

BTB 单元串联结构变频器的研究

摘 要

作为高压大功率电能转换装置,单元串联多电平结构的变频器在我国得到了广泛的应用。同时,它也暴露出很多应用上的缺点,例如控制精度不高,不能够四象限运行等等,所以在有这些方面需求的工业场合无法应用。随着市场竞争的白热化,对于成本控制的要求也更加苛刻。在该结构高压变频器中最为昂贵的部件是移相变压器,占到整个装置近一半的成本,而且体积大、沉重、运行时发热量高,如果能够去掉这个部件对于工业应用是很有意义的。

本文首先分析了几种常用的大功率变频器的拓扑结构,在此基础上给出了本文所要分析的变频装置的拓扑——BTB (back to back) 的单元串联多电平结构。该结构无输入侧的移相变压器,并可以四象限运行。由于是背靠背结构,所以每一侧既有整流运行状态也有逆变运行状态。在文章中将对该结构变频器整流与逆变两种工况分别给出控制方法。整流部分首先分析移相变压器在 CHML 结构中的作用,然后讨论以单元直接串联可控整流代替移相变压器二极管不控整流的控制方法,使用计算机对两单元串联整流做出仿真。逆变侧首先描述单个单元的控制算法,采用了一种载波频率微调的方法,达到尽量减小谐波的目的。同时对单桥双桥控制方式进行比较分析并给出死区补偿策略,这样构成一个完整的单元控制算法。然后从单元串联整体输出的角度考虑,在逆变控制中使用波形连续变换(CWM——continuous waveform modulation)技术,对于 CWM 的动态过程使用 MATLAB 编写 M 文件演示。

控制思想确立后使用 TI 公司芯片 TMS320F2812 实现。TI 公司提供了电机控制函数库(DMC——digital motor control),方便了模块化程序设计。而 MATLAB 提供了与 CCS 的接口,可以通过由 MATLAB 建立的图形化文件转换成为控制代码。文中使用 MATLAB 做出用于代码转换的模型文件,给出其仿真结果以及生成的代码在实验平台上实际得到的波形。

关键词: BTB 单元串联多电平,载波频率微调,单桥双桥控制,波形连续变换, MATLAB 代码生成

INVESTIGATION OF BTB CASCADED H-BRIDGE MUTI-LEVEL CONVERTER

ABSTRACT

As a high-voltage electric power conversion device, the converter with cascaded H-bridge multi-level (CHML) structure has been widely used in China. At the same time, it also exposes some shortcomings, such as the control accuracy is low, the converter can not run in four quadrants, and so on. So in some industrial occasions it could not be applied. With the intense competition in the market, cost control is more stringent. In the CHML structure the most expensive part is the phase-shifting transformer, accounting for nearly half of the entire installation cost, also bulky, heavy, running at high heat, so removing the component is of great significance for industrial applications.

This paper talks about several commonly used high-power converter topologies at first, and then presents the converter topology which is analyzed in this paper- BTB (back to back) cascaded H-bridge multi-level structure. The structure has no phase-shifting transformer, and it can run in four quadrants. As it is a back-to-back structure, each side not only works as a rectifier but also as a inverter. In the article, these two conditions are given control methods respectively. At first this paper talks about phase-shifting transformer in the role of CHML structure, and then discusses control method of the cascaded H-bridge rectifier instead of un-controlled rectifier, finally the two-unit series rectifier is simulated by computer. In inverter side description of a single unit of the control algorithm is discussed, using a carrier frequency fine-tuning method to minimize the harmonic. At the same time the single bridge or double bridge control method is comparatively analyzed and then dead band compensation strategy is presented. Thus a complete unit control algorithm is constituted. From the overall point of view, the inverter

control technology uses the CWM method, and CWM dynamic process is given by using MATLAB M document, which is listed in the appendix.

In order to establish control algorithm TI chip TMS320F2812 is applied. TI provides a digital motor control (DMC) function library, which facilitates the modular design process. MATLAB provides the interface to CCS, through the establishment of simulation model the control code can be easily achieved. At the end of the article, simulation results and waveforms generated in the experimental platform are given.

KEY WORDS: BTB CHML, carrier frequency fine-tuning, single bridge control, double bridge control, CWM, MATLAB code generation

独创性声明

本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的科研成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得本院或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

签 名： 柳毅 日 期： 2008年7月7日

关于论文使用授权的说明

本人完全了解上海发电设备成套设计研究院有关保留、使用学位论文的规定，即：上海发电设备成套设计研究院有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；上海发电设备成套设计研究院可以公布论文的全部或部分内容，可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索；可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于

保密 ，在 _____ 年解密后应遵守此规定。 不保密 。

(请在以上方框内打“√”)

签 名： 柳毅 导师签名： 吴志平 日 期： 2008年7月7日

第一章 绪论

20 世纪是电力电子变频技术由诞生到发展的一个全盛时代, 交流变频调速理论最初诞生于 20 世纪 20 年代, 到 80 年代, 变频器已经产品化, 性能也不断提高, 并开始被应用于各工业部门。进入 90 年代, 由于新型电力电子器件如 IGBT, IGCT 等的发展及性能的提高、微型计算机技术的发展, 以及先进控制理论的发展和完善(如磁场定向矢量控制^[1]、直接转矩控制)等原因, 使变频器在调速范围、驱动能力、调速精度、动态响应、输出性能、功率因数、运行效率及使用方便性等方面大大超过了其它常规交流调速方式, 变频调速技术取得了显著的成就并日臻成熟。目前, 交流变频调速技术以其优异的性能而深受各行业的普遍欢迎, 并已取得了显著的社会效益。变频调速技术在电力、轧钢、造纸、化工、煤炭、纺织、船舶、机床等传统工业的改造中和航天航空等高新技术中得到发展应用。

早在国家“八五”科技攻关计划中, 交流调速技术就被列为重点科技攻关项目, 但是由于我国电力电子器件总体水平很低, IGBT, GTO 器件的生产虽引进了国外技术, 但一直未形成规模经济效益, 几乎不具备变频器新产品的独立开发能力, 这在一定程度上影响了国内变频调速技术的发展。在大功率交-交变频技术、无换向器电机等方面, 国内产品在数字化及系统可靠性方面与国外水平相比, 还有相当差距; 在中小功率变频技术方面, 国内几乎所有的产品都采用普通 VVVF 控制^[2], 仅有少量样机采用矢量控制, 品种与质量不能满足市场需要。而在国外, 变频调速随着电气传动技术, 尤其是变频调速技术的发展, 作为大容量传动的高压变频调速技术也得到了广泛的应用。

高压电机利用高压变频器可以实现无级调速, 满足生产工艺过程对电机调速控制的要求, 以提高产品的产量和质量, 又可大幅度节约能源, 降低生产成本。高压变频器到目前为止还没有像低压变频器那样近乎统一的拓扑结构。根据高压组成方式可分为直接高压型和高-低-高型, 根据有无中间直流环节来分, 可以分为交-交变频器和交-直-交变频器, 在交-直-交变频器中, 按中间直流滤波环节的不同, 可分为电压源型和电流源型。高-低-高型变频器采用变压器实行输入降压, 输出升压的方式, 其实质上还是低压变频器, 只不过从电网和电机两端来看是高压的, 是受到功率器件电压等级技术条件的限制而采取的变通办法, 需要输入, 输出变压器, 存在中间低压环节电流大, 效率低下, 可靠性下降, 占地面积大等缺点, 只用于一些小容量高压电机的简单调速。常规的交流-交变频器由于受到输出最高频率的限制, 只用在一些低速, 大容量的特殊场合。直接高压交-直-交变

变频器直接高压输出, 无需输出变压器, 效率高, 输出频率范围宽, 应用较为广泛。我们将对目前使用较为广泛的几种直接高压输出交-直-交型变频器及其衍生方案进行分析, 指出各自的优缺点。评价高压变频器的指标主要有: 成本, 可靠性, 对电网的谐波污染, 输入功率因数, 输出谐波, dv/dt , 共模电压, 系统效率, 能否四象限运行等。我们习惯称作的高压变频器, 实际上电压一般为 2.3-10KV, 国内主要为 3KV, 6KV 和 10KV, 和电网电压相比, 只能算作中压, 故国外常称为 Medium Voltage Drive。

高压变频器正向着高可靠性, 低成本, 高输入功率因数, 高效率, 低输入输出谐波, 低共模电压, 低 dv/dt 等方向发展。电流源型变频器技术成熟, 且可四象限运行, 但由于高压时器件串联的均压问题, 输入谐波对电网的影响和输出谐波对电机的影响等问题, 使其应用受到限制。对风机和水泵等一般不要求四象限运行的设备, 单元串联多电平 PWM 电压源型变频器在输入、输出谐波, 效率和输入功率因数等方面有明显的优势, 在工业上已经有很多的应用。对于轧机, 卷扬机等要求四象限运行和动态性能较高的场合, 双 PWM 结构电压源型变频器会得到广泛的应用。

1.1 高压变频技术的几种主要拓扑结构

交流功率变换装置的分类如图 1.1 所示。根据有无中间直流环节, 交流变频器可分为交-交变频和交-直-交变频两种形式。交-直-交变频存在中间直流储能环节, 根据所用储能元件的不同, 又可分为电流型和电压型两种。对于高压变换器来说, 从高压构成的角度, 有高一高和高一低-高两种方式。高一低-高型变换器输入采用降压变压器, 输出为升压变压器, 中间为低压变频器。当系统容量较大时, 中间低压环节电流过大, 需要解决多个器件并联均流问题, 使可靠性下降; 另外, 由于两个变压器会因丰富的谐波而发热, 使系统效率降低; 低频时输出变压器能量传输困难, 不适合低频重载场合^[3]。虽然通过变压器多重化可以解决其谐波问题和扩大容量, 但是增加了系统成本, 因而这种变换方式不适合向更大容量方向发展。普通双电平高压变频器依靠 GTO、IGBT 等器件的串并联来实现两电平直接高压输出。这种电路结构比较简单, 然而串并联将会带来开关器件的静态动态的均压、均流等一系列问题。技术上的不确定因素影响大, 可靠性不高, 且由于输出只有两个电平, 电压上升率大, 共模电压高, 谐波含量也高, 电磁干扰问题严重, 因而在大功率换流中应用不多。

在传统的电路中, 其输入为单一的直流电源, 只能对一个恒定幅值的直流电压进行脉宽调制, 输出为幅值恒定的 PWM 波。如果对多个直流源和电力电子器

件经过特定的拓扑变换,并且控制不同的直联输出,则在变换电路的不同开关状态下,就可以输出不同幅值的多种电平输出。采用这种原理的变换电路称作多电平(Multi-level)电路,用这种方法实现的变换器就是多电平变换器^[4]。由于高压大容量电压型变换器得到了广泛而深入的研究,各种电压型多电平变换电路拓扑相继被提出,其控制性能得到了很大的提高,因此成为高压大容量电力电子系统的发展方向。

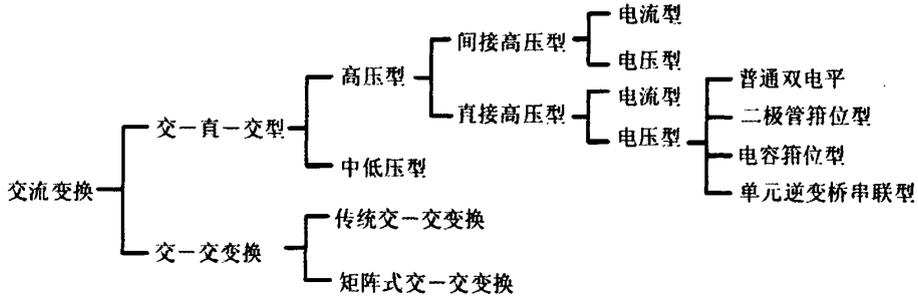


图 1.1 功率变换装置的分类

自从日本长冈科技大学的南波江章(A.Nabae)等人于1980年在IEEE工业应用(IAS)年会上提出三电平中点箝位式结构以来^[5],多电平逆变器的拓扑结构主要发展出三种电路^[6, 7]:(1)二极管箝位式(Diode clamped topology);(2)电容箝位式(Capacitor clamped topology);3)单元串联式(Cascaded topology)。

(1) 二极管箝位式多电平逆变器

在电压型逆变器中,最广泛应用的是两电平逆变电路,所谓两电平逆变,就是通过控制电力电子开关器件的导通和关断,在输出端把中间直流回路的正端电压和负端电压分别引出。当逆变电路需要输出电压较高时,开关器件的耐压不够,这时有两种途径可以获得高的输出电压,其一是将电力电子开关器件直接串联,变频部分仍采用两电平拓扑,需要解决器件串联引起的动、静态均压问题,同时需要加入输出滤波器以降低输出谐波和 du/dt ;为避免上述技术难题,可以采取第二种方式,即对电路拓扑结构进行改造,以使得在当前开关器件耐压水平下,获得更高的电压输出,三电平电路就是最早提出的一种拓扑。

二极管箝位式多电平结构是出现较早,应用场合较多的一种结构。1977年,德国学者Holtz最早提出了一种三电平电路,后来由日本学者A.Nabae加以发展,在20世纪80年代提出了在两个电力开关器件串联的基础上,中性点加一对箝位二极管的三电平逆变方案(NPC: Neutral Point Clamped,中性点箝位型逆变器),

它的一相桥臂如图 1.2 所示。

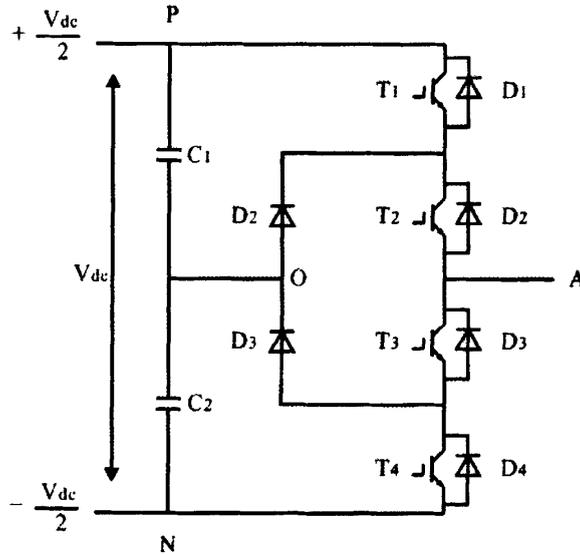


图 1.2 二极管箝位型三电平拓扑的一相电路

如图 1.2 所示，每一相都需要 4 个主开关器件、4 个续流二极管、两个箝位二极管，当 T_1 和 T_2 同时导通时，输出端 A 对 O 的电平为 $V_{dc}/2$ ；当 T_2 和 T_3 同时导通时，输出端 A 和 O 点相连，因此它的电平为 0；当 T_3 和 T_4 同时导通时，输出端 A 对 O 点的电平为 $-V_{dc}/2$ ，所以每相桥臂能输出三个电平状态，由三相这种桥臂组成的变换电路就叫做二极管箝位型三电平变换器。一相桥臂电路的稳态工作情况具体叙述如下：开关管 T_1 和 T_2 同时导通时， T_3 和 T_4 同时关断，若电流从逆变电路流向负载，即从 P 点经由 T_1 和 T_2 到达输出端 A，忽略开关器件的正向导通压降，输出端 A 的电位等同于 P 的电位，即 $V_{dc}/2$ ；若电流从负载流向逆变电路，这时电流从 A 分别经过续流二极管 D_2 、 D_1 流进 P 点，这时输出端 A 的电位仍等同于 P 的电位。开关管 T_2 和 T_3 同时导通时， T_1 和 T_4 同时关断，同上分析类似：若电流从逆变电路流向负载，即从中性点 O 点经由箝位二极管 D_3 和开关器件 T_2 到达输出端 A，输出端 A 的电位等同于 O 点的电位，即 0 电位；若电流从负载流向逆变电路，这时电流从 A 分别经过 T_3 和箝位二极管 D_6 流进 O 点，这时输出端 A 的电位仍等同于 O 点的电位。

开关管 T_3 和 T_4 同时导通时， T_1 和 T_2 同时关断，分析如下：若电流从逆变电路流向负载，即从负电位 N 点分别经过续流二极管 D_4 、 D_3 到达输出端 A，输出端 A 的电位等同于 N 的电位，即 $-V_{dc}/2$ ；若电流从负载流向逆变电路，这时

电流从 A 分别经过主开关管 T_3 和 T_4 流进 N 点，忽略开关器件的正向导通压降，这时输出端 A 的电位仍等于 N 的电位，即 $-V_{dc}/2$ 。

根据上面的分析结果，可以看到三种稳态工作模式的开关状态和输出端电压的对应关系，需要注意的是，根据上面的工作原理，主开关管 T_1 和 T_4 不应同时导通，且 T_1 和 T_3 、 T_2 和 T_4 的工作状态恰好相反，即工作在互补状态，平均每个主开关管所承受的正向阻断电压为 $V_{dc}/2$ ，这也是三电平逆变器的基本控制规律之一。同时规定，输出电压只能是 $V_{dc}/2$ 到 0、0 到 $-V_{dc}/2$ ，或相反的变化，不允许在 $+V_{dc}/2$ 和 $-V_{dc}/2$ 之间直接变化。所以不存在两个器件同时开通或同时关断，也就不存在动态均压问题。

图 1.3 就是三相三电平二极管箝位型逆变器的电路结构，由于每个桥臂有三个电平，三个输出端 A、B、C 总共可以输出 27 个电平状态，对应着空间矢量控制的 27 个矢量状态，随着空间矢量控制方法的发展成熟，比起两电平的 8 个空间矢量来说，矢量选择范围大，控制电机容易获得良好的性能。虽然这种逆变器仍存在两个器件的阻态串联耐压问题，但是由于控制上不存在两个器件同时导通或者同时关断的现象，对器件参数的要求不是非常严格，系统的安全系数提高了。

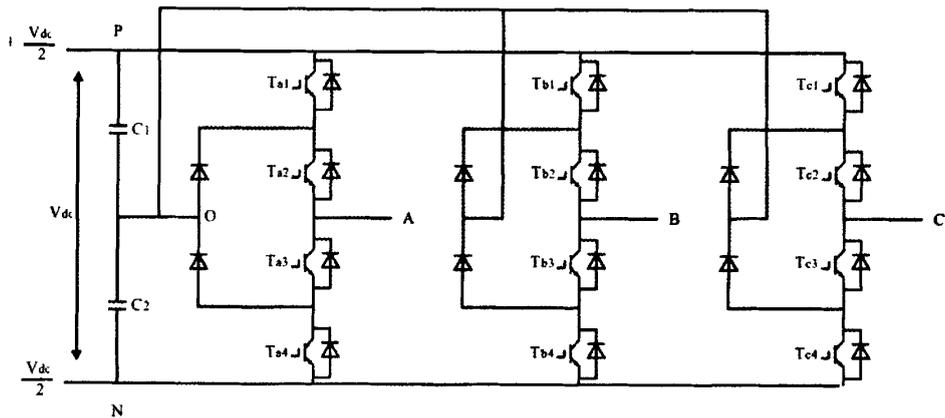


图 1.3 三相三电平 NPC 逆变器拓扑结构

这种结构的特点是采用多个二极管对相应开关元件进行箝位，使输出增加了一个电平，输出电压的台阶高度降低了一半，而且很重要的一点是增加了输出 PWM 控制的自由度。使输出波形质量在同等开关频率条件下有较大的提高。输出相应 M 电平相电压。二极管箝位式拓扑具有多电平逆变器共同的优点，但也存在自身不足^[4]：

- 1) 二极管可能需要承受不同反压。对于三电平来说，箝位二极管承受反压

相同。但对于更多电平电路来说, 箝位二极管承受反压最高为 $(M-2)V_{dc}/(M-1)$, 最低为 $V_{dc}/(M-1)$, 其中 M 为电平数。

- 2) 器件的额定电流不同。从三电平的例子不难看出, 不同管子的开关时间不同。显然, 每相桥臂越靠中间的管子开通时间越长, 如 T_2 和 T_3 的开通时间是 T_1 和 T_4 的两倍。这样同一桥臂上管子的额定电流也会有不同。
- 3) 电容均压问题。引起中点电压偏移的主要原因有: a. 三倍输出频率的大电流流过中性点; b. 器件特性的分散性; c. 与负载性质及开关状态有关的原因。直观看来, 直流侧电容由于一个周期内电流的流入和流出可能不同, 会造成某些电容总在放电, 而另一部分总在充电, 使得电容电压不均衡, 最终导致输出电平不对。中点电压的偏移会影响输出电压的对称性, 提高对主管阻断耐压的要求, 增大电机线电压谐波含量, 对整个系统工作不利。有关研究表明, 仅当输出相电压和线电流互差 $\pi/2$ 时, 电容上平均电流为零, 才可以使得电压均衡。当进行有功传递时, 如不附加均压装置或使用特别的控制策略, 必将导致 M 电平退化为三电平或两电平。因此三电平逆变器研究中的一个重要课题就是控制中点电压漂移。不过随着各种中点电压控制策略研究, 除了采用独立的中点电压校正模块之外, 还可以以某种策略选择空间矢量, 都可以有效的平衡中点电压, 三电平拓扑已经应用于工业实际中。

(2) 电容箝位式多电平逆变器

电容箝位型多电平变换器也叫做悬浮电容或飞跨电容型多电平变换器 (FCML: Flying-Capacitor MultiLevel), 是由法国学者 T.A.Meynard 和 H.Foch 于 1992 年的 PESC 会议上首先提出的。图 1.4 所示是一个电容箝位型五电平逆变器的单臂电路, $S_1 \sim S_8$ 为功率开关管, $C_{c1} \sim C_{c6}$ 为箝位电容, 每个电容都具有相同的容值和电压, $C_1 \sim C_4$ 为直流分压电容。由图可见, 与二极管箝位型多电平变换器不同, 这种电路采用的是跨接在串联开关器件之间的串联电容进行箝位的, 该电路的电压合成更为灵活, 即对于相同的输出电压, 可以由不同的开关状态组合得到。例如, 对于输出电压 $-U_{dc}/4$ 和 $U_{dc}/4$, 分别可以由 4 种开关状态组合得到; 对于输出电压 0, 可以由 6 种开关状态组合得到。这种开关状态组合的可选择性, 为箝位电容电压平衡提供了可能性和灵活性。电容箝位型多电平电路也可构成三相系统, 对于一个 n 电平的电容箝位型电路, 每个桥臂需要 $2(n-1)$ 个开关器件, $(n-1)$ 个直流分压电容以及 $(n-1)(n-2)/2$ 个箝位电容。

电容箝位型多电平变换器拓扑的出发点之一, 是为了去除二极管箝位型电路中大量的箝位二极管, 但同时又引入了大量的悬浮电容。在电力电子装置中, 电

容是一个可靠性较差、寿命较短的器件。为了用较少的箝位电容实现较多的电平输出，文献[8]提出了一种全二进制组合的浮动电压源逆变器拓扑。在该拓扑中，通过改变飞跨电容的电压比，使每个开关状态对应一个输出电平。这样利用相同数量的开关器件和飞跨电容，就可实现较多电平数的输出。但是，在这种情况下，开关状态冗余性的丢失，使得飞跨电容的电压平衡难以实现，因此拓扑中的飞跨电容都要用独立电压源来替代。

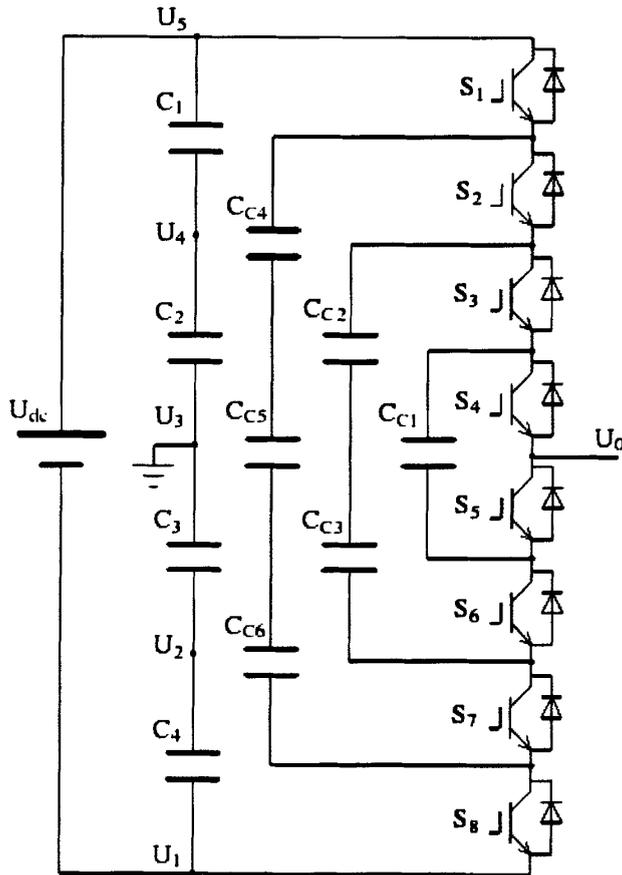


图 1.4 电容箝位式五电平逆变器单臂电路

电容箝位型多电平变换器的显著优点是逆变器电平数易扩展，逆变器的控制也非常灵活，而且只需要一个独立的直流电源，整流侧的设计非常简单。电容箝位型多电平变换器最大的问题是需要大量的箝位电容以及在运行过程中必须严格控制悬浮电容电压的平衡以保证逆变器的运行安全。对于电容电压平衡的问题，可用输出相同电压时采用不同的开关组合对电容进行充放电来解决，但是因为电容太多，如何选择开关组合将非常复杂，并要求较高的频率。

(3) 单元串联式多电平逆变器

一般认为, 串联型多电平变换器较早是由 M.Marchesoni 等人在 1988 年的 PESC 会议上提出的, 它当时用于实现等离子体的稳定性要求^[9]。实际上, R.H.Baker 等人在 1975 年就对级联型拓扑申请了专利^[10], 但是, 在此后的很多年里, 这种拓扑并没有得到推广应用。直到 1997 年, 文献[11、12]两项专利对串联型拓扑在电机传动和电网中的应用进行了讨论之后, 串联型拓扑才得到了较为广泛的应用。图 1.5 是传统的串联型五电平变换器拓扑单臂电路, 它由两个两电平 H 桥单元串联构成。

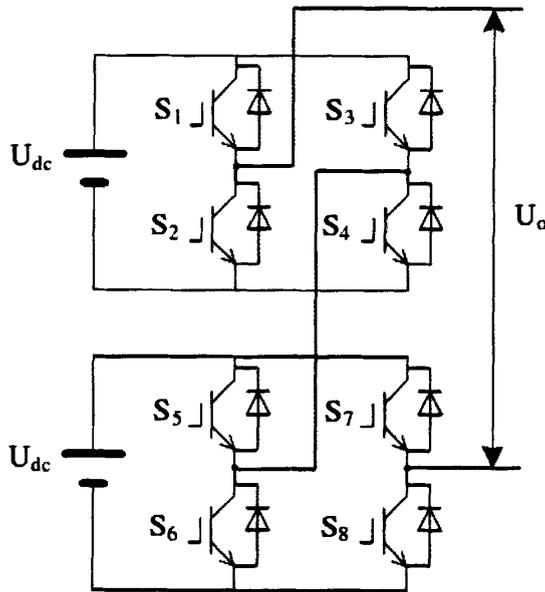


图 1.5 传统的单元串联型五电平变换器单臂电路

与二极管箝位型和飞跨电容型多电平变换器相比, 串联型拓扑不需要大量的箝位二极管和飞跨电容, 但是需要多个独立直流电压源。对于一个 n 电平的级联型拓扑, 每个桥臂需要 $(n-1)/2$ 个独立直流电压源和 $2(n-1)$ 个主开关器件。该拓扑可以方便地通过三角形或星形联结构成三相系统。要获得更多电平只需将每相所串联的单元逆变桥数目同等增加即可。为了增加输出电压的电平数和提高波形质量, 越来越多的文献对改进的级联型拓扑进行了研究。通过对不同单元采用不同的直流电压, 可以用较少的级联单元得到较多的输出电平。典型的电压组合是按照二进制的方法, 即各个单元的直流电压比为 $1:2:4:\dots:2^{(n-1)}$, 这样可以在输出端得到 2^{n+1} 个阶梯波。同时, 折衷考虑功率器件的开关频率和电压应力, 可以对不

同直流电压单元采用不同的功率器件,进一步提高系统的性价比。这种拓扑被称为混合型多电平变换器拓扑。另有研究表明,当直流电压比为 $1:3:9:\dots:3^{(n-1)}$ 时,会得到最大电平数的输出^[13]。文献[14]讨论了由任意电平的二极管箝位型H桥单元相串联所构成的拓扑,并称为“通用串联型变换器拓扑”。

与前两种多电平逆变器相比,串联型多电平变换器拓扑的优点显而易见,即不存在电容电压均衡问题。无需箝位二极管或电容,适于调速控制;模块化程度好,维修方便;对相同电平数而言,所需器件数目最少;无箝位二极管或电容的限制,可实现更多电平,上更高电压,实现更低谐波;控制方法相对简单,可分别对每一级进行PWM控制,然后进行波形重组。这种结构的不足之处在于需要很多隔离的直流电源,应用受到一定限制^[15]。

1.2 单元串联高压变频技术的研究

单元级联式多电平变频器采用多个功率单元串联的方法来实现高压输出。其输出通常采用多电平移相式PWM,以实现较低的输出电压谐波,较小的 du/dt 和共模电压。输入通常采用多重化隔离变压器以达到抑制输入谐波的目的。近年来,该技术在全球范围内发展迅速,国内也涌现了很多基于该技术方案的高压变频器生产厂家。国外研究概况美国西屋电气公司于1986年5月申请了专利号为4674024的美国专利^[16]。该发明提出了由独立的标准低压功率单元串联形成的高压逆变系统。该发明提出了单元串联多电平变频器的基本框架。西屋公司的发明解决了变频器要求高压输出而器件耐压不够的矛盾,避免了常规器件直接串联时存在的均压问题,奠定了单元串联多电平变频器的基础。

美国罗宾康公司于1994年3月申请了专利号为5625545的美国专利^[17]。该发明提出了输入采用多重化移相变压器和输出采用多电平移相式PWM的单元串联多电方案,如图1.6所示。图1.7为功率单元的组成结构输入变压器采用延边三角形接法,变压器副边互差一定的电角度,以达到抑制输入谐波电流的目的。输出采用多电平移相式PWM。每一相由三个相同的功率单元串联而成,三相构成星形联结,输出接电动机负载。同一相中不同串联单元的三角载波互差一定的相位,以增加输出电压台阶,提高等效开关频率,改善输出电压波形。

罗宾康公司率先引入多重化移相变压器和多电平移相式PWM等概念,解决了输入谐波、输出谐波、 du/dt 、共模电压和可靠性等问题,于1994年推出了目前获得大面积推广的单元串联式多电平高压变频器,在该技术领域一直处于领先地位,对这种技术方案的推广起了很大的促进作用。除了罗宾康公司外,还有三菱,东芝等国外厂家生产单元串联式多电平高压变频器。

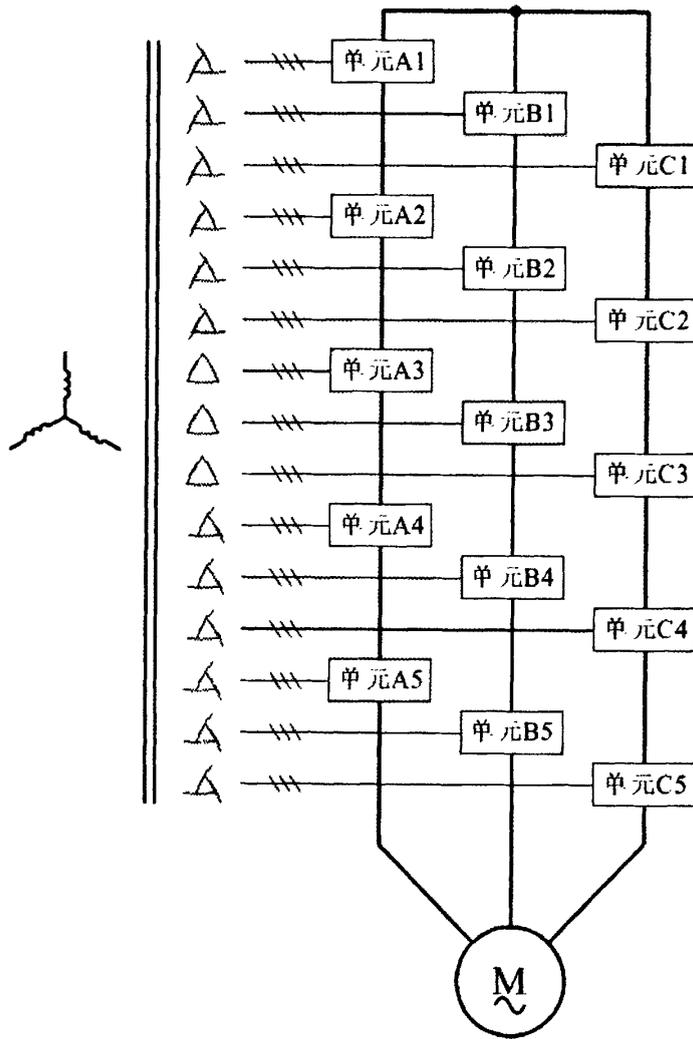


图 1.6 单元串联式多电平高压变频器方案

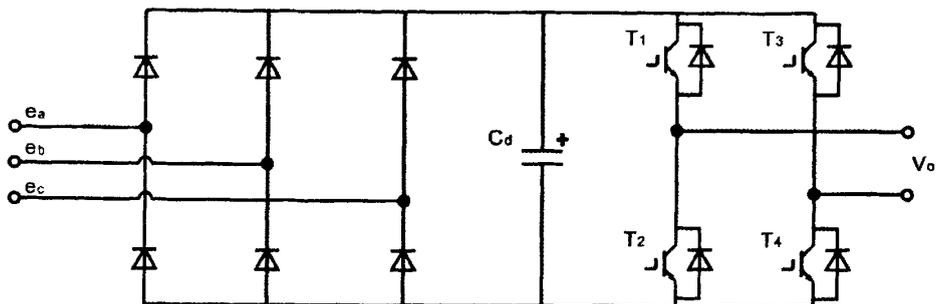


图 1.7 功率单元结构

我国高压电动机多是 6kV 和 10kV 等级，目前，二电平变频器受器件耐压的限制，尚难以实现这个等级的直接高压输出，而单元串联式的输出电压能够达到 10 kV 甚至更高，在我国得到广泛应用，尤其在风机水泵等节能领域，该技术方案几乎已形成垄断态势。目前国内大部分产品为 VVVF 控制。由于市场应用面的不断深入，该结构也暴露出一些需要解决的问题^[18]。

首当其冲的是可靠性问题，由于高压电动机应用场合特殊，对可靠性有着极高的要求，但是单元串联结构最大的缺点是结构复杂，需要大量的开关管。除了增加系统成本和使控制变得复杂外，大量的器件意味着系统发生故障的可能性增大。

再则是变频器的大容量化问题。由于市场竞争加剧，小功率变频器价格不断下降，利润越来越低，而另一方面大容量变频器维持着高额的利润。大容量化的一个关键点在于散热技术，水冷技术是比较合适的选择，水冷技术对结构设计和热设计提出了很高的要求，同时对基础制造业也提出了挑战。

然后是先进的控制算法及优化的拓扑结构，以使变频器能够适应更高要求，进入利润更高的行业。作为控制算法来讲，无速度传感器矢量控制技术已经比较成熟，在国外产品中广泛使用。而拓扑结构包括了软开关技术以及能量双馈的实现。针对这样一些要求各国学者做了大量的研究工作。

文献[19]中提到将罗宾康结构中的整流二极管换成 IGBT，引用原文中的拓扑如图 1.8 所示。该结构在输入侧采用 PWM 整流代替不控整流，可以将通过软件来实现输入侧的电量进行控制，从而将移相变压器改为普通变压器，而且实现了能量的双向传递。

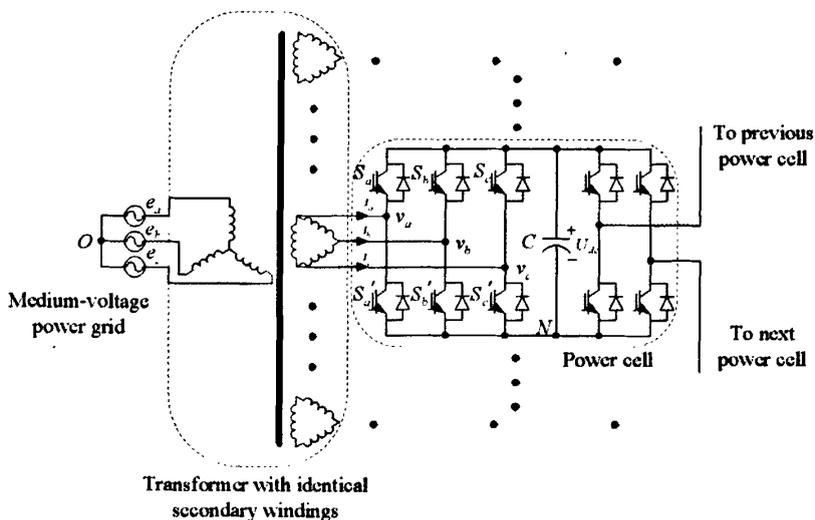


图 1.8 能量双向流动的串联多电平拓扑结构^[19]

1.3 本文研究的内容

本文提出了一种 BTB 单元串联结构的变频器拓扑，针对其一侧的整流与逆变工作状态进行分析，该拓扑结构图如图 1.9 所示，其中的单元结构如图 1.10 所示。

该结构的变频器与当前广泛应用的拓扑结构相比省去了输入侧昂贵的移相变压器，采用与输出类似的结构，将输入直接串联接入高压，可以实现四象限运行。移相变压器的消除带来的高压隔离问题由直流环节来进行处理。由于是背靠背结构，本文将对整流和逆变两部分分别进行分析，给出控制算法，仿真，以及试验结果。具体内容如下：

- (1) 针对现在广泛应用的单元串联多电平拓扑，分析了移相多重化整流技术，并进行分离式多重化整流结构仿真与谐波抑制效果的分析，说明移相变压器在该结构中所起到的作用。
- (2) 对串联 PWM 整流给出了单个单元控制算法，并对两个单元串联后的系统做出了仿真分析。以对输出侧电流的反馈控制替代移相变压器在 CHML 结构中的抑制谐波的作用。并且对去除移相变压器所带来的电压隔离、共模电压等问题给出了解决方案。
- (3) 提出了一种载波频率微调准最优 PWM 调制策略，通过对载波频率每个周期的调节，达到尽可能减小输出谐波的目的。
- (4) 分析了 H 桥结构的单桥和双桥控制，以及死区的影响和抑制，同载波频率微调准最优 PWM 调制一同构成独立功率单元的控制算法。
- (5) 从系统整体运行的角度，分析了载波水平移相技术以及波形连续变换算法，目的是减小小输出侧的电压上升率及谐波，并通过 Matlab 软件做出算法函数。
- (6) 通过对 TI 公司的模块化程序设计的说明，给出了本文控制思想实现的思路，即在以 TMS320F2812 芯片为基础的试验平台上，以模块化组合形式完成软件的开发。
- (7) 采用单元直接串联的结构，用 Matlab 生成了控制代码转换模型，根据模型转换出 TMS320F2812 的程序，在试验平台上运行后录波，与仿真波形作比较，说明控制所得到的效果。

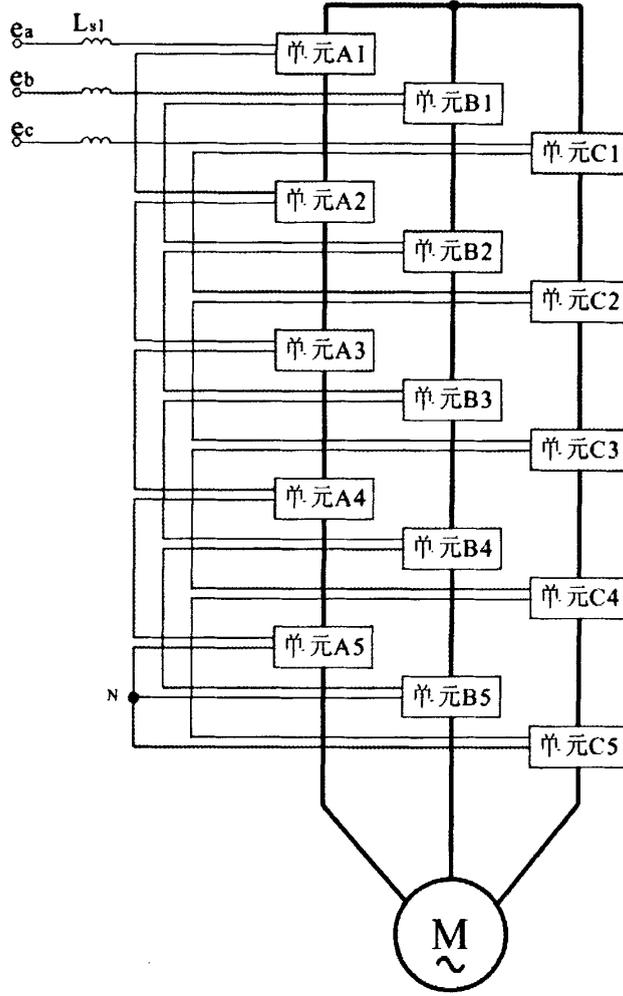


图 1.9 BTB 单元串联结构变频器

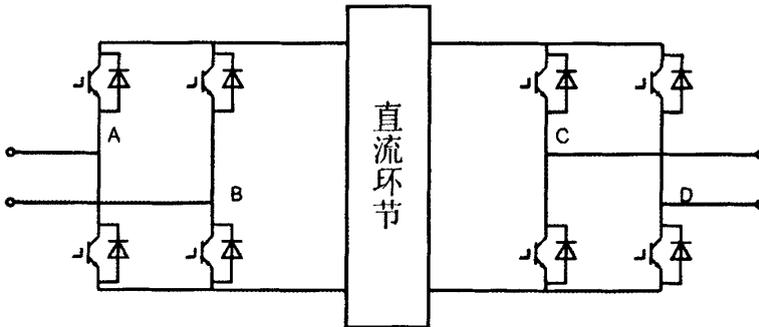


图 1.10 BTB 单元拓扑结构

第二章 整流侧拓扑结构与控制方法

变频器输入侧的两个重要参数，谐波含量和功率因数，可以分别通过多重化技术和 PWM 整流使其达到理想的数值。PWM 整流控制所使用的拓扑结构，更重要的意义在于可以实现功率的双向流动。

2.1 串联多电平结构的多重化整流技术

对于整流装置来说，整流电路输出电压的脉波数越多，越有利于提高装置能量变换的效率和减小输出电压的脉动，从而减小交直流两侧的谐波含量。将多个单元电路或多个整流机组按照一定的方式多重连接而复合使用，即所谓的多重化结构。单元串联结构的输入侧使用变压器延边三角形移相来实现多重化结构。

2.1.1 变压器的延边三角形移相

现有的各种单元串联多重化的高压变频器多采用 Yd 联结，即一次侧为星形(Y)联结，二次侧为三角形(d)，这样做的好处就是二次侧的三次（以及三的倍数此）谐波电压相互抵消，不会在二次绕组中形成电流，这样也就不会耦合到变压器的一次侧，从而降低了对网侧的谐波干扰。为了实现多重化整流，需在变压器二次侧进行移相，采用的是延边三角形移相技术。延边三角形方式即变压器各二次侧的基本绕组(a1、b1、c1)采用三角形联结，其移相绕组(a2、b2、c2)在各三角形的顶点延伸出来。如图 2.1 所示。

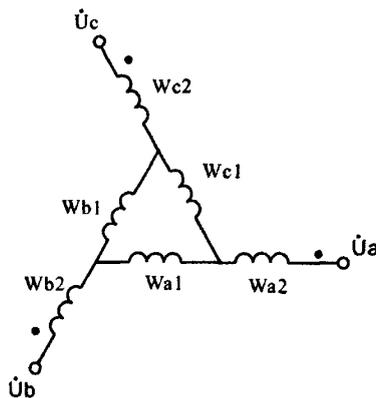


图 2.1 移相变压器二次侧采用延边三角形接法

设变压器一次、二次绕组匝数分别为 N_1 和 N_2 ，则二次侧的基本绕组和移相绕组的匝数分别为 $(1-k)N_2$ 和 kN_2 ， K 为绕组系数，则有：

$$\begin{cases} \dot{U}_a = \frac{N_2}{N_1} \dot{U}_A = \frac{n}{\sqrt{3}} \dot{U}_{AB} e^{-j\frac{\pi}{6}} \\ \dot{U}_b = \frac{N_2}{N_1} \dot{U}_B = \frac{n}{\sqrt{3}} \dot{U}_{AB} e^{-j(\frac{\pi}{6} + \frac{2}{3}\pi)} \\ \dot{U}_c = \frac{N_2}{N_1} \dot{U}_C = \frac{n}{\sqrt{3}} \dot{U}_{AB} e^{-j(\frac{\pi}{6} + \frac{4}{3}\pi)} \end{cases} \quad (2-1)$$

式中 n 为变压器的匝数比， \dot{U}_A 为输入的 A 相相电压(V)， \dot{U}_{AB} 为输入线电压(V)。变压器副边绕组有如下关系：

$$\begin{cases} \dot{U}_{a1} = (1-k)\dot{U}_a \\ \dot{U}_{a2} = k\dot{U}_a \end{cases} \quad (2-2)$$

由式(2-1)、(2-2)可得变压器二次侧线电压为：

$$\dot{U}_{ab} = \dot{U}_a - \dot{U}_{b2} = n\dot{U}_A - kn\dot{U}_B = n(1 + ke^{j\frac{\pi}{3}})\dot{U}_A = \frac{n}{\sqrt{3}}(1 + ke^{j\frac{\pi}{3}})\dot{U}_{AB} e^{-k\frac{\pi}{6}}$$

二次侧电压向量图如下：

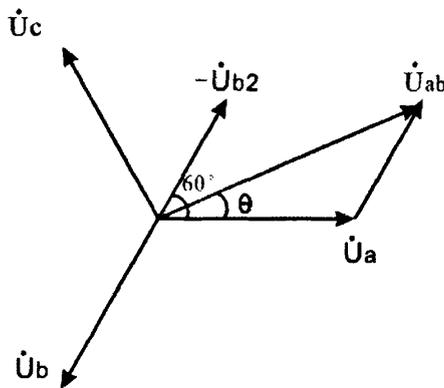


图 2.2 延边三角形接法向量图

根据该相量图，可以得到如下关系式：

$$U_a \sin \theta = U_{b2} \sin(\pi/3 - \theta) \quad (2-3)$$

将式(2-1)(2-2)代入式(2-3)可得:

$$k = \frac{\sin \theta}{\sin(\pi/3 - \theta)} = \frac{\sin(\pi/6 + \alpha)}{\sin(\pi/6 - \alpha)} \quad (2-4)$$

上式中, θ 为二次线电压超前一次相电压的相位角; α 为二次线电压超前一次线电压的相位角。

在 $0 < k < 1$ 的范围内, 由(2-4)式可知: $-\pi/6 < \alpha < 0$ 。故用此种连接, 可以实现二次线电压比一次线电压滞后 $30^\circ \sim 0^\circ$ 区间内任意一个角度。当 $k=0$ 时, 即为 Yd1 联结, 此时 $\alpha = -\pi/6$, 当 $k=1$ 时, 即为 Yy0 的联结, 此时 $\alpha = 0$ 。

由图 2.2 可以得到:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{ab} &= [U_a \cos \theta + U_{b2} \cos(\pi/3 - \theta)]e^{j\theta} \\ &= \frac{n\dot{U}_{AB}}{\sqrt{3}} [\cos \theta + k \cos(\pi/3 - \theta)]e^{j\theta} \end{aligned} \quad (2-5)$$

根据(2-5)变压器的变比为:

$$n = \frac{\sqrt{3}U_{ab}}{U_{AB}[\cos \theta + k \cos(\pi/3 - \theta)]} \quad (2-6)$$

由上述推导可以得出, 根据需要滞后的角度值用式(2-4)计算出 k 值, 再根据一次输入电压以及设计需要的二次电压值由(2-6)式计算出二次侧基本绕组和移相绕组与一次绕组的匝数比, 便可满足多重化整流的设计需要。

根据以上分析, 使用 MATLAB 软件编写 M 文件用以计算变压器参数, 程序见附录一。

我们在系统中每相采用五个单元串联, 原边与副边的额定电压分别为 6kV 和 690V。取二次侧线电压超前一次相电压的相位角根据上面公式计算得出副边 5 个绕组的绕组系数分别为 -0.4090, -0.2186, 0, 0.2798, 0.6920, 对应的匝数比 (副边/原边) 为 0.2287, 0.2187, 0.1992, 0.1709, 0.1352。

2.1.2 移相多重化整流技术

随着电力电子装置功率的加大，其所产生的谐波、无功功率等对电网的干扰也随之加大，为减轻整流装置对电网的污染，可采用多重化整流电路^[20]。对于典型的单元串联结构的变频器，其每个单元输入侧是一个由二极管构成的三相不控整流电路，其结构图如下图所示：

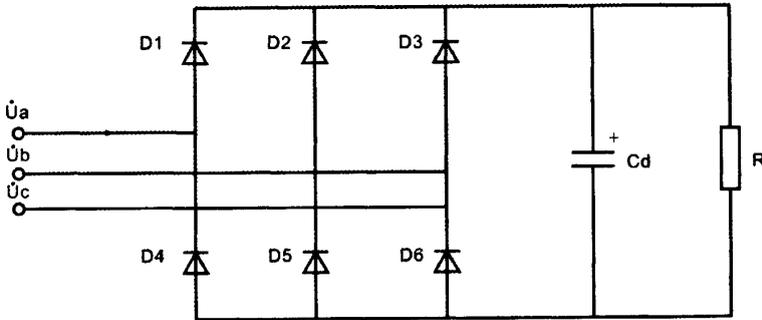


图 2.3 六脉波整流电路

使用 Matlab 对以上结构搭建如下的 mdl 文件：

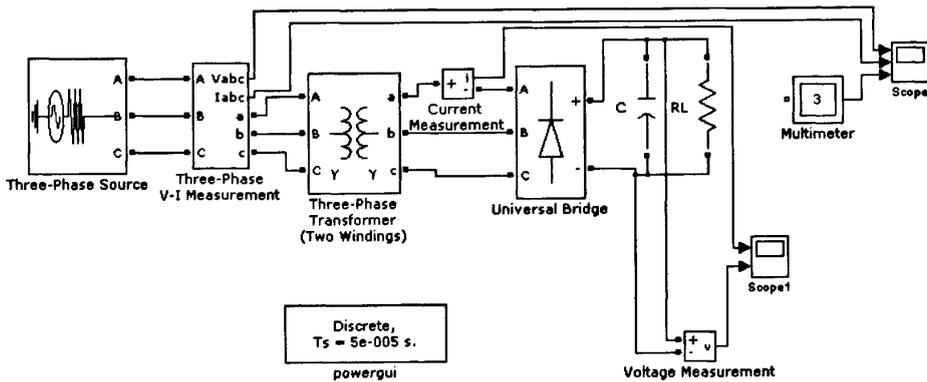


图 2.4 六脉波整流仿真模型图

运行 mdl 文件，得到输出电压及电流波形如图 2.5 所示。对上图中的电流波形进行 FFT 分析，得出电流分析结果如图 2.6、2.7 所示。

通常我们关心的是变压器一次侧，也就是网侧的电流谐波含量。通过图 2.7 可以看出，常规的 6 脉波整流中含有较高的 5 次和 7 次谐波，从而使总的谐波含量较高。

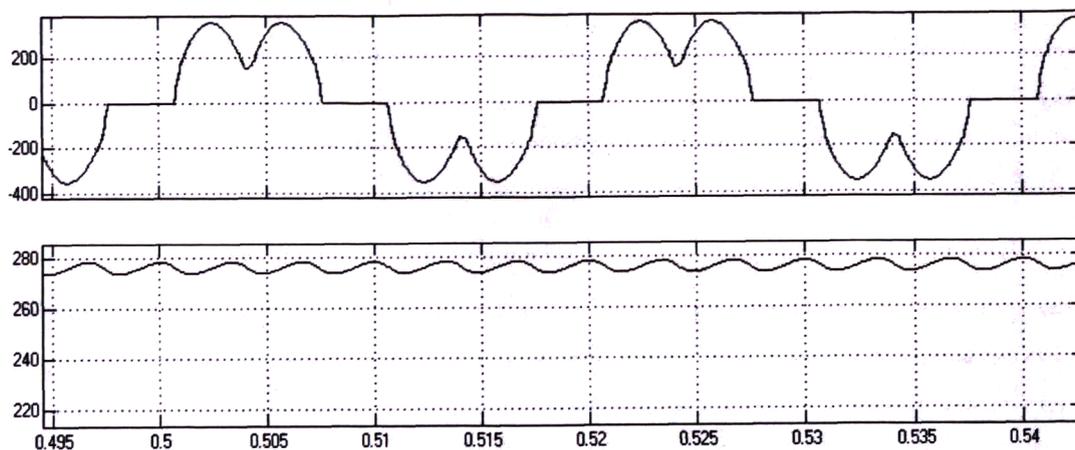


图 2.5 六脉波整流电流电压波形

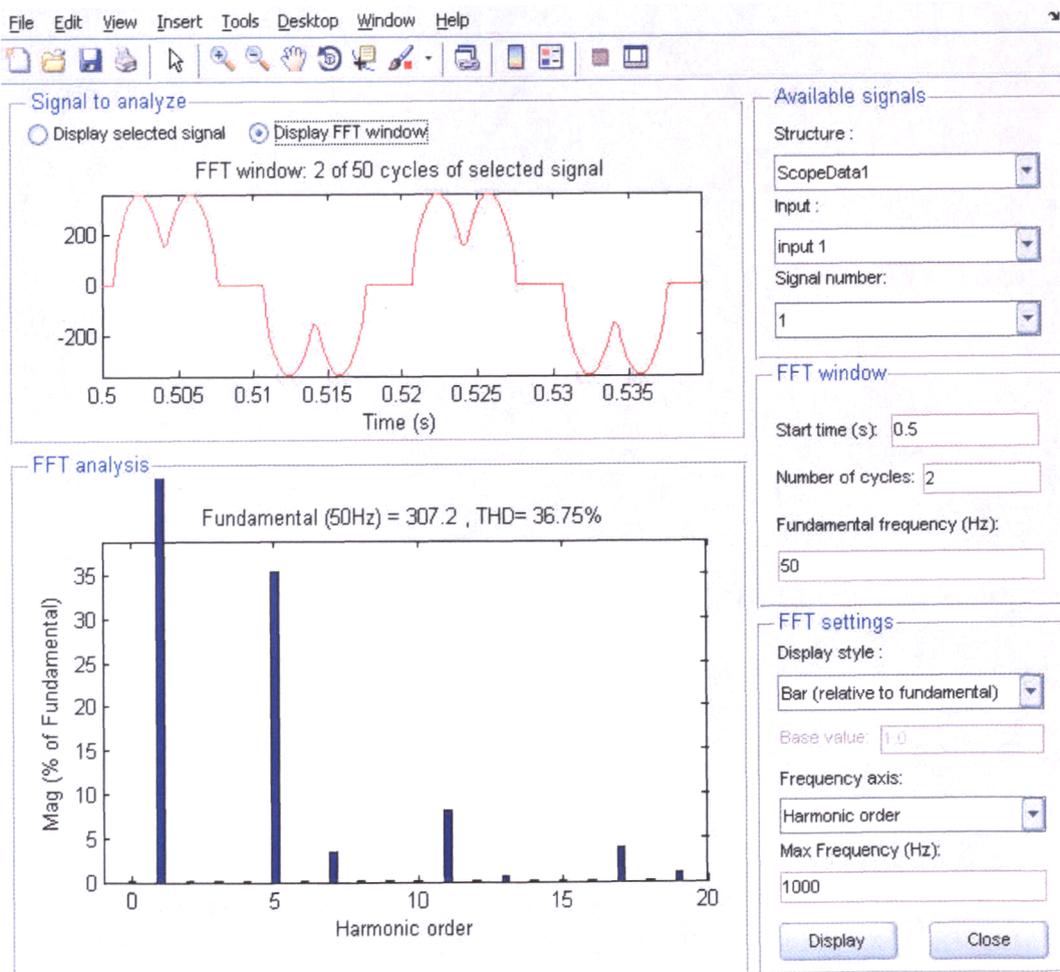


图 2.6 六脉波整流二次侧电流谐波分析

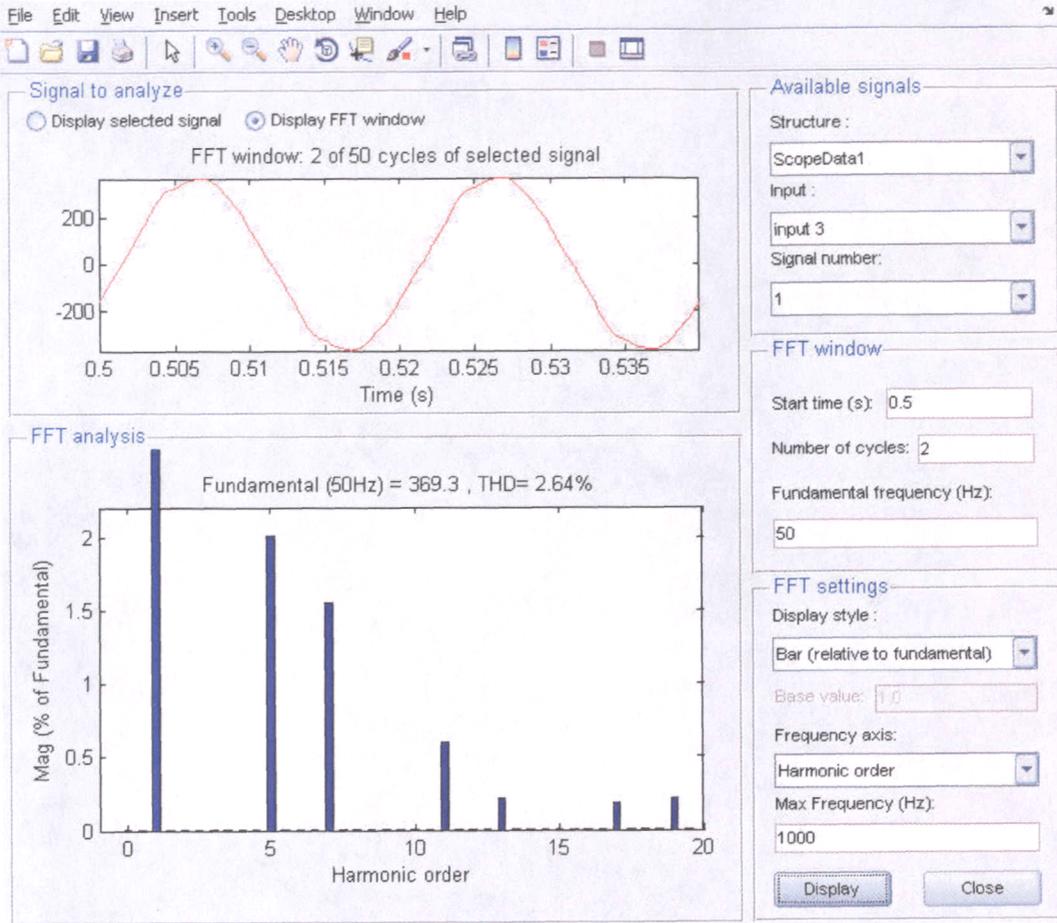


图 2.7 六脉波整流一次侧电流谐波分析

单元串联多电平拓扑结构的高压变频器一般采用的是多重化联结的自换相整流电路。输入电压移相 30° 的二重化联结构成的 12 脉波整流电路如下图所示。

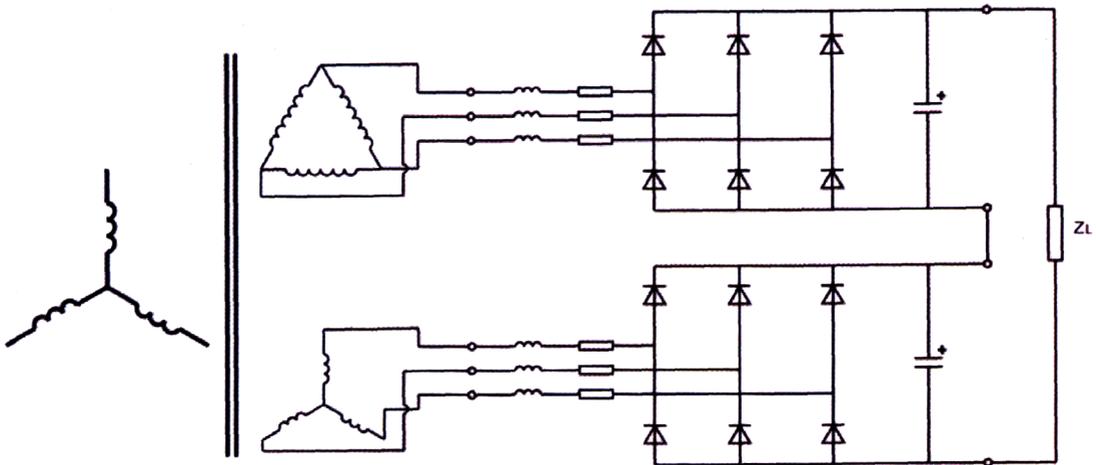


图 2.8 12 脉波整流电路

在 12 脉波整流电路中，将变压器设计成一次绕组 Y 联结，二次绕组分别采用 Y 连接和 D 型连接，这样副边的线电压之间有 30° 的相移角度。对该电路的电流进行傅立叶分析可得：

$$i_{A1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d [\sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin(5\omega t + \frac{\pi}{2}) - \frac{1}{7} \sin(7\omega t + \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t + \pi) + \frac{1}{13} \sin(13\omega t + \pi) + \dots] \quad (2-7)$$

$$i_{A2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d [\sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin(5\omega t - \frac{\pi}{2}) - \frac{1}{7} \sin(7\omega t - \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t - \pi) + \frac{1}{13} \sin(13\omega t - \pi) + \dots] \quad (2-8)$$

$$i_A = i_{A1} + i_{A2} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d (\sin \omega t - \frac{1}{11} \sin 11\omega t - \frac{1}{13} \sin 13\omega t) \quad (2-9)$$

式中 i_{A1} 和 i_{A2} 为移相变压器二次侧的相电压， i_A 为一次侧线电压。对 12 脉波电路仿真得到其一次侧电流的谐波分析如图 2.9 所示。

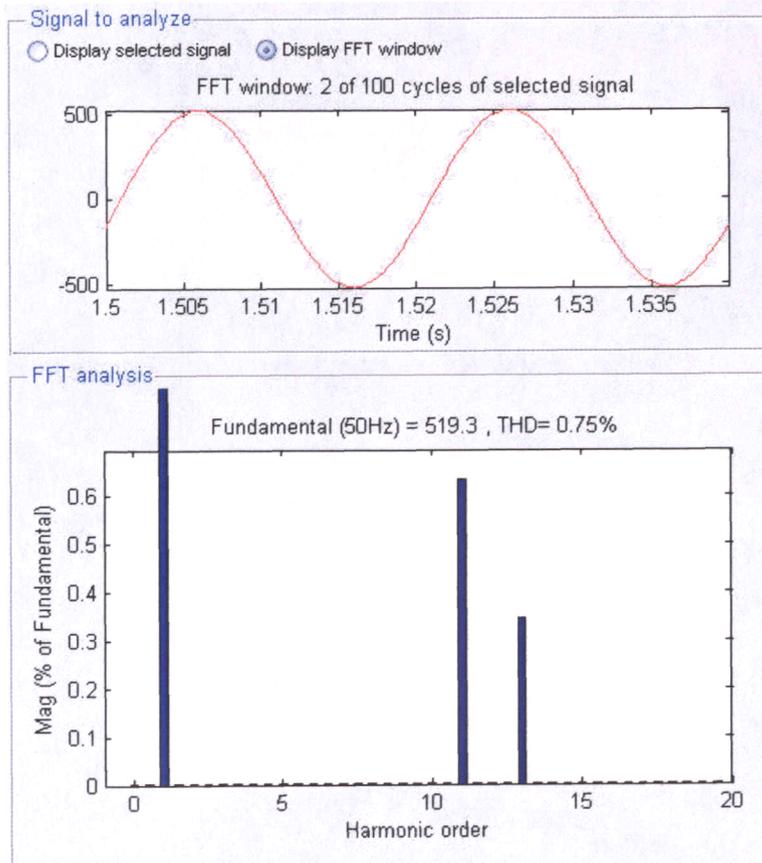


图 2.9 12 脉波整流一次侧电流谐波分析

由式(2-7)、(2-8)、(2-9)及图 2.9 可知, 变压器延边三角形接法的 12 脉波整流电路, 一次电流中的 5 次、7 次、17 次、19 次等谐波均被抵消, 一次电流中的特征谐波为 11、13、23, 即 $12k \pm 1$ 次, 其中 k 为自然数。

同理可以推出, m 脉波整流电路 (m 为自然数) 中, 变压器一次侧电流所含的谐波次数为 $mk \pm 1$ 次, 最低次谐波为 $m-1$ 次。这样通过提高整流电路的脉波数, 可以大大减小输入电流的谐波含量。

2.1.3 分离式多重化整流结构仿真与谐波抑制效果分析

串联型整流可以提高直流侧脉波数, 抑制输入侧谐波。我们所采用的单元串联多电平结构在整流侧并非与前述的 12 脉波整流器结构完全相同, 前述结构直流侧输出是相互串联连接的。而在单元串联结构中, 整流侧输出被功率单元分离开来, 其结构如下图:

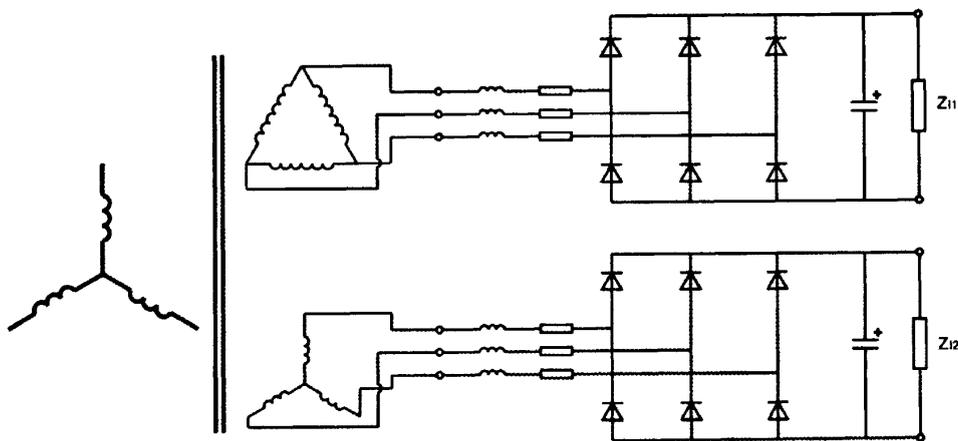


图 2.10 分离式 12 脉波整流电路结构图

该结构与 12 脉波串联型二极管整流器基本相同, 不同点是它有两个独立的直流负载。在单元串联多电平结构的变频器中, 每个功率单元整流部分都是相对独立的, 对该结构用 Matlab 做出仿真如下图。

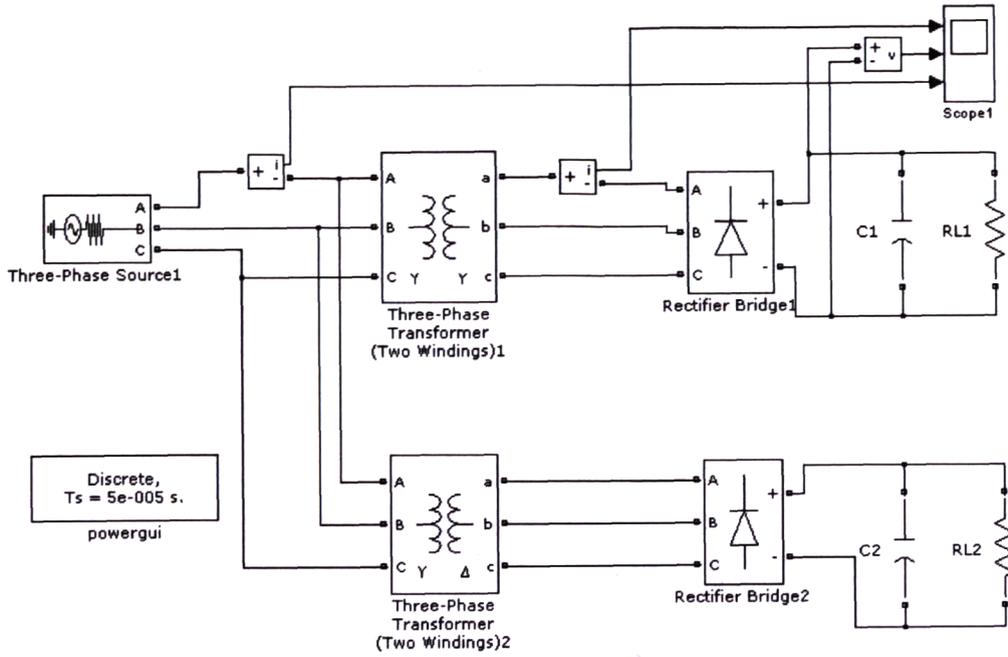


图 2.11 分离式 12 脉波整流电路仿真

对其一次侧电流进行谐波分析得到如图 2.12 的分析结果。

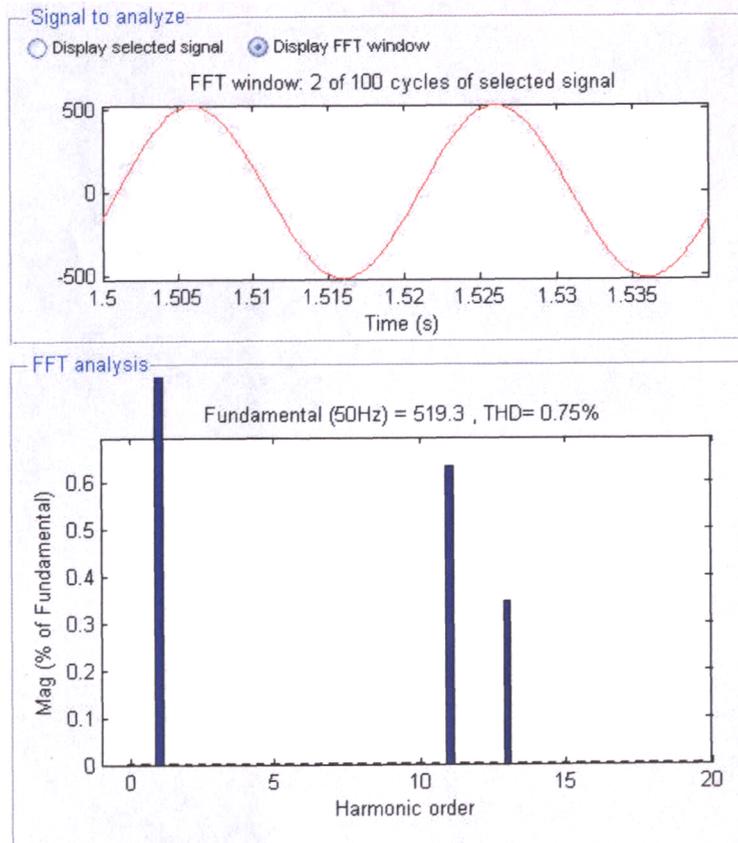


图 2.12 分离式 12 脉波整流一次电流谐波分析

从该分析可以看出,分离式整流电路与输出端串联的整流电路对于谐波的消减作用基本一致。

在罗宾康结构的变频器中,移相变压器除了起到上述移相整流减小谐波的作用外,更大的作用是将母线上的高压转变成低压供给每一个功率单元,使得低压变频单元组合成为高压变频装置成为可能,因此,若要去掉移相变压器,不仅要考虑输入侧谐波的问题,还应解决高压隔离的问题。

2.2 单元直接串联整流回路分析

2.2.1 PWM 整流技术概述

随着电力电子技术的发展,功率半导体开关器件性能不断提高,已从早期广泛使用的半控型功率半导体器件,如普通晶闸管(SCR)发展到如今性能各异且类型诸多的全控型功率开关器件,如双极型晶体管(BJT)、门极关断晶闸管(GTO)、绝缘栅双极型晶体管(IGBT)、集成门极换向晶闸管(ICCT)、功率场效应晶体管(MOSFET)以及场控晶闸管(MCT)等。20世纪90年代发展起来的智能型功率模块(IPM)则开创了功率半导体开关器件新的发展方向。功率半导体开关器件技术的进步,促进了电力电子变流装置技术的迅速发展,出现了以脉宽调制(PWM)控制为基础的各类变流装置,如变频器、逆变电源、高频开关电源以及各类特种变流器等,这些变流装置在国民经济各领域取得了广泛的应用。但是,目前这些变流装置很大一部分需要整流环节,以获得直流电压,由于常规整流环节广泛采用了二极管不控整流电路或晶闸管相控整流电路,因而对电网注入了大量谐波及无功,造成了严重的电网“污染”。治理这种电网“污染”最根本措施就是,要求变流装置实现网侧电流正弦化,且运行于单位功率因数。因此,作为电网主要“污染”源的整流器,首先受到了学术界的关注,并开展了大量研究工作。其主要思路就是,将PWM技术引入整流器的控制之中,使整流器网侧电流正弦化,且可运行于单位功率因数。根据能量是否可双向流动,派生出两类不同拓扑结构的PWM整流器,即可逆PWM整流器和不可逆PWM整流器。本文中所采用的是可逆的PWM整流器。能量可双向流动PWM整流器不仅体现出AC/DC(整流),而且还具有DC/AC变流特性(有源逆变)变流特性。

经过几十年的研究与发展,PWM整流器技术已日趋成熟。PWM整流器主电路已从早期的半控型器件桥路发展到如今的全控型器件桥路;其拓扑结构已从单相、三相电路发展到多相组合及多电平拓扑电路;PWM开关控制由单纯的硬开关调制发展到软开关调制;功率等级从千瓦级发展到兆瓦级,而在主电路类型

上,既有电压型整流器(voltage Source Rectifier——VSR),也有电流型整流器(Current Source Rectifier——CSR),并且两者在工业上均成功地投入了应用^[22]。

由于 PWM 整流器实现了网侧电流正弦化,且运行于单位功率因数,甚至能量可双向传偷,因而真正实现了“绿色电能变换”。由于 PWM 整流器网侧呈现出受控电流源特性,因而这一特性使 PWM 整流器及其控制技术获得进一步的发展和拓宽,并取得了更为广泛和更为重要的应用。

大功率的 PWM 整流器,其拓扑结构的研究主要集中在多电平拓扑结构,变流器组合,以及软开关技术。多电平 PWM 整流器主要应用于高压大容量场合。对大电流应用场合常采用变流器组合拓扑结构,即将独立的电流型器进行并联组合,与普通并联不同的是,每个并联的 PWM 整流器中的 PWM 发生信号采用移相 PWM 控制技术,从而以较低的开关频率获得了等效的高开关频率控制,即在降低功率损耗的同时,有效地提高了 PWM 整流器的电流、电压波形品质。与此相似,将独立的电压型 PWM 整流器进行串联移相组合,能够适应高压大容量的应用场合。

2.2.2 H 桥电压型 PWM 整流电路

电压型单相全桥 PWM 整流电路(VSR)拓扑如下图所示:

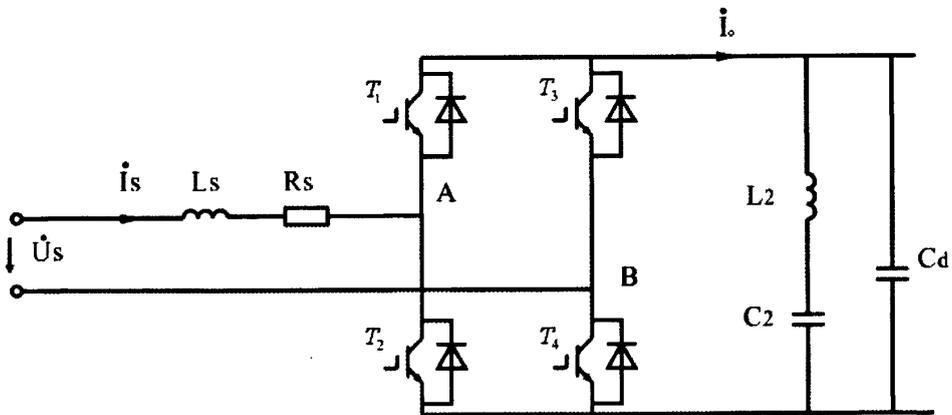


图 2.13 单相 PWM 整流电路

该电路中交流侧电感 L_s 含外接电抗器的电感和交流电源内部电感,是电路正常工作必需的。电阻 R_s 包括外接电抗器电阻和交流电源内阻。因为单相 PWM 整流器输出频率是以 2 倍于电网频率脉动的,为保证直流侧电压的恒定,在直流

侧接入吸收二次谐波电流的串联型谐振滤波器 L_2 、 C_2 。桥内各臂由全控器件 T1~T4 和反并联二极管构成一个不对称的双向开关。从图 2.13 可见，在直流侧，正向电流 $+i_o$ 流经不控元件，而反向电流 $-i_o$ 流经可控元件 T1~T4，当各全控器件都截止时，为一常规的不控整流电路。

通过适当的 PWM 模式，不仅能控制 PWM 变流器的输出直流电压，而且可控制变流器网侧交流电流的大小和相位，使其接近正弦波并与电网电压同相或反相，因而使系统功率因数接近于 1。具体地说，当直流侧电压 U_d 恒定，按照 SPWM 调制方法对各功率器件 T1~T4 按 PWM 模式进行有效的控制，使桥臂中点 A、B 间形成的 PWM 斩控波形成一个有效的交流电压源 U_{AB} 。 U_{AB} 中除了含有与正弦调制波同频率且幅值成比例的基波分量 U_{ABf} 外，还含有与载波频率有关的高次谐波，不过由于 L_s 的滤波作用，交流侧电流 I_s 的谐波很小。如果忽略谐波的影响，当 U_{ABf} 与 U_s 频率相同时， I_s 为与电源频率相同的正弦波。

这样便可将图 2.13 中 AB 点右边电路部分等效为一个电压大小相位可调的负载，作出相应的电路图：

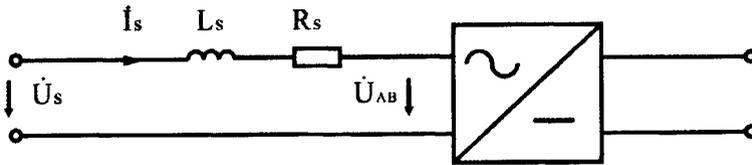


图 2.14 单相 PWM 整流电路等效图

对于基波分量，有如下关系：

$$\dot{U}_s = \dot{U}_{ABf} + (j\omega L_s + R_s)\dot{I}_s \quad (2-10)$$

由式(2-10)可见，在网压 \dot{U}_s 和阻抗 $(j\omega L_s + R_s)$ 一定的情况下，电流的幅值和相位仅由 \dot{U}_{ABf} 的幅值及其与 \dot{U}_s 的相位差所决定，控制 \dot{U}_{ABf} 的幅值和相位，就能使输入电压和电流的相位差为所需要的任意角度。

2.2.3 单元串联 PWM 整流的仿真分析

串联型 PWM 整流器，其输入侧通过功率单元串联的形式接入高压，单元内采用低压器件，可以实现输入电流为正弦，起到调节功率因数和控制直流侧电压的目的。需要一种合理的 PWM 调制方法，既能降低输入电流谐波，同时又可以为各功率单元均匀分配功率。可以采用的 PWM 技术有：载波水平相移 SPWM

技术, SVPWM 技术, 电流前馈解耦控制等。

为了对串联整流单元进行分析, 串联 PWM 整流电路图:

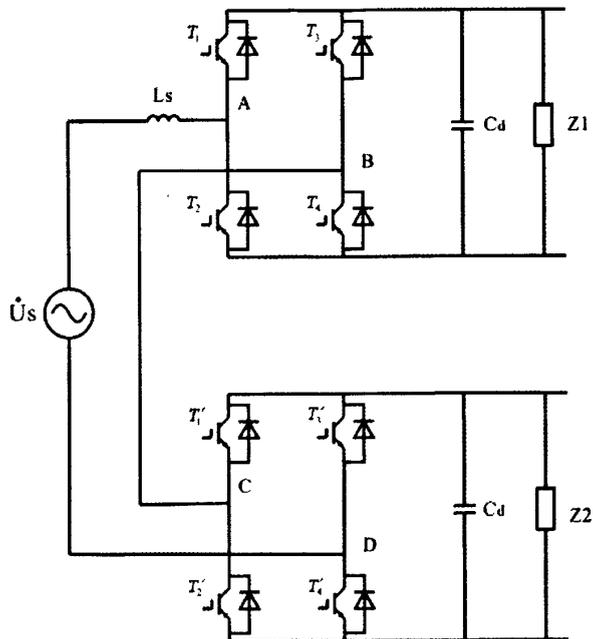


图 2.15 单相两单元串联整流拓扑

对单元串联整流拓扑做出如下图所示的 Matlab 仿真:

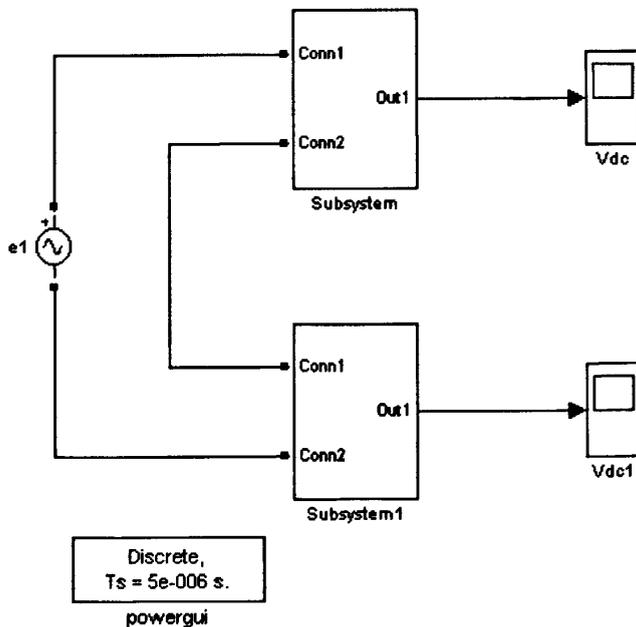


图 2.16 单相两单元串联整流仿真

单元给定输出参考值直流电压为 300V，仿真分析结果如下：

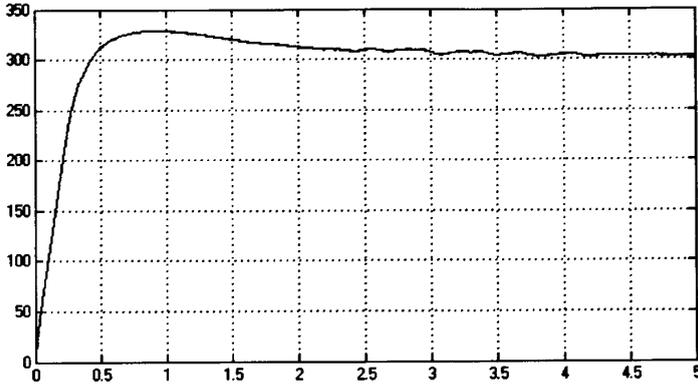


图 2.17 单元串联 PWM 整流仿真输出值

由以上分析可知，单元串联 PWM 整流具有移相变压器提供各个独立的单元的直流电压的功能，同时 PWM 整流本身具有高功率因数、低谐波的控制特性。但是，移相变压器在罗宾康结构中还有一个非常重要的作用，那就是消除了环路的共模电流^[23]，为各个单元提供了相互隔离的低压电源。BTB 结构去除了输入侧移相变压器，带来的这一问题将放入直流环节解决。文献[21]提出了一种带隔离变压器的直直变换电路，该电路的拓扑结构如下：

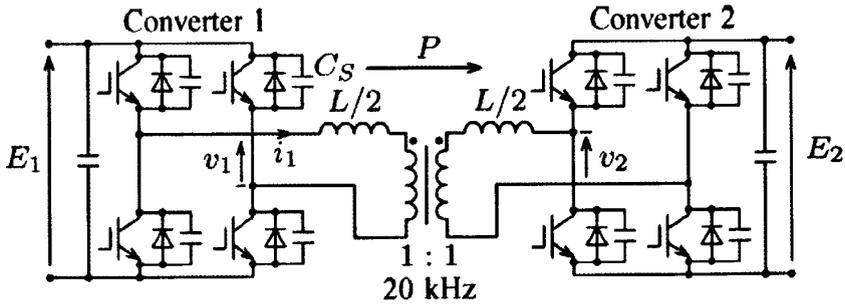


图 2.18 双向带隔离变压器直直变换环节^[21]

通过这样一个直直变换环节起到隔离作用以及抑制共模电压。

第三章 逆变侧输出波形控制策略

3.1 功率单元输出波形的控制

单元串联型高压变频器通过功率单元串联的形式输出高压,单元的串联使得改善输出波形成为可能,同时也带来了如何分配各功率单元输出功率的问题。这就需要一种合理的 PWM 调制方法,既能使输出波形谐波最小,同时又可以为各功率单元均匀分配输出功率。载波水平相移 SPWM 技术可以在较低的开关频率下实现较高开关频率的效果,使 SPWM 技术应用于大功率场合成为可能,而且在提高装置容量的同时,有效地减少输出谐波。所以在单元串联型高压变频器中得以广泛应用。另外为了满足输出谐波最小化的要求,对载波的频率实时进行微调,以达到输出波形具有对称性。

3.1.1 移相载波频率浮动的准最优 PWM 调制策略

对载波相移以及载波频率实时控制,以达到减小输出谐波的目的^[24]。

移相 PWM 调制中的移相是指载波的垂直移位或水平移相,各载波调制的信号波都是同一波形。通过载波的移相(移位),能使输出波形电平数增加(相电压有 $2n+1$ 种电平输出),同时还可使输出波形的等效开关频率达到单元开关频率的 $2n$ 倍,大大改善了输出波形(n 是串联功率单元数)。按照载波移相(移位)的方式不同,移相 PWM 调制可分为两种:载波垂直移位 PWM 调制和载波水平移相 PWM 调制。采用载波垂直移位 PWM 调制时,当信号波幅值较小时,就会出现只有部分功率单元调制的情况,也就是只有部分功率单元输出功率的不利情况。因此,采用载波垂直移位 PWM 调制还需要动态分配各功率单元的输出功率,使得负载功率由每个功率单元共同均匀分担。

为了简单清晰地阐述移相 PWM 调制的原理,图 3.1 给出了两单元串联高压变频器其中一相的串联示意图,图 3.2 给出了载波水平移相 PWM 调制示意图。

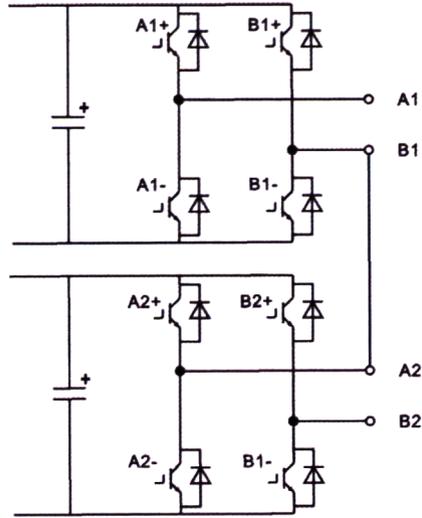


图 3.1 两逆变单元串联示意图

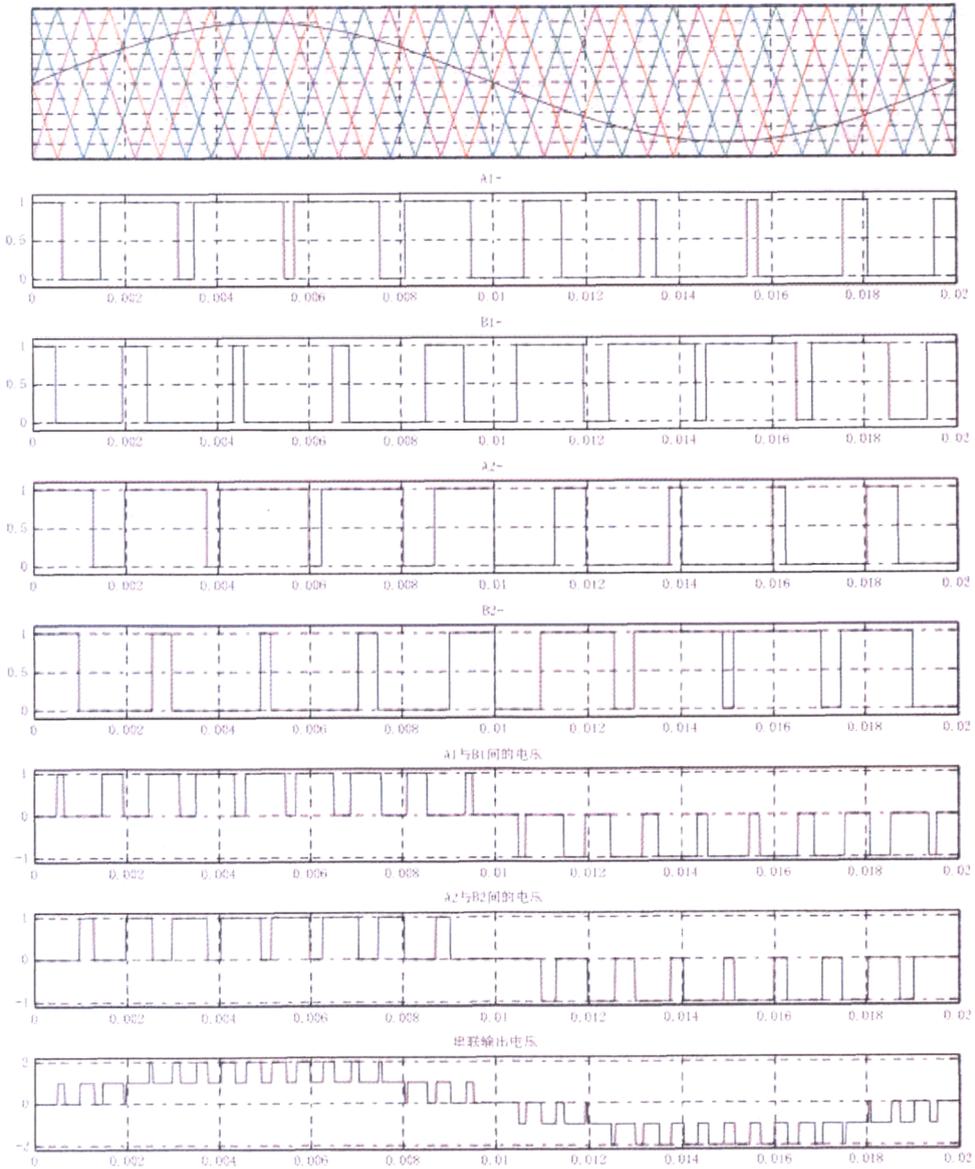


图 3.2 载波相移 PWM 调制原理图

图 3.2 给出了载波水平移相 PWM 调制的波形图，图中 4 个载波调制同一信号波，调制方法相同，都是当信号波大于三角载波时，给出导通控制信号；相反则给出关断控制信号。4 个载波中，用于驱动 A1+ 的载波和用于驱动 A2+ 的载波分别是两个功率单元的主载波，其中用于驱动 A2+ 的载波滞后于用于驱动 A1+ 的载波一定的电角度（水平载波移相）；用于驱动 A1- 的载波是 A1+ 载波的反相载波，同样的，用于驱动 B1- 的载波是 B1+ 载波的反相载波。这样，就可以在功率单元 1 和 2 的输出端 A1、B1 与 A2、B2 产生三电平 SPWM 波。也可以只使用 A1+ 载波和 A2+ 载波进行调制，A1+ 和 A2+ 的驱动同上，但这时需要同时将信号波反相被 A1+ 载波和 A2+ 载波调制，得到的驱动信号分别驱动 B1+ 与 B2+，这种调制方法也可以在 A1、B1 与 A2、B2 上得到相同的三电平 SPWM 波。将 A1、B1 与 A2、B2 上的输出波形相加就可以得到两单元串联变频器一相的输出波形 A1B2，这是一个 5 电平 SPWM 波。

通过图 3.2 可以看出，载波水平移相 PWM 调制的本质是，对每个功率单元进行 SPWM 调制，通过载波的移相，使得每个功率单元输出的 SPWM 脉冲相位互相错开（其基波相位相同），这样在叠加后，可以得到多电平输出，并使得等效开关频率大大提高，改善了输出波形。采用移相 PWM 调制之所以能够得到这样好的效果，是因为在结构上多重化的效果。可以预见，如果在对每个功率单元进行 SPWM 调制时，各载波不移相，那么每个功率单元的输出 SPWM 波将是相同的，在叠加之后仅仅是 PWM 脉冲的幅值增大了，电平数和等效开关频率都不会增加。因此，载波移相是水平移相 PWM 调制的关键所在。同时，通过以上的分析可知，每个功率单元的输出都是基波相同的脉冲错开的 SPWM 波，因此，在水平移相 PWM 调制方式下，每个功率单元的输出功率是相同的，不需要专门控制各功率单元的输出功率。

随着串联单元数的增加，输出的电平数和等效开关频率也将相应增加，输出波形也会越接近正弦波。以上讨论的是相电压的情况，对于高压变频器，输出通常是三相线电压，线电压输出的电平数比相电压更高，输出波形更好。实际上，为了提高直流电压利用率，信号波可以采用其他非严格的正弦波，比如叠加了 3 次谐波的马鞍形波，虽然经过调制后的输出相电压 PWM 波中含有 3 次谐波，但三相的 3 次谐波相位相同，合成线电压时，各相电压的 3 次谐波相互抵消，线电压也更接近正弦波。通常称这种输出波形为准最优 PWM 波。

对于电压型逆变器，在一定的直流环节电压条件下，PWM 控制所能产生的最高交流输出电压代表了该 PWM 控制策略直流电压利用率的高低。为了达到充分发挥电机功率和充分利用有限的直流电压等目的，一般都希望电压利用率尽可能高。根据这样的概念可以定义直流电压利用率为基波线电压的最大值与直流电

压的比值： U_{ipmax}/U_d 。采用 SPWM 调制方式时，线电压与相电压的幅值存在固定的 $\sqrt{3}$ 倍关系，当调制深度为 1 时，相电压的峰值可以达到直流母线电压的一半，所以对应的直流电压利用率就是 $\sqrt{3}/2$ 。

三相逆变器拖动三相电动机时，一般采用的都是三相三线制，并且逆变器侧中性点和电动机绕组的中性点均不接地，故此不论逆变器的相电压输出信号如何变化，只要保证逆变器的线电压输出信号为正弦波，电动机的运行状态就不会发生变化。这就是准最优 PWM 调制方式的理论依据。基本作法是：在三相相电压上均加入同一个直流信号或者三倍次的谐波信号，或者是上述任意几种信号的叠加。其中又以加入三次谐波最为简单，所以三次谐波注入法得到了比较广泛的应用。

设叠加的三次谐波幅值为 k ，基波幅值为 1，调制深度为 M ，则合成后的马鞍形波为：

$$U = M[\sin(\omega t) + k \sin(3\omega t)]$$

为了得到最高的电压利用率，我们先对电角度求导并令导函数等于 0，将得到的电角度值带回函数得到 U 的最大值表达式

$$U_{mp} = 8k \left(\frac{1+3k}{12k} \right)^{\frac{3}{2}} M$$

然后对 k 求导并令导函数为 0，得到 $k=1/6$ 。此时便有

$$U_{mp \min} = \frac{\sqrt{3}}{2} M \approx 0.866M$$

这样得到调制波形及其基波图：

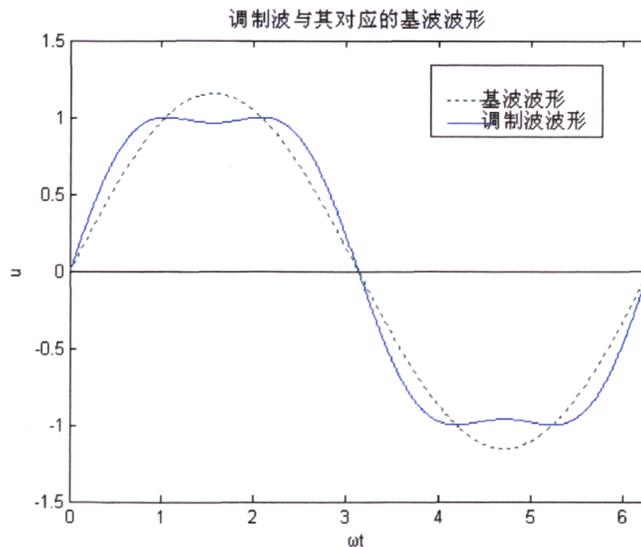


图 3.3 准最优 PWM 调制波与基波对应关系

可见，如果在原正弦调制信号上叠加幅值等于基波幅值 1/6 的三次谐波，其结果是合成后的调制波幅值仅相当于基波的 $\sqrt{3}/2$ 。因此线性调制区最大可以达到 $M = 2/\sqrt{3} \approx 1.1547$ ，即在调制不出现饱和的情况下，可使输出电压基波产生约 15% 的增量，如图 3.3 所示。为防止过调制，可以取 $M=1.15$ 。即准最优 PWM 调制方式公式为：

$$U = 1.15[\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t)] \quad (3-1)$$

载波生成根据以下标准：一个周期正负半周镜像对称，载波比为 3 的倍数，由信号的傅立叶分析可知，对于满足狄里赫利条件的周期信号，可分解为：

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) d(\omega t)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t)$$

1/4 周期对称波形通过选择不同的起始点，可以成为奇函数，也可以成为偶函数，通常使它成为奇函数。这种函数同时也是对称函数，因此用上式进行谐波分析时，其中只含基波和奇次谐波中的正弦项，根据本条件可知，在一个调制波周期内对应的载波数应为奇数。在半波范围内的调制波形与载波波形示意图 3.4。

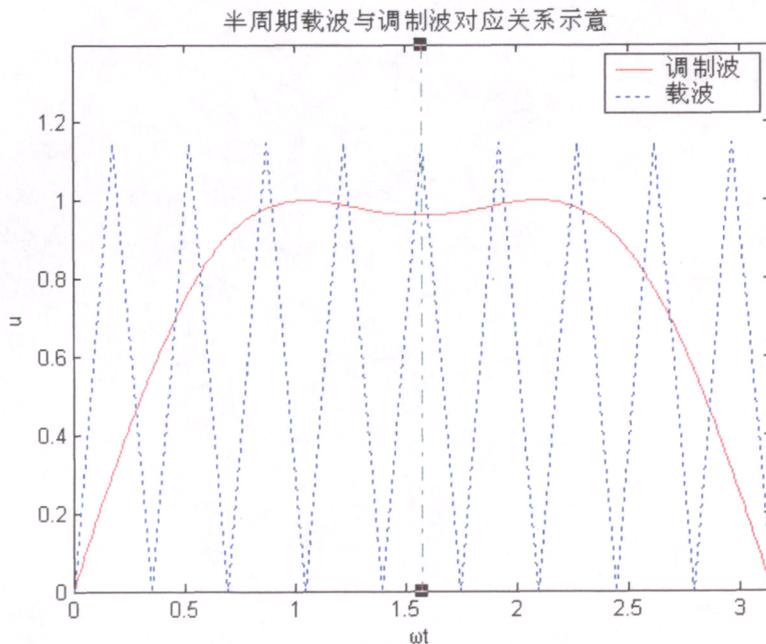


图 3.4 半波范围内调制波与载波对应关系示意

同时为了保证三相对称性，三相调制波的相位必须互差 $2\pi/3$ ，为此载波比要取为 3 的倍数。

现在常用的几种调制方式是根据载波比即载波信号频率与调制波信号频率的比值是否可变分类，分别为^[2]：

(1) 同步调制

载波比等于常数，在改变调制信号频率的同时，成比例的改变载波信号的频率，同时在频率改变时使载波信号和调制信号始终保持同步。这样信号波一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，且取载波比为 3 的整数倍，以使三相输出波形严格对称。同时载波比取奇数以满足一相的 PWM 波正负半周镜对称。这种调制方法的缺点在于：当逆变电路输出频率很低时，载波频率也很低，载波频率过低时由调制带来的谐波无法消除。当负载为电动机时也会带来较大的转矩脉动和噪声。当逆变电路频率很高时，载波频率会过高，使开关器件难以承受。

(2) 异步调制

载波信号和调制信号不保持同步。在异步调制方式中，保持载波频率固定不变，因而当调制信号波频率变化时，载波比是变化的。同时，在信号波的半个周期内，PWM 波的脉冲个数不固定，相位也不固定，正负半周期脉冲不对称，半周期内前后 1/4 周期的脉冲也不对称。

这种调制方法的缺点在于：当信号波频率较低时，载波比较大，一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 周期脉冲不对称产生的不利影响都较小，PWM 波形接近正弦波。当信号波频率增高时，载波比减小，一周期内的脉冲数减少，PWM 脉冲不对称影响就变大，有时信号波的微小变化还会产生 PWM 脉冲的跳动。这就使得输出 PWM 波和正弦波的差异变大。对于三相 PWM 型逆变电路来说，三相输出的对称性也变差。

(3) 分段同步调制

分段同步调制就是将调制波频率分为若干个频段，在每个频段内都保持载波比恒定不变，不同频段的载波比则不同。频段的划分和载波比的改变主要考虑：一方面尽可能充分利用功率半导体开关器件的开关频率，另一方面又要避免控制软件过于复杂。在调制波频率的高频段采用较低的载波比，以使载波频率不致太高，从而将功率半导体器件的开关频率限制在允许范围以内；在调制波频率的低频段采用较高的载波比，避免因载波比太低而对负载的运行产生不利的影晌。

分段同步调制的缺点在于：当改变载波比时，会出现振荡、电压突变和谐波

剧增等情况，这样会使电动机产生较大的脉动转矩和较强的噪声，对电机的运行带来危害，影响电机的使用寿命，对能量也是一种耗损。

按照上述三种调制方式显然无法全部满足所提出的要求，但是通过对载波频率的实时调整，可以在单个调制波周期内满足要求。具体做法是：选择马鞍形波作为调制波，以一个 5 赫兹—50 赫兹的基准载波频率除以当前调制波频率即得当前对应调制波频率下的载波比；得出的这个载波比为一个参考载波比，以其值除以 3，对所得的值取整后再乘以 3，便得到了一个为 3 的整数倍的载波比。然后再判断其是否为奇数，如果不是奇数，则可再对计算载波比加 3 或减 3，得出满足条件的载波比，得出该周期的载波频率。

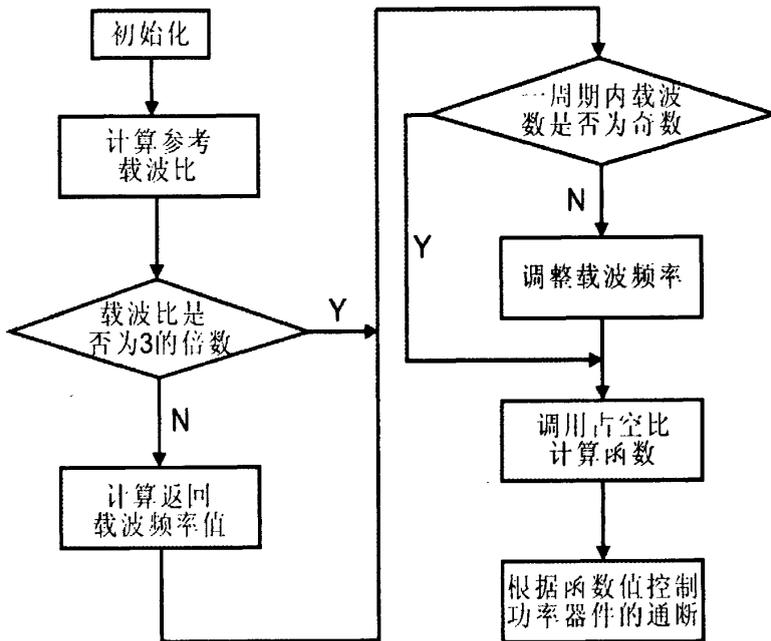


图 3.5 载波频率浮动计算的软件流程图

3.1.2 单桥控制与双桥控制

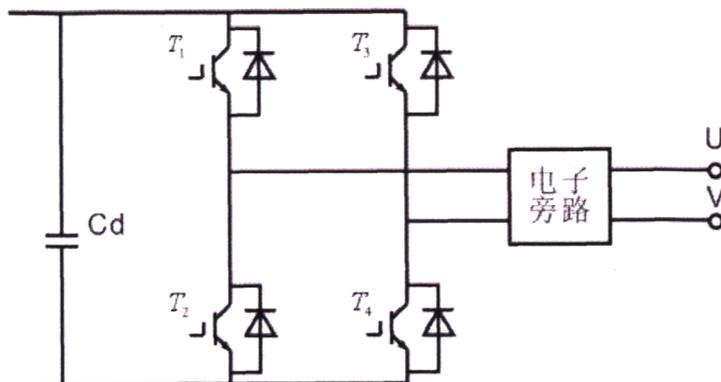


图 3.6 功率单元逆变部分原理图

功率单元逆变部分原理图如图 3.6 所示，三相低压交流电经三相整流后成为脉动直流电，经电容器滤波送入单相桥式逆变电路中，该逆变电路由 4 个 IGBT 构成 H 桥结构。由于采用的是单相全桥逆变电路，故调制方式一般采用单极性 PWM。单极性控制的输出电流电压波形如下图所示：

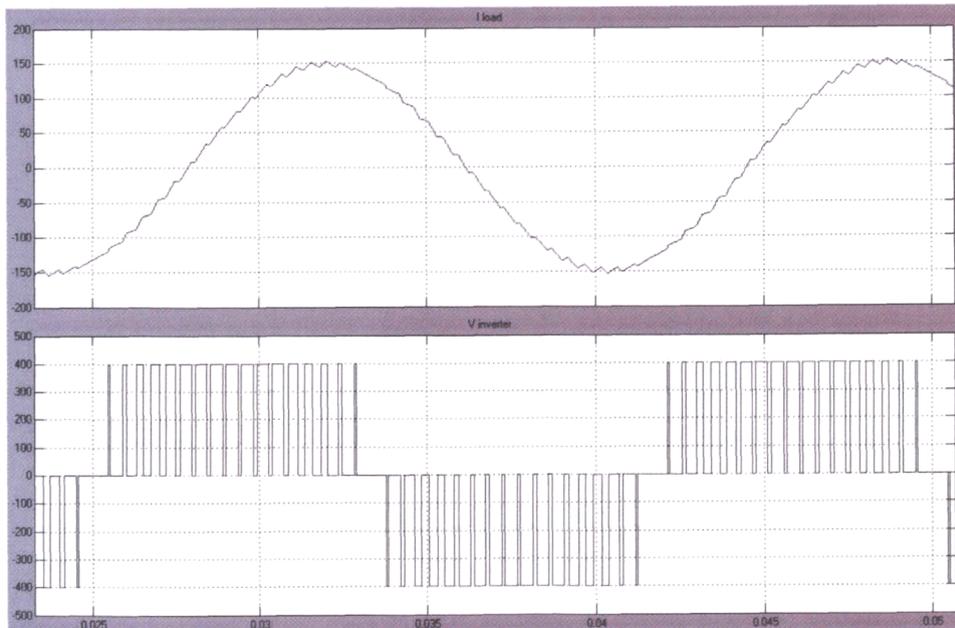


图 3.7 单极性 PWM 输出波形

实现方法有：单桥控制方式和双桥控制方式。采用不同的实现方法，主要差别体现在相同载波频率所体现的效果不同。

(1) 单桥控制方式

如果在输出电压正半周令 T_4 一直保持导通状态, T_3 关断, 正半周的 PWM 完全由 T_1 和 T_2 来完成, 当输出为高电平时, 让 T_1 导通, T_2 关断; 而当输出为零电平时, 令 T_1 关断, T_2 导通。

这样在输出电量半个周期内, 有一个桥臂的功率器件是没有开关状态变化的, 这种方式即为单桥控制方式, 采用单桥控制方式时, 两个桥臂间的电力电子器件的开关频率是不一致的, 按照上述控制方式, T_3 和 T_4 两个开关器件的开关频率为 f_r , 与调制波相同; T_1 和 T_2 两个开关器件的开关频率为 f_c , 与载波频率相同。

(2) 双桥控制方式

图 3.6 中 UV 间输出的调制波电压为

$$u_{uvr} = U_r \sin \omega t \quad (3-2)$$

可以将其分解为如下两个函数:

$$u_{uor} = \frac{1}{2} U_r \sin \omega t \quad (3-3)$$

$$u_{vor} = -\frac{1}{2} U_r \sin \omega t \quad (3-4)$$

将式(3-3)和式(3-4)分别用两个桥臂来实现, 两个桥臂采用双极性调制方式。如图 3.8 所示, 采用反相的两个载波分别与同一个正弦波调制信号比较产生两个桥臂的控制信号, 而输出电压为两个双极性调制信号之差, 仍然是一个单极性 PWM 信号。

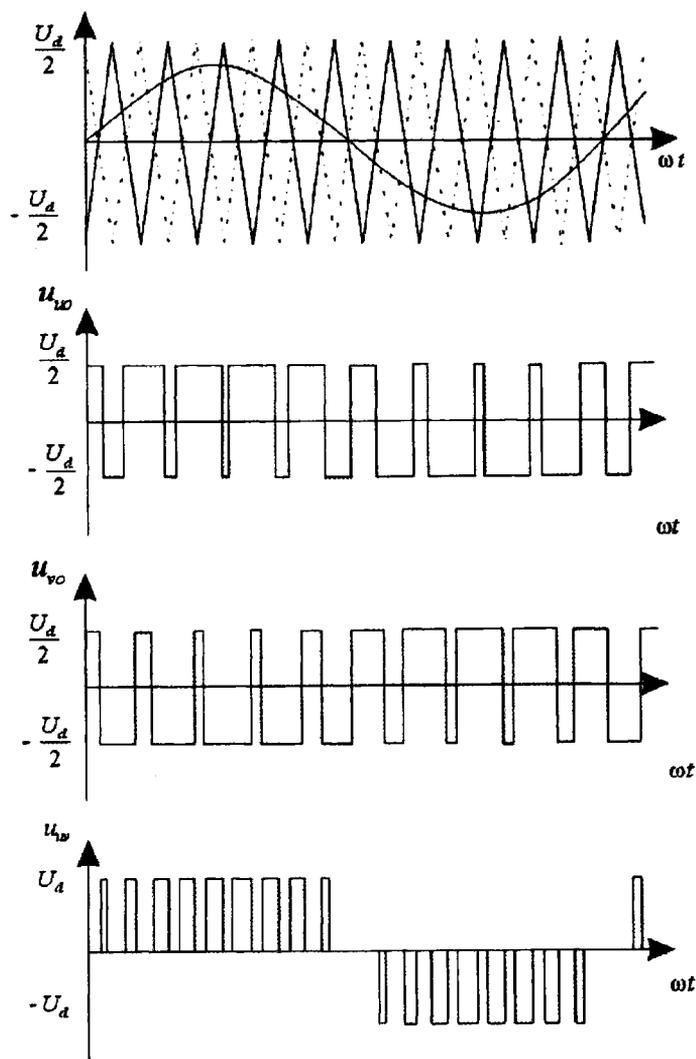


图 3.8 双桥控制 PWM 方式时工作波形

采用双桥调制方式时，两个桥臂使用的载波频率相同，也即四个开关器件的开关频率是一样的，均为 f_c ，而最后输出电压是两个桥臂 PWM 相减的结果。由图 3.9 可以清楚的看到输出的电压 PWM 波的频率比两个桥臂的 PWM 桥臂的 PWM 波的频率提高了一倍。所以采用双桥控制的 PWM 生成方式时，与单桥控制方式相比，在电力电子器件的开关频率相同的情况下，可以使整个系统的开关频率提高一倍，或者说如果维持整个系统的开关频率不变，则各个电力电子器件的开关频率可以减少一半。

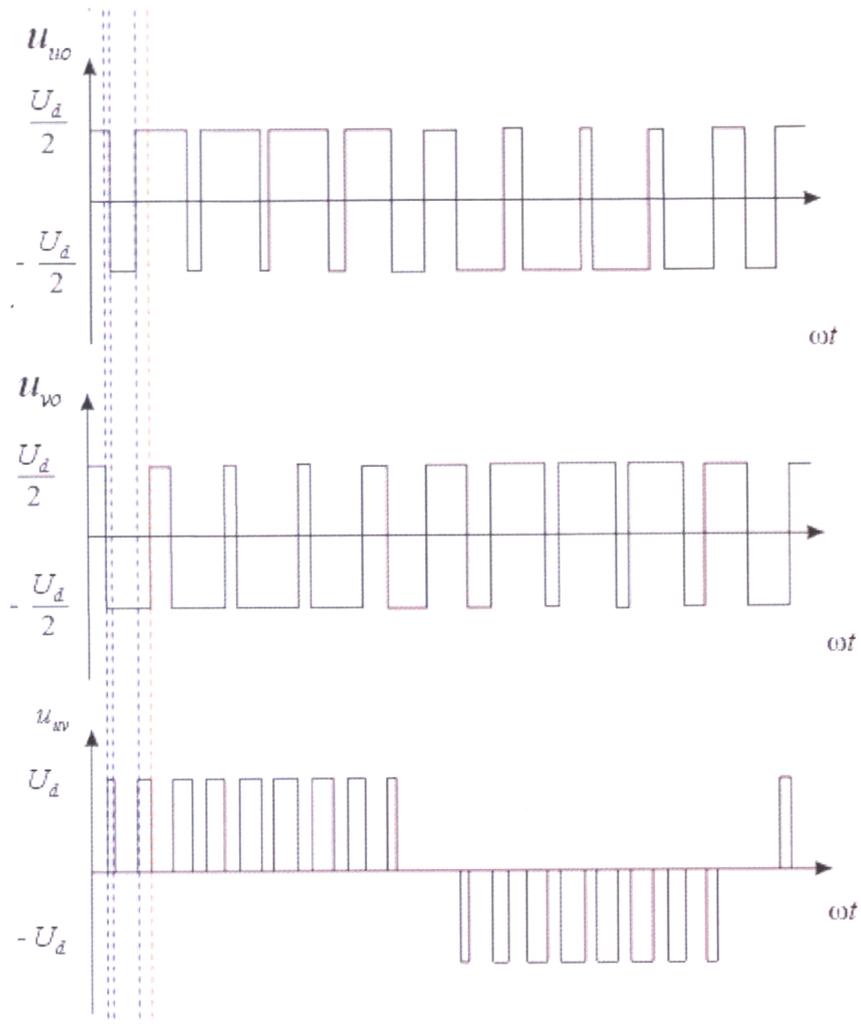


图 3.9 双桥调制频率等效加倍示意

(3) 两种控制方式的比较

从上面分析可以看出双桥调制可以通过将两个桥臂分别的双极 PWM 合成成为一个单极性 PWM，将载波频率等效提高两倍。而单桥调制时两个桥臂分别在不同的开关频率下工作，有一个桥臂的开关频率很低（调制波频率），另一个桥臂则比较高（载波频率）。两种控制方式都有降低开关损耗的地方。假设输出的电压波形 PWM 对应的开关频率为 2000HZ，调制波为 50HZ。双桥控制每个开关器件对应的开关频率为 1000HZ，也就是在一个周期内每个开关器件动作 20 次，四个开关器件开关次数之和为 80 次。而单桥控制以载波频率开关的两个功率器件各动作 40 次，以调制波频率开关的功率器件动作 1 次，四个开关器件一共动作 82 次。单桥控制的开关损耗在该工况下比双桥控制的多 2.5%。

单桥控制方式的开关损耗比双桥控制的要高，但是随着输出载波频率的提高这种差别越来越小。

3.1.3 死区的影响及抑制

电力电子开关器件都不是理想的开关，开关元件的状态转换，不可能在瞬间完成，都要经过元件的开关时间才能完成状态转换。开关关断时，要经历元件的关断时间之后，元件才能进入稳态截止，完成关断过程的转换；元件开通时，也要经历元件的开通时间，才能完成开通过程的转换。而且开通时间往往小于关断时间，因此很容易发生同桥臂两只开关管同时导通的短路故障。由于开关时延配合不好引起的逆变器的上下桥臂直通，储能大电容短路，是 PWM 逆变器最严重的故障。为了保证逆变电路的安全工作，必须在同一桥臂上、下两个开关器件的通断信号间设置一段死区时间 (T_d ，或称滞时)，在这段时间内同一桥臂上下两个开关管都处于关断状态，以确保一个开关管完全关断后另外一个开关管才可以导通。 T_d 数值的大小，一般是根据逆变器开关器件的开关时间来确定的。不同类型的开关器件，其开关时间是不同的。死区的存在使得 PWM 逆变器不能完全精确地复现 PWM 控制信号的理想波形，必然产生更多的谐波。尤其是在载波频率与调制波频率比值较大时，这种影响会变得越明显。具体表现为电流波形出现交越失真情况，甚至引起系统振荡。为了便于分析说明，将逆变单元的结构图重新绘制如下，通过对电流不同流向时输出脉冲的分析来说明死区造成的影响。

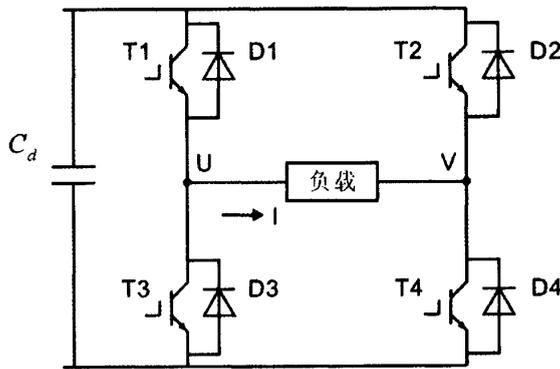


图 3.10 逆变单元结构图

当不加入死区时间时， T_1 、 T_3 将加上理想的互补驱动信号，并输出无波形损失的电压波形。当加入“先断后通”开关死区时，其 T_1 、 T_3 驱动信号各上升沿将延迟 T_d 时间，这时，输出电压波形根据输出电流极性不同而受到不同的影响。

当 $i > 0$ 时， i 只能流经 T_1 或 D_3 。当 T_1 从导通切换成关断状态时，若忽略

二极管 D3 的电流建立时间, 此时 U 端电压将瞬时由 $U_{dc}/2$ 切换到 $-U_{dc}/2$, 因而输出波形在 T1 驱动信号下降沿不会产生波形偏差。但若 $I > 0$ 时, 当 T1 从关断切换到导通状态时, 由于先前 D3 导通(续流), 则在 T3 信号下降沿即输出电压上升沿被迫滞后 T_d 时间才跳变, 因而输出电压波形出现正偏差。

同理可以分析得到: 当 $I < 0$ 时, D3 信号下降沿, 即输出电压上升沿无延时, 而在 T1 信号下降沿, 即输出电压下降沿, 输出电压被迫滞后 T_d 时间才跳变, 因而输出电压波形出现负偏差。具体示意图如下:

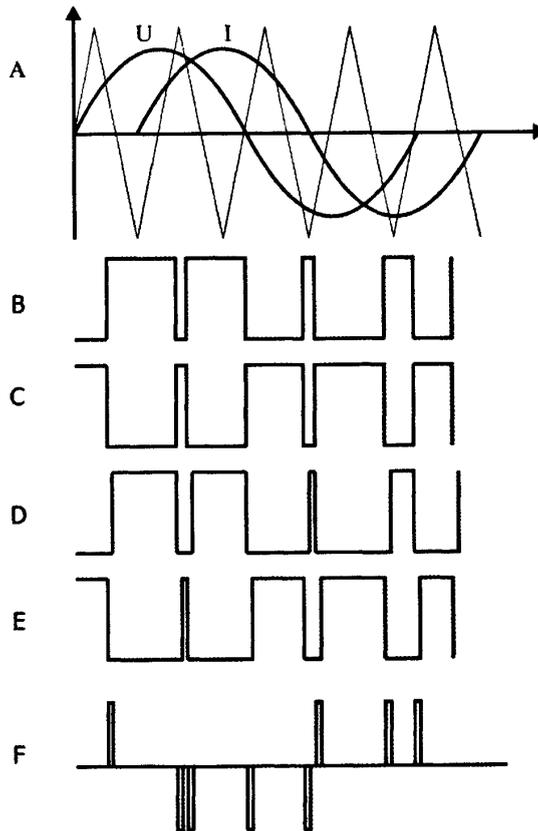


图 3.11 死区影响示意图

- A) 电流电压与载波信号 B)、C) 未加死区的上下管触发信号
D)、E) 加入死区后的上下管触发信号 F) 死区对输出电压带来的窄脉冲

根据上图可知, 由于“先断后通”开关死区延时 T_d 的加入, 将导致输出电压波形出现电压偏差, 电压偏差的极性取决于电流极性。这种影响带来的主要表现为电流波形出现交越失真, 试验波形如下所示 (由 Tektronix 示波器截图):

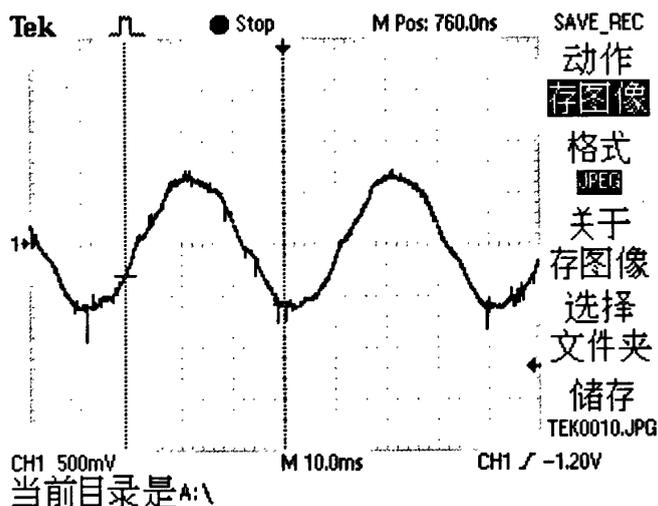


图 3.12 受到死区影响的输出电流波形

目前研究死区补偿主要有两个大的方向^[25]：一种是硬件补偿，这种补偿策略需要增加硬件，通过输出实际电压和电压参考值比较得到需要补偿的电压信号。如常用的电流反馈补偿和电压反馈补偿。电流反馈型与电压反馈型补偿电路，是最基本的补偿电路，这两种补偿电路如果调整得当都能很好地补偿掉二极管续流产生的误差波引起的不良影响。电流反馈补偿电路的特点是电路简单，但它是通过对电流的过零点的检测来进行补偿的。由于电流噪声的影响，电流过零点一般都存在一定程度的模糊性，检测精度会受到一定影响。再则，电流滤波环节也会产生检测滞后。因此，在用软件实现时，检测精度的不准和检测滞后的影响会使补偿的精度变差。电压反馈型补偿电路，虽没有过零点检测的模糊性，但存在 SPWM 波的检测精度问题和检测滞后问题，补偿电路相对比较复杂。另一种是软件补偿，采用纯软件的方法，在电机的控制程序中加入死区补偿的算法，来实现对死区补偿的影响，这种方法的优点是不需要添加硬件，且更加灵活，适应性强。本文中描述的系统即是采用软件补偿的方案。

根据面积等效原理，对于死区带来的负面影响——输出电压上叠加的一系列窄脉冲，我们只需要对应在每个周期内加上相等时间长度且大小相反的脉冲即可抵消死区带来的影响。采用预测电流相位的方法来对补偿脉冲正负极性进行选择。例如取预测功率因数为 0.85 时，电流滞后电压 31.8° ，在控制算法中应去电压参考波形过零点后 31.8° 时为电流过零点，此时补偿的脉冲正负极性反向。

应用较多的软件死区补偿方式是采用分散补偿的方式，也即在每一个触发脉冲上都加上反向的补偿脉冲。这样由于预测电流过零点不可能和实际电流过零点完全一致，补偿的窄脉冲势必有一部分起了反效果。出于这种问题的考虑，可以采用集中补偿的方式。由于单元串联结构中每个单元的载波频率并不是很高，2k

的载波频率对应的载波周期是 $500\mu\text{s}$ ，同时对于 $3\mu\text{s}$ 的 T_d 时间来说这样在电压过零点时有充足的时间提供补偿使用，所以我们可以可以在一个周波内只选择在电压过零点加入补偿的脉冲。加入补偿前后波形对比如下图所示：

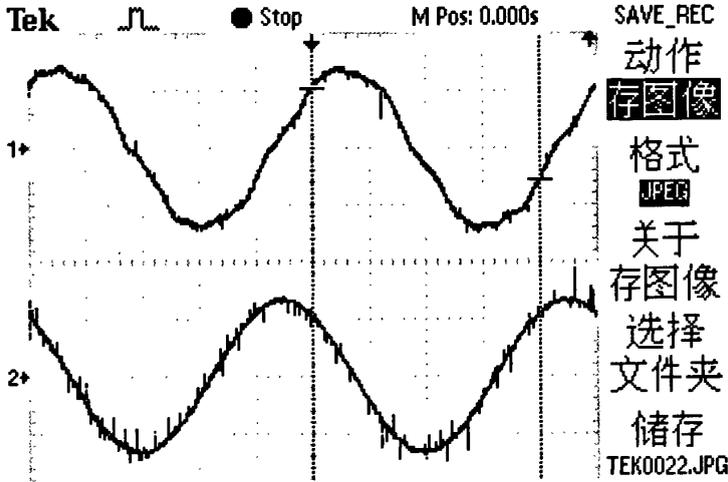


图 3.13 死区补偿效果对比

3.2 逆变单元串联运行的 CWM 控制

由于变频器的输出需保证一定的压频比（恒定或可调，依负载转矩变化曲线而定）。因而低频输出时，其输出电压也需相应降低。如采用单一的调制方法必然导致低频时参与叠加脉冲数降低，低到一定程度时，则只能单纯采用 PWM 方法来调节电压，故此希望低频（电压较低）时参与叠波的单元模块尽可能的多，采用电压利用率低的调制方法可以达到这一目的。而出于系统输出容量的考虑，又希望用现有设备条件输出尽量高的电压，以应付输入电网电压偏低的情况，因而必须提高电压利用率，故在高频（电压较高）时采用电压利用率高的调制方法。

SPWM 调制方法的波形系数 $m_d = U_p / U_{\phi p} = \sqrt{3}$ ，而准最优 PWM 调制方式的波形系数为 2，单纯采用某一种调制方式时其波形系数是固定的，即电压利用率是不变的。CWM（Continuous Waveform Modulation）调制方式的设计思想就是在线电压波形不失真（保持正弦波）的前提下，通过相电压波形连续变形的方法来连续调节波形系数的值，来达到调节输出电压幅值的目的^[26]。常规的调制方式由于每种变换方法的波形系数是固定不变的，输出线电压幅值的调节是通过相电压幅值的变化来达到的。CWM 控制方式则是在波形连续调节的过程中保持相电压的幅值不变（一直维持最大值），而线电压峰值的调节则完全是通过波形的变换，即通过调节波形系数来实现的。按照输出线电压的幅值将整个电压范围分

为 5 个部分，在不同的电压范围上采用不同的调制波，从而实现在整个电压范围内调制波的波形系数可以连续调节，电压利用率可以连续调节，以使在整个频率范围内变频器的输出波形保持较低的谐波含量。

在不同的电压使用不同的调制波波形，按照线电压幅值可以分成 5 个部分，分别为 3 个工作区间和两个工作点。

3.2.1 CWM 工作区间 1

当输出线电压幅值较低， $0 \leq U_{lp} \leq 2NU_d/\sqrt{3}$ (N 为主电路每相 M 个功率单元中最大可用的功率单元的数目， U_d 为每一功率单元模块整流滤波后的直流电压)，三相输出电压由下列公式给出：

$$u_u(t) = \begin{cases} 0 & 2k\pi - \frac{\pi}{6} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{\pi}{6} \\ U_{lp} \sin(\omega t - \pi/6) & 2k\pi + \frac{\pi}{6} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{\pi}{2} \\ U_{lp} \sin(\omega t + \pi/6) & 2k\pi + \frac{\pi}{2} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{5\pi}{6} \\ 0 & 2k\pi + \frac{5\pi}{6} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{7\pi}{6} \\ U_{lp} \sin(\omega t - \pi/6) & 2k\pi + \frac{7\pi}{6} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{3\pi}{2} \\ U_{lp} \sin(\omega t + \pi/6) & 2k\pi + \frac{3\pi}{2} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{11\pi}{6} \end{cases} \quad (3-5)$$

$$u_v(t) = u_u(t - \frac{2\pi}{3\omega})$$

$$u_w(t) = u_u(t - \frac{4\pi}{3\omega})$$

该公式是由正弦波叠加如下式给出的谐波构成：

$$u_u(t) = \begin{cases} -U_{ip} \sin(\omega t) & 2k\pi - \frac{\pi}{6} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{\pi}{6} \\ U_{ip} \sin(\omega t - \pi/3) & 2k\pi + \frac{\pi}{6} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{\pi}{2} \\ U_{ip} \sin(\omega t + \pi/3) & 2k\pi + \frac{\pi}{2} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{5\pi}{6} \\ -U_{ip} \sin(\omega t) & 2k\pi + \frac{5\pi}{6} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{7\pi}{6} \\ U_{ip} \sin(\omega t - \pi/3) & 2k\pi + \frac{7\pi}{6} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{3\pi}{2} \\ U_{ip} \sin(\omega t + \pi/3) & 2k\pi + \frac{3\pi}{2} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{11\pi}{6} \end{cases} \quad (3-6)$$

由 (3-5) 式给出的相电压产生的线电压为:

$$\begin{cases} u_{uv}(t) = U_{ip} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \\ u_{vw}(t) = U_{ip} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ u_{wu}(t) = U_{ip} \sin(\omega t - \frac{7}{6}\pi) \end{cases} \quad (3-7)$$

根据上述公式做出工作区间 1 在一个周期内的调制波波形合成示意图如图 3.14 所示。

根据 3.1 节可知,在相电压中叠加三倍次的谐波不会影响电动机的运行状态。由公式(3-6)给出的谐波是一个分段函数,可以将其看作是由 $0^\circ \sim 60^\circ$ 区间的正弦波波形通过上下左右变换波形组合而成。在注入到正弦波中后,将正弦波部分段抵消掉,而部分段抬高,得到如图 3.14 中所示的相电压波形。

从图 3.14 所示的相电压波形可以看到,在一个周期内有 $1/3$ 的时间电压输出为 0,也就是在这段时间内开关器件不会动作,这样就可以减少 $1/3$ 的开关损耗。相电压的幅值为正弦波的 1.5 倍,这意味它的波形系数 m_d 为 1.15。

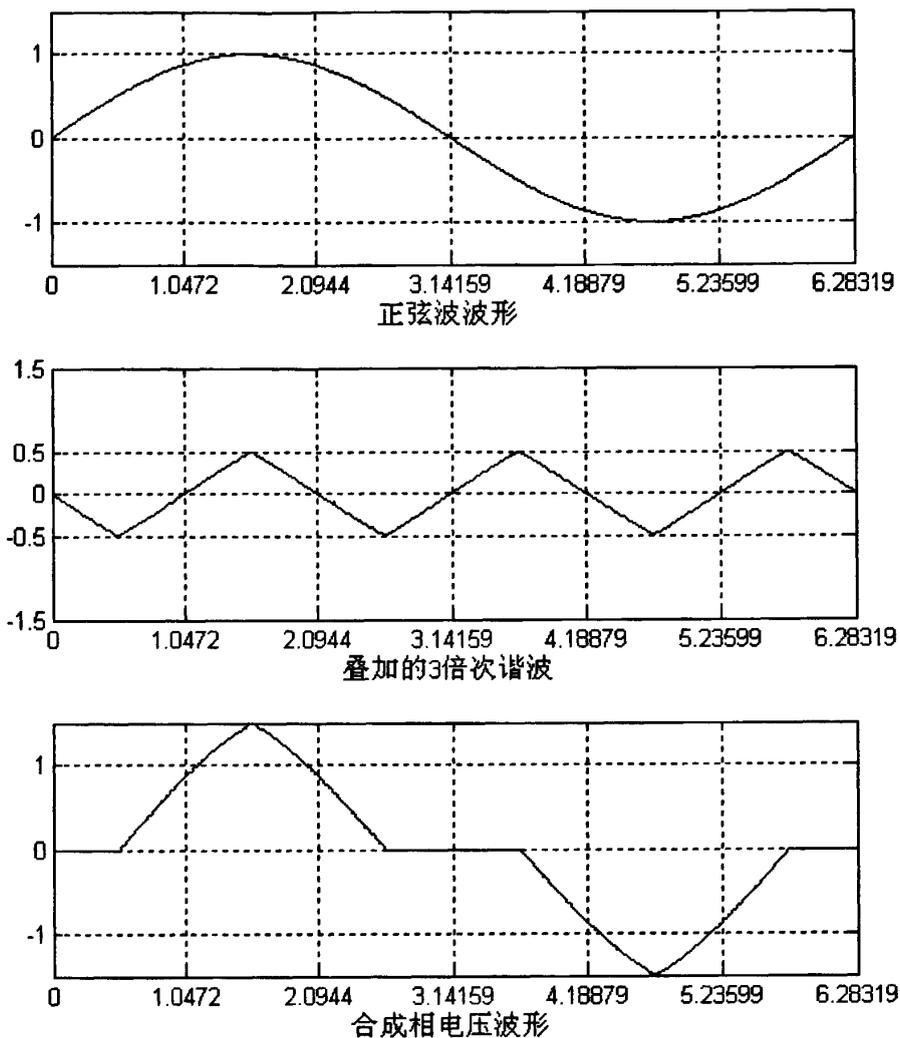


图 3.14 工作区间 1 调制波合成示意图

3.2.2 CWM 工作区间 2

工作区间 2 为线电压 $2NU_d/\sqrt{3} < U_p < \sqrt{3}NU_d$ 时, 此状态下输出电压按下列公式给出:

$$u_u(t) = \begin{cases} 0 & 2k\pi - \frac{\pi}{6} + T_1 \leq \omega t < 2k\pi + \frac{\pi}{6} - T_1 \\ U_s \sin(\omega t - \pi/6 + T_1) & 2k\pi + \frac{\pi}{6} - T_1 \leq \omega t < 2k\pi + \frac{\pi}{2} \\ U_s \sin(\omega t + \pi/6 - T_1) & 2k\pi + \frac{\pi}{2} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{5\pi}{6} + T_1 \\ 0 & 2k\pi + \frac{5\pi}{6} + T_1 \leq \omega t < 2k\pi + \frac{7\pi}{6} - T_1 \\ U_s \sin(\omega t - \pi/6 + T_1) & 2k\pi + \frac{7\pi}{6} - T_1 \leq \omega t < 2k\pi + \frac{3\pi}{2} \\ U_s \sin(\omega t + \pi/6 - T_1) & 2k\pi + \frac{3\pi}{2} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{11\pi}{6} + T_1 \end{cases} \quad (3-8)$$

$$u_v(t) = u_u(t - \frac{2\pi}{3\omega})$$

$$u_w(t) = u_u(t - \frac{4\pi}{3\omega})$$

上式中:

$$U_s = \frac{U_{ip}}{2 \sin(\frac{\pi}{6} + T_1)}$$

T_1 与 N 、 U_d 、 U_i 间关系满足:

$$NU_d 2\sin(\pi/6 + T_1) = U_{ip} \sin(\pi/3 + T_1) \quad (0 < T_1 < \pi/6) \quad (3-9)$$

式中 T_1 为中间相位变量; U_{ip} 为输出线电压峰值 (V); U_s 为中间电压变量 (V); $u_u(t)$, $u_v(t)$, $u_w(t)$ 为三相输出相电压 (V); $u_{uv}(t)$, $u_{vw}(t)$, $u_{wu}(t)$ 为三相线电压 (V); N 为每相中最大可用叠加功率单元数。

这样, 当线电压在 $2NU_d / \sqrt{3} < U_{ip} < \sqrt{3}NU_d$ 范围内变化时, 每一相均保证有最大可用的 N 个功率单元参与电位叠加, 从而减小谐波。

3.2.3 CWM 工作点 3

当 $U_{ip} = \sqrt{3}NU_d$ 时, $T_1 = \pi/6$, $U_s = U_{ip} / \sqrt{3}$, 此时, 三相相电压和三相线电压

分别为:

$$\begin{cases} u_{uv}(t) = U_{lp} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \\ u_{vw}(t) = U_{lp} \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ u_{wu}(t) = U_{lp} \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{cases}$$

$$\begin{cases} u_{uv}(t) = U_{lp} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \\ u_{vw}(t) = U_{lp} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ u_{wu}(t) = U_{lp} \sin(\omega t - \frac{7}{6}\pi) \end{cases}$$

该工作点即为正弦波调制方式, 由于该工作点的调制波具有特征性, 所以将其作为工作点 3。

3.2.4 CWM 工作区间 4

工作区间 4 的线电压幅值范围是 $\sqrt{3}NU_d < U < 2NU_d$, 在该工作区间内, 三相相电压的幅值由下列公式给出:

$$u_u(t) = \begin{cases} U_s [\sin(\omega t + T_2) - \sin T_2] & 2k\pi \leq \omega t < 2k\pi + \frac{\pi}{2} - T_2 \\ U_s [\sin \frac{\pi}{2} - \sin T_2] & 2k\pi + \frac{\pi}{2} - T_2 \leq \omega t < 2k\pi + \frac{\pi}{2} + T_2 \\ U_s [\sin(\omega t - T_2) - \sin T_2] & 2k\pi + \frac{\pi}{2} - T_2 \leq \omega t < 2k\pi + \pi \\ U_s [\sin(\omega t + T_2) + \sin T_2] & 2k\pi + \pi \leq \omega t < 2k\pi + \frac{3\pi}{2} - T_2 \\ U_s [\sin \frac{3\pi}{2} + \sin T_2] & 2k\pi + \frac{3\pi}{2} - T_2 \leq \omega t < 2k\pi + \frac{3\pi}{2} + T_2 \\ U_s [\sin(\omega t - T_2) + \sin T_2] & 2k\pi + \frac{3\pi}{2} + T_2 \leq \omega t < 2k\pi + 2\pi \end{cases} \quad (3-10)$$

$$u_v(t) = u_u(t - \frac{2\pi}{3\omega})$$

$$u_w(t) = u_u(t - \frac{4\pi}{3\omega})$$

在式(3-10)中, U_{ip} 为输出线电压峰值 (V); U_s 为中间电压变量 (V); $u_u(t)$, $u_v(t)$, $u_w(t)$ 为三相输出相电压 (V)。其中:

$$U_s = \frac{U_{ip}}{2 * [\sin(\frac{\pi}{3} + T_2) - \sin T_2]}$$

T_2 与 N 、 U_d 、 U_1 间关系满足:

$$NU_d * 2[\sin(\frac{\pi}{3} + T_2) - \sin T_2] = U_{ip}(\sin \frac{\pi}{2} - \sin T_2) \quad (0 < T_2 < \pi / 6)$$

由于第二工作区间及第四工作区间的波形变换相对于电压变化来说是一个连续的过程, 所以用 Matlab 制作了动画来演示当电压在两个区间连续变化时对应的调制波波形的变化示意图。第二区间见附录二, 第四区间见附录三。

3.2.5 CWM 工作点 5

当 $U_{ip} = 2KU_d$ 时, $T_2 = \pi / 6$, $U_s = U_{ip}$, 三相相电压分别为:

$$u_u(t) = \begin{cases} U_{ip}[\sin(\omega t + T_2) - \sin T_2] & 2k\pi \leq \omega t < 2k\pi + \frac{\pi}{3} \\ U_{ip}[\sin \frac{\pi}{2} - \sin T_2] & 2k\pi + \frac{\pi}{3} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{2\pi}{3} \\ U_{ip}[\sin(\omega t - T_2) - \sin T_2] & 2k\pi + \frac{2\pi}{3} \leq \omega t < 2k\pi + \pi \\ U_{ip}[\sin(\omega t + T_2) + \sin T_2] & 2k\pi + \pi \leq \omega t < 2k\pi + \frac{4\pi}{3} \\ U_{ip}[\sin \frac{3\pi}{2} + \sin T_2] & 2k\pi + \frac{4\pi}{3} \leq \omega t < 2k\pi + \frac{5\pi}{3} \\ U_{ip}[\sin(\omega t - T_2) + \sin T_2] & 2k\pi + \frac{5\pi}{3} \leq \omega t < 2k\pi + 2\pi \end{cases} \quad (3-11-1)$$

$$u_v(t) = u_u(t - \frac{2\pi}{3\omega})$$

$$u_w(t) = u_u(t - \frac{4\pi}{3\omega})$$

对应的线电压输出为:

$$\begin{cases} u_{uv}(t) = U_{lp} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \\ u_{vw}(t) = U_{lp} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ u_{wu}(t) = U_{lp} \sin(\omega t - \frac{7}{6}\pi) \end{cases}$$

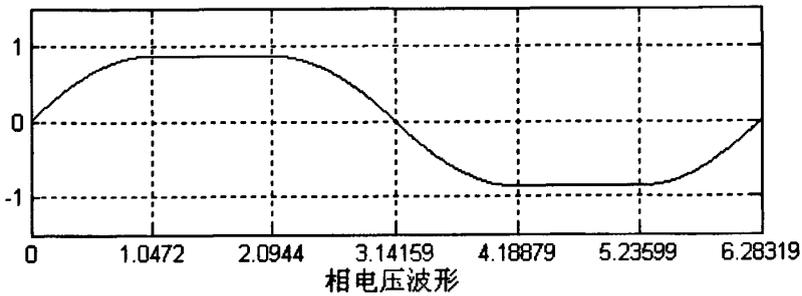
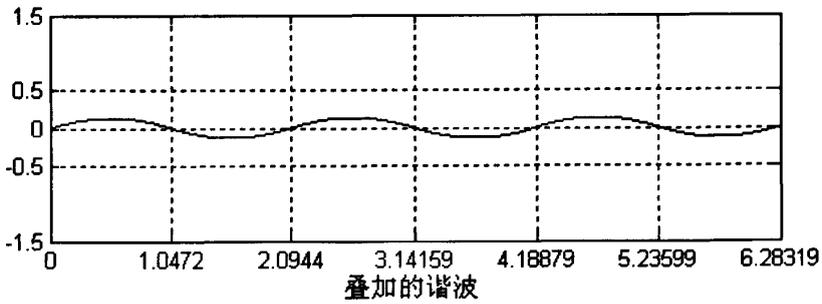
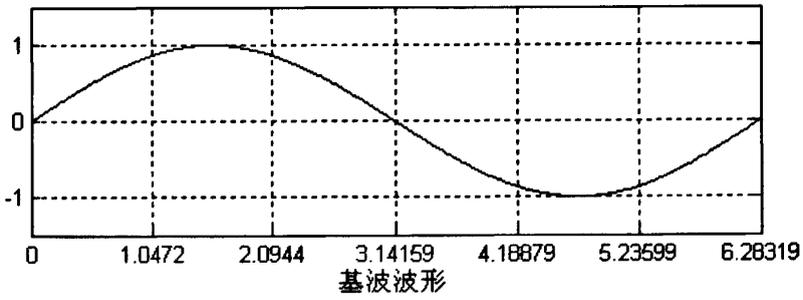


图 3.15 工作点 5 波形合成示意图

该工作点相电压为一平顶波，其叠加的三倍次谐波可以这样描述：将正弦波（基波） $\pi/3$ 到 $2\pi/3$ 区间内的波形正反组合而成。合成后在半个周波内看相当于将正弦波 $\pi/3$ 到 $2\pi/3$ 区间“削平”了。输出相电压的峰值为 $1/2$ 倍的线电压，此时波形系数和 3.1 节中准最优 PWM 调制所产生的效果是一样的。

变频器的输出过程中，随着系统的输出频率的变化，系统的输出线电压的幅值一般也要变化。线电压的峰值可以表示为 $U_{lp} = m_d U_{\phi p}$ 。

系统输出线电压的调节有两种方法：一是通过调节相电压的幅值来实现，这是通常的波形变换的作法；二是固定相电压的幅值不变，通过调节相电压的波形，即采用调节波形系数 的方法来实现。CWM 采用在调节过程中固定相电压峰值一直为 KU_d 不变（即一直让每相中全部有效功率单元参与工作），而通过连续调节相电压的波形，即采用调节波形系数的方法来实现。

由附录二、三给出的动画演示可以看出，根据输出线电压的幅值要求和每一相的最大可用的功率单元数目，相电压的输出波形可以从窄变宽，其变化是无级的，这一点有别于一般的调制策略。基于这一点，该方法可以实现电压利用率的连续调节，又实现了在整个线电压变化范围内每一相一直有最大数目的功率单元参与叠加，以及利用现有设备实现尽可能大的线电压输出。

第四章 控制思想的实现

4.1 TMS320F2812 的模块化程序设计

控制思想确立以后,需要通过软硬件手段加以实现。在高压变频装置中处于控制核心地位的器件是单片机(如 Intel 公司的 196 系列)或者 DSP (如 TI 公司的 C2000 系列)。

单片机是在一块芯片上集成了 CPU、RAM、ROM(EPROM 或 EEPROM)、时钟、定时/计数器、多种功能的串行和并行 I/O 口。如 Intel 公司的 8031 系列等。除了以上基本功能外,有的还集成有 A/D、D/A,如 Intel 公司的 8098 系列。在过去的几十年里,单片机的广泛应用实现了简单的智能控制功能。随着信息化的进程和计算机科学与技术、信号处理理论与方法等的迅速发展,需要处理的数据量越来越大,对实时性和精度的要求越来越高,低档单片机已不再能满足要求。近年来,各种集成化的单片 DSP 的性能得到很大改善,软件和开发工具也越来越多,越来越好;价格却大幅度下滑,从而使得 DSP 器件及技术更容易使用,价格也能够为广大用户接受;越来越多的单片机用户开始选用 DSP 器件来提高产品性能,DSP 器件取代高档单片机的时机已经成熟。

与单片机相比,DSP 器件具有较高的集成度。DSP 具有更快的 CPU,更大容量的存储器,内置有波特率发生器和 FIFO 缓冲器。提供高速、同步串口和标准异步串口。有的片内集成了 A/D 和采样/保持电路,可提供 PWM 输出。DSP 器件采用改进的哈佛结构,具有独立的程序和数据空间,允许同时存取程序和数据。内置高速的硬件乘法器,增强的多级流水线,使 DSP 器件具有高速的数据运算能力。DSP 器件比 16 位单片机单指令执行时间快 8~10 倍,完成一次乘加运算快 16~30 倍。DSP 器件还提供了高度专业化的指令集,提高了 FFT 快速傅里叶变换和滤波器的运算速度。此外,DSP 器件提供 JTAG 接口,具有更先进的开发手段,批量生产测试更方便,开发工具可实现全空间透明仿真,不占用用户任何资源。软件配有汇编/链接 C 编译器、C 源码调试器。

目前在电机控制领域比较有代表性的 DSP 是美国德州仪器公司(TI)的 TMS320 系列,我们在试验中选择的是型号为 TMS320F2812,该处理器是基于 TMS320C2xx 内核的定点数字信号处理器。器件上集成的多种外设为电机及其他运动控制领域应用的实现提供了良好的平台。

TMS320F2812 开发语言可以是汇编语言和 C 语言。对于电机控制而言 F2812 提供的硬件资源是比较充足的,因此一般选择 C 语言作为开发语言,这样可以

获得更高的开发效率。处理浮点运算问题可以采用 Q 格式的处理方式，TI 公司为用户提供了用于 Q 格式的 IQMATH 函数库，而且 TI 公司还提供了基于 C 语言的 DMC（数字电机控制）函数库，该库包含了丰富的电机控制基本函数。本节说明电机控制库中 3 个常用的程序模块，通过电机控制库中的模块，可以搭建本文所提出的控制算法程序。

4.1.1 电量测量模块

该模块用于获得电机的输出电流以及变频器的直流母线电压，它有三个模数转换通道，可以设置增益和偏移量来对采样值进行校正。模数转换由芯片的通用定时器 T1 下溢中断触发。模块输入输出示意如图 4.1。

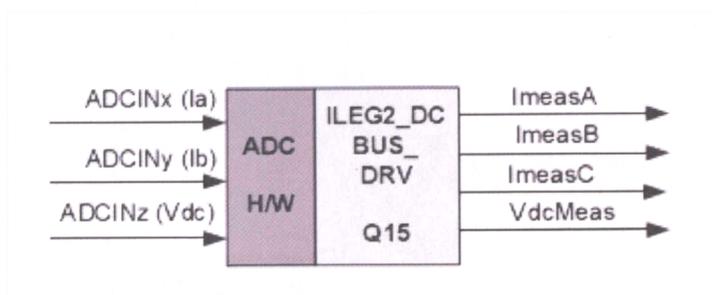
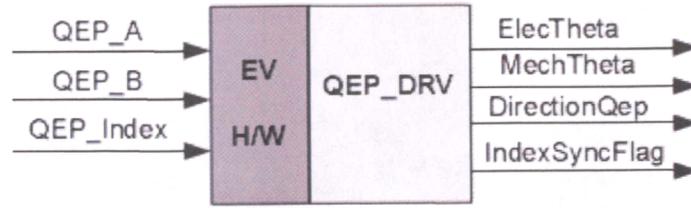


图 4.1 电量测量模块

输入侧通过对 TMS320F2812 的 16 位 ADC 通道选择器 ChSelect 进行配置，通过 ADCINx 引脚对模拟信号值采样，输出数字量分别为 I measA、I measB、VdcMeas，然后根据三相对称计算出 C 相电流 I measC。由于 TMS320F2812 的引脚接受的电压范围是 0~3V，所以在采集之前须用电路将信号转换到允许电压范围。对应采样所得到的电量值给出了增益和偏移值 I measAGain、I measAOffset、I measBGain、I measBOffset、VdcMeasGain、VdcMeasOffset，以便对采样值进行校准。

4.1.2 速度计算模块

由光电编码器检测转子速度，得到脉冲信号。该模块通过得到的脉冲信号来计算电机转子位置及转向。输入输出如图 4.2。



4.2 速度计算模块

光电编码器发出 A、B、Z 三个信号，分别通过 CAP1，CAP2，CAP3 引脚送入 DSP 芯片。典型的光电编码器码盘如图 4.3。

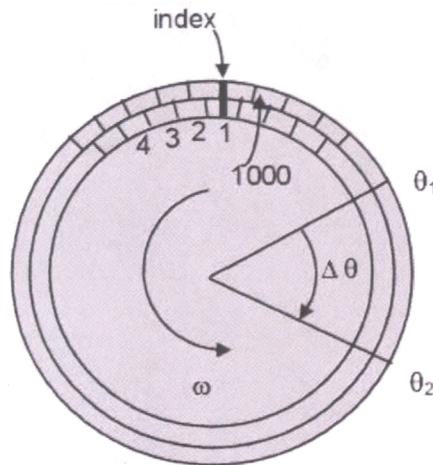


图 4.3 光电编码器码盘

光电编码器安装在电机转轴上，当转子旋转的时候，编码器发出 2 个方波脉冲信号（A，B）和一个标志信号（Z），对应于芯片接受到的信号命名为 QEP_A，QEP_B 和 QEP_index。这些信号送入 F2812 的 CAP/QEP 接口电路后确定了电机转子的速度、位置和转向。根据这 3 个信号 F2812 的接口电路计算出 2 个内部信号，分别是 QEP_CLK 和 DIR。QEP_CLK 用作 GP Timer 2 的时钟，DIR 控制 GP Timer 2 计算转向。如下图所示：

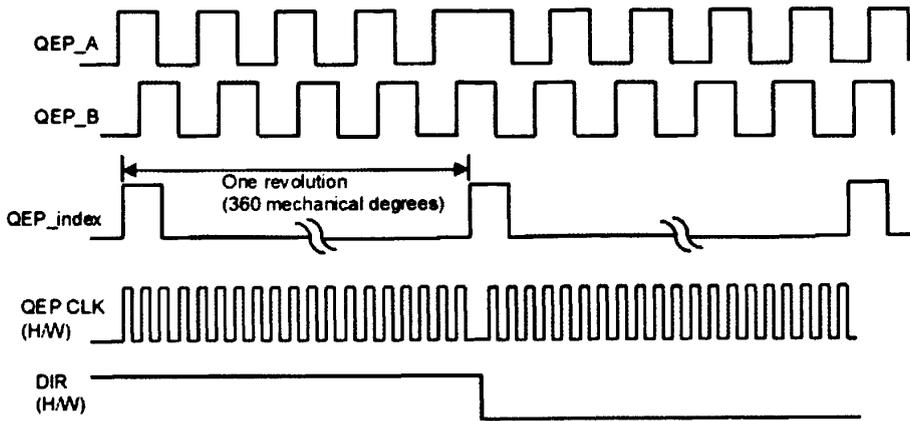


图 4.4 码盘对应转子一周内产生的脉冲

光电编码器产生的脉冲数与电机轴转过的角度成正比，图 4.4 所示的码盘对应电机转子每转一周会分别产生 QEP_A 和 QEP_B 各 1000 个方波脉冲。TMS320F2812 的 QEP 电路计算信号的时候是按照这两组脉冲的上升沿和下降沿来计算的，也就是说计数器时钟频率 QEP_CLOCK 是每组输入结果的 4 倍。那么，1000 个脉冲对应的值为 4000。由于脉冲数与转子角位移是成比例的，计数值也就相对应的也和角位移成比例关系。

TMS320F2812 中，转子旋转的方向在 GP Timer2 的标志位中反映出来，即 GPTCON 寄存器的 BIT14 位。转子在任意时刻的位置由计数器 T2CNT 的值来反映，该值储存在变量 RawTheta 里，以脉冲的形式代替时间值。因此，转子位移量就是以脉冲形式反映的。对应于 RawTheta 的值，转子机械位移量用 MechTheta 表示，若码盘每周对应 4000 个时钟脉冲，机械刻度 $\text{MechScaler} * 4000 = 360^\circ$ 以标么值表示即 $\text{MechScaler} = 1/4000$ (p.u.)，化为 Q30 格式就是 $\text{MechScaler} = 268435$ (p.u.)。 $\text{MechTheta} = \text{MechScaler} * \text{RawTheta}$ ，对应的电角度 $\text{ElecTheta} = \text{PolePairs} * \text{MechTheta}$ 。

4.1.3 触发信号发生模块

有了电机定子电压参考信号后，需要选择一种 PWM 生成方式来产生驱动功率开关的 PWM 信号。空间矢量 PWM 技术便于数字化实现，且与准最优 PWM 调制技术具有同样的直流电压利用率高等优点，TI 公司提供了基于 SVPWM 技术的软件模块。输入输出模型如下：

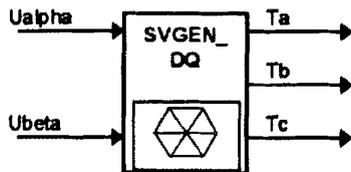


图 4.5 触发信号发生模块

在该结构体中, U_{α} 与 U_{β} 是电机定子电压向量在 α 轴和 β 轴上的参考值; T_a 、 T_b 、 T_c 分别为比较寄存器 $CMPR1$ 、 $CMPR2$ 、 $CMPR3$ 中设置的值, 用来控制 $PWM1$ 、 $PWM3$ 、 $PWM5$ 的占空比。由上下桥臂互补可得出下桥臂的控制方式。上下桥臂之间的死区由 $DBTCONx$ 寄存器设置。

$SVPWM$ 调制方式得出的效果与前面章节所述的准最优 PWM 调制方式相同, 但是在原理有着根本的不同。 $SVPWM$ 调制方式基于的原理是跟踪定子磁链的原理来对定子电压进行控制, 以使定子磁链接近圆形轨迹。

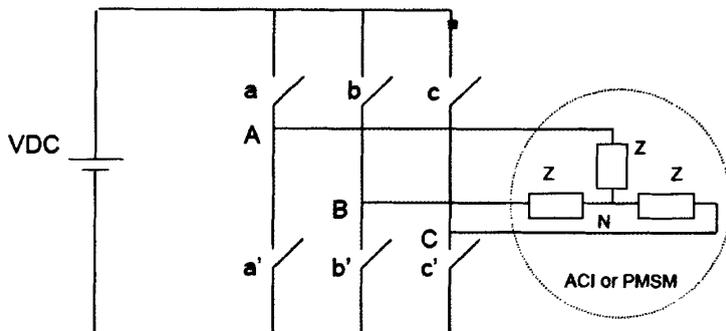


图 4.6 电压源逆变器

图 4.6 所示为一电压源逆变器(VSI)的拓扑图, 定义开关管开通用 1 表示, 关断用 0 表示, 那么各相、线电压用直流电压表示如表:

表 4-1 相、线电压用直流电压表示

c	b	a	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
0	1	0	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
0	1	1	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
1	0	0	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
1	0	1	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
1	1	0	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
1	1	1	0	0	0	0	0	0

由表 4-1 可以看出 VSI 电路对应 8 中开关状态，其中对应 (c, b, a) 的 (0, 0, 0) 和 (1, 1, 1) 状态，即下管全通与上管全通 2 种方式输出为 0。所以 VSI 开关方式对应 6 个非零电压空间矢量。由 CLARK 变换可知电压在静止 d, q 轴上与各开关方式的对应关系。

表 4-2 电压与各开关方式的对应关系

c	b	a	V_{an}	$V_{\beta n}$	Vector
0	0	0	0	0	O_0
0	0	1	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	U_0
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{120}
0	1	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{00}
1	0	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{240}
1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{300}
1	1	0	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0	U_{180}
1	1	1	0	0	O_{111}

对应于表 4-2 的可以作出电压向量图如下：

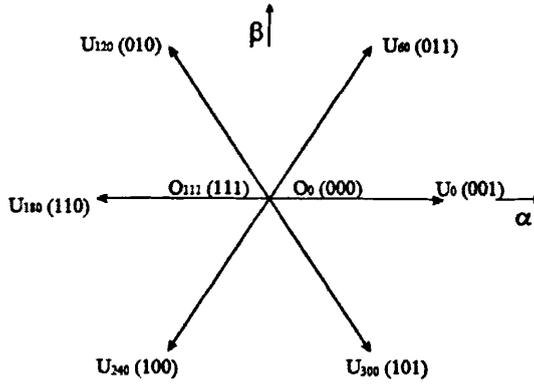


图 4.3 电机定子电压空间向量图

对应于 8 种开关方式的电压向量将平面空间分为了 6 个扇区, 通过各个扇区的电压向量组合可以由给出的定子参考电压将其转换为功率器件的开关策略。定子参考电压 U_{out} 由其 α 、 β 分量表示: U_{alfa} 和 U_{beta} 。下图给出了某一定子电压的合成示意, 该电压向量在 U_0 和 U_{60} 组成的扇区中。

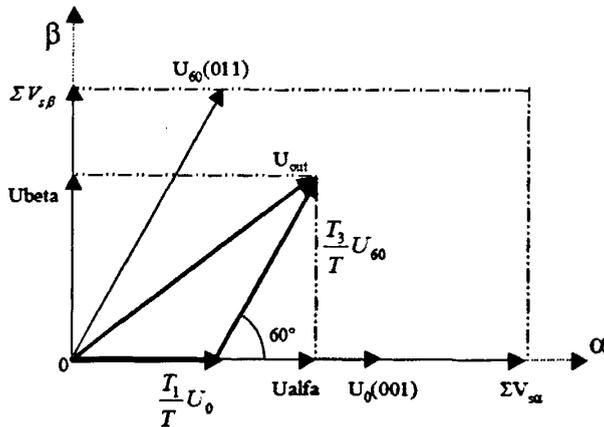


图 4.4 定子电压合成示意

对于图 4.4 获得给定电压 U_{out} 的数学表达式可描述为:

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_3 \\ U_{out} = \frac{T_1}{T} U_o + \frac{T_3}{T} U_{60} \end{cases}$$

式中 T_1 和 T_3 是在一个载波周期 T 中电压向量 U_0 和 U_{60} 分别应用的时间,

T_0 所对应的的时间是 0 矢量对应的持续时间, 图 4.3 所表示的关系对应给定电压交直轴的表达式为:

$$\begin{cases} U_{beta} = \frac{T_3}{T_1} |U_{60} \sin(60^\circ)| \\ U_{alfa} = \frac{T_1}{T} |U_o| + \frac{T_3}{T} |U_{60}| \cos(60^\circ) \end{cases}$$

从前述分析可知空间矢量的模值为 $2V_{dc}/3$, 如果他们取相对于最大的相电压 $V_{dc}/\sqrt{3}$ (线电压最大值为直流母线电压 V_{dc} , 则相电压最大值为 $V_{dc}/\sqrt{3}$) 的标么值, 则空间矢量的幅值变成 $2/\sqrt{3}$, 即经过归一化后的空间矢量的幅值为 $|U_0|=|U_{60}|=2/\sqrt{3}$, 带入上面方程组可以得到:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2} (\sqrt{3}U_{alfa} - U_{beta}) \\ T_3 = TU_{beta} \end{cases}$$

在上面的两式中 U_{alfa} 和 U_{beta} 表示矢量 U_{out} 相对于最大的相电压 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 归一化后的(α , β)轴分量, $T_0=T-T_1-T_3$ 是 0 矢量作用的时间。取 T_1 、 T_3 与周期 T 的相对值有如下等式:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_1}{T} = \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_{alfa} - U_{beta}) \\ t_2 = \frac{T_3}{T} = U_{beta} \end{cases}$$

同理, 如果 U_{out} 位于被基本空间矢量 U_{60} 、 U_{120} 所包围的扇区中, $|U_{60}|=|U_{120}|=2/\sqrt{3}$, 矢量作用时间的相对值可以被表示为:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_2}{T} = \frac{1}{2} (-\sqrt{3}U_{alfa} + U_{beta}) \\ t_2 = \frac{T_3}{T} = \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_{alfa} + U_{beta}) \end{cases}$$

在上面的等式中, T_2 是空间矢量 U_{120} 在周期 T 中的作用时间。如果定义如下式的 X 、 Y 和 Z 这 3 个变量:

$$\begin{cases} X = U_{beta} \\ Y = \frac{1}{2}(\sqrt{3}U_{alfa} + U_{beta}) \\ Z = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}U_{alfa} + U_{beta}) \end{cases}$$

对于矢量 U_{out} 位于被基本空间矢量 U_0 、 U_{60} 所包围的扇区, 则可得 $t_1 = -Z$, $t_2 = X$; 而处于被 U_{60} 、 U_{120} 所包围的扇区, 则 $t_1 = Z$, $t_2 = Y$ 。同理可以推出, 当 U_{out} 位于被其他空间矢量所包含的扇区中时, 相应的 t_1 和 t_2 也可以用 X 、 Y 或 Z 表示, 它们的对应关系如表 4-3 所示:

表 4-3 扇区判断变量对应关系

Sector	U_0, U_{60}	U_{60}, U_{120}	U_{120}, U_{180}	U_{180}, U_{240}	U_{240}, U_{300}	U_{300}, U_0
t1	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
t2	X	Y	Y	Z	-Z	-X

已知矢量 U_{out} , 如果要利用上表计算 t_1 和 t_2 , 则必须知道 U_{out} 所在的扇区。扇区判别可以通过对参考电压的转换来实现, 将参考电压 U_{out} 的 (α, β) 轴分量通过 CLARK 反变换化为对称三相电压分量 V_{ref1} 、 V_{ref2} 和 V_{ref3} 。转换公式:

$$\begin{cases} V_{ref1} = U_{beta} \\ V_{ref2} = \frac{-U_{beta} + U_{alfa} \times \sqrt{3}}{2} \\ V_{ref3} = \frac{-U_{beta} - U_{alfa} \times \sqrt{3}}{2} \end{cases}$$

通过判断上述三个电压的正负, 可以确定当前电压所在的扇区, 具体如下:

当 V_{ref1} 大于零, 设 $a=1$, 否则 $a=0$;

当 V_{ref2} 大于零, 设 $b=1$, 否则 $b=0$;

当 V_{ref3} 大于零, 设 $c=1$, 否则 $c=0$ 。

那么, 扇区计算公式为: $sector = 4 * c + 2 * b + a$ 。最后, 根据所在扇区选择计算公式可以得出功率器件所需的驱动信号。

4.2 从 Matlab/Simulink 模型到代码实现

4.2.1 Matlab 与 TIG2000 系列 DSP 芯片的接口

TI 公司提供了很多的库文件来提高程序开发的效率，而 MATLAB 则可以不用书写一行代码就能够开发出控制电机运行的代码。也即 MATLAB 将模块化程序设计由文字转向了图形，如同操作系统由 DOS 转向 Windows 一样，虽然实现的功能相同，但是过程却大大简化了。MATLAB 根据 TI 公司给出的 DMC 程序模块，封装成为 Simulink 中的仿真模块，从而实现了图形化程序设计^[30]。

Target support package TC2 是 MathWorks 公司和 TI 公司合作开发的一个基于 Simulink 和 Real-Time Workshop 的开发工具箱。有了这个开发工具箱，我们可以在 Simulink 环境中搭建电机控制算法，然后通过 Real-Time Workshop 生成面向 TMS320F2812 Evaluation Module 或者 Texas Instruments Code Composer Studio Integrated Development Environment (CCS IDE) 的 ANSIC 代码（2008 年 3 月 1 日 MathWorks 公司推出的 MATLAB R2008a 版本支持 TI 的浮点型芯片 TMS320F28335）。Target support package TC2 可以利用 TI 的编译工具将生成的代码编译成面向 F2812 的机器码，然后下载到 F2812 中执行。为了支持嵌入式代码的生成，Target support package TC2 提供了基于 Real-Time Workshop 的目标 F2812 eZdsp 和 F2812 eZdsp Stand alone code using Flash Memory，分别生成在 Ram 中运行的程序代码和在 Flash 中运行的代码^[31]。

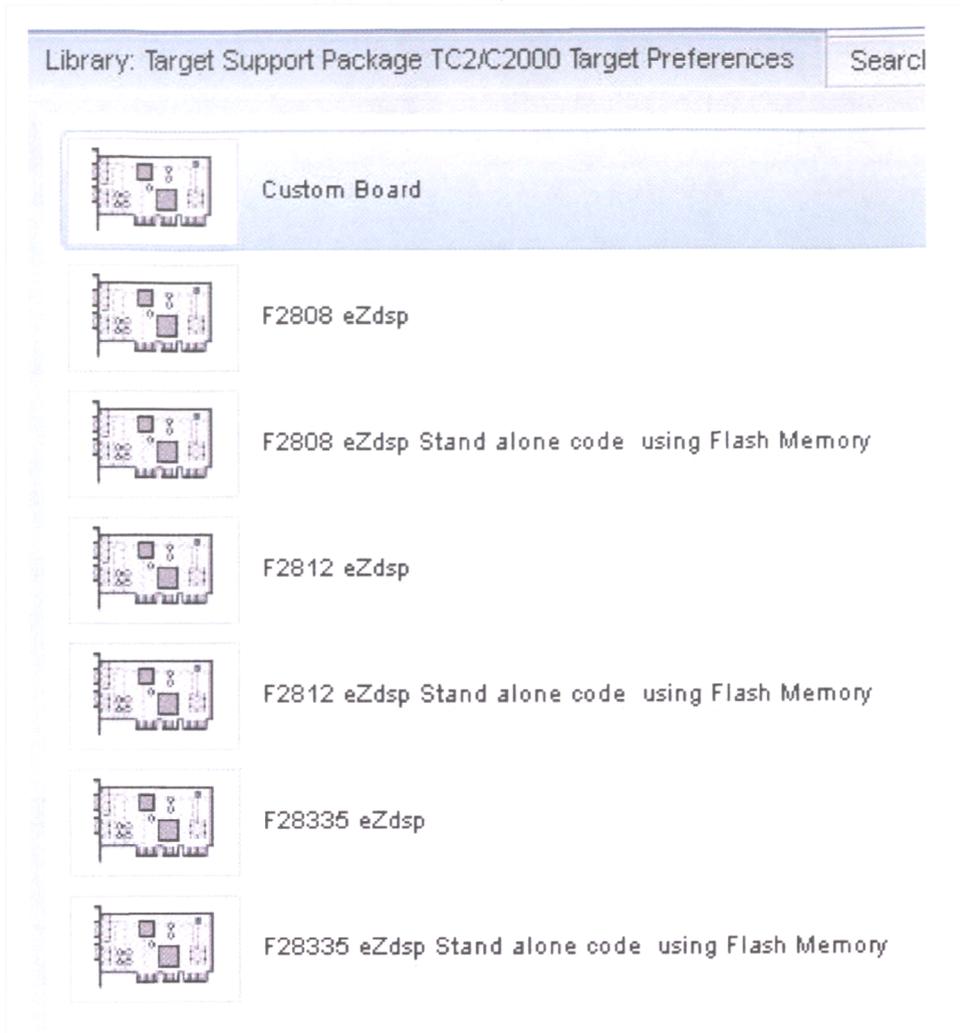


图 4.5 Matlab 提供的 TIC2000 目标芯片模块

选择好所需要的目标板后，将所需要用的功能模块加入到模型文件当中，Matlab 根据功能不同生成许多功能模块，对 F2812 提供的功能模块如图 4.6。

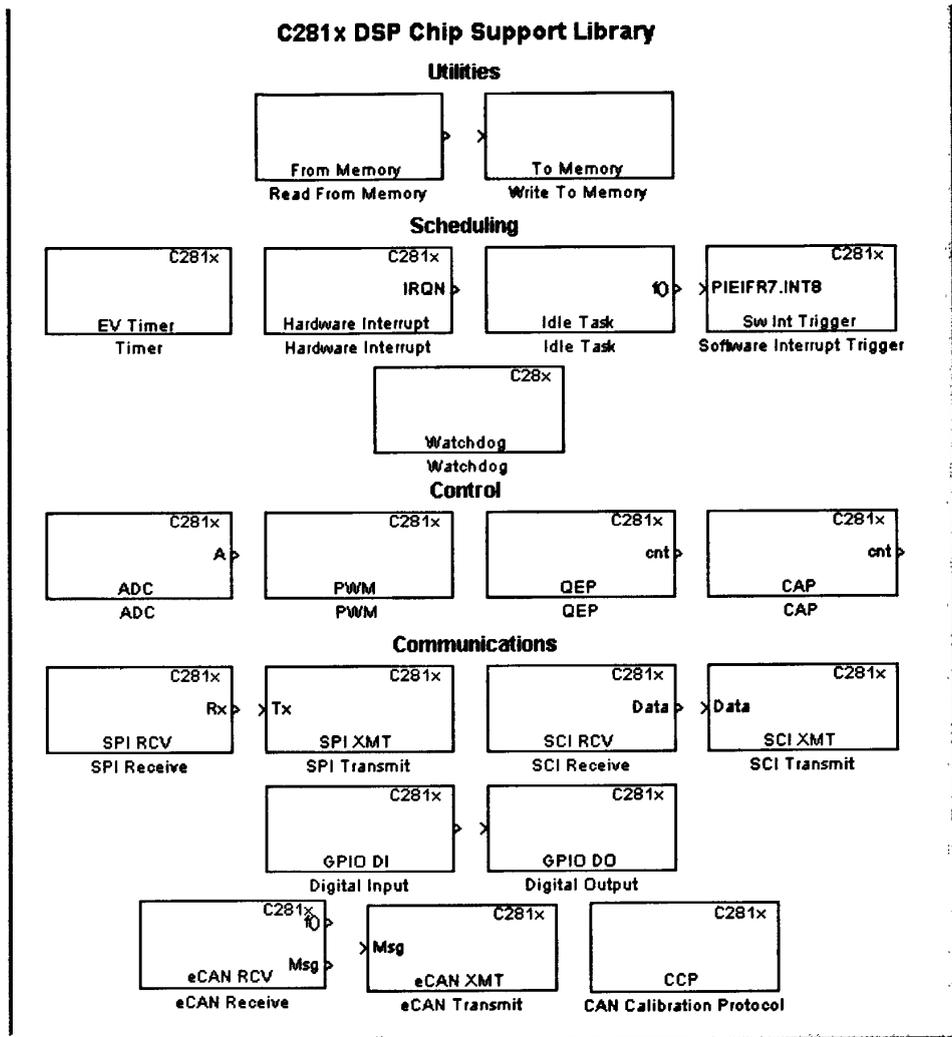


图 4.6 Matlab 提供的 C281x 芯片支持库

4.2.2 控制算法的代码实现模型

PWM 整流部分仿真模型如图 4.7 所示，其中控制算法如图 4.8 所示。

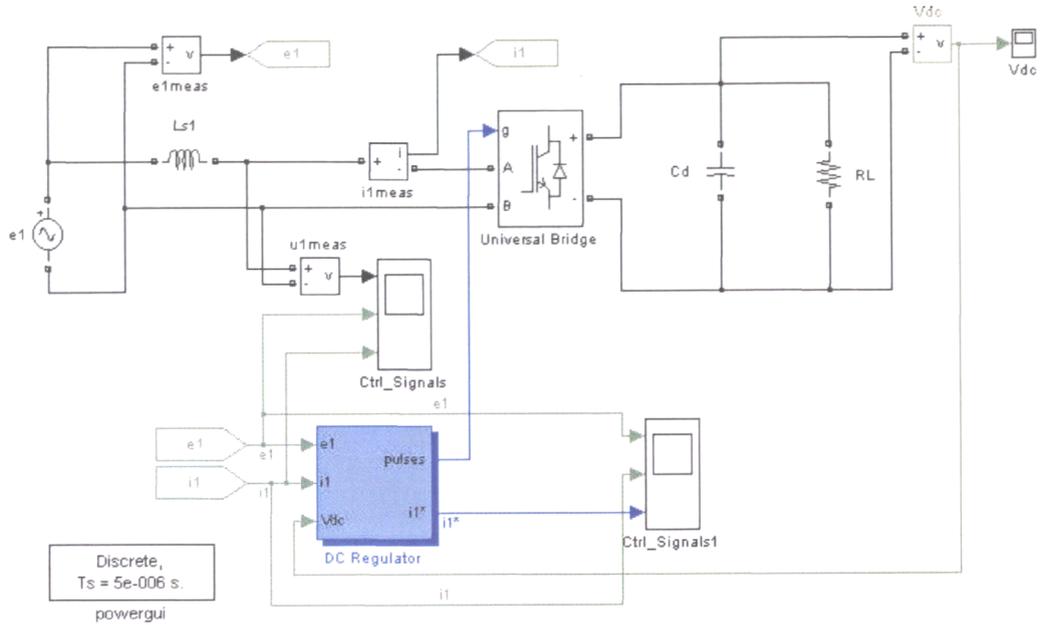


图 4.7 PWM 整流控制仿真

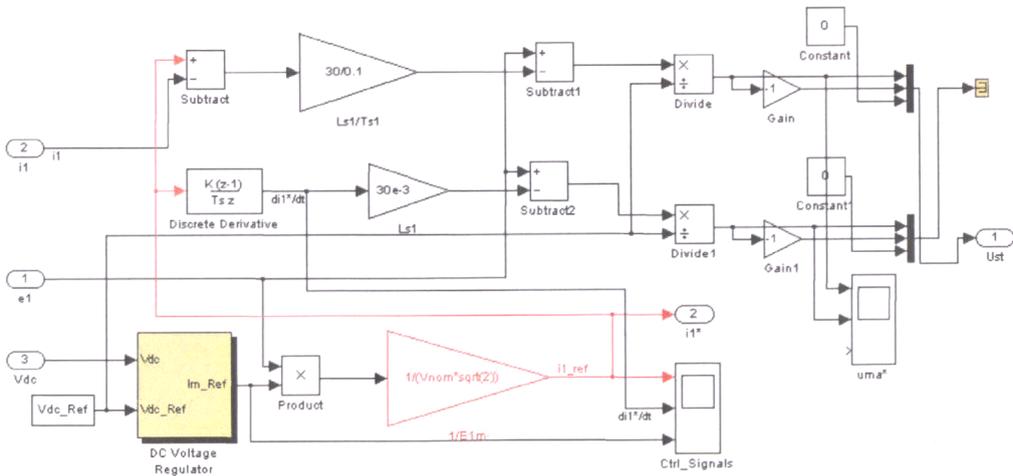


图 4.8 PWM 整流算法结构

图 4.9 是一个以准最优正弦波控制信号做出的模型，模型中核心算法模块的结构如图 4.10 所示。通过该模型得到的仿真波形如图 4.11。

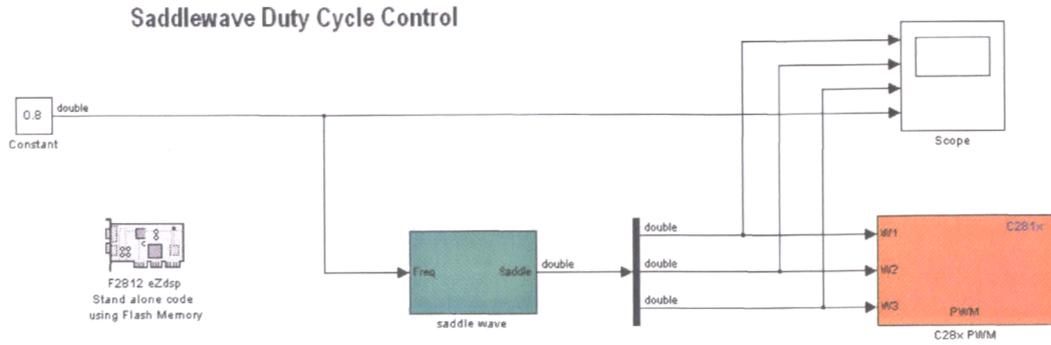


图 4.9 准最优正弦波信号模型

Saddle PWM Generator

$$1.15 * (\sin \omega t + 1/5 * \sin 3\omega t)$$

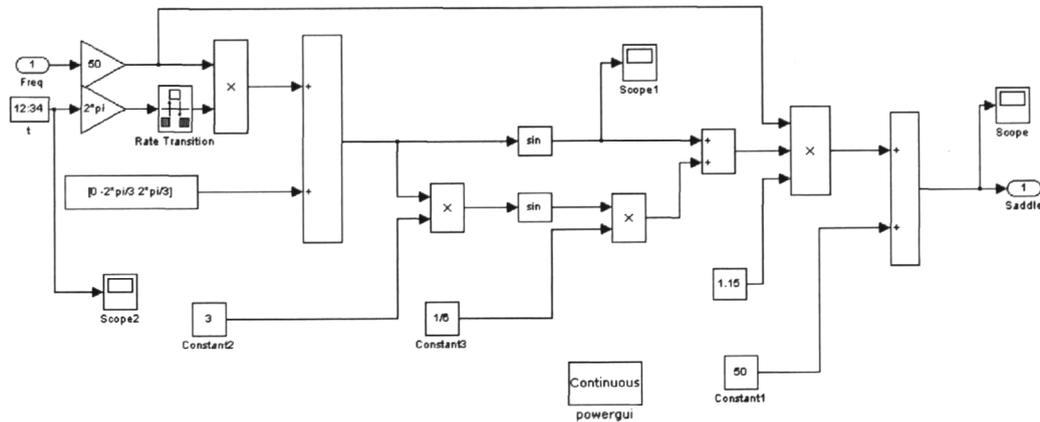


图 4.10 算法模块的结构图

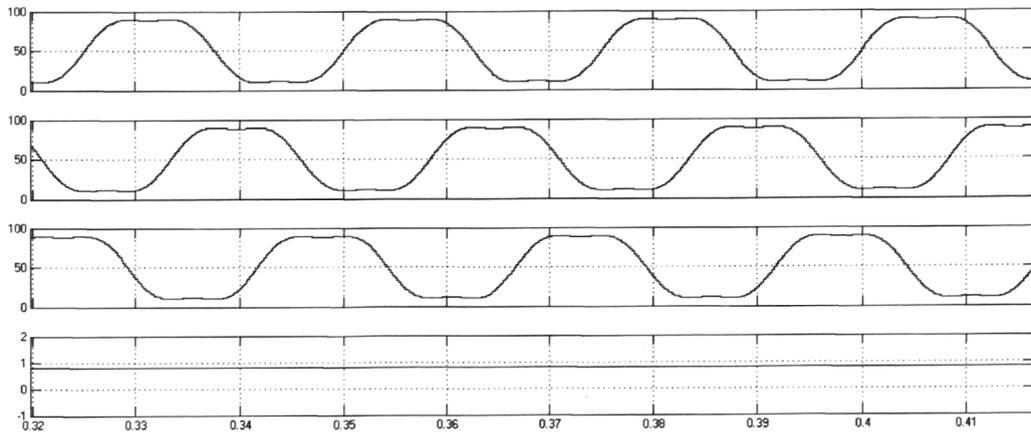


图 4.11 仿真波形

由其生成的代码产生三相的驱动信号为一系列的脉冲，也即 PWM 波，该 PWM 波经过阻容滤波（电阻 $2k\Omega$ ，电容 $0.1\mu F$ ）后可得到等效的连续波形，试

验中的录波如下，脉冲由 DSP 直接测得，由于触发模块选择 M57962L 有反相效果，所以对上下桥臂录波中的死区为同高。

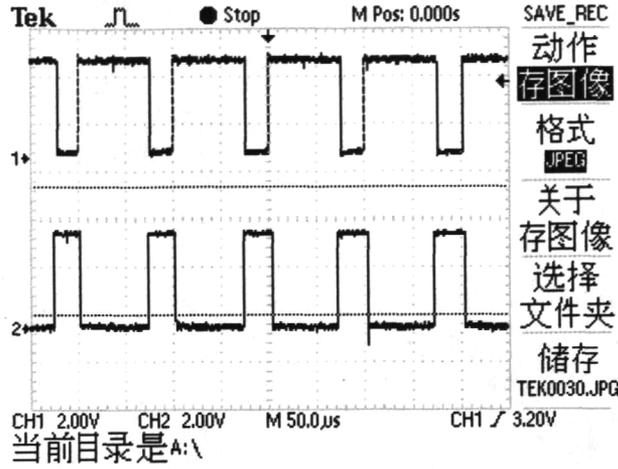


图 4.12 上下桥臂脉冲

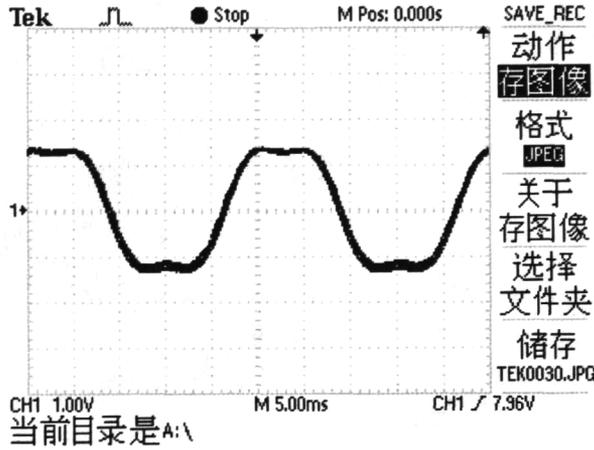


图 4.13 PWM 波经阻容滤波后的波形

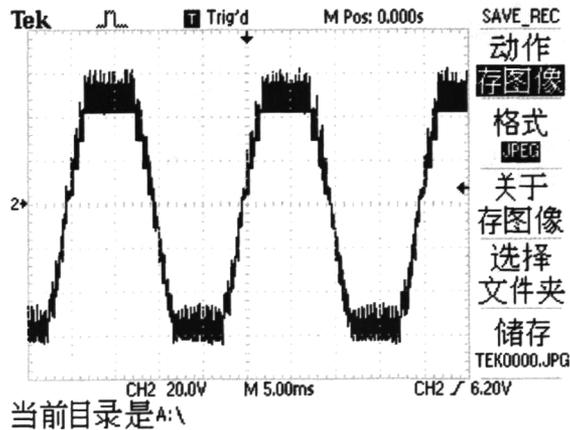


图 4.14 五单元串联输出电压波形

第五章 总结

在国家大力推行节能环保政策的背景下,高压变频调速技术在我国得到快速发展。本文首先对几种常用的高压变频拓扑作了介绍,着重描述目前在我国国产化率较高的一种拓扑结构——单元串联多电平。参考国内外一些文献资料,说明该结构的优点以及不足。针对该结构的不足,本文提出一种背靠背单元串联的结构,针对该结构的控制进行了讨论,并通过仿真试验等手段做了论证。主要工作内容如下:

1、提出了一种 BTB 单元串联拓扑结构的变频器

该结构弥补当前装置所存在的一些缺点,如实现了四象限运行,降低输入侧电流谐波,调节输入侧功率因数,是一种具有很好应用前景的拓扑结构。

2、对传统的输入侧多重化整流做了分析

传统结构中使用了多重化整流技术,使用的器件是移相变压器。本文讨论的拓扑结构将该器件去除,因此有必要讨论该器件在传统结构中的工作原理以及所起到的作用。

3、对串联 H 桥 PWM 整流电路给出控制算法,通过 Matlab 仿真验证其可行性

BTB 结构输入侧与输出侧采用相同的拓扑结构,不同的控制算法。前端通过 PWM 整流控制来达到对输入电流以及输出电压的控制,文中使用 Matlab 对该算法模型进行了仿真分析,证明其可行性。

4、提出一种载波频率微调的准最优 PWM 控制策略

传统的同步调制或是异步调制都很难同时满足输出波形三相对称以及单相输出波形在一个周期内镜像对称的要求,因此会在输出侧带来谐波电流。针对该问题本文提出一种载波频率实时微调的控制策略,最大限度减小输出侧谐波。

5、根据单元串联结构的特点,对逆变侧控制算法进行了分析

输出侧采用了载波水平移相的波形连续变换调制策略,可以使变频器在低频使也能保证输出侧较低的谐波含量。由 Matlab 构建算法函数,并给出了动态演示,直观的说明整个控制过程中波形的变化规律。

6、根据文中讨论的控制算法,给出代码转换模型,在试验平台上验证算法

利用 MATLAB/SIMULINK 与 DSP F2812 之间的接口,可以很容易的实现仿真模型到源代码的转换。而源代码的生成能够提高开发程序的效率,代表未来软件开发的方向。对于文中所讨论的控制方法在第四章中给出了其仿真模型及仿真结果,并通过代码转换将模型文件转为程序文件,最后给出了程序文件在试验平台上运行所得到的波形图。

日后所需的完善工作：由于直直变换、隔离变压器部分不是本文重点，本文未对其进行详细阐述，但是这一部分对于装置是非常重要的；串联 PWM 整流部分控制算法的实现和硬件选型等方面还需要做深入的研究。

参考文献

- [1] 叶斌. 电力电子应用技术. 北京: 清华大学出版社, 2006
- [2] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2003
- [3] 竺伟, 蔡敏思, 陈伯时. 高压变频调速技术. EACS' 98.5-9
- [4] 李永东, 肖曦, 高跃. 大容量多电平变换器—原理、控制、应用. 北京: 科学出版社, 2005
- [5] ANabae, et al. A new neutral-point-clamped PWM inverter. IAS'80.761-766
- [6] J S Lai and F Z Peng. Multilevel converters—a new breed of power converters. IEEE Trans. On Ind. Appl., 1996, 32(3):509-517
- [7] 赖日生. 新型功率变换器—多电平变换器. 美国橡树岭国家实验室, 1996
- [8] Xiaomin Kou, Keth A. Corzine. Full Binary Combination Scheme for Floating Voltage Source Multilevel Inverter. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(6):891-897
- [9] M.; Marchesoni, M.; Mazzucchelli, S Tenconi. A Non Conventional Power Converter for Plasma Stabilization. IEEE Proc. of PESC'88. Kyoto, Japan, 1988.122-129
- [10] R.H.Baker, L.H.Bannister. Electric Power Converter: United States, 3867643.1975
- [11] P.W.Hammond. Medium Voltage PWM Drive and Method: United States, 5625545.1997
- [12] F.Z.Peng, J.S.Lai. Multilevel Cascade Voltage Source Inverter with Separate Dc Source. United States. 5642275.1997
- [13] K.A.Corzine, S.D.Sudhoff. High State Count Power Converters: An Alternative Direction in Power Electronics Technology. SAE Trans., on J. Aerosp, 1998:124-135
- [14] Keith Corzine, Yakov Familant. A New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(1):125-131
- [15] 吴斌. 大功率变频器及交流传动. 北京: 机械工业出版社, 2008
- [16] 李永东. 现代电力电子学讲义. 北京: 清华大学, 2000
- [17] Paice D. High Voltage Modular Inverter and Control System Thereof. US Patent, 5625545
- [18] 张皓, 续明进, 杨梅. 高压大功率变频调速技术. 北京: 机械工业出版社, 2006
- [19] Wang Jian, Li Yongdong. PWM Rectifier in Power Cell of Cascaded H-bridge Multilevel Converter. Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems

2007,Oct.8-11,Seoul,Korea

[20] P. W. Hammond. A new approach to enhance power quality for mediumvoltage AC drives.IEEE Trans. on Ind. Appl. vol.33, 1997:202-208

[21] Hirofumi Akagi, Shigenori Inoue.A Bidirectional Isolated DC–DC Converteras a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System. IEEE Trans. on Power Electronics,VOL. 22, NO. 2, march 2007:535-542

[22] 林渭勋. 现代电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2007

[23] Sanmin Wei, N. Zargari , Bin Wu. Comparison and Mitigation of Common Mode Voltage in Power Converter Topologies. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004:1852-1857

[24] P.C. Loh, D.G. Holmes, T.A. Lipo. Synchronisation of Distributed PWM Cascaded Multilevel Inverters with Minimal Harmonic Distortion and Common Mode Voltage. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003:177-182

[25] David Leggate, Russel J. Kerkman. Pulse Based Dead Time Compensator for PWM Voltage Inverters. IEEE Trans. on Power Electronics, 1995:473-481

[26] Zhang Hao, Wang Quincy, Xu Mingjin. A new approach of continuous waveform modulation. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000: 53-57

[27] Sunt Srianthumrong, Hirofumi Akagi. A Medium-Voltage Transformerless AC/DC Power Conversion System Consisting of a Diode Rectifier and a Shunt Hybrid Filter. IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 39, NO. 3, May/June 2003

[28] L. K. Wong Frank H. F. Leung Peter K. S. Tam. Fast Simulation of PWM Inverters using MATLAB. IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, July 1999, Hong Kong.

[29] Jimmie J.Cathey. 电机原理与设计的 MATLAB 分析. 北京: 电子工业出版社, 2006

[30] 王世香. 精通 MATLAB 接口与编程. 北京: 电子工业出版社, 2007

[31] Vladislav Skorpil, David Petrik . Codec G 723.1 by MATLAB simulation. IEEE ICSP2006 Proceedings.

附录

附录一：

```

%移相变压器参数计算
clear;
disp('请输入串联单元的数目：')
n=input('n=');
disp('请输入变压器原边电压：')
V1=input('V1=');
disp('请输入变压器副边电压：')
V2=input('V2=');

alpha=(60/n)*pi/180;%60° /单元个数
k=zeros(1,n);%副边绕组系数
TR=zeros(1,n);%变压器变比
for i=1:n
    p=i-3;%使移相的角度保持在-30° 到+30° 之间
    theta=alpha*p;%每个单元相移的角度
    k(i)=sin(theta)/sin(pi/3-theta);
    TR(i)=((sqrt(3))*V2)/(V1*(cos(theta)+k(i)*cos((pi/3)-theta)));
end
disp('-----')
disp('计算得到副边绕组系数分别为：')
disp(k)
disp('-----')
disp('计算得到对应绕组系数的变比分别为：(二次侧/一次侧)')
disp(TR)
disp('-----')

```

附录二：

```

clear
clc
%波形连续变换的调制方法

disp('CWM 第二工作区间)%输出相电压小于 N 倍直流母线电压 (N 为每相单元数) 的条件下
下
x=[0:0.01:2*pi];
disp('请输入相移角度 T(0 到 pi/6):');
for T=0:pi/300:pi/6;pause(0.01)
%T=input('T=');

```

```

U=sqrt(3)/(2*sin(pi/6+T));
y1=zeros(size(x));
y2=zeros(size(x));
y3=zeros(size(x));
y4=zeros(size(x));
y5=zeros(size(x));
y6=zeros(size(x));%为分段函数列写做准备
N=length(x);
for M=1:3
for k=1:N;
    if x(k)>=2*(M-1)*pi+0&x(k)<2*(M-1)*pi+pi/6-T;
        y1(k)=0;
    elseif x(k)>=2*(M-1)*pi+pi/6-T&x(k)<2*(M-1)*pi+pi/2;
        y2(k)=U*(sin(x(k)-pi/6+T));
    elseif x(k)>=2*(M-1)*pi+pi/2&x(k)<2*(M-1)*pi+5*pi/6+T;
        y3(k)=U*(sin(x(k)+pi/6-T));
    elseif x(k)>=2*(M-1)*pi+5*pi/6+T&x(k)<2*(M-1)*pi+7*pi/6-T;
        y4(k)=0;
    elseif x(k)>=2*(M-1)*pi+7*pi/6-T&x(k)<2*(M-1)*pi+3*pi/2;
        y5(k)=U*(sin(x(k)-pi/6+T));
    elseif x(k)>=2*(M-1)*pi+3*pi/2&x(k)<2*(M-1)*pi+11*pi/6+T;
        y6(k)=U*(sin(x(k)+pi/6-T));
    end
end
end
y=y1+y2+y3+y4+y5+y6;
ysin=sin(x);
y3times=y-ysin;

subplot(313);
plot(x,y);
hold on
axis([0 2*pi -1.5 1.5]);
set(gca,'XTick',[0:pi/3:2*pi])%定义 x 坐标轴 grid 所处的位置
set(gca,'XTickLabel',[0:pi/3:2*pi])
xlabel('合成相电压波形')
grid on
hold off

subplot(311);
plot(x,ysin);
hold on
axis([0 2*pi -1.5 1.5]);
set(gca,'XTick',[0:pi/3:2*pi])

```

```

set(gca,'XTickLabel',[0:pi/3:2*pi])
xlabel('基波波形')
grid on
hold off

subplot(312);
plot(x,y3times);
hold on
axis([0 2*pi -1.5 1.5]);
set(gca,'XTick',[0:pi/3:2*pi])
set(gca,'XTickLabel',[0:pi/3:2*pi])
set(gca,'YTick',[-1.5,-0.5,0,0.5,1.5])
set(gca,'YTickLabel',[-1.5,-0.5,0,0.5,1.5])
xlabel('叠加的谐波')
grid on
hold off
end

```

附录三：

```

clear;
disp('CWM 第四工作区间')
x=[0:0.01:2*pi];
%disp('请输入相移角度 T(0 到 pi/6):');
%T=input('T=');
for T=0:pi/300:pi/6;pause(0.1)
U=sqrt(3)/(2*(sin(pi/3+T)-sin(T)));
y1=zeros(size(x));
y2=zeros(size(x));
y3=zeros(size(x));
y4=zeros(size(x));
y5=zeros(size(x));
y6=zeros(size(x));
N=length(x);
for k=1:N;
    if x(k)>=0&x(k)<pi/2-T;
        y1(k)=U*(sin(x(k)+T)-sin(T));
    elseif x(k)>=pi/2-T&x(k)<pi/2+T;
        y2(k)=U*(sin(pi/2)-sin(T));
    elseif x(k)>=pi/2+T&x(k)<pi;
        y3(k)=U*(sin(x(k)-T)-sin(T));
    elseif x(k)>=pi&x(k)<3*pi/2-T;
        y4(k)=U*(sin(x(k)+T)+sin(T));
    elseif x(k)>=3*pi/2-T&x(k)<3*pi/2+T;

```

```
y5(k)=U*(sin(3*pi/2)+sin(T));
elseif x(k)>=3*pi/2+T&x(k)<2*pi;
    y6(k)=U*(sin(x(k)-T)+sin(T));
end
end
y=y1+y2+y3+y4+y5+y6;
ysin=sin(x);
y3times=y-ysin;

subplot(3,1,1);
plot(x,y);
hold on
axis([0 2*pi -1.5 1.5]);
set(gca,'XTick',[0:pi/3:2*pi])%定义 x 坐标轴 grid 所处的位置
set(gca,'XTickLabel',[0:pi/3:2*pi])
xlabel('相电压波形')
grid on
hold off

subplot(312);
plot(x,ysin);
hold on
axis([0 2*pi -1.5 1.5]);
set(gca,'XTick',[0:pi/3:2*pi])
set(gca,'XTickLabel',[0:pi/3:2*pi])
xlabel('基波波形')
grid on
hold off

subplot(313);
plot(x,y3times);
hold on
axis([0 2*pi -1.5 1.5]);
set(gca,'XTick',[0:pi/3:2*pi])
set(gca,'XTickLabel',[0:pi/3:2*pi])
set(gca,'YTick',[-1.5,-0.5,0,0.5,1.5])
set(gca,'YTickLabel',[-1.5,-0.5,0,0.5,1.5])
xlabel('叠加的谐波')
grid on
hold off
hold off
end
```

致谢

真诚地感谢国家对于节能行业的重视，如果没有这个大前提的话，高压变频不会有今天这样的快速发展。我是在项立峥老师的指导下完成论文的写作的，项老师深厚的理论功底和丰富的实践经验给我留下了深刻的印象，他对公司发展所承载有的忧患意识也感染着我，让我明白生存的不易。感谢我的单位、我的导师给了我一个良好的学习平台，让我在硝烟弥漫的战场中去锻炼、去感悟。

感谢和我一个工作小组的赵莉工程师和宋文祥博士。赵工几乎参与了我每一章节内容的讨论，并兴致勃勃地帮我绘制了几张示意图。宋博士给我提供了一份很有帮助的参考资料。然后要谢谢开发部每一位同事，和他们一起生活学习非常的快乐，获益良多。

最后要感谢我的父母，他们一直给予我最无私的帮助和关怀，谢谢你们。