

第 1 章 绪论

1.1 研究逆变电源的意义

随着各行各业控制技术的发展和对其操作性能要求的提高,许多行业的用电设备都不是直接用交流电网提供的交流电作为电能源,而是通过各种形式对其进行变换,从而得到各自所需的电能形式。逆变就是对电能进行变换和控制的一种基本形式,它完成将直流电变换成交流电的功能。现代逆变技术是研究现代逆变电路的理论和应用设计方法的学科,这门学科综合了现代电力电子开关器件技术、现代功率变换技术、模拟和数字电子技术、PWM 技术、开关电源技术和现代控制技术等多种实用设计技术,已被广泛的用于工业和民用领域中的各种功率变换系统和装置中。

早期的变频电源,只需要其输出电压、频率可调即可,然而,今天的变频电源除这些要求外,还必须环保无污染,即绿色环保变频电源。因而高性能的变频电源必须满足:(1)高的输入功率因数,低的输出阻抗;(2)快速的暂态响应,稳态精度高;(3)稳定性高,效率高,可靠性高;(4)低的电磁干扰;(5)智能化。

由于传统的变频电源采用模拟控制技术,难以实现上述要求。因而,研究数字化控制技术的绿色变频电源技术,对当今提出的“节能、高效、绿色、环保”工业口号的实现具有重要意义。

1.2 目前研究的现状

一般的电源跟负载相连,因而这里仅讨论无源逆变技术。从相关文献可知,目前对逆变电源的研究主要集中在以下几个方面:

1.2.1 拓扑形式^{[1][2][5][6][11][12][15][20]}

目前常用的逆变电路拓扑形式主要有:常规逆变电路拓扑,软开关逆变电路拓扑,多电平逆变电路拓扑等。

1 常规逆变电路拓扑

常规逆变电路拓扑可分为单相半桥、单相桥式、三相桥式电路等,根据直流侧电源性质,又可将其分为电压源型逆变电路(VSTI)和电流源型逆变电路(CSTI)。

单相逆变电路的优点是简单,使用器件少,常用于几 KW 以下的小功率逆变电源。三相桥式逆变电源应用较多。

2 软开关逆变电路拓扑

逆变电源为得到更好的交流输出波形,将会提高全控型电力电子器件的开关频率,同时,开关损耗也会随之增加,电路效率严重下降,电磁干扰也增大了,所以简单的提高开关频率是不行的。针对这些问题出现了软开关技术,它是以谐振为主的辅助换流手段,解决了电路中的开关损耗和开关噪声问题,使开关频率可以大幅度提高。软开关技术总的来说可以分为零电压(ZVS)和零电流(ZCS)两类,按照其出现的先后,可以将其分为准谐振、零开关 PWM 和 PWM 三大类。每一类都包括拓扑和众多的派生拓扑。

3 三电平或多电平逆变电路拓扑

多电平逆变器的思想最早由日本 Nabae 于 20 世纪 80 年代初提出的。其基本原理是通过多个直流电平来合成逼近正弦输出的阶梯波电压。其优点是减小逆变器输出谐波,降低了开关管电压应力。多电平拓扑结构种类较多,但是大致可分为:二极管钳位型,飞跨电容性和独立直流电源级联多电平这三种拓扑结构。这三种多电平拓扑结构各有优点,其中应用最广泛的是二极管钳位型多电平拓扑结构。

1.2.2 调制形式^{[1][2][5][7][14]}

1 方波控制

方波逆变器输出的交流电压波形为方波,占空比不可调。此类逆变器所使用的逆变线路也不完全相同,但共同的特点是线路比较简单,使用的功率开关管数量很少。这类逆变器还有调压范围不够宽,保护功能不够完善,噪声比较大等缺点,设计功率一般在百瓦至千瓦之间。

2 SVPWM 调制

SVPWM (空间电压矢量控制 PWM)调制也叫磁通正弦 PWM 法,它以三相波形整体生成效果为前提,以逼近电机气隙的理想圆形旋转磁场轨迹为目的,用逆变器不同的开关模式所产生的实际磁通去逼近基准圆磁通,由它们的比较结果决定逆变器的开关,形成 PWM 波形。此法从电动机的角度出发,把逆变器和电机看作一个整体,以内切多边形逼近圆的方式进行控制,使电机获得幅值恒定的圆形磁场(正弦磁通)。它提出主要是为解决电机变频驱动问题,现已被用到 PWM 逆变和 PWM 整流技术中。

3 SPWM 调制

SPWM 法就是用脉冲宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的 PWM 波形即 SPWM 波形控制逆变电路中开关器件的通断,使其输出的脉冲电压的面积与所希望输出的正弦波在相应区间内的面积相等,通过改变调制波的频率和幅值则可调节逆变电路输出电压的频率和幅值。

1.2.3 控制策略

与模拟控制相比,变频电源采用全数字化控制具有一下优势:① 温度漂移小,抗干扰能力强,可靠性高,稳定性好。② 数字式部件结构牢固,体积小,重量轻,耗能少,易于标准化。③ 提高了信息存储、监控、诊断以及分级控制的能力,使系统更趋于智能化,系统维护方便。④ 控制策略灵活,可以方便实现许多复杂、智能的算法提高性能。但同时也出现了如下问题:量化过程的误差使系统性能有所下降,数字处理器采样、计算延时带来的变频电源最大占空比受限问题等,这些问题使得数字控制在变频电源性能提高的发挥中受到了阻碍。为了提高数字控制变频电源的性能,国内外学者大都致力数字控制方面的研究,提出了大量卓有成效的数字控制方案^{[15][18][20][21][22][23][24][25][26]};

(1) 单闭环 PID 控制

早期的逆变控制器多为模拟 PID 控制,单纯采用输出电压的瞬时值反馈。采用模拟 PID 控制器进行调节,其动态性能特别是非线性负载的时候,不能令人满意。对于要求较高的系统,还没有做到满足系统要求的动态特性和稳态精度。随着 DSP 的出现,逆变器的瞬时值反馈数字 PID 控制成为可能。但是,数字 PID 控制不可避免地存在一些局限性。PID 控制的精度取决于比例项和积分项,这两项越大控制精度越高,一方面逆变器空载时振荡性很强,积分项易产生相位滞后,另一方面离散化系统的量化误差也对稳定性产生影响,因此比例项和积分项不能取得太大。由于数字控制的采样、计算延时的影响,引入了相位滞后,减小了最大可得到的脉宽,结果势必造成稳态误差大,输出电压波形畸变高。采用高速 A/D 和高速处理器以及提高开关频率可以一定程度上改善数字 PID 控制的效果,但实现起来有一定困难。并且 PID 控制无法实现对正弦指令的无静差跟踪,逆变器系统实际上往往增设外环均值反馈以保证系统的稳态精度。

(2) 滞环控制

滞环控制的基本思想是将给定信号与检测的实际输出信号相比较,根据误差大小改变逆变器的开关状态,这样实际输出围绕给定波形作锯齿状变化,并将偏差限制在一定范围内。这种控制方式的优点是对系统参数和负载变化不敏感,系统鲁棒性好,动态响应快。但它也有明显的缺陷:开关频率不固定,运行不规则,给滤波器的设计带来困难;当开关频率过高时功率开关器件发热严重。针对其缺点,出现了恒频滞环控制、自适应滞环控制等多种方案,其中有些需要精确的负载模型,有些为使输出电压 THD 低需要较高的开关频率,有些电路很复杂,因而实际中很少应用。

(3) 状态反馈控制

一般认为,从状态空间的角度看,单闭环控制系统性能不佳的原因是单纯的输出反馈没有充分利用系统的状态信息,如果将输出反馈改为状态反馈可以改善控制效果。状态反馈波形控制系统需要多个状态变量反馈,但并不构成分立的多环控制系统,而是在状态空间上通过合理选择反馈增益矩阵来改变对象的动力学特性,以实现不同的控制效果。采用状态反馈可以任意配置闭环系统的极点,从而改善系统的动态特性和稳定性,这是状态反馈控制的最大优点。状态反馈系数的确定大致有两种方法:一种是根据系统要求给出期望闭环极点,推算状态反馈增益矩阵;另一种是应用最优控制原理,使系统的阶跃响应接近理想输出,据此确定状态反馈增益。

(4) 无差拍控制

无差拍控制是一种基于微机实现的 PWM 方案,是数字控制特有的一种控制方案。它根据逆变器的状态方程和输出反馈信号来计算逆变器在下一个采样周期的脉冲宽度,控制开关动作使下一个采样时刻的输出准确跟踪参考指令。由负载扰动引起的输出电压偏差可在一个采样周期内得到修正。无差拍控制有着非常快的动态响应,波形畸变率小,即使开关频率不是很高,也能得到较好的输出波形品质。但是,无差拍控制的自身缺点也十分明显:无差

拍控制效果取决于模型估计的准确程度,实际上无法对电路模型做出非常精确的估计,而且系统模型随负载不同而变化,系统鲁棒性不强;其次,无差拍控制极快的动态响应即是其优势,又导致了其不足,为了在一个采样周期内消除误差控制器瞬态调节量较大,一旦系统模型不准,很容易使系统输出振荡,不利于逆变器的稳定运行。

(5) 重复控制

重复控制的基本思想源于控制理论中的内模原理,内模原理是把作用于系统的外部信号的动力学模型植入控制器以构成高精度的反馈控制系统。由内模原理可知,除非针对每一种指令或扰动信号均设置一个正弦函数内模,否则无法实现无静差,重复控制利用“重复信号发生器”内模巧妙地解决了这一问题。重复控制采用数字方式实现。逆变器重复控制的目的是为了克服死区、非线性负载引起的输出波形周期性畸变。其基本思想是假定前一基波周期中出现的畸变将在下一基波周期的同一时间重复出现,控制器根据每个开关周期给定与反馈信号的误差来确定所需的校正信号,然后在下一基波周期同一时间将此信号叠加在原控制信号上,以消除以后各周期中将出现的重复性畸变。重复控制能使逆变器获得低 THD 的稳态输出波形。但其主要弱点是动态性能差,干扰出现后的一个参考周期内,系统对干扰不产生任何调节作用,这一周期系统近乎处于开环控制状态,消除干扰对输出的影响至少要一个参考周期。此提出了自适应重复控制、伺服控制器和重复控制器组成的复合控制、状态反馈控制与重复控制组成的双环控制等多种方案改善系统的动态特性。

(6) 滑模变结构控制

滑模变结构控制最大的优势是对参数变动和外部扰动不敏感,系统的鲁棒性特别强。早期逆变器采用模拟控制实现滑模变结构控制,存在电路复杂、控制功能有限的弱点。基于微处理器的滑模变结构控制完全不同于常规连续滑模控制理论,需要离散滑模控制技术,有些文献引入前馈改善离散滑模控制的稳态性能,有些通过自矫正措施改善负载扰动的影响。但是滑模控制存在理想滑模切换面难以选取、控制效果受采样率的影响等弱点,它还存在高频抖动现象且设计中需知道系统不确定性参数和扰动的界限,抖动使系统无法精确定位,测定系统不确定参数和扰动的界限则影响了系统鲁棒性进一步发挥。

1.3 变频电源技术研究的发展趋势

在电力电子技术的应用及各种电源系统中,变频电源技术均处于核心地位。近年来,现代变频电源技术发展主要表现出以下几种趋势:

(1) 高频化

提高变频电源的开关频率,可以有效地减小装置的体积和重量,为了进一步减小装置的体积和重量,去掉笨重的工频隔离变压器,采用高频隔离,并可消除变压器和电感的音频噪声,同时改善了输出电压的动态响应能力。

(2) 高性能化

高性能主要指输出电压特性的高性能,它主要体现在以下几个方面:稳压性能好,空载及

负载时输出电压有效值要稳定；波形质量高，不但要求空载时的波形好，带载时波形也好，对非线性负载性要强；突加或突减负载时输出电压的瞬态响应特性好；电压调制量小；输出电压的频率稳定性好；对于共相电源，带不平衡负载时相电压失衡小。

(3) 模块化

当今逆变电源的发展趋向是大功率化和高可靠性。虽然现在已经能生产几千 KVA 的大型逆变电源，完全可以满足大功率要求的场合。但是，这样整个系统的可靠性完全由单台电源决定，无论如何可靠性也不可能达到很高。为了提高系统的可靠性，就必须实现模块化，模块化意味着用户可以方便地将小容量的模块化电源任意组合，构成一个较大容量的变频电源。模块化需要解决逆变电源之间的并联问题，变频电源的并联要比直流电源的并联复杂，它面临着负荷分配、环流补偿、通断控制等多方面的问题。

(4) 数字化

现在数字信号处理技术日趋完善成熟，显示出越来越多的优点：便于计算机处理控制、避免模拟信号的畸变失真、提高系统抗干扰能力、便于软件包调试和遥感遥测遥调、也便于自诊断，容错等技术的植入，同时也为电源的并联技术发展提供了方便。

(5) 绿色化

绿色电源的含义有两层：首先是显著节电，这意味着发电容量的节约，而发电是造成环境污染的重要原因。为了使电源系统绿色化，电源应加装高效滤波器，还应在电网输入端采用功率因数校正技术和软开关技术。提高输入功率因数具有重要意义，不仅可以减少对电网的污染，降低市电的无功损耗，起到环保和节能的效果，而且还能减少相应的投资，提高运行可靠性。提高功率因数的传统方法是采用无源功率因数校正技术，目前较先进的方法是：单相输入的采用有源功率因数校正技术，三相输入的采用 SPWM 高频整流提高功率因数。今后电源技术将朝着高效率、高功率因数和高可靠性方向发展，并不断实现低谐波污染、低环境污染、低电磁干扰和小型化、轻量化。从而为今后的绿色电源产品和设备的发展提供强有力的技术保证，这也将是现代电源发展的必然结果。

1.4 变频电源数字化发展存在的难点

数字化是变频电源发展的主要方向，但还是需要解决一下难题：

(1) 变频电源输出要跟踪的是一个按正弦规律变化的给定信号，它不同于一般的开关电源的常值控制。在闭环控制下，给定信号与反馈信号的时间差就体现为明显的相位差，这种相位差与负载是相关的，这就给控制器的设计带来了困难。

(2) 变频电源输出滤波器对系统的模型影响很大，输入电压的波动幅值和负载的性质，大小的变化范围往往比较大，这些都增加了控制对象的复杂性，使得控制对象模型的高阶性、不确定性、非线性显著增加。

(3) 变频电源电力电子变换装置是一个离散的、耦合的、非线性的动态系统^{[1][2][5][6]}。要满足负载对电源的静态指标和动态指标要求，一般地将电力电子变换装置设计成一个闭环

自动控制系统^[4]。工程技术人员对线性系统的校正与综合比较熟悉,对这样的系统控制有些力不从心。因此,如果能建立系统的数学模型,特别是从控制到输出之间的传递函数,则有助于工程技术人员的设计和系统分析,减少盲目选择参数的调试时间,解决本质非线性系统的线性控制问题。

1.5 本文研究的内容

针对变频电源存在的难点,本文以三相电压型 PWM 逆变器为例,采用 SPWM 调制法,建立了从调制器输入到逆变器输出的传递函数。分析了此系统的特点,根据系统模型中含有二阶振荡环节,提出应用滞后-超前补偿对系统校正较为合理。实验结果验证了数学模型和控制策略的合理性,解决了这类本质非线性系统的线性控制问题。

本文研究的主要内容如下:

第 1 章主要介绍了变频电源技术现状、发展趋势和存在的难点,指出论文的研究内容。

第 2 章根据逆变器的工作原理,对逆变器进行建模分析。

第 3 章根据建立的数学模型,确定控制方案,给出了控制器设计方法。并以高速数字处理器 DSP2812 作为控制器,编写了程序。

第 4 章根据系统原理,组建自动控制系统,完成实验调试,验证了数字模型和控制策略的合理性。

第 2 章 SPWM 工作原理及建模

2.1 SPWM 工作原理

对于电压型逆变器来说需要解决的一个关键问题是如何根据给定的参考量发出 PWM 开关信号。三种调制方式中，方波控制存在占空比不可调，调压范围不够宽，保护功能不够完善，噪声比较大等缺点，应用较少；SVPWM 调制主要用于电动机调速；SPWM (Sinusoidal PWM) 法是一种使用较广泛的 PWM 法，本文就以其为调制方法，进行逆变器的分析和研究。

2.1.1 SPWM 控制的基本原理

在采样控制理论中有一个重要的结论：冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同。冲量即指窄脉冲的面积。这里所说的效果基本相同，是指环节的输出响应波形基本相同。即当它们分别加在具有惯性的同一个环节上时，其输出响应基本相同。如果把各输出波形用傅立叶变换分析，则其低频段非常接近，仅在高频段略有差异。上述原理可以称之为面积等效原理，它是 PWM 控制技术的重要理论基础。

把图 2-1a 的正弦半波分成 N 等份，就可以把正弦半波看成是由 N 个彼此相连的脉冲序列所组成的波形。这些脉冲宽度相等，都等于 π/N ，但幅值不等，且脉冲顶部不是水平直线，而是曲线，各脉冲的幅值按正弦规律变化。如果把上述脉冲序列利用相同数量的等幅而不同宽的矩形脉冲代替，使矩形脉冲和相应正弦波部分的中点重合，且使矩形脉冲和相应的正弦波部分面积（冲量）相等，就得到图 2-1b 所示的脉冲序列，这就是 PWM 波形。可以看出各脉冲的幅值相等，而宽度是按正弦波规律变化的。根据面积等效原理，PWM 波形和正弦半波是等效的。对于正弦波的负半周，也可以用同样的方法得到 PWM 波形。像这种脉冲的宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的 PWM 波形，也称 SPWM (Sinusoidal PWM) 波形。要改变等效输出的正弦波的幅值时，只要按照同一比例系数改变上述各脉冲的宽度即可。

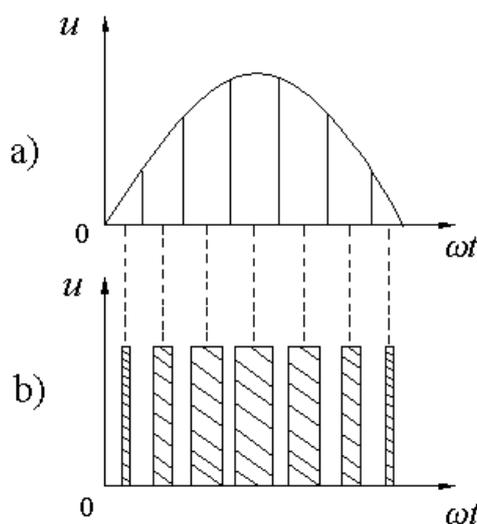


图 2-1 用 PWM 波代替正弦半波

2.1.2 PWM 波的生成方法

SPWM 波的控制分为算法和调制法。算法是给出了逆变电路的正弦波输出频率、

幅值和半个周期内的脉冲数，SPWM 波形中各脉冲的宽度和时间间隔可以准确计算出来。按照计算的结果控制逆变电路中各个开关器件的通断，以便得到所需要的 PWM 波。调制法是把希望输出的波形作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过信号波的调制得到所期望的 PWM 波形。通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波，其中等腰三角波应用最多。因为等腰三角波上任一点的水平宽度和高度成线性关系且左右对称，当它与任何一个平缓变化的调制信号波相交时，如果在交点时刻对电路中开关器件的通断进行控制，就可以得到宽度正比于信号波幅值的脉冲，这正好符合 PWM 控制的要求。在调制信号波为正弦波时，所得到的就是 SPWM 波形。在实际应用中可以用模拟电路构成三角波载波和正弦调制波发生电路，用比较器来确定它们的交点，在交点时刻对功率开关器件的通断进行控制，就可以生成 SPWM 波形。

由于算法较繁琐，计算量大，较少使用。而模拟电路结构复杂，难以实现精确的控制。因此，目前 SPWM 波形的生成和控制多用微机来实现。下面介绍几种常用的用软件生成 SPWM 波形的算法，并分析它们的特点^{[1][7][10][14]}。

1 自然采样法

在正弦波和三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断，称为自然采样法。正弦波在不同相位角时值不同，因而与三角波相交所得到的脉冲宽度不同。可知这种算法计算量比较大，需花费较多的时间，因而难以在微处理器中实现。

2 规则采样法

规则采样法分为对称规则采样法和不对称规则采样法，下面简述之。

(1) 对称规则采样法

对称规则采样法是以每个三角波的对称轴（顶点对称轴或低点对称轴）所对应的时间作为采样时刻，过三角波的对称轴与正弦波的交点，做平行 t 轴的平行线，该平行线与三角波的两个腰的交点作为 SPWM 波“开”和“关”的时刻，如图 2-2 所示。因为这两个交点是对称的，所以称为规则采样法。这种方法实际上是用一个阶梯波去逼近正弦波。由于在每个三角波周期中只采样一次，因此是计算得到简化。下面推导其数学模型，由图 2-2 可得：

$$\left. \begin{aligned} t_{\text{off1}} &= \frac{T_C}{4} - a \\ t_{\text{on1}} &= \frac{T_C}{4} + a \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

由三角形相似关系式可得：

$$\left. \begin{aligned} t_{\text{off1}} &= \frac{T_C}{4} (1 - M \sin \omega t_1) \\ t_{\text{on1}} &= \frac{T_C}{4} (1 + M \sin \omega t_1) \end{aligned} \right\} \quad (2-2)$$

其中 M 为调制度，是正弦波峰值与三角波峰值的比值。

生成的 SPWM 波的脉宽为

$$t_{on} = 2t_{on1} = \frac{T_c}{2}(1 + M \sin \omega t_1) \tag{2-3}$$

令三角波频率 f_c 与正弦波频率 f_r 之比为载波比 N ，因此有

$$N = \frac{f_c}{f_r} = \frac{1}{T_c f_r} \tag{2-4}$$

$$t_1 = kT_c \quad (k = 0, 1, 2, \dots, N-1) \tag{2-5}$$

式中， k 为采样序号。所以有

$$t_{on} = \frac{T_c}{2} \left[1 + M \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \right] \tag{2-6}$$

当参数 T_c 、 M 、 N 已知后，就可根据式 (2-6) 实时计算出 SPWM 波的脉宽时间。

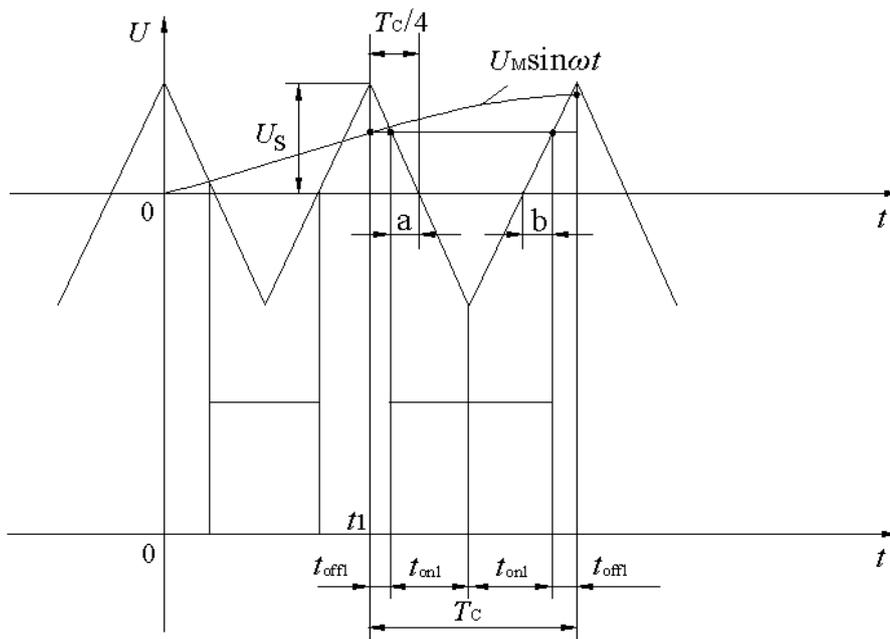


图 2-2 对称规则采样法生成 SPWM 波

(2) 不对称规则采样法

对称规则采样法的数学模型非常简单，但是由于每个载波周期只采样一次，因此所形成的阶梯波，与正弦波的逼近程度仍存在较大误差。如果既在三角波的顶点对称轴位置采样，又在三角波的底点对称轴位置采样，也就是每个载波周期采样两次，这样所形成的阶梯波与正弦波的逼近程度会大大提高。不对称规则采样法生成 SPWM 波如图 2-3 所示。由于这种采样所形成的阶梯波与三角波的交点并不对称，因此称其为不对称规则采样法。

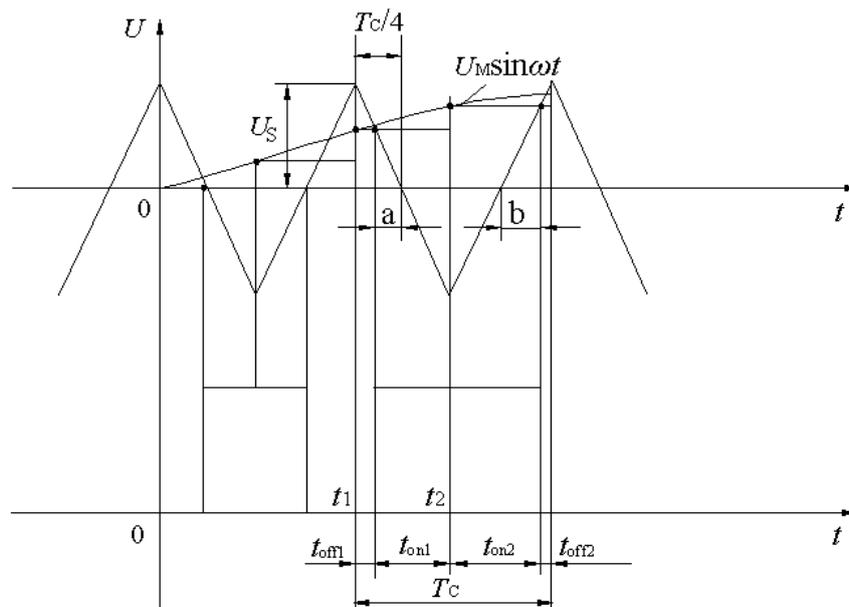


图 2-3 不对称规则采样法生成 SPWM 波

由图 2-3 可得，当在三角波的顶点对称轴位置 t_1 时刻采样时，则有

$$\left. \begin{aligned} t_{\text{off1}} &= \frac{T_C}{4} - a \\ t_{\text{on1}} &= \frac{T_C}{4} + a \end{aligned} \right\} \quad (2-7)$$

当在三角波的底点对称轴位置 t_2 时刻采样时，则有

$$\left. \begin{aligned} t_{\text{off2}} &= \frac{T_C}{4} - b \\ t_{\text{on2}} &= \frac{T_C}{4} + b \end{aligned} \right\} \quad (2-8)$$

由三角形相似关系式得：

$$\left. \begin{aligned} t_{\text{off1}} &= \frac{T_C}{4} (1 - M \sin \omega t_1) \\ t_{\text{on1}} &= \frac{T_C}{4} (1 + M \sin \omega t_1) \\ t_{\text{on2}} &= \frac{T_C}{4} (1 + M \sin \omega t_2) \\ t_{\text{off2}} &= \frac{T_C}{4} (1 - M \sin \omega t_2) \end{aligned} \right\} \quad (2-9)$$

生成的 SPWM 波脉宽为

$$t_{on} = t_{on1} + t_{on2} = \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{M}{2} (\sin \omega t_1 + \sin \omega t_2) \right] \quad (2-10)$$

由于每个载波周期采样两次，所以有

$$\left. \begin{aligned} t_{on1} &= \frac{T_c}{4} \left(1 + M \sin \frac{\pi k}{N} \right) & (k = 0, 2, 4, \dots, 2N-2) \\ t_{on2} &= \frac{T_c}{4} \left(1 + M \sin \frac{\pi k}{N} \right) & (k = 1, 3, 5, \dots, 2N-1) \end{aligned} \right\} \quad (2-11)$$

式中， k 为偶数时代表顶点采样，为奇数时代表底点采样。

2.1.3 同步调制和异步调制

在 SPWM 逆变器中，载波频率 f_c 与调制信号频率 f_r 之比 $N = f_c / f_r$ ，称为载波比。根据载波和信号波是否同步及载波比的变化情况，SPWM 逆变器调制方式分为异步调制和同步调制。

1 异步调制

载波信号和调制信号不同步的调制方式即为异步调制。通常保持载波频率 f_c 固定不变，当调制信号频率 f_r 变化时，载波比 N 是变化的。当 f_r 较低时， N 较大，一周期内脉冲数较多，脉冲不对称产生的不利影响都较小，当 f_r 增高时， N 减小，一周期内的脉冲数减少，PWM 脉冲不对称的影响就变大，还会出现脉冲的跳动。同时，输出波形和正弦波之间的差异也变大，电路输出特性变坏。对于三相逆变器来说，三相输出的对称性也变差。因此，在采用异步调制方式时，希望尽量提高载波频率，以使在调制信号频率较高时仍能保持较大的载波比，从而改善输出特性。

2 同步调制

载波比 N 等于常数，并在变频时使载波和信号波保持同步的调制方式称为同步调制。在同步调制方式中， f_r 变化时 N 不变，信号波一周期内输出脉冲数固定。在三相 SPWM 逆变电路中通常共用一个三角波载波，且取 N 为 3 的整数倍，使三相输出对称。

3 分段同步调制

为了克服上述缺点，通常采用分段同步调制的方法，即把 f_r 范围划分成若干个频段，每个频段内保持 N 恒定，不同频段 N 不同。在 f_r 高的频段采用较低的 N ，使载波频率不致过高；在 f_r 低的频段采用较高的 N ，使载波频率不致过低；为防止 f_c 在切换点附近来回跳动，采用滞后切换的方法。

同步调制比异步调制复杂，但用微机控制时容易实现。可在低频输出时采用异步调制方式，高频输出时切换到同步调制方式，这样把两者的优点结合起来，和分段同步方式效果接近。

2.2 三相电压型 PWM 逆变器的建模分析

要满足负载对电源的静态指标和动态指标要求，一般地将电力电子变换装置设计成一个闭环自动控制系统。工程技术人员对线性系统的校正与综合比较熟悉，对这样的系统控制有些力不从心。因此，如果能建立系统的数学模型，特别是从控制到输出之间的传递函数，则有助于工程技术人员的设计和系统分析，减少盲目选择参数的调试时间，解决本质非线性系统的线性控制问题。本文以三相电压型 PWM 逆变器为研究对象，利用状态空间平均法对其进行建模研究^[17]。

一般地，三相电压型 PWM 逆变器的拓扑如图 2-4 所示。其中 L_f 、 C_f 为滤波电感和电容， R 、 L 为感性负载电阻、电感。建模时作如下假设：开关皆为理想开关，忽略开关的死区时间，忽略滤波电感、电容的内阻。如果负载是 Y 接法，可通过 Y- Δ 转换。为保证不造成电压源或电容的短路、电流源或电感的开路，任一瞬时每相中只有一个开关器件导通，因此满足以下约束关系式：

$$S_{ip} + S_{in} = 1, i \in \{a, b, c\} \tag{2-12}$$

定义一个开关函数 S_i ， $i \in \{a, b, c\}$ 当 $S_i = 1$ ，表示与 p 相连，当 $S_i = 0$ ，表示与 n 相连。依据六个开关的八种状态，可得到表 1 的关系。

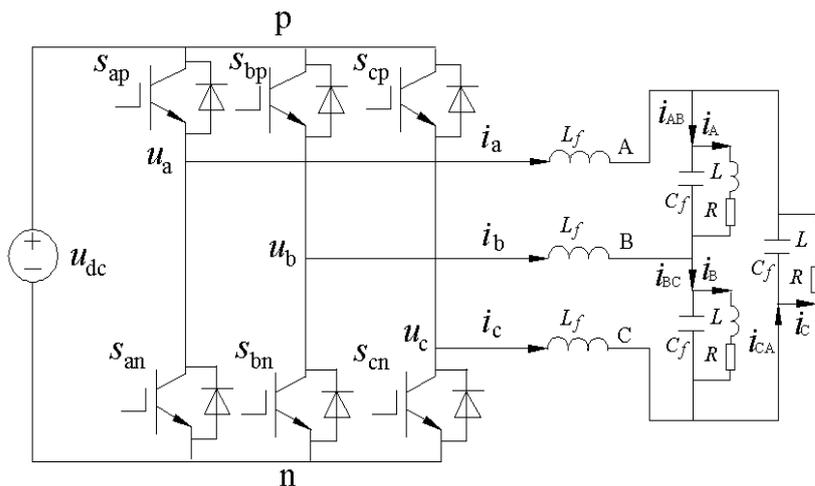


图 2-4 三相电压型 PWM 逆变器电路拓扑

表 1 直流侧、交流侧电量与开关函数之间的关系

S_a	S_b	S_c	$S_a - S_b$	$S_b - S_c$	$S_c - S_a$	i_{dc}	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	$i_a + i_b + i_c$	0	0	0
0	0	1	0	-1	1	i_c	0	$-u_{dc}$	u_{dc}
0	1	0	-1	1	0	i_b	$-u_{dc}$	u_{dc}	0

0	1	1	-1	0	1	$i_b + i_c$	$-u_{dc}$	0	u_{dc}
1	0	0	1	0	-1	i_a	u_{dc}	0	$-u_{dc}$
1	0	1	1	-1	0	$i_a + i_c$	u_{dc}	$-u_{dc}$	0
1	1	0	0	1	-1	$i_a + i_b$	0	u_{dc}	$-u_{dc}$

由上表中可得以下关系:

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_a - s_b \\ s_b - s_c \\ s_c - s_a \end{bmatrix} u_{dc} = \begin{bmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{bmatrix} u_{dc} \quad (2-13)$$

式中 $s_{ab} = s_a - s_b$, $s_{bc} = s_b - s_c$, $s_{ca} = s_c - s_a$ 为线开关状态。

依据基尔霍夫电流定理有:

$$i_a = i_{AB} - i_{CA}, i_b = i_{BC} - i_{AB}, i_c = i_{CA} - i_{BC} \quad (2-14)$$

由三相对称性知: $i_a + i_b + i_c = 0$, $i_{AB} + i_{BC} + i_{CA} = 0$ 。

定义虚拟线电流 i_{ab} , i_{bc} , i_{ca} 为:

$$i_{ab} = i_a - i_b, i_{bc} = i_b - i_c, i_{ca} = i_c - i_a \quad (2-15)$$

依据式 (2-14) 和三相对称性可得:

$$i_{ab} = i_a - i_b = i_{AB} - i_{CA} - i_{BC} + i_{AB} = 3i_{AB} \quad (2-16)$$

同理有:

$$i_{bc} = 3i_{BC}, i_{ca} = 3i_{CA} \quad (2-17)$$

由表 1 可以写出下式:

$$i_{dc} = [s_a \ s_b \ s_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

综合上式可得:

$$i_{dc} = \frac{1}{3} [s_{ab} \ s_{bc} \ s_{ca}] \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

由图 2-4 列写基尔霍夫电压定理方程有:

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f \frac{di_a}{dt} - L_f \frac{di_b}{dt} \\ L_f \frac{di_b}{dt} - L_f \frac{di_c}{dt} \\ L_f \frac{di_c}{dt} - L_f \frac{di_a}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f \frac{di_{ab}}{dt} \\ L_f \frac{di_{bc}}{dt} \\ L_f \frac{di_{ca}}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

定义矢量

$$\mathbf{u}_{l-l} = \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u}_{L-L} = \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{l-l} = \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \quad \mathbf{s}_{l-l} = \begin{bmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{ph} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

由式 (2-16) 和基尔霍夫电流定理可得:

$$\begin{cases} i_{ab} = 3i_{AB} = 3C_f \frac{du_{AB}}{dt} + 3i_A \\ u_{AB} = L \frac{di_A}{dt} + Ri_A \end{cases} \quad (2-22)$$

由式 (2-13)、式 (2-21) 和 (2-22) 可以得到:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{i}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{L_f} \mathbf{s}_{l-l} u_{dc} - \frac{1}{L_f} \mathbf{u}_{L-L} \\ \frac{d\mathbf{u}_{L-L}}{dt} = \frac{1}{3C_f} \mathbf{i}_{l-l} - \frac{1}{C_f} \mathbf{i}_{ph} \\ \frac{d\mathbf{i}_{ph}}{dt} = \frac{1}{L} \mathbf{u}_{L-L} - \frac{R}{L} \mathbf{i}_{ph} \\ i_{dc} = \frac{1}{3} \mathbf{s}_{l-l}^T \mathbf{i}_{l-l} \end{cases} \quad (2-23)$$

由于式 (2-23) 中 \mathbf{s}_{l-l} 为不连续的开关函数, 且存在 $\mathbf{s}_{l-l} u_{dc}$ 项, 因此此系统为离散的、非线性的动态系统, 要将其变换为连续的系统, 引入开关周期平均算子, T_s 为开关周期。

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (2-24)$$

对式 (2-23) 求开关周期平均后, 得到

$$\begin{cases} \frac{d\langle \mathbf{i}_{l-l} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{L_f} \langle \mathbf{s}_{l-l} u_{dc} \rangle_{T_s} - \frac{1}{L_f} \langle \mathbf{u}_{L-L} \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle \mathbf{u}_{L-L} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{3C_f} \langle \mathbf{i}_{l-l} \rangle_{T_s} - \frac{1}{C_f} \langle \mathbf{i}_{ph} \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle \mathbf{i}_{ph} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{L} \langle \mathbf{u}_{L-L} \rangle_{T_s} - \frac{R}{L} \langle \mathbf{i}_{ph} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{dc} \rangle_{T_s} = \frac{1}{3} \langle \mathbf{s}_{l-l}^T \mathbf{i}_{l-l} \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (2-25)$$

当开关频率远大于电路中电量的变化频率时, 在一个开关周期内电感电流和直流侧电压这些连续量变化较小, 于是有如下近似关系

$$\begin{cases} \langle \mathbf{s}_{l-l} u_{dc} \rangle_{T_s} \approx \langle \mathbf{s}_{l-l} \rangle_{T_s} \langle u_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle \mathbf{s}_{l-l}^T \mathbf{i}_{l-l} \rangle_{T_s} \approx \langle \mathbf{s}_{l-l}^T \rangle_{T_s} \langle \mathbf{i}_{l-l} \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (2-26)$$

因为

$$\langle s_{ab} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} s_{ab}(\tau) d\tau = d_a - d_b \quad (2-27)$$

定义线间占空比

$$\mathbf{d}_{l-l} = \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a - d_b \\ d_b - d_c \\ d_c - d_a \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

式 (2-25) 变为

$$\begin{cases} \frac{d\langle \mathbf{i}_{l-l} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{L_f} \mathbf{d}_{l-l} \langle u_{dc} \rangle_{T_s} - \frac{1}{L_f} \langle \mathbf{u}_{L-L} \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle \mathbf{u}_{L-L} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{3C_f} \langle \mathbf{i}_{l-l} \rangle_{T_s} - \frac{1}{C_f} \langle \mathbf{i}_{ph} \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle \mathbf{i}_{ph} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{L} \langle \mathbf{u}_{L-L} \rangle_{T_s} - \frac{R}{L} \langle \mathbf{i}_{ph} \rangle_{T_s} \\ \langle \mathbf{i}_{dc} \rangle_{T_s} = \frac{1}{3} \mathbf{d}_{l-l}^T \langle \mathbf{i}_{l-l} \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (2-29)$$

上式中存在乘积项，系统仍为非线性的。这里用扰动法求解小信号动态模型，令

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{i}_{l-l} \rangle_{T_s} &= \mathbf{I}_{l-l} + \hat{\mathbf{i}}_{l-l}, & \langle u_{dc} \rangle_{T_s} &= U_{dc} + \hat{u}_{dc}, & \langle \mathbf{u}_{L-L} \rangle_{T_s} &= \mathbf{U}_{L-L} + \hat{\mathbf{u}}_{L-L}, \\ \mathbf{d}_{l-l} &= \mathbf{D}_{l-l} + \hat{\mathbf{d}}_{l-l}, & \langle \mathbf{i}_{ph} \rangle_{T_s} &= \mathbf{I}_{ph} + \hat{\mathbf{i}}_{ph} \end{aligned} \quad (2-30)$$

这里 $\mathbf{I}_{l-l}, U_{dc}, \mathbf{U}_{L-L}, \mathbf{D}_{l-l}, \mathbf{I}_{ph}$ 为稳态值， $\hat{\mathbf{i}}_{l-l}, \hat{u}_{dc}, \hat{\mathbf{u}}_{L-L}, \hat{\mathbf{d}}_{l-l}, \hat{\mathbf{i}}_{ph}$ 为小信号扰动量。将式 (2-30) 代入式 (2-29)，消去稳态值和忽略二阶无穷小量，可得

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\mathbf{i}}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{L_f} \mathbf{D}_{l-l} \hat{u}_{dc} + \frac{1}{L_f} U_{dc} \hat{\mathbf{d}}_{l-l} - \frac{1}{L_f} \hat{\mathbf{u}}_{L-L} \\ \frac{d\hat{\mathbf{u}}_{L-L}}{dt} = \frac{1}{3C_f} \hat{\mathbf{i}}_{l-l} - \frac{1}{C_f} \hat{\mathbf{i}}_{ph} \\ \frac{d\hat{\mathbf{i}}_{ph}}{dt} = \frac{1}{L} \hat{\mathbf{u}}_{L-L} - \frac{R}{L} \hat{\mathbf{i}}_{ph} \\ \hat{\mathbf{i}}_{dc} = \frac{1}{3} \hat{\mathbf{d}}_{l-l}^T \mathbf{I}_{L-L} + \frac{1}{3} \mathbf{D}_{l-l}^T \hat{\mathbf{i}}_{l-l} \end{cases} \quad (2-31)$$

对上式拉氏变换得到

$$\begin{cases} \left. \frac{\mathbf{u}_{L-L}(s)}{u_{dc}(s)} \right|_{d_{l-l}(s)=0} = \frac{(Ls+R)\mathbf{D}_{l-l}}{3L_f C_f Ls^3 + 3L_f C_f R s^2 + (3L_f + L)s + R} \\ \left. \frac{\mathbf{u}_{L-L}(s)}{\mathbf{d}_{l-l}(s)} \right|_{u_{dc}(s)=0} = \frac{(Ls+R)U_{dc}}{3L_f C_f Ls^3 + 3L_f C_f R s^2 + (3L_f + L)s + R} \end{cases} \quad (2-32)$$

若采用双极性 SPWM 调制方法，调制示意图如图 2-5 所示。

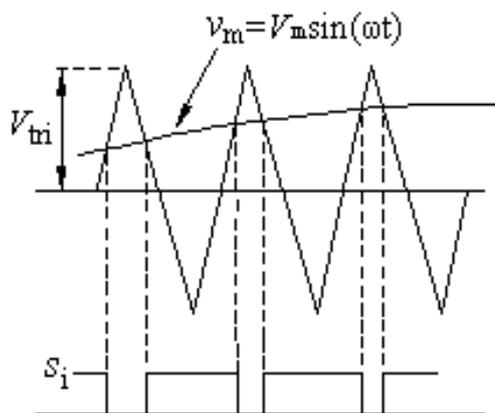


图 2-5 SPWM 调制示意图

其中 v_m 为参考正弦波信号，其中 V_{tri} 为三角载波峰值，由图 2-5 可得到

$$d_a = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_m \sin(\omega t)}{V_{tri}} \right), \quad d_b = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_m \sin(\omega t - 120^\circ)}{V_{tri}} \right), \quad d_c = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_m \sin(\omega t + 120^\circ)}{V_{tri}} \right)$$

$$d_{ab} = \frac{1}{2} \frac{v_{mab}}{V_{tri}}, \quad d_{bc} = \frac{1}{2} \frac{v_{mbc}}{V_{tri}}, \quad d_{ca} = \frac{1}{2} \frac{v_{mca}}{V_{tri}} \quad (2-33)$$

定义线参考调制信号矢量

$$\mathbf{v}_{ml-l} = \begin{bmatrix} v_{mab} \\ v_{mbc} \\ v_{mca} \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

将式 (2-34) 和 (2-33) 代入式 (2-32) 中，得到从调制器输入到逆变器输出的传递函数为

$$\left. \frac{\mathbf{u}_{L-L}(s)}{\mathbf{v}_{ml-l}(s)} \right|_{u_{dc}(s)=0} = \frac{(Ls + R)U_{dc}}{3L_f C_f L s^3 + 3L_f C_f R s^2 + (3L_f + L)s + R} \frac{1}{2V_{tri}} \quad (2-35)$$

2.3 模型的仿真验证

如果模型是合理的，那么在相同电路参数条件下，元件电路模型和传递函数模型对相同的输入必会有相同或相近的输出。下面用 PSIM 仿真软件对模型进行验证。仿真模型如图 2-6 所示。

仿真参数为： $u_{dc} = 400V$ ， $L_f = 5mH$ ， $C_f = 5\mu F$ ， $R = 100\Omega$ ， $L = 1mH$ ， $V_{tri} = 1V$ ，开关频率 $f_c = 3kHz$ ，调制比 $m = 0.7$ ，调制波频率 $f_r = 250Hz$ 。仿真结果为图 2.7。

仿真参数为： $u_{dc} = 400V$ ， $L_f = 5mH$ ， $C_f = 5\mu F$ ， $R = 100\Omega$ ， $L = 1mH$ ， $V_{tri} = 1V$ ，开关频率 $f_c = 3kHz$ ，调制比 $m = 0.30$ ，调制波频率 $f_r = 30Hz$ 。仿真结果为图 2.8。

其中 UAB1、UBC1、UCA1 为元件电路模型仿真线电压输出波形，UAB2、UBC2、UCA2 为传递函数模型仿真线电压输出波形，仿真结果很相近，说明此方法建立的数学模型具有一定的合理性。

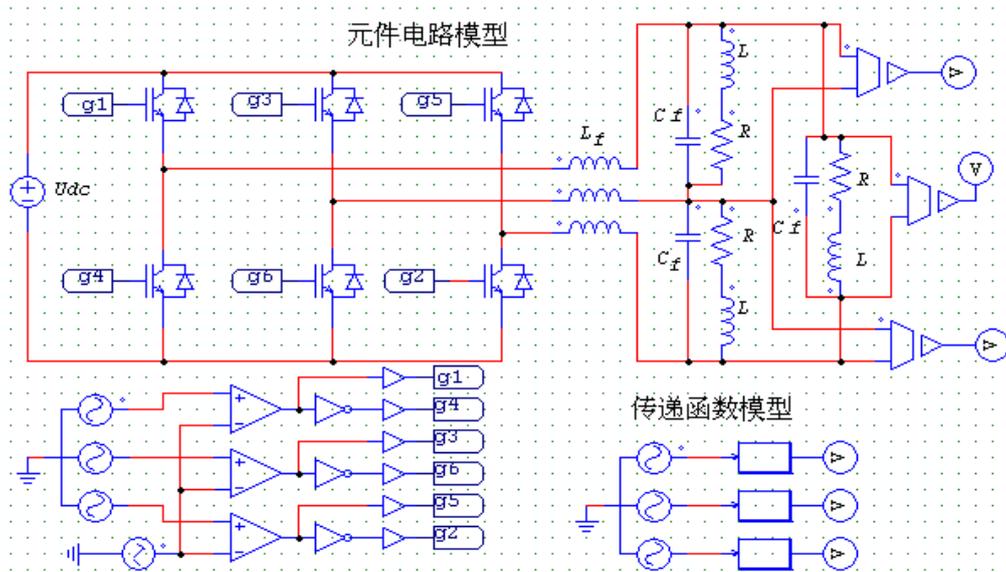


图 2-6 元件电路和传递函数仿真模型图

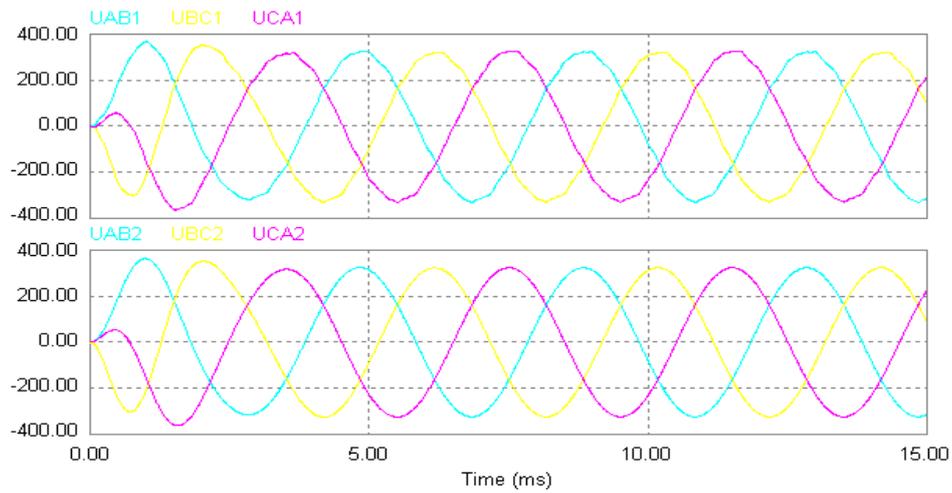


图 2-7 模型仿真输出波形图（调制比 $m = 0.70$ ，调制波频率 $f_r = 250\text{Hz}$ ）

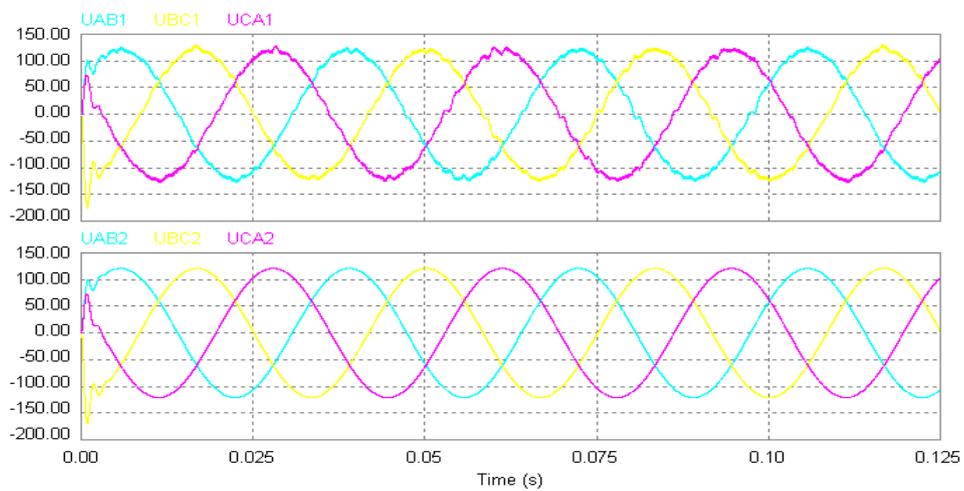


图 2-8 模型仿真输出波形图（调制比 $m = 0.30$ ，调制波频率 $f_r = 30\text{Hz}$ ）

第 3 章 控制策略

3.1 反馈控制系统的必要性

自动控制系统从控制的基本方式看,可分为开环控制、反馈控制和复合控制。开环控制方式虽简单,但其输出量不能按照给定输入量所对应的希望值或状态运行,无法抵抗系统干扰;反馈控制方式是按偏差进行控制的,无论什么原因使被控量偏离期望值而出现偏差时,必定会产生一个相应的控制作用去减小或消除这个偏差,使被控量与期望值趋于一致。反馈控制方式组成的反馈控制系统,具有抑制任何内、外扰动对被控量产生影响的能力,有较高的控制精度;复合控制方式是开环和闭环相结合的一种控制方式,但它只适用于扰动是可测量的场合,而且一个补偿装置只能补偿一种扰动因素对其余扰动均不起补偿作用。因此,比较合理的一种控制方式是把按偏差控制与扰动控制结合起来,对于主要扰动采用适当补偿装置实现按扰动控制,同时再组成反馈控制系统实现按偏差控制,以消除其余扰动产生的偏差。这样,系统的主要扰动以被补偿。

高性能的逆变电源输出电压应具备以下特点:稳压性能好,空载及负载时输出电压有效值要稳定;波形质量高,不但要求空载时的波形好,带载时波形也好,对非线性负载性要强;突加或突减负载时输出电压的瞬态响应特性好;电压调制量小;输出电压的频率稳定性好;对于共相电源,带不平衡负载时相电压失衡小。因此在设计逆变电源时应将系统设计成闭环反馈控制系统。

3.2 反馈闭环自动控制系统的组成^{[4][9]}

闭环控制是指系统输出端与输入端之间存在反馈回路,系统的输出量直接或间接地参与了系统的控制作用。其闭环控制系统一般框图为图 3-1,一般均由给定环节、控制器、被控对象、检测装置等基本环节组成。

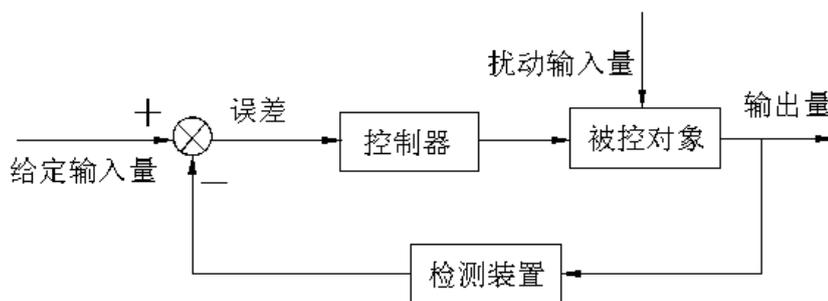


图 3-1 闭环系统框图

按照自动控制原理的相关知识,如果知道了系统的被控对象和检测反馈环节的数学模型,再依据对系统提出的性能指标,可用轨迹法和频率法对系统进行校正,以确定出补偿装置的类型和结构。

在第二章已经建立了三相电压型 PWM 逆变器的数学模型,检测装置为小时间常数的一阶惯性环节,下来就是确定控制规律算法对逆变输出电压波形进行校正,使校正后的系统满足变频电源的各项性能指标。

3.3 三相电压型 PWM 逆变器系统的性质

从第二章的分析知，三相电压型 PWM 逆变器系统是一个离散的、耦合的、非线性的动态系统，系统属于多输入多输出的程序控制系统，且系统模型中含有二阶振荡环节，利用自动控制原理的经典控制理论，对其进行校正和综合，属于本质非线性系统的线性控制问题。

3.4 控制器设计

从调制器输入到逆变器输出的传递函数为系统的校正与综合提供了设计基础，将实际的电路参数代入传递函数后，此系统的线性小信号模型含有二阶振荡环节。工程上在校正系统时采用的有：超前校正、滞后校正和滞后-超前校正。超前校正是相位超前校正调节，其电路本质是高通滤波器，能使系统的截止频率增大，通频带变宽，提高系统的快速性，使系统的相角稳定裕量增大，提高系统的相对稳定性，但却削弱高频抗干扰能力；滞后校正属于相位滞后校正调节，其电路本质是低通滤波器，它是牺牲快速性来换取系统的稳定性。它虽可以提高系统的稳态精度和改善系统的稳定性，却使系统频带缩小，系统响应变慢，这种控制策略适宜于恒值控制系统的调节；滞后-超前校正兼有滞后、超前校正二者的优点。

由于此系统属于多输入多输出的程序控制系统，应用滞后-超前校正较为合理，因为它具有相位超前校正和相位滞后校正的优点。

3.4.1 超前-滞后补偿网络

为了使系统满足静态和动态指标的要求，一般需要设计良好的补偿网络。滞后-超前校正又分为有源和无源滞后-超前补偿，此控制系统中采用有源超前-滞后补偿网络。因为有源超前-滞后补偿网络除零、极点的位置可以任意配置外，增益也可任意选择，以满足系统补偿要求。超前-滞后补偿网络可以利用它的低频段积分特性，使补偿系统成为无差系统；利用其中频段 20dB/dec 上升特性，使补偿后回路函数以 -20dB/dec 穿越 0dB 线，获得较大的相位裕量。图 3-2 所示为一种采用运算放大器实现的有源超前-滞后补偿网络。其传递函数为

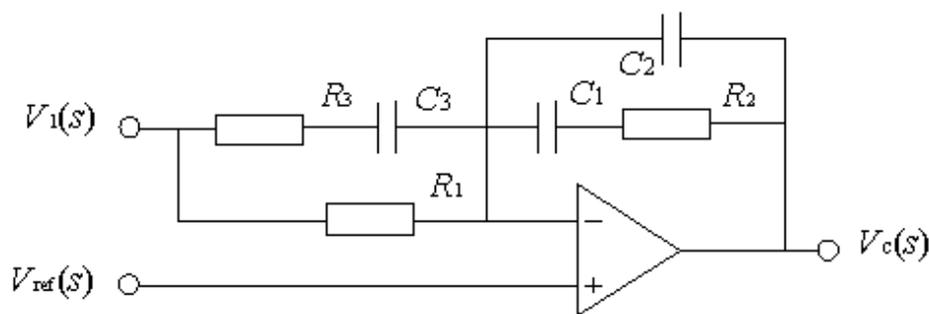


图 3-2 有源超前-滞后补偿网络

$$G_c(s) = \frac{V_c(s)}{E(s)} = \frac{(1 + sR_2C_1)[1 + s(R_1 + R_3)C_3]}{[sR_1(C_1 + C_2)](1 + s\frac{R_2C_1C_2}{C_1 + C_2})(1 + sR_3C_3)} \quad (3-1)$$

如图 3-3 所示超前-滞后补偿网络幅频特性图

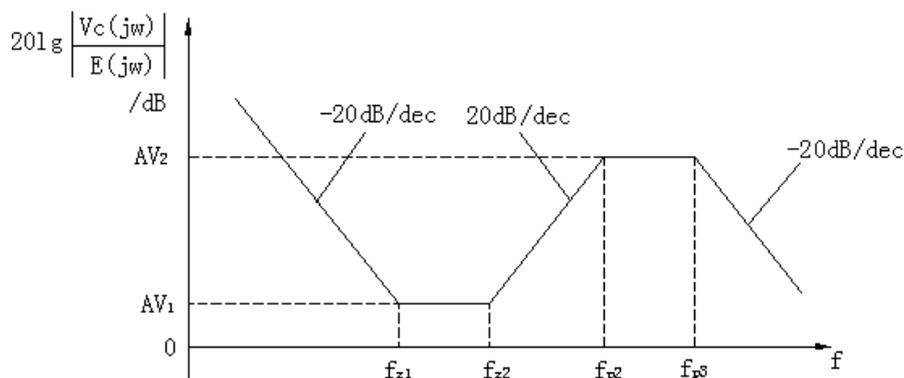


图 3-3 超前-滞后补偿网络幅频特性图

有源超前-滞后补偿网络二有两个零点，三个极点

$$\text{零点为: } f_{z1} = \frac{\omega_{z1}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

$$f_{z2} = \frac{\omega_{z2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_3} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_3}$$

$$\text{极点为: } f_{p1} = \frac{\omega_{p1}}{2\pi} = 0$$

$$f_{p2} = \frac{\omega_{p2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$$

$$f_{p3} = \frac{\omega_{p3}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \frac{R_2 C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

参数的选择规则：首先选择补偿后的回路函数的增益交越频率 f_g ，在此处的增益为 0dB，而且幅频特性的波特图以 20dB/dec 穿越 0dB 线。补偿后的回路函数的增益交越频率 f_g 可设定为开关频率的 1/2，但是实际上考虑达到抑制输出开关纹波，增益交越频率 f_g 以小于 1/5 的开关频率 f_c 较为恰当。若原始回路函数 $G_0(s)$ 有两个相近的极点，极点的频率

为 $f_{p1,p2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ，补偿网络 $G_c(s)$ 零点频率设计为原始回路函数 $G_0(s)$ 两个相近的极点

频率的 $\frac{1}{4} \sim \frac{1}{2}$ ，即

$$f_{z1} = f_{z2} = \left(\frac{1}{4} \sim \frac{1}{2}\right) f_{p1,p2} \tag{3-2}$$

如果原始回路函数 $G_0(s)$ 没有零点，则可以将补偿网络 $G_c(s)$ 的两个极点设定为 $f_{p2} = f_{p3} = (1 \sim 3) f_s$ ，以减小输出高频开关纹波。在没有零点变换器中，补偿网络 $G_c(s)$ 的极点 f_{p3} 也可以省略。若原始回路函数 $G_0(s)$ 有零点，可用补偿网络 $G_c(s)$ 的极点来补偿，即令补偿网络 $G_c(s)$ 的极点

$$f_{p2} = f_{ZESR} \tag{3-3}$$

或
$$f_{p3} = f_{ZESR} \tag{3-4}$$

极点频率 f_{p2} 、 f_{p3} 最好能大于原始回路函数 $G_0(s)$ 系统极点频率 $f_{p1,p2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 的 5 倍，以避免在增益交越频率 f_g 造成更大的相位滞后。

补偿网络 $G_c(s)$ 所有的零点和极点的位置已经确定，但补偿网络 $G_c(s)$ 的幅频特性图仍可以在垂直方向上下移动。一旦固定补偿网络 $G_c(s)$ 幅频特性图上的一个点的位置， $G_c(s)$ 的幅频特性图就确定了。通过确定 $G_c(s)$ 在补偿后的回路函数 $G_c(s)G_0(s)$ 的增益交越频率 f_g 来最后确定补偿网络。

补偿后的回路函数 $G_c(s)G_0(s)$ 处增益为 0dB。如果原始回路函数 $G_0(s)$ 在增益交越频率 f_g 的增益为 -AdB，为使补偿后回路函数 $G_c(s)G_0(s)$ 在 f_g 为 0dB， $G_c(s)$ 在 f_g 的增益必须等于 AdB，即 $20\lg|G_c(j2\pi f_g)| = -20\lg|G_0(j2\pi f_g)|$ ，也就是：

$$|G_c(j2\pi f_g)| = \frac{1}{|G_0(j2\pi f_g)|} \tag{3-5}$$

由于补偿后系统的 f_g 位于 $G_c(s)$ 的零点 f_{z2} 与极点 f_{p2} 之间，于是可求出在零点 f_{z2} 与极点 f_{p2} 之间的增益：

$$AV_1 = \frac{f_{z2}}{f_g} |G_c(j2\pi f_g)| = \frac{R_2}{R_1 + R_3} \tag{3-6}$$

极点 f_{p2} 的增益为：

$$AV_2 = \frac{f_{p2}}{f_g} |G_c(j2\pi f_g)| = \frac{R_2}{R_3} \tag{3-7}$$

这样确定出补偿网络电路元件的参数： R_2 、 R_3 、 R_1 、 C_1 、 C_2 、 C_3 ，进而确定超前-滞后补偿网络的传递函数。

3.4.2 举例说明

下面以负载为电阻性负载为例，说明超前-滞后补偿网络校正的合理性。系统参数为： $L_f = 5\text{mH}$ ， $U_{dc} = 400\text{V}$ ， $U_f = 5\mu\text{F}$ ， $R = 120\Omega$ ， $V_{tri} = 1\text{V}$ ，开关频率 $f_c = 9\text{kHz}$ ，调制比 $m = 0.8$ ，电压反馈系数为 $\alpha = 0.01$ ，将参数代入式 (2-35)，忽略电压检测反馈回路的小惯性时间常数，原始回路增益函数 $G_0(S)$ 为

$$G_0(S) = \frac{0.01 \times 400}{(7.5 \times 10^{-8} s^2 + 9.95 \times 10^{-5} s + 1)} \frac{1}{2 \times 1}$$

按照有源超前-滞后补偿网络零点、极点的选择原则，补偿网络中两个零点频率选为原始回路增益函数 $G_0(S)$ 中两个相近的极点频率的一半，为减少输出高频开关纹波，两个极点频率选为 $(1 \sim 3)f_s$ 。针对上述系统，有源超前-滞后补偿网络的传递函数可选为

$$G_c(S) = \frac{4.36 \times 10^{-4} s^2 + 1.64s + 1.55 \times 10^3}{7.44 \times 10^{-11} s^3 + 1.67 \times 10^{-5} s^2 + s}$$

补偿后回路函数为

$$G_h(S) = \frac{4.36 \times 10^{-4} s^2 + 1.64s + 1.55 \times 10^3}{5.46 \times 10^{-18} s^5 + 1.19 \times 10^{-12} s^4 + 7.18 \times 10^{-8} s^3 + 0.73 \times 10^{-4} s^2 + s}$$

原始回路增益函数 $G_0(S)$ 、补偿网络的传递函数 $G_c(S)$ 、补偿后回路函数 $G_h(S)$ 的 bode 图曲线如图 3-4 所示。由图知, $G_0(S)$ 的相位裕量仅有 17.8° , 而 $G_h(S)$ 的相位裕量为 64.9° , 而且中频宽度较大。由图 3-4 可以看出采用超前-滞后补偿对程序控制系统较为适宜。

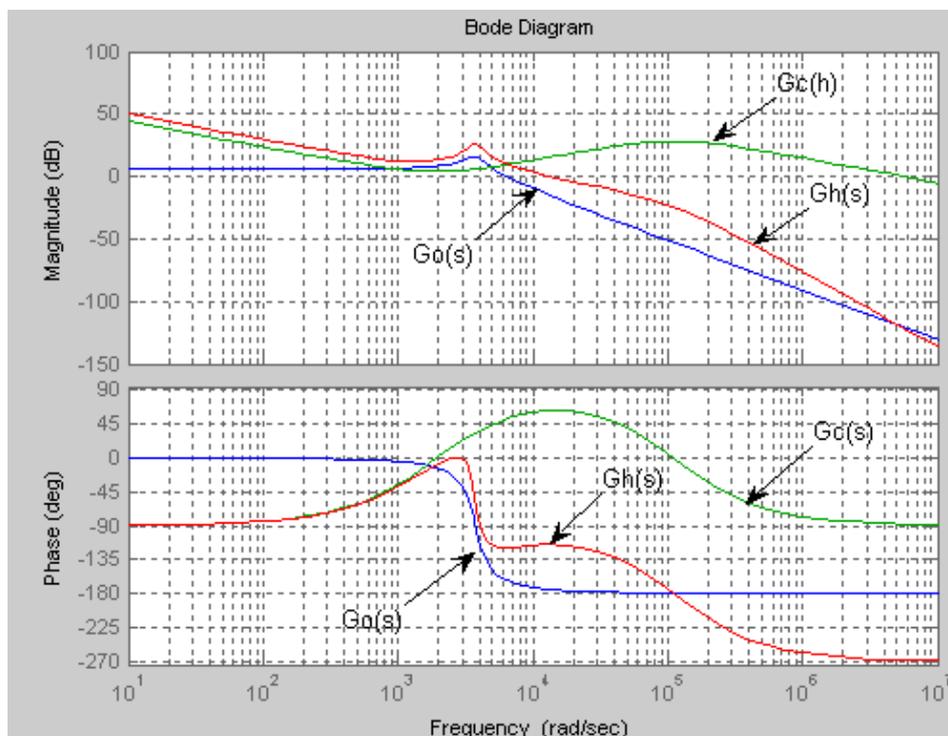


图 3-4 bode 曲线图

3.5 控制算法的数字设计

3.5.1 DSP 介绍^{[3][16]}

本次实验采用的控制器是 TMS320F2812, TMS320F2812 是 TI 公司推出的高速数字信号处理芯片, 主要具有以下一些特点: 采用高性能静态 CMOS 技术, 主频可达 150MHz (时钟周期 6.67ns), 低功耗设计, Flash 编程电压为 3.3V, 支持 JTAG 边界扫描接口, 高性能 32 位 CPU, 16*16 位和 32*32 位的乘法累加器操作, 16*16 位的双乘法累加器, 哈佛总线结构, 快速中断响应和处理能力, 统一寻址模式, 4MB 的程序/数据寻址空间, 高效的代码转换功能 (支持 C/C++ 和汇编语言), 与 TMS320F240x 系列数字信号处理器代码兼容, 最长达 128K*16 位 (2812) 的 Flash 存储器, 最长达 128K*16 位的 ROM, 1K*16 位的 ROM, 两块 4K*16 位的 ROM, 一块 4K*16 位的单周期访问 RAM (SARAM), 两块 1*16 位的单周期访问 RAM (SARAM), 带有软件启动模式, 数学运算表。

器件上还集成了多种先进的外设, 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, 控制生成 SPWM 主要利用的是片上的事件管理器模块 (EVA 和 EVB), 该模块具有以下主要功能:

(1) 5 个独立的 PWM 输出, 其中 3 个由比较单元产生, 2 个由通用定时器产生。另外还

有 3 个由比较单元产生的 PWM 互补输出；

- (2) 由比较单元产生的 PWM 死区可编程；
- (3) 能够产生可编程的非对称、对称和空间矢量 PWM 波形；
- (4) 比较寄存器和周期寄存器可自动装载，减少 CPU 的开销。

由于 TMS320F2812 具有上述特点，所以应用它做控制器适宜于三相电压型 PWM 逆变器的闭环控制。

3.5.2 程序流程图

主程序流程图如图 3.5，子程序流程图如图 3.6、图 3.7 和图 3.8。DSP 的详细程序见附录。SPWM 波生成方法采样不对称规则采样法，其原理在第二章已详细讨论过。调节器的调节规律为超前-滞后补偿。

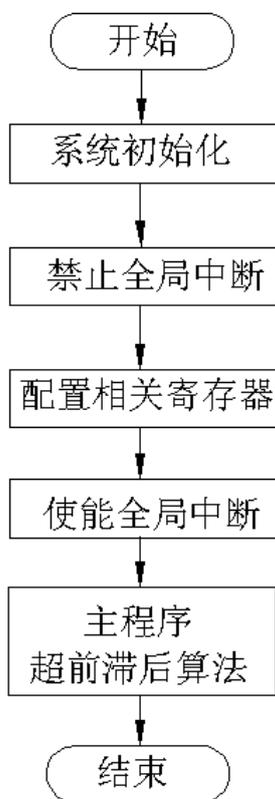


图 3.5 主程序流程图

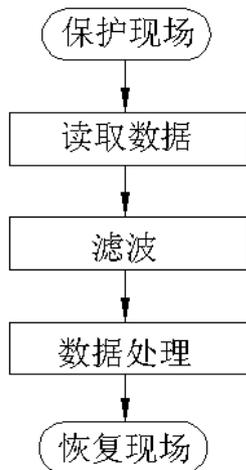


图 3.6 A/D 转换中断流程图

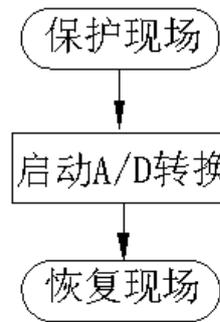


图 3.7 定时器 T2 下溢中断流程图

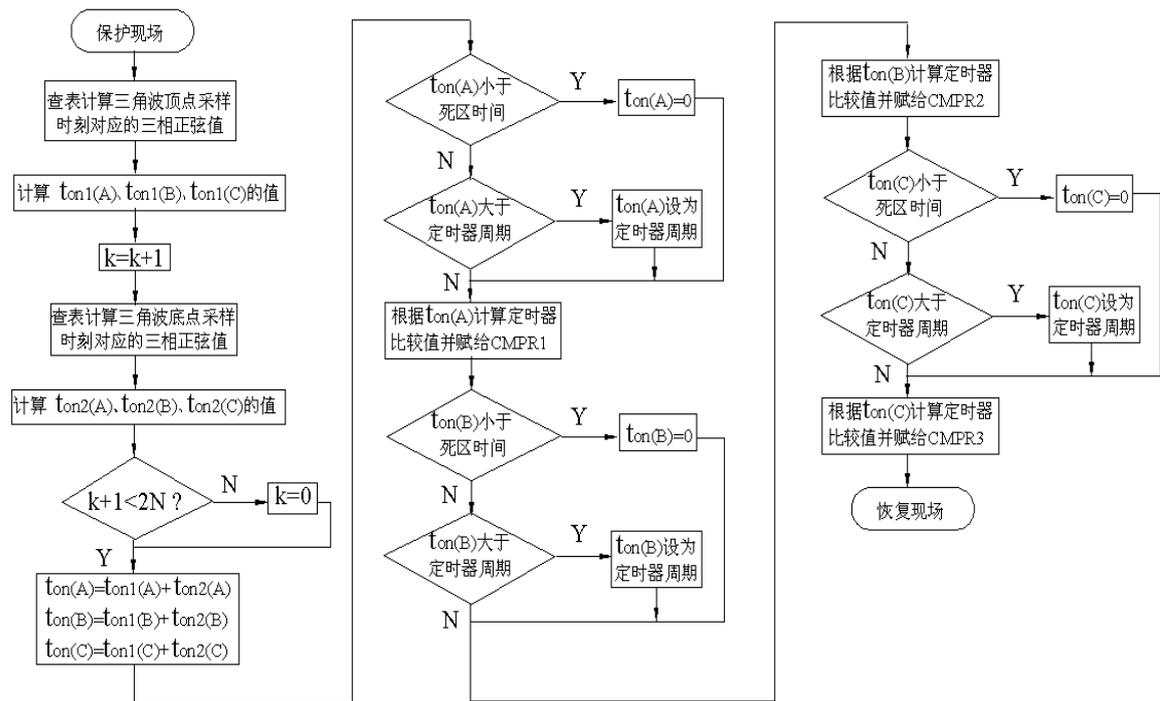


图 3.8 定时器 T1 下溢中断子程序流程图

第 4 章 实验研究

4.1 实验原理框图

三相电压型 PWM 逆变电源系统原理框图如图 4-1 所示，它可以分为四个功能模块：整流电路、逆变电路、输出滤波器和基于 DSP 的控制电路。整流电路是一个三相 AC/DC 变换电路，功能是把 AC380V/50Hz 的电源进行整流滤波后转换成稳定直流电源供给逆变电路。逆变电路是该电源的关键电路，其功能是实现 DC/AC 的功率变换，即在 DSP 的控制下把直流电源转换成三相 SPWM 波形供给后级滤波电路，形成标准的正弦波。输出滤波器是由 L、C 组成，滤去 SPWM 波中高频成分。

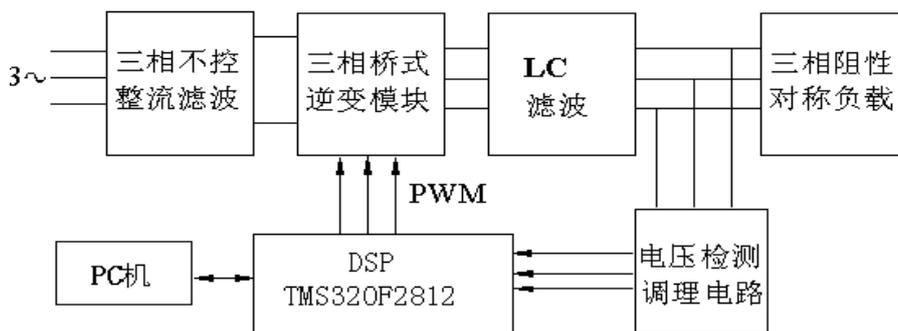


图 4-1 实验原理框图

4.2 硬件介绍

4.2.1 逆变系统主电路结构

三相电压型 PWM 逆变主电路拓扑结构如下图 4-2 所示。整流为三相桥式不控整流， C_g 为直流侧滤波电容，负载为三相对称电阻性负载。 L_f 、 C_f 为输出滤波电感、电容。三相逆变桥由六个开关元件 IGBT 组成。

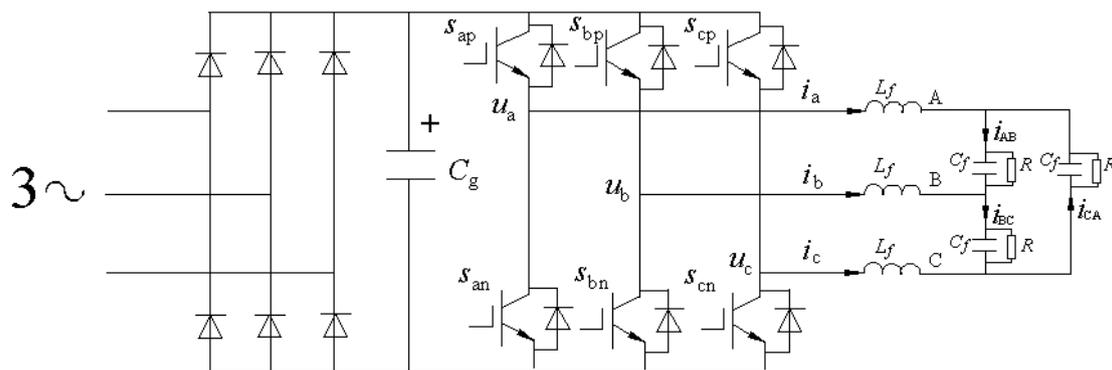


图 4-2 主电路拓扑结构图

4.2.2 输出滤波器

逆变器的输出波形是 SPWM 方波，含有谐波成分，为了使输出波形正弦化，必须采用输出滤波器。逆变电源中输出滤波电路的主要作用是：(1)减小输出电压中谐波(特别是逆变电路中开关器件的开关频率上)电压的幅值，使单次谐波和总谐波含量降低到指标允许的范围，改善整个系统的电磁兼容性。(2)保证基波电压传输。

图 4-3 给出了常用的四种输出滤波器结构，考虑到效果和投资，这里选择图 (b) 所示的 LC 滤波器。它是一种低通滤波器，能充分抑制高频成分通过，使低频成分畅通。电感器来作为输出滤波电路结构的一部分，主要目的有两个：首先，由于电感能够储存能量，可使得在管子关断期间输出电流能够连续地流到负载上；其次，电感器与滤波电容一起对逆变后的 SPWM 脉冲起平滑滤波的作用，使输出的电压纹波较小。

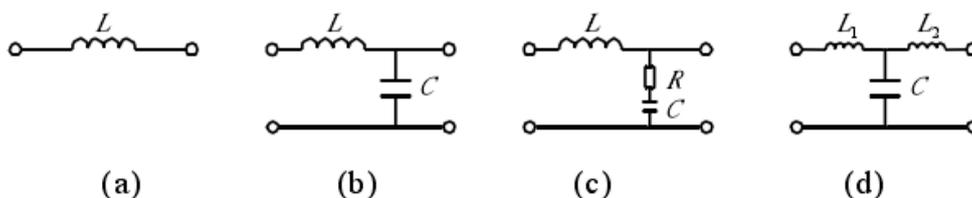


图 4-3 无源滤波器的基本类型

输出滤波电路虽然有很重要的作用，但其如果设计不当，反过来会降低系统的动态性能，甚至使系统不稳定。由电路知识知： $X_L = \omega L$ ， X_L 随频率升高而升高， $X_C = 1/\omega C$ ， X_C 随频率升高而降低。LC 滤波器所对应的截止频率 f_0 为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4-1}$$

本系统中逆变器输出电压基波频率为 250Hz，载波频率为 9kHz；一般确定 LC 滤波器的截止频率 f_0 位于中间频段，使之满足

$$3f_r < f_0 < \frac{1}{5}f_c \tag{4-2}$$

其中 f_r 和 f_c 分别表示逆变器输出的频率和 PWM 载波频率。所以假如设截止频率 f_0 为 2kHz。可以看出 $f_r \ll f_0$ ，则 $1/\omega C \gg \omega L$ ，此时对基波信号的阻力很小，允许基波信号畅通；又 $f_{k1} \gg f_0$ ，则 $1/\omega_{k1} C \ll \omega_{k1} L$ ，此时对最低次谐波的阻力很大，因此滤波器不允许次谐波信号通过。在确定好截止频率 f_0 后，在实际中，可以将电容取得大些，而将电感取得相对小些，这样可以减少系统体积。按照上述原则，此系统选择的 LC 滤波器参数为： $L_f = 5\text{mH}$ ， $U_f = 5\mu\text{F}$ 。

4.2.3 电压检测

根据反馈控制规律，要形成闭环控制系统，必须有反馈回路。此系统控制的是三相逆变电压，因而有交流电压检测环节。检测电路为图 4-4。其中 R_1 为互感器初级分压限流电阻， R_2 为互感器次级取压电阻，电压互感器选用 GPT-202B。

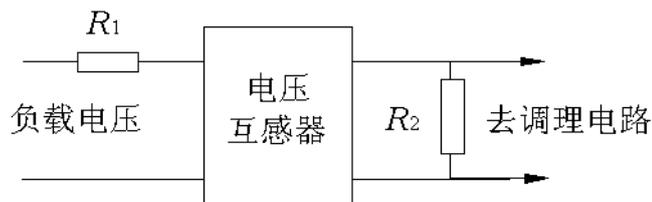


图 4-4 电压检测电路

4.2.4 采样调理电路

数字控制部分只能识别正的电压信号，而采样过来的信号是交流的，既有正半周又有负半周，所以要通过调理电路把采样的信号转换为 DSP 能够全部识别的信号。TMS320F2812 片内 A/D 采样的输入电平范围为 0-3.3V，因此需要通过模拟采样调理模块，将采集信号经过适当的变换，得到 DSP 可以处理的 0-3.3V 以内的信号。本系统需要对变频电源的输出电压进行采样。采样调理电路如图 4-5 所示，对电压传感器的输出电压进行隔离采样，将采样到的电压信号经运算放大器变换到 -1.65V~+1.65V 的电压区间内，最后再加上 1.65V 的电压偏移量形成 0-3.3V 的交流电压送到 DSP。同时在输出端接一个 3.3V 稳压二极管，以调理电路如图 4-5 所示。

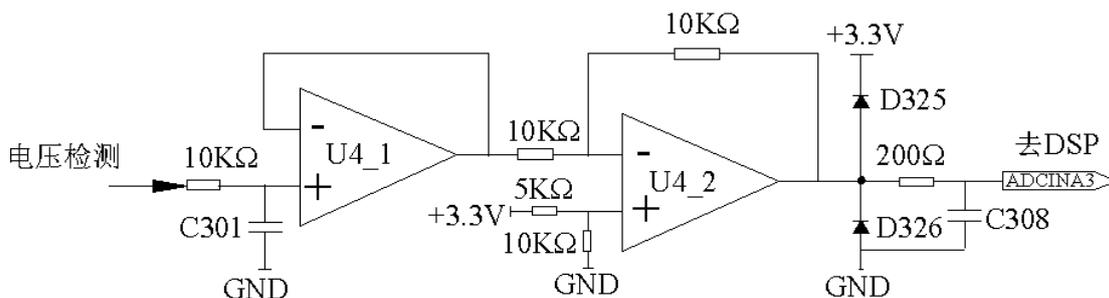


图 4-5 采样调理电路

调理电路中 U4_1 主要完成采样信号的电压跟随，U4_2 是对信号加上一个正向直流偏置，使原来的交流信号加上一个正向偏置使之能够完全被 DSP 识别，D325、D326 是限幅电路，保证信号全部处于 0 到 3.3V 的范围，防止信号过高或过低而损伤 DSP，10 千欧和 C301、200 欧的电阻和 C308 是滤波电路，ADCINA3 是 DSP 的引脚，经调理后的电路在 DSP 片内进行模数转换。

4.2.5 驱动电路

驱动电路就是将信息电子电路传来的信号按控制目标的要求，转换为相应的驱动信号。开关型功率器件的驱动分为两种形式：一是电流型驱动，如 GTR；二是电压型驱动，如功率 MOSFET、IGBT。无论是哪种驱动电路，在设计时都必须考虑以下两点：最优化驱动特性和自动快速保护。所谓最优化特性就是以理想的控制极驱动电流(或电压、或两者兼有)去控制功率器件的开关过程，以提高开关速度、减小开关损耗；自动快速保护则是在驱动电路故障状态下快速自动地切断控制极信号，避免功率管遭到损坏，在主回路故障状态时能及时自动切断与主回路的联系的能力。这里使用的驱动芯片为 M57962，因为 M57962 可

输出-12V 的偏压，使得 IGBT 可靠地关断；另外，M57962 具有过流保护自动闭锁功能，并且软关断时间可外部调节。其管脚图如图 4-6 所示

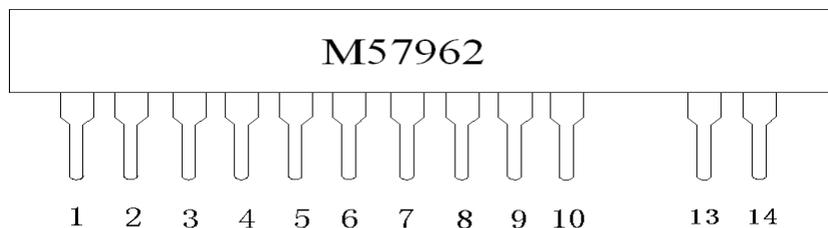


图 4-6 M57962 管脚图

4.3 实验分析

4.3.1 实验参数

以 TI 公司的 TMS320F2812 EVM 板为控制器，组建了三相电压型 PWM 逆变器控制系统。参数为： $L_f = 5\text{mH}$ ， $U_f = 5\mu\text{F}$ ， $R = 120\Omega$ ， $V_{\text{in}} = 1\text{V}$ ，开关频率 $f_c = 9\text{kHz}$ ，调制比 $m = 0.8$ ，电压反馈系数为 $\alpha = 0.01$ 。调制波频率为 250Hz，阻性负载功率为 1kW。控制策略采用超前-滞后补偿校正。

4.3.2 实验稳态波形

逆变器稳态电压波形为图 4-7 和图 4-8，其中图 4-7 为三个单相输出电压波形，图 4-8 为三相输出电压波形。从图中可以看出：逆变输出电压额定值为 200V，周期为 4ms，频率为 250Hz。三相输出电压对称，互差 120° 电角度。

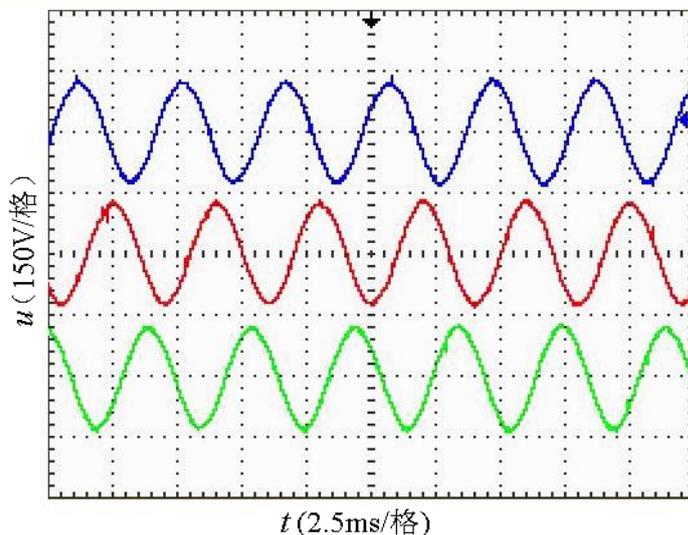


图 4-7 单相稳态电压波形图

4.3.3 实验动态波形

突加电源阶跃时，系统的响应曲线为图 4-9，从图中可以看出：系统过渡过程时间为 0.5s 左右。负载跳变（突减负载时，电阻由 120Ω 变为 500Ω ，突加负载时，电阻由 120Ω 变为 30Ω ）和电源跳变（电源突升时，电压由 380V 变为 410V，电源突降时，电压由 380V 变

为 340V) 输出电压有效值的实验波形为图 4-10。从抗干扰波形曲线来看, 此系统具有一定的抗扰能力。

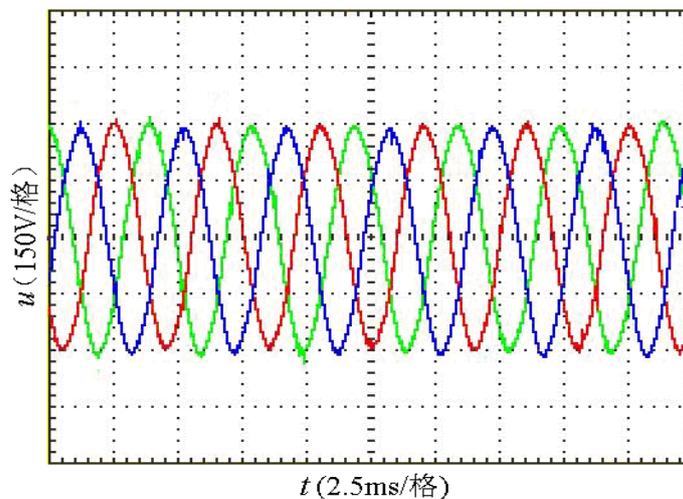


图 4-8 三相稳态电压波形图

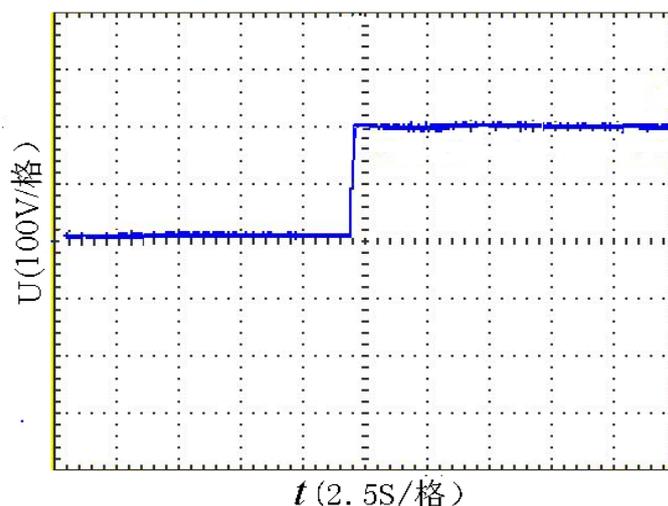


图 4-9 电压有效值阶跃响应曲线图

4.3.4 系统带载实验数据

实验条件为: 交流三相输入电压为 380V, $L_f = 5\text{mH}$, $U_f = 5\mu\text{F}$, $V_{\text{tri}} = 1\text{V}$, 开关频率 $f_s = 9\text{kHz}$, 调制比 $m = 0.8$, 调制波频率为 250Hz。系统带载实验数据为表 4-1。

表 4-1 三相输出电压与负载的关系

负载电阻 $R(\Omega)$	∞	1000	500	120	30	10
输出电压 有效值 $U(\text{V})$	205	205	203	200	199	198

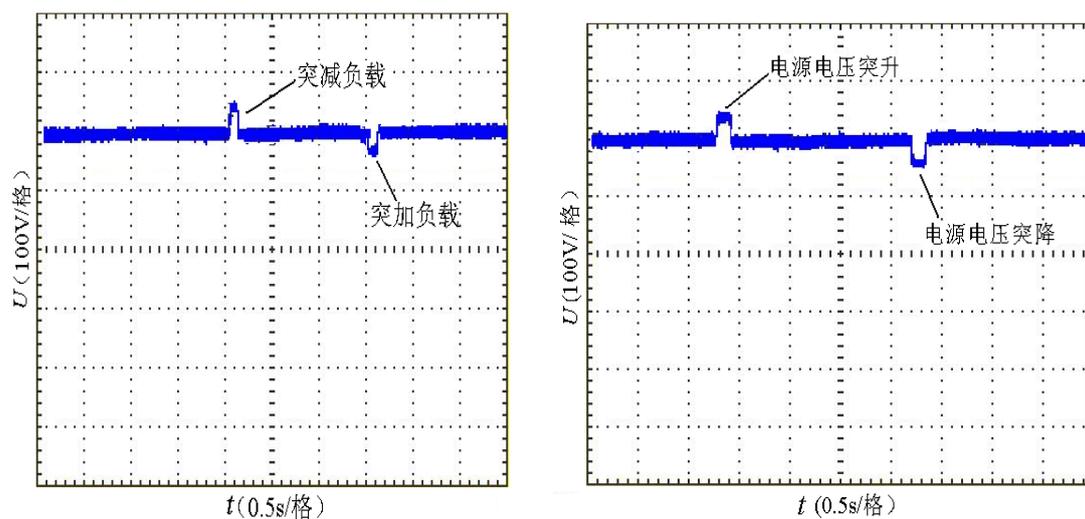


图 4-10 抗干扰的输出波形图

4.4 实验结果分析

从上面的实验波形和实验数据来看, 由此控制策略组建的三相电压型 PWM 逆变器控制系统具有良好的静态性能和动态性能。同时也说明了建立的数学模型的合理性。

第 5 章 总结与展望

5.1 本论文工作的总结

本文研究的内容主要如下：

- 1 分析了变频电源技术现状、发展趋势和存在的难点，指出论文的研究内容和意义。
- 2 讨论了逆变器的 SPWM 调制法工作原理，介绍了数字实现时对称规则采样法和不对称规则采样法的特点，并用状态空间平均法建立了三相电压型 PWM 逆变器的数学模型，特别是对设计自动控制系统有用的从调制器输入到逆变器输出的传递函数。用 PSIM 仿真软件验证了模型的合理性。
- 3 分析了三相电压型 PWM 逆变器系统的性质，指出应用滞后-超前补偿对系统校正较为合理，给出此系统的控制策略。
- 4 组建了以 DSP 为控制器的三相电压型 PWM 逆变器自动控制系统，完成实验调试，从实验波形和实验数据来看，由此控制策略组建的三相电压型 PWM 逆变器控制系统具有良好的静态性能和动态性能。验证了数学模型和控制策略的合理性。

5.2 论文须进一步研究的工作

此逆变电源基本达到设计指标，具有良好的市场前景。由于时间和本人水平有限，在电源的设计中还存在以下的一些问题和不足。

- (1) 电源没有采用软开关技术，硬开关使 IGBT 的开关损耗较高，从而导致效率的降低。
- (2) 建立的三相电压型 PWM 逆变器的数学模型虽具有一定的合理性，但是采用小信号建模方法，如能建立大信号数学模型，对指导变频电源设计会具有更大意义。

致谢

本课题是在董锋斌老师的精心指导下完成的。他严谨认真的治学态度和兢兢业业的敬业精神，给了我深刻的影响，促使我不断完善自己。在整个毕业设计阶段，董老师在学习、科研等方面提供了许多便利条件，使我在各方面都取得了进步。感谢导师的关心、指导。

在我的毕业论文即将完成之际，向我的指导董锋斌老师表示深深的致谢和敬意。董老师严谨的科学态度、严格认真的工作作风，都深深的影响着我。老师的悉心的指导和帮助，鼓励我克服了毕业设计中的种种困难，并得以顺利完成学业。在生活中，老师亲切、和善、热情助人，是我的良师益友。同时我还要感谢和我一起做毕设的同学以及帮助我的党星、巨阳等学弟。

最后，我要感谢我的父母，他们对我的关心和鼓励是我求学路上最大的动力和支持，我的任何成绩都应归功于他们的教育、关心和支持。

由于本人水平有限，不妥之处在所难免，恳请所有读到这篇论文的老师 and 同学不吝赐教。

参考文献

- [1]王兆安,黄俊.电力电子技术[M].第四版.北京:机械工业出版社,2000.
- [2]周志敏,周继海,纪爱华.变频电源实用技术[M].北京:中国电力出版社,2005.
- [3]张雄伟.DSP 芯片的原理与开发应用[M].北京:北京电子工业出版社,2000.
- [4]孙炳达.自动控制原理[M].北京:机械工业出版社,2005.
- [5]刘伟强.变频器基础及应用[M].北京:冶金工业出版社,2003.
- [6]王长永,金陶涛,张仲超.电流型组合变流器相移 SPWM 技术的数字分析[J].电工技术学报,2001,30(1):18-22.
- [7]刘凤君.现代逆变技术及应用[M].北京:电子工业出版社,2006.
- [8]刘庆丰,王华民,刘丁.级联型多电平逆变器中的谐波控制[J].电工技术学报,2006,21(10):38-43.
- [9]周胜灵.逆变电源的数字化控制技术研究[M].重庆:重庆大学出版社,2005.
- [10]付洁.三相逆变电源数字控制技术研究[M].武汉:华中科技大学出版社,2006.
- [11]刘凤君.正弦波逆变器[M].北京:科学出版社,2002.
- [12]王毅,李和明,石新春.多电平 PWM 逆变电路谐波分析与输出滤波器设计[J].中国电机工程学报,2003,23(10):78-82.
- [13]刘志辉,张青,陈坚.一种新颖的三相 SPWM 技术[J],电力电子技术,1997,31(2):1-15.
- [14]李锡,陈婉儿.脉宽调制技术[M].武汉:华中理工大学出版社,1996.
- [15]刘飞,邹云屏,李辉.基于重复控制的电压源型逆变器输出电流波形控制方法[J]中国电机工程学报,2005,25(19):48-63.
- [16]王晓明,王玲.电动机的 DSP 控制[M].北京:北京航空航天大学出版社,2004.
- [17]徐德鸿.电力电子系统建模和控制[M].北京:机械工业出版社,2006.
- [18]高军,黎辉,等.基于 PID 控制和重复控制的正弦波逆变电源研究[J].电工电能新技术.2002,21(1):1-4.
- [19]吴麒,王诗宓.自动控制原理[M].第二版.北京:清华大学出版社,2006.
- [20]胡雪峰,谭国俊.SPWM 逆变器复和控制策略[J]电工技术学报,2008,23(4):87-92.
- [21]王慧贞,丁勇,张方华,等.开关点顶置四桥臂三相逆变器[J].中国电机工程学报,2007,28(4):87-92.
- [22]Jung Shilh-Liang et al.Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve.IEEE Trans.on PE,1996,11(4):567-576.
- [23]Tzon Ying-Yu et al.Fuzzy control of closed-loop regulated PWM inverter under large load variation.IEEE IECON,1993:267-272
- [24]Hyo L.Lin et al.Three-level Space Vector PWM in Low Index Modulation Region Avoiding Narrow Pulse Problem.IEEE Trans.on PE,1994,Vol.9,No.5:481-495
- [25]M.D.Manjrekar et al.Hybrid Multilevel Power Conversion System:a Competitive Solution for High-power Applications.IEEE IAS,2000,Vol.36,No.3:834-841
- [26]K.Hirachi et al.Feasible developments of utility-interactive multi-functional bidirectional inverter for solar photovoltaic generating system incorporating storage batteries.IEEE PESC,1995:536-541

英文文献

Frequency conversion power

Frequency conversion power is the AC utility by AC and DC and AC conversion for pure sine wave, output, the output voltage and frequency adjustable inside certain limits. It is used in different frequency conversion motor speed controller, different from the general ac voltage stabilizer. The ideal ac power is characteristic of frequency stability, voltage stability and resistance equal to zero, the voltage wave form distortion for pure sine wave. Frequency conversion power is close to ideal ac power, therefore, advanced developed countries are increasingly will inverter power supply power, so as to provide the most excellent with electric power supply environment, facilitate objective appraisal appliances technical performance. Frequency conversion power mainly largest categories: linear put large and SPWM switch.

Structurally, frequency converter can be divided into direct and indirect frequency. Directly into a frequency converter and said, it is a kind of frequency alternating current to direct the ac frequency conversion control, for no dc link between the frequency conversion and indirect form: a has been called into frequency inverter, will be passed through rectifier ac to dc rectification, again through the inverter frequency converting dc frequency form of variable frequency, therefore this way is called again have dc link frequency.

A general use into inverter switch device is thyristor using automatic voltage is zero and become negative features, thyristor directly on the ac power, thyristor can naturally shut off. The process and controlled rectifier, no need for additional element method is simple, reliable operation. But, in a low frequency output waveform in nearly sinusoidal, and for a variable flow, high efficiency, also can achieve quadrant operation. But because of this method using thyristor amount is more complex, the main circuit, and the output power frequency limit by frequency, generally not higher than 1/2 of the grid frequency, so pay a ac induction motor speed inverter in aspects of low power transmission, mainly used for high starting torque, especially the occasion.

Pay a converter is currently has been the main form of variable frequency power, this way must through the AC/DC and AC/DC power transformation twice. Efficiency is lower. But the former level does not affect the mains interference, the output waveform after class, wide frequency. The AC/DC converter is always into the current inverter power to form, the soil must be through the AC/DC and AC/DC power transformation twice. Efficiency is lower. But the former level does not affect the mains interference, the output waveform after class, wide frequency.

AC/DC

Alternating current to direct current, namely to AC/DC transformation. This function transform circuit commonly called rectifier circuit. In the process of transformation of AC/DC frequency conversion, often introduced to reduce weight and volume of power equipment, and improve efficiency, improve the dynamic characteristics, frequency conversion purposes for decades KHZ to hundreds of KHZ. In the 1970s by frequency 50Hz ac utility power to the dc linear manostat development to switch frequency for 20kHz dc switching power supply, known as the "revolutionary", but only 20kHz after ten years of switch power supply, the frequency conversion to 500kHz above.

DC/AC

Alternating current, direct current will become namely DC/AC conversion. This function transform circuit, commonly known as the inverter. Inverter circuit can be fixed dc voltage transform for fixed amplitude and frequency of the ac voltage, also will transform into its amplitude and frequency adjustable voltage, which often called inverter. Inverter power electronics device is the important component of uninterrupted power supply, electricity transmission, and many other equipment m-frequency power of the core, the research work more people's attention, the focus of research is how it is convenient to adjust the inverter power supply output voltage and frequency, and lower harmonic content, improving the output waveform. So far, the lower harmonic content and adjust the output voltage (or frequency) common measures are:

- 1) on the switch tube inverter frequency PWM inverter, make the picture for high frequency output as PWM waves.
- 2) by changing the inverter circuit topology structure, in the circuit to reconstruct to wave output waveform, reduce ladder low-order harmonic content.

PWM technology is using semiconductor switching device conduction and shut off the dc voltage into voltage pulse, and through the control voltage pulse width to achieve the purpose of variable frequency control technology, a. SPWM sine pulse-width modulation is produced by the control circuit of a group of rectangular pulse width and differ, used to approximate sine sequence voltage wave.

For high frequency PWM switch, the higher the frequency, the smaller of harmonic content, but the switch loss is bigger also, unfavorable use in high-power inverter. But often require multiple wave reconstruction way to realize the voltage inverter. Waveform reconstruction, the more the lowest series higher harmonic frequency, but the main circuit and control circuit is more complex, accordingly, the control voltage regulation is not very convenient, so this way in high-power inverter power supply usually only.

Using PWM to adjust output voltage and lower harmonic content is currently the most popular technologies in small power inverter is widely used, PWM method of generating many.

Frequency conversion power adopt PWM technology has two kinds:

A preset control mode is switch, also called selective harmonic elimination PWM, theoretical analysis shows that, in 1973, the selective harmonic elimination control strategy can effectively overcome these problems, it only need less switches can be completely eliminate impulse number of large capacity, high order harmonic low has achieved very good filtering effect, switch low frequency and voltage switching loss, utilization rate is higher many advantages, PWM inverter control method of the ideal.

Selective harmonic elimination PWM control is a PWM control strategy, the calculation method is: through their basic PWM control Fourier analysis, Fourier series, pulse, for unknown displacement of certain harmonic zero, then get a nonlinear equations, the equations for selective harmonic elimination PWM model, according to the results of model, excluding the output control these specific low-order harmonic. The advantages of the selective harmonic elimination control for people to recognize and develop a lot of research work, hope this method of practical application. Unfortunately, so far, selective harmonic elimination method is not really into actual application.

According to the ideas, selective harmonic elimination control PWM waves of phase is obtained by solving the model and selective harmonic elimination model is a sine function of multivariate nonlinear equations, and its numerical solution of complicated and difficult process, so that the solution convergence calculation in existing microprocessor (MCU) system in real-time to finish, it is very difficult to a considerable extent restricted in the practical application of selective harmonic elimination method. Now the application of this method to control soil, and its application in the need to adjust the size of the constant frequency voltage constant-voltage source control is feasible, Certain beforehand calculation or relevant control parameters in the voltage in memory, according to actual needs, the output voltage classification way often requires a lot of storage space, and with the resolution of the voltage regulator, with its storage space.

Another kind is SPWM scheme, the disadvantages of SPWM is hard to obtain higher amplitude, switch loss is bigger. Through improving the advantage is that it can reduce switching frequency and low harmonic by adjusting the pulse width to adjust output voltage. One SPWM inverter mode and divided into three types:

(1) controlled rectifier voltage and frequency inverter. Voltage and frequency function in t

two links from control circuit, coordination, simple structure, convenient control. Due to the input device controlled rectifying, when using link low voltage, large in triggering Angle, low input power factor, besides multi-purpose thyristor inverter type 2 ladder wave commutation 2 times per week, the inverter, device switch frequency low output harmonic big, of course, controllable devices such as IGBT of PWM control becomes possible, can greatly improve the performance, but the cost is high.

(2) Not controlled rectifier voltage rectifying, chopper, inverter frequency modulation mode. Because of using diode rectifier, make the input power factor improvement. Due to the output power link inverter using thyristor, still have the big output harmonic.

(3) Is not controlled rectifier rectifier, pulse width modulation (PWM) inverter and realize FM mode voltage. At high power factor in input devices, and adopts high frequency inverter switch, output and excellent performance. Small harmonic

Frequency conversion power application purpose and field:

Due to the world, the power indicator export manufacturer needs to supply electric simulation of different countries, for engineers in network design, development, production and quality test of product inspection, life, high voltage simulation test applications/provide pure reliable, low harmonic distortion, high frequency and voltage stability of power output rate of sine wave, Import original electric equipment, users need to China power grid, frequency conversion variable import equipment, Meet avionics and military equipment, the high demand.

Mainly used for manufacturing or export trade business of export products of electric power test, debug and used for precision instrument power supplies. Widely used in home appliance manufacturing, motor, electronics manufacturing, IT industry, computer equipment, laboratory, etc.

★ appliance manufacturers: air conditioning, coffee machine, washing machine, juice extractor, microwave oven, tape recorder, refrigerator, DVD, welcome, electric razor etc. Product test power.

★ electronics manufacturers such as: electrical switching power supplies, transformers, electronic ballast and AC electric fans, unceasingly, charger, relays, system of compressor, motor and passive components etc. Product test power.

★ Painted IT industry and computer equipment manufacturers such as: fax, copy machine, shredders, printers, scanners, cd-rw drive, servers, and displays the products such as test power.

★ Laboratory tests and painted units such as: ac power test and product life and safety tests

ting, emc test and OQC (FQC) test and r&d, product testing and research unit best ac power.

★ aviation/military units such as: the airport facilities, ship, aerospace, military institute of test power. Etc.

中文翻译

变频电源

变频电源是将市电中的交流电经过 AC→DC→AC 变换, 输出为纯净的正弦波, 输出频率和电压 一定范围内可调。它有别于用于电机调速用的变频调速控制器, 也有别于普通交流稳压电源。理想的交流电源的特点是频率稳定、电压稳定、内阻等于零、电压波形为纯正弦波(无失真)。变频电源十分接近于理想交流电源, 因此, 先进发达国家越来越多地将变频电源用作标准供电电源, 以便为用电器提供最优良的供电环境, 便于客观考核用电器的技术性能。变频电源主要有二大种类: 线性放大型和 SPWM 开关型。

从结构上看, 变频器可分为直接变频和间接变频两类。直接变频又称交—交变频, 是一种将工频交流电直接变换为频率可控的交流电, 中间没有直流环节的变频形式; 间接变频又称为交—直—交变频, 是将工频交流电先经过整流器整流成直流, 再通过逆变器将直流变换成频率可变的交流的变频形式, 因此这种变频方式又被称为有直流环节的变频。

交—交变频器一般使用的开关器件是晶闸管, 利用电网电压有自动过零并变负的特点, 将晶闸管直接接在交流电源上, 使晶闸管能自然关断。其过程与可控整流器一样, 不需要附加换流元件, 方法简单, 运行可靠。而且, 交—交变频器在低频时输出波形接近正弦, 且为一次变流, 具有较高的效率, 还能实现四象限运行。但是由于这种方法使用晶闸管数量较多, 主回路复杂, 且输出频率受电源频率的限制, 一般不能高于电网频率的 1/2, 所以交—交变频器在交流异步电机调速方面主要用于低速大功率传动, 特别是起动转矩要求高的场合。

交—直—交变频器是目前变频电源的主要形式, 该方式必须通过 AC/DC 和 DC/AC 两次电能变换。效率稍低。但前级市电的干扰不会影响后级, 输出波形好, 变频范围宽。AC/DC 交—直—交变频器是目前变频电源的主要形式, 该方式必须通过 AC/DC 和 DC/AC 两次电能变换。效率稍低。但前级市电的干扰不会影响后级, 输出波形好, 变频范围宽。

AC/DC

将交流电变为直流电, 即 AC/DC 变换。实现这一功能的变换电路一般称为整流电路。在 AC/DC 变换过程中常常引入高频变换环节, 达到减小电源设备体积、减轻重量、提高效率、改善动态特性等目的, 转换频率一般为几十千赫至几百千赫。70 年代将由 50Hz 交流市电供电的直流线性稳压电源发展到开关频率为 20kHz 的直流开关稳压电源, 被誉为“20kHz 革命”, 然而仅仅经过 10 年左右的时间, 开关电源的转换频率已经达到 500kHz 以上。

DC/AC

将直流电变为交流电, 即 DC/AC 变换。实现这一功能的变换电路, 一般称为逆变器。逆变电路既可将固定的直流电压变换为固定幅值和频率的交流电压, 亦可将其变换为幅值和频率都可调节的交流电压, 后者常称为变频器。逆变器是电力电子装置中的重要组成部分, 是不间断电源、交流电气传动、中频电源等许多设备的核心, 因而其研究工作倍受人们的关注, 研究的焦点是如何方便地调节逆变电源的输出电压和频率, 并降低谐波含量, 改善输出波形。迄今为止, 降低谐波含量和调节输出电压(大小或频率)的常用措施有:

1)对逆变电源的开关管进行高频 PWM 调制,使逆变器输出为高频等幅的 PWM 波。

2)通过改变逆变电源主电路拓扑结构,在主电路上进行波形重构以实现阶梯波形输出,减小低阶高次谐波含量。

PWM (脉宽调制)技术是利用半导体开关器件的导通与关断把直流电压变成电压脉冲列,并通过控制电压的脉冲宽度以达到变压变频目的的一种控制技术。SPWM(正弦脉宽调制)是由控制回路产生一组等幅而不等宽的矩形脉冲序列,用来近似正弦电压波。

对于高频 PWM 调制来说,开关频率越高,谐波含量越小,但开关损耗也越大,故不宜用在大功率逆变电源中。而波形重构方式往往需要多个逆变器来实现电压的叠加。波形重构的级数越多,出现的最低谐波次数越高,但主电路和控制电路也越复杂,相应地控制难度也越大,输出电压的调节也不甚方便,因此这种方式通常只在大功率逆变电源中采用。

利用 PWM 调制来调节输出电压和降低谐波含量是目前最为普及的技术,在中小功率逆变电源中应用非常广泛, PWM 的生成方法也很多。

变频电源采用的脉宽调制技术有两种:

一种是开关点预置控制方式,也叫消谐 PWM,理论分析表明,早在 1973 年提出的消谐控制策略能有效地克服上述问题,它只需要较少的开关脉冲数即可完全消除容量较大的低阶高次谐波,取得很好的滤波效果,具有开关频率低、开关损耗小、电压利用率高等许多优点,是实现逆变电源 PWM 控制的理想方法。

消谐 PWM 控制就是一种经过计算的 PWM 控制策略,其基本方法是:通过 PWM 控制的傅里叶级数分析,得出傅里叶级数展开式,以脉冲相位角为未知数,令某些特定的谐波为零,便得到一个非线性方程组,该方程组即为消谐 PWM 模型,按模型求解的结果进行控制,则输出不含这些特定的低次谐波。消谐控制的优势已为人们认识,并开展了不少的研究工作,希望该方法得到实际应用。遗憾的是,迄今为止消谐方法还没有真正进入实际应用。

按照消谐控制的思想, PWM 波的相位是通过模型的求解获得的,而消谐模型是一个正弦函数的多元非线性方程组,其数值求解的过程极其复杂而且难以保证收敛,因此这种求解计算要在现有的微处理器(MCU)系统中快速实时地完成是相当困难的,这在相当程度上制约了消谐方法的实际应用。目前该方法的应用主要以离线控制方式实现,将其应用于无需调节电压大小的恒频恒压电源的控制是可行的;或事先计算某些特定电压的有关控制参数存入存储器中,根据实际需要分级调节输出电压,这种方式往往需要很大的存储空间,而且随着电压调节的分辨率增高,其存储空间随之增大。

另一种是 SPWM 方案, SPWM 方式的缺点是不易获得较高的基波幅值比、开关损耗较大。优点是可以通过提高开关频率来减小低次谐波影响,并可通过调节脉冲宽度来调节输出电压。其中 SPWM 变频方式又分为三种:

(1)可控整流器调压、逆变器调频方式。调压与调频功能分别在两个环节上实现,由控制电路协调配合,故结构简单、控制方便。由于装置输入环节采用可控整流,当低频低压运

行时，移相触发角很大，致使输入功率因数低下，此外逆变器多用晶闸管型 2 阶梯波，每周换流 2 次的逆变器，器件开关频率低输出谐波成分大，当然，可控器件如 IGBT 的出现使得 PWM 控制成为可能，可以大大的改善其工作性能，但成本较高。

(2) 不控整流器整流、斩波器调压、逆变器调频方式。由于采用二极管整流,使输入功率因数提高。由于输出逆变环节功率器件采用晶闸管，仍有输出谐波成分大的弊病。

(3) 不控整流器整流、脉宽调制型 (PWM) 逆变器同时实现调压调频方式。此时除装置输入功率因数高，又因采用高开关频率的逆变器，输出谐波很小，性能优良。

变频电源应用目的及领域:

由于世界各国电网指标不统一，出口电器厂商需要电源模拟不同国家的电网状况，为工程师在设计开发、生产线测试及品保的产品检测、寿命、过高压/低压模拟测试等应用中提供纯净可靠的、低谐波失真、高稳定的频率和稳压率的正弦波电力输出；进口原装电器、设备的用户也需要对我国电网进行变压、变频以保证进口电器、设备的正常运转；满足航空电子及军事设备高频的需求。

主要用于制造或出口贸易商对出口电器产品的用电检测、调试及用于精密仪器的供电电源。广泛适用于家电制造业、电机、电子制造业、IT 产业、电脑设备、实验室等。

★ 家电业制造商如：空调设备、咖啡机、洗衣机、榨汁机、微波炉、收录音机、冰箱、DVD、洗尘器、电动剃须刀等产品的测试电源。

★ 电机、电子业制造商如：交换式电源供应器、变压器、电子安定器、AC 风扇、不断电系统、充电器、继电器、压缩机、马达、被动元件等产品的测试电源。

★ IT 产业及电脑设备制造商如：传真机、影印机、碎纸机、印表机、扫描器、烧录机、伺服器、显示器等产品的测试电源。

★ 实验室及测试单位如：交流电源测试、产品寿命及安全测试、电磁相容测试、OQC (FQC) 测试、产品测试及研发、研究单位最佳交流电源。

★ 航空/军事单位如：机场地面设施、船舶、航天、军事研究所等的测试电源。

附录 A 实验程序

TMDX ALPHA RELEASE
Intended for product evaluation purposes

#####

FILE: DSP28_Example.c
TITLE: DSP28 CPU_Timer example program.

#####

Ver | dd mmm yyyy | Who | Description of changes

-----|-----|-----|-----

0.55 | 06 May 2002 | S.S. | EzDSP Alpha Release
0.57 | 27 May 2002 | L.H. | No change

#####

```

Step 0.  Include required header files
        // DSP28_Device.h: device specific definitions #include statements
for
        // all of the peripheral .h definition files.
        // DSP28_Example.h is specific for the given example.
#include "DSP28_Device.h"
#include "math.h"
#include "float.h"
#include "stdio.h"
interrupt void T1UFINT_IS(void);
interrupt void T2UFINT_IS(void);
interrupt void ad(void);
float fiter(float *pData);
int N=36;
int Count=0;
float M=0.0;
    int k=0;
int Tmin=240;
int temp1,temp2,temp3,temp4,temp5,temp6;
unsigned long Aton1,Aton2,Bton1,Bton2,Cton1,Cton2,Aton,Bton,Cton;
float a1[6];
float U1=0;
unsigned int a2=0;
float adclo=0.0,av_value=0.0,max=0.0;
unsigned long TC=8334;

```

```

/*****PID*****/
*****/
typedef struct PID {
    float SetPoint;
    float Proportion;
    float Integral;
    float Derivative;
    float LastError;
    float PrevError;      } PID;
PID SPID;
float Output;
float Input;
void PIDInit (PID *pp)
{
    memset ( pp,0, sizeof(PID));
}
void actuator(float rDelta) { }
float PIDCalc( PID *pp, float NextPoint )
{
    float dError, Error, Uk;
    Error = pp->SetPoint - NextPoint;
    dError =pp->Proportion * Error - pp->Integral * pp->LastError;
    Uk=U1+dError;
    U1=Uk;
    pp->LastError=Error;
    pp->PrevError=pp->LastError;
    if(Uk>1.0)
        Uk=1.0;
    if(Uk<0.2)
        Uk=0.2;
    return Uk;
}
float fiter(float *pData)
{
    int temp, i, j;
    float value;
    for(i=1; i<6; i++)
    {
        for(j=5; (j>i) || (j==i); j--)
        {
            if(pData[j]<pData[j-1])
            {
                temp = pData[j-1];
                pData[j-1] = pData[j];
            }
        }
    }
}

```

```
        pData[j] =temp;
    }
}
}
pData[0]=0.0;pData[5]=0.0;
value=(pData[1]+pData[2]+pData[3]+pData[4])/4.0;
return value;
}
/*****
*****/
float s_value[72]={0, 0.08715574274765816,
0.17364817766693033, 0.25881904510252074,
0.3420201433256687,
0.42261826174069944, 0.49999999999999994,
0.573576436351046, 0.6427876096865392,
0.7071067811865475, 0.766044443118978,
0.8191520442889918, 0.8660254037844386,
0.9063077870366499, 0.9396926207859083,
0.9659258262890683, 0.984807753012208,
0.9961946980917455, 1,
0.9961946980917455, 0.984807753012208,
0.9659258262890683, 0.9396926207859083,
0.9063077870366499, 0.8191520442889918,
0.766044443118978, 0.7071067811865475,
0.6427876096865392,
0.573576436351046, 0.49999999999999994,
0.42261826174069944, 0.3420201433256687,
0.25881904510252074,
0.17364817766693033, 0.08715574274765816,
0,-0.08715574274765816,-0.17364817766693033,
-0.25881904510252074,-0.3420201433256687,
-0.42261826174069944,-0.49999999999999994,
-0.573576436351046,-0.6427876096865392,
-0.7071067811865475,-0.766044443118978,
-0.8191520442889918,-0.8660254037844386 ,
-0.9063077870366499,-0.9396926207859083,
-0.9659258262890683,-0.984807753012208,
-0.9961946980917455,-1,
-0.9961946980917455,-0.984807753012208,
-0.9659258262890683,-0.9396926207859083,
-0.9063077870366499,-0.8660254037844386,
-0.8191520442889918,-0.766044443118978,
-0.7071067811865475,-0.6427876096865392,
-0.573576436351046,-0.49999999999999994,
```

```
-0.42261826174069944, -0.3420201433256687,  
-0.25881904510252074, 0.8660254037844386,  
-0.17364817766693033, 0.08715574274765816,  
};  
void main(void)  
{  
    PIDInit (&SPID);  
    SPID.Proportion = 0.25;  
    SPID.Integral = 0.2;  
    SPID.Derivative = 0.1;  
    SPID.SetPoint = 1.3;  
    InitSysCtrl();  
    EALLOW;  
    GpioMuxRegs.GPAMUX.all=0xFFFF;  
    GpioMuxRegs.GPADIR.all=0xFF00;  
    GpioMuxRegs.GPAQUAL.all=0x0000;  
    EDIS;  
    DINT;  
    IER = 0x0000;  
    IFR = 0x0000;  
    InitPieCtrl();  
        InitPieVectTable();  
    InitPeripherals();  
    InitAdc();  
    EvaRegs.T1PR=(int)(TC/2);  
    EvaRegs.T1CNT=0x0000;  
    EvaRegs.T1CON.all=0x0842;  
    EvaRegs.T2PR=3000;  
    EvaRegs.T2CNT=0x0000;  
    EvaRegs.T2CON.all=0x1044;  
    EvaRegs.GPTCONA.bit.T2TOADC=2;  
    EvaRegs.CMPR1=(int)(TC/2);  
    EvaRegs.CMPR2=(int)(TC/2);  
    EvaRegs.CMPR3=(int)(TC/2);  
    EvaRegs.ACTRA.all=0x0666;  
    EvaRegs.DBTCONA.all=0x00f8;  
    EvaRegs.COMCONA.all=0xAA00;  
    EvaRegs.EVAIFRA.all=0xFFFF;  
    EvaRegs.EVAIFRB.all=0xFFFF;  
    EvaRegs.EVAIFRC.all=0xFFFF;  
    EvaRegs.EVAIMRA.all=0x0200;  
    EvaRegs.EVAIMRB.all=0x0008;  
    EvaRegs.EVAIMRC.all=0x0000;  
    EALLOW;
```

```

PieVectTable.T1UFINT=&T1UFINT_IS;
PieVectTable.T2UFINT=&T2UFINT_IS;
PieVectTable.ADCINT=&ad;
EDIS;
IER|=M_INT1;
IER|=M_INT2;
IER|=M_INT3;
PieCtrl.PIEIER1.bit.INTx6=1;
PieCtrl.PIEIER2.bit.INTx6=1;
PieCtrl.PIEIER3.bit.INTx4=1;
EINT;
ERTM;
for(;;)
{
    if(Count>200||Count==200)
    {
        Input = max;
        Output= PIDCalc ( &SPID, Input );
        actuator (Output );
        M=Output;
        Count=0;
        max=0.0;
    }
}

/*****
*****/
interrupt void T1UFINT_IS(void)
{
    PieCtrl.PIEIFR2.all = 0;
    PieCtrl.PIEACK.all=0x0002;
    temp1=k;
    temp2=k+24;
    if(temp2>=72)
    {temp2=temp2-72;}
    temp3=k+48;
    if(temp3>=72)
    {temp3=temp3-72;}
    Aton1=(int) (TC*(1+M*s_value[temp1])/4);
    Bton1=(int) (TC*(1+M*s_value[temp2])/4);
    Cton1=(int) (TC*(1+M*s_value[temp3])/4);
    k=k+1;
    temp4=k;
    temp5=k+24;
}

```

```
temp6=k+48;
if(temp5>=72)
{temp5=temp5-72;}
if(temp6>=72)
{temp6=temp6-72;}
Aton2=(int)(TC*(1+M*s_value[temp4])/4);
Bton2=(int)(TC*(1+M*s_value[temp5])/4);
Cton2=(int)(TC*(1+M*s_value[temp6])/4);
k=k+1;
if(k>=2*N)
{k=0;}
Aton=Aton1+Aton2;
Bton=Bton1+Bton2;
Cton=Cton1+Cton2;
if(Aton<Tmin)
{Aton=0;}
if(Aton>=TC)
{Aton=TC;}
EvaRegs.CMPR1=(int)((TC-Aton)/2);
if(Bton<Tmin)
{Bton=0;}
if(Bton>=TC)
{Bton=TC;}
EvaRegs.CMPR2=(int)((TC-Bton)/2);
if(Cton<Tmin)
{Cton=0;}
if(Cton>=TC)
{Cton=TC;}
EvaRegs.CMPR3=(int)((TC-Cton)/2);
EvaRegs.EVAIFRA.all=0x0200;
PieCtrl.PIEIER2.bit.INTx6=1;
EINT;
}
```

```
/*
*****/
```

```
interrupt void T2UFINT_IS(void)
{
PieCtrl.PIEIFR3.all = 0;
PieCtrl.PIEACK.all=0x0400;
EvaRegs.EVAIFRA.all=0x0010;
PieCtrl.PIEIER3.bit.INTx4=1;
EINT;
}
```

```

/*****
*****/
interrupt void ad(void)
{
    PieCtrl.PIEIFR1.all = 0;
    PieCtrl.PIEACK.all=0x0010;
    a1[0]=((float)AdcRegs.RESULT0)*3.0/65520.0+adc10;
    a1[1]=((float)AdcRegs.RESULT1)*3.0/65520.0+adc10;
    a1[2]=((float)AdcRegs.RESULT2)*3.0/65520.0+adc10;
    a1[3]=((float)AdcRegs.RESULT3)*3.0/65520.0+adc10;
    a1[4]=((float)AdcRegs.RESULT4)*3.0/65520.0+adc10;
    a1[5]=((float)AdcRegs.RESULT5)*3.0/65520.0+adc10;
    av_value=fiter(a1);
    if(av_value>max)
    {max=av_value;}
    Count++;
    AdcRegs.ADC_ST_FLAG.bit.INT_SEQ1_CLR=1;
    EvaRegs.EVAIFRA.all=0x0010;
    PieCtrl.PIEIER1.bit.INTx6=1;
    EINT;
}
//=====
===
// No more.
//=====
===

```