

LIMA

劉 成  
Sales Engineer  
S.Z.Mobile:136-8239-6505  
MSN:szlima@hotmail.com  
QQ:778174600

AVAGO 光耦一级代理商  
TECHNOLOGIES

利瑪電子(新加坡)有限公司

Add:深圳市華強北電子科技大廈A座3908室

Tel:0755-8250 8350 Fax:0755-8836 4656

E-mail:lima@limaic.com

Website:www.limaic.com

Optocoupler  
World



## 正弦波逆变器

### 一. 引言

所谓逆变器,是指整流器的逆向变换装置。其作用是通过半导体功率开关器件(例如 GTO,GTR,功率 MOSFET 和 IGBT 等)的开通和关断作用,把直流电能换成交流电能,它是一种电能变换装置。

逆变器,特别是正弦波逆变器,其主要用途是用于交流传动,静止变频和 UPS 电源。逆变器的负载多半是感性负载。为了提高逆变效率,存储在负载电感中的无功能量应能反馈回电源。因此要求逆变器最好是一个功率可以双向流动的变换器,即它既可以把直流电能传输到交流负载侧,也可以把交流负载中的无功电能反馈回直流电源。

逆变器的原理早在 1931 年就在文献中提到过。1948 年,美国西屋(Westinghouse)电气公司用汞弧整流器制成了 3000HZ 的感应加热用逆变器。

1947 年,第一只晶体管诞生,固态电力电子学随之诞生。1956 年,第一只晶体管问世,这标志着电力电子学的诞生,并开始进入传统发展时代。在这个时代,逆变器继整流器之后开始发展。首先出现的是 SCR 电压型逆变器。1961 年,W.McMurray 与 B.D.Bedford 提出了改进型 SCR 强迫换向逆变器,为 SCR 逆变器的发展奠定了基础。1960 年以后,人们注意到改善逆变器波形的重要性,并开始进行研究。1962 年,A.Kernick 提出了“谐波中和消除法”,即后来常用的“多重叠加法”,这标志着正弦波逆变器的诞生。1963 年,F.G.Turnbull 提出了“消除特定谐波法”,为后来的优化 PWM 法奠定了基础,以实现特定的优化目标,如谐波最小,效率最优,转矩脉动最小等。

20 世纪 70 年代后期,可关断晶闸管 GTO、电力晶体管 GTR 及其模块相继实用化。80 年代以来,电力电子技术与微电子技术相结合,产生了各种高频化的全控器件,并得到了迅速发展,如功率场效应管 Power MOSFET、绝缘门极晶体管 IGT 或 IGBT、静电感应晶体管 SIT、静电感应晶闸管 SITH、场控晶闸管 MCT,以及 MOS 晶体管 MGT 等。这就是、使电力电子技术由传统发展时代进入到高频化时代。在这个时代,具有小型化和高性能特点的新逆变技术层出不穷。特别是脉宽调制波形改善技术得到了飞速的发展。

1964 年,由 A.Schonung 和 H.Stemmler 提出的、把通信系统调制技术应用到逆变技术中的正弦波脉宽调制技术(Sinusoidal-PWM,简称 SPWM),由于当时开关器件的速度慢而未得到推广。直到 1975 年才由 Bristol 大学的 S.R.Bowse 等

把 SPWM 技术正式应用到逆变技术中，使逆变器的性能大大提高，并得到了广泛的应用和发展，也使正弦波逆变技术达到了一个新高度。此后，各种不同的 PWM 技术相继出现，例如注入三次谐波的 PWM、空间相量调制 (SVM)、随机 PWM、电流滞环 PWM 等，成为高速器件逆变器的主导控制方式。至此，正弦波逆变技术的发展已经基本完善。

## 二. 正弦波逆变器中的开关器件及其基本工作原理

### 2.1 可关断晶体管 (GTO)

可关断晶体管简称 GTO。它是晶闸管的一种派生器件，因此它具有 SCR 的全部优点，如耐压高、电流大、耐浪涌能力强，造价便宜等；但它又具有像 GTR 自关断那样具有自关断能力，因而不是半控型的器件而成为全控型器件，工作频率高、控制功率小、线路简单，使用方便。因此，GTO 是一种比较理想的大功率开关器件。正因为 GTO 的这些优点，近年来，GTO 在牵引、高压、大容量调速、无功补偿等方面获得了广泛得使用。

GTO 是一种 PNP 四层结构的半导体器件，它的结构，等效电路图及图形符号示于图 2.1-1 中。

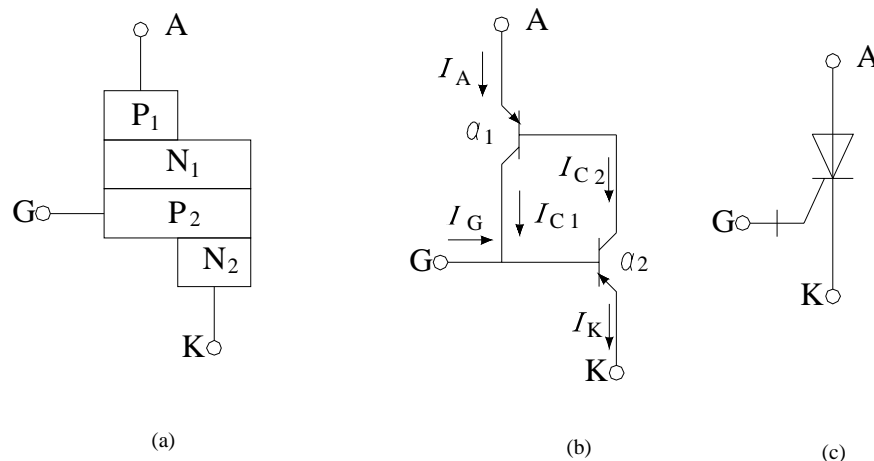


图 2.1-1

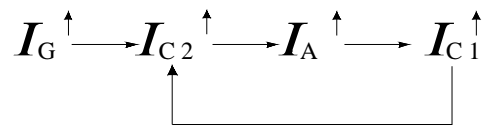
图中 A、G 和 K 分别表示 GTO 的阳极，门极和阴极。 $\alpha_1$  为 P<sub>1</sub>N<sub>1</sub>P<sub>2</sub> 晶体管的共基极电流放大系数， $\alpha_2$  为 N<sub>2</sub>P<sub>2</sub>N<sub>1</sub> 晶体管的共基极电流放大系数，图中的箭头表示各自的多数载流子运动方向。通常  $\alpha_1$  比  $\alpha_2$  小，即 P<sub>1</sub>N<sub>1</sub>P<sub>2</sub> 晶体管不灵敏，而 N<sub>2</sub>P<sub>2</sub>N<sub>1</sub> 晶体管灵敏。GTO 导通时器件总的放大系数  $\alpha_1 + \alpha_2$  稍大于已于 1，器件处于临界饱和状态，为用门极负信号去关断阳极电流提供了可能性。

普通晶体管 SCR 也是 PNP 四层结构，外部引出阳极，门极和阴极，构成一个单元器件。GTO 外部同样引出三个电极，但内部却包含着数百个共阳极的小 GTO，一般通常把这些小 GTO 称为 GTO 元，它们的门极和阴极分别并联在一起，与 SCR 不同，GTO 是一种多元的功率集成器件，这是为便于实现门极控制关断所采取的特殊设计。

GTO 的开通和关断过程与每一个 GTO 元密切相关，但 GTO 元的特性又不等同于整个 GTO 器件的特性，多元集成使 GTO 的开关过程产生了一系列新的问题。

由图 2.1-1(b)中所示的等效电路可以看出，当阳极加正向电压，门极同时加

正触发信号时，GTO 导通，其具体过程如下：



显然这是一个正反馈过程。当流入的门极电流  $I_G$  足以使晶体管  $N_2P_2N_1$  的发射极电流增加，进而使  $P_1N_2P_2$  晶体管的发射极电流也增加时，当  $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$  之后，两个晶体管均饱和导通，GTO 则完成了导通过程。可见，GTO 开通的条件是

$$\alpha_1 + \alpha_2 > 1 \quad (2-1)$$

此时门极的电流  $I_G$  为

$$I_G = [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)] I_A / \alpha_2 \quad (2-2)$$

式中  $I_A$  —— GTO 的阳极电流；

$I_G$  —— GTO 门极注入的电流。

由式 (2) 可知，当 GTO 门极注入正的  $I_G$  电流但尚不能满足开通条件时，虽有正反馈作用，但器件仍不会饱和导通。这是因为门极电流不够大，不满足  $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$  的条件，这时候，阳极电流只流过一个小而且确定的电流值。当门极电流  $I_G$  撤消后，该阳极电流也就消失。与  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$  状态所对应的阳极电流为临界导通电流，定义为 GTO 的擎住电流。当 GTO 在门极正触发信号的下开通时，只有阳极电流大于擎住电流后，GTO 才能维持大面积导通。

由此可见，只要能引起和变化并使之满足  $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$  条件的任何因素，都可以导致 PNP 四层器件的导通。所以，除了注入门极电流使 GTO 导通外，在一定条件下过高的阳极电压和阳极电压上升率，过高的结温以及火花发光照射等都可能使 GTO 触发导通。所有这些非门极触发都是不希望的非正常触发，应采取适当措施加以防止。

实际上，因为 GTO 是多元集成结构，数百个以上的 GTO 元制作在同一硅片上，而 GTO 元特性总会存在差异，使得 GTO 元的电流分布不均，通态压降不一，甚至会在开通过程中造成个别 GTO 元的损坏，以致引起整个 GTO 的损坏。为此，要求在制造时尽可能的使硅片微观结构均匀，工艺装备和工艺过程严格控制，以求最大限度达到所有 GTO 元特性的一致性。另外，要提高正向门极触发电流脉冲上升沿陡度，以求缩短 GTO 元阳极电流滞后时间、加速 GTO 元阴极导电面积的扩展，达到缩短 GTO 开通时间的目的。

GTO 开通后可在适当外部条件下关断，其关断电路原理如图 2.1-2 所示。关断 GTO 时，将开关 S 闭合，门极就施以负偏置电压  $E_G$ 。晶体管  $P_1N_1P_2$  的集电极电流  $I_{C1}$  被抽出形成门极负电

流  $-I_G$ ，此时  $N_2P_2N_1$  晶体管的基极电流减小，进而使  $I_{C2}$  减小。于是引起  $I_{C1}$  的进一步下降，如此循环不已，最终导致 GTO 的阳极电流消失而关断。

现在，GTO 的主要技术方向，仍

是大电流、高耐压。这就需要改善元胞特性，并改善每个元胞及结构的一致性、均匀性。这要从改善元胞的微细化和少子寿命控制的最佳化入手，控制扩散杂质分布的同时，提高导通特性，从而门极电路小型化。

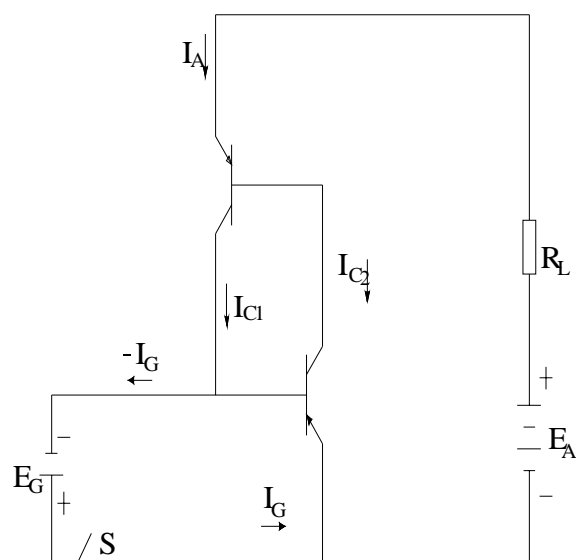


图21-2

由于大容量 GTO 多是采用压接结构。因此，需要使每个元胞特性均匀一致的工艺以及均匀一致的压积压，一致的接触电阻。这在工艺上可采取离子注入法和压接式结构。压接式结构容易保证接触一致性，避免由合金烧结产生的受热不均匀以及应力等问题。

GTO 因为利用了电导调制效应，在关断后有拖尾电流流过。这样，关断损耗将成为限制其高压下应用的一个主要原因。与晶闸管相比，GTO 具有快的关断速度，高的关断电流容量和大的关断安全工作区。它代表了晶闸管发展的主要方向。

## 2.2 电力晶体管（GTR）

电力晶体管是一种双极型大功率高反压晶体管，由于其功率非常大，所以，它又被称作为巨型晶体管，简称 GTR。GTR 是由三层半导体材料两个 PN 结组成的，三层半导体材料的结构形式可以是 PNP，也可以是 NPN。大多数双极型功率晶体管是在重掺杂的 N<sup>+</sup>硅衬底上，用外延生长法在 N<sup>+</sup>上生长一层 N 漂移层，然后在漂移层上扩散 P 基区，接着扩散 N<sup>+</sup>发射区，因之称为三重扩散。基极与发射极在一个平面上做成叉指型以减少电流集中和提高器件电流处理能力。

GTR 分为 NPN 型和 PNP 型两类，又有单管 GTR、达林顿式 GTR（复合管）和 GTR 模块几种形式。

单管 GTR 饱和压降 V<sub>CES</sub> 低，开关速度稍快，但是电流增益 β 小，电流容量小，驱动功率大，用于较小容量的逆变电路。

达林顿式 GTR 电流增益 β 值大，电流容量大，驱动功耗小，但饱和压降 V<sub>CES</sub> 较高，关断速度较慢。和单管 GTR 一样，达林顿式非模块化的 GTR 在现代逆变电路中早已不太常用。应用比较广泛的还是 GTR 模块。它是将两只或 4 只、6 只、甚至 7 只单管 GTR 或达林顿式 GTR 的管芯封装在一个管壳内，分别组成单桥臂、单相桥、三相桥和带泄放管的三相桥形式，外壳绝缘，便于设计和安装。

在逆变电路中，GTR 都工作在共发射极状态，其输出特性曲线是指集电极电流 I<sub>C</sub> 和电压 V<sub>CE</sub> 以及基极电流 I<sub>B</sub> 之间的关系，如图 2.2-1 所示。

GTR 的特性曲线分 5 个区。I 区为截止区，I<sub>B</sub>=0，I<sub>C</sub> 很小，为 CE 漏电



流。Ⅱ区为线性放大区，当  $I_B$  增加时， $I_C$  也跟随  $I_B$  线性增加。随着  $V_{CE}$  继续降低， $I_C$  已没有增长能力，这就进入了深度饱和区，即第Ⅳ区。这时的  $V_{CE}$  称为 GTR 的饱和压降，用  $V_{CES}$  表示，它比 GTO 和 VMOSFET 要低。Ⅴ区为击穿区，

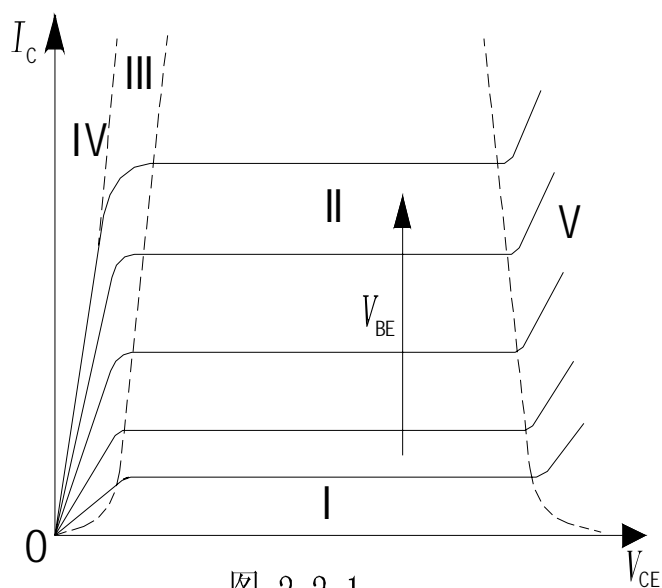


图 2.2-1

当  $V_{CE}$  增加到一定值时，即使  $I_B$  不增加， $I_C$  也会增加，这时的  $V_{CE}$  就是 GTR 的一次击穿电压。如果  $V_{CE}$  继续增加， $I_C$  也增加，由于 GTR 具有负阻特性，当结温上升时， $I_C$  更大。由于整个管芯的导电不可能绝对均匀，大的  $I_C$  会产生集中热点，从而发生雪崩击穿， $I_C$  骤增。这时候，即使降低  $V_{CE}$  也无济于事，高速增长的热量无法散出，在很短时间（几微秒甚至几纳秒）便使 GTR 被永远地烧坏。这就是 GTR 的二次击穿现象，它是 GTR 最致命的弱点，也是限制 GTR 发展和进一步推广应用的最重要的原因之一。

电力晶体管 GTR 大多作功率开关使用，所以，要求它要有足够的容量（高电压、大电流）、适当的增益、较高的工作速度和较低的功率损耗等。但由于电力晶体管的功率损耗大、工作电流大，因此它存在着诸如基区大注入效应、基区扩展效应和发射极电流集边效应等特点和问题。

基区大注入效应是指基区中的少数载流子浓度达到或超过掺杂浓度时，器件的注入效率降低，少数载流子扩散系数变大，体内少数载流子寿命下降，以致严重影响 GTR 的电流增益的现象。

基区扩展效应是指在大电流条件下有效基区变宽的效应。器件在小电流状态工作时的集电结宽度主要由基区掺杂浓度决定，因此其增益  $\beta$  值是固定的；但在大电流条件下，由于基区中少数载流子大量增加造成集电结宽度收缩，因而，使有效基区变宽。基区的扩展导致注入效率降低，增益  $\beta$  下降、特征频率减小。

发射极电流集边效应也称为基极电阻自偏压效应，是由于在大多数情况下电流条件下，基区的横向压降使得发射极电流分配不均匀所造成的。在这种情况下，电流的分布较多地集中在靠近基极的发射极周边上，引起电流的局部集中，进而导致局部过热。

所以，为了削弱上述三种物理效应的影响，必须在结构上采取适当的措施以保证适合大功率应用的需要。

### 2.3 功率场效应晶体管（Power MOSFET）

功率场效应晶体管简称功率 MOSFET，它是一种以晶体管原理为基础，将微

电子技术的发展成果应用到电力电子领域中的单极型的电压控制器件，不但有自关断能力，而且有驱动功率小、工作速度高、无二次击穿问题、安全工作区宽等优点。功率 MOSFET 按其结构分类，它的主要代表性器件有 LDMOSFET，VVMOSFET，VDMOSFET。

在这里以 VDMOSFET 为例，来大致介绍一下功率 MOSFET 的结构和工作原理。图 2.3-1(a)是 VDMOSFET 中一个单元的截面图，它是在电阻率很地的重掺杂  $N^+$  衬底上生长一层漂移层 N，该层的厚度和杂质浓度决定了器件的正向阻断能力。然后在漂移层上再生长一层很薄的栅极氧化物，在氧化物上沉积多晶硅栅极。在用光刻法除去一部分氧化物后，进行 P 区和  $N^+$ 源区双区双扩散，并沉积源极电极。这样，就形成了 N 沟道增强型功率 MOSFET，其电气图形符号如图 2.3-1(b)所示。当漏极接电源正端，源极接电源负端，栅极和源极间电压为零时，P 基区和 N 漂移区之间形成的 PN 结  $J_1$  反偏，漏源极之间无电流流过。如果在栅极和源极之间加一正电压  $U_{GS}$ ，由于栅极是绝缘的，所以并不会栅极电流流过。但栅极的正电压却会将其下面 P 区中的空穴推开，而将 P 区中的少数载流子电子吸引到栅极下面的 P 区表面。当  $U_{GS}$  大于某一电压值  $U_T$  时，栅极下 P 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 型半导体而成为反型层，

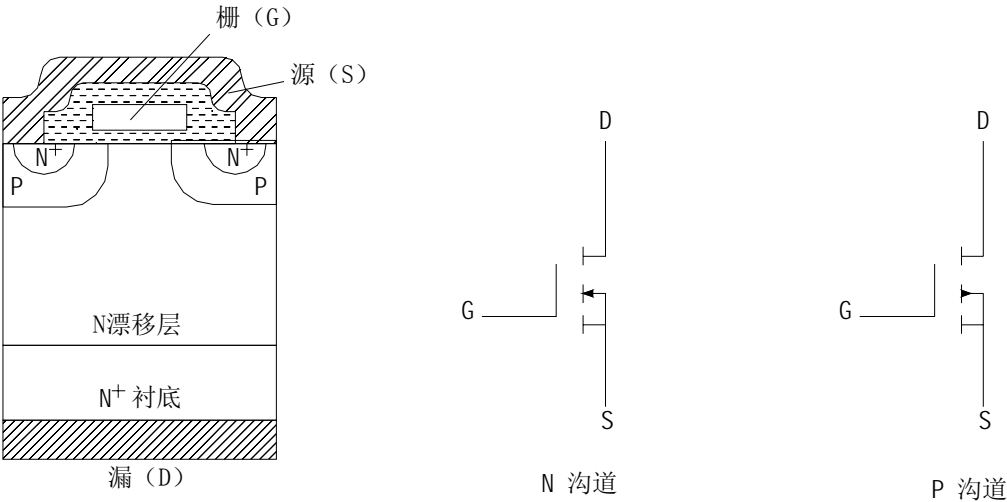


图 2.3 -1

该反型层形成 N 沟道而使 PN 结  $J_1$  消失，漏极和源极导电。电压  $U_T$  称为开启电压， $U_{GS}$  超过  $U_T$  越多，导电能力越强，漏极电流  $I_D$  越大。

功率 MOSFET 是多元集成结构，一个器件往往由许多个小 MOSFET 单元组成。对于功率 MOSFET 来说，采用多元集成结构是很有益的，因为采用多元集成结构不仅可以降低通态电阻，而且还能提高工作频率，改善器件的性能。

由于漏极电流流过沟道时，在沟道电阻上产生的损耗和发热限制了 MOSFET 通态电流值的提高，而多元集成结构不仅使每个 MOSFET 单元的沟道长度大为缩短，而且所有 MOSFET 单元的沟道是并联在一起的，因而沟道电阻大幅度减小。于是，在同样的额定温度下，器件的通态漏极电流可以提高。即提高了应用于大功率的能力。

本来，在 MOSFET 器件中由于载流子在沟道中的渡越时间和栅极输入电容的存在，限制了器件的工作频率，但由于多单元集成结构使沟道长度大大缩短，载流子的渡越时间也大为减小。又因为所有 MOSFET 单元的沟道都是并联的，所以，允许很多的载流子同时渡越，使器件的开通时间极短。大约可以使漏极电

流上升时间见效到毫微秒的数量级。

近年来，各种功率 MOSFET 型器件层出不穷。由于它具有开关速度快、输入阻抗高、热稳定性好、可靠性强等优点，在应用中取代了许多原来为双极型功率器件所占据的领域。它的工艺特点决定了它能方便地同其他类型的器件相集成，从而促进了高压功率集成电路 HVIC 和智能功率集成电路 SPIC 的实现，推动了电力电子技术的发展。

现在，功率 MOSFET 已被广泛应用于开关电源、汽车电子、消费电子、工业控制等领域中，成为当今世界上功率器件发展规律的主要方向。

## 2.4 绝缘栅双极晶体管 (IGBT)

绝缘栅双极晶体管 (Insulate Gate Bipolar Transistor) 简称 IGBT，是一种新型的电力电子器件。它是 MOSFET 与 GTR 的复合器件，因此，它既具有 MOSFET 的工作速度快、输入阻抗高、驱动电路简单、热温度性好的优点，又包含了 GTR 的载流量大、阻断电压高等多项优点，是取代 GTR 的理想开关器件。从 1986 年至今，尤其是近几年来 IGBT 的发展很快，目前已被广泛应用于电视控制、中频开关电源和逆变器、机器人、空调器以及要求快速低损耗的许多领域。现在已经被广泛应用的第三代 IGBT 通态压降更低、开关速度更快；集成的智能型 IGBT 功率模块使用更方便、体积更小、保护更可靠，并省去了驱动电路。

图 2.4-1 为 IGBT 的结构剖面图。由图可知，IGBT 是在功率 MOSFET 的基础上发展起来的，两者结构十分类似，不同之处在于 IGBT 比功率 MOSFET 多了一个  $P^+$  层发射极，可以形成 PN 结  $J_1$ ，并由此引出漏极；门极和源极与 MOSFET 相类似。

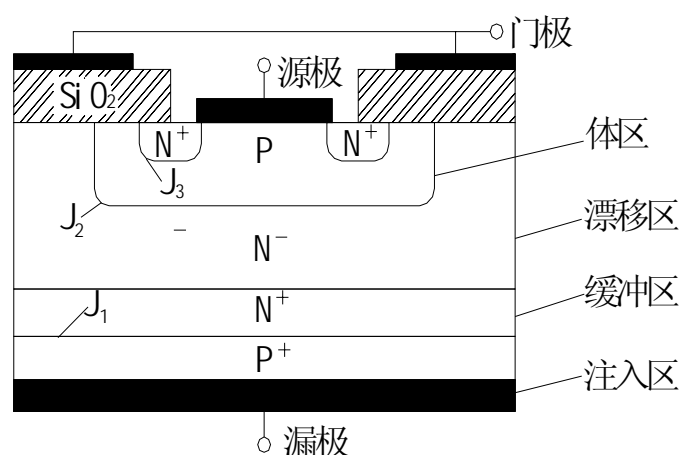


图 2 . 4 - 1

IGBT 按缓冲区的有无来分类，缓冲区是介于  $P^+$  发射区和  $N^-$  漂移区之间的  $N^+$  层。无缓冲区  $N^+$  者称为对称型 IGBT，也称为非穿通型 IGBT；有  $N^+$  缓冲区者称为非对称型 IGBT，也称为穿通型 IGBT。因为结构不同造成其特性亦不同，非对称型 IGBT 由于存在  $N^+$  区，反向阻断能力弱，但其正向压降低、关断时间短、关断时尾部电流小。与之相反，对称型 IGBT 具有正反向阻断能力，其他特性却不及非对称型 IGBT。

从结构上可以看出，IGBT 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 GTR，其简化等效电路如图 2.4-2(a)所示，N 沟道 IGBT 的图形符号如图 2.4-2(b)所示。对于 P 沟道 IGBT，其图形符号中的箭头防线恰好相反。图中的电阻  $R_{dr}$  是厚基区 GTR 基区内的扩展电阻。IGBT 是以 GTR 为主导元件，MOSFET 为驱动元件的

达林顿结构。图示器件为 N 沟道 IGBT，MOSFET 为 N 沟道型，GTR 为 PNP 型。

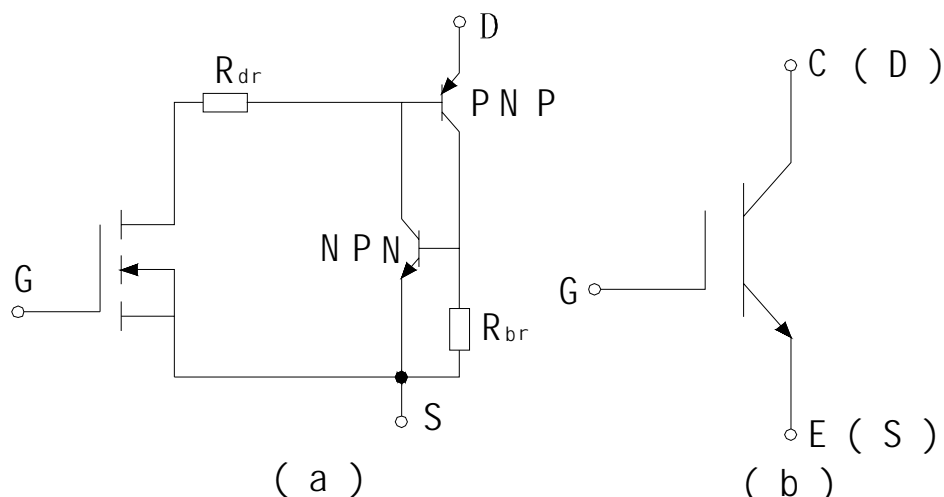


图 2 . 4 - 2

IGBT 的开通和关断是由门极电压来控制的。门极施以正电压时，MOSFET 内形成沟道，并为 PNP 晶体管提供基极电流，从而使 IGBT 导通。在门极上施以负电压时，MOSFET 内的沟道消失，PNP 晶体管的基极电流被切断，IGBT 即为关断。

当  $V_{DS}$  为负时， $J_3$  结处于反向偏置状态，类似于反偏二极管，器件呈反向阻断状态。

当  $V_{DS}$  为正时，有两种可能：

(1) 若门极电压小于开启电压，即  $V_G < V_T$ ，则沟道不能形成，器件呈正向阻断状态；

(2) 若门极电压大于开启电压，即  $V_G > V_T$  时，绝缘门极下面的沟道形成， $N^+$ 区的电子通过沟道进入 N 漂移区，漂移到  $J_3$  结，此时  $J_3$  结是正向偏置，也向 N 区注入空穴，从而在 N 区产生电导调制，使器件正向导通。

在器件导通之后，若将门极电压突然减至零，则沟道消失，通过沟道的电子电流为零，使漏极电流有所突降，但由于 N 区中注入了大量的电子、空穴对，因而漏极电流不会马上变为零，而出现一个拖尾时间。

除上述 IGBT 的正常工作情况外，从结构中可以看出，由于 IGBT 结构中寄生着 PNP 四层结构，存在着由于再生作用而将导通状态锁定起来的可能性，从而导致漏极电流失控，进而引起器件产生破坏性失效。出现锁定现象的条件就是晶闸管的触发导通条件：

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1$$

IGBT 的锁定现象又分为静态锁定、动态锁定和栅分布锁定。静态锁定是 IGBT 在稳态电流导通时出现的锁定，此时，漏极电压低，锁定发生在稳态电流密度超过某一数值时。动态锁定发生在开关过程中，在大电流、高电压的情况下，主要是因为电流较大时引起  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  的增加，以及由过大的  $dv/dt$  引起的位移电流造成的。栅分布锁定是由于绝缘栅的电容效应，造成在开关过程中个别先开通或后关断的 IGBT 之中的电流密度过大而形成局部锁定。应当采取各种工艺措施提高 IGBT 的锁定电流，克服由于锁定而产生失效。



## 2.5 小结

功率 **MODFET** 是单极型电压驱动器件，具有工作速度快、输入阻抗高、热稳定性好以及驱动电路简单等优点，但是导通电阻大，电流容量较低，阻断电压也低。**GTR** 和 **GTO** 是双极型电流驱动器件，其阻断电压高，载流能力强，但是工作速度慢，驱动电流大，控制电路比较复杂。由于各有所限，使它们在新型电力电子装置中的应用受到局限。

而 **IGBT** 作为功率 **MOSFET** 和 **GTR** 的复合器件，将它们各自的优点集于一身，扬长避短，使其特性更加优越，具有输入阻抗高、工作速度快、通态电压低、阻断电压高、承受电流大等优点，因而发展很快，应用很广，在各个领域中有取代前述全控型器件的趋势，**IGBT** 已成为当前电力半导体器件发展的重要方向。

## 三．正弦波逆变器主电路的基本形式

常用逆变器按照逆变器的直流侧波形和交流侧波形分类，可以分为电压型逆变器和电流型逆变器。

### 3.1 电压型逆变器

理想的逆变器，从直流变到交流的功率总是一定的值而没有脉动，直流电压波形和电流波形中也不应该产生脉动。而在实际的逆变电路中，因为逆变器的脉动数等有限制，因而，逆变功率  $P$  是脉动的。当逆变器的逆变功率  $P$  的脉动波形由直流电流来体现时，称为电压型逆变器，如图 3.1-1 所示，直流电源是恒压源。

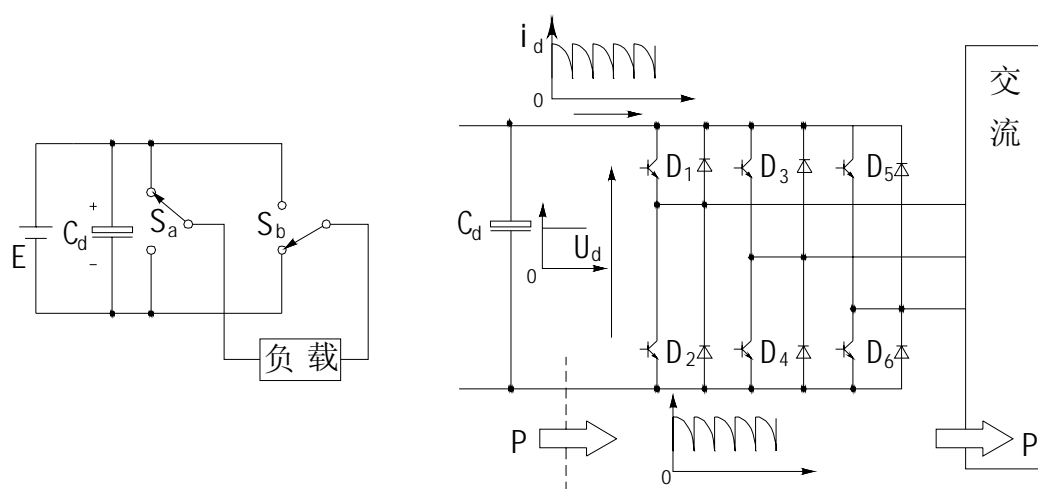


图 3 . 1 - 1

电压型逆变器的特点是：

- (1) 直流侧有较大的直流滤波电容  $C_d$ 。
- (2) 当负载功率因数变化时，交流输出电压的波形不变，即交流输出电压波形与负载无关。交流输出电压的波形，通过逆变开关的动作被直流电源电容上的电压钳位成为方波。
- (3) 在逆变器中，与逆变开关并联有反馈二极管  $D_1 \sim D_6$ ，所以，交流电压与负载无关，是方波。
- (4) 输出电流的相位随着负载功率因数的变化而变化。换向是在同桥臂

开关管之间进行的。

(5) 可以通过控制输出电压的幅值和波形来控制其输出电压。

### 3.2 电流型逆变器

当逆变器的逆变功率  $P$  的脉动波形由直流电压来体现时，称之为电流型逆变器，如图 3.2-1 所示，直流电源是恒压源。

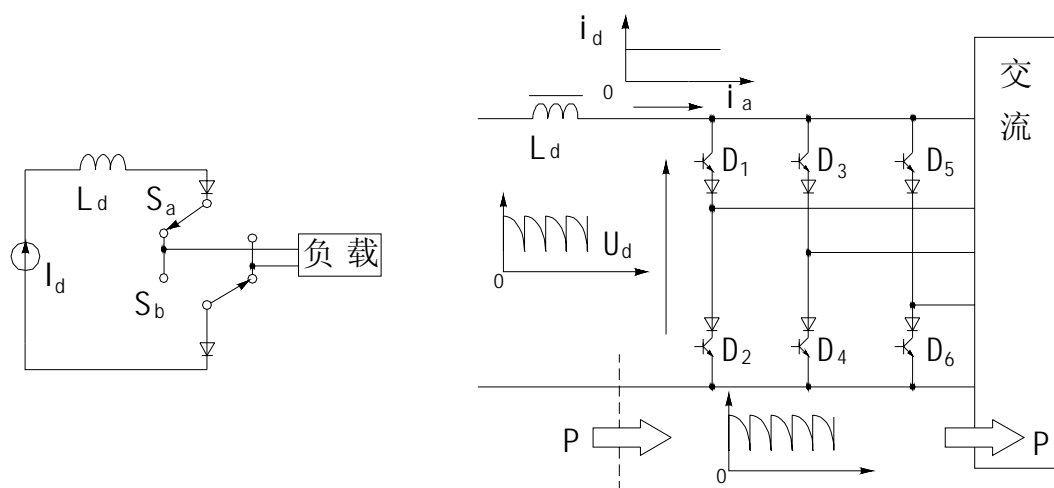


图 3 . 2 - 1

电流型逆变器的特点是：

- (1) 直流侧接有较大的滤波电感  $L_d$ 。
- (2) 当负载功率因数变化时，交流输出电流的波形不变，即交流输出电流波形与负载无关。交流输出电流波形，通过逆变开关的动作，被直流电源电感稳流成方波。
- (3) 在逆变器中，与逆变开关串联的有反向阻断二极管  $D_1 \sim D_6$ ，而没有反馈二极管。所以，在逆变器中必须有释放换相时积蓄在负载电感上的能量的电路（通常用并联电容吸收这部分能量）。
- (4) 输出电压的相位，随着负载功率因数的变化而变化。换向是在两相邻相之间进行的。
- (5) 可以通过控制输出电流的幅值和波形来控制其输出电流。

#### 四. PWM 脉宽调制式逆变器

##### 4.1 PWM 脉宽调制技术的概况

逆变器的脉宽调制技术 PWM (Pulse Width Modulation) 是用一种参考波 (通常是正弦波, 有时也用梯形波或方波等) 为 “调制波” (modulating wave), 而以  $N$  倍于调制波频率的正三角波 (有时也用锯齿波) 为 “载波” (carrier wave)。由于正三角波或锯齿波的上下宽度是线性变化的波形, 因此, 它与调制波相交时, 就可以得到一组幅值相等, 而宽度正比于调制波函数值的矩形脉冲序列用来等效调制波。用开关量取代模拟量, 并通过对逆变器开关管的通断控制, 把直流电变成交流电, 这一种技术就叫做脉宽调制技术。当调制波为正弦波时, 输出矩形脉冲序列的脉冲宽度按照正弦函数规律变化, 这种调制技术通常又称为正弦波脉宽调制 (Sinusoidal PWM) 技术。

随着逆变器在交流传动、UPS 电源和有源滤波器等中的广泛应用, 以及高速全控开关器件的大量出现, PWM 技术已成为逆变技术的核心, 因而受到了人们的高度重视。尤其是最近几年, 微处理器应用于 PWM 技术和实现数字化控制以后, 更是花样翻新, 到目前为止, 仍有新的 PWM 方式在不断出现。

PWM 技术的发展过程是: 1963 年, F.G.Turnbull 提出了消除特定谐波法; 1964 年, A.Schnoung 和 H.Stemmler 把通讯系统的调制技术应用到交流传动逆变器中, 产生了正弦脉宽调整技术 (SPWM), 后由英国 Bristol 大学的 S.R.Bowes 于 1975 年进行了推广和应用, 使 SPWM 调制技术成为了被广泛关注的热点。后来, Bowes 又相继提出了全数字化 SPWM 方案, 规则采样数字化 PWM 方案以及准优化 PWM 技术 (Suboptimal PWM), 以提高直流电压利用率。1983 年, J.Holtz 等又提出了空间相量 PWM 技术, 该项技术从用于异步电动机的角度出发, 直接采用以电动机磁链圆形轨迹为目的的控制方法, 因而使用起来更加直观, 也更加方便。

以 Turnbull 的消除特定谐波法为基础, 出现了求最大值或最小值的优化 PWM 的概念。由此于 1977~1986 年, G.S.Buja、F.C.Zack 和 K.Taniguchi 等提出了电流谐波畸变率 (THD) 最小、效率最优以及转矩脉动最小的最优 PWM 法。由于这些方法具有电压利用率高, 开关次数少, 可以实现特定优化目的等优点, 所以人们一直在进行着这方面的研究。随着微处理器运算速度的不断提高, J.Sun 等于 1994 年提出了实时完成优化的 PWM 方案。

此外, 还应当提到的是 A.B.Plunkett 于 1980 年提出的电流滞环比较 PWM 技术, 以及在此基础上发展起来的全数字化无差拍控制 (Dead-beat Control) PWM 技术, 都具有实现简单的特点。为了消除噪声, 1993 年~1994 年, 由 A.M.Trzynalowsky、V.G.Agelidis 等提出了随即 PWM 法, 它是从改变谐波的频谱分入手, 使谐波均匀分布在较宽的频带范围内, 以达到抑制噪声和机械共振的目的。

PWM 技术从大的方面可以分为三大类, 即波形调制 PWM 技术、优化 PWM 技术和随机 PWM 技术。PWM 技术可以用于电压型逆变器, 也可以用于电流型逆变器, 它对于逆变技术的发展起了很大的推动作用。它与多重叠加法相比较, 有以下一些显著的优点:

- (1) 电路简单, 只用一个功率控制级就既可以调节输出电压, 又可以

调节输出频率。

(2) 可以使用不可控整流桥,使系统对电网的功率因数与逆变器输出电压值无关。

(3) 可以同时进行调频、调压,与中间直流环节的元件参数无关,系统的动态响应速度快。

(4) 可以获得更好的波形改善效果。

正是由于这些优点,使 PWM 脉宽调制技术在当今逆变领域占据了绝对的主导地位。根据载波与调制波角频率的关系不同,可以分为同步式 PWM 调制与非同步式 PWM 调制。

同步式 PWM 调制是使载波角频率  $\omega_c$  (决定开关工作频率) 和调制波角频率  $\omega_s$  (相当于输出频率) 同步的一种调制方法,因此,调制波半个周期内所包含的载波脉冲数是定值(即载波比  $N=\omega_c/\omega_s$  恒定);非同步式 PWM 调制是使载波角频率  $\omega_c$  和调制波角频率  $\omega_s$  不同步的调制法,调制波半个周期内所包含的载波脉冲数不时定值(即载波比  $N=\omega_c/\omega_s$  不恒定)。一般来说,载波角频率  $\omega_c$  是保持恒定的,但有时侯也根据工作情况而变化。

在同步式 PWM 调制中,当调制波的频率低时,载波频率也应比例地降低,因此难以做到平滑控制。为了克服这个缺点,可以采用改变载波脉冲数的方法。在非同步 PWM 调制中,虽然不需要改变载波脉冲数,但当载波比  $N=\omega_c/\omega_s$  较小时(输出频率和开关频率接近),会使输出频率  $f_o$  和载波频率  $f_c$  的下边频谐波很接近而发生跳动,使特性显著变坏而不能使用(因此,非同步 PWM 调制希望用快速器件,用增大载波比例如取  $N \geq 15$  来避免载波频率的下边频和输出频率接近)。此时,可以使用比非同步调制稍微复杂一些的同步调制方式。非同步的三角波——正弦波比较方式一般是在线控制时使用,而同步方式可以在线也可以离线使用。也有一些逆变器,在低频输出时用非同步方式,在高频输出时用同步方式,我们把这种使用方式叫做同步—非同步交替方式。不管是同步、非同步,还是同步—非同步交替方式,逆变器电路是不变的。

## 4.2 PWM 控制的基本原理

### 4.2.1 PWM 控制的基本原理

在采样控制理论中有一个重要的结论: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。这里所说的效果基本相同,指环节的输出响应波形基本相同。如把各输出波形用傅氏变换分析,则其低频段特性非常接近,仅在高频段略有差异。例如图 4.2-1(a)、(b)、(c)所示的三个窄脉冲形状不同,图 4.2-1(a)为矩形脉冲,图 4.2-1(b)为三角形脉冲,图 4.2-1(c)为正弦半波脉冲,但它们的面积(即冲量)都等于 1,那么,当它们分别加在具有惯性的同一个环节上时,其输出响应基本相同。脉冲越窄,其输出的差异越小。当窄脉冲变为图 4.2-1(d)的单位脉冲函数  $\delta(t)$  时,环节的输出即为该环节的脉冲过度函数。



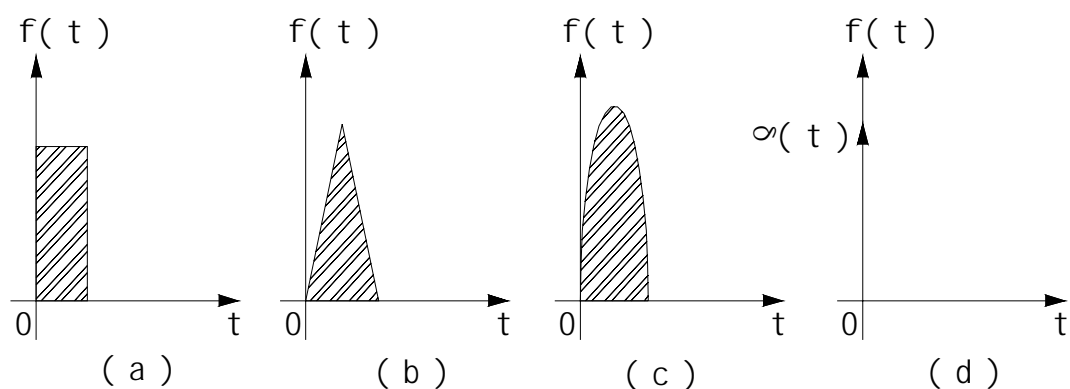


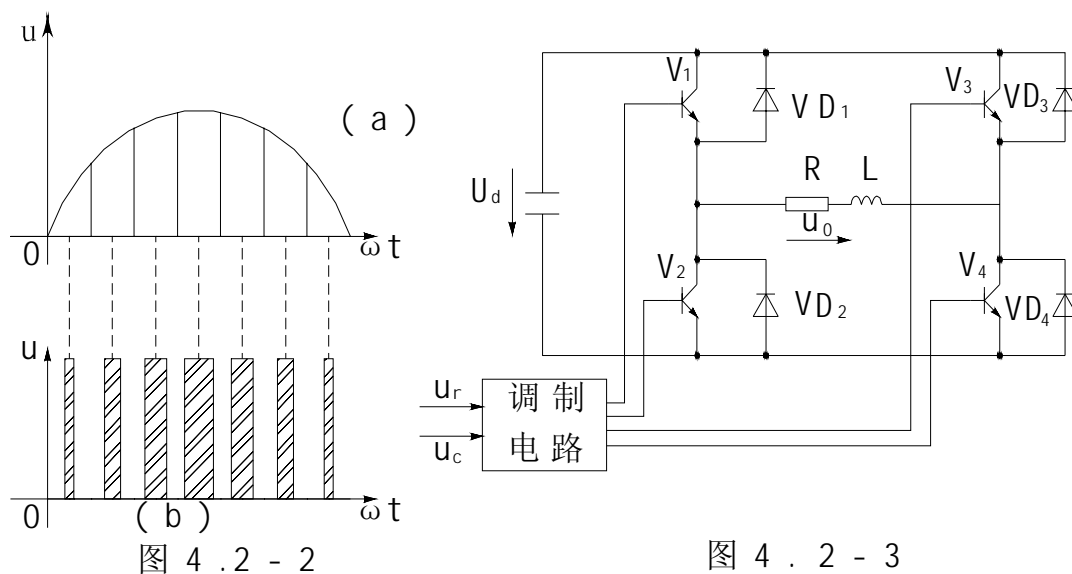
图 4 . 2 - 1

上述结论是 PWM 控制的重要理论基础。下面来分析一下如何用一系列等幅而不等宽的脉冲代替一个正弦半波。

把图 4.2-2(a) 所示的正弦波波形分成  $N$  等份，就可以把正弦半波看成由  $N$  个彼此相连的脉冲所组成的波形。这些脉冲宽度相等，都等于  $\pi / N$ ，但是幅值不等，且脉冲顶部不是水平直线，而是曲线，各脉冲的幅值按照正弦规律变化。如果，把上述脉冲序列用同样的数量的等幅而不等宽的矩形脉冲序列代替，使矩形脉冲的中点和相应正弦等分的中点重合，且使矩形脉冲和相应正弦部分面积（冲量）相等，就得到图 4.2-2(b) 所示的脉冲序列。这就是 PWM 波形。可以看出，各脉冲的宽度是按照正弦规律变化的。根据冲量相等效果相同的原理，PWM 波形和正弦半波是等效的。对于正弦波形的负半周，也可以用同样的方法得到 PWM 波形。像这种脉冲的宽度按照正弦规律变化而和正弦波等效的 PWM 波形，也称为 SPWM（Sinusoidal PWM）波形。

在 PWM 波形中，各脉冲的幅值是相等的，要改变等效输出正弦波的幅值时，只要按照同一比例系数改变各脉冲的宽度即可。

上面说明了 PWM 控制的基本原理。按照上述原理，在给出了正弦波频率、幅值和半个周期内的脉冲数后，PWM 波形各脉冲的宽度和间隔就可以准确地计算出来。按照计算结果控制电路中各个开关器件的通断，就可以得到所需要的 PWM 波形。但是，这种计算是很繁琐的，正弦波的频率、幅值等变化时，结果都要变化。较为实用的方法是采用调制的方法，即把所希望的波形作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过对载波的调制，得到所期望的 PWM 波形。通常采用等腰三角波作为载波，因为等腰三角波上下宽度与高度成线性关系且左右对称，当它与任何一个平缓变化的调制信号波相交时，如在交点时刻控制电路中开关器件的通断，就可以得到宽度正比于信号波幅值的脉冲，这就符合 PWM 控制的要求。当调制信号波为正弦波时，所得到的就是 SPWM 波形。这种情况使用最广，这里所介绍的 PWM 控制只要就是指 SPWM 控制。当调制信号不是正弦波时，也能得到与调制信号等效的 PWM 波形。



#### 4.2.2 单相桥式 PWM 逆变电路

图 4.2-3 是采用电力晶体管作为开关器件的电压型单相桥式逆变电路，设负载为电感性，对各晶体管的控制按下面的规律进行：在正半周期，让晶体管  $V_1$  一直保持导通，而让晶体管  $V_4$  交替通断。当天  $V_1$  和  $V_4$  导通时，负载上所加的电压为直流电源电压  $U_d$ 。当  $V_1$  导通而使  $V_4$  关断后，由于电感性负载中的电流不能突变，负载电流将通过二极管  $VD_3$  续流，负载上所加电压为零。如负载电流较大，那么，直到使  $V_4$  再一次导通之前， $VD_3$  一直持续导通。如负载电流较快地衰减到零，在  $V_4$  再一次导通之前，负载电压也一直为零。这样，负载上的输出电压  $u_o$  就可得到零和  $U_d$  交替的两种电平。同样，在负半周期，让晶体管  $V_2$  保持导通。当  $V_3$  导通时，负载被加上负电压  $-U_d$ ，当  $V_3$  关断时， $VD_4$  续流，负载电压为零，负载电压  $u_o$  可得到  $-U_d$  和零两种电平。这样，在一个周期内，逆变器输出的 PWM 波形就由  $\pm U_d$ 、0 三种电平组成。

控制  $V_4$  或  $V_3$  通断的方法如图 4.2-4 所示。载波  $u_c$  在信号波  $u_r$  的正半周为正极性的三角波，在负半周为负极性的三角波。调制信号  $u_r$  为正弦波。在  $u_r$  和  $u_c$  的交点时刻控制晶体管  $V_4$  或  $V_3$  的通断。在  $u_r$  的正半周， $V_1$  保持导通，当  $u_r > u_c$  时，使  $V_4$  导通，负载电压  $u_o = U_d$ ，当  $u_r < u_c$  时，使  $V_4$  关断， $u_o = 0$ ；在  $u_r$  的负半周， $V_1$  关断， $V_2$  保持导通，当  $u_r < u_c$  时，使  $V_3$  导通， $u_o = -U_d$ ，当  $u_r > u_c$  时，使  $V_3$  关断， $u_o = 0$ 。这样，就得到了 SPWM 波形  $u_o$ 。图中的虚线  $u_{of}$  表示  $u_o$  中的基波分量。像这种在  $u_r$  的半个周期内，三角波载波只在一个方向变化，所得到的 PWM 波形也只在在一个方向变化的控制方式称为单极性 PWM 控制方式。

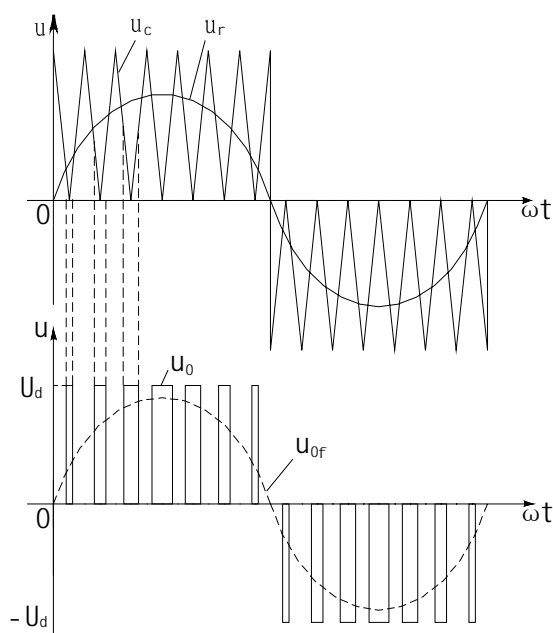


图 4.2-4

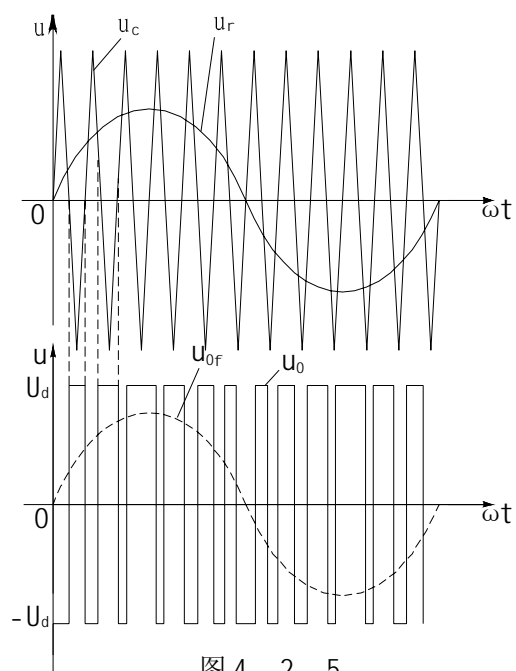


图 4.2-5

和单极性 PWM 控制方式不同的是双极性 PWM 控制方式。图 4.2-3 的单相桥式逆变电路在采用双极性控制方式时的波形如图 4.2-5 所示。在双极性方式中  $u_r$  的半个周期内，三角波载波是在正负两个方向变化的，所得到的 PWM 波形也是在两个方向变化的。在  $u_r$  的一周期内，输出的 PWM 波形只有  $\pm U_d$  两种电平。仍然在调制信号  $u_r$  和载波信号  $u_c$  的交点时刻，控制各开关器件的通断。在  $u_r$  的正负半周，对各开关器件的控制规律相同。当  $u_r > u_c$  时，给晶体管  $V_1$  和  $V_4$  以导通信号，给  $V_2$ 、 $V_3$  以关断的信号，输出电压  $u_0 = U_d$ 。当  $u_r < u_c$  时，给  $V_2$  和  $V_3$  以导通信号，给  $V_1$  和  $V_4$  以关断信号，输出电压  $u_0 = -U_d$ 。可以看出，同一半桥上下两个桥臂晶体管的驱动信号极性相反，处于互补工作方式。在感性负载的情况下，若  $V_1$  和  $V_4$  处于导通状态时，给  $V_1$  和  $V_4$  以关断信号，而给  $V_2$  和  $V_3$  以导通信号后，则  $V_1$  和  $V_4$  立即关断，因感性负载电流不能突变， $V_2$  和  $V_3$  并不能立即导通，二极管  $VD_2$  和  $VD_3$  导通续流。当感性负载电流较大时，直到下一次  $V_1$  和  $V_4$  重新导通前，负载电流方向始终未变， $VD_2$  和  $VD_3$  持续导通，而  $V_2$  和  $V_3$  始终未导通。当负载电流较小时，在负载电流下降到零之前， $VD_2$  和  $VD_3$  续流，之后  $V_2$  和  $V_3$  导通，负载电流反向。不论  $VD_2$  和  $VD_3$  导通，还是  $V_2$  和  $V_3$  导通，负载电压都是  $-U_d$ 。从  $V_2$  和  $V_3$  导通向  $V_1$  和  $V_4$  导通切换时， $VD_1$  和  $VD_4$  的续流情况和上述情况类似。

#### 4.2.3 三相桥式 PWM 逆变电路

在 PWM 型逆变电路中，使用最多的还是如图 4.2-6 所示的三相桥式逆变电路，其控制方式一般都是采用双极性方式。U、V 和 W 三相的 PWM 控制通常公用一个三角波载波段  $u_c$ ，三相调制信号  $u_{rU}$ 、 $u_{rV}$  和  $u_{rW}$  的相位依次相差  $120^\circ$ 。

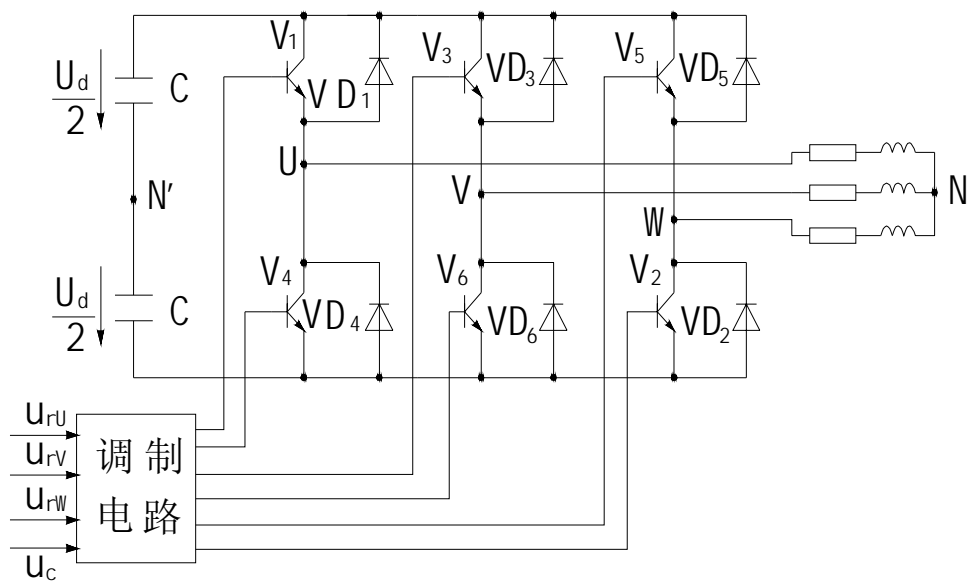


图 4 . 2 - 6

U、V 和 W 各相功率开关器件的控制规律相同，现以 U 相为例来说明。当  $u_{rU} > u_c$  时，给上桥臂晶体管 V1 以导通信号，给下桥臂晶体管 V4 以关断信号，则 U 相相对于直流电源假想中点 N' 的输出电压  $u_{UN'} = U_d/2$ 。当  $u_{rU} < u_c$  时，给 V4 以导通信号，给 V1 以关断信号，则  $u_{UN'} = -U_d/2$ 。V1 和 V4 的驱动信号始终是互补的。当给 V1 (V4) 加导通信号时，可能是 V1 (V4) 导通，也可能是二极管 VD1 (VD4) 续流导通，这要由感性负载中原来电流的方向和大小来决定，和单相桥式逆变电路双极性 PWM 控制时的情况相同。V 相和 W 相的控制方式和 U 相相同。当臂 1 和臂 6 导通时， $u_{UV} = U_d$ ，当臂 3 和臂 4 导通时， $u_{UV} = -U_d$ ，当臂 1 和臂 3 或臂 4 和臂 6 导通时， $u_{UV} = 0$ 。因此，逆变器输出线电压由  $\pm U_d$ 、0 三种电平构成。

#### 4.2.4 死区对 PWM 逆变器的影响

在双极性 PWM 控制方式中，同一相上下两个臂的驱动电路都是互补的。但是，实际上为了防止上下两个臂直通而造成短路，在给一个臂施加关断信号后，再延迟  $\Delta t$  时间，才给另一个臂施加导通信号。延迟时间的长短主要由功率开关器件的关断时间决定。这个所谓的延迟时间  $\Delta t$ ，即为通常所说的死区，也有人把它称作为开关时滞 (Switching Lag-times)。

在 PWM 逆变器中设置死区  $\Delta t$ ，可以避免同桥臂开关管同时导通的短路故障。同时在感性负载时，由于死区引起的二极管续流，能使开关管开通，使开通损耗减少。这是设置死区的优点。但由于设置死区所引起的反馈二极管的续流，会使输出电压基波幅值减小，并产生出与死区时间  $\Delta t$  及载波比 N 成比例的 3, 5, 7, ... 次谐波。这是设置死区带来的缺点。这个缺点对变频调速系统的影响最为显著，特别是在变频调速系统低速运行时，调制波角频率  $\omega_s$  减小，使载波比 N 相对增大，因此使由于死区  $\Delta t$  所引起的基波幅值减小的影响和 3, 5, 7, ... 次谐波比例增大的影响更加严重。在这种情况下，为了保证变频调速系统的良好运行，就必须要对死区的这种不良影响进行补偿。

常用的补偿方法有两种：一种是电流反馈型补偿，另一种是电压反馈型补偿。它们的共同补偿原理就是设法产生一个与误差波波形（即由于设置死区，而使输



出的 PWM 波形成为偏离正弦波的波形) 相似、相位相反的补偿电压来抵消或削弱误差波的影响。

#### 4.3 PWM 型逆变电路的控制方式

在 PWM 逆变电路中, 载波频率  $f_c$  与调制信号频率  $f_r$  之比  $N = f_c / f_r$  称为载波比。根据载波和信号是否同步及载波比的变化情况。PWM 逆变电路可以有异步调制和同步调制两种控制方式。

##### 4.3.1 异步调制

载波信号和调制信号不保持同步关系的调制方式称为异步方式。在异步调制方式中, 调制信号频率  $f_r$  变化时, 通常保持载波频率  $f_c$  固定不变, 因而载波比  $N$  是变化的。这样一来, 在调制信号的半个周期内, 输出脉冲的个数不固定, 脉冲相位也不固定, 正负半周期的脉冲不对称, 同时, 半周期内前后  $1/4$  周期的脉冲也不对称。

当调制信号频率较低时, 载波比  $N$  较大, 半周期内的脉冲数较多, 正负半周期脉冲不对称和半周期内前后  $1/4$  周期脉冲不对称的影响都较小, 输出波形接近正弦波。当调制信号频率增高时, 载波比  $N$  就减小, 半周期内的脉冲数减少, 输出脉冲的不对称性影响就变大, 还会出现脉冲的跳动。同时, 输出波形和正弦波之间的差异也变大, 电路输出特性变坏。对于三相 PWM 型逆变电路来说, 三相输出的对称性也变差。因此, 在采用异步调制方式时, 希望尽量提高载波频率, 以使在调制信号频率较高时仍能保持较大的载波比, 改善输出特性。

##### 4.3.2 同步调制

载波比  $N$  等于常数, 并在变频时使载波信号和调制信号保持同步的调制方式称为同步调制。在基本同步调制方式中, 调制信号频率变化时载波比  $N$  不变。调制信号半个周期内输出的脉冲数是固定的, 脉冲相位也是固定的。在三相 PWM 逆变电路中, 通常公用一个三角波载波信号, 且取载波比  $N$  为 3 的整数倍, 以使三相输出波形严格对称, 同时, 为了使一相的波形正负半周镜对称,  $N$  应取为奇数。

当逆变电路输出频率很低时, 因为在半周期内输出脉冲的数目是固定的, 所以有 PWM 调制而产生的  $f_c$  附近的谐波通常不易滤除, 如果负载为电动机, 就会产生较大的转矩和噪声, 给电动机的正常工作带来不利影响。

为了克服上述缺点, 通常都采用分段同步调制的方法, 即把逆变电路的输出频率范围划分成若干个频段, 每个频段内都保持载波比  $N$  为恒定, 不同频段的载波比不同。在输出频率的高频段采用较低的载波比, 以使载波频率不致过高, 在功率开关器件所允许的范围内。在输出频率的低频段, 采用较高的载波比, 以使载波频率不致过低而对负载产生不利影响。各频段的载波比应该都取 3 的整数倍且为奇数。

提高载波频率可以使输出波形更接近正弦波, 但载波频率的提高受到功率开关器件允许最高频率的限制。另外, 在采用微机进行控制时, 载波频率还受到微机计算速度和控制算法计算量的限制。

同步调制方式复杂一些, 但使用微机控制时还是容易实现的。也有一些电路

在低频输出时采用异步调制方式，而在高频输出时切换到同步调制方式，这种方式可以把两者的优点结合起来，和分段同步调制方式的效果接近。

#### 4.4 SPWM 正弦脉宽调制法

##### 4.4.1 SPWM 正弦脉宽调制法的概况

SPWM 正弦脉宽调制法 (Sinusoidal PWM) 是调制波为正弦波、载波为三角波或锯齿波的一种脉宽调制法，它是 1964 年由 A.Schonung 和 H.Stemmler 把通讯系统的调制技术应用到逆变器而产生的，后来由 Bristol 大学的 S.R.Bower 等于 1975 年对该项技术正式进行了推广应用。这项技术的特点是原理简单，通用性强，控制和调节性能好，具有消除谐波、调节和稳定输出电压的多种作用，是一种比较好的波形改善法。它的出现为中小型逆变器的发展起了重要的推动作用。

SPWM 正弦脉宽调制法分为两阶式和三阶式两种。这里所说的“阶”指的是 PWM 式逆变器输出电压的电平的电平数，亦称为阶数，是在输出电压一个周期内的电压电平数（阶数）。当阶数为 3 时，把输出电压基波半个周期内的脉冲数称为 PWM 逆变电路，PWM 波形有正、负、零三个电平，是三阶 PWM 波比二阶 PWM 波具有更好的消除谐波特性。

##### 4.4.2 SPWM 正弦脉宽调制法的应用

单相 SPWM 正弦脉宽调制通常用于单相交流逆变器和 UPS 中；三相 SPWM 正弦脉宽调制主要用于以下几个领域：

###### (1) 交流电动机变频调速系统

三相交流电动机的调压调频 (VVVF) 调速系统，供给三相异步电动机的三相电流要基本正弦，以减少电机的发热，其主逆变开关电路（三相全桥）要用三相 SPWM 正弦脉宽调制脉冲来驱动。

###### (2) 三相有源功率因数校正 (PFC)

为了提高功率变换器的功率因数，用三相有源 PFC 电路代替传统的三相可控全波整流电路。三相有源 PFC 电路有时要用三相 SPWM 正弦脉宽调制脉冲来控制。

###### (3) 三相有源逆变系统

为了减少谐波对电网的污染，提高功率因数，可以用三相 SPWM 正弦脉宽调制脉冲来控制三相有源逆变主开关电路的工作，使得回送到电网上的电流近似正弦。主要用于交流电动机制动能量回馈系统、电力调节装置等。

###### (4) 三相 UPS

用三相 SPWM 正弦脉宽调制脉冲来控制三相逆变主开关电路，可以将蓄电池中的直流电逆变成三相正弦波电压，供给负载，以减少谐波电压对负载的影响。

##### 4.4.3 SPWM 波形的生成方法

按照前面讲述的 PWM 逆变电路的基本原理和控制方法，可以用模拟电路构

成三角波载波和正弦调制波发生电路，用比较器来确定它们的交点，在交点时刻对功率开关器件的通断进行控制，就可以生成 SPWM 波形。但这种模拟电路结构复杂，难以实现精确的控制。微机控制技术的发展使得用软件生成 SPWM 波形变得比较容易，因此，目前 SPWM 波形的生成和控制多用微机来实现。下面介绍用软件生成 SPWM 波形的几种基本算法。

#### 4.4.3.1 自然采样法

按照 SPWM 控制的基本原理，在正弦波和三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断，这种生成 SPWM 波形的方法称为自然采样法。正弦波在不同相位角时，其值也不同。因而与三角波相交所得到的脉冲宽度也不同。另外，当正弦波频率变化或幅值变化时，各脉冲的宽度也相应变化。要准确生成 SPWM 波形，就应准确地算出正弦波和三角波的交点。

图 4.4-1 给出了用自然采样法生成 SPWM 波形的方法。

图中取三角波的相邻两个正峰值为一个周期，为了简化计算，克设三角波的峰值为标么值 1，正弦调制波为

$$u_r = a \sin \omega_r t$$

式中， $a$  为调制度， $0 \leq a < 1$ ； $\omega_r$  为正弦调制信号的角频率。

从图 4.4-1 中可以看出，在三角载波的一个周期  $T_c$  内，其下降段和上升段各和正弦调制波有一个交点，图中的交点分别为 A 和 B。这里以正弦波上升段的过零点为时间起始点，并设 A 和 B 所对应的时刻分别为  $t_A$  和  $t_B$ 。

在同步调制方式中，如图 4.4-1 所示，使正弦调制波上升段的过零点和三角波下降段过零点重合，并把该时刻作为零时刻。同时，把该点所在的三角波周期作为正弦调制波一周期的第一个三角波周期，把方程 (4-1)、(4-2) 联立，就可以得出第  $n$  个周期的三角波方程。

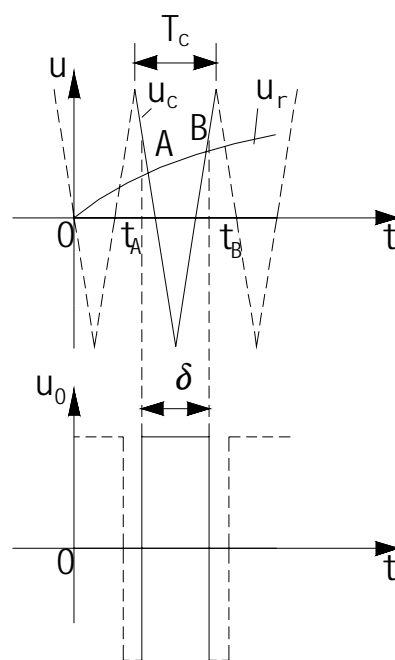


图 4 . 4 - 1

$$u_c = 1 - 4[t - (n - 5/4)T_c]/T_c \quad (n - 5/4)T_c \leq t < (n - 3/4)T_c \quad (4-1)$$

$$u_c = -1 + 4[t - (n - 3/4)T_c]/T_c \quad (n - 3/4)T_c \leq t < (n - 1/4)T_c \quad (4-2)$$

这样，正弦调制波和第  $n$  个周期三角波的交点时刻  $t_A$  和  $t_B$  可以分别由下式求得

$$1 - 4[t_A - (n - 5/4)T_c]/T_c = a \sin \omega_r t_A \quad (4-3)$$

$$-1 + 4[t_B - (n - 3/4)T_c]/T_c = a \sin \omega_r t_B \quad (4-4)$$

给定  $T_c$  和  $a$  后，求解上面两式即可求得  $t_A$  和  $t_B$ 。脉冲宽度  $\delta$  可由下式求出

$$\delta = t_B - t_A \quad (4-5)$$

式(4-3)、式(4-4)都是超越方程，求解时需花费较多的计算时间，因而难以在实时控制中在线计算。

#### 4.4.3.2 规则采样法

自然采样法是最基本的 SPWM 波形生成法，它以 SPWM 控制的基本原理为出发点，可以准确地计算出各功率开关器件的通断时刻，所得的波形很接近正弦波。但是，这种方法计算量过大，因而在工程上实际使用并不多。规则采样法是一种应用较广的工程实用方法，它的效果接近自然采样法，但计算量却比自然采样法要小得多。

图 4.4-2 说明了采用锯齿波作为载波的规则采样法。由于锯齿波的一条边是垂直的，因而它和正弦调制波的交点时刻是确定的，所需要计算的只是锯齿波斜边和正弦调制波的交点时刻，如图 4.4-2 中的  $t_A$ 。这样，就使计算量明显减少。

锯齿波是非对称的波形，用锯齿波作为载波时只控制脉冲的上升和下降时刻中的一个。这种调制方式称为单边调制；而用三角波作为载波信号时称为双边调制。单边调制比双边调制计算量小，但其输出波形中含有偶次谐波，总的谐波分量也比双边调制时大。

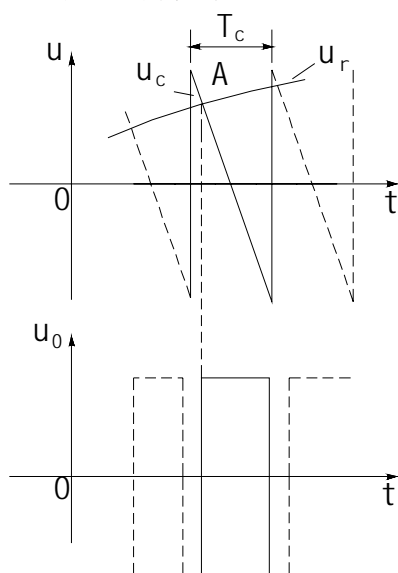


图 4 . 4 - 2

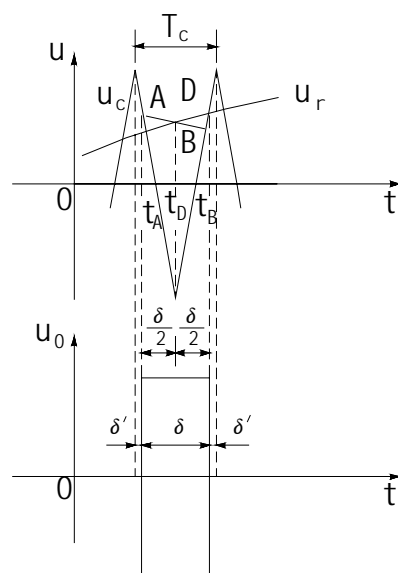


图 4 . 4 - 3

实际应用较多的还是采用三角波作为载波的规则采样法。在自然采样法中，每个脉冲的中点并不和三角波中点（即负峰点）重合。规则采样法则使两者重合，即，使每个脉冲的中点都以相应的三角波中点为对称，这样就使计算大为简化。图 4.4-3 是这种方法的示意图。如图所示，在三角波的负峰时刻  $t_D$  对正弦调制波采样而得到 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 点的时刻  $t_A$  和 B 点的时刻  $t_B$  控制功率开关器件的通断。可以看出，用这种规则采样法所得到的脉冲宽度  $\delta$  和用自然采样法所得到的脉冲宽度非常接近。

#### 4.4.3.3 低次谐波消去法

以消去 PWM 波形中某些主要的低次谐波为目的，通过计算来确定各脉冲的开关时刻，这种方法称为低次谐波消去法。在这种方法中，已经不用载波的比较，



但其目的仍是使输出波形尽可能接近正弦波，因此也算是 SPWM 波形生成的一种方法。

图 4.4-4 是三相桥式 PWM 逆变电路中一相的输出端子相对于直流电源中点的电压波形，即相当于图 4.2-6 中  $u_{UN}$  的波形。图 4.4-4 中，在输出电压的半个周期内，开关器件开通和关断各 3 次（不包含 0 和  $\pi$  时刻），则共有 6 个开关时刻可以控制。实际上，为了减少谐波并使分析简单而使波形对称。首先，为了消除偶次谐波，应使正负两半周期波形镜对称，即

$$u(t) = -u(\omega t + \pi) \tag{4-6}$$

其次，为了消除谐波中的余弦项，简化计算过程，应使波形奇对称，即还应满足

$$u(t) = u(\pi - \omega t) \tag{4-7}$$

同时满足式(4-6)、式(4-7)的波形称为四分之一周期对称波形。

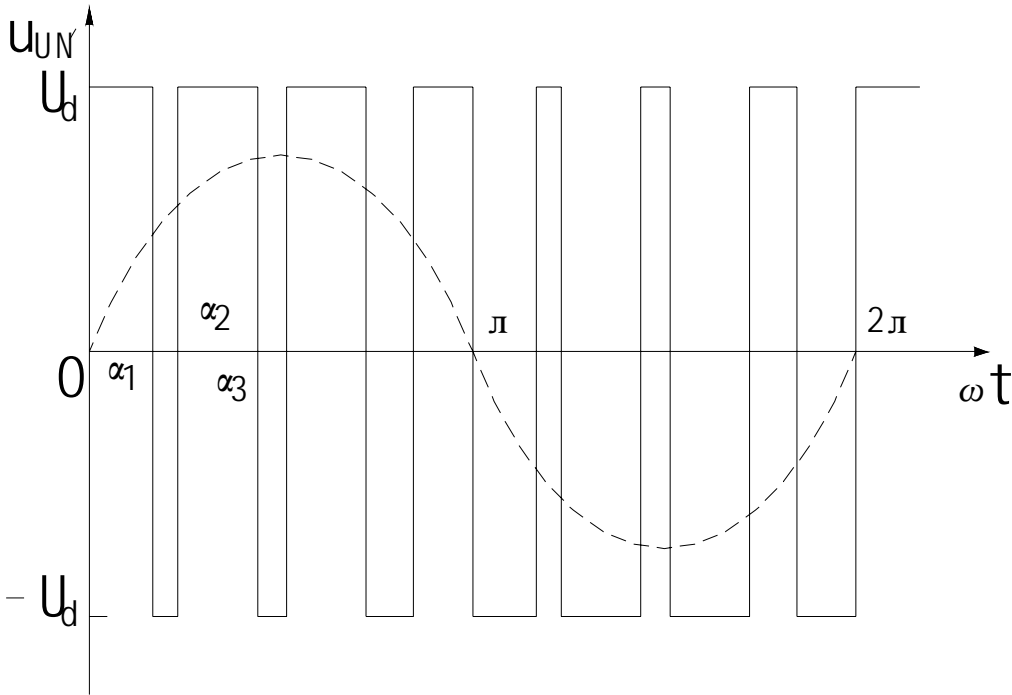


图 4 . 4 - 4

图 4.4-4 所示的就是四分之一周期对称波形，所以在一个周期内的 12 个开关时刻中，能够独立控制的只有  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  和  $\alpha_3$  共 3 个时刻。一般来说，如果在输出电压的半个周期内开关器件开通和关断各  $k$  次，则共有  $k$  的自由度可以控制，除用一个自由度来控制基波的幅值外，可以消除  $k-1$  中谐波。

#### 4.4.3.4 小结

上述各种 SPWM 生成方法均用于永不调制方式中，因为在异步调制方式中，信号波各周期内脉冲发生的时刻并不相同。在用微机控制生成 SPWM 波形时，通常有查表法和实时计算法两种方法。查表法是根据不同的  $a$  和  $\omega r$  先离线计算出各开关器件的通断时刻，把计算结果存于 EPROM 中。运行时，查表读出所需的数据进行实时控制。这种方法适用于计算量较大、在线计算困难的场合，但所需内存容量往往较大。实时计算法是不进行离线计算，而是运行时进行在线计算求得所需的数据。这种方法适用于计算量不大的场合。实际所用的方法往往是上述两种方法的结合。即，先离线进行必要的计算存入内存，运行时再进行较为

简单的在线计算。这样，既可以保证快速性，又不会占用大量的内存。

自然采样法计算量大，一般采用查表法。当调制频率和调制度变化范围较大， $\alpha$  和  $\omega_r$  分级较细时，需要的内存容量较大。

规则采样法通常事先存入正弦函数表和不同载波频率时的  $T_c/2$ ，运行时根据所要求的  $TC$ 、 $\alpha$  和  $\omega_r$  等进行乘法和加法运算即可求出开关器件的通断时刻。这种方法的  $\alpha$  和  $\omega_r$  都可以是连续变化的。

低次谐波消去法计算复杂，也只能用查表法。当想要消去的谐波种类较多时，要控制的  $\alpha$  角个数就要增加，需要存入的数据也就繁多。因此，可以在输出频率较低时采用规则采样法，而在输出频率较高，半周期内脉冲数较小时，采用低次谐波消去法。

除上述用微机生成 SPWM 波形外，专门用来产生 SPWM 波形的大规模集成电路芯片也得到了较多的应用。较早推出的这类专用芯片是 HEF4752。这种芯片可以输出三对互补的 SPWM 信号用来驱动三相桥式逆变电路，从而实现交流电机的变频调速。芯片的输入信号全为数字量，适合于微机控制。SLE4520 是另一种专用 SPWM 芯片，其开关频率和输出频率分别可达 20kHz 和 2.6kHz，有三个输出通道提供三相逆变桥六个 20mA 电流的驱动信号，可以用来驱动 IGBT 逆变电路。采用专用芯片可以简化硬件电路和软件设计，降低成本，提高可靠性。

## 4.5 PWM 型逆变器的主电路

### 4.5.1 PWM 型逆变器的主电路形式

从电路形式上看，PWM 型逆变器的主电路形式如图 4.5-1 所示。它其实和

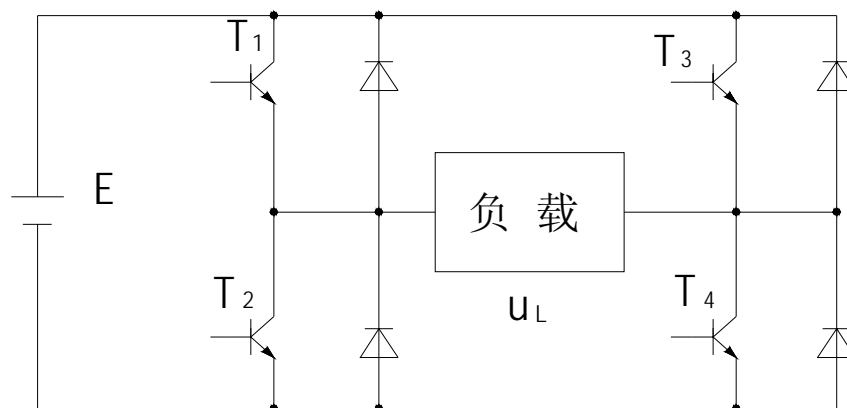


图 4 . 5 - 1

无源逆变电路是一样的，所不同的仅仅是控制方式。PWM 型逆变电路也有单相和三相之分。单相电路中主要有单相半桥、全桥和带中心抽头变压器的 PWM 型逆变电路。其中，全桥电路应用最多。半桥电路主要用于功率很小的场合。带中心抽头变压器，它只用两个功率开关器件，而其电流通道只有一个开关器件，管压降低。因此，可用于以电池为直流电源且直流电压较低场合。三相电路中最应用最广的是三相桥式 PWM 型逆变电路。

从所用的功率开关器件来看，电力晶体管、GTO、功率 MOSFET、IGBT 等自关断器件都可以作为 PWM 型逆变电路的开关器件。根据逆变器的容量和工作

频率的不同可以各自选择自身所需要的开关器件。另外，在逆变器容量很大的场合，也可以选用快速晶闸管作为 PWM 逆变电路的开关器件，当然这时候，需要为快速晶闸管的关断设置专门的电容换相电路，其工作频率也较低。

在 PWM 型逆变电路中，电压型应用最多，这里对电流型逆 PWM 逆变电路及其控制方式也作简单介绍。

图 4.5-2 给出了采用 GTO 作为功率开关器件的电流型 PWM 逆变电路，负载为三相异步电动机。图中的 GTO 用的是反向导电型器件，因此，给每个 GTO 串联了二极管以承受反向电压。逆变电路输出端的电容 C 是为吸收 GTO 关断时产生的过电压而设置的，它也可以对输出 PWM 电流波形起滤波作用。图 4.5-2 还画出了从交流变换到直流的整流部分，整流电路采用晶闸管而不是二极管，这样在负载电动机需要制动时，可以使整流部分工作在有源逆变状态，把电动机的机械能反馈给交流电网，从而实现快速制动。整流部分和逆变部分合起来就构成了 PWM 型变频电路。因为直流侧串联大电感  $L_d$ ，逆变电路为电流型

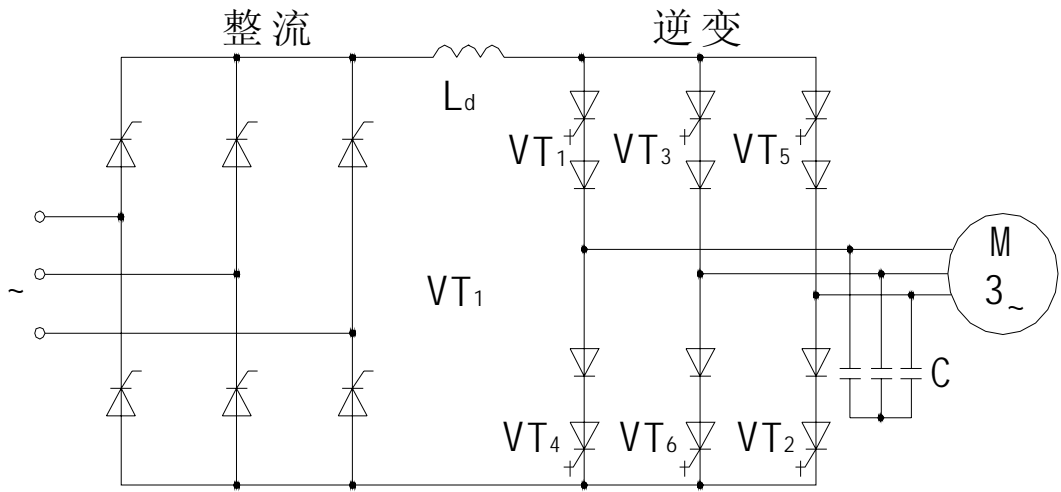


图 4 . 5 - 2

图 4.5-3 是  $120^\circ$  导电的电流型逆变电路的输出电流波形。在每一个时刻，共阳极组和共阴极组各有一个 GTO 导电。如果不考虑同一相上下两臂直通的情况，那么在进行脉宽调制时，在使一相断流期间必须把电流向其他相转移。例如，在对 U 相的正向  $120^\circ$  矩形波电流  $i_U$  进行脉宽调制时，必须把其  $120^\circ$  矩形波的一部分在 V 相或 W 相的正向电流范围内转向  $i_V$  或  $i_W$ 。进行脉宽调制后，每相可能出现正向电流的范围为  $180^\circ$ ，因此从图 4.5-3 中可以看出， $i_U$  正电流  $120^\circ$  矩形波中间  $60^\circ$  的范围内不能进行脉宽调制，能进行脉宽调制的仅为两边各  $30^\circ$  的范围，如图中的阴影所示。

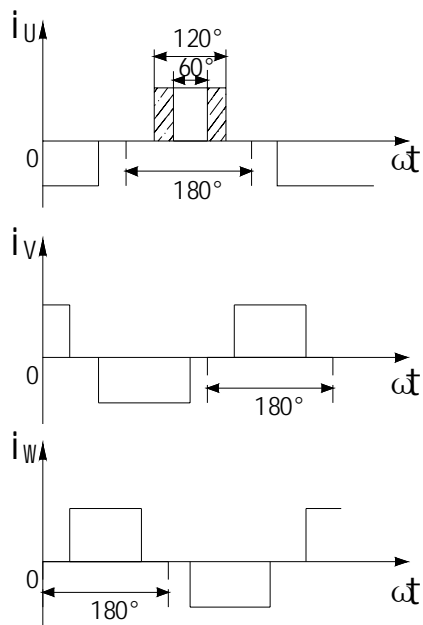


图 4 . 5 - 3

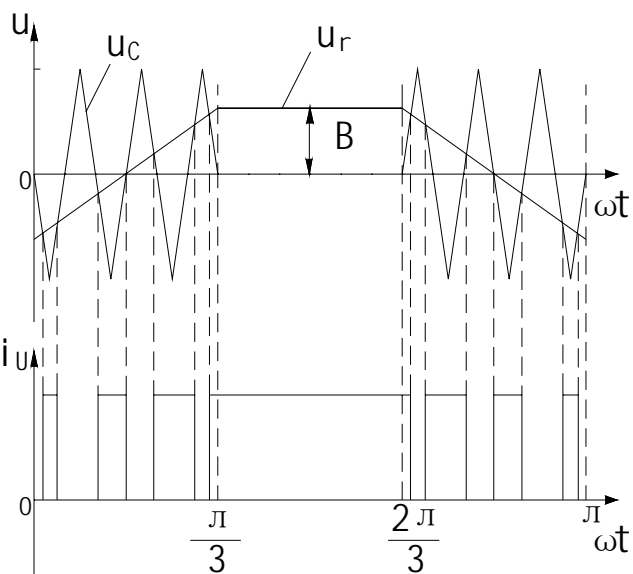


图 4 . 5 - 4

实际进行脉宽调制时，可以采用图 4.5-4 的调制方式。把梯形波调制信号  $u_r$  和三角波载波  $u_c$  进行比较，对梯形波中间  $60^\circ$  的平顶部分不进行调制，而只对两侧各  $60^\circ$  的范围进行调制。当  $u_r \geq u_c$  时，使上桥臂 GTO 导通，输出正电流，当  $u_r < u_c$  时，使上桥臂 GTO 关断，不输出电流。调制时可以改变的参数有两个，一个是  $u_r$  和  $u_c$  的振幅之比，即图中的  $B/A$ ，另一个是逆变器半周期内的脉冲数。

#### 4.5.2 PWM 型逆变电路的多重化

和一般逆变电路一样，对于容量较大的 PWM 逆变器，也可以采用多重化即使来减少低次谐波，因此，在构成 PWM 多重化逆变电路时，一般不再以减少低次谐波为目的，而是为了提高等效开关频率，较少开关损耗，减少和载波频率有关的谐波分量。

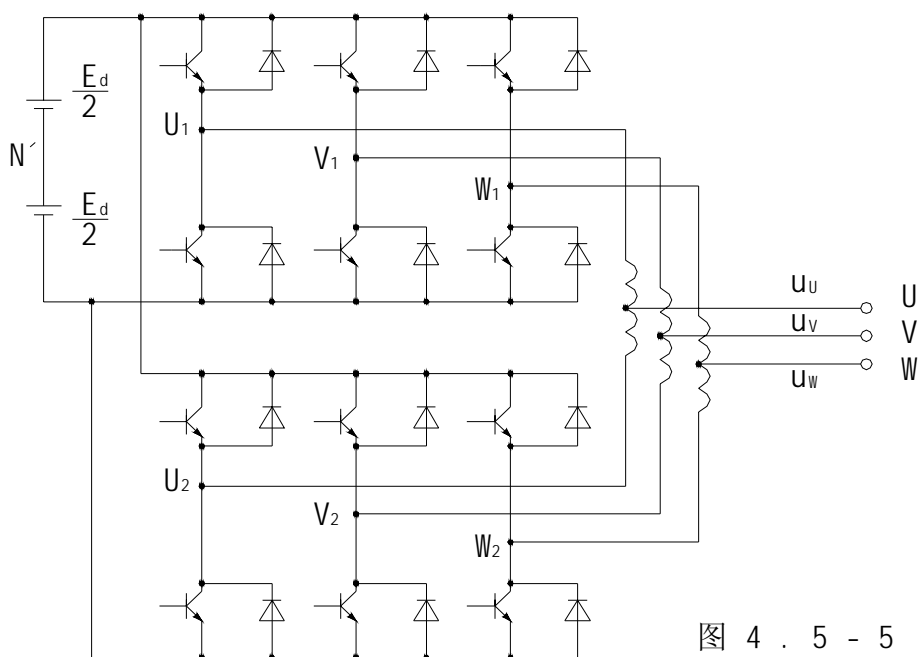


图 4 . 5 - 5

PWM 逆变电路多重化的联结方式有变压器方式和电抗器方式，图 4.5-5 是利用电抗器联结的二重化 PWM 逆变电路的例子。图中，两个单元逆变电路的载波信号相互错开  $180^\circ$ 。输出端相对于直流电源中点  $N'$  的电压  $u_{UN'} = (u_{U1N'} + u_{U2N'})/2$ ，已变为单极性波了。输出线电压波形共有  $0$ 、 $(\pm 1/2)Ed$ 、 $\pm Ed$  五个电平，每次电压变化时的台阶为  $Ed/2$ 。而非多重化时的输出线电压只有  $0$ 、 $\pm Ed$  三个电平，每次电压变化时的台阶为  $Ed$ 。因此，多重化后对负载的冲击减小了。

对于多重化电路中合成波形用的电抗器来说，所加电压的频率越高，则所需要的电抗器电感量就越小。一般多重化电路中电抗器所加电压的频率为输出频率，所以需要的电抗器较大。而在上述二重化 PWM 型逆变电路中，电抗器上所加电压的频率为载波。比输出频率高得多，因此只要很小的电抗器就可以了。

二重化后，在输出电压所含的  $n\omega_c + k\omega_c$  的谐波中， $n=1$  和  $n=3$  时的谐波全部被除去，最低次谐波为  $2\omega_c$  附近的谐波，相当于电路的等效载波频率提高了一倍。

#### 4.6 PWM 型逆变电路控制方法的改进

前面所介绍的 PWM 控制方法主要是正弦调制信号波和三角波载波相比较的方法。PWM 控制原理和谐波分析可知，当载波比足够高时，用这种方法所得到的输出波形中不含低次谐波，只含和载波频率有关的谐波。输出波形中所含谐波的多少是衡量 PWM 控制方法优劣的重要标志，但不是唯一的标志。提高逆变电路的直流电压利用率、减少开关次数等也是很重要的。直流电压利用率是逆变电路所能输出的交流电压基波最大幅值  $U_{1m}$  和直流侧电压  $U_d$  之比，提高直流电压利用率可以提高逆变器的输出能力。减少功率器件的开关次数可以降低开关损耗。此外，不同的负载性质和不同的应用场合对逆变电路都会有不同的要求。因此，从提高 PWM 型逆变电路综合性能或某一特别关心的性能出发，可以提出多种改进方法。

##### 4.6.1 梯形波和三角波相比较的方法

对于正弦波调制的三相 PWM 逆变电路来说，在调制度  $a$  为最大值 1 时，输

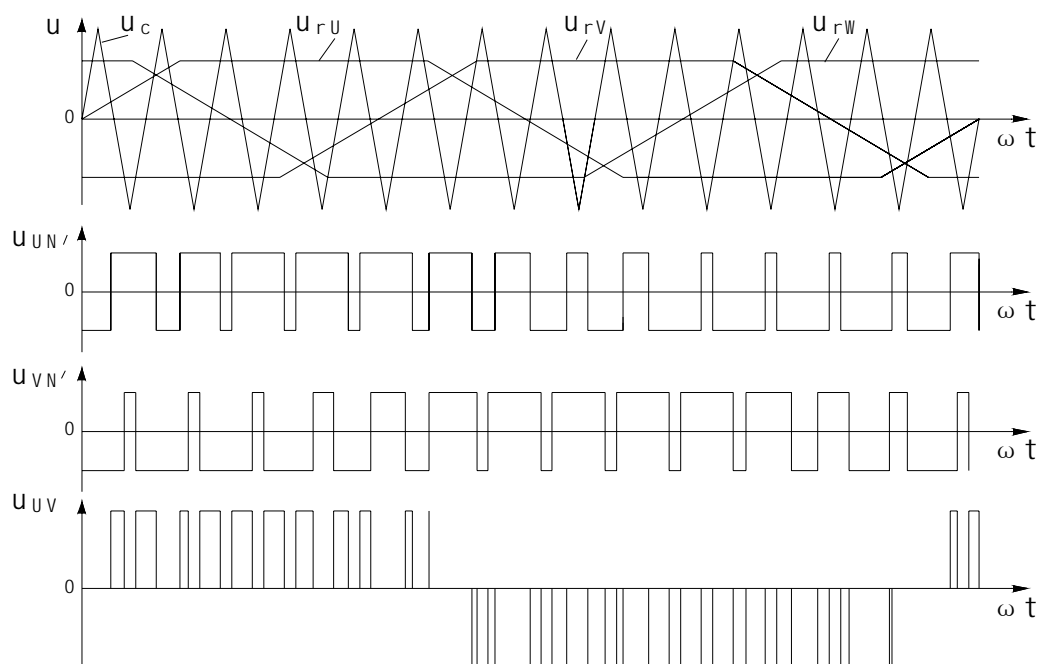


图 4 . 6 - 1



出线电压基波最大幅值为  $U_d/2$  的根号 3 倍，即，直流电压利用率仅为 0.866。这个直流电压利用率是比较低的，其原因是正弦波调制信号的幅值不能超过三角波幅值。实际电路工作时，考虑到功率器件的开通和关断都需要时间，如不采取其他措施，调制度  $a$  不可能达到 1，因此采用这种正弦波和三角波比较的调制方法时，实际能得到的直流电压利用率比 0.866 还要低。

不用正弦波，而采用梯形波作为调制信号，可以有效地提高直流电压利用率，因为，当梯形波幅值和三角波幅值相等时，其所含的基波分量幅值已经超过了三角波幅值。这时，决定功率开关器件通断的方法和用正弦波作为调制信号时完全相同。图 4.6-1 给出了这种方法的原理及输出电压波形。这里对梯形波的形状用三角化率  $\sigma = U_t/U_{to}$  来描述，其中  $U_t$  为半周期内梯形波的高， $U_{to}$  为把梯形的两腰延长后所得到的三角形的高。 $\sigma = 0$  时梯形波变为矩形波， $\sigma = 1$  时梯形波变为三角波。三角化率  $\sigma$  不同时，输出波形中的相对谐波含量  $\delta$  和调制度  $a=1$  时的直流电压利用率  $U_{1m}/U_d$  也不同。图 4.6-2 给出  $\delta$  和  $U_{1m}/U_d$  随变化的情况，图 4.6-3 给出了  $\sigma$  变化时各次谐波分量幅值  $U_{nm}$  和基波分量幅值  $U_{1m}$  的比。从图中可以看出， $\sigma = 0.8$  左右时谐波含量最少，但直流电压利用率也较低。当  $\sigma = 0.4$  时，谐波含量也较少， $\delta$  约为 3.6%，而直流电压利用率为 1.03，即为正弦波调制时的 1.19 倍，其综合效果是比较好的。图 4.6-1 即为  $\sigma = 0.4$  时的波形。

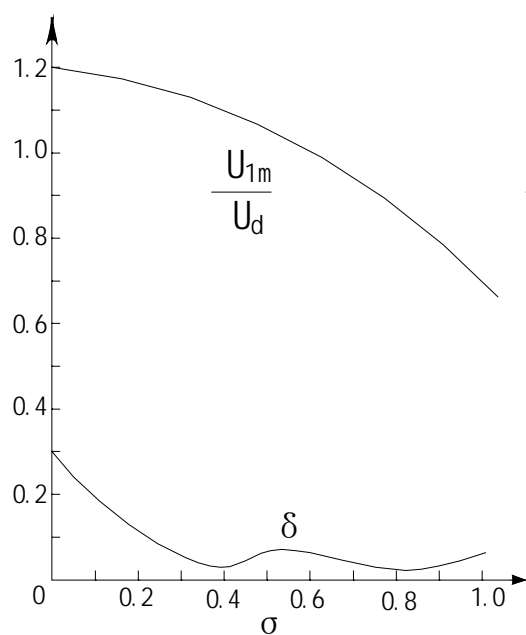


图 4.6-2

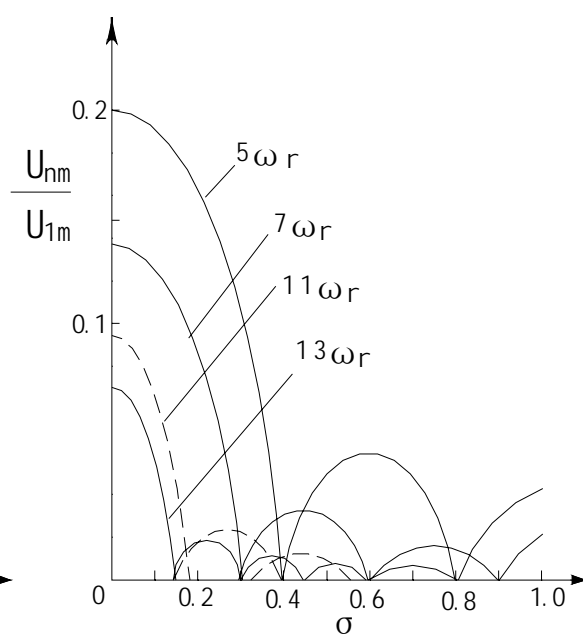


图 4.6-3

从图 4.6-3 中可以看出，同梯形波调制时，输出波形中含有 5 次、7 次等低次谐波，这是因为梯形波本身含有低次谐波的缘故。也可以考虑在调制度  $\sigma$  较低时用正弦波作为调制信号，当用正弦波调制不能满足输出电压的要求时，改用梯形波调制，这样既可以使输出电压较低时不含低次谐波，又可以提高直流电压利用率。

#### 4.6.2 线电压控制方式

前面所介绍的各种 PWM 控制方式用于三相逆变电路时，都是对三相输出相电压分别进行控制的。这里所说的相电压是指逆变电路各输出端相对于直流电源中点的电压。实际上的负载常常没有中点，即使有中点一般也不和直流电源中点

相联结，因此对负载所提供的电压是线电压。在逆变电路输出的三个线电压中，独立的只有两个。适当地利用多余的一个自由度，可以得到性能更好的 PWM 控制方式。

线电压控制方式的着眼点，在于通过 PWM 控制使逆变电路输出的线电压波形中不含低次谐波，同时，尽可能提高直流电压利用率，使逆变电路能输出更高的交流电压。另外，也应尽量减少功率器件的开关次数。线电压控制方式的直接控制手段仍是对相电压进行控制，但其控制目标却是线电压。相对于线电压控制方式，其控制目标为相电压的控制方式称为相电压控制方式。

如果在相电压正弦波调制信号中叠加适当大小的 3 次谐波，使之成为鞍形波，则经过 PWM 调制后，逆变电路输出的相电压中也必然包含 3 次谐波。但在合成线电压时，各相电压中的 3 次谐波互相抵消，线电压为正弦波。如图 4.6-4 所示，在调制信号中，基波  $u_{r1}$  正峰值附近恰为 3 次谐波  $u_{r3}$  的负半波，两者相互抵消。这样，调制信号  $u_r = u_{r1} + u_{r3}$  中就可包含幅值更大的基波分量  $u_{r1}$ ，而使合成后的信号  $u_r$  的最大值不超过三角波载波的最大值。可以看出，这种方法原理和在交-交变频电路的调制信号中叠加 3 次谐波的方法是相同的。

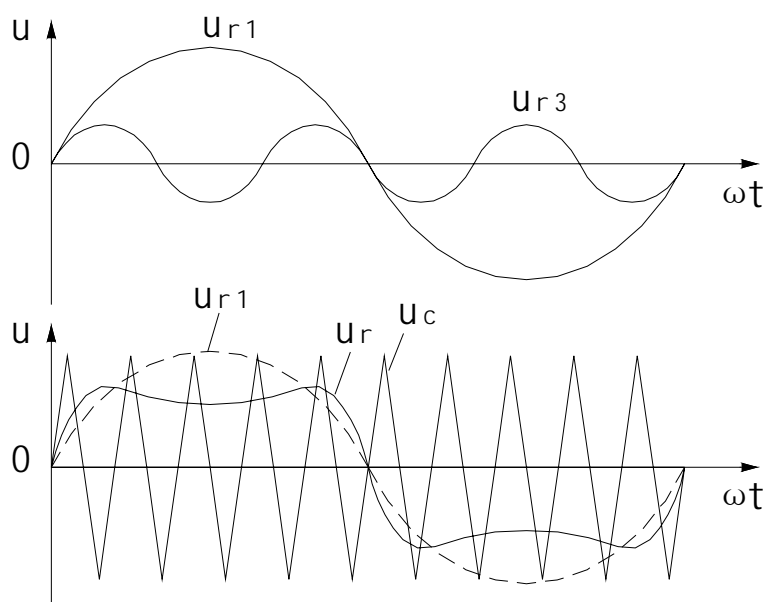


图 4 . 6 - 4

除可以在正弦调制信号中叠加 3 次谐波外，还可以叠加其他 3 倍频于正弦波信号的其他波形，也可以再叠加直流分量，这些叠加的信号都不会影响线电压。

## 五. 结论

电力电子技术从 1956 年晶闸管问世，电力电子学诞生，至今已经过近 50 年的发展历程，目前已基本形成比较完整的理论和体系，并成为因门独立的学科。尤其是在最近 10 年，电力电子学获得了突飞猛进的发展，被视为人类社会的第二次电子革命。正如 B.K.Bose 教授所认为的：“电力电子技术在世界范围的工业文明发展中所起的关键作用仅次于计算机。从 21 世纪开始将对工业自动化、交通运输、城市供电、节能和环境污染控制等方面的发展，产生巨大的推动作用。”

展望未来,在将来工业高度自动化的情况下,计算机技术、电力电子技术及自动控制技术,将成为三种最重要的技术。而其中,正弦波逆变器技术,势毕将成为电力电子技术中最重要的组成部分。

#### 参考文献

1. 张一江,肖湘宁编著. 现代电力电子技术原理与应用. 科学出版社
2. 丁道宏主编. 电力电子技术. 航空工业出版社
3. 贾正春,马志远主编. 电力电子学. 中国电力出版社
4. 张卫平等编著. 绿色电源 — 现代电能变换技术及应用. 科学出版社
5. 王兆安,杨君,刘进军编著. 谐波抑制和无功功率补偿. 机械工业出版社
6. 曲永印主编. 电力电子变流技术. 冶金工业出版社
7. 杨晶琦主编. 电力电子器件原理与设计. 国防工业出版社
8. 黄俊,王兆安编. 电力电子变流技术. 机械工业出版社
9. 李序葆,赵永健编著. 电力电子器件及其应用. 机械工业出版社
10. 李爱文,张承慧编著. 现代逆变技术及其应用. 科学出版社
11. 赵可斌,陈国雄编. 电力电子变流技术. 上海交通大学出版社