

目 录

第一章 脉宽调制技术的产生、发展与模式

1.1 概述	(1)	1.5 主要脉宽调制模式	(10)
1.2 调速传动系统的发展趋势	(2)	1.6 几种新型 PWM 控制技术	(14)
1.3 PWM 变频调速系统的特点及现状	(3)	1.7 微机数字化 PWM 波控制方法	(17)
1.4 UPS 的发展概况	(7)		

第二章 脉宽调制技术原理

2.1 均值 PWM 波脉宽调制技术	(19)	2.4.4 导通时引起的波形失真及其补偿	(47)
2.1.1 均值 PWM 波原理与分析	(19)	2.5 周期补偿无差拍 PWM 控制算法	(48)
2.1.2 换相点公式及脉宽计算值	(22)	2.5.1 无差拍 PWM 控制算法	(48)
2.2 次最优 PWM 波参数算法	(22)	2.5.2 周期补偿无差拍 PWM 控制算法	(51)
2.2.1 次最优 PWM 波原理与分析	(23)	2.5.3 控制系统特性分析	(52)
2.2.2 次最优 PWM 波脉宽计算	(26)	2.5.4 旁路环流控制	(56)
2.3 DPWM(直接 PWM)波脉宽算法	(27)	2.6 状态观测器型无差拍 PWM 控制	(58)
2.3.1 DPWM 波控制技术	(27)	算法	(58)
2.3.2 DPWM 波脉宽算法及计算机仿真	(29)	2.6.1 状态观测器原理	(58)
2.4 改进型等面积 PWM 控制算法	(33)	2.6.2 状态观测器型无差拍 PWM 控制	(60)
2.4.1 等面积 PWM 控制算法	(33)	算法	(60)
2.4.2 双极性逆变器输出电压、电流仿真	(35)	2.7 干扰预测型无差拍 PWM 控制算法	(64)
2.4.3 改进型等面积 PWM 控制算法	(40)		

第三章 微型计算机控制产生 PWM 波的原理

3.1 Z-80 CPU 控制产生 PWM 波的原理	(68)	3.2.1 MCS-51 系列单片微机主要性能特点	(71)
3.1.1 三相电势发生器	(68)	3.2.2 次最优 PWM 波控制的变频调速	(71)
3.1.2 三角波发生器	(70)	系统原理	(71)
3.1.3 PWM 波合成器	(70)	3.2.3 产生 PWM 波的硬件电路	(72)
3.2 MCS-51 系列单片微机控制产生	(71)	3.2.4 产生次最优 PWM 波有关参数计算	(74)
次最优 PWM 波的原理	(71)	子程序	(74)

3.3 MCS-8098 片内部件产生 PWM 波的原理	(76)	3.4 8098 单片微机控制产生均值 PWM 波的原理	(87)
3.3.1 8098 单片微机主要性能特点	(76)	3.4.1 均值 PWM 波解耦控制变频调速原理	(87)
3.3.2 8098 片内 PWM 部件产生 PWM 波的原理	(77)	3.4.2 产生均值 PWM 波的硬件电路和控制程序	(89)
3.3.3 8098 片内 HSO 部件产生 PWM 波的原理	(78)		

第四章 功率晶体管逆变器

4.1 概述	(92)	4.3.2 单相 PWM 逆变器	(97)
4.2 逆变器基本原理	(92)	4.3.3 三相 PWM 逆变器	(102)
4.2.1 电压型逆变器	(93)	4.4 电流型 PWM 逆变器	(108)
4.2.2 电流型逆变器	(95)	4.4.1 消除低次谐波的 PWM 控制 ..	(108)
4.3 电压型 PWM 逆变器	(96)	4.4.2 次谐波调制方式	(111)
4.3.1 概述	(96)		

第五章 逆变器驱动电路与测控电路

5.1 GTR 驱动、检测与保护电路	(113)	5.2.1 IGBT 的特点	(123)
5.1.1 GTR 驱动电路	(113)	5.2.2 EXB841 驱动模块及其保护电路	(124)
5.1.2 逆变器工作参数的检测与保护电路	(115)	5.2.3 IGBT 实用缓冲保护电路	(127)
5.1.3 由 UAA4002 组成的驱动、保护电路	(117)	5.3 可关断功率晶体管延时互锁电路	(129)
5.1.4 驱动模块 M57215BL	(122)	5.4 PWM 开关延时校正电路	(130)
5.2 IGBT 驱动、检测与保护电路	(123)	5.5 频率/转速检测与显示电路	(131)

第六章 微机脉宽调制技术控制的电动机调速系统

6.1 小功率异步电动机变频调速系统	(149)	6.2.3 转差频率控制系统校正设计 ..	(151)
6.1.1 电动机主要参数及控制要求	(134)	6.2.4 系统硬件设置	(156)
6.1.2 控制系统设置	(134)	6.2.5 系统软件设计	(157)
6.1.3 PWM 变频调速原理	(135)	6.2.6 输出电压、电流波形仿真与实验结果	(165)
6.1.4 系统性能特点	(137)	6.3 均值 PWM 波解耦控制变频调速系统	(169)
6.1.5 控制软件设计	(140)	6.3.1 标量解耦控制数学模型	(169)
6.2 异步电动机转差频率微机控制系统	(147)	6.3.2 微机硬件系统设置	(172)
6.2.1 转差频率控制规律——数学模型	(147)	6.3.3 系统控制程序设计	(175)
6.2.2 异步电动机转差频率微机控制原理		6.3.4 实验结果与分析	(179)

第七章 微机脉宽调制技术控制 UPS 系统

7.1 周期补偿无差拍控制 UPS 系统 (181)	7.2.1 系统硬件电路设置 (199)
7.1.1 系统结构和工作原理 (181)	7.2.2 系统控制软件设计 (199)
7.1.2 系统硬件设置 (183)	7.2.3 系统稳定性、仿真与试验结果 ... (207)
7.1.3 系统软件设计 (185)	附录一 部分专业名词术语英中文对照表 (211)
7.1.4 仿真与实验结果 (197)	附录二 部分常用集成电路引脚图 (213)
7.2 状态观测器型无差拍控制 UPS 系统 (198)	参考文献 (218)

第一章 脉宽调制技术的产生、发展与模式

1.1 概 述

脉宽调制 (Pulse Width Modulation, 简称 PWM) 技术起源甚早, 随着工业生产的需求和科学技术的发展, 80 年代后, 它被广泛应用于工业功率控制装置的逆变器 (Inverter) 中, 从此获得迅速发展。它的特点是以微处理器和电力半导体元器件为核心, 横跨电力、电子、微型计算机及自动控制等多种学科领域。

将固定直流电压变换成固定的或可调的交流电压的装置称为逆变器。逆变器采用了脉宽调制技术后, 不仅有效地改善和提高了品质性能, 同时根据需要, 它还能将直流电压变换成电压和频率均可调节的交流电压, 因此, 它又是一种逆变式变频器, 并称这类逆变器为脉宽调制型变频器, 因它具有输入功率因数高和输出波形好的可贵特点, 近年来发展很快, 其技术关键之一是采用了 PWM 方法。自 80 年代初以来, 各国科技人员开发了多种 PWM 方法。归纳起来主要是: 自然采样 SPWM、载波调制 SPWM、谐波注入式 PWM、最优 PWM 和无差拍周期补偿 PWM 等。在众多的调制方法中, 它们分别采用了面积法、图解法、计算法、采样法、优化法、斩波法、角度法、跟踪法和次谐波法等原理对逆变器进行了有效的调制。

近年来, 脉宽调制型变频器主要用在两类工业功率控制装置中: 一是用于调速传动装置中, 尤其广泛用于交流调速系统中。采用了脉宽调制技术控制逆变器后, 使交流拖动系统实现了高调速比的平滑无级调速, 出现了交流调速传动系统与直流调速传动系统相媲美、相抗衡的时代, 出现了前者取代后者的趋势。二是用于精密功率电源中, 特别是用在不间断电源 (Uninterruptible Power Supply 简称 UPS) 中, 采用脉宽调制技术控制逆变器后, 为精密仪器、计算机系统等提供了一种高可靠性的稳频、稳压和正弦波输出的无瞬间停电电源。在电网停电时, 它依靠装置内已充电的蓄电池供电, 在装置内进行直流—交流变换, 继续向负载提供电能, 不停电时间取决于装置内的电池容量和负载功率。

上述两种工业功率控制装置, 因其用途及负载性质不同, 所以它们对采用脉宽调制技术控制的逆变器的结构形式和品质性能的要求也不尽相同, 主要区别见表 1-1-1。

表 1-1-1 两种不同用途的逆变器的主要区别

用 途		交流调速传动装置	不间断电源
主要结构形式		三相全控型功率 晶体管桥式电路	单相全控型功率 晶体管桥式电路
主 要 指 标	频 率 $\Delta f\% = \frac{f - f_H}{f_H} \times 100\%$	1~100Hz 连续可调	$f_H = 50\text{Hz}$ $\Delta f\% \leq 1\%$
	波 形 THD%	允许含有 3、7 次 谐波 THD% $\leq 5\%$	正弦波输出 THD% $\leq 1\%$
	电 压 $\Delta U\% = \frac{U - U_H}{U_H} \times 100\%$	允许 $\Delta U\% \leq 5\%$	$\Delta U\% \leq 1\%$

本章将在介绍调速传动系统的发展趋势和 UPS 发展概况的基础上,再介绍几种主要的脉宽调制模式及最新 PWM 控制技术,以帮助读者初步了解 PWM 技术的基本原理、调制方法、主要模式及应用概况。

1.2 调速传动系统的发展趋势

由于交流电动机具有结构简单、坚固耐用、惯量 (GD^2) 小、动态响应特性好、效率高、经济可靠、抗恶劣环境能力强、易于向高压高速大容量方向发展等优点,而被广泛应用于机械、钢铁、纺织、铁道等行业中。目前在运行的电动机总量中,交流电动机占了绝大多数,但这些电动机多数是恒速运行的。无论在国外还是在国内,电动机消耗的电能约占全国用电量的 60% 以上,因此有效地利用电动机能量并降低其运行能耗,具有重要的现实意义。特别是对风机、压缩机、水泵类负荷采用变速控制,一般可节能 20%~30%,而这类负荷所耗电能约占全国发电总量的 30% 左右。

长期以来,为推广应用交流调速技术,人们朝着以下三个方面进行了不懈地努力:

(1) 以节能为目的,在风机、压缩机和水泵类机械中实现简便易行、性能要求不高的交流调速技术;

(2) 以取代直流电动机调速系统为目标的高性能交流调速技术的研究;

(3) 向直流电动机无法涉入的领域如特大容量、特高速度的应用场合发展。

交流调速技术的发展与微处理器、功率器件、功率变换器、新型调速电机和传动控制技术等方面的发展密切相关。交流调速技术的发展趋向,主要表现在新型功率器件、高功率变换器、高性能矢量变换控制和微型计算机控制等方面的发展与应用。

随着可关断晶闸管 (GTO)、大功率晶体管 (GTR)、功率 MOS 场效应管 (PMOSFET) 以及绝缘门极双极晶体管 (IGBT) 等具有自关断能力的功率开关管的出现和商品化,使功率变换装置的结构不断简化、可靠性不断提高。同时,高性能微处理器的出现及现代控制理论的发展,诸如自适应控制 (磁通自适应、断续电流自适应、参数自适应等模型参考自适应控制),观测控制及状态观测器 (磁通观测器、力矩观测器、负荷扰动观测器等),采用前馈控制补偿速度降、提高调速精度、以节能及平稳快速等为目标函数的优化控制、线性二次型积分控制 (LQI)、滑模变结构控制及模糊控制等新技术在交流调速系统中的广泛应用,促使了以微型计算机为核心的新一代控制系统及单元的诞生与发展。从部分采用微处理器的数字模拟混合控制向着全面采用微机控制或专用控制机的全数字化方向发展。同时,除原有控制功能外,还向着多功能 (包括监视、显示、保护、故障自诊断自处理等) 方向发展,使交流调速性能大为提高,以至完全可以与直流调速性能相媲美。特别在改善系统功率因数方面还优于直流调速系统,因而形成了交流调速越来越多地取代了直流调速的新局面。例如在 1975 年,日本在调速领域中直流调速占 80%,交流调速仅占 20%,到了 1985 年,情况恰好相反。在表 1-2-1 中给出了交流调速传动系统产品的情况,它代表了近年来交流调速的水平。

交流调速的优势还在于价格的优势。从整个电气传动系统的价格组成来看,以 1982 年的统计资料分析,在直流传动系统中直流电动机的价格占 60%,控制设备价格占 40%,而在同一容量的交流传动系统中,交流电动机价格不到 30%,控制设备价格却超过 70%。近年来,控制设备价格不断下降的趋势为交流调速传动系统的推广应用创造了极为有利的条件。

表 1-2-1 交流电动机调速系统产品现状

型式	控制	功率	变频器		输出 电流	电动机	说明
			方式	元件			
高性能型	微型机 矢量控制	几 kW	交直交 电压型	MOSFET 或 GTR	正弦	永磁电动机、 感应电动机	伺服系统
		几百 kW	交直交 电压型	GTR	正弦	感应电动机	
		几千 kW	交直交 电压型	GTO	正弦	感应电动机	
			交直交 电流型	晶闸管	方波、 梯形波	感应电动机	
			交直交 电流型	GTO	正弦	感应电动机	
		万 kW	交交变频	晶闸管	正弦	感应电动机、 同步电动机	600r/min 以下无环 流, 600~1500r/min 有环流
		几万 kW	无换向器 电动机	晶闸管	方波、 梯形波	同步电动机	1500r/min 以上
普通型	压 频 比 恒 定 控 制	几百 kW	交直交 电压型	GTR	正弦	感应电动机	
		几千 kW	交直交 电流型	SCR	方波、 梯形波	感应电动机	
		万 kW	交直交 电流型	SCR	方波、 梯形波	绕线转子式 感应电动机	串级调速
		几万 kW	无换向器 电动机	SCR	方波、 梯形波	同步电动机	

近代交流调速技术正朝着变频调速、串级调速、双馈电动机、无换向器电动机、交流伺服系统、交流步进拖动系统、交流调速节能技术、无功补偿及谐波抑制等八个分支和 PWM 控制、矢量控制、转差频率控制、直接转矩控制、磁场控制、相位控制、变压变频控制、微机控制等方向发展。其中以微机数字化 PWM 波变频调速控制技术的发展尤为迅速, 而且已有许多成果, 形成了商品化系列产品投放市场, 为工业生产服务。

1.3 PWM 变频调速系统的特点及现状

如果连续地改变电源频率, 同时相应地改变供电电压, 可十分理想地实现交流电动机的无级调速, 这就是交流电动机的变频调速方式。变频调速能实现宽范围的调速, 而且具有良好的静态和动态性能指标, 完全可以满足现代变速传动装置的要求。

变频调速系统需要一个变频电源给电动机供电。因对输入信号的功率变换形式不同, 变频电源又可分成交直交变频器和交交变频器。前者是变频调速系统中广泛使用的方法, 后者只适用于低速(最高频率为电源频率的 $1/3 \sim 1/2$)、大容量的场合。由于变频器的负载通常为异步电动机, 其功率因数是滞后的, 同时因直流环节不便向负载提供无功功率, 必须在其间设置储能元件, 以吞吐系统的无功能量。根据无功能量的处理方式, 变频器可分为电流型

(Current Structure Inverter 简称 CSI) 和电压型 (Voltage Structure Inverter 简称 VSI) 两大类, 如图 1-3-1 所示, 它们各自的优点如表 1-3-1 所述。

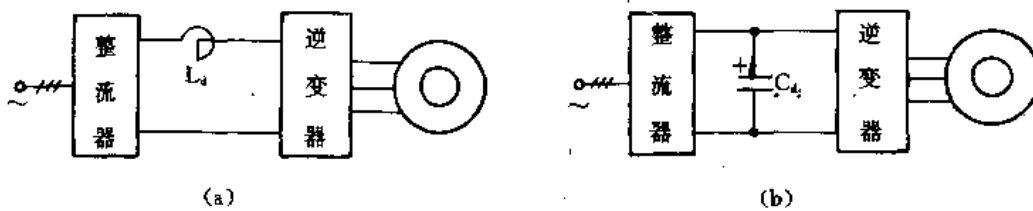


图 1-3-1 电流型和电压型变频器框图

(a) CSI

(b) VSI

表 1-3-1 交流传动系统中常用的两类变频器的优点

VSI 优点	CSI 优点
若仅需电动运行则功率电路简单	电动机的噪声电平非常低
在直流回路有小量能量储存	电动机的附加功率损耗低
有可能采用多电动机传动	4 象限运行 (双向转动的电动和再生运行) 简单、价格适宜的功率电路
逆变器效率高	转矩脉动小
可能用快速响应的控制方法	过流保护简单
弱磁范围很大	
不需要附加的调谐电容器	
没有谐振现象	

逆变器是变频调速系统的核心。选择怎样的控制方法对逆变器各开关器件的通断次序及通断时间进行控制, 与开关器件的特性密切相关。

图 1-3-2 表示一种典型的逆变器模型。

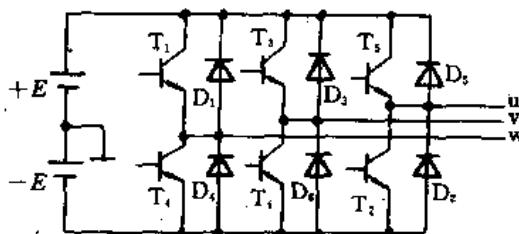
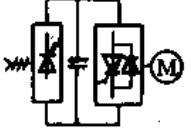
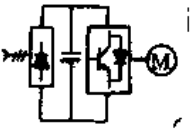
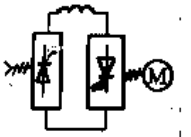
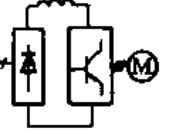
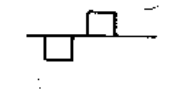
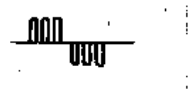

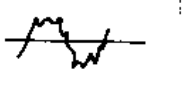

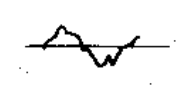
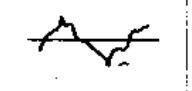
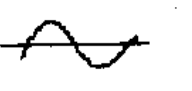
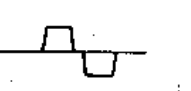
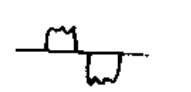


图 1-3-2 逆变器模型

早期的开关器件主要是晶闸管 (SCR), 其开关频率低, 属于半控器件, 对逆变器的控制主要是脉冲幅度调制 (Pulse Amplitude Modulation 简称 PAM), 它有许多缺点: 谐波大、功率因数低、转速脉动大、动态响应慢及线路复杂。后来由于 GTO、GTR、MOSFET 和 IGBT 等全控器件的产生, 其开关频率比 SCR 高得多, 由此出现了脉宽调制 PWM 技术, 它用一系列宽度不同的等幅脉冲序列来逼近正弦波, 产生接近正弦的电压、电流波形, 其特点是功率因数较高, 同时又能克服 PAM 法的所有缺点。表 1-3-2 所示是 PAM 法与 PWM 法的特性比较。

由变频器-交流电动机组成的调速系统是一种组合方便、使用可靠而且节能效果好的系统。世界各生产变频器的厂家为满足用户的要求, 不断推出性能更好、功能更全、保护更充

表 1-3-2 PAM 与 PWM 法特性比较

项目	电压型			电流型	
	PAM	PWM	不等 PWM	PAM	PWM
代表的主回路结构			同左		
电压波形					
电流波形					
效率	①	③	⑤	②	④
脉动转矩	③	②	①	⑤	④
噪声	①	③	⑤	②	④
响应性	④	②	①	⑤	③
制动	直流制动	直流制动	直流制动	再生制动	直流制动
价格	④	①	③	⑤	②
主要用途	水泵、风机、纤维卷取机，一般物品传送带（最适于高效率、高频运行）	一般物品传送带，加工机械（通用性高）	加工机械主轴（电动机的振动最小）	水泵，风机，磨床，选矿滚筒（最适宜于四象限运行）	磨床，选矿滚筒，水泵，风机（适宜于小容量单机运行）

注：①~⑤为优劣的排列顺序

分、使用更方便的变频器，它们有以下特点。

(1) 产品系列化：除了生产通用型产品外，为配合不同功率、不同用途的电动机，还发展了适应各种特殊场合使用的专用传动系统系列。

(2) 性能更好：用磁通控制型正弦波 PWM 控制方式的变频器，使得电动机的旋转磁场成为理想的圆形磁场，转矩脉动较小、电动机运行平稳，克服了电压型正弦波 PWM 控制中电动机低速运行时转矩脉动大的缺点；用电流限幅控制方式，使变频器能快速响应电流检测器的瞬变过程，测出其电流峰值到达限幅值的时刻，并及时关断有关晶体管，抑制电流增加，同时指令输出频率自动补偿，保证了不发生电流冲击现象；用频带控制方式的变频器，可保证其输出电流波形更接近于正弦波。

(3) 功能更全：新的变频器大多采用高速的 16 位微处理器与专用大规模集成电路为核心部件，配置了许多新的控制软件，增加了许多新功能。

表 1-3-3 电压型 PWM 式逆变器的性能

性能项目	电压型 PWM 式逆变器 (晶体管)		
主回路构成			
速度-力矩特性			
控制方式	用二极管整流器变换成一定的直流电压, 通过逆变器控制输出频率和电压		
特点	<ol style="list-style-type: none"> 1. 适合于泵、风机等力矩平方下降负荷 2. 能在全速范围内高效率运转, 但快速启动困难 3. 可对电动机调速 4. 功率因数高, 力矩脉动小 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 适合宽范围恒力矩负荷 2. 加减速时间较短 3. 能在全速范围内高效率运转 4. 可对电动机调速 5. 功率因数高, 力矩脉动小 	
驱动对象	中小型笼形电动机, 同步电动机		
调速范围	1:10 (6~60Hz)	1:40 (3~120Hz)	
调速精度	2%~5%	<2%	
频率精度	<1%	<1%	
力矩特性	力矩平方下降	1:10 (恒力矩)	
功率	很高	很高	
功率因数	很高	很高	
谐波	很小	很小	
负荷特性	恒力矩 恒功率 力矩平方下降	一般 不能 很好	很好 很好 很好
运转特性	单方向 可逆 加减速 频繁启制动 频繁反转 稳定性	很好 好 不能 好 不能 一般	很好 很好 很好 很好 很好 很好
启动加速	急速 慢速 启动转矩	一般 很好 一般	好 很好 好
减速制动	急速 慢速 再生制动	一般 很好 可动力制动	不能 很好 可动力制动
投资	便宜		
主要用途	风机、泵类负荷传动	皮带运输机、印刷机、卷取机、推床、机床主轴、化纤和纺织机械传动	

(4) 保护更充分：采取各种保护措施，力求万无一失。

(5) 使用更方便：新推出的变频器一般都采用触摸式键盘配以数字显示，使变频器的工作方式设定、频率设定、加减速时间设定以及电动机运行状态设定等操作，都可通过键盘操作完成，并有数字显示，使用起来极为方便。当保护电路动作时还可显示故障原因，便于迅速采取处理对策。

PWM 法除了具有频谱形状可调，即脉冲序列中各脉宽可调节的这一重要特点外，另一重要特点是还可以对其输出电压、电流作线性幅度调节与控制，而且这种调节与控制完全由人们设置的 PWM 波调制的控制算法在逆变器内予以实现。因而，不仅极易对被控对象异步电动机实施恒转矩或恒功率控制，而且逆变器本身可直接由功率二极管组成的整流桥来供电，使功率变换系统更加简单、经济和可靠。

当然，PWM 控制方法也有不足之处：如在需要宽调速场合中，电动机高速运行时，功率晶体管开关频率猛增，高频换流过程势必使开关器件的额定参数降低，输出波形中高次谐波分量增加，从而造成桥臂上下两管误通率增加等。

不过，PWM 控制方法的出现，的确促使了高性能交流传动调速系统的发展和日趋完善。为了帮助读者了解 PWM 控制式逆变器的特点，表 1-3-3 中列出了电压型 PWM 式逆变器的性能情况。

1.4 UPS 的发展概况

随着科学技术的发展，计算机以及各种精密自动化电子设备被广泛地应用于办公自动化、数据处理与通讯、气象航天、国防军事、高精测试、显示记录装置以及工业自动控制等领域。在办公自动化及工业生产各个行业中，单片微机系统和微型计算机控制网络系统已逐渐取代旧式数据统计、造表及继电器接触系统，形成现代化管理网络或全自动化控制网络，促使国民经济向更高层次发展。

这些计算机和精密电子设备对电源的质量有较高的要求，但目前电网供电质量在许多场合不能满足这一要求。我国电网容量严重不足，污染较严重，随机性冲击、断电频繁。

表 1-4-1 为某国在某年度全国电信局市电中断统计值。表 1-4-2 为国内外城市供电系统可靠性数据。电网质量不仅直接影响计算机设备的正常运行，降低了其预期应用效果及性能指标，给某些部门如空中交通管理、雷达导航、通讯系统等带来严重后果。

表 1-4-1 某国在某年度全国电信局市电中断统计值

项目	超高压	高压		低压	
		电话交换局	无线中继站	电话交换局	无线中继站
平均停电次数 次/年	5.9	8.7	23.6	5.8	17.0
累计平均停电时间 分钟/年	934	616	1952	645	1154
每次平均停电时间 分钟/次	158	71	83	111	68

表 1-4-2 国内外城市供电系统可靠性数据

国家 或 城市	年 度	平均供电可用率		年均用户停电时间	
		统计值	百分比×100	统计值 分钟/年·户	百分比×100
A 国	1978/1979	0.999827	100.00	1.52	100.00
B 国	1979	0.999617	99.98	3.36	221.00
中国	A 市	1979	99.22	70.26	4622.30
	B 市	1985	99.34	58.77	3866.40
	C 市	1985	97.45	219.93	14469.07
	D 市	1985	99.03	65.59	4315.13

注：表中百分比 = $\frac{\text{某统计值}}{\text{A 国统计值}}$

在线式正弦波不间断电源 (UPS) 是一种具有无瞬间中断、稳压、稳频、抑制干扰等优越性能的电源设备，它能满足特殊设备的供电要求。UPS 装置的核心部件是直流-交流逆变器。它是实现稳频稳压，并在市电中断时把蓄电池电能变为交流电能输出的装置。其性能优劣决定着整机的效率、体积、噪声、造价、可靠性以及输出电压品质等多方面性能。逆变器控制的研究对稳频稳压 (CVCF)、变频变压 (VVVF) 等领域具有理论的和应用的价值。

在工业发达国家，对 UPS 的机理研究起步较早，UPS 理论及技术较成熟。70 年代以来，各种高压大功率半导体器件的不断涌现及其质量不断提高，价格不断降低，促使了固态变流技术的发展。目前，各种系列的静止型 UPS 早已推向市场，这些产品的供电品质、供电方式和系统结构各有其特点，能适应不同用户的需要。其中最能体现 UPS 的优点，并为目前大多数高档 UPS 所采用的一种结构类型如图 1-4-1 所示，这种 UPS 称为在线式 UPS。图中油机型电源为备用电源，转换开关一般采用静态无触点开关。

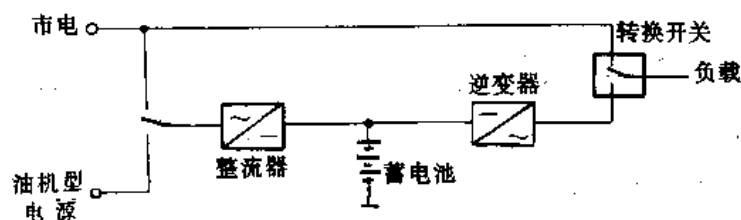


图 1-4-1 在线式 UPS 框图

随着高频自关断器件、高频 PWM 控制方式及控制手段、新型磁性材料和高性能传感器等技术的发展，UPS 技术也有了很大发展，主要体现在以下三个方面。

1. 各种类型 UPS 系统不断问世

以体积小、重量轻、效率高、噪声低和价格便宜为目标而研制的新型 UPS 系统，主要有三类。

(1) 后备式 (Standby Supply) UPS：如图 1-4-2 所示，这种 UPS 平时由市电直接向负载供电并给蓄电池充电，一旦市电中断则改由逆变器供电。由于整流器只完成对蓄电池充电，故其体积较小。

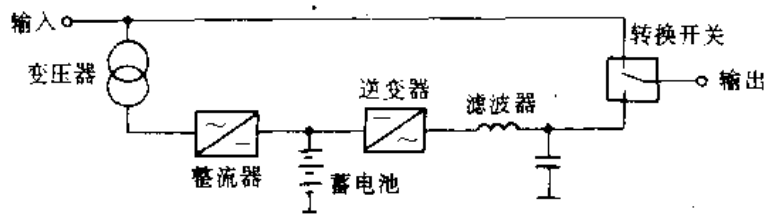


图 1-4-2 后备式 UPS 框图

(2) 并联工作型 (Parallel Processing) UPS: 其结构如图 1-4-3 所示, 这种 UPS 通常也是由电网通过旁路向负载供电, 装置内设有一两用变换器, 市电正常时, 两用变换器作为充电器运行, 它将交流电整流后对蓄电池充电, 同时还作为一个电压调节器使用, 起着调节负载端电压的任务。当市电故障时, 输入端的电子开关断开, 两用变换器作为逆变器把电池电能变为交流电供给负载。

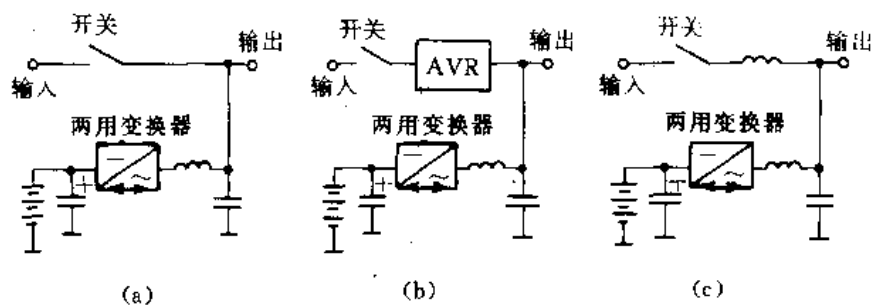


图 1-4-3 并联工作型 UPS 框图

(a) 基本型 (b) AVR (c) 交流电抗型

(3) 高频链路 (High Frequency Link) UPS: 其结构如图 1-4-4 所示, 这种 UPS 的特点是没有工频变压器, 而是在直流部分加入高频 DC/DC 变换器来实现输出和电网隔离 (图 1-4-4 (a)); 或是采用高频逆变方式产生高频 PWM 波, 然后用循环变流器件将此高频电压波转化为工频电压再供给负载 (图 1-4-4 (b))。

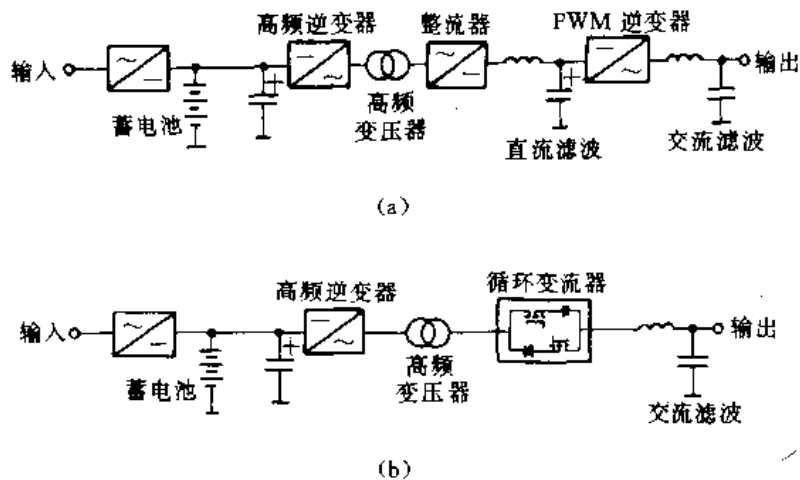


图 1-4-4 高频链路 UPS 框图

(a) DC/DC 变换器型 (b) 循环变流器型

上述各种方案中, 前两种虽然能实现减小体积和重量、降低成本的要求, 但其性能显然不能满足精密设备的要求, 高频链路 UPS 采用高频变压器代替工频变压器, 大大减少了 UPS

系统的体积、重量和噪声，提高了装置的功率密度，同时又具有在线式 UPS 的全部优点，如波形失真小，能实现真正的无间断供电，所以它被认为是一种很有前途的方案。

2. 控制方式不断改进

为克服电路中非理想因素产生的低次谐波和整流负载及其他非线性负载引起的输出电压畸变，人们对传统的 PWM 控制方案进行了许多改进，提出了瞬时值反馈控制 (Instantaneous Control)、无差拍控制 (Dead beat Control)、周期控制 (Repetitive Control) 和乒乓控制 (Bang-Bang Control) 等控制方案，这些新的控制方案大大改善了逆变器的输出波形，因而减少了输出交流滤波器的体积、重量，提高了系统的动态性能。

3. 使用新的全控型功率器件

逆变器的功率半导体开关器件正朝着功率更大、驱动更简单和开关频率更高的方向发展。80 年代以来，GTO、GTR、MOSFET 和 IGBT 等新型高性能功率半导体器件差不多淘汰了使用复杂的不可关断器件 (SCR)。

4. 大容量 UPS 的智能化程度越来越高

目前国外大容量 UPS 均为微机监控系统，能自动检测 UPS 运行中各部分的状态和参数的变化，并对故障具有自动处理能力。同时微机还参与 UPS 的控制过程和提供良好的人-机界面。

综上所述，逆变器仍是各类 UPS 装置的核心组成部分，与其他各种交流传动调速系统的控制方法、方式相比，采用微机数字化 PWM 技术，对 UPS 的逆变器进行控制更为有效，它既可提高、完善 UPS 装置的品质性能，又便于设置、扩展、修改各种功能，操作简便，自动化程度高，它已成为近年来 UPS 装置的主要研究方向与发展趋势。

1.5 主要脉宽调制模式

图 1-5-1 表示一个单相双极性输出的 PWM 波形，对它进行傅里叶变换，可以得到：

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t) \quad (1-5-1)$$

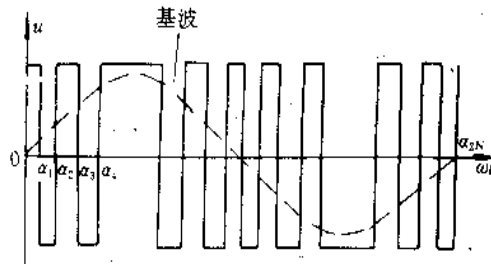


图 1-5-1 PWM 波形

式中，

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) d(\omega t) = \frac{2E}{\pi} \left[\pi - \sum_{j=1}^N (\alpha_{2j} - \alpha_{2j-1}) \right];$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega_1 t) d(\omega t) = \frac{2E}{n\pi} \left[1 - \sum_{j=1}^N (\sin \alpha_{2j} - \sin \alpha_{2j-1}) \right];$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega_1 t) d(\omega t) = \frac{2E}{n\pi} \left[1 + \sum_{j=1}^N (\cos \alpha_{2j} - \cos \alpha_{2j-1}) \right];$$

$2N$ 为载波比。

由以上各式可见, PWM 波的各次谐波的幅值是各开关点的函数, 因此, 通过构造不同的开关方案可对 PWM 波的谐波进行控制。

1. 自然采样 SPWM

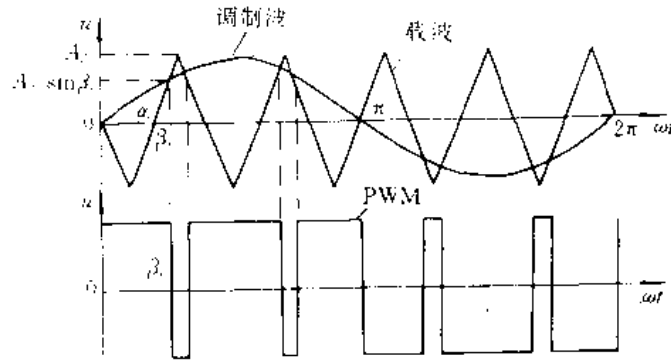


图 1-5-2 自然采样 SPWM 波形

自然采样 SPWM 亦称三角波调制法, 这种方法的原理是通过正弦波与三角波的比较来决定开关点的位置, 如图 1-5-2 所示。设三角波与横轴的交点为 α_i , 三角波与正弦波的交点为 β_i , 则 α_i 和 β_i 满足以下关系:

$$\left. \begin{aligned} \frac{A_m \sin \beta_i}{A_\Delta} &= \frac{\beta_i - \alpha_i}{\pi / (2N)} & (i=1, 3, 5, \dots) \\ \frac{A_m \sin \beta_i}{A_\Delta} &= \frac{\alpha_i - \beta_i}{\pi / (2N)} & (i=2, 4, 6, \dots) \end{aligned} \right\} \quad (1-5-2)$$

当载波比 $2N > 20$ 时, PWM 波的脉宽正比于正弦波幅值 A_m 与三角波幅值 A_Δ 之比, 且正比于脉冲中心点对应之正弦波函数值。设 $M = A_m / A_\Delta$ 为调制深度, 则自然采样 SPWM 的开关模式为

$$\left. \begin{aligned} \beta_i &= \alpha_i + (\pi / (2N)) M \sin \beta_i & (i=1, 3, 5, \dots) \\ \beta_i &= \alpha_i - (\pi / (2N)) M \sin \beta_i & (i=2, 4, 6, \dots) \end{aligned} \right\} \quad (1-5-3)$$

由式 (1-5-3) 可知自然采样 SPWM 的开关模式为迭代关系式, 不能用显式表达, 难于用微机进行数字控制, 因此, 常用模拟电路实现。其特点是在 $A_m < A_\Delta$ 时, 输出波形中不含 3、5、7 次等低次谐波分量, 仅含有 $N, N \pm 2, 2N \pm 1$ 及 $2N \pm 3$ 等高次谐波, 自然采样 SPWM 波的第 n 次谐波幅值 U_n 与基波幅值 U_1 之比和调制比 M 的关系 (载波倍数 $N=20$) 见图 1-5-3。调制比为 1 时的频谱 ($N=45$) 见图 1-5-4。

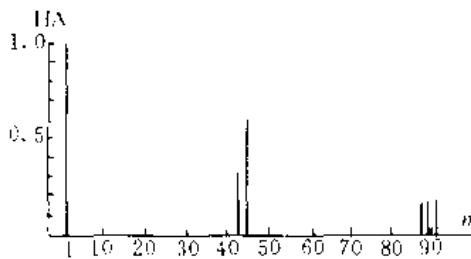


图 1-5-3 U_n/U_1 与 M 的关系

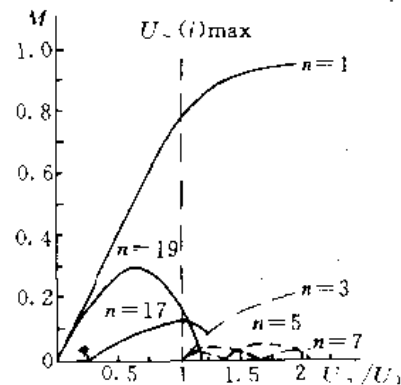


图 1-5-4 自然采样 SPWM 频谱

2. 载波调制 SPWM

载波调制 SPWM 方案采用对占空比为 50% 的高频载波信号进行双沿调制的方式来确定开关点, 如图 1-5-5 所示, 其开关模式如下:

$$\left. \begin{aligned} \beta_i &= \alpha_i + \left(\frac{\pi}{2N}\right) M \sin \alpha_i & (i=1, 3, 5, \dots) \\ \beta_i &= \alpha_i - \left(\frac{\pi}{2N}\right) M \sin \alpha_i & (i=2, 4, 6, \dots) \end{aligned} \right\} \quad (1-5-4)$$

式中, α_i 为调制前载波的开关点, β_i 为调制后载波的开关点, M 为调制深度, N 为载波倍数。

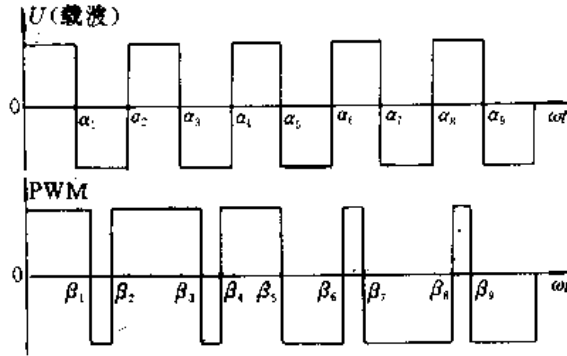


图 1-5-5 载波调制 SPWM 波形

也可以把此调制方案看作是以两倍的载波频率采样正弦调制波, 将此采样值与载波信号相比较而得到脉冲的前后沿, 即属于一种非对称规则采样 PWM, 不过其采样时刻是载波的过零点, 而不是通常规则采样 PWM 所采用的以载波的峰值点作为采样点。从图 1-5-6 (a) 可以很清楚看到, 在 α_i 处采样得到的正弦波值和三角波比较就可求得 β , 如此求出的开关模式和

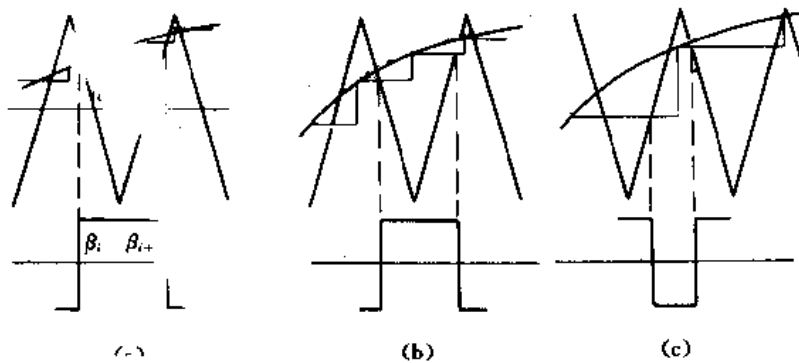


图 1-5-6 载波调制

(a) 载波调制 PWM (b) 对称规则采样 PWM (c) 非对称规则采样 PWM

载波调制 PWM 的开关模式完全相同。

图 1-5-6 (b)、(c) 表示对称规则采样 PWM 和非对称规则采样 PWM 的原理, 其开关模式请读者自行推导。这一类 PWM 方案的开关模式为显式, 易于用微机在线求解, 是微机控制逆变器中较常用的 PWM 方案。另外还有均值 PWM、角度 PWM 等方案。

3. 谐波注入式 PWM

对以上几种 PWM 方案, 其线电压输出波形的基波分量受调制深度的限制, 且在满调制时基波输出电压最大值只有输入直流电压的 86.6%。为提高输出电压幅值, 可用一个带有谐波成分的调制波去代替标准正弦调制波, 如图 1-5-7 所示。例如, 调制波可由正弦基波叠加 17% 的 3 次谐波组成, 如图 1-5-7 (a) 所示, 其函数表达式为

$$y = [1.15 \sin(\omega t) + 0.19 \sin(3\omega t)] M \quad (1-5-5)$$

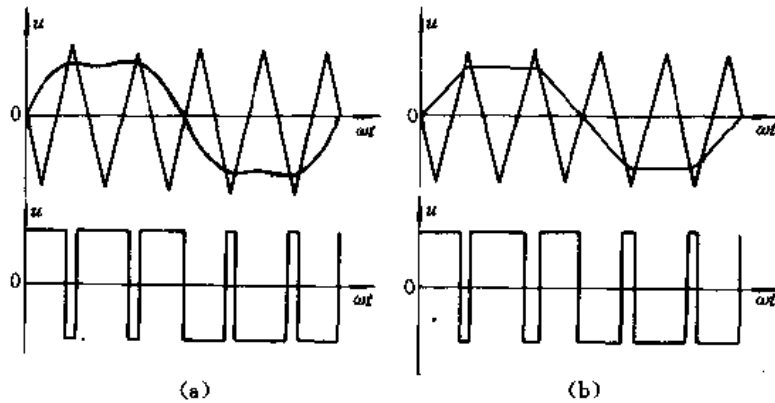


图 1-5-7 高压 PWM 波形

(a) 谐波注入 PWM 波 (b) 梯形波调制 PWM 波

式中， M 为调制深度。在 $M=1$ 时，用以上调制波与三角载波比较得出的基波（线电压）最大值和输入直流电压基本相等。由此可知，这种 PWM 方案的直流电压利用率比前两种 PWM 方案提高了 15% 左右，其代价是相电压频谱中含有约 17% 的 3 次谐波，因此，这种调制方式只适用于无中点（原方）连接方式，使 3 次谐波电压或电流自动抵消。此方式下调制深度为 1 时的频谱（ $N=45$ ）如图 1-5-8 (a) 所示。

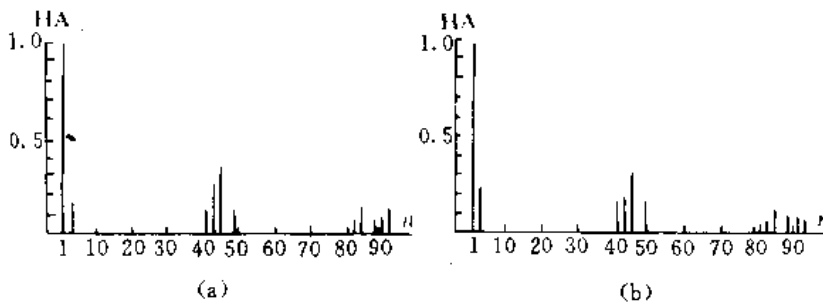


图 1-5-8 PWM 频谱

(a) 3 次谐波注入 (b) 3, 9 次谐波注入

除了注入 3 次谐波以外，还可以对调制波注入 9 次谐波，此时调制波的函数表达式为

$$y = [1.15\sin(\omega t) + 0.27\sin(3\omega t) - 0.02\sin(9\omega t)]M \quad (1-5-6)$$

其效果比仅注入 3 次谐波时为好，调制深度为 1 时的频谱（ $N=45$ ）见图 1-5-8 (b)。

谐波注入式 PWM 只适用于用硬件电路实现，用微机在线直接计算开关角很困难。由图 1-5-7 (a) 可见，谐波注入式 PWM 的实质是：通过在标准正弦波上叠加 3 次或 9 次谐波使被调制的调制波产生一个“平顶”，以允许调制波中的基波成分相对于三角载波“超调”。因此，为便于微机实现开关角的计算，可直接用梯形波或优化梯形波来作为调制波，如图 1-5-7 (b) 所示。

4. 最优 PWM

最优 PWM 一般是针对某一目标函数，如谐波损耗、转矩脉动、波形畸变率等，通过离线寻优来寻找最优开关角度，使目标函数值最小，其表达式为

$$\begin{aligned} \min F(x) \\ x \in [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{2N}] \\ a_1 < a_2 < a_3 < \dots < a_{2N}, g(x) = c \end{aligned} \quad (1-5-7)$$

对于 UPS 逆变器，目标函数一般为输出波形的总谐波畸变率 THD%：

$$F(x) = \text{THD}\% = \frac{1}{H_{(1)}} \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{H_{(n)}^2}{n^2} \right) \quad (1-5-8)$$

$$g(x) = H_{(1)}$$

式中， $H_{(n)}$ 为第 n 次谐波的幅值， $H_{(1)}$ 为基波幅值。由于在开关频率较高时，该目标函数的离线寻优很困难，而且难于寻找一简单函数来表达每一开关角与调制深度 M 的关系，所以常取几个主要的低次谐波的含量作为目标函数：

$$F(x) = \frac{1}{H_{(1)}} \sum \left(\frac{H_{(n)}^2}{n^2} \right) \quad n \in [n_1, n_2, n_3, \dots, n_k] \quad (1-5-9)$$

$$g(x) = H_{(1)}$$

尽管最优 PWM 在实现上有一定困难，但它有许多突出的优点：

- (1) 可以用较低的开关频率获得低的总谐波畸变率 (THD%) 的输出波形；
- (2) 直流利用率较高；
- (3) 开关频率的降低使开关能耗降低。

总之，脉宽调制技术是实现逆变器输出正弦化的最有效的手段，其基本原理是采用一组不同宽度的脉冲序列来等效市电正弦波电压。随着高频可关断功率器件的发展和应用，以及最优控制技术及计算机仿真技术的引入，PWM 技术得到极大的发展。PWM 技术的发展可以分为三个阶段。第一阶段主要试验开环的 PWM 控制，如载波调制 PWM、预编程 PWM 等。此阶段解决的主要问题是减少总谐波畸变率 THD%。第二阶段是对 PWM 采用以模拟电路为基础的实时控制，在改进 THD% 的同时，使瞬时响应性能得到提高，如瞬时值反馈控制，乒乓控制等。第三阶段是为了对电容输入整流桥之类的非线性负载也能提供具有高瞬时响应性能的正弦波波形，提出了基于微机实现的无差拍控制等数字控制方案。

1.6 几种新型 PWM 控制技术

传统的 PWM 技术着重研究如何通过恰当设计开关模式来实现逆变器输出频谱的优化，但没有考虑信号传输过程中开关点的变化，而且通常只能通过反馈控制方式来调节输出电压的有效值或平均值。因而，它们不同程度地存在以下缺点：

- (1) 非线性负载引起严重的波形畸变；
- (2) 负载突变时输出电压调整时间长；
- (3) 相差受负载影响较大。

在逆变器的控制中，最有效地改善输出波形及其动态性能的方案是对输出量加入反馈控制，即根据输出波形的情况来对 PWM 开关点加以调整，从而抑制开关死区和负载谐波电流对输出电压的影响。近年来，国外已经提出了以下一些基于这种反馈控制思想的新型 PWM 方案：

1. 乒-乓控制 (Bang Bang Control)

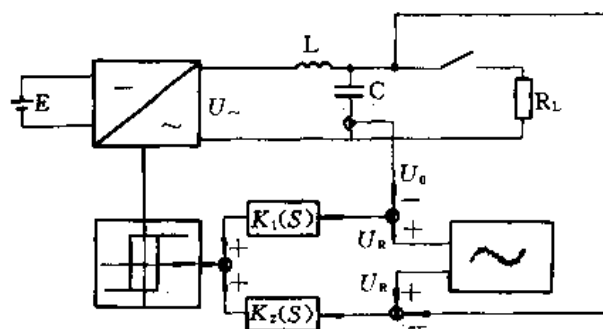


图 1-6-1 乒-乓控制方框图

这种控制方案的方框图如图 1-6-1 所示。其控制方式是根据输出电压及滤波电容电流的反馈信号与标准正弦波相比较来决定开关状态，从而使输出电压及其导数（正比于电容电流）在设定误差范围内跟踪标准正弦信号，其开关模式为

$$U_{\sim} = \begin{cases} +E, & \text{当 } U_R \leq -\delta \\ -E, & \text{当 } U_R \geq \delta \end{cases} \quad (1.6.1)$$

$$U_R = K_1 (U_R - U_o) + K_2 (U_R - U_o)$$

式中， δ 为滞环死区值， K_1, K_2 为比例控制参数。

由式 (1-6-1) 可知，这种控制方式的优点是对环路内的参数变化不敏感，输出电压 U_o 与标准正弦的误差仅由控制参数 δ, K_1 和 K_2 决定，系统稳定性好，动态响应快等。

2. 瞬时值反馈控制 (Instantaneous Control)

这种方法的基本思想是把输出电压的瞬时反馈值以误差形式叠加到传统 PWM 方案的参考正弦波上，以提高逆变器输出的动态响应性能，如图 1-6-2 所示。在此基础上，可以在反馈回路上引入各种不同的调节器，以进一步改善控制系统的品质性能。

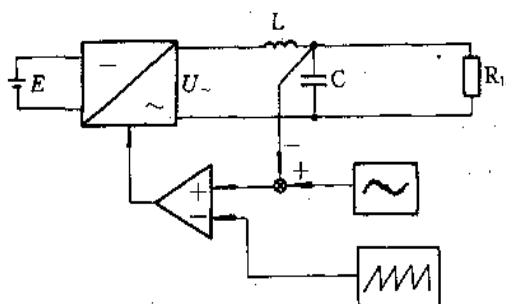


图 1-6-2 瞬时值反馈控制方框图

3. 无差拍控制 (Deatbeat Control, 简称 DB 控制)

无差拍控制是一种基于微机实现的 PWM 方案。它根据逆变系统（含滤波器）的状态方程和输出反馈信号推算出下一采样周期的开关时间。在其他反馈控制方案中，要达到较低的输出总谐波失真率 THD%，则必需设置较高的开关频率，这必然加大逆变器的开关损耗，而且输出波形在平均开关频率的大范围邻域内存在谐波。而无差拍控制较好地解决了这些问题，因而发展较快，应用较广。

在无差拍控制理论的基础上，应用于 PWM 逆变器的数字反馈控制技术，已发展了五种不同的方法：

- ① 以阻性负载为基础的 DB 控制；
- ② 以干扰观测器为基础的 DB 控制 I；
- ③ 以干扰观测器为基础的 DB 控制 II；
- ④ 以内部模型原理为基础的极点配置 DB 控制；
- ⑤ 以数字 PI 调节为基础的 DB 控制。

上述各种方法的基本原理框图及特点简介如下：

(1) 阻性负载型 DB 控制：逆变系统

模型如图 1-6-3 所示。数字信号处理 (DSP) 控制器利用每个采样时间测量一次阻性负载的电压 u_R 来计算下一次采样时间的输出电压脉宽，在下一个采样的瞬间内，使输出电压值与基准电压值一致。这种控制称为无差拍控制。在该控制中，由于通过假设负载为额定阻性负载来

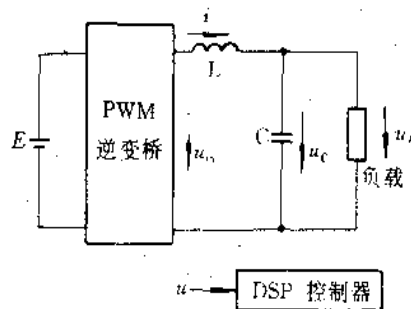


图 1-6-3 阻性负载型 DB 控制模型

构成控制规则，所以在负载发生变化时稳态误差较大。

(2) 采用干扰推断型观测器的 DB 控制 I 和 II：在这类控制方法中，把负载看作为阶梯状的电流源，采用干扰推断型观测器来估算负载电流。对于 I 型，如图 1-6-4 (a) 所示。在电感上接有电流传感器；对于 II 型，如图 1-6-4 (b) 所示，在负载上接有电流传感器，与阻性负载型 DB 控制相比，这两种控制方案的特点是对负载变化不敏感。

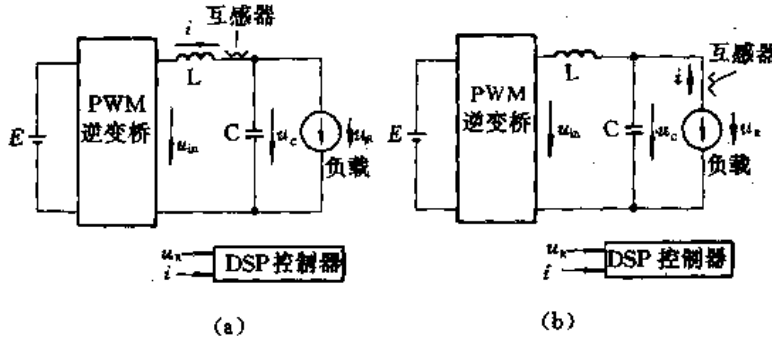


图 1-6-4 采用干扰推断型观测器的 DB 控制模型

(a) I 型 (b) II 型

(3) 以内部模型原理为基础的极点配置 DB 控制：这种方法所使用的模型与图 1-6-3 类似。不同之处是该方案含有二次补偿器，控制规则通过巴特沃兹 (Butterworth) 极点配置求得。以内部模型原理为基础的控制对于二阶参考模型可以获得没有稳态误差的正弦波输出。图 1-6-5 为含二次补偿器的系统方框图。

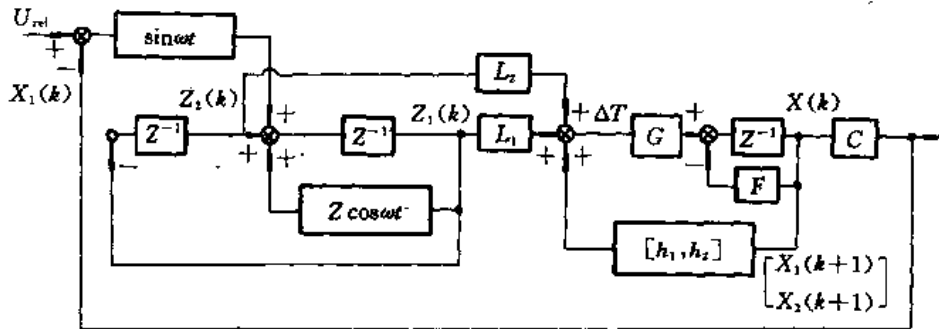


图 1-6-5 以内部模型原理为基础的极点配置 DB 控制方框图

(4) 以数字 PI 调节为基础的 DB 控制：阻性负载型 DB 控制的缺点是负载变化时输出误差较大，若采用 PI 控制来调节输出电压幅值可克服这一缺点，如图 1-6-6 所示。该方法对每半周的采样数据进行离散傅里叶变换 (DFT)，求出输出电压幅值，与参考值作比较，再从 PI 控制器的输出求得正弦波参考幅值。除导出正弦波参考幅值之外，其余模型与阻性负载型 DB 控制基本相同。

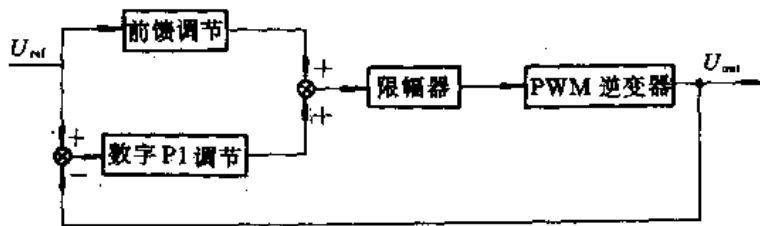


图 1-6-6 数字 PI 控制方案的方框图

以上五种无差拍数字控制方法特点的比较见表 1-6-1。

表 1-6-1 五种 DB 控制方法比较

控制方法	优点	缺点	传感器检测的物理量
以阻性负载为基础的 DB 控制	好的瞬时响应	空载和非平衡负载时有电压变化	电压
以干扰观测器为基础的 DB 控制 I	好的特性及全部好的瞬时响应	需两种传感器	电压及电感电流
以干扰观测器为基础的 DB 控制 II	对非线性负载有好的瞬时响应	需两种传感器, 空载和非平衡负载时有电压变化	电压及负载电流
以内部模型原理为基础的极点配置	没有稳态误差	对非线性负载不稳定	电压及电感电流
以数字 PI 为基础的 DB 控制	简单	非线性负载时 THD%较大	电压

4. 周期控制 (Repetitive Control)

为克服整流型负载引起的输出波形周期性畸变, 可在各种 PWM 控制的基础上加进周期控制, 以进一步改善输出波形, 如图 1-6-7 所示。周期控制的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。控制器根据给定信号 $u_1(t)$ 和反馈信号 $u_0(t)$ 的误差 $e(t)$ 来确定所需的校正信号 $u_2(t)$, 然后在下一基波周期的同一时间将此信号叠加在原控制信号 $u_1(t)$ 上, 以消除以后各周期中将出现的重复性畸变。

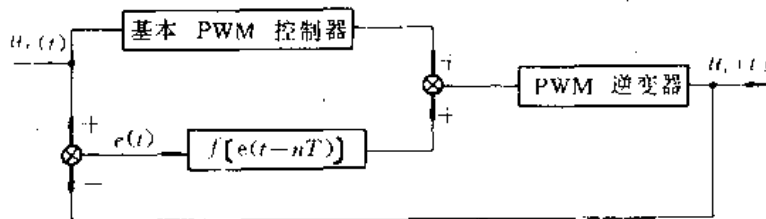


图 1-6-7 周期控制框图

1.7 微机数字化 PWM 波控制方法

随着各种功能强、运算速度快的单片微处理器 (Single Chip Microprocessor) 和全控型电力电子器件 (Power Electronic Device) 的出现和商品化, 以各类微处理器和功率逆变器为基础的、新型的数字智能化 PWM 调制技术和控制技术有了长足的发展。图 1-7-1 是这类工业控制装置的原理框图, 它是 PWM 波控制技术发展的趋势, 它既能较完善地提高装置的品质, 又为装置增加了许多功能, 增强了装置的灵活性和可靠性。

图中微机最小系统是由各类单片微处理器和半导体集成存储器等组成的, 是 PWM 装置的核心部分之一。人们可根据被控对象的性能要求和功能, 编制相应实时控制程序、算法程

序、功能程序、数据处理程序、滤波抗干扰程序、参量状态检测程序和键盘输入、显示程序等，实施所选择的 PWM 方法和控制技术，实现数字智能化控制。

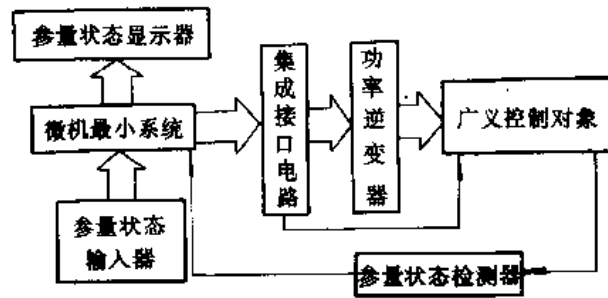


图 1-7-1 数字智能化 PWM 控制装置原理框图

PWM 装置的另一个核心部分就是功率逆变器，它除了由功率整流桥、无功功率交换部件（电感或电容器）和全控型功率半导体器件等组成外，还包含有射极输出复合管式集成驱动模块，如 UAA4002、M57215BL 和 EXB841 等。它的任务是在所选择的 PWM 控制方法和控制算法的控制下，完成 ADA 的变换，馈送品质性能良好的交流电能给被控制对象。

装置中的参量状态输入器、参量状态检测器和参量状态显示器用于监控、显示被控对象的运行状态和便于人机对话，实现全自动控制和安全运行。

第二章 脉宽调制技术原理

各种改进型的 PWM 控制方式,其目的都在于解决电源的利用率和改善逆变器输出电压、电流波形中的谐波含量以及有利于采用微机实现 PWM 控制等问题。

开关点的设置、脉宽的计算方法是与采用 PWM 的控制方式密切关联的。本章将从这点出发,论述了几种 PWM 控制方式的原理。有些 PWM 方式还运用了仿真技术,对其谐波含量进行了分析,并评估了其优缺点。

2.1 均值 PWM 波脉宽调制技术

设法控制感应电动机电压中的谐波成分,就能改善感应电动机的运行特性,而消除逆变器输出电压中的 3、5、7 次等有害谐波分量,可使感应电动机获得良好的运行特性。为此,根据等面积 PWM 控制方式的原理,选择最佳脉冲中心线位置,可使得其 PWM 波形的谐波成分最小,并定义这一调制方法为均值 PWM 法。

2.1.1 均值 PWM 波原理与分析

图 2-1-1 表示正弦波均值 PWM 波的换相点的确定方法,它将参考正弦波 $x(t) = A\sin\omega t$ 的 $[-T/2, T/2]$ 区间分为长度相等的 $2N$ 个区间,区间长度为 $T_w = T/2N$,各分点为: $t_{-N}, t_{-N+1}, \dots, t_{-1}, t_0, t_1, t_2, \dots, t_N$, 且 $t_{-i} = t_i$ 。其中 $t_0 = 0, t_N = T/2$ 。以原点为始点将区间进行编号:

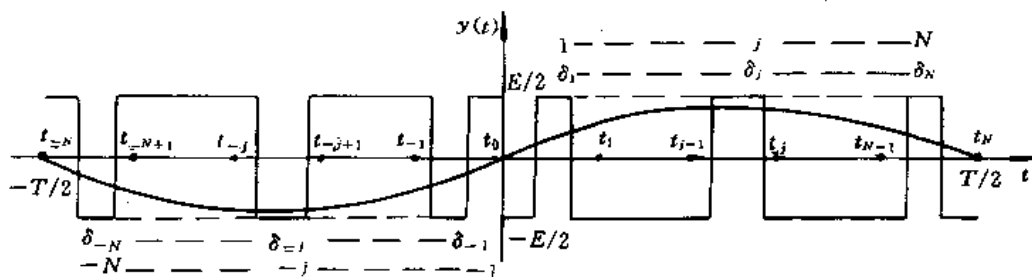


图 2-1-1 正弦波均值 PWM 波形

正半周期的 N 个区间接时序号编为 $1, 2, 3, \dots, N$; 负半周期的 N 个区间接逆时序编为 $-1, -2, \dots, -N$ 。则对应正整数 $j(0 < j < N)$ 的第 j 号区间可表示为 $[t_{j-1}, t_j]$; 第 $-j$ 号区间表示为 $[t_{-j}, t_{-(j+1)}]$ 。均值 PWM 波形中正负脉冲的编号与区间的编号相同。第 j 号区间对应均值 PWM 波形的第 j 个脉冲,脉宽为 δ_j ; 第 $-j$ 号区间对应 PWM 波形的第 $-j$ 号脉冲,脉宽为 δ_{-j} 。第 i 号 ($-N \leq i \leq N$) 脉冲中心线离第 i 号区间的起点距离为 kT_w 。 k 为比例系数,它的取值范围为 $0-1$ 。如果 $j > 0$,则第 j 号脉冲中心线的横坐标为 $c_j = t_{j-1} + kT_w$; 第 $-j$ 号脉冲中心线的横坐标为 $c_{-j} = t_{-j} + kT_w$ 。第 i 号脉冲起点的横坐标为 $r_i = c_i - \delta_i/2$; 其终点的横坐标为 $e_i = c_i + \delta_i/2$ 。

由于 $t_i = iT/(2N)$,所以,当 $0 \leq j \leq N$ 时,可列出各参量表达式如下:

$$c_j = (j+k-1)T/(2N) \quad (2-1-1)$$

$$c_j = (-j+k)T/(2N) \quad (2-1-2)$$

$$r_j = (j+k-1)T/(2N) - \delta_i/2 \quad (2-1-3)$$

$$e_i = (j+k-1)T/(2N) + \delta_j/2 \quad (2-1-4)$$

$$r_{-j} = (-j+k)T/(2N) - \delta_i/2 \quad (2-1-5)$$

$$e_{-j} = (-j+k)T/(2N) + \delta_j/2 \quad (2-1-6)$$

由式(2-1-1)~式(2-1-6)可看出,只要求出 k 和 δ ,就可以确定 PWM 波的换相点。

1. δ_i 的确定

根据等面积原理,任意区间上 PWM 脉冲平均值等于正弦参考信号在该区间上的平均值,不妨设 $\beta, \bar{\beta}$ 为下列的函数:

$$\begin{aligned} \beta &= 0 & i < 0 & & \bar{\beta} &= 1 & i < 0 \\ \beta &= 1 & i > 0 & & \bar{\beta} &= 0 & i > 0 \end{aligned}$$

则对于 $i = -N, -N+1, \dots, -1, 1, 2, \dots, N$, 编号中为 i 的区间可表示为 $[t_{i-\beta}, t_{i-\bar{\beta}}]$, 在此区间上,正弦波 $x(t) = A \sin \omega t$ 的平均值为

$$\begin{aligned} X_i &= \frac{1}{T} \int_{t_{i-\beta}}^{t_{i-\bar{\beta}}} A \sin \omega t dt \\ &= \frac{AN}{\pi} \left(\cos \frac{i-\beta}{N} \pi - \cos \frac{i-\bar{\beta}}{N} \pi \right) \end{aligned} \quad (2-1-7)$$

PWM 波形的第 i 个脉冲在该区间上的平均值为

$$\bar{Y}_i = \frac{|i|}{i} \frac{NE}{T} (2\delta_i - \frac{T}{2N}) \quad (2-1-8)$$

令

$$X_i = \bar{Y}_i$$

$$\text{解得 } \delta_i = \frac{|i|TA}{i \cdot 2E\pi} \left(\cos \frac{i-\beta}{N} \pi - \cos \frac{i-\bar{\beta}}{N} \pi \right) + \frac{T}{4N} \quad (2-1-9)$$

对式(2-1-9)三角函数项进行和差化积并考虑到 $\beta + \bar{\beta} = 1$ 得

$$\delta_i = \frac{|i|}{i} \frac{AT}{\pi E} \sin \frac{\pi}{2N} \sin \frac{2i-\beta+\bar{\beta}}{2N} \pi + \frac{T}{4N} \quad (2-1-10)$$

$$\delta_i = \delta_{-i} \quad (2-1-11)$$

式(2-1-10)表明,正弦波 PWM 的脉冲宽度是随参考信号的幅值变化而变化的。

2. k 值的确定

选择 PWM 波中各次谐波分量的有效值平方和 $Z(k)$ 作为目标函数,寻找最佳的 k 值使 $Z(k)$ 为最小。

将 PWM 波展开为傅氏级数,有

$$y(t) = \frac{Y_0}{2} + \sum (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2-1-12)$$

式中, ω 是基本角频率,它等于参考正弦波信号的频率。

$$\frac{Y_0}{2} = \left(\frac{1}{T} \right) \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} y(t) dt = 0 \quad (2-1-13)$$

$$a_n = \left(\frac{1}{T} \right) \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} y(t) \cos n\omega t d(\omega t) \quad (2-1-14)$$

$$b_n = \left(\frac{2}{T} \right) \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} y(t) \sin n\omega t d(\omega t) \quad (2-1-15)$$

将式(2-1-12)中相同频率的项合并,并表示为余弦函数,可得

$$a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t = A_n \cos (n\omega t + \theta_n) \quad (2-1-16)$$

式中,

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$Q_n = -\arctg\left(\frac{b_n}{a_n}\right)$$

则目标函数 $Z(k)$ 表示为

$$Z(k) = \sum_{n=2}^{\infty} Y_{\text{neff}}^2 = \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{A_n}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2) \quad (2-1-17)$$

设 $y(t)$ 的有效值为 Y_{eff} , 则

$$Y_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{Y_0^2}{2} + Y_{\text{ieff}}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} Y_{\text{neff}}^2}$$

所以

$$Z(k) = \frac{E^2}{4} - \frac{1}{2} (a_1^2 + b_1^2) \quad (2-1-18)$$

由式(2-1-14)得

$$a_x = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} y(t) \cos \omega t dt$$

推导简化得

$$a_x = \frac{2E}{\omega T} \sum_{i=-N}^N \frac{|i|}{i} \left[\sin \omega \left(\frac{i+k-\beta}{\omega N} \pi + \frac{\delta_i}{2} \right) - \sin \omega \left(\frac{i+k-\beta}{\omega N} \pi - \frac{\delta_i}{2} \right) \right] \quad (2-1-19)$$

由式(2-1-15)得

$$b_x = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} y(t) \sin \omega t dt$$

推导和简化得

$$b_x = \frac{2E}{\omega T} \sum_{i=-N}^N \frac{|i|}{i} \left[\cos \omega \left(\frac{i+k-\beta}{\omega N} \pi - \frac{\delta_i}{2} \right) - \cos \omega \left(\frac{i+k-\beta}{\omega N} \pi + \frac{\delta_i}{2} \right) - \frac{4E}{\omega T} \right] \quad (2-1-20)$$

$$\frac{db_1}{dk} = \frac{2E\pi}{\omega T} \sum_{i=-N}^N \frac{|i|}{i} \left[\sin \omega \left(\pi \frac{i+k-\beta}{\omega N} + \frac{\delta_i}{2} \right) - \sin \omega \left(\frac{i+k-\beta}{\omega N} \pi - \frac{\delta_i}{2} \right) \right]$$

由式(2-1-19)得

$$\frac{db_1}{dk} = a_1 \frac{\pi}{N} \quad (2-1-21)$$

又

$$\frac{dZ(k)}{dk} = -a_1 \frac{da_1}{dk} - b_1 \frac{db_1}{dk}$$

$$\frac{dZ(k)}{dk} = -a_1 \left(\frac{da_1}{dk} + \frac{\delta_1 \pi}{N} \right) \quad (2-1-22)$$

令 $dZ(k)/dk=0$, 通过计算 da_x/dk 并由式(2-1-20)处理得

$$-a_1 \left(-\frac{4E\pi}{TN\omega} \right) = 0$$

即

$$a_x = 0 \quad (2-1-23)$$

因 a_x 是基波的余弦项系数, 当代表 PWM 波形的 $y(t)$ 为奇函数时 $a_x=0$, 所以, 使式(2-1-23)成立的充分条件是: $y(t)$ 为奇函数。

即

$$y(t) = -y(-t) \quad (2-1-24)$$

编号为 $j, -j (j=1, 2, \dots, N)$ 的两个区间可表示为

$$y(t) = \begin{cases} -E/2 & (j-1)T/2N \leq t \leq r_j \\ E/2 & r_j < t < e_j \\ -E/2 & e_j \leq t \leq 2T/2N \end{cases} \quad (2-1-25)$$

$$y(t) = \begin{cases} E/2 & e_j \leq t \leq -(j-1)T/2N \\ -E/2 & r_{j-1} < t < e_j \\ E/2 & -jT/2N \leq t \leq r_j \end{cases} \quad (2-1-26)$$

由式(2-1-24)、(2-1-25)、(2-1-26)可得

$$\left. \begin{aligned} -r_j &= e_j \\ -e_j &= r_{j-1} \end{aligned} \right\} \quad (2-1-27)$$

将式(2-1-5)、(2-1-6)代入式(2-1-27)可得

$$\left. \begin{aligned} 2k &= 1 \\ 2k &= 1 \end{aligned} \right\} \Rightarrow k = \frac{1}{2} \quad (2-1-28)$$

即 $k=1/2$ 时, $Z(k)$ 取最小值, 它表明任意区间的中心线应取在中点上。

2.1.2 换相点公式及脉宽计算值

将式(2-1-28)代入式(2-1-3)~(2-1-6)整理便得双极性正弦波均值 PWM 的换相公式, 即

$$\left. \begin{aligned} r_i &= \frac{4i-3}{8N}T - \frac{AT}{4\pi E} \left(\cos \frac{i-1}{N}\pi - \cos \frac{i}{N}\pi \right) \\ e_i &= \frac{4i-1}{8N}T + \frac{AT}{4\pi E} \left(\cos \frac{i-1}{N}\pi - \cos \frac{i}{N}\pi \right) \end{aligned} \right\} \quad (2-1-29)$$

$$\left. \begin{aligned} r_{i+1} &= \frac{4i+1}{8N}T + \frac{AT}{4\pi E} \left(\cos \frac{i}{N}\pi - \cos \frac{i+1}{N}\pi \right) \\ e_{i+1} &= \frac{-4i+3}{8N}T - \frac{AT}{4\pi E} \left(\cos \frac{i}{N}\pi - \cos \frac{i+1}{N}\pi \right) \end{aligned} \right\} \quad (2-1-30)$$

PWM 波脉宽参数和载波周期计算值为

$$\begin{aligned} \delta_i &= \frac{1}{2} \left[\frac{T}{2N} + \frac{A}{\pi E} \left(\cos \frac{i-1}{N}\pi - \cos \frac{i}{N}\pi \right) \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[T_c + \frac{A}{\pi E} \left(\cos \frac{i-1}{N}\pi - \cos \frac{i}{N}\pi \right) \right] \end{aligned} \quad (2-1-31)$$

$$T_{pi} = \frac{1}{2} (T_c - T_{pi}) \quad (2-1-32)$$

$$T_c = T/2N \quad \text{载波周期} \quad (2-1-33)$$

以上是根据等面积法, 从控制各谐波成分有效值平方和 $Z(k)$ 为最小这一目标为出发点, 推导出的双极性正弦波 PWM 的换相点公式。均值 PWM 法与消除谐波最优的 PWM 法相比, 有如下特点:

(1) 抑制谐波方面, 最优 PWM 法挑选需要抑制的那些谐波进行抑制, 均值 PWM 法虽对谐波有很好的抑制效果, 但不及最优 PWM 法, 然而均值 PWM 法对各次谐波的抑制均有很好的效果, 而最优 PWM 法则不行。

(2) 用微机实现的均值 PWM 方法比实现最优 PWM 法简单、方便。

(3) 均值 PWM 法的基波电压控制比最优 PWM 法的基波电压控制简单, 有利于用微机实现和编程。

2.2 次最优 PWM 波参数算法

微机越来越多地应用在需要调速驱动的工业领域中, 在许多场合中不仅要求严格地实现实时控制, 而且要求尽量利用微机的软件功能, 降低成本, 提高系统可靠性及控制的灵活性, 以便更方便地改善系统控制性能, 以适应不同的控制场合和控制要求。因此, 要求推出既简单、又

有效地利用微机软件实时在线产生控制 PWM 波形的各种开关方案。

尽管最优 PWM 调制方案能优化某些性能指标,特别是在低频比(低 PWM 脉冲数)时比较明显,对逆变器来说,这是一种较理想的开关方案,但由于 PWM 基波幅值一般与 PWM 最优开关角成线性关系,缺乏确定的调制过程,要用微机实时在线产生最优 PWM 波的开关方案,目前还比较困难。因为这不仅需要大量的脱机离线计算,而且需占用大量的 EPROM 存储单元以存储优化结果,同时由于每个调制周期内设置的开关次数不能太高,否则,不仅需设置很复杂的控制软件,而且控制软件的灵活性和适应性都较差。

然而最优 PWM 法的优缺点却给人们展示了一种研究解决问题的方向和方法;即可否采用载波调制方法,合理选择调制波形或载波波形,达到既有确定的、易于用微机实现的调制过程,又能体现最优 PWM 调制方式的特点,扬长避短,推出新的 PWM 波控制方案的可能性。

用对一个正弦调制波采样的方法产生最优 PWM 波形时,需要一个非线性的采样过程,虽然确定此非线性采样过程是可能的,但用微机软件实现却非常复杂。如果在确定的线性调制过程基础上,则有可能选择合适的调制波形,近似地实现最优 PWM 开关方案。在此基础上,提出了一种基于谐波电流最小化的次最优 PWM 开关方案,并用微机实现。

2.2.1 次最优 PWM 波原理与分析

1. 原理

次最优 PWM 调制过程如图 2-2-1 所示。这是一种双极性的载波调制方法。其中,调制波 $g(t) = M(\sin\omega t + \frac{1}{4}\sin 3\omega t)$, M 为载波幅值归一化条件下的调制深度。PWM 调制采用规则非对称采样,即采样点为载波峰值。

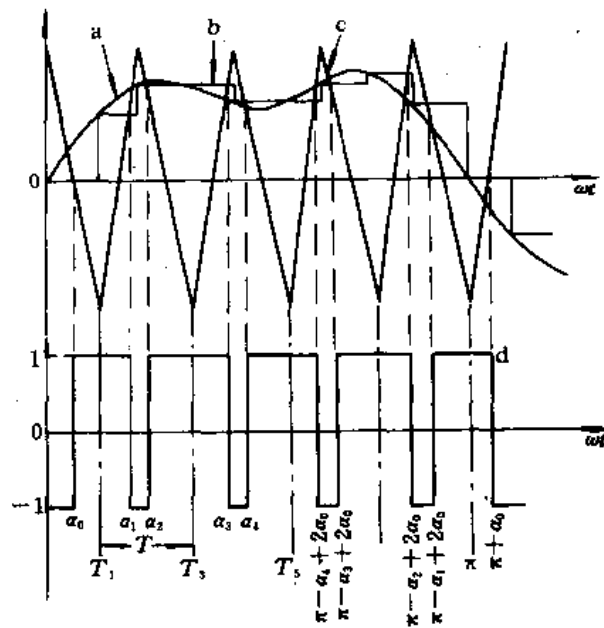


图 2-2-1 次最优 PWM 调制过程

图中:---代表开关时刻 -·-·-代表采样时刻 a—调制波 $g(t)$
b— $g(t)$ 的采样波形 c—载波 $c(t)$ d—PWM 波形 $f(t)$

图 2-2-2 表示单个 PWM 脉冲的产生过程。由图可得开关角:

$$\alpha_{2i} = T_u + \frac{T}{4} + \frac{T}{4} g(T_u) \quad (2-2-1)$$

$$\alpha_{i-1} = T_{i-1} + \frac{T}{4} + \frac{T}{4}g(T_{i+1}) \quad (2-2-2)$$

式中, $i=0,1,2,\dots$; T 是以度表示的载波周期。

由图 2-2-2, $g(T_0)=0$, 取 $T_0=0$, 则 $\alpha_0=T/4$, 由此可将式(2-2-1)和式(2-2-2)简化为

$$\alpha_i = T_i + (-1)^{i+1} \frac{T}{4}g(T_i) \quad (2-2-3)$$

式中, $i=1,2,3,\dots$; $T_i = T_{i-1} + \frac{T}{2}$ 。

由于 PWM 波 $f(t)$ 为周期函数, 可表示为傅里叶级数:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t)]$$

$$\left. \begin{aligned} A_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \\ B_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \end{aligned} \right\} \quad (2-2-3)$$

为了保持 PWM 波形在 $T/2$ 和 $T/4$ 的对称性, 频比

$F_R = f_c/f_g$ 需取奇数, 对于三相完全对称系统, 取 $F_R = 3(2k-1)$, $k=1,2,3,\dots$ 。因此, 考虑到 $A_n=0$, n 为偶数; $B_n=0$, 对所有 n 值及 $f(\omega t)$ 在两个开关角之间为常数, 并假设为 1 时, 可得

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (2-2-4)$$

式中, n 为奇数, $N = (F_R - 1)/2$ 为四分之一周期的开关数。

由式(2-2-3)和(2-2-4)即可确定给定频比下的逆变器输出基波相电压幅值及谐波分量幅值。

对于完全对称的三相电动机, 线电压及电流中谐波次数为 3 的倍数的谐波分量会自动消除, 由此可确定总谐波电流失真为

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} I_n^2 / I_1}}{I_1} \quad (2-2-5)$$

式中, $n=6m \pm 1, m=1,2,3,\dots$ 。

为方便起见, 取

$$I_n = A_n / n \quad (2-2-6)$$

2. 仿真分析

由式(2-2-3)~(2-2-6)通过计算机仿真可得到次最优 PWM 及正弦波 PWM (SPWM) 方案的谐波电流失真 THD、次最优 PWM 方案基波相电压幅值与调制深度 M 的关系曲线, 如图 2-2-3 及 2-2-4 所示。图 2-2-3(a)、2-2-4(a)说明随着调制深度 M 增加, PWM 波的电流失真 THD 减小, 而图 2-2-3(b)及 2-2-4(b)则说明随着调制深度 M 增加, 基波相电压幅值亦增加, 从而提高了电源电压的利用率。

由图 2-2-3(a)及 2-2-4(a)可见, 次最优 PWM 法谐波电流失真明显低于 SPWM 法, 随着调制深度增加, 次最优 PWM 法效果越明显。图 2-2-5 和图 2-2-6 给出了 SPWM 情况下的电动机定子稳态电流波形和次最优 PWM 法电流波形。这样, 由次最优 PWM 法控制逆变器给异步

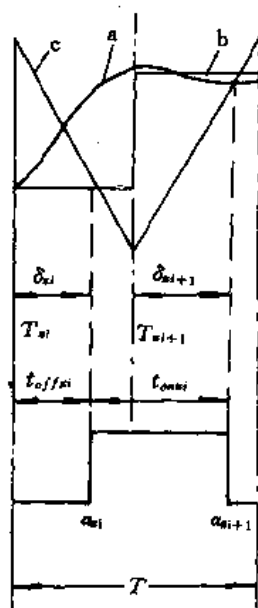


图 2-2-2 单个 PWM 脉冲产生过程

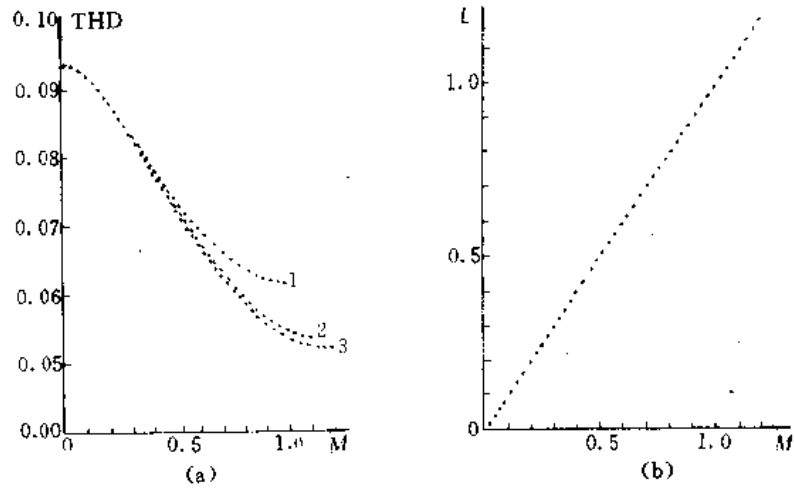


图 2-2-3 PWM 方案比较(频比 $F_R=9$)

(a)THD 与 M 的关系 (b)基波相电压幅值 U 与 M 的关系

1-SPWM 2-HIPWM 3-次最优 PWM

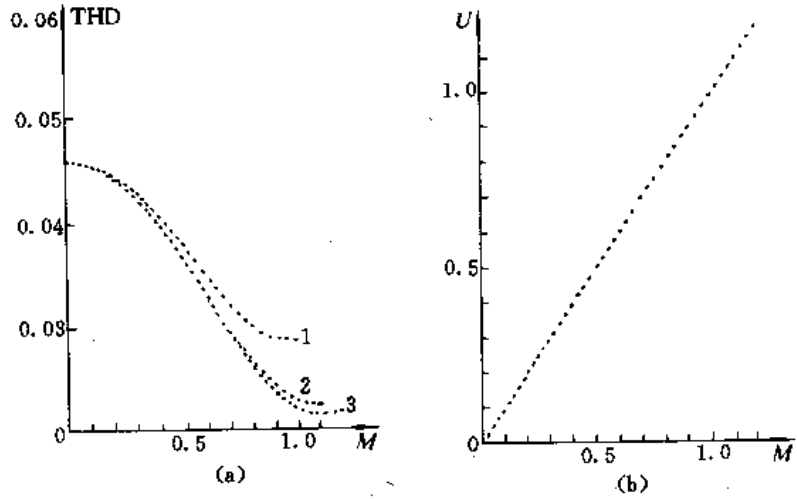


图 2-2-4 PWM 方案比较($F_R=15$)

(a)THD 与 M 的关系 (b)基波相电压幅值 U 与 M 的关系

1-SPWM 2-HIPWM 3-次最优 PWM

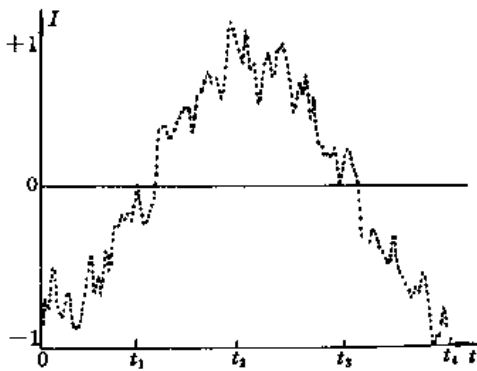


图 2-2-5 SPWM 电流波形

$F_R=9, M=1, f_g=30\text{Hz}$, 转差率 $S=6\%$

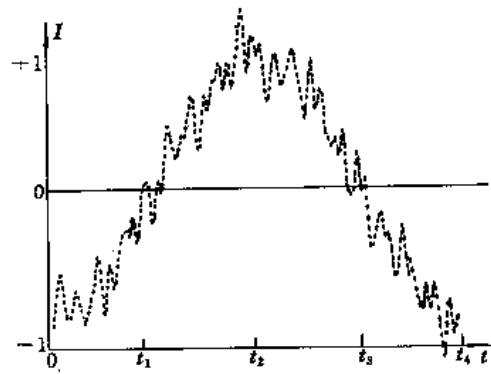


图 2-2-6 次最优 PWM 电流波形

$F_R=9, M=1, f_g=30\text{Hz}$, 转差率 $S=6\%$

电动机供电时,会使电动机的运行更加平稳,噪声更小。

由图 2-2-3(b)及图 2-2-4(b)可见,次最优 PWM 法情况下的相电压基波幅值不仅与调制

深度 M 成线性关系和便于控制电压大小,而且允许过调制(M 可达 1.2),从而提高了电源电压利用率,能更好地实现 PWM 运行方式与方波运行方式的衔接。而以往为实现这一点,常常是采用引入六分之一的 3 次谐波的 PWM 法及 HIPWM 法,其谐波电流失真 THD 与调制深度 M 的关系曲线如图 2-2-3(a)及 2-2-4(a)的曲线 2 所示。

由此可见,次最优 PWM 法既有确定的线性调制过程,便于微机实时实现,又能使谐波电流失真接近最小,而且逆变器输出的 PWM 基波相电压幅值与调制深度 M 成线性关系,允许过调制,是用微机实现的比较理想的调制方案。

2.2.2 次最优 PWM 波脉宽计算

次最优 PWM 方法是一种载波调制方法。它既可用模拟方法也可用数字方法加以实现。若用微机实现,既可充分利用微机的计算能力,又能体现次最优 PWM 法易于实现实时在线计算和产生较好波形(谐波电流失真率小)的特点。同时采用微机实时计算 PWM 脉宽,经定时后转换成时间脉冲以控制逆变器 GTR 的通断,既能省去用模拟方法实现时所需的复杂的三角形载波和调制波信号发生器,又能大大地简化硬件系统的结构。

在图 2-2-2 中,根据规则非对称采样原理可求得脉宽 T_{offi} 和 T_{onni} 分别为

$$T_{offi} = \delta_i \quad (2-2-7)$$

$$T_{onni} = \frac{T}{2} + \delta_{i+1} - \delta_i \quad (2-2-8)$$

式中, $\delta_i = \frac{T}{4} [1 - g(T_{u_i})]$; $\delta_{i+1} = \frac{T}{4} [1 + g(T_{u_{i+1}})]$ (2-2-9)

而 $g(T_{u_i}) = M [\sin(T_{u_i}) + \frac{1}{4} \sin(3T_{u_i})]$; $(T_{u_{i+1}}) = T_{u_i} + T/2$; $i = 0, 1, \dots, F_R - 1$;

F_R 为频比。

由于 PWM 波形在二分之一和四分之一周期处具有对称性,可得 T_i 与 δ_i 之间的对称性关系如表 2-2-1 所示。

表 2-2-1 $F_R = 9$ 时, PWM 采样点 T_i 与脉宽 δ_i 之间的对称关系

采样点 T_i (度数)	脉宽 δ_i	采样点 T_i (度数)	脉宽 δ_i
0	$\delta_0 = \frac{T}{4} - 0$	180	$\delta_9 = \delta_0$
20	$\delta_1 = \frac{T}{4} (1 + g(20))$	200	$\delta_{10} = \delta_1$
40	$\delta_2 = \frac{T}{4} (1 - g(40))$	220	$\delta_{11} = \delta_2$
60	$\delta_3 = \frac{T}{4} (1 + g(60))$	240	$\delta_{12} = \delta_3$
80	$\delta_4 = \frac{T}{4} (1 - g(80))$	260	$\delta_{13} = \delta_4$
100	$\delta_5 = \frac{T}{2} - \delta_4$	280	$\delta_{14} = \delta_5$
120	$\delta_6 = \frac{T}{2} - \delta_3$	300	$\delta_{15} = \delta_6$
140	$\delta_7 = \frac{T}{2} - \delta_2$	320	$\delta_{16} = \delta_7$
160	$\delta_8 = \frac{T}{2} - \delta_1$	340	$\delta_{17} = \delta_8$

同样,这种对称性对于其他频比同样是成立的。由此可见,只需计算四分之一调制周期内的脉冲宽度,即可由此对称性推知整个调制周期的脉冲宽度。又由于频比 F_R 取为 3 的倍数,而 A、B、C 三相电压依次相差 120° 相位角,因此,由 A 相 PWM 开关波形即可推知 B 相和 C 相 PWM 波形,即三相 PWM 波形也是相差 120° 的相位角。

由此可见,只要计算一相四分之一调制周期的脉宽即可推知三相 PWM 波脉宽,大大节约了在线计算 PWM 波脉宽的时间,为在系统中实施其他控制功能奠定了良好的基础。

根据载波信号与调制信号之间的关系,PWM 调制方式可以分为同步调制方式和异步调制方式。同步调制方式在一个调制周期内 PWM 脉冲数是严格的整数,输出电压波形稳定。图 2-2-7 所示为采用分级同步调制方式下,各频段的载波频率 f_c 与调制波频率 f_r 之比 F_R 的选取曲线图。

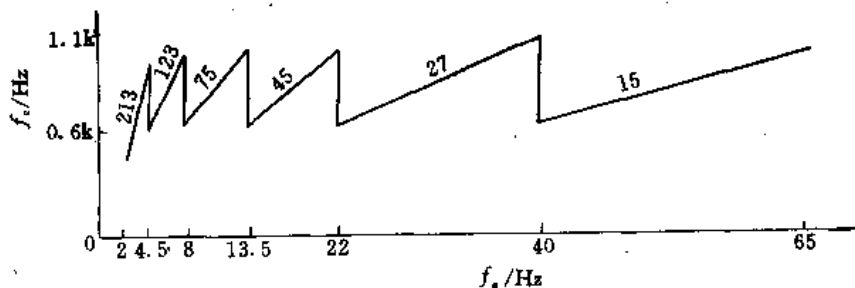


图 2-2-7 频比 F_R 的选取曲线图

由式(2-2-7)、式(2-2-8)可知,在计算 PWM 波脉宽时需要用到采样点的调制波的值,为节省占用微机的时间,事先可在 EPROM 数据区内,存储各采样点 $\sin\omega t + \frac{1}{4}\sin 3\omega t$ 的值,使用时再用查表法直接使用。根据 PWM 波形的对称性知:对不同频比 F_R 来说,只需存储四分之一调制周期的 $(F_R - 1)/2$ 个采样值。可见,次最优 PWM 波法可大量节省数据的存储空间。

2.3 DPWM(直接 PWM)波脉宽算法

目前由微机产生 PWM 波控制的逆变器实施对异步电动机进行变频调速的方法有查表法、混合法和实时算法。查表法未能充分利用微机的计算功能,且存贮开关角占了大量的内存,频率分辨率受到存贮空间的限制,导致了调速精度的降低。最优脉宽调制法一般采用查表法来实现。混合法是采用查表法与实时算法相结合,微机只需做简单的运算便可求出 PWM 波的开关点,尽管它占用内存容量较少,但仍未能较好地解决提高调速精度的关键问题。为了实时计算 PWM 波的开关点,实时算法可采用提高微机运算速度和在算法上减少微机的实时计算量的方法加以改进。实践表明:最有效的方法是通过改进调制技术及算法,寻求最优化的目标函数的简化,来满足系统有较高的调速精度和良好的动态响应的要求。

2.3.1 DPWM 波控制技术

DPWM 法是在等面积 PWM 法的基础上提出的。其基本思想是:在参考信号正弦波的半个周期内,使 DPWM 波的面积与参考信号正弦波的面积相等,如图 2-3-1 所示。显然,DPWM 法与前述的各种方法相比,其产生 DPWM 波的方法更直接。现以一相 DPWM 波为例,说明其产生原理。

设逆变器输出相电压为

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (2-3-1)$$

式中, U_m 为相电压幅值; ω 为相电压角频率; φ_0 为初相角。

在 $[t_i, t_{i+1}]$ 区间内, 正弦波的面积可表示为

$$S_{ri} = U_m \int_{t_i}^{t_{i+1}} \sin \omega t dt$$

$$\text{即} \quad S_{ri} = \frac{U_m}{\omega} (\cos \omega t_i - \cos \omega t_{i+1}) \quad (i=1, 2, 3, \dots, N) \quad (2-3-2)$$

式中, N 为频率比。

如果逆变器的直流输入电压为 U_{dc} (等于整流桥输出电压), 在理想情况下, U_{dc} 为恒定无波纹的直流电压, 在区间 $[t_i, t_{i+1}]$ 中, DPWM 波面积 S_{pi} 与正弦波面积 S_{ri} 等效的 DPWM 波脉冲宽度为 Δt_i , 则 S_{pi} 可表示为

$$S_{pi} = U_{dc} \Delta t_i$$

令 $S_{pi} = S_{ri}$, 可求得

$$\Delta t_i = \frac{U_m}{\omega U_{dc}} (\cos \omega t_i - \cos \omega t_{i+1}) \quad (2-3-3)$$

式中, $\omega t_i = \frac{2\pi i}{N}$; $i=1, 2, \dots, N$ 。

令 $R = U_m / U_{dc}$, 称 R 为电源利用因子, 式(2-3-3)可写为

$$\Delta t_i = \frac{R}{\omega} (\cos \omega t_i - \cos \omega t_{i+1}) \quad (2-3-4)$$

从式(2-3-4)可见, 当 f 变化, 而频率比 N 不变时, 有 $\omega t_i = 2\pi i / N$ 亦不变, 即有

$$\cos \omega t_i - \cos \omega t_{i+1} = \delta_i \quad (N \text{ 一定时}) \quad (2-3-5)$$

在微机 PWM 变频调速系统中, 频率比的变化是有级的, 即在一定的频率范围内取一个相同的频率比, 频率比一般为 3 的整数倍。式(2-3-5)的物理意义是: 当 N 一定时, 可以将 δ_i 离线计算, 预先将其存入微机内存, 代替存储 $\cos \omega t_i$ 值, 然后用查表法求出 δ_i 。式(2-3-4)可写成

$$\Delta t_i = \frac{R}{\omega} \delta_i \quad (N \text{ 一定时}) \quad (2-3-6)$$

从式(2-3-6)可见, DPWM 法具有以下特点:

(1) DPWM 波脉冲宽度正比于电源利用因子 R , 而且与电源输出频率 ω 成反比。因此可分别控制 R 和 ω 的变化规律来对异步电动机实施恒转矩和恒功率的协调控制。

对于恒转矩控制方式, 只要

$$\frac{R}{\omega} = k = \text{const}$$

就可满足 U/f 恒定的条件, 这时式(2-3-6)变为

$$\Delta t_i = k \delta_i \quad (N \text{ 一定时})$$

对于恒功率控制方式, 只要 $R = \text{const}$, 就能在 U 等于常数时, 实现恒功率控制。

(2) 求 Δt_i 的计算量小, 只需一次乘法和一次除法, 大大提高了微机实时控制能力, 并能较好地系统中配合实施其他各种复杂控制规律(如矢量控制、解耦控制等)。

(3) Δt_i 对称于 1/4 周期, 大大降低了查表数据占用微机的存储空间。

因此, DPWM 法比较适合于采用实时计算法的控制系统中, 且容易实现各种形式的变频

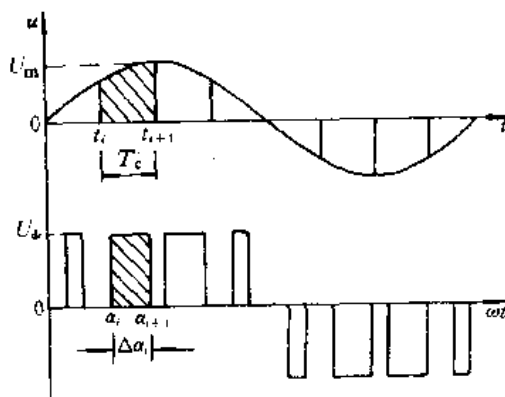


图 2-3-1 DPWM 法原理

调速控制。

在图 2-3-1 中, 设输出 DPWM 波函数为 $f(x)$, 显然 $f(x)$ 是以 2π 为周期的奇函数, 并且满足狄利克雷定理, 它在 $[0, 2\pi]$ 上的表达式为

$$f(x) = \begin{cases} U_{dc} & t_i < x < t_i + \Delta t_i, 0 \leq x < \pi \\ 0 & \text{其他} \\ -U_{dc} & t_i < x < t_i + \Delta t_i, \pi \leq x < 2\pi \end{cases} \quad (2-3-7)$$

若用傅氏级数表示 $f(x)$ 时, 得

$$f(x) = \frac{f_0}{2} + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} A_n \sin n\omega t + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} B_n \cos n\omega t \quad (2-3-8)$$

在式(2-3-8)中,

$$\begin{aligned} \frac{f_0}{2} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x) dx = 0 \\ A_n &= \frac{2U_{dc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \int_{t_i}^{t_i + \Delta t_i} \sin n\omega t d(\omega t) \\ &= \frac{2U_{dc}}{n\pi} \sum_{i=1}^N [\cos n\alpha_i - \cos n(\alpha_i + \Delta\alpha_i)] \\ B_n &= \frac{2U_{dc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \int_{t_i}^{t_i + \Delta t_i} \cos n\omega t d(\omega t) \\ &= \frac{2U_{dc}}{n\pi} \sum_{i=1}^N [\sin n(\alpha_i + \Delta\alpha_i) - \sin n\alpha_i] \end{aligned}$$

其中, $\alpha_i = \omega t_i$, $\Delta\alpha_i = \Delta\omega t_i$ 。

谐波分布(Harmonic Distribution, 简称 HD)经常用来评价各种脉宽调制法的优劣。谐波分布的定义为

$$HD = \sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left[\frac{C(n)}{n} \right]^2} \quad (2-3-9)$$

式(2-3-9)中 $C(n)$ 为各次谐波的相对值标出的幅值, 即

$$C(n) = \sqrt{\frac{A^2(n) + B^2(n)}{A^2(1) + B^2(1)}} \quad (2-3-10)$$

2.3.2 DPWM 波脉宽算法及计算机仿真

1. DPWM 波脉宽算法

实现双极性 DPWM 波比实现单极性 DPWM 波较复杂, 本节将以单极性 DPWM 波为例说明 DPWM 波脉宽算法。

单极性 DPWM 波算法原理如图 2-3-2 所示。它便于采用 8253 作定时器来实现。单极性 DPWM 波脉宽算法推导如下:

由图 2-3-2 可知, 在区间 $[t_i, t_{i+1}]$ 内有

$$T_c = \frac{1}{Nf} = t_{i+1} - t_i \quad i=1, 2, \dots, N$$

其中, N 和 f 分别为 DPWM 波的频率比和频率。

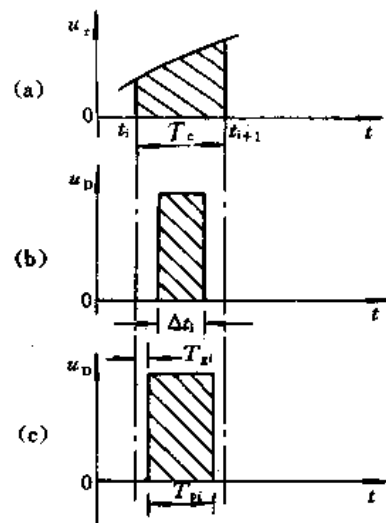


图 2-3-2 单极性 DPWM 波算法原理

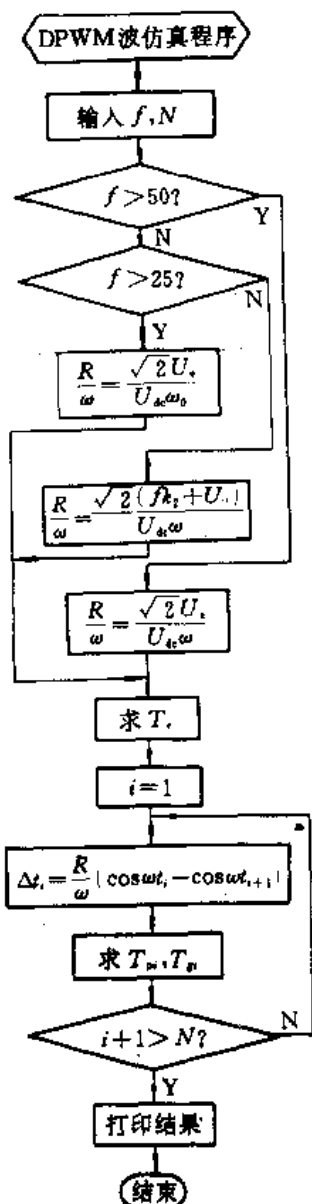


图 2-3-3 DPWM 波仿真程序框图

在图 2-3-2 中, 在一个 T_c 周期内有:

$$T_{pi} = T_c - 2T_{gi} \quad (2-3-11)$$

$$T_{pi} - 2T_{gi} = \Delta t_i \quad (2-3-12)$$

式中, $\Delta t_i = \frac{R}{\omega} \delta_i$ 是按等面积原理求得的等面积 PWM 波脉冲宽度; T_{pi} 是 DPWM 波脉宽计算值。

由式(2-3-11)和式(2-3-12)联立求解, 得

$$T_{pi} = \frac{1}{2} (T_c + \Delta t_i) \quad (2-3-13)$$

$$T_{gi} = \frac{1}{2} (T_c - T_{pi}) \quad (2-3-14)$$

设 8253 定时器的时钟频率为 f_{CK} , 则对应于定时时间为 T_c, T_{pi} 和 T_{gi} 的定时时间可分别表示为

$$M_c = T_c f_{CK} \quad (2-3-15)$$

$$M_{pi} = T_{pi} f_{CK} = \frac{1}{2} (M_c + M_{gi}) \quad (2-3-16)$$

$$M_{gi} = T_{gi} f_{CK} = \frac{1}{2} (M_c - M_{pi}) \quad (2-3-17)$$

在式(2-3-16)中, $M_{gi} = \Delta t_i f_{CK} = \frac{R}{\omega} \delta_i f_{CK}$

根据 DPWM 波的算法, DPWM 波的计算机仿真程序框图如图 2-3-3 所示。其仿真结果是在恒功率 ($f > f_c, R = \text{const}$) 和恒转矩 ($f < f_c, R/\omega = \text{const}$) 控制方式时得到的, 如图 2-3-4~图 2-3-7 所示。对 $N \geq 36$ 时, 仿真结果 DPWM 波很密集。

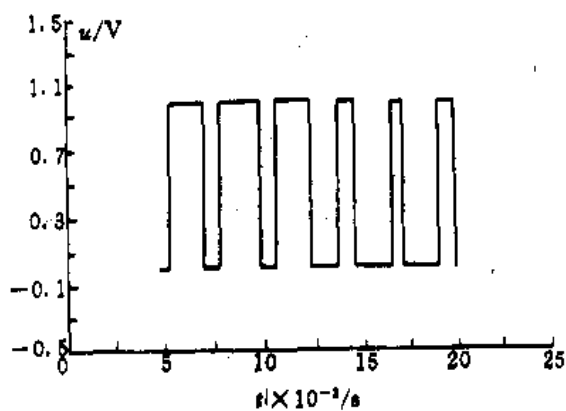


图 2-3-4 DPWM 波形 ($N=6, f_0=60\text{Hz}$)

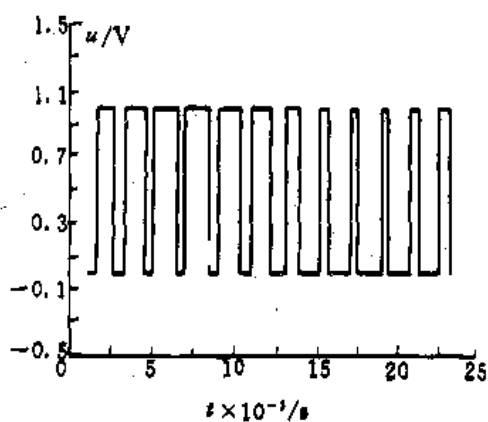


图 2-3-5 DPWM 波形 ($N=12, f_0=50\text{Hz}$)

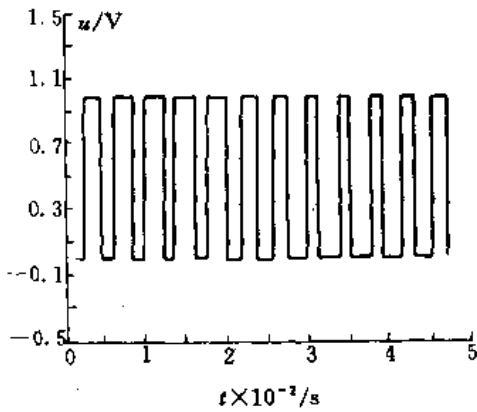


图 2-3-6 DPWM 波形 ($N=12, f_0=29\text{Hz}$)

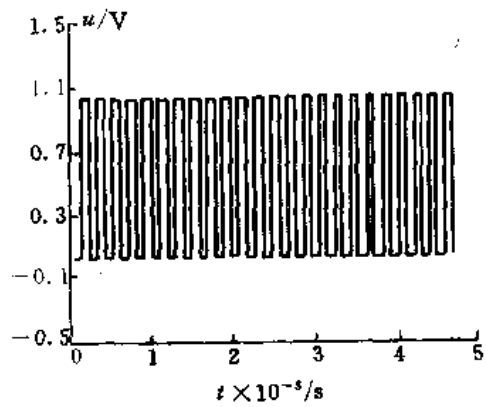


图 2-3-7 DPWM 波形 ($N=24, f_0=24\text{Hz}$)

2. DPWM 波谐波分析的计算机仿真

根据 DPWM 波的傅氏级数表示式(2-3-8),在计算机上仿真得出不同频率比时 DPWM 波的频谱,如图 2-3-9~图 2-3-15 所示。

按照式(2-3-9)及式(2-3-10),当改变频率比 N 和电源利用因子 R 时,可得 DPWM 波的谐波分布的计算机仿真结果,如图 2-3-16 及 2-3-17 所示。图 2-3-8 是进行上述仿真时的仿真程序框图。

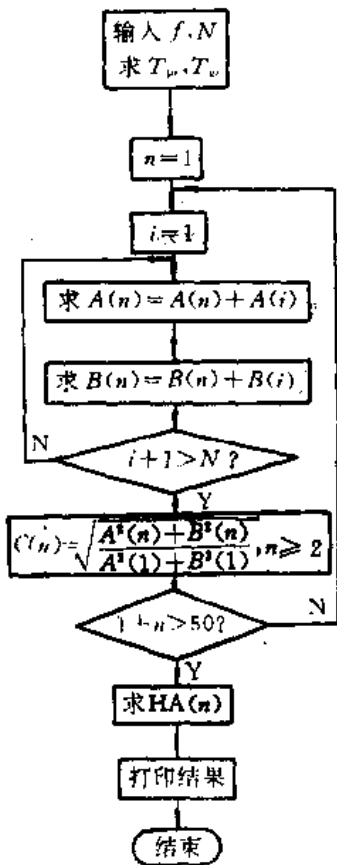


图 2-3-8 DPWM 波谐波分析仿真程序框图

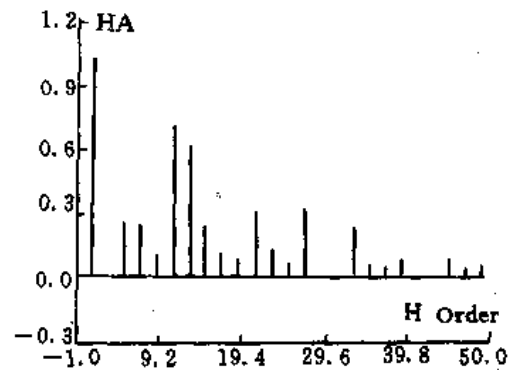


图 2-3-9 DPWM 波频谱 ($N=6, f_0=29\text{Hz}$)

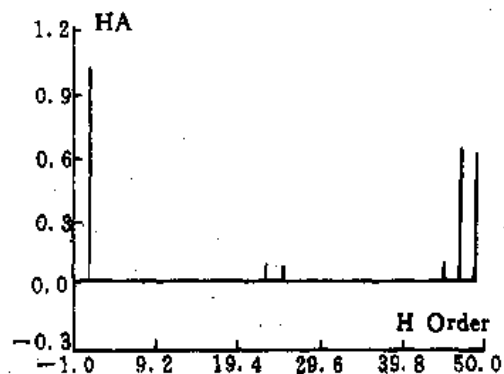


图 2-3-10 DPWM 波频谱 ($N=24, f_0=60\text{Hz}$)

图 2-3-18 是自然采样 PWM 法、规则采样 PWM 法和最优 PWM 法的频谱。

从计算机的仿真结果,可得以下结论:

(1) DPWM 波所含的奇次谐波主要分布在频率比整数倍周围的边带族内,如图 2-3-9~图 2-3-15 所示。

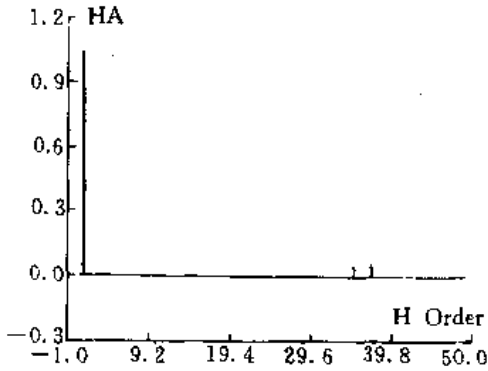


图 2-3-11 DPWM 波频谱($N=36, f_0=60\text{Hz}$)

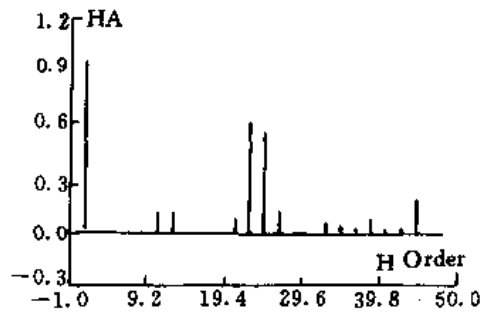


图 2-3-12 DPWM 波频谱($N=12, f_0=50\text{Hz}$)

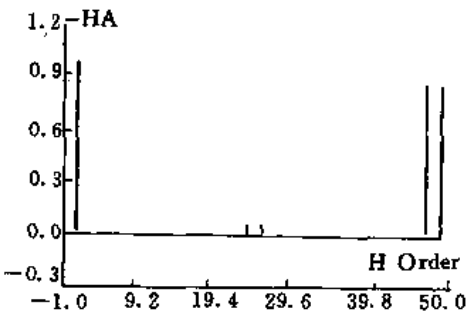


图 2-3-13 DPWM 波频谱($N=24, f_0=25\text{Hz}$)

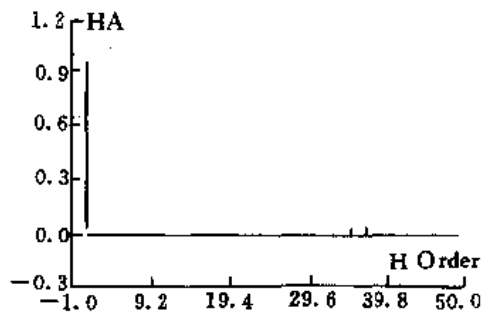


图 2-3-14 DPWM 波频谱($N=36, f_0=12\text{Hz}$)

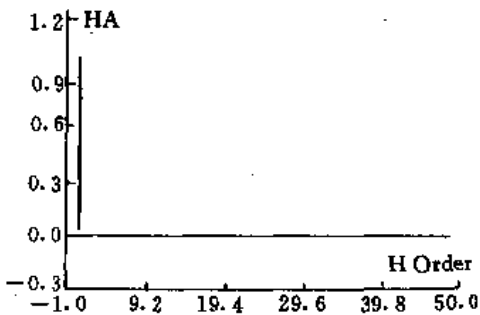


图 2-3-15 DPWM 波频谱($N=60, f_0=9\text{Hz}$)

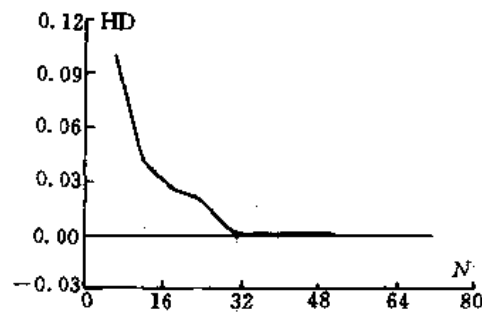


图 2-3-16 DPWM 波谐波分布 $HD(n) = f(R, n)$

(2) 脉宽调制波随着频率比的增大, 其谐波频率将向高频段移动。DPWM 波的谐波仿真结果表明, 它亦具有类似规律, 如图 2-3-9~图 2-3-11, 图 2-3-14 及图 2-3-15 所示。当 DPWM 波频率一定时, 在频率比 $N > 36$ 时, 低频段中的谐波含量明显地减小了。

(3) 当频率比一定时, 谐波幅度随着利用因子的增加而降低, 如图 2-3-17 所示。

(4) DPWM 算法产生的 DPWM 波的谐波含量比自然采样法和规则采样法的要小。

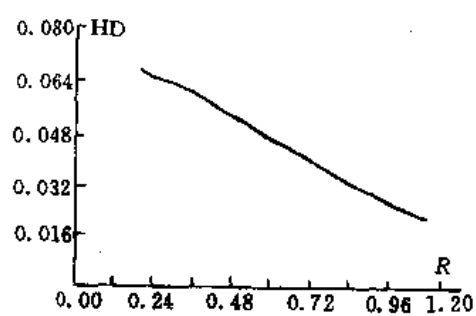


图 2-3-17 DPWM 波谐波分布 $HD(n) = f(N, n)$

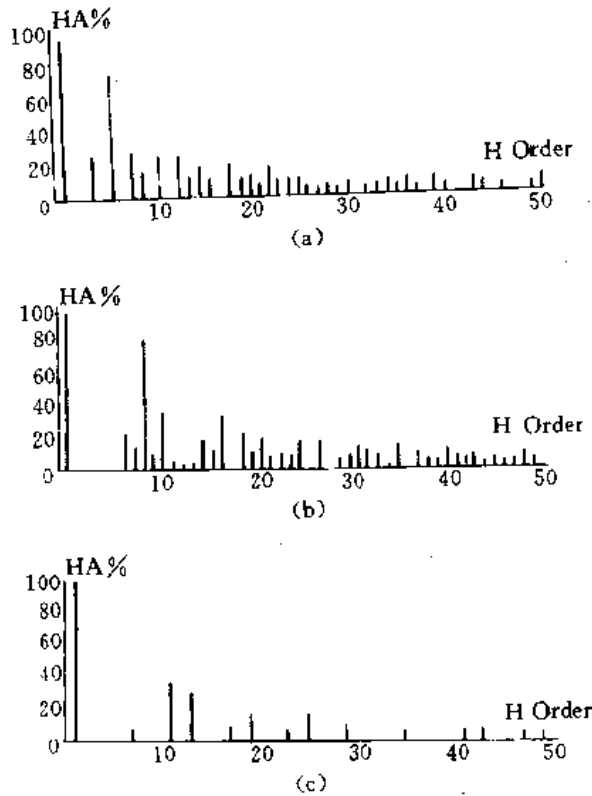


图 2-3-18 自然采样,规则采样和最优 PWM 波的频谱
 (a)NSPWM 波频谱($N=6, M=0.9$) (b)RSPWM 波频谱($N=9, M=0.9$) (c)OSPWM 波频谱($N=6$)

2.4 改进型等面积 PWM 控制算法

在各种 PWM 算法方案中,准最优 PWM 方案的调制过程是确定的,所产生的 PWM 波开关角与基波幅值之间是简单的线性关系,因而最适于微机实时控制。最优 PWM 方案谐波抑制效果较好,但由于其调制过程的不确定性,用微机实现比较困难。改进型等面积 PWM 算法的指导思想是:以准最优 PWM 的调制方法为基础,采用合适的优化规则去实现最优 PWM 的调制思想,从而形成了一种新的 PWM 控制算法方案。这种算法能提高逆变器的交流电压增益和减小输出谐波分量。

本节在介绍等面积 PWM 控制算法的基础上,再论述改进型等面积 PWM 控制算法。

2.4.1 等面积 PWM 控制算法

目前,微机控制的 PWM 算法方案的实现方法常采用查表法和计算法两种。查表法占用机时少,速度快,但占用较多的微机内存,精度也稍差。计算法精度较高但占用机时多。等面积 PWM 算法将两者有机地结合起来,从而提高了变频精度,且又不占用 CPU 过多的时间。

等面积 PWM 法的基本思想是使相等时间间隔内 PWM 波的面积与参考正弦波的面积相等,如图 2-4-1 所示。

首先确定一个周期内 PWM 波的脉冲数 N (N 为 12 的倍数),将整个周期分为 N 等分,使每一个子区间中参考正弦波曲线与时间轴所围成的面积等于该子区间中矩形脉冲波与时间轴

所围成的面积。从而确定矩形波上升沿和下降沿的位置。

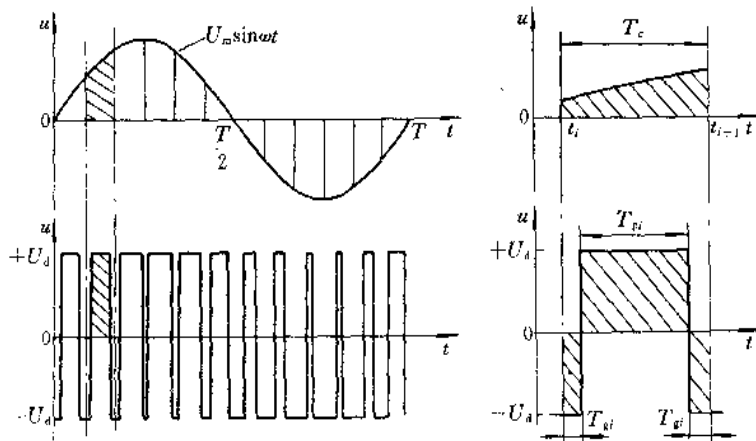


图 2-4-1 等面积 PWM 原理

在图 2-4-1 中,设参考正弦波为

$$u(t) = U_m \sin 2\pi f t = U_m \sin \omega t \quad (2-4-1)$$

式中, U_m 为参考正弦波幅值; f 为参考正弦波频率; ω 为参考正弦波角频率。

对于第 i 个子区间,有

$$U_d T_{pi} + 2(-U_d) T_{gr} = \int_{t_i}^{t_i + T_c} U_m \sin 2\pi f t dt \quad (2-4-2)$$

式中, U_d 为直流端电压, $U_d = \frac{1}{2} U_{ac}$; T_c 为载波周期, $T_c = \frac{1}{Nf} = T_{pi} + 2T_{gr}$; t_i 为第 i 个子区间初始位置, $t_i = \frac{i}{Nf}$, N 为一个周期内的子区间数,等于载波频率 f_c 与参考正弦波频率 f 的比值,故又称为频率比。

式(2-4-2)经整理后,得

$$T_{pi} = \frac{1}{2} \left\{ T_c + \frac{U_m}{2\pi f U_d} \left[\cos \frac{2\pi i}{N} - \cos \frac{2\pi(i+1)}{N} \right] \right\} \quad (2-4-3)$$

为了进一步得到便于微机查表计算的算法公式,可令:

$$k = \frac{U_m}{2\pi f U_d} = \frac{M}{\omega} \quad (2-4-4)$$

$$\delta_i = \cos \frac{2\pi i}{N} - \cos \frac{2\pi(i+1)}{N} \quad (2-4-5)$$

在式(2-4-4)中, $M = \frac{U_m}{U_d}$ 为调制深度。

δ_i 的表达式中包含有三角函数的计算,采用微机控制时可通过查表得到。从 δ_i 的定义式中可发现:当调制参考波形式确定后, δ_i 仅与频率比 N 有关,而与调制参考波的幅值和频率无关。在采用分级同步调制方式进行变频时,频率比 N 的取值只有有限的几个值,因此,存储 δ_i 的内存空间是很少的。

从 k 的定义中可见, k 正比于调制深度 M 而反比于基波频率 f 。通过后面的分析可知,在等面积 PWM 中,调制深度与 PWM 波的基波幅值成正比关系。从而可以直观地得出结论:在等面积 PWM 方法中,开关角与 PWM 波的基波幅值成线性关系。另外值得注意的是,对于通用型交流变频调速系统,常通过使 U/f 为常数来实现恒转矩控制。此时的 k 值是一个恒定的常数。

综上所述,可得到下列的开关角计算公式,即在 $\left(0 \sim \frac{T}{2}\right)$ 区间有

$$\left. \begin{aligned} T_{pi} &= \frac{1}{2}(T_c + k\delta_i) \\ T_{pi} &= \frac{1}{2}(T_c - T_{pi}) \end{aligned} \right\} (i=0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1) \quad (2-4-6)$$

综合分析由等面积法产生的 PWM 波形知:在半个周期内 PWM 波形是以 $T/4$ 为轴而对称的。为简化控制算法,现设它在整个周期内的波形以 $T/2$ 为轴而对称,如图 2-4-2 所示。这样 $T/2 \sim T$ 区间的 PWM 波形,只需将 $0 \sim T/2$ 区间的 PWM 波形经反相,再移 $T/2$ 时间处理后便可得到,即

$$\left. \begin{aligned} T_{pi} &= T_{p(i-\frac{N}{2})} \\ T_{pi} &= T_{p(i-\frac{N}{2})} \end{aligned} \right\} (i = \frac{N}{2}, \frac{N+1}{2}, \dots, N-1) \quad (2-4-7)$$

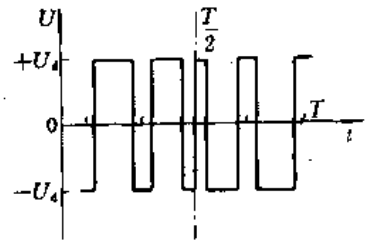


图 2-4-2 PWM 波的 1/2 对称性

等面积 PWM 算法具有以下特点:

(1) 算法简单,求取三相 PWM 波脉宽只需一次除法和三次乘法,计算量小,占用微机内存也较少。

(2) 产生的 PWM 波形具有 $\frac{T}{2}$ 和 $\frac{T}{4}$ 的轴对称性。

(3) PWM 波脉宽与调制深度 M 存在一定的线性关系,易于实现恒压频比控制。

2.4.2 双极性逆变器输出电压、电流仿真

本节以双极性逆变器为例,介绍运用等面积 PWM 控制算法对逆变器输出电压、电流的数字仿真方法。并运用状态变量分析法,提供以 PWM 波供电的异步电动机稳态电流仿真的新方法。从而为定量评估 PWM 方案的优劣提供了依据。

1. 输出电压仿真

三相逆变器电路如图 2-4-3 所示。设它施加于三相电动机的电压为(电动机三相绕组 Y 接时)

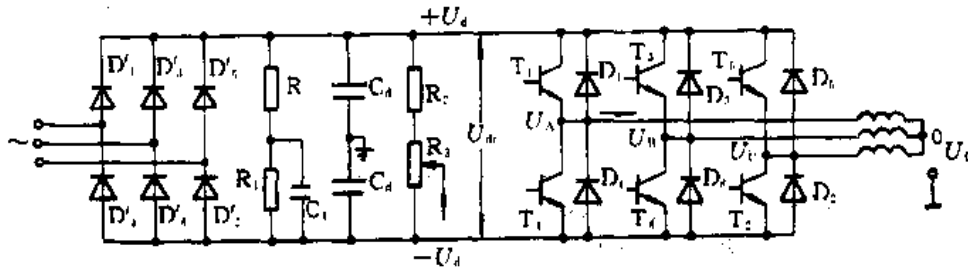


图 2-4-3 系统主电路

$$\left. \begin{aligned} U_{Ao} &= U_A - U_o \\ U_{Bo} &= U_B - U_o \\ U_{Co} &= U_C - U_o \end{aligned} \right\} \quad (2-4-8)$$

式中, $U_o = \frac{1}{3}(U_A + U_B + U_C)$ 。

逆变器在本质上是一个开关系统,由于在每个桥臂上两个晶体管是轮流导通的,因而逆变器输出电压 U_A, U_B, U_C 的取值不是 $+U_d$ 就是 $-U_d$ 。若令上桥臂开通为“1”,下桥臂开通为“0”,例如 001 表示 T_1, T_3 关断, T_2 导通,则三相的开关模式(电压矢量)共有 $2^3 = 8$ 种组合形式,若令

$$\begin{aligned}
 U_{ABC} &= (U_A \ U_B \ U_C)^T \\
 U_{ABC0} &= (U_{A0} \ U_{B0} \ U_{C0})^T \\
 U_{ABCS} &= (U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA})^T
 \end{aligned}$$

则有

$$\left. \begin{aligned}
 U_{ABC} &= A \ U_d \\
 U_{ABC0} &= B \ U_d \\
 U_{ABCS} &= C \ U_d
 \end{aligned} \right\} \quad (2-4-9)$$

其中, A, B, C 为三维列向量, 其取值与三相开关模式有关, 如表 2-4-1 所示。由式(2-2-8)可知, 三者之间的关系可表示为

$$B = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} A, \quad C = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} 2A$$

表 2-4-1 电压型逆变开关模式

模式	导通的 GTR	A^T	B^T	C^T
0	$T_4 \ T_6 \ T_2$	$(-1 \ -1 \ -1)$	$(0 \ 0 \ 0)$	$(0 \ 0 \ 0)$
1	$T_4 \ T_6 \ T_5$	$(-1 \ -1 \ 1)$	$(-\frac{2}{3} \ -\frac{2}{3} \ \frac{4}{3})$	$(0 \ -2 \ 2)$
2	$T_4 \ T_3 \ T_2$	$(-1 \ 1 \ -1)$	$(-\frac{2}{3} \ \frac{4}{3} \ -\frac{2}{3})$	$(-2 \ 2 \ 0)$
3	$T_4 \ T_3 \ T_5$	$(-1 \ 1 \ 1)$	$(-\frac{4}{3} \ \frac{2}{3} \ \frac{2}{3})$	$(-2 \ 0 \ 2)$
4	$T_1 \ T_6 \ T_2$	$(1 \ -1 \ -1)$	$(\frac{4}{3} \ -\frac{2}{3} \ -\frac{2}{3})$	$(2 \ 0 \ -2)$
5	$T_1 \ T_6 \ T_5$	$(1 \ -1 \ 1)$	$(\frac{2}{3} \ -\frac{4}{3} \ \frac{2}{3})$	$(2 \ -2 \ 0)$
6	$T_1 \ T_3 \ T_2$	$(1 \ 1 \ -1)$	$(\frac{2}{3} \ \frac{2}{3} \ -\frac{4}{3})$	$(0 \ 2 \ -2)$
7	$T_1 \ T_3 \ T_5$	$(1 \ 1 \ 1)$	$(0 \ 0 \ 0)$	$(0 \ 0 \ 0)$

表 2-4-1 给出了各种开关模式下 A, B, C 的取值。通过等面积 PWM 算法可确定任何时刻逆变器的开关模式, 从而由式(2-4-9)推算出所需的电压值。

在异步电动机的分析中常用到 PARK 电压矢量法, 图 2-4-4 为电压型逆变器向异步电动机供电时 PARK 电压矢量图, 电压矢量可表示为

$$\begin{aligned}
 U &= U_{A0} + U_{B0}e^{j2\pi/3} + U_{C0}e^{-j2\pi/3} \\
 &= U_A + U_Be^{j2\pi/3} + U_Ce^{-j2\pi/3}
 \end{aligned}$$

由于 U_A, U_B, U_C 的取值只能是 $+U_d$ 或 $-U_d$, 因而 U 只有 8 个离散的电压矢量, 其对应空间分布如图 2-4-4 所示。

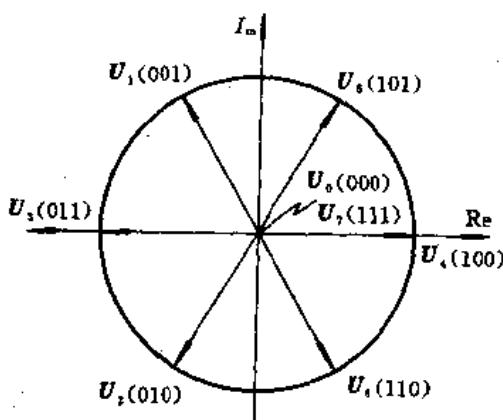


图 2-4-4 PARK 电压矢量图

2. 稳态电流仿真

对于以 PWM 波供电的异步电动机稳态电流的数字仿真,一般做法是先对电压波形进行谐波分析,分解出基波和各次谐波,然后再进行谐波效应叠加。这种方法计算工作量大,且只能在将电动机模型进行简化处理后才能进行。这里,考虑到异步电动机结构上和运行参数上都具有三相对称性的特点,将运用状态变量分析法,对电动机的稳态电流进行仿真,以提高仿真的精度和缩短计算时间。

在静止的 d - q 坐标系中,异步电动机的模型可以表示为以下形式:

$$\begin{bmatrix} U_{qs} \\ U_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + \frac{p}{\omega_1} x_s & 0 & \frac{p}{\omega_1} x_m & 0 \\ 0 & r_1 + \frac{p}{\omega_1} x_s & 0 & \frac{p}{\omega_1} x_m \\ \frac{p}{\omega_1} x_m & -\frac{\omega_1}{\omega_1} x_m & r_2 & -\frac{\omega_2}{\omega_1} x_2 \\ \frac{\omega_2}{\omega_1} x_m & 0 & \frac{\omega_2}{\omega_1} x_2 & r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2-4-10)$$

其中, r_1 和 r_2 分别为定子和转子电阻; x_1 和 x_2 分别为定子和转子漏抗; x_m 为激磁电抗; p 为微分算子; ω_1 和 ω_2 分别为定子和转子旋转角速度。

这样,式(2-4-10)便可写成为

$$U = R \cdot I + Z \cdot pI$$

其中:

$$U = [U_{qs} \quad U_{ds} \quad 0 \quad 0]^T$$

$$I = [i_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{qr} \quad i_{dr}]^T$$

$$R = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\omega_2}{\omega_1} x_m & r_2 & -\frac{\omega_2}{\omega_1} x_2 \\ \frac{\omega_2}{\omega_1} x_m & 0 & \frac{\omega_2}{\omega_1} x_2 & r_2 \end{bmatrix}$$

$$Z = \begin{bmatrix} x_1 & 0 & x_m & 0 \\ 0 & x_1 & 0 & x_m \\ x_m & 0 & x_2 & 0 \\ 0 & x_m & 0 & x_2 \end{bmatrix} \frac{1}{\omega_1}$$

其解为

$$pI = -Z^{-1} \cdot R \cdot I + Z^{-1} \cdot U \quad (2-4-11)$$

式中, p 为微分算子; I 为电流向量; U 为电压向量。

式(2-4-11)可写成状态变量方程的特殊形式

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \quad (2-4-12)$$

式中, $X = I$; $A = -Z^{-1} \cdot R$; $B = Z^{-1}$ 。

且可得式(2-4-12)的解为

$$X(t) = e^{At} X(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} B \cdot U d\tau \quad (2-4-13)$$

在电动机以 PWM 波供电的情况下,要得到式(2-4-13)的数值解,最困难的是确定状态变量的初始值 $X(0)$,因为电压强制函数 U 在区间 $[0, t]$ 内不是一个连续函数。

现假设 U 在 $[0, t_n]$ 区间内共有 n 个跃变点 t_0, t_1, \dots, t_{n-1} , 如图 2-4-5 所示。那么 $[0, t_n]$ 区间可划分为 n 个子区间: $[0, t_1], [t_1, t_2], \dots, [t_{n-1}, t_n]$, 在每一个子区间内 U 是一个恒定的常数。于是第 i 个子区间的解可表示为

$$X_i(t) = e^{A(t-t_{i-1})} X(t_{i-1}) + \int_{t_{i-1}}^t e^{A(t-\tau)} B U_i d\tau \quad (2-4-14)$$

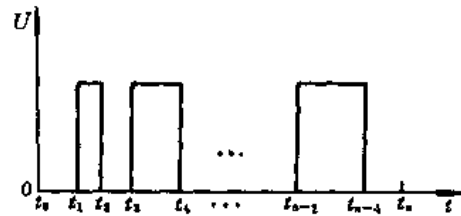


图 2-4-5 电压强制函数的分段

式(2-4-14)表明状态变量在第 i 个子区间内的值与第 $i-1$ 个子区间的终点值及第 i 个子区间的强制函数 U_i 有关。令

$$\lambda(t, t_i) = \int_{t_i}^t A^{(t-\tau)} d\tau \quad (2-4-15)$$

则式(2-4-14)可表示为

$$X(t) = e^{A(t-t_{i-1})} X(t_{i-1}) + \lambda(t, t_{i-1}) B U_i \quad (2-4-16)$$

通过式(2-4-16)可求得 n 个子区间的终点值

$$\left. \begin{aligned} X(t_1) &= e^{A t_1} X(0) + \lambda(t_1, 0) B U_1 \\ X(t_2) &= e^{A(t_2-t_1)} X(t_1) + \lambda(t_2, t_1) B U_2 \\ &\vdots \\ X(t_n) &= e^{A(t_n-t_{n-1})} X(t_{n-1}) + \lambda(t_n, t_{n-1}) B U_n \end{aligned} \right\} \quad (2-4-17)$$

综合以上 n 个方程式, 得

$$X(t_n) = e^{A t_n} X(0) + \sum_{i=1}^n e^{A(t_n-t_i)} \lambda(t_n, t_{i-1}) B U_i \quad (2-4-18)$$

对于三相对称系统, 存在半波对称性和 $\frac{1}{3}$ 周期对称性, 即

$$\left. \begin{aligned} i_A(\omega t + \pi) &= -i_A(\omega t) \\ i_B(\omega t + \pi) &= -i_B(\omega t) \\ i_C(\omega t + \pi) &= -i_C(\omega t) \end{aligned} \right\} \text{ 及 } \left. \begin{aligned} i_B\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) &= i_A(\omega t) \\ i_C\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) &= i_B(\omega t) \\ i_A\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) &= i_C(\omega t) \end{aligned} \right\}$$

由此可得

$$\left. \begin{aligned} i_A\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) &= -i_B(\omega t) \\ i_B\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) &= -i_C(\omega t) \\ i_C\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) &= -i_A(\omega t) \end{aligned} \right\}$$

将其写成矩阵形式时, 可得:

$$I\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) = S_{abc} \cdot I(\omega t)$$

其中, $S_{abc} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, 称为对称系数矩阵。

因为从 $a-b-c$ 坐标系变换到静止 $d-q$ 坐标系的变换矩阵为

$$T = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{-1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}$$

所以在静止 $d-q$ 坐标系中:

$$S_{dq} = T \cdot S_{abc} \cdot T^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

同时考虑到定、转子的变换,则有

$$I\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) = S \cdot I(\omega t)$$

本系统为三相对称系统,同理存在下述关系:

$$X\left(t + \frac{T}{6}\right) = S \cdot X(t) \quad (2-4-19)$$

其中, S 称为对称系数矩阵,在 $d-q$ 坐标系中

$$S = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (2-4-20)$$

令 $t=0, t_k = \frac{T}{6}$, 由式(2-4-18)、式(2-4-19)可得状态变量的初始值 $X(0)$:

$$X(0) = (S - e^{A t_k})^{-1} \left[\sum_{k=1}^n e^{A(t_k - t_{k-1})} \lambda(t_k, t_{k-1}) B \cdot U_k \right] \quad (2-4-21)$$

求得初始值 $X(0)$ 之后,由式(2-4-16)可以求得 $\left[0, \frac{T}{6}\right]$ 区间内的数值解,再反复利用式(2-4-19)的对称关系,便可得到整个周期的解。在求解的过程中,计算量很大的是 $e^{A(t_k - t_{k-1})}$ 与 $\lambda(t_k, t_{k-1})$ 两参量,这可用下式近似计算:

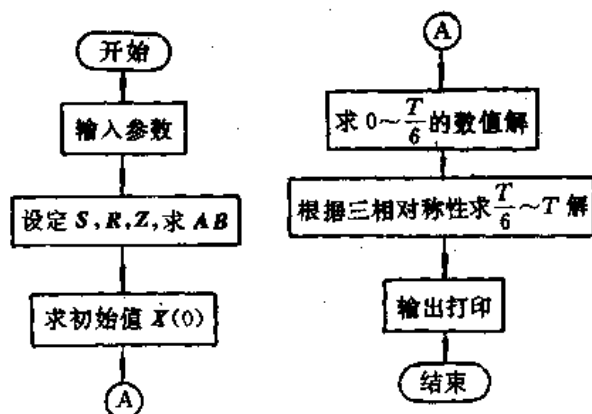


图 2-4-6 异步电机稳态电流仿真程序框图

$$e^{A(t_n - t_k)} = 1 + A(t_n - t_k) + \frac{1}{2!}A^2(t_n - t_k)^2 + \frac{1}{3!}A^3(t_n - t_k)^3 + \dots$$

$$\lambda(t_k, t_{k-1}) = 1 + A(t_k - t_{k-1}) + \frac{1}{2!}A^2(t_k - t_{k-1})^2 + \frac{1}{3!}A^3(t_k - t_{k-1})^3 + \dots$$

图 2-4-6 为电流仿真程序框图。

2.4.3 改进型等面积 PWM 控制算法

1. 改进型等面积 PWM 算法推导

在 2.4.1 中讨论的等面积 PWM 算法采用标准正弦波作为调制参考波信号。逆变器输出电压基波幅值与调制深度成线性关系。其最大值只能达到直流侧电压 U_d 。由于逆变器直流侧电压是三相电网电压经整流滤波获得的,若电网电压为 U_{in} ,则在空载时,直流侧电压近似等于三相电源的峰值电压。因此,逆变器输出的最大相电压为

$$U_{pmax} = \frac{\sqrt{2}}{2}U_d = \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{\sqrt{2}}{2}U_{in} = \frac{1}{2}U_{in}$$

输出的最大线电压为

$$U_{lmax} = \sqrt{3}U_{pmax} = \frac{\sqrt{3}}{2}U_{in}$$

逆变器最大交流电压增益为

$$G_{AC} = \frac{U_{lmax}}{U_{in}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2-4-22)$$

式(2-4-22)表明,采用正弦波为等面积 PWM 参考波时,逆变器输出线电压最大值 U_{lmax} 只能达到 $\frac{\sqrt{3}}{2}U_{in}$ 。由感应电动机恒转矩调速电压与频率的关系可知,此时感应电动机恒转矩调速的范围只能达到额定频率的 $\frac{\sqrt{3}}{2}$,满足不了系统基速以下恒转矩调速的要求。为了有效地利用直流侧电压,一般总希望在不提高输入电压和不增加 GTR 耐压要求的前提下,尽量提高逆变器的输出电压。这是改进型等面积 PWM 要达到的目的之一。其目的之二是通过合理选择调制参考波的形式,使逆变器输出中谐波含量最低。

最优 PWM 方案是谐波抑制效果最佳的 PWM 方案。根据优化准则的不同,有不同的最优 PWM 方案。一些文献指出,各种优化准则之间存在着内在联系,若达到了其中一个准则就可能接近或达到其他准则。日本 Yoshihiro, Murai 等学者提出的磁通轨迹法就是一种基于电动机气隙磁通轨迹最圆的最优 PWM 方案。从理论上讲,由于感应电动机是以三相对称正弦电压供电为基础设计的,因此当感应电动机气隙中形成圆形旋转磁场时,就能得到最理想的运行特性,其电压、电流谐波及脉动转矩均为最小。

感应电动机气隙磁通 Ψ 与电动机定子电压矢量 U 的关系可用下式表示:

$$\Psi = \int U dt \quad (2-4-23)$$

当电动机以三相正弦电压供电时,可以证明 Ψ 的轨迹是一个圆。当电动机以 PWM 波供电时,由于电压矢量是离散的,其变化是不连续的,因此, Ψ 的轨迹是一个多边形。由式(2-4-23)可得

$$\Psi = \int U dt = \Psi_0 + U_k t \quad (k=0, 1, \dots, 7) \quad (2-4-24)$$

式(2-4-24)表明,当 U_k 为非零矢量,即 $k \neq 0, 7$ 时, Ψ 以 $|U_k| = 2U_d$ 的速度沿 U_k 方向移动,而当

U_k 为零电压矢量 ($k=0,7$) 时, ψ 静止不动。图 2-4-7 显示了 ψ 与 U_k 的关系。磁通轨迹法的控制思想就是通过控制电压矢量的切换, 使多边形磁通轨迹逼近圆形。

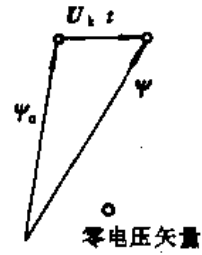


图 2-4-7 ψ 与 U_k 的关系

为确定各电压矢量的作用区间, 以虚轴为起点顺时针地把整个圆周分为六个扇区, 分别记为 I, II, ..., VI, 如图 2-4-8 所示。每一个扇区又等分为前半区和后半区。在每个扇区内, 磁通轨迹由该扇区所对应的两个非零电压矢量切换形成。如扇区 I 内磁通轨迹由 U_4, U_5 形成。扇区 VI 内由 U_5, U_4 形成。因为六个非零电压矢量具有相同的幅值, 因此磁通轨迹的长度正比于其作用时间 τ 。当非零电压矢量的作用引起磁通角速度有误差时, 通常增加零电压矢量以予调整。

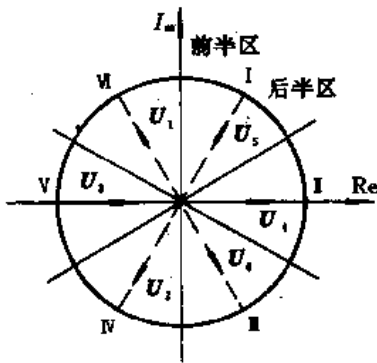


图 2-4-8 磁通轨迹区域划分

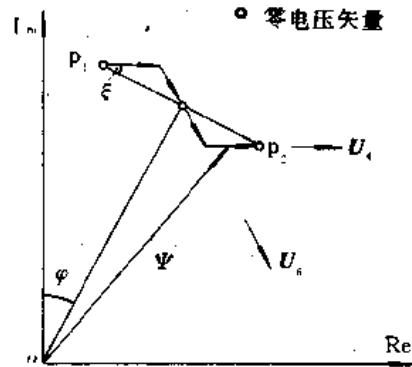


图 2-4-9 磁通轨迹的形成

图 2-4-9 是将磁通轨迹圆周等分为 N 等份时, 处在扇区 I 中的某一等份上电压矢量的切换情况, 考虑到磁通角速度的调整, 那么磁通轨迹由 p_1 点转移到 p_2 点, 电压矢量的切换顺序为

$$U_0 \rightarrow U_4 \rightarrow U_5 \rightarrow U_1 \rightarrow U_1 \rightarrow U_5 \rightarrow U_4 \rightarrow U_0$$

各电压矢量的作用时间为

$$\tau_0 \rightarrow \tau_1 \rightarrow \tau_2 \rightarrow \tau_0 \rightarrow \tau_2 \rightarrow \tau_1 \rightarrow \tau_0$$

利用三角形边角关系, 可推导出各电压矢量的作用时间:

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= \frac{\sqrt{3}}{4} MT_c \sin\left(\frac{\pi}{3} - \xi\right) \\ \tau_2 &= \frac{\sqrt{3}}{4} MT_c \sin \xi \\ \tau_0 &= \frac{1}{4} (T_c - 2\tau_1 - 2\tau_2) = \frac{1}{4} \left[T_c - \sqrt{3} MT_c \sin\left(\xi + \frac{\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (2-4-25)$$

式中, T_c 为载波周期, $T_c = \frac{T}{N}$; M 为调制深度; ξ 的定义如图 2-4-9 所示, 其取值由所在扇区及 φ 角决定, 即

$$\xi = \varphi - \frac{L-1}{3} \pi \quad (2-4-26)$$

其中, $L=1, 2, \dots, 6$, 分别对应于图 2-4-8 所示的六个扇区。

$$\varphi = \omega t - \frac{\pi}{2} \quad (2-4-27)$$

式 (2-4-25)、(2-4-26) 所示的磁通轨迹算法公式中, 判断与计算较多, 用微机实现比较复

杂。进一步研究可知,磁通轨迹法与等面积调制之间有着内在的联系,从而为采用等面积 PWM 方法实现磁通轨迹法的电压矢量变换提供了新途径。

图 2-4-10 给出了相同调制条件下,等面积 PWM 法和磁通轨迹法在一个载波周期内,磁通轨迹波形及对应的三相 PWM 波输出波形。图示表明在一个载波周期内,两者的电压矢量切换顺序是相同的,非零电压矢量作用时间也相同,不同之处仅在于零电压矢量作用时间的分配上。因此,如果合理选择调制参考波信号,使得在采用等面积调制时,各零电压矢量的分配与磁通轨迹法相等,这样便可以得到与磁通轨迹法完全等效的 PWM 算法,称这种算法为改进型面积算法。

式(2-4-3)给出了等面积调制时,脉宽 T_{piA} 的表达式,运用中值定理,可得

$$T_{piA} = \frac{1}{2} T_c \left[1 + \frac{M}{\omega} (\cos \omega t_i - \cos \omega t_{i+1}) \right] \approx \frac{1}{2} T_c \left[1 + M \sin \left(\omega t_{i+\frac{1}{2}} \right) \right] \quad (2-4-28a)$$

$$T_{piA} = \frac{1}{2} T_c \left[1 + \frac{1}{U_d} U \left(t_{i+\frac{1}{2}} \right) \right] \quad (2-4-28b)$$

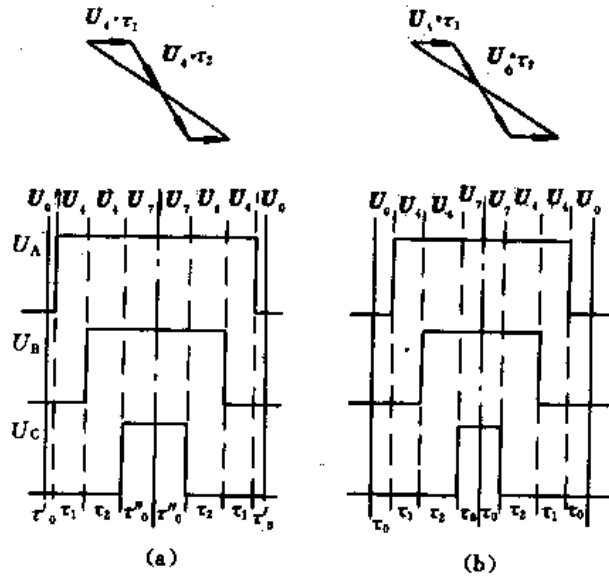


图 2-4-10 一个载波周期的磁通轨迹和三相 PWM 波 (a)等面积调制 (b)磁通轨迹法

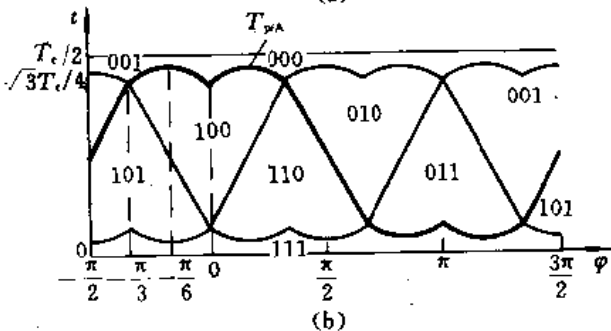
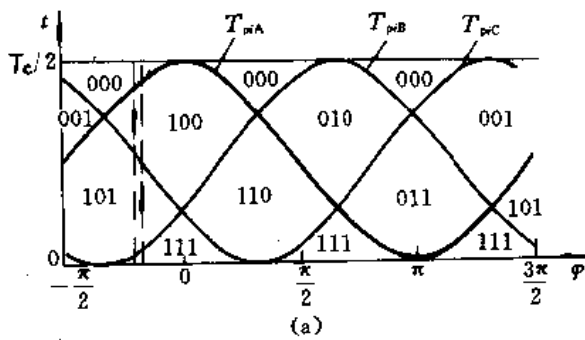


图 2-4-11 PWM 波脉宽曲线 (a)等面积 PWM (b)磁通轨迹法

式中, $t_{i+\frac{1}{2}} = \frac{1}{2}(t_i + t_{i+1}) = t_i + \frac{T_c}{2}$; $U(t) = U_m \sin \omega t$ 为调制参考波信号电压。

式(2-4-28)表明脉宽 T_{piA} 与调制参考波的具体形式有着密切的关系。

图 2-4-11(a)是三相脉宽在一个基波周期内的变化曲线,图 2-4-11(b)是磁通轨迹法的脉宽变化曲线,这是一条准正弦曲线,根据 φ 的取值的不同,有着不同的形式。

综合图 2-4-10 和图 2-4-11 有

(1) 当 $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi < -\frac{\pi}{3}$, 即

$$0 \leq \omega t_{i+\frac{1}{2}} < \frac{\pi}{6}$$

$$T_{piA} = 2(\tau_2 + \tau_0)$$

$$T_{p1A} = 2 \left[\frac{\sqrt{3}}{4} M T_c \sin \xi + \frac{1}{4} T_c - \frac{\sqrt{3}}{4} T_c M \sin \left(\xi + \frac{\pi}{3} \right) \right]$$

$$= \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{3}{2} M \sin \left(\xi - \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad (2-4-29)$$

此时磁通矢量在第 V 区后半区。由式(2-4-26)和式(2-4-27),得

$$\xi = \omega t_{i+\frac{1}{3}} - 2\pi + \frac{\pi}{6}$$

则有

$$T_{p1A} = \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{3}{2} M \sin \left(\omega t_{i+\frac{1}{3}} \right) \right] \quad (2-4-30)$$

对照式(2-4-28),则此区间参考波信号电压为

$$U(t) = \frac{3}{2} U_m \sin \omega t \quad 0 \leq \omega t < \frac{\pi}{6} \quad (2-4-31)$$

(2) 当 $-\frac{\pi}{3} \leq \varphi \leq 0$, 即 $\frac{\pi}{6} \leq \omega t_{i+\frac{1}{3}} \leq \frac{\pi}{2}$ 时,

$$T_{p1A} = 2(\tau_1 + \tau_2 + \tau_0)$$

$$= \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2} M \sin \left(\xi + \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (2-4-32)$$

此时磁通矢量在第 VI 区,有

$$\xi = \omega t_{i+\frac{1}{2}} - \frac{13}{6} \pi$$

$$T_{p1A} = \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2} M \sin \left(\omega t_{i+\frac{1}{2}} + \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad (2-4-33)$$

对照式(2-4-28),调制参考波信号电压为

$$U(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \quad (2-4-34)$$

综合式(2-4-31)和式(2-4-34),改进型等面积 PWM 算法的调制参考信号电压为

$$U(t) = \frac{3}{2} U_m \sin(\omega t) \quad 0 \leq \omega t < \frac{\pi}{6}$$

$$U(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad \frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{2} \quad (2-4-35)$$

采用以上调制参考波信号时,等面积 PWM 开关角的计算公式仍为式(2-4-6)的形式。 δ_i 的计算见式(2-4-36),其他参数不变。

$$\delta_i = \frac{3}{2} \left[\cos \frac{2\pi i}{N} - \cos \frac{2\pi(i+1)}{N} \right] \quad 0 \leq i < \frac{N}{12}$$

$$\delta_i = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\cos \left(\frac{2\pi i}{N} + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\frac{2\pi(i+1)}{N} + \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad \frac{N}{12} \leq i \leq \frac{N}{4} \quad (2-4-36)$$

对图 2-4-11 的分析,还表明改进型等面积调制法提高了逆变器的输出电压。当调制深度 $M=1$ 时,图 2-4-11(a)显示, $(T_{p1A})_{\max} = T_c/2$, M 无法继续增加。而在图 2-4-11(b)中, $(T_{p1A})_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} T_c$, M 增大至 $M = \frac{2}{\sqrt{3}}$ 。当 $(T_{p1A})_{\max} = T_c$, 逆变器输出线电压可增大至 $U_l = U_d / \sqrt{2} = U_{in}$ 。

2. 改进型等面积 PWM 逆变器输出特性的仿真结果

利用 2.4.2 节提出的数字仿真方法,对逆变器的电压、电流进行了数字仿真,其结果如图 2-4-12~2-4-19 所示。负载电动机为 Y 连接。

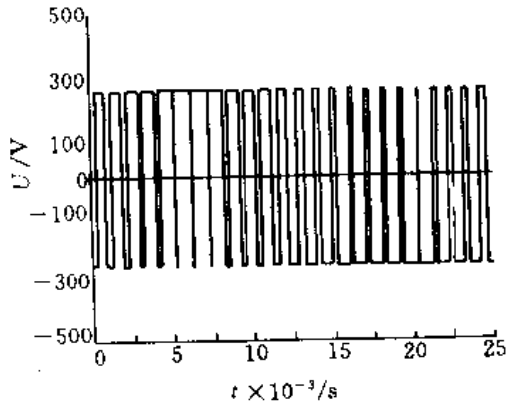


图 2-4-12 输出 PWM 波 ($T=50\text{Hz}, N=24$)

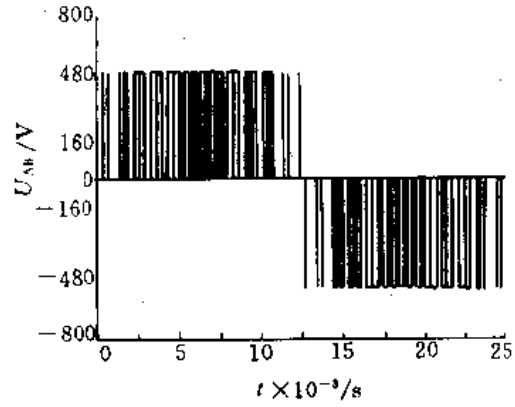


图 2-4-13 电动机线电压波形 ($f=50\text{Hz}, N=24$)

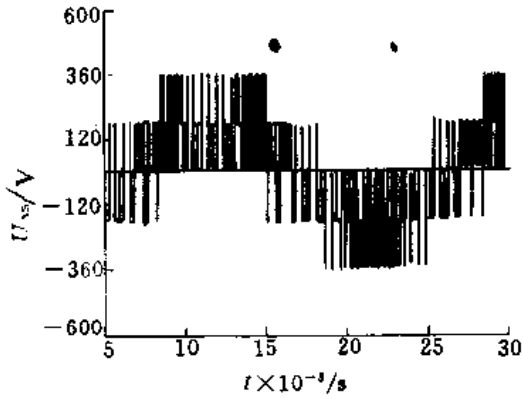


图 2-4-14 电动机相电压波形 ($f=50\text{Hz}, N=24$)

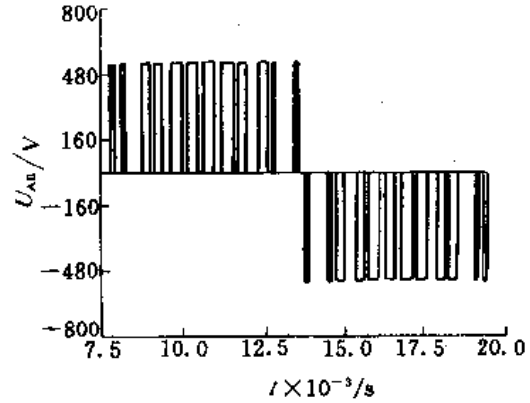


图 2-4-15 电动机线电压波形 ($f=60\text{Hz}, N=12$)

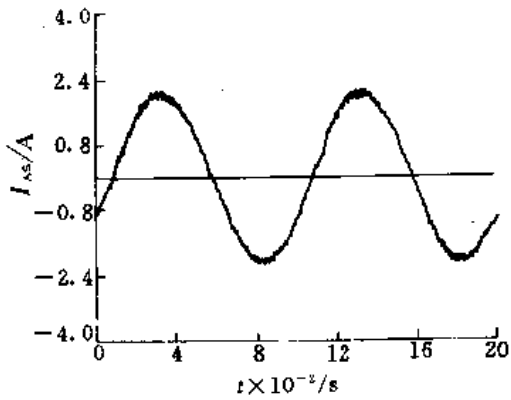


图 2-4-16 电动机线电流波形 ($f=10\text{Hz}, N=96$)

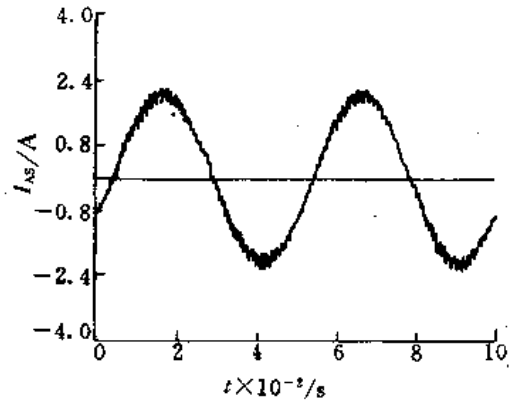


图 2-4-17 电动机线电流波形 ($f=20\text{Hz}, N=48$)

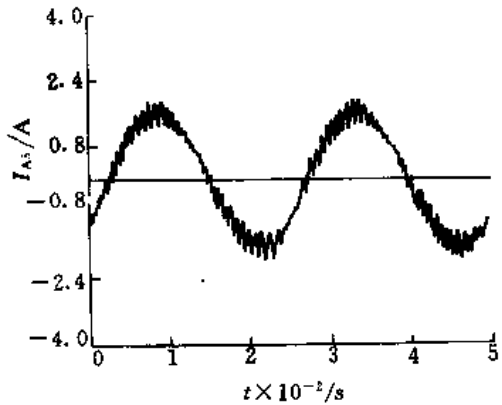


图 2-4-18 电动机线电流波形 ($f=50\text{Hz}, N=24$)

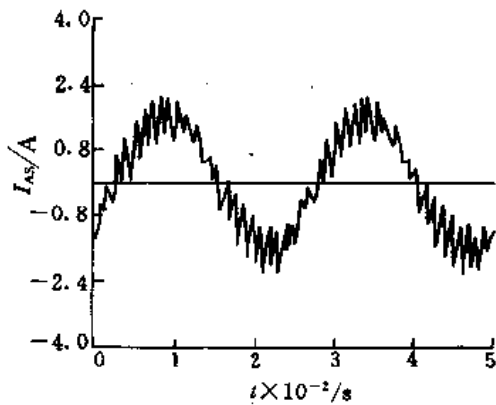


图 2-4-19 电动机线电流波形 ($f=60\text{Hz}, N=12$)

3. 改进型 PWM 谐波分析

改进型等面积 PWM 逆变器输出电压可用傅里叶级数表示为

$$U_A(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2-4-37)$$

其中,

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

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

当 $U_A(\omega t)$ 具有 $T/4$ 和 $T/2$ 的对称性时, $a_n = 0$, $U_A(\omega t)$ 中只包含基波和各次谐波。

$$U_A(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (2-4-38)$$

其中,
$$b_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_A(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t) = \frac{2U_d}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos n\alpha_k \right] \quad (2-4-39)$$

式中, α_k 为开关角度; m 为 $T/4$ 内的开关次数, 当频率比为 N 时, $m = N/2$ 。

若逆变器三相严格对称, 则有

$$U_B(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin \left(n\omega t - \frac{2n}{3}\pi \right)$$

输出线电压表示为

$$U_{AB} = U_A - U_B = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} b_n \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (2-4-40)$$

式中, n 为不等于 3 的倍数的奇数。

图 2-4-20~2-4-23 给出不同的 M 和 N 时输出线电压的频谱图。以上各图中, 纵坐标用相

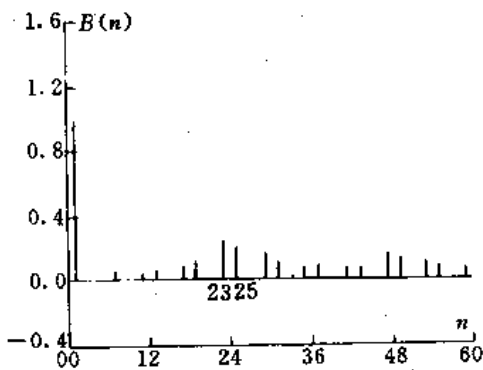


图 2-4-20 等面积 PWM 频谱
(改进型, $M=1, N=24$)

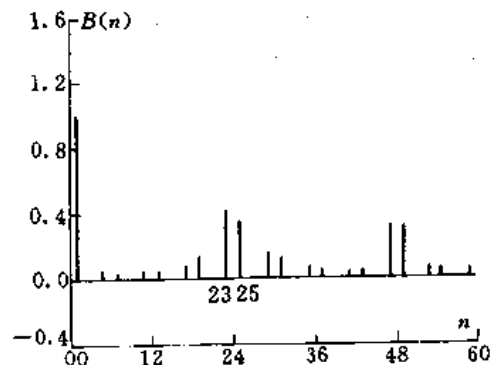


图 2-4-21 等面积 PWM 频谱
(非改进型, $M=1, N=24$)

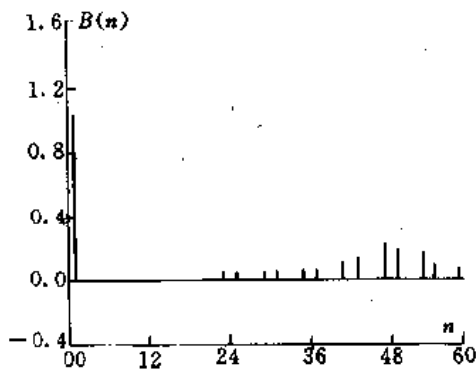


图 2-4-22 等面积 PWM 频谱
(改进型, $M=1, N=48$)

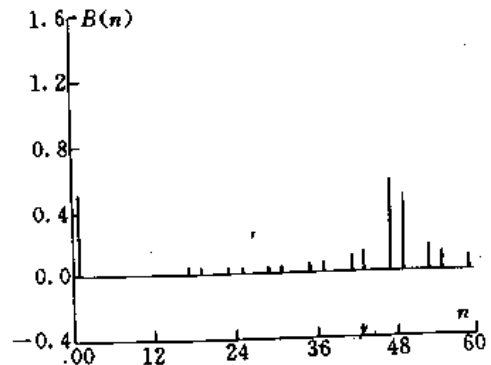


图 2-4-23 等面积 PWM 频谱
(改进型, $M=0.5, N=48$)

对值 $B(n)=U_n/U_1$ 表示。

为了从整体上评价改进型等面积 PWM 方案,这里引入了谐波分布 HD 和谐波电流失真 THD 的概念,其定义如下:

$$HD = \frac{\sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{U_n}{n}\right]^2}}{U_1} \quad (2-4-41)$$

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{I_n}{n}\right]^2}}{I_1} \quad (2-4-42)$$

式中, $n=6m \pm 1, m=1, 2, \dots$; U_n, I_n 为 n 次电压、电流谐波幅值; U_1, I_1 为基波电压、电流幅值。

图 2-4-24~图 2-4-27 给出 HD、THD 与 M 、 N 的关系曲线。其中电流谐波的计算用到了 2.4.3 节中 2 的数字仿真结果。

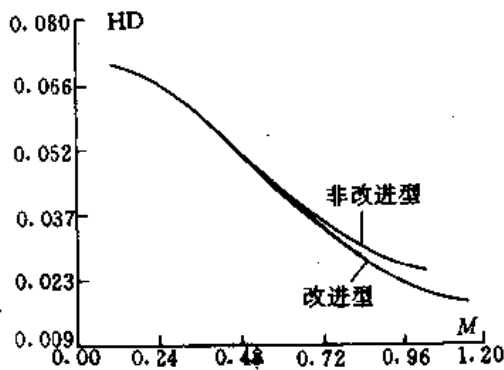


图 2-4-24 谐波分布 HD 与调制深度 M 的关系 ($N=24$)

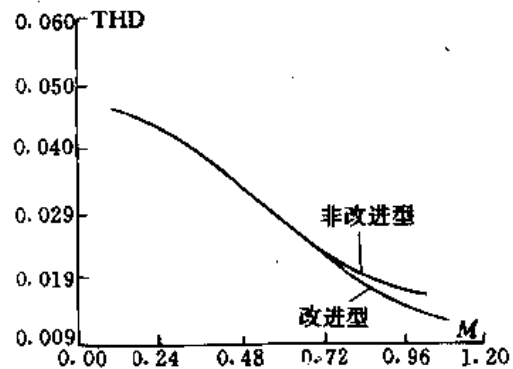


图 2-4-25 电流谐波失真 THD 与调制深度 M 的关系 ($N=24$)

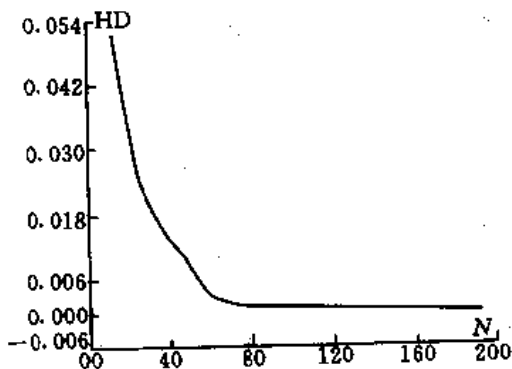


图 2-4-26 谐波分布与频率比的关系 ($M=1$)

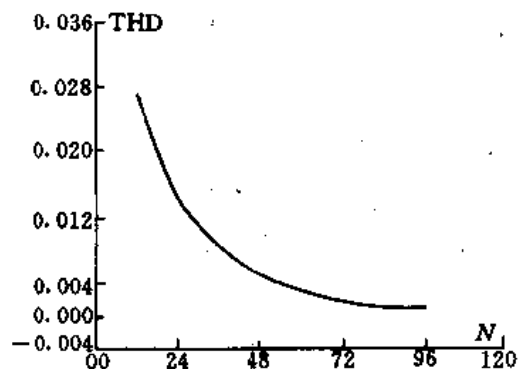


图 2-4-27 电流谐波失真与频率比的关系 ($M=1$)

分析以上频谱图及品质曲线,可以得到以下几点结论:

- (1)改进型等面积 PWM 波的高次谐波主要分布在载波频率的边频带上(见图 2-4-20~2-4-23);
- (2)当调制深度 M 不变时,随着频率比 N 的增大,谐波减小(见图 2-4-20, 2-4-22, 2-4-26 及 2-4-27);
- (3)当频率比 N 不变时,随着调制深度 M 的增大,谐波减小(见图 2-4-22~2-4-25);
- (4)改进型等面积 PWM 对谐波的抑制效果优于非改进型等面积 PWM(见图 2-4-24 和 2-4-25)。由图 2-4-20 和 2-4-21 的频谱可以看到,改进型等面积 PWM 波的边频带较非改进型的

宽,载波频率两侧的主要边频波被分解为两个幅值更小、更为接近的边频波,从而使谐波有效值总和减小了;

(5)改进型等面积 PWM 中,输出 PWM 波基波幅值与调制深度 M 成线性关系,且允许过调制 ($M > 1$),如图 2-4-28 所示。逆变器最大交流增益 $G_{AC} = 1$ 。

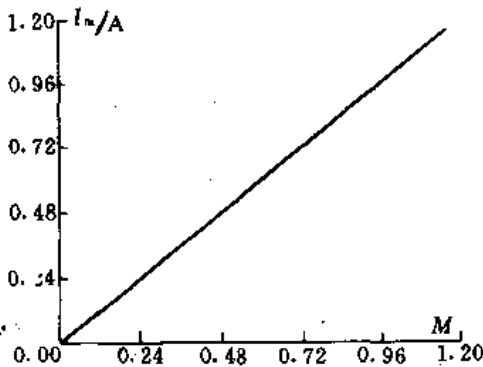


图 2-4-28 基波幅值与调制深度的关系

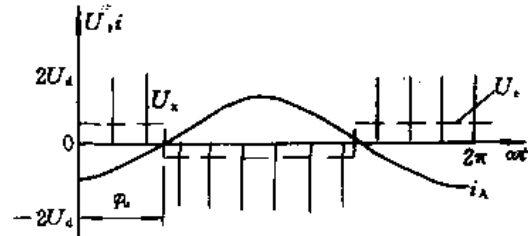


图 2-4-29 T_d 延时产生的波形误差

2.4.4 导通时引起的波形失真及其补偿

在双极性调制方式逆变器中,为了防止上、下桥臂同时导通,一般使导通驱动信号延迟一段时间 T_d ,在此期间,上、下桥臂都处于截止状态,该桥臂的输出电位由输出电流的方向确定。通过两个续流二极管之一钳位于 $+U_d$ 或 $-U_d$ 。在图 2-4-3 中,若规定电流由 A 点流向电动机时为正,即 $i_A > 0$,在 T_1 延时导通期间, D_4 导通续流, A 点电位钳制在 $-U_d$ 。输出脉冲使 T_d 时间变窄了,从而在 $i_A < 0$ 时,相应地使输出脉冲宽度增加了 T_d 时间。这种工作状态相当于在理想的输出 PWM 波上叠加了一个窄脉冲序列 U_s ,如图 2-4-29 所示。此脉冲序列高度为 $2U_d$,一个周期的脉冲数为 N ,窄脉冲序列 U_s 与电流 i_A 在相位上反相。为便于分析,可用一个平均值相同的矩形 U_e 来等价(如图中虚线表示的矩形波):

$$U_e = \begin{cases} 2NfT_d U_d & i < 0 \\ -2NfT_d U_d & i > 0 \end{cases}$$

若负载功率因数为 $\cos\varphi_a$,则 U_e 的傅氏级数为

$$U_e = -\frac{8}{\pi} NfT_d U_d \left[\sin(\omega t - \varphi_a) - \frac{1}{3} \sin 3(\omega t - \varphi_a) + \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - \varphi_a) + \dots \right]$$

输出线电压为

$$U_d = -\frac{8\sqrt{3}}{\pi} NfT_d U_d \left[\sin\left(\omega t - \varphi_a + \frac{\pi}{6}\right) - \sum_{n=5}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n} \sin n\left(\omega t - \varphi_a + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (2-4-43)$$

式中, $n = 6m \pm 1, m = 1, 2, \dots$ 。

式(2-4-43)表明, T_d 延时的存在,不仅使输出基波的幅值和相位产生误差,同时还含有低次谐波(5次、7次、11次等)。这些低次谐波的存在将增大输出电流的谐波失真,引起电动机的转矩脉动(因转矩中含有反力矩分量)。

下面具体分析导通延时对基波的影响。存在延时误差时,基波输出可表示为

$$\begin{aligned} U_1 &= U_{AB_1} + U_{e_1} = \sqrt{3} U_d M \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{8\sqrt{3}}{\pi} NfT_d U_d \sin\left(\omega t - \varphi_a + \frac{\pi}{6}\right) \\ &= AU_d \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \alpha\right) \end{aligned} \quad (2-4-44)$$

$$A = \sqrt{(\sqrt{3}M)^2 + \left(\frac{48}{\pi}NfT_d M \cos\varphi_0\right)^2 + \left(\frac{8\sqrt{3}}{\pi}NfT_d\right)^2} \quad (2-4-45)$$

$$\alpha = \arctg \left[\frac{8\sqrt{3}}{\pi}NfT_d \sin\varphi_0 / \left(\frac{\sqrt{3}}{2}M - \frac{8\sqrt{3}}{\pi}NfT_d \cos\varphi_0 \right) \right] \quad (2-4-46)$$

式中, A 称为基波幅值系数; α 称为相位误差。

U_1, U_{AB1}, U_{a1} 之间的关系如图 2-4-30 所示。

式(2-4-45)表明, 导通延时所产生的波形误差使输出电压基波幅值减小。随着频率比 N 和延时时间 T_d 的增大, 基波幅值降落的幅度增大, 低次谐波分量亦增大。导通延时产生的波形误差与功率因数 $\cos\varphi_0$ 有关, 当 $\cos\varphi_0 = 1$ 时, 基波幅值降落最大, 而当 $\cos\varphi_0 = 0$ 时, 基波幅值跌落最小, 如式(2-4-47)所示。

$$\left. \begin{aligned} \varphi_0 = 0^\circ, A_{\min} &= \sqrt{3M^2 - \left(\frac{48}{\pi}NfT_d M\right)^2 + \left(\frac{8\sqrt{3}}{\pi}NfT_d\right)^2} \\ \varphi_0 = 90^\circ, A_{\max} &= \sqrt{3M^2 + \left(\frac{8\sqrt{3}}{\pi}NfT_d\right)^2} \end{aligned} \right\} \quad (2-4-47)$$

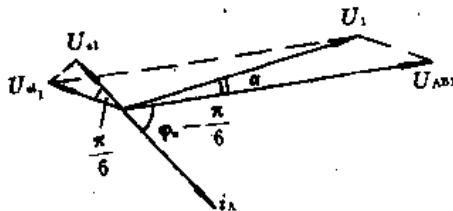


图 2-4-30 延时误差对基波的影响

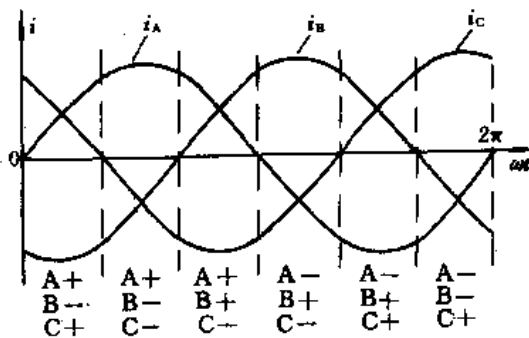


图 2-4-31 导通延时补偿

“+”脉宽增加 T_d “-”脉宽减小 T_d

为消除 T_d 引起的波形失真, 必须对理想的 PWM 波进行补偿。其具体作法是: 实时检测电流的方向。当 $i > 0$ 时, 对脉宽作增加 T_d 宽度的补偿, 当 $i < 0$ 时, 对脉宽作减小 T_d 宽度的补偿。三相的补偿情况如图 2-4-31 所示。由于在每个 $\frac{\pi}{3}$ 区间内, 三相补偿情况是固定的, 因此只要确定一相电流的方向, 即可对三相 PWM 波求出实时补偿的估算值。

2.5 周期补偿无差拍 PWM 控制算法

2.5.1 无差拍 PWM 控制算法

无差拍控制是以微机为基础的 PWM 控制方法。它是根据含滤波器的逆变系统的状态方程和输出反馈信号推算出下一个采样周期的开关时间的。具体地说: 每个采样间隔发出的控制量, 即输出脉宽控制量 $\Delta T(k)$ 是根据当前时刻状态向量和下一采样时刻的参考正弦值计算出来的。这样要算出第 k 个采样时刻的输出脉宽控制量 $\Delta T(k)$, 就必须在第 $(k-1)$ 个采样时刻, 先完成输出脉宽控制量 $\Delta T(k-1)$ 对输出及系统的作用, 再检测出系统的状态向量。这要求系统中微机的运算速度很高才能实现。

为阐明无差拍控制算法,本节以 UPS 系统中的逆变器为例,较详细地分析其基本原理。

1. 无差拍控制 PWM 原理

无差拍控制 PWM 逆变系统的基本框图如图 2-5-1 所示。其中桥式逆变器、LC 滤波器和电阻负载作为数字闭环控制系统的被控对象。用微机数字控制器来控制逆变器的开通和关断,以便输出电压准确地跟踪参考正弦波。输出电压及其导数(正比于滤波电容电流)作为系统的两个状态变量,微机根据状态变量的采样值和参考电压值算出所需的 PWM 脉宽。

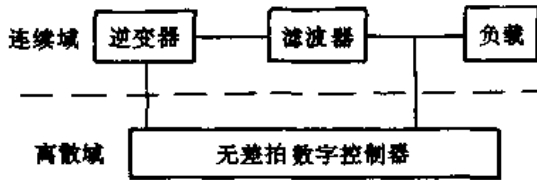


图 2-5-1 逆变器数字控制框图

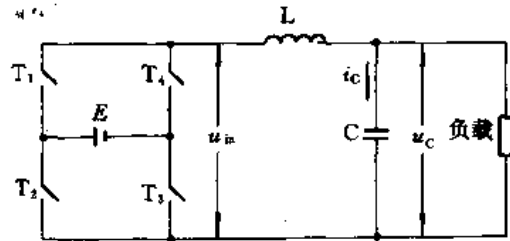


图 2-5-2 逆变器系统模型

图 2-5-2 所示的逆变系统是一个非线性系统,但它可用一个线性采样系统模型来描述。设定逆变器输出 $u_{in} \in \{+E, -E, 0\}$,则由逆变器、LC 滤波器和负载电阻组成的系统,可用状态方程式(2-5-1)来描述:

$$\left. \begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ X &= [U_c, \dot{U}_c] \\ A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{LC} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \right\} \quad (2-5-1)$$

将 50Hz 参考正弦波的一个周期以采样间隔 T 等分为 N 个离散值,如图 2-5-3 所示。在每个采样周期,控制逆变器相应功率晶体管的导通或关断,可产生幅值为 $+E$ 、 $-E$ 或 0 的、对采样周期中心对称的、宽度为 ΔT 的输出脉冲序列 u_{in} ,如图 2-5-4 所示。 u_{in} 的数学表达式为

$$u_{in} = \begin{cases} \pm E & (k-1)T + \frac{(T-\Delta T_k)}{2} \leq t \leq \frac{(T+\Delta T_k)}{2} + (k-1)T \\ 0 & \text{其他时间} \end{cases} \quad (2-5-2)$$

$$\begin{aligned} k &= 0, 1, 2, \dots, N \\ U_m &= U_m \sin(2k\pi/N) \end{aligned}$$

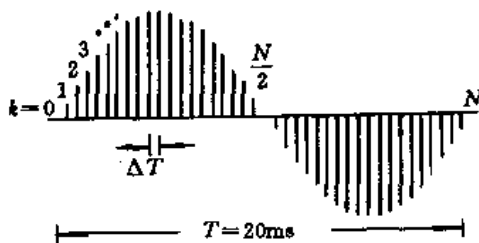


图 2-5-3 参考正弦波离散模型

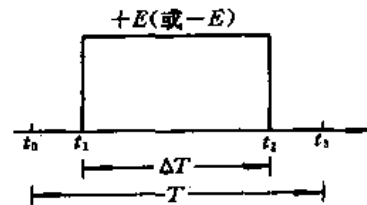


图 2-5-4 一个 u_{in} 脉冲

根据线性系统理论可知,对于一个由式(2-5-1)描述的线性连续定常系统 A (非奇异矩阵),它的状态运动表达式为

$$\mathbf{x}(t) = e^{At}x_0 + \int_0^t e^{A(t-\tau)}\mathbf{B}u(\tau)d\tau \quad t \geq 0 \quad (2-5-3)$$

式中, x_0 为初始状态。

如果输入 u 在 $0 \leq \tau \leq t$ 内为常数, 则

$$\mathbf{x}(t) = e^{At}x_0 + A^{-1}(e^{At} - 1)\mathbf{B}u \quad (2-5-4)$$

在图 2-5-4 所示的输入情况下:

当 $t_0 \leq t \leq t_1$ 时, $u=0$, 则在 $t=t_1$ 时刻

$$\mathbf{x}(t_1) = e^{At_1}x(t_0)$$

当 $t_1 \leq t \leq t_2$ 时, $u=E$, 则在 $t=t_2$ 时刻

$$\mathbf{x}(t_2) = e^{At_2}x(t_0) + A^{-1}(e^{A\Delta T} - 1)\mathbf{B}E$$

当 $t_2 \leq t \leq t_3$ 时, $u=0$, 则在 $t=t_3$ 时刻

$$\mathbf{x}(t_3) = e^{At_3}x(t_0) + e^{A(t_3-t_2)/2}A^{-1}(e^{A\Delta T} - 1)\mathbf{B}E \quad (2-5-5)$$

取 $e^{A\Delta T/2} \approx 1 + A\Delta T/2 + A^2(\Delta T/2)^2/2$, $t_0 = kT$, $t_3 = (k+1)T$, 则(2-5-5)式可化为

$$\mathbf{x}((k+1)T) = e^{AT}\mathbf{x}(kT) + e^{AT/2}\mathbf{B}E\Delta T \quad (2-5-6)$$

设 $T \ll 2\pi \sqrt{LC}$, 则(2-5-6)式可化为

$$\begin{bmatrix} U_c(k+1) \\ \dot{U}_c(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(k) \\ \dot{U}_c(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \Delta T \quad (2-5-7)$$

其中, Φ_{ij} 为 e^{AT} 相应的元素, g_i 为 $e^{AT/2}$ 相应的元素。由上式可得到 $U_c(k)$ 的估计模型:

$$U_c(k+1) = \Phi_{11}U_c(k) + \Phi_{12}\dot{U}_c(k) + g_1\Delta T(k) \quad (2-5-8)$$

(2-5-8)式表明系统在第 $k+1$ 个采样时刻的输出是第 k 个采样时刻的 $U_c(k)$ 、 $\dot{U}_c(k)$ 和 $\Delta T(k)$ 的线性函数。反之, 若要输出电压 $U_c(k+1)$ 无差拍地跟踪参考电压 $U_{ref}(k+1)$, 则用 $U_{ref}(k+1)$ 取代式中的 $U_c(k+1)$, 可得无差拍控制算法:

$$\Delta T(k) = -(\Phi_{11}/g_1)U_c(k) - (\Phi_{12}/g_1)\dot{U}_c(k) + U_{ref}(k+1)/g_1 \quad (2-5-9)$$

此算法在每个采样间隔发出的控制量 $\Delta T(k)$, 是根据当前时刻的状态向量和下一采样时刻的参考正弦值计算出来的, 由负载扰动或非线性负载引起的输出电压偏差可在一个采样周期内得到修正。

2. 无差拍控制的改进

式(2-5-9)给出的无差拍控制算法中, 必需在每个采样时刻对输出电压和电流进行采样, 这样就需要电压、电流两个传感器和两套快速 A/D 通道才能实现快速控制。为此, 引入称为一拍超前(One Sample Ahead Preview, 简称 OSAP)的改进算法, 以实现只需一个电压传感器的无差拍控制算法。

对式(2-5-7)进行 Z 变换, 可以得到:

$$U_c(Z) = \frac{g_1Z + (g_2\Phi_{12} - g_1\Phi_{22})}{Z^2 - (\Phi_{11} + \Phi_{22})Z + \Phi_{11}\Phi_{22} - \Phi_{12}\Phi_{21}} \Delta T(Z) \quad (2-5-10)$$

由式(2-5-10)可得差分方程:

$$\left. \begin{aligned} Y(k) + a_1Y(k-1) + a_2Y(k-2) &= b_1u(k-1) + b_2u(k-2) \\ Y(k) &= U_c(k)/E & u(k) &= \Delta T(k)/T \\ a_1 &= -(\Phi_{11} + \Phi_{22}) & a_2 &= \Phi_{11}\Phi_{22} - \Phi_{12}\Phi_{21} \\ b_1 &= g_1T/E & b_2 &= (g_2\Phi_{12} - g_1\Phi_{22})T/E \end{aligned} \right\} \quad (2-5-11)$$

在式(2-5-11)中, 对 k 增 1, 并以 $Y_{ref}(k+1)$ 代替 $Y(k+1)$, 于是可得 OSAP 无差拍控制算

法:

$$u(k) = -\frac{b_2}{b_1}u(k-1) + \frac{a_1}{b_1}Y(k) + \frac{a_2}{b_1}Y(k-1) + \frac{1}{b_1}Y_{ref}(k+1) \quad (2-5-12)$$

式(2-5-12)表明,为决定控制脉宽,只需对输出电压进行采样,从而实现了只需一个电压传感器的无差拍控制算法。

在式(2-5-12)所给出的算法中,若控制器参数与控制对象参数完全一致,则输出电压可准确地跟踪参考电压。但是,在按理想模型设计了控制器之后,实际上功率器件的非理想开关过程、变压器的非线性特性以及不可避免而出现的负载变化等因素都可能导致系统参数的漂移。为解决参数漂移的问题,可引入参数在线辨识,进行自适应控制。但是这样处理将给控制器带来庞大的计算负担,以致无法实现快速控制的目的或使得控制器的硬件结构过于复杂。

对引起系统参数漂移的因素进行分析后可以发现,整流型负载和开关死区延时等都是具有周期性的因素,在无差拍算法的基础上,再引入周期补偿控制方法,则可能消除系统各种周期性时变参数产生的控制偏差。

2.5.2 周期补偿无差拍 PWM 控制算法

1. 周期控制原理

离散化周期控制的基本框图如图 2-5-5 所示。周期控制器由误差增益 C_1 、 C_2 和经 Z 变换后的延时因子组成,其中控制器的频比 $n=f_c/f$, f 为参考信号频率, f_c 为采样频率。

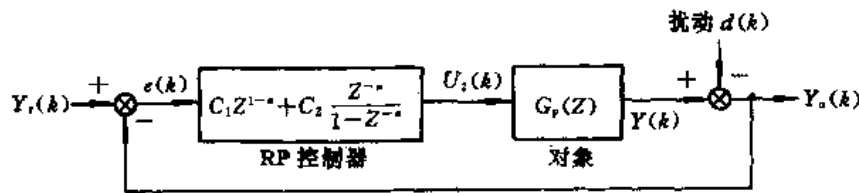


图 2-5-5 周期控制基本框图

控制器输出方程为

$$u_1(k) = C_1(k+1-n) + C_2 \sum_{i=1}^{\infty} e(k+1-i \cdot n) \quad (2-5-13)$$

$$e(k) = Y_r(k) - Y_o(k)$$

$$Y_o(k) = Y(k) - d(k)$$

图 2-5-5 所示系统的给定误差脉冲传递函数为

$$F_o(Z) = \frac{E(Z)}{Y_r(Z)} = \frac{1-Z^{-n}}{1-Z^{-n}[1-(c_1+c_2-c_1 Z^{-n})ZG_p(Z)]} \quad (2-5-14)$$

由于该系统的扰动误差脉冲传递函数 $E(Z)/D(Z)$ 也等于 $F_o(Z)$, 所以式(2-5-14)的频域表达式可表示为

$$F_o(j\omega) = F_o(Z) \Big|_{z=\exp(j\omega/f_s)} \quad (2-5-15)$$

其分子为

$$1 - \exp(-j\omega_n/f_s)$$

即

$$1 - \exp(-j\omega/f) \quad (2-5-16)$$

当给定信号或扰动信号的角频率为 $\omega_m = 2\pi m f$ ($m=0, 1, 2, \dots, n/2$) 时,根据欧拉公式,有

$$F_m(j\omega) = 1 - \exp(-j\omega_m/f) \\ = 1 - \exp(-j2\pi m) = 0 \quad (2-5-17)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_m} |F_o(j\omega)| = 0, \quad \omega_m = 2\pi mf \quad (2-5-18)$$

上述结果表明,系统对于频率小于 $f_c/2$ 的周期参考信号或扰动信号无稳态误差,且稳定。

2. RP 补偿的 OSAP 控制

采用 RP 补偿的无差拍控制系统如图 2-5-6 所示。

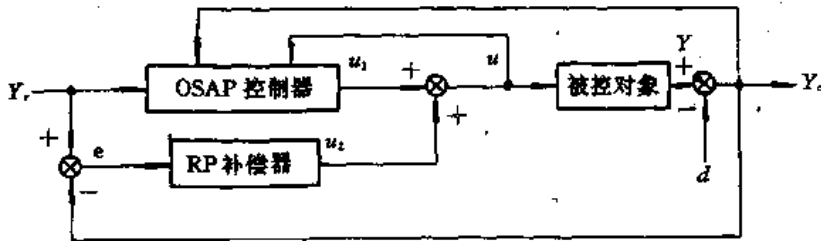


图 2-5-6 RP 补偿 OSAP 控制框图

图中 OSAP 控制器可表示为

$$Y_r + p_1 Y_o(k) + p_2 Y_o(k-1) = q_1 u_1(k) + q_2 u(k-1) \quad (2-5-19)$$

上式中的 p_1 、 p_2 、 q_1 和 q_2 分别为对应于式(2-5-11)系统的参数 a_1 、 a_2 、 b_1 和 b_2 的设定值。

OSAP 控制器和 RP 补偿器的复合输出为

$$u(k) = u_1(k) + u_2(k) \quad (2-5-20)$$

式(2-5-11)、(2-5-13)、(2-5-19)、(2-5-20)经 Z 变换可得图 2-5-6 系统的给定误差脉冲传递函数:

$$F_r(Z) = \frac{E(Z)}{Y_r(Z)} = \frac{(1-G(Z))(1-Z^{-n})}{1-Z^{-n}H(Z)} \quad (2-5-21)$$

$$\text{其中, } G(Z) = \frac{(b_1 + b_2 Z^{-1})Z}{(Z + a_1 + a_2 Z^{-1})(q_1 + q_2 Z^{-1}) - (p_1 + p_2 Z^{-1})(b_1 + b_2 Z^{-1})} \quad (2-5-22)$$

$$H(Z) = 1 - q_1(c_1 + c_2 - c_1 Z^{-n})G(Z) \quad (2-5-23)$$

2.5.3 控制系统特性分析

1. 给定稳态误差

根据式(2-5-21)可得系统给定误差模型如图 2-5-7 所示。

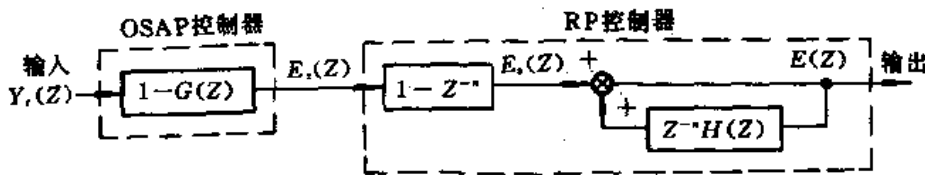


图 2-5-7 系统给定误差模型框图

图 2-5-7 由两个串联的方块(虚线所示)组成。如果 p_1 、 p_2 、 q_1 和 q_2 与对象参数 a_1 、 a_2 、 b_1 和 b_2 精确相等,则 $G(Z)=1$,此时 $E_r(Z)=0$ 。由 2.5.1 节中的分析知,实际上 $E_r(Z)$ 不为零。但 RP 补偿控制可以消除由参数漂移引起的系统输出误差 $E(Z)$ 。RP 补偿控制部分的误差脉冲传递函数为

$$F = \frac{E(Z)}{E_r(Z)} = \frac{1-Z^{-n}}{1-Z^{-n}H(Z)} \quad (2-5-24)$$

根据 2.5.2 节 1 中的分析知:传递函数 $F(j\omega)$ 的分子对于所有频率小于 $f_c/2$ 的周期输入

信号而言其值为零,即系统稳态误差为零。

2. 扰动稳态误差

图 2-5-6 中,扰动误差脉冲传递函数 $E(Z)/D(Z)$ 为

$$F_d(Z) = \frac{E(Z)}{D(Z)} = \frac{-(1-Z^{-n})[1+Z^{-1}(p_1+p_2Z^{-1})G(Z)]}{1-Z^{-n}H(Z)} \quad (2-5-25)$$

对于角频率为 ω_m 的周期性扰动,系统输出误差为

$$\lim_{m \rightarrow \infty} |F_d(j\omega)| = 0, \omega_m = 2\pi mf \quad (m=0, 1, 2, \dots, n/2) \quad (2-5-26)$$

上式表明,系统对于频率小于 $f_c/2$ 的周期性扰动无稳态误差。

3. 参数选取与系统稳定性

表 2-5-1 归类列出了系统的参数。对于一个给定系统,参数的优化包括了多方面的考虑因素:负载情况、稳定性、收敛速度以及实现的可能性等。

表 2-5-1 系统参数

	控 制 器		对	象
框 图	微 机		PWM 逆 变 器	滤 波 器 及 负 载
参 数	U_{ref}	p_1, p_2 q_1, q_2 c_1, c_2	E, T	R, L, C

参考电压 U_{ref} 和电阻 R 按额定要求确定,逆变器直流侧电压 E 必须大于 U_{ref} 的最大值(现取 $U_{ref}=220U, R=9.68\Omega, E=655U$)。采样时间 $T=1/f_c$ 的选取需考虑参考电压频率 f 、功率器件开关速度以及 A/D 转换和微机运算所需时间(现取 $T=500\mu s, f=50Hz$)。滤波器参数 L, C 按选定的频率响应确定(现取 $L=4.14mH, C=198\mu F$)。

OSAP 控制器的参数 p_1, p_2, q_1 和 q_2 可按式(2-5-11)中相对应的 a_1, a_2, b_1 和 b_2 的计算式类似地确定,但应将参数符号 Φ 改为 Ψ ,即:

$$\left. \begin{aligned} p_1 &= -(\Psi_{11} + \Psi_{22}), \\ p_2 &= \Psi_{11}\Psi_{22} - \Psi_{12}\Psi_{21}, \\ q_1 &= g_1 T / E \\ q_2 &= (g_2 \Psi_{12} - g_1 \Psi_{22}) T / E \end{aligned} \right\} \quad (2-5-27)$$

其中,

$$\Psi_{11} = \exp(\alpha T) \left(\cos \beta T - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta T \right)$$

$$\Psi_{12} = \exp(\alpha T) \frac{\sin \beta T}{\beta}$$

$$\Psi_{21} = -\omega_c^2 \exp(\alpha T) \frac{\sin \beta T}{\beta}$$

$$\Psi_{22} = \exp(\alpha T) \left(\cos \beta T + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta T \right)$$

$$g_1 = E \omega_c^2 \exp\left(\frac{\alpha T}{2}\right) \frac{1}{\beta} \sin \frac{\beta T}{2}$$

$$g_2 = E \omega_c^2 \exp\left(\frac{\alpha T}{2}\right) \left(\cos \frac{\beta T}{2} + \frac{\alpha}{\beta} \sin \frac{\beta T}{2} \right)$$

$$\alpha = -l_c \omega_c, \quad \beta = \omega_c \sqrt{1 - l_c^2}$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad l_c = \frac{L}{2RC}$$

若控制器参数与系统参数一致,则系统可实现无差拍响应且稳定,否则系统可能不稳定。图 2-5-8 给出了 OSAP 控制器 ($R=9.68\Omega, L=4.14\text{mH}, C=198\mu\text{F}$; 此时 $l_c=0.226\Omega, \omega_c=1155\text{rad/s}$) 在 $l_c-\omega_c$ 平面的稳定域和对象参数变化时在该平面的运动轨迹。图中,参数(如 R)的运动轨迹为当另外两个参数(L, C)保持为设计值时,该参数的变化在 $l_c-\omega_c$ 平面的运动轨迹。由图可见,负载电阻从 ∞ (空载)到 $R/2$ (相当于 200% 过载)范围内 OSAP 控制器都可保持稳定。

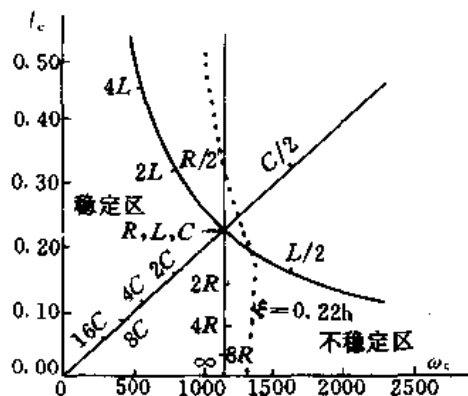


图 2-5-8 OSAP 控制器在 $l_c-\omega_c$ 平面的稳定域
以及对象参数在该平面上的运动轨迹
对于 RP 控制,其稳定条件为

$$|H(j\omega)| \leq 1 \quad (2-5-28)$$

根据式(2-5-23):

$$H(j\omega) = 1 - q_1(c_1 + c_2 - c_1 \cdot \exp(-j\omega/f))G(j\omega) \quad (2-5-29)$$

当 $R=9.68\Omega, c_1=0, q_1=0.154$ 时,RP 控制的稳定条件为 $0 \leq c_2 \leq 12.98$ 。图 2-5-9 给出当 $R=9.68\Omega$ 和 $R=\infty$ 时,RP 控制在 c_1-c_2 平面的稳定域,图中边界线内区域代表系统稳定。

在图 2-5-7 中,由于参考输入为正弦周期函数,所以在输入改变后的一个周期, $E_c(Z)$ 在 $1-Z^{-1}$ 环节的作用下变为零。因此输出误差 $E(Z)$ 在每个基波周期以 $H(Z)$ 收敛,定义收敛系数 h 为

$$h = |H(j\omega)| \quad (2-5-30)$$

若 $h=0$,则意味着控制误差 $E(Z)$ 在一个基波周期后被完全消除。图 2-5-10 给出了当负载电阻为 $2R$ (半载)时收敛系数 h 随 c_2 变化的曲线。基波至 11 次谐波的各次谐波的收敛系数曲线落于阴影区域内。周期增益 c_2 的选定不仅受系统稳定性的限制,而且还受算法实现的限制。PWM 逆变器的最大脉宽 ΔT_{max} 在理论上可以是采样周期的 100%,但实际上由于受 A/D 转换和算法计算等延时(设为 T_D)的限制,故最大脉宽为

$$\Delta T_{max} \leq T - 2T_D \quad (2-5-31)$$

本系统的 ΔT_{max} 为 69%。

在大脉动负载的情况下,当输出电压已经接近最大幅值时,控制器为了补偿电压跌落,有时需要大于可实现的脉冲宽度,此时系统进入非线性工作状态,上述的线性分析就不能适用

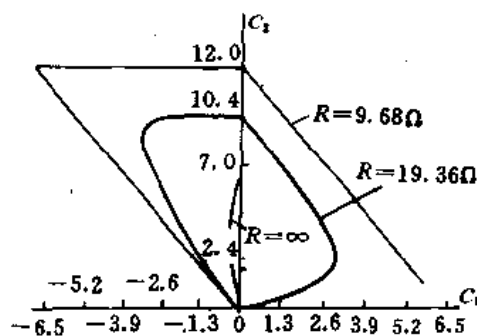


图 2-5-9 RP 在 c_1-c_2 平面的稳定域

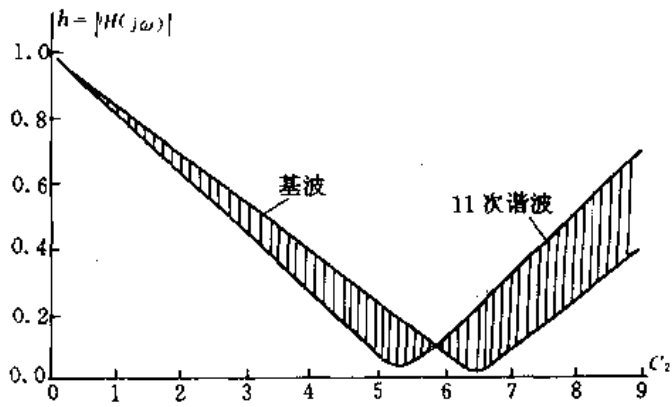


图 2-5-10 收敛系数 h 随 c_2 变化的曲线 ($c_1=0$)

了。为避免出现这种情况,在选定 RP 控制增益 c_1 和 c_2 时,必须考虑在最坏情况下系统仍能工作在线性范围。根据图 2-5-6 以及式(2-5-13)和(2-5-21),假设输出电压在最大幅值处,脉动负载引起的最大电压跌落为 U_d ,系统保持线性状态的条件为

$$\frac{\Delta T_{\max}}{T} = \frac{U_{ref}}{E} + (c_1 + c_2) \frac{U_d}{E} \quad (2-5-32)$$

在系统中 $\Delta T_{\max}/T=0.69$, $U_{ref}/E=0.475$, 设定 $U_d/E=0.25$, 则由式(2-5-32)有 $c_1 + c_2 \leq 0.86$, 取 $c_1=0, c_2=0.1$ 。

图 2-5-11 和图 2-5-12 分别为系统的输出电压在 40V 状态下,纯阻性额定负载和 45° 相控负载时的仿真波形。

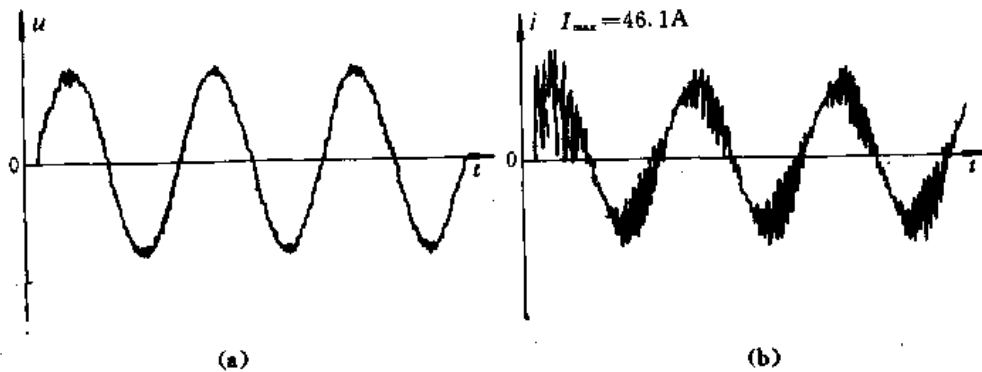


图 2-5-11 额定负载仿真
(a)输出电压波形 (b)滤波电感电流波形

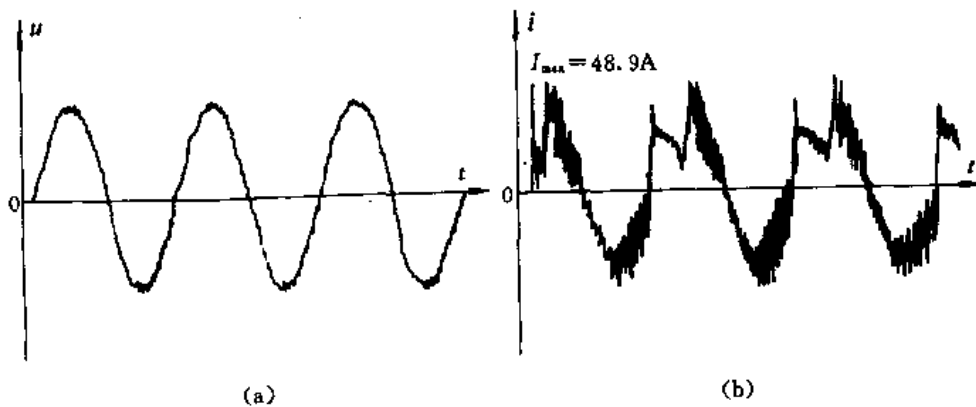


图 2-5-12 45° 相控负载仿真
(a)输出电压波形 (b)滤波电感电流波形

2.5.4 旁路环流控制

由于UPS系统在无间断切换过程中,逆变器与旁路电源(市电)并联运行。此时,滤波器的输出可以看作为一个电压源 u_o ,如图2-5-13所示,这样2.5.2和2.5.3两节中讨论的闭环结构图和状态方程在这里就不适用了。

按设计要求,当市电电压 u_s 在220V(85%~120%)范围变化时,逆变器应能与市电并联运行。此时逆变器输出 u_{out} 和市电 u_s 共同作用在滤波电感 L 上,将产生很大的环流:

$$i = \frac{u_{out} - u_s}{j\omega L} \quad (2-5-33)$$

图2-5-14给出了在逆变器输入电压 U_1 为550V和777V两种情况下, u_s 分别为187V和264V时的RP补偿DB控制逆变器输出电压与环流仿真。

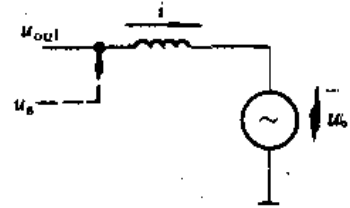


图 2-5-13 逆变器与市电并联运行时的逆变器输出等效电路

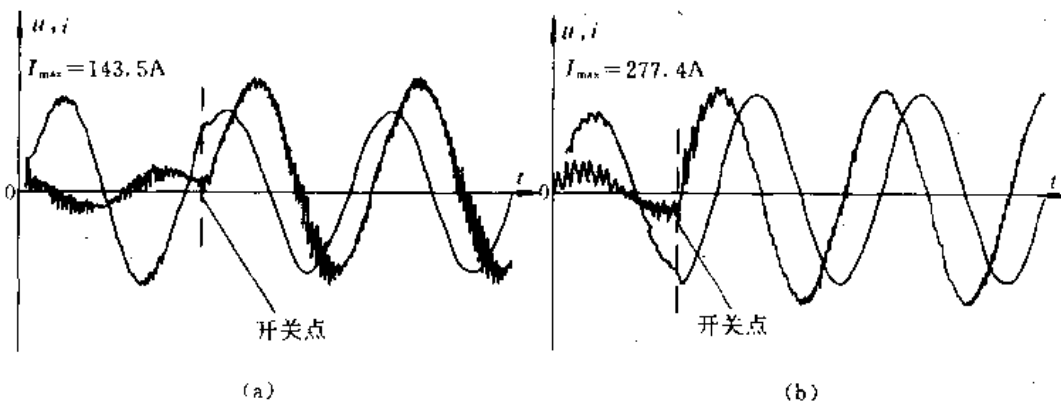


图 2-5-14 切换过程的输出电压与环流仿真($c_2=0.1, T=500\mu_s$)

(a) $U_1=550V, u_s=187V$ (空载) (b) $U_1=777V, u_s=264V$ (150%过载)

由图2-5-14可见,在逆变器与市电并联运行阶段,环流可能达到的数值是很大的。因为此时逆变控制器把检测到的市电电压作为逆变器的输出电压,在市电电压较低时,控制器误以为逆变器输出电压过低而加大控制量,以图提高逆变器输出电压,从而使逆变器与市电的电压差进一步增大,造成比开环控制时要大得多的环流;反之,在市电电压较高时,逆变器亦会发生类似的误调节。因此,必须引入环流控制环节,以避免逆变器与市电并联运行时因过流保护电路的动作而导致错误的切换动作。

由式(2-5-33)有

$$L \frac{di}{dt} = u_{out} - u_s \quad (2-5-34)$$

$$i = \frac{1}{L} \int (u_{out} - u_s) dt + I(t_0) \quad (2-5-35)$$

参见图2-5-4,可得

$$i(t_3) = \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_1} u_s dt + \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_2} (E - u_s) dt + \frac{1}{L} \int_{t_2}^{t_3} -u_s dt + I(t_0) \quad (2-5-36)$$

设 $t \in [t_0, t_3]$ 内 u_s 为常数,且 $u_s = u_s(t_0)$,则有

$$i(t_3) = I(t_0) - \frac{T}{L} u_s(t_0) + \frac{E}{L} \Delta T \quad (2-5-37)$$

把 $u_s = EY$ 和 $\Delta T = uT$ 代入式(2-5-37),可得环流估计模型:

$$i(k+1) = i(k) - \frac{ET}{L} Y_s(k) + \frac{ET}{L} u(k) \quad (2-5-38)$$

为使环流值不大于 I_m , 即

$$|i(k+1)| \leq I_m \quad (2-5-39)$$

则由式(2-5-38)可得无差拍限流条件:

$$\left. \begin{aligned} u(k) &\leq U_m = \frac{L}{ET} [I_m - i(k)] + Y_s(k) & i(k) \geq 0 \\ u(k) &\geq U_m = \frac{L}{ET} [-I_m - i(k)] + Y_s(k) & i(k) \leq 0 \end{aligned} \right\} \quad (2-5-40)$$

利用式(2-5-38)环流估计模型, 进一步可得 OSAP 限流条件:

$$\left. \begin{aligned} u(k) &\leq U_m = \frac{L}{ET} [I_m - i(k-1)] + Y_s(k) + Y_s(k-1) - u(k-1) & i(k-1) \geq 0 \\ u(k) &\geq U_m = \frac{L}{ET} [-I_m - i(k-1)] + Y_s(k) + Y_s(k-1) - u(k-1) & i(k-1) \leq 0 \end{aligned} \right\} \quad (2-5-41)$$

具有环流控制环节的 PWM 逆变控制系统输出电压与环流仿真曲线如图 2-5-15 和图 2-5-16 所示。

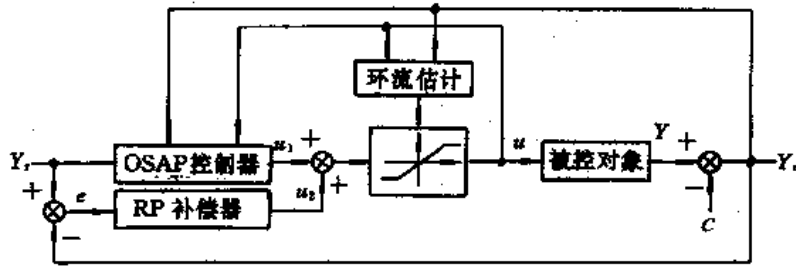


图 2-5-15 具有环流控制环节的 PWM 逆变控制系统框图

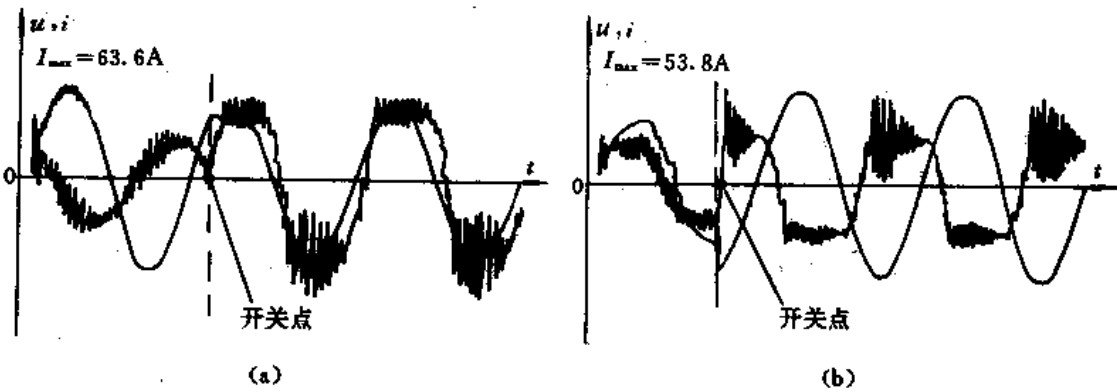


图 2-5-16 有环流控制时切换过程的输出电压与环流仿真

($c_2 = 0.1, T = 500 \mu s, I_m = 40 A$)

(a) $E = 550 V, u_s = 187 V$ (空载) (b) $E = 777 V, u_s = 264 V$ (150% 过载)

由图 2-5-16 可见, 该 OSAP 环流控制器可以在切换过程中有效地限制环流的基波幅值。图 2-5-16(b) 还表明它对过载电流亦有较好的限制作用, 这是因为在采样频率较高时, 图 2-5-2 中的滤波电容可以近似等效于一个电压源, 因而式(2-5-38)给出的环流估计模型可以近似估计电感电流。

但是, 从图 2-5-16 中可见, 由于采用采样控制方式, 环流控制器无法对高次谐波电流进行有效的限制。所以采用更高的采样频率, 环流控制器的限流效果将更好, 图 2-5-17 是采样频率为 10kHz 时的仿真曲线。

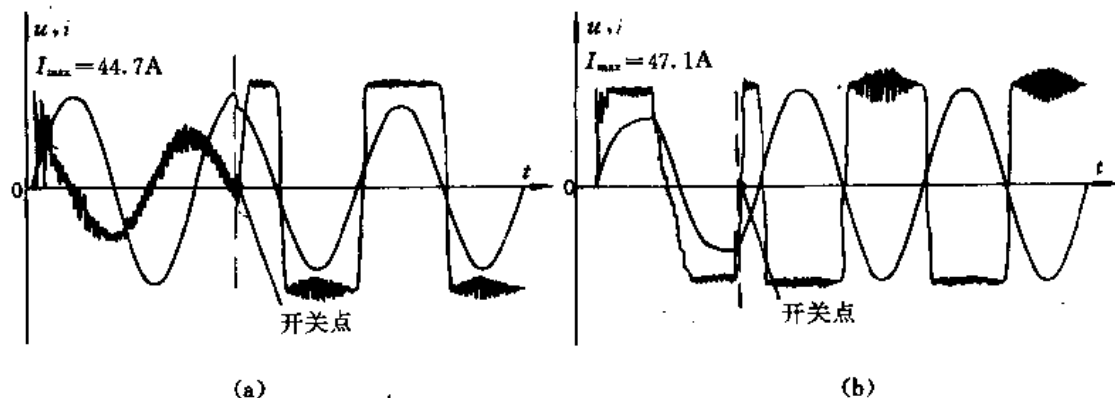


图 2-5-17 有环流控制时切换过程的输出电压与环流仿真

($c_2=0.1, T=100\mu\text{s}, I_m=40\text{A}$)

(a) $E=550\text{V}, u_s=187\text{V}$ (空载)

(b) $E=777\text{V}, u_s=264\text{V}$ (150%过载)

2.6 状态观测器型无差拍 PWM 控制算法

以现代控制理论为基础的观测器法常被用来控制各种变流系统的逆变器。这是一种采用“电子观测器”来预测系统的未来状态,再用相应的控制算法提前算出输出控制量的方法。因为它减少了占用的实时机时,从而可相应地提高系统的采样频率和逆变器的开关频率与效率,因此,可提高系统的控制质量。

本节主要研究采用观测器型无差拍控制算法对 UPS 中的逆变器实施控制的理论分析。

在 2.5 节提到的无差拍(DB)控制算法中曾指出,如要计算出第 k 个采样时刻的输出脉宽控制量 $\Delta T(k)$,就必须在第 $k-1$ 个采样时刻,先完成输出脉宽控制量 $\Delta T(k-1)$ 对输出及系统状态的作用,再检测出系统的状态向量,即检测出系统的当前状态之后才能算出脉宽控制量 $\Delta T(k)$,因而采样频率低。为了提高采样频率,可采用状态观测器,即在 $\Delta T(k-1)$ 输出期间,用状态观测器观测逆变器的状态 $\hat{X}(k)$,并将 $\hat{X}(k)$ 代入脉宽控制量的数字计算公式,从而计算出第 k 个脉冲的宽度 $\Delta T(k)$,这样就可可在下一个采样周期到来时,把 $\Delta T(k)$ 送出去。用这种方法可以使最大脉宽控制量 ΔT_{\max} 等于采样间隔 T ,从而可提高逆变器的开关频率。这种方法属于单脉冲 PWM 方式。本节着重分析用这种方法来提高逆变器的开关频率,进而提高逆变器性能的基本原理。

2.6.1 状态观测器原理

为了对系统进行极点配置,或对它进行解耦控制、无静差跟踪,以及线性二次型最优控制等,都必须在系统中适当地引入状态反馈。然而因系统中某些参量不易直接量测,或者因测量设备受经济性和使用性上的限制,实际上都不可能获得系统的全部状态变量,从而使状态反馈的物理实现成为不可能。这就是状态观测器产生的背景。

利用观测器的目的是预估系统的状态,以便达到提前算出控制量以提高系统的控制质量的目的。

线性系统理论指出:对于一个能观测的线性离散系统,可用式(2-6-1)和(2-6-2)来描述。

$$X(k+1) = AX(k) + BU(k) \quad (2-6-1)$$

$$Y(k) = CX(k) \quad (2-6-2)$$

即状态向量可以由系统的输出量 $Y(k)$ 和输入量 $U(k)$ 作为输入信号的状态观测器来决定。状态观测器的方框图如图 2-6-1 所示, 其中 $\hat{X}(k)$ 为状态向量 $X(k)$ 的观测值。



图 2-6-1 状态观测器方框图

通常, 人们采用状态重构的办法来构成状态观测器, 而状态重构的实质就是重新构造一个系统。利用原系统中可以直接测量的变量, 如输出向量 $Y(k)$ 和输入向量 $U(k)$ 作为它的输入信号, 且在一定前提下使其输出信号 $\hat{X}(k)$ 等价于原系统的状态 $X(k)$, 并称 $\hat{X}(k)$ 为 $X(k)$ 的重构状态或估计状态, 而称用来实现状态重构的系统为观测器。一般 $\hat{X}(k)$ 和 $X(k)$ 间的等价性常采用渐近等价为前提, 即令两者仅在

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \hat{X}(k) = \lim_{k \rightarrow \infty} X(k) \quad (2-6-3)$$

的前提下才成立。

状态重构最常用的方法是利用 $\hat{X}(k)$ 与其估计值 $X(k)$ 的等价性, 这样, 状态观测器的状态方程及输出方程便可描述如下:

$$\hat{X}(k+1) = A\hat{X}(k) + Bu(k) \quad (2-6-4)$$

$$\hat{Y}(k) = C\hat{X}(k) \quad (2-6-5)$$

根据上述方法, 人们不难按图 2-6-2 所示去构成一个开环状态观测器。

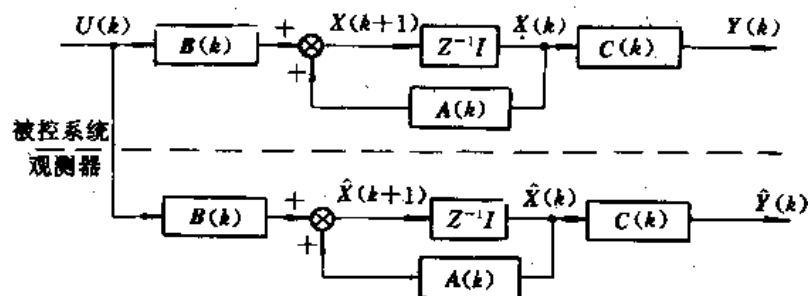


图 2-6-2 开环状态观测器

如果由式(2-6-1)和(2-6-2)定义的实际系统与由式(2-6-4)和(2-6-5)定义的状态观测器模型的初始条件都相同, 那么, 状态 $\hat{X}(k)$ 和状态 $X(k)$ 是相同的; 如果它们的初始条件不同, 则状态 $\hat{X}(k)$ 和状态 $X(k)$ 就不同。

但如果 A 是一个稳定矩阵, 那么, 即使初始条件不同, $\hat{X}(k)$ 也会趋近于 $X(k)$ 。将 $X(k)$ 与 $\hat{X}(k)$ 之差用 $e(k)$ 来表示, 即 $e(k) = X(k) - \hat{X}(k)$, 那么, 将式(2-6-1)减去式(2-6-4), 可得:

$$X(k+1) - \hat{X}(k+1) = A[X(k) - \hat{X}(k)]$$

或表示为:

$$e(k+1) = Ae(k) \quad (2-6-6)$$

如果 A 是一个稳定矩阵, 则 $e(k)$ 趋于零, 且 $\hat{X}(k)$ 趋于 $X(k)$ 。然而, 只取决于矩阵 A 的误差向量的特性不会令人满意。如果 A 不是一个稳定矩阵, 那么, 误差 $e(k)$ 就不趋于零。因此必须对式(2-6-4)给出的观测器模型加以修改。

事实上, UPS 系统的输出是可以测量的, 所以, 可用测量的输出值 $Y(k)$ 与估计的输出值 $C\hat{X}(k)$ 之差来控制 $\hat{X}(k)$, 这样, 系统的状态观测器模型便可用式(2-6-7)来描述。

$$\hat{X}(k+1) = A\hat{X}(k) + BU(k) + L[Y(k) - C\hat{X}(k)] \quad (2-6-7)$$

其中, L 是增益矩阵。

由式(2-6-7)可构成一个如图 2-6-3 所示的闭环状态观测器。

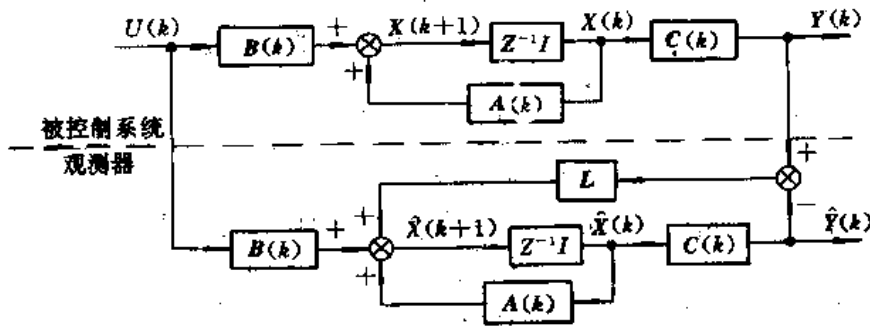


图 2-6-3 闭环状态观测器

由于附加了测量输出值与估计输出值之差,所以,式(2-6-7)所描述的闭环状态观测器有助于减小观测器模型与实际系统的差别。

为了求出观测器误差方程,将式(2-6-1)减去式(2-6-7),得

$$X(k+1) - \hat{X}(k+1) = A[X(k) - \hat{X}(k)] - LC[X(k) - \hat{X}(k)]$$

即
$$e(k+1) = (A - LC)e(k) \quad (2-6-8)$$

从式(2-6-8)中可以看到,误差信号的动态特性由矩阵(A-LC)的特征值来确定。如果矩阵(A-LC)是稳定矩阵,误差向量将从任意初值误差 e(0)收敛到零。也就是说,不管 X(0) 和 X-hat(0)的值是多少, X-hat(k)都要收敛于 X(k)。而(A-LC)的特征值可通过选择增益矩阵 L 来进行极点任意配置(只要该系统是完全能控的),从而可使状态误差 e(k)以相当快的速度趋向于零,即可使从观测器观测出的状态向量 X-hat(k)与系统的实际状态 X(k)相吻合。

从观测器模型式(2-6-7)还可以看出,状态观测值 X-hat(k+1)比测量值 Y(k)超前一个采样周期,所以式(2-6-7)所给出的状态观测器又称为预估观测器。若观测器的阶数与系统的阶数相同,则这种观测器称为全维观测器,否则称为降维观测器。

2.6.2 状态观测器型无差拍 PWM 控制算法

1. 控制数学模型

图 2-6-4 是一个 UPS 中的逆变器系统模型。若用“电子观测器”测定负载电压当前值 \hat{u} ,以取代每个采样周期微处理器采集的实际测得的当前值 u ,亦可达到使逆变器输出的电压跟踪基准正弦电压的目的,这就是本节讨论的观测器型无差拍控制法。图 2-6-5 是观测器型无差拍控制逆变系统的基本框图。

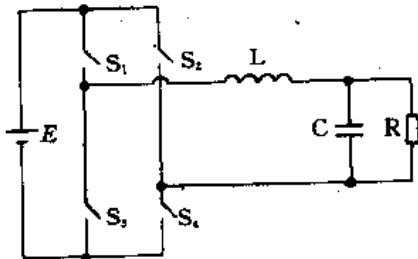


图 2-6-4 逆变器系统模型

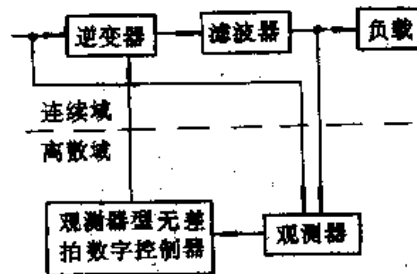


图 2-6-5 逆变器数字化控制框图

在图 2-6-5 中,桥式逆变器、LC 滤波器和电阻负载可以看作为数字闭环控制系统的被控对象。用微机数字化控制器控制逆变器的开通与关断,可使输出电压准确地跟踪参考正弦电压波形。若取流经电感的电流 i 和电容器端电压 u 为系统的两个状态变量,微机根据状态观测器

观测的状态变量和参考电压值可算出所需的 PWM 波的脉宽控制量 ΔT 。

逆变器系统是一个非线性系统,但可以用一个线性采样系统模型来描述(当 $T \ll 2\pi \sqrt{LC}$ 时)。设定逆变器输出 $U_{out} \in \{-E, 0, +E\}$, 则逆变系统可用状态方程(2-6-9)来描述:

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (2-6-9)$$

式中, $X = [u \quad i]^T$; $u = U_{out}$; $A = \begin{bmatrix} 1/(RC) & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix}$; $B = [0 \quad 1/L]^T$ 。

与其相应的输出方程为

$$Y = CX \quad (2-6-10)$$

式中, $Y = U$; $C = [1 \quad 0]$ 。

将 50Hz 参考正弦电压波的一个周期,以采样间隔 T 等分为 N 个离散值,如图 2-6-6 所示。在每个采样周期控制逆变器时,相应地去控制功率晶体管的导通和关断,以产生幅值为 $+E$ 、 $-E$ 或 0 的、以采样周期中心对称的、宽度为 ΔT 的输出脉冲序列 U_{out} ,如图 2-6-7 所示。

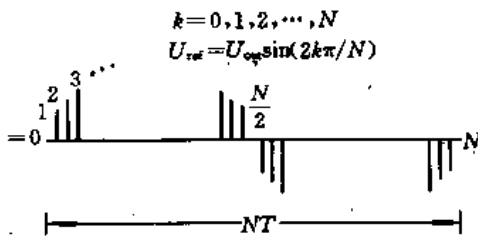


图 2-6-6 参考正弦波离散模型

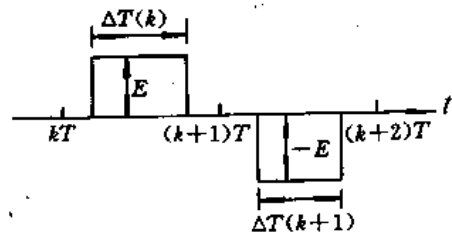


图 2-6-7 逆变桥输出电压波形

逆变桥输出电压 U_{out} 的数学表达式为

$$U_{out} = \begin{cases} \pm E & (k-1)T + [T - \Delta T(k)]/2 \leq t \leq (k-1)T + [T + \Delta T(k)]/2 \\ 0 & \text{其他时间} \end{cases} \quad (2-6-11)$$

根据线性系统理论,可将式(2-6-9)离散化后,得

$$X[(k+1)T] = e^{AT} X(kT) + \left(\int_0^T e^{A(T-t)} B dt \right) u(kT) \quad (2-6-12)$$

再根据式(2-5-11),可将式(2-5-12)中的第二项进行化简。

$$\begin{aligned} \left(\int_0^T e^{A(T-t)} B dt \right) u(kT) &= \int_{(T-\Delta T)/2}^{(T+\Delta T)/2} e^{A(T-t)} B E dt \\ &= B E e^{AT} \int_{(T-\Delta T)/2}^{(T+\Delta T)/2} e^{-At} dt \\ &= -B E / A e^{AT} [e^{(T+\Delta T)/2A} - e^{-(T-\Delta T)/2A}] \\ &= B E / A e^{AT/2} [e^{\Delta T/2A} - e^{-(\Delta T/2)A}] \end{aligned}$$

因为 $e^{\Delta T/2A} \approx 1 + A\Delta T/2 + A^2(\Delta T/2)^2/2$, 所以上式进一步化成

$$\left(\int_0^T e^{A(T-t)} B dt \right) u(kT) = e^{A\Delta T/2} B E \Delta T$$

则式(2-6-12)可化为

$$X[(k+1)T] = e^{AT} X(kT) + e^{AT/2} B E \Delta T u(kT) \quad (2-6-13)$$

又设

$$F = e^{AT}, G = e^{AT/2} B E$$

则式(2-6-13)进一步化成

$$X(k+1) = F X(k) + G \Delta T u(k) \quad (2-6-14)$$

输出方程 $Y(t) = C(t)X(t)$ 的离散化方程亦可简单地表示为

$$Y(k) = C(k)X(k) \quad (2-6-15)$$

数学分析表明,观测器型无差拍控制规则由下述两个部分组成:

- (1) 一个采样时间前的状态变量预测;
- (2) 利用状态反馈的无差拍控制量。

根据线性系统理论,可以得到为预测逆变器状态的全维观测器的数学控制模型,如式(2-6-16)所示。

$$\hat{X}(k+1) = F\hat{X}(k) + G\Delta T(k) + L[Y(k) - C\hat{X}(k)] \quad (2-6-16)$$

式中, $\hat{X}(k)$ 表示状态向量 $X(k)$ 的观测值; $L = [L_1 \ L_2]$ 为增益矩阵。这样,带状态观测器的系统控制框图如图 2-6-8 所示。

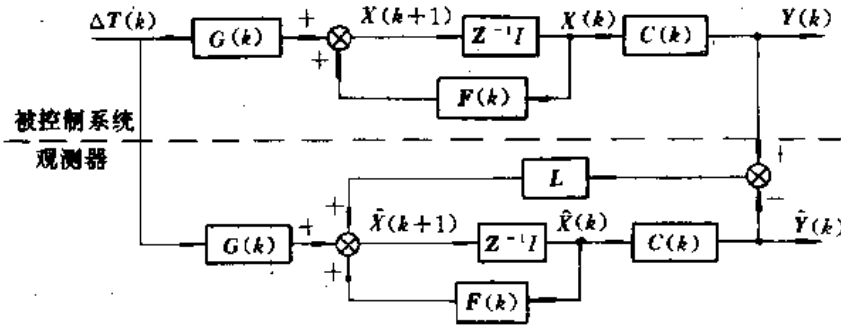


图 2-6-8 带状态观测器的系统控制框图

2. 控制算式

由式(2-6-15)和(2-6-16)求得状态误差为

$$\begin{aligned} e(k+1) &= X(k+1) - \hat{X}(k+1) \\ &= FX(k) + G\Delta T(k) - [F\hat{X}(k) + G\Delta T(k) + L(Y(k) - C\hat{X}(k))] \\ &= FX(k) + G\Delta T(k) - [F\hat{X}(k) + G\Delta T(k) + L(CX(k) - C\hat{X}(k))] \\ &= F[X(k) - \hat{X}(k)] - LC[X(k) - \hat{X}(k)] \\ &= [F - LC][X(k) - \hat{X}(k)] \end{aligned} \quad (2-6-17)$$

设 $e(k) = X(k) - \hat{X}(k)$, 则式(2-6-17)变为

$$e(k+1) = (F - LC)e(k) \quad (2-6-18)$$

从上式可以看出,状态误差 e 与输入量 u 无关,这表明状态误差对输入量 u 是完全不可控的。显然,这一点正是人们所期望的,因为人们总希望不管给系统施加什么样的输入信号,状态误差总是要衰减到零的。也就是说,观测器观测出的状态变量与实际系统的状态变量相等。

由于增益矩阵 L 与式(2-6-18)的极点相关,适当选择极点可使状态误差 $e(k)$ 以相当快的速度趋向于零。

设

$$F = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \quad (2-6-19)$$

可将式(2-6-14)展成为

$$\begin{cases} u(k+1) = f_{11}u(k) + f_{12}i(k) + g_1\Delta T(k) \\ i(k+1) = f_{21}u(k) + f_{22}i(k) + g_2\Delta T(k) \end{cases} \quad (2-6-20)$$

从而可求得输出脉宽控制量的算式为

$$\Delta T(k) = [u(k+1) - f_{11}u(k) - f_{12}i(k)]/g_1 \quad (2-6-21)$$

显然,若要电压 $u(k+1)$ 无差拍地跟踪参考电压 $U_{ref}(k+1)$, 则用 $U_{ref}(k+1)$ 取代式(2-6-21)中的 $u(k+1)$, 便可得无差拍控制算法如下:

$$\Delta T(k) = [U_{ref}(k+1) - f_{11}u(k) - f_{12}i(k)]/g_1 \quad (2-6-22)$$

若再将式(2-6-20)中 k 值减 1, 并展开该式, 可得

$$\left. \begin{aligned} \hat{u}(k) &= f_{11}\hat{u}(k-1) + f_{12}\hat{i}(k-1) + g_1\Delta T(k-1) + l_1[u(k-1) - \hat{u}(k-1)] \\ \hat{i}(k) &= f_{21}\hat{u}(k-1) + f_{22}\hat{i}(k-1) + g_2\Delta T(k-1) + l_2[u(k-1) - \hat{u}(k-1)] \end{aligned} \right\} \quad (2-6-23)$$

然后, 将式(2-6-23)中的电压、电流观测值 $\hat{u}(k)$, $\hat{i}(k)$ 分别代替式(2-6-22)中的电压、电流值 $u(k)$, $i(k)$, 这样便得到式(2-6-24)所示的观测器型无差拍控制算法:

$$\Delta T(k) = [U_{ref}(k+1) - f_{11}\hat{u}(k) - f_{12}\hat{i}(k)]/g_1 \quad (2-6-24)$$

从以上两式表明, 利用在 $(k-1)$ 时刻测出的输出电压, 由观测器预测下一个采样时刻, 即 k 时刻的电压、电流, 然后加上一个采样时刻后的电压基准值, 通过计算式(2-6-24)便求得 k 时刻要输出的脉宽控制量 ΔT 。

3. 简化计算量, 减少占用实时机时

从式(2-6-24)可看出, 为计算 k 时刻的脉冲宽度, 必须同时预测电容电压 \hat{u} 和电感电流 \hat{i} 这两个状态变量, 这样不仅需增加系统硬件设置(即需要电压、电流两个传感器), 更重要的是增加了计算量, 为了简化计算, 减少占用实时机时, 可改进如下:

将式(2-6-20)进行 Z 变换, 得

$$\left. \begin{aligned} ZU(Z) &= f_{11}U(Z) + f_{12}I(Z) + g_1\Delta T(Z) \\ ZI(Z) &= f_{21}U(Z) + f_{22}I(Z) + g_2\Delta T(Z) \end{aligned} \right\} \quad (2-6-25)$$

消去 $I(Z)$ 可得

$$U(Z) = \frac{g_1Z + (g_2f_{12} - g_1f_{22})}{Z^2 - (f_{11} + f_{22})Z + f_{11}f_{22} - f_{21}f_{12}} \Delta T(Z) \quad (2-6-26)$$

由式(2-6-26)得相应的差分方程为

$$y(k) + a_1y(k-1) + a_2y(k-2) = b_1u(k-1) + b_2u(k-2) \quad (2-6-27)$$

其中,

$$\begin{aligned} y(k) &= U(k)/E; & u(k) &= \Delta T(k)/T; \\ a_1 &= -(f_{11} + f_{22}); & a_2 &= f_{11}f_{22} - f_{12}f_{21}; \\ b_1 &= g_1T/E; & b_2 &= (g_2f_{12} - g_1f_{22})T/E. \end{aligned}$$

在式(2-6-27)中, 对 k 增 1, 并以 $Y_{ref}(k+1)$ 代替 $y(k+1)$, 便得

$$\begin{aligned} u(k) &= -\frac{b_2}{b_1}u(k-1) + \frac{a_1}{b_1}y(k) \\ &\quad + \frac{a_2}{b_1}y(k-1) + \frac{1}{b_1}Y_{ref}(k+1) \end{aligned} \quad (2-6-28)$$

由式(2-6-28)知: 若要计算第 k 拍的脉宽控制量 $\Delta T(k)$, 就必须先测量出第 k 拍的输出电压 $y(k)$, 如果用预测值 $\hat{y}(k)$ 来代替 $y(k)$, 便可得观测器型无差拍控制的 PWM 控制算式如下:

$$\begin{aligned} u(k) &= -\frac{b_2}{b_1}u(k-1) + \frac{a_1}{b_1}\hat{y}(k) \\ &\quad + \frac{a_2}{b_1}y(k-1) + \frac{1}{b_1}Y_{ref}(k+1) \end{aligned} \quad (2-6-29)$$

同理, 将式(2-6-23)进行 Z 变换, 得

$$\left. \begin{aligned} Z\hat{U}(Z) &= f_{11}\hat{U}(Z) + f_{12}\hat{I}(Z) + g_1\Delta T(Z) + l_1[U(Z) - \hat{U}(Z)] \\ Z\hat{I}(Z) &= f_{21}\hat{U}(Z) + f_{22}\hat{I}(Z) + g_2\Delta T(Z) + l_2[U(Z) - \hat{U}(Z)] \end{aligned} \right\} \quad (2-6-30)$$

消去 $\hat{I}(Z)$ 可得

$$\begin{aligned} Z^2\hat{U}(Z) + Z(l_1 - f_{11} - f_{22})\hat{U}(Z) + (f_{11}f_{22} - l_1f_{22} - f_{12}f_{21} + l_2f_{12})\hat{U}(Z) \\ - Zg_1\Delta T(Z) + (g_1f_{22} + g_2f_{12})\Delta T(Z) - Zl_1U(Z) \\ + (l_1f_{22} - l_2f_{12})U(Z) = 0 \end{aligned} \quad (2-6-31)$$

由式(2-6-31)求得差分方程:

$$\begin{aligned} \hat{U}(k) = (f_{11} + f_{22} - l_1)\hat{U}(k-1) + (l_1f_{22} + f_{12}f_{21} - f_{11}f_{22} - l_2f_{12})\hat{U}(k-2) \\ + l_1U(k-1) + (l_2f_{12} - l_1f_{22})\hat{U}(k-2) + g_1\Delta T(k-1) \\ + (g_2f_{12} - g_1f_{22})\Delta T(k-2) \end{aligned} \quad (2-6-32)$$

因此

$$\begin{aligned} \hat{y}(k) = \hat{U}(k)/E \\ = (f_{11} + f_{22} - l_1)\hat{y}(k-1) + (l_1f_{22} + f_{12}f_{21} - f_{11}f_{22} - l_2f_{12})\hat{y}(k-2) \\ + l_1y(k-1) + (l_2f_{12} - l_1f_{22})y(k-2) + [g_1T/E]u(k-1) \\ + [(g_2f_{12} - g_1f_{22})T/E]u(k-2) \end{aligned} \quad (2-6-33)$$

$$\text{即 } \hat{y}(k) = c_1\hat{y}(k-1) + c_2\hat{y}(k-2) + d_1y(k-1) + d_2y(k-2) + e_1u(k-1) + e_2u(k-2) \quad (2-6-34)$$

$$\begin{aligned} \text{其中, } c_1 = f_{11} + f_{22} - l_1; \quad c_2 = l_1f_{22} + f_{12}f_{21} - f_{11}f_{22} - l_2f_{12}; \\ d_1 = l_1; \quad d_2 = l_2f_{12} - l_1f_{22}; \\ e_1 = g_1T/E; \quad e_2 = (g_2f_{12} - g_1f_{22})T/E. \end{aligned} \quad (2-6-35)$$

式(2-6-29)和(2-6-34)共同构成了观测器型无差拍控制的控制算法。这种算法只需要一个电压传感器。这既简化了硬件结构,而更重要的是达到了简化计算、减少实时机时的目的。

根据上述讨论,可画出观测器型无差拍控制算法的时间图如图 2-6-9 所示。

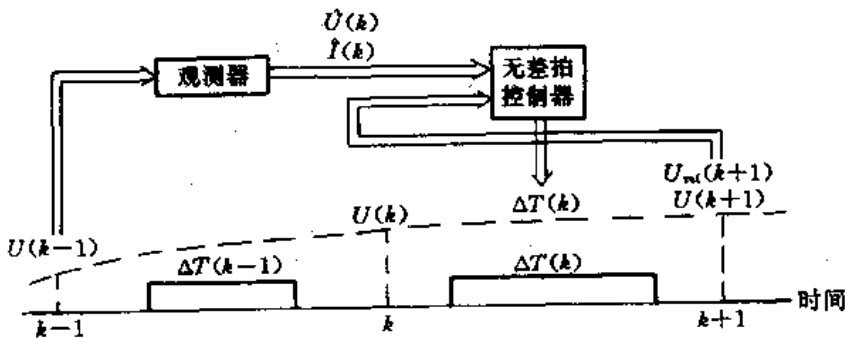


图 2-6-9 观测器型无差拍控制算法时间图

2.7 干扰预测型无差拍 PWM 控制算法

在 2.6 节介绍的观测器型无差拍控制算法中,因为该算法是在假设负载为额定阻性负载的前提下推导出来的,所以,逆变器的输出电压在负载变化时的暂态响应较差,而且稳态误差也较大。为克服这个缺点,本节将介绍干扰预测型无差拍控制的控制算法,该算法是在观测器型无差拍控制算法的基础上,考虑到在负载变化时所引起的负载电流的变化情况,即把负载变换成阶梯状的电流源,采用干扰预测型观测器来估算负载电流。设负载的变化用干扰电流 I_{di} 来反映。典型的逆变器系统模型如图 2-7-1 所示,在图中的负载上接有电流传感器。

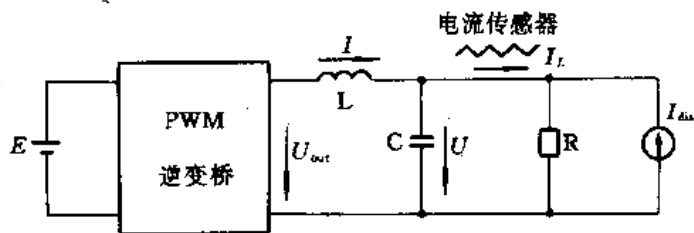


图 2-7-1 逆变器系统模型

若取电容电压 U , 电感电流 I_L 和干扰电流 I_{din} 为状态变量, 系统的状态方程及输出方程为

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (2-7-1)$$

$$Y = CX$$

其中,

$$X = [U \quad I_L \quad I_{din}]^T; \quad u = U_{out};$$

$$A = \begin{bmatrix} -1/(RC) & 1/C & -1/C \\ -1/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$B = [0 \quad 1/L \quad 0]^T; \quad Y = [U \quad I_L].$$

I_{din} 为阶梯状干扰电流。

将式(2-7-1)离散化, 便得系统的离散状态方程(推导方法与观测器型无差拍控制的相似):

$$X(k+1) = FX(k) + G\Delta T(k) \quad (2-7-2)$$

其中, $F = e^{AT}$; $G = e^{AT/2}BE$ 。

从式(2-7-2)可直接求出无差拍的控制算法, 即用 $U_{ref}(k+1)$ 代替 $U(k+1)$, 并求解 $\Delta T(k)$, 得

$$\Delta T(k) = [U_{ref}(k+1) - f_{11}U(k) - f_{12}I_L(k) - f_{13}I_{din}(k)]/g_1 \quad (2-7-3)$$

式(2-7-2)中, $F = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} \end{bmatrix}; G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix}.$

为了预测系统的状态, 我们仍采用观测器。但在这里并不采用全维观测器, 而是将干扰电流 I_{din} 的观测器与电感电流 I_L 及电容电压 U 的观测式分开, 从而使 I_L 和 U 的观测值与干扰无关。

由于把干扰电流 I_{din} 视为阶梯状干扰电流, 所以可以用下式预测:

$$\hat{I}_{din}(k) = I_{din}(k-1) + \beta[I_{din}(k-1) - I_{din}(k-2)] \quad (2-7-4)$$

又因为

$$I_{din}(k-1) = I_L(k-1) - U(k-1)/R_e \quad (2-7-5)$$

其中, $I_L(k-1)$ 由图 2-7-1 所示的电流传感器来测量。

将式(2-7-5)代入式(2-7-4), 得干扰电流 I_{din} 的预测公式:

$$\begin{aligned} \hat{I}_{din}(k) = & I_L(k-1) - U(k-1)/R_e + \beta\{I_L(k-1) \\ & - U(k-1)/R_e - [I_L(k-2) - U(k-2)/R_e]\} \end{aligned} \quad (2-7-6)$$

β 为权系数, 其值大小与前次干扰电流 $I_{din}(k-1)$ 及前二次干扰电流 $I_{din}(k-2)$ 有关, 可以

根据实际系统来选取;式中 R_s 为额定电阻。

从式(2-7-3)可以看出,由于加上了一 $f_{13}I_{dis}(k)/g_1$ 这一项,所以,当负载变化,即产生了干扰电流时,按照式(2-7-4)的计算值进行补偿,使系统受到的干扰得到适当抑制。如果干扰能够得到完全补偿,那么,式(2-7-1)所示的三阶系统就可变成式(2-7-7)所示的二阶系统。

$$X_r(k+1) = F_r X_r(k) + G_r \Delta T(k) \quad (2-7-7)$$

$$Y_r(k) = C_r(k) X_r(k) \quad (2-7-8)$$

其中,

$$X_r = [U \quad I]; \quad C_r = [I \quad 0];$$

$$F_r = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix}; \quad G_r = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}.$$

矩阵 F_r 、 G_r 分别是式(2-7-2)中的 F 、 G 矩阵的 (2×2) 阶、 (2×1) 阶子矩阵。

根据式(2-7-3)可得修改后的二阶系统的无差拍控制算法为

$$\Delta T(k) = [U_{ref}(k+1) - f_{11}U(k) - f_{12}I(k)]/g_1 \quad (2-7-9)$$

这个二阶系统的全维观测器可表示为

$$\hat{X}_r(k+1) = F_r \hat{X}_r(k) + G_r \Delta T(k) + L[U(k) - C_r \hat{X}_r(k)] \quad (2-7-10)$$

其中, $\hat{X}_r(k)$ 是状态 $X_r(k)$ 的观测值。

将式(2-7-10)的 k 减 1, 并展开写成

$$\left. \begin{aligned} \hat{U}(k) &= f_{11}\hat{U}(k-1) + f_{12}\hat{I}(k-1) + g_1\Delta T(k-1) + l_1[U(k-1) - \hat{U}(k-1)] \\ \hat{I}(k) &= f_{21}\hat{U}(k-1) + f_{22}\hat{I}(k-1) + g_2\Delta T(k-1) + l_2[U(k-1) - \hat{U}(k-1)] \end{aligned} \right\} \quad (2-7-11)$$

其中, $L = [l_1 \quad l_2]$ 为增益矩阵。

$$e_r(k+1) = (F_r - LC_r)e_r(k) \quad (2-7-12)$$

增益矩阵 L 可由适当选取 $F_r - LC_r$ 的极点来决定。

从上述分析可知,式(2-7-7)~(2-7-12)的结论及其推导过程与逆变器的状态观测器型无差拍控制的情况相似。

最后将由式(2-7-6)决定的干扰电流的观测值 $\hat{I}_{dis}(k)$ 及由式(2-7-11)决定的电容电压观测值 $\hat{U}(k)$ 、电感电流观测值 $\hat{I}(k)$ 分别取代式(2-7-3)中的 $I_{dis}(k)$ 、 $U(k)$ 、 $I(k)$, 便得到干扰预测型无差拍控制的控制算法:

$$\Delta T(k) = [U_{ref}(k+1) - f_{11}\hat{U}(k) - f_{12}\hat{I}(k) - f_{13}\hat{I}_{dis}(k)]/g_1 \quad (2-7-13)$$

干扰预测型无差拍控制的时间图如图 2-7-2 所示。

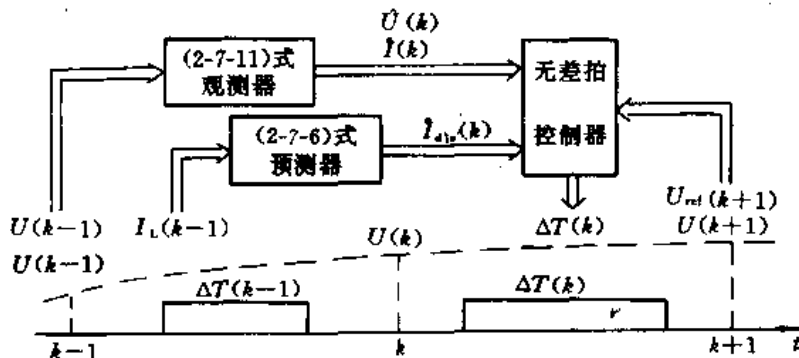


图 2-7-2 干扰预测型无差拍控制的时间图

在干扰预测型无差拍控制算法中,由于干扰电流 I_{dis} 的预测式与电容电压 U 、电感电流 I_L

的观测器相互独立,所以观测器的稳定性不受干扰的影响。由于负载的变化直接由干扰电流 I_{dis} 来衡量,且该控制算法中包含了补偿干扰电流这一项,因此,UPS 的输出电压基本不受负载变化的影响,从而改进了 UPS 逆变器系统在负载变化时的暂态响应,且减少了系统在负载变化时的稳态误差。

第三章 微型计算机控制产生 PWM 波的原理

随着微电子学、超大规模集成技术的发展，微型计算机沿着两个主要方向迅速发展，一是以高性能的 32 位微型计算机系列为基础，向大、中型计算机发展。另一是在一块芯片上集成多种功能部件，构成一台完整的、具有一定功能的单片微型计算机。

单片微型计算机以其体积小、价格低廉、功能强、运算速度快、面向控制等独特优点，广泛应用于各种工业控制、仪器仪表及工业设备的自动化和智能化的系统中，构成了工业技术改造和产品更新的理想机种。

微型计算机及其控制技术的发展，促进了 PWM 波控制技术的发展，现在已有许多采用微型计算机控制产生 PWM 波的方法，本章结合一些应用系统介绍其中比较典型的，用微机控制产生 PWM 波的方法和原理。

3.1 Z-80CPU 控制产生 PWM 波的原理

在用微型计算机控制技术产生 PWM 波的初期，人们为了获得较精确的 PWM 波脉冲序列，同时又便于实施控制，曾采用微机控制硬件产生三相对称正弦电势和三角形波，再用控制软件将它们合成 PWM 波形的方法。图 3-1-1 是用这种方法合成 PWM 波的示意图，这是以 Z-80CPU 为核心组成的，已成为产品的最小微机系统，即以 TP-801 单板计算机为基础，再添加少量集成器件，便可通过编程产生所需的 PWM 波。目的在于简化硬、软件设置，又便于理解用微机产生 PWM 波的基本原理。其中三相电势发生器、三角波发生器和 PWM 波合成的原理可简述如下。

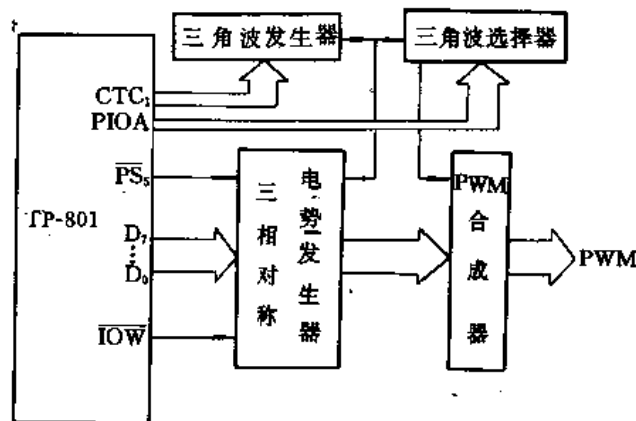


图 3-1-1 PWM 波合成器原理框图

3.1.1 三相电势发生器

图 3-1-2 是三相对称电势发生器中的一相电路图。它主要由变频程序计数器、软件调压器、EPROM 存储器、D/A 转换器及电平转换等几部分组成。

在图 3-1-2 中，如将幅值为一个标准单位（幅值为 1）正弦波的一个周期内的 360 个瞬时值，依次存放在 EPROM2716 中的相应 360 个单元中。DAC0832 接收到 EPROM 送出的瞬时

电压值的数字量后，将它转换成相应的模拟量。因DAC0832集成器件的固有特性，其输出电压 U_{out} 总大于零，所以在D/A转换器之后，设计了一个由四级运放组成的电平转换电路，其任务是使 U_{out} 经过电平转换后，获得一个具有正、负半周的标准波形。变频程序计数器是由一个宽频带振荡器及一个分频器组成。调节振荡电路的反馈电阻可连续改变分频器输出脉冲的频率。分频输出脉冲经过整形后的脉冲信号作为EPROM自动递增寻址信号。软件调压器实质上是由Z-80CPU控制的D/A转换器，通过编程查表方式，控制其输出电压值，供用户选择所需的 U_{REF} 值。

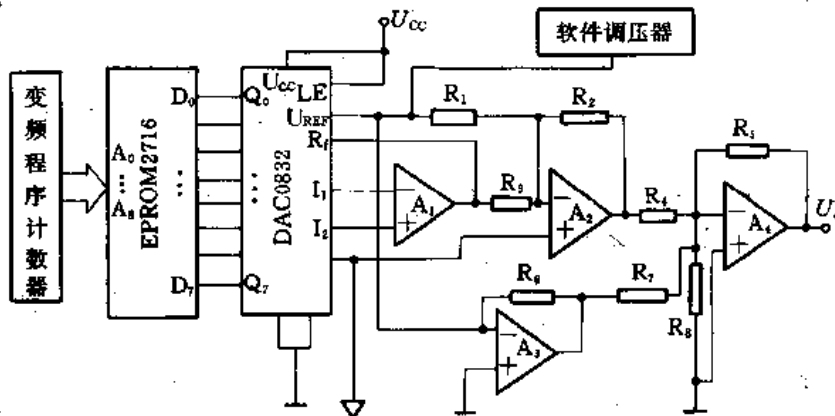


图 3-1-2 三相对称电势发生器中的一相电路

电势发生器的工作原理是：每当变频程序计数器向 EPROM2716 输入一组二进制寻址信息，变频程序计数器自动加 1，指向下一单元地址，而 EPROM2716 就输出一个标准单位正弦量的模拟量（正弦量在某瞬时的数值），在 D/A 转换器 DAC0832 中，它经软件调幅变换后，在电平转换器的输出端便获得用户所需的同相位的正弦电压瞬时值。变频程序计数器自 00H 至 167H 依次递增寻址并自动复位后，电平转换器将按用户需求输出一个幅值正比于 U_{REF} 的标准正弦电势。改变软件调压器的输出， U_{REF} 值随之改变，输出的正弦电势幅值亦随之改变。根据用户对被控制电机的速度的需求，调节变频程序计数器中的振荡器反馈电阻，便可改变输出正弦电势的频率。

由于此系统是用于实施对异步电动机进行恒功率调速和恒转矩调速的，故正弦电势输出范围计算如下：

当馈送给异步电机的电压频率 $F < 25\text{Hz}$ 、恒转矩调速时，应满足关系式

$$\frac{U'_{out}}{U_{out}} = \frac{f'}{f} \tag{3-1-1}$$

式中， U_{out} ， f 为 $F = 25\text{Hz}$ 时输出正弦电势幅值及频率； U'_{out} ， f' 为用户希望调速值为 n' 时，对应的电势幅值和频率值。

实际上，硬件系统经调试后，当 $2\text{Hz} \leq F \leq 25\text{Hz}$ 时，图 3-1-2 所示系统的输出正弦波幅值范围约为 0.8~6.2V。

当 $F > 25\text{Hz}$ 、恒功率调速时，应满足关系式

$$\frac{U'_{out}}{U_{out}} = \sqrt{\frac{f'}{f}} \tag{3-1-2}$$

硬件系统经调试后，当 $F \geq 25\text{Hz}$ 时，图 3-1-2 所示系统的输出正弦波幅值范围为 6.2~8.8V。

在图 3-1-2 所示系统中，频率变化范围为 2.5~50Hz 及 $U_{REF} = 10\text{V}$ 时，DAC0832 的输出按式 (3-1-3) 计算。

$$U_{out} = U_{REF} \frac{N}{256} = \frac{10}{256} N \quad (3-1-3)$$

式中, N 是 DAC0832 输入数字量 D , 经二十进制转换后的十进制数。

3.1.2 三角波发生器

为了实现低频时恒转矩、高频时恒功率调速, 系统设置有两个三角波发生器。一个是由 EPROM 组成的可变频率软件三角波发生器, EPROM 内各单元的数据值的设置与上述正弦波幅值的设置类似。另一个是由三级运算放大器组成的频率固定为 225Hz 的三角波发生器, 如图 3-1-3 所示。

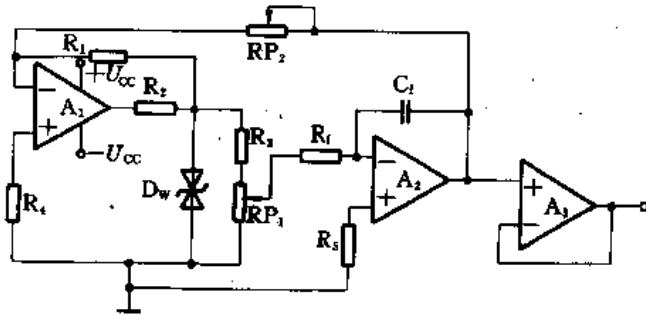


图 3-1-3 固定频率三角波发生器

3.1.3 PWM 波合成器

图 3-1-4 是 PWM 波合成器的原理图。通过软件控制多路模拟开关 CD4051, 将两种三角波定时输入 LM339 后, 与正弦波可合成 PWM 波形。

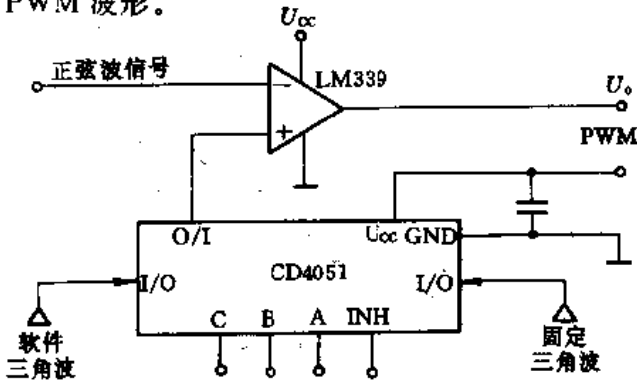


图 3-1-4 PWM 波合成器

三相逆变器的相电压 U_{A0} 、 U_{B0} 、 U_{C0} 及线电压 U_{AB} 的输出波形如图 3-1-5 所示。图 (a) 中 u_T 是三角波的信号, u_a 、 u_b 、 u_c 分别为三相正弦信号调制波, 它们的幅值与频率均相等, 由 u_T 与 u_a 、 u_b 、 u_c 波形的交点, 可分别定时地确定逆变器输出端 A、B、C 的电位。相应的相电压波形如图 3-1-5 (b)、(c)、(d) 所示。图 3-1-5 (e) 表示逆变器输出的线电压波形。

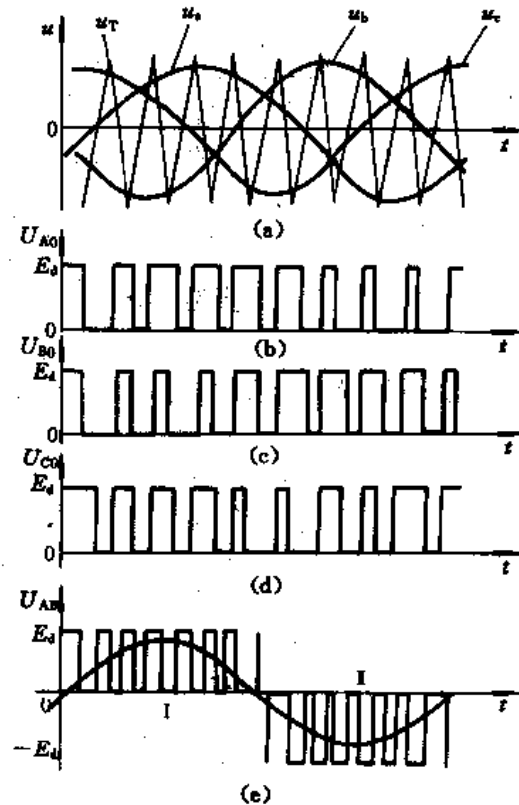


图 3-1-5 三相 PWM 波合成波形图

3.2 MCS-51 系列单片微机控制产生次最优 PWM 波的原理

3.2.1 MCS-51 系列单片微机主要性能特点

MCS-51 系列单片微机从其制造工艺上可分为 HMOS 和 C-HMOS 型两种，从其功能结构上可分为 8051/8751/8031、8052/8752/8032 和 8044/8744/8344 三档共 9 种产品。

MCS-8031 系列单片微机内部包含的功能部件及其特点：

- 8 位 CPU
- 振荡器和时钟电路，主振频率 1.2MHz~12MHz
- 4K/8K 字节的程序存储器（ROM 或 EPROM）
- 126/256 字节的数据存储器
- 可寻址外部程序存储器和数据存储器各 64K 字节
- 20 多个特殊功能寄存器
- 32 线并行 I/O 口
- 一个全双工串行 I/O 口（与 P3 口复用）
- 二个 16 位定时器/计数器
- 5/6 个中断源，有 2 个优先级，同级中断则按优先顺序查询
- 具有位寻址功能，有较强的处理（布尔）能力
- 111 条指令系统：含独立的乘法、除法指令，有 64 条指令，执行时间为一个机器周期

由上可见，MCS-8031 系列单片微机为用户提供了十分丰富的硬件、软件资源，用户只需添加少量的元器件，便可组成一种软硬件结合、品质性能较好的微机控制产生 PWM 波的系统。本节介绍以 MCS-8031 单片微机为核心，并采用软硬件相配合的方法产生次最优 PWM 波的原理。

3.2.2 次最优 PWM 波控制的变频调速系统原理

1. 系统原理框图

由 GTR 电压型逆变器供电的鼠笼型异步电动机、PWM 波控制的变频调速系统原理框图如图 3-2-1 所示。

系统主要特点是：

- (1) 系统主要控制功能完全由微处理器完成；
- (2) 利用 PID 运算，充分发挥速度调节器的调节作用，改善系统调速精度；
- (3) 系统采用次最优 PWM 波脉宽算法产生 PWM 波，对 GTR 逆变器进行调制控制；
- (4) 系统结构简单，有利于提高系统性能价格比和抗干扰能力，并能实现系统小型化；
- (5) 多重保护，安全可靠。

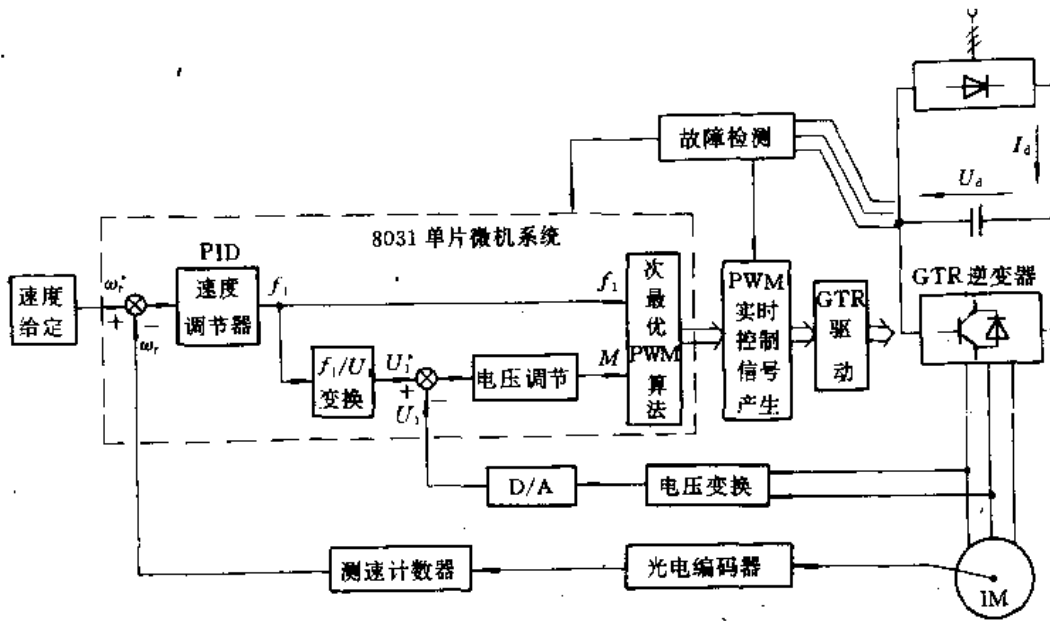


图 3-2-1 变频调速系统原理框图

2. 系统工作原理

电动机速度反馈信号经光电编码器发出序列脉冲信号，由脉冲计数器变换成数字信号送入计算机。而电动机端电压经变换后由 A/D 转换送入计算机。

系统启动后，速度采样定时器中断，微机读入速度给定和速度反馈信号，进行 PID 运算以确定电动机定子供电频率 f_1 ，由 f_1 根据电动机变频调速控制方式所确定的频率电压协调关系，确定电动机定子电压给定值 U_1^* ；然后电压采样定时器中断，读入电压反馈信号 U_1 ，并由 U_1 和 U_1^* 经电压调节后得到 PWM 算法所需要的调制深度 M ；再根据要求的频率 f_1 及调制深度 M ，由微机软件按第二章 2.2.2 节中式 (2-2-7) ~ (2-2-9) 及表 2-2-1 在线计算次最优 PWM 波脉宽各参量（详见图 3-2-7 PWM 波脉宽计算子程序流程图），经硬件 PWM 波发生器产生次最优 PWM 波后，驱动控制 GTR 逆变器输出相应电压值和频率值，从而实现按期望值对电动机进行控制的目的。

3.2.3 产生 PWM 波的硬件电路

图 3-2-2 是用 CPU8031 控制的可编程计数/定时器组成的 PWM 波发生器，由于它是受次最优 PWM 波脉宽算法的软件控制的，故 PWM 波发生器输出的是次最优法 PWM 波。

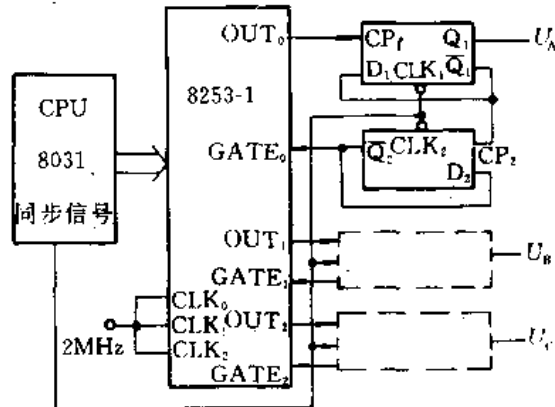


图 3-2-2 PWM 波发生器框图

图 3-2-2 所示的电路充分利用了可编程计数/定时器 8253 的工作方式 2 的特点, 减少了中断次数, 节约了中断服务程序执行时间。同时也减少了 PWM 波脉冲的边沿误差。其原理如下:

载波周期 T 由 CPU8031 定时器 T_0 定时, 并向 CPU 发出中断申请, CPU 响应 T_0 中断, 执行 T_0 中断服务程序, 首先给三个 8253 定时通道送三相 PWM 波的关断时间常数 t_{offa} 、 t_{offb} 、 t_{offc} , 并发出同步信号使 D 触发器清零, 则使 U_A 、 U_B 、 U_C 变为低电平, 与此同时启动 8253 的三个定时通道, 接着再送三相导通时间常数 t_{ona} 、 t_{onb} 、 t_{onc} , 而此时 8253 定时器的现行工作状态不受影响。以 A 相为例, 当 A 相关断时间常数定时完成时, 该通道 OUT 端发出一个负脉冲使该相的 D_1 触发器翻转, A 相输出变为高电平, 8253 继续自动地以导通时间定时, 时间到, OUT 端再次发出一个负脉冲, 使 D_1 触发器翻转, 输出 Q_1 变为低电平, D_2 被 \bar{Q}_1 触发翻转, 使 \bar{Q}_2 亦为低电平, 即 $GATE_0$ 端为低电平, 从而封锁 8253 通道。再次定时, 直至下一次 T_0 向 CPU 发出中断申请。

由于每个载波周期只中断一次, 采用 8253 十六位定时器, 其时钟频率为 2MHz, 因此 PWM 波形精度较高。

在 PWM 波脉宽计算和 PWM 波形产生过程中, 使用了两个转换表, 第一个称为前台表, 它存储被现行 T_0 中断服务程序所取用的脉宽, 第二个称为后台表, 它储存正在计算的对应于新的频率或电压命令的脉宽值。后台表计算完毕, 即可进行前后台表的转换。 T_0 中断服务程序框图如图 3-2-3 所示。微机执行 T_0 中断服务程序后, 产生的 PWM 波如图 3-2-4 所示。

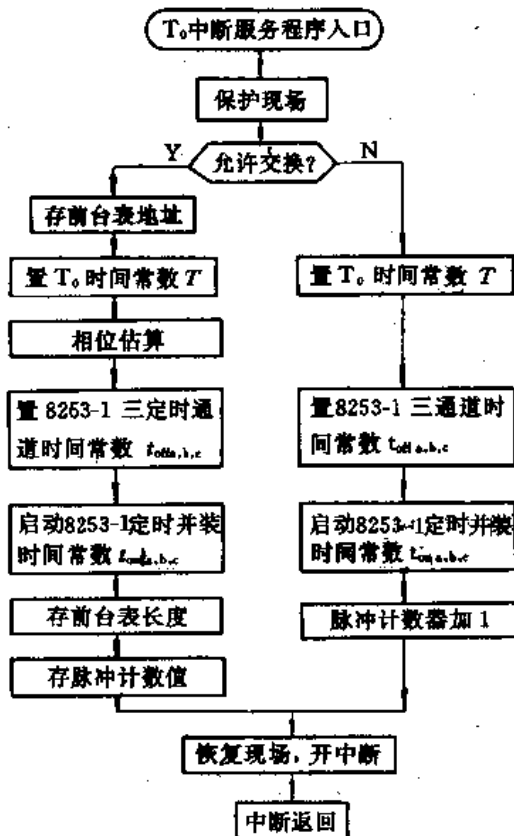


图 3-2-3 T_0 中断服务程序框图

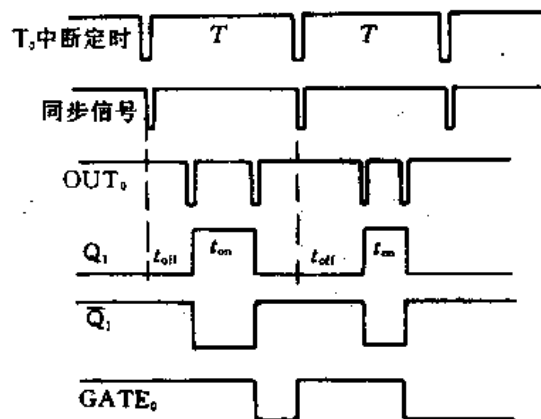


图 3-2-4 PWM 波的形成

在变频时, 电压跟着频率变化而改变, 为防止变频瞬间产生电流冲击, 一般可在基波电压过零时即调制周期的开始或中间进行频率切换, 也就是进行前后台表的转换。但这样每一频率持续时间不一样, 特别是低频时持续时间较长, 造成升降频率不均匀及响应时间太长。

为此，可将它设计成在一个调制周期内任何时刻都可以进行频率切换的形式，但为了防止产生电流冲击，应使切换前后基波电压相等，这样电流就能平滑过渡，如图 3-2-5 所示。不过要做到这点需耗费微机的时间，且没有充分利用脉冲计数器所提供的瞬时电压相位。为此可直接按相位相等的原则进行频率切换，如图 3-2-6 所示。在新旧频率同频比时，可直接按现行脉冲计数器值进行切换，不同频比时可根据相位相等的原则进行相位估算，即按

$$\text{新频脉冲位置 } p_2 = \frac{\text{旧频脉冲位置 } p_1 \times \text{新频比 } F_{R2}}{\text{旧频比 } F_{R1}}$$

求取 P_2 值后再进行切换。

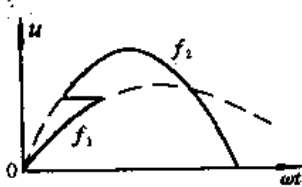


图 3-2-5 切换前后基波电压相等



图 3-2-6 切换前后相位相等

为减小电流冲击，最好的解决办法是尽量使基波电压变化小一些，即频率切换次数多一些，因此变频时频率变化级差限制为 $\Delta f \leq 0.5\text{Hz}$ 。

至于次最优 PWM 法的电压控制，由于基波相电压幅值与调制深度 M 成线性关系，所以电压控制很容易地直接由调制深度 M 反映。

3.2.4 产生次最优 PWM 波有关参数计算子程序

1. 次最优 PWM 波脉宽计算子程序

由图 3-2-1 所示的系统原理图可知，驱动 GTR 的 PWM 波即为 PWM 波实时控制信号，它是微机根据次最优 PWM 波脉宽算法、进行在线计算脉宽并经定时转换后，在图 3-2-2 所示的电路输出的周期性脉冲序列。而最优 PWM 波脉宽算法是直接和载波幅度经归化后的调制深度 M 和计数速度调节器的输出频率值 f_1 有关。

由 2.2 节次最优 PWM 波控制算法可知： M 、 f_1 值确定后，根据 f_1 值可选定频比 F_R 值，计算单个 PWM 脉冲周期 T 值及四分之一周期开关数 N 值。这样，可计算出次最优 PWM 波脉宽值。

根据上述分析与思路，可得次最优 PWM 脉宽算法子程序流程图如图 3-2-7 所示。

2. M 和 f_1 值的确定及其子程序

分析次最优 PWM 控制过程表明， M 和 f_1 值是随给定速度 ω_r^* 变化而变化的，可以编制相应的子程序，考虑有关因素，由微机计算来确定。

(1) 速度调节器输出频率值 f_1 ： f_1 是由系统当前给定值 ω_r^* 与测速值 ω_r 相比较，并经 PID 运算后的值。

由于采用 M/T 测量法检测速度（可参看 5.5 节及图 5-3-3），测速计数器输出的 ω_r 是计数速度采样周期内的转速脉冲数，采样速度是采样周期内转速的平均值，因而可利用微机软件对采样点瞬态转速值进行估算，简化后的二阶估算公式为

$$n_i = (4N_i - 3N_{i-1} + N_{i-2}) / 2 = 2N_i - N_{i-1} + (N_{i-2} - N_{i-1}) / 2 \quad (3-2-1)$$

其中， N_i 为采样值， n_i 为估算值。可见，通过简单的移位即可完成瞬态转速的估算。

采用光电码盘时，存在下列关系式：

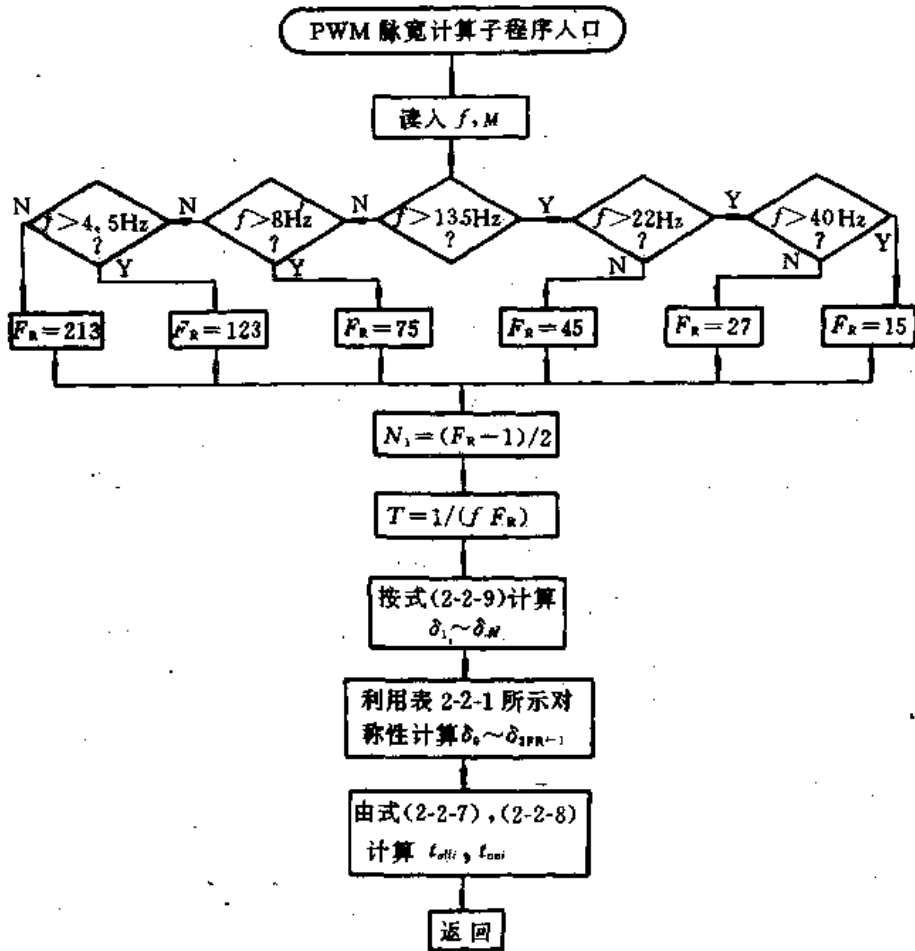


图 3-2-7 PWM 波脉宽计算子程序流程图

$$2^{16} - n = \frac{T_s}{\delta} \omega_r \quad (3-2-2)$$

式中, n 为采样速度估算值, 单位为位/采样周期; δ 为测速分辨率, 单位为 rad/位; T_s 为速度采样周期, 单位为 s; ω_r 为电机转速, 单位为 rad/s。

因此, 在进行式 (3-2-2) 运算时, n 应折算为十进制数后运算。

$$\omega_r = \frac{\delta (2^{16} - n)}{T_s} \quad (3-2-3)$$

考虑瞬间自动调节过程后, PID 调节器输出的频率值可按图 3-2-8 所示的升降频子程序来决定。

(2) 调制深度 M : 当 ω_r^* 改变时, 逆变器供给电动机的电压和频率随之而变。当速度调节器输出频率的电压变换值为 U_1^* 时, 实际上可把 M 看成是电动机相电压值与 U_1^* 的差值的函数。图 2-2-3 (b) 及图 2-2-4 (b) 表明, 在次最优 PWM 法时, 调制深度 M 是与相电压基波幅值成比例的。这样, 当电动机定子绕组为 Δ 形接法、给定相电压有效值为 U_1 、逆变器直流供电电压为 U_d 时, M 的估算公式为

$$M = \frac{2\sqrt{2}U_1}{\sqrt{3}U_d} \quad (3-2-4)$$

按以上分析, 得计算调制深度 M 的中断服务程序框图如图 3-2-9 所示。

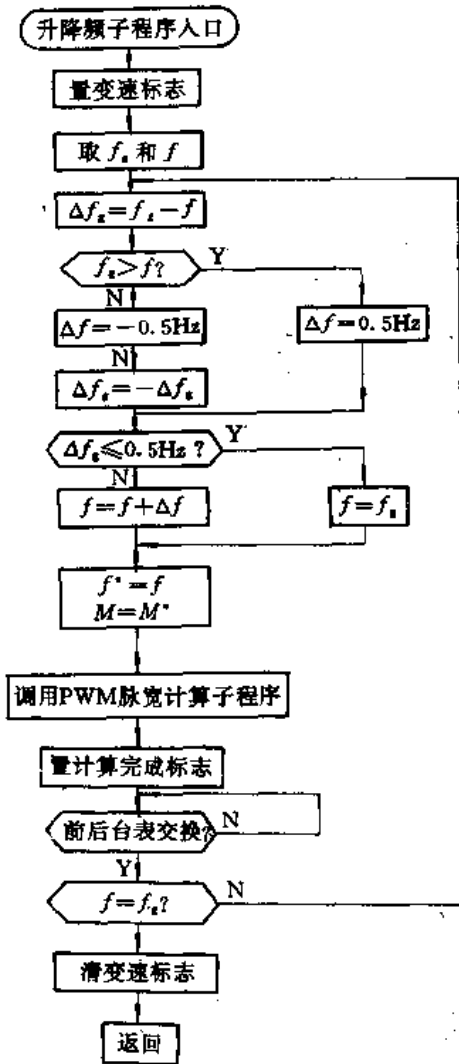


图 3-2-8 升降频子程序框图

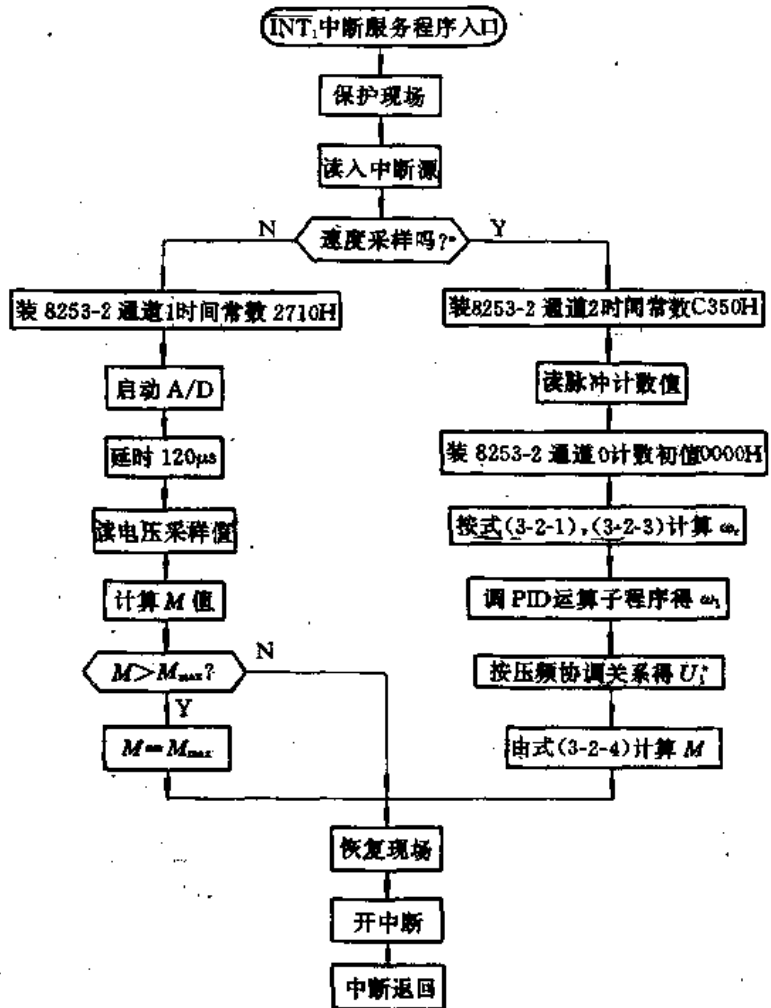


图 3-2-9 计算 M 的中断服务程序框图

3.3 MCS-8098 片内部件产生 PWM 波的原理

3.3.1 8098 单片微机主要性能特点

MCS-8098 是 MCS-96 系列单片机的新品种,它采用 8 位外部数据总线,而内部仍然保持 16 位结构,保持 8096 运算速度快、逻辑判断功能强等优点,常称 8098 单片机是一种准 16 位机,其价格远低于原来的 16 位机,但性能优良。

8098 的主要性能特点是:

- A、B、C 三相时钟,主振频率 6MHz~12MHz
- 17 位 RALU, 232 个累加器
- 主 PC 与从 PC 并行工作方式
- 5 个 8 位 I/O 口, 1 个全双工串行口, 串行口支持同步/异步通讯方式
- 有高速 I/O 系统, 且与 CPU 并行工作

- 内含 D/A 和 10 位 A/D 转换单元，可作 D/A 转换的 PWM 输出
- 可供用户使用的 8 种中断类型的 21 个中断源
- 两个 16 位定时/计数器，四个 16 位软件定时器
- 16 位的监视定时器
- 可寻址空间 64K 字节
- 可外接掉电保护电源
- 100 条指令系统，含独立的无符号和带符号的乘除法指令，具有 8 位、16 位及 32 位运算功能，便于编制双字节、三字节和四字节浮点运算的各类子程序

MCS-51 单片机设有 HSO 部件，8098 的 HSO 同 MCS-51 的普通输出端口（例如 PI 口作为输出口时）相比，具有占用 CPU 时间少、速度快、控制功能强、使用灵活等优点，以上这些使 8098 单片机在输出控制性能方面大大优于 MCS-51。

MCS-8098 片内有两个部件可产生 PWM 波。一是片内脉冲宽度调制输出 PWM 部件，它能输出周期固定、脉冲宽度可调的周期性脉冲、周期为 256 个状态周期（当主频为 12MHz 时为 64 μ s），分辨率为 8 位。另一是片内的高速输出部件 HSO，也能产生 PWM 信号，但它的 PWM 信号的周期和占空比均是可变的，且其分辨率为 16 位（因噪声及温度影响，实际达不到 16 位）。本节将介绍 8098 片内 PWM 部件和高速输出部件 HSO 产生 PWM 波的原理。

3.3.2 8098 片内 PWM 部件产生 PWM 波的原理

图 3-3-1 是 8098 片内 PWM 部件的结构框图，它主要由 PWM-CONTROL 寄存器、8 位循环计数器、比较器和 RS 触发器等组成。其内部各器件的受控状态如下：当 8098 单片机接上电源后，8 位循环计数器即开始工作。每当 8 位循环计数器接收一个系统状态时钟脉冲，计数器加 1，且当其内容为 OFFH 再加 1 时，发生溢出，R-S 触发器 S 端被置位（高电平），引脚 PWM/P2.5 端输出变成高电平，此后它一直保持为高电平。

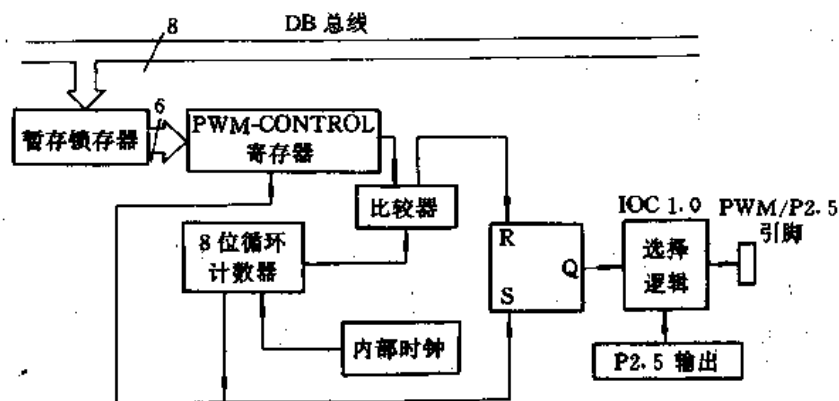


图 3-3-1 8098 片内 PWM 部件结构框图

若将某一数字量写入 PWM-CONTROL 寄存器中，其值不断与 8 位循环计数器的内容相比较，两者相等时，比较器向 R-S 触发器的 R 端送去一个高电平脉冲，导致引脚 PWM/P2.5 端输出切换成低电平。

只有在 8 位计数器的值为零时，暂存锁存器才能向 PWM-CONTROL 重新装入新值。或者说，在 8 位计数器值为 0 之前，比较器是不会承认重新装入 PWM-CONTROL 的新置值的。

若 PWM-CONTROL 的值为零时, PWM/P2.5 端输出永远为低电平。PWM-CONTROL 寄存器的地址是 0017H。

“PWM/P2.5”符号表明: PWM 输出是与 P2.5 共用一个引脚的, 该引脚的输出状态是受 IOC1.0 位控制的。当 IOC1.0=1 时选择 PWM 功能, IOC1.0=0 时则选择为端口输出功能。

上述控制逻辑表明: 在 PWM/P2.5 被选择为 PWM 输出功能时, 8 位循环计数器的内容控制着 PWM/P2.5 端出现高电平的持续时间, 而写入 PWM-CONTROL 的值则控制着 PWM/P2.5 端出现低电平的持续时间。若对 PWM-CONTROL 写入不同值, 便可获得不同占空比(脉冲宽度)的脉冲序列。表 3-3-1 给出几种典型占空比(或者说对 PWM-CONTROL 写入几组典型值)对应的 PWM 波形。

表 3-3-1 8098 片内 PWM 部件产生的典型 PWM 输出波形

占空比×100	PWM 控制寄存器内容		输出波形
	十进制	十六进制	
0	00	00H	
10	25	19H	
50	128	80H	
90	230	0E6H	
99.6	255	0FFH	

执行下述编程:

```

TEMP:    EQU 40H           ; 置已定 PWM 输出波形的占空比于该单元
          ORG 3100H
          LDB IOC1, #01H   ; 选择 P2.5 引脚为 PWM 输出功能
THERE:   LDB PWM-CONTROL, TEMP ;
          SJMP THERE
    
```

便可获得已定占空比的 PWM 波, 更改 40H 单元内容, 便可更改 PWM 波的脉冲宽度。

值得指出的是, 因为 8 位计数器在每个状态周期加 1, 8098 片内 PWM 部件产生的 PWM 输出脉冲序列的周期是固定的, 当采用 12MHz 晶振时, 其周期相当于 64μs, 即 PWM 波输出频率为 15.625kHz。

3.3.3 8098 片内 HSO 部件产生 PWM 波的原理

由 3.3.1 节可知, 用 8098 片内 PWM 部件产生的 PWM 波, 只是一种脉宽(占空比)可变而频率固定的脉冲序列。在某些场合, 如交流传动调速系统和无瞬间间断电源中的 PWM 波控制的逆变器等, 并不适用。这时, 可利用 8098 片内的高速输出部件 HSO, 采用编程方法产生既可改变占空比、又能改变其频率的 PWM 波。

在编程举例之前，先简要介绍 HSO 的硬件结构及其主要的控制逻辑功能。

1. HSO 的硬件结构及其功能

图 3-3-2 是高速输出部件 HSO 的原理结构框图。各主要组成部分的逻辑控制功能如下：

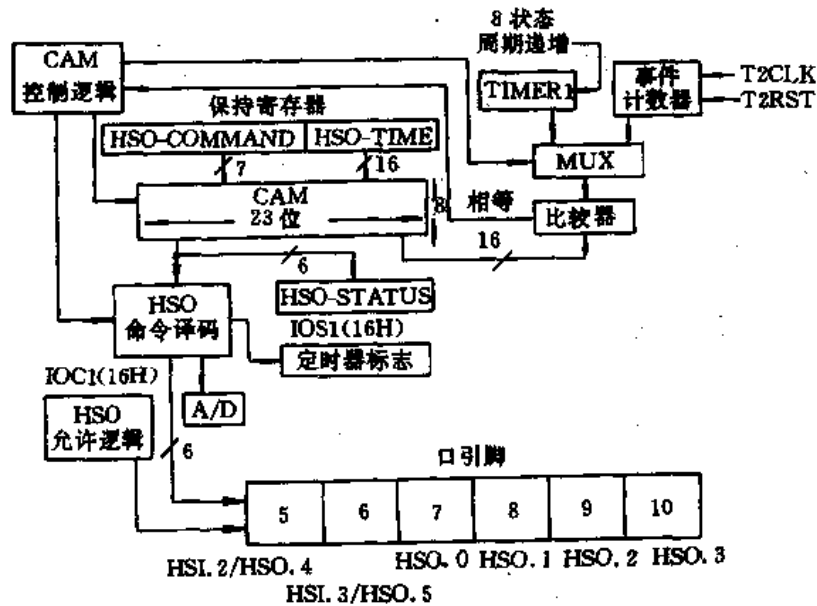


图 3-3-2 HSO 硬件结构框图

(1) 内容定址寄存器 CAM (Content Addressable Memory)：它是 HSO 的核心部分，由 8 个 32 位寄存器组成，每个寄存器中的 16 位用于存放触发某一事件的时间值，另 7 位用于存放命令。每个状态周期均有一 CAM 寄存器中的时间值与定时器值进行比较。若比较结果相符，说明触发某一事件的时间已到，于是产生该事件的触发信号。全部 CAM 寄存器与定时器比较一次需要 8 个状态周期。

HSO 中的事件执行顺序取决于欲触发事件相对于基准时间（由定时器提供）的间隔长短，间隔短的先执行，与进入 CAM 的先后次序无关。

(2) HSO 的命令寄存器、时间寄存器和保持寄存器：它们均用以存放欲触发的某一事件的命令和时间值。在将命令写入 HSO 命令寄存器 (HSO-COMMAND) 后，再在 HSO 时间寄存器 (HSO-TIME) 中填入相应的时间值，那么控制逻辑就会自动将这两个信息装入保持寄存器中，此时若 CAM 为空，它们便进入 CAM 中。

(3) HSO 输出引脚控制：HSO 有 6 条输出引脚，即 HSO.0~HSO.5，其中 HSO.4、HSO.5 分别与 HSI.2、HSI.3 共用，如图 3-3-2 所示。HSO.4、HSO.5 能否作为 HSO 的输出引脚来使用，分别由 IOC1 寄存器中的 IOC1.4 和 IOC1.6 两位来控制。例如：IOC1.4 置 1 意味着第 5 脚作 HSO.4 使用，而 IOC1.4 置 0 则意味着第 5 脚作 HSI.2 使用。

HSO.0~HSO.5 的输出状态分别由 IOS0 寄存器的 IOS0.0~IOS0.5 指示。

(4) 一次事件的设置、处理与触发：HSO 只有在设定的触发时间到时，才能按用户的要求触发一次事件。

向 HSO 发送命令分两步进行：先把所设定事件所需要的命令字节写入 HSO-COMMAND 寄存器、再将所需时间值写入 HSO-TIME 寄存器。但用户在设置事件之前，应检查 IOS0.6 或 IOS0.7 的状态，以测定 CAM 和保持寄存器是否为空。若 IOS0.6 为零，说明保持寄存器是空的，且至少有一个 CAM 寄存器是空的；若 IOS0.7 为 0，表示保持寄存器是空的，可根据具体情况，选择使用哪个标志为宜。

处理事件所需的命令字节和时间信息只有进入 CAM 中才会有效。

由于一个命令由保持寄存器传送到 CAM 中需花费 8 个状态周期的时间，因此，向 HSO 写入命令的时间间隔应大于 8 个状态周期。

定时器 T_1 (或 T_2) 在每个状态周期均与 CAM 中的一个寄存器所存放的时间值进行比较，若两者相等，说明事件的触发时间已到，可以触发该事件。待该触发事件被响应后，CAM 中存放该事件有关信息的寄存器就自动被消除。

(5) HSO 命令寄存器 (HSO-COMMAND)：它用来规定在设定的时刻所触发事件的属性。地址为 0006H，其格式、定义如图 3-3-3 所示。

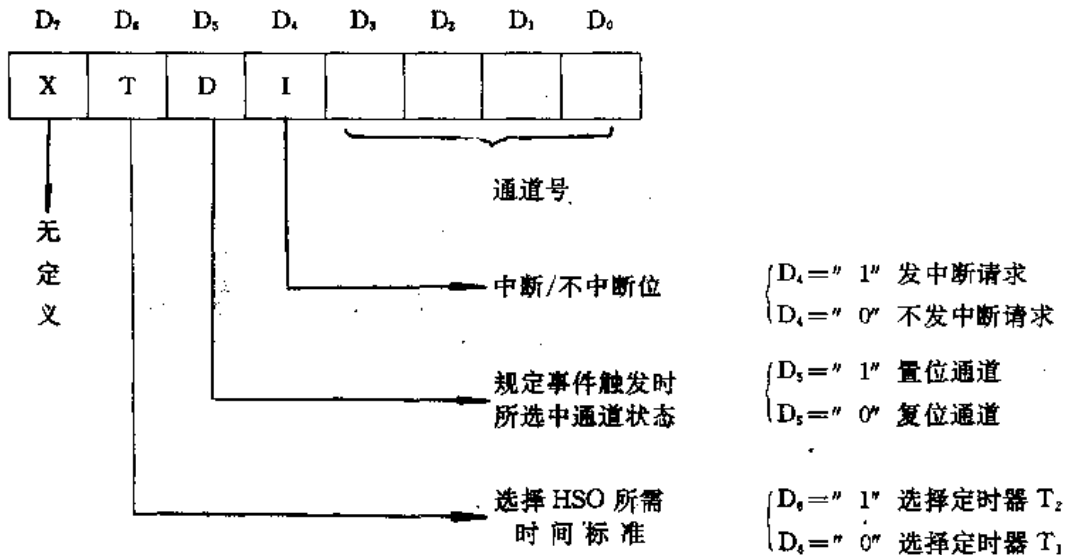


图 3-3-3 HSO 命令寄存器格式、定义

其中第 3 位至第 0 位用来选择什么样的事件 (即通道号)，其定义如表 3-3-2 所示。从表 3-3-2 中可见，根据事件性质的不同，可分为外部事件和内部事件。外部事件的触发与定时器 T_1 的时间基准同步，而内部事件的触发不与定时器 T_1 同步。

表 3-3-2 HSO 通道选择 (HSO-COMMAND. 0~HSO-COMMAND. 3)

事件		通道号	意义
事件性质	外部事件	0~5	对应 HSO. 0~HSO. 5，均为单通道触发
		6	HSO. 0~HSO. 1 双通道同时触发
		7	HSO. 2~HSO. 3 双通道同时触发
	内部事件	8 9 A B	与 4 个软件定时器 0~3 相对应
		C, D E F	无意义 复位定时器 T_2 启动 A/D 转换器

(6) HSO 时间寄存器 (HSO-TIME)：它用来存放所设定事件的触发时刻 (时间值)。地址为 0004H (低字节) 和 0005H (高字节)。由于写入的时间值是相对于定时器 T_1 (或 T_2) 的，因此在设置时间值时，应用 ADD 指令，典型的指令格式如下：

ADD HSO-TIME, TIME1, #When-to-do-it

指令后的立即数表示相对于定时器 T_1 的时间值，当晶振频率为 12MHz 时，对应的单位时间为 $2\mu\text{s}$ ，加上 HSO-COMMAND 和 HSO-TIME 中的内容从保持寄存器送到 CAM 中需要的 $2\mu\text{s}$ 的时间，则 HSO 相对于 T_1 的触发时间至少应大于 $4\mu\text{s}$ ，即立即数应大于 0002H。

(7) HSO 的清除：一旦所设定的事件的有关信息 (HSO-COMMAND 的命令字节和 HSO-TIME 的时间值) 进入 CAM，就不能清除掉，除非触发时间到或芯片被复位。但可以利用 HSO 的一些固有特性，对那些不再需要的外部事件清除掉。

例如：假设原来设定 $T_1=1234\text{H}$ 时，在 HSO.0 引脚触发一个高电平信号，若想清除掉此信号，应执行如下两条指令：

```
LDB    HSO-COMMAND, #00H      ; HSO.0 触发低电平信号
ADD    HSO-TIME, TIME1, #1234H
```

(8) HSO 的中断：在对 HSO 初始化之前应首先关中断，等命令字节写入命令寄存器，时间值装入 HSO-TIME 寄存器后再开中断。

2. 对 HSO 编程产生 PWM 脉冲序列

HSO 的输出引脚共有 6 条，采用外部事件触发方法，很容易改变其引脚上的电平而获得各种脉冲序列信号的输出，以满足用户的需求。现仅以产生某些典型脉冲序列信号为例来说明。

(1) 用户要求产生输出脉宽大于 $4\mu\text{s}$ 、小于 3ms 的单脉冲，试编制相应程序。

设脉冲宽度值放在 20H 单元中，系统晶振频率为 12MHz 时，对应的单位时间为 $2\mu\text{s}$ ，并从 HSO.0 通道上输出此单脉冲，则其相应程序框图如图 3-3-4 所示。其参考程序如下：

```
ORG    2100H
OUTPS: LDB    HSO-COMMAND, #0      ; 0→HSO.0
        ADD    HSO-TIME, T1, #3
OUTPX:  ADD    22H, T1, #10        ; 1→HSO.0
        LDB    HSO-COMMAND, #20H
        LD     HSO-TIME, 22H
        ADD    22H, 20H            ; 计算下跳变时间
        NOP
        LDB    HSO-COMMAND, #0;    ; 0→HSO.0
        LD     HSO-TIME, 22H
        RET
```

(2) 用户要求产生输出一占空比可变的连续脉冲，试编制相应程序。

设计时，将此程序按含有中断服务程序的子程序方式进行设计，以利于调用和更改脉冲序列的占空比。

设入口时，在 50H 单元中存放着脉冲处于“1”电平的时间值，而在 52H 单元中存放着脉冲处于“0”电平的时间值，两者的单位时间均为 $2\mu\text{s}$ ，这样，

$$\text{脉冲周期} = [(50\text{H 中的时间值}) + (52\text{H 中的时间值})] \times 2\mu\text{s}$$

而改变 50H 和 52H 单元中的内容，即可改变输出脉冲的占空比。同时，当采用高速串行输出中断，从 HSO.0 通道输出此连续脉冲时，应在 HSO 中

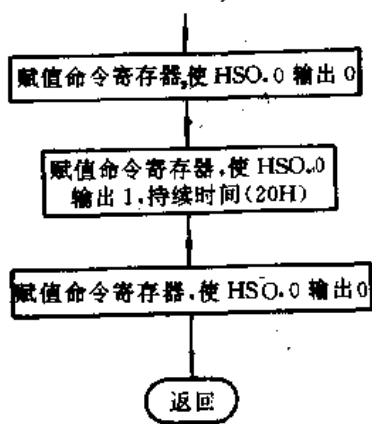


图 3-3-4 HSO.0 产生单脉冲程序框图

断矢量 (2006H) 处存入标号为 HSOINT 的 HSO 中断入口地址。

根据上述分析, 其相应程序框图如图 3-3-5 所示。其参考程序如下:

```

    ORG    2006H
    DW    HSOINT
    ORG    3000H
OUPSS:  ORB    INT-MASK, #8           ; 允许 HSO 中断
        ADD    54H, T1, 52H         ; 计算跳变时间
        SCALL  LDCAM                 ; 装入 HSO 命令
        EI
        RET
HSOINT:  PUSHF                       ; HSO 中断处理程序
        SCALL  LDCAM
        POPF
        RET
LDCAM:  LDB    HSO-COMMAND, #20H    ; 1→HSO.0
        LD     HSO-TIME, 54H
        ADD    54H, 50H             ; 计算下跳变时间
        NOP
        LDB    HSO-COMMAND, #10H    ; 0→HSO.0 并产生 HSO 中断
        LD     HSO-TIME, 54H
        ADD    54H, 52H             ; 计算上跳变时间
        RET
    
```

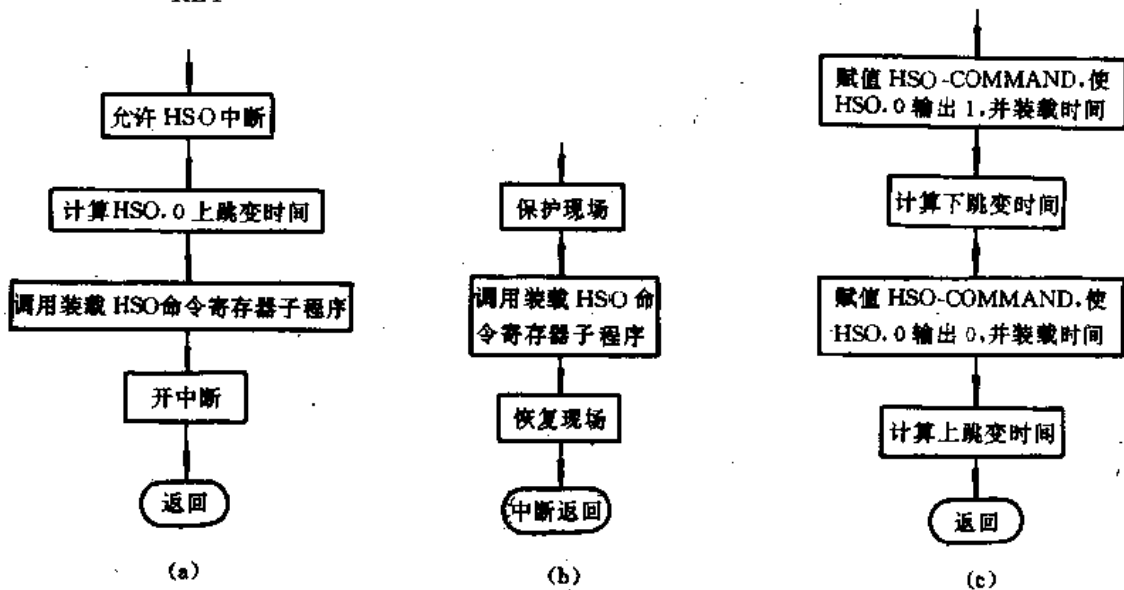


图 3-3-5 HSO.0 产生脉冲序列框图

(a) 程序框图 (b) HSO 中断子程序框图 (c) 装载 HSO 命令寄存器子程序框图

(3) 如图 3-3-6 所示, 利用 HSO.0 及 HSO.1 同时输出两路脉冲序列 W_1 和 W_2 , 试编制相应程序。

图 3-3-6 表明: 在已定的两个脉冲序列情况下, 它们的脉冲周期 T_1 、 T_2 已定, 脉宽已定, 即脉冲波上、下跳变时间幅值亦已定。因此, 它们相应的跳变时间值和命令字节设定如表 3-3-3 所示, 由此可画出其相应程序框图如图 3-3-7 所示。

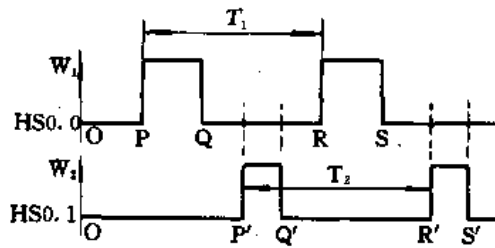


图 3-3-6 HSO.0 及 HSO.1 同时产生两脉冲序列

表 3-3-3 W_1 和 W_2 波形正负跳变时间值及命令字节表

触发事件时刻	P	Q	P'	Q'
TMTBL (时间值)	4000H	8000H	A000H	C000H
CMDTBL (命令字节)	20H	00H	21H	01H

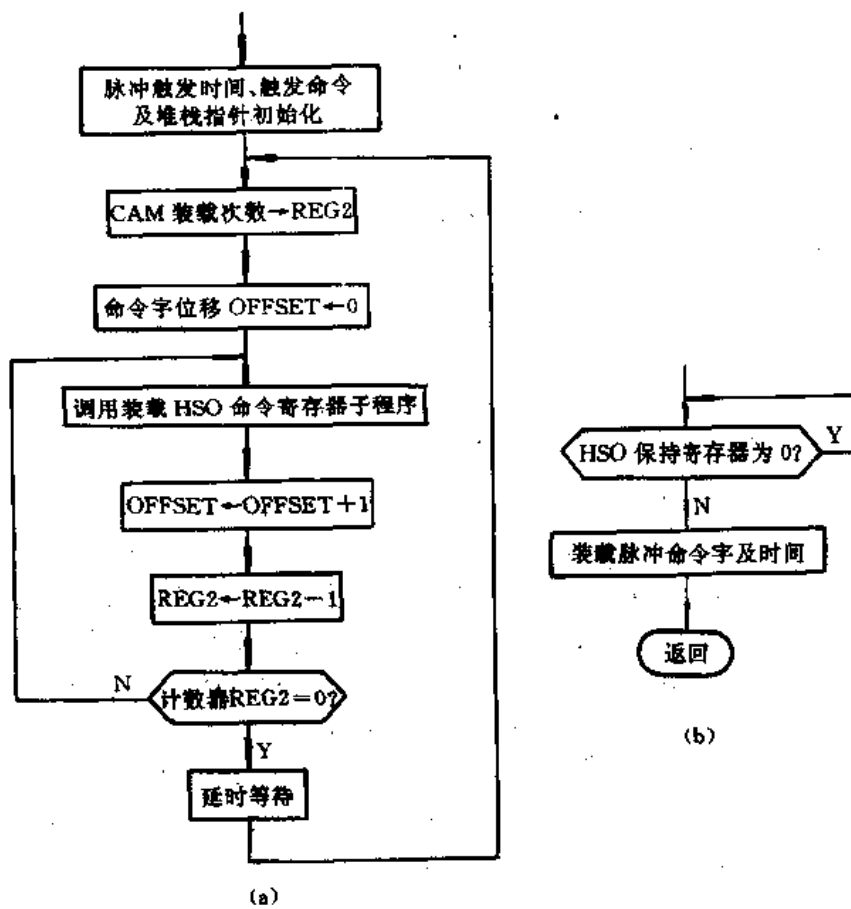


图 3-3-7 由 HSO.0 及 HSO.1 产生 W_1 和 W_2 脉冲序列框图

(a) 产生脉冲序列框图

(b) 装载程序框图

根据图 3-3-7 编制出相应程序如下：

```

FMTBL EQU 5000H
CMDTBL EQU 5100H
RET1 EQU 40H
RET2 EQU 42H
OFFSET EQU 44H

```

```

        ORG     3000H
MAIN:   LD      SP, #00C0H
AGAIN:  LDB    RET2, RET1           ; 将 CAM 的装载次数送入计数器
        CLR    OFFSET
LOAD:   SCALL  NLDCAM             ; 调用装载子程序
        INC    OFFSET             ; 调整 OFFSET 参数
        DJNZ  RET2, LOAD         ; 不为 0 跳 LOAD 处
HSO1LO: JBC    IOS0, 1, HSO1LO   ; 若 HSO.1 为低, 则在此处循环
HSO1HI: JBS    IOS0, 1, HSO1HI   ; 若 HSO.1 为高, 则重新产生脉冲
        SJMP  AGAIN
NLDCAM: JBS    IOS0, 7, NLDCAM   ; 等待结束
        LDB    HSO-COMMAND, CMDTBL [OFFSET] ; 取命令以便加载
        SHL   OFFSET, #01H       ; 乘 2, 由于时间值为字型变量
        ADD   HSO-TIME, T1, TMTBL [OFFSET] ; 从时间表中取出时间值加载时间
                                                ; 寄存器
        NOP                               ; 延时
        NOP                               ; 延时
        SHR   OFFSET, #01H         ; 将 OFFSET 除以 2, 以恢复正确的
                                                ; 参数
        RET
        ORG     5000H
TMTBL:  DW    4000H, 8000H, 0A000H, 0C000H ; 触发时间表
        ORG     5100H
CMDTBL: DB    20H, 00H, 21H, 01H         ; 命令表

```

脉冲序列周期计算:

$$T_1 = [(20H \text{ 中的时间值}) + (00H \text{ 中的时间值})] \times 2\mu s$$

$$T_2 = [(21H \text{ 中的时间值}) + (01H \text{ 中的时间值})] \times 2\mu s$$

改变存放正、负跳变时间值的存储单元内容,即可改变脉冲序列的脉宽(占空比)。参考本节(4)中 HSO 产生 PWM 的程序举例中的 PWM 驱动程序的设置。

程序表明:当 Q' 处的负跳变事件触发后,执行 SJMP AGAIN 指令,程序又重新运行,这样便可在 HSO.0 和 HSO.1 引脚上输出连续的脉冲序列 W_1 和 W_2 。

(4) 利用 8098 的 HSO 产生所需的 PWM 信号,试编制相应程序。

根据设计要求,产生 PWM 信号的流程框图如图 3-3-8 所示,继而可编制相应程序。执行该程序,HSO.0 将送出周期为 500Hz,占空比为 20% 的脉冲序列,而 HSO.1 将送出周期为 500Hz,占空比为 50% 的脉冲序列。

利用 HSO 产生 PWM 波的程序:

```

HSO-ON-0 EQU    0028H           ; HSO.0 高电平持续时间
HSO-OFF-0 EQU   002AH           ; HSO.0 低电平持续时间
HSO-ON-1 EQU    002CH           ; HSO.1 高电平持续时间
HSO-OFF-1 EQU   002EH           ; HSO.1 低电平持续时间
OLD-STAT EQU    0030H           ; HSO 引脚的原状态
NEW-STAT EQU    0032H           ; HSO 引脚的新状态
        ORG     2080H

```

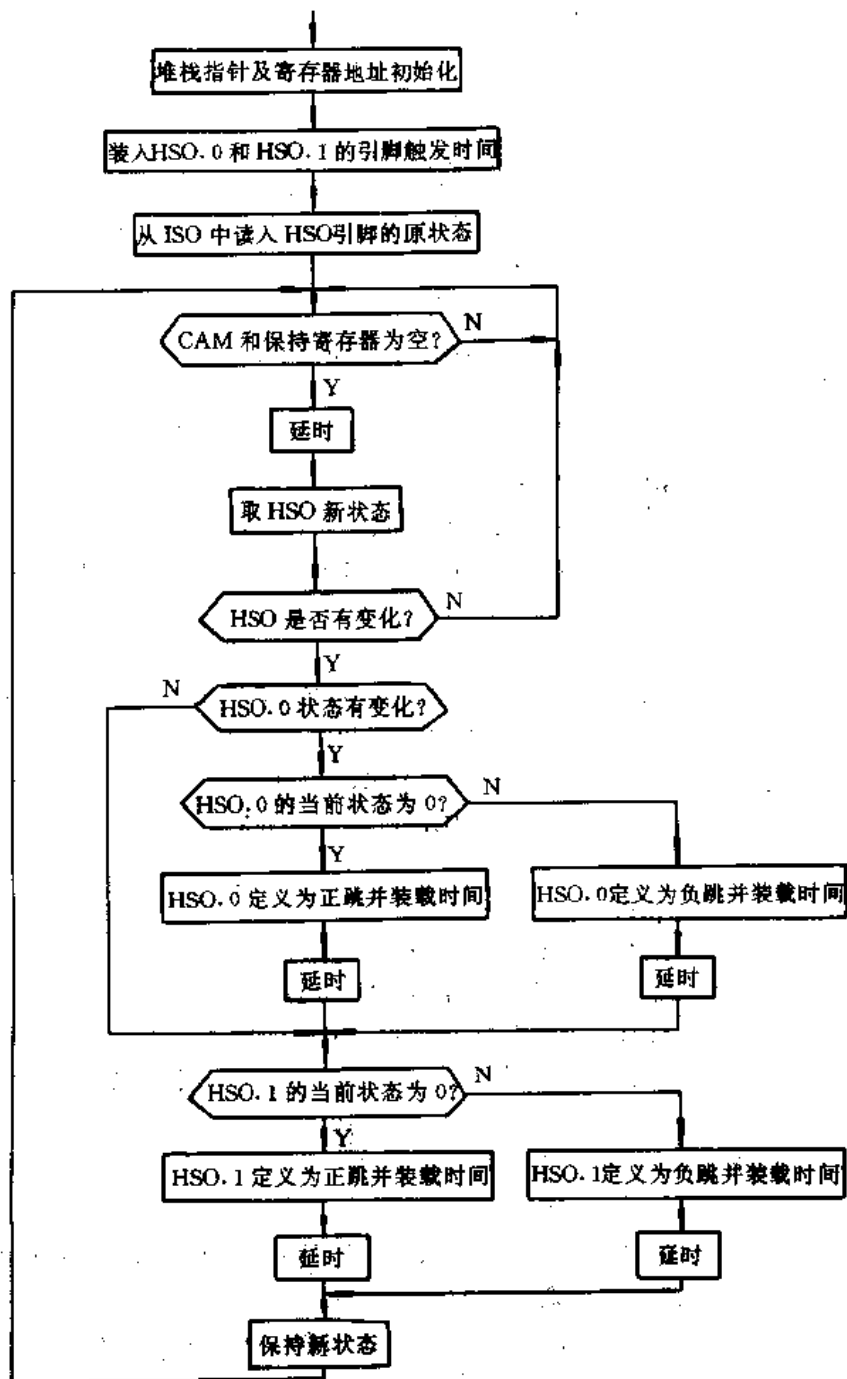


图 3-3-8 HSO 产生 PWM 脉冲序列程序框图

MAIN:	LD	SP, #00C0H	; 堆栈指针
	LD	HSO-ON-0, #0100H	; HSO.0和HSO.1引脚触发时间
	LD	HSO-OFF-0, #0400H	;
	LD	HSO-ON-1, #0280H	;
	LD	HSO-OFF-1, #0280H	;
	ANDB	OLD-STAT, IOS0, #0FH	; 从IOS0中读入HSO引脚的原状态
	XORB	OLD-STAT, #0FH	; 对低4位取反等待
WAIT:	JBS	IOS0, 6, WAIT	; 判别保持寄存器
	NOP		
	NOP		
STORE-STAT:	ANDB	NEW-STAT, IOS0, #0FH	; 保存HSO新状态
	CMPB	OLD-STAT, NEW-STAT	; HSO状态变化吗?


```

JE      WAIT
XORB   OLD-STAT, NEW-STAT      ; 找出变化的 HSO 引脚
CHECK-0: JBC    OLD-STAT, 0, CHECK-1 ; HSO.0 状态无变化, 则跳转
JBS    NEW-STAT, SET-OFF-0    ; 若 HSO.0 为 1, 则跳转
LDB    HSO-COMMAND, #30H      ; HSO.0 定义为正跳, T1
; 为时基
ADD    HSO-TIME, T1, HSO-OFF-0 ; 加载时间值
NOP
NOP
SJMP   CHECK-1
SET-OFF-0: LDB   HSO-COMMAND, #10H ; HSO.0 定义为负跳
ADD    HSO-TIME, T1, HSO-ON-0  ; 加载时间值
NOP
NOP
CHECK-1: JBC    OLD-STAT, 1, CHECK-DONE ; HSO.1 状态变化
JBS    NEW-STAT, 1, SET-OFF-1  ; HSO.1 为 1, 则跳转
SET-ON-1: LDB   HSO-COMMAND, #31H ; HSO.1 定义为正跳
ADD    HSO-TIME, T1, HSO-OFF-1 ; 加载时间值
NOP
NOP
SJMP   CHECK-DONE
SET-OFF-1: LDB   HSO-COMMAND, #11H ; HSO.1 定义为负跳
ADD    HSO-TIME, T1, HSO-ON-1  ; 加载时间值
NOP
NOP
CHECK-DONE: LDB  OLD-STAT, NEW-STAT ; 保存新状态值
SJMP   WAIT

```

为了获得占空比可调节的 PWM 波脉冲序列, 必须在上述基础上, 增加一个驱动程序, 设计驱动程序时, 关键是根据新的占空比的要求, 给计数器赋予对应的初值, 和装入 HSO.0、HSO.1 的触发时间, 然后调用 PWM 波产生程序, 即可获得所需要的脉冲序列, 其相应框图如图 3-3-9 所示, 相应参考程序如下:

HSO 产生 PWM 的驱动程序

```

ORG    3000H
START:  DI
LD     SP, #00C0H
ANDB  OLD-STAT, IOS0, #0FH
XORB  OLD-STAT, #0FH
INITIAL: LD  CX, #0100H
LOOP:  LD   AX, #1000H
SUB   BX, AX, CX
LD   AX, CX
ST   AX, HSO-ON-0
ST   BX, HSO-OFF-0

```

```

SHR    AX, #0001H
SHR    BX, #0001H
ST     AX, HSO-ON-1
ST     BX, HSO-OFF-1
SCALL  WAIT
INC    CX
CMP    CX, #0F00H
JNE    LOOP
SJMP   INITIAL

```

执行驱动程序后, HSO. 0 将产生一个脉宽为 0100H~0F00H、周期为 1000Hz 的 PWM 信号, HSO. 1 产生的 PWM 信号频率将是 HSO. 0 产生的信号频率的两倍。

要指出的是:

① HSO. 0 产生的 PWM 波脉宽值取决于存放在 CX 寄存器中的内容;

② 编制图 3-3-7 所示程序框图的参考程序时, 标号为 WAIT 的程序段是作为子程序准备供其他程序需要时调用的。因此, 在联合两程序以产生可变占空比的 PWM 波脉冲序列时, 对应于图 3-3-7 程序框图的参考程序中最后一条指令 SJMP WAIT 应改为 RET 指令。

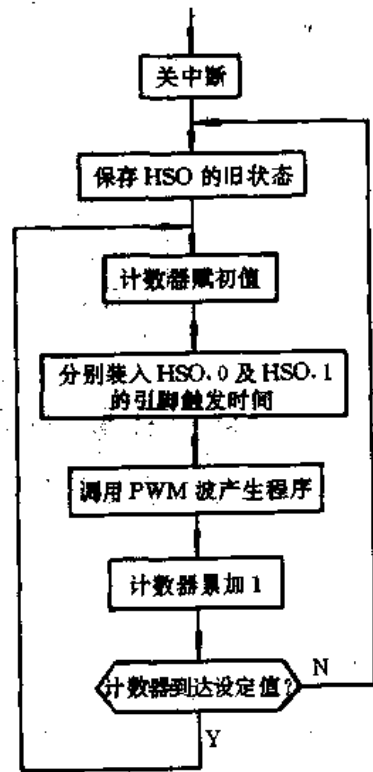


图 3-3-9 HSO 产生 PWM 的驱动程序框图

3.4 8098 单片微机控制产生均值 PWM 波的原理

在 3.3 节中介绍了用 8098 片内 PWM 部件和 HSO 部件、编制软件产生 PWM 波的原理。在此基础上, 本节将结合工程实例, 介绍由 8098 控制相应集成电路器件, 采用软硬件结合的方法, 产生三相 PWM 波的原理。

3.4.1 均值 PWM 波解耦控制变频调速原理

1. 系统组成及微机控制的硬件结构

图 3-4-1 是采用均值 PWM 波解耦控制异步电动机变频调速的原理框图, 图 3-4-2 是用准 16 位单片微机 8098 组成的控制系统的硬件结构图。

系统的主要任务是

(1) 进行定子电压解耦运算求出控制参数: 通过 PG 采样到的电动机反馈信号 ω_2 和从键盘输入、由用户设定的转速信号 ω_2^* , 按照式 (3-4-1) 的解耦控制方程, 经过 PI 调节运算后, 再计算控制参数 ω 和 U 值。

(2) 根据解耦运算所得的控制参数控制逆变器以实现变频调速: 按照式 (2-1-29) 及 (2-1-30) 表示的换向点公式及式 (2-1-31) ~ (2-1-33) 表示的 PWM 波脉宽、载波周期计算值公式, 产生相应的均值 PWM 波, 放大后驱动控制逆变器, 为电动机馈送正弦波电流, 以实现变频调速。

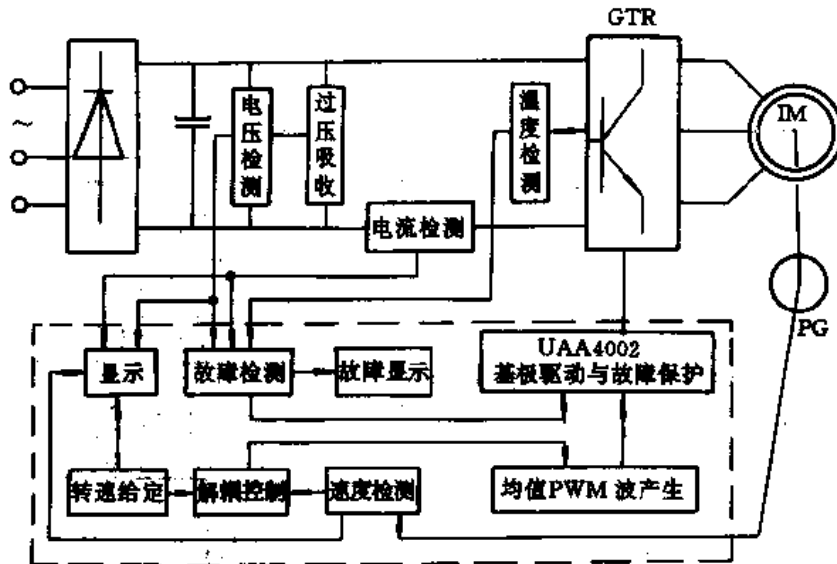


图 3-4-1 调速系统原理框图

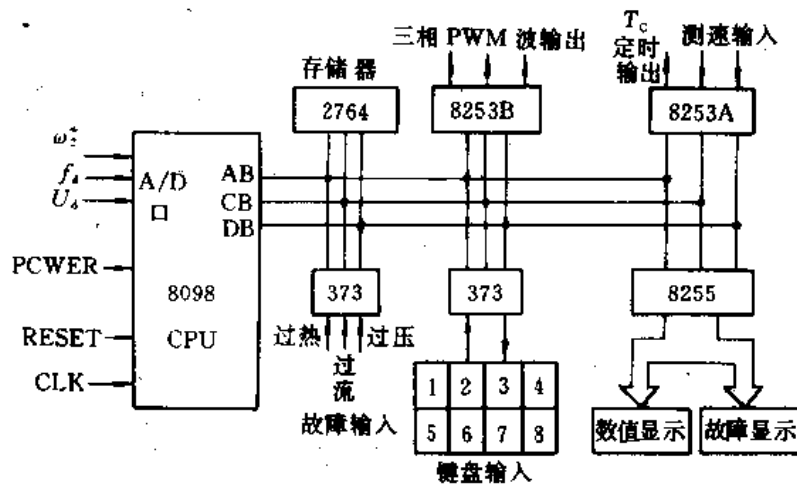


图 3-4-2 微机控制系统的硬件结构

2. 系统工作原理

(1) 稳态和暂态统一的解耦控制方程：感应电动机的结构虽然简单，但其定子电流既是励磁电流又是转矩电流，两者彼此耦合，因此感应电动机的机理十分复杂。然而，若在三相感应电动机数学模型的基础上，令转子磁场 λ_2 保持恒定，可求出电动机每相每极稳态和暂态统一的解耦控制方程组，如式 (3-4-1) 所示。

$$\left. \begin{aligned}
 I_{d_s} &= \lambda_2^* / M \\
 I_{q_s} &= L_r / M \lambda_2 T^* \\
 \omega_s &= R_2 I_{q_s} / (L_r I_{d_s}) \\
 \omega &= \omega_2 + \omega_s \\
 U_{d_s} &= R_1 I_{d_s} \pm \omega L_s I_{q_s} \\
 U_{q_s} &= R_1 I_{q_s} \pm L_s p I_{q_s} + \omega L_s I_{d_s} \\
 U_s &= \sqrt{U_{\omega}^2 + U_{q_s}^2} \\
 \varphi_s &= \arctg (U_{q_s} / U_{\omega})
 \end{aligned} \right\} \quad (3-4-1)$$

式中, U_s 为相电压; φ_s 为电压矢量 U_s 与 d 轴交角; I_{ds} 、 I_{qs} 为励磁电流、转矩电流分量; ω_r 为转子角速度; ω 为气隙磁场旋转角速度; U_{ds} 、 U_{qs} 为励磁电压、转矩电压分量; R_1 、 R_2 为定、转子相绕组电阻; L_r 为转子 r 相漏电感; $L_s = L_r - \frac{M^2}{L_r}$ 为气隙漏磁电感, 而 L_s 为定子 S 相漏电感; λ_r^* 为转子磁链参考值; $M = \frac{\lambda_r^*}{I_1 \cos \theta}$; T^* 为电磁转矩参考值。

必须指出的是, 在电动机启动瞬间, $\lambda_r = 0$, 这种特殊情况, 可采取静止励磁方法解决, 即在电动机未启动瞬间, 对电动机输入直流电压、建立一个静止磁场, 使转子磁链达到指令值, 而在启动后再撤消此强制直流电压, 消除静止磁场。

(2) 工作原理: 用户设定的转速值、直流端输出电压值及电流值均由单片机 8098 片内带采样保持器的 A/D 通道采样获得。CPU 定时 (20ms) 启动 A/D 捕捉信号。当 CPU 主频 $f_H = 12\text{MHz}$ 时, A/D 只需 $22\mu\text{s}$ 便可将捕捉到的信号转换成相应数字量并输出, 若发现捕捉到的 i_d 、 u_d 信号超过设定值时, CPU 置位“关机标志”, 关闭均值 PWM 波的输出、关断逆变器使之停止工作。

电动机转速反馈值是经光电编码器转换成光码脉冲后, 通过 8253A 计数/定时器, 按 M/T 法计算而得。

8253 计数/定时器接受经解耦运算和换相点计算输出的参数、产生均值 PWM 波, 并馈送给逆变器电路。系统出现故障时, 故障信号被自动锁存在 74LS373 中, CPU 响应故障中断请求后, 将发出关断 PWM 波输出的信号, 同时查询锁存器内容, 故障显示器显示故障性质, 供操作人员参考和检修。

系统设置键盘的目的是便于人机对话, 有键按下, 锁存器自动锁存当前输入键值, CPU 定时查询锁存器, 并转去执行键值规定的功能。本系统设置有 8 个键, 分别提供启动、停车、正反转、给定转速、转速反馈值、频率、直流电压及阶跃给定/手动给定等指令。

3.4.2 产生均值 PWM 波的硬件电路和控制程序

产生均值 PWM 波的硬件电路如图 3-4-3 所示。该电路选用了两片可编程计数/定时器 8253, 利用 8098 单片机快速的双字节传送指令, 控制 8253 的 16 位计数/定时功能, 可得到高精度的 PWM 波形。

图 3-4-3 中 8253A 的 0 通道和 8253B 的 3 个通道均工作于方式 2, 其功能是使 8253 如同一个 N 分频计数器。在允许计数后, 8253 按预置的计数值作减 1 计数, 计数时间到, 则在 OUT 端输出一个负脉冲, 然后重新开始计数。如果在现行计数过程中输入新的计数值, 那么现行计数过程不受影响。仅在下一个计数过程开始, 才按新置的计数值执行。

图 3-4-3 中 8253A 定时器 0 通道作为载波周期 T_c 的定时, 如果 PWM 波的基波频率不发生变化, 那么其计数值是固定不变的。8253B 定时器 0、1、2 通道分别作 A、B、C 三相 PWM 波的脉宽定时。上述电路的具体工作情况如下: 在每个 T_c 计数时间到时, 8253A 的 OUT₀ 输出一个负脉冲申请中断, 在中断服务程序中, 先复位 8253B, 然后送 A、B、C 三相 PWM 波脉宽 T_w 计数值至定时器 0、1、2 的数据寄存器, 利用 8253 计数允许信号使三个定时器同步计数。计数开始后, 再将 A、B、C 三相 PWM 波脉宽 T_w 的计数值分别装入三个定时器的数据寄存器。这样 8253B 在 T_w 计数时间到以后, 将按 T_w 计数值进行计数。在申请中断的同时, 8253 计数时间到的信号使触发器 D_1 置位和使 D_2 复位, 如图 3-4-4 所示。当 8253 的 T_w 计数时间到时, 触发器 D_2 将发生第一次翻转, D_1 仍保持置位状态。 T_w 计数时间到时, D_2 发生第二次翻

转, D_1 发生第一次翻转, D_1 翻转封锁以后的计数时间到信号, D_1 、 D_2 保持此状态至 T_c 周期结束。这样, 在整个 T_c 周期内, D_2 的 Q 端输出一个脉宽为 T_p 的脉冲。图 3-4-4 分别表示图 3-4-3 电路中 A、B、C、D、E、F 各点的波形。

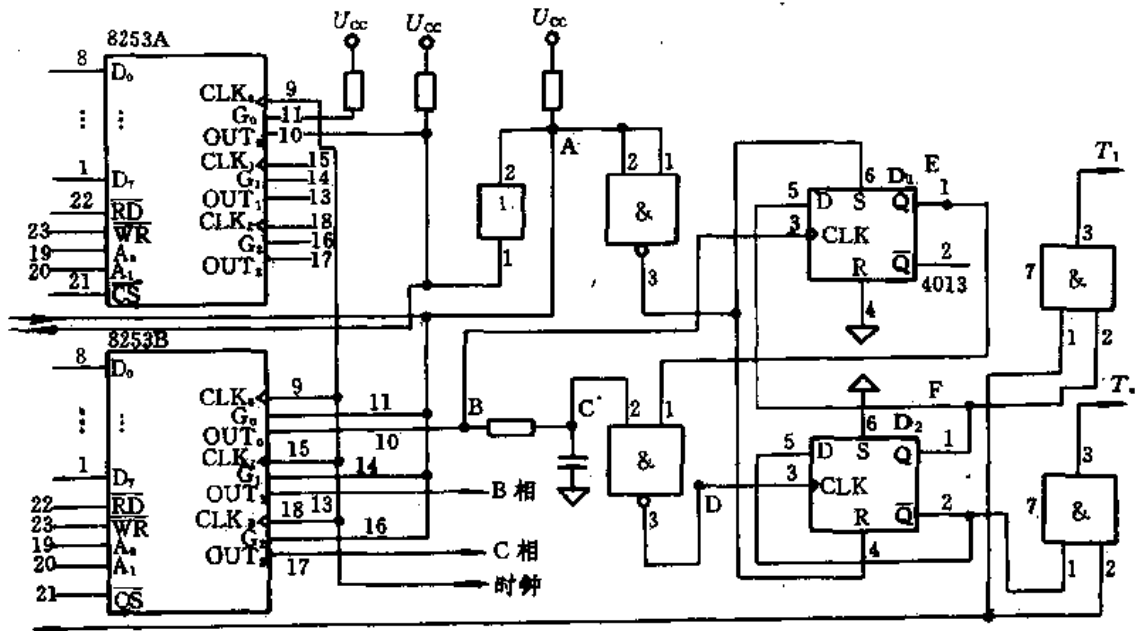


图 3-4-3 产生 PWM 波的硬件电路

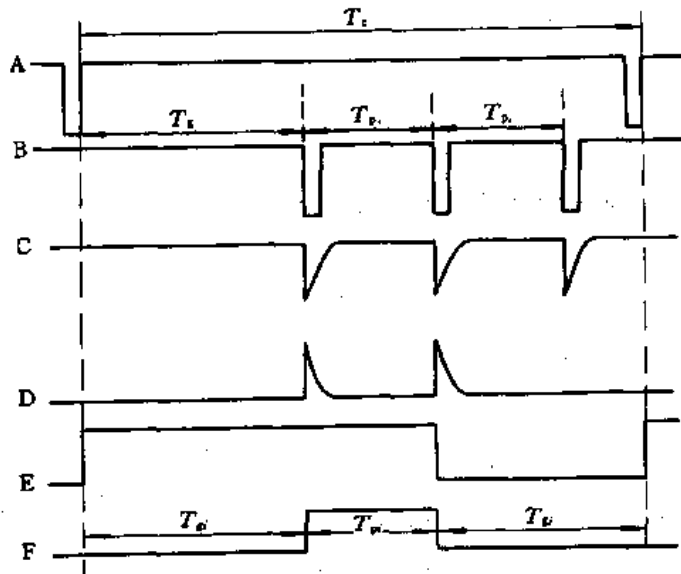


图 3-4-4 图 3-4-3 电路中 A~F 各点波形图

图 3-4-3 所示微机控制的硬件电路, 执行图 3-4-5 所示的 T_c 定时到中断服务程序, 并按均值 PWM 波的调制方法, 产生如图 3-4-4 中以 T_p 为脉宽或占空比为 T_p/T_c 的 PWM 波。

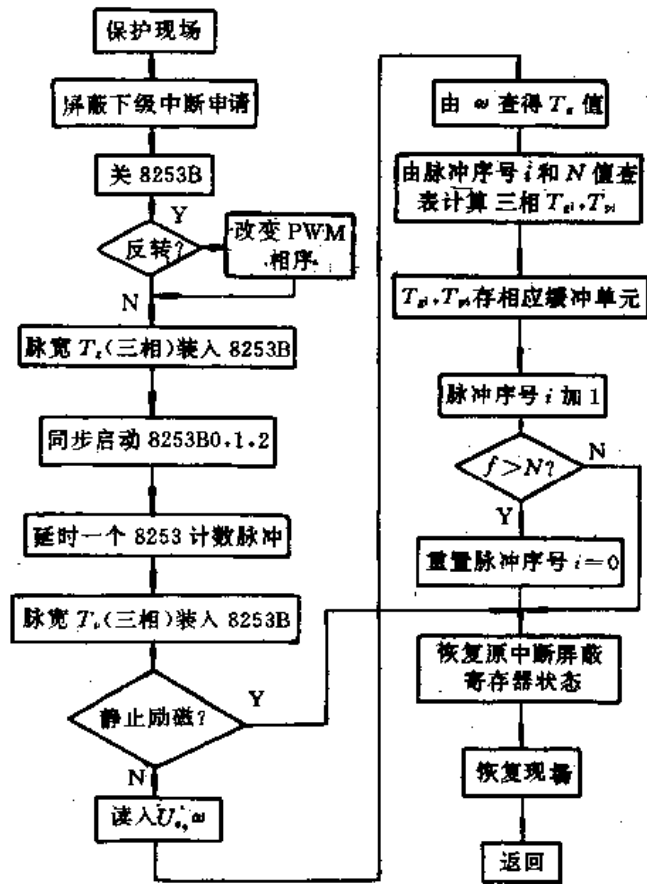


图 3-4-5 T. 定时到中断服务程序框图

第四章 功率晶体管逆变器

4.1 概 述

功率半导体整流电路是把交流电变换为直流电供给负载。和整流相反,将直流电变换为交流电的过程称为逆变,而把实现将直流电变成交流电的电路,称为逆变电路或逆变器。

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。

在逆变电路中的同一套半导体器件既可作整流,又能作逆变时,这种装置称为变流装置或变流器。

变流器工作在逆变状态时,若把变流器的交流侧接到交流电网上,且将直流电逆变为与电网同频率的交流电后,再馈送回到电网去的,称为有源逆变。若变流器的交流侧不与电网连接,而是直接连到负载上,把直流电逆变为某一频率(或可调节频率)的交流电供给负载,则称为无源逆变。

变频器按能量的变换情况可分为两类。一类是直接工频电能转变成所需频率的交流电能的,称为直接变频,又称为交流—交流变频器。另一类是将经交流电源整流后而得到的直流电能转变为所需频率的交流电能的,这是一种交流—直流—交流变频器,常称为逆变器。

目前变频器已得到广泛应用,如作为交流电动机的调速装置,感应加热炉的电源,计算机系统及精密仪器中的无瞬间间断电源等。

本章着重讨论无源逆变。因其常采用可关断功率晶体管作逆变桥臂上的变流器件,故称为功率逆变器,简称逆变器。

4.2 逆变器基本原理

在脉冲调制控制系统中,逆变器担负着将直流电能转变为所需频率的交流电能的任务。图 4-2-1 所示的电路是功率逆变器的基本电路。它是由整流器和逆变器两部分组成的。逆变器的基本原理是:当桥臂上两对功率晶体管 T_1 、 T_4 和 T_2 、 T_3 的基极分别加上驱动电压 u_{g1} 和 u_{g2} 时,

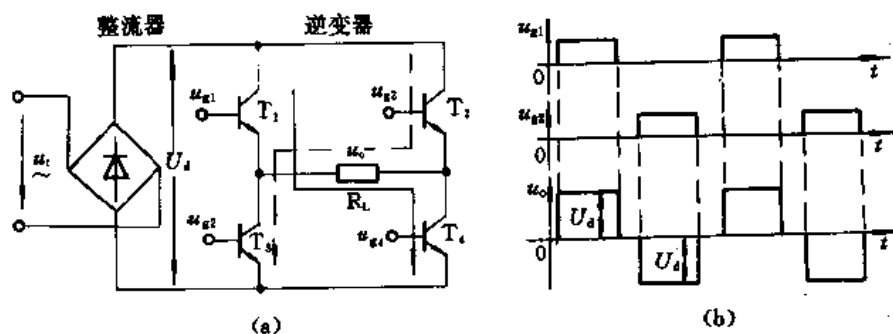


图 4-2-1 功率逆变器

(a) 原理图

(b) 电压波形图

它们将轮流导通,于是负载 R_L 上便得到方向交替变化的输出电压 u_o ,图 4-2-1(a)表示了 T_1 、 T_4 和 T_2 、 T_3 的导电回路,从而可得 R_L 上电压 u_o 的方向,如图 4-2-1(b)所示的波形。 u_o 的幅值可以用改变直流电压 u_d 来调节。 u_o 的频率则取决于两对功率晶体管的切换频率。在图 4-2-1(a)中,因逆变器馈送给负载 R_L 的电能是先将电网电能经整流器转换成直流电能后,再由逆变器将直流电能转换成所需频率的交流电能的,故此电路属交—直—交变频器。

在交—直—交变频器中,由于负载一般都是感性的,它和电源之间要有无功功率流动,因此在逆变器与整流器之间的直流回路中,需要有储藏无功能量的元件。根据对无功能量的储存方法的不同,可以分为电压型与电流型两种逆变器。

4.2.1 电压型逆变器

一般来说,电压型逆变器在直流侧接有大容量的电容器,用来缓冲无功能量。图 4-2-2 是电压型逆变器的基本电路,这种逆变器的特点是,输出端和直流电压端之间可用三端开关来表示,其直流侧接有电容器。

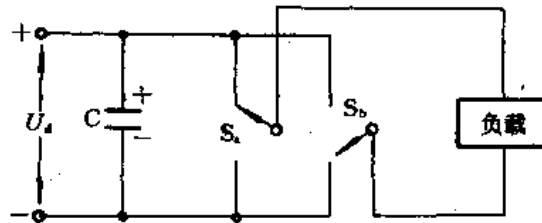


图 4-2-2 电压型逆变器的基本电路

1. 单相电压型逆变器

在单相逆变器的电路中,使用广泛的全桥式电压型单相逆变器的电路如图 4-2-3(a)所示。上、下桥臂的晶体管轮流通断,起三端开关的作用。因为晶体管恢复电压阻断能力需要一定的时间,为避免直流电路短路,在基极加上反向电压后再延迟 Δt 的时间,才供给同相的另一晶体管的基极信号。由于在晶体管上反并联了一个续流二极管,所以交流输出电压的波形与负载无

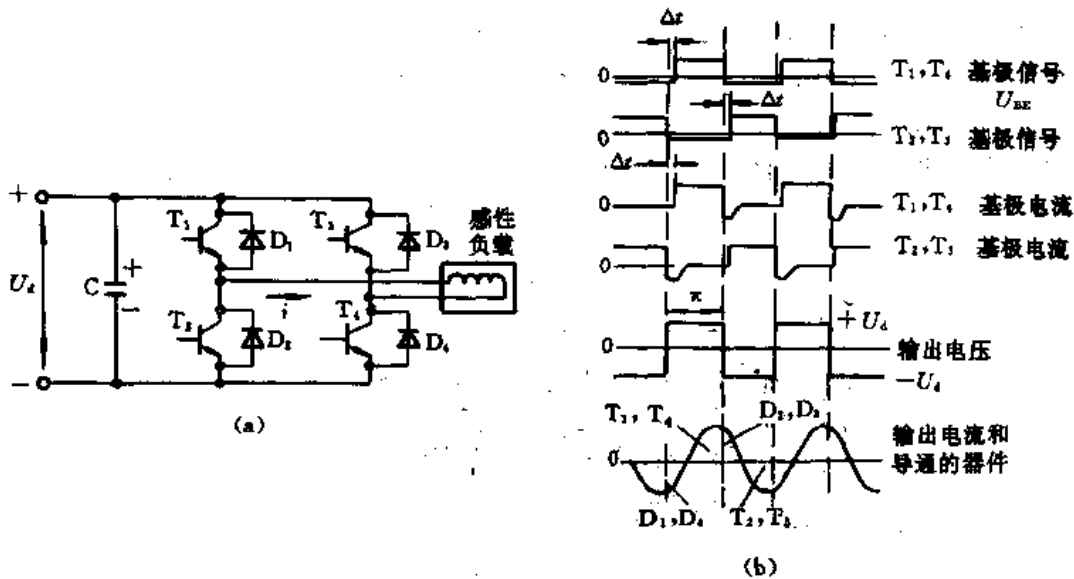


图 4-2-3 电压型逆变器

(a) 电路 (b) 各部分波形

关,而且是一个通过器件的开关作用而被直流电源钳位的矩形波。各部分的电压、电流波形如图 4-2-3(b)所示。

控制电压型逆变器输出电压的方法,可以是控制输出电压的幅值,也可以是控制输出电压的波形。

如果将图 4-2-3(a)中晶体管 T_1 、 T_2 的切换同 T_3 、 T_4 的切换错开,就可以改变输出电压脉冲的宽度,这就是脉冲宽度调制(PWM)的原理,如图 4-2-4 所示。

设脉冲宽度为 θ (rad),则输出电压基波有效值 U_1 和直流电压 U_d 的关系为

$$U_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \sin \frac{\theta}{2} \quad (4-2-1)$$

θ 保持一定而改变 U_d , 称为脉冲幅度调制。

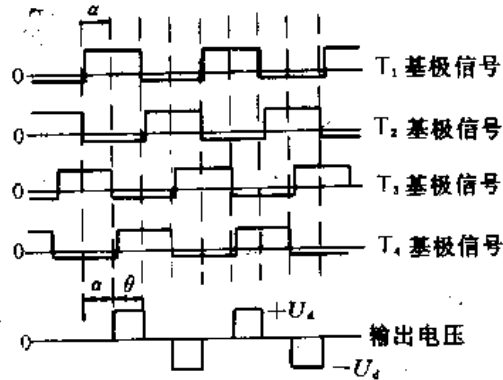


图 4-2-4 电压型逆变器的脉冲宽度控制

单相电压型逆变器还有如图 4-2-5 所示的半桥电路形式,它由串联的直流电源和两个半导体器件构成,电路简单。另一种是图 4-2-6 所示的中心抽头变压器式电路,交替驱动两个晶体管,通过变压器耦合,就给负载加上了矩形波交流电压。

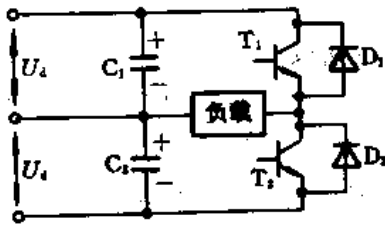


图 4-2-5 半桥电路

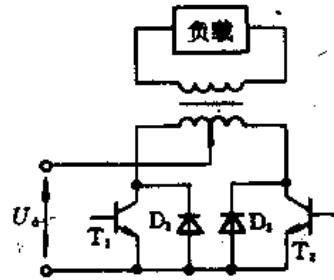


图 4-2-6 中心抽头变压器式电路

2. 三相逆变器

三相电压型逆变器的基本电路如图 4-2-7 所示。图 4-2-8 是各部分的波形图。理论上各相半桥的交替导通角度为 180° , 一个周期有 6 个工作状态。相电压以直流电源中点 O_{bc} 为参考点, 是一个幅值为 $U_d/2$ 、宽度为 180° 的矩形波。线电压是幅值为 $\pm U_d$ 、宽度为 120° 的矩形波。负载相电压为 6 级阶梯波(一个周期内所包含的阶梯级数)。线电压基波有效值 U_1 和直流电压 U_d 的关系为

$$U_1 = (\sqrt{6}/\pi) U_d \quad (4-2-2)$$

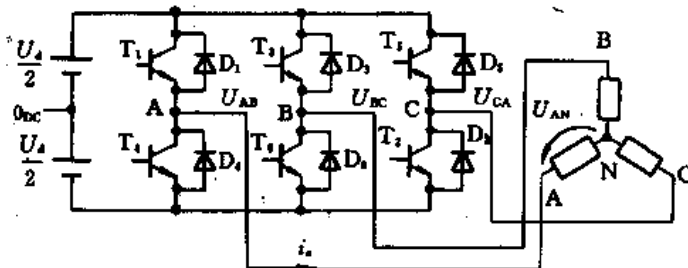


图 4-2-7 三相电压型逆变器的基本电路

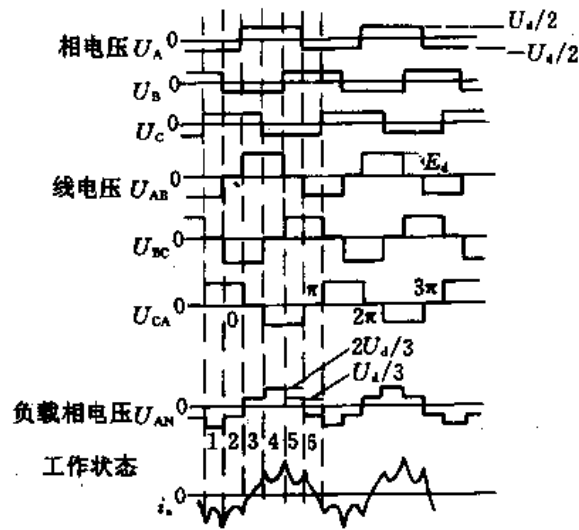


图 4-2-8 三相电压型逆变器的各处波形

4.2.2 电流型逆变器

电流型逆变器的直流侧没有电容器,是采用大电抗器来缓冲无功能量的,而且没有与晶体管反并联的续流二极管。图 4-2-9 所示的是用开关表示的电流型逆变器原理电路。各开关和反向阻断用的二极管串联,在直流侧连接着电抗器。在电流型逆变器中,直流电流的方向是一定的,由各开关的通断来控制电路的导通路径,输出电压的相位随负载功率因数的不同而改变。一种单相电流型逆变器的电路如图 4-2-10 所示。由于直流侧连接一个很大的电抗器,因此,其交流电流波形是与负载无关的一个矩形波,而输出的交流电压接近于正弦波。桥臂上串接的二极管 $D_1 \sim D_4$ 和桥臂间跨接的电容器 C_1, C_2 , 共同担负着换向的作用。其功能是:在换向时,提供负载电感释放积蓄能量的途径。

三相电流型逆变器如图 4-2-11 所示。晶体管 $T_1 \sim T_6$ 每管相隔 60° 轮流导通,理论上每个晶体管的导通角为 120° ,每一瞬间有两个晶体管同时导通。三相电流型逆变器的波形如图 4-2-12 所示。图中, $C_1 \sim C_3$ 是三相电流型逆变器中换相的又一种方式。

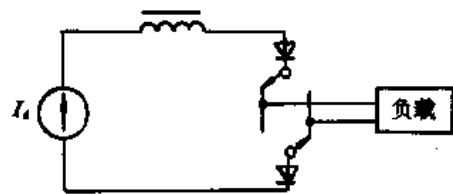


图 4-2-9 电流型逆变器的原理电路

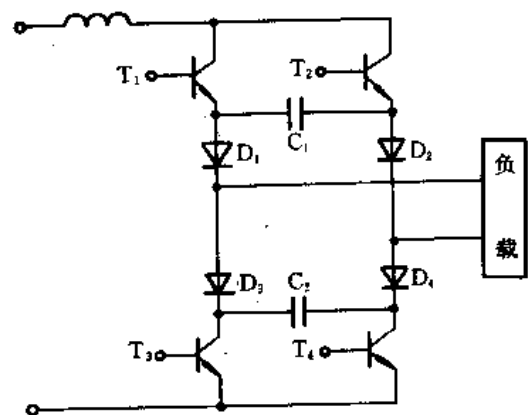


图 4-2-10 单相电流型逆变器结构图

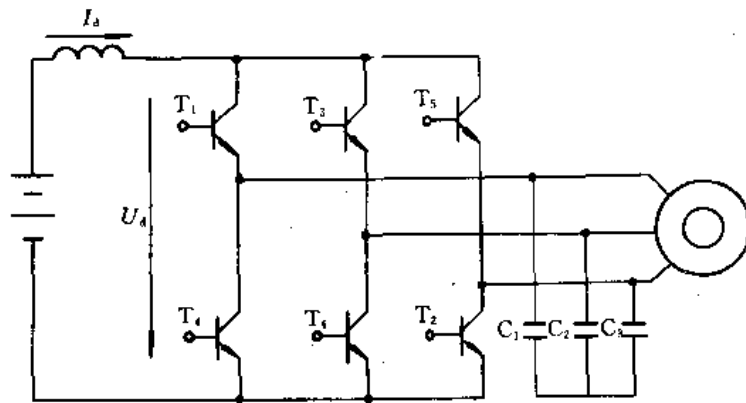


图 4-2-11 三相电流型逆变器原理电路

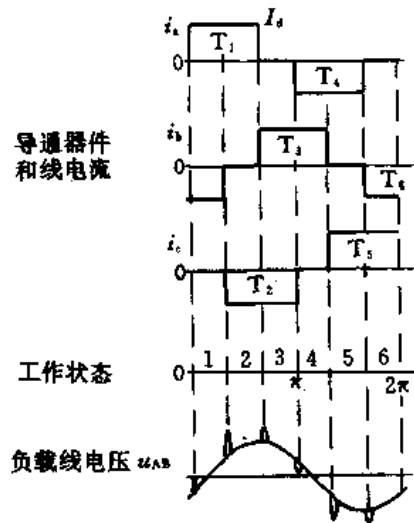


图 4-2-12 三相电流型逆变器的各处波形

4.3 电压型 PWM 逆变器

4.3.1 概述

目前，逆变电路正在从输出波形为单纯的矩形波向多重化及 PWM 控制方式发展。多重化是利用输出变压器把波形重叠起来。PWM 控制方式则是调节脉冲序列的脉冲宽度来形成输出波形。特别是 PWM 控制方式，它能调节脉冲序列的宽度而得到低频输出。使用晶体管和 GTO 等自关断器件能实现快速通断控制，从而能更精确地控制输出波形。因此，随着控制技术的进步，PWM 控制方式日益获得广泛应用。

PWM 的控制方法是，把逆变器半个周期内的输出波形分割成若干个脉冲，通过对每个脉冲的宽度进行控制，来控制输出电压和改善波形（减少低次谐波）。它用相当于输出波形的基波分量的信号波对载波（作为开关基准）脉冲宽度进行调制，因此，被称为脉宽调制（PWM）技术。

PWM 技术对电压型逆变器和电流型逆变器都适用，但两者的目的稍有不同。电压型逆变器有如下优点：

- (1) 可省去控制电压的主电路可控器件，有利于小型化和降低成本；
- (2) 可消除或减少低次谐波；

(3) 可实现快速电流控制,这对于诸如交流电动机矢量控制等高性能的传动系统是不可缺少的。

由于上述原因,随着双极性型晶体管、GTO 等快速关断的半导体器件的实际应用,近年来 PWM 技术已获得了迅速普及。另一方面,由于载波频率附近的谐波分量对总体特性影响很大,所以如何选择载波频率,如何减少此频率附近的谐波,就成了提高其性能的关键。特别要注意,为了防止上下桥臂短路而设置的死区对波形和稳定性的影响。为了消除低频时特定的低次谐波,可采用 PWM 控制的电流型逆变器。

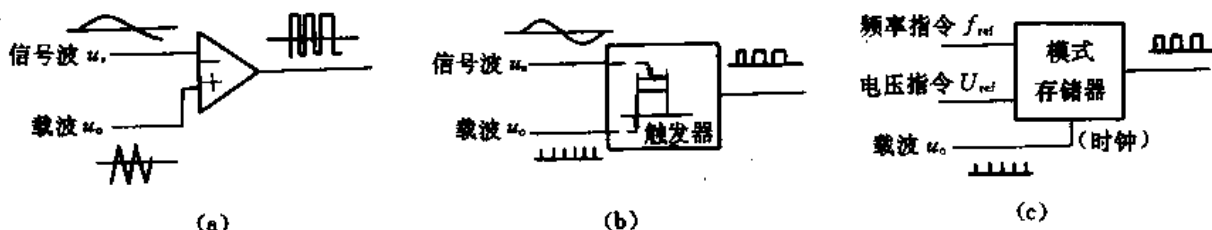


图 4-3-1 PWM 波形的产生方法

(a)利用比较器 (b)利用定时器或计数器 (c)利用模式存储器

产生 PWM 波形的方法有多种。图 4-3-1 是其中的几种。图 4-3-1(a)是用比较器对信号 u_s 和载波 u_c 进行比较,根据幅值的大小决定输出状态,当载波频率与信号波频率相比足够高时,可采用次谐波(Subharmonic)方法调制。图 4-3-1(b)的方法是用定时器或计数器对脉冲宽度进行控制。用载波脉冲来触发计数器,在到达由输入信号决定的脉冲宽度之前,计数器持续计数。虽然和图 4-3-1(a)的电路方式不同,但都是根据信号来决定脉冲宽度而得到和载波同步的脉冲序列。从这点来考虑,图(a)和图(b)可看成是同一种方式。图 4-3-1(c)的方式是把预先规定的脉冲宽度模式存储在 ROM 内,然后根据载波脉冲来决定输出脉宽的。脉冲模式的决定和信号波形无关,由载波(时钟)同步得到所希望的脉冲宽度。因此,决定脉冲宽度的是输入信号平均化了的频率指令 f_{ref} 或电压指令 U_{ref} 等。这种方式给调制回路中加入了许多功能,包括把频率指令电压变为交流信号的振荡器 VCO(Voltage Controlled Oscillator)的功能。因为电路结构简单,在数字式通用 PWM 逆变器中得到广泛应用。

4.3.2 单相 PWM 逆变器

图 4-3-2 是电压型单相 PWM 逆变器的基本电路。其中图 4-3-2(a)是半桥式,图 4-3-2(b)

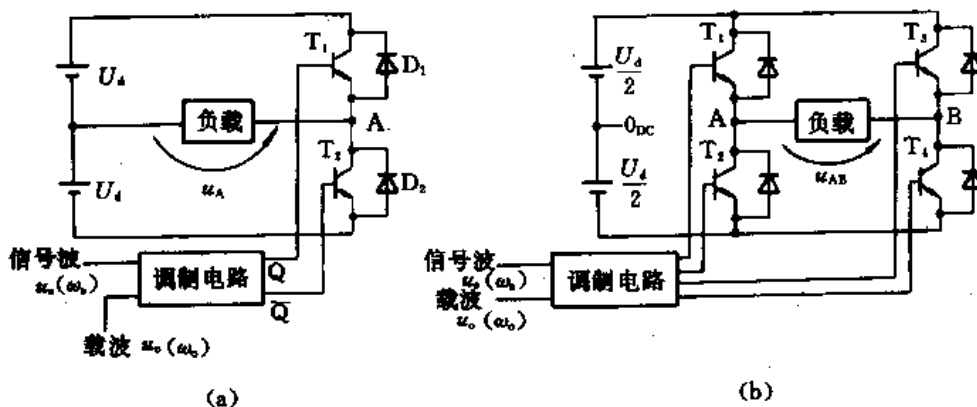


图 4-3-2 单相 PWM 逆变器的基本电路

(a)半桥式 (b)全桥式

是全桥式。图 4-3-2(a)中的输出电压,在 T_1 导通时为 $+U_d$,在 T_2 导通时为 $-U_d$ 。输出电压在 $+U_d$ 的区间和 $-U_d$ 的区间所占的比例随时间而改变,从而可得到所需的波形。

图 4-3-2(b)的情况是类似的,输出电压 u_{AB} 在 T_1 和 T_4 导通时为 $+u_d$,在 T_2 和 T_3 导通时为 $-U_d$ 。另外,在 T_1 和 T_3 (或 T_2 和 T_4)导通时负载被短路,可得到电压为 0 的区间。

当调制电路采用图 4-3-1(a)所示的三角波比较方式,而且载波 u_o 为三角波、信号 u_s 为正弦波时,单相 PWM 逆变器的波形如图 4-3-3 所示。根据载波 u_o 和信号 u_s 的关系,可确定图 4-3-2(b)中晶体管的导通情况。输出电压 u_{AB} 由下述条件决定:

$$\begin{aligned} u_s \geq u_o \text{ 时, } T_1(T_4) \text{ 导通, } u_{AB} &= +U_d \\ u_s < u_o \text{ 时, } T_2(T_3) \text{ 导通, } u_{AB} &= -U_d \end{aligned}$$

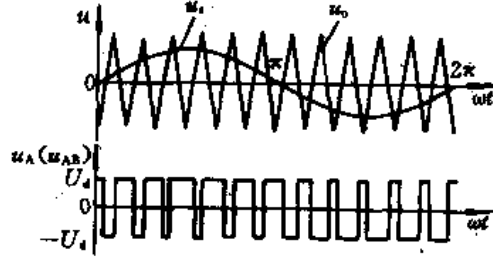


图 4-3-3 单相 PWM 波形

当载波角频率 ω_o (决定开关动作)和信号波角频率 ω_s (相当于所希望的输出频率)不同步时,PWM 控制在信号的各周期内所包含的脉冲波形是非周期性的。因此,无法以信号波角频率 ω_s 为基准,而要用傅里叶级数把脉冲波形分解为 ω_o 倍数的谐波。这时可采用以载波角频率 ω_o 为基准,观察其边频带波的分布情况。

图 4-3-4 是以三角波载波为中心把信号波和 PWM 输出波放大后得到的波形。将图 4-3-4 (a)所示的载波信号 u_o 和信号 u_s 比较,可得到图 4-3-4(b)所示的 PWM 输出 u_1 的波形,其值为

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_d && \text{当 } u_s \geq u_o \\ &&& \text{即 } \omega_o t \leq \theta_1 \text{ 或 } \omega_o t \geq \theta_2 \text{ 时} \\ u_1 &= -U_d && \text{当 } u_s < u_o \\ &&& \text{即 } \theta_1 < \omega_o t < \theta_2 \text{ 时} \end{aligned} \right\} \quad (4-3-1)$$

u_1/U_d 的傅里叶展开式的一般形式为

$$\frac{u_1}{U_d} = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_o t + b_n \sin n\omega_o t) \quad (4-3-2)$$

式中,

$$\left. \begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{U_1}{U_d} \cos n\omega_o t d(\omega_o t) \quad (n=0,1,2,\dots) \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{U_1}{U_d} \sin n\omega_o t d(\omega_o t) \quad (n=1,2,\dots) \end{aligned} \right\} \quad (4-3-3)$$

因此,用式(4-3-3)可算出 a_n, b_n ,即

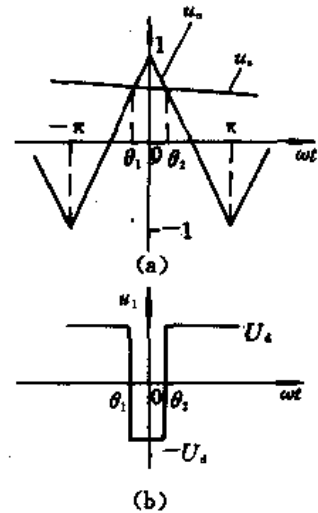


图 4-3-4 波形图

(a)信号波和载波
(b)PWM 输出电压波形

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{\pi}(\pi - \theta_1 - \theta_2) \\ a_n &= \frac{2}{n\pi}(\sin n\theta_1 - \sin n\theta_2) \quad (n=1, 2, \dots) \\ b_n &= \frac{2}{n\pi}(-\cos n\theta_1 + \cos n\theta_2) \quad (n=1, 2, \dots) \end{aligned} \right\} \quad (4-3-4)$$

这里, θ_1, θ_2 在三角波载波的各周期中数值不同。因此, 为求出 θ_1, θ_2 , 由图 4-3-4(a) 对 u_s, u_o 定义如下:

$$\begin{aligned} u_s &= a \sin(\omega_s t + \varphi) \\ u_o &= f(\omega_o t) = \begin{cases} 1 + (2/\pi)\omega_o t, & -\pi < \omega_o t < 0 \\ 1 - (2/\pi)\omega_o t, & 0 \leq \omega_o t < \pi \end{cases} \end{aligned} \quad (4-3-5)$$

式中, a 为输出电压基波的振幅, 称为控制率或调制度, 是 0~1 之间的常数。

θ_1, θ_2 是 $u_s = u_o$ 时 $\omega_s t$ 的值, 因此

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= \frac{\pi}{2} [a \sin(\omega_s t + \varphi) - 1] \\ \theta_2 &= -\frac{\pi}{2} [a \sin(\omega_s t + \varphi) - 1] \end{aligned} \right\} \quad (4-3-6)$$

把上式代入式(4-3-4), 得

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 2a \sin(\omega_s t + \varphi) \\ a_n &= \frac{4}{n\pi} \sin \left\{ \frac{n\pi}{2} [a \sin(\omega_s t + \varphi) - 1] \right\}, \quad (n=1, 2, \dots) \\ b_n &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-3-7)$$

再把式(4-3-7)代入式(4-3-2), 可得输出电压的表达式:

$$\frac{u_o}{U_d} = a \sin(\omega_s t + \varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin \left\{ \frac{n\pi}{2} [a \sin(\omega_s t + \varphi) - 1] \right\} \cos n\omega_o t \quad (4-3-8)$$

式(4-3-8)中的第一项为基波, 即角频率为 ω_s 的分量, 由此可见, 基波分量的振幅为 a 。式(4-3-8)中的第二项为谐波分量, 把它用 A 来代替, 并利用下面公式展开:

$$\begin{aligned} \sin(x \sin \theta) &= 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1}(x) \sin(2l-1)\theta \\ \cos(x \sin \theta) &= J_0(x) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}(x) \cos 2l\theta \end{aligned}$$

可以得到

$$\begin{aligned} A &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin \left\{ \frac{n\pi}{2} [a \sin(\omega_s t + \varphi) - 1] \right\} \cos n\omega_o t \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \left\{ \sin \left[\frac{an\pi}{2} \sin(\omega_s t + \varphi) \right] \cos \frac{n\pi}{2} - \cos \left[\frac{an\pi}{2} \sin(\omega_s t + \varphi) \right] \sin \frac{n\pi}{2} \right\} \cos n\omega_o t \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \left\{ 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1} \left(\frac{an\pi}{2} \right) \sin[(2l-1)(\omega_s t + \varphi)] \cos \frac{n\pi}{2} - J_0 \left(\frac{an\pi}{2} \right) \right. \\ &\quad \left. + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l} \left(\frac{an\pi}{2} \right) \cos[2l(\omega_s t + \varphi)] \sin \frac{n\pi}{2} \right\} \cos n\omega_o t \end{aligned} \quad (4-3-9)$$

式中, J_n 为 n 阶贝塞尔函数。

把式(4-3-9)中的 n 分成为奇数和偶数两种情况加以简化:

(1) $n=1, 3, 5, 7, \dots$ 时, $\cos(n\pi/2)=0$, 因此

$$A = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{(n+1)/2} \frac{4}{n\pi} \left\{ J_0\left(\frac{an\pi}{2}\right) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}\left(\frac{an\pi}{2}\right) \cos[2l(\omega_s t + \varphi)] \right\} \cos n\omega_s t$$

令 $k=2l, l=1, 2, \dots$, 则

$$A = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{(n+1)/2} \frac{4}{n\pi} \left\{ J_0\left(\frac{an\pi}{2}\right) \cos n\omega_s t + \sum_{k=1}^{\infty} J_k\left(\frac{an\pi}{2}\right) [\cos(\Omega_1 t + k\varphi) + \cos(\Omega_2 t + k\varphi)] \right\} \quad (4-3-10)$$

式中, 角频率 $\Omega_1 = k\omega_s + n\omega_0; \Omega_2 = k\omega_s - n\omega_0$ 。

由此可知, 角频率为 Ω_1 和 Ω_2 的谐波分量的振幅为

$$\frac{4}{n\pi} J_k\left(\frac{an\pi}{2}\right), (n=1, 2, 3, \dots; k=0, 2, 4, \dots)$$

(2) $n=2, 4, 6, 8, \dots$ 时, $\sin(n\pi/2)=0$, 因此

$$A = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n/2} \frac{4}{n\pi} \left\{ 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1}\left(\frac{an\pi}{2}\right) \sin[(2l-1)(\omega_s t + \varphi)] \right\} \cos n\omega_s t$$

令 $k=2l-1, l=1, 2, \dots$, 则

$$A = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n/2} \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^{\infty} J_k\left(\frac{an\pi}{2}\right) \{ \sin[(k\omega_s + n\omega_0)t + k\varphi] - \sin[(k\omega_s - n\omega_0)t + k\varphi] \} \quad (4-3-11)$$

由此可见, 角频率为 $(k\omega_s \pm n\omega_0)$ 的谐波分量的振幅为

$$\frac{4}{n\pi} J_k\left(\frac{an\pi}{2}\right) \quad (n=2, 4, 6, \dots; k=1, 3, 5, \dots)$$

综上所述, 载波 u_0 为三角波、信号 u_s 为正弦波时的单相 PWM 逆变器输出电压的基波和谐波分量的振幅分别为

$$\left. \begin{aligned} \omega_s \text{ 分量(基波)的振幅} &= aU_d \\ n\omega_0 \pm k\omega_s \text{ 分量的振幅} &= \frac{4U_d}{n\pi} J_k\left(\frac{an\pi}{2}\right) \end{aligned} \right\} \quad (4-3-12)$$

式中, $n=1, 3, 5, \dots$ 时, $k=0, 2, 4, \dots$; $n=2, 4, 6, \dots$ 时, $k=1, 3, 5, \dots$ 。

当载波和信号波形的组合不同时, PWM 输出电压的波形也有不同:

(1) 当载波为三角波或锯齿波、信号为正弦波时, 则不含有相对于信号波的低次 ($3\omega_s, 5\omega_s, \dots$) 谐波;

(2) 当载波为三角波或锯齿波时, 基波的振幅与调制度 a 成正比;

(3) 载波为正弦波时, 会产生相对于信号波的低次谐波, 基波振幅和调制度 a 的线性关系也差, 因此实用价值不大;

(4) 载波为锯齿波时, 有 $\omega_0 \pm \omega_s, 2\omega_0$ 等谐波。而载波为三角波和正弦波时, 这些谐波不存在。这是因为三角波和正弦波是对称的, 而锯齿波是非对称的, 其输出电压的对称性也受到影

PWM 控制的另一种方式是低次谐波消去法。图 4-3-5 是单相半桥逆变电路和在半周期内开关工作 M 次时的输出波形。开关每工作一次电路导通一次, 断开一次, 因此开关时刻为 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{2M}$, 共 $2M$ 个。实际工作时为了减少谐波和分析简单而使波形对称。首先, 设波形两个半周对称, 即

$$f(\omega t) = -f(\omega t + \pi) \quad (4-3-13)$$

这样可消除偶次谐波。

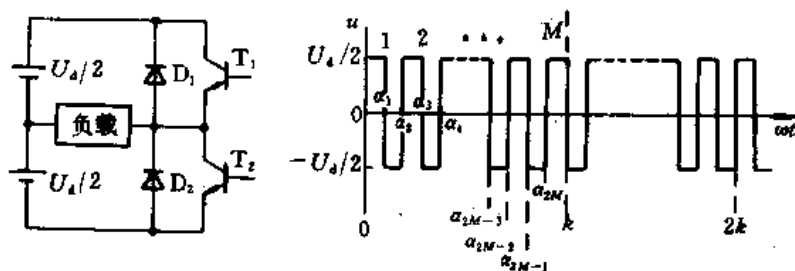


图 4-3-5 半桥逆变电路和双脉冲控制电压波形

其次,设波形奇对称,即

$$f(\omega t) = -f(\pi - \omega t) \quad (4-3-14)$$

这样,谐波的余弦项被消去。因此,上述波形可用傅里叶级数表示为

$$f(\omega t) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} a_k \sin k\omega t \quad (4-3-15)$$

$$a_k = \frac{4U_d}{k\pi} \left[1 + 2 \sum_{j=1}^M (-1)^j \cos k\alpha_j \right] \quad (k=1,3,5,\dots) \quad (4-3-16)$$

该式可以设定的 α 值有 M 个,它有 M 个自由度。因此,可以消除 M 个低次谐波。为此,有必要设式(4-3-16)左边为零而得到 M 个联立方程式,解之而求得 $\alpha_1 \sim \alpha_M$ 。但这样基波的振幅不能调节。因此要用一个自由度来调节基波振幅。可在式(4-3-16)中先使

$$a_1 = \frac{4U_d}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{j=1}^M (-1)^j \cos \alpha_j \right] \quad (4-3-17)$$

而使余下的 $(M-1)$ 个方程式为零。因此,可以消去的低次谐波为 $(M-1)$ 个。

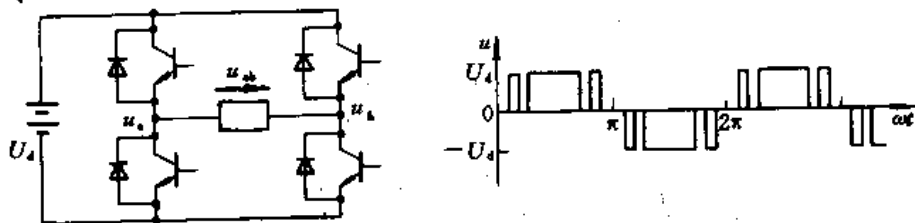


图 4-3-6 桥式逆变电路和 3 脉冲控制电压波形

半桥逆变电路未消去的最低次谐波的振幅还相当大,在实际中可使用全桥式电路,如图 4-3-6 所示。这时,PWM 控制也几乎都用图中所示的 3 脉冲控制。由于 3 脉冲控制可以从两个双脉冲控制电压之差得到,因此,如果把图 4-3-6 中桥式电路的 a 相和 b 相错开相位产生 PWM 电压 u_a 和 u_b ,就可得到可变基波振幅的 3 脉冲电压 u_{ab} ,即可从式(4-3-15)和(4-3-16)得

$$u_a = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} a_k \sin k\omega t \quad (4-3-18)$$

$$a_k = \frac{4U_d}{2\pi k} \left[1 + 2 \sum_{j=1}^M (-1)^j \cos k\alpha_j \right]$$

另外,相位错开 φ 角的 u_b 为

$$u_b = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} a_k \sin k(\omega t - \varphi) \quad (4-3-19)$$

由此可得

$$u_{ab} = u_a - u_b = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[2a_k \sin k \frac{\varphi}{2} \cos k \left(\omega t - \frac{\varphi}{2} \right) \right] \quad (4-3-20)$$

因此, u_{ab} 的基波振幅为 $u_1 = 2a_1 \sin(\varphi/2)$, 改变 φ 可以灵活地改变 u_1 值。而且, 因为开关时刻不变, 所以各低次谐波仍然能消去。

4.3.3 三相 PWM 逆变器

图 4-3-7 是三相桥式 PWM 逆变器的基本电路, 通过晶体管 $T_1 \sim T_6$ 导通、关断的组合, 可得到 $\pm U_d/2, 0$ 三种输出电压。

三相桥式 PWM 逆变器的波形如图 4-3-8 所示。在图 4-3-7 的电路中, 各输出端相对于直流电路中点 O_{DC} 的电位为 $(\frac{1}{2})U_d$ 或 $(-\frac{1}{2})U_d$ 。现在来观察 AB 间的线电压 u_{AB} , 当 T_1 和 T_4 导通时为 $+U_d$, T_3 和 T_2 导通时为 $-U_d$ 。另外, T_1 和 T_3 , 或 T_4 和 T_2 导通时, 线电压为零。因此, 线电压是由 $\pm U_d, 0$ 三种值构成的。该线电压波形和从各输出端的电位差 $u_{AB} = u_A - u_B$ 所得波形一致。这里, 在输出电压为 0 的区间内, 直流电路和交流输出电路之间没有能量传递, 电流在负载和桥内形成环流, 因而称之为环流状态。

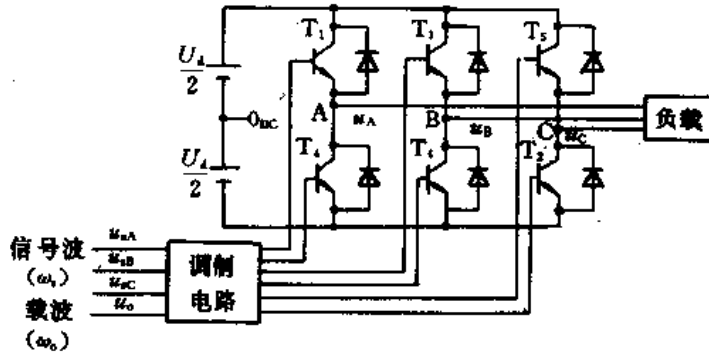


图 4-3-7 三相桥式 PWM 逆变器的基本电路

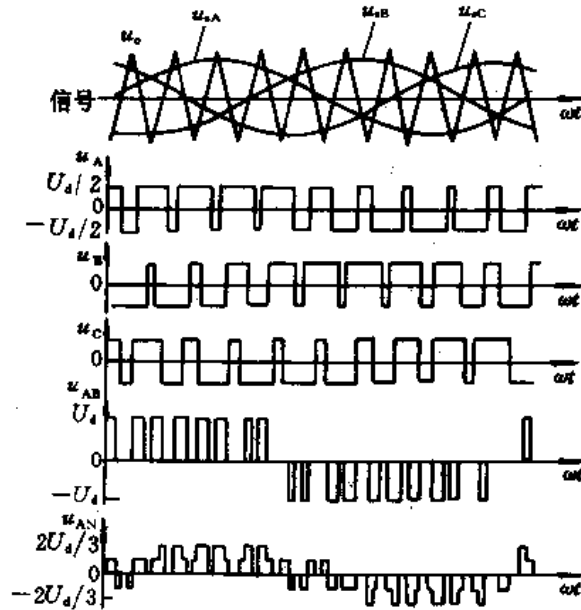


图 4-3-8 三相 PWM 逆变器波形

交流侧负载电动机的相电压可用输出端电位和交流侧假想中点的电位差来表示, 即

$$u_{AN} = u_A - \frac{u_A + u_B + u_C}{3}$$

由图 4-3-8 可见,它由 $\pm 2U_d/3$ 、 $\pm U_d/3$ 、0 共 5 种数值组成。

在图 4-3-7 所示的三相桥式 PWM 逆变器中,各相相对于直流电源中点的电位和图 4-3-2 (a) 单相逆变器的波形相同(只是基本电路输出电压振幅为 U_d ,三相桥时为 $U_d/2$)。另外,对于线电压来说,相电压各次谐波中同相位的分量互相抵消了。在交流负载的中性点浮动时,线电压可以看成是加在负载上的实际电压。

下面对三相 PWM 输出的线电压进行谐波分析时,设载波 u_c 为同相(单相)的三角波,信号 u_s 为三相正弦波,且设定中点电位不变。

根据式(4-3-8),A 相相对于直流侧中性点的电位 u_A 为

$$\frac{u_A}{U_d/2} = a \sin(\omega_s t + \varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin\left\{\frac{n\pi}{2} [a \sin(\omega_s t + \varphi) - 1]\right\} \cos n\omega_s t \quad (4-3-21)$$

线电压 u_{AB} 为

$$u_{AB} = u_A - u_B \quad (4-3-22)$$

因此,由式(4-3-21)的第一项可得其基波分量 u_1 。

$$\begin{aligned} \frac{u_{1(AB)}}{U_d/2} &= a \sin(\omega_s t + \varphi) - a \sin(\omega_s t + \varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ &= \sqrt{3} a \sin(\omega_s t + \varphi + \frac{\pi}{6}) \end{aligned} \quad (4-3-23)$$

其振幅为

$$U_{1(AB)} = (\sqrt{3}/2) a U_d \quad (4-3-24)$$

谐波分量 u_n : 当 $n=1, 3, 5, \dots, k=2l(l=1, 2, \dots)$ 时,由式(4-3-10)及式(4-3-22)可得

$$\begin{aligned} \frac{u_{n(AB)}}{U_d/2} &= \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{(k+1)/2} \frac{4}{n\pi} \left\{ J_0\left(\frac{an\pi}{2}\right) \cos n\omega_s t + \sum_{k=2}^{\infty} J_k\left(\frac{an\pi}{2}\right) [\cos(\Omega_1 t + k\varphi) + \cos(\Omega_2 t + k\varphi)] \right. \\ &\quad \left. - J_0\left(\frac{an\pi}{2}\right) \cos n\omega_s t - \sum_{k=2}^{\infty} J_k\left(\frac{an\pi}{2}\right) \left[\cos\left(\Omega_1 t + k\varphi - \frac{2}{3}k\pi\right) + \cos\left(\Omega_2 t + k\varphi - \frac{2}{3}k\pi\right) \right] \right\} \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{(k-1)/2} \frac{4}{n\pi} \sum_{k=2}^{\infty} J_k\left(\frac{an\pi}{2}\right) 2 \sin \frac{k\pi}{3} \left\{ \sin\left[\Omega_1 t + k\left(\varphi - \frac{\pi}{3}\right)\right] \right. \\ &\quad \left. + \sin\left[\Omega_2 t + k\left(\varphi - \frac{\pi}{3}\right)\right] \right\} \end{aligned} \quad (4-3-25)$$

式中,角频率 $\Omega_1 = k\omega_s + n\omega_c$; $\Omega_2 = k\omega_s - n\omega_c$ 。

角频率为 Ω_1 和 Ω_2 的谐波分量的振幅为

$$u_{n(AB)} = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{4}{n\pi}\right) J_k\left(\frac{an\pi}{2}\right) U_d \quad (4-3-26)$$

式中, $n=1, 3, 5, \dots; k=3(2m-1)\pm 1, m=1, 2, 3, \dots$ 。

当 $n=2, 4, 6, \dots, k=2l-1(l=1, 2, \dots)$ 时,由式(4-3-11)和(4-3-22)可得

$$\begin{aligned} \frac{u_{n(AB)}}{U_d/2} &= \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k/2} \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^{\infty} J_k\left(\frac{an\pi}{2}\right) \\ &\quad \cdot \left[\sin(\Omega_1 t + k\varphi) - \sin(\Omega_2 t + k\varphi) - \sin(\Omega_1 t + k\varphi - \frac{2}{3}k\pi) + \sin(\Omega_2 t + k\varphi - \frac{2}{3}k\pi) \right] \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k/2} \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^{\infty} J_k\left(\frac{an\pi}{2}\right) 2 \sin \frac{k\pi}{3} \left\{ \cos\left[\Omega_1 t + k\left(\varphi - \frac{\pi}{3}\right)\right] - \cos\left[\Omega_2 t + k\left(\varphi - \frac{\pi}{3}\right)\right] \right\} \end{aligned} \quad (4-3-27)$$

角频率为 Ω_1 的谐波分量的振幅为

$$u_{n(CAB)} = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{4}{n\pi} \right) J_k \left(\frac{an\pi}{2} \right) U_d \quad (4-3-28)$$

式中, $n=2, 4, 6, \dots; k = \begin{cases} 6m+1, m=0, 1, \dots \\ 6m-1, m=1, 2, \dots \end{cases}$

综上所述, 载波 u_o 为单相三角波, 信号 u_s 为三相正弦波的 PWM 输出电压的基波和谐波分量的振幅分别为

$$\omega_s \text{ 分量(基波)的振幅} = \frac{\sqrt{3}}{2} a U_d \quad (4-3-29)$$

$$\Omega_1 \text{ 和 } \Omega_2 \text{ 分量的振幅} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{4U_d}{n\pi} J_k \left(\frac{an\pi}{2} \right) \quad (4-3-30)$$

式中, $n=1, 3, 5, \dots$ 时, $k=3(2m-1) \pm 1, m=1, 2, \dots;$

$n=2, 4, 6, \dots$ 时, $k = \begin{cases} 6m+1, m=0, 1, \dots \\ 6m-1, m=1, 2, \dots \end{cases}$

当载波和信号波形的组合不同时, PWM 输出电压波形也各不相同:

当载波为三角波或正弦波时, 输出脉冲的上升沿和下降沿都被控制, 这种方式称为双边调制。而载波为锯齿波时, 只控制一个跳变沿, 这种控制方式称为单边调制。在使用微处理器和数字定时器等调制电路时, 单边调制方式的电路构成和软件设置都比较简单, 这是其优点。但是从包含的谐波看来, 双边调制性能较好。

当考虑三相 PWM 线电压时, 如图 4-3-9 所示, 双边调制的脉冲输出数是单边调制的两倍, 谐波的主要频率成分从 ω_o 附近变为 $2\omega_o$ 附近, 所以对输出波形更为有利。

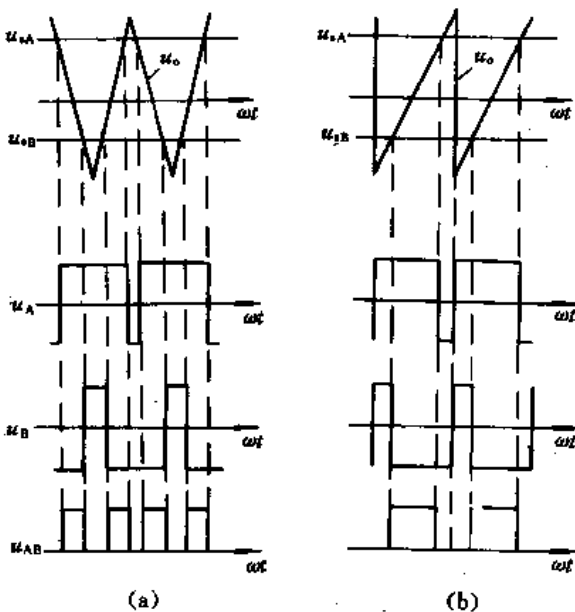


图 4-3-9 载波为三角波和锯齿波时的三相 PWM 电压波形

(a) 三角波载波(双边调制) (b) 锯齿波载波(单边调制)

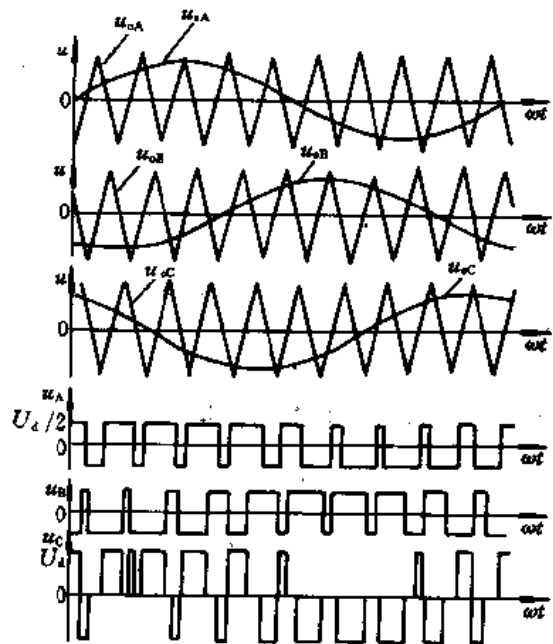


图 4-3-10 载波为三相三角波、信号波为三相正弦波时的波形

此外, 在三相 PWM 中, 三相分别用载波与三相共用一相(同相)载波的情况相比, 两者所含谐波的情况有很大不同。图 4-3-10 所示的是载波为三相三角波、而信号为三相正弦波时信号、载波和输出电压波形的关系。经分析可知, 与共用一相载波时相比较, $\omega_o + 2\omega_s, 2\omega_o + \omega_s$ 等

分量没有了,而 ω_0 分量却提高了。

图 4-3-11 的波形表示正弦波-三角波比较方式中三相信号和载波的关系,以及三相负载端的电压 u_A 、 u_B 、 u_C ,负载中点电压 u_N (假设负载为 Y 形联结时),负载线电压 u_{AB} 、 u_{BC} 、 u_{CA} 和负载相电压 u_{AN} 的波形。但是,这些波形是以理想半导体器件为前提得出的。在实际装置中,半导体器件肯定会有导通延迟时间和关断延迟时间。导通延迟时间一般较短,可以忽略,而关断延迟时间必须考虑。为了防止关断延迟时间所引起的各臂半导体器件直通而短路,有必要使导通时间延迟,即设置所谓的死区时间。

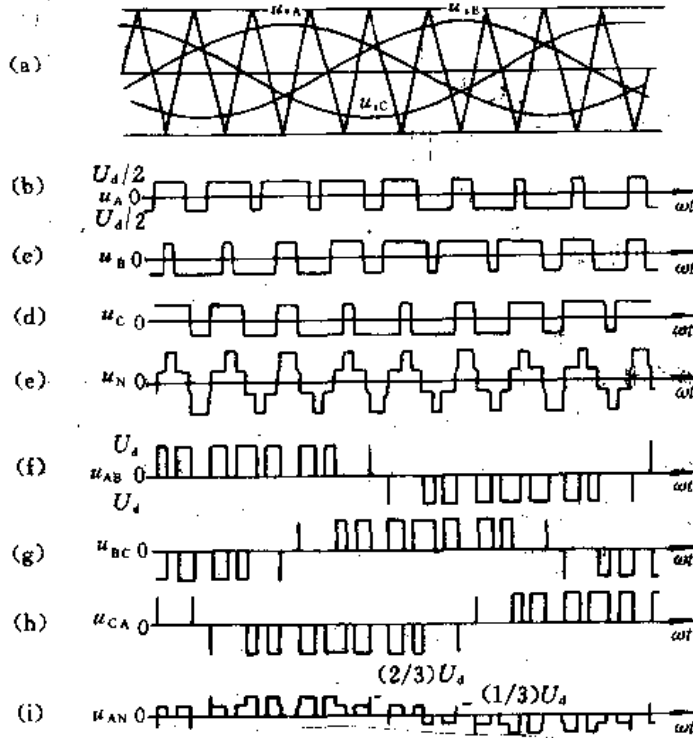


图 4-3-11 三相 PWM 波形

关于输出电压中所含的谐波分量,可在式(4-3-29)和(4-3-30)中,令 $\omega_0 = N\omega_s$ (式中 N 为 3 的倍数且为奇数)即可计算。

在次谐波方式的 PWM 控制中,信号不一定是正弦波。图 4-3-12 表示用梯形波为调制信号时输出线电压波形。

在三相 PWM 逆变器中,也有采用线电压控制的方式。如在图 4-3-13 中,图(a)是相电压控制方式,图(b)是线电压控制方式。图(a)中 u_A 、 u_B 、 u_C 是相电压。即使给各相电压都加上任意电压 u_p ,线电压也不会变化。电压 u_p 可以有各种形式,但原则上其频率应为基波频率的 3 倍比较合适。图(b)所选择的 u_p 是使图(a)的三相信号波负侧包络线和载波的负峰值一致而得到的,即

$$u_p = -\min(u_A, u_B, u_C) - 1 \quad (4-3-31)$$

信号为

$$u_x = u_A + u_p, u_y = u_B + u_p, u_z = u_C + u_p \quad (4-3-32)$$

这样所得到的输出端相对于电源负母线的电位差 E_A 、 E_B 、 E_C 分别如图 4-3-13(c)、(d)、(e)所示;线电压 u_{AB} 如图(f)所示。

线电压控制的优点是:

(1)从图 4-3-13(c)、(d)、(e)可以看出,在 $1/3$ 周期内开关不动作,因此可以减少开关损耗;

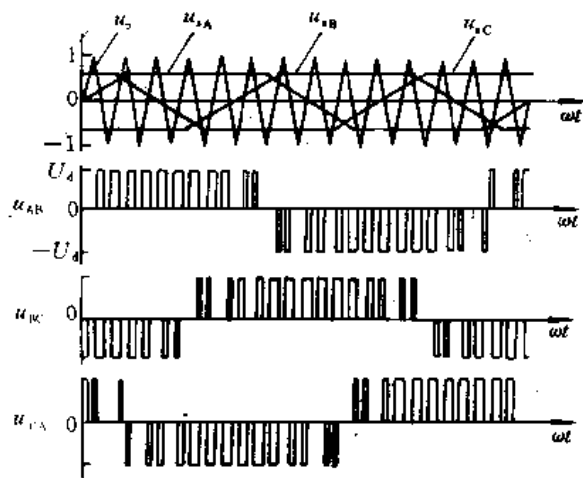


图 4-3-12 梯形波调制信号时三相 PWM 逆变器输出线电压波形

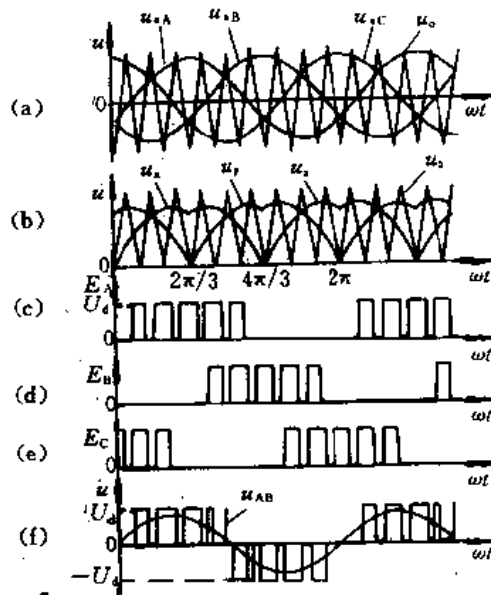


图 4-3-13 控制方式举例

(2)和相电压控制方式相比,最大输出电压可以提高 15%。由图 4-3-13(a)可见,在相电压控制方式中,例如在 u_A 最大时, u_B 和 u_C 不是最大,因此只利用了电源电压的 86.6%。

下面分析线电压控制时的谐波分量。在计算这样复杂的波形时,用二重傅里叶级数的方法比较方便。如端电压 E_A 用复数二重傅里叶级数表示,可得

$$E_A(\omega_s t, \omega_c t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} K_{kn} e^{j(k\omega_s + n\omega_c)t} \quad (4-3-33)$$

式(4-3-33)和式(4-3-10)、式(4-3-11)的定义相同,但 $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots; n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 。此外,端电压 E_B 的波形比 E_A 滞后 $2\pi/(3\omega_s)$,所以线电压 u_{AB} 为 E_A 和 E_B 的矢量差,即

$$u_{AB} = \sum_{k=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} K_{kn} \lambda_k e^{j(k\omega_s + n\omega_c)t} \quad (4-3-34)$$

式中,

$$\lambda_k = \left\{ [1 - (-1)^k] \cos \frac{k\pi}{6} - j[1 + (-1)^k] \sin \frac{k\pi}{6} \right\} e^{j(k\pi/6)} \quad (4-3-35)$$

在图 4-3-13(b)中, u_x 和 u_o 的交点即为开关动作时间。如图 4-3-14 所示,信号 u_x 的振幅为 a ,载波 u_o 的振幅为 1,则可以进行同式(4-3-5)和(4-3-6)相同的计算:

(1)在信号的 $(0, 2\pi/3)$ 区间:

$$\begin{cases} \theta_1 = \pi(a \sin \omega_s t + 1) \\ \theta_2 = -\pi(a \sin \omega_s t - 1) \end{cases} \quad (4-3-36)$$

(2)在信号的 $(2\pi/3, 4\pi/3)$ 区间:

$$\begin{cases} \theta_1' = \pi[a \sin(\omega_s t - \pi/3) + 1] \\ \theta_2' = -\pi[a \sin(\omega_s t - \pi/3) - 1] \end{cases} \quad (4-3-37)$$

(3)在信号的 $(4\pi/3, 2\pi)$ 区间:

$$\begin{aligned} \theta_1'' &= 0 \\ \theta_2'' &= 0 \end{aligned}$$

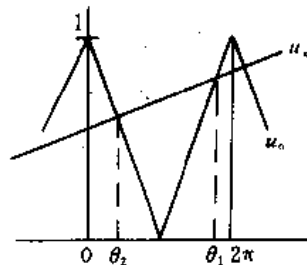


图 4-3-14 线电压控制 PWM 方式中信号波和载波的相位关系

由此可得到复数傅里叶系数:

$$K_{kn} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi/3} \int_{\theta_2}^{\theta_1} U_d e^{-j(k\omega_s + n\omega_o)t} d(\omega_s t) (\omega_o t) + \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{2\pi/3}^{4\pi/3} \int_{\theta_2}^{\theta_1} U_d e^{-j(k\omega_s + n\omega_o)t} d(\omega_s t) (\omega_o t) \quad (4-3-38)$$

将式(4-3-38)分解成各频率分量,得

(1) 直流分量 ($k=0, n=0$):

$$\left. \begin{aligned} K_{00} &= (3/2\pi) a U_d \\ \lambda_0 &= 0 \\ K_{00} \lambda_0 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-3-39)$$

(2) 基波分量 ($k=1, n=0$):

$$\left. \begin{aligned} K_{10} &= -j[aU_d/(2\sqrt{3})]e^{-j(\pi/6)} \\ \lambda_1 &= 2\cos(\pi/6)e^{j(\pi/6)} \\ K_{10}\lambda_1 &= -j(aU_d/2) \end{aligned} \right\} \quad (4-3-40)$$

(3) 基波频率的整数倍分量 ($k>1, n=0$):

$$\left\{ \begin{aligned} K_{k0} &= \{aU_d/[2\pi(1-k)^2]\} (1 + e^{-j(2k\pi/3)} + e^{-j(4k\pi/3)}) \\ K_{k0}\lambda_k &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-3-41)$$

其中 λ_k 值计算仍按式(4-3-35)。

(4) 载波频率的整数倍分量 ($k=0, n \geq 1$):

$$\left. \begin{aligned} K_{0n} &= (-1)^n (U_d/n\pi^2) \sum_{m=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \left[\frac{1}{m} J_m(an\pi) \left(1 + \cos \frac{m\pi}{3} \right) \right] \\ \lambda_0 &= 0 \\ K_{0n}\lambda_0 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-3-42)$$

(5) 信号频率和载波频率的和与差的频率分量 ($k \neq 0, n \geq 1$):

$$\begin{aligned} K_{kn} &= -j(-1)^n \left(\frac{U_d}{n\pi} \right) \left\{ [1 - (-1)^n] [1 + e^{-j(k\pi/3)}] \frac{J_k(an\pi)}{6} \right. \\ &\quad \left. + \frac{e^{-j(2k\pi/3)}}{\pi} \sum_{m=1, m \neq k}^{\infty} [1 - (-1)^m] J_m(an\pi) \sin \frac{m\pi}{6} \frac{m}{m^2 - k^2} e^{-j(m\pi/6)} \right\} \end{aligned} \quad (4-3-43)$$

$$\begin{aligned} K_{kn}\lambda_k &= -j(-1)^n \left(\frac{U_d}{3n\pi} \right) [1 - (-1)^n] \left[1 + \cos \frac{k\pi}{3} \right] J_k(an\pi) + j(-1)^{n+k} \left[\frac{2U_d}{n\pi^2} \sin \frac{k\pi}{3} \right] \\ &\quad \cdot \left\{ \sum_{m=1, 3, \dots, m \neq k}^{\infty} J_m(an\pi) \sin \frac{m\pi}{6} \frac{m}{m^2 - k^2} \left[2\sin \frac{m\pi}{6} \sin \frac{m\pi}{2} - 1 \right] \right\} \end{aligned} \quad (4-3-44)$$

把这些系数代入式(4-3-34),改成实数傅里叶级数,可得输出线电压为

$$u_{AB}/U_d = a \sin \omega_s t + \sum_{k=\pm 1}^{\pm \infty} \sum_{n=1}^{\infty} A_{kn} \sin(k\omega_s + n\omega_o)t \quad (4-3-45)$$

$$\begin{aligned} A_{kn} &= 2(-1)^n \left[\frac{1 - (-1)^n}{3n\pi} \right] J_k(an\pi) \left(1 + \cos \frac{k\pi}{3} \right) \\ &\quad - (-1)^{k+n} \frac{4}{n\pi^2} \sin \frac{k\pi}{3} \sum_{m=1, 3, \dots, m \neq k}^{\infty} J_m(an\pi) \frac{m}{m^2 - k^2} \left(2\sin \frac{m\pi}{6} \sin \frac{m\pi}{2} - 1 \right) \end{aligned} \quad (4-3-46)$$

这种方式的特点是 u_{AB}/U_d 的基波最大值为 1, 是相电压控制方式的 $2/\sqrt{3}$ 倍。另外, 在 k 为 3 的整数倍时, 虽然 K_{k0} 不为 0, 但 λ_k 为 0, 因此输出波形中不出现载波频率 ω_o 的整数倍分量。也就是说, 在正弦信号中加入 3 倍频的信号 u_s , 用 λ_k 来抑制谐波。主要的谐波分量频率为 $\omega_o \pm \omega_s, \omega_o \pm 2\omega_s, \omega_o \pm 4\omega_s, \omega_o \pm 5\omega_s, \omega_o \pm 7\omega_s, \dots$ 。

此外, u_s 的波形也可以是其他各种波形, 如 3 倍频的三角波等。

三相 PWM 逆变器亦可采用消去低次谐波的控制方法。如果将三个半桥逆变电路组合起

来,就可得到三相桥式逆变电路。其输出波形和图 4-3-11 所示的相同,输出线电压可由各相输出端电压之差得到。这时,因各相端电压分别错开 120° ,所以不能用相位变化来调节电压。各相输出端电位可由式(4-3-16)和(4-3-17)求得,应按照能够调节电压并能消除低次谐波的要求来决定开关通断时刻。只是在三相的情况下,3 的整数倍次谐波自动地被消除,所以在决定开关时刻时可不考虑它。用正弦波调制三相逆变器时,如式(4-3-29)和(4-3-30)所示的,输出线电压的峰值为 $(\sqrt{3}/2)aU_d$ 。因此,即使在 100% 调制($a=1$),其输出电压也只有直流电压 U_d 的 86%,即直流电压未得到充分利用。这是因为一相电压的峰值和其他相电压的反向峰值之间有 60° 的相位差。

解决这个问题一个方法是,在使输出线电压保持正弦波的前提下,使信号 ωt 波形失真。图 4-3-15 是这种方法的一个例子。其中图 4-3-15(a)是通常的正弦波调制时的 A 相、B 相的信号和它们之间的差(相当于线电压), $u_{sA} - u_{sB}$ 的峰值为 $0.86U_d$ 。图(b)是使各相波形在半个周期内有 60° 固定在正或负的饱和值,对其中两相进行控制,使线电压为正弦波。可以看出,其结果使 $u_{sA} - u_{sB}$ 的峰值增加到 U_d 。

这种方式是在三相桥的各臂中,使一臂的通断状态固定,只调制其余两臂,因此称为两臂调制。虽然信号波形比较复杂,但如果利用图 4-3-1(c)的模式存储器调制方式,则能容易地实现。

此外,还有和上面类似的方法,例如在各相信号中,把线电压中互相抵消的同相信号(如 3 次谐波)加以重叠的方法。

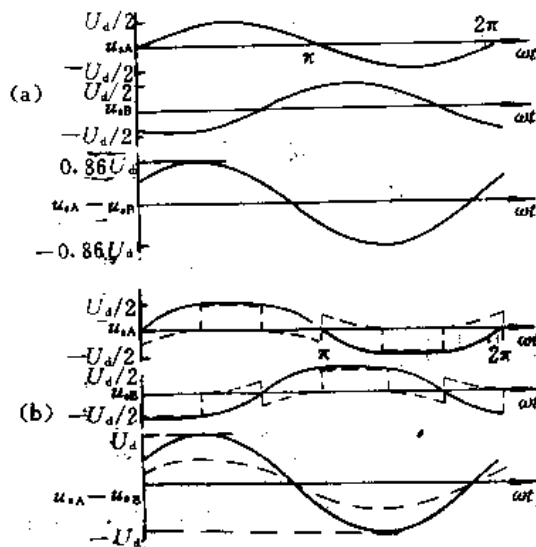


图 4-3-15 三相 PWM 逆变器的电压利用率改善方法
(a)通常的正弦波调制($a=1.0$)
(b)改善电压利用率的正弦波调制
(实线 $a=1.0$,虚线 $a=0.5$)

4.4 电流型 PWM 逆变器

4.4.1 消除低次谐波的 PWM 控制

电流型逆变器的一种电路如图 4-4-1 所示。对电流型逆变器进行脉宽调制时,必须把电流向其他相转移。例如在图 4-4-2 中,对 A 相电流 i_A 正侧的 120° 矩形波电流进行脉宽调制时,必须向 i_B 的正电流范围或 i_C 的正电流范围换相(这里只考虑一般电流型逆变器的 PWM 控制,而不考虑图 4-4-1 中 T_1, T_4 同时导通那样的旁路状态)。

由上可见, i_A 的正电流范围中能进行脉宽调制的只是图 4-4-2 中的阴影部分(图中中间的 60° 区间不能进行脉宽调制)。

图 4-4-3 表示 3 脉冲方式的电流波形。图 4-4-4 所示是 3 脉冲方式中 120° 矩形波最两端宽度为 α_1 的部分向其他相转移后得到的。即使进行了脉宽调制,各相的电流导通时间都还是 120° 。图 4-4-5 给出了 5 脉冲方式的输出电流波形。图 4-4-6 是 5 脉冲方式中 120° 矩形波电流宽度为 α_1 部分的电流转移到其他相而得到的。

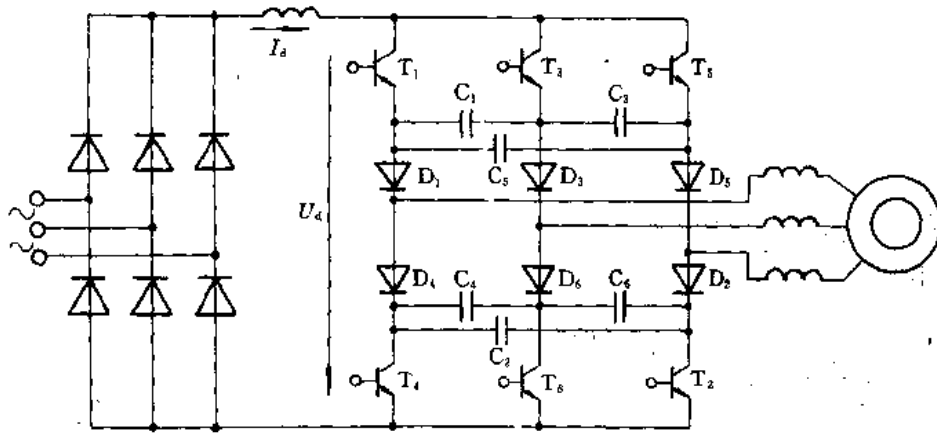


图 4-4-1 电流型逆变电路

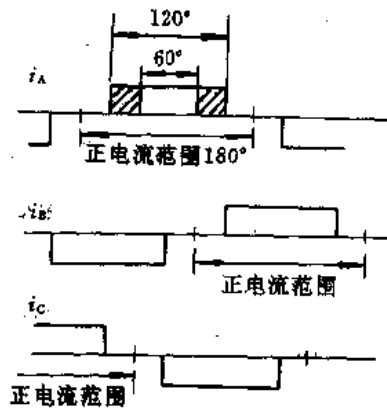


图 4-4-2 1 脉冲方式输出电流波形

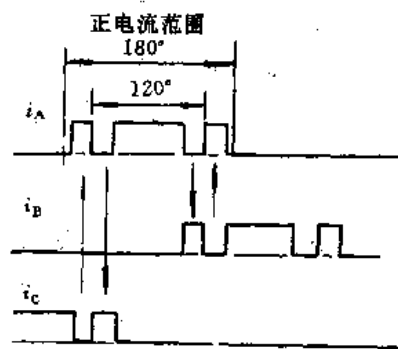


图 4-4-3 3 脉冲方式输出电流波形

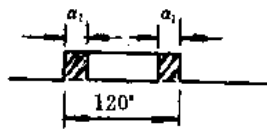


图 4-4-4 120° 矩形波电流波形转移部分 (3 脉冲方式)

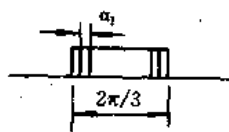


图 4-4-6 120° 矩形波电流波形转移部分 (5 脉冲方式)

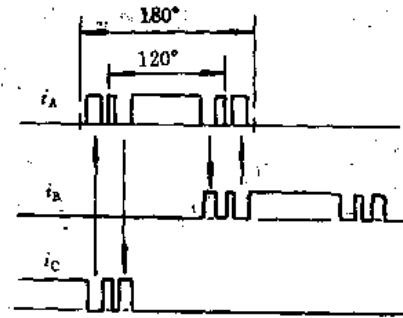


图 4-4-5 5 脉冲方式输出电流波形

由此可知, 电流型逆变器的脉宽调制有以下特点:

- (1) 各相导通时间不变, 等于 120° 。
- (2) 矩形波电流被分解成奇数个部分。
- (3) 120° 矩形波中间的 60° 区间不能进行脉宽调制。

将电流型逆变器脉宽调制的脉冲波形用图(4-4-7)~(4-4-11)来表示,所含的 n 次谐波分量的有效值用 I'_n 表示。其中 n 为奇数。

(1)1 脉冲逆变器:如图 4-4-7 所示。

$$I_n = \frac{4\sqrt{2}I_d}{n\pi} \cos\left(n \times \frac{\pi}{6}\right) \times \frac{1}{2} \quad (4-4-1)$$

(2)3 脉冲逆变器:如图 4-4-8 所示。

$$I_n = \frac{4\sqrt{2}I_d}{n\pi} \cos\left(n \times \frac{\pi}{6}\right) \left(\cos n\alpha_1 - \frac{1}{2}\right) \quad (4-4-2)$$

(3)5 脉冲逆变器:如图 4-4-9 所示。

$$I_n = \frac{4\sqrt{2}I_d}{n\pi} \cos\left(n \times \frac{\pi}{6}\right) \left[\cos n\left(\sum_{i=1}^2 \alpha_i\right) - \cos n\alpha_2 + \frac{1}{2}\right] \quad (4-4-3)$$

(4)7 脉冲逆变器:如图 4-4-10 所示。

$$I_n = \frac{4\sqrt{2}I_d}{n\pi} \cos\left(n \times \frac{\pi}{6}\right) \left[\cos n\left(\sum_{i=1}^3 \alpha_i\right) - \cos n\left(\sum_{i=2}^3 \alpha_i\right) + \cos n\alpha_3 - \frac{1}{2}\right] \quad (4-4-4)$$

(5)9 脉冲逆变器:如图 4-4-11 所示。

$$I_n = \frac{4\sqrt{2}I_d}{n\pi} \cos\left(n \times \frac{\pi}{6}\right) \left[\cos n\left(\sum_{i=1}^4 \alpha_i\right) - \cos n\left(\sum_{i=2}^4 \alpha_i\right) + \cos n\left(\sum_{i=3}^4 \alpha_i\right) - \cos n\alpha_4 + \frac{1}{2}\right] \quad (4-4-5)$$

(6) $2m+1$ 脉冲逆变器: m 为自然数。

$$I_n = \frac{4\sqrt{2}I_d}{n\pi} \cos\left(n \times \frac{\pi}{6}\right) \left\{ \left[\sum_{i=1}^m (-1)^{i-1} \cos n\left(\sum_{i=1}^m \alpha_i\right) \right] + \frac{1}{2} (-1)^m \right\} \quad (4-4-6)$$

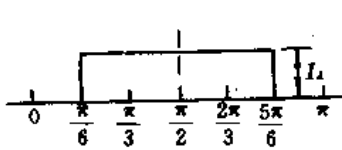


图 4-4-7 1 脉冲逆变器输出电流波形

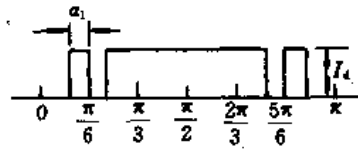


图 4-4-8 3 脉冲逆变器输出电流波形

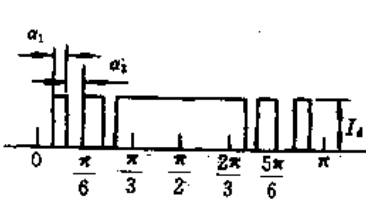


图 4-4-9 5 脉冲逆变器输出
电流波形

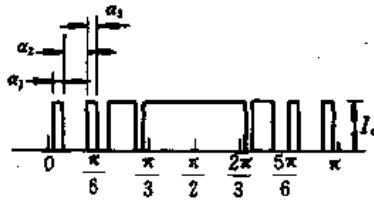


图 4-4-10 7 脉冲逆变器输出
电流波形

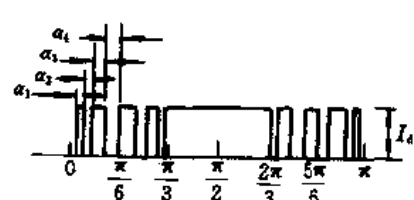


图 4-4-11 9 脉冲逆变器输出
电流波形

对电流型 PWM 逆变器可进行谐波抑制,在 3 脉冲方式中,为了消去 5 次谐波,由式(4-4-2)可得

$$\cos 5\alpha_1 - \frac{1}{2} = 0 \quad (4-4-7)$$

即设定 $\alpha_1 = 12^\circ$ 。

表 4-4-1 给出了要消去不同次谐波时 α_1 的值。另外,5 脉冲方式中要消去 5 次、7 次谐波时,使下面各式成立即可:

$$\cos 5(\alpha_1 + \alpha_2) - \cos 5\alpha_2 + \frac{1}{2} = 0 \quad (4-4-8)$$

$$\cos 7(\alpha_1 + \alpha_2) - \cos 7\alpha_2 + \frac{1}{2} = 0 \quad (4-4-9)$$

即可设定 $\alpha_1 = 5.82^\circ$, $\alpha_2 = 16.25^\circ$ 。5 脉冲方式中要消去的谐波次数和 α_1, α_2 的关系列于表 4-4-2 中。

表 4-4-1 消去谐波次数 n 和 α_1 的关系

欲消去次数 n	5	7	11	13
α_1	12°	8.57°	5.45°	4.61°

表 4-4-2 消去谐波次数 n_1, n_2 和 α_1, α_2 的关系

欲消去次数	n_1	5	5	5	7	7	11
	n_2	7	11	13	11	13	13
α_1		5.82°	6.18°	6.64°	4.13°	4.21°	2.73°
α_2		16.25°	10.86°	8.88°	10.63°	9.20°	8.24°

同样,在 7 脉冲方式中,设定适当的 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 可以消去任意三种谐波。消去次数和 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 的关系如表 4-4-3 所示。从 1 脉冲方式到 9 脉冲方式最佳的 PWM 控制下的谐波电流标么值如表 4-4-4 所示,表中设 1 脉冲方式的基波电流标么值为 1。

表 4-4-3 消去谐波次数 n_1, n_2, n_3 和 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 的关系

欲消去次数	n_1	5	5	7
	n_2	7	11	11
	n_3	11	13	13
α_1		3.36°	3.22°	2.13°
α_2		15.65°	11.09°	11.65°
α_3		8.74°	7.87°	6.74°

表 4-4-4 最佳的 PWM 控制下的谐波电流标么值

脉冲数	谐 波 次 数								
	1	5	7	11	13	17	19	23	25
1	1.000	0.200	0.143	0.091	0.077	0.059	0.053	0.044	0.040
3	0.956	0.000	0.113	0.213	0.217	0.166	0.123	0.034	0.000
5	0.934	0.000	0.000	0.186	0.248	0.152	0.033	0.121	0.099
7	0.925	0.000	0.000	0.000	0.097	0.270	0.231	0.029	0.001
9	0.923	0.000	0.000	0.000	0.050	0.007	0.136	0.259	0.188

4.4.2 次谐波调制方式

图 4-4-12 表示的是电流型逆变器次谐波调制方式的一个例子。把梯形波信号 u_c 和三角形

载波信号 u_c 进行比较, 输出信号在 $u_c \geq u_r$ 时为“1”, $u_c < u_r$ 时为“0”, 这样就可以得到电流型脉宽调制的模式。使模式变化的参数有两个, 一个是 u_r 和 u_c 的振幅之比 (B/A), 另一个是逆变器工作半周期内的脉冲数 M 。

图 4-4-13 举例说明脉冲数 $M=83$ 时, 振幅比 (B/A) 和输出谐波电流的关系。

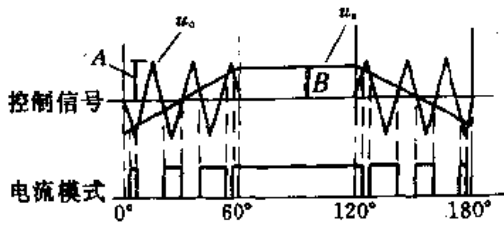


图 4-4-12 电流型逆变器次谐波调制方式

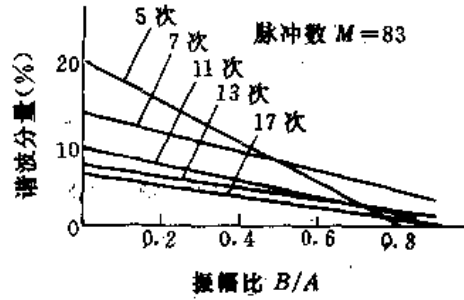


图 4-4-13 次谐波调制的谐波特性

第五章 逆变器驱动电路与测控电路

在异步电动机变频调速系统和不间断电源系统中,欲使逆变器正常可靠地工作,尚有许多技术问题有待解决和研究。例如逆变器的驱动方法;逆变器中可关断的功率晶体管的过压、过流、超温的检测、控制与保护;逆变器驱动负载的工作状态的测控、显示等。

本章主要介绍解决逆变器上述问题时常用的一些方法及其工作原理。

5.1 GTR 驱动、检测与保护电路

采用 PWM 技术控制的逆变器,都希望达到输出功率大和品质性能优良的目的,因此在逆变器中担负着将直流电能转变为所需频率的交流电能的器件,目前都毫无例外地采用了可关断的大功率晶体管(GTR)或绝缘栅双极型晶体管(IGBT)作为变流器件。

由第四章可知,在单相逆变器中,需用四只功率晶体管作为变流器件,而在三相逆变器中则需用六只功率晶体管作为变流器件。每两个功率晶体管串接后分布在逆变器的各桥臂上。为使逆变器正常工作,必须按照一定的顺序,向不同的桥臂上的功率晶体管定时地提供足够的驱动功率,使各功率晶体管按一定规律轮流导通或关断,以便可靠地实现变流的目的。

本节先介绍大功率晶体管的驱动方法与电路,以及其工作电流、电压、温升等主要运行参数的检控电路的工作原理。

5.1.1 GTR 驱动电路

GTR 基极驱动电路性能的优劣和功能的完善程度不仅对晶体管本身的开关特性和可靠性有直接关系,而且对整个系统的性能和安全可靠也有很大影响。针对 GTR 在高频 PWM 逆变器中的使用特点,有一种适合于高频 PWM 方式工作、具有功率管过载自保护、驱动自适应特点的 GTR 基极驱动电路,如图 5-1-1(a)所示。图中只画出了一个桥臂上的 GTR 驱动电路。

该驱动电路的特点及工作过程如下:

(1)为了安全和提高抗干扰能力,GTR 驱动电路采用具有对“地”电位可浮动的独立直流电源,系统控制信号经光电耦合器使控制回路和主电路隔离。

(2)当 U_i 为低电平时, T_1 、 T_2 导通, T_3 截止, $U_B > U_A$,比较器 LM311 的输出端 C 为低电平, T_4 截止, T_5 和 T_6 也截止,而 T_7 导通,从而使 GTR 截止,并在截止期间维持 GTR 的基极为反向偏置。

当 U_i 由低电平变为高电平时, T_1 、 T_2 截止, T_3 导通, T_5 由 D_3 、 R_{13} 、 C_2 、 T_3 构成基极回路而强制快速导通。 T_3 导通而使 T_4 导通,提供 GTR 正向基极电流而使 GTR 导通;GTR 导通后,其 U_{ce} 下降, D_3 导通,使 U_B 钳位在 $U_B = U_{ce} < U_A$ 和 LM311 输出端 C 为高电平,并促使 T_4 导通,于是,在 C_2 充电完毕后, T_3 的基极电流经 T_4 组成的回路,使 T_5 和 GTR 保持导通。同时 T_4 的导通还为电容 C_2 提供放电回路,以保证下一次的正常开通。

GTR 的储存时间 t_s 是限制 GTR 开关频率及关断时间的重要因素,而过大的基极电流使 GTR 工作在深度饱和状态是导致 t_s 变长的主要原因。为了加快 GTR 的关断过程,此驱动电

路采取了自适应驱动方式；当 GTR 的 U_{CE} 发生变化时，通过二极管 D_6 可使流入 GTR 的基极电流相应调节，从而使 GTR 导通期间工作在准饱和状态。

当 U_i 由高电平变为低电平时， T_1 、 T_2 导通， T_3 截止， D_1 导通而使 D_2 截止， $U_B > U_A$ ，C 变为低电平， T_4 截止使 T_5 、 T_6 截止， T_7 导通形成了 GTR 的反向基极电流回路，从而加速了 GTR 的关断。

(3) 因过流或驱动功率不足而使 GTR 进入线性工作区造成功率损耗过大，是引起 GTR 在导通期间过载损坏的重要原因。为防止 GTR 退饱和而进入线性工作区，基极驱动电流应采用额定值的 (2~2.5) 倍。

过载检测可采用在射极回路串入电阻或使用电流传感器等方法，这些方法的缺点是功率损耗过大或反应不够灵敏。图 5-1-1(a) 的驱动电路是采用非饱和监测器检测流经驱动电路的过载电流来关断 GTR 的，从而实现 GTR 的过载直接保护。其基本思想是利用 GTR 的通态压降 U_{CE} 随负载电流的增加而增加，特别是 GTR 脱离饱和时 U_{CE} 变化较大的特点，通过检测 U_{CE} 的变化来检测 GTR 的过载状态并启动过载保护电路。

在图 5-1-1(a) 所示驱动电路中，当 GTR 导通期间，若 GTR 过载使 U_{CE} 上升至 U_B ，这时 $U_{CE} > U_A$ ，则比较器输出低电平，随后的过程同正常关断一样。保护电路动作后，由于 T_4 截止，电容 C_2 放电回路受阻，经几个开关周期， C_2 通路完全关闭，消除了以后周期的强制开通过程，使 GTR 完全过载关断，电路中各点波形变化如图 5-1-1(b) 所示。实验证明，这种方法很适合于 PWM 工作方式。

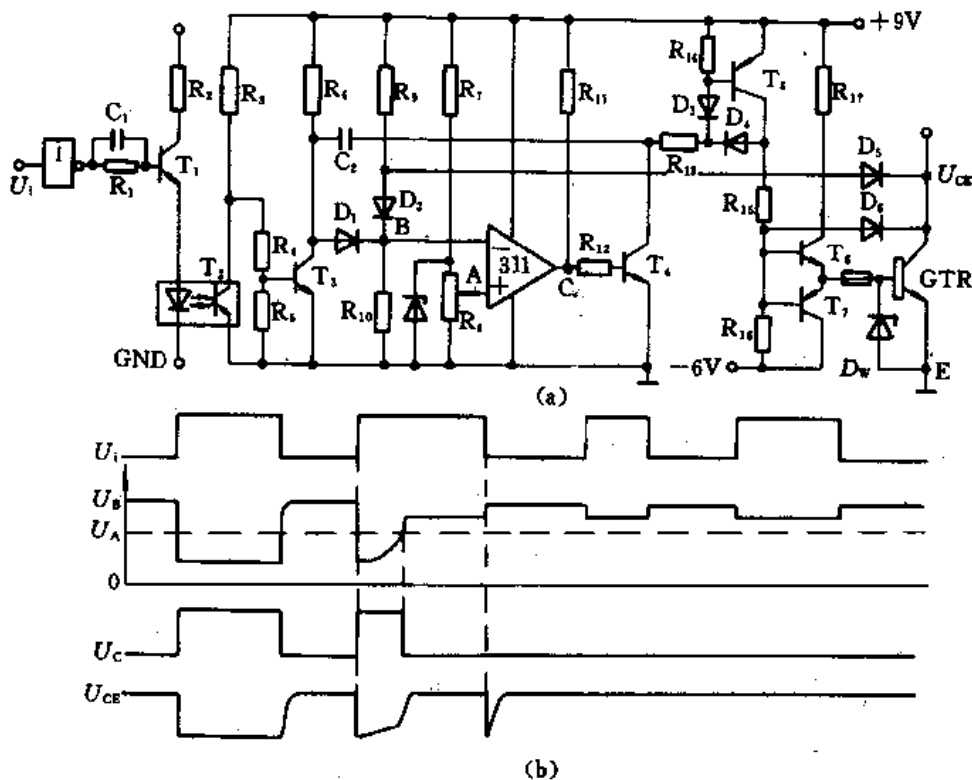


图 5-1-1 GTR 驱动电路

(a) 原理电路 (b) 时序波形

(4) 驱动电路还应当具有自保护功能。在 GTR 逆变器中，GTR 损坏的原因常常是由于集

电极—基极击穿,而 GTR 损坏就会把主电路中的高电压加到驱动电路上,这将导致驱动电路中低压元件的损坏。为了确保在 GTR 损坏的情况下,驱动电路尽快与 GTR 的基极断开,同时驱动电路的输出必须被钳位在安全电压(电源电压)左右。在图 5-1-1(a)的电路中,在 GTR 的基极和发射极之间加入了快速熔断丝与齐纳二极管 D_w ,共同组成驱动电路的自保护电路,一旦发生 GTR 集-基击穿时,它们快速响应的功能,保证完成对驱动电路的保护作用。

5.1.2 逆变器工作参数的检测与保护电路

GTR 虽然具有很好的控制特性和很高的开关频率,但其过载能力较差,易于发生二次击穿。当系统容量较大时,GTR 逆变器的成本占整个系统成本的一半以上,烧毁 GTR 造成的损失很大。这样,GTR 工作参数的检测与保护就显得非常重要,为此除了在 GTR 驱动电路中采用过载直接保护外,还采取了其他硬件和软件措施,对逆变器的 GTR 进行有效的保护。

1. 过流、过压、超温保护

主电路过流、过压、超温故障检测及处理电路如图 5-1-2 所示。图中电压 U_{max} 直接将 U_d 分压而获得,与给定极限电压 U_{IH} 进行比较后,通过光电耦合发出过压信号。

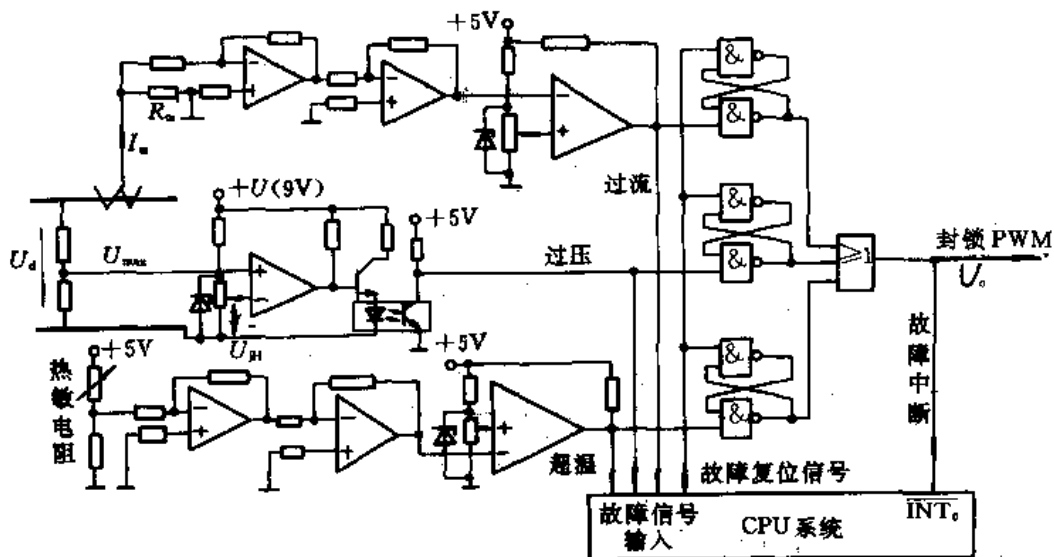


图 5-1-2 过压、过流、超温检测保护电路

当系统发生故障时,往往引起大电流的产生。如逆变器同一桥臂的 GTR 直通、负载短路、系统受到干扰误触发等。如果不立即封锁触发脉冲,断开电源则会烧毁功率元件。采用电流互感器能快速而可靠地进行电流检测。由于它的输出与主电路隔离而与控制电路直接相连,故能达到快速和较高的可靠性。

GTR 过长时间过载,会导致 GTR 过热而损坏,超温检测可通过热敏电阻测量。

图 5-1-2 的电路说明:一旦发生超温、过流或过压故障时,会立即发出相应故障信号,这些信号之一触发 R-S 触发器后,一方面立即封锁 PWM 触发脉冲的输出,另一方面向 CPU 申请中断。CPU 响应中断后,再读入故障信号,若在规定时间内故障信号消失,则恢复工作,否则依次查询判断故障性质、关闭主回路电源、停机等,等待人工处理,并不断查询故障是否消除。若在规定时间内,人工处理未能消除故障,微机将发出自动停机信号,迫使系统停止工作。

在系统中,这类故障中断请求信号应享有最高级优先权,其中断服务程序框图如图 5-1-3 所示。图中表明:

- (1) 选定了最高级优先权 $\overline{INT_0}$ 。(它是 MCS-51 系列单片微机最高级中断源)处理此类故障;

(2)按照易于损坏 GTR 的故障顺序(超温、过流、过压),查询判断故障源;

(3)无论出现哪种故障,在执行本程序前先用硬件封锁 PWM 脉冲输出(用图 5-1-2 中 U_c 信号),再通过执行本程序,关断主回路电源(图 5-1-2 中未画出),这样,软件硬件相互配合,可有效地保护逆变器中的 GTR 器件。

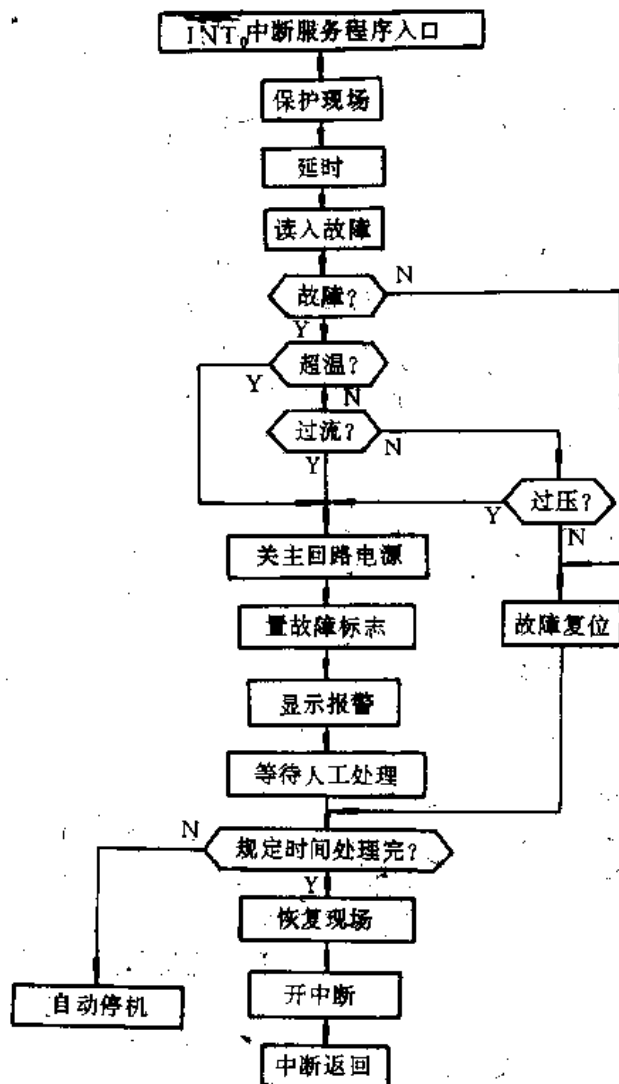


图 5-1-3 故障中断服务程序框图

2. GTR 直通保护

由第二章可知,次最优 PWM 法是一种双极性 PWM 控制方法。如对逆变器中 GTR 的导通和关断采用次最优 PWM 控制,即同一桥臂上下两个 GTR 处在交替互补式导通和关断状态。由于 GTR 的截止时间比导通时间长得多,为防止同一桥臂上一个 GTR 还没有完全关断而另一个 GTR 已经导通,即出现同一桥臂上下的 GTR 直通的现象,此时必须设法使即将进入导通状态的 GTR 延迟导通。为此可采用图 5-1-4 所示的电路。当 U_i 变高,则输出电压延迟 t_d 才变高。而当 U_i 变低时,则 U_o 几乎没有

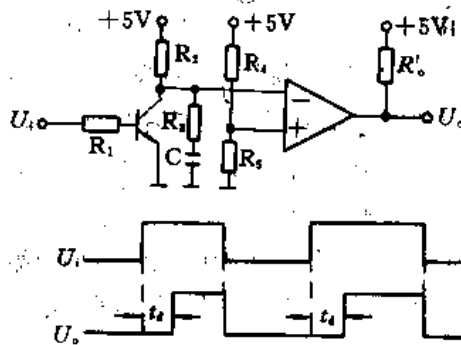


图 5-1-4 延迟电路及 U_i 、 U_o 波形

延迟而立即变低,一般 t_d 取 $10\sim 20\mu\text{s}$ 。根据GTR开关时间可取10左右。

在实际设计中,为防止上下桥臂的GTR直通,确保它可靠关断,建议取其关断时间大于 $15\mu\text{s}$,即送入8253(其时钟频率为 2MHz)的定时时间常数应大于 $2\times 15 = (30)_D = (001E)_H$,可取最小关断时间 $(T_{\text{off}})_{\text{min}} = (0030)_H$ 。

3. 调节电动机速度时,GTR的保护

无论采用手动或软件方法,对电动机进行速度调节时,往往因为调节量选取不当,也会造成逆变器中GTR发生过流或过压现象。例如,当电动机加速时,如果调节电动机速度的频率增量 Δf 增加过多,如图5-1-5(a)所示,则由于电动机转速瞬间不能突变,在从转矩特性1上的工作点A向转矩特性2上的B点过渡瞬间,转差率 S 大大增加, r_2'/S 大大减小,电动机电流将大大增加;减速时,若 Δf 减少过多,如图5-1-5(b),则电动机从A点过渡到B点时,电动机处于发电机运行状态, S 为负,若 $|S|$ 增加过大,同样会造成电流激增,电动机减速释放出的能量由逆变器反馈二极管向整流侧传送,但由于整流器由二极管组成,其单向导电性使能量只能向滤波电容充电而造成过压现象。因此,加减速的 Δf 不宜太大,一般取 0.5Hz 比较适宜。

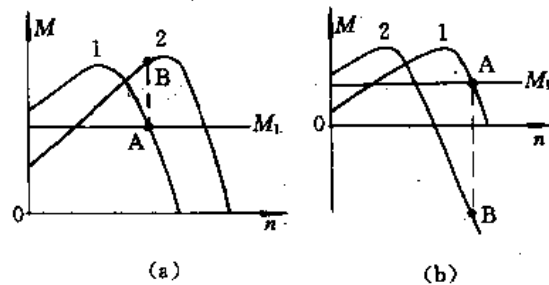


图 5-1-5 电动机转矩特性

5.1.3 由UAA4002组成的驱动、保护电路

由分立元件组成的逆变器的GTR的基极驱动、检测和保护电路,尽管其功能较完善,也能有效地保护GTR正常可靠地工作,但电路结构复杂、体积大,不便于安装调试。为克服分立元件电路的缺点,可采用集成电路组成的驱动器。本节介绍性能较好、功能较完善的集成模块GTR基极驱动器——UAA4002,以及以它为核心组成的GTR基极驱动和保护电路。

1. UAA4002组成的基极驱动电路

目前,已经商品化的GTR基极驱动器的品种很多,由SGS-THOMSON公司研制和生产的UAA4002是一种性能和功能都比较理想的GTR基极驱动和综合保护集成电路。由它组成的晶体管驱动单元,可对功率晶体管实施有效的分散保护。

(1)结构与功能:图5-1-6是内封装有高速逻辑处理器,用以保护GTR的UAA4002的原理结构图。

UAA4002是一种封装在CB-79型基片上的16管脚集成电路,它把接收到的输入逻辑信号进行处理后,直接输出馈送给大功率晶体管作为基极驱动电流,而且这一基极驱动电流可自动调节,以保证大功率晶体管总处在准饱和工作状态。UAA4002输出的最大电流为 0.5A (由第16脚输出)。同时,它又给大功率晶体管提供 -3A 的反向基极电流(由第1脚输出)以保证晶体管的快速关断。UAA4002芯片内的逻辑处理器既能监控导通期间集电极和射极之间的电压和集电极电流,亦能监控集成电路的正负电源电压和芯片的温度。如图5-1-7所示,可按

用户的要求,适当连接 UAA4002 各引脚,并配置合适的参数,由编程确定最小和最大导通时间等。

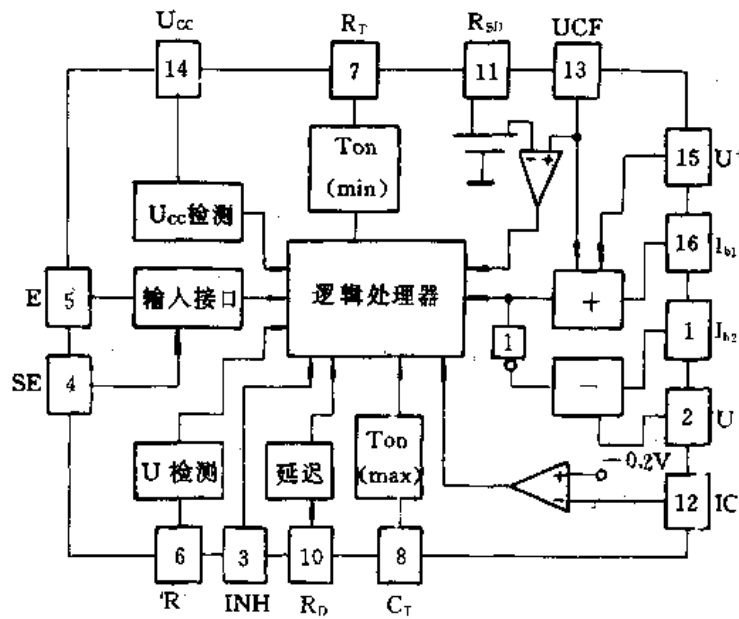


图 5-1-6 UAA4002 原理结构图

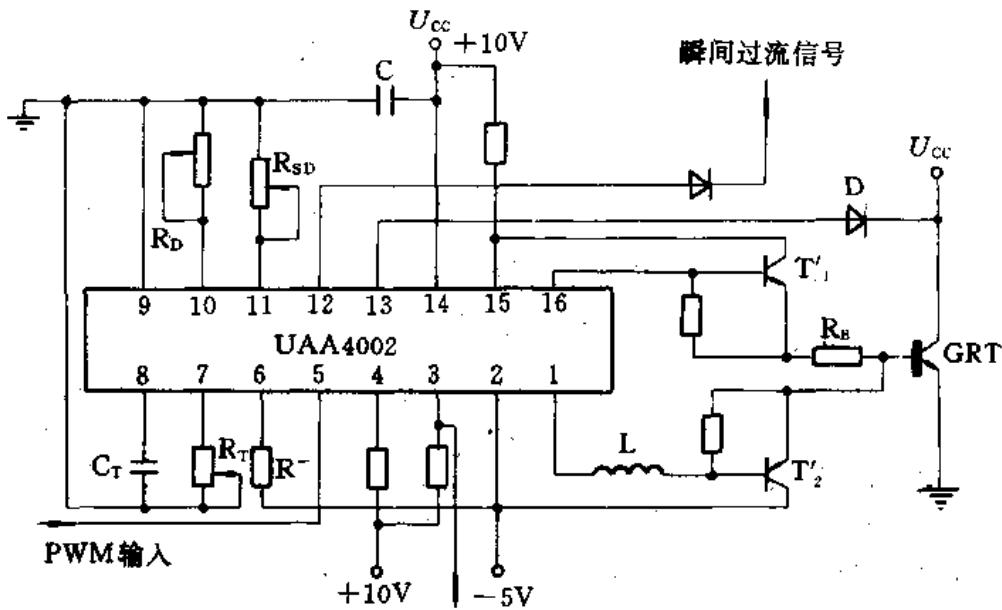


图 5-1-7 UAA4002 各引脚连接图

(2)最小导通时间:在图 5-1-7 中,将 7 脚通过电阻 R_T 接零电位点后, R_T 的阻值便决定了 UAA4002 的最小导通时间 $T_{on(min)}$, $T_{os(min)}$ 值的计算可按下述经验公式来估算:

$$T_{on(min)} \approx 0.66 |R_T| \quad (5-1-1)$$

式中, $T_{on(min)}$ 的单位为 ms; R_T 的单位为 $k\Omega$ 。

为保证晶体管的阻容保护电路在 $T_{on(min)}$ 时间内充分放电,应取

$$T_{on(min)} = 4R_c C_c \quad (5-1-2)$$

在计算 $T_{os(min)}$ 时,式中 R_c 取值单位为 $k\Omega$, C_c 取值单位为 μF ,而 $T_{on(min)}$ 的单位为 μs 。

(3)最大导通时间:若在图 5-1-7 中将 8 脚通过电容 C_T 接地,则可调节 UAA4002 的最大

导通时间 $T_{on(max)}$ 。其基本原理是:UAA4002 每次导通开始时,恒流源对 C_T 充电,待 C_T 充电至 5V 时,即停止导通,因而起到了限制最大导通时间的作用,如图 5-1-8 所示。在图 5-1-7 的电路中,实际的最大导通时间 $T_{on(max)}$ 是由 C_T 和 R_T 决定的,即 $T_{on(max)}$ 可按式求得:

$$T_{on(max)} = 2R_T C_T \quad (5-1-3)$$

在计算 $T_{on(max)}$ 时,式中 R_T 取值单位为 $k\Omega$, C_T 取值单位为 μF ,则 $T_{on(max)}$ 取值单位为 ms。

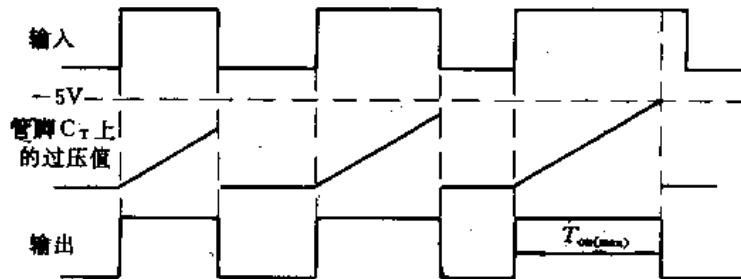


图 5-1-8 $T_{on(max)}$ 原理

(4) 延时功能:由于逆变器采用的是 GTR 晶体管,它在关断时有一定的延迟时间,包括存储时间 t_s 和关断时间 T_{off} ,所以为了防止上、下桥臂同时导通(直通),必须对开通信号作必要的延时,延时时间 t_d 应等于或大于晶体管的总关断时间,即

$$t_d \geq (t_s + T_{off})$$

UAA4002 设计了这方面的功能,在图 5-1-7 中将 10 脚通过电阻 R_D 接零电位点,即可实现此要求。延迟时间 t_d 由下述经验公式来估算:

$$t_d \approx 0.05 |R_D| \quad (5-1-4)$$

式中, t_d 单位取值 ms 时, R_D 单位取值 $k\Omega$ 。

按式(5-1-4)设置参数后,可获得如图 5-1-9 所示的延时效果。

UAA4002 的最大延时时间不会超过 $20\mu s$,在实际使用中,应适当提高 R_D 值或采取其他措施,以提高功率模块的关断时间,保障其安全运行。

(5) 扩展驱动功率:图 5-1-10 是 UAA4002 的输出级与 GTR 的一般连接图。UAA4002 本身的驱动能力只有 $-3 \sim 0.5A$,为了适应大容量逆变器的驱动要求,必须采取措施以提高驱动电路的电流驱动能力。

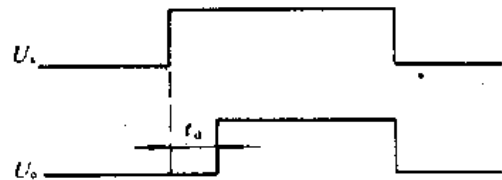


图 5-1-9 延时功能

按图 5-1-7 的连接可以扩展基极电流。它是在 UAA4002 输出级的基础上,外接了两个晶体管 T_1' 和 T_2' 。这样它的正向驱动电流可扩展到 5A,可驱动 200A 的达林顿模块。这里 T_1' 和 T_2' 均采用开关管,其耐压为几十伏。GTR 基极回路的电阻 R_B 和电感 L 是为了消除基极电流调节回路可能产生的振荡和不稳定现象而设置的。

2. UAA4002 的其他保护功能

UAA4002 模块除上面提到的主要功能外,它还具有对功率晶体管所必须的其他保护功能,如功率晶体管的退饱和保护,系统欠压保护,模块过热保护,负载过电流保护以及瞬时过电流保护等。

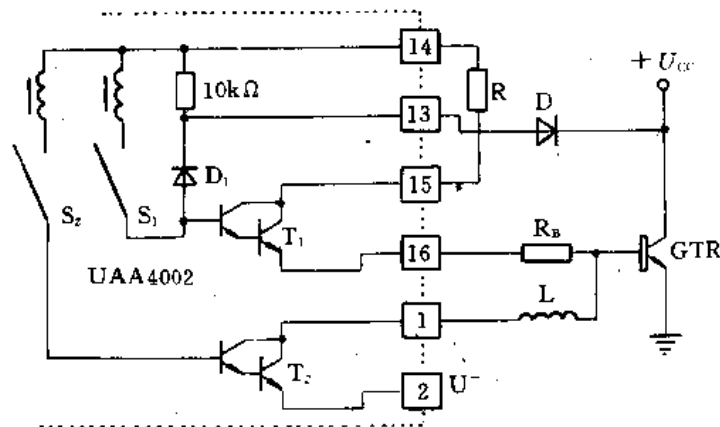


图 5-1-10 UAA4002 的输出级一般连接图

(1) 功率晶体管的退饱和保护:功率晶体管正常情况下工作于开关状态,但由于驱动功率不足或其他原因使其退出饱和区而进入放大区工作时,晶体管损耗功率急剧增加,势必造成晶体管的损坏。UAA4002 具有监视集电极电压的功能,在图 5-1-10 中,UAA4002 的 13 脚经二极管 D 与功率晶体管的集电极相连,13 脚的电压将随功率晶体管的集电极电压变化而变化,在导通期间,当集电极电压高到某一设定值(U_{RSD})时,UAA4002 控制逻辑将关断基极驱动电流的输出,起到保护功率晶体管的作用。需要指出的是, U_{RSD} 的设定值可根据不同的功率模块的退饱和电压值(U_{CEsat})而予以设定。 U_{RSD} 具体设定值可以通过调节图 5-1-7 中的 R_{SD} 和 R_T 电阻的比值来实现,或按下述经验式来进行估算:

$$U_{RSD} \approx 10 |R_{SD}|, \text{ 且 } U_{RSD} > |R_T| \quad (5-1-5)$$

式中, U_{RSD} 单位取值为 V, R_{SD} 、 R_T 单位取值为 $k\Omega$ 。

这样,当 $U_{CEsat} > U_{RSD}$ 时,UAA4002 内部逻辑将切断基极驱动电流的输出,进而保护了功率晶体管。

(2) 系统欠压保护:当来自电网的电压下降过大时,控制电路就不能正常工作。不能产生足够的基极驱动电流,功率晶体管就会进入非饱和工作状态,损耗功率急剧增加,导致器件永久老化,并相继诱发电动机发热、转矩不足等不良情况出现。此时,UAA4002 能通过内部逻辑电路对正负电源电压进行检测,当检测到 +10V 电源下降到 +7V 或负电源上升至设定值 U_{min} 时,它将自动切断基极驱动电流的输出,使功率晶体管处于关断状态,起到及时保护的作用。

在图 5-1-7 中,将 6 脚经电阻 R^- 接 -5V 电源,可实现系统欠压保护作用, R^- 的值可按下述经验公式进行估算:

$$R^- = R_T (1 + |U_{min}|/5) \quad (5-1-6)$$

式中, R^- 、 R_T 单位取值为 $k\Omega$,而 U_{min} 单位取值为 V。

(3) 过热保护:在系统设计时,尽管功率模块已考虑采用风机进行强迫冷却。但若柜内温度过高或风机发生故障将会导致功率模块过热、温升过高。为此可在功率模块上安置热敏电阻,这样随温度升高,热敏电阻阻值减少,通过图 5-1-11 所示的检测电路,可拾取到超过模块温升值的信号,该信号一方面通过驱动继电器的触点,使 UAA4002 的 3 脚电位升高,彻底封锁 UAA4002 的基极驱动电流输出,实现快速实时保护;另一方面,它向 CPU8098 发出中断请求信号,通过软件控制,关断 PWM 波的输出,从而实现了模块超温双重保护的作用,如图 5-1-12 所示。

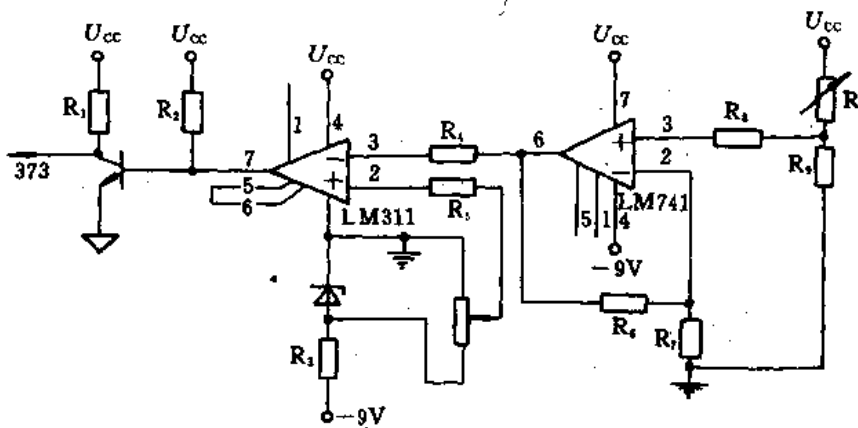


图 5-1-11 超温检测电路

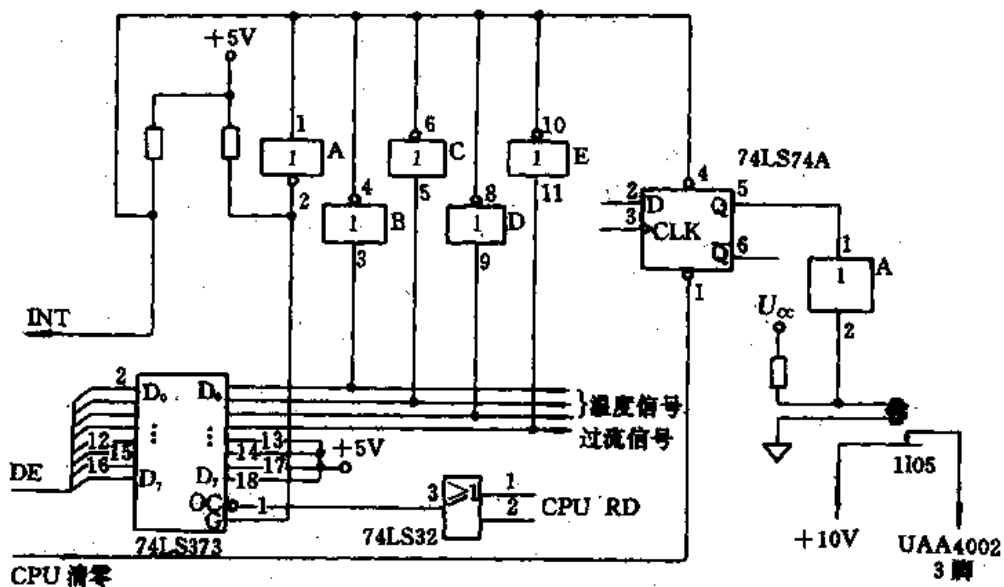


图 5-1-12 超温保护电路

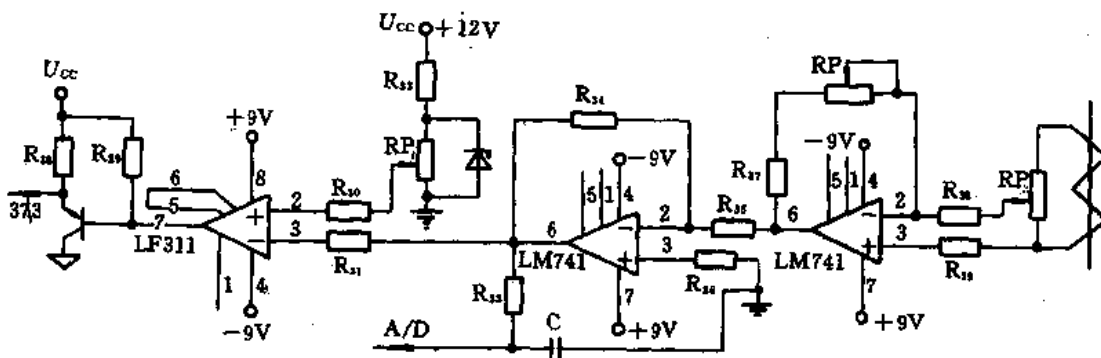


图 5-1-13 负载过流检测电路

(4) 负载过电流保护: 当系统负载电流突然增大时, 接在主电路上的电流互感器拾取到该

过流信号,并经检测电路放大及滤波处理后,输出系统过流的信号,如图 5-1-13 所示。该信号一方面通过继电器触点控制,关断 UAA4002 基极驱动电流的输出,即关断逆变器的输出;另一方面又向 CPU 发出中断请求信号(见图 5-1-12),通过软件控制,关断 PWM 波输出,切断逆变器的供电电源,从而以双重保护方式防止功率模块因过流而损坏。

(5)瞬时过流保护:由于功率晶体管承受过流冲击的能力有限,当电动机运行受阻而使通过逆变器的最大电流超过额定电流的两倍时,必须断开基极信号,该信号经光电耦合器隔离,输送到 UAA4002 的 12 脚,见图 5-1-7。UAA4002 内部的控制逻辑单元将控制 UAA4002 基极驱动电流的输出,使其工作在最小脉宽输出状态,从而起到保护功率晶体管的作用。

最后应指出的是,采用了 UAA4002 集成电路和保护电路后,不仅可为功率模块提供合适的基极驱动电流,实施对电压、电流、温度的保护,同时通过设置外部逻辑电路,还可以显示故障的性质,为判断故障来源提供可靠的依据。

5.1.4 驱动模块 M57215BL

为了向 GTR 的基极提供更大的驱动电流,目前已生产了许多驱动模块。M57215BL 是其中一种。它的正向驱动电流可达 1A,反向关断电流可达 -3A,是专门为了驱动 50A 以下的 GTR 而设计的一种驱动模块。

图 5-1-14 是 M57215BL 驱动模块的内部结构示意图。它由电感 L、光电耦合器 T、运算放大器 A 及晶体管 T_1 、 T_2 等组成。

图 5-1-15 所示的电路是以 M57215BL 作 GTR 的驱动器时,各引脚与外部元器件连接的原理图。

由图 5-1-14 和图 5-1-15 可知,M57215BL 模块的基本工作原理是:在控制信号 u_r 的作用下,经 L 及 T 滤除干扰信号后,在运算放大器 A 的输出端得到经放大的有效信号,同时控制着 T_1 和 T_2 的导通或关断。当 T_1 导通、 T_2 关断时,模块向 GTR 的基极注入正向驱动电流,GTR 导通。当 T_1 关断、 T_2 导通时,GTR 基极经 R_1 、 T_2 而处在负偏压的作用下,从而保证了 GTR 工作在可靠截止的状态下。

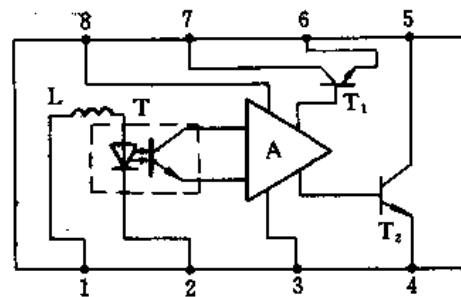


图 5-1-14 M57215BL 内部结构

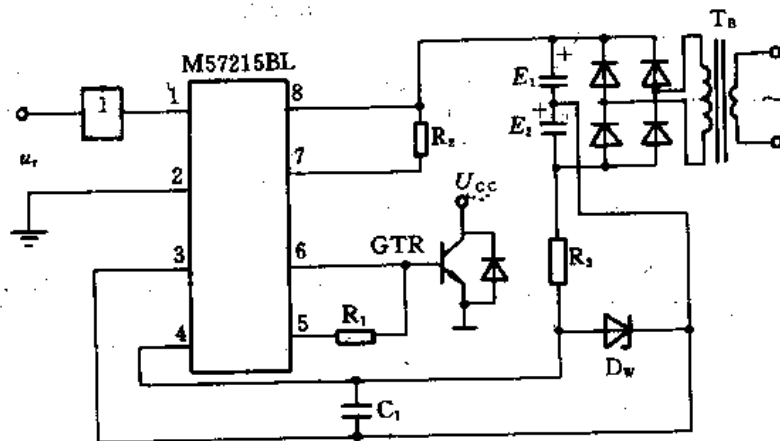


图 5-1-15 M57215BL 驱动电路原理图

图 5-1-15 所示电路中各元器件参数的选择直接与所驱动的 GTR 的容量有关。选定 GTR

后,可根据GTR的额定电压、电流及功率耗损进行简单估算,然后再经实验调试来确定。值得指出的是,电路中 C_1 对GTR的反向关断有较大的影响,若 C_1 过小,因其存储电能不够,在驱动信号 u_1 由高变低时,使输出的负向尖顶脉冲偏低而造成输出负偏压下降较大。这样,当负载较大且GTR处在深度饱和时,GTR不能可靠截止,而出现同一桥臂上、下两管同时导通的严重后果。提高 C_1 值虽可改善输出负偏压的波形,防止了桥臂上、下两管直通的现象,但它的取值不宜过大。因为这对稳定输出负偏压的作用并不明显。实验证明,在驱动50A以下的GTR时, C_1 取值 $47\mu\text{F}$ 为适宜。

实验结果表明,驱动模块M57215BL的特点是:抗干扰能力强,驱动电流较大,工作可靠,外接电路简单又易于调试,因而值得推广应用。

5.2 IGBT 驱动、检测与保护电路

绝缘栅双极型晶体管(Isolated Gate Bipolar Transistor,简称IGBT)是80年代出现的新型复合器件。它是以GTR为主导元件、以MOSFET为控制元件混合集成后组成的达林顿电路结构器件。它将GTR和MOSFET的优点集于一体。也就是说,这种器件既具有GTR双极型器件电流密度高、导通电压低、耐高压等优点,又具有MOSFET单极型器件输入阻抗高、响应速度快、热稳定性好和驱动电路简单(属电压驱动型)等优点。

5.2.1 IGBT 的特点

1. 结构和特性

图5-2-1(a)是IGBT的结构剖面图,IGBT是在功率MOSFET的基础上增加了一个 P^+ 层发射极,形成PN结 J_1 ,并由此引出漏极。栅极和源极则完全与MOSFET相似。其简化等效电路和图形符号如图5-2-1(b)、(c)所示。

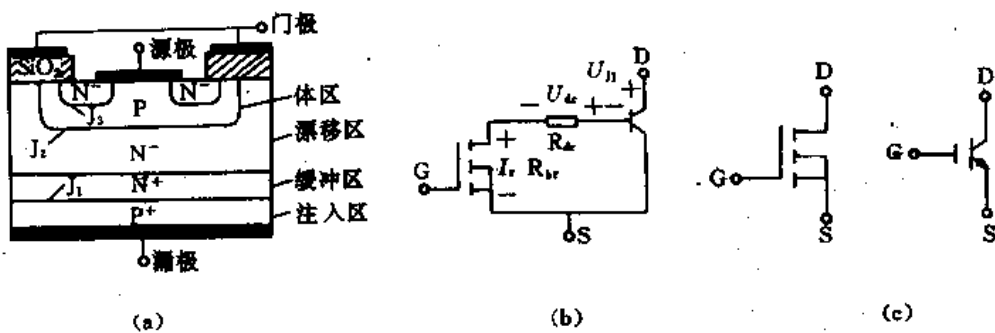


图 5-2-1 新型功率器件 IGBT

(a)结构剖面图 (b)简化等效电路 (c)图形符号

2. 擎住效应

IGBT为四层结构,体内存在一个由PNP型管和NPN型管组成的寄生晶闸管,如图5-2-2所示。在NPN晶体管的基极与发射极之间并联了一个体区扩展电阻 R_{ce} ,当P型体区的横向空穴电流经此电阻所产生的压降,对NPN管的发射结(J_2)来说,相当于一个正偏置电压。在规定的范围内,这个正偏置电压不大,对NPN管不起作用。

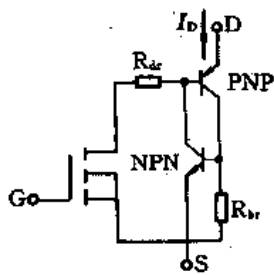


图 5-2-2 具有寄生晶闸管的 IGBT 等效电路

当 I_D 增大到一定程度时,该正向偏置电压足以使 NPN 晶体管开通,进而使 NPN 和 PNP 晶体管处于饱和状态,则寄生晶闸管开通,栅极失去控制作用,这就是 IGBT 的擎住效应。IGBT 产生擎住效应后,漏极电流增大,造成过高损耗,导致器件损坏。

在 IGBT 关断的过程中,若 dU_{DS}/dt 越高,则在 J_2 结中引起的位移电流 $C_{j2} \cdot dU_{DS}/dt$ 会越大。该电流流过体区扩展电阻 R_{be} 时,也可产生足以使 NPN 晶体管开通的正向偏置电压,满足寄生晶闸管开通擎住的条件,形成动态擎住效应。

3. 安全工作区

IGBT 开通时的正向偏置安全工作区 FBSOA (Forward Bias Safe Operation Area) 由电流、电压和功耗三条边界极限线包围而成。最大漏极电流 I_{Dm} 是根据避免动态擎住效应而确定的;最大漏源电压 U_{DSm} 是由 IGBT 中 PNP 管的击穿电压所确定;最大功耗则是由最高允许结温所决定。导通时间越长,发热越严重,因而安全工作区越窄,如图 5-2-3(a) 所示。图中的每条线均是 IGBT 的功率耗散极限线,它与耗损功率 P 及作用时间 t 有关。例如 $t=15\mu s$ 的线,在耗损功率 P 条件下,线内(左下方)是安全工作区,线外(右上方)只能维持 $15\mu s$,否则 IGBT 管将损坏。

IGBT 的反向偏置安全工作区 RBSOA (Reverse Bias Safe Operation Area) 如图 5-2-3(b) 所示,它随 IGBT 关断时 dU_{DS}/dt 的大小而改变, dU_{DS}/dt 越高,RBSOA 越窄。

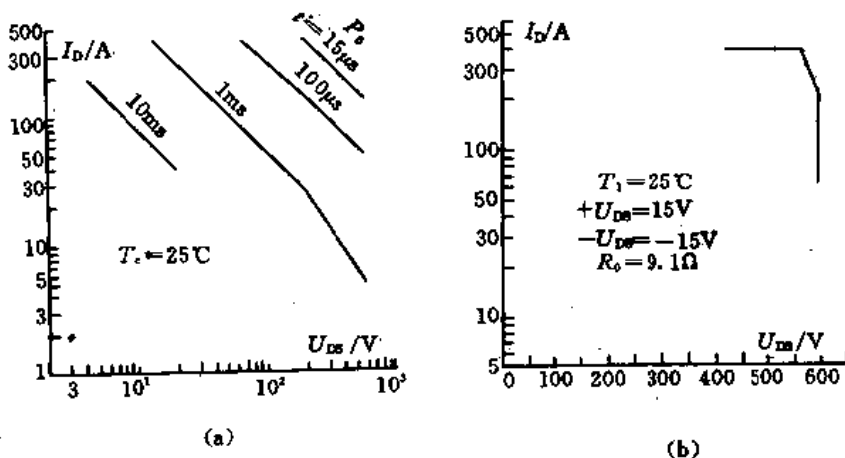


图 5-2-3 IGBT(2MBI200-060)安全工作区

(a)FBSOA (b)RBSOA

5.2.2 EXB841 驱动模块及其保护电路

栅极驱动条件与 IGBT 的特性密切相关。设计栅极驱动电路时,必须考虑开通特性、负载短路能力和 dU_{DS}/dt 引起的误触发等问题。

IGBT 的栅极驱动方法很多,由于它是以 MOSFET 为输入级,所以 MOSFET 的驱动电路同样适用于 IGBT。为了使 IGBT 稳定工作,一般要求采用双电源供电方式。

本节以日本富士公司推出的混合式集成化 IGBT 专用驱动器 EXB841 驱动模块为例,说

明其电路结构,如图 5-2-4 所示,EXB841 是 EXB 系列驱动器中高速、大容量器件之一,它集隔离、驱动和保护于一身,性能优越,充分体现了“最优驱动和分散保护”两原则。

EXB841 由以下几部分组成:

1. 信号隔离电路

光电耦合器的开通和关断延时时间仅 $1\mu\text{s}$ 左右,响应速度快,隔离效果好。

2. 过流检测电路

一旦主电路发生短路故障,IGBT 便由饱和进入放大区,漏源电压很高,器件功耗很大。由于 IGBT 仅具有抵抗 $10\mu\text{s}$ 瞬间短路过流的能力,所以必须配有快速动作的保护电路,以防止因瞬间过流而损坏。EXB841 内装的过流保护电路是按照驱动信号与漏极电压之间的关系来检测过流的。过流检测的原理如图 5-2-5 所示。当有开通信号时,若 U_{DS} 为高,则表示存在过流。表 5-2-1 为驱动信号与漏极电压之间的关系。

表 5-2-1 驱动电压与漏极电压的关系

驱动信号	U_{DS} 低	U_{DS} 高
开通	正常	过流
关闭	—	正常

检测到 IGBT 过流时,EXB841 一方面通过低速过流切断电路来切断栅极驱动信号,另一方面由第 5 脚输出过流信号,促使系统监控电路对故障进行处理。

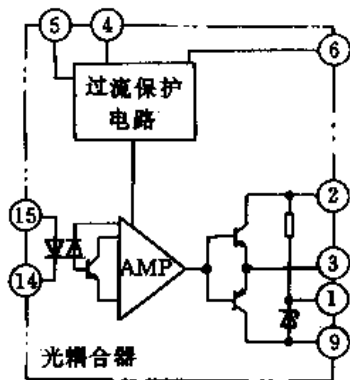


图 5-2-4 EXB841 电路结构框图

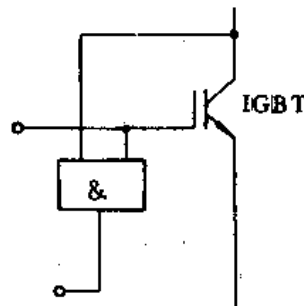


图 5-2-5 过流检测原理

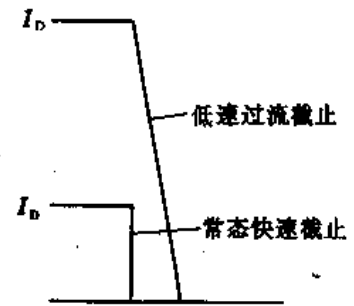


图 5-2-6 低速过流切断过程

3. 低速过流切断电路

在过流时,切断 IGBT 漏极电流的速度不能和正常工作中切断漏极电流的速度一样快,因为过流幅度大,快速切断时产生的漏极电压脉冲足以损坏 IGBT,所以发生过流时,应采用低速切断电路,以免损坏 IGBT,低速过流切断过程如图 5-2-6 所示。

4. 栅极关断电源

IGBT 需要两个供电电压,一个是 +15V 开栅电压,以获得一个低通态电压,另一个是 -5V 关栅电压,以防止关断状态时误动作。EXB841 内装的栅极关断电源可从 20V 供电电源获得开栅和关栅电压供 IGBT 使用,从而简化了外部电路。

由 EXB841 组成的 IGBT 栅极驱动电路如图 5-2-7 所示。应特别注意,栅极驱动回路接线的长度不宜太长,一般常用小于 1m 的双绞线或高频屏蔽线。

为了提高抗干扰能力,避免干扰信号导致逆变器上、下桥臂直通,驱动器中采用了互锁电路,如图 5-2-8 所示。当 PWM₂ 信号为高电平时,T₂ 导通,逆变器下桥臂 IGBT 导通,同时,T₂ 的导通把 U₁ 的输入端(15 脚)钳位在低电平(约 0.2V),从而确保上桥臂 IGBT 可靠关断。反之,PWM₁ 信号有效时,U₁ 输入被钳定在低电平。图 5-2-9 为驱动电路的实验波形。

5.2.3 IGBT 实用缓冲保护电路

IGBT 的保护是保证系统可靠工作的重要措施。保护措施包括过流保护、过压保护、过热保护以及抑制 dU_{DS}/dt 的变化率等。在某 UPS 系统中,曾对 IGBT 采用了两级保护,即分散保护和集中保护。其中 IGBT 的快速过流、过压、过热保护和 dU_{DS}/dt 的抑制等采取分散保护方式,由 EXB841 和吸收电路来实施。而集中保护则由以 8098 单片机为核心组成的监控系统,对逆变器过载、过热等故障实施自动处理。关于分散保护中的过流保护方法,在 5.2.2 节中分析 IGBT 的保护电路时已作过介绍,本节仅对缓冲吸收电路进行讨论。

图 5-2-10 为 IGBT 逆变器的主电路图。其中缓冲吸收电路包括开通缓冲电路和关断吸收电路。

1. 开通缓冲电路

为了保证器件的可靠工作,必须将 IGBT 结温限制在 150°C 以下。设计合理的散热器可在一定程度上降低结温。但 IGBT 的开关损耗是直接影响结温的主要因素,因此有效地减少开关损耗才能有效地限制结温的升高。在图 5-2-10 中设置的 C_s 、 D_s 、 R_s 和布线电感 L_s 共同组成的“开通缓冲电路”,可以有效地减少器件的开通损耗。

图 5-2-10 中的电感 L_s 有两个作用,一方面它能限制器件正常开通时的电流的上升率,另一方面它亦能限制短路电流的上升率。

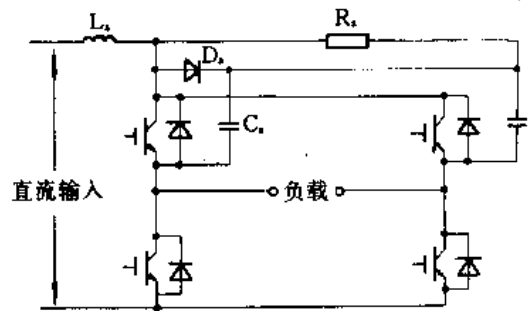


图 5-2-10 逆变器主电路图

对于桥式逆变电路,在续流二极管的反向恢复时间内,桥臂中可能出现瞬间的直通现象,此时若无电感限流,此直通电流可能持续增大,这不仅增加了器件的开关损耗,严重时还会使器件损坏。另外,在电路故障引起同一桥臂上、下两管同时导通时,电流的上升是很快的,若不加以限制,则未等到保护电路动作,此电流值就有可能超过器件的极限参数而造成器件的损坏。因此电感 L_s 应根据下式来进行设计:

$$L_s = U_d / (dI/dt) \quad (5-2-1)$$

若 IGBT 的电流额定值为 200A,极限值为 400A(1ms)。保护电路的设定值为 200A,动作时间为 10ms,则 L_s 应取 $11.7\mu\text{H}$ ($U_d = 234\text{V}$),实测布线电感 L_s 为 $10\mu\text{H}$,与设计值接近。

2. 关断吸收电路

由 5.2.1 节的分析可知,IGBT 在关断时会产生一个很大的 dU_{DS}/dt 值,如果 dU_{DS}/dt 超过某一极限值,将产生擎住效应,导致 IGBT 失控,为了限制 dU_{DS}/dt 值,设计了图 5-2-10 中的 D_s 、 C_s 、 R_s 组成的关断吸收电路。 C_s 的取值与 IGBT 的关断过程有关,其计算公式为

$$C_s = I_{t_{off}} / U_d \quad (5-2-2)$$

式中, I 为 IGBT 的安全工作电流值,单位为 A; t_{off} 为关断时间,单位为 μs 。

关断吸收电路中电阻 R_s 的取值则要从两个方面来考虑。其一,保证器件在开通期间,电容 C_s 上积累的电荷释放掉 90%,以便关断时充电,即 R_s 、 C_s 的取值及开关频率 f 之间的关系为

$$R_s \leq \frac{1}{4C_s f} \quad (5-2-3)$$

其二是在满足第一个条件的前提下, R_s 尽可能取大一些, 以便抑制 L_s - C_s 回路上可能产生的振荡。 R_s 可按下式选取:

$$R_s \geq 2 \sqrt{L_s/C_s} \quad (5-2-4)$$

R_s 的功率损耗按下式计算:

$$P_{R_s} = 0.5 U_d^2 C_s f \quad (5-2-5)$$

根据实验结果, C_s 选用 $1\mu\text{F}/400\text{V}$, R_s 选用 $2\Omega/50\text{W}$ 。

3. 实用缓冲电路

本节介绍用特种半导体器件——压敏电阻构成的逆变桥中功率器件的实用缓冲电路。

(1) 压敏电阻的性质: 压敏电阻是一种对电压变化比较敏感的非线性电阻, 即伏安特性是非线性的。图 5-2-11 是压敏电阻的伏安特性曲线。特性曲线表明, 在某一临界电压以下, 它呈现的电阻值非常高, 可以认为没有电流通过, 但超过某一临界电压(称为压敏电压)后, 它呈现的阻值将急剧减小, 并有电流通过, 且随着电压的增加, 流经压敏电阻的电流将急剧增加。

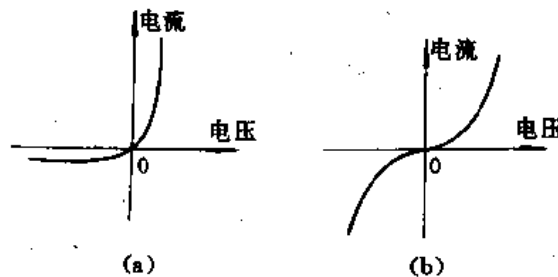


图 5-2-11 压敏电阻的伏安特性
(a)非对称型 (b)对称性

压敏电阻的伏安特性可近似用下列公式表示:

$$I = KU^\alpha \quad (5-2-6)$$

式中, K 为常数, α 为非线性系数, 其值大于 1, α 越大, 压敏电阻的特性越好。

对式(5-2-6)两边取对数, 即得到

$$\lg I = \lg K + \alpha \lg U \quad (5-2-7)$$

由式(5-2-7)可得

$$\alpha = d \lg I / d \lg U \quad (5-2-8)$$

由式(5-2-6)可得

$$U = (1/K)^{1/\alpha} I^{1/\alpha} \quad (5-2-9)$$

则压敏电阻消耗的功率为

$$\begin{aligned} p &= IU = KU^\alpha \cdot U = KU^{\alpha+1} \\ &= I(1/K)^{1/\alpha} I^{1/\alpha} = (1/K)^{1/\alpha} I^{(\alpha+1)/\alpha} \end{aligned} \quad (5-2-10)$$

由式(5-2-10)可见, 压敏电阻所消耗的功率受电压 U 的影响很大, 而受电流的影响则不显著, 这种特性对应用非常重要。

压敏电阻的伏安特性有对称型和非对称型两种, 图 5-2-11(a)所示为非对称型的伏安特性, 而图 5-2-11(b)所示为对称型的伏安特性。前者只能用于直流的场合, 而后者可在交、直流两种场合下使用。当然, 也可将两只非对称型压敏电阻反向并联而用于交流的场合。

(2) 逆变桥的实用缓冲电路: 图 5-2-12 所示的缓冲电路是利用压敏电阻构成的。该电路既简单、经济, 效果又十分理想。图中 T_1 、 T_2 共用一个串联缓冲电路, 它是由电感 L_1 和快速恢复

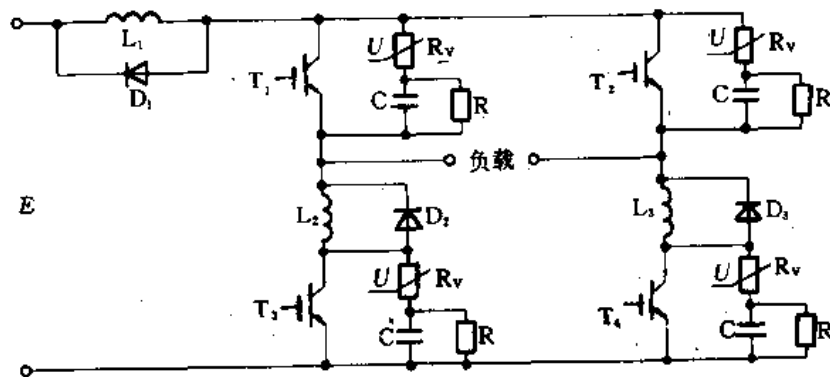


图 5-2-12 实用缓冲电路

二极管 D_1 组成的。 T_3 的串联缓冲电路由电感 L_2 和快速恢复二极管 D_2 组成。 T_4 的串联缓冲电路由电感 L_3 和快速恢复二极管 D_3 组成，它们的工作原理与上面介绍的串联缓冲电路相似。

当 T_1 关断时，IGBT 漏源两端电压变化率 dU_{DS}/dt 不会太高，因为当电压大于压敏电压时，压敏电阻的阻值很小，电源经过电阻 R_v 给电容充电，从而限制了 dU_{DS}/dt 的增大，使 IGBT 不会发生擎住效应，进而保护了 IGBT。当 T_1 开通时，电容 C 通过 RC 回路向电阻 R 释放能量，为下次的并联缓冲作准备。

其他三个管子的缓冲电路的工作过程与 T_1 相似。

5.3 可关断功率晶体管延时互锁电路

由于大功率 GTR 的关断时间远大于导通时间，为了防止出现上、下桥臂直通的现象，必须使导通驱动信号延迟一段时间 t_d 。 t_d 的选择必须大于 GTR 的关断时间 t_{off} ， t_{off} 是存储时间 T_s 和下降时间 T_f 之和，其数值一般是 $10 \sim 20 \mu s$ 。若系统的导通延时时间 $t_d = 15 \mu s$ ，可采用硬件延时方式实现，如图 5-3-1 所示。其中 7407 为 OC 门同相驱动器。输出具有“线与”功能。即当 7407 输出为高电平时，此输出电平可随负载的变化而变化。 R_1, R_2, C 构成 RC 延时网络。LM339 为电压比较器。驱动信号经延时、比较后使上升沿延迟了 t_d ，如图 5-3-2 所示。

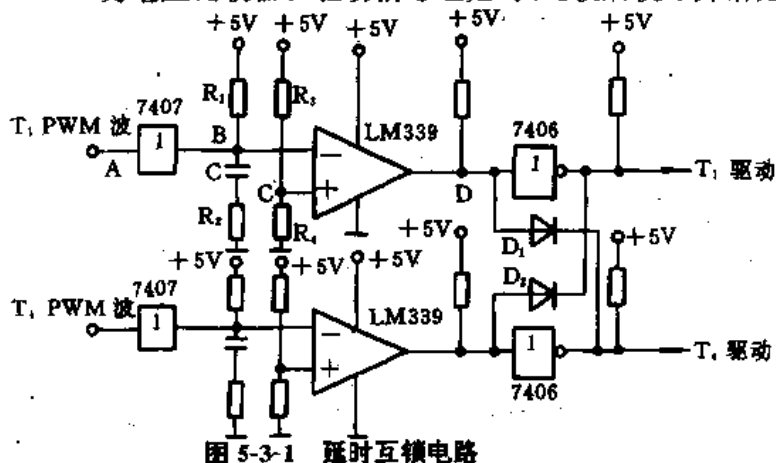


图 5-3-1 延时互锁电路

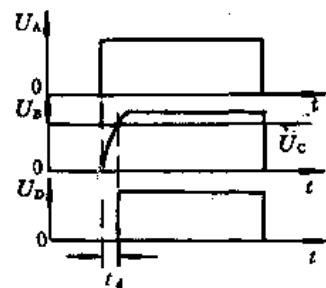


图 5-3-2 延时电路波形

7406 为 OC 门反相驱动器，利用其“线与”功能，设置两个二极管 D_1, D_2 实现上、下桥臂的互锁。当前级逻辑出错，上、下两个比较器同时输出“0”时， D_1, D_2 同时导通，从而将两个 7406 输出端均钳制在低电平，起着封锁后续电路、同时关断同一桥臂上、下两个 GTR (T_1 与 T_2) 的

作用。

5.4 PWM 开关延时校正电路

如前所述,为避免逆变器同一桥臂上、下两个 GTR 直通,若 GTR 延时导通时间选定为 $10 \sim 20\mu\text{s}$,这样设计的死区时间远大于实际晶体管所需的安全量。因此在这个死区期间存在着上、下两个 GTR 同时关断而桥臂上两个二极管之一将开通的现象,这时逆变器输出电压将取决于负载相电流的方向,如图 5-4-1 所示。由死区 t_d 所引起的偏差脉冲幅度为直流电源电压 $2E$,宽度约为 t_d 。若 i 为正,在 U_a 的上升瞬间出现偏差脉冲,若 i 为负,在 U_a 的下降瞬间出现偏差脉冲。这些偏差脉冲引起逆变器输出基波电压下降和谐波电压增加,特别是在高或低的载波频率的情况下,若基波电压较小,波形失真更严重,由于这种原因所引起的相移及偏差积累,更难改进逆变器的输出波形。这种现象在感应电动机变速驱动过程中,还会因频率比变化而引起瞬态转矩波动。因此校正这些偏差对改进逆变器输出 PWM 波形的质量和稳定逆变器-感应电动机系统都有好处。

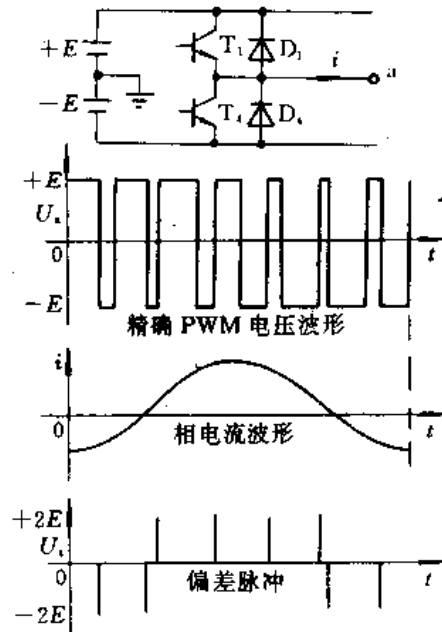


图 5-4-1 偏差的产生

图 5-4-2 所示的是一种简单而有效的延时校正电路。电路采用快速光电耦合器以产生 TTL 电平信号 U_a ,并用它来检测逆变器输出的极性。图中 y_a 为精确的 PWM 信号, y_a' 为延时校正后的 GTR 触发信号。该电路的校正原理是:在前一个载波周期检测延时时间而在下一个周期加以校正,如图 5-4-3 所示的波形,由该图可见, U_a 波形①处的延时 d_1 由 y_a' 波形①处的 d_1 加以校正。 U_a 波形②处的延时 d_2 由 y_a' 波形②处的 d_2 加以校正。从而一次一次地消除偏差 d_1, d_2, \dots ,因此不会产生偏差积累。

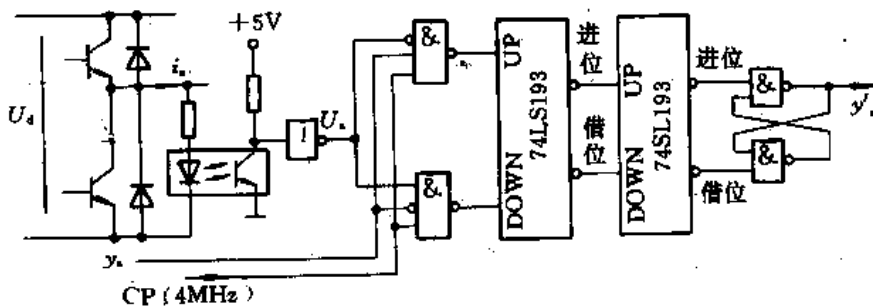


图 5-4-2 延时校正电路

由于使用了 4MHz 计数时钟 CP 和 8 位加减计数器,所以此电路最多可校正 $64\mu\text{s}$ 的延时,对于因各种因素引起的延时所需的校正时间,这个数值已经足够了。同理可分析 B 相和 C 相的校正电路。

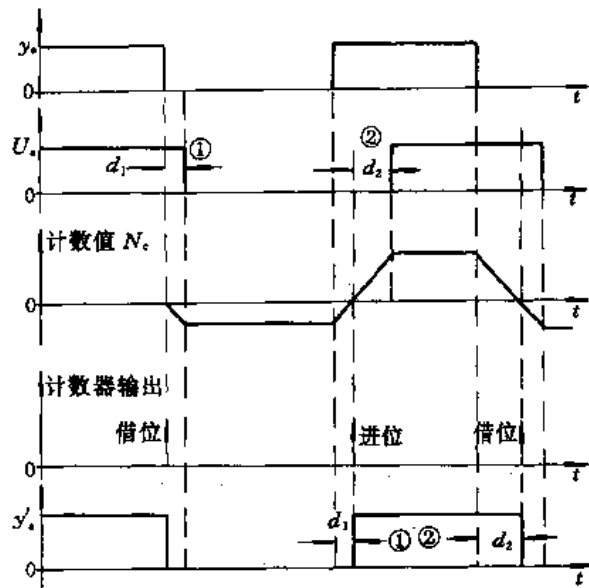


图 5-4-3 校正电路时序

5.5 频率/转速检测与显示电路

逆变器的任务是将直流电能转变为所需频率的交流电能。在无瞬间停电的不停电电源系统中,要求其频率 $f_H = 50\text{Hz}$ 固定不变,并允许频率波动 $\Delta f = \pm 1\% f_H$ 。而在交流调速传动系统中,则希望系统调速比 $K_s \geq 20$,且在规定 K_s 值范围内速度可平滑地调节。这样,研究精确地检测、显示逆变器输出交流电能的频率,就显得十分必要。

图 5-5-1 是某系统用以检测逆变器输出频率(调速系统的电动机转速)及电压、电流、温升等参量的原理电路。

下面介绍用于交流调速传动系统的逆变器输出频率/转速的检测与显示。

在图 5-5-1 中,考虑到系统对频率/转速测量精度的要求,频率/转速的采样传感器选用了精度较高的“光电编码器”,并用机械离合器将它直接与调速电动机的轴相连接。这样,光电编码器便将电动机的转速直接转换成一个与转速成比例的脉冲序列。再用 16 位计数器 8253 按 M/T 法对采样周期内的转速脉冲进行计数。然后通过微机软件计算处理后,计算出当前的转速值及与其对应的频率值,并能显示出来,供操作人员参考。

1. M/T 测量法

M/T 法是由周期测量法(T 法)和间隔测量法(M 法)共同组合而形成的一种测量方法,其检测时间由两部分组成,即 $T = T_0 + \Delta T$,其中 T_0 是固定不变的时间,自 T_0 结束后到测速机发出第一个脉冲为止的时间恰好为 ΔT 。其工作原理如图 5-5-2 所示。设 T_0 内计数脉冲数为 K_1 ,在 T_0 结束时,启动计数器的另一通道,对高频脉冲 f_0 进行计数直至编码器再送来一个脉冲为

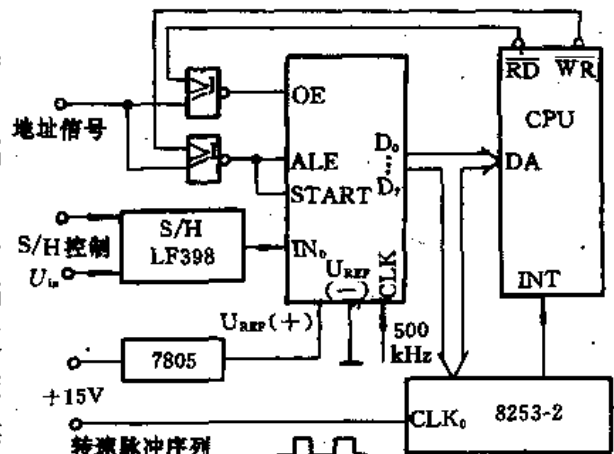


图 5-5-1 转速检测

止,此段时间为 ΔT 。设 ΔT 内得到的高频计数脉冲数为 K_2 ,这样,按式(5-5-1)便可求得转速 n 的数值。

$$n = \frac{60K_1}{m(T_0 + \Delta T)} = \frac{60f_B}{m} \frac{K_1}{(K_2 + T_0 f_B)} \quad (5-5-1)$$

其中, m 为码盘槽孔数。

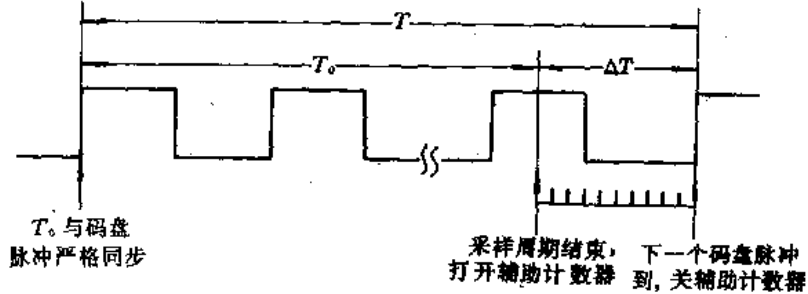


图 5-5-2 M/T 测量法原理

本系统选择 $f_B = 1.0\text{MHz}$, $T_0 = 5\text{ms}$, 可测定的转速精度达 $1/5000 = \frac{1}{5000} \times 100\% = 0.02\%$ 。

在实际测量中,当电动机高速运行时, $T_0 \gg \Delta T$, 检测时间 T 近似等于 T_0 , 这时的测速方法与间隔测量法相同。当电动机在低速运行时, 测速机每一个脉冲间隔大于 T_0 , 这时测速方法与周期测量法相同。由此可见, 高速时其各项指标和间隔测量法相同, 低速时其各项指标和周期测量法相同。间隔测量法在高速时显示出很高的分辨率和精度, 周期测量法在低速时显示出很高的分辨率和精度。因此, M/T 法是一个在很宽范围内都能达到优良指标的一种测速方法。

2. 硬件组成电路及原理

图 5-5-3 是由 8253 计数/定时器组成的实现 M/T 测速法的硬件电路图, 图中 8253-2 的 1 和 2 通道均工作于方式 0。其特点是: 当 CPU 把控制字写入 8253-2 的寄存器后, 计数器的输出 OUT 变成低电平, 计数到零时, OUT 变成高电平向 CPU 申请中断, 计数是否进行下去受控于 GATE 信号, $GATE=0$ 时, 计数暂停; $GATE=1$ 时, 计数继续。初始化时, CPU 使触发器清零, 封锁计数通道 1, 2, 通道 2 时间常数 T_2 设定为 5ms , CPU 定时采样周期为 20ms 。采样

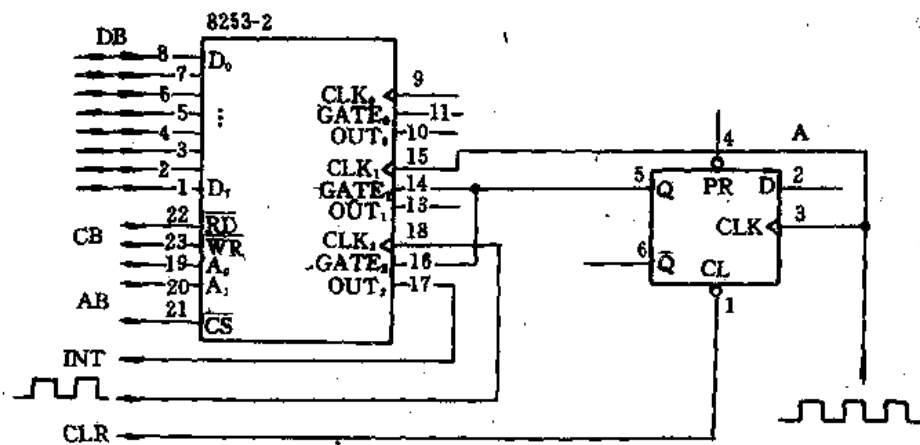


图 5-5-3 M/T 测速法的硬件电路

周期到时,CPU 使触发器 D 端置位,测速脉冲第一个上升沿使触发器翻转,打开计数通道 1、2,计数通道 2 计满 5ms 时,8253-2 的输出 OUT₂ 由低电平变为高电平,系统进入中断服务程序,CPU 使触发器 D 端复位,下一个码盘脉冲上升沿封锁计数通道 1、2,CPU 读通道 1、2 的计数值,求补后即为 K_1 和 ΔT ,代入式(5-5-1)即可得到转速 n ,由于采用 16 位计数和双字节 16 位运算,计数分辨率按整数记为 1r/min。

电动机转速 n 测定后,通过编程,便可求出频率值:

$$f = pn/60 \quad (5-5-2)$$

3. 显示电路

显示电路如图 5-5-4 所示。显示电路由 7407、CD4511 及显示器 LED₁~LED₆ 等组成。其中 LED₃~LED₆ 用于显示频率/转速值。而 LED₁~LED₂ 则用来区分 LED₃~LED₆ 所显示的值是频率还是转速。当 LED₁~LED₂ 显示 F(Frequency) 时,LED₃~LED₆ 显示的是频率值,当 LED₁~LED₂ 显示 R(Rotating) 时,LED₃~LED₆ 显示的是转速值。

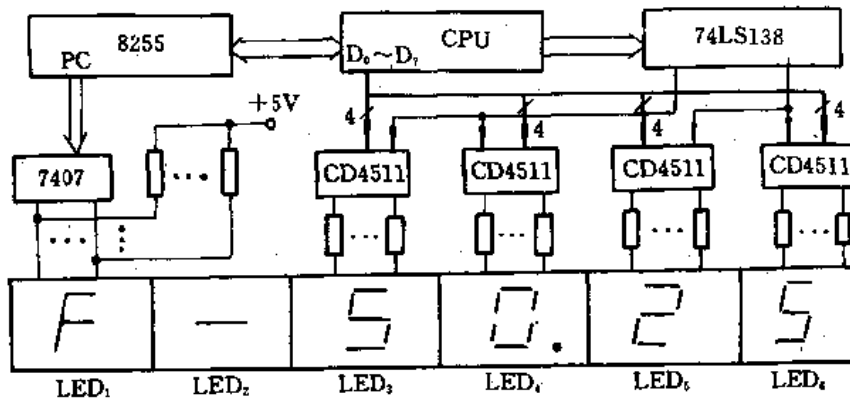


图 5-5-4 显示电路

在图 5-5-4 中,由软件计算得到的频率/转速值,由 CPU 控制 74LS138 和带锁存器的 BCD 译码驱动集成芯片 CD4511,直接由 LED₃~LED₆ 显示出来。而字符 F 或 R 则由 CPU 控制 8255C 口,其输出经 7407 驱动器,由 LED₁~LED₂ 来显示。

第六章 微机脉宽调制技术控制的电动机调速系统

在工业生产各个领域,如纺织、冶金、机械、建材、化工等部门,交流传动系统已成为这些部门驱动生产机械的重要设备。近年来,采用脉宽调制技术控制的逆变系统,在改善、提高这类传动系统的品质与性能、实施无级平滑地调节其速度,以满足生产工艺的要求,并节约能量,继而提高产品质量等方面,都取得了良好效果。

本章将在前面所介绍的脉宽调制技术原理、方法的基础上,介绍应用脉宽调制技术对异步电动机进行变频调速的实例,并阐述共设计方法和研究、实验情况。

6.1 小功率异步电动机变频调速系统

采用脉宽调制技术对异步电动机进行变频调速的方法,其实现方案很多。但对功率在 1.5kW 左右的电动机调速系统中,应着重其性能价格比,即着重于系统结构简单、操作方便、运行可靠等。从这点出发,本节介绍以结构简单、功能较强、价格便宜,已成为商品在市场有售的、以 TP-801B 单板机为基础、运用正弦波与三角波合成产生 PWM 波,对 GTR 逆变器进行调制后,实现对小功率电动机进行变频调速的方案。

6.1.1 电动机主要参数及控制要求

1. 电动机主要参数

额定运行参数:

$$U_{1e} = 220\text{V}/380\text{V} \quad n_e = 1410 \text{ r/min}$$

$$I_{1e} = 6.03\text{A}/3.48\text{A} \quad f_s = 50\text{Hz}$$

$$P_e = 1.5\text{kW}$$

测定参数:

$$x_m = 72.71\Omega \quad r_1 = 3.375\Omega$$

$$r'_2 = 9.28\Omega \quad x_1 = 7\Omega$$

$$x'_2 = 9.28\Omega \quad r_m = 9.31\Omega$$

2. 主要控制要求

(1) 平滑无级调速。

(2) 调速范围: 200~1500r/min。

(3) 200~750r/min 时,实行恒转矩 $M_m = \text{const}$ 控制方式; 750~1500r/min, 实行恒功率 $P = \text{const}$ 控制方式。

6.1.2 控制系统设置

根据被控对象为 1.5kW 左右的电动机及其主要要求,本系统将以 TP-801B 单板机为基础,用硬件正弦波发生器产生三相对称电势,用硬软件三角波发生器产生三角形波,由软件控制正弦波与三角波合成 PWM 波,对用 MOTOROLA MJ50BK50 型功率晶体管组成的、三相

桥式逆变器进行调制后,通过软件对被控电动机实行平滑无级的恒转矩或恒功率调速控制。

图 6-1-1 是以 Z-80CPU 微机为基础产生 PWM 波对电动机进行变频调速的原理框图。

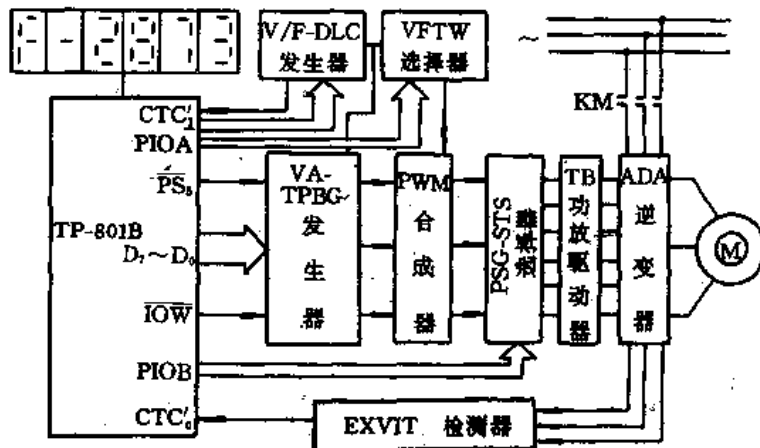


图 6-1-1 微机控制 PWM 变频调速系统

系统硬件由下述四部分组成:

- (1) 用于控制系统工作和显示系统运行频率或转速的 TP-801B 单板机;
- (2) 用于产生脉宽调制波(PWM)和电动机运行状态选择的集成接口电路;
- (3) 对 PWM 波进行功率放大及给电动机馈送电能的 ADA 逆变器;
- (4) 检测逆变器过压、过流或超温的保护电路。

系统软件则包括:主程序、电动机运行状态控制、正弦三相电势幅度调整、三角波选择等子程序,以及频率(或转速)显示、过压过流超温及恒功率、恒转矩调速等中断服务程序。

采用 TP-801B 单板机及集成接口电路产生 PWM 波的优点是:

- (1) 可获得失真度 $K_B \leq 0.5\%$ 和相位差 $\alpha \leq 0.2^\circ$ 可变频调幅的三相对称基准正弦电势;
- (2) 充分利用 TP-801B 的 TPBUG 程序,简化系统软件设计;
- (3) 保证有足够的存储空间和实时控制时间等。

根据异步电动机电压方程 $U_1 = 4.44fW_1K_w\Phi_m$ 知:若定子端电压 U_1 不变,则频率 $f_1 \propto \frac{1}{\Phi_m}$ 。

当 f_1 下降时,磁通 Φ_m 上升,引起磁路饱和,激磁电流大幅度上升,功率因数 $\cos\varphi$ 下降,铁损增大,电动机发热。当 f_1 上升时, Φ_m 会下降,电动机的有效材料得不到充分的利用而造成浪费,转矩 $M = C_m\Phi_m I_1 \cos\varphi$ 下降。因此,在对异步电动机进行调速时,最好能维持 Φ_m 不变,即频率 f 改变时,必须相应地改变定子的端电压 U_1 。但是,若按 $U_1/f_1 = \text{常数}$ 的控制方法,低频时 r_1 上的压降增大,启动转矩减小,甚至带不动负载。高频时, U_1 超过额定值 U_{1r} 。为此最理想的调速方法是:低频时(本系统拟定为 2~25Hz),采用恒转矩 $M_m = \text{常数}$ 控制方式。高频时(25~50Hz),采用恒功率 $P = \text{常数}$ 控制方式。为了实现上述控制功能而设计了一种软、硬件结合的变频调速装置,即用硬件产生正弦波和三角波,通过软件控制它们的幅度,合成产生 PWM 波形宽度与频率的方法来对异步电动机实现恒转矩和恒功率调速。

有关三相对称电势发生器、三角形波形发生器及 PWM 波合成器的电路组成和工作原理,已在 3.1 节中论述过,这里不再重复。

6.1.3 PWM 变频调速原理

集成接口电路产生的变频调幅三相对称正弦电势 u_A, u_B, u_C 和双极性三角波 u_s ,经三相电

压比较器后,形成三相对称双极性 PWM 波。其相电压为 u'_A, u'_B, u'_C , 而线电压为

$$\left. \begin{aligned} u'_{AB} &= u'_A - u'_B \\ u'_{BC} &= u'_B - u'_C \\ u'_{CA} &= u'_C - u'_A \end{aligned} \right\} \quad (6-1-1)$$

如图 6-1-2(图中仅以 u_A, u_C 两相合成 u_{CA} 为例)所示。显然这是一组幅值相等、脉宽和脉冲数变化的脉冲序列波,它具有

$$F(t) = -F(-t) \quad (6-1-2)$$

的特性,即波形对称于坐标原点的特性。由傅里叶变换性质可知,式(6-1-2)所表示的这类 PWM 波,主要是由基波和幅值较小的 3 次、5 次谐波等组成的。

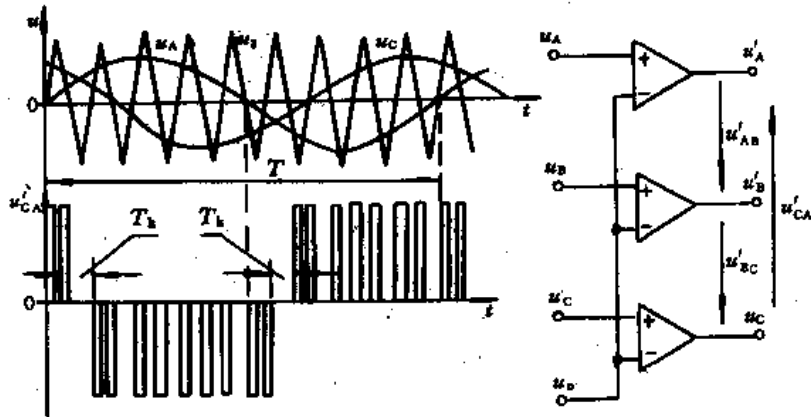


图 6-1-2 三相 PWM 波形成器

u'_A, u'_B, u'_C 及其反相电压 $-u'_A, -u'_B, -u'_C$ 经 TB 功率放大驱动器后,依次加在 ADA 晶体管电压型逆变器三相桥臂的六只大功率复合管 $T_1 \sim T_6$ 的基极上,见图 6-1-3。这样在与 u_0 共同作用下,逆变器三相桥臂 $T_1 \sim T_6$ 按一定顺序周而复始导通、关断,馈送电能给电动机三相绕组而使电动机旋转工作。

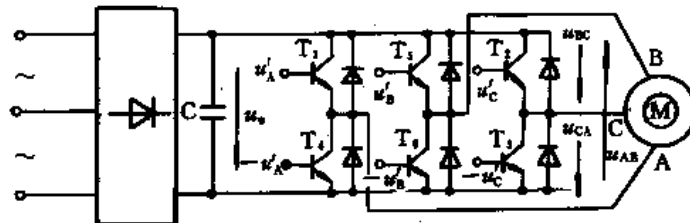


图 6-1-3 ADA 晶体管电压型逆变器

因 PWM 波使 $T_1 \sim T_6$ 工作于开关状态,故作用在电动机绕组上的电压,亦为三相对称双极性 PWM 波。即驱动电动机旋转工作仍以正弦基波为主,但含有微弱的 3 次、5 次等谐波,这样电动机的转速仍由

$$\left. \begin{aligned} n_0 &= \frac{60f_1}{p} \\ n &= \frac{60f_1}{p} (1-S) \end{aligned} \right\} \quad (6-1-3)$$

近似决定。在电动机运行中,微弱的谐波力矩仅使电动机的机械特性略为变软。

改变系统的调节系数 K 值,

$$K = \frac{U_1}{U_s} = \frac{\text{正弦波振幅}}{\text{三角波振幅}} \quad (6-1-4)$$

可改变 PWM 波周期性脉冲序列中的脉宽,从而可改变逆变器桥臂馈给电动机的电压幅值,继而可改变电动机转矩 M 。若生产机械负载力矩一定,电动机将改变转速以适应负载要求。

图 6-1-4 是本系统试验时部分示波拍照图(注意取用衰减系数及周期不一样)。试验结果表明,本方案的设置是可行的。

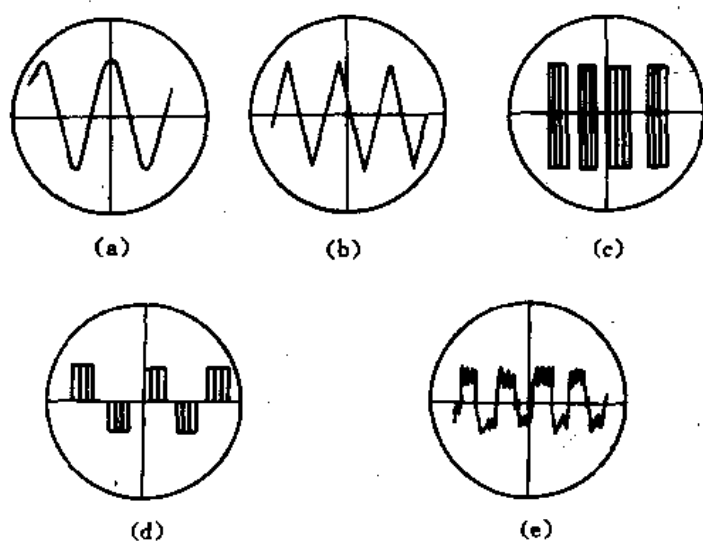


图 6-1-4 示波器拍照图

(a)接口电路产生的正弦波电压 (b)产生的三角波电压 (c)产生 PWM 波 (d)电动机绕组线电压 (e)线电流

6.1.4 系统性能特点

综合起来,本系统具有下述特点。

1. 调速比宽、可无级或有级调速

系统中压频变换器(即图 6-1-5(a)中的 V/F-DLC 发生器)是由以积分运算放大器为输入、场效应管作反馈的 RC 型 555 特殊振荡器组成的,它构成一线性压频变换器,其输出脉冲序列的频率 f_x 与输入电压 U_i 的关系为

$$f_x = \frac{3U_i}{2RCU} = K_1 U_i \quad (6-1-5)$$

式(6-1-5)中 RC 是积分电路的参数。V/F-DLC 发生器内部电路各点电压波形如图 6-1-5(b)所示。

改变 U_i 值可改变 RC 振荡器的充放电时间,从而改变 f_x 。合理选择 RC 值,可使 RC 振荡频率 f_x 在 600~2400Hz 间平滑变化。 f_x 从 U_i 端经 m 分频计数器输出后用作三角波/正弦电势发生器的扫描寻址指针。同时随 f_x 变化,三相正弦电势频率 f_1 及三角波的频率 f_Δ 亦相应发生变化, f_1 、 f_Δ 与 f_x 的关系分别为

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= \frac{f_x}{m} \\ f_\Delta &= K_3 \frac{f_x}{m} \end{aligned} \right\} \quad (6-1-6)$$

合理选择 m 及 K_3 值,可使输出波形非常对称且失真度极小。由图 6-1-2 知,改变正弦电压频

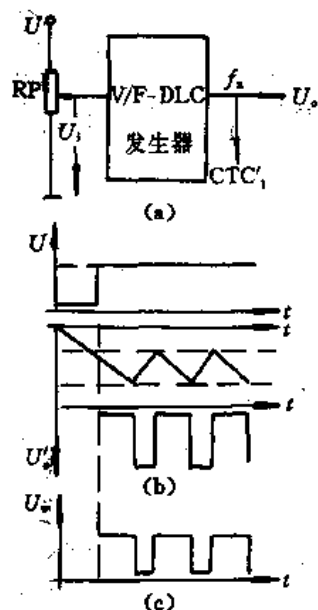


图 6-1-5 V/F-DLC 发生器及电压波形

(a)V/F-DLC 发生器
(b)产生脉冲序列原理
(c)输出脉冲序列波形

率 f_1 及三角波的频率 f_{Δ} , 可改变 PWM 波的频率。平滑地调节 RP、可平滑地改变 f_x 值, 从而可利用调节 RP 实现无级调速的目的。

本系统对 $p=1$ 的电动机进行试验时, 曾取 $m=360, K_s=9$ 或 12 , 调节 RP, f_1 为 $2.5 \sim 68\text{Hz}$, 电动机转速在 $75 \sim 2000\text{r/min}$ 之间平滑变化。试验证明本系统具有 $K_n \leq 20$ 的宽广无级调速性能。

若在取样电位器 RP 与 V/F-DLC 之间接入一个 n 路模拟开关(例如 $n=16$ 的 T578 集成器件), 并根据系统所需的变速级数 i , 用 i 个电阻组成 RP, 使其值 $RP = \sum_{i=1}^i R_i$, 且 $i \leq n$, 然后再通过预置程序软件的控制, 可使 V/F-DLC 发生器输出 i 个固定频率为 $f_{ix} (f_{1x}, f_{2x}, \dots, f_{ix})$ 的信号, 从而使需要配置变速齿轮箱的拖动系统省去变速齿轮机构和免去繁琐的手动变速操作, 获得所需 i 级的调速性能。

本系统通过设定为定时器 CTC₂ 和计数器 CTC₁ 的程序软件, 可直接显示出 f_1 值, 其精度为小数点后两位。

2. 恒转矩调速和恒功率调速

由电机学知识可知, 在对异步电动机调速时, 若满足

$$K_M = U_{Mx} / f_x = U_1 / f_1 = \text{常数} \quad (6-1-7)$$

条件, 则电动机最大转矩不变、且磁通基本保持不变, 即可实现恒转矩调速。若满足

$$K_P = U_{Px} / \sqrt{f_{ix}} = U_1 / \sqrt{f_1} = \text{常数} \quad (6-1-8)$$

条件, 则电动机最大功率不变, 但磁通随速度变化, 即可实现恒功率调速。

这样, 只要根据被控制对象的技术要求, 设定 K_P, K_M 及 $f_{0x} = \frac{p}{60} n_0$ (恒功率与恒转矩调速分界频率) 值, 且在固定三角波振幅 U_s 条件下, 在存储器中储存一组与 $K_M f_{ix}$ 及 $K_P \sqrt{f_{ix}}$ 相对应的调节系数 K 的数据, 通过图 6-1-6 所示控制程序, 即可实现恒转矩调速和恒功率调速。

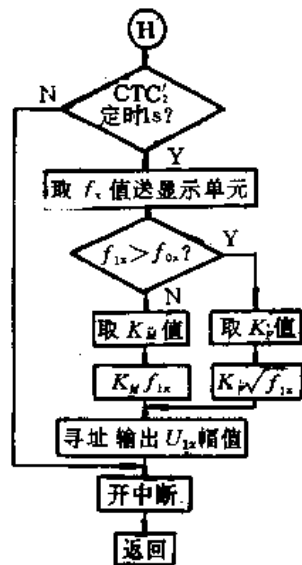


图 6-1-6 恒转矩、恒功率调速程序框图

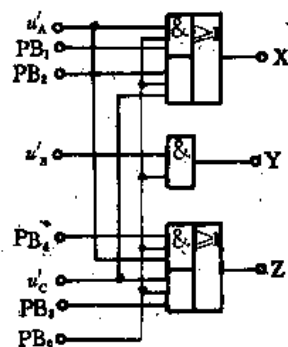


图 6-1-7 PSG-STS 选择器

3. 多种运行状态控制

图 6-1-7 所示是用于控制电动机运行状态的 PSG-STS 选择器的简化逻辑电路, 由图知

$$\left. \begin{aligned} X &= (u'_A \cdot PB_1 + u'_C \cdot PB_2) PB_0 \\ Y &= u'_B \cdot PB_0 \\ Z &= (u'_A \cdot PB_4 + u'_C \cdot PB_3) PB_0 \end{aligned} \right\} \quad (6-1-9)$$

由式(6-1-9)知:

$PB_0=0$, 则 PWM 波被封锁, 电动机停转;

$PB_0=1$, 且 $PB_1=PB_3=1, PB_2=PB_4=0$, 则 PWM 波顺序输出, 电动机正向旋转;

当 $PB_0=1$, 但 $PB_1=PB_3=0, PB_2=PB_4=1$ 时, PWM 波逆序输出, 电动机反向旋转。

电动机的制动, 只需改变 PWM 波相序即可实现。

对电动机上述运行状态的控制, 可通过调用图(6-1-8)所示程序极易实现。

4. 快速双轨保护

为防止因外界对系统干扰使程序控制的集成接口电路失控、因频繁正反转而经常更迭相序、因交流电网电压波动或电动机瞬间负荷变化等随机状态出现, 而使逆变器桥臂功率开关晶体管产生过流、过压或超温现象, 本系统设置了图 6-1-9 所示的高灵敏快速双轨保护电路。

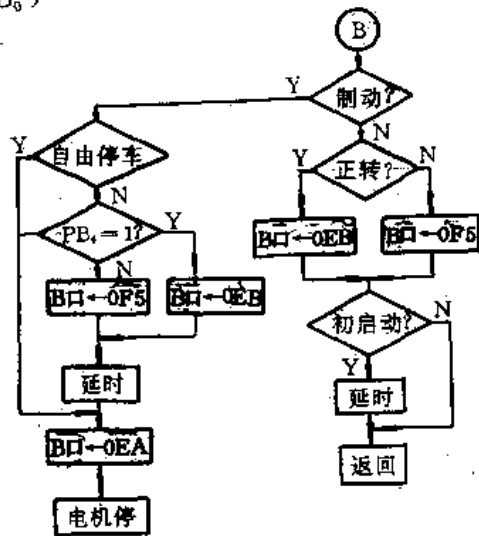


图 6-1-8 电动机运行状态控制程序框图

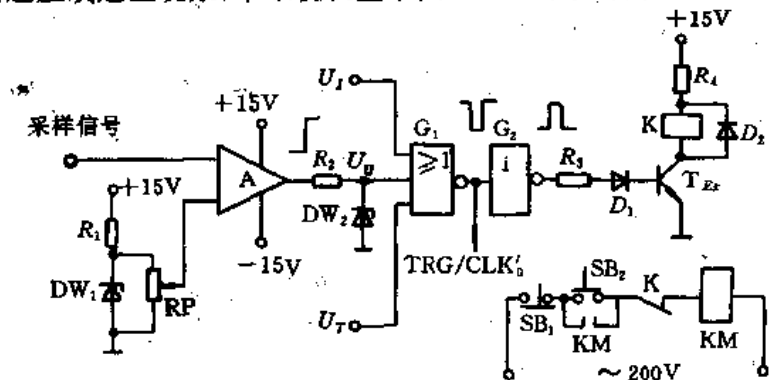


图 6-1-9 逆变器过压、过流及超温检测保护电路

当逆变器电路出现过压、过流或晶体管超温时, G_1 门输出变低, 经单稳电路为 CTC'。提供一脉冲, 而使微机进入故障处理中断服务程序, 并向 PBG-STS 选择器输出一封锁 PWM 波的信号而关断 $T_1 \sim T_6$ 。(参考图 6-1-1)。与此同时 G_1 输出还经 G_2 使 T_{Ex} 饱和导通, 于是继电器 K 得电而使 KM 失电, 从而切断逆变器的交流供电(见图 6-1-1)。这样就同时切断桥臂晶体管 $T_1 \sim T_6$ 的基极及集极间电压。实际测得继电器 K 得电, 触头闭合时间 $t_1 \leq$ 数十微秒, 而接触器 KM 失电、触头断开时间 $t_2 \leq 10ms$ 。采用这样软硬结合快速保护措施后, 可有效地使大功率晶体管在极其复杂的环境下安全可靠地工作, 从而提高了整个系统的可靠性。

值得指出的是, 周期性脉冲序列“缺口”的时刻(图 6-1-2 中 T_k 处)正是逆变器同一桥臂上、下两管交换工作状态之时, 可在相应控制程序中插入 T_k ($T_k = 10 \sim 15 \mu s$) 封锁 PWM 波信息, 以保证桥臂上、下两管有一缓冲时刻, 以从容不迫地完成状态转换, 使系统更安全可靠地连续工作。

尽管本系统只在 1.5kW 小功率三相异步电动机组上进行了试验。但是, 只要适当更换 TB 功放驱动器和 ADA 逆变器中相应器件, 调整 K_F, K_M, f_{ox} 等参数, 可满足不同功率的异步电动机

机调速拖动系统的要求,因而具有相当灵活的扩展性,可以把它制成一种无级或有级异步电动机微电脑主控制器。

6.1.5 控制软件设计

1. 软件设计

根据控制要求,在设计控制软件时,主要考虑下述几个问题:

(1)实现恒转矩调速和恒功率调速:由式(6-1-7)和(6-1-8)规定的恒转矩和恒功率调速条件知,在已知恒转矩与恒功率调速的分界频率 f_{0x} 和三角形波振幅 U_s 的情况下,求出恒功率调节系数 K_P 及恒转矩调节系数 K_M ,并按照 $U_{Mx} = K_M f_{1x}$ 及 $U_{Px} = K_P \sqrt{f_{1x}}$,分别求出 f_{1x} 对应的 U_{Mx} 与 U_{Px} 两组数据,存入系统数据区备用。要对电动机实施恒转矩或恒功率调速,关键在于准确地测出电动机运行时当前频率值 f_{1x} ,或用户设定的 f'_{1x} 值。 f'_{1x} 和 f_{1x} 值测定后查表取出其相应 U_{Mx} 或 U_{Px} 值,便可按要求,对电动机进行恒转矩调速或恒功率调速。

(2)频率的测定:为了准确地测定电动机当前工作频率值 f_{1x} 或用户设定频率 f'_{1x} ,设计时采取了下述两种措施:

一是设定 CTC₀ 通道为计数器工作方式,禁止中断。它将来自 V/F-DLC 压频变换器的 18000 个振荡脉冲(对应于 50Hz),经 36 分频后,变为 500 个振荡脉冲,相应于频率为 50Hz,这样处理后,意味着每检出一个脉冲,代表 0.1Hz,因此,大大地提高了测定频率的精度。

二是设定 CTC₁ 通道为定时器工作方式,允许中断。它的基准定时时间为 20ms,这样,CTC₁ 发出 50 次中断信号 $\overline{\text{INT}}$ 后,便准确地定时为 1s,此时取出频率计数单元的内容,即为待测定频率的当前值 f_{1x} 或 f'_{1x} 。

(3)电动机运行状态的控制:为了准确地对电动机进行多种运行状态控制,在设计时,同样采取了两方面措施:

一是在系统存储器中,设定 215FH 单元为接收键盘输入的状态指令数据,当

(215FH)=01H 时,为制动运行状态;

(215FH)=02H 时,为自由停车状态;

(215FH)=03H 时,为正向旋转状态;

(215FH)=04H 时,为反向旋转状态;

二是设定 PIOB 口为位控工作方式,允许中断。当分别执行下述指令组时,可完成对图 6-1-7 PSG-ST5 选择器 X、Y、Z 端输出的 PWM 波的控制:

```
{ LD A,00H ;电动机停转
  OUT(PIOBD),A ;
  LD A,0BH ;电动机正向旋转
  OUT(PIOBD),A ;
  LD A,15H ;电动机反向旋转
  OUT(PIOBD),A ;
```

只要按照图 6-1-8 所示的电动机运行状态设计程序框图、结合上述两方面的措施、用具体指令、编出控制程序,就完全可实现对电动机运行多种状态的准确控制。

(4)功率逆变器中 GTR 的保护:如图 6-1-9 所示,当逆变器中桥臂上的大功率晶体管发生过流、过压或超温时,这些信号电压之一经放大后,作用于 G_1 与非门,将使 G_1 输出一低电平,

低电平信号通过 CTC'。的 TRG/CLK'。端输入 CTC'。并向 CPU 发出中断请求,在硬件电路设置中,接口芯片 CTC'、CTC 及 PIO 是按图 6-1-10 所示的链形优先排队电路方式连接的。显然 CTC'。通道是处在最高级的优先权地位。因此,只要逆变器发生过流、过压或超温时,CPU 将立即响应 CTC'。的中断请求,而执行保护 GTR 的中断服务程序,从而实现了快速保护功率逆变器中 GTR 的作用。

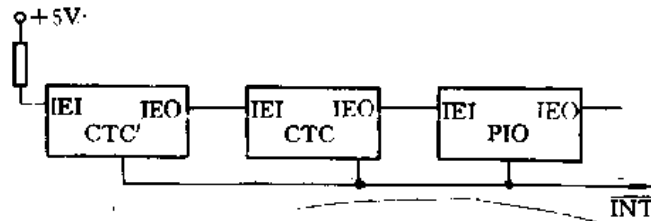


图 6-1-10 接口芯片链形优先权电路

2. 控制软件存储区分配

本系统中的三相对称电势、三角形波及电势幅度调节等功能都是采用硬件产生的。且利用了单板机中 TPBUG 程序,故系统的控制软件比较简单,约占 1K 字节,其相应软件存储区分配如图 6-1-11 所示。

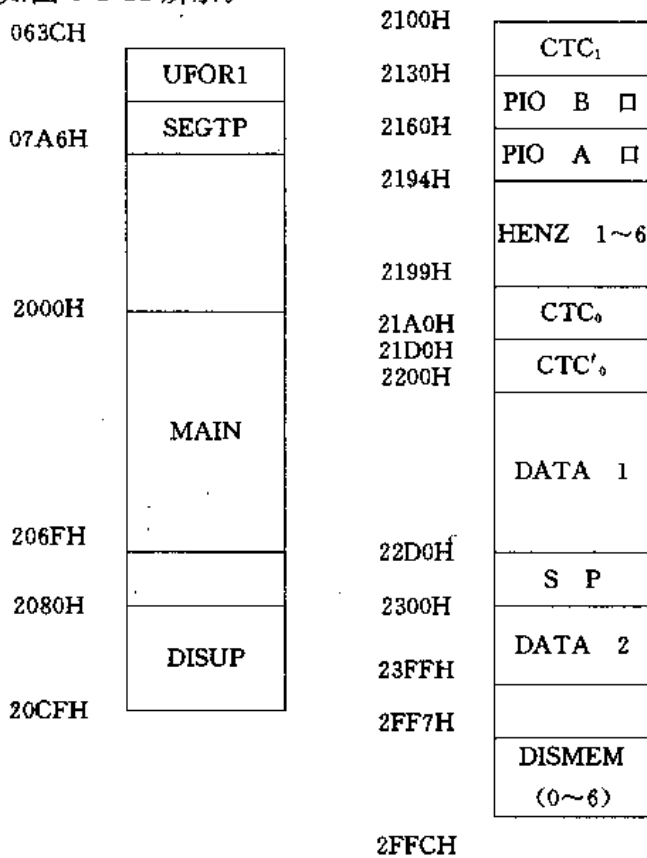


图 6-1-11 控制软件存储区分配图

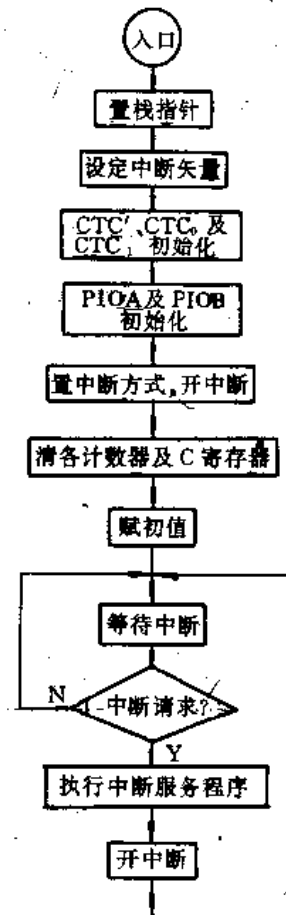


图 6-1-12 主程序框图

3. 主程序

系统主程序框图如图 6-1-12 所示,其主要功能是初始化接口芯片,赋初值和等待各接口中断源申请中断,响应后执行各中断源规定的特定功能。相应参考程序如下:

主程序清单

```

                ORG      2000H
MAIN:  LD      SP      2300H      ;置堆栈指针
        LD      BC,    INTVC'0   ;置 CTC',CTC,PIO 中断向量
        LD      A,     B          ;
        LD      I,     A          ;
        LD      A,     C          ;
        OUT     (CTC'0), A        ;
        LD      A,     0C5H       ;置 CTC'.通道控制字,允许中断
        OUT     (CTC'0), A        ;
        LD      A,     T'0        ;
        OUT     (CTC'0), A        ;
        LD      A,     55H        ;置 CTC0.通道控制字,不允许中断
        OUT     (CTC0), A        ;
        LD      A,     T0         ;
        OUT     (CTC0), A        ;
        LD      A,     9DH        ;置 CTC1.通道控制字,允许中断
        OUT     (CTC1), A        ;
        LD      A,     T1         ;
        OUT     (CTC1), A        ;
        LD      A,     0CFH       ;置 PIO A 口控制字,允许中断
        OUT     (PIOAC), A        ;
        OUT     (PIOBC), B        ;置 PIO B 口控制字,允许中断
        LD      A,     01H        ;
        OUT     (PIOAC), A        ;
        LD      A,     0E0H       ;
        OUT     (PIOBC), A        ;
        LD      A,     0D7H       ;
        OUT     (PIOAC), A        ;
        OUT     (PIOBC), A        ;
        LD      A,     0FEH       ;
        OUT     (PIOAC), A        ;
        LD      A,     1FH        ;
        OUT     (PIOBC), A        ;
        LD      A,     90H        ;
        OUT     (PIOAC), A        ;
        LD      A,     9EH        ;
        OUT     (PIOBC), A        ;
        IM      2                ;置中断方式 2
        EI                          ;开中断
        XOR     A                  ;
        LD      C,     A            ;清各计数器内容及 C 寄存器
        LD      HL,    HENZ,       ;
        LD      B,     06H         ;
LOOP2: LD      (HL),   A            ;
        INC     HL                 ;

```

	DJNZ	LOOP2	
LOOP1:	HALT		;等待中断
	JP	LOOP1	
T'₀:	EQU	XXH	;选择 CTC', 时间常数值
T₀:	EQU	24H	;选择 CTC, 时间常数值
T₁:	EQU	45H	;选择 CTC₁ 时间常数值
CTC'₀:	EQU	94H	
CTC₀:	EQU	84H	
PIOAD:	EQU	80H	
PIOBD:	EQU	81H	
PIOAC:	EQU	82H	
PIOBC:	EQU	83H	
HENZ₁:	EQU	2194H	;Hz 显示单元
HENZ₂:	EQU	2195H	;Hz/10 显示单元
HENZ₃:	EQU	2196H	;Hz 计数单元
HENZ₄:	EQU	2197H	;Hz/10 计数单元
HENZ₅:	EQU	2198H	;2 分频单元
HENZ₆:	EQU	2199H	;幅度计数单元
UFOR1:	EQU	063CH	;TPBUG 子程序
DIGLH:	EQU	8CH	
SEGLH:	EQU	88H	
SEGTP:	EQU	07A6H	;TPBUG 字型表首地址
DISMEN:	EQU	2FF7H	
DISMEN1:	EQU	2FF8H	
DISMEN2:	EQU	2FF9H	
DISMEN3:	EQU	2FFAH	
DISMEN4:	EQU	2FFBH	
DISMEN5:	EQU	2FFCH	

4. 部分中断服务程序及子程序

图 6-1-13 是 CTC₁ 中断服务程序框图。它的功能是定时 1s 后, 取出频率计数单元内容, 判断频率大小, 取用变频三角波或固定三角波, 并根据频率值查表取出相应幅值, 为进行恒转矩调速或恒功率调速作准备。

图 6-1-14 是 PIOA 口中断服务程序框图, 其功能是准确计数频率值, 并调用显示子程序, 显示当前频率值。

图 6-1-15 是显示频率当前值子程序, 为了在低频时保证 LED 显示字符亮度, 而增加了每位显示的时间。

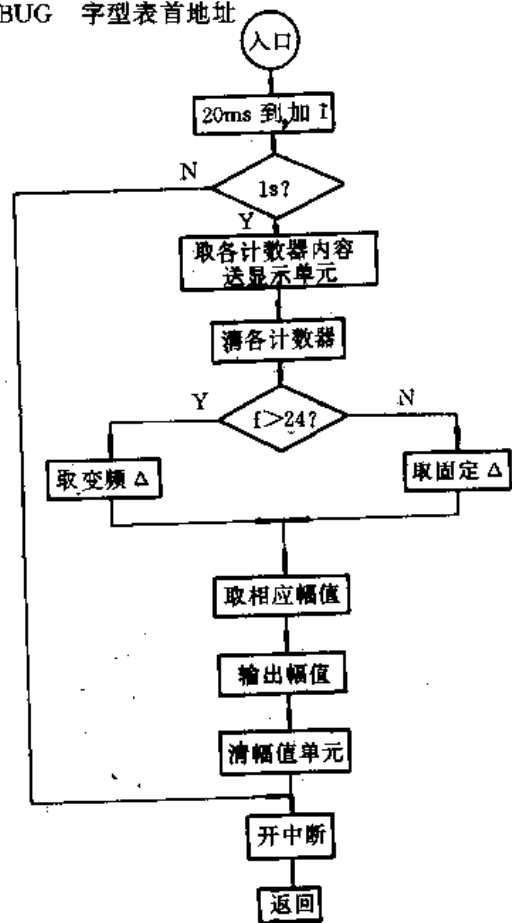


图 6-1-13 CTC₁ 中断服务程序框图

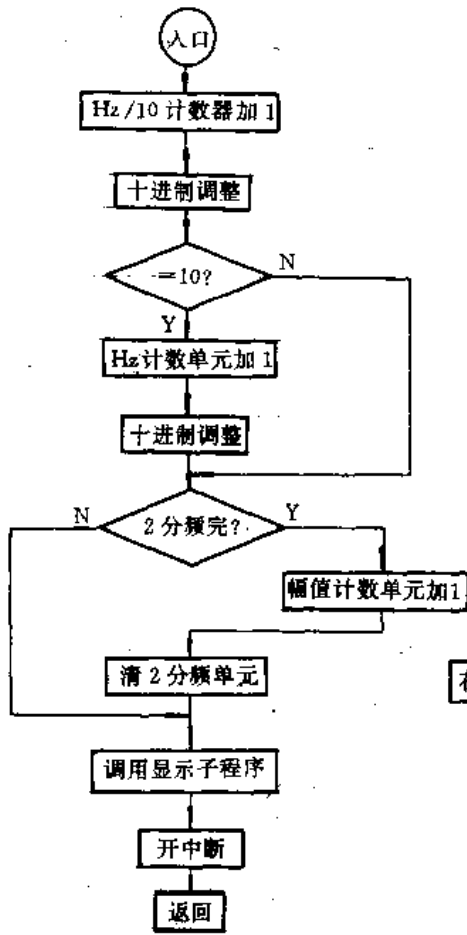


图 6-1-14 PIOA 中断服务程序框图

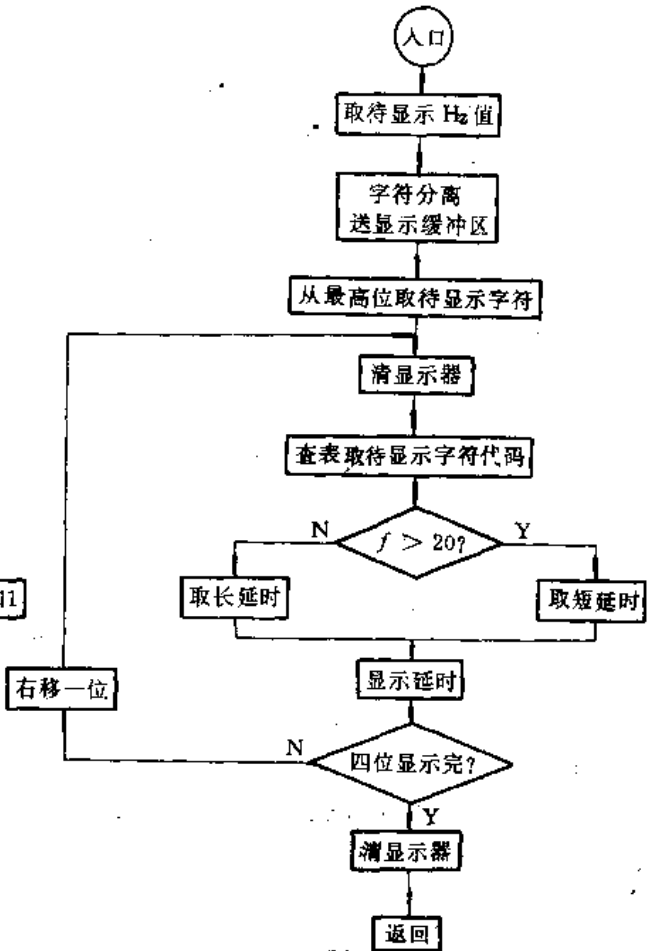


图 6-1-15 显示子程序框图

根据程序框图 6-1-13~6-1-15, 编制部分中断服务程序及子程序如下:

(1) CTC₁ 中断服务程序

CTC 中断服务程序地址表:

```

    ORG    2388H
    INTVC1: DEFW 2100H
    CTC1 中断服务程序:
    ORG    2100H
    INTVC1: INC    C
    LD     A,      C      ;定时 1 秒到?
    CP    32H
    JP    NZ,     LOOP3  ;未到,转 LOOP3
    LD    HL,     HENZ3
    LD    DE,     HENZ1  ;1 秒到,取各计数器单元内容,送显示单元
    LD    BC,     0002H
    LD    IR
    LD    C,      00H
    DEC   HL
    XOR   A
  
```

```

LD      (HL),  A      ;
DEC     HL           ;
LD      (HL),  A      ;
LD      A,      (HENZ1) ;测取频率与 24Hz 比较
CP      24           ;
JP      M,      LOOP4 ;少于 24Hz 转 LOOP4
LD      A,      0E1H  ;大于 24Hz,变频三角形波
OUT     (PIOBD), A   ;
LD      A,      00H   ;
LD      D,      A     ;
LOOP6:  LD      A,      HENZ6 ;据测得频率,寻址幅度控制信号地址
LD      E,      A     ;
LD      IX,     2500H ;
ADD     IX,     DE    ;
LD      A,      (IX)  ;
OUT     (CTC'), A    ;输出幅度控制信号
XOR     A           ;
LD      (HENZ5), A   ;
LD      (HENZ6), A   ;清 2 分频幅度计数器
LOOP3:  EI           ;开中断
RETI    ;返回
LOOP4:  LD      A,      0F1H ;取固定三角形波
OUT     (PIOBD), A   ;
JP      LOOP6      ;转 LOOP6 继续执行

```

(2)PIO A 口中断服务程序

PIO A 口中断服务程序地址表:

```

ORG     2390H
INTPV:  DEFW    2180H
PIO A 口中断服务程序:
ORG     2180H
INTPV:  LD      HL,    HENZ4 ;
INC     (HL)           ;Hz/10计数单元内容加1
DAA                    ;十进制调整
LD      (HL),  A      ;
LD      A,      10    ;
CP      (HL)           ;Hz/10计数单元满10?
JP      NZ,     DONE  ;未满10转 DONE
LD      (HL),  00H    ;满10向计数单元内容加1
DEC     HL             ;清 Hz/10计数单元
LD      A,      (HL)  ;
INC     A              ;
DAA                    ;十进制调整
LD      (HL),  A      ;

```

```

DONE:  LD   HL,   HENZ6   ;
      INC  (HL)         ;
      LD   A,   (HL)     ;
      CP   02H         ;进行2分频
      JP   NZ,   LOOP7   ;2分频未完,调显示子程序
      LD   (HL), 10H     ;
      DEC  HL          ;2分频完,幅度计数器加1
      INC  (HL)         ;
LOOP7: CALL  DISUP0     ;
      EI                    ;开中断
      RETI                 ;返回

```

(3) 显示子程序

```

      ORG 2080H
DISUP0: LD   IX,   DISMEN ;
      LD   A,   (HENZ1) ;分离 Hz 单元的两内容后,送显示缓冲区
      CALL UFOR1         ;
      LD   A,   (HENZ2) ;
      LD   HL,  2407H    ;
      LD   (HL), A      ;Hz/10单元
      XOR  A            ;高、低四位内容互换
      RLD                ;
      LD   A,   (HL)     ;
      LD   IX,   DISMEN2 ;分离后的两位字符,送显示缓冲区
      CALL UFOR1         ;
      LD   HL,   DISMEN ;
      LD   B,   08H     ;
DISUP1: LD   E,   (HL)   ;取出缓冲区内容
      LD   D,   00H     ;
      LD   A,   00H     ;
      OUT  (DIGLH), A   ;封锁显示
      LD   IX,   SEGPT  ;显示字型表首地址送 IX
      ADD  IX,   DE     ;查表
      LD   A,   (IX)    ;取出显示字型的编码,送段显示
      OUT  (SEGLH), A   ;
      LD   A,   B       ;
      OUT  (DIGLH), A   ;数位控制字送数位锁存器
      LD   A,   (HENZ1) ;按不同 f 值选择延时时间
      CP   20          ;与20Hz 比较
      JP   P,   NEXT   ;大于20Hz 转 NEXT
      LD   E,   40H    ;少于20Hz 置较大延时
DISUP2: DEC  E         ;
      LD   A,   00H    ;
      CP   E          ;

```

```

JR    NZ,    DISUP2    ;
LD    A,    01H    ;
CP    B                ;四位显示码显示完,转 DISUP3
JR    Z,    DISUP3    ;
INC   HL                ;
SRL   B                ;四位未显示完,继续显示下一位
JP    DISUP1            ;
DISUP3: LD    A,    00H    ;
      OUT   (DIGLH), A    ;封锁显示
      RET                ;返回
NEXT:  LD    E,    15H    ;大于20Hz 置较少延时
      JP    DISUP2

```

(4) 保护程序(CTC'。中断服务程序)

CTC' 中断服务程序地址表:

```

ORG    2300H
INTVC'0: DEFW 21D0H

```

CTC'。 中断服务程序:

```

ORG    21D0H
LD    A,    02H    ;
OUT   (CTC0), A    ;
LD    A,    03H    ;
OUT   (CTC0), A    ;
OUT   (CTC1), A    ;
LD    A,    07H    ;
OUT   (PIOAD), A    ;
HALT                ;

```

6.2 异步电动机转差频率微机控制系统

由直流他激电动机组成的直流双闭环调速系统具有良好的性能指标,它在静态上可以达到无差调节,在动态过程中又能维持电动机的电磁转矩接近最大值,从而具有良好的动态性能。这是因为只要调节电枢电流就可以控制电动机转矩。而在异步电动机中,转矩的控制却是个复杂而又困难的问题。因为异步电动机的转矩与气隙磁通、转子电流以及转子回路的功率因数有关。这些量均不是独立变量,它们都是转差频率的函数,而且又难以直接测量与控制。这就是异步电动机控制的困难之处。欲改善异步电动机的性能指标,就必须解决与异步电动机转矩相关参数的控制问题。

本节介绍采用微机产生 DPWM 波,对异步电动机进行转差频率控制,实现恒转矩和恒功率调速的方案。

6.2.1 转差频率控制规律——数学模型

1. 变频调速方式与条件

由电机学可知,如忽略定子阻抗压降,则有以下关系:

$$U_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 w_1 K_1 \Phi \quad (6-2-1)$$

异步电动机的电磁转矩为

$$M = C_m \Phi I_2 \cos \varphi_2 \quad (6-2-2)$$

式(6-2-1)及(6-2-2)表明:

- (1) 如果 U_1 不变, 随着 f_1 的升高, 气隙磁通 Φ 将减小, 输出转矩 M 下降;
- (2) 如果 U_1 不变, 随着 f_1 的减小, 气隙磁通 Φ 将增大, 导致磁路饱和, 铁损增加, 这是不允许的。

因此, 变频调速系统要根据输出频率的大小来调节电压的输出值。经常采用的是恒转矩和恒功率两种控制方式。

2. M_m 为常数的控制方式与条件

由式(6-2-1)可知,

$$E_1 / f_1 = 4.44 w_1 K_1 \Phi \quad (6-2-3)$$

及

$$U_1 / f_1 \approx 4.44 w_1 K_1 \Phi \quad (6-2-4)$$

式(6-2-3)和(6-2-4)表明, 如果维持 $E_1 / f_1 =$ 常数, 或忽略定子阻抗压降时, 维持 $U_1 / f_1 =$ 常数, Φ 值均可保持恒定。这样, 在 $f_1 < f_s$ 时对电动机可维持 $M_m =$ 常数的恒转矩调速方式。

但是, 在低频时, 随着 f_1 的下降, 由于定子电阻 r_1 上的压降比重增大, E_1 减小, 最大转矩 M_m 下降。为此, 随着 f_1 的下降, 应当适当提高 U_1 , 补偿负载电流在 r_1 上的压降, 式(6-2-5)给出了 $M_m =$ 常数时的电压表达式:

$$U_1 = a_F U_c \left[\frac{1}{a_F} + \sqrt{\left(\frac{1}{a_F} \right)^2 + Q^2} \right]^{1/2} \quad (6-2-5)$$

式中, $a_F = f_1 / f_s$, $Q = \frac{(x_1 + x'_2)}{r_1}$ 。

在式(6-2-5)表示的函数关系下, $M_m =$ 常数时, U_1 / U_{1c} 与 f_1 / f_s 的简化关系如图6-2-1所示。

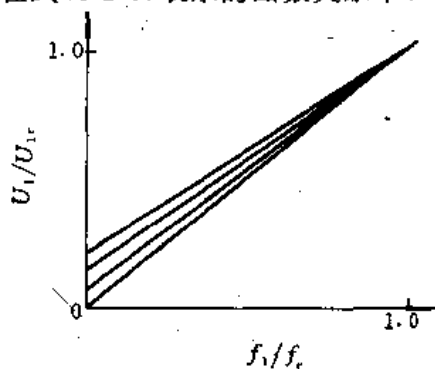


图6-2-1 $M_m =$ 常数时, $U_1 = f(f_1)$ 关系

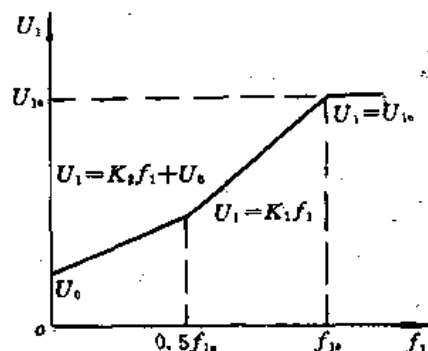


图6-2-2 恒转矩和恒功率时, $U_1 = f(f_1)$ 关系

由实际的计算可知, 当 $0.5f_s < f_1 < f_s$ 时, 由式(6-2-1)和(6-2-5)所求得的 U_1 值相差不大, 尤其是当 Q 值较大时。这样, 为了简化系统的控制, 可以采取分段函数方法来近似等效式(6-2-5), 即用

$$U_1 = \begin{cases} K_1 f_1, & 0.5 f_s < f_1 < f_s \\ K_2 f_1 + U_0, & 0 < f_1 < 0.5 f_s \end{cases} \quad (6-2-6)$$

表示 $U_1 = f(f_1)$ 的关系, 如图6-2-2表示。

必须指出, 在调速范围较大时, 不论是按式(6-2-5)或者是按式(6-2-6)来调节 U_1 都是不够理想的, 因为在低频空载时 r_1 上没有负载电流所产生的压降, U_1 增大使得 E_1 增加, 产生磁路饱

和, 激磁电流将达到不能允许的数值. 而采用转差频率控制, 可以较好地解决这一问题.

3. P_m 为常数的恒功率控制方式

在 $f_1 > f_c$ 时, 若仍维持 $U_1/f_1 = K_1$, 势必使 U_1 超过 U_c , 这是不允许的. 因为, 此时若维持 $U_1 = U_c$, 气隙磁通必小于额定磁通, 而导致最大转矩 M_m 下降, 其机械特性如图 6-2-3 所示. 故在 $f_1 > f_c$ 时, 为维持 $U_1 = U_c$, 常采取 $P = \text{常数}$ 的恒功率调速方式.

4. 转差频率控制规律——数学模型

如上所述, 当 $U_1/f_1 = \text{常数}$ 且空载运行时, 由于在低频段会出现磁路饱和、铁损增大的现象. 为了改善低频时的机械特性, 可以采用转差频率控制.

转矩 M 与 $\Delta\omega$ 的函数关系为 (气隙磁通 $\Phi = \text{常数}$)

$$M = K'_m \Phi^2 \frac{\Delta\omega r_2'}{(r_2')^2 + (\Delta\omega L_2')^2} \quad (6-2-7)$$

图 6-2-4 表示 $M = f(\Delta\omega)$ 在 $\Phi = \text{常数}$ 时的函数曲线. 从图中可以看出, 当 $\Delta\omega > \Delta\omega_{\max}$ 时, 电机转矩下降. 因此在控制中应限制 $\Delta\omega$, 使 $\Delta\omega \leq \Delta\omega_{\max}$.

利用转差频率控制异步电动机转矩必须满足 $\Phi = \text{常数}$. 但异步电动机与直流电动机不同, 在异步电动机中, Φ 是由激磁电流 I_m 决定的, 而 I_m 又不是一个独立的变量. 根据转差频率控制规律, 定子电流和转差 $\Delta\omega$ 的函数关系为

$$I_1 = I_m \sqrt{\frac{(r_2')^2 + [\Delta\omega(L_2' + L_m)]^2}{(r_2')^2 + (\Delta\omega L_2')^2}} \quad (6-2-8)$$

由式 (6-2-8) 可画出 $I_1 = f(\Delta\omega)$ 函数关系曲线如图 6-2-5 所示. 同时从式 (6-2-8) 可知, 只要定子电流 I_1 能按 $I_1 = f(\Delta\omega)$ 关系随 $\Delta\omega$ 变化而改变, 就能达到维持磁通 Φ 恒定的目的.

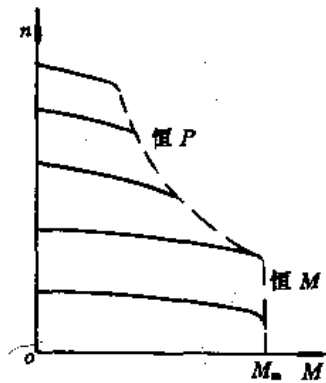


图 6-2-3 恒转矩和恒功率时的机械特性

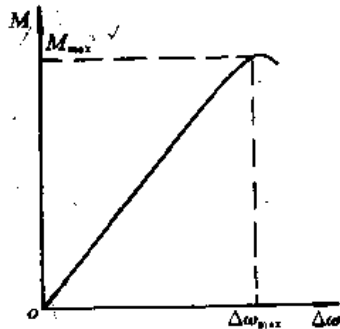


图 6-2-4 Φ 恒定 $M = f(\Delta\omega)$ 关系

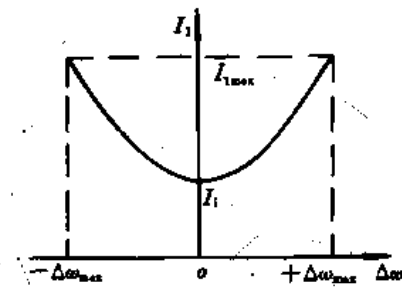


图 6-2-5 $I_1 = f(\Delta\omega)$ 关系 (Φ 恒定)

6.2.2 异步电动机转差频率微机控制原理

系统原理框图如图 6-2-6 所示. 电动机转速指令由模拟给定, 经 A/D 转换后与转速反馈信号 (数字量) 比较作为速度调节器 SR 的输入. 速度调节器采用增量式 PI 调节器, 其输出 $\Delta\omega_1$ 被限制在 $-\Delta\omega_{\max}$ 和 $+\Delta\omega_{\max}$ 之间. $\Delta\omega_1$ 即为转差频率信号. $\Delta\omega_1$ 与转速反馈信号 ω_2 叠加后, 一方面作为电动机定子频率信号 ω_1 去控制 DPWM 波的输出频率, 另一方面, 根据 $U_1 = f(f_1)$ 的关系求得相应的利用因子 R_1 . 另外根据转差频率 $\Delta\omega_1$ 的大小, 按图 6-2-5 中 $I_1 = f(\Delta\omega_1)$ 的函数关系求得定子电流的给定值 I_1^* . I_1^* 与电流反馈信号比较后, 作为电流调节器 CR 的输入. CR 亦采

用增量式PI调节器。根据CR输出 ΔI_1 的大小求得利用因子增量 R_2 。 R_2 和 R_1 相加得到 R 。这样,由 R 和 ω_1 便可实现对DPWM波的脉宽和频率控制,达到不同频率下的恒转矩、恒功率协调控制的目的。

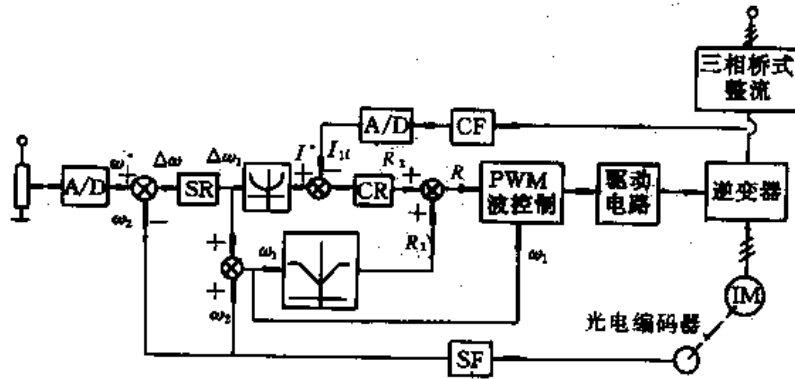


图6-2-6 系统原理框图

必须指出的是:采用转差频率控制后,还可以根据定子电流的大小来调节定子电压,其原理简述如下:

恒转矩调速时,关键在于处理调速范围内较大的低频区段。若在低频段,即 $f_1 < 50\% f$ 时,用 $U_1 = K_1 f_1$ 代替图6-2-3中的 $U_1 = K_2 f_1 + U_0$ ($f_1 < 50\% f$)来控制定子电压,而根据 I_1 大小,通过电流调节器的输出控制电源利用因子 R_2 ,便可补偿定子电阻 r_1 上的压降。因为,随着 f_1 的下降,在 r_1 上的压降值占定子电压值的比例增大,使 E_1 减少,电动机输出的最大转矩 M_m 下降,转差 $\Delta\omega$ 增大,继而导致 I_1^* 增加, R_2 亦增加,最终使定子电压增大,而补偿了 r_1 上压降的影响。同理,在低频空载时,定子电阻 r_1 上的负载压降值约为0,转差 $\Delta\omega$ 较小,定子电流给定值 I_1^* 减小,且接近励磁电流 I_m ,此时 R_2 减小,于是定子电压主要由 R_1 来决定。

恒功率调速时,因它直接与 R 值有关,故只需控制 R 值,使之保持不变即可。

综上所述,系统控制的关键在于利用微机控制时,实时求出电源的利用因子和定子电压频率,然后根据2.3节中DPWM波脉宽算法,求出脉宽便可对电动机实施DPWM转差频率的变频调速方案。综上所述,该方案的简化控制原理以程序框图方式表述时如图6-2-7所示。

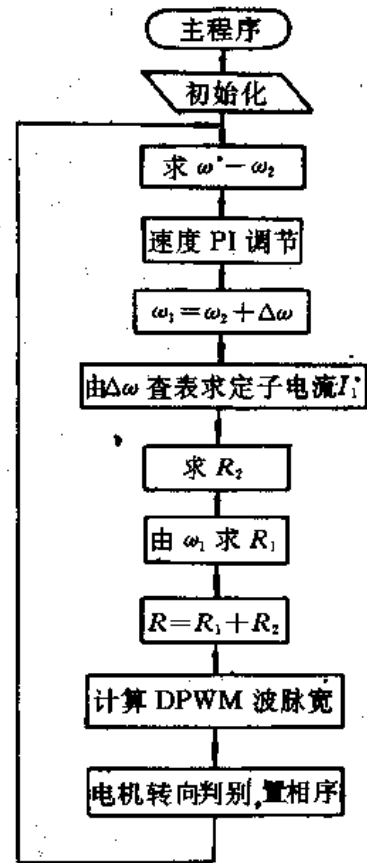


图6-2-7 DPWM转差频率变频调速方案的简化程序框图

2. 电动机运行状态控制分析

(1)电动机启动过程:速度调节器SR是具有双限幅的增量式PI调节器。当给定正转转速指令 ω^* 后,开始时转速反馈 $\omega_2 = 0$,SR输出被限定在 $\Delta\omega = \pm \Delta\omega_{max}$,由 $I_1^* = f(\Delta\omega)$ 求得定子电流的最大给定值 I_{1m}^* ,电动机以恒最大转矩开始加速。随着转速 ω_2 的上升,定子频率 $\omega_1 = \omega_2 + \Delta\omega_{max}$ 增大。当 ω_2 接近 ω^* 时, $\Delta\omega$ 退出限幅,这时 $\omega_1 = \omega_2 + \Delta\omega$ 直到 $\Delta\omega \rightarrow 0$,亦即 $\omega_2 \rightarrow \omega^*$,最终得 $\omega_2 = \omega^*$,转矩 $M = M_L$,并使转速达到稳定。

(2)电动机负载变化响应过程:在稳态运行时,SR 和 CR 的输入均为0,即 $\omega^* = \omega_2, I_1^* = I_{10}$,实现了恒磁通下的转速无静差运行。这时如果负载转矩 M_L 发生变化,即 $M_L = M_{L0} \pm \Delta M_L$,使得电磁转矩 $M \neq M_L$,转速 $\omega_2 = \omega_{20} \pm \Delta\omega \neq \omega^*$,速度调节器和电流调节器输入变化,其输出导致定子电压和频率的变化,直到 $M = M_L$,在新的负载条件下稳定运行。

(3)电动机调速响应过程:如果电动机负载转矩 M_L 不变,而改变转速指令,这时 $\Delta\omega \neq 0$ 。随着 ω^* 的增大或减少,电动机定子频率也随之增大或减少,电动机在新的定子频率下达到稳定的工作点。

(4)电动机的反转响应过程:当转速指令为反转指令时,SR 输出的负限幅值 $-\Delta\omega_{max}$,于是电动机从恒最大转矩降速。随着 ω_2 的减小, $\omega_1 = \omega_2 - \Delta\omega_{max}$ 变小,直至 ω_2 变为零。这时 $\omega_1 = -\Delta\omega_{max}$,电动机反向启动,其过程与正转启动过程基本相同,最终电动机达到新的稳定工作点。

6.2.3 转差频率控制系统校正设计

本系统拟采用电流-速度双环控制系统,其原理图如图6-2-6所示。系统的设计方法采用了调速系统非常成熟的工程设计方法。按二阶“最佳”和三阶“最佳”分别对电流环和速度环进行校正,希望系统具有较高的动态响应和稳定性。

对于逆变器、异步电动机这两个环节来说,要精确地描述其过渡过程是比较困难的,而且所得的传递函数阶数也很高。因此在建立系统传递函数时,忽略了电动机反电势对电流调节系统的调节对象从输入端上窜入的扰动,通常这一扰动的影响是较小的。根据图6-2-6,可求得该系统的动态结构图,如图6-2-8所示。

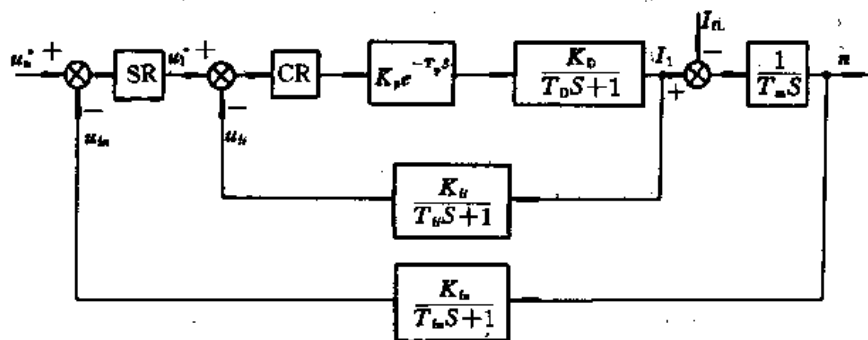


图6-2-8 系统的动态结构图

在图6-2-8中,SR 与 CR 为参数待定的速度 PI 调节器和电流 PI 调节器。从系统的动态结构图来看,这是具有电流控制内环及速度控制外环的双环调速系统。按照多环调速系统由内环到外环的设计方法,首先对电流内环进行校正设计。

1. 电流调节器

(1)电流调节器的设计:电流环动态结构图如图6-2-9(a)所示,该图中, $K_p e^{-T_p s}$ 为逆变器传递函数, $K_u / (T_u s + 1)$ 为电流检测与滤波传递函数, $K_D / (T_D s + 1)$ 为定子相电流与相电压传递函数。

考虑到 PWM 逆变器纯滞后的时间 T_p , 对于 GTR 逆变器, 一般有

$$T_p = t_{on} + t_s + t_d \quad (6-2-9)$$

式中, t_{on} 和 t_s 分别为 GTR 的开通时间和存储时间, 约为 $10\mu s$ 和 $1\mu s$; t_d 是驱动电路的延时时间, 约为 $20\mu s$ 。

故

$$T_p = t_{on} + t_d + t_i \approx 31 \mu s = 3.1 \times 10^{-5} s$$

由于 T_p 很小, 延迟环节可近似为一个时间常数为 T_p 的惯性环节, 即

$$K_p e^{-\tau_p s} \approx \frac{K_p}{T_p s + 1} \quad (6-2-10)$$

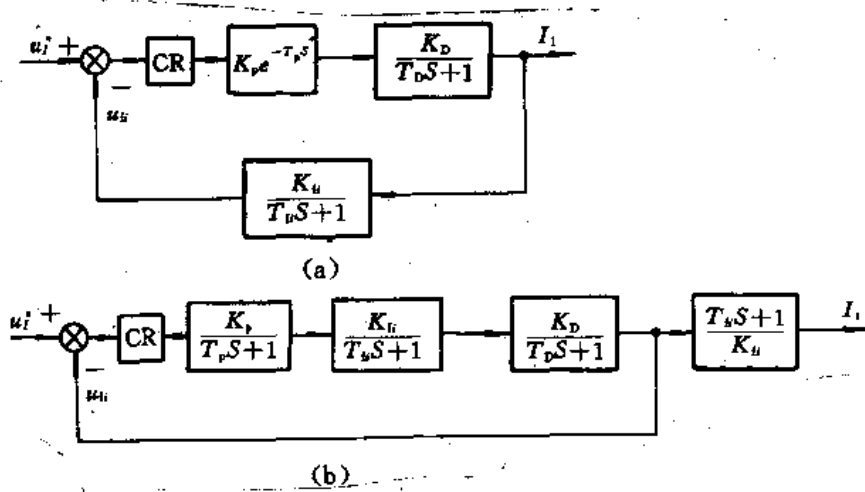


图6-2-9 电流环结构图

(a) 动态结构图 (b) 单位反馈形式结构图

将图6-2-9(a)变换为图6-2-9(b)所示的单位反馈形式, 反馈量 U_u 与实际输出量 I_1 间的关系是

$$I_1 = \frac{T_U s + 1}{K_U} U_u \quad (6-2-11)$$

由图6-2-9(b)可知, 电流调节器的校正对象由两个惯性环节组成, 其中定子等值电路时间常数 T_D 较大, $K_D / (T_D s + 1)$ 为一大惯性环节. 电流反馈电路的传递函数为

$$U_u / I_1 = \frac{K_U}{T_U s + 1} \quad (6-2-12)$$

式中, U_u 是经滤波后的电流反馈信号电压; K_U 是电流反馈系数, $K_U = \frac{U_{Umax}}{I_{1max}}$; T_U 是电流反馈滤波时间常数, $T_U \approx 1.00 \times 10^{-3} s$.

由于 T_p, T_U 相对于 T_D 较小, 因此 $\frac{K_p}{(T_p s + 1)} \cdot \frac{K_U}{(T_U s + 1)}$ 当作小惯性群处理, 可等效为一个时间常数 $T_z = T_p + T_U$ 的小惯性环节 $\frac{K_p K_U}{T_z s + 1}$. 显然, 要把电流环校正为二阶典型系统, CR 必须采用 PI 调节器. 经简化后, 电流环的动态结构如图6-2-10所示.

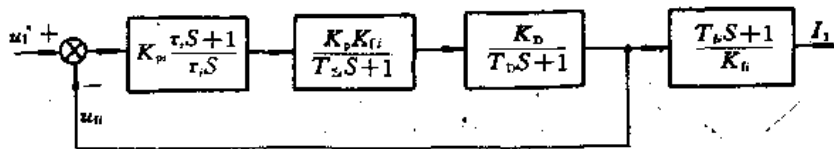


图6-2-10 简化后电流环动态结构图

选择 PI 调节器参数, 使

$$T_i = T_D$$

利用电流调节器的零点消去被控对象中大惯性环节的极点后, 得到二阶典型系统预期开环传递函数

$$G_{K_i}(S) = \frac{K_p(T_i S + 1)}{T_i S} \cdot \frac{K_p K_f K_D}{(T_{\Sigma} S + 1)(T_D S + 1)} = \frac{K_I}{S(T_{\Sigma} S + 1)} \quad (6-2-13)$$

式中, $K_I = \frac{K_p K_f K_R K_D}{T_i} = \frac{K_p K_f K_f K_D}{T_D}$

最后为了使定子电流 I_1 成为二阶典型响应函数, 还必须在电流环的输入通道中加入一给定滤波环节 $G_{\Sigma}(S) = 1/(T_{\Sigma} S + 1)$, 并令他的滤波时间常数 T_{Σ} 等于反馈通道滤波时间常数 T_D , 以补偿 $T_D S + 1$ 因子的影响。经过上述一系列处理后, 可得到校正为二阶典型形式的电流环的动态结构图, 如图6-2-11(b)所示。

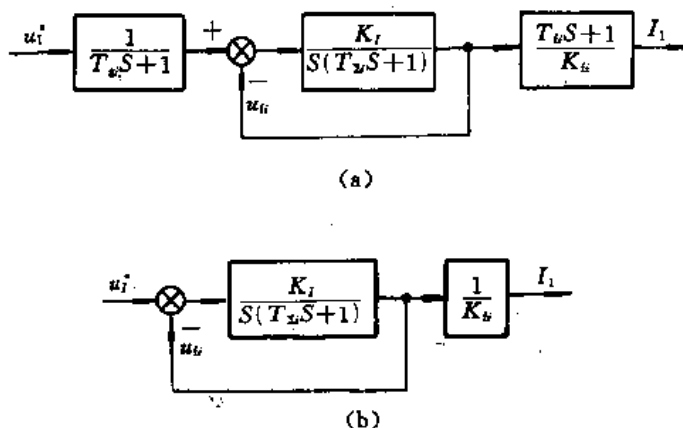


图6-2-11 电流环动态结构图

(a)加入给定滤波环节 (b)校正为二阶典型系统

(2) 电流环的计算机仿真: 利用频率分析法, 对电流环校正前后的幅频特性进行计算机仿真。系统控制对象是 JO₂-52-4 三相异步电动机, 电动机有关数据和传递函数参数计算见 6.2.4 节。由图6-2-9(a)可见, 电流环在校正前的开环传递函数为

$$\omega_r(S) = \frac{K_p K_f K_D}{(T_{\Sigma} S + 1)(T_D S + 1)} = \frac{55.79}{(1.04 \times 10^{-3} S + 1)(8.931 \times 10^{-3} S + 1)}$$

这样, $\omega_r(S)$ 的对数幅频特性与相频特性分别为

$$L(\omega) = 20 \lg |\omega_r(j\omega)| = 20 \lg 55.79 - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_{\Sigma})^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_D)^2}$$

$$\alpha(\omega) = \varphi_r(j\omega) = -90^\circ - \arctg \omega T_{\Sigma} - \arctg \omega T_D$$

其计算机仿真结果如图6-2-12所示。由图可知, 电流环校正前具有很高的截止频率 ω_c , $\omega_c \approx 56234 \text{ rad/s}$ 。而其相位裕量 $r(\omega_c) \approx 0$, 这就意味着电流环的稳定性很差, 会出现振荡现象。

对于按二阶“最佳”校正后的电流环, 其开环传递函数为式(6-2-13), 将6.2.4节的有关参数代入(6-2-13)式, 即得

$$G_{K_i}(S) = \frac{481}{S(1.04 \times 10^{-3} S + 1)}$$

$G_{K_i}(S)$ 的对数幅频特性与相频特性分别为

$$L(\omega) = 20 \lg |G_{K_i}(S)| = 20 \lg K_I - 20 \lg \omega - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_{\Sigma})^2}$$

$$\alpha(\omega) = -90^\circ - \arctg \omega T_{\Sigma}$$

其计算和仿真结果如图6-2-13所示。由仿真结果可知:

$$\omega_c = K_I = 481 \text{ rad/s}$$

$$r(\omega_c) = 63.42^\circ$$

仿真结果表明,校正后的电流环开环截止频率较高,且相角裕量较大,因而电流环具有较快的动态响应特性和较好的稳定性。

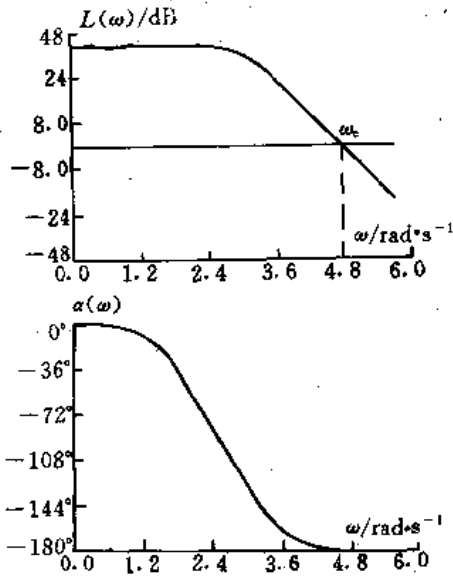


图6-2-12 电流环校正前频率特性

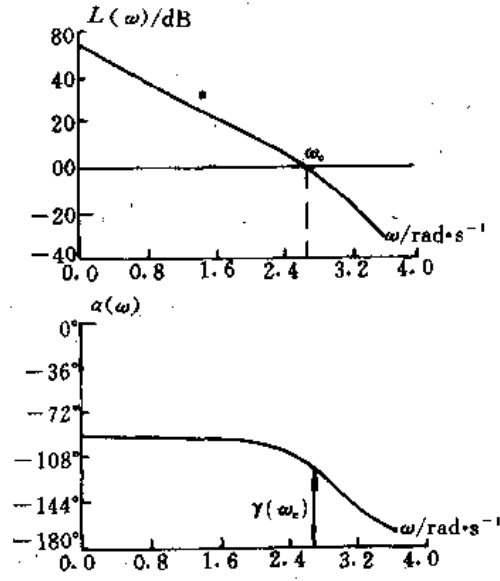


图6-2-13 电流环校正后频率特性

2. 速度调节器

(1)速度调节器的设计:电流环设计好后,作为速度环内的一个等效环节,其闭环传递函数可由图6-2-11(b)得

$$G_{\text{BI}}(S) = \frac{1/K_t}{2T_{\Sigma}^2 S^2 + 2T_{\Sigma} S + 1} = \frac{I_t(S)}{U_t^*(S)} \quad (6-2-14)$$

在设计速度环时,使其开环对数幅频特性的截止频率 ω_c 满足

$$\omega_c \ll \frac{1}{2T_{\Sigma}}$$

则式(6-2-14)可按小参数处理,近似等效为

$$G_{\text{BI}}(S) = \frac{I_t(S)}{U_t(S)} = \frac{1/K_t}{2T_{\Sigma} S + 1}$$

对于异步电动机,可近似等效为一积分环节。因此,速度环的动态结构图如图6-2-14所示。

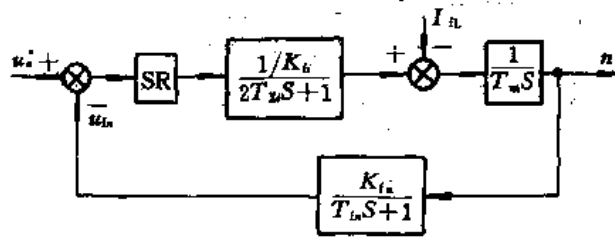


图6-2-14 速度环动态结构图

图中, T_m 为电动机积分时间常数。

$$T_m = \frac{GD^2}{375K_m \Phi} \quad (6-2-15)$$

$$\frac{U_{t_n}(S)}{N(S)} = \frac{K_{t_n}}{T_{t_n} S + 1} \quad (6-2-16)$$

式中, $K_{t_n} = U_{t_{n\max}}/n_{\max}$ 为速度环反馈系数; $T_{t_n} = 5.00 \times 10^{-3} \text{s}$ 为滤波时间常数。

由于被控对象中存在一个积分环节,并考虑到速度环的主扰动 I_n 是作用于被控对象积分

环节前的经常性的负载扰动,为增强系统的抗扰动能力,速度环设计为三阶典型系统。

与电流环设计方法相类似,在确定速度调节器的结构与参数之前,将速度环的动态结构图变换为对输入信号 u_n^* 的单位反馈形式,并考虑到补偿超前因子 $(T_{in}S+1)$ 的作用,因此在输入通道中引入给定滤波环节,这时系统的动态结构图如图6-2-15(a)所示。

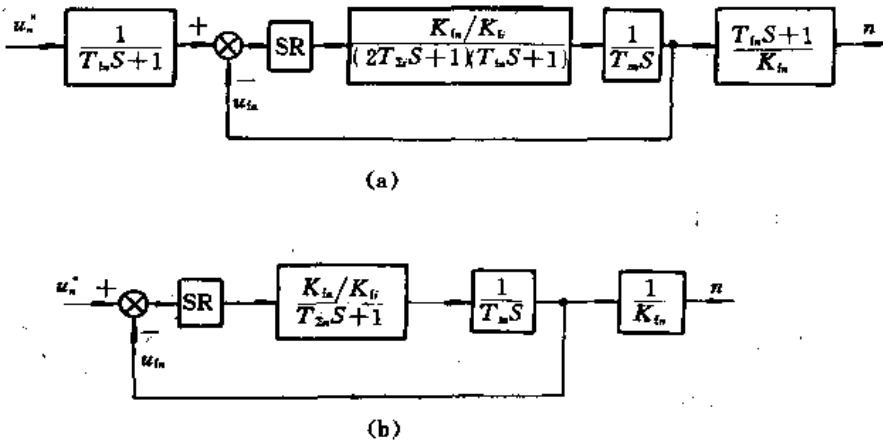


图6-2-15 速度环动态系统结构图

(a)引入了给定滤波环节的结构图 (b)经小惯性群处理和简化后的结构图

又因速度环中 $\frac{1}{2T_z S + 1}$ 和 $\frac{1}{T_m S + 1}$ 两惯性环节的时间常数是小于参数, $\frac{1}{2T_z}$ 和 $\frac{1}{T_m}$ 都远远大于 ω_c , 因此,这两个环节可按小惯性群处理,近似等效为

$$\frac{K_m/K_f}{(2T_z S + 1)(T_m S + 1)} \approx \frac{K_m/K_f}{(2T_z + T_m)S + 1} = \frac{K_m/K_f}{T_{\Sigma} S + 1} \quad (6-2-17)$$

这样,经小惯性群处理并进行简化后的速度环动态系统结构图如图6-2-15(b)所示。在式(6-2-17)中, $T_{\Sigma} = 2T_z + T_m$ 。

在此情况下,速度调节器采用PI调节器,则速度环校正为三阶典型系统,其开环传递函数为

$$G_{R_n}(S) = \frac{K_{pm}(T_n S + 1)}{T_n S} \cdot \frac{K_m/K_f}{T_{\Sigma} S + 1} \cdot \frac{1}{T_m S} = \frac{K_N(T_n S + 1)}{S^2(T_{\Sigma} S + 1)} \quad (6-2-18)$$

式中,

$$K_N = K_{pm} K_m / (T_n T_m K_f)$$

速度调节器参数按 M_r 最小准则选择,则速度环开环增益为

$$K_N = \frac{K_{pm} K_m}{T_n T_m K_f} = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma}^2} \quad (6-2-19)$$

一般 $h=4\sim 5$, 这里取 $h=4$ 。

速度调节器参数为

$$K_{pm} = \frac{K_f T_n T_m}{K_m} K_N = \frac{(h+1)K_f}{2hK_m} \frac{T_m}{T_{\Sigma}}$$

校正后速度环的动态结构图如图6-2-16所示。

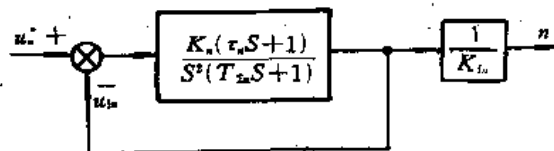


图6-2-16 校正后速度环动态结构图

速度环闭环传递函数为

$$G_{Bn}(S) = \frac{4T_{\Sigma n}S + 1}{8T_{\Sigma n}^3 S^3 + 8T_{\Sigma n}^2 S^2 + 4T_{\Sigma n}S + 1} \frac{1}{K_{in}} \quad (6-2-20)$$

(2)速度环频率特性的计算机仿真:将6.2.3节的电机参数代入式(6-2-18)中,得实际系统开环传递函数

$$G_{K_n}(S) = \frac{3117.1(2.832 \times 10^{-2}S - 1)}{S^2(7.08 \times 10^{-3}S + 1)}$$

其对数幅频特性与相频特性分别为

$$L(\omega) = 20\lg K_N + 20\lg \sqrt{1 + (\omega T_r)^2} - 20\lg \omega^2 - 20\lg \sqrt{1 + (\omega T_{\Sigma n})^2}$$

$$\alpha(\omega) = -180^\circ + \arctg \omega T_r - \arctg \omega T_{\Sigma n}$$

计算机仿真结果如图6-2-17所示。

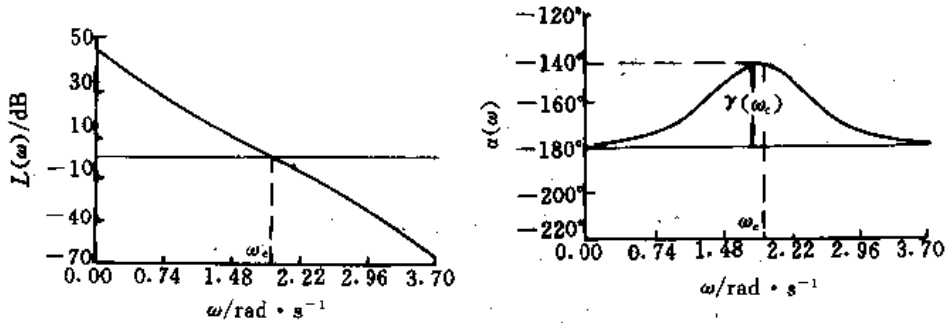


图6-2-17 速度环频率特性仿真

由仿真结果可知:

截止频率 $\omega_c = 79\text{rad/s}$

相角裕量 $r(\omega_c) = 37^\circ$

仿真结果表明,系统具有较好的动态响应特性和稳定性。

6.2.4 系统硬件设置

图6-2-18是用8031为主CPU构成的DPWM波控制系统原理框图。系统包括7个功能单元。

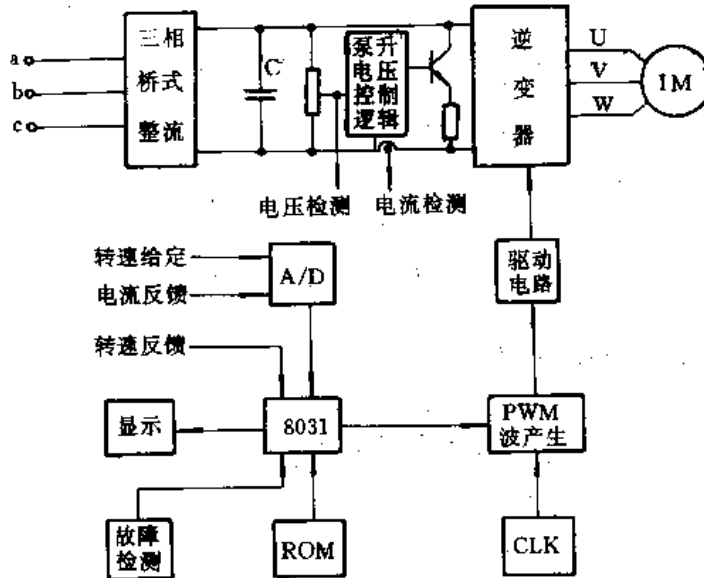


图6-2-18 微机控制系统原理框图

(1)8031最小系统:完成各种指令输入,对反馈信号定时采样,对速度调节器、电流调节器和 DPWM 波脉宽进行实时计算等功能。

(2)DPWM 波产生控制:由8253可编程定时/计数器和 D 触发器组成。完成 DPWM 波脉宽定时并产生单极性 DPWM 波。产生 PWM 波的硬件电路类似于图3-4-3。波形则类似于图3-4-4。PWM 波产生的过程见3.2.3节。不同之处是,在3.2.3节中,是用 MCS-8098单片机,按照2.1.2节均值 PWM 换相点公式及脉宽计算值产生 PWM 波的。而在本节,则采用 MCS-8031单片机,按照2.3.2节中 DPWM 波脉宽计算公式产生 PWM 波的。

(3)驱动电路:使主回路和控制回路隔离,并将 DPWM 进行整形和功率放大以驱动 GTR,以及当 GTR 进入非安全工作区时实施快速保护。

(4)A/D 转换:将模拟转速给定信号和电流检测信号转换成数字信号,同时,如果测速采用测速发电机而不是光电编码器时,它也能将速度反馈信号的模拟量转换为数字量。

(5)显示单元:包括定子电流显示、转速显示、频率显示以及系统的工作状态故障性质的显示。

(6)故障检测:包括逆变器中 GTR 的过压检测、过流检测和过热检测。

(7)被控对象 IM:JO₂-52-4型三相异步电动机。其有关参数如下:

$$\begin{aligned} P_e &= 10\text{kW}, U_e = 380\text{V}, n_2 = 1452\text{r/min}, \\ r_1 &= 1.33\Omega/\text{p}, x_1 = 2.43\Omega/\text{p}, r_2 = 1.12\Omega/\text{p}, \\ x'_2 &= 4.44\Omega/\text{p}, r_m = 7\Omega/\text{p}, x_m = 90\Omega/\text{p}. \end{aligned}$$

定子绕组按 Δ (三角形)连接,

由此可求得计算参数为

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= x_1/\omega = 7.74\text{mH} \\ L'_2 &= x'_2/\omega = 14.14\text{mH} \\ L_m &= x_m/\omega = 286\text{mH} \end{aligned} \right\} \quad (6-2-21)$$

6.2.5 系统软件设计

系统软件主要由主程序和中断服务子程序组成。

(1)主程序的主要任务是处理各种输入指令,完成系统速度反馈信号、电流反馈信号的采样和速度调节器、电流调节器参数的运算,以及求出当前的 DPWM 波脉宽定时时间常数等。主程序流程图如图6-2-19所示。系统输入指令是通过键盘给定的。包括转速、旋转方向、显示转速、频率和电流等的给定指令。转速大小 ω^* 是在键盘给定转速指令后,由 A/D 转换得到的。如果 ω^* 和转速反馈信号 ω_2 都为0,则电动机停转,主程序返回到键盘给定指令状态。若 $\omega^* > 0$ (即正转),则判别当前电动机转向,若 ω_2 与 ω^* 转向一致,则计算 $\Delta\omega$;否则把 ω_{max} 作为 ω^* ,使电动机转速迅速下降,直至 $\omega_2 \leq \omega_{\text{min}}$ 。然后改变相序使电动机反转,电动机转速迅速升至 ω^* 。如果 $\omega^* < 0$ (即反转)时,情况与 $\omega^* > 0$ (即正转)时基本相同。

在主程序的设计中,考虑了电动机软启动问题。软启动的实现主要是通过对转差 $\Delta\omega$ 的限幅来实现的。如前所述,当异步电动机给定转速由0突加到 ω^* (如额定转速)时,对转差频率的限幅使得定子频率 $\omega_1 = \omega_2 \pm \Delta\omega_{\text{max}} = \pm \Delta\omega_{\text{max}}$ (电动机刚启动时 $\omega_2 = 0$),电动机进行降压低频启动。随着 ω_2 的上升,转差频率退出限幅,最终 ω_1 稳定在 ω^* 状态。这就避免了过大的定子启动电流对 GTR 的冲击,确保 GTR 的正常工作。由于控制设计上的这一特点,转速给定信号可以实现从正转最大转速到反转最大转速的给定。

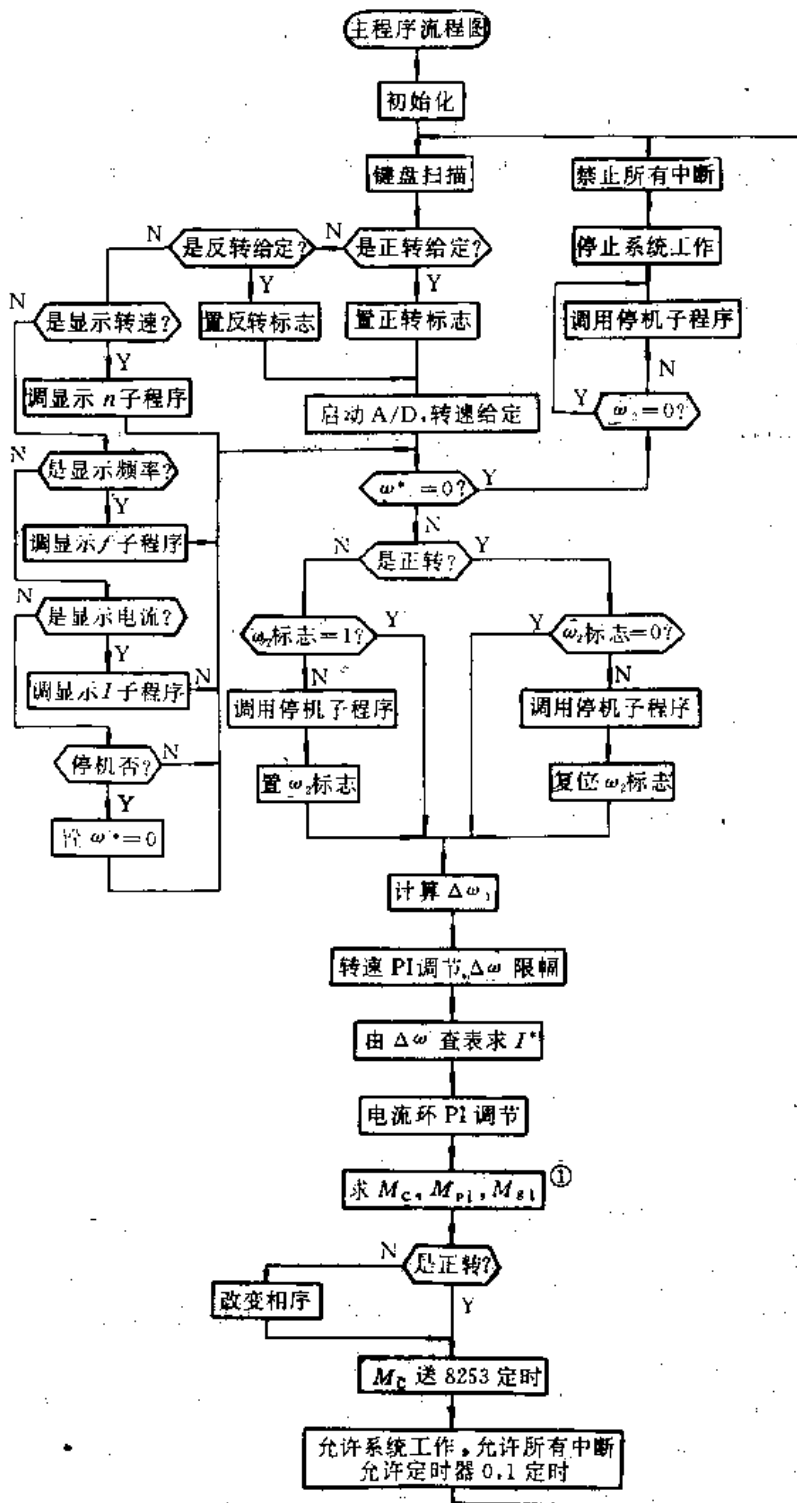


图6-2-19 主程序流程图

图中①: M_c, M_{pl}, M_{sl} 按式(2-3-15)~(2-3-17)计算

与主程序框图相应的参考程序如下。

主程序:

```

    ORG    3000H
    MPAIN: MOV    R0,    #0EBH           ;8255D 口地址送 R0
           MOV    A,    #80H           ;置 A,B,C 口输出方式
  
```

	MOVX	@R0,	A	;
	CLR	A		;
	MOV	R1,	#0FH	;
	MOV	R0,	#19H	;
	MOV	18H,	#01H	;
DRAM:	INC	R0		;
	MOV	@R0,	CLRAM	;清20H~2EH单元
	LCALL	SPEED		;显示速度
	MOV	TMOD,	#12H	;置定时器方式控制寄存器
	MOV	TL0,	#32H	;置定时器R0时间常数
	MOV	TH0,	#32H	;
	MOV	TL1,	#0A6H	;置定时器R1时间常数
	MOV	TH1,	#0F5H	;
	MOV	TCON,	#05H	;置定时器控制寄存器
	MOV	DPTR,	#8003H	;置定时器8253B控制字
	MOV	A,	#94H	;置C口工作方式2
	MOVX	@DPTR, A,		;
	MOV	A,	#54H	;置B口工作方式2
	MOVX	@DPTR, A		;
	MOV	A,	#14H	;置A口工作方式2
	MOVX	@DPTR, A		;
	MOV	DPTR,	#0A003H	;置8253A控制字
	MOVX	#DPTR, A		;置A口工作方式2
	CLR	A		;
KBSS:	LCALL	KBS		;调键盘扫描子程序
	MOV	KBSA,	A	;保存扫描值
	CJNE	A,	#0AH,SPEEN	;正转?否,转SPEEN
	CLR	WF0		;
SPAD:	MOV	DPTR,	#0C0F1H	;是,置正转标帜
	CLR	A		;
	MOVX	#DPTR, A		;启动A/D
	MOV	R2,	#02H	;
	LCALL	DELAY		;延时128 μ s
	MOV	DPTR,	#0C0F1H	;
	MOV	A,	@DPTR	;读 ω^*
	MOV	RAM ω^*	A	;存 ω^*
	SJMP	PB ω^*		;转PB ω^*
SPEEN:	CJNE	A,	#0BH,SPEED	;反转?否转SPEED
	SETB	WF0		;是,置反转标志
	SJMP	SPAD		;转SPAD
SPEED:	CJNE	A,	#0CH,FREQD	;显示速度?否转FREQD
	LCALL	SPAD		;是,调显示速度子程序
	SJMP	PB ω^*		;转PB ω^*
FREQD:	CJNE	A,	#0DH,CURRD	;显示频率?否转CURRD

FREQD1:	LCALL	FRED		;是,调频率显示
	SJMP	PB ω^*		;转 PB ω^*
CURRD:	CJNE	A,	#0EH,TOFRE	;显示电流?否转 TOFRE
	LCALL	CURD		;是,显示电流
	CJNE	PB ω^*		;转 PB ω^*
TOFRE:	CJNE	A,	#0FH,PB ω^*	;停止系统工作?,否,
				;转 PB ω^*
	MOV	Z1H,	#00H	;是,置 $\omega^* = 0$
	MOV	A,	RAM ω^*	; ω^* 送 A
PB ω^* :	CJNE	A,	#00H,JPON	; $\omega^* \neq 0$ 转 JPON
STOP:	SETB	P1,	7	;停止系统工作
	SJMP	KBSS		;转 KBSS
JPON:	JNB	WF0,	PROTAT	;WF0=0,转 PROTAT
	JB	WF1,	SAMPN	;WF1=1,转 SAMPN
NPBW2:	MOV	A,	RAMW23	; $\omega(2i+1)$ 送 A
	CJNE	A,	#00H,ZDONN	;转 ZDONN
	SETB	WF1		;置 WF1
	SJMP	COUNT		;转 COUNT
ZDONN:	SETB	P1,	7	;停止系统工作?
	SJMP	NPBW2,		;转 NPBW2
SAMPN:	MOV	A,	RAMW23	; $\omega(2i+1)$ 送 A
	CJNE	A,	RAMW23,COUNT	; $\omega(2i+1) \neq \omega(2i)$
				;转 COUNT
	AJMP	PBN5		; $\omega(2i+1) = \omega(2i)$
				;转 PBN5
	SJMP	COUNT		;转 COUNT
PROTAT:	JNB	WF1,	SAMPN	;WF1=0,转 SAMPN
PPBW2:	MOV	A,	RAMW23	;WF1=1, $\omega(2i+1)$ 送 A
	CJNE	A,	#00H,ZDONP	; $\omega(2i+1) \neq 0$ 转 ZDONP
	CLR	WF1		; $\omega(2i+1) = 0$ 清 WF1
	SJMP	COUNT		;转 COUNT
ZDONP:	SETB	P1,	7	;停止系统工作
	SJMP	PPBW2		;转 PPBW2
COUNT:	CJNE	A,	RAM ω^* ,NE QW2	; $\omega^* \neq \omega(2i+1)$,
				;转 NEQW2
	CLR	WF2		; $\omega^* = \omega(2i+1)$,清 WF2
	MOV	($\Delta\omega$),	#00H	; $\Delta\omega = 0$,
	SJMP	ADDW1		;转 ADDW1
NEQW2:	JNC	FSVB		; $\omega^* > \omega(2i+1)$,转 FSVA
	MOV	A,	RAM ω^*	; ω^* 送 A
	CLR	C		;清 CY
	SUBB	A,	RAMW23	;A - ω^* 送 A
	CLR	WF2		;清 WF2
	SJMP	COMAW		;转 COMAW

FSVB:	CLR	C		;清 CY
	SUBB	A	RAM ω^*	; $\omega(2i+1) - \omega^*$ 送 A
	SETB	WF2		;置 WF2
COMN:	CJNE	A,	# $\Delta\omega_{max}$, NEQAW	; $\Delta\omega \neq \Delta\omega_{max}$ 转 NEQAW
	SJMP	WFN		; $\Delta\omega = \Delta\omega_{max}$ 转 WFN
NEQKW:	JC	WFN		; $\Delta\omega < \Delta\omega_{max}$ 转 WFN
	MOV	A,	# $\Delta\omega_{max}$;其他, $A = \Delta\omega_{max}$
WFN:	NOP			;
	JNB	WF2,	ADDW1	; WF2=0, 转 ADDW1
	MOV	($\Delta\omega$),	A,	;存 $\Delta\omega$
	MOV	A,	W23	; $\omega(2i+1)$ 送 A
	CLR	C		;
	SUBB	A,	($\Delta\omega$)	; $\omega_1 = \omega(2i+1) - \Delta\omega$
	SJMP	WTLN		;转 WTLN
ADDW1:	MOV	($\Delta\omega$),	A	;存 $\Delta\omega$
	ADD	A,	W23	; $\omega_1 = \omega(2i+1) + \Delta\omega$
WTLN:	MOV	ω_1 ,	A	;存 ω_1
	CJNE	A,	# 80H, WFN	; $\omega_1 \neq 80H$, 转 WFN
	SJMP	WFN2		; $\omega_1 = 80H$, 转 WFN2
WFN:	JNC	WFN2		; $\omega_1 > 80H$, 转 WFN2
WFN1:	CLR	C		;
	RLC	A		; $A = \omega_1 \times 2$
	MOV	R0,	A	;
	MOV	DPTR,	# 3E10H	;查表, 求 F
WFNS:	MOVC	A,	@A+DPTR	;
	MOV	0F1H,	A	;
	MOV	A,	R0	;
	INC	A		;
	MOVC	A,	@A+DPTR	;
	MOV	0F1L,	A	;
	MOV	DPTR,	# 3B00H	;查表, 求 n
WNS:	MOV	A,	R0	;
	MOVC	A,	@A+DPTR	;
	MOV	NH,	A	;
	MOV	A,	R0	;
	INC	A		;
	MOVC	A,	@A+DPTR	;
	MOV	NH,	A	;
	SJMP	SOLVTC		;转 SOLVTC
WFN2:	CLR	C		; $\omega_1 > 80H$
	SUBB	A,	80H	; $\omega_1 - 80H$ 送 A
	RLC			;
	MOV	R0,	A	;

```

MOV     DPTR,    #3F10H      ;查表,求 F
MOVC   A,       @A+DPTR    ;
MOV     F1H,    A          ;
MOV     A,      R0         ;
INC     A        ;
MOVC   A,       @A+DPTR    ;
MOV     FIL,    A          ;
MOV     DPTR,   #3C00H      ;
SJMP   WNS        ;转 WNS
SOLVTC: MOV     A,      W1    ;
MOV     DPTR,   #3D20H      ;
MOVC   A,       @A+DPTR    ;查表,求 n
MOV     (24H),  A          ;存 n 值
MOV     B,      #03H       ;
DIV     A,      B          ;
MOV     (N/3), A          ;取 N/3 值
MOV     A,      24H        ;
MOV     B,      W1         ;
MUL    A,      B          ;取 NW1 值
MOV     R6,     B          ;
MOV     R7,     A          ;
MOV     R3,     #02H       ;
MOV     R4,     #6FH       ;
MOV     R5,     #70H       ;
LCALL  NDIVTH    ;调除法子程序
MOV     (MTC),  R5        ;存 M. 值
PBN0:  MOV     A,      N     ;取数据 i 值
CJMP   A,      #24H,PBN1  ;
MOV     DPTR,   #232BH      ;
SJMP   MPI0         ;
PBN1:  JNC     PBN4        ;
CJNE   A,      #0CH,PBN2  ;
MOV     DPTR,   #2306H      ;
SJMP   MPI0         ;
PBN2:  JNC     PBN3        ;
MOV     DPTR,   #2300H      ;
SJMP   MPI0         ;
PBN3:  MOV     DPTR,   #2312H ;
SJMP   MPI0         ;
PBN4:  CJNE   A,      #3CH,PBN5 ;
SJMP   MPI0         ;
PBN5:  MOV     DPTR,   #238BH ;
MPI0:  MOV     A,      (18H) ;
CJNE   A,      (24H),MPI1  ;一次循环结束?是,转 MPI1

```

	SJMP	MPI2		;
MPI1:	JC	MPI2		; 否, 转 MIP2
	CLR	C		;
	SUBB	A, (24H)		; 复位计数器值
	MOV	(18H), A		;
MPI2:	MOVC	A, @A+DPTR		; 取 M_{pi}, M_{gr}
	ADD	A, (27H)		; 求 A 相的 M_{pi}
	MOV	(7DH), A		; 存 A 相的 M_{pi}
	CLR	C		;
	RRC	A		;
	MOV	R0, A		;
	MOV	A, (27H)		;
	CLR	C		;
	RRC	A		;
	SUBB	A, R0		; 求 A 相的 M_{gr}
	MOV	(7AH), A		; 存 A 相的 M_{gr}
	MOV	A, (19H)		;
	CLR	C		;
	RLC	A		;
	ADD	A, (18H)		;
	CJNE	A, (24H), JBDN		;
	SJMP	JDN		;
JBND:	JC	JND		;
	CLR	C		;
	SUBB	A, (24H)		;
JDN:	MOVC	A, @A+DPTR		;
	ADD	A, (27H)		; 求 B 相的 M_{pb}
	MOV	(7EH), A		; 存 B 相的 M_{pb}
	CLR	C		;
	RRC	A		;
	MOV	R0, A		;
	MOV	A, (27H)		;
	CLR	C		;
	SUBB	A, R0		; 求 B 相的 M_{gr}
	MOV	(7BH), A		; 存 B 相的 M_{gr}
	MOV	A, (19H)		;
	ADD	A, (18H)		;
	CJMP	A, (24H), KBDN		;
	SJMP	KDN		;
KBDN:	JC	KDN		;
	CLR	C		;
	SUBB	A, (24H)		;
KDN:	MOVC	A, @A+DPTR		;
	ADD	A, (27H)		; 求 C 相的 M_{pi}

	MOV	(7FH),	A	;存C相的 M_{pci}
	CLR	C		;
	RRC	A		;
	MOV	R0,	A	;
	MOV	A,	(27H)	;
	CLR	C		;
	SUBB	A,	R0	;求C相的 M_{sci}
	MOV	(7CH),	A	;存C相的 M_{sci}
	JNB	WF0,	SMTC	;转判断子程序
	XCH	A,	(7AH)	;改变相序
	MOV	(7CH),	A	;
	MOV	A,	(7DH)	;
	XCH	A,	(7FH)	;
	MOV	(7DH),	A	;
SMTC:	MOV	A,	(27H)	;送8253A 定时时间常数
	CLR	C		;
	RLC	A		;
	INC	A		;
	MOV	DPTR,	#0A000H	;
	MOVX	@DPTR,	A	;
	MOV	DPTR,	#2400H	;当前显示值送寄存器
	MOV	A,	(24H)	;
	MOVC	A,	@A+DPTR	;
	MOV	1BH,	A	;
	MOV	A,	2BH	;
	INC	A		;
	MOVC	A,	@A+DPTR	;
	MOV	1AH,	A	;
	CLR	P1,	6	;允许系统工作
	CLR	P1,	7	;
	MOV	IPC,	#01H	;置中断优先级
	MOV	IEC,	#0FH	;允许中断
	CLR	2F,	7	;允许用户使用中断
	SETB	TR0		;启动定时器0
	SETB	TR1		;启动定时器1
	LJMP	KBSS		;返回键盘扫描

(2)中断服务子程序有四个:故障中断服务子程序(PINT₀)、 T_0 周期中断服务子程序(PINT₁)、定时器0和定时器1中断服务子程序(TIMER₀和TIMER₁)。它们各自的功能如下。

a. PINT₀故障中断服务子程序用于处理过压、过流和超温等故障。该类中断源被定为最高优先级中断。在故障申请中断后,其服务子程序给出一信号,封锁三相 DPWM 波输出,使 GTR 截止,同时对故障口进行读操作,并显示故障原因。PINT₀中断服务子程序流程框图如图 6-2-20所示。

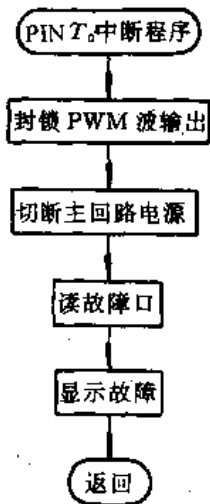


图6-2-20 PINT₀中断服务子程序流程

b. PINT₁的 T_0 周期中断服务子程序完成将三相 DPWM 波脉宽定时常数送到8253B 定时器定时, 由于8253可编程序定时/计数器具有可同时(其实是经过一个计数周期以后)写两个定时时间常数的特点, 因此可以在每次 PINT₁ 中断服务子程序中将三相 DPWM 波的第 i 个脉宽的定时时间常数 M_{ai} 和 M_{bi} 送到定时器8253B。其程序框图如图6-2-21所示。

c. TIMER₀定时器0中断服务子程序主要完成电流检测采样, 并重新启动 A/D 转换。程序框图如图6-2-22所示。

d. TIMER₁定时器 T_1 中断服务子程序是根据 M/T 法(见5.5节)数字测速原理来完成转速采样的。它包括了对转速采样值的锁存, 读取并清计数器, 以及对转速采样、重新定时检测等操作。其程序流程框图如图6-2-23所示。

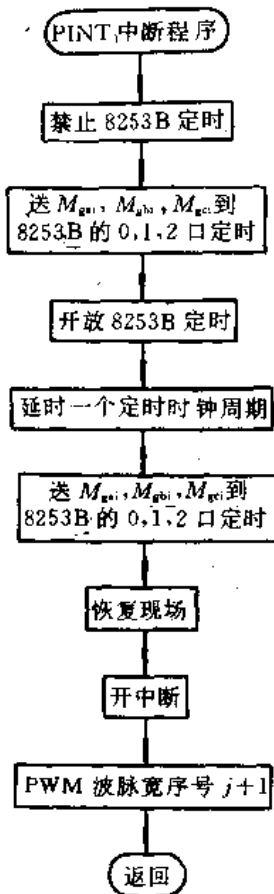


图6-2-21 PINT₁中断服务子程序流程

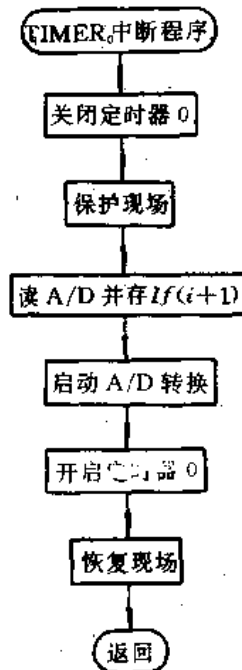


图6-2-22 TIMER₀中断服务子程序流程图

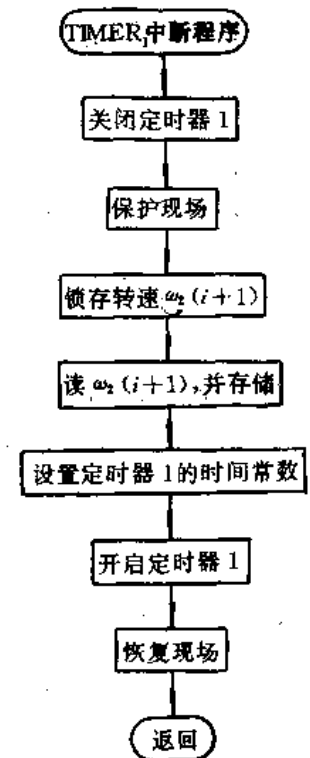


图6-2-23 TIMER₁中断服务子程序流程图

6.2.6 输出电压、电流波形仿真与实验结果

本节根据6.2.2节计算系统中电流环和速度环的动态结构参数, 并分别对逆变器的输出电

压、电流波形进行了仿真和系统试验。结果表明,采用转差频率控制和 DPWM 控制算法,能有效地对异步电动机进行恒转矩或恒功率调速。

1. 系统动态结构参数计算

(1) 电流环动态结构图中的参数计算:根据图6-2-9及图6-2-10,逆变器的传递函数为

$$\frac{U(S)}{I^*(S)} = K_p e^{-T_p s}$$

式中

$$K_p = \frac{U_c}{I_c} = \frac{380}{11.42} \Omega = 33.27 \Omega$$

$$T_p = 0.04 \text{ms}$$

而定子相电压与相电流的传递函数为

$$\frac{I_1(S)}{U_1(S)} = \frac{K_D}{T_D S + 1}$$

式中

$$K_D = \frac{1}{r_1 + r_2} = \frac{1}{2.45} \Omega^{-1} = 0.408 \Omega^{-1}$$

$$T_D = \frac{L_1 + L_2}{r_1 + r_2} = 8.931 \text{ms}$$

且电流检测与滤波环节的传递函数为

$$\frac{U_{fi}(S)}{I_1(S)} = \frac{K_{fi}}{T_{fi} S + 1}$$

式中

$$K_{fi} = \frac{U_{fim}}{I_{1m}} = \frac{5}{1.8 \times 11.42} \Omega = 0.243 \Omega$$

$$T_{fi} = 1 \text{ms} \quad \text{采样周期}$$

这样,电流校正为二阶“最佳”典型环节时,可得

$$K_I = \frac{1}{2T_{zi}} = \frac{1}{2 \times 1.04 \times 10^{-3} \text{s}} = 481 \text{s}^{-1}$$

其中, $T_{zi} = T_{fi} + T_p = 1.04 \text{ms}$, 因此电流环 PI 调节器参数为

$$T_i = T_D = 8.931 \text{ms}$$

$$K_{pi} = \frac{T_i}{2T_{zi}} \frac{1}{K_p K_{fi}} = \frac{8.931 \times 10^{-3}}{2 \times 1.04 \times 10^{-3}} \times \frac{1}{33.27 \times 0.243} \Omega^{-2} = 0.531 \Omega^{-2}$$

即给定滤波环节 $T_{gi} = T_{fi} = 1 \text{ms}$ 。

(2) 速度环动态结构图中的参数计算:由图6-2-15和式(6-2-15)可知,电动机积分时间常数

$$T_m = \frac{GD^2}{375 K_m \Phi} = \frac{GD^2 I_n}{375 \times 975 P_n \sqrt{\frac{3}{2}}} = \frac{14.7 \times 11.42 \times 1450}{375 \times 975 \times 10 \times \sqrt{\frac{3}{2}}} \text{s} = 0.0815 \text{s}$$

速度检测环反馈系数

$$K_{fn} = \frac{U_{fn}}{n_{\max}} = \frac{5}{1490} = 3.36 \times 10^{-3}$$

滤波时间常数

$$T_{fn} = 5.0 \times 10^{-3} \text{s} \quad \text{转速采样周期}$$

对于速度调节器,按二阶“最佳”校正,则

$$T_n = h T_{zn} = 4 \times 7.08 \times 10^{-3} \text{s} = 2.832 \times 10^{-2} \text{s}$$

其中,

$$T_{zn} = 2T_{fn} + T_m = 2 \times 1.04 \times 10^{-3} + 5 \times 10^{-3} \text{s} = 7.08 \times 10^{-3} \text{s}$$

$$K_{pn} = \frac{(h+1)K_{fi} T_m}{2hK_{fn} T_{zn}} = \frac{(4+1) \times 0.234}{2 \times 4 \times 3.36 \times 10^{-3}} \times \frac{0.0815}{7.08 \times 10^{-3}} = 520.3$$

于是在式(6-2-18b)中

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma m}^2} = \frac{5}{2 \times 4^2 \times 7.08 \times 10^{-3}} = 3117.1$$

2. 逆变器输出电压、电流波形仿真

异步电动机的等值电路如图6-2-24所示。由等值电路可求得定子电流与电压的传递函数为

$$\frac{I_1(S)}{U_1(S)} = \frac{1}{r_1 + SL_1 + \frac{(r_m + SL_m) \left(\frac{r'_2}{S} + SL'_2 \right)}{\left(r_m + \frac{r'_2}{S} \right) + S(L'_2 + L_m)}} \quad (6-2-22)$$

令 $r'_2/S = r_2, L'_2 = L_2$, 将式(6-2-22)化简, 得

$$\frac{I_1(S)}{U_1(S)} = \frac{(r_2 + r_m) + (L_2 + L_m)S}{(r_1 r_2 + r_1 r_m + r_2 r_m) + [(r_2 + r_m)L_1 + (r_1 + r_m)L_2 + (r_1 + r_2)L_m]S + (L_1 L_2 + L_1 L_m + L_2 L_m)S^2} \quad (6-2-23)$$

将电动机参数代入式(6-2-23), 并化简得

$$\frac{I_1(S)}{U_1(S)} = \frac{47.2S + 6610.7}{S^2 + 1703.3S + 47155.4} = \frac{1}{S + 28.15} \times \frac{47.2S + 6610.7}{S + 1675.5} \quad (6-2-24)$$

由式(6-2-24)可得出异步电动机定子电流与电压的动态结构图, 如图6-2-25所示。

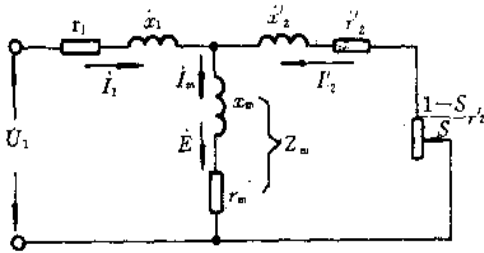


图6-2-24 异步电动机等值电路

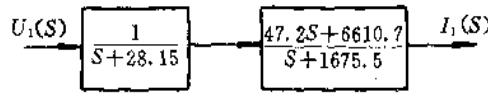


图6-2-25 异步电动机动态结构框图

根据系统结构图的数字仿真方法, 得出定子线电压与线电流的计算机仿真波形, 如图6-2-26~图6-2-28所示。仿真结果表明: 定子电流波形接近正弦波, 含谐波较少。图6-2-26和图6-2-27是在相同频率的条件下, 不同频率比时的定子线电压和线电流波形。由图6-2-26和图6-2-27可知, 随着频率比增大, 电流所含谐波减少, 这与2.3.2节中DPWM波的谐波仿真结果是一致的。

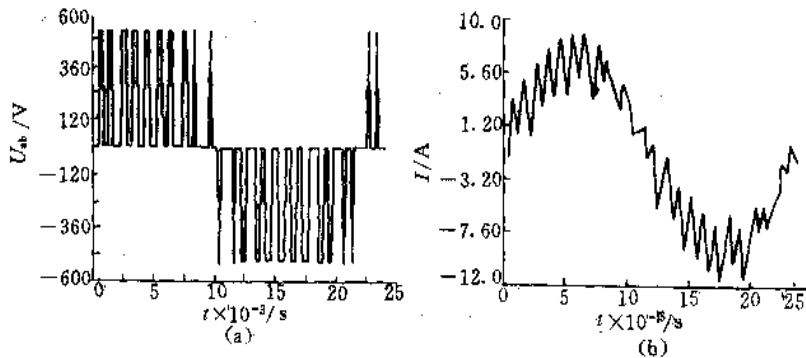


图6-2-26 定子线电压线电流计算机仿真 ($f_1 = 50\text{Hz}, N = 12$)

(a) 定子线电压波形 (b) 定子线电流波形

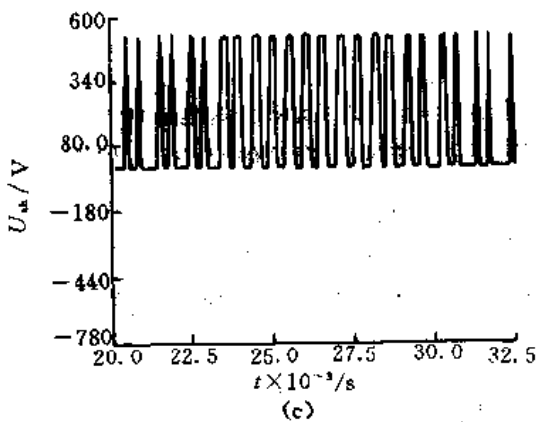
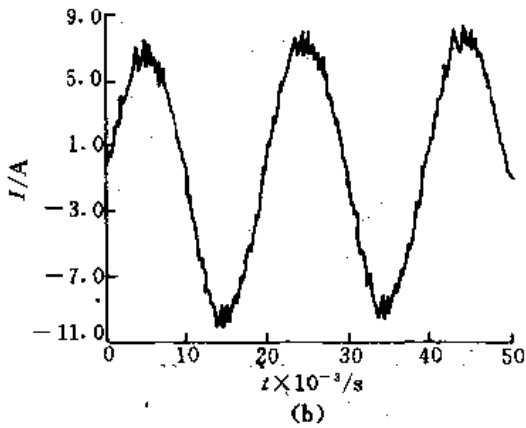
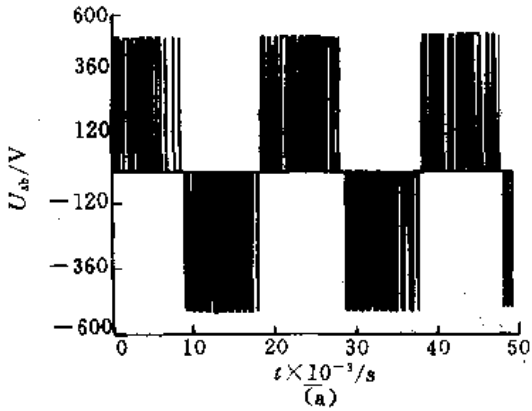


图6-2-27 定子线电压线电流仿真波形
($f_1=50\text{Hz}$, $N=36$)

(a)线电压波形 (b)线电流波形 (c)正半周期定子线电压波形

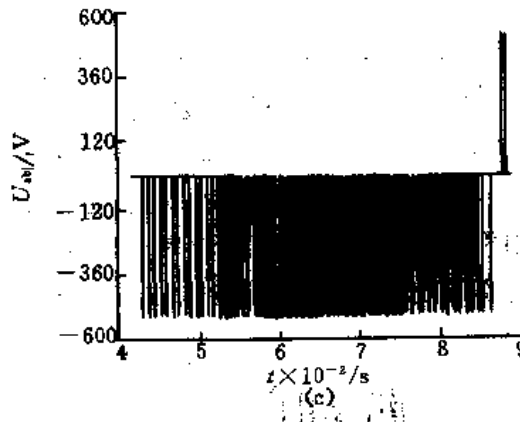
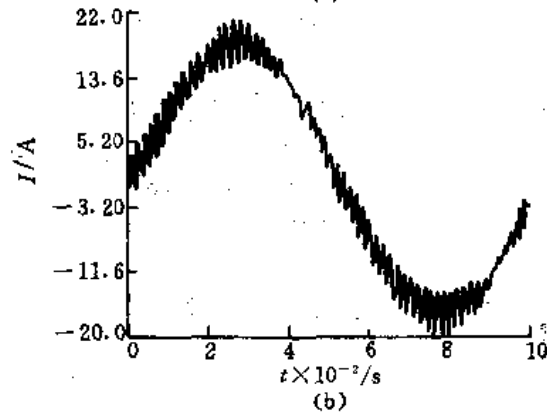
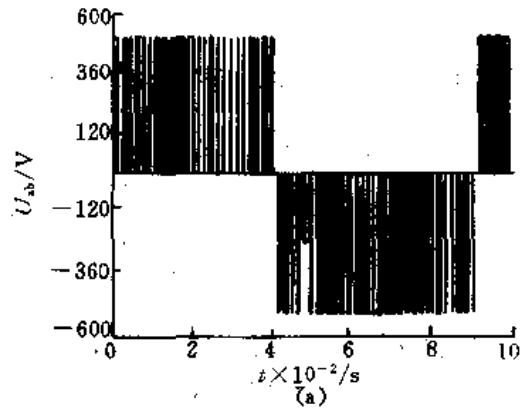


图6-2-28 异步电动机定子线电压线电流计算机
仿真波形($f_1=10\text{Hz}$, $N=60$)

(a)线电压波形 (b)线电流波形 (c)线电压负半周波形

3. 实验结果分析

系统实验是在一台1.5kWJO₂-52-4型异步电动机和Z₂-22型直流发电机机组上进行的。由于本系统用微机实现了转差频率控制和DPWM控制算法,因此能对电动机实现四象限运行控制。8031单片机能根据实际系统的要求,完成各种功能(如本系统中的故障自诊断,电流、转速、频率的显示,转速和电流的检测,速度环PI调节、电流环PI调节及DPWM波脉宽的实时计算等)的控制,大大提高了微机控制的实时性。并能使微机控制系统较容易地实现一般模拟电路难以实现的、对电动机转差频率 $\Delta\omega$ 和定子电流 I_1 之间的非线性关系的控制。此外,系统

采用了 DPWM 法,能较好地改善电动机的电流波形,尤其是电动机运行在较低转速时效果更加明显。由于系统采用了转差频率控制,并在软件设置上增加了电动机软启动的功能,因此,系统控制转速指令可从正向最大转速到反向最大转速予以给定,避免了在电动机过渡过程中,因过大的定子电流冲击而造成 GTR 的损坏。

需说明的一点是,在系统软件的调试过程中,曾经出现了 DPWM 波输出不稳定的现象。经分析,产生这一现象的主要原因是:软件中产生 DPWM 波的中断服务程序和电流、转速采样检测中断服务程序为同一优先级中断。为了产生稳定的 DPWM 波,则必须解决中断服务程序的优先权问题。实践证明,在单微机控制的情况下,若将 PINT₁ 中断(即 DPWM 波脉宽 T 周期定时中断)设置为最优先级中断时,采取尽量减少 PINT₁ 中断服务程序的运行时间的措施后,可解决同级优先中断权造成 DPWM 波输出不稳定现象。这样,既解决了同级中断对 DPWM 波的干扰,又节省了硬件电路设置。但若采用双微机控制,将参数计算、功能控制和中断源中断请求等分别合理地分配给系统中主、从两片微机来担负,则系统控制的实时性与可靠性将会大大地提高。

6.3 均值 PWM 波解耦控制变频调速系统

随着科学技术的发展,各种新型的控制技术相继出现,尽管各有优缺点,但都取得了相应效果。

本节介绍采用均值 PWM 波和标量解耦控制法,对异步电动机进行变频调速的方法。

6.3.1 标量解耦控制数学模型

80年代初,B. K. Bose 提出了标量解耦控制的新概念。标量解耦控制法是将稳态和瞬态变化分别进行分析处理的方法,其稳态控制函数是从矢量分析的结果建立起来的,而动态解耦函数则是利用小信号分析法,将电动机的数学模型线性化处理求得的。合理地设定小区域的分法及选择小区域的数目,可期望获得高性能的控制特性。

1. 稳态和瞬态统一的解耦控制方程

感应电动机结构简单,其定子电流既是励磁电流,又是转矩电流,两者彼此耦合,因此感应电动机的调速机理十分复杂,不可能像直流电动机那样,单独、方便地调节电枢电流或励磁电流便可达到平滑调速的目的,而必须把这种多变量的耦合系统进行解耦、简化。

图6-3-1是感应电动机三相模型,定子绕组为 a、b、c,转子绕组为 r、s、t。

为分析方便,设电动机为一个理想电动机,即定子三相绕组空间对称,电压、电流对称,转子和铁心表面光滑无齿槽,定子铁心内圆光滑,定、转子间气隙均匀;铁磁的非线性、磁场谐波及转子导条集肤效应等均可忽略不计。

这样电动机六个绕组的电压方程为

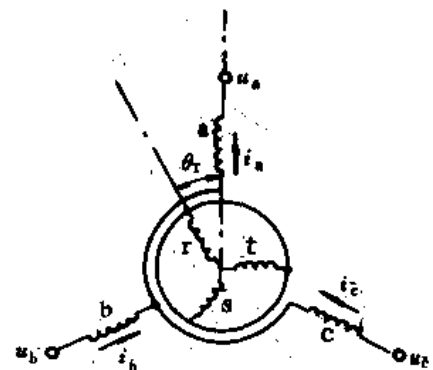


图6-3-1 感应电动机模型

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ u_r \\ u_s \\ u_t \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_r \\ i_s \\ i_t \end{pmatrix} + p \begin{pmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_r \\ \lambda_s \\ \lambda_t \end{pmatrix} \quad (6-3-1)$$

式中, p 为 $\frac{d}{dt}$; $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ 为定子 a、b、c 三相的磁链; $\lambda_r, \lambda_s, \lambda_t$ 为转子 r、s、t 三相的磁链。

对于三相异步鼠笼式电动机有 $u_r = u_s = u_t = 0$, 则定子、转子相电压方程式分别为

$$u_a = R_1 i_a + L_1 p i_a + p \lambda_a \quad (6-3-2)$$

$$u_r = 0 = R_2 i_r + L_2 p i_r + p \lambda_r \quad (6-3-3)$$

两式中, L_1 为定子漏感; L_2 为转子漏感; λ_a 为气隙磁场中 a 相磁链; λ_r 是气隙磁场中 r 相的磁链。

假定定子和转子绕组匝数比为 1, 气隙磁场每相电感为 L_m , 则式(6-3-3)中的磁链 λ_r 可表示为

$$\begin{aligned} \lambda_r = & L_m i_r + L_m i_a \cos(2\pi/3) + L_m i_b \cos(-2\pi/3) + L_m i_c \cos(-\theta_r) \\ & + L_m i_s \cos(-\theta_r + 2\pi/3) + L_m i_t \cos(-\theta_r - 2\pi/3) \end{aligned} \quad (6-3-4)$$

式中, θ_r 是定子 a 相绕组与转子 r 相绕组的空间相位角。考虑到定子和转子三相电流对称, 并忽略谐波, 有

$$\left. \begin{aligned} i_r &= I_2 \cos(\omega_r t + \varphi) \\ i_s &= I_2 \cos(\omega_r t + \varphi - 2\pi/3) \\ i_t &= I_2 \cos(\omega_r t + \varphi + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (6-3-5)$$

及

$$\left. \begin{aligned} i_a &= I_1 \cos(\omega t + \varphi) \\ i_b &= I_1 \cos(\omega t + \varphi - 2\pi/3) \\ i_c &= I_1 \cos(\omega t + \varphi + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (6-3-6)$$

则式(6-3-4)可表示为

$$\lambda_r = (3/2)L_m I_2 \cos(\omega_r t + \theta_r) + (3/2)L_m I_1 \cos(\omega t + \varphi - \theta_r) \quad (6-3-7)$$

设 $M = (3/2)L_m$, 将式(6-3-7)表达成复数形式, 并取其实部为

$$\lambda_r = \text{Re}[M I_2 e^{j(\omega_r t + \theta_r)} + M I_1 e^{j(\omega t + \varphi - \theta_r)}] \quad (6-3-8)$$

同样可求得式(6-3-2)中的 λ_a 为

$$\lambda_a = \text{Re}[M I_1 e^{j(\omega t + \varphi)} + M I_2 e^{j(\omega_r t + \theta_r + \theta_r)}] \quad (6-3-9)$$

用复数形式表示的定、转子的相电压、相电流为

$$u_a = \text{Re}[U_1 e^{j(\omega t + \varphi)}] \quad (6-3-10)$$

$$i_a = \text{Re}[I_1 e^{j(\omega t + \varphi)}] \quad (6-3-11)$$

$$i_r = \text{Re}[I_2 e^{j(\omega_r t + \theta_r)}] \quad (6-3-12)$$

将式(6-3-8)~(6-3-12)代入式(6-3-2)、(6-3-3), 并去掉实部符号(Re), 得

$$U_1 e^{j(\omega t + \varphi)} = R_1 I_1 e^{j(\omega t + \varphi)} + L_1 p [I_1 e^{j(\omega t + \varphi)}] + p [M I_1 e^{j(\omega t + \varphi)} + M I_2 e^{j(\omega_r t + \theta_r)}] \quad (6-3-13)$$

$$0 = R_2 I_2 e^{j(\omega_r t + \theta_r)} + L_2 p [I_2 e^{j(\omega_r t + \theta_r)}] + p [M I_1 e^{j(\omega t + \varphi - \theta_r)} + M I_2 e^{j(\omega_r t + \theta_r)}] \quad (6-3-14)$$

由式(6-3-14)可得

$$0 = R_2 I_2 e^{j\theta_r} e^{j\omega_r t} + p [\lambda_2 e^{j\omega_r t}] \quad (6-3-15)$$

其中,

$$\lambda_2 = L_2 I_2 e^{j\theta_r} + M I_1 e^{j\theta_r} \quad (6-3-16)$$

$$L_r = L_2 + M$$

$$\theta = \omega t + \varphi_1 - \omega_2 t - \theta_r$$

ω 是气隙磁场旋转角速度, 故有 $\omega t = \omega_2 t + \theta_r$, $\theta = \varphi_1$ (定子 a 相电流初相角)。

若假定:

$$\lambda_2 = \lambda e^{j\theta} = \text{const}$$

则由式(6-3-16)得

$$L_r I_2 \sin \varphi_1 + M I_1 \sin \theta = 0 \quad (6-3-17)$$

由式(6-3-15)得

$$0 = R_2 I_2 e^{j\theta} + j \omega_2 \lambda_2 \quad (6-3-18)$$

即

$$0 = R_2 I_2 \cos \varphi_1 + j(R_2 I_2 \sin \varphi_1 + \omega_2 L_r I_2 \cos \varphi_1 + \omega_1 M I_1 \cos \theta) \quad (6-3-19)$$

$$I_2 \cos \varphi_1 = 0 \quad (6-3-20)$$

$$I_2 \sin \varphi_1 = -M/L_r I_1 \sin \theta \quad (6-3-21)$$

$$\omega_2 = -(R_2 I_2 \sin \varphi_1)/(M I_1 \cos \theta) = (R_2 I_1 \sin \theta)/(L_r I_1 \cos \theta) \quad (6-3-22)$$

$$\lambda_2 = M I_1 \cos \theta = \text{const} \quad (6-3-23)$$

将式(6-3-20)~(6-3-23)代入式(6-3-13), 经整理化简后得

$$U_1 e^{j\omega_1 t} e^{j\varphi_1} = [(R_1 I_1 \cos \varphi_1 - \omega L_e I_1 \sin \varphi_1) + j(R_1 I_1 \sin \varphi_1 + L_e p(I_1 \sin \varphi_1) + \omega L_e I_1 \cos \varphi_1)] e^{j\omega t} \quad (6-3-24)$$

其中, $L_e = L_s - M^2/L_r$ 。

若假设

$$\left. \begin{aligned} I_{d_1} &= I_1 \cos \varphi_1 \\ I_{q_1} &= I_1 \sin \varphi_1 \\ U_{d_1} &= U_1 \cos \varphi_1 \\ U_{q_1} &= U_1 \sin \varphi_1 \end{aligned} \right\} \quad (6-3-25)$$

则电压控制方程为

$$U_1 = \sqrt{U_{d_1}^2 + U_{q_1}^2} \quad (6-3-26)$$

$$\varphi_1 = \arctg(U_{q_1}/U_{d_1}) \quad (6-3-27)$$

其中

$$U_{d_1} = R_1 I_{d_1} - \omega L_e I_{q_1} \quad (6-3-28)$$

$$U_{q_1} = R_1 I_{q_1} + L_e p I_{q_1} + \omega L_e I_{d_1} \quad (6-3-29)$$

$$\omega = \omega_1 + \omega_2 \quad (6-3-30)$$

另外, 当 λ_2 与 I_2 正交时, 电机每相每极电磁转矩可表达为

$$T = \lambda_2 I_2 = (M/L_r) \lambda_2 I_{q_2} \quad (6-3-31)$$

归结上述方程, 可得简单的稳态和瞬态统一的解耦控制方程组(即式3-4-1):

$$\left. \begin{aligned} I_{d_1} &= \lambda_2^* / M \\ I_{q_1} &= L_r / M \lambda_2 T^* \\ \omega_2 &= R_2 I_{q_2} / (L_r I_{d_2}) \\ \omega &= \omega_2 + \omega_1 \\ U_{d_1} &= R_1 I_{d_1} - \omega L_e I_{q_1} \\ U_{q_1} &= R_1 I_{q_1} + L_e p I_{q_1} + \omega L_e I_{d_1} \\ U_1 &= \sqrt{U_{d_1}^2 + U_{q_1}^2} \\ \varphi_1 &= \arctg(U_{q_1}/U_{d_1}) \end{aligned} \right\} \quad (6-3-32)$$

2. 定子电压解耦控制系统框图

根据式(6-3-32),可画出定子电压解耦控制系统框图如图6-3-2所示。

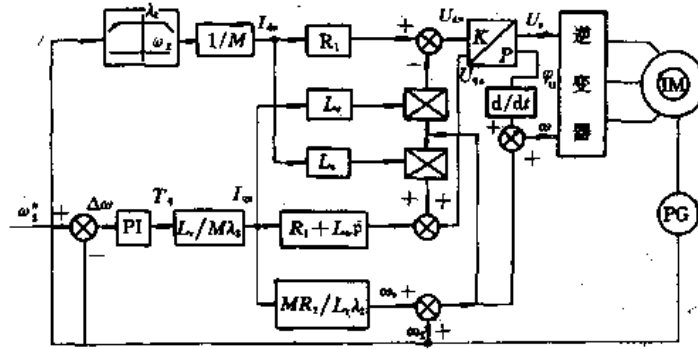


图6-3-2 定子电压解耦控制系统原理框图

图6-3-2及式(6-3-32)中:

U_s 为相电压;

φ_a 为定子 a 相电流初相角;

φ_u 为相电压与相电流相位差;

I_m, I_t 分别为励磁电流、转矩电流分量;

U_m, U_t 分别为励磁电压、转矩电压分量;

R_1, R_2 分别为定、转子相绕组电阻值;

ω 为气隙磁场旋转角速度值;

ω_2, ω_2^* 分别为转子角速度值及用户期望的转子角速度值;

L_r 为转子 r 相漏电感;

L_s 为定子 s 相漏电感;

λ_2, λ_2^* 为转子磁链值及其参考值;

T^* 为电磁转矩参考值;

$M = \lambda_2 / (I_1 \cos \theta)$;

$L_c = L_s - (M^2 / L_r)$;

p 为微分算子;

PI 为比例积分调节器;

IM 为异步电动机;

PG 为光电脉冲转速变换器。

在式(6-3-32)的推导过程中,曾作出假设,即保持电动机转子磁链 λ_2 恒定。因此,只有转子磁链保持在指定值时,式(6-3-32)表述的解耦控制关系才能有效地对电动机进行解耦控制。而在刚启动时,转子磁链 λ_2 为零。故此时不满足假设条件,破坏了正常工作状态时的解耦关系。如果此时仍按假设条件所得到的控制方法对电动机启动进行控制,则相当于对电动机进行过压启动,必定引起冲击电流。为此,可以采用静止励磁的方法加以解决,即在电动机尚未启动,而主电路和控制电路已启动时,可以让控制回路工作在 $\omega=0, \varphi_a=0, U_1=U_s$ 的状态下,对电动机输入直流电压,使电动机建立一个静止磁场,且使电动机转子磁链达到指令值。这个直流电压可在交-直-交变频装置中利用斩波技术获得。即用脉宽相等的 PWM 波来实现,至于脉宽的大小可根据调制深度求得。调节 PWM 波的脉宽即可调节输出直流电压的幅值。

6.3.2 微机硬件系统设置

1. 均值 PWM 波解耦控制调速系统

从控制 PWM 波含谐波成分有效值平方和 $Z(k)$ 为最小、以消除输出电压中有害谐波分量着手,根据 2.1.2 节中式(2-1-29)~(2-1-33)的双极性正弦波均值换相点公式和三相 PWM 波脉宽 $T_{p\alpha}, T_{p\beta}$ 与载波周期 T_c 的计算公式,在稳态和瞬态统一的解耦控制方程组(6-3-32)及图 6-3-2 的定子电压解耦控制系统框图的基础上,可设计出采用均值 PWM 波解耦和微机控制的变

频调速系统原理框图,如图3-4-1所示。图中虚线部分是由高性能 MCS-8098组成的单片微机控制系统。

原理框图表明,经光电编码器 PG 采样到的电动机转速反馈信号 ω_r 和从键盘输入用户设定的转速信号 ω_r^* ,按照解耦控制方程组(6-3-32),进行 PI 调节运算,计算出控制参数 ω_a 及 U_a 后,再根据式(2-1-29)~(2-1-33)换相点和脉宽计算公式,产生相应的均值 PWM 波,经 UAA4002 基极驱动器放大后,驱动控制逆变器中的 GTR 为电动机馈送正弦电流,从而实现变频调速。

图中还表明,系统设置了常规的过压、过流及超温检测保护显示功能,和运用 UAA4002 对 GTR 的各种分散保护功能。

2. 单片微机硬件控制系统的设置

图6-3-3是采用准16位单片微机8098为主控制器、用以实现均值 PWM 波解耦控制变频调速的系统原理框图,它的主要工作原理及功能如下:

用户设定的转速值、直流端输出电压及电流值是由8098片内的带采样保持器 A/D 通道获得的,CPU 定时20ms 启动 A/D 捕捉信号,当 CPU 主频 $f_H=12\text{MHz}$ 时,A/D 从捕捉到信号起,只需 $22\mu\text{s}$ 便可将信号转换完毕并输出,若发现捕捉到 i_a 、 u_a 信号超过设定值,CPU 置位“关机标志”,关闭均值 PWM 波的输出,并关断 GTR 逆变器的工作。

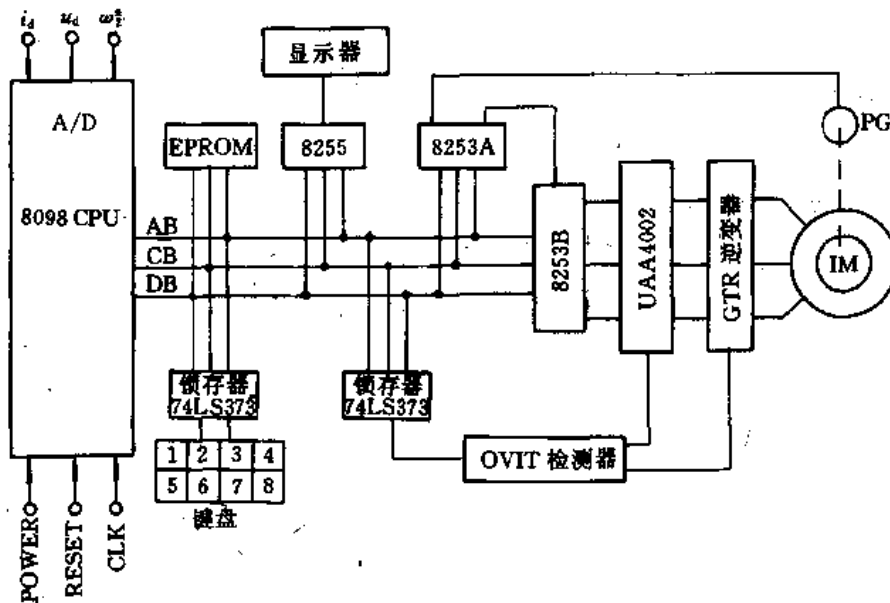


图6-3-3 微机硬件控制系统设置框图

电动机的转速反馈值是经光电编码器转换成光电脉冲后,通过8253A计数/定时器,按5.5节 M/T 法计算得到。

8253B计数/定时器接受经解耦运算、PI调节和换相点计算而得到的输出脉宽参数,按3.4.2节原理,产生均值 PWM 波,并经 UAA4002 放大,驱动逆变器 GTR 工作为电动机馈送正弦波电流,从而实现变频调速的目的。

若系统出现过压、过流、超温故障时,OVIT 检测器将故障信号自动锁存在74LS373中,并向 CPU 申请中断,CPU 响应后,将发出关断 PWM 波输出的信号,关断逆变器,同时查询锁存

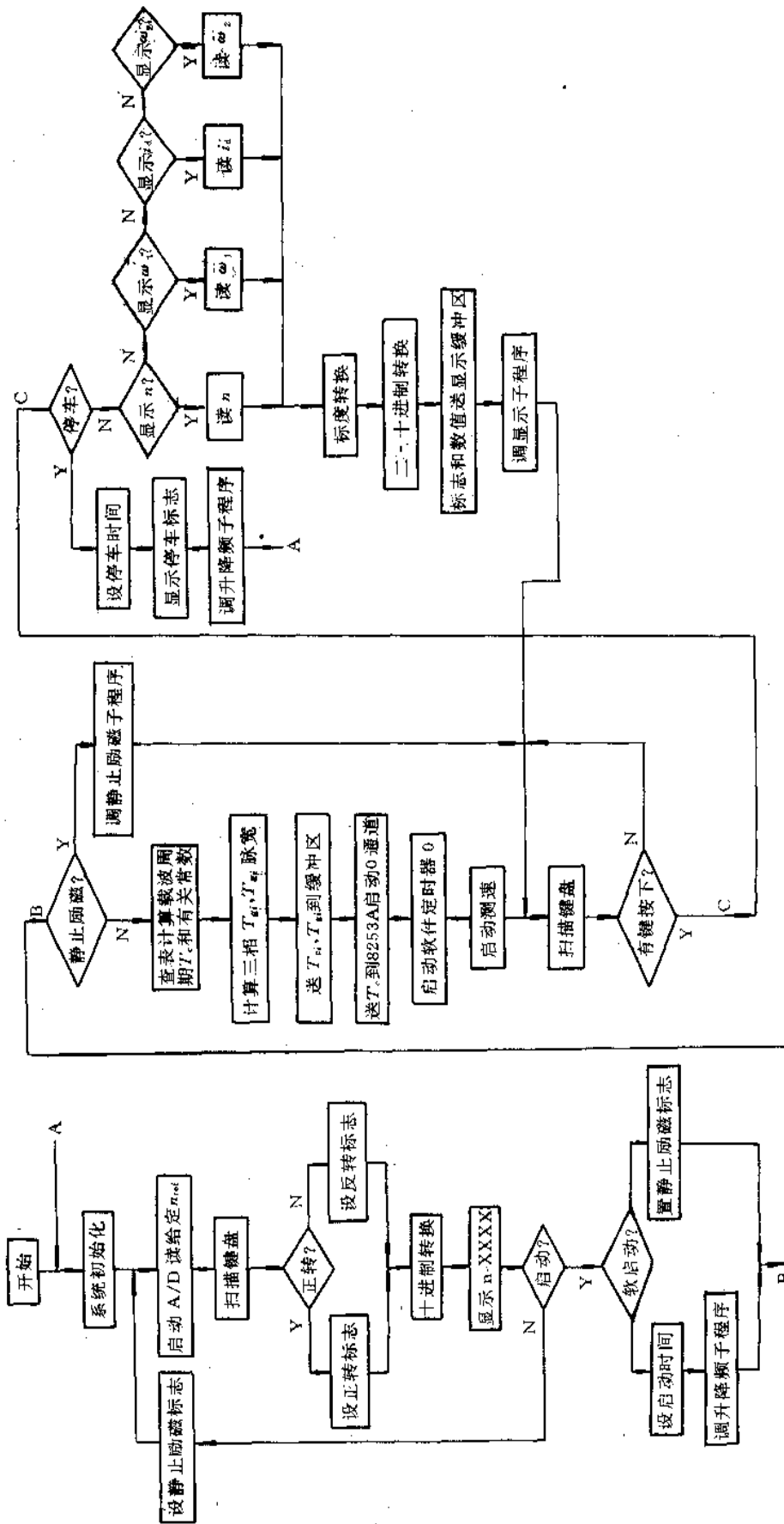


图 6-3-4 主程序流程图

器74LS373的内容,指令显示器显示故障性质与当前值,供操作人员参考及检修。

系统设置键盘的目的是便于人机对话,有键按下,锁存器74LS373自动锁存当前输入键值,CPU 定时查询锁存器,并转去执行键值规定的功能。本系统设置有8个键,分别为用户向CPU 提供启动、停车、正反转、给定转速、显示转速当前值、当前频率、直流电压及阶跃给定/手动给定等指令,使系统按用户期望运行状态运行。

6.3.3 系统控制程序设计

8098是一种性能价格比优良的准16位单片微机。程序设计时,已充分地运用了8098丰富的8位、16位、32位指令系统,高精度高运算能力和可编程8级优先中断权等特点,设置编制了各种特定功能程序,以提高系统的运算处理速度和实时控制精度。

1. 主程序

主程序流程图如图6-3-4所示。它由初始化、键盘扫描、状态标志设置、常用数制转换、查表计算、参数读取与显示和一些子程序等环节组成,用以实现本系统的基本操作功能,并随机响应中断请求,实现系统各种特定运算处理和操作功能。

2. 中断服务程序

(1)软件定时器0中断服务程序:CPU 通过检测软件定时器0,发现用户对电动机设定的新转速值时,响应后执行本程序。程序框图如图6-3-5所示。它经 A/D 读取给定值和方向。进行比

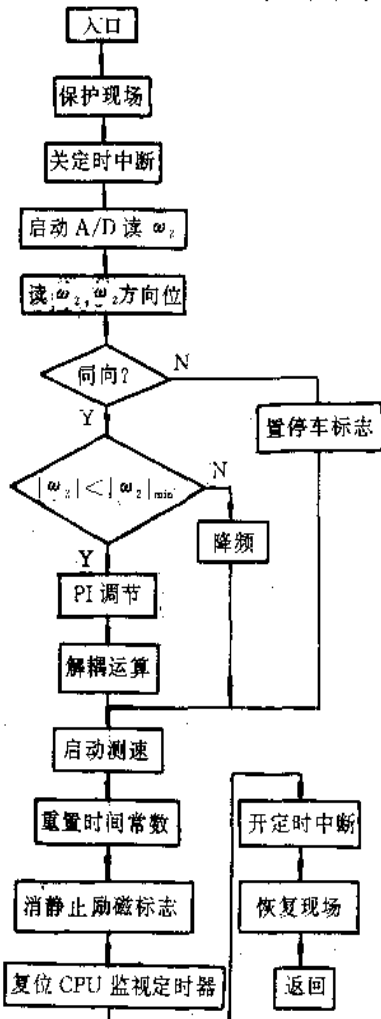


图6-3-5 软件定时器0中断服务程序框图

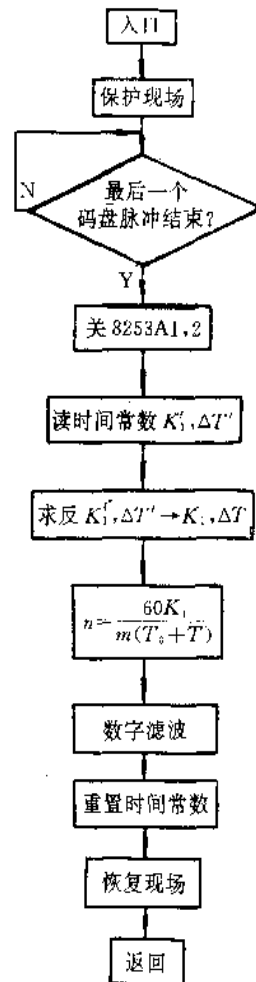


图6-3-6 测速中断服务程序框图

较判别、PI 调节和解耦运算后,测速采样、重置时间常数 T_c ,为调整电动机转速作好准备。

(2)测速中断服务程序:它是根据5.5节中 M/T 数字测速原理测定电动机转速的,当用户改变电动机转速值或方向时,CPU 检测通讯口输入端信息,发现并响应后执行本程序,根据式(5-5-1)其流程框图如图6-3-6所示。

(3) T_c 中断服务程序: T_c 是 PWM 波载波周期。在图6-3-3中,它由8253A 中的定时器0来定时。若 PWM 波基波频率不变、 T_c 固定不变。而系统中三相 PWM 波脉宽则由8253B 内的定时器0、1、2分别来定时。在需要变频调速时,必需改变 T_c 值以改变 PWM 波脉宽。这样,一旦 CPU 检出并响应因 T_c 时间到,而在8253A OUT₀ 端输出负脉冲中断请求信号时,CPU 执行本程序。程序框图如图6-3-7所示。CPU 将存放在缓冲区中的三相均值 PWM 波脉宽时间常数,送入8253B 中的数据寄存器,然后查表计算下一次的脉宽时间常数。

3. 故障中断服务程序

因操作或负载等原因而引起系统出现过电压、过电流或功率模块超温等故障时,图6-3-3中74LS373相应标志位被置位,同时向 CPU 申请中断,CPU 响应并执行本程序。程序框图如图6-3-8所示。CPU 立刻封锁 PWM 波的输出,切断主回路的供电,继而查询故障性质并显示产生故障的原因,从而达到保护逆变器中 GTR 和提供处理故障的目的。8098中断控制功能十分灵活,在执行最高级中断服务程序时,可用 DI 指令将 PSW 的 I 位置为关的状态,以阻止后续中断源的申请。而当 CPU 执行中间级中断服务程序时,可用 AND 指令屏蔽低级中断源的请求,而又不妨碍高级中断信号的申请。待完成中断服务后,再用 OR 指令恢复屏蔽寄存器。这样,如能按具体情况合理设置相应指令时,既能充分利用机时,又能达到实时处理的目的。

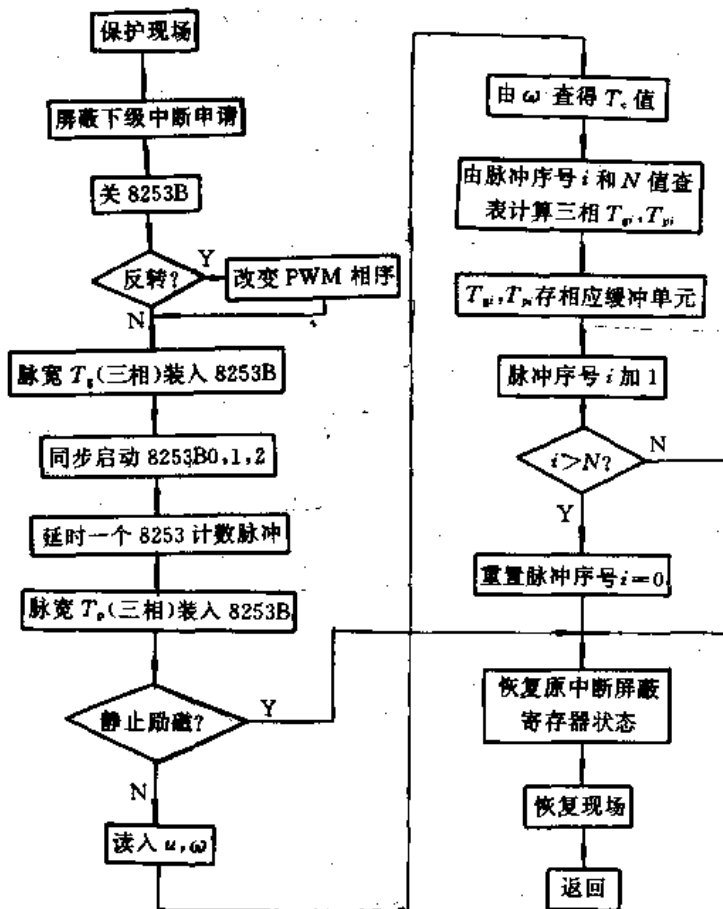


图6-3-7 T_c 定时到中断服务程序框图

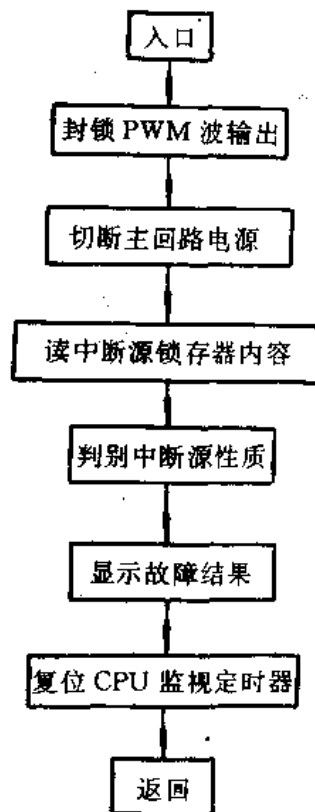


图6-3-8 故障中断处理程序框图

4. 子程序

针对本系统控制功能需要,共设置有:参量或故障显示、键盘扫描、数字滤波、静止励磁、PI运算、解耦运算、启动测速、查表计算、1ms 基准时间和升降频等子程序,供执行主程序、中断服务程序或子程序嵌套调用。设计各子程序时,应从执行时间、相互配合和功能强而灵活等方面同时考虑。这里只介绍部分子程序设计时的方法及其程序框图。

(1)解耦运算与PI调节:由单片机组成的解耦控制系统实质上是数字采样式实时控制系统。它主要由离散部分(数字控制器)和连续部分(被控对象)组成。用单片微机系统来实现解耦运算和PI调节,必须对解耦控制方程中各参量及速度调节器中各参量进行离散化处理,用数字式差分方程代替连续系统的微分方程,以便微机系统实施对各参量的处理和运算。

在本系统中转矩的给定是数字式速度调节器的输出。在对该调节器进行设计时,采用了连续控制理论中的PID技术,将它设计成一个带限幅的PI调节器,用以控制转矩的输出,达到消除静差,提高系统动态响应的目的。

PI调节的基本算法是:

$$T = K_p \left[E(t) + \frac{1}{T_i} \int E(t) dt \right] \quad (6-3-33)$$

式中, K_p 是比例系数; T_i 是积分时间常数。

系统当前偏差是:

$$E(t) = \omega_1^* - \omega_2 \quad (6-3-34)$$

将式(6-3-31)离散化,即可得到数字式控制器的算法:

$$T(K) = K_p \left[E(K) + \frac{1}{T_i} \sum_{i=0}^K E(i) T_s \right]$$

其中, T_s 为采样周期。

本系统采用位置式算法:

$$T(n) = T(n-1) + K_1 E(n) - K_2 E(n-1) \quad (6-3-35)$$

$$K_1 = K_p (1 + T_s / T_i), K_2 = K_p$$

根据PI算法分析,可画出PI调节子程序框图如图6-3-9所示。

解耦运算分析如下:

由解耦控制方程组(6-3-32),可列出其对应的数字式差分方程组:

$$\begin{cases} I_{ds}(n) = K_d I_1(n) \\ I_{qs}(n) = K_q I_1(n) \\ \omega_s(n) = R_2 I_{qs}(n) / L_r I_{ds}(n) \\ \omega(n) = \omega_2(n) + \omega_s(n) \\ U_{ds}(n) = R_1 I_{ds}(n) + L_s \omega(n) I_{qs}(n) \\ U_{qs}(n) = R_1 I_{qs}(n) + L_s p I_{qs}(n) + \omega(n) L_s I_{ds}(n) \end{cases} \quad (6-3-36)$$

差分方程组(6-3-36)表明:在已知电动机电气参数条件下,确定了 $I_1(n)$ 值,便可利用式(6-3-36)编制相应程序,由微机实现解耦运算。

设电动机在选定的基速 n_n (相应转子的角速度为 ω_{2n}) 以下运行时,按恒磁通调节进行控制,此时电动机电流的励磁分量 I_{ds} 为恒定的,于是可利用电动机空载运行时,定子电流的转矩分量 $I_{qs} \approx 0$ 的条件,把电动机空载运行时,实际测得的定子电流 I_1 值近似地当作 I_{ds} 值。若再考虑电动机启动时最大启动电流与空载电流的关系,便可估算出 $I_1(n)$ 的量化处理值

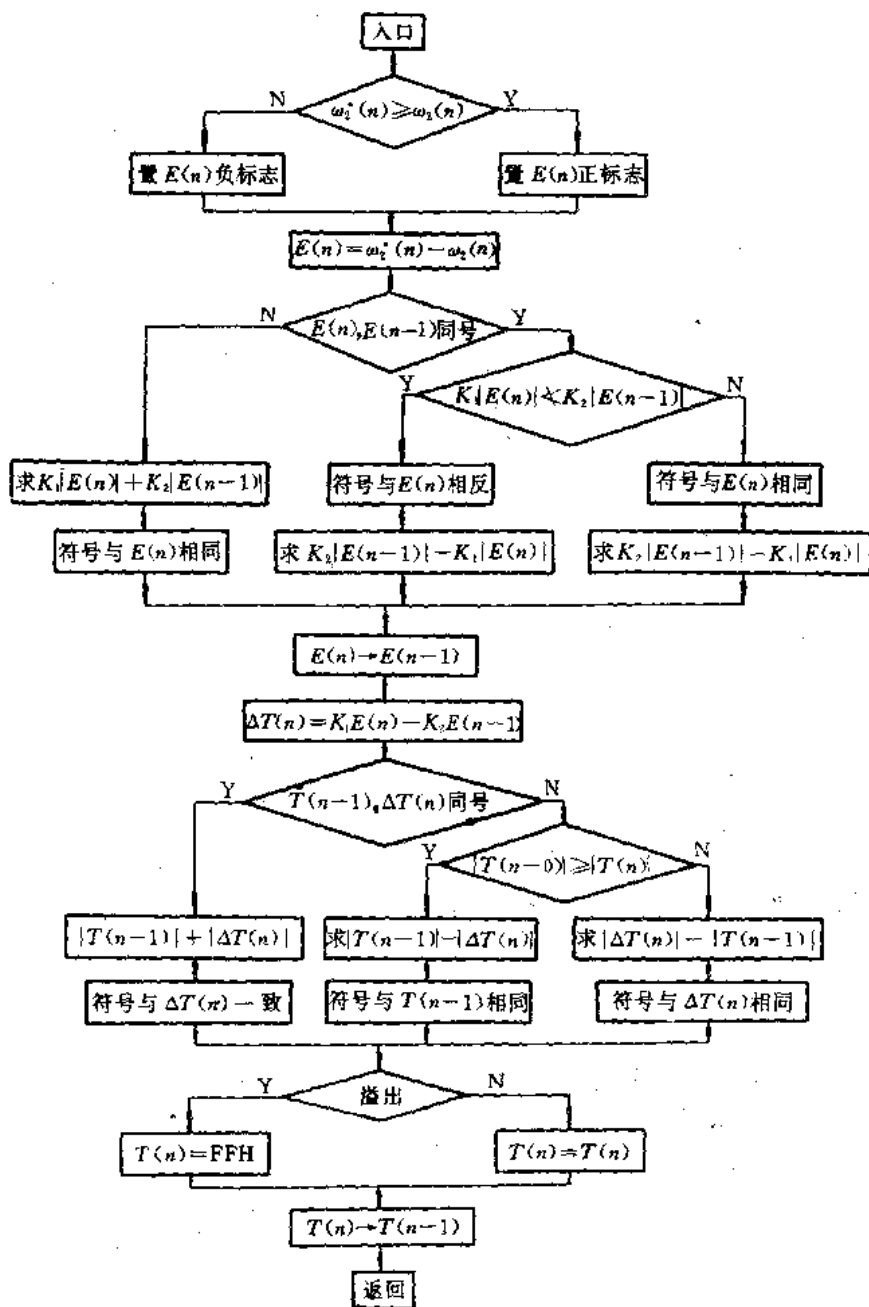


图6-3-9 PI 调节子程序框图

$$I_1(n) \approx \frac{I_{da}}{I_{1max}} \times 255 \quad (6-3-37)$$

本系统电动机空载时实测电流为1.18A,取 $I_{1max} = 6I_{da} = 7.08A$ 。于是 $I_1 = \frac{1.18}{7.08} \times 255 = (42.5)_D \approx 2AH$ 。实际上,电动机空载运行时 I_{da} 略小于 I_1 ,故取 $I_1(n) \approx 25H$ 。当然,电动机在基速以上运行时, I_{da} 、 I_{ω} 是变化的,尤其是 I_{ω} 随负载增加而增加, I_{ω} 是与电磁转矩 T 成正比关系的,为准确起见,定子电流的转矩分量,可按类似于式(6-3-35)所示的电磁转矩位置式算法进行计算,即

$$I_{\omega}(n) = I_{\omega}(n-1) + K_1 E(n) - K_2 E(n-1) \quad (6-3-38)$$

通过实验,本系统确定 K_1 、 K_2 的量化处理值分别为28H和1CH。而对于电动机运行于基速以上

的 $I_1(n)$ 值,则可按

$$I_1(n) = 25 \frac{\omega_{2c}}{\omega_2} \quad (6-3-39)$$

来估算。根据解耦运算分析,可画得解耦运算子程序框图如图6-3-10所示。

(2)图6-3-11是升降频子程序流程图,其特点是从安全运行出发,在 PWM 波的基波频率 $f_i \geq 50\text{Hz}$ 时,采取升降频速率较慢的方法,而在 $f_i < 50\text{Hz}$ 时,则采取升降频速率较快的方法。

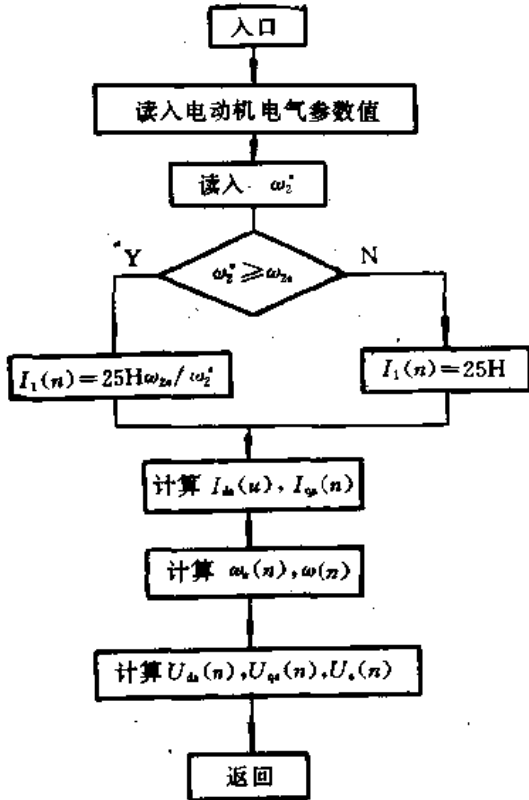


图6-3-10 解耦控制算法子程序框图

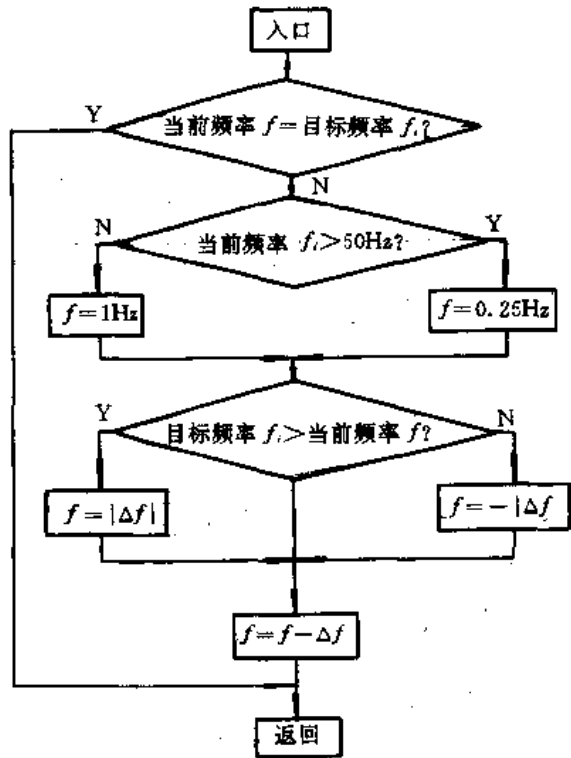


图6-3-11 升降频子程序框图

6.3.4 实验结果与分析

本系统安装完毕进行调试后,曾在2.2kW AC-DC 机组上进行各种试验,并用双踪存储示波器打印出各种试验数据与波形,如图6-3-12和图6-3-13所示。

试验结果表明:

(1)逆变器输出的双极性 PWM 电压波形对称,脉冲前后沿陡直,符合原设计要求,见图6-3-12(a);

(2)由图6-3-12(b)~6-3-12(f)可见,逆变器输出电流波形近似于正弦波,谐波分量少,电压利用率高,平滑调速范围宽, $K_s \geq 20$;

(3)由图6-3-13(a)知:电动机在 $n=960\text{r/min}$ 空载运行下,突加1/2额定负载时,最大降速约10r/min,恢复时间 $t_r \approx 0.2\text{s}$,但上升时间 t_d 约需4.5s。而空载开环启动时,上升时间 $t_d \approx 2\text{s}$ (见图6-3-13(b))。可见开环状态下, t_d 随电动机负载情况不同而相异,负载越重, t_d 越大;

(4)由图6-3-13(c)可知,系统闭环时动态响应快,上升时间约为0.6s,超调微弱与图6-3-13(b)开环状态相比,对外界入侵的扰动、抑制能力强、稳态稳定度高。

综上所述,采用准十六位单片机控制产生的解耦均值 PWM 波,能有效地对异步电动机

进行变频调速。

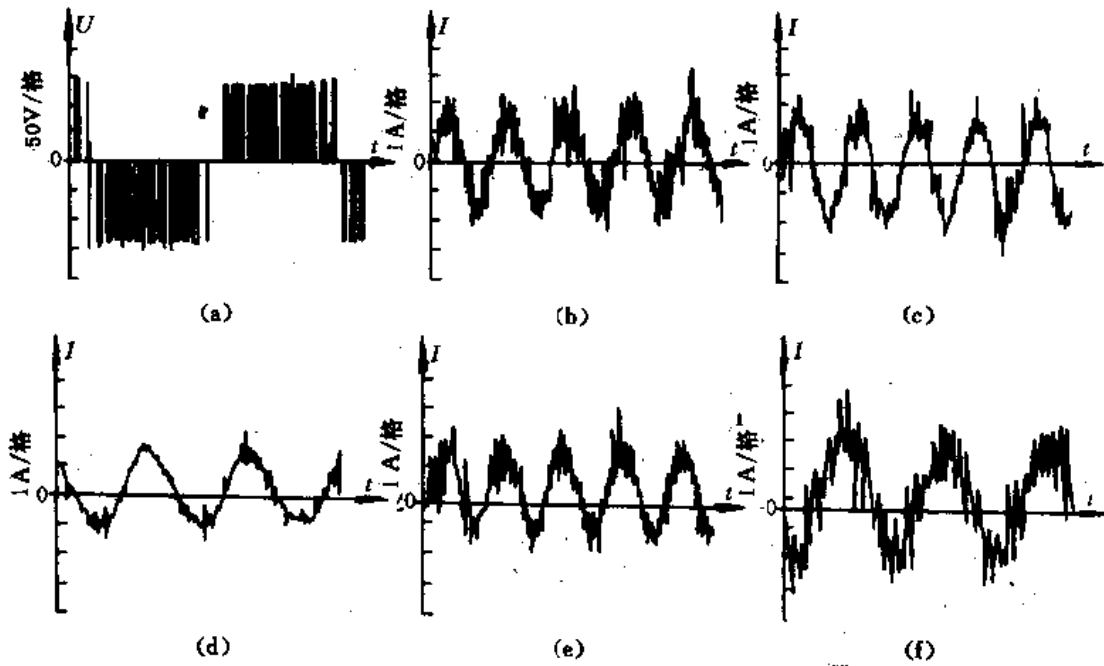


图6-3-12 逆变器输出波形

- (a)电压波形($f=50\text{Hz}$) (b)电流波形($f=50\text{Hz}$) (c)电流波形($f=20\text{Hz}$)
 (d)电流波形($f=3\text{Hz}$) (e)电流波形($f=10\text{Hz}$) (f)电流波形($f=60\text{Hz}$)

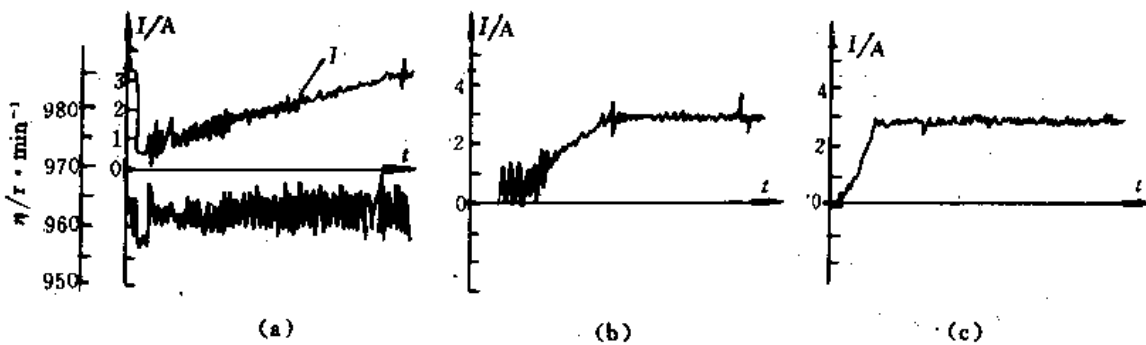


图6-3-13 电动机启动特性曲线

- (a)在 $n=960\text{r}/\text{min}$ 开环空载下,突加1/2额定负载时,速度、电流曲线
 (b)空载开环启动时电流曲线 (c)含PI运算与解耦时启动电流曲线

第七章 微机脉宽调制技术控制 UPS 系统

不间断电源(简称 UPS)是一种可连续不间断供电的电源设备。高性能的 UPS 具有抗线路干扰能力强、动态响应恢复快、谐波电压含量小、输出电压和频率稳定度高等一系列优点。它广泛用于对供电电源质量要求很高、以确保系统的运行性能指标和安全、可靠的各种场合。如用于以微机为主控制器的各种工业全自动监控系统、高精度智能化的仪器设备等。

随着高性能的单片微机及可关断的高压大功率晶体管的出现和商品化,为采用微机全数字化技术、研制品质性能优良的大功率 UPS 系统创造了良好条件。

本章将介绍基于无差拍控制算法的两种微机数字化 PWM 波控制的 UPS 系统方案的设计、仿真与实验结果。

7.1 周期补偿无差拍控制 UPS 系统

7.1.1 系统结构和工作原理

数字化 PWM 波双微机监控 UPS 系统是近年来最新研究的课题之一,先进的高性能的 UPS 系统的核心部分是系统中的功率逆变器,而系统信息的传递速度与控制精度、逆变器的驱动方式和方法,以及系统的保护措施等技术问题,既是逆变器可靠运行的关键问题,又是互相影响的因素。

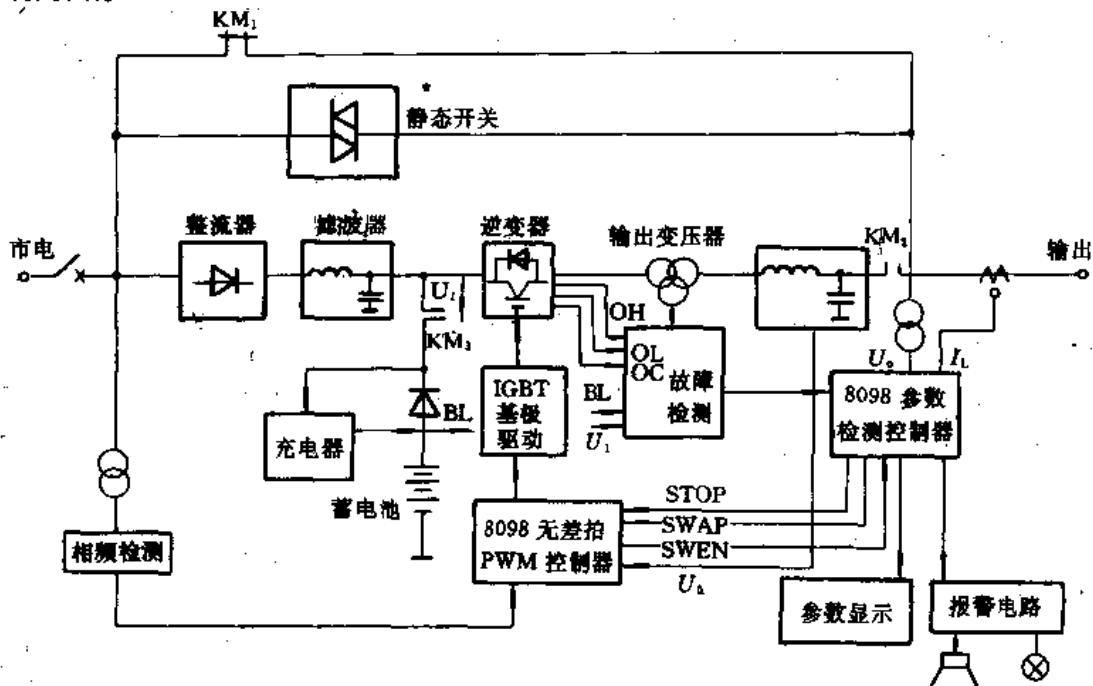


图 7-1-1 5kVA UPS 系统框图

图 7-1-1 是系统的结构框图。它是以前述的周期补偿无差拍 PWM 波算法为理论基础而设计的微机数字化 UPS 系统。它主要由双片准 16 位单片机 8098 控制的周期补偿

PWM 波控制器和准同步采样算法的多参量智能化测控器组成。它是一种对由 IGBT 全控型功率管组成的逆变器系统进行监控的新型的 UPS 系统。

1. 主要性能指标

系统设计时拟定的主要性能指标为

单相输入/输出: $220\text{V} \pm 1\%$ / $220\text{V} \pm 2\%$

$50\text{Hz} \pm 0.5\%$ / $50\text{Hz} \pm 0.2\%$

输出容量: 5kVA

输出波形: 正弦波, $\text{THD}\% \leq 2\%$

逆变器效率: $\eta = 70\% \sim 80\%$

过压能力: 200% 支持 20s, 过流 150% 支持 5s, 短路支持 30 μs

独立电池供电: 全载 5min, 半载 10min

噪声: 离装置 1m 时小于 55dB

2. 结构和工作原理

系统设计时, 考虑逆变器采用高性能的数字化闭环实时反馈控制算法, 以达到较高的计算精度和 PWM 开关频率, 故采用双片高性能的准 16 位单片机组成的 PWM 波控制器和参数控制器。此外系统还包含有 IGBT 基极驱动器、功率逆变器、整流器、蓄电池、充电器、相频检测器、故障检测器、参数显示器、报警电路、静态开关及输出变压器等部分, 如图 7-1-1 所示。

系统的工作原理: 系统启动时, 先由市电经交流接触器 KM_1 向负载供电, 同时逆变器启动。当逆变器工作稳定后, KM_1 断开, KM_2 合上, 负载转由逆变器供电。在 KM_1 断开的同时, 静态开关立即导通, 以确保对负载不间断供电。 KM_2 合上并稳定工作一段时间后, 静态开关退出工作。

市电正常时, 整流器将市电整流为直流并给蓄电池充电, 同时作为逆变器的直流电源。逆变器将此直流电转化为交流电供给负载。经过 AC/DC、DC/AC 两次变换后, 可以消除市电中的各种尖峰干扰和电压波动对负载的影响。一旦市电中断, 由蓄电池向逆变器供电, 以达到向负载馈送不间断供电的目的。

如果市电频率符合要求 ($50\text{Hz} \pm 0.2\%$), 逆变器的输出跟踪市电频率、相位, 以便在系统故障时顺利进行无间断旁路切换。当市电频率超出要求范围, 逆变器不跟踪市电频率, 逆变器输出频率由控制器内部晶振准确控制在 ($50\text{Hz} \pm 0.2\%$) 的范围内。

当逆变器出现故障或长时间过载时, KM_2 断开、 KM_1 合上, 负载转由旁路供电。在 KM_2 断开的同时, 静态开关立即导通。待 KM_1 合上并稳定工作后, 静态开关退出工作。若此时旁路无电, 则 UPS 系统停机。系统的各种参数监测及故障处理工作, 则由另一片 8098 单片机组成的参数检测控制器来完成。

该系统具有以下特点:

(1) 静态开关只在切换的过程中参与工作, 正常工作时逆变器或市电经过接触器向负载供电, 因此系统可靠性较高, 且可减少损耗, 提高效率;

(2) 逆变器采用性能优越的 PWM 控制技术, 并采用绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 做开关器件, 因此简化了主电路结构, 并由于 PWM 输出波中不含低次谐波, 使得输出滤波器的体积和重量大为减少;

(3) 具有微机监控功能。微机自动监测系统工作状态, 对故障进行处理, 同时在面板上给出有关信息。

7.1.2 系统硬件设置

由图 7-1-1 知,本系统是由各种功能部件组成的,本节着重介绍其中两个主控制器,即 PWM 控制器(或称逆变控制电路)及参数检测控制器的设置与功能。

系统中逆变控制的无差拍算法是一种实时反馈算法,而系统中随机待检测监控的参量较多,为了使系统既具有较高的控制精度和较高的 PWM 开关频率,又确保系统能够实时准确地检控各参量的随机值,并简化系统的结构,在系统设计时,采用了双片高性能准 16 位单片机 8098 分别组成两个控制器的方案。

8098 是目前 MCS-96 系列最新的一种单片机,它擅长高速控制,即既具有 16 位微控制器强有力的运算功能,又具有 8 位微控制器接口简单的优点。8098 的高速输入/输出(HSI/HSO)接口系统的设计是优于其他单片机的最具有突破性的设计。它一旦编程便无需 CPU 干预。HSI 可对 4 条高速输入线(HSI.0~HSI.3)的 8 个事件的发生时间作记录;HSD 可同时登记 8 个事件,并自动在预定时间触发这些事件。8098 有 5 个 8 位 I/O 口,其中一个可作双工串行口,它支持同步/异步通讯方式等。这些资源和功能,为设计复杂的高速多功能多参量的控制系统,提供了较理想的机型。两个主控制器设置的功能如下。

1. PWM 控制器

图 7-1-2 是 PWM 控制器原理框图,它充分利用了单片机 8098 的 HSO/HSI 的功能。其中 HSO.0~HSO.3 用于产生 4 路 PWM 波,为了避免干扰信号诱发逆变器上、下桥臂直通,驱动器中采用了互锁电路,在系统晶振为 12MHz 时,PWM 波输出精度为 $2\mu\text{s}$ 。HSI.1 和 HSI.2 分别用于直流电压和市电相频的测量。P3 口和 P4 口用于存储器寻址。ACH4 和 ACH5 则经互感器分别检测逆变器输出的电压和电流。在图 7-1-1 中,PWM 控制器与参数检测控制器之间标出 3 种联络通讯号:故障停机 STOP,申请切换 SWAP 和切换准备就绪 SWEN。在图 7-1-2 中,则由单片机 8098 的 EXTINT、HSI.0 和 Tx 分别来担任并完成这 3 种通讯联络任务。

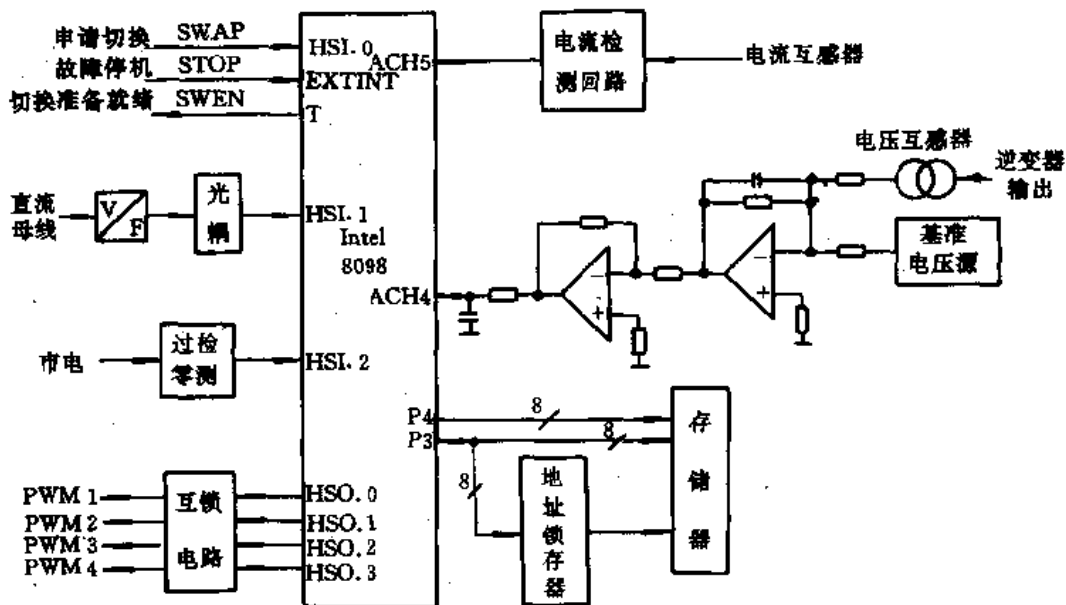


图 7-1-2 PWM 控制器

在反馈检测回路的调试过程中,我们发现信号滤波器的正确设计是实现稳定控制的一个重要因素。由于逆变器工作在大电流开关状态下,反馈信号受干扰较严重,如果不进行滤波,或滤波效果不好,干扰信号将导致控制系统不稳定或输出纹波较大。另一方面,控制器通过高速采样(采样周期为 $500\mu\text{s}$)对逆变器进行控制,所以系统对反馈检测回路的相移较为敏感, 9° 的相移就相当于滞后了一拍。实验证明,即便是相频特性较好的二阶贝塞尔滤波器,系统输出纹波仍然很大,而且输出不稳定。经过不断的试验,最后证明图 7-1-1 中所示的 LC 型滤波器(取 $L=4.14\text{mH}$, $C=198\mu\text{F}$)效果较好,它既能有效地抑制干扰信号,又能达到较小的相移(4.5°)的要求。

2. 参数检测控制器

图 7-1-3 是参数检测控制器原理框图。它更能体现充分利用单片机 8098 的资源与功能,为用户设计成一个多参量多功能的监控器的优越性。

根据本系统的需求,图 7-1-3 电路具有下列功能。

(1) 输出电压、电流的周期采样, A/D 转换和频率检测:考虑到单片机 8098 内部的 4 路 A/D 转换器只能依次进行采样和转换,不能满足本系统中测量功率时需同时采样电压与电流信号的要求,故在设计本系统时,仍外接了两路 S/H 电路,然后再由单片机 8098 内部的 A/D 转换器依次完成转换。当系统晶振频率为 12MHz 时, A/D 转换器完成一次转换只需 $22\mu\text{s}$;

(2) 检测、控制信号的设定:本系统需设置的输入/输出信号较多,共有 12 个故障信号、4 个主电路切换控制信号、3 个与 PWM 控制器的通讯联络信号及 3 个声光报警信号,为此在硬件设计时,系统外接了一片 8255 芯片,以扩展 I/O 口,并设定 8255A 口为输入口, B 口为输出口, C 口低四位为输入口,如图 7-1-3 所示。

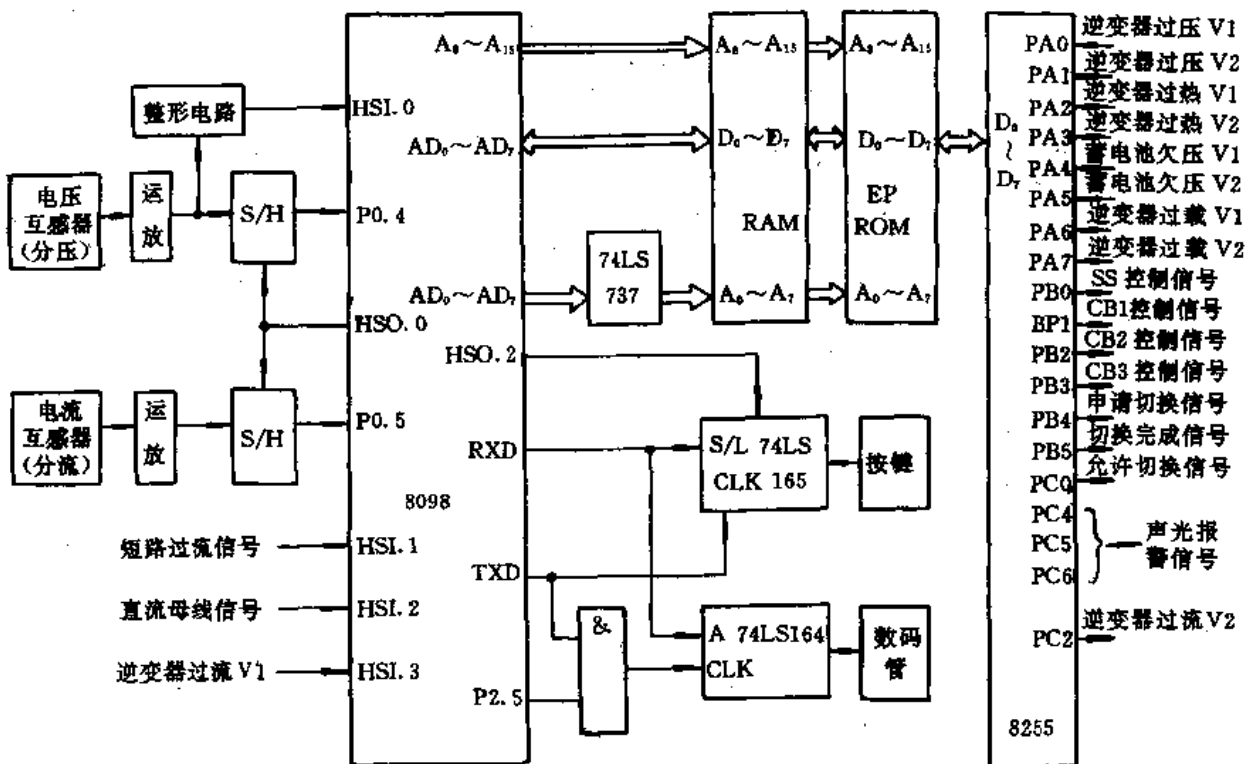


图 7-1-3 参数检测控制器

系统内 12 个故障信号中,有 7 个为中断源,要求能引起单片机 8098 的中断。为此,按中断等级要求,将其中 3 个从高速输入 HSI. 1~HSI. 3 端输入,用软件设定其中之一为正脉冲时,作为一个事件允许引起 8098 中断外,其余 4 个产生中断的输入信号,则经或非门送至 8098 的 P2. 2 外部中断源口,作为事件允许引起 8098 中断。

此外,系统还利用了 P2. 5 口及串行通讯接收/发送端(RXD/TXD),分别控制键盘输入及数码显示器,实现人机对话。

7. 1. 3 系统软件设计

本系统主要由 PWM 控制器和参数检测控制器组成。本节介绍两个主控制器控制软件的设计及部分参考程序。

1. PWM 控制器的控制软件设计

PWM 控制器的主控对象是功率逆变器。逆变器的控制原理是以 2. 5 节所述的周期补偿无差拍 PWM 控制算法为基础的。由图 2-5-6,可列出周期补偿无差拍 PWM 控制算法的差分方程组如下:

$$\left. \begin{aligned} \Delta T &= T_1 u(k) \\ u(k) &= u_1(k) + u_2(k) \\ u_1(k) &= a_1 u(k-1) + a_2 Y(k) + a_3 Y(k-1) + a_4 Y_2(k+1) \\ u_2(k) &= c_2 \sum e(k+1-in) \\ e(k) &= Y_{ref}(k) - Y(k) \\ Y(k) &= U_c(k)/E \end{aligned} \right\} \quad (7-1-1)$$

为提高逆变器的增益和采样频率,在算法实现中必须尽可能减少每次采样到算出输出脉宽的时间 T_D (见式(2-5-31))。在软件设计中,对式(7-1-1)中与 $U_c(k)$ 无关的部分进行预处理:

$$\Delta T'(k) = \beta_1 \Delta T(k-1) + \beta_2 Y(k-1) + \beta_3 Y_{ref}(k+1) + \beta_4 \sum e(k+1-in) \quad (7-1-2)$$

其中, $\beta_1 = a_1$; $\beta_2 = T a_3$; $\beta_3 = T a_4$; $\beta_4 = T c_2$ 。

这样,在 A/D 转换结束后只需进行一次乘法运算:

$$\Delta T(k) = \Delta T'(k) + \beta_5 U_c(k) \quad (7-1-3)$$

其中, $\beta_5 = T a_2/E$ 。

此外,还必须对式(7-1-3)算出的 ΔT 进行限制,以避免 8098 的 HSO 错误动作,即取

$$\Delta T < \Delta T_{max} \quad (7-1-4)$$

这样,系统逆变器的控制软件主要由相位跟踪、周期补偿无差拍 PWM 控制和通讯联络三部分组成。包括有主程序, A/D 中断服务子程序, 采样定时中断服务子程序以及 HSO. 0 及 EXTINT 中断服务子程序等, 它们的功能如下。

(1) 主程序: 系统主程序框图如图 7-1-4 所示。

在主程序中, 首先进行初始化和市电频率测量。接到启动逆变器信号 SWAP(由 HSI. 0 中断服务程序对“跟踪市电标志”进行置位)后, 在市电电压过零时同步启动数字 PWM 控制采样定时器以及 A/D 通道, 采样定时器在以后的每个采样时刻自动启动 A/D 通道。逆变器启动后, 主程序对市电频率进行循环测量, 根据市电频率是否符合要求对“跟踪市电标志”进行置/复位, 并在跟踪市电时进行过零同步控制。

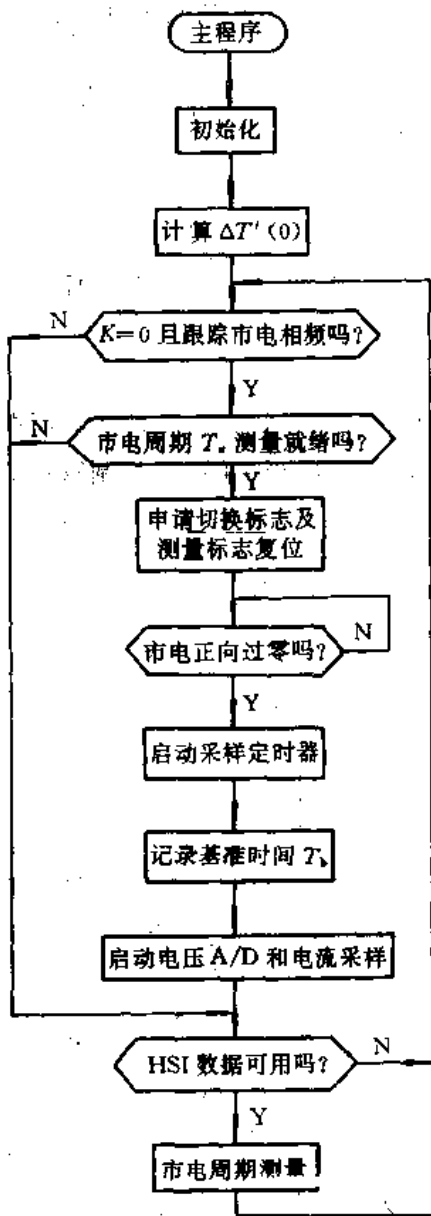


图 7-1-4 主程序框图

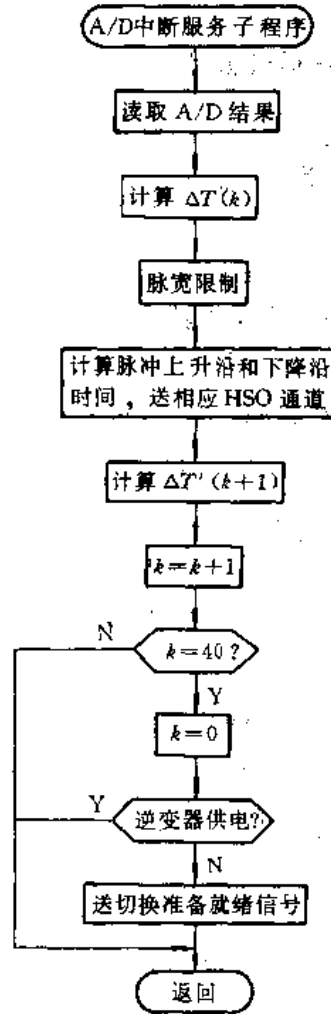


图 7-1-5 A/D 中断服务子程序框图

(2) A/D 中断服务子程序: 周期补偿无差拍 PWM 控制算法的实现, 主要由 A/D 中断服务子程序完成。A/D 中断服务子程序根据当前逆变器输出电压幅值计算 PWM 波的开关时间。控制相应 HSO 通道输出逆变器各桥臂的开关信号。并在逆变器启动一个周期后, 发出切换准备就绪信号。A/D 中断服务子程序框图如图 7-1-5 所示。

(3) 采样定时中断服务子程序: 采样定时中断服务子程序框图如图 7-1-6 所示。它主要是用来跟踪市电的相位频率, 且在需要跟踪工况时, 根据市电频率修改采样间隔, 而在其他工况时, 则根据基准时间及当前时间去计算采样定时值。

(4) HSI.0 及 EXTINT 中断服务子程序: HSI.0 中断服务子程序和 EXTINT 中断服务子程序负责对参数监测控制器发出的 SWAP 和 STOP 信号的处理工作。在紧急停机时, 逆变控制器软件复位, 等待重新启动, 其框图如图 7-1-7(a)、(b) 所示。

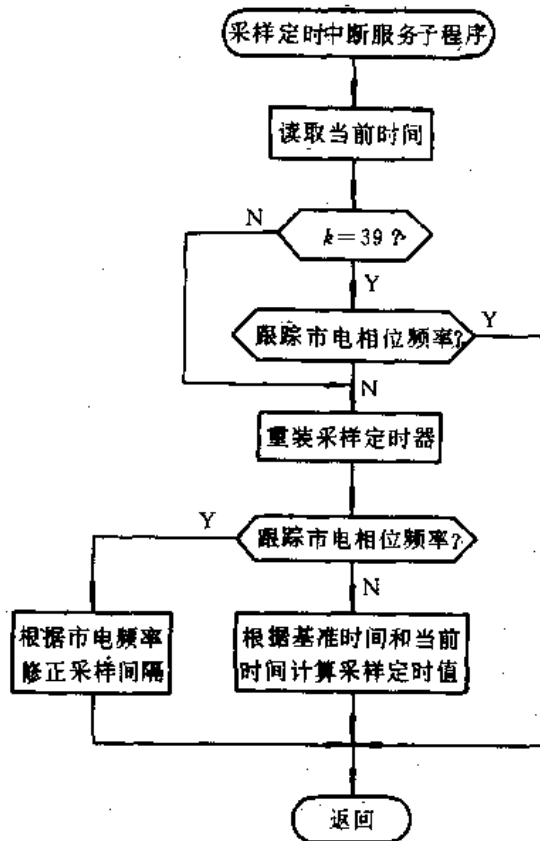


图 7-1-6 采样定时中断服务子程序框图

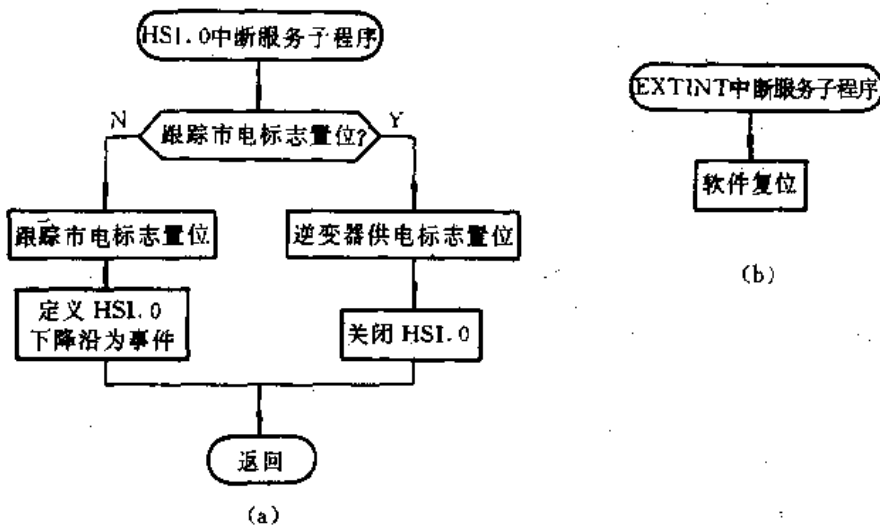


图 7-1-7 中断服务子程序框图

(a) HSI.0 子程序框图

(b) EXTINT 子程序框图

根据上述分析, PWM 控制器的部分控制软件的参考程序如下:

Close loop PWM inverter controller compensated by RP

(for 12MHz system)

(1) 定义常数:

```

,[A]—X.XXXXXXXX XXXXXXXXX
,[C]—XXXXXXXXXX XXXXXXXXX
,[Z]—XXXXXXXXXX XXXXXXXXX
TCSTD EQU 00FAH
DTMAX EQU 00A5H
YRPB EQU 3500H
YRPEND EQU 354FH
EPB EQU 0070H
EPEND EQU 00BFH

```

IRSEG at 1CH

```

AX: DSW 1CH
DX: DSW 1EH
BX: DSW 20H
CX: DSW 22H

YRP: DSW 24H
TC: DSW 26H
DTD: DSW 28H
DTI: DSW 2AH
DTIH: DSB 2BH
DTC: DSW 2CH
TON: DSW 2EH
TOFF: DSW 30H
TON1: DSW 32H
TOFF1: DSW 34H
BTIME: DSW 36H
TCTIME: DSW 38H
KE: DSW 3AH
KTREF: DSW 3CH
KOTVAD: DSW 3EH
KITVAD: DSW 40H
VAD: DSW 42H
VADL: DSB 42H
VADH: DSB 43H
EP: DSW 44H
KTE: DSW 46H
E1: DSW 48H
KVAD: DSW 4AH
K: DSB 4CH

```

(2)中断服务程序入口表:

```
ORG 2000H
```

```

DCW      2080H
DCW      3100H
DCW      2080H
DCW      2080H
DCW      2080H
DCW      3000H
DCW      2080H
DCW      2080H

```

(3)CCR 初始化:

```

ORG      2018H
DCB      3DH

```

(4)初始化程序:

```

ORG      2080H
LD       STACKP, #00F0H      ;初始化栈指针
LDB      INTPEN, #00H        ;清 INT-PENDING 寄存器
LDB      IOC1, #01000000B    ;启动 HSO. 5
CLRB     K
LD       TC, #00FAH          ;初始化 T. 时间
LD       YRP, #3500H         ;初始化 Ym 表指针
LD       EP, #0070H          ;初始化 误差表
ELIL:ST  R0, [EP]+
CMP      EP, #00B0H
JNE      ELIL
LD       EP, #0070H          ;初始化误差表指针

```

(5)初始化常数:

```

;Umax=400V
;Emin=451V/81.25V
;Estd=655V/118V

```

```

LD       KE, #583EH          ;Ke=Emin/Estd [A]
MUL      AX, KE, #0CAEH      ;Ktref=Ke * (afa4 * Tc-STD)
SHLL     AX, #01H            ;[A] * [C] 送[C]
LD       KTREF, DX
MUL      AX, KE, #72B5H      ;KT-VAD=Ke * Kve
SHLL     AX, #01H            ;[A] * [A] 送[A]
LD       KVAD, DX
MUL      AX, KE, #0BC81H     ;KoT-VAD=Ke * (afa2 * Tc-STD
                             * Kve/8000H)
SHLL     AX, #01H            ;[A] * [A] 送[A]
LD       KOTVAD, DX
MUL      AX, KE, #2303H     ;KiT-VAD=Ke * (afa3 * Tc-STD

```



```

                                * Kve/8000H)
SHLL    AX, #01H                ;[A] * [A] 送[A]
LD      KITVAD,DX
LD      KTE, #0019H            ;KT-Ey=c2 * Tc (c2=0.1,带符号位)

```

(6)主程序:

```

MUL     AX,KE,[YRP]+           ;Yref(0)=Yref'(0) * Ke
SHLL    AX, #01H              ;[A] * [A] 送[A]
LD      E1,DX
MUL     AX,KTREF,[YRP]        ;dT(0)=Ktref * Yref(1)
                                [C] * [A]

LD      DTD,AX
LD      DTI,DX
LDB     INTMAS, #22H          ;启动 HSO-AD 及 A/D
EI                                             ;开中断
LDB     HSOCOM, #21H          ;置位 HSO.1 及 HSO.3 右移
ADD     HSOTIM,TIMER1,#02H
WAIT1: JBS     IOS0,7,WAIT1
LDB     HSOCOM, #23H
ADD     HSOTIM,TIMER1,#02H
LD      BTIME,TIMER1         ;记录基准时间
ORB     INTPEN, #00100000B    ;使 HSO-A/D-START 中断
LDB     ADCOM, #00001100B     ;转 A/D
LOOP:   SJMP    LOOP          ;转 LOOP
        SJMP    LOOP

```

(7)HSO-AD 中断服务程序:

```

ORG     3000H

HSO-AD: LDTCTIME,TIMER1       ;记录当前时间
        PUSHF
SUB     DTC,BTIME,TCIME       ;求时间误差 dTc
ADD     TC,DTC, #00FAH        ;Tc-STD+dTc 送 Tc
LDB     HSOCOM, #1FH         ;重装 HSO-AD
ADD     HSOTIM,TIMER1,TC
ADD     BTIME,BTIME, #00FAH  ;取新基准时间
        POPF
RET

```

(8)结束 A/D 中断服务程序:

```

ORG     3100H
AD-SER: PUSHF
        LDB     VADH,ADH      ;取 A/D 结果
        LDB     VADL,ADL

```

	ANDB	VADL, #0C0H	; 移去无用位
	SUB	VAD, #8000H	; $V_{ad} = V_{ad} - 8000H$
	SHRA	VAD, #03H	; VAD 送 3 bits
	MUL	AX, K0TVAD, VAD	; $dT'' = K_0T - VAD * VAD$
	SHLL	AX, #01H	; [A] * [Z] 送 [Z]
	ADD	DTD, AX	; $dT = dT'(k) + dT(k)''$
	ADDC	DTI, DX	
STOP:	JBS	DTIH, 7, NEG-DT	; 置 $dT(k)$ 符号标帜
	CMP	DTI, #00A5H	; 脉宽极限
	JNH	POS-OK	
	LD	DTI, #00A5H	
POS-OK:	SUB	TON, TC, DTI	; $T_{on} = (T_c - dT(k))/2$
	SHR	TON, #01H	
	SUB	TON1, TON, #02H	
	LDB	HSOCOM, #03H	; 置位 HSO. 0 前, 复位 HSO. 3
	ADD	HSOTIM, TCTIME, TON1	
WAIT2:	JBS	IOS0, 7, WAIT2	
	LDB	HSOCOM, #20H	; 在 T_{on} 时, 置位 HSO. 0
	ADD	HSOTIM, TCTIME, TON	
	ADD	TOFF, TON, DTI	; $T_{off} = T_{on} + dT(k)$
	ADD	TOFF1, TOFF, #02H	
WAIT3:	JBS	IOS0, 7, WAIT3	
	LDB	HSOCOM, #00H	; 在 T_{off} 时, 复位 HSO. 0
	ADD	HSOTIM, TCTIME, TOFF	
WAIT4:	JBS	IOS0, 7, WAIT4	
	LDB	HSOCOM, #23H	; 复位 HSO. 0 后, 再置 HSO. 3
	ADD	HSOTIM, TCTIME, TOFF1	
	SJMP	POUTED	
NEG-DT:	NEG	DTI	; 取 $dT(k)$ 绝对值
	CMP	DTI, #00A5H	; 脉宽极限
	JNH	NEG-OK	
	LD	DTI, #00A5H	
NEG-OK:	SUB	TON, TC, DTI	; $T_{on} = (T_c - dT(k))/2$
	SHR	TON, #01H	
	SUB	TON1, TON, #02H	
	LDB	HSOCOM, #01H	; 置位 HSO. 2 前, 复位 HSO. 1
	ADD	HSOTIM, TCTIME, TON1	
WAIT5:	JBS	IOS0, 7, WAIT5	
	LDB	HSOCOM, #22H	; 在 T_{on} 时, 置位 HSO. 2
	ADD	HSOTIM, TCTIME, TON	
	ADD	TOFF, TON, DTI	; $T_{off} = T_{on} + dT(k)$
	ADD	TOFF1, TOFF, #02H	
WAIT6:	JBS	IOS0, 7, WAIT6	
	LDB	HSOCOM, #02H	; 在 T_{off} 时, 再置位 HSO. 2

	ADD	HSOTIM, TCTIME, TOFF	
WAIT7:	JBS	IOS0, 7, WAIT7	
	LDB	HSOCOM, # 21H	; 复位 HSO. 2 后, 再置 HSO. 1
	ADD	HSOTIM, TCTIME, TOFF1	
	NEG	DTI	; 取前次 dT(k)
POUTED:	MUL	AX, KVAD, VAD	; $Y_o'(k) = KT - VAD * VAD$
	SHLL	AX, # 01H	; [A] * [Z] 送 [Z]
	LD	AX, DX	
	MUL	AX, # 0008H	; $Y_o(k) = Y_o'(k) / 1000H$, [Z] * [A] 送 [A]
	SUB	E1, AX	; $E1 = Y_{ref}(k) - Y_o(k)$
	ADD	AX, E1, [EP]	; $E(k) = E(k) + E1(k)$
	ST	AX, [EP] +	
	CMP	EP, # 00C0H	; 循环重装误差指针
	JNE	EP-GO	
	LD	EP, # 0070H	
EP-GO:	MUL	AX, KE, [YRP] +	; $Y_{ref}(k+1) = Y_{ref}'(k+1) * K_e$
	SHLL	AX, # 01H	; [A] * [A] 送 [A]
	LD	E1, DX	
	CMP	YRP, # 3550H	; 循环重装 Yref 指针
	JNE	YRP-GO	
	LD	YRP, # 3500H	
YRP-GO:	LD	DTD, DTI	; $dT'(k+1) = a_{fal} * dT(k)$
	MUL	DTD, # 8F82H	; [Z] * [A] 送 [Z]
	SHLL	DTD, # 01H	
	MUL	AX, K1TVAD, VAD	; $dT'(k+1) = dT'(k+1) +$ $K1T - VAD * Y_o(k)$
	SHLL	AX, # 01H	; [A] * [Z] 送 [Z]
	ADD	DTD, AX	
	ADDC	DTI, DX	
	MUL	AX, KTREF, [YRP]	; $dT'(k+1) = dT'(k+1) +$ $K_{tref} * Y_{ref}(k+2)$
	ADD	DTD, AX	; [C] * [A] = [Z]
	ADDC	DTI, DX	
	MUL	AX, KTE, [EP]	; $dT'(k+1) = dT'(k+1) +$ $KT-e * E(k+1)$
	SHLL	AX, # 01H	
	ADD	DTD, AX	
	ADDC	DTI, DX	
	CMPB	K, # 00H	
	JNE	KNZ	
WAIT8:	JBS	IOS0, 7, WAITB	
	LDB	HSOCOM, # 25H	; 在 45° 时置 HSO. 5
	ADD	HSOTIM, TCTIME, # 04E2H	

```

        SJMP    INCK
    KNZ,CMPB    K, #14H
        JNE    INCK
WAIT9: JBS     IOS0,7,WAIT9
        LDB    HSOCOM, #05H           ;在 315°时重置 HSO.5
        ADD    HSOTIM,TCTIME, #0EA6H
    INCK: INCB    K                     ;k=k+1
        CMPB    K, #28H
        JNE    KGO
        CLRB    K
    KGO: LDB    ADCOM, #04H           ;重取 A/D 命令
        POPF
        RET

```

(9) Yref 数据表:

ORG	3500H		
DCW	00000H	DCW	00000H
DCW	00DF5H	DCW	0F20BH
DCW	01B92H	DCW	0E46EH
DCW	02881H	DCW	0D77FH
DCW	03471H	DCW	0CB8FH
DCW	03F17H	DCW	0C0E9H
DCW	0482EH	DCW	0B7D2H
DCW	04F7FH	DCW	0B081H
DCW	054DBH	DCW	0AB25H
DCW	0581FH	DCW	0A7E1H
DCW	05939H	DCW	0A6C7H
DCW	0581FH	DCW	0A7E1H
DCW	054DBH	DCW	0AB25H
DCW	04F7FH	DCW	0B081H
DCW	0482FH	DCW	0B7D2H
DCW	03F17H	DCW	0C0E9H
DCW	03471H	DCW	0CB8FH
DCW	02881H	DCW	0D77FH
DCW	01B92H	DCW	0E46EH
DCW	00DF5H	DCW	0F20BH

2. 参数检测控制器控制软件设计

参数检测控制器控制程序的设计是以测控器负担的任务和功能为依据,按功能块和便于相互嵌套调用,执行时间短等原则设置的。

系统设置的控制程序主要有:

(1) 主程序:主程序主要由系统初始化、测周期求采样间隔、采样电压电流、计算 U 、 I 、 P 、 $\cos\varphi$ 、 f 和显示测量值等环节组成。主要完成的任务是:系统工作正常无故障发生时,8098 用于测定电压周期 T ,然后根据周期确定采样间隔,采样电压、电流瞬时值,根据准同步采样复化梯

形算法求出电压有效值 U 、电流有效值 I 、有功功率 P ，再由 $\cos\varphi=UI/P$ 求出功率因数和由 $f=1/T$ 求出 f 。计算出这 5 个参量后，8098 从串行口读入用户按下键的键值，根据键入值将相应的测量值送串行口输出显示。若无故障发生，系统将一直按这个过程循环执行。当故障出现时，故障信号将引起 8098 产生中断，CPU 响应中断后，执行各中断源特定处理内容的中断服务程序，处理不同的故障。

这里电压周期的测定是根据测定 HSI.0 上输入的方波的两个相邻上升沿之间的时差而实现的。设定 HSI.0 引脚的上升沿为一个事件并允许其引起中断，进入中断服务程序查询后，若为 HSI.0 上有事件发生，则读事件发生的时间并关中断，再巡回检测 HSI.0，直至下一事件发生，然后读取事件发生的时间。两次的时间差即为所测的周期。图 7-1-8 是系统主程序框图。

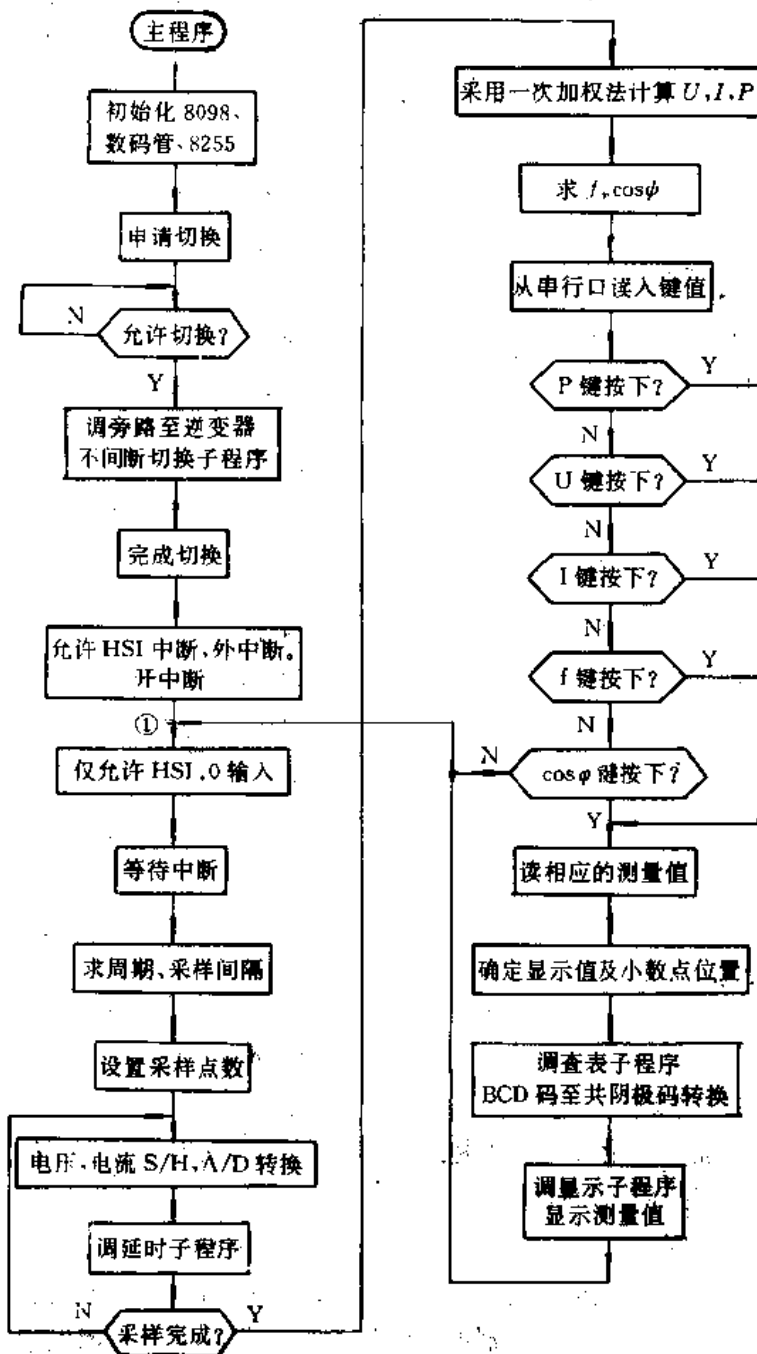


图 7-1-8 主程序框图

(2)中断服务程序:本系统在主程序中设置了 HSI 中断和外部中断两种中断方式,根据引起这两种中断的中断源的不同,这两种中断的中断服务程序的功能也不同。

a. HSI 中断服务程序 该程序的功能为对 UPS 系统的三种故障:直流母线电压故障、IGBT 短路过流故障和逆变器峰值过流故障进行处理和对测量电压周期时方波引起的中断进行处理。图 7-1-9 是 HSI 中断服务程序框图。

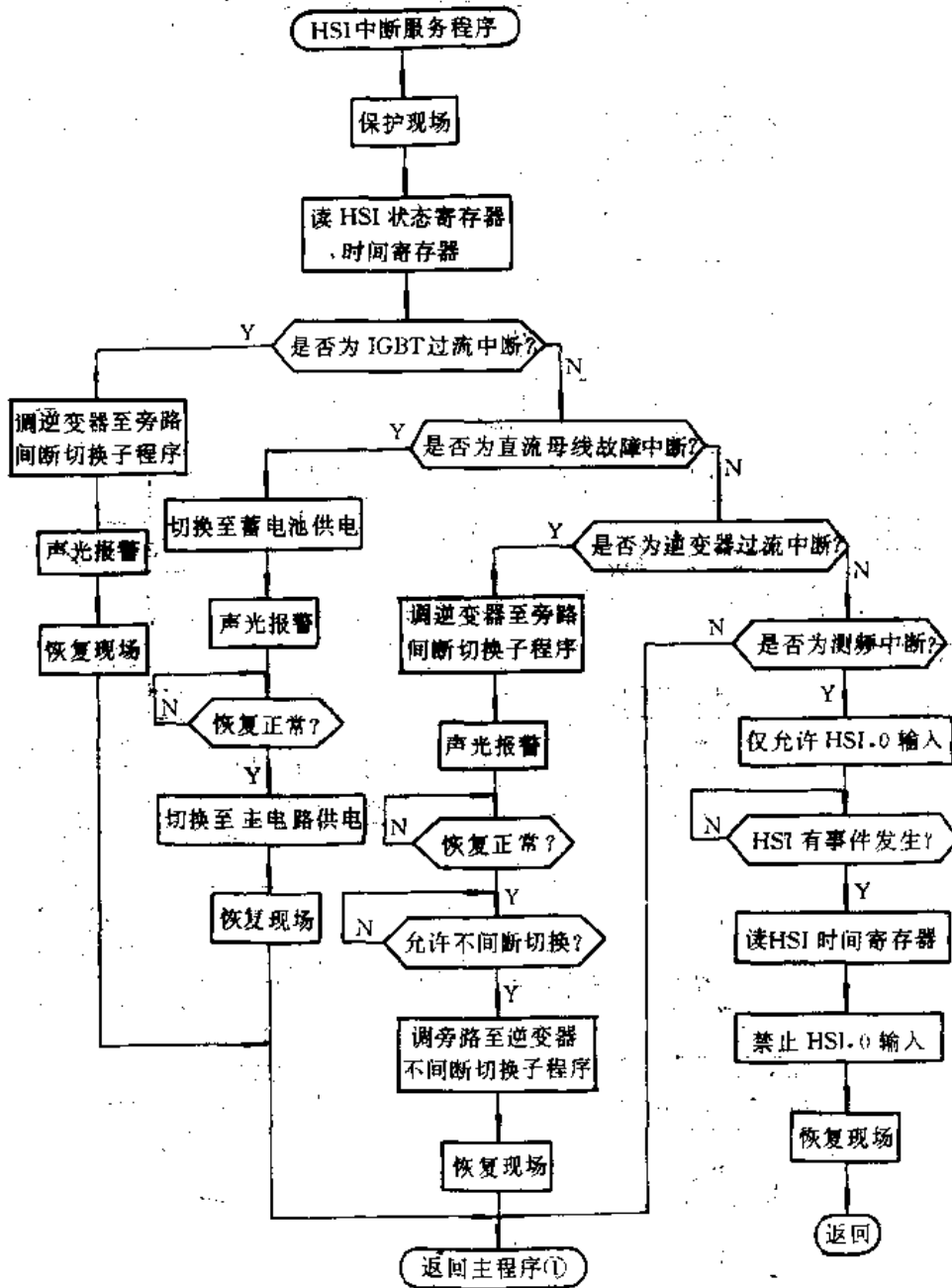


图 7-1-9 HSI 中断服务程序框图

在进入该中断服务程序后,首先检测 HSI 状态寄存器,发现并判断引起中断的原因,再根据不同原因进行不同的处理。若为测周期中断,则仅允许 HSI.0 输入,等待下一次事件的发生,记录事件发生的时间,然后仅禁止 HSI.0 输入,恢复现场返回;若为故障中断,则根据故障原因分别调用切换子程序进行切换,再进行声光报警,然后检测故障是否消失,若故障已消失,则恢复现场返回主程序,继续执行逆变器不间断切换工作状态,实现自保护功能。这里若为

IGBT 短路过流故障, 则不检测故障是否消失, 因为一般短路故障均为不可自动恢复的, 故对该项保护不实行自保护。

b. 外部中断服务程序 该程序的功能为对其余四种故障: 逆变器过压、过热、过载和蓄电池欠压进行处理。故障处理方法基本类似。这里仅以蓄电池欠压为例, 若为蓄电池欠压, 首先声光报警, 然后检测是否至欠压极限, 若至极限则根据当前状态调用间断切换子程序或者不间断切换子程序, 将主电路切换至旁路工作状态, 再恢复现场返回主程序。图 7-1-10 是外部中断服务程序框图。

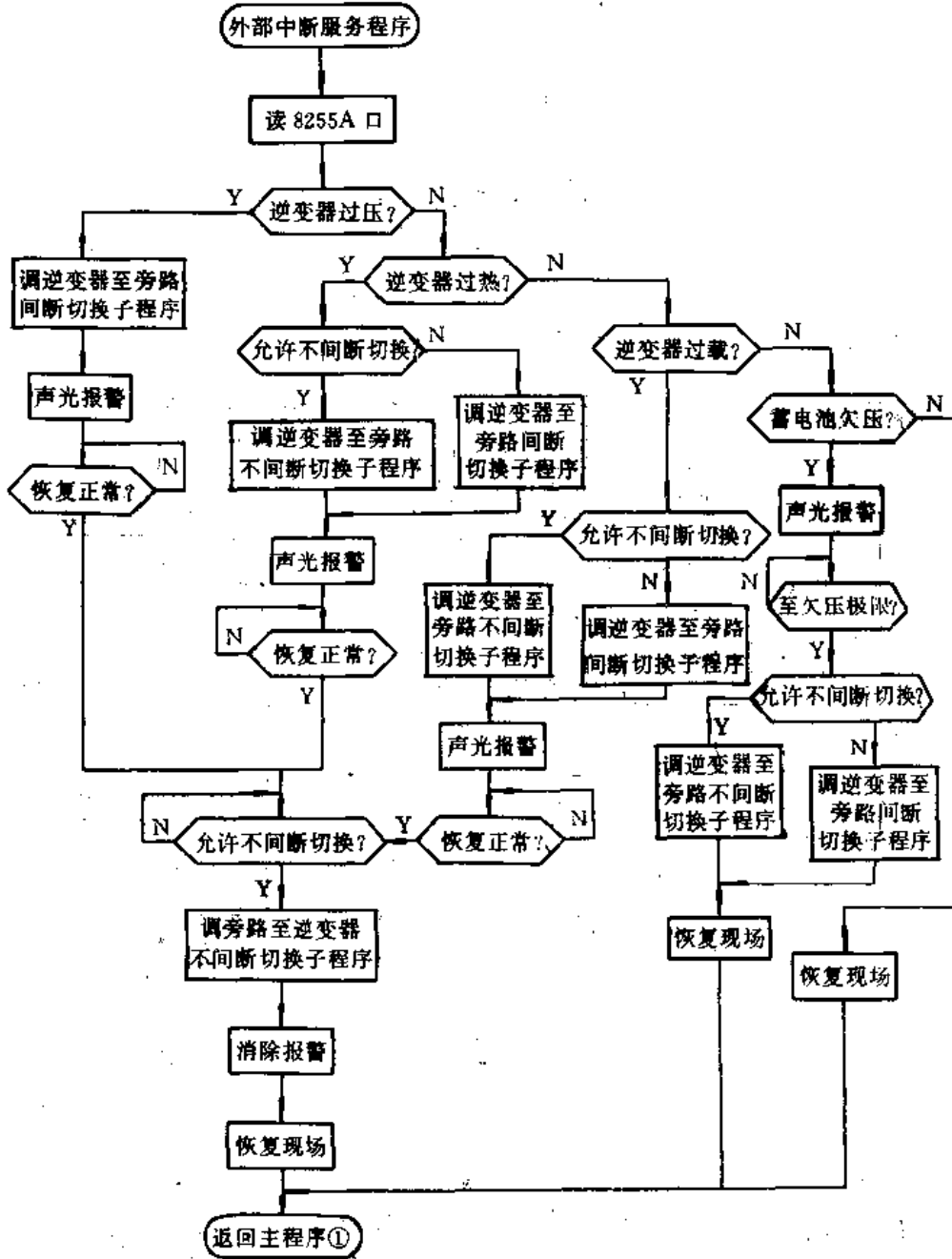


图 7-1-10 外部中断服务程序框图

(3) 子程序: 为简化主程序和中断服务程序, 根据模块化设计原则, 系统设置了多种子程序, 分别有:

a. 切换子程序 根据 UPS 系统的各种工况及其切换方式的不同,设置了三个切换子程序:旁路至逆变器的不间断切换、逆变器至旁路的不间断切换和逆变器至旁路的间断切换。各种切换过程如前所述,此处不再介绍程序内容。

b. 浮点运算符程序 在主程序的计算过程中,均采用浮点运算。这里所有的浮点运算均采用子程序调用形式,调用 8098 开发系统提供的浮点运算符程序,以提高计算精度和简化主程序。

c. 查表子程序和显示子程序 查表子程序的功能为将需要显示的测量值的十进制形式转换为相应的共阴极八段数码管的码值;显示子程序的功能为将数码管码值由 8098 串行口经 74LS164 送入数码管显示。

d. 延时子程序 系统设置了多种延时子程序,以满足主程序和切换子程序等的需要。

7.1.4 仿真与实验结果

系统安装后,在调试过程中,进行了一系列相控、切换、仿真和测试实验。实验数据和用 PM3350 双踪存储示波器打印出 $f=50\text{Hz}$ 的部分波形如表 7-1-1 及图 7-1-11~图 7-1-14 所示。

表 7-1-1 实验数据

控制方式		空 载	50%阻性	90%阻性	50%阻性 (45°相控)	90%阻性 (45°相控)
开 环	U_p/V	48.0	36.8	28.0	34.4	28.8
	θ	7.20°	7.20°	4.90°	10.80°	5.10°
DB 控 制	U_p/V	55.2	52.0	50.4	53.6	49.6
	θ	-2.30°	0.90°	0.63°	0.40°	0.90°
RP 补偿 DB 控制	U_p/V	56.0	54.4	51.2	54.4	51.2
	θ	0.90°	0.45°	0.54°	0.27°	0.90°

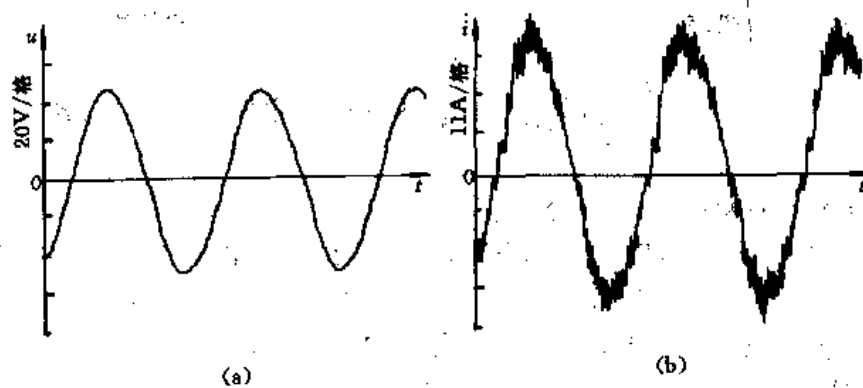


图 7-1-11 90%阻性负载,PR 补偿 DB 控制波形

(a)输出电压 (b)滤波电感电流

仿真与实验结果表明,周期补偿的无差拍控制是一种可行的、性能较好的 PWM 逆变控制技术,其最大的特点是:

(1)便于用微机系统实现,它所需硬件结构简单,控制软件实时性强而又灵活;

(2) 逆变器馈送给负载的电流近似为正弦波, 其总谐波畸变率 THD% 值较低 (约为 0.2% ~ 0.4%);

(3) 相控跌落较小 (约为 1.5% ~ 2%), 恢复时间短 (约为 1.0 ~ 1.2ms)。

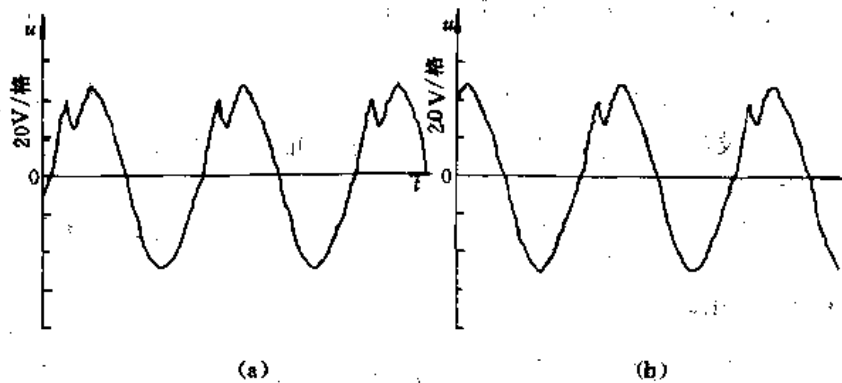


图 7-1-12 90%阻性, 相控(45°)负载波形对比

(a) 纯 DB 控制下输出电压

(b) RP 补偿 DB 控制下输出电压

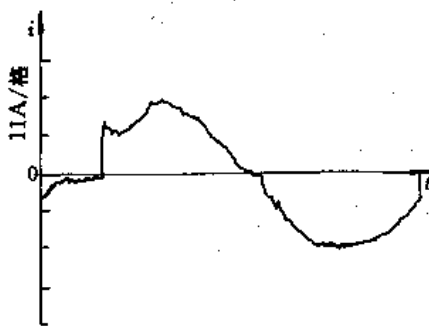


图 7-1-13 90%阻性, 相控(45°)
负载电流

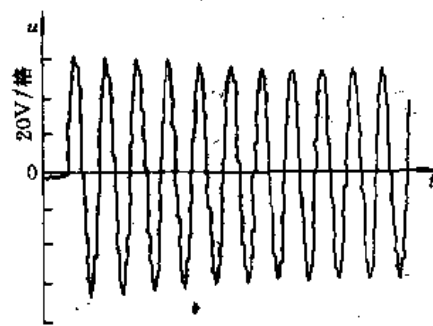


图 7-1-14 RP 补偿 DB 控制系统启动和停止
的输出电压波形

7.2 状态观测器型无差拍控制 UPS 系统

7.1 节研究的周期补偿无差拍控制算法, 其优点很多, 而缺点是: 必须在第 $k-1$ 个采样时刻, 完成输出脉宽控制量 $\Delta T(k-1)$ 对输出及系统的状态作用完之后, 再检测系统的当前状态, 才能算出当前脉宽控制量 $\Delta T(k)$, 因而降低了采样频率和逆变器的开关频率。针对这一缺点, 在 2.6 节, 曾提出采用状态观测器无差拍 PWM 控制算法, 即用状态观测器观测逆变器的状态 $\hat{x}(k)$, 并将 $\hat{x}(k)$ 代入脉宽控制量的数字计算公式, 同时算出第 k 个脉宽控制量 $\Delta T(k)$, 这样就可以在下一个采样周期到来的时刻, 把 $\Delta T(k)$ 送出来, 用这种方法可以使最大脉宽控制量 ΔT_{max} 等于采样间隔 T , 从而可提高逆变器的开关频率, 进一步改善逆变器的性能与效率。

状态观测器型无差拍 PWM 控制算法的理论分析已在 2.6 节作了较详细的介绍, 本节仅在 2.6 节的基础上介绍它的硬件系统设置、控制软件设计和仿真试验结果等。

7.2.1 系统硬件电路设置

因本方案仅是改变了输出脉宽的算法,故仍采用图 7-1-1 中所设置的硬件电路结构。不同的是:根据式(2-6-29)及式(2-6-34)将图 7-1-1 中的 8089 无差拍 PWM 控制器,改变成为状态观测器无差拍 PWM 控制器,而控制器中各物理参数的关系如图 2-6-9 所示。

7.2.2 系统控制软件设计

因系统硬件结构不变,只改变了控制算法,这里仅介绍实现新算法设置的部分控制软件:主要有:主程序、A/D 结束中断服务程序及采样定时器中断服务程序,它们分别如图 7-2-1 (a)、(b)、(c)所示。

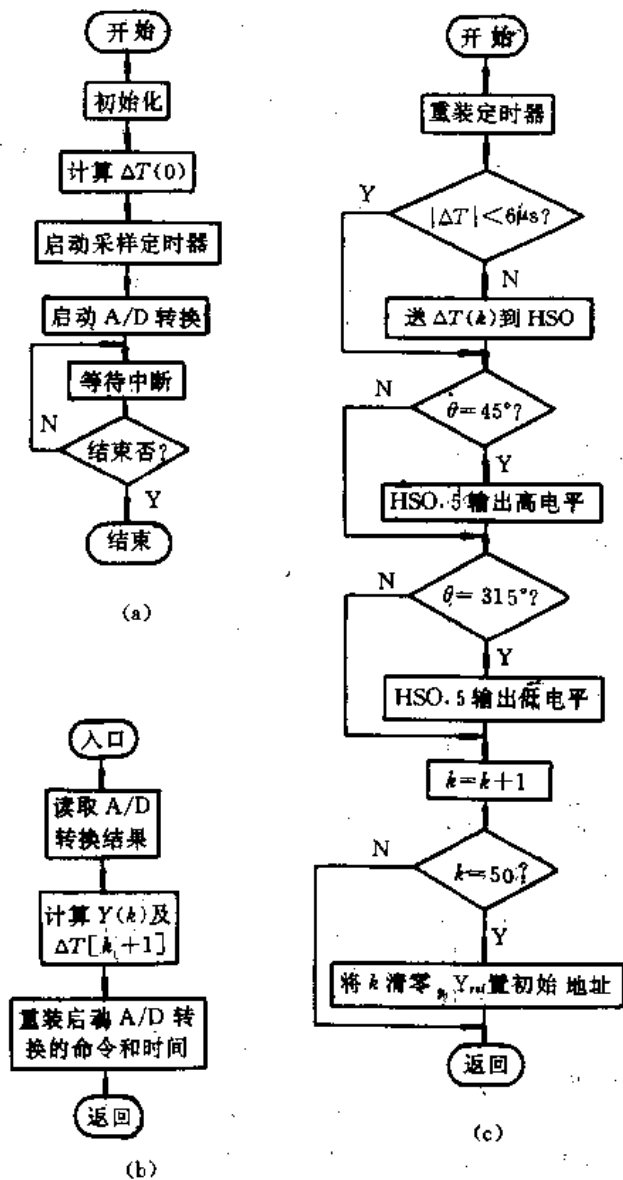


图 7-2-1 系统的部分程序框图

(a)主程序 (b)A/D 结束中断服务程序 (c)采样定时器中断服务程序

图 7-2-1 的相应参考程序如下:

CLOSE-LOOP

Obsring DEED-BEAT Controller

The sample cycle is 400us (for 12MHz system)

T=400us, f=2.5kHz

(1) 定义常数:

;[A]—X.X X X X X X X X X X X X X X X X X X
;[B]—X X.X X X X X X X X X X X X X X X X X
;[Z]—X X X X X X X X X X X X X X X X X X X

;TCSTD EQU 00C8H
;DTMAX EQU 00A0H
;YRPB EQU 3500H
;YRPEND EQU 3562H

;RSEG at 1CH

AX: DSW 1CH
DX: DSW 1EH
BX: DSW 20H
CX: DSW 22H

YRP: DSW 24H
TC: DSW 26H
DTD: DSW 28H
DTL: DSW 2AH
DTIH: DSB 2BH
DTC: DSW 2CH
TON: DSW 2EH
TOFF: DSW 30H
TON1: DSW 32H
TOFF1: DSW 34H
BTIME: DSW 36H
TCTIME: DSW 38H
YYK: DSW 3AH
YYK-1: DSW 3CH
YYK-2: DSW 3EH
K1TVAD: DSW 40H
VAD: DSW 42H
VADL: DSB 42H
VADH: DSB 43H
YK-1: DSW 44H
YK-2: DSW 46H
E1: DSW 48H
KVAD: DSW 4AH

K:	DSB	4CH
C1:	DSW	4EH
C2:	DSW	50H
d1:	DSW	52H
d2:	DSW	54H
f1:	DSW	56H
f2:	DSW	58H
p1:	DSW	5AH
p2:	DSW	5CH
p3:	DSW	5EH
p4:	DSW	60H
DTK:	DSW	62H
DTK-1:	DSW	64H
DTK-2:	DSW	66H

(2)中断服务程序入口表:

ORG	2000H
DCW	2080H
DCW	3200H
DCW	2080H
DCW	2080H
DCW	2080H
DCW	2080H
DCW	3000H
DCW	2080H
DCW	2080H

(3)CCR 初始化:

ORG	2018H
DCB	3DH

(4)主程序:

(5)初始化:

ORG	2080H
LD	YYK,R0
LD	YYK-1,R0
LD	YYK-2,R0
LD	YK-1,R0
LD	YK-2,R0
LD	DTK,R0
LD	DTK-1,R0
LD	DTK-2,R0
LD	C1,#6733H
LD	C2,#9945H

```

LD      d1, #0148H
LD      d2, #0FED8H
LD      f1, #0008H
LD      f2, #0008H
LD      p1, #8CAAH
LD      p2, #0E6BDH
LD      p3, #0CA3H
LD      p4, #0F92H
LD      KVAD, #0005H
LD      STACKP, #00E0H      ;预置栈指针
LDB     INTPEN, #00H        ;清 INT-PENDING 寄存器
LDB     IOC1, #01000000B    ;启动 HSO. 5
CLRB    K
LD      TC, #00C8H          ;预置 Tc 定时器
LD      YRP, #3500H         ;预置 Yref 表指针

```

(6)预置常数:

Umax=400V

(7)计算 DT(0):

```

LD      YYK, R0              ;YY(0)=0
MUL     AX, P4, [YRP]+      ;P4 * Yref(1)  [Z] * [A] 送 [Z]
SHLL   AX, #01H
LD      DTK-2, DTK-1        ;预置 DT(k)单元为“μs”
LD      DTK-1, DTK
LD      DTK, DX
LD      YYK-2, YYK-1
LD      YYK-1, YYK
SHRAL  AX, #01H             ;DTI=(DT(k)μs/2)
LD      DTI, DX

```

(8)启动脉冲:

```

LDB     INTMAS, #22H        ;关闭 HSO-AD 及 A/D
EI      ;开中断
LDB     HSOCOM, #21H        ;Set HSO. 1 & HSO. 3 右移
ADD     HSOTIM, TIMER1, #02H
WAIT1: JBS IOS0, 7, WAIT1
LDB     HSOCOM, #23H
ADD     HSOTIM, TIMER1, #02H
LD      BTIME, TIMER1      ;记录基准时间
ORB     INTPEN, #00100000B  ;启动 HSO-A/D-START, 中断
LDB     ADCOM, #00001100B   ;转 A/D

LOOP: SJMP LOOP            ;转 LOOP
S JMP   LOOP

```

(9)HSO-AD 中断服务程序:

ORG	3000H	
HSO-AD, LD	TCTIME, TIMER1	;记录初始时间
PUSHF		
SUB	DTC, BTIME, TCTIME	;求时间差 dTc
ADD	TC, DTC, #00C8H	;Tc-STD+dTc 送 Tc
LDB	HSOCOM, #1FH	;加载 HSO-AD
ADD	HSOTIM, TIMER1, TC	
ADD	BTIME, BTIME, #00C8H	;取新基准时间
 (10)DT(k)送 HSO:		
STOP, JBS	DTIH, 7, NEG-DT	;置 dT(k)标帜符号
CMP	DTI, #0002H	;DT(k) > 6 μs ?
JNH	SMALL	
CMP	DTI, #00A0H	;脉宽极限
JNH	POS-OK	
LD	DTI, #00A0H	
POS-OK, SUB	TON, TC, DTI	;T on = (Tc-dT(k))/2
SHR	TON, #01H	
SUB	TON1, TON, #02H	
LDB	HSOCOM, #03H	;置位 HSO.0 前,复位 HSO.3
ADD	HSOTIM, TCTIME, TON1	
WAIT2, JBS	IOS0, 7, WAIT2	
LDB	HSOCOM, #20H	;在 T on 时,置位 HSO.0
ADD	HSOTIM, TCTIME, TON	
ADD	TOFF, TON, DTI	;T off = T on + dT(k)
ADD	TOFF1, TOFF, #02H	
WAIT3, JBS	IOS0, 7, WAIT3	
LDB	HSOCOM, #00H	;在 T off 时,复位 HSO.0
ADD	HSOTIM, TCTIME, TOFF	
WAIT4, JBS	IOS0, 7, WAIT4	
LDB	HSOCOM, #23H	;复位 HSO.0 后,再置位 HSO.3
ADD	HSOTIM, TCTIME, TOFF1	
SMALL, SJMP	POUTED	
NEG-DT, NEG	DTI	;取 dT(k)绝对值
CMP	DTI, #0002H	;DT(k) > 6 μs ?
JNH	POUTED	
CMP	DTI, #00A0H	;脉宽极限
JNH	NEG-OK	
LD	DTI, #00A0H	
NEG-OK, SUB	TON, TC, DTI	;T on = (Tc-dT(k))/2
SHR	TON, #01H	
SUB	TON1, TON, #02H	
LDB	HSOCOM, #01H	;置位 HSO.2 前,复位 HSO.1
ADD	HSOTIM, TCTIME, TON1	

WAIT5: JBS	IOS0,7, WAIT5	
LDB	HSOCOM, # 22H	;在 T on 时,置位 HSO. 2
ADD	HSOTIM, TCTIME, TON	
ADD	TOFF, TON, DTI	;T off = T on + dT(k)
ADD	TOFF1, TOFF, # 02H	
WAIT6: JBS	IOS0,7, WAIT6	
LDB	HSOCOM, # 02H	;在 T off 时,复位 HSO. 2
ADD	HSOTIM, TCTIME, TOFF	
WAIT7: JBS	IOS0,7, WAIT7	
LDB	HSOCOM, # 21H	;复位 HSO. 2 后,再置位 HSO. 1
ADD	HSOTIM, TCTIME, TOFF1	
NEG	DTI	;取 dT(k) 先前值

(11) 装载 RTF:

POUTED: CMPB	K, # 00H	
JNE	KNZ	
WAIT8: JBS	IOS0,7, WAIT8	
LDB	HSOCOM, # 25H	;在 45° 时,置位 HSO. 5
ADD	HSOTIM, TCTIME, # 04E2H	
SJMP	INCK	
KNZ: CMPB	K, # 19H	
JNE	INCK	
WAIT9: JBS	IOS0,7, WAIT9	
LDB	HSOCOM, # 05H	;在 315° 时,复位 HSO. 5
ADD	HSOTIM, TCTIME, # 0EA6H	
INCK: INCB	K	;k = k + 1
CMPB	K, # 32H	
JNE	KGO	
CLRB	K	
LD	YRP, # 3500H	;重校 Yref 表指针
KGO: POPF		
RET		

(12) 完成 A/D 中断服务程序:

ORG	3200H	
AD-SER: PUSHF		
LDB	VADH, ADH	;取 A/D 结果
LDB	VADL, ADL	
ANDB	VADL, # 0C0H	;移去无用位
SUB	VAD, # 8000H	;Vad = Vad - 8000H
SHRA	VAD, # 03H	;VAD 送第 3 位
MUL	AX, KVAD, VAD	;[A] * [Z] 送 [A]
AND	DX, # 8000H	
AND	AX, # 7FFFH	

```

OR      AX,DX
LD      YK-2,YK-1
LD      YK-1,AX

```

(13)计算 YY(K):

```

LD      DTK-2,DTK-1      ;预置 DT(k)单元为“μs”
LD      DTK-1,DTK
LD      YYK-2,YYK-1
LD      YYK-1,YYK
MUL     AX,C1,YYK-1      ;AX=C1 * YY(k-1)
                        [B] * [A] 送 [B]
AND     CX,DX,#8000H     ;重存结果符号
HLL     AX,#02H          ;将[B]转成[A]
AND     DX,#7FFFH
OR      DX,CX            ;重取符号
MUL     BX,C2,YYK-2      ;BX=C2 * YY(k-2)
                        [A] * [A] 送 [A]
SHLL    BX,#01H
ADD     AX,BX
ADDC    DX,CX

MUL     BX,d1,YK-1      ;[A] * [A] 送 [A]
SHLL    BX,#01H
ADD     AX,BX
ADDC    DX,CX

MUL     BX,d2,YK-2      ;[A] * [A] 送 [A]
SHLL    BX,#01H
ADD     AX,BX
ADDC    DX,CX

MUL     BX,d1,DYK-1     ;[A] * [Z] 送 [A]
                        X X X X X X X X X X X X X X
AND     CX,#8000H       ;重存符号
AND     BX,#7FFFH
OR      BX,CX           ;重取符号
ADD     DX,BX

MUL     BX,i2,DTK-2     ;[A] * [Z] 送 [Z]
AND     CX,#8000H       ;重存符号
AND     BX,#7FFFH
OR      BX,CX
ADD     DX,BX

```


LD YYK,DX

(14)计算 DT(K):

MUL	AX,p1,DTK-1	;AX=p1 * DT(k-1) [A] * [Z] 送 [Z]
SHLL	AX,#01H	
MUL	BX,p2,YYK	;[Z] * [A] 送 [Z]
SHLL	BX,#01H	
ADD	AX,BX	
ADDC	DX,CX	
MUL	BX,p3,YYK-1	;[Z] * [A] 送 [Z]
SHLL	BX,#01H	
ADD	AX,BX	
ADDC	DX,CX	
MUL	BX,p4,[YRP]+	;[Z] * [A] 送 [Z]
SHLL	BX,#01H	
ADD	AX,BX	
ADDC	DX,CX	
LD	DTK,DX	
SHRAL	AX,#01H	
LD	DTI,DX	;DTI=(DT(k) μ s/2)
LDB	ADCOM,#04H	;重取 A/D 命令
POPF		
RET		

(15)Yref 数据表:

ORG	3500H		
DCW	00000H	DCW	03A7FH
DCW	007B6H	DCW	03C6BH
DCW	00F4CH	DCW	03D63H
DCW	016A5H	DCW	03D63H
DCW	01DA2H	DCW	03C6BH
DCW	02427H	DCW	03A7FH
DCW	02A1BH	DCW	037A8H
DCW	02F65H	DCW	033EFH
DCW	033EFH	DCW	02F65H
DCW	037A8H	DCW	02A1BH

DCW	02427H	DCW	0C395H
DCW	01DA2H	DCW	0C29DH
DCW	016A5H	DCW	0C29DH
DCW	00F4CH	DCW	0C395H
DCW	007B6H	DCW	0C581H
DCW	00000H	DCW	0C858H
DCW	0F84AH	DCW	0CC11H
DCW	0F0B4H	DCW	0D09BH
DCW	0E95BH	DCW	0D5E5H
DCW	0E25EH	DCW	0DBD9H
DCW	0DBD9H	DCW	0E25EH
DCW	0D5E5H	DCW	0E95BH
DCW	0D09BH	DCW	0F0B4H
DCW	0CC11H	DCW	0F84AH
DCW	0C858H	DCW	00000H
DCW	0C581H		

7.2.3 系统稳定性、仿真与试验结果

1. 系统稳定性的仿真结果

在额定负载下,取电阻 $R_L=9.68\Omega$,电感 $L=3.789\text{mH}$,电容 $C=198\mu\text{F}$,直流端电压 $E=655\text{V}$ (以上各值均为折算到变压器副边后的值)。根据朱里(Jurry)稳定判据,可求得增益矩阵 $L=[l_1 \quad l_2]$ 与系统稳定性的关系,如图 7-2-2 所示。图中阴影部分是系统的稳定域。

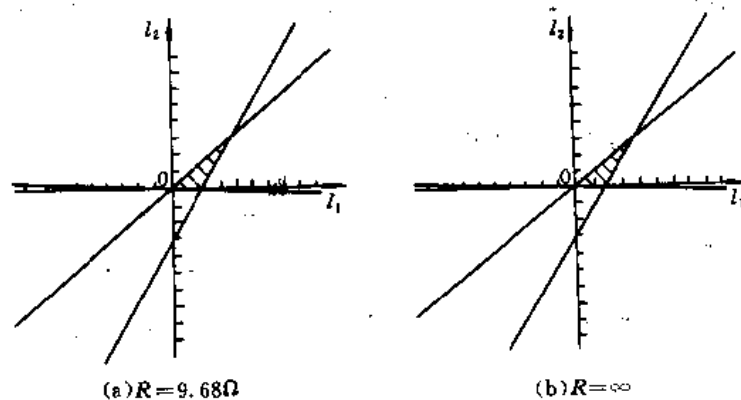


图 7-2-2 系统的稳定域

(a) $R=9.68\Omega$ (b) $R=\infty$

仿真曲线表明:当负载从额定值($R=R_L$)变到空载($R=\infty$)时,稳定域变化很小。这说明系统的稳定域受负载的影响很小,系统的稳定性能良好。

2. 系统输出的仿真结果

根据图 7-2-2 所得的系统参数与稳定性的关系,选取增益矩阵的参数为 $l_1=0.78$, $l_2=0.18$ 时,在系统为额定负载和 45° 相控负载下,对负载端电压及流经滤波电感中的电流进行了仿真试验,得试验仿真波形分别如图 7-2-3 和图 7-2-4 所示。

仿真结果表明:系统输出电压和电流基本符合期望结果。在无突加负载的额定状态时,电

压、电流均为正弦波,在突加负载,即 45° 相控负载时,电压有跌落,且电流跌落较大,过渡时间较长,并有谐波振荡现象。需进一步改进。

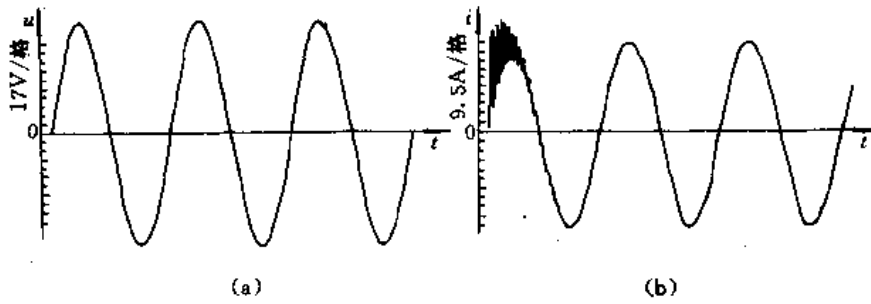


图 7-2-3 额定负载($f=50\text{Hz}$ 时)的仿真波形
(a)负载端电压波形 (b)流经滤波电感中的电流波形

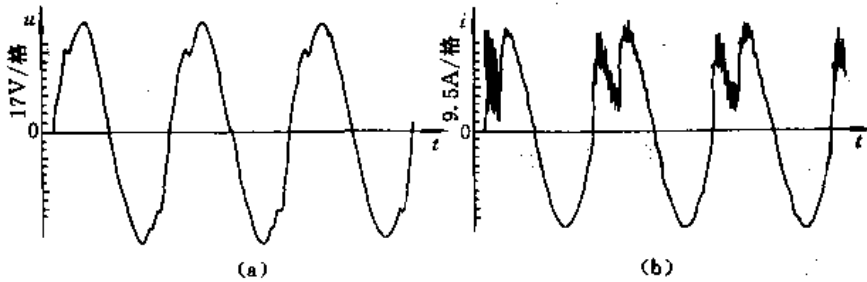


图 7-2-4 相控负载($f=50\text{Hz}$ 时)的仿真波形
(a)负载端电压波形 (b)流经滤波电感中的电流波形

3. 系统实验结果

在仿真试验基础上,分别对系统进行了空载、额定负载和 45° 相控负载的各种试验,部分试验结果如下:

(1)表 7-2-1 是在正弦参考电压 U_{ref} 的峰值为 $40\sqrt{2}\text{V}=56.57\text{V}$ 时和不同负载情况下,系统输出电压峰值 U_o 和相移 θ 的实测数据。

表 7-2-1 实测数据

控制方式		空 载	额定负载	45° 相控负载
开 环	U_o/V	47.5	32.0	30.0
	θ	6.5°	3.5°	4.7°
闭 环	U_o/V	57.0	50.5	50.5
	θ	0.8°	0.5°	0.8°

(2)负载端电压波形及流经滤波电感的电流波形如图 7-2-5~图 7-2-7 所示。试验时,设定开关频率为 $f=4\text{kHz}$ 。

实测波形和数据表明:在空载和额定负载情况下,用观测器型无差拍控制算法产生的 PWM 波控制的逆变器的输出正弦电压波和流经滤波电感的电流的总谐波失真率(简称 THD%)均较低。线性负载时所取得的实验结果较理想,而在相控负载开通时,输出电压的跌

落较小(约为 1%),恢复时间短(约为 0.8ms)。从而可见,系统对负载的突变适应性较强。

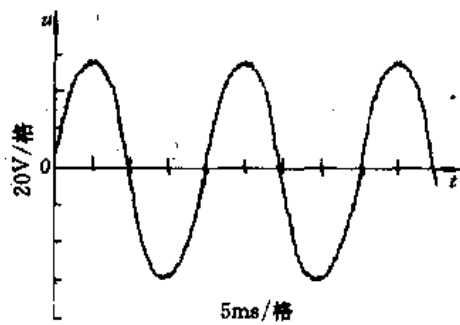


图 7-2-5 空载时的负载端电压波形

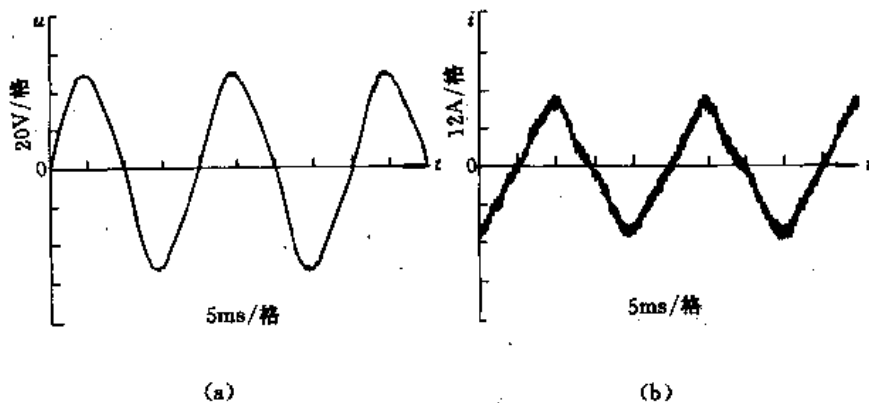


图 7-2-6 额定负载时实测波形

(a)负载端电压波形 (b)流经滤波电感的电流波形

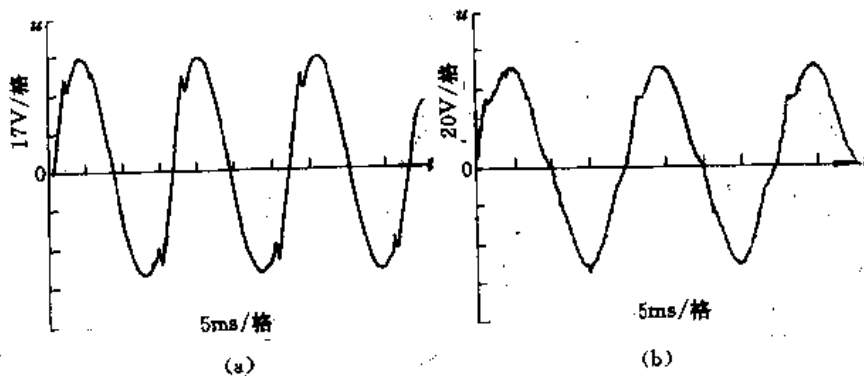


图 7-2-7 相控负载实测波形

(a)空载下负载端电压波形 (b)额定负载下负载端电压波形

4. UPS 控制系统的改进

采用状态观测器型无差拍控制 PWM 算法,对 UPS 系统进行控制后,其性能指标确有所改进提高,但在相控负载开通时,输出电压仍有较小跌落,同时在额定负载下,未加相控时流经滤波电感的电流波形还不够理想,如图 7-2-6~图 7-2-7 所示。其原因是:预测系统的状态变量的计算和输出脉宽控制量 ΔT 的计算都需一定时间才能完成,从而相应地限制了逆变器的开

关频率。而这些时间的长短,主要取决于计算速度和 A/D 转换时间,解决这问题,可采用下述两种方法:

(1)更换系统硬件,采用具有高速运算能力的数字信号处理器 DSP(Digital Signal Processor)。例如采用具有每秒可进行千万次浮点乘法运算能力的 TMS 320 系列单片微机及 ADC71/AD 或 AD755 等快速、高分辨率、非线性失真小、低功耗的 A/D 芯片组成主控制器。这样将使系统的性能价格比降低。在一般要求的 UPS 系统中这不是最佳方案。

(2)寻求新的控制算法,例如采用干扰预测型无差拍控制算法等。

干扰预测型无差拍控制 PWM 波原理及算法,已在 2.7 节论述过。它的基本原理是:在因负载变化而引起负载电流变化时,把负载变换成阶梯状的电流源,采用干扰预测型观测器来估算电流,并给予补偿。

根据 2.7 节论述的原理及算法,在图 7-2-2 所示的系统稳定域的基础上,重新选定系统参数 $l_1=1.5, l_2=0$,并选取估算电流补偿值 $\beta=0.7$ 时,采用干扰预测型无差拍控制算法后系统的性能都比较理想。图 7-2-8 和 7-2-9 分别是该系统在额定负载和相控负载下负载端电压和流经滤波器中电流的仿真波形。

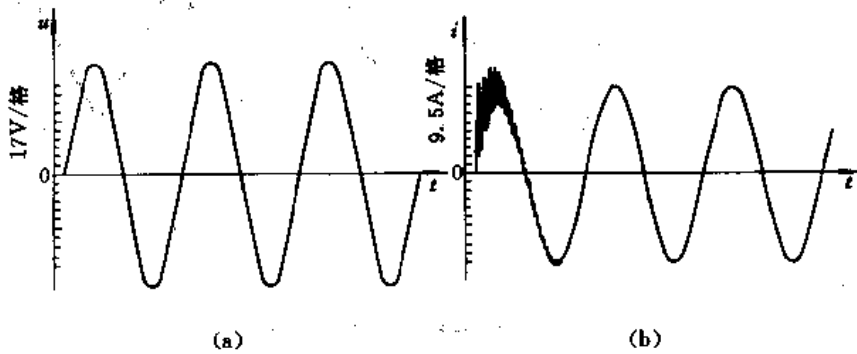


图 7-2-8 额定负载($f=50\text{Hz}$ 时)的仿真波形
(a)负载端电压波形 (b)流经滤波电感中的电流波形

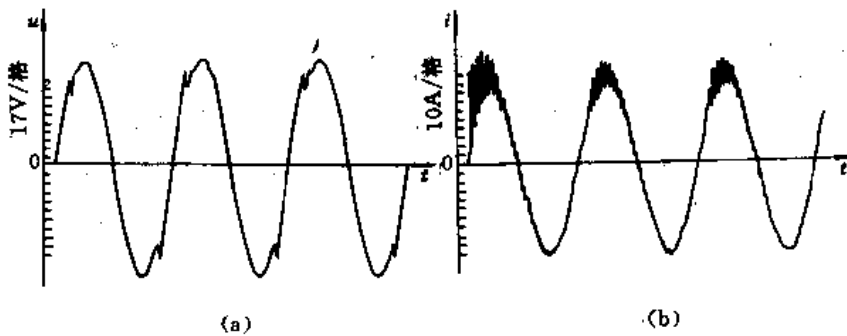


图 7-2-9 45° 相控负载($f=50\text{Hz}$ 时)的仿真波形
(a)负载端电压波形 (b)流经滤波电感中的电流波形

将图 7-2-8 和 7-2-9 与图 7-2-3 和 7-2-4 进行比较后可看出:采用干扰预测型无差拍控制算法的输出波形比采用观测器型无差拍控制算法的更理想,它既保持了观测器型无差拍控制算法时输出电压、电流均为正弦波的优点,同时在相控负载,即突加负载时,又具有电压跌落小、恢复快、流过滤波电感的电流和电压无跌落、谐波振荡衰减快的特点,可见干扰预测型无差拍控制 PWM 算法是一种值得进一步探讨和推广应用的算法。

附录一 部分专业名词术语英中文对照表

Alternating Current to Direct Current	A-D	交流-直流变换
Alternate-Direct-Alternate	ADA	交流-直流-交流变换
Analog to Digital	A/D	模/数转换
Automatic Voltage Regulator	AVR	自动调压器
Bang-Bang Control	B-BC	乒乓控制
Central Processing Unit	CPU	中央处理单元
Constant Voltage and Constant Frequency	CVCF	恒压恒频
Content Addressable Memory	CAM	内容定址寄存器
Computer Aided Design	CAD	计算机辅助设计
Counter-Timer Circuit	CTC	计数器/定时器
Current Structure Inverter	CSI	电流型逆变器
Deadbeat Control	DB	无差拍控制
Digital Signal Processing	DSP	数字信号处理器
Digital to Analog	D/A	数/模转换
Direct Current to Alternating Current	D-A	直流-交流变换
Direct Current to Direct Current	D-D	直流-直流变换
Direct Pulse Width Modulation	DPWM	直接脉宽调制
Discrete Fourier Transform	DFT	离散傅立叶变换
Disturbance Estimation Deadbeat Control	DE-DB	干扰预测型无差拍控制
Forward Bias Safe Operation Area	FBSOA	正向偏置安全工作区
Gate Turn-Off Thyristor	GTO	可关断晶体管
Giant Transistor	GTR	电力晶体管
Harmonic Distribution	HD	谐波分布
Harmonic Distortion	HD	谐波失真
High Frequency Link UPS	HFL-UPS	高频链路 UPS
High Speed Input	HSI	高速输入通道
High Speed Output	HSO	高速输出通道
Indicating Device	ID	指示器
Input-Output Port	I/O	输入/输出口
Instantaneous Control System	ICS	瞬时值控制系统
Instruction Decoder	ID	指令译码器
Insulated Gate Bipolar Transistor	IGBT	绝缘门极晶体管

Inverter	IVT	逆变器
Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor	MOSFET	金属-氧化物-半导体场效应管
Micro-Computer Stice	MCS	微计算机片
Observer Deadbent Control	OSV-DB	观测器型无差拍控制
One Sample Ahead Preview	OSAP	一拍超前
Parallet Input-Output	PIO	并行输入输出
Parallel Processing UPS	PP-UPS	并联工作式 UPS
Percent of Harmonic Distortion	HD%	谐波失真率
Percent of Total Harmonic Distortion	THD%	总谐波失真率
Power Electronic Device	PED	电力电子器件
Program Counter	PC	程序计数器
Preportional-Integral-Controller	PI	比例-积分调节器
Preportional-Integral-Derivative Controller	PID	比例-积分-微分调节器
Pulse Amplitude Modulation	PAM	脉冲幅度调制
Pulse Width Modulation	PWM	脉宽调制
Repetitive Contron	RP	周期控制
Reverse Bias Safe Operation Area	RBSOA	反向偏置,安全工作区
Rotary UPS	RT-UPS	旋转型 UPS
Silicon-Controlled Rectifier	SCR	可控硅(晶闸管)
Single Chip Microprocessor	SCMP	单片微处理机
Spontaneous Pulse Width Modulation	SPWM	自然采样 PWM
Standby Supply UPS	SS-UPS	后备式 UPS
Static UPS	ST-UPS	静止型 UPS
Subharmonic	SHM	次谐波
Total Harmonic Distortion	THD	总谐波失真
Variable Voltage and Variable Frequency	VVVF	变压变频
Voltage Controlled Osillator	VCO	电压控制振荡器
Voltage Struture Inverter	VSI	电压型逆变器
Uninterruptible Power Supply	UPS	无瞬间停电电源

附录二 部分常用集成电路引脚图

1. 单片微机

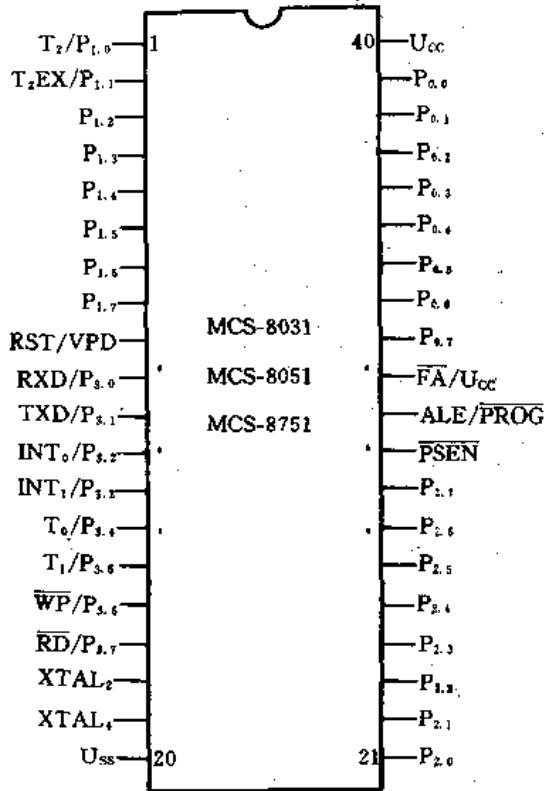


图 I-1 MCS-8051 系列引脚图

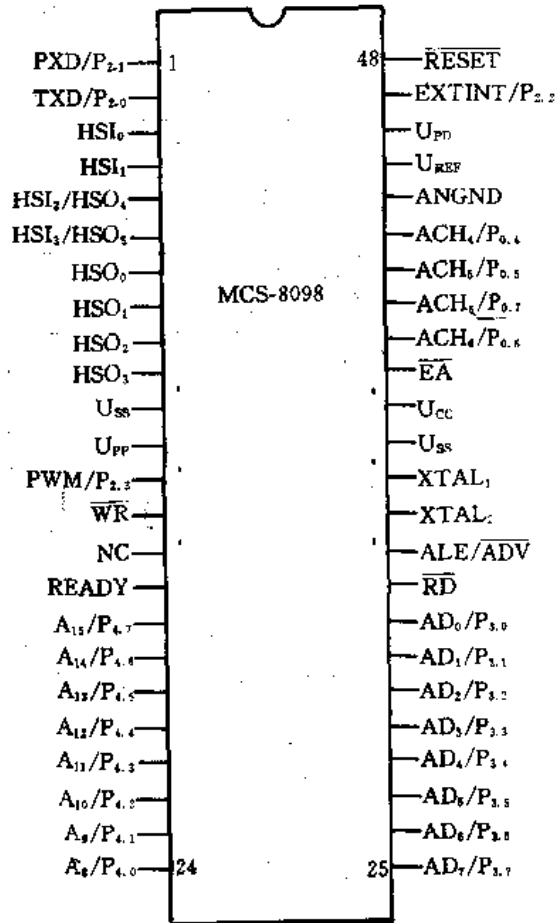


图 I-2 MCS-8098 引脚图

2. A/D 和 D/A 芯片

(1) 高分辨率 A/D 转换器

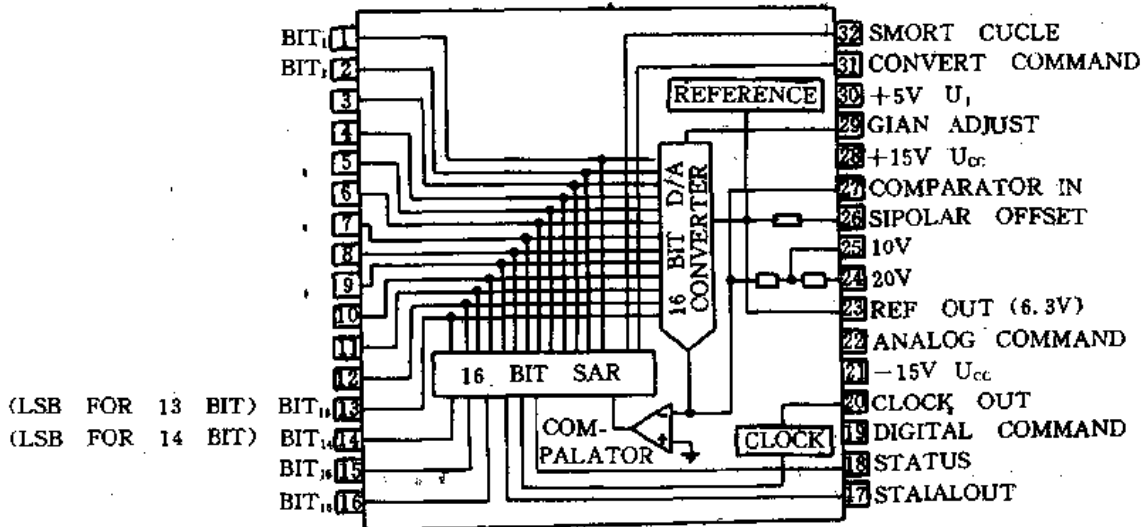


图 I-3 AD ADC71/AD ADC72—AD376 引脚及内部结构图

具有参考电源和时钟的全 16 位, 转换时间为 $15\mu\text{s} \sim 45\mu\text{s}$, 最大非线性度为 $\pm 0.003\%$ 的高分辨率 A/D 转换器。

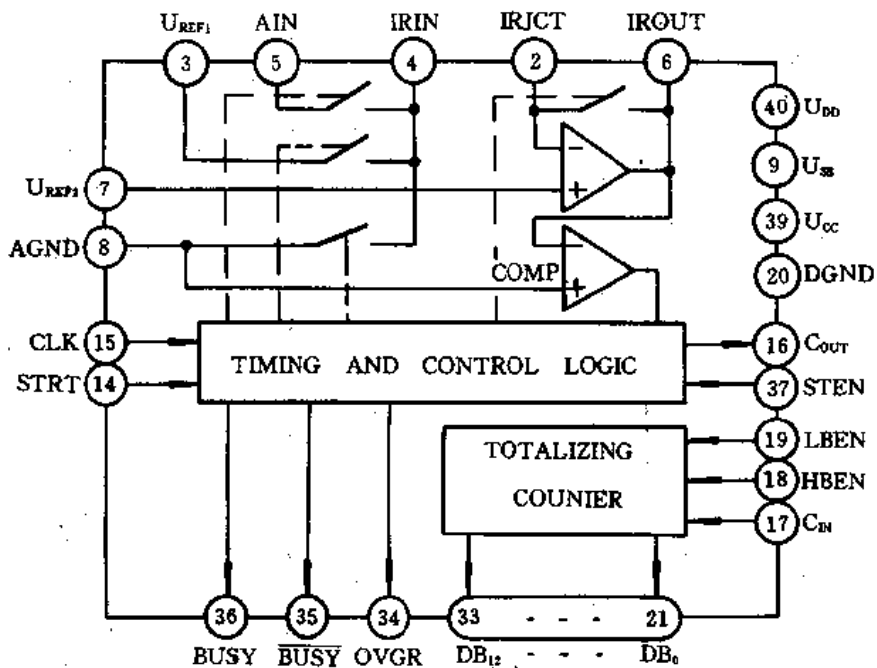


图 I-4 AD7552 引脚及内部结构图

具有极性和量程溢出的二进制,精度为±1LSB 的高分辨率 A/D 转换器。

(2) 常用 A/D、D/A 芯片

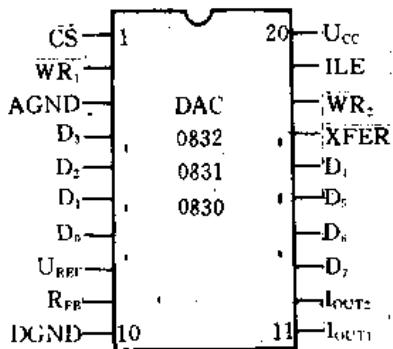


图 I-5 DAC0832(0830,0831)引脚图

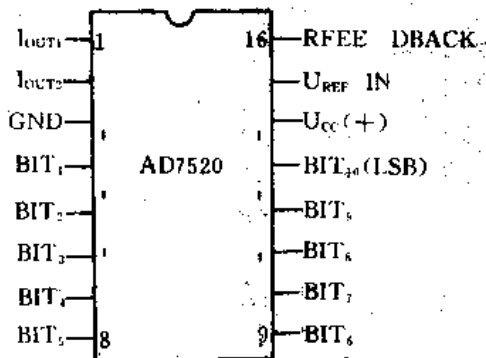


图 I-6 AD7520, 10 位 CMOS D/A 转换器引脚图

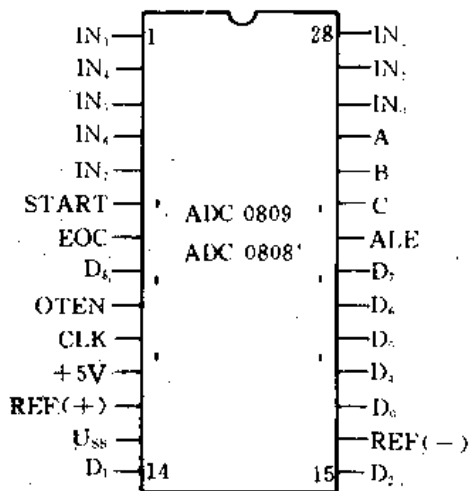


图 I-7 ADC0809、0808 引脚图

图 1-6 AD7520, 10 位 CMOS D/A 转换器引脚图

3. 采样/保持放大器

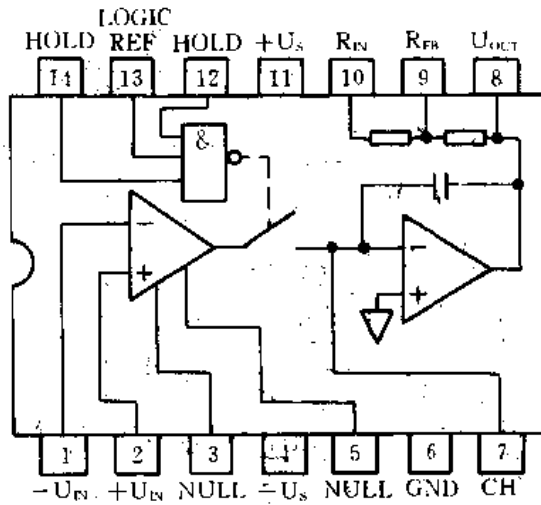


图 1-8 AD585 引脚及内部结构图

高速数据采样时间: $2.5\mu\text{s} \pm 0.01\%$, 低下降率: 0.5mV/ms , 低偏差 1mV , 采样/保持偏差步距: 1mV , 孔径不稳定性:

0.5ns

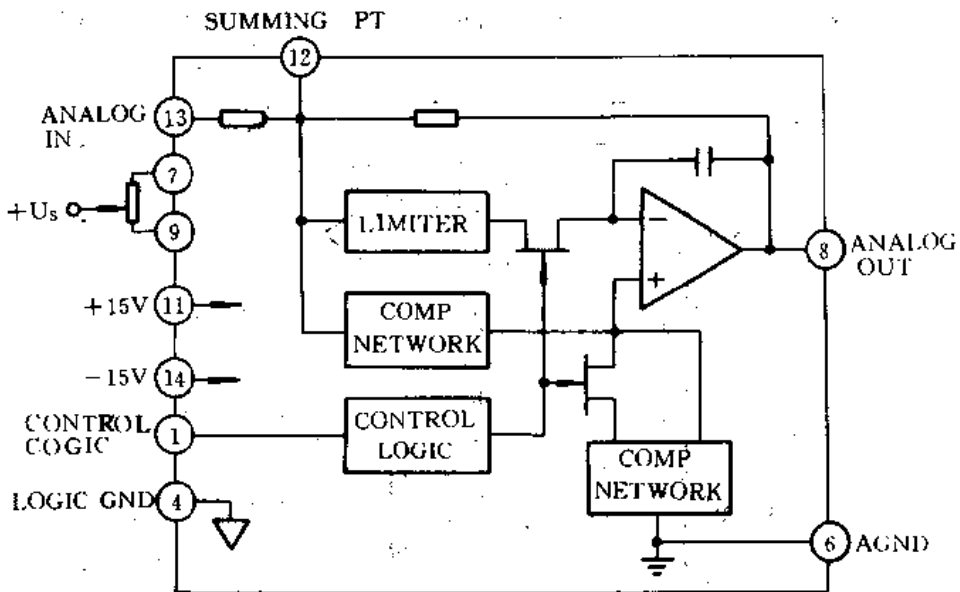


图 1-9 AD346 引脚及内部结构图

低速采集时间: $20\mu\text{s} \pm 0.01\%$ 低下降率: 0.5mV/ms 低偏差、低毛刺, $<40\text{mV}$ 孔径偏差: 400ps

4. 电压/频率转换器

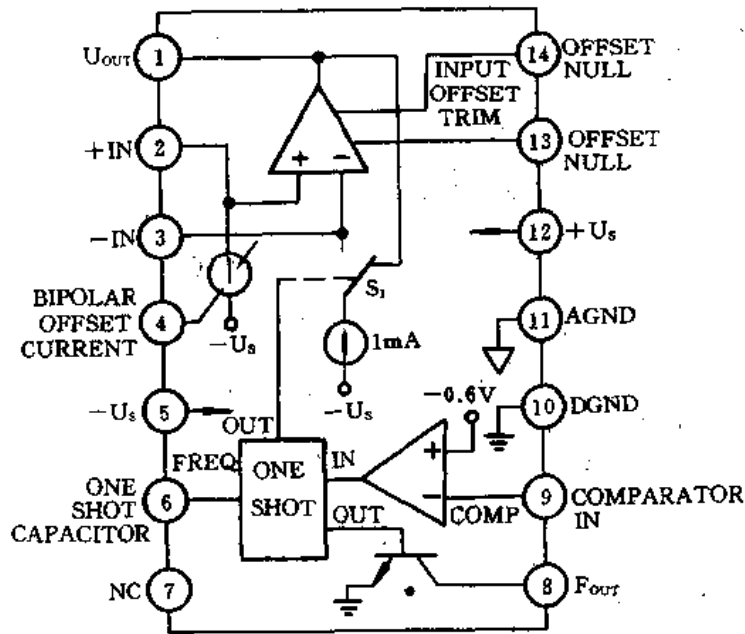


图 I -10 AD650 引脚及内部结构图

V/F 转换时,可换到 1MHz

具有较高线性度;10kHz 时最大为 0.005%F.S 100kHz 时最大为 0.002%F.S 1MHz 时最大为 0.1%F.S
 输入偏差增量可达零,可接成单极性、双极性或差动 V/F,可作 V/F 或 F/V 转换。

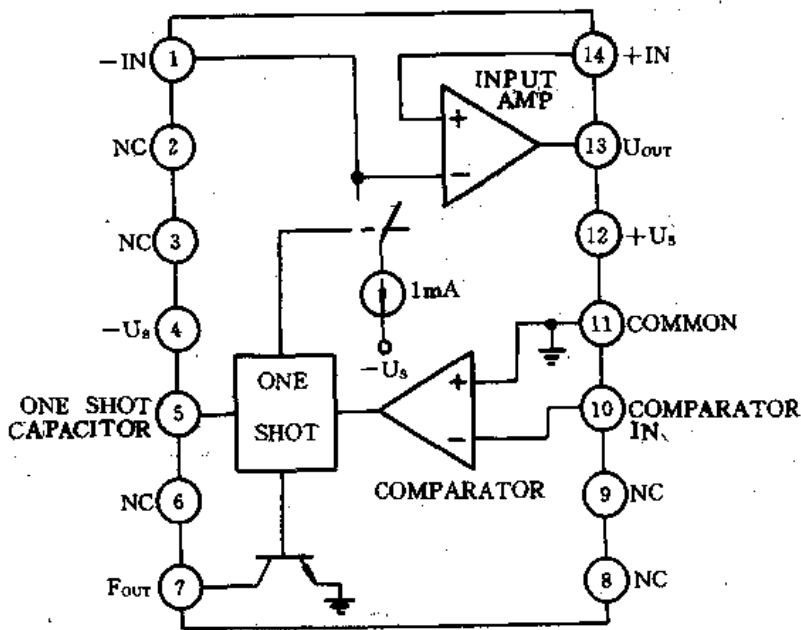


图 I -11 ADVFC32 引脚及内部结构图

高线性度;10kHz 时最大为 $\pm 0.01\%F.S$ 100Hz 时最大为 $\pm 0.05\%F.S$ 0.5MHz 时最大为 $\pm 0.2\%F.S$
 可以输入电压或电流,可作 V/F 或 F/V 转换,具有 6 个十进制动态变化量程。

5. 可编程外设接口芯片

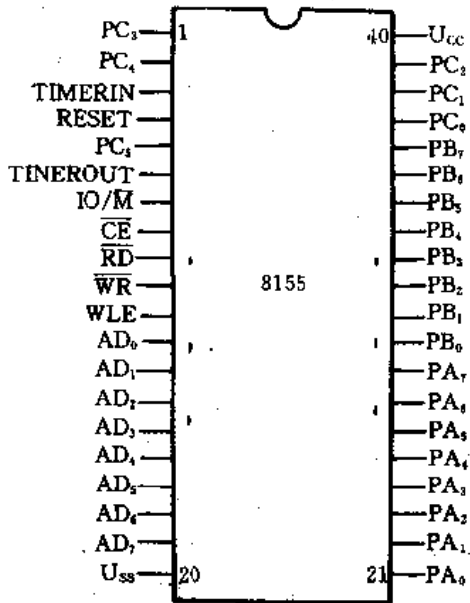


图 1-12 带 I/O 端口和计数器的 2K 位静态 RAM8155 引脚图

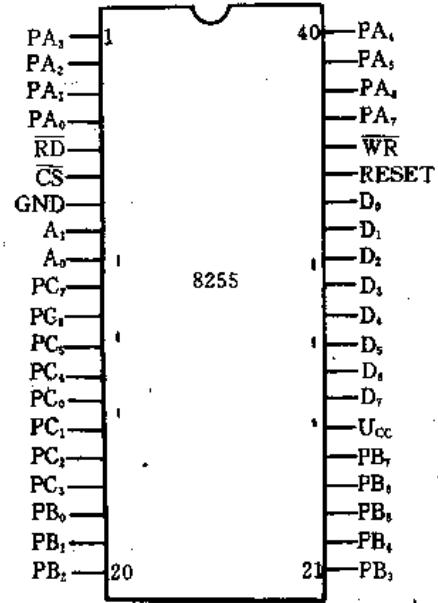


图 1-13 可编程外设接口 8255 引脚图

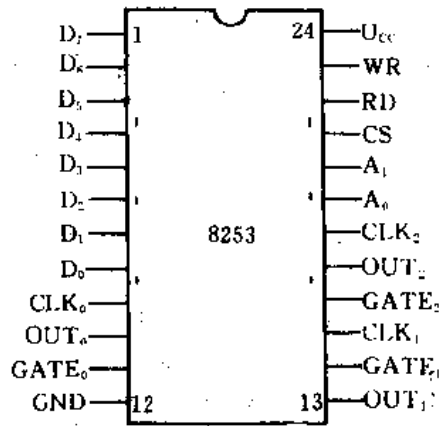


图 1-14 可编程计数器 8253 引脚图

参考文献

- 1 李成章. 电源(中小型 UPS 不间断电源及直流稳压电源). 北京:电子工业出版社,1994
- 2 刘复华. 8098 单片机及其应用系统设计. 北京:清华大学出版社,1992
- 3 沈德金,陈粤初. MCS-51 系列单片机(接口电路与应用程序实例). 北京:航空航天大学出版社,1990
- 4 蔡希林,陈嘉庆. 多国单片计算机实用技术. 北京:电子工业出版社,1992
- 5 张立,赵永健. 现代电力电子技术(器件、电路及应用). 北京:科学出版社,1992
- 6 熊光楞. 系统仿真. 北京:科学出版社,1986
- 7 贺益康. 交流电机的计算机仿真. 北京:科学出版社,1990
- 8 黄俊钦. 静、动态数学模型的实用建模方法. 北京:机械工业出版社,1988
- 9 王兆安,张良金译. 电力半导体变流电路. 北京:机械工业出版社,1993
- 10 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统. 北京:国防工业出版社,1989
- 11 Bowes S. R. , et al. SUBOPTIMAL SWITCHING STRATEGIES FOR MICROPROCESSOR CONTROLLED PWM INVERTER DRIVES. IEE Proc. , Vol. 132, Pt. B, No. 3, MAY 1985
- 12 Lorenz R. D. , et al. FLUX AND TORQUE DECOUPLING CONTROL FOR FIELD-WEAKENED OPERATION OF FIELD-ORIENTED INDUCTION MACHINES. IEEE Trans. Ind. Appl. , Mar. /Apr. , pp. 283-289 1990
- 13 Masayuki, et al. SINGLE-CHIP MICROCOMPUTER CONTROL OF THE INVERTER BY THE MAGNETIC FLUX CONTROL PWM METHOD. IEEE Trans. Ind. Elec. , Vol. 36, No. 1, Feb. 1989
- 14 Keut Saito, et al. A MICROPROCESSOR-CONTROLLED SPEED REGULATOR WITH INSTANTANEOUS SPEED ESTIMATION FOR MOTOR DRIVE. IEEE. Trans. Ind. Elec. Vol. 35, No. 1, Feb. 1988
- 15 Kawamura A. , et al. DEADBEAT CONTROL OF PWM INVERTERS WITH MODIFIED PULSE PATTERNS FOR UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY. IEEE Trans. Ind. Elec. , Vol. IE-35, No. 2 1988
- 16 Ogasawara S. , THE GENERALIZED THEORY OF INDIRECT VECTOR CONTROL FOR AC MACHINES. IEEE Trans. Ind. Appl. , Vol. IA-24, No. 3, 1988
- 17 Shinji Sato. et al. SINGLE-CHIP MICROCOMPUTER CONTROL OF THE INVERTER BY THE MAGNETIC FLUX CONTROL PWM METHOD. IEEE Trans. Ind. Elec. Vol. IE-36, No. 1 1989
- 18 Takahashi I. And Ohmori Y. HIGH-PERFORMANCE DIRECT TORQUE CONTROL OF AN INDUCTION MOTOR. IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-25, No. 2, 1989
- 19 Kawamura A. , Ishihara K. HIGH FREQUENCY CONTROL OF THREE PHASE PWM INVERTER USED FOR UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY, Conf. Rec. OF IEEE POW. Spec. Conf. pp: 644-649, 1988
- 20 Joos G. , et al. A MODEL REFERENCE ADAPTIVE PWM TECHNIQUE, IEEE Trans. Power Elec. Vol. 5, No. 4. Oct. 1990
- 21 Yong-Ho Chung, et al. BILATERAL SERIES RESONANT INVERTER FOR HIGH FREQUENCY LINK UPS, PESC' 89
- 22 Vukosavic S. , Miljanic P. . A COMPARATIVE STUDY BETWEEN NONLINEAR AND LINEAR APPROACH, PEVSD' 88
- 23 Vadivel S. , et al. A UNIFIED APPROACH TO THE REAL-TIME IMPLEMENTATION OF MICRO-

PROCESSOR-BASED PWM WAVEFORMS, IEEE Trans. Power Elec. Vol. 6, No. 4, Oct. 1991

- 24 Subak J. S. . Mcquilkin J. S. . HARMONICS-CAUSES, EFFECTS, MEASUREMENTS, AND ANALYSIS; AN UPTATE, IEEE Trans. Ind. Appl. , Vol. IA-6, 1990
- 25 Jia-Yon Lee And York-Yih Sun. NOVEL SINUSOIDAL PULSE-WIDTH MODULATION SCHEMES FOR VOLTAGE-SOURCE INVERTER WITH FLUCTUATING INPUT VOLTAGE, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. , IA-35, 1988
- 26 Bowes S. R. , et al. OPTIMAL PWM MICROPROCESSOR-CONTROLLED CURRENT SOURCE INVERTER DRIVES, IEE Proce. Vol. 135, Pt. No. 2 Mar. 1988
- 27 Xi-Xiong Lee, Wen-Er Chen, et al. RESEARCH ON DECOUPED MEAN-VALUE PWM SPEED-ADJUSTING CONTROL SYSTEM, IPENC' 94
- 28 Xi-Xiong Lee, Hui Zhang, Wen-Er Chen, et al. A MONITOR-CONTROL SYSTEM OF UPS BY DIGITIZE PWM WAVE AND TWO-PIECE MICROCOMPUTER, INTERNATIONAL CONFERENCE ON "SYSTEMS, CONTROL, INFORMATION" METHODOLOGIES & APPLICATIONS, 1995