

PWM模式 与电力电子变换技术

PWM Patterns
and Power Electronic Conversion Technologies

陈国呈 编著



中国电力出版社
CHINA ELECTRIC POWER PRESS

PWM 模式 与电力电子变换技术

PWM Patterns
and Power Electronic Conversion Technologies

陈国呈 编著



中国电力出版社
CHINA ELECTRIC POWER PRESS

内 容 提 要

本书以 PWM 模式为先导, 展开讨论了 VVVF 变频调速中的若干技术问题、无刷直流电动机调速控制、矩阵式变换器、异步电动机矢量控制与直接转矩控制、永磁同步电动机驱动控制、三相软开关电力变换器、高压大容量逆变器、电压型 PWM 整流器、有源电力滤波器、光伏发电逆变控制器、风力发电逆变控制器、微电网、智能电网与智能社区等。书中除了基本原理的阐述和推导外, 还附有仿真和实验结果, 透过实验现象, 分析问题本质, 根据存在问题, 提出解决问题方法。尽量从物理意义上分析有关问题的内涵, 理论联系实际, 由浅入深, 深入浅出, 内容丰富、新颖。

本书非常适合于电气自动化、电力电子与电力传动专业的研究生作为教材, 以及工程技术人员、研究人员、大专院校教师、高年级本科学学生作为参考书。

图书在版编目(CIP)数据

PWM 模式与电力电子变换技术/陈国呈编著. —北京: 中国电力出版社, 2016. 10

ISBN 978-7-5123-9510-7

I. ①P… II. ①陈… III. ①变频调速 IV. ①TM921.51

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2016) 第 149399 号

中国电力出版社出版、发行

(北京市东城区北京站西街 19 号 100005 <http://www.cepp.sgcc.com.cn>)

策划编辑: 周娟 责任编辑: 杨淑玲 责任印制: 蔺义舟 责任校对: 王开云

汇鑫印务有限公司印刷·各地新华书店经售

2016 年 10 月第 1 版·第 1 次印刷

787mm×1092mm 1/16·31.75 印张·783 千字

定价 80.00 元

敬告读者

本书封底贴有防伪标签, 刮开涂层可查询真伪

本书如有印装质量问题, 我社发行部负责退换

版权专有 翻印必究

前 言

随着微电子、电力电子器件的迅速发展,以及化石能源危机、气候恶化、雾霾与环境污染的日趋严重,国际社会对节能与环保的重视已提到了前所未有的高度,行业对电力电子产品设备的要求更加严苛,比如变换效率高、电气污染小、功率因数高、无功功率任意可调、稳态精度高、动态响应快。另一方面,为了减少设备故障率和提高性价比,一种隐性的设计思想就是尽量减少电子器件数目,特别是少用或免用一些价格昂贵的精密传感器。为了应对能源危机,光靠提高变换效率是远远不够的,必须开源节流,开发利用太阳能、风能、潮汐、地热、燃料电池等可再生能源,包括能量回馈。我国中西部地区,有着丰富的太阳能和风能,它的开发利用对我国国民经济发展具有十分重要意义。但这需要西电东输,才能得以消纳,其间存在着功率潮流问题,需要严加管控。此外,基于上述新能源的光伏电站,即便其容量达数百千瓦乃至数兆瓦之大,但相对于传统的电网来说,也只能算是微电网。光伏电站的此起彼伏,无形中形成了微电网,其间的协调、管理与控制也是一大挑战。

上述诸多问题,从电力电子与电力传动的专业角度来看,涉及主电路拓扑结构、控制电路结构等硬件问题,还有是软件的控制方法问题,它包括脉宽调制模式、矢量控制、直接转矩控制、最优控制、智能控制等。本书以 PWM 模式为先导,展开了 VVVF 变频中的若干技术问题、无刷直流电动机驱动控制、矩阵式变换器、异步电动机驱动控制、永磁同步电动机驱动控制、三相软开关电力变换器、高压大容量逆变器、电压型 PWM 整流器、有源电力滤波器、光伏并网发电逆变控制器、风力并网发电逆变控制器、微电网/智能电网/智能社区等。

本书涉及的专业基础理论有电工学、电机学、电力电子学、数学、微机原理、自动控制理论等。书中除了基本原理的阐述和推导外,还附有仿真和实验结果。透过实验现象,分析问题本质,根据存在问题,提出解决问题方法。尽量从物理意义上分析有关问题的内涵,理论联系实际,深入浅出,内容新颖,反映了当前电力电子与电力传动学科的新成果和新方向。许多内容是作者和作者课题组成员长期从事教学与科研工作的成果与心得积累。

本书内容有一定深度,可作为电气自动化、特别是电力电子与电力传动专业研究生的教材及工程技术人员、研究人员、大专院校教师、高年级本科学生的参考书。通过理论学习和实际训练,能有效提高独立分析问题和解决问题的科研工作能力。

本书第 5.4 节由上海大学宋文祥教授执笔,其余由陈国呈教授执笔并负责全书统稿和校对工作。在撰写过程中得到了上海交通大学张琛教授,浙江大学贺益康、徐德鸿、

赵荣祥、甘德强四位教授，南通大学吴国祥教授，湖南大学黄科元副教授，石油大学赵仁德副教授等的大力协助及常州钜特工业科技有限公司周勤利工程师，顾红兵高级工程师，上海吉亿电机有限公司王得利工程师，上海三菱电梯有限公司马祎炜工程师的大力支持。作者谨借此机会向以上各位同行表示衷心感谢。书中还引用了许多前辈及同行专家、学者的有关内容，除了在书中相应处作标注外，也在此向所有相关作者致以诚挚的感谢，此处不再一一列举。

最后，作为收官之作，本人借此机会向曾经指导和教诲过本人的恩师日本上智大学金东海教授、大阪工业大学谷口胜则教授、已故上海交通大学教授张钟俊院士致以衷心的感谢，导师的渊博知识和严谨学术风范不仅为作者指明了学术方向，更熏陶了作者求真务实、一丝不苟地追求学术真谛的思想和品格，并为电力电子与电力传动事业奋斗一生。

限于作者的学识水平和精力，书中可能存在疏忽和谬误之处，恳请读者发现后及时指出，帮助改正，作者不胜感谢。联系地址：上海市延长路 149 号上海大学自动化系 14 信箱。

上海大学 陈国星

目 录

前言

第 1 章 PWM 模式及其优化	1
1.1 PWM 的调制方式与输出电压波形	1
1.1.1 PWM 调制方式	1
1.1.2 脉宽调制的输出电压波形	2
1.2 基于等腰三角载波的正弦波 PWM 的频谱分析	3
1.2.1 正弦波 PWM (SPWM)	3
1.2.2 正弦波 PWM 的频谱分析	4
1.3 准最优 PWM	10
1.4 选择谐波消去法 SHE PWM	10
1.5 基于等腰三角载波的鞍形波 PWM	14
1.5.1 鞍形波的由来及其操作方法	14
1.5.2 SAPWM 的频谱分析	17
1.6 基于等腰三角载波的开关次数最少调制波的 PWM	27
1.6.1 开关次数最少调制波的生成方法	27
1.6.2 开关损耗最小 PWM 的谐波特性	28
1.7 基于锯齿载波的 SPWM	31
1.7.1 单相 SPWM 的频谱分析	31
1.7.2 三相 SPWM 的数学分析	35
1.8 基于锯齿载波的 SAPWM	38
1.8.1 单相 SAPWM 的数学分析	38
1.8.2 三相 SAPWM 的数学分析	40
1.8.3 结论	42
1.9 基于锯齿载波的最少开关次数调制波的 PWM	42
1.9.1 最少开关次数调制波的输出线电压	42
1.9.2 周期函数的双重傅里叶级数展开式	43
1.9.3 最少开关次数调制波的三相	

PWM 频谱特性	44
1.9.4 频谱归纳与分析	51
1.9.5 结论	53
1.10 两相调制 PWM 模式	54
1.11 几种 PWM 模式的统一	56
1.11.1 $\mu=0$ 或 $\mu=1$	56
1.11.2 $\mu=0.5$	59
1.11.3 μ 为动态分布	60
第 2 章 VVVF 变频调速中的若干技术问题	63
2.1 异步电动机变频调速原理与控制方式	63
2.1.1 异步电动机变频调速原理	63
2.1.2 变频器的控制方式	68
2.1.3 风机水泵的节能原理	69
2.2 主回路的换相过程与输出电流波形失真	71
2.2.1 PWM 模式与换相关系	71
2.2.2 变频器输出电流波形的失真及其补偿	77
2.2.3 相位角预测与死区时间补偿	82
2.3 变频器引发的谐波污染及其抑制对策	86
2.3.1 分布参数为纯电阻时的相电流数值分析	86
2.3.2 分布参数含电感时的相电流数值分析	89
2.3.3 高次谐波干扰及其抑制方法	91
2.4 交流变频调速中的制动状态	96
2.4.1 发电机状态下的能量转换问题	96
2.4.2 异步电动机的能量再生与制动	102
第 3 章 无刷直流电动机调速控制	117
3.1 无刷直流电动机的基本结构	117
3.2 无刷直流电动机的工作原理	118
3.2.1 三相半控电路	118

3.2.2	三相Y联结全控电路	122
3.2.3	三相△联结全控电路	125
3.3	多相电动机控制举例	127
3.3.1	二三通电方式	127
3.3.2	五五通电方式	128
3.3.3	五四通电方式	129
3.4	无刷直流电动机在变频空调中的应用	130
3.4.1	空调器的调温控制原理	130
3.4.2	反电动势三次谐波积分检测法	131
3.4.3	几种 PWM 调制模式	136
3.4.4	不同 PWM 调制模式对电磁转矩影响	137
3.4.5	直流电压可调型 PWM 控制	142
3.4.6	漏电流的补偿电路原理	145
第4章	矩阵式变换器	147
4.1	矩阵式变换器的结构	147
4.2	矩阵式变换器的双空间矢量调制原理	147
4.3	等效交-直-交结构的空 间矢量调制	151
4.4	矩阵式变换器的 PWM 数字实现方法	158
4.5	矩阵式变换器双向开关的实现与四步半软换流	160
4.6	四步换流对输出性能的影响及其补偿	164
4.7	双向开关的吸收与保护电路	166
4.8	矩阵式变换器的输入滤波器设计	167
第5章	异步电动机矢量控制与直接转矩控制	171
5.1	三相异步电动机的数学模型	171
5.2	坐标变换与变换矩阵	177
5.3	三相异步电动机在两相同步旋转坐标系下的数学模型	180
5.4	异步电动机转子磁通定向矢量控制	187
5.5	基于动态模型按定子磁链控制的直接转矩控制系统	193
第6章	永磁同步电动机驱动控制	199
6.1	永磁同步电动机的转子结构	199
6.2	永磁同步电动机的数学模型	200
6.2.1	永磁同步电动机在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的数学模型	200
6.2.2	永磁同步电动机在 dq 旋转坐标系下的数学模型	201
6.2.3	表面凸出式永磁同步电动机转矩的产生	203
6.3	基于转子磁场定向的永磁同步电动机矢量控制系统	204
6.4	永磁同步电动机直接转矩控制方式	206
6.4.1	滞环比较控制与 SVPWM 控制的比较	206
6.4.2	定子磁链的计算模型	209
6.4.3	预期电压计算模型	211
6.4.4	电磁转矩与定子磁链幅值及负载角的关系	213
6.5	永磁同步电动机转子位置检测方法	217
6.5.1	有转子位置传感器的转子位置检测方法	217
6.5.2	无位置传感器的转子位置检测方法	229
第7章	三相软开关电力变换器	245
7.1	几种软开关电路	245
7.1.1	高效准谐振 DC 环节逆变器	245
7.1.2	并联谐振 DC 环节逆变器	246
7.1.3	辅助准谐振变流器	249
7.1.4	准谐振 ZVS 环节逆变器	251
7.2	一个典型的三相软开关 PWM 变频器	254
7.2.1	电路结构与动作分析	254
7.2.2	输出特性分析	256
7.2.3	软开关变频器主电路的数学解析	258
7.3	三相软开关高功率因数 PWM 变频器	266
7.3.1	双 PWM 变频器电路结构	266
7.3.2	软开关动作分析	267
7.3.3	双 PWM 变频器的控制方法及实验结果	268
7.4	一种高效率 ZVT 三相 PWM 逆变器	269
7.4.1	一种高效率 ZVT 三相 PWM 逆变器拓扑结构	269

7.4.2	控制方式	269	11.3.1	铅酸蓄电池	376
7.4.3	动作模式分析	271	11.3.2	镉镍蓄电池	378
7.4.4	实验结果与分析	273	11.3.3	安全性	379
第8章 高压大容量逆变器		275	11.3.4	储能蓄电池的几个重要参数	380
8.1	IGBT 直接串联技术	275	11.3.5	蓄电池充电的控制策略	381
8.2	多重化逆变技术	279	11.4	利用导抗变换的光伏发电逆变器	385
8.2.1	电压型多重逆变器	280	11.4.1	导抗变换器的理论基础	386
8.2.2	电流型多重逆变器	298	11.4.2	单相并网逆变器	387
8.3	多电平逆变技术	302	11.4.3	使用裂相逆变的三相并网 逆变器	394
8.3.1	多电平逆变器原理	302	11.5	一种微型单相光伏并网逆变器	398
8.3.2	三电平逆变器的 PWM 控制	302	11.5.1	系统结构原理	398
8.3.3	三电平逆变器的空间电压 矢量控制	306	11.5.2	控制方法	399
8.3.4	中点电压波动机理的分析	312	11.5.3	仿真结果	401
8.3.5	电容中点电压平衡控制	318	11.6	高/低电压穿越测试要求	404
第9章 电压型 PWM 整流器		325	11.7	孤岛效应问题	406
9.1	整流器的 PWM 调制	325	11.7.1	孤岛效应的发生	406
9.2	主电路的工作模式	326	11.7.2	传统孤岛效应检测法	406
9.3	PWM 整流器的调相原理	329	第12章 风力发电逆变控制器		414
9.4	主电路结构及其工作原理	330	12.1	风力发电技术概述	414
9.5	相幅调节方式	332	12.1.1	风力机的类型	414
9.6	基本特性的数学分析	337	12.1.2	风力机的基本特性	415
9.7	整流器的传输功率及稳定性	343	12.1.3	风力机的功率调节	420
9.8	整流器的实现	347	12.2	绕线转子异步电动机双馈(串级) 调速原理	421
第10章 有源电力滤波器		351	12.2.1	次同步转速下作电动运行	423
10.1	有源电力滤波器的基本原理	351	12.2.2	反转时作倒拉制动运行	424
10.2	有源电力滤波器电路	352	12.2.3	超同步转速下作回馈 制动运行	424
10.2.1	补偿电流指令值的检测方法	352	12.2.4	超同步转速下作电动运行	425
10.2.2	补偿电流的产生方法	359	12.2.5	次同步转速下反接回馈 制动运行	425
10.2.3	有源电力滤波器的损耗补偿	362	12.2.6	转子励磁超同步转速下 发电运行	426
第11章 光伏发电逆变控制器		364	12.2.7	转子励磁次同步转速下发 电运行	426
11.1	光伏电池的基本原理	364	12.3	恒速恒频风力发电	427
11.1.1	半导体材料的原子结构与 晶格结构	364	12.3.1	同步发电机发电	428
11.1.2	载流子	366	12.3.2	笼型感应发电机发电	432
11.1.3	半导体的 PN 结	367	12.4	变速恒频风力发电逆变器并网 控制技术	437
11.2	光伏电池的特性和参数	369	12.4.1	直驱式永磁同步机风力 发电	437
11.2.1	光伏电池的特性	369			
11.2.2	光伏电池的主要参数	372			
11.2.3	典型的光伏电池输出特性	375			
11.3	蓄电池的充电过程	376			

12.4.2	双馈感应电机风力发电	446	13.4.1	孤岛上的微电网	466
12.4.3	结束语	457	13.4.2	孤岛微电网的基本结构	467
第 13 章 微电网、智能电网与智能社区			13.4.3	小规模孤岛的的控制功能	468
	智能社区	458	13.4.4	高速频率检测装置	469
13.1	智能电网	458	13.5	微电网的电力电子技术	469
13.2	智能社区概述	458	13.5.1	并网所需功能	469
13.2.1	智能社区	458	13.5.2	孤岛运行检测功能	469
13.2.2	智能社区架构	459	13.5.3	发电波动及可再生能源波动的应对功能	470
13.3	新能源社会系统与管理	461	13.5.4	微电网上的电力电子技术	470
13.3.1	新一代能源社会系统	461	13.5.5	智能电网电力电子的未来	472
13.3.2	社区能源管理	462	附录		475
13.3.3	用户能源管理	464	参考文献		493
13.3.4	海外项目的拓展	465			
13.4	孤岛的微电网系统	466			

第1章 PWM 模式及其优化

20 世纪 80 年代开始, 半导体功率器件获得了突飞猛进的发展, 从而推动了电力电子变换技术及其产业应用领域的迅速壮大, 在其为人类带来福祉的同时, 也产生了许多负面效应, 如功率开关器件的巨大开关损耗、电磁辐射、谐波污染、转矩脉动等。为此, 有学者从 PWM 模式 (PWM Pattern) 上另辟出路, 并相继提出了各种 PWM 模式, 即准最优 PWM^[6-12]、谐波损耗最小 PWM^[13,14]、开关次数最少 PWM^[15-18]、转矩脉动最小 PWM^[19,20]、选择谐波消去 PWM^[21,22]、鞍形波 PWM^[23-27] (Saddle PWM, 简称 SAPWM, 后又称为 SVPWM)。本章详细分析各种 PWM 的优缺点, 供读者选择应用。

1.1 PWM 的调制方式与输出电压波形

1.1.1 PWM 调制方式

如图 1-1 所示, 在一个调制信号周期内所包含的三角载波的个数称为载波频率比。在变频过程中, 即调制信号周期变化过程中, 载波个数不变的调制称为同步调制, 载波个数相应变化的调制称为异步调制。

1. 同步调制

在改变信号周期的同时成比例地改变载波周期, 使载波频率与信号频率的比值保持不变。这种调制的优点是, 在开关频率较低时可以保证输出波形的对称性。对于三相系统, 为了保证三相之间对称, 互差 120° , 通常取载波频率比为 3 的整数倍。而且, 为了保证双极性调制时每相波形的正、负半波对称, 上述倍数必须是奇数, 这样在信号波的 180° 处, 载波的正、负半周恰分布在 180° 处的左右两侧。由于波形的左右对称, 就不会出现偶次谐波问题。但是这种调制, 在信号频率较低时, 载波的数量显得稀疏, 电流波形脉动大, 谐波分量剧增, 电动机的谐波损耗及脉动转矩也相应增大。而且, 此时载波的边频带 (载波与基波的差频) 靠近信号波, 容易干扰基波频域。另外, 这种调制由于载波周期随信号周期连续变化而变化, 在利用微处理器进行数字化技术控制时, 带来极大不便, 难以实现。

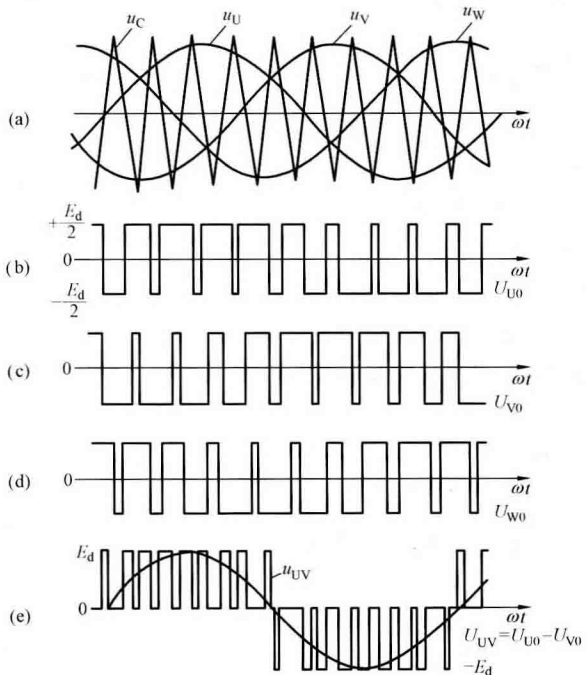


图 1-1 双极性调制的三相 SPWM 波形

随着高速半导体功率器件，比如 IGBT 的开发和普及应用，功率器件的开关频率可以做得很高，比如 10~100kHz。当然在变频器中通常很少用在 15kHz 以上，否则开关损耗和输出电流的交越失真将变得相当严重。在这样高的载波频率下，多一个或少一个载波对输出电流对称性的影响微之甚微，以至于可以忽略不计。因此，在载波频率较高时，同步调制几乎失去了应用的价值。

2. 异步调制

在调制信号周期变化的同时，载波周期仍保持不变，因此，载波频率与信号频率之比随之变化。这种调制的缺点恰好是同步调制的优点，即如果载波频率较低，将会出现输出电流波形正、负半周不对称，相位漂移及偶次谐波等问题。但是，在 IGBT 等高速功率开关器件

的情况下，由于载波频率可以做得很高，上述缺点实际上已小到完全可以忽略的程度。反之，正由于是异步，在低频输出时，一个信号周期内，载波个数成数量级增多，这对抑制谐波电流、减轻电动机的谐波损耗及转矩脉动大有好处。而且，由于此时载波频率比很大，载波的边频带远离信号波频率，因此，不存在载波的边频带与基波之间的相互干扰问题。另外，由于载波频率是固定的，也便于微处理机进行数字化控制。

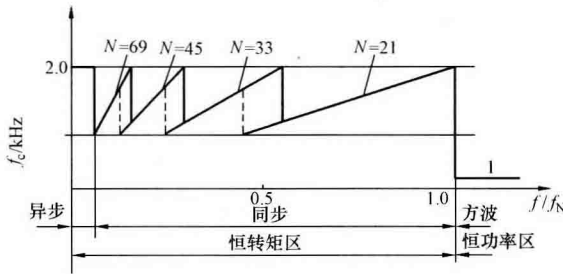


图 1-2 分段同步调制方式

3. 分段同步调制

对于 BJT 和 GTO 之类开关频率不很高的功率器件，单使用同步调制或异步调制都有失偏颇，此时多采用分段同步调制。即在恒转矩区的低速段采用异步调制，高速段采用同步调制；而在恒功率区索性使用方波，以期获得较高的输出电压，如图 1-2 所示。图中 N 为载波频率比，且都是 3 的奇数倍， f_N 为基准频率。分段同步调制使得开关频率限制在一定的范围内，而且载波频率变

低后，在载波频率比为各个确定值的范围内，可以克服异步调制的缺点，保证输出波形对称。 N 的切换应注意两点：①不出现电压的突变；②在切换的各临界点处设置一个滞环区，如图中虚线所示，以免在输出频率恰落在切换点附近时造成载波频率反反复复变换不定的所谓振荡现象。

分段同步调制的缺点是，在 N 值切换时可能出现电压突变甚至振荡。

1.1.2 脉宽调制的输出电压波形

脉宽调制 (PWM) 是利用相当于基波分量的信号波对三角载波进行调制，达到调节输出脉冲宽度的一种方法，如图 1-3 所示 (参见图 1-10)。

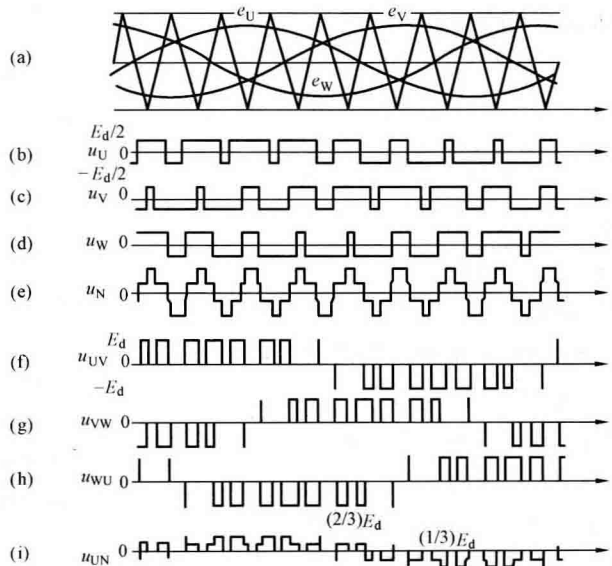


图 1-3 三相 PWM 调制波形

图 1-3 (a) 为 U、V、W 三相正弦调制波分别对三角载波进行调制；图 1-3 (b)、(c)、(d) 为电机输入端 U、V、W 对直流电源中点 0 的电位；图 1-3 (e) 为电机三相绕组中心点 N 对直流电源中点 0 的电位；图 1-3 (f)、(g)、(h) 为三相输出线电压；图 1-3 (i) 为 U 相输出端对三相绕组中心点的相电压。这里所谓相当于基波分量的信号波并不一定指正弦波，在 PWM 优化模式控制中可以是预畸变的信号波。正弦信号波是一种最通俗的调制信号，但决不是最优信号。而三角载波也只是为了形象说明调制原理而借用或用模拟电路产生 PWM 脉冲时必须采用的波形，在用数字化控制技术产生 PWM 脉冲时，三角载波实际上是不存在的，完全由软件及硬件定时器代替了，这样既可减少硬件投资又能提高系统可靠性。

不同信号波调制后生成的 PWM 脉宽对变频效果，比如输出基波电压幅值、基波转矩、脉动转矩、谐波电流损耗、半导体功率开关器件的开关损耗等的影响差异很大。

1.2 基于等腰三角载波的正弦波 PWM 的频谱分析

1.2.1 正弦波 PWM (SPWM)

正弦波 PWM 的信号波为正弦波，如图 1-3 所示，其脉冲宽度是由正弦波和三角载波自然相交生成的，故称之为自然采样。根据采样规则的不同，又可分为对称规则采样和不对称规则采样两种，为便于分析，把图 1-3 (a) 的一个载波周期波形进行放大，如图 1-4 (a)、(b) 所示，图 1-3 属自然采样。设 M 为调制深度，则由图 1-4 (a) 得

$$\begin{cases} t_{\text{off}} = \frac{T_s}{4} (1 - M \sin \omega_1 t_1) \\ t_{\text{on}} = \frac{T_s}{4} (1 + M \sin \omega_1 t_1) \end{cases} \quad (1-1)$$

脉冲宽度

$$t_{\text{pw}} = 2t_{\text{on}} = \frac{T_s}{2} (1 + M \sin \omega_1 t_1)$$

由图 1-4 (b) 得

$$t_{\text{off}} = \frac{T_s}{2} (1 - M \sin \omega_1 t_1)$$

$$t_{\text{on}} = \frac{T_s}{2} (1 + M \sin \omega_1 t_1)$$

$$t'_{\text{on}} = \frac{T_s}{2} (1 + M \sin \omega_1 t_2)$$

$$t'_{\text{off}} = \frac{T_s}{2} (1 - M \sin \omega_1 t_2)$$

脉冲宽度

$$t_{pw} = t_{on} + t'_{on} = T_s \left[1 + \frac{M}{2} (\sin\omega_1 t_1 + \sin\omega_1 t_2) \right] \quad (1-2)$$

上述两种方式都有缺点。前者生成的 PWM 脉冲宽度偏小，因为实际的正弦波与三角载波的交点所确定的脉冲宽度要宽。换言之，变频器的输出电压将比正弦波与三角波直接比较生成 PWM 时输出的电压为低，或者说输出电压连 $\sqrt{3}/2$ 倍输入电压都达不到（参见 1.2.2 节）。后者在一个载波周期里采样两次正弦波数值，该采样值更真实地反映了实际的正弦波数值，显然其输出电压高于前者。但由于采样次数增大 1 倍，对于微机处理系统来说，增大了数据处理量。当载波频率较高时，微机的运算速度将成为问题。因此，实际采用的方法如图 1-4 (c) 所示，称此为平均对称规则采样。采样时刻设在三角载波的谷点处。以此刻的正弦波数值为中心，引一水平线与两侧的三角载波相交，确定 PWM 脉冲的前后沿，虽然此时后沿仍较窄，但前沿却较宽，平均起来考虑，与正弦波三角波直接比较已基本相当。此时的脉冲宽度

$$t_{pw} = T_s (1 + M \sin\omega_1 t) / 2 \quad (1-3)$$

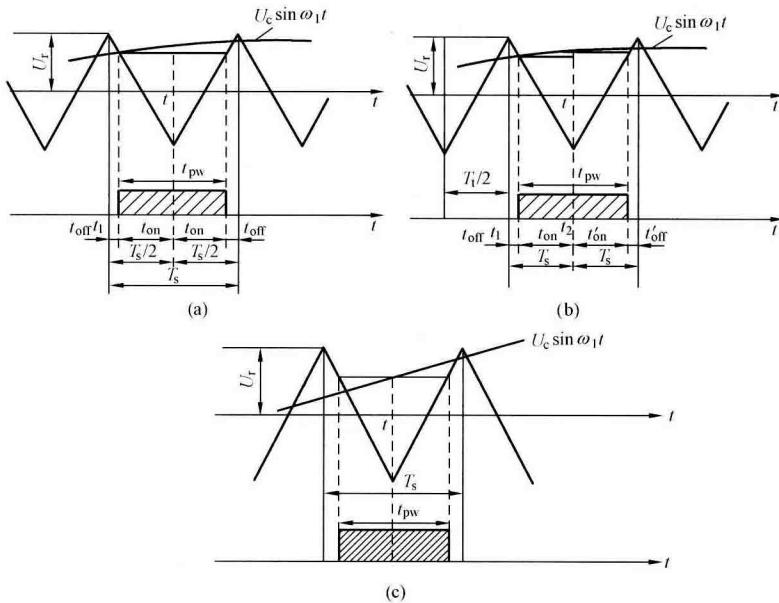


图 1-4 规则采样 PWM

(a) 对称；(b) 不对称；(c) 平均对称规则采样

平均对称规则采样使输出电压较图 1-4 (a)、(b) 两种方式为高，且每个采样周期只采样一次正弦调制波，微机处理时的工作量相对也减少了。因此本方式被广泛采用。

1.2.2 正弦波 PWM 的频谱分析

图 1-5 为单相全桥式变频器的主回路^[1,2]。当 V_1 和 V_4 导通时，输出电压 U_{UV} 为 $+E_d$ ，而 V_2 和 V_3 导通时输出电压 U_{UV} 为 $-E_d$ 。当 V_1 、 V_3 或 V_2 、 V_4 导通时， $U_{UV} = 0$ 。调节上述输出电压 $+E_d$ 和 $-E_d$ 的宽度比，可以获得所期望的输出电压波形，如图 1-6 所示。

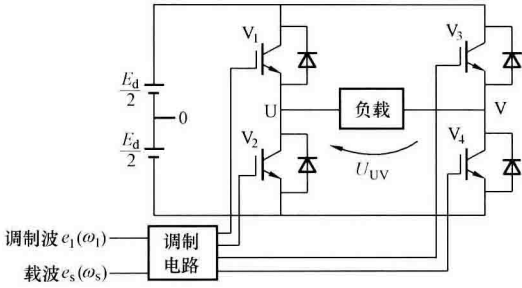


图 1-5 单相 PWM 变频器的主回路

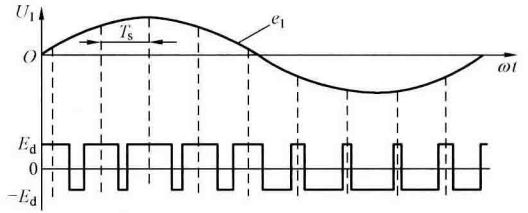


图 1-6 正弦波平均对称规则采样

图 1-6 示出了正弦波平均对称规则采样的调制原理 [图 1-4 (c)], 图 1-7 为图 1-6 的局部放大示意图, T_s 为采样周期。由图知道, 输出脉冲的宽度取决于在该脉冲的中心点 $\omega_s t = 0$ (ω_s 为采样角频率) 时刻所采样到的调制波 $e_1 = M \sin \omega_1 t$ 的数值, 且该脉冲宽度总是以采样点 0 为中心左右对称。当调制深度 $M=0$ 时, 调制波 e_1 的高度为 0, 变频器的输出电压为一系列通电率为 50% 的方波。即 $M=0$ 时 $\theta_1 = -\pi/2$, $\theta_2 = \pi/2$ 。当 $M > 0$ 时, θ_1 和 θ_2 由下式给出

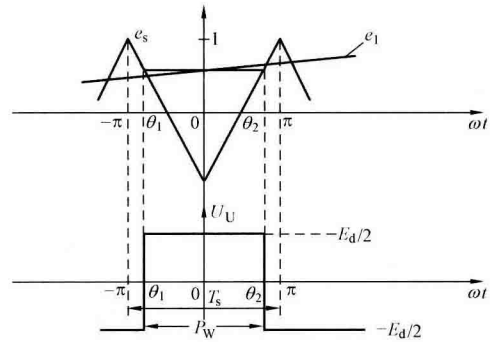


图 1-7 对称规则采样的局部放大示意图

$$\begin{cases} \theta_1 = -\frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} M \pi \sin \omega_1 t \\ \theta_2 = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} M \pi \sin \omega_1 t \end{cases} \quad (1-4)$$

1. 单相变频器输出电压的谐波分析

先考虑 U 点相对于直流侧电压中点 0 的电位 U_U 。当 V_1 导通 V_2 截止时, $U_U = E_d/2$; 反之, 当 V_1 截止 V_2 导通时, $U_U = -E_d/2$ 。

在异步式 PWM 调制时, 一个调制波周期内所含的各脉冲模式不具备重复性, 因此, 无法以调制波的角频率 ω_1 为基准, 对谐波分量进行傅里叶展开分析。这种情况下, 不如以载波的采样角频率 ω_s 为基准来考察载波的边频带更为合理。在对称规则采样情况下, 载波角频率就是采样角频率, 因为在数字化控制技术中, 载波已由软件所代替, 所以实际上不存在三角载波。

由图 1-7 显然可以得到如下关系式

$$\begin{cases} \omega_s t \leq \theta_1 \text{ 或 } \omega_s t \geq \theta_2 : U_U = -E_d/2 \\ \theta_1 < \omega_s t < \theta_2 : U_U = E_d/2 \end{cases} \quad (1-5)$$

对 $\frac{U_U}{E_d/2}$ 进行傅里叶展开, 可以得到

$$\frac{U_U}{E_d/2} = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n \omega_s t + b_n \sin n \omega_s t) \quad (1-6)$$

这里由于

$$\begin{cases} a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{U_U}{E_d/2} \cos n\omega_s t d(\omega_s t) & (n=0, 1, 2, \dots) \\ b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{U_U}{E_d/2} \sin n\omega_s t d(\omega_s t) & (n=1, 2, \dots) \end{cases} \quad (1-7)$$

兼顾式 (1-5), 对式 (1-7) 进行积分, 可以得到

$$\begin{cases} a_0 = -\frac{2}{\pi} (\pi + \theta_1 - \theta_2) \\ a_n = \frac{2}{n\pi} (\sin n\theta_2 - \sin n\theta_1) & (n=1, 2, \dots) \\ b_n = -\frac{2}{n\pi} (\cos n\theta_2 - \cos n\theta_1) & (n=1, 2, \dots) \end{cases} \quad (1-8)$$

把式 (1-4) 代入式 (1-8), 可以得到

$$\begin{cases} a_0 = 2M \sin \omega_1 t \\ a_n = \frac{4}{n\pi} \sin \left(\frac{n\pi}{2} + \frac{Mn\pi}{2} \sin \omega_1 t \right) & (n=1, 2, \dots) \\ b_n = 0 \end{cases} \quad (1-9)$$

进而把式 (1-9) 代入式 (1-6), 则有

$$\frac{U_U}{E_d/2} = M \sin(\omega_1 t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin \left(\frac{Mn\pi}{2} \sin \omega_1 t + \frac{n\pi}{2} \right) \cos n\omega_s t \quad (1-10)$$

上式第 1 项是角频率为 ω_1 的基波成分, 可知基波的振幅为 $ME_d/2$ 。上式第 2 项为谐波成分, 把它记为 A , 并根据贝塞尔公式

$$\begin{cases} \sin(x \sin \theta) = 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1}(x) \sin(2l-1)\theta \\ \cos(x \sin \theta) = J_0(x) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}(x) \cos 2l\theta \end{cases}$$

将其展开, 可以得到式 (1-11), 这里 J_n 为 n 次的贝塞尔函数。

$$\begin{aligned} A &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin \left[\frac{n\pi}{2} (M \sin \omega_1 t + 1) \right] \cos n\omega_s t \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \left[\sin \left(\frac{Mn\pi}{2} \sin \omega_1 t \right) \cos \frac{n\pi}{2} + \cos \left(\frac{Mn\pi}{2} \sin \omega_1 t \right) \sin \frac{n\pi}{2} \right] \cos n\omega_s t \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \left\{ 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1} \left(\frac{Mn\pi}{2} \right) \sin [(2l-1)(\omega_1 t)] \cos \frac{n\pi}{2} + \right. \\ &\quad \left. \left[J_0 \left(\frac{Mn\pi}{2} \right) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l} \left(\frac{Mn\pi}{2} \right) \cos(2l)(\omega_1 t) \right] \sin \frac{n\pi}{2} \right\} \cos n\omega_s t \end{aligned} \quad (1-11)$$

下面就 n 为奇数和 n 为偶数两种情况, 对式 (1-11) 进一步进行分析。

(1) $n=1, 3, 5, \dots$ 时, $\cos(n\pi/2)=0$, 则式 (1-11) 为

$$A = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{(n-1)/2} \left(\frac{4}{n\pi}\right) \left[J_0\left(\frac{Mn\pi}{2}\right) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}\left(\frac{Mn\pi}{2}\right) \cos(2l)(\omega_1 t) \right] \cos(n\omega_s t)$$

令 $k=2l, l=1, 2, \dots$, 则

$$A = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{(n-1)/2} \left(\frac{4}{n\pi}\right) \left\{ J_0\left(\frac{Mn\pi}{2}\right) \cos n\omega_s t + \sum_{k=2}^{\infty} J_k\left(\frac{Mn\pi}{2}\right) [\cos(k\omega_1 \pm n\omega_s)t] \right\} \quad (1-12)$$

联系到式 (1-10) 可以看出, 角频率为 $(k\omega_1 \pm n\omega_s)$ 的谐波振幅为

$$\frac{E_d}{2} \frac{4}{n\pi} J_k\left(\frac{Mn\pi}{2}\right)$$

式中: $n=1, 3, 5, \dots; k=0, 2, 4, \dots$ 。

(2) $n=2, 4, 6, \dots$ 时, $\sin(n\pi/2)=0$, 则式 (1-11) 为

$$A = \sum_{n=2}^{\infty} (-1)^{n/2} \left(\frac{4}{n\pi}\right) \left\{ 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1}\left(\frac{Mn\pi}{2}\right) \sin[(2l-1)(\omega_1 t)] \right\} \cos n\omega_s t$$

令 $k=2l-1, l=1, 2, \dots$, 则

$$A = \sum_{n=2}^{\infty} (-1)^{n/2} \left(\frac{4}{n\pi}\right) \sum_{k=1}^{\infty} J_k\left(\frac{Mn\pi}{2}\right) [\sin(k\omega_1 \pm n\omega_s)t] \quad (1-13)$$

同样可以看出, 角频率为 $(k\omega_1 \pm n\omega_s)$ 的谐波振幅为

$$\frac{E_d}{2} \frac{4}{n\pi} J_k\left(\frac{Mn\pi}{2}\right)$$

式中: $n=2, 4, 6, \dots; k=1, 3, 5, \dots$ 。

以上情况可以归纳如下:

对于图 1-5 的单相电路, 如果 IGBT 导通, 则必然是 V_1 与 V_4 , 或 V_2 与 V_3 同时进行, 则 V 相的电位 U_V 总是与 U_U 反相的, $U_V = -U_U$ 。因此, 输出电压 $U_{UV} = U_U - U_V = 2U_U$, 基波分量和谐波分量的振幅将是式 (1-10)、式 (1-12)、式 (1-13) 所示振幅的 2 倍。

在调制波为正弦波的情况下, 采用平均对称规则采样方法所得到的单相变频器相电压的基波和谐波的振幅为:

(1) 基波成分 (ω_1) 的振幅 $= ME_d$ 。

(2) 谐波成分 ($n\omega_s \pm k\omega_1$) 的振幅 $= \frac{4E_d}{n\pi} J_k\left(\frac{Mn\pi}{2}\right)$ 。

这里 $n=1, 3, 5, \dots$ 时, $k=0, 2, 4, \dots; n=2, 4, 6, \dots$ 时, $k=1, 3, 5, \dots$ 。

图 1-8 示出了单相 PWM 变频器输出相电压的频谱, 图 1-9 为实

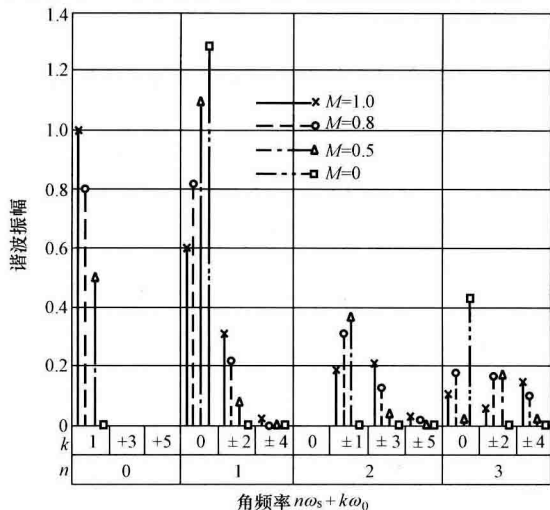


图 1-8 单相 PWM 变频器输出相电压的频谱

测频谱。

可以看出，在基波频域 ($n=0$) 时，除了基波分量 ($k=1$) 外，其余分量 ($|k|>1$) 幅值都为 0，这与式 (1-10) 完全符合；当 $n=1, 3, \dots$ 时，差频波只在 $k=0, \pm 2, \pm 4, \dots$ 处出现，这与式 (1-12) 也完全符合；当 $n=2, 4, \dots$ 时，差频波只在 $k=\pm 1, \pm 3, \dots$ 处出现，这与式 (1-13) 也完全符合。

对于图 1-5 的单相电路，如果把正弦波调制信号 e_1 (见图 1-6) 改为直流可变电压，则成为直流电动机调压调速的一种控制方式，常用于伺服驱动。

2. 三相变频器输出电压的谐波分析

图 1-10 示出了三相 PWM 变频器的基本电路。在三相桥的情况下，根据晶体管 $V_1 \sim V_6$ 的导通和截止的不同组合，三相输出端 U、V、W 相对于直流回路的中心点 0 的电位分别为 $E_d/2$ 或 $-E_d/2$ ，而输出线电压为 $+E_d$ 、 $-E_d$ 、0 三种数值。现在仍然假定信号波 e_1 为正弦波，而且三相采样时间是同步的。根据式 (1-10)，U 相的输出电压 U_U 为式 (1-14)，而输出线电压为式 (1-15)。

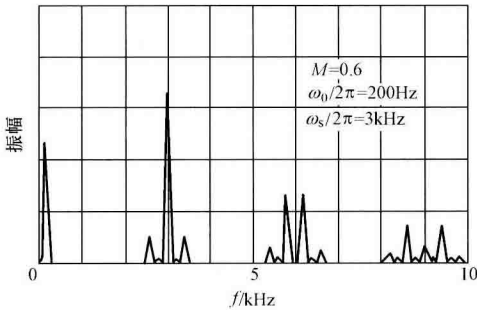


图 1-9 实测频谱

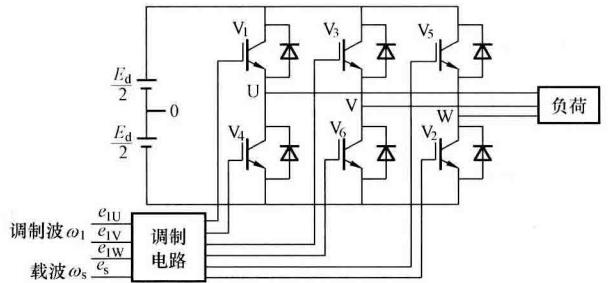


图 1-10 三相 PWM 变频器的基本回路

$$U_U = \frac{E_d}{2} \left[M \sin \omega_1 t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin \left(\frac{Mn\pi}{2} \sin \omega_1 t + \frac{n\pi}{2} \right) \cos(n\omega_s t) \right] \quad (1-14)$$

$$U_{UV} = U_U - U_V \quad (1-15)$$

再由式 (1-14)、式 (1-15) 可以得到线电压的基波成分为

$$U_{f(UV)} = \frac{E_d}{2} \left[M \sin \omega_1 t - M \sin \left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = \frac{\sqrt{3}}{2} M E_d \sin \left(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (1-16)$$

可知，输出线电压基波成分的振幅为

$$U_{f(UV)} = (\sqrt{3}/2) M E_d \quad (1-17)$$

下面再来考察一下谐波成分 U_h 的情况。

当 $n=1, 3, 5, \dots$; $k=2, 4, 6, \dots$ 时，由式 (1-12)、式 (1-15) 可以得到式 (1-18)。

$$\frac{U_{h(UV)}}{E_d/2} = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{(n+1)/2} \left(\frac{4}{n\pi} \right) \sum_{k=2}^{\infty} J_k \left(\frac{Mn\pi}{2} \right) 2 \sin \left(\frac{1}{3} k\pi \right) \times \sin \left[(k\omega_1 \pm n\omega_s) t - \frac{k\pi}{3} \right] \quad (1-18)$$