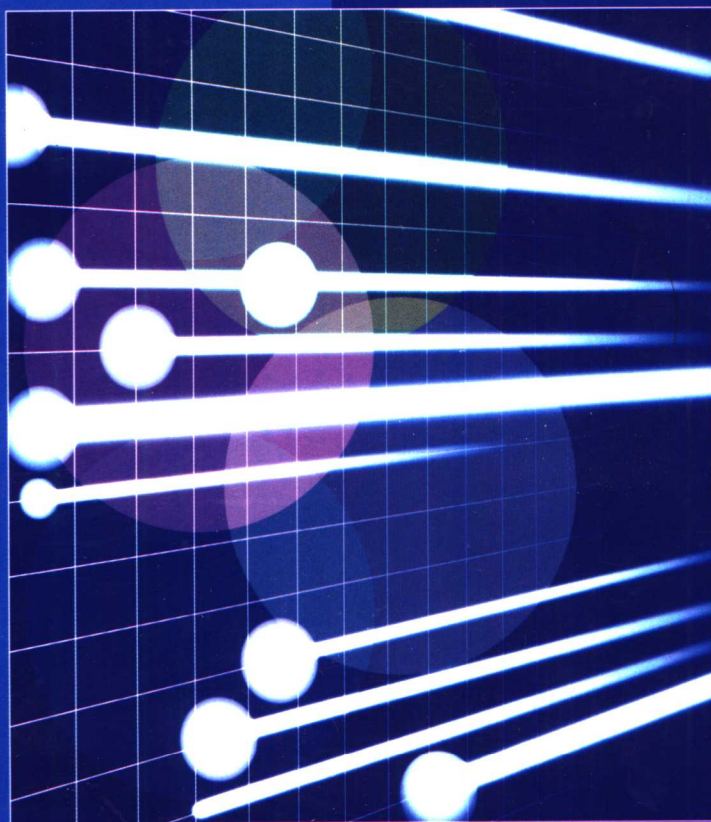


现代电力电子应用技术丛书

现代开关电源 控制电路设计及应用

周志敏 周纪海 纪爱华 编著



 人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

现代电力电子应用技术丛书

现代开关电源控制电路设计及应用

周志敏 周纪海 纪爱华 编著

人民邮电出版社

图书在版编目 (CIP) 数据

现代开关电源控制电路设计及应用/周志敏, 周纪海, 纪爱华编著.

—北京: 人民邮电出版社, 2005. 5

(现代电力电子应用技术丛书)

ISBN 7-115-13081-7

I. 现... II. ①周... ②周... ③纪... III. 开关电源—控制电路—电路设计
IV. TN86

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2005) 第 014781 号

内 容 提 要

本书在介绍开关电源控制技术的基础上, 以软开关控制技术及应用为核心内容, 突出实用性, 并结合国内外开关电源的应用和发展趋势, 全面系统、深入浅出地阐述了开关电源的最新控制技术。全书共分为六章, 系统地介绍了开关电源控制技术、软开关控制技术、开关电源集成控制器及应用电路、DC/DC 变换器、DC/AC 变换器和开关电源均流技术。本书题材新颖实用, 内容丰富, 文字通俗, 具有较高的实用价值。

本书可供电信、信息、航天、军事及家电等领域从事电源开发、设计和应用的工程技术人员和高等院校有关专业的师生阅读参考。

现代电力电子应用技术丛书

现代开关电源控制电路设计及应用

◆ 编 著 周志敏 周纪海 纪爱华
责任编辑 刘 朋

◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市崇文区夕照寺街 14 号
邮编 100061 电子函件 315@ptpress.com.cn
网址 <http://www.ptpress.com.cn>
读者热线 010-67129264
北京隆昌伟业印刷有限公司印刷
新华书店总店北京发行所经销

◆ 开本: 787×1092 1/16
印张: 17.75
字数: 442 千字
印数: 1—5 000 册
2005 年 5 月第 1 版
2005 年 5 月北京第 1 次印刷

ISBN 7-115-13081-7/TN · 2432

定价: 25.00 元

本书如有印装质量问题, 请与本社联系 电话: (010) 67129223

丛书前言

电力电子学(或电力电子技术)的理论是建立在电子学、电力学和控制学三个学科基础之上的。起初它被认为是介于电子学、电力学与控制学之间的边缘学科,但是随着电力电子技术的不断发展,它已成为一个涉及领域广阔的学科,可以说凡是涉及到电能应用的场合便有其用武之地。时值今日,它不仅已发展成为高科技的一个分支,而且还是许多高科技的支撑。

电力电子技术之所以和“电力”二字相关联,是因为最初它的应用范围主要是在电气工程和电力系统中,对市电或强电进行控制与变换。其作用就是根据负荷或负载的特殊要求,对市电、强电进行各种形式的变换(主要是频率的变换),以使电气设备得到最佳的电能供给,使电力系统处于最佳的运行状态,从而使电气设备和电力系统实现高效、安全、经济的运行。电力电子技术发展到今天,它不仅仅只涉及到“电力”的变换与应用,而且也涉及到化学能电源(电池)、太阳能电池电能的变换与应用。虽然已突破了当初单纯“电力”的界限,但仍然是在功率变换的范围内。仅就电力电子技术本身而言,它主要包括两个方面,即电力半导体器件制造技术和电力半导体变流技术。前者是电力电子技术的基础,后者是电力电子技术的核心。二者相互依存、相互促进,使得电力电子技术发展的势头一浪高过一浪,使其在科技进步和经济建设中发挥着越来越重要的作用。

目前电力电子技术已经成为新世纪应用最广泛和最受关注的技术之一。发达国家对电力电子器件的研制和电力电子技术的创新十分重视,并且投入了大量的人力、物力和财力,形成了具有一定规模的产业,而我国与发达国家相比在技术和产业规模上都还有较大差距。为此,我们特组织有关专家、学者和技术人员编写了《现代电力电子应用技术丛书》,目的在于介绍目前国内外电力电子领域内的新器件、新产品、新工艺、新技术和新方法,推广和普及电力电子技术的应用。本丛书在编写时力求实用性和先进性并举,希望本套丛书的出版能够解决电力电子技术应用中的一些实际问题,促进电力电子技术的发展和广泛应用。

本套丛书主要包括《IGBT 和 IPM 模块应用电路》、《开关电源功率因数校正电路设计与应用》、《现代开关电源控制电路设计及应用》和《充电器电路设计与应用》等,将陆续出版,恳请广大读者批评指正。

本套丛书题材新颖实用,内容丰富,文字通俗,具有较高的实用价值,可供电力、工控、电信、信息、航天、军事及家电等领域的工程技术人员阅读,也可供高等院校相关专业的师生阅读参考。

前 言

电源是各种电子设备必不可少的重要组成部分,其性能的优劣直接关系到整个系统的安全性和可靠性指标。而开关电源是目前应用最为广泛的一种电源装置,开关电源以其损耗低、效率高、电路简洁等显著优点而受到人们的青睐,并广泛地应用于计算机、电子设备、仪器仪表、通信设备和家用电器中。开关电源集成控制器自 20 世纪 90 年代问世以来,引起了国内外电源界的普遍关注,现已成为具有发展前景和影响力的一项高新技术产品。近年来随着电子信息产业的高速发展,人们对开关电源的需求与日俱增,开关电源的开发研制生产已成为发展前景十分诱人的朝阳产业。目前,随着开关电源的广泛应用,开关电源集成控制电路显示出了强大的生命力,它具有集成度高、性价比高、外围电路简单、性能指标优良等特点,现已成为开发中小功率开关电源、精密开关电源及开关电源模块的优选集成电路。

为此,本书结合国内外开关电源控制技术的发展方向,系统地介绍了开关电源控制技术的原理及典型模块的技术特性,重点介绍软开关控制技术的原理、DC/DC 变换器、DC/AC 变换器和开关电源均流技术。本书尽量做到有针对性和实用性,力求做到通俗易懂和结合实际,使得从事开关电源开发、设计、应用和维护的人员从中获益。读者可以以此为“桥梁”,全面系统地了解和掌握开关电源的设计和应用技术。

在本书编写过程中,在资料的收集和技术信息的交流上都得到了国内专业学者和同行的大力支持,在此表示衷心的感谢。

由于时间仓促、水平有限,书中难免有疏漏之处,敬请广大读者批评指正。

作 者

目 录

第 1 章 开关电源控制技术	1
1.1 PWM 控制技术	1
1.1.1 PWM 控制技术基础	1
1.1.2 PWM 调制方式	5
1.1.3 SPWM 调制方法对比分析	6
1.2 开关电源控制方式	10
1.2.1 开关电源基本控制电路	11
1.2.2 电流检测电路	13
1.3 PWM 反馈控制模式	16
1.4 电流型控制模式中的斜坡补偿	22
1.4.1 电流型控制模式中的问题分析	22
1.4.2 准固定频率滞环 PWM 电流控制方法	26
第 2 章 软开关控制技术	30
2.1 谐振技术	30
2.1.1 谐振电路	30
2.1.2 电路频率特性	32
2.2 软开关技术	33
2.2.1 硬开关问题分析	33
2.2.2 软开关的基本概念	35
2.2.3 软开关电路的分类	35
2.2.4 典型软开关电路的工作原理	38
2.3 无源软开关技术	41
2.3.1 谐振电路的工作过程	42
2.3.2 应用问题分析	44
2.4 无损吸收网络	45
2.4.1 无损电压吸收网络	46
2.4.2 无损电流吸收网络	48
2.5 无源无损缓冲器	51
2.5.1 C-2D 和 C-L-2D 型无源无损缓冲电路	51
2.5.2 无源无损缓冲电路拓扑结构及应用电路	54
2.6 典型应用电路	59
2.6.1 复位型无损电压钳位变换器	59
2.6.2 无源软开关变换器	60
2.6.3 无损缓冲双管串联单正激电路	63

第3章 开关电源集成控制器	67
3.1 DPA426 集成控制器	67
3.2 EL7558BC 集成控制器	68
3.3 FA5310/FA5311 集成控制器	69
3.4 HIP6004E 集成控制器	72
3.5 ICE1QS01 系列集成控制器	77
3.6 组合式 ICE2A 控制器	79
3.7 L5973AD 及其应用	80
3.8 LM 系列 PWM 控制器	81
3.8.1 LM1572 电流模式 PWM 控制器	81
3.8.2 LM2575 电流模式 PWM 控制器	83
3.8.3 LM2576-ADJ 降压式开关电压调整器	85
3.8.4 LM2678 电压变换器	86
3.9 M51995A 集成控制器	88
3.10 MAX 系列控制器	92
3.10.1 MAX1642/MAX1643 控制器	92
3.10.2 MAX5003 控制器	94
3.10.3 MAX668 控制器	98
3.10.4 MAX629 控制器	99
3.10.5 MAX1759 控制器	100
3.10.6 MAX712 控制器	102
3.10.7 MAX2003A 控制器	104
3.11 MC44608 控制器	106
3.12 NCP 系列控制器	107
3.12.1 NCP1200 宽调制电流模式控制器	107
3.12.2 NCP1205 集成控制器	109
3.13 S 系列控制器	110
3.13.1 SA8282 三相 PWM 发生器	110
3.13.2 ST3845 集成控制器	113
3.13.3 STR-F6600 集成控制器	114
3.13.4 STSR3 同步整流控制器	116
3.14 T 系列控制器	121
3.14.1 TEA1504 电流模式 PWM 控制器	121
3.14.2 TL494 电流模式 PWM 控制器	124
3.14.3 TPS56300 线性控制器	127
3.14.4 TPS6735 应用电路	131
3.14.5 TPS6734 应用电路	132
3.14.6 TPS6100×应用电路	133
3.15 UC 系列控制器	135

3.15.1 UC1864 电流型控制器	135
3.15.2 UC3825 PWM 控制器	137
3.15.3 UC3842 电流型控制器	139
3.15.4 UC3843 集成控制器	141
3.15.5 UC3846 集成控制器	144
3.15.6 UCC2802/3802 集成控制器	146
3.15.7 UCC39421/2 多模高频 PWM 控制器	148
3.15.8 UCC3960 初级启动控制器	151
第 4 章 DC/DC 变换器	153
4.1 软开关 DC/DC 变换器	153
4.1.1 准谐振软开关反激变换器	153
4.1.2 半桥不对称 PWM 控制变换器	155
4.1.3 正激式 ZVT-PWM 功率变换器电路分析	157
4.1.4 零电流零电压开关交错并联双管正激变换器	159
4.2 零转换 PWM DC/DC 变换器	163
4.2.1 ZVT-PWM 变换器	164
4.2.2 ZCT-PWM 变换器	165
4.2.3 ZCZVT-PWM 变换器	166
4.2.4 两相 ZVT-PWM 变换器的拓扑结构及工作原理	167
4.3 推挽工作模式 DC/DC 变换器	169
4.3.1 软开关与硬开关下的推挽工作模式	169
4.3.2 电感分裂式推挽换向软开关技术	172
4.4 全桥 DC/DC 变换器	174
4.4.1 ZVS-PWM DC/DC 变换器	174
4.4.2 有限双极性控制 ZVZCS PWM 全桥变换器	180
4.4.3 全桥移相 ZVS DC/DC 变换器的极点配置	183
4.5 三电平软开关变换器	186
4.5.1 三电平软开关技术	187
4.5.2 改进型零电压开关三电平直流变换器	191
4.5.3 采用变压器次级辅助绕组的软开关 PWM 三电平变换器	194
第 5 章 DC/AC 变换器	198
5.1 逆变器控制技术	198
5.1.1 逆变器的两种电流型控制方式	198
5.1.2 逆变器的最优 PWM 控制技术和双调制技术	200
5.1.3 逆变电源的消谐控制技术	202
5.2 PWM 控制实用电路	205
5.2.1 空间矢量 PWM 控制逆变电路	205
5.2.2 阶梯波合成逆变器的单脉冲宽度调制调压技术	208

5.2.3	SPWM 逆变器的死区效应	209
5.2.4	逆变桥功率开关管门极关断钳位电路	213
5.2.5	串联谐振单相全桥逆变器	215
5.2.6	高频串联逆变器谐振极电容缓冲电路	218
5.2.7	电压型逆变器的高压串联谐振技术	222
5.2.8	双幅有源钳位谐振直流环节逆变器	224
5.2.9	单极倍频电压型 SPWM 软开关 DC/AC 逆变器	227
5.2.10	综合软开关高频脉冲直流环节逆变电源	229
5.2.11	全桥移相零电压/零电流软开关技术	233
第 6 章	开关电源均流技术	238
6.1	并联均流技术	238
6.1.1	均流技术概述	238
6.1.2	均流技术的工作原理	240
6.2	集成均流控制电路	245
6.2.1	UC3902 集成均流控制电路	245
6.2.2	UC3907 集成均流控制电路	248
6.3	逆变器的并联运行	251
6.3.1	逆变器的并联运行技术	251
6.3.2	热同步并机技术	255
6.3.3	T 型连接逆变器的并联运行	259
6.3.4	逆变器并联系统中基准信号的同步	261
6.4	基于 DSP 控制的逆变器并联	263
6.4.1	多个逆变器并联运行的条件	264
6.4.2	采用 CAN 总线实现逆变器并联	266
6.4.3	逆变电源并机的数字控制	266
6.5	逆变电源的无互联信号线并联控制技术	269
参考文献		274

第 1 章 开关电源控制技术

1.1 PWM 控制技术

1.1.1 PWM 控制技术基础

脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 技术是通过对一系列脉冲的宽度进行调制来等效地获得所需波形 (含形状和幅值) 的。

1. 基本概念

(1) 冲量

冲量 (指窄脉冲的面积) 相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时, 其效果基本相同, 即具有惯性环节的输出响应波形基本相同 (低频段非常接近, 仅在高频段略有差异)。典型的阶跃电路如图 1-1 (a) 所示。该电路的输入信号 $u(t)$ 为窄脉冲, 如图 1-2 所示; 输出信号 $i(t)$ 如图 1-1 (b) 所示。

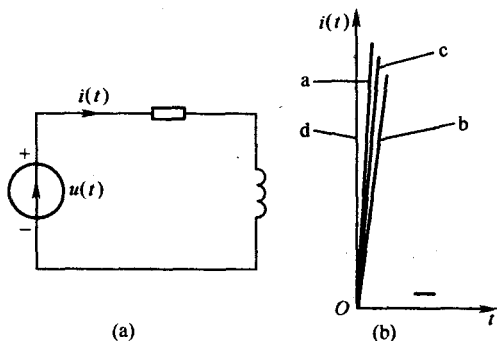


图 1-1 冲量相同的各种窄脉冲的响应波形

(2) 面积等效原理

用一系列等幅而不等宽的脉冲来代替一个

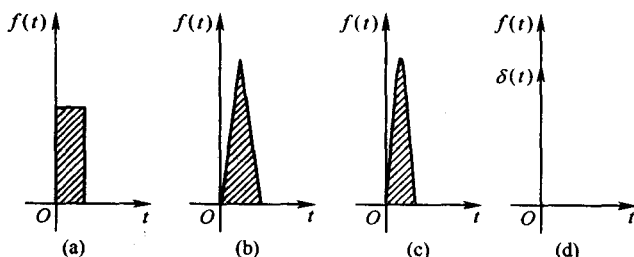


图 1-2 形状不同而冲量相同的各种窄脉冲

正弦半波, 即正弦半波被 N 等分。正弦半波可被看成由 N 个相连的宽度相等而幅值不等的脉冲所组成的脉冲序列。而用矩形脉冲 (等幅而不等宽) 代替正弦半波, 其中点重合, 面积 (冲量) 相等, 宽度按正弦规律变化, 如图 1-3 所示。

(3) PWM 波形

由直流电源（如直流斩波电路及 PWM 逆变电路）产生的 PWM 波通常是等幅 PWM 波，由交流电源产生的 PWM 波为不等幅 PWM 波。

SPWM 波形定义为脉冲宽度按正弦规律变化且与正弦波等效的 PWM 波形。若要改变等效输出正弦波的幅值，按同一比例改变各脉冲的宽度即可。

电流型逆变电路用于进行 PWM 控制，它所产生的就是 PWM 电流波。PWM 波可等效于各种波形，如直流斩波电路输出的信号波形等效于直流波形；SPWM 波等效于正弦波。PWM 波还可以等效成其他所需波形，如非正弦交流波形等，其基本原理和 SPWM 控制相同，也是基于等效面积原理的。

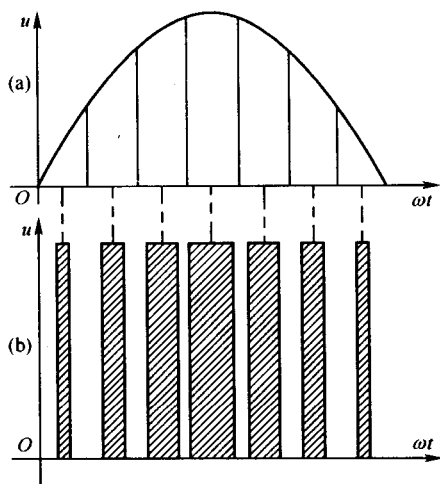


图 1-3 用 PWM 波代替正弦半波

2. PWM 控制方式

(1) PWM 控制的计算法和调制法

① 计算法。根据正弦波频率、幅值和半周期脉冲数，准确地计算 PWM 波各脉冲的宽度和间隔，据此控制逆变电路开关器件的通断，就可得到所需的 PWM 波形。当输出正弦波的频率、幅值或相位变化时，结果都要相应变化。

② 调制法。调制法是指以输出波形作为调制信号进行调制而得到期望的 PWM 波。通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波，其中等腰三角波应用得最多，其任一点水平宽度和高度都成线性关系且左右对称。载波与任一平缓变化的调制信号波相交，在交点处控制器件的导通和关断，就可得宽度正比于信号波形幅值的脉冲，符合 PWM 的要求。

调制信号为正弦波时，得到的就是 SPWM 波；调制信号不是正弦波而是其他所需波形时，也能得到等效的 PWM 波。

(2) 单相桥式逆变电路

单相桥式电压型逆变电路如图 1-4 所示。

图中 VT_1 和 VT_2 的导通和关断互补， VT_3 和 VT_4 的导通和关断互补。

在 u_c 正半周， VT_1 导通， VT_2 关断， VT_3 和 VT_4 交替导通和关断，负载电流滞后于电压。在电压正半周，电流有一段为正，有一段为负。在负载电流处于正区间期间，当 VT_1 和 VT_4 导通时， u_o 等于 U_d 。

当 VT_4 关断时，负载电流通过 VT_1 和 VD_3 续流， $u_o = 0$ 。当负载电流处于负区间时， i_o 为负值，实际上电流经过 VD_1 和

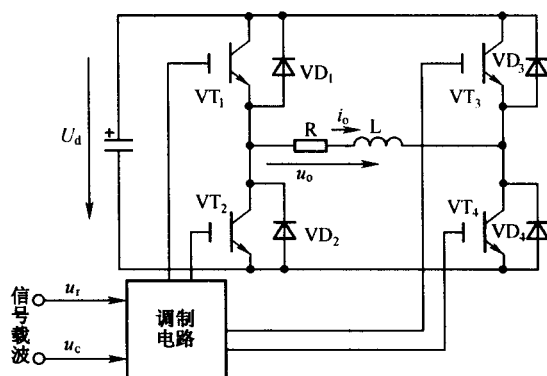


图 1-4 单相桥式电压型逆变电路

VD_4 ，仍有 $u_o = U_d$ 。 VT_4 关断， VT_3 导通后， i_o 通过 VT_3 和 VD_1 续流， $u_o = 0$ 。在 u_c 正半周， u_o 可取 U_d 和零两种电平。

当 u_c 处于负半周时， VT_2 保持导通， VT_1 保持关断， VT_3 和 VT_4 交替导通和关断。当 u_c 为负半周时， u_o 可取 $-U_d$ 和零两种电平。

(3) 单极性 PWM 控制方式 (单相桥逆变)

单极性 PWM 控制方式 (单相桥逆变) 指在 u_r 和 u_c 的交点时刻控制开关器件 (IGBT) 的通断。单极性 PWM 控制方式波形如图 1-5 所示。

在 u_r 处于正半周期间, VT_1 保持导通, VT_2 保持关断。当 $u_r > u_c$ 时, VT_4 导通, VT_3 关断, $u_o = U_d$; 当 $u_r < u_c$ 时, VT_4 关断, VT_3 导通, $u_o = 0$ 。

在 u_r 处于负半周期间, VT_1 保持关断, VT_2 保持导通。当 $u_r < u_c$ 时, VT_3 导通, VT_4 关断, $u_o = -U_d$; 当 $u_r > u_c$ 时, VT_3 关断, VT_4 导通, $u_o = 0$ 。虚线 u_{of} 表示 u_o 的基波分量。

(4) 双极性 PWM 控制方式 (单相桥逆变)

双极性 PWM 控制方式波形如图 1-6 所示。在 u_r 的半个周期内, 三角载波有正有负, 所得 PWM 波也有正有负。

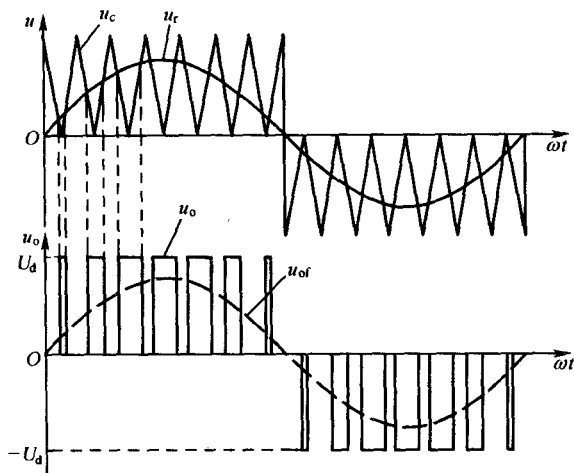


图 1-5 单极性 PWM 控制方式波形

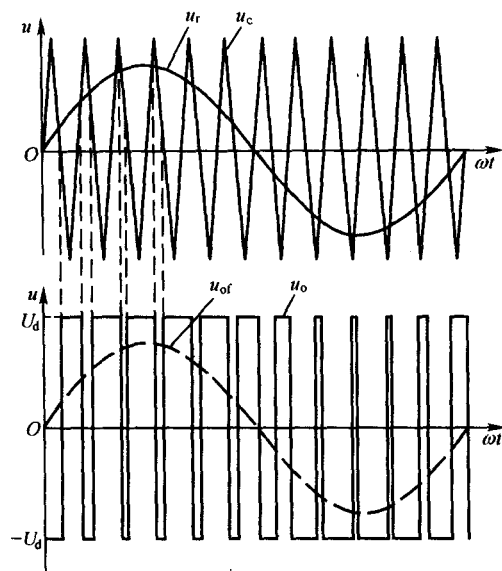


图 1-6 双极性 PWM 控制方式波形

在 u_r 的一个周期内, 输出的 PWM 波只有 $\pm U_d$ 两种电平, 仍在调制信号 u_r 和载波信号 u_c 的交点处控制器件通断。

在 u_r 处于正、负半周期间, 各开关器件的控制规律相同。当 $u_r > u_c$ 时, 给 VT_1 和 VT_4 以导通信号, 给 VT_2 和 VT_3 以关断信号。若 $i_o > 0$, 则 VT_1 和 VT_4 导通; 若 $i_o < 0$, 则 VD_1 和 VD_4 导通, $u_o = U_d$ 。

当 $u_r < u_c$ 时, 给 VT_2 和 VT_3 以导通信号, 给 VT_1 和 VT_4 以关断信号。若 $i_o < 0$, 则 VT_2 和 VT_3 导通; 若 $i_o > 0$, 则 VD_2 和 VD_3 导通, $u_o = -U_d$ 。单相桥式逆变电路既可采取单极性调制方式, 也可采用双极性调制方式。

(5) 双极性 PWM 控制方式 (三相桥逆变)

三相桥式 PWM 逆变电路如图 1-7 所示, 三相的调制信号 u_{rU} 、 u_{rV} 和 u_{rW} 依次相差 120° 。

当 $u_{rU} > u_c$ 时, 给 VT_1 以导通信号, 给 VT_4 以关断信号, 点 U 和点 N' 之间的电压 $u_{UN'} = U_d/2$; 当 $u_{rU} < u_c$ 时, 给 VT_4 以导通信号, 给 VT_1 以关断信号, $u_{UN'} = -U_d/2$ 。当给 VT_1 (VT_4) 加导通信号时, 可能是 VT_1 (VT_4) 导通, 也可能是 VD_1 (VD_4) 导通, 点 U、V、W 和点 N' 之间的电压 $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 和 $u_{WN'}$ 的 PWM 波形只有 $\pm U_d/2$ 两种电平, u_{UV} 波形可由

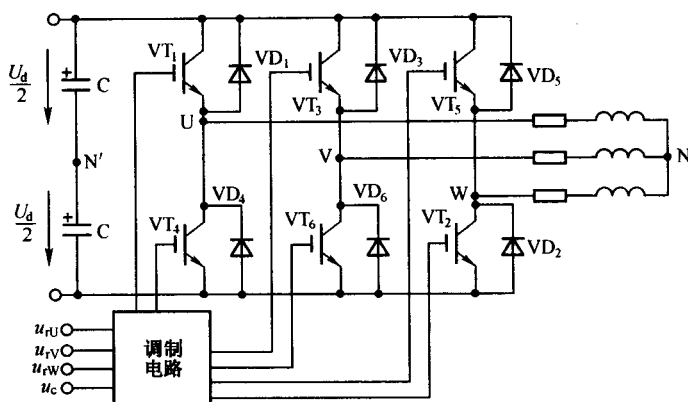


图 1-7 三相桥式 PWM 逆变电路

$u_{UN} - u_{VN}$ 得出。当 VT_1 和 VT_6 导通时， $u_{UV} = U_d$ ；当 VT_3 和 VT_4 导通时， $u_{UV} = -U_d$ ；当 VT_1 和 VT_3 导通或 VT_4 和 VT_6 导通时， $u_{UV} = 0$ 。

输出线电压 PWM 波由 $\pm U_d$ 和零三种电平构成，负载相电压 PWM 波由 $(\pm 2/3) U_d$ 、 $(\pm 1/3) U_d$ 和零共 5 种电平组成。

3. 变换器的消谐技术

变换器的特定谐波消去法的输出 PWM 波形如图 1-8 所示。在输出电压的半周期内，开关器件导通、关断各 3 次（不包括 0 和 π ），共 6 个开关时刻可控。为了减少谐波并简化控制，要尽量使波形对称。首先，应消除偶次谐波，使波形正、负两个半周期对称，即

$$u(\omega t) = -u(\omega t + \pi) \quad (1-1)$$

其次，应消除谐波中的余弦项，使波形在半周期的前后 1/4 周期内以 $\pi/2$ 为轴线对称，即

$$u(\omega t) = u(\pi - \omega t) \quad (1-2)$$

1/4 周期对称波形可用傅立叶级数表示为

$$u(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \sin n\omega t \quad (1-3)$$

式中， $a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u(\omega t) \sin n\omega t d\omega t$ 。

对于图 1-8 所示的输出 PWM 波形，能独立控制 a_1 、 a_2 和 a_3 三个时刻。该波形的 a_n 为

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{a_1} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{a_1}^{a_2} \left(-\frac{U_d}{2} \sin n\omega t \right) d\omega t + \int_{a_2}^{a_3} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{a_3}^{\frac{\pi}{2}} \left(-\frac{U_d}{2} \sin n\omega t \right) d\omega t \right] \\ &= \frac{2U_d}{n\pi} (1 - 2\cos na_1 + 2\cos na_2 - 2\cos na_3) \end{aligned} \quad (1-4)$$

式中： $n=1, 3, 5, \dots$ 。

确定 a_1 的值，再令两个不同的 a_n 等于零（另两相），就可建立三个方程，求得 a_1 、 a_2 和 a_3 。在三相对称电路的线电压中，相电压所含的 3 次谐波相互抵消，可考虑消去 5 次和 7 次谐波。在输出电压半周期内，器件通、断各 k 次，考虑 PWM 波 1/4 周期对称， k 个开关时刻可控，除用一个控制基波幅值外，可消去 $k-1$ 个频率的特定谐波。

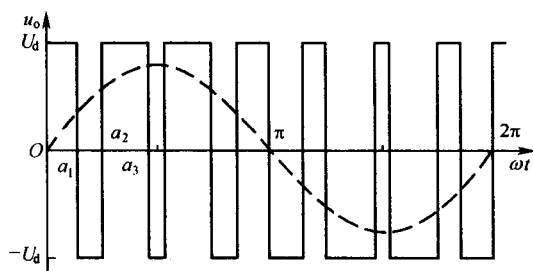


图 1-8 特定谐波消去法的输出 PWM 波形

1.1.2 PWM 调制方式

根据载波和信号波是否同步及载波比（载波频率 f_c 与调制信号频率 f_r 之比， $N = f_c / f_r$ ）的变化情况，PWM 调制方式分为异步调制和同步调制。

1. 异步调制

异步调制为载波信号和调制信号不同步的调制方式，通常 f_c 保持固定不变，当 f_r 变化时，载波比 N 是变化的。在信号波的半周期内，PWM 波的脉冲个数不固定，相位也不固定，正、负半周期的脉冲不对称，半周期内前后 $1/4$ 周期的脉冲也不对称。

- ① 当 f_r 较小时， N 较大，一个周期内的脉冲数较多，PWM 脉冲不对称的不利影响较小。
- ② 当 f_r 增大时， N 较小，一个周期内的脉冲数较少，PWM 脉冲不对称的影响较大。

2. 同步调制

同步调制指 N 等于常数，并在变频时载波和信号波保持同步，即 f_r 变化时 N 不变，信号波在一个周期内输出的脉冲数固定。三相共用一个三角载波，且 N 取 3 的整数倍，使三相输出对称。同步调制三相 PWM 波形如图 1-9 所示。为了使一相的 PWM 波正、负半周镜像对称， N 应取奇数， f_r 很小时， f_c 也很小，由调制带来的谐波不易滤除； f_r 很大时， f_c 会过大，使开关器件难以承受。

3. 分段同步调制

把 f_r 的范围划分成若干个频段，在每个频段内保持 N 恒定，在不同频段内 N 的取值不同。在 f_r 较大的频段内采用较小的 N ，使载波频率不致过高；在 f_r 较小的频段内采用较大的 N ，使载波频率不致过低。

分段同步调制方式如图 1-10 所示。为防止 f_c 在切换点附近来回跳动，采用滞后切换的

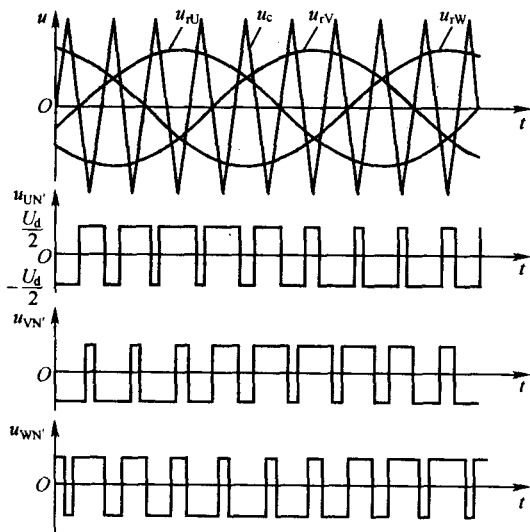


图 1-9 同步调制三相 PWM 波形

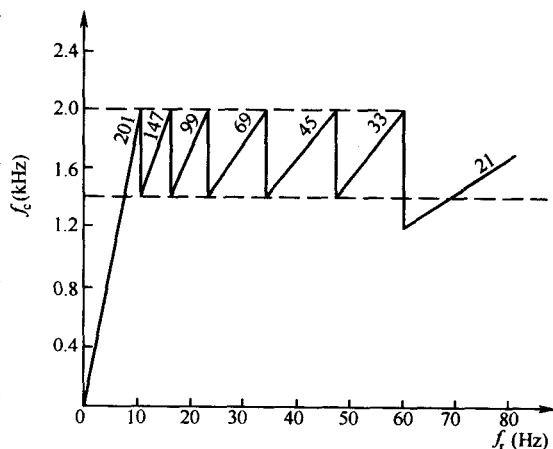


图 1-10 分段同步调制方式

— 6 —

式中: $M=U_c/U_r$, 为正弦波幅值与三角波幅值之比, $0<M<1$, M 的值越大, 则输出电压越高; ω 为正弦波角频率, ω 变化时 PWM 脉冲序列基波频率也随之改变。

脉冲宽度为

$$t_p = t_{on} + t'_{on} = \frac{T_i}{2} \left[1 + \frac{M}{2} (\sin \omega t_1 + \sin \omega t_2) \right] \quad (1-6)$$

式 (1-6) 中, t_1 及 t_2 不但与载波比 $N=T/T_i$ (T 为正弦波的周期) 有关, 而且是幅度调制比 M 的函数, 求解 t_1 、 t_2 与 M 的关系比较复杂。由此可见, 自然采样法得到的数学模型并不适合于由微处理器实现实时控制。

(2) 对称规则采样法

图 1-12 所示的即为对称规则采样法。这种方法是由经过采样的正弦波 (实际上是阶梯波) 与三角波相交, 由交点得出脉冲宽度的。这种方法只在三角波的顶点位置或底点位置对正弦波进行采样而形成阶梯波。此阶梯波与三角波的交点所确定的脉冲宽度在一个采样周期 T_s ($T_s=T_i$) 内的位置是对称的, 故称为对称规则采样。由图 1-12 可以得出

$$\begin{cases} t_{off} = \frac{T_s}{4} (1 - M \sin \omega t_1) \\ t_{on} = \frac{T_s}{4} (1 + M \sin \omega t_1) \end{cases} \quad (1-7)$$

式中: t_1 为采样点 (这里为顶点采样) 的时刻。

脉冲宽度为

$$t_{pw} = \frac{T_s}{2} (1 + M \sin \omega t_1) = \frac{T_i}{2} (1 + M \sin \omega t_1) \quad (1-8)$$

在式 (1-8) 中, 采样点时刻 t_1 只与载波比 N 有关, 而与幅度调制比 M 无关, 且 $t_1 = kT_i$, $k=0, 1, \dots, N-1$ 。由式 (1-7) 和式 (1-8) 可知, 在对称规则采样的情况下, 只需知道一个采样点 t_1 就可以确定出这个采样周期内的时间间隔 t_{off} 与脉冲宽度 t_{pw} 的值。

(3) 不对称规则采样法

如果既在三角波的顶点位置又在底点位置对正弦波进行采样, 由采样值形成阶梯波, 则此阶梯波与三角波的交点所确定的脉宽在一个三角波的周期内的位置是不对称的, 如图 1-13 所示。因此, 这样的采样方法称为不对称规则采样法。在这里采样周期 T_s 是三角波周期的 $1/2$, 即 $T_s=T_i/2$ 。由图 1-13 可知:

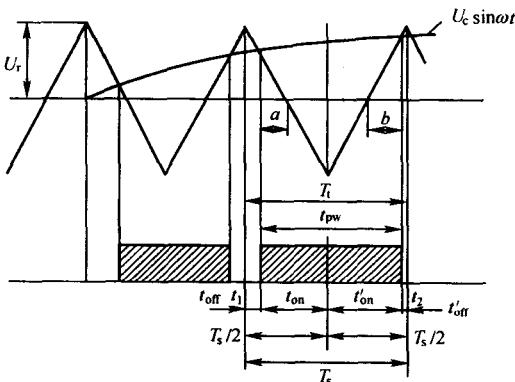


图 1-12 对称规则采样法

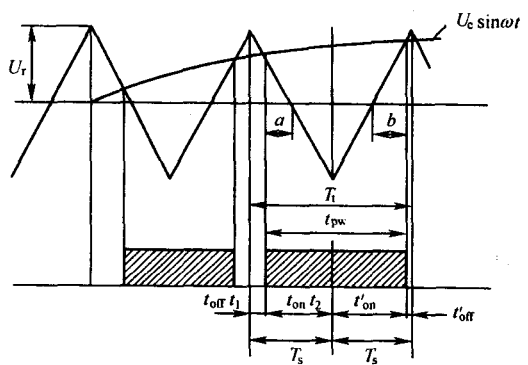


图 1-13 不对称规则采样法

$$\begin{cases} t_{\text{off}} = \frac{T_s}{2}(1 - M\sin\omega t_1) \\ t_{\text{on}} = \frac{T_s}{2}(1 + M\sin\omega t_1) \\ t'_{\text{on}} = \frac{T_s}{2}(1 + M\sin\omega t_2) \\ t'_{\text{off}} = \frac{T_s}{2}(1 - M\sin\omega t_2) \end{cases} \quad (1-9)$$

脉冲宽度为

$$t_{\text{pw}} = t_{\text{on}} + t'_{\text{on}} = \frac{T_s}{2} \left[1 + \frac{M}{2} (\sin\omega t_1 + \sin\omega t_2) \right] \quad (1-10)$$

式 (1-10) 与式 (1-6) 在形式上是一样的, 但实质上有所区别。在式 (1-10) 中, t_1 和 t_2 均与幅度调制比 M 无关。对于图 1-13 所示的情况, 有

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_s}{2}k & (k = 0, 2, 4, 6, \dots) \\ t_2 = \frac{T_s}{2}k & (k = 1, 3, 5, 7, \dots) \end{cases} \quad (1-11)$$

即 $k=0, 1, 2, 3, \dots$ 。 k 为偶数时是顶点采样, k 为奇数时是底点采样。

(4) 规则采样法的特点

规则采样法是工程实用方法, 其效果接近自然采样法, 但计算量比自然采样法小得多。在图 1-14 中, 三角波两个正峰值之间的时间间隔为一个采样周期 T_c 。在自然采样法中, 脉冲中点不和三角波的周期中点 (即负峰点) 重合。规则采样法使两者重合, 每个脉冲中点为相应三角波的中点, 计算大为简化。

在三角波负峰值时刻 t_D 对信号波采样得到 D 点, 过 D 点作水平线和三角波交于 A、B 两点, 在 A 点时刻 t_A 和 B 点时刻 t_B 控制器件的通断, 脉冲宽度 d 和用自然采样法得到的脉冲宽度非常接近。

(5) 规则采样法计算公式的推导

正弦调制信号波为

$$u_r = a \sin\omega_r t \quad (1-12)$$

式中: a 称为调制度, $0 \leq a < 1$; ω_r 为信号波角频率。由图 1-14 得

$$\frac{1 + a \sin\omega_r t_D}{\delta/2} = \frac{2}{T_c/2}$$

因此可得

$$\delta = \frac{T_c}{2} (1 + a \sin\omega_r t_D) \quad (1-13)$$

在三角波的一个周期内, 脉冲的宽度为

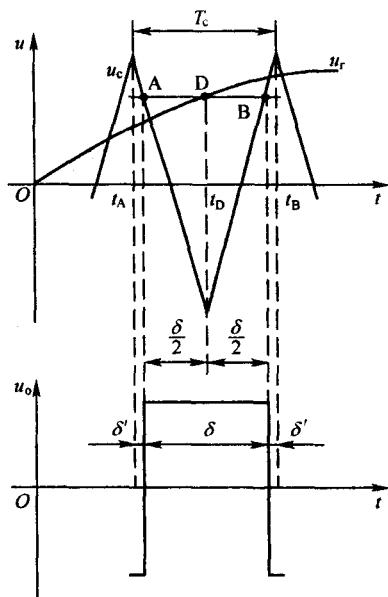


图 1-14 规则采样法