

第 3 章

新能源汽车功率变换技术

3.1 新能源汽车功率变换技术概述

3.1.1 功率半导体器件的定义

功率变换装置示意图如图 3-1 所示,输入功率经功率变换器变换后输出至负载。功率变换器即通常所说的电力电子主电路,它由功率半导体器件构成。



同处理信息的电子器件相比,功率半导体器件的一般特征是:

(1) 能处理大小不同的电功率,即承受不同的电压和电流。

功率半导体器件处理电功率的能力小至毫瓦级,大至兆瓦级,大多都远大于处理信息的电子器件。

(2) 功率半导体器件一般都工作在开关状态。

导通时“通态”阻抗很小,接近短路,管压降接近零,而电流由外电路决定。

阻断时“断态”阻抗很大,接近断路,电流几乎为零,而管子两端电压由外电路决定。

功率半导体器件的动态特性(开关特性)和参数非常重要。作电路分析时,为简单起见往往用理想开关来代替。一个理想的功率半导体器件,应该具有良好的静态和动态特性,在截止状态时,能承受高电压且漏电流要小;在导通状态时,能流过大电流且具有很低的管压降;在开关转换时,具有短的开、关时间;通态损耗、断态损耗和开关损耗均要小,同时能承受高的 di/dt 和 du/dt 等耐受能力全控功能。

(3) 功率半导体器件通常需要信息电子电路来控制。在主电路和控制电路之间,需要一定的中间电路对控制电路的信号进行放大,这就是功率变换器的驱动电路。

(4) 为保证不因损耗散发的热量导致器件温度过高而损坏,不仅在器件封装上进行了

散热设计,在其工作时一般都要安装散热器。

功率半导体器件导通时有一定的通态压降,形成通态损耗;阻断时器件上有微小的断态漏电流流过,形成断态损耗。在器件开通或关断的转换过程中产生开通和关断损耗,总称为开关损耗。通常功率半导体器件的断态漏电流极小,因而通态损耗是器件功率损耗的主要因素。当器件开关频率较高时,开关损耗会随之增大而可能成为器件功率损耗的主要因素。

3.1.2 功率半导体器件的分类

功率半导体器件按可控性、驱动信号类型、器件内部电子和空穴两种载流子参与导电的情况进行分类。

1. 按可控性分类

根据能被驱动(触发)电路输出控制信号所控制的程度,可将功率半导体器件分为不可控型器件、半控型器件和全控型器件三种。

(1) 不可控型器件。不能用控制信号来控制其通断,因此不需要驱动电路。例如,功率二极管只有两个端子,器件的通断由其在主电路中承受的电压和电流决定。

功率二极管产生于20世纪40年代,是功率半导体器件中结构最简单、使用最广泛的一种器件。目前已形成整流二极管、快恢复二极管和肖特基二极管三种主要类型。

(2) 半控型器件。通过控制信号可以控制其导通但不能控制其关断。例如,晶闸管(SCR)及其大部分派生器件,器件的关断由其在主电路中承受的电压和电流决定。

晶闸管作为第一代电力电子器件,它的出现使功率变换技术发生了根本性变化。但它不具备自关断能力,属于半控型器件,应用中必须考虑关断方式问题,电路结构上必须设置关断电路,电路结构变得复杂且增加了成本,限制了其在频率较高的功率变换电路中的应用。

(3) 全控型器件。通过控制信号既可以控制其导通,又可以控制其关断,又称为自关断器件,如绝缘栅双极型晶体管(IGBT)、电力场效应晶体管(MOSFET)、门极关断晶闸管(GTO)。

20世纪70年代出现了第二代自关断器件,如门极关断晶闸管(GTO)、大功率双极型晶体管(BJT、GTR)、功率场效应晶体管(Power MOSFET)等。

20世纪80年代出现了以绝缘栅双极型晶体管(IGBT)为代表的第三代复合导电的场控半导体器件。

20世纪80年代后期,功率半导体器件的发展趋势为模块化、集成化,按照电力电子电路的各种拓扑结构,将多个相同的功率半导体器件或不同的功率半导体器件封装在一个模块中,可以缩小器件体积,降低成本,提高可靠性。

值得指出的是,新一代器件的出现并不意味着老器件被淘汰,世界上SCR产量仍占全部功率半导体器件总数的一半,是目前高压、大电流装置中不可替代的器件。

2. 按驱动信号类型分类

(1) 电流驱动型。通过从控制端注入或者抽出电流来实现导通或者关断的控制。

(2) 电压驱动型。仅通过在控制端和公共端之间施加一定的电压信号就可以实现导通或关断控制。

电压驱动型器件实际上是通过加在控制端上的电压在器件的两个主电路端子之间产生可控的电场,改变流过器件的电流大小和通断状态,所以又称为场控器件,或场效应器件。

3. 按器件内部电子和空穴两种载流子参与导电的情况分类

图 3-2 给出了功率半导体器件分类树,功率半导体器件可分为三类:

(1) 单极型器件。由一种载流子参与导电的器件,如肖特基二极管、功率 MOSFET 和 SIT 等。

(2) 双极型器件。由电子和空穴两种载流子参与导电的器件,如基于 PN 结的功率二极管、晶闸管、GTO 和 GTR 等。

(3) 复合型器件。由单极型和双极型器件集成混合而成的器件,如 IGBT、SITH 和 MCT 等。



图 3-2 功率半导体器件分类树

3.1.3 新能源汽车应用功率半导体器件的系统组成

功率半导体器件在实际应用中,一般是指由控制电路、驱动电路和以功率半导体器件为核心的主电路组成的一个系统,如图 3-3 所示。

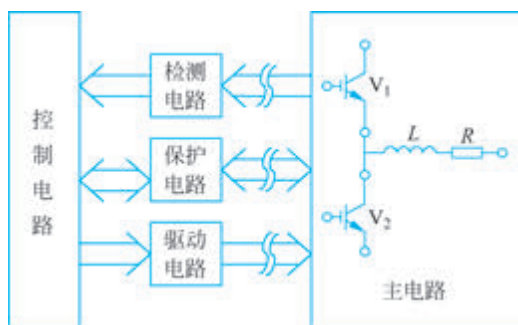


图 3-3 功率半导体器件在实际应用中的系统组成

控制电路按照系统的工作要求形成控制信号,通过驱动电路去控制主电路中功率半导体器件的开通或关断,完成整个系统的功能。

在有的应用中还需要有检测电路,广义上往往将检测电路和驱动电路这些主电路以外的电路都归为控制电路,从而粗略地说系统由主电路和控制电路组成。

主电路中的电压和电流一般都较大,而控制电路的元器件只能承受较小的电压和电流,因此主电路和控制电路的连接路径上,如驱动电路与主电路的连接处,或者驱动电路与控制电路的连接处,以及主电路与检测电路的连接处,一般需要进行电气隔离,而通过其他手段如光、磁来传递信号。

由于主电路中往往有电压和电流的脉冲冲击,而功率半导体器件一般比主电路中普通的元器件要昂贵,但承受过电压和过电流的能力要差一些,因此,在主电路和控制电路中附加一些保护电路,以保证功率半导体器件和整个系统的正常可靠运行,往往是非常必要的。

从图 3-3 可以看出,功率半导体器件一般有三个端子(又称极或引脚),其中两个端子连接在主电路中,而第三个端子被称为控制端(或控制极)。功率半导体器件的通断是通过在其控制端和一个主电路的端子之间施加一定的信号来控制的,这个主电路端子是驱动电路和主电路的公共端,一般是主电路流出器件的端子。

3.2 功率半导体器件

功率半导体器件是新能源汽车功率变换器中最基本的组成部分,是车载电能转换和控制的核​​心。新能源汽车上常用的功率半导体器件有四种,分别是功率二极管、晶闸管、功率 MOSFET 和 IGBT。四种功率半导体器件在新能源汽车上的应用情况见表 3-1。

表 3-1 功率半导体器件在新能源汽车上的应用情况

器 件	应用情况
功率二极管	应用最广泛,几乎遍布车上所有电能变换和控制的场合
晶闸管	应用较少,多应用于电压调节和可控整流的场合
功率 MOSFET	多应用于低电压(如 12~650V)和小功率(如小于 10kW)场合
IGBT	多应用于高电压(如大于 650V)和大功率(数十千瓦至数百千瓦)场合

新能源汽车上使用的功率半导体器件与其他工业领域使用的功率半导体器件在性能上具有较大区别。车用功率半导体器件应用环境更为恶劣,车辆经常会处于高温、高湿、强振动、负载变化剧烈、电磁环境复杂甚至高海拔的场合,因而新能源汽车使用的功率半导体器件要具有高结温、低通态损耗、长寿命、高可靠性等特点,同时要满足国内外相关汽车标准和规范的要求或通过相关认证。

车用功率半导体器件与普通功率半导体器件的工作原理和基本的电气特性没有区别。

3.2.1 功率二极管

1. 功率二极管的结构

二极管是一个由 PN 结构成或由金属和半导体接触形成的结构简单的器件,对外呈现单向导电性。功率二极管又称为电力二极管或大功率二极管,自 20 世纪 50 年代初期就获得应用,当时也被称为半导体整流器。由于功率二极管结构和原理简单、工作可靠,所以直到现在仍然大量应用于汽车当中,尤其是开通和关断速度很快的快恢复二极管和肖特基二

极管,分别在中、高频整流和逆变,以及低压高频整流的场合,具有不可替代的地位。

功率二极管具有高阻断电压以及大导通电流的高功率特征,在结构和外形上与普通的小功率二极管具有明显的差别。功率二极管的内部结构是一个具有 P 型和 N 型的两层半导体、一个 PN 结以及阳极 A、阴极 K 的两层两端半导体器件,其电气符号如图 3-4(a)所示。

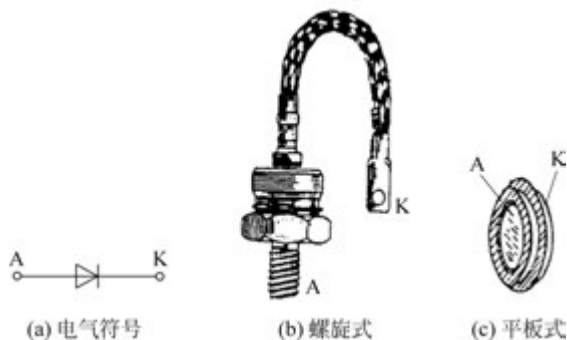


图 3-4 功率二极管

从外部构成看,功率二极管分为管芯和散热器两部分。这是由于二极管工作时管芯中要通过较大的电流,而 PN 结又有一定的正向电阻,管芯因损耗而发热。为了管芯的冷却,必须配备散热器。一般情况下,200A 以下的管芯采用螺旋式,如图 3.4(b)所示,200A 以上则采用平板式,如图 3.4(c)所示。

2. 功率二极管的特性

1) 功率二极管的伏安特性

功率二极管阳极和阴极间的电压与阳极电流间的关系称为伏安特性,如图 3-5 所示。当功率二极管承受的正向电压大到一定值(阈值电压 U_{TO})时,正向电流 I_F 才开始明显增加,处于稳定导通状态。与 I_F 对应的功率二极管两端的电压即为正向电压降 U_F 。第 I 象限为正向特性区,表现为正向导通状态;第 III 象限为反向特性区,表现为反向阻断状态。

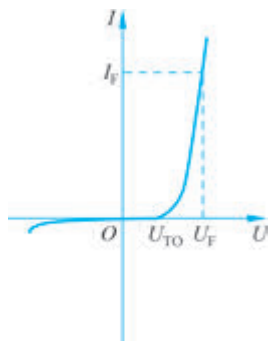


图 3-5 功率二极管的伏安特性

2) 功率二极管的开通、关断特性

功率二极管具有延迟导通和延迟关断的特征,关断时会出现瞬时反向电流和瞬时反向过电压。功率二极管的开通需要一定的过程,初期出现较高的瞬态压降,过一段时间后才达到稳定,且导通压降很小。图 3-6(a)为功率二极管开通过程的管压降 u_F 和正向电流 i_F 的变化曲线。由图可见,正在开通的功率二极管上承受的峰值电压 U_{FP} 比稳态管压降高得多,在有些二极管中的峰值电压可达几十伏。图 3-6(b)为功率二极管关断过程中的电压、电流波形。 U_{RRM} 和 I_{RRM} 分别为反向峰值电压和反向峰值电流, U_R 为反向电压降。

功率二极管应用在低频整流电路时不考虑其动态过程,但在高频逆变器、高频整流器、缓冲电路等频率较高的功率变换电路中就要考虑功率二极管的开通、关断等动态过程。

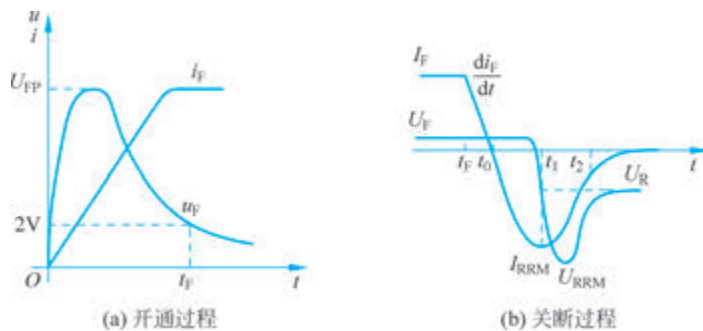


图 3-6 功率二极管的开通、关断特性

3. 功率二极管的主要参数

1) 正向平均电流 $I_{F(AV)}$

正向平均电流是指在规定的 40°C 的环境温度和标准散热条件下,功率二极管结温达到额定且稳定时,允许长时间连续流过工频正弦半波电流的平均值。将此电流整流化到等于或小于规定的电流等级,则为该二极管的额定电流。在选用功率二极管时,应按其允许通过的电流有效值来选取。正向平均电流 $I_{F(AV)}$ 对应的有效值为 $1.57I_F$ 。

2) 正向电压降 U_F

正向电压降是指在规定的 40°C 的环境温度和标准散热条件下,功率二极管通以工频正弦半波正向平均电流时,其阳极和阴极间的平均电压值,也称为管压降。功率二极管的发热和损耗与 U_F 有关,一般选取管压降小的功率二极管,以降低其通态损耗。

3) 反向峰值电压 U_{RRM}

在额定结温条件下,功率二极管反向伏安特性曲线(第Ⅲ现象)急剧拐弯处所对应的反向峰值电压称为反向不重复峰值电压 U_{RSM} 。反向不重复峰值电压的 80% 称为反向重复峰值电压 U_{RRM} 。再将 U_{RRM} 整流化到等于或小于该值的电压等级,即为功率二极管的额定电压。

4) 反向重复平均电流 I_{RR}

对应于反向重复峰值电压 U_{RRM} 下的平均漏电流称为反向重复平均电流 I_{RR} 。

4. 功率二极管的型号

普通型功率二极管型号用 ZP 表示,其中 Z 代表整流特性,P 为普通型。普通型功率二极管型号可表示如下:

$$\text{ZP}[\text{电流等级}]-[\text{电压等级}/100][\text{通态平均电压组别}]$$

如型号为 ZP50-16 的功率二极管表示为普通型功率二极管,额定电流为 50A,额定电压为 1600V。

3.2.2 晶闸管

晶闸管又称为可控硅整流器(SCR),是高电压、大电流功率半导体器件的代表,器件从导通到关断的唯一途径是电流的自然换相,即通过改变电流方向或使电流减小至接近零来关断,因此其使用范围受到限制。在新能源汽车领域,晶闸管主要用于串联混合动力汽车

动力系统、传导或无线充电系统等场合。

1. 晶闸管的结构与工作原理

如图 3-7 所示为晶闸管的外形、结构和电气符号。从外形上看,晶闸管主要有螺栓型和平板型两种封装结构,均引出阳极 A、阴极 K 和门极(G)三个连接端。从结构上看,晶闸管是一个具有 $P_1-N_1-P_2-N_2$ 四层半导体的器件,内部有三个 PN 结: J_1 、 J_2 、 J_3 ,如果正向电压(阳极电位高于阴极电位)加到器件上,则 J_2 处于反向偏置状态,器件 A、K 两极之间处于阻断状态,只能流过很小的漏电流。如果反向电压(阴极电位高于阳极电位)加到器件上,则 J_1 和 J_3 处于反向偏置状态,该器件也处于阻断状态,仅有很小的反向漏电流通过。因此,晶闸管可以工作在双向阻断状态。

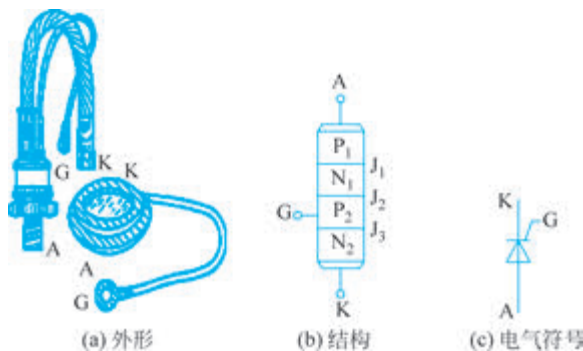


图 3-7 晶闸管的外形、结构和电气符号

晶闸管导通的工作原理可以用双晶体管模型来解释,如图 3-8 所示。如在器件上取倾斜面的界面,则晶闸管可以看作由 $P_1N_1P_2$ 和 $N_1P_2N_2$ 构成的两个晶体管 V_1 、 V_2 组合而成。如果外界电路向门极注入电流 I_G ,也就是注入驱动电流,则 I_G 流入晶体管 V_2 的基极,即产生集电极电流 I_{C2} ,它构成晶体管 V_1 的基极电流,放大为集电极电流 I_{C1} ,又进一步增大 V_2 的基极电流,如此形成强烈的正反馈,最后 V_1 和 V_2 进入完全饱和状态,即晶闸管导通。此时,如果撤掉外电路注入门极的电流 I_G ,则晶闸管由于内部已形成强烈的正反馈而仍然维持导通状态。若要使晶闸管关断,则必须去掉阳极所加的正向电压,或者给阳极施加反向电压,或者设法使流过晶闸管的电流降低到接近零的某一数值以下。所以,对晶闸管的驱动过程更多的是称为触发,产生注入门极的触发电流 I_G 的电路称为门极触发电路。也正是由于通过其门极只能控制其开通,不能控制其关断,晶闸管才被称为半控型器件。

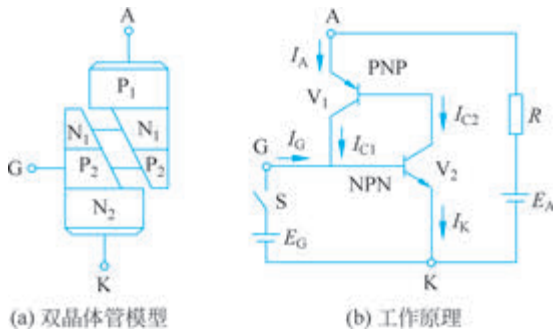


图 3-8 晶闸管的双晶体管模型及其工作原理

2. 晶闸管的基本特性

1) 静态特性

静态特性又称为伏安特性,是指晶闸管的阳极电压 U_A 与阳极电流 I_A 之间的关系曲线,如图 3-9 所示。伏安特性可分为两个区域:第 I 象限为正向特性区,第 III 象限为反向特性区。第 I 象限的正向特性又可分为正向阻断状态和正向导通状态。

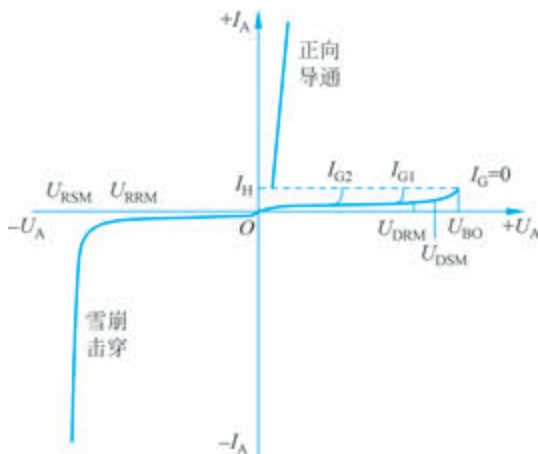


图 3-9 晶闸管的伏安特性

晶闸管的阳极与阴极间加上正向电压时,在晶闸管控制极开路($I_G=0$)情况下,开始器件中有很小的电流(称正向漏电流)流过,晶闸管阳极与阴极间表现出很大的电阻,处于截止状态(称为正向阻断状态),简称断态。当阳极电压上升到某一数值时,晶闸管突然由阻断状态转换为导通状态,简称通态。阳极这时的电压称为断态不重复峰值电压(U_{DSM}),或应低于正向转折电压(U_{BO})。导通后,器件中流过较大的电流,其值主要由限流电阻决定。在减小阳极电源电压或增加负载电阻时,阳极电流随之减小,当阳极电流小于维持电流 I_H 时,晶闸管便从导通状态转换为截止状态。

由图 3-9 可以看出,当晶闸管控制极流过正向电流 I_G 时,晶闸管的正向转折电压降低, I_G 越大,转折电压越小,当 I_G 足够大时,晶闸管的正向转折电压很小,一加上正向阳极电压,晶闸管就导通。实际规定当晶闸管阳极与阴极之间加上 6V 直流电压时,能使器件导通的控制极最小电流(电压)称为触发电流(电压)。

在晶闸管阳极与阴极间加上反向电压时,晶闸管处于反向阻断状态,只有很小的反向漏电流流过。当反向电压增大到某一数值时,反向漏电流急剧增大,这时,所对应的电压称为反向不重复峰值电压(U_{RSM})。可见,晶闸管的反向伏安特性与二极管反向特性类似。

2) 动态特性

晶闸管常应用于低频的相控功率变换电路,有时也在高频功率变换电路中得到应用,如逆变器。在高频电路应用时,需要严格地考虑晶闸管的开关特性,即开通特性和关断特性。

(1) 开通特性。晶闸管由截止转为导通的过程称为开通过程。晶闸管的开关特性如图 3-10 所示。在晶闸管处在正向阻断的条件下突加门极触发电流,由于晶闸管内部正反馈

过程及外电路电感的影响,阳极电流的增长需要一定的时间。从突加门极电流时刻到阳极电流上升到稳态值的 10% 所需的时间称为延迟时间 t_d , 而阳极电流从稳定值的 10% 上升到 90% 所需的时间称为上升时间 t_r , 延迟时间与上升时间之和为晶闸管的开通时间 $t_{gt} = t_d + t_r$, 普通晶闸管的延迟时间为 $0.5 \sim 1.5 \mu\text{s}$, 上升时间为 $0.5 \sim 3 \mu\text{s}$ 。延迟时间随门极电流的增大而减少, 延迟时间和上升时间随阳极电压的上升而下降。

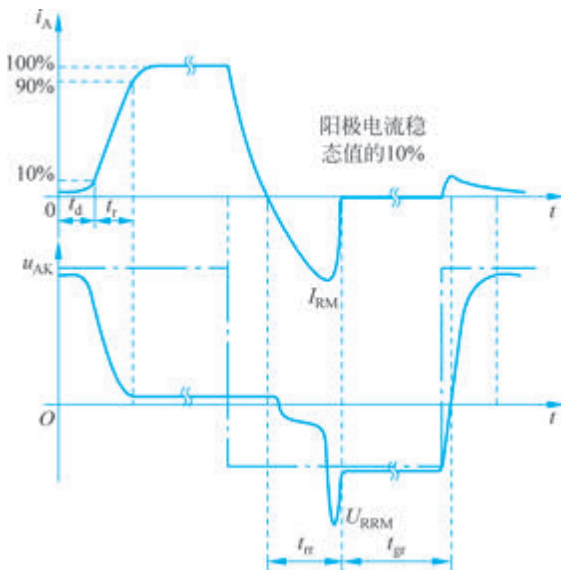


图 3-10 晶闸管的开关特性

(2) 关断特性。通常采用外加电压的方法将已导通的晶闸管关断。反向电压可通过电源、负载和辅助换流电路来提供。

要关断已导通的晶闸管, 通常给晶闸管施加反向阳极电压。晶闸管的关断, 就是要使各层区内载流子消失, 使晶闸管对正向阳极电压恢复阻断能力。突加反向阳极电压后, 由于外电路电感的存在, 晶闸管阳极电流的下降会有个过程, 当阳极电流过零时, 也会出现反向恢复电流, 反向恢复电流达到最大值 I_{RM} 后, 再朝反向快速衰减接近零, 此时晶闸管恢复对反向电压的阻断能力。

3. 晶闸管的主要参数

(1) 断态重复峰值电压 U_{DRM} 。在控制极断路和晶闸管正向阻断的条件下, 可以重复加在晶闸管两端的正向峰值电压, 其数值规定比正向转折电压小 100V。

(2) 反向重复峰值电压 U_{RRM} 。在控制极断路时, 可以重复加在晶闸管器件上的反向峰值电压, 此电压数值规定比反向击穿电压小 100V。

通常把 U_{DRM} 与 U_{RRM} 中较小的一个数值标作器件型号上的额定电压。由于瞬时过电压也会使晶闸管遭到破坏, 因而选用时, 额定电压应为正常工作峰值电压的 2~3 倍作为安全系数。

(3) 额定通态平均电流 I_T 。在环境温度不大于 40°C 和标准散热及全道通的条件下, 晶闸管器件可以连续通过的工频正弦半波电流(在一个周期内)的平均值, 称为额定通态平均电流 I_T , 简称为额定电流。需要指出的是, 晶闸管的发热主要由通过它的电流有效值决定

的,对于正弦半波电流,其有效值 I_e 和平均值 I_T 的关系为

$$I_e = 1.57I_T \quad (3-1)$$

例如,对于一个额定电流 I_T 为 100A 的晶闸管,其允许通过的电流有效值为 157A。为确保安全可靠地工作,一般按下式选取晶闸管:

$$I_T = (1.5 \sim 2) \frac{I_e^T}{1.57} \quad (3-2)$$

式中, I_e^T 为实际通过晶闸管的电流有效值。

(4) 维持电流 I_H 。在规定的环境温度和极控制极断路时,维持器件继续导通的最小电流称为维持电流 I_H ,一般为几十到一百多毫安。其数值与器件的温度成反比,在 120℃ 时的维持电流约为 25℃ 时的一半。当晶闸管的正向电流小于这个电流时,晶闸管将自动关断。

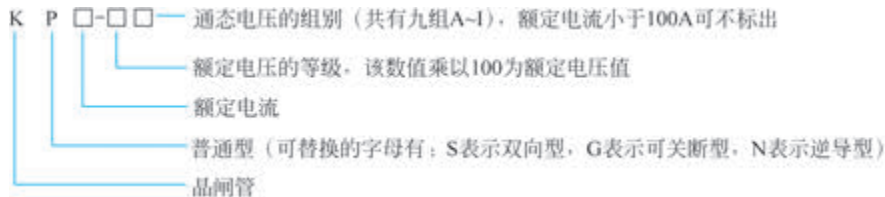
4. 晶闸管的型号

国产晶闸管的型号一般表示为



例如,3CT50/500 表示额定通态平均电流为 50A,断态重复峰值电压为 500V 的晶闸管器件。

有些部门还颁布了晶闸管其他的命名方法(如 KP 系列晶闸管),选用时应注意。



3.2.3 功率场效应晶体管

功率场效应晶体管(MOSFET)具有工作频率高、驱动控制功率小、安全工作区宽、易并联使用、应用成本低等优点,是新能源汽车上应用最为广泛的功率半导体器件。功率 MOSFET 有许多类型,新能源汽车上多采用 N 沟道增强型功率 MOSFET 作为功率开关器件。

1. 功率 MOSFET 的结构与工作原理

功率 MOSFET 是一个三端器件,三端分别是栅极(又称门极,G)、漏极(D)和源极(S)。功率 MOSFET 的“MOS”是指器件栅极处的顶层金属-中间层的氧化物-底层的半导体形成的结构。功率 MOSFET 具有多元集成结构,一个器件由许多个小的 MOSFET 元胞并联组成,这样可以增加电流容量,降低通态电阻。

图 3-11 所示为 N 沟道增强型功率 MOSFET 的内部结构和电气符号。从图中可以看出,功率 MOSFET 具有 $N^+PN^-N^+$ 四层半导体结构。当功率 MOSFET 导通时,漏极电流 i_D 在 D 和 S 之间流过,G 和 S 之间的电压 u_{GS} 的大小可以控制功率 MOSFET 的导通和关断。

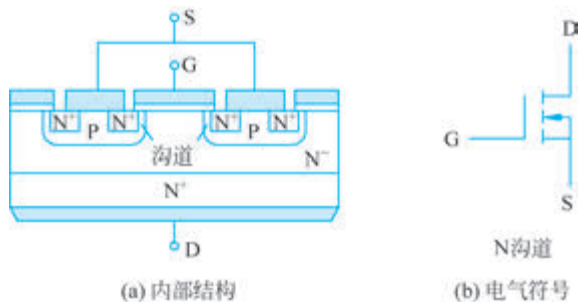


图 3-11 N 沟道增强型功率 MOSFET 的内部结构和电气符号

当漏极接正电源、源极接负电源、栅源极间的电压为零时,P 基区与 N 区之间的 PN 结反偏,漏源极之间无电流通过。若在栅源极间加一正电压 u_{GS} ,则栅极上的正电压将其下面的 P 基区中的空穴推开,而将电子吸引到栅极下的 P 基区的表面,当 u_{GS} 大于开启电压 u_T 时,栅极下 P 基区表面的电子浓度将超过空穴浓度,从而使 P 型半导体反型成 N 型半导体,成为反型层,由反型层构成的 N 沟道使 PN 结消失,漏极和源极间开始导电。栅源电压 u_{GS} 越高,反型层越厚,导电沟道越宽,则漏极电流越大。

2. 功率 MOSFET 的工作特性

1) 静态特性

栅源电压 u_{GS} 与漏极电流 i_D 反映的输出电压和输出电流的关系称为转移特性,如图 3-12 所示。当 i_D 较大时,该特性基本上为线性。曲线的斜率 $g_m = \Delta i_D / \Delta u_{GS}$ 称为跨导,表示栅源电压对漏极电流的控制能力,与 GTR 的电流增益 β 含义相似。图中所示的 u_T 为开启电压,只有 $u_{GS} > u_T$ 时才会出现导电沟道,产生漏极电流 i_D 。

以栅源电压 u_{GS} 为参变量反映漏极电流 i_D 与漏极电压 u_{DS} 间的关系称为输出特性,如图 3-13 所示,分为三个区:截止区、饱和区和非饱和区。在截止区, $u_{GS} < u_T, i_D = 0$ 。在饱

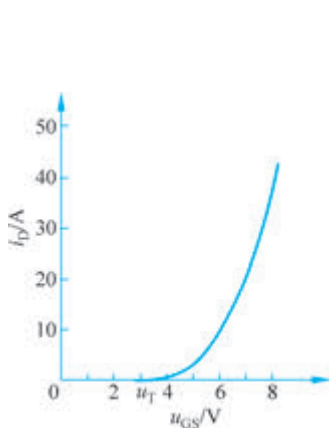


图 3-12 转移特性

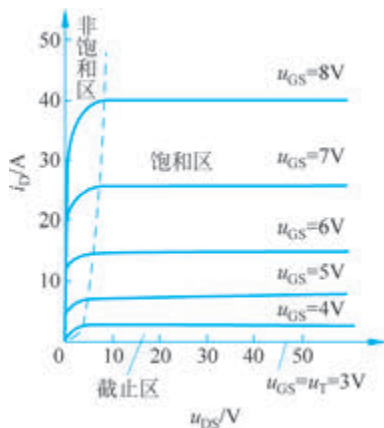


图 3-13 输出特性

和区, $u_{GS} > u_T$, 在该区中当 u_{GS} 不变时, i_D 几乎不随 u_{DS} 的增加而加大, 近似于一个常数, 故称为饱和区。当用于开关工作时, MOSFET 在此区内运行。在非饱和区, 这时漏源电压 u_{DS} 与漏极电流 i_D 之比近似为常数, 而与 u_{GS} 几乎无关。当 MOSFET 用作线性放大时, 应工作在此区。

2) 开关特性

功率 MOSFET 的开关过程如图 3-14 所示。在开通过程中, 由于输入电容的影响, 栅极电压 u_{GS} 呈指数规律上升, 当 u_{GS} 上升到开启电压 u_T 时, MOSFET 开始导通, 漏极电流 i_D 随着 u_{GS} 的上升而增加。当 u_{GS} 达到使 MOSFET 进入非饱和区的栅压 u_{GSP} 后, MOSFET 进入非饱和区, 此时虽然 u_{GS} 继续升高, 但 i_D 已不再变化。从 u_{GS} 开始上升至 MOSFET 开始导通间的时间称为开通延迟时间 $t_{d(on)}$, u_{GS} 从 u_T 上升到 u_{GSP} 的时间段为上升时间 t_r 。MOSFET 的开通时间定义为开通延迟时间与上升时间之和。

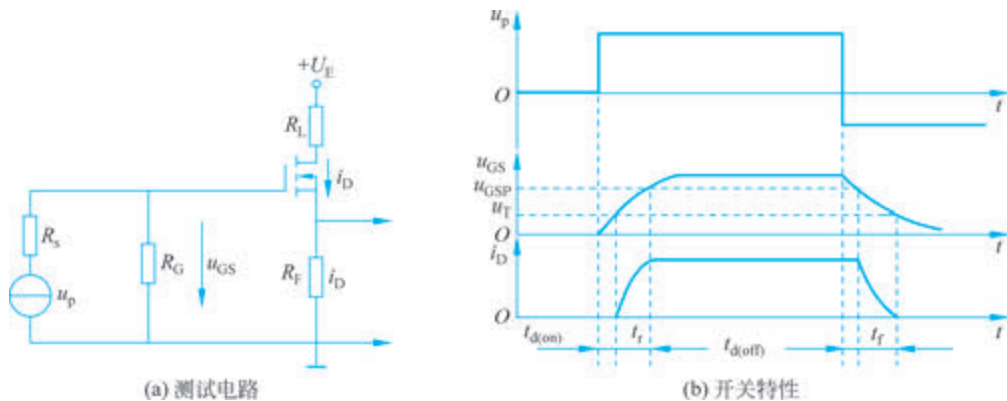


图 3-14 功率 MOSFET 的开关过程

关断时, 同样由于输入电容的影响, u_{GS} 呈指数规律下降, 当 u_{GS} 低于 u_{GSP} 时, 漏极电流 i_D 开始下降, 直至 u_{GS} 低于开启电压 u_T , i_D 下降到零。从 u_{GS} 开始下降至 MOSFET 开始关断的时间称为关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 。 u_{GS} 从 u_{GSP} 下降到 $u_{GS} < u_T$ 时沟道消失, i_D 从通态电流降到零为止的时间称为下降时间 t_f 。MOSFET 的关断时间定义为关断延迟时间与下降时间之和。

3. 主要参数

- (1) 栅源电压 u_{GS} 。栅源极间加的电压不能大于此电压, 否则将击穿器件。
- (2) 漏极电压 u_{DS} 。漏极电压 u_{DS} 为 MOSFET 的电压定额, u_{DSM} 为漏极电压幅值。
- (3) 漏极电流定额 I_D 。 I_D 是标称功率 MOSFET 电流定额的参数, 漏极电流峰值 I_{DM} 是 I_D 的 2~4 倍。
- (4) 漏源通态电阻 $R_{DS(on)}$ 。漏源通态电阻 $R_{DS(on)}$ 是在栅源间施加一定电压 (10~15V) 时, 漏源间的导通电阻。漏源通态电阻 $R_{DS(on)}$ 直接影响器件的通态压降和损耗, 通常额定电压低、电流大的器件 $R_{DS(on)}$ 较小。

3.2.4 绝缘栅双极型晶体管

绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 由于拥有高阻断电压、大电流等优点在新能源汽车领域得

到了广泛的应用。IGBT 可以看作双极型晶体管(BJT)和 MOSFET 构成的复合器件。IGBT 将 BJT 的电导调制效应引入 MOSFET 的高阻漂移区,改善了器件的导通特性;同时,IGBT 仍具有栅极高输入阻抗的特性。

1. IGBT 的结构与工作原理

电力晶体管(GTR)这种大功率晶体管与普通晶体管并无本质上的差别,但击穿电压、最大允许功耗、开关速度等参数更为突出。一个 GTR 芯片包含大量的并联晶体管单元,这些晶体管单元共用一个大面积集电极,而发射极和基极则被化整为零。这种结构可以有效解决所谓的发射极电流聚边现象。GTR 的标识符号也与普通晶体管完全相同。20 世纪 80 年代以来,GTR 在中、小功率范围内取代晶闸管,但目前又大多被 IGBT 和电力 MOSFET 取代。

双极型 GTR 和 GTO 的特点是电流驱动,有电导调制效应,通流能力很强,开关速度较低,所需驱动功率大,驱动电路复杂。

单极型 MOSFET 的优点是采用电压驱动,开关速度快,输入阻抗高,热稳定性好,所需驱动功率小而且驱动电路简单。

绝缘栅双极型晶体管(IGBT)是一种综合上述两类器件优点而成的复合器件,它在 1986 年投入市场,是中、小功率电力电子设备的主导器件。目前业界正继续提高其电压和电流容量,以期再取代 GTO 的地位。

IGBT 的基本结构如图 3-15(a)所示,与 MOSFET 结构十分相似,相当于一个用 MOSFET 驱动的厚基区 PNP 型晶体管。其内部实际上包含了两个双极型晶体管,它们又组合成了一个等效的晶闸管。这个等效晶闸管将在 IGBT 器件使用中引起一种“擎住效应”,影响 IGBT 的安全使用。

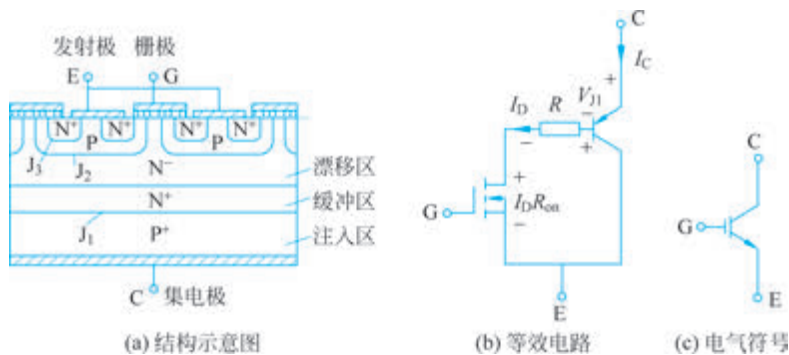


图 3-15 IGBT 示意图

IGBT 的等效电路如图 3-15(b)所示,是以 PNP 型厚基区 GTR 为主导元件、N 沟道 MOSFET 为驱动元件的达林顿电路结构器件, R 为 GTR 基区内的调制电阻。图 3-15(c)所示为 IGBT 的电气符号。

IGBT 的导通与关断是由栅极和发射极间的电压 U_{GE} 决定的。当 U_{GE} 为正且大于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时,MOSFET 内形成沟道,并为晶体管提供基极电流进而使 IGBT 导通。当栅极与发射极间施加反向电压或不加信号时,MOSFET 内的沟道消失,晶体管的基极电流被切断,使得 IGBT 关断。

2. IGBT 的基本特性

1) 静态特性

IGBT 的静态特性主要有输出特性及转移特性,如图 3-16 所示。输出特性表达了以栅射电压为参考变量时,集电极电流 I_C 与集射极间电压 U_{CE} 之间的关系,分为正向阻断区、有源区和饱和区。

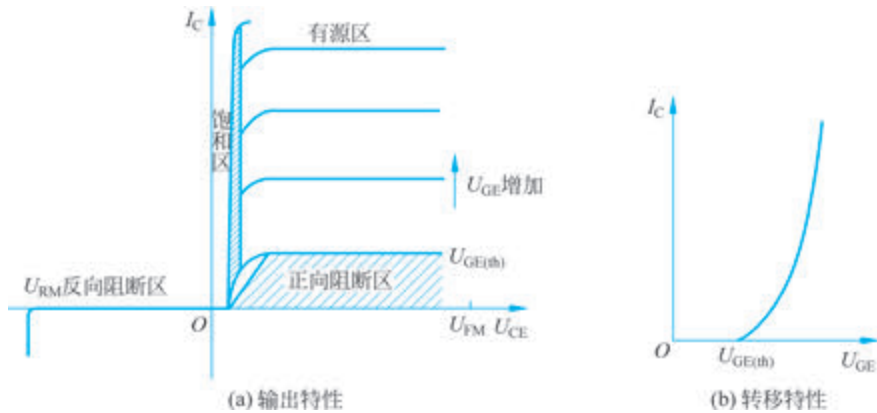


图 3-16 IGBT 的输出特性和转移特性

IGBT 的转移特性描述的是集电极电流 I_C 与栅射电压 U_{GE} 之间的关系。在大部分范围内, I_C 与 U_{GE} 呈线性关系。

2) 动态特性

IGBT 的动态特性即开关特性,如图 3-17 所示,其开通过程主要由其 MOSFET 结构决定。当栅极电压 U_{GE} 达到开启电压 $U_{GE(th)}$ 后,集电极电流 I_C 迅速增长,其中栅极电压从负偏置值增大至开启电压所需时间 $t_{d(on)}$ 为开通延迟时间;集电极电流由 10% 额定值 (U_{GEM}) 增长至 90% 额定值所需时间为电流上升时间 t_{ri} ,故总的开通时间为 $t_{on} = t_{d(on)} + t_{ri}$ 。

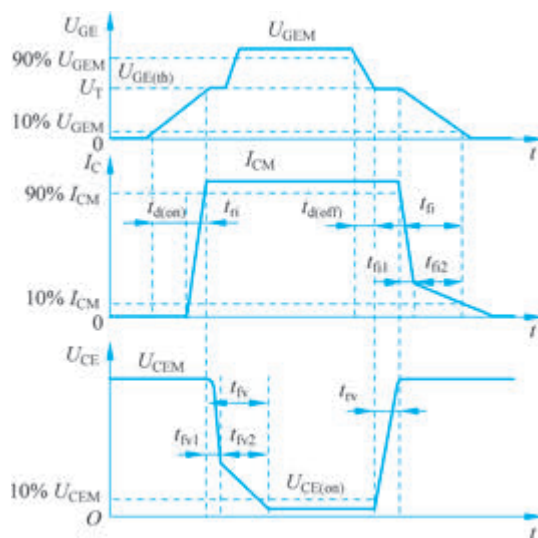


图 3-17 IGBT 的开关特性

IGBT 的关断过程较为复杂,其中 U_{GE} 由正常 15V 降至开启电压 U_T 所需时间为关断延迟时间 $t_{d(off)}$,自此 I_C 开始衰减。集电极电流由 90% 额定值下降至 10% 额定值所需时间为下降时间 $t_{fi} = t_{fi1} + t_{fi2}$,其中 t_{fi1} 对应器件中 MOSFET 部分的关断过程, t_{fi2} 对应器件中 PNP 型晶体管中存储电荷的消失过程。由于经 t_{fi1} 时间后 MOSFET 结构已关断,IGBT 又未承受反压,器件内存储电荷难以被迅速消除,所以集电极电流需较长时间下降,形成电流拖尾现象。由于此时集射极电压 U_{CE} 已建立,电流的过长拖尾将形成较大功耗,使结温升高。总的关断时间则为 $t_{off} = t_{d(off)} + t_{fi}$ 。开通时,集射电压 U_{CE} 的下降过程分为 t_{fv1} 和 t_{fv2} 两段。前者为 IGBT 中 MOSFET 单独工作的电压下降过程;后者为 MOSFET 和 PNP 晶体管同时工作的电压下降过程。由于 U_{CE} 下降时 IGBT 中栅漏电容增加,而且 IGBT 中的 PNP 晶体管由放大状态转入饱和状态也需要一个过程,所以 t_{fv2} 段电压下降过程缓慢。只有在 t_{fv2} 段结束时,IGBT 才会完全进入饱和状态。

3. 主要参数

- (1) 最大集射极间电压 U_{CES} 。由器件内部的 PNP 型晶体管所能承受的击穿电压所确定的。
- (2) 最大集电极电流。包括额定直流电流 I_C 和 1ms 脉宽最大电流 I_{CP} 。
- (3) 最大集电极功耗 P_{CM} 。在正常工作温度下允许的最大耗散功率。

3.3 PWM 控制技术

PWM(pulse width modulation)控制是对脉冲宽度进行调制的技术,即通过对一系列脉冲的宽度进行调制,等效地获得所需的波形(含形状和幅值)。

PWM 控制在逆变电路中的应用最为广泛,对逆变电路的影响也最为深刻,现在大量应用的逆变电路中,绝大部分是 PWM 型逆变电路。

3.3.1 PWM 的基本原理

面积等效原理是 PWM 控制技术的重要理论基础。

冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时,其效果基本相同。冲量即指窄脉冲的面积;效果基本相同,指环节的输出响应波形基本相同。如果把各输出波形用傅里叶变换分析,则其低频段非常接近,仅在高频段略有差异。

例如,将图 3-18 所示的各种窄脉冲作为输入,加在图 3-19(a)所示的 RL 电路上,设其电流 $i(t)$ 为电路的输出,图 3-19(b)给出了不同窄脉冲时 $i(t)$ 的响应波形。

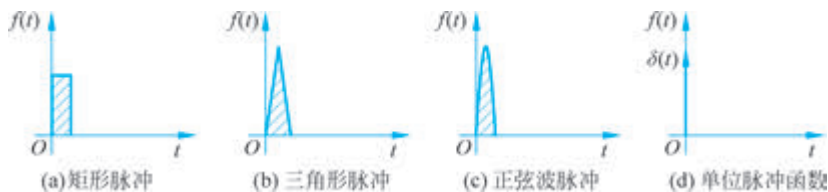


图 3-18 形状不同而冲量相等的各种窄脉冲

将正弦半波看成由 N 个彼此相连的、脉冲宽度为 π/N 但幅值顶部是曲线且大小按正弦波规律变化的脉冲序列组成。把上述脉冲序列利用相同数量的等幅而不等宽的矩形脉

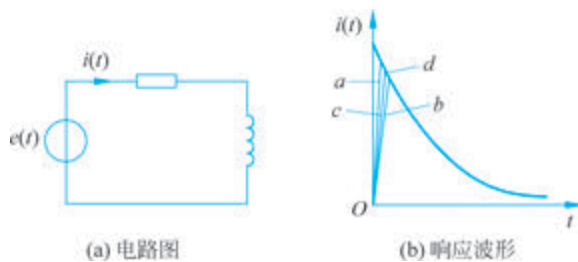


图 3-19 冲量相等的各种窄脉冲的响应波形

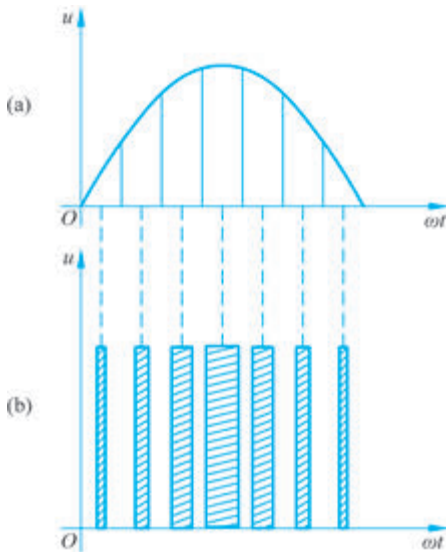


图 3-20 用 PWM 波形代替正弦半波

冲代替,使矩形脉冲的中点和相应正弦波部分的中点重合,且使矩形脉冲和相应正弦波部分面积(冲量)相等,这就是 PWM 波形,如图 3-20 所示。

对于正弦半波的负半周,也可以用同样的方法得到 PWM 波形。

脉冲的宽度按照正弦波规律变化并与正弦波等效的 PWM 波形,也称为 SPWM (sinusoidal PWM) 波形。

PWM 波形可分为等幅 PWM 波形和不等幅 PWM 波形两种,由直流电源产生的 PWM 波形通常是等幅 PWM 波形。

基于等效面积原理,PWM 波形还可以等效成其他所需的波形,如等效成所需的非正弦波交流波形等。

随着电力电子技术的发展,出现了多种 PWM 技术,包括脉宽 PWM、随机 PWM、SPWM、相电压控制 PWM、线电压控制 PWM 等。例如,在镍氢电池智能充电器中采用的脉宽 PWM,它是把每一个脉冲宽度均相等的脉冲列作为 PWM 波形,通过改变脉冲列的周期可以调频,改变脉冲的宽度或占空比可以调压,采用适当的控制方法即可使电压与频率协调变化。

3.3.2 PWM 的分类

从调制脉冲的极性看,PWM 可分为单极性 PWM 与双极性 PWM 两种。产生单极性 PWM 的基本原理如图 3-21 所示。首先,由同极性的三角波载波 u_c 与调制波 u_r 比较[见图 3-21(a)],产生单极性的 PWM 脉冲[见图 3-21(b)];然后,将单极性的 PWM 脉冲信号与图 3-21(c)所示的倒相信号 u_f 相乘,从而得到正负半波对称的 PWM 脉冲信号 U_d ,如图 3-21(d)所示。

双极性 PWM 控制模式采用的是正负交变的双极性三角波载波 u_c 与调制波 u_r ,如图 3-22 所示,可通过 u_c 与 u_r 的比较直接得到双极性的 PWM 脉冲,而不需要倒相电路。

3.3.3 PWM 的控制方法

随着电力电子技术、微电子技术和自动控制的发展以及各种新的理论方法(如现代控

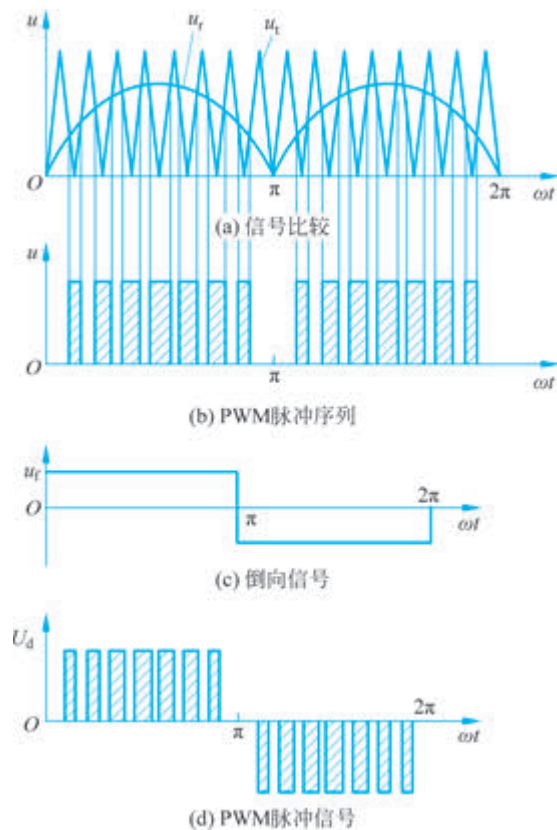


图 3-21 产生单极性 PWM 的基本原理

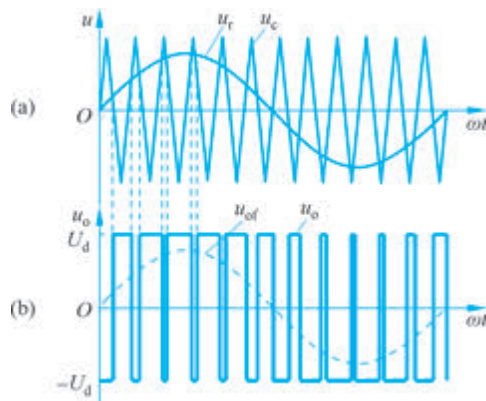


图 3-22 双极性 PWM 模式调制

制理论)、非线性系统控制的应用,PWW 技术获得了空前的发展,出现了多种 PWM 控制方法。

1. 相电压控制 PWM

相电压控制 PWM 包括等脉宽 PWM 法、随机 PWM 法、SPWM 法和梯形波与三角波比较法。以 SPWM 法为例,就是以“冲量相等而形状不同的脉冲加在具有惯性的环节上时,其效果基本相同”这一结论为理论基础,使用脉冲宽度按正弦波规律变化并与正弦波等

效的 PWM 波形(即 SPWM 波形)控制开关器件的通断,使其输出的脉冲电压面积与所希望输出的正弦波在相应区间内的面积相等,通过改变调制波的频率和幅值即可调节输出电压的频率和幅值。

目前,生成 SPWM 波形的方方法主要有自然采样法和规则采样法两种。自然采样法以正弦波为调制波,等腰三角波为载波进行比较,在两个波形的自然交点时刻控制开关器件的通断,但其要求解复杂的超越方程,在实际工程中的应用不多。规则采样法是一种应用较广的工程实用方法,一般采用三角波作为载波。其原理就是用三角波对正弦波进行采样得到阶梯波,再以阶梯波与三角波的交点时刻控制开关器件的通断,从而生成 SPWM 波形。

如图 3-23 所示,取三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_c ,使每个脉冲的中点都以相应的三角波中点(即负峰点)为对称,在三角波的负峰时刻 t_D 对正弦波信号采样而得到 D 点,过 D 点作一水平直线和三角波分别交于 A 点和 B 点,在 A 点时刻 t_A 和 B 点时刻 t_B 控制功率开关器件的通断。可以看出,用这种规则采样法得到的脉冲宽度和用自然采样法得到的脉冲宽度非常接近。

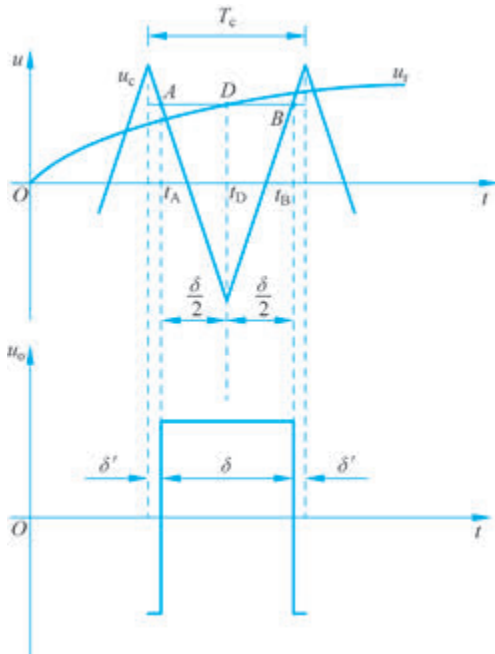


图 3-23 规则采样法

设正弦波信号为

$$u_r = a \sin(\omega_r t) \quad (3-3)$$

式中, $0 \leq a < 1$ 称为调制度; ω_r 为正弦波信号角频率。

从图 3-23 中得到如下关系式:

$$\frac{1 + a \sin(\omega_r t_D)}{\delta/2} = \frac{2}{T_c/2} \quad (3-4)$$

因此可得

$$\delta = \frac{T_c}{2} [1 + a \sin(\omega_r t_D)] \quad (3-5)$$

在三角波的一个周期内,脉冲两边的间隙宽度 δ' 为

$$\delta' = \frac{1}{2}(T_e - \delta) = \frac{T_c}{4}[1 - a \sin(\omega_r t_D)] \quad (3-6)$$

对于三相桥式逆变电路来说,通常三角波载波是公用的,三相正弦调制波的相位依次相差 120° 。设在同一三角波周期内三相的脉冲宽度分别为 δ_U 、 δ_V 和 δ_W ,脉冲两边的间隙宽度分别为 δ'_U 、 δ'_V 和 δ'_W ,由于在同一时刻三相正弦调制波电压之和为零,故由式(3-5)可得

$$\delta_U + \delta_V + \delta_W = \frac{3T_c}{2} \quad (3-7)$$

同样,由式(3-6)可得

$$\delta'_U + \delta'_V + \delta'_W = \frac{3T_c}{2} \quad (3-8)$$

利用式(3-7)和式(3-8)可以简化生成三相 SPWM 波形时的计算。

2. 线电压控制 PWM

使用相电压控制 PWM 方法对三相输出电压分别进行控制时,相电压是指逆变电路各输出端相对于直流电源中性点的电压。实际上负载常常没有中性点,即使有中性点一般也不和直流电源中性点相连,因此对负载提供的是线电压。在逆变电路输出的三个线电压中,独立的只有两个。对两个线电压进行控制,适当利用多余的一个自由度来改善控制性能,这就是线电压控制方式。线电压控制方式的直接手段仍是对相电压进行控制,但其控制目标却是线电压。

在正弦波信号中叠加 3 倍频于正弦波的信号,也可以叠加直流分量,都不会影响线电压,在图 3-24 所示的调制方式中,给正弦波信号所叠加的信号 u_p 中既包含 3 的整数倍次谐波,也包含直流分量,而且 u_p 大小随着正弦波信号的大小而改变。设三角波载波幅值为 1,三相调制信号中的正弦波分量分别为 u_{rU1} 、 u_{rV1} 和 u_{rW1} ,并令

$$u_p = -\min(u_{rU1}, u_{rV1}, u_{rW1}) - 1 \quad (3-9)$$

则三相的调制信号分别为

$$\begin{cases} u_{rU} = u_{rU1} + u_p \\ u_{rV} = u_{rV1} + u_p \\ u_{rW} = u_{rW1} + u_p \end{cases} \quad (3-10)$$

可以看出,不论 u_{rU1} 、 u_{rV1} 和 u_{rW1} 幅值的大小, u_{rU} 、 u_{rV} 和 u_{rW} 中总有 $1/3$ 周期的值是和三角波负峰值相等的,其值是 -1 。在这 $1/3$ 周期中,并不对调制信号值为 -1 的一相进行控制,而只对其他两相进行 PWM 控制,因此这种控制方式也称为两相控制方式。这也是选择式(3-9)的 u_p 作为叠加信号的一个重要原因。

从图 3-24 可以看出,这种控制方式有以下优点:

- (1) 在信号波的 $1/3$ 周期内开关器件不动作,可使功率开关器件的开关损耗减少 $1/3$ 。
- (2) 最大输出线电压基波幅值为 U_d ,和相电压控制方法相比,直流电压利用率提高了 15% 。
- (3) 输出线电压中不含低次谐波,这是相电压中相应于 u_p 的谐波分量相互抵消的缘故。

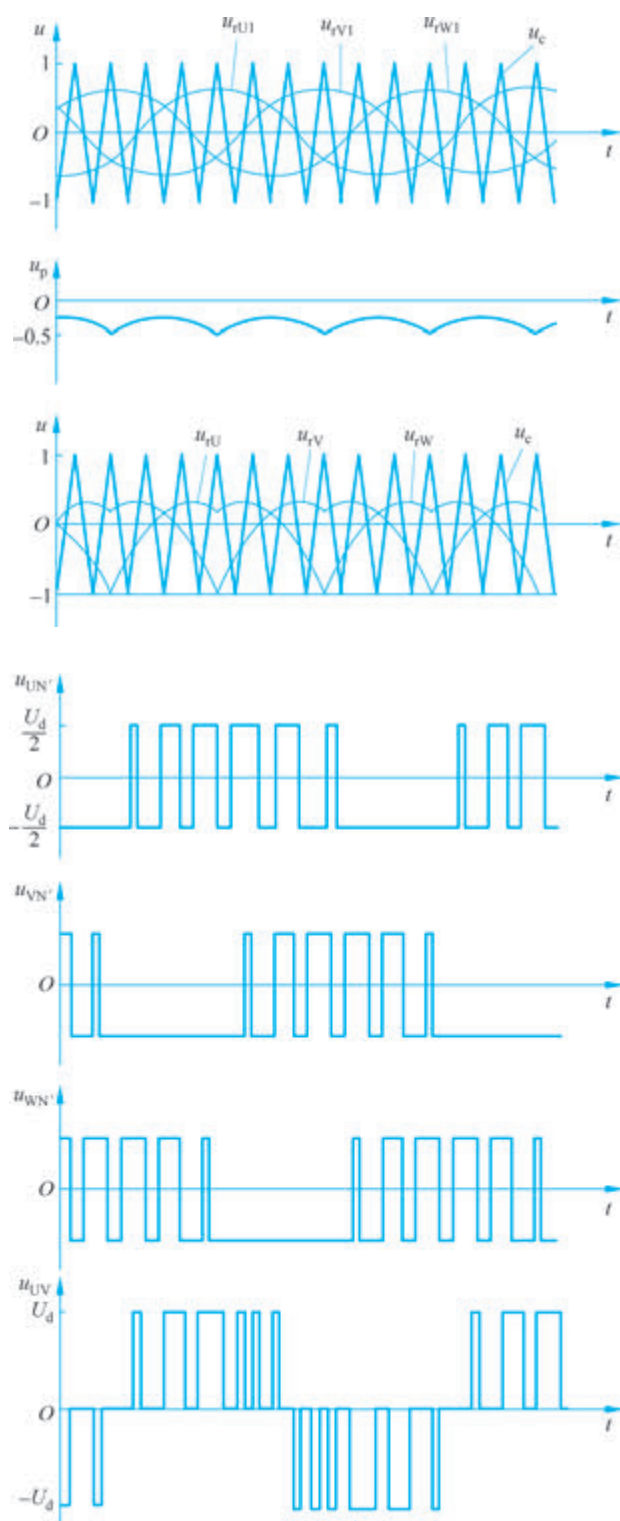


图 3-24 线电压控制方式

3. 空间电压矢量控制 PWM

PWM 控制技术在交流电机驱动的各种变频器中使用最为广泛。在交流电机的驱动中,最终目的并非使输出电压为正弦波,而是使电机的磁链成为圆形的旋转磁场,从而使电机产生恒定的电磁转矩。因此,在变频器中广泛使用空间电压矢量控制 PWM 技术(SVPWM)。空间电压矢量控制 PWM 也叫磁通正弦波 PWM 法,它以三相波形整体生成效果为前提,以逼近电机气隙的理想圆形旋转磁场轨迹为目的,用逆变器的不同开关模式所产生的实际磁通去逼近基准圆磁通,由它们的比较结果决定逆变器的开、关来形成 PWM 波形。

对于基本的电压型逆变器,采用 180° 导通方式,对三相开关的导通情况进行组合,共有 8 种工作状态。实际上,有 6 种状态有输出电压,属于有效工作状态,即有 6 种非零电压矢量,每种状态持续 60° ;还有两种状态没有输出电压,属于零工作状态,即有两种零电压矢量。一个周期内 6 个电压矢量共转过 360° ,形成一个封闭的正六边形,如图 3-25 所示。

采用 SVPWM 控制,可以使交流电机的磁通尽量接近圆形,即把每个扇区再分成若干对应于时间 T_0 的小区间, T_0 越小,所用的工作频率越高,交流电机的磁通就越接近圆形。想要获得更多多边形或逼近圆形的旋转磁场,就必须在每个 60° 周期内出现多个工作状态,以形成更多相位不同的电压空间矢量。因此,采用线性组合法,用 6 个基本电压矢量和两个零矢量组合实现所需要的电压矢量,如图 3-26 所示。

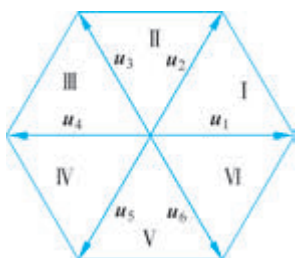


图 3-25 电压空间矢量六边形

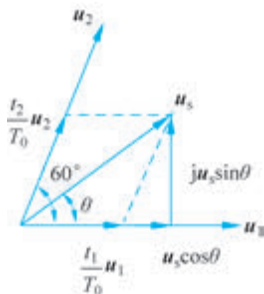


图 3-26 空间电压矢量的线性组合

根据各段磁链增量的相位求出所需的作用时间 t_1 和 t_2 ,作用的时间之和小于开关时间 T_0 ,不够的时间用零矢量补齐,得到的电压矢量 u_s 的相位为 θ ,矢量公式为

$$u_s = \frac{t_1}{T_0} u_1 + \frac{t_2}{T_0} u_2 = u_s \cos \theta + j u_s \sin \theta \quad (3-11)$$

4. 单周期控制 PWM

单周期控制(One Cycle Control, OCC)的基本思想是控制开关占空比,在每个周期使开关变量的平均值与控制参考电压相等或成一定比例。单周期控制在控制电路中不需要误差综合,它能在一个周期内自动消除稳态瞬态误差,使前一个周期的误差不会带到下一个周期。此外,单周期控制法还能优化系统响应,减少畸形和抑制电源干扰。

如图 3-27 所示,单周期控制器由控制器、比较器、积分器及时钟组成,其中控制器可以是 RS 触发器或 D 触发器。

采用单周期控制技术,当固定频率时钟脉冲到来时,积分器开始工作,积分值为

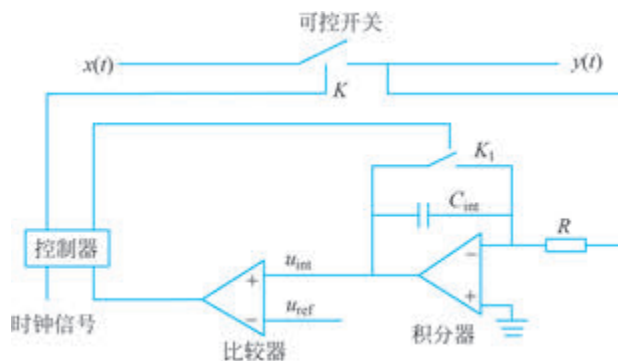


图 3-27 单周期控制模型

$$u_{\text{int}} = k \int_0^{t_{\text{on}}} x(t) dt \quad (3-12)$$

式中, k 为比例系数; t_{on} 为开关开通时间。

u_{int} 紧跟着参考电压 $u_{\text{ref}}(t)$ 时, 控制器切断开关, 积分器置零; 等到下一个触发脉冲时, 又开始下一周期的工作。经过单周期控制, 开关输出信号为

$$y(t) = k u_{\text{ref}}(t) \quad (3-13)$$

可见, 通过单周期控制技术可将非线性开关变为线性开关, 应用于 PWM 时将 IGBT 等可开断器件的门极作为开关变量, 再使用上升沿控制、下降沿控制或双边控制进行调节。

3.4 功率半导体器件的驱动电路

驱动电路是电力电子主电路与控制电路之间的接口。良好的驱动电路使电力电子器件工作在较理想的开关状态, 缩短开关时间, 减小开关损耗; 对装置的运行效率、可靠性和安全性都有重要的意义; 一些保护措施也往往设在驱动电路中, 或通过驱动电路实现。

1. 驱动电路的基本任务

(1) 按控制目标的要求给器件施加开通或关断的信号。

(2) 对于半控型器件, 只需提供开通控制信号; 对于全控型器件, 既要提供开通控制信号, 又要提供关断控制信号。

驱动电路还要提供控制电路与主电路之间的电气隔离环节, 一般采用光隔离或磁隔离。

光隔离一般采用光电耦合器。光电耦合器由发光二极管和光电晶体管组成, 封装在一个外壳内, 有普通、高速和高传输比三种类型, 如图 3-28 所示。

磁隔离的器件通常是脉冲变压器。当脉冲较宽时, 为避免铁心饱和, 常采用高频调制和解调的方法。

2. 驱动电路的分类

按照驱动电路加在电力电子器件控制端和公共端之间信号的性质, 可以将电力电子器件分为电流驱动型和电压驱动型两类。

驱动电路的具体形式可以是分立元件, 但目前的趋势是采用专用集成驱动电路, 如双列直插式集成电路及将光耦隔离电路也集成在内的混合集成电路。为达到参数最佳配合,

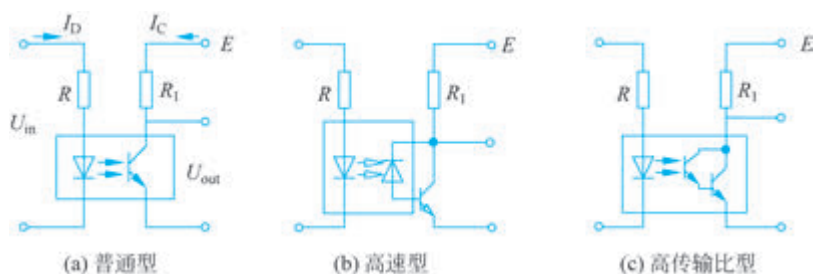


图 3-28 光电耦合器的类型和接法

首选所用器件生产厂家开发的集成驱动电路。

3.4.1 晶闸管的触发电路

晶闸管的触发电路用来产生符合要求的门极触发脉冲,保证晶闸管由阻断转为导通,理想的晶闸管触发脉冲电流波形如图 3-29 所示。晶闸管触发电路还可以用来对其触发时刻进行相位控制。

图中, $t_1 \sim t_2$ 为脉冲前沿上升时间($< 1\text{s}$); $t_1 \sim t_3$ 为强脉冲宽度; I_M 为强脉冲幅值($3I_{GT} \sim 5I_{GT}$,其中 I_{GT} 为门级触发电流); $t_1 \sim t_4$ 为脉冲宽度; I 为脉冲平顶幅值($1.5I_{GT} \sim 2I_{GT}$)。

触发电路应满足下列要求:

(1) 触发脉冲的宽度应保证晶闸管可靠导通,如对感性和反电动势负载的变流用宽脉冲或脉冲列触发。

(2) 触发脉冲应有足够的幅值,在户外寒冷场合,脉冲电流的幅值应增大为器件触发电流的 3~5 倍,脉冲前沿的陡度也需增加,一般需达 $1 \sim 2\text{A}/\mu\text{s}$ 。

(3) 触发脉冲不应超过晶闸管门极的电压、电流和功率额定值,且在门极伏安特性触发区域之内。

(4) 应有良好的抗干扰性能、温度稳定性及与主电路的电气隔离。

常见的晶闸管触发电路如图 3-30 所示,由 V_1 、 V_2 构成的脉冲放大环节及脉冲变压器 TM 和脉冲输出环节两部分组成。当 V_1 、 V_2 导通时,通过脉冲变压器向晶闸管的门极和阴极之间输出触发脉冲。 VD_1 和 R_3 是为了 V_1 、 V_2 由导通变为截止时脉冲变压器 TM 释放其储存的能量而设的。

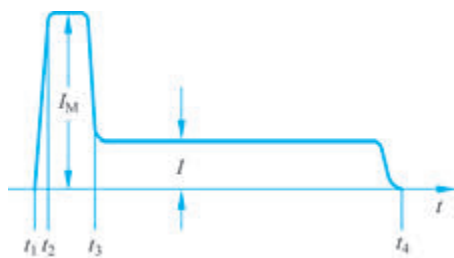


图 3-29 理想的晶闸管触发脉冲电流波形

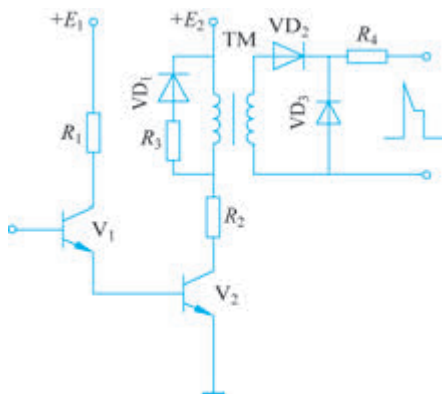


图 3-30 常见的晶闸管触发电路

为了获得触发脉冲波形中的强脉冲部分,还需适当附加其他电路环节。

3.4.2 典型全控型器件的驱动电路

1. 电流驱动型器件的驱动电路

GTO 和 GTR 是电流驱动型器件。

推荐的 GTO 门极电压电流波形如图 3-31 所示。

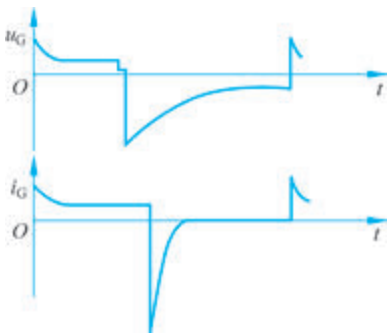


图 3-31 推荐的 GTO 门极电压电流波形

GTO 的开通控制与普通晶闸管相似,但对触发脉冲前沿的幅值和陡度要求高,且一般需在整個导通期间施加正门极电流;使 GTO 关断需施加负门极电流,对其幅值和陡度的要求更高。

GTO 一般用于大容量电路的场合,其驱动电路通常包括开通驱动电路、关断驱动电路和门极反偏电路三部分,可分为脉冲变压器耦合式和直接耦合式两种类型。直接耦合式 GTO 驱动电路如图 3-32 所示。其优点是可避免电路内部的相互干扰和寄生振荡,可得到较陡的脉冲前沿;缺点是功耗大,效率较低。

图 3-32 所示驱动电路的电源由高频电源经二极管整流后提供,VD₁ 和 C₁ 提供 +5V 电压,VD₂、VD₃、C₂、C₃ 构成倍压整流电路,提供 +15V 电压,VD₄ 和 C₄ 提供 -15V 电压。V₁ 开通时,输出正强脉冲;V₂ 开通时,输出正脉冲平顶部分;V₂ 关断而 V₃ 开通时输出负脉冲;V₃ 关断后 R₃ 和 R₄ 提供门极负偏压。

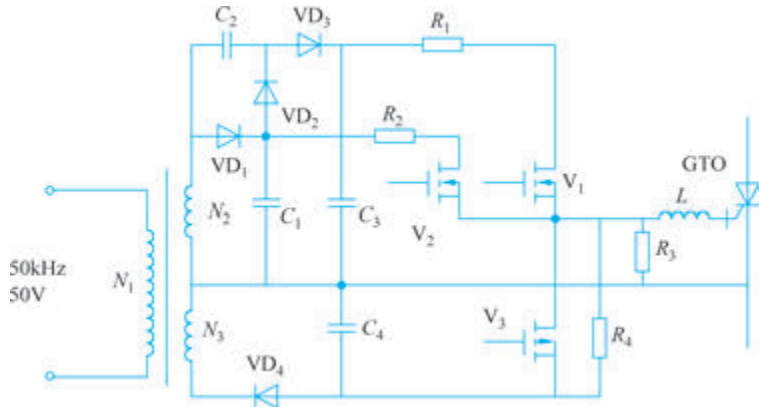


图 3-32 典型的直接耦合式 GTO 驱动电路

GTO 开通的基极驱动电流应使其处于准饱和导通状态,使之不进入放大区和深饱和区。关断时,施加一定的负基极电流有利于减小关断时间和关断损耗,关断后同样应在基射极之间施加一定幅值(6V 左右)的负偏压。

理想的 GTR 基极驱动电流波形如图 3-33 所示。

GTR 开通的基极驱动电流应使其处于准饱和导通状态,使之不进入放大区和深饱和区。关断时,施加一定的负基极

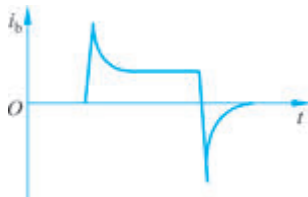


图 3-33 理想的 GTR 基极驱动电流波形图

电流有利于减小关断时间和关断损耗,关断后同样应在基射极之间施加一定幅值(6V左右)的负偏压。

GTR的一种驱动电路如图 3-34 所示。

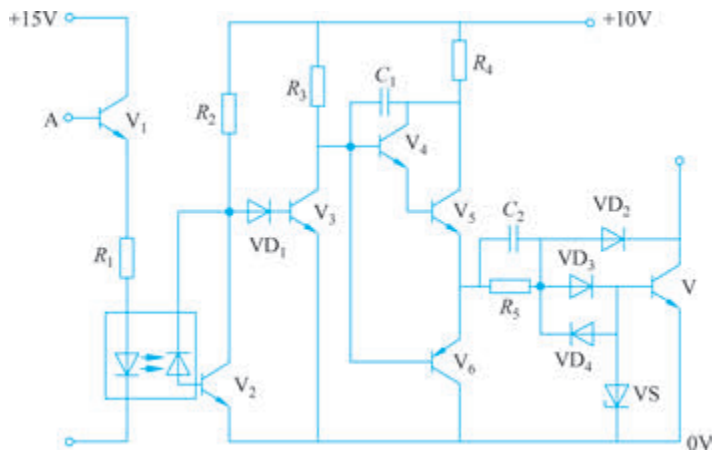


图 3-34 GTR 的一种驱动电路

图 3-34 所示驱动电路包括电气隔离和晶体管放大电路两部分。 VD_2 和 VD_3 构成贝克箝位电路,是一种抗饱和电路,可使 GTR 导通时处于临界饱和状态。 C_2 为加速开通过程的电容,开通时 R_5 被 C_2 短路,这样可以实现驱动电流的过冲,并增加前沿的陡度,加速开通。

驱动 GTR 的集成驱动电路中,THOMSON 公司的 UAA4002 和三菱公司的 M57215BL 较为常见。

2. 电压驱动型器件的驱动电路

电力 MOSFET 和 IGBT 是电压驱动型器件。

为快速建立驱动电压,要求驱动电路具有较小的输出电阻。使电力 MOSFET 开通的栅源极间驱动电压一般取 $10\sim 15V$,使 IGBT 开通的栅射极间驱动电压一般取 $15\sim 20V$ 。关断时,施加一定幅值的负驱动电压(一般取 $-5\sim -15V$)有利于减小关断时间和关断损耗。在栅极串入一只低值电阻(数十欧),可以减小寄生振荡,该电阻阻值应随被驱动器件电流额定值的增大而减小。

电力 MOSFET 的一种驱动电路如图 3-35 所示。

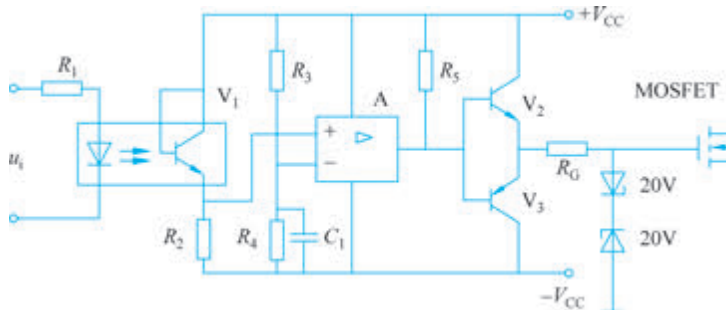


图 3-35 电力 MOSFET 的一种驱动电路

图 3-35 所示驱动电路包括电气隔离和晶体管放大电路两部分。当无输入信号时,高速放大器 A 输出负电平, V_3 导通输出负驱动电压;当有输入信号时,A 输出正电平, V_2 导通输出正驱动电压。

专为驱动电力 MOSFET 而设计的混合集成电路有三菱公司的 M57918L,其输入信号电流幅值为 16mA,输出最大脉冲电流为 +2A 和 -3A,输出驱动电压为 +15V 和 -10V。

M57962L 型 IGBT 驱动器的原理和接线图如图 3-36 所示。

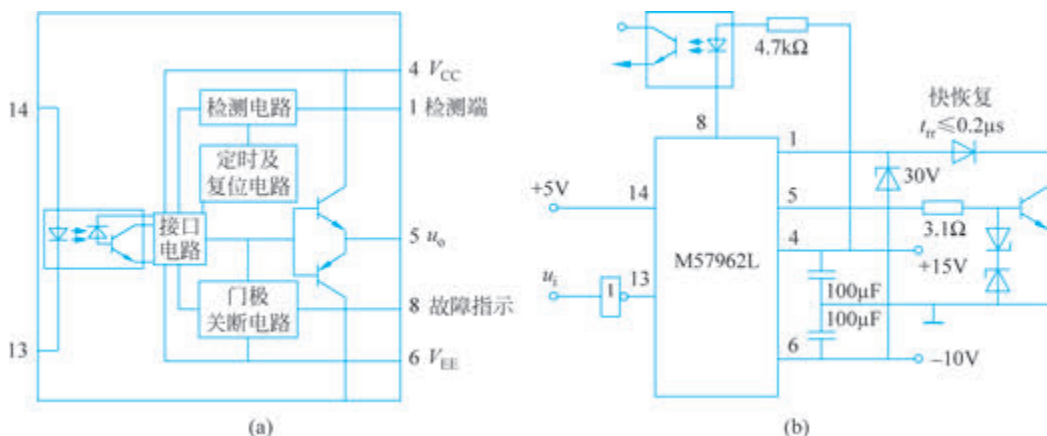


图 3-36 M57962L 型 IGBT 驱动器的原理和接线图

IGBT 的驱动多采用专用的混合集成驱动器,常用的有三菱公司的 M579 系列(如 M57962L 和 M57959L)和富士公司的 EXB 系列(如 EXB840、EXB841、EXB850 和 EXB851)。

3.5 功率变换器

新能源汽车的电子设备是极为复杂的电子系统,该系统不仅包含许多作用不同的功能模块,而且每个功能模块对电源的要求以及所需的功率等级、电压高低、电流大小、安全可靠性和电磁兼容性等指标也不尽相同。为了满足不同模块的不同要求,新能源汽车常使用 AC/DC、DC/DC 和 DC/AC 三种类型的功率变换器,以适用于各种不同的需求,其中使用最多的是前两种。

图 3-37 所示为新能源汽车(包括混合动力汽车和燃料电池汽车)上使用的各种电能变换器应用示例(示例中驱动电机假设为交流电机)。

图中,F11、K11 为电源总熔断器和总开关;F21~F24 为各个动力电源熔断器;K21~K24 为各个动力电源开关;F31~F37 为各个行车电源熔断器;K31~K37 为各个行车管理电源开关。

3.5.1 DC/DC 功率变换器

1. DC/DC 的功用

在新能源汽车电子系统和设备中,系统中的直流母线不可能满足性能各异、种类繁多的元器件(包括集成组件)对直流电源的电压等级、稳定性等要求。因此,需要采用各种 DC/DC 功率模块来满足电子系统对直流电源的各种需求。DC/DC 功率变换器的供电电源

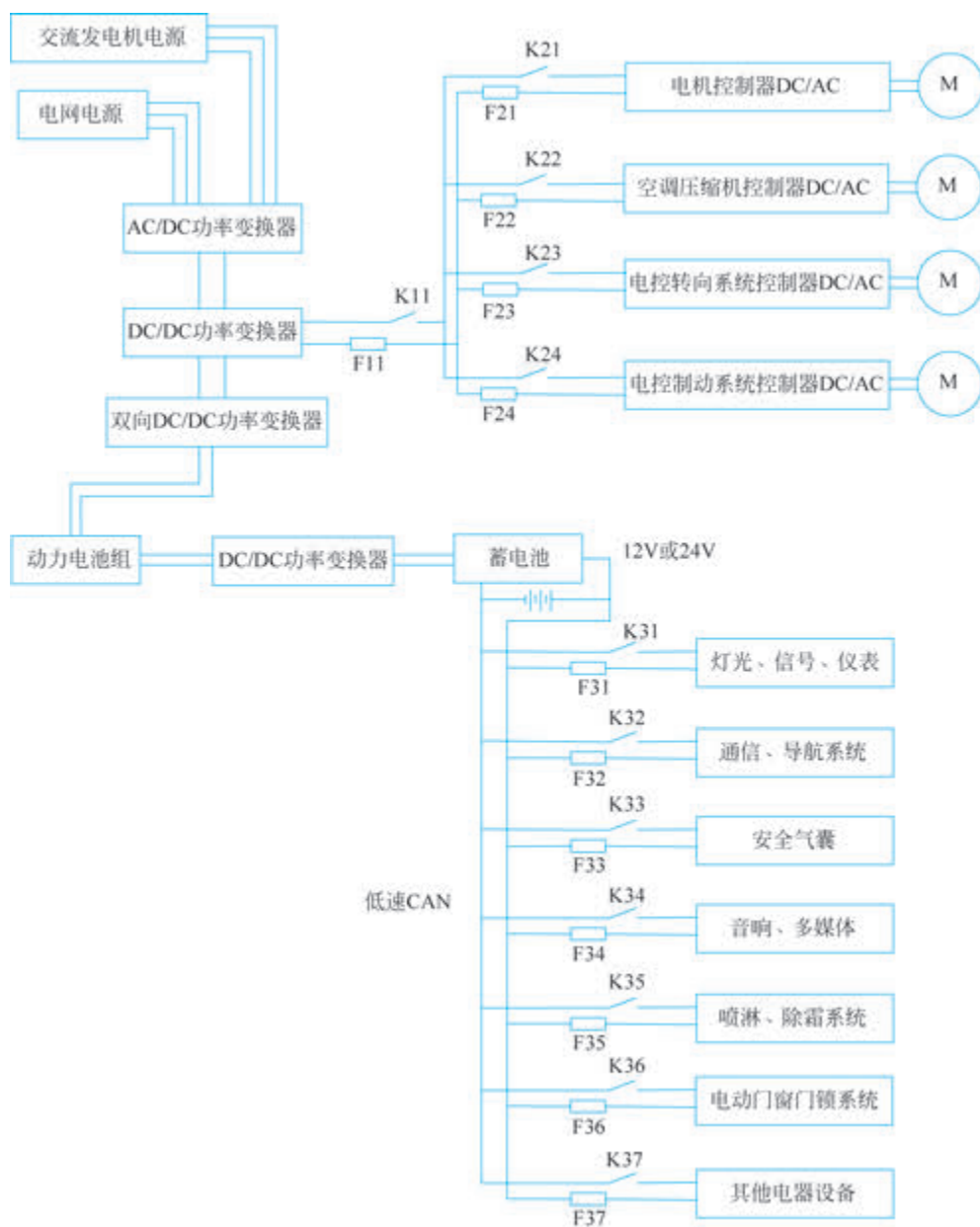


图 3-37 新能源汽车上使用的各种电能变换器应用示例

可以来自系统中的电池,也可以来自直流总线。这种电源通常有 48V、24V、5V 或其他数值,其电压稳定性差且有较高的噪声分量。例如,一个 12V 的汽车电池在充电时,其电压可高达 15V 以上,起动机时电压可低至 6V。要使汽车电子设备正常工作,必须使用一个 DC/DC 功率变换器,将宽范围变化的直流电压变换成一种稳定性能良好的直流电压。

新能源汽车的 DC/DC 功率变换器主要是给车灯、电器控制设备、小型电器等车辆附属设备供给电力和向附属设备电源充电,其作用与传统内燃机汽车的交流发电机相似。传统汽车依靠发动机带动交流发电机发电供给附属用电设备和附属设备的电源。由于纯电动汽车和燃料电池电动汽车无发动机,混合动力汽车的发动机是间断地工作,且多自带自动

停止怠速设备,因此新能源汽车无法适应交流发电机提供的电源,必须考虑主电池向附属用电设备和电源供电,所以 DC/DC 功率变换器成为必备设备。

2. 双向 DC/DC 功率变换器在新能源汽车中的应用

新能源汽车用驱动电机是典型的有源负载,电机根据驾驶人的不同指令,既可以工作在电动状态,又可以工作在再生发电状态,既可以吸收电池组电能将其转换成机械能输出,也可以将机械能转换成电能反馈给电池组。由于新能源汽车驱动电机的转速范围很宽,行驶过程中频繁加速、减速,而且新能源汽车运行过程中蓄电池电压的变化范围很大,在这种条件下,若用蓄电池组直接驱动电机运转,会导致电机驱动性能恶化,采用 DC/DC 功率变换器可以将蓄电池组的电压在一定的负载范围内稳定在一个相对较高的电压值,从而明显提高电机的驱动性能。此外,DC/DC 功率变换器又可以将电机制动时由机械能转换而来的电能回馈给蓄电池组,以可控的方式对蓄电池组进行充电,这对于电池新能源汽车有着非常重要的意义,尤其是在新能源汽车需要较频繁地起动和制动的城市工况运行条件下,有效地回收制动能量可以使新能源汽车的行驶里程大大增加。新能源汽车采用 DC/DC 功率变换器可以优化电机控制,提高新能源汽车整车的效率和性能,同时还可以避免出现反向制动无法控制和变换器输出端出现浪涌电压和不利的情况。

目前,大多数 DC/DC 功率变换器是单向工作的,即通过变换器的能量流动的方向只能是单向的。然而,对于需要能量双向流动的场合,如超级电容器在新能源汽车中的应用,如果仍用 DC/DC 功率变换器,则需将两个单向 DC/DC 功率变换器反并联使用。这样虽然可以实现能量双向流动,但是总体电路变得非常复杂。而双向 DC/DC 功率变换器正是为实现这种能量双向流动而设计的变换器。

双向 DC/DC 功率变换器是指在保持变换器两端的直流电压极性不变的情况下,根据实际需要完成能量双向传输的直流变换器。双向 DC/DC 功率变换器可以非常方便地实现能量的双向传输,使用的电力电子器件数目少,具有效率高、体积小和成本低等优点。

由于双向 DC/DC 功率变换器具有以上优点,使其在新能源汽车的发展中得到了应用。

(1) 在新能源汽车发展初期,由于直流电机结构简单,技术比较成熟,具有优良的电磁转矩特性,所以直流电机得到了广泛的应用。图 3-38 所示为采用直流电机为驱动电机,利用双向 DC/DC 功率变换器供电的新能源汽车驱动系统结构图。



图 3-38 新能源汽车驱动系统结构图(直流电机为驱动电机)

(2) 由于直流电机存在价格高、体积和质量大、维护困难等缺点,目前新能源汽车用驱动电机正在逐渐由直流向交流发展,直流电机基本上已经被交流电机、永磁电机所取代。在这些应用场合,双向 DC/DC 功率变换器可以调节逆变器的输入电压,并且可以实现再生回馈制动。图 3-39 所示为采用交流电机为驱动电机,利用双向 DC/DC 功率变换器供电的新能源汽车驱动系统结构图。

新能源汽车用驱动电机是一些具有较低输入感抗的交流电机,由于它具有高功率密度、低转动惯量、转动平滑以及低成本等优点,因此得到了越来越多的应用。对于这种交流



图 3-39 新能源汽车驱动系统结构图(交流电机为驱动电机)

电机如果仍然采用通常的固定直流母线电压脉宽调制的驱动方式,较低的输入感抗必然会导致电机电流波形出现较大的纹波,同时会造成很大的铁损耗和开关损耗,使用双向 DC/DC 功率变换器就可以很好解决这个问题。当采用交流电机直接驱动新能源汽车车轮时,由于电机电流波形的纹波与加载电机输入端子电压的瞬时值和电机反电动势之间的电压差值成正比,因此利用双向 DC/DC 功率变换器可以根据电机的转速来不断调整逆变器的直流输入电压,从而减小电机电流波形的纹波。另外,通过控制反向制动电流,双向 DC/DC 功率变换器可以将机械能回馈到蓄电池组或一个附加的超级电容中,从而达到提高整车效率的目的。

(3) 由于单一的动力电池难以满足新能源汽车对于电池提出的各项要求,因此,人们开始探索将几种电池组合使用,以发挥它们各自性能上的优势。铅酸蓄电池由于技术比较成熟、价格比较便宜,长期以来一直作为新能源汽车的主要能源,而且改进型的铅酸电池也在不断推出之中。在以铅酸蓄电池为主电源的基础上附加高功率密度的超级电容器作为辅助电源的结构,由铅酸蓄电池提供新能源汽车正常运行过程所需的能量,由超级电容器提供和吸收新能源汽车加速或减速过程中的附加能量,这样一方面利用了超级电容器功率密度大的优点,减少了对蓄电池峰值功率的要求;另一方面弥补了超级电容器单一电源能量密度低的缺点,增加了新能源汽车的行驶里程,也延长了蓄电池的使用寿命,降低了成本。在这样的电源结构中,由于超级电容器的能量流动是双向的,因此,需要在超级电容器与直流母线间接入双向 DC/DC 功率变换器。当电容器输出能量时,DC/DC 功率变换器正向升压工作,将超级电容器的电压升高到较高的直流母线电压;当电容器吸收能量时,DC/DC 功率变换器反向降压工作,将母线电压降低以恒流方式给电容器充电。

燃料电池(FC)以其优越的性能和良好的开发前景,被广泛认为是未来新能源汽车车载电池的最佳选择,其优点有:

(1) 在燃料电池发电前,通过双向 DC/DC 功率变换器升压,提供较高的总线电压能量,保持电源输出功率的稳定。

(2) 当汽车加速时,超级电容器通过双向 DC/DC 功率变换器,可以提供所需的峰值功率。

(3) 当汽车制动时,逆变器和双向 DC/DC 功率变换器将再生制动的能量存储到超级电容器中。

通过加入超级电容器和双向 DC/DC 功率变换器,提高了新能源汽车的加速和减速性能。图 3-40 为燃料电池新能源汽车驱动系统结构图。

3.5.2 DC/DC 功率变换器的种类与比较

功率变换器利用调节电力电子开关器件的导通和关断来改变变换器输出电压的大小,即把输入的电能为符合要求的高效率电能。按照功率转换类型,功率变换器可以分为

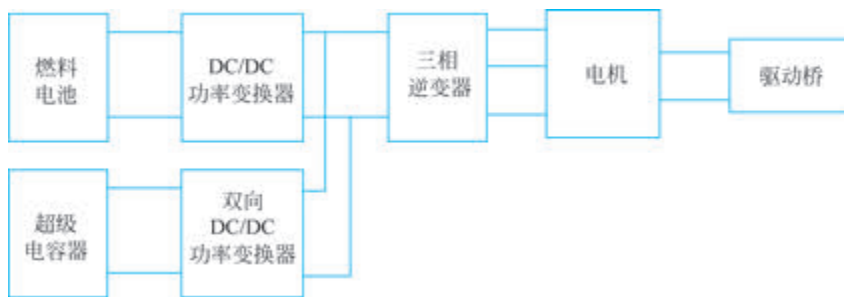


图 3-40 燃料电池新能源汽车驱动系统结构图

四种类型：DC/DC(直流/直流)功率变换器,DC/AC(直流/交流)功率变换器,AC/AC(交流/交流)功率变换器,AC/DC(交流/直流)功率变换器。

DC/DC 功率变换器按是否采用高频变压器分为隔离型和非隔离型两类,隔离型 DC/DC 功率变换器可由非隔离型演变而来,非隔离型 DC/DC 功率变换器的基本拓扑结构是降压变换器(Buck 电路)和升压变换器(Boost 电路),这两种基本电路的组合又构成了另外两种基本变换器:降压-升压变换器(Buck-Boost 电路)和升压-降压变换器(Cuk 电路)。这几种电路都有电感电流连续与断续的工作状态,而燃料电池电动汽车使用 DC/DC 功率变换器,则要求电感电流工作在连续的状态。隔离型变换器由基本的非隔离型变换器和隔离变压器组成,这类功率变换器包括单端正激、单端反激、推挽式、半桥式和全桥式五种。DC/DC 功率变换器电路拓扑结构分类如图 3-41 所示。

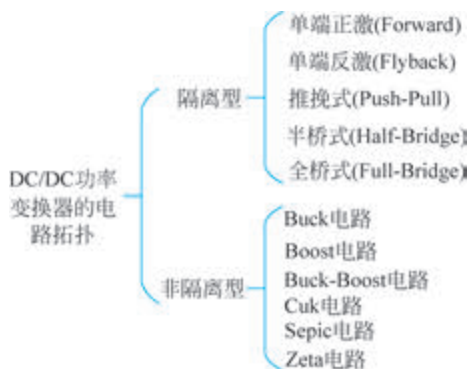


图 3-41 DC/DC 功率变换器电路拓扑结构分类

双向 DC/DC 功率变换器的电路拓扑有很多种,如图 3-42 所示。常见的有电流双象限变换器、全桥变换器、T 形双向升降压变换器、级联式升降压变换器、Cuk 双向变换器、Sepic-Zeta 双向变换器以及基于上述拓扑的衍生电路,其功能和特点见表 3-2。

DC/DC 功率变换器又称为斩波器,具有成本低、可靠性高、结构简单等特点,广泛应用于便携式电子设备、工业仪表、航空航天、通信及电车的无级变速等领域,能够实现上述控制且获得加速平稳、快速响应的性能,还能够有效抑制电网侧谐波电流噪声及节约电能。由于 DC/DC 功率变换器具有最基本和最简单的电路结构,为提高其工作效率而采取的控制措施也可被其他变换电路所采纳,因此对 DC/DC 功率变换器有关问题的研究一直是电力电子工程界关注的领域。

表 3-2 常见双向 DC/DC 功率变换器功能及特点对比

变 换 器	功 能	特 点
电流双象限变换器	降压/升压	电流双象限、结构简单、应用成熟,同等功率条件下主开关电压电流应力小,电感易于优化设计
全桥变换器	降压/升压	四象限运行,应用于中大功率场合,结构复杂,所用元器件较多
T形双向升降压变换器	双向升降压	结构简单,输入输出极性相反,开关应力大
级联式升降压变换器	双向升降压	开关管应力与电流双象限变换器相似,结构复杂,所用器件多、成本高
Cuk 双向变换器	双向升降压	电容的使用降低了可靠性,输入输出极性相反,电路结构稍显复杂
Sepic-Zeta 双向变换器	双向升降压	电容的使用降低了可靠性,电路结构稍显复杂

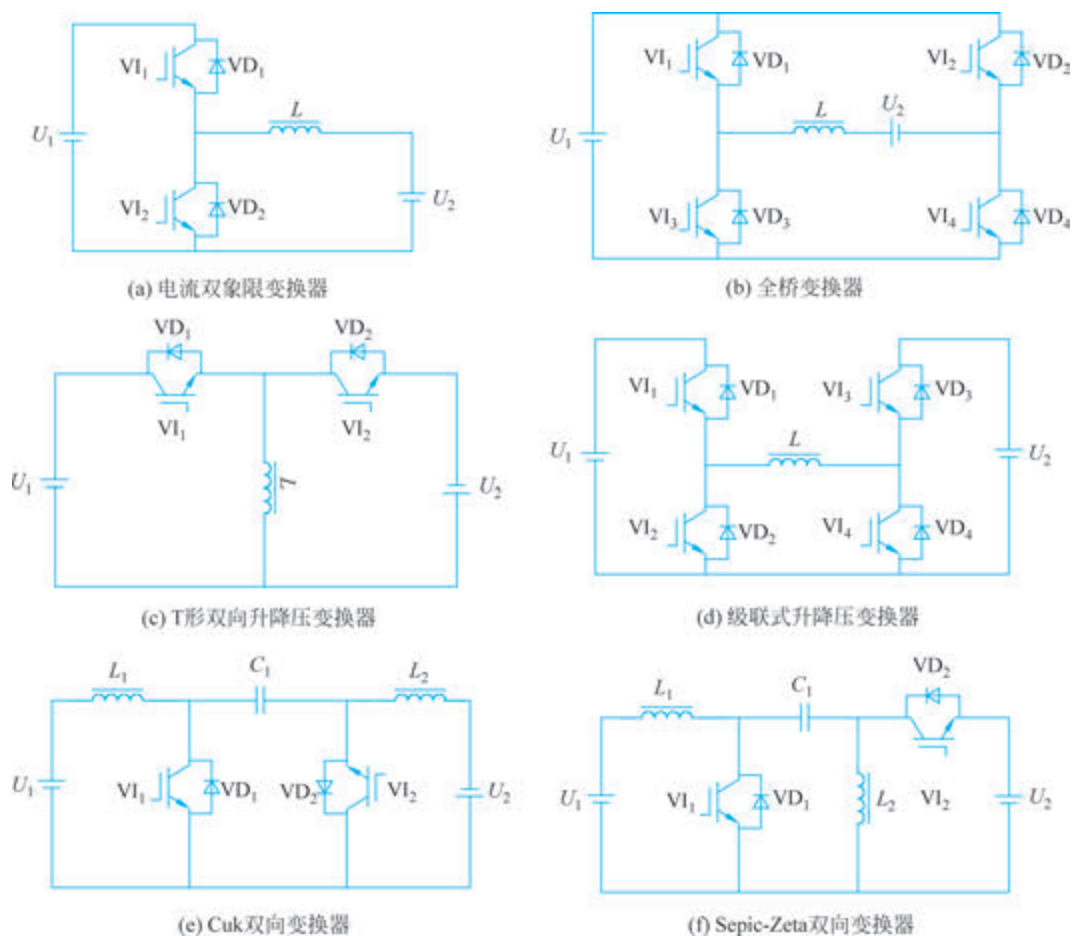


图 3-42 常见的双向 DC/DC 功率变换器的电路拓扑结构

3.5.3 DC/AC 功率变换器

DC/AC 功率变换器是应用功率半导体器件,将直流电能转换成恒压恒频交流电能的一种静止变流装置,供交流负载用电或与交流电网并网发电。随着石油、煤炭和天然气等主要能源的大量使用,新能源的开发和利用越来越得到人们的重视。利用新能源的关键技

术——逆变技术能将蓄电池、太阳能电池和燃料电池等其他新能源转换的电能变换成交流电能并网发电。因此逆变技术在新能源的开发和利用领域有着至关重要的地位。

逆变器分为有源逆变与无源逆变两种。有源逆变器是指把直流逆变成与交流电源同频率的交流电馈送到电网中去的逆变器。在逆变状态下,变换电路的交流侧如果不与交流电网连接,而直接与负载连接,将直流电逆变成某一频率或可调频率的交流电直接供给负载,则称之为无源逆变。有源逆变与无源逆变的区别如图 3-43 所示。



图 3-43 有源逆变与无源逆变的区别

除新能源汽车外,DC/AC 无源逆变电路模块主要用于航天、航海、航空以及通信系统等设备,其特点是体积小、质量轻、稳定性好、噪声低、具有自动稳频稳压性能、谐波失真小、转换效率高、保护功能完善、可靠性好。典型产品有 SWG 系列 DC/AC 电源模块,这种模块电源也称为铃流源(一种特殊形式的电源,在通信交换设备中,铃流源为用户话机提供振铃信号和工作电源),在通信系统中获得了广泛的应用。

新能源汽车中使用的 DC/AC 逆变器多为无源逆变器,主要是将蓄电池或燃料电池输出的直流电提供给交流驱动电机等。由于汽车(包括新能源汽车)的功能不断扩展,对于兼作流动办公室或野营生活用车等汽车而言,则需要 220V(或 110V)的两相交流电,以满足常用电器设备的用电要求。因此,随着生活水平的提高,车用两相 DC/AC 逆变器的应用会逐渐增大。

3.5.4 AC/DC 功率变换器

新能源汽车中 AC/DC 功率变换器的功能主要是将交流发电机发出的交流电转换成直流电提供给用电器或储能设备储存。AC/DC 功率变换电路原理如图 3-44 所示,图中, U_{ref} 为参考电压;PWM 为脉宽调制变换器。AC/DC 功率变换电路由输入滤波电路、全波整流和滤波电路、DC/DC 功率变换电路、过电压和过电流保护电路、控制电路和输出整流电路组成。全波整流和滤波电路的作用是将交流电压变为直流脉冲电压,输入滤波电路的作用是使整流后的电压更加平滑,并将电网中的杂波滤除以免对模块产生干扰,同时,输入滤波器也阻止模块自身产生的干扰影响。DC/DC 功率变换电路和控制电路是模块的关键环节,由它实现直流电压的转换和稳压。保护电路的作用是在模块输入电压或电流过大的情况下产生动作,使模块关断,从而起到保护作用。目前,越来越多的模块制造厂商还在全波整流和滤波电路与 DC/DC 功率变换电路之间加入功率因数校正电路,有效地解决了整流后谐波畸变所导致的低功率因数问题,使模块效率进一步提高。

常见的 AC/DC 功率变换模块输出功率有 25W、40W、40~50W、50W、50~60W、75W、100W、130W、160~180W、200W、350W、450W、600W、740W、950W、1500W。输出电压可以是 +5V、-5V、+12V、-12V、+15V、-15V、+24V、-24V 或者在某一范围内可以连续调节的电压,输出结构可以是单路电压输出或者是双路、三路、四路,甚至是五路电压输出。

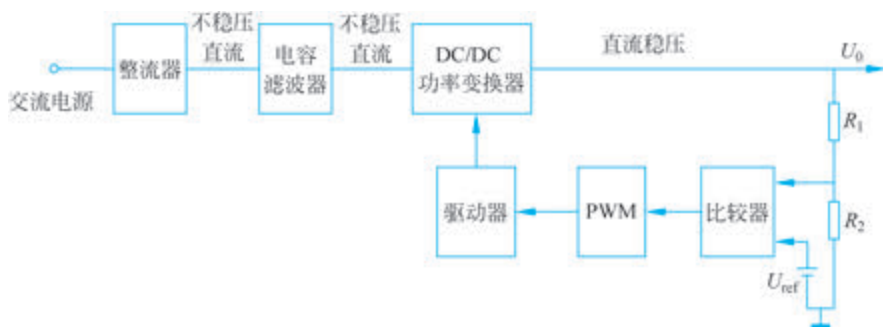


图 3-44 AC/DC 功率变换电路原理图

模块外部封装可以是开放式、金属外壳或其他形式。另外,用户可以根据设备的需要自由选择合适的模块。

习题

3-1 晶闸管的导通条件是什么?导通后流过晶闸管的电流决定于什么?晶闸管由导通转变为阻断的条件是什么?阻断后它所承受的电压大小决定于什么?

3-2 晶闸管的控制角和导通角是何含义?

3-3 试分析 IGBT 和电力 MOSFET 在内部结构和开关特性上的相似与不同之处。

3-4 列表对比说明 MOSFET、GTR、IGBT 各自的优缺点和应用场合。

3-5 试说明 PWM 控制的工作原理。

3-6 利用 MATLAB 仿真软件,建立一个 Buck 电路、Boost 电路,并对比分析理论计算的电压平均值、电流平均值和仿真计算的电压平均值和电流平均值。