

浙江大学

硕士学位论文

三相PWM整流器及其控制

姓名：接峰

申请学位级别：硕士

专业：电机与电器

指导教师：黄进

20060301

摘 要

876388

常规整流环节广泛采用的二极管整流电路和晶闸管相控整流电路对电网注入了大量谐波,给电网造成污染。三相电压型 PWM 整流器具有输出电压恒定、能实现单位功率因数运行的特点,甚至可以实现电能回馈电网。本文主要研究电压矢量定向控制和直接功率控制这两种关于 PWM 整流器的控制策略,并针对电网不平衡情况对三相 PWM 整流器作了相应的研究。

本文首先对 PWM 整流器的原理做了详细的介绍,主要是拓补结构,工作原理,分别在 ABC 静止坐标系、 $\alpha\beta$ 静止坐标系和 dq 旋转坐标系中建立了低频和高频数学模型。选择了电压型的三相 PWM 整流器作为本文主要研究对象,并在 dq 坐标系中对其数学模型进行解耦。此外设计了基于 TMS320F2812 和 IPM 模块的硬件实验系统,介绍了硬件系统的电感和电容的参数设计。

PWM 整流器的电流控制技术是最早出现的控制方法,本文介绍了间接和直接电流控制,并在直接电流控制中,引入了空间电压矢量定向控制,给出了实现该控制策略的主要算法,并建立了仿真模型。直接功率控制是近来发展起来的三相 PWM 整流器控制技术,本文在详细介绍了传统的直接功率控制策略后,针对其存在的问题,提出了空间电压矢量调制的直接功率控制策略,并通过仿真和实验验证了控制策略的有效性。最后在三相电网不平衡的条件下,研究了对三相 VSR 的影响。详细分析了抑制直流电压波动的双电流控制方法,以改善三相 VSR 在电网不平衡条件下的输入输出性能。

关键词: 电压型 PWM 整流器; 直接功率控制; 不平衡电网; 双电流控制; DSP

ABSTRACT

The conventional rectifier section widely consists of diode-rectifier circuit and phase-control thyristor rectifier, which injects large amounts of harmonics into the power networks and produces much contamination. The three-phase PWM voltage source rectifier presented in this paper owns such features as constant output voltage, running under unit power factor and feedback of the power into the power networks. This paper mainly focused on the research of two control strategies on PWM rectifier that are Voltage-Oriented Control(VOC) and Direct Power Control(DPC), and also did some relatively work about the influence of unbalanced power networks on the three-phase PWM rectifier.

First of all, the theory of PWM rectifier was introduced in details, which were mainly about the topology and working principles, in other words, constructing the high and low-frequency mathematical model under ABC stationary reference frame, $\alpha\beta$ stationary reference frame and dq rotation reference frame. In this paper, it mainly did some research on the three-phase voltage source rectifier, and then decoupled its mathematical model in the dq reference frame. In addition, the hardware system was designed on the basis of TMS320F2812 and IPM module and the parameters design of inductance and capacitance was presented.

As regarding to the control techniques on PWM rectifier, the current control was proposed earliest compared to others. In this paper, it presented the indirect and direct current control, introduced space voltage vector-oriented control in the direct current control. Furthermore, it proposed the principal algorithm of the control strategy and established the simulation model. The direct power control was just proposed recently for three-phase PWM rectifier. After introducing the traditional direct power control, this paper presented the problems of that method, proposed the combination of space vector modulation and the DPC, and verified the effectiveness of such control strategy by means of simulation and experiments. Lastly, some research was done on the influence of unbalanced power networks on three-phase voltage source rectifier. Moreover, it analyzed method of the dual current control for suppressing the fluctuation of direct voltage, and proposed how to improve the input and output performance in case of unbalanced power networks.

Key words: Voltage Source PWM Rectifier; Direct Power Control; Unbalanced Power Network; Dual Current control; DSP

第一章 绪论

随着功率半导体技术的不断发展,越来越多的电力电子装置广泛的运用,引起的谐波及无功污染问题逐渐引起了人们的重视。特别是常规整流环节广泛采用的二极管不控整流电路和晶闸管相控整流电路,对电网注入了大量谐波及无功,造成了严重的电网“污染”。

1.1 谐波的危害

传统的二极管不控整流和晶闸管相控整流的主要不足是^[1]:

一、整流器对电网产生大量的谐波。

二、整流器工作于深度相控状态时,装置的功率因数很低。

三、整流器输出侧设置较大的平波电抗器和滤波电容以滤除纹波。这导致整套设备的体积和重量增大,损耗也相应上升。

四、整流器相控导致调节周期长,加之输出滤波时间常数又较大,所以系统动态响应慢。

以上第三、四条只是影响整流装置本身的性能,而第一、二两条对电网造成了谐波污染和无功增加,降低了电网的运行质量。无功的副作用表现为降低了发电、输电设备的利用率,增加了线路损耗。无功还使线路和变压器的电压降增大。

谐波的危害主要有以下几条:

一、谐波增加了公用电网的附加输电损耗,降低了发电、输电设备的利用率。

二、在电缆输电的情况下谐波以正比于其他电压幅值的形式增加了介质的电场强度,缩短了电缆的使用寿命,还增加了事故次数和修理费用。

三、谐波对周围的环境产生电磁干扰,影响通信设备的正常工作。

四、谐波还引起某些继电器、接触器的误动作。

五、谐波使常规电气仪表测量不准确。

六、谐波会影响设备的正常工作。比如谐波对电机产生附加转矩,导致不希望的机械震动、噪声。谐波对电机还会引入附加铜损、铁损,以及过电压,导致局部过热,绝缘老化,缩短设备使用寿命。瞬时的谐波高压还可能损坏其他一些对过电压敏感的电子设备。

七、谐波容易使电网产生局部的并联或串联谐振,而谐振导致的谐波放大效应又进一步恶化和加剧了所有前述问题。

1.2 谐波抑制和功率因数校正技术

消除谐波污染并提高功率因数, 已经成为电力电子技术中的一个重大课题。为了抑制谐波, 直接的方法是采用消除谐波的滤波器, 可以分为无源和有源补偿两种措施。

无源滤波的基本原理是利用电容器提供的超前无功电流补偿电网的滞后无功; 利用电感、电容构成的滤波器或陷波器, 吸收电网的谐波。无源滤波器在实际中得到了大量的应用, 但是存在明显的缺陷。

- 一、电容器对无功的补偿是固定的, 对负载变化的适应性差。
- 二、为消除低次谐波设计的滤波器, 体积和重量都很大, 损耗也大。
- 三、动态响应慢, 对快速变化过程效果不佳。
- 四、容易产生谐振。

解决电力电子装置的谐波污染和低功率因数问题还可以采用有源滤波(APF), 静止无功补偿(SVC)等。

有源滤波虽然有很大的优越性, 但是也存在一些不足: 一般有源滤波是集中设置, 因而只对滤波器接入点之前的电路产生补偿效果, 后级电路仍然存在谐波问题, 有源滤波器属于事后补救办法。其次, 实现谐波的检测、分离和补偿比较复杂, 成本也较高。

为了解决电力电子装置的谐波污染问题, 除了采用谐波补偿装置对其谐波进行谐波补偿以外, 就是开发新型变流器, 使其不产生谐波, 且功率因数为1。这种变流器称为单位功率变流器(Unity Power Factor Converter), 高功率因数整流器也可以称为单位功率因数整流器。

下面介绍几种抑制谐波的高功率因数变流器技术:

一、多重化技术^{[2][3]}

多重化技术就是将多个方波进行叠加, 以消除次数较低的谐波, 从而得到接近正弦波的阶梯波。可以想象, 重数越多, 阶梯波就越接近正弦波, 不过电路结构也越复杂。

多重化技术是大容量变流器提高功率因数和减少谐波的主要方法。如果要求功率因数为1, 甚至提供超前的无功功率, 则一般需要使用关断器件的变流器。对于电流型变流器, 多重化技术就是将方波电流叠加, 使得输入电流为接近正弦的阶梯波, 功率因数就相应提高了。它的连接方式有串联和并联多重化, 而控制方式则有移相、顺序控制、非对称控制和滞后超前控制多重化等几种形式。对于电压型变流器, 必须用电感和交流电源相连, 大多用移相多重化, 把方波叠加, 使其在网侧产生接近正弦的阶梯波电压, 并且与电源电压保持适当的相位关系, 使输入电流成为与电源电压同相位的正弦波。如果需要, 可以控制输入电流的相

位,使变流器能够对无功功率进行补偿。

二、功率因数校正器(PFC)

功率因数校正器是在二极管不控整流和滤波电容之间加上一级用于功率因数校正的功率变换电路。一般的,这种功率变换电路为PWM的斩波方式。

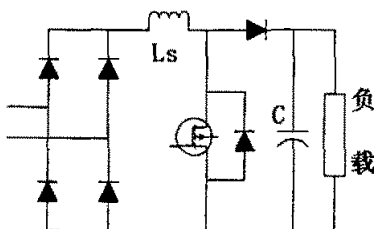


图1-1 单相二极管整流PFC电路

为了实现单位功率因数,小容量整流器大多采用二极管整流加PWM斩波方式。这种方式在各种开关电源方面有着广阔的应用前景。图1-1给出了单相二极管整流加Boost斩波器的PFC电路例子,其中升压斩波器的基本作用是:调节电路输出的直流电压,使之维持高于电源电压峰值以保持电路正常工作;控制流经电感的电流,从而使电源电流成为与电压同相位的正弦波。但这种整流器中能量只能单向流动,因而负载如果是驱动电机的逆变器,就无法实现再生制动。

当今的单相PFC技术已经很成熟,软开关技术应用于PFC电路也得到了广泛的研究,功率因数校正技术在一些开关电源装置中已经得到了广泛的应用。

三、矩阵变换器

相对于传统的交——直——交电压型逆变器,矩阵变换器是一种直接变换器,矩阵变换器的主电路由 3×3 个双向开关组成。每个输出端通过双向开关直接和输入端相连。通过控制双向开关的导通时间和导通顺序,就可以得到需要的输出波形。由于矩阵变换器自身具有双向结构,易于实现四象限运行,能量就能双向流动。矩阵变换器输入电流为正弦波,并且可以实现单位功率因数,且与负载情况无关。但是由于自身电路的限制,其最高电压转换率为0.886;由于真正意义上的双向开关器件尚未实现,因此它的控制及保护电路复杂,实用性较差。

四、PWM整流器

采用PWM整流可获得单位功率因数和正弦化输入电流。与相控整流相比,PWM整流器对电容、电感这类无源滤波元件或储能元件的要求大大降低,动态性能也有大幅度提高。三相PWM整流器在几乎不增加任何硬件的基础上,即可实现能量的双向流动,并且电路性能稳定,其控制策略的实用性研究是当前电力电子领域的一个热点,也是本课题研究的重点内容。

1.3 PWM 整流器的发展概况

自20世纪90年代以来, PWM整流器一直是电力电子领域的研究热点。对PWM整流器相关的研究也越来越多, 例如有源滤波^[4]、超导储能^[5]、交流传动^[6]、高压直流输电^[7]以及统一潮流控制^[8]等。这些应用领域研究, 又促进了PWM整流器及其控制技术的进步和完善。

PWM整流器数学模型的研究是PWM整流器及其控制技术的基础。A.W.Green提出了基于坐标变换的PWM整流器连续、离散动态数学模型, R.Wu和S.B.Dewan^{[9][10]}等较为系统地建立了PWM整流器的时域模型, 并将时域模型分解成高频和低频模型, 且给出了相应的时域解。而Chun T.Rim和Dong Y.Hu等则利用局部电路的dq坐标变换建立了PWM整流器基于变压器的低频等效模型电路^[11], 并给出了稳态、动态特性分析。在此基础上, Hengchun Mao等人建立了一种新颖的降阶小信号模型, 从而简化了PWM整流器的数学模型及特性分析^[12]。

为了使电压型PWM整流器网侧呈现受控电流源特性, 其网侧电流控制策略的研究显得十分重要。电压型PWM整流器网侧电流控制策略主要分成两类: 间接电流控制策略^[13]和直接电流控制策略^{[14][15]}。间接电流控制通过控制电压型PWM整流器的交流侧电压基波幅值、相位, 进而间接控制其网侧电流。而直接电流控制主要包括固定开关频率的采用电网电动势前馈的SPWM控制和滞环电流控制^[17]。为了进一步提高高电压利用率并降低损耗, 基于空间矢量的PWM控制在电压型PWM整流器中取得了广泛的应用, 有学者提出多种方案^{[16][18]}。目前电压型PWM整流器网侧电流控制有将固定开关频率、滞环及空间矢量控制相结合的趋势^[19], 从而其在大功率有源滤波等需快速电流响应场合获得优越的性能。

PWM整流器拓扑结构可分为电流型和电压型两大类。根据装置功率的不同, 研究的侧重点不同。在小功率场合, 研究集中在减少功率开关和改进直流输出性能上。J.J.Shieh等对四开关三相电压型PWM整流器进行了建模与分析^[20]。一般Boost型变换器直流侧电压大于交流侧电压峰值, 有学者对拓扑结构进行了改造以实现降压功能^[21]。对于大功率场合, 研究主要集中在多电平^[22]、变流器组合^[23]以及软开关技术上^[24]。多电平拓扑结构的PWM整流器主要应用于高压大容量场合。而对大电流应用场合, 常采用变流器组合拓扑结构。与普通并联不同的是, 每个并联的PWM整流器中的PWM信号发生采用移相PWM控制技术^[25], 从而以较低的开关频率获得了高效的高频控制。同样, 可以将电压型PWM整流器串联组合以适应高压大容量的应用场合。

随着PWM整流器及其控制策略的深入研究, 国内外的学者专家对PWM整流器的控制相继提出了一些较为新颖的控制策略, 主要包括以下几个主要方面:

一、无电网电动势传感器和无网侧电流传感器控制。为简化信号的检测,

T.Noguchi等学者提出了一种无电网电动势传感器PWM整流器控制策略^[26]。这一研究主要包括两类电网电动势重构方案：一种是通过功率估计，另一种是通过电流的偏差求导重构电动势。M.Riese则通过直流侧电流的检测来重构交流侧电流实现无交流电流传感器控制。

二、PWM整流器的时间最优控制。常规的基于dq模型的电压型PWM整流器控制，一般通过采用两个独立的PI调节器，并利用前馈解耦分别控制相应的有功、无功分量。然而有功、无功分量间的动态耦合和PWM电压利用率的约束，影响了电压型PWM整流器的动态响应。针对这一问题，有人提出了直流电压时间最优控制^[27]。其基本方法是根据时间最优控制算法求解出跟踪指令电流所需的最优控制电压，并在动态过程中降低无功分量的响应速度，提高有功分量的响应速度，实现了时间最优控制。

三、基于Lyapunov稳定性理论的PWM整流器控制。针对PWM整流器的非线性多变量强耦合的特点，有学者提出了基于Lyapunov稳定性理论的控制策略。这一新颖的控制方案以电感、电容储能的定量关系建立了Lyapunov函数，并由三相PWM整流器的dq模型以及相应的空间矢量PWM约束条件，推导出相关的控制算法。这个方案较好的解决了PWM整流器的大范围稳定控制问题。

四、电网不平衡条件下的PWM整流器控制。一般的策略研究总是假设电网是平衡的，但是电网经常处于不平衡状态。当电网出现不平衡时，以三相电网平衡为约束所设计的整流器会出现不正常运行：PWM整流器直流侧电压和交流侧电流的低次谐波幅值增大，且产生非特征谐波，同时损耗相应增大；PWM整流器的交流侧电流不平衡，严重时甚至可使整流器被烧毁。

为了使整流器在电网不平衡条件下仍能正常运行，有人提出了不平衡条件下，网侧电流和直流电压的时域表达式^[28]。电网负序分量被认为是导致网侧电流畸变的原因。在电网不平衡条件下，常规的控制方法会使直流电压产生偶次谐波分量，交流侧会有奇次谐波电流。D.Vincenti等人较为系统地提出了正序dq坐标系中的前馈控制策略，即通过负序分量的前馈控制来抑制电网负序分量的影响^[29]。但是由于该方法的负序分量在dq坐标下不是直流量，导致PI调节不能实现无静差控制。因此，又有人提出了正、负序双旋转坐标系控制，该方法实现了无静差控制，是较完善的理论，但是其控制的结构比较复杂，运算量大。

长期以来，因为电压型PWM整流器的结构简单、损耗较低、控制方便，所以一直是人们研究的重点。而电流型PWM整流器由于需要较大的直流储能电感，以及存在交流侧滤波问题，所以它的发展受到了制约。但是随着超导技术的发展，电流型PWM整流器在超导储能技术中有更大的优势，因为超导线圈可以直接作为直流储能电感，克服电流型PWM整流器原有的不足。

1.4 本论文的主要研究内容

环境保护问题日益受到人们的重视,各国对电力电子装置的谐波污染问题也提出了更高的要求,开发的电力电子装置必须减少对电网的干扰。同时,三相异步电机AC/DC/AC调速控制系统中,为实现电动机四象限工作,要求整流装置能够实现电能回馈,传统的接入制动电阻的能耗制动方式不够经济,且不能获得稳定的直流侧电压。为了实现高功率因数,能量双向流动和稳定可调的直流电压,通过仿真和实验对三相PWM整流器进行了研究,全文的研究内容安排如下:

第一章介绍了谐波的危害和无源有源两种抑制谐波的方式,同时列举了几种抑制谐波的高功率因数变流技术,并简要分析了各自的特点。阐述了PWM整流器的产生发展与现今国内外的研究热点,最后得出了本文的主要研究内容。

第二章详细阐述PWM整流器基本原理和分类,拓补结构和各坐标系下的数学模型。介绍了基于DSP2812的硬件系统设计特点和IPM模块介绍,论述了主电路中交流侧电感 L 和直流侧电容 C 参数的设计方法。

第三章介绍了PWM整流器几种常用的控制策略,针对间接电流控制欠佳的特点,介绍了一种采用空间电压矢量脉宽调制(SVPWM)技术的直接电流控制策略,设计了电压电流双闭环控制器,给出了基于MATLAB仿真模型的仿真结果和波形。同时阐述了瞬时功率在PWM整流器中的应用,即PWM整流器的直接功率控制(DPC)策略,论文针对传统DPC的控制性能不足上,引入空间矢量调制(SVM)技术有效地提高了DPC的静态和动态控制性能,仿真和实验结果证明了改进的DPC策略的有效性。最后对电网不平衡时的三相PWM整流器进行了分析,研究了抑制直流侧电压2次工频谐波的控制策略,并给出了仿真结果。

第四章总结了全文的工作,提出了进一步研究的方向。

第二章 PWM 整流器原理和硬件实现

本章分析了 PWM 整流器的基本原理,揭示了 PWM 整流器能够实现单位功率因数整流的原因。同时详细阐述了目前 PWM 整流器的分类和主要几种拓补结构的特点,在给出了静止的三相、两相和旋转坐标系下的 PWM 整流器的数学模型后,结合简化控制系统并获得良好控制性能的目标,选择了三相半桥电压型结构作为本课题的主要研究对象。最后结合 TI 公司的 TMS320F2812 和智能功率模块(IPM)为硬件基础介绍了实验硬件系统的设计特点,以及主电路中交流侧电感和直流侧电容参数的设计方法。

2.1 能量双向流动的 PWM 整流器的分类和拓补结构

随着 PWM 整流器技术的发展,已经设计出的多种 PWM 整流器。按直流储能形式分类,有电压型和电流型 PWM 整流器;按电网相数分类,有单相电路、三相电路、多相电路 PWM 整流器;按 PWM 开关调制分类,有硬开关调制和软开关调制 PWM 整流器;按桥路结构分类,有半桥电路和全桥电路 PWM 整流器;按调制电平分类,有二电平电路、三电平电路、多电平电路 PWM 整流器。

尽管分类方法这么多,最基本的分类方法就是将 PWM 整流器分为电压型和电流型两大类,主要原因是无论是主电路结构、PWM 信号发生以及控制策略等方面,这两类 PWM 整流器均有各自的特点,并且两者间存在电路上的对偶性。其他分类方法就主电路拓补结构而言,均可归类于电压型和电流型 PWM 整流器之列。

电压型 PWM 整流器(Voltage Source Rectifier-简称 VSR)最显著的拓补结构特征就是直流侧采用电容进行直流储能,从而使 VSR 直流侧呈低阻抗的电压源特性。

如图 2-1 分别为 VSR 单相半桥和单相全桥主电路拓补结构。两者交流侧具有相同的电路结构,交流侧电感的作用主要是滤除网侧电流谐波。由图 2-1a 所示,单相半桥 VSR 拓补结构只有一个桥臂采用了功率开关管,另一桥臂则由两个电容串联组成,同时串联电容又兼作直流储能电容。半桥电路具有较简单的主电路结构,适用于低成本、小功率场合。

图 2-1b 所示的单相全桥 VSR 拓补结构则采用了具有 4 个功率开关管的 H 桥结构。需要指出的是:为缓冲 PWM 过程中的无功电能,VSR 主电路功率开关管必须反并联一个续流二极管。单相全桥的功率开关管数是半桥电路的两倍,所以

造价相对较高。进一步研究表明，当获得和单相半桥 VSR 同样的交流侧电流控制特性，全桥电路直流电压仅须为半桥电路直流电压的一半，所以全桥结构的功率开关管耐压要求相对较低。

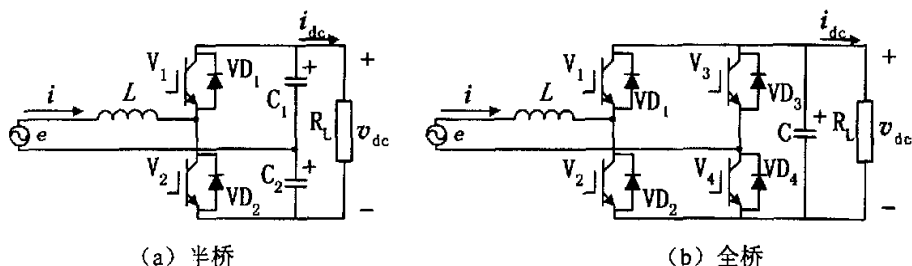


图 2-1 单相电压型 PWM 整流器

三相半桥 VSR 交流侧采用三相对称的无中线连接方式，并采用 6 个功率开关管。如图 2-2，这是一种最常见的三相 PWM 整流器。

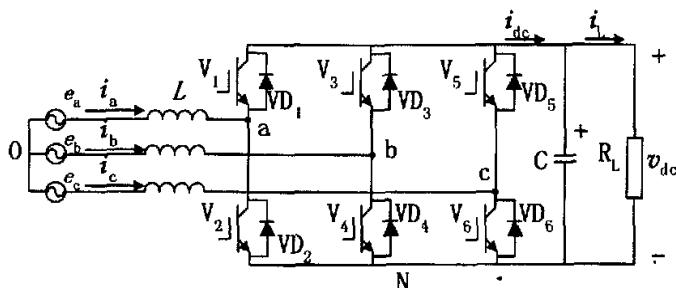


图 2-2 三相半桥 VSR 拓补结构

三相半桥 VSR 较适用于三相电网平衡系统。当三相电网不平衡时，其控制性能将恶化，甚至使其发生故障。为了克服这个缺陷，拓补结构可采用三相全桥 VSR 设计，如图 2-3 所示。

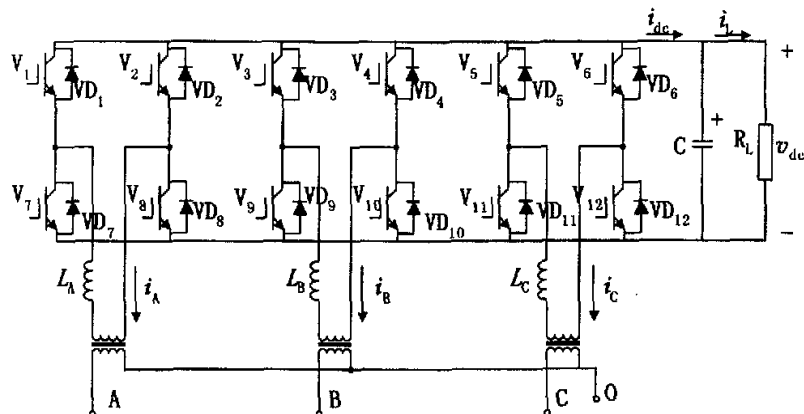


图 2-3 三相全桥 VSR 拓补结构

三相全桥 VSR 的特点是公共直流母线上连接了三个独立控制的单相全桥 VSR，并通过变压器连接至三相四线制电网。因此，三相全桥 VSR 实际上是由

三个独立的单相全桥 VSR 组合而成的, 当电网不平衡时, 不会严重影响 PWM 整流器控制性能, 由于三相全桥电路所需的功率开关管是三相半桥电路的一倍, 成本成倍增加, 因而三相全桥电路一般较少采用。

单相、三相半桥和全桥拓补结构属于常规的二电平拓补结构, 二电平结构的不足之处在于, 当应用于高压场合时, 需使用高反压的功率开关管或将多个功率开关管串联使用。此外, 由于 VSR 交流侧输出电压总在二电平上切换, 当开关频率不高时, 将导致谐波含量相对较大。三电平 VSR 拓补结构可以克服这个问题。这种拓补结构中, 由多个功率开关管串联使用, 并采用二极管钳位, 以获得交流输出电压的三电平调制。三电平 VSR 在提高耐压等级的同时, 有效地降低了交流侧的谐波电压、电流, 从而改善了其网侧波形。图 2-4 为三相三电平 VSR 电路拓补结构, 可见, 电路所需功率开关管与二电平电路相比成倍增加, 并且控制也相对复杂, 这是三电平电路的不足。另外, 为了更好地适应高压大功率应用, 并降低交流输出电压谐波, 近年来有学者设计出采用多个二极管钳位的多电平 VSR 拓补结构。

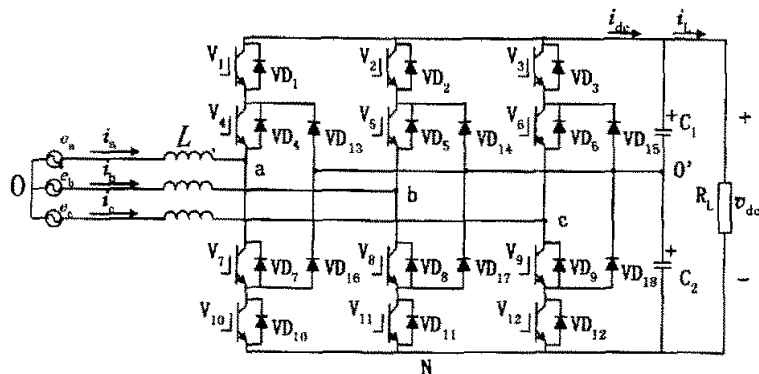


图 2-4 三相三电平 VSR 拓补结构

电流型 PWM 整流器 (Current Source Rectifier-简称 CSR) 的最显著特点就是直流侧采用电感进行直流储能, 从而使其直流侧呈现高阻抗的电流源特性。图 2-5a 为单相 CSR 拓补结构。除了直流储能电感之外, 与单相 VSR 相比, 其交流侧增加了一个滤波电容, 其作用与网侧电感一起组成 LC 滤波器, 以滤除 CSR 网侧谐波电流, 并抑制 CSR 交流侧谐波电压。此外, 需要在 CSR 功率开关管支路上顺向串联二极管, 目的是阻断反方向电流, 并提高功率开关管的耐反压能力。图 2-5b 为三相 CSR 拓补结构, 这是一个半桥电路, 其交流侧是一无中线的三相对称 LC 滤波器。

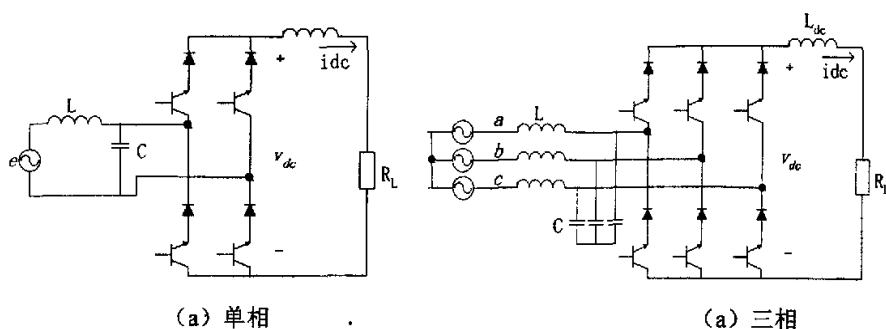


图 2-5 CSR 拓扑结构

就现状而言，由于电压型 PWM 整流器的实现相对容易，并且具有较简单的拓补结构和控制响应速度，配置简单的输入滤波器即可实现较低的电磁干扰等特点，目前的研究多集中在电压型 PWM 整流器上。本文的研究重点也集中在三相半桥 VSR 拓补结构的 PWM 整流器。

2.2 PWM 整流器基本原理

在所有 AC/DC 变换装置中，整流器是较早应用的一种变流装置。整流器的发展经历了由不控整流器（二极管整流）、相控整流器（晶闸管整流）到 PWM 整流器（全控开关器件）的发展历程。应用时间较长、技术也比较成熟的相控整流器，虽然被广泛使用在的电力电子装置中，其存在的许多不能忽视的问题，比如晶闸管换相引起的网侧电压波形畸变，网侧谐波电流对电网产生谐波污染，深控时网侧功率因数降低，以及闭环控制时动态响应相对较慢。

虽然二极管整流器能改善整流器网侧功率因数，但仍然会产生网侧谐波电流从而污染电网；另外二极管整流器的不足还在于其直流电压不可控。针对上述不足，PWM 整流器对传统的二极管及相控整流器进行了全面的改进。其关键性的改进在于用全控型功率开关管取代了半控型功率开关管或二极管，以 PWM 斩控整流取代了相控整流或不控整流。PWM 整流器具有的优良性能诸如：网侧实现功率因数的控制（例如单位功率因数），网侧电流近似正弦波，电能实现双向流动，较快的动态响应。

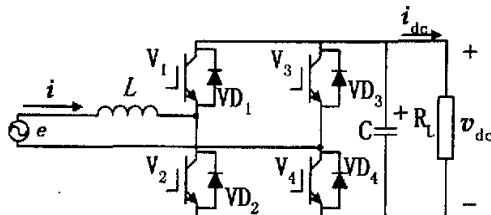


图 2-6 单相全桥 VSR

单相电压型 PWM 整流器如图 2-6 所示, 图中忽略了交流侧电抗器和电源内阻, 交流侧电感 L 起传递能量、抑制谐波电流和平衡电网电压和整流器交流出口侧电压的作用。直流侧电容 C 为高次谐波电流提供低阻抗通路。

图 2-7 为其开关等效电路, 图中用四个开关管 $S_1S_2S_3S_4$ 代替了桥路中的四个功率器件, 并与之标号对应。

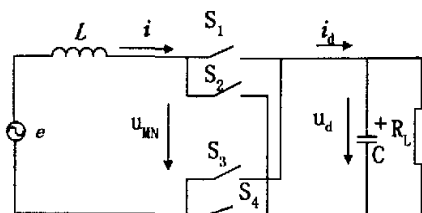
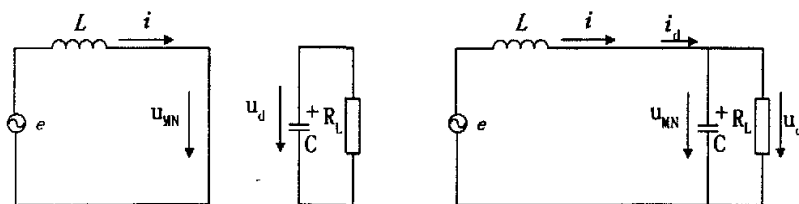


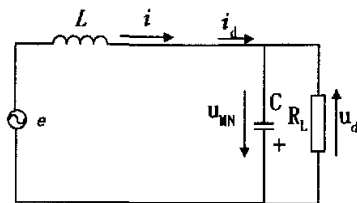
图 2-7 单相全桥 VSR 开关等效电路

如图 2-8, 电路任何时刻只能工作了一种模式, 但在不同时段, 为了保持输出电流的连续性, 电路在不同模式间切换工作。



(a) 工作模式 I 等效电路

(b) 工作模式 II 等效电路



(c) 工作模式 III 等效电路

图 2-8 三种工作方式下的等效电路

首先假设单相电压型 PWM 整流器工作在整流模式下。在电网电压 e 的正半周, 桥路中由 L 、 V_2 、 VD_4 、 VD_1 和 L 、 V_3 、 VD_1 、 VD_4 组成两个升压斩波电路。分析 V_2 这一组电路, V_2 、 VD_4 导通时, $u_{MN} = 0$, $u_L = e > 0$, $\frac{di}{dt} > 0$, i 上升, 电网中的能量向 L 中转移, 此时输出电流 $i_o = 0$, 电路工作在模式 I 状态。

当 V_2 关断时, 为了维持 i 原来的流向, V_1 不能导通, 电路中的 VD_4 、 VD_1 导通。 $u_{MN} = u_d$, 此时电感 L 中的能量向直流侧电容和负载充电。 $u_L < 0$, $\frac{di}{dt} < 0$, i 开始下降, 输出电流 $i_o > 0$, 电路工作在模式 II。

在 V_2 、 V_3 同时导通的情况下, $u_{MN} = -u_d$, $i_d = -i$, 电网和负载中的能量都向电感 L 转移, 电路工作在模式 III。

在 e 的负半周, 桥中由 L 、 V_1 、 VD_3 、 VD_2 和 L 、 V_4 、 VD_2 、 VD_3 组成两个升压斩波电路, 工作原理和 e 的正半周类似, 就不再赘述。

随着全控器件脉冲时序的变化, 整流桥输入端电压响应的变化, 这样就控制了输入电流的变化趋势。由于电感 L 存在, 输入电流 i 不能突变, 所以电流波形近似于按正弦变化, 可以证明, 电路载波比越高, i 的波形越接近正弦波。若网侧电源电压不变, 由电路结构可知, i 的幅值和相位仅由 u_{MN} 的基波分量和电源电压 e 的相互作用决定, 控制整流器交流侧电压 u_{MN} 的基波分量的幅值和相位就可以控制整流器功率的流向和功率因数。如图 2-9a 所示, PWM 整流器即可以运行在整流状态。如图 2-9b 所示, 电网电压 e 和输入电流 i 之间反相, 夹角为 180° , 电路运行与再生状态, 能量从负载侧反馈回电网, 此时为逆变器运行。这种情况在双 PWM 交流调速时, 可以把电机的制动能量反馈输送到电网侧, 从而节约电能; 在超高压直流输电 (HVDC) 中, 通过这种方式可以使得有功功率和无功功率在两个节点之间流动。

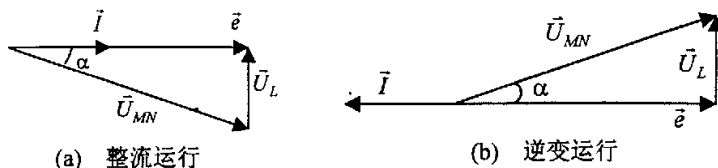


图 2-9 整流器单位功率因数下向量图

此外, PWM 整流器也可以在非单位功率因数状态下运行。电网电压 e 和输入电流 i 之间不同相, 也不是反相, 而是存在一个夹角 θ 。PWM 整流器和电网之间的有功和无功可以互相流动。极端情况下, PWM 整流器工作在无功率补偿方式在, 向电网提供动态无功功率, 仅吸收少量有功功率以维持直流侧电压的稳定, 补偿系统损耗, 静止无功补偿器 (SVG) 就是这种原理。

换一种角度, 从模型电路阐述 PWM 整流器的基本原理。

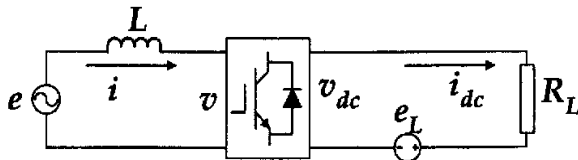


图 2-10 PWM 整流器模型电路

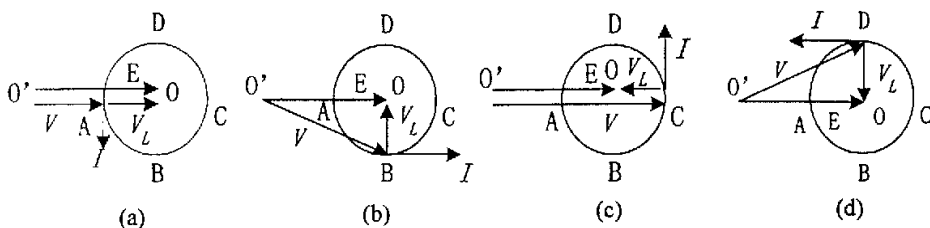
从图 2-10 可以看出 PWM 整流器模型电路由交流回路、功率开关管桥路以及直流回路组成。其中交流回路包括交流电动势 e 以及网侧电感 L 等; 直流回路包括负载电阻 R_L 以及负载电动势 e_L 等; 功率开关管桥路可以是电压型桥路组成, 也可以是电流型桥路组成。

当不计功率开关管桥路损耗时, 由交、直流侧功率平衡关系得式 (2-1):

$$i \cdot v = i_{dc} \cdot v_{dc} \quad (2-1)$$

式中的 v 、 i 分别为模型电路交流侧的电压、电流, v_{dc} 、 i_{dc} 分别为模型电路直流侧的电压、电流。由式 (2-1) 可知, 通过控制模型电路交流侧就可以控制其直流侧, 反之亦然。以下着重从模型电路交流侧入手分析 PWM 整流器的运行状态和控制原理。

稳态条件下, PWM 整流器交流侧矢量关系如图 2-11 所示。图(a)(b)(c)(d)分别为纯电感特性运行、正电阻特性运行、纯电容特性运行和负电阻特性运行。



图中矢量: E —电网电动势 V —交流侧控制电压 V_L —电感电压 I —交流侧电流

图 2-11 PWM 整流器交流侧稳态矢量关系

为了方便分析, 对于前述 PWM 整流器模型电路只考虑基波分量, 忽略 PWM 整流器的谐波分量, 且不计交流电阻。分析图 2-11 可知, 当以电网电动势矢量为参考时, 通过控制交流电压矢量 V 即可实现 PWM 整流器的四象限运行。假设 $|I|$ 不变, $|V_L| = \omega L |I|$ 也固定不变的前提下, PWM 整流器交流电压矢量 V 端点轨迹构成了一个以 $|V_L|$ 为半径的圆。

图(a)是 PWM 整流器网侧呈现纯电感特性, 此时电压矢量 V 端点位于圆轨迹 A 点时, 电流矢量 I 比电动势矢量 E 滞后 90° ;

图(b)是 PWM 整流器网侧呈现正电阻特性, 此时电压矢量 V 端点运动至圆轨迹 B 点时, 电流矢量 I 与电动势矢量 E 平行且同向;

图(c)是 PWM 整流器网侧呈现纯电容特性, 此时电压矢量 V 端点运动至圆轨迹 C 点时, 电流矢量 I 比电动势矢量 E 超前 90° ;

图(d)是 PWM 整流器网侧呈现负阻特性, 此时电压矢量 V 端点运动至圆轨迹 D 点时, 电流矢量 I 与电动势矢量 E 平行且反向。

以上是 PWM 整流器四象限运行的四个特殊工作状态。

进一步分析可得 PWM 整流器运行的规律。当电压矢量 V 端点在圆轨迹 AB 和圆轨迹 BC 上运动时, PWM 整流器工作在整流状态。此时, PWM 整流器都需从电网吸收有功, 不同的是, 在轨迹 AB 上工作时, PWM 整流器还要吸收感性无功功率, 在轨迹 BC 上运行时, PWM 整流器要吸收容性无功功率。需要注

意的是,当 PWM 整流器运行在 B 点时,则实现单位功率因数整流器控制。

当电压矢量 V 端点在圆轨迹 CD 和圆轨迹 DA 上运动时, PWM 整流器运行于有源逆变状态。此时 PWM 整流器都要向电网传输有功,不同的是,在圆轨迹 CD 上 PWM 整流器要向电网传输容性无功功率,在圆轨迹 DA 上 PWM 整流器要向电网传输感性无功功率。当 PWM 整流器运行至 D 点时,便可实现单位功率因数有源逆变状态。

由上述分析可知,若要实现 PWM 整流器的四象限运行,关键在于网侧电流的控制,首先可以通过控制 PWM 整流器交流侧电压,来间接控制其网侧电流;其次可以通过闭环控制来直接控制 PWM 整流器的网侧电流。

2.3 三相电压型 PWM 整流器数学模型

三相 VSR 的数学模型是根据它的拓补结构,在三相 ABC 静止坐标系、两相静止坐标系和两相旋转坐标系中,利用基尔霍夫电压定律和电流定律所建立的一般数学描述。为了方便分析,针对三相 VSR 建立数学模型时通常假设电网电动势为三相对称正弦波,网侧电感 L 为线性且不考虑饱和情况。

一般三相 VSR 的数学模型建立分为低频和高频开关模型。三相 VSR 开关频率一般远高于电网基波频率,为简化一般数学描述,可忽略高频分量,只考虑低频分量,从而建立低频模型,这种低频模型适合于控制系统的分析,并可直接用于控制器的设计。但是,由于这类模型忽略了开关过程的高频分量,不能进行精确的动态波形仿真。采用开关函数描述的一般数学模型是对三相 VSR 开关过程的精确描述,较适合于波形仿真,然而其缺陷是因为包含了开关过程的高频分量,很难用于控制器的设计。总之,两种模型要综合运用,才能合理的进行三相 VSR 控制系统的设计和校验。

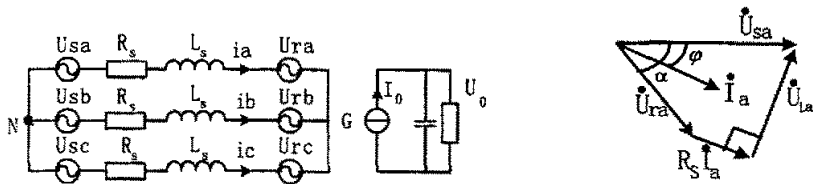
为了深入分析和研究 PWM 整流器的工作机理及动态和静态特性,本文从低频和高频的角度,分别建立了 PWM 整流器在三相静止坐标系、两相静止坐标系和两相旋转坐标系的低频模型和高频模型^[30]。

2.3.1 PWM 整流器的低频数学模型

根据图 2-2 所示的三相 VSR 所得的等效主电路如图 2-12 所示。

在图 2-12a 所示的整流器交流侧等效电路中 N 为电网中点, G 为输出滤波电容的中点, U_g 为电网电压, U_i 为整流器输入电压, i 为输入电流, U_o 为整流器输出直流电压。当忽略高次谐波,整流器输入电压 U_i 为工频正弦波。当输入电网电压和整流器三相控制电压对称时,电网中点 N 和电容中点 G 的电位相等,

三相电路互相独立, 图 2-12b 为 A 相等效电路的向量图。



(a) 整流器低频等效电路模型

(b) A 相向量图

图 2-12 整流器输入侧等效电路和向量图

设电网电压为:

$$\begin{cases} u_{sa} = U_m \cos(\omega t) \\ u_{sb} = U_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ u_{sc} = U_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (2-2)$$

并且设整流器输入电流基波为:

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t - \varphi) \\ i_b = I_m \cos(\omega t - \varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ i_c = I_m \cos(\omega t - \varphi + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (2-3)$$

同理设整流器输入电压 u_r 为:

$$\begin{cases} u_{ra} = U_m \cos(\omega t - \alpha) \\ u_{rb} = U_m \cos(\omega t - \alpha - \frac{2}{3}\pi) \\ u_{rc} = U_m \cos(\omega t - \alpha + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (2-4)$$

设整流器控制电压为:

$$\begin{cases} u_{ca} = m \cos(\omega t - \alpha) \\ u_{cb} = m \cos(\omega t - \alpha - \frac{2}{3}\pi) \\ u_{cc} = m \cos(\omega t - \alpha + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (2-5)$$

式 (2-5) 中, m 为调制正弦波峰值和三角载波峰值之比, 即调制比, $0 < m < 1$ 。

假设忽略整流桥的时间滞后, 那么整流器输入电压和控制电压的关系为:

$$\begin{cases} u_{ra} = \frac{1}{2} u_o u_{ca} \\ u_{rb} = \frac{1}{2} u_o u_{cb} \\ u_{rc} = \frac{1}{2} u_o u_{cc} \end{cases} \quad (2-6)$$

式中, u_o 为整流器输出电压。整流器瞬时输入功率为:

$$p_{in} = u_{ra} i_a + u_{rb} i_b + u_{rc} i_c \quad (2-7)$$

将式 (2-3)、(2-5)、(2-6) 代入式 (2-7) 可得:

$$p_{in} = \frac{3}{2} u_o m I_m \cos(\alpha - \varphi) \quad (2-8)$$

又有整流器瞬时输出功率为:

$$p_{out} = u_o i_o \quad (2-9)$$

不计整流器输入电感的等效电阻, 假设整流桥为无损网络, 根据功率平衡原理, 整流器的瞬时输入功率等于瞬时输出功率。根据式 (2-8) 和式 (2-9) 可得整流器输出电流为:

$$i_o = \frac{3}{2} m I_m \cos(\alpha - \varphi) \quad (2-10)$$

由式 (2-10) 可知, 当三相输入电压和电流对称时, 整流器输出电流为恒定的直流, 那么输出滤波电容无低频电流通过, 这点是三相 PWM 整流器不同于单相 PWM 整流器之处。

由此可见, 三相 PWM 整流器输入功率恒定, 而单相 PWM 整流器输入功率不恒定, 功率分量中含有 2 倍于工频的低频分量。因此, 单相 PWM 整流器的输出滤波电容不仅要滤除电压的高频纹波, 而且还要滤除因功率波动产生的低频纹波; 而三相 PWM 整流器从输出滤波电容只需要滤除高次谐波, 容量可以做的比单相的小。

针对图 2-12a 整流器直流侧根据基尔霍夫电流定律 (KCL) 可得方程为:

$$i_o = c \frac{du_o}{dt} + \frac{u_o}{R} \quad (2-11)$$

将式 (2-10) 代入式 (2-11) 可得:

$$c \frac{du_o}{dt} + \frac{u_o}{R} = \frac{3}{2} m I_m \cos(\alpha - \varphi) \quad (2-12)$$

在式 (2-12) 中令 $\frac{du_o}{dt} = 0$, 可得整流器稳态时的输出电压表达式:

$$U_o = \frac{3}{2} m R I_m \cos(\alpha - \varphi) \quad (2-13)$$

根据图 2-12a 所示的整流器等效电路, PWM 整流器交流侧的低频方程为:

$$\begin{pmatrix} L_s \frac{di_a}{dt} \\ L_s \frac{di_b}{dt} \\ L_s \frac{di_c}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} - \frac{u_o}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad (2-14)$$

从式 (2-14) 可以看出, 整流器三相输入电流受调制电压 u_{ca} , u_{cb} , u_{cc} 的控制。

对于任何控制策略, 对整流器输入电流的控制都是通过调节控制电压实现的, 这就是 PWM 整流器控制的实质。同样, 从稳态向量图可以看出, 通过调节控制电压的幅值和相位, 整流器的输入电流向量可以位于任意象限, 即整流器可以实现四象限运行。

对于任何三相物理量, 可以引入复平面的矢量空间概念。即三相物理量可以用一个空间旋转矢量在 ABC 静止坐标系的三个静止对称轴(a, b, c)上的投影表示。在电路系统中, 这个三相正弦量可以是三相电流、三相电压, 也可以是三相功率等。选定三相静止坐标系的 A 轴与 Park 矢量复平面的实轴重合, Park 矢量定义为:

$$x(t) = \frac{2}{3} [x_a(t) + \alpha x_b(t) + \alpha^2 x_c(t)] \quad (2-15)$$

式中 α 是旋转因子, $\alpha = e^{j120^\circ}$, $x_a(t)$ 、 $x_b(t)$ 、 $x_c(t)$ 为 ABC 坐标系下的三相物理量。

根据 Park 变换的定义, 把三相电压和电流用 Park 变换转换为空间矢量后, 得到整流器电网电压的空间矢量 \vec{U}_s 为:

$$\vec{U}_s = \frac{2}{3} (u_{sa} + u_{sb} e^{j120^\circ} + u_{sc} e^{j240^\circ}) = U_m e^{j\omega t} \quad (2-16)$$

整流器输入电流矢量为:

$$\vec{I} = \frac{2}{3} (i_a + i_b e^{j120^\circ} + i_c e^{j240^\circ}) = I_m e^{j(\omega t - \varphi)} \quad (2-17)$$

整流器输入电压矢量为:

$$\vec{U}_r = \frac{2}{3} (u_{ra} + u_{rb} e^{j120^\circ} + u_{rc} e^{j240^\circ}) = U_m e^{j(\omega t - \alpha)} \quad (2-18)$$

将式 (2-14) 用空间矢量方式表达为:

$$L_s \frac{d\vec{I}}{dt} + R_s \vec{I} = \vec{U}_s - \vec{U}_r \quad (2-19)$$

把式 (2-19) 表示成空间矢量图, 如图 2-13 所示:

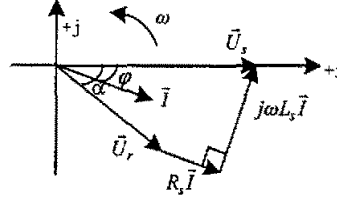


图 2-13 PWM 整流器的交流侧低频空间矢量图

图中的空间矢量的相对位置保持不变, 都以工频角速度 ω 逆时针旋转。通过对整流器输入电压相位和幅值的控制, 可以使电流空间矢量位于复平面的任意象限, 从而实现 PWM 整流器的四象限运行。

通过坐标变换, 可以把三相静止坐标系变换到两相同步旋转坐标系。两相同步旋转坐标系的突出优点是三相静止坐标系中的工频基波分量变换成直流分量, 从而降低了系统的阶次, 系统的分析处理就相对容易。从三相静止坐标系到两相静止坐标系的恒功率变换为:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = C_{3S/2S} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

式 (2-20) 中, x_a, x_b, x_c 可以是三相静止坐标系中的任何三相时变量, $C_{3S/2S}$ 也叫 Clark 变换矩阵, 下标表示从三相静止变换到两相静止。所谓“恒功率”变换是指坐标变换前后功率相等。

从两相静止变换到三相静止坐标系的恒功率变换为:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{2S/3S} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

式 (2-21) 中 $C_{2S/3S}$ 的下标表示从两相静止变换到三相静止。并且 $C_{3S/2S}$ 与 $C_{2S/3S}$ 是互逆矩阵, 即 $C_{2S/3S}C_{3S/2S} = I$ (I 为单位矩阵)。将式 (2-20) 和式 (2-21) 应用于式 (2-14) 可得三相 PWM 整流器在 $\alpha\beta$ 静止坐标系中的表达式为:

$$\begin{bmatrix} L_s \frac{di_\alpha}{dt} \\ L_s \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = C_{3S/2S} A C_{2S/3S} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - C_{3S/2S} B_1 C_{2S/3S} \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} + C_{3S/2S} B_2 C_{2S/3S} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

式中: $A = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix}$, $B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, 将 A, B₁, B₂ 代入式 (2-22)

后可得:

$$\begin{bmatrix} L_s \frac{di_\alpha}{dt} \\ L_s \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

得到 PWM 整流器在两相静止坐标系后表达式后, 通过两相静止变换到两相旋转坐标系后, 可以得到 PWM 整流器在同步旋转坐标系下的方程。假设 dq 坐标系的 d 轴在初始时刻与 α 轴重合, 则从两相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换为:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{2S/2r} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

式 (2-24) 中的 $C_{2S/2r}$ 为 Park 旋转变换矩阵

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = C_{2r/2S} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

式 (2-25) 中 $C_{2r/2S}$ 亦为 Park 旋转变换矩阵, 它与 $C_{2S/2r}$ 互为逆矩阵, 即 $C_{2S/2r} C_{2r/2S} = I$ 。上述变换是静止坐标系与旋转坐标系之间的变换, 其变换阵必然是时间的函数, 对变换阵的求导应考虑到变换阵的时变特性。两种坐标系下的输入电流之间关系为:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{d}{dt} \left(C_{2S/2r} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \right) \\ &= C_{2S/2r} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{dC_{2S/2r}}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{2S/2r} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-26)$$

综合式 (2-22) ~ 式 (2-26), 得到 PWM 整流器在 dp 坐标系下的状态方程为:

$$\begin{bmatrix} L_s \frac{di_d}{dt} \\ L_s \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega L_s \\ -\omega L_s & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

从式 (2-27) 可以看到, $\alpha\beta$ 变换和 dq 变换将三相工频基波变量变换成两相直流量, 降低了系统阶次, 有利于简化控制系统的分析和设计。但是静止坐标系下解耦的状态方程经 dq 变换后相互耦合, 变量解耦的问题将在下文继续讨论。

2.3.2 PWM 整流器的高频数学模型

三相 VSR 的低频数学模型做了一定的假设, 忽略了整流器输入电压中的高次谐波, 实际上是一种状态空间平均模型。低频模型适合于作系统分析和设计, 但不能反映整流器的高频工作机理。基于开关函数的定义, 本文建立了整流器的高频数学模型。

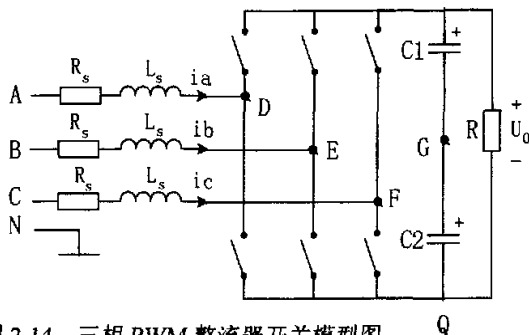


图 2-14 三相 PWM 整流器开关模型图

高频数学模型。高频模型能真实地反映整流器的运行原理, 是 PWM 整流器的精确数学模型。

如图 2-14 是三相 VSR 开关模型图, 设 N 为电网中点, G 为电容中点, $C_1=C_2$, $u_{c1}=u_{c2}=u_0/2$ 成立。 S_a 、 S_b 、 S_c 分别表示 ABC 三相桥臂的开关函数, 1 为上桥臂导通, 0 为下桥臂导通。则可知整流器输入电压为:

$$\begin{cases} u_{DG} = \frac{u_0}{2}(2S_a - 1) \\ u_{EG} = \frac{u_0}{2}(2S_b - 1) \\ u_{FG} = \frac{u_0}{2}(2S_c - 1) \end{cases} \quad (2-28)$$

根据图 2-14, 对整流器的每相回路利用基尔霍夫电压定律 (KVL) 可得:

$$\begin{cases} u_a - R_s i_a - L_s \frac{di_a}{dt} = u_{DG} + u_{GN} \\ u_b - R_s i_b - L_s \frac{di_b}{dt} = u_{EG} + u_{GN} \\ u_c - R_s i_c - L_s \frac{di_c}{dt} = u_{FG} + u_{GN} \end{cases} \quad (2-29)$$

考虑到 PWM 整流器三相电流的关系为 $i_a + i_b + i_c = 0$ ，将式 (2-29) 相加并利用式 (2-28) 可得电容中点电压：

$$u_{GN} = -\frac{1}{3}u_0(S_a + S_b + S_c) + \frac{1}{2}u_0 + \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c) \quad (2-30)$$

对整流器直流输出节点用基尔霍夫电流定律 KCL 得：

$$i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c = C \frac{du_0}{dt} + \frac{u_0}{R} \quad (2-31)$$

综合式 (2-29)、(2-30) 和 (2-31) 后，得三相 PWM 整流器开关数学模型：

$$\begin{pmatrix} L_s \frac{di_a}{dt} \\ L_s \frac{di_b}{dt} \\ L_s \frac{di_c}{dt} \\ C \frac{du_0}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & 0 & 0 & -S_a + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ 0 & -R_s & 0 & -S_b + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ 0 & 0 & -R_s & -S_c + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ S_a & S_b & S_c & -\frac{1}{R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad (2-32)$$

假设电网电压对称，即 $u_a + u_b + u_c = 0$ ，则电容中点电压 u_{GN} 可以简化为：

$$u_{GN} = -\frac{1}{3}u_0(S_a + S_b + S_c) + \frac{1}{2}u_0 \quad (2-33)$$

那么三相 VSR 数学模型可以简化为：

$$\begin{pmatrix} L_s \frac{di_a}{dt} \\ L_s \frac{di_b}{dt} \\ L_s \frac{di_c}{dt} \\ C \frac{du_0}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & 0 & 0 & -S_a + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ 0 & -R_s & 0 & -S_b + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ 0 & 0 & -R_s & -S_c + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ S_a & S_b & S_c & -\frac{1}{R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad (2-34)$$

由三相 VSR 高频数学模型可知，每相输入电流都是由三个开关函数共同控制的，整流器是一个互相耦合的多阶非线性时变系统。显然，这点和低频数学模型得出的结论不同，三相 VSR 在低频时表现为一个线性的解耦系统。

如图 2-15 是根据上述高频数学模型得到的 PWM 整流器的高频等效电路模型。可见三相 VSR 的电容中点和电网中点电位不再相等，这点与低频模型不同。两点电位差为高频脉动量，脉动规律由三相开关函数共同决定，即表达式 $u_{GN} = -\frac{1}{3}u_0(S_a + S_b + S_c) + \frac{1}{2}u_0$ 。可见，从高频角度分析，PWM 整流器三相之间是互相耦合的。但是，从工频角度看，高频脉动的平均值是零，电容中点和电网中点电位相等，因此 PWM 整流器从低频角度看是解耦的。

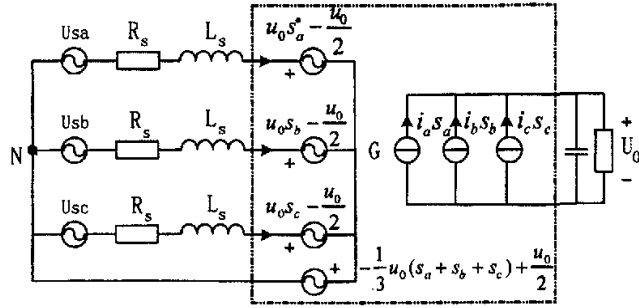


图 2-15 三相 PWM 整流器的高频等效模型

以上介绍的高频数学模型是基于 ABC 静止坐标系的，三相之间是相互耦合的，为系统的分析和设计带来不便。与在低频模型中一样，为方便系统的分析和设计，将三相 VSR 高频模型变换到两相，以降低系统的阶次。

三相静止 ABC 坐标系变换到两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系的变换方法如式 (2-20)，利用该式将表示三相 VSR 高频模型的式 (2-34) 变换后为：

$$\begin{pmatrix} L_s \frac{di_\alpha}{dt} \\ L_s \frac{di_\beta}{dt} \\ C \frac{du_o}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & 0 & -S_\alpha \\ 0 & -R_s & -S_\beta \\ S_\alpha & S_\beta & -\frac{1}{R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ u_o \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} \quad (2-35)$$

式 (2-35) 中，静止两相坐标系下的开关函数 $(S_\alpha \ S_\beta)^T = C_{3S/2S} (S_a \ S_b \ S_c)^T$ 。可见，输出电压 u_o 恒定的条件下，三相 PWM 整流器在两相静止坐标系中解除了输入电流 i_α 、 i_β 之间的耦合，但变换后的两相电压和电流仍然是按正弦变换的。

利用式 (2-24) ~ (2-26) 就可以把式 (2-35) 所示的三相 VSR 两相静止坐标系下的高频模型变换为同步旋转坐标系下的模型，由坐标变换的原理可知，原先的 $\alpha\beta$ 坐标系中按正弦规律变化的工频基波分量在 dq 坐标系中为直流分量。

$$\begin{pmatrix} L_s \frac{di_d}{dt} \\ L_s \frac{di_q}{dt} \\ C \frac{du_o}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & \omega L_s & -S_d \\ -\omega L_s & -R_s & -S_q \\ S_d & S_q & -\frac{1}{R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ u_o \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (2-36)$$

式 (2-36) 中，dq 坐标系的开关函数 $(S_d \ S_q)^T = C_{2S/2r} (S_\alpha \ S_\beta)^T$ 。

根据式 (2-36) 可得三相 VSR 在同步旋转坐标系下的等效电路模型，如图 2-16 所示。稳态时开关函数 S_d 、 S_q 在直流量附近作高频振荡，但是它的频谱中不含低频的成分。

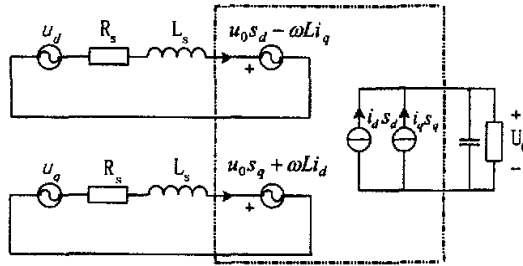


图 2-16 dq 坐标系下的三相 PWM 整流器高频等效模型

如果将开关函数的高频开关成分滤掉,以平均开关函数 S_d^* 、 S_q^* 代替式(2-36)中的 S_d 、 S_q ,则得到三相 PWM 整流器的低频数学模型:

$$\begin{pmatrix} L_s \frac{di_d}{dt} \\ L_s \frac{di_q}{dt} \\ C \frac{du_o}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & \omega L_s & -S_d^* \\ -\omega L_s & -R_s & -S_q^* \\ S_d^* & S_q^* & -\frac{1}{R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ u_o \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (2-37)$$

为对比低频与高频数学模型的特点,先把式(2-27)重列如下:

$$\begin{pmatrix} L_s \frac{di_d}{dt} \\ L_s \frac{di_q}{dt} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega L_s \\ -\omega L_s & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

对比以上两式可发现控制电压与平均开关函数之间的关系为:

$$\begin{cases} u_{rd} = S_d^* u_o \\ u_{rq} = S_q^* u_o \end{cases} \quad (2-38)$$

由式(2-37)可知,三相 VSR 输出电流为:

$$i_o = i_d S_d^* + i_q S_q^* \quad (2-39)$$

经过上述变换,在 dq 坐标系中,对称的三相正弦量变换到 dq 轴上为恒定的直流量,整流器输出电流将不含低频分量。

2.4 三相电压型 PWM 整流器的硬件设计

本文的三相电压型 PWM 整流器系统的总体结构如图 2-17 所示。整个系统由 IPM 构成的 PWM 整流器主电路,基于 TMS320LF2812 DSP 的控制系统,以及电压和电流传感器等检测器件组成。

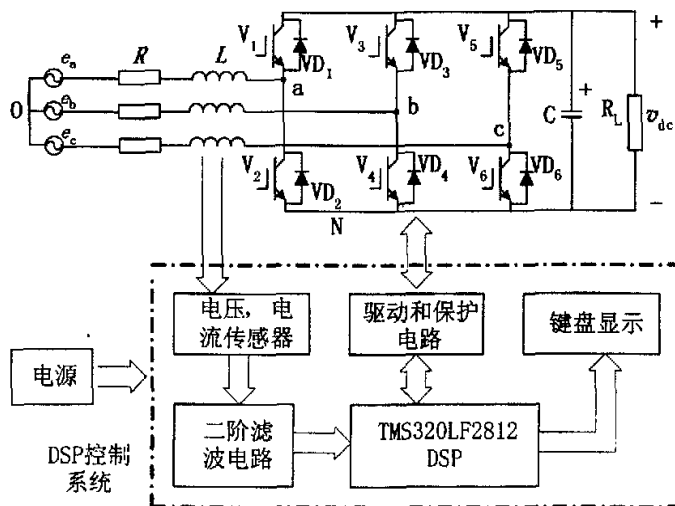


图 2-17 三相电压型 PWM 整流器控制系统结构图

2.4.1 TMS320F2812 DSP 介绍

1982 年，德州仪器公司推出了第 1 个 TMS320 系列产品 TMS32010，该产品被“电子产品”杂志授予“年度产品”的荣誉。DSP 芯片，也称数字信号处理器芯片，是一种具有特殊结构的微处理器。DSP 芯片的内部采用程序和数据分开的哈佛结构，具有专门的硬件乘法器，广泛采用流水线操作，提供特殊的 DSP 指令，可以快速地实现各种数字信号算法，具有很强的实时处理能力，为实时控制系统的设计提供了一个理想的解决方案。TMS320C28x 系列是 TI 公司最新推出的 DSP 芯片，是目前国际市场上最先进、功能最强大的 32 位定点 DSP 芯片。C28x 系列的主要片种为 TMS320F2810 和 TMS320F2812。其中 F2812 内含 $128K \times 16$ 位的片内 Flash 存储器，并有外部存储器接口。通过将存储器和外设集成到控制器内部，TMS320F2812 减少了系统成本，节约了电路板空间。其主要有如下特点^[31]：

- 采用高性能静态 CMOS 技术，使芯片功耗进一步降低（核心电压 1.8V，I/O 口电压 3.3V），时钟周期 6.67ns 提高了系统的实时控制能力。
- 片内集成 $128K \times 16$ 位的 Flash 存储器， $1K \times 16$ 位的 OTP 型只读存储器， $18K \times 16$ 位的单口随即存储器（SARAM），提供大规模程序的存放和运行条件。
- 两个事件管理器模块 EVA 和 EVB，每个包括：两个 16 位通用定时器；14 个 16 位的脉宽调制(PWM)通道。它们能够实现：三相反相器控制；PWM 的对称和非对称波形；当外部引脚 PDPINT 出现低电平时快速关

闭 PWM 通道；可编程的 PWM 死区控制以防止上下桥臂同时输出触发脉冲；6 个捕获单元；片内光电编码器接口电路；16 通道的 A/D 转换器。事件管理器模块适用于控制交流感应电机、无刷直流电机、开关磁阻电机、步进电机、多级电机和其他逆变器。

- 支持动态的改变锁相环的频率，集成看门狗定时模块。
- 总共 16 个通道的 12 位 A/D 转换器最小转换时间 60ns，可选择由两个事件管理器来触发的两个 8 通道输入 A/D 转换器或一个 16 通道输入的 A/D 转换器。
- 外部中断扩展（PIE）模块，可支持 96 个外部中断。
- 3 个 32 位的 CPU 定时器。
- 串行外围接口（SPI）；两个串行通信接口（SCI），标准的 UART；改进的局域网络（eCAN）；多通道缓冲串行接口（McBSP）和串行外围接口模式。
- 最多有 56 个独立的可编程、多用途的通用输入/输出（GPIO）引脚。
- 标准的 ANSI C/C++ 编译器/汇编程序/连接器，向下支持 TMS320C24x/240x 的指令，代码编辑集成环境 ccs。
- 支持空闲模式、等待模式、挂起模式，在必要时降低器件的功耗。

2.4.2 智能功率模块（IPM）介绍

为提高整流器电路的可靠性，这里采用了智能功率模块（IPM）。智能功率模块是一种先进的混合集成功率器件，在电力电子领域内得到了越来越广泛的应用。IPM 由高速、低功耗的 IGBT 和优化的门极驱动及保护电路构成，应用 IPM 不仅将功率器件 IGBT 和驱动电路集成在一起，而且对过流、过压、过热以及控制电压欠压等故障具有自动保护功能，是一种故障率极低，又可使装置小型化和轻量化的功率器件，还可以大大降低输出电压低次谐波的含量。当检测出在开关过程中集电极的电流变化率 di/dt 超过设定值时，IPM 会自动加大门极电阻来抑制器件的浪涌电压，从而提高了系统的可靠性。

一般 IPM 具有 IGBT 除门极参数以外的所有参数，如额定电压、额定电流、 dv/dt 耐量、浪涌电流、饱和压降、最大耗散功率、额定结温和热阻等。IGBT 的门极参数，对于 IPM 则变成了输入参数和驱动电源。为提高抗干扰能力并使控制系统与主电路隔离，IPM 的输入是光耦隔离的。在输入侧，使发光二极管的输入电流工作在一个最佳的范围，光耦输出信号送 IPM 驱动输入端。这里选择的三菱 IPM 模块内部有 6 个 IGBT，三个桥臂，各桥臂上端的 IGBT 分别用一路驱动电源，而桥臂下端的 3 只管子可以共用一路电源。各路驱动电源的电源 V_D 为

13.5V~16.5V, 不能高于 20V, 也不要低于 12V。

在 IPM 中, 每个 IGBT 所需的驱动电源的电流 I_D 一般为几十毫安, 这与 IPM 的电流容量和电压等级有很大的关系。一般三只下桥臂共用的驱动电流大约为每只 IGBT 驱动电流的 3 倍。但对于大功率的变流器来说, 下桥臂的开关管也要各自用一个隔离电源, 以避免回路噪声带来的相互干扰。

在选择 IPM 的时候主要考虑其额定电流 I_{ce} 、额定电压 V_{ce} 和最大开关频率。额定电流 I_{ce} 的选择, 要根据实际电路中最大额定电流 I_c 、负载的类型、允许过载的程度等因数。一般的电阻性负载的电压变换装置中, 若实际电路中电流最大有效值为 I_c , 则可选 $I_{ce}=1.5I_c$ 。在任何情况下, 通过集电极的最大电流必须处在安全工作区的规定范围内。额定电压 V_{ce} 的选择, 需要考虑电网电压瞬态尖峰、电压波动、开关电流引起电压尖峰等因素。一般如果稳态时, 外加最高电压为 V_M , 则可选的耐压值 $V_{CE}=2V_M$ 。对于 IPM 的最大开关频率的考虑, 一般只要大于控制系统要求达到的最大开关频率即可。

在本文的实验装置中, 选用了日本三菱的 PM75CSA120 智能功率模块, 它具有最高 20kHz 的开关频率, 额定电流 I_{ce} 为 75A, 额定电压 V_{ce} 为 1200V。具有完整的输出功率电路, 集成了短路、过流、欠压和温升保护。

2.4.3 交流侧电感设计

三相 VSR 交流侧电感隔离了电网电动势与三相 VSR 交流侧电压, 通过三相 VSR 交流侧电压幅值、相位的 PWM 控制, 可实现四象限运行; 其次, 交流侧电感滤除了三相 VSR 的 PWM 谐波电流, 从而实现交流侧正弦波电流或一定频带范围内的任意电流波形控制, 使三相 VSR 获得良好电流波形的同时, 还可向电网传输无功功率, 甚至实现网侧纯电感、纯电容运行特性。所以在三相 VSR 系统设计中, 交流侧电感的设计至关重要。这是因为三相 VSR 交流侧电感的取值不仅影响到电流环的动、静态响应, 而且还制约着三相 VSR 的输出功率、功率因数和直流电压。

电感的设计既要实现快速电流跟踪的指标, 又要抑制谐波电流。以三相 VSR 正弦波电流控制为例, 当电流过零时, 其电流变化率最大, 为满足快速跟踪电流要求, 此时电感应该足够小; 另一方面, 在正弦波电流峰值处, 谐波电流脉动最严重, 为了满足抑制谐波电流的要求, 此时电感应该足够大。

以下考虑单位功率因数正弦波电流控制时, 三相 VSR 交流侧的电感设计^[32]。

对于图 2-4 所示的三相 VSR 拓补结构, a 相的电压方程为:

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - \left(v_{dc} S_a - \frac{v_{dc}}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) \quad (2-40)$$

若忽略三相 VSR 交流侧电阻 R , 且令 $v_{sa} = e_a + v_{dc}/3 \sum S_k$, 则上式可简化为:

$$L \frac{di_a}{dt} \approx v_{sa} - v_{dc} S_a \quad (2-41)$$

首先分析满足快速电流跟踪要求时的电感设计。考虑电流过零处附近一个 PWM 开关周期 T_S 中的电流跟踪瞬态过程, 波形图如图 2-18 所示:

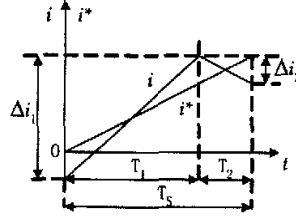


图 2-18 电流过零处一个 PWM 开关周期中的电流跟踪波形

稳态条件下, 当 $0 \leq t \leq T_1$ 时 $S_a = 0$, 且

$$L \frac{\Delta i_1}{T_1} \approx v_{sa} - S_a v_{dc} = \frac{v_{dc}}{3} (S_b + S_c) \quad (2-42)$$

当 $T_1 \leq t \leq T_S$ 时, $S_a = 1$, 且

$$L \frac{\Delta i_2}{T_2} \approx v_{sa} - S_a v_{dc} = \frac{v_{dc}}{3} (-2 + S_b + S_c) \quad (2-43)$$

若在一个 PWM 开关周期内满足快速电流跟踪要求, 则必须满足下式:

$$\frac{|\Delta i_1| - |\Delta i_2|}{T_S} \geq \frac{I_m \sin \omega T_S}{T_S} \approx I_m \omega \quad (2-44)$$

将式 (2-42) 和式 (2-43) 代入式 (2-44), 并考虑 $S_b = S_c = 1$, 得

$$L \leq \frac{2T_1 v_{dc}}{3I_m \omega T_S} \quad (2-45)$$

当 $T_1 = T_S$ 时, 取得最大的电流变化率, 且

$$L \leq \frac{2v_{dc}}{3I_m \omega} \quad (2-46)$$

以下分析抑制谐波电流时电感的设计。考虑电流峰值处附近一个 PWM 开关周期 T_S 中的电流跟踪瞬态过程, 其波形图如图 2-19 所示。

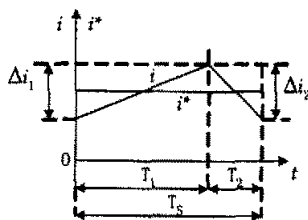


图 2-19 电流峰值处一个 PWM 开关周期中的电流跟踪波形

稳态条件下, 当 $0 \leq t \leq T_1$ 时 $S_a = 0$, 根据三相 VSR 单位功率因数工作的假设, 此时 a 相电压也达到了波峰, 即 $E_a = E_m$, 所以有下式成立,

$$L \frac{\Delta i_1}{T_1} \approx v_{sa} - S_a v_{dc} = E_m + \frac{v_{dc}}{3} (S_b + S_c) \quad (2-47)$$

当 $T_1 \leq t \leq T_s$ 时, $S_a = 1$, 且有下式成立,

$$L \frac{\Delta i_2}{T_2} \approx v_{sa} - S_a v_{dc} = E_m + \frac{v_{dc}}{3} (-2 + S_b + S_c) \quad (2-48)$$

考虑到电流峰值附近的一个开关周期中, 为使电流满足瞬时跟踪要求, 应该满足 $|\Delta i_1| = |\Delta i_2|$ 。

联合以上三式, 并考虑到 $S_b = S_c = 0$, 得

$$T_1 = \frac{(2v_{dc} - 3E_m)T_s}{2v_{dc}} \quad (2-49)$$

将式 (2-49) 代入式 (2-47), 并考虑到 $S_b = S_c = 0$, 得

$$L = \frac{(2v_{dc} - 3E_m)E_m T_s}{2v_{dc} |\Delta i|} \geq \frac{(2v_{dc} - 3E_m)E_m T_s}{2v_{dc} \Delta i_{\max}} \quad (2-50)$$

式中 Δi_{\max} ——最大允许谐波电流脉动量。

综合式 (2-46) 和式 (2-50), 得到满足电流瞬态跟踪指标时, 三相 VSR 交流侧电感取值范围为:

$$\frac{(2v_{dc} - 3E_m)E_m T_s}{2v_{dc} \Delta i_{\max}} \leq L \leq \frac{2v_{dc}}{3I_m \omega} \quad (2-51)$$

要使式 (2-51) 成立, 其电感取值上、下值之比 λ_L 必须满足:

$$\lambda_L = \frac{(2v_{dc} - 3E_m)E_m T_s / 2v_{dc} \Delta i_{\max}}{2v_{dc} / 3I_m \omega} > 1$$

2.4.4 直流侧电容的设计

三相 VSR 直流侧电容不仅缓冲交流侧与直流侧负载间的能量交换, 稳定直流侧电压, 而且还抑制了直流侧谐波电压。所以对主电路直流侧电容参数的设计也十分重要。

为确保直流侧电压的快速跟踪控制, 首先讨论满足直流电压跟随性指标时的电容设计^[32]。三相 VSR 从开始整流时从三相二极管不控整流得到的跃变到直流电压额定值。二极管不控整流时, 其整流电压平均值: $V_{d0} = 1.35V_l$, 其中, V_l 为三相 VSR 网侧线电压有效值。

三相 VSR 额定直流电压, 是指额定直流负载条件下, 直流侧输出额定功率时的直流电压, 即

$$V_{dc} = \sqrt{p_e R_{Le}} \quad (2-52)$$

式中 p_e ——三相 VSR 直流侧额定输出功率;

R_{Le} ——额定直流负载电阻;

V_{dc} ——额定直流电压。

当三相 VSR 直流电压指令给定为额定直流电压指令值时, 若电压调节器采用 PI 调节器, 则在三相 VSR 实际直流电压未超过指令值之前, 电压调节器输出

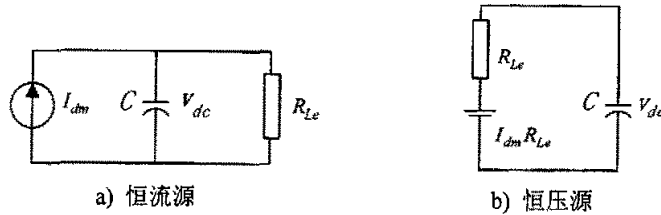


图 2-20 三相 VSR 直流电压跃变动态等效电路

一直饱和。由于电压调节器输出表示交流侧电流幅值指令, 因此若忽略电流内环的惯性, 则此时三相 VSR 直流侧将以最大电流 I_{dm} 对直流电容及负载充电, 从而使三相 VSR 直流电压以最快速度上升。这一动态过程等效电路如图 2-17 所示。

图 2-20a 为恒流源等效电路, 图 2-20b 为相应的恒压源等效电路, 设直流电压初始值为 V_{d0} , 则由图 2-20b 得:

$$v_{dc} - V_{d0} = (I_{dm} R_{Le} - V_{d0}) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) \quad \tau_1 = R_{Le} C \quad (2-53)$$

设给定直流电压 $v_{dc} = V_{de}$, 并将其代入式 (2-53), 化简得:

$$e^{-\frac{t}{\tau_1}} = \frac{I_{dm} R_{Le} - V_{de}}{I_{dm} R_{Le} - V_{d0}} \quad (2-54)$$

求解式 (2-54) 后得:

$$t = \tau_l \ln \frac{I_{dm} R_{Le} - V_{d0}}{I_{dm} R_{Le} - V_{de}} \quad (2-55)$$

根据跟随性指标, 若要求三相 VSR 直流电压以初始值 V_{d0} 跃变到额定直流电压 V_{de} 时的上升时间不大于 t^* , 则:

$$R_{Le} C \ln \frac{I_{dm} R_{Le} - V_{d0}}{I_{dm} R_{Le} - V_{de}} \leq t^* \quad (2-56)$$

由于 $V_{de} > V_{d0}$, 显然

$$C \leq \frac{t^*}{R_{Le} \ln \frac{I_{dm} R_{Le} - V_{d0}}{I_{dm} R_{Le} - V_{de}}} \quad (2-57)$$

一般情况下, 工程上常取:

$$\begin{cases} I_{dm} = 1.2 \frac{V_{de}}{R_{Le}} \\ V_{de} = \sqrt{3} V_l \end{cases} \quad (2-58)$$

式中 V_l ——三相 VSR 网侧线电压有效值。

将 $V_{d0} = 1.35 V_l$ 和式 (2-58) 代入式 (2-57), 并简化得

$$C \leq \frac{t^*}{0.74 R_{Le}} \quad (2-59)$$

进一步分析, 三相 VSR 直流侧电容应尽量大, 以限制负载扰动时的直流电压动态变化。若要求三相 VSR 满足负载阶跃扰动时的抗干扰性能指标 ΔV_{\max} , 则直流侧电容下限电容值为

$$C > \frac{1}{2 \Delta V_{\max} R_{Le}} \quad (2-60)$$

若要电容同时满足直流电压跟随性和抗干扰性指标, 则上下限的比值

$$\lambda_c = \frac{2 \Delta V_{\max} t^*}{0.74} > 1 \quad (2-61)$$

或 $\Delta V_{\max} t^* > 0.37$ 。

实际上, 以上条件一般不能满足, 这表明在三相 VSR 电容参数设计过程中, 须根据实际需要综合考虑直流电压跟随性及抗干扰性指标要求。

2.5 本章小结

介绍了 PWM 整流器的多种拓扑结构, 选择合适的拓扑结构可以简化控制、节约成本、降低损耗。从单相全桥 PWM 整流器开始, 分析了 PWM 整流器的原理, 又从 PWM 整流器模型电路, 阐明了改变交流侧控制电压可以实现 PWM 整流器四象限运行。建立数学模型是 PWM 整流器仿真和参数设计的基础。本文从低频和高频的角度, 分别建立了三相电压型 PWM 整流器在三相静止坐标系、两相静止坐标系和两相旋转坐标系的低频模型和高频模型。低频模型适合于系统的参数设计, 高频模型适合于系统仿真。利用 TMS320F2812 DSP 的高速运算能力, 可以实现复杂的算法, 提高系统的性能。由于 DSP 集成了多种外围电路, 选择这款芯片可以节约硬件成本和减小控制板的面积。功率开关器件的模块化封装是一个发展的方向, IPM 集成了 IGBT 和驱动保护电路。采用 IPM 作为开关器件可以简化控制电路的设计, 同时提高了电路的可靠性。最后讨论了主电路中交流侧电感 L 和直流侧电容 C 的设计原理。

第三章 PWM 整流器控制

本章主要讨论三相电压型 PWM 整流器的控制策略。首先介绍了三相 VSR 的间接电流控制和固定开关频率的直接电流控制,然后详细阐述了一种电压定向的双闭环控制策略^[35],并给出仿真和实验结果。根据瞬时功率的原理,介绍了三相 PWM 整流器直接功率控制(DPC)的原理和方法,在 MATLAB 环境下建模仿真后,根据传统 DPC 存在的不足,引入了空间矢量的 PWM 调制方法,仿真和实验结果对比验证了改进型 DPC 原理的正确性。最后本章讨论了在三相电网不平衡时三相 VSR 遇到的问题,电网不平衡时用于抑制直流电压二次谐波的双电流控制策略,最后给出了仿真结果。

3.1 三相电压型 PWM 整流器电流控制策略

为了使电压型 PWM 整流器网侧呈现受控电流源的特性,其网侧电流控制策略的研究显得十分重要。目前,VSR 电流控制技术主要分为两大类,即间接电流控制和直流电流控制。间接电流控制主要以相幅控制为代表。间接电流控制的优点在于控制简单,一般无需电流反馈控制,其主要问题在于电流动态响应不够快,甚至交流侧电流中含有直流分量,且对系统参数波动较敏感,因而常适合于对三相 VSR 动态响应要求不高且控制结构要求简单的应用场合。相对于间接电流控制,直接电流控制以快速电流反馈控制为特征,如滞环电流控制、空间矢量电流控制等。这类直接电流控制可以获得较高品质的电流响应,但控制结构和算法较间接电流控制复杂。

首先简要介绍间接电流和直接电流控制技术,然后主要讨论电压矢量定向(VOC)控制原理^[35]。

3.1.1 间接电流控制

间接电流控制技术实质上是通过对 PWM 控制,在 VSR 桥路交流侧产生幅值、相位受控的正弦 PWM 电压。该 PWM 电压与电网电动势共同作用于 VSR 交流侧,并在 VSR 交流侧形成正弦基波电流,而谐波电流则由 VSR 交流侧电感滤除。由于这种 VSR 电流控制方式通过直接控制 VSR 交流侧电压进而达到控制 VSR 交流侧电流的目的,因而是一种间接电流控制方式。这种间接电流控制由于无需设置交流电流传感器以构成电流闭环控制,因而是一种 VSR 简单控制方案。

图 3-1 为复平面上三相 VSR 交流侧静态矢量关系, V 为交流侧基波电压矢

量, V_L 为电感基波矢量, I 为输入电流矢量, E 为电网电动势矢量。

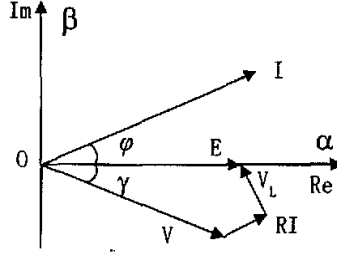


图 3-1 间接电流控制原理框图

根据图 3-1, 由基尔霍夫电压定律 (KVL) 得:

$$V = E - V_L - RI \quad (3-1)$$

并且设三相 VSR 交流电网电动势、整流器交流侧 a 相基波电压和交流侧电网基波电流的时域表达式为:

$$\begin{cases} e_a(t) = E_m \sin \omega t \\ v_a(t) = V_m \sin(\omega t - \gamma) \\ i_a(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (3-2)$$

式中, E_m 、 V_m 、 I_m 分别为三相电网电动势、三相 VSR 交流侧基波电压峰值、三相 VSR 交流侧基波电流峰值。

再有三相 VSR 交流侧电压矢量 V 在 $\alpha\beta$ 轴上投影为:

$$\begin{cases} v_\alpha = V_m \cos \gamma = E_m + (R \cos \varphi - \chi \sin \varphi) I_m \\ v_\beta = V_m \sin \gamma = (\chi \cos \varphi + R \sin \varphi) I_m \end{cases} \quad (3-3)$$

式中 X 为三相 VSR 交流侧每相感抗。

根据式 (3-3) 表明, 一旦三相 VSR 交流侧的电阻, 感抗和电源电动势已知时, 可以根据要求得到的三相 VSR 网侧电流峰值 I_m 以及相角 φ 计算出交流侧基波电压矢量 V 的 $\alpha\beta$ 分量, 从而获得三相 VSR 间接电流控制时的控制算法, 最终通过 PWM 控制, 实现三相 VSR 的间接电流控制。

当 PWM 开关频率足够高时, 可忽略三相 VSR 交流侧 PWM 谐波电压, 而交流侧电压的基波分量就是间接电流控制的直接控制量, 设 a 相 PWM 对应的正弦波调制信号为:

$$u_{ma}(t) = U_m \sin(\omega t - \gamma) = U_m (\cos \gamma \sin \omega t - \sin \gamma \cos \omega t) \quad (3-4)$$

那么, 与三相 VSR 的 a 相对应的基波电压表达式为:

$$v_a(t) = \frac{1}{2} \frac{U_m}{U_T} v_{dc} \sin(\omega t - \gamma) \quad (3-5)$$

式中的 U_m 为正弦波调制信号峰值, U_T 为 PWM 三角载波信号的峰值。显然由

上两式得 a 相调制信号时域表达式为:

$$u_{ma}(t) = U_m \sin(\omega t - \gamma) = \frac{2v_a(t)U_T}{v_{dc}} \quad (3-6)$$

类似的可以求得 b 相和 c 相的 PWM 调制信号。由此可见, 从三相 VSR 交流侧静态矢量关系中求出各相 PWM 信号的时域表达式, 并进行 PWM 控制, 就可以实现三相 VSR 的间接电流控制。

要实现 PWM 整流器的间接电流控制算法, 关键在于由三相 VSR 交流侧电流矢量指令 I^* , 并通过简单的控制运算, 获得三相 PWM 的调制信号。那么如何获得电流指令信号, 显然可通过三相 VSR 直流电压反馈控制产生所需要的电流指令。一般引入指令电压反馈后采用 PI 调节器, 其输出就为电流的指令幅值, 再根据三相电动势相位的检测所需的指令电流的相角。就得到了三相 VSR 间接电流控制的指令电流矢量。间接电流控制原理框图如图 3-2。

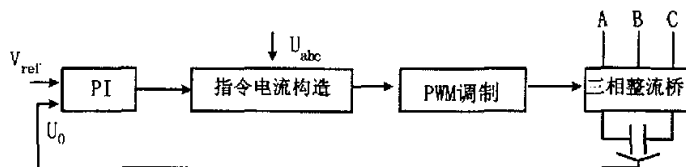


图 3-2 间接电流控制原理框图

当整流器负载波动时, 通过调节输入电压的幅值和相位按一定的轨迹移动, 可以使整流器重新达到稳态且输入功率因数保持不变。实际上, 间接控制策略的目标就是根据检测到的输出电压和电网电压信号, 控制整流器输入电压矢量按需要的轨迹移动。

在同步旋转的 dq 坐标系进行分析和控制具有许多的优点, 最大的优点是稳态时的正弦变量变成了直流量, 系统的动态调节与恒值调节系统相同。将式 (2-27) 表示的 PWM 整流器在 dq 坐标系下的状态方程转化为传递函数阵, 则可得控制电压和输入电流之间的传递函数阵:

$$\begin{bmatrix} I_d(S) \\ I_q(S) \end{bmatrix} = G_m(S) \begin{bmatrix} U_d(S) - U_{rd}(S) \\ U_q(S) - U_{rq}(S) \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

其中

$$G_m(S) = (SI - A)^{-1} B = \frac{1}{L_s^2 S^2 + 2L_s R_s S + \omega^2 L^2 + R^2} \begin{bmatrix} SL_s + R_s & \omega L_s \\ -\omega L_s & SL_s + R_s \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

根据图 2-12 的虚框内的图形。将式 (2-27) 写成下列形式:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + i_d R_s - \omega L_s i_q = u_d - u_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} + i_q R_s - \omega L_s i_d = u_q - u_{rq} \end{cases} \quad (3-9)$$

令上式中 $\frac{di_d}{dt} = \frac{di_q}{dt} = 0$ ，得 dq 坐标系下的静态方程：

$$\begin{cases} u_{rd} = u_d - i_d R_s + \omega L_s i_q \\ u_{rq} = u_q - i_q R_s + \omega L_s i_d \end{cases} \quad (3-10)$$

根据静态方程构造出图 3-3 所示的 dq 坐标系下的间接电流控制框图。图中的 φ 为功率因数角，通过调节 $\tan \varphi$ 的大小，可以实现 PWM 整流器任意功率因数运行。当 $\tan \varphi = 0$ 时，PWM 整流器工作于单位功率因数整流 ($i_d^* > 0$) 或单位功率因数逆变 ($i_d^* < 0$)。

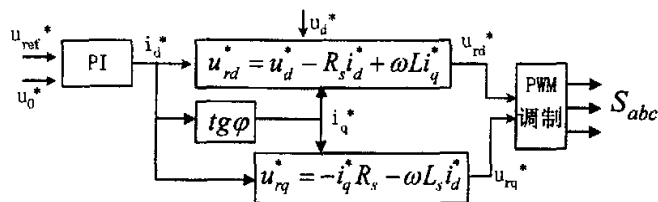


图 3-3 dq 坐标系下间接电流控制原理图

将图 3-3 简化为控制系统结构图，与主电路模型结合，构成 PWM 整流器间接电流控制结构图，如图 3-4 所示，图中 K_M 是整流桥的放大倍数，假定它恒定不变。从图中可以看出，如果令结构图中的 $S = j\omega = 0$ ，则间接电流控制具有解耦控制的结构。也就是说当响应时间趋于无穷大时，控制系统解耦，因此间接电流控制是一种静态解耦控制^[30]。

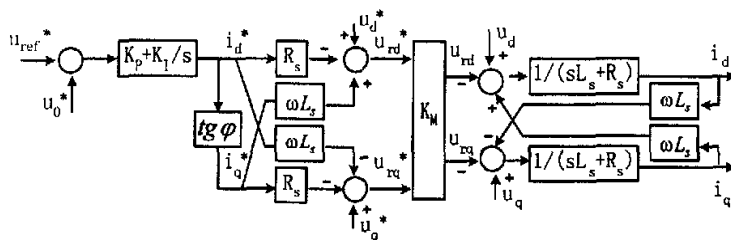


图 3-4 PWM 整流器间接电流控制结构图

3.1.2 固定开关频率的直接电流控制

VSR 直接电流控制是针对 VSR 间接电流控制的不足——如动态响应慢、对参数敏感——而提出来的。这种直接电流控制与间接电流控制在结构上的主要差

别在于：直接电流控制具有网侧电流闭环控制，而间接电流控制无网侧电流闭环控制。由于采用网侧电流闭环控制，使 VSR 网侧电流动、静态性能得到了提高，同时也使网侧电流控制对系统参数不敏感，从而增强了电流控制系统的鲁棒性。

当三相 VSR 应用于有源电力滤波等领域时，网侧电流的控制性能决定了系统性能的好坏。已经有学者提出的直接电流控制有固定开关频率的 PWM 电流控制^[37]和滞环电流控制^[38]等。固定开关频率 PWM 电流控制的算法简单，实现方便，并且其固定的开关频率使网侧的变压器和电感设计比较容易。但是固定开关频率也有缺点，在开关频率比较低的时候，电流动态响应比较慢。

根据上一章中三相 VSR 的高频等效模型，重列网侧电压回路电压方程如下：

$$L \frac{di_k}{dt} + Ri_k = e_k - v_{dc} (S_k - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k) \quad (k = a, b, c) \quad (3-11)$$

当 PWM 开关频率远高于电网频率，就可以把开关函数用 PWM 占空比 d_k 代替。那么式 (3-11) 变换为：

$$L \frac{di_k}{dt} + Ri_k = e_k - v_{dc} (d_k - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} d_k) \quad (3-12)$$

把固定开关频率直接电流控制的电流控制环节看作时间常数为 PWM 开关周期 T_s 的一阶惯性环节，令三相 VSR 的网侧电流跟踪指令电流，则：

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{1}{T_s} (i_k^* - i_k) \quad (k = a, b, c) \quad (3-13)$$

综合式 (3-13) 和式 (3-12) 得到：

$$d_k = \frac{1}{v_{dc}} [e_k - (R - \frac{L}{T_s}) i_k - \frac{L}{T_s} i_k^*] + \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} d_k \quad (3-14)$$

假设三相系统对称，在稳态时，PWM 调制波为正弦波且与电网电动势 e_k ($k = a, b, c$) 间相角为 γ ，调制比为 m ，那么占空比 d_k 可以表示为：

$$\sum_{k=a,b,c} d_k = \sum_{k=a,b,c} \frac{m}{2} \sin(\omega t - \gamma - \theta_k) + \frac{3}{2} = \frac{3}{2} \quad (3-15)$$

将式 (3-15) 代入式 (3-14)，可得：

$$d_k = \frac{1}{v_{dc}} [e_k - (R - \frac{L}{T_s}) i_k - \frac{L}{T_s} i_k^*] + \frac{1}{2} \quad (3-16)$$

设三角载波波峰为 $2U_T$ ，指令调制波为 u_{mk}^* ($k = a, b, c$)，并且一个 PWM 周期中开关导通时间为 t_{on} 那么可知：

$$d_k = \frac{t_{on}}{T} = \frac{u_{mk}^*}{2U_T} + \frac{1}{2} \quad (3-17)$$

比较式 (3-17) 和式 (3-16)，并且忽略三相 VSR 交流侧的等效电阻，可得：

$$u_{mk}^* = \frac{2U_T}{v_{dc}} [e_k - \frac{L}{T_s}(i_k^* - i_k)] \quad (k = a, b, c) \quad (3-18)$$

显然，可以令 $2U_T$ 为电网电动势前馈的比例增益， $K_{ip} = \frac{2U_T L}{T_s}$ 为电流 PI 调节器的比例增益。即：

$$u_{mk}^* = \frac{1}{v_{dc}} [K_F e_k - K_{ip}(i_k^* - i_k)] \quad (3-19)$$

上式即为固定开关频率的直接电流控制算法，显然这个控制算法体现了网侧电流反馈以及电网电动势的前馈。前馈控制的目的是消除电网电动势的扰动

假设三相系统对称，取其中一相进行控制系统分析。由于已经采用了 e_k 的前馈控制，当选取合适的 K_F 时，电流控制系统的设计可以不考虑电网电动势的扰动作用。则 PWM 桥的传递环节可以看作是一个增益为 K 的比例环节和一个保持器 $H(s)$ 串联。

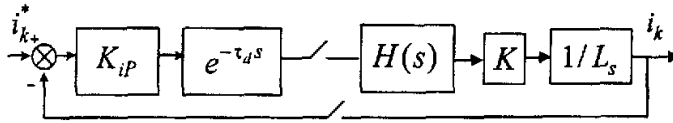


图 3-5 三相 VSR 采样和控制系统

如图 3-5 为三相 VSR 电流采样和控制系统。对于电流环来说，一般采用比例调节器以确保稳定条件下实现快速的电流响应，但是同样存在稳态误差，需要把它限定在一定的范围内。

为使电流内环具有快速的电流跟踪能力，可以分析电流变化率最大的电流过零处。为简化讨论，可以考虑过零处外切斜坡电流指令时的情况。

设需要跟踪的电流指令为： $i^* = I_m \sin \omega t$ ，那么正弦波过零处外切斜坡电流指令为：

$$i_r^* = \begin{cases} I_m \omega t & (-\frac{\pi}{2} < \omega t < \frac{\pi}{2}) \\ -I_m \omega t & (\frac{\pi}{2} < \omega t < \frac{3\pi}{2}) \end{cases} \quad (3-20)$$

如果跟踪斜坡电流指令时，电流环的电流稳态误差能满足稳态误差指标，那么当跟踪正弦波电流时，必然也能满足稳态误差指标。

由终值定理可得电流内环控制时的稳态误差 ε 为:

$$\begin{aligned} \epsilon &= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \frac{i_r^*(z)}{1 + G(z, m) K_{ip}} \\ &= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \frac{1}{1 + G(z, m) K_{ip}} \frac{I_m \omega T_s z}{(z-1)^2} \end{aligned} \quad (3-21)$$

式中 $G(z, m)$ 为采样控制系统的广义 z 变换, $G(z, m) = \frac{KT_s}{L} \frac{m(z-1)+1}{z(z-1)}$ (m 为调制

比)代入式(3-21),得到: $\varepsilon = \frac{I_m \omega L}{K_{ip} K}$ 。

对于给定的稳态误差指标 ε^* , 电流调节比例增益 $K_{I_p} \geq \frac{I_m \omega L}{\varepsilon^* K}$, 表明增大电

流比例增益将有助于减小稳态误差，但选得太大可能导致系统不稳定。

在图 3-5 中的 ABC 坐标系中, 整流器输入电流需要三个控制器独立控制, 实际上三相输入电流并不独立, 通过坐标变换可将三阶关联的电流方程变为二阶方程, 这样只需要两个控制器即可实现电流的控制。

在同步旋转坐标系中,不考虑前馈解耦时的三相 VSR 的直接电流控制原理图如图 3-6 所示,电流指令 i_d^* 来自电压外环 PI 调节器的输出, i_q^* 表示三相电流的无功分量,并且独立控制它可以实现任意功率因数的控制。

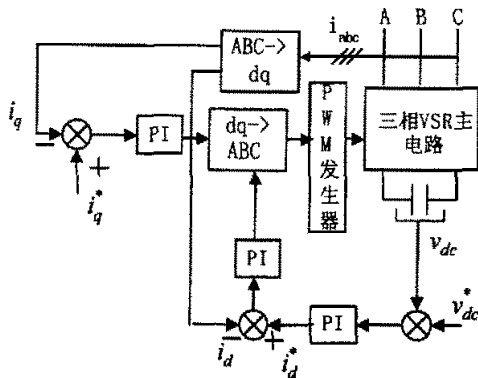


图 3-6 三相 VSR 在 dq 坐标系直接电流控制原理图

稳态时,与三相 ABC 静止坐标系下的指令电流不同,在 dq 坐标系中指令电流为直流的时不变信号。当电流内环采用 PI 调节器时,ABC 静止坐标系无法实现电流无静差控制,而 dq 坐标系中,PI 调节器可以实现电流的无静差控制。显然同步旋转坐标系下的直接电流控制具有更好的稳态性能。并且在 dq 坐标系中容易实现有功电流和无功电流的独立控制,而在三相静止坐标系中不易实现独立

的控制。显然，对于动静性能要求较高的三相 VSR 直接电流控制中，dq 坐标系下的控制策略具有一定的优势。

上述 dq 坐标系中的三相 VSR 直接电流控制研究是建立在式 (2-27) 的数学模型上，研究式 (2-27) 可知，d 轴和 q 轴分量存在耦合，现重列如下：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + u_{sd} - u_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d + u_{sq} - u_{rq} \end{cases} \quad (3-22)$$

式 (3-22) 表明，dq 轴电流除了受控制量 u_{rd} 和 u_{rq} 的影响，还受交叉耦合电压 ωLi_q 和 $-\omega Li_d$ 的扰动，以及电网电压 u_{sd} 和 u_{sq} 的扰动。所以，为了精确控制 PWM 整流器的电流，必须采取一种解除 dq 轴之间耦合的控制方法。

可以首先假设整流器交流侧电压包含 3 个分量：

$$\begin{cases} u_{rd} = u_{sd} + \omega Li_q + u'_{rd} \\ u_{rq} = u_{sq} - \omega Li_d + u'_{rq} \end{cases} \quad (3-23)$$

把式 (3-23) 代入式 (3-22) 后可得：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = -u'_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = -u'_{rq} \end{cases} \quad (3-24)$$

式 (3-24) 表明，在 dq 坐标系中，由于引入了电流状态反馈和解耦，两轴电流已经实现独立控制。同时引入电网电压 u_{sd} 和 u_{sq} 作为前馈补偿，使得系统的动态性能进一步提高。

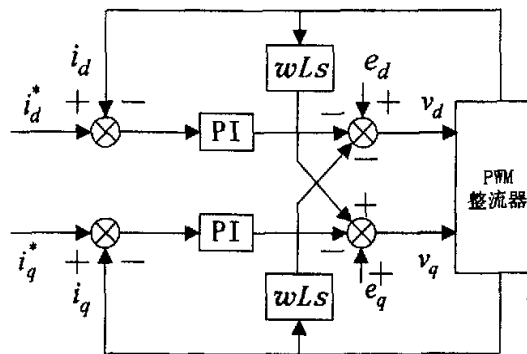


图 3-7 PWM 整流器电流内环解耦控制原理图

图 3-7 是实现 PWM 整流器解耦控制的双闭环控制结构。由图 3-7 可知，由于引入了电流状态反馈，解耦的过程的实质是在各轴电流 PI 调节结果中注入含有其它轴电流信息的分量，注入的分量与控制对象产生的耦合量大小相等、方向

相反。

上述电流环与电压环就构成了双闭环的 PWM 整流器控制系统。电压外环的目的是稳定 PWM 整流器直流侧电压 v_{dc} 。令三相电网基波电动势为：

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos(\omega t) \\ e_b = E_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ e_c = E_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3-25)$$

对单位功率因数正弦波电流控制，三相 VSR 网侧电流为：

$$\begin{cases} i_a \approx I_m \cos(\omega t) \\ i_b \approx I_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ i_c \approx I_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3-26)$$

为简化控制系统设计，当开关频率远高于电网电动势基波频率时，可忽略 PWM 谐波分量，即只考虑开关函数 S_k ($k=a,b,c$) 的低频分量，则

$$\begin{cases} S_a \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta) + 0.5 \\ S_b \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta - 120^\circ) + 0.5 \\ S_c \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta + 120^\circ) + 0.5 \end{cases} \quad (3-27)$$

式中， θ 为开关函数基波初始相位角， m 为 PWM 的调制比 ($m \leq 1$)。

三相 VSR 直流侧电流 i_{dc} 可由开关函数描述如下：

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (3-28)$$

将式 (3-26) 和式 (3-27) 代入式 (3-28) 后得到下式：

$$i_{dc} = 0.75mI_m \cos\theta \quad (3-29)$$

电压信号的采样延时性在控制系统中相当于要增加一个延时环节 $1/(T_s S + 1)$ ；而电流内环等效于一个三倍时间延时的惯性环节 $1/(3T_s S + 1)$ ；考虑到电压外环的 PI 调节器，以及直流侧的电容，三相电压型 PWM 整流器的电压外环控制结构如图 3-8 所示。

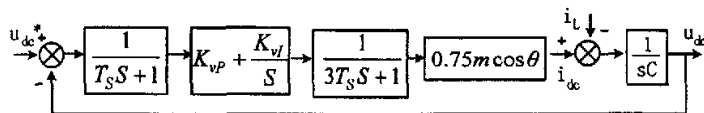


图 3-8 三相 VSR 电压外环控制结构图

为简化分析，暂不考虑 i_L 的扰动，且将 PI 调节器传递函数写成零极点形式：

$$K_{vp} + \frac{K_{vf}}{S} = K_{vp} \frac{\tau_v S + 1}{\tau_v S} \quad \left(\text{其中 } K_{vf} = \frac{K_{vp}}{\tau_v} \right) \quad (3-30)$$

由于 $0.75m \cos\theta$ 是一个时变环节，给电压环设计带来困难，为此将该环节的最大

比例增益 0.75 ($m < 1$) 取代其值。；再合并小时间常数 T_s 项，简化后的电压外环控制结构图如图 3-9 所示。

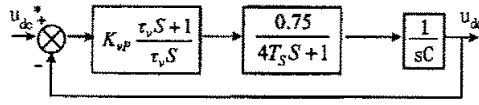


图 3-9 简化后的三相 VSR 电压外环控制结构图

根据图 3-9，电压外环开环传递函数 $G_v(s)$ 为

$$G_v(s) = \frac{0.75 K_{vp} (\tau_v s + 1)}{C \tau_v s^2 (4 T_s s + 1)} \quad (3-31)$$

由于电压外环的主要控制作用是稳定三相 VSR 直流电压，故其控制系统稳定时，应重点考虑电压环的抗干扰性能。如果按照典型 II 系统设计电压调节器^[33]，那么，

$$\frac{0.75 K_{vp}}{C \tau_v} = \frac{h_v + 1}{32 h_v^2 T_s^2} \quad (3-32)$$

式 (3-32) 中， $h_v = \tau_v / 4 T_s$ 为电压环中频宽，一般取 $h_v = 5$ ，即 $\tau_v = 20 T_s$ ，代入式 (3-32) 后得到 K_{vp} ，又因为 $K_{vi} = K_{vp} / \tau_v$ ，所以最后得到 PI 调节器参数为：

$$\begin{cases} K_{vp} = \frac{C}{5 T_s} \\ K_{vi} = K_{vp} / 20 T_s \end{cases} \quad (3-33)$$

在实际的试验系统中，根据上式的简化关系确定电压外环 PI 调节的基本参数，然后在进行适当的调整就可以找到一组比较优化的 PI 参数，这就减少了在试验中 PI 参数选择的盲目性。

3.2 空间电压矢量定向控制的 PWM 整流器仿真及实验

空间电压矢量 PWM (SVPWM) 控制策略是依据变流器空间电压矢量切换来控制 PWM 整流器的一种新颖的思路。使交流电机获得较 SPWM 更好的控制性能。

常规的 SPWM 将控制重点集中在波形的改进上，以至在不高的开关频率条件下，很难产生较为完善的正弦波电压，即使开关频率较高，由于电压型变流器固有开关死区延时，降低了电压利用率，难以获得令人满意的交流电压驱动性能。SVPWM 控制之所以能改进 SPWM 驱动交流电机时的不足，就是因为 SVPWM 更加直接地控制了交流电机的旋转磁场，虽然 SVPWM 不输出三相平衡 PWM 波形，但是它可以在静态和暂态器件都能形成准圆形旋转磁场。这里将 SVPWM 应

用于三相电压型 PWM 整流器^[35]，主要是继承了 SVPWM 电压利用率高和动态响应快等优点。

根据图 2-14 所示的无中线电压型三相 PWM 整流器开关模型，功率开关函数 S_a 、 S_b 、 S_c 的 8 种组合代表 8 种电路拓补状态，对 PWM 整流器的最直接控制就是通过功率开关的通断改变电路的拓补状态来达到改变电压和电流的目的。三相 PWM 整流器简化数学模型重列如下：

$$\begin{pmatrix} L_s \frac{di_a}{dt} \\ L_s \frac{di_b}{dt} \\ L_s \frac{di_c}{dt} \\ C \frac{du_0}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & 0 & 0 & -S_a + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ 0 & -R_s & 0 & -S_b + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ 0 & 0 & -R_s & -S_c + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ S_a & S_b & S_c & -\frac{1}{R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad (3-34)$$

根据式 (3-34) 可以得到三相电压型 PWM 整流器交流侧输入的相电压和开关函数的关系：

$$\begin{cases} v_{an} = \left[S_a - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \right] V_{dc} \\ v_{bn} = \left[S_b - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \right] V_{dc} \\ v_{cn} = \left[S_c - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \right] V_{dc} \end{cases} \quad (3-35)$$

式 (3-35) 中， v_{an} 、 v_{bn} 、 v_{cn} 为相电压， V_{dc} 为直流母线电压， S_a 、 S_b 、 S_c 的各种组合下的相电压值以及对应的电压矢量如表 3-1 所示。

表 3-1 各开关函数下的相电压值和电压矢量

S_a	S_b	S_c	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	电压矢量
0	0	0	0	0	0	V_0
0	0	1	$-1/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$2/3 V_{dc}$	V_1
0	1	0	$-1/3 V_{dc}$	$2/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	V_2
0	1	1	$-2/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	V_3
1	0	0	$2/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	V_4
1	0	1	$1/3 V_{dc}$	$-2/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	V_5
1	1	0	$1/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$-2/3 V_{dc}$	V_6
1	1	1	0	0	0	V_7

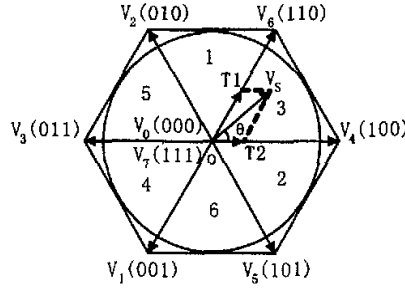


图 3-10 三相 PWM 整流器空间电压矢量图

图 3-10 中, 空间电压矢量的幅值都为 $2V_{dc}/3$, 其中 $V_0(000)$ 和 $V_7(111)$ 称为零矢量, 它们位于坐标系的中心, 其他六个空间电压矢量间隔 60° , 按 $(k-1)\pi/3 < \omega t < k\pi/3$ 分为六个区。

对于任意一个三相 PWM 整流器空间电压矢量都可以由 6 个非零电压矢量和 2 个零电压矢量合成, 分析在第三扇区中的任意空间电压矢量的合成情况。

在图 3-10 中, 任意给定一个空间电压矢量 V_s , 它与 V_4 的夹角为 θ , 根据平行四边形法则,

$$V_s = \frac{T_1}{T} V_4 + \frac{T_2}{T} V_6 \quad (3-36)$$

式 (3-36) 中, T_1 和 T_2 分别为电压矢量 V_4 和 V_6 在一个开关周期中持续的时间, T 是 PWM 的开关周期。

设在整个开关周期中, 零矢量的作用时间为 T_0 , 则,

$$T = T_1 + T_2 + T_0 \quad (3-37)$$

三相 ABC 静止坐标系的 A 轴与 $\alpha\beta$ 坐标系的 α 轴重合, 并且 V_4 位于 α 轴上, 则可以得到如下矢量关系,

$$\begin{cases} V_{s\beta} = \frac{T_2}{T} \|V_6\| \cos(30^\circ) \\ V_{s\alpha} = \frac{T_1}{T} \|V_4\| + \frac{V_{s\beta}}{\tan(60^\circ)} \\ \|V_4\| = \|V_6\| = \frac{2}{3} V_{dc} \end{cases} \quad (3-38)$$

联立式 (3-37) 和式 (3-38) 后求得:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2V_{dc}} (3V_{s\alpha} - \sqrt{3}V_{s\beta}) \\ T_2 = \sqrt{3} \frac{T}{V_{dc}} V_{s\beta} \\ T_0 = T - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (3-39)$$

其他扇区空间电压矢量可以用类似方法合成, 由此得到通用变量 X 、 Y 、 Z 。

$$\begin{cases} X = \sqrt{3} \frac{T}{V_{dc}} V_{s\beta} \\ Y = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T}{V_{dc}} V_{s\beta} + \frac{3}{2} \frac{T}{V_{dc}} V_{s\alpha} \\ Z = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T}{V_{dc}} V_{s\beta} - \frac{3}{2} \frac{T}{V_{dc}} V_{s\alpha} \end{cases} \quad (3-40)$$

由两相到三相的 Clark 反变换式得到 ABC 坐标系中的相电压分量 u_a 、 u_b 、 u_c

$$\begin{cases} u_a = V_{s\alpha} \\ u_b = -\frac{1}{2} V_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta} \\ u_c = -\frac{1}{2} V_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta} \end{cases} \quad (3-41)$$

根据三相对称正弦波的相位关系, 规定:

如果 $u_a > 0$, 那么 $A=1$; 如果 $u_a \leq 0$, 那么 $A=0$ 。

如果 $u_b > 0$, 那么 $B=1$; 如果 $u_b \leq 0$, 那么 $B=0$ 。

如果 $u_c > 0$, 那么 $C=1$; 如果 $u_c \leq 0$, 那么 $C=0$ 。

6 个扇区的区码号满足: $\text{sector} = A + 2B + 4C$ (3-42)

那么在各个扇区合成任意一个空间电压矢量的作用时间 T_1 和 T_2 如表 3-2 所示。

表 3-2 各扇区电压矢量的作用时间

sector	1	2	3	4	5	6
T_1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T_2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

对于正常的 SVPWM 调制, 空间电压矢量的端点轨迹位于图 3-10 所示的六边形内切圆内。但是在调制过程中若电压矢量的端点轨迹超出内切圆, 输出电压将会出现较大的波动, 影响电压的正确跟踪控制, 可以用简化的办法, 计算出 T_1 和 T_2 后判断 $T_1 + T_2 > T_s$ 是否成立, 若不成立, 则 T_1 和 T_2 保持不变; 若成立则按照下式进行饱和计算, 求出 T_1' 、 T_2' 和 T_0' , 把电压矢量的端点轨迹拉回六边形内切圆内。

$$\begin{cases} T_1' = T_1 \frac{T_s}{T_1 + T_2} \\ T_2' = T_2 \frac{T_s}{T_1 + T_2} \\ T_0' = 0 \end{cases} \quad (3-43)$$

借助数字信号处理器 TMS320F2812 的强大功能, 把它的比较寄存器赋相应的值就可以在 PWM 信号输出得到所需的 SVPWM 控制信号, 并且可以在其事件管理器 (EV) 中设置死区时间, 以防止上下桥臂同时导通。比较寄存器的设置值分类如下:

$$\begin{cases} t_{aon} = (T_s - T_1 - T_2)/2 \\ t_{bon} = t_{aon} + T_1 \\ t_{con} = t_{bon} + T_2 \end{cases} \quad (3-44)$$

表 3-3 各扇区比较寄存器设置值

Sector	1	2	3	4	5	6
CMR1	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{con}	t_{con}	t_{bon}
CMR2	t_{aon}	t_{con}	t_{bon}	t_{bon}	t_{aon}	t_{con}
CMR3	t_{con}	t_{bon}	t_{con}	t_{aon}	t_{bon}	t_{aon}

如表 3-3 设置比较寄存器的值就可以形成逆时针方向旋转的 SVPWM 开关信号, 表中 CMR x ($x=1,2,3$) 为 2812 的全比较寄存器。

本文在 MATLAB/SIMULINK 环境下建立了三相电压型 PWM 整流器的仿真模型, 如图 3-11 为电压型三相 PWM 整流器双闭环控制 Simulink 模型。

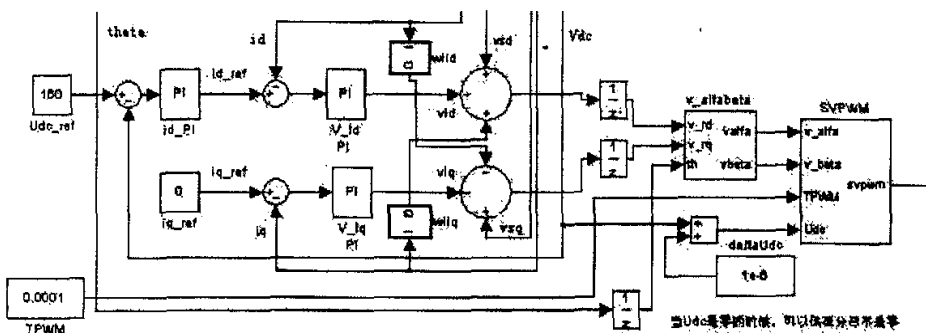


图 3-11 电压型三相 PWM 整流器双闭环控制 Simulink 模型

图中 U_{dc} 、 U_{dc_ref} 分别是直流电压反馈值和参考值, i_d 、 i_q 分别为 dq 坐标系下交流侧电流反馈值, i_{d_ref} 、 i_{q_ref} 分别为交流侧电流参考值, 其中 i_{q_ref} 设为 0 以使整流器工作在单位功率因数整流, V_{sd} 、 V_{sq} 为电网电压在 dq 坐标系下的反馈值, V_{rd} 、 V_{rq} 为 dq 坐标系下 PWM 整流器的输入电压。电压电流双闭环控制结构后将 V_{rd} 、 V_{rq} 变换到静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的 V_{α} 、 V_{β} , 然后经过 SVPWM 调制环节得到 PWM 逆变器的控制信号 S_a 、 S_b 、 S_c 。其中 SVPWM 调制环节就根据前文所述的空间电压矢量调制波的产生方式和过调制解决措施构成。

仿真参数忽略电感电阻的影响, 电感值 $L=8\text{mh}$, 电容值 $C=2350\mu\text{F}$, 交流输入相电压为 60 伏有效值, 负载电阻为 $R=150\Omega$, 目标直流母线电压 160 伏。图

3-12a 为直流母线电压 V_{dc} , 图 3-12b 为 a 相电压 U_a 和相电流 i_a , 为清楚起见, 其中电流被放大了 5 倍。

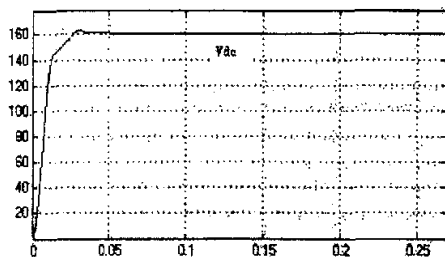


图 3-12a 直流侧母线电压 V_{dc} 波形

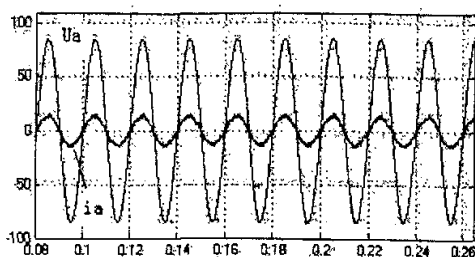


图 3-12b a 相电压和相电流波形

由图 3-12a 可知, PWM 整流器的电压响应速度很快, 基本只需要 0.05 秒就稳定到了参考电压, 而且超调很小, 稳定后电压非常平稳。由图 3-15b 所示可知, PWM 整流器基波实现了电压与电流的同相位, 并且电流波形近似正弦, 谐波含量小, 实现了单位功率因数整流。

以上讨论 VOC 模型仿真的时候, 都是假设电网对称且只含有基波分量, 而实际的工频三相电中, 常常含有明显的低次谐波 (5 次、7 次)。电网电压低次谐波的存在相当于在三相 PWM 整流器系统中加入了一个小信号扰动, 这种扰动会引起同频率电流的波动, 从而引起电流波形的畸变。改善电流波形的品质, 主要有三种方法: 引入电网电动势反馈控制; 加大电感 L 的数值; 利用调压器降低电网侧输入电压。

引入电动势反馈能改善电流波形, 这是因为通过反馈刚好抵消了电感两端的电压波动, 再经过电感的滤波作用, 电流波形就不再含有与电压谐波同频率的波动量。如图 3-13a 和 3-13b 是电感为 8mh 和电感为 16mh 的仿真对比图, 显然加大输入电感后, 电流波形的质量明显改善。Simulink 仿真设定电网的谐波分量只含有 5 次谐波, 幅值为 2V, 基波相电压有效值为 60 伏, 负载电阻 100Ω , 直流侧电压为 160 伏, 其中滤波电感为 8mh, 电容 $2350\mu F$, 加大滤波电感值到 16mh, 能进一步改善电流波形, 如图 3-13b 所示。

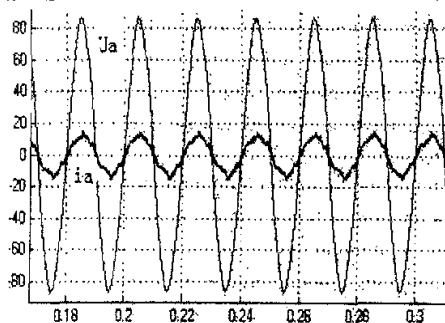


图 a $L=8mh$

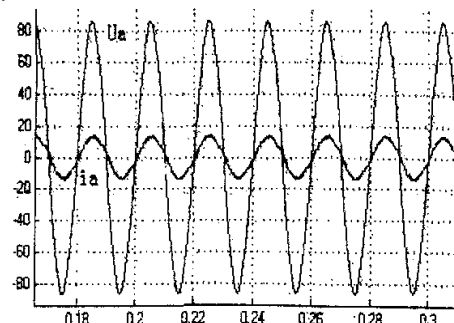


图 b $L=16mh$

图 3-13 含有 5 次谐波时的 U_a 、 i_a 波形

3.3 三相电压型 PWM 整流器直接功率控制

异步电机中的直接转矩控制 (DTC) 方法采用定子磁链定向和瞬时空间矢量理论^[36], 通过检测定子电压和电流, 把观测得到的磁链和转矩与给定值比较, 经滞环控制器调节得到相应的控制信号。DTC 控制方法具有响应快速、控制结构简单、抗干扰性好等优点。类似与 DTC 的控制方法, 在三相 PWM 整流器中, 也可以直接对功率进行观测, 与给定值比较后选择适当的空间电压矢量, 实现对功率的直接控制 (DPC), 那么可以预见, 三相 PWM 整流器的 DPC 也应具有异步电机 DTC 所具有的响应速度快, 控制结构简单等特点。本节内容首先介绍直接功率控制的概念和理论依据, 随后重点针对传统功率控制的不足提出了改进措施, 并给出实验装置的软件算法流程。仿真和实验结果证明了改进策略的有效性。

3.3.1 瞬时功率及功率控制的理论依据

传统理论中的有功功率、无功功率等都是在平均值基础上或向量的意义上定义的, 它们只适用于电压、电流均为正弦波的情况。1983 年 Akagi H 率先提出了三相电路瞬时功率理论, 它是以定义瞬时无功功率 q 、瞬时有功功率 p 等瞬时尚量为基础的。

设三相电路各相电压和电流的瞬时值分别为 u_a 、 u_b 、 u_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c , 经过坐标变换到 $\alpha\beta$ 坐标系下, 如图 3-14。

可以得到两相坐标系下的电压 u_α 、 u_β 和电流 i_α 、 i_β 分别为电压矢量 \mathbf{u} 和电流矢量 \mathbf{i} 在 $\alpha\beta$ 轴上的投影。电压和电流两个矢量的夹角为 φ 。

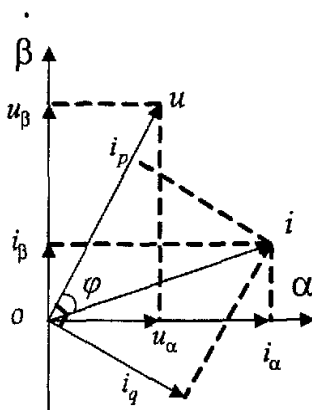


图 3-14 $\alpha\beta$ 坐标系中电压和电流矢量

定义三相电路的瞬时有功电流 i_d 和瞬时无功电流 i_q 分别为电流矢量 \mathbf{i} 在电压

矢量 \mathbf{u} 及其法线上的投影, 即:

$$\begin{cases} i_p = i \cos \varphi \\ i_q = i \sin \varphi \end{cases} \quad (3-45)$$

定义三相电路瞬时有功功率 p 为电压矢量的模和三相瞬时有功电流的乘积, 三相瞬时无功功率 q 为电压矢量的模和三相电路瞬时无功电流的乘积, 即:

$$\begin{cases} p = ui_p = ui \cos \varphi \\ q = ui_q = ui \sin \varphi \end{cases} \quad (3-46)$$

得 $\alpha\beta$ 坐标系下的 p 和 q 用矩阵形式表示为,

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3-47)$$

将式 (3-47) 变换到静止 ABC 坐标系下, pq 表示如下:

$$\begin{cases} p = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \\ q = \frac{\sqrt{3}}{3} [(u_b - u_c) i_a + (u_c - u_a) i_b + (u_a - u_b) i_c] \end{cases} \quad (3-48)$$

瞬时功率理论中的概念是在瞬时值基础上定义的, 它不仅适用于正弦波, 也适用于非正弦波和任何过渡过程情况,

电网电压变换到 dq 坐标系为 u_d 、 u_q , 输入电流变换到 dq 坐标系为 i_d 、 i_q 。电网电压空间矢量和整流器输入电流空间矢量用复数表示为:

$$\begin{cases} \bar{U} = u_d + ju_q \\ \bar{I} = i_d + ji_q \end{cases} \quad (3-49)$$

输入整流器的复数功率为输入电压矢量与电流矢量共轭的乘积:

$$S = p + jq = \bar{U} * \bar{I}^* = (u_d + ju_q)(i_d - ji_q) \quad (3-50)$$

由式 (3-50) 得整流器在 dq 坐标系下的有功功率和无功功率:

$$\begin{cases} p = u_d i_d + u_q i_q \\ q = u_q i_d - u_d i_q \end{cases} \quad (3-51)$$

假设电网电压矢量和同步旋转坐标系的 d 轴重合, 此时 $u_q = 0$; 设 d 轴初始位置和 α 轴重合。设电流矢量和 d 轴的夹角为 φ , 则

$$\begin{cases} p = u_d i_d = ui \cos \varphi \\ q = -u_d i_q = -ui \sin \varphi \end{cases} \quad (3-52)$$

电网电压矢量在 d 轴投影为一个常数, 控制 i_d 就能实现对 p 的控制, 且 i_d 增加时 p 增加; 控制 i_q 就能实现对 q 的控制, 且 i_q 增加时 q 减少。这就是开关状态 S_a 、 S_b 、 S_c 选择的依据。

E_a 为电网相电压有效值, 恒功率坐标变换中 $u_d = \sqrt{3}E_a$, d 轴和电网电压矢量重合, 而设 q 轴初始位置和 α 轴重合。那么三相 PWM 整流器在 dq 坐标系中的模型即为:

$$\begin{cases} \omega l \frac{di_d}{d\theta} = u_{sd} - u_{rd} + \omega li_q = \sqrt{3}E_a - u_{rd} + \omega li_q \\ \omega l \frac{di_q}{d\theta} = u_{sq} - u_{rq} - \omega li_d = -u_{rq} - \omega li_d \end{cases} \quad (3-53)$$

式 (3-53) 中:

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3}C \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}E_a \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3}C \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

从式 (3-53) 可知, 瞬时电流 i_d 、 i_q 能被 PWM 整流器交流侧控制电压 u_{rd} 、 u_{rq} 控制, 因为 i_d 、 i_q 正比于有功功率和无功功率, 所以有功功率和无功功率也能通过 u_{rd} 、 u_{rq} 控制。

当电网三相对称且为正弦波时, p_{ref} 、 q_{ref} 为有功功率参考值和无功功率参考值, E_a 为电网相电压有效值, 则^[34]

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}p_{ref}}{3E_a} \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{2}q_{ref}}{3E_a} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3-54)$$

由式 (3-54) 得出: 在一定的电网电压下, 通过设定有功功率和无功功率, 就有确定的三相电流状态。即控制有功功率和无功功率两个量可以实现三相 VSR 控制。

事实上, 对式 (3-53) 的第一式两边乘以 u_d ($u_d = \sqrt{3}E_a$), 第二式两边乘以 $-u_d$, 并考虑到电网电压矢量和同步旋转坐标系的 d 轴重合, 此时 $u_q = 0$; 设 q 轴初始位置和 α 轴重合。设电流矢量和 d 轴的夹角为 θ , 则,

$$\begin{cases} p = ui \cos \theta = u_d i_d \\ q = ui \sin \theta = -u_d i_q \end{cases}$$

那么式 (3-53) 就可以转化为,

$$\begin{cases} \omega l \frac{di_d}{d\theta} u_d = \sqrt{3} E_a u_d - u_{rd} u_d + \omega l i_q u_d \\ -\omega l \frac{di_q}{d\theta} u_d = -u_{rq} u_d + \omega l i_d u_d \end{cases}$$

即:

$$\begin{cases} \omega l \frac{dp}{d\theta} = 3E_a^2 - \sqrt{3} E_a u_{rd} - \omega l \cdot q \\ \omega l \frac{dq}{d\theta} = \sqrt{3} E_a u_{rq} + \omega l \cdot p \end{cases} \quad (3-55)$$

由式 (3-55) 可见, 当电网输入电压不变的条件下, PWM 整流器的控制对象由输入电流转换为输入功率, 这样更为直观地解释了三相 PWM 整流器中直接功率控制的原理。

分析式 (3-55), 当需要 p 增加的时候, 需要选择适当的整流器交流侧电压矢量, 使它在同步旋转坐标系 d 轴 (也就是电网电压矢量) 上的投影 u_{rd} 为负, 这样就使式 (3-55) 第一等式的右边为正, 从而 p 在下一个开关周期里向正方向增长; 当 p 需要减小的时候, 选择适当的整流器交流侧电压矢量, 使它在同步旋转坐标系 d 轴上的投影 u_{rd} 为最大的正值, 这样式 (3-55) 第一等式的右边小于零, 达到使 p 减小的目的。同理, 当要使 q 增大, 选择在同步旋转坐标系 q 轴投影 u_{rq} 为正的电压矢量, 要使 q 减小, 选择在同步旋转坐标系 q 轴投影 u_{rq} 为负的电压矢量。

3.3.2 三相 PWM 整流器的开关表 DPC 控制

传统三相 PWM 整流器 DPC 系统结构图如图 3-15 所示。

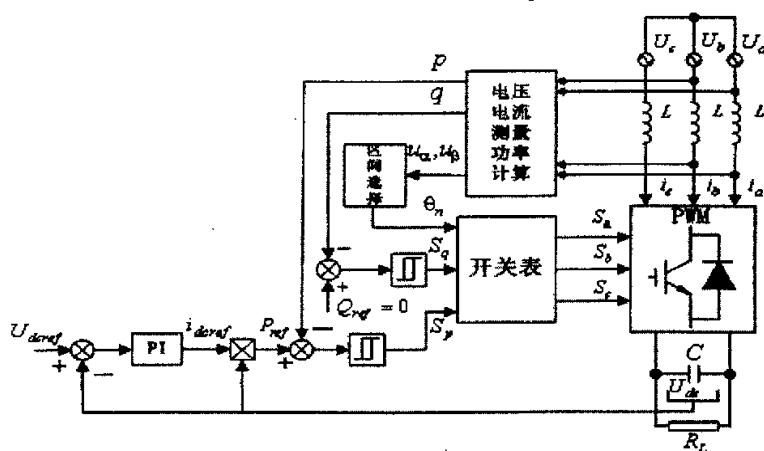


图 3-15 传统三相 PWM 整流器 DPC 系统结构图

如图 3-15 所示, 外环的直流电压反馈与参考电压之差, 经过 PI 调节后生成指令电流 i_{dref} 与电压指令信号相乘得到系统的指令有功功率 P_{ref} 。网侧瞬时功率 p 、 q 与 P_{ref} 、 Q_{ref} (一般设为 0, 以实现单位功率因数) 比较后送入滞环比较器输出 S_p 和 S_q 开关信号。

定义:

$$\begin{cases} \Delta p = P_{ref} - p \\ \Delta q = Q_{ref} - q = -q \end{cases} \quad (3-56)$$

若 $\Delta p > 0$, 则期望开关动作能使瞬时有功功率 p 增加, 反之 $\Delta p < 0$, 则期望能使 p 减少。若 $\Delta q > 0$, 则期望开关动作能使瞬时无功功率 q 增加, 反之 $\Delta q < 0$, 则期望使 q 减少。用 $S_p = 1$ 表示 $\Delta p > 0$; $S_p = 0$ 表示 $\Delta p < 0$ 。用 $S_q = 1$ 表示 $\Delta q > 0$; $S_q = 0$ 表示 $\Delta q < 0$ 。

图 3-15 中, 有功功率和无功功率的计算方法可以参考式 (3-51); 开关表是关于电压矢量 $V_0 \sim V_7$ 的选择表, 其制定原理将在后面介绍。 θ 是电网电压矢量所在区间, 以线电压 U_{ab} 过零点为参考时刻。以十二区间划分为例, 区间分布如图 3-16。区间的计算方法如下:

T 电网电压周期, T_s 程序采样周期, n 当前采样次数 (U_a 过零后清零)。则每个区间的采样次数 $N = (T/T_s)/12$ 。电压矢量当前的区间号码 θ_n 为 $n/N + 1$ 取整, 即 $12nT_s/T + 1$ 取整。

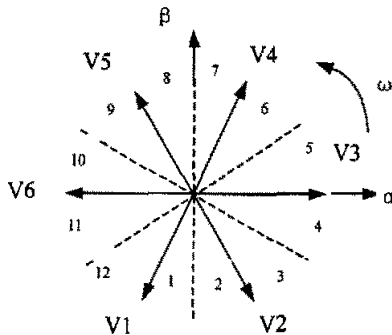


图 3-16 电压矢量图

三相 PWM 整流器能输出 8 种开关状态的组合, 其中 6 个是非零电压矢量 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 、 V_5 、 V_6 , 两个是零电压矢量 V_0 、 V_7 。6 个非零电压矢量在坐标平面上相隔 1/6 周期, 如图 3-16。

每个电压矢量都可以表示为开关状态 S_a 、 S_b 、 S_c 和直流侧电压 u_{dc} 的组合, 定义相邻电压矢量为 VA 和 VB, VA 矢量领先 VB 矢量 60° 。逆变器输出电压分别为:

$$\begin{bmatrix} u_{raA} \\ u_{rbA} \\ u_{rcA} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 & -1 & -2 & -1 \\ -2 & -1 & 1 & 2 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -2 & -1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \theta_N \quad (3-57)$$

$$\begin{bmatrix} u_{raB} \\ u_{rbB} \\ u_{rcB} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 2 & 1 & -1 & -2 \\ -1 & -2 & -1 & 1 & 2 & 1 \\ 2 & 1 & -1 & -2 & -1 & 1 \end{bmatrix} \theta_N \quad (3-58)$$

θ_N 代表电压矢量的 6 区间划分方法, V1 与 V2 之间是 θ_1 , V2 与 V3 之间是 θ_2 , 其余区间依次类推。 $\theta_1 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, $\theta_2 = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, $\theta_3 = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, $\theta_4 = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$, $\theta_5 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]^T$, $\theta_6 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^T$ 。

以 θ_1 区间为例, 将 A 矢量和 B 矢量转化到 dq 坐标系:

$$\begin{bmatrix} u_{caA} \\ u_{cbA} \\ u_{ccA} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3}C \begin{bmatrix} u_{raA} \\ u_{rbA} \\ u_{rcA} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3}U_{dc} \begin{bmatrix} \sin(\theta + \pi/3) \\ \cos(\theta + \pi/3) \end{bmatrix} \quad (3-59)$$

$$\begin{bmatrix} u_{caB} \\ u_{cbB} \\ u_{ccB} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3}C \begin{bmatrix} u_{raB} \\ u_{rbB} \\ u_{rcB} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3}U_{dc} \begin{bmatrix} \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3-60)$$

通过选择 A 矢量、B 矢量、零矢量, 可以调节 PWM 整流器交流侧控制电压 u_{cd} 、 u_{cq} 。进一步忽略 ωli_d 和 ωli_q , 式 (3-53) 化简为

$$\begin{cases} \omega L \frac{di_d}{d\theta} = \sqrt{3}E_a - u_{cd} \\ \omega L \frac{di_q}{d\theta} = -u_{cq} \end{cases} \quad (3-61)$$

$\max(u_{cd}) = \sqrt{2/3}U_{dc} \geq 2E_a$, 因此通过改变 u_{cd} 的大小可以改变 $di_d/d\theta$ 的符号; 在同一个 θ 区间中, $u_{cqA} > 0$ 、 $u_{cqB} < 0$, 即通入 VA 矢量使 $di_q/d\theta < 0$, 而通入 VB 矢量使 $di_q/d\theta > 0$ 。

又由式 (3-52) 知, i_d 增加时 p 增加; i_q 增加时 q 减少。所以电压矢量的选择方法归结如下:

- 1、如果 $p > P_{ref} + p_h$, 那么要求 $di_p/d\theta < 0$, 使 p 能够减小, 选择电压矢量 VA 或者 VB。
- 2、如果 $p < P_{ref} - p_h$, 那么要求 $di_p/d\theta > 0$, 使 p 能够增大, 选择电压矢量 V0 或 V7。
- 3、如果 $q > Q_{ref} + q_h$, 那么要求 $di_q/d\theta > 0$, 使 q 能够减小, 选择电压矢量 VB。
- 4、如果 $q < Q_{ref} - q_h$, 那么要求 $di_q/d\theta < 0$, 使 q 能够增大, 选择电压矢量 VA。

令 $S_p=0$ 代表 p 需要下降, 令 $S_p=1$ 代表 p 需要上升; $S_q=0$ 代表 q 需要下降, 令 $S_q=1$ 代表 q 需要上升。表 3-4, 列出了电压矢量的选择方法^[37], 电压矢量的位置区间的划分参照图 3-16。

表 3-4 传统的开关状态表

		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
$S_p=1$	$S_q=1$	V0	V0	V0	V0	V0	V0	V0	V0	V0	V0	V0	V0
$S_p=1$	$S_q=0$	V0	V1	V0	V2	V0	V3	V0	V4	V0	V5	V0	V6
$S_p=0$	$S_q=1$	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1
$S_p=0$	$S_q=0$	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6

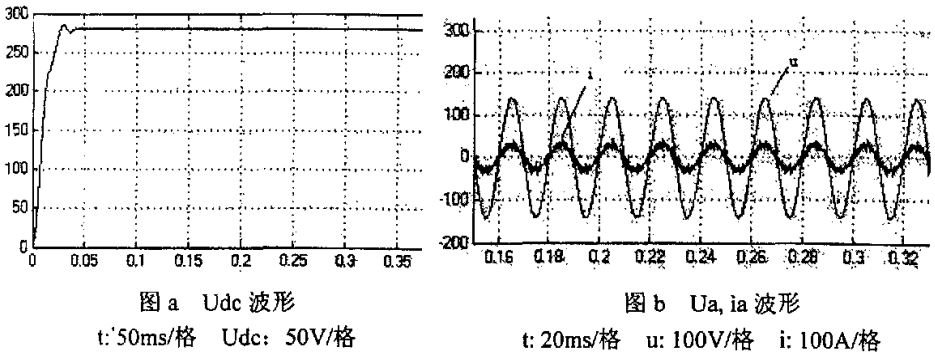


图 3-17 传统 DPC 控制稳态运行仿真波形

仿真时参数的设定如下: $C=2350\mu\text{F}$, $L_s=8\text{mh}$, $R_{\text{load}}=100\Omega$, 采样周期为 $30\mu\text{s}$, 电网侧相电压幅值为 140 伏, 直流侧电压 U_{dc} 设定为 280 伏, 图 3-17a 为传统开关表 DPC 稳态运行时的 U_{dc} 波形, 图 3-17b 为输入电压 U_a 、 i_a 的波形, 其中电流被放大 20 倍。

图 3-18 显示了负载从 100Ω 突变到 50Ω 的动态过程。图 3-18b 中可见, 当负载突变时, 有功和电流具有快速的跟踪性能, 说明了 DPC 控制具有良好的动态跟踪控制能力, 并且直流电压的波动也非常小。

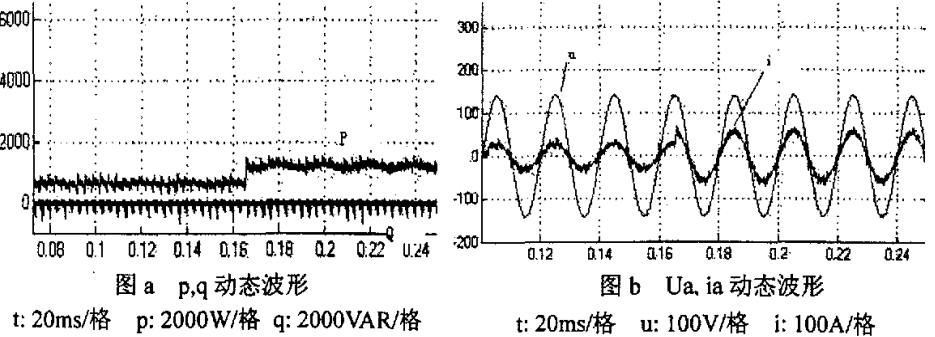


图 3-18 传统 DPC 控制动态运行仿真波形

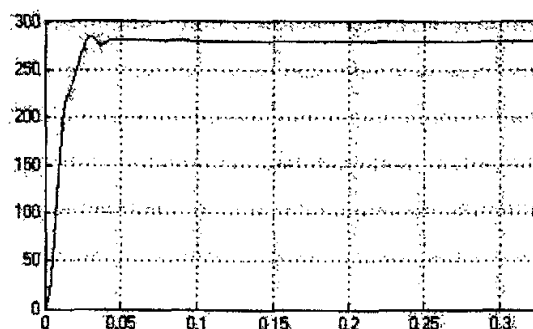
图 c U_{dc} 动态波形t: 50ms/格 U_{dc} : 50V/格

图 3-18 传统 DPC 控制动态运行仿真波形

实验参数的设定如下: $C=2350\mu\text{F}$, $L_s=8\text{mH}$, $R_{\text{load}}=100\Omega$, 采样周期为 $30\mu\text{s}$, 电网侧相电压幅值为 110 伏, 直流侧电压 U_{dc} 设定为 150 伏, 图 3-19 显示了负载从 100Ω 突变到 50Ω 的动态过程, 图 3-19a 为传统 DPC 动态运行时的 PQ 波形, 图 3-19b 为输入电流 i_a 的波形。由图 3-19 可见, 大约经过了 40ms, 整流器进入了新的稳定运行状态。

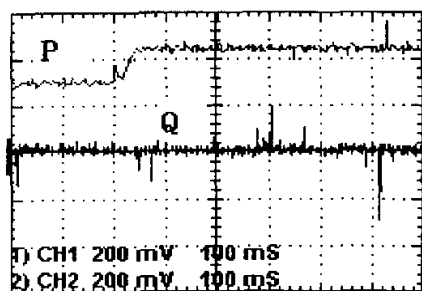
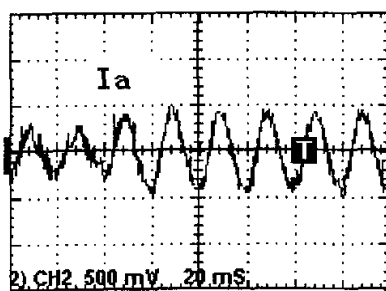


图 a P,Q 动态波形

t: 100ms/格 p: 300W/格 q: 300VAR/格

图 b i_a 动态波形

t: 20ms/格 i: 12A/格

图 3-19 传统 DPC 控制动态运行实验波形

3.3.3 基于传统 DPC 的改进

式 (3-22) 所示, $\omega l i_d$ 会影响 i_q 的控制, 但是在上节的分析中却忽略了 $\omega l i_d$ 的影响。特别是当负载较大时, $\omega l i_d$ 与 u_{rq} 比值增大, $\omega l i_d$ 更加不能忽略。这部

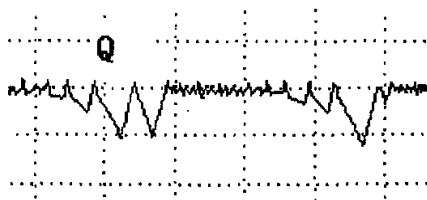


图 3-20 无功功率的失控现象 t: 1ms/格 q: 500VA/格

分电感压降的存在, 会引起 i_d 控制的失控, 即无功功率会存在失控区。如图 3-20, 是无功功率失控的仿真表现情况。图 3-20 的中间区域附近出现了无功变化十分缓慢、长时间处于失调区的现象。

当网侧电压矢量在任何一个区间内, 如图 3-21 所示, 基于开关表的 DPC 因为在一段时间内只能从 6 种电压矢量中选择。所以必然对整流器的性能产生不利的影响, 无功功率存在失控区域具体反应在电流波形存在一定的畸变, 如图 3-22 所示。

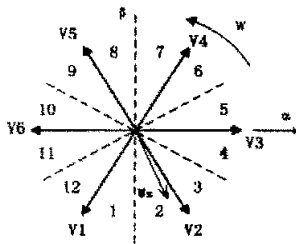


图 3-21 传统 DPC 空间电压矢量图

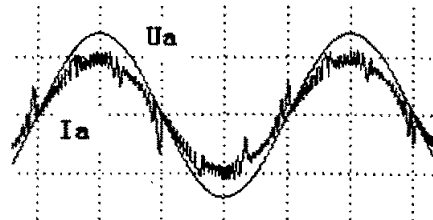


图 3-22 输入电压电流波形的畸变

图 3-22 为传统 DPC 的 MATLAB 仿真波形, 仿真参数 $R=100$ 欧姆, 输入相电压有效值 100 伏, t 每格 5 毫秒, I_a 每格 100 安 (I_a 被放大 20 倍)。传统 DPC 电流波形畸变, 图中明显一个工频周期内 I_a 有 6 个地方出现尖峰。从电压矢量图上对比可以发现, 这 6 处其实都是靠近 6 个电压矢量的地方。

在滞环 DPC 的基础上, 为了改善对无功功率的控制, 进而改善输入电流的波形, 本文对 DPC 控制引入了空间矢量调制 (SVM)。

下面分析一下基于传统开关表的 DPC 出现无功失控的区域的原因。

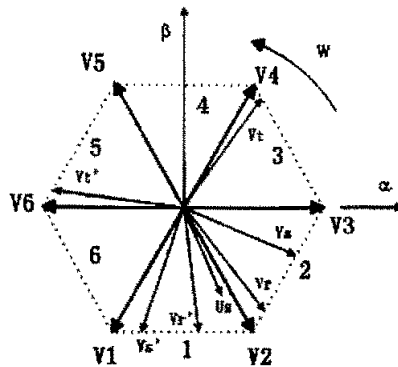


图 3-23 构造新的空间电压矢量

图 3-23 所示, 其中 U_s 在区间 1 中, 非常靠近 V2 电压矢量。从传统 DPC 开关表中看到, 当 Q 小于零需要增加时, 如果此时 P 要增加, 选取电压矢量 V0, 那么 Q 会继续减小; 如果此时 P 在滞环内, 只要保持不变, 选取电压矢量 V3, 而 V3 此时在 d 轴上的投影小于 U_s , 那么 P 还是会很快增加到超过滞环宽度, 而

需要减小; 那么当 P 要减小时, 选取电压矢量 V_2 , 这样 u_{nd} 仅仅稍大于 U_s , P 减小的很慢, 从矢量图中可以看到, 因为输入电压 U_s 此时很接近 V_2 , V_2 在它上面的投影 u_{rq} 很小, 对 Q 的增加贡献很小, 这就导致了在这一个很小的区域内, 无功功率会失控。无功的失控又导致了输入电流波形的畸变

在靠近三相整流桥的 6 个电压矢量这个小区域中如何选择正确的电压矢量来加强对无功功率的控制。从矢量图分析, 仅仅用这 6 个矢量是不行的, 因为如果基于开关表选取电压矢量, P 需要减小的时候总是选择所在区间相邻的 V , 必然有一个在 q 轴上投影很小, 使无功在选取这个电压矢量的区域内失控。

解决的方法是, 利用空间电压矢量可以产生任何方向的电压矢量的原理, 基于当前的网侧电压矢量的相位, 计算产生一个至少和它相差一定电角度的空间电压矢量, 这样可以保证这个电压矢量在 q 轴上一定大小的投影, 既能达到控制无功的目的, 又能满足控制有功功率的需要。

为获得最佳动态效果, 设计的 SVM 不使用零电压矢量。则可以证明, 所有区间两侧的电压矢量所合成的矢量是沿着六边形边线移动的。如图 3-23 所示, U_s 在区间 1 靠近 V_2 的位置, 当无功 Q 需要增加时, 需要使产生的空间电压矢量在 q 轴上投影为正, 所以选取超前 U_s 零到 180 度的空间电压矢量, 此时参照有功 P 的增减需要, 分别选择 V_1 (可以选择超前 45 度), V_2 (可以选择超前 90 度) 和 V_3 (可以选择超前 120 度) 来使有功 P 减小, 保持不变和增加。当无功 Q 需要减小时, 选取滞后 U_s 零到 180 度的空间电压矢量, 并参照有功 P , 选择 V_1' (如滞后 45 度), V_2' (如滞后 90 度) 和 V_3' (如滞后 120 度), 分别使有功 P 减小, 保持不变和增加。

新的基于空间电压矢量调制的 DPC (SVM-DPC) 系统控制结构图如图 3-24 所示。

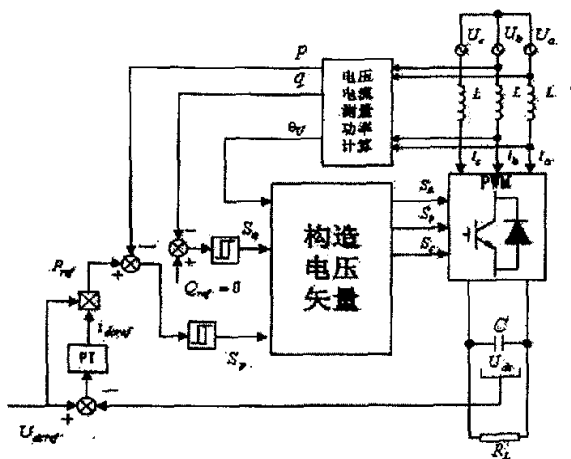


图 3-24 传统开关表 DPC 控制仿真波形

显而易见, 与开关表 DPC 不同的地方是, 将开关表信号输出模块改为构造新的电压矢量调制方式, 虽然算法和计算量相交于传统 DPC 复杂, 但是控制精度和性能将大大优于开关表 DPC 控制, 随着数字信号处理器速度和性能的提高, 这方面的缺陷将逐步被它的优势替代。

3.3.4 改进后的 DPC 软件流程

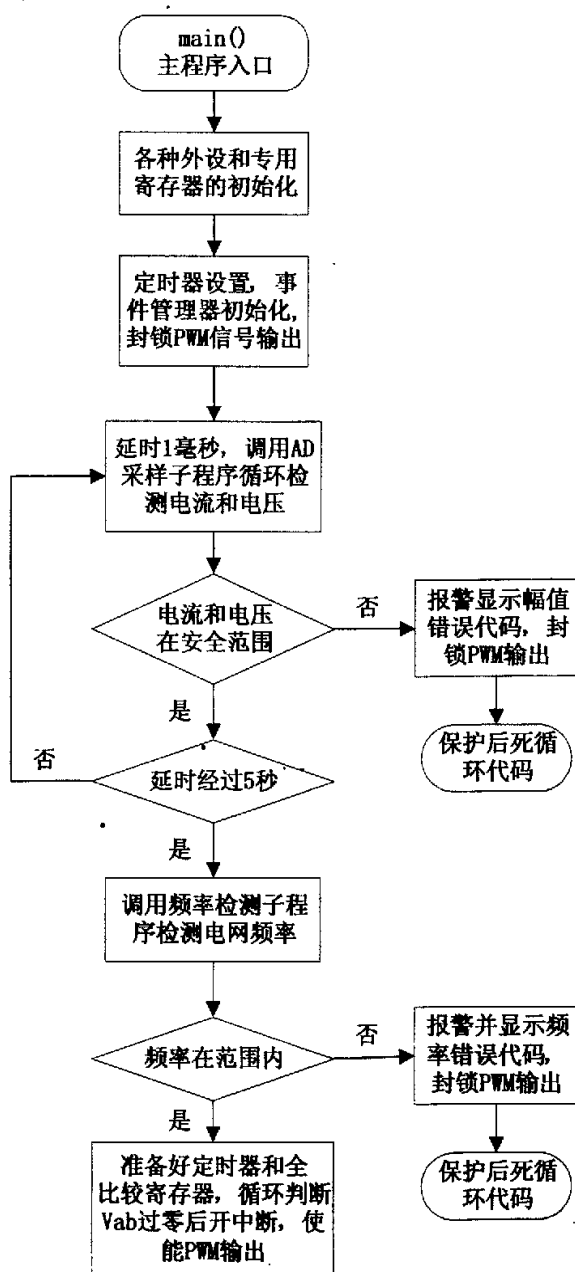


图 3-25 主程序控制流程图

实验系统的主控芯片采用 TI 公司的 2812 芯片,在系统软件中实现包括系统启动后的电流电压检测及保护,定时中断里的过流过压保护,以及坐标变换、功率控制滞环和电压矢量调制等功能。

系统启动时,由于还没有打开 PWM 整流开关,IPM 中的六个续流二极管充当了三相不控整流器,所以这时需要检测交流侧电流和直流侧电压是否在限定范围之内,以确保电路正常安全地工作。

启动并检测的主程序流程图如图 3-25 所示。主程序完成系统运行前的一系列初始化与准备工作。主程序的功能包括: DSP 各种专用寄存器和外设的设置,定时器的设置,事件管理器(Event Manager 简称 EV)的初始化并封锁 PWM 输出使能引脚信号。这时主电路上电后运行在二极管不控整流状态,循环调用 AD 采样程序检测交流侧电压电流的幅值和直流侧电压,确保在安全范围之内,如果超过就调用报警程序,显示相应错误代码,同时继续封锁 PWM 输出信号并进入循环等待外部故障的解除。如果电压电流都在安全范围内,随后调用网侧电压的频率检测子程序,如超出限定范围显示错误代码并等待,如果正确就打开 PWM 使能输出,准备好定时器和全比较寄存器,等待 V_{ab} 过零后开中断等待。

直接功率控制主要在中断服务子程序中实现,如图 3-26 所示。在进入中断后,首先调用电流和电压检测保护子程序,和电压频率检测子程序,其实现的功能与主程序中一样,不同的是一旦超过保护限定范围,就调用同一个报警保护程序,并禁止 PWM 信号输出并退出中断。随后将采样得到的网侧电压电流变换到 $\alpha\beta$ 坐标系后根据式(3-40)计算得到瞬时有功 p 和瞬时无功 q 。根据电压外环 PI 调节器输出的直流参考电压 id_ref 与指令直流电压相乘后得到参考有功功率 P_ref 。将 P_ref 与瞬时功率滞环比较后得到功率指令信号 S_p 和 S_q 。电网电压矢量的相位可以根据进入中断的次数判断,所以最后根据 S_p 、 S_q 和电网电压矢量相位综合考虑计算得所需空间电压矢量,送入空间矢量调制子程序计算各个全比较寄存器的值后产生 PWM 调制波。

空间矢量调制子程序流程图如图 3-27 所示,首先由中断服务子程序传入的空间电压矢量在 $\alpha\beta$ 轴上的分量根据式(3-41)和式(3-42)计算此时矢量所在的扇区,然后再由式(3-40)计算中间变量 XYZ,并根据扇区信息给 t_1 和 t_2 幅值,在给全比较寄存器幅值之前要对 t_1 、 t_2 进行过饱和处理,以防止它们的和超过一个 SVPWM 中断周期而产生错误的开关信号,过饱和处理的方法见式(3-43)。最后,将 t_1 、 t_2 根据扇区信息赋给全比较寄存器 $CMPR_x$ ($x=a,b,c$) 并从子程序返回, DSP 的全比较机制会在下个中断周期中自动根据 $CMPR_x$ 里的值产生 PWM 波信号输出。

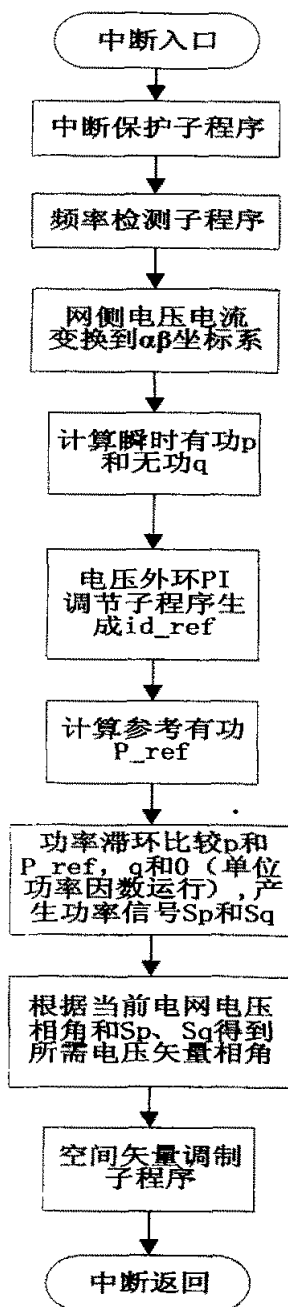


图 3-26 中断子程序流程图

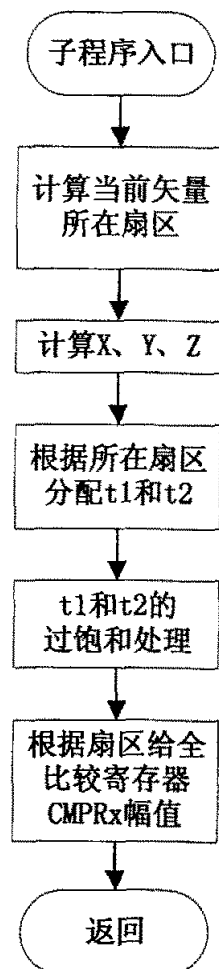


图 3-27 空间矢量调制子程序流程图

3.3.5 仿真和实验结果

在 MATLAB/SIMULINK 环境下对传统开关表 DPC 和 SVM-DPC 做了仿真对比, 仿真参数为 $C=2350\mu\text{F}$, $L_s=8\text{mh}$, $R_{\text{load}}=100\Omega$, 采样周期为 $30\mu\text{s}$, 电

网侧相电压幅值为 140 伏, 直流侧电压 U_{dc} 设定为 280 伏。图 3-28 为传统开关表 DPC 的仿真波形, 图 3-28a 所示 Q 有明显的失控区域, 图 3-28b 所示 i_a 的波形存在畸变。

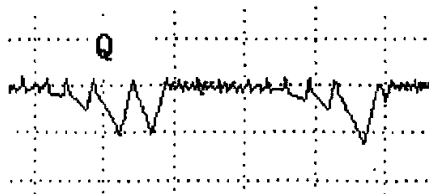


图 a 无功 Q 波形
t: 1ms/格 q: 500VAR/格

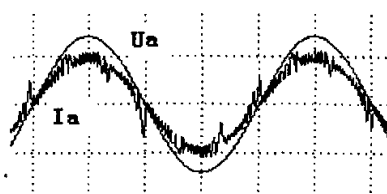


图 b U_a, i_a 波形
t: 20ms/格 i: 12A/格

图 3-28 传统开关表 DPC 控制仿真波形

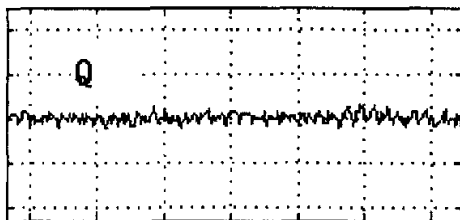


图 a 无功 Q 波形
t: 1ms/格 q: 500VAR/格

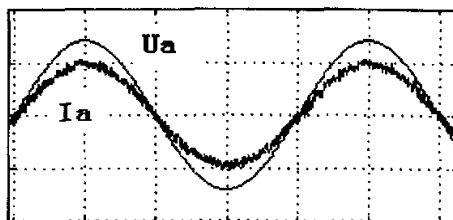


图 b U_a, i_a 波形
t: 20ms/格 i: 12A/格

图 3-29 SVM-DPC 控制仿真波形

图 3-29 为 SVM-DPC 的仿真波形, 图 3-29a 所示无功 Q 的控制效果有了明显的提高, 图 3-29b 所示 i_a 的波形的正弦度也改善了很多, 传统 DPC 中输入电流波形存在的毛刺受到了削弱。

分别用两种调制方法的 DPC 做实验对比来验证本文提出的电压矢量的调制方法的有效性。系统核心控制芯片为 TI 公司的 TMS320F2812 DSP, 充分利用了它 150MHz 的处理速度, 足以在 SVM 调制模块中采用复杂的坐标系变换和角度计算。此外它集成了快速的 A/D 转换有利于三相 PWM 整流器的全数字控制。系统主电路中采用三菱公司的 IPM 功率模块 PM75CSA120, 它具有最高 20kHz 的稳定工作频率, 集成了完整的三相功率回路, 最优的 IGBT 门极驱动, 完善了对短路、过流, 温升过高和欠压的保护。实验参数相电压幅值 100V, 进线滤波电感 $L=8\text{mH}$, 负载 $R=50\Omega$, 直流母线电容为两个 450 伏/4700 微法电容串连, 采样频率 50kHz, 直流母线电压 150V。图 3-30 为开关表 DPC 和 SVM-DPC 的实验波形对比, 图 3-30b 中的输入电流波形比图 3-30a 谐波减小, 波形质量有明显的提高, 系统运行接近于单位功率因数。说明采用 SVM-DPC 调制方法的整流器具有更好的输入特性。

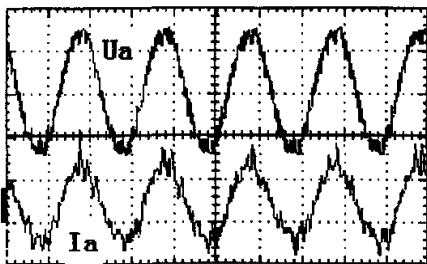


图 a 开关表 DPC 输入电压电流波形

t: 10ms/格 Ua: 50V/格 Ia: 3A/格

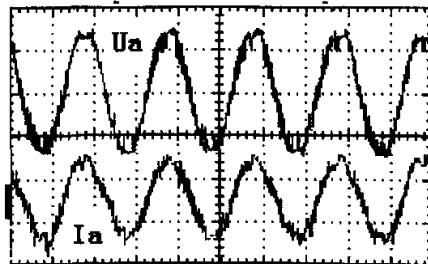


图 b SVM-DPC 输入电压电流波形

t: 10ms/格 Ua: 50V/格 Ia: 3A/格

图 3-30 开关表 DPC 和 SVM-DPC 实验波形图

另外, 从图 3-30b 中可以看出, 电流波形在波峰处还有一定的毛刺, 这是因为电网相电压存在一定的高次谐波, 在波峰处不是理想的正弦波, 这样在实验系统中采样后根据理想的对称电网模型计算得到的控制输出信号存在一定的偏差。并且一般的电网存在一定的三相不平衡情况, 因为三相 PWM 整流器 DPC 控制模型是采用滞环调节的, 当输入电压升高即后, 对根据对称条件建立起来的控制模型的影响更大, 所以交流侧输出电流波形的波动会加剧。而基于电压矢量定向的直接电流控制中对电流的控制采用了 PI 调节, 所以电流的波形控制得更好, 正弦度更高。

3.4 电网不平衡时的三相电压型 PWM 整流器控制

由上文的仿真和实验得知, 三相电网不平衡对三相 VSR 的控制和运行存在一定的影响。在实际工程运用中, 若忽略不平衡条件, 由于三相电流不平衡, 会使损耗增大、整流装置运行性能下降, 严重时甚至烧坏整流装置等。造成电网不平衡, 可能是三相负载不平衡、大容量单相负载的使用或不对称故障等原因引起的; 而三相 VSR 本身参数不对称所导致的不平衡运行, 可等效成三相 VSR 装置本身参数对称而电网不平衡时的状况。下面就电网不平衡时, PWM 整流器控制村在的问题进行研究。

3.4.1 电网不平衡时的三相 VSR 分析

本论文采用的 PWM 整流器拓补结构为三相无中线的电压型 PWM 整流器拓补结构, 所以在三相电网不平衡条件下, 可以忽略零序分量。

设电网不平衡电动势 $\{E_a, E_b, E_c\}$ 以空间矢量表示为:

$$E_{dqS} = e^{j\omega t} E_{dq}^P + e^{-j\omega t} E_{dq}^N \quad (3-62)$$

式 (3-62) 中: $E_{dqS} = \frac{2}{3}[E_a + E_b e^{j2\pi/3} + E_c e^{-j2\pi/3}]$ ——为不平衡电网电动势的复矢量表示, ω 为电网角频率。

$$\begin{cases} E_{dq}^P = E_d^P + jE_q^P \\ E_{dq}^N = E_d^N + jE_q^N \end{cases}, \text{ 其中 P 代表正序, N 代表负序。}$$

式 (3-62) 中, $e^{j\omega t} E_{dq}^P$ 以逆时针方向旋转, 代表电网电动势中的正序分量, $e^{-j\omega t} E_{dq}^N$ 以顺时针方向旋转, 代表负序分量。

在静止坐标系下, 并考虑交流侧电阻, 图 2-2 所示的三相电压型 PWM 整流器的交流侧电压方程为:

$$L \frac{dI_{dqS}}{dt} = -RI_{dqS} - V_{dqS} + E_{dqS} \quad (3-67)$$

式中 $V_{dqS} = \frac{2}{3}[V_a + V_b e^{j2\pi/3} + V_c e^{-j2\pi/3}]$ ——整流器交流侧出口电压复矢量;

$I_{dqS} = \frac{2}{3}[I_a + I_b e^{j2\pi/3} + I_c e^{-j2\pi/3}]$ ——整流器交流侧电流复矢量。

同样, 可以把整流器电压矢量和输入电流矢量用正序和负序分量表示:

$$\begin{cases} V_{dqS} = V_{dq}^P e^{j\omega t} + V_{dq}^N e^{-j\omega t} \\ I_{dqS} = I_{dq}^P e^{j\omega t} + I_{dq}^N e^{-j\omega t} \end{cases} \quad (3-68)$$

综合式 (3-66)、(3-67) 和式 (3-68), 在电网不平衡条件下, 可以把三相 VSR 交流侧电压方程变换为:

$$\begin{cases} L \frac{dI_{dq}^P}{dt} = -RI_{dq}^P - j\omega LI_{dq}^P - V_{dq}^P + E_{dq}^P \\ L \frac{dI_{dq}^N}{dt} = -RI_{dq}^N + j\omega LI_{dq}^N - V_{dq}^N + E_{dq}^N \end{cases} \quad (3-69)$$

式 (3-69) 中, $\begin{cases} V_{dq}^k = V_d^k + jV_q^k \\ I_{dq}^k = I_d^k + jI_q^k \end{cases} \quad (k=P \text{ 或 } N)。$

式 (3-69) 把正序量和负序量分离, PWM 整流器数学模型分别用正序旋转坐标系和负序旋转坐标系描述。

又知, 在电网不平衡条件下, PWM 整流器的视在功率为:

$$S = p + jq \quad (3-70)$$

而 S 又是电压复矢量和电流复矢量的乘积, 即:

$$S = (e^{j\omega t} E_{dq}^P + e^{-j\omega t} E_{dq}^N)(e^{j\omega t} I_{dq}^P + e^{-j\omega t} I_{dq}^N) \quad (3-71)$$

综合式 (3-70) 和式 (3-71) 求解并令实部和虚部分别相等, 可得:

$$\begin{cases} P(t) = P_0 + P_{c2} \cos(2\omega t) + P_{s2} \sin(2\omega t) \\ Q(t) = Q_0 + Q_{c2} \cos(2\omega t) + Q_{s2} \sin(2\omega t) \end{cases} \quad (3-72)$$

式 (3-72) 中

$$\begin{cases} P_0 = 1.5(e_d^P i_d^P + e_q^P i_q^P + e_d^N i_d^N + e_q^N i_q^N) \\ P_{c2} = 1.5(e_d^P i_d^N + e_q^P i_q^N + e_d^N i_d^P + e_q^N i_q^P) \\ P_{s2} = 1.5(e_q^N i_d^P - e_d^N i_q^P - e_q^P i_d^N + e_d^P i_q^N) \\ Q_0 = 1.5(e_q^P i_d^P - e_d^P i_q^P + e_q^N i_d^N - e_d^N i_q^N) \\ Q_{c2} = 1.5(e_q^P i_d^N - e_d^P i_q^N + e_q^N i_d^P - e_d^N i_q^P) \\ Q_{s2} = 1.5(e_d^P i_d^N + e_q^P i_q^N - e_d^N i_d^P - e_q^N i_q^P) \end{cases} \quad (3-73)$$

由式 (3-73) 容易理解, 有功和无功中的高次谐波分量 P_{c2} 、 P_{s2} 、 Q_{c2} 、 Q_{s2} 是由于电网电动势不平衡所引起的。有功 P 决定了 PWM 整流器直流侧电压, 当有功 P 中存在波动, 直流侧的电压也将会产生波动。如果式 (3-72) 中第一式的 P_{c2} 、 P_{s2} 不为零, 那么显然直流侧电压将会存在 2 倍工频的波动。同时, 为了在平均意义上实现单位功率因数整流, 还须使 Q_0 为零,

将式 (3-73) 中的 P_0 、 P_{c2} 、 P_{s2} 、 Q_0 四式用矩阵形式表示如下:

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} P_0 \\ \frac{2}{3} Q_0 \\ \frac{2}{3} P_{s2} \\ \frac{2}{3} P_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_d^P & E_q^P & E_d^N & E_q^N \\ E_q^P & -E_d^P & E_q^N & -E_d^N \\ E_q^N & -E_d^N & -E_q^P & E_d^P \\ E_d^N & E_q^N & E_d^P & E_q^P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^P \\ I_q^P \\ I_d^N \\ I_q^N \end{bmatrix} \quad (3-74)$$

为了消除直流侧的二倍工频波动, 并且使无功的平均值为零, 就须使 $P_0 = P_{c2} = P_{s2} = Q_0 = 0$, 那么, 正序和负序的指令电流值即为:

$$\begin{bmatrix} I_d^P \\ I_q^P \\ I_d^N \\ I_q^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_d^P & E_q^P & E_d^N & E_q^N \\ E_q^P & -E_d^P & E_q^N & -E_d^N \\ E_q^N & -E_d^N & -E_q^P & E_d^P \\ E_d^N & E_q^N & E_d^P & E_q^P \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} P_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2P_0}{3D} \begin{bmatrix} E_d^P \\ E_q^P \\ -E_d^N \\ -E_q^N \end{bmatrix} \quad (3-75)$$

式 (3-75) 中, $D = \left[(e_d^P)^2 + (e_q^P)^2 \right] - \left[(e_d^N)^2 + (e_q^N)^2 \right] \neq 0$

由于式 (3-73) 有限的自由度, 使 Q_{c2} 、 Q_{s2} 仍然存在, 虽然平均无功 $Q_0 = 0$, 但是 PWM 整流器中仍有无功流动, 从式 (3-75) 也可见, PWM 整流器需要输

入一定的无功电流, 才能实现对直流侧 2 倍工频波动的抑制。

3.4.2 抑制三相 VSR 直流侧电压 2 次谐波的双电流控制策略

基于以上对电网不平衡时对三相 VSR 的分析, 可以引入一种双电流控制方法, 分别在正序和负序坐标系中对 d 轴和 q 轴的电流分量进行控制。

将静止坐标系中的 $I_{dq^s} = I_{dq^P} e^{j\omega t} + I_{dq^N} e^{-j\omega t}$ 分别变换到正序同步旋转坐标系和负序同步旋转坐标系下, 可得:

$$\begin{cases} I_{dq}^P = I_{dq}^P + I_{dq}^N e^{-2j\omega t} \\ I_{dq}^N = I_{dq}^N + I_{dq}^P e^{2j\omega t} \end{cases} \quad (3-76)$$

当电流控制器采用 PI 调节器时, 为了在有限增益下获得无静差控制, 须首先滤除电流控制指令中的 2 次工频分量。

滤除正序和负序同步旋转坐标系中的 2 次谐波, 一般不采用低通滤波器而采用陷波器。这是因为低通滤波器频带窄, 因此在滤除 2 次谐波的同时, 也会影响系统的动态性能; 而陷波器只需要将陷波器角频率设计为 2 倍基波频率, 这样 2 次谐波通过陷波器将被滤除, 而陷波器对除 2 次谐波频率以外的信号影响较小, 这将有利于系统动态信号检测及控制。为便于实现, 设计时常采用非理想陷波器, 其传递函数为

$$F(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \omega_0 s / Q + \omega_0^2} \quad (3-80)$$

式中 ω_0 ——陷波器角频率;

式 (3-76) 通过陷波器后, 正序、负序电流控制指令均只含有直流分量而不含有 2 次谐波分量, 即: .

$$I_{dq}^*(P) = I_{dq}^{P*} \quad I_{dq}^*(N) = I_{dq}^{N*}$$

显然在正序、负序双电流内环结构中, 若电流调节器设计为 PI 调节器, 便可实现三相 VSR 正序、负序电流的无静差控制。根据式 (3-75), 即可抑制因电网不平衡所导致的三相 VSR 直流侧电压 2 倍工频的谐波。

忽略交流侧电阻, 正序电流内环前馈解耦控制算法为:

$$\begin{cases} v_d^{P*} = e_d^P - \left(K_{IP} + \frac{K_{IL}}{s} \right) (i_d^{P*} - i_d^P) + \omega L i_q^P \\ v_q^{P*} = e_q^P - \left(K_{IP} + \frac{K_{IL}}{s} \right) (i_q^{P*} - i_q^P) - \omega L i_d^P \end{cases} \quad (3-81)$$

负序电流内环前馈解耦控制算法为:

$$\begin{cases} v_d^{N*} = e_d^N - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_d^{N*} - i_d^N) - \omega L i_q^N \\ v_q^{N*} = e_q^N - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_q^{N*} - i_q^N) + \omega L i_d^N \end{cases} \quad (3-82)$$

正序、负序双电流内环独立控制系统结构如图 3-31 所示。

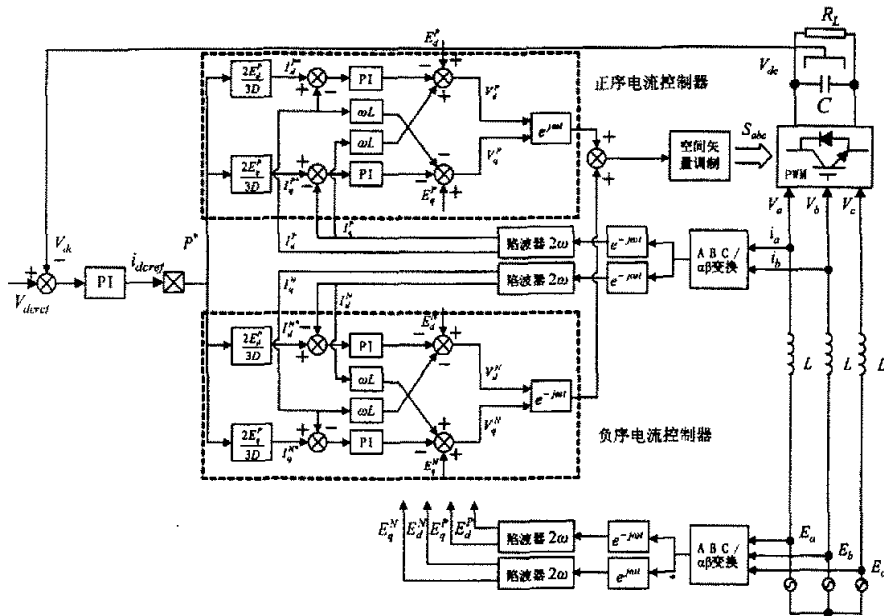


图 3-31 三相 VSR 正、负序双电流内环独立控制结构图

图 3-32 是电网不平衡条件下，传统单电流 VOC 控制的三相 VSR 仿真波形，仿真参数设置， $C=2350\mu F$ ， $L_s=8\text{mh}$ ， $R_{\text{load}}=50\Omega$ ，采样周期为 $30\mu s$ ，电网侧相电压幅值为 85 伏，直流侧电压 U_{dc} 设定为 160 伏。由图 3-32a 可见，常规单电流 VOC 控制在电网不平衡条件下输入电流有明显的负序电流存在；图 3-32b 直流侧电压仍然存在 2 次工频的波动，这是由于控制环节中瞬时有功的高次谐波不为零，仍存在 2 次谐波分量。

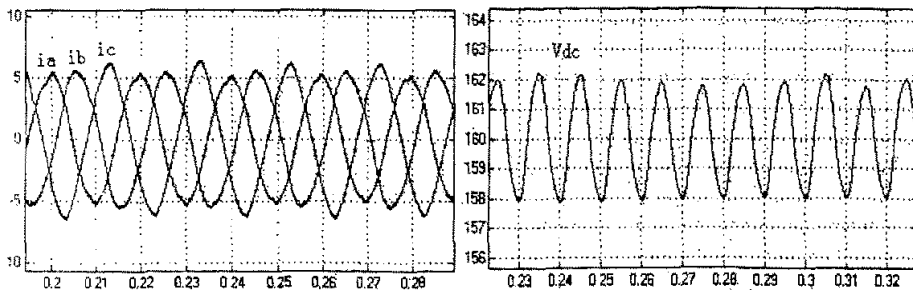


图 a 单电流 VOC 输入电流波形

t: 10ms/格 i_a, i_b, i_c : 5A/格

图 b 单电流 VOC 直流侧电压波形

t: 10ms/格 V_{dc} : 1V/格

图 3-32 抑制负序电流的三相 VSR 控制波形

双电流控制三相 VSR 的响应波形图如图 3-33 所示。

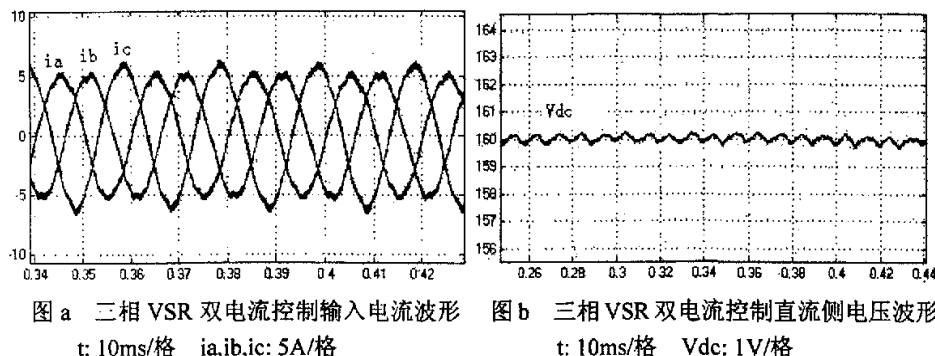


图 3-33 抑制直流电压 2 次谐波的三相 VSR 控制波形

仿真参数设置与单电流 VOC 控制相同。从波形来看, 与单一正序电流内环控制方案相比, 这种正序、负序双电流内环独立控制策略基本消除了三相 VSR 直流电压 2 次谐波, 当三相 VSR 交流侧仍含有负序电流。这种三相 VSR 不平衡控制方案实际上是在三相 VSR 网侧电流中加入适当负序电流, 以满足直流电压的控制要求。但负序电流的加入, 又使 VSR 三相网侧电流不对称, 因此, 从三相 VSR 功率管电流负载分配平衡角度分析, 应使三相 VSR 网侧电流基本对称, 但这样又使其直流电压含有 2 次谐波。当对三相 VSR 直流电压控制要求较高时, 可在三相 VSR 直流侧加入 LC 滤波支路, 以抑制直流侧 2 次谐波电压。

3.5 本章小结

(1) 研究了间接电流、直接电流控制原理, 设计了电压电流双闭环控制器, 设计了控制器的电流内环和电压外环以及对电压环的 PI 参数设计进行了推导, 给出了 dq 坐标系下的解耦方程和参数设计的理论依据。同时介绍了一种空间电压矢量定向的数字化控制算法, 给出了实现该控制策略的电压空间矢量的合成和作用时间的分配, 以及过调制处理等算法。基于 MATLAB/SIMULINK 仿真结果验证了控制策略能使三相 VSR 实现单位功率因数整流, 电流畸变小, 电压稳定。

(2) 研究了直接功率控制在三相 VSR 中的应用, 探讨了瞬时功率的理论依据。设计了开关表 DPC 的滞环控制结构, 结合 MATLAB/SIMULINK 仿真模型和基于 DSP2812 的实验装置进行了仿真和实验, 结果证明了 DPC 控制策略具有结构简单, 输出稳定, 动态响应速度快等优点。同时针对传统开关表 DPC 的不足, 如无功失控等缺陷, 提出了基于空间矢量调制的 DPC 控制策略, 在具有 DPC 良好的动态性能基础上, 改善了对无功功率的控制, 使电流更接近于正弦波, 进一步提高了系统的输入特性。仿真和实验结果证明了改进措施的有效性。

(3) 分析了电网不平衡条件下的三相 VSR 控制, 研究了三相电网不平衡的基本的问题。分析了抑制直流电压 2 次谐波的控制策略, 设计了双电流控制系统结构, 仿真波形证明相对传统单电流 VOC 控制策略, 双电流结构具有更好的控制特性, 使直流侧的电压更稳定。

第四章 总结和展望

4.1 总结

经过 20 多年的研究与探索, PWM 控制技术已经成功应用于整流器的设计之中, 使整流器获得了前所未有的优良性能。与传统的整流器相比, PWM 整流器不仅获得了可控的 AC/DC 变换性能, 而且可实现网侧单位功率因数和正弦波电流控制, 甚至能使电能双向传输。

本文从 PWM 整流器的基本原理开始, 详细讨论了三相 PWM 整流器的拓补分类, 在基于电压型三相 PWM 整流器拓补结构的基础上, 从低频和高频的角度, 分别建立了其在三相静止坐标系、两相静止坐标系和两相旋转坐标系的低频数学模型和高频数学模型, 同时制作了一套基于 TMS320F2812 型数字信号处理器 (DSP) 和智能功率模块 (IPM) 的三相电压型 PWM 整流器实验装置, 并讨论了主电路中交流侧电感 L 和直流侧电容 C 的设计理论, 为本论文的各种控制策略和算法提供了实验平台。

本文详细研究了三相 VSR 的电流控制和直接功率控制, 并针对三相电网不平衡的条件分析了三相 VSR 遇到的问题和解决的办法。

首先研究了间接电流、固定频率的直接电流控制原理, 在电压电流双闭环控制器的基础上, 对 PI 参数的设计进行了推导, 并给出了 dq 坐标系下的解耦方程和参数设计的理论依据。同时本文引入了一种空间电压矢量定向的数字化控制算法, 给出了实现该控制策略的主要算法。基于 MATLAB/SIMULINK 仿真结果验证了基于空间电压矢量控制策略能使三相 VSR 实现单位功率因数整流, 电流畸变小, 电压稳定。

然后重点研究了直接功率控制在三相 VSR 控制策略中的应用, 探讨了瞬时功率的理论依据。针对开关表 DPC 的滞环控制结构, 结合 MATLAB/SIMULINK 仿真模型和基于 TMS320F2812 的实验装置进行了仿真, 结果证明了 DPC 控制策略具有结构简单, 输出稳定, 动态响应速度快等优点。同时针对传统开关表 DPC 的不足, 如无功失控等缺陷, 提出了基于空间矢量调制的 DPC 控制策略, 在具有 DPC 良好的动态性能基础上, 改善了对无功功率的控制, 使电流更接近于正弦波, 进一步提高了系统的输入特性。仿真和实验结果证明了使用空间矢量调制后的 DPC, 三相 VSR 的控制性能有了进一步的提高。

最后在三相电网不平衡的条件下, 研究了对三相 VSR 运行的影响, 详细分析了抑制直流电压波动的控制方法, 给出了双电流控制方法, 改善了三相 VSR

在电网不平衡条件下的输入输出性能。

4.2 进一步研究工作的展望

虽然本论文作者做了以上工作,但是由于作者的水平和时间以及实验条件的限制,在许多方面仍然存在不足,许多方面还要做深入的研究。

(1) 进一步提高三相 PWM 整流器的效率和功率因数,改善对电流的控制,提高动态性能,提高 PWM 整流器的工作条件的适应性和可靠性,考虑 PWM 整流器无电网电压侧传感器或无电网侧电流传感器的控制策略。

(2) 进一步提高 PWM 整流器的输出功率和电压等级,研究多电平拓补结构的 PWM 整流器,研究将独立的电压型 PWM 整流器进行串联移相组合,以适应高压大容量的应用场合。此外,在大功率的 PWM 整流器设计上,为进一步减小功率管的开关损害,还可以研究基于软开关(ZVS, ZCS)控制的拓补结构和相应的控制策略。

参 考 文 献

- [1] 华中理工大学应用电子技术教研室, 三相高频整流系统研究报告, 1999
- [2] 王兆安, 杨君, 刘进军, 谐波抑制和无功功率补偿, 北京, 机械工业出版社, 1999
- [3] 吴祖光, 林宁, 谐波对电器设备的影响, 华北电力技术, 1995, 12: 33-44
- [4] Akagi H, Fujita H. A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems. IEEE Trans Power Delivery, 10(3), pp.1570-1575, 1995
- [5] Zhong-Chao zhang, Boon-Teck Ooi. Multimodular current-source SPWM converters for superconducting a magnetic energy storage system. IEEE Trans Power Electronic, 8(3), pp.250-255, 1993
- [6] Thomas G, Habetler. A space vector-based rectifier regulator for AC/DC/AC converters. IEEE Trans Power Electronics, 8(1), pp.30-36, 1993
- [7] Boon Teck Ooi, Xiao Wang. Voltage angle lock loop control of the boost type PWM converter for HVDC application. IEEE Trans Power Electronics, 5(2), pp.229-235, 1990
- [8] Fujita H, Watanabe Y, Akagi H. Control and analysis of a unified power flow controller. IEEE PELS PESC'98, pp.805-811, vol(1), 1998
- [9] Wu R, Dewan S B, Slemon G R. Analysis of an ac to dc voltage source converter using PWM with phase and amplitude control. IEEE Trans Ind Appl, 27(2), pp.355-364, 1991
- [10] Wu R, Dewan S B, Slemon G R. A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency. IEEE Trans Ind Appl, 26(5), pp.880-885, 1990
- [11] Chun T Rim, Dong Y Hu, Gyu Hcho. Transformers as equivalent circuits for switches: General Proofs and D-Q Transformation-Based Analyses, IEEE Trans Ind Appl, 26(4), pp.777-785, 1990
- [12] Hengchun Mao, Dushan Boroyerich, Fred C Y Lee. Novel reduced-order small signal model of a three-phase PWM rectifier and its application in control design and system analysis. IEEE Trans Power Electronics, 13(3), pp.511-521, 1998
- [13] Dixon J W, Ooi B T. Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier. IEEE Trans Power Electronics, 35(4), pp.508-515, 1998
- [14] Marian P. Kazmierkowski, Luigi Malesani. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A Survey. IEEE Trans Power Electronics, 45(5), pp.691-703, 1998
- [15] 杨德刚, 刘润生, 赵良炳, 三相高功率因数整流器的电流控制, 电工技术学报, 15(2), pp.83-87, 2000
- [16] Habetler T G. A space vector-based rectifier regulator for AC/DC/AC converters. IEEE Trans

- Power Electronics, 8(1), pp.30-36, 1993
- [17] Dixon J W, Kullarni A B, Nishimoto M, Ooi B T. Characteristics of a controlled-current PWM rectifier-inverter link. IEEE Trans Ind Appl, pp.1022-1028, 1987
- [18] 张兴, 张崇巍, PWM 可逆变流器空间电压矢量控制技术的研究, 中国电机工程学报, 21(10), pp.102-105, 2001
- [19] 曾江, 有源滤波器定频滞环电流控制新方法, 电网技术, 24(6), pp.1-8, 2000
- [20] Shied J-J, Pan C-T, Cuy Z-J. Modelling and design of a reversible three-phase switching mode rectifier. IEE Proc. Electr Power Appl, 144(6), pp.389-396, 1997
- [21] 张加胜, 郝荣泰, 一类新型 PWM 可逆整流器, 电工技术学报, 13(5), pp.37-41, 1998
- [22] 詹长江, 韩郁, 赵良炳, 韩英铎. 基于电压空间矢量 PWM 脉宽调制方式的新型三电平高频整流器研究, 电工技术学报, 14(2), pp.60-64, 1999
- [23] Bakari Mwinyiwina, Zbigniew Wolanski, Boon-Teck Ooi. Microprocessor-implemented SPWM for multiconverters with phase-shifted triangle carriers. IEEE Trans Ind Appl, 34(3), pp.487-494, 1998
- [24] Hengchun Mao, Dushan Boroyevich, Silva Hiti. Review of High-Performance three-phase power factor correction circuits. IEEE Trans Ind Electronics, 44(4), pp.437-445, 1997
- [25] 王长永, 刘雷, 张仲超, 电流型组合变流器相移 SPWM 技术的研究, 电力电子技术, 33(4), pp.43-45, 1999
- [26] Toshihiko Noguchi, Hiroaki Tomiki, Seiji Kondo. Direct power control of PWM converter without power source voltage sensors, IEEE Trans Ind Appl, 34(3), pp.473-479, 1998
- [27] Jong-WooChoi, Seung-KiSul. New current control concept-minimum time current control in the three-phase PWM converter. IEEE Trans Power Electronics, 12(1), pp.124-131, 1997
- [28] Luis Moran, Phoivos D.Ziogas, Geza Joos. Design aspects of synchronous PWM rectifier-inverter system under unbalanced input voltage conditions. IEEE Trans Ind Appl, 28(6), pp.1286-1293, 1992
- [29] Vincenti D, Jin H. A three phase regulated PWM rectifier with on-line feedforward input unbalance correction. IEEE Trans Ind Electronics, pp.526-532, 1994
- [30] 毛鸿, 三相电压型 PWM 整流器及其控制策略的研究, 浙江大学博士学位论文, 2000
- [31] Texas Instrument Incorporated, 张卫宁, TMS320C28x 系列 DSP 的 CPU 与外设, 清华大学出版社, 2004
- [32] 张崇巍, 张兴, PWM 整流器及其控制, 机械工业出版社, 2003
- [33] 王孝武, 现代控制理论基础, 机械工业出版社, 1998
- [34] Tokuo Ohnishi. Three Phase PWM Converter/Inverter by means of Instantaneous Active and Reactive Power Control. IECON'91, pp.819-824, 1991
- [35] 徐小品, 三相 PWM 整流器的研究, 浙江大学硕士学位论文, 2004

- [36] 杨家强, 黄进, 徐小品, 基于 DSP 异步电动机全速度模型直接转矩控制系统研究, 电力系统及其自动化学报, 16(2).-24-27,31,2004
- [37] 徐小品, 黄进, 杨家强, 瞬时功率控制在三相 PWM 整流中的应用, 电力电子技术, 38(2).-30-31,44,2004

附：攻读硕士学位期间发表的论文

1. 接峰, 黄进, 基于 DSP 的直接功率控制三相 PWM 整流器, 机电工程, 2005, 第 22 卷, 总第 129 期
2. 接峰, 黄进, 三相 PWM 整流器直接功率控制的新调制方法, 电力电子技术, 已录用

致 谢

本论文是在导师黄进教授的悉心指导下完成的。先生在我进行研究生阶段学习、课题研究及论文写作过程中都给予了极大的关心、指导和鼓励，值此论文完稿之际，谨向恩师致以最诚挚的感谢和最崇高的敬意。先生渊博的学识水平，严谨的治学风范，勤勉的工作精神，诚恳的待人方式；以及高度的负责精神，都使学生受益非浅。先生对我的培养和教诲，必将永远铭记在心。

作者在攻读硕士期间，曾得到电机实验室姚向毅、卢琴芬、孟小莲老师的大力帮助，在此一并深表谢意。

感谢电机及其控制研究所诸位老师对作者的关心和指点。

电机与电器专业已经毕业的同门师兄杨家强博士后、陈理渊博士，以及魏学飞、吴跨宇、陶前等硕士研究生，在读博士研究生牛发亮、金海、刘炯、葛晓慧、康敏、叶飞，在读硕士研究生马健、刘玲、王义芳、李冉、申林等，在我课题完成过程中都给予了极大的帮助和支持，共同奋斗、共同欢笑的同门友情难以忘怀，在此一并表示最诚挚的谢意。

向所有曾给予作者帮助的各位师长、学友致以最衷心的感谢！

最后，深深感谢亲爱的父亲接正发、母亲薛秀兰给予我精神和物质上长久以来的关心、理解和支持！他们的殷切期望和无私的爱，是我漫长求学之路的原动力，浓浓亲情，无以言报。

最后，衷心的感谢——

所有关心和帮助过我的师长、同学、朋友和亲人！

所有关心和帮助过我的师长、同学、朋友和亲人！

接 峰

2006 年 3 月于求是园