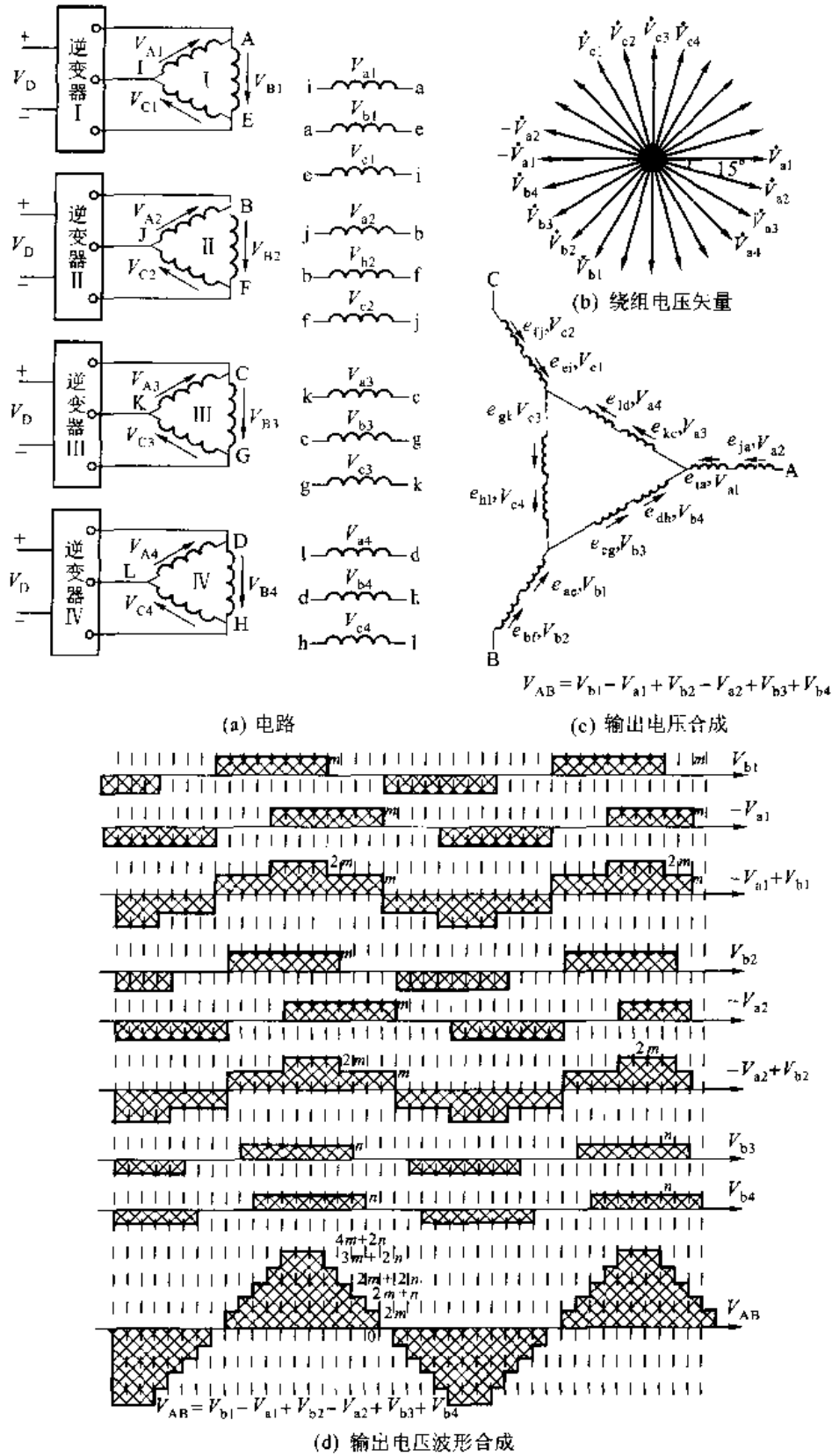


图 4.25 24 阶梯波逆变器的波形形成

各变压器的一次、二次侧电压都是 120° 宽的矩形波,其相位差关系如图 4.25(b)所示,依此可画出 v_{h1} 、 v_{h2} 、 v_{h3} 、 v_{h4} 和 $-v_{h1}$ 、 $-v_{h2}$ 的波形如图 4.25(d)所示,再按(4-81)式即可画出输出电压 v_{AB} 。 v_{AB} 是一个在一个周期中有 24 个区段(每个区段 15°)的阶梯波,因此又被称为 24 阶梯波。如果变压器 I、II 二次侧电压幅值为 m ,变压器 III、IV 二次侧电压的幅值为 n (m 、 n 分别由变压器的变比决定),那么 v_{AB} 的各台阶电压分别是 $0, 2m, 2m+n, 2m+2n, 3m+2n$, 和 $4m+2n$ 。选择适当的变压器变比可以同时消除 21 次以下的谐波。输出电压中最低次谐波是 23 次和 25 次,其值约为 4.35% 和 4%。如果负载为交流电动机,5% 以下的 23、25 次谐波电压在电动机电枢绕组中所形成的谐波电流对电动机的运行是允许的,因此一般不必再加滤波器。对于要求总谐波不超过 5%, 单次谐波不超过 3% 限定值的负载,由于 23、25 次谐波阶次已较高,故仅用很小的 LC 滤波器就能把谐波衰减到允许值以内。这样不必采用高频开关器件,不用高频 PWM 控制也能获得较好的输出波形。

请注意:以上介绍的两种逆变器通过变压器的复合结构得到 12 阶梯波和 24 阶梯波,其输出电压的基波电压大小是不能调节控制的。在大容量逆变器应用中通常采用二组上述结构的 12 阶梯或 24 阶梯逆变器组,将它们的输出电压叠加后再输出,控制这两组(12 阶梯或 24 阶梯)逆变器输出电压之间的相位差来调控输出电压。这种控制方式就是本章第三节最后介绍的移相控制。例如第一组 24 阶梯逆变器输出电压为 $\dot{V}_1$, 第二组 24 阶梯逆变器输出电压为 $\dot{V}_2$, 它们之间相位差为 φ_1 角,则叠加后的输出电压 $\dot{V}$ 为

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2$$

$$|V| = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + 2V_1V_2\cos\varphi_1}$$

当 $\varphi_1 = 0$ 时

$$V = V_1 + V_2 = 2V_1$$

当 φ_1 增大时, V 减小。

这样两个 24 阶梯波的逆变器组合成复合结构逆变器,就能通过这种移相控制调控其输出电压的大小,而输出电压中无 21 次以下的谐波。当然这种复合结构共有 8 个三相桥逆变器,结构比较复杂,但是对于大功率的逆变,当逆变功率超过最大开关器件所能实现的三相桥逆变器容量 3~5 倍时,这种复合结构逆变器是最好的实现方案。

小 结

在电力电子变换和控制领域中,逆变器的应用非常广泛,不仅变频变压、变速传动的交流电动机,恒频恒压交流负载等需要逆变器供电,很多直流电源变换系统中,例如通信系统中广泛应用的直流开关电源(先将 50 Hz 交流不控整流为直流,再经高频逆变、高频变压器隔离变压,再整流成直流),其中间变换环节通常也都有一个高频逆变器。至于在风力发电、太阳能电池、燃料电池、超导磁体储能等新能源系统,以及直流输电系统中,逆变器都是其中的重要环节。逆变器类型很多,最常用的是单相和三相桥式逆变器,除下一章将要介绍的有源逆变和负载电动势换流(关断)、负载谐振换流(关断)的逆变器以外,逆变器中的开关器件大都采用全控型开关器件。功率最大的逆变器采用 GTO,其次是 IGBT、MCT、SIT、BJT,小功率则用 P-MOSFET。要求开关

频率高则采用 P-MOSFET、SIT, 其次是 IGBT、MCT, 最低者是 GTO。逆变器最重要的特性是输出电压大小可控(控制频率很简单)和输出电压波形质量好。开关电路只能输出数值为正、负电源电压值的矩形波电压, 其中含有大量谐波, 为了获得正弦波输出可采用 LC 滤波器, 但对于低阶次的谐波, LC 滤波器代价太大而不适用。对于中等功率和小功率的逆变器, 采用每半个周期中多个脉冲的各种 PWM 控制, 既能调节输出电压的大小, 又能消除一些低阶次谐波。对高压大容量逆变器通常采用多个三相桥(也可以用单相桥)逆变器通过变压器适当地组合输出, 这时对每个三相桥(或单相桥)逆变器的开关器件, 每周期中仅通、断一次, 每个开关导电 180° , 也可获得消除了 3、5、7、11、13 等低次谐波的输出电压。直流电压较高, 开关器件额定电压不够时可以采用三电平或五电平逆变器。各国厂商已能提供单相和三相逆变器控制系统所需的各种专用和通用集成电路控制芯片, 供设计者选用。

采用电压空间矢量控制策略, 以微处理器和数字信号处理器 DSP 为基础, 可以构成特性优良的逆变器控制系统, 改进逆变器的静态和动态特性。

本章介绍各类逆变器工作特性时, 都没有涉及开关器件的开通和关断过程的分析。实际上在开通过程中, 在开关器件的电流从零上升至负载电流的过程中, 开关两端电压可能并不为零, 而在关断过程中, 在开关电流从负载电流值下降为零的过程中, 其两端电压也可能并不为零, 因而开关器件的开通、关断过程中都有较大的开关损耗, 这种开关过程称为硬开关, 如果外部电路能创造条件实现零电压开通和零电流关断开关器件, 则称为零(电压、电流)开关, 包括零压开通、零流关断在内的几种软开关逆变器将在第 8 章和第 9 章 9.5 节中介绍。与交流—直流整流变换相关的有源逆变则在第 5 章中介绍。

采用全控型开关器件的逆变器已广泛应用各种正弦脉冲宽度调制 (SPWM) 技术控制输出电压基波和谐波。已有各种单相、三相 PWM 和 SPWM 集成电路芯片可供选用。

复习题及思考题

1. 逆变器输出波形的谐波系数 HF 与畸变系数 DF 有何区别, 为什么仅从谐波系数 HF 还不足以说明逆变器输出波形的品质?

2. 为什么逆变电路中晶闸管 SCR 不适于作开关器件?

3. 图 4.2(a) 和 4.3(a) 中的二极管起什么作用, 在一个周期中二极管和三极管导电时间由什么因素决定, 在什么情况下可以不用二极管 D? 纯感性负载时, 负载电流为什么是三角形? 半桥或全桥逆变电路中如果 V_{in} 都是 300 V, 断态时开关器件两端最高电压是多大?

4. 有哪些方法可以调控逆变器的输出电压?

5. 图 4.6(d) 脉宽为 θ 的单脉冲矩形波输出电压 v_{an} 的瞬时值表达式为 (4-19) 式, 如果坐标轴即时间 (相位角) 的起点改在正半波脉宽 θ 的中点, 试证明, 那时 v_{an} 的瞬时值表达式应为

$$v_{an}(t) = \sum_{n=1,3,5} \frac{4V_{in}}{n\pi} \sin n \frac{\theta}{2} \cos(n\omega t)$$

6. 正弦脉宽调制 SPWM 的基本原理是什么? 载波比 N 、电压调制系数 M 的定义是什么? 在载波电压幅值 V_{in} 和频率 f_c 恒定不变时, 改变调制参考波电压幅值 V_m 和频率 f_1 为什么能改变逆变器交流输出基波电压 V_1 的大小和基波频率 f_1 ?

7. 变压变频 (VVVF) 逆变器当要求电压和频率变化范围很宽时, 采用固定载波电压幅值 V_{in} 和频率 f_c , 改变调制波电压幅值 V_m 和频率 f_1 调控输出基波电压 V_1 和频率 f_1 有什么优缺点? 有什么办法改善在很低频率

和很高频率输出时的输出波形和降低逆变器的开关损耗?

8. 既然 SPWM 控制能使逆变器输出畸变系数很小的正弦波,为什么有时又要将调制参考波 V_i 从正弦波改为图 4.12 所示调制波形,或改为梯形波,或取公式(4-34)所示的附加三次谐波分量的调制参考波?

9. 试比较由三个单相逆变器组合成一个三相逆变器图 4.13 与三相桥式逆变器图 4.14(a)的优缺点。

10. 三相电压型逆变器中每个开关器件施加 180° 宽的驱动信号时逆变器输出的线电压是 120° 矩形波。若负载接成星形则相电压为图 4.18 的梯形波,请解释图 4.18 中的负载相电流和输入直流电流 I_d 的波形。

11. 试说明三相电压型逆变器 SPWM 输出电压闭环控制的基本原理。

12. 三相逆变器 6 个开关器件通、断状态的排列组合使逆变器有 8 种开关状态,若直流电源电压为 V_D ,这 8 种开关状态下,三相相电压瞬时值和线电压瞬时值可用什么简单的函数关系表示?

13. 三相逆变器的 8 种开关状态中有 6 个开关状态对应 6 个空间位置固定、相差 60° 的电压空间矢量,另两个为数值为零的矢量。6 个开关的三相桥式逆变器只能产生这 6 个非零空间矢量。但三相正弦交流电压任意时刻的瞬时值是由一个以角速度 ω 在空间旋转的矢量产生的。6 个开关器件的三相逆变器只能产生 6 个特定位置($\omega t = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$)的空间矢量。如何用两个相差 60° 的特定空间矢量和零矢量的合成效果去等效任意位置相位角 ωt 时的空间矢量 $\vec{V}$? 当直流电压 V_D 一定时,如何调控输出电压的大小?

14. 引入开关变量 S_a, S_b, S_c ,三相逆变器采用 PWM 控制时,逆变器的输入电流 i_D 可否表达为(4-63)式,即 $i_D = S_a i_A + S_b i_B + S_c i_C$,这时输入电流 i_D 的脉动频率是否是 $6f_1$ (f_1 为输出电压基波频率)。

15. 三相逆变器采用电压空间矢量控制时,可以通过什么办法减少输出电压中的谐波含量?

16. 三相三电平逆变器中 12 个开关器件的通、断控制可以获得多少个特定的电压空间矢量? 图 4.21 中二极管 D_5, D_6 起什么作用? 如果直流电源电压为 V_D ,在断态时,开关器件所承受的反压是多大?

17. 复合结构逆变器消除低阶次谐波的基本原理是什么? 图 4.24 中 12 阶梯波输出电压的半周由 6 段(每段 30°)组成,高度分别为 $\frac{1}{\sqrt{3}} V_D \frac{N_s}{N_p}$, $\left(1 + \frac{1}{\sqrt{3}}\right) V_D \frac{N_s}{N_p}$ 和 $\left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}}\right) V_D \frac{N_s}{N_p}$,如图 4.24(d)所示。已知图 4.6 所示的脉宽为 θ 的矩形波电压 V_D 的瞬时值傅里叶级数表达式为 $v(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_D}{n\pi} \sin(n\frac{\theta}{2}) \cos(n\omega t)$,利用这个傅里叶级数表达式求 12 阶梯波的傅里叶级数表达式(4-80)。

18. 逆变器有哪些类型? 其最基本的应用领域有哪些?

第 5 章 交流—直流变换器

交流—直流变换又称为整流,它的作用是将交流电能变换成直流电能供给直流用电设备,例如直流电动机、同步发电机的激磁、电池充电机、电镀、电解电源、通信系统的基础电源等。

本章介绍了常用的单相、三相相控整流电路,以及大容量相控整流的复合结构。分析了它们的工作原理、不同性质负载时整流电路电压和电流的波形,给出有关电量基本的数量关系,说明了各种整流电路的特点和应用范围。采用二极管作开关器件只能实现不控整流,采用半控型开关晶闸管可实现相控整流。本章主要介绍晶闸管相控整流电路。采用自关断开关器件实现高频 PWM 整流,可以显著地改善整流技术性能。本章最后两节介绍单相和三相高频 PWM 整流。

在学习整流电路的工作原理时,要根据电路中的开关器件通、断状态和交流电源电压波形和负载的性质,分析各元件的电压和电流波形,在此基础上掌握整流电压与移相控制角的关系。在学习过程中要注意掌握波形分析方法。

5.1 整流器的类型和性能指标

利用半导体电力开关器件的通、断控制,将交流电能变为直流电能称为整流。实现整流的电力半导体开关电路连同其辅助元器件和系统称之为整流器。整流器是最早得到广泛应用的电力电子变换器。整流器的类型很多,按不同的特性归纳分类如下:

1. 按交流电源电流和整流电压的波形可分为

- (1) 半波整流。整流器只在交流电源的半个周波输出整流电压。交流电源仅半个周波有电流。
- (2) 全波整流。整流器在交流电源的正、负半波都输出直流电压。交流电源在正负半周波均流过电流。

2. 按交流电源的相数的不同可分为

- (1) 单相整流。
- (2) 三相六脉波整流。
- (3) 六相十二脉波整流。

3. 按整流电路中所使用的开关器件及结构的不同可分为

- (1) 不控整流。
- (2) 半控整流。
- (3) 全控整流。

4. 按控制原理的不同可分为

- (1) 相控整流。
- (2) 高频整流。

5. 按交流—直流变换器输出电压、电流方向及功率流向的不同可分为

- (1) 一象限 AC—DC 变换器。
- (2) 两象限 AC—DC 变换器。
- (3) 四象限 AC—DC 变换器。

各种整流电路都能实现交流—直流变换,但其性能差别却很大。对交流—直流变换最基本的性能要求是:输出的直流电压可以调控(交流输入电压变化时或负载变化时输出的直流电压保持为恒定值,或保持为任意指令值),输出直流电压中的交流分量即谐波电压被控制在允许值范围以内;交流电源侧电流中的谐波电流也在允许值以内。此外整流器的效率、重量、体积、成本、电磁干扰 EMI 和电磁兼容性 EMC 以及静态和动态控制精度、对控制指令的响应特性都是评价整流器的重要指标。

整流器最基本的性能指标有:

1. 电压波形系数 FF (form factor)

FF 定义为:输出电压有效值 V 与直流平均值 V_D 之比

$$FF = V / V_D \quad (5-1)$$

2. 电压纹波系数 RF (ripple factor)

RF 定义为:整流输出电压中除直流平均值电压 V_D 外,还含有交流谐波电压,交流谐波分量有效值 V_H (又称为纹波电压)与输出电压直流平均值 V_D 之比值称为电压纹波系数,常用 γ_v 表示,即

$$\gamma_v = RF = V_H / V_D \quad (5-2)$$

输出电压中的交流谐波有效值 V_H 可用直流输出电压有效值 V 及平均值 V_D 表示为

$$V_H = \sqrt{V^2 - V_D^2}$$

$$\text{因此} \quad \gamma_v = V_H / V_D = RF = \sqrt{\left(\frac{V}{V_D}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \quad (5-3)$$

3. 电压脉动系数 S_n

S_n 定义为:第 n 次谐波幅值 V_{nm} 与直流平均值 V_D 之比

$$S_n = V_{nm} / V_D \quad (5-4)$$

4. 变压器利用系数 TUF (transformer utilization factor)

TUF 定义为:输出直流功率平均值 P_D 与整流变压器二次侧伏安数之比,即

$$TUF = \frac{P_D}{V_s I_s} \text{ (单相)}, \text{ 或 } TUF = \frac{P_D}{3 V_s I_s} \text{ (三相)}, P_D = I_D V_D$$

I_D 为整流输出电流平均值; V_s 为给整流器供电的变压器二次侧相电压有效值; I_s 为变压器二次侧相电流有效值。

5. 输入电流总畸变率 THD (Total Harmonic Distortion) 或电流谐波因数 HF (harmonic factor)

交流输入电流中除基波电流外通常还含有各次谐波电流,输入电流谐波因数或者总畸变率 THD 定义为:除基波电流外的所有谐波电流有效值与基波电流有效值之比,即

$$THD = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1 \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$= \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{sn}^2} / I_{s1} \quad (5-5)$$

其中, I_{sn} 为第 n 次谐波电流有效值。

交流—直流变换时,通常交流电源的输入电压能保持正弦波形,但交流电源输入电流基本上都是非正弦波,包含了丰富的谐波分量。已知交流电流瞬时值随时间变化的函数关系式,利用傅里叶级数分解办法可求得各次谐波分量,而且所幸的是,在许多实际应用的整流电路中,交流输入电流 $i(t)$ 都是周期性的半波对称的奇函数或偶函数,因而比较容易求得各次谐波电流的数值。

6. 输入功率因数 PF (power factor)

PF 定义为:交流电源输入有功功率平均值 P_{AC} 与其视在功率 S 之比,即

$$PF = P_{AC} / S$$

$$S = V_s I_s$$

若输入电压为无畸变的正弦波,由于谐波电流在一个周波中的平均功率为零,只有输入电流的基波电流 I_{s1} 形成有功功率,因此

$$P_{AC} = V_s I_{s1} \cos \phi_1 \quad (5-6)$$

式(5-6)中的 ϕ_1 为输入电压与输入电流基波分量之间的相位角,称为位移角。 $\cos \phi_1$ 被定义为基波位移因数 DPF (displacement factor),即基波功率因数

$$DPF = \cos \phi_1$$

于是输入功率因数 PF 可表示为

$$PF = P_{AC} / (V_s I_s) = V_s I_{s1} \cos \phi_1 / (V_s I_s) = (\cos \phi_1) \cdot I_{s1} / I_s = v \cdot \cos \phi_1 \quad (5-7)$$

上式中, $v = I_{s1} / I_s$ 定义为基波数值因数,它是基波电流有效值 I_{s1} 与总电流有效值 I_s 之比

$$v = \frac{I_{s1}}{I_s} = \frac{I_{s1}}{\sqrt{I_{s1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{sn}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{sn}^2 / I_{s1}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (5-8)$$

$$\text{电源输入电流有效值} \quad I_s = \frac{P_{AC}}{V_s \cdot PF} = \frac{P_{AC}}{V_s v \cos \phi_1} \quad (5-9)$$

功率因数 PF 是一个重要的参数。交流输入电流中的谐波含量大(电流基波因数 v 小),基波电流位移角 ϕ_1 大,(位移因数 DPF 小,即基波功率因数 $\cos \phi_1$ 小),则功率因数 PF 小。对于给定的输入功率,若功率因数小,则要求电源提供更大的有效值电流 I_s 。

利用上述基本性能指标就能比较科学地评价各种整流电路的性能优劣。

5.2 不控整流

利用半导体电力二极管的单相导电性可以十分简单地实现交流—直流电力变换。由于二极管整流电路输出的直流电压只与交流输入电压的大小有关,不能调节(控制)其数值,故称为不控

整流。

二极管只有两种工作状态:当施加正向电压时它处于导通状态,两端电压降为零,交流电源电压可以通过二极管加到负载上。当二极管承受反向电压时,它立即截止转为断态,两端阻抗为无限大,阻断交流电源,使负载与交流电源断开。这是分析二极管不控整流的一个基本原理。

5.2.1 单相半波不控整流

图 5.1(a)为单相半波不控整流电路。在交流电源的正半周,二极管 D_1 导通,正半波正弦电压加在负载上, $v_D(t) = v_s$, 如果负载为电阻 R , 在交流电源电压的负半周, 二极管 D_1 反偏截止, 不导电。负载电流 i_D 与 v_D 波形相同, 如图 5.1(c) 所示。如果负载为感性负载(电阻 R 和电感 L), 则 i_D 将滞后 v_D , 电源电压 v_s 在 $\omega t = \pi$ 从正变负时 i_D 不可能瞬即为零, 由于 i_D 继续存在, D_1 仍维持导通, 因而在 $\omega t > \pi$ 时负电源电压加在负载上, 如图 5.1(d) 所示, 使整流器输出直流电压平均值 V_D 降低, 这当然是不希望出现的情况。为此应在电路中加入一个续流二极管 D_0 (图 5.1(a) 中虚线所示) 使电源电压负半周期间, i_D 经 D_0 续流, 保持 $v_D = 0$, 使负载上不出现负电压。如果负载电感 L 数值很大, 以致负载时间常数 $T_L = L/R \gg T_s$ (交流电源周期), 在负半周 $v_D = 0$ 时, 则负载电流 i_D 经二极管 D_0 续流时的衰减很小, 在正半周 $v_D = v_s$ 时的增量也很小, 即 i_D 在一个周期内的脉动很小, 可近似认为 i_D 为恒定直流 I_D , 如图 5.1(e) 所示, 正半周时的交流电流也是 I_D (图 5.1(f))。这时直流电压 v_D 为正半波正弦交流电压, 如果把时间坐标零点取在正弦波中点, 参见图 5.1(e), 则 $v_D(t)$ 的傅里叶级数表达式为

$$v_D(t) = \frac{2V_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{\pi}{4} \cos \omega t + \frac{1}{1 \times 3} \cos 2\omega t - \frac{1}{3 \times 5} \cos 4\omega t + \frac{1}{5 \times 7} \cos 5\omega t \cdots \right) \quad (5-10)$$

直流电压平均值

$$V_D = \frac{1}{\pi} V_m = \frac{1}{\pi} \sqrt{2} V_s \approx 0.318 V_m = 0.45 V_s \quad (5-11)$$

输出电压中的最低次谐波为一次谐波(基波), 一次谐波交流电压有效值

$$V_1 = \frac{2}{\pi} V_m \times \frac{\pi}{4} \times \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} V_m \approx 0.354 V_m \quad (5-12)$$

图 5.1(f) 所示的交流电源输入电流 $i_s(t)$ 的傅里叶级数表达式为

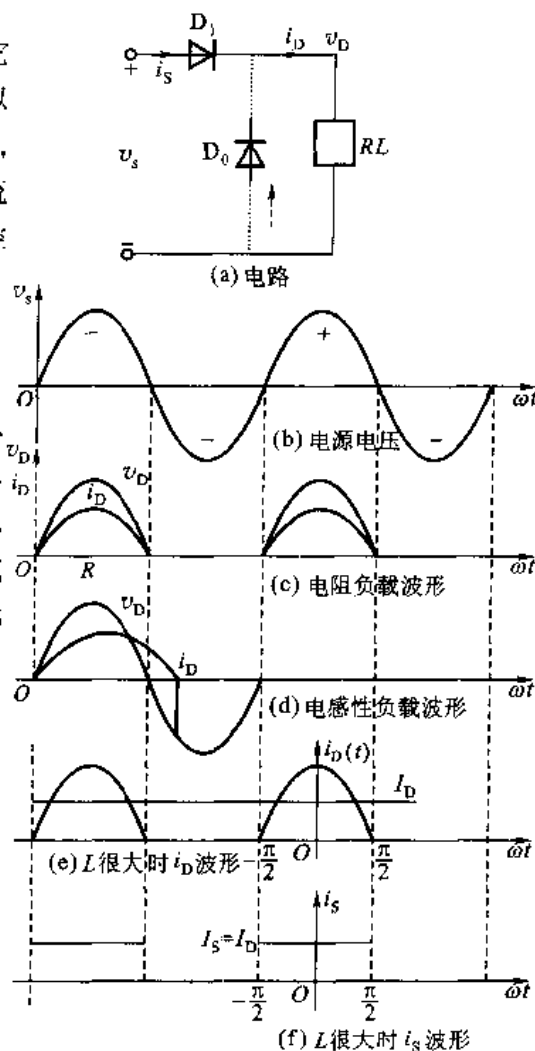
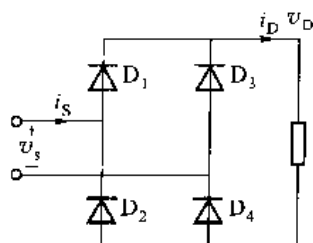


图 5.1 单相半波不控整流

$$i_s(t) = \frac{1}{2} I_D + \frac{2}{\pi} I_D \left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t + \frac{1}{9} \cos 9\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t \cdots \right] \quad (5-13)$$

直流分量 $I_{s0} = I_D/2$

单相半波整流由于直流平均电压 V_D 很低,输出电压中的交流电压分量很大,谐波频率又低,而难于用 LC 滤波器滤波,再加之交流电源电流 i_s 为图 5.1(f) 所示的单方向方波电流,其中不仅含有很大的交流三次、五次谐波, i_s 中还含有很大的直流分量电流带来严重的后果,因此这种单相半波不控整流电路很少应用。



(a) 电路

5.2.2 单相桥式不控整流

图 5.2(a) 为单相桥式不控整流电路。在交流电源 v_s 正半周时 D_1 、 D_4 导通,在交流电源 v_s 的负半周 D_2 、 D_3 导通。如果负载为电阻 R ,则负载电流 i_D 与负载电压 v_D 如图 5.2(c)。如果负载电感很大负载电流为恒定直流 I_D ,则交流输入电流 $i_s(t)$ 为图 5.2(d) 所示的 180° 宽交流方波,其傅里叶级数表达式为

$$i_s(t) = \frac{4}{\pi} I_D \left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t + \frac{1}{9} \cos 9\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t \cdots \right] \quad (5-14)$$

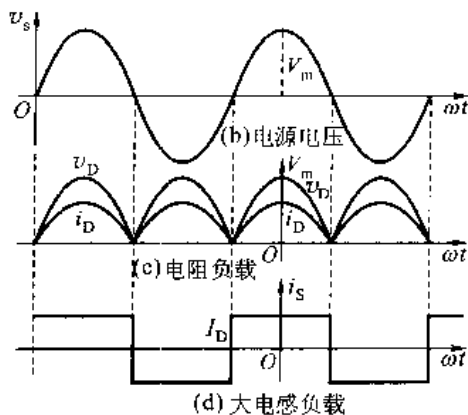


图 5.2 单相桥式不控整流

图 5.2(c) 所示双半波整流电压 $v_D(t)$ 为

$$v_D(t) = \frac{4}{\pi} V_m \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{1 \times 3} \cos 2\omega t - \frac{1}{3 \times 5} \cos 4\omega t + \frac{1}{5 \times 7} \cos 6\omega t - \frac{1}{7 \times 9} \cos 8\omega t + \cdots \right] \quad (5-15)$$

$$\text{直流电压平均值} \quad V_D = \frac{2}{\pi} V_m = 0.636 V_m = 0.9 V_s \quad (5-16)$$

比较(5-15)、(5-10)两式可知:全波整流的直流输出电压高了一倍,同时不再含基波和 3、5 次等交流奇次谐波电压。直流电压脉动大大降低,滤波器也可以小些。比较(5-14)、(5-13)两式可知:全波整流时交流电源电流中不再含直流分量,基波电流也高了一倍。

由于单相全波整流的特性比单相半波整流好得多,因而在小功率不需调控输出直流电压的领域中得到广泛应用。

5.2.3 变压器中心抽头双半波不控整流

图 5.3(a) 中变压器副方绕组的中点接至负载负端, A、B 两端经二极管接至负载正端, 在交流电源 v_s 正半周, D_1 导电, v_{A0} 经 D_1 加至负载。在 v_s 负半周, D_2 导电, v_{B0} 经 D_2 加至负载, 负载电压 v_D 为双半波正弦电压, 如图 5.3(c) 所示。双半波的输出电压 v_D 、电源交流电流 i_s 的波形

特性与单相全波桥式不控整流图 5.2 完全相同。图 5.3 电路结构上的不同之处是少用了两个二极管,但必须有一个具有中心抽头的变压器,具有变压器中心抽头的双半波整流器不仅重量、体积大而且成本也要高一些,其优点则是直流负载与交流电源侧电气隔离,随变压器变比不同,直流输出电压成比例改变。

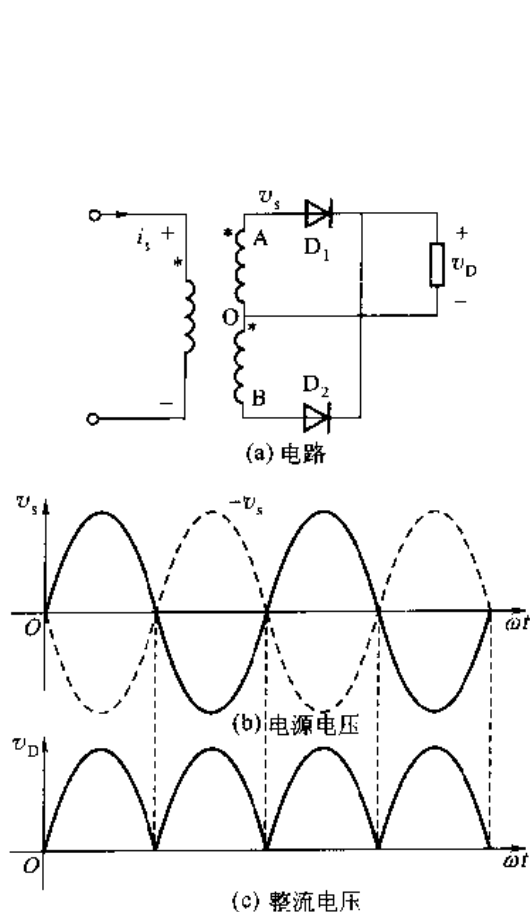


图 5.3 带变压器中心抽头的双半波不控整流

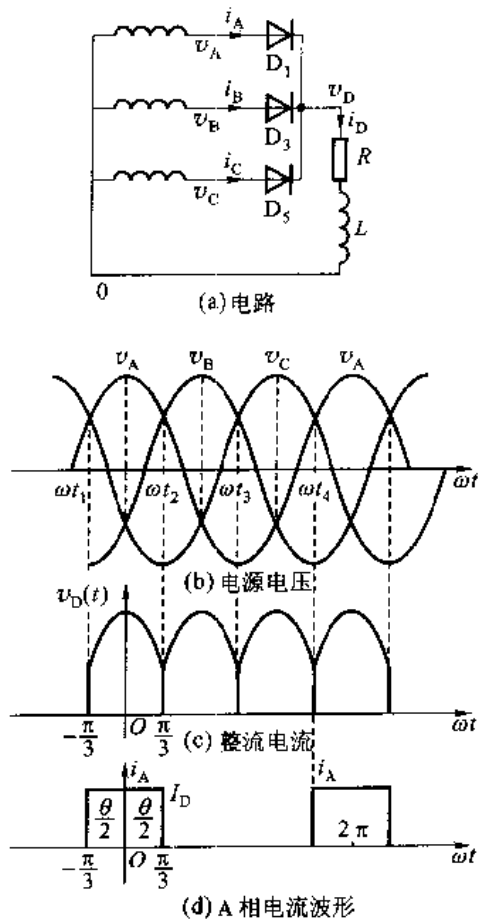


图 5.4 三相半波不控整流

5.2.4 三相半波不控整流

图 5.4(a)为三相半波不控整流电路。三个二极管的阴极连在一起(共阴极),三相交流电源经三个二极管接负载正端,交流电源的零线接负载负端,三相交流电压相差 120° 。在图 5.4(b)中, $\omega t_1 - \omega t_2$ 的 120° 期间 v_A 电位高于 v_B, v_C , 二极管 D_1 导电,把 v_A 接至负载,因此 $v_D(t) = v_A(t)$ 。在随后的 $120^\circ (\omega t_2 - \omega t_3)$ 期间 v_B 比 v_A, v_C 都高, D_3 导电把 v_B 接至负载端,因此 $v_D(t) = v_B(t)$ 。在一个周期最后的 $120^\circ (\omega t_3 - \omega t_4)$ 期间, v_C 比 v_A, v_B 都高,故 D_5 导通,将 v_C 接至负载,因此 $v_D(t) = v_C(t)$,由此得到负载电压 v_D 的波形为图 5.4(c)所示。即电源每个周期中的整流电压有三个脉波。图 5.4(c)示出的输出直流电压 $v_D(t)$ 的周期为 $2\pi/3$,若交流相电压幅值为 V_m ,在图 5.4(c)中所示时间起点情况下, $v_D(t)$ 可表达为

$$v_D(t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2 \times 4} \cos 3\omega t - \frac{1}{5 \times 7} \cos 5\omega t + \frac{1}{8 \times 10} \cos 7\omega t - \dots \right) \quad (5-17)$$

直流电压平均值

$$V_D = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_s \approx 0.827 V_m = 1.17 V_s \quad (5-18)$$

最低次电压谐波为 3 次谐波。

如果负载为电阻 R , 则电压、电流波形相同。如果负载电感很大以致负载电流为恒定直流 I_D , 则电源 A 相电流 i_A 为图 5.4(d) 所示的单方向 120° 宽的方波电流, 其幅值为 I_D , 这时在图 5.4(d) 所取时间起点情况下, 由于 $i_A(\omega t) = i_A(-\omega t)$, 即 $i_A(\omega t)$ 为偶函数, 其傅里叶级数表达式中无正弦项, 如果在一个周期中 A 相电流 $i_A(t)$ 为宽度为 θ 的矩形波 I_D , 如图 5.4(d) 所示, 由 $i_A(t)$ 的傅里叶级数表达式为

$$i_A(\omega t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{nm} \cdot \cos(n\omega t)$$

$$\text{式中交流电流中的直流分量为 } I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_A d(\omega t) = \frac{\theta}{2\pi} \cdot I_D$$

$$I_0 = I_D/3$$

$$\begin{aligned} n \text{ 次谐波幅值 } I_{nm} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_A(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) d(\omega t) = \frac{I_D}{n\pi} \left[\sin(n\omega t) \right]_0^{\theta/2} - \left[\sin(n\omega t) \right]_{2\pi - \frac{\theta}{2}}^{2\pi} \\ &= \frac{2I_D}{n\pi} \sin\left(n \frac{\theta}{2}\right) \quad (n=1, 2, 3, \dots) \end{aligned}$$

对图 5.4(d), $\theta = 2\pi/3$, 故 A 相电流

$$i_A(t) = \frac{1}{3} I_D + \frac{1}{\pi} \sqrt{3} I_D \left[\cos \omega t + \frac{1}{2} \cos 3\omega t - \frac{1}{4} \cos 5\omega t + \frac{1}{5} \cos 7\omega t + \dots \right] \quad (5-19)$$

其 n 次谐波的有效值 I_n 为

$$I_n = \frac{I_{nm}}{\sqrt{2}} = \frac{2I_D}{n\pi} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \sin\left(n \times \frac{\pi}{3}\right) = \frac{\sqrt{2} I_D}{n\pi} \sin\left(n \frac{\pi}{3}\right) \quad (5-20)$$

$$\text{电流基波}(n=1)\text{有效值 } I_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{I_D}{\pi} = \sqrt{6} I_D / 2\pi \quad (5-21)$$

$$\text{电流二次谐波有效值 } I_2 = \sqrt{6} I_D / 4\pi \quad (5-22)$$

$$\text{二次谐波与基波的比值为 } I_2/I_1 = 0.5$$

三相半波整流直流电压 $v_D(t)$ 的直流平均值 V_D 比单相整流高, 其中最低次电压谐波为 3 次谐波, 也比单相整流的谐波阶次高而较易于滤波, 但是交流电源电流含有较大的直流分量 ($I_D/3$) 和二次谐波分量, 这对交流电源是很有害的, 应尽量少采用这种整流电路。

5.2.5 三相桥式不控整流

图 5.5(a) 所示三相桥式整流电路可以看做是两个三相半波整流的组合, 其中 D_1 、 D_3 、 D_5 就是前面介绍的三个二极管共阴极的三相半波整流电路, 负载 R_L 两端的电压 V_{RL} 为图 5.5(b) 中

横坐标上面的粗线曲线(1→3→5→7)。另外三个共阳极的二极管 D_4 、 D_6 、 D_2 的阴极分别接至交流电源 A、B、C。它们的共阳极端 N 接至负载电阻 R_2 的负端, R_2 的正端接交流电源的中点 O。 D_4 、 D_6 、 D_2 也构成一个三相半波整流电路。由于电流总是从高电位流向低电位,图 5.5(b)中在 $(\omega t_2 - \omega t_4)$ 期间 C 相电压 v_C 比 A、B 相都低,因此电流 I_D 从 O 点经负载 R_2 和 D_2 流至 C 点, D_2 导电,负载电压 $v_{ON} = v_{CN} = -v_C$ 。同理在 $(\omega t_4 - \omega t_6)$ 期间 v_A 最低,电流 I_D 将从 O 点经负载 R_2 和 D_4 流至 A 点,负载电压 $v_{ON} = v_{AN} = -v_A$,在 $(\omega t_6 - \omega t_8)$ 期间, v_B 最低,电流 I_D 将从 O 点经 R_2 和 D_6 流至 B 点,负载电压 $v_{ON} = v_{BN} = -v_B$,于是在负载 R_2 上的整流电压 v_{ON} 应是图 5.5(c)中的横坐标以下的粗线曲线($V_2 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6 \rightarrow V_8$)。

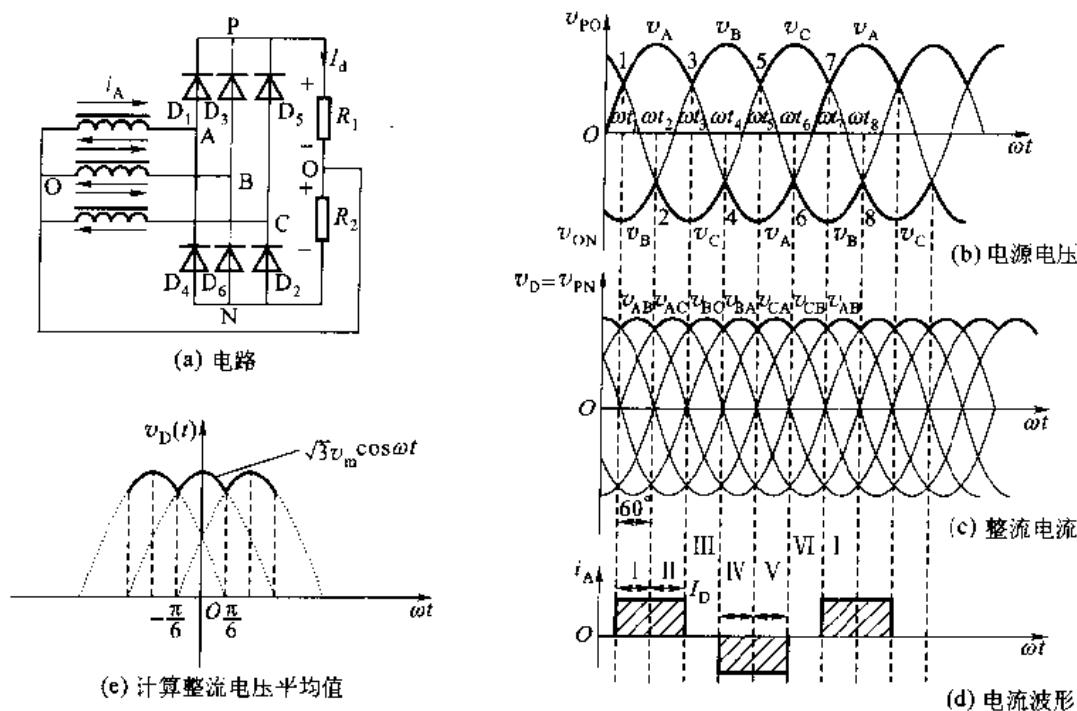


图 5.5 三相桥式不控整流电路

三相桥式不控整流电路总的输出电压 $v_D = v_{PN} = v_{PO} + v_{ON}$, 由图 5.5(b)可知:

在 $\omega t_1 \leq \omega t \leq \omega t_2$, 60° 期间 I: $v_{PN} = v_A + (-v_B) = v_A - v_B = v_{AB}$ (D_6 、 D_1 导通)

在 $\omega t_2 \leq \omega t \leq \omega t_3$, 60° 期间 II: $v_{PN} = v_A + (-v_C) = v_A - v_C = v_{AC}$ (D_1 、 D_2 导通)

在 $\omega t_3 \leq \omega t \leq \omega t_4$, 60° 期间 III: $v_{PN} = v_B + (-v_C) = v_B - v_C = v_{BC}$ (D_2 、 D_3 导通)

在 $\omega t_4 \leq \omega t \leq \omega t_5$, 60° 期间 IV: $v_{PN} = v_B + (-v_A) = v_B - v_A = v_{BA}$ (D_3 、 D_4 导通)

在 $\omega t_5 \leq \omega t \leq \omega t_6$, 60° 期间 V: $v_{PN} = v_C + (-v_A) = v_C - v_A = v_{CA}$ (D_4 、 D_5 导通)

在 $\omega t_6 \leq \omega t \leq \omega t_7$, 60° 期间 VI: $v_{PN} = v_C + (-v_B) = v_C - v_B = v_{CB}$ (D_5 、 D_6 导通)

因此负载上的整流电压为线电压,哪两相的线电压瞬时值最大时,哪两相的二极管导通,整流电流从相电压瞬时值最高的那一端点流出至负载,再回到相电压瞬时值最低(负)的那一相。例如,在 $\omega t_2 \leq \omega t \leq \omega t_3$ 期间, A 相电压 v_A 瞬时值最高, C 相电压 v_C 瞬时值最低,线电压 v_{AC} 瞬

时值最大,因此电流 $i_A = I_D$ 从 A 相端流出经 D_1 到 P 点,经负载 $R_L + R_s$ 后从 N 点再经 D_2 流回 C 相, $i_C = -I_D$, 这时 D_1 、 D_2 导通,将线电压 v_{AC} 瞬时值送至负载,负载电压 $v_D(t) = v_{DN} = v_{AC}(t)$ 。图 5.5(c)画出了整流电压 v_D 的波形,在一个交流电源周期 2π 期间整流电压 $v_D(t) = v_{PN}$ 由六个形状相同的电压波段(六脉波)组成。每个电压脉波宽度为 $\pi/3(60^\circ)$,它们分别是线电压 v_{AB} 、 v_{AC} 、 v_{BC} 、 v_{BA} 、 v_{CA} 和 v_{CB} 在其正弦峰值左右 $30^\circ(\pi/6)$ 共 $60^\circ(\pi/3)$ 范围的电压瞬时值。因此 v_D 是周期为 $\pi/3$ 的周期性函数,如图 5.5(c)粗包络线所示。如果时间坐标的零点取在波形的最大值处,如图 5.5(e)所示,则 $v_D(\omega t)$ 可表达为

$$v_D(t) = \sqrt{3} \times V_m \cos \omega t = \sqrt{6} V_s \cos \omega t = \sqrt{2} V_l \cos \omega t, \quad -\pi/6 \leq \omega t \leq \pi/6$$

式中 V_m 为相电压峰值, V_s 为相电压有效值, V_l 为线电压有效值。

在图 5.5(e)中, $v_D(\omega t)$ 是偶函数 $v_D(\omega t) = v_D(-\omega t)$, 周期为 $T' = T/6 = \pi/3$, 脉动频率为基波频率的 6 倍, $f' = 6f = 6 \frac{1}{T}$, 因此

$$v_D = V_D + \sum_{n=6,12,18}^{\infty} V_{nm} \cos(n\omega t) \quad (5-23)$$

$$\begin{aligned} \text{输出电压直流平均值 } V_D &= \frac{1}{T'} \int_{-T'/2}^{T'/2} v_D dt = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} V_m \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \cos(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 0.995 \sqrt{3} V_s = 2.34 V_s = 1.35 V_l \end{aligned} \quad (5-24)$$

$$n \text{ 次谐波的幅值 } V_{nm} = \frac{2}{T'} \int_{-T'/2}^{T'/2} v_D \cdot \cos(n\omega t) dt = \frac{6\sqrt{3} V_m}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \cos(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

由于 $\cos(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) = \frac{1}{2} [\cos(n+1)\omega t + \cos(n-1)\omega t]$, 因此由上式积分为

$$V_{nm} = \frac{6\sqrt{3}}{\pi} V_m \cdot \frac{2}{n^2 - 1} \left[n \cdot \sin\left(n \times \frac{\pi}{6}\right) \cdot \cos \frac{\pi}{6} - \cos\left(n \times \frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin \frac{\pi}{6} \right]$$

由于 $n = 6, 12, 18, \dots$, 因此 $\sin n \cdot \frac{\pi}{6} = 0$, $\cos n \cdot \frac{\pi}{6} = \pm 1$ 。所以上式简化为

$$\begin{aligned} V_{nm} &= \frac{6\sqrt{3}}{\pi} V_m \cdot \frac{1}{n^2 - 1} \quad n = 6, 18, 30, \dots \\ &= -\frac{6\sqrt{3}}{\pi} V_m \cdot \frac{1}{n^2 - 1} \quad n = 12, 24, 36, \dots \end{aligned} \quad (5-25)$$

于是由(5-23)式得到三相桥不控整流的 6 脉波电压为

$$v_D = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left[1 + \frac{2}{5 \times 7} \cos 6\omega t - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12\omega t + \frac{2}{17 \times 19} \cos 18\omega t - \frac{2}{23 \times 25} \cos 24\omega t + \dots \right] \quad (5-26)$$

如果负载为大电感 R 、 L 负载, 负载电流 i_D 可认为是恒定直流 I_D , 则在图 5.5 中, A 相电压 v_A 为正最大值的 120° 期间(I和II), $i_A = I_D$, 在 v_A 为负最大值的 120° 期间(IV和V) $i_A = -I_D$, A 相电流为 120° 宽方波, 幅值为 I_D , 如图 5.5(d)所示, $i_A(t)$ 中除基波外无 3 次谐波, 有 5、7 次谐波

$$i_A(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_D \left[\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots \right] \quad (5-27)$$

三相桥式整流输出电压除直流平均值 V_D 外还含有 6 倍频的谐波电压, 最低阶次的 6 次谐波电压幅值与直流分量的比值约为 $2/35 \times 100\% = 5.7\%$ 。(电压脉动系数 $S_6 = 5.7\%$)

对比(5-26)和(5-17)式可知,三相桥式整流直流电压平均值要比三相半波整流时大一倍,最低次谐波为6次,6次谐波的相对值仅5.7%(6次谐波与直流平均电压之比),而三相半波中3次谐波的相对值达25%(见5-17式),因此三相桥式整流的输出电压特性远优于三相半波整流。此外三相桥式整流其交流电源输入电流中不含直流分量,最低阶次交流谐波为5次,其相对值(与基波的比值)为20%,而三相半波整流交流电流(参见公式5-19)中含有数值很大的直流分量,最低阶次谐波电流为2次谐波,2次谐波相对于基波达到50%,因此三相桥式整流的交流输入电流特性也远优于三相半波整流。单相桥式和三相桥式整流电路都是全波整流,较之半波整流电路就是多用了2~3个整流器件,现在整流器件价格并不贵,因此单相桥式和三相桥式整流电路得到广泛应用。

二极管不控整流电路的主要缺点是输出直流电压平均值不能调节、控制。

5.2.6 电容滤波的不控整流电路

以上介绍的不控整流电路输出电压 v_D 都不是恒定的直流电压, v_D 中除直流平均值 V_D 外,还含有谐波电压。为此须在整流电路的输出端与负载之间接入 LC 滤波器。由于整流输出谐波电压的频率不高,因此要有较好滤波效果必须 LC 很大,滤波电感 L 的重量、体积相对于电容要大得多,因此通常取较小的 L 和较大的 C 组成 LC 滤波器,甚至完全不用电感、只用电容滤波。图5.6(a)示出单相桥式不控整流带电容滤波的整流电路及其波形图。图中 R 为负载等效电阻,直流滤波电容 C 取得较大,以使电容 C 两端的电压 v_C (也就是负载电压 v_D) 脉动不大。图中仅在电源交流电压正半波瞬时值 $v_s(t)$ 大于 v_D 时,二极管 D_1 、 D_4 导通,将 v_s 加到电容和负载: $v_C = v_D = v_s$ 。在 $v_s(t)$ 负半周,仅在 $|v_s(t)|$ 大于 $v_C = v_D$ 时二极管 D_2 、 D_3 导通。在 $|v_s| < v_C = v_D$ 时二极管截止,电容 C 对 R 放电,图中时间坐标的零点取在正半周 v_s 与 v_C (v_D) 的交点 A 处,这时 $\omega t = 0$, D_1 、 D_4 开始导电,如果 $v_s(t)$ 的初相角为 δ ,则

$$v_s(t) = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t + \delta) = v_D = v_C = v_{C0} + \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt$$

$$\omega t = 0 \text{ 时, } v_{s0} = v_{C0} = v_{D0} = \sqrt{2} V_s \sin \delta$$

$$\text{电容电流} \quad i_C(t) = C \frac{dv_C}{dt} = C \frac{dv_s}{dt} = \sqrt{2} V_s \omega C \cos(\omega t + \delta)$$

$$\text{而负载电流} \quad i_R = \frac{v_D}{R} = \frac{v_s}{R} = \frac{\sqrt{2} V_s}{R} \sin(\omega t + \delta)$$

流经二极管的直流输出电流 i_D 为

$$i_D = i_C + i_R = \sqrt{2} V_s \omega C \cos(\omega t + \delta) + \frac{\sqrt{2} V_s}{R} \sin(\omega t + \delta) \quad (5-28)$$

图5.6(b)中, $\omega t = 0$ 时, $v_s = \sqrt{2} V_s \sin \delta = v_{C0}$ 。此后 v_s 继续增大,二极管 D_1 、 D_4 开始导通,输出电流 $i_D = i_C + i_R$, $i_C > 0$, 使 C 充电, v_C 随 v_s 上升,到达峰值 V_M (B 点)后, $v_C = v_s$ 下降, i_D 减小,如果到达 C 点时 i_D 下降为零, D_1 、 D_4 断流,从 $\omega t = 0$ 到 $\omega t = \theta$ 期间二极管导电,令式(5-28) $i_D = 0$ 可求得二极管导电角 θ 与起始相位角 δ 的函数关系为

$$\tan(\delta + \theta) = -R\omega C \quad (5-29)$$

故有

$$\theta = \pi - \delta - \arctan(R\omega C) \quad (5-30)$$

$$\sin(\delta + \theta) = R\omega C / \sqrt{1 + (R\omega C)^2} \quad (5-31)$$

在 $\omega t = \theta, t = \theta/\omega$ 时 $i_D = 0$, 二极管 D_1, D_2 截止, 这时 $v_C = v_D = \sqrt{2} V_s \sin(\delta + \theta)$, 此后 $\omega t > \theta$ 时电容 C 向负载 R 供电, v_C 从 $t = \theta/\omega$ 时的瞬时值 V_C 开始按指数规律下降

$$v_C(t) = v_D(t) = \sqrt{2} V_s \sin(\delta + \theta) e^{-\frac{t-\theta/\omega}{RC}} = \sqrt{2} V_s \sin(\delta + \theta) e^{-\frac{\omega t - \theta}{R\omega C}} \quad (5-32)$$

在电路稳态工作情况下, 整流波形的周期为 π , 当 $\omega t = \pi, t = \pi/\omega$ 时 v_C 应该衰减到 $\omega t = 0$ 时的 v_{C0} , $v_C(t) = v_{C0} = \sqrt{2} V_s \sin \delta$, 因此

$$v_C(t = \pi/\omega) = \sqrt{2} V_s \sin(\delta + \theta) e^{-\frac{\pi - \theta}{R\omega C}} = \sqrt{2} V_s \sin \delta$$

把(5-31)式的 $\sin(\delta + \theta)$ 和(5-30)中的 $\pi - \theta = \arctan(R\omega C) + \delta$, 代入上式即可得到

$$\frac{R\omega C}{\sqrt{1 + (R\omega C)^2}} e^{\frac{\arctan(R\omega C)}{R\omega C}} e^{-\frac{\delta}{R\omega C}} = \sin \delta \quad (5-33)$$

图 5.6(b) 中整流电压 v_D 为 ABCD 其周期为 π , ABC 段为正弦交流电压 $v_s(t)$, CD 段为公式(5-32)的指数衰减电压, 整流电压 v_D 的平均值 V_D 可由图中面积 OABCE 和 ECDF 求得

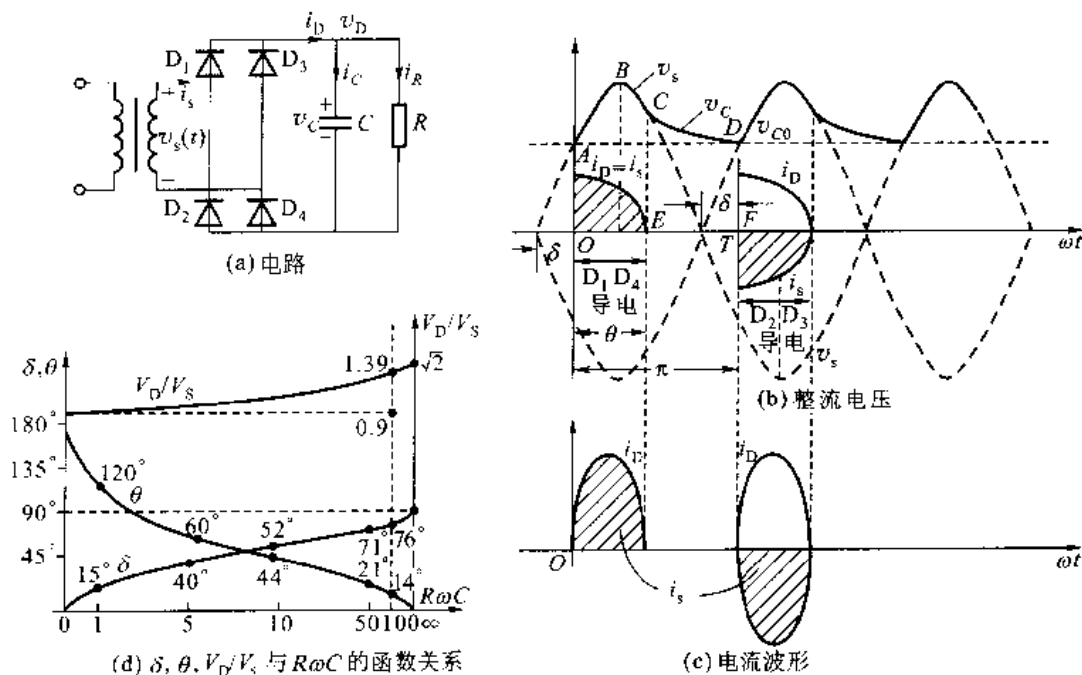


图 5.6 电容滤波器单相桥不控整流电路及波形

$$V_D = \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin(\omega t + \delta) d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\delta}^{\theta} \sqrt{2} V_s \sin(\theta + \delta) e^{-\frac{\omega t - \theta}{R\omega C}} d(\omega t) \quad (5-34)$$

$$= \frac{2\sqrt{2}V_s}{\pi} \left[\sin\left(\frac{1}{2}\theta\right) \left[\sin\left(\delta + \frac{1}{2}\theta\right) + R\omega C \cos\left(\delta + \frac{1}{2}\theta\right) \right] \right] \quad (5-35)$$

已知 $R\omega C$, 可由(5-33)式求出起始导电角 δ , 再由(5-30)式可以求出导电角 θ , 最后再由(5-34)或(5-35)式即可求出起始导电角为 δ 、导电角为 θ 时的整流电压平均值 V_D 。表 5.1 和

图 5.6(d)给出了不同 $R\omega C$ 时的 δ 、 θ 和 V_D/V_s 函数关系。

表 5.1 起始导电角 δ 、导电角 θ 、 V_D/V_s 与 $R\omega C$ 的函数关系

$R\omega C$	0 ($C=0$, 电阻负载)	1	5	10	40	100	500	∞ (空载)
δ°	0	14.5	40.3	51.7	69	75.3	83.7	90
θ°	180	120.5	61	44	22.5	14.3	5.4	0
V_D/V_s	0.9	0.96	1.18	1.27	1.36	1.39	1.4	$\sqrt{2}$

如果 $C=0$, 电阻负载, 由 (5-33), (5-30) 和 (5-35) 式得到

$$\delta=0^\circ, \theta=180^\circ, V_D=2\sqrt{2}/\pi \cdot V_s=0.9 V_s$$

如果 $R=\infty$, 即空载, 由 (5-33), (5-30), (5-34) 式得到

$$\delta=90^\circ, \theta=0^\circ, V_D=\sqrt{2} V_s=1.414 V_s$$

在 $R\omega C$ 从零增大到无限大时, 起始导电角 δ 从 0° 增大到 90° , 导电角 θ 从 180° 减少到零, V_D 从 $0.9 V_s$ 增大到 $\sqrt{2} V_s$ 。对于一定的 ωC , 空载时 ($R=\infty$), $\delta=90^\circ, \theta=0^\circ, V_D=\sqrt{2} V_s$, 随着负载电流的增大 (R 减小, C 放电快, $R\omega C$ 减小), V_D 减小。通常根据负载 R 的大小选择电容 C , 使 C 放电的时间常数 $RC \geq (1.5 \sim 2.0) T_s$, T_s 为交流电源周期, $\omega=2\pi f=2\pi/T_s$, $T_s=2\pi/\omega$ 故 $RC \geq (1.5 \sim 2.0) 2\pi/\omega$, $R\omega C = R/\frac{1}{\omega C} = R/X_C \geq (1.5 \sim 2.0) 2\pi \approx 10$, 这时 $V_D=1.27 V_s$, $\delta \approx 51.7^\circ, \theta \approx 44^\circ$ 。

图 5.6(c) 中按 (5-28) 式画出了 i_D , 及相应的交流电流 i_s , 如果在数学分析中考虑电源变压器漏感 L_s 或直流侧电感 L , 则 i_D 将如图 5.6(c) 所示, i_D 将是逐渐上升到最大值, $di_D/dt > 0$ 时, 电感感应电动势使 i_D, v_C 缓慢上升, 然后再逐渐下降, $di_D/dt < 0$ 时, 电感感应电动势阻止电流下降使 i_D, v_C 下降变缓, 因此实际应用中, 为了抑制电流冲击, 加宽导电角, 常在直流侧串入一个较小的电感, 构成 LC 滤波电路。

图 5.7 示出带电容滤波的三相不控整流电路及其波形图, 分析图 5.5(a) 时已经得知在电阻负载时整流电路中, 任何时候有两个二极管同时导电, 在线电压 v_{AB}, v_{AC}, v_{BC} 等为最大正值的各 $\pi/3$ 区段内 $D_6, D_1, D_1, D_2, D_2, D_3$ 等依序同时导通, 把线电压瞬时值加到负载上, 直流输出电压是周期为 $\pi/3$ 线电压包络线脉波, 交流电源电流 i_s 是 $2\pi/3$ 宽的脉波。图 5.7(a) 中接入滤波大电容 C 以后, 当电源最高线电压瞬时值 $v_s > v_C = v_D$ 时, 二极管导通, 经历导电期 θ 以后, 当 $|v_s| < v_C$ 时, 二极管截止, 此后, C 对 R 放电, v_C 按指数规律下降。图 5.7(b) 中取 v_{AB} 有最高正电位, D_6, D_1 开始同时导电的起点 A 为 $\omega t = 0$, 这时 v_{AB} 的相位角为 δ , 如果相电压有效值为 V_s , 则

$$\begin{aligned} v_{AB}(t) &= \sqrt{2} \times \sqrt{3} V_s \sin(\omega t + \delta) \\ &= \sqrt{6} V_s \sin(\omega t + \delta) \end{aligned}$$

从 $\omega t = 0, D_6, D_1$ 开始导电, $v_s = v_C = v_D$, 输出电流 $i_D = i_C + i_R$, 直到 $\omega t = \theta, i_D = 0, D_6, D_1$ 截止, 这时

$$v_C = v_{C0} = \sqrt{6} V_s \sin(\theta + \delta)$$

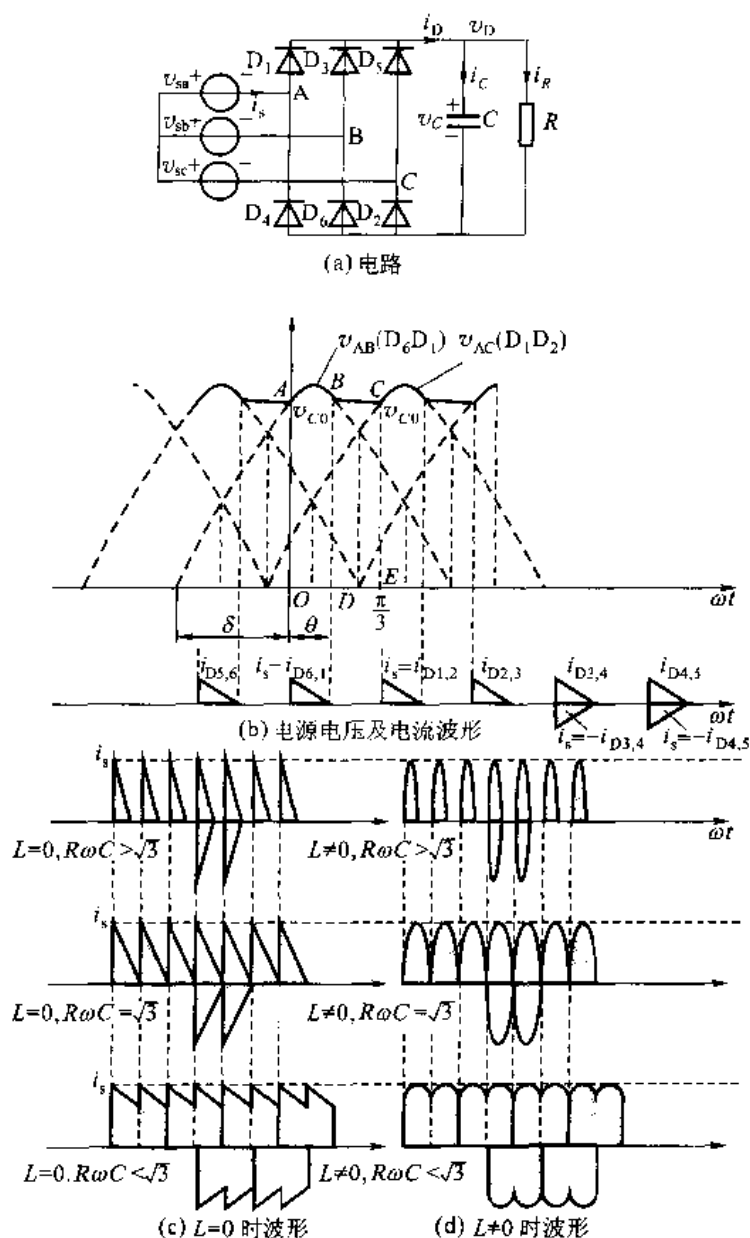


图 5.7 电容滤波器三相桥不控整流电路及波形

然后电容 C 对 R 放电, v_C 从 v_{C0} 按指数规律下降, 直到 $\omega t = \pi/3$, $v_C(t) = v_{AC}(t) = v_{C0}$ 时, D_1 、 D_2 开始同时导通。在 D_6 、 D_1 同时导通的 θ 期间

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} = C \frac{dv_{AB}}{dt}$$

$$= \sqrt{6} V_s \omega C \cos(\omega t + \delta)$$

$$i_R = \frac{v_D}{R} = \frac{v_{AB}}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{6} V_s \sin(\omega t + \delta)$$

$$i_D = i_C + i_R = \sqrt{6} V_s \omega C \cos(\omega t + \delta) + \frac{1}{R} \sqrt{6} V_s \sin(\omega t + \delta)$$

与单相桥式整流电容滤波时一样,由 $i_D = 0$ 可求得导电角 θ 的函数关系为

$$\tan(\theta + \delta) = -R\omega C \quad (5-36)$$

$$\theta = \pi - \delta - \arctan(R\omega C) \quad (5-31)$$

在三相桥不控整流时整流电压周期为 $\pi/3$, 导电角 θ 最大为 $\pi/3$ 。如果 $i_D = 0$ 时正好 $\theta = \pi/3$, 则 6 个二极管依次轮流、连续不停地周期性导通, 任何时刻都有两个二极管同时导通, 使输出直流电压 V_D 是完整的线电压包络线, 这时导电起始角 $\delta = \pi/3$, 导电角 $\theta = \pi/3$, $\theta + \delta = 2\pi/3$, 因而(5-36)式为

$$R\omega C = -\tan(2\pi/3) = \sqrt{3} \quad (5-37)$$

所以当 $R\omega C = \sqrt{3}$ 时, 电容滤波的三相桥式整流处于临界工作情况: i_D 为脉宽 $\pi/3$ 的直角三角波 $\delta = \pi/3$, $\theta = \pi/3$, 如图 5.7(c) 所示, 输出直流电压为线电压包络线, 平均值由(5-24)式应是 0.955 线电压峰值 ($0.955 \times \sqrt{3} V_m$)。当负载电流从临界值减少 (R 增大), $R\omega C > \sqrt{3}$ 时, C 的放电电流小了, v_C 要高一些, 因而导电起始角 δ 从自然换相点 ($\delta = \pi/3$) 推迟, $\delta > \pi/3$, $\theta < \pi/3$, 这时 i_D 为脉宽小于 $\pi/3$ 的直角三角波, 如图 5.7(b)、(c) 所示。在极限情况下, 当 $R = \infty$ 、 $R\omega C = \infty$ 、空载时, C 完全不放电, C 充电并保持为线电压最大值 $\sqrt{3} V_m$ (V_m 为相电压最大值) 使 $V_D = \sqrt{3} V_m$ 。当负载电流从临界值增大 (R 减小), $R\omega C < \sqrt{3}$ 时, 在 $\omega t = 0$ 时 i_D 的初始值比临界导电时的初始值更大, D_6 、 D_1 导电 $\pi/3$ 后, $\omega t = \pi/3$ 时 i_D 并未衰减到零, 又因 D_1 、 D_2 同时导电而增大到 i_{tm} , 因此 $R\omega C < \sqrt{3}$ 时整流输出电压仍为线电压包络线, 输出直流电压平均值 V_D 仍为 $0.955 \times \sqrt{3} V_m$, 这时 i_D 以及电源交流电流 i_s 的波形如图 5.7(b)、5.7(c) 所示。

以上分析中均未考虑实际电路中存在的交流电流侧电感以及直流侧外串的滤波电感。考虑上述电感后, i_D 和相应的 i_s 的上升、下降将不再是突变的, 而是逐渐上升到最大值再逐渐下降, 图 5.7(d) 示出 $L \neq 0$, 轻载 $R\omega C > \sqrt{3}$ 、重载 $R\omega C < \sqrt{3}$ 和临界情况 $R\omega C = \sqrt{3}$ 时的电流波形, 有电感时波形较平缓, 随着负载的加重, 交流电流在正、负半周中的两个脉波联接在一起, 近似为一个脉宽约 120° 的平滑脉波。负载增大时输出的整流电压平均值从空载时的 $\sqrt{3} V_m$ 减小, 至 $R\omega C = \sqrt{3}$ 、 i_D 进入连续后输出整流电压波形成为完整的线电压包络线, 其平均值为 $0.955 \times \sqrt{3} V_m$ 。因此带电容滤波器的三相不控整流电路无需重量、体积大的滤波电感, 只要选择 $R\omega C \leq \sqrt{3}$, 即只要 $R \leq \sqrt{3}/\omega C = \sqrt{3} X_C$ (X_C 为电容容抗), 即可使二极管连续导通, 整流输出电压为线电压包络线, 整流电压平均值 V_D 为 $0.955 \sqrt{3} V_m$, 负载电流减小到零, R 增大无限大时, 整流电压平均值 V_D 从 $0.955 \sqrt{3} V_m$ 上升至 $\sqrt{3} V_m$ (线电压峰值), V_D 变化并不大。考虑到交流回路总是有一定的等值电感, 即使不采用直流滤波电感也能获得较好的整流特性, 故这种带电容滤波的三相不控整流电路得到广泛的应用。

5.3 单相桥式相控整流电路

用晶闸管组成的相控整流电路有多种形式, 整流电路的负载可能是电阻负载、电感性负载或

反电动势负载等。整流电路的形式不同和负载的性质不同,整流电路的工作情况也不一样。

5.3.1 单相桥式全控整流电路

在分析相控整流电路时,与前章分析逆变电路一样,认为开关器件(晶闸管)为理想开关器件,即晶闸管导通时其管压降等于零,晶闸管阻断时其漏电流等于零,除非特意研究晶闸管的开通、关断过程,一般都认为晶闸管的开通与关断过程瞬时完成。

1. 电阻负载

图 5.8(a)为单相桥式全控整流电路, T_1 、 T_2 和 T_3 、 T_4 组成 a、b 两个桥臂,变压器次级电压 v_s 接在桥臂输入点 a、b 上, $v_s = V_m \sin \omega t = \sqrt{2} V_1 \sin \omega t$, R 为负载电阻。

当交流电源电压 v_s 进入正半周时,a 端电位高于 b 端电位,两个晶闸管 T_1 、 T_4 同时承受正向电压,如果此时门极无触发信号,则两个晶闸管仍处于正向阻断状态,其等效电阻远大于负载电阻 R ,电源电压 v_s 将全部加在 T_1 和 T_4 上 $v_{T1} \approx v_{T4} = \frac{1}{2} v_s$,负载端电压 $v_D = 0$ 。在 $\omega t = \alpha$ 时,给 T_1 和 T_4 同时加触发脉冲则两晶闸管立即触发导通,电源电压 v_s 将通过 T_1 、 T_4 加在负载电阻 R 上,负载电流 i_D 从电源 a 端经 T_1 、 R 、 T_4 回到电源 b 端。在 v_s 正半周期, T_2 、 T_3 均承受反向电压而处于阻断状态。由于晶闸管导通时管压降可视为零,则负载 R 两端的整流电压 v_D 就是正半周的电源电压 v_s 。当电源电压 v_s 降到零时,电流 i_D 也降为零, T_1 和 T_4 自然地关断。

在 v_s 的负半周,b 端电位高于 a 端电位, T_3 、 T_2 承受正向电压;在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时,同时给 T_2 、 T_3 加触发脉冲使其导通,电流从 b 端经 T_3 、 R 、 T_2 回到电源 a 端,在负载 R 两端获得与 v_s 正半周相同波形的整流电压和电流,这期间 T_1 和 T_4 均承受反向电压而处于阻断状态。当 v_s 过零变正时, T_2 、 T_3 关断, v_D 、 i_D 又降为零。此后, T_1 、 T_4 又承受正压并在相应时刻 $\omega t = 2\pi + \alpha$ 被触发导通,如此循环工作。可控整流的晶闸管触发信号 v_G 、输出整流电压 v_D 、电流 i_D 及晶闸管 T_1 、 T_4 两端电压 v_{T1} 的波形如图 5.8(c)、(d)、(e)、(f) 所示。由以上电路工作原理可知,在交流电源 v_s 的正、负半周里, T_1 、 T_4 和 T_2 、 T_3 两组晶闸

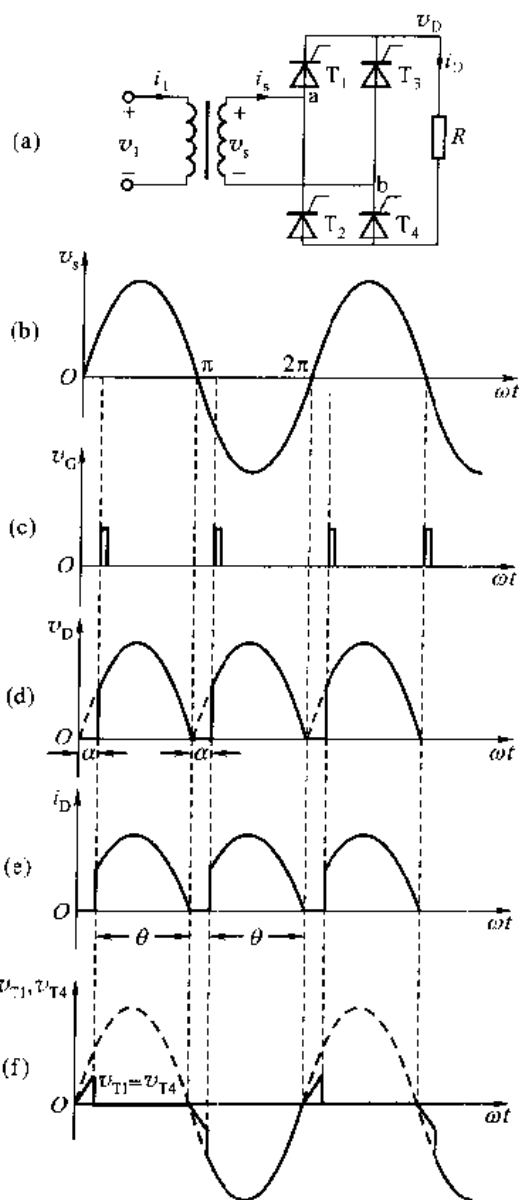


图 5.8 单相桥式全控整流电路
电阻负载时的波形

管轮流触发导通,将交流电转变成脉动的直流电,改变触发脉冲出现的时刻,即改变 α 角的大小, v_D 、 i_D 的波形相应变化,其直流平均值也相应改变。晶闸管 T_1 、 T_4 阳极、阴极两端承受的电压 v_{T1} 、 v_{T4} 的波形如图5.8(f)所示;晶闸管在导通段管压降 $v_{T1} \approx 0$,故其波形为与横轴重合的直线段;阻断时漏电流为零,故 T_1 、 T_4 和 T_2 、 T_3 两个晶闸管承受的最大反向电压为 $V_m = \sqrt{2} V_s$ (V_s 为电源基波电压有效值);假定两晶闸管漏电阻相等,则每个元件承受的最大可能的正向电压等于 $V_m/2$ 。

结合上述电路工作原理,定义以下几个名词术语:

(1) 控制角 α :从晶闸管承受正向电压起到加触发脉冲使其导通的瞬间,这段时间所对应的电角度。

(2) 导电角 θ :晶闸管在一个周期内导通的时间所对应的电角度。在上述电路中, $\theta = \pi - \alpha$ 。

(3) 移相:改变触发脉冲出现的时刻,即改变控制角 α 的大小,称为移相。改变控制角 α 的大小,使输出整流平均电压 V_D 值发生变化即是移相控制,简称“相控”。

(4) 移相范围:改变 α 角使输出整流电压平均值从最大值降到最小值(零或负最大值),控制角 α 的变化范围就是触发脉冲 V_G 的移相范围。在上述单相桥式全控整流电路接电阻性负载时,其移相范围为 180° 。

(5) 同步:使触发脉冲与可控整流电路的交流电源电压之间保持频率和相位的协调关系称为同步。使触发脉冲与电源电压保持同步是整流电路正常工作必不可少的条件。

(6) 换相(换流):在可控整流电路中,从一个晶闸管导通电流变换为另一个晶闸管导通电流的过程称为换相,也称换流。

可控整流电路中最基本的变量是控制角 α , α 与各电压、电流之间的关系决定了可控整流的基本特性。

(1) 电阻负载时输出直流电压平均值 V_D

设电源电压 $v_s = V_m \sin \omega t = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$,由整流输出的负载 R 两端直流电压波形可求得其平均电压 V_D :

$$V_D = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \frac{1 + \cos \alpha}{2} = V_{D0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (5-38)$$

不控整流时即 $\alpha = 0$ 时,整流电压直流平均值 $V_{D0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \approx 0.9 V_s$

$$V_D / V_{D0} = (1 + \cos \alpha) / 2 \quad (5-39)$$

由式(5-38)可知,输出直流电压平均值 V_D 是控制角 α 的函数; α 愈大 V_D 愈小,当 $\alpha = 0^\circ$ 时, $V_D = V_{D0} = 0.9 V_s$ 为最大值; $\alpha = \pi$ 时, $V_D = 0$,故移相范围为 180° 。 V_D / V_s 随控制角 α 的变化曲线如图5.9所示。

(2) 输出直流电流平均值 I_D

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_D d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2} V_s \sin \omega t}{R} d(\omega t) \\ &= \frac{V_D}{R} = 0.9 \frac{V_s}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \end{aligned} \quad (5-40)$$

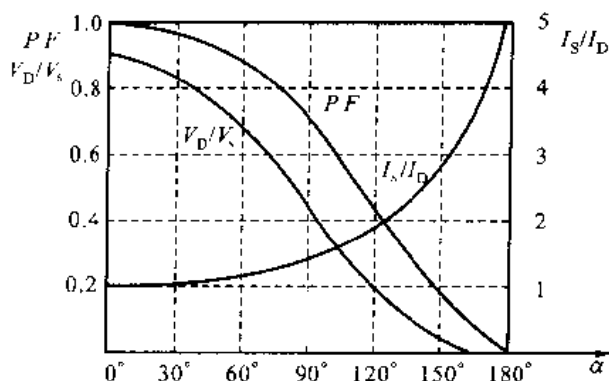


图 5.9 单相桥式全控整流电路电阻负载时 V_D/V_s 、功率因数 PF 、 I_s/I_D 与 α 的关系

(3) 晶闸管电流平均值 I_{av} 和有效值 I_T

两组晶闸管 T_1 、 T_4 和 T_2 、 T_3 在一个周期中轮流导通,故流过每个晶闸管的平均电流 I_{av} 为负载平均电流 I_D 的一半。

$$I_{av} = \frac{1}{2} I_D = 0.45 \frac{V_s}{R} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \quad (5-41)$$

流过晶闸管的电流有效值(均方根值)

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} V_s \sin \omega t}{R} \right)^2 d(\omega t)} = \frac{V_s}{\sqrt{2} R} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (5-42)$$

(4) 变压器次级绕组电流有效值 I_s 和负载电流有效值 I_L

两组晶闸管轮流导通,变压器次级绕组正负半周均流过电流,交流电源电流有效值 I_s 与直流负载电流有效值 I_L 相等,故

$$I_s = I_L = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} V_s \sin \omega t}{R} \right)^2 d(\omega t)} = \frac{V_s}{R} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} = \sqrt{2} I_T \quad (5-43)$$

由式(5-40)和式(5-43)得到交流电源电流有效值与直流负载电流平均值之比

$$\frac{I_s}{I_D} = \frac{I_L}{I_D} = \frac{\sqrt{\pi \sin 2\alpha + 2\pi(\pi - \alpha)}}{2(1 + \cos \alpha)} \quad (5-44)$$

(5) 负载电阻上电压有效值 V_L

$$V_L = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} V_s \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = V_s \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (5-45)$$

(6) 功率因数 PF

对于整流电路,交流电源输入电流中除基波电流外还含有谐波电流,基波电流与基波电压(即电源交流输入正弦电压)一般不同相,因此交流电源视在功率 S 要大于有功功率 P 。忽略晶闸管损耗,电源所供给的有功功率就是负载有功功率 $P = R I_L^2 = V_L \cdot I_L = V_L \cdot I_s$,而电源的视在功率 $S = V_s \cdot I_s$,将电源供给的有功功率与电源的视在功率之比定义为功率因数 PF (Power Factor)

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_L \cdot I_s}{V_s \cdot I_s} = \frac{V_L}{V_s} = \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (5-46)$$

功率因数 PF 是控制角 α 的函数,因此相控整流在输出电压较低时(被称为深控),因 α 值大功率因数 PF 很低,交流电源的利用率很低,这是相控整流的一大缺点。 α 愈大 PF 愈低,图 5.9 示出了式(5-39)、式(5-44)、式(5-46)中的 V_D/V_s 、 I_s/I_D 及功率因数 PF 与控制角 α 的函数曲线。表 5.2 为其计算值。

表 5.2 单相全波整流的电压、电流比值和功率因数与控制角的关系

控制角 α (度)	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°
V_D/V_s	0.9	0.84	0.676	0.45	0.226	0.006	0
I_s/I_D	1.11	1.17	1.33	1.57	1.97	2.80	-
功率因数 PF	1	0.881	0.898	0.707	0.427	0.17	0

例题 5.1 单相桥式全控整流电路,接电阻负载,交流电源电压 V_s 在 $(220 \pm 10\%)V$ 范围内变化,要求输出的直流平均电压 V_D 从 50 V~150 V 连续可调,且负载平均电流 I_D 均能达到 10A,试确定控制角的变化范围、计算晶闸管导通角的变化范围、要求的电源容量及功率因数,并选择晶闸管。

解:由式(5-39)得到:控制角 $\alpha = \arccos\left(2 \frac{V_D}{V_s} \times \frac{1}{0.9} - 1\right)$ 。

电源电压 V_s 越小及要求直流输出电压 V_D 越大,则 α 应越小;反之电源电压 V_s 越高,及要求的输出电压 V_D 越低,则 α 角应越大,所以

最小控制角 $\alpha_{\min}$ 对应:

$$V_s = 220 \times 90\% V = 198 V, \quad V_D = 150 V,$$

$$\alpha_{\min} = \arccos\{(2 \times 150)/(198 \times 0.9) - 1\} = 46.9^\circ, \cos \alpha_{\min} = 0.686$$

最大控制角 $\alpha_{\max}$ 对应:

$$V_s = 220 \times 110\% V = 242 V, \quad V_D = 50 V,$$

$$\alpha_{\max} = \arccos\{(2 \times 50)/(242 \times 0.9) - 1\} = 122.7^\circ, \cos \alpha_{\max} = -0.54$$

α 越大, $\cos \alpha$ 越低,导通角 θ 越小,交流电源电流有效值与直流负载电流平均值的比值越大,将 $\alpha_{\max} = 122.7^\circ$ 代入(5-44)式

$$\frac{I_s}{I_D} = \frac{\sqrt{\frac{\pi \sin(2 \times 122.7^\circ) + 2\pi \left(\pi - 122.7^\circ \times \frac{\pi}{180^\circ}\right)}}{2(1 + \cos 122.7^\circ)}} = 2.01$$

电源交流电流有效值

$$I_s = 2.01 I_D = 2.01 \times 10 A \approx 20 A$$

要求的电源容量

$$S = V_s I_s = 220 \times 110\% \times 20 V = 4.840 \times 10^3 V \approx 5 kV \cdot A$$

功率因数

$$PF = \sqrt{\frac{\sin 2\alpha_{max}}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha_{max}}{\pi}} = \sqrt{\frac{\sin(2 \times 122.7^\circ)}{2\pi} + \frac{\pi - 122.7^\circ \times \frac{\pi}{180^\circ}}{\pi}} = 0.416$$

图 5.8(a) 中每个晶闸管只在 1/2 时间里流过电源电流, 故

$$I_T = \frac{1}{\sqrt{2}} 20 \text{ A} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times 20 \text{ A} = 14.14 \text{ A}$$

考虑过电流安全储备通常把晶闸管的额定电流放大 1.5~2.0 倍, 又晶闸管的额定电流值是指正弦半波电流平均值, 它是有效值的 1.57 倍。因此所选晶闸管的额定电流应为: $I_{Tn} = (1.5 \sim 2) I_T / 1.57 = (1.5 \sim 2) 14.14 / 1.57 \text{ A} = 13.5 \sim 18 \text{ A}$, 为此可选 20 A 的晶闸管。

为了对过电压有安全储备, 通常把晶闸管的额定电压也放大 2~3 倍, 因此所选晶闸管的电压额定值应为

$$V_{Rm} = (2 \sim 3) \sqrt{2} V_L = (2 \sim 3) \sqrt{2} \times 220 \times 110\% \text{ V} = 684 \sim 1026 \text{ V}, \text{ 为此可选 } 1000 \text{ V 晶闸管。}$$

根据晶闸管产品型号表可选用 KP-20-10, 即通态平均电流为 20 A, 额定电压值电压为 10 级(1000)的晶闸管。

2. 电感性负载

当负载由电感与电阻组成时被称为电感性负载。例如各种电机的激磁绕组, 整流输出端接有平波电抗器的负载等。电感储能为 $Li^2/2$, 电感储能不能突变, 因而电感中的电流不能突变, 由于电感具有阻碍电流变化的作用, 当流过电感中的电流变化时, 在电感两端将产生感应电动势, 引起电压降 v_L , 极性如图 5.10(a) 所示。

负载中电感量的大小不同, 整流电路的工作情况及输出 v_D 、 i_D 的波形具有不同的特点。

(1) 负载电感量 L 较小, 即负载阻抗角 ϕ 较小, 控制角 α 较大, 以致 $\alpha > \phi$ 时的负载断流工作情况:

图 5.10(b) 在 v_s 的正半周 $\omega t = \alpha$ 时刻触发 T_1 、 T_4 使其导通, v_s 立即加到负载两端, 由于电感的作用, 负载电流 i_D 从零开始逐渐上升, 电感线圈两端电压 $v_L = v_{BA} = L(di_D/dt) > 0$, v_L 的实际极性如图 5.10(a) 中 v_{BA} , v_L 阻止电流 i_D 的增长。这时由交流电网供给电阻的损耗和电感吸收的磁场能量。当图 5.10(c) 中 i_D 经过最大值下降时, v_L 极性改变, 图 5.10(a) 中的 v_L 有阻止电流减小的作用, 电感释放能量, 这期间电阻消耗的能量由电网和电感磁能供给。当 v_s 下降到零 ($\omega t = \pi$) 时, 电感电流继续经 T_1 、 T_4 流动, 因 $\omega t > \pi$, 电源电压反向, i_D 下降时产生的反电动势

$$e_L = -v_L = -v_{BA} = v_{AB} = -L(di_D/dt) > 0$$

A 为正, B 为负, 电动势 $e_L = v_{AB}$ 数值上大于 $|v_s|$, 晶闸管 T_1 、 T_4 继续保持导通, 此时输出电压 $v_D = v_s$ 变为负值; 应注意到现在电流 i_D 方向没变, 而电源电压 v_s 方向已反向, 所以电感所释放磁场能量除供电阻消耗外, 还反馈给电网。当 $\omega t = \alpha + \theta$ 时, 电感储能释放到零, 负载电流 i_D 降到零, T_1 、 T_4 阻断。当 $\omega t = \pi + \alpha$ 时, T_2 、 T_3 被触发导通, i_D 从零上升, 在 $\omega t = \pi + \alpha + \theta$ 时, i_D 下降到零, T_2 、 T_3 阻断。

从上述分析可知, 由于负载中电感的存在, 输出电压 v_D 波形出现负值, 如图 5.10(d) 所示。在 L 值较小而 α 较大时, 电感电流上升的时间不长, 电感储能较少, 在 i_D 下降过程中, 电感释放

的能量不足以维持晶闸管 T_1 、 T_4 导通到 T_2 、 T_3 触发导通时刻 $\omega t = \pi + \alpha$, 负载电流就已下降到零, 故 $\alpha + \theta < \pi + \alpha$, 因此导电角 $\theta < \pi$, 电流 i_D 波形出现断流, 如图 5.10(e) 所示。这种情况被称为电流断流或不连续。

电流不连续时, 导电角 $\theta < \pi$, 由交流电源电压瞬时值 v_s :

$$v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t \quad (5-47)$$

可求得图 5.10(d) 中输出整流电压平均值

$$\begin{aligned} V_D &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] \\ &= \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} \cdot \frac{1}{2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] \end{aligned}$$

不控整流 $\alpha = 0$, $\theta = \pi$ 时的整流电压平均值

$V_{D0} = 2\sqrt{2} V_s / \pi$, 以 V_{D0} 为基准值的相对值 V_D^* 为

$$V_D^* = \frac{V_D}{V_{D0}} = \frac{V_D}{2\sqrt{2} V_s / \pi} = \frac{1}{2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] \quad (5-48)$$

负载电流直流平均值

$$I_D = \frac{V_D}{R} = \frac{\sqrt{2} V_s}{R\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] \quad (5-49)$$

由于电感电压 $v_L = L \frac{di_L}{dt}$, 正常稳态工作时在一个周期内, 电感电流的增量应为零, 即 $\Delta i_L^* = \int_0^T \frac{v_L}{L} dt = 0$, 因此电感两端电压平均值应为零, 故负载电流平均值 I_D 的计算与电阻性负载一样, $I_D = V_D / R$ 。

由式(5-48)和式(5-49)可知, 输出整流电压平均值 V_D 和平均电流 I_D 均与控制角 α 及导电角 θ 有关。负载电路的参数 L 、 R 不同, 控制角 α 大小不同, 则晶闸管的导电角 θ 也不一样, 晶闸管的导电角 θ 是控制角 α 和负载电路参数 R 、 L 的函数。

晶闸管导通后, 电路电压方程式为

$$\sqrt{2} V_s \sin \omega t - L \frac{di_D}{dt} + Ri_D \quad (5-50)$$

上式的解为

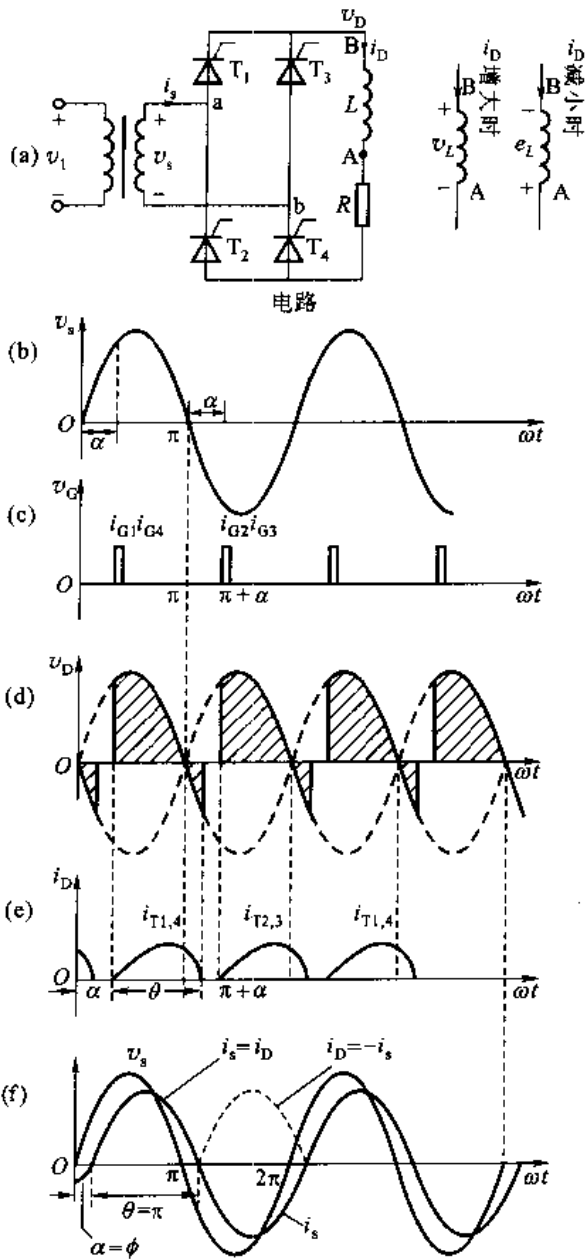


图 5.10 单相桥式全控整流电路感性负载时的电路及波形

$$i_D = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\omega t - \phi) + A e^{-\frac{R}{L}t} \quad (5-51)$$

式中, Z 为负载阻抗, ϕ 为负载阻抗角。

$$Z = \sqrt{(\omega L)^2 + R^2} \quad \phi = \arctan \frac{\omega L}{R} \quad (5-52)$$

由于 $\omega t = \alpha$ 时, $i_D = 0$, 代入式(5-51)求得常数 A 为

$$A = -\frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\alpha - \phi) e^{\frac{R\alpha}{\omega L}}$$

将 A 值代入式(5-51)得

$$i_D = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} [\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{\frac{R}{\omega L}(\frac{\pi}{\omega} - t)}] \quad (5-53)$$

$\omega t = \alpha$ 晶闸管开始导通, 当 $\omega t = \alpha + \theta$, $t = (\alpha + \theta)/\omega$ 时, 晶闸管阻断, $i_D = 0$, 代入式(5-53), 则有

$$i_D = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} [\sin(\alpha + \theta - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{-\frac{\theta}{\tan\phi}}] = 0$$

$$\text{故有} \quad \sin(\theta + \alpha - \phi) = \sin(\alpha - \phi) e^{-\frac{\theta}{\tan\phi}} \quad (5-54)$$

$$\text{或} \quad \tan(\alpha - \phi) = \frac{\sin\theta}{e^{-\frac{\theta}{\tan\phi}} - \cos\theta} \quad (5-55)$$

式(5-54)、式(5-55)是导电角 θ 与负载阻抗角 ϕ 和触发控制角 α 的函数关系。

由式(5-54)可知, 如果 $\alpha > \phi$, 则式(5-54)右边为正值, 左边 $\sin(\theta + \alpha - \phi)$ 也应为正值, 必定是 $(\theta + \alpha - \phi) < \pi$, 故导电角 $\theta < \pi - (\alpha - \phi)$, $\theta < \pi$ 。因此当负载电感 L 小, 阻抗角 ϕ 小而触发控制角 $\alpha > \phi$ 时, 导电角 $\theta < \pi(180^\circ)$, 电流断流。

式(5-54)或式(5-55)是一个超越方程, 不能直接求解。采用数字解法可算出一定负载阻抗角 ϕ 和一定的触发控制角 α 时的导电角 θ , 将算得的 θ 值和 α 值代入式(5-48)即可得到整流电压直流平均值 V_D^* (V_D/V_{D0})。

(2) $\alpha = \phi$ 电流临界连续工作情况

正弦交流电压加在 R 、 L 负载上时, 稳态情况下, 电流为正弦波, 电流在相位上滞后电压的角度是阻抗角 ϕ , 如图 5.10(f) 所示。

由式(5-54)可知, 当 $\alpha = \phi$ 时, $\sin(\alpha + \theta - \phi) = \sin\theta = 0$, 因此导电角 $\theta = \pi(180^\circ)$, 这时在 $\omega t = \alpha = \phi$ 时, 图 5.10(a) 中 T_1 、 T_4 开始导电, 电流 i_D 从零上升, 到达最大值后, i_D 又开始减小, 当导电半个周期 $180^\circ(\pi)$ 后到达 $\omega t = \pi + \alpha = \pi + \phi$ 时, i_D 应下降为零, 正好这时 T_2 、 T_3 被触发导通, i_D 又从零上升, 然后再下降, 到 $\omega t = 2\pi + \alpha$ 时又降为零。这种工作情况与交流电源不用晶闸管直接对 R 、 L 供电是相同的, 即交流电源电流 i_s 为正弦波, 负载电流 i_D 为双正半波, 整流电压的直流平均值由式(5-48)可得到

$$V_D = V_{D0} \cdot \cos\alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cdot \cos\alpha \quad (5-56)$$

(3) 负载电感较大、 ϕ 较大, 控制角 α 较小, 以致 $\alpha < \phi$, 电流连续工作情况。

在 $\alpha = \phi$ 的电流临界连续情况下, $\omega t = \alpha$ 时, $i_D = 0$, 此后 i_D 上升、下降, 在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时 i_D 也降为零, i_D 的初值、终值都是零, 导电角 $\theta = \pi (180^\circ)$ 。当触发控制角 α 从等于 ϕ 值减小时, 晶闸管提前导通, 交流电源电压 v_i 更早地接到负载上, 使负载直流电压平均值 V_D 增高, 同时电流平均值也加大, $\omega t = \alpha$ 、 $\omega t = \pi + \alpha$ 时晶闸管起始导电时电流初值、终值不再像电流临界连续时那样为零。而导电角 θ 仍像电流临界连续时一样 $\theta = \pi (180^\circ)$, 这时的整流电压直流平均值 V_D 也是由式(5-48)令 $\theta = \pi$ 得到的式(5-56)。

这时电流 i_D 当然不是电流临界连续时那样的“正弦正半波”, 任何时刻 i_D 都大于零。

表 5.3 $\alpha = f(\phi, \theta)$ 函数关系

	θ	30°	60°	90°	120°	150°	180°
$\phi = 30^\circ$	α	163°	141°	116°	88°	60°	30°
$\phi = 60^\circ$	α	164°	147°	128°	106°	85°	60°
$\phi = 90^\circ$	α	165°	150°	135°	120°	105°	90°

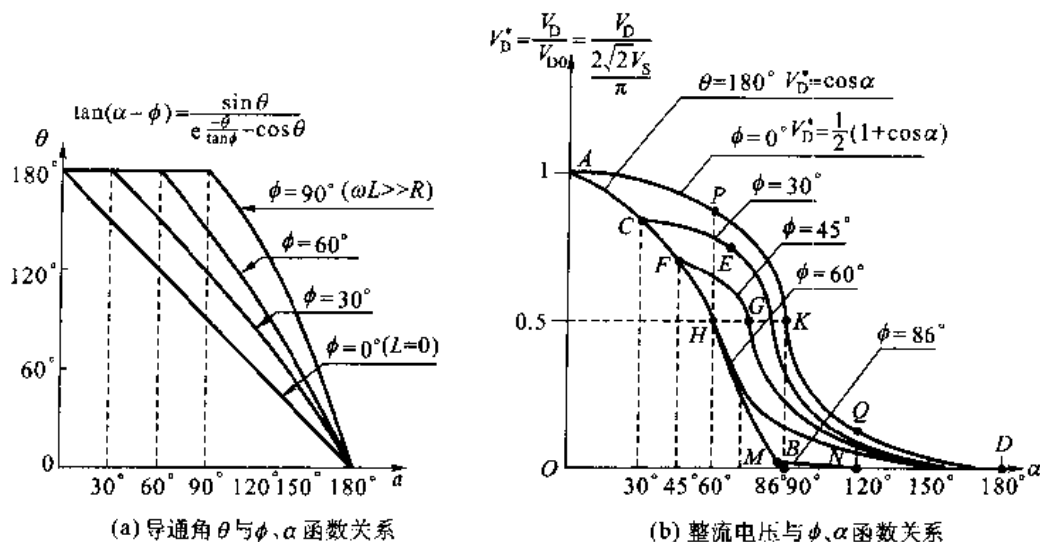


图 5.11 单相桥式全控整流电路控制特性

图 5.11(a)是按式(5-55)画出的以负载阻抗角 ϕ 为参变量的导电角 $\theta = f(\alpha)$ 函数关系, (表 5.3)。无论 ϕ 为何值, 当 $\alpha \leq \phi$ 时, 电流连续 $\theta = 180^\circ$ 。当 $\alpha > \phi$ 时, α 增大, θ 减小。无论 ϕ 为何值, $\alpha = 180^\circ$ 时, $\theta = 0^\circ$ 。

图 5.11(b)是按式(5-55)、式(5-48)和式(5-56)画出的以 ϕ 为参变量、整流电压直流平均值 V_D^* 与 α 角的函数关系, 它们被称为控制特性。图中曲线 $APKQD$ 是 $\phi = 0^\circ$, 即电阻负载的 $V_D^* = f(\alpha)$, 即式(5-39), 整流电压 $V_D^* = V_D/V_{D0} = (1 + \cos \alpha)/2$ 。图中曲线 $ACFHMNR$ 是按式

54)或式(5-55)确定导电角 θ ,再由式(5-48)计算出 V_D^* 。

(4) 电感量很大, $\omega L \gg R$, $\phi \approx 90^\circ$, $\alpha < \phi$ 。

在许多实际应用中整流负载的 $\omega L \gg R$,因此负载电流 i_D 的脉动很小,其电流波形近似于一条平行于横坐标的直线,流过晶闸管的电流 i_T 为 180° 宽单方向矩形波,交流电源电流则为 180° 宽的正负矩形波。如图5.12所示。如果负载电流为 I_D , $I_D = V_D/R$, V_D 由式(5-56)确定,则晶闸管电流有效值 I_T 和平均值 I_{av} 为

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} I_D^2 d(\omega t)} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_D \quad (5-57)$$

$$I_{av} = I_D/2 \quad (5-58)$$

变压器次级交流电流有效值 I_s 和负载电流有效值 I_L 为

$$I_s = I_L = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} I_D^2 d(\omega t)} = I_D = \sqrt{2} I_T \quad (5-59)$$

3. 反电动势负载

被充电的蓄电池、电容器、正在运行的直流电动机的电枢(电枢旋转时产生感应电动势 E)等负载本身是一个直流电压,对于可控整流电路来说,它们是反电动势负载,其等效电路用电动势 E 和内阻 R 表示,负载电动势的极性如图5.13(a)所示。

整流电路接有反电动势负载时,如果整流电路中电感 L 为零,则图5.11(a)中只有当电源电压 v_s 的瞬时值大于反电动势 E 时,晶闸管才会有正向电压,才能触发导通。 $v_s < E$ 时,晶闸管承受反压阻断。在晶闸管导通期间,输出整流电压 $v_D = E + i_D R$,在晶闸管阻断期间,负载端电压保持为原有电动势 E ,故整流输出电压,即负载端直流平均电压较电阻、电感性负载时(电感负载时有负电压)要高一些。整流电流波形出现断流、导电角 $\theta < \pi$ 时,其波形如图5.13(c)所示,图中的 δ 称为停止导电角。

$$\delta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2} V_s} \quad (5-60)$$

整流器输出端直流电压平均值

$$V_D = E + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} (\sqrt{2} V_s \sin \omega t - E) d(\omega t) = E + \frac{1}{\pi} [\sqrt{2} V_s (\cos \delta + \cos \alpha) - E(\pi - \delta - \alpha)]$$

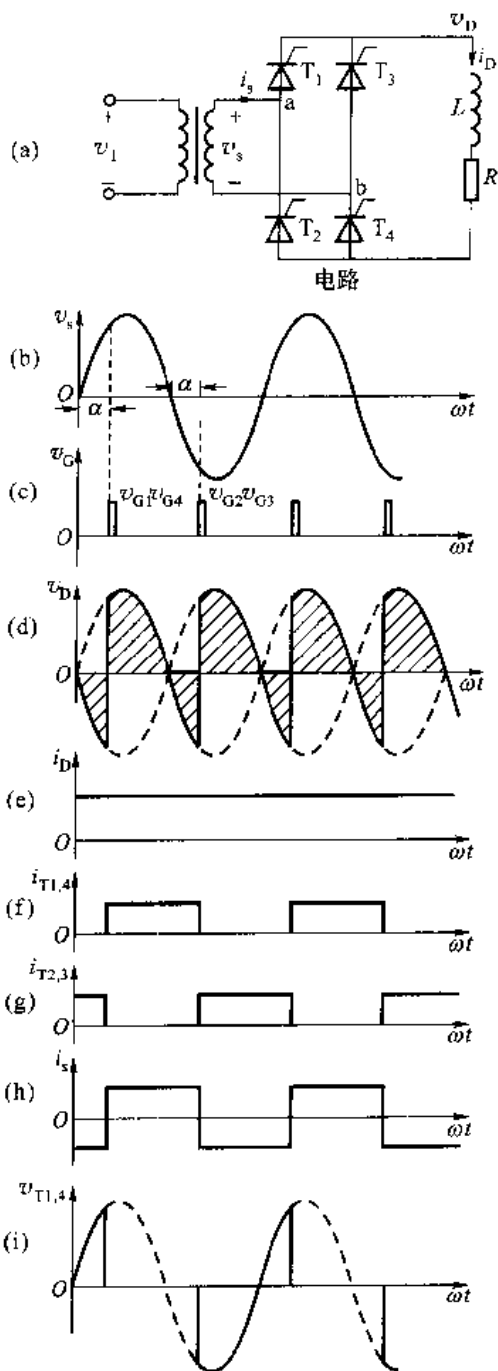


图 5.12 单相桥式全控整流电路大电感负载时的波形

$$= \frac{1}{\pi} [\sqrt{2} V_s (\cos \delta + \cos \alpha)] + \frac{\delta + \alpha}{\pi} E \quad (5-61)$$

晶闸管导通后,电路电压平衡方程式为

$$v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t = E + R i_D$$

$$i_D = \frac{v_s - E}{R} = \frac{\sqrt{2} V_s \sin \omega t - E}{R}$$

整流电流平均值

$$I_D = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\delta} i_D d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\delta} \frac{\sqrt{2} V_s \sin \omega t - E}{R} d(\omega t) = \frac{1}{\pi R} [\sqrt{2} V_s (\cos \delta + \cos \alpha) - E \theta] \quad (5-62)$$

整流输出直接接反电动势负载时,由于晶闸管导电角小,电流断流,而负载回路中的电阻又很小,在输出同样的平均电流时,峰值电流大,因而电流有效值将比平均值大许多倍。这样,对于直流电动机来说,将使其整流子换向电流加大易产生火花。对于交流电源则因电流有效值大,要求电源的容量大,功率因数低。因此一般反电动势负载回路中常串联平波电抗器,增大时间常数延长晶闸管的导电时间使电流连续、导电角 $\theta = \pi$,减小电流的脉动,使输出电流波形变得连续平直,从而改善了整流装置及电动机的工作条件。

若负载反电动势为 E ,等效电感为 L ,电阻为 R ,电枢电流连续(导电角 $\theta = \pi$),如果在图 5.13(b)中取晶闸管导电起始点(α 处)为时间坐标的零点,那时 v_s 可表达为 $v_s = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t + \alpha)$,则由图 5.13(a)的电路平衡方程为

$$L \frac{di_D}{dt} + R i_D = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t + \alpha) - E \quad (5-63)$$

设 I_D 为 i_D 的直流平均值,由于电阻压降通常远小于 $E + L \frac{di_D}{dt}$,故式(5-63)中可近似取 $R i_D = R I_D$,得到

$$L \frac{di_D}{dt} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t + \alpha) - (E + R I_D) \quad (5-64)$$

在电流连续、导电角 $\theta = \pi$ 时,整流器输出的直流电

压平均值 $V_D = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} \cos \alpha$ 。

整流电路输出的直流电压平均值 V_D 应等于一个周期中 L 、 R 压降平均值与 E 之和。在一个周期中电感 L 压降平均值为零,故有

$$V_D - R I_D + E = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cos \alpha \quad (5-65)$$

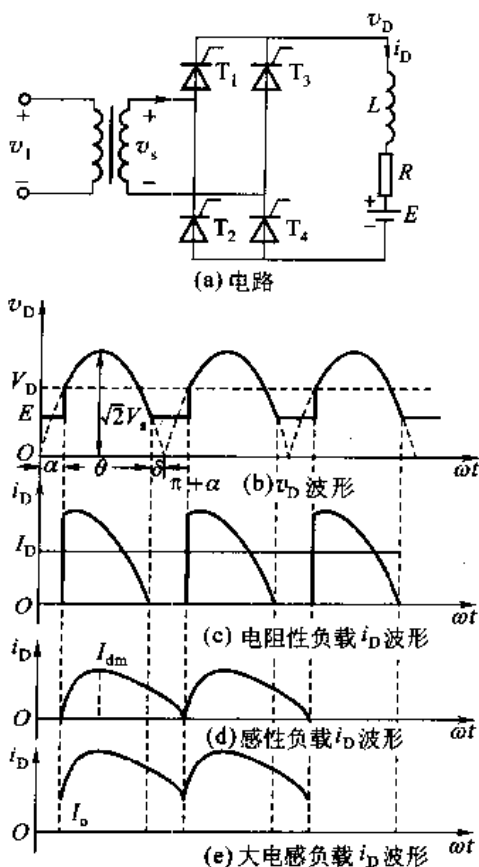


图 5.13 单相桥式全控整流电路接反电动势负载时电路及其波形

由式(5-64)得到

$$L \frac{di_D}{dt} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t + \alpha) - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cos \alpha \quad (5-66)$$

如果串接电感以后,使电流 i_D 处于临界连续工作情况,如图 5.13(d)所示,即图 5.13(a)中当 T_1 、 T_4 在 $\omega t = \alpha$ 被触发导通时, i_D 从零上升至 I_{Dc} (当瞬时值 $v_D = v_s = Ri_D + E$ 时, $L \frac{di_D}{dt} = 0$, $i_D = I_{Dm}$), 然后 i_D 开始下降,到 T_2 、 T_3 被触发导通的 $\omega t = \pi + \alpha$ 时, i_D 正好降为零。这时由式(5-66)可得到临界电流连续时的电流 $i_D(t)$ 为

$$\begin{aligned} i_D(t) &= \int_0^{\omega t} di_D = \frac{\sqrt{2} V_s}{\omega L} \left[\int_0^{\omega t} \sin(\omega t + \alpha) d(\omega t) - \int_0^{\omega t} \frac{2}{\pi} \cos \alpha \cdot d(\omega t) \right] \\ &= \frac{\sqrt{2} V_s}{\omega L} \left[\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha) - \frac{2}{\pi} \cos \alpha \cdot \omega t \right] \end{aligned} \quad (5-67)$$

电流临界连续时直流电流平均值 $I_{D \min}$ 为: $I_{D \min} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_D(\omega t) d(\omega t)$, 由式(5-67)的 i_D

$$\text{可求得:} \quad I_{D \min} = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi \omega L} \sin \alpha \quad (5-68)$$

式(5-68)表明,处于临界电流连续时的负载(电枢)电流平均值 $I_{D \min}$ 与控制角 α 及电感 L 有关,当实际负载电流 $I_D > I_{D \min}$ 时电流连续, $\theta = \pi$ 。当实际负载电流 $I_D < I_{D \min}$ 时,负载电流 $i_D(t)$ 断流,导电角 $\theta < \pi$ 。为了使电流在任何 α 值时都连续,则负载电流的平均值 I_D 应大于式(5-68)中令 $\alpha = 90^\circ$ 的 $I_{D \min}$, 即

$$I_D \geq \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi \omega L} \quad (5-69)$$

$$\text{或} \quad L \geq \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi \omega I_D} = 2.87 \times 10^{-3} \frac{V_s}{I_D} \quad (\text{H}) \quad (5-70)$$

式中: $\omega = 2\pi f = 2\pi \times 50 = 314$, V_s 为相电压有效值。

式(5-70)中的电感 L 应是电动机电枢自身电感 L_s 与外加串接电感 L_c 之和。

式(5-70)说明负载电流越小,必须有较大的电感才能使电流连续、 $\theta = \pi$ 。通常取最小负载电流 I_D 为电机额定电流的 5%~10% 计算电感 L , 外串电感 $L_c = L - L_s$ 。

单相桥式(含单相双半波)整流电压 $v_D(t)$ 在一个电源周期中有两个电压脉波(脉波数 $m = 2$)称为两脉波整流,单相半波整流电压 $v_D(t)$ 在一个周期中仅一个电压脉波($m = 1$),三相半波整流电路输出电压 v_D 在每周期中有三个电压脉波 $m = 3$,三相全桥整流电路 $m = 6$,每周期有 6 个脉波。类似以上的数学分析可以求得 3 脉波、6 脉波整流电压时临界电流连续的电感量 L 为

$$\text{三相半波整流时} \quad L = 1.46 \times 10^{-3} \frac{V_s}{I_D} \quad (\text{H}) \quad (5-71)$$

$$\text{三相全桥整流时} \quad L = 0.693 \times 10^{-3} \frac{V_s}{I_D} = 1.2 \times 10^{-3} \frac{V_s}{I_D} \quad (\text{H}) \quad (5-72)$$

式(5-71)、式(5-72)中 V_s 为相电压有效值, V_L 为线电压有效值。

5.3.2 单相桥式半控整流电路

将单相全控桥电路中一对晶闸管换成两个二极管,就构成单相桥式半控整流电路,如图5.14所示。与单相全控桥相比,半控整流比较经济,触发装置也简单一些。

单相桥式半控整流电路的工作特点是晶闸管触发导通,而整流二极管在阳极电压高于阴极电压时自然导通。单相半控桥在接电阻性负载时,其工作情况与单相全控桥电路相同,输出电压、电流的波形及元件参数的计算公式也都一样,接电感性负的工作情况则有所不同。

假定负载中电感足够大,负载电流 i_D 连续并近似为一条直线,在 v_s 的正半周 $\omega t = \alpha$ 时刻触发晶闸管 T_1 ,则 T_1 、 D_2 导通,电流从电源 a 端经 T_1 、负载、 D_2 回到 b 端,负载两端整流电压 $v_D = v_s$,当 v_s 在 $\omega t > \pi$ 进入负半周时,电感上的感应电动势将使 T_1 承受正压而继续保持导通,而此时由于 b 端电位高于 a 端电位,整流二极管 D_1 承受正偏压而导通, D_2 受反压截止,电流从 D_2 转换到 D_1 ,负载电流 i_D 经 D_1 、 T_1 构成回路而继续导通,形成不经过变压器的自然续流。在续流期间,忽略 T_1 、 D_1 管压降,负载上的整流电压 $v_D = 0$; 当 $\omega t = \pi + \alpha$ 时,触发 T_2 使其导通, T_1 受反压关断,负载电流从电源 b 端经 T_2 、负载、 D_1 回到 a 端,负载两端得到整流电压 v_D 。同样当 v_s 在 $\omega t > 2\pi$ 时, D_2 自然换相导通, D_1 截止, T_2 、 D_2 自然续流,如此循环工作。电源电压 v_s 的过零点 $0, \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$ 称为整流二极管的自然换相点,也是该电路计算控制角 α 的起点。输出整流电压 v_D 的波形如图 5.14(d) 所示。移相范围为 180° ,晶闸管导电角 $\theta = \pi - \alpha$ 。输出电压平均值

$$V_D = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) = 0.9 V_s \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (5-73)$$

输出电流平均值

$$I_D = \frac{V_D}{R} = 0.9 \frac{V_s}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (5-74)$$

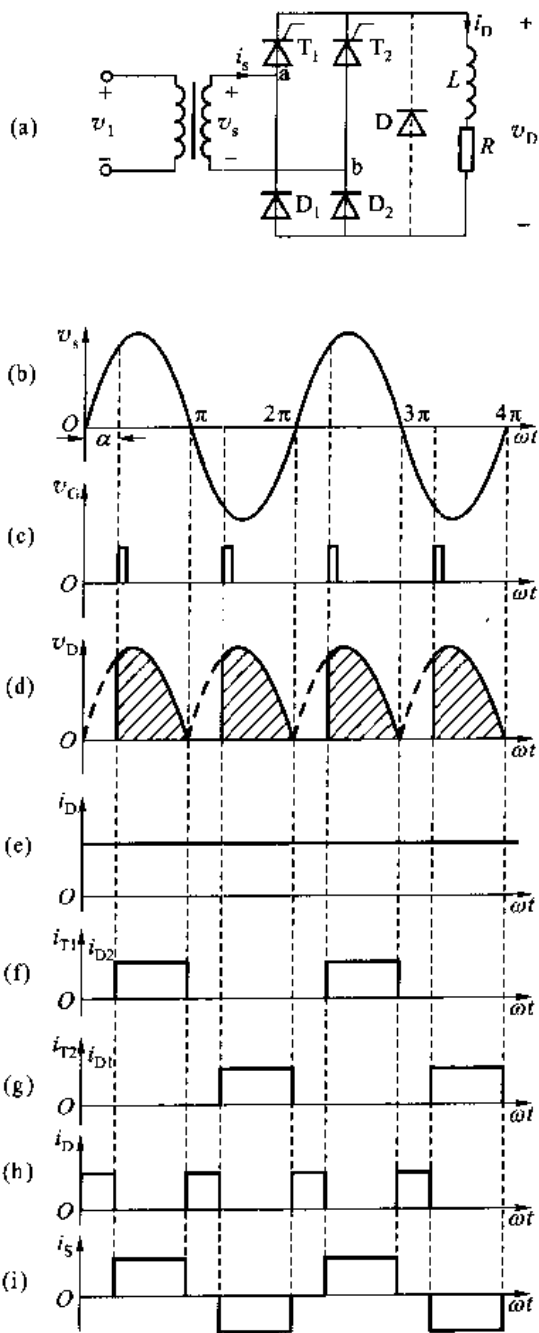


图 5.14 单相桥式半控整流电路及其波形

晶闸管、整流二极管以及交流电源的电流波形,根据上述电路工作原理,读者可自行分析。上面的分析中负载的续流是靠 $D_1(T_1)$ 或 $D_2(T_2)$ 实现的,似乎可以不再设置续流二极管 D ,但是图 5.14 中如果不带续流二极管 D 则在实际工作中可能产生晶闸管失控现象。从上述半控桥电

故得到

$$\cos \alpha = \frac{\pi^2 - 4}{\pi^2 + 4}$$

$$\sin \alpha = \frac{4\pi}{\pi^2 + 4}$$

$$\alpha = \arccos \frac{\pi^2 - 4}{\pi^2 + 4} = \arccos 0.423 = 1.134$$

由式(5-80)得到负载电流连续导电所必须的电路总电感为

$$L \geq \frac{2\sqrt{2}V_s}{\pi\omega I_D} \times \alpha = 1.134 \times \frac{2\sqrt{2}V_s}{\pi\omega I_D} \quad (5-81)$$

5.4 三相半波相控整流电路

三相 AC/DC 变换器具有比单相变换器更优越的性能,诸如输出电压高且脉动小、脉动频率高、交流电网侧功率因数高以及动态响应快等。因此它在中、大功率领域中获得广泛的应用。用三相半波相控整流电路可以组合成各种三相整流电路,虽然三相半波整流由于交流侧电流是单方向电流,含有很大直流分量而用得不多,但其特性分析对理解各种三相整流电路都很有帮助。

图 5.15(a)是三相半波相控整流电路。它可以看成是由三个单相半波相控整流电路通过三个晶闸管共阴极接法构成的。三个晶闸管的触发脉冲互差 $120^\circ (2\pi/3)$ 。在三相电路中,通常规定自然换相点(即相对应的二极管不控整流时的换相点)为触发控制角 α 的零点,即 $\alpha = 0$,如图 5.15(b)交流电源波形中 $\omega t = \pi/6$ 为 a 相晶闸管 T_1 触发控制角 α 的零点。三相相控整流的负载通常串接电感使负载电流连续。如果电感很大,则 i_D 可视为恒定直流 I_D ,三相相控整流电路通常都工作在负载有较大电感、电流连续工作情况。

在图 5.15(b)中,在 $\omega t = \pi/6 + \alpha$ 时刻(图中 $\alpha = 60^\circ$)触发 a 相晶闸管 T_1 导通, a 相电压 v_{an} 加到负载上, T_1 管流过负载电流 i_D , T_1 管导通一直持续到 $\omega t = \pi/6 + \alpha + 2\pi/3 = 5\pi/6 + \alpha$ 时 b 相晶闸管 T_2 被触发为止。

在 $\omega t = 5\pi/6 + \alpha$ 时刻触发 b 相晶闸管 T_2 , T_1 管立即承受反向电压($v_{ab} = v_{an} - v_{bn}$)而关断,负载电流也就立即转移到 T_2 管,负载被施加

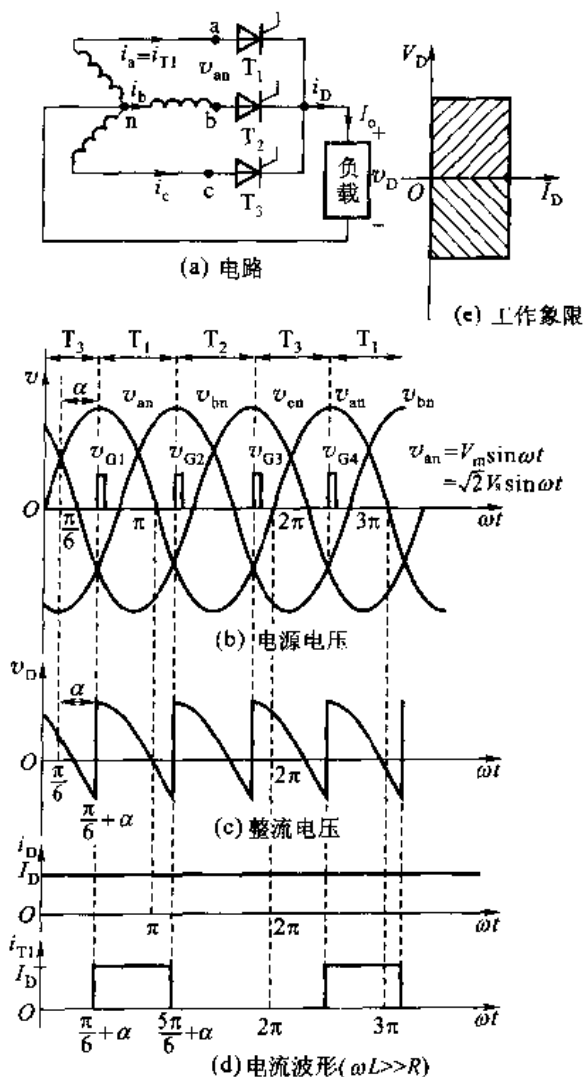


图 5.15 三相半波可控整流电路及其波形

b 相电压,这种情况一直持续到 $(5\pi/6 + \alpha + 2\pi/3) = 3\pi/2 + \alpha$ 时 c 相晶闸管 T_3 被触发为止。

在 $\omega t = 3\pi/2 + \alpha$ 时刻触发 c 相晶闸管 T_3 , T_2 管立即承受反向电压 ($v_{bc} = v_{bn} - v_{cn}$) 而关断,负载电流也就立即转移到 T_3 管, c 相电压加到负载上,直到 a 相晶闸管 T_1 再一次被触发为止。在稳态工作情况下,电路重复上述过程,不断地进行下去,整流电压 v_D 波形如图 5.15(c) 所示。从上述分析可知:

- (1) 在负载电流连续情况下,每个晶闸管的导电角均为 $2\pi/3(120^\circ)$ 。
- (2) 在电源交流电路中不存在电感情况下,晶闸管之间的电流转移是瞬间完成的。
- (3) 负载上出现的电压波形是相电压波形的一部分。
- (4) 晶闸管处于截止状态时所承受的电压是线电压而不是相电压。
- (5) 整流输出电压的脉动频率为 $3f$ (脉波数 $m=3$)。

若 $v_m = V_m \sin \omega t = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$, 电流连续,每个晶闸管导电角 120° 时则输出直流电压平均值为

$$V_D = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}V_s}{2\pi} \cos \alpha = 1.17 V_s \cos \alpha \quad (5-82)$$

$$\text{当 } \alpha = 0 \text{ 时, } V_D = V_{D0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_s = 1.17 V_s \quad (5-83)$$

当 $0 < \alpha < 90^\circ$ 时,输出直流电压平均值 V_D 为正值。

当 $\alpha = 90^\circ$ 时, $V_D = 0$ 。

当 $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ 时,输出直流电压平均值 V_D 为负值。

输出电压有效值为

$$V = \left[\frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} (\sqrt{2} V_s)^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{6} V_s \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}} \quad (5-84)$$

若 $\alpha < 90^\circ$, 该电路工作在第一象限, $V_D > 0$, $I_D > 0$, 为整流状态。整流器将交流电能变为直流供给直流负载,如直流电动机或蓄电池。若带反电动势负载, $\alpha > 90^\circ$, V_D 为负值, I_D 仍为正值,该电路可工作在第四象限,反电动势 E 将直流电能经晶闸管送至交流电源,晶闸管电路实现“逆变”。该电路若带阻性负载,当 $\alpha > \pi/6$ 时,负载电流会断流,在导电的那一相电压瞬时值为零后而下一个触发脉冲尚未到来前的一段时期中,三相都不导电,负载电流为零。

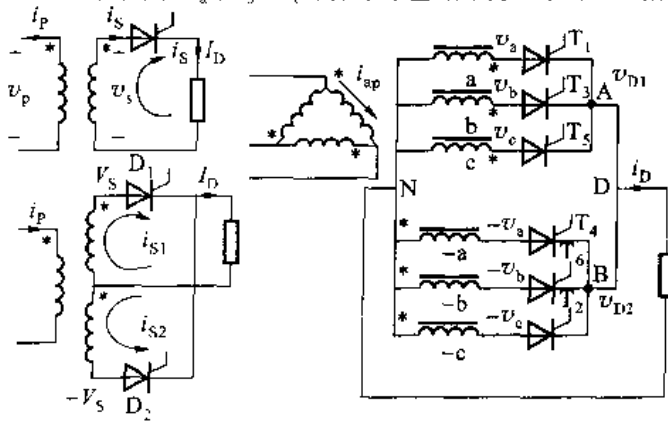
与三相半波不控整流一样,当负载电感很大时交流侧电流是单方向 120° 宽的矩形波电流(图 5.15(d)),交流侧只有单方向电流这是一切半波整流电路的共同缺点。

5.5 带平衡电抗器的三相双半波(双反星形)相控整流电路

在电解、电镀等工业应用中,经常需要低电压、大电流的可调直流电源,例如几十伏,几千至几万安。如果采用三相半波电路,则交流电网电流含有很大的直流分量电流,严重危害交流电网,加大交流电网和变压器容量。如果采用三相桥式电路,整流回路中同时有两个器件串联导电,有两倍的管压降损耗,又降低了效率。图 5.17(a) 所示带平衡电抗器的双反星形相控整流电路,就是在这种技术背景下提出的。

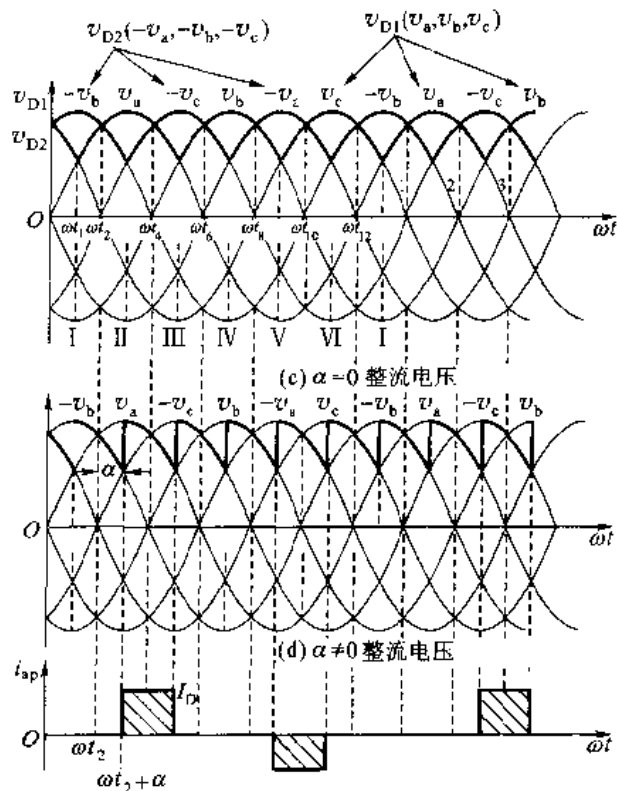
5.5.1 直接输出的三相双半波相控整流

图 5.16(a) 示出单相半波和单相双半波相控整流电路。半波整流电路中交流电源电流 i_s 、 i_p 都是单方向电流。在双半波相控整流电路中 i_{s1} 、 i_{s2} 分别在电源 v_s 正、负半波中存在, i_{s1} 、 i_{s2} 虽然还是单方向电流, 但一次侧电流 i_p 为正、负对称的交流电流, 这就克服了单相半波整流最严重的缺点。类似地在图 5.16(b) 中三相变压器每一相有一个一次绕组和两个匝数相同的副绕组, 绕在一个铁心上, a、b、c 三相正电压 v_a 、 v_b 、 v_c 绕组经 T_1 、 T_3 、 T_5 组成共阴极三相半波相控整流输出整流电压 v_{D1} , 即图 5.16(c) 中由 v_a 、 v_b 、 v_c 构成的包络线。a、b、c 三相三个负电压 $-v_a$ 、 $-v_b$ 、 $-v_c$



(a) 单相半波、双半波电路

(b) 三相双半波电路



(e) 电流波形

图 5.16 直接输出的三相双半波整流电路

v_c 绕组经 T_5 、 T_4 、 T_6 组成共阴极的三相半波相控整流输出电压 v_{D2} , 即图 5.16(c) 中的由 $-v_a$ 、 $-v_b$ 、 $-v_c$ 构成的包络线。 v_{D1} 、 v_{D2} 如图 5.16(c) 粗线所示, 是相位相差 $\pi/3$ 的三个正弦电压包络线。如果图 5.16(b) 中的开关器件是二极管或者开关器件是晶闸管而其触发控制角 $\alpha = 0$, 即在自然换相点被触发导通。例如图 5.16(c) 中, 在 $\omega t = 0$ 时, 触发 T_6 ($-v_b$), 在 $\omega t = \omega t_2$ 时触发 T_1 ($+v_c$) 等。则在 $0 \leq \omega t \leq \omega t_2$ 的 $\pi/3$ 期间, 即时区 I, $v_{D2} > v_{D1}$, $|-v_b|$ 最大, 故图 5.16(b) 中仅 T_6 导通; 在 $\omega t_2 (\pi/3) < \omega t \leq \omega t_4 (2\pi/3)$ 期间, 即在时区 II, v_a 为最大, 故图 5.16(b) 中仅 T_1 导通; 随后的 III 区 $\pi/3$ 期间, $|-v_c|$ 最大, T_2 导通; 再后是时区 IV, v_b 最大, T_3 导通; 时区 V, $+v_a$ 最大, T_4 导通; 最后时区 VI, v_c 最大, T_5 导通, 完成一个电源周期, $T_6 \rightarrow T_1 \rightarrow T_2 \rightarrow T_3 \rightarrow T_4 \rightarrow T_5$ 依序各导电 $2\pi/6 = \pi/3$ 。如果控制角为 α , 即触发脉冲较自然换相点推迟 α 角, 如图 5.16(d) 所示 T_1 的触发脉冲从自然换相点 ωt_2 推迟 α 角, 在 $\omega t = \omega t_2 + \alpha$ 时触发 T_1 , 则整流输出电压为图 5.16(d) 粗线所示的 6 脉波 (脉宽 $\pi/3$) 整流电压, 整流输出电压平均值 V_D 为

$$V_D = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_2 + \alpha}^{\omega t_2 + \pi/3} v_a d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3 + \alpha}^{\pi/3} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3}{\pi} V_m \cos \alpha$$

$$= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_m \cos \alpha = 1.35 V_m \cos \alpha \quad (5-85)$$

式中, V_m 、 V_m 分别为相电压有效值和峰值。

图 5.16(e) 画出了变压器 A 相原方电流 i_a 的波形, 在区间 II, 延时 α 角后 a 相 T_1 开始导电 $\pi/3$, 即 $i_a = I_D$ 为 60° 宽方波; 在区间 V, 延时 α 角后, $-a$ 相 T_4 导电, 故有 $i_a = -I_D$ 。所以交流电源电流 i_{ap} 为正、负对称的交流矩形波, 脉宽仅 $\pi/3 (60^\circ)$, 但无直流电流分量。由于三相双半波整流电路中有两组极性相反的星形绕组, 故又叫双反星形整流电路, 其优点是交流电源电流中无直流分量。但是在一个电源周期 (2π) 中每个开关器件和变压器每个二次绕组仅在 $\pi/3 (60^\circ)$ 期间导电, 利用率很低。为了延长开关器件和变压器二次绕组的导电时间, 可在图 5.16(b) 中两组半波相控整流桥输出端 A、B 处加入一个平衡电抗器 L_p 再对负载供电, 如图 5.17(a) 所示, 这种整流电路被称为带平衡电抗器的三相双半波或双反星形相控整流电路。

5.5.2 带平衡电抗器的三相双半波(双反星形)相控整流

图 5.17(a) 中正电压星形绕组整流输出电压 v_{D1} 和负电压星形绕组整流输出电压 v_{D2} 经平衡电抗器 L_p 的两个绕组 Ad、dB 后并联对负载供电, 等值电路如图 5.17(b) 所示。平衡电抗器 L_p 的两部分绕组 Ad、dB 匝数相同、绕在同一个铁心上, 与同一个主磁通交链, 因此电感 $L_1 = L_2 = L_p$ 。绕组的同名端如图 5.17(a)、(b) 所示, 因此 $v_{Ad} = v_{dB}$ 。如果 v_{D1} 与 v_{D2} 瞬时值之差为 v_p , 则在图 5.17(b) 中

$$v_p = v_{D1} - v_{D2} \quad (5-86)$$

$$= v_{Ad} - v_{dB} = 2v_{Ad} \quad (5-87)$$

$$v_{Ad} - v_{D1} = L \frac{di_1}{dt} = L \frac{di_2}{dt} \quad (5-88)$$

在双电源并联对负载供电时, 只有当两个电源的电压平均值和瞬时值都相等, 才能使负载电

流完全平均分配。但在图 5.17(b) 电路中, 虽然两组整流电压波形相同, v_{D1} 与 v_{D2} 的平均值是相等的, 但是它们的波形相差 60° 。 v_{D1} 和 v_{D2} 的瞬时值是不相等的, 如图 5.17(e) 所示。现在把 6 个晶闸管的阴极经电抗器 L_F 联接在一起, 因而图中的 A、B 两点之间的电压便等于 v_{D1} 和 v_{D2} 之差。其波形是三倍频的近似三角波, 如图 5.17(f) 所示。

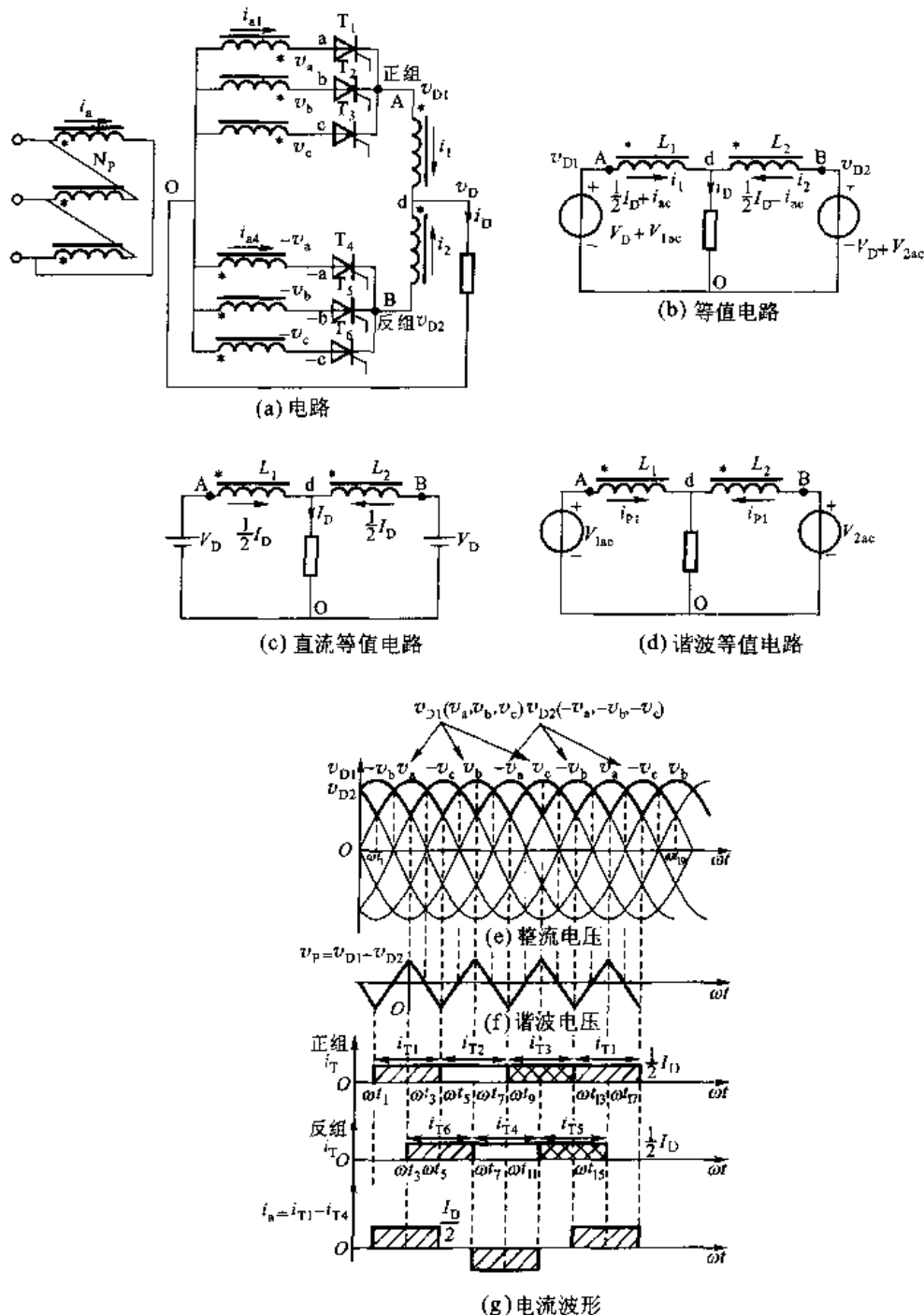


图 5.17 带平衡电抗器的三相双半波(双反星形)相控整流

在图 5.17(a) 中, 如果正组输出电流 i_1 、负组输出电流 i_2 都是连续的, i_1 、 i_2 在一个周期 2π 期

间都不为零,则 T_1 、 T_4 、 T_5 每个开关器件及其支路每相绕组电流都在 $2\pi/3$ 期间导电, T_4 、 T_6 、 T_2 及相应的变压器二次绕组也都是导电 $2\pi/3$, 在控制角 $\alpha=0$ 情况下, v_{D1} 、 v_{D2} 可用式(5-17)表达为

$$v_{D1}(t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2 \times 4} \cos 3\omega t - \frac{1}{5 \times 7} \cos 6\omega t + \frac{1}{8 \times 10} \cos 9\omega t - \frac{1}{11 \times 13} \cos 12\omega t + \dots \right\} \quad (5-89)$$

由图 5.17(e), $v_{D2}(t)$ 应比 $v_{D1}(t)$ 相差 $\pi/3 = 60^\circ$, 故

$$v_{D2}(t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2 \times 4} \cos 3(\omega t - 60^\circ) - \frac{1}{5 \times 7} \cos 6(\omega t - 60^\circ) + \frac{1}{8 \times 10} \cos 9(\omega t - 60^\circ) - \frac{1}{11 \times 13} \cos 12(\omega t - 60^\circ) + \dots \right\} \quad (5-90)$$

瞬时电压差 $v_p = v_{D1}(t) - v_{D2}(t)$

$$v_p = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} V_m \left\{ \cos 3\omega t - \frac{1}{10} \cos 9\omega t - \dots \right\} \approx \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} V_m \cos 3\omega t \quad (5-91)$$

因此 v_p 主要是三次谐波, 如图 5.17(f) 所示, 三次谐波的最大值为 $v_{p3m} = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} V_m \approx 0.413 V_m$, 两端电压差 v_p 最大瞬时值 v_{pm} 由图 5.17(e) 可知是

$$v_{pm} = V_m - V_m \sin 30^\circ = 0.5 V_m > v_{p3m} = 0.413 V_m \quad (5-92)$$

如果负载含大电感, 则三次谐波电流很难流入负载, 三次谐波电压产生的三次谐波电流 i_p 只在两组半波整流电路之间流动, 故称之为环流。平衡电抗器的三次谐波阻抗为 $3\omega L_p$ ($L_p = 4L_1 = 4L_2$), 则环流 i_p 的最大幅值 I_{pm} 为

$$I_{pm} \approx \frac{v_{pm}}{3\omega L_p} = \frac{V_m}{6\omega L_p}$$

环流瞬时值可近似为

$$i_p = I_{pm} \cos(3\omega t - \theta_3)$$

式中, θ_3 为三次谐波环流 i_p 滞后三次谐波电压的相位角。

环流是交流电流, 两组桥共同承担负载直流电流 I_D , 每组桥输出的直流负载电流是 $I_D/2$, 为了使每组整流桥不断流, 应使环流幅值 $i_{pm} < I_D/2$, 因此要求

$$I_{pm} = \frac{1}{6} \frac{V_m}{\omega L_p} < \frac{1}{2} I_D, \quad \text{即 } I_D > \frac{V_m}{3\omega L_p}, \quad \text{或 } L_p > \frac{V_m}{3\omega I_D} \quad (5-93)$$

两组三相半波整流经平衡电抗器以后输出电压的瞬时值 $v_D(t)$ 由图 5.17(b) 得到

$$v_D(t) = v_{D1}(t) - V_{Ad} = v_{D1}(t) - \frac{1}{2} v_p = v_{D1}(t) - \frac{1}{2} (v_{D1}(t) - v_{D2}(t)) = \frac{1}{2} (v_{D1}(t) + v_{D2}(t))$$

由式(5-89)、式(5-90)得到

$$v_D(t) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \left\{ 1 - \frac{2}{5 \times 7} \cos 6\omega t - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12\omega t \dots \right\} \quad (5-94)$$

$$\text{输出电压直流平均值} \quad V_D = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_s = 1.17 V_s \quad (5-95)$$

$$\text{如果控制角为 } \alpha, \text{ 则} \quad V_D = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_s \cos \alpha = 1.17 V_s \cos \alpha \quad (5-96)$$

请注意两组三相半波整流直接输出时其输出电压平均值 V_D 为 $1.35 V_a \cos \alpha$ 。(参见公式 5-85)。经平衡电抗器输出时 V_D 减小到 $1.17 V_a \cos \alpha$, 但是无平衡电抗器直接输出时在正组三相半波输出电压瞬时值 v_{D1} 大于反组输出瞬时值 v_{D2} 时, $v_{D1} > v_{D2}$, 正组导电反组截止, 反之 $v_{D2} > v_{D1}$ 时, 反组导电正组截止, 因此任何时刻仅一个晶闸管和它所在的变压器副绕组导电, 正、反两组交替导电, 在一周中六个开关(六个副方绕组)各导电仅 $2\pi/6 = 60^\circ$, 有了平衡电抗器以后, 瞬时电压差 v_p 加在电抗器两端, $V_{Ad} = V_{dR} = v_p/2$, 当 $v_{D1} > v_{D2}$ 时, $v_p = v_{D1} - v_{D2} > 0$, $V_{Ad} = v_p/2 > 0$, 使 v_{D1} 降低 $v_p/2$ 后接负载, $V_{dR} = v_p/2 > 0$, 使 v_{D2} 升高 $v_p/2$ 后接负载, 电感 L_p 使两组整流桥输出到负载的电压达到平衡, 正、负两组同时导电, 故称之为平衡电抗器。 $v_D = v_{D1} - v_p/2 = v_{D2} + v_p/2$ 。两组整流器任何时刻都各有一个开关器件导电, 即 6 个开关器件中同时有两个开关管导电, 两组整流器分担负载电流 I_D , 因此经平衡电抗器输出时, 变压器次级绕组及晶闸管导电角都从直接输出时的 60° 增大到 120° , 如图 5.17(g) 所示。晶闸管和变压器绕组中的电流都从直接输出时的 I_D 减小到 $I_D/2$ 。例如在图 5.17(e) 中在 $\omega t_1 \leq \omega t \leq \omega t_5$ 的 120° 期间直流电压 v_{D1} 是 v_a 最正, 因此 T_1 导电, 有 i_{T1} 。在此后的 120° 期间, T_2 导电有 i_{T2} , 再后的 120° 期间 T_3 导电有 i_{T3} 。在 $\omega t_3 \leq \omega t \leq \omega t_7$ 期间反组 $|-v_c|$ 最大, 有 i_{T6} , T_6 导通 120° , 随后是 T_4 、 T_5 导电 120° 。任何时刻都有一个正组和一个反组支路同时导电, 正、反组各有一个支路承担负载电流 $I_D/2$ 。例如 $\omega t_3 \leq \omega t \leq \omega t_5$ 期间 T_1 、 T_6 同时导通, 共同提供负载电流 I_D , $i_{T1} = i_{T6} = I_D/2$, 变压器一次绕组 a 相电流 $i_a = \frac{N_s}{N_p}(i_{T1} - i_{T4})$ (式中 N_s 、 N_p 分别为变压器二次和一次匝数) 为 120° 宽的交流方波电流。

由式(5-94)可知, 输出电压中的谐波阶次 n 为 $6k$, $k=1, 2, 3, \dots$, $n=6, 12, 18, \dots$ 。最低谐波为 6 次谐波, 其值仅为直流平均值的 $2/35 \approx 5.7\%$ 。

带平衡电抗器的三相双半波(双反星形)整流电路中, 由于每组三相半波整流电流是负载电流的 50%, 故晶闸管的选择和变压器二次绕组额定容量的确定只要按 $I_D/2$ 计算即可。流过晶闸管和变压器二次绕组的电流相同, 在电感性负载时都是方波, 其等效值为

$$I_1 = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{2} I_D \right)^2 \times \frac{2\pi}{3}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_D = 0.289 I_D \quad (5-97)$$

其他如晶闸管承受的最大正反向电压的计算, 与三相半波时相同。关于变压器所流过的电流, 其二次绕组与三相半波时相同, 一次绕组则与三相桥式相同。

综合以上分析, 带平衡电抗器的三相双半波(双反星形)整流电路有下列特点:

(1) 两组三相半波电路双反星形并联工作, 得到的整流电压波形与三相桥式($m=6$, 6 脉波)整流的波形相同, 整流电压的脉动情况比三相半波时小得多。

(2) 同时有两相导电, 变压器磁路平衡, 不存在直流磁化问题。

(3) 与六相半波整流电路相比, 变压器二次绕组的利用率提高了一倍, 所以变压器的容量比六相半波整流时要小。

(4) 每一整流器件承担负载电流 I_D 的 50%, 整流器件流过电流的有效值在电感性负载时为 $0.289 I_D$, 所以与其他整流电路相比, 提高了整流器件承受负载的能力。

5.6 三相全控桥式 6 脉波和 12 脉波整流电路

5.6.1 三相半控桥式整流电路

图 5.18(a)是具有续流二极管的三相半控桥式整流电路。如果将负载阻抗适当地一分为二,如图 5.18(b)所示,其中分配点为 O,图 5.18(b)中,若取 N 为零电位,则 P 为正,Q 为负电位,负载分配点 O 的电位为零,即 $V_O = V_N$ 。用虚线将电源中点 N 与 O 点连起来,则图 5.18(b)可视为一个三相半波相控整流(T_1 、 T_2 、 T_3)与一个三相半波不控整流(D_1 、 D_2 、 D_3)的串联组合。在 $\omega L \gg R$ 即 $L/R \gg 1/\omega = 1/2\pi f = T/2\pi$ 情况下,可忽略负载电流的脉动。三个晶闸管的触发脉冲互差 $120^\circ (2\pi/3)$,三个晶闸管为共阴极接法,相当于三相半波相控整流,那一相电压瞬时值正值最大,该相一旦被触发导通后将该相相电压送至负载,产生 v_{pO} 。负载电流 I_D 从电压瞬时值最大正值的那一个绕组经一个晶闸管流出至上半部负载 P 点,再从 O 流出至 N 点。整流电压

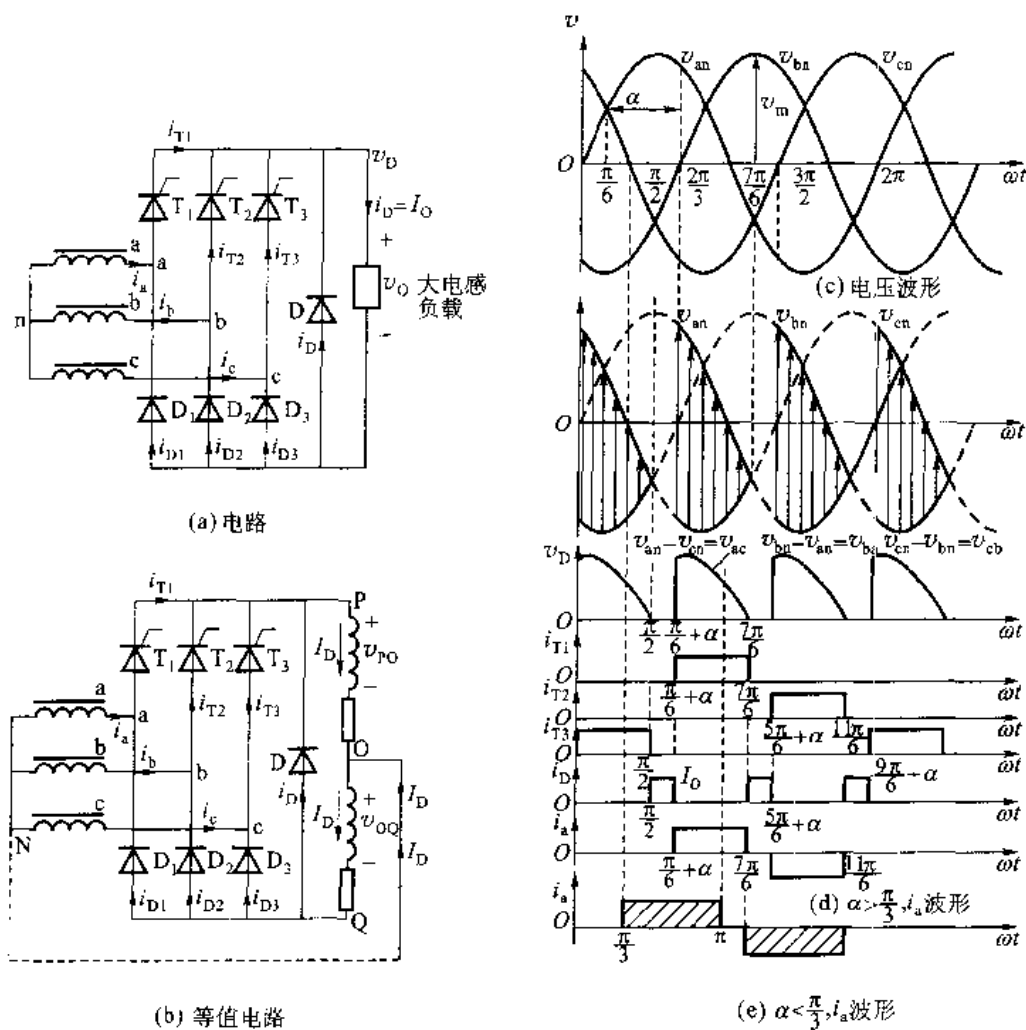


图 5.18 三相半控桥式整流电路及其波形(带续流二极管)

平均值 $V_{PN} = V_{PO}$ 见式(5-82)。

三个二极管为共阳极接法,相当于三相半波不控整流,三相中哪一相电压最负,该相自然导电,产生 v_{OQ} ,负载电流 I_D 从 O 点经下半部负载流至 Q 点,再经某一个二极管 D 流入电压瞬时值最负的那一相绕组,再由 N 点流回 O 点,则不控整流输出直流电压平均值 $V_{NQ} = V_{OQ}$,可由式(5-18)确定。由于 $V_N = V_O$,因此在图 5.18(b)中虚线 ON 电流应是 $I_D - I_D = 0$ 。因此图中虚线 NO 对电路工作无任何影响,可以去掉。

三相半控桥式整流输出电压 v_D 应是共阴极的三相半波相控整流输出电压 v_{PO} 和共阳极的三相半波不控整流电压 v_{OQ} 之和。由式(5-82)、式(5-18)即可得到

$$v_D = v_{PO} + v_{OQ} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_s (1 + \cos \alpha) \quad (5-98)$$

式中, V_m 、 V_s 分别为相电压最大值、有效值。

三相半控桥式整流输出电压 v_D 只可能为正值。控制角 α 变化范围为 $0 \sim 180^\circ$,三相半控桥式整流电路的性能比三相半波相控整流电路优越之处是:

- (1) 交流电源电流中无直流分量,交流电源或供电变压器不存在直流磁化问题。
- (2) 输出电压可高一倍。

(3) 由于三个共阳极的二极管构成三相半波不控整流处于自然换相状态,其基波电流与电压同相,因此三相半控桥式整流电路交流侧功率因数比三相半波相控整流要高些。

5.6.2 三相全控桥式 6 脉波整流电路

图 5.19(a)所示三相全控桥式整流电路在工业领域获得广泛应用。将三相半控桥式整流电路中的三个二极管换成晶闸管就构成三相全控桥式整流电路。 T_1 、 T_3 和 T_5 三相晶闸管按共阴极联接, T_2 、 T_4 和 T_6 三个晶闸管按共阳极联接。这 6 个晶闸管的触发次序按 $T_6-T_1-T_2-T_3-T_4-T_5-T_6$ 的顺序循环进行,而且 6 个晶闸管的触发脉冲要互差 60° 。欲使电源接通到负载上,任何时刻都必须有两个晶闸管同时导通,因此每个晶闸管触发脉冲的宽度要延续超过 $1/6$ 电源周期;或是采用双脉冲触发方式,即给某个晶闸管发出一个触发脉冲之后,间隔 60° 再给它补发一个脉冲。因为晶闸管 T_1 、 T_3 、 T_5 的触发脉冲的相位相差 120° , T_2 、 T_4 、 T_6 三个晶闸管的触发相位也相差 120° ,所以晶闸管最大导电角 θ 为 120° 。而且,每隔 60° 就有一个晶闸管换相,所以其整流输出电压的脉动频率是电源频率的 6 倍,即 $6f$,每个电源周期中直流输出电压有 6 个形状相同的电压脉波,即 $m=6$,通常三相全控桥式整流实际应用中都属大电感负载,即整流输出的直流电路中 $\omega L \gg R$,负载电流近似为恒流 I_D 。

在图 5.19(c)中 $\omega t = (\pi/6 + \alpha)$ 以前,b 相电压最负,共阳极组的 T_6 管已导通, $\omega t = (\pi/6 + \alpha)$ 时触发 T_1 管导通。因此,在 $(\pi/6 + \alpha) \leq \omega t \leq (\pi/6 + \alpha + \pi/3) = (\pi/2 + \alpha)$ 的 60° 期间, T_1 和 T_6 管同时导通, $v_{ab} = v_{an} - v_{bn}$ 电压加在负载上。

在 $\omega t = \pi/6 + \alpha + \pi/3 = (\pi/2 + \alpha)$ 时刻,C 相电压最负,触发共阳极组的 T_2 管, T_6 管被加上反向电压而关断。因此,在 $(\pi/2 + \alpha) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha + \pi/3) = (5\pi/6 + \alpha)$ 的 60° 期间, T_1 和 T_2 管同时导通, $v_{ac} = v_{an} - v_{cn}$ 电压加在负载上。

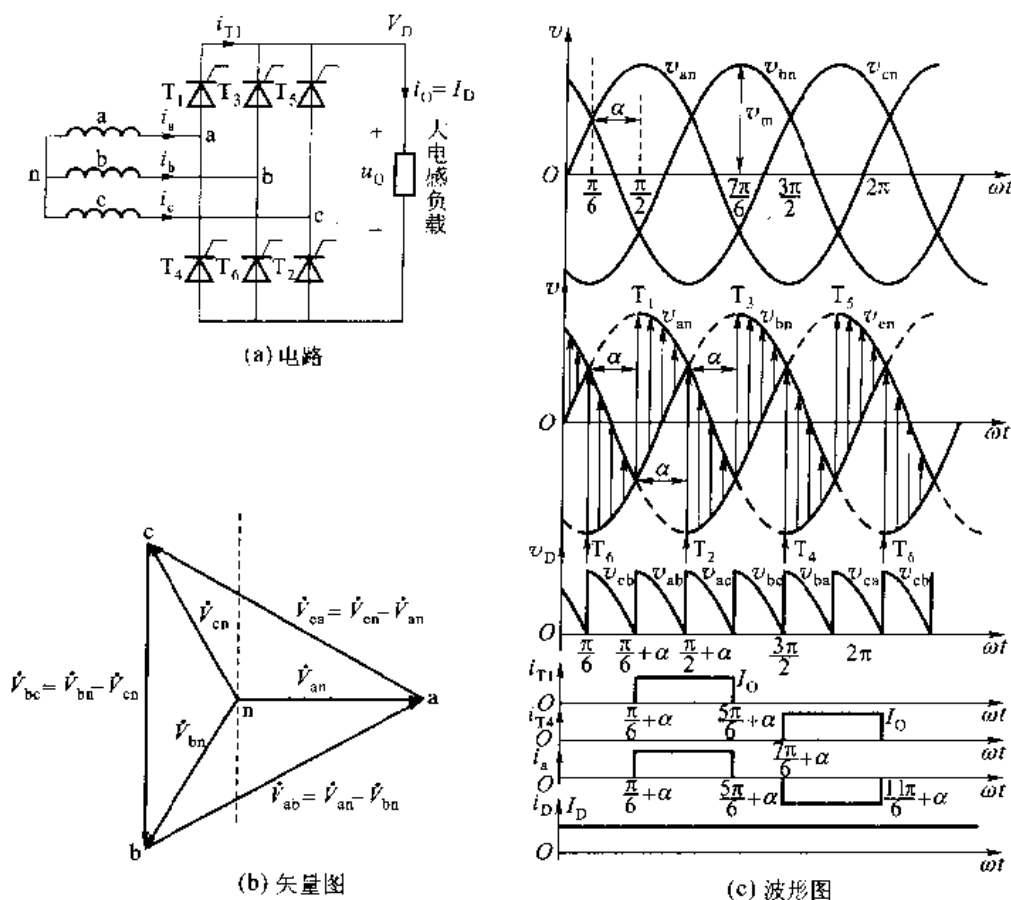


图 5.19 三相全控桥式整流电路及其波形

在 $\omega t = \pi/2 + \alpha + \pi/3 = 5\pi/6 + \alpha$ 时刻, b 相电压最正, 触发共阴极组的 T_3 管, T_1 管被加上反向电压而关断。因此, 在 $(5\pi/6 + \alpha) \leq \omega t \leq (5\pi/6 + \alpha + \pi/3) = (7\pi/6 + \alpha)$ 的 60° 期间, T_3 和 T_2 管同时导通, $v_{bc} = v_{bn} - v_{cn}$ 电压加在负载端。

从前面分析可知, 电路中每间隔 60° 有一个晶闸管换相, 而同组晶闸管 (T_1 、 T_3 、 T_5 和 T_4 、 T_6 、 T_2) 每间隔 120° 换相一次。只要按 T_6 、 T_1 、 T_3 、 T_2 、 T_4 、 T_5 和 T_3 、 T_4 、 T_2 、 T_5 、 T_6 顺序导通晶闸管, 负载上就能得到如图 5.19(c) 所示的整流波形 v_D 。图中画出的是 $\alpha = 60^\circ$ 的 v_D 。

图 5.19(c) 中交流电源的相电压可表示为 $v_{an} = V_m \sin \omega t$

$$v_{bn} \text{ 比 } v_{an} \text{ 滞后 } \frac{2}{3}\pi \quad v_{bn} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5-99)$$

$$v_{cn} \text{ 比 } v_{an} \text{ 超前 } \frac{2}{3}\pi \quad v_{cn} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

由矢量图 5.18(b), 线电压 V_{ab} 超前 a 相电压 V_{an} $\frac{\pi}{6}$ (30°)。

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \pi/6)$$

同理:

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t - \pi/2)$$

$$v_{\text{co}} = v_{\text{cm}} - v_{\text{nc}} = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + 5\pi/6)$$

由图 5.19(c) 整流电压波形可知, 在一个脉波时期即 $\pi/3 (60^\circ)$ 期间, 例如在 $(\pi/6 + \alpha)$ 到 $(\pi/2 + \alpha)$ 期间, V_D 应是 v_{cb} 电压的平均值。因此整流输出电压 v_D 的平均值 V_D 和有效值 V 分别为

$$V_D = \left(1/\frac{\pi}{3}\right) \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} v_{\text{cb}} d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \sqrt{3} V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (5-100)$$

$$V = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} 3 V_m^2 \sin^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{6} V_m \left[\frac{1}{4} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5-101)$$

类似于三相半控桥式电路的分析, 图 5.19(a) 所示三相全控桥式整流电路的整流电压 v_D 应等于共阴极的半控桥 T_1 、 T_3 、 T_5 输出的整流电压 v_{D1} 和共阳极的半控桥 T_4 、 T_6 、 T_2 输出的整流电压 v_{D2} 之和。由 v_{D1} 、 v_{D2} 的直流平均值(参见式 5-82)也可同样求得式(5-100)。

三相全控桥式整流电路的负载一般都具有较大电感而能确保电流连续, 因此每个晶闸管的导电角总是 120° , 对于阻性负载, 负载电流可能连续, 也可能断流。三相全控桥式整流电路输出的整流电压平均值可正($0 \leq \alpha \leq \pi/2$)亦可负($\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$)。但输出电流 I_D 只能为正值(晶闸管只能单向导电), 因此当工作在 $\alpha \leq \pi/2$, $V_D > 0$ 时, 整流器输出功率 $P_D = V_D \cdot I_D > 0$, 整流器将交流电网功率变为直流功率供给直流负载。当工作在 $\alpha > \pi/2$ 时, $V_D < 0$, $P_D < 0$, 这时三相全控桥电路将直流侧负载的直流功率变为交流功率送回交流电网。这种情况被称为有源(有交流电源)逆变(把直流电变为交流电输出)。

5.6.3 带平衡电抗器的 12 脉波整流电路

整流装置功率越大, 它对电网的干扰也越严重, 从以上分析可以看到在一个电源周期中整流输出电压脉波数 m 越多, 则输出电压中的谐波阶次越高, 谐波幅值越小, 整流特性越好, 同时整流装置的交流电流中的谐波频率越高, 谐波电流数值也越小。为了减轻整流装置谐波对电网的影响, 可采用 12 脉波、甚至 24 脉波以上的多相整流电路。

图 5.17(e) 中两组相差 60° 的三相半桥三脉波整流电压 v_{D1} 、 v_{D2} 经平衡电抗器并联输出时可以得到 6 脉波的整流电压, 同理两个相差 30° 的三相全桥式 6 脉波整流电压, 经平衡电抗器并联输出时可以获得一个 12 脉波的整流电压, 且任何时刻两个三相桥同时对负载供电, 每个三相桥输出 $1/2$ 的负载电流。脉波数 m 愈多, 整流电压中的最低次谐波频率愈高, 其幅值也愈小, 愈接近直流电压, 滤波也愈容易。因此常常希望得到两个相位差 30° 的三相电压, 经平衡电抗器获得 12 脉波的整流电压。

为了得到 12 脉波直流电压, 需要两组三相交流电源, 且两组电源间的相位差应是 30° 。三相电源星形联结时, 线电压超前相应的相电压 30° 。基于这个原理, 图 5.20(a) 利用一个三相三绕组变压器, 其一次侧 A、B、C 绕组接成三角形或星形, 二次侧三相绕组每相各有两个绕组, a_1 、 a_2 、 b_1 、 b_2 、 c_1 、 c_2 ; a_1 、 b_1 、 c_1 三个绕组接成星形, a_2 、 b_2 、 c_2 三个绕组接成三角形。令二次侧三角形绕组的每相匝数 N_2 比二次侧星形绕组每相匝数 N_1 多 $\sqrt{3}$ 倍。则二次侧两组绕组的线电压数值相等。

在图 5.20(a) 中二次侧电压 $\dot{V}_{a_1}$ 、 $\dot{V}_{b_1}$ 与一次侧电压 $\dot{V}_A$ 同相； $\dot{V}_{b_1}$ 、 $\dot{V}_{c_1}$ 与一次侧电压 $\dot{V}_B$ 同相， $\dot{V}_{c_1}$ 、 $\dot{V}_{a_2}$ 与一次侧电压 $\dot{V}_C$ 同相，如图 5.20(b) 矢量图所示，因此第一组三相整流桥输出整流电压 v_{D1} 的大小由线电压 $\dot{V}_{a_1b_1}$ 、 $\dot{V}_{b_1c_1}$ 、 $\dot{V}_{c_1a_1}$ 决定，第二组三相整流桥输出的整流电压 v_{D2} 的大小由线电压（也就是相电压） $\dot{V}_{a_2b_2}$ 、 $\dot{V}_{b_2c_2}$ 、 $\dot{V}_{c_2a_2}$ 决定。由于三角形相电压 $V_{a_2b_2} = V_{b_2c_2} = V_{c_2a_2} = \sqrt{3} V_{a_1} = \sqrt{3} V_{b_1} = \sqrt{3} V_{c_1}$ ，且 $\dot{V}_{a_2b_2}$ 与 $\dot{V}_{a_1b_1}$ 相差 30° ， $\dot{V}_{b_2c_2}$ 与 $\dot{V}_{b_1c_1}$ 相差 30° ， $\dot{V}_{c_2a_2}$ 与 $\dot{V}_{c_1a_1}$ 相差 30° ，故

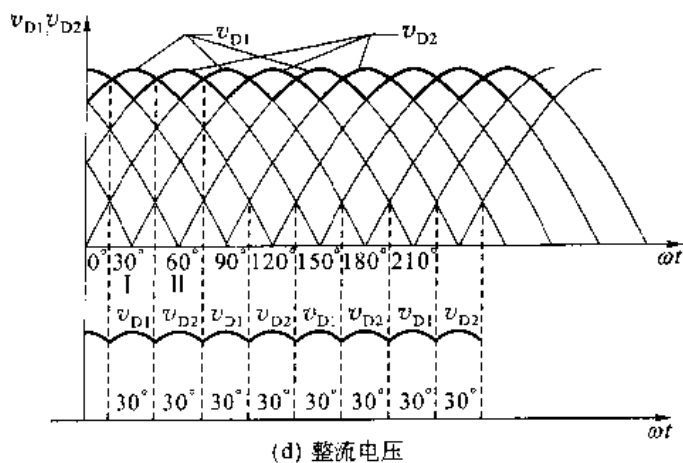
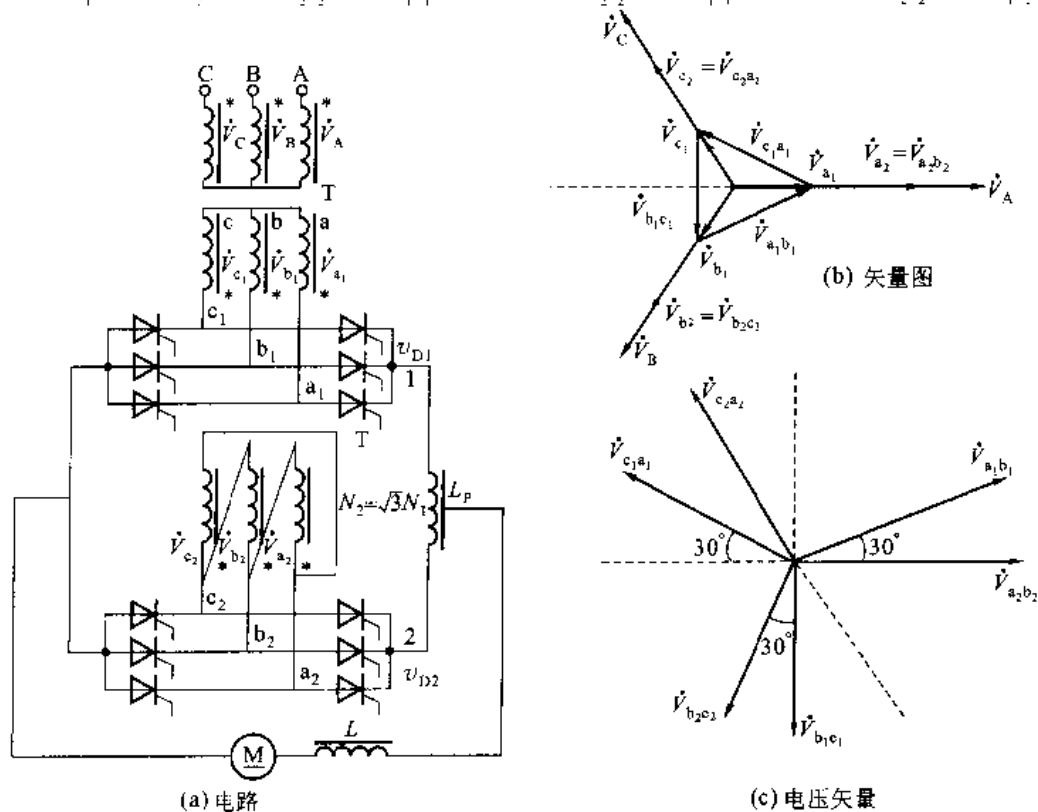


图 5.20 两组三相桥并联组成的 12 脉整流电路

两个6脉波的整流电压 v_{D1} 、 v_{D2} 波形相同,相差 30° ,如图 5.20(d)所示。由图 5.20(d)可知在 30° 的区间 I, $v_{D1} > v_{D2}$ 。在随后的 30° 的区间 II, $v_{D2} > v_{D1}$ 。因此图 5.20(a)中若无平衡电抗器,则在区间 I,一旦第一组三相桥整流器导电,第二组三相桥整流器的开关管立即被反压($v_{D2} - v_{D1}$)截止,在区间 I 只能由第一组三相桥整流器对负载供电,电流为 I_D 。而在区间 II, $v_{D2} > v_{D1}$,一旦第二组三相桥导电,第一组三相桥的开关器件将立即被反压($v_{D1} - v_{D2}$)截止,因此区间 II 仅第二组三相桥整流器导电,并提供全部负载电流 I_D 。有了平衡电抗器以后,任何时刻电压差 $V_p = v_{D1} - v_{D2}$ 在平衡电抗器两个绕组上各压降 $V_p/2$ 。把 v_{D1} 、 v_{D2} 拉平,使两个三相桥整流器同时导电并共同承担负载电流,其结果是每个晶闸管及变压器二次绕组导电时间延长了一倍,而电流却只输出 1/2 负载电流。

触发控制角 $\alpha = 0$ 时,第一组三相全桥整流输出电压可由式(5-26)表示

$$v_{D1}(t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left\{ 1 + \frac{2}{5 \times 7} \cos 6\omega t - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12\omega t + \frac{2}{17 \times 19} \cos 18\omega t - \frac{2}{23 \times 25} \cos 24\omega t + \dots \right\} \quad (5-102)$$

式中, V_m 为相电压最大值。

$v_{D2}(t)$ 与 $v_{D1}(t)$ 相差 30° ,故

$$v_{D2}(t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left\{ 1 + \frac{2}{5 \times 7} \cos 6(\omega t - 30^\circ) - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12(\omega t - 30^\circ) + \frac{2}{17 \times 19} \cos 18(\omega t - 30^\circ) - \frac{2}{23 \times 25} \cos 24(\omega t - 30^\circ) + \dots \right\} \quad (5-103)$$

$$v_{D2}(t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left\{ 1 - \frac{2}{5 \times 7} \cos 6\omega t - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12\omega t - \frac{2}{17 \times 19} \cos 18\omega t - \frac{2}{23 \times 25} \cos 24\omega t + \dots \right\} \quad (5-104)$$

电压差 $v_p = v_{D1}(t) - v_{D2}(t)$

$$v_p = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left\{ \frac{4}{5 \times 7} \cos 6\omega t + \frac{4}{17 \times 19} \cos 18\omega t + \dots \right\} \quad (5-105)$$

v_p 主要是 6 次谐波,6 次谐波的幅值

$$v_{p6\max} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \times \frac{4}{5 \times 7} \approx 0.19 V_m \quad (5-106)$$

v_p 的最大值 v_{pm} 可由图 5.20(d)求得

$$v_{pm} = \sqrt{3} V_m - \sqrt{3} V_m \sin 60^\circ = \sqrt{3} V_m (1 - \sqrt{3}/2) \approx 0.23 V_m \quad (5-107)$$

环流最大值

$$i_{pm} = \frac{v_{pm}}{6\omega L_p} \quad (5-108)$$

整流电路电流连续的条件是

$$\frac{1}{2} I_D > i_{pm} = \frac{v_{pm}}{6\omega L_p} \quad (5-109)$$

或

$$L_p > \frac{v_{pm}}{3\omega I_D} \quad (5-110)$$

两组三相桥经平衡电抗器以后输出电压的瞬时值 $v_D(t)$ 为

$$v_{D1}(t) = \frac{1}{2}(v_{D11} + v_{D12}) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left[1 - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12\omega t - \frac{2}{23 \times 25} \cos 24\omega t \cdots \right] \quad (5-111)$$

$$\text{直流输出电压平均值 } V_D = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_s = 2.34 V_s$$

$$12 \text{ 次谐波电压幅值为 } \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \times \frac{2}{11 \times 13} = 0.014 V_D \quad (5-112)$$

$v_D(t)$ 中最低次谐波为 12 次, 其幅值仅为直流输出电压平均值的 1.4%, 以上分析为控制角 $\alpha = 0$ 的情况, 如果要分析不同控制角 α 的输出波形, 可以先分别做出两组三相桥式电路的相应输出波形 v_{D11} 和 v_{D12} , 然后做出 $(v_{D11} + v_{D12})/2$, 这就是 12 脉波(两桥并联时)的输出波形。无论从作图法还是谐波分析计算都能说明其脉动分量减小了, 脉动频率比三相桥时增大了一倍, $f = 12 \times 50 \text{ Hz} = 600 \text{ Hz}$ 。

整流输出的电压平均值仍等于一组三相桥的整流电压平均值。但每组桥仅承担 $I_D/2$ 的负载电流。

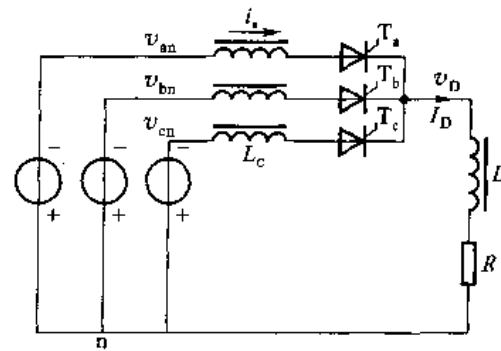
晶闸管电压、电流的计算与三相桥式整流时相同。整流变压器二次绕组的工作情况与三相桥式整流时相同, 每周期导电 240° (正负半周中各导电 120°), 而一次绕组的利用率, 要比三相桥式整流时更高些。这种 12 脉波的相控整流适用于大容量的应用领域。

图 5.20 中两组相差 30° 的整流电压 v_{D11} 、 v_{D12} 既可经平衡电抗器并联输出(称为并联多重结构), 也可以将 v_{D11} 、 v_{D12} 串联输出给负载供电(称为串联多重结构)。采用串联多重结构和并联多重结构其效果是相同的, 串联输出适用于输出高电压应用, 并联输出适用于大电流应用。

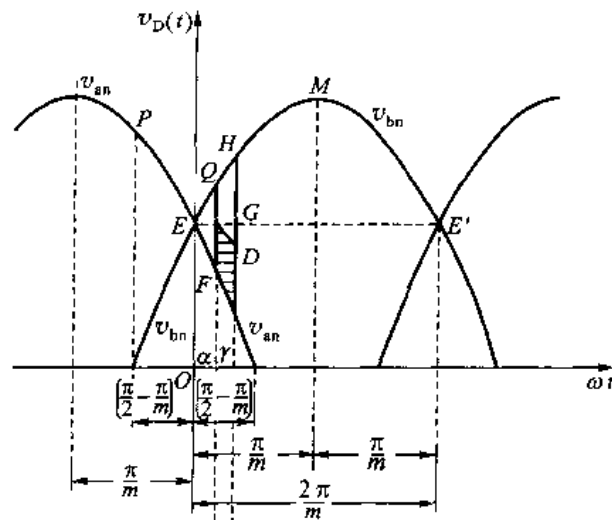
5.7 整流电路中交流电路电感对整流特性的影响

以上各节分析整流电压波形时, 都没有考虑交流电源电路中电感 L_c 的影响, 认为 $L_c = 0$ 。图 5.21(a) 中交流电源电路的等效电感用 L_c 表示。图 5.21(b) 中画出了 a、b 两相交流电压波形。假定在一般情况下, 整流电压为 m 脉波, 则每个脉波宽度为 $2\pi/m$, 图中 E 点为 a、b 两相电压的自然换相点。在自然换相点 E 之前 $V_{a1} > V_{b1}$, T_a 导电, 在 E 点之后, 即 $\omega t > 0$, 则 $v_{a1} > v_{b1}$ 。如果是感性负载, 电流连续, 控制角为 α , 则在 $\omega t = \alpha$ 、 T_b 被触发之前 T_a 一直导电, T_b 截止, 这时 $i_a = I_D$ (负载电流), 整流电压 $v_D(t) = v_{a1}$, 直到图 5.21(b) 中 $\omega t = \alpha$ 的 F 点 T_b 被触发导通时为止。如果 $L_c = 0$, 一旦 T_b 导通, $v_D(t) = v_{b1}(t) > v_{a1}(t)$, T_a 立即受反压截止, 负载电流 I_D 立即从 a 相的 T_a 转到 b 相的 T_b , 换相(或换流)过程瞬时完成。这时整流电压 $v_D(t)$ 应是图中的 PEFQIME' 曲线。如果 $L_c \neq 0$, 由于电感的储能不能突变为零, 原导电的 A 相电流 i_a 不能从 I_D 突降为零而必须经历一个过渡过程历时 t_c (对应的相位角 $\gamma = \omega t_c$, 称为换相重叠角)使 I_D 降为零。在此过渡期中, T_a 、 T_b 同时导通, i_a 从 I_D 降为零、 $i_b = I_D - i_a$ 从零上升到 I_D 。如图 5.21(c) 所示。在 γ 时期中, 由于 T_a 、 T_b 同时导电故称之为换相重叠期。在换相重叠期 t_c 中假定负载电流 I_D 恒定不变, $i_a(t)$ 、 $i_b(t)$ 以及整流电压 $v_D(t)$ 可求得如下:

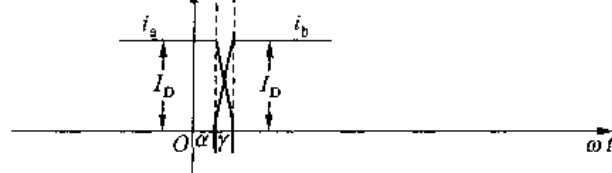
$$i = i_a = I_D \quad \text{恒定}$$



(a) 电路



(b) 电压波形



(c) 电流换相波形

图 5.21 $L_c \neq 0$ 时整流电路及其换相波形

$$L_c \frac{di_a}{dt} = -L_c \frac{di_b}{dt} \quad (5-113)$$

又

$$v_D = v_{bn} - L_c \frac{di_b}{dt} = v_{an} - L_c \frac{di_a}{dt} \quad (5-114)$$

$$v_{bn} - v_{an} = L_c \frac{di_b}{dt} - L_c \frac{di_a}{dt} = 2L_c \frac{di_b}{dt}$$

$$L_c \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2} (v_{bn} - v_{an}) \quad (5-115)$$

由式(5-114)、式(5-115)有

$$v_D = v_{Dn} = \frac{1}{2} (v_{bn} - v_{an}) = \frac{1}{2} (v_{an} - v_{bn}) \quad (5-116)$$

换相前整流电压 $v_D = v_{an}$, 换相结束后, $v_D = v_{bn}$ 由式(5-116)可知, 在换相期间 γ , 整流电压 v_D 是 v_{an} 和 v_{bn} 的平均值, 即图 5.21(b) 中的 GD 线段。由于 $L_c \neq 0$, 换相期间整流电压 $v_D < v_{bn}$, 因此 $L_c \neq 0$ 使输出电压平均值减小了一些。

假定在交流电源一个周期中, 整流电压 v_D 有 m 个脉波。单相半波整流时 $m=1$, 单相桥式或单相双半波整流时 $m=2$, 三相半波整流时 $m=3$, 三相桥式整流时 $m=6$ 。在一个周期 2π 中有 m 个脉波时, 每个脉波对应的导电角 $\theta = 2\pi/m$ 。换相前 A 相的 T_a 导电, 换相后 B 相的 T_b 导电。图 5.21(b) 中令 V_s 表示交流电源电压的有效值(在单相和三相半波整流 $m=2$ 、 $m=3$ 时, V_s 为相电压有效值, 三相全桥整流 $m=6$ 时 V_s 应改为线电压有效值 V_l), 在图 5.21(b) 所取时间坐标情况下,

$$v_{bn} = \sqrt{2} V_s \cos(\omega t - \pi/m) \quad (5-117)$$

$$v_{an} = \sqrt{2} V_s \cos(\omega t + \pi/m) \quad (5-118)$$

$$\text{因此} \quad v_{bn} - v_{an} = 2\sqrt{2} V_s \sin \frac{\pi}{m} \cdot \sin \omega t \quad (5-119)$$

$$v_D = \frac{1}{2} (v_{an} + v_{bn}) = \sqrt{2} V_s \cos \frac{\pi}{m} \cdot \cos \omega t \quad (5-120)$$

在换相期间 γ , 整流电压 v_D 是式(5-116)所示的 v_{an} 和 v_{bn} 平均值, 即图 5.21(b) 中的曲线段 GD 。因此考虑换流重叠情况后, 在一个脉波期 $2\pi/m$ 中整流电压应是图 5.21(b) 中的 $EFG-DHME'$ 。整流电压平均值 V_{D0} 可计算如下:

(1) 若为不控整流或 $\alpha=0$, 且 $L_c=0$, 则整流电压为曲线 $EQHME'$ 的面积平均值 V_{D0} :

$$V_{D0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{Dn} d(\omega t) = \frac{m}{2\pi} \int_0^{2\pi/m} \sqrt{2} V_s \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) d(\omega t)$$

$$V_{D0} = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} m \sin \frac{\pi}{m} \quad (5-121)$$

$$m=2, V_{D0} = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} = 0.9 V_s \quad (V_s \text{ 为相电压有效值}) \quad (5-122)$$

$$m=3, V_{D0} = \frac{3\sqrt{6} V_s}{2\pi} = 1.17 V_s \quad (V_s \text{ 为相电压有效值}) \quad (5-123)$$

$$m=6, V_{D0} = \frac{3\sqrt{2} V_l}{\pi} = 1.35 V_l \quad (\text{此处 } V_l \text{ 应为线电压有效值}) \quad (5-124)$$

(2) 如果换相起始点不在自然换相点 E 而推迟了一个控制角 α , 如果 $L_c=0$, 则整流电压为曲线 $EFQHME'$, 损失的整流电压 ΔV_s 为图 5.21(b) 中的面积 EFQ 。

利用公式(5-119):

$$\Delta V_s = \frac{1}{2\pi/m} \int_0^\alpha (v_{bn} - v_{an}) d(\omega t) = \frac{m}{2\pi} \int_0^\alpha 2\sqrt{2} V_s \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t d(\omega t)$$

$$= \frac{m}{\pi} \sqrt{2} V_s \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \alpha) = V_{D0} (1 - \cos \alpha) \quad (5-125)$$

当 $\alpha \neq 0$ 时, 整流电压 $V_D = V_{D0} - \Delta V_a$, 由式(5-121)、式(5-125)得到

$$V_D = V_{D0} - \Delta V_a = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \cdot m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - V_{D0} \cdot \cos \alpha \quad (5-126)$$

(3) 当 $L_c \neq 0$ 时, 由于换相重叠所引起的整流电压损失 ΔV_c 又称为换相压降, ΔV_c 为图 5.21(b) 中的面积 $QGDH$, 利用式(5-119)可得到

$$\begin{aligned} \Delta V_c &= \frac{1}{2\pi/m} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{1}{2} (v_{bn} - v_{an}) d(\omega t) = \frac{m}{2\pi} \times \sqrt{2} V_s \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \cdot m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)}{2} \end{aligned} \quad (5-127)$$

$\alpha \neq 0$ (相控整流), $L_c \neq 0$ (换相重叠角 $\gamma \neq 0$) 时的整流电压 $V_D = V_{D0} - \Delta V_a - \Delta V_c$, 由式(5-126)、式(5-127)相减得到

$$\begin{aligned} V_D &= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \cdot m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \left[\cos \alpha - \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)}{2} \right] \\ &= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \cdot m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \left[\frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2} \right] \end{aligned} \quad (5-128)$$

$$= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \cdot m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \frac{\gamma}{2} \cdot \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \quad (5-129)$$

又由式(5-115)得

$$di_b = \frac{1}{2L_c} (v_{bn} - v_{an}) dt = \frac{1}{2\omega L_c} (v_{bn} - v_{an}) d(\omega t)$$

$\omega t = \alpha$ 时, $i_b = 0$, $\omega t = \alpha + \gamma$ 时, $i_b = I_D$, 故由上式得到

$$\begin{aligned} I_D &= \int_0^{I_D} di_b = \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{1}{2\omega L_c} (v_{bn} - v_{an}) d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_c} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{1}{2} (v_{bn} - v_{an}) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\omega L_c} 2 \sqrt{2} V_s \sin \frac{\pi}{m} \cdot \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)}{2} \end{aligned} \quad (5-130)$$

利用式(5-127)式(5-130)变为

$$I_D = \frac{2\pi}{\omega L_c m} \times \Delta V_c$$

$$\Delta V_c = m \frac{\omega L_c}{2\pi} I_D$$

ΔV_c 与 I_D 的比值称为换相电阻 R_c , 故有

$$R_c = \frac{\Delta V_c}{I_D} = \frac{m\omega L_c}{2\pi}$$

$$\Delta V_c = \frac{m\omega L_c}{2\pi} I_D = R_c \cdot I_D \quad (5-131)$$

由式(5-127)、式(5-131)得到

$$\Delta V_c = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)}{2} = \frac{m\omega L_c}{2\pi} I_D$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = 2 \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \sin \frac{\gamma}{2} = \frac{\omega L_c}{\sqrt{2} V_s \sin \frac{\pi}{m}} \cdot I_D \quad (5-132)$$

已知负载电流 I_D , 可由式(5-131)求出换相压降 ΔV_c , 由式(5-132)求出不同控制角 α 时的换相重叠角 γ 。

$$\text{单相桥相控整流时, } m=2, \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = 2 \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \sin \frac{\gamma}{2} = \frac{\omega L_c}{\sqrt{2} V_s} I_D \quad (5-133)$$

$$\text{三相半波整流时, } m=3, \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = 2 \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \sin \frac{\gamma}{2} = \frac{2\omega L_c}{\sqrt{6} V_s} I_D \quad (5-134)$$

$$\text{三相桥整流时, } m=6, \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = 2 \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \sin \frac{\gamma}{2} = \frac{2\omega L_c}{\sqrt{2} V_l} I_D \quad (5-135)$$

请留意式(5-133)、式(5-134)中 V_s 为相电压有效值, 式(5-135)中 V_l 为线电压有效值。整流电压平均值 V_D 可由式(5-128)、式(5-129)改写为

$$\begin{aligned} V_D &= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \cdot m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \left[\frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2} \right] \\ &\quad - \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \cdot m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \frac{\gamma}{2} \cdot \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) \\ &= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \cdot m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \alpha - \frac{m\omega L_c}{2\pi} \cdot I_D \end{aligned} \quad (5-136)$$

已知 V_s 、 m 、 ωL_c 负载电流 I_D 以及触发控制角 α 可由式(5-136)求出整流电压平均值 V_D 。

三相桥式相控整流($m=6$)应用最为广泛, $m=6$ 时

$$V_D = \frac{3\sqrt{2} V_l}{\pi} \cos \frac{\gamma}{2} \cos(\alpha + \gamma/2) \quad (5-137)$$

$$V_D = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_l \cos \alpha - \frac{3\omega L_c}{\pi} I_D \quad (5-138)$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = 2 \sin(\alpha + \gamma/2) \cdot \sin \frac{\gamma}{2} = \frac{2\omega L_c}{\sqrt{2} V_l} I_D \quad (5-139)$$

式中, V_l 为交流电源线电压有效值。

$L_c \neq 0$ 时在换相过程中由 $L di/dt$ 产生的换相电压串加在交流电源电路中, 图 5.21(a)中在 i_a 减小、 i_b 上升过程中 v'_a 将高于 v_m , v'_b 将低于 v_m 。a、b 两相共同输出 I_D , 此外在换相重叠期 γ 中, a、b 两相处于经电感 $2L_c$ 短接状态, 使整流电路的交流输入端电压波形也要发生畸变, 电压波形上出现短时的突降和突升毛刺, 同时也会影响晶闸管截止时端电压波形。这种波形畸变有可能对自身的控制电路以及其他设备的正常工作产生不良的影响, 因此, 实际的整流电源装置的输入端应加滤波器, 以消除这种畸变波形的影响。

5.8 相控整流电压的谐波分析

整流输出的脉动直流电压都是周期性的非正弦函数, 用傅里叶级数的形式可以表达出直流

电压平均值 V_D 及一定阶次的谐波电压 v_n 。负载的直流电流由 V_D 产生,各次谐波电压产生相应频率的谐波交流电流。为了保持电流连续,减小电流脉动程度,通常在整流电路输出的直流回路中串接平波电抗器,使负载中交流谐波电流幅值限制在一定数值内并确保负载电流连续。分析计算谐波电压可以评判整流器的特性,可用于设计计算平波电感。高压、大容量整流装置通常采用多个三相桥式整流电路串、并联组合输出,既增加了输出功率,又可以改善输出波形。交流供电变压器常采用多绕组多相结构,这可以消除或削弱交流电源供电电流中的一些较低次的谐波电流。掌握了整流电压中各次谐波电压的阶次、数值和相位关系及控制特性,可以更清晰地分析、计算和控制交流电源电流的波形。

5.8.1 m 脉波相控整流电压通用公式

图 5.22 示出了一个 m 脉波整流输出直流脉动电压波形。在一个交流电源周期 2π 中,有 m 个形状相同但相差 $2\pi/m$ 的电压脉波,若脉波的周期为 T_p ,则 $\omega T_p = 2\pi/m$,即 $v_D(\omega t) = v_D(2\pi/m + \omega t)$ 。在图 5.22 所取的时间原点情况下, v_D 的傅里叶级数表达式为

$$v_D(t) = V_D + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \quad (5-140)$$

式中:

$$\begin{aligned} \text{直流平均值} \quad V_D &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} v_D(t) dt = \frac{1}{2\pi/m} \int_0^{2\pi/m} v_D(t) \cdot d(\omega t) \\ &= \frac{m}{2\pi} \int_0^{2\pi/m} v_D(t) \cdot d(\omega t) \end{aligned} \quad (5-141)$$

$$\begin{aligned} \text{谐波的系数} \quad a_n &= \frac{2}{T_p} \int_0^{T_p} v_D(t) \cdot \cos(n\omega t) dt \\ &= \frac{m}{\pi} \int_0^{2\pi/m} v_D(t) \cdot \cos(n\omega t) \cdot d(\omega t) \end{aligned} \quad (5-142)$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{T_p} \int_0^{T_p} v_D(t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot dt \\ &= \frac{m}{\pi} \int_0^{2\pi/m} v_D(t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot d(\omega t) \end{aligned} \quad (5-143)$$

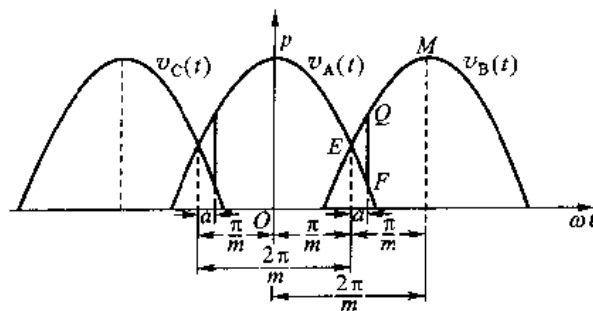


图 5.22 m 脉波相控整流电压波形

图 5.22 中 E 点为先后两个整流电压 $v_A(t)$ 和 $v_B(t)$ 的自然换相点,若触发控制角为 α ,则在 $0 \leq \omega t \leq \pi/m + \alpha$ 期间 A 相开关器件导电,整流电压 $v_D(t) = v_A(t)$ 。在 $\omega t = \pi/m + \alpha$ 时的 F

点触发 B 相开关器件, B 相开始导电, 若忽略交流回路电感 L_c , 换相重叠角 $\gamma = 0$, 则在 $\omega t = \pi/m + \alpha$ 时 A 相开关器件立即关断改由 B 相导电, 于是 $v_D(t) = v_B(t)$ 。在 $0 \leq \omega t \leq 2\pi/m$ 周期中整流电压为图中 $PEFQM$ 曲线下的面积, 图 5.22 中

$$v_A(t) = \sqrt{2} V_s \cos \omega t \quad (5-144)$$

$$v_B(t) \text{ 比 } v_A(t) \text{ 滞后 } \frac{2\pi}{m} \text{ 弧度, } v_B(t) = \sqrt{2} V_s \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{m} \right) \quad (5-145)$$

将式(5-144)、式(5-145)代入式(5-141)可求得整流器输出直流电压平均值 V_D

$$V_D = \frac{m}{2\pi} \int_0^{2\pi/m} v_D(t) d(\omega t) = \frac{m}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/m+\alpha} v_A(t) d(\omega t) + \int_{\pi/m+\alpha}^{2\pi/m} v_B(t) d(\omega t) \right]$$

$$\text{则} \quad V_D = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} m \sin \left(\frac{\pi}{m} \right) \cos \alpha \quad (5-146)$$

式(5-146)是 m 脉波相控整流输出直流电压平均值的通用表达式。它也就是上节已推导的式(5-126)。令 $m = 2, 3, 6$ 即可得到前几节已经求出的单相桥、三相半波和三相全桥相控整流的直流电压平均值。令式中的 $\alpha = 0$, 则可得到本章第二节不控整流时单相桥($m = 2$)、三相半波($m = 3$)以及三相全桥($m = 6$)等不控整流直流电压平均值。

将式(5-144)、式(5-145)的 $v_A(t)$ 、 $v_B(t)$ 代入式(5-142)、式(5-143)可以求得 a_n 、 b_n 。

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{m}{\pi} \left\{ \int_0^{2\pi/m+\alpha} v_A(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi/m+\alpha}^{2\pi/m} v_B(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \right\} \\ &= \frac{m}{\pi} \left\{ \int_0^{2\pi/m+\alpha} \sqrt{2} V_s \cos(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi/m+\alpha}^{2\pi/m} \sqrt{2} V_s \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{m} \right) \cos(n\omega t) d(\omega t) \right\} \end{aligned} \quad (5-147)$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{m}{\pi} \left\{ \int_0^{2\pi/m+\alpha} v_A(t) \sin(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi/m+\alpha}^{2\pi/m} v_B(t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \right\} \\ &= \frac{m}{\pi} \left\{ \int_0^{2\pi/m+\alpha} \sqrt{2} V_s \cos \omega t \sin(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi/m+\alpha}^{2\pi/m} \sqrt{2} V_s \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{m} \right) \sin(n\omega t) d(\omega t) \right\} \end{aligned} \quad (5-148)$$

利用积分公式

$$\begin{aligned} \int \cos(x - \theta) \cos(y - \theta) d\theta &= \frac{\sin(x + y)\theta}{2(x + y)} + \frac{\sin(x - y)\theta}{2(x - y)} \\ \int \cos(x - \theta) \sin(y - \theta) d\theta &= -\frac{\cos(x + y)\theta}{2(x + y)} - \frac{\cos(y - x)\theta}{2(y - x)} \end{aligned}$$

利用以下三角函数公式

$$\cos(x - y) = \cos x \cos y + \sin x \sin y$$

$$\sin(x - y) = \sin x \cos y - \cos x \sin y$$

即可求得式(5-147)、式(5-148)中的 a_n 、 b_n 为

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \frac{n}{m} \pi \cdot \left| \frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} \right| \\ b_n &= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \frac{n}{m} \pi \cdot \left| \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right| \end{aligned}$$

m 脉波整流电压中的谐波阶次为 $n = Km, K = 1, 2, 3 \dots$ 。例如三相全桥相控整流时 $m = 6$, 输出电压中除直流 V_d 外仅含 6, 12, 18 等次电压谐波, 将 $n = Km, n/m = K$ 代入以上两式得到

$$a_n = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos K\pi \cdot \left[\frac{\cos(Km+1)\alpha}{(Km+1)} - \frac{\cos(Km-1)\alpha}{(Km-1)} \right] \quad (5-149)$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos K\pi \cdot \left[\frac{\sin(Km+1)\alpha}{(Km+1)} - \frac{\sin(Km-1)\alpha}{(Km-1)} \right] \quad (5-150)$$

式中 $K = 1, 2, 3 \dots$

利用(5-149)、(5-150)式, 令 $m = 2, 3, 6$, 即得到单相桥($m = 2$)、三相半波($m = 3$)、三相全桥相控整流电压的各次谐波, 令 $\alpha = 0$ 即可得到第二节中已经介绍的不控整流在 $m = 2, 3, 6$ 时的谐波电压。

5.8.2 m 脉波不控整流电压通用公式

令(5-146)、(5-149)、(5-150)中触发控制角 $\alpha = 0$, 则得到 m 脉波不控整流电压通用公式

$$V_D = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \quad (5-151)$$

$$b_n = 0$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos(K\pi) \cdot \frac{-2}{(Km+1)(Km-1)} \quad (5-152)$$

$$v_D(t) = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \left[1 + \sum_{K=1}^{\infty} \cos(K\pi) \cdot \frac{-2}{(Km+1)(Km-1)} \cdot \cos(Km\omega t) \right] \quad (5-153)$$

1. $m = 2$ 时(二相半波电路、单相双半波和单相桥式电路)由以上三式得到 $V_d = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi}$

$$v_D(t) = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} \left[1 + \frac{2}{1 \times 3} \cos 2\omega t - \frac{2}{3 \times 5} \cos 4\omega t + \frac{2}{5 \times 7} \cos 6\omega t - \dots \right] \quad (5-154)$$

2. $m = 3$ 时(三相半波电路, V_s 为相电压有效值)

$$v_D(t) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_s \left[1 + \frac{2\cos 3\omega t}{2 \times 4} - \frac{2\cos 6\omega t}{5 \times 7} + \frac{2\cos 9\omega t}{8 \times 10} - \frac{2\cos 12\omega t}{11 \times 13} + \dots \right] \quad (5-155)$$

3. $m = 6$ 时(三相桥式电路时, V_L 为线电压有效值, 六相半波电路时, 下式中 V_L 应改为相电压有效值 V_s)

$$v_D(t) = \frac{3\sqrt{2} V_L}{\pi} \left[1 + \frac{2\cos 6\omega t}{5 \times 7} - \frac{2\cos 12\omega t}{11 \times 13} + \frac{2\cos 18\omega t}{17 \times 19} - \frac{2\cos 24\omega t}{23 \times 25} + \dots \right] \quad (5-156)$$

一个电源周期中整流电压脉波数 m 的增加使得谐波中最低次谐波的频率增加, 同时其幅值迅速减小。这个结论对大功率整流器的结构选择, 有重要的指导意义。

由图 5.22, $\alpha = 0$ 时整流电压的有效值 V 为

$$V = \sqrt{\frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{m}} (\sqrt{2} V_s \cdot \cos \omega t)^2 \cdot d(\omega t)} = V_s \sqrt{1 + \frac{\sin \frac{2\pi}{m}}{2\pi/m}} \quad (5-157)$$

根据式(5-152),谐波中第 n 次谐波电压的有效值 V_n 为

$$V_n = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}|a_n| = \frac{2V_s m \sin \frac{\pi}{m}}{\pi(Km+1)(Km-1)} \quad (5-158)$$

负载上整流电压的有效值 V 为

$$V = (V_D^2 + \sum V_n^2)^{\frac{1}{2}} \quad (5-159)$$

全部谐波分量的有效值 V_H 为

$$V_H = [\sum V_n^2]^{\frac{1}{2}} = (V^2 - V_D^2)^{\frac{1}{2}} \quad (5-160)$$

电压的纹波系数 RF (ripple factor) 用 γ 表示, 其值为

$$\gamma = V_H / V_D \quad (5-161)$$

把式(5-151)、式(5-157)、式(5-160)代入式(5-161)得到纹波系数

$$\gamma = \frac{\text{全部谐波分量有效值}}{\text{直流电压平均值}} = \frac{V_H}{V_D} = \sqrt{\frac{V^2 - V_D^2}{V_D^2}} = \sqrt{\left(\frac{V}{V_D}\right)^2 - 1} = \sqrt{\frac{\pi \left(\frac{2\pi}{m} \sin \frac{2\pi}{m}\right)}{4m \left(\sin \frac{\pi}{m}\right)^2} - 1} \quad (5-162)$$

除纹波系数外有时也用脉动系数 S 来表达整流负载电压或电流的脉动程度。脉动系数 S 定义为最低次频率的谐波分量幅值与直流电压平均值 V_D 的比值。 $\alpha = 0$ 时 m 脉波整流电压的脉动系数 S_n 由(5-151)及(5-158)式得到

$$S_n = \frac{V_{nm}}{V_D} = \frac{2\sqrt{2}V_s m \sin \frac{\pi}{m}}{\pi(Km-1)(Km+1)} \times \frac{1}{\frac{\sqrt{2}V_s}{\pi} m \sin \frac{\pi}{m}} = \frac{2}{(Km-1)(Km+1)} \cdot \frac{2}{(n-1)(n+1)} \quad (5-163)$$

式中 $n = Km$ 为谐波阶次。取 $K=1, n=Km=m$ 为最低次谐波。

表 5.4 是按(5-162)、(5-163)算出的不同脉波数时的纹波系数及脉动系数。

表 5.4 不同脉波数 m 时的电压纹波系数 γ 及脉动系数 S

m	2	3	6	12	24
γ (%)	48.2	18.27	4.18	0.994	0.01
S_n (%)	65.7	25	5.7	1.4	0.348

从表中可看出,当 $m=6$ 时,纹波系数已很小,且只有 6 次、12 次、18 次……谐波电压。脉波数 m 愈多,输出直流电压的交流分量就愈小。

5.8.3 单相和三相桥式相控整流谐波特性

1. 单相桥相控整流谐波特性

令 $m=2$, 由(5-146)、(5-149)、(5-150)得到

$$v_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cos \alpha + V_{s0} \cos \alpha$$

$$a_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cdot \cos(K\pi) \cdot \left\{ \frac{\cos(2K+1)\alpha}{2K+1} - \frac{\cos(2K-1)\alpha}{2K-1} \right\} \quad (5-164)$$

$$b_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cdot \cos(K\pi) \cdot \left\{ \frac{\sin(2K+1)\alpha}{2K+1} - \frac{\sin(2K-1)\alpha}{2K-1} \right\} \quad (5-165)$$

$n = Km$ 次谐波 ($K=1, 2, 3; n=2, 4, 6$) 电压幅值 $V_{nm} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$, V_{nm} 与交流电压的幅值 $\sqrt{2}V_s$ 的比值为

$$\frac{V_{nm}}{\sqrt{2}V_s} = \frac{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}}{\sqrt{2}V_s} \quad (5-166)$$

n 次谐波电压瞬时值 $v_n(t)$ 为

$$\begin{aligned} v_n(t) &= a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t = V_{nm} \cos(n\omega t - \theta_n) \\ &= V_{nm} \cos n\omega t \cdot \cos \theta_n + V_{nm} \sin n\omega t \cdot \sin \theta_n \end{aligned}$$

式中 $a_n = V_{nm} \cos \theta_n$

$$b_n = V_{nm} \sin \theta_n$$

n 次谐波的幅值 $V_{nm} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$

n 次谐波相位角 $\theta_n = \arctan \frac{b_n}{a_n} \quad (5-167)$

图 5.23 画出了 $n=2, 4, 6$ 的 $\frac{V_{nm}}{\sqrt{2}V_s}$ 与控制角 α 的函数关系。

可以看出, $\alpha = 90^\circ$ 时, 谐波幅值最大, 因此应按 $\alpha = 90^\circ$ 选用平波电抗器 L (参见 5-68 式)。

给出 α , 即可由公式 (5-164)、(5-165)、(5-166) 或从图 5.23 得到 2、4、6 次谐波电压的幅值 V_{2m} 、 V_{4m} 、 V_{6m} 。

根据式 (5-164)、式 (5-165)、式 (5-167) 可以做出各次谐波相位角 θ_n 随 α 变化的关系。

$m=2$ 时, 脉波宽 $2\pi/m = \pi$, 负载电压有效值 V 是

$$V = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} (\sqrt{2}V_s \sin \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = V_s \quad (5-168)$$

谐波电压的有效值 V_H 是

$$V_H = [V^2 - V_D^2]^{\frac{1}{2}} = V_s \left[1 - \frac{8\cos^2 \alpha}{\pi^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5-169)$$

$$\text{因此, 电压的纹波系数 } \gamma_v = \frac{V_H}{V_D} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}\cos \alpha} \right)^2 - 1} \quad (5-170)$$

例如当 $\alpha = 0$ 时, 由上式求得 $\gamma_v = 0.482$, 符合表 5-4 之值。

负载电流的傅里叶级数可根据负载电压的傅里叶级数求得:

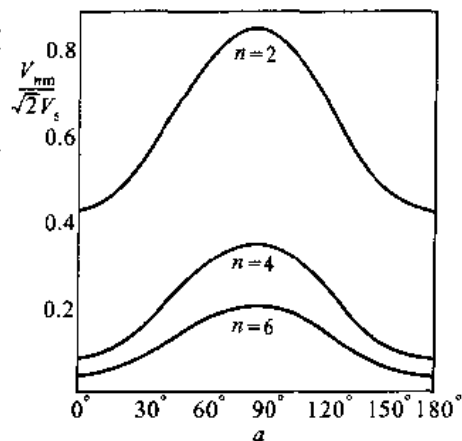


图 5.23 单相桥式相控整流谐波电压特性

$$i_D = I_D + \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} I_{nm} \cos(n\omega t - \theta_n - \phi_n) \quad (5-171)$$

当负载是 R 、 L 和反电动势 E 串联时,负载的直流分量为

$$I_D = (V_D - E)/R$$

n 次谐波电流的幅值为

$$I_{nm} = \sqrt{2} I_n = \frac{V_{nm}}{Z_n} = \frac{V_{nm}}{[R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2}} \quad (5-172)$$

n 次谐波电流的滞后角为

$$\phi_n = \arctan \frac{n\omega L}{R} \quad (5-173)$$

纹波电流 $I_{\text{II}} = \left[\sum_{n=2,4,6,\dots,k}^{\infty} I_n^2 \right]^{1/2}$, 根据要求的精度, 计算到 k 项即可。

电流的纹波系数为

$$\gamma_i = \frac{I_{\text{II}}}{I_D} = \frac{\left[\sum_{n=2,4,6,\dots,k}^{\infty} (I_n)^2 \right]^{1/2}}{I_D} \quad (5-174)$$

如果考虑谐波电流, 则输出电流的有效值为

$$I = [I_D^2 + I_{\text{II}}^2]^{1/2} \quad (5-175)$$

2. 三相桥式相控整流电路的谐波特性

工业上用得最多的是三相桥式相控整流电路, 令 $m=6$ 由(5-146)、(5-149)、(5-150)得到

$$v_D = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_l \cos \alpha = V_{D0} \cos \alpha \quad (5-176)$$

$$a_n = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_l \cos(K\pi) \cdot \left[\frac{\cos(6K+1)\alpha}{6K+1} - \frac{\cos(6K-1)\alpha}{6K-1} \right] \quad (5-177)$$

$$b_n = -\frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_l \cos(K\pi) \cdot \left[\frac{\sin(6K+1)\alpha}{6K+1} - \frac{\sin(6K-1)\alpha}{6K-1} \right] \quad (5-178)$$

以上式中 V_l 为线电压有效值。

$n = Km$ 次谐波 ($K=1, 2, 3; n=6, 12, 18, \dots$) 电压幅值 V_{nm} 为 $V_{nm} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$, V_{nm} 与交流电压最大值 $\sqrt{2}V_s$ 之比为 $\frac{V_{nm}}{\sqrt{2}V_s}$

$$\frac{V_{nm}}{\sqrt{2}V_s} = \frac{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}}{\sqrt{2}V_s} \quad (5-179)$$

n 次谐波相位角 θ_n 为

$$\tan \theta_n = b_n / a_n \quad (5-180)$$

根据式(5-177)、式(5-178)、式(5-180)可做出各次谐波的相位角 θ_n 随 α 变化的关系。

图 5.24 画出了 $n=6, 12, 18$ 的 $V_{nm}/\sqrt{2}V_s$ 与控制角 α 的函数关系。同样可以看出, 当 $\alpha=90^\circ$ 时, 谐波幅值最大。

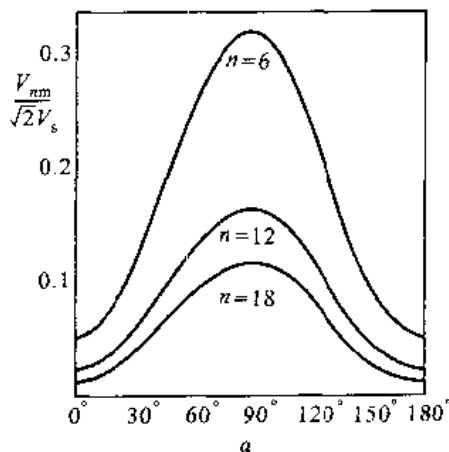


图 5.24 三相桥式相控整流谐波电压特性

$m=6$ 时,脉波宽 $2\pi/6=\pi/3$,负载电压有效值 V 是

$$V = \left[\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} (\sqrt{2} V_l \sin \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{2} V_l \left[0.5 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5-181)$$

式中 V_l 为线电压有效值。

与以前的定义一样,谐波电压有效值,即纹波电压是 $V_H = \sqrt{V^2 - V_D^2}$

$$\text{纹波系数} \quad \gamma_v = V_H / V_D = \sqrt{V^2 - V_D^2} / V_D \quad (5-182)$$

令 $\alpha=0$ 由(5-182)可得到 $\gamma=0.0418$ 与表 5-4 结果一致,由类似式(5-171)、式(5-172)的计算公式,可求得三相桥相控整流时负载电流中的各次谐波电流。

5.9 相控有源逆变电路

5.9.1 有源逆变原理

第4章中研究的 DC—AC 变换器是将直流电能变为交流电能输出至负载的逆变器。这种逆变电路中处于导通状态的开关器件的关断(换流或换相)是靠自关断器件本身驱动信号的撤除实现的。如果逆变电路中开关器件采用无自关断能力的晶闸管,则必须在电路中附加换相(换流)电路,关断已处于导通状态的晶闸管。如果逆变器将直流电能变为交流电能输出给交流电网,依靠交流电网电压周期性的反向使逆变电路中处于通态的开关器件承受反向电压而关断,那么这种逆变电路中的开关器件就可以不用自关断器件而用无自关断能力的晶闸管。这种逆变——把直流电能变为交流电能输出给交流电网——就称为有源(有交流电源)逆变。有源逆变是从晶闸管相控整流发展、伸延出来的,所以把它放在 AC—DC 整流变换这一章介绍。

图 5.25(a)是一个三相半波相控整流电路,若控制角(从自然换相点 E_1 、 E_2 、 E_3 算起的触发

滞后角)为 α ,则整流电压平均值 $V_D = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_s \cos \alpha = V_{D0} \cos \alpha$ 。图 5.25(b)、 $\alpha=60^\circ (<90^\circ)$ 和

图 5.25(c)、 $\alpha=120^\circ (>90^\circ)$ 示出两种触发控制角时整流电压瞬时值波形,三相半波相控整流时的自然换向点为图中的 E_1 、 E_2 、 E_3 。在 $E_3 \rightarrow E_1$ 期间 v_e 瞬时正值最高,故图 5.25(a)

中 T_e 可以被触发导通。在 $E_1 \rightarrow E_2$ 期间 v_a 瞬时正值最高故 T_a 可以被触发导通。图 5.25(b)、

(c)分别示出换相重叠角 $\gamma=0$ 时的整流电压波形。在一个脉波时期中 $\left(\frac{2\pi}{m}=120^\circ\right)$,图 5.25(b)

中, $\alpha < 90^\circ$, 整流电压 $v_D(t)$ 为 PE_2DE_3 曲线电压。图 5.25(c)中, $\alpha > 90^\circ$ 时整流电压 $v_D(t)$ 为 E_2DE_3Q 曲线电压。显而易见图 5.25(b)中 $\alpha < 90^\circ$ 时整流电压 $v_D(t)$ 的正面积大于负面积,如

果负载电流为恒定直流 I_D ,则功率平均值 $P_D = V_D I_D = I_D V_{D0} \cos \alpha$ 为正值,变换器将交流电能变为直流电能,给直流负载供电,实现整流变换。图 5.25(c)中 $\alpha > 90^\circ$ 时整流电压 $v_D(t)$ 的负面积大于正面积,故直流平均电压 V_D 和功率平均值均为负值,变换器将直流电能变为交流电能送至交流电源,实现有源逆变。因此:

在 $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ 范围内改变控制角 α ,即可控制正值电压 V_D 和正值功率 P_D 的大小。

在 $\pi/2 < \alpha < \pi$ 范围内改变控制角 α , 即可控制负值电压 V_D 和负值功率 P_D 的大小。

在 $\alpha > \pi/2$ 图 5.25(c) 中, 大部分时区 $v_D(t)$ 为负值, 即图 5.25(a) 中 O 点为正, A 点为负, 为了维持电流 I_D , 直流侧必须有图 5.25(f) 中所示的直流电源 E_i 才能向交流电源输送功率实现有源逆变。因此实现有源逆变的条件必须是: (1) 图 5.25(f) 中的“负载”应是一个直流电源, 且其电压极性 E_i 必须具有图 5.25(f) 中的方向。(2) 桥式变换器电路中开关器件的触发控制角 $\alpha > \pi/2$ 。

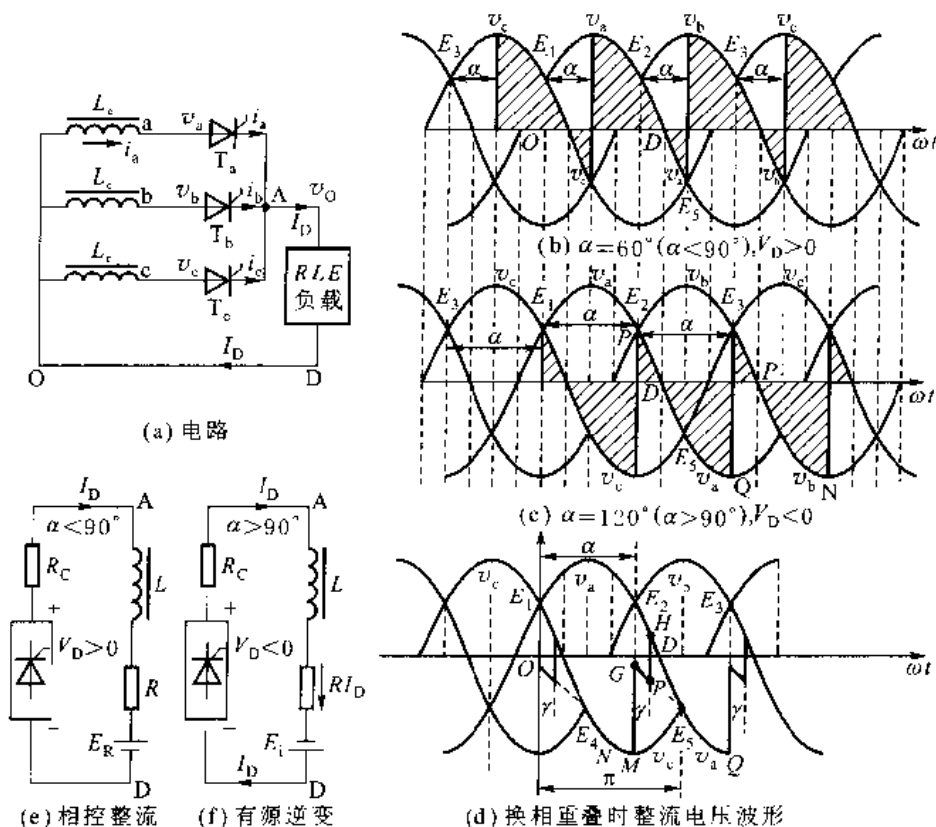


图 5.25 有源逆变电路原理图

5.9.2 有源逆变安全工作的条件

相控整流电路中以自然换相点为起始点的控制角 $\alpha > \pi/2$ 时, 可以实现有源逆变。 α 越接近 $\pi(180^\circ)$ 时整流电压负值越大, 有源逆变功率越大。但在 $\alpha > \pi/2$ 有源逆变状态下工作时, 由于实际电路中交流电源电路中电感 $L \neq 0$, 实际存在换相重叠过程。如果 α 过大, 就可能引起换相失败事故。如果在换相前为 C 相导电, 换相开始后 A 相开始导电, 如图 5.25(d) 所示, $L \neq 0$, 换流重叠期为 γ , 在 γ 时期内 T_a 、 T_c 同时导电, $i_a + i_c = I_D$, i_c 从 I_D 降为零, 而 i_a 从 0 上升到 I_D 。如果整流电压为 m 脉波电压, 则换相重叠角 γ 可由本章第 7 节已得到的(5-132)式确定。

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = 2 \sin(\alpha + \gamma/2) \sin \gamma/2 = \frac{\omega L_c}{\sqrt{2} V_m \sin \frac{\pi}{m}} \cdot I_D \quad (5-183)$$

对三相半波电路 $m=3$, 则

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2\omega L_c}{\sqrt{2} V_s \sin \frac{\pi}{m}} \cdot I_D = \frac{2\omega L_c}{\sqrt{6} V_s} \cdot I_D \quad (5-184)$$

$$\cos \alpha = \frac{2\omega L_c}{\sqrt{6} V_s} \cdot I_D + \cos(\alpha + \gamma) \quad (5-185)$$

对于三相桥式电路 $m=6$, 则

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2\omega L_c}{\sqrt{2} V_l} \cdot I_D \quad (5-186)$$

$$\cos \alpha = \frac{2\omega L_c}{\sqrt{2} V_l} \cdot I_D + \cos(\alpha + \gamma) \quad (5-187)$$

上式中 V_l 为线电压有效值, $2\omega L_c$ 为换相电路总电抗。由图 5.25(d)、5.25(a)可知在换相期间 T_s 、 T_c 同时导通, 电压差 $v_{ac} > 0$, 迫使 i_c 下降、 i_s 上升。只要 $v_{ac} > 0$, 则 i_c 下降、 i_s 上升一直进行下去直到 $i_c = 0$, $i_s = I_D$, 换相过程在 $\omega t = \alpha + \gamma$ 时结束。换相重叠期间的 $v_D(t) = \frac{1}{2}[v_s(t) + v_a(t)]$, 如图中曲线 GPE_5 , G 点为 ME_2 线的中点。如果 $\alpha + \gamma$ 不大, 换相过程在 P 点结束, 则整流电压 $v_D(t)$ 将是图中的 $GPHDE_5Q$ 。如果 $\gamma + \alpha$ 大到 180° , $\alpha + \gamma = 180^\circ$, 则换相结束时正好是图 5.25(d)中的 E_5 点, $v_{ac} = 0$, $v_s = v_c$, 这种情况称为处于临界换相情况。如果由于 α 很接近 180° , 电感 L 又大, 负载电流 I_D 也大, 在 $\alpha + \gamma = 180^\circ$ 时 i_c 尚未降到零, i_s 尚未升到 I_D , 则一旦 $(\alpha + \gamma) > \pi$, 则由于 $v_{ac} < 0$, $v_c > v_s$, 则在电压差 v_{ac} 作用下, i_c 将又开始上升, i_s 反而下降, 这就导致负载电流不可能从 T_c 换到 T_s , 逆变器失控, 换相失败。因此相控有源逆变的临界换相条件是:

$$\alpha + \gamma = \pi, \text{ 即 } \gamma = \pi - \alpha$$

α 是整流器控制角, 如果定义 $\beta = \pi - \alpha$ 叫逆变角, 则临界有源逆变时控制角 α_c , 逆变角 β_c 和换相重叠角的关系是 $\beta_c = \pi - \alpha_c - \gamma_c$ 。

临界有源逆变时, $\alpha_c + \gamma_c = \pi$, $\alpha_c = \pi - \gamma_c$, 由(5-183)式得到

$$\cos(\pi - \gamma_c) - \cos \pi = \frac{\omega L_c}{\sqrt{2} V_s \sin \frac{\pi}{m}} \cdot I_D$$

$$\text{故有} \quad \cos \gamma_c = 1 - \frac{\omega L_c}{\sqrt{2} V_s \sin \frac{\pi}{m}} \cdot I_D \quad (5-188)$$

对于一定的 I_D 、 L 及 V_s , 有一个一定的临界换相重叠角 γ_c 。为了确保相控有源逆变的安全可靠运行, α 不能太大, 逆变角 $\beta = \pi - \alpha$ 不能太小。 α 越小, ($\beta = \pi - \alpha$ 越大), 换相结束后图 5.25 中的 v_{ac} 还很大, v_{ac} 还要经历一段较长时间后才降到零, 在这段时期 $v_{ac} > 0$, 可以确保晶闸管安全关断。

为了确保晶闸管的安全关断, 需要在其电流下降为零后仍在其两端再施加一段时间的反向电压, 以恢复其反向和正向阻断电压的能力, 这段时间称为晶闸管关断时间 t_{off} , 对普通高压大功

率晶闸管, t_{off} 一般不超过 $200 \sim 300 \mu\text{s}$ 。这段时间相当于(频率 $f = 50\text{Hz}$ 时)角度 θ_0 ($\theta_0 = \omega t_{\text{off}}$) 约为 $4^\circ \sim 5^\circ$ 。 $\theta_0 = 4^\circ \sim 5^\circ$ 称为关断角。实际换相重叠角 γ 的大小与负载电流 I_D 、电感 L 及电路交流电压角频率 ω 及电压有效值 V_i 等有关。在额定负载时通常 γ 约为 $10^\circ \sim 20^\circ$ 。因此, 如果控制角为 α , 则在换相结束时 ωt 已达到 $\alpha + \gamma$, 再经过 θ_0 角度到 $\omega t = \alpha + \gamma + \theta_0$ 时晶闸管才能恢复阻断电压的能力。如果再留一个剩余的安全角 ϕ_γ , 则

$$\pi - \alpha + \gamma + \theta_0 + \phi_\gamma \quad (5-189)$$

$$\alpha + \gamma + \pi - (\theta_0 + \phi_\gamma)$$

$$\cos(\alpha + \gamma) \cdot \cos[\pi - (\theta_0 + \phi_\gamma)] = -\cos(\theta_0 + \phi_\gamma)$$

对三相桥式电路 $m = 6$, 由(5-187)式

$$\text{得到} \quad \cos \alpha = \frac{2\omega L_c}{\sqrt{2} V_i} I_D - \cos(\theta_0 + \phi_\gamma) \quad (5-190)$$

对于设定的剩余安全角 ϕ_γ (例如 $5^\circ \sim 10^\circ$) 及关断角 θ_0 (θ_0 由晶闸管关断时间 t_{off} 决定, $\theta_0 = \omega t_{\text{off}}$), 根据负载电流 I_D 及 L 、 ω 、 V_i 值可由(5-190)式得到最大允许的控制角 α_{max} 为

$$\alpha_{\text{max}} = \arccos \left[\frac{2\omega L_c}{\sqrt{2} V_i} I_D - \cos(\theta_0 + \phi_\gamma) \right] \quad (5-191)$$

$$\text{相应地最小允许的逆变角} \quad \beta_{\text{min}} = \pi - \alpha_{\text{max}} = \pi - \arccos \left[\frac{2\omega L_c}{\sqrt{2} V_i} I_D - \cos(\theta_0 + \phi_\gamma) \right] \quad (5-192)$$

如果实际运行中, $\alpha > \alpha_{\text{max}}$ (或 $\beta < \beta_{\text{min}}$), 则剩余安全角 $\phi < \phi_\gamma$, 有源逆变运行的安全性就比较差。 α 超过 α_{max} 很多时, 很可能使剩余安全角 $\phi \rightarrow 0$, 甚至变负, 那时相控有源逆变就会换相失败, 导致变换器故障、损坏。

5.9.3 三相全桥相控整流和有源逆变的控制特性

若交流电源电压有效值为 V_i , 三相全桥 6 脉波相控 AC—DC 变换器整流时的直流输出电压为 V_D , 负载电流连续, 电流平均值为 I_D , 直流负载电阻为 R , 电动势为 E_R , 类似图 5.25(e), 则整流输出的直流电压平均值可由(5-138)得到

$$V_D = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_i \cos \alpha - \frac{3\omega L_c}{\pi} I_D = R I_D + E_R \quad (5-193)$$

$$I_D = \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_i \cos \alpha - E_R \right) / \left(R + \frac{3\omega L_c}{\pi} \right) \quad (5-194)$$

式中, 由于换相重叠而引起的直流电压损失 $\Delta V_c = \frac{3\omega L_c}{\pi} I_D = R_c \cdot I_D$

换相重叠角 γ 由(5-139)式确定

$$\cos \alpha = \cos(\alpha + \gamma) \cdot \frac{2\omega L_c I_D}{\sqrt{2} V_i} \quad (5-195)$$

工作在有源逆变工作情况时 $\alpha > \frac{\pi}{2}$; $\alpha + \beta = \pi$, $\alpha = \pi - \beta$, 逆变角 $\beta = \pi - \alpha$

$$V_D = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_i \cdot \cos(\pi - \beta) - \frac{3\omega L_c}{\pi} I_D$$

$$V_D = -\frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_l \cos \beta - \frac{3\omega L_c}{\pi} I_D \quad (5-196)$$

若直流侧电源为 E_l , 类似图 5.25(f) 所示, 则

$$V_D = -\frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_l \cos \beta - \frac{3\omega L_c}{\pi} I_D = RI_D - E_l$$

因此

$$I_D = -\frac{E_l - \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_l \cos \beta}{R + \frac{3\omega L_c}{\pi}} \quad (5-197)$$

(5-193)~(5-197) 是三相全桥相控 AC/DC 变换器工作在相控整流和有源逆变两种工作情况时的电流控制方程, 通过改变晶闸管的触发控制角 α 或逆变角 β 可以调节整流或逆变电压, 控制直流电流平均值 I_D , 控制交流—直流之间交换的功率 P 的大小和流向。

5.9.4 晶闸管相控有源逆变的应用

晶闸管三相桥式相控整流电路可以输出单方向的、大小可控的直流电流, 输出直流电压平均值的大小、方向都可调控, 因而既可在 $V_D > 0$ ($\alpha < \pi/2$)、 I_D 为正、 $P_D = V_D \cdot I_D > 0$ 情况下作为整流器, 将交流电源电能变为直流电能供给直流负载, 也可在 $V_D < 0$ ($\alpha > \pi/2$)、 I_D 为正、 $P_D = V_D \cdot I_D < 0$ 情况下作为有源逆变器, 将直流电源电能变为交流电能送至交流电网(交流电源)。只要有交流电网和直流电源存在, 都可以用晶闸管全控型整流电路靠交流电网电压的瞬时值变负、在已导通的晶闸管上施加反向电压而令其关断, 从而实现将直流电源电能有源逆变为交流电能送入交流电网。如果整流电路是半控型电路, 其输出直流电压平均值 V_D 不可能为负值, 电流 I_D 又不可能为负值(晶闸管又不能反向导电), 则功率 $P = V_D \cdot I_D$ 不能为负值, 因而不可能实现有源逆变。所以要实现有源逆变, 整流电路必须是全控型电路。

晶闸管相控有源逆变也有广泛的应用领域。例如:

1. 直流电机可逆变速传动系统

如第3章第5节所述, 直流电机的转矩 T_e 正比于电枢电流 I_D , 转速 N 正比于电枢电压 V_D , 改变 V_D 、 I_D 的大小和方向即可使电机在 $+N$ 、 $+T_e$; $+N$ 、 $-T_e$; $-N$ 、 $+T_e$; $-N$ 、 $-T_e$ 4 种工作情况下运行(分别对应正、反方向旋转时的电动机、发电机工作情况)。一个三相全控桥型晶闸管相控整流电路改变控制角 α_1 可以输出单方向电流 I_{D1} , 但 V_{D1} 为可正、可负的直流电压。再用另一个同样的三相全控桥型晶闸管相控整流电路, 改变其控制角 α_2 又可输出一个单方向的电流 I_{D2} , 输出电压 V_{D2} 为可正、可负的直流电压。将两个三相桥电路反并联如图 5.26 所示, 则即可对直流电机提供 $+I_{D1}$ 、 $+V_{D1}$; $+I_{D1}$ 、 $-V_{D1}$; $-I_{D2}$ 、 $+V_{D2}$; $-I_{D2}$ 、 $-V_{D2}$ 四象限电源, 实现直流电机的四象限($+T_e$ 、 $+N$; $+T_e$ 、 $-N$; $-T_e$ 、 $+N$; $-T_e$ 、 $-N$)运行(或可逆传动)。

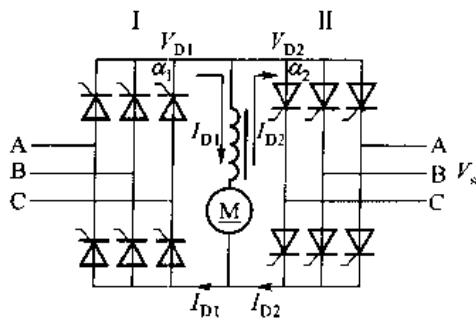


图 5.26 直流电机的可逆传动系统

2. 交流绕线转子异步电动机调速系统

图 5.27 中交流异步电动机的最高转速是定子旋转磁场的同步转速 $N_0 = \frac{60f_1}{N_p}$, (f_1 为定子电源频率, N_p 为电机绕组的磁极对数), 电动机运行时的实际转速 $N < N_0$, 转子绕组的感应相电动势 E_2 与转差 $(N_0 - N)$ 成正比: $E_2 = K(N_0 - N)$, K 为比例常数。图 5.27 中转子绕组的三相交流电动势 E_2 经三相不控整流桥输出的直流电压平均值 $V_D \approx 3\sqrt{6}E_2/\pi$ (E_2 为相电压有效值)

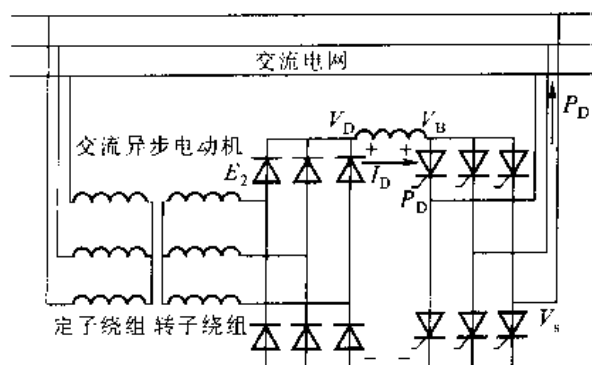


图 5.27 交流绕线转子异步电动机调速系统

令图 5.27 中三相全控桥工作在有源逆变状态, 逆变角为 β , 则

$$V_B \approx \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_l \cdot \cos \beta$$

图 5.27 中相控整流桥输出的平均直流电压 V_B 应等于三相不控整流桥输出的电压 V_D (不考虑换流电压损失时), 因此

$$V_B = V_D = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_2 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} K(N_0 - N) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_l \cdot \cos \beta$$

$$\text{由此得到电动机运行时的转速: } N = N_0 - \frac{V_l}{\sqrt{3}K} \cdot \cos \beta \quad (5-198)$$

图 5.27 中, 绕线转子异步电动机在交流供电电源频率不变、电机同步转速 N_0 不变的情况下, 通过将转子绕组感应的交流转差电动势 E_2 经不控整流变成直流电源电压 V_D , 输出直流功率 $P_D = V_D \cdot I_D$, 再经晶闸管有源逆变器将直流功率 P_D 有源逆变后送至交流电网, 改变逆变角 β 的大小, 即可改变逆变电压 V_B , 改变 I_D , 改变 P_D 的大小, 同时调控了 (5-198) 式所示的交流电动机的转速 N 。

3. 高压直流输电

远距离高压直流输电具有许多优越性, 但生产电能的高压大容量发电机只宜采用交流发电机输出 50 Hz 或 60 Hz 的三相交流电, 而负载和配电网络又都是 50 Hz 或 60 Hz 交流电系统。因此就需要在输电线首端 (发电机处) 将交流电变为直流电, 经远距离直流传输后在输电线末端用户 (负载) 处再将直流电变为交流电供负载用电。故直流输电线首、末端要接入整流器和逆变器。

由于输电功率极大,输电线末端又有交流电源,负载处也有交流发电机,故远距离输电至今都采用电压、电流额定值都很大,价格又比较便宜的半控型晶闸管相控整流和有源逆变器,其电力变换系统图类似图 5.26,只是中间直流环节不接直流电机而是远距离直流输电线,此外线路首、末两端的整流器和有源逆变器都是由三相全控桥电路为基本单元的复合型变换器,即由多个三相桥变换器串、并联组合成复合结构变换器,每个三相桥变换器中的 A、B、C 三相上下桥臂又由许多晶闸管串联组成,以提供高压大电流的相控整流和有源逆变。

5.10 相控整流及有源逆变晶闸管触发控制

为了使相控整流或有源逆变电路正常工作,调控输出所需要的直流电压、电流,需要对电路中各晶闸管实时、适式地施以适当的触发脉冲信号,触发控制其导通。晶闸管的触发电路给整流或有源逆变电路中的晶闸管实时、适式地提供适当的触发脉冲电流,用以开通晶闸管,使变换器电路中各晶闸管按一定的顺序依次导通、关断换相(换流)。

图 5.28(a)单相全控桥式整流和有源逆变电路中, T_1 、 T_4 应同时触发导通, T_2 、 T_3 应同时触发导通。 T_1 、 T_4 、 T_2 、 T_3 的触发控制角 α 的起点为图 5.28(b)中的自然换相点 O 、 A 、 B 等,在 V_s 正半周, $v_s > 0$ 时应触发 T_1 、 T_4 。若控制角为 α ,则应在 $\omega t = \alpha$ 时的 P 点处触发 T_1 、 T_4 ,在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时触发 T_2 、 T_3 ,触发脉冲电流 i_{G1} 、 i_{G4} 、 i_{G2} 、 i_{G3} 应与交流电网电压严格同步,并在 $\omega t = \alpha$ 和 $\omega t = \pi + \alpha$ 时发出,触发脉冲电流 i_{G1} 、 i_{G4} 、 i_{G2} 、 i_{G3} 的波形上升沿要陡,电流数值要足够大,脉冲持续时间要足够长。

图 5.28(d)示出触发控制系统框图,其中首先检测整流或有源逆变的实际直流电压 V_D ,将它与整流或逆变电压的给定值 V_D^* 相比较,其偏差 ΔV 经电压调节器 VR 后输出控制量 v ,将电源电压 $\dot{V}_s$ 的起始相位和控制变量 v 送入控制角形成电路,输出控制角信号 α 和 $\pi + \alpha$ 。再经脉冲功率

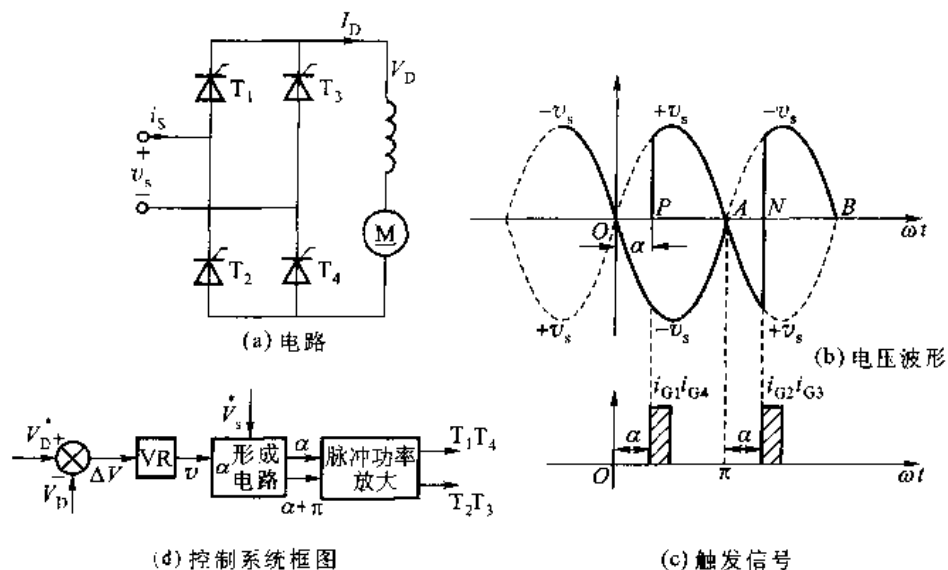
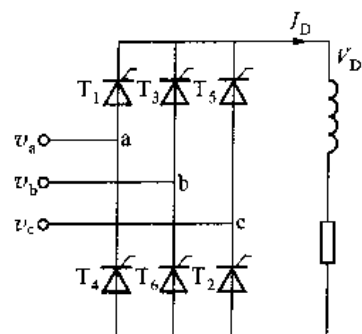


图 5.28 单相全控桥相控整流和有源逆变触发控制图

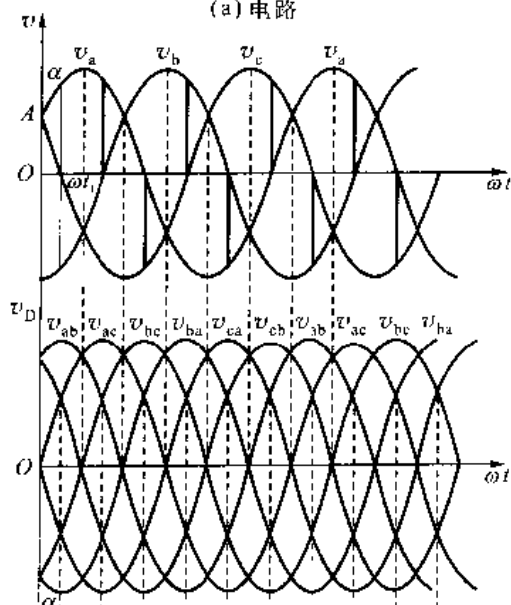
放大电路形成相位为 $\omega t = \alpha$ 和 $\omega t = \pi + \alpha$ 的触发脉冲电流 i_{G1} 、 i_{G4} 与 i_{G2} 、 i_{G3} 去触发 T_1 、 T_4 和 T_2 、 T_3 。图 5.28(d) 所示的闭环控制可以实现输出电压 V_D 的闭环控制: 当实际电压 $V_D < V_D^*$ (给定值), $\Delta V > 0$, 电压调节器设计成 PI 调节器, 因此 $\Delta V > 0$ 时使控制变量 v 不断变大, α 形成电路中设计成 v 越大则输出控制角 α 越小, 因此这时 T_1 、 T_4 、 T_2 、 T_3 都将提前触发导通, 使输出电压 V_D 增大, V_D 更接近给定值 V_D^* , 一直到 $V_D = V_D^*$, $\Delta V = 0$, v 就不再增大, 保持 α 不变, 使 $V_D = V_D^*$ 。反之, 当 $V_D > V_D^*$ 时, $\Delta V < 0$, 电压调节器 VR 的输出, 即控制变量 v 不断减小, 使 α 不断加大, V_D 不断减小, 直到 $V_D = V_D^*$, $\Delta V = 0$, v 不再减小, α 不再增长, 保持 $V_D = V_D^*$ 不变。

图 5.29(a) 示出三相全控桥电路中 6 个晶闸管依序触发导通。从图 5.29(b) 波形可知, 在 $0 \leq \omega t \leq \omega t_1$ 的 60° 期间, v_a 正值最大, v_b 负值最小, 线电压 v_{ab} 正值最大, 在随后的各 60° 期间最大的线电压依次是 v_{ac} 、 v_{bc} 、 v_{ba} 、 v_{ca} 、 v_{cb} 、 v_{ab} , 任何时刻线电压最大的那两相对应晶闸管都承受正向电压可以触发导通。如果要求控制角为 α , 则应从自然换相点 A 滞后 α 角处即 $\omega t = \alpha$ 时发出脉冲信号 i_{G1} 触发 T_1 , 此后每过 60° 发出下一个脉冲, 即 i_{G2} 、 i_{G3} 、 i_{G4} 、 i_{G5} 、 i_{G6} 依序触发 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 , 即 T_1 、 T_3 、 T_5 的触发脉冲相差 120° , T_2 、 T_4 、 T_6 的触发脉冲互差 120° , i_{G1} 、 i_{G4} 互差 180° , i_{G3} 、 i_{G6} 互差 180° , i_{G5} 、 i_{G2} 互差 180° 。任何时刻 (不考虑换相重叠时) 只有两个晶闸管 (共阴极组 T_1 、 T_3 、 T_5 中某一个和共阳极组 T_4 、 T_6 、 T_2 中某一个晶闸管) 同时导通, 将某一线电压接通到负载上。

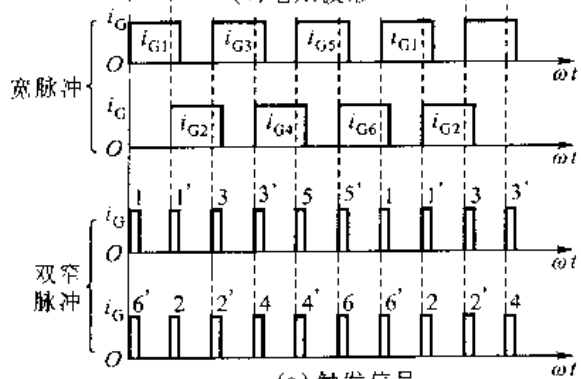
为了保证整流桥开始工作时共阴极组和共阳极组各有一晶闸管导通形成电流回路, 或者在电流断流后能再次导通, 必须使两组中 (正组 T_1 、 T_3 、 T_5 和反组 T_2 、 T_6 、 T_4) 应导通的那两个晶闸管同时有触发脉冲。为此, 可以采取两种办法: 一种是使每个触发脉冲的宽度大于 60° (一般取 $80^\circ \sim 100^\circ$), 称宽脉冲触发, 这时当触发某一晶闸管时, 前一个被触发 (导通) 的晶闸管还有触发脉冲确保能形成电流回路; 另一种是在触发某一晶闸管的同时给前一个晶闸管补发一个触发脉冲, 相当于用两个窄脉冲替代一个宽度大于 60° 的宽脉冲,



(a) 电路



(b) 电压波形



(c) 触发信号

图 5.29 三相全桥整流和有源逆变触发控制图

称为双脉冲触发。这两种触发方式均示于图 5.29(c)。图中 1~6 为脉冲序号, 1'~6' 为补发的脉冲序号。例如当要求 T_1 导通时, 除了给 T_1 发触发脉冲外, 还要同时给 T_6 补发一触发脉冲。欲触发 T_2 时, 必须给 T_1 同时补发一触发脉冲等。因此, 用双脉冲触发, 在一个周期内对每个晶闸管需要连续触发两次, 两次脉冲前沿的间隔为 60° 。双脉冲触发电路比较复杂, 但它可减小触发装置的输出功率, 减小脉冲变压器的铁心体积。用宽脉冲触发, 虽然脉冲次数少一半, 为了不使脉冲变压器饱和, 其铁心体积要做得大些, 绕组匝数多些, 因而漏感增大, 导致脉冲的前沿不够陡(这对多个晶闸管串并联时很不利), 故通常多采用双脉冲触发。

三相全控桥相控整流触发和控制电路闭环控制框图类似于图 5.28(d), 只是 α 角形成电路环节应输出 6 个互差 60° 的触发脉冲信号。这 6 个触发信号应与电源三相电压 V_a 、 V_b 、 V_c 保持严格准确的同步移相关系。此外电路中还应实现双脉冲触发或宽脉冲触发。对于大于 60° (例如 $80^\circ \sim 100^\circ$) 的宽脉冲触发, 也可以用一组高频方波脉冲列触发信号(存在时间大于 60° 范围, 参见图 6.4(c))代替一个脉宽大于 60° 的宽脉冲触发电流。国内外众多的生产厂家已经有各种型号、规格的晶闸管触发电路及控制系统可供设计者选用。以集成电路为基础的集成触发器可靠性高、性能好、体积小、功耗低、调试也方便。国产集成触发器如 KC04 和 KJ004(与 KC04 功能相似)系列产品已经得到广泛应用。以专用微处理器和 DSP 为基础的全数字化触发、控制系统和保护监控系统, 随着性价比的提高也将会得到广泛应用。

5.11 含有源功率因数校正环节的单相整流器

5.11.1 谐波电流的危害及改善措施

从 220V 单相交流电网经整流获得直流电压是应用极为广泛的一种电力电子变换, 具体电路可能是图 5.30(a) 所示的不控整流接一个大电容以得到波形较为平直的直流电压。这种整流器—电容滤波电路的特性在本章 5.2.6 节中已有介绍, 其主要缺点是: (1) 虽然输入交流电压 v_s 是正弦波, 但仅在交流电压 v_s 的瞬时值大于电容电压 V_D 时才有输入电流 i_s , 因此输入交流电流 i_s 波形严重畸变, 呈脉冲状, 如图 5.30(b) 所示。(2) 直流电压 V_D 只与交流输入电压 v_s 有关而不能调控, 为了得到输出可控的直流电压可将图 5.30(a) 中的 4 个二极管改为晶闸管相控整流。相控整流的输出直流电压平均值 V_D 可以调控, 但脉动很大, 且最低次谐波频率为 2 次谐波, 需要很大的滤波器才能得到平稳的直流电压。此外, 交流电源电流中含有大量的谐波电流,

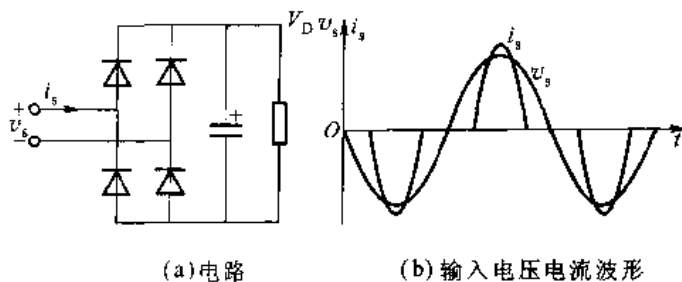


图 5.30 AC/DC 整流电路

使电网中电流波形严重畸变。谐波电流对电网有严重的危害作用:谐波电流流过线路阻抗造成谐波电压降,使电网电压(原来是正弦波)也发生畸变;谐波电流会使线路和配电变压器过热,损坏电器设备;谐波电流会引起电网 LC 谐振;高次谐波电流流过电网的高压电容,使之过流、过热而爆炸;在三相四线制电路中,中性线流过三相三次谐波电流(3 倍的 3 次谐波电流),使中性线过流而损坏;此外相控整流谐波电流还使整流负载交流输入端功率因数下降,其结果是发电、配电及变电设备的利用率降低,功耗加大,效率降低。

为了减小 AC—DC 变流电路输入端谐波电流造成的严重后果,以保证电网供电质量,提高电网的可靠性,同时也为了提高输入端功率因数,以达到节能的效果,必须限制 AC—DC 电路的输入端谐波电流。现在,限制电网谐波电流相应的国际标准已经颁布实施,如 IEC—555—2, EN60555—2 等。一般规定各次谐波电流不得大于某极限值。表 5.5 给出了某一标准要求的谐波电流限制值。

表 5.5 AC—DC 变流电路对输入端谐波电流的限制值

谐波阶次	2 次	3 次	5 次	7 次	...
谐波电流 % (以基波为基数)	2	30	10	7	...

由(5-7)式得知,整流器输入端功率因数 PF 不仅与基波电流的相位移角 ϕ_1 有关,同时还与谐波电流的大小有关,不控整流能使基波电流与交流电源电压同相, $\cos \phi_1 \approx 1$, 但图 5.30 中,呈脉冲状的电流 i_s 含有很大的谐波成分,因而交流电源的功率因数很低,为了减小电源电流中的谐波电流,提高功率因数,可以采用两类技术措施:

(1) 附加无源滤波器

这一方案是在图 5.30 所示的整流器和电容之间接入一个滤波电感,增加 i_s 的导电宽度,减缓其脉冲性,从而减小电流的谐波成分。或者在交流侧并联接入谐振滤波器,使 i_s 的谐波电流经 LC 谐振滤波器形成回路而不进入交流电源。无源 LC 滤波器的优点是:简单、成本低、可靠性高、电磁干扰 EMI 小。缺点是:体积、重量大,难以得到高功率因数(一般提高到 0.9 左右),工作性能与频率、负载变化及输入电压变化有关,电感和电容间有大的充放电电流并可能引发电路 L、C 谐振等。

(2) 附加有源功率因数校正器或采用高频 PWM 整流

图 5.31(a)所示在不控整流器和负载之间接入一个 DC—DC 开关变换器,应用电流反馈技术,使输入端电流 i_s 波形跟踪交流输入正弦电压波形,可以使 i_s 接近正弦并与 v_s 同相。从而使输入端总谐波畸变率 THD 小于 5%,而功率因数可提高到 0.99 或更高。这个方案中应用了有源器件,是一种含有源功率因数校正环节的单相整流,故简称为有源功率因数校正(Active Power Factor Correction)APFC。它是将高频 PWM DC—DC 变换应用于单相整流,故也是一种单相高频 PWM 整流。这种整流器电路的优点是:可得较高的功率因数,如 0.97~0.99, THD 小;可在较宽的输入电压范围(如 90~264V AC)下工作;体积、重量小;输出电压也可保持恒定,或调控为指令值。其不足之处是电能只能从交流电源流向直流侧负载,而不可能将直流侧的电能反送至交流电网,因此只是一种单向的 PWM 整流。本节介绍这种含有源功率因数校正器的单相整流,下一节则介绍功率可双向流动的高频 PWM 整流。

现在 APFC 技术已广泛应用于 AC—DC 开关电源,交流不间断电源(UPS),荧光灯电子镇流

器及其他电子仪器中。

5.11.2 含 Boost 型功率因数校正器的高频整流器

图 5.31 是一个含 Boost 型功率因数校正器的高频整流器电路原理及波形图。主电路由单相桥式不控整流器和 DC—DC Boost 变换器组成,主电路中各个功率半导体器件(包括:桥式整流器,功率开关管 T,输出二极管 D)可以组成一个功率模块,以缩小尺寸,并缩短联结导线,减小杂散电感。虚线框内为控制电路,包括:电压误差放大器 VA,输出指令电压 V_O^* ,电流误差放大器 CA,乘法器和驱动器等。假定负载需要一个电压为 V_O^* 的直流电压,APFC 的工作原理如下:主电路的输出电压 V_O 和给定指令电压 V_O^* 送入一个比例积分 PI 型电压误差放大器 VA,VA 的输出是个直流量 K ,当实际输出直流电压 V_O 大于指令值 V_O^* 时, $V_O > V_O^*$, K 减小;当 $V_O < V_O^*$ 时, K 增大。当 $V_O = V_O^*$ 时, K 保持不变。将二极管整流电压 v_{dc} 检测值和 VA 的输出电压信号 K 共同加到乘法器的输入端,用乘法器的输出 Kv_{dc} 作为电流指令值 i_r ,因此电流指令 i_r ($i_r = Kv_{dc}$) = $K \cdot |v_s|$ 的波形与交流电源电压 $|v_s|$ 相同,即指令电流 i_r 是与交流电源 v_s 同相位的正弦波,而 i_r 的大小则取决于实际电压 V_O 与电压指令值 V_O^* 的误差。将 i_r 与电感电流 i_L 的检测值($i_L = |i_s|$)一起送入电流误差放大器 CA,CA 的输出是开关管的 PWM 驱动信号,经驱

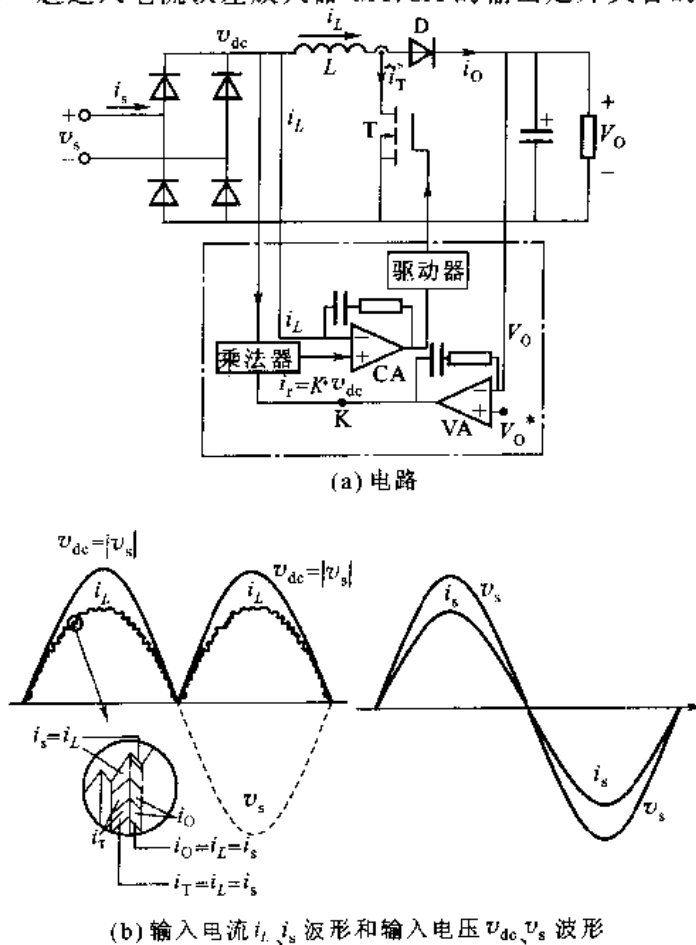


图 5.31 含 Boost 型功率因数校正器环节的高频整流器

动功率放大后再驱动开关器件 T, 当 $i_L = |i_s| < i_r$ 时, CA 输出高电位驱动开关管 T 导通。使 $i_L = i_s$ 上升, 一旦 $i_L = i_s$ 上升到 i_r 值后 CA 输出为零, 开关管关断, $|i_s| = i_L = i_O$ 下降。驱动信号控制开关 T 的通、断, 使 $|i_s| = i_L$ 跟踪指令值 i_r , 而且输入电流 i_s (即电感电流 i_L) 的波形与交流电源电压 v_s 的波形同相, 电源电流中的谐波大为减少, 输入端功率因数接近于 1, 同时功率因数校正器中的电压闭环反馈控制系统又能保持输出电压 V_O 恒定为指令值 V_O^* 。

图 5.31(b) 给出输入电压 v_s 、 v_{dc} 、电流 i_L 和仅有很小纹波的 i_s 波形。由图可见, 输入电流被高频 PWM 调制, 使原来呈脉冲状的波形, 调制成接近正弦 (含有高频纹波) 的波形。在一个开关周期内, 当开关 T 导通时, $i_{T1} = 0$, $i_s = i_L = i_r$; 当开关 T 断开时, $i_{T1} = 0$, $i_s = i_L = i_O$; i_{T1} 为流过开关 T 的电流波形。具有高频纹波的输入电流 i_s 经很小的 LC 滤波后即可得到较光滑的正弦波电流, 它也正是每个开关周期中 i_s (i_L) 的平均值。

Boost 型功率因数校正器 (APFC) 的主要优点是:

- (1) 输入电流连续, 电磁干扰 EMI 小, 无线电频率干扰 RFI 低。
- (2) 有输入电感 L , 可减少对输入滤波器的要求, 并可防止电网对主电路高频瞬态冲击。
- (3) 开关器件 T 的电压不超过输出电压值。
- (4) 容易驱动开关器件, 其参考端点 (源极或发射极) 的电位为 0V。

缺点是输入、输出间没有绝缘隔离。

一般 Boost APFC 适用于 1kW ~ 2kW 以下的负载, 通常可作为开关电源或其他电力电子设备的预调节器 (Preregulator)。

至今已有许多适用于单相 Boost 型功率因数控制器 (APFC) 的集成控制电路芯片可供设计者选用。

5.11.3 带反激式功率因数校正器的高频整流器

上一节介绍了工作在连续导电模式 (CCM) 时的 Boost 变换器应用电流型跟踪控制实现功率因数校正。以下介绍一种工作在不连续导电模式 (DCM) 时的反激变换器用电压型控制实现 PFC 的原理。

图 5.32(a) 给出一个带反激式功率因数校正环节的高频整流电路原理图。主电路工作原理

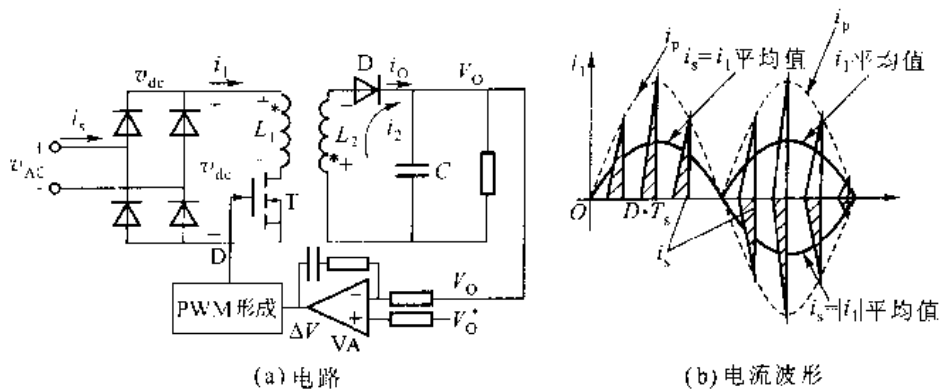


图 5.32 带反激式功率因数校正器环节的高频整流器

是:在一个开关周期 T_s 中当开关管 T 导通时正弦半波正电压 v_{de} 加在变压器一次绕组等效电感 L_1 两端, i_1 从零上升到 i_p , 电感储能, 这时变压器二次侧感应电动势被二极管 D 阻断, $i_2 = 0$ 。当开关管 T 截止、阻断电路时, $i_1 = 0$, 二次侧感应电动势改变方向, 使 D 导电, $i_2 = i_o$ 向电容 C 充电并向负载供电, i_2 线性下降至零, 电感 L_2 释放磁能, 由于交流电源供给能量时变压器二次侧断电, 只在一次侧停止供电时, 二次侧在反电动势作用下才输出功率, 故这种电路被称为反激式电路。图 5.32(a) 中电压误差放大器 VA 为一个比例—积分型电压误差放大器, 其输出 ΔV 取决于电压给定 V_o^* 与实际电压 V_o 之差值: $V_o^* > V_o$ 时, ΔV 不断增大。 $V_o^* < V_o$ 时, ΔV 不断减小, $V_o^* = V_o$ 时, ΔV 恒定不变。PWM 形成电路根据 ΔV 的大小产生一定脉宽的驱动信号, 开关管在一个开关周期中导通占空比 D 与 ΔV 成正比。图 5.32(b) 示出了工频半周期内, 在高频 PWM 开关作用下的输入电流波形。工作模式为不连续导电模式 DCM, 双半波正弦虚线为电流峰值 i_p 的包络线。 i_p 的大小显然与开关管的导通时间 t_{on} 和直流电压瞬时值 $v_{de} = |v_s|$ 的乘积成正比。 $i_p = \frac{V_{dc}}{L_1} t_{on} = \frac{V_{dc}}{L_1} D T_s$, 即 i_p 与 $|v_s|$ 瞬时值成正比。图 5.32(b) 中三角波为电流 i_1 的波形。图 5.32(b) 中的画斜线的面积为电源电流 i_s (电流不连续模式 DCM), 由于脉动频率很高, 峰值 i_p 及其平均值都正比于该瞬间的正弦电压瞬时值, 故经较小的 L 、 C 滤波器在交流电源输入端滤波后即可将 i_s 变为与电源电压 v_s 同相的正弦电流 i_{sc} 。

电流不连续 DCM 反激式与电流连续 CCM 升压(Boost)型功率因数校正器的优缺点比较如下:

表 5.6 两种功率因数校正器比较

	Boost(CCM)	反激(DCM)
优点	输入电流连续, EMI 小 电感电流即输入电流, 便于电流控制 开关器件电压额定值等于 V_o 输入端电感可吸收电网电压尖峰 容易驱动, 发射极(源极)电位为零	有绝缘隔离 V_{ci} 可大于或小于 V_{smax} (变压器变比不同时) 控制简单, 输入电流自然地接近正弦波
缺点	当 $V_o < V_i$ 时(起动或电网过压)不能控制 输入—输出间无绝缘隔离	开关器件承受电压高: $KV_{ci} + V_{dc}$, K 为变压器比, 输入电流被斩波, EMI 高 电流峰值高
适用	1kW~2kW 输出	输出小于 150W~200W

5.12 三相高频 PWM 整流

5.12.1 能量可回馈的高频 PWM 整流电路

随着用电设备谐波标准日益严格, 采用高功率因数、低谐波的高频开关模式 PWM 整流器 SMR(Switched Mode Rectifier), 替代传统的二极管不控整流和晶闸管相控整流装置是大势所趋。和传统整流器相比, PWM SMR 可以控制交流电源电流为畸变很小的正弦化电流, 且功率

因数为 1。此外,SMR 和传统相控整流器相比较,体积、重量可以大大地减少,动态响应速度显著提高。

PWM 开关模式整流器工作中一般采用全控器件进行高频脉宽调制 PWM 控制,所以从本质上讲应称为 PWM 整流器。从不同的角度看,PWM 整流器有不同的类型。按电路的拓扑结构和外特性,PWM 整流器分为电压型(升压型或 Boost 型)和电流型(降压型或 Buck 型)。升压电路的基本特点是输出的直流电压高于交流电源线电压峰值,这是其升压型拓扑结构决定的。升压型整流器输出一般呈电压源特性。电流型或降压型整流器输出的直流电压总低于输入的交流峰值电压,这也是由电路拓扑结构决定的。降压型整流器输出一般呈电流源特性。按是否具有能量回馈功能,可将 PWM 整流器分成无能量回馈功能的整流器(亦称 PFC - Power Factor Correction)和具有能量回馈功能的开关模式整流器(Reversible SMR)。无论哪种 PWM 整流电路,都基本能达到功率因数为 1。但在谐波含量,控制复杂性,动态性能,电路体积、重量、成本方面有较大差别。本章上一节介绍了无能量回馈功能的单相 PWM 整流器,即带单相 PFC 环节的高频整流器工作原理,这一节介绍有能量回馈功能的三相 PWM 整流器。

能量可回馈型的 PWM 整流器均采用全控型半导体开关器件,它比 PFC 电路具有更快的动态响应和更好的输入电流波形。另外,它还可以把交流输入电流的功率因数控制为任意值,实现交、直流侧的双向能量流动。在实际应用中,特别是在中小功率领域,将二极管与自关断器件反并联成一个可双向导电的开关器件,在直流侧并联一个大电容构成电压型的 PWM 整流器,是能量可双向流动的高频 PWM 整流器的主流。

图 5.33 和图 5.34 分别是单相半桥和全桥电压型(升压型)PWM 整流器。图 5.35 则是三相电压型 PWM 整流器。除必须具有输入电感外,PWM 整流器的主电路结构和逆变器是一样的。稳态工作时,整流器输出直流电压不变,开关管按正弦规律作脉宽调制,整流器交流侧的输出电压和逆变器相同。由于电感的滤波作用,忽略整流器交流侧输出交流电压的谐波,变换器可以看做是可控正弦三相电压源。它与电网的正弦电压共同作用于输入电感 L ,产生正弦输入电流。适当控制整流器交流端的电压 U 的幅值和相位,就可以获得所需大小和相位的输入电流 I 。

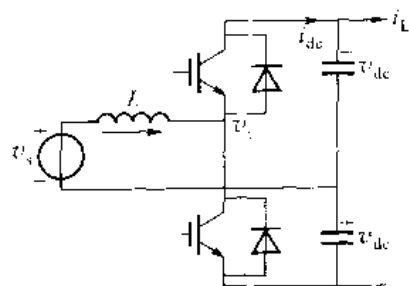


图 5.33 单相半桥整流器

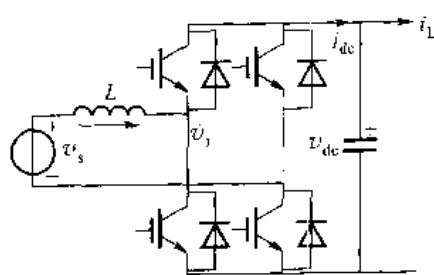


图 5.34 单相全桥整流器

电流型整流器一般不用于单相,因为需要很大的直流输出平波电抗。图 5.36 所示为三相电流型(降压型)PWM 整流器,由于直流电感 L_d 很大,其输出呈直流电流源特性。从交流侧看,电流型整流器可以看成是一个可控电流源。与电压型相比,电流型整流器有其独特的优点。由于输出电感的存在,它没有桥臂直通过流和输出短路的问题。其次,开关器件直接对直流电流作脉

宽调制,所以其输入电流控制简单。理论上即使是电流开环控制也能得到比较好的输入电流和快速的电流响应。不过,电流型整流器通常要经过 LC 滤波器再和电网联接,且直流侧的平波电感和交流侧 LC 滤波器的重量、体积都比较大。

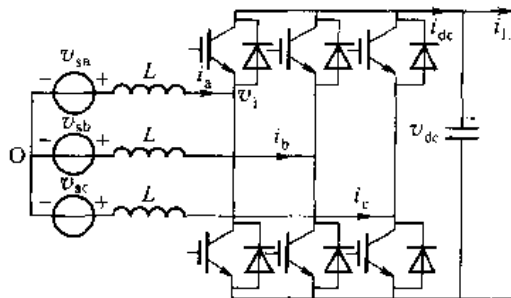


图 5.35 三相电压型 PWM 整流器

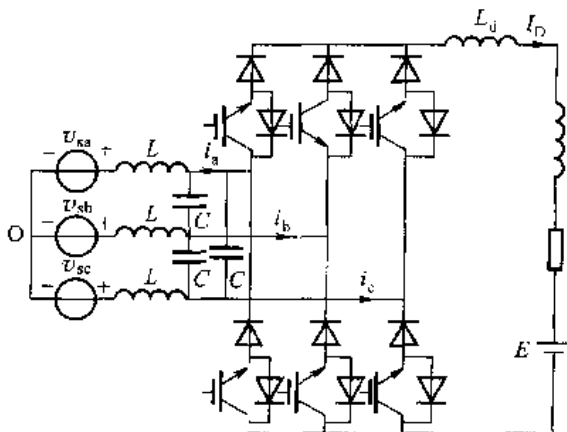


图 5.36 三相电流型 PWM 整流器

电流型 PWM 整流器应用不广泛的原因有两个。一是电流型整流器输出电感的体积、重量和损耗都比较大。二是常用的现代全控器件如 IGBT、P-MOSFET 都是有反并联二极管(或集成在器件内部的双二极管)反向自然导电的开关器件,在电流型变换器电路中为防止电流反方向流动而必须再串联一个二极管,因此主电路构成不方便且通态损耗大。从装置的体积、重量、成本和损耗看,电流型整流器均不及电压型整流器。所以目前绝大多数情况下都使用电压型高频 PWM 整流器。电流型 PWM 整流器通常只在需要功率非常大的场合有应用,因为这时所用的开关器件(GTO)本身只有单相导电特性,不必再串入防止电流反向的二极管,而电流型 PWM 整流电路的可靠性又比较高,对电路的保护比较有利。

从更广义的角度看,无论是电流型还是电压型的主电路都是能量可双向流动的能量变换器,既可运行在整流状态,也可运行在逆变状态,作整流器只是它们的功能之一。上述的主电路结构还可以用于无功补偿器,有源电力滤波器,风力、太阳能发电,电力储能系统,有源电子负载等应用领域。其控制方式和整流器控制也有很多相近的地方。

5.12.2 交流↔直流双向变换器工作原理

三相大功率相控整流和不控整流装置是实际应用的电力电子变换器中数量较多、容量最大的变换器。其主要缺点是:

(1) 对公用交流电网产生大量谐波电流并在电网中引起谐波电压。

(2) 相控整流处于控制角 α 大、输出直流电压平均值 V_D 低的深控状态时,整流装置的功率因数 PF 随 $\cos \alpha$ 的减小急剧减小。

理想的交流↔直流双向变换器应该是:

(1) 输出直流电压平稳且可以迅速地调节控制。

(2) 输入的交流电源电流波形正弦化。

(3) 输入的交流电流的功率因数 PF 可控制为任意正或负值指令值。

(4) 交流-直流之间的功率流向可以是双向可控的,既可实现整流,又可实现逆变。

(5) 变换器是无损耗的。即变换器中的电感、电容、变压器及开关器件都是理想的无损耗元件,变换器效率为 1。

在图 5.37(a)所示三相桥式交流-直流变换器电路中,交流电源三相电压 $v_{sa}(t)$ 、 $v_{sb}(t)$ 、 $v_{sc}(t)$ 经电感 L 和线路电阻 R 接到三相全控桥式变换器。 $T_1 \sim T_6$ 为 6 个有反并联二极管的自关断器件。输出端接大电容 C 及直流负载(或直流电源),直流侧电压为平稳的直流 V_d ,三相桥式变换器交流输入端交流相电压为 $v_{sa}(t)$ 、 $v_{sb}(t)$ 、 $v_{sc}(t)$,电流为 i_a 、 i_b 、 i_c ,如果交流电源电压为

$$v_{sa}(t) = \sqrt{2} V_s \cdot \sin \omega t \quad (5-199)$$

$$v_{sb}(t) = \sqrt{2} V_s \cdot \sin(\omega t - 120^\circ)$$

$$v_{sc}(t) = \sqrt{2} V_s \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)$$

式中 V_s 为交流电源相电压有效值。

则理想的交流-直流变换应该是

$$i_a(t) = \sqrt{2} I_s \sin(\omega t - \phi) \quad (5-200)$$

$$i_b(t) = \sqrt{2} I_s \sin(\omega t - \phi - 120^\circ)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2} I_s \sin(\omega t - \phi + 120^\circ)$$

式中 I_s 是交流电源流入双向变换器的电流有效值。 ϕ 是 I_s 滞后 V_s 的功率因数角。

理想的三相桥变换器交流侧相电压应是

$$v_{sa}(t) = \sqrt{2} V_i \sin(\omega t - \delta) \quad (5-201)$$

$$v_{sb}(t) = \sqrt{2} V_i \sin(\omega t - 120^\circ - \delta)$$

$$v_{sc}(t) = \sqrt{2} V_i \sin(\omega t + 120^\circ - \delta)$$

式中 V_i 是三相桥交流输入端相电压有效值, δ 是 V_i 落后于 V_s 的相位落后角,见图 5.33(b)。

电压、电流矢量关系为

$$\vec{V}_s = \vec{V}_i + R\vec{I}_s + j\vec{I}_s X \quad (5-202)$$

式中电感 L 的电抗 $X = \omega L$, 电压、电流矢量关系为图 5.37(b), 图中取横轴为 d 轴, 纵轴为 q 轴。变换器交流输入端电压矢量 $\vec{V}_i$ 的 d 轴分量 V_{id} 和 q 轴分量 V_{iq} 为

$$V_{id} = V_i \cos \delta = \overrightarrow{OF} = \overrightarrow{OH} - \overrightarrow{KH} = \overrightarrow{FK} = V_s - XI_q - RI_d$$

$$V_{iq} = V_i \sin \delta = \overrightarrow{FE} = \overrightarrow{KN} - \overrightarrow{MN} = XI_d - RI_q$$

如果忽略电阻 R , 则

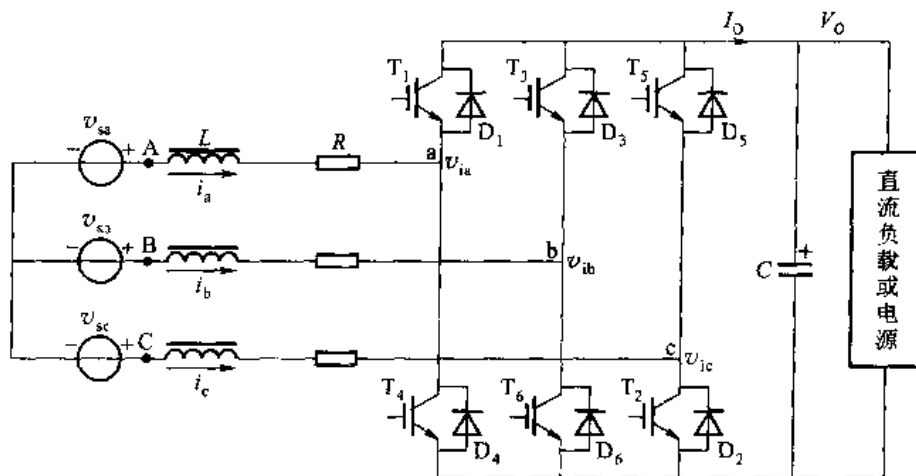
$$V_{id} = V_i \cos \delta = V_s - XI_q \quad (5-203)$$

$$\text{无功电流 } I_q = (V_s - V_{id})/X = (V_s - V_i \cos \delta)/X = I_s \sin \phi \quad (5-204)$$

$$V_{iq} = V_i \sin \delta = XI_d \quad (5-205)$$

$$\text{有功电流 } I_d = \frac{V_{iq}}{X} = \frac{V_i \sin \delta}{X} \quad (5-206)$$

复数功率 $\dot{S}$ 的定义是:电压矢量 $\vec{V}_s$ 与电流共轭矢量 $\vec{I}_s^*$ 的乘积。图 5.37(b)中,



(a) 电路

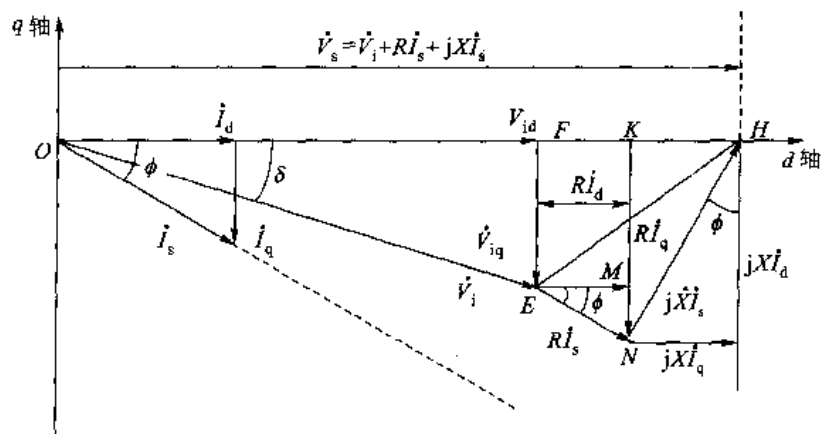
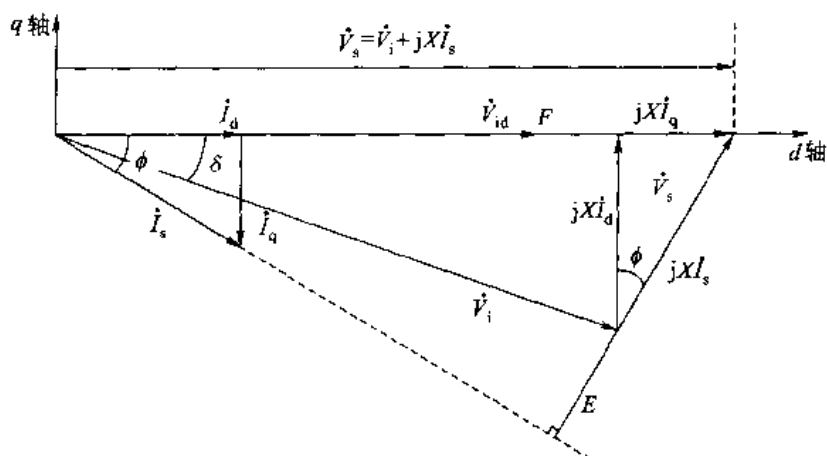
(b) $R \neq 0$ 矢量图(c) $R=0$ 矢量图

图 5.37 理想化的 AC/DC 双向变换器

$$\dot{I}_s = I_d + jI_q = \dot{I}_s^* + I_d + jI_q$$

因此 $\dot{S} = P + jQ = 3\dot{V}_s \cdot \dot{I}_s^* = 3V_s \times (I_d + jI_q) = 3V_s I_d + j3V_s I_q$

再利用(5-204)、(5-206)式得到有功功率 P 和无功功率 Q ：

$$P = 3V_s I_d = 3V_s I_s \cos \phi = 3V_s V_{ci} / X = 3V_s V_i \sin \delta / X \quad (5-207)$$

$$Q = 3V_s I_q = 3V_s I_s \sin \phi = 3V_s \frac{V_s - V_i \cos \delta}{X} \quad (5-208)$$

请注意,我们定义 I_s 是交流电源流入双向变换器的电流, ϕ 是 I_s 滞后 V_s 的功率因数角,图中矢量关系为 I_s 滞后于 V_s 的角度为 ϕ 角,即 ϕ 为正值,因而滞后的无功电流 $I_q = I_s \sin \phi$ 为正值,滞后的无功功率 Q 为正值,表示电源输出落后于电压 V_s 的电流 I_s ,电源向变换器输出滞后的无功功率,若 I_s 超前 V_s 一个角度(I_s 在横轴上方),则 ϕ 为负值,那时 I_q 为负值, Q 为负值,表示电源输出超前于电压 V_s 的电流,电源向变换器输出超前的无功功率,或交流电源从变换器处得到(输入)滞后的无功功率。

当变换器交流输入端电压 V_i 滞后于 V_s 时,即滞后角 δ 为正值时,式(5-206)、式(5-207)的有功电流 I_d 为正值, P 为正,表示交流电源输出有功功率,经 AC/DC 变换器输出直流电能给直流负载,变换器工作于整流状态;反之当变换器交流输入端电压 V_i 的相位超前 V_s 时,那时滞后角 δ 为负值, I_d 为负值, P 为负,表示交流电源输入有功功率,即 AC/DC 变换器将直流电源电能变为交流电能反送给交流电源,变换器工作于逆变状态。当电压 V_i 较大,以致 $V_i \cos \delta > V_s$ 时,则 I_d 为负, Q 为负,即交流电源向 AC/DC 变换器输出容性(超前)无功电流、无功功率,或交流电源从 AC/DC 变换器输入感性(滞后)无功电流、无功功率。当电压 V_i 较小, $V_i \cos \delta < V_s$ 时, I_d 为正, Q 为正,即交流电源向 AC/DC 变换器输出感性(滞后)无功电流、无功功率,或交流电源从 AC/DC 变换器输入容性(超前)无功电流、无功功率。因此,两个交流电源如图 5.37(a)中的 V_s 和 V_i ,它们之间的有功电流 I_d 、有功功率 P 总是从相位超前的电源流向相位滞后的电源。电压数值高的电源才有可能向电压低的电源输出滞后的感性无功电流 I_q 和感性无功功率 Q 。

因此由式(5-204)、式(5-206)、式(5-207)、式(5-208)可知,控制 V_i 的大小和 V_i 相对于 V_s 的相位角 δ ,即可控制 I_d 、 I_q 的大小和正、负值,控制 P 的大小和方向(正、负)。

图 5.37(a)中在一定的负载阻抗情况下,输出直流电压 V_o 的大小取决于有功功率 P 与负载消耗的功率 P_o 之间的平衡关系,增大 P , V_o 自然升高,反之, V_o 降低,在一定的负载情况下,保持 P 恒定, V_o 随之恒定不变,调节 P 也就调节控制了输出电压 V_o 。

综上所述,只要能对图 5.37(a)中的 AC/DC 变换器进行实时、适式的控制,能使变换器交流端的三相电压为互差 120° 的正弦波,控制三相变换器交流侧电压 V_i 的大小和相位,那么图 5.37(a)的交流-直流变换器就是一个理想的 AC $\leftrightarrow$ DC 双向功率变换器。

5.12.3 三相电压型高频 PWM 整流控制系统

图 5.37(a)中忽略线路电阻,得到图 5.38(a)。对图 5.38(a)中 6 个开关器件 $T_1 \sim T_6$ 进行类似于第 4 章三相 SPWM 逆变器的通、断控制,可以在三相桥变换器的交流侧 a、b、c 三点产生三相对称的交流相电压 v_{ia} 、 v_{ib} 、 v_{ic} 、 v_{is} 、 v_{ib} 、 v_{ic} 中除基波交流分量 $\dot{V}_i$ 外,还含高次谐波 $\dot{V}_{ih}$ 。令

$T_1 \sim T_6$ SPWM 控制的调制参考波频率 f_r 等于交流电源 $v_{sa}、v_{sb}、v_{sc}$ 的频率 f_s , 则 $v_{ia}、v_{ib}、v_{ic}$ 中的基波频率 f_1 就是交流电源频率 f_s , 而 $v_{ia}、v_{ib}、v_{ic}$ 中的谐波频率则由 $T_1 \sim T_6$ SPWM 控制的高频载波频率 f_c 决定, 由于通常 SPWM 控制的载波比 $f_c/f_r \gg 1$, 因此 $v_{ia}、v_{ib}、v_{ic}$ 中的高次谐波频率很高。根据叠加原理, 图 5.38(a) 电路可以用图 5.38(b)、(c) 等效。图 5.38(b) 为基波等值电路, 其中 $\dot{V}_s$ 为交流电源电压矢量, $\dot{V}_1$ 为变换器所产生的交流侧的基波电压; 图 5.38(c) 为谐波等值电路, 其中交流电源无谐波电压, $\dot{V}_{1h}$ 为变换器交流侧电压中的谐波电压矢量。显而易见只要对 $T_1 \sim T_6$ 进行 SPWM 控制, 控制变换器交流侧各相 SPWM 脉波电压 $v_{ia}、v_{ib}、v_{ic}$, 即控制图 5.38(b) 中的矢量 $\dot{V}_1$ 的大小及 $\dot{V}_1$ 相对于交流电源电压矢量 $\dot{V}_s$ ($v_{sa}、v_{sb}、v_{sc}$ 的矢量) 的相角差 δ , 就能控制基波电流 i_s 的大小和相位, 实现有功功率和无功功率在交流电源和直流侧电压 V_O 之间的双向流动。此外由于谐波电压频率很高, 图 5.38(c) 中由谐波电压 v_h 所产生的谐波电流 i_h 可以被控制得很小, 因而可以忽略不计。因此图 5.38(a) 电路可以实现较理想的 AC $\leftrightarrow$ DC 变换, 包括 SPWM 逆变和变频 PWM 整流变换。

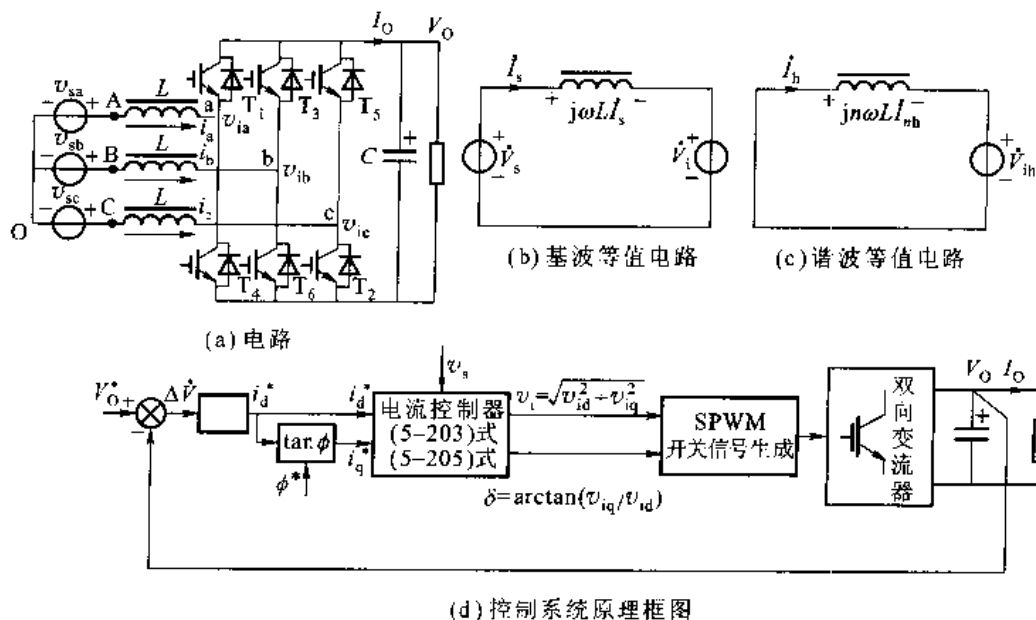


图 5.38 三相电压型高频 PWM 整流工作原理

图 5.38(d) 示出三相电压型 PWM 整流控制系统原理框图。图 5.38(a) 中为了稳定变换器的运行, 电容器 C 上的直流电压 V_O 必须恒定不变。为此对 V_O 采用电压反馈闭环控制。控制系统检测实际的 V_O 并与指令值 V_O^* 相比较, 将电压误差 $\Delta V (= V_O^* - V_O)$ 送入 PI 调节器, PI 调节器的输出作为有功电流指令值 I_d^* , 根据所要求的功率因数角 ϕ , 得到无功电流指令值 I_q^* ($I_q^* = \tan \phi \cdot I_d^*$), 再由 (5-203)、(5-205) 式得到双向变换器交流侧基波电压指令值 $V_{ic}、V_{iq}、V_i$ ($V_i = \sqrt{V_{ic}^2 + V_{iq}^2}$, $\delta = \arctan(V_{iq}/V_{ic})$), 按第 4 章 4.5 节三相 SPWM 波形控制原理, 令相位角为 δ 的电压 V_i 为三相 SPWM 调制正弦参考电压, 产生 6 个开关器件的通、断信号, 输出所需的交流电压 $\dot{V}_1$ 。图 5-38(d) 中, 当整流负载 I_O 改变时, 或直流电压指令值 V_O^* 改变, 电压误差 $\Delta V = V_O^* - V_O$ 。

- $V_o \neq 0$ 时, 将使有功电流指令值 I_d^* 改变, V_i 随之改变, 从而改变交流电源送入变换器的有功电流、有功功率。一旦实际电压 V_o 偏低, $\Delta V > 0$, 则增大交流电源输入的有功功率, 使图 5.38 (a) 中的直流电流 I_o 加大, C 充电, 提高 V_o ; 反之当实际电压 V_o 偏高, $\Delta V < 0$, 则减小交流电源送入变换器的有功功率, 使 I_o 减小, 电容 C 参与对直流负载供电, 使 V_o 减小。在交流电源电压 v_i 和直流负载任意变化时, 这种输出直流电压 V_o 的闭环控制可以使直流输出电压 V_o 维持恒定不变。同时使 V_i 、 I_i 的相位角 ϕ 保持为指令值 ϕ^* 。

小 结

交流—直流整流变换已得到广泛应用, 在交流电源与直流负载之间的开关器件导通时, 交流电压加至直流负载, 开关器件截止时, 直流负载与交流电源阻断。以二极管为开关器件的不控整流, 其直流输出电压只依赖于交流输入电压的大小而不能调控。相控整流靠改变晶闸管的控制角 α 调控直流输出电压。半波整流电路使交流电源仅半个周期中有负载电流, 因而交流电源中含有有害的直流分量和二次谐波。单相桥式和三相桥式整流电路是最实用的交流—直流整流电路。

三相半波整流电路是各类三相整流电路的基本单元结构。两个或四个三相半波整流电路的不同组合, 可以构成各种大功率多脉波整流电路, 其中三相全桥 6 脉波和两个互差 30° 的三相全桥整流器所构成的 12 脉波整流器在高压大功率整流装置中得到广泛应用。

相控有源逆变是相控整流技术的自然延伸。晶闸管不能自关断, 但在有源逆变时由于有交流电网电压瞬时值周期性的反向变负, 可用于关断已处于导通状态的晶闸管。因此晶闸管除主要应用于相控整流外也可应用于有源逆变。

使用晶闸管作开关器件的相控整流产生有害的交流谐波电流, 在深控时又使功率因数很低。采用自关断开关器件的交流—直流变换器, 利用 PWM 控制可以实现理想化的交流—直流变换: 输出直流电压快速可控, 交流电流正弦化, 功率因数可为任意指令值, 功率可双向流动。高频 PWM 整流是交流—直流变换的最佳控制方式。

复习题及思考题

1. 什么是半波整流、全波整流、半控整流、全控整流、相控整流、高频 PWM 整流?
2. 什么是一象限、二象限和四象限 AC/DC 变换器?
3. 什么是电压波形系数、电压纹波系数、脉动系数、电流谐波因数、电流畸变因数、位移因数和整流输入功率因数?
4. 三相桥式不控整流任何瞬间均有两个二极管导电, 整流电压的瞬时值与三相交流相电压、线电压瞬时值有什么关系?
5. 单相桥全控整流和单相桥半控整流特性有哪些区别?
6. 单相桥全控整流有反电动势负载时输出电压波形如何确定?
7. 三相半波相控整流输出直流电压瞬时值波形如何确定?
8. 如何从三相半波相控整流电路整流电压平均值直接求出三相桥式 6 脉波和两个互差 30° 的三相桥组成的 12 脉波相控整流电压平均值? 怎样才能获得 24 脉波的整流电压?

9. 交流电路电感不为零时引起的换相重叠过程中整流器输出电压的瞬时值如何确定,在换相期间是什么因素促使负载电流从一个晶闸管向另一个晶闸管转移?
10. 从物理原因上说明换相重叠过程为什么与交流电源电压频率、幅值(或有效值)、负载电流大小、电路电感以及控制角等因数有关?
11. 同一个整流电压波形,时间坐标原点取在不同位置时用傅里叶级数分析得到的谐波特性是否相同,为什么?
12. 为什么 m 脉波的整流电压中只含有 Km 次谐波, $K=1,2,3,\dots$?
13. 有什么办法能消除相控整流装置中交流输入电流中的 5、7、11、13 次谐波?
14. 为什么要限制有源逆变时的触发控制角? 根据什么原则确定有源逆变时的最大控制角 $\alpha_{\max}$?
15. 单相桥相控整流电路大电感 $R-L$ 负载时触发脉冲的宽度应是多少? 三相桥式相控整流电路触发脉冲的最少宽度应是多少?
16. 由图 5.31 Boost 型功率因数校正器的工作原理说明,为什么能实现输入交流电流基本正弦,并与交流电源电压同相?
17. 由图 5.32 反激式功率因数校正器工作原理,说明为什么能改善输入电流的波形及功率因数?
18. 三相 PWM 整流与三相 PWM 逆变有什么异、同之处?

第 6 章 交流—交流变换器

本章主要介绍采用晶闸管作开关器件的交流—交流变换器。交流—交流变换器可分为两大类：一类是频率不变仅改变电压大小的交流—交流电压变换器，也被称为交流斩波（降压）调压器，或交流电压控制器；另一类是直接将一定频率的交流电变换为较低频率交流电的相控直接变频器，在直接变频的同时也可实现电压变换，直接实现降频降压变换。

交流—交流电压变换器采用廉价的晶闸管作开关器件时，依靠交流电源瞬时值过零及反向关断晶闸管。晶闸管开关器件的开通则可采用类似于第 5 章中的移相控制，即改变控制角 α （延迟触发角 α ）调控变换器输出电压的大小。除采用相控原理改变输出电压外，晶闸管开关器件也可采用整周波的通、断控制方法，例如以 N 个电源周波为一个大周期，改变导通周波数与阻断周波数的比值来改变变换器在整个大周期内输出的平均功率。

采用晶闸管作开关器件的相控型交流—交流直接变频器，依靠交流电源正弦波电压瞬时值的变负及反向来关断已处于导通状态的晶闸管，实现换相（换流）。这种晶闸管直接变频器只能降频、降压，通常用作大功率高压交流电动机变速传动系统所需的较低频率的变频变压电源。

交流—交流电压控制器的电路结构有单相电压控制器和三相电压控制器两种。单相电压控制器常用于小功率单相电动机控制、照明和电加热控制；三相交流—交流电压控制器的输出是三相恒频变压交流电源，通常给三相交流异步电动机供电，实现异步电动机的变压调速，或作为异步电动机的启动器使用，其输出电压在异步电动机的启动、升速过程中逐渐上升，控制异步电动机的启动电流不超过允许值。

如果不用晶闸管而采用自关断器件为电路开关，通过高频 PWM 控制，既可调控输出交流电压的大小，又能减小输出电压谐波和输入电流谐波。由于成本价格太高，现在一般不采用这种 AC—AC PWM 电压变换器。采用自关断器件的矩阵式 AC—AC 直接变频器今后有可能得到广泛应用。

6.1 晶闸管交流电压控制器的类型

交流—交流电压控制器的功能是将一个或一组晶闸管开关器件串接在交流电源和负载之间，改变开关器件的通、断状态，控制负载上的电压波形，从而控制负载的交流电功率。

开关器件处于通态时，负载电压 $v_{\text{L}}(t) = v_{\text{s}}(t)$ （电源交流电压）；处于断态时，负载电压 $v_{\text{L}}(t) = 0$ 。交流电压控制器按控制模式的不同可以分为相控型、整周波控制型和单一的开关型三种。单相相控型是以交流电源的半周期为一个通、断控制周期，靠晶闸管的移相（延迟）触发改变负载上的交流电压波形。控制角 $\alpha = 0$ 时，交流电源的全部正、负半波都送至负载。 $\alpha \neq 0$ 时，则交流电源正、负半波的一部分加到负载上，负载电压、负载功率的大小由控制角 α 确定。整周波控制是以一个设定的时间为工作周期，这个工作周期由若干个交流电源周期 T_{s} 组成，采用过

零触发方式($\alpha=0$)规定晶闸管在工作周期中的导通周波数来控制整个工作周期中的负载交流功率平均值的大小。例如对 50Hz 的交流电源(周期为 0.02s)若在 0.2s(10 个电源周波)中令开关导通 9 个整周波,阻断一个整周波,则输出电压在 0.2s 内的平均值等效于下降了 10%。这种整周波的通、断控制较相控方法优越之处是可以使交流电源电流波形为正弦波(电阻负载时),但不能做到输出电压的即时连续调控,故仅适用于照明灯光控制和电加热中的温度控制。采用单一开关型的晶闸管通、断电路控制器仅是一个交流电力电子开关,其功能类似于通常使用的仅用于接通和关断电路的机械式开关。这种交流电力电子开关又分为可在任意时刻接通电路和只能在过零时刻接通电路两种。前者的开通延时仅是晶闸管的开通时间(不超过 0.1ms),后者最大可能的开通延时时间对 50Hz 交流电源为 10ms(半个电源周期),而两者最大的关断延时时间均为 10ms(50Hz 交流电源时的半周期)。应该注意到,晶闸管电压控制器只是用来控制负载上电压的大小和电压的有、无。由于半导体开关器件即使在截止状态时,其等效电阻也并不是无限大,漏电流并不为零,它只是阻断交流电源电压,而不能把交流电源与负载隔离,因此还必须在晶闸管电压控制器前级设置“机械式触点开关”以确保用电安全。有了晶闸管控制器以后,如果在晶闸管关断后处于截止状态时,再断开有触点开关,而在晶闸管控制器开通之前先接通“机械式触点开关”,再开通晶闸管接通电路,这就可以避免机械式触点开关带负载断开和接通电路,可以选用较小断路(电流)容量的机械式触点开关。

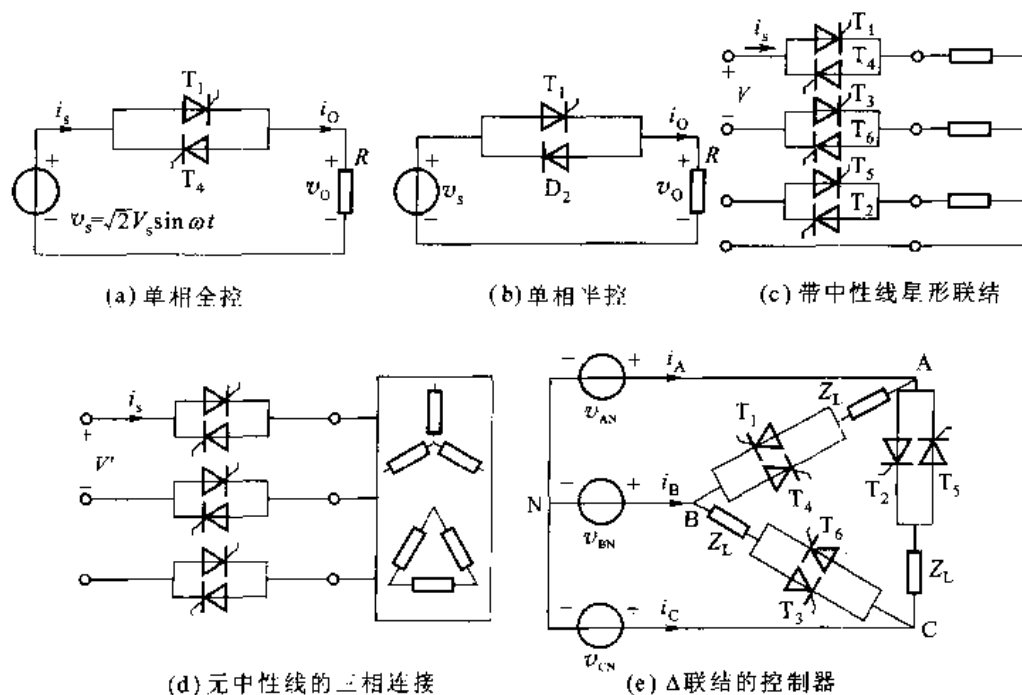


图 6.1 晶闸管交流电压控制器电路

交流—交流电压控制器按电路结构的不同可分为图 6.1 所示的各种单相和三相结构。图 6.1(a)为两个反并联的晶闸管组成的单相全控交流电压控制器。图 6.1(b)为单相半控交流电压控制器,图中用一个二极管取代了一个晶闸管。显然图 6.1(b)的半控电路在电源正、负半波中电流是不对称的,虽然节省了一个晶闸管,但移相控制运行时电路运行情况的不对称会给交

流电网带来危害,故不宜用于较大功率的电压控制。图 6.1(c)为三个独立的单相全控电压控制器组成的三相全波电压控制器,其特点是带有一根电源中性线,因此称之为带中性线星形联结。该电路各相通过中性线形成回路,它相当于三只单相晶闸管交流调压器的组合。电路中晶闸管承受的电压、电流就是接于相电压的单相调压器时的数值。该电路的缺陷是 3 次谐波在中线中的电流很大,由于 3 次谐波属于零序分量,它在中性线中的电流值为各相 3 次谐波值的代数和,当 $\alpha = 90^\circ$ 时,中性线电流近似额定相电流。所以中性线的导线截面要求与相线一致。另外,选用该电路还必须考虑电源变压器的中性线是否允许通过相当于额定负载相电流的电流值。图 6.1(d)为三组双向导电的晶闸管(或两个晶闸管反并联)组成的无中性线的三相电压控制器,三相负载既可为星形亦可为三角形联结。该电路的特点是每相电路通过另一相形成回路,由此可知该电路中晶闸管的触发电路必须是双脉冲,或者是宽度大于 60° 的单脉冲。由于该型电路中负载接线灵活,既可接星形负载,又可接三角形负载,而且不用中性线,相对于图 6.1(c)线路节省了敷线投资,因此是一种较好的三相交流调压器主电路接线型式。图 6.1(e)称为开口三角形联结,即将反并联晶闸管与各相负载串联后再接成三角形,它同图 6.1(c)一样,也相当于由三个单相电压控制器组成三相晶闸管交流电压控制器,不过三个单相电压控制器都是跨接在电源线电压上。由于该形式电路只能适用于允许断开六根出线端子的三角形负载,因此其使用范围有一定的局限性。

上述各种不同形式的电压控制器,其输出电压、电流与触发控制角 α 的关系,以及在负载电流和线电流中所引起的谐波含量的关系都是各不相同的。选择哪一种具体的电路形式取决于负载电路的性质和要求的控制范围。由于不对称的半控型控制器很少使用,本章不予研究,本章除分析图 6.1 的四种电路外还将分析有变压器抽头的电压控制器的工作情况,这种控制器适用于单相和三相系统。

6.2 单相交流电压控制器

和相控整流一样,晶闸管相控交流电压控制器的工作特性与负载性质有关。

6.2.1 电阻负载

图 6.2(a)中若电感 $L = 0$ 则为电阻负载。图 6.2(b)为电阻负载时的波形图。图中两个反并联的晶闸管 T_1 、 T_2 也可以用一个双向晶闸管代替。在交流电源的正半周 $\omega t = \alpha$ 时触发导通 T_1 ,导通角 $\theta = \pi - \alpha$ 。在负半周 $\omega t = \pi + \alpha$ 时触发导通 T_2 ,导通角 $\theta = \pi - \alpha$ 。负载端电压 v_o 、电流 i_o 为图 6.2(b)所示斜线波形。这时负载电压 v_o 、电流 i_o 为正弦波的一部分,宽度为 $(\pi - \alpha)$,负载电压有效值 V_o 、负载电流有效值 I_o 、电源电流有效值 I_s 、晶闸管电流有效值 I_T 分别为

$$V_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (\sqrt{2} V_s \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = V_s \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (6-1)$$

$$I_o = I_s = V_o / R$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} V_s \sin \omega t}{R} \right)^2 d(\omega t)} = \frac{V_s}{R} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}} \quad (6-2)$$

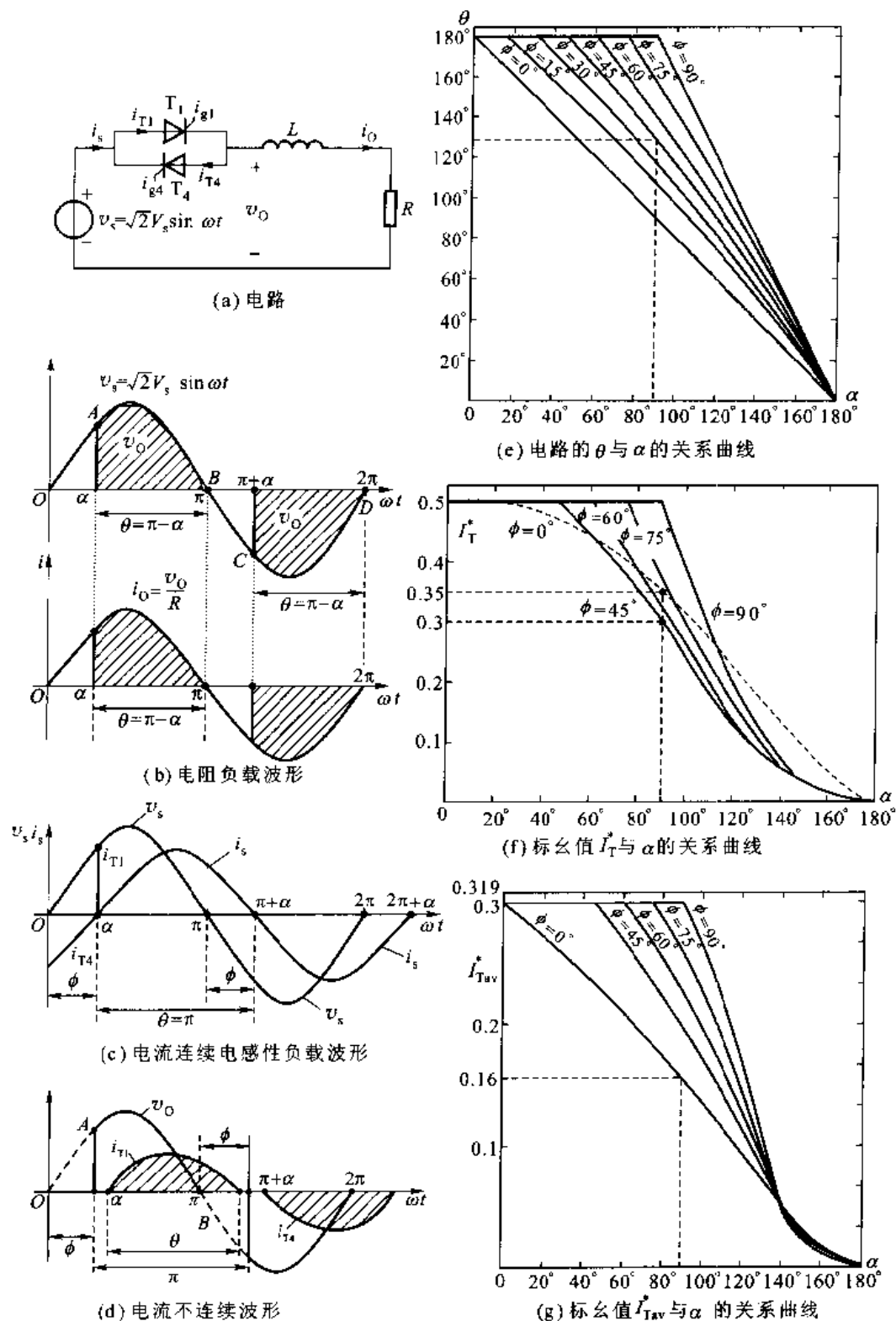


图 6.2 单相交流电压控制器电路、波形及特性

交流电压控制器功率因数 PF 为

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_o I_o}{V_s I_s} = \frac{V_o}{V_s} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (6-3)$$

由图 6.2(b) 及 (6-1) 式可知: 晶闸管触发控制角 $\alpha = 0$ 时, $v_o = v_s$, v_o, i_o 为正弦波。 $\alpha > 0$ 时, V_o, i_o 为非正弦波, 控制角 α 从 $0 \sim 180^\circ$ 范围改变时, 输出电压 V_o 从 V_s 下降到零, 控制角 α 对输出电压 V_o 的移相可控区域是 $0 \sim 180^\circ$ 。

图 6.2(b) 中 $\alpha \neq 0$ 时电阻负载时的输出电压 v_o 是:

$$\begin{aligned} 0 \leq \omega t < \alpha \text{ 时} \quad v_o &= 0 \\ \alpha \leq \omega t \leq \pi \text{ 时} \quad v_o &= \sqrt{2} V_s \sin \omega t \\ \pi \leq \omega t < \pi + \alpha \text{ 时} \quad v_o &= 0 \\ \pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi \text{ 时} \quad v_o &= \sqrt{2} V_s \sin \omega t \end{aligned} \quad (6-4)$$

由于 $v_o(t)$ 正、负半波对称 $v_o(\omega t) = -v_o(\omega t + \pi)$, $v_o(\omega t)$ 的傅里叶级数中不含直流分量和偶次谐波,

$$v_o = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (6-5)$$

$$\text{式中,} \quad a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_o(t) \cos n\omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_o(t) \cos n\omega t d(\omega t) \quad (6-6)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_o(t) \sin n\omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_o(t) \sin n\omega t d(\omega t) \quad (6-7)$$

$$\text{由此得到基波电压系数}(n=1): a_1 = \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi} (\cos 2\alpha - 1) \quad (6-8)$$

$$b_1 = \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi} [\sin 2\alpha + 2(\pi - \alpha)] \quad (6-9)$$

$$\begin{aligned} \text{基波电压幅值 } V_{1m} &= \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \\ &= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \sin 2\alpha + (1 - \cos 2\alpha)/2} \end{aligned} \quad (6-10)$$

$$n \text{ 次谐波系数 } a_n = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \left\{ \frac{1}{n+1} [\cos(n+1)\alpha - 1] - \frac{1}{n-1} [\cos(n-1)\alpha - 1] \right\} \quad (6-11)$$

$$n = 3, 5, 7 \dots$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} \left\{ \frac{1}{n+1} \sin(n+1)\alpha - \frac{1}{n-1} \sin(n-1)\alpha \right\} \quad (6-12)$$

$$n = 3, 5, 7 \dots$$

$$n \text{ 次谐波电压幅值 } V_{nm} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (6-13)$$

$$n \text{ 次谐波电流有效值 } I_{nm} = \frac{V_{nm}}{\sqrt{2} R} \quad (6-14)$$

输出电压、电流基波和第 n 次谐波的幅值可由 (6-8) 至 (6-14) 式算出。

电阻负载时输出电压和电流波形是一样的。按以上各式对基波 $n=1$ 和 $n=3 \sim 15$ 次奇次

谐波在 $\alpha = 0 \sim 180^\circ$ 的范围的计算结果如表 6.1 所示。表中所列数值均为标么值,其基准值为

$$\sqrt{2}V_s, \text{表中最后一行为 } 3 \sim 15 \text{ 次谐波幅值的均方根值 } V_{Hm}, V_{Hm} = \left[\sum_{n=3}^{15} V_{nm}^2 \right]^{1/2}.$$

表 6.1(a) 电阻负载不同触发控制角 α 时 3~15 次谐波电压(电流)幅值的相对值

$V_{nm} \backslash \alpha$	5°	10°	15°	20°	25°	30°	35°	40°	45°	50°	55°	60°	65°	70°	75°	80°	85°	90°
V_{3m}	0.24	0.96	2.1	3.7	5.7	8.0	10.5	13.2	15.9	18.7	21.4	23.9	26.1	28.1	29.7	30.9	31.6	31.8
V_{5m}	0.24	0.95	2.1	3.5	5.2	7.0	8.8	10.5	11.8	12.9	13.6	13.8	13.6	13	12.3	11.5	10.8	10.6
V_{7m}	0.24	0.93	2.0	3.2	4.8	5.8	6.7	7.3	7.5	7.4	7.1	6.9	7.1	7.8	8.8	9.7	10.4	10.6
V_{9m}	0.23	0.90	1.85	2.9	3.8	4.4	4.7	4.6	4.5	4.7	5.1	6.3	7.1	7.5	7.5	7.1	6.6	6.4
V_{11m}	0.23	0.87	1.7	2.5	3.0	3.2	3.1	3.2	3.8	4.6	5.3	5.5	5.3	5.1	5.1	5.6	6.1	6.4
V_{13m}	0.23	0.84	1.36	2.10	2.29	2.27	2.47	3.10	3.79	4.13	4.07	3.93	4.17	4.72	5.3	5.1	4.76	4.55
V_{15m}	0.23	0.8	1.39	1.71	1.73	1.86	2.43	3.00	3.22	3.12	3.23	3.72	4.4	4.15	3.92	3.96	4.33	4.55
V_{Hm}	0.63	2.4	4.85	7.63	10.6	13.6	16.6	19.7	22.5	25.3	27.9	30.4	32.1	33.8	25.1	26.1	36.7	36.9

表 6.1(b) 电阻负载不同触发控制角 α 时基波电压(电流)幅值的相对值

α	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°	90°	100°	110°	120°	130°	140°	150°	160°	170°	180°
基波 相对值	0.999	0.992	0.974	0.944	0.899	0.839	0.767	0.684	0.593	0.497	0.401	0.309	0.223	0.147	0.085	0.038	0.01	0

$\alpha = 90^\circ \sim 180^\circ$ 的谐波值,分别与 $\alpha = 90^\circ \sim 0^\circ$ 的数值对称。用表 6.1 所列的数值可作出图 6.3 所示的不同控制角 α 时基波(虚线所示)和 3~15 次谐波幅值的相对值,图中横坐标为控制角 α ,纵坐标的数值 H_{nm} 为

$$H_{nm} = \frac{\text{控制角为 } \alpha \text{ 时第 } n \text{ 次谐波的均方根值(或幅值)}}{\text{控制角 } \alpha = 0 \text{ 时基波的均方根值(或幅值)}}$$

由谐波值分布图可知:

(1) 谐波序次越低,谐波幅值越大。当 $\alpha = 90^\circ$ 时 3 次谐波幅值达到 31.8%。

(2) 5 次谐波的最大幅值出现在 $\alpha = 60^\circ$ 及 120° 的对称位置。

(3) 可算出 3、9、15 次谐波在 $\alpha = 90^\circ$ 位置的零序分量幅值的均方根值: $V_0 = (V_{3m}^2 + V_{9m}^2 + V_{15m}^2)^{1/2} = 32.755\%$ 。可见,图 6.1(c) 中,带中性线星形联结的晶闸管交流电压控制器中三相零序分量电流在中性线叠加,中性线中将会出现幅值的相对值为 $3 \times 32.755\% = 98.266\%$ 的中性线电流,这数值已接近为额定负载电流,所以图 6.1(c) 所示带中性线的星形电路很少使用。

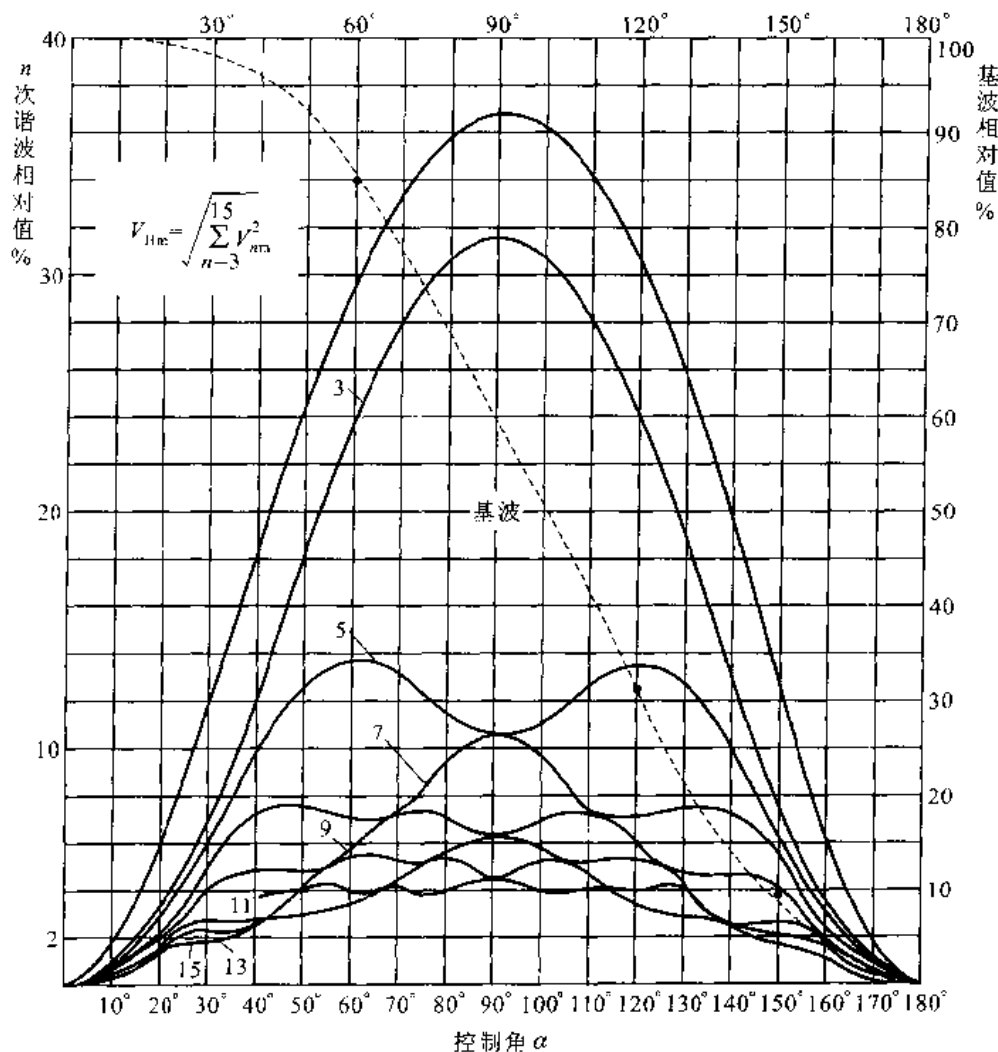
6.2.2 电阻、电感性负载

1. 晶闸管触发控制角(延迟触发角) $\alpha = \phi$ 时

正弦电压作用于 R 、 L 负载时,电流为正弦、电流滞后电压的相位角 $\phi = \arctan(\omega L/R)$,如图 6.2(c) 所示。 ϕ 也被称为基波阻抗角或基波功率因数角。如果图 6.2(c) 中的两个晶闸管 T_1 、 T_4 在一个电源周期中 360° 期间依序、轮流导通 180° ,则任何时刻电源电压 v_s 都加到 R 、 L 负载端,即

$$v_O = v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t \quad (6-15)$$

$$\text{稳态时} \quad i_s = i_O = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin(\omega t - \phi) \quad (6-16)$$

图 6.3 电阻负载、不同触发角 α 时基波及谐波幅值分布图

式中,阻抗

$$Z = \sqrt{(\omega L)^2 + R^2}$$

阻抗角或相位角 $\phi = \arctan(\omega L/R)$

(6-17)

如果在 $\omega t = \phi$ 时触发图 6.2(c) 中的 T_1 , 在 $\omega t = \pi + \phi$ 时触发 T_4 , 则 T_1 、 T_4 的触发开通角 $\alpha = \phi$, 即 $\omega t = \alpha$ 时, T_1 开始导通, $i_{T1} = i_s = i_o$ 从零上升。 T_1 导电 180° 后在 $\omega t = \alpha + \pi$ 时 $i_{T1} = i_s = i_o = 0$ 。正在此刻, 即 $\omega t = \pi + \alpha$ 时 T_4 被触发开通, $i_{T4} = i_s = i_o$ 从零上升, T_4 导通 180° 后于 $\omega t = \pi + \alpha + \pi = 2\pi + \alpha$ 时 $i_{T4} = i_s = i_o = 0$ 。因此在 T_1 、 T_4 的触发控制角 $\alpha = \phi$ 时, T_1 、 T_4 依序轮流导通 180° , (导电角 $\theta = 180^\circ$), v_o 、 i_o 都是完整的正弦波。

2. $\alpha < \phi$ 时

图 6.2(c) 中, 如果把 T_1 、 T_4 的触发信号 i_{g1} 、 i_{g4} 的起点从 $\omega t = \phi$ 提前, 即在 $\omega t = \alpha < \phi$ 时开始触发 T_1 , 在 $\omega t = \pi + \alpha < \pi + \phi$ 时开始触发 T_4 。在 $\omega t = \alpha < \phi$ 时, 由于 $i_s = i_o$ 仍是负电流, 即 T_4 仍在导通, 故这时的触发电流 i_{g1} 并不能使 T_1 立即导电, i_{g1} 对 T_1 不起作用, 直到 $\omega t = \phi$ 时 $i_{T4} = i_s = i_o = 0$, 如果这时还有 i_{g1} , i_{g4} 才可能开通 T_1 。

因此 RL 负载、 $\alpha < \varphi$ 时,如果要使电压控制器能正常工作,触发信号 i_g 必须是宽脉冲。如果 $\alpha = 0$,则脉冲宽度应超过 ϕ ,而且此时虽然 $\alpha < \phi$,但与 $\alpha = \phi$ 时一样,输出电压、电流波形都是完整的正弦波。

3. $\alpha > \phi$ 时

图 6.2(c)中,如果晶闸管触发控制角 α (即施加脉冲电流 i_g 的起始点)从 $\omega t = \phi$ 推迟, $\alpha > \phi$,则在 $\omega t = \phi$ 时 i_{T_1} 已为零,但此刻 T_1 触发脉冲尚未到达。因此在 T_1 被触发开通之前一段时期中 $i_s = i_o = 0$,电流断流。待 $\omega t = \alpha$ ($\alpha > \phi$) 时 T_1 被触发开通, $i_{T_1} = i_s = i_o$ 从零上升, i_{T_1} 上升到最大值 i_m 后逐渐减小,并在 $\omega t = \pi + \alpha$ 之前就衰减到零。即导电角 $\theta < \pi$ 。

$$\text{由电压微分方程 } v_o = v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t = R i_{T_1} + L \frac{di_{T_1}}{dt} \quad (6-18)$$

及初始条件 $\omega t = \alpha$ 时 $i_{T_1} = 0$, 可求得(6-18)式的解为[参见(5-53)式的推导]

$$i_{T_1} = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{-\frac{1}{\tan \phi}(\omega t - \alpha)} \right] \quad (6-19)$$

由于 $\omega t = \alpha + \theta$ 时 $i_{T_1} = 0$, 由(6-19)式可得到

$$\sin(\theta + \alpha - \phi) = \sin(\alpha - \phi) e^{-\frac{\theta}{\tan \phi}} \quad (6-20)$$

$$\tan(\alpha - \phi) = \frac{\sin \theta}{e^{-\frac{\theta}{\tan \phi}} - \cos \theta} \quad (6-21)$$

在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时,触发 T_4 导通,由(6-18)式和初始条件 $\omega t = \alpha + \pi$, $i_{T_4} = 0$ 可求得类似于(6-19)式的 i_{T_4} ,如图 6.2(d)所示。图中 $i_s = i_o = i_{T_1} + i_{T_4}$ 是一个周期中 T_1 、 T_4 轮流导电 θ ($< \pi$) 正负对称的非正弦电流。

(6-19)、(6-20)、(6-21)式与第 5 章 5.3 节晶闸管单相相控整流时的电流公式(5-53)、(5-54)、(5-55)完全相同。

当 $\alpha = \phi$ 时 $\theta = 180^\circ$, 即 v_o 、 i_o 为正弦波, T_1 、 T_2 导电角 $\theta = 180^\circ$ 。当 $\alpha > \phi$ 时, v_o 为图 6.2(d)所示的部分正弦波曲线 AB, 而 i_o 则为断流的非正弦波, 半周中的导电角 $\theta < 180^\circ$ 。由(6-20)式可求出负载阻抗角 ϕ 一定时导电角 θ 与触发角控制角的关系 $\theta = f(\alpha)$, 如图 6.2(e)所示。图 6.2(e)也示出 $\alpha < \phi$ 时, $\theta = 180^\circ$; $\alpha = \phi$ 时, $\theta = 180^\circ$; $\alpha > \phi$ 时, $\theta < 180^\circ$ 。

已知 α 和导电角 θ 以后,即可由图 6.2(d)中 v_o (从 A 点到 B 点)按傅里叶分析求出 v_o 的基波和谐波。利用(6-20)式导电角 θ 函数关系及(6-19)式按傅里叶分析,可求得图 6.2(d)中电流 i_s (i_o) = $i_{T_1} + i_{T_4}$ 的基波电流和谐波电流。

$\alpha > \varphi$ 时非正弦负载电压的有效值 v_o 、晶闸管电流平均值 I_{Tav} 、电流有效值 I_T 及负载电流有效值 I_o 分别为

$$V_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} (\sqrt{2} V_s \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = V_s \sqrt{\frac{\theta}{\pi} + \frac{1}{\pi} [\sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \theta)]} \quad (6-22)$$

$$I_{Tav} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} [\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\tan \phi}}] d(\omega t) \quad (6-23)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \left(\frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \right)^2 [\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\tan \phi}}]^2 d(\omega t)}$$

$$= \frac{V_s}{Z} \sqrt{\frac{\theta}{\pi} - \frac{\sin \theta \cos(2\alpha + \phi + \theta)}{\cos \phi}} \quad (6-24)$$

$$I_0 = \sqrt{2} I_T$$

若取晶闸管电流 I_T 的基准值为 $\sqrt{2} V_s / Z$, 则 I_T 的相对值为

$$I_T^* = I_T \left/ \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \right. = \frac{Z}{\sqrt{2} V_s} I_T$$

图 6.2(g)、(f) 是按 (6-23)、(6-24) 式画出的以 ϕ 为参变量 I_{Tav}^* 、 I_T^* 与触发控制角 α 的函数关系。

6.2.3 控制极触发脉冲信号

图 6.2(a) 电路中两个晶闸管的触发信号必须彼此隔离, 否则, 由于两个阴极接在一起, 两个晶闸管就会在电路中都被短路。

当 $L=0$, 纯电阻负载时, $\phi=0$, 每个晶闸管在电源电压半周结束时停止导通。这时, 可采用图 6.4(a) 所示的窄脉冲触发电流, 开通晶闸管所需控制极触发电流的典型数值约为 100mA 到 400mA, 而脉冲持续时间 t_p 不能小于 $5\mu s$ 。

窄脉冲触发信号不适用于 RL 负载电路, 其原因如图 6.4(b) 所示, 由于负载电路有电感储能, 图中在 $\omega t = \pi + \alpha$, T_2 被窄脉冲触发时, 由于晶闸管 T_1 仍在继续导通, T_2 不能导通。直到 $\omega t = \alpha + \theta$, T_1 停止导通时, 窄脉冲 i_{GT2} 早已结束, 因而 T_2 也不可能开通。由于只有 T_1 导通, 控制器在不对称波形下工作, 因而在负载电流和电源电流内会出现有害的直流分量。采用“宽脉冲”触发信号, 就能克服这个缺点。由于图 6.4(b) 中 i_{T1} 肯定在 $\omega t = 2\pi$ 之前下降为零, 因此如果 i_{GT2} 从 $\omega t = \pi + \alpha$ 开始一直延续到 $\omega t = 2\pi$ 时结束, 则肯定可以在 i_{T1} 降为零时触发 T_2 。 i_{GT2} 的起点在 $\omega t = \pi + \alpha$, 所以只要使控制极电流脉冲 i_{GT2} 的宽度达到 $2\pi - (\pi + \alpha) = \pi - \alpha$, 就可使 T_2 在 i_{T1} 降到零的瞬间立即被触发导通, 如图 6.4(c) 所示。由于两个晶闸管的触发信号需要隔离, 所以这些信号应经过隔离变压器加到两个晶闸管上。当变压器只需输出窄脉冲时, 变压器容量是很小的, 当需要送出宽脉冲时容量就要大得多。由于这个原因通常不采用宽脉冲触发信号, 而采用高频载波触发信号。高频载波触发信号可以使晶闸管在感性负载时可靠地开通, 而同时只需要很小隔离变压器。高频载波信号是一种窄脉冲系列, 对晶闸管 T_1 来说, 其持续时间为 $\alpha < \omega t < \pi$, 而对晶闸管 T_2 , 则为 $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi$ 。通常, 这些脉冲的频率约在 20~30kHz 左右。图 6.4(d) 画出了三种触发信号: 窄脉冲触发信号、宽脉冲触发信号和高频载波触发信号。

图 6.4(c) 画出了当控制器对 RL 负载电路供电而 $0 \leq \alpha \leq \phi$ 时采用高频载波触发控制所得的电流波形。若交流电压电源在 $\omega t = 0$ 时合闸 (接上交流电源), T_1 将在 $\omega t = \alpha$ 时开通, T_2 则在 i_{T1} 下降到零时立即开通。在接通电路后为数不多的几个周波内周内, $i_0 = i_{T1} - i_{T2}$ 具有不对称波形, 但这一暂态电流最终将在 R 的阻尼作用下过渡到对称正弦电流波形。当触发控制角在 $\phi < \alpha < \pi$ 的范围内, 稳态时电流 i_0 是断流的, 如图 6.2(d) 中 i_0 所示。如果 $\alpha = \phi$ 电压控制器开始工作的第一个触发脉冲出现在 $\omega t = \alpha = \phi$, 就不会出现不对称的合闸暂态过程。

例题 6-1 用图 6.2(a) 所示单相交流电压控制器控制 230V 交流电源对电阻负载供电的

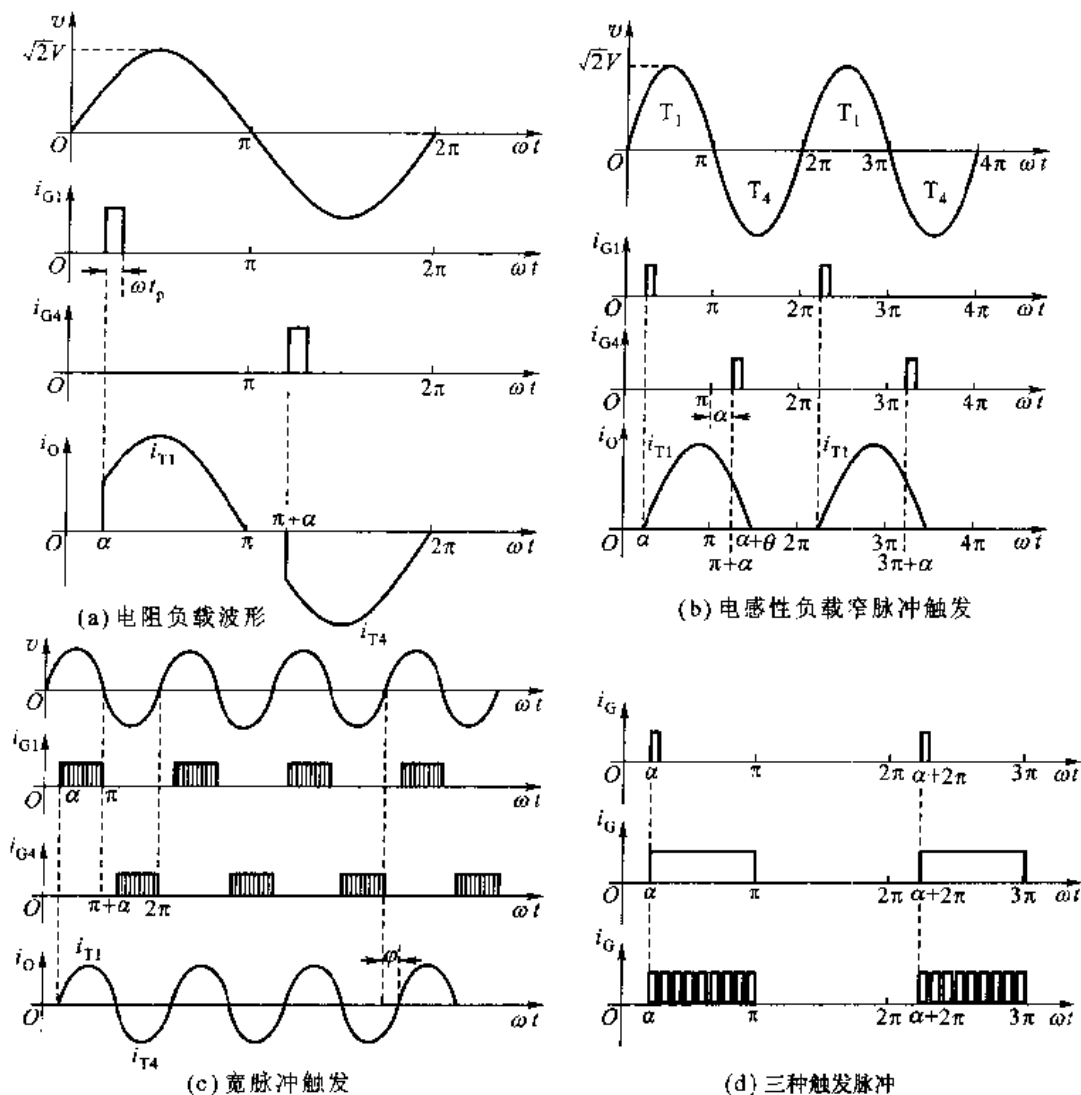


图 6.4 控制极触发脉冲信号

功率。电阻值在 $11.5 \sim 23\Omega$ 之间变化,要求最大输出功率为 2.3kW 。试计算晶闸管电压的最大值、晶闸管电流的均方根值 I_T 和晶闸管电流的平均值 I_{Tav} ,以及此系统在任何运行条件下的线电流 3 次谐波的最大均方根值。

解:

(1) 当 $R = 23\Omega$ 时:如果控制器向最大负载电阻送出最大功率 2.3kW ,则触发控制角 $\alpha = 0$ 。

输出功率为 $P_o = RI_o^2$

即 $2300 = 23 I_o^2$

所以 $I_o = 10\text{A}$

对于电阻性负载电路,由图 6.2(b)可知正半波电流仅在 $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ 期间导电,

$$i_o = \frac{\sqrt{2} V_s}{R} \sin \omega t \quad \alpha < \omega t < \pi$$

晶闸管电流的平均值为

$$I_{Tav} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\sqrt{2} V_s}{R} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} V_s}{2\pi R} (\cos \alpha + 1) \quad (6-25)$$

晶闸管电流的有效值为

$$I_T = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\sqrt{2} V_s}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \frac{V_s}{R} \left[\frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad (6-26)$$

$$\alpha = 0 \text{ 时, } I_T = \frac{V_s}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{230}{23} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ A} = 7.07 \text{ A}$$

$$\text{对于 } \alpha = 0, I_T / I_{Tav} = \frac{V_s}{R} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi R} = \pi/2$$

$$\text{于是 } I_{Tav} \text{ 的最大值为 } I_{Tav} = \frac{2}{\pi} I_T = \frac{2}{\pi} \times 7.07 \text{ A} = 4.50 \text{ A}$$

(2) 当 $R = 11.5 \Omega$ 时: 如果控制器向最小负载电阻送出最大功率 2.3 kW , 则 $\alpha > 0$, 且

$$2300 = 11.5 I_o^2$$

所以

$$I_o = 14.14 \text{ A}$$

$$\text{晶闸管电流的有效值为 } I_T = 14.14 / \sqrt{2} \text{ A} = 10 \text{ A}$$

取晶闸管电流的基准值为

$$I_{B1} = \frac{\sqrt{2} V_s}{R} = \frac{\sqrt{2} \times 230}{11.5} \text{ A} = 28.3 \text{ A}$$

$$\text{于是晶闸管电流标么值 } I_T^* = 10/28.3 = 0.354$$

由图 6.2(f), $I_T^* = 0.354$ 时, $\alpha = 90^\circ$, $\alpha = 90^\circ$ 时由图 6.2(g) 得到晶闸管平均电流标么值为

$$I_{Tav}^* = 0.160$$

$$\text{于是晶闸管平均电流为 } I_{Tav} = I_{Tav}^* I_{B1} = 0.160 \times 28.3 \text{ A} = 4.5 \text{ A}$$

加到晶闸管的正向和反向最大电压为 $230\sqrt{2} = 325 \text{ V}$ 。

(3) 3 次谐波电流: 由图 6.3 的曲线可知, 当 $\alpha = \pi/2$ 时, 3 次谐波达最大值。当 $\alpha = \pi/2$, 而 $R = 11.5 \Omega$ 时, 由式(6-12)得到

$$b_3 = \frac{230\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\sin 2\pi}{4} - \frac{\sin \pi}{2} \right) = 0$$

由式(6.11)

$$a_3 = \frac{230\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\cos 2\pi - 1}{4} - \frac{\cos \pi - 1}{2} \right) = 103.5$$

于是根据(6-13)、(6-14)式, 3 次谐波电流的有效值为

$$I_{3R} = \frac{1}{\sqrt{2}R} (a_3^2 + b_3^2)^{1/2} = \frac{103.5}{\sqrt{2} \times 11.5} \text{ A} = 6.4 \text{ A}$$

利用图 6.3 的曲线可得同样结果。图中对应于 $\alpha = \pi/2$ 和 $n = 3$ 时 $H_{3n} = 0.32$, 因此 3 次谐波电流有效值

$$I_{3R} = 0.32 \frac{V_s}{R} = 0.32 \times \frac{230}{11.5} \text{ A} = 6.4 \text{ A}$$

例题 6-2 用单相全波控制器控制 230V 交流电源的输出功率,负载电路的电阻为 23Ω 、感抗为 23Ω ,求:

- (1) 控制范围(即对应于电流由零变化到可能的最大值所需的 α 变化范围);
- (2) 最大电流的有效值;
- (3) 最大功率和功率因数;
- (4) 晶闸管在 $\alpha = \pi/2$ 时,有效值电流、导通角和交流电源侧的功率因数。

解:

(1) 控制范围。当功率为零时,每个晶闸管必须在电源外加正向电压降到零的瞬间开通,这时没有电流流过。因此若要 $P=0$ 时,则应使触发控制角 $\alpha = \alpha_{\max} = \pi$

RL 负载时, α 的最小有效控制角 $\alpha_{\min}$ 决定于负载阻抗角 ϕ 。于是当 $P = P_{\max}$ 时,

$$\alpha = \alpha_{\min} = \phi = \arctan \frac{\omega L}{R} = \frac{\pi}{4}$$

所以其控制范围为 $\pi/4 \leq \alpha \leq \pi$ 。

(2) 最大电流。当 $\alpha = \alpha_{\min}$ 时,负载电流和负载电压的波形为有相位移 ϕ 的纯正弦波,电源和负载之间的关系就像两个晶闸管被短接时一样。于是最大负载电流有效值 I_o 为

$$I_o = \frac{V}{[R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}} = \frac{230}{[23^2 + 23^2]^{1/2}} \text{A} = 7.07 \text{A}$$

(3) 最大功率。最大输出电流时功率达最大值

$$P_{\max} = RI_o^2 = 23 \times 7.07^2 \text{W} = 1.15 \times 10^3 \text{W}$$

$$\text{功率因数} = \frac{\text{有功功率}}{\text{视在功率}} = \frac{1150}{230 \times 7.07} = 0.707$$

在这种 $\alpha = \phi$ 、正弦波电流工作情况下,功率因数就等于基波相移因数 $\cos \phi$ 。但在 $\alpha > \alpha_{\min}$ 的非正弦电流工作情况下,功率因数将小于基波相移因数。

(4) 对于 $\alpha = \pi/2$ 。由图 6.2(f),对应于 $\alpha = \pi/2$ 和 $\phi = \pi/4$ 查得

$$I_T^* \approx 0.3$$

晶闸管电流的基准值为

$$I_R = \frac{\sqrt{2} V}{Z} = \frac{\sqrt{2} \times 230}{(23^2 + 23^2)^{1/2}} \text{A} = 10.0 \text{A}$$

因而晶闸管电流有效值为

$$I_T = I_T^* I_R = 0.3 \times 10 \text{A} = 3 \text{A}$$

对应于 $\alpha = \pi/2$ 和 $\phi = \pi/4$ 由图 6.2(e)查得导通角 θ 为

$$\theta = 130^\circ$$

输出负载电流有效值为

$$I_o = \sqrt{2} I_T = \sqrt{2} \times 3 \text{A} = 4.25 \text{A}$$

输出功率为

$$P_o = RI_o^2 = 23 \times 4.25^2 \text{W} = 415 \text{W}$$

$$\text{功率因数} = \frac{P_o}{V_s I_o} = \frac{415}{230 \times 4.25} = 0.425$$

6.3 三相交流电压控制器

6.3.1 三相 Y 联结电压控制器

图 6.5(a) 中负载为电阻 R , 6 个晶闸管 $T_1 \sim T_6$ 的触发信号依序相差 60° , T_1, T_3, T_5 相差 120° ; T_2, T_4, T_6 相差 120° ; T_1 与 T_4 ; T_3 与 T_6 ; T_5 与 T_2 分别相差 180° 。由于没有中性线, 每相电流必须经另一相构成回路。与三相全控桥式整流一样, 应采用宽于 60° 的脉冲或双窄脉冲触发, 才可能有两个相的晶闸管同时导电而形成电流回路, 将交流电源电压、电流送至负载, 对应图 6.5(b) 矢量图, 假设线电压值为 V_l , 则三相相电压为

$$\left. \begin{aligned} v_{AN} &= \sqrt{2/3} V_l \sin \omega t \\ v_{BN} &= \sqrt{2/3} V_l \sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_{CN} &= \sqrt{2/3} V_l \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (6-27)$$

线电压:

$$\left. \begin{aligned} v_{AB} &= \sqrt{2} V_l \sin(\omega t + 30^\circ) \\ v_{BC} &= \sqrt{2} V_l \sin(\omega t - 90^\circ) \\ v_{CA} &= \sqrt{2} V_l \sin(\omega t + 150^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (6-28)$$

图 6.5(a) 中各晶闸管触发导通角起始控制点规定为各相相电压的零点, 如果图 6.5(a) 中各晶闸管都是二极管 D , 则 v_{AN} 从负变正时 D_1 开始导电, v_{AN} 从正变负时 D_4 开始导电, 在分析交流电压控制器时, 无论是单相或是三相电压控制器习惯上都取各相相电压由负变正的过零点为触发控制角 α 的起点, 这一点与三相桥式整流电路是不同的。三相电压控制器中, 当触发控制角 α 改变时, 电路可能出现两种不同的导电模式或两类工作状态:

第一类工作状态: 即三相同时工作状态, 在任一时刻, 每一相有一个晶闸管导电, 因此任何时刻同时有三个晶闸管导电。

第二类工作状态: 即三相不同时工作状态, 在任一时刻, 每一相有一个晶闸管导电, 另一相有一个二极管导电, 第三相无导电元件。

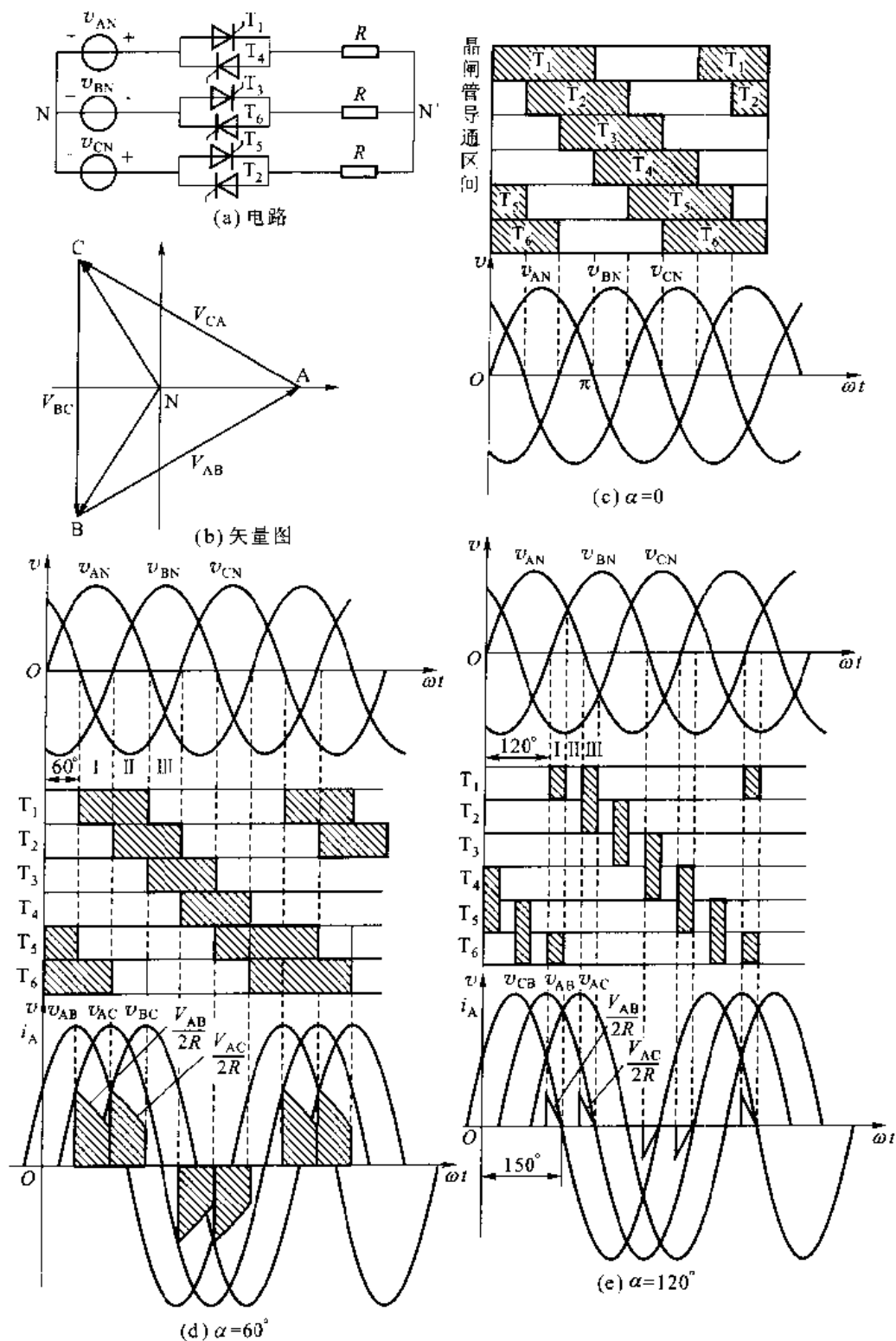


图 6.5 三相 Y 联结电压控制器及波形

图 6.5(d) 示出 $\alpha=60^\circ$ 时的电压、电流波形。图中 $\omega t=\alpha=60^\circ$ 时 T_1 开始导电。此后每延迟 60° , T_2 、 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 依次开始导电。 T_1 导电 120° 后, 到 $\omega t \geq 180^\circ$ 时, T_3 开始导电, 此时, 由于

$v_{AB} < 0$, 故 T_1 立即截止, 又 T_4 的触发脉冲尚未到达, 故 A 相停止导电, 所以 A 相正半波电流 i_A 仅在 $60^\circ \leq \omega t \leq 180^\circ$ 的 120° 期间存在。同理在 $240^\circ \leq \omega t \leq 360^\circ$ 的 120° 期间 T_4 导电, 有 $-i_A$ 。因此 A 相电流是 120° 宽的正、负电流波形。同理 i_B 、 i_C 都是 120° 宽的交流电流波形, 每个晶闸管对称地导电 120° , 任何时刻仅两相、两个晶闸管同时导电, 如图中在 $0 \leq \omega t \leq 60^\circ$ 的第一个 60° 期间是 T_3 、 T_6 导电, 随后的各个 60° 期间分别是 T_6 、 T_1 ; T_1 、 T_2 ; T_2 、 T_3 ; T_3 、 T_4 ; T_4 、 T_5 依次导电。在 T_6 、 T_1 导电的区间 I, $i_A = \frac{v_{AB}(t)}{2R}$, 在随后的 T_1 、 T_2 导电的区间 II, $i_A = \frac{v_{AC}(t)}{2R}$, 因此 $\alpha = 60^\circ$ 时, 图 6.5(a) 的三相电压控制器工作在第二类工作区, 这时线电流峰值 i_{PI2} 等于线电压峰值除以二倍负载电阻:

$$i_{PI2} = \sqrt{2} V_l / 2R = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_l}{R} \times \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} i_{PI1}$$

3. 触发控制角 $\alpha = 120^\circ$

图 6.5(c) 示出 $\alpha = 120^\circ$ 时的电压、电流波形。在 $\omega t = \alpha = 120^\circ$ 时 T_1 开始触发导电。此后每延时 60° , T_2 、 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 依次开始导电。在 $\omega t = \alpha = 120^\circ$ 、 T_1 导电后的 30° 时区 I 中, T_6 、 T_1 同时导电, 电压为 $v_{AB}(t)$, 电流为 $i_A = \frac{v_{AB}(t)}{2R}$, 30° 以后 $v_{AB} < 0$, T_6 受反压关断, v_{AC} 虽然为正值, 但在 T_2 的触发脉冲尚未到达的时区 II (30°) 中, T_2 不导电, 故 i_A 形成不了回路, $i_A = 0$ 。在随后的时区 III (30°) 期间, T_1 被触发导通, 故在第 III 时区 30° 期间, T_1 、 T_2 同时导电, 又有 i_A , $i_A = \frac{v_{AC}(t)}{2R}$ 。 $\alpha = 120^\circ$ 时, 电流波形为图 6.5(e) 所示, 在半周期的 120° 期间有两个断流的脉波电流。

4. 触发控制角 $\alpha = 150^\circ$

$\alpha = 150^\circ$ 时即使同时触发 T_6 、 T_1 , 由于 $v_{AB}(t) < 0$, T_6 、 T_1 不可能导通。同时触发 T_1 、 T_2 ; T_2 、 T_3 ; T_3 、 T_4 ; T_4 、 T_5 ; T_5 、 T_6 时情况类似, 都不能使电路导通。因此图 6.5(a) 所示三相电压控制器只能工作在 $0 \leq \alpha < 150^\circ$ 范围。详细分析 $0 \leq \alpha \leq 150^\circ$ 时的导电情况可知, 图 6.5(a) 所示三相 Y 联结电压控制器负载电阻时的控制特性及导电情况可归纳为:

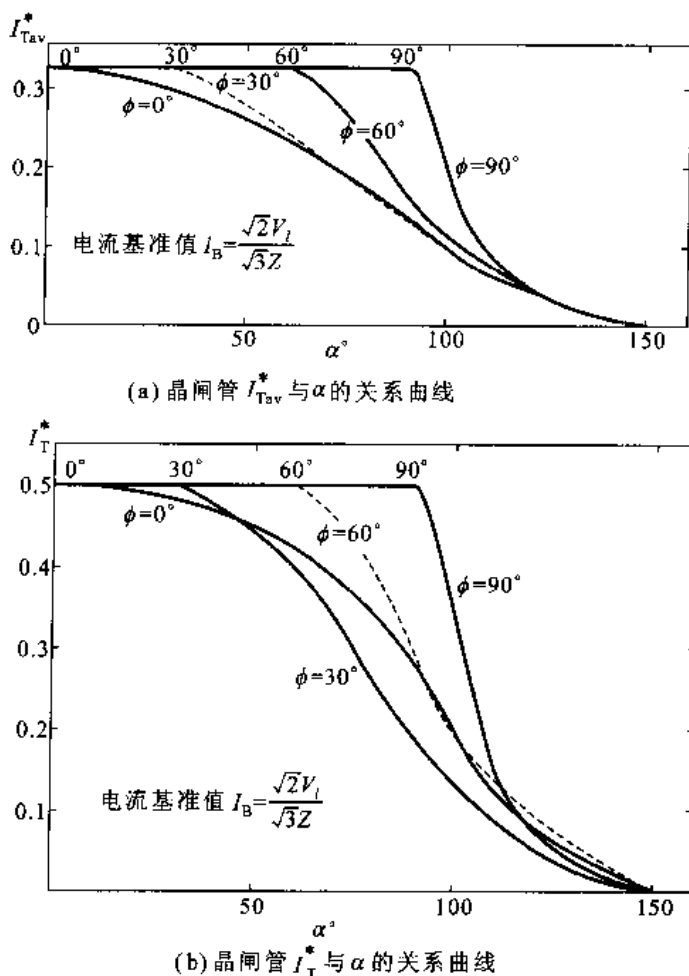
(1) $\alpha < 30^\circ$ 时处于第一类工作状态; (2) $\alpha = 30^\circ$ 是第一类与第二类工作状态的临界点。(3) $30^\circ < \alpha < 60^\circ$ 每隔 30° 交替地出现第一类和第二类工作状态。(4) $\alpha \geq 60^\circ$ 时全部变为第二类工作状态。(5) $\alpha > 90^\circ$ 时, 电流在 120° 导电时期中开始出现断流, 如图 6.5(e), $\alpha = 120^\circ$ 时, 电流 i_A 在正负半波中各有两个电流脉波。(6) $\alpha \geq 150^\circ$ 时电路不能工作, 因此控制角控制输出电压的变化范围是 $0 < \alpha < 150^\circ$ 。

在三相感性负载时, 功率因数角 $\phi > 0$, 分析与单相电路相同。 $\alpha < \phi$ 时, 三相开关器件导电角 $\theta = \pi$, 交流电源电压直接全部被接通到负载上不能调控输出电压。 $\alpha > \phi$ 时, 类似于单相电路的分析方法, 可以做出晶闸管电流平均值的标幺值 I_{Tav}^* 和晶闸管电流均方根值的标幺值 I_T^* 与 α 的函数关系如图 6.6(a)、(b) 所示, 电流的基准值 I_B 为

$$I_B = \sqrt{2/3} V_l / Z$$

式中, V_l 为线电压有效值。

晶闸管电流平均值 $I_{Tav} = I_{Tav}^* I_B$

图 6.6 $\phi \neq 0$ 时晶闸管电流与 α 的关系

晶闸管电流均方根值 $I_T = I_T^* I_B$

6.3.2 三相开口三角形电压控制器

电路如图 6.7 所示,这是三个由线电压供电的单相交流调压电路的组合。晶闸管触发控制角的起点 $\alpha = 0$ 通常取定在线电压的零点, $T_1 \sim T_6$ 的触发脉冲依次相差 60° 。

无论是电阻负载还是电阻电感负载,每一相都可当作单相交流调压电路来分析,前述单相交流调压电路的分析方法和结果都可沿用,只是要注意把单相相电压改成线电压。在进行标幺值与实际有名值之间的换算时要注意这一点。

负载是三角形联结,三相的线电流为

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_{AB} - i_{CA} \\ i_B &= i_{BC} - i_{AB} \\ i_C &= i_{CA} - i_{BC} \end{aligned} \right\} \quad (6-29)$$

电阻、电感负载时,相电流中的谐波分量同样可用单相电路时傅里叶级数分析方法计算,因为负载是三角形联结,负载相电流中的 3 次及 3 的倍数次谐波是零序分量电流,它们在相位上相

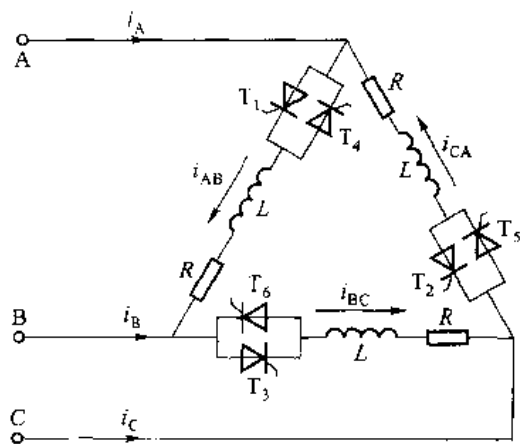


图 6.7 三相开口三角形电压控制器

差 $3 \times 120^\circ = 360^\circ$, 即它们在三相对称负载中有相同的相位和幅值, 在三角形环路中形成环流, 故在三相线电流中不存在 3 次及 3 的倍数次谐波电流分量。负载相电流有效值 I_{ph} 应为

$$I_{\text{ph}} = [I_{1n}^2 + I_{3n}^2 + I_{5n}^2 + I_{7n}^2 + I_{9n}^2 + \dots]^{\frac{1}{2}} \quad (6-30)$$

线电流有效值 I_l 中无 3 次及 3 的倍数次谐波, 因此线电流有效值应是

$$I_l = \sqrt{3} [I_{1n}^2 + I_{5n}^2 + I_{7n}^2 + I_{11n}^2 + I_{13n}^2 + I_{17n}^2 + \dots]^{\frac{1}{2}} \quad (6-31)$$

$$\text{由 (6-30)、(6-31) 式可看到 } I_l < \sqrt{3} I_{\text{ph}} \quad (6-32)$$

例题 6-3 在图 6.5(a) 电路中, 线电压有效值 $V_l = 380\text{V}$, $R = 1\Omega$, $\omega L = 1.73\Omega$, 计算晶闸管电流最大有效值和 α 角的控制范围。

解: (1) $\phi = \arctan(\omega L/R) = \arctan(1.73/1) \approx 60^\circ$, $Z = (1^2 + 1.73^2)^{\frac{1}{2}} \approx 2\Omega$, 晶闸管电流最大有效值发生在 $\alpha = \phi = 60^\circ$ 时, 每相负载电流为完整的正弦波, 电流有效值 $I = V_l/(\sqrt{3}Z) = 380/(\sqrt{3} \times 2)\text{A} = 110\text{A}$,

$$\text{故 } I_T = \frac{I}{\sqrt{2}} = \frac{110}{\sqrt{2}}\text{A} = 77.78\text{A}$$

(2) 最大 $\alpha = 150^\circ$, 最小 $\alpha = \phi = 60^\circ$, 故控制角的调控范围为 $60^\circ < \alpha < 150^\circ$ 。

例题 6-4 图 6.7(a) 电路中, $V_l = 380\text{V}$, $R = 1\Omega$, $\omega L = 1.73\Omega$, 计算晶闸管电流最大有效值、晶闸管电压最大瞬时值、电压控制器最大输出功率和 α 角的控制范围。

解: (1) 因 $\phi = 60^\circ$, $Z \approx 2\Omega$, 当 $\alpha = \phi$ 时负载相电流达最大值, $I_{\text{omax}} = V_l/Z = 380/2\text{A} = 190\text{A}$, 故 $I_T = I_{\text{omax}}/\sqrt{2} = 190/\sqrt{2}\text{A} = 134.35\text{A}$

$$(2) v_{T\text{max}} = \sqrt{2} V_l = \sqrt{2} \times 380\text{V} = 537.4\text{V}$$

$$(3) P_{\text{max}} = 3RI_{\text{omax}}^2 = 3 \times 1 \times 190^2\text{W} = 108300\text{W} = 108.3\text{kW}$$

(4) 控制角的控制范围是 $60^\circ < \alpha < 180^\circ$ 。

6.4 变压器抽头控制器

单相变压器抽头控制器电路见图 6.8(a) 和 6.9。图 6.8(a) 中, 变压器二次绕组仅有两个出线端抽头。二次绕组的两个电压为

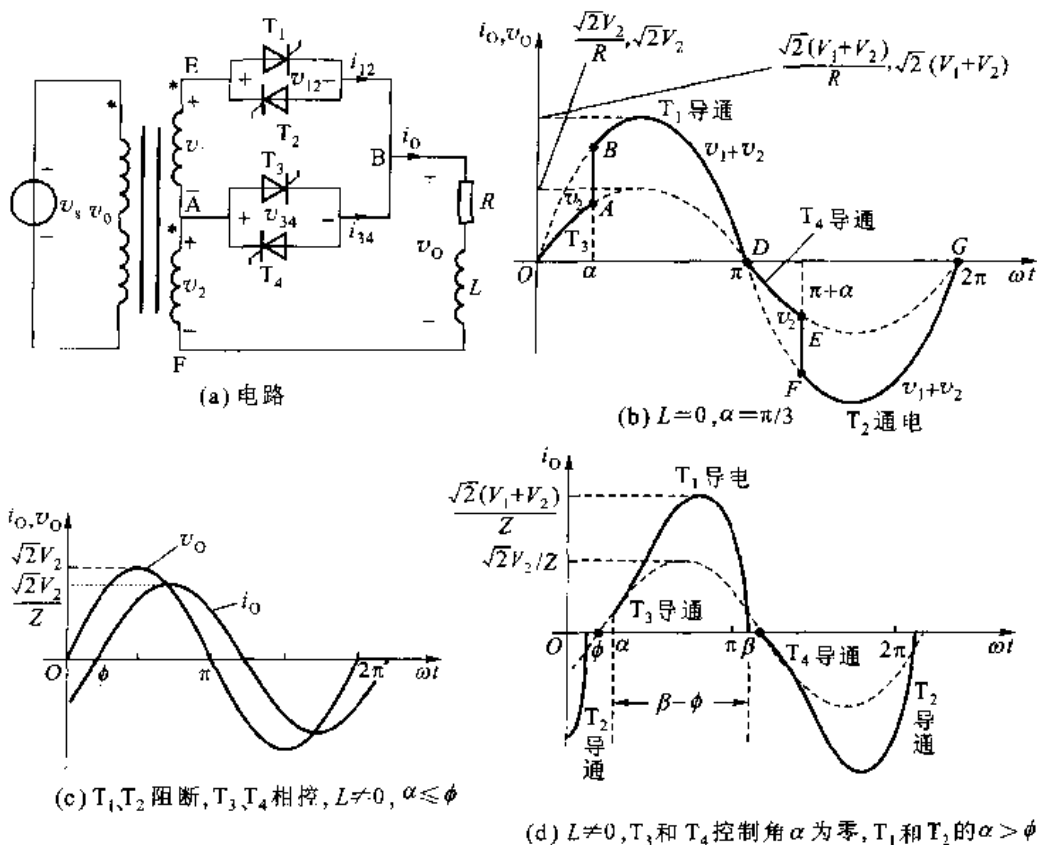


图 6.8 单相变压器抽头控制器

$$v_1 = \sqrt{2} V_1 \sin \omega t \quad (6-33)$$

$$v_2 = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t \quad (6-34)$$

假定 T_1 和 T_2 在电源电压 v_s 的整个周期内都处于断态, 而晶闸管 T_3 和 T_4 作为单相电压控制器电路来运行, 则电路所给出的输出电压范围(均方根值)为 $0 \leq V_o \leq V_2$ 。如果, T_3 和 T_4 在电源电压 v_s 的整个周期内都处于断态, 而 T_1 和 T_2 在 v_s 的整个周期内交替地各通半周, 则负载电压 $v_o = v_1 + v_2$, 相应的输出电压均方根值为 $0 \leq V_o \leq (V_1 + V_2)$ 。对 T_1, T_2 和 T_3, T_4 触发控制就有可能在 $V_2 \leq V_o \leq (V_1 + V_2)$ 的范围内改变输出电压的均方根值。负载性质不同、电流波形也不相同。

6.4.1 电阻负载

1. 若晶闸管 T_1 和 T_2 在 v_s 的整个周期内都是断态, 而 T_3 和 T_4 作相控调压, 控制角为 α ,

则可控制的输出电压为: $0 \leq \omega t \leq \alpha$ 时, $v_o = 0, i_o = 0$, $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ 时, $i_o = \frac{v_o}{R} = \frac{\sqrt{2} V_2}{R} \sin \omega t$, 输出电压有效值: $0 \leq V_o < V_2$ 。

2. 若 T_1 、 T_2 作相控调压, 控制角为 α , T_3 、 T_4 在整个正、负半周期内交替地被施加触发脉冲, 则在正半波开始后 T_3 有触发脉冲首先导通, 电压 v_2 加到负载上, 则

$$i_o = \frac{\sqrt{2} V_2}{R} \sin \omega t$$

当 T_1 在正半波 $\omega t = \alpha$ 时开通时, 一旦 T_1 导通, B 点电位就等于 E 点电位, 电源 $v_1 = V_{EA}$ 作为反压加在 T_3 两端使 T_3 关断。电源电压 $v_2 + v_1$ 经 T_1 加到负载上, 电流从 T_3 转到 T_1 。

在 $\omega t \geq \pi$ 时, 电源电压反向, F 点电位高于 A 点, T_4 开通, B 点电位等于 A 点电位, v_1 作为反压使 T_1 关断。 T_2 导通后, 电压 v_2 又加到负载上。在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时, 则 T_2 开通, B 点电位等于 E 点电位, v_1 作为反压关断 T_4 , 电流从 T_4 转到 T_2 , 电源 $v_2 + v_1$ 又加到负载上。在 $\omega t = 2\pi$ 时, T_2 关断而 T_3 开通, 重复前面的周期。负载电压、电流的波形示于图 6.8(b)。由图可见, 输出电压瞬时值曲线为 OABDEFG, 输出电压的均方根值是在 $V_2 < V_o < (V_1 + V_2)$ 的范围之内。

6.4.2 电阻电感性负载

1. 若晶闸管 T_1 和 T_2 在 v_s 的整个周期内都是阻断的, T_3 、 T_4 的控制角 $\alpha \leq \phi$, 则 T_1 和 T_2 在整个周期内交替地各导通半周, 如果 $v_2(t) = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t$, 则

$$i_o = \frac{\sqrt{2} V_2}{Z} \sin(\omega t - \phi)$$

式中, $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$

$$\phi = \arctan \frac{\omega L}{R}$$

在此情况下, 负载电压和电流随时间而变化的曲线示于图 6.8(c)

2. 若 T_1 、 T_2 在整个周期中都处于断态, T_3 、 T_4 作相控调压且控制角 $\alpha > \phi$, 则电压电流波形类似图 6.2(d) 所示, 调压范围仍为 $0 \leq V_o \leq V_2$ 。若 T_3 、 T_4 在整个正、负半周中都有触发脉冲, T_1 、 T_2 作相控调压, 令 T_1 在 $\omega t = \alpha$ 时开通, 而 $\alpha > \phi$, 则当 $\omega t < \alpha$, T_3 导通, $\omega t \geq \alpha$ 时, T_1 导通, 关断 T_3 , 这时可以用与单相全波电压控制器相同的方法来进行分析。RL 负载电路的 v_o 和 i_o 波形见图 6.8(d) 所示。

变压器抽头控制器和单相全波交流电压控制器相比的主要优点在于负载电压和电流的谐波在很大程度上受到控制。当变压器具有很多个抽头时(图 6.9), 则这一优点尤为显著。

若在图 6.9 的电路中, 使抽头 3 的两个晶闸管在电源电压的整个周期内各导通半周, 而抽头

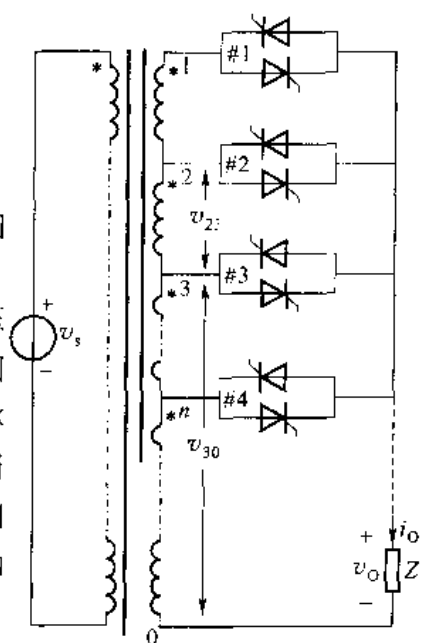


图 6.9 多抽头的变压器抽头控制器

2 的两个晶闸管分别在 $\omega t = \alpha$ 和 $\pi + \alpha$ 时开通,这样得到的 V_O 值比只有抽头 3 时要高一些。此时只有抽头 2 和抽头 3 之间的感应电压 v_{23} 会引起负载电压 v_O 的谐波。若 $v_{30} \gg v_{23}$,则谐波只是 v_O 的很小一部分,即使在可能出现的最严重情况下,即在纯电阻性负载的情况下,且 $\alpha = \pi/2$ 时,电流谐波也是很低的。换句话说,电压 v_{30} 所起的作用是加强 v_O 的基波成分。若已知 v_{23} 与 v_{30} 之比,应用图 6.3 所示曲线,就可确定输出电压的谐波含量。根据这一结果和负载电路的电阻,就可计算电阻性负载电路的输出电流谐波。

用三个图 6.8(a)或 6.9 的单相电路可以组成一个三相变压器抽头控制器,调控三相交流输出电压。

* 6.5 晶闸管相控交流—交流直接变频器

将交流电整流成直流电,再将直流电逆变为另一种频率的交流电称为间接变频。将交流电直接变为另一频率和电压的交流电,称为直接变频。若用晶闸管做开关器件,利用交流电网电压过零、变负后的反向电压关断已处于导通状态的晶闸管,晶闸管按相控方式工作,则可实现相控的交流—交流直接变频、变压,其特点是输出电压的频率只能低于输入交流电源的频率,只能实现降频变换,这种直接变频器又称为周波变换器(Cycloconverter)。

6.5.1 基本工作原理

图 6.10(a)中两组单相桥晶闸管相控整流与有源逆变器的“直流”侧反并联后再接上负载 Z,正组 P 可以输出正方向电流 i_P ;反组 N 可以输出反方向电流 i_N ,若交流电源相电压为 V_s ,频率为 f_s , $\omega_s = 2\pi f_s$,当正组相控变流器触发相位控制角为 α_P 时,则其输出电压瞬时值 v_{AB} 在一个输出电压脉波周期中的直流平均值 V_{AB} 为

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_P = V_{DO} \cos \alpha_P \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cos \alpha_P \end{aligned}$$

式中, $V_{DO} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s$, 为 $\alpha_P = 0$ 时单相桥整流电压平均值。在三相整流时 $V_{DO} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_l$ (V_l 为线电压有效值)。

若反组控制角为 α_N ,则输出电压瞬时值 v_{DC} 在一个输出电压脉波周期中的直流平均值 V_{DC} 为

$$V_{DC} = V_{DO} \cos \alpha_N$$

若反组变流器 N 的控制角 $\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P$, $\cos \alpha_N = -\cos \alpha_P$, 则

$$\begin{aligned} V_{DC} &= V_{DO} \cos(180^\circ - \alpha_P) \\ &= -V_{DO} \cos \alpha_P = -V_{AB} = -V_P \end{aligned}$$

图中用 V_N 表示 V_{CD} , 即

$$V_N = V_{CD} = -V_{DC}$$

故图 6.10(a)中

$$V_N = V_{(T)} = V_{AB} = V_P$$

要特别注意: V_P 、 V_N 是瞬时值 $v_{AB}(t)$ 和瞬时值 $v_{(T)}(t)$ 在一个输出电压脉波周期中的平均值。由于对正、反两组的相控保持 $\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P$, 故平均值 $V_P = V_N$ 。但瞬时值 $v_{AB}(t)$ 、 $v_{(T)}(t)$ 并不相等。图 6.10(b) 示出了 $\alpha_P = 45^\circ$, $\alpha_N = 180^\circ - 45^\circ = 135^\circ$ 时瞬时值电压 $v_P = v_{AB}(t)$, $v_{(T)}(t)$ 以及 $v_N = v_{(D)}(t) = -v_{(X)}(t)$ 的波形。由图 6.10(b) 可以看到在一个脉波周期 T_m 中 $v_P(t)$ 的波形为图中的 $KLMG$, $v_N(t)$ 的波形为 $JQRT$ 。两者的平均值是相等的, 但瞬时值不相等。如果正、反两组变流器同时工作, 且 $\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P$, 则瞬时电压差 $\Delta v = v_P(t) - v_N(t)$ 的大小及其频率不仅与 α_P 角的大小有关, 而且与变流电路的脉波数 m 有关。图 6.10(c) 所示为单相桥式整流电路, 即脉波数 $m = 2$ 时的 Δv 波形, Δv 的周期为 $T_m = T_s/m = T_s/2$, 交流电源周期 $T_s = 2\pi f_s$, Δv 的频率 $f_m = 2f_s = 2/T_s$ 。当采用三相桥式变流电路时则 $m = 6$, $T_m = T_s/6$, Δv 的频率 $f_m = 6f_s$ 。

图 6.10(a) 中只要对正、反两组变流器的触发控制角 α_P 、 α_N 进行控制, 就可使负载 Z 两端电压 v_O 在一个脉波周期 T_m (单相桥电路 $m = 2$, 脉波周期 $T_m = T_s/m = 1/2 T_s$, T_s 为交流电源周期) 中的平均电压 V_O 可正, 可负, 大小可控。负载电流 i_O 也可正 (正组 P 供电), 可负 (反组 N 供电), 如果令控制角 α_P ($\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P$) 随时间周期性交变, 使平均值 V_O 按正弦规律变化, 则图 6.10(a) 就是一个直接变频器。

如果希望负载 Z 上得到频率为 f_0 (角频率 $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \frac{1}{T_0}$, 周期为 $T_0 = 1/f_0$) 的交流电压 $v_O(t)$, 若负载功率因数角为 ϕ , 负载电流为 $i_O(t)$, 如图 6.10(d) 所示,

$$v_O(t) = V_{om} \sin \omega_0 t \quad (6-35)$$

$$i_O = I_{om} \sin(\omega_0 t - \phi)$$

在图 6.10(d) 中, 在时区 I 期间 $v_O > 0$, $i_O < 0$, 因此应使反组变流器工作提供负的负载电流 i_N , $i_O = i_N$, 同时反组要工作在 $\alpha_N > 90^\circ$ 的有源逆变状态, 这时 $v_O = v_N = v_{(D)} = -v_{(X)} = -V_{DO} \cos \alpha_N = V_{DO} \cos \alpha_P > 0$; 而且从 $\omega t = 0$ 到 $\omega t = \theta_1$ 时区段 I 期间应使

$$v_N = V_{DO} \cos \alpha_P = v_O(t) = V_{om} \sin \omega_0 t \quad (6-36)$$

即
$$\cos \alpha_P = \frac{V_{om}}{V_{DO}} \sin \omega_0 t \quad (6-37)$$

$$\alpha_P = \arccos \left(\frac{V_{om}}{V_{DO}} \sin 2\pi f_0 t \right) = \arccos (K \sin 2\pi f_0 t) \quad (6-38)$$

式中, $K = \frac{V_{om}}{V_{DO}}$ 为输出变压比
$$(6-39)$$

而
$$\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P = 180^\circ - \arccos (K \sin 2\pi f_0 t) \quad (6-40)$$

因此在第 I 段时区中只要令反组工作, 且其相控角 α_N 按 (6-40) 式变化, 则反组输出电压即为所要求的电压 $v_O(t) = V_{om} \sin \omega_0 t$, 反组给负载提供负方向电流 i_N 。由于在第 I 段时区中, 负载电压 $v_O > 0$, 电流 $i_O < 0$, $P_O = v_O i_O < 0$, 因此反组变流器工作在有源逆变状态。

在图 6.10(d) 时区段 II 中, $i_O(t)$ 变为正值, $v_O(t)$ 仍为正值, 因此应使正组工作于整流状态,

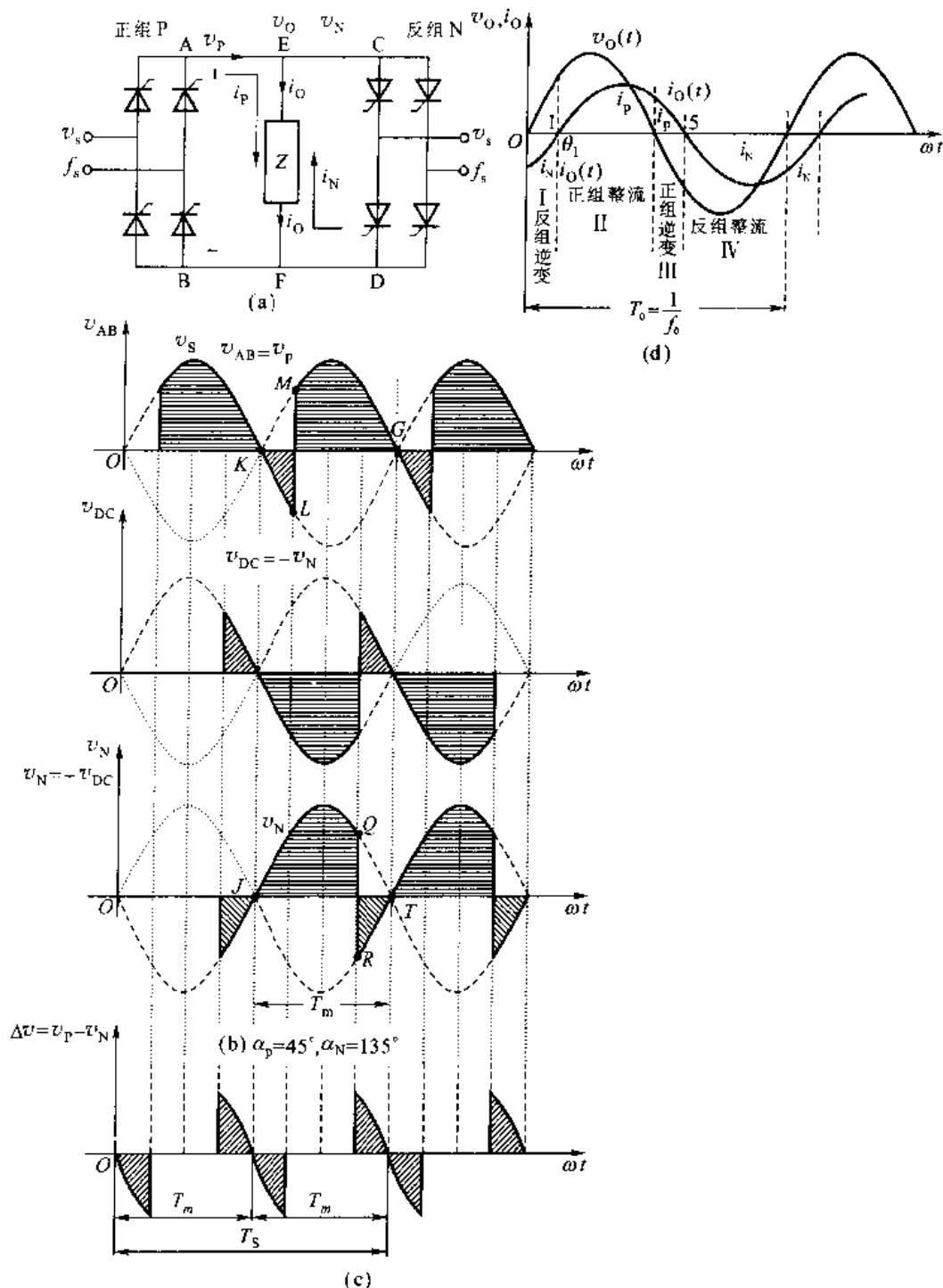


图 6.10 交—交相控直接变频器

正组 $\alpha_p < 90^\circ$, $v_p = v_o > 0$, 正组 α_p 也应按(6-38)式变化使输出到负载上的电压 $v_o(t) = V_m \sin \omega_o t$, 而负载电流 i_c 由正组 i_p 提供, 正组处于整流状态。

类似地分析可知在图 6.10(d)中的Ⅲ时区段中 $i_o(t) = i_p$ 为正, $v_o < 0$, 因此应是正组工作在逆变状态。在第Ⅳ时区段中 $i_o = i_n$ 为负, $v_o < 0$, 因此应使反组工作在整流状态。

综上所述,图 6.10(a)所示电路中只要使两组变流器在相控状态下工作,根据负载所需的交流电压频率 f_0 和电压大小 V_m ,按(6-38)、(6-40)式对两组变流器进行相控,当负载电流 $i_0 > 0$ 时,令正组 P 工作、反组停止工作。反之当 $i_0 < 0$ 时,令反组 N 工作、正组停止工作,并保持 $\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P$,那么就能在负载上得到所需要的频率为 f_0 、幅值为 V_m 的近似正弦交流电压,在交流电源电压不变从而 V_m 不变的情况下,只要改变(6-38)~(6-40)式中的变压比 K 值,即可改变交流输出电压大小。当然这种直接变频从原理上讲只是把相控“整流”输出电压脉波中的每个脉波的平均值控制到按“正弦规律”变化,然后再把这一系列直流脉波拼成一个近似的“正弦波”。因此输出到负载端的交流电压的周期只能比电源交流电压周期长,其输出频率只能低于交流电源频率,只能降频。输出交流电压的频率越低,则每个交流输出周期 T_0 中就含有数量更多的脉波数,每个脉波的平均值为输出正弦波瞬时值,因而其输出波形也就更接近正弦波,或者说输出电压中所含有的谐波阶次会更高,谐波数值会更小。此外,显而易见的是,图 6.10(a)中的相控变流器如采用三相桥电路时因其输出脉波数 $m = 6$,这将比采用单相桥 $m = 2$ 或三相半波 $m = 3$ 时能使交—交直接变频器的特性更好,实用的交—交变频器也大都采用三相桥式变流器。

6.5.2 无环流及有环流运行方式

分析工作原理时已说明:两组变流器的控制角保持 $\alpha_P = 180^\circ - \alpha_N$,可使任何时候正组输出电压平均值 V_P 等于反组输出电压平均值 V_N ,但瞬时值 $v_P(t) \neq v_N(t)$ 。如果 $i_0 > 0$ 、正组相控工作时,反组触发脉冲被封锁,反组不工作,而在 $i_0 < 0$ 、反组相控工作时,正组触发脉冲被封锁,这样正组工作时 $i_P = i_0$,反组工作时 $i_N = i_0$,两组变流器之间不可能有电流环流,这种运行方式被称为无环流运行。但是无环流运行时,当 i_0 从正值变为零,即 $i_P = 0$ 时如果立即解除反组的脉冲封锁、触发反组晶闸管导通,则正组的晶闸管因刚刚断流而尚未恢复正、反向阻断电压的能力,就有可能一旦反组晶闸管导通后正组尚未恢复阻断电压的能力,而发生两组晶闸管同时导通的短路事故。为了避免这种情况,在正组电流过零后,应延时一点时间 t_0 后再触发反组晶闸管导通。在反组电流过零后应延时一点时间 t_0 后再触发正组晶闸管导通。即在图 6.10(c)中的 1 点处正组应延时 t_0 触发,在 5 点处反组应延时 t_0 触发,这个延时 t_0 叫死区时间。无环流运行方式时设置死区虽然提高了运行的安全可靠,但需要有一套开通和封锁两组触发脉冲的切换装置,控制系统比较复杂,而且电流过零点检测要准确,同时死区时间太小不能保证安全运行,死区太大又会影响输出电压波形,因为在死区时间内,两组变流器都无输出,这就使输出电压 $v_0(t)$ 的正弦畸变率增大, $v_0(t)$ 中的谐波更大。此外当负载为反电势负载,负载电流发生断流时,相同 α 角时的输出电压平均值被抬高,偏离正弦函数关系,也要增加输出电压波形的畸变,这些都是无环流运行的缺点。

如果在交—交变频器工作的任何时刻正反两组都施加相控触发脉冲、两组同时工作且 $\alpha_P = 180^\circ - \alpha_N$,这时由于两组同时有触发脉冲,同时有输出电压 v_P 和 v_N 加到负载上,故两组输出电压的瞬时值差值 $\Delta v = v_P(t) - v_N(t)$ 将在两组之间形成环流。这种运行方式被称为有环流运行方式。有环流运行时正组变流器供给负载正半周电流,反组供给负载负半周电流,轮流供电、自然切换,不需要再设置切换装置。但是环流使晶闸管负担加重、损耗加大。为了减小环流应在两

组变流器输出端之间设置环流电抗器限制环流。环流电流只在两组变流器之间流动,环流电流 I_c 的大小由瞬时电压差 Δv 与环流电抗的电感确定。

由于两组变流器之间流过环流,有可能避免出现电流断续现象,并可消除电流死区,从而使变频电路的输出电压、电流特性得以改善。又因无需在控制系统中设置死区,在控制上也比无环流方式简单。但是在两组变流电路之间设置环流电抗器,使设备成本增加。此外,在运行时,有环流方式的输入功率比无环流方式略有增加,使效率有所降低,因此,现今交流—交流直接变频器大都采用无环流运行方式。

6.5.3 控制特性及实现

相控整流输出的直流电压平均值 V_D ($V_D = V_{D0} \cos \alpha$) 可正、可负,数值大小可控。令 v_D 按正弦规律变化,即令 v_D 是频率为 f_0 的正弦波电压 $v_D(t)$,则

$$v_D = V_{D0} \cos \alpha = v_D(t) = V_{om} \sin \omega_0 t = V_{om} \sin 2\pi f_0 t = V_{om} \sin \theta \quad (6-41)$$

式中, V_{om} 为输出正弦电压的幅值,正弦输出电压的相位角为 $\theta = \omega_0 t = 2\pi f_0 t$ 。

这时
$$\cos \alpha = \frac{V_{om}}{V_{D0}} \sin \omega_0 t = K \sin \theta \quad (6-42)$$

相控整流的触发控制角

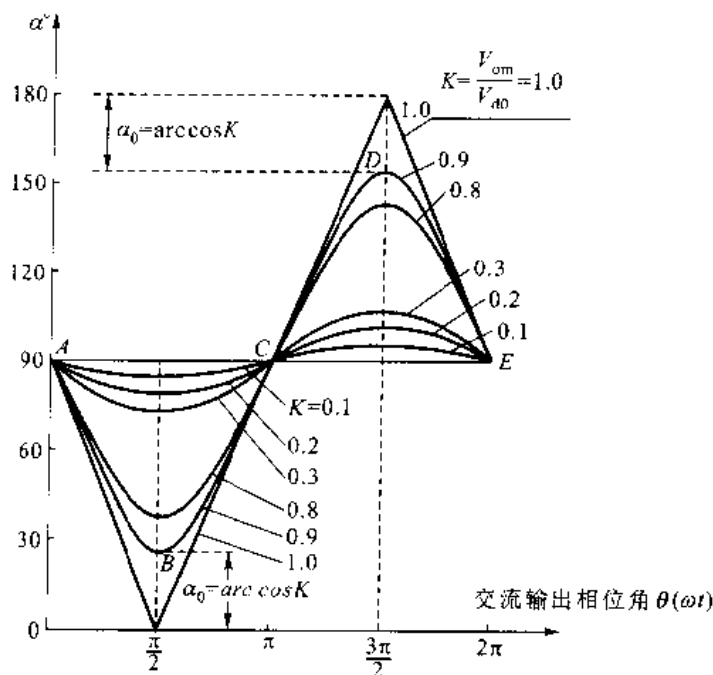
$$\alpha_p = \arccos \left(\frac{V_{om}}{V_{D0}} \sin \theta \right) = \arccos (K \sin \theta) \quad (6-43)$$

两个整流器的控制角 α_N, α_P 应是
$$\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P \quad (6-44)$$

由(6-41)、(6-43)可知:当交流输出电压 $v_D(t) = 0$, 其相位角 $\theta = 0$ 时,要求 $\cos \alpha = 0$, 即要求整流器触发控制角 $\alpha = 90^\circ$ (图 6.11 中的 A 点)。

当交流输出电压 $v_D(t) = +V_{om}$, 其相位角 $\theta = 90^\circ$ 时,要求 $\cos \alpha = K$, 即要求整流器触发控制角 $\alpha = \alpha_0 = \arccos K$ (图 6.11 中的 B 点)。

图 6.11 是按(6-43)式画出的不同变压比 K ($K = V_{om}/V_{D0}$) 时控制角 α 与交流输出电压相位角 θ 的函数关系。交流电源电压一定时 V_{D0} 是个恒值。 V_{D0} 和 K 值一定时,输出电压幅值 $V_{om} = KV_{D0}$ 恒定。随着所要求的交流电压相位角 θ 从零变到 2π , 在一个交流输出电压周期 T_0 ($T_0 = 1/f_0$) 内,变流器的触发控制角 α 应从 90° ($\alpha = 90^\circ, \theta = 0$, 图中的 A 点) 减到 α_0 , ($\alpha = \alpha_0, \theta = \pi/2$, 图中的 B 点), 再从 α_0 增大到 $\alpha = 90^\circ$, ($\theta = \pi$, 图中 C 点), 并从 90° 继续增大到 $\alpha = 180^\circ - \alpha_0$, ($\theta = 3\pi/2$, 图中 D 点), 最后再减小到 $\alpha = 90^\circ$ ($\theta = 2\pi$, 图中的 E 点)。如果 $K = 1$, 则 $\alpha_0 = 0^\circ$, 即控制角 α 应从 $\alpha = 90^\circ$ 减小到零, 再从零增大到 90° , 再增大到 180° , 再减小到 90° , 因此 $K = 1$ 、交流输出电压最高时,在一个交流电源周期 T_0 中 ($f_0 = 1/T_0$), 变流器的控制角 α 是在 $90^\circ \rightarrow 0^\circ \rightarrow 90^\circ \rightarrow 180^\circ \rightarrow 90^\circ$ 之间变化。在 $K < 1$ 时,交流输出电压减小,变流器控制角 α 在更接近 90° 的范围内变化,即半周期内 α 的平均值更靠近 90° 。在第 5 章学习中我们已经知道在相控整流和有源逆变时,交流电源基波电流落后于基波电压的角度 ϕ_1 正是晶闸管的触发控制角 α , $\cos \phi_1 = \cos \alpha$ 。当要求交流输出电压 V_{om} 越低,变压比 K 值越小,则 α_0 越大,这时在一个交流输出电压周期 T_0 中相控角 α 的平均值越接近 90° 变化,交流电源基波电流的相移因数 $\cos \phi_1$ 也越小。此外,负载功率因数越低,输入交流电流基波滞后交流电源电压的角度 ϕ_1 也越大, $\cos \phi_1$ 越小。图 6.12 画

图 6.11 不同 K 时 α 和 θ 的关系

出了交流—交流相控直接变频器的输入电流相移因数 $\cos \phi_1$ 与变压比 K 和负载功率因数的关系,对于一定的变压比 K ,负载功率因数越低,则输入电流相移因数 $\cos \phi_1$ 也越低,对于一定的负载功率因数,变压比 K 越小,相移因数 $\cos \phi_1$ 也越小。

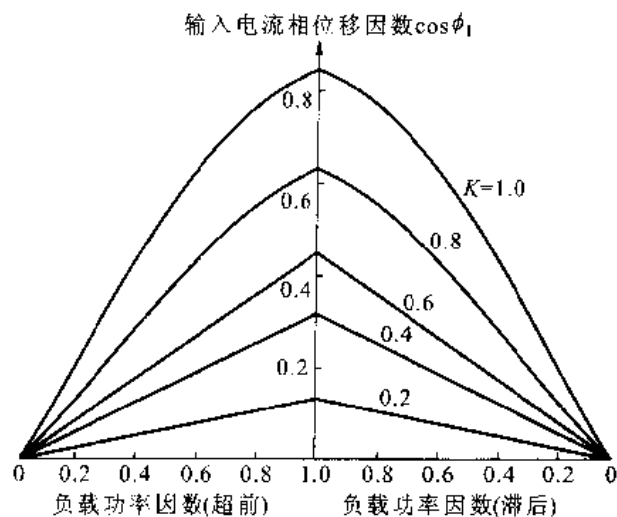


图 6.12 交—交变频电路的输入电流相移因数

电源交流电流在相控时含有一定的谐波电流,畸变因数小于 1,因而交流电源输入功率因数 $PF = \text{畸变因数} \frac{I_{S1}}{I_S} \times \text{相移因数} \cos \phi_1$ 较低,即相控交—交变频器交流电源侧的功率因数 PF 比其

输入电流相移因数 $\cos\phi_1$ 还要低。

相控直接变频器控制系统最基本的功能是在输出交流电压大小 V_m 和频率 f_0 指令下,按方程式(6-43)对相控变流器的触发控制角 α_P 、 α_N 进行实时控制,正、反组的控制角 $\alpha_P + \alpha_N = 180^\circ$, $\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P$ 。控制系统中控制角为 α 触发脉冲信号的产生既可由模拟电路按(6-43)式确定,也可采用以微处理器或数字信号处理器 DSP 为核心的全数字化控制系统,使用微处理器和 DSP 实现(6-43)式的运算,或把事先计算好的数据存入存储器中,运行时按照所存的数据进行实时控制。使用计算机进行控制时,除计算 α 角外,还可实现复杂的控制运算,使整个系统获得很好的特性。

6.5.4 实用电路结构

两组晶闸管相控变流器构成的交流—交流直接变频器通常仅用以获得较低输出频率的三相大功率变频变压电源。这种变频变压电源对交流电动机供电可实现交流电力传动的四象限运行。实用的交流—交流直接变频器大都是由三个单相变频器组成的三相变频器。而每个单相变频器都是三相交流电源输入、单相低频输出,三个单相变频器输出的电压大小、频率相同,但相位相差 120° ,组成一个平衡的三相交流电源。图 6.13(a)中的每相变频器都是由两组反并联的三相半波变流器组成,有环流电抗器,每组变频器输出电压的脉波数 $m = 3$ 。图 6.13(b)中每个变频器都是由两组反并联的三相桥式变流器组成,无环流电抗器,每组变频器输出电压的脉波数 $m = 6$ 。因此交流输出电压的谐波含量要小一些。图 6.13(c)中每相变频器由四组三相桥式变流器构成,其中变流器 I 和 II 串联成一个变流器,III 和 IV 串联成一个变流器,由于变流器 I 和 II 输出电压相位相差 30° ,故变流器 I、II 串联后的输出电压平均值大一倍而脉动更小,脉动频率也提高一倍。变流器 III 和 IV 情况类似。然后 I、II 再与 III、IV 反并联,分别输出电压 v_P 和 v_N ,并输出正、负半波负载电流。

图 6.13(c)变频器主电路和控制电路都十分复杂,但输出波形好,适用于高压大容量的交流电动机四象限变速电力传动。

6.5.5 交流—交流相控直接变频的优缺点

交流—交流相控直接变频与交流经整流再逆变的间接变频相比较有以下优点。

(1) 只用一级变换就可直接把某一频率的交流功率变成比之较低频率的交流电功率,而有中间直流环节的间接变频器则有整流—逆变两个功率变换级,输出功率被变换两次。

(2) 可采用廉价的晶闸管开关器件靠交流电源电压过零反向时自然换相。

(3) 能够使功率在电源和负载之间向任一方向输送,实现交流电动机的四象限运行。由不控整流和电压型逆变器构成的间接变频器供电时,交流电动机制动时的能量就难于返回交流电网,难于四象限运行。因此,对于要求迅速加速和减速的大功率可逆传动系统,这种相控直接变频器较为优越。这类变频器也主要应用于金属轧制工业低速旋转机械和机车、船舶的交流电力推进。

(4) 在输出频率很低时,可输出一个较高质量的正弦波形,这是因为这个低频波可以由大量的电源脉波段逐段相连所组成,因此相控直接变频器更适用于大容量交流电动机低速电力传动。

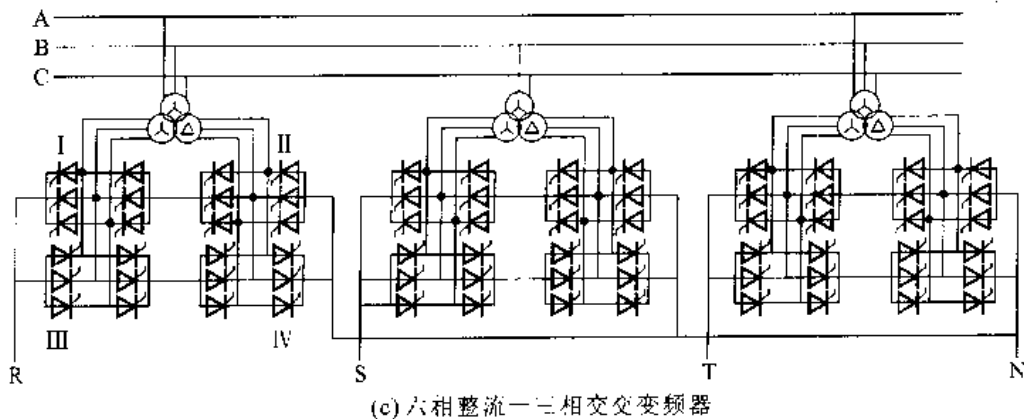
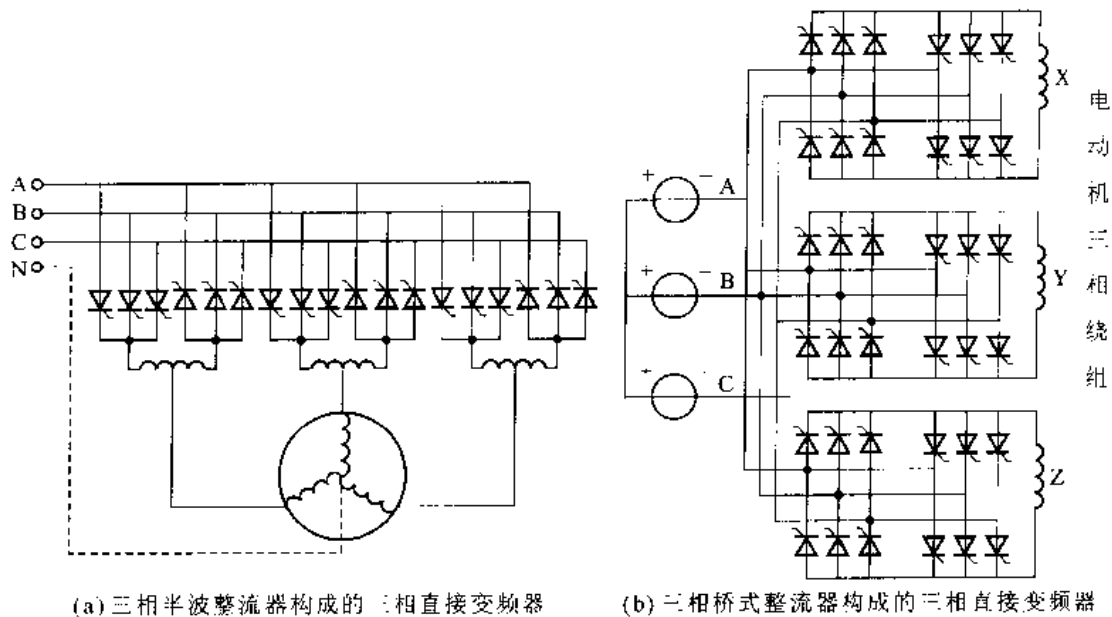


图 6.13 交流—交流直接变频器实用电路

相控直接变频器缺点如下:

(1) 输出最高频率必须小于输入频率的 $1/3$ 或 $1/2$, 否则输出波形太差。频率为 f_0 的交流电对电动机供电时, 电机的转速 $N = 60f_0/P$ 。如果交流电源频率 $f_1 = 50\text{Hz}$, 由于 f_0 不可能高于 $(1/2 - 1/3) \times 50\text{Hz}$, 故电机最高转速(磁极对数 $p = 1$ 时), 也只能达到 $1500 \sim 1000\text{r/min}$ 。当工作在 50 或 60Hz 的交流电源下, 上述条件是一个严格的限制。

(2) 相控直接变频器需要大量晶闸管, 而且它的控制电路比许多有直流环节逆变器的控制电路要复杂得多。

(3) 相控直接变频器输入功率因数较低, 这是由相控的本质决定的, 在输出电压较低时, 尤其如此。而在有直流环节变频器中, 由于采用二极管整流器输入, 故在所有工作情况下都能得到较高的输入功率因数。

(4) 交流电源输入电流谐波较严重且谐波情况复杂难于控制。

概括地说, 直接变频器与有直流环节的间接变频器相比, 前者适合于低速可逆传动系统, 后

者适合于要求输出频率较高的场合。

* 6.6 矩阵式交流—交流变频器

晶闸管相控交流—交流直接变频器(Matrix AC-AC converter)的严重缺点是交流输入电流谐波严重,功率因数低且只能降频。这些缺点都是源于变频器采用了半控型开关器件晶闸管移相控制所致。若在电路中采用自关断全控器件,如改用IGBT作开关器件,则可以构成另一种交—交直接变频器。图6.14(a)示出了这种三相变三相的交流—交流直接变频器。交流输入电源A、B、C三相电压为 V_s ,频率为 f_s ;三相交流输出为a、b、c,电压有效值为 V_o ,频率为 f_o 。图6.14(a)中共用了9个双向自关断开关器件;当 T_{Aa} 导通时交流电源A相电压 $v_A(t)$ 接到负载a相: $v_a(t) = v_A(t)$ 。 T_{Ba} 导通时,交流电源B相电压接到负载a相, $v_a(t) = v_B(t)$ 。 T_{Ca} 导通时, $v_a(t) = v_C(t)$;因此驱动 T_{Aa} 、 T_{Ba} 、 T_{Ca} 三个器件中的某一个导通,负载a相电压 $v_a(t)$ 可以是交流电源电压A、B、C三相中任一相的电压瞬时值。

同理驱动 T_{Ab} 、 T_{Bb} 、 T_{Cb} 中的某一个导通,可以使负载b相电压 $v_b(t)$ 是交流电源A、B、C三相中的任一相的电压瞬时值。负载c相电压 $v_c(t)$ 也可以是交流电源A、B、C三相中任一相的电压瞬时值。如果9个开关器件都是双向可控导电的开关,例如每一个双向开关都由图6.14(b)所示的2个共集电极的IGBT串联组成,那么图6.14(a)中就只有18个全控型开关,对图6.14(a)中总共18个IGBT进行实时适当的控制,无论各相电流瞬时值为正或为负,都可使负载a、b、c三个相从交流电源 $v_A(t)$ 或 $v_B(t)$ 或 $v_C(t)$ 处得到所需的电压瞬时值。因此对9个全控型开关器件进行高频SPWM控制,就可以在负载处得到频率和电压均可调控的三相互差 120° 的交流电压。

图6.14(a)中每一个开关器件的(开关)状态可用一个开关函数表示,用 S_{xy} 表示开关管 T_{xy} 的开关函数,当 T_{xy} 导通时取 $S_{xy} = 1$;当 T_{xy} 断开时取 $S_{xy} = 0$,于是输出电压 v_a 、 v_b 、 v_c 可用输入电压 v_A 、 v_B 、 v_C 及相应的9个开关函数 $S_{Aa}(T_{Aa})$ 、 $S_{Ba}(T_{Ba})$ 、 $S_{Ca}(T_{Ca})$ 、 $S_{Ab}(T_{Ab})$ 、 $S_{Bb}(T_{Bb})$ 、 $S_{Cb}(T_{Cb})$ 、 $S_{Ac}(T_{Ac})$ 、 $S_{Bc}(T_{Bc})$ 、 $S_{Cc}(T_{Cc})$ 表达为

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (6-45)$$

(6-45)式是图6.14(a)变换器输出电压的矩阵表达式。这种矩阵结构的开关型变换器称为矩阵式交流—交流直接变频器。

图6.14(a)中a、b、c任一相负载端决不能同时接到两个交流电源相电压。例如b相, T_{Ab} 、

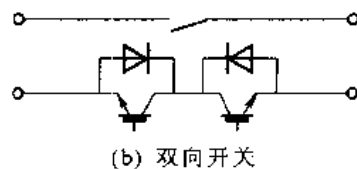
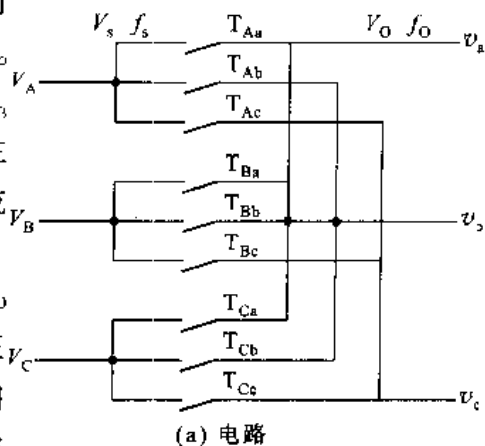


图 6.14 矩阵式交—交变频器

T_{10} 、 T_{15} 任何时候只能有一个导通,否则若 T_{10} 、 T_{15} 同时导通将引起电源 A、B 两相短路。此外,图 6.14(a)中 18 个 IGBT 的驱动信号必须精心安排,这 18 个 IGBT 开关的开通、关断切换顺序的安排,应确保既不会导致交流电源两相短路,又不会引起感性负载时负载开路过电压,控制系统输出的 18 个驱动信号必须按严格的逻辑程序控制其形成和分配。

矩阵式交流—交流变频器既是开关性质的变换器,其输入电流和输出电压都不可避免的有谐波。只是自关断器件在高频 SPWM 状态下工作,谐波阶次较高而已,故此只需在输入、输出端附加很小的 LC 滤波器,就能显著地改善输入电流和输出电压波形。至于输入电流的相移因数(基波功率因数 $\cos\phi_1$),由于采用了自关断器件可以使 $\cos\phi_1$ 为任意指令值。要对图 6.14(a)中 18 个 IGBT 进行实时、适当的控制,需要精确快速的检测三相交流电源电压、输出电压和三相负载电流,并构成被控量的全数字化反馈控制系统,才有可能实现快速精确的控制,获得优良的特性。

小 结

以晶闸管为开关器件,靠交流电源电压换相的交流—交流变换器分为两类,一类是频率不变仅改变电压大小的交流电压控制器或交流调压器,另一类是直接变频器。电压控制器实质上是交流电压斩波调压器,依靠晶闸管的移相控制仅将交流电源电压正弦波形的一部分送至负载,交流电源电压正弦波的另一部分被晶闸管处于截止状态时阻断。因此输出电压总是小于输入电压,即电压控制器只能降压,且输出电压中含有较大的谐波。改变晶闸管的触发控制角 α_1 ,即可改变输出电压波形中基波电压的大小。单相交流电压控制器常用于小功率的单相电动机供电、照明灯光控制和电加热温度控制。三相交流电压控制器常用于三相交流异步电动机的变压调速和作为异步电动机的启动器使用。作为启动器使用时,在异步电动机的启动过程中随着电动机转速的上升,电压控制器的输出电压在恒频下从零逐渐上升到额定值,使交流异步电动机在整个启动过程中电流不超过允许值。

相控直接变频器依靠交流电源电压过零、反向换相,所以开关器件采用晶闸管就可以了。晶闸管相控直接变频的基本原理还是相控整流和有源逆变原理,正、反两组相控变流器可以在无环流方式或有环流方式下工作,晶闸管相控直接变频与交流—直流—交流间接变频相比较其优点是只有一级功率变换,可以用晶闸管靠交流电源换相,可方便地实现四象限运行,低频时可输出一个高质量的正弦波。主要缺点是输出频率不能高于输入频率的 $1/3 \sim 1/2$,交流输入电流谐波严重,输入功率因数低,且控制也较复杂。晶闸管相控直接变频器适用于高压、大容量、低速的交流电机四象限变速传动系统。

采用全控型开关器件构成的矩阵式交流—交流变频器是近年来发展起来的一种新型交流—交流直接变频器,它能避免晶闸管相控交流—交流直接变频器的缺点,是一种很有应用前景的特性优良的交流—交流直接变频器。

复习题及思考题

1. 单相全波交流电压控制器当控制角 α 小于负载功率因数角 ϕ 时为什么输出电压不可控?
2. 由图 6-2(e)查得:单相全波交流电压控制器在电阻负载($\phi=0$)时导电角 θ 为 $\theta=180^\circ-\alpha$,在纯电感性负

载时($\phi = 90^\circ$),当 $\alpha < 90^\circ$ 时 $\theta = 180^\circ$, $\alpha > 90^\circ$ 时 $\theta = 2(180^\circ - \alpha)$ 。从物理上解释这一结果。

3. 单相全波交流电压控制器带电感、电阻负载时,如何利用图 6.2(e)、6.2(f)、6.2(g)计算出晶闸管电流有效值和平均值。

4. 图 6.5(a)所示三相全波 Y 联结控制器不同的控制角 α 时为什么会有两类导电工作状态?控制角 α 的有效控制范围为什么是 $0 \leq \alpha \leq 150^\circ$?

5. 图 6.7 所示三相全波开口三角形电压控制器有什么优点?控制角工作范围是什么?改变 α 时是否会出现图 6.5(a)中的第二类工作状态?

6. 图 6.8(a)中如果要求输出电压的变化范围是 $0 \leq V_o \leq (V_1 + V_2)$,怎样对 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 进行相控最好?为什么?

7. 晶闸管相控直接变频的基本原理是什么?为什么只能降频、降压而不能升频升压?

8. 晶闸管相控直接变频电路中正、反两组相控变流器的控制角 α_P 、 α_N 为什么要保持 $\alpha_P + \alpha_N = 180^\circ$;为什么正、反组输出电压瞬时值 $v_P \neq v_N$?

9. 为什么按(6-43)、(6-44)式对两组相控变流器进行相控时可以使晶闸管相控交—交直接变频器输出频率为 f_o 、电压幅值为 V_m 的近似正弦波?

10. 图 6.10(a)交流—交流直接变频器与第 5 章图 5.24 所示直流电动机可逆传动系统两组变流器的工作方式、控制原理有什么异、同之处?

11. 矩阵式交流—交流变频器的基本工作原理是什么?它有什么优缺点?

12. 晶闸管相控整流器和晶闸管交流电压控制器在控制上有何区别,同一个主电路,例如都采用单相全波电路,都是电阻、电感性负载,交流电源电流波形有什么区别?

第 7 章 辅助元器件和系统

本章讲述电力电子变换器中的辅助元器件和系统。

实际的电力电子变换器是一个由多个子系统和很多元器件构成的复杂系统,其中很多部分并不在变换器的电路图中表示出,通常变换器电路图仅画出变换器主电路和控制电路框图。现代电力电子变换器中的辅助元器件和系统包括:

(1) 半导体电力开关管器件的驱动器。驱动器接收控制系统输出的控制信号,经处理后送出驱动信号给开关器件,控制开关器件的通、断状态。

(2) 过流、过压保护系统。检测负载或开关器件的电流、电压,保护变换器中的开关器件,防止过流、过压损坏开关器件。

(3) 缓冲器。在开通和关断过程中防止开关过压和过流,减小 dv/dt 、 di/dt ,减小开关损耗。

(4) 电感(电抗器)和变压器。变压器变换主电路或控制系统中的电压,或用以实现原副方的电气隔离要求。电感则用于滤波、平波、均流、能量转换及减小电流变化率。

(5) 滤波器。提高由电源所获取的以及输出至负载的电力质量,作为电力变换器的一部分,滤波器常在变换器电路图中标出。

(6) 散热系统。散发开关器件和其他部件的功耗发热,减小开关器件的热应力,降低开关器件结温。

(7) 控制系统。实现变换器的实时、适式控制,综合给定和反馈信号,经处理后为开关器件提供开通、关断信号,开机、停机信号和保护信号。

通过本章的学习读者应清楚辅助元器件和系统的基本属性,以及它们对电力电子变换器工作的影响。

7.1 驱动器

电力电子变换器中各种驱动器的电路结构取决于开关器件的类型、变换器电路的拓扑结构和电压、电流等级。开关器件的驱动器接受控制系统输出的微弱门电平信号,经处理后给开关器件的控制极(门极或基极)提供足够大的电压或电流,使之立即开通,此后,必须维持通态,直到接受关断信号后立即使开关器件从通态转为断态,并保持断态。

很多情况下,尤其在高压变换器中,需要对控制系统和主电路之间进行电气隔离,这可以通过脉冲变压器或光耦来实现,后者通过在光敏半导体器件附近放置发光二极管来传送信息。此外,还可采用光纤传导替代光信号的空间传导。由于不同类型的开关器件对驱动信号的要求不同,对于半控器件(SCR 和双向晶闸管),电流控制型全控器件 GTO、BJT 和电压控制型全控器件 P-MOSFET、IGBT、MCT 和 SIT 等有着不同的解决方案。

7.1.1 晶闸管 SCR 触发驱动器

为触发 SCR 开通,门极的脉冲电流必须有足够大的幅值和持续时间,以及尽可能短的电流上升时间。控制电路和主电路的隔离通常是必要的。隔离可由光耦或脉冲变压器实现,这两种方式各有优缺点:光电耦合隔离时两侧的电磁干扰小,但光耦器件需要承受主电路高压,有时还需要在 SCR 侧有一个电源和一个脉冲电流放大器,而用脉冲变压器隔离驱动就不要另加电源,然而,脉冲变压器需要采取措施防止磁心饱和。

基于脉冲变压器(PTR)和三极管放大器(TRA)的驱动器如图 7.1 所示。当控制系统发出的驱动信号加至三极管放大器 TRA 后,变压器 PTR 输出电压经 D_2 输出 SCR 的触发脉冲电流 I_G 。TRA 的输入信号为零后变压器 PTR 原方电流经齐纳二极管 D_2 和二二极管 D_1 续流并迅速衰减至零,防止脉冲变压器磁饱和。电路中的二极管 D_2 使变压器副方对门极只提供正向驱动电流 I_G 。

图 7.2 给出了 SCR 的一个简单光电隔离驱动电路。光电耦合器由发光二极管(LED)和光控晶闸管(LAT)组成。驱动电路的能量直接由主电路获得,当 LED 触发 LAT 时,LAT 串联电阻 R 上的电压用来产生门极电流 I_G 。显然,这时 LAT 必须承受与被驱动的 SCR 一样的高压。

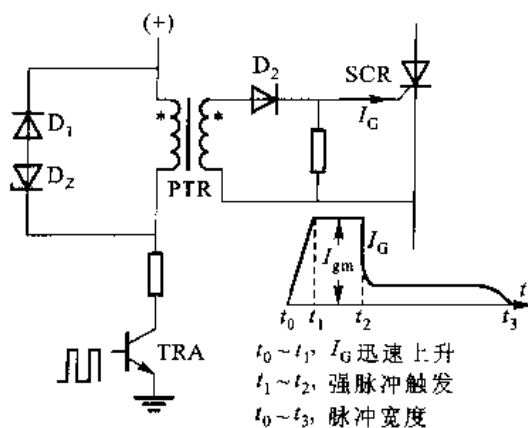


图 7.1 有隔离变压器的 SCR 驱动器

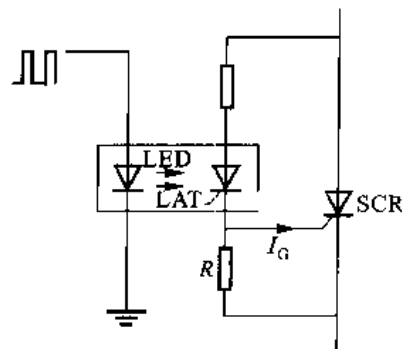


图 7.2 有光耦隔离的 SCR 驱动器

现今晶闸管主要应用于交流一直流相控整流和交流—交流相控调压,适用于这些应用的各种驱动触发器都已集成化、系列化。例如目前国内生产的 KJ 系列和 KC 系列的晶闸管驱动(触发器),都可供研制者选用。

7.1.2 GTO 的驱动器

虽然 GTO 的开通和 SCR 类似,即要求在其门极施加脉冲电流。但由于其关断时要求施加很大幅值的门极负脉冲电流,因此全控型器件 GTO 的驱动器比半控型器件 SCR 复杂得多。图 7.3 中给出了一个门极驱动电路的例子。需要 GTO 开通时,MOS 管 M_1 、 M_2 接收来自控制系统的开通信号(M_1 、 M_2 为高频互补式方波脉冲电压),两个 MOS 管 M_1 、 M_2 交替地通、断变换。脉冲变压器 PTR 传输高频脉冲列,脉冲变压器副方为高频交流脉冲电压 V_{AB} ,当 A 为正、B 为负时,副方电压 V_{OB} 从 O 点经稳压齐纳二极管 D_2 和电感 L 产生 $+I_G$,再经 D_2 回到 B 点。当 B 为

过程,稳态导通时, i_B 减小到只由 R 支路提供,又可使通态时的 i_B 较小,减短关断时间。当输入信号为高电位时 T_1 截止, T_2 截止, T_3 导通,电容 C 经 T_3 放电,为BJT提供关断所需的反压和负电流 $-i_B$,如图7.4(c)所示。

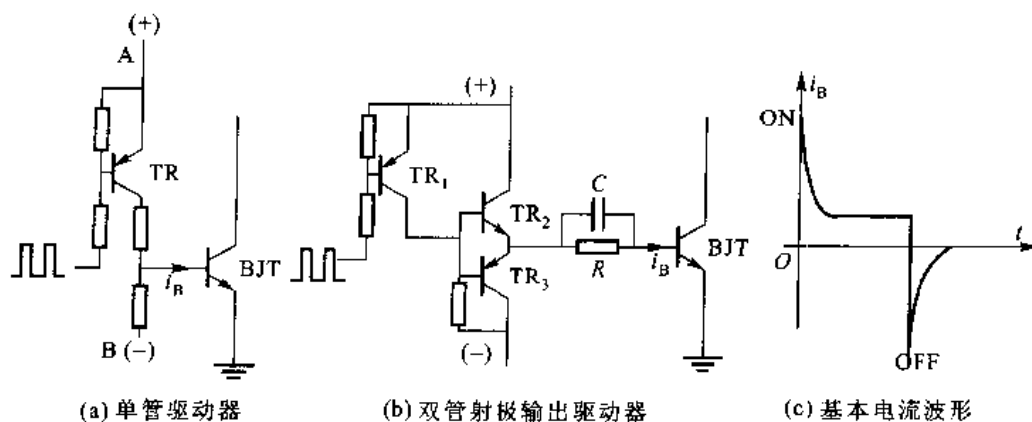


图 7.4 无隔离的 BJT 驱动

为了缩短关断时间、提高关断速度,可引入图 7.5 所示抗饱和贝克钳位电路,防止 BJT 过饱和。图中 D_1 叫钳位二极管,当 BJT 过饱和导通时, V_{CE} 减小,即 C 点电位下降,从 A 点经 D_1 流至 C 点的电流增加,经 D_2 、 D_3 注入 B 点的基极电流减少。 D_1 相当于溢流阀的作用,以分流控制系统输出到 A 点的过量的电流,减小流入三极管 BJT 的基极电流 i_B ,使通态时三极管工作点由深饱和区移至临界饱和区(图 2.8 中直线 OT)附近。二极管 D_2 、 D_3 为钳位二极管 D_1 提供合适偏置。二极管 D_4 为关断时反向基极电流提供通道。

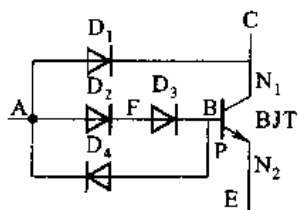


图 7.5 BJT 抗饱和贝克钳位电路

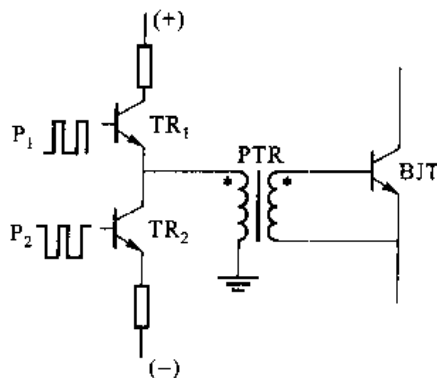


图 7.6 有隔离变压器的 BJT 驱动器

PWM 变换器中的 BJT 可以采用图 7.6 所示隔离变压器驱动。驱动信号 P_1 和 P_2 互补。 P_1 为正, P_2 为负时, T_1 导通使 BJT 开通。 P_1 为负、 P_2 为正时,脉冲变压器输出负电压和负方向基极电流关断 BJT。BJT 的隔离驱动器也常用图 7.7 所示光耦隔离驱动器。光耦驱动器中采用了光晶体管 LT_1 、 LT_2 ,BJT 由推挽式射极输出电路驱动。有输入信号时图 7.7 中 B 点电位为 0, LT_1 导通、A 点为正电位, T_1 开通,为 BJT 提供正向驱动电流 $+I_B$ 。当输入信号为零时, LT_2 导通、A

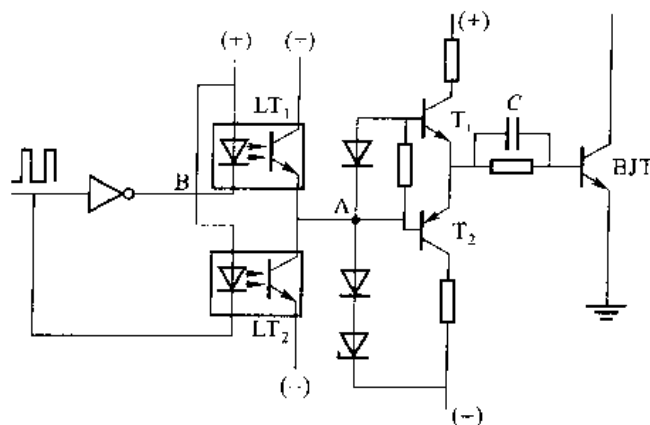


图 7.7 有光耦隔离的 BJT 驱动器

点为负电位, T_2 开通, 电容 C 经 T_2 放电, 为 BJT 提供 $-I_B$ 。驱动器产生的基极电流波形类似图 7.4(c) 所示, 图 7.4(c) 中采用了非线性坐标, 实际电流的正、负峰值可能有通态维持电流的 10 倍大。

7.1.4 P-MOSFET、IGBT 驱动器

电压控制型半导体电力开关在稳态时其门极实际上不取用电流, 因此有可能直接通过逻辑门来触发。然而当需要驱动大功率高频开关时, 电荷必须尽快传至门极电容或从其抽出, 这就要求在开通和关断信号的起始段有很高的门极脉冲电流, 单独的标准逻辑门自身并不能提供数值很高的正值脉冲驱动电流, 也不能吸收 IGBT 等大功率器件门极电容在关断时所送出的数值很高的负值脉冲电流, 因而严重制约了开关频率的提高。所以, 为了充分利用电压控制型器件(尤其是超快 MOSFET)的高速能力, 驱动器必须能输出和吸收高值暂态脉冲电流。

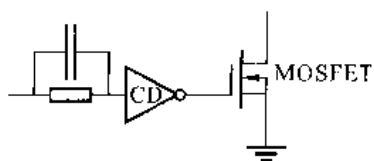


图 7.8 大脉冲电流 TTL 的 P-MOSFET 驱动器

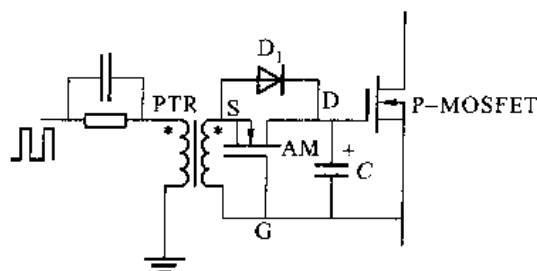


图 7.9 有脉冲变压器的 P-MOSFET 驱动器

为简便起见, 以下均以电力 MOSFET 中的驱动器为例进行介绍, 它们同样也可用于 IGBT、SIT 和 MCT。图 7.8 中给出了采用专用 TTL 驱动器 CD 的一个简单门极驱动电路, 该驱动器 CD 在逻辑门电压作用下能提供起始值较大的脉冲电流, 因而适用于驱动 P-MOSFET 等电压型全控型开关器件。图 7.9 画出了由脉冲变压器 PTR 驱动的 P-MOSFET, 图中的辅助 MOS 管 AM 是 N 沟道增强型 MOS 管, 其漏极为 D、源极为 S、栅极为 G。有正信号输入时, 变压器副方电压 V_{eq} 经二极管 D_1 (辅助 MOS 管 AM 的寄生二极管 D_1) 向 P-MOSFET 管提供开通电压

并给门极/源极结电容 C 充电,这时辅助 MOS 管 AM 受反偏(S 点为正,G 点为负)而不导电,阻断了 P-MOSFET 门极结电容 C 经 AM 放电。当有负信号输入、脉冲变压器 PTR 副方 $V_{GS} > 0$,辅助 MOS 管 AM 导电,D、S 两点导通,抽出 P-MOSFET 管门极结电容 C 的电荷,使其关断。

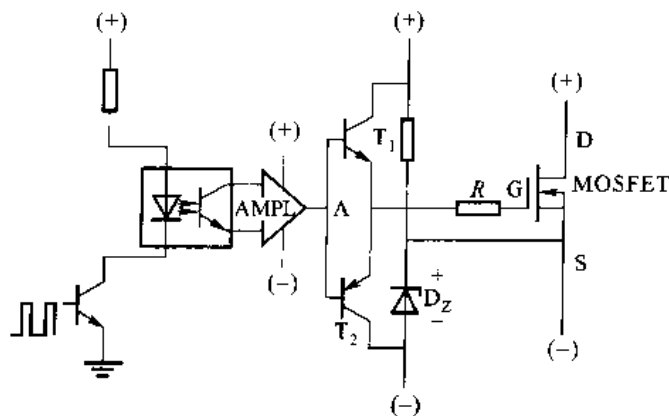


图 7.10 有光耦隔离的 P-MOSFET 驱动器

图 7.10 给出了 P-MOSFET、IGBT 带光耦的驱动器。有驱动信号时,A 点为正电位, T_1 导通使 MOSFET 导通。无驱动信号时,A 点为负电位, T_2 导通,稳压管 D_z 的电压 V_z 作为反压加至 MOSFET 的栅(G)-源(S)极关断 MOSFET。

至今各国许多生产厂家已经有各类电力电子开关器件的各种驱动器产品可供电力电子变换器设计者选用。具体电路五花八门,而且不断地有新型号的驱动器推出,但它们的电路基本原理相差不大。以上简介的有关驱动器的基本原理电路,可为读者提供一些背景知识,以便分析、选用不断更新的各类驱动器。

7.2 过电流保护和过电压保护

7.2.1 过电流保护

电力电子变换和控制系统运行不正常或发生故障时,可能会发生过电流,造成开关器件的永久性损坏。过电流在过载和短路两种情况下发生。图 7.11 示出电力电子变换器系统中常采用的过电流保护措施及各种保护的配置位置。通常电力电子变换器系统均同时采用几种过流保护措施以确保保护的可靠性和合理性。所选择的几种过流保护措施应相互协调配合、各尽所能。通常选用电子保护作为延时最短、但动作阈值最高的一级保护,当电流传感器检测到过电流值超过动作电流整定值时,电子保护电路输出过流信号、封锁驱动信号、关断变换器中的开关器件、切断过流故障。快速熔断器,是电力电子变换器系统中常用的一种过电流保护措施。快速熔断器的熔断时间与过电流的大小有关(与发热量 $I^2 t$ 有关),快速熔断器对开关器件的保护有全保护(不论过载还是短路均由快速熔断器保护开关器件不过热损坏)和仅作短路保护两种保护类型,可由设计者选定。如果快速熔断器仅保护短路故障,通常应在 50Hz 或 60Hz 半周期内熔断,其

动作电流较大,这时对一般的过载则要有其他保护措施,如通过过流继电器断开电路中的机械式断路器,实现过载保护。无论是快速熔断器还是断路器,其动作电流值一般远小于电子保护电路的动作电流整定值,其延迟的动作时间则应根据实际情况匹配。

图 7.11 中还给出了一种利用晶闸管 SCR 的过流保护方案,当发生过流时电子保护电路输出触发信号使 SCR 导通将电路短路,从而使熔断器快速熔断而切断短路电路的电源。

桥式电路变换器中,一个特殊的短路潜在危险是上、下两个开关管直通(同时导通)。图 7.11 中所示 IGBT 即为此结构。其中两个 IGBT 的通、断状态是互补的:一个开关器件导通时另一个阻断,正常工作时电流流入负载,然而在某种原因时(如驱动器故障或开关信号有错时),一个开关管可能在另一个关断前已经开通,就会造成上、下两个开关器件同时导通,形成短路。为避免这种直通,每一开关管开通信号的时间起点应滞后于另一个开关管关断信号的起点一个 Δt ,这个小的延时时间段 Δt 称为死区。

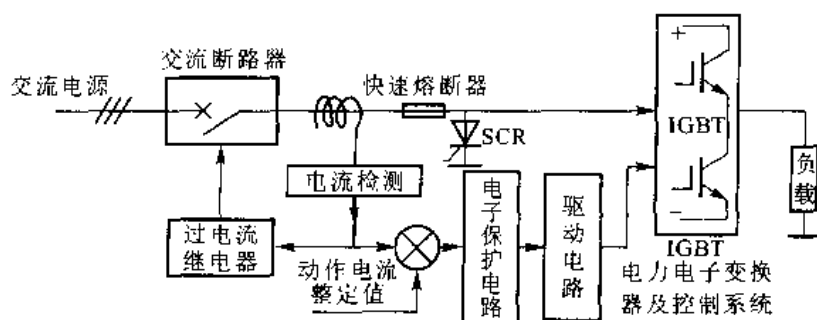


图 7.11 过流保护措施及保护配置

现在不少全控器件的集成驱动电路中已设计成能够自身检测过流状态而封锁驱动信号,实现过流保护。以 IGBT 为例,其基本原理是在开关器件处于通态时,监测其集电极/发射极电压 V_{CE} ,因集电极在过流时, V_{CE} 也随之增大,一旦检测到过大的 V_{CE} ,即时在驱动器内部阻断开通信号,使驱动器输出关断信号,关断开关管,切断短路或过流电路。

7.2.2 过电压保护

电力电子变换系统中可能发生的过电压有外因过电压和内因过电压两类,图 7.12 示出过电压抑制措施及过电压保护配置。

外因过电压有:

(1) 雷击过电压 即雷电引起的过电压。

(2) 操作过电压 由电路开关分闸、合闸操作所引起的过电压。电路合闸接通电源的瞬间,高压电源电压通过降压变压器一次、二次绕组之间的分布电容直接传至次级电力电子变换器的开关器件。电路分闸断开变压器时,变压器一次励磁电流突然被切断所引起的过电压感应到二次侧,使电力电子变换器开关器件承受操作过电压。

内因过电压有:

(1) 换相过电压 与开关器件并联的二极管在导电结束时,不能立即恢复反向阻断能力,如果有反相电压作用,则会有较大的反向电流流过二极管使内部残存的载流子恢复,当其恢复了阻

断能力时,反向电流 I_R 急剧减小,这时线路中杂散电感 L_s 感应很大的反电势, $L_s di_R/dt$ 很大,这个反电动势与电源电压相加作用在与二极管并联的开关器件上,可能使开关器件过压而损坏(参见图 2.5,二极管开关特性)。

(2) 关断过电压 开关器件关断时,其电流迅速减小,而在线路电感上产生很高的感应电压加在正在关断的开关器件上,可能使其过电压损坏。

图 7.12 示出的电力电子变换系统中一些可能采用的过电压抑制措施及其配置。图中交流电源经交流断路器 S 送入降压变压器 T, F 是避雷器。当雷电过电压从电网窜入时,避雷器对地放电防止雷电进入变压器。 C_0 为静电感应过电压抑制电容,当 S 合闸、电网高压加到变压器二次绕组,经一次、二次绕组耦合电容 C_{12} 把电网高压交流电压直接传至副方时,由于 $C_0 \gg C_{12}$,故 C_0 上感应的操作过电压值不高,保护了后面的电力电子开关器件免受合闸操作过电压的危害。图中 $R_1 C_1$ 、 $R_2 C_2$ 为两种过电压抑制电路。当电路上出现过电压时,过电压对 C_1 、 C_2 充电, C_1 、 C_2 的两端电压不能突变,其充电过程限制了电压的上升率、减小了开关器件所承受的过电压及其变化率 dv/dt 。 RC 电路中的 C 越大、 R 越小,过电压保护作用越好。图中简单的 $R_1 C_1$ 过电压抑制电路中,过电压对 C_1 充电后, C_1 上的高压对 R_1 放电时可能危害被保护设备,而在 $R_2 C_2$ 过电压抑制电路中, C_2 被过电压充电后对 R_2 放电时,则不会危害电路中的其他器件,故这种放电阻止型(图中的二极管阻止了放电电流进入电网) $R_2 C_2$ 过电压抑制电路在高压大容量系统中应用得比较多。图中的 R_V 为非线性压敏电阻,当其端电压超过其阈值电压时,其等效电阻立即从无限大下降、流过大电流时,其端电压仍仅比阈值电压有很少的上升,因此它可将线路上的过电压限制到其阈值电压,实现开关器件的过压保护。

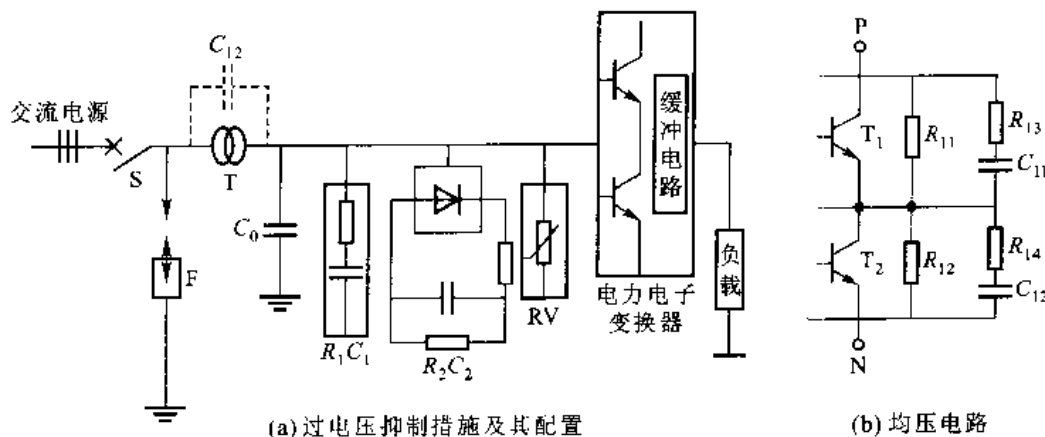


图 7.12 过电压抑制措施、配置及均压电路

为了限制开关器件在驱动信号作用下开通、关断过程中的电压、电流, dv/dt 、 di/dt , 并减少开关损耗, 常采用下节将要介绍的各种形式的开关器件缓冲器。有些缓冲器也有抑制内因过电压的作用。

7.2.3 开关器件串联、并联应用时的均压、均流保护

在高压、大电流电力电子变换装置中,单个开关器件电压、电流额定值不能满足要求时,有时采用两个(或多个)开关器件串联以提高其工作电压,采用两个(或多个)开关器件并联以提高其工作电流。为了使串联和并联的开关管在开通、导通、关断、截止(阻断)各种工作情况下均能平均地承担全部外加电压(均压)而不过压、均能平均的分担全部电流(均流)而不过流,首先应选择参数和特性尽量一致的器件串联、并联,此外还可采用串、并联保护电路。图 7.12(b)中 RC 是均压电路。若 r_{T1} 、 r_{T2} 为串联的开关管截止时的等效电阻,如果 T_1 、 T_2 的漏电流不相等,即 $r_{T1} \neq r_{T2}$,则 T_1 、 T_2 在截止状态时将承担不同的电压;若 $r_{T1} \gg r_{T2}$,则 T_1 将过电压。外加并联电阻 $R_{T1} = R_{T2}$ 后,只要 $R_{T1} = R_{T2} \ll r_{T2}$ (r_{T1}),则即使 T_1 、 T_2 的漏电流有差异也能使 T_1 、 T_2 截止时均压。图中的 $R_{T1} = R_{T2}$ 、 $C_{T1} = C_{T2}$,则能使动态过程中均压。为了使并联的开关器件均流,有时将每个器件各串一个均流电阻后再并联,这可确保动态过程中并联器件的动态均流。

顺便指出 P-MOSFET 器件的通态电阻具有正的温度系数(温度升高时,通态电阻加大)。并联使用时具有电流自动均衡的功能,因而易于并联使用;三极管 BJT 则恰好相反,因而不易于并联使用。IGBT 在 30%~50% 额定电流以下时,其等效通态电阻具有负的温度系数,但在电流较大时其电阻温度系数变为正值,因而也具有自动均流的功能而易于并联。最后还必须指出:开关器件并联工作时,为了使开通、关断动态过程中能均压、均流,开关器件的开通、关断驱动电压、电流波形也应尽量一致或匹配。

7.3 开关器件的开通、关断过程与安全工作区

电力三极管 BJT、电力场效应管 P-MOSFET 以及绝缘门极晶体管 IGBT 等全控型开关器件常用于高频电力变换和控制。开关过程对这些器件的安全运行和工作特性影响较大。虽然电力三极管 BJT 是电流控制驱动型全控器件,而电力场效应管 P-MOSFET 和绝缘门极晶体管 IGBT 是电压控制驱动型全控器件,但它们在驱动信号作用下的开通过程以及在撤除驱动信号后(或施加反向驱动)的关断过程是类似的。缓冲器的作用是改善开通和关断两个过渡过程中开关器件的电压、电流变化特性。为了对开通和关断过程有一个基本的认识,本节统一地分析全控型开关器件的开关过程,以此为基础,下一节再分别介绍几种典型的缓冲器电路。

7.3.1 线路电感 $L_6 = 0$ 时开关器件的开通、关断过程

图 7.13(a)示出采用自关断器件 T 的直流-直流降压变换电路。直流电源电压 V_D 经自关断开关器件 T 对感性负载 R 、 L 供电;负载两端并联一个续流二极管 D;开关管 T 作为一个周期性通-断变换的开关,将负载接通电源或断开电源。负载两端直流电压的平均值可由开关管 T 的导通占空比控制。假定负载电感较大而开关管 T 的开关频率较高,通-断周期不长,那么可以认为,在开关管 T 截止期间负载电流经续流二极管 D 流通时负载电流 I_O 保持不变。如果在开关管控制极外加控制信号(电压 v_G 或电流 i_G)的波形如图 7.13(b)所示,则在开关管断态→开通→通态→关断→断态过程中其电压 v_T 、电流 i_T 以及续流二极管 D 的电流 i_D 变化波形如图

7.13(b)所示。图中在 $t_1 \leq t \leq t_5$ 期间 $v_G(i_G)$ 为正值,驱动开关管 T 开通并保持为通态。在 $t_5 \leq t \leq t_9$ 期间 $v_G(i_G)$ 为负值,使开关管加速从导通状态转为断态,且在断态时加有一定的反偏电压使其可靠地截止。

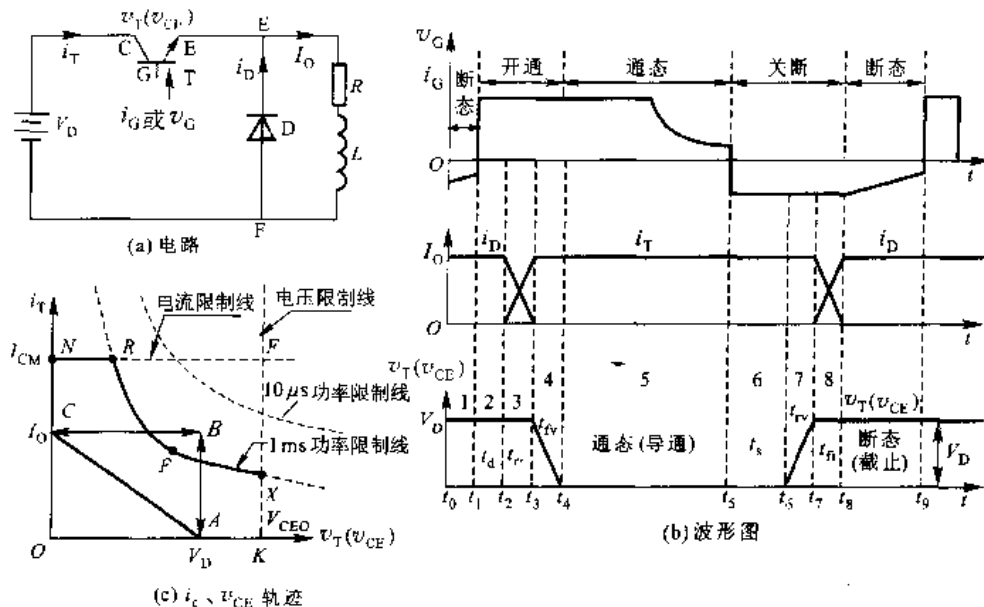


图 7.13 带续流二极管感性负载 DC/DC 变换器 $L_s = 0$ 开关特性

电感负载时一个完整开关周期可分为 8 个时间段,各时间段工作情况及电压电流变化情况是:

(1) 截止期 $t < t_1$ 时, $v_G(i_G) \leq 0$, 开关管反偏、断态,开关管内部无导电载流子。集电极 C 与发射极 E 之间等效电阻 r_T 为无限大, $i_T = 0$ 。这时感性负载电流 I_O 经续流二极管 D 续流,二极管 D 电压降 $v_{FD} \approx 0$ 。因此开关管端电压 $v_T = V_D$ 。工作点为图 7.13(c) 中的 A 点: $v_T = V_D$, $i_T = 0$ 。

(2) 开通延时期 $t_D(t_1 \rightarrow t_2)$, $t = t_1$ 时, $v_G(i_G) > 0$ 。由于开关管内部建立、积累导电电荷使其具有导电能力需要一定的时间,故 $v_G(i_G)$ 开始变正后的一段 t_d 时期中开关管仍无导电能力, r_T 仍然很大, $i_T = 0$, $i_D = I_O$ 。二极管 D 端电压为零, $v_T = V_D$ 。

(3) 开通期电流 i_T 上升时期 $t_n(t_2 \rightarrow t_3)$ 。从 $t = t_2$ 开始,开关管内部电荷积累使其导电性线性增强,等效电阻 r_T 从无限大逐渐下降,电流 i_T 从零线性增大。二极管电流 $i_D = I_O - i_T$, 在开关管电流 i_T 从零上升到负载电流 I_O 的 t_n 期间, i_D 从 I_O 下降为零。在此时间段由于二极管一直在导通,故 $v_T = V_D$ 。在 t_n 期间开关管的工作点从图 7.13(c) 的 A 点移至 B 点。

(4) 开通期电压 v_T 下降时期 $t_{fv}(t_3 \rightarrow t_4)$ 。 $t = t_3$ 时, $i_T = I_O$, $i_D = 0$, 二极管导电结束。在 t_{fv} 期间, $i_T = I_O$, 开关管等效电阻 r_T 继续线性下降到零, $v_T = r_T i_T = r_T I_O$ 从 V_D 线性下降为零。图 7.13(a) 中二极管反压 $v_{FD} = (V_D - v_T)$ 从零上升为 V_D , 此后开关管转入通态: $i_T = I_O$, $v_T = 0$ 。在 t_{fv} 期间, 开关管工作点从图 7.13(c) 的 B 点移至 C 点。

(5) 通态导电期 $t_1 \rightarrow t_5$, $i_{\text{D}} > 0$, $i_{\text{T}} = I_{\text{O}}$, $v_{\text{T}} = 0$, 二极管 D 截止, $i_{\text{D}} = I_{\text{O}}$, 电源 V_{D} 向负载持续供电。

(6) 关断存储期 $t_5 (t_5 \rightarrow t_6)$ 。开关管通态导电、电源 V_{D} 向负载供电到 $t = t_5$ 时, 撤除 $c_{\text{D}}(i_{\text{D}})$, 即 $v_{\text{D}}(i_{\text{D}})$ 开始反偏为负。但开关管内部在通态时所建立的导电载流子电荷不可能立即消失, 在 t_5 期间开关管内部存储的载流子电荷仍可使开关管有很强的导电能力, r_{T} 仍很小, $v_{\text{T}} \approx 0$, $i_{\text{T}} \approx I_{\text{O}}$ 。

(7) 关断期电压 v_{T} 上升时期 $t_6 (t_6 \rightarrow t_7)$ 。 $t = t_6$ 时 $i_{\text{T}} = I_{\text{O}}$, 开关管导电能力已开始显著减弱, r_{T} 线性增大, 使 $v_{\text{T}} = r_{\text{T}} i_{\text{T}}$ 在 t_{re} 期间从零迅速增大到 V_{D} 。这时 $v_{\text{FD}} = (V_{\text{D}} - v_{\text{T}}) \geq 0$, 二极管 D 仍截止, $i_{\text{D}} = 0$ 。在 t_6 期间开关管的工作点从图 7.13(c) 的 C 点移至 B 点。

(8) 关断期电流 i_{T} 下降时期 $t_7 (t_7 \rightarrow t_8)$ 。 $t > t_7$ 时, 开关管 $v_{\text{T}} = V_{\text{D}}$, $i_{\text{T}} = I_{\text{O}}$, 等效电阻继续增大, 使 $v_{\text{T}} = r_{\text{T}} i_{\text{T}}$ 略大于 V_{D} 后, E 点电位低于 F 点电位, 使二极管 D 正偏导电。开关管导电能力进一步减弱, r_{T} 继续增大, 使 i_{T} 下降, $i_{\text{D}} = I_{\text{O}} - i_{\text{T}}$ 上升。在 t_8 期间, i_{T} 从 I_{O} 下降为零, i_{D} 从零上升到 I_{O} , $v_{\text{T}} = V_{\text{D}}$, $t = t_8$ 时 $i_{\text{T}} = 0$, $v_{\text{T}} = V_{\text{D}}$, 开关管完全截止, $i_{\text{D}} = I_{\text{O}}$, 二极管 D 续流全部负载电流 I_{O} 。在 t_8 期间开关管工作点从图 7.13(c) 的 B 点移至 A 点。

开关管从截止状态变为导通状态的开通过渡时间简称开通时间 t_{on} , 被定义为

$$t_{\text{on}} = t_{\text{D}} + t_{\text{ri}} + t_{\text{fr}}$$

即开通时间由开通延迟时间 t_{D} 、随后的电流上升时间 t_{ri} 及最后的电压下降时间 t_{fr} 三部分组成。忽略较小的 t_{fr} , 则 $t_{\text{on}} = t_{\text{D}} + t_{\text{ri}}$ 。

开关管从导通状态变为截止状态的关断过渡时间被称为关断时间 t_{off} , 被定义为

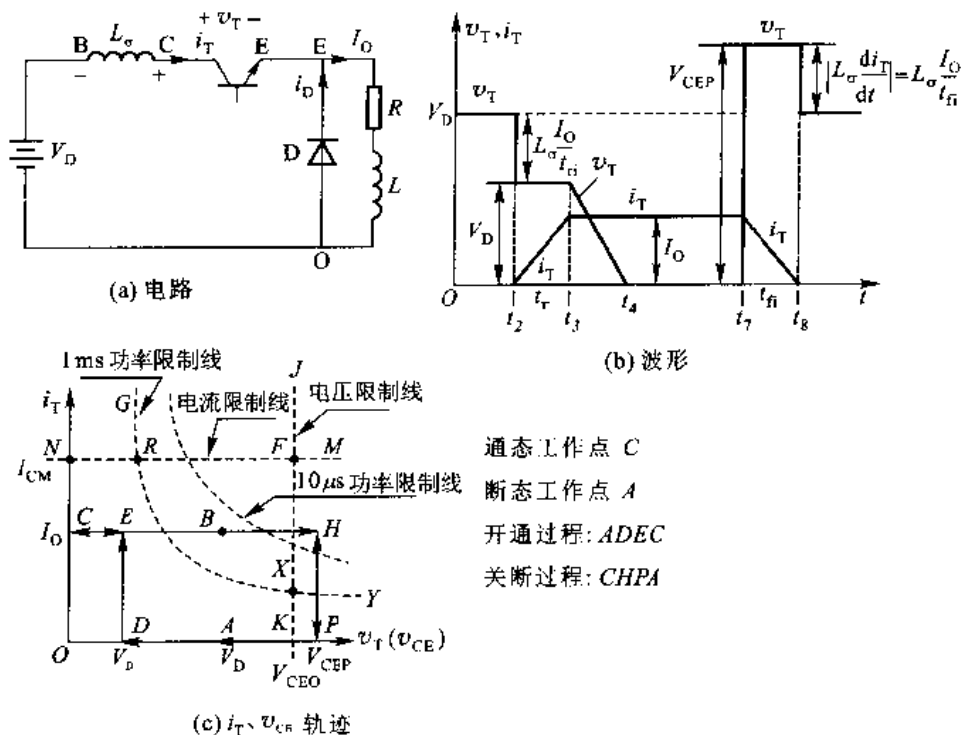
$$t_{\text{off}} = t_{\text{s}} + t_{\text{re}} + t_{\text{fr}}$$

即关断时间由存储时间 t_{s} 、随后的电压上升时间 t_{re} 及最后的电流下降时间 t_{fr} 三部分组成。忽略较小的 t_{fr} , 则 $t_{\text{off}} = t_{\text{s}} + t_{\text{re}}$ 。

顺便指出图 7.13(a) 中的二极管 D 为开关管关断时感性负载的续流提供了一个通道。因此也就避免了开关管关断时电感电流突变所引起的过电压 $L di/dt$, 使开关管两端的外加正向电压被钳位到不超过电源电压 V_{D} , 保护了开关管免遭过电压危害。

图 7.13(c) 示出图 7.13(a) 电路在开关过程中电压 v_{T} 、电流 i_{T} 的轨迹。通态时工作点为 C, 这时 $i_{\text{T}} = I_{\text{O}}$, 但 $v_{\text{T}} \approx 0$, 故功耗 $P \approx 0$; 断态时工作点为 A, 这时 $V_{\text{T}} = V_{\text{D}}$, $i_{\text{T}} = 0$, 故功耗 P 也近似为零。但在关断过程中工作点从 C 点经 B 点到 A 点, v_{T} 、 i_{T} 轨迹为 CBA, 在开通过程中, 工作点从 A 点经 B 点到 C 点, v_{T} 、 i_{T} 轨迹为 ABC。过渡期中开关管的功耗 $P = i_{\text{T}} v_{\text{T}} \neq 0$, 因此开关管在开通、关断过程中由于同时承受大电流和高电压而有很大的功耗, 过大的开关损耗和过热、高温常常危害开关管的安全运行。

如果图 7.13(a) 中是纯电阻负载 R , 则开关过程要简单、缓和得多, 那时在电流 i_{T} 从零上升到 I_{O} 的 t_{ri} 期间, $v_{\text{T}} = V_{\text{D}} - Ri_{\text{T}}$ 也从 V_{D} 下降为零; 在 i_{T} 从 I_{O} 下降为零的 t_{fr} 期间, $v_{\text{T}} = V_{\text{D}} - Ri_{\text{T}}$ 也从零上升到 V_{D} , 即 i_{T} 、 v_{T} 的变化是同时进行的。这时的开关轨迹将是图 7.13(c) 中的 $C \rightarrow A$, $A \rightarrow C$ 。这比感性负载时的情况要好得多。

图 7.14 线路电感 $L_\sigma \neq 0$ 时的开关过程

7.3.2 线路电感 $L_\sigma \neq 0$ 时开关器件的开通、关断过程

以上分析中忽略了电源和负载之间的线路杂散电感 L_σ 对开关过程的影响。 $L_\sigma \neq 0$ 时,关断过程要严重得多。图 7.14(a)中 $L_\sigma \neq 0$ 时,在关断过程中,感性负载电流 I_O 保持不变,即 $I_O = i_T + i_D$ 保持不变, i_T 从 I_O 减小到零的过程中,二极管 D 导通, i_D 从零增大到 I_O 。由于二极管 D 导通, $V_{OF} = 0$, 由于 i_T 随时间线性减小,图 7.14(a)中电感 L_σ 两端感应电压 $v_L = v_{BC} = L_\sigma di_T/dt$ 应为负值, v_{CB} 为正值,即 C 点电位高于 B 点电位。

由于 $i_T = I_O(1 - t/t_f)$

故 $v_L = v_{BC} = L_\sigma \frac{di_T}{dt} = -L_\sigma I_O/t_f < 0$

$$v_{CB} = -v_{BC} = L_\sigma I_O/t_f$$

在 i_T 下降的 t_f 期间即图 7.13(b)、7.14(b)的 $(t_7 - t_8)$ 期间开关两端电压

$$v_T \approx v_{CEP} = V_E - v_L = V_D + \frac{L_\sigma I_O}{t_f} \quad (7-1)$$

因此在关断过程一开始, v_T 立即从零上升至 v_{CEP} , 工作点从图 7.14(c)中的 C 点转到 H 点。在 i_T 从 I_O 下降至零期间, $v_T = v_{CEP}$ 不变。直到 $i_T = 0$ 、 $i_D = I_O$ 以后, v_T 才下降为电源电压 V_D , 如图 7.14(b)所示。 v_{CEP} 超过 V_D 的数量取决于 L_σ 、 L_f 和负载电流 I_O , 显然过快的电流下降(t_f 小), 过大的杂散电感 L_σ 或负载电流过大都会引起关断时三极管严重过电压, 且伴随着很大的

功耗。关断过程中 v_T 、 i_T 的轨迹为图 7.14(c) 中的 CHPA, 开关管所承受的电压瞬时值和功率瞬时值都可能超出其安全工作区, 损坏开关器件。

开通时 i_T 线性上升: 在图 7.13(b)、7.14(b) 的 t_1 ($t_2 - t_3$) 期间, $i_T = I_0 t/t_n$, i_D 线性下降; $i_D + i_T = I_0$ 保持不变, 这时

$$v_T = V_D - L_s \frac{di_T}{dt} = V_D - L_s I_0/t_n = V_D < V_{DS} \quad 0 \leq t \leq t_n \quad (7-2)$$

因此在 i_T 从零上升至 I_0 的过程中 v_T 恒等于 V_D , 即图 7.14(c) 中的电压 OD, 工作点从图 7.14(c) 中截止时的 A 点转到 D 点。当 $i_T = I_0$ 、 $i_D = 0$ 后再过渡到通态工作点 C: $i_T = I_0$ 、 $v_T = 0$ 。断态时工作点为图 7.14(c) 中的 A 点, 开通时 v_T 、 i_T 的轨迹为图 7.14(c) 中的 ADEC。从图 7.14(c) 所示开关过程 v_T 、 i_T 轨迹可知, L_s 的存在恶化了关断轨迹但却改善了开通轨迹。从图 7.14(c) 可知, 这时不仅瞬时功率可能超过允许值, 瞬时电压也可能超过了允许值。

7.3.3 安全工作区

要使开关管安全工作, 首先, 加在开关管上的电压瞬时值 v_{CE} 不应超过其击穿电压, 其次, 通过开关管的电流瞬时值也不应超过其最大允许值 I_{CM} 。因此如图 7.14(c) 中所示开关管任何瞬间的电压、电流工作点都不超出长方形 OKFN 所限定的区域。由于器件的结温通常不允许超过 150°C , 而发热功耗是电压与电流的乘积, 因此为确保开关管工作时功耗、发热及结温在允许范围内, 应限定 v_T 和 i_T 的乘积不超过某一限值 P_M 。这样安全区就应由电压限制线 KJ、电流限制线 NM 和功耗限制线 GRXY 三段组成。由于结温不仅与功耗 $i_T v_T$ 有关, 还与发热时间有关, 因此功率限制线应对应一定的时间, 在短时间里应该允许 $i_T v_T$ 值大一些。图 7.14(c) 中分别给出了 1 ms 和 10 μs 时间所允许的安全区。

开关器件的击穿电压与其门极(控制极或基极)外加电压(电流)的极性有关(参见图 2.9)。开关器件在正向门极电压下工作时的安全工作区, 称为正向安全工作区 FBSOA(Forward-Bias Safe Operation Area)。开关管在反向门极电压时的安全工作区称为反向安全工作区 RBSOA(Reverse-Bias Safe Operation Area)。开关管在反偏时击穿电压要高些, 因此反偏安全工作区要大些。在反向门极电压下关断开关管时, 关断过程中 i_T 下降时开关管的电压 v_T 上升, 如果在开关管上重加的 dv_T/dt 很大, 则很可能使关断失败。所以开关管的反向安全工作区与关断时重加的 dv_T/dt 有关。重加的 dv_T/dt 越大, 安全工作区越小。

P-MOSFET 和 IGBT 的安全工作区比三极管 BJT 要宽大得多, 它们使用中的可靠性也高得多。

7.4 缓冲器

半导体开关器件工作中有开通、通态、关断、断态四种工作状态, 断态时可能承受高电压但漏电流小, 通态时可能承载大电流但管压降小, 而开通和关断过程中开关器件可能同时承受过压、过流、过大的 dv/dt 、 di/dt 以及过大的瞬时功率 $P = v i$ 。如不采用防护措施, 高电压和大电流可能使工作点超出安全工作区而损坏器件, 因此半导体电力开关器件常设置开关过程的保护电路,

也称为缓冲器,以防止瞬时过压、过流,消除过大的电压、电流变化率,减小开关损耗,确保器件处于安全工作区。缓冲器还可以维持串联连接的开关管电压均衡,或维持开关器件并联时电流均衡。缓冲器的电路结构取决于开关器件的类型和对变换器的要求。

图 7.13(a)中,开关管 T 开通过程中, i_T 从零上升至 I_O 。在关断过程中 i_T 从 I_O 下降为零,半导体开关器件在开通和关断过程中其集电极电流 i_T 的升、降过程是十分复杂的,在分析中通常都近似地认为 i_T 按线性规律变化,即

$$\text{开通时:} \quad i_T = I_O t / t_a \quad 0 \leq t \leq t_a \quad (7-3)$$

$$\text{关断时:} \quad i_T = I_O (1 - t / t_f) \quad 0 \leq t \leq t_f \quad (7-4)$$

式中, t_a 为开通过程中电流上升至 I_O 的时间,即电流上升时间;

t_f 为关断过程中电流下降至零的时间,即电流下降时间。

在开通过程中开关器件等效电阻 r_T 从 ∞ 变为 0,在关断过程中 r_T 从 0 变为 ∞ 。在开通过程中 v_T 从 V_D 按什么规律变化到零,在关断过程中 v_T 按什么规律变化到 V_D ,则与开关管的外部缓冲电路和负载情况有关。

7.4.1 电力三极管并联缓冲器、串联缓冲器和复合缓冲器

1. 并联 RCD 充、放电型关断缓冲器

为了改善关断特性,即延缓关断过程中 v_T 的上升速度和限制其数值,可在开关器件两端并接一个 RCD 充、放电缓冲电路,如图 7.15(a)所示。

引入缓冲电容 C_s ,关断期开始后,开关管等效电阻从零增大,三极管电流 i_T 按式(7-4)下降时,缓冲电容 C_s 中流过充电电流 i_c (i_c 流经 C_s 和二极管 D_s),这时负载电流保持不变,负载电流 I_O 逐渐从开关管转移到电容 C_s 。

$$\begin{aligned} i_T + i_c &= I_O \\ i_c &= I_O - i_T = I_O - I_O (1 - t / t_f) = I_O t / t_f \end{aligned} \quad (7-5)$$

三极管两端电压 v_{ce} 随电容 C_s 的充电而上升,

$$v_T \approx v_c = \frac{1}{C_s} \int i_c dt = \frac{I_O}{2C_s} t^2 / t_f \quad (7-6)$$

当 $t = t_f$,即开关管电流下降为零时

$$v_T = \frac{I_O}{2C_s} t_f^2 \quad (7-7)$$

由式(7-4)、(7-6)可见,在关断过程中 i_T 线性下降时, v_T 以抛物线函数关系缓慢上升, C_s 越大,则 v_T 上升越慢,如果 $t = t_f$, i_T 下降为零时,正好 v_T 上升到 V_D ,如图 7.15(b)所示,则称为临界缓冲,这时所需的缓冲电容叫临界缓冲电容 C_{sc} 。由式(7.6)令 $t = t_f$ 时 $v_T = V_D$ 可得到临界缓冲电容值 C_{sc} 。

$$C_{sc} = \frac{I_O}{2V_D} t_f^2 \quad (7-8)$$

已知电源 V_D 、负载 I_O 和开关管 t_f 以后,按式(7-8)选用缓冲电容即可实现临界缓冲:使关断过程中,当 i_T 下降为零时, v_c 、 v_T 正好上升到 V_D 。即 $t = t_f$ 时 $i_T = 0$, $v_T = V_D$ 。但这时杂散

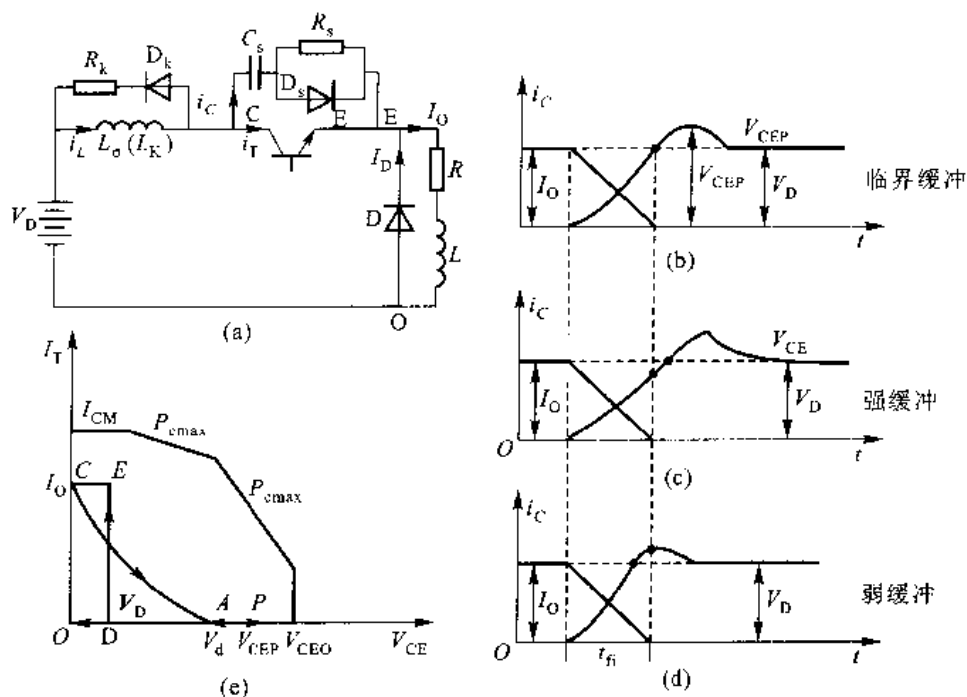


图 7.15 有缓冲器的开关过程

电感的电流 $i_L = i_C = I_O$, 电感储能 $L_s I_O^2/2$, 因此开关管关断后电感 L_s 的电流 i_L 从 I_O 降为零的过程中, 由于 L_s 的储能 i_L 还会使 v_T 、 v_C 超过 V_D 继续上升, 其超过值 ΔV 可由开关管关断后的等值电路求得。

开关管关断后的第一瞬间, 图 7.15(a) 中电感电流 $i_L = i_C = I_O$, 二极管 D 截止 $i_D = 0$, $v_T = v_C = V_{Dc}$ 。此后, $i_L \downarrow$, $i_D \uparrow$, 确保负载电流 $I_O = i_L + i_D$ 不变。由于二极管导电, 其端电压 $v_{DE} \approx 0$ 。又 C_s 的初始电压 $V_{C0} = V_D$, 图 7.15(a) 电路电压平衡方程为

$$v_T = v_C = V_{C0} + \frac{1}{C_s} \int_0^t i_L dt = V_D + \frac{1}{C_s} \int_0^t i_L dt \quad (7-9)$$

又

$$V_D = L_s \frac{di_L}{dt} + v_T$$

$$V_D = L_s \frac{di_L}{dt} + \left[V_D + \frac{1}{C_s} \int_0^t i_L dt \right]$$

即

$$L_s \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C_s} \int_0^t i_L dt = 0 \quad (7-10)$$

$$L_s C_s \frac{d^2 i_L}{dt^2} + i_L = 0$$

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \omega^2 i_L = 0 \quad (7-11)$$

$$\text{式中, } \omega = 1/\sqrt{L_s C_s} \quad (7-12)$$

(7-11) 式的解为

$$i_L = C_1 \cos \omega t + C_2 \sin \omega t \quad (7-13)$$

因此
$$di_L/dt = -C_1 \omega \sin \omega t + C_2 \omega \cos \omega t \quad (7-14)$$

初始条件为 $t=0, i_L = I_0$, 由式(7-13)可得 $C_1 = I_0$

又由式(7-10)可得 $t=0, di_L/dt=0$, 由式(7-14)可得, $C_2=0$

因此(7-13)式为

$$i_L(t) = I_0 \cos \omega t \quad (7-15)$$

把(7-15)式的 i_L 代入式(7-9)得到:

$$v_T = v_C = V_D + I_0 \sqrt{L_s/C_s} \sin \omega t \quad (7-16)$$

当 $\omega t = \pi/2$ 时, 由式(7-15) $i_L = 0$, 式(7-16) v_T 达到最大值 V_{CEP} :

$$V_{CEP} = V_D + I_0 \sqrt{L_s/C_s} = V_D + \Delta V \quad (7-17)$$

$$\Delta V = I_0 \sqrt{L_s/C_s} \quad (7-18)$$

$\omega t > \pi/2$ 以后电流 i_L 反向, 即缓冲电容电压 V_C 经 L_s 向电源回馈能量, 从 C_s 流出的反向电流 i_L 经 L_s 、电源 V_D 、二极管 D 和图中的限流阻尼电阻 R_s 回到电容 C_s 。限流阻尼电阻 R_s 可使反向 i_L 迅速衰减到零, 关断过程结束。引入临界缓冲电容以后, 关断期间 i_T 下降时 v_T 缓慢上升, 关断轨迹如图 7.15(e) C-A-P-A 所示。显然, 引入缓冲电容 C_s 以后关断特性大为改善。

如果电容 $C_s > C_{sc}$ (临界缓冲电容), 则当 i_T 从 I_0 降为零, 开关器件关断后, 电容两端电压 v_C 、即开关管两端电压 v_T 将小于 V_D , 如图 7.15(c) 所示, 此后 $i_L = I_0$ 将继续对 C_s 充电直到 $v_C = v_T = V_D$, 当 v_C 略大于 V_D 后二极管 D 受正偏压导电, i_D 逐渐从零上升至 I_0 , i_L 从 I_0 降为零时电容电压 v_C 已超过电源电压 V_D , C_s 放电形成的反方向电流 (i_L 为负) 经 L_s 、电源 V_D 、二极管 D、 R_s 最后衰减为零, 关断过程结束。这种情况称为强型缓冲电路 (C_s 过大, v_T 上升更慢)。反之当 $C_s < C_{sc}$ 时, 如图 7.15(d) 所示, 则在 i_C 下降到零之前的某一时刻, v_T (v_C) 就已被充电到 V_D 。此后 i_T 下降到零时, $v_T = v_C$ 还要再增大一些, 这种情况称为弱型缓冲器。

临界缓冲应该是一种较好的设计原则。

2. 串联电感 L 开通缓冲器

缓冲电容 C_s 使 v_T 在关断过程缓慢上升, 既减小了关断时的 dv/dt , 又改善了关断时的开关轨迹, 确保了开关器件的安全运行。由式(7-18)可知图 7.15(a) 中杂散电感 L_s 对关断特性的恶化可用缓冲电容 C_s 来改善, C_s 大, 则 ΔV 小。另一方面, 由式(7-2)可知, 杂散电感 L_s 使开通时 v_T 减小, 改善了开通特性, 并减小开通时的 di/dt , 所以有时又人为地串联一个数值不大的缓冲电感 L_K (图 7.15(a)), 这时在开关管电流 i_T 从 0 增大到 I_0 的开通过程 t_n 期间, 由于续流二极管导电: $i_D = I_0 - i_T \neq 0$, 故 $V_{OE} = 0$, 类似于式(7-2) v_T 为

$$v_T = V_D - L_K \frac{di_T}{dt} = V_D - I_0 L_K / t_n = V_D \quad (7-19)$$

这时开通过程的开关轨迹为图 7.15(c) 中的 ADEC。

如果选取串联缓冲电感
$$L_K = V_D t_n / I_0 = L_{KC} \quad (7-20)$$

由(7-19)式可知 $v_T = V_D = 0$, 在 i_T 从零上升至 I_0 的 t_n 期间, 开关器件电压 $v_T = 0$ 。 L_{KC}

称为临界缓冲电感。所以若按式(7-20)选用串联缓冲电感 L_K , 可进一步将开通时的轨迹改善为图 7.15(e)中 $A-O-C$, 这是非常理想的。但较大的串联缓冲电感 L_K 在关断过程中又会引起 v_T 较多地超过 V_D , 参见公式(7-17), 为此可在 L_K 两端并联二极管 D_K 和电阻 R_K 阻尼电路, 抑制关断过程中三极管的过电压。当 v_T 上升到超过 V_D 值以后, i_L 开始减小时 L_K 的感应电势使 D_K 导通, L_K 中的电流经 R_K 、 D_K 续流迅速衰减至零而减小对 C_s 的继续充电作用, 降低了最高电压 v_{TTP} 。有了 D_K 、 R_K 阻尼电路之后, 关断过程中 v_T 最大值超出电源电压 V_D 的增量 ΔV_K 可由图 7.15(a)关断过程的电压微分方程, 类似于式(7-18)的推导求得为

$$\Delta V_K = KI_O \sqrt{L_K/C_s} \quad (7-21)$$

式中, 系数

$$K = \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\frac{a}{\omega}} \approx e^{-\frac{a}{\omega}} < 1 \quad (7-22)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_K C_s} \quad (7-23)$$

$$a = 1/2 R_K C_s \quad (7-24)$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - a^2} \quad (7-25)$$

无 R_K 、 D_K 支路时, 即 $R_K = \infty$ 时, $a = 0$, $\omega_0 = \omega$, $K = 1$, 式(7-21)变为式(7-18)。

在一定的 C_s 、 L_K 情况下, 选择适当的阻尼电阻 R_K 可使 ΔV_K 减小到开关管所允许的耐压值。在开通过程中随着 v_T 的下降, 缓冲电容 C_s 经三极管的集电极-发射极和限流电阻 R_s 放电。适当地选择限流电阻 R_s 可以将 C_s 的放电电流和放电时间限制在允许范围以内。

3. RC DL 复合缓冲器

图 7.16 示出了一种开通-关断复合缓冲器。它综合了图 7.15(a)中的并联缓冲(C_s 、 D_s 、 R_s)和串联缓冲(R_K 、 D_K 、 L_K)的作用而仅用一个二极管 D_s 和一个电阻 R , 开通时串联电感 L_K 使集电极电流 i_T 缓升, 同时电容 C_s 经电阻 R 、电感 L_K 和三极管放电。关断时输入电流 i_L 由三极管转入二极管 D_s 电容 C_s 分流, 给电容器充电, 电容器充电使关断过程中的 v_T 缓慢上升, 改善了关断特性。一旦 $v_C (= v_T)$ 上升到超过电源电压 V_D , 使 i_L 减小时, 电感两端感应电压 $L_K di_L/dt < 0$, 即 C 点电位比 A 点高, 于是电流 i_L 将经 D_s 、 R 形成回路而把 L_K 磁能消耗在 R 上, 抑制了 $v_C (\approx v_T)$ 的过高上升。

缓冲电路可以改善开关器件的开关特性, 使开关轨迹缩小在安全工作区之内, 减小开关器件本身的功耗发热、降低结温, 但是缓冲电路的引入又使变换器电路结构复杂了。由于缓冲器本身也有不小的损耗, 故总的开关损耗并不一定会减少, 只是将开关损耗从器件本身转移到电阻 R_s 、 R_K 上, 减小了开关器件本身的功耗发热。

本节所介绍的串联(开通)缓冲器、并联(关断)缓冲器和复合型缓冲器常用于三极管 BJT 的保护, 亦可用于保护 GTO。GTO 常用于高压、大电流的电力变换器中, GTO 的缓冲电路电容储能功耗很大, 因此高压大容量 GTO 也常采用本

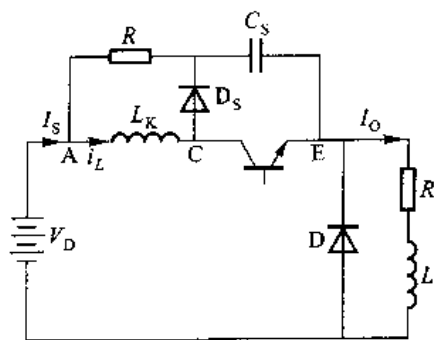


图 7.16 复合缓冲器

节随后将介绍的缓冲电容能量可以回馈的缓冲器(图 7.19)。

7.4.2 电力二极管、晶闸管的 RC 缓冲器

图 7.17(a)中电力二极管从通态转到断态,在正向电流降为零而反向阻断能力尚未恢复期间,载流子反向恢复过程中会流过反向电流 i_R , i_R 上升到峰值后会迅速下降,这时即使线路上的杂散电感 L_s 很小,也会产生很大的感应电势 $L_s di_R/dt$ 作为反向电压加到正在恢复反向阻断能力的二极管上,很可能损坏二极管。通常在二极管两端并联一个简单的 RC 缓冲电路保护二极管。电容 C 用以减小开关两端的反向电压 dv/dt , R 用以抑止 L_s 、 C 电路振荡,并减小电容 C 经 D 放电时的放电电流。

RC 缓冲器也用于保护晶闸管,如图 7.17(b)所示,主要是为了防止晶闸管两端过大的 dv/dt 造成晶闸管的误触发而带来灾难性后果,图中电阻 R 也能减小晶闸管开通时电容 C 的放电电流。晶闸管开通时还应防止过大的 di/dt ,这可将晶闸管串联一个小电感 L_K 来实现。有时电路中的杂散电感已足以减小 di/dt 到允许的数值,就不必另加 L_K 了。

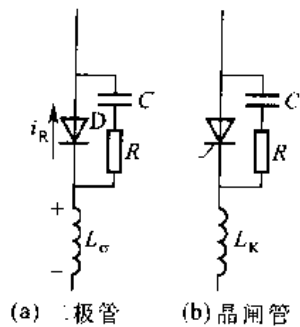


图 7.17 二极管晶闸管 RC 缓冲电路

7.4.3 P-MOSFET、IGBT 的限幅钳位缓冲器

电压驱动型全控开关器件 P-MOSFET、IGBT、SIT 和 MCT 既可采用前述的简单 RC 缓冲器,也可采用图 7.15(a)的并联、串联缓冲器或图 7.16 的复合型缓冲器。由于电压驱动型全控型开关器件的安全工作区比电流驱动型器件 SCR、GTO、BJT 都要宽大,为了简化缓冲电路和减少缓冲器能量损耗,特别是较大容量的 IGBT 通常采用图 7.18(a)所示的限幅钳位缓冲电路。这种限幅钳位缓冲电路应用广泛,但缺乏理论分析说明。本节以图 7.18(a)所示采用 IGBT 的直流 DC/DC 变换电路为例作详细分析,有关分析结果也适用于单相和三相 DC/AC 变换器。图 7.18(a)中电容 C 、二极管 D 和电阻 R 组成限幅钳位缓冲电路,该电路限幅钳位缓冲过程如下:

1. 线路电感 $L=0$ 的开关过程

(1) 关断过程:图 7.18(a)中开关管 T 处于通态时其工作点为图 7.18(c)中的 C 点,开关管端电压 $v_T=0$,开关管电流 i_T 、电源电流 i_s 与负载电流 I_O 相等: $i_s=i_T=I_O$,续流二极管 D_0 截止,限幅缓冲电容 C 已充电至 V_{C0} (等于电源电压 V_D)。当驱动信号从正变负,开关管 T 从通态工作点 C 开始关断时,由于 T 的等效电阻 $r_T \uparrow$, v_T 开始从零上升,在 $v_T \leq V_{C0} \approx V_D$ 期间,限幅缓冲二极管 D 反偏截止(不导电), v_T 的上升与限幅缓冲电路无关。 v_T 从零上升会使负载电流有减小趋势,于是在负载电感两端产生图 7.18(a)中标出方向的感应电动势使续流二极管 D_0 正偏导电, D_0 两端电压为 $V_{D0} \approx 0$,这就导致开关管两端电压 v_T 立即从 0 升至 V_D ,工作点从图 7.18(c)中的 C 点立即移至 B 点,此后 i_T 线性下降,续流二极管电流 i_{D0} 线性上升($I_O=i_T+i_{D0}$ 恒定不变),这时 $v_T=V_D$,直到 i_T 减小到零, $i_{D0}=I_O$,工作点从 B 点移至 A 点,关断过程结束。开关管关断轨迹是图 7.18(c)中的 $C-B-A$,即在 $v_T=V_D$ 情况下 i_T 从 I_O 降为零。

(2) 开通过程:开关管 T 从图 7.18(c)中断态工作点 A 开通时, i_T 从零上升, i_{D0} 从 I_O 下降,

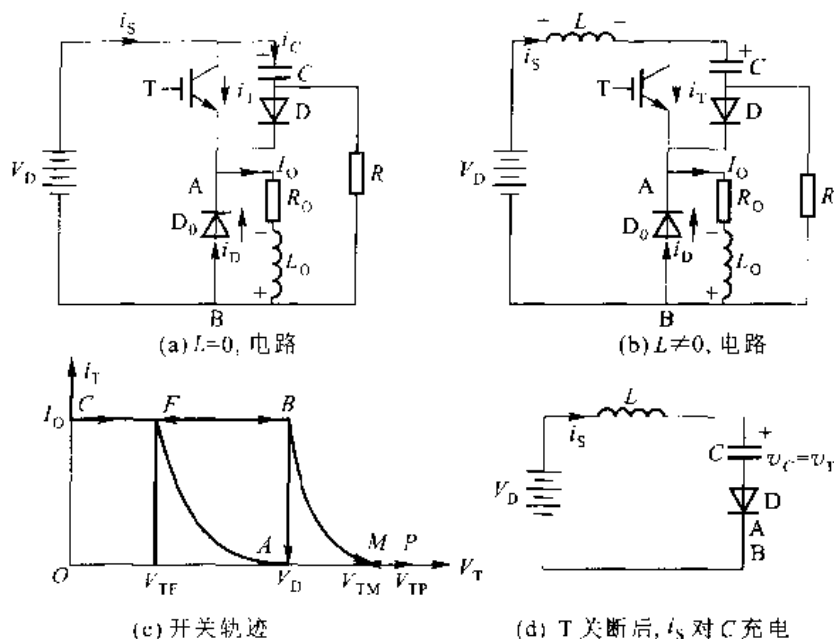


图 7.18 限幅钳位缓冲电路

$I_O = i_T + i_D$ 不变: 由于开通期间续流二极管 D_0 一直导电, 其端电压 $V_{AB} = 0$, 因此在 i_T 从零上升到 I_O 的开通期间, $v_T = V_D$, 直到 $i_T = I_O$, $i_D = 0$ 后续流二极管截止, $V_{AB} = V_D$, 开关管电压 $v_T = V_D - V_{AB} = 0$, 开通时的轨迹为图 7.18(c) 中的 $A-B-C$ 。

因此无线路电感时限幅钳位缓冲电路 RCD 在开关过程中不起作用。

2. 线路电感 $L \neq 0$ 时的关断过程

图 7.18(b) 中 $L \neq 0$, 通态时 $v_T = 0$, $i_T = i_s = I_O$ 工作点为图 7.18(c) 中的 C 点, 缓冲电容电压 $v_C = v_{C0} = V_D$, 关断过程开始后开关管等效电阻 r_T 急剧增大, 一旦 $i_T \neq 0$, D_0 就开始续流导电, $v_{AB} = 0$ 。开关管两端电压 $v_T = r_T i_T$, 但 $v_T \leq V_D$ 时缓冲电路不起作用(D 截止)。令 v_T 上升到 $V_{cm} (V_D)$ 的时刻为 $t=0$, 即 $t=0$ 时工作点已从通态时图 7.18(c) 中的 C 点 ($i_T = I_O$, $v_T = 0$) 过渡到了 B 点 ($i_T \approx I_O$, $v_T = v_{C0} = V_D$), 忽略二极管 D 的电压降, 则此后 $v_T \approx v_C > V_{cm}$, 在充电电流 i_C 作用下的电容电压 v_C 从 $V_{cm} (V_D)$ 开始上升:

$$v_T = v_C = V_{cm} + \frac{1}{C} \int i_C dt = V_D + \frac{1}{C} \int i_C dt \quad (7-26)$$

由于续流二极管 D_0 在 T 关断过程中处于通态(导电), $v_{AB} = 0$, 故

$$v_T = V_D + L \frac{di_s}{dt} \quad (7-27)$$

$$\text{又} \quad i_s = i_T + i_C = I_O(1 - t/t_h) + i_C \quad (7-28)$$

由式(7-26)、(7-27)和式(7-28)三个方程可以求得关断过程电流下降的 t_h 期间 i_C 为

$$\frac{d^2 i_C}{dt^2} + \omega^2 i_C = 0 \quad (7-29)$$

式中,

$$\omega = 1/\sqrt{LC} = 2\pi f = 2\pi/T \quad (7-30)$$

LC 振荡周期 $T = 2\pi\sqrt{LC}$

常系数二阶微分方程(7.29)的解为

$$i_C = C_1 \cos \omega t + C_2 \sin \omega t \quad (7-31)$$

从而

$$di_C/dt = -C_1 \omega \sin \omega t + C_2 \omega \cos \omega t \quad (7-32)$$

由于在 $t=0$ 时 $v_T = v_C = v_{C0} = V_D$, $i_C = 0$, 由(7-31)式可得 $C_1 = 0$ 。

又由(7-27)式, 在 $t=0$ 时 $\frac{di_S}{dt} = -\frac{V_D - v_T}{L} = -\frac{V_D - V_D}{L} = 0$

由(7-28)式, 在 $t=0$ 时 $\frac{di_C}{dt} = \frac{di_S}{dt} + \frac{I_O}{t_h} = \frac{I_O}{t_h}$, 故由式(7-32)可得 $C_2 = \frac{I_O}{\omega t_h}$

把 $C_1 = 0$, $C_2 = I_O/\omega t_h$ 代入(7-31)式得

$$\text{电容电流} \quad i_C = \frac{I_O}{\omega t_h} \sin \omega t \quad (7-33)$$

$$\text{由(7-28)式电源电流 } i_S \text{ 为} \quad i_S = i_T + i_C = I_O(1 - t/t_h) + \frac{I_O}{\omega t_h} \sin \omega t \quad (7-34)$$

将(7-33)式的 i_C 代入式(7-26), 得到电压 v_T 为

$$v_T = V_D + \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt = V_D + \frac{LI_O}{t_h} (1 - \cos \omega t) \quad (7-35)$$

开关管关断过程结束时, 即 $t = t_h$ 时的电源电流 I_{SM} 及开关管电压 V_{TM} , 由式(7-34)和式(7-35)得

$$I_{SM} = \frac{\sin \omega t_h}{\omega t_h} I_O \quad (7-36)$$

$$V_{TM} = V_D + \frac{LI_O}{t_h} (1 - \cos \omega t_h) \quad (7-37)$$

由(7-35)式可知在 i_T 从 I_O 下降到零的 t_h 期间, v_T 从 V_D 增加到公式(7-37)的 V_{TM} , 电源电流 i_S 从 I_O 减小到公式(7-36)的 I_{SM} 。工作点从图 7.18(c)中的 B 点移到 M 点。

开关管 T 关断、 $i_T = 0$ 以后的等值电路是图 3-18(d), 因续流二极管 D_0 仍在通态, A、B 两端电压为零, 以此瞬间为时间零点, 则 $t=0$ 时 $v_{C0} = V_{TM}$, 忽略二极管 D 和 D_0 电压降, 则由图 3-18(d)可得电压平衡方程

$$v_T = v_C = V_{TM} + \frac{1}{C} \int_0^t i_S dt \quad (7-38)$$

$$V_D = L \frac{di_S}{dt} + v_T = L \frac{di_S}{dt} + V_{TM} + \frac{1}{C} \int_0^t i_S dt \quad (7-39)$$

由以上两式得

$$\frac{d^2 i_S}{dt^2} + \frac{1}{LC} i_S = 0 \quad (7-40)$$

其解为

$$i_S = C_3 \cos \omega t + C_4 \sin \omega t \quad (7-41)$$

利用初始条件: $t=0$ 时 $i_S = I_{SM}$, 以及由式(7-39) $t=0$ 时, $\frac{di_S}{dt} = \frac{V_D - V_{TM}}{L}$, 确定式(7-41)中的系数 C_3 、 C_4 , 即可由式(7-41)得

$$i_s = I_{SM} \cos \omega t - \frac{V_{TM} - V_D}{\omega L} \sin \omega t \quad (7-42)$$

把(7-42)式的 i_s , 代入(7-38)式可得 $v_T(t)$

$$\begin{aligned} v_T(t) &= V_{TM} + \frac{1}{C} \int_0^t (I_{SM} \cos \omega t - \frac{V_{TM} - V_D}{\omega L} \sin \omega t) dt \\ v_T(t) &= V_{TM} + [\omega L I_{SM} \sin \omega t + (V_{TM} - V_D) \cos \omega t] \end{aligned} \quad (7-43)$$

从 $t=0$ 开始, i_s 继续对 C 充电, i_s 减小, v_C (即 v_T) 从初值 $v_{C0} = V_{TM}$ 值继续上升。电感 L 释放储能使 v_T 继续上升, i_s 逐渐减小, 如果 $t=t_p$ 时 i_s 减小到零, 则 v_T 达到最大值 V_{TP} , 令式(7-42)中 $t=t_p$, $i_s=0$ 可求得 t_p

$$\text{令 } i_s = I_{SM} \cos \omega t_p - \frac{V_{TM} - V_D}{\omega L} \sin \omega t_p = 0$$

$$\text{则 } \tan \omega t_p = \frac{\sin \omega t_p}{\cos \omega t_p} = \frac{\omega L I_{SM}}{V_{TM} - V_D}$$

$$\begin{aligned} \text{因此 } \sin \omega t_p &= \frac{\omega L I_{SM}}{\sqrt{(\omega L I_{SM})^2 + (V_{TM} - V_D)^2}} \\ \cos \omega t_p &= \frac{V_{TM} - V_D}{\sqrt{(\omega L I_{SM})^2 + (V_{TM} - V_D)^2}} \end{aligned}$$

把以上的 $\sin \omega t_p$, $\cos \omega t_p$ 代入(7-43)式得到 $t=t_p$ 时开关管电压 V_{TP} 为

$$V_{TP} = V_D + \sqrt{(\omega L I_{SM})^2 + (V_{TM} - V_D)^2} \quad (7-44)$$

再把式(7-36)、式(7-37)的 I_{SM} 、 V_{TM} 代入上式, 则

$$V_{TP} = V_D + \sqrt{2} \frac{L I_0}{t_n} \sqrt{(1 - \cos \omega t_n)} \quad (7-45)$$

在时间段 t_p 期间, i_s 从 $I_{SM} \rightarrow 0$, V_T 从 V_{TM} 增大到 V_{TP} , 即工作点从图 7.18(c)中的 M 点移到 P 点。此后, 因 $v_C = V_{TP} > V_D$, 图 7.18(b)中电容 C 经 L 、电源 V_D 和限幅缓冲电阻 R 放电。选取 R 值使 $R > 2\sqrt{L/C}$, 可使放电电流阻尼衰减到零, 最终 $v_T = v_C = V_D$, 工作点从 P 点移到 A 点, 关断过程结束。故在图 7.18(b)中, 当 $L \neq 0$ 时关断过程的工作轨迹为 $CBMPA$ 。

3. 线路电感 $L \neq 0$ 时的开通过程

图 7.18(b)中开关管处于断态时 $i_s = i_T = 0$, 续流二极管 D_0 导电, $i_D = I_0$ 。缓冲电容 C 充电至 $v_{C0} = v_T = V_D$, 开关管工作点为图 7.18(c)中的 A 点。开关管有驱动信号后, 在开通过程 t_n 期间, i_T 从零线性上升至 I_0 , $i_T = I_0 t/t_n$, 电源电流 i_s 随之上升, $L(di_s/dt) > 0$, 由于 D_0 仍在导电, $v_{AB} = 0$, 故开关管两端电压 v_T 小于 v_{C0} ,

$$v_T = V_D - L \frac{di_s}{dt} < V_D = v_{C0}$$

电容 C 将经开关管 T 、 AB 两点 ($v_{AB} = 0$) 及电阻 R 放电, 若放电电流为 i_C , 则

$$i_C + i_s = i_T = I_0 t/t_n \quad (7-46)$$

图 7.18(b)电路在电流 i_T 线性上升的 t_n 期间的电压平衡方程为

$$v_T = V_D - L \frac{di_S}{dt} \quad (7-47)$$

$$v_C = v_{C0} - \frac{1}{C} \int i_C dt = v_T + Ri_C \quad (7-48)$$

由式(7-46)、(7-47)、(7-48)三式可以得到电容电流 i_C 的二阶线性微分方程:

$$LC \frac{d^2 i_C}{dt^2} + RC \frac{di_C}{dt} + i_C = 0$$

其解为

$$i_C = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} \quad (7-49)$$

式中,

$$p_1 = -\frac{1}{2} \frac{R}{L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (7-50a)$$

$$p_2 = -\frac{1}{2} \frac{R}{L} - \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (7-50b)$$

由初始条件: $t=0$ 时 $i_T=0$ 、 $i_S=0$ 、 $i_C=0$; 又 $v_T=v_C=V_D$ 、 $di_S/dt=0$ 、 $\frac{di_C}{dt}=\frac{di_T}{dt}-\frac{di_S}{dt}=I_0/t_n$ 可求得(7-49)中的 A_1 、 A_2 , 得到

$$i_C = \frac{I_0}{2t_n \sqrt{(R/2L)^2 - 1/LC}} [e^{p_1 t} - e^{p_2 t}] \quad (7-51)$$

通常取 $R \gg 2\sqrt{L/C}$, 式(7-50)中 $p_1 \approx 0$, $p_2 = -R/L$, 这时在开通期 t_n 时间段 i_C 可近似表达为

$$i_C \approx \frac{I_0}{t_n} \cdot \frac{L}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \quad (7-52)$$

$$\frac{di_S}{dt} = \frac{di_T}{dt} - \frac{di_C}{dt} = \frac{I_0}{t_n} - \frac{I_0}{t_n} e^{-\frac{R}{L}t} = \frac{I_0}{t_n} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \quad (7-53)$$

$$v_T = V_D - L \frac{di_S}{dt} = V_D - \frac{LI_0}{t_n} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \quad (7-54)$$

当 $t=t_n$, $i_T=I_0$ 时开关器件端电压 V_{TF} 为

$$V_{TF} = V_D - \frac{LI_0}{t_n} (1 - e^{-\frac{R}{L}t_n}) \quad (7-55)$$

即开关管施加驱动信号后的 t_n 期间, 电流从零上升至负载电流 I_0 时, 电压也从 V_D 下降为 V_{TF} , 因此工作点从图 7.18(c) 中的 A 点移至 F 点, 然后在 $i_T=I_0$ 情况下, v_T 从 v_{TF} 减小到 $v_T=0$ 。开关管的开通轨迹为图 7.18(c) 中的 AFC。

图 7.18(a) 所示的限幅钳位缓冲电路, 无论通态和断态缓冲电容 C 的电压都是 V_D , 仅在关断过程中, v_T 从零上升, 超过 V_D 后缓冲电容 C 才起作用, 限制 v_T 的增长, 故称之为限幅钳位缓冲电路。适当选择电容 C 的数值可以把关断时的电压、电流轨迹控制在安全区以内。在图 7.15(a) 中开关管开通时缓冲电容 C_S 的电压 V_D 经 R_S 放电到零, 开关管从通态关断后电容电压又从零上升至 V_D , 因此缓冲电路能耗很大, 而限幅钳位缓冲电路中电容 C 电压变化不大、能耗不大, 因此限幅钳位缓冲电路被广泛地应用于 IGBT 等电压控制型开关器件的 DC/DC 直流电压变换和逆变电路中。由于电压控制型开关器件安全工作区比较宽大, 近年来出现了设计无缓

冲器的电力电子变换器的趋势。利用多年来在减小电路杂散电感和提高电压全控型开关器件安全工作区方面所积累的工程经验,使得少用甚至不用关断缓冲器成为可能。但是为了提高安全可靠,减小开关过程中过大的电压、电流变化率所引起的电磁干扰,最好还是有简单的 RC 保护电路或限幅缓冲电路,只是 C 值不必太大, R 值不必太小就可以了。

例题 7-1 图 7.18(b)采用限幅钳位缓冲电路的斩波器电路中 $V_D = 220\text{V}$, $I_O = 50\text{A}$, $L = 2\mu\text{H}$, $C = 5\mu\text{F}$, $R = 5\Omega$, 开关管电流下降时间 $t_{fi} = 1.5\mu\text{s}$, 上升时间 $t_{ri} = 1\mu\text{s}$ 。确定开通和关断过程工作轨迹

解: L、C 电路特征阻抗: $\sqrt{L/C} = \sqrt{2/5}\Omega \approx 0.63\Omega$

$$\text{谐振角频率: } \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{10^6}{\sqrt{2 \times 5}} \text{ rad/s} = 0.316 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

关断过程中图 7.18(c)中的 V_{TM} 、 V_{TP} 由式(7-37)、(7-45)确定:

$$V_{TM} = V_D + \frac{LI_O}{t_{fi}}(1 - \cos\omega t_{fi}) = \left[220 + \frac{2 \times 50}{1.5} \left(1 - \cos 0.316 \times 1.5 \times \frac{180^\circ}{\pi} \right) \right] \text{V} = 227.4 \text{ V}$$

$$V_{TP} = V_D + \sqrt{2} \frac{LI_O}{t_{fi}} \sqrt{(1 - \cos\omega t_{fi})} = \left(220 + \sqrt{2} \times \frac{2 \times 50}{1.5} \sqrt{1 - \cos 0.316 \times 1.5 \times \frac{180^\circ}{\pi}} \right) \text{V} \approx 251.3 \text{ V}$$

开通过程中图 7.18(c)中的 V_{TF} 由(7-55)式确定:

$$V_{TF} = V_D - \frac{LI_O}{t_r} (1 - e^{-\frac{R}{L}t_r}) = [220 - 2 \times 50(1 - e^{-2.5})] \text{V} = (220 - 92) \text{V} = 128 \text{ V}$$

采用以上参数的限幅钳位缓冲电路后,开关管关断时工作轨迹为 CBMPA,见图 7.18(c),它所承受的最高电压 $V_{TP} \approx 251\text{V}$,仅比电源电压高 31V。开关管开通时工作轨迹为 AFC,在开关管电流 i_T 从零线性上升至 I_O 的过程中开关管两端电压 v_T 从 $V_D = 220\text{V}$ 降至 $V_{TF} = 128\text{V}$,然后在 $i_T = I_O = 50\text{A}$ 电流下, v_T 再从 $V_{TF} = 128\text{V}$ 降至零进入通态。由此例得知限幅缓冲效果是很好的。

7.4.4 缓冲器的能量利用

前面各节介绍的各种开通、关断缓冲器,改善了开关轨迹,减小了开关损耗。然而电感、电容中储存的能量消耗在电阻上。在高频和大功率变换器中,缓冲器的能量损失相当大,这增加了散热系统的负担,也降低了变换器的效率。因此,已有一些研究致力于利用缓冲器中的能量,将其送至负载或回馈电源。

缓冲器能量利用有两类,一类是将缓冲能量送至负载,另一类是将缓冲能量回馈至电源。后者需要一个辅助功率变换器。图 7.19 示出了缓冲器电容能量回馈至电源的一种方案。这种能量回馈电源方案常被应用于高压 GTO 变换器中,图中利用一个辅助升压斩波器将缓冲电容的能量回馈至电源。升压斩波器是一种 PWM DC/DC 变换器,其输出脉冲电压幅值可调,且大于输入电压。图 7.19 中 GTO 阻断时,缓冲电容 C_{sn} 已充电至电源电压 V_D ,当 GTO 开通时,缓冲器电容 C_{sn} 的电荷经 GTO、大电容 C 、电感 L 和二极管 D 谐振至储能电容 C 中。电压 V_C 作为直流电源给斩波器供电,斩波器将储能电容器 C 的电压 V_C 提升到略高于电源电压 V_D 并将能量送至电源 V_{Di} 。

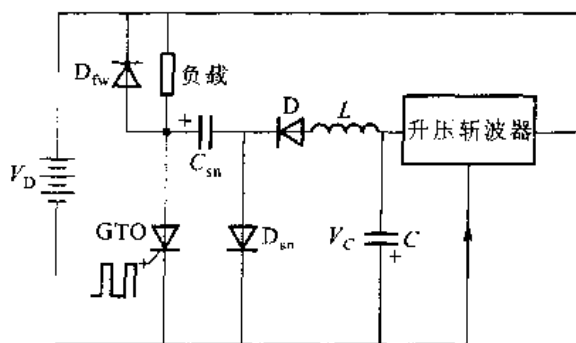


图 7.19 利用缓冲电容能量的 GTO 缓冲器

7.5 电感(电抗器)和变压器

7.5.1 电感(电抗器)

图 7.20 为一个带有空气隙 l_0 的铁心电感(电抗器)结构图。铁心横截面 $S_c = a \times b$ 。磁路长度为 l_c ，铁心上绕有 N 匝线圈。外加电压 V 产生电流 I 流过 N 匝线圈，电流 I 产生沿磁路 l_c 上的主磁通为 Φ ， N 匝线圈的主磁链 $\psi = N\Phi$ ，磁通密度(又叫磁感应强度) B 定义为穿过单位面积的磁通，即 $B = \Phi/S$ 。电流 I 与匝数 N 的乘积叫磁通势 $F = NI$ 。磁路与我们熟悉的电路有一定的对应性，电路中电源电动势即电压 V 克服电阻 R 产生电流 I ，电阻 $R = \rho \frac{l}{S} = \frac{l}{\gamma S}$ 。电阻 R 与导线长度 l 成正比，与导线截面 S 成反比，与导线电阻率 ρ 成正比，与导线的导电率 γ 成反比。电路中外加电压(电动势) V 等于闭合电路中各段电压降之和，即 $V = \sum RI$ 。类似地，在磁路中，磁(通)势 $F = NI$ 克服磁路的磁阻产生磁通 Φ ，磁阻 $R_m = l_c / \mu S_c$ ，与磁路长度 l_c 成正比，与磁路截面 S_c 成反比，与磁路导磁率 μ 成反比。磁阻与磁通的乘积叫磁压降。磁路中外加磁通势($F = NI$)等于闭合磁路上各段磁压降之和，即 $F = NI = \sum R_m \Phi$ 。

图 7.20 中磁路由两段磁路组成，一是长度为 l_0 的空气隙，二是长度为 l_c 截面为 S_c 的铁心，通常气隙长度 $l_0 \ll l_c$ 。

由磁路的欧姆定律

$$F = NI = R_{m0} \Phi + R_{mc} \Phi \quad (7-56)$$

$$= \frac{l_0}{\mu_0 \cdot S_c} \Phi + \frac{l_c}{\mu_c S_c} \Phi = \frac{B}{\mu_0} l_0 + \frac{B}{\mu_c} l_c \quad (7-57)$$

$$\text{得到} \quad NI = H_0 l_0 + H_c l_c \quad (7-58)$$

式中， R_{m0} 、 R_{mc} 是空气隙和铁心的磁阻； l_0 、 l_c 是空气隙和铁心的长度； μ_0 、 μ_c 是空气隙和铁心的导磁率； $B = \Phi/S_c$ 是空气隙和铁心的磁通密度； $H_0 = B/\mu_0$ 、 $H_c = B/\mu_c$ 是空气隙和铁心的磁场强度。

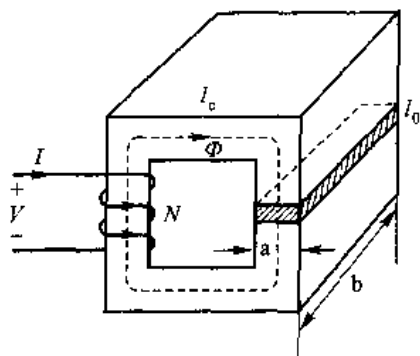


图 7.20 带气隙的铁心电感(电抗器)

(7-58)式可以理解为:磁场强度 H 是单位磁路长度上的磁压降。 $H_0 l_0$ 、 $H_c l_c$ 分别为空气隙的磁压降和铁心的磁压降,这两部分磁压降之和等于外加电流所产生的磁通势 NI 。

$$\text{由 } H_0 = B/\mu_0, B = \mu_0 H_0, \text{ 得到 } \mu_0 = B/H_0 \quad (7-59)$$

$$H_c = B/\mu_c, B = \mu_c H_c, \text{ 得到 } \mu_c = B/H_c \quad (7-60)$$

可以看出磁路中单位截面上的磁通数,即磁通密度 $B(=\Phi/S_c)$ 与磁场强度 H 成正比。比例系数就是导磁率 μ 。导磁率高的铁磁材料, μ 很大,很小的磁通势 F 、很小的磁场强度 H 就能产生大量的磁通和很大的磁通密度 B ,而不导磁的非磁性物质,如空气, μ_0 值很小,要产生一定的磁通密度 B 需要很大的磁场强度 H_0 ,即磁通经过空气需要克服很高的磁阻 R_{m0} ,有很大的磁压降,需要很大的磁通势 F 。

与线圈 N 交链的磁通 Φ 随时间变化时会产生感应电动势 e (电磁感应定律),其值为

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\psi}{dt} = -\frac{\Delta\psi}{\Delta t} \quad (7-61)$$

(7-61)式中 e 的单位是伏[特](V),时间 t 的单位为秒(s),则磁通 Φ 或磁链 $\psi = N\Phi$ 的单位是伏秒(V·s)又被称为韦[伯](Wb)。工程应用中常用比伏秒(韦伯)小 10^8 倍的麦克斯韦(Mx)作为磁通的单位。即 $1\text{Wb} = 10^8\text{Mx}$,因此如果 ψ 的单位是 Mx,(7-61)式可改写为

$$e = -\frac{d\psi}{dt} \times 10^{-8} \quad (7-62)$$

(7-62)中 e 的单位为 V, t 的单位为 s, ψ 的单位为 Mx,而(7-61)中 e 的单位为 V, t 的单位为 s, ψ 的单位为 Wb。如果磁通势 $F = NI$ 及磁压降 HL 的单位为 A(安匝),磁场强度 $H = NI/l$ 的单位取为 A/cm,磁通密度 $B = \Phi/S_c$ 的单位取为 Mx/cm^2 , $1\text{Mx}/\text{cm}^2$ 又称为高[斯](Gs),则导磁系数 μ 的单位应是

$$[\mu] = \frac{[B]}{[H]} = \frac{\text{Mx}}{\text{cm}^2} \times \frac{1}{\text{A}/\text{cm}} = \frac{\text{Mx}}{\text{A} \cdot \text{cm}} = \frac{10^8 \text{Wb}}{\text{A} \cdot \text{cm}} = 10^8 \Omega \cdot \text{s}/\text{cm} = 10^8 \text{H}/\text{cm}$$

上式中的 $\Omega \cdot \text{s}$ 单位被称为 H, $\text{H} = \Omega \cdot \text{s}$

采用以上单位制后,空气隙的导磁系数 μ_0 的实验值是 0.4π

$$\mu_0 = 0.4\pi \text{ Mx}/\text{A} \cdot \text{cm} \quad (7-63)$$

$$\text{因此,空气隙中 } B = \mu_0 H_0 = 0.4\pi H_0 = 1.26 H_0 \quad (7-64)$$

上式中, H_0 单位是 A/cm, B 的单位是 Mx/cm^2 , 即 Gs。

如果磁场强度的单位采用奥[斯特]Ox, 定义: $1\text{A}/\text{cm} = 0.4\pi\text{Ox}$, 那么

$$1\text{Ox} = \frac{1}{0.4\pi} \text{ A}/\text{cm} \approx 0.8\text{A}/\text{cm}, \text{ 这时(7-63)中的 } \mu_0 \text{ 为}$$

$$\mu_0 = 0.4\pi \frac{\text{Mx}}{\text{A} \cdot \text{cm}} = \frac{0.4\pi \text{ cm}}{\text{A}} \times \frac{\text{Mx}}{\text{cm}^2} = \frac{\text{Mx}/\text{cm}^2}{\frac{1}{0.4\pi} \text{ A}} = \frac{1 \text{ Gs}}{1 \text{ Ox}} = 1$$

$$\text{故这时, (7-64)式的空气隙磁密为: } B = \mu_0 H_0 = H_0 \quad (7-65)$$

上式中, H_0 的单位是 Ox, B 的单位是 Gs。

由(7-57)式得到

$$B = \frac{NI}{l_0/\mu_0 + l_c/\mu_c} = \frac{\mu_0 NI}{l_0 + \frac{\mu_0}{\mu_c} l_c} = \frac{\mu_0 NI}{l_0 + l_c/\mu_\Delta} \quad (7-66)$$

式中, $\mu_\Delta = \frac{\mu_c}{\mu_0}$ 称为铁心的相对导磁率, 由于 $\mu_c \gg \mu_0$, 因此 $\mu_\Delta \gg 1$ 。

例如, 常用的电工硅钢片的相对导磁率 $\mu_\Delta = \mu_c/\mu_0 \approx 5000 \sim 10000$, 玻莫合金的 $\mu_\Delta = 20000 \sim 200000$ 。

将 $\mu_0 = 0.4\pi = 1.26$ 代入式(7-66)得到

$$B = \frac{0.4\pi NI}{l_0 + l_c/\mu_\Delta} = \frac{1.26 NI}{l_0 + l_c/\mu_\Delta} \quad (7-67)$$

上式中, B 的单位是马克斯威尔每平方厘米, 用 Mx/cm^2 表示, 又称为高斯 Gs; l_0, l_c 的单位是 cm; 电流 I 的单位为 A; N 为线圈匝数。 B 的国际单位是特斯拉, 用 T 表示:

$$1 \text{ T} = 10^4 \text{ Gs} = 10^4 \text{ Mx}/\text{cm}^2 = \frac{10^4 \times 10^{-8} \text{ V}\cdot\text{s}}{(10^{-2} \text{ m})^2} = \frac{\text{V}\cdot\text{s}}{\text{m}^2} = \frac{\text{Wb}}{\text{m}^2}$$

磁链 $\phi = N\Phi$ 是电流产生的, 单位电流所产生的磁链被称为电感 L

$$L = \phi/I \quad (7-68)$$

上式中如果 ϕ 的单位为 $\text{V}\cdot\text{s}$, 电流 I 的单位为 A, 则 L 的单位为 $\text{V}\cdot\text{s}/\text{A} = \Omega\cdot\text{s}$, $\Omega\cdot\text{s}$ 又称为亨 [利](H), 由于 $1\text{V}\cdot\text{s} = 10^8 \text{ Mx}$, 因此(7-68)式可改写为

$$L = \frac{\phi}{I} \times 10^{-8} \quad (7-69)$$

上式中电流 I 的单位为 A, ϕ 的单位为 Mx , L 的单位为 H。由式(7-69)、(7-67)得到

$$L = \frac{N\Phi}{I} \times 10^{-8} = \frac{NS_c B}{I} \times 10^{-8} = \frac{NS_c}{I} \times \frac{0.4\pi NI}{l_0 + l_c/\mu_\Delta} \times 10^{-8} = \frac{1.26 N^2 S_c}{l_0 + l_c/\mu_\Delta} \times 10^{-8} \quad (7-70)$$

$$\text{由式(7-67)、(7-70)可得 } B = \frac{1.26 NI}{l_0 + l_c/\mu_\Delta} = \frac{1.26 N^2 S_c}{l_0 + l_c/\mu_\Delta} \times 10^{-8} \times \frac{1}{N} \times \frac{1}{S_c} \times 18^8 = \frac{LI}{NS_c} \times 10^8 \quad (7-71)$$

式(7-70)表明, 铁心线圈的电感量 L 与匝数 N 的平方成正比、与铁心截面 S_c 成正比、与等效磁路长度 $l_0 + l_c/\mu_\Delta$ 成反比, 等效磁路长度不仅与 l_0, l_c 有关, 还与铁心相对导磁率 μ_Δ 有关。当铁心 B 值接近饱和值时 μ_Δ 急剧减小, 电感量 L 也随之减小, 如果工程应用中要求 L 为恒值(线性电感), 这时应使使用中的 B 值不要过大, 当铁心中实际磁密 B 值比其饱和磁密值小 10% ~ 20% 时, 其相对导磁率已很大: $\mu_\Delta \gg 1$, μ_Δ 很大, $l_c/\mu_\Delta \ll l_0$, 于是式(7-70)、(7-67)可近似为

$$L \approx \frac{1.26 N^2 S_c}{l_0} \times 10^{-8} \quad (7-72)$$

$$B = \frac{1.26 NI}{l_0} \quad (7-73)$$

根据式(7-70)、(7-72)可以设计铁心线性电感。

请注意: 按式(7-70)算出的电感值比实测值要小一些, 这是由于在前面推导电流产生的磁通时只考虑了穿过整个磁路长度 l_c 和气隙 l_0 与所有线圈 N 相交链的主磁通, 而忽略了只穿过部分磁路、只与一部分线圈交链的漏磁通。

硅钢片铁心适用于工频铁心电感,铁氧体磁心适用于较高频率的铁心电感,铁心电感既可按线性电感设计,也可设计成非线性饱和电感(在小电流时电感量大,大电流时电感小),适用于要求非线性电感的应用场合。

近年来磁粉心铁心已得到实用,其特点是这种铁心的磁粉中有一定的等效气隙,因而不必在磁路中人为开割气隙,这就使铁心工作时的振动减轻、噪声降低。此外,在所需电感值很小时,常常采用空心电感。

在电力电子变换和控制系统中,电感常被用作滤波、平波、平衡电流(均流),磁能-电能转换,以及串联缓冲器降低 di/dt 。

在交流电路中电感的电抗值 $X = \omega L = 2\pi fL$,电感就是一个电抗器。

7.5.2 变压器

在一个铁心上绕制 N_1 、 N_2 两个绕组, N_1 称为一次绕组, N_2 称为二次绕组,如果 N_1 绕组外加频率为 f 的交流电压 V_1 ,电流为 I_1 , N_2 绕组的电流为 I_2 , I_1 与 I_2 共同产生的、同时交链 N_1 与 N_2 两个绕组的主磁通为 Φ ,则 Φ 交变时在 N_1 、 N_2 两个绕组中感应的电动势 e_1 、 e_2 为

$$e_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \times 10^{-8}, \quad e_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \times 10^{-8}$$

若磁通 Φ 按正弦规律变化, $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$,角频率 $\omega = 2\pi f$,磁通幅值 $\Phi_m = B_m S_c$, B_m 为磁通幅值所对应的最大磁通密度。则

$$e_1 = N_1 \frac{d}{dt}(\Phi_m \sin \omega t) = N_1 \Phi_m \omega \cos \omega t \times 10^{-8} = \sqrt{2} \times 4.44 f N_1 B_m S_c \times 10^{-8} \cos \omega t$$

$$\text{式中,正弦电动势 } e_1 \text{ 的有效值为} \quad E_1 = 4.44 f N_1 B_m S_c \times 10^{-8} \quad (7-74)$$

同理,二次绕组正弦感应电动势 e_2 的有效值为

$$E_2 = 4.44 f N_2 B_m S_c \times 10^{-8} \quad (7-75)$$

由式(7-74)、(7-75),二次侧感应电动势

$$E_2 = E_1 \frac{N_2}{N_1} \quad (7-76)$$

一次绕组 N_1 的电流 i_1 所产生的、仅与 N_1 交链的磁通称为漏磁通 $\Phi_{\sigma 1}$,漏磁链 $\psi_{\sigma 1} = N_1 \Phi_{\sigma 1}$;

二次绕组 N_2 的电流 i_2 所产生的、仅与 N_2 交链的磁通称为漏磁通 $\Phi_{\sigma 2}$,漏磁链 $\psi_{\sigma 2} = N_2 \Phi_{\sigma 2}$;

与 $\Phi_{\sigma 1}$ 所对应的一次绕组 N_1 的漏电感 $L_{\sigma 1} = \frac{\psi_{\sigma 1}}{i_1} \times 10^{-8}$;

与 $\Phi_{\sigma 2}$ 所对应的二次绕组 N_2 的漏电感 $L_{\sigma 2} = \frac{\psi_{\sigma 2}}{i_2} \times 10^{-8}$ 。

漏磁通交变时产生的漏电动势 $e_{\sigma 1} = \frac{d\psi_{\sigma 1}}{dt} \times 10^{-8} = L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt}$,若 N_1 的电流有效值为 I_1 ,则

$$i_1 = \sqrt{2} I_1 \sin \omega t$$

故

$$e_{\sigma 1} = L_{\sigma 1} \frac{d}{dt}(\sqrt{2} I_1 \sin \omega t) = \sqrt{2} \omega L_{\sigma 1} I_1 \cos \omega t = \sqrt{2} E_{\sigma 1} \cos \omega t$$

上式中, E_{s1} 为 N_1 绕组漏电动势 e_{s1} 的有效值, $E_{s1} = \omega L_{s1} I_1 = X_{s1} I_1$

所以, 漏磁通 Φ_{s1} 、漏电感 L_{s1} 所对应的绕组 N_1 的漏电抗 $X_{s1} = \omega L_{s1}$;

同理, 漏磁通 Φ_{s2} 、漏电感 L_{s2} 所对应的绕组 N_2 的漏电抗 $X_{s2} = \omega L_{s2}$ 。

一次绕组 N_1 外加电压 V_1 产生电流 I_1 , V_1 与电阻压降 $r_1 I_1$ 、漏电抗压降 $X_{s1} I_1$ 以及一次绕组主磁通感应电动势 E_1 相平衡, 时间向量(有效值)的电压平衡方程为

$$\dot{V}_1 = r_1 \dot{I}_1 + jX_{s1} \dot{I}_1 + \dot{E}_1 \quad (7-77)$$

二次绕组由主磁通 Φ 产生感应电动势 E_2 和电流 I_2 , E_2 经电阻压降 $r_2 I_2$ 、漏抗压降 $X_{s2} I_2$ 后输出电压 V_2 , 二次侧电压平衡方程为

$$\dot{V}_2 = \dot{E}_2 - r_2 \dot{I}_2 - jX_{s2} \dot{I}_2 \quad (7-78)$$

将二次侧电压、电流、阻抗折算到一次侧后, 变压器等值电路为图 7.21。

图中 $X'_{s2} = x_{s2} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$, $r'_2 = r_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$, $V'_2 = V_2 \frac{N_1}{N_2}$, $I'_2 = I_2 \frac{N_2}{N_1}$, $X_m = \omega L_m$, L_m 是主磁通所对应的激磁电感, X_m 是激磁电抗。

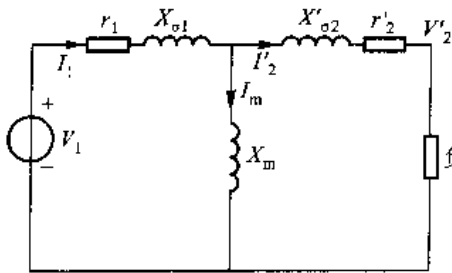


图 7.21 变压器等值电路

用于正弦交流电压变换用的电力变压器, 其激磁电抗 X_m 比负载阻抗要大得多, 如果近似认为 X_m 为无限大, 忽略 X_m 支路, 则由图 7.21 可得到

$$\dot{V}'_2 = \dot{V}_2 \frac{N_1}{N_2} = \dot{V}_1 - (r_1 + r'_2) \dot{I}_1 - j(X_{s1} + X'_{s2}) \dot{I}_1$$

或

$$\dot{V}_2 = \frac{N_2}{N_1} \left\{ \dot{V}_1 - [(r_1 + r'_2) \dot{I}_1 + j(X_{s1} + X'_{s2}) \dot{I}_1] \right\}$$

$$(7-79)$$

如果再忽略电阻和漏抗压降(通常不超过 5% 额定电压), 则

$$\dot{V}_2 \approx \frac{N_2}{N_1} \dot{V}_1 \quad (7-80)$$

改变绕组匝数比 N_2/N_1 即可改变输出电压。

变压器的设计原则是: 根据输出功率的大小, 初选一个适当尺寸的铁心, 根据绕组电压 V_1 、 V_2 及允许的最大磁通密度 B_m 计算匝数 N_1 、 N_2 , 根据电流 I_1 、 I_2 的大小初选导线截面, 再核对变压器的窗口大小是否适合绕制安排 N_1 、 N_2 绕组, 反复修改几次最终确定铁心尺寸、 N_1 和 N_2 匝数及导线截面。

在电力电子变换系统中, 电力变压器的输入电压常常不是工频(50Hz 或 60Hz)正弦交流, 除基波外还有谐波, 这时应根据 V_1 的实际波形进行基波和谐波的分析计算。

如果 V_1 是图 7.22 所示频率为 f 的 180° 宽的方波电压, V_1 加在绕组 N_1 上产生的磁链瞬时值为 $\Psi(t)$, 则在忽略电阻的情况下:

$$V_1 \approx E_1 = \frac{d\Psi(t)}{dt} \times 10^{-8}$$

当 $V_1 > 0$ 时, $\Psi(t)$ 直线上升; $V_1 < 0$ 时, $\Psi(t)$ 直线下降, 如图 7.22 所示。如果磁链的最大

值为 Ψ_m , 则在半周期 $T/2$ 时间里磁链的增量为 $2\Psi_m$,

$$\text{故 } V_1 \approx E_1 = \frac{d\Psi(t)}{dt} \times 10^{-8} = \frac{2\Psi_m \times 10^{-8}}{T/2} = 4\Psi_m \times 10^{-8}/T = 4f\Psi_m \times 10^{-8}$$

$$\Psi_m = N_1 \Phi_m = N_1 B_m S_c$$

$$\text{所以 } V_1 \approx E_1 = 4fN_1 B_m S_c \times 10^{-8}$$

(7-81) 图 7.22 方波电压磁通变化规律

比较(7-74)、(7-81)两式可知, 在相同的 f 、 N_1 、 B_m 、 S_c 的情

况下, 正弦电压的有效值为方波电压的 1.11 倍, 或者在相同的 V_1 、 f 、 N_1 、 S_c 情况下, 方波电压的磁密 B_m 要高到 1.11 倍, 激磁电流要大些, 铁心功率损耗要大些。

在电力电子变换和控制系统中传递脉冲电压、电流的脉冲变压器应用很广泛, 脉冲变压器可以采用硅钢片, 也可采用铁氧磁心。脉冲变压器一般只通过不大的电流, 选择导线截面主要考虑导线电阻压降及导线的机械强度, 一般选 0.15~0.25mm 的高强度漆包线, 脉冲宽则导线应粗一些。绕制时一次与二次线圈之间要有足够的绝缘。

例题 7-2 图 7.23(a) 中, 电源电压 V_0 为 15 V, 要求输出脉冲电压幅值 V_2 为 10 V, 脉宽 T 为 200 μs , 负载电阻为 $R = 50 \Omega$, 所用变压器铁心材料的磁化曲线如图 7.23(b) 所示。其中变压器铁心最大磁通密度 $B_m = 10000 \text{ Gs}$, 它所对应的磁场强度 $H_m = 1 \text{ A/cm}$ 。若磁化曲线的剩余磁密 $B_r = 5000$ 。试确定脉冲变压器铁心尺寸及线圈匝数。

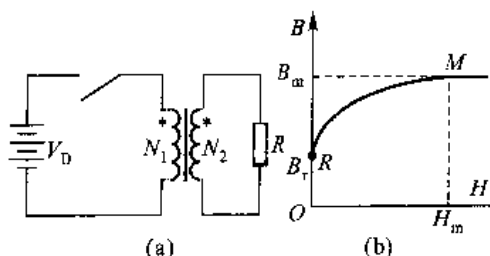


图 7.23 脉冲变压器及单边磁化曲线

解: 忽略漏抗和电阻, 则在外加电压 $V_0 = 15 \text{ V}$ 的时区 T 中

$$V_0 = \frac{d\Psi}{dt} \times 10^{-8} = \frac{\Delta\Psi}{\Delta t} \times 10^{-8} = \frac{\Delta\Psi}{T} \times 10^{-8}, \Delta\Psi = V_0 T \times 10^8 \quad (7-82)$$

式中, T 的单位为 s; $\Delta\Psi$ 的单位为 Mx 。

假定磁化曲线工作点从 R 点移到 M 点, 则

$$\Delta\Psi = N_1 \Delta\Phi = N_1 \Delta B S_c = N_1 (B_m - B_r) S_c \quad (7-83)$$

由于功率小, 脉宽不大, 可选用 $S_c = 0.5 \text{ cm}^2$ 的铁心, 由脉冲变压器磁心产品手册可查到 $S_c = 0.5$ 的铁心其磁路长度 $l_c \approx 6 \text{ cm}$ 。当 $S_c = 0.5$ 时, 由式(7-83)、(7-82)

$$N_1 = \frac{V_0 T \times 10^8}{\Delta B \times S_c} = \frac{15 \times 200 \times 10^{-6} \times 10^8}{(10000 - 5000) \times 0.5} = 120 \text{ 匝}$$

$$\text{取 } N_2 = 1.2 \frac{V_2}{V_1} \times N_1 = 96 \text{ 匝}$$

系数 1.2 是考虑到电路中开关器件及线路电阻压降会引起电压损失。副方电流最大值 $I_{2m} = \frac{V_2}{R}$

$$= \frac{10}{50} = 0.2 \text{ A}, 0.2 \text{ A 的负载电流折算到原方, } I'_2 = 0.2 \times \frac{N_2}{N_1} = 0.16 \text{ A}, \text{ 当 } B \text{ 达到 } B_m \text{ 时, 磁场强度}$$

$$H_m = 1 \text{ A/cm, 所需磁化电流, 即图 7.21 中流入 } X_m \text{ 支路的电流 } i_m = \frac{H_m l_c}{N_1} = \frac{1 \times 6}{120} = 0.05 \text{ A}。$$

由于磁化电流 I_m 与负载电流 I_2 相位相差约 90° , N_1 线圈的电流为

$$i_1 \approx \sqrt{i_m^2 + I_2^2} = \sqrt{0.16^2 + 0.05^2} \text{ A} = 0.17 \text{ A}$$

如果选用导线直径为 0.2 mm , 则导线截面 $S' = \frac{\pi}{4} \times 0.2^2 = 0.0314 \text{ mm}^2$, 则电流密度 $j = \frac{i}{S'} \approx 5.5 \text{ A/mm}^2$ 。

图 7.23 中变压器的磁通只在单方向工作, 且电流为零时 $B \neq 0$ 。因此 $\Delta B \approx B_m - B_r < B_m$, 变压器利用率不高。当要求脉冲较宽或为了进一步减小变压器尺寸时, 可在电路中加入变压器去磁电路, 或使变压器在正、负磁通双向交替工作, 那时 $\Delta B = B_m - (-B_m) = 2B_m$, 式(7-83)中 $N_1 S_c$ 就可小 2~3 倍。

* 7.6 滤波器

7.6.1 滤波器基本功能和类型

滤波器是大多数电力电子变换器中不可缺少的辅助部件。根据其放置位置的不同, 滤波器可分为输入滤波器(或称电源侧滤波器)、输出滤波器(或称为负载侧滤波器)和中间滤波器三种。按其电路结构的不同又可分为 L 、 C 串、并联滤波器和 LC 谐振型滤波器。根据其处理对象的不同可区分为电压滤波器和电流滤波器。电力电子开关电路输出的直流电压不可能是平直的直流电压, 开关电路输出的交流电压 v_2 也不可能是正弦交流电压, 输出电压滤波器的功能就是要将开关电路输出直流电压中的交流分量滤除, 只将平直的直流平均值电压输出给负载; 或者将开关电路输出交流电压 v_2 中的谐波电压滤除, 只将正弦基波电压输出给负载, 所以, 输出滤波器的主要功能是要改善电力电子变换器输出到负载上的供电电压质量。同时, 电力电子开关电路的输入电流 i_1 , 在直流电源供电时不可能是平直的直流电流而含有交流谐波电流; 在交流电源供电时, 开关电路的输入电流 i_1 也不可能是正弦电流而含有高次谐波电流。输入滤波器的主要功能就是要抑制电力电子变换电路输入电流 i_1 中的谐波电流流入供电电源, 改善供电电源的供电品质。

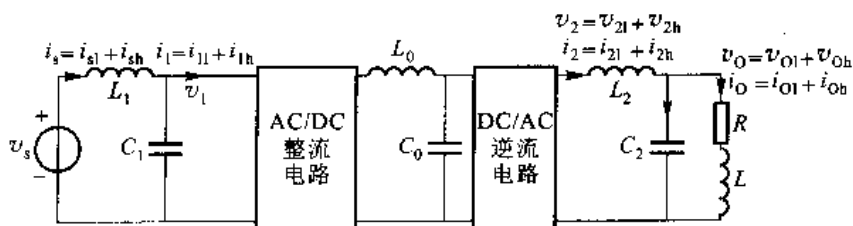


图 7.24 带 LC 滤波器的 $AC/DC-DC/AC$ 电力电子变换器

图 7.24 给出了一个带 LC 滤波器的 $AC/DC-DC/AC$ 电力电子变换器。其中 $L_1 C_1$ 为交流输入滤波器, $L_2 C_2$ 为交流输出滤波器, $L_0 C_0$ 为中间直流滤波器。滤波电感 L 串联在电路中, 滤波电容 C 并联在电路中, 串联在电路中的电感阻抗 $Z_L = 2\pi fL$ 与频率成正比, 低频电流、特别

是直流($f=0$)可以畅通无阻地通过电感,对高频电流,电感则呈现高阻抗、高压降,因此电感可作为电流的低通(高阻)滤波器。相反,电容的阻抗 $Z_C=1/2\pi fC$ 与频率成反比,把电容并联在主电路中,高频电流可以被旁路掉,而对低频特别是对直流电流($f=0$),电容则呈现高阻抗。因此电容可以作为电流的高通(低阻)滤波器。由串联电感和并联电容所组合构成的 L 、 C 串、并联滤波器得到了广泛应用。

选择输出滤波器适当的 L_2 、 C_2 ,可使得对谐波频率电流,串联电感 L_2 阻抗远大于输出端谐波等效阻抗,并联电容 C_2 的谐波阻抗远小于负载等效阻抗,于是开关电路输出电压中的谐波电压绝大部分降落在 L_2 上,使负载上的谐波电压很小;同时开关电路输出电压中的谐波电压产生的、流过 L_2 的谐波电流,因滤波电容 C_2 对谐波电流的阻抗很小而使谐波电流几乎全部流入滤波电容 C_2 ,负载中几乎没什么谐波电流。对基波,电感 L_2 的阻抗小,基波压降不大,可以使滤波器对负载基波电压影响不大。对基波电压而言, C_2 的阻抗大,流入 C_2 的基波电流不大,它对开关电路中开关器件的电流值影响不大。同理,适当的选择输入滤波器的 C_1 、 L_1 可使 C_1 对高频谐波电流的阻抗很小,分流绝大部分谐波电流, L_1 对高频电流的阻抗大因而抑制了流入电源的谐波电流,对基频电流, C_1 的阻抗大,因而流入 C_1 的基波电流小,对电源电流 i_s 影响不大, L_1 对低频电流阻抗小, L_2 上的基波压降小,也不影响电源对变换器的供电。设计 LC 滤波器时的一般要求是:

- (1) 负载中单次谐波电压和总谐波电压降低到允许范围内;电源中单次谐波电流和总谐波电流降低到允许范围内。
- (2) C_2 中的电流不过分增加开关器件的电流; C_1 的基波电流不致过分增加电源的电流。
- (3) 滤波电感基波阻抗不大,使负载变化时开关电路输入电压波动不大,负载电压波动不大。
- (4) 滤波器 LC 电压、电流的 $kV\cdot A$ 值小,成本低、体积小、重量轻。

7.6.2 单级 L 、 C 滤波器

图7.25(a)中 v_{oi} 是逆变器输出电压,其中基波为 V_{oi} , n 次谐波为 V_{on} ,基波电流为 I_{oi} , n 次谐波电流为 I_{on} ,负载电压为 v_L ,其中负载基波电压为 V_{Li} ,基波电流为 I_{Li} 。串联滤波电感为 L_n ,并联滤波电容为 C_n 。

当负载为纯电阻 R 时,滤波器的传递函数(使用拉氏变换)为

$$\frac{v_L}{v_o}(s) = \frac{R \frac{1}{sC_n}}{sL_n + \frac{R \frac{1}{sC_n}}{R + 1/sC_n}} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + 2\delta \frac{s}{\omega_n} + 1} \quad (7-84)$$

$$\text{式中, } L_n C_n \text{ 滤波器的谐振角频率} \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_n C_n}} \quad (7-85)$$

$$\text{阻尼系数} \quad \delta = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_n L_n}{R} = \frac{\sqrt{L_n/C_n}}{2R} \quad (7-86)$$

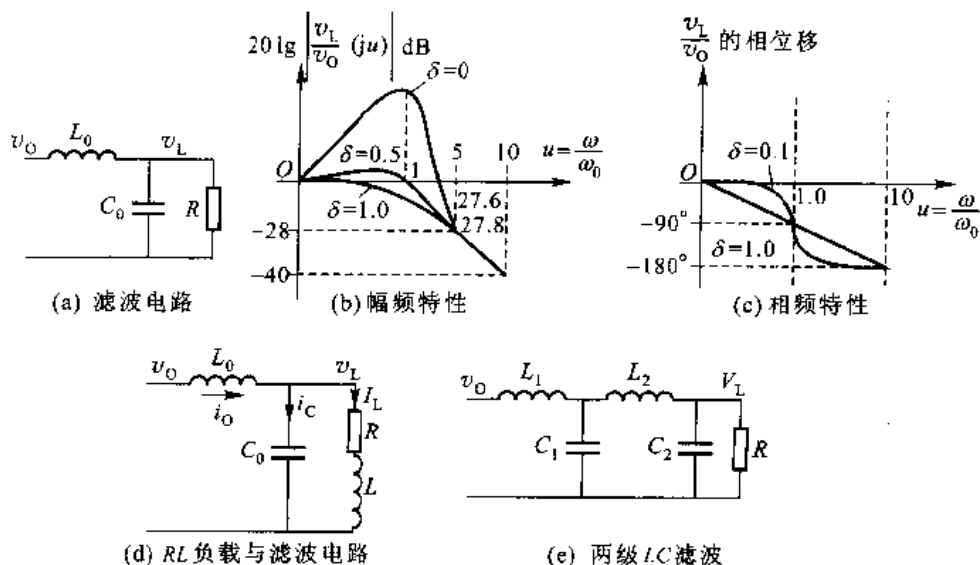


图 7.25 LC 滤波器及其特性

特征阻抗为 $\sqrt{L_0/C_0}$

频率响应特性由式(7-84)用 $j\omega$ 代换 s 得到

$$\frac{v_L}{v_0}(j\omega) = \frac{1}{-\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j \cdot 2\delta \frac{\omega}{\omega_0} + 1} \quad (7-87)$$

用相对频率 u 表示 ω/ω_0 , $u = \omega/\omega_0$, 则式(7-87)为

$$v_L/v_0 = 1/(-u^2 + j \cdot 2\delta u + 1) \quad (7-88)$$

式中,

$$u = \frac{\omega}{\omega_0} = \sqrt{\omega L_0 / (1/\omega C_0)} \quad (7-89)$$

空载时 $R = \infty$, $\delta = 0$, 则 LC 滤波器的衰减系数

$$\frac{v_L}{v_0} = \frac{1}{1-u^2} = \frac{1}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} = \frac{1}{1-\frac{\omega L_0}{1/\omega C_0}} \quad (7-90)$$

$$\text{如果选择 } u^2 \gg 1, \text{ 即 } \omega_0 = 1/\sqrt{L_0 C_0} \ll \omega, \quad (7-91)$$

$$\text{即 } L_0, C_0 \text{ 的谐振频率 } \omega_0 \text{ 远小于谐波频率 } \omega, \text{ 则衰减系数 } v_L/v_0 = (\omega_0/\omega)^2 \quad (7-92)$$

图 7.25(b) 是按式(7-88)画出的对数衰减特性曲线。它表示不同相对频率 u 值时滤波器的衰减特性, 即滤波器输出电压 v_L (负载电压) 与滤波器输入电压 v_0 (逆变器输出电压) 之比的对数值(分贝 dB); 当 u 值很小时, 即 $\omega \ll \omega_0$, 纵坐标为 0, 即 $v_L = v_0$, 表明该滤波器对低频电压无衰减作用, 低频电压、电流可以畅通。当 u 值很大时, 即 $\omega \gg \omega_0$ 时, $v_L \ll v_0$, 即滤波器对高频有很强衰减作用, 高频通不过该滤波器, 所以这种 LC 滤波器可称为低通滤波器。图 7.25(b) 中画出了三个 δ 值时滤波器的衰减特性。可以看到只要选择适当的 LC 值, 使谐振频率 ω_0 低于谐波频率 ω , 即 $u = \omega/\omega_0 \gg 1$, 则 LC 滤波器就能衰减谐波。谐波频率 ω 越高, 或 $L_0 C_0$ 的谐振频率 ω_0 越低, 则 $u = \omega/\omega_0$ 越大, 则谐波衰减得越多, 在 $u = 10$ 处, 即 $\omega \approx 10\omega_0$ 时, $v_L/v_0 =$

$1/(1+100) \times 100\% \approx 1\%$, 或衰减 40 dB ($20\lg \frac{1}{1+10^2} = -20\lg 0.01 = 40$)。当 $u=5$, $\omega=5\omega_0$ 时 $v_L/v_0 \approx \frac{1}{24} \times 100\% \approx 4.16\%$, 或衰减 28 dB。

如果负载电阻 R 等于 $L_0 C_0$ 的特征阻抗 $\sqrt{L_0/C_0}$, 即 $R = \omega_0 L_0 = \frac{1}{\omega_0 C_0} = \frac{L_0}{\sqrt{L_0 C_0}} = \sqrt{L_0/C_0}$ 时, 那么式(7-86)中的阻尼系数 $\delta = 0.5$, 这时式(7-88)为

$$\frac{v_L}{v_0} = \frac{1}{1-u^2+j u}, \quad \left| \frac{v_L}{v_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{(1-u^2)^2 + u^2}} \quad (7-93)$$

由(7-93)式及图 7.25 可知, 当负载电阻等于特征阻抗 $\sqrt{L_0/C_0}$, $\delta = 0.5$ 时,

当 $u = \frac{\omega}{\omega_0} = 1$ 时, $\omega = \omega_0$, $\frac{v_L}{v_0} = 1, 20\lg \frac{v_L}{v_0} = 0$ (滤波器畅通)

$u = \frac{\omega}{\omega_0} < 1$ 时, $\omega < \omega_0$, $\frac{v_L}{v_0} > 1, 20\lg \frac{v_L}{v_0} > 0$ (滤波器升值)

$u = \frac{\omega}{\omega_0} > 1$ 时, $\omega > \omega_0$, $\frac{v_L}{v_0} < 1, 20\lg \frac{v_L}{v_0} < 0$ (滤波器衰减)

当 $u = \frac{\omega}{\omega_0} = 5$ 时, $20\lg \frac{v_L}{v_0} = 20\lg \frac{1}{1-5^2+j5} = -20\lg 0.0408 \approx 27.8\text{dB} \approx 28\text{dB}$

即如果频率 ω 比谐振频率 ω_0 高 5 倍, 则通过滤波器以后将衰减到 4%, 即衰减 28 dB。

图 7.25 (c) 是按(7-88)式所画出的 v_L/v_0 的相位移特性曲线, 当 $u = \omega/\omega_0$ 很小时, 相移角很小, 当 $u = \omega/\omega_0 = 1$ 时, v_L/v_0 相移 90° , v_L 滞后 $v_0 90^\circ$, 当 $u = \omega/\omega_0$ 很大时, v_L 滞后 v_0 趋于 180° 。以上分析中负载为纯电阻 R , 负载功率因数 $\cos \phi = 1$ 。当负载为图 7.25(d) 中的 $Z = R + j\omega L$, $\cos \phi = R/\sqrt{(\omega L)^2 + R^2} = R/Z$ 时, 可由图 7.25(d) 电路求出 $\frac{v_L}{v_0}(j\omega)$ 关系式进行类似的分析。但是从图 7.25(b) 的特性可以看到 ω/ω_0 较大时(实际情况大都是这样), 负载的大小(表现在式(7-86)中阻尼系数 δ 不同)对衰减特性的影响就比较小了。

设计 L 、 C 滤波器时首先应根据逆变器输出电压中最低次谐波的频率 ω 、谐波电压 v_0 的大小以及要求负载端所允许的谐波电压 v_L 的大小, 确定滤波器所需的衰减系数 v_L/v_0 (谐波衰减倍数 v_0/v_L 为衰减系数的倒数), 依此可由式(7-87)或式(7-88)确定 $L_0 C_0$ 的谐振频率 ω_0 , $\omega_0 = 1/\sqrt{L_0 C_0}$, 这就确定了乘积 $L_0 C_0$ 值, 设计中可取大的 L_0 和较小的 C_0 , 也可取较大的 C_0 和较小的 L_0 值, 使其乘积不变, 但 L_0 和 C_0 的选取还要考虑两个方面的影响:

(1) 串联电感 L_0 的基波压降, 即负载电流在电感 L_0 上的基波压降使负载基波电压变化。

(2) 并联电容 C_0 中的基波电流与负载电流相加改变了逆变器的输出电流。

L_0 取值大 (C_0 可取小些), 其基波压降也越大, 对负载稳压不利。 C_0 取值大 (L_0 可取小些), 其吸取的基波电流也越大, 可能加重逆变器的电流负担。

在选择 L_0 和 C_0 时还应考虑负载的功率因数的影响。例如当负载为纯阻性负载时, C_0 中的基波电流显然会使逆变器电流增大, 但当负载为感性负载时, 由于 C_0 中的电容性基波电流超

前负载电压,感性负载电流滞后负载电压,两者方向相反,因而电容的基波电流反而使逆变器电流绝对值减小。当然 C_0 过大时,过大的电容电流又可能使逆变器电流增大。此外电容电流流过串联电感 L_0 时,电感的电抗压降不是降低电压而是使电压升高,这与感性负载电流流过串联电感 L_0 所引起的电压降低作用恰恰相反。因此感性负载时, L_0 、 C_0 数值的选取应根据不同的负载情况分析计算以后,权衡得失,选定 C_0 和 L_0 数值。

最后还应指出,同样容量(kV·A 数值相同)的电感和电容其价格是不同的(电感的价格、重量、体积比电容大),此外单个电容 C 的容量以及开关器件的额定电流的数值都只能是现有产品的额定值,而不可能是设计者所计算的任意值,这些因数也都影响设计 LC 滤波器时 L_0 、 C_0 的选取。

以上对 LC 串并联滤波器的分析完全适用于图 7.24 中直流中间环节滤波器。

LC 串并联滤波器也同样可以衰减谐波电流。图 7.24 中 AC/DC 整流器的交流输入电流 i_1 中除了电源基波电流外还含有高次谐波电流 i_{1h} ,输入滤波器的作用就是利用电容 C_1 对高频谐波电流的低通(高阻)特性和串联电感 L_1 对高频谐波电流的高阻(低通)特性,使 i_1 中的谐波电流从 C_1 分流,减小进入电源的谐波电流。 $L_1 C_1$ 滤波器对谐波电流的衰减率 k_{1h} 定义为电源侧的谐波电流 i_{1h} 与电力变换电路输入端的谐波电流 i_{sh} 之比值,即 $k_{1h} = i_{sh}/i_{1h}$ 。

$$\text{由于} \quad \frac{i_{sh}}{i_{1h}} = \frac{Z_{C1} Z_{L1}}{Z_{C1} + Z_{L1}} / Z_{L1} = \frac{Z_{C1}}{Z_{C1} + Z_{L1}} \quad (7-94)$$

式中

$$Z_{C1} = 1/j\omega C_1, \quad Z_{L1} = j\omega L_1$$

所以

$$K_{1h} = \frac{i_{sh}}{i_{1h}} = \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1 - 1} \quad (7-95)$$

选择 $L_1 C_1$ 的谐振频率 $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \ll \omega$ (谐波电流频率),即 $\omega^2 L_1 C_1 \gg 1$,则

$$\text{谐波电流衰减率} \quad K_{1h} = \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} = \left(\frac{\omega_1}{\omega} \right)^2 \quad (7-96)$$

所以, $L_1 C_1$ 越大,其谐振频率 ω_1 越低,谐波电流频率 ω 越高,则 $L_1 C_1$ 对谐波电流的衰减作用越强。选择足够大的 $L_1 C_1$,就能把电力电子变换电路供电电源中的谐波电流降低到允许值以下。

7.6.3 两级 LC 滤波器

当需要 LC 滤波器有很大的衰减分贝值时,采用图 7.25(e)两级串联的 LC 滤波器有时比采用一个大一倍的单级 LC 滤波器更合适。由图 7.25(e)可求得传递函数 $\frac{v_L}{v_0}(s)$ 为

$$\frac{v_L}{v_0}(s) = \frac{1}{(s^2 C_1 L_1 + 1) \left(s^2 C_2 L_2 + \frac{sL_2}{R} + 1 \right) + \frac{sL_1}{R} + s^2 L_1 C_2} \quad (7-97)$$

若两个 LC 滤波器相同, $L_1 = L_2$, $C_1 = C_2$, 则

$$\frac{v_L}{v_0}(s) = \frac{1}{(s^2 C_1 L_1 + 1) \left(s^2 C_2 L_2 + \frac{sL_1}{R} + 1 \right) + \frac{sL_1}{R} + s^2 L_1 C_1} \quad (7-98)$$

$$\text{空载时: } R = \infty, \quad \frac{v_L}{v_0}(s) = \frac{1}{(s^2 C_1 L_1 + 1)^2 + s^2 C_1 L_1} \quad (7-99)$$

取 $s = j\omega$, $s^2 = -\omega^2$, 则得到两级 LC 滤波器的衰减率为

$$\frac{v_L}{v_0}(j\omega) = \frac{1}{[(j\omega)^2 C_1 L_1 + 1]^2 + (j\omega)^2 C_1 L_1} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega L_1}{1/\omega C_1}\right)^2 - \frac{\omega L_1}{1/\omega C_1}} = \frac{1}{\left(1 - \frac{X_{L1}}{X_{C1}}\right)^2 - \frac{X_{L1}}{X_{C1}}} \quad (7-100)$$

例题 7-3 图 7.25(d) 中, 若单极 $L_0 C_0$ 滤波器对某次谐波的阻抗为 $X_{L0} = j1000$, $X_{C0} =$

$j50$, $\frac{X_{L0}}{X_{C0}} = \frac{1000}{50} = 20$ 。忽略负载电阻的影响, $R = \infty$, 则单极 LC 滤波器衰减率由式(7-90)得

$$\text{到 } \frac{v_L}{v_0}(j\omega) = \left| \frac{1}{1 - 1000/50} \right| \times 100\% = \frac{1}{19} \times 100\% \approx 5.26\%, \text{ 即谐波衰减约 19 倍。}$$

如果将 X_{L0} 、 X_{C0} 一分为二, 组成二级 LC 滤波器, 取图 7.25(e) 中的 L_1 、 C_1 比图 7.25(d) 中的 L_0 、 C_0 小一倍, 则两级 LC 滤波器的总功率 $kV \cdot A$ 与单级 LC 滤波器相同。这时两级滤波器的每一个电感、电容的谐波阻抗应是 $jX_L = j1000/2 = j500$, $jX_C = j50 \times 2 = -j100$ (容抗与电容成反比, C 小一倍, X_C 大一倍)。把 $X_L = 500$, $X_C = 100$ 代入式(7-100)得到两级 LC 滤波器的衰

$$\text{减率为 } \frac{v_L}{v_0}(j\omega) = \frac{1}{(1 - 500/100)^2 - 500/100} \times 100\% = \frac{1}{11} \times 100\% \approx 9.1\%, \text{ 即谐波衰减仅约 11 倍。}$$

这说明同样容量 ($kV \cdot A$) 的滤波器, 这时单级 LC 滤波时可将该谐波 v_0 衰减到 5.26%, 而两级 LC 滤波却只能将谐波 v_0 衰减到 9.1%, 两级滤波的效果还不如单级滤波。

例题 7-4 如果单级 $L_0 C_0$ 滤波器的 $X_{L0} = j2000$, $X_{C0} = -j25$, $X_{L0}/X_{C0} = 80$, 则单级 LC 滤波器的衰减率由式(7-90)得到 $\frac{v_L}{v_0} = \left| \frac{1}{1 - 2000/25} \right| \times 100\% = \frac{1}{79} \times 100\% = 1.26\%$, 即该谐波衰减约 79 倍。

将此 $L_0 C_0$ 一分为二, 构成总 $kV \cdot A$ 相同的两级滤波器时, $X_{L1} = j1000$, $X_{C1} = -j50$, 则两级 LC 滤波器的衰减率由(7-100)式得到: $\frac{v_L}{v_0} = \left| \frac{1}{(1 - 1000/50)^2 - 1000/50} \right| \times 100\% = \frac{1}{340} \times 100\% = 0.29\%$, 即该二级谐波器衰减约 340 倍。这时两级滤波器的效果远超过单极滤波器。

以上两个例题中, 例题 7-3 中 $\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 = \frac{X_{L0}}{X_{C0}} = \frac{1000}{50} = 20$, 单级滤波效果比双级好 (同样的 $kV \cdot A$ 值)。例题 7-4 中 $\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 = \frac{X_{L0}}{X_{C0}} = \frac{2000}{25} = 80$, 双级滤波效果比单级好。如果令 $L_1 = L_2 = \frac{1}{2} L_0$, $C_1 = C_2 = \frac{1}{2} C_0$, (单极滤波器与双极滤波器 $kV \cdot A$ 相同), 则式(7-100)中, $X_{L1} = \frac{1}{2} X_{L0}$, $X_{C1} = 2X_{C0}$, 令两者滤波效果完全相同, 由式(7-90)和式(7-100)的衰减率相等, 则

$$\left| \frac{1}{1 - \frac{\omega L_0}{1/\omega C_0}} \right| = \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{2} \omega L_0 / 2/\omega C_0 \right)^2 - \frac{1}{2} \frac{\omega L_0}{2/\omega C_0}}$$

$$\text{因} \quad \frac{\omega L_0}{1/\omega C_0} = \omega^2 L_0 C_0 = \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2$$

$$\text{故} \quad \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - 1 = \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 - \frac{1}{4} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 = \frac{1}{16} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^4 - \frac{3}{4} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + 1$$

$$\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^4 - 28 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + 32 = 0$$

$$\text{故} \quad u^2 = (\omega/\omega_0)^2 = 26.8 \text{ 或 } 1.2 \quad (7-101)$$

$u^2 = (\omega/\omega_0)^2 = 1.2$ 不可取(参见图 7.25(b), $u = 1.2$ 时, 滤波器 v_L/v_O 大, 无衰减作用)。

取 $u^2 = \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 = \frac{\omega L_0}{1/\omega C_0} = 26.8$ 代入式(7-90)得到衰减率为

$$\frac{v_L}{v_O} = \left| \frac{1}{1 - 26.8} \right| = \frac{1}{25.8} \quad (7-102)$$

即当 $u^2 = (\omega/\omega_0)^2 = X_{L0}/X_{C0} = 26.8$, $v_L/v_O = 1/25.8 \approx 3.88\%$ (谐波衰减约 26 倍)时, 单级 LC 与两级 LC 滤波器滤波效果相同; 当 $u^2 = (\omega/\omega_0)^2 = X_{L0}/X_{C0} > 26.8$, $v_L/v_O < 3.88\%$ 时, 双级 LC 滤波效果比单级好, 当 $u^2 = (\omega/\omega_0)^2 = X_{L0}/X_{C0} < 26.8$, $v_L/v_O > 3.88\%$ 时, 单级滤波器效果比双级好。例题 7-3 中 $X_{L0}/X_{C0} = 20$, $v_L/v_O = 5.26\%$, 故单级 LC 滤波器比双级好, 例题 7-4 中, $X_{L0}/X_{C0} = 80$, $v_L/v_O = 0.29\%$, 故双级滤波器比单级 LC 滤波效果好。因此, 一般说来要求滤波衰减倍数很大时双极 LC 滤波器滤波效果比单级好。

以上分析中没有考虑负载阻抗的影响。考虑负载阻抗时情况要复杂一些, 但以上的分析的方法和结论是适用的。

7.6.4 谐振型滤波器

以上 LC 滤波器的滤波效果取决于谐波频率 ω 与 LC 谐振频率 ω_0 的比值 u

$$u = \frac{\omega}{\omega_0} = \omega \sqrt{L_0 C_0} = \sqrt{\frac{\omega L_0}{1/\omega C_0}} \quad (7-103)$$

u 越大, 谐波衰减倍数越大, 滤波效果越好。要 u 大, 必须谐波频率高, 或 $L_0 C_0$ 谐振频率 ω_0 低(即 $L_0 C_0$ 大)。 $L_0 C_0$ 大, 将使滤波器重量、体积大, 成本高, 而且会增加基波电压降和逆变器的电流负担, 所以 LC 滤波器不适宜消除低次谐波, 例如在不控或相控整流电路中, 交流电源电流中除基波外还可能有 3、5 次谐波电流, 采用图 7-25(d)、(e) LC 滤波器就不适于滤除 3、5 次谐波电流。采用图 7.26 中的各种谐振滤波器则可能对特定的某些较低频率的谐波有较好的滤波作用, 而又不必用很大的滤波器。

图 7.26(a)中 L_n 、 C_n 串联后并接在负载两端, 若基波频率为 ω , L_n 、 C_n 对 n 次谐波串联谐振, 即 $n\omega L_n = 1/n\omega C_n$, $n^2 \omega^2 L_n C_n = 1$ 。因此对 n 次谐波电压电流, A、B 两点的阻抗为零, 这使负载端无 n 次谐波电压, 或则说流过电感 L 的 n 次谐波电流全部流入 L_n 、 C_n 支路, 负载中无 n

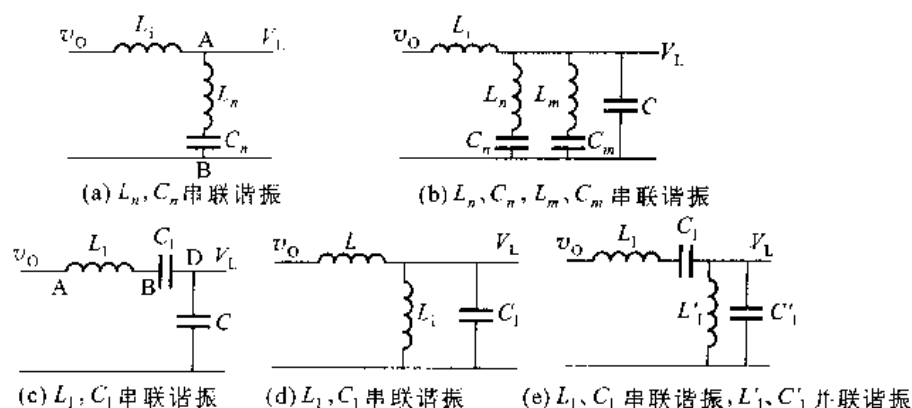


图 7.26 谐振滤波器

次谐波电流。 L_n 、 C_n 又称为 n 次谐波陷波电路。通常 n 可取为逆变器输出中的最低次谐波的阶数。

图 7.26(b) 中又增加 L_m 、 C_m 对 m 次谐波串联谐振, 因此负载上同时消除了 n 次和 m 次的低阶次谐波, 图中的串联电感 L 与并联电容 C 组成 LC 滤波器可衰减其他剩余的高次谐波。

图 7.26(c) 中 L_1 、 C_1 对基波串联谐振, 即 $\omega^2 L_1 C_1 = 1$, 基波阻抗 $\omega L_1 = 1/\omega C_1$ 。因此对基波电流 A、B 两端电压降与 B、D 两端电压降大小相等, 方向相反, 使 A、D 两端基波阻抗为零, 基波电压降为零, 而对高次谐波则呈现高电抗作用, 这个等效的高电抗再与并联电容 C 组成 LC 滤波器。

图 7.26(d) 中 L_1 、 C_1 组成基波并联谐振电路, 即 $\omega^2 L_1 C_1 = 1$, $\omega L_1 = 1/\omega C_1$ 。因此对基波而言 L_1 中的电流和 C_1 中的电流大小相等方向相反, L_1 补偿了 C_1 中的基波电流而使逆变器电流不因并联滤波电容 C_1 而增大, 同时对高次谐波, 并联的 L_1 、 C_1 呈现低容性阻抗, 再与 L 构成等效的 LC 滤波器。

图 7.26(e) 中对基波串联谐振的 L_1 、 C_1 和对基波并联谐振的 L'_1 、 C'_1 同时使用, 前者使基波压降为零, 对谐波则呈现感性高电抗, 后者 L'_1 、 C'_1 并联电路的基波电流总和为零, 对谐波则呈现容性低阻抗, 因此具有优良的滤波特性。

应该看到谐振型滤波器都是针对某些特定的频率而设计的, 因而仅仅适用于逆变器的基波和谐波频率固定的场合, 使逆变器滤除特定谐波并使基频畅通(阻抗为零)无阻。

7.7 散热系统

电力电子变换器中功耗产生的热量必须带出并在环境中散发。虽然变压器、电抗器也有功耗, 但半导体电力开关器件产生的功耗发热问题最为严重, 因其较小的体积严重限制了热容量, 其温度很容易快速上升。高温时半导体开关的电特性变坏, 如最大阻断电压降低, 关断时间延长。严重过热导致半导体器件短时间内毁坏。为防止过热损坏, 半导体电力开关器件必须装有散热器, 并至少保持在自然通风冷却。开关器件产生的热量由管壳经散热器传至周围空气中。

开关器件采用强迫空气冷却比自然冷却更有效,也更常见。冷却的空气由安装在电力电子变换器机箱底部的风扇驱动,使热空气从机箱四周和顶部的开口槽周边散出。与变换器的额定功率相比,风扇消耗的能量微乎其微,并不太影响变换器的整体效率。

若变换器的功率密度(功率和重量的比值)很高,则需要液体冷却,水或油可用作冷却介质。液体被强迫通过与开关器件管壳相连接的中空铜条或铝条,由于水的高导热性,水冷的效果很好。另一方面,虽然油的导热性不很高(只有水的一半),但有着良好的绝缘特性也常被用作散热介质。

开关器件的功耗 P 所对应的热量经三个热阻后散发在周围环境空气中:热先经半导体管芯 PN 结-管壳之间的热阻 $R_{\theta JC}$ 流至管壳,再经管壳-散热器之间的热阻 $R_{\theta CS}$ 流至散热器,最后再经散热器与周围空气环境之间的热阻 $R_{\theta SA}$ 将热量散发至空气中,热从高温流向低温区,PN 结温 $\theta_J >$ 壳温 $\theta_C >$ 散热器温度 $\theta_S >$ 空气环境温度 θ_A 。

热等效电路可以方便地用于散热系统的分析与设计,这种思想是基于传热与导电现象之间的相似性。热物理量和相应的等效电量示于表 7.1,一个带散热器的半导体电力开关器件及其热等效电路如图 7.27(b)所示,电路图中标明的变量意义是:

P_J 为开关器件功耗,单位为 W。

θ_J 、 θ_C 、 θ_S 和 θ_A 分别为 PN 结、管壳、散热器和外围空气的绝对温度,单位为 K。

$R_{\theta JC}$ 、 $R_{\theta CS}$ 和 $R_{\theta SA}$ 分别为 PN 结-壳,壳-散热器,散热器-周围空气的热阻,单位为 K/W。

$C_{\theta J}$ 、 $C_{\theta C}$ 和 $C_{\theta S}$ 分别为结、壳和散热器的热容量,即温度每升高 1°C 所需的热量焦耳值,单位为 J/K。

半导体器件和散热器的热阻值在产品数据手册中都可查到,元件的热容量可由其比热(单位体积、温度升高 1°C 所需热量)和体积决定,热容量用以计算瞬态温度,散热系统的设计目的是确保变换器开关器件的最高温度不超过其允许值。

表 7.1 热物理量和相应的电等效量的比较

热 物 理 量	电 等 效 量
热(能)量 Q (J)	电荷 Q (C)
热流功率 P (W)	电流 I (A)
温度 θ (K)	电压 V (V)
热阻 R_θ (K/W)	电阻 R (Ω , V/A)
热容量 C_θ (J/K)	电容 C (F)
热时间常数 $T_\theta = R_\theta \cdot C_\theta$ (s)	电时间常数, $T = RC$ (s)
热欧姆定律:温差 $\Delta\theta = R_\theta \cdot P$ (热阻 $\times$ 功率) (K)	电欧姆定律: $\Delta V = R \cdot I$ (V)

例题 7-5 图 7.27 中若开关器件的通态和开通、关断过程全部功耗为 500 W,其结-壳之间的热阻 $R_{\theta JC} = 0.06$,壳-散热器之间的热阻 $R_{\theta CS} = 0.03$,环境最高温度为 55°C ,要求开关器件结温不超过 120°C ,请选择一个合适的散热器。

解:令结温为 120°C ,结-壳之间的温差 $\Delta\theta_{JC} = R_{\theta JC} P = 0.06 \times 500 = 30^\circ\text{C}$,故壳温为 $(120 - 30)^\circ\text{C} = 90^\circ\text{C}$,壳-散热器之间的温度差 $\Delta\theta_{CS} = R_{\theta CS} P = 0.03 \times 500 = 15^\circ\text{C}$,故散热器温度为

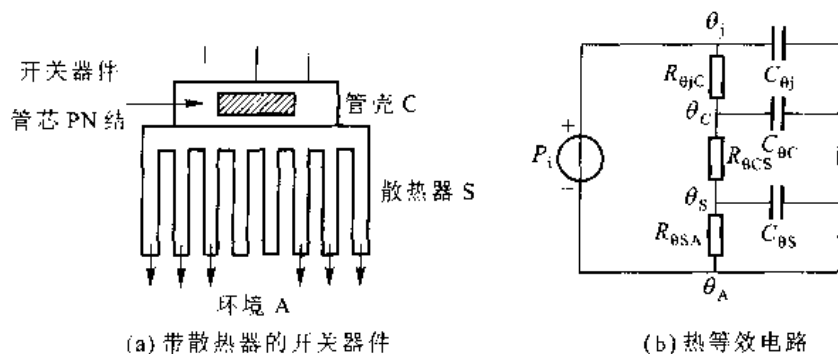


图 7.27 带散热器的开关器件及散热等效电路

$(90 - 15) ^\circ\text{C} = 75 ^\circ\text{C}$, 环境温度为 $55 ^\circ\text{C}$, 则要求散热器与环境温度的温差不大于 $(75 - 55) ^\circ\text{C} = 20 ^\circ\text{C}$, 因此要求散热器与环境空气之间的热阻 $R_{\theta SA} \leq \frac{\Delta\theta_{SA}}{P} = \frac{20}{500} \text{ K/W} = 0.04 \text{ K/W}$ 。

根据要求值 $R_{\theta SA} = 0.04$, 即可由散热器产品目录选用合适的散热器, 其热阻应小于或等于 0.04 即可。

7.8 控制系统

为有效和安全地工作, 必须对电力电子变换器施加实时、适式的控制信号, 因此主电路精确、实时的电力变换依赖于控制系统的信号处理。在过去的几十年中, 发展了各种控制技术: 由最初的带分立元件的模拟电路控制, 逐渐发展为当代的基于微处理器(microprocessor)、微控制器(microcontroller)和数字信号处理器(DSP)的全数字控制系统。

实际应用中, 电力电子变换器常常只是电能变换和运动控制大系统的一个部分, 如电机变速传动系统, UPS 电源, 电网电力补偿和控制系统等。变换器的控制策略从属于主控制器, 例如由变换器供电的电动机转速控制器。变换器控制系统通常从主控制器、操作人员以及变换器的电压电流传感器获取信息, 并将其实时、适式地予以处理。变换器控制系统的主要任务是为半导体电力开关器件产生开、关信号, 从而得到需要的输出电压或电流。此外还应能监控变换器的工作状态, 显示、记录运行参数, 远程通讯以及故障处理等等。

微处理器、微控制器和数字信号处理器(DSP)已发展成为现代电力电子变换器的通用控制部件, 这些部件具有强大且不断提高的运算能力, 使得几乎单个处理器就可以控制整个电力电子变换系统, 其中可以包含数个变换器。随着处理器的价格不断下降, 使得它们即使对低价位、小功率变换器的应用也是很经济的。

一般说来, 通用微处理器、微控制器和数字信号处理器(DSP)之间的差异与其说是结构上的, 还不如说是功能上的。如图 7.28 所示, 微处理器的框图包括中央处理单元(CPU), 可读写存

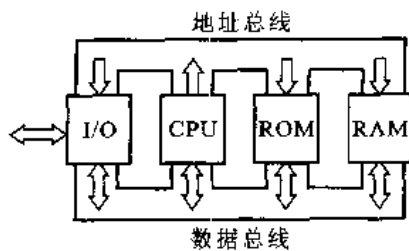


图 7.28 微处理器框图(诺依曼结构)

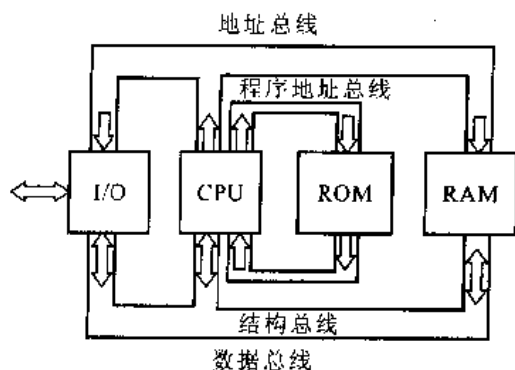


图 7.29 数字信号处理器框图(哈佛结构)

存储器(RAM)和只读存储器(ROM),输入输出电路(I/O),数据总线 and 地址总线。微控制器本质上是一个专用于数字控制系统的微处理器,它的指令集通常比同等的微处理器要小,但却有一些附加功能块。与微处理器、微控制器相同的基本部件亦包含在图 7.29 的数字信号处理器(DSP)的结构方框图中。然而,多数 DSP 的哈佛(Harvard)结构不同于微处理器的诺依曼(Von Neumann)结构。后者的程序指令与数据使用同样的数据总线,程序和数据存储器由同样的地址线寻址。Harvard 结构中,程序指令和地址都有单独的总线,使得 Harvard 结构的速度比 Von Neumann 结构要快两倍。

微处理器主要为计算机应用而设计,DSP 主要针对数/模和模/数信号变换及数字信号处理而设计。一般说来,微处理器功能更多,但比 DSP 慢,且价格要高。近来 DSP 在电力电子变换器中的应用呈上升趋势。

通过在单芯片中加入更多存储单元和外围电路,可以提高其速度与功能。由于这种趋势,现代微处理器、微控制器和 DSP 可能会较为复杂。嵌入式定时器在很多电力电子领域内,尤其是 PWM 变换器和交流变速驱动中有很多用途。现在,国外许多厂商已可供应开关电源用的廉价的单片 PWM 发生器。

最高级的 DSP 运用浮点算法,可通过高级语言编程,从而替代烦琐的汇编语言。硬件乘法器和移位寄存器极大地减少了乘、除、开平方这类代数运算的执行步骤,使之在几分之一微秒内完成,且保证 32 位的精度。

图 7.30 给出了基于 DSP 微控制器系统的交流电机变速传动系统的结构框图。三相感应电机的可调频和可调幅电压、电流由逆变器供给,逆变器由三个电流调节器 CR_A 、 CR_B 、 CR_C 独立控制。每个电流调节器从微控制器接受模拟指令信号,并将其与电流传感器发出的模拟反馈电流信号比较,为逆变器产生合适的开关信号。微控制器系统简化结构如图 7.31 所示,它对数字速度传感器发出的速度反馈信号做出调节。此外,也可采用另一种控制方案:由数字电流传感器测量电流并送入微控制器,在后者内部以软件完成电流控制。微控制器的双口 RAM(DPRAM)可被另一个处理器存取,例如这另一个微处理器正对某一过程进行控制,在此控制过程中,上述的传动系统只是其中的一个部分。

将半导体电力开关器件和控制电路集成封装成一个整体是电力电子技术的一个重大发展趋势。现在已经出现了技术水平和性能都还不高的智能功率模块、高压集成电路(HVIC)等混合集

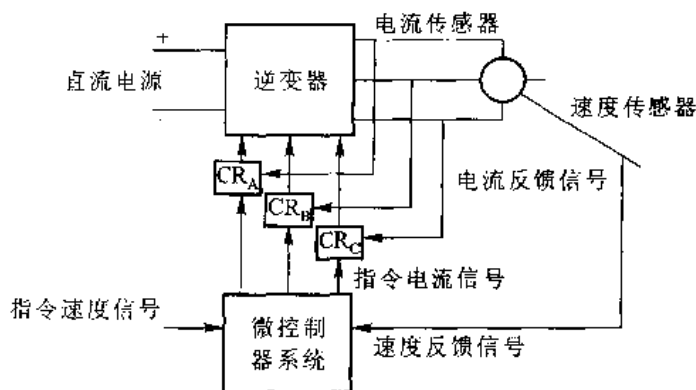


图 7.30 交流电机变速传动系统方框图

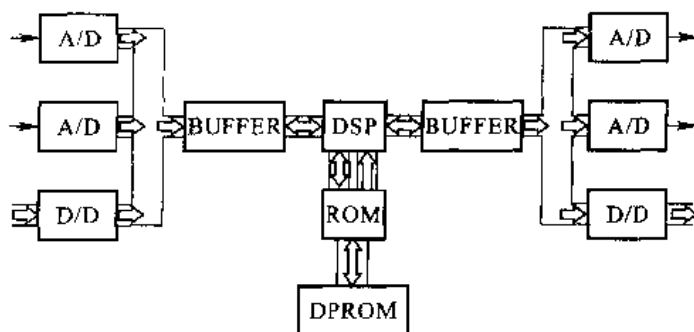


图 7.31 微控制器系统框图

成或完全集成电路结构的产品。单个智能功率模块可以包含一条桥臂上两个带反并联二极管的 P-MOSFET, 所有运算放大器、比较器、定时器、逻辑门电路、保护电路以及变换器的门极驱动器。由于半导体电力开关器件在高电压、大电流下工作, 它对低压小电流的集成电路整体的正常工作是很危险的, 所以 HVIC 技术体现了电力电子技术发展中一个惊人的成就。

小 结

完整的电力电子变换器包括一定数量的辅助元器件及子系统, 其中大部分在常规的主电路框图中并不画出。驱动器按照控制系统的指令, 产生一定波形的驱动电压和驱动电流, 实时、适式地控制变换器开关器件开通和关断。配置过电压和过电流保护系统, 可防止变换器开关器件因短路、过载等原因而损坏。缓冲器减小了开关器件开通、关断时的瞬时电压、电流应力, 也减小了开关损耗。

基于电感和电容的电力滤波器用在变换器的输入及输出端, 以提高供电电源或变换器输出供给负载的电能量质量。中间滤波器为两个变换器的级联起到匹配作用。散热器将热量从变换器开关元器件移走, 防止开关器件过热。电力电子变换器的工作受控制系统监控, 现今基于微处理器和数字信号处理器的控制系统可以实现高水平的控制策略。

现代电力电子变换器是复杂的工程系统,包含了运用先进的信息处理技术实现有效的能量转换。这需要许多工程专家的努力,才能成功地设计出高质量的电力电子变换和控制装置。

复习题及思考题

1. 比较图 7.1 和 7.3 所示 SCR 和 GTO 两种驱动器工作原理和驱动器输出波形。
2. 图 7.4(b)所示 BJT 驱动器中为什么要用正、负双电源? 电容 C 起什么作用?
3. 说明图 7.9、图 7.10 中 P-MOSFET 驱动器工作原理。
4. 有光耦隔离的驱动器优、缺点是什么?
5. 说明监测 IGBT 等开关器件端电压 V_{ce} 实施过流保护的基本原理。
6. 半导体开关器件关断时,其电流 $i_T(t)$ 可近似认为是线性下降到零,其电压 $v_T(t)$ 由什么决定?
7. 并联缓冲器和串联缓冲器功能是什么? 线路杂散电感或串联缓冲电感在开关器件关断过程中起什么作用?
8. 比较图 7.17 的 RC 缓冲电路,图 7.15 的串、并联缓冲电路以及图 7.18(z)的限幅缓冲电路三者的主要区别和优、缺点。
9. 说明图 7.19 利用缓冲电容能量的缓冲器工作原理。
10. 电感的定义是单位电流所能产生的磁链值; $L = \Psi/I$,电感值的大小不随电流而变化、保持为恒值的电感称为线性电感,电感值随电流的增大而减小的电感叫饱和电感,铁心线圈电感的电感值及其磁通密度与哪些因素有关[公式(7-70),(7-66)]? 在什么情况下可视为线性电感,什么情况下是饱和电感?
11. 图 7.1 和图 7.3 中的脉冲变压器输出波形及其利用率有什么区别?
12. 输入滤波器(电源侧滤波器)、输出滤波器(负载侧滤波器)的主要功能是什么? 其滤波效果与哪些因素有关,为什么?
13. 在什么情况下宜采用单级 LC 串并联滤波器? 在什么情况下宜采用两级 LC 串并联滤波器? 什么情况下宜采用串联谐振或并联谐振滤波器?
14. 如何选择半导体电力开关器件的散热器以使其工作中的结温不超过允许值?
15. 电力电子变换器控制系统的基本功能是什么?

第 8 章 软开关变换器

半导体电力开关器件的导通和阻断状态之间的转换是各类电力电子变换技术和控制技术的基本要求。如果开关器件在其端电压不为零时开通电路则称为硬开通,如果开关器件在其承载电流不为零时关断电路则称为硬关断。硬开通、硬关断统称硬开关。通态时开关器件承载负载电流但其通态压降小故通态功耗不大,断态时开关器件两端阻断的电压高但其漏电流小故断态功耗很小。但在硬开关过程中,开关器件在较高电压下承载有较大电流,故产生很大的开关损耗。电力电子变换器开关频率的高频化能使其体积更小、重量更轻、输入输出波形更易于滤波,但硬开关过程却使提高开关频率面临一系列难题:开关损耗随开关频率的提高成正比增加,不仅降低了变换器的效率,而且严重的发热温升可能使开关器件的寿命急剧缩短,此外还会产生严重的电磁干扰噪声、难与其他敏感电子设备电磁兼容。如果在电力电子变换电路中采取一些措施,如改变电路结构和控制策略,使开关器件被施加驱动信号、其等效电阻 r_T 从 ∞ 降为零的开通过程中其端电压为零,则这种开通称为零电压开通;若使开关器件撤除其驱动信号、其等效电阻从零增大到无限大的关断过程之前其承载的电流已降为零,则这种关断称为零电流关断。零电压开通、零电流关断是最理想的软开关,其开关过程中无开关损耗。如果开关器件在开通过程中其端电压很小,在关断过程中其电压也很小,则这种开关过程的功耗也不大,称之为软开关。虽然软开关不像零电流关断、零电压开通那样开关损耗为零,但也能使电力电子变换和控制高频化所引起的问题大为缓解。

本章首先介绍软开关的基本特性和类型,然后介绍串联谐振型和并联谐振型逆变器,再依次介绍准谐振型零电流关断、零电压开通变换器,零电流关断、零电压开通 PWM 变换器,最后介绍一种直流环节谐振逆变器的基本工作原理。

8.1 软开关的基本特性和类型

8.1.1 硬开关的开关损耗

第 7 章 7.3 节以图 8.1(a)DC/DC Buck 变换器为例,分析了开关管 T 的开通、关断过程。图 8.1(b)、(c)重画了开通、关断过程中开关管电压 v_T 、电流 i_T 的波形及开关轨迹。开关管 T 断态时 $v_T = V_D$, $i_T = 0$, 等效电阻 $r_T = \infty$, 二极管 D 续流 $i_D = I_o$ 。工作点为图 8.1(c)中的 A 点。T 通态时, $v_T = 0$, $i_T = I_o$, 二极管 D 截止, $i_D = 0$, 工作点为图 8.1(c)中的 C 点。

T 开通过程:施加驱动信号后 r_T 从 ∞ 减小到零, T 从断态过渡到通态。

首先在图 8.1(b)的 t_{zs} 期间,在 $v_T = V_D$ 情况下, i_T 从零线性增大到 I_o 。由于 $i_T < I_o$, 二极管仍导通, $i_D = I_o - i_T$, 故 $v_{AB} = v_D = 0$, $v_T = V_D - v_{AB} = V_D$, 即 i_T 在 $v_T = V_D$ 情况下上升, $i_T =$

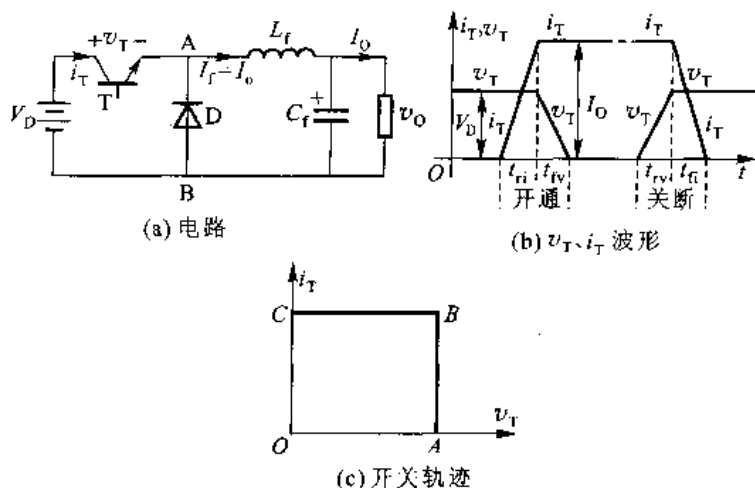


图 8.1 DC/DC Buck 变换器硬开关特性

$I_o \cdot t/t_{on}$ 。在 t_{on} 期间工作点轨迹为 $A \rightarrow B$ 。此后在 t_{fv} 期间 $i_T \equiv I_o$, $i_D = 0$, 二极管截止, $v_T (= i_T \cdot r_T = I_o \cdot r_T)$ 随 r_T 的减小从 V_D 减小到零, 工作点轨迹为 $B \rightarrow C$ 。在开通期 $t_{on} = t_{ri} + t_{fv}$ 期间开通轨迹 $A \rightarrow B \rightarrow C$ 。

T 关断过程: 撤除驱动信号后, r_T 从零增大到 ∞ , T 从通态过渡到断态。

首先在图 8.1(b) 的 t_{rv} 期间, $i_T = I_o$, r_T 从零增大, 使 $v_T (= i_T \cdot r_T = I_o \cdot r_T)$ 从零线性增大到 V_D 。在 $v_T < V_D$ 时, $V_{AB} > 0$, 二极管不导电, $i_T = I_o$, t_{rv} 期间工作点轨迹为 $C \rightarrow B$ 。此后在 t_{fr} 期间 $v_T \equiv V_D$ 。二极管导电, 电阻 r_T 继续变大, 使 i_T 在 $v_T \equiv V_D$ 情况下从 I_o 线性减小到零: $i_T = (1 - t/t_{fr}) I_o$, 在 t_{fr} 期间工作点轨迹为 $B \rightarrow A$, 在关断期 $t_{off} = t_{rv} + t_{fr}$ 期间工作点轨迹为 $C \rightarrow B \rightarrow A$ 。

如果开关频率为 f_s , 则由图 8.1(b) v_T 、 i_T 波形可以求得开关管开通、关断过程的功耗为

$$P_{on} = f_s \cdot \int_0^{t_{on}} v_T \cdot i_T dt = \frac{1}{2} V_D \cdot I_o \cdot (t_{ri} + t_{fv}) \cdot f_s = \frac{1}{2} V_D \cdot I_o \cdot t_{on} \cdot f_s \quad (8-1)$$

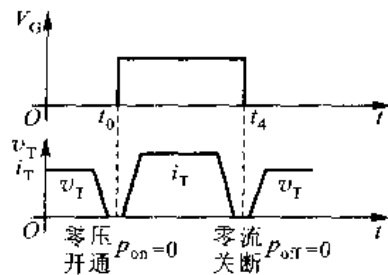
$$P_{off} = f_s \cdot \int_0^{t_{off}} v_T \cdot i_T dt = \frac{1}{2} V_D \cdot I_o \cdot (t_{rv} + t_{fr}) \cdot f_s = \frac{1}{2} V_D \cdot I_o \cdot t_{off} \cdot f_s \quad (8-2)$$

硬开关情况下由于开关管开通时 (r_T 从 $\infty \rightarrow 0$), 建立电流, v_T 很大, 开关管关断时 (r_T 从 $0 \rightarrow \infty$), 电流下降, v_T 大, 从而有很大的开关损耗。同时又会因较大的电压、电流变化率产生严重的电磁干扰 (EMI) 噪声。此外, 变换器电路中寄生电感、寄生电容可能引起的振荡又使开关器件在高频硬开关状态下开关环境进一步恶化。最近十多年, 在谐振电路和以往 PWM 技术的基础上, 通过改变变换器电路结构和控制策略, 逐步发展了减小开关损耗的软开关技术和完全消除开关损耗的零电压开通、零电流关断技术。

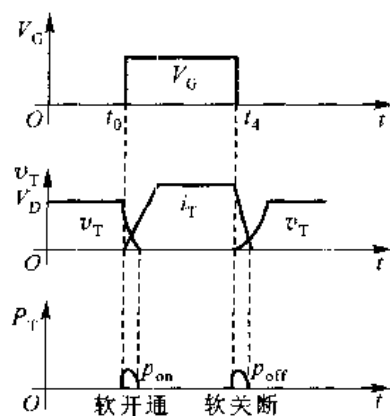
8.1.2 软开关特性

在电力电子变换电路中, 适时地引发一个 LC 谐振过程, 利用 LC 谐振特性使变换器中开关器件的端电压 v_T 或电流 i_T 自然地谐振过零, 在开关器件端电压 v_T 降为零后施加驱动信号令其

等效电阻变为零而开通电路,于是在电流 i_T 建立的过程中因开关器件的 r_T 已为零,故端电压 v_T 为零而无开通损耗, $P_{on} = v_T i_T = 0$, 这种开通称为零电压开通,如图 8.2(a)所示。如果流经开关器件的电流因电路谐振电流自然地降为零,则在开关管电流下降时因开关管仍处于通态 $r_T = 0$,其电压为零而无关断损耗, $P_{off} = v_T \cdot i_T = 0$ 。 $i_T = 0$ 后再撤除驱动信号,由于电流早已为零也无开关损耗,这种关断称为零电流关断,如图 8.2(a)所示。零电压开通和零电流关断都无开关损耗,这当然是最理想的软开关过程。如果像图 8.2(b)所示,施加驱动信号后,在 r_T 减小、电流上升的开通过程中,电压 v_T 不大或 v_T 迅速下降为零,则这种开通过程开通损耗不大,则称之为软开通。如果撤除驱动信号后,在 r_T 变大、电流下降的过程中,电压 v_T 不大或 v_T 上升很慢,则这种关断过程关断损耗也不大,称之为软关断。图 8.2(b)分别示出开关损耗不大的软开通、软关断过程的电压、电流及损耗波形。



(a) 零压开通, 零流关断波形



(b) 软开通, 软关断波形图

图 8.2(a) 示出的是理想的无损耗开关过程: 零电压开通, 零电流关断, 称之为完全无损耗的理想的零开通、零关断。请读者注意这里仍沿用其他书刊采用的“零电流关断”术语, 指的是在开关器件撤除其驱动信号之前(即图 8.2(a)中 $t = t_4$ 之前)电路中流过开关器件的电流 i_T 已因电路谐振下降为零。在电流谐振下降为零的过程中开关 T 为通态, $r_T = 0$, $v_T = 0$, 故无损耗, 电流下降为零后撤除驱动信号, 使开关器件从通态变为断态是在电流为零状态下进行的, 因此, “零电流关断”术语中的“关断”, 指的是撤除开关器件的驱动信号, 使开关器件从通态($r_T = 0$)变为恢复了阻断能力的断态($r_T = \infty$)的过程, 而不应理解为流经开关器件的电流 i_T 从有到无的电流下降过程。如果把“关断”仍理解为流经开关器件的电流 i_T 下降为零的过程, 那么“零电流关断”在概念上就毫无意义了。但是有时人们习惯上将开关器件的开通、关断与电路建立电流和切断电流视为等同, 把开关过程的开通视为电流从无($V_G = 0$, $r_T = \infty$ 开关器件阻断, 电路断态 $i_T = 0$)到有($V_G > 0$, $r_T = 0$ 开关器件导通, 电路通态 $i_T \neq 0$, $v_T = 0$), 把关断视为电流从有到无。在这个概念下开通、关断过程中就总有随时间变化着的电流, 由于开关损耗是开关器件的电流和电压的乘积, 只有当电流变化的过程中电压为零才可能使损耗为零。因此, 如果把关断定义为开关电流从负载电流值下降为零, 把开通定义为电流从无到有, 那就必须采用“零电压关断”术语取代现在书刊中、包括本书中仍使用的“零电流关断”术语, 才能符合已有的习惯概念。

8.1.3 软开关类型

电力电子变换器的软开关技术是利用电感和电容改变开关器件的开关轨迹(开关过程中电压 v 和电流 i 的瞬时值轨迹)减小开关损耗。最早采用的是 RLC 缓冲电路改善开关轨迹, 减

小开关器件自身的开关损耗。缓冲电路能改善开关轨迹但并未能减小整个变换器的功耗,它只是将开关管的损耗转移到缓冲电路消耗掉。这种措施不仅不能减少变换器的总损耗,甚至还会使总的损耗加大,降低变换器的效率。目前研究的软开关技术(包括零电压开通、零电流关断)不仅要改善开关轨迹使开关器件工作安全可靠,而且要减小开关损耗而不是转移开关损耗。

至今,适用于DC/DC和DC/AC变换器的软开关技术有如下几种:

1. 全谐振型变换器,通常称之为谐振型变换器(Resonant Converters)

谐振型变换器是负载 R 与 LC 电路组成的负载谐振型变换器。按照谐振元件的连接方式分为串联谐振变换器(Series Resonant Converters)和并联谐振变换器(Parallel Resonant Converters)两类,在谐振型变换器中谐振元件在整个开关周期中都一直工作,参与能量变换的全过程,这种变换器的工作状态与负载的关系很大,对负载的变化很敏感,一般采用脉冲频率调制PFM(Pulse Frequency Modulation)而不是脉宽调制PWM(Pulse Width Modulation)调控输出电压和输出功率。

2. 准谐振变换器QRCs(Quasi-Resonant Converters)和多谐振变换器MRCs(Multi-Resonant Converters)

这类变换器的特点是谐振元件只参与能量变换的某一阶段而不是全过程。准谐振变换器分为零电流开关准谐振变换器ZCS QRCs(Zero-Current Switching Quasi-Resonant Converters)和零电压开关准谐振变换器ZVS QRCs(Zero-Voltage Switching Quasi-Resonant Converters)两类。ZCS QRCs和ZVS QRCs只能改善变换器中一个开关器件(如开关管 T 或二极管 D)的开关特性,多谐振变换器MRCs可以同时改善多个开关器件(开关管 T 和二极管 D)的开关特性。

准谐振变换器一般也是采用脉冲频率调制方法调控输出电压和输出功率。

3. 零开关PWM变换器(Zero Switching PWM Converters)

零开关PWM变换器分为零电流(关断)开关ZCS PWM变换器(Zero-Current Switching PWM Converters)和零电压(开通)开关ZVS PWM变换器(Zero-Voltage Switching PWM Converters)两类。这类变换器是在准谐振型变换器QRCs基础上加入一个辅助开关管来控制谐振元件的谐振过程。仅在需要开关状态转变时才启动谐振电路,造成零压或零流条件,开通或关断开关器件。因此,变换器仍可按恒定频率PWM方式运行,利用PWM调控输出电压,利用启动准谐振电路造成零压或零流条件,开通或关断开关器件。

4. 零转换PWM变换器(Zero Transition Converters)

在上述零开关PWM变换器中,谐振电感 L_r 与主开关器件一样串联在电路中,通态时 L_r 承载负载电流。如果将谐振电感 L_r 及其辅助开关电路改为与主开关并联,主开关通态时, L_r 中不流过负载电流,仅在“开通”与“关断”时启动辅助开关电路形成主开关管的零压或零流条件,改变主开关通、断状态,开通或关断电路。这时辅助电路的工作不会增加主开关管的电压和电流压力,功耗也较小,这种PWM变换器也是一种零开关变换器,由于前面已提到的 L_r 与主开关管串联的变换器已定名为零开关变换器,因此,现在称这种电路为零转换PWM变换器。零转换PWM变换器是在零开关PWM变换器基础上发展起来的,目前其电路结构和控制策略都还处在不断地改进、发展阶段。

5. 谐振型直流环节逆变器RDCLI(Resonant DC link Inverter)

直流环节谐振型逆变器的特点是在直流母线与逆变器直流输入端之间加入一个辅助 LC 谐振回路, 逆变器工作时启动 LC 电路不断地谐振, 使并联在直流母线上的电容电压 v_c 周期性地变为零值, 从而为后面的逆变桥的开关器件创造零电压开关条件。直流环节谐振型逆变器从 20 世纪 80 年代末提出至今, 其电路结构和控制策略都还在不断地发展、改进之中, 有可能发展为一种特性优良的 DC/AC 逆变器高频软开关技术。

8.2 电压型串联谐振式逆变器

8.2.1 RLC 串联谐振基本特性

图 8.3(a) 中正弦电压加到 RLC 串联电路, 在复频域中 RLC 电路的阻抗 $Z(S)$ 、导纳 $Y(S)$ 为

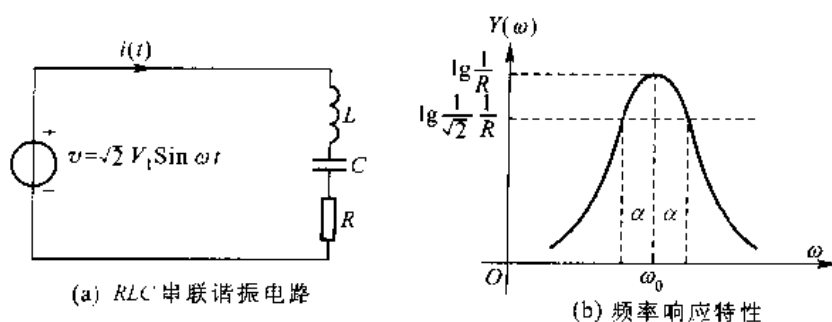


图 8.3 RLC 串联谐振电路及其频率响应

$$Y(S) = 1/Z(S) = \frac{1}{SL + \frac{1}{SC} + R} = \frac{SC}{S^2 LC + SRC + 1} \quad (8-3)$$

它是复频率 $S = j\omega$ 的函数。

若令 LC 的谐振频率

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8-4)$$

则系数为

$$\alpha = \frac{R}{2L} = \frac{\omega_0 R}{2L\omega_0} = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{1}{\frac{\omega_0 L}{R}} = \frac{\omega_0}{2Q} \quad (8-5)$$

品质因数 Q 为

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C} / R \quad (8-6)$$

故有

$$Y(S) = \frac{1}{R} \cdot \frac{2\alpha S}{S^2 + 2\alpha S + \omega_0^2} = \frac{1}{R} \cdot \frac{S/(Q\omega_0)}{\frac{S^2}{\omega_0^2} + \frac{S}{Q\omega_0} + 1} \quad (8-7)$$

或
$$Y(j\omega) = \frac{1}{R} \cdot \frac{j2\alpha\omega}{\omega_0^2 - \omega^2 + j2\alpha\omega} \quad (8-8)$$

当交流电源的角频率 ω 等于 LC 谐振角频率 ω_0 时,感抗 $\omega_0 L$ 等于容抗 $\frac{1}{\omega_0 C}$,这时 RLC 串联电路阻抗最小; $Z_0 = R + j\omega_0 L - j\frac{1}{\omega_0 C} = R$,由式(8-8) $\omega = \omega_0$ 也可得到最大导纳 $Y_0 = \frac{1}{R}$, R 上的电压 V_R 等于电源电压 V_1 , RLC 电路电流最大,电阻 R 上的功率最大,电流为正弦波且与电源电压 $v(t)$ 同相。若

$$v(t) = \sqrt{2} V_1 \sin \omega t$$

则负载电流为

$$i_o(t) = \frac{v(t)}{R} = \frac{\sqrt{2} V_1}{R} \sin \omega t = \sqrt{2} I_o \sin \omega t \quad (8-9)$$

$$I_o = V_1 / R$$

功率为

$$P_o = \left(\frac{V_1}{Z_0} \right)^2 R = V_1^2 \cdot Y_0^2 \cdot R \quad (8-10)$$

当 $\omega \neq \omega_0$ 时,感抗 ωL 与容抗 $1/(\omega C)$ 不相等, RLC 电路阻抗大于 R ,导纳小于 $1/R$,电流小于 $\omega = \omega_0$ 谐振时的电流 i_o ,电阻 R 上的功率也将小于式(8-10)的 P_{o0} 。

如果式(8-6)的品质因数 Q 比较大, $Q \gg 1$,则式(8-5)的系数 α 与 ω_0 之比值 α/ω_0 很小。以下将证明:当 ω 偏离 ω_0 的数值等于系数 α 时(见式(8-5)),则 RLC 电路的导纳为完全谐振时导纳的 $1/\sqrt{2}$ 倍。($Y = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{R} = 0.707 Y_0$),电流为 $1/\sqrt{2}$ 倍,功率为 $1/2$ 倍($50\% P_{o0}$);

令式(8-8)中 $\omega = \omega_0 \pm \alpha$,则导纳 $Y(j\omega)$ 的绝对值为

$$Y(\omega) = \frac{1}{R} \cdot \frac{2\alpha\omega}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\alpha^2\omega^2}} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{2\alpha\omega} \right)^2}} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{(\omega_0 + \omega)(\omega_0 - \omega)}{2\alpha\omega} \right]^2}}$$

由于 ω 偏离 ω_0 很少, $\omega_0 + \omega \approx 2\omega$,当 $\omega = \omega_0 \pm \alpha$, $\omega_0 - \omega = \pm \alpha$ 时,

$$\frac{(\omega_0 + \omega)(\omega_0 - \omega)}{2\alpha\omega} = \pm \frac{2\omega\alpha}{2\alpha\omega} = \pm 1$$

所以:

$$Y(\omega) = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+1}} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

因此,当 $\omega = \omega_0 \pm \alpha$ 时, $Y = \frac{1}{\sqrt{2}} Y_0$,电流为 $1/\sqrt{2}$ 倍,功率为 $1/2$ 倍。

图 8.3(b)所示为按式(8-8)画出的导纳 Y 与频率 ω 的函数关系,被称为频率响应特性。

图中, $\omega = \omega_0$ 时, $Y = Y_0 = \frac{1}{R}$, $P_0 = V_1^2 Y_0^2 R$;

$$\omega = \omega_0 \pm \alpha \text{ 时, } Y = \frac{1}{\sqrt{2}} Y_0$$

$$P = \left(\frac{V_1}{Z} \right)^2 R = V_1^2 Y^2 R = \frac{Y^2}{Y_0^2} \cdot V_1^2 Y_0^2 R = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 P_0 = \frac{1}{2} P_0;$$

$$\text{则 } 10 \lg \frac{P}{P_0} = 10 \lg \frac{\frac{1}{2} P_0}{P_0} = 10 \lg \frac{1}{2} = -3 (\text{以 dB 为单位})$$

所以, 当 ω 相对于 ω_0 的偏离值为 α 时, 导纳为 $1/\sqrt{2}$ 倍, 电流为 $1/\sqrt{2}$ 倍, 输出功率减半或衰减 3 dB。图 8.3(b) 中的 2α 区域称为半功率点或 3dB 点的频区。系数 α 称为半功率(或 3dB 衰减)带宽系数, 谐振时感抗 $\omega_0 L$ 等于容抗 $1/(\omega_0 C)$, 电感电压 V_L 与电容电压 V_C 大小相等, 方向相反, 互相抵消, 电源电压 V_1 加到负载 R 上, $V_R = V_1$ 。

由式(8-6)串联谐振时电路的品质因数 Q 为

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{I_0 \omega_0 L}{I_0 R} = \frac{V_L}{V_R} = \frac{V_L}{V} \quad (8-11)$$

$$V_L = V_C = Q \cdot V_1 = Q V_R \quad (8-12)$$

即串联谐振时电感、电容电压为电源电压的 Q 倍, 负载电阻电压 V_R 等于电源电压 V_1 。

由式(8-5), 3dB(半功率点)频带宽度 2α 可表示为

$$2\alpha = R/L = \frac{\omega_0 R}{\omega_0 L} = \omega_0 / Q \quad (8-13)$$

式(8-11)的品质因数 Q 还可表示为

$$Q = \frac{V_L}{V_1} = \frac{V_L}{V_R} = \omega_0 L / R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \frac{L}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (8-14)$$

如果电源角频率 $\omega = \omega_0$, 则电容、电感电压 $V_C(S)$ 、 $V_L(S)$ 分别为

$$\begin{aligned} V_C(S) &= I(S) \cdot \frac{1}{S \cdot C} = \frac{V_1(S) \cdot Y(S)}{SC} = V_1(S) \cdot \frac{2\alpha S}{S^2 + 2\alpha S + \omega_0^2} \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{SC} \\ &= V_1(S) \cdot \frac{\omega_0^2}{S^2 + 2\alpha S + \omega_0^2} \\ \frac{V_C(S)}{V_1(S)} &= \frac{\omega_0^2}{S^2 + 2\alpha S + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (8-15)$$

$$\begin{aligned} V_L(S) &= I(S) \cdot SL = V_1(S) \cdot Y(S) \cdot SL = V_1(S) \cdot \frac{S^2}{S^2 + 2\alpha S + \omega_0^2} \\ \frac{V_L(S)}{V_1(S)} &= \frac{S^2}{S^2 + 2\alpha S + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (8-16)$$

当 $\omega > \omega_0$ 时感抗大于容抗, RLC 电路呈感性, L 、 C 的等效电抗为感抗:

$$\omega L - 1/\omega C = \omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) = \omega L \cdot (1 - 1/\beta^2)$$

$$\text{等效电感} \quad L_e = L(1 - 1/\beta^2) = L \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \quad (8-17)$$

$$\text{式中} \quad \beta^2 = \omega^2 LC = \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2, \beta = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (8-18)$$

$$\text{若电源电压为} \quad v(t) = \sqrt{2} V_1 \sin \omega t$$

$$\text{则电流为} \quad i(t) = \frac{\sqrt{2} V_1}{Z} \sin(\omega t - \theta) \quad (8-19)$$

$$\text{式中} \quad Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L_e^2} = R \sqrt{1 + \frac{\omega^2 L_e^2}{R^2}} = R \sqrt{1 + Q^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right)^2} \quad (8-20)$$

$$\text{电流滞后电压的相位角} \quad \theta' = \arctan \frac{\omega L_e}{R}$$

$$\text{电流超前电压的相位角} \quad \theta = -\theta' = -\arctan \frac{\omega L_e}{R} \quad (8-21)$$

当 $\omega > \omega_0$ 时, 系数 $\beta = \frac{\omega}{\omega_0} > 1$, $L_e > 0$, 为感性负载, $\theta' > 0$, 电流滞后于电压 θ' 角。

当 $\omega < \omega_0$ 时, 系数 $\beta = \frac{\omega}{\omega_0} < 1$, $L_e < 0$, 为容性负载, $\theta' < 0$, $\theta > 0$, 电流超前电压 θ 角。

对于一定的 R 、 L 、 C 电路, 令外加交流电压的频率 ω 偏离谐振频率 ω_0 , 即可调控输出功率。 $\omega = \omega_0$ 时输出功率最大。 ω 偏离 ω_0 , 输出功率减小。

当品质因数 Q 较大时, 带宽 2α 小, 频率响应特性衰减很快, ω 偏离 ω_0 时, 输出功率(即电阻功率)急剧减小。如果交流电源 V_1 是逆变器输出电压, 则可通过改变逆变器工作频率 ω 来改变电阻负载上的电压和功率, 即调频调压或调频调功。

8.2.2 电压型串联谐振逆变电路工作原理

把金属导体放入交变的电磁场中, 金属导体将产生感应电流而发热, 交变电磁场的频率越高, 感应加热的效率也越高。将中频或高频交流电压送入电感线圈所构成的感应加热设备, 已被广泛应用于加热弯曲钢管、熔炼有色金属、各种工件的热处理、锻造及焊接。图 8.4(a) 中的 RL 就是一个感应加热线圈, 它与一个外加的谐振电容 C 串联而构成一个 RLC 串联谐振电路, 由一个电压型桥式晶闸管逆变器对它供电, 构成一个电压型串联谐振式全桥逆变器感应加热设备。

图 8.4(a) 中令晶闸管 T_1 、 T_4 同时导通或 T_2 、 T_3 同时导通, 即 T_1 、 T_4 和 T_2 、 T_3 轮流工作半个逆变周期, 则 AB 两端可以得到 180° 宽、幅值为 V_D 的交流方波电压。 180° 宽的方波电压 v_{AB} 的基波和最低次三次谐波电压, 可由式(4-9)得到为

$$\begin{aligned} v_1(t) &= \frac{4}{\pi} V_D \sin \omega t \\ &= \sqrt{2} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D \cdot \sin \omega t = \sqrt{2} V_1 \sin \omega t \end{aligned} \quad (8-22)$$

基波有效值

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D \quad (8-23)$$

三次谐波为

$$v_3(t) = \frac{4}{3\pi} V_{10} \sin 3\omega t = \frac{\sqrt{2} V_1}{3} \sin 3\omega t$$

三次谐波有效值 $v_3 = \frac{1}{3} V_1$

由式(8-20) $\omega = \omega_0$ 时阻抗 $Z = R$, 基波电压 $V_1 = RI_1$

$$\omega = 3\omega_0 \text{ 时阻抗 } Z = R \sqrt{1 + \left(\frac{8Q}{3}\right)^2}$$

$\omega = 3\omega_0, Q = 2.5$ 时,

$$Z_3 = R \sqrt{1 + \left(\frac{20}{3}\right)^2} > \frac{20}{3} R$$

三次谐波电流 I_3 为

$$I_3 = V_3 / Z_3 < V_3 / \left(\frac{20}{3} R\right) = \frac{1}{3} V_1 \cdot \frac{3}{20 R} = 0.05 V_1 / R$$

$$= 0.05 I_1$$

基波电压 $v_1(t)$ 作用于 RLC 电路产生正弦基波电流 $i_1(t)$, 令逆变器工作频率即基波频率 ω 接近谐振频率 ω_0 , 由于三次谐波阻抗远大于基波阻抗, 三次及三次以上谐波电压产生的谐波电流很小, 当电路品质因数 $Q = 2.5$ 时, 以上按式(8-20)计算三次谐波阻抗, 求得三次谐波电流不到基波电流的 5%, 因此, 负载电流与基波电流十分接近, 可以忽略谐波电流而近似认为负载电流为正弦基波电流:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2} V_1}{Z} \sin(\omega t - \theta') = \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t - \theta') \quad (8-24)$$

式中, I_1 为基波电流有效值, Z 和 θ' 为基波阻抗及相位滞后角, 见式(8-20)、式(8-21)。图 8.4

(a) 电路的工作特性取决于逆变器输出电压的频率 $\omega (\omega = 2\pi f)$ 与 LC 谐振频率 $\omega_0 \left(= \frac{1}{\sqrt{LC}} \right)$ 的关系, 以下分析 $\omega < \omega_0$ 和 $\omega > \omega_0$ 两种工作情况:

1. $\omega < \omega_0$

图 8.4(a) 中, 在 $\omega t = 0$ 和 2π 时对 T_1 、 T_4 施加触发脉冲, 在 $\omega t = \pi$ 和 3π 时对 T_2 、 T_3 施加触发脉冲。当 $\omega < \omega_0$ 时, 串联 RLC 电路中感抗小于容抗, 电路呈容性, 电流 $i(t)$ 超前电压 $v_{AB}(t)$ 一个相角 θ , 波形如图 8.4(b) 所示: 在 $0 \leq \omega t \leq \pi$ 期间, v_{AB} 为正, $v_A > v_B$, 在 $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$ 期间 v_{AB} 为负, $v_B > v_A$, 在 $0 \leq \omega t \leq (\pi - \theta)$ 期间, $i > 0$, 电流 i 从 A 点流至 B 点, T_1 、 T_4 导电, T_2 、 T_3 截止。当 $\omega t = \pi - \theta$ 时, $i = 0$, T_1 、 T_4 自然关断, 但 T_2 、 T_3 尚未被触发导通, 当 i 从正变负时 D_1 、 D_4 续流

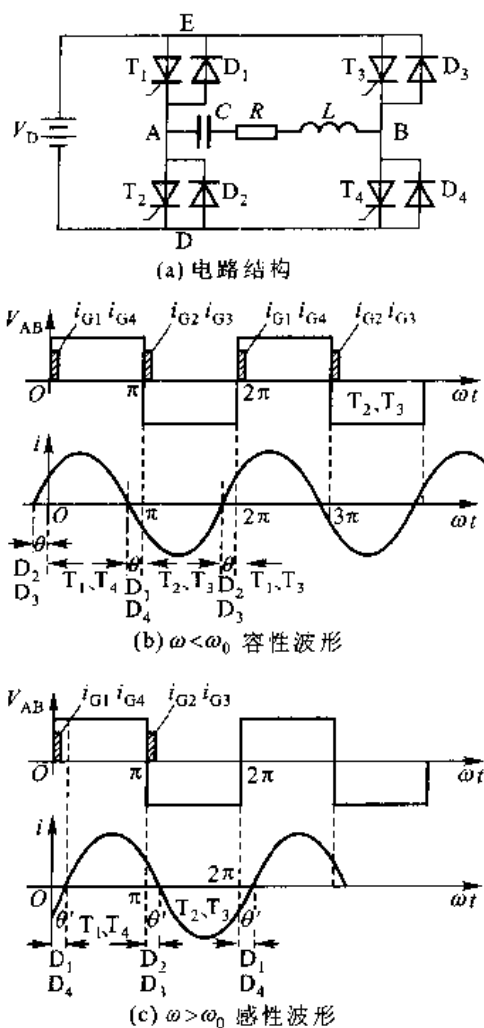


图 8.4 电压型串联谐振式晶闸管全桥逆变器

导电,使 T_1 、 T_4 端电压为零(T_1 、 T_4 自然关断,无关断损耗),这时仍然是 $v_{AB} > 0$, $v_A > v_B$,直到 $\omega t = \pi$, T_2 、 T_3 被触发导通,负电流从 D_4 、 D_1 转到 T_3 、 T_2 , (T_3 、 T_2 建立电流过程中,电压不为零而有开通损耗), v_{AB} 反方向为负, T_2 、 T_3 的导电一直延续到 $\omega t = 2\pi - \theta$, i 从负变正, T_2 、 T_3 自然关断。由于 $\omega t = 2\pi - \theta$ 时, T_1 、 T_4 的触发脉冲尚未来到,故正电流 i 经 D_2 、 D_3 续流, D_2 、 D_3 导电直到 $\omega t = 2\pi$, T_1 、 T_4 被触发导通,正电流从 D_2 、 D_3 转到 T_1 、 T_4 。因此,如果电流超前角为 θ ,则在 v_{AB} 正半周的 θ 期间 D_1 、 D_4 导电,而在 $(\pi - \theta)$ 期间 T_1 、 T_4 导电;在 v_{AB} 的负半周的 θ 期间, D_2 、 D_3 导电,而在 $(\pi - \theta)$ 期间 T_2 、 T_3 导电,即在 v_{AB} 正半周 T_1 (D_1)、 T_4 (D_4) 导电,负半周 T_2 (D_2)、 T_3 (D_3) 导电。晶闸管的关断是在其电流谐振过零的自然条件下实现的。其电流变为零的关断期中其电压为零(晶闸管的反并联二极管导电、端电压为零)。因此,晶闸管的关断过程中无关断损耗,这种关断是软关断。

在 $\omega t = \pi - \theta$, T_1 、 T_4 电流为零关断后,为了使 T_1 、 T_4 能恢复其阻断正向电压的能力,安全可靠地关断,必须在其电流为零后的一段时间 t_0 期间,晶闸管继续承受反向电压而不加正向电压。安全关断所需反压时间 t_{off} 所对应的角度 θ_0 称之为安全换流超前角, $\theta_0 = \omega t_{off}$, $t_{off} = \theta_0 / \omega$, 称为安全换流时间,从图 8.4(b) 可以看到从 $\omega t = \pi - \theta$, $i = 0$, 开始直到 $\omega t = \pi$ 的 θ 角期间,由于 D_1 、 D_4 导电,因而 T_1 、 T_4 两端有 1~2V 的反向电压,使 T_1 、 T_4 能恢复其阻断正向电压的能力。 $\omega t = \pi$ 时, T_2 、 T_3 被触发导通后二极管 D_1 、 D_4 导电结束, T_2 、 T_3 导电使 $v_{BA} - V_D > 0$, T_1 、 T_4 又被施加正向电压 V_D ,为了使 T_1 、 T_4 在 $\omega t = \pi$ 时已恢复其阻断正向电压的能力,即 T_1 、 T_4 能安全可靠地关断,应使实际电路中电流超前角 θ 大于安全换流超前角 θ_0 ,或者说应使 θ 所对应的时间 $t = \theta / \omega$ 大于安全换流反压时间 t_{off} 。因此,安全可靠换流的条件是

$$\theta = \omega t > \theta_0 = \omega t_{off} \quad (8-25)$$

$$t = \theta / \omega > t_{off} = \theta_0 / \omega$$

例 8.1 图 8.4(a) 中,逆变器输出电压的频率 $f = 1000 \text{ Hz}$, 谐振频率 $f_0 = 1100 \text{ Hz}$, 晶闸管的安全换流反压时间 t_{off} 为 $50 \mu\text{s}$, 谐振电路品质因数 $Q = 2.5$, 电路能否安全换流。

解: 由式(8-21)、式(8-17)可求得电流超前角 θ 为

$$\begin{aligned} \theta &= -\arctan \frac{\omega L e}{R} = -\arctan \left(\frac{\omega_0 L e}{R} \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \right) = -\arctan \left[\frac{\omega_0 L}{R} \cdot \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \right] \\ &= -\arctan \left[Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] = \arctan \left[Q \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right) \right] \end{aligned} \quad (8-26)$$

$$\text{故} \quad \theta = \arctan 2.5 \times \left(\frac{1100}{1000} - \frac{1000}{1100} \right) = \arctan 0.477 = 25.5^\circ = 0.445 \text{ rad}$$

$$\theta = 0.445 \text{ 弧度对应的时间为 } t = \theta / \omega = 0.445 / 2\pi \times 1000 \mu\text{s} = 71 \mu\text{s}$$

$$\text{晶闸管安全换流反压时间 } t_{off} = 50 \mu\text{s}$$

$$\text{对应的安全换流超前角 } \theta_0 = \omega t_{off} = 2\pi \times 1000 \times 50 \times 10^6 \text{ rad} = 0.31416 \text{ rad} = 18^\circ;$$

$$\theta = 25.5^\circ > \theta_0 = 18^\circ; t = 71 \mu\text{s} > t_{off} = 50 \mu\text{s}, \text{ 所以晶闸管可以安全换流。}$$

2. $\omega > \omega_0$

这时串联 RLC 电路中感抗大于容抗, 电路呈感性, 电流 $i(t)$ 滞后电压 v_{AB} 一个相角 θ , 波形如图 8.4(c) 所示。在 $\theta' \leq \omega t \leq \pi$ 期间, v_{AB} 为正, $v_A > v_B$, $i(t)$ 为正, T_1 、 T_4 导通, T_2 、 T_3 截止, 当

$\omega t > \pi$ 时, 触发 T_2 、 T_3 , 理应 T_2 、 T_3 导通, 关断 T_1 、 T_4 , 但这时 i 仍为正值, 晶闸管 T_1 、 T_4 仍在导电而不会自行关断。由于对 T_2 、 T_3 施加触发脉冲使 T_2 、 T_3 导通, 并不能使 T_1 、 T_4 自行关断, 从而引起短路事故。所以图 8.4(a) 电路在 $\omega > \omega_0$ 情况下, 为了能使电路正常工作必须对四个晶闸管附加强迫换流电路, 使 $\omega t = \pi$ 时强迫关断 T_1 、 T_4 ; 在 $\omega t = 2\pi$ 时强迫关断 T_2 、 T_3 。这时晶闸管的关断不再是电流谐振过零自然关断, 而是在一定的电流下强迫关断, 当然还会有较大的关断损耗, 即使四个开关器件不采用晶闸管而采用自关断器件能使电路换流正常工作, 其关断损耗也要比谐振电流过零软关断时要大得多。

所以, 图 8.4(a) 电路采用晶闸管作开关器件时, 只适于工作在 $\omega < \omega_0$ 的容性工作情况, 以获得谐振电流过零时晶闸管的零电流软关断条件。由式 (8-26) 可知 ω 减小, θ 增大, 因此只要控制 ω 使它比 ω_0 小一些, 就可控制电流超前角 θ 使它大于安全换流超前角 θ_0 , 使逆变器运行安全可靠, 适当地改变逆变器工作频率 ω 的大小, 即可有效地控制其输出功率。对于感应加热应用, 调节控制输出功率以满足加热量的要求是主要目的, 输出电压的正弦性并不重要。当然 ω 也不能偏离 ω_0 太远, 以免输出电压波形太差。经过深入的分析可知: 只要电路品质因数 Q 较大, 频率特性较陡峭, ω 与 ω_0 偏离不大时已能使输出功率减小到很低的数值。

8.3 电流型并联谐振式逆变器

8.3.1 RLC 并联谐振基本特性

图 8.5(a) 示出 R 、 L 、 C 并联谐振电路, R 、 L 、 C 并联电路的导纳 $Y(s)$ 及阻抗 $Z(s)$ 可表示为

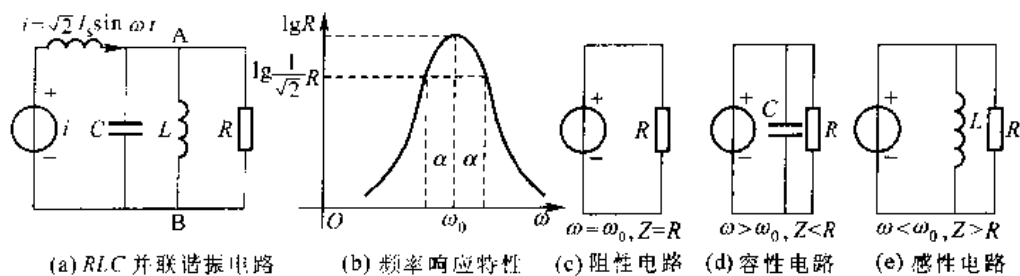


图 8.5 RLC 并联谐振电路及频率响应

$$Y(s) = \frac{1}{R} + sC + 1/sL = \frac{sL + s^2 LCR + R}{sLC}$$

$$Z(s) = 1/Y(s) = R \cdot \frac{\frac{s}{Q\omega_0}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (8-27)$$

$$Z(j\omega) = R \cdot \frac{\frac{j\omega}{Q\omega_0}}{1 + \frac{j\omega}{Q\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (8-28)$$

式中,谐振角频率: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

$$\text{品质因数: } Q = R / \frac{1}{\omega_0 C} = RC\omega_0 = R/(\omega_0 L) \quad (8-29)$$

当 $\omega = \omega_0$ 并联谐振时,感抗和容抗相等,它们均为电阻 R 为 $1/Q$ 倍。因而电感电流、电容电流均为负载 R 电流(也就是电源输入电流)的 Q 倍。

比较式(8-27)和式(8-7)可知,并联谐振时的阻抗频率特性和串联谐振时的导纳频率特性曲线的形状是一样的,如图 8.5(b)所示。类似于串联谐振,当电源输入电流的频率 ω 等于谐振频率 ω_0 时,由式(8-28)令频率 $\omega = \omega_0$,阻抗 $Z = R$ 。类似于串联 RLC 谐振,当 ω 偏离 ω_0 , $\omega = \omega_0 \pm \alpha$ 。令 $\alpha = \omega_0/2Q$,则阻抗 Z 下降 $\sqrt{2}$ 倍,即 $Z = R/\sqrt{2}$ 。

当 $\omega = \omega_0 \pm \alpha$ 时阻抗下降 $\sqrt{2}$ 倍,在输入电流一定时电压下降 $\sqrt{2}$ 倍,功率下降 50%。品质因数 Q 越大, α 越小,则图 8.5(b)曲线越陡峭, ω 偏离 ω_0 时阻抗 Z 急剧减小。

当 $\omega = \omega_0$ 并联谐振时,感抗 $\omega_0 L$ 等于容抗 $1/(\omega_0 C)$,流入电感的电流 i_L 与流入电容的电流 i_C 大小相等,方向相反,因此, $i_L + i_C = 0$,或者 L 、 C 两支路并联等效阻抗 $X_0 = \infty$,于是图 8.5(a)中负载 R 的电流 i_R 就是电源电流 $i(t)$ 。

$$i_R(t) = i(t) = \sqrt{2} I_1 \sin \omega_0 t$$

$$\text{负载电压: } v_R = v_C = v_L = R \cdot i_R(t) = \sqrt{2} I_1 R \sin \omega_0 t$$

$$\text{负载电压有效值: } V_R = V_C = V_L = R I_1$$

电感电流 I_L 、电容电流 I_C 应是:

$$I_L = I_C = V_R \times \omega_0 C = I_1 \cdot RC\omega_0 = Q \cdot I_1$$

由此可知,并联谐振时,电感、电容电流均为负载电阻电流 I_R (也就是电源电流)的 Q 倍,而在上一节介绍的串联谐振时,电感、电容电压均为负载电压(也就是电源电压)的 Q 倍。

当输入电流的频率 $\omega \neq \omega_0$ 时,例如 $\omega > \omega_0$ 时,容抗小于感抗,电容电流大于电感电流, LC 并联相当于一个电容 C_e , RLC 的等效阻抗 Z 等于 R 与 C_e 的并联阻抗,因此 $Z < R$ 。 C_e 将要分流电源基波电流,使流入电阻的基波电流小于电源基波电流,所以这时一定的电源电流 i 在负载电阻 R 上产生的电压、功率都要小于 $\omega = \omega_0$ 、 $Z = R$ 时的电压和功率,因此,改变电流源输入电流的频率使之偏离谐振频率,即可调控并联谐振电路的输出电压和输出功率, ω 偏离 ω_0 越远,则输出电压、功率越小。而在串联谐振电路中是靠改变电压源输入电压的频率使之偏离谐振频率调控输出电流和输出功率。

图 8.5(a)电路当 $\omega < \omega_0$ 时,感抗小于容抗,电感支路电流大于电容支路电流, LC 等效于一个电感 L_e , RLC 电路呈感性, RLC 阻抗为 R 与 L_e 并联阻抗,因此 $Z < R$,且电流将滞后电压,即 v_{AB} 将超前电流 i 一个相位角 θ ,由于 $Z < R$,所以这时负载电阻上的电压、功率也都小于 $\omega = \omega_0$ 、

$Z \cdot R$ 时的数值, 这时 ω 越小, 则负载电压、功率越小。

8.3.2 电流型并联谐振逆变器工作原理

如果把感应加热线圈(电阻、电感)与一个电容并联, 其等效的电阻、电感、电容分别为 R 、 L 、

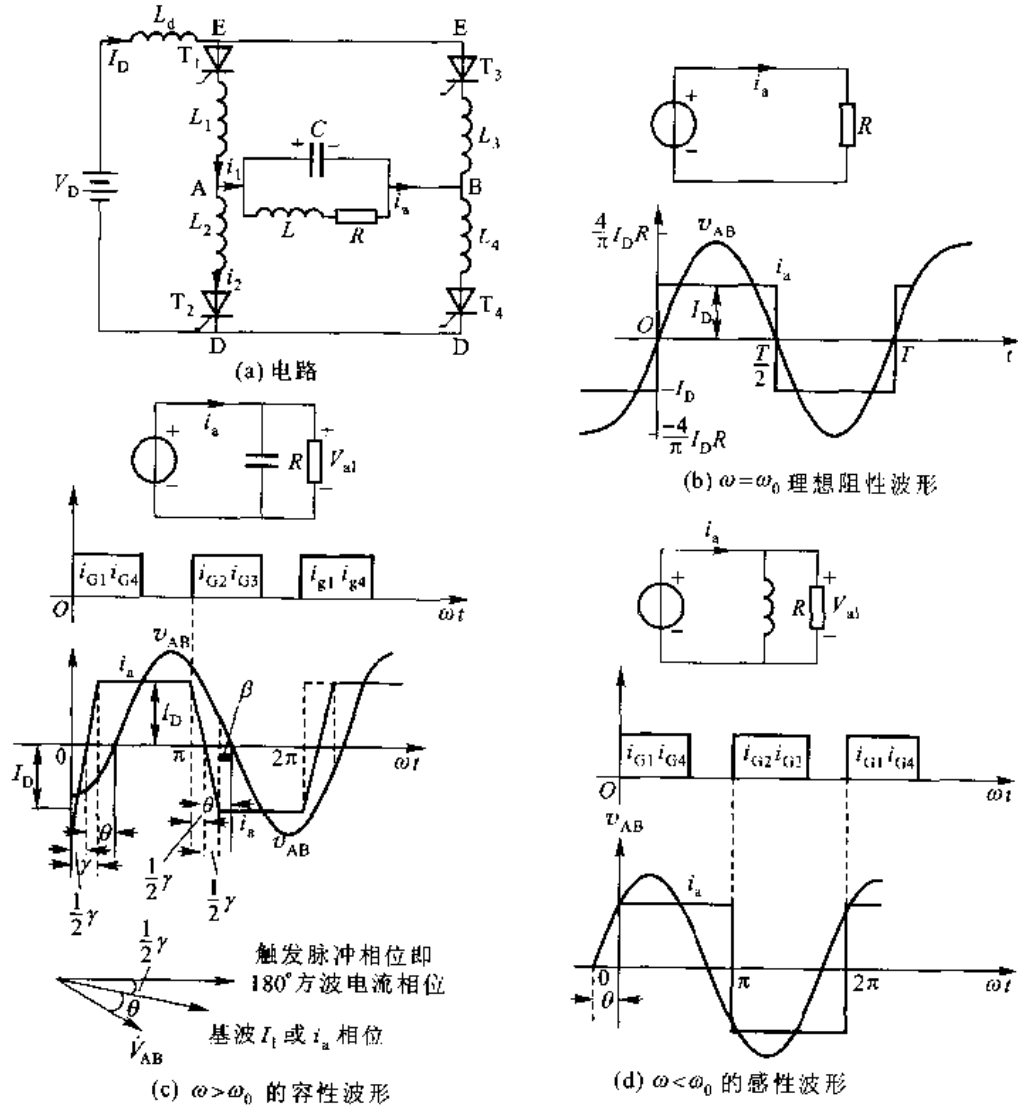


图 8.6 电流型并联谐振逆变电路及其波形

C , 则可构成图 8.6(a) 所示的晶闸管并联谐振逆变电路。图 8.6(a) 中的 4 个换流电感 $L_1 \sim L_4$ 是为了使电流 $i_a (= I_D)$ 在 T_1 、 T_2 之间或 T_3 、 T_4 之间转换时 di/dt 不超过允许值。图中晶闸管 T_1 、 T_4 同 T_2 、 T_3 轮流工作半个逆变周期, 逆变器交流输出从 A、B 两点引至并联谐振负载电路。如果逆变器的输入端 ED 是一个电压源 V_D (图中 $L_D = 0$ 即可构成一个电压源 V_D), 当 T_1 、 T_4 导通时, 电容电压 $V_C = V_D$; 当 T_2 、 T_3 导通时, 电容电压 $V_C = -V_D$ 。由于电容器两端电压只能逐渐变化而不能突变, 突然接上一个电压时电容的电流将为无限大, 这种情况对电容器是绝对

不允许的。为此应在电源 V_D 与逆变器输入端之间串接一个大电感 L_D , 使输入电流 I_D 为恒值, 于是并联谐振式逆变器的供电电源就是一个电流源。在图 8.4(a) 串联谐振型逆变器中, 由于负载电感电流不能突变, 故不能由电流源供电而只能由电压源对逆变器供电, 所以称图 8.4(a) 为电压型串联谐振逆变器, 称图 8.6(a) 为电流型并联谐振逆变器。

1. $\omega = \omega_0$, 阻性理想工作情况

图 8.6(a) 中当 T_1 、 T_4 导电时电源电流 I_D 从 A 点流入并联谐振电路, 当 T_2 、 T_3 导电时, 电源电流 I_D 从 B 点流入并联谐振电路。如果 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 为理想开关器件, 其开通时间、关断时间均为零, 即开关器件之间的换流时间为零, T_1 和 T_4 、 T_3 和 T_2 各同时导电 180° , 则流入并联谐振电路的电流 i_a 是 180° 宽、角频率为 ω 的矩形波电流。 180° 宽的矩形波电流可以分解为基波电流和奇次谐波电流, 这时可以近似认为

$$i_a(t) \approx i_1(t) + i_3(t)$$

$$\text{基波电流 } i_1(t) = \sqrt{2} I_1 \sin \omega t$$

$$\text{三次谐波电流 } i_3(t) = \sqrt{2} I_3 \sin 3\omega t$$

式中, 基波电流有效值 $I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_D$, 基波电压有效值 $V_1 = I_1 R = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R I_D$

$$\text{三次谐波电流有效值 } I_3 = \frac{1}{3} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_D = \frac{1}{3} I_1$$

由式(8-28)阻抗绝对值 $Z(\omega)$ 为

$$Z(\omega) = R \frac{\frac{\omega}{Q\omega_0}}{\sqrt{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right]^2 + \frac{\omega^2}{Q^2\omega_0^2}}} = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2 \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2}}$$

当 $\omega = \omega_0$ 谐振时, 基波感抗与容抗相等 $\omega_0 L = 1/(\omega_0 C)$ 。L、C 并联电路阻抗 $Z_0 = \infty$, L、C、R 并联阻抗 $Z_0 = R$, 电感支路电流与电容支路电流大小相等方向相反。电阻电流 $i_R(t)$ 等于电源电流 $i_a(t)$ 。基波电流 $I_R = I_1$, 基波端电压 $V_1 = R I_1$ 。对三次谐波 $\omega = 3\omega_0$, 当品质因数 Q

$$= 2.5 \text{ 时三次谐波阻抗 } Z(3\omega_0) = \frac{R}{\sqrt{1 + \left(\frac{20}{3}\right)^2}} = \frac{R}{6.74} = 0.148R < 0.15R$$

故图 8.6(a) 中负载两端的三次谐波电压 V_3 为

$$V_3 = Z(3\omega_0) \cdot I_3 = 0.148R \times \frac{1}{3} I_1 = 0.049 R I_1 < 5\% V_1$$

因此, 图 8.6(a) 中 A、B 两端的三次谐波电压小于基波电压的 5%, $v_{AB}(t)$ 可近似为一个正弦波, 如图 8.6(b)、(c)、(d) 所示:

$$v_{AB}(t) = \frac{4}{\pi} R I_D \sin \omega t$$

若 $T_1 \sim T_4$ 是能瞬时开通和关断的理想开关器件, 则 i_a 是幅值为 I_D 、 180° 宽的交流方波, 如图 8.6(b) 所示。

2. $\omega > \omega_0$, 容性实际工作情况

$\omega > \omega_0$, RLC 并联电路的容抗小于感抗, 容性电流大于感性电流, RLC 并联电路呈容性, 电流超前电压 θ 角, 或电压 v_{AB} 滞后电流 i_a θ 角, 如图 8.6(c) 所示。RLC 并联阻抗 Z 为 R 与一等效电容 C_T 的并联阻抗, $Z < R$, 电压 v_{AB} 小于 $\omega = \omega_0$, $Z = R$ 时的电压。如果图 8.6(a) 中, 电感 $L_1 \sim L_2$ 为零, 在图 8.6(c) 中令 $\omega t = 0$ 时触发 T_1 、 T_4 , 则 T_1 、 T_4 立即导通 $i_a = I_D$, 从 $\omega t = 0$ 到 π 期间 ($0 \leq \omega t \leq \pi$), $i_a = I_D$ 为电流正半周, T_1 、 T_4 导通, T_2 、 T_3 截止。由于电路呈容性, v_{AB} 滞后 i_a 一个角度, 故在 $\omega t = \pi$ 时, v_{AB} 仍为正值, $v_A = v_E > v_B = v_D$, 即 T_2 承受正向电压 ($v_{AB} = v_{AB} > 0$), T_3 也承受正向电压 ($v_{TB} = v_{AB} > 0$), 所以在 $\omega t = \pi$ 时触发 T_2 、 T_3 可以使 T_2 、 T_3 导通, 一旦 T_2 、 T_3 导通, v_{AB} 作为反压加在 T_1 、 T_4 两端迫使 T_1 、 T_4 关断, 所以从 $\omega t = \pi$ 开始, T_2 、 T_3 开通, 电流 i_a 从 T_1 、 T_4 转到 T_2 、 T_3 , $v_{A1} = v_{B1}$, $v_{D1} = v_{A2}$ 。当 $\omega t = 2\pi$ 时 v_{AB} 仍为负值 ($v_B = v_E > v_A = v_D$), T_1 承受正向电压 ($v_{E1} > v_{A1}$), T_2 也承受正向电压 ($v_{B1} > v_{D1}$), 因此, 在 $\omega t = 2\pi$ 时触发 T_1 、 T_4 即可使 T_1 、 T_4 导通, 一旦 T_1 、 T_4 导通, 负的 v_{AB} 作为反压加在 T_2 、 T_3 上又可迫使 T_2 、 T_3 关断, 电流 i_a 就从 T_2 、 T_3 转到 T_1 、 T_4 。所以 $L_1 \sim L_4$ 为零时 i_a 为 180° 方波。

如果电感 $L_1 \sim L_2$ 不为零, 当 $\omega t = \pi$ 时触发 T_2 、 T_3 , 电流开始从 T_1 、 T_4 过渡到 T_3 、 T_2 时, 由于存在换流电感 $L_1 \sim L_2$ 而需要一个换流时期 γ 。从 $\omega t = \pi$ 到 $\omega t = \pi + \gamma$ 期间, $i_2 = i_3$ 从零上升至 I_D , 而 T_1 、 T_4 则在反压 v_{AB} 作用下, $i_1 = i_4$ 从 I_D 下降为零, 电流 $i_a = i_1 - i_2 = i_4 - i_3$ 从 $i_a = I_D$ ($i_1 = i_2 = I_D$, $i_3 = i_4 = 0$ 时) 减小到 $i_a = 0$ ($i_1 = i_2 = \frac{1}{2}I_D$, $i_3 = i_4 = \frac{1}{2}I_D$ 时), 再变为 $i_a = -I_D$ ($i_1 = i_4 = 0$, $i_2 = i_3 = I_D$ 时), 结束电流从 T_1 、 T_4 过渡到 T_2 、 T_3 的换流过程 (或称换相过程), 换流 (换相) 角 γ 对应的时间称为换流 (换相) 时间 $t_\gamma = \frac{1}{\omega}\gamma$ 。从图 8.6(c) 可知, 在电感不为零, 实际存在换流 (换相) 过程时, i_a 是一个近似的梯形波。 i_a 比理想的 180° 方波电流滞后 $\frac{1}{2}\gamma$ 角, 因此, i_a 的基波 i_1 也比触发脉冲所确定的 180° 电流方波滞后 $\frac{1}{2}\gamma$ 角。由于基波电压 v_{AB} 比基波电流滞后 θ 角, 因而基波电压 v_{AB} 比方波电流所对应的触发脉冲滞后 $\frac{\gamma}{2} + \theta = \gamma + \beta$ 。图 8.6(c) 中 β 角为从 $\omega t = \pi + \gamma$ 换流 (换相) 结束后直到 v_{AB} 下降为零的角度。

在 $\omega t = \pi + \gamma$ 时换流结束, $i_3 = i_2 = I_D$, $i_1 = i_4 = 0$ 。此后还需要在刚刚断流的 T_1 、 T_4 上继续施加一定时间 t_{off} 的反压 (或零电压) 以恢复 T_1 、 T_4 正向阻断电压的能力, t_{off} 是晶闸管安全关断所需的反压时间, t_{off} 所对应的角度 $\theta_0 = \omega t_{off}$ 是安全关断反压所对应的角度。因此, 为了电流能安全可靠地从 T_1 、 T_4 转换到 T_2 、 T_3 , 不仅要求 $\omega t = \pi$ 到 $\omega t = \pi + \gamma$ 期间 v_{AB} 必须为正值使 T_2 、 T_3 有正向电压可以触发导通、使电流 $i_3 = i_2$ 从零上升至 I_D 、迫使 $i_1 = i_4$ 从 I_D 降为零完成电流换相, 而且要求在此后的一段时间 t_{off} 期间 v_{AB} 仍为正值, 作为反向电压加在 T_1 、 T_4 两端, 以帮助 T_1 、 T_4 恢复其正向阻断电压的能力。

因此, 晶闸管安全可靠的换流条件是图 8.6(a)、(c) 中在 T_1 、 T_4 关断后, 实际电路能提供的反压时间 $t_\beta = \beta/\omega$ 大于晶闸管安全关断所需反压时间 t_{off} (t_{off} 对应的角度 $\theta_0 = \omega t_{off}$, $t_{off} = \theta_0/\omega$),

即 $t_\beta = \frac{\beta}{\omega} > t_{off} = \frac{\theta_0}{\omega}$, $\beta > \theta_0$ 或电流超前角 $\theta = \frac{\gamma}{2} + \beta > \frac{\gamma}{2} + \theta_0$ 。

例 8.2 图 8.6(c) 电路, 若谐振频率 $f_0 = 1000\text{Hz}$, 逆变器工作频率 $f = 1100\text{Hz}$, RLC 电路品质因数 $Q = 2.5$, 晶闸管安全关断反压时间 $t_{\text{off}} = 50\mu\text{s}$, 最大负载电流 $I_D = 250\text{A}$, 假定换相期间 $di/dt = 20\text{A}/\mu\text{s}$, 电路能否安全可靠地换流?

解: 当 $f_0 = 1000\text{Hz}$ 、 $f = 1100\text{Hz}$ 、 $Q = 2.5$ 时

$$\frac{\omega}{Q\omega_0} = \frac{f}{Qf_0} = \frac{1.1}{2.5} = 0.44$$

由式 (8-28), 阻抗 $Z = R \cdot \frac{j0.44}{1 + j0.44 - (1.1)^2} = \frac{R \times 0.44}{0.44 + j0.21} = R \frac{0.44}{0.44^2 + 0.21^2} (0.44 - j0.21)$

所以负载电流超前角为 $\theta = \arctan \frac{0.21}{0.44} = 0.445\text{rad} = 25.5^\circ$

对应的时间为 $t = \frac{\theta}{\omega} = \frac{\theta}{2\pi f} = \frac{0.445}{2\pi \times 1100\text{Hz}} = 64.4\mu\text{s}$

$t_{\text{off}} = 50\mu\text{s}$ 所对应的角度为 $\theta_0 = 2\pi f t_{\text{off}} = 2\pi \times 1100 \times 50 \times 10^{-6} = 0.345\text{rad} \approx 20^\circ$,

换相时间 $t_\gamma = I_D / \frac{di}{dt} = 250/20 = 12.5\mu\text{s}$

换相角 $\gamma = \omega t_\gamma = 2\pi f \cdot t_\gamma = 2\pi \times 1100 \times 12.5 \times 10^{-6} = 0.086\text{rad} \approx 5^\circ$

$$\theta = 25.5^\circ > \frac{\gamma}{2} + \theta_0 = 22.5^\circ$$

所以该电路在 $\omega = 1100\text{Hz}$, $\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{1100}{1000} = 1.1$ 时晶闸管可以安全换流。

并联谐振逆变电路中电流 i_a 近似为 180° 宽方波, 在 $\omega t = \pi$ 时 i_a 从 I_D 变为 $-I_D$, 电流 I_D 从 T_1 、 T_4 转到 T_2 、 T_3 。应该看到并联谐振电路中电流 i_a 被电压 v_{AB} 强迫换流而不是自然谐振过零, 晶闸管通、断状态转变伴随着一定的开关损耗。LC 并联谐振电路的作用是产生一个滞后于电流 i_a 的正弦电压, 给要开通的晶闸管提供正向电压使之能顺利开通, 同时给要关断的晶闸管提供反向电压, 以便晶闸管换流而不必另加强迫换流电路。

3. $\omega < \omega_0$ 感性实际工作情况

RLC 并联电路的感抗小于容抗, 感性电流大于容性电流, 并联 RLC 电路呈感性, 电流滞后电压 θ 角如图 8.6(d) 所示。由图 8.6(d) 可知在 $0 \leq \omega t \leq \pi$ 期间 $i_a = I_D > 0$ 。 T_1 、 T_4 导通, 在 $\omega t = \pi$ 时 i_a 由正变负, 理应使电流从 T_1 、 T_4 过渡到 T_2 、 T_3 , 即理应在 $\omega t = \pi$ 时对 T_2 、 T_3 施加触发脉冲应使 T_2 、 T_3 开通, 并关断 T_1 、 T_4 , 但是在 $\omega t = \pi$ 时从图可看到电压 v_{AB} 已为负值, 即 $v_{AB} < 0$, $v_{BA} > 0$ 。 $v_B > v_A$, 在 T_1 导电时 $v_F = v_A$, 由于 $v_B > v_A = v_F$, T_3 两端为反压, 又 $v_D = v_B > v_A$, T_2 两端是反向电压, 因此, 虽然 T_2 、 T_3 施加了触发脉冲但 T_2 、 T_3 都不可能导电。由于 $\omega t = \pi$ 时, T_2 、 T_3 不可能开通, T_1 、 T_4 更不可能关断, 因此图 8.6(a) 的电路不可能在 $\omega < \omega_0$ 、 RLC 呈感性、电流滞后的情况下正常工作, 除非 4 个晶闸管都再加上一套强迫换流电路。因此, 并联谐振式晶闸管全桥逆变电路通常不能在 $\omega < \omega_0$ 的工作情况下工作。

上节介绍的晶闸管串联逆变器的特点是: 电压源供电、 RLC 串联谐振, L 、 C 的电压高于电源电压好几倍, 负载变化时 L 、 C 电压变化也很大, 逆变器输出电压是矩形波, dv/dt 大, 电流则

接近正弦波,晶闸管自然关断,工作频率可以高一些,安全换流条件易于实现,开关器件的触发频率即运行频率 ω 低时,容性更强、换流越安全,因此低频起动简单。所以晶闸管串联谐振逆变器适宜于起动频繁但负载较稳定、工作频率较高的应用领域。反之晶闸管并联逆变器的特点是电流源供电,RLC 并联谐振, L 、 C 的电流高于电源电流好几倍,负载变化时运行特性的变化要小一些,逆变器输出电压是近似正弦波,电流则近似矩形波, di/dt 大,晶闸管无自然关断条件,安全换流的实现要难一些,工作频率不宜太高,此外靠谐振的正弦电压提供换相电压的条件是 $\omega > \omega_n$,在逆变器低频起动时,必须另设一套起动设备使逆变器能安全可靠地启动到 $\omega > \omega_n$,因此,晶闸管并联谐振逆变器适宜于不需频繁起动、负载情况变化较大、工作频率较低的应用领域。

8.4 准谐振 DC/DC 变换器

本节以 Buck DC/DC 变换器为例,介绍准谐振变换器的基本原理。

8.4.1 零电流关断准谐振变换器 ZCS QRCs

图 8.7(a)所示为实现零电流关断的准谐振 Buck DC/DC 变换器电路。图中谐振电感 L_r 与主开关 T_1 串联,谐振电容 C_r 与续流二极管 D 并联,滤波电容 C_f 很大可以认为在一个开关周期 T_s 中输出电压 V_O 恒定不变,负载电流 I_O 也恒定不变,滤波电感很大以致可以认为 I_L 在一个开关周期 T_s 中恒定不变且等于负载电流 I_O 。假定 $t < 0$ 时 T_1 为断态、 D 续流。 $V_O = 0$ 、 $i_T = i_L = 0$ 、 $i_D = I_O = I_0$ 、 $v_T = V_D$ 、电容电压 $v_{Cr} = 0$ 。

在 $t = 0$ 时对 T_1 施加驱动信号,忽略开关器件 T_1 的开通延时 t_{on} 和关断时的存储时间 t_s ,即图 7.13(b)中令 $t_{on} = 0$ 、 $t_s = 0$,则一个开关周期 T_s 中的通、断过程可分为五个开关状态:

1. 开关状态 1 $0 \leq t \leq t_1$, T_1 、 D 同时导电, $v_{AB} = 0$ 。

$t = 0$, T_1 被驱动, $i_T = i_L$ 从零上升至 I_0 , $i_D = I_0 - i_T$ 从 I_0 下降到零。开关器件被驱动后,其电流上升的速度是有限的,即最大速率 $\frac{di}{dt}$ 是一定的。如果开关器件施加驱动信号后它可以在

t_a 时间内电流由零增大到负载电流 I_0 ,即电流上升最大速率可以达到 $\frac{di}{dt} = \frac{I_0}{t_a}$,如果 t_a 足够小,

电感 L_r 足够大以致 $L_r \frac{di_T}{dt} = L_r \frac{di_L}{dt} = L_r \frac{I_0}{t_a} \geq V_D$,则在 i_T 从零上升至 I_0 的过程中,开关两端

电压 $v_T = V_D - L_r \frac{di_T}{dt} = V_D - L_r \frac{I_0}{t_a} = 0$,即 i_T 将被限于 $\frac{di_T}{dt} = \frac{V_D}{L_r} < \frac{I_0}{t_a}$ 。

如果 $L_r \frac{I_0}{t_a} < V_D$,则在电流上升过程中 $v_T = V_D - L_r \frac{di_T}{dt} = V_D - L_r \frac{I_0}{t_a}$,所以在开关状态 1 的 $0 \leq t \leq t_1$ 期间电流 $i_L = i_T$ 从零上升到 I_0 的过程中, v_T 可能为零,即图 8.7(d)中的实线 OA 实现零电压开通;也可能不为零,如图 8.7(d)中的实线 EFA,那时在 $v_T = OE < V_D$ 情况下实现软开通,类似于本书 3.3.1 节中的串联缓冲器。

2. 开关状态 2 $t_1 \leq t \leq t_2$, $i_L = i_T$ 从 I_0 增加再降为零。

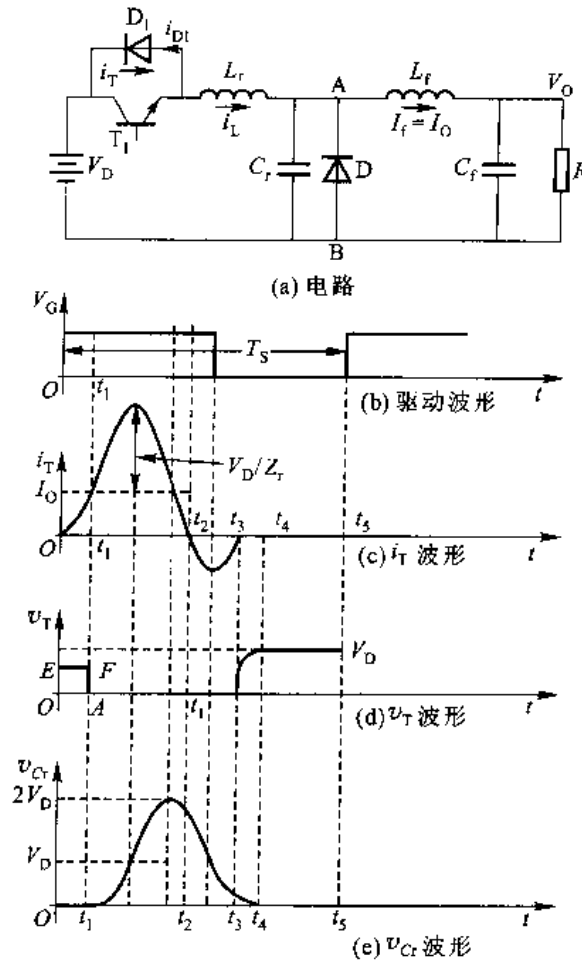


图 8.7 零电流关断准谐振 BUCK DC/DC 变换器
工作原理

$t = t_1$ 时 $i_L = i_T = I_O$, $v_T = 0$, $i_D = 0$, D 截止, $v_{Cr} = 0$; $t = t_2$ 时, $i_L = i_T = 0$ 。

$t > t_1$ 时 $i_L = i_T > I_O$, $(i_L - I_O)$ 对 C_r 充电, 使 v_{Cr} 上升。这时 T_1 导通使 L_r 、 C_r 谐振。

$$V_D = L_r \frac{di_L}{dt} + V_{Cr} \quad (8-30)$$

$$V_{Cr} = \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t (i_L - I_O) dt \quad (8-31)$$

$$\text{由式(8-30)、式(8-31)可得 } L_r C_r \frac{d^2 i_T}{dt^2} + i_L - I_O = 0 \quad (8-32)$$

初始条件为: $t = t_1$ 时 $v_{Cr} = 0$, $i_L = I_O$, $di_L/dt = (V_D - V_{Cr})/L_r = V_D/L_r$

$$\text{由此得到式(8-32)的解为 } i_T = i_L = I_O + \frac{V_D}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_1) \quad (8-33a)$$

$$\text{由式(8-31)得 } v_{Cr} = V_D [1 - \cos \omega_r (t - t_1)] \quad (8-33b)$$

式中, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 。

LC 振荡 $\frac{1}{4}$ 周期后, $\omega_r(t-t_1)=90^\circ$ 时, $i_L=i_T=I_0+\frac{V_D}{Z_r}$, $v_{Cr}=V_D$ 。

LC 振荡 $\frac{1}{2}$ 周期后, $\omega_r(t-t_1)=180^\circ$ 时, $i_L=i_T=I_0$, $v_{Cr}=2V_D$ 。

此后 $i_L=i_T$ 从 I_0 继续减小, 由式(8-33a)可得到 $i_L=i_T$ 下降为零时的时间 t_2 。

$$i_L=i_T=I_0+\frac{V_D}{Z_r}\sin\omega_r(t_2-t_1)=0$$

$$\sin\omega_r(t_2-t_1)=-\frac{I_0Z_r}{V_D}$$

$$\cos\omega_r(t_2-t_1)=\frac{\sqrt{V_D^2-I_0^2Z_r^2}}{V_D}=\sqrt{1-\left(\frac{I_0Z_r}{V_D}\right)^2} \quad (8-34)$$

$$t_2-t_1=\frac{1}{\omega_r}\arcsin\left(-\frac{I_0Z_r}{V_D}\right)$$

由式(8-34)、式(8-33b)可求得 $t=t_2$ 时的 v_{Cr} 为

$$v_{Cr}=V_D\left[1+\sqrt{1-\left(\frac{I_0Z_r}{V_D}\right)^2}\right] \quad (8-35)$$

所以, $t=t_2$ 时, $i_L=i_T=0$, $V_D<v_{Cr}<2V_D$ 。

3. 开关状态 3 $t_2\leq t\leq t_3$, $i_L=i_T$ 仍由式(8-33a)确定, i_L 从零变负, 又回到零。在此期间 D_1 导电, T_1 断流且加有 $1\sim 2V$ 反向电压。

$t=t_3$ 时, $i_L=i_T$ 又回到零, 令式(8-33a)的 $i_L=i_T=0$, 可求得

$$\cos\omega_r(t_3-t_1)=+\sqrt{1-\left(\frac{I_0Z_r}{V_D}\right)^2} \quad (\text{因 } \cos\omega_r(t_3-t_1)>270^\circ, \text{故 } \cos\omega_r(t_3-t_1) \text{ 为正值})$$

再由式(8-33b)即可求得 $t=t_3$ 时的 v_{Cr} 为

$$v_{Cr}=V_D\left[1-\sqrt{1-\left(\frac{I_0Z_r}{V_D}\right)^2}\right]<V_D \quad (8-36)$$

在 $t_2<t<t_3$ 期间 i_L 为负值, 与 T_1 并联的二极管 D_1 导电(电容 C_r 经 L_r , D_1 向电源回馈电流), 若在此期间撤除 T_1 的驱动信号, 则 T_1 是零电流关断, 无关断损耗。 $t=t_3$ 以后, T_1 已关断, $v_{Cr}<v_D$, D_1 也截止, $i_r=i_L=0$, $v_r=V_D-v_{Cr}$ 。

4. 开关状态 4 $t_3<t<t_4$, 电容 C_r 经 L_r 继续放电至零。

T_1 、 D_1 均已断流, 由于电容 C_r 的电压 $V_{Cr}\neq 0$, 续流二极管 D 仍反偏截止, 滤波电感的电流 I_L 由电容 C_r 放电提供, 直到 C_r 放电到 $v_{Cr}=0$, 在 $t=t_4$ 时 $v_{Cr}=0$, $v_r=V_D-v_{Cr}=V_D$, 续流二极管 D 导电, 其电流从 0 突变为 I_{D0} 。

5. 开关状态 5 $t_4\leq t\leq t_5$

在此期间, 续流二极管导电 $i_D=I_0$, 直到 $t=t_5$ 时 T_1 再次被驱动开通。经历了一个完整的开关周期 T_{s0} 。

图 8.7(a)零电流关断准谐振 DC/DC 变换器中适当地选择 L_r 、 C_r 数值, 可以实现开关管 T_1 的零电流关断和软开通甚至零电压开通。从图 8.7(a)和式(8-33a)可知, 要实现 T_1 的零电流

关断,必须 C_r/L_r 谐振电路的谐振电流幅值 V_D/Z 大于负载电流 i_O ,使 i_L 变负,二极管 D_1 流过电流使 T_1 断流一段时期(图 8.7(c)中的 $t_2 \rightarrow t_3$)。如果最大负载电流为 I_{Omax} ,则 L_r, C_r 的选择应使

$$\frac{V_D}{Z_r} = \frac{V_D}{\sqrt{L_r/C_r}} > I_{Omax} \quad (8-37a)$$

$$\text{或} \quad \sqrt{L_r/C_r} < V_D/I_{Omax} \quad (8-37b)$$

$$\text{或} \quad \sqrt{C_r/L_r} > I_{Omax}/V_D \quad (8-37c)$$

又谐振频率

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \cdot \omega_r = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (8-38)$$

由式(8-37b)、式(8-38)两式相乘,可得

$$L_r < \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{V_D}{I_{Omax}} \quad (8-39)$$

由式(8-37c)、式(8-38)两式相乘,可得

$$C_r > \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{I_{Omax}}{V_D} \quad (8-40)$$

由于 $V_D/Z_r > I_{Omax}$,因此从图 8.7(c)可知,在 $t_1 \rightarrow t_2$ 期间 i_L 的最大值 i_{LM} 大于 $2I_{Omax}$,开关管 T 流过的最大电流也大于 $2I_{Omax}$,谐振电容的最大电压为 $2V_D$ 。

由图 8.7(a)、(c)电路中可知,一个周期 T_s 中仅在 $t=0$ 到 $t=t_2$ 期间 i_L 为正,电源 V_D 输出功率,在 t_2 到 t_3 期间 i_L 为负,电源接受 C_r 回馈的功率。根据功率平衡原理,电源输出功率等于负载功率 V_O^2/R ,可以求得 DC/DC 变换器的输出电压 V_O 与输入电压 V_D 之比值 V_O/V_D 。详细的分析结果是:变压比 V_O/V_D 随比值 f_s/f_r 而增大。物理上这是由于 L_r, C_r 一定时,谐振频率 f_r 和周期 $T_r = 1/f_r$ 是个常数。图 8.7(c)中电压 V_D 输出电能的时间 $0 \rightarrow t_2$ 为定值,开关频率 f_s 越高,则开关周期 T_s 越短,使图 8.7(c)中开关 T_1 相对的导通时间 t_2/T_s 比较长,因而变换器的输入功率大、输出电压 V_O 高。所以变压比 V_O/V_D 随比值 f_s/f_r 的增大而变大。变换器的 L_r, C_r 一定时,只能靠调控开关频率 f_s 来调控输出电压、输出功率。所以准谐振式变换器只能在脉冲频率调制(PFM)下工作,不宜在脉冲宽度调制 PWM 下工作。

8.4.2 零电压开通准谐振变换器 ZVS QRCs

图 8.8(a)示出实现零电压开通的准谐振 Buck DC/DC 变换器电路,其中谐振电容 C_r 与主开关管并联。如果 $t < 0$ 时, T_1 处于通态, $i_T = i_L = I_O$, $V_T = v_{Cr} = 0$,续流二极管 D 截止,在 $t=0$ 时撤除 T_1 的驱动信号 V_G ,则一个开关周期 T_s 中的通、断过程可分为 5 个开关状态:

1. 开关状态 1 $0 < t < t_1$ 谐振电容充电到 V_D 。

$t < 0$ 时 $V_G > 0$, $t=0$ 时, $V_G = 0$, i_T 从 I_O 开始减小,电容电流 i_C 从零增大,使 $i_L = i_C + i_T = I_O$ 不变,即负载电流 I_O 从开关管 T_1 转到 C_r 。

由于 i_T 很快下降为零, 而 $v_{Cr} = v_C$ 还很小, 故 T_1 软关断, 此后 $i_C = i_L = I_O$ 恒流充电到 $t = t_1$ 时 $v_{Cr} = v_C = V_D$, $t < t_1$ 时 $v_{Cr} = v_C < V_D$, 续流二极管 D 反偏截止; $t = t_1$ 时 $v_{Cr} = v_C = V_D$, 续流二极管 D 无反偏电压, 开始导电。

2. 开关状态 2 $t_1 \leq t \leq t_2$

$t = t_1$ 时, $v_{Cr} = V_D$, $i_C = i_L = I_O$, 此后 $t > t_1$, i_L 对 C_r 继续充电, $v_{Cr} > V_D$, $i_T = i_L$ 减小, 续流二极管 D 开始导电, $V_{AB} = 0$, L_r 、 C_r 形成串联谐振电路。由于 $i_L = i_C$, 从 t_1 到 t 时电容电压增加 $\frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t i_L dt$, t 时电容电压应为 $V_D + \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t i_L dt$, 故电源 V_D 、 L_r 、 C_r 回路电压方程为

$$V_D = V_D + \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t i_L dt + L_r \frac{di_L}{dt}$$

即

$$L_r C_r \frac{d^2 i_L}{dt^2} + i_L = 0 \quad (8-41)$$

由初始条件:

$t = t_1$ 时 $i_L = I_O$, $di_L/dt = 0$, 式(8-41)的解为

$$i_L = I_O \cos \omega_r (t - t_1) \quad (8-42)$$

式中

$$\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$$

$$\text{而 } v_{Cr} = v_C = V_D + \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t I_O \cos \omega_r t dt = V_D + I_O Z_r \sin \omega_r (t - t_1) \quad (8-43)$$

从 $t = t_1$ 开始, v_{Cr} 从 V_D 上升, $i_C = i_L$ 减小, 当 $\omega_r (t - t_1) = \pi/2$ 时, 即 $t = \frac{\pi}{2} \times \frac{1}{\omega_r} + t_1 = t_2$ 时, v_{Cr} 达到最大值 $V_D + I_O Z_r$, $i_C = i_L = 0$, 如图 8.8(d)、(e) 所示, 此后 $t > t_2$, 由于 $v_{Cr} > V_D$, i_L 反向, C_r 开始经 D 和 L_r 向电源 V_D 放电。

3. 开关状态 3 $t_2 < t < t_3$

$i_L = i_C$ 为负, C_r 放电, v_{Cr} 减小, 到 $t = t_3$ 时, $v_{Cr} = 0$, 由式(8-43)可求得

$$\sin \omega_r (t_3 - t_1) = V_D / I_O Z_r \quad (8-44)$$

$$\cos \omega_r (t_3 - t_1) = -\sqrt{1 - V_D^2 / I_O^2 Z_r^2}$$

i_L 为负值, 由式(8-42)、式(8-44)得到 $t = t_3$ 时

$$i_{L3} = -\sqrt{I_O^2 - \left(\frac{V_D}{Z_r}\right)^2} \quad (8-45)$$

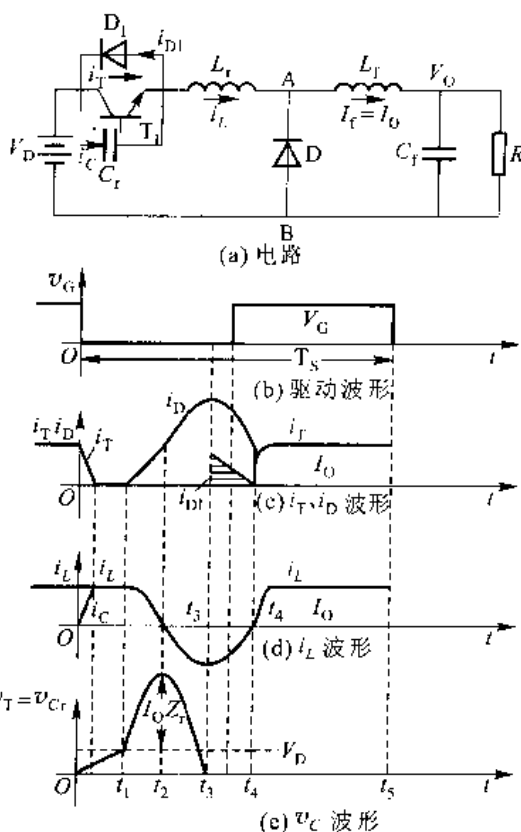


图 8.8 零电压开通准谐振 BUCK DC/DC 变换器工作原理

4. 开关状态 4 $t_3 < t < t_4$

从 $t = t_3$ 开始 $v_{Cr} = 0$, C_r 已放电到零, 但 i_L 为负值, 故二极管 D_1 开始导电, 把电容电压钳位到 $v_C = v_T = 0$, 此后负电流 i_L 通过 D_1 向电源 V_D 回馈能量, 使负向电流 i_L 数值逐渐减小, 到达 $t = t_4$ 时 $i_L = 0$ 。由图 8.8(c)、(d)、(e), 在 $t_3 \rightarrow t_4$ 期间, T_1 的反并联二极管 D_1 导电, $v_T = 0$, $i_T = 0$, 这期间给 T_1 施加图 8.8(b) 所示的驱动信号, 就可以使开关管 T_1 在 $v_C = v_T = 0$ 时在零电压下开通。

5. 开关状态 5 $t_4 < t < t_5$

此期间 T_1 为通态, $i_T = I_L = I_O$, $v_T = 0$, 续流二极管 D 截止, 电源 V_D 对负载供电。到 $t = t_5$ 时 T_1 再次被关断, 完成了一个开关周期 T_s 。为了使主开关管 T_1 获得零电压开通的条件, 由图 8.8(a)、(c)、(d) 可知应使 $t = t_3$ 、 $v_{Cr} = 0$ 时 i_L 仍有一定的负值, 以便 D_1 有一定的导电时间, 使主开关 T_1 有零压开通的机会, 由式(8-45)可知这就必须使

$$I_O > \frac{V_D}{Z_r}$$

如果工作中最小负载电流为 I_{Omin} , 则必须

$$I_{Omin} > \frac{V_D}{Z_r} = V_D \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (8-46a)$$

$$\sqrt{C_r/L_r} < I_{Omin}/V_D \quad (8-46b)$$

$$\sqrt{L_r/C_r} > V_D/I_{Omin} \quad (8-46c)$$

由式(8-38)与式(8-46c)相乘, 可得

$$L_r > \frac{1}{2\pi f_s} \cdot \frac{V_D}{I_{Omin}} \quad (8-47)$$

由式(8-38)与式(8-46b)相乘, 可得

$$C_r < \frac{1}{2\pi f_s} \cdot \frac{I_{Omin}}{V_D} \quad (8-48)$$

按式(8-47)、式(8-48)选择 L_r 、 C_r 即可使主开关管在零电压开通。

由图 8.8(d) 可以看到, 在一个开关周期 T_s 中, 仅在谐振电流 i_L 为负值的 $t_2 \rightarrow t_4$ 期间电源不输出能量, 而 $t_2 \rightarrow t_4$ 时间段的长短与 L_r 、 C_r 的谐振周期有关, 电源向变换器输出功率的时间为 $T_s - (t_4 - t_2)$, 因此在 L_r 、 C_r 、 f_s 一定时, 降低开关频率 f_s (即增大 T_s) 将使输出电压、输出功率增大, 这与零电流关断准谐振变换器刚好相反。与零电流关断准谐振变换器一样, 零电压开通准谐振变换器也只适宜于改变变换器开关频率 f_s 来调控输出电压和输出功率。此外负载电流越大则越能获得零电压开通条件, 而零电流关断准谐振变换器刚好相反, 负载电流越小越容易获得零电流关断条件。

8.5 零电流关断(ZCS) PWM DC/DC 变换器

上节讨论的准谐振变换器, 是在硬开关变换器中加入谐振电感和谐振电容, 实现主开关器件

的零电流关断或零电压开通,这种准谐振变换器的缺点是只宜采用改变开关频率调控输出电压。当电源电压变化或负载大小变化时,若要求输出电压恒定或要求调控输出电压,变换器的开关频率都应随之改变,这就使变换器中的变压器、输入滤波器和输出滤波器的优化设计变得十分困难。同时控制特性也不像恒频 PWM 控制那样有简单的线性关系。为了改进准谐振变换器的缺点,使变换器既能实现零电流关断或零电压开通,又能在恒定开关频率下按 PWM 方式工作,发展了零电流关断(ZCS)PWM 变换器和零电压开通(ZVS)PWM 变换器。在 ZCS(零电流关断)准谐振变换器中加入一个辅助开关器件 T_2 即可构成 ZCS PWM 变换器。在 ZVS(零电压开通)准谐振变换器中加一个辅助开关器件 T_2 即可构成 ZVS PWM 变换器。本节仍以 Buck DC/DC 变换器为例,介绍 ZCS PWM 变换器的基本原理,下一节介绍 ZVS PWM 变换器的基本原理。

8.5.1 Buck DC/DC ZCS PWM 变换器工作原理

仍以 Buck DC/DC 变换器为例说明 ZCS PWM 工作原理。图 8.9(a)、(b)是 Buck DC/DC ZCS PWM 变换器的电路图和主要波形,它由输入电源 V_D 、主开关管 T_1 (包括其反并联二极管 D_1)、续流二极管 D 、输出滤波电感 L_r 、输出滤波电容 C_r 、负载电阻 R 、谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 构成。 T_2 是辅助开关管, D_2 是 T_2 的反并联二极管。从中可以看出,Buck ZCS PWM 变换器实际上是在 Buck 零电流关断准谐振变换器 ZCS QRC 的基础上,给谐振电容 C_r 串联了一个辅助开关管 T_2 和反并联二极管 D_2 。

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有 6 种开关状态,其等效电路如图 8.9(c)~8.9(h)所示。在以下分析中假设:所有开关管、二极管均为理想器件;电感、电容均为理想元件;假定 C_r 足够大, $L_r \gg L_r$, L_r 足够大,以致在一个开关周期中,输出电压 V_O 、电流 I_O 不变, I_L 保持为负载电流 I_O 不变,这样 L_r 和 C_r 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_O 的恒流源。

假定 $t < t_0$ 时图 8.9(a)中主开关 T_1 是断态的,辅助开关 T_2 也是断态的,谐振电容 C_r 电压 $v_{Cr} = 0$,续流二极管 D 导通, $i_E = I_O$,在 $t = t_0$ 时对 T_1 施加驱动信号,作为一个开关周期 T_s 的开始。

1. 开关状态 1 $t_0 \leq t < t_1$,等值电路为图 8.9(c), T_1 建立电流,电感充磁阶段。

$V_{Cr} > 0$, T_1 被驱动, $i_{T1} = i_L$ 从零上升至 I_O ,续流二极管 D 的电流从 I_O 减小到零, $t = t_1$ 时, D 截止,由于有 L_r ,这期间 T_1 为软开通。由于 D 导电 $v_{Cr} = 0$ 。

2. 开关状态 2 $t_1 < t < t_2$,等值电路为图 8.9(d),谐振阶段 1。

$t = t_1$ 时, $i_L = I_O$, $v_{Cr} = 0$, D 断开,在 $t_1 < t < t_2$ 期间 $i_L > I_O$, D_2 导电, $i_C = i_L - I_O$,电源 V_D 经 T_1 、 L_r 、 D_2 对 C_r 谐振充电,类似于式(8-33a)、式(8-33b),可以求得 i_L 、 v_{Cr} 为

$$i_L(t) = I_O + \frac{V_D}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) \quad (8-49)$$

$$v_{Cr}(t) = V_D [1 - \cos \omega_r(t - t_1)] \quad (8-50)$$

经过 $\frac{1}{2} T_r$ (T_r 为谐振周期)到达 t_2 时 i_L 又减小到 I_O , v_{Cr} 达到最大值 $2V_D$ 。

3. 开关状态 3 $t_2 < t < t_3$,等值电路为图 8.9(e),电源恒流供电阶段。

$t = t_2$ 开始 $i_L = I_O$, $v_{Cr} = 2V_D$, D_2 (电流为 $i_L - I_O = 0$) 自然关断,因 T_2 未被驱动仍处于断

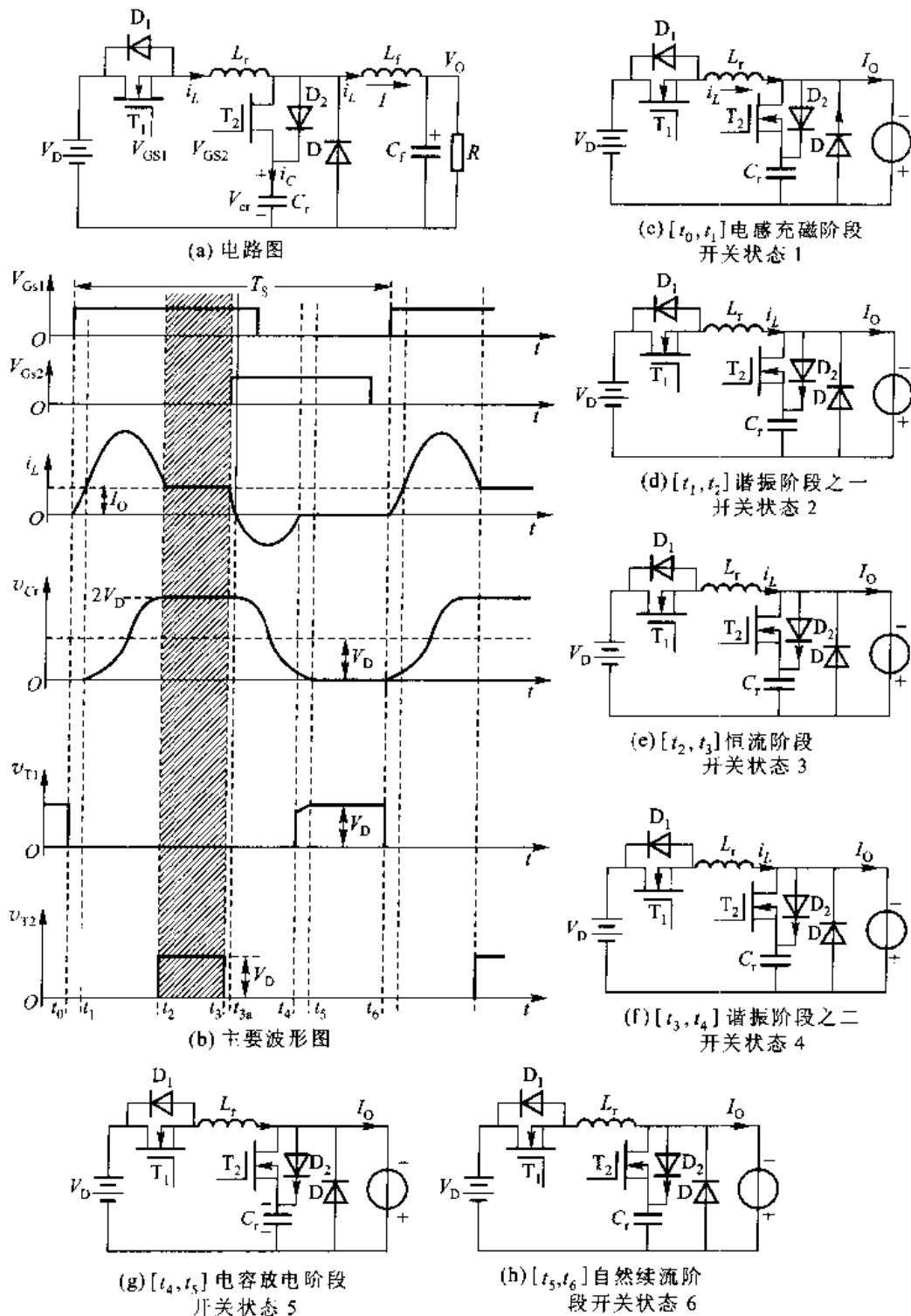


图 8.9 Buck ZCS PWM 变换器的电路主要波形和等值电路

态, v_{Cr} 不能放电, 电源 V_D 对负载供电, 因 L_r 很大, 可认为 $i_{T1} = i_L$, $I_1 = I_O$, 恒定不变。

4. 开关状态 4 $t_3 < t < t_4$ 等值电路为图 8.9(f), 谐振阶段 2。

在 $t = t_3$ 时刻 $i_L = I_O$, $v_{Cr} = 2V_D$, 驱动辅助开关 T_2 , 则 v_{Cr} 经 T_2 放电, I_O 恒定不变, 故 C_r 的

放电电流 $i_C = -i_L = I_0 - i_L$, 这时:

$$V_D = L_r \frac{di_L}{dt} + v_{Cr}(t) = L_r \frac{di_L}{dt} + 2V_D - \frac{1}{C_r} \int_{t_3}^t i_C dt = L_r \frac{di_L}{dt} + 2V_D - \frac{1}{C_r} \int_{t_3}^t (I_0 - i_L) dt$$

即
$$L_r C_r \frac{d^2 i_L}{dt^2} + i_L - I_0 = 0$$

由初始条件 $t = t_3$ 时, $i_L = I_0$, $d^2 i_L / dt^2 = -V_D / L_r$, 上式的解为

$$i_L(t) = I_0 - \frac{V_D}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_3) \quad (8-51)$$

故
$$v_{Cr}(t) = 2V_D - \frac{1}{C_r} \int_{t_3}^t (I_0 - i_L) dt = V_D [1 + \cos \omega_r(t - t_3)] \quad (8-52)$$

从 t_3 开始 i_L 下降, 若 $t = t_{3a}$ 时, $i_L = 0$, 然后 $t > t_{3a}$ 时 i_L 为负值, 与 T_1 并联的二极管 D_1 导电, 到达 $t = t_4$ 时, 负值 i_L 又为零, 如图 8.9(b) 所示, 在 $t_{3a} \rightarrow t_4$ 期间负电流 i_L 经 D_1 返回电源, 开关管 T_1 已断流, $i_{T1} = 0$, 且 $v_{Cr} = 0$, 因此可在此期间撤除 T_1 的驱动信号, 可使 T_1 在零电流下关断。

在 $t = t_4$ 时, $i_L = 0$, 由式(8-51)可求得 t_4 为

$$t_4 = t_3 + \frac{1}{\omega_r} \left[\pi - \arcsin \left(\frac{I_0 Z_r}{V_D} \right) \right] \quad (8-53)$$

$t = t_4$ 时的 v_{Cr} 由式(8-53)、式(8-52)求得

$$v_{Cr}(t_4) = V_D \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_0 Z_r}{V_D} \right)^2} \right] \quad (8-54)$$

5. 开关状态 5 $t_4 < t < t_5$ 等值电路为图 8.9(g), 电容 C_r 经 T_2 对负载放电至零。

在此期间 T_1 已关断, $i_L = 0$, 续流二极管 D 仍截止, $v_{Cr} > 0$, v_{Cr} 经 T_2 对负载恒流放电 ($i_{T2} = I_0$) 至 $v_{Cr} = 0$ 。

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_4) - \frac{I_0}{C_r}(t - t_4) \quad (8-55)$$

$t = t_5$ 时, $v_{Cr} = 0$, 故
$$t_5 = t_4 + \frac{V_{Cr}(t_4) \cdot C_r}{I_0} \quad (8-56)$$

6. 开关状态 6 $t_5 \leq t \leq t_6$ 等值电路为图 8.9(h), D 续流阶段。

$t = t_5$, $v_{Cr} = 0$, $i_C = 0$, 续流二极管 D 立即导电, $i_D = I_0$ 。在 $t > t_5$ 时撤除 T_2 的驱动信号, 则 T_2 也是零电流关断。

在 $t = t_6$ 时刻, T_1 又被驱动, 开始下一个开关周期。

8.5.2 C_r 、 L_r 和 T_1 、 T_2 的设计和选用

在开关状态 4 的 t_{3a} 到 t_4 期间 i_L 为负值, D_1 导电, 可使 T_1 零电流关断, 如果最大负载电流为 I_{Omax} , 由这期间 i_L 的表达式(8-51)可以得到实现 T_1 零电流关断的条件是: $i_L(t) < 0$, 即

$$\frac{V_D}{Z_r} = \frac{V_D}{\sqrt{L_r/C_r}} > I_{Omax} \quad (8-57a)$$

$$\sqrt{L_r C_r} < V_D / I_{Omax} \quad (8-57b)$$

$$\sqrt{C_r L_r} > I_{Omax} / V_D \quad (8-57c)$$

$$\text{又} \quad f_r \cdot \frac{1}{2\pi} \omega_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$$

$$\sqrt{L_r C_r} = 1 / (2\pi f_r)$$

由式(8-38)与式(8-57b)相乘,可得

$$L_r = \frac{Z_r}{\omega_r} < \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{V_D}{I_{Omax}} \quad (8-58)$$

由式(8-38)与式(8-57c)相乘,可得

$$C_r = \frac{1}{Z_r \omega_r} > \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{I_{Omax}}{V_D} \quad (8-59)$$

式(8-57)~式(8-59)与零电流关断准谐振时的公式(8-37)~(8-40)完全相同,由式(8-49)、式(8-51),谐振电感 L_r 和主开关管 T_1 流过的最大电流也是 $I_O + \frac{V_D}{Z_r} > 2I_O$; 电容电压和辅助二极管 T_2 的电压最大值为 $2V_D$,可按以上参数和公式选用 T_1 、 T_2 ,计算 C_r 、 L_r 。

8.5.3 ZCS PWM 变换器与 ZCS QRCs 变换器的比较

从上面的分析可知,ZCS PWM 变换器是 ZCS QRCs 变换器的改进。由图 8.9(a)、(b)可知:

(1) 引入了辅助开关 T_2 将谐振过程分为两个阶段(开关状态 2 和 4),中间插入了一个电源恒流供电的状态 3。恒流供电期就是常规硬开关 DC/DC PWM 变换器的导通期 T_{on} ($T_{on} = t_3 - t_2$),这个时间是可控的,即 PWM 控制,在开关周期 T_s 恒定时,推迟或提前驱动 T_2 则可控制 $T_{on} = t_3 - t_2$ 时期的长短,从而像普通 PWM 硬开关变换器一样调控 T_1 导电的占空比,调控输出电压 V_O ,所以引入辅助开关 T_2 ,控制其驱动信号的起点,即可实现输出电压 V_O 的恒频 PWM 控制。

(2) 零电流准谐振 ZCS QRCs 变换器中 L_r 、 C_r 参与变换器工作周期的全过程,但零电流 PWM 变换器中 L_r 、 C_r 在状态 3 的恒流供电期中不工作。这期间 C_r 已充电到最大值 $2V_D$, T_2 尚未被驱动,因而阻断了 C_r 放电, L_r 、 C_r 停止谐振, C_r 、 L_r 谐振工作时期(状态 2 和状态 4)相对于一个开关周期 T_s 很短,因此,谐振元件损耗小,同时在恒流供电期中 T_1 、 L_r 的电流仅是负载电流,所以通态损耗也比准谐振变换器要小。

(3) 图 8.9(a)的 ZCS PWM 变换器与图 8.7(a)的 ZCS QRCs 变换器相同之处是:主开关管实现零电流关断的条件完全相同,主开关管和谐振电感、谐振电容的电压、电流应力也是完全一样的。顺便指出,ZCS PWM 变换器中的辅助开关 T_2 也是零电流关断的(从开关状态 5 过渡到开关状态 6 时)。

8.6 零电压开通(ZVS) PWM DC/DC 变换器

在 ZCS 准谐振变换器的电容 C_r 上串接一个辅助开关 T_2 构成了上节讨论的 ZCS PWM 变

换器。本节研究图 8.10(a)所示的在 ZVS 准谐振变换器的电感 L_r 上并联一个辅助开关 T_2 构成的 ZVS PWM 变换器。

8.6.1 Buck DC/DC ZVS PWM 变换器工作原理

图 8.10(a)、(b)给出了 Buck ZVS PWM 变换器的电路图和主要波形,它由输入电源 V_D 、主开关管 T_1 (包括其反并二极管 D_1)、续流二极管 D 、滤波电感 L_f 、滤波电容 C_f 、负载电阻 R 、谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 构成。 T_2 是辅助开关管, D_2 是 T_2 的串联二极管,从中可以看出,Buck ZVS PWM 变换器实际上是在 Buck ZVS QRC 的基础上,给谐振电感 L_r 并联了一个辅助开关管 T_2 和二极管 D_2 。

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有 5 种开关状态,其等效电路如图 8.10(c)~8.10(g)所示。在以下分析中采用与 8.5 节同样的假设条件简化理论分析。

假定 $t < t_0$ 时主开关 T_1 和辅助开关 T_2 都是导通的,续流二极管 D 处于截止状态, $v_{Cr} = 0$, $i_L = I_L = I_0$ 。在 $t = t_0$ 时撤除 T_1 的驱动信号作为一个开关周期 T_s 的开始。

1. 开关状态 1 $t_0 < t < t_1$, 电容充电阶段,等值电路为图 8.10(c)。

$t = t_0$ 时, T_1 关断,电流 i_L 立即从 T_1 转移到 C_r ,给 C_r 充电,在 $t_0 \rightarrow t_1$ 期间可以认为 $i_C = i_L = I_L = I_0$ 恒定。在 $v_{Cr} < V_D$ 时,续流二极管 D 仍反偏截止,直到 $t = t_1$, C_r 充电到 $v_{Cr} = V_D$,续流二极管 D 不再反偏而导电。在开关状态 1,由于有电容 C_r , $v_s = v_{Cr}$ 的上升相对于 i_{T1} 的下降是缓慢的,因此主开关管 T_1 是软关断。开关状态 1 的时间 $t_1 - t_0 = C_r \cdot V_D / I_0$ 。

2. 开关状态 2 $t_1 < t < t_2$, 自然续流阶段,等值电路为图 8.10(d)。

在 $t_1 \rightarrow t_2$ 期间 T_1 已关断, $v_{Cr} = V_D$,续流二极管 D 导电, T_2 仍被驱动 $i_L = I_0$ 经 T_2 、 D_2 续流, $v_{Cr} = V_D$ 不变,这个时期相当于 Buck DC/DC PWM 硬开关变换器 T_1 截止,续流管 D 导电的 t_{off} 时期,现在这个时期 $t_{off} = t_2 - t_1$ 是可控的,可以通过改变辅助开关 T_2 的关断时刻 t_2 控制 t_{off} 的长短,从而控制 PWM 的占空比,调控输出电压。

3. 开关状态 3 $t_2 < t < t_3$, 谐振阶段,等值电路为图 8.10(e)。

$t = t_2$ 时撤除辅助开关管 T_2 的驱动信号,由于 D 仍在导通, T_2 断开后形成 L_r 、 C_r 电路谐振。由于这时 T_1 阻断且 $v_{Cr} = V_D$,因此, L_r 两端电压为 $V_D - v_{Cr} = 0$,所以 T_2 的关断是零压关断。

在 $t_2 \rightarrow t_3$ 谐振期间,电容电压 $v_{Cr} = V_D + \frac{1}{C_r} \int_{t_2}^t i_L dt$ 。由电压平衡方程:

$$V_D = v_{Cr} + L_r \frac{di_L}{dt} = V_D + \frac{1}{C_r} \int_{t_2}^t i_L dt + L_r \frac{di_L}{dt}$$

$$L_r C_r \frac{d^2 i_L}{dt^2} + i_L = 0$$

初始条件是: $t = t_2$ 时 $i_L = I_0$, $v_{Cr} = V_D$; $di_L/dt = (V_D - v_{Cr})/L_r = 0$,由此可得

$$i_L = I_0 \cos \omega_r (t - t_2) \quad (8-60)$$

$$v_{Cr} = V_D + I_0 Z_r \sin \omega_r (t - t_2) \quad (8-61)$$

$$\text{续流二极管电流} \quad i_{T2} = I_0 - i_L = I_0 [1 - \cos \omega_r (t - t_2)] \quad (8-62)$$

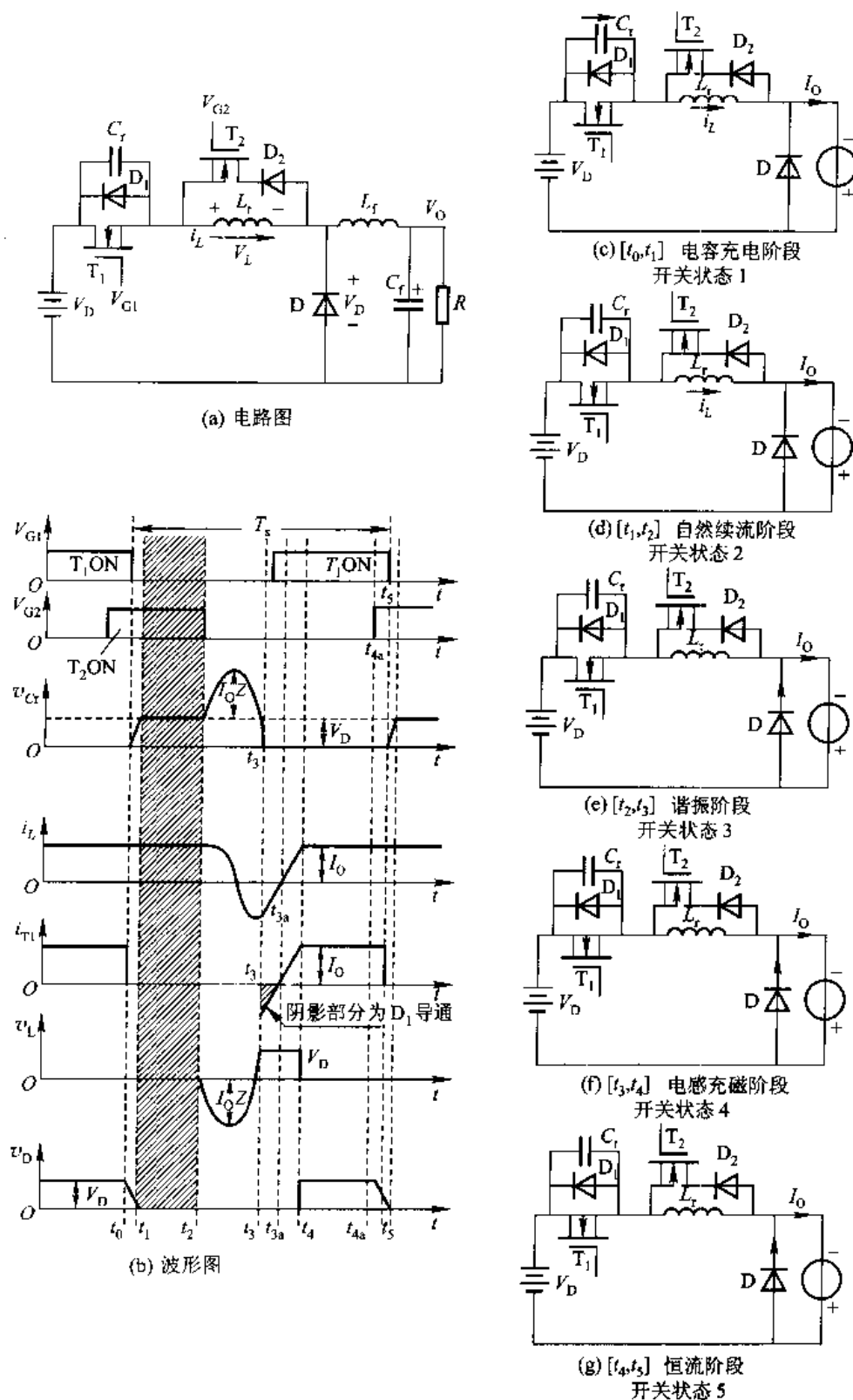


图 8.10 Buck ZVS PWM 变换器的电路和主要波形图和等值电路

从 t_2 开始经 $\frac{1}{4}$ 谐振周期到 $\omega_r(t-t_2) = \frac{\pi}{2}$ 时, i_L 下降为零, v_{Cr} 达最大值 $V_D + I_0 Z_r$, 此后电容 C_r 放电, v_{Cr} 下降, i_L 为负值。

令在 $t = t_3$ 时刻, v_{Cr} 下降到零, 可由式(8-61)求得

$$t_3 = t_2 + \frac{1}{\omega_r} \left[\pi + \arcsin \left(\frac{V_D}{I_0 Z_r} \right) \right] \quad (8-63)$$

t_3 时刻的电流 i_L 由式(8-60)求得为

$$i_L(t_3) = -I_0 \sqrt{1 - \left(\frac{V_D}{I_0 Z_r} \right)^2} \quad (8-64)$$

4. 开关状态 4 $t_3 < t < t_4$, 电感充电阶段等值电路为图 8.10(f)。

在 $t = t_3$ 时刻 v_{Cr} 下降为零, i_L 为负值, D_1 开始流过负电感电流 i_L , 负电流 i_L 经二极管 D_1 向电源 V_D 回馈能量: $L_r \frac{di_L}{dt} = -V_D$, i_L 线性下降, 直到 $t = t_{3a}$ 时 $i_L = 0$ 。在开关状态 4 的 $t_3 < t < t_{3a}$ 期间, 图 8.10(a)中与主开关管 T_1 并联的二极管 D_1 导电, $v_{T1} = 0$, $i_{T1} = 0$ 在此期间若对 T_1 施加驱动信号则 T_1 将在零电压下开通。

在 $t = t_{3a}$ 以后, T_1 已处于通态, 在 V_D 作用下, i_L 又反向为正从零线性增大, 直到 $t \geq t_4$ 时 $i_L = I_0$ 。在 i_L 为正值时, 续流二极管 D 的电流 $i_D = I_r - i_L = I_0 - i_L$, 从 $t = t_{3a}$ 开始, i_L 从零增大到 I_0 ($t = t_4$ 时), i_D 从 I_0 减小到零, 因此, 在 $t = t_4$ 时续流二极管 D 电流自然地减小到零而自然关断。在 $t_3 \rightarrow t_4$ 期间电感电流在 V_D 作用下从 $i_L(t_3)$ 线性变化到 I_0 。

$$L_r \frac{I_0 - i_L(t_3)}{t_4 - t_3} = V_D$$

故有

$$t_4 = t_3 + \frac{L_r}{V_D} (I_0 - i_L(t_3)) \quad (8-65)$$

5. 开关状态 5 $t_4 < t < t_5$, 电源 V_D 恒流供电阶段、等值电路为图 8.10(g)。

$t = t_4$ 时主开关管 T_1 已处于通态 $i_{T1} = i_L = I_0$, 续流二极管 D 已反偏截止。在 $t = t_5$ 时, 撤除 T_1 的驱动信号, 关断 T_1 , 完成一个开关周期 T_s 。在开关状态 5 ($t_4 \sim t_5$) 期间电源 V_D 对变换器供电, 在一个开关周期 $t_0 \sim t_5$ 期间, 由图 8.10(a)、(b)可知, 辅助开关管 T_2 关断时刻 ($t = t_2$) 越早, 则经过开关状态 3 (谐振阶段) 和开关状态 4 (电感充电) 后剩下的电源 V_D 供电的时间 (开关状态 5) 的时间就越长, 因而输出电压 V_O 就越高。因此, 在固定开关频率 f_s 、开关周期 T_s 一定时, 控制辅助开关管 T_2 的关断时刻 t_2 , 即可改变 DC/DC 变换器的占空比、调控输出电压 V_O 。

由图 8.10(b) T_2 的驱动信号看出, 应在一个开关周期 T_s 结束前、即 T_1 关断时刻 t_5 之前的 t_{4a} 时, 开通 T_2 , 这样由于谐振电感 L_r 电流为恒值、两端电压为零, 故 T_2 是零电压开通。在 $t = t_5$ 、 T_1 关断、电流 i_L 又从 T_1 转到 C_r 时, 在关断期间 $v_{Cr} = v_{T1}$ 很低, T_1 也是软关断。

8.6.2 C_r 、 L_r 和 T_1 、 T_2 的设计、选用

从图 8.10(a)、(b)可知, 为了使主开关管 T_1 能零电压开通, 在 $t = t_3$, $v_{Cr} = 0$ 时 i_L 应为负值使二极管 D_1 有机会导通, 从而使 $v_{T1} = 0$, $i_{T1} = 0$, T_1 能够在零电压下开通。由(8-64)式令 $i_L <$

0,可以得到 $\frac{V_D}{I_0 Z_r} < 1$, 即 $Z_r > \frac{V_D}{I_0}$, $I_0 > \frac{V_D}{Z_r}$ 如果最小负载电流为 I_{Omin} , 则应使

$$I_{Omin} > \frac{V_D}{Z_r} = V_D \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (8-66a)$$

$$\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} < \frac{I_{Omin}}{V_D} \quad (8-66b)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} > \frac{V_D}{I_{Omin}} \quad (8-66c)$$

又

$$\sqrt{C_r L_r} = 1/2\pi f_r$$

于是有

$$L_r > \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{V_D}{I_{Omin}} \quad (8-67)$$

$$C_r < \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{I_{Omin}}{V_D} \quad (8-68)$$

式(8-66)~式(8-68)与零电压开通准谐振变换器的相关公式(8-46)~式(8-48)完全相同。由于 T_1 与 C_r 并联, T_1 应能承受电容电压的最大值 v_{crmax} 。由式(8-61)、式(8-60)可知谐振电容最大电压为 $v_{crmax} = V_D + I_0 Z_r > 2V_D$, 且负载电流越大, v_{crmax} 也越大。辅助开关管与 L_r 并联, 它应能承受图 8.10(b)中 v_L 的最大值 $I_0 Z_r$ 。开关管 T_1 、 T_2 的电流最大值为负载最大电流。当 i_L 为负时续流二极管 D 的电流 $i_D = |i_L| + I_0$, 由公式(8-60), i_L 最大负值为 I_0 。因此续流二极管 D 的最大电流为 $2I_0$ 。根据式(8-67)、式(8-68)和开关器件的电压、电流最大可能数值, 即可设计 C_r 、 L_r , 选用开关管 T_1 、 T_2 和续流管 D。

8.6.3 ZVS PWM 变换器与 ZVS QRCs 变换器的比较

从上面的分析可知 ZVC PWM 变换器是 ZVC QRCs 变换器的改进, 由图 8.10(a)、(b)可知:

1. 引入辅助开关 T_2 以后, 在开关状态 1(电容充电)和开关状态 3 期间(LC 电路谐振)之间插入了一个自然续流阶段开关状态 2, 图中阴影部分期间(开关状态 2) T_1 已关断, C_r 虽已充电到 V_D , 但由于 T_2 仍在导通, i_L 经 D_2 、 T_2 续流, 负载电流经 D 续流, 电源 V_D 停止向变换器供电。改变 T_2 驱动信号撤除的时刻 t_2 , 即可控制 Buck 型 DC/DC 变换器的占空比、调控输出电压 V_O 的大小, 这就把 ZVS 准谐振变换器只能调频控制改善为可以在恒频下通过 PWM 控制输出电压 V_O 。而在 ZVS 准谐振型变换器中(图 8.8(a)、(d)、(e))一旦在 $t = t_1$ 充电结束即刻转入谐振阶段。

2. 零电压准谐振 ZVS QRCs 变换器中 L_r 、 C_r 参与变换器工作周期的全过程, 但 ZVS PWM 变换器中, C_r 、 L_r 谐振工作时期(开关状态 3), 以及开关状态 1、4 的时间相对于一个开关周期 T_s 很短, T_s 中主要时间段是开关状态 2(自然续流 V_D 不供电)和开关状态 5(V_D 对变换器供电), 因此, 谐振元件对变换器的输出特性影响很小, 谐振元件谐振、充放电过程短, 损耗小, 同时主开关管的电流仅为负载电流, 其通态损耗也小。

3. 图 8.10(a)的 ZVS PWM 变换器与图 8.8(a)的 ZVS QRCs 变换器相同之处是: 开关管实现零电压开通条件是一样的, 主开关管和谐振电感、电容的电流、电压应力也是完全相同的, 顺便

指出 ZVS PWM 变换器中辅助开关 T_2 也是在零电压下开通。

本章 8.4 节、8.5 节、8.6 节介绍的零电流关断准谐振变换器 ZCS QRCs、零电压开通准谐振变换器 ZVS QRCs 以及零电流关断 ZCS PWM 变换器、零电压开通 ZVS PWM 变换器都是以 Buck DC/DC 变换器为例介绍零流、零压准谐振和零流、零压 PWM 变换器的工作原理,介绍 C_r 、 L_r 、开关管 T_1 、 T_2 的设计选用以及彼此的异同之处。零流、零压准谐振和零流、零压 PWM 软开关技术同样可用于其他类型的变换器,如 Boost DC/DC 变换器、Cuk DC/DC 变换器以及其他类型的 DC/DC、DC/AC 变换器实现开关器件的零电流关断、或/和零电压开通。本书后续章节还将结合多级开关型电源介绍桥式 DC/DC、DC/AC 电路的软开关变换器。

零流、零压 PWM 变换器较之零流、零压准谐振变换器有重大的技术进步。但是由于谐振电感是与主开关管串联,因而 L_r 除承受谐振电流外还要供给负载电流,电源供给负载的全部能量都要通过谐振电感 L_r ,这就使电路中存在着很大的环流能量,增大电路导通损耗。此外 L_r 串接在主开关电路中还使电感 L_r 的储能极大的依赖输入电压 V_D 和负载电流 I_O ,电路很难在一个很宽的输入电压变化范围和负载电流大范围变化时满足零压、零流开关条件。如果谐振电感 L_r 不是与主开关串联,而是将 L_r 及辅助开关 T_2 与主开关并联,控制辅助开关的开通、截止产生 LC 振荡,使主开关实现零流关断或/和零压开通,这种变换器被称为 ZCT(Zero Current Transition) PWM 变换器和 ZVT(Zero - Voltage Transition) PWM 变换器。ZCT PWM 和 ZVT PWM 被译为零流转换(过渡)PWM 和零压转换(过渡)PWM 变换器。由于 ZCT PWM、ZVT PWM 变换器中的 L_r 、 C_r 、 T_2 组成的辅助谐振网路是与主开关并联的,因而在使主开关零流关断、零压开通的同时并不会增加过高的电流电压应力,同时辅助谐振网路也无很大的环流能量,因此减小了电路的开关损耗。另外谐振网路不串在主开关电路上,它受负载电流及输入电压影响也小,因而变换器可以在很宽的输入电压和负载电流变化范围内实现零流关断、零压开通。所有这些特点使得 Zero Transition(零转换)变换器近年来受到广泛研究,已经提出了很多种不同结构的变换电路,但是至今无论是其电路拓扑结构还是控制策略都还在不断地发展完善之中,现在还没有公认特性完善、较大功率的零转换 PWM 变换器可供实用,甚至连这个名称 Zero Transition Converter 也不能说十分确切,本书对此不作详细分析,读者有兴趣可参阅有关文献资料。

*8.7 直流环节并联谐振型逆变器 PRDLI

提高 PWM 逆变器的开关频率会带来很多好处,采用缓冲电路的高频 PWM 硬开关逆变器虽然降低了开关器件的开关损耗,但缓冲电路本身的损耗也随开关频率的升高而增大,逆变器的总体效率甚至还降低了。DC/AC 逆变器的软开关技术比 DC/DC 变换器的软开关技术发展得晚一些。从 1986 年 Divan 首次提出谐振直流环节逆变器 RDCLI (Resonant DC link Inverter)概念后,逆变器的软开关技术已成为电力电子学领域中最活跃的研究方向之一,采用软开关逆变技术可以使原来的 PWM 电压型硬开关逆变器的开关频率提高一个数量级,进而带来一系列好处,因此,软开关逆变器肯定会在不久的将来得到广泛应用。本节介绍一种特性较为优良的直流环节并联谐振型逆变器 PRDLI (Parallel Resonant DC Link Inverter)的工作原理,以使读者对软开关逆变器有一个基本的认识。

图 8.11(a) 中在三相逆变器与直流电源 V_D 之间插入了一个由主开关管 T_0 (D_0)、谐振开关管 T_a 、 T_b 、 D_a 、 D_b 及谐振电感 L 组成的谐振电路, 图中逆变器的 6 个开关器件 $T_1 \sim T_6$ 周期性地按 PWM 方式改变其通、断状态, 使逆变器输出三相平衡交流 PWM 电压。在硬开关情况下, 当 $T_1 \sim T_6$ 改变开关状态时, 无论从通态变为断态或从断态变为通态, 都是在开关两端电压不为零的情况下进行, 因而有较大的开关损耗。如果在主开关器件 $T_1 \sim T_6$ 需要改变开关状态时, 采取措施能使直流母线电压 v_{PN} 瞬时降为零, 那么逆变器开关状态的转变就可能在其端电压为零的状态下实现, 因而能实现零电压开通和零电压、零电流关断, 没有开关损耗。如果图 8.11(a) 中三相逆变器开关器件两端并联的电容在直流 P、N 两端的等效电容为 C , 则在通、断 T_0 、 T_a 、 T_b , 形成 L 、 C 谐振过程中就能使电容 C 两端直流电压 v_{PN} 为零值, 给逆变器 6 个开关的零压开通和零压、零流关断创造条件。

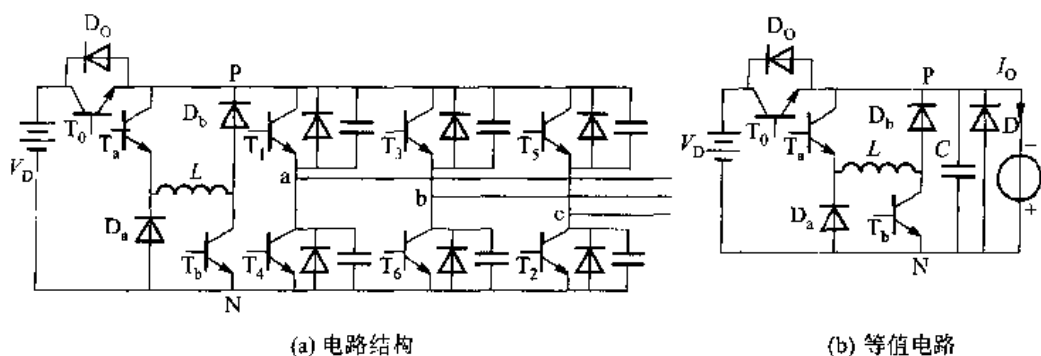


图 8.11 直流环节并联谐振逆变器

图 8.11(a) 电路结构的特点是:

逆变桥开关器件的开关点可以选择在任何时刻, 谐振可以在任何时刻进行, 即直流电压过零时间点可以控制, 便于和逆变器 $T_1 \sim T_6$ 开关器件 PWM 控制要求同步。

所有开关器件承受的电压应力不超过 V_D 。

谐振电路的开关动作均在零电压条件下进行。

谐振电感 L 不在主回路能量传递通道上, 逆变器不换流时 L 不工作, L 仅用作需谐振过零时的储能元件。

谐振电容和每个主开关器件并联, 因此, 可以利用器件本身的寄生电容作谐振电容。

8.7.1 工作过程

为了简化分析, 假定:

- (1) 电路中的所有元器件均是理想的;
- (2) 谐振电感 L 远小于负载电感。LC 谐振周期很短, 因此, 在一个谐振开关周期中, 带有三相感性负载的逆变器从直流母线侧来看可等效为一恒定的电流源 I_0 ;
- (3) 直流电源电压为一理想电压源 V_D ;
- (4) 各桥臂开关管两端并联的电容可等效为一个直接连在直流母线上的电容 C 。

分析、研究图 8.11(a)所示电路的谐振过程时可用图 8.11(b)所示电路等效代替。在图 8.11(b)所示电路中,谐振电路由谐振电感 L 、谐振电容 C 、开关管 T_o 、 T_a 、 T_b 及二极管 D_o 、 D_a 、 D_b 构成。在一个完整的谐振开关过程中,按开关管状态的不同可划分为 6 个时间段,图 8.12(a)~(f)为各时间段对应的等效电路。图 8.12(g)为一次开关过程中谐振电压和谐振电流波形。

1. 开关状态 1 $t_0 \sim t_1$ 时间段,等值电路为图 8.12(a)。

在这个时间段,开关管 T_o 在驱动信号下导通, T_a 、 T_b 断开,直流电压 V_D 经过开关器件 T_o 将能量传送给负载,电路处于稳定通态,谐振电路不工作。在这个时间段:电感电流 $i_L(t) = 0$ 、电容电压 $v_C(t) = V_D$,这个时间段的持续时间取决于逆变电路的 PWM 控制所需的交流输出电压波形的持续时间。

2. 开关状态 2 $t_1 \sim t_2$ 时间段,等值电路为图 8.12(b)。

在逆变器桥臂需要换相之前(由控制系统发出信号使三相逆变电路中某一相桥臂上、下开关管改变通、断状态之前),启动谐振电路工作,为逆变器开关器件创造零电压换相条件。在这个时间段的初始时刻 $t = t_1$ 时给 T_a 、 T_b 施加驱动信号 V_{Ga} 、 V_{Gb} 驱动导通 T_a 、 T_b ,由于 L 的初始电流为零, $v_C = V_D$,谐振开关管 T_a 、 T_b 开通时由于存在串联电感 L 因而是软开通,当 L 较大时还可能是零电压开通(参见 7.4.1 节缓冲器)。忽略 T_a 、 T_b 很短的开通时间, T_a 、 T_b 开通后电感 L 的电流线性增加,由于 T_o 还在导通,使电容 C 的电压 v_C 仍保持为 $v_C = V_D$,因此在这个时间段中:

$L \frac{di_L}{dt} = V_D$,若取 8.12(g)中的 t_1 点为这个时间段时间坐标的起始零点,则初始条件为 $i_L(0) = 0$ 。因此,电流 i_L 为

$$i_L = \frac{V_D}{L} t \quad (8-69)$$

到达 t_2 点($t = t_2$)电感电流 i_L 增大到某一阈值 I_T 时, I_T 使 L 具有足够的能量维持 L 、 C 谐振电路完成谐振过程,使直流电压 v_C 谐振过零,关断 T_o ,这个时间段结束,进入下一阶段。电感电流增加到 I_T 所需时间为 Δt_1 ,则由式(8-69)可得

$$\Delta t_1 = \frac{LI_T}{V_D} \quad (8-70)$$

3. 开关状态 3 $t_2 \sim t_3$ 时间段, T_o 已断开,等值电路为图 8.12(c)。

在 v_C 作用下, i_L 从 I_T 继续增大到 I_M ,使 v_C 下降为零。取这个时间段的初始时刻为时间坐标零点: $t_2 = 0$,则 $t = t_2 = 0$ 时,由于 $v_C = V_D$, T_o 的电压 $v_T = V_D - V_C = 0$,所以 T_o 在零电压条件下关断,此后,谐振电感 L 和电容 C 开始谐振。在这个时间段中电容 C 的放电电流为 $I_O + i_L$,电压的微分方程为

$$\begin{aligned} C \frac{dv_C}{dt} + i_L + I_O &= 0 \\ L \frac{di_L}{dt} &= v_C \end{aligned} \quad (8-71)$$

初始条件为 $t = 0$ 时

$$\begin{aligned} i_L(0) &= I_T \\ L \frac{di_L}{dt} \bigg|_{t=0} &= v_C(0) = V_D \end{aligned}$$

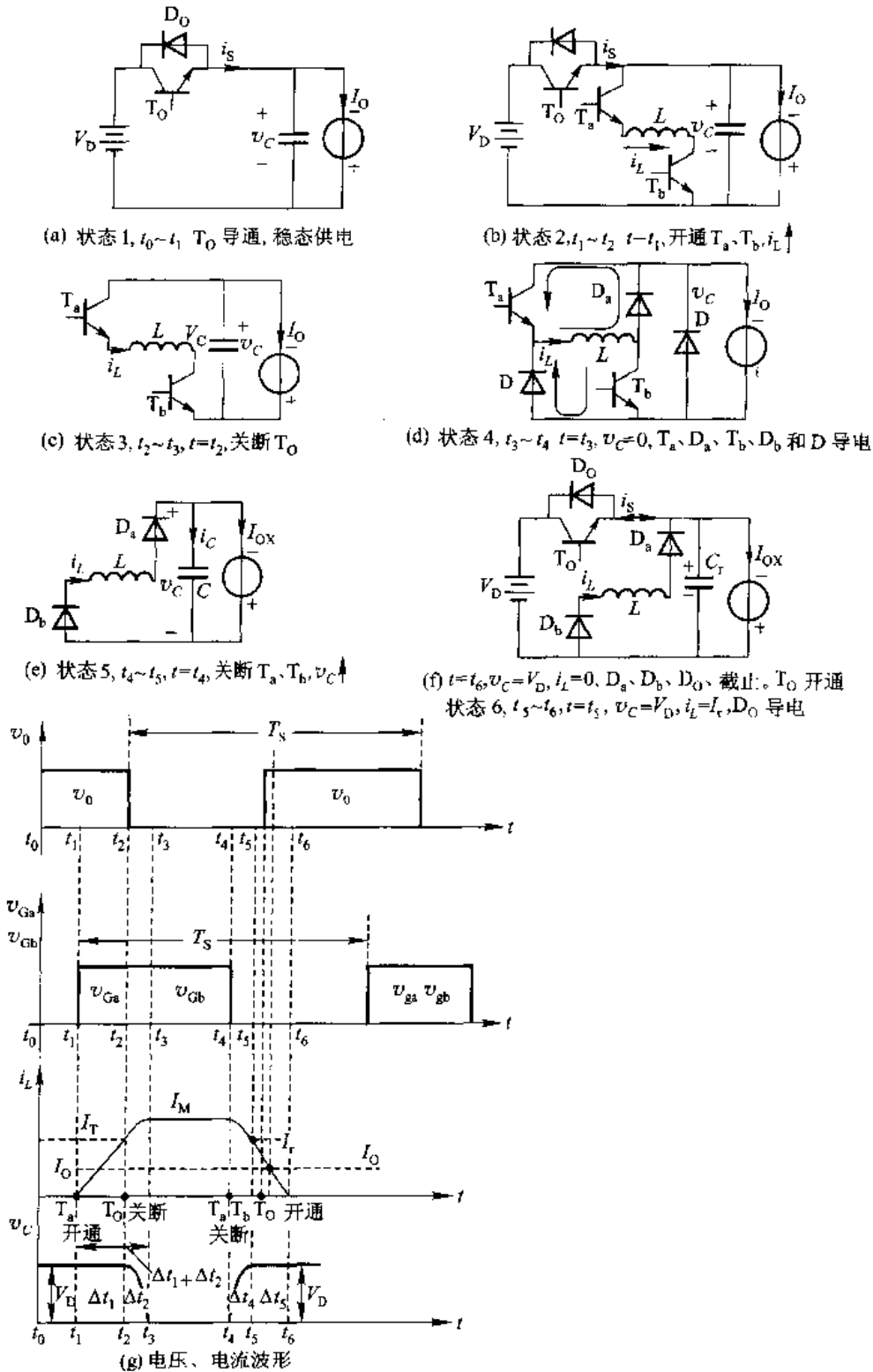


图 8.12 各时间段的等值电路和谐振电压、电流波形

解方程组(8-71), 并代入初始条件可得

$$i_L = (I_T + I_O) \cos \omega t + \frac{V_D}{Z} \sin \omega t - I_O \quad (8-72)$$

$$v_C = V_D \cos \omega t - Z(I_T + I_O) \sin \omega t \quad (8-73)$$

式中, $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 为谐振角频率, $Z = \sqrt{L/C}$ 为谐振电路特性阻抗。

由式(8-73)可见, v_C 在这个时间段谐振下降, 当 v_C 下降为零时, 就产生了零电压开关条件, 这个时间段结束。此后, 由于 $v_C = 0$, 逆变器主开关器件可以实现零压关断、开通。设 v_C 从 V_D 下降到零所经历的时间为 Δt_2 , 由式(8-73)解得:

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega} \arctan \frac{V_D/Z}{I_T + I_O}, \quad (8-74)$$

$$\tan(\omega \cdot \Delta t_2) = \frac{V_D/Z}{I_T + I_O}$$

$$\cos(\omega \cdot \Delta t_2) = \frac{I_O + I_T}{\sqrt{(V_D/Z)^2 + (I_O + I_T)^2}} \quad (8-75)$$

$$\sin(\omega \cdot \Delta t_2) = \frac{V_D/Z}{\sqrt{(V_D/Z)^2 + (I_O + I_T)^2}} \quad (8-76)$$

当 $\omega t = \omega \Delta t_2$ 时, v_C 下降到零, 电感电流达到其谐振峰值 I_M 。由式(8-72)、(8-75)、(8-76)可得

$$I_M = \sqrt{(I_T + I_O)^2 + (V_D/Z)^2} - I_O \quad (8-77)$$

4. 开关状态 4 $t_3 \sim t_4$ 时间段, T_O 已断开, $v_C = 0$, i_L 经 D_s 、 T_s 和 T_b 、 D_b 续流, 等值电路为图 8.12(d)。

在这个时间段的初始时刻, 电容两端电压 v_C 下降为零, 逆变桥中开关管的反并联二极管 D 失去反偏电压, 二极管 D 开始导通形成负载电流的续流回路, 此时电路中谐振电路二极管 D_s 、 D_b 也因失去反偏电压而导通, 为谐振电感电流提供续流回路, $\frac{1}{2} i_L$ 经 D_s 、 T_s 续流, 另外 $\frac{1}{2} i_L$ 经 T_b 、 D_b 续流。在这个时间段电感电流和电容电压保持为: $i_L(t) = I_M$, $v_C(t) = 0$ 。在这个时间段中, 改变逆变器开关管的驱动信号, 可使逆变器开关器件在零电压下换相, 这个时间段的长度取决于逆变桥中开关管的状态转换时间。由于这段时间的起始点是可控制的, 因此逆变器开关管的零损耗开通、关断可以在 $T_1 \sim T_6$ PWM 波所需的任何时刻进行, 易于和 $T_1 \sim T_6$ 的控制要求同步, 使逆变器开关管在 PWM 控制所要求的时刻, 准确地地在零电压下关断、开通, 无开关损耗。

5. 开关状态 5 $t_4 \sim t_5$ 时间段, $t = t_4$ 时关断 T_s 、 T_b , 等值电路为图 8.12(e), i_L 供电给电容 C 及负载 I_{OX} 。

在这个时间段的初始时刻, 逆变桥中开关管的状态转换已完成, 此时关断 T_s 、 T_b (在电容电压 $V_C = 0$ 作用下零电压关断), 电感 L 和电容 C 重新开始谐振, 电容电压 v_C 从零谐振上升直到重新达到 V_D 。这段时期中由于逆变器开关状态已改变 (已经换相), 故供给逆变器的电流由换相前的 I_O 变为 I_{OX} , I_{OX} 的数值取决于逆变器主开关器件 T_1 、 T_3 、 T_5 换相后的开关状态, 电流 I_{OX} 可以根据换相前的电流和换相后的开关状态进行预测。在这个时间段, 电容电流 i_C 和负载电流 I_{OX} 均靠电感电流 i_L 提供。

以 t_4 为时间坐标零点, 在 $t_4 \sim t_5$ 的时期 Δt_4 , 电路电压微分方程为

$$C \frac{dv_C}{dt} - i_L + I_{OX} = 0$$

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

$$\text{由此得} \quad LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + i_L - I_{OX} = 0 \quad (8-78)$$

初始条件为 $t = t_4 = 0$ 时, $i_L(0) = I_M$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{v_C(0)}{L} = 0$$

解方程组(8-78), 并代入初始条件得

$$i_L = (I_M - I_{OX}) \cos \omega t + I_{OX} \quad (8-79)$$

$$v_C = (I_M - I_{OX}) Z \sin \omega t \quad (8-80)$$

由式(8-80)可求出 v_C 从零谐振到 V_D 所需的时间 Δt_4 为

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{V_D/Z}{I_M - I_{OX}} \quad (8-81)$$

$$\sin(\omega \cdot \Delta t_4) = \frac{V_D/Z}{I_M - I_{OX}} \quad (8-82)$$

$$\cos(\omega \cdot \Delta t_4) = \frac{\sqrt{(I_M - I_{OX})^2 - (V_D/Z)^2}}{I_M - I_{OX}} \quad (8-83)$$

当 $\omega t = \omega \cdot \Delta t_4$, 即到达图 8.12(g) 中的 t_5 时刻, v_C 达到 V_D 时, 电感电流 $i_L = I_r$, I_r 实际上确定了谐振电感中的剩余能量。由式(8-79)可得到图 8.12(g) 中 i_L 波形的 I_r 为

$$I_r = i_L(t_5) = \sqrt{(I_M - I_{OX})^2 - (V_D/Z)^2} + I_{OX} > I_{OX} \quad (8-84)$$

为了确保电压 v_C 能从零可靠地谐振上升到 V_D , 谐振电感应有足够的预充电流 I_r , 足够大的 I_M , 使 $t_4 \sim t_5$ 期间 i_L 能够将 v_C 从零充电到 V_D , 而且在 t_5 时刻 v_C 达到 V_D 时, $i_L(t_5) = I_r$ 还比当时的负载电流 I_{OX} 大。 $i_L(t_5) = I_r > I_{OX}$, 可实现下一时间段中 T_O 的零压开通。

6. 开关状态 6 $t_5 \sim t_6$ 时间段, 等值电路为图 8.12(f)。

在这个时间段的初始时刻, 电容电压 v_C 已增加到 V_D , $v_C = V_D$, 由于 $i_L = I_r > I_{OX}$, 则 i_L 对 C 继续充电, 一旦 v_C 略高于 V_D 时, 与 T_O 反并联的二极管 D_O 承受正向电压自然导通。由于二极管 D_O 的钳位作用, v_C 被钳位于略高于 V_D 。此后, 谐振回路电感中的电流 i_L 除供给负载 I_{OX} 外, 多余的电流 $i_L - I_{OX}$ 通过此二极管回馈给电压源 V_D , 电感能量逐渐减少, 在 i_L 从 I_r 减小到 $i_L = I_{OX}$ 期间, $v_C = V_D$, $(i_L - I_{OX}) > 0$, D_O 导通。若在此期间给 T_O 施加驱动信号, 则 T_O 在零电压下开通。当 i_L 减小到 $i_L < I_{OX}$ 时, T_O 导电, 电源 V_D 开始供电, $i_s = I_{OX} - i_L$ 。当电感电流 i_L 减小到零时, 二极管 D_a 、 D_b 截止, 负载电流转移到 T_O , $i_s = I_{OX}$ 。在这个时间段内有

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_D \quad (8-85)$$

初始条件: $i_L(0) = I_r$

解方程式(8-85)并代入初始条件可得

$$i_L = -\frac{V_D}{L}t + I_r \quad (8-86)$$

当电感电流 i_L 下降到零时,这个时间段结束。到此整个谐振开关过程结束。只要合理进行控制,可以在使三相逆变器的6个开关器件 $T_1 \sim T_6$ 在其PWM控制策略要求的任何时刻实现此谐振开关过程,实现零压、零流通、断转换。设电感电流 i_L 从 I_r 下降到0所需时间为 Δt_3 ,由式(8-86)可得

$$\Delta t_3 = \frac{LI_r}{V_D} \quad (8-87)$$

8.7.2 参数计算

在上述谐振开关过程中,有两个很重要的参数需要进行在线运算。一个是 T_0 关断时(t_2)谐振电感中的预充电流终值 I_r ;另一个是换相后的直流侧负载电流 I_{OX} ,下面分别讨论如何进行这两个参数的计算,然后说明谐振电路的启动与逆变器 PWM 控制的时间配合问题。

1. 谐振电感的预充电流终值 I_r

预充电流终值 I_r 实际上决定了谐振前电感中的谐振初始能量。 I_r 的选择必须保证谐振周期能维持进行,即在 Δt_3 时间段保证电容电压 v_C 从零重新谐振上升到 V_D 以后,电感 L 还具有足够大的电流 I_r ($I_r > I_{OX}$) 和能量 ($\frac{1}{2} LI_r^2$),使 $(I_r - I_{OX})$ 经二极管 D_0 回馈给电压源 V_D 。在二极管 D_0 回馈能量导电期间, T_0 处于零压、零流状态,可以使 T_0 在零压、零流下开通。为此应有 $I_r \geq I_{OX}$,由式(8-84)知,应有

$$I_r = \sqrt{(I_M - I_{OX})^2 + (V_D/Z)^2} + I_{OX} \geq I_{OX}$$

由此可得

$$I_M \geq \frac{V_D}{Z} + I_{OX} \quad (8-88)$$

将式(8-77)代入式(8-88)可得

$$I_M = \sqrt{(I_r + I_0)^2 + (V_D/Z)^2} \cdot I_0 \geq \frac{V_D}{Z} + I_{OX}$$

化简上式可得预充电流终值 I_r 应满足:

$$I_r \geq \sqrt{\left(\frac{V_D}{Z} + I_0 + I_{OX}\right)^2 - \left(\frac{V_D}{Z}\right)^2} - I_0 \quad (8-89)$$

I_r 的取值大小还会影响谐振回路中开关器件的导通损耗,要使器件损耗比较小, I_r 取值也不能太大。因此,在电路设计中 I_r 的选择既不能太小,也不宜太大。

2. 电流 I_{OX} 的预测

在计算电感的预充电流终值 I_r 时,由于还没有进行换相, I_{OX} 无法直接测得,因此,需通过计算获得换相后的直流侧负载电流 I_{OX} 。

由于谐振周期很短,负载电感远大于 L_r ,因此,在一个谐振周期 T_r 中,相电流 i_a 、 i_b 和 i_c 可近似看作不变;另外,逆变桥主开关器件的动作次序是一定的,也只有8种组合状态,因而可以根据这两个因素对 I_{OX} 进行预测。若逆变器 a、b、c 三相桥臂的开关状态用开关变量 S_a 、 S_b 、 S_c 表示,图 8.11(a)中 a 相上管 T_1 导通(下管 T_4 阻断)时 $S_a=1$,a 相下管 T_4 导通(上管 T_1 阻断)时 $S_a=0$,则可用下式表达逆变器直流输入电流 I_{OX} 与各相电流的关系:

$$I_{OX} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (8-90)$$

式中, i_a 、 i_b 、 i_c 为换相前的三相负载电流; S_a 、 S_b 、 S_c 为换相后逆变器的三个桥臂的开关状态变量。表 8.1 列出了不同的开关状态时,由式(8-90)得到的逆变器的输入电流。

表 8.1 逆变器的输入电流和相电流的关系

逆变器开关状态组合	导通的开关器件	逆变器输入电流 I_{OX}
1 ($S_a S_b S_c$) = (111)	$T_1 T_3 T_5$	$i_a + i_b + i_c = 0$
2 ($S_a S_b S_c$) = (110)	$T_1 T_3 T_2$	$i_a + i_b = -i_c$
3 ($S_a S_b S_c$) = (101)	$T_1 T_6 T_5$	$i_a + i_c = -i_b$
4 ($S_a S_b S_c$) = (100)	$T_1 T_6 T_2$	i_a
5 ($S_a S_b S_c$) = (011)	$T_4 T_3 T_5$	$i_b + i_c = -i_a$
6 ($S_a S_b S_c$) = (010)	$T_4 T_3 T_2$	i_b
7 ($S_a S_b S_c$) = (001)	$T_4 T_6 T_5$	i_c
8 ($S_a S_b S_c$) = (000)	$T_4 T_6 T_2$	$I_{OX} = 0$

3. 逆变器开关器件的 PWM 控制与谐振电路 T_0 、 T_a 、 T_b 通、断控制的时间配合

从上述谐振过程分析可知:从谐振开始($t=t_1$)到谐振电压 v_c 过零($t=t_3$)的时间为 $(\Delta t_1 + \Delta t_2)$, $(\Delta t_1 + \Delta t_2)$ 是由谐振回路参数和负载所确定。由式(8-70)、式(8-74)可得

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{LI_T}{V_D} + \frac{1}{\omega} \arctan \frac{V_D/Z}{I_T + I_O} \quad (8-91)$$

式中

$$I_T \geq \sqrt{\left(\frac{V_D}{Z} + I_O + I_{OX}\right)^2 - \left(\frac{V_D}{Z}\right)^2} - I_O$$

因此,只要在 $t=t_3$ (逆变器开关器件 PWM 控制所需的换相时刻)之前,提前 $(\Delta t_1 + \Delta t_2)$ 时间,即在 $t=t_1$ 时驱动 T_a 、 T_b 导通,经历 Δt_1 时间以后($t=t_2$),谐振电流 i_L 达到 I_T 时,关断 T_0 ,此后再经历 Δt_2 时期,即 $t=t_3$ 、逆变器开关管需要换相时,直流电压 v_c 下降为零,正好为逆变器开关器件提供了零压开通、零压关断条件。由换相前的 S_a 、 S_b 、 S_c 和负载电流 i_a 、 i_b 、 i_c ,可求得换相前的 I_O 。由换相后的 S_a 、 S_b 、 S_c 可求得 I_{OX} ,再由式(8-89)、(8-91)即可求得 $(\Delta t_1 + \Delta t_2)$ 。从三相桥逆变器换相点 t_3 提前 $(\Delta t_1 + \Delta t_2)$ 驱动 T_a 、 T_b ,即可在经历 $(\Delta t_1 + \Delta t_2)$ 、到达 $t=t_3$ 时 $v_c=0$,实现逆变器开关器件的零压关断,零压开通。而图 8.12 中的 T_0 则在 T_a 、 T_b 开通后谐振电流 i_L 达到 I_T 时($t=t_2$)被关断。

8.7.3 直流环节并联谐振逆变器 PRDCLI 的控制策略

PRDCLI 的控制系统应包括两个控制电路,一个是 PWM 逆变器控制电路,另一个是谐振电

路的控制电路。在逆变器 PWM 控制电路中,无论是 SPWM 或其他 PWM 控制策略,还是基于空间电压矢量的 PWM 控制策略,或是滞环电流跟踪型 PWM 控制策略都可被选择使用,产生需要的具有某个幅值和频率的输出电压波形。这里的逆变器 PWM 控制电路与常规的 PWM 的控制电路是类似的。唯一不同的是现在需附加一个特殊的时序控制电路,目的是要在逆变器开关器件 PWM 控制所需的导通或关断的时刻之前,提前一个时间 $(\Delta t_1 + \Delta t_2)$,驱动谐振开关 T_4 、 T_5 开通,经过 $(\Delta t_1 + \Delta t_2)$ 以后,使直流电压 $V_c = 0$,以确保在 $T_4 \sim T_5$ 需要换相时 DC 环节电压正好为零,实现 $T_4 \sim T_5$ 的零压开关过程。此外,在 T_4 、 T_5 被驱动开通后延时 Δt_1 时间,谐振电感电流上升到 I_c 时再关断 T_6 ,确保谐振电感 L 有足够的能量,在 T_4 、 T_5 关断, T_6 再次开通时,能形成零电压条件。

小 结

开关器件被施加驱动信号、其等效电阻变为零、接通了电路称为通态。开关器件被撤除驱动信号、其等效电阻为无限大、阻断了电路称为断态或截止。开关器件被施加驱动信号,其等效电阻从无限大变为零、从断态转为通态的过渡过程称为开通。开关器件被撤除驱动信号,其等效电阻从零变为无限大、从通态转为断态的过渡过程称为关断。因此,通态和断态指的是开关器件所处的工作状态,而开通、关断指的是开关器件的开关状态的过渡过程。

开关器件被施加驱动信号后的开通过程中若其端电压 $v_T \neq 0$,则有开通损耗 $P_{on} = i_T v_T$,这种开通称为硬开通。开关器件被撤除驱动信号的关断过程中若 $i_T \neq 0$ 则有关断损耗 $P_{off} = i_T v_T$,这种关断称为硬关断。硬开通、硬关断统称硬开关。如果开关器件被施加驱动信号后在零电压下开通则称为零电压开通,这时无开通损耗。如果开关器件被撤除驱动信号时其电流已为零则称为零电流关断,这时也无关断损耗。零电压开通,零电流关断统称零开关,零开关是完全无损、最理想的软开关过程。

电力电子器件开通和关断过程中的开关损耗及其发热温升极大地限制了电力电子变换的高频化。零开关、软开关是电力电子变换高频化最重要的技术措施。利用 LC 电路的谐振所产生的电流、电压瞬时过零时机,关断和开通电力电子器件实现软开关(软关断、软开通)是各类软开关技术的基础。

晶闸管电压型 RLC 串联谐振逆变器在 $\omega < \omega_0$ 、电路呈容性、电流超前电压时,可以使无自关断能力的晶闸管在正弦谐振电流过零时自然地软关断、软开通。晶闸管电流型 RLC 并联谐振逆变器在 $\omega > \omega_0$ 、电路呈容性、电流超前电压时,也可使无自关断能力的晶闸管在正弦谐振反向电压的作用下关断晶闸管,而无需设置强迫关断电路。

RLC 串联谐振时的正弦谐振电流和 RLC 并联谐振时的正弦谐振电压为无自关断能力的晶闸管提供了关断、换相(换流)条件。这种全谐振的变换器只能靠改变工作频率 ω 调控输出电压和输出功率。

准谐振变换器的特点是电路中的 LC 谐振元件只参与能量变换的某一阶段而不是全过程。准谐振变换器与全谐振变换一样,开关管所受电压、电流都比较高,此外准谐振变换器也只能采用频率调制方法调控输出电压和输出功率。

在准谐振变换器中的谐振元件上加入一个辅助开关管,控制谐振元件谐振过程的启动时间,仅在需要开关状态转变时才启动谐振电路,造成零压或零流条件、开通和关断开关管。这时变换器仍可按恒频 PWM 方式工作,利用 PWM 调控输出电压,这就是零开关(零电压开通、零电流关断)PWM 变换器。

在直流电源与变换器之间设置一个由自关断器件和 L 、 C 电路组成的直流谐振环节,变换器中的开关管需要换相(换流)时,提前一段时间启动直流谐振环节谐振,使直流电压谐振到零值,就可以为变换器的开关管提供零压开关条件。谐振型直流环节逆变器有可能发展成为一种性能优良的高频软开关 DC/AC 逆变器。

复习题及思考题

1. 怎样才能实现完全无损耗的软开关过程?
2. 零开关,即零电压开通和零电流关断的含义是什么?
3. 采用 L 、 C 缓冲电路软化开关过程的优点、缺点是什么?
4. R 、 L 、 C 串联谐振电路的品质因数 Q ,半功率(或 3dB 衰减)带宽系数 α 与谐振电路中电压、阻抗特性有什么关系? RLC 并联谐振电路的品质因数 Q ,半功率(或 3dB 衰减)带宽系数 α 与谐振电路中电流、阻抗特性有什么关系?
5. 电压型串联谐振式晶闸管逆变器为什么只能在工作频率 ω 小于谐振频率 ω_r 下自然换向,正常工作并能实现晶闸管的软关断?
6. 电流型并联谐振式晶闸管逆变器为什么只能在 $\omega > \omega_r$ 工作情况下正常工作,但不能实现晶闸管的零电流关断?
7. 准谐振变换器与全谐振变换器的区别是什么?
8. 以 Buck DC/DC 变换器为例,说明零电流关断准谐振变换器 ZCS QRCs 的工作原理?
9. 以 Buck DC/DC 变换器为例,说明零电压开通准谐振变换器 ZVS QRCs 的工作原理?
10. 准谐振型变换器为什么只适于在变频下工作而不宜在恒频 PWM 方式下工作,与恒频 PWM 变换器相比较,在变频下工作的变换器有哪些缺点?
11. 零电流关断 ZCS PWM 变换器与零电流关断准谐振变换器 ZCS QRCs 在电路结构上有什么区别,特性上有哪些改进?
12. 零电压开通 ZVS PWM 变换器与零电压开通准谐振变换器 ZVS QRCs 在电路结构上有什么区别,特性上有哪些改进?
13. 以图 8.7(a)、8.8(a)为例说明自关断开关器件在电力电子变换电路中实现零电流关断和零电压开通的基本条件
14. 直流环节并联谐振逆变器 PRDLI 如何实现逆变器开关器件的零电压开通与关断?

第9章 多级开关型变压、变频电源

第3至第6章介绍了由一级开关电路所构成的直流—直流、直流—交流、交流—直流、交流—交流四类基本电力电子变换电路,这是四类最基本的电压或频率变换电路,由此可以获得四种基本的开关型变压或变频电源。实际应用中有时将两个甚至三个基本变换电路组合,构成多级开关型变压、变频电源,例如在交流电源供电时采用交流—直流、直流—交流两级变换电路,实现具有中间直流环节的交—直—交变换,得到变频、变压交流电源;又如在直流电源供电时采用直流—交流、交流—直流两级变换电路,实现具有中间交流环节的直—交—直变换,得到恒定直流或可变直流电源。采用多级开关型变压或变频电源,在某些应用中可以获得更好的技术特性和经济效益,或满足特定的技术要求。

9.1 AC/DC—DC/AC 变压、变频(VVVF)电源

公用交流电网只能提供的是恒频(50Hz或60Hz)、恒压交流电源。已得到广泛应用的交流电动机的转速 N (每分钟转数)取决于供电频率 f_1 ,即

$$N = \frac{60f_1}{N_p}(1-s) = N_0(1-s) \quad (9-1)$$

式中, N_p 为电机的磁极对数

N_0 为电机的同步转速

$$N_0 = 60f_1/N_p \quad (9-2)$$

s 为电机的转差率

$$s = (N_0 - N)/N_0 \quad (9-3)$$

对于有直流激磁的或永磁的同步电动机,工作时 $s=0$,则

$$N = N_0 = 60f_1/N_p \quad (9-4)$$

对于异步电动机,定子旋转磁场的速度为 N_0 ,转子实际转速 $N < N_0$, $s \neq 0$,从而在转子中产生感应电动势、感应电流形成旋转力矩,驱使电动机旋转。实际运行中 s 是一个很小的数值,通常 $s = 0.02 \sim 0.05$,因此, $N \approx N_0 = 60f_1/N_p$,为了调节交流电动机的转速,最有效的技术手段就是改变对交流电动机供电电源的频率 f_1 。

交流电动机工作时,定子绕组供电电压 $\dot{V}_1$ 与旋转感应电动势 $\dot{E}_1$ 和阻抗压降的电压平衡方程为

$$\dot{V}_1 = \dot{I}_1 R_1 + j\dot{I}_1 X_1 + (-\dot{E}_1) \quad (9-5)$$

其中,

$$\dot{E}_1 = 4.44 f_1 W \Phi_m = 4.44 f_1 W B_m \cdot S_c \quad (9-6)$$

式中, $\dot{I}_1$ 为电机定子电流, R_1 、 X_1 为定子绕组电阻和漏电抗。 W 为定子绕组匝数, Φ_m 为电

机主磁通, B_m 为磁通密度, S_c 为主磁通路径的横截面积。

由于电阻、漏电抗压降远小于定子旋转感应电动势 E_1 , 因此, 外加电压 V_1 近似等于定子绕组感应电动势 E_1 :

$$V_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 W \Phi_m = 4.44 f_1 W B_m \cdot S_c \quad (9-7)$$

$$\frac{V_1}{f_1} \approx 4.44 W S_c \cdot B_m \quad (9-8)$$

对于一个已设计制造好的电动机, 绕组匝数 W 和主磁通的横截面积 S_c 都是固定的, 因此电机工作时的磁通密度 B_m 正比于电动机外加电压 V_1 与频率 f_1 的比值。如果外加电压的频率 f_1 比电动机的额定频率小一倍, 则外加电压 V_1 也必须相应地减小一半, 否则电动机工作时的磁通密度 B_m 将高于额定值, 电动机会因磁密过高而不能正常工作甚至烧毁。因此, 变速运行的交流电动机供电电压应随电源频率的改变而改变, 即给交流电动机供电的电源应是输出电压和频率能协调控制的变频、变压交流电源。

交流电动机的变频调速可以获得巨大的技术经济效益。实现交流电动机变频调速最基本的要求就是有变压、变频(VVVF)交流电源(Variable Voltage Variable Frequency), 且其电压、频率能协调控制。

将 50Hz 的恒频、恒压交流电源采用第 6 章 6.5 节所介绍的晶闸管相控交流—交流直接变频器变换后, 可以获得频率低于 50Hz 的变压、变频交流电源, 这种直接变频的缺点是: 只能降低频率, 同时输出电压波形中含有较大的谐波, 输入电流谐波严重且功率因数低, 在很多应用领域, 这些都是不能接受的技术缺陷。由于直流—交流逆变器的输出频率可以是任意值, 电压、频率可任意独立或协调控制, 采用 SPWM 控制技术可以使输出交流电压波形畸变率较小, 直流电源中谐波电流也不严重且易于滤波(开关频率可以较高), 因此, 由全控型开关器件构成的逆变器对交流电动机供电是一个较好的技术方案。逆变器的输入是直流电源, 所以采用具有中间直流环节的交流—直流—交流二级变换电路是一种较好的变压、变频(VVVF)电源方案, 特别适用于交流电动机的变速传动控制。

图 9.1 所示 AC/DC—DC/AC 变压、变频电源中, 第一级交流—直流整流变换电路可以采用不同的电路结构:

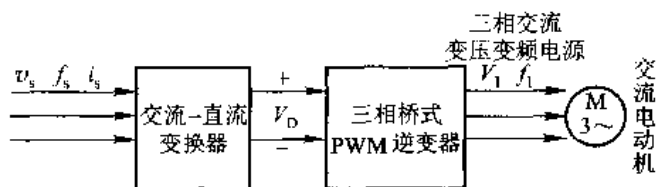


图 9.1 AC/DC—DC/AC 变压、变频电源

1. 三相不控整流电路: 优点是电路简单、价廉、可靠; 缺点是整流电路的输入电流 i_s 谐波严重, 常需要附加较大的输入滤波器, 输出电压 V_D 不可控, 变频器的输出电压 V_1 只能靠逆变器 PWM 控制, 减小了电压控制范围。

2. 二极管不控整流再加 DC/DC 斩波电路: 优点是 V_D 可控, 可以获得可变的直流电压 V_D ;

缺点是交流输入电流谐波同样严重,系统中多了一级 DC/DC 变换,增加了重量、体积、费用和功耗,也降低了可靠性。

3. 三相可控整流电路:优点是整流输出电压 V_D 可控,增大了交流输出电压 V_1 的控制范围;缺点是整流输入电流 i 谐波严重,且深控(V_D 低)时功率因数低。

4. 高频整流电路:优点是整流输入电流波形好,功率因数高,功率可双向流动,直流电压 V_D 动态调节的快速性和静态特性都好;缺点是电路复杂、成本高。

根据不同的应用要求,现在一般选用不控整流电路或相控整流电路,少数要求特性优良的应用中已开始采用高频整流电路。今后随着大功率半导体全控型开关器件售价的降低和集成电路、数字信号处理器 DSP 控制系统的发展,高频整流将会得到广泛应用。

图 9.2 给出了一个变压、变频电源供电的交流异步电动机变速传动系统的控制原理框图。图中转速指令值 N^* 与检测到的电动机实际转速 N 送入速度调节器 SR。SR 是一个比例积分型调节器。SR 的输出 V_c 经限幅后取作转差指令 ΔN^* ,将 ΔN^* 与实际转速相加,得到同步转速 N_0 。同步转速 N_0 与 f_1 成正比,将 $N_0(f_1)$ 送入电压频率 V/F 协调控制器,输出与 f_1 相适应的电压指令值 V_1^* ,再将 f_1 、 V_1^* 和旋转方向指令一并送入 PWM 波形生成环节,输出的三相 PWM 波再经过驱动电路向逆变器开关器件送出 6 个 PWM 驱动信号,使逆变器输出频率为 f_1 、电压为 V_1 的三相交流电压,使电动机的转速 N 为指令值 N^* ($N = N^*$)。

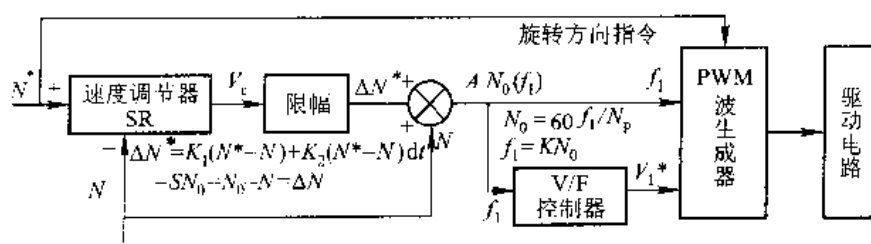


图 9.2 异步电动机变压、变频电源供电控制系统框图

速度调节器 SR 常采用比例积分调节器。转差指令 ΔN^* 为

$$\Delta N^* = K_1(N^* - N) + K_2 \int (N^* - N) dt = S \cdot N_0 - N_0 - N$$

当实际转速 N 小于指令值 N^* , 即 $N < N^*$ 时, SR 的输出 V_c 不断增大, ΔN^* 与 N 相加后得到的 N_0 ($N_0 - N + N = N_0$) 不断增大, 使频率 f_1 、电压 V_1 不断增大, 使电动机转速 N 不断上升, 直到 N 达到指令值 N^* ($N^* - N = 0$) 为止。反之, 当 $N > N^*$ 时, SR 的输出 V_c 不断减小, ΔN^* 减小, 使 N_0 、 f_1 、 V_1 不断减小, 转速 N 下降, 直到 $N = N^*$ ($N^* - N = 0$) 为止, 实现转速跟踪指令的自动控制。图 9.2 中采用转差限幅是为了限制电动机运行中的最大转差值, 以避免电动机因转差过大而过流。

异步电动机变压、变频调速有许多不同类型的控制策略。如恒定电压—频率比控制, 恒气隙磁通控制, 恒转子磁通控制等等, 这些不同的控制策略, 需要定子电压 V_1 与频率 f_1 有不同的函数关系, 不同的电压/频率协调控制规律可以使电动机在变速运行时获得不同的运行特性。图 9.2 中的 V/F 控制器可按不同的函数关系设置, 满足不同的运行要求。

9.2 AC/DC—DC/AC 恒压、恒频不间断电源 CVCF—UPS

一般工业和交通设备、通信装置、科研设施和军事装备都直接或间接使用 50Hz 公用电网电源。过去为了保证供电的不中断,一些重要的用电设备都采用两路以上公用电网供电的办法,一路主用,一路备用。如果主路故障停电,就通过机械触头(接点)开关自动转换改由备用的一路供电,这种转换过程至少使供电中断几十毫秒,这对一般的机电设备来说不会造成严重影响。但现在几乎所有部门或技术装备都配备了计算机或计算机控制系统,或现代化的指挥控制中心,用以指挥、监测、控制和信息随机处理、存取等,使整个系统在高效率、高质量状况下安全正常的运行,在这种场合对供电质量和可靠性就有严格的要求,几十毫秒的供电中断都是不允许的。例如现代通讯系统中的卫星地面站,重点通信枢纽中心,航空导航中心,甚至省市一级的电信、银行等重要用电部门,有时也不能容忍 3~5 ms 的供电中断,否则计算机内存的信息便会丢失,正在输入和输出的信息会发生错乱和中断,对某些设备供电中断还可能导致设备和人身事故。其实,不但供电中断不允许,有时只要交流供电电压大小、波形以及频率有较大的波动,也可能造成计算机工作失误,使正常工作受到影响。

不间断电源 UPS(Uninterruptible Power Supply)是一种利用 AC—DC 和 DC—AC 两级电力变换电路,即整流器、逆变器,附加大功率半导体开关和储能环节(例如蓄电池)所构成的交流恒压恒频电源,如图 9.3 所示。

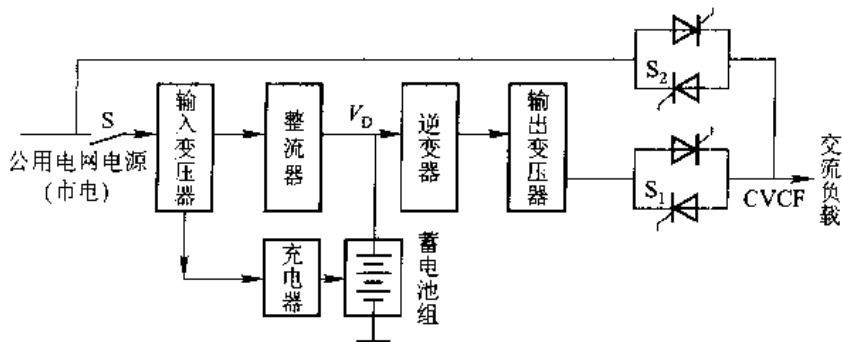


图 9.3 给出一个典型的 UPS 电路结构框图,它由整流器、逆变器、晶闸管(静态)开关 S_1 和 S_2 、输入、输出变压器、蓄电池及其充电器组成。其工作原理是:当市电正常时,市电经整流器实现交流—直流变换,逆变器实现直流—交流变换,逆变器输出的恒压、恒频交流电经晶闸管(静态)开关 S_1 对负载供电,同时市电又可经充电器(输出电压、电流可控的整流器)对蓄电池充电,使蓄电池储足能量(蓄电池充满电以后处于浮充电状态,其充电电流很小以维持其自身等效的自放电),当市电故障停电后整流器停止工作,蓄电池经逆变器给负载供电,当逆变器故障时则市电经晶闸管旁路静态开关 S_2 直接向负载供电。

UPS 按其工作方式的不同可分为在线式(on line)和后备式(off line)两大类,但无论是在线式还是后备式,其基本结构大体相同,只是在工作方式和为负载供电的质量上有一定的差异。

9.2.1 典型在线式 UPS

市电正常时,市电经输入变压器和充电器(充电器是一个小整流器)输出电压、电流可控的直流电给蓄电池充电,使蓄电池储备电能,同时市电经整流器实现交流一直流变换后向逆变器供直流电,逆变器实现直流—交流变换后输出恒压、恒频的交流电,经逆变器静态开关 S_1 对负载供电,这时连接市电与负载的旁路静态开关 S_2 断开,使负载与市电脱离。

当市电供电异常时(过压、欠压、断电),控制系统(图 9.3 中未画出)断开输入开关 S ,切断市电与 UPS 的联系,蓄电池为逆变器提供直流电能,逆变器继续经静态开关 S_1 向负载供电。因此,在线式 UPS 在市电正常时,也由逆变器对负载供电,当市电故障停电后,逆变器仍继续对负载供电,保证了市电故障时负载供电的不间断性。由于蓄电池的储能有限,如果市电停电时间较长,蓄电池容量又不大,则可在蓄电池尚未完全放完电的时候,启动一台交流柴油发电机替代市电交流电源。

由于市电(公用电网)质量不好(电压波动大、电压波形非正弦、频率稳定度不够等),而逆变器可以输出恒压、恒频正弦波交流电压,所以由在线式 UPS 对重要的交流负载供电得到广泛的应用。在线式 UPS 工作时,其输出交流电压有效值 V_1 、频率 f_1 应与市电电源电压有效值 V 、频率 f 完全相等,逆变器输出的正弦交流电压的相位也应与市电电压相位完全同步。即正常运行时,逆变器输出电压的大小、相位应跟踪市电并与市电严格同步、锁定频率、相位。这样一旦逆变器自身故障时,静态开关 S_1 立即断开,旁路静态开关 S_2 立即接通,市电经 S_2 直接向负载供电。故障检测时间一般小于 1ms,晶闸管 S_1 关断时间也远小于 1ms,晶闸管 S_2 导通则只需数十微秒,因此在线式 UPS 在逆变器故障时转到市电供电时的转换时间一般可不超过 2~3ms,同时由于逆变器故障前,其频率、电压及相位均已跟踪市电,因此转换期间负载电压波形的瞬时值并无多大突变,转换过程也不会因在逆变器与市电之间引起很大的环流。

当市电频率或电压数值与额定值相差较大时,逆变器的输出电压和频率就不应再跟踪市电,以确保对负载的供电质量。这时,一旦逆变器故障而转由市电对负载供电时,由于逆变器和市电电压瞬时值不相等,转换过程中不可避免的有一定的电流冲击,或有一定时间的中断供电。

9.2.2 典型后备式 UPS

后备式 UPS 的工作过程是:市电供电正常时,市电一方面经变压器和充电器给蓄电池充电,另一方面经旁路静态开关 S_2 直接向负载供电。市电异常时控制电路立即断开旁路静态开关 S_2 ,切断市电与负载的联系,同时逆变器静态开关 S_1 立即导通,蓄电池供电给逆变器,逆变器经静态开关 S_1 向负载供电。如果市电正常,市电直接经 S_2 向负载供电时,逆变器处于空载运行,只是静态开关 S_1 是阻断的,使逆变器不向负载供电,这种后备称为热后备 UPS。如果市电正常,市电直接经 S_2 向负载供电时,逆变器是停机的,只在市电故障后在控制系统指令下逆变器才投入工作,再经静态开关 S_1 向负载供电,这种后备称为冷后备 UPS。显然,冷后备 UPS 有一定的停电转换时间,但冷后备 UPS 在市电正常时逆变器不工作,减少了损耗,提高了效率。此外,无论冷后备还是热后备,市电正常时负载均由市电供电,其供电质量不如逆变器。

后备式 UPS,特别是冷后备 UPS 常用于对不太重要的负载供电。图 9.3 中的整流器既可能

是不控整流,也可能是晶闸管相控整流,既可能是三相全桥整流电路,也可能是两组三相桥,甚至四组三相桥式电路并联或串联组成的12相、24相整流电路,近年来也开始出现采用三相高频整流电路的UPS。图9.3中的逆变器一般都是采用自关断器件的SPWM恒压、恒频逆变器。大功率应用中也常采用几个三相逆变器经几个输出变压器的级联组合扩大输出功率。图9.3中的输入、输出变压器用于电气隔离和交、直流电压匹配,根据使用要求、整流器类型和选用的直流电池电压高低等不同情况,输入、输出变压器可要可不要。有时充电器也可省去,由整流器同时完成对电池的充电任务。

9.2.3 双变流器串、并联补偿式 UPS

图9.4示出双变流器串、并联补偿式UPS。图中变流器Ⅰ和Ⅱ都是双向AC↔DC SPWM变流器,其直流侧接蓄电池,变流器Ⅰ经电感 L_1 和变压(变流)器 T 输出的电压 Δv (电流 I_s)串接在电源电压 v_s 和负载电压 v_L 之间,称之为串联补偿变流器,它提供的补偿电压 Δv 既抵消中 v_s 的谐波 v_{sh} ,又补偿基波电压 v_d ,使负载电压 v_L 成为与电源基波电压 v_d 同相的正弦波额定电压 v_R 。变流器Ⅱ经 $L_2 C_2$ 滤波后并联在负载两端,称之为并联补偿变流器。对变流器Ⅱ进行实时控制,可使输出至负载的电压为正弦波额定电压 v_R ,并向负载输出电流 $i_2 = i_{LQ} + i_{Lh} + (I_{LP} - I_s)$,其中 i_{LQ} 、 i_{Lh} 补偿负载无功和谐波电流,使电源仅向负载输出基波有功电流 I_s ,负载的有功电流 I_{LP} 由电源 I_s 与变流器Ⅱ共同提供。在非线性负载、电源电压高于或低于额定值且含有谐波电压时,这种UPS通过串、并联补偿变流器共同作用,可使负载电压 v_L 补偿到与电源电压同相的额定正弦电压 v_R ,同时电源仅输入基波有功电流。正常时市电与双变流器共同对负载供电,一旦市电停电后,变流器Ⅱ从蓄电池获取电能继续不间断的对负载供电。由于变流器Ⅰ仅补偿 Δv , $\Delta v \leq \pm 15\% v_s$,故其容量很小,而图9.3所示典型UPS中,整流、逆变两个变流器都需按100%负载容量设计,故这种UPS除能获得优良的输入、输出特性外,还可减少变流器总容量,提高运行效率并增强UPS过载能力。

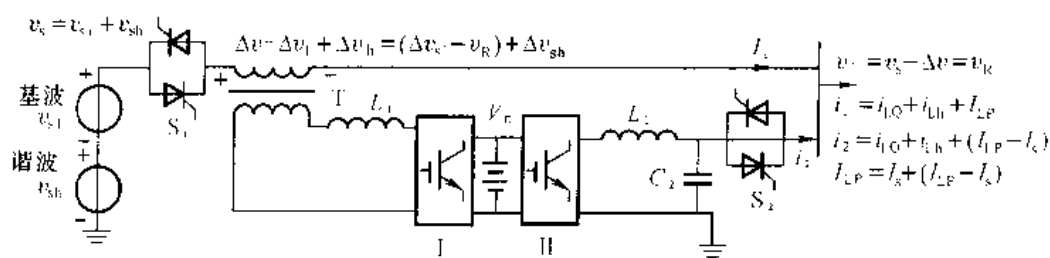


图9.4 双变流器串、并联补偿式UPS

9.3 晶闸管相控整流—有源逆变的直流输电系统

在远离大城市和工业用电中心的煤、石油等燃料产地建设大容量火力发电厂,在水力资源丰富的边远地区建造大型水电站,都要求远距离输送大量电能。高压大容量发电机都是交流发电

机,采用交流变压器可以将发电机的交流电压升至超高压,使传输一定功率时的电流降低,输电线电阻损耗 RI^2 降低。但当输电距离很长、输电容量很大时,交流远距离输电的电抗过大,会严重危害电力系统的安全稳定运行。

如果输电线首端交流发电机的电压为 V_1 ,输电线末端电压为 V_2 ,从发电机到输电线末端(负载端)的全部电路电抗为 X ,忽略远小于电抗 X 的电路电阻 R_L ,则由图 9.5(a)的等值电路和 9.5(b)的矢量图可以求得输电线末端传输的有功功率 P_c 和滞后的无功功率 Q_c ,分别为

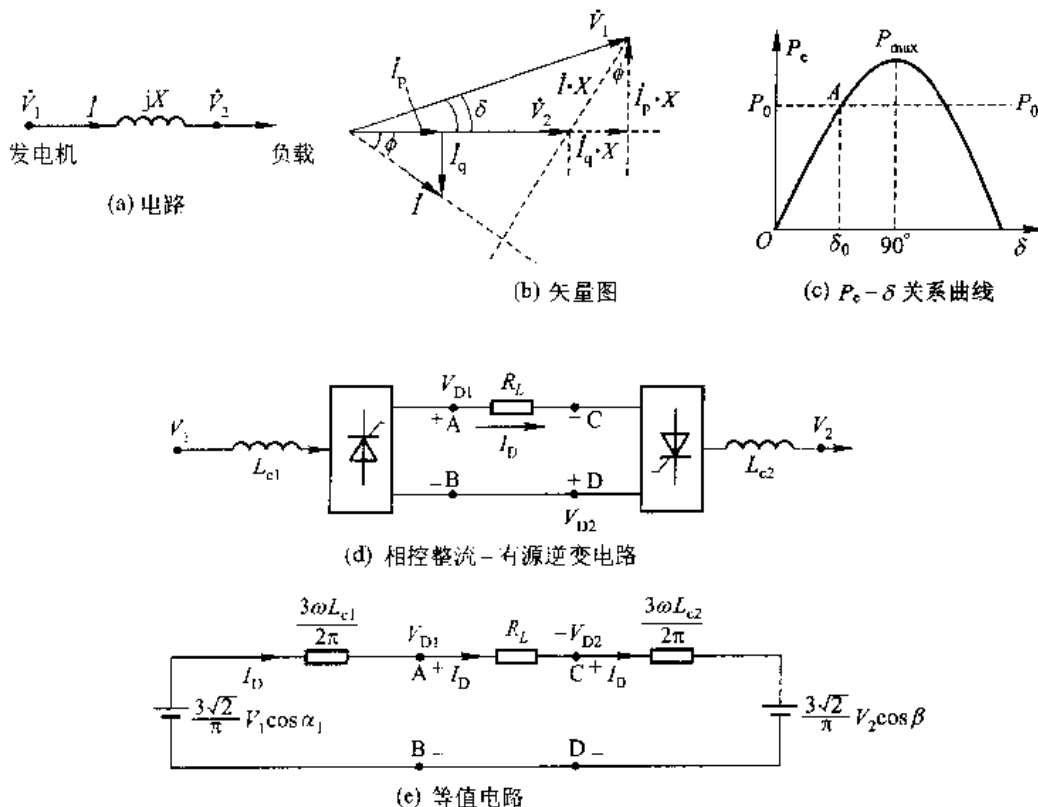


图 9.5 直流输电等效电路及矢量图

$$P_c = V_2 I \cos \phi = V_2 \cdot I_p \quad (9-9)$$

$$Q_c = V_2 I \sin \phi = V_2 \cdot I_q \quad (9-10)$$

电流矢量

$$\dot{I} = I_p - jI_q$$

复数视在功率 S 应是电压 $\dot{V}_2$ 与电流 $\dot{I}$ 共轭矢量 $\dot{I}^*$ 的乘积:

$$\dot{S} = \dot{V}_2 \dot{I}^* = V_2 (I_p + jI_q) = V_2 I_p + jV_2 I_q = P + jQ \quad (9-11)$$

由图 9.5(b)

$$I_p \cdot X = V_1 \cdot \sin \delta$$

$$I_q \cdot X = V_1 \cos \delta - V_2$$

电流有功分量

$$I_p = V_1 \sin \delta / X$$

滞后电流无功分量

$$I_q = \frac{V_1 \cos \delta - V_2}{X} \quad (9-12)$$

故

$$P_c = V_2 I_p = \frac{V_1 V_2}{X} \sin \delta = \frac{V_1 V_2}{X_G + X_T + X_L} \sin \delta = P_{\max} \cdot \sin \delta \quad (9-13)$$

$$P_{\max} = \frac{V_1 V_2}{X_{L_0} + X_T + X_L}$$

$$Q_c = V_2 I_{L_0} - V_2 \frac{V_1 \cos \delta - V_2}{X} \quad (9-14)$$

式中, δ 是发电机电压 V_1 超前输电线末端电压 V_2 的相位角。物理上 δ 相当于发电机转子与输电线末端电力系统等效发电机转子之间的相位差。 δ 越大, 发电机输出功率 P_c 也越大, 故 δ 角又称为功角或功率角。图 9.5(c) 示出了 P_c 与 δ 的函数关系。式(9-13)中的电抗 X 应是发电机等效电抗 X_{L_0} 、输电线首末端升降压变压器电抗 X_T 和输电线电抗 X_L 之和(X_L 与输电距离成正比), 为了传输较大的功率, 当输电线路电抗很大时, 功率角 δ 会很大, δ 越大, 则发电机运行的稳定性越差, 因为在 δ 较大时, 发电机遭受功率扰动后 δ 很容易超过 90° 而失去稳定运行的能力。因此交流远距离输电(X_L 很大)的传输功率只能是图 9.5(c)中小于 $P_{\max}$ 的 P_a ($\delta_a < 90^\circ$)。如果采用直流输电, 输电线电感 L 流过直流电流, 电感 L 的感应电动势 $e_L = L di/dt = 0$, 即电抗压降为零, 直流输电不存在因传输功率过大而引起的发电机运行不稳定问题。此外与交流输电相比直流输电只需两根导线, 三相交流需三根导线, 直流输电时导线电阻有功损耗也要小 1/3, 因此, 直流输电能降低输电线路的造价及运行费用。直流输电线路甚至还能把两个不同频率的交流电力系统连接在一起相互交换功率。

为了实现直流输电, 在输电线的首端必须采用高压、大功率整流器, 把交流变为直流, 在输电线末端又必需采用高压、大功率逆变器把直流变为交流。这时整流器、逆变器均可采用晶闸管作开关器件, 如图 9.5(d) 所示。图 9.5(d) 中 V_1 表示输电线首端交流发电机的线电压有效值, L_{e1} 为交流电源的等效电感。如果整流器为三相桥晶闸管相控整流器、其直流输出端电压为 v_{D1} , 逆变器采用晶闸管三相桥相控有源逆变器、其直流侧电压为 v_{D2} , 逆变器交流侧交流电源线电压有效值为 V_2 , 其等效电感为 L_{e2} , 输电线电阻为 R_L , 由式(5-138)、式(5-196)可得到图 9.5(d)中整流桥、逆变桥直流侧电压 v_{D1} 、 v_{D2}

$$V_{AB} = v_{D1} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_1 \cos \alpha_1 - \frac{3\omega L_{e1}}{\pi} I_D > 0 \quad (9-15)$$

$$V_{DC} = v_{D2} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_2 \cos \alpha_2 - \frac{3\omega L_{e2}}{\pi} I_D - \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_2 \cos(180^\circ - \beta_2) - \frac{3\omega L_{e2}}{\pi} I_D$$

$$= -\frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_2 \cos \beta_2 - \frac{3\omega L_{e2}}{\pi} I_D < 0 \quad (9-16)$$

式中, α_1 为线路首端三相整流桥触发控制角, α_2 为线路末端三相桥触发控制角, β_2 为线路末端三相桥相控逆变角, $\beta_2 = 180^\circ - \alpha_2$ 。

$$\text{而 } V_{CD} = -V_{DC} = v_{D2} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_2 \cos \beta_2 + \frac{3\omega L_{e2}}{\pi} I_D > 0 \quad (9-17)$$

由图 9.5(d) 可得

$$I_D \cdot R_L = V_{AB} - V_{CD} = V_{AB} + V_{DC} = v_{D1} + v_{D2}$$

$$\text{可求得 } I_D = \frac{v_{D1} + v_{D2}}{R_L} = \frac{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_1 \cos \alpha_1 - \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_2 \cos \beta_2}{\frac{3\omega L_{e1}}{\pi} + \frac{3\omega L_{e2}}{\pi} + R_L} \quad (9-18)$$

输电线首端相控整流器输出的直流功率 $P_1 = I_{D1} \cdot v_{D1}$

直流输电系统中的直流电压、电流和功率,可以方便地通过改变相控整流的整流控制角 α_1 和有源逆变的逆变控制角 $\beta_2 (-180^\circ - \alpha_2)$ 来调节控制。

由于输电线末端是一个交流电力系统,有交流电源存在,故逆变器可采用高压、大功率的晶闸管有源逆变器,由于直流输电系统中的整流器,逆变器都需要变换很高电压、很大电流的电功率,因此,往往采用由很多开关器件中并联的多个三相桥变换器组合,构成复合型高压、大功率整流器、逆变器。

晶闸管相控整流和有源逆变的固有缺点,使图 9.5(d)采用晶闸管为开关元件的直流输电系统不可避免地存在严重的谐波和无功功率等问题。近年来国外已有采用全控型开关器件的直流输电系统的试验研究,由于全控型开关器件的最高电压、电流、容量目前还小于晶闸管,加之其价格还比较高,因此,采用全控型开关器件的直流输电系统,10 年内还不大可能广泛地实用化。

9.4 具有中间交流环节(直流—交流—直流变换)的硬开关直流电源

第 3 章 3.1~3.6 节所介绍的直流—直流变换器,直流电源与负载之间无电气隔离。第 3 章 3.7 节介绍的带隔离变压器的单端 DC/DC 变换器,虽然将直流电源与负载隔离,但变压器磁通只在单方向变化,变压器铁心利用率低,且仅靠电感传输能量,不适用于较大功率的 DC/DC 变换。图 9.6(a)、图 9.7、图 9.8 给出了三种具有中间交流环节(直流—交流逆变后再经交流—直流整流变换)的直流电源。它们的共同特点是先用高频逆变器将直流变为图 9.6(b)所示的脉宽可控的高频方波交流,再用二极管不控整流将高频方波交流变为图 9.6(c)中的 PWM 直流方波 v_{D1} ,最后经 LC 滤波器滤除高频分量而获得纹波很小的平稳直流电压。这种直流电源虽然经过了两级功率变换,但是逆变环节主电路结构不复杂,控制电路也简单,已有各种集成控制芯片可供选用。至于第二级交流—直流变换是不控整流,更简单。中间交流环节的变压器是高频变压器,其重量、体积都不大,电路中的 LC 滤波器也较小,此外,主电路中的高频开关还可采用软开关以减小开关损耗。因此,虽有两级功率变换,但总体技术、经济指标仍然较高,故已成为中小容量直流电源的主流方案。

9.4.1 半桥型 DC/AC—AC/DC 直流电源

图 9.6(a)中数值相等的直流电容 C_1 、 C_2 将直流电源电压 V_D 一分为二。选择 $C_1 = C_2$ 且数值足够大,可使变换器工作时 $v_{C1} \approx v_{C2} = V_D/2$ 。两个全控型开关器件 T_1 、 T_2 以相同的占空比 D 交替地被驱动导通和阻断。图 9.6(b)示出在 $t=0$ 开始的第一个半周期 $T_s/2$ 期间,在 T_1 导通的 $T_{on} \sim DT_s$ 期间, C_1 的电压加在变压器二次绕组 N_1 上, $v_{AB} = V_D/2$ 。第二个 $T_s/2$ 期间,在 T_2 导通的 $T_{on} \sim DT_s$ 期间, C_2 的电压加在 N_1 上, $v_{AB} = -v_{BA} = -V_D/2$ 。因此,图 9.6(a)中 C_1 、 C_2 、 $T_1(D_1)$ 、 $T_2(D_2)$ 构成一个半桥逆变器,将直流电压变为方波交流电压,从 A、B 两点输出给变压器一次绕组 N_1 , L_1 为 N_1 的漏感。变压器两个二次绕组 N_{21} 、 N_{22} 匝数相等。由变压器

绕组同名端情况可知, T_1 导通时, N_{21} 绕组的感应电动势 $e_{D1} = \frac{N_{21}}{N_1} \cdot v_{AB} = \frac{N_2}{N_1} \times \frac{1}{2} V_D$, e_{D1} 经 D_3

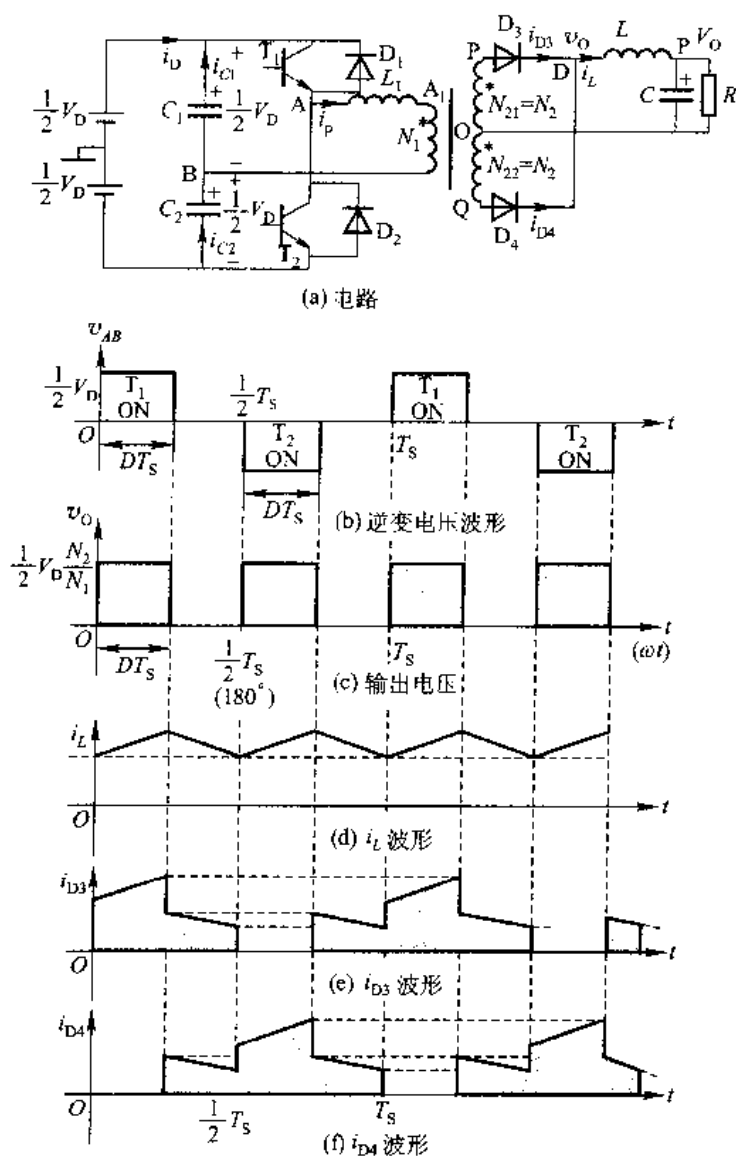


图 9.6 具有中间交流环节的半桥型 DC/AC—AC/DC 直流电源

输出直流电压 $V_O = e_{PO} = \frac{N_2}{N_1} \times \frac{1}{2} V_D$, 这时二极管 D_4 被反压 e_{PQ} 截止, 电感电流 i_L 由绕组 N_{21} 经 D_3 供给。一次绕组 N_1 的电流 i_p 应是激磁电流 i_u 与负载电流的折算值 $i_L N_2 / N_1$ 之和, 如果忽略 i_u , 则 $i_p = i_L N_2 / N_1$ 。当 $t = DT_s$, T_1 关断后, 图 9.6(a) 中变压器绕组 N_1 的漏感 L_1 使 i_p 不可能瞬时为零, 但 i_p 只能经 $N_1 \rightarrow C_2 \rightarrow D_2$ 续流。将 L_1 的磁能返馈回 C_2 , 这时 $v_{AB} = -V_D/2$, 即加在 N_1 上的电压反向, 二次绕组感应电动势 Q 正、 P 负, 使二极管 D_4 开始导电, 负载电流 i_L 经 D_3 、 D_4 共同导电续流, $i_{D3} + i_{D4} = i_L$ 。由于 D_3 、 D_4 同时导电, 则变压器二次电压 $v_{PQ} = 0$, $v_{PO} = v_{OQ} = v_{QO} = 0$, 又使变压器一次侧电压 $v_{AB} \approx 0$, 于是 C_2 的电压加在 L_1 上, $-V_{C2} = -\frac{1}{2} V_D = L_1 \frac{di_p}{dt}$ 。由于 L_1 很小, i_p 很快衰减为零后, 相当于使一次绕组 N_1 开路, 因此, 可以近似认为在

T_1 关断的同时, i_p 变为零使 N_1 开路。 T_1 关断前 T_1 、 D_3 导电时, $i_p = i_L N_2 / N_1$ 从 A_1 点处流入变压器绕组 N_1 , 产生磁通势 $i_p N_1 = i_L N_2$, 二次侧 i_L 从 N_{21} 的 P 点流出产生磁通势 $i_L N_2$, 变压器一次、二次侧磁通势平衡(大小相等, 方向相反)。变压器磁通势在任何时刻都应平衡, 故在 T_1 关断、 N_1 开路, $i_p = 0$, D_3 、 D_4 同时导通, N_{21} 、 N_{22} 的磁通势也应大小相等、方向相反, 即 $i_{D3} \cdot N_{21} = i_{D4} \cdot N_{22}$, $i_{D3} = i_{D4} = i_L / 2$, 此后由于 i_L 继续对负载供电, 电感 L 能量减少, i_L 下降, 故 $i_{D3} = i_{D4}$ 随之下落, 如图 9.6(d)、(e)、(f)所示。从 $t = DT_s$ 到 $t = T_s/2$ 期间由于 D_3 、 D_4 同时导通, $v_{AB} = 0$, 输出直流电压 $V_o = 0$ 。直到 $t = T_s/2$, T_2 开通, C_2 的电压从 B 点加至 N_1 , 再从 A 点经 T_2 形成回路。在 T_2 导通期间 A、B 两点电压 $v_{AB} = -v_{BA} = -V_D/2$ 反向。使变压器二次侧感应电动势 Q 正、P 负, 使 D_3 截止($i_{D3} = 0$), D_2 继续导通且电流 i_{D2} 从 $i_L/2$ 上升为 i_L 。此后在 T_2 导通的 $T_{on} = DT_s$ 期间, 电流 i_p 在电源电压 $V_D/2$ 与负载电压折算值 $V_o N_1 / N_2$ 之差值作用下线性增长。由于通常 L 取值较大, 在开关器件导通的 $T_{on} = DT_s$ 期间 i_L 、 i_p 变化不大(图 9.6(d)、(e)、(f)中为了看清楚些, 故意放大了变化率)。

在图 9.6(e) T_2 导通的 $T_{on} = DT_s$ 期间, 即从 $t = T_s/2$ 到 $t = T_s/2 + DT_s$ 期间, $V_{AB} = -\frac{1}{2} V_D$, D_4 导电, $V_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{2} V_D$ 。

从 $t = T_s/2 + DT_s$ 到 T_s 期间, D_3 、 D_4 同时导电, $v_{AB} = 0$, 输出电压 $V_o = 0$ 。

所以, 输出电压 V_o 是周期为 $T_s/2$, 脉宽为 DT_s , 幅值为 $\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{1}{2} V_D$ 的周期性直流 PWM 脉波, V_o 经 L 、 C 滤波后得到其直流电压平均值 V_o 为

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{1}{2} V_D \cdot \frac{DT_s}{T_s/2} = \frac{N_2}{N_1} \cdot D \cdot V_D \quad (0 < D < 0.5) \quad (9-19)$$

选择适当的变压比 N_2/N_1 , 输出电压 V_o 可大于或小于电源电压 V_D , 调节控制 T_1 、 T_2 开关器件的导通占空比 D , 即可在电源电压 V_D 变化或负载变化时仍保持输出电压 V_o 恒定, 或使输出电压 V_o 为可控的直流电压, 由图 9.6(a)可知, 一个开关管导通、另一个开关管阻断时它所承受的电压仅为电源电压 V_D , 当两个开关管都阻断时, 每个开关管仅承受 $V_D/2$ 电压。半桥式变换器既可使其中的变压器磁通在两个方向交变, 提高了其铁心利用率, 又可采用较低电压的开关管。此外, 半桥电路在 T_1 、 T_2 导通时间 t_1 、 t_2 存在差异、加在变压器绕组 N_1 上正、负两个电压波的宽度有差异时, 由于两个电容中点 B 电位的浮动($V_{C1} \neq V_{C2}$)而具有自动平衡变压器电压伏秒值的作用。这是由于图 9.6(a)中电源电压 $V_D = v_{C1} + v_{C2}$ 恒定时, $dv_{C1}/dt = -dv_{C2}/dt$, 故在 T_1 导通的 t_1 期间, C_1 经 T_1 对负载放电(供电), v_{C1} 下降, C_2 被电源 V_D 充电, (电源 V_D 的电流 i_D 经 $T_1 \rightarrow$ 负载 $\rightarrow C_2$ 给 C_2 充电)使 v_{C2} 上升, 维持 $v_{C1} + v_{C2} = V_D$ 不变, 由于 $C_1 = C_2 = C$, 电容电荷 $Q = C \cdot v_C$, 电容电流 $i_{C1} = C \frac{dv_{C1}}{dt}$, $i_{C2} = C \frac{dv_{C2}}{dt} = -C \frac{dv_{C1}}{dt}$, C_1 的放电电流 i_{C1} 等于 C_2 的充电电流, 使 t_1 期间 C_1 的放电电荷 Q_1 等于 C_2 的充电电荷 Q_{2+} , $Q_{1-} = Q_{2+}$ 。同理, 在 T_2 导通的 t_2 期间, C_2 经 T_2 对负载放电, v_{C2} 下降时 v_{C1} 同步上升, C_2 的放电电流 i_{C2} 等于 C_1 的充电电流, C_2 的放电电荷 Q_{2-} 等于 C_1 的充电电荷 Q_{1+} , $Q_{2-} = Q_{1+}$ 。在稳态时, 在一个开关周期中

C_2 的充电电荷 Q_{2+} 应等于其放电电荷 Q_{2-} , 即 $Q_{2+} = Q_{2-}$, 因此, $Q_{1-} = Q_{2+} = Q_{2-}$, 即

$$Q_1 = \int_0^{t_1} i_{C1} dt = Q_{2-} = \int_0^{t_2} i_{C2} dt$$

若等效负载电阻为 R , 则 T_1 导通时 $i_{C1} = v_{C1}/R$, T_2 导通时 $i_{C2} = v_{C2}/R$, 因此可得

$$\int_0^{t_1} v_{C1} dt = \int_0^{t_2} v_{C2} dt$$

若一个周期中 v_{C1} 、 v_{C2} 的直流平均值分别为 V_{C1} 、 V_{C2} , V_{C1} 、 V_{C2} 为正负半波输出电压的幅值, 则 $t_1 \cdot v_{C1} = t_2 \cdot v_{C2}$, 即正、负半周加到 N_1 绕组上的电压与时间的乘积相等。

若 $t_1 = t_2$, 则 $v_{C1} = v_{C2}$ 图 9.6(a) 中中性点电位 $V_B = 0$;

$t_1 > t_2$, 则 $v_{C1} < v_{C2}$ 图 9.6(a) 中 $V_B > 0$

$t_1 < t_2$, 则 $v_{C1} > v_{C2}$ 图 9.6(a) 中 $V_B < 0$

因此, 图 9.6(a) 中绕组 N_1 上正、负半波的电压幅值虽不相等, 但电压与其存在时间(脉宽)的乘积伏秒数值趋于平衡。由于变压器绕组 N_1 外加电压(v_{C1} 或 v_{C2})近似等于其感应电动势 e , $v_C \approx e = N_1 d\phi/dt$, 磁通增量 $\Delta\phi \approx v_C \cdot T_{on}/N_1 = v_C \cdot t/N$, 所以 B 点电位的浮动能自动平衡变压器绕组电压的伏秒值, 平衡正负半波磁通的最大值。

9.4.2 推挽式(push-pull)DC/AC—AC/DC 直流电源

图 9.7 所示电路中, 变压器一次绕组 $N_{11} = N_{12} = N_1$ 和二次绕组 $N_{21} = N_{22} = N_2$ 都有一个中点抽头, 开关管 T_1 、 T_2 在 T_s 周期中的正、负半周轮流导电 $T_{on} = DT_s$, 类似于图 9.6(a) 所示的半桥电路中的开关 T_1 、 T_2 。图 9.7 中 T_1 导通、 T_2 阻断时电源电压 V_D 加到 N_{11} 两端; 二次侧 N_{21} 感应电动势使 D_3 导电(D_4 截止)输出 i_L 。这时输出电压 $V_O = V_D \cdot N_2/N_1$ 。当 T_1 、 T_2 都阻断时, i_L 下降, D_3 、 D_4 同时导通, 共同续流 i_L , 这时 $v_{PQ} = 0$, $V_O = 0$; 当 T_2 导通, T_1 阻断时, 电源电压 V_D 加到 N_{12} 两端, 二次侧 N_{22} 感应电动势使 D_4 导电(D_3 截止)输出 i_L , 输出电压 $V_O = V_D \cdot N_2/N_1$ 。因此图 9.7 电路的输出电压 V_O 波形与半桥电路图 9.6(c) 类似, 但幅值为 $V_D \cdot N_2/N_1$, 比半桥时高出一倍, 直流输出电压平均值 V_O 也高出一倍, 则

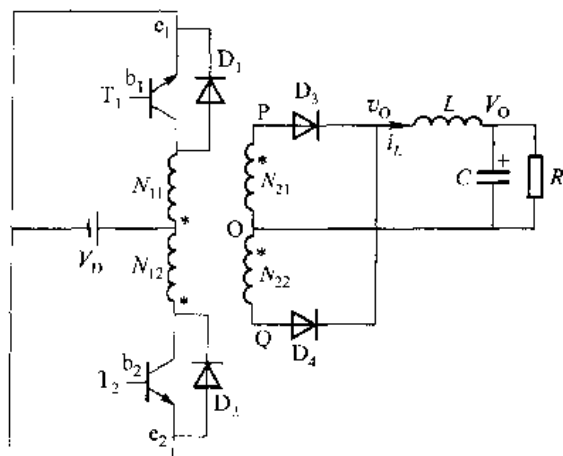


图 9.7 推挽式 DC/AC—AC/DC 直流电源

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_D \cdot \frac{T_{on}}{T_s/2} = 2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot DV_D \quad (0 < D < 0.5) \quad (9-20)$$

图 9.7 所示电路中 T_1 导电时 N_{11} 流过电流、磁通向正方向变化: $d\phi/dt = V_D/N_1 > 0$, 当 T_2 导电时 N_{12} 流过电流、磁通向反方向变化: $d\phi/dt = -V_D/N_1 < 0$, 在一个周期 T_s 中磁通正、负交替变化, 故早期发明这种电路时称之为推挽变换器。与半桥电路相比, 推挽变换器中开关器件在阻断时所承受的最高电压为两倍电源电压, 且毫无自动平衡变压器正负半波电压伏·秒值、缓和直流偏磁的能力, 但是两个开关管 T_1 、 T_2 的驱动电路简单, 因为两个开关管的发射极连在一起, 两个驱动信号 V_{1111} 、 V_{1212} 可以共地而不必电气隔离, 而图 9.6(a) 半桥电路的两个驱动信号则必须相互隔离, 增加了控制电路的复杂性。

9.4.3 全桥型 DC/AC—AC/DC 直流电源

图 9.8 所示全桥型 DC/AC—AC/DC 直流电源的前一级是第 4 章 4.3 节中介绍的由 4 个开关器件 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 所构成单相桥式单脉宽调制的逆变器。图中 T_1 、 T_4 同时导通, T_2 、 T_3 同时导通, 逆变器输出幅值为 V_D 、脉宽可控的单脉波交流电压加在变压器一次绕组 N_1 上, 交流电压频率 $f = 1/T_s$ 。二次绕组感应的交流方波电压经 4 个二极管桥式整流后得到脉宽可控、幅值为 $V_D \cdot N_2/N_1$ 、频率 $f' = 2f = 2/T_s$ 的直流 PWM 方波, 再经 LC 滤波后得到平稳的直流电压 V_o , 即

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} V_D \cdot \frac{T_{on}}{T_s/2} = 2 \cdot \frac{N_2}{N_1} DV_D \quad (0 < T_{on} \leq \frac{1}{2} T_s; 0 < D \leq 0.5) \quad (9-21)$$

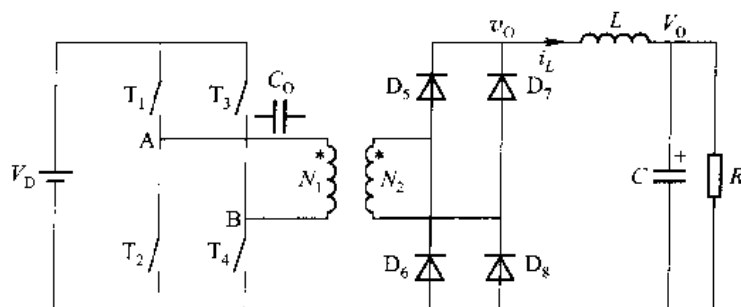


图 9.8 全桥型 DC/AC—AC/DC 直流变换器

如果开关器件 T_1 、 T_4 和 T_2 、 T_3 导通时间有差异, 则加在 N_1 上的交流电压 v_{AB} 正、负半波电压幅值相等、但脉冲宽度不相等, v_{AB} 中除交流分量外还将含有直流电压分量, 会在变压器 N_1 绕组中产生很大的直流电流, 并可能造成磁路饱和而使变换器不能正常工作, 因此, 通常在逆变器输出与变压器一次绕组 N_1 之间串入隔直电容(图 9.8 中的 C_0) 解决直流偏磁问题。

全桥 DC/AC—AC/DC 直流电源变换器中的开关器件承受的最高电压仅为电源电压。这种 DC/AC—AC/DC 二极变换电路适用于直流电源电压较高、输出功率较大、又需要将负载与电源隔离的应用领域。

如果直流输出电压较低, 例如 24 V 或通信设备的 48 V 基础电源, 则图 9.8 中的 AC/DC 整流部分可采两个二极管的双半波不控整流, 取代 4 个二极管的单相桥式全波整流, 如图 9.9(a) 中所示。那时直流输出只有一个二极管压降, 整流管电压降减小了一半, 可以提高变换器的效

率。当然由于是双半波整流,变压器必须有两个匝数相同,极性相反的二次绕组。

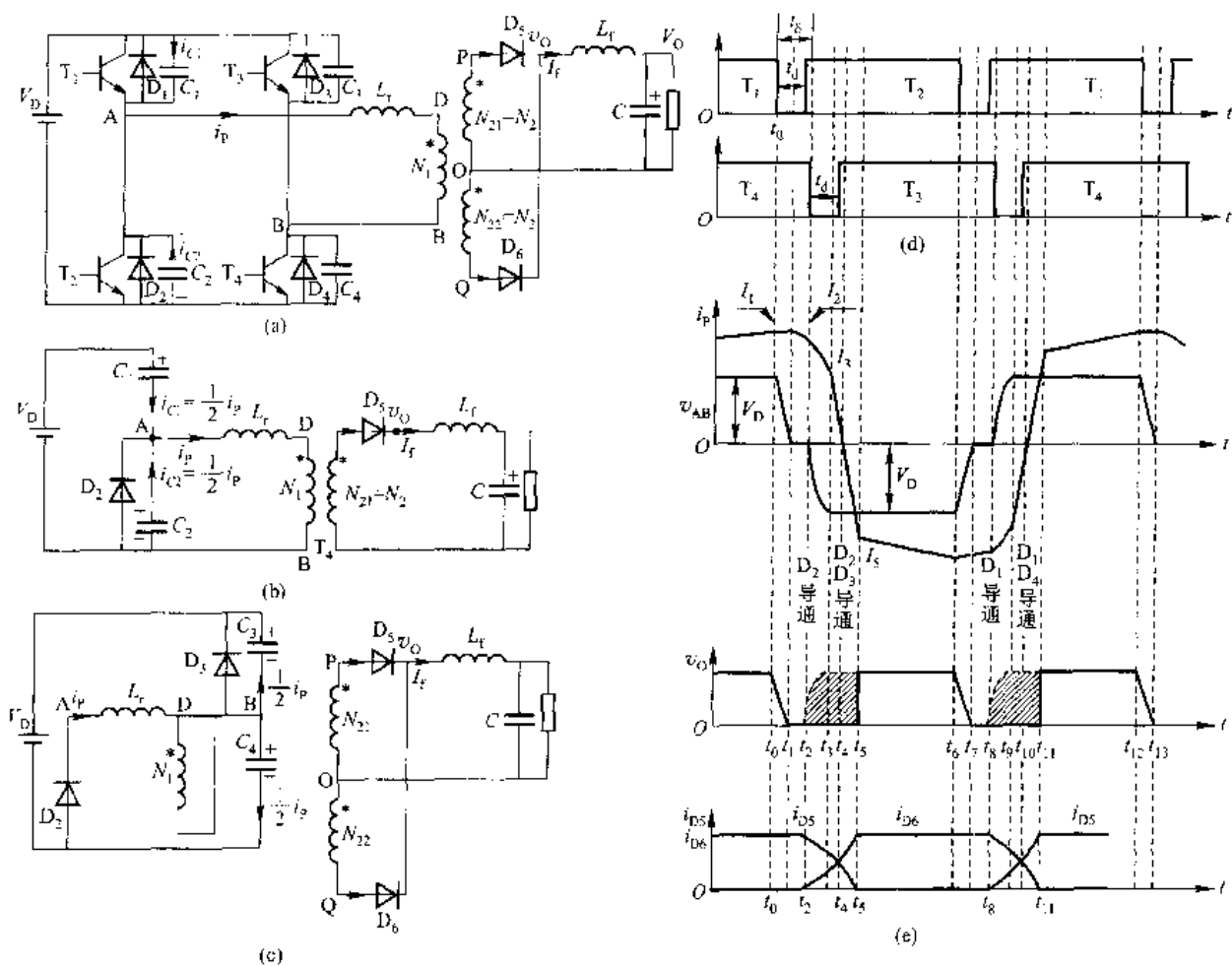


图 9.9 移相全桥零电压开关 DC/AC—AC/DC 直流电源

9.5 移相全桥零电压开关 DC/AC—AC/DC 直流电源

9.5.1 电路特点

图 9.9(a)所示二级变换器直流电源中的逆变部分与单相桥逆变电路不同之处是电路结构上多了 4 个电容($C_1 = C_2, C_3 = C_4$)和一个谐振电感 L_r ;高频变压器二次侧有两个绕组 $N_{21} = N_{22}$,使其输出经 D_5, D_6 双半波整流后输出倍频 PWM 直流电压。 C_1, C_2, C_3, C_4 的作用是使开关器件在关断时其两端电压从零缓慢上升,实现软关断,减少关断损耗。在开关器件关断、开通过程中,电容与 L_r 谐振,使开关器件在施加驱动信号开通时(开关管等效电阻从无限大降为零的过程中)开关器件两端电压为零,从而实现零电压开通,无开通损耗。然后当外部电路使开关管建立电流时,在电流上升过程中,开关管已处于等效电阻为零的通态,因此,建立电流的过程中也无开关损耗。在控制方式上其 4 个开关器件的驱动信号波形如图 9.9(d)所示; T_1, T_2 驱动信

号互补但有一死区 t_0 。 T_3 、 T_2 驱动信号互补,也有同一死区 t_0 。 T_4 (T_3) 的驱动信号比 T_1 (T_2) 的驱动信号滞后,滞后时间 t_2 所对应的移相角度为 δ , $\delta = \omega t_2$ 。 当 T_1 、 T_4 同时有驱动信号时逆变器有输出电压 $v_{AB} = +V_D$; 当 T_3 、 T_2 同时有驱动信号时 $v_{AB} = -V_D$ 。 $\delta = 0$ 时 v_{AB} 为脉宽 180° 的方波, $\delta \neq 0$ 时, v_{AB} 为脉宽 $(180^\circ - \delta)$ 的方波。 T_1 、 T_3 或 T_2 、 T_4 同时有驱动信号时 $v_{AB} = 0$ 。 控制滞后相位角 δ 即可调控逆变器输出电压 v_{AB} 的脉宽,从而调控经变压器和双半波整流后输出的直流 PWM 电压的平均值 V_O 。

T_1 、 T_2 的驱动信号超前 T_4 、 T_3 ,故 T_1 、 T_2 称为超前桥臂, T_3 、 T_4 称为滞后桥臂。

为了使图 9.9(a)电路工作原理的分析简明、清晰,假定:

(1) 所有二极管、开关管均为理想器件,通态时等效电阻为零、电压为零,断态(截止时)等效电阻无限大。

(2) 变压器是理想变压器,忽略激磁电流。

(3) $C_1 = C_2$ 、 $C_3 = C_4$, 变压器变比 $K = N_1/N_2$, 直流滤波电感 $L_r \gg L_f/K^2$, 在一个开关周期中负载电流 I_L 变化不大,可近似为恒定不变。

9.5.2 一个周期的开关过程

由图 9.9(d)驱动信号可知,在 $t < t_0$ 时, T_1 、 T_4 同时导通,使 $v_{AB} = V_D$,由变压器绕组所标同名端的极性可知,二次绕组 N_{21} 感应电动势使二极管 D_5 导通, $i_{D5} = I_L$, D_6 截止,输出电压 $v_O \approx V_{D1} \cdot N_2/N_1 = V_D/K$, 电感 L_f 上的电流 $i_p = I_L \cdot N_2/N_1 = I_L/K$, $v_{C1} = v_{C4} = 0$, $v_{C2} = v_{C3} = V_D$ 。 $t = t_0$ 时 T_1 被关断,此后电路工作状态的变化依序为:

1. 第一阶段: $t_0 \rightarrow t_1$, T_4 仍导通。 $t = t_0$, T_1 关断; $t = t_1$, $v_{AB} = v_O = 0$, D_2 开始导电。 $t = t_0$ 时 T_1 关断,由于电路有电感,电流 i_p 不能突变为零, i_p 从 T_1 转到 C_1 (i_{C1})、 C_2 (i_{C2})。 此后 i_{C1} 使 C_1 从零电压开始充电, v_{C1} 逐渐上升,实现 T_1 软关断,减小了关断损耗。 i_{C2} 使 C_2 从电压 V_D 开始放电。 若 $t = t_1$ 时 C_2 放电到零 $v_{C2} = 0$,而在 $t_0 \rightarrow t_1$ 期间 $v_{C2} = v_{AB} > 0$,使变压器一次绕组 N_1 仍加正向电压,二次侧仍是 N_{21} 、 D_5 导电, D_6 截止。 这期间 i_p 的等值电路如图 9.9(b),将 L_f 折算到一次侧,则一次侧回路的等效电感 $L = L_r + K^2 \cdot L_f \gg L_r$ 。 由于等效电感 L 很大故在 $t_0 \rightarrow t_1$ 期间 i_p 变化很小可视为恒值 I_1 。 由于 $v_{C1} + v_{C2} = V_D$, $dv_{C1}/dt = -dv_{C2}/dt$, 又 $C_1 = C_2$, 则 $i_{C1} = i_{C2} = i_p/2$, 因此 C_1 以 $i_p/2$ 充电, C_2 以 $i_p/2$ 放电。 在 $t_0 \rightarrow t_1$ 期间 ($t_{01} = t_1 - t_0$) v_{C1} 充电到 V_D , v_{C2} (v_{AB}) 从 V_D 降为零,输出电压 v_O 也降为零。

$$\text{在 } t_{01} = t_1 - t_0 \text{ 期间: } \Delta V_{C2} = V_D = \frac{1}{C_2} \int_0^{t_{01}} \frac{1}{2} i_p dt = \frac{I_1}{2C_2} \cdot t_{01}$$

$$t_{01} = 2C_2 V_D / I_1 \quad (9-22)$$

2. 第二阶段: $t_1 \rightarrow t_2$, T_4 仍导通。 $t = t_1$ 时, $v_{AB} = 0$ 、 $v_O = 0$ 、 D_2 开始导通; $t = t_2$ 时 T_4 关断。

$t = t_1$ 时 $v_{C2} = 0$ 、 $v_{C1} = V_D$, 图 9.9(b)中 C_2 放电到零后,二极管 D_2 导通, $v_A = v_D$ 、 $v_{C2} = 0$, C_2 无作用,由于 $v_{AB} = v_A - v_B = 0$, A、B 两端已不存在电源,此后 i_p 将经 T_4 、二极管 D_2 和 L_f 续流, i_p 逐渐减小,其感应电压 $L_f \cdot di_p/dt$ 是 D 点正, A 点为负,这个电压加在 N_1 绕组上,仍会使二次侧 N_{21} 、 D_5 导电,续流 I_L 。 由于 i_p 回路的等效衰减电感 $L = L_r + K^2 L_f$ 很大,故 i_p 仍衰减

缓慢,直到 $t = t_2$, T_1 有关断信号为止, $i_p = I_2$ 。由于通常 L_r 很小,故 $L_r \cdot di_p/dt$ 仍很小, N_1 两端正向电压很小,故输出电压 $v_o \approx 0$ 。

在 $t_1 \rightarrow t_2$ 期间 D_2 导通 $v_{c2} = 0$ 。只要式(9-22)中 t_{on} 小于死区时间 t_D , 则 T_2 被施以驱动信号之前 D_2 已导通,使 $v_{c2} = 0$, 当 T_2 被加上驱动信号,其等效电阻从无限大降为零的过程中, D_2 在导通, $v_{c2} = 0$, 故 T_2 不会流过电流,无开通损耗,因此, T_2 是零电压开通。

图 9.6(d)中, $t_{on} \rightarrow t_2$ 的时间对应于 T_1 (T_2) 和 T_4 (T_3) 前、后两桥臂的移相角 δ , $\delta = \omega t_{on} = \omega(t_2 - t_{on})$, $t_{on} = t_2 - t_{on} = \delta/\omega$ 。

3. 第三阶段: $t_2 \rightarrow t_3$, T_2 已开通,但 D_2 仍导通。 $t = t_2$ 时, T_4 关断; $t = t_3$ 时, $V_{AB} = -V_D$, D_3 开始导通。

$t = t_2$ 时 T_4 关断, 图 9.9(a)中的 i_p 从 T_4 转到 C_4 , C_3 , 如图 9.9(c)所示。因 $C_3 = C_4$, 故 C_4 被 $i_p/2$ 充电, v_{c4} 从零逐渐上升使 T_4 实现软关断。 C_3 则被 $i_p/2$ 放电, 电压 v_{c3} 从 V_D 下降。由于 D_2 仍在导电, 流过 i_p , $v_N = 0$, C_4 充电时 $v_{c4} = v_{c3}$ 电位逐渐上升, 使 v_{AB} 从 0 逐渐变负, 到 $t = t_3$ 时, C_2 充电到 $v_{c4} = V_D$, $v_{c3} = 0$, $v_{AB} = -V_D$, 在 $t_2 \rightarrow t_3$ 期间由于 v_{AB} 为负值, N_1 绕组外加电压反向, 故二次侧 N_2 绕组感应电动势使 D_6 开始导通, i_{D6} 从零上升, i_{D5} 从 I_1 下降, $i_{D5} + i_{D6} = I_{T0}$ 。由于 D_5 、 D_6 同时导电, 变压器二次侧 P、Q 两点同电位, $v_{PQ} = 0$, 因而一次绕组两端电压 $v_N = 0$, 被短路, 即图 9.9(a)中 B、D 两点电位相同, 可视为被短接, 这时的等值电路为 9.9(c)。

图 9.9(c)中 $t = t_2$ 时 $V_{c3} = 0$, $V_{c4} = V_D$, $v_{AB} = 0$, $i_p = I_2$; $t = t_3$ 时, $v_{c4} = V_D$, $v_{c3} = 0$, $v_{AB} = -V_D$, $i_p = I_3$, 在 $t_{23} = t_3 - t_2$ 期间, 由图 9.9(c)等值电路可求得

$$L_r \frac{di_p}{dt} = -v_{c4} = -\frac{1}{C_4} \int \frac{1}{2} i_p dt, \quad 2C_4 L_r \frac{d^2 i_p}{dt^2} + i_p = 0$$

以图 9.9(c)中时间 t_2 为零点, 则在 $t_2 \rightarrow t_3$ 期间的初始条件为: $t = 0$ 时 $i_p = I_2$, $di_p/dt = -v_{c4} = 0$, 可得到上式的解为

$$i_p(t) = I_2 \cos \omega(t - t_2) \quad (9-23)$$

$$v_{c4}(t) = Z \cdot I_2 \sin \omega(t - t_2)$$

$$v_{c3}(t) = V_D - v_{c4}(t) = V_D - Z I_2 \sin \omega(t - t_2)$$

式中, $Z = \sqrt{\frac{L_r}{2C_4}}$, $\omega = 1/\sqrt{2L_r \cdot C_4}$

$$\begin{aligned} & t = t_3, v_{c4} = V_D \\ & \text{故} \quad V_D = Z I_2 \sin \omega(t_3 - t_2) \\ & t_{23} = t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{V_D}{Z I_2} \end{aligned} \quad (9-24)$$

在 $t_2 \sim t_3$ 期间 $v_N = 0$, 输出电压 $v_o = 0$ 。 $t = t_3$ 时, $i_p = I_3 = I_2 \cos \omega(t_3 - t_2)$ 。

4. 第 4 阶段: $t_3 \sim t_4$, D_2 、 D_3 导通。 $t = t_3$ 时, D_3 开始导通。 $t = t_4$, $i_p = 0$, T_2 、 T_3 开始导通。

$t = t_3$ 时, $v_{c4} = V_D$, v_{c3} 放电为零, i_p 使 D_3 开始导通。由图 9.9(a), 由于 v_{AB} 为负, 二次侧 D_5 、 D_6 仍同时导通, 而使图 9.9(c)中的变压器一次侧 D、B 两点仍短路, 故从 $t = t_3$ 开始, i_p 经 D_2 、 D_3 向电源 V_D 回馈能量, i_p 线性下降, 在 $t = t_4$ 时 i_p 下降为零。

$$V_D = L_r \frac{di_p}{dt}, \Delta t = t_{34} = t_4 - t_3 = \frac{L_r}{V_D} \cdot I_3 \quad (9-25)$$

在 $t_3 \sim t_4$ 期间, $v_{N1} = 0$ 输出电压 $v_O = 0$

在 $t_3 \sim t_4$ 期间, D_3 导通 $v_{C3} = 0$, 只要式(9-24)的 $t_{23} = t_3 - t_2$ 小于死区时间 t_D , 则 T_3 被施加驱动信号时, 其端电压就已为零, T_3 能实现零电压开通, 即 T_3 的等效电阻从无限大变为零的过程中, 其端电压由于 D_3 已在导通早已为零, 因此, T_3 是零电压开通, 无开通损耗。

5. 第5阶段: $t_4 \rightarrow t_5$, T_2 、 T_3 导电, 建立负载电流。

$t = t_4$ 时 $i_p = 0$ 。由于这时 T_2 、 T_3 已被施加驱动信号, 其等效电阻已为零, 故 $t > t_4$ 时电源电压 V_D 经 T_3 、 T_2 形成反向 i_p 。反向 i_p 从零线性增加, 到 $t = t_5$ 时, $|-i_p|$ 达到负载电流 I_L 折算到变压器一次侧的数值 $I_5 (I_5 = I_L/K)$ 。

在 $|-i_p| < I_L/K$ 时, $K|-i_p| < I_L$, 这时图 9.9(a) 中变压器一次绕组 N_1 电压虽已反向, 电流为 $-i_p$, 但 N_{22} 绕组不足以提供负载电流 I_L 。因此 N_{21} 绕组和 D_5 仍导通, D_5 、 D_6 共同导通提供负载电流 I_L 。因此在 $t_4 \rightarrow t_5$ 期间变压器仍为短路状态。图 9.9(a) 中的 B、D 两点仍被短接, 电源 V_D 经 T_3 、 L_r 、 T_2 使 $|-i_p|$ 线性增加到 $I_5 = I_L/K$, 时间为

$$t_{45} = t_5 - t_4 = \frac{L_r}{V_D} \cdot I_5 = \frac{L_r}{V_D} \cdot \frac{I_L}{K} \quad (9-26)$$

6. 第6阶段: $t_5 \sim t_6$, 电源 V_D 经 T_3 、 T_2 向负载持续供电, $t = t_6$, T_2 关断。

$t > t_5$ 时 $|-i_p|$ 已增加到 $|-i_p| = I_L/K$, 原方 T_3 、 T_2 导电, 二次绕组 N_{22} 、 D_6 提供负载电流 I_L , D_5 截止。变压器不再被短接, $v_{N1} = V_D$, $v_O = V_D \cdot N_2/N_1 = V_D/K$, $|-i_p| = I_L/K$, 这时 $-i_p$ 回路的等值电感 $L = L_r + K^2 L_l$, $-i_p$ 由下式确定:

$$\begin{aligned} V_D - V_O \cdot \frac{N_1}{N_2} &= (L_r + K^2 L_l) \frac{d(-i_p)}{dt} \\ i_p(t) &= -\frac{V_D \cdot K \cdot V_O}{L_r + K^2 L_l} (t - t_5) \approx -\frac{V_D \cdot K V_O}{K^2 L_l} (t - t_5) \end{aligned} \quad (9-27)$$

$t = t_6$ 时, T_2 关断, 结束了从 $t = t_6$, T_1 关断到 $t = t_6$, T_2 关断的半个周期中 6 个运行工作情况。从 $t = t_6$, T_2 关断, 再依序经历后半周期的 6 个工作情况, 直到 t_{12} 结束一个完整周期的 12 个工作情况。

9.5.3 开关器件零电压开通条件

图 9.9(a) 电路仅增加 4 个并联缓冲电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 和一个串联电感 L_r , 就可能使 4 个开关器件具有软关断特性和零压下开通的开关特性。变压器的漏感和开关器件的寄生电容可被利用作为并联缓冲电容和串联电感。图 9.9(a) 中为了使超前桥臂开关器件 T_1 、 T_2 能实现零压开通, 必须使式(9-22)中 $t_{01} < t_D$ (死区时间), 使 T_2 加驱动信号开通之前, D_2 已开始导电, 为 T_2 的开通提供零电压开通条件。为了使滞后桥臂开关器件 T_3 、 T_4 能实现零电压开通, 必须使式(9-24)中 t_{23} 小于死区时间 t_D , 使 T_3 加驱动信号开通之前, D_3 已开始导通, 为 T_3 的开通提供零电压开通条件。分析, 对比表达式(9-22)和式(9-24)可知 $t_{01} < t_{23}$, 因此, 滞后桥臂的 T_3 、 T_4 较

难于实现零电压开通。这在物理上容易解释:在超前桥臂的 $T_1(T_2)$ 开通前的 t_{01} 期间,电路 i_p 较大且恒定不变(等效电路电感 $L = L_r + K^2 L_l$ 很大),因此,并联电容 C_2 迅速放电到零,使电压 V_{AB} 下降到零的时间 t_{01} 短, D_2 很快就开始导电,为 T_2 的零压开通创造了条件;而在滞后桥臂的 $T_3(T_4)$ 开通前的 t_{23} 期间,电流 i_p 减小,且下降快(等效电路电感由于变压器短路而仅为 L_r , $L_r \ll L = L_r + K^2 L_l$),所以并联电容 C_3 放电到零、 V_{AB} 下降到 $-V_D$, D_3 导通所需的时间 t_{23} 较长,为 T_3 提供零电压开通的时间要迟一些,因此 $t_{01} < t_{23}$ 。只有在 t_{23} 小于死区时间 t_D ,在 T_3 施加驱动信号开通时 D_3 已导电的情况下才能使 T_3 实现零电压开通。

$t = t_2$ 时,电感 L_r 的能量为 $\frac{1}{2} L_r i_p^2 = \frac{1}{2} L_r I_2^2$,这时 $V_{C4} = 0$, $V_{C3} = V_D$ 。此后从 $t = t_2$ 到 $t = t_3$ 期间, $i_p/2$ 对 C_4 充电,同时 $i_p/2$ 使 C_3 放电, L_r 的电流 i_p 从 I_2 减小。如果 $t = t_3$ 时, V_{C4} 充电到 V_D , V_{C3} 放电到零使 D_3 开始导电,为 T_3 提供零压开通条件时正好 L_r 电流 i_p 下降为零,则由式(9-23),令 $i_p(t_3) = I_2 \cos \omega(t_3 - t_2) = 0$,可以得到 $\omega(t_3 - t_2) = \omega t_{23} = \pi/2$ 。再由式(9-24)即可得

$$\frac{V_D}{Z I_2} = \sin \omega t_{23} = 1$$

$$V_D = Z I_2 = \sqrt{\frac{L_r}{2 C_4}} \cdot I_2$$

$$\text{则} \quad \frac{1}{2} L_r I_2^2 - C_4 V_D^2 = \frac{1}{2} C_4 V_D^2 + \frac{1}{2} C_3 V_D^2 \quad (9-28)$$

由于 $C_3 = C_4$, C_3 的充电电流和 C_4 的放电电流各为 $i_p/2$,故电感储能 $L_r I_2^2/2$ 一半用于 C_3 从零电压充电到 V_D ,另一半用于 C_4 从 V_D 放电到零,因此,从物理上能量平衡的观点分析,只有当 $t = t_2$ 时,电感 L_r 的储能 $L_r I_2^2/2$ 大于滞后桥臂电容 C_4 , C_3 的充、放电能量 $\frac{1}{2} C_3 V_D^2 + \frac{1}{2} C_4 V_D^2 = C_4 V_D^2$ 时,才可能在 C_3 放电到零时 i_p 仍大于零($i_p > 0$),可以使 D_3 导电,为 T_3 的零电压开通提供条件。因此图 9.9(a)电路滞后桥臂实现零压开通的条件是:

$$\frac{1}{2} L_r I_2^2 \geq C_4 V_D^2 \quad (9-29)$$

从图 9.9(e)中 i_p 的波形可看到, I_2 是 $t = t_2$ 时的 i_p ,忽略 $t_0 \rightarrow t_2$ 期间 i_p 的少许下降, I_2 可近似取为负载电流 I_l 的折算值 $I_l \cdot N_1/N_2$ 。式(9-29)表明轻载时 I_2 小,难于实现零电压开通。但是轻载时负载电流亦小,即使是硬开关损耗也并不很大,故在设计、选择电感 L_r 和电容 C 参数时,只考虑在一定的负载电流下实现零电压开通即可。

如果实现零压开通所需 L_r 超过变压器漏感,则应在变压器一次绕组外加串联电感。如果开关器件的寄生电容不足以实现软关断的要求,则应另加并联缓冲电容。顺便指出,由图 9.9(e)所示的输出电压 v_o 波形可知,在 $t_2 \rightarrow t_3$ 和 $t_4 \rightarrow t_{01}$ 期间,逆变器输出电压 $v_{AB} \neq 0$,但二次侧输出电压 $v_o = 0$,这说明为了使开关器件在零电压开通、降低开关损耗,会损失一些输出电压,降低了输出电压平均值。

9.5.4 变压器二次绕组及二极管导电情况

图 9.9(e)中在 $t = t_2$ 之前变压器一次绕组 N_1 施加正向电压,故 N_{21} 感应电动势使 N_{21} 、 D_5 流过电流 $i_{D5} = I_t$ 。从 $t = t_2$ 开始, N_1 被施加反向电压,故 N_{22} 感应电动势使 D_6 开始导通,在 D_5 、 D_6 同时导通时,由于变压器一次、二次绕组安匝平衡,故有:

$$N_1 \cdot i_p = N_2 i_{D5} = N_2 i_{D6} = N_2 (i_{D5} - i_{D6})$$

$$i_{D5} - i_{D6} = i_p \cdot N_1 / N_2 = K i_p$$

$$\text{又} \quad i_{D5} + i_{D6} = I_t$$

$$\text{故} \quad i_{D5} = \frac{1}{2} (I_t + K \cdot i_p) \quad i_{D6} = \frac{1}{2} (I_t - K \cdot i_p)$$

$t \leq t_2$ 时,仅 D_5 导通, D_6 截止, $i_{D5} = I_t$, $i_{D6} = 0$,此后由图 9.6(e)可知: i_p 减小,故 i_{D5} 减小, i_{D6} 增大。

$t = t_2$ 时, $i_p = 0$, $i_{D5} = i_{D6} = I_t/2$,此后 i_p 变负, i_{D5} 更小, i_{D6} 更大。

$t = t_3$ 时, $K \cdot i_p = -I_t$, i_{D5} 下降为零, i_{D6} 上升为 I_t 。

所以在 $t_2 \rightarrow t_3$ 期间,电流 I_t 逐渐从 D_5 (N_{22}) 转到 D_6 (N_{21}),同理在 $t_8 \rightarrow t_{11}$ 期间,电流 I_t 逐渐从 N_{22} (i_{D6}) 转到 N_{21} (i_{D5})。

图 9.9(a)所示移相控制全桥零电压开关二级变换直流电源,近年来已开始广泛应用,这种电源变换器很适用于大功率、输出电压较低、有较高特性要求的直流电源。国外采用这种电路结构的直流电源功率已达 100kW。

9.6 交流电源供电的 AC/DC—DC/AC—AC/DC 三级变换直流电源

在交流电源供电时,如需对直流负载供电,可采用的电力变换方案有:

1. 不控整流

如图 9.10(a)所示,电路最简单、价格最低廉,但直流负载与交流电网无电气隔离,输出电压不可控,变换器输入、输出特性都较差,所需 LC 滤波器也大。

2. 相控整流

如图 9.10(b)所示,输出直流电压可控,当要求直流输出电压低、即触发控制角 α 大(深控)时,交流输入功率因数很低,且仍存在以上不控整流的其他缺点。

3. 带工频变压器的相控整流

如图 9.10(c)所示,由于交流电源经变压器后再对相控整流器供电,故直流负载与交流电网之间有电气隔离。输出电压与电网电压可以有较好的匹配关系。但工频变压器重量体积大,LC 滤波器也大,使这种直流电源重量、体积大,且相控整流的其他缺点仍然存在。

4. 先经不控整流再采用不隔离的高频 DC/DC 变换器

如图 9.10(d)所示,优点是第二级 DC/DC 变换可输出高频 PWM 直流电压,经较小的 LC 滤波后即可得到纹波较小的平稳直流电压,输出直流可控,重量体积不大。但直流负载与交流电网之间无电气隔离,交流电网输入电流仍含有较大的谐波。

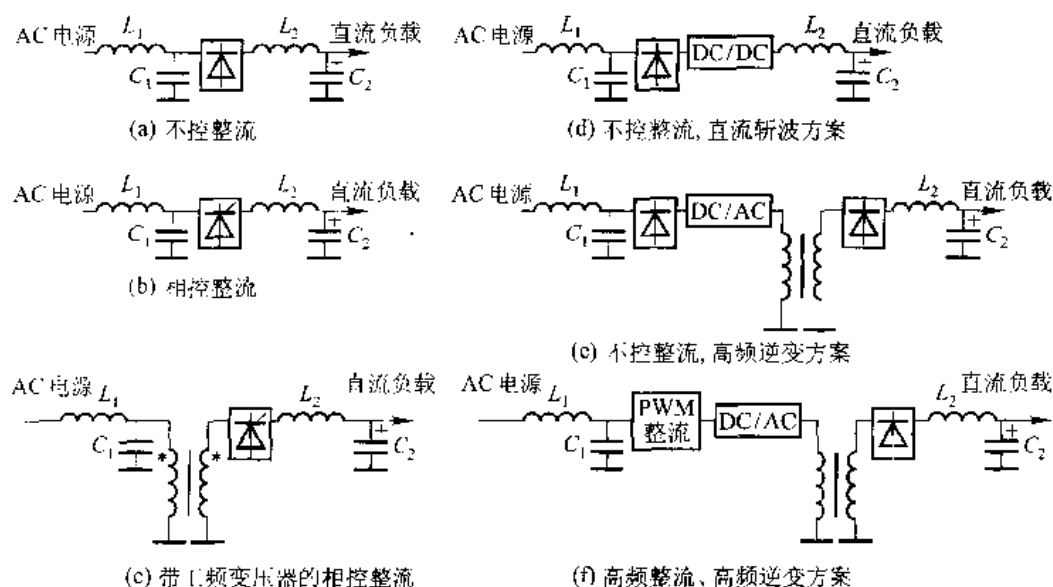


图 9.10 交流供电时各种直流电源方案

5. AC/DC 不控整流、DC/AC 高频逆变、AC/DC 不控整流三级变换

如图 9.10(e)所示,优点是有了中间一级高频方波逆变,高频变压器将直流负载与交流电网隔离,高频变压器输出侧直流 LC 滤波器重量体积不大,输出直流电压纹波小,动态特性也好,缺点是交流输入电流谐波仍严重,功率因数也不高。

6. AC/DC 高频 PWM 整流、DC/AC 高频逆变、AC/DC 不控整流三级变换

如图 9.10(f)所示,其中第一级是高频 PWM 整流,第二级是高频 PWM 逆变,经高频变压器隔离后第三级可采用双半波或全桥不控整流,这种三级电力变换直流电源,它可将负载与电源隔

小 结

将基本的整流、逆变、斩波电路按一定的顺序串联,可以构成二级或三级组合型电力变换电源。例如含有直流中间环节的交流—直流—交流两级变换交流电源,又如含有交流中间环节的直流—交流—直流二级变换直流电源。有中间直流环节的交流电源有两类基本应用领域:一是VVVF变压、变频交流电源对交流电动机供电,实现交流电动机的转速、转矩、转向控制。另一是CVCF恒压、恒频交流电源,用于对供电质量要求较高的交流负载供电,现已得到广泛应用的交流不间断电源UPS就是一个典型的应用实例。有中间交流环节的直流电源,常用于对供电质量要求较高的直流负载,例如通信系统中48V直流基础电源。移相全桥零电压开关逆变—不控整流直流电源,由于具有优良的技术特性已成为DC/AC—AC/DC二级变换直流电源的最佳技术方案。如果是公用交流电网供电而负载功率又比较大、对特性的要求又比较高,则采用高频PWM整流—高频逆变—不控整流三级变换应该是最佳技术方案。

复习题及思考题

1. AC/AC直接变频、变压电源和AC—DC—AC两级间接变频、变压电源各有哪些优缺点?
2. VVVF逆变器中如何实现电压—频率协调控制?
3. 说明典型UPS的工作原理。
4. 说明双变流器串、并联补偿式UPS的工作原理。
5. 现今直流输电系统中为什么都采用晶闸管作开关元件?如何控制传输功率的大小?
6. 半桥型逆变电路为什么有自动平衡输出电压正负半波伏秒值的作用?
7. 全桥型逆变器中为什么要采用隔直电容?
8. 说明推挽式DC/AC—AC/DC直流电源的工作原理和优缺点。
9. 移相全桥零电压开关DC/AC—AC/DC变换中,怎样才能实现超前和滞后桥臂开关器件的零电压开通?
10. 说明图9.10中各种直流电源方案的优缺点。

第 10 章 电力电子开关型电力补偿、控制器

开关型电力变换电路除可用作 DC/DC、DC/AC、AC/DC、AC/AC 电力变换电源外,还可用作电力电子开关型电力补偿、控制器。利用电力电子开关在电路中并联地或串联地接入或切除电感、电容、电阻,可以瞬时地改变线路等效阻抗或等效的感性、容性、阻性负载,对开关器件的通、断状态进行实时、适式的控制,又可以使开关电路输出任意频率(基波或谐波)、任意幅值和相位的周期性正弦波,周期性非正弦波或非正弦、非周期瞬时脉冲型电压或电流。本章归纳介绍了十类电力电子开关型电力补偿、控制器,可用以补偿和控制电力系统中线路阻抗和等值负载,补偿和控制电力系统的谐波电流、谐波电压、基波电压、无功功率、有功和无功潮流、平衡电力系统的有功功率以及抑制电压瞬变和功率振荡。

10.1 晶闸管开关型阻抗补偿控制器

10.1.1 晶闸管投、切电容器 TSC(Thyristor Switched Capacitor)

图 10.1(a)示出交流电源 V_1 经变压器 PT 和线路电抗 X_L 后对负载供电。负载端电压为 V_2 。负载通常为电阻、电感性负载,其电流为 I ,功率因数角为 ϕ ,负载有功电流 $I_p = I \cos \phi$ 、无功电流 $I_q = I \sin \phi$,有功功率 $P = V_2 I \cos \phi = V_2 I_p$,无功功耗 $Q = V_2 I \sin \phi = V_2 I_q$ 。负载电流 I 流经电源、变压器和线路电阻时所产生的功率损耗 $I^2 R$ 和发热、温升与电流值的平方 I^2 成正比。受功耗、发热和温升的限制,发电机、变压器、线路、开关电器等一切电气设备都只允许通过一定数值的电流 I_M ,有无功电流、无功功率而使功率因数小于 1 时,发电机、变压器、线路、开关电器等电气设备尽管其电流已达到最大允许值 I_M ,但它们能发送的电功率 P 却随 $\cos \phi$ 成比例地减小,即电气设备发送功率的利用率成比例地减小。换言之,如果电气设备发送的功率一定, $\cos \phi$ 越小,(无功电流、无功功率越大),则电气设备所流过的电流 $I = P/(V_2 \cos \phi)$ 越大,功耗和发热温升越严重。

如果在负载处,经双向晶闸管开关 T 接入一个电容器 C ,如图 10.1(a)所示,电容器的容抗为 $X_C = 1/(2\pi fC)$,流入电容 C 的容性电流 I_C 超前电压 V_2 90° ,如果选取 C 的大小使 I_C 等于负载感性无功电流 I_q ,即

$$I_C = V_2 / X_C = 2\pi f C V_2 = I_q = I \sin \phi$$
$$C = \frac{I \sin \phi}{2\pi f V_2} \quad (10-1)$$

则负载的感性无功电流 I_q 将被流入电容器 C 的容性电流 I_C 所补偿,电网流入电容器容性电流 I_C 等效于电容器向电网输出 $-I_C$, I_C 超前 V_2 90° , $-I_C$ 滞后 V_2 90° , $-I_C$ 是感性电流,因此,等

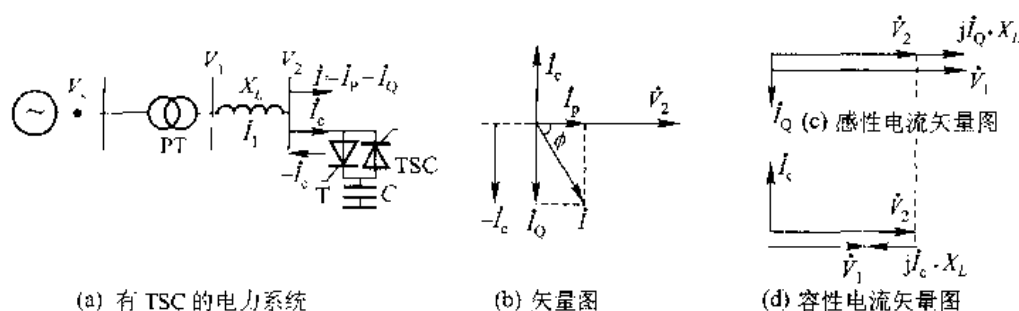


图 10.1 晶闸管投切电容器 TSC

效于电容器向电网输出感性电流 $-I_c$, 按(10-1)式选择电容 C , 那么电容器输出的感性电流 $-I_c$ 正好等于负载的感性电流 I_Q , 于是电容器和感性负载并联后的等效负载就只有有功电流 I_p ($I + I_c = I_p + I_Q + I_c = I_p$), 等效负载的功率因数为 1, 发电机、变压器、线路就只流过有功电流 I_p , 只传送负载的有功功率 P , 减少了功率损耗。或者说使发电机、变压器、线路可以发送最大的有功功率。

电容器相当于一个滞后无功电流源、滞后无功功率发生器。双向晶闸管在交流电源正、负半波都导通时, 电容 C 投入电网; 双向晶闸管正、负半波都处于阻断时, 相当于电容 C 从电网切除。因此, 这种滞后无功补偿器被称为晶闸管投、切电容器无功补偿器 TSC。这时晶闸管只是作为一个电路开关在交流电网电压周期中全部导通(电容器投入到电网)或全部阻断(从电网切除电容器)。由于电容器上电压不能突变, 因而电容器投入电网, 即晶闸管的触发导通信号应在电网电压为零时加入。

晶闸管投、切电容器 TSC 无功功率补偿器所能补偿的滞后无功功率大小由电容 C 的大小确定。由于负载无功功率的大小是随时变化的, 因此, 设置一个或两个电容器不可能任何时候都恰如其分地满足需要。过度的无功补偿也会使 $\cos\phi$ 小于 1, 反而适得其反, 因此, 只有设置许多个小容量的 TSC, 根据负载无功的情况投、切不同容量的 TSC, 才有可能得到较好的补偿效果。

顺便指出: 负载电流流过变压器和线路电抗时会引起电抗压降。图 10.1(a)中 $\dot{V}_1$ 和 $\dot{V}_2$ 两端电压降 $\Delta\dot{V}$ 为

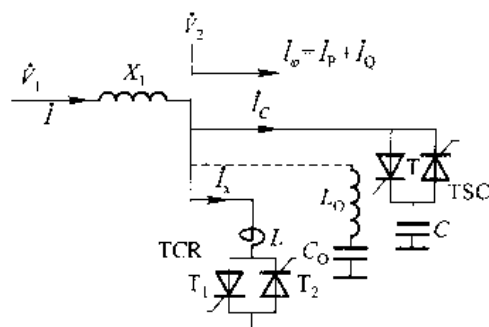
$$\Delta\dot{V} = \dot{V}_1 - \dot{V}_2 = j\dot{I}X_L, \quad \dot{V}_1 = \dot{V}_2 + j\dot{I}X_L \quad (10-2)$$

如果流过 X_L 的电流是感性电流 $\dot{I}_Q$, 如图 10.1(c)所示, 则 $\dot{V}_2$ 与 $\dot{V}_1$ 同相, $\dot{V}_2$ 比 $\dot{V}_1$ 小 $\dot{I}_Q X_L$ 。如果流过 X_L 的电流是容性电流 $\dot{I}_c$, 如图 10.1(d)所示, 则 $\dot{V}_2$ 与 $\dot{V}_1$ 同相, $\dot{V}_2$ 比 $\dot{V}_1$ 大 $\dot{I}_c \cdot X_L$ 。所以感性负载电流流过变压器和线路电抗时会使负载端电压 $\dot{V}_2$ 下降, 而容性负载电流流过变压器和线路电抗时则会使负载端电压 $\dot{V}_2$ 上升。因此, 图 10.1(a)所示的 TSC 的另一个优点是提升负载端电压, 或者说可以补偿感性负载所引起的负载端电压的下降。

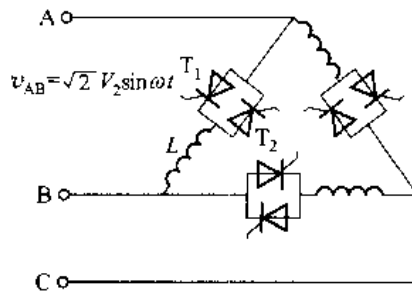
10.1.2 晶闸管相位控制电抗器 TCR(Thyristor Phase Controlled Reactor)

图 10.2(a)中由双向晶闸管 T_1 、 T_2 、电抗器 L 组成的晶闸管相控电抗器 TCR 中, T_1 、 T_2 按相控方式工作。图 10.2(b)示出三相电路中的三个 TCR 电路。以 A、B 相间的 TCR 为例, 如果 $u_{AB} = \sqrt{2}V_2 \sin\omega t$, 令 T_1 、 T_2 的触发控制角为 α , 如图 10.2(c)所示, 在 $\omega t = \overrightarrow{OA} = \alpha$ 时刻触发 T_1 ,

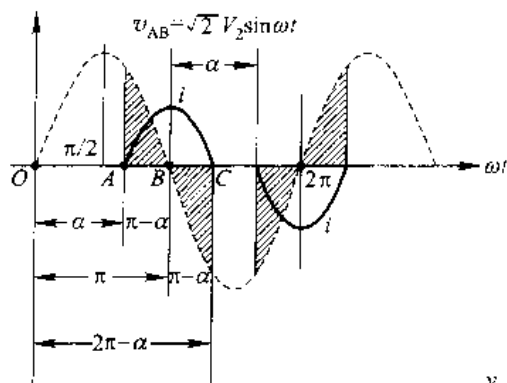
从 $\omega t = \overrightarrow{OA}$ 开始 T_1 导通、电感 L 流过的电流 i 由下式确定:



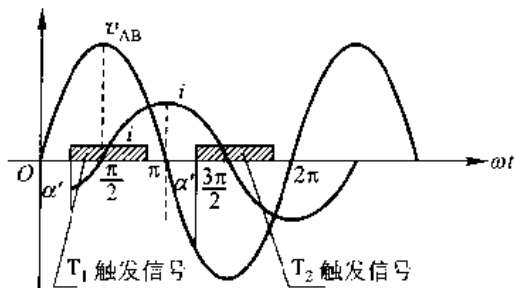
(a) 带 TCR 及 TSC 的电力系统



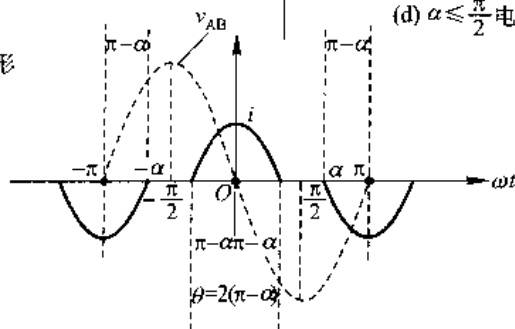
(b) 三相 TCR 电路



(c) $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 电压、电流波形



(d) $\alpha \leq \frac{\pi}{2}$ 电压、电流波形



(e) $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 取 $i = i_m$ 为坐标零点、电流波形

图 10.2 晶闸管相控电抗器 TCR

$$L \frac{di}{dt} = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t \quad (10-3)$$

$$\omega t = \alpha \text{ 时 } i = 0, \text{ 故有: } i(t) = \int_0^i di = \int_\alpha^{\omega t} \frac{\sqrt{2} V_2}{\omega L} \sin \omega t d(\omega t)$$

$$i(t) = \frac{\sqrt{2} V_2}{\omega L} [\cos \alpha - \cos \omega t] \quad (10-4)$$

$$\omega t = \pi \text{ 时} \quad i = i_m = \frac{\sqrt{2} V_2}{\omega L} (1 + \cos \alpha) \quad (10-5)$$

在 T_1 导电的电流负半波, $\omega t = \pi + \alpha$ 时, $i = 0$ 。则

$$i(t) = \int_0^t di = \int_{\pi-\alpha}^{\omega t} \frac{\sqrt{2} V_2}{\omega L} \sin \omega t d(\omega t) = -\frac{\sqrt{2} V_2}{\omega L} (\cos \alpha + \cos \omega t)$$

在图 10.2(c)所示 $\alpha > 90^\circ$ 的情况下,在 $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ 的 AB 期间,电感 L 外加正电压 v_{AB} ,电流 i 从零上升。在 B 点 $\omega t = \pi$,电压 $v_{AB} = 0$, i 达到最大值 i_m 。在 BC 期间 $[\pi \leq \omega t \leq (2\pi - \alpha)]$, $v_{AB} < 0$, 电流 i 下降。 $\omega t = 2\pi - \alpha$ 时 i 下降为零。在 AB 期间电感存储磁能,在 BC 期间电感释放磁能。半个周期中 T_1 的导通持续角度 $\theta = 2(\pi - \alpha)$ 。在电源电压负半周 $\omega t = \pi + \alpha$ 时 T_2 被触发导通,电流 i 在 $\omega t = 2\pi$, $v_{AB} = 0$ 时达到最大负值,然后减小到零。 T_2 在半个周期中也导电 $\theta = 2(\pi - \alpha)$ 。若触发起始角 $\alpha = \pi$ 时,则 $\theta = 0$ 。 α 从 π 减小,即 T_1 (T_2) 触发角 α 减小(提前)时, θ 增大, $\alpha = \pi/2 = 90^\circ$ 时, $\theta = \pi = 180^\circ$, 这时 T_1 从 $\omega t = \pi/2$ 开始导电, i 从零增大, $\omega t = \pi$ 时 i 达到最大值 i_m , $\omega t = 3\pi/2$ 时 $i = 0$; 形成完整的 180° 正半波电流。此后 ($\omega t = 3\pi/2$ 开始), T_2 导通形成完整的 180° 宽负半波电流。这表明在交流电源一个周期 2π 期间的任何瞬间都有电流, T_1 、 T_2 各导电半个周期 180° , 电流 i 为图 10.2(d) 中所示, 滞后电压 v_{AB} 90° 的正弦波。当 T_1 、 T_2 的触发角 α 从 $\alpha = \omega t = 90^\circ$ 再提前, 如图 10.2(d) 中 $\alpha = \alpha' < 90^\circ$ 时, 在 $\omega t = \alpha'$ 时触发 T_1 , 但这时的电流 i 仍为负值, T_2 仍在导通, T_1 不可能导通, 直到 $\omega t = \pi/2$ 时 $i = 0$, v_{AB} 仍为正值, T_1 在其触发信号作用下才开始导通, 形成正向电流 i 。到达 $\omega t = \pi + \alpha'$ 时, i 仍为正值, T_1 继续导通, 在 $\omega t = \pi + \alpha'$ 时, T_2 的触发信号不能使 T_2 导通, 直到 $\omega t = 3\pi/2$, $i = 0$ 时, v_{AB} 仍为负值, T_2 的触发信号才能使 T_2 导通, 形成负半波电流。因此, 触发角 $\alpha < 90^\circ$ 时电路的导电情况与 $\alpha = 90^\circ$ 时一样, $\delta = \pi (180^\circ)$, 这时为了使 $\omega t = \pi/2$, $\omega t = 3\pi/2$ 时 T_1 、 T_2 能开始导通, 晶闸管的触发信号应加宽, 宽度应增加到 90° 。图 10.2(b) 电路中晶闸管的触发角 α 的调控范围是 $\alpha = 90^\circ \sim 180^\circ$, 电流正、负半波宽度 $\theta = 2(\pi - \alpha) \leq \pi (180^\circ)$ 。将图 10.2(c) 中电流波形的时间坐标原点取在 B 点, 则得到图 10.2(e) 电流 i 波形图, 这时

$$v_{AB} = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t = \sqrt{2} V_2 \sin(\omega t + \pi),$$

将式(10-3)、式(10-4a)及式(10-4b)中的 ωt 用 $\omega t + \pi$ 代换可得到

$$\text{电流正半波: } i(t) = \frac{\sqrt{2} V_2}{\omega L} (\cos \alpha + \cos \omega t), \quad -(\pi - \alpha) \leq \omega t \leq (\pi - \alpha) \quad (10-6)$$

$$\text{电流负半波: } i(t) = \frac{\sqrt{2} V_2}{\omega L} (-\cos \alpha + \cos \omega t), \quad \alpha \leq \omega t \leq (2\pi - \alpha) \quad (10-7)$$

$$\text{在 } \omega t = 0 \text{ 时} \quad i = i_m = \frac{\sqrt{2} V_2}{\omega L} (1 + \cos \alpha)$$

$$\text{在 } \omega t = -\pi, +\pi \text{ 时} \quad i = -i_m = -\frac{\sqrt{2} V_2}{\omega L} (1 + \cos \alpha)$$

由式(10-6)、式(10-7)和对图 10.2(e) 中的电流 i 作傅里叶分析可求得基波和 n 次谐波电流有效值 I_1 和 I_n 为

$$I_1 = \frac{V_2}{\omega L} \frac{\sin 2\alpha + 2(\pi - \alpha)}{\pi} \quad (10-8)$$

$$I_n = \frac{V_2}{\omega L} \cdot \frac{2}{\pi} \left[\frac{\sin(n+1)(\alpha - \pi/2)}{n+1} - \frac{\sin(n-1)(\alpha - \pi/2)}{n-1} - \frac{2\sin(\alpha - \pi/2)\cos n(\alpha - \pi/2)}{n} \right] \\ (n = 3, 5, 7, \dots) \quad (10-9)$$

$$\text{电感 } L \text{ 的等效基波电抗 } X_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{\pi}{\sin 2\alpha + 2(\pi - \alpha)} \cdot \omega L \quad (10-10)$$

$$\text{总电流有效值 } I = \frac{V_2}{\omega L} \sqrt{\frac{3\sin 2\alpha + 2(\pi - \alpha)(2 + \cos 2\alpha)}{2\pi}} \quad (10-11)$$

交流电源电压 V_2 (线电压有效值) 和电感 L 一定时, I_1 、 I_n 随 α 而改变, $\alpha = 90^\circ$ 时, 电流为完整的正弦波、无谐波, $I_1 = I = \frac{V_2}{\omega L}$, $\theta = 2(\pi - \alpha) = \pi$ 。当 α 从 90° 增大时, I_1 减小, $I_n \neq 0$ 。因此, 控制晶闸管的触发角 α , 即可改变等效电抗的大小, 调控电抗器的基波无功电流 I_1 。

晶闸管相控电抗器 TCR 一个明显的缺点是调控触发角 α 时交流电流含有较大的谐波, 图 10.2(b) 中三个支路的 3 次谐波电流相差 $3 \times 120^\circ = 360^\circ$, 即同相, 3 次谐波电流不流入电网而在三个支路内形成环流, 5 次以上的谐波电流使电网电流畸变。因此, 在补偿负载无功功率的同时在电网中引入了新的谐波电流。

在实际应用中, 通常采用晶闸管投切电容器 TSC、晶闸管相控电抗器 TCR 和无源 LC 串联谐振电路组成综合无功功率和谐波电流补偿系统。图 10.2(a) 中, 如果负载主要谐波电流为 5 次, 则可令图中的 $L_0 C_0$ 对 5 次谐波串联谐振, $L_0 C_0$ 对 5 次谐波而言其串联阻抗为零, $L_0 C_0$ 支路分流负载的全部 5 次谐波电流, 对基波, $L_0 C_0$ 支路为一容性电路, 它流入容性电流, 或者说向电网输出感性电流, 补偿负载的感性无功电流。图中的 TSC 根据负载无功功率情况投入电网或从电网切除, TCR 则实时地控制触发角 α 的大小, 连续地调控其基波无功电流, 并与 $L_0 C_0$ 支路、TSC 支路的电容电流相加共同补偿负载的无功电流, 使电网功率因数接近于 1。

10.1.3 晶闸管控制的制动电阻 TCBR (Thyristor Controlled Breaking Resistor)

电力系统稳态运行时, 原动机 (如汽轮机或水轮机) 供给发电机的机械功率 P_0 与发电机输出的负载电功率 P_e 相平衡。原动机施与发电机转子的机械转矩 T_0 等于机械功率 P_0 除以机械角速度 ω_0 , $T_0 = P_0 / \omega_0$, 发电机输出电功率时所受到的电磁阻力矩 T_e (制动力矩) 等于 P_e 除以电气角速度 ω_e , $T_e = P_e / \omega_e = P_e / n_p \cdot \omega_0$, n_p 为发电机磁极对数, 忽略摩擦阻力矩, 稳态运行时 $T_0 = T_e$, $P_e = P_0$, 电力系统中所有发电机转子以恒速同步运行, 各发电机电动势之间的相位差也固定不变。图 10.3(a) 示出某发电机 G 经变压器和输电线路后联接在一个大电力系统中, 大电力系统等效于一个容量很大的发电机 G_s , 其内阻抗为零、其端电压 $\dot{V}_2$ 大小和相位可视为恒定不变。如果发电机 G 的电动势为 V_1 , 电抗为 X_G , 变压器和输电线路的电抗分别为 X_T 、 X_L , 则发电机输出的电功率 P_e

$$P_e = V_2 I \cos \phi \quad (10-12)$$

$$\text{因 } V_1 \sin \delta = IX \cos \phi = I(X_G + X_T + X_L) \cos \phi$$

$$P_e = \frac{V_1 V_2}{X_G + X_T + X_L} \sin \delta = P_{\max} \cdot \sin \delta \quad (10-13)$$

$$\text{极限最大功率 } P_{\max} = \frac{V_1 V_2}{X_G + X_T + X_L} \quad (10-14)$$

δ 角是 $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 之间的相位差, 它决定了发电机输出功率 P_e , 故称之为功角。图 10.3(c) 示

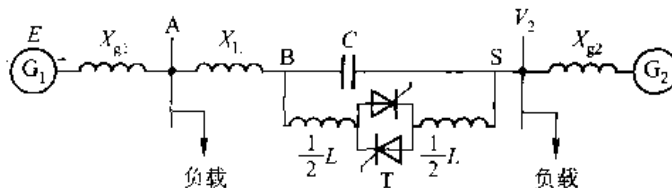


图 10.4 晶闸管控制的串联电容器

10.1.5 晶闸管控制的次同步振荡阻尼器 SSRD(Sub-Synchronous Resonant Dampers)

为了降低线路电抗,提高线路输电能力,可以采用串联电容器补偿。但当补偿度较高时,便有可能激发起一种低于工频频率的次同步振荡而引发事故。因此,有的串补不得不降低补偿度,这样也就降低了线路的输电能力。图 10.5 所示的次同步振荡阻尼器是在串联电容器上并一个由电感、小电阻及晶闸管双向交流开关串联而成的支路。晶闸管的触发角根据两种不同原则设定,一种是在每次电容电压过零后半周期触发,即触发角 α 为 180° 。由式(10-8)可知,此时对工频电压来说,基波电流 I_1 为零,即在晶闸管内无工频基波电流,但当电网电流中含有低频电流,而使电容 C 两端电压波形中含有低频电压成分时,就有可能在晶闸管中产生电流,流过电感和电阻,对低频振荡起阻尼作用。另一种原则是触发角略小于 180° ,这时调整触发角 α ,可使 R、L 支路具有一定的阻抗特性,与电容 C 并联后,使图中 B、S 两端等效阻抗的频率特性可以对某一低频振荡起很强的阻尼作用。这种次同步振荡阻尼器是现在实际应用的晶闸管控制的串联电容器装置的重大改进,它由美国电力研究所 Narain G. Hingorani 发明,也被称为 Hingorani 阻尼器。

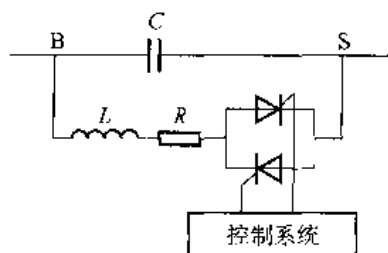


图 10.5 晶闸管次同步振荡阻尼器 SSRD

10.1.6 晶闸管控制的故障电流限制器 FCL(Fault Current Limiter)

电力系统越来越大,短路引起的短路电流也愈来愈大,仅靠提高电气设备承受短路电流能力的办法是不经济的,采取措施限制短路电流是一个可取的技术方案。为了限制电网短路故障时的故障电流,可在短路后立即在短路回路中串联接入一个阻抗以限制短路电流。图 10.6 虚线框内的短路电流限制器由三部分构成:

- (1) 快速动作的 GTO 开关(多个 GTO 串联以提高耐压等级);
- (2) 限制故障电流的电感 L;
- (3) 金属氧化物非线性电阻器 R(又被称为氧化锌避雷器)。

电路正常供电时 GTO 开关闭合,使电路处于完全导通状态;电路发生短路故障时,故障电流迅速上升,在故障电流尚未达到破坏性的数值前,GTO 在电流检测装置和控制装置作用下在几十微秒内从导通状态转为阻断,阻容保护缓冲电路 SNBR(Snubber)中的电容流过故障电流,在晶闸管 B、S 两端电压达到避雷器动作电压之前延缓,限制了电压的上升速度。晶闸管关断后限流电感 L 串接到电路中,限流电感又使故障电流受到限制。一旦 B、S 两端电压超过氧化锌避

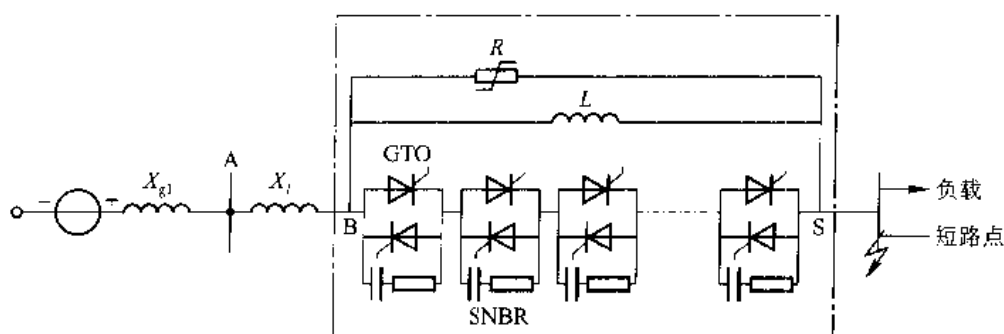


图 10.6 晶闸管控制的故障电流限制器 FLC

雷器(非线性阻抗)的动作电压,则其阻抗 R 迅速变小,又进一步限制了 B、S 两端电压的上升,对已关断的 GTO 起过压保护作用。当故障被清除、线路电流恢复正常后,GTO 开关则在交流电源电压接近零时导通,以避免阻容保护电路中的缓冲电容放电电流过大。

10.1.7 固态电路开关 SSCB(Solid State Circuit Breaker)

固态电路开关 SSCB 就是两组反并联的晶闸管或可关断晶闸管 GTO 开关。每组开关可由多个开关器件串联(以提高工作电压)或并联(以增加工作电流)组成。将固态开关串联在输电线路接通负载,当发生短路故障时,撤除触发信号或立即施加关断信号,使开关管迅即切断故障回路,或及时接通备用线路,确保系统的稳定运行和连续供电。在复杂供电网路中的试验表明,采用 SSCB 控制双回路输电线时,只要开关的断开时间缩短到十几毫秒,无需其他技术措施,就允许将线路的传输功率提高一倍而不会因短路故障使系统丧失稳定性。

10.2 PWM 开关型无功功率发生器

采用自关断开关器件的 PWM 电压型逆变器,可以将直流电变为交流电,输出电压、频率及相位均可控的三相交流电压 V_i 。如果将逆变器的输出经一个数值不大的电感 L (电抗 X_L)接至三相交流电网,如图 10.7(a)所示,控制 6 个开关器件使逆变器输出电压的频率 f_i 等于交流电网 f_s 、逆变器各相电压 $\dot{V}_i$ 与交流电网各相电压 $\dot{V}_s$ 同相,那么逆变器输出电流 I 为

$$I = \frac{\dot{V}_i - \dot{V}_s}{jX_L} = -j \cdot \frac{\dot{V}_i - \dot{V}_s}{X_L} = j \cdot \frac{\dot{V}_s - \dot{V}_i}{X_L} \quad (10-15)$$

由于 $\dot{V}_i$ 与 $\dot{V}_s$ 同相,因此,逆变器向电网输出的电流与电网电压 $\dot{V}_s$ 相差 90° ,逆变器只输出无功电流、无功功率,逆变器成为一个无功功率发生器。如果令逆变器或无功功率发生器向电网输出感性无功滞后电流为 I_Q ,向电网输出的感性滞后无功功率为 Q ,则

$$I_Q = \frac{V_i - V_s}{X_L} \quad (10-16)$$

$$Q = V_s \cdot I_Q = V_s \cdot \frac{V_i - V_s}{X_L} \quad (10-17)$$

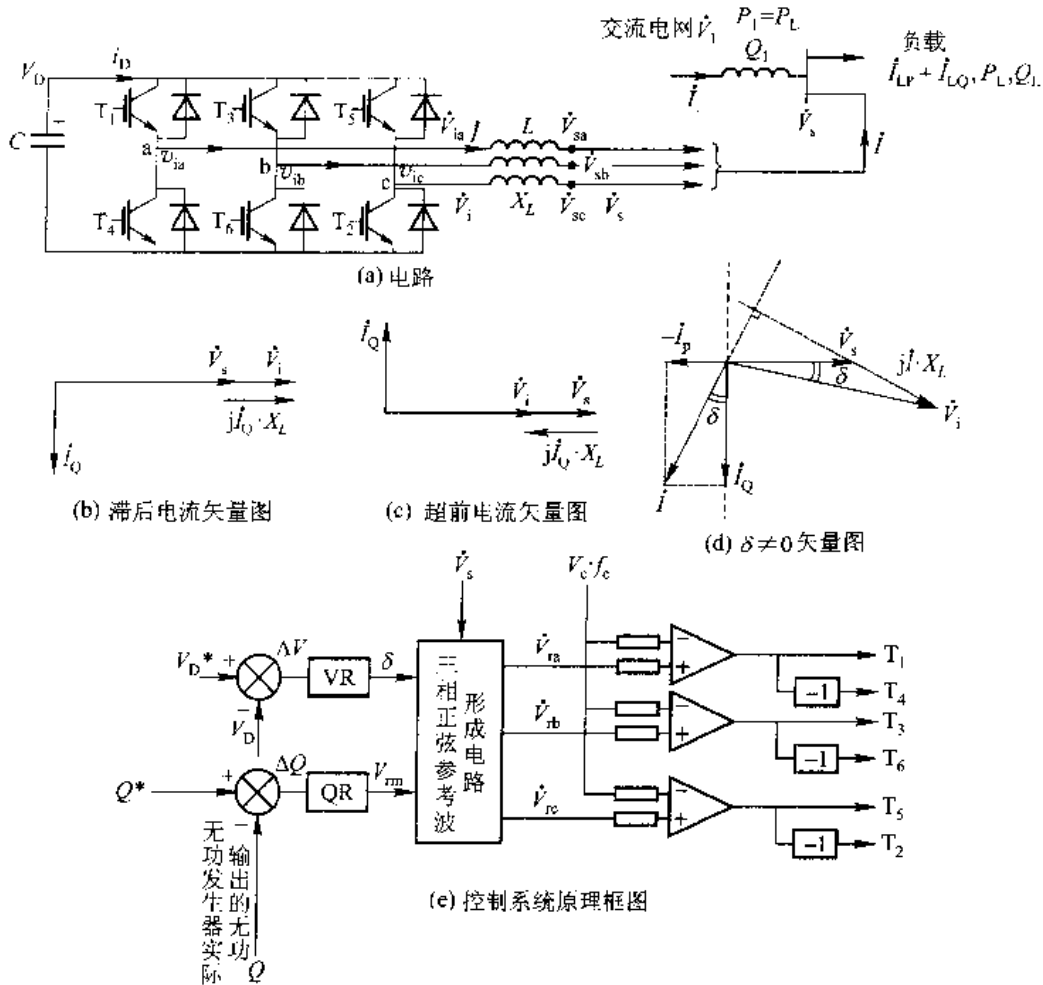


图 10.7 PWM 开关型无功功率发生器

$$V_1 = V_s + \frac{X_L}{V_s} \cdot Q \quad (10-18)$$

当输出电压 V_1 高于电网电压 V_s 时, $I_Q > 0$, I_Q 滞后 $\dot{V}_s$ 90° , 如图 10.7(b) 所示, 这时无功功率发生器输出滞后的即感性的无功功率, 这时式(10-17)中的 $Q > 0$ 。

当输出电压 V_1 低于电网电压 V_s , $I_Q < 0$, I_Q 超前 $\dot{V}_s$ 90° , 如图 10.7(c) 所示, 这时无功功率发生器输出超前的即容性的无功功率, 这时式(10-17)中的 $Q < 0$ 。

因此, 控制无功功率发生器输出电压 V_1 的大小, 即可控制其输出无功功率的数值大小及其性质(超前或滞后), 采用本书第 4 章介绍的 SPWM 控制技术, 例如采用 4.5 节、图 4.16 控制原理, 取电网电压 V_s 的波形作为逆变器正弦调制参考电压 V_r 的波形, 即 $f_r = f_s$, V_r 与 V_s 同相, 固定高频三角载波的频率 f_c 和幅值 V_m , 改变正弦调制参考电压的幅值 V_m , 即可使 $\dot{V}_1$ 与 $\dot{V}_s$ 同相、调控逆变器输出电压 V_1 的大小、改变输出无功功率 Q 的大小及其性质。

为了使图 10.7(a) 所示无功功率发生器能稳定的工作, 必须直流侧有一个固定的直流电压源 V_n , 如果整个开关型电力变换电路无任何有功损耗, 则无需任何直流电源而只要有一个直流电容器的初始充电电压 V_n 即可, 但电力变换器实际工作中存在有功损耗, 如果无功功率发生

器只输出无功功率, $\dot{I}$ 与 $\dot{V}_s$ ($\dot{V}_s$) 相差 90° , 电网也不向无功功率发生器输入有功功率, 那么每个交流电源周期中电容器经 $+i_D$ 放电的输出功率大于交流电源同一周期中电容器被 $-i_D$ 充电的输入功率(两者之差即为电力变换器功率损耗), 这时电容 C 的电压 V_D 将不断减少, 为了维持直流电压 V_D 恒定, 应在每个交流电源周期中都要给电力变换器补充能量。给电力电子变换器不断地补充电能的一个简便、可行的技术方案是适当的调节输出电压 $\dot{V}_i$ 的相位, 使 $\dot{I}$ 除含有无功电流 I_Q 外还有一点负的有功电流 $-I_P$, 如图 10.5(d) 所示, 若 $\dot{V}$ 比交流电源 $\dot{V}_s$ 稍稍滞后一个小角度 δ , 从而使电流 $\dot{I}$ 滞后 $\dot{V}_s$ 的角度为 $90^\circ + \delta$, $\dot{I}$ 中含有一点负有功电流 $(-I_P)$, $\dot{I} = \dot{I}_Q + (-\dot{I}_P)$, 这时无功功率发生器向电网输出滞后无功功率的同时, 又从交流电网输进一点有功功率 $P(V_s \cdot I_P)$, 用于补充电力变换器的功耗, 使直流电压 V_D 恒定不变。这时, 无功功率发生器从交流电网吸取的有功功率为

$$P = V_s \cdot I_P = V_s \cdot I_Q \cdot \tan \delta = Q \cdot \tan \delta \quad (10-19)$$

调节、控制图 10.7(d) 中 $\dot{V}_i$ 滞后 $\dot{V}_s$ 的相位角 δ , 即可使电网输入的有功功率等于变换器的功率损耗, 使 V_D 恒定。图 10.7(a) 所示无功功率发生器可以无需外加直流电源, 仅靠开关电路的 SPWM 控制, 即可输出数值大小和方向均连续可控的无功功率, 当采用高频 SPWM 控制或采用多个三相桥主电路移相组合输出时, 仅用较小的 L 、 C 滤波器, 即可使输出电流接近正弦波且具有优良的控制特性。PWM 开关型无功功率发生器, 可以取代早期采用旋转式同步发电机输出无功功率的“旋转式同步补偿机”, 因此, PWM 开关型无功功率发生器又被称为先进的(或高级的)静止型无功功率发生器 ASVG (Advanced Static Var Generator), 也可称为静止同步补偿器 STATCOM (Static Synchronous Compensator)。

图 10.7(e) 给出了一个 PWM 开关型无功功率发生器控制系统原理性框图, 图中包括电压 V_D 闭环控制和无功功率 Q 闭环控制。

1. 电压 V_D 闭环控制

图 10.7(e) 中正弦参考电压 $\dot{V}_r$ 的相位决定了各开关管的触发相位, 因而也决定了图 10.7(a) 中三相变换器输出电压 $\dot{V}_i$ 的相位, $\dot{V}_i$ 的相位就是 $\dot{V}_r$ 的相位(参见图 4.9 和图 4.10 SPWM 波形形成电路)。图中直流电容的指令电压 V_D^* 和实测的电容电压 V_D 同时送入 PI 型电压调节器 VR。VR 的输出取作正弦调制参考波 $\dot{V}_r$ 滞后于交流电网电压 $\dot{V}_s$ 的相位角 δ 的指令值, 也就是三相桥变换器交流输出电压 $\dot{V}_i$ 滞后 $\dot{V}_s$ 的相角 δ 的指令值。当 $V_D = V_D^*$ 时 $\Delta V = V_D^* - V_D = 0$, δ 为一固定值。一旦 $V_D < V_D^*$ 时, 电压调节器输出的 δ 增大, 使电网流入无功功率发生器的有功功率 P 增大(见式(10-19)), 使 V_D 增大到指令值 V_D^* ; 一旦 $V_D > V_D^*$, δ 减小, 使电网流入无功功率发生器的有功功率减少, 使 V_D 减小到指令值 V_D^* 。PI 型电压调节器 VR 通过直流电压 V_D 的闭环控制使 V_D 自动保持为指令值 V_D^* , 确保无功功率发生器的稳定运行。

2. 无功功率 Q 闭环控制

将无功功率发生器输出无功功率的指令值 Q^* 与无功功率发生器输出的无功功率实际检测值 Q 同时送入 PI 型无功功率调节器 QR。QR 的输出作为正弦调制参考电压波 $\dot{V}_r$ 的幅值 V_m , 将 V_m 和 δ 角以及电网电压 $\dot{V}_s$ (大小和相位角) 送入三相正弦参考波形成电路, 输出 a、b、c 三相参考电压 $\dot{V}_{ra}$ 、 $\dot{V}_{rb}$ 、 $\dot{V}_{rc}$, 再与高频三角载波 V_c 相比较而得到 $T_1 \sim T_6$ 驱动信号, 使三相变换

器输出所需的交流电压 V_L 。

当无功功率发生器发出的无功功率 Q 等于其指令值 Q^* 时, $Q^* = Q, \Delta Q = Q^* - Q = 0$, V_{in} 为一固定值、无功功率发生器输出电压 V_L 固定。它发出的无功功率 Q 也固定不变。当 $Q < Q^*$ 时, $\Delta Q > 0$, 无功调节器 QR 的输出 V_{in} 增大, 使无功功率发生器输出电压 V_L 增大, 输出无功功率 Q 增大, 直到 $Q = Q^*, \Delta Q = 0$ 。—当 $Q^* > Q$ 时, $\Delta Q < 0$, 无功功率调节器的输出 V_{in} 减小, 使输出的无功功率 Q 减小到无功功率指令值 Q^* 。因此, PI 型无功功率调节器 QR 通过无功功率的闭环控制, 可以使无功功率发生器输出的无功功率 Q 保持为其指令值: $Q = Q^*$ 。

如果要求图 10.7 的 PWM 开关型无功功率发生器完全补偿负载无功功率, 使交流电网 V_L, I_L 同相、功率因数 $\cos\phi_L = 1$, 则图 10.7(e) 中无功指令值 Q^* 应取为负载实测的无功功率 Q_L : $Q^* = Q_L$, 使实际发出的无功功率 Q 跟踪负载实测的无功功率 Q_L ; 使电网送出的无功 $Q_L - Q = 0, \cos\phi_L = 1$ 。如果要求交流电网的功率因数为任意指令值 $\cos\phi_L \neq 0$, 即要求电网有功功率 $P_L = P_L$, 电网的无功功率 $Q_L - P_L \tan\phi_L = P_L \cdot \tan\phi_L$, 这时只要将图 10.7(c) 中无功指令值 Q^* 取为 $Q^* = Q_L - Q_L = Q_L - P_L \cdot \tan\phi_L$ 即可, 这时负载滞后无功功率为 Q_L , 无功发生器输出滞后无功 $Q = Q^* = Q_L - Q_L$, 电网无功功率为 $Q_L = Q_L - Q$, 有功功率为 P_L , 功率因数为 $\cos\phi_L$ 。

如果需要补偿的无功功率很大, 一个三相桥变换器不足以提供所需的大电流、高电压, 则可采用两个、4 个甚至 8 个三相桥变换器, 各自经输出变压器后再将各变压器副方绕组适当级联, 构成一个高压、大电流的无功功率发生器。这时每个三相桥变换器中的开关器件可以不采用高频 SPWM 控制, 而仅用每半周仅一个或三个脉波的简单方波控制, 这就可以选用电压、电流额定值大、而允许的开关频率较低的开关器件如 GTO。这时各变换器输出电压的基波应依序有一个相移角, 此外每个变压器的二次侧 a、b、c 每相有一个或几个不同匝数的绕组, 适当的选择二次绕组的匝比和控制各变换器输出电压的相移角, 可以使二次侧各相绕组适当级联后, 输出的合成交流电压为一个有很多阶梯的近似正弦波, 其中消除了大量的低阶次电压谐波, 再经电抗器向电网输出的电流基本上为正弦波。这样不使用高频 SPWM 控制, 仅以较低的开关频率也能使输出电压、电流波形接近正弦、输出很大的无功功率。

PWM 开关型无功功率发生器能向电网提供连续可控的感性和容性无功功率, 可使电网功率因数 $\cos\phi_L$ 为任意指令值, 电流波形也接近正弦, 由于同时能调控电网电压, 它在提高电力系统暂态稳定性、阻尼系统振荡等方面, 其性能也都远优于晶闸管相控电抗器, 它是电网无功功率补偿技术的发展方向。

10.3 负载谐波电流补偿器 HCC(并联型电力有源滤波器 PAPF)

10.3.1 工作原理

图 10.8(a) 示出了负载谐波电流补偿器 HCC, 即并联型电力有源滤波器的结构原理框图。图中非线性负载由交流电源 V_L 供电。负载电流 i_L 中除正弦基波电流 i_{L1} 外, 还含有谐波电流

i_L , $i_L = i_{Lp} + i_h = i_{Lp} + i_{LQ} + i_h$, 这里 i_{Lp} 、 i_{LQ} 分别为基波有功、无功电流。为了使电力系统中的发电机 G、变压器 T 及线路 X_L 中不流过谐波电流, 在负载处设置负载谐波电流补偿器 HCC。HCC 的主电路为图 10.8(a) 所示的采用自关断开关器件的三相桥式变换器。变换器与负载并联地接在电网上, 故 HCC 又称为并联型电力有源滤波器。对变换器中 6 个开关器件进行实时、适当的通、断控制, 使变换器向电网输出补偿电流 i_c , 补偿电流 i_c 与负载的谐波电流 i_h 大小相等, 即负载的谐波电流由 i_c 提供, $i_c = i_h$, 于是电网电流 $i_s = i_L - i_c = i_{Lp} + i_h - i_c = i_{Lp}$, 电力系统中发电机 G、变压器 PT 及线路均只流过负载基波电流 i_{Lp} 。负载基波电流 i_{Lp} 包括基波有功电流 i_{Lp} 和无功电流 i_{LQ} 。如果要求图 10.8(a) 中的补偿器除补偿负载谐波电流 i_h 外, 还要求补偿负载电流中的无功电流 i_{LQ} , 则只要令补偿器输出的电流 $i_c = (i_h + i_{LQ})$ 即可, 此时电网电流为

$$i_s = i_L - i_c = i_{Lp} + i_{LQ} + i_h - (i_h + i_{LQ}) = i_{Lp}$$

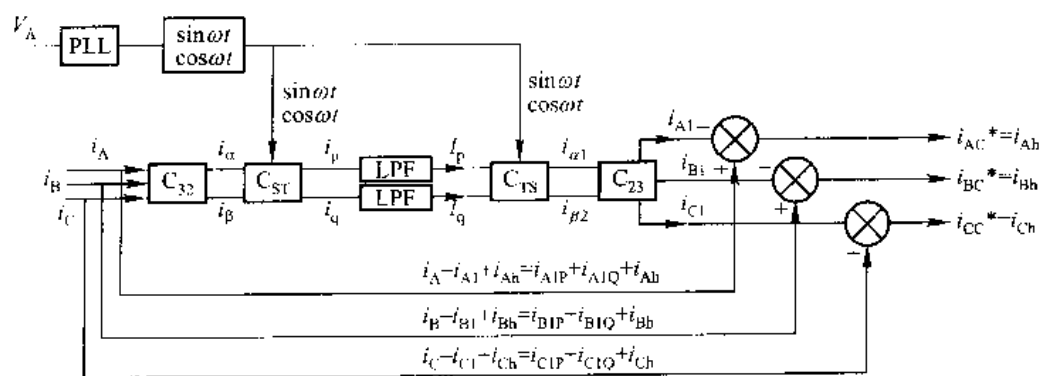
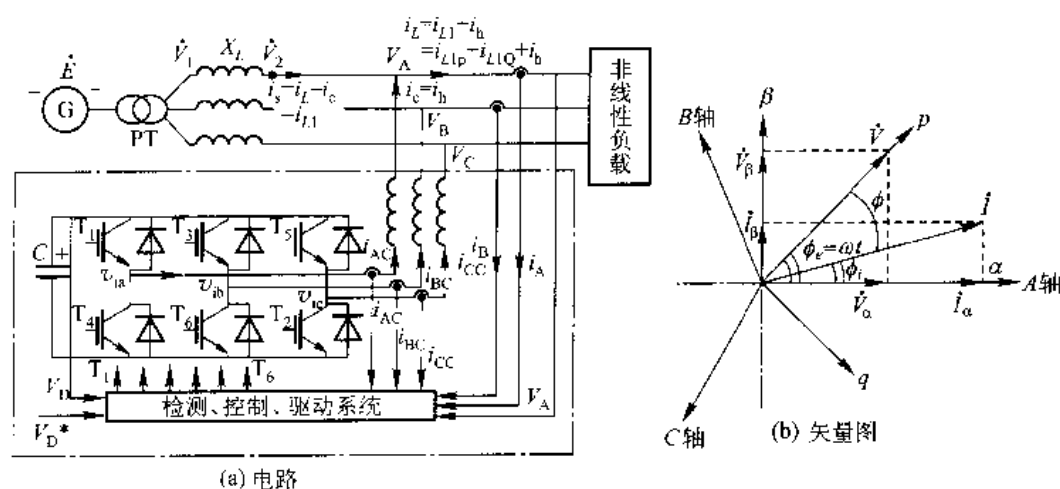


图 10.8 并联有源滤波器

即电力系统中发电机 G、变压器 PT 和线路均只流过有功电流 i_{Lp} , 不仅补偿了负载谐波电流使电流波形正弦化, 而且补偿了负载无功功率使电网功率因数为 1。

10.3.2 谐波电流 i_h 和无功电流 i_{L1Q} 的检测

为了补偿负载谐波电流和无功电流,必须实时检测负载的谐波电流 i_h 和无功电流 i_{L1Q} 的瞬时值。图 10.8(a)中负载三相电流的瞬时值 i_A, i_B, i_C 以及负载电压 v_A, v_B, v_C 都是可以检测的。因此必须实时、准确地从 i_A, i_B, i_C 中分离出谐波电流 i_h 和无功电流 i_{L1Q} ,再以 $(i_h + i_{L1Q})$ 为指令,使图 10.8(a)主电路输出补偿电流 $i_c (= i_h + i_{L1Q})$,完全补偿负载谐波电流和无功电流,使电网电流正弦化且功率因数为 1。

无中线的三相交流系统中,三相有功功率的瞬时值 P_3 可以用 A、B、C 三相电压、电流的瞬时值 $v_A, v_B, v_C, i_A, i_B, i_C$ 表达,即

$$P_3 = v_A \cdot i_A + v_B \cdot i_B + v_C \cdot i_C$$

A、B、C 三相系统是在空间静止的、互差 $120^\circ (2\pi/3)$ 的三相交流系统,其坐标轴 A、B、C 如图 10.8(b)所示。如果用正交的、静止的 α, β 二相电压 v_α, v_β 和电流 i_α, i_β 替代三相系统的 $v_A, v_B, v_C, i_A, i_B, i_C$,则二相系统中的有功功率为

$$P_2 = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (10-20)$$

如果将两相 α, β 坐标系的 α 轴取在 A 相轴线上, β 轴超前 α 轴 90° ,如图 10.8(b)所示,则 α, β 是两相正交静止坐标系。

如果取 A、B、C 三相电压、电流和 α, β 二相电压、电流之间的关系为

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (10-21)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (10-22)$$

已知 $v_A, v_B, v_C, i_A, i_B, i_C$,可由式(10-21)、(10-22)两式得到 $v_\alpha, v_\beta, i_\alpha, i_\beta$

由式(10-21)、(10-22)两式可得到反变换为

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (10-23)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (10-24)$$

已知 $v_\alpha, v_\beta, i_\alpha, i_\beta$,可由(10-23)、(10-24)两式得到 $v_A, v_B, v_C, i_A, i_B, i_C$ 。式中三相静止变量 A、B、C $\rightarrow$ 二相静止变量 α, β 变换阵 C_{32} ,二相静止变量 $\alpha, \beta \rightarrow$ 三相静止变量 A、B、C 变换阵 C_{23} 分别为

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (10-25)$$

$$C_{23} = C_{32}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (10-26)$$

式中, C_{32}^{-1} 为 C_{23} 的逆阵。

将式(10-21)、式(10-22)中的 $v_\alpha, v_\beta, i_\alpha, i_\beta$ 代入式(10-20), 化简后可得

$$P_2 = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = v_A i_A + v_B i_B + v_C i_C = P_3 \quad (10-27)$$

因此, 用二相正交的 α, β 静止坐标系代替三相互差 $120^\circ (2\pi/3)$ 的 A, B, C 静止坐标系时, 若按式(10-21)、式(10-22)、式(10-23)、式(10-24)进行电压、电流变换, 则二相静止 α, β 系统中的功率 P_2 等于三相静止 A, B, C 系统中的功率 P_3 。

图 10.8(b)中 $v_\alpha, v_\beta, i_\alpha, i_\beta$ 是二相静止坐标系中 α, β 轴方向上的电压、电流。它们都是时间的周期性函数, 如果用旋转电压矢量 $\dot{V}$ 和电流矢量 $\dot{I}$ 代表 v_α, v_β 和 i_α, i_β , 即 $\dot{V} = V_\alpha + jV_\beta, \dot{I} = I_\alpha + jI_\beta$, 图中 $\dot{V}, \dot{I}$ 的相位分别为 $\phi_v = \omega t, \phi_i = \phi_v - \phi = \omega t - \phi, \phi$ 为 $\dot{V}, \dot{I}$ 之间的相位差角, 则 α, β 系统中的电压 v_α, v_β 就是电压矢量 $\dot{V}$ 在 α, β 轴上的分量, α, β 系统中的电流 i_α, i_β 就是电流矢量 $\dot{I}$ 在 α, β 轴上的分量。

$$v_\alpha = V \cos \phi_v = V \cos \omega t \quad (10-28)$$

$$v_\beta = V \sin \phi_v = V \sin \omega t$$

$$i_\alpha = I \cos \phi_i = I \cos(\phi_v - \phi) = I \cos(\omega t - \phi) \quad (10-29)$$

$$i_\beta = I \sin \phi_i = I \sin(\phi_v - \phi) = I \sin(\omega t - \phi)$$

如果选取二相正交的旋转坐标系 p, q , 取 p 轴与矢量 $\dot{V}$ 重合, q 轴与 p 轴垂直, p 轴超前 q 轴 90° , 如图 10.8(b)中所示, 在 p, q 两相旋转坐标系中, 电流 $\dot{I}$ 在 p 轴上的投影分量 i_p 应是有功电流, $\dot{I}$ 在 q 轴上的投影分量 i_q 应是无功电流, 由图 10.8(b)可得

$$\begin{aligned} i_p &= I \cos \phi = I \cos(\phi_v - \phi_i) = I \cos(\omega t - \phi_i) = I(\cos \omega t \cdot \cos \phi_i + \sin \omega t \cdot \sin \phi_i) \\ &= i_\alpha \cdot \cos \omega t + i_\beta \cdot \sin \omega t \end{aligned} \quad (10-30)$$

$$\begin{aligned} i_q &= I \sin \phi = I \sin(\phi_v - \phi_i) = I \sin(\omega t - \phi_i) = I(\sin \omega t \cdot \cos \phi_i - \cos \omega t \cdot \sin \phi_i) \\ &= i_\alpha \cdot \sin \omega t - i_\beta \cdot \cos \omega t \end{aligned} \quad (10-31)$$

$$\text{即} \quad \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ \sin \omega t & -\cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{sr} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (10-32)$$

式中, $C_{sr} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ \sin \omega t & -\cos \omega t \end{bmatrix}$ 是二相静止 α, β 变量 $\rightarrow$ 二相旋转 p, q 变量的变换阵。

把式(10-22)的 i_α, i_β 代入上式, 可得

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ \sin \omega t & -\cos \omega t \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (10-33)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ \sin \omega t & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (10-34)$$

由(10-32)式可得到二相旋转 p, q 变量 $\rightarrow$ 二相静止 α, β 变量的反变换式为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & -\cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = C_{TS} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} \quad (10-35)$$

式中, $C_{TS} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ \sin\omega t & -\cos\omega t \end{bmatrix}$ 是二相旋转 p, q 变量 $\rightarrow$ 二相静止 α, β 变量的变换阵。

二相静止 $\rightarrow$ 二相旋转变换阵 C_{ST} , 与二相旋转 $\rightarrow$ 二相静止变换阵 C_{TS} 相等:

$$C_{ST} = C_{TS} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ \sin\omega t & -\cos\omega t \end{bmatrix} \quad (10-36)$$

由式(10-24)、式(10-35)可得

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & -\cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = C_{TS} \cdot C_{TS} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} \quad (10-37)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} \quad (10-38)$$

已知 i_A, i_B, i_C , 可由(10-34)式求得 i_p, i_q ; 已知 i_p, i_q , 可由(10-38)式求得 i_A, i_B, i_C 。

在 p, q 两相旋转坐标系中, 有功功率 P 、无功功率 Q 为

$$P = VI_p = VI\cos\phi = VI\cos(\phi_r - \phi_i) = VI(\cos\phi_r \cdot \cos\phi_i + \sin\phi_r \cdot \sin\phi_i) = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta = P_2 = P_3$$

$$Q = Vi_q = VI\sin\phi = VI\sin(\phi_r - \phi_i) = VI(\sin\phi_r \cdot \cos\phi_i - \cos\phi_r \cdot \sin\phi_i) = v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta$$

因此, 采用以上各坐标变换后, α, β 系统, p, q 系统的功率都与三相 A, B, C 系统功率相等。

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (10-39)$$

如果三相系统电压、电流为基波正弦电压、电流, 其幅值为 V_m, I_m ,

$$\left. \begin{aligned} v_A &= V_m \cos\omega t \\ v_B &= V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ v_C &= V_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (10-40)$$

则

$$\left. \begin{aligned} v_\alpha &= \sqrt{3} \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cos\omega t = V \cos\omega t \\ v_\beta &= \sqrt{3} \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sin\omega t = V \sin\omega t \end{aligned} \right\} \quad (10-41)$$

$$\left. \begin{aligned} i_A &= I_m \cos(\omega t - \phi) \\ i_B &= I_m \cos(\omega t - \phi - 2\pi/3) \\ i_C &= I_m \cos(\omega t - \phi + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (10-42)$$

$$\left. \begin{aligned} i_a &= \sqrt{3} \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cos(\omega t - \phi) = I \cos(\omega t - \phi) \\ i_b &= \sqrt{3} \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cos(\omega t - \phi) = I \sin(\omega t - \phi) \end{aligned} \right\} \quad (10-43)$$

由式(10-41)、式(10-43)两式可知,电压、电流空间旋转矢量 $V = \sqrt{3} V_m / \sqrt{2}$, $I = \sqrt{3} I_m / \sqrt{2}$, V 、 I 分别为相电压幅值、相电流幅值的 $\sqrt{3/2}$ 倍。把式(10-43)的 i_a 、 i_b 代入式(10-30)、式(10-31)得到与之对应的有功、无功电流为

$$\left. \begin{aligned} i_p &= \sqrt{3} \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cos \phi = I \cos \phi \\ i_q &= \sqrt{3} \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sin \phi = I \sin \phi \end{aligned} \right\} \quad (10-44)$$

式中, i_p 、 i_q 为图 10.8(b)中旋转电流矢量 $\dot{I}$ 在 p 、 q 轴上的投影分量。

所以,以 ω 旋转的电压矢量 $\dot{V}$ 在 α 、 β 轴上的投影分量就是 v_α 、 v_β ; 以 ω 旋转的电流矢量 $\dot{I}$ 在 α 、 β 轴上的投影分量就是 i_α 、 i_β ; $\dot{I}$ 在 p 、 q 轴上的投影分量就是 i_p 、 i_q 。

由式(10-42)、式(10-43)、式(10-44)得知:如果 i_A 、 i_B 、 i_C 是基波正弦,则 i_α 、 i_β 也是基波正弦,这时对应的 i_p 、 i_q 是直流量 $I \cos \phi$ 、 $I \sin \phi$ 。如果 i_A 、 i_B 、 i_C 是高频 n 次谐波电流,例如:

$$\begin{aligned} i_A &= I_{nm} \cos n\omega t \\ i_B &= I_{nm} \cos n(\omega t - 120^\circ) \\ i_C &= I_{nm} \cos n(\omega t + 120^\circ) \end{aligned}$$

由式(10-22)可知,这时 i_α 、 i_β 也是高频 n 次谐波电流,即

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \sqrt{3/2} I_{nm} \cos n\omega t \\ i_\beta &= \sqrt{3/2} I_{nm} \sin n\omega t \end{aligned}$$

由(10-34)式可知,这时

$$\begin{aligned} i_p &= \sqrt{3/2} I_{nm} \cos(n-1)\omega t \\ i_q &= \sqrt{3/2} I_{nm} \sin(n-1)\omega t \end{aligned}$$

即 i_p 、 i_q 是高频 $(n-1)$ 次谐波电流。

因此,如果负载电流 i_A 、 i_B 、 i_C 中既有基波电流 i_{L1} ,又有高次谐波电流 i_h ,则经变换后 i_p 、 i_q 中将含有与负载基波电流 i_{L1} 相对应的直流 I_p 、 I_q 分量,又含有与 n 次谐波电流 i_h 相对应的 $(n-1)$ 次谐波 i_{ph} 、 i_{qh} ,将 i_p 、 i_q 送入图 10.8(c)中的低通滤波器 LPF,经低通滤波后, i_p 、 i_q 中的直流分量 I_p 、 I_q 无衰减地直接从 LPF 输出, i_p 、 i_q 中的 $(n-1)$ 高次谐波分量则被滤除,于是 LPF 的输出就只有与负载基波电流 i_{L1} 相对应的 p 、 q 电流 I_p 、 I_q 。将 I_p 、 I_q 按(10-35)式变换后即得到与负载基波电流 i_{L1} 相对应的二相电流 i_α 、 i_β ,再按(10-24)式变换后即得到负载三相电流中的基波电流 i_{A1} 、 i_{B1} 、 i_{C1} 。图 10.8(c)给出了一种三相 A、B、C 谐波电流 i_{Ah} 、 i_{Bh} 、 i_{Ch} 实时检测电路。图中负载端 A 相电压 $v_A = V_m \cos \omega t$ 送入锁相环电路得到相位信息 $\cos \omega t$ 和 $\sin \omega t$,将三相负载电流 i_A 、 i_B 、 i_C 送入式(10-22)的三相一二相静止变换环节 C_{32} 而得到 i_α 、 i_β 。再将 i_α 、 i_β 、

$\cos\omega t$ 、 $\sin\omega t$ 送入式(10-32)的二相静止—二相旋转变换环节 C_{ST} 而得到 i_p 、 i_q , 然后将 i_p 、 i_q 送入低通滤波器 LPF, 滤除 i_p 、 i_q 中的高频分量, 输出直流分量 I_p 、 I_q ; 再经式(10-35)的二相静止—二相静止变换环节 C_{TS} 得到基波 i_{d1} 、 i_{d2} , 最后再经式(10-24)变换式 C_{23} 得到三相基波电流 i_{A1} 、 i_{B1} 、 i_{C1} 。

将以上计算得到的基波电流 i_{A1} 、 i_{B1} 、 i_{C1} 与检测到的实际电流 i_A 、 i_B 、 i_C 相减, 即可得到三相谐波电流 i_{Ah} 、 i_{Bh} 、 i_{Ch} , 以此作为三相变换器输出电流的指令值:

$$\left. \begin{aligned} i_{A1}^* &= i_A - i_{A1} = i_{A1} + i_{Ah} - i_{A1} = i_{A1P} + i_{A1Q} + i_{Ah} - i_{A1} = i_{Ah} \\ i_{B1}^* &= i_B - i_{B1} = i_{B1} + i_{Bh} - i_{B1} = i_{B1P} + i_{B1Q} + i_{Bh} - i_{B1} = i_{Bh} \\ i_{C1}^* &= i_C - i_{C1} = i_{C1} + i_{Ch} - i_{C1} = i_{C1P} + i_{C1Q} + i_{Ch} - i_{C1} = i_{Ch} \end{aligned} \right\} \quad (10-45)$$

如果需要同时补偿负载电流中的谐波电流 i_h 和基波无功电流 i_{LQ} , 则可在图 10.8(c)中断开电流 i_q 的通道, 使送入低通滤波器 LPF 中的 $i_q = 0$, 从而使 LPF 输出的 $I_q = 0$, 这时经 C_{TS} 变换后输出的 i_{d1} 、 i_{d2} 中将只有有功电流分量而无无功电流分量, 使 C_{23} 的输出仅是基波有功电流 $i_{A1} = i_{A1P}$ 、 $i_{B1} = i_{B1P}$ 、 $i_{C1} = i_{C1P}$, 它们与负载电流 i_A 、 i_B 、 i_C 相减后得到的将是谐波电流与基波无功电流之和, 那时图 10.8(c)检测运算的最后结果是 $i_h + i_{LQ}$, 以此作为图 10.8(a)中电力有源滤波器输出的补偿电流指令值 i_c^* :

$$i_c^* = (i_h + i_{LQ}) \quad (10-46)$$

补偿器输出补偿电流 $i_c = i_c^* + i_{LQ}$, 谐波电流 i_h 和基波无功电流 i_{LQ} 都被补偿。负载电流 i_L 中将只有基波有功电流 i_{L1P} 。

10.3.3 控制系统框图

图 10.8(a)运行中应维持三相桥直流侧电压 V_D 恒定。采用类似于上节图 10.7(e)中直流电压 V_D 调节器 VR, VR 的输出作为有功电流的增量 Δi_p , 将 Δi_p 与图 10.8(c)中的 I_p 相加, 而在最后输出的指令电流中加一点有功电流指令, 补偿电力有源滤波器的运行功耗, 维持 V_D 恒定不变。为了使图 10.8(a)中在电网电压 v_A 、 v_B 、 v_C 作用下三相桥式变换器向电网输出的电流等于补偿电流指令值 i_{A1}^* 、 i_{B1}^* 、 i_{C1}^* , 必须对 6 个开关器件的通、断状态进行实时适式的 PWM 控制。基本控制原理是: 不断地实时检测实际的电流 i_{A1} 、 i_{B1} 、 i_{C1} , 并将它们与该瞬间的指令值 i_{A1}^* 、 i_{B1}^* 、 i_{C1}^* 相比较, 根据两者的差值, 控制系统发送开关器件的通、断信号, 使实际电流值跟踪指令值。例如当图 10.8(a)中补偿器输出的 A 相电流正值 i_{A1} 小于指令值 i_{A1}^* 时, 应驱动 T_1 导通, 使 $v_{a1} = V_D$, 由于三相桥电压型变换器直流电压 V_D 大于交流电网电压最大值, 故 T_1 导通时使 i_{A1} 增大, 跟踪指令值 i_{A1}^* , 反之当 $i_{A1} > i_{A1}^*$ 时, 应使 T_4 导通, $v_{a1} = 0$, 而使 i_{A1} 减小、跟踪 i_{A1}^* 。这样, 实时、适式地控制 $T_1 \sim T_6$ 的导通、阻断状态, 即可使变换器输出到电网的电流跟踪指令值, 在指令值附近一个小区域内高频地上、下波动, 其平均值为指令值, 补偿电流 I_c 与负载的谐波电流和无功电流大小相等, 完全补偿了负载的谐波电流和无功电流。

10.4 谐波电压补偿器 HVC(串联型电力有源滤波器 SAPF)

交流发电机的空载电压 v_e 一般都是较好的正弦波。如果负载是线性的, 即阻抗恒定, 那么

流过发电机、变压器和线路阻抗的电流及其电压降 Δv 也都是正弦的,因此,电网负载电压 $v_L = v_{A_1} - \Delta v$ 也是正弦波。如果负载是非线性的,例如负载阻抗随电流大小而改变,那么在正弦电压作用下,电流波形中除含有与电压同频率的基波电流 i_1 外还有谐波电流 i_h 。谐波电流流过发电机、变压器、线路阻抗时,它所产生的电压降 Δv_h 也是非正弦的,如果交流电源仍为正弦波,那么负载处端电压就有谐波成分,这个谐波电压正是谐波电流所引起的谐波压降。图 10.9(b)中所示的带电容滤波的二极管不控整流器就是一种典型的非线性负载。图 10.9(a)中如果电源为正弦波 $v_s = V_m \sin \omega t$, 经电感 L 对整流器供电,直流侧接一个很大电容以便得到平稳的直流电压 V_D 。在交流电源正半波,当 v_s 的瞬时值大于 V_D 、 $V_m \sin \omega t > V_D$ 时,二极管 D_1 、 D_4 导电, $v_{AB} = +V_D$, 有电源电流 i_s ; 在交流电源负半波当 $|V_m \sin \omega t| > V_D$ 时 D_3 、 D_2 导电, $v_{AB} = -V_D$, 电源电流 i_s 为负值。在 C 很大, L 很小的情况下,一个周期中 i_s 、 v_{AB} 、 v_c 的波形如图 10.9(c)所示, i_s 为脉冲波, v_{AB} 则为 ODEFGHJ 波形,显然负载端电压 v_{AB} 除正弦基波电压 v_1 (图 10.9(c)中的 ODMEFGNIH) 外还含有谐波电压 v_h , $v_{AB} = v_1 + v_h$ 。这时并接在(图 10.9(a)中)电网上 A_1 B 两端的的其他负载也都会受到谐波电压的危害。为了消除电网中 A_1 B 两端的谐波电压,最直观的办法就是在整流器输入电路中串接一个补偿电压 v_c , 如图 10.9(b)所示。如果补偿电压 v_c 与谐波电压 v_h 大小相等、方向相反, $v_c = -v_h$, 则由图 10.9(b)可以清楚地看到,虽然这时图 10.9(b)中整流器输入端电压 v_{AB} 仍是非正弦,但有了补偿电压 v_c 以后,接在 A_1 、B 两端的的其他负载

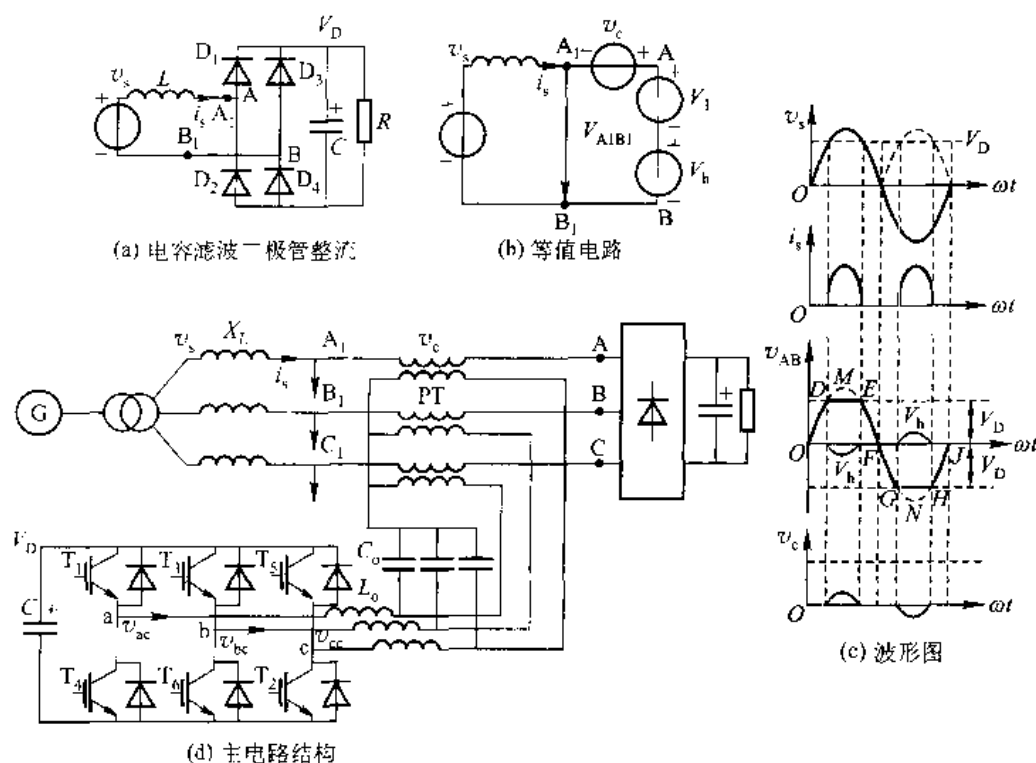


图 10.9 串联型电力有源滤波器

的电压是正弦波,避免了谐波电压的危害。利用自关断器件桥式开关电路输出补偿电压 v_c ,将补偿电压经变压器串接在电路中,就构成谐波电压补偿器 HVC。由于这种谐波补偿电压串联在电路中,故又称之为串联型电力有源滤波器(Series Type Active Power Filter)。

产生谐波补偿电压 v_c 的电力电子变换器电路与产生谐波补偿电流的电力电子电路结构完全相同,如图 10.9(d)所示的三相桥变换器。对三相桥变换器 6 个开关器件实时的通、断控制,使其交流端输出三相谐波电压,经变压器 PT 从变压器副方输出谐波补偿电压串联在电网线路上,补偿电网的谐波电压。图 10.9(d)中 L_f 、 C_f 是抑制变换器高频开关所产生的高频脉动电压、电流的小滤波器。

为了补偿谐波电压必须实时、准确地检测电网负载端的谐波电压 v_h ,对于三相串联型电力有源滤波器或三相谐波电压补偿器,可以利用图 10.8(c)类似的检测电路检测三相负载电压 v_A 、 v_B 、 v_C ,进行 C_{32} 变换得到 v_α 、 v_β ,再进行 C_{ST} 变换得到 v_p 、 v_q ,经低通滤波器以后输出与基波电压相对应的直流 v_p^* 、 v_q^* ,再经 C_{TS} 变换和 C_{23} 变换而得到三相基波电压 v_{A1} 、 v_{B1} 、 v_{C1} ,再将它们与含有谐波的负载电压 v_A ($v_{A1} + v_{Ah}$)、 v_B ($v_{B1} + v_{Bh}$)、 v_C ($v_{C1} + v_{Ch}$) 相减而得到谐波电压 v_{Ah} 、 v_{Bh} 、 v_{Ch} ,以此作为电力变换器的三相指令电压 v_{AC}^* ($v_{AC}^* = -v_{Ah}$)、 v_{BC}^* ($v_{BC}^* = -v_{Bh}$)、 v_{CC}^* ($v_{CC}^* = -v_{Ch}$),去控制主电路中 6 个开关器件的通、断状态,使三相桥变换器输出的补偿电压 v_{AC} 、 v_{BC} 、 v_{CC} 跟踪指令电压 i_{AC}^* 、 i_{BC}^* 、 i_{CC}^* ,实现电网谐波电压的串联补偿。

读者应清楚地认识到谐波电流补偿器 HCC 是一个电流源,与负载同时并联在电网上,控制三相桥的开关器件使其输出的谐波电流跟踪指令电流 i_c^* (i_h),补偿负载的谐波电流 i_h ,使电网电源电流正弦化。谐波电压补偿器 HVC 是一个电压源,它串联在电路中,控制三相桥开关器件使其输出的谐波电压 v_c 跟踪补偿电网的谐波电压 v_h ,经谐波电压补偿后,电网中其他负载端点电压无谐波,电源电流也随之正弦化。

在实际应用中通常采用串联、并联有源滤波器和 L 、 C 无源滤波器组成的综合滤波器。以达到技术、经济性能最优的滤波效果。

10.5 PWM 开关型串联基波电压补偿器

令图 10.10(a)中三相桥式电压型变换器输出交流电压 $\hat{V}_c$ 与负载电流 $\hat{I}$ 相差 90° , $\hat{V}_c$ 经变压器后输出的电压 $\Delta\hat{V}$ 也应与电流 $\hat{I}$ 相差 90° ,把 $\Delta\hat{V}$ 串联在线路上,由于 $\Delta\hat{V}$ 与 $\hat{I}$ 相差 90° ,故三相桥式电压型变换器不向电网输出有功功率。但 $\Delta\hat{V}$ 能改变负载端电压 V_L 。忽略变压器激磁电流,变压器一次、二次电流应相差 180° 。因此, $\hat{V}_c$ 、 $\hat{I}_c$ 也应相差 90° ,所以图 10.10 中的开关型变换器既是一个电网基波电压补偿控制器,又可看作是一个无功功率发生器,与本章 10.2 节的 PWM 开关型无功功率发生器不同的是:PWM 开关型串联基波电压补偿器是将无功功率串联注入电网,以调节、控制电网电压。

在电力电子技术出现之前,为了获得与基波同步的串联补偿电压,常采用交流同步(旋转)发电机输出无功功率,或者说产生与电流相差 90° 的无功电压。图 10.10 所示 PWM 开关型串联基波电压补偿器取代了旋转式同步发电机,故又被称为静止串联同步电压补偿器 SSSC(Static Synchronous Series Compensator)。

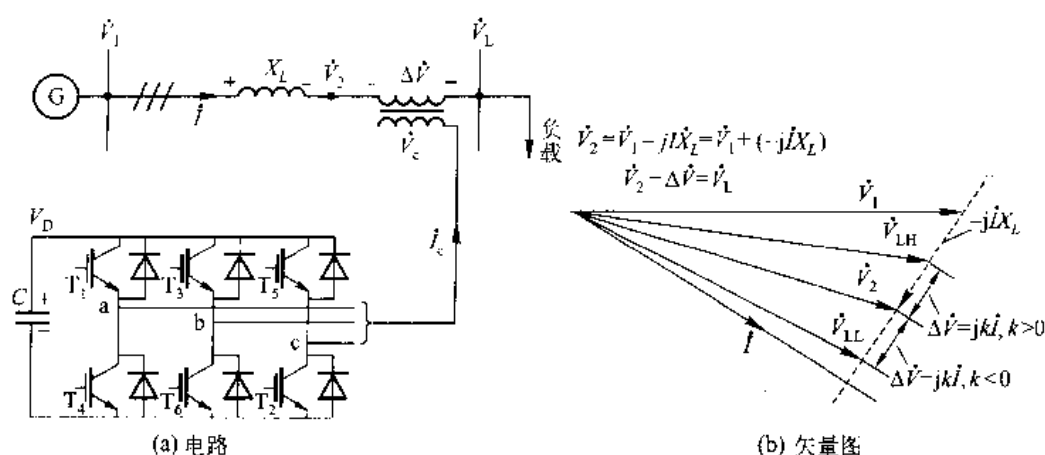


图 10.10 PWM 开关型串联同步电压补偿器

从图 10.10(b)矢量图看出:图 10.10(a)中无补偿电压 $\Delta \dot{V}$ 时,负载电压为

$$\dot{V}_L = V_1 - jIX_L = \dot{V}_2 \quad (10-47)$$

$$\text{有补偿电压时} \quad \dot{V}_L = V_1 - jIX_L + \Delta \dot{V} = \dot{V}_2 + \Delta \dot{V} \quad (10-48)$$

令补偿电压 $\Delta \dot{V} = jKI$, 则 $\dot{V}_L = V_1 - jIX_L + jKI = \dot{V}_2 + jKI$

$$\dot{V}_L = \dot{V}_1 - jIX_L + jKI = \dot{V}_1 - jI(X_L - K) \quad (10-49)$$

当 $\Delta \dot{V} = jKI$ 超前 I 90° 时, $K > 0$, 这时 $\dot{V}_L$ 数值增大为图 10.10(b)中的 $\dot{V}_{LH}$;

当 $\Delta \dot{V} = jKI$ 滞后 I 90° 时, $K < 0$, 这时 $\dot{V}_L$ 数值减小为图 10.8(b)中的 $\dot{V}_{LL}$ 。

控制 $\dot{V}_L$ 的大小就控制了 $\Delta \dot{V}$, 即可调控负载电压 V_L 的大小。

感性负载电流流过线路电抗 X_L 时会使负载端电压下降, 远距离输电线路电抗 X_L 很大, 感性负载电流流过线路时使输电线路终端负载电压 V_L 严重下降。 V_L 的下降又使输电线路输送功率极限能力下降(极限输送功率 $P_{\max} = V_1 \cdot V_L / X_L$, X_L 为 $\dot{V}_1 \rightarrow \dot{V}_2$ 之间的等效电抗), 危害电力系统运行稳定性。图 10.10(a)所示同步电压补偿器, 通过向电网输出一个串联补偿电压 $\Delta \dot{V}$, 可以补偿、控制输电线路终端负载电压 V_L , 提高输电线路输送功率的极限值。从另一角度分析, 引入 $\Delta \dot{V}$ 以后, $\dot{V}_L = V_1 - jI(X_L - K)$, 使原来无补偿电压 $\Delta \dot{V}$ 时的线路电抗 X_L 变为 $X_L - K$, 即引入 $\Delta \dot{V}$ 的作用又相当于补偿了一部分线路电抗。当 $\Delta \dot{V}$ 足够大, 以致 $\Delta \dot{V} = KI = IX_L$, 即 $K = X_L$ 时, $\dot{V}_L = \dot{V}_1$, 这相当于引入 $\Delta \dot{V}$ 使原来电抗为 X_L 的输电线路其等效电抗变为零, 电抗压降被完全补偿, 因而 $V_L = V_1$ 。由于 $K > 1$ 时 $\Delta \dot{V} = jKI$ 的作用相当于引入了一个负电抗补偿原线路电抗 X_L , 引入 $\Delta \dot{V}$ 的作用也就相当于在线路中串联了一个电容, 其等效容抗补偿了线路感抗。在输电线路中串联电容器补偿线路电抗, 是一项应用了很久的提高输电线路输电能力、增强系统稳定性的技术手段。其缺点是串联电容不能实现连续的调控, 且易引发电路 LC 振荡, 危害运行安全。而 PWM 开关型串联基波电压补偿器, 既能连续调控、又能双向补偿(升高电压或降低电压都能实现), 且不会引发 LC 振荡, 是一项先进的调控电网节点电压、补偿线路感抗、增强电力系统传输功率极限、增加电力系统稳定性非常有效的先进技术。

10.6 电网瞬态电压补偿、抑制器

10.6.1 动态电压限制器 DVL(Dynamic Voltage Limiter)或晶闸管控制的电压限制器 TCVL(Thyristor Controlled Voltage Limiter)

将一个氧化锌非线性电阻 R (端电压超过其限值电压后,其等效电阻急剧下降,流过大电流时端电压不再增大)与晶闸管串联后接在被保护的設備(或某主开关器件)两端,当被保护的設備受到超过正常数值的动态过电压侵害时,触发晶闸管导通,将非线性电阻并接在被保护設備两端,从而限制了加在被保护設備上的动态过电压。当动态过电压消失后,晶闸管即时关断,切除非线性电阻 R ,电路恢复正常工作。

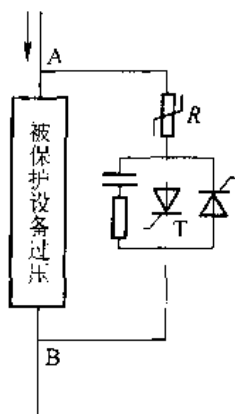


图 10.11 动态电压限制器 DVL

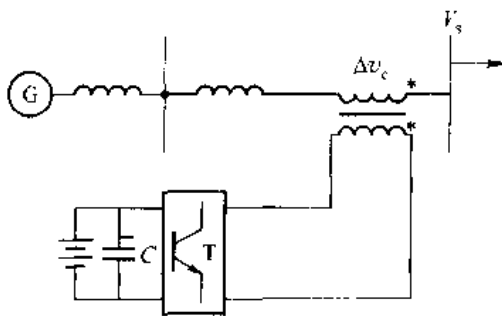


图 10.12 动态电压恢复器 DVR

10.6.2 动态电压恢复器 DVR(Dynamic Voltage Restorer)

图 10.12 所示动态电压恢复器的电路结构与图 10.9(d) 完全相同,但其工作方式不同。图 10.9(d) 中三相变换器根据检测到的谐波电压 v_h ,控制 6 个开关的通、断状态,从 a、b、c 三点输出连续的三相谐波电压 v_{ae} 、 v_{be} 、 v_{ce} 串联在线路上,补偿电网谐波电压,而作为动态电压恢复器的三相桥变换器,则仅在电网电压发生突变、偏离额定正弦电压波形瞬时值时,才控制 6 个开关器件的通断状态,使 a、b、c 三点输出一定数值和波形的非周期补偿电压,串联加入电网后使负载端电压近似为额定值正弦波。在任意瞬间,当电网电压较正常正弦波电压瞬时值偏高时,补偿电压为负值使负载电压降低为正常瞬时值,反之当电网电压较正常正弦波电压瞬时值偏低时,则补偿电压为正值使负载电压增大到正常瞬时值。

动态电压恢复器的引用可以有效的消除电网中由于电压瞬时跌落、闪变、振荡等所引发事故,提高电网的供电质量,为了增强对重要负载补偿电压的支持能力,可将带升压回路的电池组并联在电容器上,电池组的容量应保证对电压突变的补偿作用时间和补偿功率,通常所需作用时间从几十毫秒到几秒钟。

10.7 晶闸管控制移相器 TCPS(晶闸管控制的相位调节器 TCPR)

图 10.10 中 PWM 开关型串联同步电压补偿器的作用是变换器经变压器输出一个基波补偿电压 $\Delta \dot{V}$, $\Delta \dot{V}$ 与线路电流 $\dot{I}$ 相差 90° , $\Delta \dot{V} = jK\dot{I}$, 因此变换器与电网之间无有功功率交换。 $\Delta \dot{V}$ 的作用是将无功功率 $\Delta V \cdot I$ 串联地注入电网, 调控 $\Delta \dot{V}$, 改变 V_L 。但线路末端输出的有功功率 $P_L = V_L \cdot I \cos \phi$ 不变, 仅改变无功功率 $Q_L = V_L \cdot I \sin \phi$, 或者说 $\Delta \dot{V}$ 等效地补偿电网的电抗压降 $X \cdot I$, 等效于在线路上引入了一个可变电容器。如果串联接入线路的电压 $\Delta \dot{V}$ 也是一个基波电压, 但 $\Delta \dot{V}$ 在相位上与电网该相相电压 $\dot{V}$ 有 90° 相位关系, $\Delta \dot{V} = jK \cdot \dot{V}$, 这种电压补偿主要作用则是改变电网电压的相位、改变电网输送的有功功率 P (参见式 (10-13) 相位角 δ 与功率 P 的函数关系)。利用三相交流系统三相电压互差 120° , 线电压 $\dot{V}_{AB}$ 与相电压 $\dot{V}_C$ 相差 90° 的关系, 如图 10.13(b) 所示, 可方便地得到相差 90° 的电压 $\Delta \dot{V}$ 。例如, 图 10.13(a) 中单相桥式 AC/AC 电压变换器由 4 个双向电力电子开关器件 S_1, S_2, S_3, S_4 构成, AC/AC 电压变频器的输出电压 v_{pq} 是与 $\dot{V}_{AB}$ 同相、与 $\dot{V}_C$ 相差 90° 、数值大小和方向可调的近似正弦交流电压, 再经变压器 TC 变压后输出 C 相补偿电压 $\Delta \dot{V}_C$, 串联在 C 相线路上补偿 C 相电压, $V'_C = \dot{V}_C + \Delta V_C$ 。同理, B 相补偿电压 $\Delta \dot{V}_B$ 与 $\dot{V}_B$ 相差 90° , A 相补偿电压 $\Delta \dot{V}_A$ 与 $\dot{V}_A$ 相差 90° 。由于补偿电压 $\Delta \dot{V}$ 使各相电压相位发生变化, 故称之为晶闸管移相控制器。

引入图 10.13(a) 所示的晶闸管控制的移相器, 在不必调控输电线路两端电压的情况下, 可以连续地调控输电线路传输有功功率的大小, 使电力系统中功率流向及其大小经济合理。

图 10.13(c)、(d) 可用以说明晶闸管控制移相器的功能, 发电机 G_1 电压为 $\dot{V}_1$, 经线路电抗 X 向线路终端电力系统或等效大容量发电机处供电, 若线路中无电压补偿, 即 $\Delta \dot{V} = 0$, 由图 10.13(d) 矢量图可得到 $\dot{V}_1 = \dot{V}_s + jI_1 X = \overrightarrow{ON} + \overrightarrow{NF} = \overrightarrow{OF}$, 图 10.13(c) 中发电机 G_1 经输电线路电抗 X 送至电网 S 点的有功功率 P_1 , 无功功率 Q_1 为

$$P_1 = V_s \cdot I_1 \cos \phi_1$$

$$Q_1 = V_s \cdot I_1 \sin \phi_1$$

由图 10.13(d) 可得 $\overrightarrow{MF} = \overrightarrow{NF} \cdot \cos \phi_1 = I_1 X \cos \phi_1 = V_1 \sin \delta_1$

因此

$$I_1 \cos \phi_1 = V_1 \sin \delta_1 / X$$

故有

$$P_1 = V_s \cdot I_1 \cos \phi_1 = \frac{V_s V_1}{X} \sin \delta_1 \quad (10-50)$$

又

$$\overrightarrow{NM} = \overrightarrow{OM} - \overrightarrow{ON} = I_1 X \sin \phi_1 = V_1 \cos \delta_1 - V_s$$

因此

$$I_1 \sin \phi_1 = \frac{V_1 \cos \delta_1 - V_s}{X}$$

故有

$$Q_1 = \frac{V_s}{X} (V_1 \cos \delta_1 - V_s) \quad (10-51)$$

当线路引入了补偿电压 $\Delta \dot{V}$ 以后, 由于 $\Delta \dot{V}$ 与 $\dot{V}_1$ 相差 90° , 若 $\Delta \dot{V} = \overrightarrow{FD}$, 则图 10.13(c)、(d) 中的 $\dot{V}_s = \dot{V}_1 + \Delta \dot{V} = \overrightarrow{OF} + \overrightarrow{FD} = \overrightarrow{OD}$ 。如果引入 $\Delta \dot{V}$ 以后, 发电机电压 $\dot{V}_1$ 、电网电压 $\dot{V}_s$ 都不改变, 则引入 $\Delta \dot{V}$ 以后, 线路电流将变为 $\dot{I}_2 = \dot{I}_1 + \Delta \dot{I} = \overrightarrow{OE}$, 电流增量 $\Delta \dot{I} (\overrightarrow{OF})$ 在线路 X 上的压

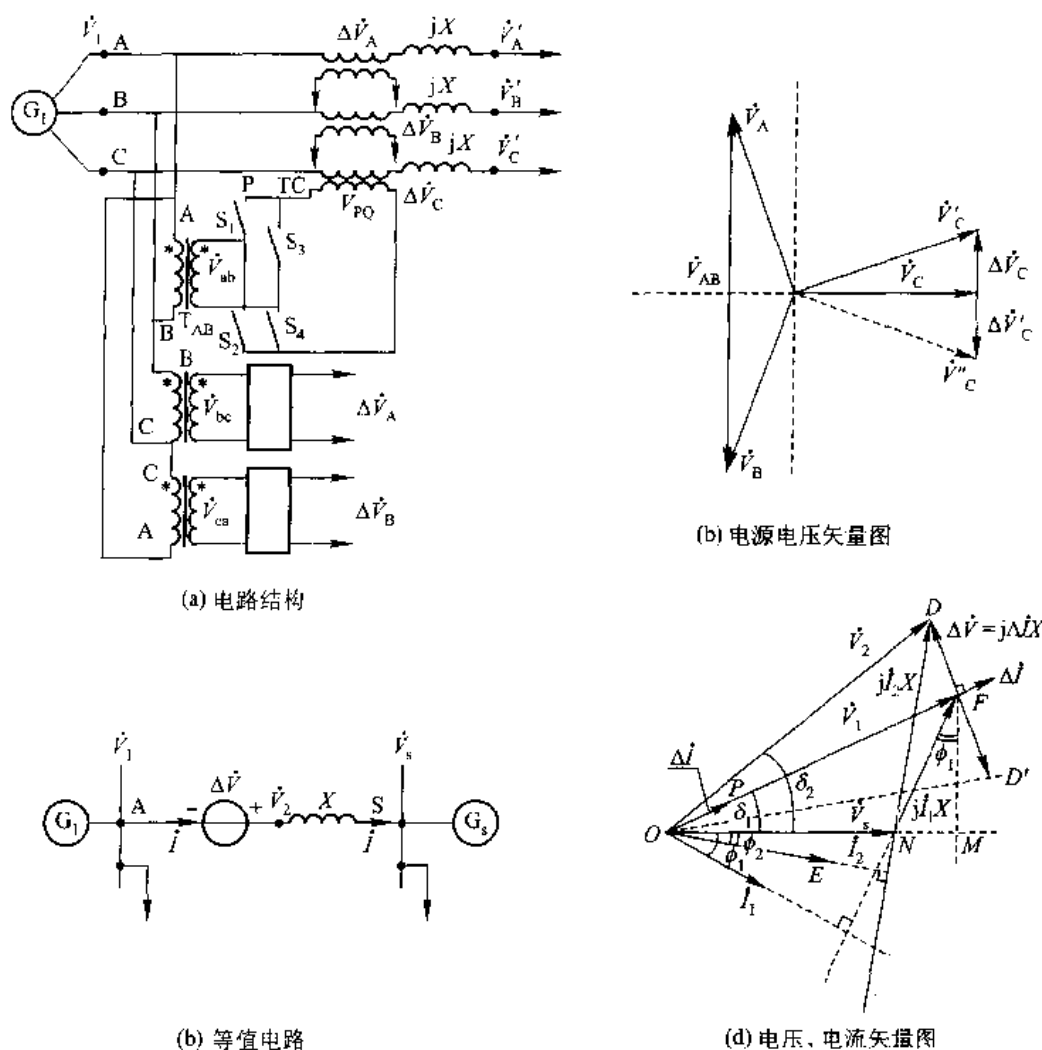


图 10.13 晶闸管控制移相器 TCPS

降 $jX \cdot \Delta I$ 应等于 $\Delta \dot{V}$, $\Delta \dot{V} = j\Delta I \cdot X = \overrightarrow{FD}$, 因此, $\Delta \dot{V}$ 引起的线路电流增量 ΔI 应与 $\dot{V}_1$ 同方向, $\Delta I = \overrightarrow{OP}$, 如图 10.13(d) 所示, $I_2 = I_1 + \Delta I = \overrightarrow{OE}$, 这时的电抗压降 $jI_1 X$ 为图中的线段 $\overrightarrow{ND}$, $\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + jI_2 \cdot X = \overrightarrow{ON} + \overrightarrow{ND} = \overrightarrow{OD}$, $\dot{V}_2$ 和 $\dot{V}_s$ 之间的相差角为 δ_2 , 故经线路电抗 X 送至 S 点的功率由原 P_1 ($\Delta V = 0$ 时) 增大为 P_2 , 类似于式 (10-50), 可得

$$P_2 = V_s I_2 \cos \phi_2 = \frac{V_s V_2}{X} \sin \delta_2 = \frac{V_s \cdot \sqrt{V_1^2 + \Delta V^2}}{X} \sin \delta_2 = \frac{V_s \cdot V_1}{X} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta V}{V_1}\right)^2} \cdot \sin \delta_2$$

由于 $V_2 > V_1$, $\dot{V}_2$ 超前 $\dot{V}_1$, $\delta_2 > \delta_1$, 所以 $P_2 > P_1$; 这时补偿器向线路输出有功功率。

如果补偿电压 $\Delta \dot{V}$ 的方向反向, 即图 10.13(d) 中 $\Delta \dot{V} = j\Delta I \cdot X$ 反向 180° , $\Delta \dot{V}' = \overrightarrow{FD'}$, 则 ΔI 的方向反向 180° (与 $\dot{V}_1$ 方向相反), 则 δ 角减小, $\dot{V}_2$ 比 $\dot{V}_1$ 滞后, 传输功率 P 减小。所以这种晶闸管移相控制器, 通过图 10.13(a) 中的 AC/AC 电压变换器, 可以在输电线两端电压 $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_s$ 不变的情况下有效地控制电网输电线中的有功功率潮流。

10.8 超导磁体储能系统 SMES

超导线圈可以承载大电流而无功率损耗,因而可用以存储大量磁能。当电力系统发电机的发电容量大于负载用电量时,可利用发电机的剩余功率对超导储能系统供电,将电能变为超导线圈的磁能存储起来。当电网负载过大、发电机发电功率不够时,将超导线圈的磁能变为电能返回电网、补充发电机发电量的不足。这样发电机的额定功率就可以小于最大负载功率,或减少发电机的功率储备。

超导线圈的储能为 $\frac{1}{2} LI^2$, 其电感 L 和电流都很大,它承载的电流只能是直流电流,因此,它与交流电网之间的能量交换需要有一个双向 $AC \leftrightarrow DC$ 大功率电力变换器方可实现。

超导储能实用技术研究起于 20 世纪 90 年代初,超导储能所储存的是电磁能,与其他形式的储能,如蓄电池储能、压缩空气储能、抽水储能(水位势能)和飞轮惯性动能储能(机械动能)等相比较有许多明显的优点;储能损耗极小,与交流电网之间的能量交换可以采用电力电子开关电路高效率的实现,且响应速度可快至几毫秒至几十毫秒。此外超导储能装置还具有调控容易、建造不受地点限制、维护方便以及无污染等优点,因此,超导储能技术有广泛的应用前景。

图 10.14 所示为超导储能系统中一种可行的电力电子变换器电路。其中采用自关断器件的三相桥式电压型 $AC \leftrightarrow DC$ 双向(四象限)变换器,经过 LC 滤波器接交流电网,直流侧接一个大电容,再经一个两象限(电压 V_{EF} 可正、可负,电流 I_{sc} 方向不变)斩波器 $T_7(D_7)$ 、 $T_8(D_8)$ 接超导线圈 L 。超导线圈电感值 L 很大,电流 I_{sc} 很大,当斩波器 T_7 、 T_8 同时导电时, L 两端电压 $V_{EF} = V_D$, 超导线圈输入直流功率,储能增加;当 T_7 、 T_8 同时截止时,超导线圈电流 I_{sc} 经 D_8 、 D_7 续流,超导线圈输出直流功率 $V_{EF} I_{sc} = V_D I_{sc}$ ($V_{EF} = -V_{EF} = -V_D$, $V_{EF} = -V_D$)。仅 T_7 (或 T_8) 导通时, I_{sc} 经 D_8 (或 D_7) 续流, $V_{EF} = 0$, 超导线圈既不输入,也不输出功率,超导线圈保持磁能不变。

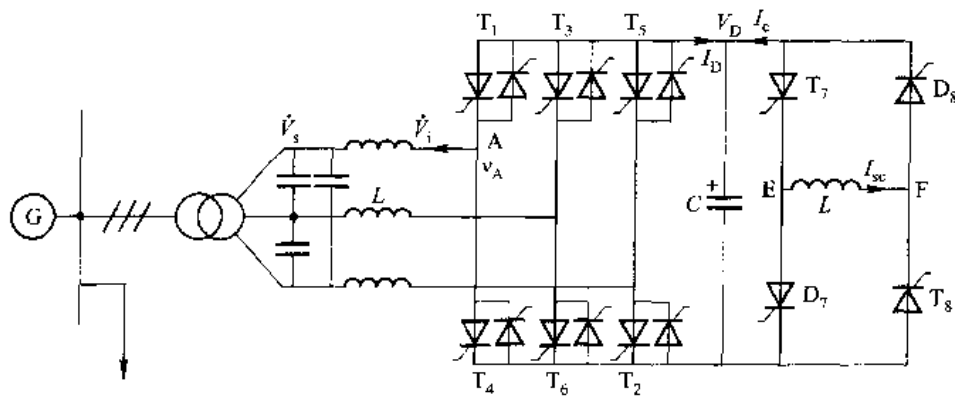


图 10.14 超导磁体储能系统的电力电子变换电路

1. 当交流电网功率过剩时,令三相桥式电压型变换器工作在高频整流工作情况,从交流电网输入交流电能,整流为直流电能,图 10.14 中电流 I_D 对斩波器和超导线圈供电,输入超导线圈的功率为 $I_D V_D$ 。这时在一个斩波周期 T_c 的 T_{on} 期间, T_7 、 T_8 导通,直流电压 V_D 加在超导线圈

上,对超导线圈供电, $V_{FE} = V_D$, 超导线圈电流 I_{SC} 和储能增加。在 T_s 的剩余时间 $T'_{on} = T_s - T'_{off}$ 期间,令 T_7 阻断,仅 T_8 导通,超导线圈电流 I_{SC} 经 T_8 、 D_7 续流,超导线圈端电压 V_{FE} 为零。在一个开关周期 T_s 中, L 两端直流平均电压 $V_{FE} = \frac{T'_{on}}{T_s} V_D$ 。因此,在三相桥工作在整流状态时,斩波器和超导线圈接受直流功率,图 10.14 中 I_D 为正值, I_c 为负值。如果忽略各开关器件和电感、电容功率损耗,如果超导线圈电感很大以致其电流 I_{SC} 在一个斩波周期中的变化可忽略不计, I_D 为直流电流平均值,则从电网输入的交流功率 P_{AC} 应等于超导线圈接收的直流功率 P_{DC} ,即

$$P_{AC} = V_D I_D = I_{SC} V_{FE} = I_{SC} \cdot \frac{T'_{on}}{T_s} V_D = D I_{SC} V_D = P_{DC} \quad (10-52)$$

T_7 、 T_8 同时导电的占空比 $D = T'_{on}/T_s$ 。

占空比

$$D = \frac{T'_{on}}{T_s} = \frac{P_{AC}}{V_D \cdot I_{SC}} \quad (10-53)$$

$$I_D = \frac{P_{AC}}{V_D} = \frac{P_{DC}}{V_D} \quad (10-54)$$

在 V_D 一定时,根据所要求的交流输入功率指令值 P_{AC}^* 和检测到的 I_{SC} ,即可确定斩波器开关 T_7 、 T_8 同时导通的占空比 D ,发送斩波器 T_7 、 T_8 的 PWM 驱动信号,使交流输入功率为指令值,超导线圈增加磁能贮存。同时,三相桥变换器处于整流状态,应根据所要求的输入交流功率有功功率指令值 P_{AC}^* 和无功功率 Q_{AC}^* 的大小,以及交流电源电压 $\dot{V}_s$ 的大小、相位,由类似本书第 5 章 5.12 节中所介绍的控制原理,确定三相桥式变换器 6 个开关器件 $T_1 \sim T_6$ 的驱动信号,使交流侧产生三相交流电压矢量 $\dot{V}_i$, $\dot{V}_i$ 与电源电压 $\dot{V}_s$ 之差形成交流电流 $\dot{I}$, $\dot{V}_s$ 与 $\dot{I}$ 形成的功率正好是指令值 P_{AC}^* 、 Q_{AC}^* 。当然,这时应采用类似图 10.7(e)中的直流电压 V_D 闭环反馈控制,使 V_D 保持为恒定的指令值 V_D^* 。

2. 当交流电网功率不够时,应使三相桥式电压型变换器工作在逆变状态, T_7 (D_7)、 T_8 (D_8) 斩波器将超导线圈的磁能,直流电能经三相桥逆变器变为交流电,向交流电网输出交流电功率。这时直流电流 I_D 反向为负,图 10.14 中 I_c 为正值,斩波器输出直流电流 I_c ,输出直流功率 $V_D I_c$ 。在整个斩波周期 T_s 中 T_7 都应阻断,对 T_8 进行 PWM 控制。在一个斩波周期 T_s 中的 T'_{on} 期间 T_7 、 T_8 都阻断,超导线圈电流 $I_{SC} = I_c$ 经 D_8 、 D_7 输出直流功率, $V_{FE} I_{SC} = V_D I_{SC}$ ($V_{FE} = V_D$),在 T_s 随后的剩余时期 $T'_{off} = T_s - T'_{on}$ 期间,仅 T_8 导通,超导线圈电流 i_{SC} 经 T_8 、 D_7 续流,这时超导线圈端电压 V_{FE} 为零。所以在一个开关周期 T_s 中,如果把 D_7 、 D_8 同时导电 (T_7 、 T_8 都阻断)的时间 T'_{on} 与 T_s 之比称为占空比 D' , $D' = T'_{on}/T_s$,则在整个开关周期 T_s 期间,超导线圈两端的平均直流电压 $V_{FE} = V_D \cdot T'_{on}/T_s = D' \cdot V_D$,超导线圈的平均输出功率 $P_{DC} = V_{FE} \cdot I_{SC}$ 应等于逆变器输出到交流电网的交流功率 P_{AC} ,即

$$P_{DC} = V_{FE} I_{SC} = V_D \frac{T'_{on}}{T_s} I_{SC} = D' V_D I_{SC} = P_{AC} \quad (4-55)$$

$$D' = \frac{P_{AC}}{V_D \cdot I_{SC}} \quad (4-56)$$

根据一定的 V_D 值和检测到的 I_{SC} ,即可由交流电网所需的功率 P_{AC} 确定占空比 D' ,确定 T_8

导通的 PWM 驱动信号(T_7 在整个周期 T_0 中都被阻断)。同时由交流电网所需的 P_{AC} 和 Q_{AC} 以及交流电源电压 $\dot{V}_s$ 的大小和相位,可由逆变器的控制原理确定逆变器的 6 个开关器件的驱动信号。

因此,只要根据交流功率指令值 P_{AC}^* 、 Q_{AC}^* 、直流电压指令值 V_D^* 以及超导线圈电流检测值 I_{SC} ,对三相桥变换器和斩波器进行实时、适式的协调控制,就能使图 10.14 的 SMES 装置与电网之间实现有功和无功功率双向传送。

10.9 统一潮流控制器 UPFC

图 10.15 中输电线首端 A 电压为 $\dot{V}_1$,经线路电抗 X_L 后线路末端接有电力系统负载,负载电流 i_L 中既含有基波电流 i_{L1} 又可能有谐波电流 i_h ,基波有功分量为 i_{L1P} ,无功分量为 i_{L1Q} 。负载端电压 v_L 中除基波电压 v_{L1} 外也可能含有谐波电压 v_h 。

全控型开关器件的三相桥电压型变换器 I 和变换器 II 交流输出端分别接至变压器 PT_1 和 PT_2 的一次绕组。变压器 PT_1 的二次绕组并接在电网上,变压器 PT_2 的二次绕组串接在电网线路上。两个变换器中间直流端接一个大电容 C 。由 PT_1 、 PT_2 、电容 C 、变换器 I、II 及其控制系统所组成的电力电子变换系统可以对负载端基波电压、负载的无功功率、线路的有功功率和无功功率进行综合调控,故称之为统一潮流控制器 UPFC(Unified Power Flow Controller)。此外,图 10.15 所示的两组电力电子变换系统还能同时对谐波电流、谐波电压进行补偿控制。

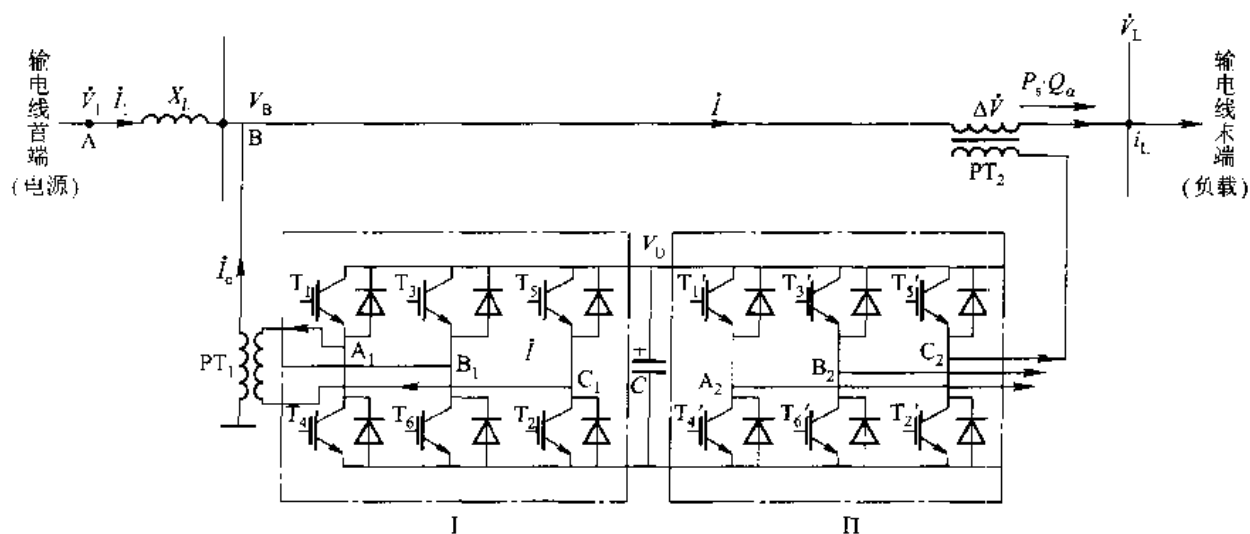


图 10.15 统一潮流控制器 UPFC

图 10.15 中变换器 I 的工作原理、控制原则类似于图 10.7 无功功率发生器和图 10.8 的并联电力有源滤波器,如果变换器 I 输出电流 I_c 的指令值 I_c^* 为基波有功和无功电流,那么变换器 I 将向电网 B 点输出基波有功功率和无功功率。取 I_c^* 中的基波有功电流指令为负值时,则实际上电网将向变换器 I 输入有功功率。如果检测出负载的谐波电流 i_h 和无功电流 i_{L1Q} ,取电流 I_c 的指令值 $I_c^* = (i_h + i_{L1Q})$,使变换器 I 的输出电流 I_c 跟踪 I_c^* ,即可补偿负载电流中的谐波电流

和无功电流。

图 10.15 中变换器Ⅱ的工作原理、控制原理类似于图 10.10 的串联同步电压补偿器和图 10.9(d)的串联电力有源滤波器,如果取变换器Ⅱ输出串联补偿电压 ΔV 的指令值为基波电压,则变换器Ⅱ将通过串联补偿电压 ΔV 向电网注入一定的有功功率和无功功率,负载端的基波电压 V_L 也可能得到调控,输电线传输的有功功率和无功功率都可受到调控,这就能够改变电网线路中流过的有功电流、无功电流(潮流)。因此图 10.15 中两个三相桥变换器通过协调控制,可以统一调控电网基波电压、电流、有功功率、无功功率,故称之为统一潮流控制器 UPFC。如果检测出负载端谐波电压 v_h ,取图中 PT₂ 二次补偿电压 ΔV 的指令值 $\Delta V_c' = -v_h$,控制开关器件的通、断状态,使 ΔV_c 跟踪 $\Delta V_c'$,即可补偿负载端电压中的谐波电压,使图中线路 B 点电压波形无畸变。因此,UPFC 还可能补偿谐波电流、谐波电压,显著改善供电电能质量。由于能有效地调控基波电压的大小和相位,可以使电力系统的潮流分布优化,由于调控的响应过程很快,因而可以灵活、快速地调节有功和无功功率,阻尼系统振荡,增强电力系统的运行稳定性,显著地提高输电线传输功率的极限值。UPFC 已成为电力系统最新技术——灵活交流输电系统 FACTS(Flexible AC Transmission Systems)中的最重大的技术设备。

10.10 通用用户电力调节器 UCPC(统一电能质量调节器 UPQC)

图 10.16 与图 10.15 的区别仅在于两个变换器的直流电压处并接蓄电池,变换器Ⅰ可工作在整流状态对蓄电池充电,也可工作在逆变状态向电网送电(这时蓄电池对变换器Ⅰ供电,蓄电池放电)。变换器Ⅰ工作在整流状态对电池充电时,它也可同时向电网输出滞后的或超前的无功功率,还可以输出谐波补偿电流。变换器Ⅱ可以将直流功率变为交流功率,经变压器 PT₂ 输出

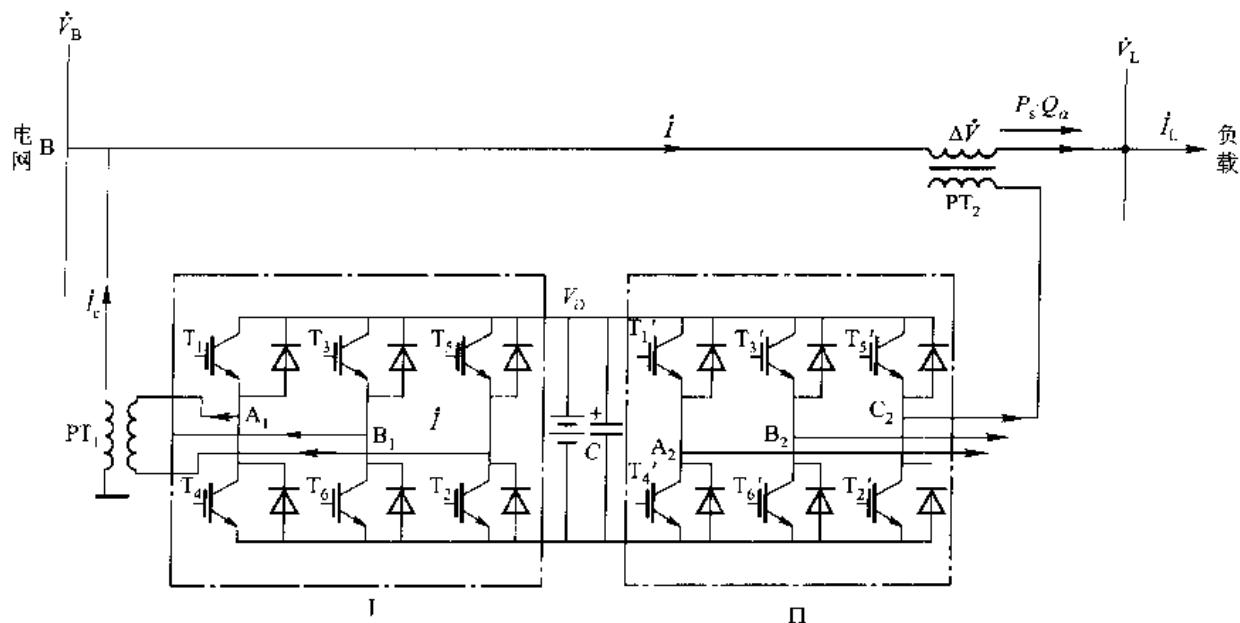


图 10.16 通用用户电力调节器 UCPC

补偿电压 ΔV , 向电网注入交流功率 $I \cdot \Delta V$, 同时变换器 II 也可输出谐波补偿电压。将这种带有储能电池的双变换器设备装在用户处, 既可消除电网谐波电压、谐波电流, 又可在电网 B 点的基波电压偏离额定值时, 通过控制基波补偿电压 ΔV 的大小和极性, (ΔV 与 V_B 同相, 使 $V_L = V_B + \Delta V$ 升高, 或 ΔV 与 V_B 反相使 $V_L = V_B - \Delta V$ 下降) 使负载电压保持为额定值, 改善电网对负载的供电质量。此外当交流电网失电时, 使变换器 I 工作在逆变状态, 蓄电池对变换器 I 供电, 还可确保负载的不间断供电 (UPS—Uninterruptible Power Supply)。故图 10.16 所示电力电子变换系统被称为通用用户电力调节器 UCPC (Universal Custom Power Conditioner), 或称为统一电能质量调节器 UPQC (Unified Power Quality Conditioner)。这种设备可以确保重要用户的供电可靠性、改善供电品质, 并可在电网用电高峰期电力不足时, 让变换器 I 工作在逆变状态, 让蓄电池通过变换器 I 向电网供电, 反之, 在电网用电低谷期再让变换器 I 工作在整流状态, 对电池充电。由于电价在电力负载的峰——谷期有差别, 用户电力调节器靠电池的充放电功能和变换器 I 的整流、逆变功能还能给用户带来经济效益。

小 结

利用电力半导体开关器件可以调控电感、电容、电阻, 利用电力电子开关组成的开关型电力变换电路可以构成各种类型的电力补偿器、调节器和控制器。这些电力补偿器、调节器和控制器可以改变电网等效负载的感抗、容抗和电阻, 可以补偿谐波电流和谐波电压, 抑制和补偿瞬态电压变化, 可以调控电网负载的基波电压的大小和相位, 可以补偿线路电抗, 可以改变输电线路的有功和无功功率, 并对电力系统的功率平衡进行快速、灵活、有效的调节和控制, 这些功能将导致:

(1) 灵活控制电力系统潮流, 使电力系统、电网中的潮流分布最优化, 减少损耗, 提高运行经济性。

(2) 线路传输的功率有可能增大至接近导线的热极限 (比以往由电力系统稳定要求所限制的功率极限值提高 50%~100%), 最充分地利用输电线的传输能力, 又能确保电力系统的运行稳定性。

(3) 减少备用发电机组的容量。

(4) 消除可能损坏设备和限制输电能力的电力系统振荡。

(5) 电网和设备故障的影响可得到限制, 可以防止事故的扩大。

(6) 补偿无功功率, 减少功率损耗, 提高发、配电设备利用率。

(7) 改善用户的供电品质, 提高供电可靠性。

(8) 消除非线性负载的谐波和无功冲击对电力系统的污染。

引入了大功率半导体开关型电力变换器、补偿器、控制器以后, 原有电力系统的结构将发生重大变化。无论是发电、输配电和电力应用都将获得更好的技术经济效益、更高的安全可靠、更灵活有效的控制特性和更优良的供电质量。随着现代电力电子技术的不断发展和电力电子技术电力系统领域中的广泛应用, 传统的电力系统将成为一个其运行更加安全可靠、经济、控制灵活的柔性电力系统, 传统的电力技术将发生革命性的变革。

复习题及思考题

1. 晶闸管相控电抗器的基本原理是什么,晶闸管触发控制角 $\alpha < 90^\circ$ 与 $\alpha = 90^\circ$ 两种情况下等效电抗是否相等、为什么?
2. 说明图 10.7 所示 PWM 开关型无功功率发生器的基本工作原理,它与第 5 章中的三相 PWM 逆变器有哪些相同和不同之处?
3. 从负载电流、电压中分离出谐波电压、谐波电流的基本原理是什么?谐波电流补偿器 HCC 和谐波电压补偿器 HVC 的主电路、控制原理有何异、同之处?
4. 试比较 PWM 开关型串联同步补偿器和晶闸管控制移相器 TCPS 的补偿功能、工作原理、控制原则。
5. 试比较晶闸管控制动态电压限制器 DVL 和动态电压恢复器的功能、电路结构、工作原理。
6. 超导磁体储能系统中的斩波器为什么是两象限斩波器。如果三相桥整流/逆变器与两象限斩波器控制上不协调,例如交流电网输入功率与超导线圈吸收的功率不平衡会引起什么后果,怎样才能避免这种事故?
7. 统一潮流控制器 UPFC 能实现哪些电力补偿和控制功能?
8. 用户电力调节器 UCPC 中的蓄电池有哪些功能?

第 1 章 电力电子变换和控制技术导论

本章叙述了现代电力电子学科的形成,说明了电力电子变换和控制的技术经济意义,介绍了开关型电力电子变换电路的基本原理、控制方法和两类开关型电力电子变换器的基本特性,最后归纳了电力电子变换电源和电力电子补偿控制器两类应用。

1.1 电力电子学科的形成

在人类文明的整个历史中,能源和动力,尤其是电能的开发以及电力和电子技术的应用具有重要意义。从原始社会到机器出现之前漫长的历史时期中,人类利用手工工具直接改造自然,使用工具的主要动力是人力,此后人类逐步学会利用畜力、风力、水力等自然力,进而以机器代替手工工具,技术进步极大地推动了人类社会的发展。

人类近代历史上的第一次技术革命以 17 世纪建立牛顿力学(Newton, 1642~1727)的科学革命为先导,以 18 世纪下半叶瓦特(J. Watt, 1736~1819)发明蒸汽机(1769 年)为主要标志。蒸汽机取代自然力成为机器制造、采矿、冶金、铁路、化学、纺织等行业的主要动力,蒸汽机的广泛应用大大促进了社会生产力的发展,从此人类开始从农业社会跨入工业社会。第一次技术革命所引发的产业革命为资本主义社会的发展奠定了物质基础,在不到 100 年的时间里所创造的物质财富超过了以往历史时代的总和。

人类近代历史上的第二次技术革命是以 18 世纪末至 19 世纪初发现电磁学基本原理、19 世纪 30 年代英国物理学家法拉第(M. Faraday, 1791~1867)等人发现电磁感应现象为先导的。19 世纪末以后,三相交流发电机、变压器、电动机、远距离输电以及有线电、无线电通信技术的发明和应用,成为第二次技术革命的主要标志。发电机、变压器和远距离输电技术的发明,给工业、农业和交通运输提供了全新的廉价动力,电动机取代蒸汽机成为机械的原动力,社会生产力得到更迅猛的发展。电能工农业、交通运输和人类生活中的广泛应用以及电子、通信和自动化技术的发展,使人类逐步摆脱了繁重的体力劳动。到 20 世纪中期,各类电子器件(电子管器件、半导体器件、集成电路、微处理器等)、电报、电话、无线电通信、广播、收音机、电视机、电子计算机、电子录像机、传真机等等一系列与电有关的发明大量涌现,这不仅促进了社会生产力的发展,同时也极大地提高了人类的物质文化生活水平。第二次技术革命所引发的产业革命使人类的生产能力提高了 10 倍以上,其主要推动力是电力技术和电子技术。

1. 电力技术

电力技术是一门涉及发电、输电、配电及电力应用的科学技术。发电设备将其他形态的能源变为电能,再通过输配电网络将电能送至用电设备(负载),用电设备再将电能转变为其他形态的能源。如照明设备将电能转变为光能,电动机将电能转变为机械能用以驱动机械运动,电热设备将电能转变为热能供生活取暖或金属加热冶炼,电化学设备将电能转变为化学能实现电解、电镀

或给蓄电池充电等等。电能是现代社会最重要的能源,电能可以由自然界中各种一次能源(煤、石油、天然气、风力、水力、核能、太阳光、化学能等等)转变得到。电能既可以经济地远距离传输和配送,又可以方便无污染地转化为其他形态的能源。现代社会中各个领域的技术设备几乎都是用电设备,都需要由一定类型的电源供电。

发电、输配电及电力应用技术的理论基础是电磁学(电路、磁路、电场、磁场的基本原理),利用电磁学基本原理处理发电、输配电及电力应用的技术统称电力技术。

2. 电子技术(电子学)

1865年英国物理学家麦克斯韦(J. C. Maxwell, 1831~1879)在奥斯特、安培、法拉第等人工作的基础上,系统总结了19世纪中期以前电磁学研究的成果,归纳出完整、严谨的电磁场基本方程,为随后的电气工程,特别是电子工程技术的发展奠定了理论基础。1887年德国物理学家赫兹(H. R. Hertz, 1857~1894)发表了有关电磁波存在的实验论文,1897年23岁的意大利青年马可尼(G. Marconi, 1874~1937)发明了无线电报并建成世界上第一座无线电台。到20世纪40年代,在民用通信及军事装备需求的推动下,逐步形成了一个与电力技术并行发展的电子技术领域。

电子技术又称电子学,它是与电子器件(最早期的电子器件是电子管,随后发展到晶体管、晶体管集成电路和微处理器)、电子电路(在L、C、R电路中引入电子器件的电路)以及由各种电子电路所组成的电子设备和系统有关的科学技术。与电力技术一样,电子技术的理论基础也是电磁学。不同的是,电力技术研究的是发电机、变压器、电动机、输配电线路等动力用电设备,以及利用电力设备来处理电力电路中电能的产生、传输、分配和应用问题;而电子技术则是研究电子器件,以及利用电子器件来处理信息电路中电信号的产生、变换、处理、存储、发送和接收问题。研究信号的产生、变换、存储、处理、发送和接收的电子技术(电子学)又称为信息电子技术(信息电子学)。

电力技术的发展依赖于发电机、变压器、电动机、输配电系统,而电子技术的发展依赖于电子器件。电子电路中主要是依靠电子器件来实现电信号的产生、变换、处理、存储、发送和接收。20世纪50年代以前的电子器件是电子管。1946年,世界上第一台电子计算机就使用了18000个电子管,重30吨,占地167m²,耗电156kW,运算速度为每秒5000次加法。1948年,美国贝尔实验室的肖克莱(W. B. Shockley)等人在半导体P-N结(晶体二极管)单向导电的基础上,加进了第三个电极——控制极,发明了能放大电信号的晶体三极管(N-P-N或P-N-P结构),开创了现代电子学——固体电子学或晶体管电子学的新时代。在体积、重量、耗电、可靠性等方面,晶体管比电子管优越得多。1952年,英国雷达研究所的达默提出了一个设想:能否按电子电路的要求,将一个电路中包含的晶体二极管、三极管以及电阻、电容、电感等元件全部制作在一块半导体晶片上,从而构成一块具有一定信号变换、处理功能的完整电路——集成电路?达默的这一设想引发了人类历史上具有划时代意义的微电子技术革命。20世纪50年代占满一个房间的电子电路系统,已可以由一块手指大小的集成电路芯片替代。微电子技术的成就为现代电子技术的发展和应用奠定了良好的基础。

3. 电力电子技术(电力电子学)

早期的电力技术并不涉及电子器件,也不应用电子技术。例如,20世纪20年代法国建成的一套直流输电系统(125kV、输送功率20MW、输电距离225km),采用串联直流发电机和电动机