



电力电子变换器 PWM技术原理与实践

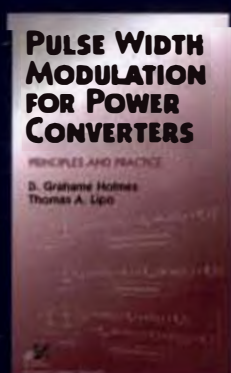
Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice

【澳大利亚】D. Grahame Holmes

【美】Thomas A. Lipo

著

周克亮 译



<http://www.3dportal.cn/discuz/>

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

国际先进工业技术译丛

传播国际先进工业生产管理理念
推广工业领域重大技术创新成果
促进现代工业技术知识普及应用

电力电子变换器PWM技术原理与实践

提供了统一的脉宽调制分析与设计方法
介绍了重要概念和公式的推导过程
搭建了电力电子变换器PWM技术的理论体系
融入了作者在专业领域的多年研究经验
附有详尽的参考文献和丰富的示例



WILEY www.wiley.com

Copies of this book sold without a Wiley sticker
on the cover are unauthorized and illegal.



封面设计: 王建国

分类建议: 工业技术 / 电力电子

人民邮电出版社网址: www.ptpress.com.cn

ISBN 978-7-115-21902-2



9 787115 219022 >

ISBN 978-7-115-21902-2

定价: 95.00 元

<http://www.3dportal.cn/discuz/>



国际先进工业技术译丛

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

电力电子变换器 PWM技术原理与实践

Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice

【澳大利亚】D. Grahame Holmes 著
【美】Thomas A. Lipo
周克亮 译

人民邮电出版社
北京

图书在版编目 (CIP) 数据

电力电子变换器PWM技术原理与实践 / (澳) 霍姆斯 (Holmes, D. G.), (美) 利波 (Lipo, T. A.) 著; 周克亮译. — 北京: 人民邮电出版社, 2010. 2
(国际先进工业技术译丛)
ISBN 978-7-115-21902-2

I. ①电… II. ①霍… ②利… ③周… III. ①变换器—脉宽调制 IV. ①TN624

中国版本图书馆CIP数据核字(2009)第221543号

版 权 声 明

D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo
Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice
Copyright © 2003 by John Wiley & Sons, Inc.
All rights reserved. This translation published under license.
Authorized translation from the English language edition published by Wiley Publishing, Inc..
本书中文简体字版由 Wiley Publishing 公司授权人民邮电出版社出版, 专有版权属于人民邮电出版社。

北京市版权局著作权合同登记号 图字: 01-2009-6930 号

国际先进工业技术译丛

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

- ◆ 著 [澳大利亚] D. Grahame Holmes
[美] Thomas A. Lipo
- 译 周克亮
- 责任编辑 姚予疆
- 执行编辑 赵礼菁
- ◆ 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>
北京艺辉印刷有限公司印刷
- ◆ 开本: 787×1092 1/16
印张: 29
字数: 702 千字
印数: 1—3 000 册
- 2010年2月第1版
2010年2月北京第1次印刷

著作权合同登记号 图字: 01-2009-6930 号

ISBN 978-7-115-21902-2

定价: 95.00 元

读者服务热线: (010)67129264 印装质量热线: (010)67129223
反盗版热线: (010)67171154

内 容 提 要

本书主要介绍了各种不同的电力电子变换器脉宽调制(PWM)技术,并提供了详细的分析和设计手段,形成了系统、全面的 PWM 技术理论体系。本书重点内容包括统一的基于加权总谐波畸变(WTHD)指标的 PWM 分析技术(含 WTHD 用于电机谐波损耗的计算)、基本的 PWM 技术(不同载波的 PWM、异步与同步 PWM、边带调制、单相及三相的连续调制和不连续调制)、空间矢量 PWM 技术、多电平变换器的各种 PWM 技术等。本书系统性强,理论分析透彻并紧密结合实际,可为研究人员以及工程应用人员分析和优化 PWM 方法提供参考。

本书适合电气传动、自动化、电机控制及电力电子技术领域的研究人员和技术人员阅读,也可作为高等院校相关专业的教师、研究生及高年级本科生的专业参考书。



丛 书 前 言

改革开放 30 年来,我国工业得到了飞速发展,在短短 30 年的时间内完成了发达国家上百年的工业化发展历程,建立了相对完整的工业体系。我国已成为全球制造业基地,中国模式备受世人瞩目。在信息技术快速发展以及对节能减排和环境保护日益重视的今天,为了促进我国工业由大变强的发展,我们必须走新型工业化道路,解决工业化过程中面临的一些突出问题,比如如何进一步增强自主创新能力,如何完善对工业行业的管理,如何在一些核心技术和关键技术上有更大的突破,如何促进高新技术与传统产业的结合,等等。

为配合我国工业领域设备改造,推动我国工业领域与国际间、行业内的交流与发展,加速工业生产及制造技术的进步和设备更新换代的步伐,我们精选了国外有关现代工业技术的部分图书,翻译出版了“国际先进工业技术译丛”。本丛书内容主要涉及新型能源开发与利用、绿色设计与制造、资源节约和环境保护、能效管理等方面。这些图书的原著均由英美等国的知名出版集团出版,汇集了多个国家著名专家学者在工业技术领域的重要研究成果,集中反映了当前工业领域的先进理念、方法和技术,对于解决我国当前工业发展过程中的一些关键问题和突出问题具有较大的参考价值。

现代工业技术呈现开放性、智能化、信息化与网络化的特点,融合了自动化技术、信息技术、现代控制技术、网络技术、先进制造技术、环境保护技术及现代管理理论和方法等诸多学科的先进技术,需要各学科的专家及工程技术人员通力合作,从而实现多学科专业知识与系统的集成,形成现代工业发展的手段和模式。因此,“国际先进工业技术译丛”在选编时,以促进信息化和工业化融合、技术创新和节能减排为原则,紧密结合我国国情,力求突出实用性和先进性,希望有助于解决我国工业技术应用中的一些实际问题,促进我国工业技术及管理模式的变革,提高我国工业企业的技术创新能力。

“国际先进工业技术译丛”的翻译和审定工作主要由国内相关领域的知名专家学者和专业人士承担,力求准确真实地反映原著内容并便于国内读者理解和接受。本丛书致力于“传播国际先进工业生产管理理念,推广工业领域重大技术创新成果”,以便使我国工业领域内的相关人员能够对现代工业方面的知识和技术有更深入和全面的了解,并在我国现代化工业的建设中加以应用。今后我们将继续加强对国际上工业技术领域优秀图书的翻译和出版工作,欢迎专家学者以及广大读者提出宝贵意见和建议。

译 者 的 话

经过 30 多年的发展,特别是随着大功率高频全控器件的广泛应用,脉宽调制(PWM)技术已经成为了电力电子变换系统实现电压、电流、频率转换最主要的开关技术。伴随着以微电子为基础的数字控制技术的迅猛发展以及新型的电力电子变换电路拓扑的不断涌现,如何对层出不穷的脉宽调制算法进行比较和优化,有时让人们莫衷一是。译者在 10 多年前开始接触和研究脉宽调制技术,在此过程中常常苦于没有一本系统、全面和深入的指南性著作来帮助自己理清思路而陷入大量文献的纷繁讨论之中。2003 年 WILEY 出版社和 IEEE 出版社联合出版了由澳大利亚莫纳什大学的 D. Grahame Holmes 教授和在国际电机和电力电子界享有盛誉的美国威斯康星大学麦迪逊分校的 Thomas A. Lipo 教授合著的《电力电子变换器 PWM 技术原理与实践》(*Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*)一书,这是国际上第一本关于脉宽调制技术的研究专著,也是迄今为止译者所见到的对脉宽调制技术阐述得最为系统和透彻的一本著作。这里将本书翻译出来,希望能对国内同行有所裨益。

本书有几个显著的特点:(1)提供了统一的脉宽调制分析与设计方法,并依据该方法对各种调制方法进行分析比较,前后照应;(2)理论阐述深入浅出,从最基本的电路原理和拓扑出发对调制原理做出分析和阐释,对重要的概念反复提示,公式推导和分析细致入微,有助于读者全面掌握有关的技术要领;(3)集脉宽调制技术之大成,参考文献完备,示例丰富,理论结合实际,可操作性很强,很多工程方案的制定和实现可轻易地从本书中找到答案。因此本书既可以作为学习和研究电力电子变换器脉宽调制技术的指导书,也可以作为解决相关工程实际问题的参考手册。

本书的翻译得到了国家自然科学基金(项目批准号:50977013)的资助,在翻译过程中,研究生卢闻州、傅晓帆、朱文杰、杨云虎、朱力、苏秀娥、王立娜、邹志翔、邱志鹏、杨永恒等做了大量的工作,在此深表谢意。

由于译者水平有限,书中翻译错误和疏漏之处在所难免,恳请广大读者批评斧正。译者联系方式:ekzhou@seu.edu.cn。

周克亮

于东南大学六朝松下

译者简介

周克亮, 东南大学电气工程学院教授、博士生导师, 东南大学风力发电研究中心副主任, IEEE 高级会员。周克亮教授曾先后在国内著名学府、跨国公司学习工作, 主持并参加过国家及省部级科研项目以及多项尖端课题的研究与开发, 如卫星电源、水下车辆电力推进装置、智能测绘仪器等, 是 *IEEE Transactions* 等多家国际学术期刊以及《电机工程学报》等期刊的评审专家, 近年来发表论文近 60 篇 (其中 19 篇被 SCI 检索), 发明专利 4 项。主要研究方向有电力电子与电力传动、新能源发电技术以及控制理论与应用等。



作者简介

D. Grahame Holmes, 澳大利亚莫纳什大学电气与计算机系统工程系教授, 电力电子研究室主任, IEEE 高级会员, IEEE 电力电子分会执行委员。Holmes 教授曾受邀担任 *IEEE Transactions* 等多家国际学术期刊的审稿人, 发表了 100 多篇国际会议和学术期刊论文。主要研究方向有调制技术、电力传动、谐振式变换器以及多电平变换器等, 在脉宽调制理论方面贡献良多、造诣深厚。

Thomas A. Lipo, 美国威斯康星大学麦迪逊分校电气与计算机系教授, 现任威斯康星电力电子研究中心主任和威斯康星电机与电力电子协会联合主席, 美国国家工程院院士, 英国皇家工程院院士, IEEE Fellow。Lipo 教授曾任 IEEE 工业应用分会主席、多个 IEEE 分会执行委员、*IEEE Transactions on Power Electronics* 杂志创刊主编以及多个重要的国际会议大会主席等重要职务, 是国际电机与电力电子界享有盛誉的学术权威。Lipo 教授指导了近百名研究生毕业, 发表论著 500 多篇(本), 其中期刊论文 200 多篇, 有几十篇获得 *IEEE Transactions* 等的最佳论文奖, 获授权美国专利 40 余项。



致 谢

在完成本书写作的工作中, 作者从他们指导的博士论文中受益良多。特别感谢 Daniel Zmood (第 7 章)、Ahmet Hava (第 8 章) 和 Brendan McGrath (第 11 章) 所做的重要工作。此外, 本书的出版也离不开很多其他研究生的工作, 这些工作既有在技术问题上的贡献, 也有对书稿文字的详细校对工作。同时, 第二作者 (Lipo) 对 David Grainger 基金会和剑桥大学圣约翰学院分别在资金和设备上所提供的帮助表示感谢。最后, 作者对他们贤惠可爱的妻子 Sophie Holmes 和 Chris Lipo 致以衷心的感谢, 感谢她们在过去的 5 年中对此书的写作所给予的帮助和支持。



前 言

本书所开展的工作为研究人员开发适用于各种硬开关变换器的固定开关频率脉宽调制 (PWM) 技术提供了一种通用方法。书中工作表明, 单相半桥逆变器的调制和频谱形成了变换器调制的基本构成要素, 通过它可以很容易地认识单相、三相或多相, 两电平、三电平或多电平, 以及电压源型或电流源型变换器的频谱成分。作为性能指标, 谐波畸变的概念被用于对所有常见的调制算法进行比较。需要特别指出的是, 本书所采用的性能指标还包括总谐波畸变率 (THD)、加权总谐波畸变率 (WTHD) 以及专为评价电动机铜耗设计的谐波畸变准则。

最小谐波畸变的概念是本书所开展的比较工作的潜在基础。由它可对 PWM 基本工作方式做出区分:

- ① 有效开关脉冲宽度的确定;
- ② 有效开关脉冲在一个开关周期内的放置;
- ③ 跨越多个开关周期的有效开关脉冲序列。

这种通用方法的好处是, 一旦确定了 PWM 的共同线索, 就很容易为任何一种变换器拓扑结构选择一种 PWM 策略, 剩下的工作仅仅是在尽可能最佳的性能与成本、实现难度以及次要的考虑因素之间进行折中。另外, 无需复杂的分析就可对一个特定变换器拓扑结构和调制策略的性能做出预测, 于是可就任何特定应用场合的 PWM 算法的实现做出合情合理的折中。书中所有的理论推导都已经通过了仿真或实验的验证。本书的最后部分论述了具体实现逆变器所要考虑的实际问题。

读者可能会注意到本书没有就闭环调制的问题进行讨论。最初作者本打算将这些内容包含在本书中, 但是很快发现这需要添加大量的章节来论述, 于是准备另写一本书专门就该题目进行讨论。

术 语

通用变量用法惯例

变 量 格 式	含 义	变 量 格 式	含 义
F	大写: 交流量的峰值或直流量的平均值	f^\dagger	剑号: 共轭空间矢量
f	小写: 瞬时值	\boldsymbol{f}	小写加粗: 列向量
$\langle f \rangle$	尖括号: 低频平均值	\boldsymbol{F}	大写加粗: 矩阵
\boldsymbol{f}	黑斜体: 空间矢量 (复数变量)	$\boldsymbol{f}^\mathrm{T}$	向量的转置: 行向量

特殊变量的用法定义

变 量	含 义	变 量	含 义
a,b,c	三相逆变器相桥臂的标识符	f_q^s, f_d^s, f_0	在 d-q-0 静止参考坐标系中的通用变量
\boldsymbol{a}	复数矢量 $e^{j2\pi/3}$	$f_{qs}^s, f_{ds}^s, f_{0s}$	在 d-q-0 静止参考坐标系中相对于负载中性点 (星形连接) 的通用变量
γ	3 次谐波分量的幅值 M_3/M	$f(x,y)$	单元变量
A_{mn}, B_{mn}	傅里叶展开的系数	HDF	谐波畸变因数
C_{mn}	复数傅里叶系数 $C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn}$	i_a, i_b, i_c	三相线电流
$D_k, k = 1, 2, \dots$	逆变器开关的二极管部分	I_{dc}	直流环节电流
e_{az}	相对于直流侧中点的电动机电动势 (EMF)	I_h	全体谐波电流的有效值 (RMS)
f_a, f_b, f_c	在 a-b-c 参考坐标系中的通用变量	$i_{h,k}$	第 k 个时间间隔上的瞬时谐波电流
f_{as}, f_{bs}, f_{cs}	在 a-b-c 参考坐标系中相对于负载中性点 (星形连接) 的通用变量	Δi_a	a 相电流的纹波成分
f_c	载波的频率	j	$\sqrt{-1}$
f_o	基波分量的频率	$J_n(x)$	变量 x 的 n 阶贝塞尔函数
f_s	静止空间矢量 $f_{qs}^s - jf_{ds}^s$	L	多电平逆变器的电平数
f_{qd0}	向量 $[f_{qs}^s, f_{ds}^s, f_{0s}]^\mathrm{T}$	L_1'	感应电动机的戴维南等效定子漏感

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

整理, 学习交流。

变 量	含 义	变 量	含 义
L_{σ}	电动机的一相有效电感	U	不平衡因数
$m_k, k=1, 2, \dots$ 或 a, b, c	逆变器开关函数	v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	相对于负载中性点的相电压
m, n	谐波次数变量	v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}	三相逆变器的线—线电压
M	调制比 (调制深度)	v_{az}, v_{bz}, v_{cz}	相对于直流侧中点的相电压
M_3	3 次谐波的调制比	$v_{qs}^s, v_{ds}^s, v_{0s}^s$	静止参考坐标系(d-q-0)电压
n	逆变器的负直流母线	v_{sn}	负载中性点与负直流母线之间的电压
n	谐波分量的次数	V_1	基波电压分量的峰值
p	逆变器的正直流母线	V_{bus}	直流环节电压
p	$p = d/dt$, 对时间的微分算子	V_{dc}	直流环节电压的一半
p	第 p 个载波时间间隔	V_m	空间矢量的幅值或相电压的幅值
p	脉冲比率	V_{mp}, V_{mn}	正序和负序相电压的幅值
p	脉冲数	V_o^*	目标输出空间矢量
$p_{h, cu}$	谐波铜耗	V_p	输入线—线电压的峰值
q	电荷	V_{rms}	电压有效值
q	$m + n(\omega_o/\omega_c)$	$WTHD$	加权总谐波畸变
R	旋转变换矩阵	$WTHD2$	转子铜条损耗的加权 THD
r_1	感应电动机的戴维南等效定子电阻	$WTHD1$	定子损耗的加权 THD
R_e	等效负载电阻	$WTHD0$	归一化到基波频率的加权 THD
RMS	均方根 (有效值)	W_x	脉冲宽度
$SV_x, x=1, \dots, 7$	对应于三相逆变器状态的电压空间矢量	$x(t)$	对应调制角频率 $\omega_c t = 2\pi f_c t$ 的时间变量
$SC_x, x=1, \dots, 7$	对应于三相逆变器状态的电流空间矢量	x_r, x_f	相桥臂开关的上升和下降时刻
$S_k, k=1, 2, \dots$	逆变器开关	$y(t)$	对应基波角频率 $\omega_o t = 2\pi f_o t$ 的时间变量
T_c	载波周期	y'	用于规则采样的变量: $y - \frac{\omega_o}{\omega_c}(x - 2\pi p)$
T	变换矩阵	z	直流母线的中点 (虚拟的)
THD	总谐波畸变率	$Z(p)$	负载阻抗
T_o	基波周期	α	相移延迟
T_i	逆变器第 i 个开关的开关时间	α	集肤深度
ΔT	载波周期: $1/f_c$	α_1	调制函数的幅值
u	电动势 (EMF) 的单位值: e_{az}/V_{dc}	$\alpha_1, \alpha_1, \dots, \alpha_{2N}$	用于谐波消除的开关角度

术语

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

xyzabcxyzabc整理 学习交流。
续表

变 量	含 义	变 量	含 义
δ_{advance}	对PWM采样延迟的预先补偿	$\phi_{\text{mp}}, \phi_{\text{mn}}$	正序及负序相电压的相角
θ_c	载波波形的相角偏置	ψ	过调制角度
θ_o	基波分量的相角偏置	ω_c	载波角频率
$\theta_o(k)$	第 k 个采样时刻基波分量的相角偏置	ω_o	基波分量角频率
λ	漏磁链	ω_o/ω_c	基波与载波的频率比率(载波比)



目 录

第 1 章 电力电子变换器导论	1
1.1 变换器的基本拓扑结构	2
1.1.1 开关的约束条件	2
1.1.2 双向斩波器	3
1.1.3 单相全桥 (H 桥)	
逆变器	4
1.2 电压源型/电压刚性型逆变器	5
1.2.1 两相逆变器结构	5
1.2.2 三相逆变器结构	5
1.2.3 方波模式下的电压和电流	
波形	6
1.3 三相变换器开关函数表达法	9
1.4 输出电压控制	11
1.4.1 伏特/赫兹准则	11
1.4.2 单相逆变器的移相调制	11
1.4.3 二重桥逆变器的电压	
控制	13
1.5 电流源型/电流刚性型逆变器	14
1.6 空间矢量的概念	17
1.6.1 三相正弦波电源和负载的	
d-q-0 分量	18
1.6.2 工作在方波模式下电压源	
型逆变器的 d-q-0 分量	20
1.6.3 同步旋转参考坐标系	24
1.7 三电平逆变器	26
1.8 多电平逆变器拓扑结构	29
1.8.1 二极管钳位式多电平	
逆变器	29

1.8.2 电容钳位式多电平	
逆变器	34
1.8.3 级联式电压源型多电平	
逆变器	36
1.8.4 混合式电压源型逆变器	38
1.9 小结	39
参考文献	39

第 2 章 谐波畸变	40
2.1 谐波电压畸变因数	40
2.2 谐波电流畸变因数	43
2.3 三相逆变器谐波畸变因数	45
2.4 性能指标的选择	47
2.5 三电平逆变器的加权总谐波	
畸变	49
2.6 感应电动机负载	51
2.6.1 矩形鼠笼条	51
2.6.2 非矩形转子条	54
2.6.3 每相等效电路	55
2.7 感应电动机负载的谐波	
畸变加权因数	57
2.7.1 转子电阻 (随频率变化)	
的加权总谐波畸变	57
2.7.2 考虑转子漏感 (随频率	
变化) 影响的加权	
总谐波畸变	59
2.7.3 考虑定子铜耗的加权总谐	
波畸变	62

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

2.8 谐波损耗的计算实例	63
2.9 PWM 逆变电源的加权总谐波畸变标么化处理	65
2.10 小结	66
参考文献	66

第 3 章 逆变器单相桥臂的调制

3.1 脉宽调制的基本概念	67
3.2 脉宽调制方案的评价	68
3.3 两电平脉宽调制波形的二重傅里叶积分分析	69
3.4 自然采样脉宽调制	73
3.4.1 正弦波—锯齿波调制	73
3.4.2 正弦波—三角波调制	78
3.5 从占空比变化角度进行脉宽调制分析	82
3.5.1 正弦波—锯齿波调制	82
3.5.2 正弦波—三角波调制	84
3.6 规则采样脉宽调制	86
3.6.1 锯齿形载波规则采样脉宽调制	89
3.6.2 对称规则采样脉宽调制	92
3.6.3 不对称规则采样脉宽调制	95
3.7 “直接”调制	100
3.8 整数与非整数频率比	102
3.9 各种脉宽调制方法的回顾	102
3.10 小结	104
参考文献	104

第 4 章 单相电压源型逆变器的调制

4.1 单相逆变器拓扑结构	105
4.2 单相逆变器的三电平调制	106
4.3 谐波损耗的解析计算	113
4.4 边带调制	119
4.5 开关脉冲位置	122
4.5.1 连续调制	123
4.5.2 不连续调制	124
4.6 开关脉冲序列	132

4.6.1 不连续 PWM—单相桥臂开关动作

132

4.6.2 两电平单相 PWM 137

4.7 小结 140

参考文献 140

第 5 章 三相电压源型逆变器的调制

5.1 三相电压源型逆变器 (VSI) 拓扑结构	141
5.2 采用正弦参考信号的三相调制	142
5.3 三次谐波参考信号注入法	148
5.3.1 注入信号幅值的优化	148
5.3.2 三次谐波注入法的解析表达式	151
5.4 谐波损耗的解析计算	158
5.5 不连续调制策略	164
5.6 三倍频载波比和次谐波	165
5.6.1 三倍频载波比	165
5.6.2 次谐波	166
5.7 小结	168
参考文献	169

第 6 章 零空间矢量放置调制策略

6.1 空间矢量调制	170
6.1.1 空间矢量调制原理	170
6.1.2 空间矢量调制和规则采样脉宽调制的比较	174
6.2 空间矢量调制的各相桥臂参考信号	175
6.3 自然采样空间矢量调制	178
6.4 空间矢量调制的解析式	180
6.5 空间矢量调制的谐波损耗	190
6.6 零空间矢量的放置	192
6.7 不连续调制	195
6.7.1 120° 不连续调制	196
6.7.2 60° 和 30° 不连续调制	197
6.8 不连续 PWM 的各相桥臂	

参考信号	201
6.9 不连续 PWM 的解析式	208
6.10 谐波性能比较	212
6.11 不连续 PWM 的谐波损耗	214
6.12 单边沿空间矢量调制	218
6.13 开关脉冲序列	218
6.14 小结	220
参考文献	220
第 7 章 电流源型逆变器的调制	221
7.1 作为状态机的三相调制器	221
7.2 用于自然采样电流源型 逆变器的空间矢量调制器	225
7.3 实验验证	225
7.4 小结	228
参考文献	228
第 8 章 逆变器的过调制	229
8.1 过调制区域	229
8.2 逆变器单相桥臂的自然 采样过调制	230
8.3 逆变器单相桥臂的规则 采样过调制	234
8.4 单相/三相逆变器的自然 采样过调制	236
8.5 过调制时的 PWM 控制器增益	238
8.5.1 正弦调制参考信号时的 增益	238
8.5.2 空间矢量调制参考信号 时的增益	241
8.5.3 60° 不连续调制参考 信号时的增益	243
8.5.4 补偿调制	244
8.6 采用空间矢量法的过调制	246
8.7 小结	250
参考文献	251
第 9 章 程控调制策略	252
9.1 优化的空间矢量调制	252

9.2 谐波消除 PWM	261
9.3 优化的性能指标	274
9.4 优化的 PWM	275
9.5 最小损耗 PWM	281
9.6 小结	285
参考文献	285

第 10 章 多电平变换器的程控

调制	286
10.1 几种多电平变换器	286
10.2 方块开关策略实现电压控制	289
10.3 用于多电平逆变器的谐波 消除法	290
10.3.1 等电平情况下用于谐波 消除的开关角	290
10.3.2 电压应力和电流应力的 均衡	293
10.3.3 电平不等情况下用于 谐波消除的开关角	294
10.4 最小谐波畸变	295
10.5 小结	297
参考文献	297

第 11 章 基于载波的多电平

逆变器脉宽调制	298
11.1 级联式单相 H 桥的 脉宽调制	298
11.2 级联式 H 桥的过调制	305
11.3 二极管钳位式逆变器的几种 脉宽调制方法	308
11.4 三电平自然采样 PD 脉宽调制	309
11.4.1 三电平 PD 脉宽调制的等 高线图	309
11.4.2 二重傅里叶级数谐波 系数	311
11.4.3 谐波系数的计算	312
11.4.4 三电平 PD 脉宽调制的 频谱性能	315

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

11.5	三电平自然采样 APOD 或 POD 脉宽调制	316
11.6	三电平逆变器的过调制	318
11.7	二极管钳位式逆变器的五电平 PWM	321
11.7.1	五电平自然采样 PD PWM	321
11.7.2	五电平自然采样 APOD PWM	323
11.7.3	五电平 POD PWM	326
11.8	更多电平的逆变器的 PWM	327
11.9	级联式逆变器的等效 PD PWM	330
11.10	混合式多电平逆变器	333
11.11	混合式逆变器的等效 PD PWM	338
11.12	多电平逆变器的 3 次谐波注入法	342
11.13	可变调制比多电平逆变器的运行	344
11.14	小结	345
	参考文献	346

第 12 章 多电平变换器的空间

	矢量脉宽调制	347
12.1	优化的空间矢量序列	347
12.2	选择开关状态的调制器	349
12.3	分解法	349
12.4	六边形坐标系统	351
12.5	一个开关周期内的最优空间矢量位置	355
12.6	空间矢量脉宽调制和基于载波脉宽调制的比较	356
12.7	多电平逆变器的不连续调制	358
12.8	小结	362
	参考文献	362

第 13 章 调制控制器的实现

13.1	电力电子变换系统概述	363
13.2	PWM 变换器系统的要素	364

13.2.1	电压源型逆变器的功率变换级	368
13.2.2	门极驱动接口电路	370
13.2.3	控制器电源	371
13.2.4	I/O 调理电路	371
13.2.5	PWM 控制器	371
13.3	PWM 过程的硬件实现	374
13.3.1	模拟与数字实现	374
13.3.2	数字定时器的逻辑结构	375
13.4	PWM 的软件实现	378
13.4.1	后台软件	378
13.4.2	PWM 定时间隔的计算	379
13.5	小结	381
	参考文献	381

第 14 章 调制技术的发展

14.1	随机脉宽调制	382
14.2	电压不平衡情况下的 PWM 整流器	385
14.3	共模信号消除	390
14.4	四相桥臂逆变器调制	394
14.5	最小脉冲宽度的影响	396
14.6	脉宽调制死区补偿	399
14.7	小结	404
	参考文献	404

附录 1 双变量控制波形的傅里叶

	级数表达式	405
	参考文献	408

附录 2 雅可比—安格尔和贝塞尔函

	数关系式	409
A2.1	雅可比—安格尔展开	409
A2.2	贝塞尔函数的积分关系式	410
	参考文献	411

附录 3 三相及半周期对称

	关系式	412
	参考文献	413

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。
的线性调制表达式.....425

附录4 单相桥臂的过调制..... 414

A4.1 自然采样双边沿脉宽调制..... 414

A4.1.1 自然采样 PWM 下过调制的二重傅里叶积分的计算..... 414

A4.1.2 自然采样 PWM 过调制下的单相桥臂的谐波表达式..... 420

A4.1.3 由过调制表达式所得到的线性调制表达式..... 421

A4.1.4 由过调制表达式所得到的方波调制表达式..... 421

A4.2 对称规则采样双边沿 PWM 422

A4.2.1 对称规则采样 PWM 下过调制的二重傅里叶积分的计算..... 423

A4.2.2 对称规则采样 PWM 下单相桥臂过调制的谐波表达式..... 424

A4.2.3 由过调制表达式所得到的

A4.3 不对称规则采样双边沿 PWM..... 425

A4.3.1 不对称规则采样 PWM 下过调制的二重傅里叶积分的计算..... 426

A4.3.2 不对称规则采样 PWM 下过调制的单相桥臂的谐波表达式..... 428

A4.3.3 由过调制表达式所得到的线性调制表达式..... 429

附录5 开关波形的二重傅里叶级数表达式的数值积分..... 431

A5.1 二重傅里叶积分的表达..... 431

A5.2 内积分的解析解..... 433

A5.3 外积分的数值积分..... 434

总参考文献..... 436



第 1 章

电力电子变换器导论

电力电子变换器是采用半导体电子开关的一类电路, 它用于将电能从某一水平的电压、电流或频率转换为另一水平。该类电路不同于那些控制元件工作在(近似)线性放大区域的其他电路, 它的基本特点是其电子开关器件的工作状态不是全开就是全关。随着电力电子工业的发展, 研究人员开发出了各种系列的电力电子变换器。这些电力电子变换器通常按照其功率等级、开关器件和拓扑进行细分类。所谓调制, 就是电力电子变换器中开关器件从一种状态到另一种状态的开关过程。近 30 年来国际上的研究人员投入了大量精力从事优化调制策略的开发与实现。为了优化电路的工作过程, 各类变换器均有其最适合的优选调制策略。当为某一类变换器开发调制策略时, 必须予以考虑的典型因素通常包括开关频率、畸变、损耗、生成谐波和响应速度等参数。

如图 1-1 所示, 电力电子变换器依据电能转换的类型可以进行这样的分类。在这些类型的变换器中, 用于交流电能转换的变换器通常比那些仅用于直流电能变换的变换器涉及更加复杂的变换过程。本书的目的就是详细探究那些与大功率 DC/AC (逆变) 以及 AC/DC (整流) 变换器密切相关的变换器调制问题, 重点研究这些变换器的开环脉宽调制 (PWM) 过程。作为后续章节的基础, 本章还描述了基本的逆变器结构、分组开关电压控制和空间矢量的概念。

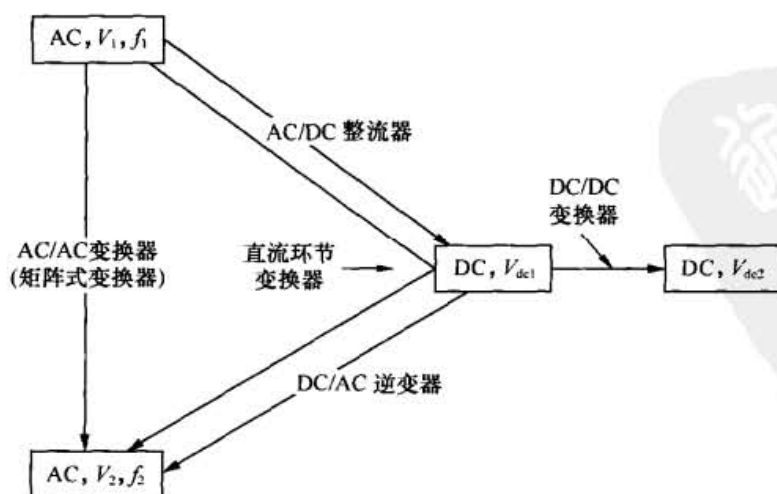


图 1-1 依据变换功能分类的电力电子变换器

1.1 变换器的基本拓扑结构

1.1.1 开关的约束条件

用于固态能量转换的半导体开关可以近似视为一电阻,当开关闭合时其电阻值接近于零,当开关断开时其电阻值近似无穷大。但是无论开关器件放在电路的哪个位置,变换电路仍始终遵守基尔霍夫电压和电流定律。通俗来说,正是这些定律引出了开关行为的两条基本原则:

(1) 开关器件不能放置在有电流源(比如电感)的支路上,否则当开关器件关断时,电感两端的电压(相应地就是开关器件两端的电压)将会趋于无穷大。由该原则可以推知,类似地,在那些经过一个节点与包含有开关器件的支路相连的电路支路中,至少应有一个元件为非感性元件。

(2) 开关器件不能与电压源(例如真正的电源或者电容)并联,否则当开关闭合时,开关器件中的电流将会是无穷大。由该原则可以推知,如果回路由不只一条支路所组成,并且组成该回路的支路中含有开关器件,那么这些支路里应至少有一个元件不是电压源。

若设置开关的用意是帮助能量从电源传递到负载,为了从两个输入电源或者泄荷元件(包括一个可能的零能量电源)进行挑选,开关必须按照一定方式连接。这一要求导致了两条支路通过第三条支路向一个输出端传送能量。在电路中存在第三条支路,也意味着这三支路有一个共同的连接节点。

这三条支路中的一条支路可以包含一个感性元件(通常是由感性负载或者电源所引发而来的等效电流源),但是连接到同一节点其他支路一定不能是感性的,否则就违背了上述第一条基本原则。其他两条支路包含的元件要么是电容要么是电阻。然而,由于输出或输入电压源与负载用电容连接违背第二条原则,因此其他两条支路只能选电阻元件。

因为变换电路要求尽可能的高效率,因此其他两条支路所用的电阻将不是电阻值一定的常规电阻,而是要么为零要么无穷大的电阻,即第二个开关器件。为了遵守基尔霍夫电流定律,当第一个开关器件关闭时,该第二个开关器件导通;反之亦然。对于大多数单向电流流动的例子而言,由于在其他支路上放置电感这一需求将保证电路所要求的工作条件,可以使用一个单向开关来阻止电流从一个方向上流动,而且只需要用一个二极管就可以方便地实现这种必要的互补开关动作。当然,另一种实现这种必要的互补开关动作的方法是利用第二个单向开关。这些电路的具体形式如图 1-2 所示,图中所示电路可以当作电力电子的基本开关单元来看待。在图 1-2(b)和图 1-2(c)中的含有箭头的开关表示单向电流流动的器件。

如把电流源(电感)连接到负载,将二极管连接到电源,这样连接的电路就是降压斩波电路。如果将输入和输出端对调,就是升压斩波电路。在降压斩波电路中,能量从电压源传送到电流源(即负载),在升压斩波电路中,能量从电流源传送到电压源(负载)。

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

整理, 学习交流。

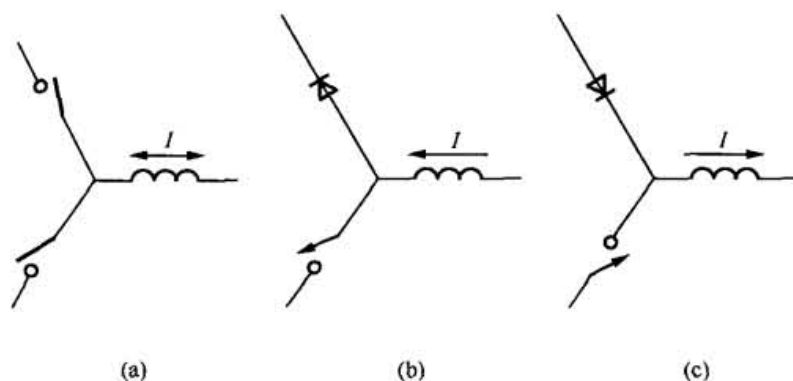


图 1-2 (a)采用双向开关以及 (b)、(c)采用单向开关的电力电子变换器的基本换流单元

因为电源电压等于开关器件上的电压加上二极管两端的电压, 而负载两端仅与二极管相连, 所以在降压斩波器中输出电压比输入电压小。因为负载电流通过二极管形成回路, 在降压斩波器中输出电流比输入电流大。另一方面, 对于升压斩波电路, 由于开关器件和二极管的电压之和等于输出电压, 所以在这种情况下电压是升高的。在此种配置下, 输出电流是由输入电流通过开关器件分流所得到的, 因而输出电流比输入电流低。

当输入和输出端均接电流源时, 就得到了升降压斩波电路的构造。在这种情况下, 必须把开关器件连接到输入端以控制电流源的能量流入/流出。因为在一个周期内, 电感电压的积分为零, 开关上的平均电压必须要等于输入电压。同时, 二极管两端的平均电压要等于输出平均电压。通过调节一个开关周期内开关通断的占空比大于或者小于 0.5, 升降压斩波电路的输入电压与输出电压之比可大于 1 或小于 1 (相应地, 输入电流与输出电流之比可小于 1 或大于 1)。这三种基本 DC/DC 变换器结构如图 1-3 所示。

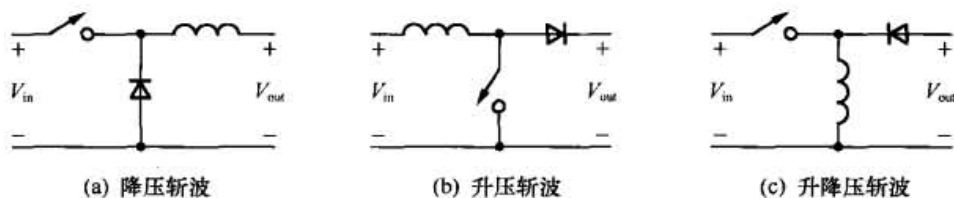


图 1-3 采用基本开关单元的三种基本 DC/DC 变换器

1.1.2 双向斩波器

当能量需要双向流动时, 可以使用图 1-4 所示的降压斩波电路和相反极性的升压斩波电路的组合来实现。这种将二极管与开关反并联所实现两种功能的组合方式在电力电子电路中应用得非常普遍。在图 1-4 所示的电路中, 降压斩波开关器件用于控制电能从左往右流动, 而升压斩波开关器件用于控制电能从右往左流动。这两个开关决不能同时闭合, 否则将造成电压源短路。

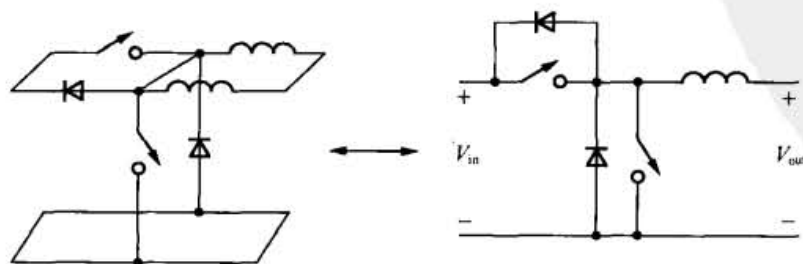


图 1-4 采用一个升压斩波电路和一个降压斩波电路的双向斩波器

1.1.3 单相全桥 (H 桥) 逆变器

现在讨论应用在 DC/AC 电能转换中的基本单元。在图 1-4 中, 可以很清楚地看到, 升降斩波器的电流源/汇中电流可以双向流动。现在如果电路中的该元件被当作是一个交流电流源负载且电路的连接端设在该侧, 得到的半桥 DC/AC 变换器如图 1-5 所示。值得注意的是, 在该例电路中, 输入电压通常从中心抽头得到两个相等的直流电压, 即 $V_{dc2} = V_{dc1} = V_{dc}$, 以产生对称的交流电压波形。于是直流输入母线侧的总电压为 $2V_{dc}$ 。单向开关和反向导通的二极管的并联组合就构成了第一种类型的实用的逆变器开关。该开关组合只允许单向电流流过但只对单极性电压具备阻断能力, 因此适合带直流电压源工作。

需要着重指出的是, 在许多逆变器电路中, 直流电压的中心抽头点并不存在。但是, 该点仍然被广泛用作实际的接地点, 或是在更加复杂的逆变器中, 被用作比较各直流环节电压高低的参考电位点。因此在本书中, 总的直流环节电压总被认作由若干的直流电平所构成, 而常规的逆变器只能在两个直流电平间来回切换, 其直流环节电压均被定为 $2V_{dc}$ 。

图 1-6 所示的为单相全桥逆变器 (也称之为 H 桥逆变器)。该逆变器由与图 1-5 所示的两个相同的半桥单相逆变器所构成。在大功率应用场合, 该电路结构通常比其他方案更受欢迎。注意到前面讨论的直流环节电压为 $2V_{dc}$ 。由于整个直流环节电压可全施加到负载上, 而不是像半桥逆变器那样只有一半直流电压可以加在负载上, H 桥逆变器的最大输出电压是半桥逆变器的两倍。这其实也意味着在输出功率级相同的情况下, 全桥电路的开关电流为半桥逆变器的一半。在输出功率的等级更高的情况下, 需要并联的开关器件也较少, 这也是 H 桥逆变器非常突出的优点。此外, 较高的工作电压还会带来一些好处, 从而使其比较受欢迎, 主要体现在: 由于工作电流减小, 电路所需的连接导线更细, 从而导线的成本降低了, 并且各负载上的损耗也随之降低。

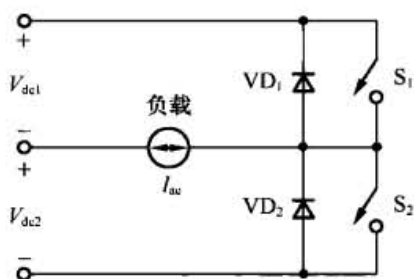


图 1-5 单相半桥逆变器

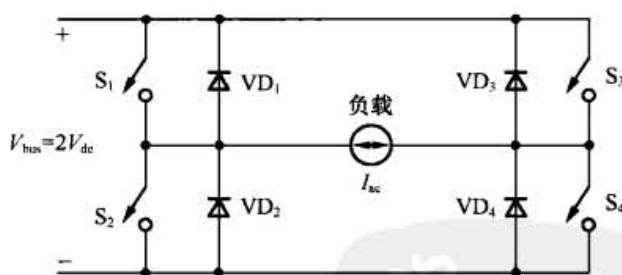


图 1-6 单相全桥 (H 桥) 逆变器

从总体上说, 图 1-5 和图 1-6 所示的变换器方式都可以实现能量的双向流动。那些能量只是或主要从直流侧向交流侧流动的电路称作逆变器, 而在相同的电路上, 如果能量传递方向相反的, 则这个电路称作整流器。如果由电池之类的电源提供直流, 则逆变器被称作电压源型逆变器 (VSI)。如果直流来自于电容之类的临时电源 (可能需要由一个单独的电源给它充电), 则逆变器被称作电压刚性型逆变器。电压刚性意味着直流环节电压不易发生突变, 但是在负载剧烈变动的情况下电压值会发生显著变化。整流器的命名也按相同的原则进行分类。

1.2 电压源型/电压刚性型逆变器

1.2.1 两相逆变器结构

可以通过增加半桥桥臂（如图 1-5 所示）和全桥桥臂（如图 1-6 所示）的方式很容易地使逆变器增加相数。两相半桥逆变器的简化示意图如图 1-7(a)所示。当两相电流能随意受到控制，最期望的方式是控制两个电流使二者之间互相差 90° （两相坐标下），从而产生幅值恒定的旋转场供给交流电机使用。然而，应留意到两相电流之和将流经连接到直流电源中点的电线。若两相电流可近似为幅值相等的正弦波，则

$$i_{\text{neutral}} = I \sin \omega_0 t + I \sin \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} \right) = \sqrt{2} I \sin \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{4} \right) \quad (1-1)$$

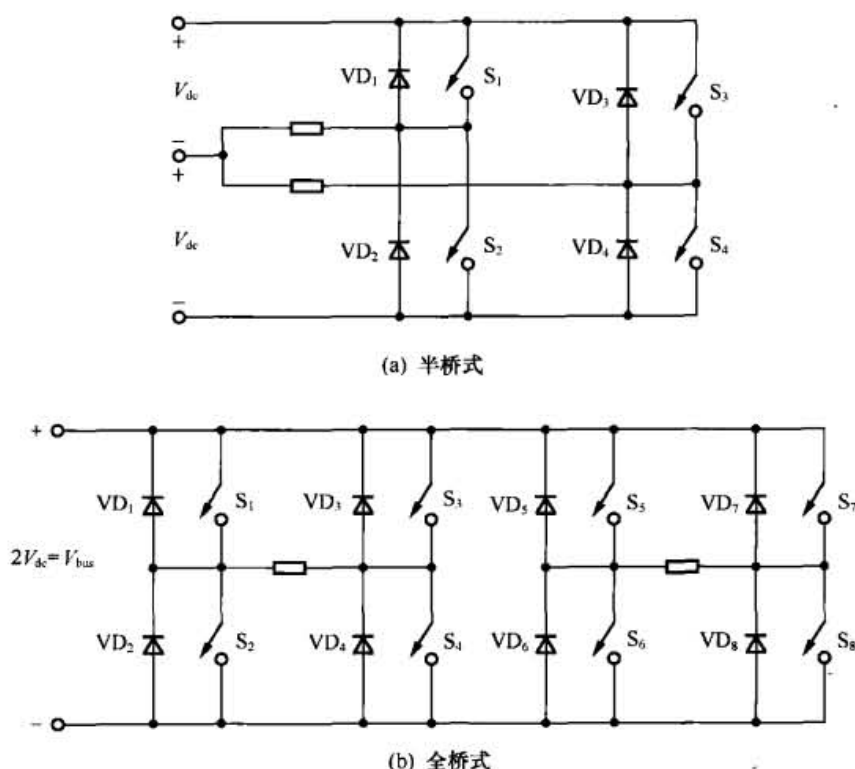


图 1-7 两相逆变器

因为流经直流环节中心连接点交流电流较大，所以两相逆变器结构应用不多。若使两相电流大小相等、方向相反，从而使得中心连接点的电流为零，可得到一种替代电路。然而，除了负载中性点可视为接地（即相对于直流电源的中点而言）之外，该运行方式与图 1-6 所示的单相桥式电路差别甚微，因而这种逆变器拓扑也不常用。

图 1-7(b)所示的两相全桥的逆变器不需要直流电压的中心连接点。但是它要用到 8 个开关，在大多数情况下，该电路形式在经济上并不合算。

1.2.2 三相逆变器结构

显然采用半桥桥臂可以扩展得到任意相逆变器。图 1-8 所示的是三相半桥逆变器电路。在此例中，交流电机的运行要求三相电流保持平衡，即三相电流幅值相等，相位互差 120° 。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

显而易见三相电流之和为零，所以就不再需要连接回直流电源中心点的连线了。基于三相电流该种特性所作的简化，使得三相桥式逆变器成为电能变换中实际上的标准逆变器。然而点 s （星形连接的静止负载的中性点）和点 z （直流电源的零点或者说参考点）之间的连线实际上无需物理连接，保留中心点 z 作为所有电压的参考点（接地点）是很有用处的。值得注意的是，文中使用 p 和 n 来分别表示正的和负的母线电压，中心点 z 为电压参考点。

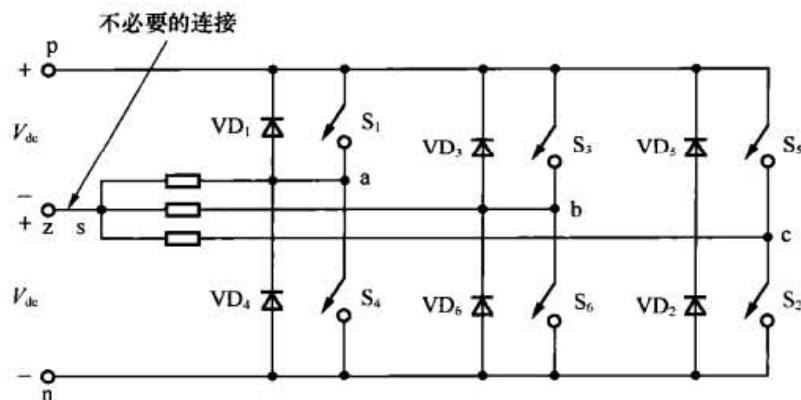


图 1-8 三相桥式电压源型逆变器

1.2.3 方波模式下的电压和电流波形

为了能够理解最简单的形式的三相电压逆变器的基本工作方式，我们将逆变器当作由 6 个机械开关所构成的器件。在同一时刻只要有二个开关按次序导通，就可以向负载传递能量，但这可能导致某一相的电流在一个开关周期内的某一时刻为零。于是我们允许在任意时刻最好每相桥臂有一开关器件是导通的。这样可以保证在任何功率因数条件下所有相都有电流流过。如果各相桥臂的两个开关以互不重叠的方式各导通半个周期，那么就会产生图 1-9 所示的输出端 a 、 b 、 c 的电压波形，这些电压以负直流母线 n 作为参考点。在图顶部的数字表示图 1-8 中有哪些开关导通。开关器件的导通次序依次为：123、234、345、456、561、612，然后回到 123。

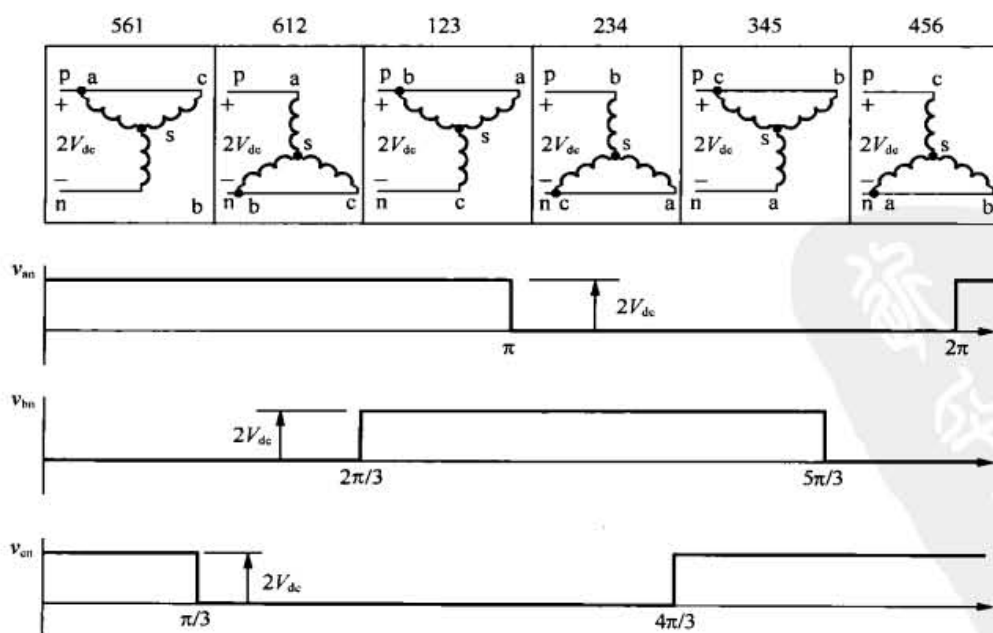


图 1-9 简单的三相电压刚性型逆变器的 6 种连接方式，以及相对于负直流母线的三相桥臂的三路输出电压波形

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

图 1-10 所示的线—线电压 v_{ab} 为准方波的波形。如下所示，线—线电压的基波分量的有效值（均方根值）为

$$V_{1,11,\text{rms}} = \frac{2\sqrt{6}V_{\text{dc}}}{\pi} \approx 1.56V_{\text{dc}} \quad (1-2)$$

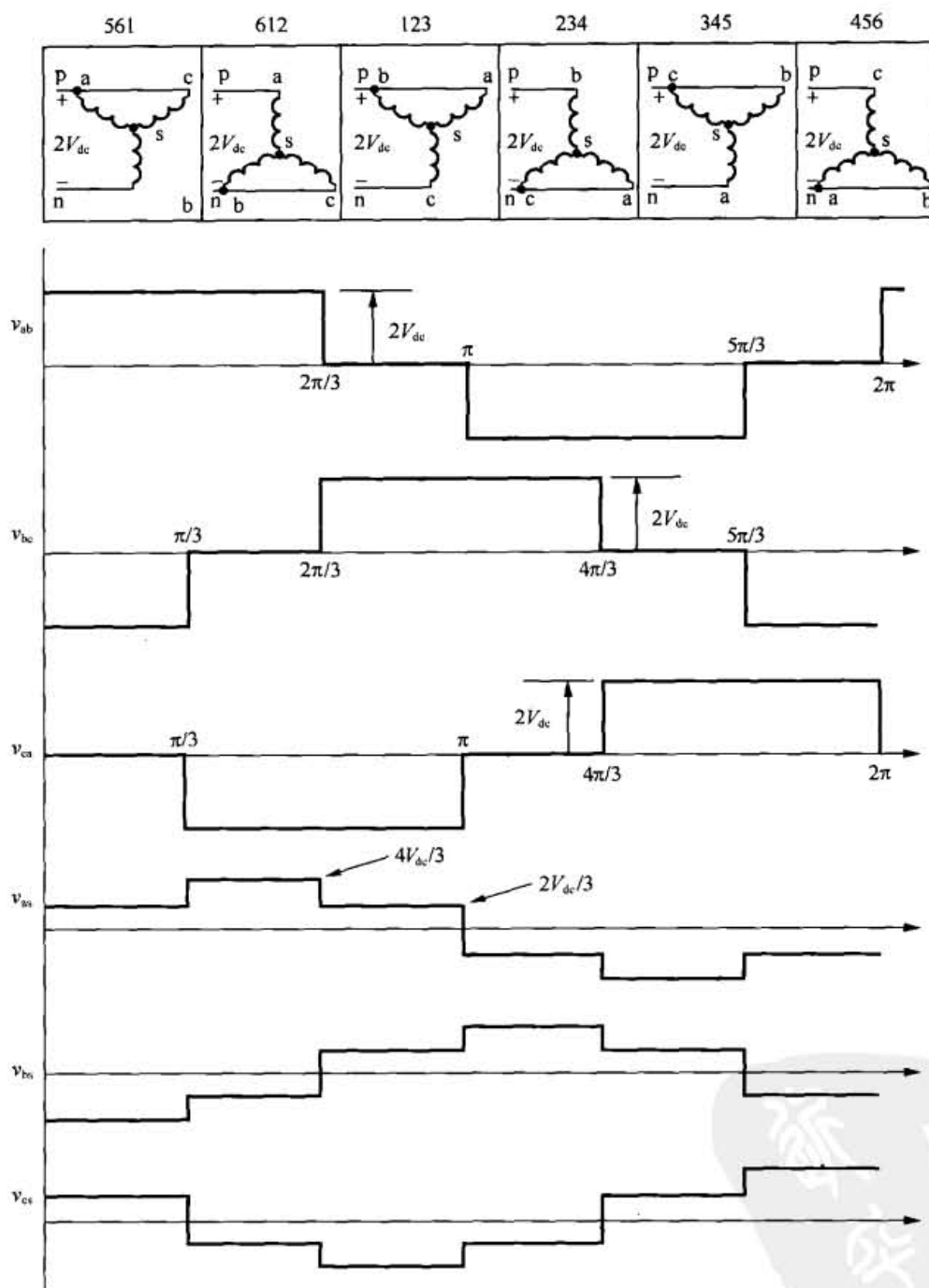


图 1-10 六阶梯波电压刚性型逆变器的 6 种开关连接方式下的线—线电压、线—中性点负载电压波形

于是一个标准的 460V/60Hz 感应电机就需要 590V 的直流侧电压，才能使之工作在额定的电压和速度下。因此，在美国 600V 的直流母线（即 $V_{\text{dc}} = 300\text{V}$ ）用于逆变器驱动是相当普遍的。

虽然电机从功能上讲是有源负载而不是无源负载，但是各相的有效阻抗仍是平衡的。也

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

就是说,在考虑了电压降的情况下,可以用三个相等的阻抗(或电动势)来表示图 1-10 所示的 6 种连接方式的有源和无源的三相负载。注意到各相桥臂不是连接到正的直流母线上就是连接到负的直流母线上,并且它不是与互相并联的其他两相相串联,就是与另外两相中的一相相并联,然后再与第三相相串联。因此各相负载的电压降总是等于直流母线电压的 $1/3$ 或者 $2/3$,各相电压降的极性取决于该相是连接到是正直流母线还是负直流母线。

图 1-10 所示的为带典型电机负载的相电压和线电压的波形图。由于线一中性点的电压 v_{as} 、 v_{bs} 和 v_{cs} 的波形中存在 6 个阶梯形状,这种逆变器于是称作六阶梯逆变器。实际上,六阶梯这一名称与逆变器结构无关,而是与电压/频率的控制方法有关。

对这些波形进行傅里叶分析可以看到,简单方波中包含了成等比级数的谐波。相对于负直流母线电压 n 的 a 相时变电压的傅里叶展开式,可以用显式时间函数的形式来表示如下

$$v_{an}(t) = V_{dc} \frac{4}{\pi} \left(\frac{\pi}{4} + \sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \frac{1}{7} \sin 7\omega_0 t + \dots \right) \quad (1-3)$$

如果将式 (1-3) 中的 $\omega_0 t$ 分别用 $(\omega_0 t - 2\pi/3)$ 和 $(\omega_0 t + 2\pi/3)$ 来代替就可以得到相对于负直流母线电压的 b 、 c 相电压。

线电压 v_{ab} 可以用 v_{an} 减去 v_{bn} 来得到

$$v_{ab}(t) = V_{dc} \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{5} \sin \left(5\omega_0 t - \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{7} \sin \left(7\omega_0 t + \frac{\pi}{6} \right) + \dots \right] \quad (1-4)$$

将相位分别移动 $-\frac{2}{3}\pi$ 和 $+\frac{2}{3}\pi$, 可以类似地得到 v_{bc} 和 v_{ab} 。需要指出的是,由于相与相之间 3 倍次的谐波相互抵消,在线电压中不存在 3 倍次的谐波。

线一中性点的电压中的任一谐波的有效值可表示为

$$V_{n,ln,rms} = V_{dc} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{n} \quad (1-5)$$

对于线一线电压:

$$V_{n,ll,rms} = V_{dc} \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \frac{1}{n} \quad \text{当 } n = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots \text{ 时} \quad (1-6)$$

因为在后续章节中该值将作为的脉宽调制的一种参考值,因此用其峰值与二分之一的直流环节电压的比值来表示线一中性点电压基波,在实际应用中非常有用,该表达式为

$$V_{1,ln,pk} = \frac{4}{\pi} V_{dc} = V_1 \quad (1-7)$$

该值是幅值为 V_{dc} 的方波的基波分量的峰值。需要指出的是,在本书中主要使用峰值而不是有效值,用大写字母表示表示直流量或者交流量的峰值。因此,为了简化起见,在式 (1-7) 中的 V_1 与 $V_{1,ln,pk}$ 含义相同。当需要表示某一为有效值的量时,总会在其下标中添加 rms 。比如说, $V_{1,ln,rms}$ 表示线一中性点电压基波的有效值。

假设是一个包含电阻、电感和电动势的负载,在星形和三角形两种连接下的电流和电压的波形如图 1-11(a)所示。注意到当逆变器电流方向与电压极性相反时,电流将由回馈二极管承担(工作在升压斩波状态下),其方式与单相逆变器一致。图 1-11 所示的为电流从主开关转移到辅助开关的导通模式,可用于求出逆变器直流侧的电流 I_{dc} 的大小。例如,从 S_3 关断的时刻到 VD_2 导通期间,输入电流等于 S_5 中的电流,即电流 i_c ,该状态持续 $1/6$ 周期时间的

http://www.3dportal.cn/discuz/

或者 60° 。在下一个 60° 区间, 电流将经过开关器件 S_6 将流向直流环节, 也就是说, 直流环节电流为 $-i_b$ 。对所有 60° 区间进行分析可得到图 1-11(b)所示的直流环节电流。如图 1-11(b)所示, I_{dc} 可正可负, 相应地代表着能量流出或者流入直流电源。如果负载电流为正弦波, I_{dc} 在基波功率因数大于 0.55 时总是正的。然而在任何情况下, 直流环节电流的平均分量由电源提供, 而与此同时 6 次谐波电流分量不断流入和流出直流侧的电容。不考虑调制方法如何, 怎样选取电容的容量从而吸收掉这些谐波, 是逆变器设计中的主要考虑因素之一。

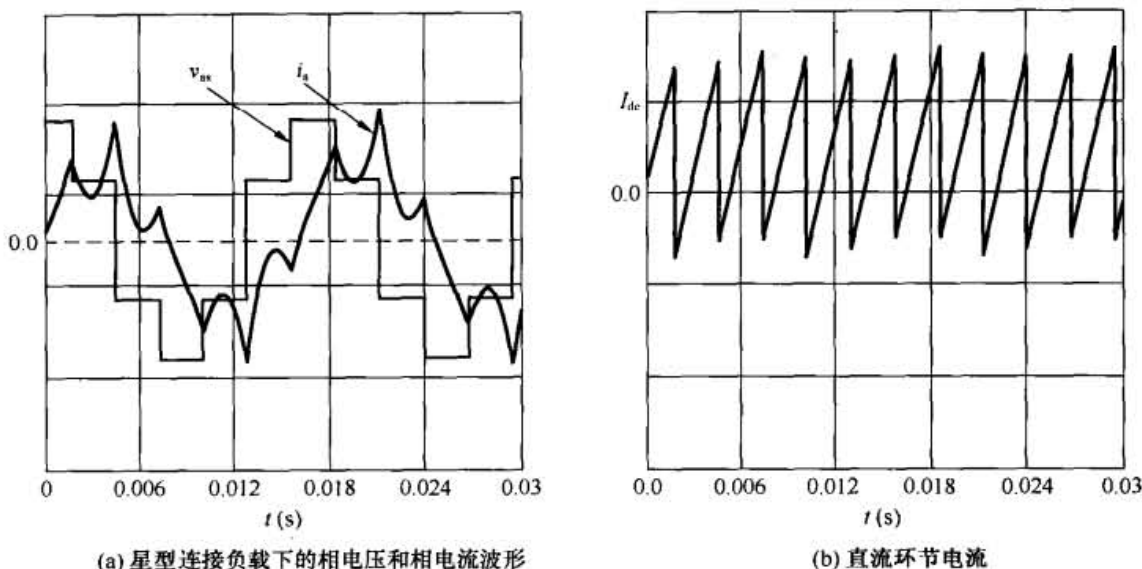


图 1-11 三相电压刚性型逆变器的电流

1.3 三相变换器开关函数表达法

通过定义逻辑类型的开关函数来表示开关的开关情况^[1, 2], 图 1-9 和图 1-10 所示的基本三相逆变器电路的运行可以简化表达成方程形式。例如, 当开关 S_1, S_2, \dots, S_6 闭合时, m_1, m_2, \dots, m_6 的值为 1; 反之, 当开关 S_1, S_2, \dots, S_6 断开时, m_1, m_2, \dots, m_6 的值为 0。三相桥臂对直流中心点的电压可以表示为

$$\begin{aligned} v_{az} &= V_{dc}(m_1 - m_4) \\ v_{bz} &= V_{dc}(m_3 - m_6) \\ v_{cz} &= V_{dc}(m_5 - m_2) \end{aligned} \quad (1-8)$$

考虑到电路所施加的约束条件, 显然任一相的上、下桥臂开关在任一时刻不能同时导通, 更进一步来说, 要使得各相桥臂流过的电流保持连续, 应满足

$$\begin{aligned} m_1 + m_4 &= 1 \\ m_3 + m_6 &= 1 \\ m_5 + m_2 &= 1 \end{aligned} \quad (1-9)$$

将式 (1-9) 代入式 (1-8) 得到

$$\begin{aligned} v_{az} &= V_{dc}(2m_1 - 1) \\ v_{bz} &= V_{dc}(2m_3 - 1) \\ v_{cz} &= V_{dc}(2m_5 - 1) \end{aligned} \quad (1-10)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

<http://www.3dportal.cn/ds/xyzabcxyzabc/>

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

由于式 (1-10) 中括号内值只能取 ± 1 , 可以定义新的变量 m_a 、 m_b 、 m_c , 其中 $m_a = 2m_1$ 等, 以得到更加简洁的表达式

$$\begin{aligned} v_{az} &= V_{dc} m_a \\ v_{bz} &= V_{dc} m_b \\ v_{cz} &= V_{dc} m_c \end{aligned} \quad (1-11)$$

直流环节电流可以表示为

$$I_{dc} = i_a \frac{m_a + 1}{2} + i_b \frac{m_b + 1}{2} + i_c \frac{m_c + 1}{2} \quad (1-12)$$

然而, 由于

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

式 (1-12) 可简化为

$$I_{dc} = \frac{1}{2} (i_a m_a + i_b m_b + i_c m_c) \quad (1-13)$$

线—线交流电压为

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{az} - v_{bz} = V_{dc} (m_a - m_b) \\ v_{bc} &= v_{bz} - v_{cz} = V_{dc} (m_b - m_c) \\ v_{ca} &= v_{cz} - v_{az} = V_{dc} (m_c - m_a) \end{aligned} \quad (1-14)$$

如果负载是星形连接的, 则负载线—中性点电压 (即相电压) 可表示为

$$\begin{aligned} v_{as} &= v_{az} - v_{sz} \\ v_{bs} &= v_{bz} - v_{sz} \\ v_{cs} &= v_{cz} - v_{sz} \end{aligned} \quad (1-15)$$

对于大多数实际例子而言, 星形连接负载的三个桥臂的相阻抗都相等。于是相电压一般可表示成

$$\begin{aligned} v_{as} &= Z(p) i_a \\ v_{bs} &= Z(p) i_b \\ v_{cs} &= Z(p) i_c \end{aligned} \quad (1-16)$$

这里运算符 $p = d/dt$, 阻抗 $Z(p)$ 是关于 p 的任意函数 (各相的阻抗都相等)。可以通过将式 (1-16) 全部相加而求解出相电压, 从而得到

$$\begin{aligned} v_{as} + v_{bs} + v_{cs} &= v_{az} + v_{bz} + v_{cz} - 3v_{sz} \\ &= Z(p)(i_a + i_b + i_c) = 0 \end{aligned} \quad (1-17)$$

于是

$$\begin{aligned} v_{sz} &= \frac{1}{3} (v_{az} + v_{bz} + v_{cz}) \\ &= \frac{1}{3} V_{dc} (m_a + m_b + m_c) \end{aligned} \quad (1-18)$$

相电压可以表示为

$$v_{as} = \frac{2}{3} v_{az} - \frac{1}{3} v_{bz} - \frac{1}{3} v_{cz} \quad (1-19)$$

http://www.3dportal.cn/discuz/ 于是从式(1-8)可得到

$$v_{as} = V_{dc} \left(\frac{2}{3} m_a - \frac{1}{3} m_b - \frac{1}{3} m_c \right) \quad (1-20)$$

类似地可得到

$$v_{bs} = V_{dc} \left(\frac{2}{3} m_b - \frac{1}{3} m_a - \frac{1}{3} m_c \right) \quad (1-21)$$

$$v_{cs} = V_{dc} \left(\frac{2}{3} m_c - \frac{1}{3} m_a - \frac{1}{3} m_b \right) \quad (1-22)$$

最后, 流过逆变器的功率为

$$P_{dc} = 2V_{dc}I_{dc} = V_{dc}(i_a m_a + i_b m_b + i_c m_c) \quad (1-23)$$

当用开关函数在不同参照系描述逆变器的运行状态时^[2], 式(1-20)至式(1-22)等方程式非常便于使用。

1.4 输出电压控制

电力电子变换器实质上是一种将直流输入变成频率可变的交流输出的器件。输出电压或者电流的频率可以简单地以等时间间隔在正直流母线和负直流母线之间切换, 并相应调整半周期的时间来进行调节。然而, 变频能力的实现几乎总是要求输出电压波形的基波分量的幅值随着频率的变化而作相应的调整, 即电压控制。本节将介绍电压控制的概念, 电压控制将是本书的中心主题。

1.4.1 伏特/赫兹准则

在涉及交流电机的应用当中, 负载以感性为本质特征。由于感性负载上的磁链随时间的变化率等于其外加的电压, 于是

$$\lambda = \int v dt \quad (1-24)$$

如果只关心基波分量, 若相电压 $v = V_1 \cos \omega_0 t$ 的形式, 则相应的磁链为

$$\lambda_1 = \frac{V_1}{\omega_0} \sin \omega_0 t \quad (1-25)$$

如果在感性负载中的磁通幅值保持恒定, 这意味着电压的基波分量必须随频率成比例变化。

1.4.2 单相逆变器的移相调制

固态电力变换器如何实现电压调整是调制问题的中心问题。后续章节将会就调制技术作更详细的描述。这里先以图 1-12 所示的单相逆变器作为一个简单示例介绍调制技术。该逆变器的各相桥臂的输出波形的占空比均为 50%, 但两相桥臂波形之间存在 $\pi - \alpha$ 大小的相位差。这种逆变工作(即 DC/AC 功率变换)方式被称作相移电压控制或者相移调制, 其典型波形如图 1-12(b)所示。显而易见, 随着滞后相角 α 的改变, 输出线电压的有效值也随之变化。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

该逆变器的开关方式输出电压可以表示成一系列谐波分量之和的形式（实际上就是傅里叶级数）。各次谐波的幅值都可以采用 $\beta = 90^\circ - \alpha/2$ 很方便地算出来，其中 α 如图 1-12 所示。使用常规的傅里叶分析可知，各次谐波的峰值为

$$v_{ab(n)} = \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} 2V_{dc} \cos n\theta d\theta \quad (1-26)$$

$$= V_{dc} \frac{4}{\pi} \int_{-\beta}^{\beta} \cos n\theta d\theta$$

$$= V_{dc} \frac{8}{\pi n} \sin n\beta \quad (1-27)$$

$$= V_{dc} \frac{8}{\pi n} \cos \frac{n\alpha}{2} \quad (\text{这里 } n \text{ 是奇数})$$

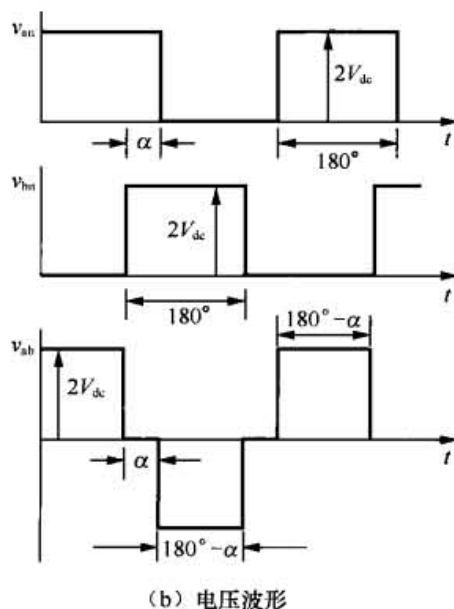
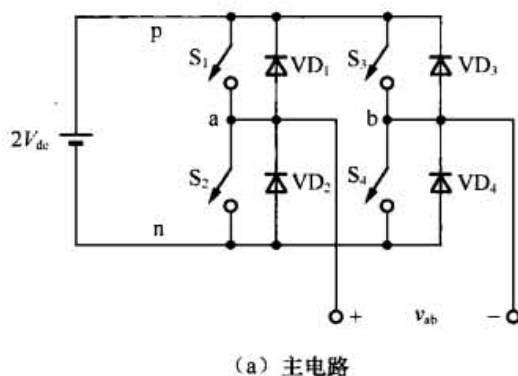


图 1-12 采用移相消除法控制的单相全桥逆变器

图 1-13 给出了基波和谐波分量的变化与重叠角 α 的函数关系。所有分量都以 $2V_{dc}$ 为基准进行了标么化处理。

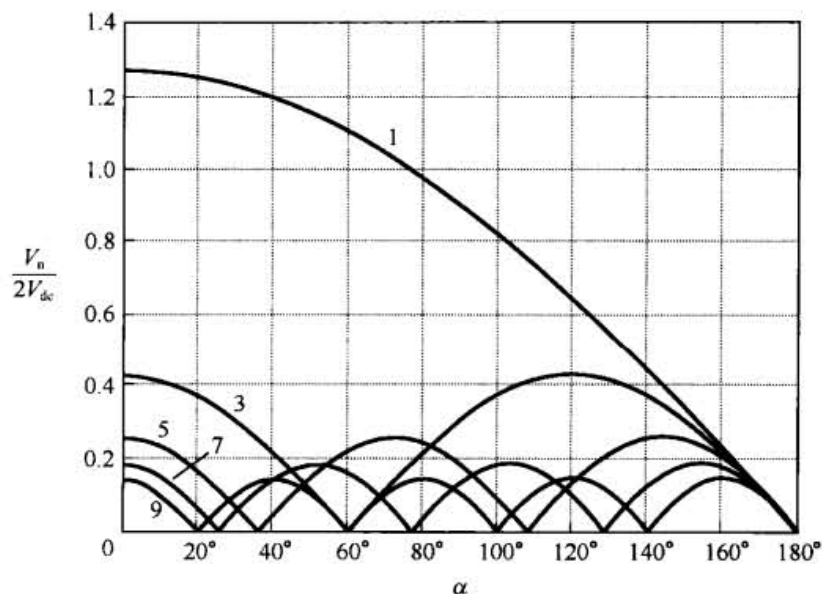
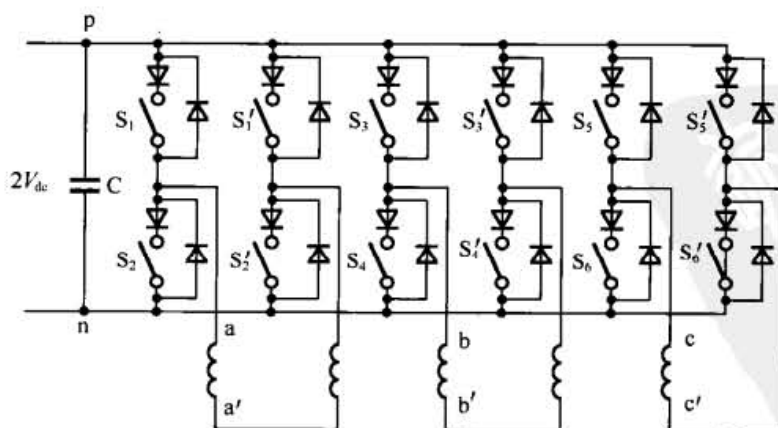


图 1-13 移相控制单相逆变器的首五项奇次（非零）谐波分量，
这些谐波分量是移相角 α 的函数并以 $2V_{dc}$ 为基准进行了标幺化处理

1.4.3 二重桥逆变器的电压控制

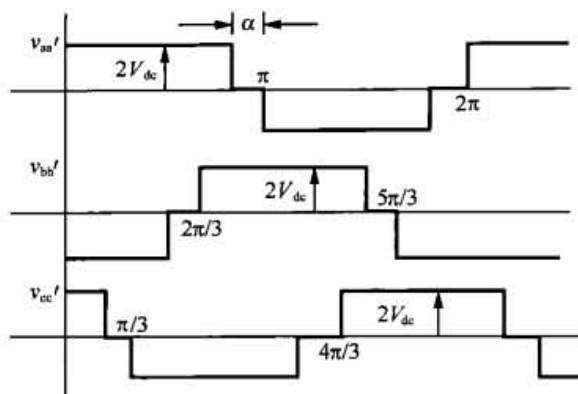
在不调节直流环节电压的情况下，使用常规的六阶梯波逆变器无法实现电压控制。若采用图 1-14 所示的二重桥逆变器却有一些办法实现电压控制。值得注意的是，这种电桥本质上是三个单相桥，因此也可以使用非常类似于图 1-12 所示的波形重叠的移相方式来实现电压控制。为了避免短路，三相负载要么被分为三个电气隔离的单相负载，要么必须用一个变压器来提供电气隔离。图 1-14 所示的为该逆变器的输出相电压。

当输出相电压通过一个耦合变压器转换为具有公共中性点的三相交流电压时，各相准方波之间相互相差 120° 的优点使得输出线电压消除了 3 倍次谐波。



(a) 基本电路

图 1-14 二重三相桥逆变器



(b) 电压波形

图 1-14 二重三相桥逆变器 (续)

1.5 电流源型/电流刚性型逆变器

迄今为止, 本文的焦点一直放在最常见的一类电力变换器, 即那些直流侧接电压源或者一个刚性电容的逆变器上。但是, 另一类逆变器从直流侧接电流源或刚性电感的对偶概念演化得到。这些变换器本质上可以从图 1-2 所示的基本换流单元出发开发得到, 只不过为了对电感电流实施完全的控制, 要将二极管用第二个开关器件来取代。图 1-15 简单描述了三相电流源型/电流刚性型逆变器的演化过程。图 1-15(a)所示为电流源换流单元。图 1-15(b)中电路选择电感作为电源, 于是开关器件支路成为负载。因为开关器件支路与负载相串联, 显然这些负载必须是非感性的, 这样才不会在开关器件上产生无限大的毛刺电压。如图 1-15(c)所示, 为了在负载中产生交流电流, 需要用两个这样的换流单元——一个用于在负载中产生正电流, 另一个用于产生负电流。如图 1-15(d)所示, 若两电流源流出的电流幅值相同, 就没有电流流过两个电流源中心连接点, 这样就得到了一种单相桥。最后, 用同样的方式加入第三相, 就得到了图 1-15(e)所示的三相电流源逆变器。该演化实现了适用于直流电流源、双向电压阻断、电流单向导通的开关器件的第二种实用的开关组合。如图 1-15(f)所示, 目前这种开关通常可以用晶体管和二极管相串联来实现。

这种变换器的基本开关策略也可以用开关函数总结得到。当开关 S_1, S_2, \dots, S_6 闭合时, m_1, m_2, \dots, m_6 的值为 1; 反之, 当开关 S_1, S_2, \dots, S_6 断开时, m_1, m_2, \dots, m_6 的值为 0。那么为了保证直流侧电感电流的连续性, 从电流连续的角度以及图 1-15 可明显得到

$$m_1 + m_3 + m_5 = 1 \quad (1-28)$$

和

$$m_2 + m_4 + m_6 = 1 \quad (1-29)$$

负载电流也可以表示为

$$\begin{aligned} i_a &= I_{dc}(m_1 - m_4) \\ i_b &= I_{dc}(m_3 - m_6) \\ i_c &= I_{dc}(m_5 - m_2) \end{aligned} \quad (1-30)$$

线电压可以用开关函数来表达

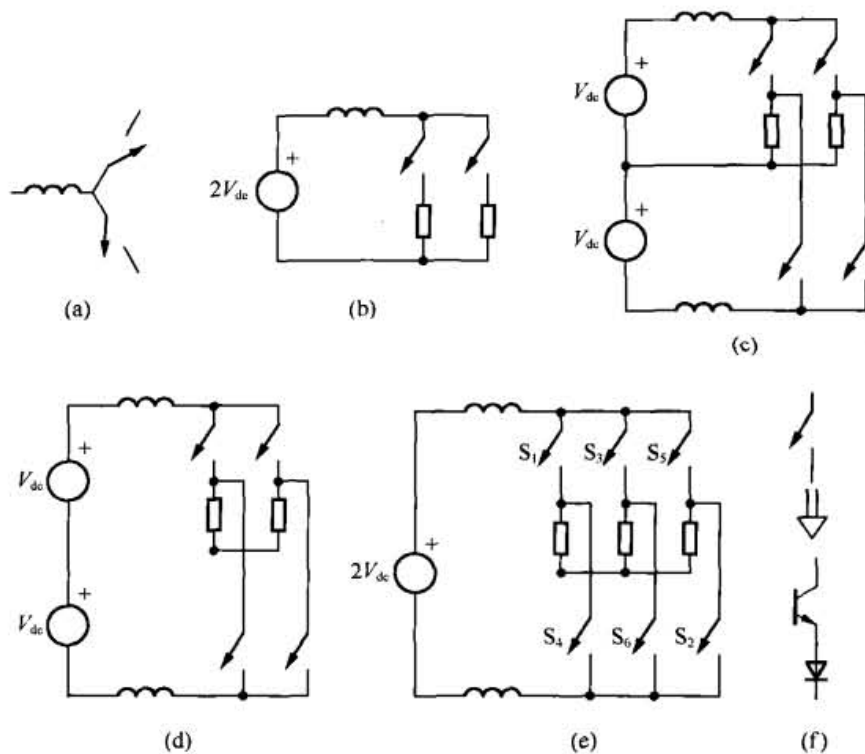


图 1-15 由基本换流单元演化出的三相电流源型/电流刚性型逆变器

$$\begin{aligned}
 v_{ab} &= 2V_{dc}(m_1m_6 - m_4m_3) \\
 v_{bc} &= 2V_{dc}(m_3m_2 - m_6m_5) \\
 v_{ab} &= 2V_{dc}(m_5m_4 - m_2m_1)
 \end{aligned}
 \quad (1-31)$$

其中, 因为电感上的电流几乎是恒定的, 可以假定任何大小合理的直流环节电感上的电压降可忽略不计。

相电压可以通过与电压型变换器同样的方式来求得

$$\begin{aligned}
 v_{an} &= v_{as} + v_{sn} \\
 v_{bn} &= v_{bs} + v_{sn} \\
 v_{cn} &= v_{cs} + v_{sn}
 \end{aligned}
 \quad (1-32)$$

其中 n 也表示直流环节负母线电压, s 表示负载的中性点。将式 (1-32) 相加得到

$$\begin{aligned}
 v_{an} + v_{bn} + v_{cn} &= v_{as} + v_{bs} + v_{cs} + 3v_{sn} \\
 &= 0 + 3v_{sn}
 \end{aligned}
 \quad (1-33)$$

$$\begin{aligned}
 v_{sn} &= \frac{1}{3}(v_{an} + v_{bn} + v_{cn}) \\
 &= \frac{2}{3}(m_1 + m_3 + m_5)V_{dc} \\
 &= \frac{2}{3}V_{dc}
 \end{aligned}
 \quad (1-34)$$

于是

$$v_{as} = \left(m_1 - \frac{1}{3}\right) 2V_{dc}$$

$$v_{bs} = \left(m_3 - \frac{1}{3}\right) 2V_{dc}$$

$$v_{cs} = \left(m_5 - \frac{1}{3}\right) 2V_{dc}$$

(1-35)

图 1-16 所示为假设负载是星形连接和三角形连接的负载电流。如果负载是感性的，很明显可看出图 1-16 中的理想电流波形会产生无穷大的电压尖峰。因此严格来讲，该变换器的谐波含量是无穷大的。事实上，对应 di/dt 的快速变化，电压斜率并不能够无穷大，而是由换流电路中电容来决定，是按照一定速度变化的。例如，图 1-17 所示的自动顺序换流逆变器(ASCI)电路被广泛地用于实现电流源型/电流刚性型逆变器。另外可以选择在交流输出端放置容性滤波器，用来吸收电流的快速变化。

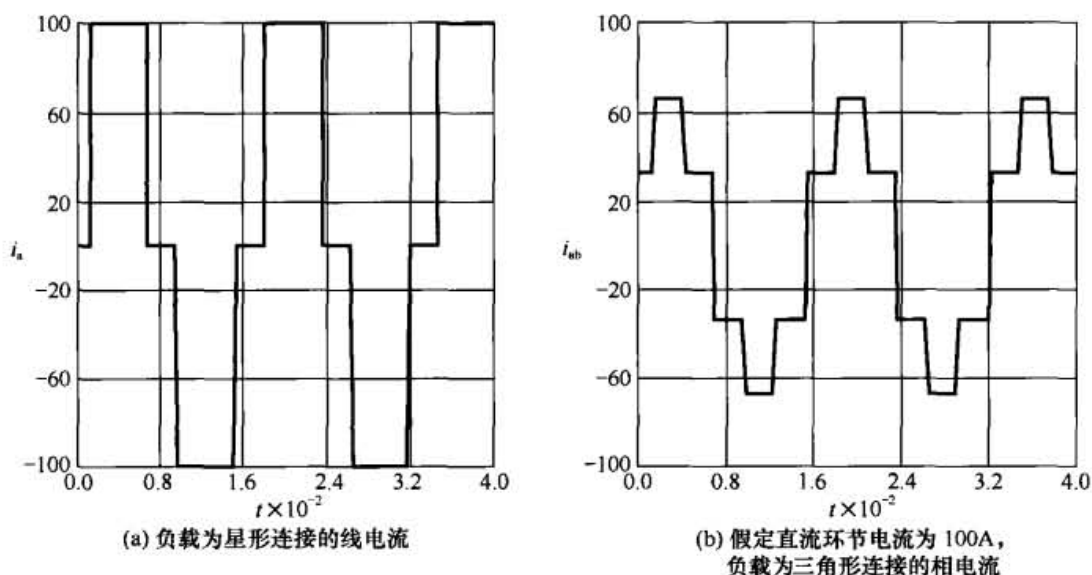


图 1-16 电流源型逆变器波形

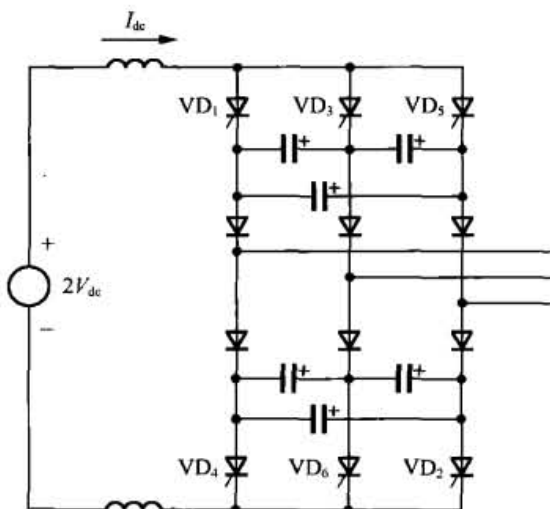


图 1-17 自动按序换流的电流源型/电流刚性型逆变器

1.6 空间矢量的概念

感应电机和同步电机等逆变器负载的高度耦合特性导致在仿真以及计算可视化中采用人工定义的变量而不使用实际（相）变量。所使用的变量和变量之间转换关系的本质可以参照图 1-18 来理解。该图给出了坐标轴为 a、b 和 c 的三维正交坐标^[3]。鉴于三相感应电机负载的定子电流一般由三个独立变量构成。这些电流（相变量）可以被形象化为三维正交空间中某单个三维矢量（空间矢量）的分量。该三维空间如图 1-18 所示。该矢量在图 1-18 所示的三个坐标轴上的投影对应三相定子电流瞬时值。

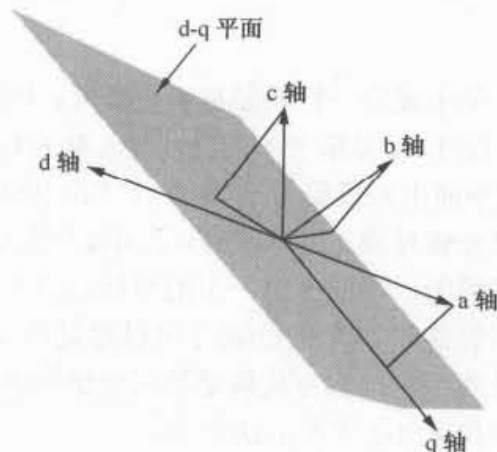


图 1-18 显示有 d-q 平面以及相变量在此平面上投影的用于描述相变量的笛卡儿（垂直正交）坐标系

我们已经注意到在大多数实际例子中，由于大多数三相负载没有一个中性点回路，所以这三相电流之和为零。在此情况下，定子电流矢量被限制在满足以下条件的平面上

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1-36)$$

如果回忆解析几何学中一般平面的定义为 $ax+by+cz=d$ ，很显然式（1-36）定义了一个特殊的平面。如图 1-18 所示，该平面被称为 d-q 平面。电压和电流矢量在该平面中的分量称之为 d-q 分量。当三相电流之和不等于零时，在垂直于该平面的轴上分量称作零分量。

对大多数三相平衡负载（包括甚至凸极同步电机）而言，其相电压和相磁链之和亦为零，上述同样方法适用于描述这些变量。按照惯例，在 d-q 轴不旋转的情况下，q 参考轴对应 a 相轴在 d-q 平面上的投影。该平面上与 q 轴正交的轴定义为 d 参考轴，由叉乘 $d \times q$ 可得到垂直于 d-q 平面的第三个坐标轴。于是产生了矢量的第三个分量，该分量满足零序量的一般定义。在 d-q-0 静止坐标系中相电流，相电压或者相磁链矢量的各分量与对应的物理变量的关系如下

$$\begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \\ f_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1-37)$$

其中 f 是用来表示电流 i 、电压 v 、磁链 λ 或者电荷 q 等的一个通用变量，d-q 变量的上标 s ，表示 d-q 坐标轴在 d-q 平面内是静止和固定的。

在大多数情况下，三相变量之和为零（即在相应的电流、电压和磁链矢量位于 d-q 平面内且不含有零序分量），该变换可简化为

http://www.3dportal.cn/ds-xyz/

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

$$\begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1-38)$$

其中最后一行明显是不必要的, 因而经常被舍弃掉。

图 1-19 显示了不同的相坐标轴投影到 d-q 平面上时的位置。可以注意到, a 相坐标轴在 d-q 平面上的投影与 q 轴重合 (在电机里 a 相坐标轴对应 a 相的磁轴), 在 d-q 平面里面, 按照惯例, 平面上另一个的坐标轴位于 q 轴顺时针旋转 90° 的位置。可以通过使 d-q-0 满足右手定理的方式确定第三个坐标轴的方向 (位于 d-q 平面的法向上)。

有时候也可使用 α 、 β 符号 (Clarke 分量) 来表示这些相同的变量。但是, 由于第三个分量, 即 Fortesque, 零序分量, 通常与另外的两个 Clarke 分量的比例不同, 从而会产生一些混淆。在上述变换中, 当沿着零序坐标轴看过去, d 轴处于 q 轴顺时针转 90° 的位置。然而这两个坐标轴有时候会互相交换, 因此读者在查阅文献时应当多加注意。

当在 d-q 平面上预定位置确立了 d-q 坐标轴, 这就是定义静止的参考系^[2]。

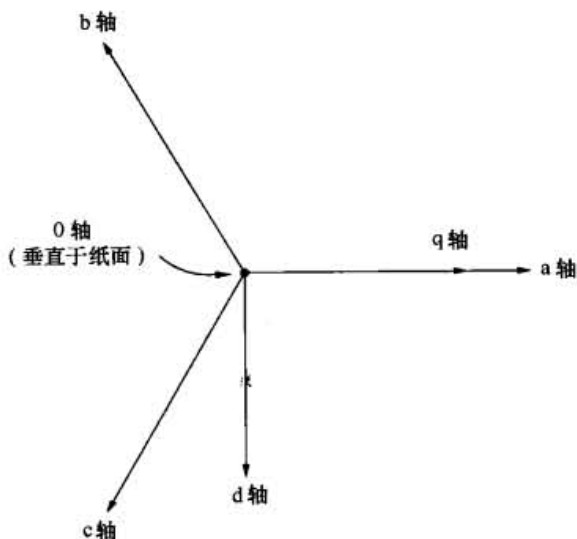


图 1-19 从垂直于 d-q 平面的角度看到的物理上的 a-b-c 坐标轴以及概念上的静止 d-q-0 坐标轴

1.6.1 三相正弦波电源和负载的 d-q-0 分量

当平衡的三相正弦交流电压施加到一个三相负载上, 这些电压通常以电源中性点 z 为参考电位。

$$\begin{aligned} v_{az} &= V_1 \sin \omega_o t \\ v_{bz} &= V_1 \sin \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{cz} &= V_1 \sin \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (1-39)$$

从式 (1-15) 和式 (1-16) 可以回想到, 对于三线星形连接平衡阻抗的负载来说, 负载上电压使用电源电压来表示^[2]。

$$\begin{aligned} v_{az} &= V_{as} + v_{sz} = Z(p)i_a + v_{sz} \\ v_{bz} &= V_{bs} + v_{sz} = Z(p)i_b + v_{sz} \\ v_{cz} &= V_{cs} + v_{sz} = Z(p)i_c + v_{sz} \end{aligned} \quad (1-40)$$

其中 s 也是负载的中性点, p 代表时间微分的算子, $p = d/(dt)$, $Z(p)$ 表示由电阻、电感和电容组成的任意电路的阻抗算子。如果电路在 $t=0$ 时刻静止, 将式 (1-40) 所有行相

http://www.3dportal.cn/discuz/

$$v_{az} + v_{bz} + v_{cz} = Z(p)(i_a + i_b + i_c) + 3v_{sz} \quad (1-41)$$

因为三相电流之和为零且 $Z(p)$ 对于所有三相来说是相同的, 在平衡负载以及任意电源电压条件下, 负载中性点和逆变器零电压点之间的电压为

$$v_{sz} = \frac{1}{3}(v_{az} + v_{bz} + v_{cz}) \quad (1-42)$$

在电源电压平衡的特殊情况下, 如式 (1-39) 所示, 式 (1-42) 等号右边项为零, 且此时各相相电压对应为各相电源电压。由此结果可以得到, 在 $d-q-0$ 坐标系中有:

$$\begin{aligned} v_{qs}^s &= \sqrt{\frac{3}{2}} V_1 \sin \omega_o t \\ v_{ds}^s &= -\sqrt{\frac{3}{2}} V_1 \cos \omega_o t \\ v_{0s}^s &= 0 \end{aligned} \quad (1-43)$$

这里使用的下标 s 表示负载的中性点, 也称作静止电路的星点、中心点或者中性点。从 $d-q$ 坐标系的正交性以及正弦和余弦的关系明显可看出, 相电压矢量的轨迹在 $d-q$ 坐标平面上是一个半径为 $\sqrt{\frac{3}{2}} V_1$ 圆, 其中 V_1 是相电压的幅值。该矢量以与电源电压的角频率相等的角速度旋转 (60Hz 对应的角速度为 377rad/s)。将电压施加到线性的三相平衡负载上得到电流和磁链矢量, 在稳态情况下其轨迹也是在 $d-q$ 坐标平面上一个圆。

旋转矢量的长度和正弦变量幅值的不同促使研究者引入方法来“修正”这一假想的缺陷。长度的不同主要是由于 $a-b-c$ 坐标轴并不位于 $d-q$ 轴坐标所在的平面上, 却同时还存在一个如式 (1-37) 的第三行所示的在第三个方向 (0 轴) 上的分量。然而, 将变量由 $a-b-c$ 坐标系变换到 $d-q$ 坐标系, 若将变换式 (1-37) 乘以比例系数 $\sqrt{2/3}$, 则旋转矢量长度与正弦变量幅值相等。该变换变为

$$\begin{bmatrix} f_{qs}^s \\ f_{ds}^s \\ f_{0s}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (1-44)$$

其逆变换为

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qs}^s \\ f_{ds}^s \\ f_{0s}^s \end{bmatrix} \quad (1-45)$$

因为三个分量全做了相同的比例变化, 其零分量所用的比例其实不同于常规的比例。为了应用起来更加方便, 该分量可采用得到广泛应用的 Fortesque 比例

$$f_{0s} = \frac{1}{3}(f_{as} + f_{bs} + f_{cs})$$

(1-46)

当该矢量在零序轴上的投影为零, 式(1-44)可简化为

$$\begin{bmatrix} f_{qs}^s \\ f_{ds}^s \\ f_{0s}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (1-47)$$

其逆变换为

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qs}^s \\ f_{ds}^s \\ f_{0s}^s \end{bmatrix} \quad (1-48)$$

请注意, 式(1-47)并不存在一个严格意义上的逆变换, 但可以首先将式(1-44)作逆变换然后将其中的零序分量置零来得到一个合适的等效逆变换。本书的后面部分将采用这种静止 d-q-0 分量的修改定义。

1.6.2 工作在方波模式下电压源型逆变器的 d-q-0 分量

如图 1-20 所示, 一个三相逆变器通常只能有 8 种可能的开关组合。如前面的图 1-10 所示, 在这些状态中, SV_0 和 SV_7 在输出端短路, 剩下的 6 种可产生有效 (active) 电压。如图 1-21 所示, 重复应用式 (1-47), 8 种开关组合可以用 d-q 平面上的静止矢量来表示。通过研究分析各非零开关连接, 较容易获得在 d-q 平面上的 6 个矢量的值。例如, 对矢量 SV_3 而言, 开关 S_3 闭合, 将 b 相连接到直流母线正极, 同时 S_4 和 S_2 关断, 将 a 相和 c 相连接到直流母线负极。假定负载为星形连接, b 相电压大小为直流侧正负极之间电压的 $2/3$, 并联连接的 a 相和 c 相的电压大小为该电压的 $1/3$ 。考虑电压极性, 由式(1-44)可得 d-q 坐标系下 SV_3 矢量对应的电压

$$\begin{aligned} v_{qs} &= -\frac{2}{3}V_{dc} \\ v_{ds} &= \frac{1}{\sqrt{3}}\left(-\frac{2}{3}V_{dc} - \frac{4}{3}V_{dc}\right) = -\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \end{aligned} \quad (1-49)$$

该矢量的幅值为

$$|SV_3| = \sqrt{v_{qs}^2 + v_{ds}^2} = \sqrt{\left(\frac{2}{3}V_{dc}\right)^2 + \left(\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc}\right)^2} = \frac{4}{3}V_{dc} \quad (1-50)$$

所有非零矢量的幅值均为 $(4/3)V_{dc}$ 。为方便起见, 由于矢量 SV_1 、 SV_3 和 SV_5 分别对应 as、bs 和 cs 相上的正向最大电压, 三相电压轴的投影可定位在 d-q-0 平面上。

请注意, 在图 1-21 中, 下桥臂开关(S_4, S_6, S_2)可用上桥臂开关的“非”状态($\bar{S}_1, \bar{S}_3, \bar{S}_5$)来表示, 这其实也意味着, 电压源逆变器的每相桥臂的上下桥两臂开关之一必须导通, 以保持流过各相桥臂的电流连续。

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

整理, 学习交流。

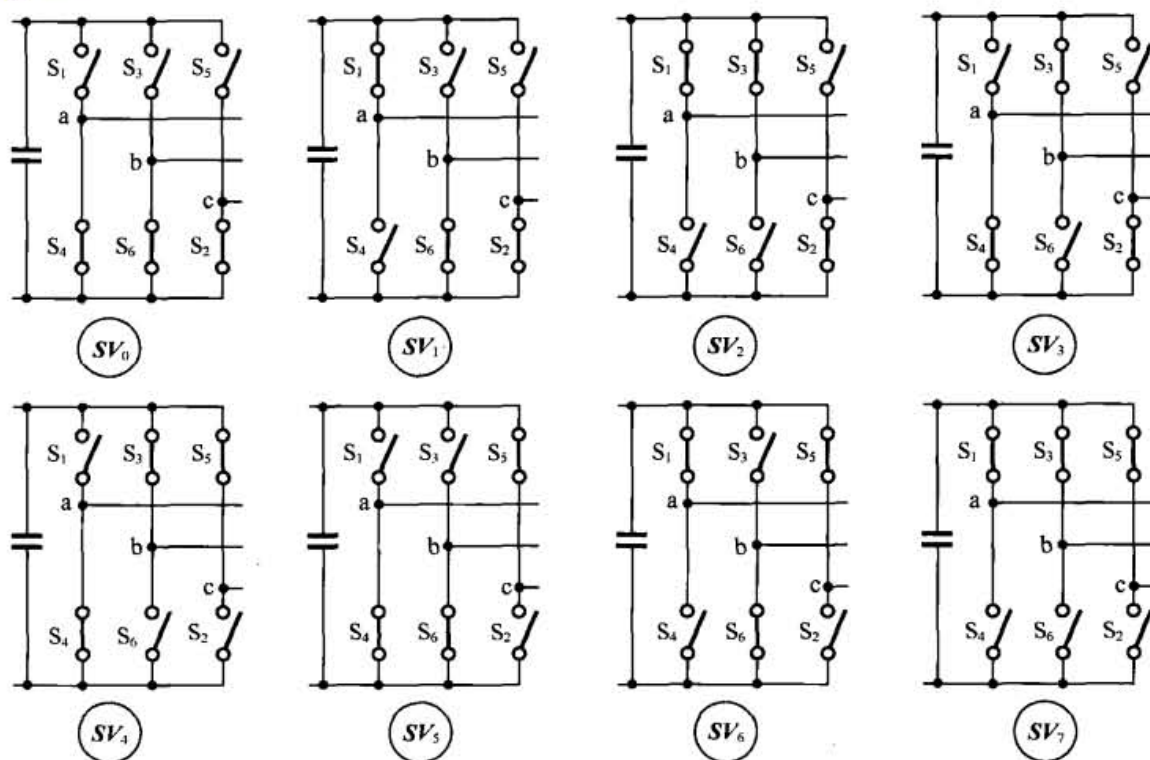


图 1-20 VSI 的 8 种相桥臂开关组合

通常情况下, 逆变器将会尽量沿着由式 (1-39) 和式 (1-43) 中那组平衡电压所对应的圆输出电压矢量。然而, 由于只有非零的逆变器矢量状态才可能出现在圆形轨迹上, 图 1-20 所示的矢量 $SV_1, SV_2, SV_3, \dots, SV_6$ 表示施加在负载上的电压, 这些矢量不停地沿逆时针方式每间隔 60° 电角度跳变出现。该六边形近似为圆。然而用六边形逼近圆是非常粗略的, 要在 d - q 平面上精确地跟踪目标圆可以采用更先进的脉冲宽度调制 (PWM) 技术来实现。本书随后会详细讨论脉宽调制技术。如果负载假定为简单感性负载, 图 1-22 显示了不采用 PWM 技术、带阻感负载且零初始状态条件下电压矢量和电流矢量的动态轨迹。电压矢量对应六边形的 6 个端点, 而电流矢量的轨迹为一个六边形, 电流轨迹与电压轨迹相差 90° 电角度。

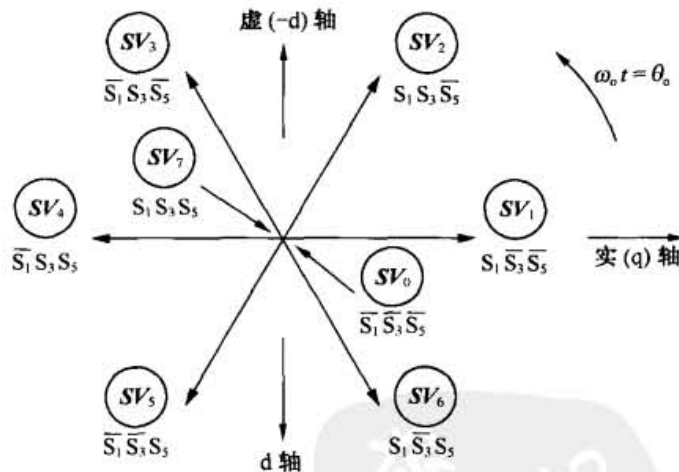


图 1-21 VSI 在 d - q 平面上的 8 种静止矢量

因为任何矢量都有空间含义 (长度和方向), 于是我们常常为了方便而不用矩阵表达式, 而是指派一个方向的单位矢量来表示在 d - q -0 三维坐标空间中的矢量的分量。尽管在此情况下我们最关注的问题其实是, 矢量在 d - q 平面内的旋转与在三维的 d - q -0 空间中的线性变换之间的关系。在这些例子中, 最容易用复数极坐标形式来表达矢量的旋转, 所以表示旋转矢量最方便的方法是通过定义

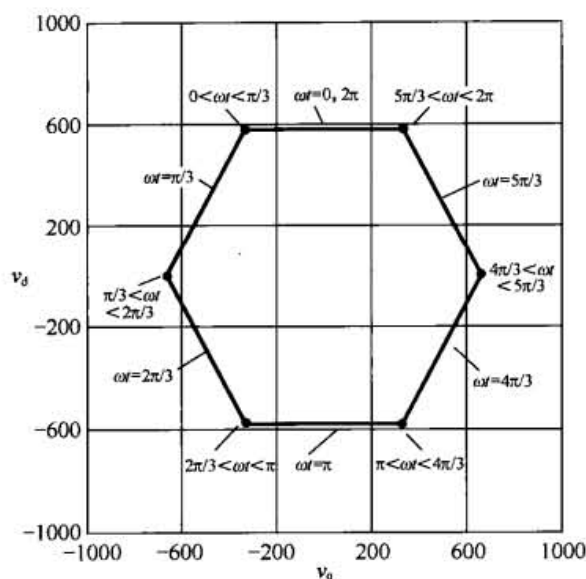
电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$\operatorname{Re}(f_s) = f_{qs}^s$$

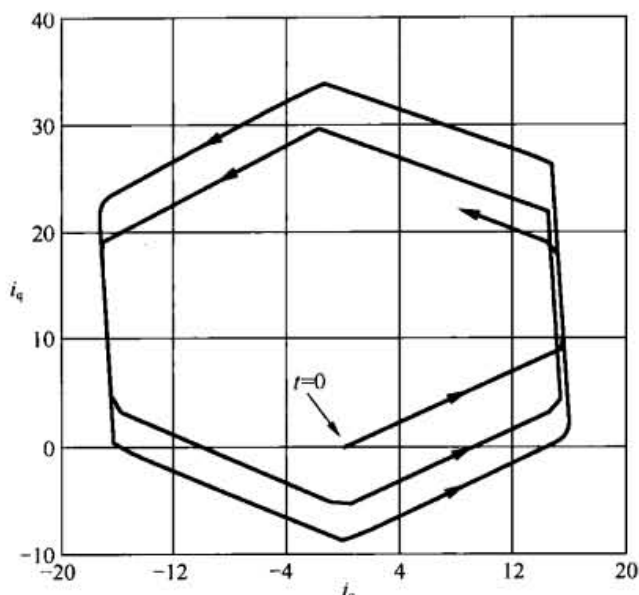
$$\operatorname{Im}(f_s) = -f_{ds}^s$$

(1-51)

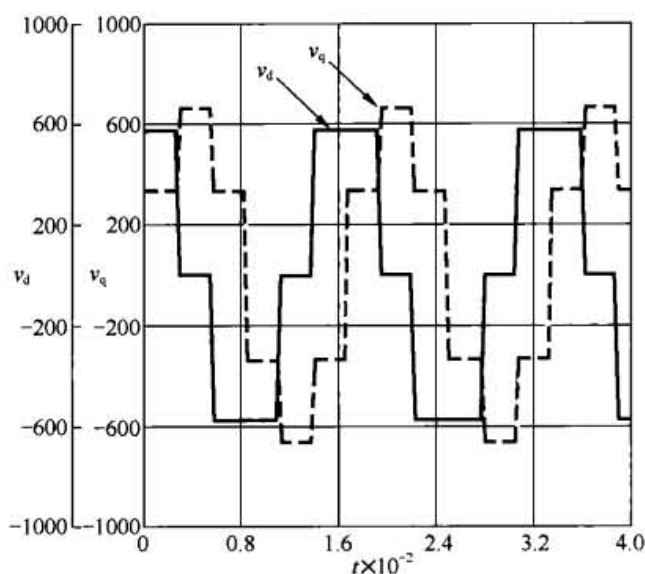
xyzabcxyzabc整理, 学习交流。



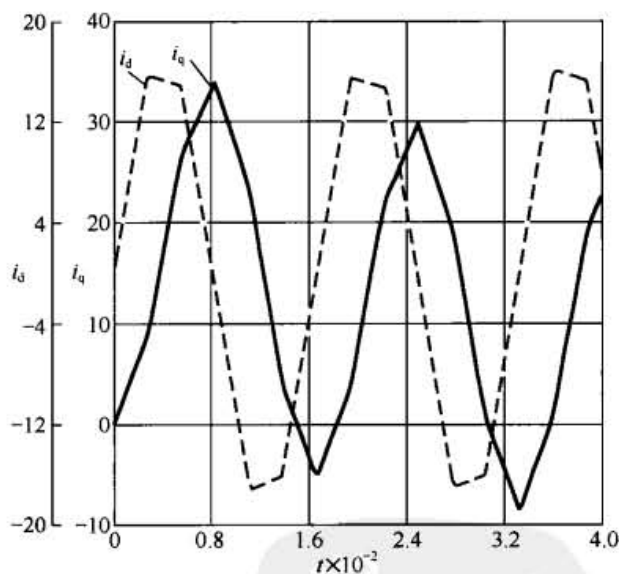
(a) 电压空间矢量的轨迹



(b) 电流空间矢量的轨迹



(c) 时域电压波形



(d) 时域电流波形

图 1-22 三相平衡阻感负载下方波电压源型逆变器的输出 (参数: $V_{dc}=500V$ 、 $r=2.0\Omega$ 、 $L=0.1mH$)

就简单地将 d-q 平面转换成为一个复数平面。

通过定义以下算子, 可以方便地描述出代表逆变器电压的矢量的“跳变”

$$a = e^{j(2\pi/3)} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (1-52)$$

其中 $j = \sqrt{-1}$ 。使用矢量 a 来表示三相电压的轴分别为矢量 1 、 a 和 a^2 。

因为相电压已经赋予了空间的属性, 这就可能将相变量作为可见的空间矢量在复数平面

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

整理, 学习交流。

表示出来。通常该矢量由下式给出:

$$\mathbf{f}_s = f_{qs}^s - j f_{ds}^s \quad (1-53)$$

而且, 由式 (1-47) 可得

$$\mathbf{f}_s = f_{as} - j \left(\frac{f_{cs} - f_{bs}}{\sqrt{3}} \right) \quad (1-54)$$

量 $-j$ 可以用算子 a 的形式表示为

$$-j = \frac{1}{\sqrt{3}}(a^2 - a) \quad (1-55)$$

于是式 (1-54) 变成:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_s &= f_{as} + \frac{1}{3}(a^2 - a)(f_{cs} - f_{bs}) \\ &= f_{as} + \frac{1}{3}(a^2 f_{cs} - a f_{bs}) - \frac{1}{3}(a^2 f_{bs} + a f_{cs}) \end{aligned} \quad (1-56)$$

由于三个分量 f_{as} 、 f_{bs} 、 f_{cs} 之和为零, 上式可写作

$$\mathbf{f}_s = f_{as} + \frac{1}{3}(a^2 f_{cs} - a f_{bs}) - \frac{1}{3}[a^2(-f_{as} - f_{cs}) + a(-f_{as} - f_{bs})]$$

并可以简化为

$$\mathbf{f}_s = \frac{2}{3}(f_{as} + a f_{bs} + a^2 f_{cs}) \quad (1-57)$$

请注意, 当在相变量坐标系下表达矢量时, 矢量若要保持正确的幅值, 比例因子 $2/3$ 是必不可少的。

如图 (1-23) 所示, 这 6 个非零开关组合也可以看作是幅值为 V_m 三相时变正弦量的抓拍静照。图 1-23 中每个快照中线电压的电压为 $1.5V_m$, 由此可以确定 6 个有效 (active) 矢量中各个矢量的幅值大小, 其中 V_m 是相电压的峰值, 且该电压等于直流母线电压 $2V_{dc}$, 即

$$V_m = \frac{4}{3}V_{dc} \quad (1-58)$$

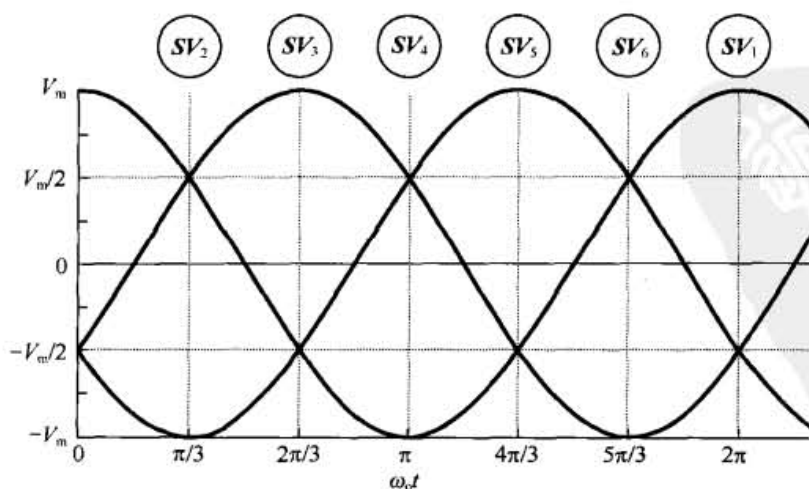


图 1-23 空间矢量在一个基波周期中所对应的 VSI 相量角位置

1.6.3 同步旋转参考坐标系

在 d - q 平面上的矢量旋转的可视化引起伴随着这些矢量旋转的变换。例如, 如果轴被定义成是随着定子电压旋转的, 这样就得到了同步电压坐标系。通常情况下, 没必要去定义随着某一个特别矢量同步旋转的坐标轴, 而是简单地定义一个旋转变换将相变量转化为在 d - q 平面上旋转轴, 该变换也就是

$$\begin{bmatrix} f_{qs}(\theta) \\ f_{ds}(\theta) \\ f_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (1-59)$$

为了保证其完备性, 零分量和比例变换系数 $\sqrt{2/3}$ 均包含在变换式中。角度 θ 是 d - q 平面上矢量的角位移, 该角位移是相对于 as 轴在 d - q 平面上投影而言的。由于所有的三个分量都做了同样比例的缩放, 零分量再次使用了有些非常规的缩放比例。另外该分量也可以选用 Fortesque 缩放比例, 即:

$$f_{0s} = \frac{1}{3}(f_{as} + f_{bs} + f_{cs}) \quad (1-60)$$

该式的应用也十分广泛。

请注意, 零轴并不参与旋转变换。因此, 可以认为旋转是围绕零轴进行的, 即零轴就是旋转用轴。由于缩放比例的关系, 用 d - q -0 分量得到的功率 (对应于电机的负载, 就是转矩) 与用 a - b - c 三相变量表示的功率不等。因为电流和电压变量都缩小了 $\sqrt{2/3}$ 倍, 在变换方程式必须乘以 $3/2$ 的系数来计算功率。

式 (1-59) 用矢量形式可以写成

$$\mathbf{f}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd0}(\theta) \mathbf{f}_{abc} \quad (1-61)$$

其中

$$\mathbf{T}_{qd0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1-62)$$

为了应用方便以及计算上简便, 变换 $\mathbf{T}_{qd0}(\theta)$ 可以分解成两个部分, 一个将变量从物理相变量转变为不旋转的 d - q -0 变量 (静止参考坐标系), 而另外一部分将非旋转的变量变换为旋转的 d - q -0 变量 (旋转参考坐标系)。该分解可以表达为

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

$$f_{qd0} = T_{qd0}(\theta) f_{abc} = R(\theta) T_{qd0}(0) f_{abc}$$

(1-63) 整理, 学习交流。

其中

$$T_{qd0}(0) = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \quad (1-64)$$

以及

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1-65)$$

请注意, $T_{qd0}(0)$ 是将式 (1-62) 中的置 $\theta=0$ 所得到的。其逆变换为

$$f_{abc} = T_{qd0}(\theta)^{-1} f_{qd0} = T_{qd0}(0)^{-1} R(\theta)^{-1} f_{qd0} \quad (1-66)$$

其中

$$T_{qd0}(\theta)^{-1} = \frac{3}{2} T_{qd0}(\theta)^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1-67)$$

$$T_{qd0}(0)^{-1} = \frac{3}{2} T_{qd0}(0)^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1-68)$$

$$R(\theta)^{-1} = R(\theta)^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1-69)$$

图 1-22 与图 1-24 的电压和电流矢量相同, 但图 1-24 显示的是在同步旋转的参考坐标系下所看到的电压和电流矢量的轨迹。这里, 用在 $d-q$ 变量中的上标 e 表示变量以电频率等效的速度旋转。在这里, 矢量的轨迹仍然在每一开关时刻不停地向前跳变 60° 电角度。然而, 当同步坐标系连续旋转时, 矢量将保持静止不动, 矢量的轨迹缓慢的后退接着向前跳跃, 每个周期重复该轨迹 6 次。

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

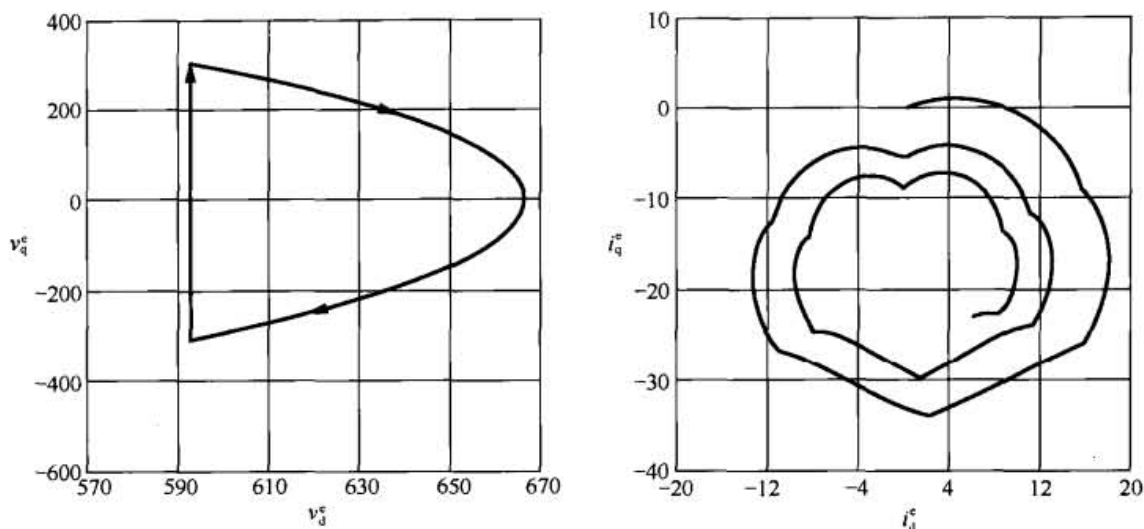


图 1-24 参数与图 1-22 相同的情况下, 相电压和线电流在同步旋转坐标系下的轨迹

1.7 三电平逆变器

在大功率应用中, 另外一种被称作为中性点钳位的逆变器 (NPC)^[4]电压源型/电压刚性型逆变器正变得越来越重要。该逆变器如图 1-25 所示, 它有一个可以连接到相输出端的零直流电压的中性点, 于是逆变器各相桥臂可连接到三种电平之一。这种配置的好处是, 三电平逆变器的开关数目是两电平逆变器的 2 倍, 其任一开关仅须承受直流环节电压的一半 (6 个中间抽头的二极管也是如此)。但是, 三电平逆变器需要保证构成直流环节的两个串联的电容电压平衡, 而在两电平逆变器中是没有这一问题的。一个解决方法是将每一个电容都连有各自的隔离直流电源 (例如, 由变压器的副边绕组接二极管桥供应电力)。另一个解决方法是用反馈控制来平衡两个电容的电压。在此情况下, 可以通过调节每一个逆变器桥臂停留在中性点的时间, 从而使得流入中性点的平均电流为零^[5, 6]。

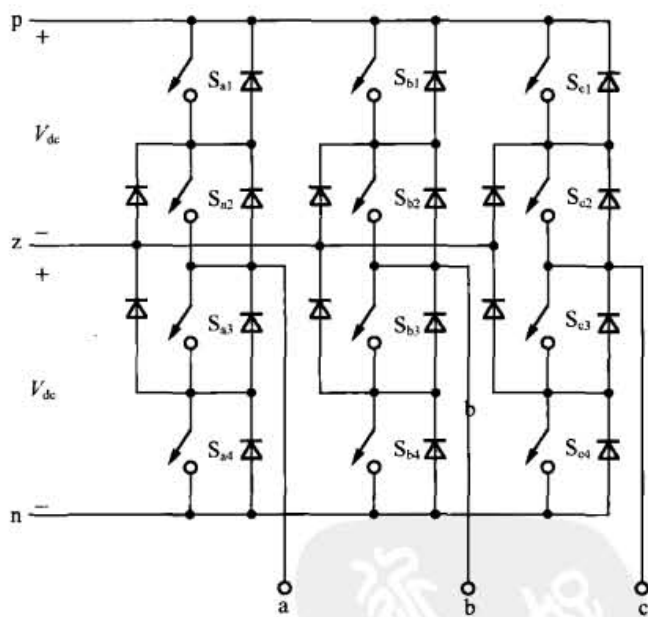


图 1-25 三相电压源型/电压刚性型逆变器

为了产生 3 个电平, 在任一时刻每相桥臂里 4 个开关中只有 2 个导通。例如, 当开关 S_{a1} 和 S_{a2} 导通时, 正直流环节电压施加到 a 相端点上, 当 S_{a2} 和 S_{a3} 导通时, 中性点电压 (零电压) 施加到 a 相端点上, 而当 S_{a3} 和 S_{a4} 导通时, 负直流环节电压施加到 a 相端点上。定义变量 m_{x1} 、 m_{x2} 和 m_{x3} ($x=a, b$ 或者 c) 为逻辑 “1”, 分别对应当开关组合 $(S_{x1}-S_{x2})$ 、 $(S_{x2}-S_{x3})$ 、 $(S_{x3}-S_{x4})$ 导通时的情况, 否则为逻辑 “0”。三个端点电压可以写成

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

$$\begin{aligned} v_{az} &= V_{dc}(m_{a1} - m_{a3}) \\ v_{bz} &= V_{dc}(m_{b1} - m_{b3}) \\ v_{cz} &= V_{dc}(m_{c1} - m_{c3}) \end{aligned} \quad (1-70)$$

同前面方式相类似, 线—线和线—中性点之间的电压(在星形连接负载情况下)由下式给出

$$\begin{aligned} v_{ab} &= V_{dc}(m_{a1} - m_{a3} - m_{b1} + m_{b3}) \\ v_{bc} &= V_{dc}(m_{b1} - m_{b3} - m_{c1} + m_{c3}) \\ v_{ca} &= V_{dc}(m_{c1} - m_{c3} - m_{a1} + m_{a3}) \end{aligned} \quad (1-71)$$

以及

$$\begin{aligned} v_{as} &= \frac{2}{3}V_{dc} \left[m_{a1} - m_{a3} - \frac{1}{2}(m_{b1} - m_{b3} + m_{c1} - m_{c3}) \right] \\ v_{bs} &= \frac{2}{3}V_{dc} \left[m_{b1} - m_{b3} - \frac{1}{2}(m_{a1} - m_{a3} + m_{c1} - m_{c3}) \right] \\ v_{cs} &= \frac{2}{3}V_{dc} \left[m_{c1} - m_{c3} - \frac{1}{2}(m_{a1} - m_{a3} + m_{b1} - m_{b3}) \right] \end{aligned} \quad (1-72)$$

此时负载中性点到逆变器电压中心点之间电压为

$$v_{sz} = \frac{1}{3}V_{dc}(m_{a1} - m_{a3} + m_{b1} - m_{b3} + m_{c1} - m_{c3}) \quad (1-73)$$

三个直流环节电流为

$$\begin{aligned} I_{dc}^+ &= m_{a1}i_a + m_{b1}i_b + m_{c1}i_c \\ I_{dc}^- &= m_{a3}i_a + m_{b3}i_b + m_{c3}i_c \\ I_{dc}^z &= m_{a2}i_a + m_{b2}i_b + m_{c2}i_c \end{aligned} \quad (1-74)$$

从电路的约束条件可以得到

$$m_{a1} + m_{a2} + m_{a3} = 1 \quad (1-75)$$

等等, 所以式(1-74)中的 I_{dc}^z 也可以写成

$$I_{dc}^z = -(m_{a1} + m_{a3})i_a - (m_{b1} + m_{b3})i_b - (m_{c1} + m_{c3})i_c \quad (1-76)$$

检验式(1-72)可知, 线—中性点电压可以取 7 个不同的值, 即 $\pm 4V_{dc}/3$ 、 $\pm V_{dc}$ 、 $\pm 2V_{dc}/3$ 和零。

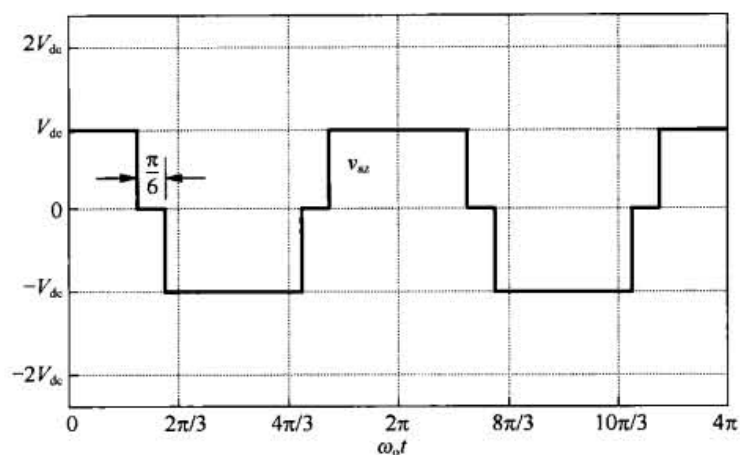
图 1-26 显示了三电平中性点钳位式逆变器的开关桥臂电压、线—线电压和线—中性点电压的波形, 其中相桥臂在 $+V_{dc}$ 和 $-V_{dc}$ 之间切换过程中有一个 30° 的零电压平台, 以便取得最小的总谐波失真 (THD)。明显可看出, 比起图 1-10 所示的两电平逆变器的方波, 图 1-26 所示的开关波形有了显著的提高。

负载电压的基波分量可以通过计算一相桥臂相对直流中性点的电压的基波分量来确定, 该分量与相对于负载中性点的电压的基波分量是相同的, 所以

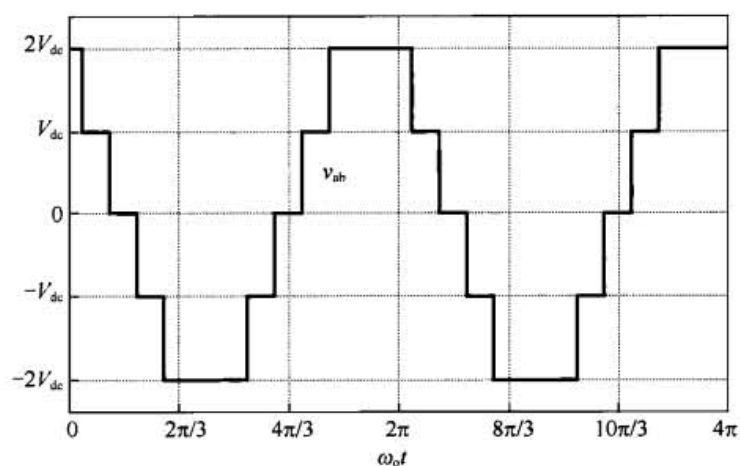
$$\begin{aligned} V_{1,\text{rms}} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \int_0^{5\pi/12} V_{dc} \cos \theta d\theta \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{5\pi}{12} V_{dc} = 0.87V_{dc} \end{aligned} \quad (1-77)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

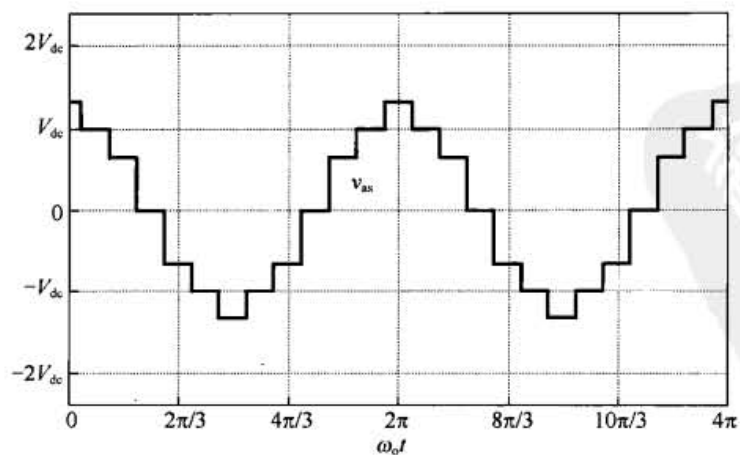
该电压低于直流环节电压同样为 $2V_{dc}$ 的两电平逆变器所输出电压，其有效值为 $0.90V_{dc}$ 。两电平逆变器输出电压的有效值可以由式 (1-7) 除以 $\sqrt{2}$ 来得到。当然，如果电压不选择中性点，仍然可以得到相同的电压有效值，但是这会导致更高的谐波含量并或多或少地损害三电平逆变器的使用效果。



(a) 线—中点电压



(b) 线—线电压



(c) 线—中性点电压

图 1-26 NPC 逆变器的开关电压波形，其中相桥臂零电压台阶的宽度按最小 THD 的要求进行了设置

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

在 1.6 节中讨论的空间矢量的方法,也可以用于该种逆变器的分析。比如,当图 1-25 所示的三电平逆变器可能的相电压开关状态用空间矢量来表示时,可以得到图 1-27 所示的一个双六边形。

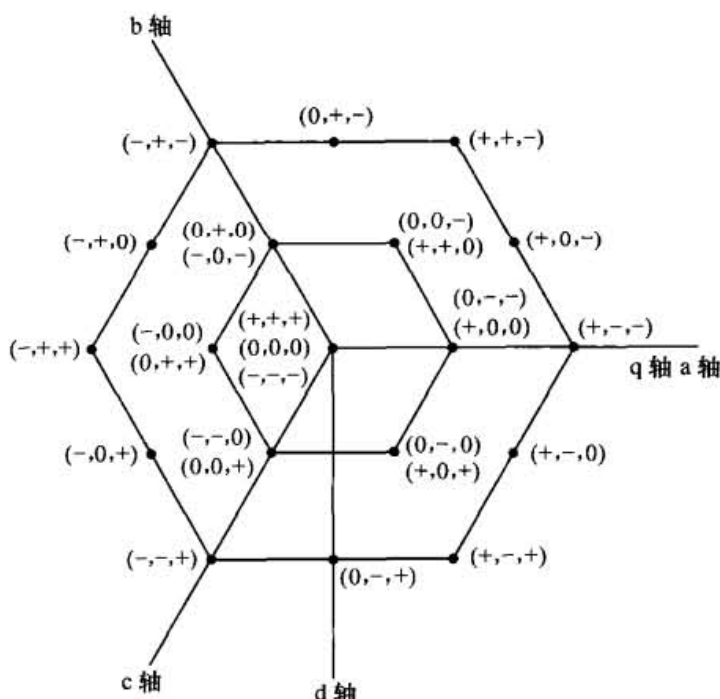


图 1-27 三电平直流电压源型/电压刚性型逆变器的所有可能的开关状态所构成的六边形

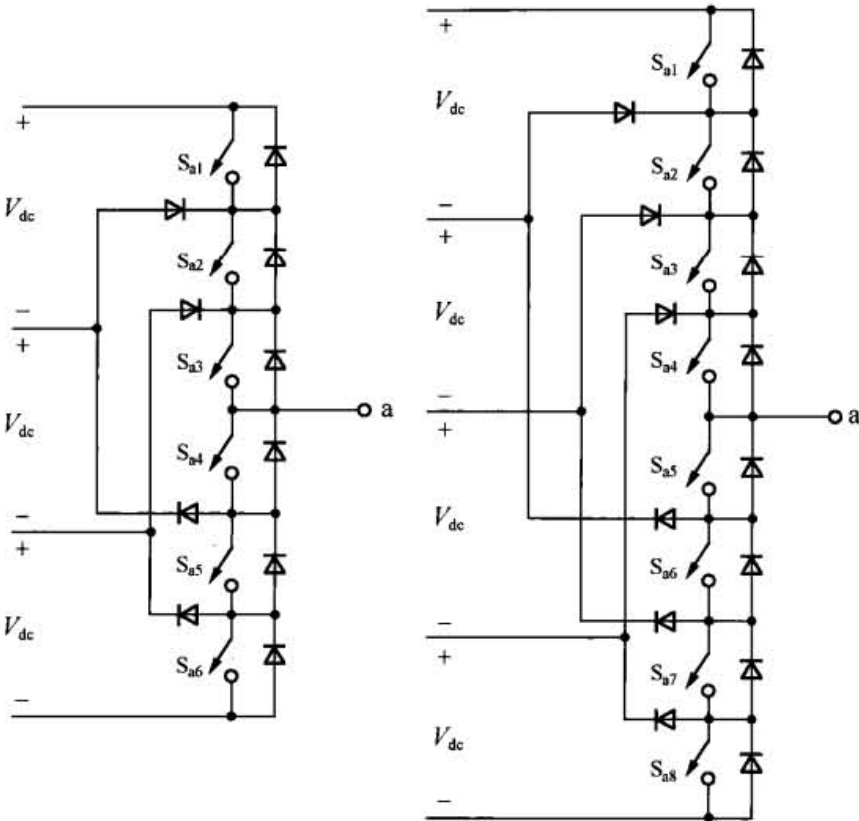
1.8 多电平逆变器拓扑结构

1.8.1 二极管钳位式多电平逆变器

文献[7]表明,采用二极管钳位法可得到任意电平的逆变器。图 1-28 展示了四电平和五电平逆变器的电路。由于连接到不同直流电平上导通的二极管限制了半导体开关两端的电压,所以该种四电平逆变器叫做二极管钳位的多电平逆变器。在四电平的例子里,开关 S_{a1} 、 S_{a2} 和 S_{a3} 同时导通,接着 S_{a2} 、 S_{a3} 和 S_{a4} 导通,如此这般,以产生期望的电平。该电路可得到 12 种可能的电压矢量,其长度为 $\pm kV_{dc}/3$, $k=1, \dots, 6$, 其中 $k=2$ 的状态在线—中性点电压输出中不存在。同样地,对五电平逆变器而言,若要输出某一期望的电平总是需要触发 4 个开关器件。该电路能够产生 19 种可能的电压矢量,其长度是 $\pm kV_{dc}/3$, $k=0, 1, \dots, 9$, 其中 $k=1$ 和 $k=3$ 对应的电平不会出现在线—中性点电压输出中。因为存在好几个中间电平,如何保证各串联电容上电压平衡成了一个难题。若每个直流环节电容采用各自独立的直流电源供电,电容电压平衡的问题很容易解决的,但这有时候给该系统带来不愿意看到的额外成本。当用单个直流电源供电,通过使用合适的控制算法也能够解决该问题[8]。但是当输出相电压大约达到其最大值的 65% 时,我们将无法对直流环节电压实施全面的控制,这多少有些限制了该电路的应用[9]。

通过研究图 1-29 所示的二极管钳位七电平逆变器,我们可以进一步辨别出这类逆变器的开关运行方式以及正向、反向电流的通路。三个直流电压分别标记为 V_{dc1} 、 V_{dc2} 和 V_{dc3} , 以便在逆变器输出端将它们区分开来,尽管在大多数情况下, $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3}$ 。将 b 相下桥臂的所有开关

http://www.3dportal.cn/diyc/xyzabcxyzabc整理, 学习交流。
全都触发导通可将 b 相桥臂与负直流母线相连, 可以确定出取得 7 种开关电平所需的相桥臂开关状态。于是, 对应的不同开关组合的相对于负直流母线的 a 相桥臂输出电压 v_{an} 如表 1-1 所示。



(a) 二极管钳位式四电平逆变器 (b) 二极管钳位式五电平逆变器

图 1-28 二极管钳位式四电平和五电平逆变器的电路(只显示出一相桥臂)

表 1-1 假定 b 相输出端与负直流母线相连情况下, 给出了 a 相桥臂电压 v_{an} 的 7 种五电平的二极管钳位式变换器的开关状态和电流通路

开关状态	a 相桥臂电压 v_{an}	导通的器件	I_a 大于零时的电流通路	I_a 小于零时的电流通路
1	$v_{an} = 0$	$S_{a1} \sim S_{a6}$	$S_{a6} > S_{a5} > S_{a4} > S_{a3} > S_{a2} > S_{a1}$	$S_{a6} > S_{a5} > S_{a4} > S_{a3} > S_{a2} > S_{a1}$
2	$v_{an} = V_{dc3}$	$S_{a2} \sim S_{a7}$	$VD_{a7} > S_{a7}$	$S_{a6} > S_{a5} > S_{a4} > S_{a3} > S_{a2} > VD_{a2}$
3	$v_{an} = V_{dc3} + V_{dc2}$	$S_{a3} \sim S_{a8}$	$VD_{a8} > S_{a8} > S_{a7}$	$S_{a6} > S_{a5} > S_{a4} > S_{a3} > VD_{a3}$
4	$v_{an} = V_{dc3} + V_{dc2} + V_{dc1}$	$S_{a4} \sim S_{a9}$	$VD_{a9} > S_{a9} > S_{a8} > S_{a7}$	$S_{a6} > S_{a5} > S_{a4} > VD_{a4}$
5	$v_{an} = V_{dc3} + V_{dc2} + 2V_{dc1}$	$S_{a5} \sim S_{a10}$	$VD_{a10} > S_{a10} > S_{a9} > S_{a8} > S_{a7}$	$S_{a6} > S_{a5} > VD_{a5}$
6	$v_{an} = V_{dc3} + 2(V_{dc2} + V_{dc1})$	$S_{a6} \sim S_{a11}$	$VD_{a11} > S_{a11} > S_{a10} > S_{a9} > S_{a8} > S_{a7}$	$S_{a6} > VD_{a6}$
7	$v_{an} = 2(V_{dc3} + V_{dc2} + V_{dc1})$	$S_{a7} \sim S_{a12}$	$VD_{a12} > S_{a12} > S_{a11} > S_{a10} > S_{a9} > S_{a8} > S_{a7}$	$S_{a7} > S_{a8} > S_{a9} > S_{a10} > S_{a11} > S_{a12}$

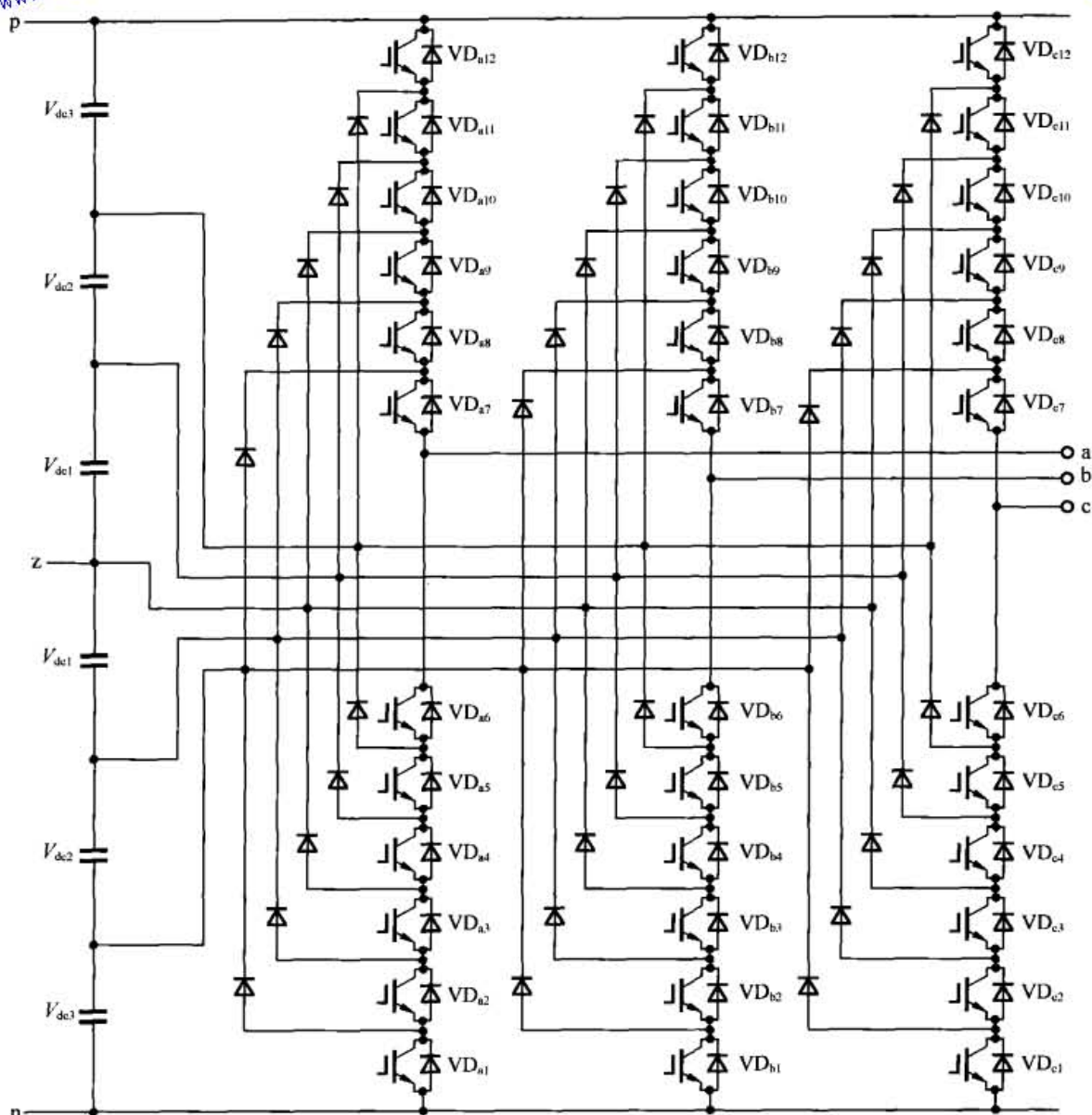


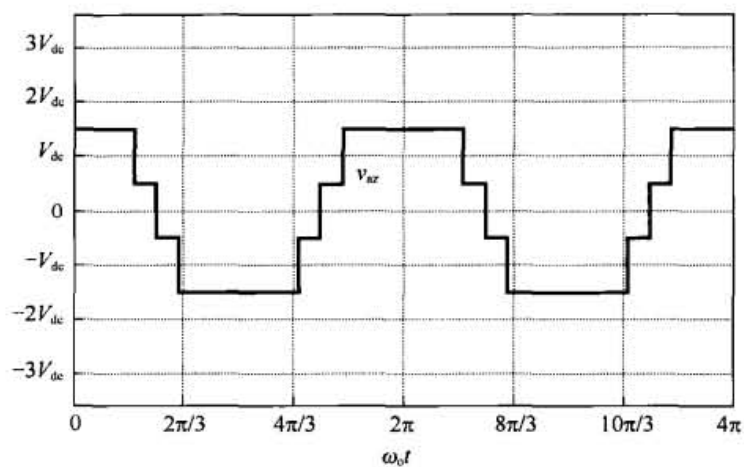
图 1-29 二极管钳位式七电平逆变器

图 1-30、图 1-31 和图 1-32, 分别显示了四电平、五电平和七电平的二极管钳位式逆变器的相桥臂电压、线—线电压和线—中性点相电压的开关波形。为消除低次谐波, 在这些图中各相桥臂均选了合适的时刻在不同的电压电平之间进行切换。10.3.3 节将会具体讨论这一问题, 并在表 10-1 中作出归纳。随着逆变器电压电平数增加, 开关波形的质量将会很明显地逐步提高。

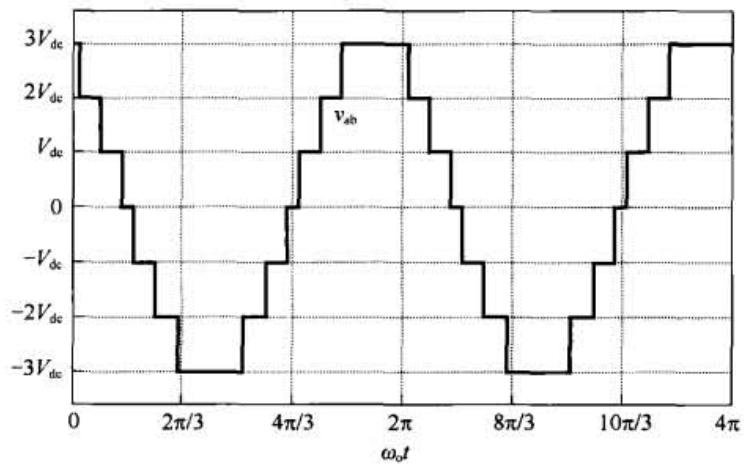
不管电平的数为多少, 在这种电路拓扑中, 各开关器件所承受的阻断电压被均限制在 V_{dc} 。因此工作在交流中压范围 (2~13.2kV) 内的逆变器, 可以使用低功耗、高性能的绝缘栅晶体管 (IGBT) 来实现。但是对于那些开关器件通过二极管与不同直流电平相连接的电路, 二极管所承受的阻断电压并不全为 V_{dc} , 一些二极管的额定电压须设定为 $(k-2)V_{dc}$, 这里 k 是电平数 ($k \geq 3$)。于是二极管的额定电压很快成为一个问题, 而且目前看来电平数大于 5 的逆变器被认为是不太实用的。我们可以用几个二极管串联的方法来解决这个问题, 但要小心应

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

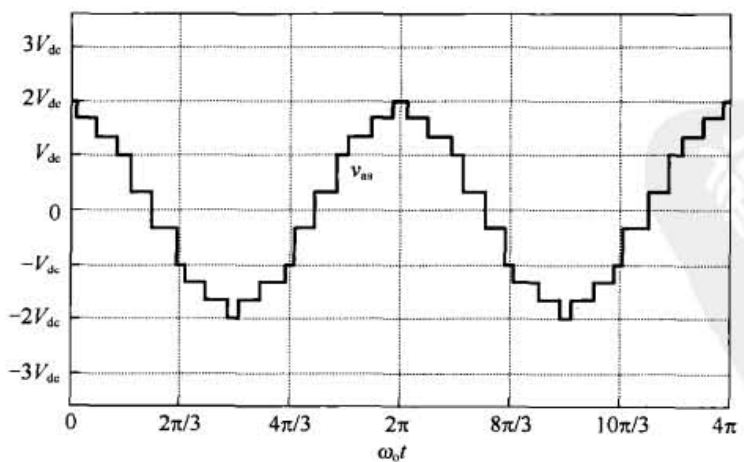
对各串联器件的均压。另外由于随着电平数的增加串联开关器件的数目也相应地增加，开关的导通损耗明显地按照同样的比例增加。幸运的是，额定功率也按照同样的速度增加，因而逆变器的效率不受串联开关数目的影响，大致上保持不变。



(a) 线—中点电压

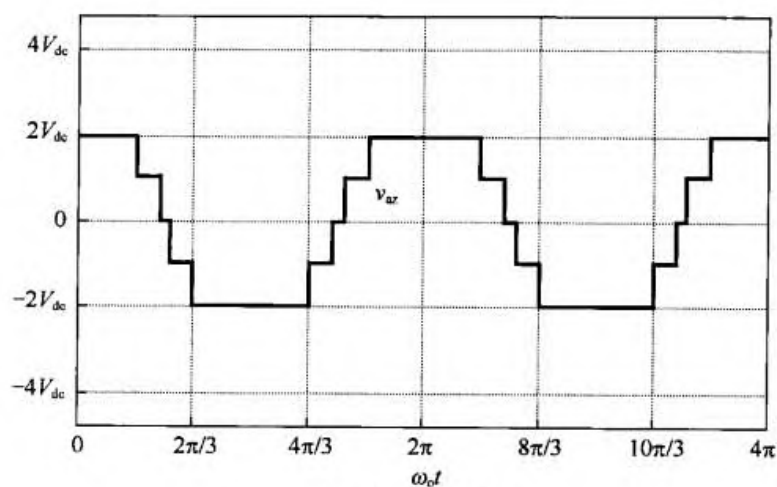


(b) 线—线电压

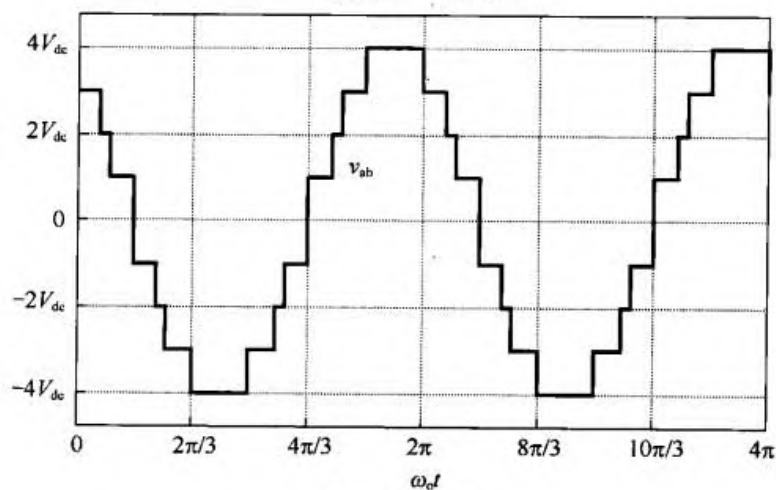


(c) 线—中性点电压

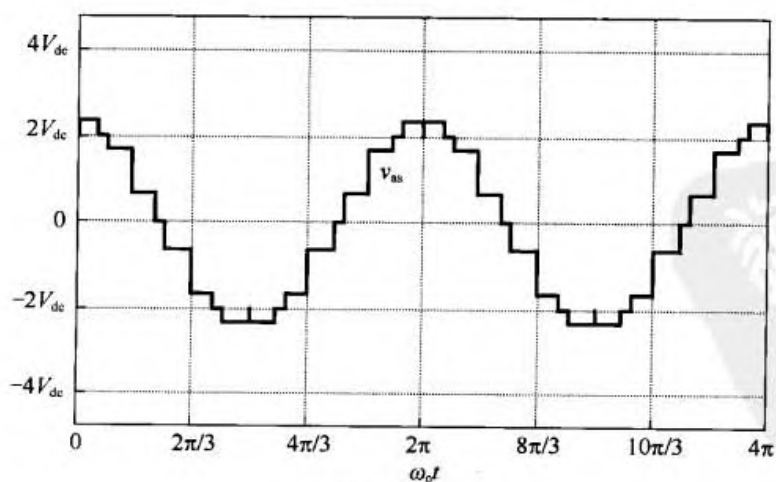
图 1-30 二极管钳位式四电平逆变器的开关电压波形（开关时刻见表 10-1）



(a) 线—中点电压

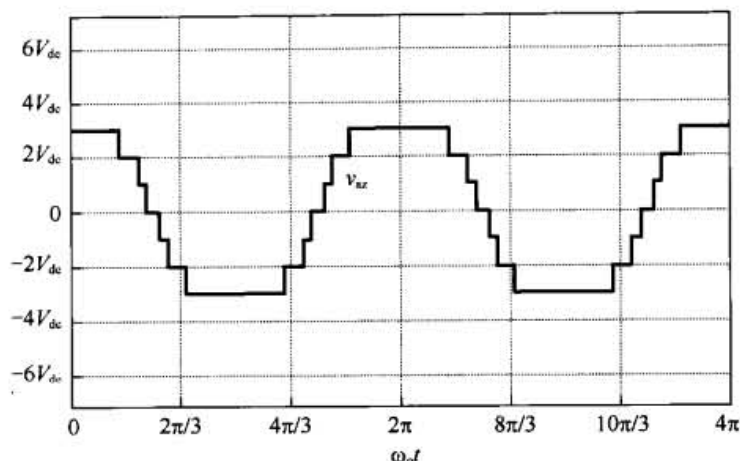


(b) 线—线电压

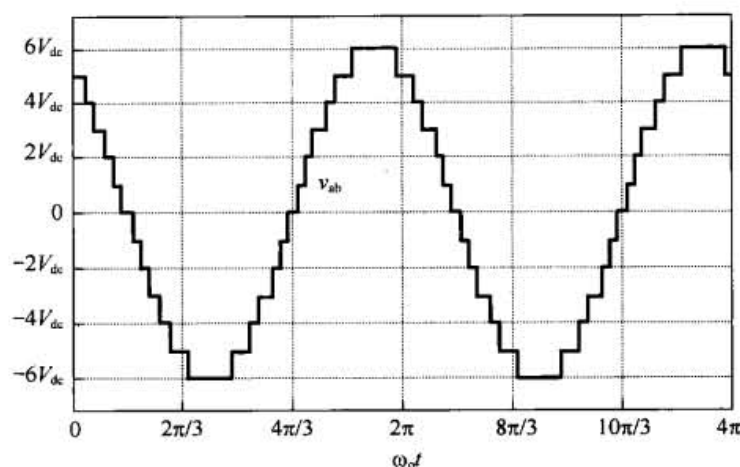


(c) 线—中性点电压

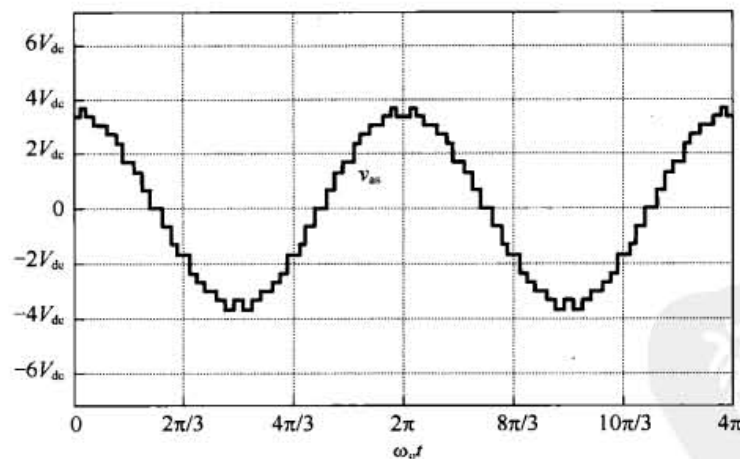
图 1-31 二极管钳位式五电平逆变器的开关电压波形 (开关时刻见表 10-1)



(a) 线—中点电压



(b) 线—线电压



(c) 线—中性点电压

图 1-32 二极管钳位式七电平逆变器的开关电压波形 (开关时刻见表 10-1)

1.8.2 电容钳位式多电平逆变器

由 Meynard 和 Foch 提出电容钳位电压源型逆变器 (VSI) 可用于替代二极管钳位电压源型逆变器, 并同样具备二极管钳位多电平逆变器的很多优点^[10]。图 1-33 给出了电容钳位式七电平电压源型逆变器的电路拓扑。

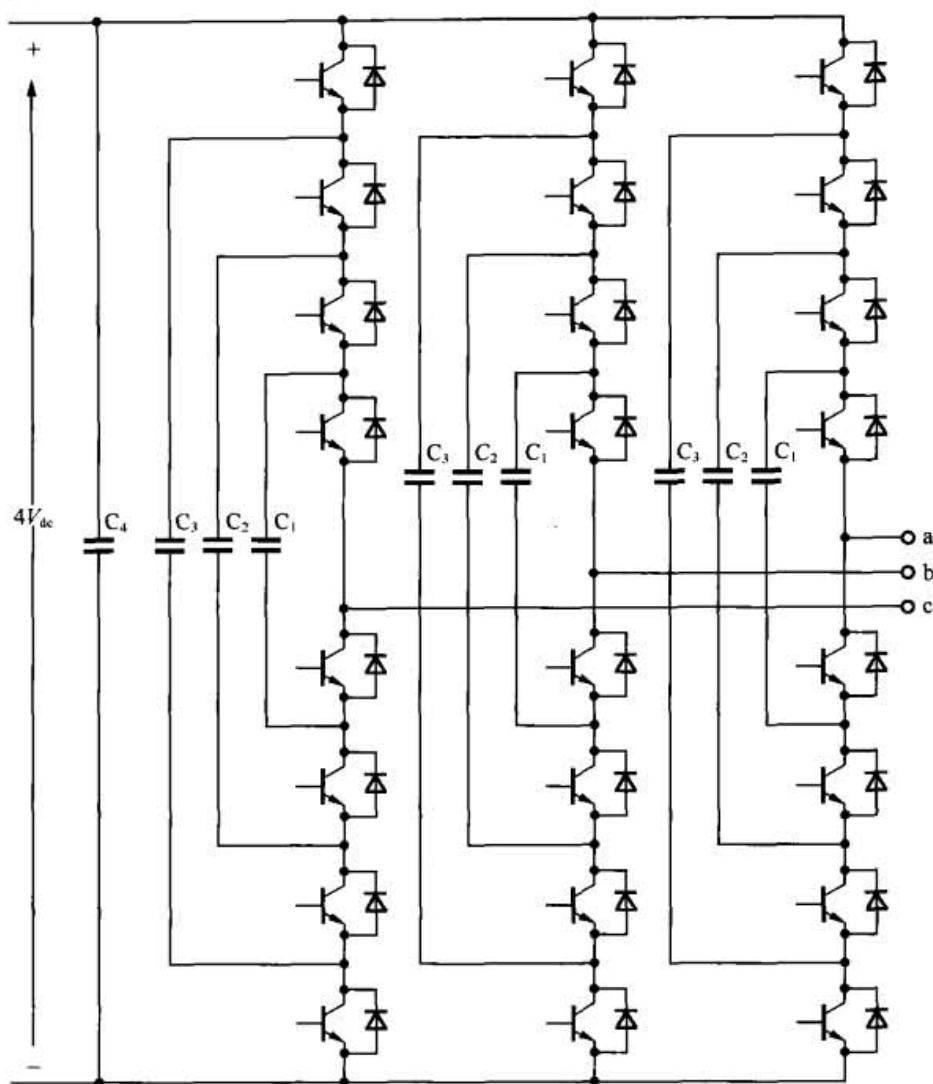
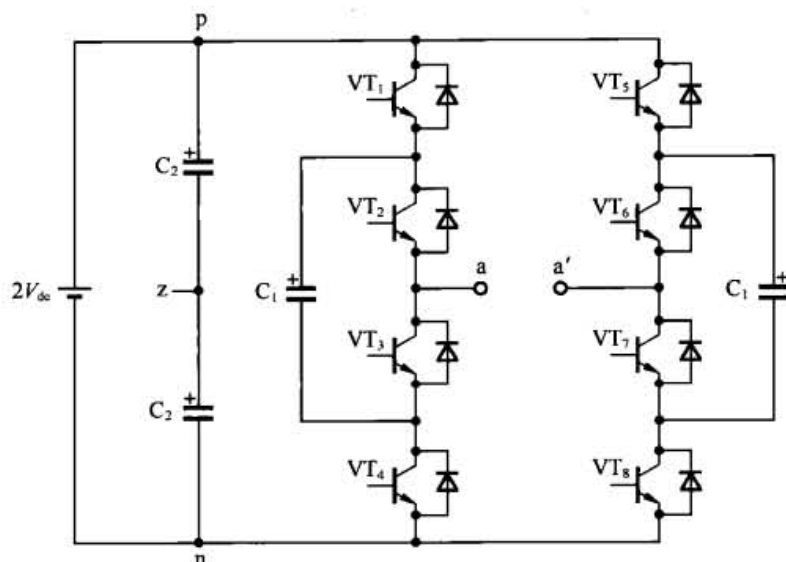


图 1-33 电容钳位式五电平逆变器

用图 1-34 所示电容钳位式三电平单相逆变器为例, 能最容易地解释清楚电容钳位拓扑电路的运行原理。要得到电平为 $2V_{dc}$ 的输出电压, 开关器件 VT_1 、 VT_2 、 VT_7 和 VT_8 将导通; 要得到 $-2V_{dc}$ 的输出电压, 开关器件 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 和 VT_6 将导通; 要得到 V_{dc} 的输出电压, 开关器件 VT_1 、 VT_3 、 VT_7 和 VT_8 将导通; 要得到 $-V_{dc}$ 的输出电压, 开关器件 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 和 VT_7 导通。如果钳位电容 C_1 的电压保持为 V_{dc} , 与负载串联的那些电容将能部分抵消电源电压。要得到零电平, 可将开关组合 VT_1 - VT_3 - VT_5 - VT_7 或者 VT_2 - VT_4 - VT_6 - VT_8 闭合。可以通过对开关组合作适当的选择使得 C_1 电压达到平衡。

该电路拓扑和二极管制位系统一样, 拥有前面所列的多电平电压源型逆变器 (VSC) 的优点: 可以不使用变压器获得所需要的电平数。这有助于降低逆变器的成本并降低功率损耗。不同于二极管钳位结构电路中串联在一起的各电容器充电电压相同, 电容钳位的 VSC 中同一相桥臂中各电容的充电电压各异。在保证没有电容被短路和直流环节 (电容) 保持电流连续的前提下, 开通同一相桥臂里不同的开关可将不同电容电平相组合以合成相电压波形。这就导致在电容钳位多电平电路中存在大量的冗余开关状态对应同一相电压电平。对于图 1-33 所示的电容钳位电路, 也可很容易给出与表 1-1 相类似的表。

图 1-34 电容钳位式三电平逆变器 (电容 C_1 上的电压为 V_{dc})

电容钳位 (也可称为飞跨电容) 拓扑结构存在的几点不足限制了它的应用。第一点不足是变换器的初始化问题。在电容钳位式 VSC 开始其调制以前, 各钳位电容必须充电达到所要求的电平。这使得调制过程变复杂并阻碍了变换器在故障穿越条件下性能的提升。在正常运行条件下电容电压必须按照类似于二极管钳位式 VSC 的电容器中性点的方式进行控制。但是由于相电压状态的冗余度大, 电容器电压的控制问题通常要与调制策略相结合来解决。另一点不足与构成钳位网络的电容的额定值有关。由于这些电容要承受大分量的直流母线电压, 电容钳位式电路的电容额定值比二极管钳位式电路的要大。电容钳位式 VSC 的电容额定值要求以及初始化问题限制了它的进一步发展。

1.8.3 级联式电压源型多电平逆变器

多电平逆变器的第三种拓扑结构是将单相全桥电路串一级联起来构成主逆变器的各相桥臂。图 1-35 所示为一个七电平的系统。由于每个全桥可以在 $+V_{dc}$ 、0 和 $-V_{dc}$ 间切换, 因此对于图 1-35 所示七电平的例子而言, 各相桥臂总体上可以以 $+V_{dc}$ 为步长在 $+3V_{dc}$ 到 $-3V_{dc}$ 范围内切换输出电平。请注意, 每一全桥的直流环节电压已经被重新定义为 $+V_{dc}$, 而不是在 1.1.3 节中使用的 $2V_{dc}$ 。这是级联式电压源型多电平逆变器通常的惯例。一般 N 个串联的全桥每个相支路可以产生 $(2N+1)$ 个开关电平。

对于这种电路拓扑, 必须为每一全桥逆变器单元提供单独的直流环节电源。典型直流环节电源可以使用三相隔离变压器的副边绕组接二极管整流器来得到。图 1-36 所示的为一组采用单相二极管整流桥所构成的简单的直流环节电源。也可用三相变压器星形或三角形副边接三相二极管整流桥等其他一些类型的输入侧变换器来提供直流环节电源。可以看到, 三相变压器副边绕组若以 $60/(k-1)$ 度为步长渐次相移 (这里 k 是电平数), 则可以大大减少变压器的输入电流中的谐波。

级联式逆变器拓扑的若干优点, 使其在电力调节系统和中大功率驱动应用中很受欢迎^[11~13]。该电路的第一个优点就是前述的直流母线电压易于控制; 第二个优点是可以实现模块化的控制, 不像二极管钳位逆变器和电容钳位逆变器的各桥臂求必须由一个中

http://www.3dportal.cn/discuz/

心控制器来调制，级联结构的各全桥逆变器可以彼此独立地进行调制。为得到同步的参考和载波波形，各全桥逆变器之间需要通信，但控制器可以是分布式的。这就得到了一个要比前面讨论的两种电路拓扑更为简单的控制器结构。但是迄今为止，由于要提供单独的直流隔离电源给每一个全桥变流单元，级联式逆变器在小功率等级范围的应用不是太成功。

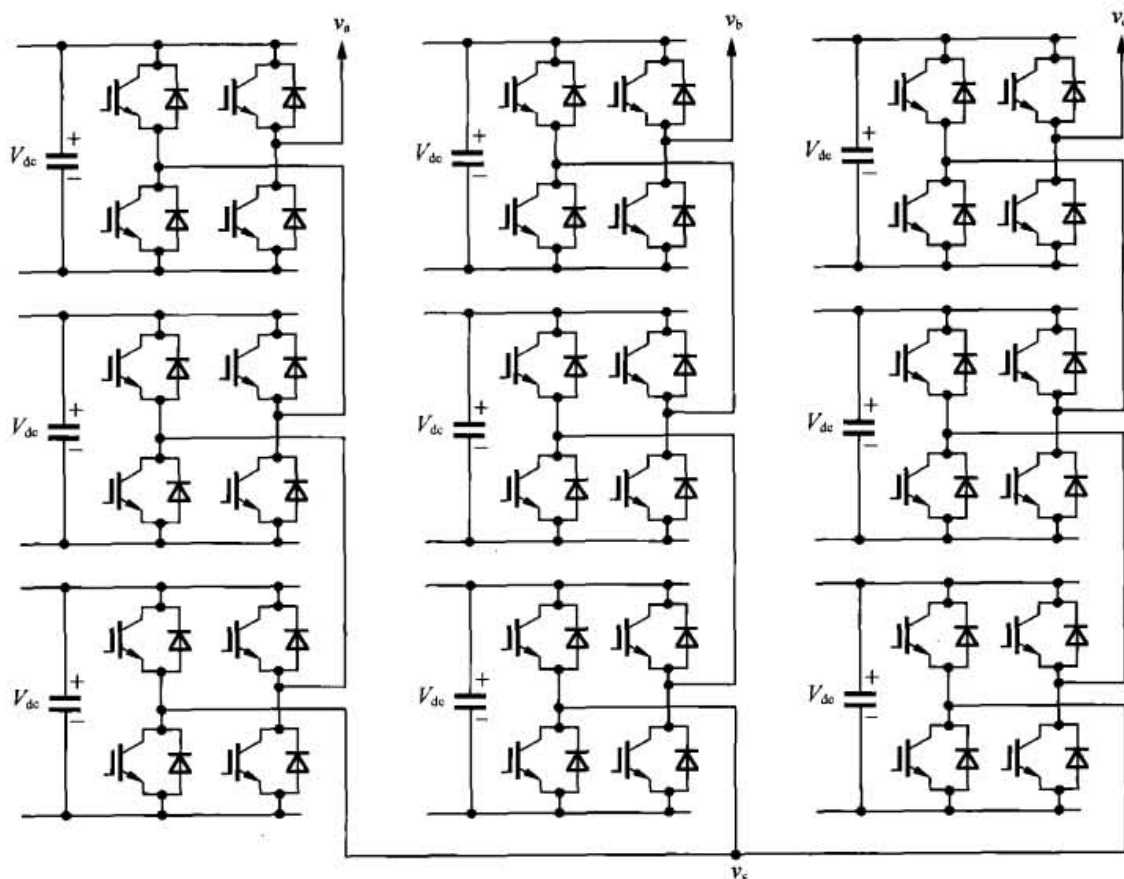


图 1-35 七电平桥串联级联式逆变器

显然，当控制逻辑使得开关状态发生变化，应用本文所讨论的三种多电平逆变器拓扑中的任何一种，均可以得到相同的相桥臂电压开关波形，且能够产生的电平数目一样。于是有人预测三种电路产生的谐波特征大体上相同。稍后在本书第 11 章中将给示例展示这一特性。但是，一般多电平逆变器桥臂上的不同开关所带的负载并不相同。这就给多电平逆变器的实际应用带来了一些麻烦。但对级联逆变器而言，我们起码可以通过各串联的全桥之间轮换它们的开关方式的方法做到流过各桥的平均功率平衡。第 10 章和第 11 章将介绍该方法。

电容电压平衡问题是三种多电平电路的重要差别之一，在本书中将不予以讨论。对于由不同直流电源供电的各单相逆变器的电容而言，平衡是固有的特性。但是对于二极管钳位或者电容钳位的逆变器而言，情况就截然不同。在此情况下，如果流入直流环节内部的平均电流不为零，那些如图 1-29 中产生 V_{dc2} 和 V_{dc1} 的内部电容将会过充或者充电不足。这些逆变器的直流环节电容的电压调节问题也已得到解决^[14, 15]，本书将不对此进行详细讨论。

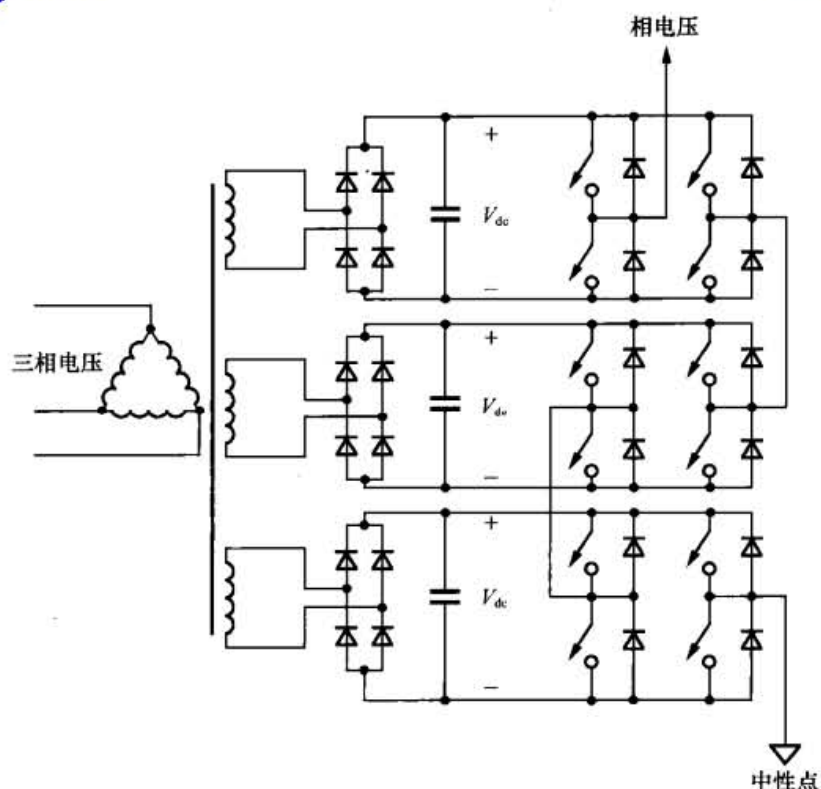


图 1-36 从变压器副边各单独绕组获得隔离直流电压源的级联式七电平逆变器（只显示出一输出相）

1.8.4 混合式电压源型逆变器

Manjrekar 等所提出的混合式电压源型逆变器采用改进的级联式结构，其中用于构成混合式逆变器桥臂的全桥逆变器模块的直流母线电压大小不同^[16]。图 1-37 所示的为一种七电平混合逆变器的结构，其中我们可以看到每一相桥臂由一个高压（HV）级部分和一个低压（LV）级部分所构成。混合式逆变器用高压级部分实现大功率变换，用低压级部分为手段以提高整个逆变器频谱性能。请注意，高压级部分由具有高电压阻断能力但开关速度不一定快的器件（比如 IGCT）来构成，低压级则是用具有快速开关特性而电压阻断能力不一定高的器件（比如 IGBT）来构成。混合结构的主要优点是将两种不同电力电子器件的最佳工作特性有机融合。它用较少数目的开关器件可以取得其他多电平 VSC 类似的工作性能（比如七电平混合 VSC 只需 24 个开关器件，而二极管钳位、级联或者电容钳位 VSC 有 36 个开关器件）。

该混合系统同样需要用变压器来为每个全桥整流逆变器提供直流隔离电源。该逆变器的控制要比标准的级联结构更复杂。该系统仍采用模块化的控制，其低压级部分和高压级部分都有它们各自的参考波形，但低压级部分的参考信号必须由高压级部分的参考信号产生。另一个需要指出的混合式逆变器的问题是，在调制系数的中间范围内，高压级部分所提供的功率会超出负载的需求。在这些运行条件下，低压级部分将要求在整流模式下运行，这也意味着直流环节必须能够让能量双向流动^[16]。这使得有必要在低压级部分的前端利用一个 PWM 整流器，但使混合式逆变系统的控制更加复杂。然而，组成混合式系统的开关数目减少以及电力电子器件的利用效率高，使得混合式逆变器在中等功率到大功率特别受欢迎。

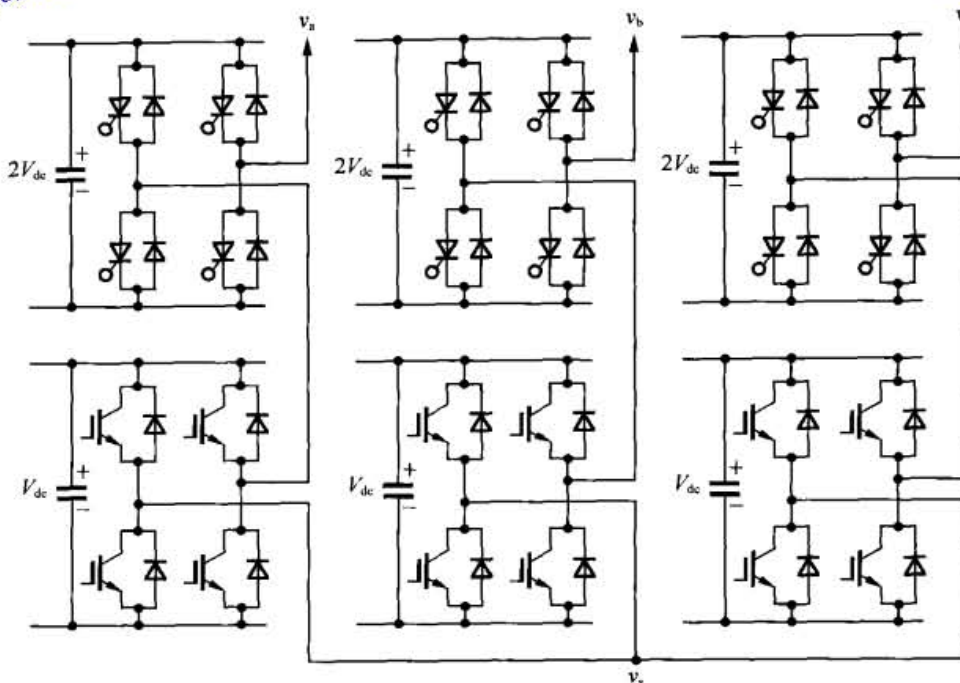


图 1-37 七电平混合式电压源型逆变器

1.9 小结

本章导论讲述了电力电子变换器应用当中所涉及的开关电路和方块调制 (Block Modulation) 概念。在一些应用当中, 方块调制仍被用于变频交流电源。但该调制方法已大多被更复杂的调制策略 (比如脉宽调制) 所代替。脉宽调制的主要优点是允许同时调节输出电压的相位和幅值。本章这里还花费一些笔墨介绍了空间矢量的概念。空间矢量对于本书后面将呈现的更加复杂的逆变器开关过程的分析有很大作用。

参考文献

- [1] P.C. Krause and T.A. Lipo, "Analysis and simplified representation of a rectifier-inverter induction motor drive," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 5, May 1969, pp. 55-66.
- [2] D.W. Novotny and T.A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford University Press, London, 1996.
- [3] T.A. Lipo, "A Cartesian vector approach to reference frame theory of AC machines," in *Conf. Rec. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Lausanne, 1994, pp. 239-242.
- [4] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, Sept./Oct. 1981, pp. 518-523.
- [5] M.C. Klabunde, Y. Zhao, and T.A. Lipo, "Current Control of a 3-Level Rectifier/Inverter Drive System," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Denver, 1994, pp. 859-866.
- [6] S. Ogasawara and H. Akagi, "Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Toronto, 1993, pp. 965-970.
- [7] P. Bhagwat and V.R. Stefanovic, "Generalized structure of a multilevel PWM inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 19, no. 6, Nov./Dec. 1983, pp. 1057-1069.
- [8] G. Sinha and T.A. Lipo, "A four-level inverter based drive with a passive front end," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, March 2000, pp. 285-294.
- [9] M. Marchesoni and P. Tenca, "Theoretical and practical limits in multilevel npc inverters with passive front ends," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Graz, 2001, in CD-ROM, 12pp.
- [10] T.A. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Toledo Spain, 1992, pp. 397-403.
- [11] Y. Liang and C.O. Nwankpa, "A new type of STATCOM based on cascading voltage source inverters with phase-shifted unipolar SPWM," in *Conf. Rec. Industry Applications Society Annual Mtg.*, St. Louis, 1998, pp. 978-985.
- [12] N.P. Schibli, T. Nguyen, and A.C. Rufer, "A three-phase multilevel converter for high-power induction motors," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, no. 5, Sept. 1998, pp. 987-985.
- [13] R.H. Osman, "A medium voltage drive utilizing series-cell multilevel topology for outstanding power quality," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Phoenix, 1999, pp. 2662-2669.
- [14] X. Yuan, H. Stemmler, and I. Barbi, "Investigation on the clamping voltage self-balancing of the three-level capacitor clamping inverter," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Charleston, 1999, pp. 1059-1064.
- [15] C. Keller, R. Jakob, and S. Salama, "Topology and balance control of medium voltage multilevel drives," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Graz, 2001, in CD-ROM.
- [16] M.D. Manjrekar, R. Lund, P. Steimer, and T.A. Lipo, "Hybrid multilevel power conversion system: A competitive solution for high power applications," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, May/June 2000, pp. 834-841.

第 2 章

谐波畸变

第 1 章介绍了如何控制电力电子装置的开关状态来产生变频负载所需的电压的概念和实现方法。但由于现代电力电子装置所固有的开关特性, 其电压控制总是伴随着所不受欢迎的谐波。为衡量电压控制过程中产生的这些谐波的严重程度, 用于量化谐波畸变的基本性能指标应运而生。在本章中将介绍这些指标, 并在全书中将用这些指标来比较不同的调制算法。

2.1 谐波电压畸变因数

变换器调制算法的衍生发展历时多年, 在比较不同算法的效果优劣时有不少容易混淆之处。要比较调制过程效果好坏, 方法之一是比较除基波以外的其余分量的含量多少, 即输出电压或者电流波形相对于理想正弦波形的畸变程度。假定电力电子变换器的输出电压 $v(t)$ 是周期为 T 的周期性函数, 其均方根值 (RMS) 定义为

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \quad (2-1)$$

由于 $v(t)$ 是周期性的, 因此可以用傅里叶级数来表示如下

$$v(t) = V_0 + V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos 2\omega_1 t + V_3 \cos 3\omega_1 t + \dots \quad (2-2)$$

于是

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} v_n v_k \cos n\omega_1 t \cos k\omega_1 t dt} \quad (2-3)$$

经过展开, 上式中 $n \neq k$ 的积分项变为零, 所以

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{\infty} v_n^2 \cos^2 n\omega_1 t dt} \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \left[V_0^2 + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{V_n^2}{2} (1 + \cos 2n\omega_1 t) \right] dt \end{aligned} \quad (2-4)$$

由于两倍频率项一个完整周期的积分结果为零, 于是式 (2-4) 最后变为

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

第2章 谐波畸变
xyzabcxyzabc整理, 学习交流。
(2-5)

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}}$$

或者用各次谐波的有效值可表示为

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_{n,\text{rms}}^2} \quad (2-6)$$

在大多数实际情况下, 基波分量可当作是所期望的输出, 而表达式中的其余成分可视为“畸变”。将式 (2-6) 因式分解可得到

$$V_{\text{rms}} = V_{1,\text{rms}} \sqrt{1 + \left(\frac{V_0}{V_{1,\text{rms}}}\right)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{n,\text{rms}}}{V_{1,\text{rms}}}\right)^2} \quad (2-7)$$

电压的总谐波畸变 (THD) 于是可定义为

$$THD = \sqrt{\left(\frac{V_0}{V_{1,\text{rms}}}\right)^2 + \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_{n,\text{rms}}}{V_{1,\text{rms}}}\right)^2} \quad (2-8)$$

且电压的均方根 (有效) 值变成

$$V_{\text{rms}} = V_{1,\text{rms}} \sqrt{1 + THD^2} \quad (2-9)$$

请注意, 如果总谐波畸变 (THD) 等于零, 波形的均方根值等于基波电压的均方根值。用式 (2-9) 求解 THD, 可得到计算 THD 的一种方法, 即

$$THD = \sqrt{\left(\frac{V_{\text{rms}}}{V_{1,\text{rms}}}\right)^2 - 1} \quad (2-10)$$

从定义 THD 的用意可明显看出, 若期望的输出电压不是基波分量, 则 THD 的定义要做进行相应的修改。

另外, 我们也可以用峰值取代均方根值来表示畸变, 式 (2-6) 可写为

$$\frac{V_{\text{rms}}}{V_{1,\text{rms}}} = \sqrt{1 + \left(\frac{2V_0}{V_1}\right)^2 + \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (2-11)$$

于是总谐波畸变的另一种表达方式

$$THD = \sqrt{\left(\frac{2V_0}{V_1}\right)^2 + \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (2-12)$$

如果该式应用到图 1-12 所示的逆变器电路上, 且假定该逆变器的控制方式得当, 则逆变器输出波形正的部分和负的部分是对称的 (没有直流量或偶次谐波)。电压的谐波畸变因数于是可简化为

$$THD = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (2-13)$$

作为应用该式的一个例子, 研究一下采用移相重叠方式来控制电压的情形。由式 (1-27), THD 变为

$$THD = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left(\frac{\cos n \frac{\alpha}{2}}{\cos \frac{\alpha}{2}} \right)^2} \quad (2-14)$$

图 2-1 所示的为移相电压控制的单相逆变器的总谐波畸变图。

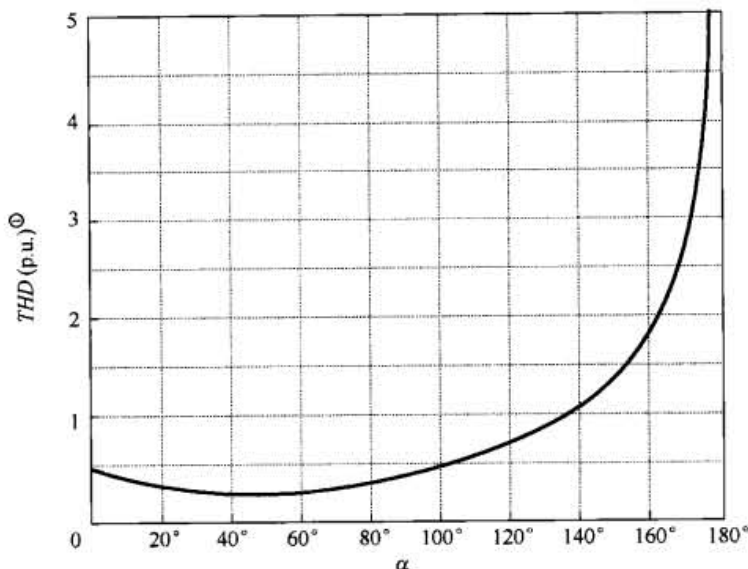


图 2-1 移相电压控制的单相逆变器的总谐波畸变 (THD) 因数随移相角 α 变化的曲线

另一种逆变器波形畸变的表达方法是, 参照未采用电压控制的简单方波逆变器的输出电压将输出的电压畸变标么化。参照式 (2-14), 当 $\alpha = 0$ 时, 该波形的总波形畸变为^②

$$THD_{sqw} = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1}{n^2}} \quad (2-15)$$

由 Dwight 所编著的文献[1] 中编号为 48.12 的条目, 可知

$$1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \dots = \frac{\pi^2}{8} \quad (2-16)$$

于是

$$THD_{sqw} = \sqrt{\left(\frac{\pi^2}{8} - 1 \right)} = 0.4834 \quad (2-17)$$

如果以纯方波逆变器产生的畸变为基准单位来表示电压谐波畸变, 就可以量化描述出移相电压控制方法的效果:

① p.u.意为标么值或单位值。

② 应该指出的是另一种 THD 的定义也在使用。特别是在欧洲, 经常使用以下 THD 式

$$THD = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_{n,rms}}{V_{rms}} \right)^2}$$

其中 V_{rms} 表示总体波形的均方根值。该表达式的优点是其值总是在 0 和 1 之间, 但是该式在美国文献中很少使用。

$$D_v = \frac{THD}{THD_{sqw}}$$

若控制直流环节电压使方波逆变器产生恒电压/频率比的输出, 对于电机驱动等实际应用而言, 此时将移相电压控制所产生的谐波与由方波逆变器产生的谐波相比较所得到的标幺化表达式也许更为实用。也就是说, 为了能够获得所期望的基波分量, 直流电压是不断变化的。在此情况下, 表达式显而易见为

$$D_v = \frac{1}{\left(\frac{V_1}{V_{1,max}}\right)} \frac{THD}{THD_{sqw}} \quad (2-18)$$

其中 $V_{1,max}$ 表示直流环节电压为最大值时的基波分量值。图 2-2 所示的为随着重叠角 α 变化的标幺化的总谐波畸变值。请注意, 当与直流环节电压受控的方波逆变器所产生的谐波相比较时, 移相型控制所产生的谐波畸变仅仅在额定电压附近有效, 即在 100% 到 80% 的电压范围内有效, 当电压低于这一点后, 畸变将快速增加。

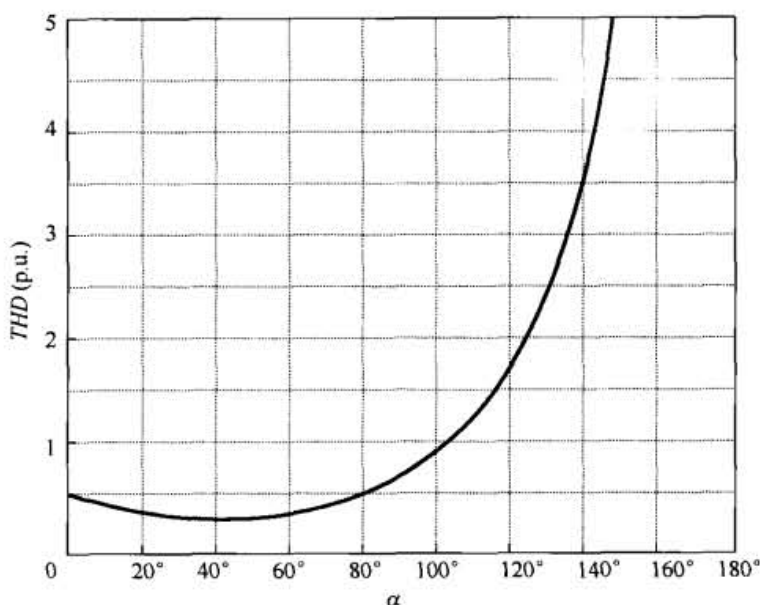


图 2-2 以可变的直流环节电压控制所产生的畸变为基准进行标幺化的移相电压控制的总谐波畸变

2.2 谐波电流畸变因数

在电压源型/刚性电压型逆变器系统中, 输出电压是受控量, 但由于电流比电压更直接地与损耗、输出功率等相关, 所以我们往往对电流最感兴趣。

采用定义电压谐波畸变一样的方式来定义电流谐波畸变, 可以得到

$$THD_i = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=2,3,\dots} I_n^2} \quad (2-19)$$

当然, 由于电流波形与负载阻抗相关, 我们无法预知或描述出其特征。但是在许多应用中, 负载可以用有损耗的电感来表征, 也就是说, 电感中电阻虽小但却不可忽略。在这种情况下, 谐波电流的幅值近似表达为

$$I_n \equiv \frac{V_n}{n\omega_1 L} \quad n=2,3,4,\dots$$

(2-20)

其中 ω_1 为电流波形基波分量的角频率, 如果不存在直流分量, 则

$$THD_i = \frac{1}{\omega_1 L} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2} \quad (2-21)$$

将该表达式以 $(V_n / \omega_1 L)$ 为基准值作标么化, 则可得到加权的总谐波畸变 (WTHD) 的定义表达式

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}}{V_1} \quad (2-22)$$

值得注意的是, 对于电机负载而言, 标么化表达式中的电感 L 本质是电机 (定子加上转子) 的总漏阻抗。适合于表征感应电机的电感的可精确表示为

$$L_\sigma = L_1 + \frac{L_m L_2}{L_m + L_2} \quad (2-23)$$

这里 L_1 、 L_2 、 L_m 分别对应定子磁漏、转子磁漏和磁化感抗。对于感应电机负载而言, 标么化比率 $V_1 / \omega_1 L$ 于是对应着最大的电机浪涌电流^[2]。

以相移控制的单相逆变器作为特例来研究, 其 WTHD 为

$$WTHD = \sqrt{\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n^4} \left(\frac{\cos n \frac{\alpha}{2}}{\cos \frac{\alpha}{2}} \right)^2} \quad (2-24)$$

其移相电压控制的加权总谐波畸变因数如图 2-3 所示。

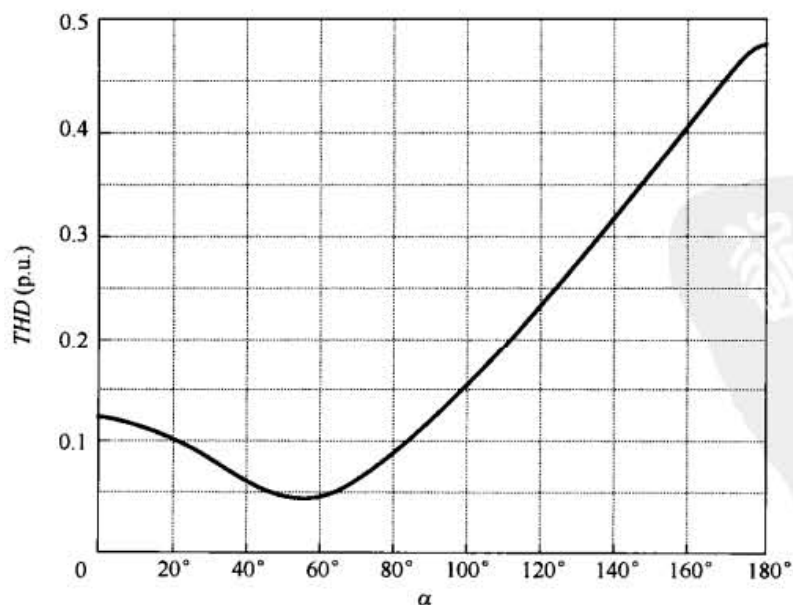


图 2-3 随移相角 α 变化的移相电压控制单相逆变器的加权总谐波畸变 (WTHD) 因数

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

第2章 谐波畸变

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

为了比较不同的开关算法, 可以用单相方波电压逆变器产生的 $WTHD$ 为基准值对 $WTHD$ 进行标么化, 可得

$$WTHD_{sqw} = \sqrt{\frac{1}{3^4} + \frac{1}{5^4} + \frac{1}{7^4} + \dots} \quad (2-25)$$

由 Dwight 编著的文献[1]中编号为 48.12 的条目可知

$$1 + \frac{1}{3^4} + \frac{1}{5^4} + \frac{1}{7^4} + \dots = \frac{\pi^4}{96} \quad (2-26)$$

于是

$$WTHD_{sqw} = \sqrt{\frac{\pi^4}{96} - 1} = 0.1212 \quad (2-27)$$

2.3 三相逆变器谐波畸变因数

三相准方波逆变器 (qsqw) VSI 的电压畸变因数与单相逆变器非常类似。其总谐波畸变为

$$THD_{qsqw} = \sqrt{\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{11^2} + \frac{1}{13^2} + \frac{1}{17^2} + \dots} \quad (2-28)$$

根号里面的无穷级数可以写成

$$\begin{aligned} \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \dots &= \left(1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{9^2} + \dots\right) - 1 - \left(\frac{1}{3^2} + \frac{1}{9^2} + \frac{1}{15^2} + \dots\right) \\ &= \frac{\pi^2}{8} - 1 - \frac{1}{3^2} \left(1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \dots\right) \\ &= \frac{\pi^2}{8} - 1 - \frac{1}{9} \cdot \frac{\pi^2}{8} \\ &= \frac{\pi^2}{9} - 1 \end{aligned} \quad (2-29)$$

于是

$$THD_{qsqw} = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} = 0.3108 \quad (2-30)$$

请注意, 与单相逆变器 THD 为 0.4834 相比, 三相逆变器的 THD 大为减少。

可以推导得到该逆变器的加权总谐波畸变因数。如果假定负载为高感性的负载, 不难得到

$$\begin{aligned} WTHD_{qsqw} &= \sqrt{\frac{\pi^4}{96} - 1 - \frac{1}{3^4} \cdot \frac{\pi^4}{96}} \\ &= \sqrt{\frac{5\pi^4}{486} - 1} \\ &= 0.0464 \end{aligned} \quad (2-31)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

相对于单相电压源逆变器 (VSI) 输出的畸变因数 0.1212 而言, 上式计算所得波形质量大为改善。三电平逆变器的 THD 可以用类似的方法来计算。对于有 30° 的零桥臂电压台阶的三电平逆变器 (此时有最小的 THD), 线—中性点电压的均方根值可计算为

$$\begin{aligned} v_{rms}^2 &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} v_{as}^2 d\theta \\ &= \frac{2}{\pi} \left[\frac{\pi}{12} \left(\frac{4}{3} \right)^2 + \frac{\pi}{6} (1)^2 + \frac{\pi}{6} \left(\frac{2}{3} \right)^2 + \frac{\pi}{12} 0 \right] V_{dc}^2 \end{aligned} \quad (2-32)$$

于是

$$v_{rms} = \frac{\sqrt{7}}{3} V_{dc} \quad (2-33)$$

利用式 (1-77), 由式 (2-10) 可得三电平逆变器线—中性点电压的 THD :

$$THD = \sqrt{\left(\frac{\frac{\sqrt{7}}{3} V_{dc}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{5\pi}{12} V_{dc}} \right)^2 - 1} = 0.1686 \quad (2-34)$$

不难看到, 与两电平所得到的畸变值 0.3108 相比, 该结果所对应的波形质量大为改善。同理可得到四电平和五电平逆变器产生波形的最小 THD 分别为 0.1186 和 0.0943。

由于附加的电容值参数对波形带来影响, 因此难以为电流源逆变器定义诸如 THD 和 $WTHD$ 之类的通用性能指标。但是, 若忽略电流波形的有限斜率, 就可以采用 VSI 一样的方式来定义加权的 THD , 即

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=5,7,11,\dots}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2-35)$$

依据上述的结论, 由于

$$\left(\frac{1}{5} \right)^2 + \left(\frac{1}{7} \right)^2 + \left(\frac{1}{11} \right)^2 + \left(\frac{1}{13} \right)^2 + \left(\frac{1}{17} \right)^2 + \dots = \frac{\pi^2}{9} - 1 \quad (2-36)$$

可得

$$WTHD_{qsqwc} = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} = 0.3108 \quad (2-37)$$

该值与准方波电压逆变器的 THD 值相等, 但大约为准方波电压源逆变器的 $WTHD$ 的 6 倍以上。但是这样的结果其实有误导性, 因为 VSI 的 $WTHD$ 采用对应电机浪涌电流的 ($V_n / \omega_1 L$) 为基准量来标么化, 而 CSI 的 $WTHD$ 采用额定电流为基准量来进行标么化。因此, 假设负载为电机, 若浪涌电流大约为额定电流的 6 倍 (一个非常典型的值), 那么工作在额定电流情况下两种逆变器将产生同样大小的谐波电流。若 VSI 的直流环节电压与负载无关且保持恒定, 且浪涌电流与额定电流的比率一样, 在负载低于额定负载的情况下, CSI 的电流畸变其实比 VSI 的要小。

2.4 性能指标的选择

图 2-4 所示的单相电压源逆变器是最简单的电力电子变换器拓扑之一。它能够用来将固定幅值的直流电源电压转换为幅值可变、频率可变的交流电压输出。由于用于该逆变器调制之用的 PWM 技术是几乎所有其他的固定频率变换器的调制策略的基础, 因此从它入手研究变换器的调制是最合适的。请注意, 为了方便地表示调制参考波形, 直流母线电压分成两等分且中点电压为零。在实际当中, 该电源的中点在物理上往往并不存在。

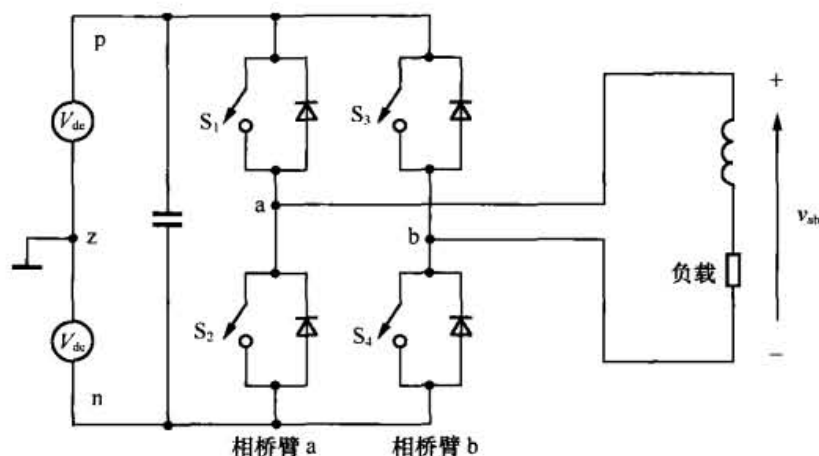


图 2-4 单相电压源逆变器拓扑

下面给出一个两种调制算法无法以 THD 作为衡量性能优劣的指标的例子。图 2-5 所示的为两种调制算法的 PWM 波形。这两种调制算法通过调节开关时刻输出相同的基波分量。第一种方法源自于自然采样调制, 其输出脉冲在一个周期内接近正弦规律变化, 于是脉冲对时间的积分近似为正弦波; 第二种波形是一种简单中心缺口方法, 移去一个中心缺口不是出于抑制谐波的目的而是用来产生期望的基波分量。根据定义, 由式 (2-10), THD 可以表示为

$$THD = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{1,rms}}\right)^2 - 1} \quad (2-38)$$

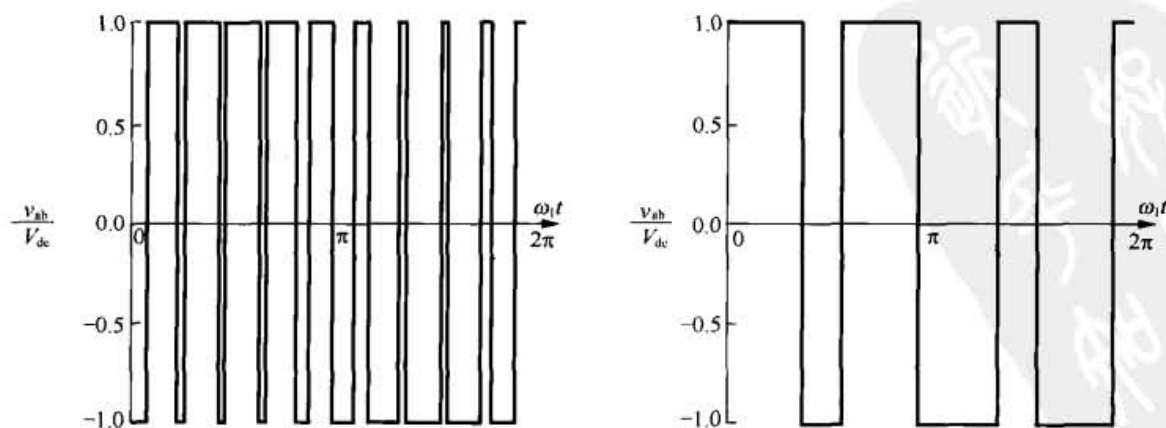


图 2-5 具有有相同基波分量的单相逆变器的两种输出开关电压波形

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \quad (2-39)$$

对这个两波形做平方运算, 可明显看到波形的负值部分和正值部分具有相同的平方值。两波形的均方根值都是

$$V_{\text{rms}} = V_{\text{dc}} \quad (2-40)$$

因此两波形的均方根值都相等, THD 实际上也几乎相等, 不同之处仅仅是因为标幺化后的基波分量有所差别。回想可知, 存储在电容中能量与它的电压的平方是成正比的。类似地, 任一波形的均方根值的平方可等价于某种与波形有关的类似能量的每周期的平均值。由于频谱图仅仅是另一种描绘该能量的方式, 该结果表明, 通过调制其实可以改变的只是频谱的分布, 但不论使用什么样的 PWM 算法都无法改变一个给定波形所含的总能量。

该简单例子采用单相逆变器, 那些采用三相半桥或者三相全桥方案的类似例子也容易用公式来表述。很明显, 当 THD 被用作性能指标时, 可能会产生十分让人误解的结果。无论如何, 由于电压畸变是定义一个干净的电压波形的重要标准, 因此在确定滤波器的规格时 THD 仍然是很有用的性能指标。

THD 的加权值也可以用作比较基准。在此情况下, 频谱中频率越低的部分权重系数越大 (即成反比), 这精确地描绘出了所期望得到的感性负载的谐波电流。由于可以引入其他的加权方法来解决非线性的效应, 比如滞环或者涡流效应, 因而该性能指标显然是最广而适用的选项并为本文所采用。

虽然 $WTHD$ 使用一套加权因数, 但值得注意的是, 该量无需通过频谱分解 (即波形的谐波频谱的计算) 来计算得到。通常, 由于其固有的对称性, 交流逆变器的输出相电压可以写作一个用余弦谐波表示的偶函数。

$$v(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos n\theta \quad \text{这里 } \theta = \omega t \quad (2-41)$$

如果对等式两边先积分且所得结果再平方, 可得

$$\left(\int_0^{\theta} v(\theta) d\theta \right)^2 = \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n}{n} \sin n\theta \right)^2 \quad (2-42)$$

对等式的两边再次积分, 其积分区间为基波分量的一个周期, 则得到

$$\int_0^{2\pi} \left(\int_0^{\theta} v(\theta) d\theta \right)^2 d\theta = \pi \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2 \quad (2-43)$$

请注意, 在一个周期区间上积分, 该表达式右边包含有两个不同频率的三角函数的乘积的所有项的积分结果为零。

回顾式 (2-22)

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}}{V_1} \quad (2-44)$$

http://www.3dportal.cn/discuz/

第2章 谐波畸变
xyzabcxyzabc整理, 学习交流.

根据式 (2-43) 的结果, 有

$$WTHD = \sqrt{\frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\int_0^{\theta} v(\theta) d\theta \right)^2 d\theta}{V_1^2} - 1} \quad (2-45)$$

式 (2-45) 可用来以闭合形式来数值计算 $WTHD$, 而不是像通常方法那样对谐波分量求和的方式求出 $WTHD$ 。由于该方法不用从某频率起就截断谐波级数来计算 $WTHD$, 因此它能提供更精确的计算结果。

2.5 三电平逆变器的加权总谐波畸变

以图 1-25 所示的三电平逆变器为例, 用式 (2-45) 来计算它的加权总谐波畸变 ($WTHD$), 其电压波形如图 1-26 所示。将波形表示为一个偶函数, 那么在第一个 90° 的区间内线对负载中性点的电压为

$$\begin{aligned} v_{l-n}(\theta) &= \frac{4}{3}V_{dc} && \text{当 } 0 < \theta < \frac{\pi}{12} \text{ 时} \\ v_{l-n}(\theta) &= V_{dc} && \text{当 } \frac{\pi}{12} \leq \theta < \frac{\pi}{4} \text{ 时} \\ v_{l-n}(\theta) &= \frac{2}{3}V_{dc} && \text{当 } \frac{\pi}{4} \leq \theta < \frac{5\pi}{12} \text{ 时} \\ v_{l-n}(\theta) &= 0 && \text{当 } \frac{5\pi}{12} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \text{ 时} \end{aligned}$$

因为波形对称, 只需在 $1/4$ 幅值周期区间内定义波形并计算出 $WTHD$, 要小心定义该偶函数 (余弦) 以免由初始状态产生出平均电压成分。在此情况下, $WTHD$ 变为

$$WTHD = \sqrt{\frac{\frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\int_0^{\theta} v(\theta) d\theta \right)^2 d\theta}{V_1^2} - 1} \quad (2-46)$$

在根号里面的积分项, 可以如下分成四段进行积分:

$$\begin{aligned} \int_0^{\theta} v_{l-n}(\theta) d\theta &= V_{dc} \frac{4}{3} \theta && \text{当 } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{12} \text{ 时} \\ \int_0^{\theta} v_{l-n}(\theta) d\theta &= V_{dc} \left\{ \frac{4}{3} \cdot \frac{\pi}{12} + \left(\theta - \frac{\pi}{12} \right) \right\} && \text{当 } \frac{\pi}{12} \leq \theta \leq \frac{\pi}{4} \text{ 时} \\ \int_0^{\theta} v_{l-n}(\theta) d\theta &= V_{dc} \left\{ \frac{4}{3} \cdot \frac{\pi}{12} + \frac{\pi}{6} + \frac{2}{3} \left(\theta - \frac{\pi}{4} \right) \right\} && \text{当 } \frac{\pi}{4} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{12} \text{ 时} \\ \int_0^{\theta} v_{l-n}(\theta) d\theta &= V_{dc} \left\{ \frac{4}{3} \cdot \frac{\pi}{12} + \frac{\pi}{6} + \frac{2}{3} \cdot \frac{\pi}{6} \right\} && \text{当 } \frac{5\pi}{12} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \text{ 时} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_0^{\frac{\pi}{12}} \left(\int_0^{\theta} v_{l-n}(\theta) d\theta \right)^2 &= V_{dc}^2 \frac{\pi^3}{2916} & \text{当 } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{12} \text{ 时} \\ \int_{\frac{\pi}{12}}^{\frac{\pi}{4}} \left(\int_0^{\theta} v_{l-n}(\theta) d\theta \right)^2 &= V_{dc}^2 \frac{13\pi^3}{1944} & \text{当 } \frac{\pi}{12} \leq \theta \leq \frac{\pi}{4} \text{ 时} \\ \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{5\pi}{12}} \left(\int_0^{\theta} v_{l-n}(\theta) d\theta \right)^2 &= V_{dc}^2 \frac{109\pi^3}{5832} & \text{当 } \frac{\pi}{4} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{12} \text{ 时} \\ \int_{\frac{5\pi}{12}}^{\frac{\pi}{2}} \left(\int_0^{\theta} v_{l-n}(\theta) d\theta \right)^2 &= V_{dc}^2 \frac{49\pi^3}{3888} & \text{当 } \frac{5\pi}{12} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \text{ 时} \end{aligned}$$

将这些项相加, 可得

$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\int_0^{\theta} v_{l-n}(\theta) d\theta \right)^2 = \pi^3 \frac{149}{3888} V_{dc}^2 = 1.188 V_{dc}^2 \quad (2-47)$$

将式 (2-47) 和式 (1-77) (乘以 $\sqrt{2}$ 以得到基波峰值) 代入式 (2-46), 最后得到

$$WTHD = \sqrt{\frac{\frac{4}{\pi} \pi^3 \frac{149}{3888} V_{dc}^2}{\left(\frac{4}{\pi} \sin \frac{5\pi}{12} V_{dc} \right)^2}} - 1 = 0.0161 \quad (2-48)$$

与常规的两电平非调制 (“方波”) 逆变器的类似表达式相比, 式 (2-31) 中 $WTHD$ 值为 0.0464 表明采用三电平逆变器工作可将 $WTHD$ 减小 65%。表 2-1 总结了非调制方波两电平至五电平逆变器的性能。在表中, 由于复杂程度急剧增加, 四电平和五电平逆变器的 $WTHD$ 只是简单地使用式 (2-46) 进行了数值计算。这些 $WTHD$ 值可作为很好的参考值用于比较要开发的各种脉宽调制算法。

表 2-1 五种非调制 (方波) 逆变器的性能指标

逆变器类型	相电压基波的有效值	相电压的有效值	THD	WTHD
单相桥	$0.4502V_{dc}$	$0.5V_{dc}$	48.34%	12.12%
三相两电平桥	$0.4502V_{dc}$	$0.4714V_{dc}$	31.08%	4.64%
三相三电平桥	$0.4348V_{dc}$	$0.441V_{dc}$	16.86%	1.61%
三相四电平桥	$0.4321V_{dc}$	$0.4351V_{dc}$	11.86%	1.12%
三相五电平桥	$0.4321V_{dc}$	$0.4330V_{dc}$	9.43%	0.987%

2.6 感应电动机负载

前面已经证明, $WTHD$ 比 THD 更适合用作非正弦变换器波形的性能指标, 这是由于 $WTHD$ 能够预报出电流的畸变程度以及由畸变导致的额外损耗, 而该损耗在这类逆变器应用中是颇为典型的主要问题。然而, 回顾可知, 式 (2-22) 是在假定负载的电阻和电感恒定 (并很小) 的前提下得到的。如果负载是无源的, 该假定通常是成立的, 然而当负载为电机时, 由于负载阻抗的非线性特性, 必须采取特殊的防范措施。对于任意绕法的交流电机的定子回路而言, 电阻和电感恒定的假定仍然成立。但是, 由于深槽效应导致转子电流在转子导条气隙侧的电流上升, 感应电机中转子内部短路的导条会产生某些特殊问题, 总的结果是转子回路的电阻和电感的大小与频率相关。

2.6.1 矩形鼠笼条

考虑图 2.6 所示的置于钢凹槽里的简单矩形导条, 在任意高度 y 上的导条长度上的总电阻压降可以用电场在导条长度上积分来得到, 即

$$\tilde{V}_R = \int_0^l \tilde{E} \cdot dl \quad (2-49)$$

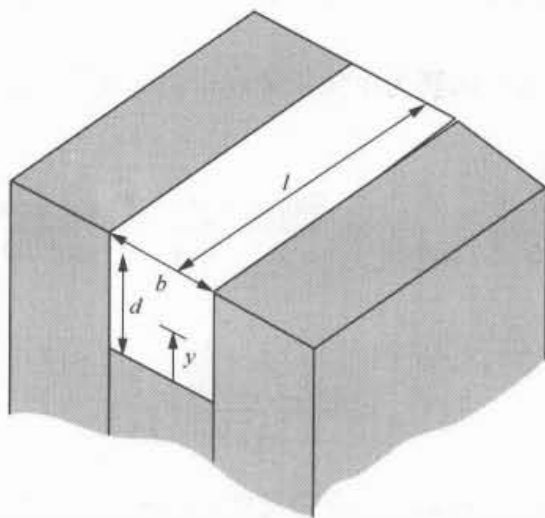


图 2-6 嵌在铁心叠片中的转子导条

其中 l 表示铁心叠片中转子导条的长度。在文献[2]中该电压降简化为

$$\tilde{V}_R = \frac{\gamma \rho I_m l}{b} \left(\frac{\cosh \gamma y}{\sinh \gamma d} \right) \quad (2-50)$$

其中

$$\gamma = \sqrt{\frac{j\omega_b \mu_0}{\rho}} \quad (2-51)$$

且 ω_b 是加在转子导条上反电动势的角频率, μ_0 是空气的磁导率, ρ 是导体条的电阻率。请注意, 该电阻性的压降在凹槽的顶端时为最大值, 此时参数 $y = d$ 。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

<http://www.3dportal.cn/dv.html>

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

穿过凹槽高度 y 之上的总磁链与高度 y 以下的电流有关, 该总磁链为

$$\begin{aligned}\bar{\phi}_m(y) &= \int_0^l \int_y^d \bar{B}_m dy dz \\ &= \frac{\mu_0 I_m l}{\gamma b_s} \left(\frac{\cosh \gamma d - \cosh \gamma y}{\sinh \gamma d} \right)\end{aligned}\quad (2-52)$$

任意高度 y 上导条长度上的总电抗压降于是为

$$\tilde{V}_L = \frac{\partial}{\partial t} \int_0^l \int_y^d \bar{B}_m dy dz \quad (2-53)$$

或者用复数形式表达为

$$\tilde{V}_L = j\omega_b \bar{\phi}_m$$

于是

$$\tilde{V}_L = \frac{j\omega_b \mu_0}{\gamma} \frac{I_m l}{b_s} \left(\frac{\cosh \gamma d - \cosh \gamma y}{\sinh \gamma d} \right) \quad (2-54)$$

请注意, 电抗压降在凹槽的顶端为零, 而在凹槽的底部为最大值。这与电阻压降的变化趋势相反。

在任意高度 y 上导条上的总压降为电抗压降和电阻压降之和。

$$\begin{aligned}\tilde{V}_{\text{bar}} &= \tilde{V}_R + \tilde{V}_L \\ &= \frac{\gamma \rho I_m l}{b} \left(\frac{\cosh \gamma y}{\sinh \gamma d} \right) + \frac{j\omega_b \mu_0}{\gamma} \frac{I_m l}{b_s} \left(\frac{\cosh \gamma d - \cosh \gamma y}{\sinh \gamma d} \right)\end{aligned}\quad (2-55)$$

该式也可以写成^[2]

$$\tilde{V}_{\text{bar}} = \frac{\gamma \rho I_m l}{b} \left(\frac{\cosh \gamma d}{\sinh \gamma d} \right) \quad (2-56)$$

请注意, 正如所料, 导条长度上的总电压降为常数, 这因为所有的导条丝都是并联在一起的。导条中电流的分布可视为一个均一 (平均) 电流和一环流的叠加。该环流的方向与凹槽漏磁通随时间的变化率相反, 在导条的顶部与均一电流相加, 在导条的底部均一电流相减。深槽效应使得电流在位于凹槽顶部导体中流动, 导条的有效电阻是圆形导条和浅导条转子的数倍 (通常是 3~4 倍)。在双鼠笼转子中, 顶部导条比底部导条的电阻大, 可以根据需要使电机启动时的有效电阻增大。

式 (2-56) 可以写成矩形导条的直流电阻的形式

$$R_{\text{dc}} = \frac{\rho l}{bd} \quad (2-57)$$

于是导条的有效阻抗为

$$\begin{aligned}\tilde{Z}_{\text{bar}} &= \frac{\tilde{V}_{\text{bar}}}{I_m} \\ &= R_{\text{dc}} \left(\frac{\gamma d \cosh \gamma d}{\sinh \gamma d} \right)\end{aligned}\quad (2-58)$$

阻抗的实部代表导条的交流电阻。该电阻可以容易地如下求得

$$R_{\text{ac}} = \alpha d R_{\text{dc}} \left(\frac{\sinh 2\alpha d + \sin 2\alpha d}{\cosh 2\alpha d - \cos 2\alpha d} \right) \quad (2-59)$$

其中

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega_b \mu_o}{2\rho}} \quad (2-60)$$

阻抗的虚部代表导条的电抗, 其值如下

$$X_{\text{ac}} = \alpha d R_{\text{dc}} \left(\frac{\sinh 2\alpha d - \sin 2\alpha d}{\cosh 2\alpha d - \cos 2\alpha d} \right) \quad (2-61)$$

于是在一个凹槽中矩形导条的电感为

$$L_{\text{dc}} = \mu_o \frac{dl}{3b} \quad (2-62)$$

所以式 (2-61) 也可以写成

$$X_{\text{ac}} = \frac{3}{2} \frac{\omega_b L_{\text{dc}}}{\alpha d} \left(\frac{\sinh 2\alpha d - \sin 2\alpha d}{\cosh 2\alpha d - \cos 2\alpha d} \right) \quad (2-63)$$

交流电感于是为

$$L_{\text{ac}} = \frac{3}{2} \frac{L_{\text{dc}}}{\alpha d} \left(\frac{\sinh 2\alpha d - \sin 2\alpha d}{\cosh 2\alpha d - \cos 2\alpha d} \right) \quad (2-64)$$

如果 αd 值很大, 式 (2-59) 和式 (2-61) 可以近似为

$$R_{\text{ac}} = \alpha d R_{\text{dc}} \quad (2-65)$$

和

$$L_{\text{ac}} = \frac{3}{2} \frac{L_{\text{dc}}}{\alpha d} \quad (2-66)$$

使用式 (2-57), 可以用以下形式来表示等式 (2-65)

$$\begin{aligned}R_{\text{ac}} &= \frac{\rho l}{bd} \alpha d \\ &= \rho \left(\frac{l}{b/\alpha} \right)\end{aligned}\quad (2-67)$$

因此, 对于足够高的频率, 如果我们用等效深度 $1/\alpha$ 来代替导条实际深度 d , 可以用计算直流电阻的同样方式来计算交流电阻。量 $1/\alpha$ 称之为集肤深度。这种由于正弦励磁所导致的电流在导体中分布不均的现象被称为集肤效应。以各自直流值为基准的标么化的 R_{ac} 和 L_{ac} 的图

形如图 2-7 所示。

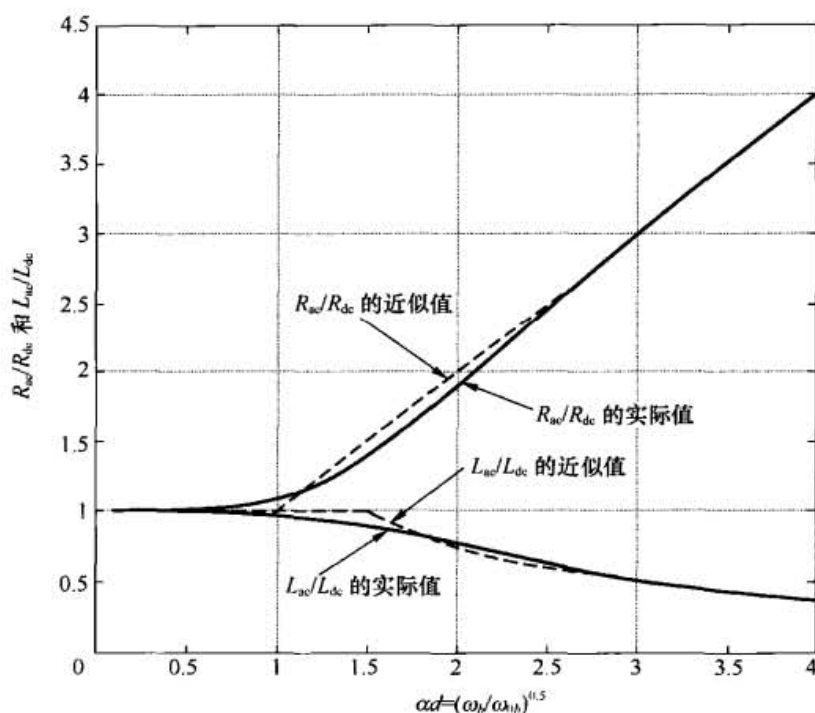


图 2-7 随 αd 变化的凹槽中导条的标么化电阻、电感及其近似值

可以用频率形式直接写式 (2-65) 和式 (2-66)。如果注意到

$$\alpha d = \sqrt{\frac{\omega_b \mu_0}{2\rho}} d = \sqrt{\frac{\omega_b \mu_0 d^2}{2\rho}}$$

定义一个“导条”或者“转折”频率

$$\omega_{0b} = \frac{2\rho}{\mu_0 d^2} \quad (2-68)$$

在大 αd (高频) 范围内的 R_{ac} 和 L_{ac} 可写成

$$R_{ac} = \sqrt{\frac{\omega_b}{\omega_{0b}}} R_{dc} \quad (2-69)$$

$$L_{ac} = \frac{3}{2} \frac{L_{dc}}{\sqrt{\omega_b / \omega_{0b}}} \quad (2-70)$$

如果 R_{ac} 和 L_{ac} 的直流值假定分别低于 $\omega_b / \omega_{0b} = 1$ 和 $9/4$, 且其高频近似值大于这些值, 就可得到图 2-7 所示的虚线。使用较好的近似曲线可以用于估算与频率有关的转子导条参数所引起的谐波畸变。

2.6.2 非矩形转子条

众所周知, 实际感应电机设计中导条的形状很少是 2.6.1 节中所采用的简单的矩形结构。

导条形状的设计实际上是为了使逆变器谐波所造成的损耗最小。由于前面章节的分析都假定导条为矩形, 因此有理由质疑这些结果对非矩形导条是否适用。尽管导条形状有多种, 但看起来所有的导条设置基本上都拥有一个如式 (2-68) 类型的导条转折频率。当频率低于转折频率时, 转子电阻和漏感的频率特性一般可近似为常数; 当频率大于转折频率时, R_{ac} 与 $\sqrt{\omega_b / \omega_{0b}}$ 成正比, L_{ac} 与 $\sqrt{\omega_b / \omega_{0b}}$ 成反比。可以看出, 导条的形状主要影响大于转折频率时曲线的斜率。但是, 总能够通过修正前面所作分析的办法来适应大于转折频率时不同斜率的情形。比如, 令 K_b 代表乘数, 引入 K_b 用来改变由式 (2-69) 和式 (2-70) 得到的单位值斜率。该单位值斜率可以用诸如有限元分析等方法计算得到。在大于转折频率时, 经修正的交流电阻可以表示为

$$\begin{aligned} R'_{ac} &= [K_b(\sqrt{\omega_b / \omega_{0b}} + 1)]R_{dc} \\ &= K_b R_{ac} + (1 - K_b)R_{dc} \end{aligned} \quad (2-71)$$

类似地

$$L'_{ac} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_{dc}}{K_b(\sqrt{\omega_b / \omega_{0b}} + 1)} \quad (2-72)$$

该式变为

$$L'_{ac} = \frac{\sqrt{\omega_b / \omega_{0b}} L_{ac}}{K_b(\sqrt{\omega_b / \omega_{0b}} - 1) + 1} \quad (2-73)$$

于是, 当简单矩形导条的对应某一特定的导条谐波的交流电阻和电感已经计算出时, 可以通过式 (2-71)、式 (2-72) 和式 (2-73) 很容易地将等效的结果推广应用于非矩形导条。

2.6.3 每相等效电路

单根导条的阻抗已经确定, 由于在平衡稳态下, 一个感应电机的所有导条流过相同的磁通(仅仅在相位上有差别), 因此电机转子的等效电路阻抗将保持与单根导条相同的频率特性。尽管转子回路包含有端环, 但是其频率特性仍然不变。从实用角度考虑, 因为电机转子的转速接近同步转速, 仅仅差了一个小的转差率, 可以假设导条频率与施加在定子上的任意一个谐波有关, 导条频率为

$$\omega_b = \omega_n \pm \omega_1 \quad (2-74)$$

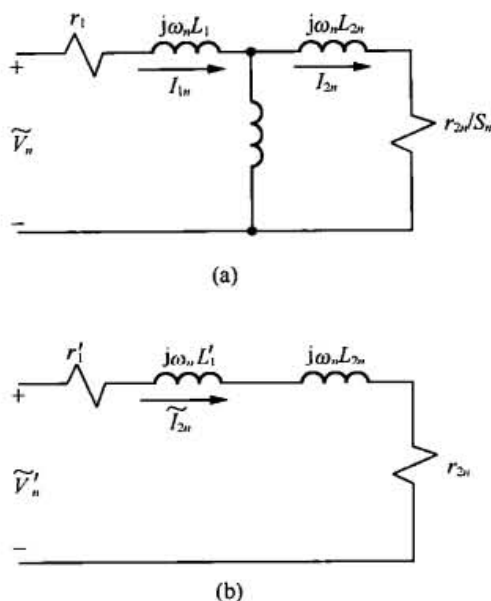
其中, 当定子谐波以反转时取加号(比如 2,5,8,11,...), 当定子谐波正转时取减号(比如 1,4,7,10,13,...), 随频率变化影响的转子电阻和电感可以用下式来近似

$$R_{ac} = \sqrt{\frac{\omega_b \pm \omega_1}{\omega_{0b}}} R_{dc} \quad (2-75)$$

和

$$L_{ac} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_{dc}}{\sqrt{(\omega_b \pm \omega_1) / \omega_{0b}}} \quad (2-76)$$

所得到的参数随频率变化的感应电机的每相等效电路如图 2-8(a)所示。



$$r_{2n} = r_2 \sqrt{(\omega_n \pm \omega_1) / \omega_{0b}}$$

$$L_{2n} = \frac{3}{2} \frac{L_2}{\sqrt{(\omega_n \pm \omega_1) / \omega_{0b}}}$$

$$r'_1 = r_1 \frac{L_m}{L_1 + L_m}$$

$$L'_1 = \frac{L_1 L_m}{L_1 + L_m}$$

$$\tilde{V}'_n = \frac{L_m}{L_1 + L_m} \tilde{V}_n$$

图 2-8 (a)非 3 倍次谐波分量下感应电机频域等效电路和(b)使用戴维宁定理将定子侧折算到转子侧的等效电路

当高频的谐波叠加在基波上, 在饱和不是太严重的情况下能够应用叠加原理进行分析。当频率高时, 任意一非 3 倍次谐波的滑差频率为

$$S_n = \frac{\pm \omega_n - \omega_r}{\pm \omega_n} \rightarrow 1 \quad (2-77)$$

其中 ω_r 是以电弧度每秒表示的转子转速, 是使用加号还是减号分别取决于谐波是正序还是负序。如果 ω_n 足够高, 则不管 ω_n 极性如何, 该表达式接近 1。

因为转子的参数是随频率变化的, 将定子侧的电路折算到转子电路较为有利, 而不是反过来折算。使用戴维宁定理, 从转子侧观察到的气隙处的电压是

$$V'_n = \frac{j\omega_n L_m}{r_1 + j\omega_n (L_1 + L_m)} V_n \quad (2-78)$$

当频率足够高时, 可以方便地将式 (2-78) 近似为

$$V'_n \cong \frac{L_m}{(L_1 + L_m)} V_n \quad (2-79)$$

将电压源短路可得到戴维宁输入阻抗如下

$$Z'_{1n} = \frac{(r_1 + j\omega_n L_1) j\omega_n L_m}{r_1 + j\omega_n (L_1 + L_m)} \quad (2-80)$$

<http://www.3dportal.cn/discuz/>
如果角频率 ω_n 也足够高

第2章 谐波畸变
xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

$$\begin{aligned} Z'_{1n} &\cong r_1 \frac{L_m}{L_1 + L_m} + j\omega_n \frac{L_1 L_m}{(L_1 + L_m)} \\ &= r'_1 + j\omega_n L'_1 \end{aligned} \quad (2-81)$$

其中

$$r'_1 = r_1 \frac{L_m}{L_1 + L_m} \quad (2-82)$$

$$L'_1 = \frac{L_1 L_m}{L_1 + L_m} \quad (2-83)$$

显然转子参数随频率变化的情形一定会反映出转子旋转的情况。因此, 举例来说, 5 次定子电压, 实质上相当于在转子上施加了一个 4 次或 6 次谐波电压, 是 4 次谐波电压还是 6 次谐波电压取决于定子电压相对于转子旋转的方向的正或反。通常, 对于与基波相关的谐波, 三相电压波形保持平衡。也就是说, 三个电压的波形相同, 但仅仅在时间上存在 $1/3$ 周期的相位差。旋转的顺序可以由将谐波的次数 n 除以 3, 然后看由此产生的分数 (如果有的话) 的分子来判定。如果分子是 1, 则旋转顺序为正并在等式 (2-77) 中用减号, 若分子为 2, 则顺序为负且在等式 (2-77) 用加号。如果 n 的值可以被 3 整除, 该分量对应于一个零序项, 而且应当从合计项中略去, 因为该分量与转子不相关。

2.7 感应电动机负载的谐波畸变加权因数

2.7.1 转子电阻 (随频率变化) 的加权总谐波畸变

如果只考虑转子电阻随频率变化的特性并且假定转子电感保持不变, 可以建立一个非常简单的性能指标来衡量非正弦电压波形施加到转子支路上效果。在此情况下, 参照式 (2-69) 和图 2-7, 可以近似得到随频率变化的 r_2 的变化情况如下

$$r_{2n} = r_2 \quad \text{当 } \omega_b \leq \omega_{0b} \quad (2-84)$$

以及

$$r_{2n} = r_2 \sqrt{\frac{\omega_b}{\omega_{0b}}} \quad \text{当 } \omega_b > \omega_{0b} \quad (2-85)$$

在第一种情况下, 由单个谐波而在转子电阻中造成的损耗可简单地表示为

$$P_{2n} = 3I_{2n}^2 r_2 \cong 3 \left[\frac{V'_n}{\omega_n (L'_1 + L_2)} \right]^2 r_2 \quad (2-86)$$

如果定子的电阻可以被忽略, 当标么化为在启动期间 (浪涌电流) 产生的损耗时, 该式变为

$$\frac{P_{2n}}{P_{2,\text{inrush}}} = \frac{3 \left[\frac{V'_n}{\omega_n (L'_1 + L_2)} \right]^2 r_2}{3 \left[\frac{V'_1}{\omega_1 (L'_1 + L_2)} \right]^2 r_2} \quad (2-87)$$

$$= \left(\frac{\omega_1}{\omega_n} \right)^2 \left(\frac{V'_n}{V'_1} \right)^2$$

如果假定在所关心的频率上定子电阻压降与定子漏抗上的压降相比可以忽略, 该式最后简化为

$$\frac{P_{2n}}{P_{2n,\text{inrush}}} = \frac{1}{n^2} \left(\frac{V'_n}{V'_1} \right)^2 \quad (2-88)$$

当 $\omega_b > \omega_{0b}$

$$P_{2n} = 3 \left[\frac{V'_n}{\omega_n (L'_1 + L_2)} \right]^2 r_2 \sqrt{\frac{\omega_n \pm \omega_1}{\omega_{0b}}} \quad (2-89)$$

或者

$$\frac{P_{2n}}{P_{2,\text{inrush}}} = \frac{3 \left[\frac{V'_n}{\omega_n (L'_1 + L_2)} \right]^2 r_2 \sqrt{\frac{\omega_n \pm \omega_1}{\omega_{0b}}}}{3 \left[\frac{V'_1}{\omega_1 (L'_1 + L_2)} \right]^2 r_2} \quad (2-90)$$

$$= \left(\frac{\omega_1}{\omega_n} \right)^2 \sqrt{\frac{\omega_n \pm \omega_1}{\omega_{0b}}} \left(\frac{V'_n}{V'_1} \right)^2$$

$$= \left(\frac{\omega_1}{\omega_n} \right)^2 \sqrt{\frac{\omega_n}{\omega_1} \frac{\omega_1}{\omega_{0b}} \pm \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} \left(\frac{V'_n}{V'_1} \right)^2 \quad (2-91)$$

$$\cong \frac{1}{n^2} \sqrt{(n \pm 1) \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} \left(\frac{V'_n}{V'_1} \right)^2$$

如下所定义加权谐波畸变因数 (WTHD) 按频率分成两组项

$$WTHD_{\text{bar}} = \sqrt{\sum_{n=2}^{n_0} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V'_n}{V'_1} \right)^2 + \sum_{n_0+1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \sqrt{(n \pm 1) \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} \left(\frac{V'_n}{V'_1} \right)^2} \quad (2-92)$$

其中, n_0 表示 $\omega_b < \omega_{0b}$ 条件下的最高次谐波。

显然, 由于第二组的各项比第一组的所占得权重重要, 因此随几何形状变化的参数 ω_1/ω_{0b} 对于 WTHD 有重要的影响。在大多数使用脉宽调制的实例中, 这里, 低频谐波受到

http://www.3dportal.cn/discuz/

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

第2章 谐波畸变

抑制且所有的谐波的频率都比 ω_{0b} 要大, 所以可以定义

$$WTHD_{\text{bar}} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_{0b}} \right)^{1/4} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{\sqrt{(n+1)}}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_1} \right)^2} \quad (2-93)$$

量 ω_1/ω_{0b} 可以被视为与电机设计有关的“导条因数”, 对此逆变器的设计人员无法对其进行控制。其余部分主要与挑选 PWM 算法的目的最相关。在 60Hz 频率下工作, ω_1/ω_{0b} 的取值范围是从小电机 (5 马力^①) 的 0.25 到大电机 (500 马力) 的 4.0。

2.7.2 考虑转子漏感 (随频率变化) 影响的加权总谐波畸变

迄今为止, 仅仅考虑了转子电阻随频率变化的影响。当将转子漏感的变化也考虑进来时, 其过程是类似的。在此情况下, 频域可以分为如下三个区域

$$r_{2n} = r_2 \quad L_{2n} = L_2 \quad \text{当 } \omega_b \leq \omega_{0b} \text{ 时} \quad (2-94)$$

$$r_{2n} = r_2 \left(\sqrt{\frac{\omega_n \pm \omega_1}{\omega_{0b}}} \right) \quad L_{2n} = L_2 \quad \text{当 } \omega_{0b} < \omega_b \leq \frac{9}{4} \omega_{0b} \text{ 时} \quad (2-95)$$

$$r_{2n} = r_2 \left(\sqrt{\frac{\omega_n \pm \omega_1}{\omega_{0b}}} \right) \quad L_{2n} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_2}{\sqrt{(\omega_n \pm \omega_1)/\omega_{0b}}} \quad \text{当 } \omega_b \geq \frac{9}{4} \omega_{0b} \quad (2-96)$$

前两个 ω_n 的区域对 $WTHD$ 的贡献大小的求解答案与 2.7.1 节中的工作一样。隶属于第三个区域的谐波所造成的典型的一个损耗项为

$$P_{2n} = 3 \left\{ \frac{V'_n}{\omega_n \left[L'_1 + 1.5 \frac{L_2}{\sqrt{(\omega_n \pm \omega_1)/\omega_{0b}}} \right]} \right\}^2 r_2 \sqrt{\frac{\omega_n \pm \omega_1}{\omega_{0b}}} \quad (2-97)$$

或者

$$P_{2n} = 3 \left\{ \frac{V'_n}{\omega_n L'_1 \left[\sqrt{(\omega_n \pm \omega_1)/\omega_{0b}} + 1.5 \frac{L_2}{L'_1} \right]} \right\}^2 r_2 \left(\frac{\omega_n \pm \omega_1}{\omega_{0b}} \right)^{3/2} \quad (2-98)$$

当将损耗标么化为浪涌电流时段所消耗的功率 (假定在此条件下参数恒定) 时, 该项变为

$$\frac{P_{2n}}{P_{2,\text{inrush}}} = \frac{3 \left\{ \frac{V'_n}{\omega_n L'_1 \left[\sqrt{(\omega_n \pm \omega_1)/\omega_{0b}} + 1.5 \frac{L_2}{L'_1} \right]} \right\}^2 r_2 \left(\frac{\omega_n \pm \omega_1}{\omega_{0b}} \right)^{3/2}}{3 \left[\frac{V'_1}{\omega_1 (L'_1 + L_2)} \right]^2 r_2} \quad (2-99)$$

① 1 马力=0.735kW。

http://www.3dportal.cn/direct/ 将上式重新整理可得

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

$$\frac{P_{2n}}{P_{2,\text{inrush}}} = \frac{1}{n^2} \frac{\left(1 + \frac{L_2}{L_1'}\right)^2}{\left[\sqrt{(\omega_n \pm \omega_1)/\omega_{0b}} + 1.5 \frac{L_2}{L_1'}\right]^2} \left(\frac{\omega_n \pm \omega_1}{\omega_{0b}}\right)^{3/2} \left(\frac{V_n'}{V_1'}\right)^2 \quad (2-100)$$

如果假设主要定子电感 L_1' 和转子漏感 L_2 是相等的 (这是在感应电机分析中的一个标准假设), 就可以对上式作出一些简化。于是, 忽略定子电阻在电压比 V_n'/V_1' 上的影响, 式 (2-100) 变成

$$\frac{P_{2n}}{P_{2,\text{inrush}}} = \frac{1}{n^2} \frac{4}{\left[\sqrt{(n \pm 1) \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} + 1.5\right]^2} \left[(n \pm 1) \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}\right]^{3/2} \left(\frac{V_n'}{V_1'}\right)^2 \quad (2-101)$$

于是可以用三组项式的平方根来定义一个称作 *WTHD2* 的加权 *THD*。在三组项式里面, 式 (2-87) 适用于 $\omega_b \leq \omega_{0b}$ 的第一个区域, 式 (2-91) 适用于计算 $\omega_{0b} < \omega_b \leq (9/4)\omega_{0b}$ 区域内的谐波, 式 (2-101) 适合于计算 $\omega_b \geq (9/4)\omega_{0b}$ 区域内谐波的情况。*WTHD* 仍须表示成随电机变化的参数 ω_1/ω_{0b} 的函数, 而不是一个简单的数字。

准方波逆变器所对应的 *WTHD* 函数如图 2-9 所示。由于 *WTHD2* 特性复杂, 不便于计算分析, 为此可以作些合理的近似以简化 *WTHD2*。在大多数情况下, 可以忽略掉谐波含量中的低次谐波。事实上这是正脉宽调制算法所要实现的目标。在这样一些前提下, 可以假定磁通的谐波分量在气隙中以足够高的转速旋转, 于是转子看起来基本上是静止的。因此可以简单地采用 n 来代替导条频率 $b = n \pm 1$ 。于是 *WTHD2* 的最后变成

$$WTHD2 = \sqrt{W1 + W2 + W3} \quad (2-102)$$

其中

$$W1 = \sum_{\substack{n=3k \pm 1 \\ k=1,2,\dots}}^{n_{0b}} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2 \quad (2-103)$$

$$W2 = \sum_{n_{0b}+1}^{n_{2b}} \frac{1}{n^{3/2}} \sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2 \quad (2-104)$$

$$W3 = \sum_{n_{2b}+1}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{n}} \frac{4}{\left[\sqrt{n \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} + 1.5\right]^2} \left(\frac{\omega_1}{\omega_{0b}}\right)^{3/2} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2 \quad (2-105)$$

在这些方程式中, n_{0b} 代表 $\omega_b \leq \omega_{0b}$ 区域内的最高次谐波, n_{2b} 代表 $\omega_{0b} < \omega_b \leq (9/4)\omega_{0b}$ 区域内的最高次谐波。这一结果还包含有的事实是, 若定子绕组是理想的正弦分布的绕组, 则定子电流的 3 倍频谐波分量 (零序分量) 不与转子交链。于是, 合计里面只包括 $n = 2, 4, 5, 7, 8, 10, \dots$ 次谐波的值。因为参数 ω_1/ω_{0b} 不能从表达式的剩余部分中分离出来, 最好用 ω_1/ω_{0b} 的函数或者用 ω_1/ω_{0b} 的特殊值来描述 *WTHD2*。请注意, 如果定子和转子的漏感值略有不同, 则应该用更为通用的方程式 (2-100) 来计算 *W3*。

准方波逆变器的加权谐波畸变的精确和近似函数图形如图 2-9 所示。由于准方波逆变器

http://www.3dportal.cn/discuz/

第2章 谐波畸变

的输出中含有大量的非3倍频奇次谐波，上面的近似计算的精确程度足以满足衡量谐波畸变这一性能指标的要求。

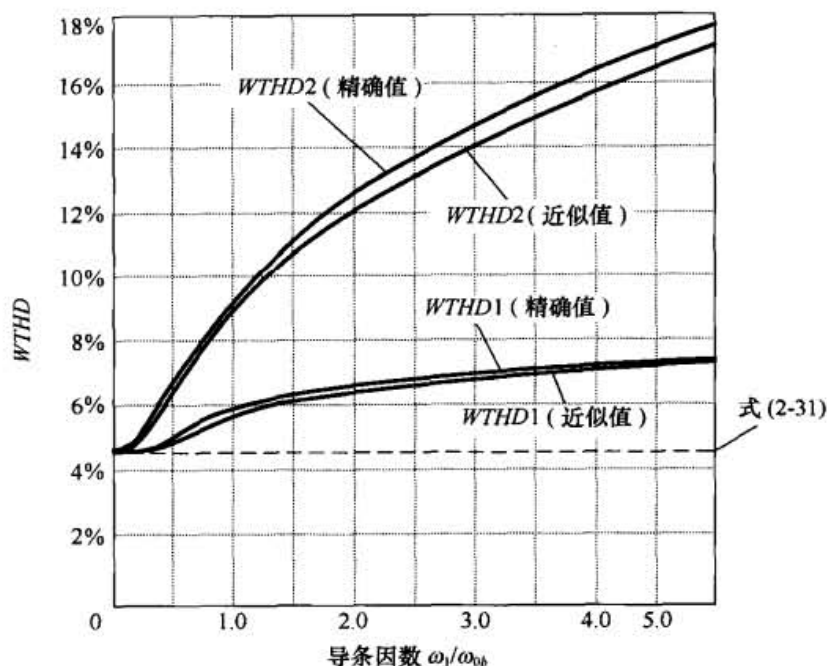


图 2-9 随频率变化的转子参数对于定子和转子的加权总谐波畸变的影响

应该注意到，在中间区域，至多只能存在两个谐波，若将其中较低次的谐波划归到第一区域以及将较高次者划归到第三区域，则可很容易地近似计算出 $WTHD$ 。还注意到，若所有的谐波远远大于 ω_{0b} ，则只需计算第三个区域中的值就行了。而且，如果

$$\sqrt{(n \pm 1) \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} \gg 1.5$$

则方程式 (2-101) 可简化成

$$\frac{P_{2n}}{P_{2, \text{inrush}}} = \frac{4}{n^2} \sqrt{(n \pm 1) \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} \left(\frac{V'_n}{V'_1} \right)^2 \quad (2-106)$$

该式是方程式 (2-91) 的 4 倍。再假设导条频率足够高，使得 $b \approx n$ ，这种情况下随频率变化的 $WTHD$ 可以简化成

$$WTHD2 = 2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_{0b}} \right)^{1/4} \sqrt{\sum_{\substack{n=3k \pm 1 \\ k=1, 2, \dots}}^{\infty} \frac{1}{n^{3/2}} \left(\frac{V_n}{V_1} \right)^2} \quad (2-107)$$

这一结果恰如所料。因为式 (2-106) 假设转子漏感 L_{2n} 为零，而且因为已经假设 $L'_1 = L_2$ ，因此计算得到的所有谐波电流的大小将是假定 $L_{2n} = L'_1$ 时所得到的谐波电流大小的两倍。

必须指出的是，假定定子绕组为理想正弦分布是为了处理方便而采取的一种数学技巧，而在实际中却从未精确实现绕组的理想正弦分布。在实际当中，定子绕组分布是非线性的，这意味着在气隙中存在着高次谐波场。这些高次谐波场的磁极数为基波分量场磁极数的奇数倍。在大多数实际例子中，当定子中有 3 次谐波电流流过，则在气隙里就会出现一个小的 3

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

次谐波空间磁通分量，于是就产生了一个与转子导条相交链的场。可以看出该场本质上是单流的。相的，即在空间上是静止的和脉动的。因为在一般情况下这种影响较小，故在这里将之忽略。

2.7.3 考虑定子铜耗的加权总谐波畸变

图 2-8 所示的等效电路可用于定义一个考虑了定子铜耗的合适的性能指标。在定子上施加基波电压的情况下，由 n 次谐波所造成的定子电阻功率损耗与浪涌电流阶段的功率损耗之比为

$$\frac{P_{ln}}{P_{l, \text{inrush}}} = \frac{3 \left[\frac{V'_n}{\omega_n (L'_1 + L_2)} \right]^2 r_1}{3 \left[\frac{V'_1}{\omega_1 (L'_1 + L_2)} \right]^2 r_1} \quad (2-108)$$

当 $\omega_1 < \omega_{0b}$ 和 $\omega_{0b} \leq \omega_1 < 9/4 \omega_{0b}$ ，定子电阻和转子漏感都是常数，该表达式可简化为

$$\frac{P_{ln}}{P_{l, \text{inrush}}} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_n} \right) \left(\frac{V_n}{V_1} \right)^2 \quad (2-109)$$

于是，对于 $0 \leq \omega_1 < 9/4 \omega_{0b}$ 的谐波，考虑定子损耗的 $WTHD$ 与前面 r_2 和 L_2 均为常数时所得到的 $WTHD$ 相同，也就是

$$WTHD1 = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_1} \right)^2} \quad (2-110)$$

对于频率高于 $9/4 \omega_{0b}$ 的情况，有

$$\frac{P_{ln}}{P_{l, \text{inrush}}} = \frac{3 \left\{ \frac{V'_n}{\omega_n \left[L'_1 + 1.5 \frac{L_2}{\sqrt{(\omega_n \pm \omega_1)/\omega_{0b}}} \right]} \right\}^2 r_1}{3 \left[\frac{V'_1}{\omega_1 (L'_1 + L_2)} \right]^2 r_1} \quad (2-111)$$

经过一些处理并且采用前面的假设，该式变成为

$$\frac{P_{ln}}{P_{l, \text{inrush}}} = \frac{1}{n^2} \frac{4(n \pm 1)}{\left(\sqrt{n \pm 1 \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} + 1.5 \right)^2} \left(\frac{\omega_1}{\omega_{0b}} \right) \left(\frac{V_n}{V_1} \right)^2 \quad (2-112)$$

如果再次假设各谐波的导条频率足够接近相应的定子谐波频率，那么

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

xyzabc第2章 谐波畸变
xyzabc整理, 学习交流。

$$\frac{P_{1n}}{P_{1,\text{inrush}}} \approx \frac{1}{n} \frac{4}{\left(\sqrt{n \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} + 1.5\right)^2} \left(\frac{\omega_1}{\omega_{0b}}\right) \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2 \quad (2-113)$$

于是定子 $WTHD$ 可表示为

$$WTHD1 = \sqrt{\sum_{n=3k \pm 1}^{n_0} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_{0b}}\right) \sum_{n=n_0+1}^{\infty} \frac{1}{n} \frac{4}{\left(\sqrt{n \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} + 1.5\right)^2} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (2-114)$$

其中 n_0 对应 $\omega_b < 9/4\omega_{0b}$ 区域最高次谐波。

最后, 对于足够高次的谐波成分 (频率高于 $9/4\omega_{0b}$)

$$\sqrt{(n \pm 1) \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} \gg 1.5$$

于是, 作为最后的性能指标, 随频率变化的定子 $WTHD$ 可用以下简式合理地逼近

$$WTHD1 = 2 \sqrt{\sum_{n=3k \pm 1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (2-115)$$

该式是忽略电机参数随频率变化所得到的 $WTHD$ 大小的 2 倍。系数 2 是在忽略转子漏感的情况下得到的。如果逆变器的波形中只有高频谐波成分, 则该结果表明, 当只考虑感应电机定子损耗时, 式 (2-22) 所定义的 $WTHD$ 仍然是一合理的性能指标, 但若考虑转子损耗时, 式 (2-22) 就不再适用。

对应三相准方波逆变器的 $WTHD1$ 及 $WTHD2$ 随 ω_b/ω_{0b} 变化的情况如图 2-9 所示。作为参照对象, 图 2-9 还显示了未考虑参数随频率变化影响的 $WTHD$, 见式 (2-31)。显然深槽效应对损耗有重要的影响, 其影响在基波频率远远大于典型的导条频率的情形下尤为严重。由于转子导条谐波所对应的电阻是随着导条因数增加而增加的, 而定子电阻却不随频率变化, 因此深槽效应对转子损耗的影响非常严重。

2.8 谐波损耗的计算实例

假定如下感应电机由准方波电压源型逆变器来供电

$$\begin{aligned} HP &= 50\text{HP} & V_{1,\text{rms}} &= 230\text{V} & \omega_1 &= 377\text{rad/s} \\ r_1 &= 0.03\Omega & r_2 &= 0.04\Omega \\ X_1 &= 0.1234\Omega & X_2 &= 0.1176\Omega \\ X_m &= 2.5\Omega \end{aligned}$$

出于计算的需要, 逆变器以 2 倍单位频率 (单位频率即电机的标称工作频率) 在弱磁模式条件下工作。导条的特征频率为 $\omega_{0b} = 300\text{rad/s}$ 。本算例的任务是大致算出因为逆变器的谐波成分所导致的电机损耗。

解答:

因为角频率为 2 倍单位频率

$$\omega_1 = 2 \cdot (377) = 754 \text{ rad/s}$$

于是特征导条因数为

$$\frac{\omega_1}{\omega_{0b}} = \frac{754}{300} = 2.51$$

图 2-9 中的相应的 $WTHD$ 为

$$WTHD1 = 0.067$$

$$WTHD2 = 0.135$$

根据定义有

$$\frac{\sum_n P_{1n}}{P_{l, \text{inrush}}} = (WTHD1)^2 = 0.067^2 = 0.00449$$

于是

$$\sum_n P_{1n} = 0.00449 P_{l, \text{inrush}} = \frac{0.00449 (V_1')^2}{[\omega_1 (L_1' + L_2)]^2} r_1$$

现在可得

$$V_1' \cong \frac{X_m}{(X_1 + X_m)} V_1 = \frac{2.5}{2.6234} \cdot \frac{230}{\sqrt{3}} \approx 126.5$$

$$\omega_1 L_1' = 754 \frac{L_m L_1}{L_m + L_1} = \frac{2(0.1234)2.5}{0.1234 + 2.5} \approx 0.2352$$

于是

$$\sum_n P_{1n} = \frac{0.00449 (V_1')^2}{[\omega_1 (L_1' + L_2)]^2} r_1 = \frac{0.00449 (126.5)^2}{0.4704^2} 0.03 \approx 9.74 \text{ 瓦/相}$$

类似可得

$$\frac{\sum_n P_{2n}}{P_{l, \text{inrush}}} = (WTHD2)^2 = 0.135^2 \approx 0.0182$$

由该式可得

$$\sum_n P_{2n} = 0.0182 P_{l, \text{inrush}} = \frac{0.0182 (V_1')^2}{[\omega_1 (L_1' + L_2)]^2} r_2$$

最终可得

$$\sum_n P_{2n} = \frac{0.0182 (126.5)^2}{0.4704^2} 0.04 \approx 52.64 \text{ 瓦/相}$$

在准方波逆变器中, 由于谐波成分所导致的总铜耗为

$$\sum_n P_n = 3 \left(\sum_n P_{1n} + \sum_n P_{2n} \right) = 187W$$

该损耗大致为 50 马力电机的额定容量的 0.5%。

2.9 PWM 逆变电源的加权总谐波畸变标么化处理

当基波分量保持恒定或者直流环节电压与交流基波分量成正比（例如伏特/赫兹之比恒定的驱动系统）时，可以将交流基波分量作为基准值对总谐波畸变做标么化处理。尤其需要注意的是，假设直流电压成比例地减小，表 2-1 中所示的 5 种类型逆变器的 THD 和 $WTHD$ 不随频率变化而变化。这是由于频率变化所引起的基波分量和所有谐波的变化大小相同，使得 THD 和 $WTHD$ 的大小与频率无关。

对于脉宽调制（PWM）逆变器而言，其直流电压保持恒定而基波交流电压分量变化。另一方面，若假定所采用的开关频率与输出频率的比率不变，由于谐波分量的变化相对较小，这使得 THD 和 $WTHD$ 变化较大。事实上，很容易看到当基波分量接近零（即当调制比 M 接近零），畸变因数接近无穷大，这显然不能令人满意。通过简单地采用一个不随频率变化的标么化因数，就可避免出现该类问题。对于半桥逆变器而言，可以方便地选取调制比 M 等于 1 时的交流基波电压幅值（即 V_{dc} ）作为标么化因素。取 $b = n$ 做近似化处理，以逆变器直流环节电压为基准值所得到的标么化的 $WTHD$ 为

$$WTHD0 = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^2} V_n^2}}{V_1|_{M=1}} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_{dc}} \right)^2} \quad (2-116)$$

$$WTHD01 = \sqrt{\sum_{\substack{n=3k \pm 1 \\ k=1,2,3,\dots,k_{0b}}}^{n_{0b}} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_{dc}} \right)^2 + \frac{\omega_1}{\omega_{0b}} \sum_{\substack{n=3k \pm 1 \\ k=k_{0b}+1,\dots}}^{\infty} \frac{1}{n} \frac{4}{\left(\sqrt{n \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} + 1.5 \right)} \left(\frac{V_n}{V_{dc}} \right)^2} \quad (2-117)$$

$$WTHD02 = \sqrt{W1 + W2 + W3} \quad (2-118)$$

其中

$$W1 = \sum_{\substack{n=3k \pm 1 \\ k=1,2,3,\dots}}^{n_{0b}} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_{dc}} \right)^2 \quad (2-119)$$

$$W2 = \sum_{n_{0b}+1}^{n_{2b}} \frac{1}{n^{3/2}} \sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} \left(\frac{V_n}{V_{dc}} \right)^2 \quad (2-120)$$

$$W_3 = \sum_{n_{2b+1}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{n}} \frac{4}{\left(\sqrt{n \frac{\omega_1}{\omega_{0b}}} + 1.5 \right)} \left(\frac{\omega_1}{\omega_{0b}} \right)^{3/2} \left(\frac{V_n}{V_{dc}} \right)^2 \quad (2-121)$$

在这些方程式里面, n_{0b} 仍代表对于 $\omega_b < \omega_{0b}$ 区域的最高次的谐波, 而 n_{2b} 代表对于 $\omega_b < 9\omega_{0b}/4$ 的最高次谐波。

可以从下述这些表达式得到所需的 $WTHD$ 如下

$$WTHD = WTHD0 \frac{V_{dc}}{V_1} = \frac{WTHD0}{M} \quad (2-122)$$

$$WTHD1 = \frac{WTHD01}{M} \quad (2-123)$$

$$WTHD2 = \frac{WTHD02}{M} \quad (2-124)$$

本书的剩余章节将统一使用这些性能指标。

2.10 小结

本章全面地探讨了谐波畸变因数的概念。本书余下章节将研究分析用于单桥臂、单相、三相和多电平三相逆变器的各种 PWM 算法。评价这些算法的关键是要有一个合适的性能标准。本章建立了带无源和有源阻感负载条件下的加权总谐波畸变的概念, 其中这些负载的电阻或者不随频率变化或者随频率变化 (比如感应电动机负载)。在此基础上, 接下来可以着手研究如何引出和评估逆变器的 PWM 算法这一主要课题。

参考文献

- [1] H.B. Dwight, *Table of Integrals and Other Mathematical Data*, 3rd ed., Mac-Millan, New York, 1957.
- [2] T.A. Lipo, *Introduction to AC Machine Design*, Vol. 1, University of Wisconsin Power Electronics Research Center, University of Wisconsin, Madison, 1996.

第 3 章

逆变器单相桥臂的调制

脉宽调制 (PWM) 技术是一种使用最为广泛的, 用于电力电子变换器交流输出的控制策略, 它通过改变高频工作的变换器的开关占空比 (或者脉冲间隔), 以取得所期望的低频的平均输出电压或者电流。调制理论作为电力电子主要的研究领域之一, 迄今已研究超过 30 年, 并持续引起研究人员的关注和兴趣。这并不奇怪, 因为调制技术处在几乎任何一种现代电力电子变换器的核心位置。然而, 由于公开发表的关于调制技术的文献数量庞大, 如何从中了解基本的调制原理并将之具体实现, 对于任何一位使用者而言都深具挑战性。很多研究报道中所提出的“新的”或者“改进的” PWM 技术, 常常仅仅是以前方法的一种直接演变, 并且有时候很难看出它们之间是如何联系的。

另一方面, 自 20 世纪 70 年代以来, 围绕着如何在给定开关频率下减小谐波畸变和增加输出幅值, 以及开发适合不同变换器拓扑的调制策略等主要目标, PWM 概念和策略的开发已经形成不少明确的发展方向。

由于本书所呈现的工作内容主要涉及中、大功率的硬开关逆变器 (即功率等级大于 1kW), 因此本章只研究适用于该功率等级的电压源型逆变器 (VSI) 和电流源型逆变器 (CSI) 这两种主要变换器拓扑的调制策略。本章集中研究 VSI 的调制方法, 而 CSI 的调制方法将会在第 9 章中加以讨论。

研究人员对小功率 DC/DC 变换器的调制与控制开展了大量的研究, 但 DC/DC 变换器实际的 PWM 过程通常是将参考波形与锯齿或者三角形载波之间进行简单的比较。这些 DC/DC 变换器调制策略的工作原理及性能是一目了然的, 无需在本书中加以细述。

软开关谐振变换器是电力电子变换器中的一个最新的研究领域。选择适合这类变换器的调制策略是今后的研究方向。通常该类逆变器使用闭环反馈调制策略。这些调制策略的性能更多地取决于闭环控制器的性能而不是 PWM 的本身特性。由于本书的焦点直接针对固定频率的硬开关 PWM 方案, 因此本书对软开关谐振变换器和类似拓扑电路的调制和控制问题不再进行进一步研究。

3.1 脉宽调制的基本概念

原理上所有调制方案均旨在生成序列的开关脉冲。这些脉冲的基本伏秒平均值 (即脉冲电压波形对时间的积分) 与任一时刻的目标参考波形的大小相等。生成这些序列的开关脉冲

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

的主要困难在于, 如何将这此序列脉冲还包含有多余的谐波分量减至最小。于是, 对于任何一种 PWM 方案而言, 其首要的目标是计算出该变换器的开关导通时间, 以此来产生所期望的目标电压或者电流。在达成首要目标后, PWM 策略的其次目标是选取最有效的开关方式使得所不希望有的谐波畸变、开关损耗或者其他的特定性能指标最小化。

有趣的是, 尽管已经发表的有关 PWM 的资料很丰富, 但从 PWM 确定变换器的开关导通时间的方式来看, 只有三类差别显著的 PWM 用于固定开关频率的调制系统。这三类 PWM 为:

- (1) 在目标参考波形和高频载波的交点处开关动作的自然采样 PWM;
- (2) 在规则采样参考波形和高频载波交点处开关动作的规则采样 PWM;
- (3) 开关动作使得目标参考波形在一个载波周期内的积分面积与开关变换器输出波形的积分面积相等的直接 PWM。

这三类 PWM 方案已出现了许多变种, 并且有时候很难看出变种方案与原始方案有何内在共同点。例如, 广为人知的空间矢量调制策略, 往往宣称是一种截然不同的调制方法, 而实际上它只不过是规则采样 PWM 的一种变种。在各载波周期内, 空间矢量调制策略的开关脉冲宽度与规则采样 PWM 相同, 但在脉冲位置上略有差别。

在本章中, 将采用适用于各种变换器拓扑以及调制策略实现的统一方式来开发 PWM。和大多数论文以及教科书中的方式相比, 这种推导方式所提供的视角更为全面。

该开发方式的根本特征是, 可用以下要素来解释所有固定频率的开环 PWM 策略:

- ① 确定开关脉冲宽度;
- ② 开关脉冲在一个载波周期中的位置;
- ③ 载波周期内/间的开关脉冲顺序。

于是这三大要素对某一特定 PWM 实现的谐波特性的影响体现在以下几方面:

- ① 相桥臂开关波形所产生的谐波;
- ② 各相桥臂开关波形输出之间可能会两两相互谐波抵消。

请注意, 上下文中的开关频率并未视作在影响谐波性能的重要参数。由于负载的低通滤波衰减作用, 开关频率的变化将会改变边带谐波的效应, 但是对边带谐波的幅值却没有直接的影响。

在本章中, 将开发出用于确定逆变器单个相桥臂的开关脉冲宽度的自然采样和规则采样 PWM 方法。开发所得结果将用于研究后面的章节中单相或者三相逆变器系统的多相桥臂的性能。

3.2 脉宽调制方案的评价

在继续进行 PWM 策略研究之前, 必须建立出用于不同算法相比较的共同基础。多年来研究人员开展了大量的工作从事该课题的研究。一些研究人员依据谐波衰减特性来论证某一特定 PWM 实现的优点^[1], 其他一些研究者提出采用一阶或二阶滤波畸变性能因数作为算法比较的指标^[2], 还有一些研究者依据感应电动机之类的典型负载中的谐波波纹电流的有效值来评估 PWM 算法^[3], 已经发表的这些评价方法的变体有许多种, 且所有这些评价方法都有各自特殊的论据来证明其提出的性能指标的优越性。然而, 这些方法的总有些评价结果无法

http://www.3dportal.cn/discuz/

自圆其说,因此难以对不同研究者所提出的 PWM 策略的性能进行精确的比较。近来出现了交流。一些 PWM 方法的革新,这些革新均宣称其性能比以前的方法能提高一个百分点。而要证明这一点,重要的是要确认 PWM 的性能改善是由认真细致的物理实现所造成的,而非新方案的固有优点。

为了使所有 PWM 各种方案在完相同的基础上进行比较,本书采取了特别的措施。这一措施包含三个层面。

首先,尽可能地采用各参与比较的 PWM 策略的解析解用来确定其各谐波分量的幅值大小。这就保证了由仿真舍入误差或诸如死区时间、开关导通电压、直流母线电压纹波等实际扰动所造成的谐波,不会与各参与比较的各 PWM 策略之间固有的谐波差别相混淆。

第二,各 PWM 策略在完全相同的相桥臂开关频率下进行比较。为保证在每基波周期内器件的平均开关频率完全一致的条件对谐波进行比较,在必要的时候(比如不连续的调制策略情况下) PWM 将采取变化的载波频率来实现。

第三,将一阶加权总谐波畸变因数 $WTHD_0$ (在调制比为 1 时以基波分量为基准值标幺化的 $WTHD$) 充作单项性能指标,用于对各 PWM 方案进行更快速的比较。正如在 2.2 节中所解释的那样, $WTHD$ 可以被理解成在开关波形供应电能情况下流入感性负载的标幺化的电流纹波。 $WTHD$ 是一个适用性广的性能指标,有着非常有用的物理意义。

3.3 两电平脉宽调制波形的二重傅里叶积分分析

两电平脉宽调制变换器系统的基本概念是低频目标参考波形与一个高频载波波形相比较,其比较的结果输出用于控制相桥臂的开关状态。当参考波形大于载波的波形时,相桥臂开关切换接通到上直流母线。当参考波形小于载波的波形,相桥臂开关切换接通到下直流母线。所合成的相桥臂的输出波形是在上下直流母线间来回切的一系列脉冲。相桥臂输出中除了含有所期望的用作基波分量的目标参考波形之外,还包含有一系列由开关过程所带来的多余的谐波。

确定相桥臂的 PWM 开关输出中的谐波频率分量的大小是非常复杂的。通常是通过对仿真的时变的开关波形进行快速傅里叶变换分析来获知谐波频率分量的大小。这种方法具有使用方便和数学推导少等长处,但是对计算能力要求很高(在分析更高载波频率的 PWM 系统时尤其如此),并且总是无法确定微小的仿真截断误差或计算失误对所得到的结果的影响程度的轻微。相反地,解析解可以精确地确定出 PWM 波形的谐波分量大小,能保证各 PWM 策略之间进行互相对比时用于比较的谐波分量的大小完全精准。

最广为人知的确定 PWM 相桥臂开关的谐波分量的解析方法是由 Bowes 和 Bird 最先开发得到的^[4],他们将 Bennet^[5]和 Black^[6]所开发的原本用于通信系统的解析方法改造用于调制变换器系统。

解析过程假设存在两个时间变量 $x(t) = \omega_c t + \theta_c$ 和 $y(t) = \omega_o t + \theta_o$, 其中

$$\text{载波角频率 } \omega_c = 2\pi / T_c \quad (3-1)$$

其中:

T_c 为载波周期;

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

<http://www.edportal.cn/discuz/> 为载波波形的任意相位偏移角；

基波(正弦)角频率 $\omega_0 = 2\pi/T_0$, $\omega_0 < \omega_c$

(3-2)

其中:

T_0 为基波周期;

θ_0 为基波的任意相位偏移角。

可分别将变量 $x(t)$ 和 $y(t)$ 当作代表高频调制波和低频被调制波的时间变量, 并且各变量为周期性的信号且相互独立。可以通过考察图 3-1 所示的单位元的存在性对信号 $f(t)$ 的调制波形求其解析解, 其中图 3-1 中正方形的单位元表示等高线区, 在该单位元内无论周期性变量 $x(t)$ 和 $y(t)$ 如何变化, $f(t)$ 总是常数。

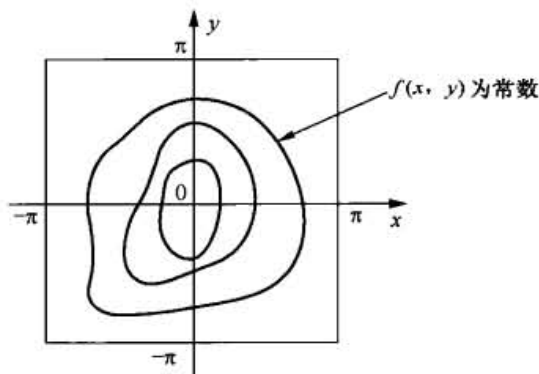


图 3-1 单位元

在单位元中每一个等高线区域内, 函数 $f(t) = f[x(t), y(t)]$ 的值代表输出相桥臂电压。而且若让 z 轴表示 $f(x, y)$ 的值, 则函数 $f(t) = f[x(t), y(t)]$ 可以用几何形式来表示, 于是函数关系可看作是三维的。单位元的 x 轴和 y 轴以弧度为坐标单位, 分别对应调制载波和低频基波参考波形的频率, 其范围是 $-\pi$ 到 π 。(请注意, 许多课本中经常取的范围是 0 到 2π , 但求解的过程不会有任何差别, 只不过周期性变量 x 和 y 的取值范围改在 0 到 2π 区间上。在本书中取范围 $-\pi$ 到 π 是为了简化本书中所得到的解析解的形式。)

通常, 如果假定函数 x 和 y 都是周期性的, 则函数 $f[x(t), y(t)]$ 在单位元中任一点的值可以表示成一个傅里叶级数。也就是说, 如图 3-2 所示, 沿着 x 和 y 方向假定存在有无限多个相同单位元。

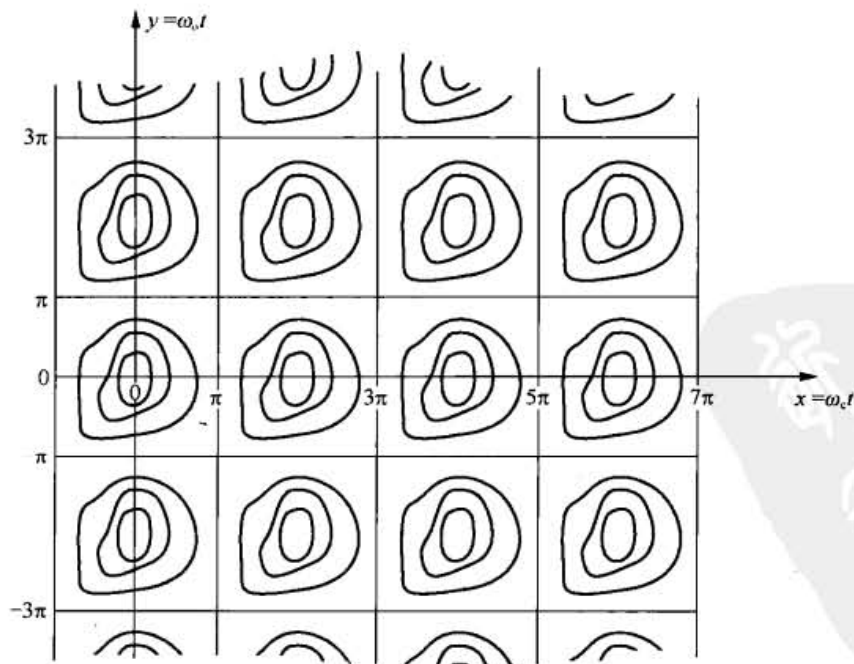


图 3-2 在两个方向上重复出现的单位元

根据傅里叶变换理论^[7], 任何的时变函数 $f(t)$ 可以表示成谐波分量之和。

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} [a_m \cos m\omega t + b_m \sin m\omega t] \quad (3-3)$$

其中

$$a_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \cos m\omega t d\omega t \quad m = 0, 1, \dots, \infty \quad (3-4)$$

$$b_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \sin m\omega t d\omega t \quad m = 0, 1, \dots, \infty \quad (3-5)$$

在附录1中可以看到, 对于双变量控于制的波形 $f(x, y)$ 可推导出一个与式(3-3)类似的傅里叶谐波分量形式的表达式如下:

$$\begin{aligned} f(x, y) = & \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cos ny + B_{0n} \sin ny) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos mx + B_{m0} \sin mx) \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)] \end{aligned} \quad (3-6)$$

其中

$$A_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos(mx + ny) dx dy \quad (3-7)$$

$$B_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin(mx + ny) dx dy \quad (3-8)$$

或者以复数的形式表达如下

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (3-9)$$

用 $\omega_c t + \theta_c$ 来代替 x 且用 $\omega_o t + \theta_o$ 来代替 y , 式(3-6)可以以时变的形式表达如下

$$\begin{aligned} f(t) = & \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos n(\omega_o t + \theta_o) + B_{0n} \sin n(\omega_o t + \theta_o)] \\ & \boxed{\text{直流偏置}} \quad \boxed{\text{基波分量和基带谐波}} \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos m(\omega_c t + \theta_c) + B_{m0} \sin m(\omega_c t + \theta_c)] \\ & \quad \boxed{\text{载波谐波}} \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} & A_{mn} \cos[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \\ & + B_{mn} \sin[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \end{aligned} \right\} \\ & \quad \boxed{\text{边带谐波}} \end{aligned} \quad (3-10)$$

其中 m 是载波的索引变量, n 是基带的索引变量。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

认真地研究一下式 (3-10) 非常有益。

载波的索引变量 m 和基带的索引变量 n 定义了相桥臂开关输出电压的各谐波分量的(角)频率为 $(m\omega_c + n\omega_o)$ 。这意味着, 例如, $m = 2$ 和 $n = 4$ 表示在第二载波谐波周围的谐波组中(即第二载波的边带谐波组内)的第四边带谐波。该边带谐波将会有 $(2\omega_c + 4\omega_o)$ rad/s 的绝对频率, 其中 ω_c 是载波频率、 ω_o 是目标基波频率。

当 $m = 0$ 时, 谐波频率将由 n 来规定, 而 $n = 0$ 时, 谐波的频率将由 m 单独来规定, 这就产生了特殊的谐波组。这些谐波组分别称之为基带和载波谐波分量。请注意, 依照该定义, 开关波形的基波分量就是为第一基带谐波分量, 尽管该基波分量常常被作为一个单独的分量来使用。

式 (3-10) 所定义的谐波分量的幅值是系数 A_{mn} 和 B_{mn} 。对各 PWM 方案而言, 必须在 m 和 n 的值一定的情况下来计算系数 A_{mn} 和 B_{mn} 。一旦积分已经针对所使用的特定开关模式作出调试, 就必须对式 (3-9) 所给出的傅里叶积分的一般形式进行求解以便计算这些系数的值。本章和随后章节将详细讨论这种调试, 但目前仅假设可以对任意特定 m 和 n 值来计算式 (3-10), 从而得到组成逆变器相桥臂输出的开关波形的所有谐波分量幅值。

式 (3-10) 的第一项 $A_{00}/2$ (其中 $m = n = 0$), 对应脉宽调制波形的直流偏置分量(如果存在的话)。

第一个合计项 $\left(\sum_{n=1}^{\infty} \dots\right)$ (其中 $m = 0$) 定义了输出的基波低频合成波形以及它的基带频率(如果存在的话)。该合计项包括了围绕在基波输出周围的低次的多余谐波。这些低次的多余谐波应通过调制过程减小或者(最好是)消除掉(当然必须要保留 $n = 1$ 的成分, 因为该成分对应所期望的基波输出波形)。

第二个合计项 $\left(\sum_{n=1}^{\infty} \dots\right)$ (其中 $n = 0$), 它对应于较高频率的载波谐波, 因为其最低的频率为调制载波的频率。

最后的两重求和项 $\left(\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \dots\right)$ (这里 $m, n \neq 0$), 是由调制载波谐波、参考波形加上与之

相关的基带谐波之间的和与差所形成的所有的谐波集合而成。这些谐波的组合一般被称为边带谐波, 成组出现在载波频率的周围。

一般地, 两个角频率 ω_o 和 ω_c 不会是整数比的关系, 于是相桥臂所产生的开关脉冲序列不再是周期性的。但是, 如果在很多个基波参考波形周期而不是一个周期的时间域内来计算傅里叶系数积分方程式 (3-9), 那么最终可以做到积分域时间与载波周期之比为整数。于是即使开关波形在一个基波周期 T_o 内是非周期性的情况下, 由式 (3-10) 所定义的 $f(t)$ 的谐波解仍是有效的。

在非整数载波比情况下, 若不在足够多的基波周期区间内来计算傅里叶系数, 那的确会造成一些误差。当然, 基于式 (3-10) 所定义的谐波分量, 该误差将只会影响到各谐波的预计幅值而不会影响其频率。然而, 业已发现, 如果理论解中存在该误差(在大多数情况下不会如此), 在载波比合理的情况下, 该误差要比仿真研究的计算舍入误差要小而且可以忽略不计。

常规方法通过计算波形的快速傅里叶变换 (FFT) 来确定开关波形的谐波分量。这里的方法与常规方法形成了强烈的对比。该方法对于仿真的时间分辨率和总体波形的周期性都是非常敏感的。一般地, 仅仅在载波比恰好为整数的情况下, 且小幅值的边带和基带谐波又是研究的焦点时, 采用时域仿真方式对 PWM 策略进行谐波研究才有效。

3.4 自然采样脉宽调制

3.4.1 正弦波—锯齿波调制

最早和最直接的调制策略被称之为自然采样的脉宽调制。该方法通过将一个低频参考波形 (通常是一个正弦曲线) 与一个高频载波相比较而得以实现。图 3-3 展示了该类调制方式的一个简单的例子, 图中逆变器的一相桥臂由一锯齿形载波所驱动。可以注意到, 正如前面所描述的, 当参考波形大于锯齿形载波时, 相桥臂切换连接到上母线, 当参考波形小于锯齿形载波时, 相桥臂切换连接到下母线。为了采用该调制策略获得一个正弦的输出, 参考波形取如下的形式

$$v_{az}^* = M \cos(\omega_o t + \theta_o) = M \cos y \quad (3-11)$$

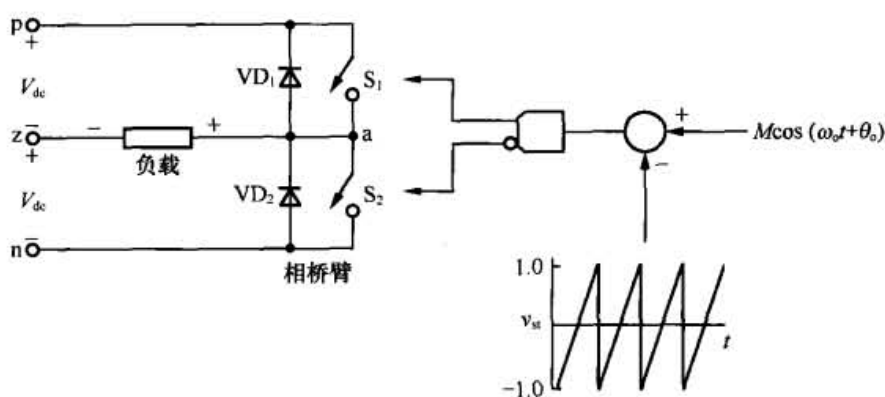


图 3-3 半桥（单相桥臂）电压源型逆变器的后边沿自然采样脉宽调制

其中:

M 为调制比或者调制深度 (即标幺化的输出电压幅值), 其范围是 $0 < M < 1$;

ω_o = 目标输出频率;

θ_o = 任意的输出相位。

上式中带星号的变量表示是“命令值”或者“目标值”。请注意, 由于标幺化的载波在 -1 和 1 之间变化, 所以相桥臂的输出参考波形关于零对称。使用该类型的载波, 只有脉冲的后边沿随着 M 的变化而变化, 因此这种调制被称为后边沿自然采样脉宽调制。

后边沿锯齿波调制的单位元如图 3-4 所示。图中函数 $f(x, y)$ 在 xy 坐标平面上并没有很多值为常数的区域与之对应, 就 PWM 开关而言, 电路的开关动作导致函数 $f(x, y)$ 仅有 $+2V_{dc}$ 和 0 这两个值。这两个值对应于图 3-3 中相桥臂的两种开关状态下 a 点相对于负直流母线点 n 的电压。请注意, 用以负直流母线而不是以直流母线的中点为参考点来定义输出的开关电压, 可大大简化傅里叶求解的数学运算, 而其微不足道的代价不过是在最后的解析解中引入了直流偏置 $+V_{dc}$ 。

对于沿着 x 轴定义的锯齿波和沿着 y 轴定义的正弦波参考命令的相交所对应的开关问题,

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

两开关电平之间的边界代表了该开关问题的所有可能的解的轨迹。

如图 3-5 所示, 每经过多个载波和基波周期, 正弦波形就在 xy 坐标系中复制一遍。随着时间 t 的推展, $x = \omega_c t$ 和 $y = \omega_o t$ 在 xy 坐标系中定义了一条直线, 其斜率为 $y/x = \omega_o / \omega_c =$ 载波比 (请注意, 载波和基波相角在时间 $t=0$ 时为零, 换句话说在此处 θ_c 和 θ_o 都是零)。如图 3-6 所示, 对于特定的 ω_c 和 ω_o 的值, 该直线与两个开关电平之间的边界轨迹的交点对应于实际的开关时间。于是, 若 p 是从原点起沿着 x 轴计数算出的单位元的个数, 则后边沿自然采样脉宽调制的开关时刻可以定义为:

$$\text{当 } x = \pi(2p-1) \quad p=0,1,2,\dots,\infty \quad (3-12)$$

$f(x,y)$ 的值从 0 变到 $2V_{dc}$;

$$\text{当 } x = \pi 2p + \pi M \cos \omega_o t \quad p=0,1,2,\dots,\infty \quad (3-13)$$

$f(x,y)$ 的值从 2π 变到 0。

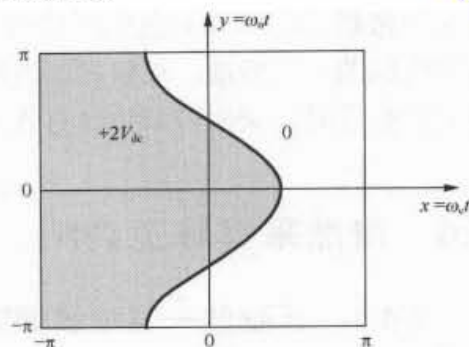


图 3-4 后边沿锯齿波调制的单位元

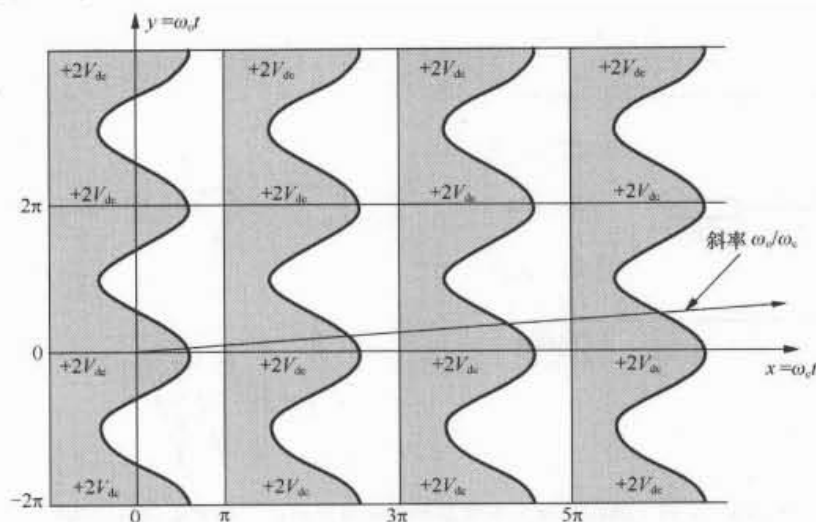


图 3-5 θ_c 和 θ_o 取特定值时, xy 平面上后边沿锯齿波调制的解

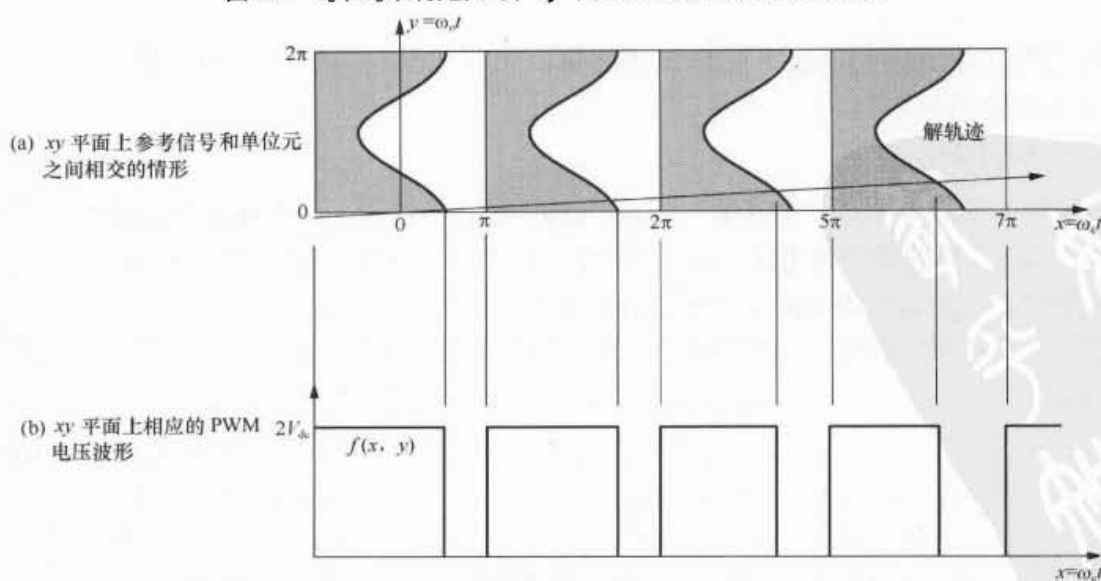


图 3-6 后边沿锯齿波调制下的半桥开关波形

第3章 逆变器单相桥臂的调制

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

如图 3-6(b)所示, 函数 $f(x, y)$ 与 $\omega_c t$ 相对比所画出的轨迹就是相桥臂开关的输出波形。注意, 当相对于负直流母线的相桥臂输出电压 v_{an} 与 $\omega_c t$ 相对比所画出的波形 (投影到 y 轴上而不是 x 轴上) 与 $f(x, y)$ 的波形相同, 只不过二者在时间刻度不同 (后者用被调制的参考信号频率而不是调制载波的频率的弧度为刻度)。

式 (3-12) 和式 (3-13) 指定了式 (3-9) 所定义积分区域的界限。在该区域中 $f(x, y)$ 不为零 (而是常数)。采用这些定义的界限, 式 (3-9) 可改写为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi M \cos y} 2V_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (3-14)$$

在变量 m 和 n 取值一定的情况下, 可以计算出该式的值。

对于 $m=n=0$ 的项, 对应式 (3-10) 中的直流偏置, 式 (3-14) 将简化为

$$\begin{aligned} A_{00} + jB_{00} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi M \cos y} dx dy \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} (\pi M \cos y + \pi) dy = \frac{V_{dc}}{\pi^2} (2\pi^2) = 2V_{dc} \end{aligned} \quad (3-15)$$

当上式代入到式 (3-10), 将得到直流分量

$$\frac{A_{00}}{2} = V_{dc} \quad \text{而} \quad \frac{B_{00}}{2} = 0 \quad (3-16)$$

对于 $m=0, n>0$ 的项, 对应式 (3-10) 中的基带谐波, 式 (3-14) 将简化为

$$\begin{aligned} A_{0n} + jB_{0n} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi M \cos y} e^{jny} dx dy \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} (\pi M \cos y + \pi) e^{jny} dy \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left\{ \left[\int_{-\pi}^{\pi} \pi M \cos y (\cos ny + j \sin ny) dy \right] + \pi \left(\frac{e^{jnm} - e^{-jnm}}{jn} \right) \right\} \end{aligned} \quad (3-17)$$

上式中, 除了 $n=1$ 的项, 在大括号里面其他项的积分为零; 而对于所有的非零的 n , 第二项的值为零。于是式 (3-17) 的值为

$$A_{01} + jB_{01} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} (M\pi^2) = V_{dc} M \quad (3-18)$$

式 (3-18) 定义的调制波形基波的幅值与乘以 V_{dc} 的式 (3-11) 所预计的目标参考值相同。

对于 $m>0, n=0$ 的项, 对应式 (3-10) 中的载波谐波, 式 (3-14) 将简化为

$$\begin{aligned} A_{m0} + jB_{m0} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi M \cos y} e^{jmx} dx dy \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{e^{jm\pi M \cos y} - e^{-jm\pi}}{jm} \right) dy \\ &= \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \left(\int_{-\pi}^{\pi} e^{jm\pi M \cos y} dy - e^{-jm\pi} \int_{-\pi}^{\pi} dy \right) \end{aligned} \quad (3-19)$$

式 (3-19) 中方括号里面的积分项可以使用式 (A2-16) 来计算, 于是式 (3-19) 变为

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{2V_{dc}}{jm\pi} [J_0(m\pi M) - (-1)^m] \quad (3-20)$$

用 $(-1)^m = \cos m\pi$, 该式可写为

$$A_{m0} + jB_{m0} = j \frac{2V_{dc}}{m\pi} [\cos m\pi - J_0(m\pi M)] \quad (3-21)$$

对于 $m>0$ 、 $n \neq 0$ 的项, 对应式 (3-10) 中的边带谐波, 式 (3-14) 的内部积分为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} (e^{jm\pi M \cos y} - e^{-jm\pi}) dy \quad (3-22)$$

采用用式 (A2-15) 来计算, 上式变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = -\frac{jV_{dc}}{m\pi^2} \left[2\pi j^n J_n(m\pi M) - e^{-jm\pi} \left(\frac{e^{jm\pi} - e^{-jm\pi}}{jn} \right) \right] \quad (3-23)$$

对于所有的非零值的 n , 该表达式方括号里面的第二项为零, 而且因为

$$j^n = (\sqrt{-1})^n = (\sqrt{e^{j\pi/2}})^n = e^{j\frac{\pi}{2}n}$$

于是式 (3-23) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = -\frac{jV_{dc}}{m\pi^2} e^{j\frac{\pi}{2}n} J_n(m\pi M) \quad \text{对于 } n \neq 0 \quad (3-24)$$

该式还可以表达为

$$A_{mn} + jB_{mn} = -\frac{jV_{dc}}{m\pi^2} J_n(m\pi M) \left(\sin n \frac{\pi}{2} - j \cos n \frac{\pi}{2} \right) \quad (3-25)$$

式 (3-25) 适用于所有 m 和 n 不为零 (即 $m = 1, 2, \dots, \infty$ 和 $n = -\infty, \dots, -2, -1, 1, 2, \dots, \infty$) 的项的计算。

将式 (3-16)、式 (3-18)、式 (3-21) 和式 (3-25) 的结果带入式 (3-10), 可以得到半桥相桥臂的后沿自然采样的脉宽调制的完整的谐波解。于是开关相桥臂输出的时变电压 $v_{an}(t)$ 可以用它的谐波分量表示如下:

$$\begin{aligned} v_{an}(t) = & V_{dc} + V_{dc} M \cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} [\cos m\pi - J_0(m\pi M)] \sin m(\omega_0 t + \theta_0) \\ & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n(m\pi M) \left\{ \begin{aligned} & \sin n \frac{\pi}{2} \cos [m(\omega_0 t + \theta_0) + n(\omega_0 t + \theta_0)] \\ & - \cos n \frac{\pi}{2} \sin [m(\omega_0 t + \theta_0) + n(\omega_0 t + \theta_0)] \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (3-26)$$

从图 3-3 可明显地看到, 以直流母线中心点 z 为参考点所测量到的相桥臂开关的输出电压与以负直流母线 n 为参考点所测量到输出开关电压是相同的, 只是加入了 $-V_{dc}$ 的偏置。因此若去掉代表直流偏置的第一项, 式 (3-26) 定义的就是 $v_{az}(t)$ 的谐波分量。

图 3-7 给出的是后边沿自然采样的脉宽调制在载波比为 21 和调制比为 0.9 情况下的电压频谱, 该图显示了由调制过程产生的单个基波低频分量以及分布在载波和两倍载波周围的边

第3章 逆变器单相桥臂的调制

带谐波组。在图的右边还可以看到一些属于3倍载波组的边带谐波。因为调制比为1时所输出的合成基波的幅值为 V_{dc} ，因而包括基波在内的所有谐波分量的幅值均为以 V_{dc} 为基准的标么化值。（全书都遵循此惯例，以便于对书中呈现的各谐波图做出精确的比较。）

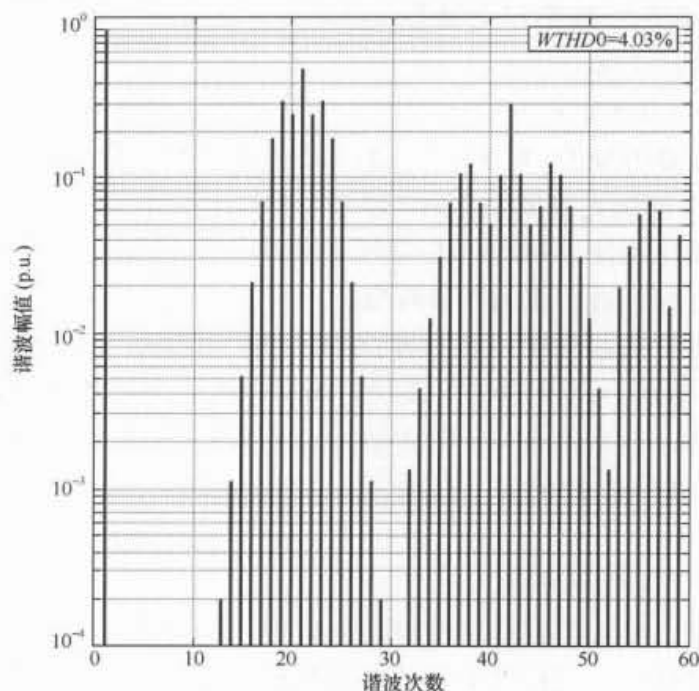


图 3-7 在 $M=0.9$ 、 $f_c/f_o=21$ 时，后边沿锯齿波调制下单相桥臂输出波形的谐波分量

在这些条件下该调制策略的 $WTHD0$ 为 4.03%，当然 $WTHD0$ 会随着载波比和调制比的变化而变化。图 3-8 显示了 $WTHD0$ 是如何随着这些参数而变化的。其中可以看到，随着调制比和载波比的增加，谐波的权重降低。请注意，图中使用精确的载波比对上述特性并没有特别的影响，在载波比为奇次或者 3 倍数次时尤为如此。读者可以参阅 3.8 节来对载波脉冲比问题进行更深入的讨论。

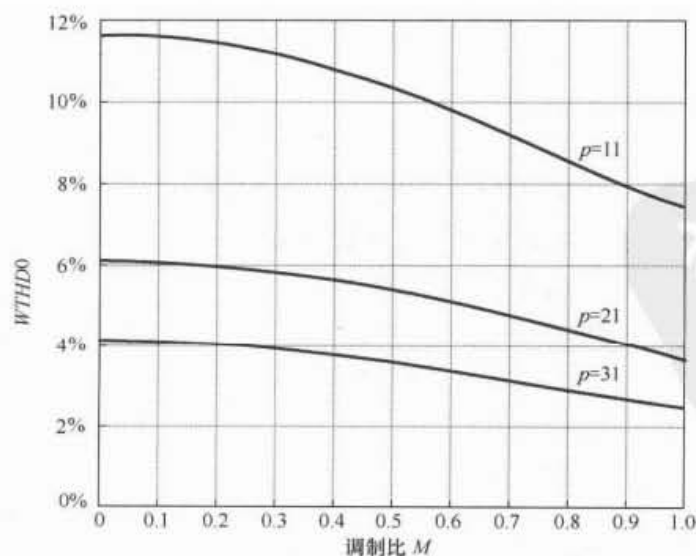


图 3-8 变调制比和载波比的后边沿自然采样 PWM 逆变器单相桥臂的 $WTHD0$

$WTHD$ 随着调制比的变化而减小，主要是因为第一个载波谐波的幅值随着调制比的增加

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

而减小, 而该谐波支配了 $WTHD$ 的计算 (在后面可以看到, 当相桥臂平行组成逆变器系统时, 由于主要的载波谐波变成了共模项并相互抵消掉了, 于是主要的载波谐波对 $WTHD$ 的大小通常不会有影响。因而, 完整逆变器系统的 $WTHD$ 随着调制比增加而变化的方式, 与单桥臂的截然不同)。随着载波比增加 $WTHD$ 会减小, 这是因为载波和边带谐波对 $WTHD$ 计算的影响将随着它们频率的提高而下降。

请注意, 图 3-8 (以及本书所有类似的图) 中呈现的 $WTHD$ 结果, 是采用从式 (2-16) 直接得到的谐波分量计算得到的, 并且以 V_{dc} 的基准进行了标幺化 (即在 2.9 节建立的 $WTHD_0$ 表达式)。这意味着, 当调制比发生变化时, 基波分量的幅值的变化大小保持原样。这样的方法为不同调制策略和工作条件下对所产生的谐波的相对水平进行比较提供了方便的途径, 但是未指出谐波与基波目标分量相比的重要程度。

如果要求给出相对于基波合成分量的 $WTHD$, 可通过将幅值除以调制比的方式来衡量图 3-8 中所呈现的结果。然而, 这种方法在调制比 $M=0$ 条件下所得到的 $WTHD$ 值无穷大, 虽然这在数学上是有效的, 但是作为一种测量谐波畸变水平的实际方法, 它不如计算基于标幺化谐波分量的 $WTHD_0$ 的绝对值的方法有用。

3.4.2 正弦波—三角波调制

如图 3-9 所示, 更为普遍的自然采样 PWM 采用三角形载波而不是锯齿波来与参考波形进行比较。采用三角形载波, 相桥臂输出的开关脉冲波形的两侧边沿都得到调制, 这极大改善了脉冲序列的谐波性能。这种类型的调制称之为双边沿自然采样调制。

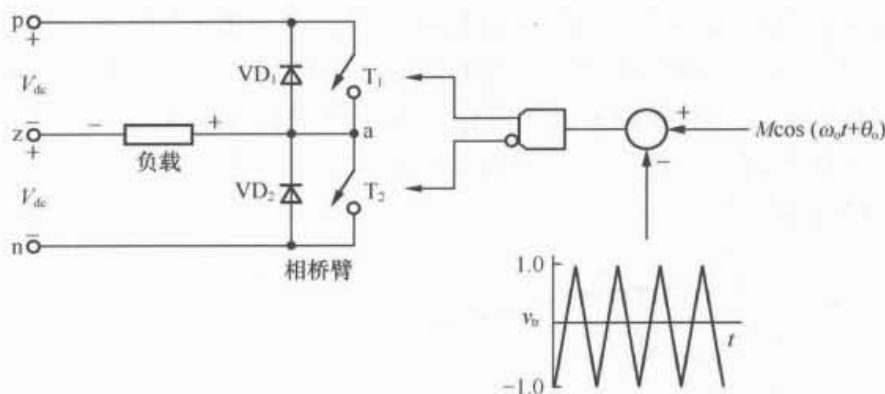


图 3-9 双边沿自然采样 PWM 半桥 (单相桥臂) 电压源型逆变器

正弦波—三角波单相调制相应的单位元如图 3-10 所示。为了结果的简化方便, 该单位元再次被定义在 $-\pi < \omega_c t < \pi$ 区间, 而不是在 0 到 2π 区间。

使用与式 (3-11) 给出的相同的正弦参考波形, 三角形载波调制的开关时刻可以表示为:

当 $f(x, y)$ 从 0 变到 $2V_{dc}$, 则

$$x = 2\pi p - \frac{\pi}{2}(1 + M \cos \omega_o t) \quad p=0, 1, 2, \dots, \infty \quad (3-27)$$

而当 $f(x, y)$ 从 $2V_{dc}$ 变到 0, 则

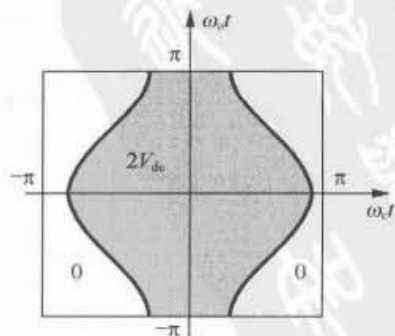


图 3-10 双边沿三角载波调制的单位元

$$x = 2\pi p + \frac{\pi}{2}(1 + M \cos \omega_0 t) \quad p=0,1,2,\dots,\infty \quad (3-28)$$

从相桥臂输出到负直流母线所测量到的开关电压 $v_{an}(t)$ 相对于 $\omega_c t$ 而变化的波形如图 3-11 所示。在式 (3-27) 和式 (3-28) 所定义的积分界限下, 式 (3-9) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi - \frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\pi - \frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} \int_{-\pi}^{\pi} 2V_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (3-29)$$

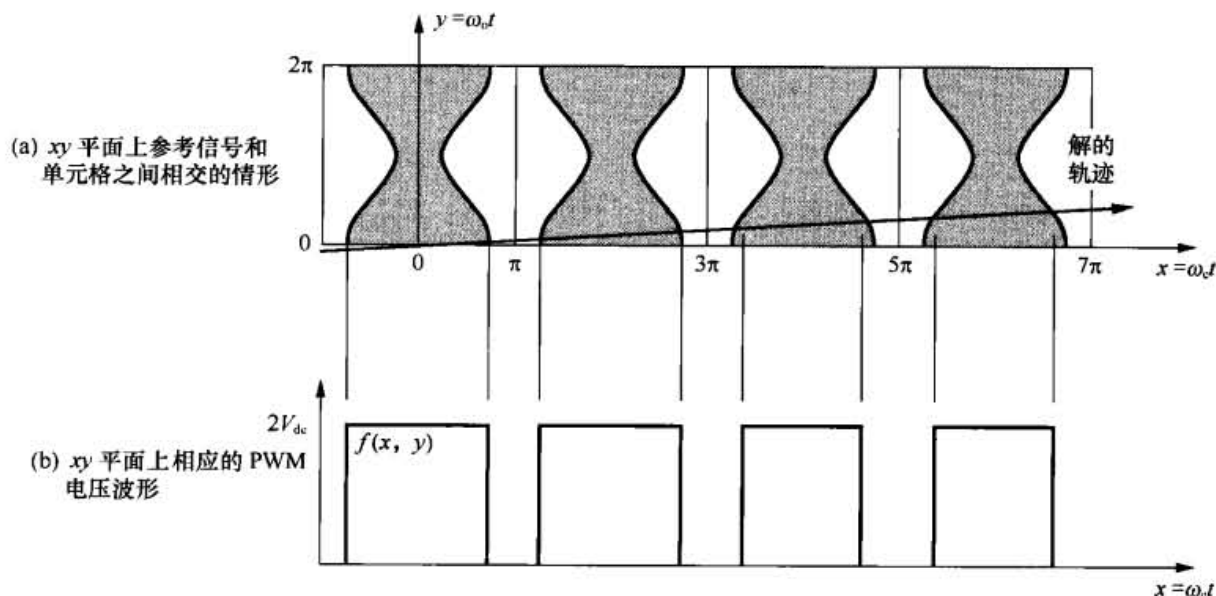


图 3-11 双边沿 PWM 的半桥开关波形

对应于各种可能的 m 和 n 的值, 可以计算出该式的值。

对于 $m=n=0$ 的项, 对应式 (3-10) 中的直流偏置, 式 (3-29) 将简化为

$$\begin{aligned} A_{00} + jB_{00} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi - \frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\pi - \frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} \int_{-\pi}^{\pi} dx dy \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} [\pi(1 + M \cos y)] dy = 2V_{dc} \end{aligned} \quad (3-30)$$

于是 $A_{00} = 2V_{dc}$ 、 $B_{00} = 0$ 。当以负直流母线作为开关参考电压点时, 该式在最后结果中给出了所期望的 V_{dc} 偏置。

对于 $m=0$ 、 $n>0$ 的项, 对应式 (3-10) 中的基带谐波, 式 (3-29) 将简化为

$$\begin{aligned}
 A_{0n} + jB_{0n} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} e^{jny} dx dy \\
 &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\pi(1+M\cos y) e^{jny} \right] dy \\
 &= \frac{V_{dc}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ e^{jny} + \frac{M}{2} \left[e^{j(n+1)y} + e^{j(n-1)y} \right] \right\} dy
 \end{aligned} \quad (3-31)$$

因为对于任意非零的 n , $\int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} dy = 0$, 仅在 $n=1$ 的情况下, 式 (3-31) 可简化成

$$A_{01} + jB_{01} = \frac{V_{dc}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M}{2} dy = V_{dc} M \quad (3-32)$$

而 $n>1$ 时, $A_{0n} + jB_{0n} = 0$ 。这再次与式 (3-11) 中定义的目标参考值乘以 V_{dc} 相等。

对于 $m>0$ 、 $n=0$ 的项, 对应式 (3-10) 中的载波谐波, 式 (3-29) 将简化成

$$\begin{aligned}
 A_{m0} + jB_{m0} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} e^{jmx} dx dy \\
 &= \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} - e^{-jm\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} \right] dy
 \end{aligned} \quad (3-33)$$

运用等式 (A2-16), 该式将变为

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{2V_{dc}}{jm\pi} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}} J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right) - e^{-jm\frac{\pi}{2}} J_0\left(-m\frac{\pi}{2}M\right) \right] \quad (3-34)$$

而且因为由式 (A2-22) 可得到 $J_0(-\xi) = J_0(\xi)$, 于是

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{4V_{dc}}{m\pi} J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin m\frac{\pi}{2} \quad (3-35)$$

上式定义了载波本身所对应的谐波。

对于 $m>0$ 、 $n \neq 0$ 的项, 对应式 (3-10) 中的边带谐波, 式 (3-29) 的内部积分可计算如下

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} - e^{-jm\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} \right) dy \\
 &= \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jny} e^{jm\frac{\pi}{2}M\cos y} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{jny} e^{-jm\frac{\pi}{2}M\cos y} \right) dy
 \end{aligned} \quad (3-36)$$

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

运用等式 (A2-15), 该积分表达式变为

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{2V_{dc}}{jm\pi} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}} j^n J_n \left(m\frac{\pi}{2} M \right) - e^{-jm\frac{\pi}{2}} j^{-n} J_n \left(m\frac{\pi}{2} M \right) \right] \\ &= \frac{2V_{dc}}{jm\pi} J_n \left(m\frac{\pi}{2} M \right) \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jn\frac{\pi}{2}} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jn\frac{\pi}{2}} \right) \end{aligned} \quad (3-37)$$

该式可以简化为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{4V_{dc}}{m\pi} J_n \left(m\frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n)\frac{\pi}{2} \right] \quad (3-38)$$

上式中这些项定义了被调制波的边带。请注意, n 是可正可负的, 电压边带均匀地分布在中心载波谐波的两侧。

将式 (3-30)、式 (3-32)、式 (3-35) 和式 (3-38) 代入式 (3-10), 可得到半桥相桥臂的双边沿自然采样调制的完整的谐波解。于是时变的开关相桥臂电压 $v_{an}(t)$ 可以用它的谐波分量表示如下:

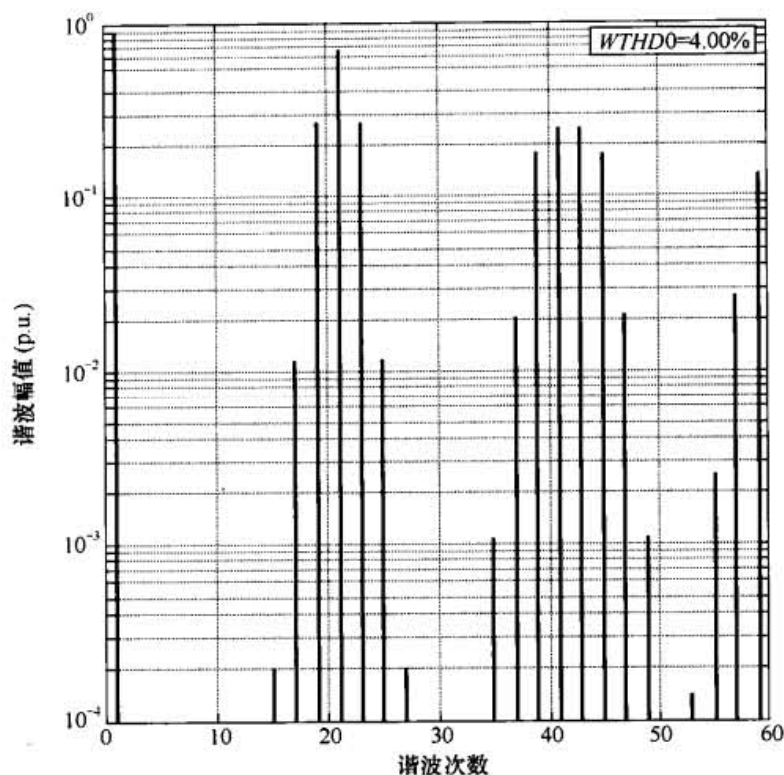
$$\begin{aligned} v_{an}(t) &= V_{dc} + V_{dc} M \cos(\omega_o t + \theta_o) \\ &+ \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m\frac{\pi}{2} M \right) \sin m\frac{\pi}{2} \cos m(\omega_c t + \theta_c) \\ &+ \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m\frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n)\frac{\pi}{2} \right] \times \cos [m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \end{aligned} \quad (3-39)$$

与以前一样, 如果去掉表示直流偏置的第一项, 式 (3-39) 也就定义了 $v_{az}(t)$ 的谐波分量。

图 3-12 给出了在载波比为 21 和调制比为 0.9 情况下, 双边沿自然采样 PWM 的电压频谱。该图再次显示了由开关过程产生的单个基波低频分量, 还有分布在载波和两倍载波周围的边带谐波组。可以在图的右边看到 3 倍载波的边带谐波组中一些边带谐波。然而, 双边沿自然采样调制的显著特征是, 奇次倍载波频率周围的奇次边带谐波分量和偶次倍载波频率周围的偶次边带谐波分量都被式 (3-39) 中的 $\sin[(m+n)\pi/2]$ 项完全消除了。与使用锯齿形载波的单沿调制相比, 这是使用三角波的双边沿自然采样调制所固有的一个优点。

应当注意的是, 该调制策略的 $WTHD_0$ 为 4.00%, 这与后边沿自然采样 PWM 的几乎相同, 这是因为在此情况下, 构成 $WTHD$ 的主要谐波是频率为 $21f_o$ 的主要载波基波。正如后面所见, 对于所有的多相桥臂变换器拓扑, 因为是该载波谐波为共模量, 于是载波谐波会两两抵消。这两种 PWM 策略的性能差别很大。

由于这种载波谐波的支配地位, 并且由于后边沿和双边沿自然采样 PWM 的载波基波非常类似, 双边沿自然采样 PWM 的 $WTHD_0$ 随着调制比发生变化的情形与图 3-8 所示的完全一致, 在此就不再赘述。

图 3-12 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_o = 21$ 时, 双边沿自然采样 PWM 逆变器一相桥臂的谐波分量

3.5 从占空比变化角度进行脉宽调制分析

3.5.1 正弦波—锯齿波调制

另一种用来计算自然采样 PWM 谐波频谱的方法是用一个低频的正弦参考信号对简单 BUCK 变换器的占空比进行调制^[8]。如图 3-13 所示, 该方法通过在一些任意的锯齿形载波周期里研究逆变器单相桥臂的开关过程来进行频谱分析。

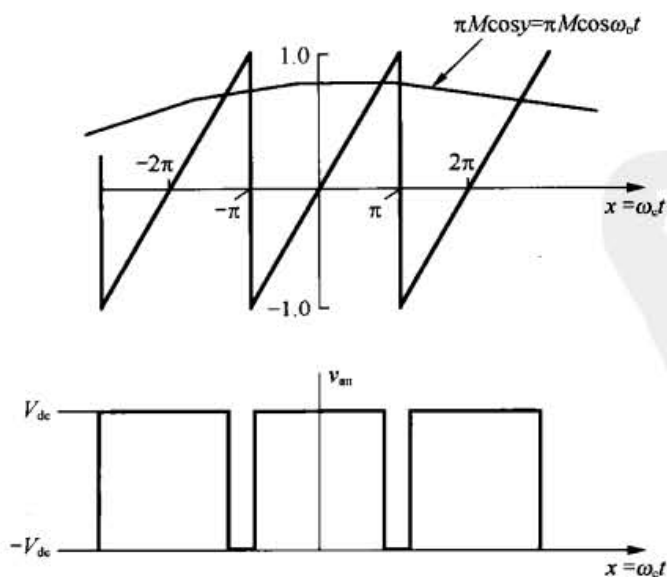


图 3-13 使用锯齿形载波和低频控制输入波形相比较来产生 PWM 波形

第3章 逆变器单相桥臂的调制

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

如果假定在各载波周期内参考波形为一恒定值(即 $f_c \ll f_o$), 其占空比为 $d=1+M \cos y$, 整理 学习交流。

由式(A1-1)、式(A1-2)和式(A1-3)可知, 所产生的开关波形的傅里叶级数为

$$v_{an}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} (a_m \cos mx + b_m \sin mx) \quad (3-40)$$

其中

$$\begin{aligned} a_m &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_{an}(t) \cos mx dx = \frac{2V_{dc}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi M \cos y} \cos mx dx \\ &= \frac{2V_{dc}}{m\pi} [\sin(m\pi M \cos y) + \sin m\pi] \quad m \neq 0 \end{aligned} \quad (3-41)$$

且

$$\begin{aligned} b_m &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_{an}(t) \sin mx dx = \frac{2V_{dc}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi M \cos y} \sin mx dx \\ &= \frac{2V_{dc}}{m\pi} [\cos m\pi - \cos(m\pi M \cos y)] \quad m \neq 0 \end{aligned} \quad (3-42)$$

请注意, 当 $m=0$ 时, $a_0 = 2V_{dc}(1 + \cos y)$ 和 $b_0 = 0$ 。

由式(A2-2)和式(A2-3)可知

$$\cos(m\pi M \cos y) = J_0(m\pi M) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \cos n \frac{\pi}{2} J_n(m\pi M) \cos ny \quad (3-43)$$

$$\sin(m\pi M \cos y) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sin n \frac{\pi}{2} J_n(m\pi M) \cos ny \quad (3-44)$$

将这些关系式代入到式(3-41)和式(3-42), 于是这个以负母线为参考点的开关输出电压的傅里叶级数表达式(3-40)可以写成:

$$\begin{aligned} v_{an}(t) &= V_{dc}(1 + M \cos y) + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} [\cos m\pi - J_0(m\pi M)] \sin mx \\ &\quad + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=1}^{\infty} \sin n \frac{\pi}{2} J_n(m\pi M) \cos ny \cos mx \\ &\quad - \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=1}^{\infty} \cos n \frac{\pi}{2} J_n(m\pi M) \cos ny \sin mx \end{aligned} \quad (3-45)$$

接下来研究上式中两重求和项的特性。

对第一个两重求和项而言, 由于 n 为偶数时, $\sin(n\pi/2) = 0$, 从而只有 n 为奇数的项存在, 并且由式(A2-18)可知 $J_{-n}(\xi) = -J_n(\xi)$, 另外 n 为奇数时, $\sin(n\pi/2) = -\sin(-n\pi/2)$, 因此 n 为负数时该项的计算结果将不变。

对第二项而言, 由于 n 为奇数时 $\cos(n\pi/2) = 0$, 从而只有 n 为偶数的项存在, 而且由式(A2-18)可知, n 为偶数时 $J_{-n}(\xi) = J_n(\xi)$, 因此 n 为负数时该项的计算结果亦不变。

因此无论若是从 $-\infty$ 加到 -1 还是从 1 加到 ∞ , 求和项的结果都相同。因而求和项还表示为在 $-\infty \leq n \leq -1$ 和 $1 \leq n \leq \infty$ 两区间内做求和运算并对运算结果除以 2。于是式(3-45)可以改写成

http://www.3dportal.cn/discuz/ xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

$$\begin{aligned}
 v_{an}(t) = & V_{dc}(1 + M \cos y) + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} [\cos m\pi - J_0(m\pi M)] \sin mx \\
 & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \sin n \frac{\pi}{2} J_n(m\pi M) \cos ny \cos mx \\
 & - \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \cos n \frac{\pi}{2} J_n(m\pi M) \cos ny \sin mx
 \end{aligned} \quad (3-46)$$

现在, 对于 m 的每一个值, 都可以从上式内部求和部分中提出两项, 这两项中的 n 的绝对值大小相等且符号相反, 比如 $n = \pm N$ 。接下来, 使用三角恒等式

$$\cos mx \cos ny = \frac{1}{2} [\cos(mx + ny) + \cos(mx - ny)] \quad (3-47)$$

$$\sin mx \cos ny = \frac{1}{2} [\sin(mx + ny) + \sin(mx - ny)] \quad (3-48)$$

这两项相加在一起时得到

$$\begin{aligned}
 \cos mx \cos ny + \cos mx \cos(-ny) &= \frac{1}{2} [\cos(mx + ny) + \cos(mx - ny)] \\
 &+ \frac{1}{2} \{ \cos(mx - ny) + \cos[mx - (-ny)] \} \\
 &= [\cos(mx + ny) + \cos(mx - ny)]
 \end{aligned} \quad (3-49)$$

类似可得,

$$\sin mx \sin ny + \cos mx \cos(-ny) = \sin(mx + ny) + \sin(mx - ny) \quad (3-50)$$

如果将式 (3-46) 中 n 为任何值的项都用上述式替换, 则该式变为

$$\begin{aligned}
 v_{an}(t) = & V_{dc}(1 + M \cos y) + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} [\cos m\pi - J_0(m\pi M)] \sin mx \\
 & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n(m\pi M) \sin n \frac{\pi}{2} \cos(mx + ny) \\
 & - \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n(m\pi M) \cos n \frac{\pi}{2} \sin(mx + ny)
 \end{aligned} \quad (3-51)$$

用 $\omega_c t + \theta_c$ 来代替 x 且用 $\omega_o t + \theta_o$ 来代替 y , 很明显地该结果与 3.4.1 节中式 (3-26) 使用双重傅里叶积分技术所得的结果相同。

3.5.2 正弦波—三角波调制

采用类似的方法可以得到使用三角形载波进行调制的正弦参考信号的谐波频谱, 对于三角形载波而言, 参考波形的占空比为 $d = (1 + M \cos y)/2$, 而且还假定参考信号在各载波周期里保持恒定。在此情况下, 调制得到的开关波形的傅里叶级数变为

$$v_{an}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} (a_m \cos mx + b_m \sin mx) \quad (3-52)$$

$$\begin{aligned}
 a_m &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_{an}(t) \cos mxdx = \frac{2V_{dc}}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} \cos mxdx \\
 &= \frac{4V_{dc}}{m\pi} \left\{ \sin \left[m \frac{\pi}{2} (1+M \cos y) \right] \right\} \quad m \neq 0
 \end{aligned} \quad (3-53)$$

和

$$b_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_{an}(t) \sin mxdx = \frac{2V_{dc}}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} \sin mxdx = 0 \quad (3-54)$$

请注意, 到当 $m=0$ 时, $a_0 = 2V_{dc}(1+M \cos y)$ 。

等式 (3-53) 可以重新写为

$$a_m = \frac{4V_{dc}}{m\pi} \left[\sin m \frac{\pi}{2} \cos \left(m \frac{\pi}{2} M \cos y \right) + \cos m \frac{\pi}{2} \sin \left(m \frac{\pi}{2} M \cos y \right) \right] \quad m \neq 0 \quad (3-55)$$

使用式 (A2-2) 和式 (A2-3), 式 (3-52) 于是变为

$$\begin{aligned}
 v_{an}(t) &= V_{dc}(1+M \cos y) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin m \frac{\pi}{2} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \cos mx \\
 &\quad + \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\begin{aligned} &\sin m \frac{\pi}{2} \cos n \frac{\pi}{2} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \\ &+ \cos m \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{2} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \end{aligned} \right] \cos ny \cos mx \\
 &= V_{dc}(1+M \cos y) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos mx \\
 &\quad + \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos ny \cos mx \\
 &= V_{dc}(1+M \cos y) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos mx \\
 &\quad + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \left[\begin{aligned} &\cos(mx+ny) \\ &+ \cos(mx-ny) \end{aligned} \right]
 \end{aligned} \quad (3-56)$$

通过改变内部求和项的界限, 可容易地重新整理式 (3-56) 得到:

$$\begin{aligned}
 v_{an}(t) &= V_{dc} + V_{dc} M \cos y + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos mx \\
 &\quad + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos(mx+ny)
 \end{aligned} \quad (3-57)$$

当用 $\omega_c t + \theta_c$ 来代替 x 且用 $\omega_0 t + \theta_0$ 来代替 y 时, 该式与式 (3-39) 相同, 该方法比双重积分方法

3.6 规则采样脉宽调制

因为参考正弦波形与三角或者锯齿形载波之间的交点是由超越方程来定义的, 而且求解计算起来很复杂, 因此难以在数字调制系统中实现自然采样 PWM。这大大限制了自然采样 PWM 的应用。为了克服这一局限, 现代通常的方法是使用规则采样 PWM 策略, 在规则采样 PWM 策略中, 低频的参考波形被采样并在各个载波周期里面保持恒定, 并用这些采样值取代正弦变化的参考信号与三角形载波相比较以控制各相桥臂的开关过程。

该采样参考波形的值必须在载波的正峰值时刻或在正峰值/负峰值时刻发生改变, 这取决于采用何种采样策略。采取这种变化方式是为了避免在载波的斜坡阶段参考值出现瞬间的变化。如果采样参考波形在载波的斜坡阶段发生变化, 这可能导致一个载波周期内开关状态发生多次转变。

对于锯齿形载波而言, 总是在载波上升斜坡阶段末端的下降时刻进行采样。对于三角形载波而言, 可采用对称方式进行采样, 在载波的正的或者负的峰值时刻对参考信号进行采样, 且采样值在该载波周期内保持恒定; 也可采用对称方式进行采样, 参考值每半个载波周期在载波的正的和负的峰值时刻采样一次。这些采样方案如图 3-14 所示。请注意, 因为每 (锯齿) 载波周期计算一次相桥臂的开关状态转变, 因而不存在对称和不对称单沿 PWM。

图 3-14 显示了采样过程产生了阶梯状的参考波形, 该波形相对于原先参考波形有相位滞后。对于锯齿形载波和对称的采样, 该相位滞后是半个载波周期, 而对于不对称的采样, 该相位滞后是 $1/4$ 载波周期。该相位滞后可以用相位超前的参考波形来补偿, 补偿结果如图 3-15 所示。

由于通过在原始的参考波形上进行相位延迟采样, 而不是将参考波形本身相位提前, 可以取得相同的相位延迟补偿结果, 显然这一调整只影响所产生的 PWM 开关波形的谐波的相位, 而不影响谐波的幅值。

图 3-16 显示了一相桥臂产生的开关脉冲的宽度和位置如何随着载波类型和所用的采样方式的变化而变化的情形。(请注意, 为了演示方便, 图 3-16 中目标参考波形在一个载波周期内的变化被夸张放大了许多。)

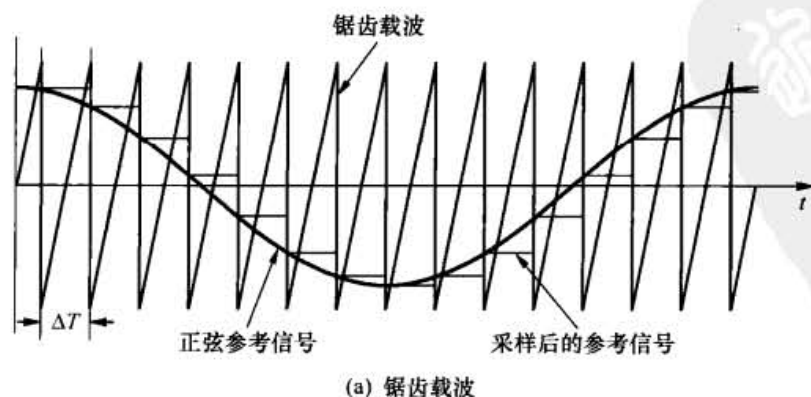
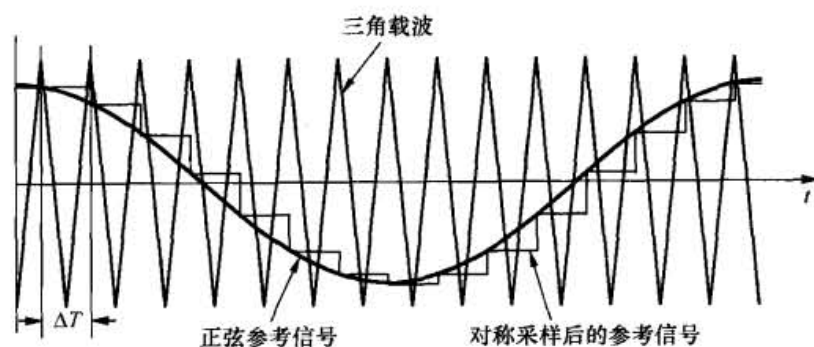
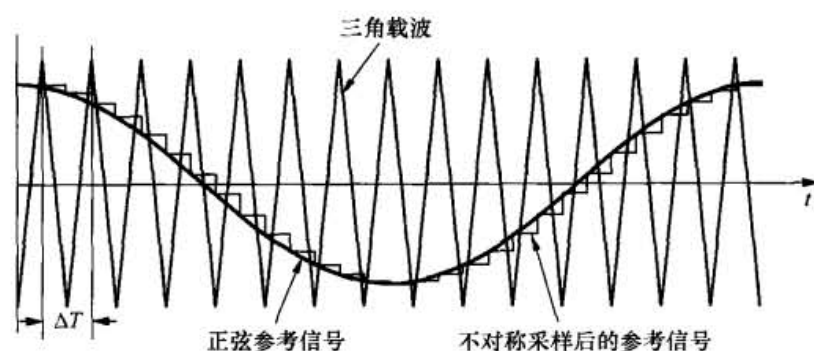


图 3-14 规则采样



(b) 使用三角载波的对称采样 (正峰值时刻采样)



(c) 使用三角载波的不对称采样

图 3-14 规则采样 (续)

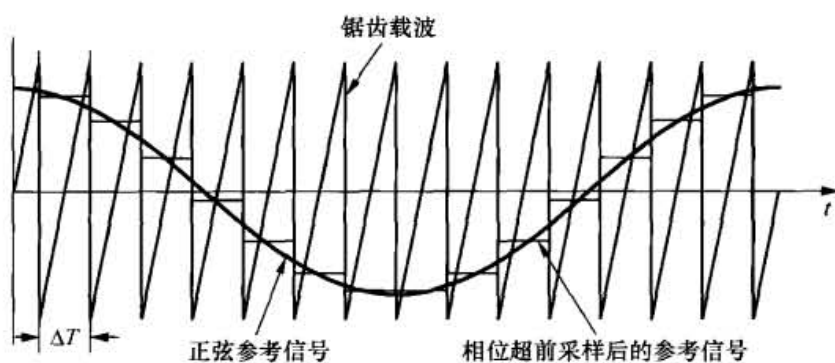
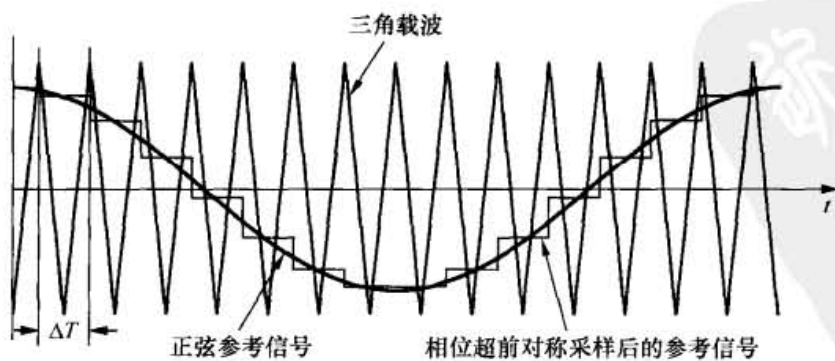
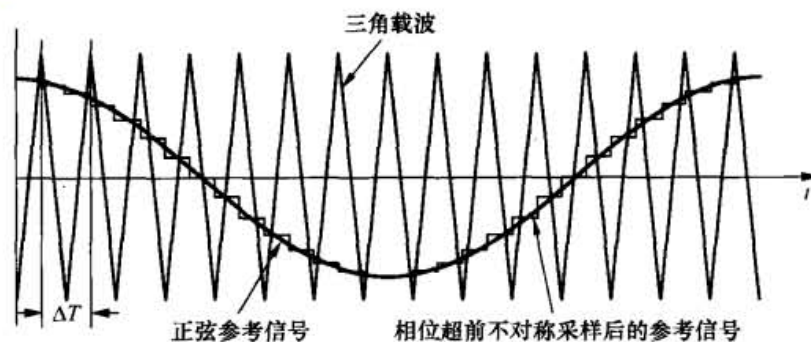
(a) 锯齿载波 $-1/2$ 载波周期超前(b) 使用三角载波的对称采样 $-1/2$ 载波周期超前

图 3-15 相位超前的参考波形的规则采样

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

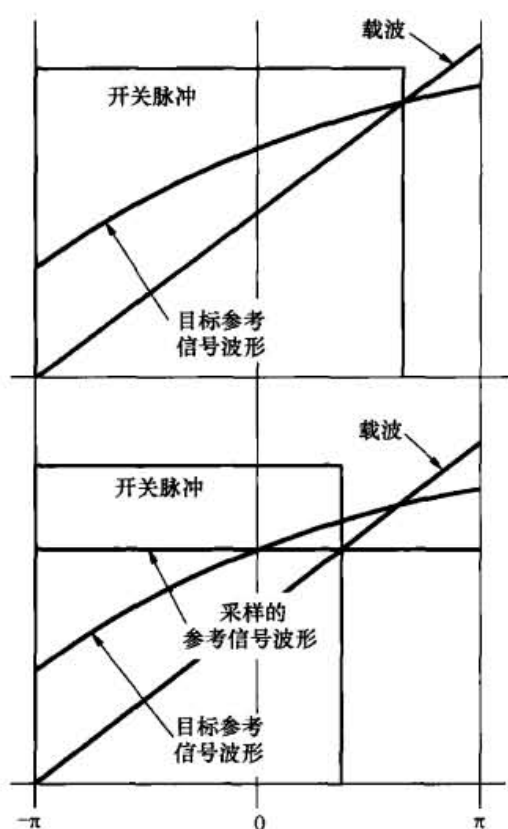
<http://www.3dportal.cn/dys/>

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。



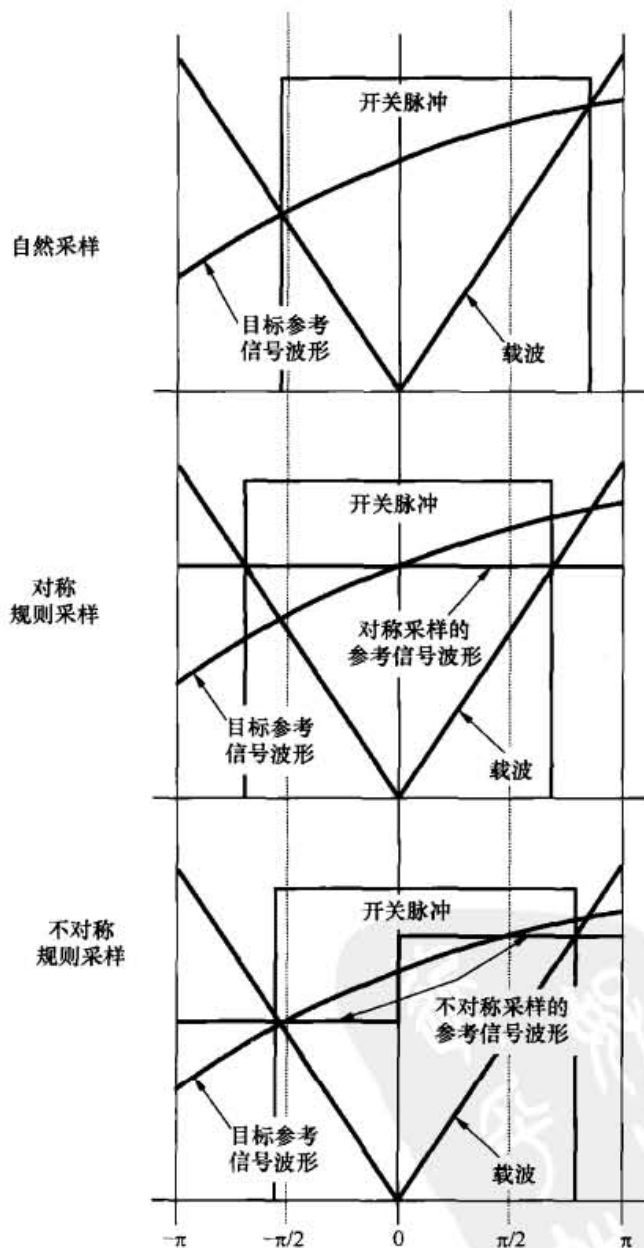
(c) 使用三角载波的不对称采样 $-1/4$ 载波周期超前

图 3-15 相位超前的参考波形的规则采样 (续)



(a) 锯齿载波的自然采样 PWM 和规则采样 PWM

注意: 所有的采样点都对
相位延迟进行了补偿



(b) 使用三角载波的自然采样 PWM 和规则采样 PWM (相位延迟采样)

图 3-16 逆变器单相桥臂的输出开关脉冲

第3章 逆变器单相桥臂的调制

http://www.edportal.cn/discuz/

由此可见, 规则采样的影响是开关时刻在各载波周期内的位置发生了变化。这种影响可以通过改变内部积分界限来反映到两重积分的谐波积分式(3-9)中, 在该积分区间上各种调制策略的函数 $f(x, y)$ 为非零。

两电平调制下式(3-9)的解可以概括地表示为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{x_f}^{x_r} 2V_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (3-58)$$

其中:

x_r 为相桥臂切换到 $2V_{dc}$ 的时刻;

x_f 为相桥臂切换到 0 的时刻。

对于使用锯齿形载波的自然采样 PWM, 前面已给出这些内部积分界限

$$x_r = -\pi \quad x_f = \pi M \cos \omega_0 t (= \pi M \cos y) \quad (3-59)$$

其中出于方便去掉了式(3-12)和式(3-13)中的 $2\pi p$ 项, 因为这些项对积分结果没有影响。

对于使用三角波的自然采样的 PWM, 前面已给出这些内部积分界限

$$x_r = -\frac{\pi}{2}(1 + M \cos \omega_0 t) \quad x_f = \frac{\pi}{2}(1 + M \cos \omega_0 t) \quad (3-60)$$

其中出于方便也去掉了式(3-27)和式(3-28)中的 $2\pi p$ 项。

使用这些积分界限, 式(3-26)和式(3-39)分别已经给出了采用锯齿形载波和三角形载波的自然采样 PWM 波形的谐波分量。

为了采取类似的方法计算出规则采样 PWM 波形的谐波分量, 必须考虑采样过程的影响去修改这些内部积分的界限。

3.6.1 锯齿形载波规则采样脉宽调制

图 3-17(a)显示了怎样由采样的正弦参考波形和解轨迹线 $y = y' + (\omega_0 / \omega_c)x$ 之间的相交来确定规则采样的开关时刻。图 3-17(b)显示了怎样由连续的正弦参考波形和采样的解轨迹线 $y = y' + (\omega_0 / \omega_c)x$ 之间的相交来得到相同的开关时刻, 其中在各载波周期内 y 保持恒定。两种方法都产生相同的相桥臂输出开关波形, 然而由于正弦参考波形保持连续, 图 3-17(b)所示的方法更便于做数学处理用于计算。

图 3-17(b)所示解轨迹是一个阶梯状变量 y' 。该变量在每一个载波周期内保持其在该周期起始点处的值不变。例如, 在第一个载波周期期间, $y' = 0$; 在第二个载波周期内 $y' = \frac{\omega_0}{\omega_c} 2\pi$ 等。一般地, 各载波周期内 y' 的值可以表示为

$$y' = \frac{\omega_0}{\omega_c} 2\pi p \quad (3-61)$$

其中, p 表示在一个基波周期内的第 p 个载波周期。

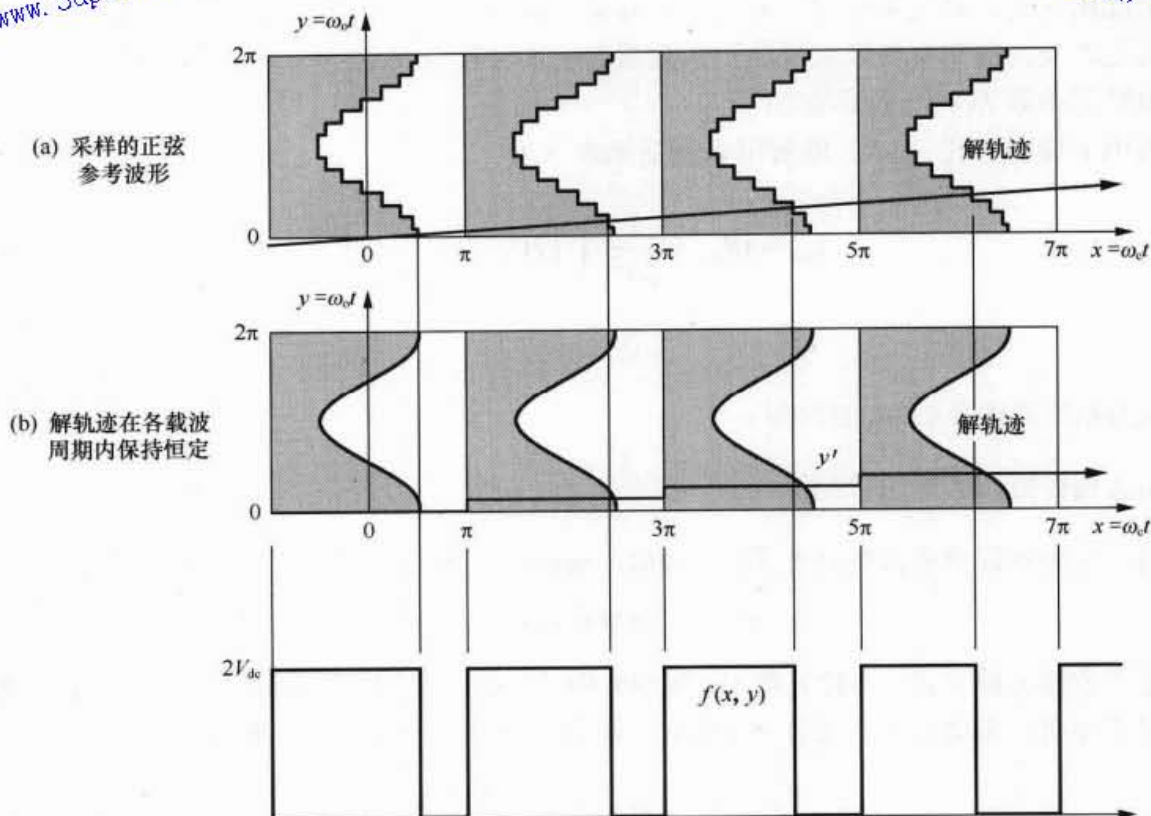


图 3-17 后边沿 PWM 调制下半桥电路的开关

阶梯状的变量 y' 也可以用连续变量 x 和 y 表示如下

$$y' = y - \frac{\omega_o}{\omega_c}(x - 2\pi p) \quad (3-62)$$

对于使用锯齿形载波的规则采样 PWM, 式 (3-58) 的积分界限可以使用这种新的阶梯变量来定义如下

$$x_r = -\pi \quad x_f = \pi M \cos y' \quad (3-63)$$

于是式 (3-58) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi M \cos y'} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (3-64)$$

通过把积分变量 y 变为 $y = y' + (\omega_o / \omega_c)x$, 可以使用方程式 (3-62) 来计算方程式 (3-64)

如下

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi M \cos y'} e^{j \left[mx + n \left(y' + \frac{\omega_o}{\omega_c} x \right) \right]} dx dy' \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi M \cos y'} e^{j \left[\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) x + ny' \right]} dx dy' \end{aligned} \quad (3-65)$$

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

其中由于与 x 有关的 $2\pi p$ 项对积分结果没有影响, 该项在上式中有一次被去掉了。

对于特定的 m 和 n 的值, 式 (3-65) 可以计算如下:

对于 $m=n=0$ 的项, 式 (3-15) 的求解方式依然有效, 于是

$$A_{00} = 2V_{dc} \quad (3-66)$$

对于 $m=0, n>0$ 的项, 用 $n(\omega_o/\omega_c)$ 来代替 m , 可以用式 (3-25) 的求解方式来计算。这样得到基带谐波的系数如下

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{2V_{dc}}{n \frac{\omega_o}{\omega_c} \pi} J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \pi M \right) \left(\sin n \frac{\pi}{2} - j \cos n \frac{\pi}{2} \right) \quad (3-67)$$

因为 $n>1$ 时基带谐波系数不再为零, 式 (3-67) 反映出了规则采样 PWM 与自然采样 PWM 的显著差别。然而, 在实际当中, 对于任何合理的载波比, 附加的谐波的幅值通常随着 n 的增长而很快衰减。

对于 $m>0, n=0$ 的项, 式 (3-21) 的求解方式依然有效, 于是

$$A_{m0} + jB_{m0} = j \frac{2V_{dc}}{m\pi} [\cos m\pi - J_0(m\pi M)] \quad (3-68)$$

对于 $m>0, n \neq 0$ 的项, 用 $m+n(\omega_o/\omega_c)$ 来代替 m , 可以用式 (3-21) 的求解方式来计算。这样得到边带谐波的系数如下

$$A_{mn} + jB_{mn} = j \frac{2V_{dc}}{(m+n \frac{\omega_o}{\omega_c}) \pi} J_n \left[\left(m+n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) \pi M \right] \left(\sin n \frac{\pi}{2} - j \cos n \frac{\pi}{2} \right) \quad (3-69)$$

和前面一样, 对所有 m 和 n 非零 (即 $m=1, \dots, \infty$ 和 $n=1, \dots, \infty$) 的项, 式 (3-69) 有效。

通过将式 (3-66)、式 (3-67)、式 (3-68) 和式 (3-69) 的结果代入到式 (3-10), 可以得到一个半桥相桥臂的后边沿规则采样调制的完整的谐波解。于是时变的相桥臂电压 $v_{an}(t)$ 可以用它的谐波分量表达如下。

$$\begin{aligned} v_{an}(t) = & V_{dc} + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right)} J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \pi M \right) \left\{ \begin{aligned} & \sin n \frac{\pi}{2} \cos [n(\omega_o t + \theta_o)] \\ & - \cos n \frac{\pi}{2} \sin [n(\omega_o t + \theta_o)] \end{aligned} \right\} \\ & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} [\cos m\pi - J_0(m\pi M)] \sin [m(\omega_c t + \theta_c)] \\ & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} \frac{J_n \left[\left(m+n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) \pi M \right]}{\left(m+n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right)} \left\{ \begin{aligned} & \sin n \frac{\pi}{2} \cos [m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \\ & - \cos n \frac{\pi}{2} \sin [m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (3-70)$$

和前面一样, 如果舍弃代表直流偏置的第一项, 式 (3-70) 就定义了 $v_{az}(t)$ 的谐波分量。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

http://www.3dportal.cn/xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

图 3-18 呈现了后边沿规则采样 PWM 在载波比为 21 和调制比为 0.9 条件下的电压频谱。将该图与图 3-7 所示的自然采样 PWM 相比较, 可以看出两种调制策略之间差别正如所料——规则采样 PWM 会产生一些比期望的基波频率高的低次基带谐波。这些谐波是规则采样过程的结果, 任何一种规则采样 PWM 策略都会产生它们。但是, 它们的幅值随着 n 增长而衰减的速率会受载波比和调制策略影响。由于载波比越高基带谐波的衰减速度会越快 (对于本章下节介绍的正弦三角形载波采样 PWM 同样如此), 所以通常取高载波比。

由规则采样所产生的谐波的另一个微妙变化是, 载波边带谐波能量在低频侧和高频侧边带谐波之间出现了转换。这些可以通过仔细地比较图 3-18 和图 3-7 看出来, 和自然采样相比, 规则采样使得边带谐波的对称性发生畸变。这种影响实质上是规则采样 PWM 的一种特性, 尽管精确地来看, 畸变程度与采用何种调制策略关系不大。

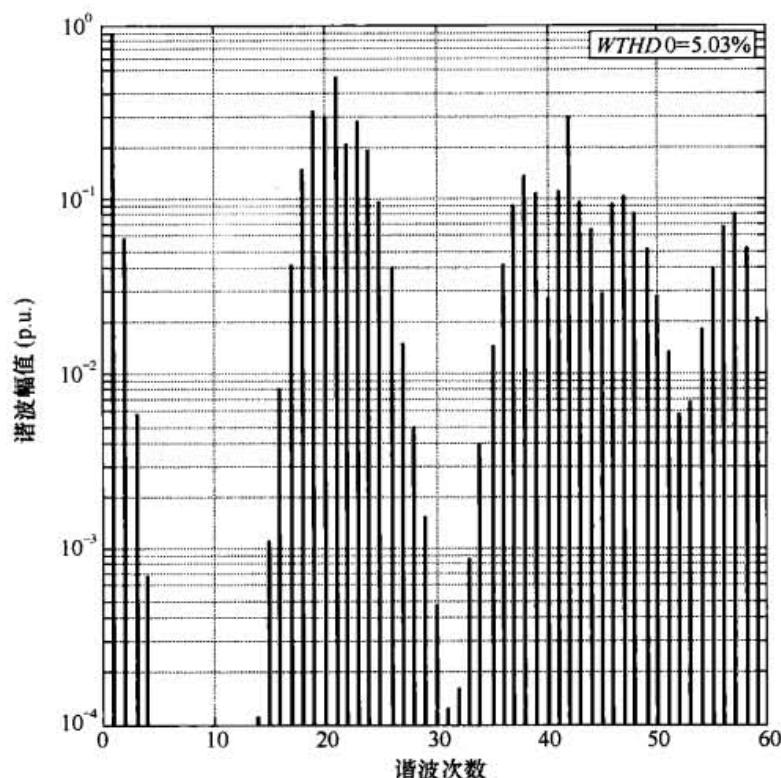


图 3-18 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 21$ 时, 后边沿锯齿波规则采样 PWM 逆变器单相桥臂的谐波分量

在图 3-18 中所列条件下, 使用锯齿形载波规则采样调制的 $WTHD_0$ 为 5.03%。该值要比自然采样 PWM 的要高。这主要反映了附加的基带谐波分量的影响。

3.6.2 对称规则采样脉宽调制

对于使用三角形载波的对称规则采样 PWM 可以采用类似的方法来处理, 只不过上升沿内部积分界限 x_r 现在也必须用阶梯变量 y' 来定义。对于对称规则采样 PWM, 正弦参考波形和阶梯解轨迹之间如何相交的情形如图 3-19 所示。

类似于式 (3-60), 三角形载波规则采样 PWM 内部积分界限可以用相同的阶梯变量 y' 定义为

$$x_r = -\frac{\pi}{2}(1 + M \cos y') \quad x_f = \frac{\pi}{2}(1 + M \cos y') \quad (3-71)$$

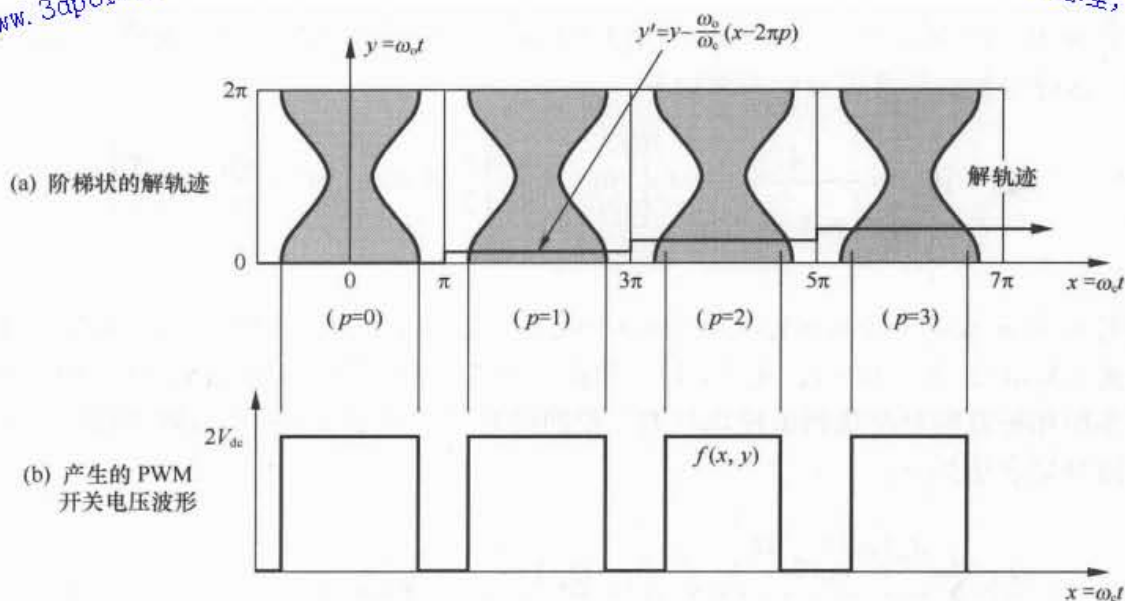


图 3-19 对称规则采样双边沿 PWM 半桥电路的开关过程

于是式 (3-58) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (3-72)$$

可再次用 $y = y' + (\omega_o / \omega_c)x$ 替换 y 来计算该式, 于是该式变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')} e^{j\left[\left(m+n\frac{\omega_o}{\omega_c}\right)x + ny'\right]} dx dy' \quad (3-73)$$

对于特定的 m 和 n 的值, 式 (3-73) 可以计算如下:

对于 $m = n = 0$ 的项, 式 (3-15) 的求解方式依然有效, 因此

$$A_{00} = 2V_{dc} \quad (3-74)$$

对于 $m = 0, n > 0$ 的项, 用 $n(\omega_o / \omega_c)$ 来代替 m , 可以用式 (3-38) 的求解方式来计算, 这样得到基带谐波的系数如下

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{4V_{dc}}{\left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\right)\pi} J_n\left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[\left(n\frac{\omega_o}{\omega_c} + n\right)\frac{\pi}{2}\right] \quad (3-75)$$

式 (3-75) 反映出规则采样 PWM 与自然采样 PWM 间的差别, 对于规则采样 PWM, $n > 1$ 时, 存在基带谐波系数。

对于 $m > 0, n = 0$ 项, 式 (3-35) 的求解依然有效, 因此

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{4V_{dc}}{m\pi} \left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin m\frac{\pi}{2} \quad (3-76)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

对于 $m > 0, n \neq 0$ 的项, 用 $m + n(\omega_o / \omega_c)$ 来代替 m , 可以再次使用式 (3-38) 的求解方式来结算, 这样得到的边带谐波的系数如下

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{4V_{dc}}{\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right) \pi} J_n \left[\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right) \frac{\pi}{2} M \right] \sin \left[\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c} + n\right) \frac{\pi}{2} \right] \quad (3-77)$$

对于所有 m 和 n 非零 (即 $m = 1, \dots, \infty$ 和 $n = -\infty, \dots, -2, -1, 1, \dots, \infty$) 的项, 式 (3-77) 有效。

将式 (3-74)、式 (3-75)、式 (3-76) 和式 (3-77) 的结果代入到式 (3-10) 中, 可以得到一个半桥相桥臂的对称规则采样调制的完整的谐波解。于是时变的相桥臂电压 $v_{an}(t)$ 可以用它的谐波分量表达如下。

$$\begin{aligned} v_{an}(t) = & V_{dc} + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right)}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right)} \sin \left[n \left(1 + \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2} \right] \cos [n(\omega_o t + \theta_o)] \\ & + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos [m(\omega_c t + \theta_c)] \\ & + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} \frac{J_n \left[\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right) \frac{\pi}{2} M \right]}{\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} \sin \left[\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c} + n\right) \frac{\pi}{2} \right] \times \cos [m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \end{aligned} \quad (3-78)$$

和前面一样, 直流偏置电压 V_{dc} 仅仅是反映了开关波形的参考点的选择, 可以舍弃它而不失一般性。

对于采用直流母线中点为参考点的输出开关电压 $v_{az}(t)$, 式 (3-74) 可以更简洁地表示为

$$v_{az}(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{\substack{m=0 \leftrightarrow n=1 \\ m>0 \leftrightarrow n=\infty}}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{q} J_n \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(q+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos [m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \quad (3-79)$$

其中 $q = m + n(\omega_o / \omega_c)$ (而且不一定为整数)。请注意, 求和运算中 n 的下限的变化取决于 m 是否为零, 这是因为只为正数的 n 定义了基带谐波。

三角形载波对称规则采样 PWM 在载波比为 21、调制比为 0.9 情况下的电压频谱如图 3-20 所示。将该调制方案与锯齿形载波双边沿自然采样以及锯齿形载波规则采样相比较, 从该图可以看出三种调制方法间的一些显著差别:

第一, 双边沿自然采样 PWM 能够消除载波边带, 而对称规则采样 PWM 不能完全做到这一点。但是, 对称规则采样 PWM 能够显著降低将奇次载波频率周围的奇次边带谐波的幅值以及偶次载波频率周围的偶次边带谐波的幅值, 这种谐波消除不尽完全。这对多相桥臂一同工作的单相或者三相桥式逆变器所产生的谐波的分析有重要的启示, 以后章节中将会考虑到这一点。

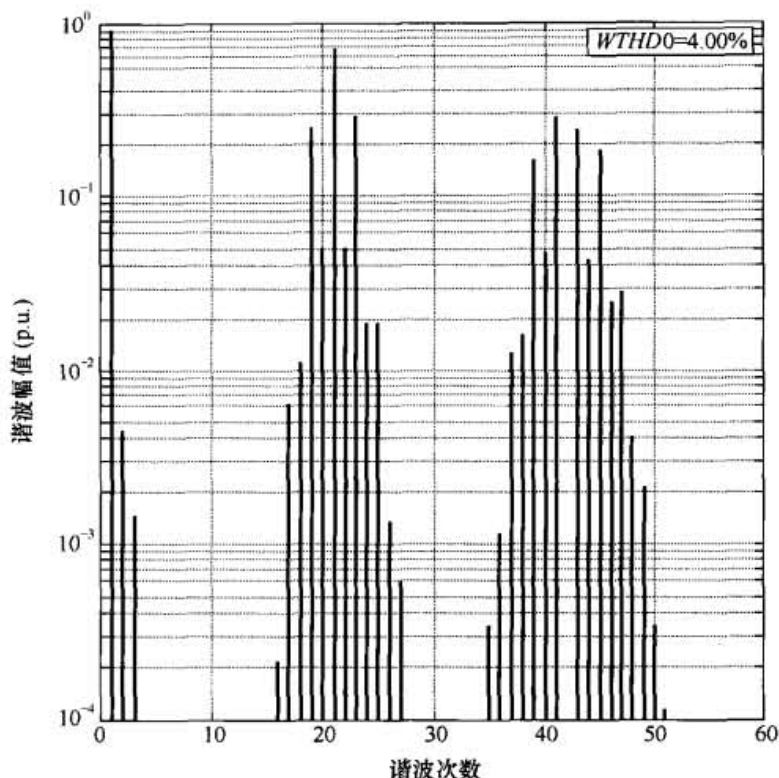


图 3-20 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 21$ 时, 三角形载波对称规则采样 PWM 逆变器单相桥臂的谐波分量

第二, 规则采样过程产生的基带谐波分量仍然存在, 但是它们的幅值要比锯齿形载波规则采样的衰减得更快。在本章中所规定的工作条件下, 锯齿形载波规则采样的基带谐波中的第二个谐波的幅值为 6%, 而三角形载波对称规则采样的基带谐波中的第二个谐波的幅值低于 0.5%。这清楚地表明在规则采样调制系统中采用三角形载波的益处。

3.6.3 不对称规则采样脉宽调制

对于不对称规则采样而言, 因为每一个载波周期内设有两个采样点, 式 (3-58) 中的内部积分界限必须要加以修正。可以通过创立两个阶梯形变量来实现。一个变量用于确定开关脉冲的上升沿, 它从各载波周期的 $x = -\pi/2$ 处起就保持住其值不变; 另一个变量用于确定开关脉冲的下降沿, 它从各载波周期的 $x = \pi/2$ 处起就保持住其值不变。

这两个变量可以表示为

$$y_r' = \frac{\omega_o}{\omega_c} \left(2\pi p - \frac{\pi}{2} \right) \quad y_f' = \frac{\omega_o}{\omega_c} \left(2\pi p + \frac{\pi}{2} \right) \quad (3-80)$$

或者使用连续变量 x 和 y 表示为

$$y_r' = y - \frac{\omega_o}{\omega_c} \left(x - 2\pi p + \frac{\pi}{2} \right) \quad y_f' = y - \frac{\omega_o}{\omega_c} \left(x - 2\pi p - \frac{\pi}{2} \right) \quad (3-81)$$

三角形载波不对称规则采样 PWM 的内部积分界限可以用这些新的阶梯变量来定义如下

$$x_r = -\frac{\pi}{2} (1 + M \cos y_r') \quad x_f = \frac{\pi}{2} (1 + M \cos y_f') \quad (3-82)$$

于是式 (3-58) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y'_r)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y'_r)} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (3-83)$$

为了对式 (3-83) 求解, 可以将各载波周期内的开关波形拆成两个部分进行分析, 然后将得到的结果相叠加。第一部分包括载波周期的前半部分的调制上升沿以及载波周期中心位置的调制下降沿。第二部分包括载波周期的载波周期中心位置的调制上升沿以及后半部分的调制下降沿。对两波形部分分别进行计算, 然后将它们的谐波合并来得到完整开关波形的谐波。

在数学上, 这种方式可以表示为

$$f(x, y) = f_r(x, y) + f_f(x, y) \quad (3-84)$$

其中 $f_r(x, y)$ 在 $x - 2\pi p = x_r$ 处从 0 跳变到 $2V_{dc}$

在 $x - 2\pi p = 0$ 处从 $2V_{dc}$ 跳变到 0

以及 $f_f(x, y)$ 在 $x - 2\pi p = 0$ 处从 0 跳变到 $2V_{dc}$

在 $x - 2\pi p = x_f$ 处从 $2V_{dc}$ 跳变到 0

式 (3-83) 于是变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y'_r)}^0 e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y'_r)} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (3-85)$$

可以分别在各部分中用由式 (3-81) 所推导出的 $y = y'_r + (\omega_o / \omega_c)[x + (\pi/2)]$ 和 $y = y'_f + (\omega_o / \omega_c)[x + (\pi/2)]$ 代替 y , 从而计算出式 (3-85) 的两部分, 于是式 (3-85) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left\{ \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y'_r)}^0 e^{j \left[mx+n \left(y'_r + \frac{\omega_o}{\omega_c} x + \frac{\omega_o \pi}{\omega_c 2} \right) \right]} dx dy'_r + \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y'_r)} e^{j \left[mx+n \left(y'_f + \frac{\omega_o}{\omega_c} x - \frac{\omega_o \pi}{\omega_c 2} \right) \right]} dx dy'_f \right\} \quad (3-86)$$

对于特定的 m 和 n 的值, 式 (3-86) 可以计算如下:

对于 $m = n = 0$ 的项, 式 (3-86) 可以简化为

$$\begin{aligned} A_{00} + jB_{00} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y'_r)}^0 dx dy'_r + \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y'_r)} dx dy'_r \right] \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi}^{\pi} \frac{\pi}{2} (1 + M \cos y'_r) dy'_r + \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\pi}{2} (1 + M \cos y'_f) dy'_f \right] = 2V_{dc} \end{aligned} \quad (3-87)$$

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

和前面一样, 该结果含有所预料的 V_{dc} 偏置。

对于 $m>0$ 、 $n=0$ 的项, 式 (3-86) 可以简化为

$$\begin{aligned}
 A_{m0} + jB_{m0} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi}^{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y_r')}^0 e^{jmx} dx dy_r' \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y_r')} e^{jmx} dx dy_r' \right] \\
 &= \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \left\{ \int_{-\pi}^{\pi} \left[1 - e^{-jm\frac{\pi}{2}(1+M \cos y_r')} \right] dy_r' \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\pi}^{\pi} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}(1+M \cos y_r')} - 1 \right] dy_r' \right\} \\
 &= \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \left\{ \int_{-\pi}^{\pi} \left[1 - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2}M \cos y_r'} \right] dy_r' \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\pi}^{\pi} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2}M \cos y_r'} - 1 \right] dy_r' \right\}
 \end{aligned} \quad (3-88)$$

运用式 (A2-16), 该表达式变为

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{2V_{dc}}{jm\pi} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}} J_0 \left(m\frac{\pi}{2}M \right) - e^{-jm\frac{\pi}{2}} J_0 \left(-m\frac{\pi}{2}M \right) \right] \quad (3-89)$$

运用式 (A2-22), 该式可进一步简化成

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{4V_{dc}}{m\pi} J_0 \left(m\frac{\pi}{2}M \right) \sin m\frac{\pi}{2} \quad (3-90)$$

将式 (3-90)、式 (3-35) 和式 (3-76) 相对照可以看出, 非对称规则采样 PWM 的载波的谐波与双边沿自然采样 PWM 以及对称规则采样 PWM 是相同的。

对于 $m \neq 0$ 、 $n \neq 0$ 的项, 式 (3-86) 可以写成

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left\{ \int_{-\pi}^{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y_r')}^0 e^{j \left[\left(m+n\frac{\omega_o}{\omega_c} \right) x + ny_r' + \left(n\frac{\omega_o}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2} \right]} dx dy_r' \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y_r')} e^{j \left[\left(m+n\frac{\omega_o}{\omega_c} \right) x + ny_r' - \left(n\frac{\omega_o}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2} \right]} dx dy_r' \right\}
 \end{aligned} \quad (3-91)$$

将 $q = m + n(\omega_o / \omega_c)$ 代入上式, 并求解内部积分得到

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{V_{dc}}{jq\pi^2} \left\{ \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\left[ny'_f + \left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\right)\frac{\pi}{2}\right]} \left[1 - e^{-jq\frac{\pi}{2}(1+M\cos y'_f)} \right] dy'_f \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\left[ny'_f - \left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\right)\frac{\pi}{2}\right]} \left[e^{jq\frac{\pi}{2}(1+M\cos y'_f)} - 1 \right] dy'_f \right\} \\
 &= \frac{V_{dc}}{jq\pi^2} \left\{ \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\right)\frac{\pi}{2}} e^{jny'_f} \left(1 - e^{-jq\frac{\pi}{2} - jq\frac{\pi}{2}M\cos y'_f} \right) dy'_f \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\right)\frac{\pi}{2}} e^{jny'_f} \left(e^{jq\frac{\pi}{2} + jq\frac{\pi}{2}M\cos y'_f} - 1 \right) dy'_f \right\}
 \end{aligned} \quad (3-92)$$

因为 $\int_{-\pi}^{\pi} Ae^{jny} dy = 0$, 只需要解出含有 $e^{\pm jq\frac{\pi}{2}M\cos y}$ 分量的项用于外部的积分运算。因此式 (3-92) 可以简化为

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{V_{dc}}{jq\pi^2} \left\{ \int_{-\pi}^{\pi} -e^{jn\frac{\omega_o}{\omega_c}\frac{\pi}{2}} e^{jny'_f} e^{-jq\frac{\pi}{2}} e^{-jq\frac{\pi}{2}M\cos y'_f} dy'_f \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\pi}^{\pi} e^{-jn\frac{\omega_o}{\omega_c}\frac{\pi}{2}} e^{jny'_f} e^{jq\frac{\pi}{2}} e^{jq\frac{\pi}{2}M\cos y'_f} dy'_f \right\} \\
 &= \frac{V_{dc}}{jq\pi^2} \left\{ \int_{-\pi}^{\pi} -e^{jny'_f} e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jq\frac{\pi}{2}M\cos y'_f} dy'_f \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny'_f} e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jq\frac{\pi}{2}M\cos y'_f} dy'_f \right\}
 \end{aligned} \quad (3-93)$$

使用式 (A2-15), 该式, 可计算为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{2\pi V_{dc}}{jq\pi^2} j^n \left[-J_n \left(-q\frac{\pi}{2}M \right) e^{-jm\frac{\pi}{2}} + J_n \left(q\frac{\pi}{2}M \right) e^{jm\frac{\pi}{2}} \right] \quad (3-94)$$

再使用式 (A2-21) 可进一步得到

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{2\pi V_{dc}}{jq\pi} \left[J_n \left(q\frac{\pi}{2}M \right) \left(j^n e^{-jm\frac{\pi}{2}} - j^{-n} e^{-jm\frac{\pi}{2}} \right) \right] \\
 &= \frac{2\pi V_{dc}}{jq\pi} \left\{ J_n \left(q\frac{\pi}{2}M \right) \left[e^{j(m+n)\frac{\pi}{2}} - e^{-j(m+n)\frac{\pi}{2}} \right] \right\}
 \end{aligned} \quad (3-95)$$

该式最后可简化为

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{4V_{dc}}{\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)\pi} J_n \left[\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right) \frac{\pi}{2} M \right] \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \quad (3-96)$$

对于 $m=0$ 且 $n \neq 0$ 的项, 将式 (3-96) 中的 m 置零可得

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{4V_{dc}}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)\pi} J_n \left(\frac{\omega_o}{\omega_c} n \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) \quad (3-97)$$

该式也包含了规则采样 PWM 所特有的基带谐波分量。

将式 (3-87)、式 (3-90)、式 (3-96) 和式 (3-97) 的结果带入式 (3-10), 可得半桥单相桥臂不对称规则采样 PWM 的完整的谐波解。于是时变的相桥臂输出开关电压 $v_{an}(t)$ 可以用它的谐波分量表示如下

$$\begin{aligned} v_{an}(t) = & V_{dc} + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos[n(\omega_o t + \theta_o)] \\ & + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos[m(\omega_c t + \theta_c)] \\ & + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} \frac{J_n \left[\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right) \frac{\pi}{2} M \right]}{\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \times \cos[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \end{aligned} \quad (3-98)$$

和前面一样, 式 (3-98) 可以舍弃直流偏置电压 V_{dc} 而不失一般性。对于采用直流母线中点作为参考点的输出开关电压 $v_{az}(t)$, 式 (3-98) 可以更简洁地表示为

$$v_{az}(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{\substack{m=0 \leftrightarrow n=1 \\ m>0 \leftrightarrow n=\infty}}^{\infty} \sum_{\substack{q \\ q=m+n(\omega_o/\omega_c)}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{q} J_n \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \times \cos[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \right\} \quad (3-99)$$

其中 $q = m + n(\omega_o/\omega_c)$ (q 不一定是整数)。请注意, 求和运算中 n 的下限的变化取决于 m 是否为零, 这是因为只为正数的 n 定义了基带谐波。

三角形载波不对称规则采样 PWM 在载波比为 21、调制比为 0.9 情况下的电压频谱如图 3-21 所示。该图显示出, 该调制方法比三角形载波对称规则采样 PWM 在谐波性能方面有显著的提高。

特别需要指出的是, 不管规则采样的过程如何, 奇次载波频率周围的奇次谐波边带分量以及偶次载波频率周围的偶次谐波边带分量都被式 (3-98) 中的 $\left[\sin(m+n) \frac{\pi}{2} \right]$ 项完全抵消掉了。此外, 在第一个求和项里, 偶次的低次基带谐波已经被 $\sin \left(n \frac{\pi}{2} \right)$ 表达式消除了。

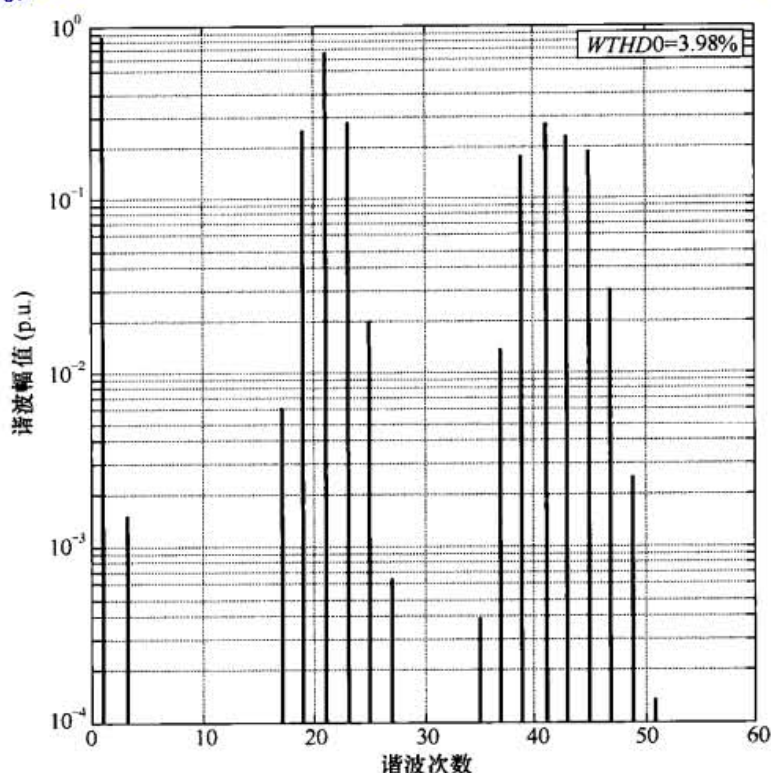


图 3-21 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 21$ 时, 三角形载波非对称规则采样 PWM 逆变器单相桥臂的谐波分量

在三角形载波（或者其他等效的载波）规则采样系统中，非对称采样相对于对称采样所固有的优势带来了上述的种种好处，这对研究后面的章节所讨论的不同变换器拓扑的相桥臂之间的谐波抵消问题有着重要的影响。

3.7 “直接”调制

另一种确定开关脉冲的宽度的方法偶尔也被用来替代规则采样 PWM。该概念是开关逆变器使之在各载波周期中所产生的有效脉冲的伏秒平均值与原目标波形精确相等。由于需要一个载波周期上的积分值，该方法实现起来有时不太实用。但文献[9]将该方法作为一种比其他策略更为准确的参考调制方法进行了介绍。

所需的脉冲宽度可概括地由下式给出

$$W_{\text{duty cycle}} = \frac{1}{(t_{i+1} - t_i)} \int_{t_i}^{t_{i+1}} M \cos(\omega_o t) dt \quad (3-100)$$

既可以在对称的基础上在一个完整的载波周期内，也可以在非对称的基础上在半个完整的载波周期内来计算获得脉冲宽度。在数学上，这两种可替换方案可以表示为：

对于对称的计算，有

$$W_{\text{symm}} = \frac{1}{\Delta T} \int_{t_i}^{t_i + \Delta T} M \cos(\omega_o t) dt \quad (3-101)$$

以及对于非对称的计算，有

$$W_{\text{asymm}} = \frac{2}{\Delta T} \int_{t_i}^{t_i + \frac{\Delta T}{2}} M \cos(\omega_0 t) dt \quad (3-102)$$

对于对称的计算系统,所产生的脉冲位于载波周期的中心,在前半个载波周期里产生一个上升沿,在后半个载波周期里产生一个下降沿。对于非对称的计算系统,每一两两相连的半个载波周期区间中的脉冲交替地位于各区间的起始处和结尾处(即背对背跨放置在整个载波周期区间)。由于每两个脉冲因此而接合在一起,因此每两个脉冲之间不需要增加中间的桥臂开关动作,而且虽然在一个载波周期有两次脉冲宽度的计算,但是开关频率不会增加。如图 3.16(b)所示,除了在脉冲宽度有轻微差异,该调制策略所产生的脉冲与那些由对称和非对称规则采样所产生的脉冲非常近似。

图 3-22 呈现了三角形载波不对称直接 PWM 在载波比为 21 和调制比为 0.9 条件下的电压频谱。正如所料,该方法的性能与图 3-21 所示的非对称规则采样 PWM 几乎完全相同。当对称计算的直接调制与对称规则采样 PWM 相比较时,也可以得到相似的结论。

%

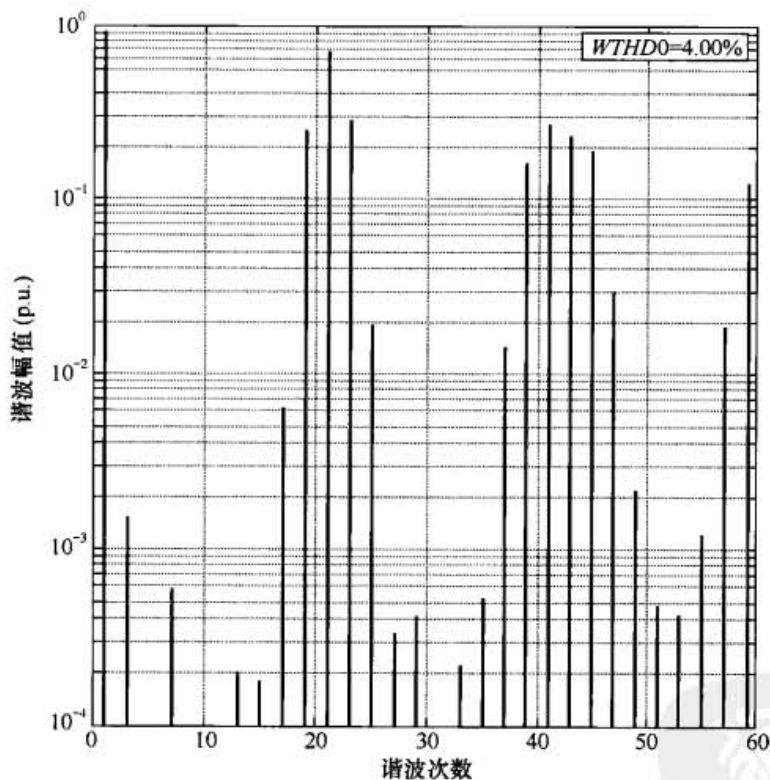


图 3-22 $M=0.9$ 、 $f_o/f_0=21$ 时,采用三角形载波并直接计算脉冲周期调制下逆变器单相桥臂的谐波分量

直接调制的一种简单变体是在计算周期区间内将参考波形近似成一条直线。于是式 (3-100) 可用下式代替

$$W_{\text{duty cycle}} = M \frac{\cos(\omega_0 t_i) + \cos(\omega_0 t_{i+1})}{2} \quad (3-103)$$

在任何合理载波比下,该式的值与规则采样系统所使用的 $M \cos(\omega_0 t_{i+0.5})$ 非常接近,从而二者产生近乎相同的谐波性能。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

实际上,在任何合理的载波比下,直接调制在谐波性能上几乎没有任何改善。对于非常低的载波比,直接调制法的基波幅值的分辨率比参考波形略佳。请记住,因为在式(3-78)

和式(3-98)中有误差项 $\frac{4V_{dc}}{\pi} \frac{1}{[n(\omega_o/\omega_c)]} J_n\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M\right)$, 且该误差随着载波比的减小而增加,

规则采样确实引入了一些基带基波的误差。然而,非常低的载波比也导致大量的载波边带谐波进入到低于基波频率的频谱里面(这些谐波称之为次谐波,但是实际上是来自第一个载波组里非常低频的边带),所以诸如第9章所介绍的程控 PWM 等策略常常更可取。作为这些观察的结果,本文中不再深究直接调制方法。

3.8 整数与非整数频率比

应该注意到,截至当前,在本章中所给出详细的数学推导中并未规定载波比为整数,甚至允许开关频率为无理数。在不考虑开关频率比的情况下, PWM 过程将产生一个基波分量、(若采用规则采样会产生的)基带谐波分量、以及在载波倍率周围的其频率为 $m f_c \pm n f_o$ 的边带谐波组。

在一些文献中,由于非整数频率比会引入频率低于基波的次谐波,它被视作不受欢迎的对象。例如,29/3 的载波频率比有时候被认为是产生 1/3 或者 2/3 倍基波的次谐波的诱因。然而,在本章中所给出的谐波解指出,该区域内的任何一种谐波实际上是低次载波边带分量。在上述案例中,举例来说,所谓的次谐波实际上对应于围绕第一个载波频率谐波的 9 次和 10 次下边带。但是如图 3-7 和图 3-12 所示,在头几个谐波分量之后,这些边带谐波的幅值可忽略不计。

对于载波频率比(比如小于 11)非常低的应用例子,有证据表明,使用整数载波比能够保证第一个载波谐波组中所有的主要下边带谐波中有一个频率高于(或者在最坏情况下等于)基波频率的谐波。对于使用三角形载波的自然采样和非对称规则采样的 PWM,有更进一步的证据表明,采用奇数的频率载波比能够保证频率最低的主要边带谐波的频率至少是基波频率的 3 倍。(回顾 3.4.2 节和 3.4.6 节可以看到,这些调制策略消除了奇次载波频率周围的奇次边带分量,因此,当 $m=1$ 时,载波比为整数时 $f_c \pm n f_o$ 一定是奇数,并且可以得到的频率最低的边带分量是基波频率的 3 次谐波)。

最后应该注意,对于本书中接下来三章中所讨论的更复杂 PWM 策略而言,选择一个合适的载波频率比有可能变得有点复杂。实质上,载波频率比的选择取决于第一个载波谐波周围的大下边带谐波幅值的衰减速度有多快,而且针对不同的 PWM 策略必须具体问题具体分析。该问题将在后面的章节里合适的时候再加以讨论。

3.9 各种脉宽调制方法的回顾

表 3-1 总结了本章中所介绍的三种确定开关脉冲宽度的方法产生的主要谐波的幅值情况。这些谐波的幅值均参照自然采样 PWM 的基波分量进行了标幺化。从该表可看出,当载波比为 21 的情况下,它们的基波分量的差别均可忽略不计,于是可以认为在现代逆变器系统

http://www.3dportal.cn/discuz/

典型使用的载波比工作下, 这些技术所产生的基波分量实质上没有差别。

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

表 3-1 $M=0.9$ 、 $f_c/f_0=21$ 时, 各种 PWM 策略下单相桥臂的谐波分量,

所有的谐波都相对 V_{dc} 进行了标么化 (%)

谐波次数	自然采样 PWM (锯齿形载波)	规则采样 PWM (锯齿形载波)	自然采样 PWM (三角形载波)	对称规则采样 PWM (三角形载波)	不对称规则采样 PWM (三角形载波)	直接调制不对称计算
1	90.0%	89.8%	90.0%	89.7%	89.9%	89.9%
2	0.0%	6.0%	0.0%	0.5%	0.0%	0.0%
3	0.0%	0.61%	0.0%	0.1%	0.2%	0.2%
4	0.0%	0.07%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%
5	0.0%	0.01%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%
16	2.1%	0.8%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%
17	7.0%	4.3%	1.2%	0.6%	0.7%	0.7%
18	17.7%	15.0%	0%	1.1%	0.0%	0.0%
19	30.5%	31.9%	26.8%	24.8%	25.1%	25.0%
20	25.5%	27.9%	0.0%	5.3%	0.0%	0.0%
21	51.2%	51.2%	71.2%	71.2%	71.2%	71.3%
22	25.5%	21.5%	0.0%	5.0%	0.0%	0.0%
23	30.5%	28.3%	26.8%	28.1%	28.4%	28.3%
24	17.7%	19.4%	0.0%	1.8%	0.0%	0.0%
25	7.0%	9.8%	1.2%	1.9%	1.9%	2.0%
26	2.1%	4.1%	0.0%	0.1%	0.0%	0.0%
WTHD0	3.88%	4.91%	3.86%	3.86%	3.84%	3.85%

依照谐波最小化的第二个目标, 可以看出直接调制的谐波性能与规则采样调制的几乎相同。这是可以预见的, 因为规则采样 PWM 只不过将正弦参考信号就其在各载波周期区间内或者半个载波周期区间内的平均值进行了线性化。对于大于 15 的载波比, 可以预见到线性化的伏特/秒平均值和由直接调制产生的精确的伏特/秒平均值之间差别很小。由此可以预见到, 规则采样 PWM 和直接 PWM 将会有相同的谐波序列, 因为它们实质上产生相同的开关脉冲宽度, 而且这些脉冲置于每个载波周期的中间位置。

就规则采样 PWM 与自然采样 PWM 相比较而言, 从表 3-1 给出的结果可看出两者之间有一些特殊的差别。第一, 正如 3.6 节中的分析结果所预计的, 规则采样产生频率刚刚大于基波频率的低次基带谐波。因为式 (3-78) 和式 (3-98) 第一项中的贝塞尔函数的快速减少, 这些低次基带谐波的倍频谐波通常很小, 所以常常被研究者所忽略, 特别是当载波比大于 15 的时候。但是, 它们是规则采样调制的固有的产物, 而且它们的衰减速度随着调制策略和载波比的不同而发生变化。例如, 单边调制的这些项衰减很慢, 所以对于这种 PWM 方式来说, 即使脉冲比大于 30 (这在现代变换器中很常见), 这些项对 WTHD 的影响仍不可忽视。

第二, 比较自然采样和规则采样 PWM, 可以发现规则采样调制过程使在载波频率的低频侧边带谐波衰减, 使得高频侧边带谐波增强。这可以通过对图 3-12 和图 3-20 的仔细比较

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

中看出来,而且这是规则采样的固有特性^[10]。该衰减优先减小了开关波形的较低次的边带谐波分量,能显著地提高使用低脉冲比的调制方案 *WTHD*。但是作为随之而来的结果,那些宣称相对于自然采样 PWM 有了改进的“新”PWM 算法,有时仅仅反映出规则采样的影响而不是新方法固有的优点。这种观点也许不为提议者所赞同。

第三,对称和不对称 PWM 之间的主要差别是,对称规则采样 PWM 所产生额外的边带谐波分量会出现在输出电压频谱中,而不对称规则采样 PWM 和自然采样的 PWM 不产生这些分量。这是对称采样调制相对于不对称采样调制的一个固有的不足^[10]。

3.10 小结

本章介绍了通过调制来确定开关脉冲宽度的基本概念,而且由这些概念可以得知:

- ① 规则采样过程产生基波倍频的低次谐波;
- ② 规则采样的低频侧边带谐波分量轻微衰减,而高频侧边带谐波分量略微增加;
- ③ 对称规则采样 PWM 导致桥臂输出电压中出现额外的载波边带谐波,所以它要比非对称的 PWM 差一些;
- ④ 直接调制所产生的谐波与规则采样 PWM 几乎完全相同。

对于使用多相桥臂一起工作的完整的逆变器系统,调制过程本身所具备的谐波缺失的优点以及通过逆变器相桥臂之间谐波抵消特性,都在确定逆变器线—线输出电压中的谐波含量的多少起到重要作用。因此,当研究不同的逆变器拓扑和调制实现时,精确地实现相桥臂的输出开关波形有着非常重要的作用。本章中所介绍的理论理解以及理论和数字仿真之间的严格一致(在此没有详述,见参考文献[11]),为评价后面章节中所研究的更为复杂的开关逆变器结构的性能提供了基础。

参考文献

- [1] S.R. Bowes and R. Bullough, "PWM switching strategies for current-fed inverter drives," *IEE Proceedings (London)*, vol. 131 Pt. B, no. 5, Sept. 1984, pp. 195–202.
- [2] M.A. Boost and P.D. Ziogas, "State-of-the-art carrier PWM techniques: a critical evaluation," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 24, no. 2, March 1988, pp. 271–290.
- [3] H.W. Van der Broeck and H.C. Skudelny, "Analytical analysis of the harmonic effects of a PWM ac drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 3, no. 2, March/April, 1988, pp. 216–223.
- [4] S. Bowes and B.M. Bird, "Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power converters," *IEE Proceedings (London)*, vol. 122, no. 5, May 1975, pp. 507–513.
- [5] W.R. Bennett, "New results in the calculation of modulation products," *The Bell System Technical Journal*, vol. 12, April 1933, pp. 228–243.
- [6] H.S. Black, *Modulation Theory*, Van Nostrand, New York, 1953.
- [7] E.O. Brigham, *The Fast Fourier Transform*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1974.
- [8] T.H. Barton, "Pulse-width modulation waveform — the besel approximation," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Toronto, 1978, pp. 1125–1130.
- [9] Y. Kim and M. Ehsani, "An algebraic algorithm for microcomputer-based (direct) inverter pulse width modulation," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 23, no. 4, July/Aug. 1987, pp. 654–660.
- [10] J.T. Boys and P.G. Handley, "Harmonic analysis of space vector modulated PWM waveforms," *IEE Proceedings (London)*, Pt. B, vol. 137, no. 4, July 1990, pp. 197–204.
- [11] D.G. Holmes, "A generalised approach to the modulation and control of hard switched converters," Ph.D. Thesis, Monash University, Australia, 1997.

第 4 章

单相电压源型逆变器的调制

PWM 控制的逆变器同时具备电压控制和频率控制功能。逆变器通常接固定的直流电压源工作, 这一电压源可能是一个不控二极管整流电路、电池或者有时两者兼备。它的基本工作原理很简单。逆变器的各相桥臂高频开关运行, 按斩波器方式工作。假设逆变器带电机负载, 高载波频率由所期望的电机基波频率来调制, 其中该基波频率决定电机的转速。通过斩波来控制逆变器的输出电压幅值。显然, 需要有复杂的控制电子手段对所采用的开关模式施以正确的控制, 然而随着低成本的微处理器、信号处理器和其他一些常用数字逻辑芯片的普及, 这已不再是一个难题。

第 3 章已经介绍了电压源型逆变器的单相桥臂的 PWM 过程的分析。在考虑了所有会轻微影响到桥臂开关输出电压波形的多种载波和采样方案的情况下, 该分析确定了由调制过程本身产生的基波和谐波电压。这些问题都事关相桥臂输出脉冲宽度的确定。

一旦相桥臂调制过程的性能已经确定, 下一步将研究组成一个完整逆变器系统的桥臂之间的相互作用。各相桥臂所产生的谐波以及相桥臂之间可能出现谐波抵消的现象将决定逆变器的总体谐波性能。桥臂组合后, 诸如在载波周期内开关脉冲的位置和跨载波区间的开关脉冲序列之类问题就变得重要起来, 会影响逆变器的性能。

本章将研究最简单类型的由协同开关的两相桥臂所组成的单相逆变器的运行和性能。后面的章节将探究由三相桥臂所组成的三相逆变器的性能和运行。三相逆变器为调制策略的变化提供了大得多的发挥空间。

4.1 单相逆变器拓扑结构

图 4-1 再次给出了单相电压源逆变器的一般结构。实质上, 它是如第 3 章所描述的连接到公用母线上两个单相桥臂所组成。各相桥臂使用载波/参考值比较电路来以互补的方式进行调制。当参考波形大于载波时, 相桥臂将切换连接到上直流母线, 当载波波形大于参考值时, 相桥臂将切换连接到下直流母线上。载波和参考波形的具体形式取决于所使用的 PWM 策略。

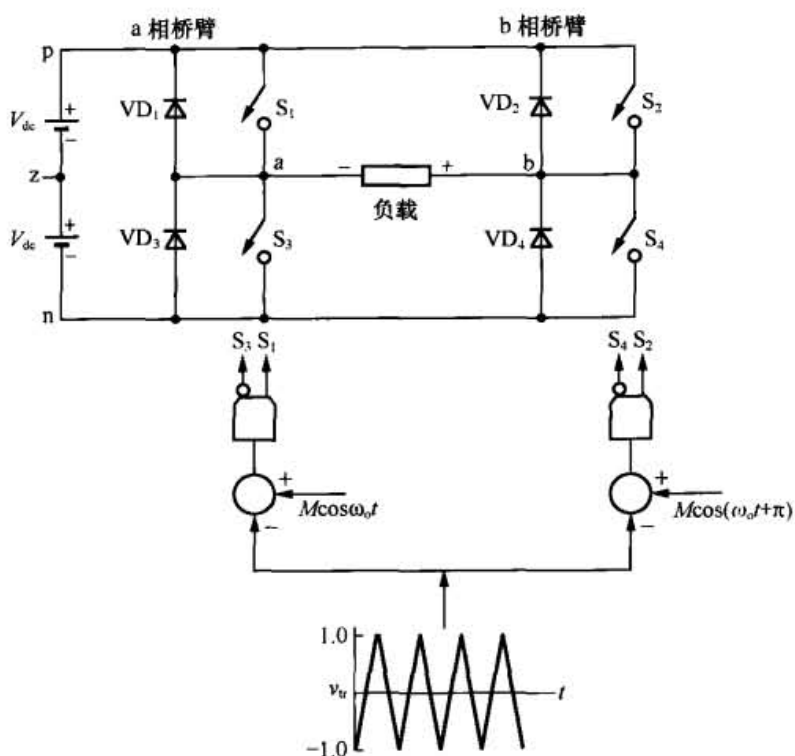


图 4-1 单相全桥 (H 桥) 电压源型逆变器

4.2 单相逆变器的三电平调制

图 4-2 所示的例子中，两相桥臂共用一个三角形公共载波。这两相桥臂使用两路彼此 180° 反相的参考波形来调制。两路参考波形分别定义为：

$$v_{az}^* = V_{dc} M \cos(\omega_o t) \quad (4-1)$$

$$v_{bz}^* = V_{dc} M \cos(\omega_o t - \pi) \quad (4-2)$$

其中：

M 为调制比（即标幺化的输出电压幅值），其范围是 $0 < M < 1$ ；

ω_o 为目标输出角频率。

而且各相桥臂的参考波形均以直流母线电压的中点作为参考点。

逆变器的线—线 (l-l) 的基波输出电压参考信号就是两个相桥臂的参考电压之差，现给出如下

$$v_{ab}^* = v_{az}^* - v_{bz}^* = 2V_{dc} M \cos(\omega_o t) \quad (4-3)$$

这种调制方法实现了三电平自然采样正弦波—三角波 PWM，其谐波指标远优于大多数其他的单相逆变器调制策略。但是决不意味着该调制方法强制要求两相桥臂使用共同的载波或者两个正弦参考波形。多年来还出现了许多其他的采用不同的载波和参考波形的三电平调制方法。其中一些调制方法在特殊应用中存在优势。本章稍后将介绍其中的一些方法，但分析工作当前仍局限于使用共同载波连续 PWM 策略。

图 4-2 显示了单相逆变器的三电平自然采样 PWM 过程，其中可以看到，随着载波在参考波形的上下变动，逆变器各相桥臂在基波周期内不断地在上直流母线和下直流母线之间切换。注意到在参考电压为正值时开关输出线电压呈 $+2V_{dc}$ 和零值。请注意，开关的线—线输出电压在参考

第4章 单相电压源型逆变器的调制

电压的正半周取值 $2V_{dc}$ 和零，在参考电压负半周取值 $-2V_{dc}$ 和零。这就是为什么该 PWM 配置被称之为三电平调制，因为逆变器输出电压在一个完整的基波周期内在三个值之间切换。

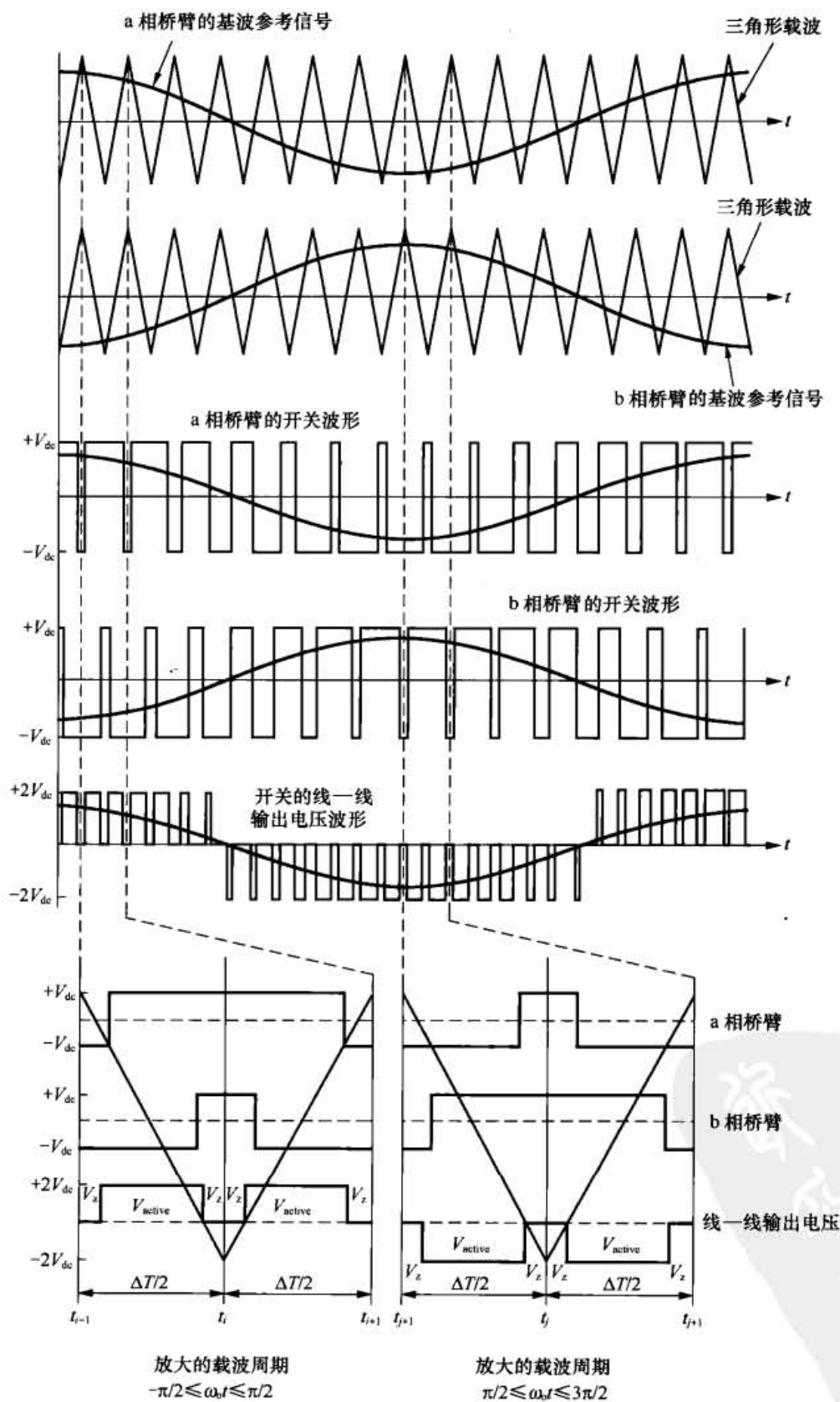


图 4-2 单相电压源型逆变器的三电平自然采样正弦波—三角波 PWM 过程

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

图 4-2 底部所示的经放大的一载波周期内的波形更详细地展示了开关过程。查看这些图可以看到, 在每半个载波周期的起始处和结束处, 开关的线-线输出电压由零幅值电压区域 (V_z) 所构成, 且其幅值为 $\pm 2V_{dc}$ 的有效电压脉冲近似处在半载波周期的中间位置。可以很明显地观察到, 有效的线-线输出电压脉冲的重复频率为三角载波 f_c 的两倍, 其中 ΔT 为三角载波的一个周期时间。

在第 3 章中已经建立了如式 (3-39) 的单相桥臂的双边沿自然采样 PWM 的谐波解。分别对于 a 相桥臂和 b 相桥臂设置 $\theta_0 = 0$ 和 $\theta_0 = -\pi$, 该解可马上用于计算单相逆变器的相桥臂的输出谐波, 即

$$v_{az} = V_{dc} + V_{dc} M \cos(\omega_0 t) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (4-4)$$

和

$$v_{bz} = V_{dc} + V_{dc} M \cos(\omega_0 t - \pi) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos[m\omega_c t + n(\omega_0 t - \pi)] \quad (4-5)$$

请注意, 因为载波相位角 θ_c 任意时候对于两个桥臂任何时候都是相同的, 为了方便起见, 在上述两式中载波相位角 θ_c 都置为零。此外, 为了简便起见, 还将 $m > 0, n = 0$ 所对应的主要谐波项并入了载波边带谐波项中 (注意: 由于这种带入方法并非普遍适用, 因此对各种形式的调制的解析解而言, 都必须单独地对此加以考虑)。

$v_{ab} = v_{an} - v_{bn}$ 给出了逆变器线-线电压的谐波分量, 并且可以容易地从式 (4-4) 和式 (4-5) 得到

$$v_{ab} = 2V_{dc} M \cos(\omega_0 t) + \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2m} J_{2n-1}(m\pi M) \cos[(m+n-1)\pi] \cos[2m\omega_c t + (2n-1)\omega_0 t] \quad (4-6)$$

式 (4-6) 显示了在输出线电压脉冲序列中, 奇次载波谐波和相关的边带谐波完全地被抵消了, 只剩下偶次 ($2m$) 载波谐波的奇数次 ($2n-1$) 边带谐波项。在数学上, 该种抵消可以解释为: 回顾 3.4.2 节可知, 当式 (4-4) 和式 (4-5) 中的求和指数 m 为奇数 (即奇次载波频率的倍数) 时, 求和指数 n 必须是偶数, 才能使得两式的最后一项求和表达式中的 $[\sin(m+n)\pi/2]$ 项非零; 但是如果 n 是偶数, 式 (4-5) 中的 $\{\cos[2m\omega_c t + n(\omega_0 t - \pi)]\}$ 项产生与式 (4-4) 中相同的谐波分量, 当两个桥臂电压相减的时候, 这些谐波分量就抵消了, 所以线-线电压不会有奇次载波谐波及其相关的边带谐波分量。请注意, 为了只产生偶次 ($2m$) 载波谐波及其奇次 ($2n-1$) 边带谐波, 因而对式 (4-6) 中的指数 m 和 n 进行了修改 (回顾 3.4.2 节可知, 由于桥臂自身调制过程的功效, 偶数倍载波频率周围的偶次边带谐波被消除了)。

物理机理上, 奇次载波谐波的抵消可以通过再次参照图 4-2 所示的放大的开关切换细节来解释。在该图中, 前面已经指出在每一个三角载波周期内有两个有效的输出开关脉冲。显然, 线-线电压输出的开关输出频率是载波频率的两倍。于是可以预计到, 奇数倍载波频率周围的边带谐波会受到抑制。

在载波比为 21 和调制比为 0.9 情况下, a 相桥臂理论上的电压谐波如图 4-3(a) 所示, 同

第4章 单相电压源型逆变器的调制

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

时线—线输出电压的谐波如图 4-3(b)所示。可以明显看到,奇数倍载波频率谐波以及与之相关的边带谐波被抵消掉了。请注意,所有的线电压中谐波都相对于 $2V_{dc}$ 作了标么化,以便于与相桥臂电压的谐波直接相比较。

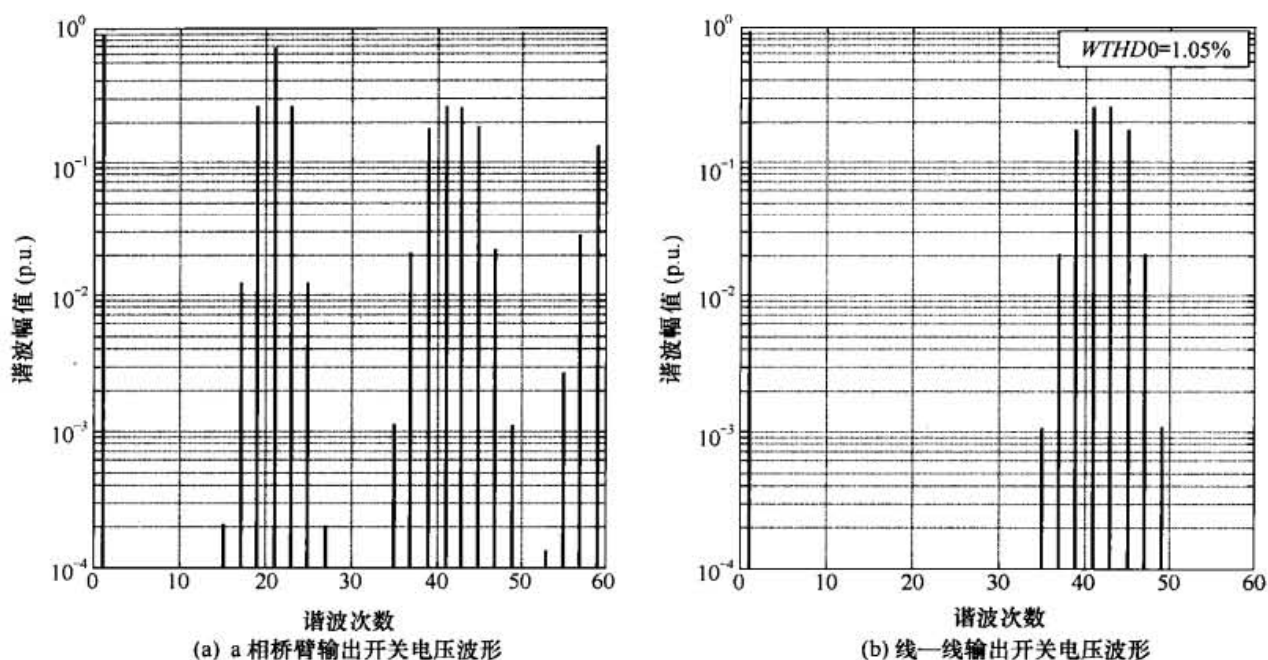


图 4-3 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_0 = 21$ 时, 双边沿自然采样 PWM 调制下单相逆变器的理论谐波频谱

对于第 3 章所研究的载波和采样方式的所有组合, 现在可以采用完全相同的方式来确定出线—线开关输出电压谐波分量。事实上, 依据三电平连续 PWM 的定义, 可以有如下几种载波与采样方式的组合方式:

- ① 自然采样, 单边沿载波——如式 (3-26);
- ② 自然采样, 双边沿载波 (见上文) ——如式 (3-39);
- ③ 规则采样, 单边沿载波——如式 (3-70);
- ④ 对称规则采样, 双边沿载波——如式 (3-78);
- ⑤ 不对称规则采样, 双边沿载波——如式 (3-98)。

所有这些可选方案的解析解如下所示。

- ① 自然采样的参考波形、单边沿载波:

$$v_{ab} = 2V_{dc}M \cos(\omega_0 t) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n(m\pi M) \sin n \frac{\pi}{2} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (4-7)$$

- ② 自然采样的参考波形、双边沿载波 (为了表述的完整而在此重述):

$$v_{ab} = 2V_{dc}M \cos(\omega_0 t) + \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2m} J_{2n-1}(m\pi M) \cos[(m+n-1)\pi] \cos[2m\omega_c t + (2n-1)\omega_0 t] \quad (4-8)$$

- ③ 规则采样的参考波形、单边沿载波:

$$v_{ab}(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \pi M \right) \sin n \frac{\pi}{2} \cos(n\omega_o t) \\ + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} J_n \left[\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right) \pi M \right] J_n \sin n \frac{\pi}{2} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \quad (4-9)$$

④ 对称规则采样的参考波形、双边沿载波:

$$v_{ab}(t) = \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right)}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} \sin \left[n \left(1 + n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2} \right] \left| \sin n \frac{\pi}{2} \right| \cos(n\omega_o t) \\ + \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{J_n \left[\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right) \frac{\pi}{2} M \right]}{\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} J_n \sin \left[\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c} + n\right) \frac{\pi}{2} \right] \left| \sin n \frac{\pi}{2} \right| \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \quad (4-10)$$

⑤ 不对称规则采样的参考波形、双边沿载波:

$$v_{ab}(t) = \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin n \frac{\pi}{2} \cos(n\omega_o t) \\ + \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{q'} J_{2n-1} \left(q' \frac{\pi}{2} M \right) \cos[(m+n-1)\pi] \cos[2m\omega_c t + (2n-1)\omega_o t] \quad (4-11)$$

其中 q' 定义为 $q' = 2m + (2n-1)\omega_o/\omega_c$, 而且不需要为整数。

所有这些载波和采样方式的组合下的 a 相桥臂电压和线—线电压的频谱图将在下面几页中展示出来。

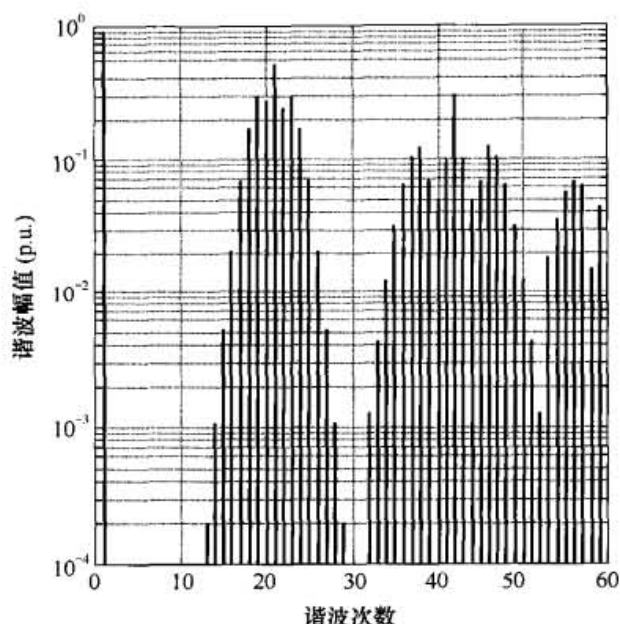
从这些结果可以看出, 对于所有的载波/采样组合, 相桥臂之间 n 为偶数的所有谐波都抵消掉了。然而有趣的是, 这看起来很小的作用却对不同的调制策略性能带来的很大影响。使用单边沿载波或者对称规则采样时, 其调制过程会在各载波倍频周围产生奇次和偶次的边带谐波。虽然桥臂之间有谐波的相互抵消, 逆变器输出电压波形中仍然保留了奇数倍载波频率周围主要的奇次边带谐波。使用双边沿载波时, 自然采样和不对称采样的作用是完全抵消掉线—线电压波形中的奇数倍载波频率周围的边带谐波。因此后面这两种调制方案明显更优越。

还应该观察到, 对于对称和不对称的规则采样, 因为由对称规则采样调制过程产生的偶次基带谐波在桥臂之间抵消掉了, 因此在线—线电压里面仅残留有奇次基带谐波。但是对于不对称规则采样 PWM 来说, 区分这种谐波抵消法与偶次谐波消除是很重要的。桥臂之间的谐波能否相互抵消取决于调制控制能否精确实现。而使用不对称规则采样能消除偶次谐波是不对称规则采样调制过程本身所固有的特性, 这不依赖于调制控制实现

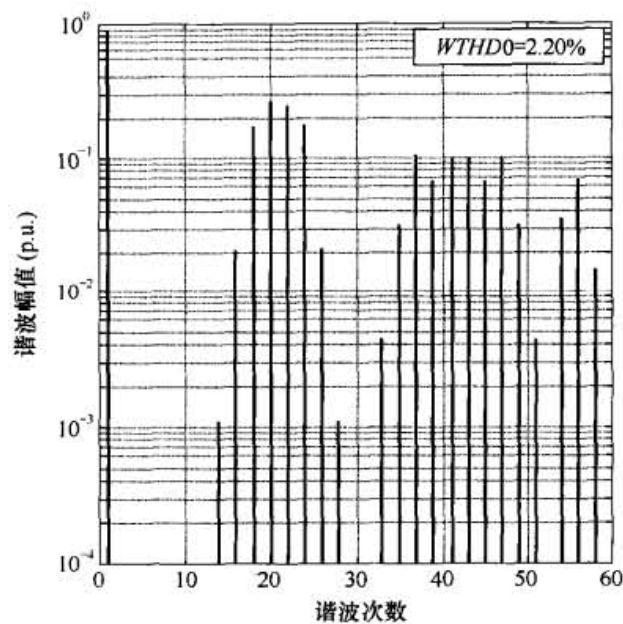
http://www.3dportal.cn/discuz/

第4章 单相电压源型逆变器的调制

整理, 学习交流。

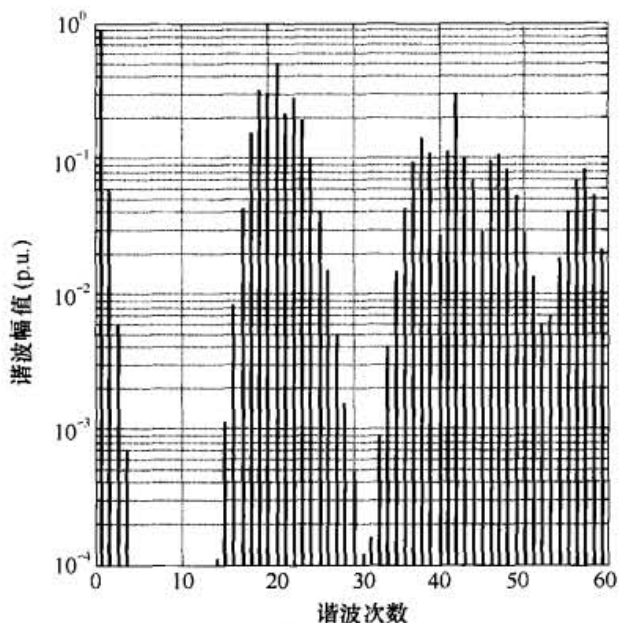


(a) a 相桥臂开关输出电压波形

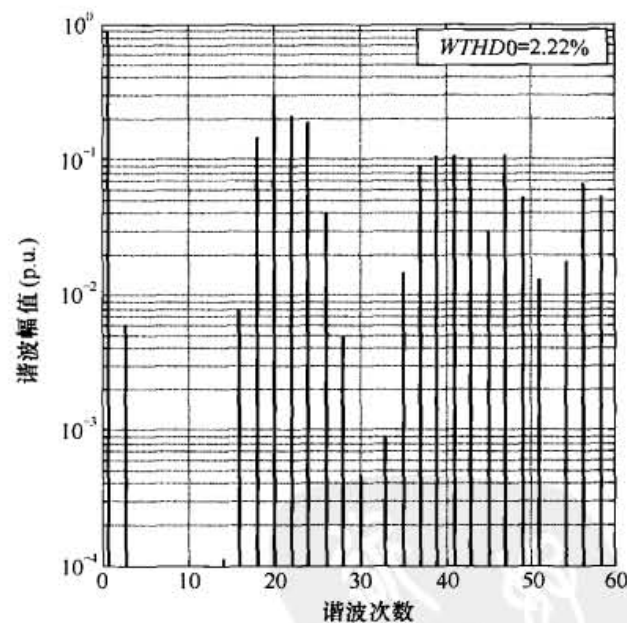


(b) 线—线开关输出电压波形

图 4-4 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_o = 21$ 时, 后单边沿自然采样 PWM 调制下单相逆变器的理论谐波频谱



(a) a 相桥臂开关输出电压波形



(b) 线—线开关输出电压波形

图 4-5 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_o = 21$ 时, 后单边沿规则采样 PWM 调制下单相逆变器的理论谐波频谱

尽管有桥臂之间的谐波抵消, 对称调制仍保留有奇数倍载波频率周围的边带谐波, 思考一下导致这一现象的物理机制不失为趣事一桩。实质上, 当对称采样以自然采样同样的方式在一个载波周期产生两个线—线电压脉冲时, 这些脉冲的宽度在一个载波周期只变化一次。于是在所有的载波倍频上一定会留下一些谐波的影响来反映这种采样过程。不对称采样以两倍的载波频率重新来确定开关脉冲宽度, 因此在偶数倍载波频率周围不会出现边带谐波。正

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

如由 Boys 和 Handley^[1]所指出的那样,与不对称调制相比较而言,这就是对称采样调制的一种固有的局限性。

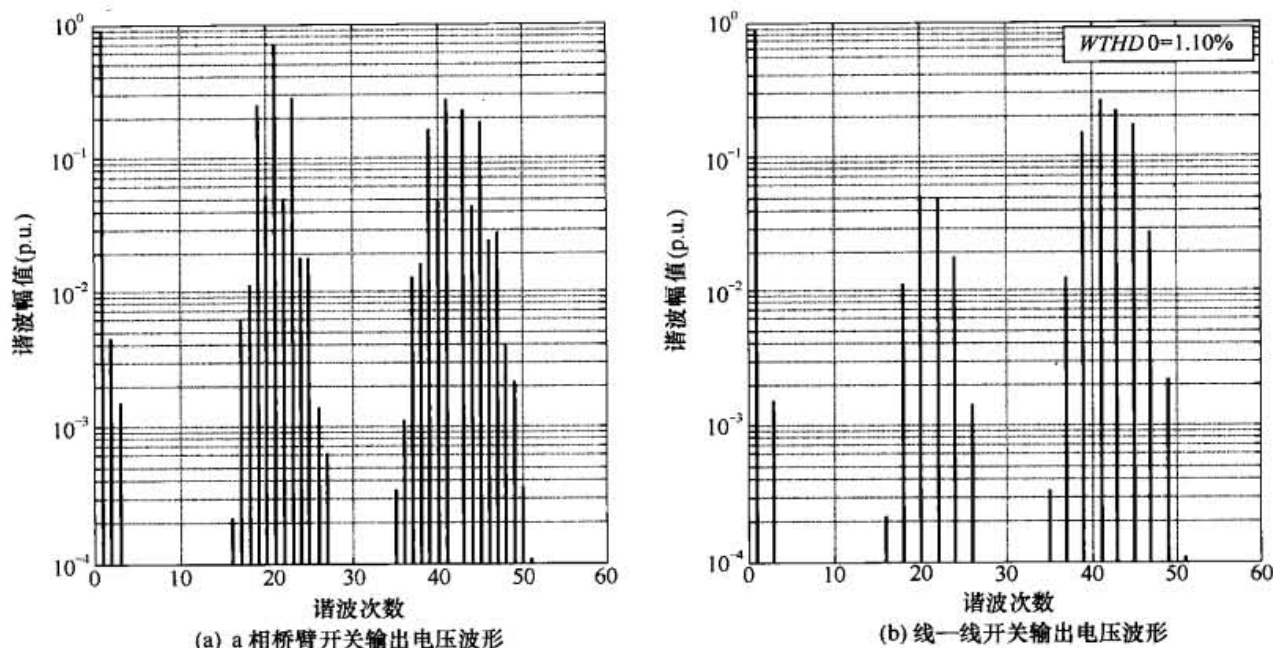


图 4-6 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_n = 21$ 时, 对称双边沿规则采样 PWM 调制下单相逆变器的理论谐波频谱

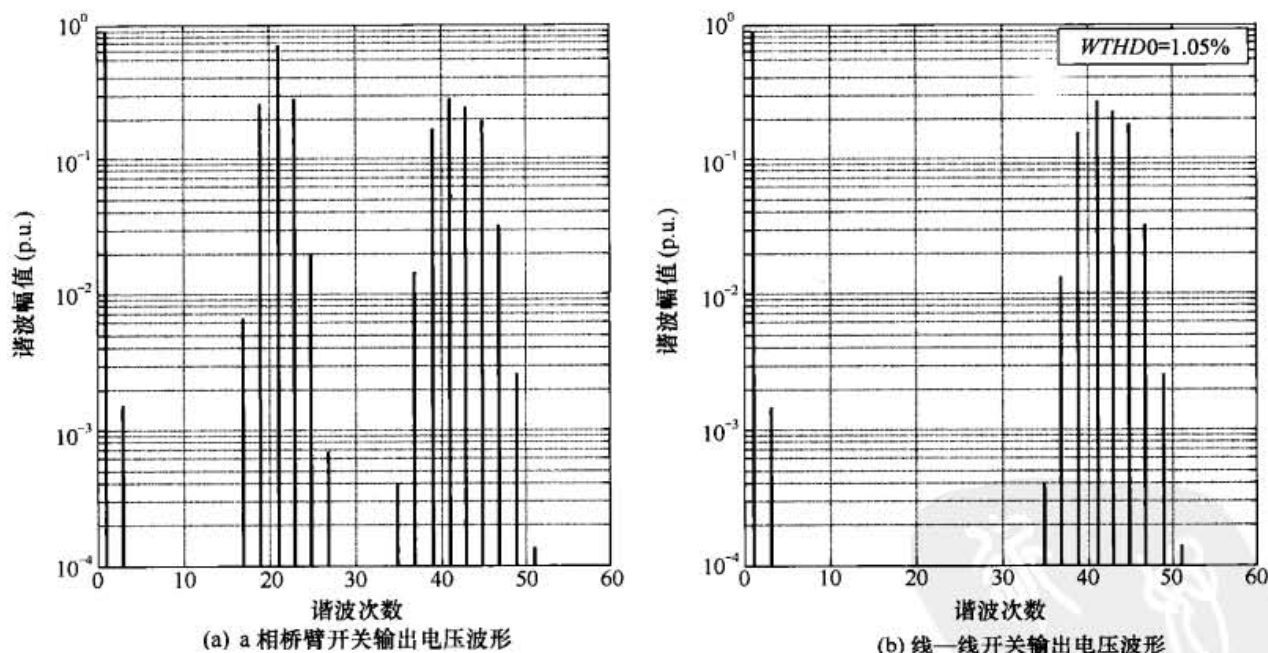


图 4-7 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_n = 21$ 时, 非对称双边沿规则采样 PWM 调制下单相逆变器的理论谐波频谱

如图 4-8 所示, 在桥臂之间主要载波谐波的相互抵消还显著降低了线—线开关输出电压的总的 $WTHD$ 。请注意, 为了突显出不同的载波/采样方案之间的所有差别, 特意在载波脉冲比为 11 (该载波比很低) 的情况下呈现图 4-8 所示的结果。然而, 即使在此极端的情况下, 双边沿自然采样 PWM 和不对称规则采样 PWM 之间基本上没有差别。在 M 值较大的情况下双边沿规则采样的 $WTHD$ 仅略微变大, 而单边沿自然采样和规则采样通常明显地会产生更多

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

的开关谐波。对于任何一种载波脉冲比，同样的趋势依然成立，但是在高载波频率下，PWM策略之间的这种差别将变得不太重要。然而对于三角波调制策略来说，即使在该例子中选用很低的载波比，采样过程所产生的基带谐波的影响仍可以忽略不计。

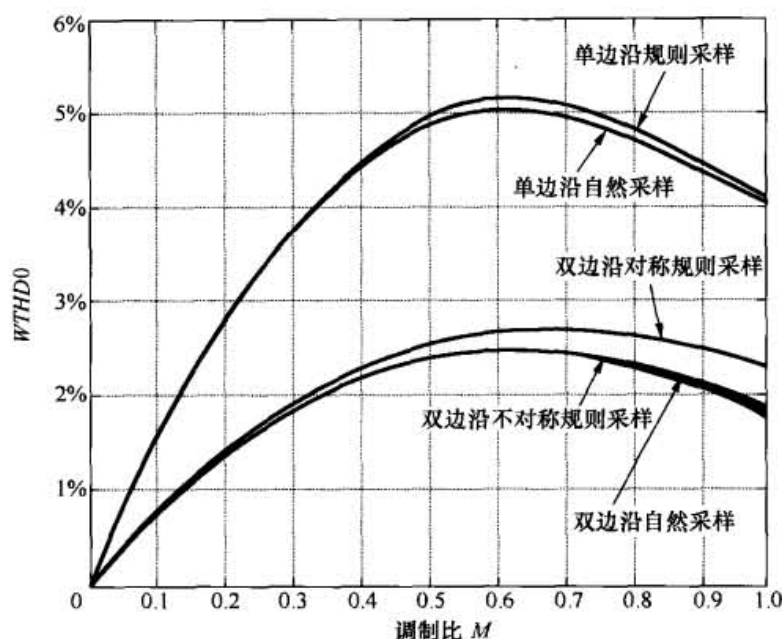


图 4-8 $f_c/f_o = 11$ 时，采用不同载波和采样方式的调制下单相逆变器线—线开关输出电压的 THD0

4.3 谐波损耗的解析计算

由于半桥电路是许多逆变器结构的基本构建模块，为了给更多先进的调制方法之间相互对照和相互比较奠定基础，得出半桥电路的谐波电流以及相应的损耗的解析解是很有用处的^[2]。

为了得到这些解析解，假设负载的平均内部电动势 e_{az} ，该电动势是相对于直流母线中点测量得到的且在任意开关区间 ΔT 上基本上是常数。可以预料到负载电流含有频率为开关频率 $f_c = 1/\Delta T$ 的高频交流纹波分量。可以进一步假设，负载中的损耗虽然并不小，但该损耗对于计算纹波电流来说是可以忽略的。对于诸如变压器和电机之类的高效率负载而言，该方法提供一个良好的近似手段。

这样一种感性负载，在桥臂开关所施加的瞬时电压与负载内部的电动势之差的驱动下，其负载电流将围绕目标值线性地上下波动。该情形如图 4-9 所示，其中量 Δi_a 是电流纹波，即实际电流和参考电流之间差值。

在时间段 T_1 内，电流纹波 Δi_a 的增量由下式给出：

$$\Delta i_a(t) = \frac{V_{dc} - e_{az}}{L_\sigma} t = \frac{V_{dc}}{L_\sigma} (1-u)t \quad \text{对于 } 0 \leq t \leq T_1 \quad (4-12)$$

其中，为了方便起见令 $u = e_{az}/V_{dc}$ 且其中的 L_σ 对应于桥臂开关输出和负载内部电势之间的有效电感。在变压器或者电机中该电感对应于

$$L_\sigma = L_1 + \frac{L_2 L_m}{L_2 + L_m} \quad (4-13)$$

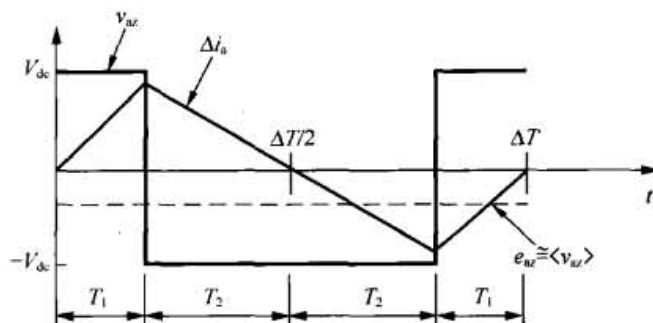


图 4-9 单相半桥逆变器带感性负载时在任意一个载波周期内的开关电压脉冲和相应的谐波电流纹波

其中 L_1 、 L_2 和 L_m 分别是原边漏感（或者定子漏感），副边漏感（或者转子漏感）和变压器（或感应电机）的磁化电感。

在 T_1 的末时刻，纹波电流将达到的峰值为

$$\Delta i_a(T_1) = \frac{V_{dc} - e_{az}}{L_\sigma} T_1 = \frac{V_{dc}}{L_\sigma} (1-u) T_1 \quad (4-14)$$

在第二个时间段 T_2 内，纹波电流的下降式由下式给出

$$\begin{aligned} \Delta i_a(t) &= \frac{(V_{dc} - e_{az})}{L_\sigma} T_1 - \frac{(V_{dc} + e_{az})}{L_\sigma} (t - T_1) \\ &= \frac{V_{dc}}{L_\sigma} [(1-u)T_1 - (1+u)(t - T_1)] \end{aligned} \quad (4-15)$$

其中 $T_1 \leq t \leq T_1 + T_2$ 。

在 $T_1 + T_2$ 时刻电流波纹将回到零，所以

$$\frac{V_{dc}}{L_\sigma} [(1-u)T_1 - (1+u)T_2] = 0 \quad (4-16)$$

式 (4-16) 以及 $T_1 + T_2 = \Delta T/2$ 可用来求出 T_1 和 T_2 用 ΔT 来表示的解，其结果为

$$T_1 = (1+u) \frac{\Delta T}{4} \quad T_2 = (1-u) \frac{\Delta T}{4} \quad (4-17)$$

由于在 $\Delta T/2$ 时间段内由开关所造成的铜耗的有效值 (RMS) 与电流在此时间段内平方的均值成正比。于是在此时间段内与损耗成正比的表达式可以写成

$$\langle \Delta i_a^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{2}{\Delta T} \left\{ \int_0^{T_1} (1-u)^2 t^2 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} [(1-u)T_1 - (1+u)(t - T_1)]^2 dt \right\} \quad (4-18)$$

通过将积分变量改为 $x = t - T_1$ 使式 (4-18) 简化，于是损耗表达式变为

$$\langle \Delta i_a^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{2}{\Delta T} \left\{ \int_0^{T_1} (1-u)^2 t^2 dt + \int_0^{T_2} [(1-u)T_1 - (1+u)x]^2 dx \right\} \quad (4-19)$$

上式进一步简化可得

$$\langle \Delta i_a^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 (1-u^2)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \quad (4-20)$$

第4章 单相电压源型逆变器的调制

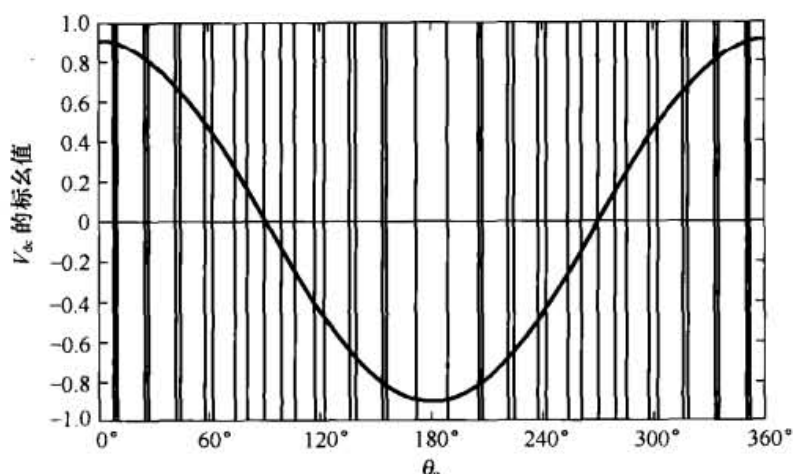
<http://www.3dportal.cn/discuz/>

是在任何一个 PWM 时间段 ΔT 内的谐波电流纹波的有效值为

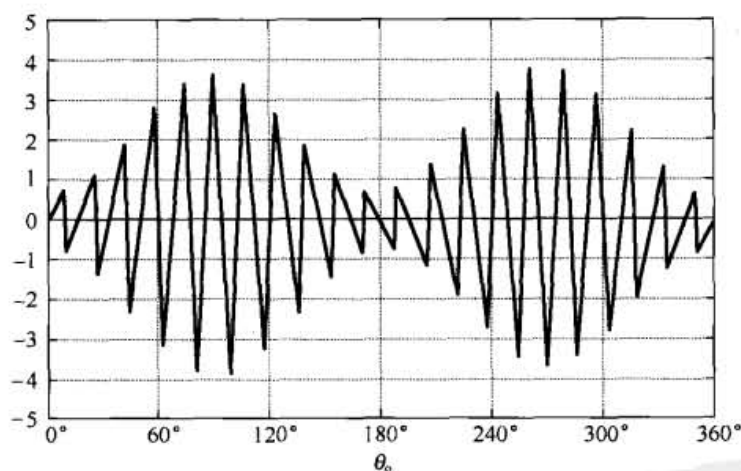
$$I_h = \sqrt{\langle \Delta i_a^2 \rangle} = \frac{V_{dc}}{L_\sigma} (1-u^2)^2 \frac{\Delta T}{4\sqrt{3}} \quad (4-21)$$

因为在两个半个周期 $\Delta T/2$ 中的任何一个内的谐波电流纹波的有效值是相同的。

谐波电流纹波的瞬时值在一个完整的基波周期内不断变化, 而且当电压 u 过零的时候纹波最严重(即负载电动势过零)。图 4-10 显示了带高度感性负载、调制比 M 为 0.9 的情况下, 谐波电流在一个完整的基波周期内变化的情形。



(a) 参考和开关电压(相对于直流母线中心点的电压)



(b) 谐波电流纹波

图 4-10 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 21$ 时, 带感性负载条件下单相桥臂的波形图

确定一个完整的周期内谐波电流的累积效应也是很有意义的。消耗在负载上的功率与等效负载电阻 R_e 倍的谐波电流的平方值成正比。于是, 在一个基波周期上对式(4-20)积分得到

$$P_{h,cu} = R_e I_{h,ave}^2 = R_e \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (1-u^2)^2 d\theta_o \quad (4-22)$$

一般地, 在一段开关时间内所施加的电压的平均值等于内部的电动势 uV_{dc} 加上内部电感 L_σ 上的无功电压降的基波分量。对理想电感, 该电压降与负载电动势正交。因此所施加的电

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

压将内部电动势的幅值相等（但是当然有一定程度的相移）。于是就总谐波损耗而言，式（4-22）中的电动势项 u 可以简单地由在基波周期的任意一点上的瞬时施加的单位电压值 $M\cos\theta_0$ 来代替，于是损耗的表达式变为

$$P_{h, cu} = R_e \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [1 - M^2 \cos^2 \theta_0]^2 d\theta_0 \quad (4-23)$$

通过重复使用三角等式 $\cos^2 \varphi = (1 + \cos 2\varphi)/2$ ，式（4-23）可以扩展成只包含一个常数和含余弦项部分的表达式。因为是在一个完整周期上计算积分，含余弦项的部分的积分为零，而其中的常数项变为

$$P_{h, cu} = R_e I_{h, ave}^2 = R_e \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left(1 - M^2 + \frac{3}{8} M^4 \right) \quad (4-24)$$

图 4-11 中画出了函数 $f(M) = 1 - M^2 + \frac{3}{8} M^4$ 。该函数揭示了总谐波损耗如何随着调制比而变化。

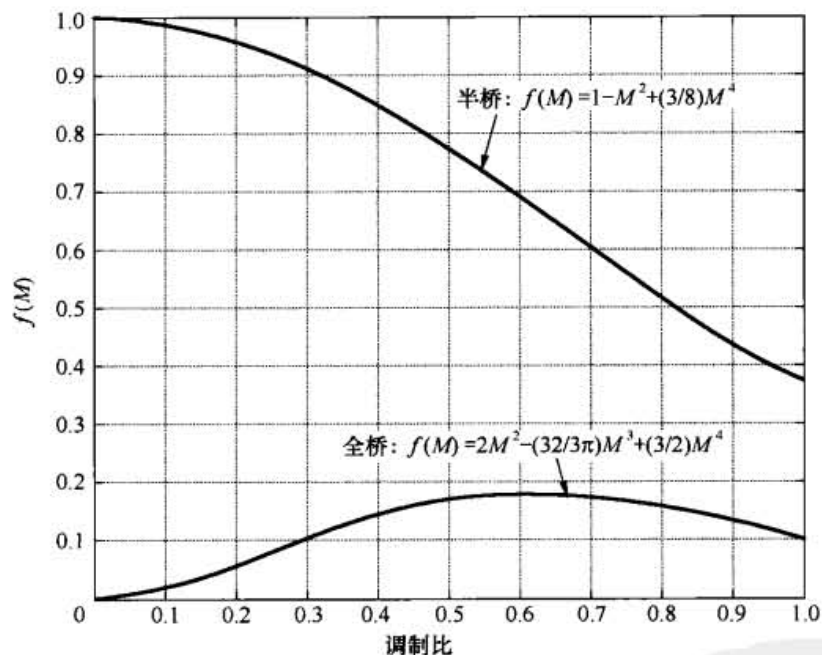


图 4-11 纯电感负载情况下，标么化的谐波铜耗随调制比 M 变化的函数曲线图

当图 4-1 所示的完整的单相逆变器由图 4-2 所示的调制过程来控制时，其一个载波周期上的纹波电流变化的情形如图 4-12 所示。请注意，在此情形下，在一个调制周期内发生 4 次开关通断，而不是在单相桥臂时的 2 次。结果， ΔT 相同的情况下纹波的频率加倍。纹波电流现在由在零和 $\pm 2V_{dc}$ 间切换的电压来产生，而不是像以前一样在 $+V_{dc}$ 和 $-V_{dc}$ 之间。

图 4-13 显示了带高度感性的负载、调制比 $M = 0.9$ 的单相逆变器在一个基波周期上谐波电流的变化。可以很明显地看出该纹波电流和图 4-10 所示的单相桥臂产生的纹波电流之间的差别。

然而，对于完整的单相逆变器，可以用同样的方式解出其作为调制比的函数的谐波损耗如下

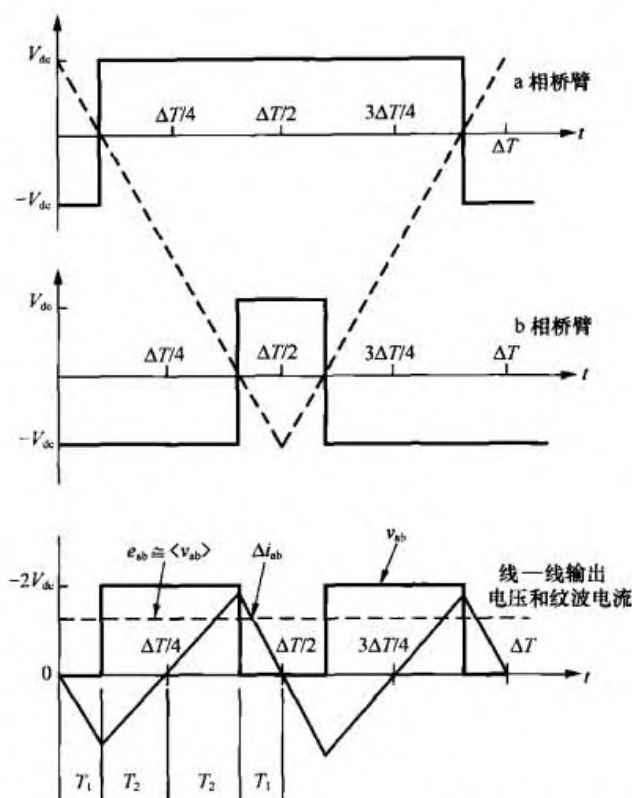
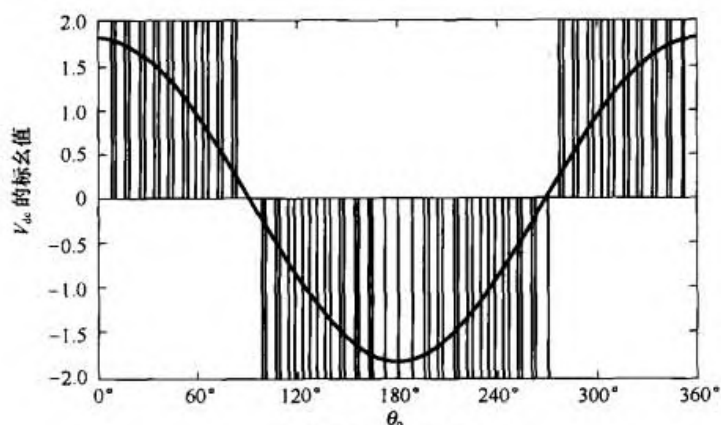
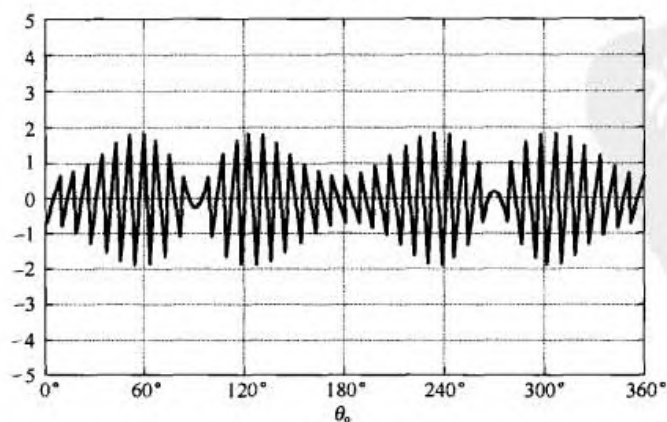


图 4-12 单相全桥电压源型逆变器的调制过程和相应的纹波电流



(a) 参考电压和开关电压



(b) 谐波电流纹波

图 4-13 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_0 = 11$ 时, 带感性负载条件下完整的单相逆变器的波形图

http://www.3dportal.cn/discuss/

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

对于 $0 \leq t \leq T_1$

$$\Delta i_{ab}(t) = -\frac{e_{ab}}{L_\sigma} t \quad (4-25)$$

$$\Delta i_{ab}(T_1) = -\frac{e_{ab}}{L_\sigma} T_1 \quad (4-26)$$

当 $T_1 \leq t \leq T_1 + T_2$ (对于正的半基波周期) 时

$$\Delta i_{ab}(t) = \frac{(2V_{dc} - e_{ab})}{L_\sigma} (t - T_1) - \frac{e_{ab}}{L_\sigma} T_1 \quad (4-27)$$

$$\Delta i_{ab}(T_1 + T_2) = \frac{(2V_{dc} - e_{ab})}{L_\sigma} T_2 - \frac{e_{ab}}{L_\sigma} T_1 = 0 \quad (4-28)$$

将关系式 $T_1 + T_2 = \Delta T/4$ 直接带入式 (4-27) 和式 (4-28) 可得, 对于正半基波周期有 $T_1 = (1-u)\Delta T/4$ 和 $T_2 = u\Delta T/4$, 其中 u 定义为 $u = e_{ab}/2V_{dc}$ 。

使用这些关系式, $\Delta T/4$ 时间段内的电流纹波的均方值可以写成以下形式

$$\langle \Delta i_{ab}^2 \rangle = \left(\frac{2V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{4}{\Delta T} \left\{ \int_0^{T_1} u^2 t^2 dt + \int_0^{T_2} [(1-u)x - uT_1]^2 dx \right\} \quad (4-29)$$

其中 $x = t - T_1$ 。等式 (4-29) 可以经计算变为如下形式

$$\langle \Delta i_{ab}^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 u^2 (1-u)^2 \frac{\Delta T^2}{12} \quad (4-30)$$

同样使用 $M \cos \theta_0$ 来代替 u , 并且从图 4-13 可看到, 逆变器在基波的负半波运行与正半波运行所产生的电流波纹响应成镜像关系, 并有谐波损耗相同。于是在一个完整周期上由谐波电流纹波造成的损耗为

$$\begin{aligned} P_{h, cu} &= R_e \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \langle \Delta i_{ab}^2 \rangle d\theta_0 \\ &= R_e \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{12} \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} (M \cos \theta_0)^2 (1 - M \cos \theta_0)^2 d\theta_0 \end{aligned} \quad (4-31)$$

通过重复使用三角恒等式, 不难看到式 (4-31) 可简化为

$$P_{h, cu} = R_e \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \frac{1}{\pi} \left(2M^2 - \frac{32M^3}{3\pi} + \frac{3M^4}{2} \right) \quad (4-32)$$

图 4-11 中画出了式 (4-32) 方括号里面的项。该项与式 (4-24) 中的项取相同的单位标幺化的值。但是两个等式之间一个主要的区别是, 由于在全桥电路的调制中零状态的优化应用, 在式 (4-32) 中没有常数项。还可以设计许多其他的调制算法, 例如, 如图 4-12 所示将有效的脉冲置于每个每半个周期的中心位置明显可以取得最小的损耗, 因为这种方法可使得电流纹波的峰值最小化。

最后需要着重指出的是, 尽管式 (4-24) 和式 (4-32) 是非常有用的性能指标, 但是在载波比减小或者调制比 ($M \approx 1$) 接近单位值的情况下将变得不太有用, 这是因为电动势在开关时间内保持恒定这一假定条件此时变得不太准确。尽管如此, 在 $f_c/f_0 \geq 9$ 和调制比小于 0.95 的情况下, 式 (4-24) 和式 (4-32) 仍然是准确的^[2]。

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

当要求精确的解时, 在任何的调制条件或者载波脉冲比下都可以用式(4-7)到式(4-11)所提供的精确谐波解析解针对每一谐波来计算出其谐波电流纹波。

4.4 边带调制

查看图4-3(b)所示的频谱中各项可见频谱中主要的谐波项的频率位于 $2m\omega_c + (2n \pm 1)\omega_o$ 。对示例而言, 这些谐波中幅值最大的项的频率为 $(2 \times 21)\omega_o - (2 \times 1 - 1)\omega_o = 41\omega_o$ 。若减小或者消除该项能够将大有裨益。Takahashi 等人^[3]指出, 使用频率调制(FM)理论的一种派生方法, 以这样的方式“抖动”或者调制三角载波就可以消除该项。虽然难以在线性的时间域内描述这一方法, 但是在经调整的时间域内可以对抖动效应进行解释。特别地让三角载波的相位角被调制, 用 $\text{tri}(\omega_c t')$ 表示在调整后的时间域 t' 内的三角载波, 其中

$$\omega_c t' = \omega_c t + \alpha_1 \sin(\omega_o t) \quad (4-33)$$

两个时间域通过一个非线性的方程式联系了起来, 如果在这两个时间域有一一对应的关系, 也就是说如果式(4-33)没有“两个值”或者负的解, 则可以得到在线性时间域 t 中的解。因此, 在以下条件约束下, 可以确保获得单调正增长的解

$$\frac{dt'}{dt} > 0$$

从式(4-33)可知, 该约束条件要求

$$\frac{dt'}{dt} = 1 + \alpha_1 \frac{\omega_o}{\omega_c} \cos(\omega_o t) > 0 \quad (4-34)$$

于是只要 $\alpha_1 \frac{\omega_o}{\omega_c} < 1$, 这两个时间量将持续增加。

另外, 三角载波和正弦参考信号的交点必须在每个载波周期内都出现, 如果满足以下式条件, 这可以满足上述这一要求

$$\left| \frac{d[\text{tri}(\omega_c t')]}{dt'} \right| > \left| \frac{dv_{an}^*}{dt'} \right| \quad (4-35)$$

其中 v_{an}^* 是时间域 t' 中的目标参考电压, 由下式定义

$$v_{an}^* = 2V_{dc} M \cos[\omega_o t + \alpha_1 \sin(\omega_o t)] \quad (4-36)$$

三角载波的斜率由下式确定

$$\left| \frac{d[\text{tri}(\omega_c t')]}{dt'} \right| = \frac{2V_{dc}\omega_c}{\pi} \quad (4-37)$$

而基波参考的斜率是

$$\begin{aligned} \left| \frac{dv_{an}^*}{dt'} \right| &= \left| \frac{dv_{an}^*}{dt} \frac{dt}{dt'} \right| \\ &= \frac{-2V_{dc} M \sin(\omega_o t + \alpha_1 \sin \omega_o t)(\omega_o t + \alpha_1 \omega_o t \sin \omega_o t)}{1 + \alpha_1 \frac{\omega_o}{\omega_c} \cos \omega_o t} \end{aligned} \quad (4-38)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

在最糟糕的条件下, 对式 (4-38) 让分子尽可能的大而让分母尽可能的小, 在此情况下, 限制条件式 (4-35) 变成

$$\frac{2V_{dc}}{\pi} \omega_c > \frac{2V_{dc} M(\omega_o + \alpha_1 \omega_o)}{1 - \alpha_1 \frac{\omega_o}{\omega_c}} \quad (4-39)$$

或者解出 α_1 如下

$$\alpha_1 < \frac{\omega_c - M\pi\omega_o}{\omega_o + M\pi\omega_o} \quad (4-40)$$

对于 M 值大的情况下其限制越大。设 $M=1$, 可得到

$$\alpha_1 < \frac{\omega_c - \pi\omega_o}{\omega_o + \pi\omega_o} \text{ 或者 } \alpha_1 < \frac{\omega_c / \omega_o - \pi}{1 + \pi} \quad (4-41)$$

当取典型的载波比 $\omega_o / \omega_c = 21$ 时, 有 $\alpha_1 < 4.31$ 弧度或者 $\alpha_1 < 245^\circ$ 。

现在考虑一般表达式 (4-6) 中 $m=1$ 时所对应的谐波边带的特性。这些边带项具有以下形式

$$v_{ab(m=1)} = \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} J_{2n-1}(\pi M) \cos(n\pi) \cos[2\omega_c t + (2n-1)\omega_o t] \quad (4-42)$$

在该式中用 $\omega_o t + \alpha_1 \sin \omega_o t$ 来代替 $\omega_o t$ 得到

$$v_{ab(m=1)} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n-1}(\pi M) \cos(n\pi) \cos[2\omega_c t + (2n-1)(\omega_o t + \alpha_1 \sin \omega_o t)] \quad (4-43)$$

式 (4-43) 中的时变项可以重新整理成 $\cos[2\omega_c t + (2n-1)\omega_o t + (2n-1)\alpha_1 \sin \omega_o t]$ 的形式, 于是式 (4-43) 使用式 (A2-8) 可以来扩展变为

$$v_{ab(m=1)} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n-1}(\pi M) \cos(n\pi) \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k[(2n-1)\alpha_1] \cos[2\omega_c t + (2n-1)\omega_o t + k\omega_o t] \quad (4-44)$$

通过设 $(2n-1) + k = \pm 1$ (于是 $k = -2n$ 或 $2n+2$), 可以将式 (4-44) 中刚好低于和高于两倍载波频率的频率为 $2\omega_c \pm \omega_o$ 边带谐波集中在一起。类似地, 用于产生频率为 $2\omega_c \pm 3\omega_o$ 的谐波的 k 的值为 $k = -2n-2$ 和 $k = -2n+4$, 这两个值分别对应下侧和上侧频谱线。 $2\omega_c$ 下侧的最接近的两个谐波的精确幅值为

$$v_{ab(2\omega_c - \omega_o)} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos(n\pi) J_{2n-1}(\pi M) J_{-2n}[(2n-1)\alpha_1] \quad (4-45)$$

$$v_{ab(2\omega_c - 3\omega_o)} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos(n\pi) J_{2n-1}(\pi M) J_{-2n-2}[(2n-1)\alpha_1] \quad (4-46)$$

这两个主要边带谐波分量的频率刚刚高于 $2\omega_c$, 分别为 $2\omega_c + \omega_o$ 和 $2\omega_c + 3\omega_o$ 。利用贝塞尔函数对称性的优点, 这两个分量的幅值相等。

图 4-14 显示了对于 5 种不同的调制比 M , 由式 (4-45) (因为 $2V_{dc}$ 是线-线输出电压的最大值, 因此用它作为标么化的基准值) 所定义的作为 α_1 的函数的边带谐波分量的变化情况。因为求和项衰减的很快, 在求和项里面只需要考虑 n 在 -5 到 $+5$ 范围内的项。由式 (4-46) 所定义的频率为 $2\omega_c - 3\omega_o$ 的另一边带谐波的相应的特性如图 4-15 所示。

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

xyzabc整理, 学习交流。

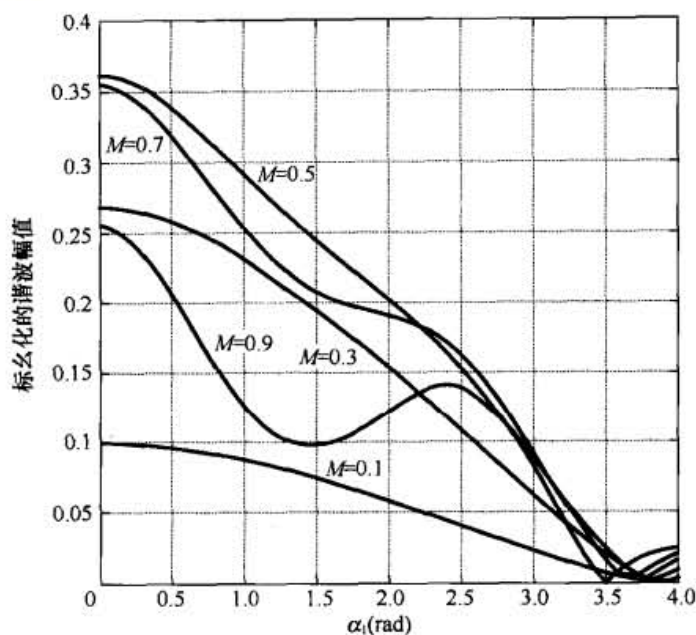


图 4-14 不同的调制比 M 下, 频率为 $2\omega_c - 3\omega_0$ 的频谱线随相位调制幅度 α_1 变化的函数变化的函数曲线图

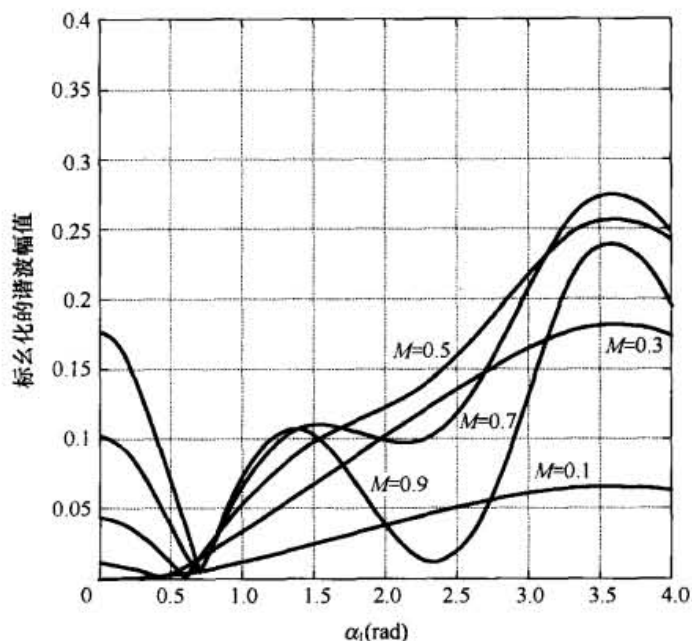


图 4-15 不同的调制比 M 下, 频率为 $2\omega_c + 3\omega_0$ 的频谱线随作为相位调制幅度 α_1 变化的函数变化的函数曲线图

从图 4-14 可以看出, 在所有的调制比下, 当 α_1 约为 3.5rad 时, 第一个边带谐波最小。另一方面, 图 4-15 显示出, α_1 约为 0.7rad 时, 第二个边带谐波最小。显然, 对 PWM 开关波形来说, 明显存在一个 α_1 的最优值使总体的谐波畸变或 $WTHD$ 最小。 α_1 的最优值位于上述两个极限之间某个位置。

对于单相逆变器, 只有 4 个主要谐波对开关输出电压的 $WTHD$ 有重要贡献, 从图 4-3(b)上可以得到确认出它们的频率为 $2\omega_c \pm \omega_0$ 和 $2\omega_c \pm 3\omega_0$ 。可以容易地可计算出这些谐波对于 $WTHD$ 的贡献

$$WTHD_0 = \frac{\omega_0}{2V_{dc}} \sqrt{\left| \frac{v_{(2\omega_c - 3\omega_0)}}{2\omega_c - 3\omega_0} \right|^2 + \left| \frac{v_{(2\omega_c - \omega_0)}}{2\omega_c - \omega_0} \right|^2 + \left| \frac{v_{(2\omega_c + 3\omega_0)}}{2\omega_c + \omega_0} \right|^2 + \left| \frac{v_{(2\omega_c + 3\omega_0)}}{2\omega_c + 3\omega_0} \right|^2} \quad (4-47)$$

其中所有的谐波电压已再次相对与 $2V_{dc}$ 进行了标么化。

随着 α_1 的变化如图 4-16 所示, 其中 α_1 的最优值大约在 2.5rad 附近。由式 (4-1) 可知, 载波比大于 14 (这样的载波比是切实可行的) 时, 这些是能够做得到的。于是实质上, 载波的相位调制使得谐波能量能够在主要谐波之间散布从而改善总谐波畸变。

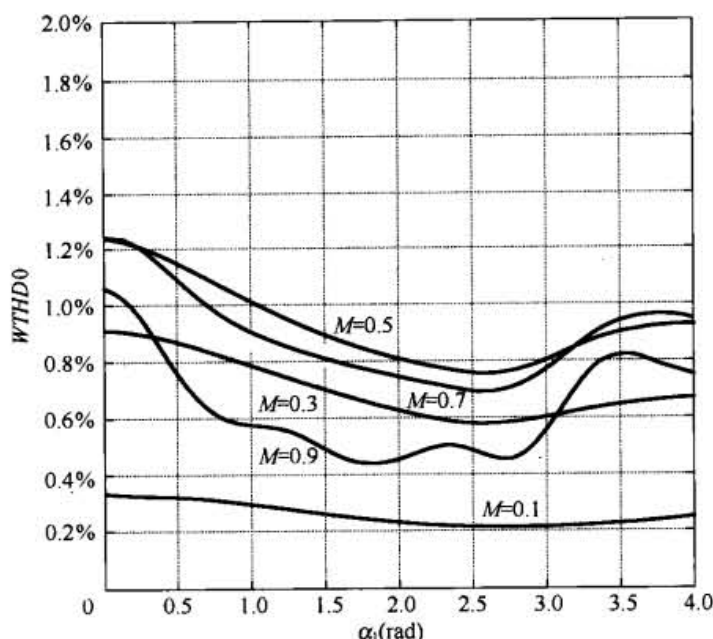


图 4-16 $f_c/f_o = 21$ 时, 不同的调制比 M 下, 单相逆变器线—线输出电压的 $WTHD_0$ 随相位调制幅度 α_1 变化的函数曲线图

应该意识到, 使用该技术有可能会增加外部的边带谐波, 在某些条件下这些谐波有可能很大。然而, 对三电平调制下的单相逆变器来说, 下一个频率为 $2\omega_c \pm 5\omega_o$ 的边带谐波大大减小了, 所以出现这样的效应的风险很小。

4.5 开关脉冲位置

脉冲位置是决定一个 PWM 谐波性能的一个关键性因素, 对于更复杂的变换器拓扑来说尤其如此。对于单相逆变器只存在几种可能的放置方法, 但是观察这些放置方案对产生的谐波的作用仍然具有示范作用。这将为下一章所要讨论的三相逆变器的众多的脉冲位置方案提供一些导引。但是在全部的案例中, 重要的问题是, 一旦调制策略已确定了脉冲宽度, 则脉冲在载波周期或者半个载波周期内的位置放置将极大地影响逆变器的谐波性能。

所有 PWM 调制的首要目标是, 在每个 (半个) 载波周期内产生一个线—线有效脉冲输出, 其基波伏特—秒平均值与该周期内的原有目标参考波形的面积相同。因为在各半个载波周期内脉冲的位置不会影响它在该时间段所累积的伏特—秒平均值, 因此有效的线—线输出脉冲无论放置在各半个载波周期内的任何位置, 均可以令人满意地实现这一目标。但是有效脉冲的位置确实严重影响开关输出电压的谐波性能。

该问题在图 4-17 中给了举例说明。对于施加到感应负载上的 50% 占空比的开关电压, 该负载的内部电动势为开关电压的一半大小, 图 4-17 给出了两种极端的脉冲放置方法 (即脉冲居中和脉冲放置在半个载波周期的边沿上)。由于开关输出伏特—秒平均值等于负载

第4章 单相电压源型逆变器的调制

的电动势,因此在这两种情况下平均电流为零。脉冲位于半个载波周期中间时的电流纹波峰值明显低于脉冲背靠背地跨越两个半个载波周期时的电流纹波峰值。此外,当开关脉冲位于每半个载波周期的中间时,其电流纹波的频率是背靠背脉冲放置时的两倍。因为负载中的谐波损耗与谐波电流的有效值成正比,因此谐波损耗显然也对脉冲在半个载波周期内的所处位置很敏感。并且不难看到,当占空比为 50% 时,两种极端的脉冲位置所导致的损耗大小差别高达 4 倍。对于将脉冲在每半个载波周期内居中的必要性,参考文献[2]中给出了其详细的证明。

由该简单例子所得到的结论是,无论所产生的开关脉冲宽度如何,与那些脉冲不居中的调制策略相比,将开关脉冲置于每个载波周期接近中心位置的调制策略具有更好的谐波性能。但是,尽管在每半个载波周期内将开关脉冲居中的方案取得了最佳的谐波响应,但是其代价往往是,两桥臂必须各自独立调制,而且通常比下面一些其他的方案实现起来成本更高。这就增加了大家去尝试一下改变有效的线-线脉冲在半个载波周期内位置的兴趣,来看一下能否得到一些实际好处。

4.5.1 连续调制

在 4.2 节中所讨论的自然和规则采样 PWM 方案要求逆变器的两相桥臂以载波频率在上、下直流母线间来回切换。因为所有的器件在基波周期内自始至终不断地开关,因此该方式称作连续调制。

如图 4-2 所示,由单相逆变器的三电平双边沿连续调制所产生的开关模式带来的结果是,线-线输出脉冲不言而喻地放置在接近半个载波周期的中心位置处。注意到在现实当中,由于在三角载波周期内参考波形不是恒定值,自然采样 PWM 的开关脉冲仅仅是大致上居中,但是由于采样的作用,无论是对称或者不对称规则采样 PWM 的开关脉冲均精确地位于每半个载波周期的中心。与规则采样调制相比,整个基波周期中每个载波周期内脉冲位置的这一细微差别帮助自然采样调制抑制了边带谐波。

从几何学角度来看,规则采样单边沿 PWM 的开关脉冲宽度计算与双边沿调制的情况相同。对于自然采样 PWM 而言,在单边沿采样和双边沿采样的开关脉冲宽度将会有细微的差别,并且这会轻微地影响谐波性能。但是在单边沿采样和双边沿采样之间的主要区别是在每个载波周期内的开关脉冲的放置位置。

在节 3.4.1 和节 3.6.1 所作的分析表明,相比于双边沿调制,单边沿调制的主要缺点是桥臂开关电压包含两倍于以前的谐波分量。实质上,通过式 (3-39) 和式 (3-98) 中的 $\sin(n\pi/2)$ 、 $\sin(m\pi/2)$ 和 $\sin[(m+n)\pi/2]$ 项,双边沿调制每第二个谐波就被消除掉的现象,将不再出现。贝赛尔函数系数对减少边带谐波所起到的作用随着求和指数的增加而减小。这也就意味着单边沿调制的谐波的幅值和次数与双边沿调制相比都增加了。

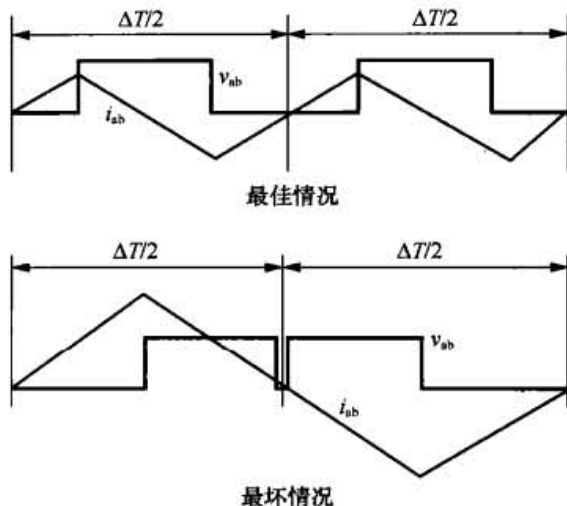


图 4-17 半个载波周期内线-线有效电压脉冲的与最差的放置方案

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

图 4-4(a)和图 4-5(a)特地显示了由单边沿调制过程所产生的固有的额外谐波,其边带谐波每离开载波倍频一个基波频率间隔就会出现,而不是像双边沿调制一样每隔两个基波频率间隔才会出现边带谐波。而各调制过程的开关脉冲的宽度其实上仍然一样。开关脉冲的位置显然是决定调制系统性能的关键性因素。

此外图 4-5(a)所示的规则采样单边沿调制过程比图 4-7(a)所示的双边沿调制过程产生更大的边带谐波分量,尤其是很大的 2 次谐波分量。对单相逆变器而言,通过桥臂之间的抵消作用,该分量在线电压中被消除了;然而对于诸如三相逆变器等其他的拓扑电路并非总是如此。

当然由于所有的偶次边带谐波在线一线开关输出波形中相互抵消了,因而即使是采用单边沿调制的单相逆变器的许多载波边带谐波由于相桥臂之间的抵消作用而被消除。这样就产生了类似于图 4-3(b)所示的双边沿开关的输出电压谐波频谱,但如图 4-4(b)所示,其边带谐波围绕在载波频率周围,而不是以 2 倍载波频率为中心。然而,即使不考虑由双边沿调制的更高的有效开关频率带给负载的好处,最好尽量避免在相桥臂开关模式里产生谐波,而不是依赖产生准确的波形并在桥臂之间将谐波抵消。

还可以看到没有抵消的 3 次谐波低次分量在图 4-5(b)依然存在。该分量由规则采样过程产生,但由于是奇次分量因而在相桥臂之间没有抵消。

各种的单边沿调制方案,其中包括不连续开关,往往会导致频谱响应的进一步退化。因为单边沿调制是下节所介绍的概念的直接延伸,它们实际上不实用,也不会增加人们对调制原理的基本认识,因此在本书中将不再对此深究下去。

4.5.2 不连续调制

再次看图 4-2 可见,在不对称非规则采样调制条件下,每半个载波周期内线一线输出开关电压脉冲的宽度可直接表示为

$$T_{11}(i) = \frac{\Delta T}{2} M \cos(\omega_o t_i) \quad 0 < |T_{11}(i)| < \frac{\Delta T}{2} \quad (4-48)$$

其中,为了方便起见采样时间 t_i 设置在每半个载波周期的起始处,而符号 $T_{11}(i)$ 决定输出脉冲的极性。一旦知道了该脉冲宽度,它的位置可以在半个载波周期内移动,从而在此时间段内取得的伏特-一秒平均值相同但开关次序不同。

例如,如果两个线一线输出脉冲一起移动到整个载波周期的中心位置,图 4-2 中的中心 V_z 状态将消失,并且没有必要在每个载波周期内开关两个相桥臂。该 PWM 策略称之为不连续调制,其中 a 相桥臂仅仅在前半个基波周期内受调制,而 b 相桥臂在后半个基波周期内受调制(在每半个基波周期内调制的相桥臂相交替,将得到正、负极性的线一线输出脉冲)。应该认识到,不像单边沿调制,不连续调制的两个开关边沿在整个基波周期内仍受调制,先是一个相桥臂受调制,然后是另一个受调制。但是两个相桥臂不会在同一个载波周期里同时开关。

如图 4-18 所示,不连续调制可通过每相桥臂采用半周期参考值波形的自然采样方式来实现,或者通过在合适的采样点利用式(4-48)来计算有效脉冲宽度的对称或者非对称规则采样来实现。对于所有不连续调制而言,对其改变的参考波形进行适当的调整,可以使用第 3 章中开发出的用于连续调制的技术来计算其谐波性能。

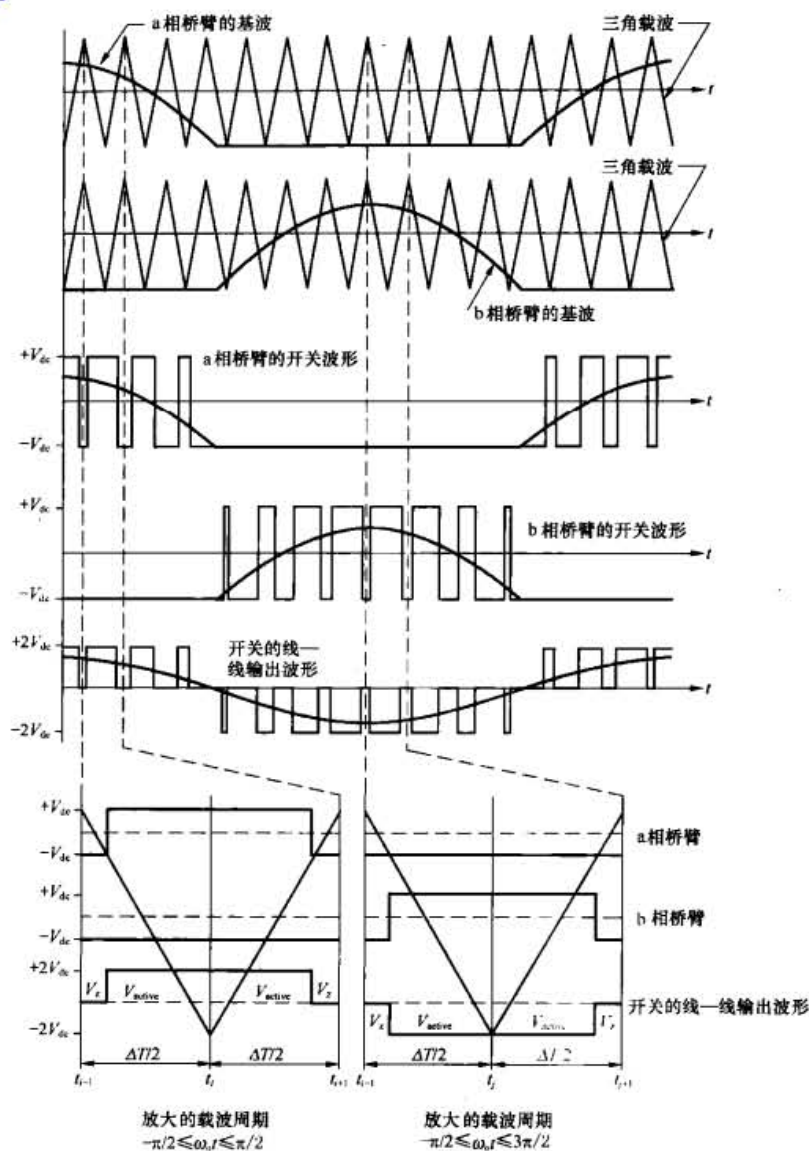


图 4-18 不连续自然采样 PWM 调制 (两相桥臂都受调制) 下, 单相逆变器的开关模式

对于不连续自然采样调制的 a 相桥臂, 式 (3-9) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} 2V_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (4-49)$$

其中, 由于在半个基波周期区间上, 相对于负直流母线的开关输出电压为零, 因此只需在另外一半基波周期区间上来计算外部的积分, 并且内部积分界限反映了修改后的基波参考和三角载波之间的相交情况。

对于各种 m 和 n 的取值, 可以用式 (4-49) 来计算谐波分量。

当 $m = n = 0$ 时, 式 (4-49) 简化为

$$\begin{aligned} A_{00} + jB_{00} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} dx dy \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} 2\pi M \cos y dy = \frac{4V_{dc}}{\pi} M \end{aligned} \quad (4-50)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

http://www.3dportal.cn/dmcs/

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

由于采用负直流母线作为开关参考电压, 在式 (4-50) 的最后表达式中含有所预料的直流流偏置。与连续调制不同的是, 该偏置会随着调制比而变化。

对于 $m=0$ 、 $n>0$, 式 (4-49) 可简化为

$$\begin{aligned} A_{0n} + jB_{0n} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{jny} dx dy \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} 2\pi M \cos y e^{jny} dy \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} M [e^{j(n+1)y} + e^{-j(n-1)y}] dy \end{aligned} \quad (4-51)$$

与连续调制不同的是, 式 (4-51) 在 $n \neq 1$ 时不为零, 而是可积分得到

$$\begin{aligned} A_{0n} + jB_{0n} &= \frac{V_{dc}M}{\pi^2} \left[\frac{e^{j(n+1)y}}{j(n+1)} \Big|_{n>0} + \frac{e^{j(n-1)y}}{j(n-1)} \Big|_{n>1} + \pi \Big|_{n=1} \right]_{-\pi/2}^{\pi/2} \\ &= \frac{V_{dc}M}{\pi} \left[\frac{2 \sin(n+1) \frac{\pi}{2}}{(n+1)} \Big|_{n>0} + \frac{2 \sin(n-1) \frac{\pi}{2}}{(n-1)} \Big|_{n>1} + \pi \Big|_{n=1} \right] \\ &= \frac{V_{dc}M}{\pi} \left[\pi \Big|_{n=1} - \frac{4 \sin(n+1) \frac{\pi}{2}}{(n+1)(n-1)} \Big|_{n>1} \right] \\ &= V_{dc}M \Big|_{n=1} - \frac{4V_{dc}M}{\pi} \frac{\cos n \frac{\pi}{2}}{(n+1)(n-1)} \Big|_{n>1} \end{aligned} \quad (4-52)$$

式 (4-52) 的第一项是与第 3 章中式 (3-32) 一样的基波分量。剩余的项代表了偶次基带谐波。这些偶次谐波是由于参考电压仅为半个正弦波且含有相当大的低频畸变所造成的。这些附加的谐波预计将在桥臂之间相互抵消掉以产生无畸变的线—线输出电压。

当 $m>0$ 、 $n=0$ 时, 等式 (4-49) 简化为

$$\begin{aligned} A_{m0} + jB_{m0} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{jmx} dx dy \\ &= \frac{V_{dc}}{j\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} (e^{jm\pi M \cos y} - e^{-jm\pi M \cos y}) dy \\ &= \frac{V_{dc}}{m\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} 2 \sin(m\pi M \cos y) dy \end{aligned} \quad (4-53)$$

使用式 (A2-3) 该式变成

$$\begin{aligned}
 A_{m0} + jB_{m0} &= \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left[\sum_{k=1}^{\infty} J_k(m\pi M) \sin k \frac{\pi}{2} \cos ky \right] dy \\
 &= \frac{8V_{dc}}{m\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_k(m\pi M) \left(\sin k \frac{\pi}{2} \right)^2}{k} \\
 &= \frac{8V_{dc}}{m\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}(m\pi M)
 \end{aligned} \quad (4-54)$$

式(4-54)定义了载波谐波。与连续调制的载波谐波不同的是, 式(4-54)必须对每一个 m 的特定取值进行计算然后对其求和才能算出结果。然而在实际当中, 因为贝塞尔函数 $J_{2k-1}(m\pi M)$ 的幅值会随着 k 的增加而快速地衰减, 因此通常在 $0 \leq k \leq 10$ 的范围内求和就足够了。

当 $m > 0$ 、 $n \neq 0$ 时, 再次使用式(A2-3)可以对等式(4-49)的内部积分进行计算, 从而得到

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{jny} (e^{jm\pi M \cos y} - e^{-jm\pi M \cos y}) dy \\
 &= \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{jny} \left[\sum_{k=1}^{\infty} J_k(m\pi M) \sin k \frac{\pi}{2} \cos ky \right] dy \\
 &= \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} J_k(m\pi M) \sin k \frac{\pi}{2} \cos ky \left[e^{j(n+k)y} + e^{j(n-k)y} \right] \right\} dy
 \end{aligned} \quad (4-55)$$

通过一些整理, 其外部积分表达式变为

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} J_k(m\pi M) \sin k \frac{\pi}{2} \cos k \frac{\pi}{2} \left[\frac{\sin(n+k)\frac{\pi}{2}}{(n+k)} \Big|_{-n \neq k} + \frac{\sin(n-k)\frac{\pi}{2}}{(n-k)} \Big|_{n \neq k} + \frac{\pi}{2} \Big|_{\pm n=k} \right] \\
 &= \frac{2V_{dc}}{m\pi} \left[\frac{J_n(m\pi M) \sin n \frac{\pi}{2}}{(n)} - \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m\pi M) \frac{(2k-1) \cos n \frac{\pi}{2}}{(n+2k-1)(n-2k+1)} \Big|_{|n| \neq 2k-1} \right]
 \end{aligned} \quad (4-56)$$

该式定义了开关波形边带谐波的幅值, 并且含有对于 m 和 n 的每一特定的取值所必需加上的两项。第一项与式(3-38)所给出的连续调制的边带谐波项有相同的形式, 第二项是一个求和表达式, 该式也是必须对所关心的 m 和 n 的取值进行一一计算然后求和才能算出结果。和前面一样,

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

因为贝塞尔函数的幅值随着 k 的增加而快速地衰减, 通常在 $0 < k < 10$ 的范围内求和就足够了。

通过将式 (4-50)、式 (4-52)、式 (4-55) 和式 (4-56) 代入到式 (3-10), 可以得到 a 相桥臂在不连续自然采样调制下的完整的谐波解。因此时变的桥臂开关电压 $v_{an}(t)$ 可以用它的谐波分量来表达如下

$$\begin{aligned}
 v_{an}(t) = & \frac{2V_{dc}}{\pi} M + V_{dc} M \cos(\omega_o t) - \frac{4V_{dc}}{\pi} M \sum_{n=2}^{\infty} \frac{\cos n \frac{\pi}{2}}{(n+1)(n-1)} \cos(n\omega_o t) \\
 & + \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}(m\pi M) \cos(m\omega_c t) \\
 & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m\pi M) \sin n \frac{\pi}{2} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \\
 & - \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m\pi M) \frac{(2k-1) \cos n \frac{\pi}{2}}{(n+2k-1)(n-2k+1)} \Big|_{n \neq 2k-1} \times \cos(m\omega_c t + n\omega_o t)
 \end{aligned} \quad (4-57)$$

通过将式 (4-57) 中的基波参考信号相移 π 后 (即用 $\omega_o t - \pi$ 来代替 $\omega_o t$), 可以得到 b 相桥臂的谐波解

$$\begin{aligned}
 v_{bn}(t) = & \frac{2V_{dc}}{\pi} M - V_{dc} M \cos(\omega_o t) - \frac{4V_{dc}}{\pi} M \sum_{n=2}^{\infty} \frac{\cos n \frac{\pi}{2}}{(n+1)(n-1)} \cos(n\omega_o t) \\
 & + \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}(m\pi M) \cos(m\omega_c t) \\
 & - \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m\pi M) \sin n \frac{\pi}{2} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \\
 & - \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m\pi M) \frac{(2k-1) \cos n \frac{\pi}{2}}{(n+2k-1)(n-2k+1)} \Big|_{n \neq 2k-1} \times \cos(m\omega_c t + n\omega_o t)
 \end{aligned} \quad (4-58)$$

请注意, 式 (4-58) 中所有更复杂的表达式不改变其正负号, 因为它们仅仅在 n 为偶数时不为零。因为对线—线电压解而言, 期望通过桥臂之间的抵消去消除这些项, 当然也就可以预计到上面的情形。

于是将式 (4-58) 代入到式 (4-57), 可以得到线—线输出电压的谐波解如下

$$\begin{aligned}
 v_{ab}(t) = & 2V_{dc} M \cos(\omega_o t) \\
 & + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m\pi M) \sin n \frac{\pi}{2} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t)
 \end{aligned} \quad (4-59)$$

除了载波边带谐波聚集在 $\omega_c t$ 的倍频而不是 $2\omega_c t$ 倍频的周围, 其幅值有所不同、以及谐波边带的符号有些差异, 式 (4-59) 与由式 (4-6) 所给出的连续调制的谐波解十分相似。然而, 因为各相桥臂只有在基波周期的 50% 区间内受调制, 对于相同的载波频率, 不连续下的相桥臂开关频率将减半。于是在载波频率加倍的情况下, 不连续调制的损耗与载波频率不变

第4章 单相电压源型逆变器的调制

的连续双边沿调制的相同, 二者的 THD 和 $WTHD$ 性能也相近。这使得式 (4-59) 中的边带谐波与式 (4-59) 中的在幅值和绝对频率上相同, 于是不连续 PWM 取得了与连续 PWM 相同的谐波性能, 但却失去了不连续开关所带来的好处。

图 4-19 显示了 a 相桥臂开关输出以及线-线输出电压的谐波, 其中可以看到, 线-线输出电压的谐波性能与图 4-3 所示的双边沿连续自然采样 PWM 的相同 (为了使得每相桥臂在一个完整的基波周期上有相同数目开关转换次数, 本例子中的不连续调制的载波比已经加倍)。

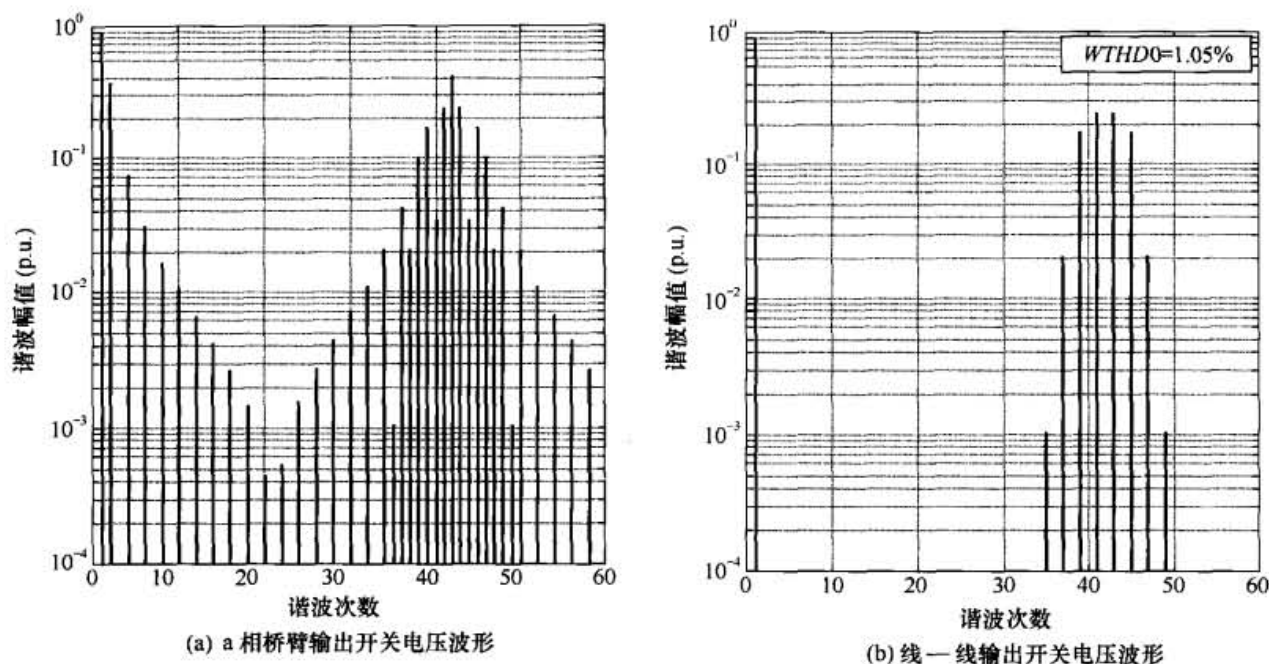


图 4-19 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 42$ 时, 不连续自然采样 PWM 调制下单相逆变器的理论谐波频谱

尽管在这一案例中, 用到单相逆变器上的不连续调制没有取得什么好处, 但将有效开关脉冲合并来消除零区间的概念可以应用于更复杂的逆变器拓扑以及调制策略, 它能减小开关频率并在有时候于特定条件下改善谐波。该问题将在第 5 章中作进一步讨论。

采用第 3 章所开发出的技术, 将式 (4-49) 中的 y 用 $y = y' + (\omega_o/\omega_c)x$ 来代替, 可以找出不连续对称和不对称规则采样调制的解析解如下

对于对称采样, 有

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi M \cos y'}^{\pi M \cos y'} e^{j \left[\left(m + n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) x + ny' \right]} dx dy' \quad (4-60)$$

而对于不对称采样, 有

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left\{ \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^{\pi M \cos y'_f} e^{j \left[mx + n \left(y'_f + \frac{\omega_o}{\omega_c} x + \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} \right) \right]} dx dy'_f \right. \\ \left. + \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^{\pi M \cos y'_f} e^{j \left[mx + n \left(y'_f + \frac{\omega_o}{\omega_c} x - \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} \right) \right]} dx dy'_f \right\} \quad (4-61)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

对于不连续对称规则采样调制, 经过一些代数运算并代入 $q = m+n(\omega_o/\omega_c)$, 可以解出式 (4-60) 得到 a 相桥臂的解析式 (4-62)。

$$\begin{aligned}
 v_{an}(t) = & \frac{2V_{dc}}{\pi} M + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \pi M \right) \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(n\omega_o t) \\
 & - \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} \left[\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1} \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \pi M \right) \frac{(2k-1) \cos n \frac{\pi}{2}}{(n+2k-1)(n-2k+1)} \right]_{\|n \neq 2k-1} \times \cos(n\omega_o t) \\
 & + \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}(m\pi M) \cos(m\omega_c t) \\
 & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{q} J_n(q\pi M) \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \\
 & - \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{q} J \left[\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(q\pi M) \frac{(2k-1) \cos n \frac{\pi}{2}}{(n+2k-1)(n-2k+1)} \right]_{\|n \neq 2k-1} \times \cos(m\omega_c t + n\omega_o t)
 \end{aligned} \quad (4-62)$$

查看该表达式可看到一些熟悉的项。

式 (4-62) 的第 1 行包含了一个直流偏置项和一系列基带谐波。这与由式 (3-98) 所给出的连续不对称规则采样调制的解析解非常类似。应当指出, 与由式 (3-78) 所给出的连续对称规则采样调制的谐波不同之处在于, 这些谐波都是奇次的。

式 (4-62) 的第 2 行包含了一个更复杂的偶次基带谐波的两重求和级数。这些偶次基带谐波反映了参考信号的半正弦特性。它们将在逆变器两个桥臂之间相互抵消。

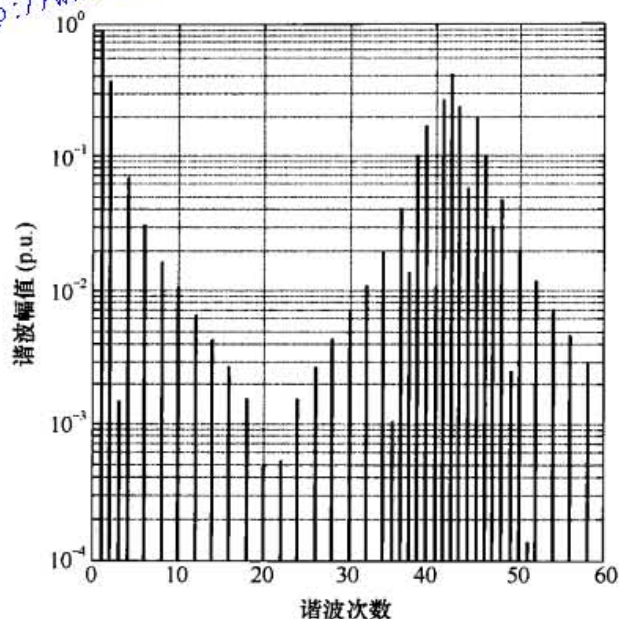
式 (4-62) 的第 3、4、5 行与式 (4-57) 中的那些项相同, 且分别对应载波谐波和将会在桥臂之间抵消的复杂偶次边带谐波, 以及与式 (3-98) 所示的连续不对称规则采样调制的谐波十分吻合的更常规的奇次边带谐波。

和前面一样, 用 $\omega_o t - \pi$ 来代替式 (4-62) 中的 $\omega_o t$ 可以得到 b 相桥臂的解。于是将 a 相桥臂的解减去 b 相桥臂的解可得到线—线输出电压谐波的解

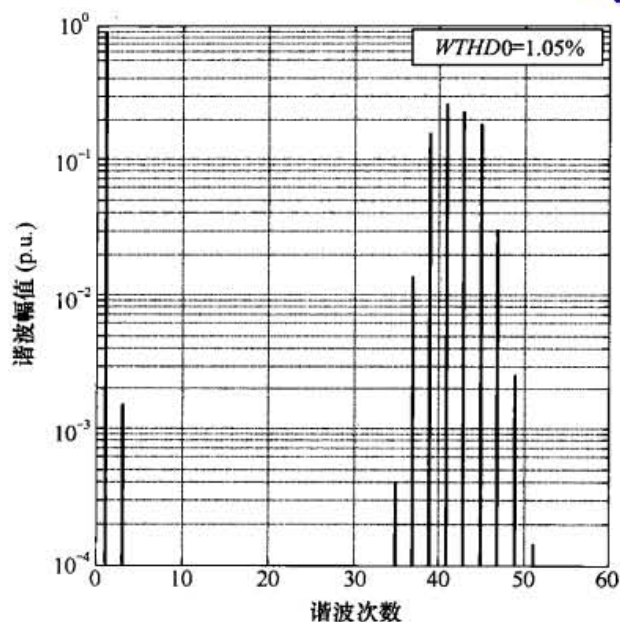
$$\begin{aligned}
 v_{ab}(t) = & \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \pi M \right) \sin n \frac{\pi}{2} \cos(n\omega_o t) \\
 & + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{q} J_n(q\pi M) \sin n \frac{\pi}{2} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t)
 \end{aligned} \quad (4-63)$$

图 4-20 显示了采用该调制策略的相桥臂和线—线电压谐波频谱。可在图 4-20(b)中可以清晰看到, 高频侧和低频侧的边带谐波幅值呈斜坡状, 这是采样调制系统的特点之一。

<http://www.3dportal.cn/discuz/>



(a) a 相桥臂开关输出电压波形



(b) 线—线开关输出电压波形

图 4-20 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 42$ 时, 不连续对称规则采样 PWM 调制下单相逆变器的理论谐波频谱

事实上, 一旦调整开关频率使得不连续对称规则采样调制与连续不对称规则采样调制 (图 4-7) 在一个完整的基波周期内的相桥臂切换的平均次数一样, 二者的线—线电压谐波性能将完全吻合。于是可以认为, 采用对称采样方式的不连续调制有好处, 因为这可将图 4-6 中可以看到载波边带谐波消除掉。但是, 为了得到相同数目的开关切换次数, 不连续调制的有效采样频率必须要加倍, 因此不连续调制的第一个边带谐波现在位于连续调制的第二个边带谐波处也就不值得奇怪了。总体上, 对于单相逆变器而言, 采用不连续调制并未能改善谐波性能, 而且在实际当中还可能会碰到一些性能的降低的情形, 这是因为有许多的谐波需要在桥臂之间精确地一致以便在线—线电压中能够准确地抵消掉。

对于不连续不对称规则采样调制, 可以用类似的技术来计算式 (4-61)。然而, 由于求解得到的结果能够增加的见识或好处微乎其微, 因此在这里未给出该解。事实上, 正如下面的解释所阐明的那样, 不连续调制采用不对称采样方式并没有任何特别的好处。

对于连续调制来说, 因为图 4-2 所示的相桥臂开关转换过程之间的相互作用, 单相逆变器的线—线输出脉冲的出现频率为两倍于载波频率。因为不对称采样单独地计算桥臂开关转换过程的上升开关沿和下降开关沿, 因此对于连续调制而言, 该采样策略将单独有效地重新计算出线—线输出脉冲的宽度。相反地, 对于不连续调制而言, 因为在一个时刻仅仅只有一个相桥臂在开关, 因此其线到线的输出脉冲以载波频率出现 (回想到载波频率在此情况下已经加倍, 因此线—线输出脉冲频率与连续调制的相同)。于是对称采样足以用来单独重新计算脉冲的宽度。下对称采样在这种情况下将单独地重新计算每一个线—线输出脉冲的上升沿和下降沿, 这种做法取得的谐波优势微乎其微, 但却要求调制系统以两倍的速度运行。图 4-21 显示的不连续不对称规则采样调制的谐波性能, 正如所料, 仅在边带谐波幅值上仅有略微的变化。

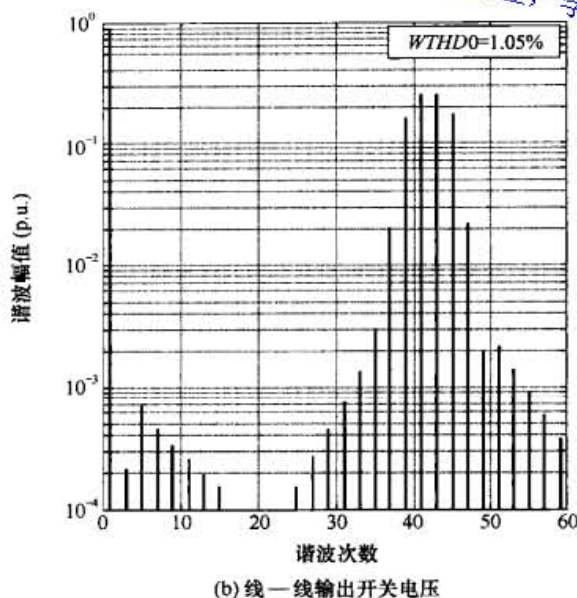
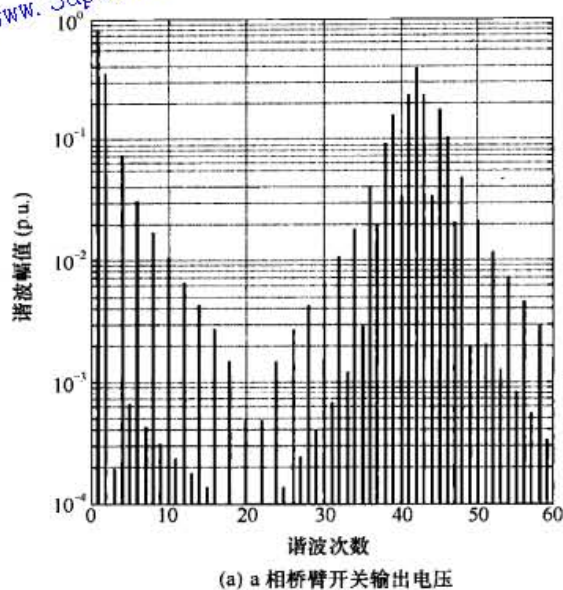


图 4-21 $M = 0.9$ 、 $f_0/f_c = 42$ 时, 不连续不对称规则采样 PWM 调制下单相逆变器的理论谐波频谱

4.6 开关脉冲序列

一旦载波周期之内开关脉冲的宽度和位置已经确定, 最后需要确定的参数就是跨越多个载波周期的开关脉冲序列(跨越多个载波周期的脉冲的宽度直接由调制过程来决定)。该参数对于更加复杂的变换器拓扑具有更重要意义, 但是它确实与单相逆变器调制相关联。

例如, 双边沿调制的另一种观点是, 认为它使得各相桥臂的开关脉冲序列从前半个载波周期“倒转”到下半个载波周期。例如, 如图 4-2 所示, 在前半个载波周期, 每一个桥臂开始时接到负直流母线然后切换到正直流母线。在后半个载波周期每一个桥臂开始时接到正直流母线然后切换到负直流母线。由于在相同的器件开关频率下交替的开关脉冲序列可以产生更高的谐波频率, 它是连续开关双边沿调制的主要优点。

对于单相逆变器而言, 由双边沿调制产生的线—线开关输出脉冲在每半个载波周期内都是相同的, 且开关输出脉冲波形中检测不到倒转的开关序列。但是从概念上来说, 可以认为线—线开关输出脉冲由双边沿调制每半个载波周期翻转一次得到, 即在下一个周期其开始部分变为结束部分, 而结束部分变为开始部分。虽然这种翻转对于单相逆变器连续调制来说没有意义, 但对于更复杂的逆变器拓扑的谐波性能来讲却有重要作用, 第 5 章将会就此讨论。

对于图 4-18 所示的不连续 PWM, 因为有效的线—线的输出脉冲被交替地放置在连续的每半个载波周期的开始部分和结束部分, 脉冲序列的影响非常明显。其结果是单个(更宽)脉冲跨越半个载波周期的边界放置, 但是这个更宽的脉冲可以当作是两个半个载波周期中的脉冲, 这两脉冲凑巧在半载波周期的边界处连接在一起。下面将讨论该问题对不连续单相桥臂开关调制的含义。

4.6.1 不连续 PWM—单相桥臂开关动作

在 4.5.2 节介绍的各种不连续 PWM 要求两相桥臂都受调制且控制器实现起来有一定的复杂性。如图 4-22 所示, 有时性价比更高的方法也许是仅调制 a 相桥臂并简单地将 b 相桥臂每半个基波周期内在负的直流母线和正直流母线之间的切换一次。可以看出来, 对于这种开关方案, 在前半个基波周期内 a 相桥臂与负直流母线相连的时间段为无效的零区间 V_z , 而在后

第4章 单相电压源型逆变器的调制

http://www.3dportal.cn/discuz/

半个基波周期内得到线—线输出脉冲区间 V_{active} 。图 4-22 也显示了 a 相桥臂在参考电压的正半波周期内所要求的翻转了的正弦参考波形, 以便实现这种调制策略。

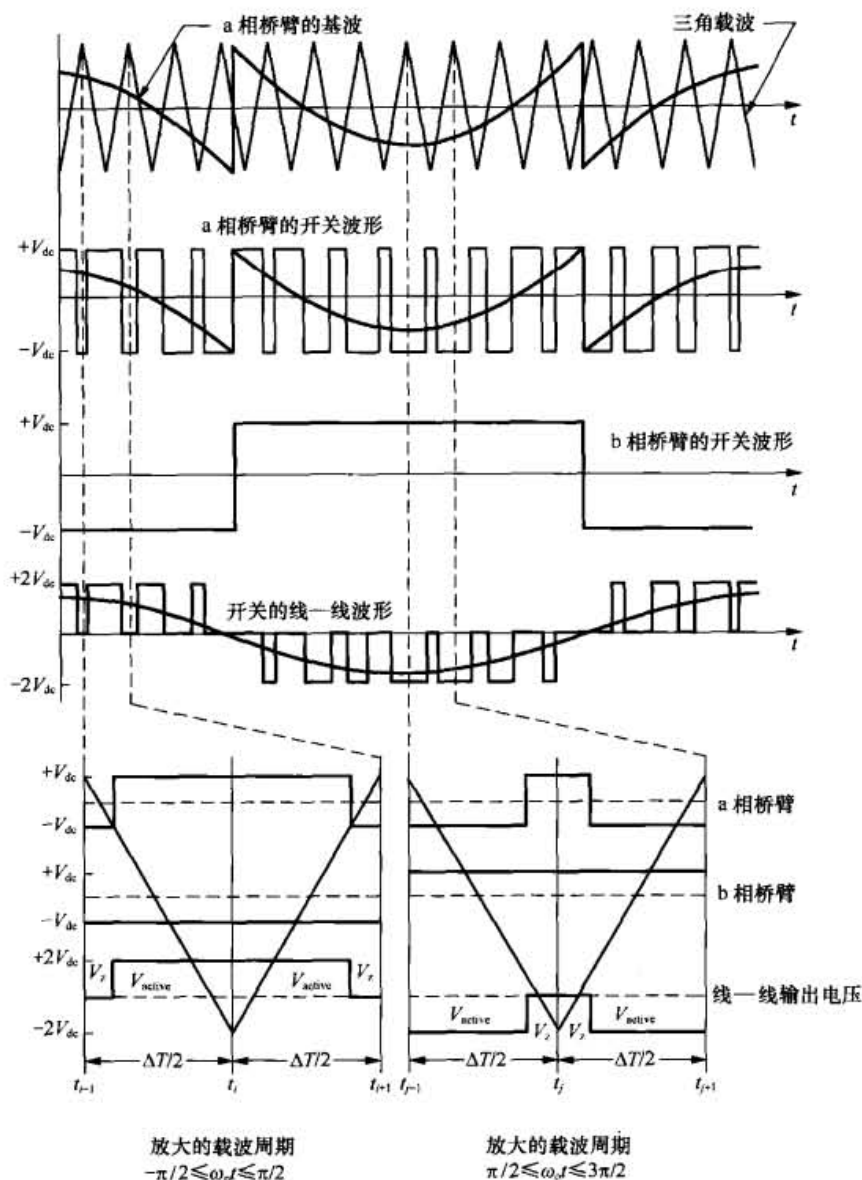


图 4-22 不连续调制自然采样 PWM 调制 (仅 a 相桥臂受调制) 下单相逆变器的开关模式

应当进一步地注意到, 图 4-22 所示的开关方案意味着, 在每一个载波周期区间上的 a 相桥臂的调制过程均是由相桥臂连接负直流母线开始。这是基于硬件定时器的 PWM 实现方法的一种共同限制。在此强调这一点是为了说明如何不采用特殊的 PWM 硬件设计的情况下得到替代的脉冲序列方案。也注意到, 在基波参考信号改变极性时, 两个相桥臂会增加两次开关转换, 而这些开关转换对线—线开关输出波形产生影响。

该方案的一个特殊结果是, 在基波的 $-\pi/2 \leq \omega_0 t \leq 3\pi/2$ 区域, 在每一个载波的每一侧有效的线—线脉冲分割成两段, 每一个有效段与临近的载波周期的有效段连接起来组成一个完整的开关脉冲。如图 4-22(b) 所示, 这导致了每半个基波周期里的有效脉冲位置产生半个载波的位移。

通过把脉冲序列当成分别位于 $-\pi/2 \leq \omega_0 t \leq \pi/2$ 和 $\pi/2 \leq \omega_0 t \leq 3\pi/2$ 的两列脉冲可以用来进行 a 相桥臂的完整开关模式的谐波分析。因为在 $-\pi/2 \leq \omega_0 t \leq \pi/2$ 区间上 a 相桥臂的参考波形与两

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

http://www.3dportal.cn/xyzabcxyzabc整理, 学习交流。
 个相桥臂开关的不连续调制的参考波形相同, 因此马上就可将式 (4-57) 当作第一列脉冲的解析解。在第二个区间, 当基波目标为负值时, 式 (4-49) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{\pi/2}^{3\pi/2} \int_{-\pi-\pi M \cos y}^{\pi+\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (4-64)$$

而且可以计算, 得到

$$\begin{aligned} v_{an(part)}(t) = & V_{dc} - \frac{2V_{dc}}{\pi} M + V_{dc} M \cos(\omega_o t) - \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos(n\omega_o t) \\ & + \frac{4V_{dc}}{\pi} M \sum_{m=2}^{\infty} \frac{\cos \frac{\pi}{2}}{(n+1)(n-1)} \cos(n\omega_o t) \\ & - \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{e^{jm\pi}}{m} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}(m\pi M) \cos(n\omega_o t) \\ & + \frac{2V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{jm\pi}}{m} J_n(m\pi M) \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos(n\omega_c t + n\omega_o t) \\ & + \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{e^{jm\pi}}{m} \left[\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m\pi M) \frac{(2k-1) \cos n \frac{\pi}{2}}{(n+2k-1)(n-2k-1)} \right]_{|n| \neq 2k-1} \times \cos(n\omega_c t + n\omega_o t) \end{aligned} \quad (4-65)$$

将式 (4-57) 和式 (4-65) 相加得到 a 相桥臂的完整谐波解

$$\begin{aligned} v_{an}(t) = & V_{dc} + 2V_{dc} M \cos(\omega_o t) - \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos(n\omega_o t) \\ & + \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1 - e^{jm\pi}}{m} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}(m\pi M) \cos(m\omega_c t) \\ & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1 + e^{jm\pi}}{m} J_n(m\pi M) \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \\ & - \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1 - e^{jm\pi}}{m} \left[\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m\pi M) \frac{(2k-1) \cos n \frac{\pi}{2}}{(n+2k-1)(n-2k+1)} \right]_{|n| \neq 2k-1} \times \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \end{aligned} \quad (4-66)$$

b 相桥臂的开关波形是一个简单的基波参考频率的方波, 考虑到方波的相移, 很容易得到其谐波解如下

$$v_{bn}(t) = V_{dc} - \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos(n\omega_o t) \quad (4-67)$$

和前面一样, 线-线输出是由 a 相桥臂减去 b 相桥臂得到, 即式 (4-66) 减去式 (4-67)。这显然抵消了式 (4-67) 中方波的谐波, 但是这一结果同样明显地与两个桥臂均不连续调制的线-线输出电压的式 (4-59) 不吻合。图 4-23 显示了单相桥臂开关调制的谐波性能, 其中可以看出, 拿图 4-23(c) 和图 4-19(b) 相比, 二者的线-线输出波形的谐波性能有相当大的差异。还需要注意在此方案中, 因为 a 相桥臂一直处于受调制状态并以载波频率开关, 所以载波频率通

第4章 单相电压源型逆变器的调制

常不能加倍。实际上，两个桥臂的开关损耗全都集中到了 a 相桥臂，通常无法取得采用不连续调制增加载波频率的好处。然而，为了将单相桥臂不连续调制和两相桥臂不连续调制进行直接的谐波比较，这里介绍的结果的载波频率已经加倍。

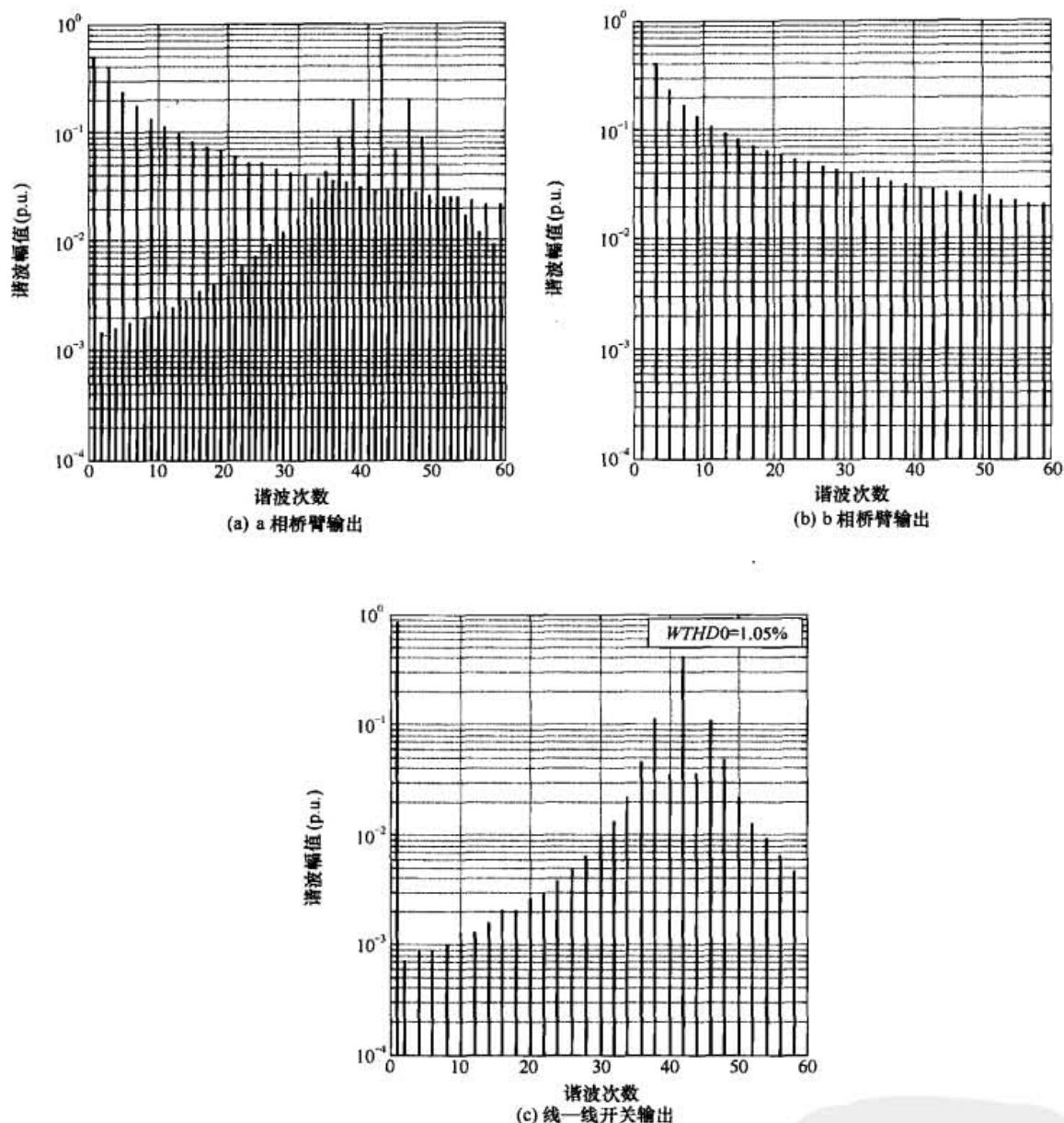


图 4-23 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 42$ 时，载波不翻转的单相桥臂开关不连续自然采样 PWM 调制下单相逆变器的理论谐波频谱

由于每半个基波周期内有效的线—线输出脉冲位置的改变，因此只有一个相桥臂开关的不连续调制和两个桥臂开关所产生的谐波不同。图 4-24 显示了，当可供选择的 a 相桥臂参考波形有效时，如何通过在后半个基波周期内的将载波波形翻转来进行解释这一现象。

这一看起来微小的变化将在负半基波周期内将谐波解由式 (4-64) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{\pi/2}^{3\pi/2} \left[\int_{-\pi}^{\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx + \int_{-\pi M \cos y}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx \right] dy \quad (4-68)$$

按以前的方式对式 (4-68) 求解，可得 a 相桥臂的完整基波周期谐波解如下

$$v_{an}(t) = V_{dc} + 2V_{dc}M \cos(\omega_o t) - \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos(n\omega_o t) \\ + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n(m\pi M) \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \quad (4-69)$$

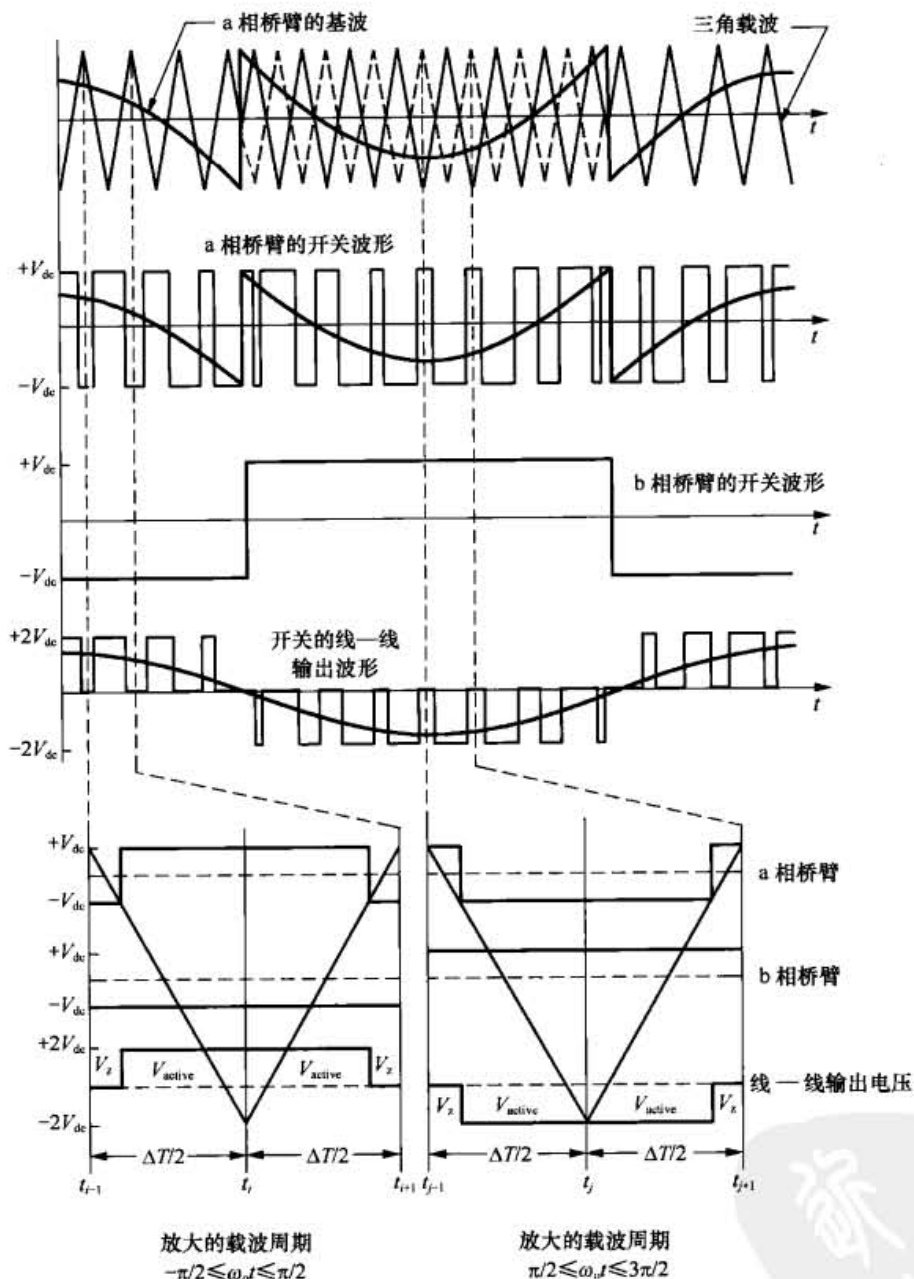


图 4-24 参考目标为负值、载波波形翻转且仅 a 相桥臂受调制的非连续自然采样 PWM 调制下单相逆变器的开关模式

除了其额外边带谐波将会抵消掉 b 相桥臂的方波谐波之外, 该式显然与式 (4-59) 相同。于是如图 4-24 所示, 以这种方式对单相桥臂进行调制将会取得图 4-19(b)所示线-线电压的谐波性能。然而可以从图 4-24 中看出来, 在参考基波周期的负半周期, a 相桥臂必须在载波周期的开始处从“高”启动, 这样一些数字 PWM 可能无法硬件实现。

该结果表明几种脉冲序列可能的影响。其中随着有效的线-线输出脉冲在整个基波周期内一起移动和放置的方式的不同, 输出波形中的谐波会显著变化。当调制在单相桥臂和双相

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

桥臂不连续导通情况下,对于具有一致的相桥臂开关频率的单相逆变器而言,在一个相桥臂或是两个相桥臂在调制过程中伴有不连续的导通状态的情况下,可以忽略 $WTHD$ 的差异;但是对于更复杂的逆变器而言,若不注意 $WTHD$ 的差异,会出现调制性能很差的情形出现。此外,应当记住的是,当单相桥臂不连续调制的开关频率相一致时,全部的开关损耗仅反映在 a 相桥臂的器件上,这会对损耗并因此对 PWM 实现产生影响。

4.6.2 两电平单相 PWM

虽然两电平单相调制事实上只不过是脉宽确定、脉冲放置和脉冲序列这三种因素的一种组合,为完整性起见,本章包括了两电平单相调制的内容。实质上,如图 4-26 所示,两电平调制策略使得一个相桥臂的开关与另一个的开关呈镜像的关系。虽然这里仅仅演示了双边沿调制,但单边沿和双边沿调制都是可行的。

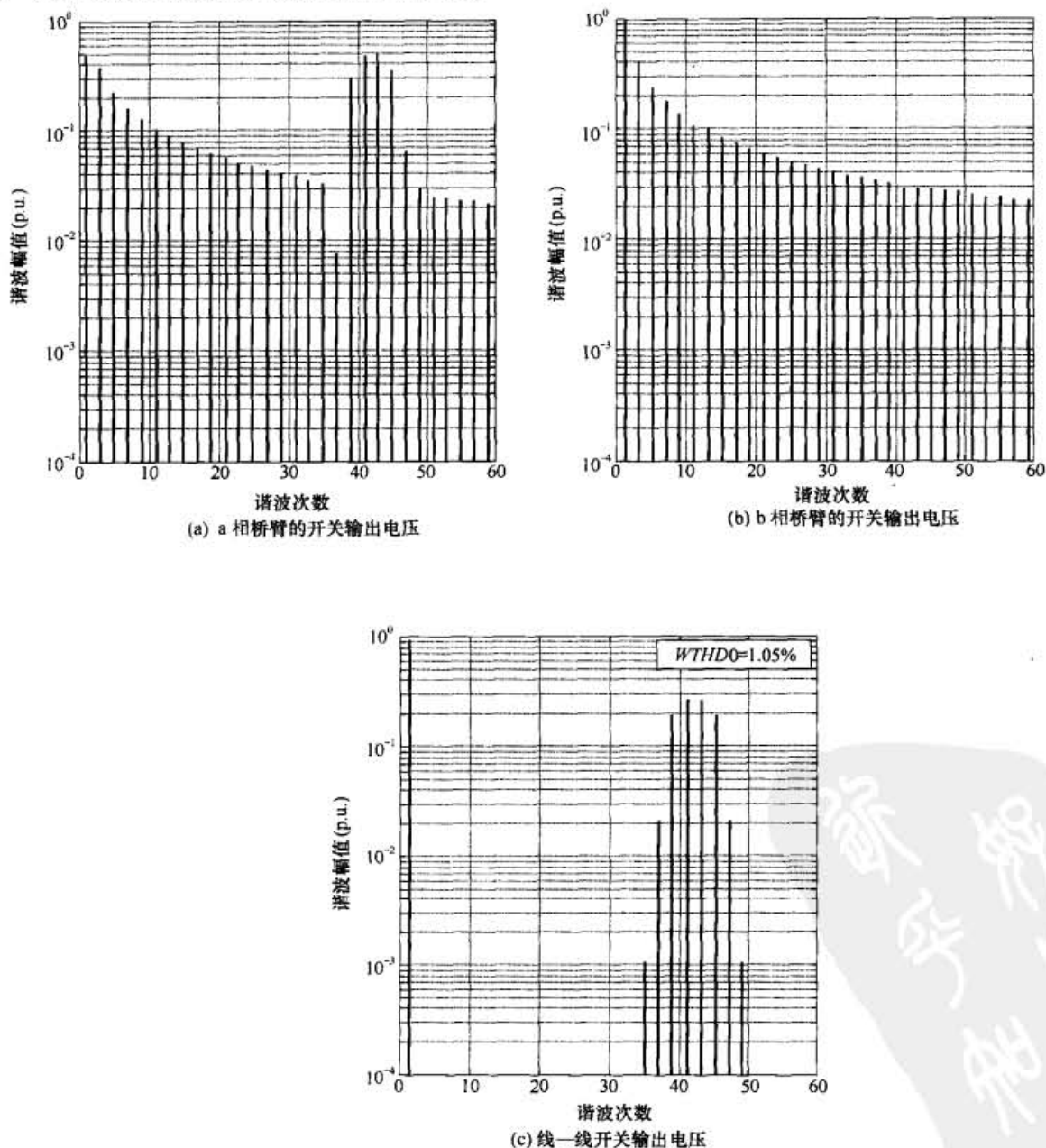


图 4-25 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 42$ 时,载波波形翻转的单相桥臂开关不连续自然采样 PWM 调制下单相逆变器的理论谐波频谱

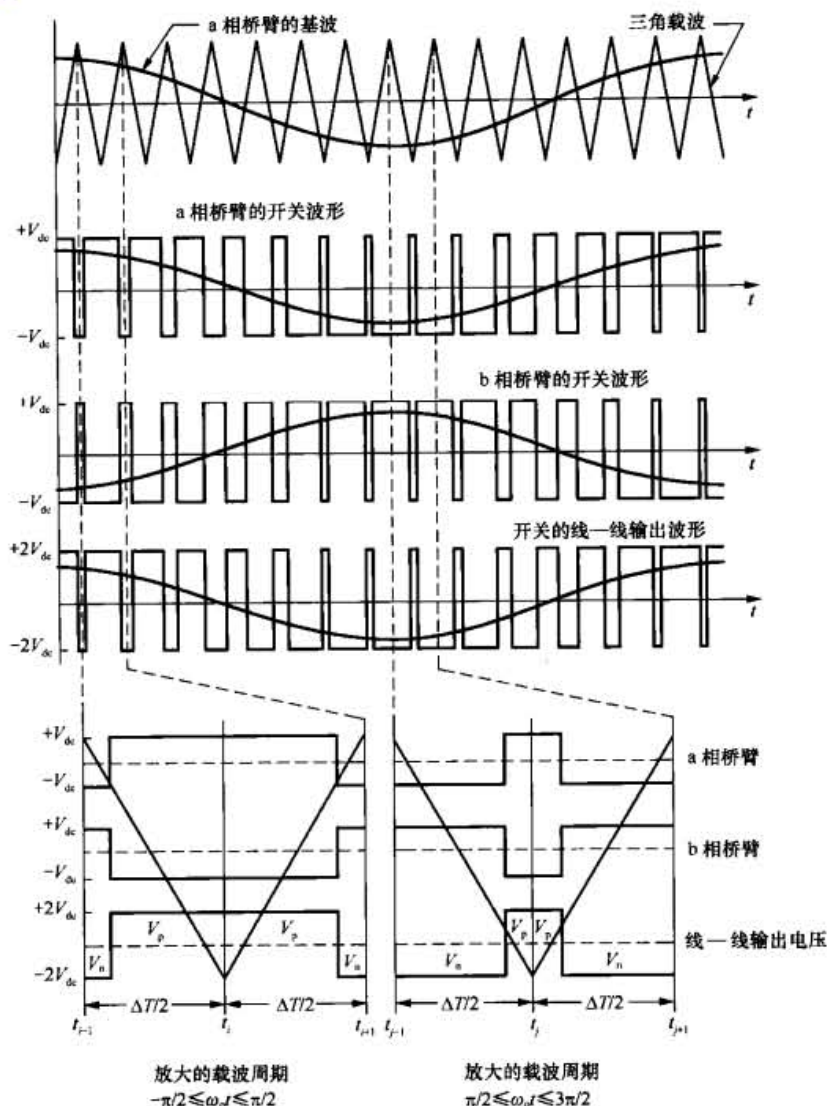


图 4-26 单相电压源型逆变器的两电平自然采样正弦波—三角波 PWM 调制过程

因为在每半个载波周期内两电平调制不断地在正 (V_p) 和负 (V_n) 有效脉冲间切换且没有任何零状态, 因此两电平调制产生的线输出电压 v_{ab} 与三电平调制的十分不同。可以将这 PWM 种策略看作是, 开关波形的一部分提供与参考波形相同的伏特—秒平均值, 而由于半载波周期内剩余的正、负波段的中和作用, 该剩余部分将提供一个有效的零状态。但是, 当然这并不是一个圆融的有利方案。

由于 b 相桥臂的开关输出与 a 相桥臂的完全相反, 因此它们的谐波分量幅值相同和符号相反。于是对于两电平调制而言, 当 a 相桥臂电压减去 b 相桥臂电压得到线—线输出电压时, a 相桥臂所有的谐波分量都保留在了线到线电压中而没有任何的抵消。作为一个特例, 三电平调制中出现的奇次载波边带谐波在桥臂之间的抵消的现象, 在两电平调制中将不再出现。当然, 采用本章所介绍的各种采样或者载波方式的两电平单相 PWM 都会出现这种谐波无法抵消的问题。

通过重新表述式 (3-9) 的内部积分界限让 b 相桥臂与该开关方案相适应, 可以建立得到两电平调制的解析表达式, 即

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (4-70)$$

上式由式(3-14)得到,适用于单边沿调制;以及

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\int_{-\pi}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} e^{j(mx+ny)} dx + \int_{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx \right] dy \quad (4-71)$$

上式由式(3-29)得到,适用于双边沿调制。

这些公式反映出了b相桥臂的开关模式的变化。此时,在载波单位元周期内b相桥臂开始与正直流母线相连,然后切换到负直流母线,再切换回到正直流母线。

请注意,虽然两电平调制乍看起来似乎很有吸引力,但实际上,通过在第3章中b相桥臂的不同的单相桥臂调制表达式中置 θ_0 和 $\theta_c = -\pi$ 的方式,将无法得到两电平调制的解析解。这是因为这些表达式是在假定在单位元周期之内b相桥臂开关开始与正直流母线相连,然后切换到负直流母线,再切换回到正直流母线的情况下获得的。而载波相位偏移的位移不会改变这些单位元的开关界限的定义方式,这样就没有正确地定义两电平调制b相桥臂的开关模式。然而,可以有趣地观察到,对于两电平三角载波、自然采样和不对称规则采样调制,将单相桥臂表达式中置 $\theta_0 = -\pi$ 、 $\theta_c = -\pi$ 可以正确地得出两电平调制b相桥臂的表达式;然而对于两电平锯齿波和三角载波对称规则采样调制,以这种方式得到的表达式是不正确的。造成这一结果的原因是,只有对那些本身就具有在相桥臂表达式中消除边带谐波能力的调制策略,建立在精确的表达式上的变化的 $\{\sin[(\pi/2)x]\}$ 设限符的作用才能反映到 $\{\cos[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_0 t + \theta_0)]\}$ 时变项中来。有兴趣的读者可以对该问题进行更深入的研究。

由于一相桥臂保持为另一相桥臂的相反开关状态,两电平调制可以用很简单的电路来实现,因此两电平调制具有特殊的吸引力。然而图4-27显示出,与三电平双边沿调制相比,两电平单边沿或者双边沿调制的谐波性能较差。尤其是对照三电平调制只产生两倍的载波频率谐波和边带谐波,可以看到两电平双边沿调制如何产生大量的载波频率谐波和边带谐波。还注意到,由于不具备两个相桥臂之间的谐波的抵消作用以及该调制策略下基带谐波幅值的衰减,两电平单边沿调制将产生更大的两次和3次谐波。

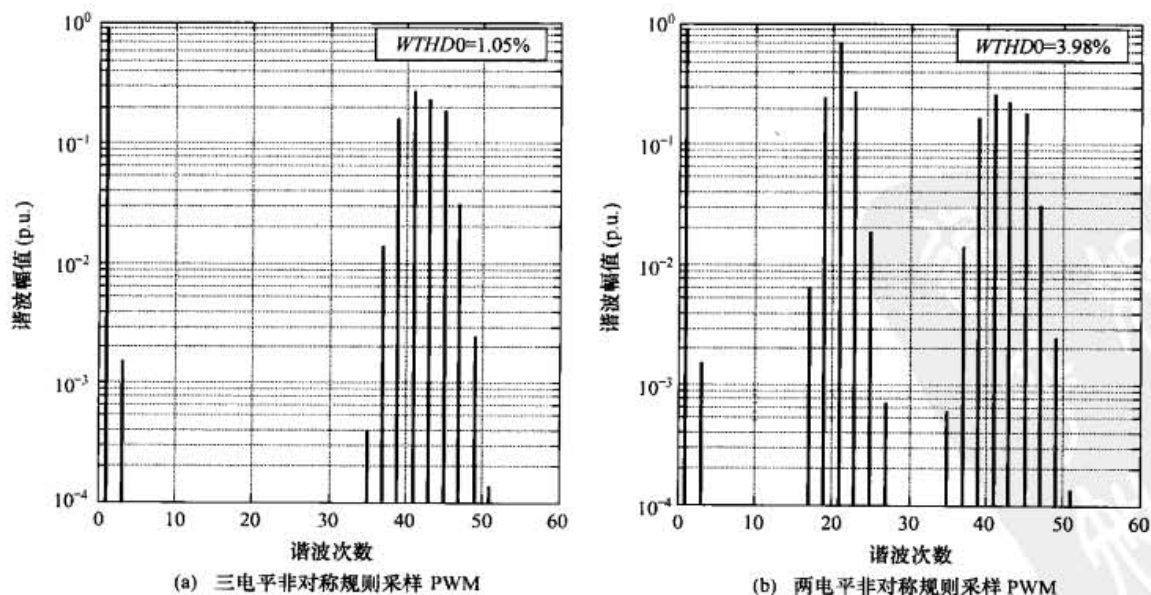
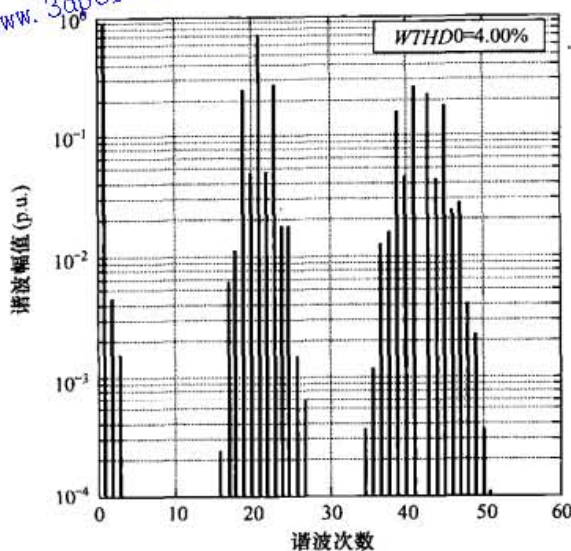


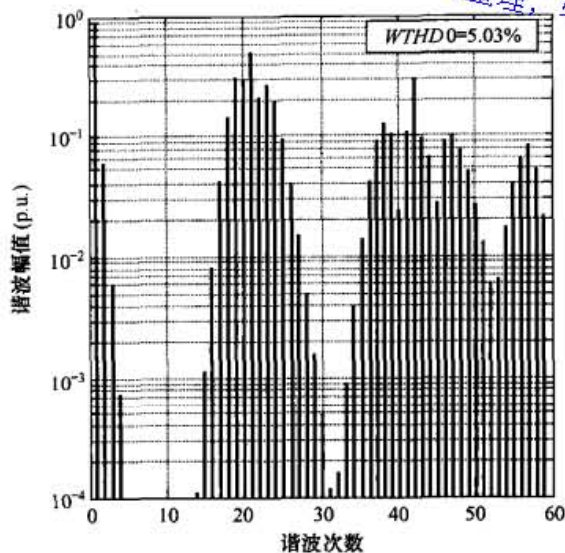
图4-27 $M=0.9$ 、 $f_c/f_0=21$ 时,采用如图2种调制方式的单相逆变器的理论谐波频谱

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。



(c) 两电平对称规则采样 PWM



(d) 两电平单沿规则采样 PWM

图 4-27 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_c = 21$ 时, 采用如图 2 种调制方式的单相逆变器的理论谐波频谱 (续)

4.7 小结

本章从 PWM 的基本原理的新视角诠释了单相电压源型逆变器的调制技术。其结论适用于所有的逆变器拓扑和调制策略。

本章的工作表明, 有三个影响 PWM 系统谐波性能的基本因素, 即:

(1) 有效的线—线输出开关脉冲的宽度的确定。自然采样、规则采样或者直接调制策略都可以用来确定脉冲宽度, 但在脉冲比高于 11 的情况下, 这三种调制策略间仅有的主要差别是, 与自然采样 PWM 相比, 规则采样 PWM 或者直接调制将产生低次的基波谐波。

(2) 有效脉冲在半个载波周期内的位置。自然采样 PWM 在基波周期内将有效的脉冲在半个载波周期的中心附近移动, 这在谐波方面占有优势。规则采样 PWM 精确地将有效脉冲放置在半个载波周期的中心。单边沿调制将有效脉冲放置在载波周期的起始处。单边沿调制方案通常在谐波上没有优势。

(3) 在相连的半载波周期内和跨越相连的半载波周期的有效脉冲序列。其影响最好通过比较由双边沿调制产生的脉冲模式和由单边沿调制产生的脉冲模式来查看。

这三个因素之间的相互作用决定了一个特定调制方法的谐波性能。要改善谐波性能, 既可以用不同的 PWM 策略避免在相桥臂的开关电压里面产生谐波, 也可以通过相桥臂之间的抵消而消除谐波, 或者两者兼用。在下一章里, 这三种因素将被应用到三相系统中去, 以此说明它们是如何与这个更复杂的电路拓扑相联系的。作为决定 PWM 算法的谐波性能的一种基本参数, 零脉冲产生和放置的概念将在下一章的内容予以介绍。

参考文献

- [1] J.T. Boys and P.G. Handley, "Harmonic analysis of space vector modulated PWM waveforms," *IEE Proceedings (London)*, vol. 137, Pt. B, no. 4, July, 1990, pp. 197-204.
- [2] H.W. Van der Broeck and H.C. Skudelny, "Analytical analysis of the harmonic effects of a PWM ac drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 3, no. 2, March/April, 1988, pp. 216-223.
- [3] I. Takahashi, S. Sekiguchi, and S. Miyairi, "Control of PWM inverter output wave with reduced low-order harmonics," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 97, no. 3, 1977, pp. 57-63.

第 5 章

三相电压源型逆变器的调制

第 3 章对脉宽调制 (PWM) 的基本原理已进行了详尽而全面地阐述, 主要从以下三个方面分析了基于固定开关频率的开环调制策略:

- ① 开关脉冲宽度的确定;
- ② 在一个载波周期内的开关脉冲的放置;
- ③ 在一个载波周期内及跨越多个载波周期的开关脉冲的序列。

与现有的论文和教科书相比, 上述分析方法提供了一种更为综合的观点。该方法能够适用于任何变换器拓扑结构和任何调制策略。在第 4 章中, 这些原理被应用于单相逆变器的简单拓扑结构上以解释相关概念。

在本章中, 诸如脉冲宽度、脉冲位置和脉冲序列等概念将被推广应用于三相电压源型逆变器 (VSI) 中, 并且利用这些概念介绍了一种针对该拓扑结构所提出的固定载波频率调制策略的共同认识。零空间矢量的位置是用来区分 VSI 的各种熟知的 PWM 调制策略性能的重要参数^[1]。后续章节中会详细讨论零空间矢量的作用, 并演示 VSI 和 CSI (电流源型逆变器) 如何通过共同的拓扑结构联系起来的, 进而相同的综合调制观点也适用于 CSI。

5.1 三相电压源型逆变器 (VSI) 拓扑结构

三相逆变器的拓扑结构如图 5-1 所示。图中可以看到, 与单相逆变器相比, 其主要的差别是多了一相桥臂, 且各相桥臂的参考正弦信号的相位差为 120° 而不是第 4 章中单相逆变器中的 180° 。

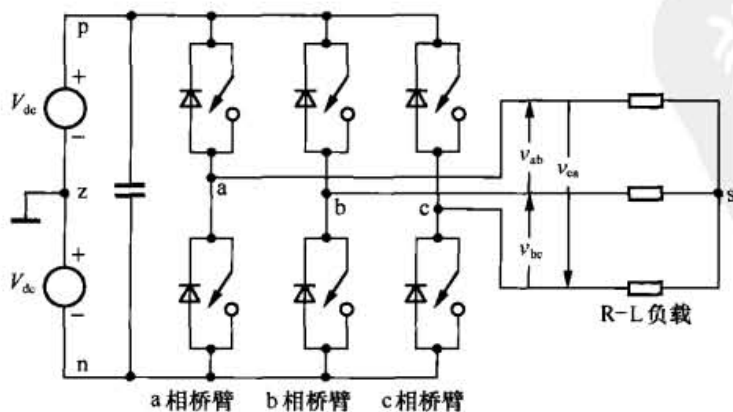


图 5-1 三相电压源型逆变器的拓扑结构

三相逆变器的基本调制概念与单相逆变器相同, 这些基本调制概念包括第 3 章和第 4 章所讨论的各种自然采样和规则采样 PWM、连续和不连续开关及三角或锯齿载波波形。然而, 用于三相逆变器的各种调制方法实现起来某种程度上要复杂得多, 脉冲宽度、位置和序列等调制的基本构成要件要用于三相逆变器也需要做些开发工作。本章将讨论这些问题。

5.2 采用正弦参考信号的三相调制

图 5-2 和图 5-3 显示了一个三相电压源型逆变器的自然采样 PWM 过程, 其三相正弦参考信号时间上依次偏移 120° , 即:

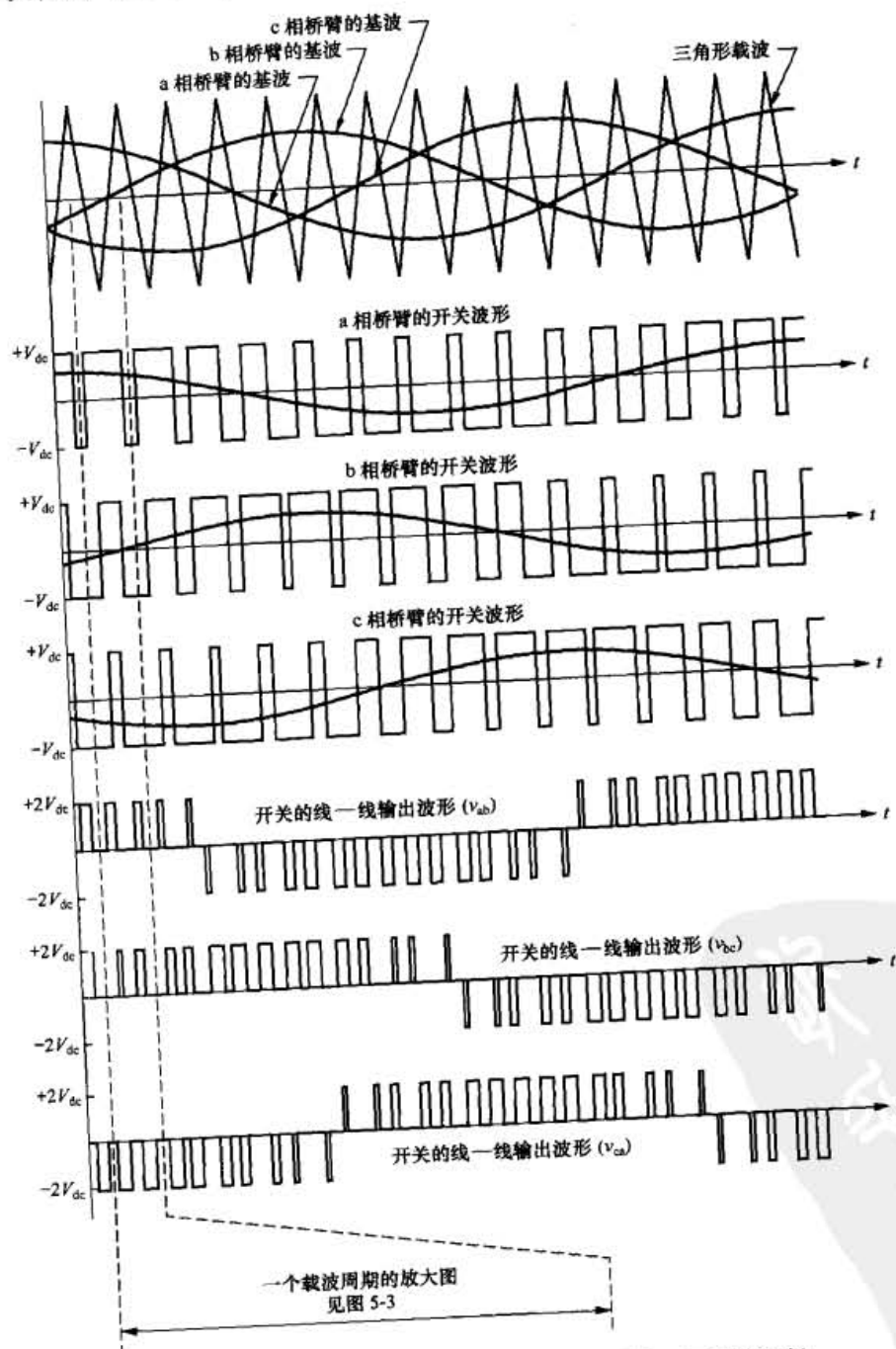


图 5-2 三相电压源型逆变器的自然采样正弦波—三角波调制

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

整理, 学习交流。

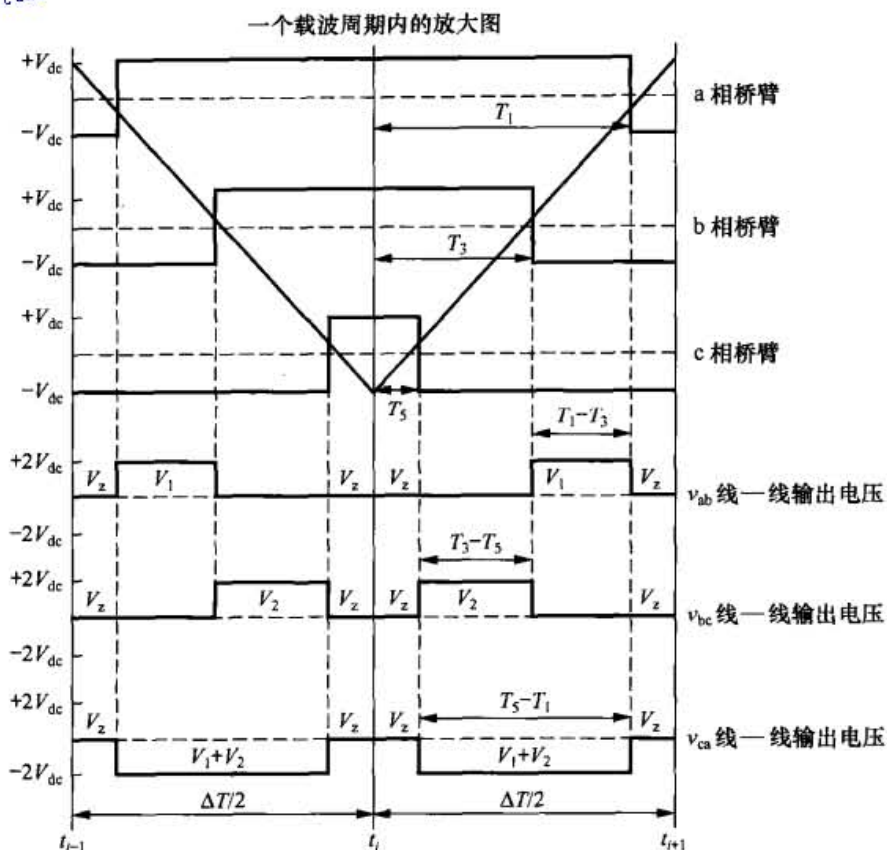


图 5-3 三相电压源型逆变器的自然采样正弦波—三角波调制：一个载波周期的放大图

$$v_{az}^* = V_o \cos \omega_o t = M V_{dc} \cos \omega_o t \quad (5-1)$$

$$v_{bz}^* = V_o \cos(\omega_o t - 2\pi/3) = M V_{dc} \cos(\omega_o t - 2\pi/3) \quad (5-2)$$

$$v_{cz}^* = V_o \cos(\omega_o t + 2\pi/3) = M V_{dc} \cos(\omega_o t + 2\pi/3) \quad (5-3)$$

其中 V_o 为输出电压的幅值, $M = V_o / V_{dc}$ 为调制比, 参考波形定义为相对于 (w.r.t.) 直流母线中点 z 。

与单相逆变器相似, 基波目标三相线—线输出电压可以由两相桥臂的电压相减得到, 即:

$$v_{ab}^* = v_{az}^* - v_{bz}^* = M \sqrt{3} V_{dc} \cos\left(\omega_o t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (5-4)$$

$$v_{bc}^* = v_{bz}^* - v_{cz}^* = M \sqrt{3} V_{dc} \cos\left(\omega_o t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (5-5)$$

$$v_{ca}^* = v_{cz}^* - v_{az}^* = M \sqrt{3} V_{dc} \cos\left(\omega_o t + \frac{5\pi}{6}\right) \quad (5-6)$$

请注意, 调制比为 1 时, 参考信号的最大幅值仅为 $\sqrt{3}V_{dc}$, 而在式 (4-3) 中所得到的单相逆变器的参考信号的最大幅值为 $2V_{dc}$ 。进一步注意到, 通过对目标基波改变共模参考信号, 可以将上限提高到 $M = 1.15$, 本章稍后将讨论这一问题。

由图 5-3 也可以看出, 与单相逆变器相似, 每个载波周期内三相逆变器的开关线—线输出电压也是由幅值为 $+2V_{dc}$ 和 $-2V_{dc}$ 的两个脉冲 (其极性取决于在基波周期中的位置) 组成。但三相逆变器调制中, 这些脉冲信号不总是位于每个载波周期的中心位置, 而且这是三相逆

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

http://www.3dportal.cn/xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

变器调制与单相逆变器调制之间的重要差别。

采用第 4 章中用于单相逆变器的方法很容易地可以得到双边沿自然采样 PWM 的解析的谐波解析表达式, 即令对 a、b、c 三相桥臂分别设置初相角 θ_0 为 0、 $-2\pi/3$ 、 $2\pi/3$, 即得

$$v_{az}(t) = V_{dc} + V_{dc}M \cos \omega_0 t + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (5-7)$$

$$v_{bz}(t) = V_{dc} + V_{dc}M \cos \left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[m\omega_c t + n \left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (5-8)$$

$$v_{cz}(t) = V_{dc} + V_{dc}M \cos \left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[m\omega_c t + n \left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (5-9)$$

将这些相桥臂表达式两两相减并经过一些运算, 可得线—线输出电压的解析式 (只给出电压 v_{ab} 作为代表):

$$v_{ab}(t) = \sqrt{3}V_{dc}M \cos \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \sin \frac{n\pi}{3} \times \cos \left[m\omega_c t + n \left(\omega_0 t - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{\pi}{2} \right] \quad (5-10)$$

由于相桥臂间的谐波抵消作用差别相当大, 式 (5-10) 与单相逆变器的线—线输出电压表达式 (4-6) 大不相同。尤其是, 式 (5-10) 中不再出现奇次载波频率的谐波边带完全抵消的现象, 取而代之的是, 线—线电压中的 3 倍频 (即 n 为 3 的倍数) 边带谐波被消除了。还应留意 3 次谐波消除项 $\sin(n\pi/3)$ 对边带谐波幅值变动的影响。

总之, 线—线输出电压中不会出现以下的相桥臂谐波成分。

- 载波谐波。因为每一相桥臂的载波谐波都一样。
- $m \pm n$ 为偶数的边带谐波。准确来说, 这些谐波成分被式 (5-7)、式 (5-8)、式 (5-9) 中的 $\sin[(m+n)\pi/2]$ 项在各相桥臂中消除了。
- 3 倍频的边带谐波, 其中 n 为 3 的倍数。所有相桥臂的这些谐波的相角每 2π 弧度就转回原处, 因此所有相桥臂的这些谐波都是相同的。

由于在第一个载波谐波组 ($m=1$) 中所有的奇次边带谐波都被消除了, 因而这意味着在这一组中主要的边带谐波会出现在以下频率: $\omega_c t \pm 2\omega_0 t$ 和 $\omega_c t \pm 4\omega_0 t$ (如图 3-12 所示, $n>7$ 的相桥臂边带谐波已经很不明显了)。对第二个载波谐波组, 主要的边带谐波会出现在以下频率: $2\omega_c t \pm \omega_0 t$ 、 $2\omega_c t \pm 5\omega_0 t$ 和 $2\omega_c t \pm 7\omega_0 t$ 。

图 5-4 显示了运行于双边沿自然采样 PWM 调制下的三相逆变器的相桥臂和线—线谐波分量, 其中在第一和第二个载波组中理论预期的主要边带谐波如图 5-4(b)所示。请注意, 线

第5章 三相电压源型逆变器的调制

http://www.3dportal.cn/discuz/

线电压的 $WTHD0$ 值由图 4-3 所示的单相逆变器的 1.05% 上升到此三相系统的 2.04%。这是第一个载波组的边带谐波仍然存在于线—线电压中的直接结果。

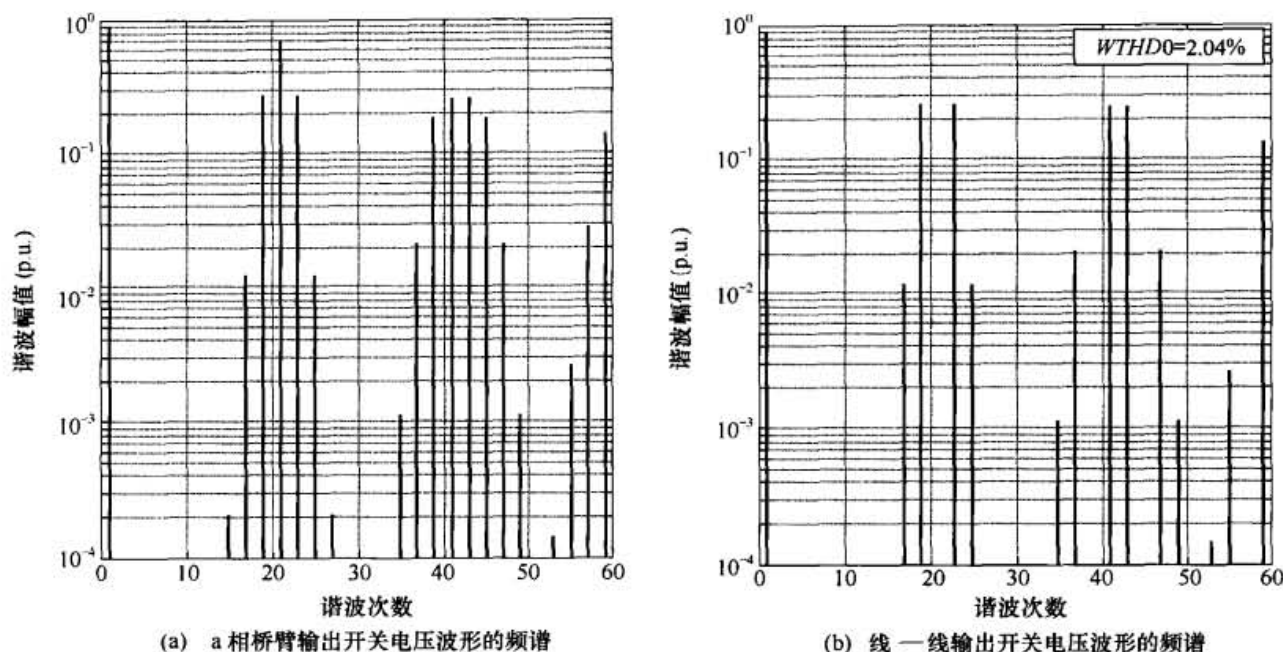


图 5-4 $M=0.9$ 、 $f_c/f_o=21$ 时，双边沿自然采样 PWM 调制下三相逆变器的理论谐波频谱

正如所预期的，三相 VSI 也可以采用规则采样 PWM 进行调制，其中对参考信号值的采样既可以是不对称的，也可以是对称的。然而第 3 章中对这两种采样方式的分析已清楚地表明了不对称采样的优势，其一半的相桥臂谐波（即 $m \pm n$ 为偶次的谐波）不复存在。不对称采样可以明显地减少需要在相桥臂间相互抵消的谐波数量，明显优于对称采样。由于从脉冲宽度的确定这一角度来看，对称采样是谐波性能较差的采样方式的一个子集，因此本章只详细分析不对称采样。

图 5-3 所示为三相 VSI 在规则采样 PWM 控制下的开关时间 T_1 、 T_3 和 T_5 ，由下列式子给出如下：

$$T_1 = \frac{\Delta T}{4} m_1(i) = \frac{\Delta T}{4} \left\{ 1 + M \cos \left[\frac{\omega_o(t_i + t_{i+1})}{2} \right] \right\} \quad (5-11)$$

$$T_3 = \frac{\Delta T}{4} m_3(i) = \frac{\Delta T}{4} \left\{ 1 + M \cos \left[\frac{\omega_o(t_i + t_{i+1})}{2} - \frac{2\pi}{3} \right] \right\} \quad (5-12)$$

$$T_5 = \frac{\Delta T}{4} m_5(i) = \frac{\Delta T}{4} \left\{ 1 + M \cos \left[\frac{\omega_o(t_i + t_{i+1})}{2} + \frac{2\pi}{3} \right] \right\} \quad (5-13)$$

其中 $m_1(i)$ 、 $m_3(i)$ 和 $m_5(i)$ 表示各相桥臂在半个载波区间 t_i 到 t_{i+1} 内的标幺化的导通（即开关切换到正直流母线上）时间。

通过将两个相应的相桥臂开关导通时间相减可以很容易地得到，如图 5-3 下半部分所示的线—线脉冲宽度 $T_1 - T_3$ 、 $T_3 - T_5$ 和 $T_5 - T_1$ 如下：

$$T_1 - T_3 = \frac{\Delta T}{4} [m_1(i) - m_3(i)] = \frac{\Delta T}{4} \left\{ \sqrt{3} M \cos \left[\frac{\omega_o(t_i + t_{i+1})}{2} + \frac{\pi}{6} \right] \right\} \quad (5-14)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

http://www.3dportal.cn/dm

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

$$T_3 - T_5 = \frac{\Delta T}{4} [m_3(i) - m_5(i)] = \frac{\Delta T}{4} \left\{ \sqrt{3}M \cos \left[\frac{\omega_o(t_i + t_{i+1})}{2} - \frac{\pi}{2} \right] \right\} \quad (5-15)$$

$$T_5 - T_1 = \frac{\Delta T}{4} [m_5(i) - m_1(i)] = \frac{\Delta T}{4} \left\{ \sqrt{3}M \cos \left[\frac{\omega_o(t_i + t_{i+1})}{2} + \frac{5\pi}{6} \right] \right\} \quad (5-16)$$

其中上述方程中负的脉宽时间可以理解为, 规则采样 PWM 过程产生相同幅值的负极性的线—线脉冲。

式 (5-14) 到式 (5-16) 确认了, 由于当 $0 \leq M \leq 1$ 时 $\sqrt{3}M \cos \theta$ 项不能超过 $\sqrt{3}$, 所以规则采样 PWM 三相逆变器的线—线输出电压的峰值为直流侧电压值 $2V_{dc}$ 的 $\sqrt{3}/2$ 倍。因此每一个线—线脉冲宽度总是小于半个载波周期 $\Delta T/2$ 的 $\sqrt{3}/2$ 倍, 于是可以认为 PWM 的调制过程没有充分利用整个调制空间。这个问题将在本章下一节中予以进一步的探讨。

通过对 a、b、c 三相桥臂分别令 $\theta_o = 0, -2\pi/3, 2\pi/3$, 并带入到单相桥臂的解析式 (3-99) 中, 就能像自然采样调制一样推导出三相逆变器的不对称规则采样 PWM 的谐波解析式。线—线输出电压 (只给出 v_{ab} 作为代表):

$$v_{ab}(t) = \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{\substack{m=1 \\ m>0}}^{\infty} \sum_{\substack{n=1 \\ n=-\infty}}^{\infty} \frac{1}{q} J_n \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \sin n \frac{\pi}{3} \times \cos \left[m\omega_c t + n \left(\omega_o t - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{\pi}{2} \right] \quad (5-17)$$

其中 $q = m + n(\omega_o / \omega_c)$, 与第 3 章中的相同。

请注意, 式 (5-17) 中基波分量的最大值为:

$$\frac{4\sqrt{3}V_{dc}}{\pi} \frac{1}{\omega_o / \omega_c} J_1 \left(\frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \cong \sqrt{3}V_{dc} \quad (5-18)$$

这是因为

$$\frac{4\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{\omega_o / \omega_c} J_1 \left(\frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} \right) \rightarrow 1 \quad (\text{当 } \frac{\omega_o}{\omega_c} \gg 1 \text{ 时})$$

正如所料, 此结果和自然采样 PWM 的结果相吻合。

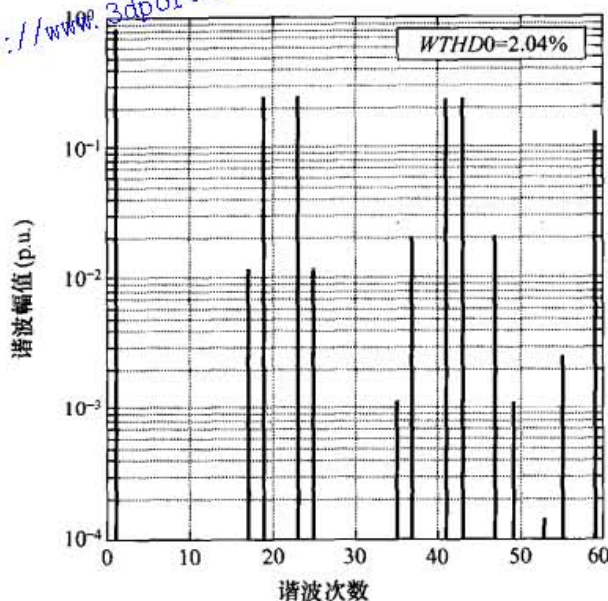
图 5-5 显示了用于三相逆变器的自然采样和各种规则采样 PWM 调制策略的理论谐波频谱。后边沿调制的解析式可以简单地由式 (3-70) 推导出来, 留作练习请读者自行推导。和前面一样, 各调制策略在各相桥臂上的固有的谐波消除能力以及相桥臂间的谐波抵消能力将决定这些算法的谐波性能。

由图 5-5 可见, 这些频谱与第 4 章中的单相逆变器谐波频谱有一些有趣的相似点和不同点, 即:

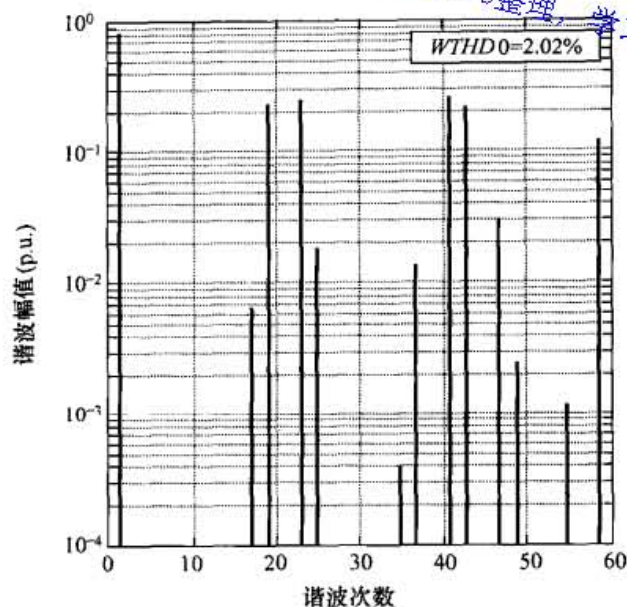
① 对所有调制策略, 三相逆变器的边带频谱与单相逆变器的边带频谱均显著不同。这是因为, 对于三相逆变器而言, 在每一载波边带谐波组中消除的是 $m \pm 3n$ 次的谐波; 而对于单相逆变器, 消除的是 $m \pm 2n$ 次的谐波。于是对于三相逆变器而言, 不可能消除第一个载波组中的所有边带谐波。因此, 在相同的开关频率下, 三相逆变器的线—线输出电压的 *WTHD* 总是要比单相逆变器的大。

第5章 三相电压源型逆变器的调制

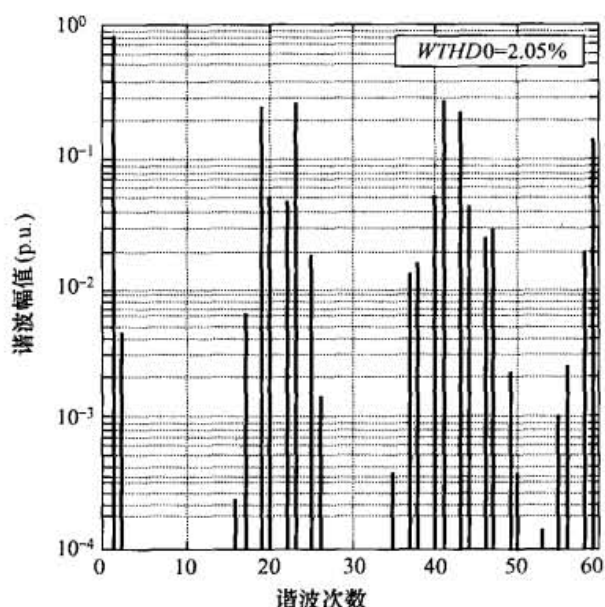
<http://www.3dportal.cn/discuz/>



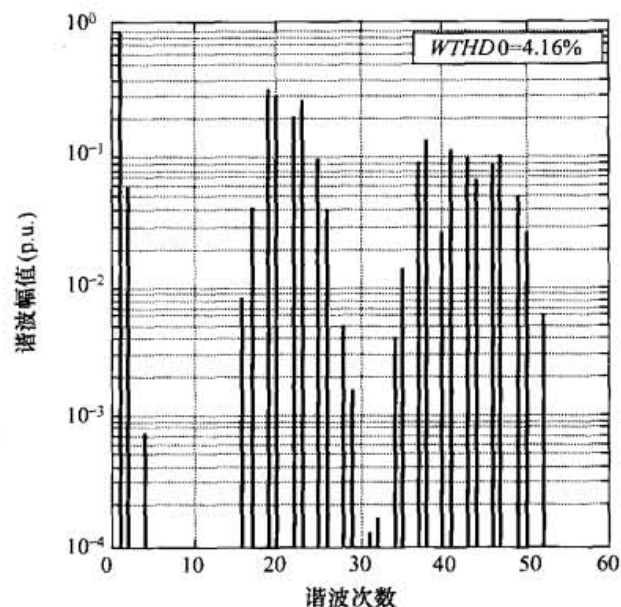
(a) 双边沿自然采样 PWM



(b) 不对称规则采样 PWM



(c) 对称规则采样 PWM



(d) 后边沿规则采样 PWM

图 5-5 $M=0.9$ 、 $f_c/f_o=21$ 时, 多种调制方式下三相逆变器线-线电压的理论谐波频谱

② 和前面一样, 图 5-5(a)中的自然采样调制与图 5-5(b)中的不对称规则采样调制相比, 唯一的区别是自然采样调制的边带谐波幅值不是倾斜的(回顾第 3 章可知, 这种效应是规则采样过程的理论结果)。然而, 注意到一个有趣的现象, 与单相逆变器不同的是, 由于第一个载波组中的谐波幅值朝更高次边带谐波方向倾斜, 使得三相逆变器的 $WTHD$ 略微减小。尽管在此处的调制条件下其作用微不足道, 但是若载波比(即载波/基波频率的比值)很小的话, 该效应将变得十分显著。

③ 由于三相逆变器相桥臂间的所有 3 倍频谐波分量都被消除了, 因此图 4-7(b)中由规则采样过程产生的 3 次谐波基带分量没有出现在图 5-5(b)中。但与之不同的是, 如图 5-5(c)所示, 图 4-6(a)中由对称规则采样产生的 2 次谐波基带分量在三相系统中并没有被消除, 并且在特定的调制方法下会显著地增加 $WTHD$ 。这也再次说明了对称采样的局限性。

④ 同样的效应也出现在规则采样单边沿调制中。然而, 此时的基带 2 次谐波的幅值接近

6% 这个值相当大。因此, 单边沿调制一般不用在三相逆变器上, 除非载波比足够大, 使得基带中非 3 倍频谐波的幅值得以快速衰减。

5.3 三次谐波参考信号注入法

前面提到的各种三相逆变器调制概念的一个主要局限是, 与可以利用的直流环节电压 $2V_{dc}$ 相比, 线电压基波输出的最大峰值仅为 $\sqrt{3}V_{dc}$ 。基于以下原因, 该局限对于那些要求使用标准的额定电压的电动机变速驱动的应用场合来说有着重要的意义。

假设直流电源为理想的零阻抗且整流器运行在连续导通状态, 设输入线—线电压的峰值为 V_p , 很容易得到整流后直流侧的平均电压为 $3V_p/\pi$ (实际上, 由于电源阻抗的原因, 在额定负载下, 整流后直流侧的电压一般预计会有大约 5% 的跌落)。因此, 逆变器最大输出电压的峰值为 $(\sqrt{3}/2)(3V_p/\pi)$ 或者是 $0.827V_p$ 。为了维持额定的负载转矩且不出现过热, 电动机必须运行于额定的电压/频率比。这意味着, 当电动机与 PWM 逆变器输出侧相连时, 仅能提供 83% 的额定功率, 即出现显著的降额使用的情况。

如果用一个非常大的直流环节电容对整流后的输入电压进行平滑, 那么直流侧的电压会上升 4.7% 达到 V_p , 并且逆变器输出电压的峰值也会上升至 $(\sqrt{3}/2)V_p$ 或 V_p 的 86.67%。然而, 虽然得到了一定程度的改善, 仍不能够达到期望的目标, 即在最大调制比系数时逆变器的输出电压与交流电源的输入电压相等。

5.3.1 注入信号幅值的优化

从 1975 年 Buja 和 Indri 进行研究开始^[2], 人们逐渐认识到, 将共模的 3 次谐波项加入到各相桥臂的目标参考波形中, 能够增大三相逆变器 PWM 系统的最大调制比^[3~5]。由于相桥臂间的共模电压将会消除掉, 因此 3 次谐波分量并不影响线—线基波输出电压, 但是会降低各相桥臂电压的包络线的峰值。于是调制比 M 可以超过 1 而不出现过调制 (即在基波周期内的不同时刻参考波形的幅值超过载波的峰值的区域)。过调制会产生低频基带畸变, 因而应尽可能避免发生过调制。

式 (5-19)、式 (5-20) 和式 (5-21) 定义了适当的目标正弦参考波形, 它们都是在式 (5-1)、式 (5-2) 和式 (5-3) 上添加了 3 次谐波分量后扩展得到的, 即:

$$v_{az(ref+3)}^* = V_{dc} (M \cos \omega_0 t + M_3 \cos 3\omega_0 t) \quad (5-19)$$

$$v_{bz(ref+3)}^* = V_{dc} [M \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) + M_3 \cos 3\omega_0 t] \quad (5-20)$$

$$v_{cz(ref+3)}^* = V_{dc} [M \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) + M_3 \cos 3\omega_0 t] \quad (5-21)$$

通过除以 MV_{dc} , 上述公式能够写成单位化的形式^[6], 即:

$$v = \cos \theta_0 + \gamma \cos 3\theta_0 \quad (5-22)$$

其中 $\gamma = M_3/M$ 是一个需要优化的参数, 通过优化 $\gamma = M_3/M$ 来降低式 (5-22) 函数的最大值使之尽可能低于单位 1。式 (5-22) 的最大值出现在其导数为 0 处, 即:

$$\frac{dv}{d\theta} = 0 = \sin \theta_0 + 3\gamma \sin 3\theta_0 \quad (5-23)$$

第5章 三相电压源型逆变器的调制

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

该函数在 $\theta_0 = 90^\circ$ 处取最大值或最小值（取决于 γ 的正负极性），如果是最大值，此值会比 1 大；如果是最小值，此值将不予考虑。尽管如此，能够通过以下方法得到另一个最大或最小值：

由于

$$\begin{aligned}\sin 3\theta_0 &= \sin 2\theta_0 \cos \theta_0 + \cos 2\theta_0 \sin \theta_0 \\ &= 2 \cos^2 \theta_0 \sin \theta_0 + (2 \cos^2 \theta_0 - 1) \sin \theta_0 \\ &= (4 \cos^2 \theta_0 - 1) \sin \theta_0\end{aligned}\quad (5-24)$$

将上式代入式 (5-23) 中可得

$$0 = 1 + 3\gamma(4 \cos^2 \theta_0 - 1)$$

调整上式可得：

$$1 - \frac{1}{3\gamma} = 4 \cos^2 \theta_0$$

最终得到

$$\cos \theta_0 = \sqrt{\frac{3\gamma - 1}{12\gamma}}\quad (5-25)$$

类似地，由于

$$\begin{aligned}\cos 3\theta_0 &= \cos 2\theta_0 \cos \theta_0 - \sin 2\theta_0 \sin \theta_0 \\ &= (2 \cos^2 \theta_0 - 1) \cos \theta_0 - 2 \sin^2 \theta_0 \cos \theta_0 \\ &= (4 \cos^2 \theta_0 - 3) \cos \theta_0\end{aligned}\quad (5-26)$$

于是由式 (5-25) 可得：

$$\cos 3\theta_0 = -\frac{(6\gamma + 1)}{6\gamma} \sqrt{\frac{3\gamma - 1}{3\gamma}}\quad (5-27)$$

将式 (5-25) 和 (5-27) 代入式 (5-22) 中，得到

$$v_{\max} = -\frac{1}{3}(3\gamma - 1) \sqrt{\frac{3\gamma - 1}{3\gamma}} = -\frac{1}{3}(3\gamma - 1) \sqrt{1 - \frac{1}{3\gamma}}\quad (5-28)$$

式 (5-28) 中的 v_{\max} 是 v 的最大值，且是参数 γ 的函数。 v_{\max} 的最大可能值可通过令 v_{\max} 对 γ 的导数为 0 得到，即

$$\frac{dv_{\max}}{d\gamma} = -\sqrt{1 - \frac{1}{3\gamma}} - \frac{1}{6} \left(\frac{3\gamma - 1}{\sqrt{1 - 1/3\gamma}} \right) \frac{1}{3\gamma^2} = 0\quad (5-29)$$

对上式进行相应变形，得：

$$0 = -\sqrt{1 - \frac{1}{3\gamma}} \left(1 + \frac{1}{6\gamma} \right)\quad (5-30)$$

要使上式为 0，其分子必须为 0，由此得到 γ 的可能解为：

$$\gamma = \frac{1}{3} \text{ 和 } -\frac{1}{6}\quad (5-31)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

由式 (5-28) 中可知, 当 $\gamma = \frac{1}{3}$ 时 $v_{\max} = 0$, 在不为虚数的前提下平方根项不能再比 0 小, 因此此时的 v_{\max} 是其最小值; 当 $\gamma = -\frac{1}{6}$ 时, 得到 $v_{\max} = \sqrt{3}/2 = 0.866$ 是其最大值。又由于 $v_{az} = MV_{dc}$, 于是可得

$$v_{az, \max} = \frac{\sqrt{3}}{2} MV_{dc} \quad (5-32)$$

因此在 $v_{az, \max}$ 达到 V_{dc} 时, 调制比 M 能够上升到 $2/\sqrt{3} = 1.15$ 。还注意到, 由于 $\gamma = M_3/M$, 所以 M_3 必须与 M 成比例的增加, 当 $M = 2/\sqrt{3}$ 时, $M_3 = \sqrt{3}/9 = 0.192$ 。请注意, 在调制比取 $M = 1.15$ 且直流母线带有一个很大的滤波电容时, 交流输出电压幅值就与交流电源的输入电压幅值相等。

另一个得到上述结果的更简便的方法是, 鉴于对所有的 k 值都有 $\cos[3(2k+1)\pi/6] = 0$, 所以 $\omega_0 t = (2k+1)\pi/6$ 时 3 次谐波对参考波形表达式的值没有影响。因此可以通过选择 M_3 (当 $k=0$) 的值, 使在公式 (5-19)、(5-20) 和 (5-21) 中定义的参考波形的峰值出现在 3 次谐波为 0 的时刻, 即在 $\omega_0 t = \pi/6$ 的时刻, 从而可以确保基波分量达到最大的可能值。例如, 当 $k=0$ 时, 电压 $v_{az(\text{ref}+3)}$ 可以在下式成立时达到最大值:

$$\frac{dv_{az(\text{ref}+3)}}{d\omega_0 t} = -MV_{dc} \sin \omega_0 t - 3M_3 V_{dc} \sin 3\omega_0 t = 0 \quad (5-33)$$

当 $\omega_0 t = \pi/6$ 时, 由上式可得

$$M_3 = -\frac{M}{6}$$

在上述条件下, 电压 $v_{az(\text{ref}+3)}$ 的最大可能的值为

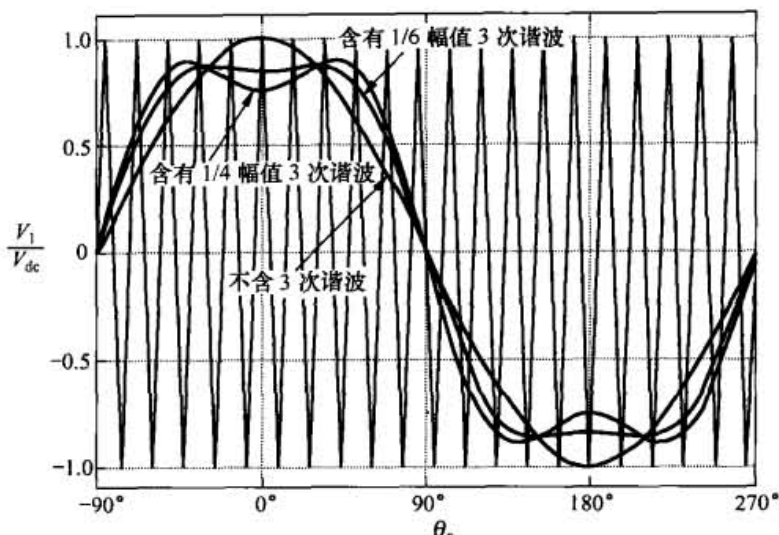
$$|v_{az(\text{ref}+3)}| = \left| MV_{dc} \cos \omega_0 t - \frac{M}{6} V_{dc} \cos 3\omega_0 t \right| = V_{dc} \quad \left(\text{当 } \omega_0 t = \frac{\pi}{6} \text{ 时} \right) \quad (5-34)$$

此时 $M = 2/\sqrt{3} = 1.155$, 这和前面的结果一样。

从上述分析中可以看出, 通过简单地在基波参考波形中注入 $1/6$ 幅值的 3 次谐波, 就可使调制比增加 15%。这项技术对自然采样或规则采样 PWM 同样适用, 不管其载波是三角波还是锯齿波。此外, 采用上述方法所实现的调制比增加值大小与通过巧妙的空间矢量调制方法所实现的调制比增加值大小完全相同。空间矢量调制采用一种不同于脉宽确定方式的基本过程来增加调制比。第 6 章指出上述过程就是零空间矢量的放置过程, 而零空间矢量的放置控制着半个载波周期内开关脉冲的位置。

注入 $1/6$ 幅值的 3 次谐波可以使基波分量获得最大可能的增加, 另有一些研究人员^[7~8]提出优化的 3 次谐波注入分量的幅值应为目标基波分量的 25%, 这样可以减少谐波畸变。这种方法的代价是最大线性调制比从 1.15 略微下降到 1.12, 这是因为目标参考波形的峰值不再出现在 $\omega_0 t = \pi/6$ 的时刻。

图 5-6 显示了不含 3 次谐波注入、含有 $1/6$ 幅值 3 次谐波注入及含有 $1/4$ 幅值 3 次谐波注入的 a 相桥臂的基波目标参考波形。从图 5-6 中也可以清楚地看到合成的参考波形峰值的下降以及增加最大线性调制比的潜力。

图 5-6 $M=1.0$ 、 $f_o/f_o=21$ 时, 3 次谐波注入量为 0、1/6 幅值和 1/4 幅值的 a 相桥臂的 PWM 参考波形

5.3.2 三次谐波注入法的解析表达式

可以采用与前面类似的分析技巧推导出含有 3 次谐波注入的 PWM 的理论谐波解析式, 但是多出的参考信号分量, 使数学表达式复杂了许多^[9]。

对于自然采样调制, 解析的步骤是, 把针对简单正弦参考信号的式 (3-27) 和 (3-28) 中定义的积分限, 变成包含 3 次谐波参考分量的积分限。于是式 (3-29) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y+M_3\cos 3y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y+M_3\cos 3y)} 2V_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (5-35)$$

其中, 对于 m 和 n 的各种可能的取值, 可以计算出该式的值。

当 $m=n=0$ 时, 由式 (5-35) 可得到

$$A_{00} = 2V_{dc} \quad B_{00} = 0 \quad (5-36)$$

当取负直流母线电压为开关参考电压时, 上式在最后的解析式中给出了所预期的电压偏置 V_{dc} 。

当 $m=0$ 、 $n>0$ 时, 式 (5-35) 简化为

$$\begin{aligned} A_{0n} + jB_{0n} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y+M_3\cos 3y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y+M_3\cos 3y)} e^{jny} dx dy \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\pi(1+M\cos y+M_3\cos 3y) e^{jny} \right] dy \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ e^{jny} + \frac{M}{2} [e^{j(n+1)y} + e^{j(n-1)y}] \right. \\ &\quad \left. + \frac{M_3}{2} [e^{j(n+3)y} + e^{j(n-3)y}] \right\} dy \end{aligned} \quad (5-37)$$

再次利用 $\int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} dy = 0$ (其中 $n \neq 0$), 式 (5-37) 简化为

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

$$A_{01} + jB_{01} = \frac{V_{dc}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M}{2} dy = V_{dc} M \quad (5-38)$$

$$A_{03} + jB_{03} = \frac{V_{dc}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M_3}{2} dy = V_{dc} M_3 \quad (5-39)$$

上两式分别只对 $n=1$ 和 $n=3$ 时成立。当 n 为其他的值时, $A_{0n} + jB_{0n} = 0$ 。

不出所料, 上述系数定义了式 (5-19) 中的基波和 3 次谐波参考分量。

当 $m=0$ 、 $n \neq 0$ 时, 可以算出式 (5-35) 中的内积分式, 进而得到

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} \left(\begin{array}{l} e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2}M \cos y} e^{jm\frac{\pi}{2}M_3 \cos 3y} \\ - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2}M \cos y} e^{-jm\frac{\pi}{2}M_3 \cos 3y} \end{array} \right) dy \quad (5-40)$$

利用式 (A2-1), 可将上面的积分表达式变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} \left\{ \begin{array}{l} e^{jm\frac{\pi}{2}} \left[J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} j^k J_k\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \cos ky \right] \\ \times \left[J_0\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right) + 2 \sum_{h=1}^{\infty} j^h J_h\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right) \cos 3hy \right] \\ - e^{-jm\frac{\pi}{2}} \left[J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} j^{-k} J_k\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \cos ky \right] \\ \times \left[J_0\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right) + 2 \sum_{h=1}^{\infty} j^{-h} J_h\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right) \cos 3hy \right] \end{array} \right\} dy \quad (5-41)$$

上式经过一些处理变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ \begin{array}{l} J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right) J_0\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin m\frac{\pi}{2} e^{jny} \\ + J_0\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right) \sum_{k=1}^{\infty} J_k\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[(m+k)\frac{\pi}{2}\right] \left[\begin{array}{l} e^{j(n+k)y} \\ + e^{j(n-k)y} \end{array} \right] \\ + J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sum_{h=1}^{\infty} J_h\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin\left[(m+h)\frac{\pi}{2}\right] \left[\begin{array}{l} e^{j(n+3h)y} \\ + e^{j(n-3h)y} \end{array} \right] \\ + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \left\{ J_k\left(m\frac{\pi}{2}M\right) J_h\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin\left[(m+k+h)\frac{\pi}{2}\right] \right. \\ \times \left[\begin{array}{l} e^{j(n+k+3h)y} \\ + e^{j(n-k-3h)y} \end{array} \right] \\ \left. + J_k\left(m\frac{\pi}{2}M\right) J_h\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin\left[(m+k+h)\frac{\pi}{2}\right] \right. \\ \times \left[\begin{array}{l} e^{j(n+k-3h)y} \\ + e^{j(n-k+3h)y} \end{array} \right] \end{array} \right\} dy \quad (5-42)$$

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

对式(5-42)进行积分后,可以得到3次谐波注入PWM的最终解析式

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{4V_{dc}}{m\pi} \left\{ \begin{aligned} & J_0\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right)J_k\left(m\frac{\pi}{2}M\right)\sin\left[(m+k)\frac{\pi}{2}\right]_{k=|n|} \\ & + J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right)J_n\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right)\sin\left[(m+h)\frac{\pi}{2}\right]_{3h=|n|} \\ & + \sum J_k\left(m\frac{\pi}{2}M\right)J_h\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right)\sin\left[(m+k+h)\frac{\pi}{2}\right]_{k+3h=|n|} \\ & + \sum J_k\left(m\frac{\pi}{2}M\right)J_h\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right)\sin\left[(m+k+h)\frac{\pi}{2}\right]_{k-3h=|n|} \\ & + \sum J_k\left(m\frac{\pi}{2}M\right)J_h\left(m\frac{\pi}{2}M_3\right)\sin\left[(m+k+h)\frac{\pi}{2}\right]_{3h-k=|n|} \end{aligned} \right\} \quad (5-43)$$

其中,当满足 k 和 h 在 $1 \leq k \leq \infty$ 和 $1 \leq h \leq \infty$ 的范围内取值的条件,可对上式中求和表达式中的各项进行相加计算。例如,当 $n=+2$ 时,在上式第二个求和级数表达式中限制时 (k,n) 的数组为 $(2,0)$ 、 $(5,1)$ 、 $(8,2)$ 、 $(1,1)$ 、 $(4,2)$ 及 $(7,3)$ 等。请注意,在原理上,当计算对应特定 m 和 n 值的谐波系数时,需要对贝塞尔函数项的无穷级数求和。这些做法对于更复杂的调制策略的解析式都是一样的。然而经验告诉我们,只需要计算前面10项左右的和即可,这是因为贝塞尔函数幅值会快速衰减。

这里可以认为,当载波比为整数时,出现在基带、一次载波边带或更高次的载波边带的谐波都有相同的合成频率。谐波的重叠程度取决于载波比率并也依赖于边带幅值的衰减速率(这由调制策略决定)。因此有必要将所有谐波组源中具有相同合成频率的谐波作为相量进行相加,以正确辨别出可能发生的任一特定谐波的抵消程度。

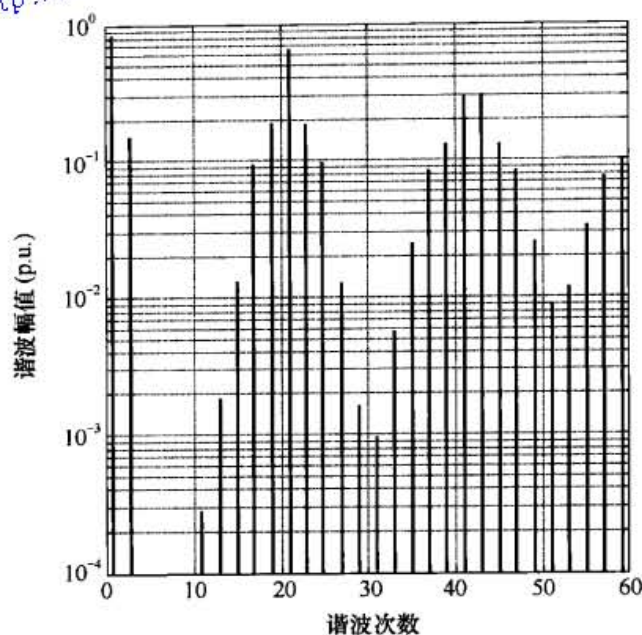
式(5-43)适用于边带谐波分量,对 $m>0$ 且 $n=0$ 时的载波谐波也同样适用。

针对含有3次谐波注入的双边沿自然采样调制策略,式(5-36)、式(5-38)、式(5-39)和式(5-43)一起定义了相桥臂谐波解析式(3-10)的通用形式的系数。

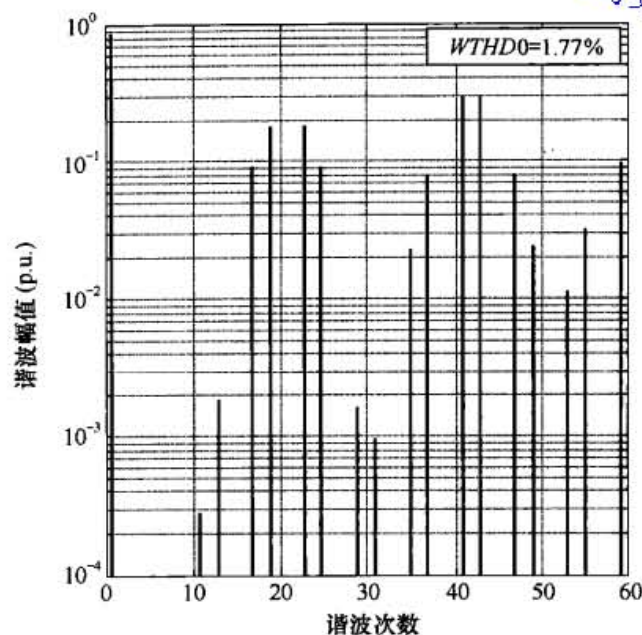
图5-7显示了采用上述调制策略的相桥臂输出电压和线-线输出电压的谐波性能。与如图5-4所示的采用简单正弦参考信号相比,图5-7中谐波性能有了很大的变化。尤其是,单相桥臂的解析式显示了所预期的较显著的3次谐波基带谐波分量(由于它是共模分量将在相桥臂间相互抵消)以及变平和变宽的一次载波边带组的幅值。明显地,谐波能量已经从第一对边带谐波转移到外侧的边带对。

与采用简单正弦参考信号的图5-4(b)相比,图5-7(b)中的线-线输出电压再次出现了所预期的相桥臂之间的3倍频谐波的消除现象,但是余下的边带谐波在幅值上变平和变宽了。完全由于边带谐波能量的重新分配,造成了 $WHTD0$ 明显的下降,由图5-4(b)中的2.04%下降到图5-7(b)中的1.77%,这种效应正是采用包含3次谐波分量的参考信号的基本优点。

可以继续应用第3章中开发的技术对含有3次谐波注入的单边沿或双边沿、对称或不对称的规则采样调制方法进行份额明细,在式(5-35)中将 y 用 $y = y' + (\omega_o/\omega_c)x$ 进行替换,可得到相桥臂解析式如下



(a) a 相桥臂输出开关电压波形的频谱



(b) 线—线输出开关电压波形的频谱

图 5-7 $M=0.9$ 、 $f_s/f_o=21$ 时, 含有 $1/6$ 幅值 3 次谐波注入的双边沿自然采样 PWM 调制下三相逆变器的理论谐波频谱

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\left[mx+n\left(y'+\frac{\omega_o}{\omega_c}x \right) \right]} dx dy' \quad (5-44)$$

上式适用于单边沿规则采样调制;

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{j\left[mx+n\left(y'+\frac{\omega_o}{\omega_c}x \right) \right]} dx dy' \quad (5-45)$$

上式适用于双边沿对称规则采样调制;

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^{\pi/2} e^{j\left[mx+n\left(y_r'+\frac{\omega_o}{\omega_c}x+\frac{\omega_o}{\omega_c} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \right]} dx dy_r' \\ & + \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^{\pi/2} e^{j\left[mx+n\left(y_r'+\frac{\omega_o}{\omega_c}x-\frac{\omega_o}{\omega_c} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \right]} dx dy_r' \end{aligned} \right\} \quad (5-46)$$

上式适用于双边沿不对称规则采样调制。

采用与前面介绍的自然采样 PWM 的类似的分析原理, 可以获得上述 3 种调制方法的解析式如下

$$A_{m0} + jB_{m0} = \frac{-2jV_{dc}}{q\pi} \left[J_0(m\pi M) J_0(m\pi M_3) - e^{jm\pi} \right]$$

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{-2jV_{dc}}{q\pi} \left[\begin{aligned} & J_0(q\pi M_3) J_k(q\pi M) j^k \Big|_{k=|n|} \\ & + J_0(q\pi M) J_h(q\pi M_3) j^h \Big|_{3h=|n|} \\ & + \sum J_k(q\pi M) J_h(q\pi M_3) j^{(k+h)} \Big|_{k+3h=|n|} \\ & + \sum J_k(q\pi M) J_h(q\pi M_3) j^{(k+h)} \Big|_{k-3h=|n|} \\ & + \sum J_k(q\pi M) J_h(q\pi M_3) j^{(k+h)} \Big|_{3h-k=|n|} \end{aligned} \right]_{n \neq 0} \quad (5-47)$$

上两式适用于单边沿规则采样调制;

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{4V_{dc}}{q\pi} \left\{ \begin{aligned} & J_0\left(q\frac{\pi}{2}M_3\right) J_k\left(q\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[(q+k)\frac{\pi}{2}\right] \Big|_{k=|n|} \\ & + J_0\left(q\frac{\pi}{2}M\right) J_h\left(q\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin\left[(q+h)\frac{\pi}{2}\right] \Big|_{3h=|n|} \\ & + \sum J_k\left(q\frac{\pi}{2}M\right) J_h\left(q\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin\left[(q+k+h)\frac{\pi}{2}\right] \Big|_{k+3h=|n|} \\ & + \sum J_k\left(q\frac{\pi}{2}M\right) J_h\left(q\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin\left[(q+k+h)\frac{\pi}{2}\right] \Big|_{k-3h=|n|} \\ & + \sum J_k\left(q\frac{\pi}{2}M\right) J_h\left(q\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin\left[(q+k+h)\frac{\pi}{2}\right] \Big|_{3h-k=|n|} \end{aligned} \right\} \quad (5-48)$$

上式适用于双边沿对称规则采样调制;

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{4V_{dc}}{q\pi} \left\{ \begin{aligned} & J_0\left(q\frac{\pi}{2}M_3\right) J_k\left(q\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[(m+k)\frac{\pi}{2}\right] \Big|_{k=|n|} \\ & + J_0\left(q\frac{\pi}{2}M\right) J_h\left(q\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin\left[(m+h)\frac{\pi}{2}\right] \Big|_{3h=|n|} \\ & + \sum J_k\left(q\frac{\pi}{2}M\right) J_h\left(q\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin\left[(m+k+h)\frac{\pi}{2}\right] \Big|_{k+3h=|n|} \\ & + \sum J_k\left(q\frac{\pi}{2}M\right) J_h\left(q\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin\left[(m+k+h)\frac{\pi}{2}\right] \Big|_{k-3h=|n|} \\ & + \sum J_k\left(q\frac{\pi}{2}M\right) J_h\left(q\frac{\pi}{2}M_3\right) \sin\left[(m+k+h)\frac{\pi}{2}\right] \Big|_{3h-k=|n|} \end{aligned} \right\} \quad (5-49)$$

上式适用于双边沿不对称规则采样调制。

上述三种调制方法的约束条件都是 $m=0$ 、 $1 \leq n \leq \infty$ 和 $1 \leq m \leq \infty$ 、 $-\infty \leq n \leq \infty$ ，且满足 $q = m + n(\omega_o / \omega_c)$ 。

再次注意到，采样调制的过程会产生一系列衰减的基带谐波分量。还注意到，不对称采样会继续自然地消除相桥臂输出波形中的偶次基带谐波分量，奇次载波倍数附近的奇次边带

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

谐波以及偶次载波倍数附近的偶次边带谐波。

图 5-8 显示了采用所介绍的各种 3 次谐波注入方法的线-线输出电压谐波频谱的变化。由图中可见, 与注入 1/6 幅值 3 次谐波分量的方法相比, 注入 1/4 幅值 3 次谐波分量的方法的 $WTHD_0$ 值会有少许的下降。这主要是因为注入 1/4 幅值 3 次谐波分量时, 第一个载波组中的边带谐波变得更平坦了, 以至于所有 4 个主要边带谐波几乎具有相同的幅值。这无疑是对 $WTHD$ 的最好贡献。然而, 在图中所示的调制条件下, 这种好处微乎其微, 而且多数情况下亦如此。

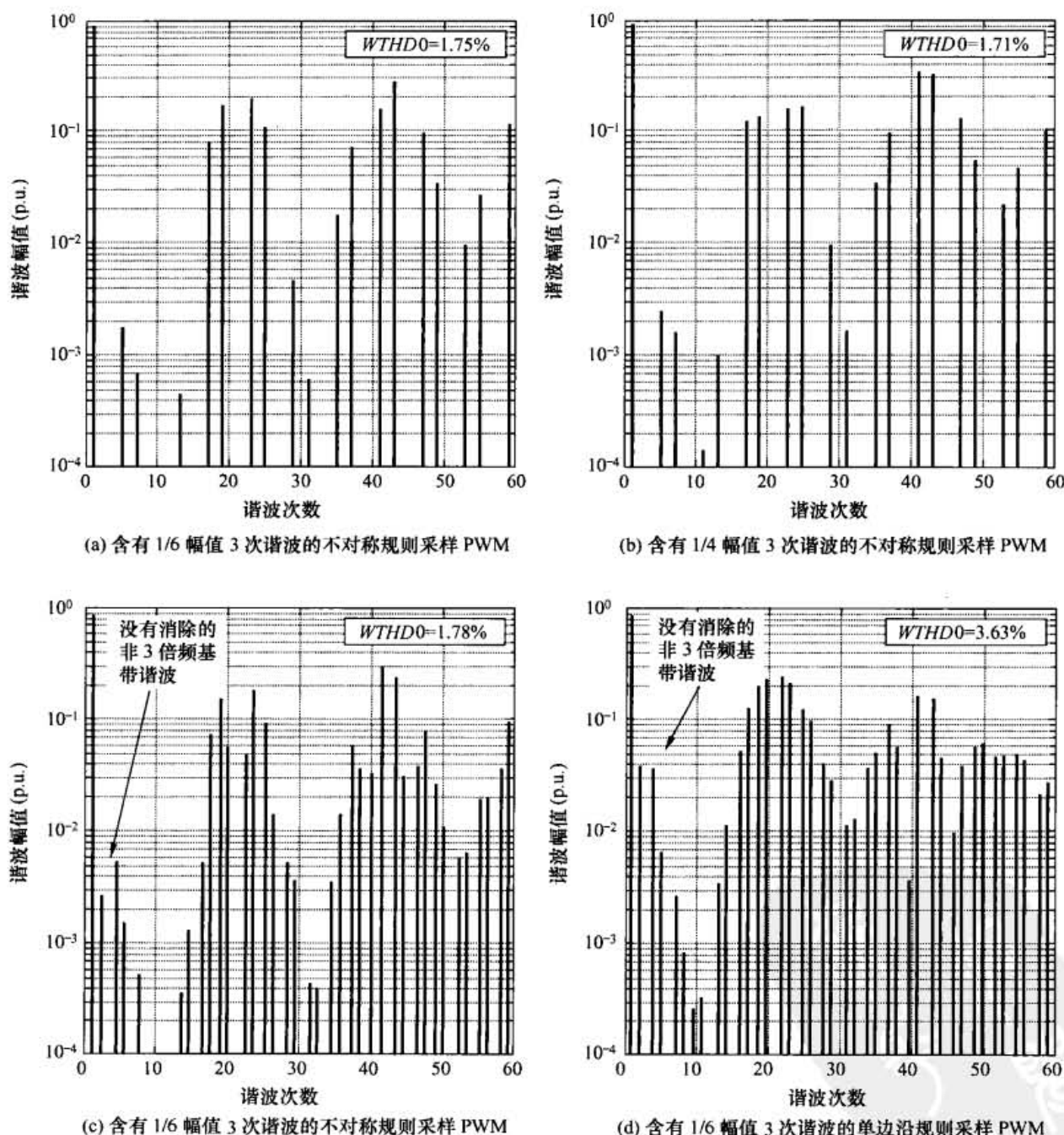


图 5-8 $M=0.9$ 、 $f_c/f_o=21$ 时, 多种调制方式下三相逆变器线-线电压的理论谐波频谱

更有趣的是对称采样和单边沿调制对基带谐波分量的影响。当然已经确实知道, 由于相桥臂自身输出波形的谐波消除性能会较差, 因此这些调制策略会产生出额外的谐波分

量,特别是会包含额外的基带谐波。当在参考信号中加入3次谐波分量后,这种影响会增强,这是因为人为地注入了3次谐波分量后,4次、5次……等基带分量的幅值会增加。显然,与简单正弦参考信号相比,注入3次谐波后,线—线输出电压中的非3倍频的基带谐波不会消除掉反而会因此增强。图5-8(c)和图5-8(d)中清楚地显示了这种影响,并且应分别直接与图5-8(a)和图5-8(b)相比较。然而,注意到一个有趣的现象,采用在这些图中的调制条件时,在任何情况下,3次谐波注入法仍然比简单正弦参考信号法的 $WTHD$ 值要小,而这主要是第一个载波组附近的第一个主要边带谐波的贡献。当然,如果采用更接近实际的载波比,而不是仅仅为了本书中叙述方便而采用的值仅为21的低载波比,那么这种影响会减弱。

图5-9所示的为到目前为止所提到的各种三相逆变器调制策略的 $WTHD_0$ 与调制比的函数关系图。很明显,与采用简单正弦参考信号的调制相比,参考信号注入3次谐波的调制方法的优势有:获得更大的基波输出电压 ($M=1.15$) 和下降的谐波畸变。由于谐波能量向第一个载波组附近的更高次边带谐波转移,所以不对称规则采样也能提供附加的 $WTHD$ 优势。然而这种好处取决于实际的载波比,并且由于图5-9中采用的载波比的值为11,这种优势在该图所示的结果中得以加强。如果采用更接近实际的载波比,那么自然采样和规则采样间的差别通常很小。

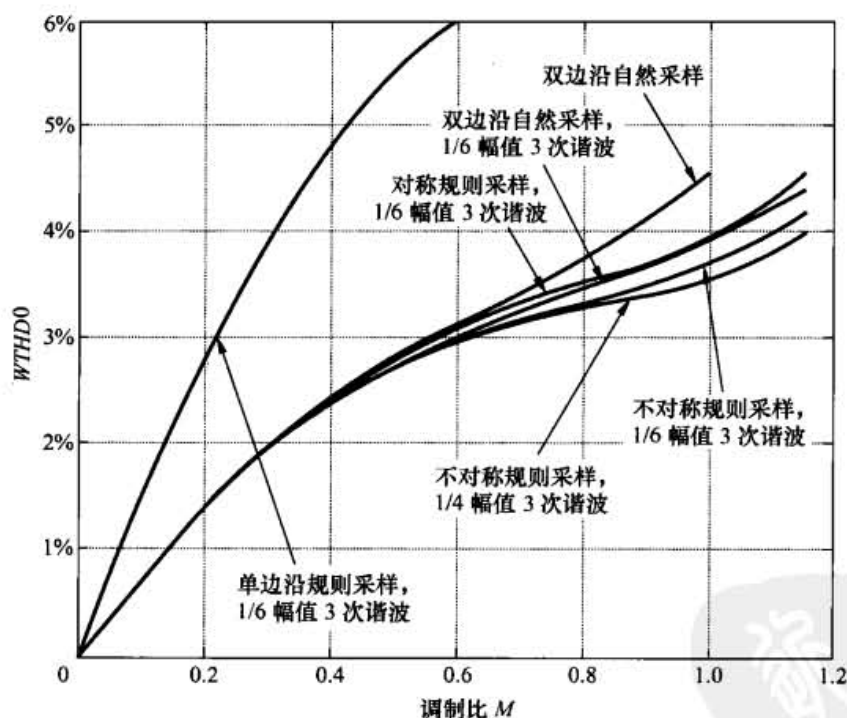


图 5-9 $f_c/f_o=11$ 时, 各种调制方法下三相逆变器线—线开关输出电压的 $WTHD_0$

应该注意到, 与 $1/6$ 幅值 3 次谐波注入方法相比, $1/4$ 幅值 3 次谐波注入法在 $WTHD$ 方面只有很小的优势, 而简单地采用不对称规则采样就可以获得比对称规则采样更多的好处。这是因为不对称采样的边带谐波幅值会朝高次频率侧倾斜且不含有偶次低次基带谐波, 其作用超过了通过 $1/4$ 幅值谐波注入法所获得的边带谐波幅值的细微衰退。这样的结果并非罕见。通常决定实际系统性能的, 不是一种调制策略与另一种策略相比所具有细微的理论上的优点, 而是 PWM 具体实现的质量。

5.4 谐波损耗的解析计算

采用与 4.3 节中用于单相逆变器的相同的方式, 推导出三相调制下谐波电流和其相应损耗的解析式, 以便于再次对各种调制方法进行比较^[10], 这种做法很有用处。和前面一样, 这些解析式都是基于下列假设得到的: 负载的平均内部电动势 (EMF) e_{am} 在任意一个开关周期中都是恒定的, 并且出于计算纹波电流的需要, 负载中的损耗可以被忽略。

对于三相逆变器而言, 为了避免产生与零序分量相关的一系列问题, 一般假设电感性负载是三角形连接的。当然如果负载实际上是星形连接的, 应用常用的星—三角变换关系式可以很容易地计算得出流过的负载电流。

图 5-10 所示为一个载波开关周期的草图, 三相逆变器的 a 和 b 两相桥臂间接有负载。在图中各个时间间隔 T_1 、 T_2 和 T_3 内, 流过一个三角形负载元件的电流纹波可定义为:

$$0 \leq t \leq T_1: \quad \Delta i_{ab}(t) = -\frac{e_{ab}}{L_\sigma} t \quad (5-50)$$

$$T_1 \leq t \leq T_1 + T_2: \quad \Delta i_{ab}(t) = \left(\frac{2V_{dc} - e_{ab}}{L_\sigma} \right) (t - T_1) - \frac{e_{ab}}{L_\sigma} T_1 \quad (5-51)$$

$$T_1 + T_2 \leq t \leq T_1 + T_2 + T_3: \quad \Delta i_{ab}(t) = -\frac{e_{ab}}{L_\sigma} (t - T_1 - T_2) + \left(\frac{2V_{dc} - e_{ab}}{L_\sigma} \right) T_2 - \frac{e_{ab}}{L_\sigma} T_1 \quad (5-52)$$

其中 L_σ 此时代表三角形负载的一个元件的线—线漏感。

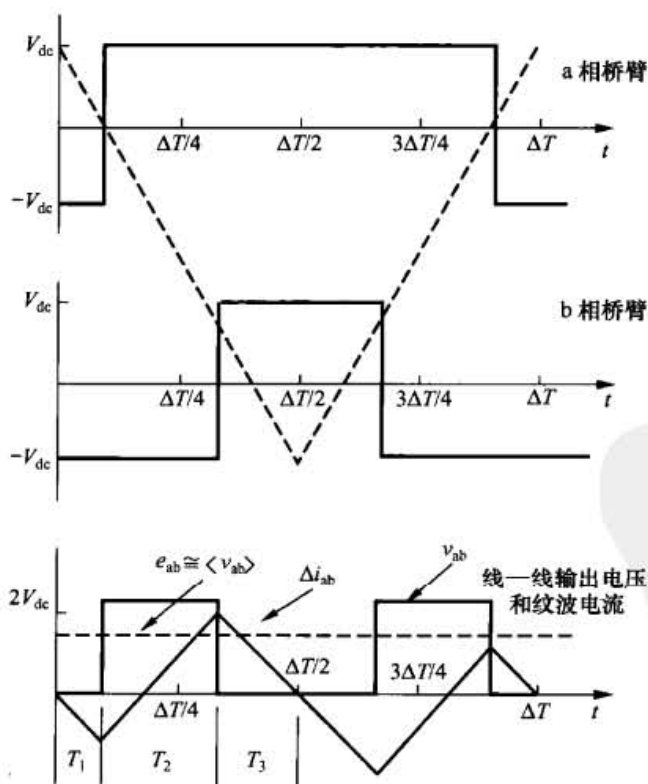


图 5-10 三相 VSI 的两个相桥臂的调制过程和相应的三角形连接负载元件的纹波电流

把 $t = T_1 + T_2 + T_3 = \Delta T / 2$ 代入式 (5-52) 中得:

$$\Delta i_{ab} \left(\frac{\Delta T}{2} \right) = -\frac{e_{ab}}{L_{\sigma}} T_3 + \left(\frac{2V_{dc} - e_{ab}}{L_{\sigma}} \right) T_2 - \frac{e_{ab}}{L_{\sigma}} T_1 = 0 \quad (5-53)$$

从上式中可以看到

$$T_2 = (u_1 - u_2) \frac{\Delta T}{4} \quad (5-54)$$

其中, $u_1 = \frac{e_a}{V_{dc}}$ 、 $u_2 = \frac{e_b}{V_{dc}}$, 则 $u_1 - u_2 = \frac{e_{ab}}{V_{dc}}$ 。类似地可得下式

$$T_1 = (1 - u_1) \frac{\Delta T}{4} \quad \text{和} \quad T_3 = (1 + u_2) \frac{\Delta T}{4} \quad (5-55)$$

此时在 $\Delta T/2$ 区间上的电流纹波的均方值可以写成如下形式

$$\langle \Delta i_{ab}^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_{\sigma}} \right)^2 \frac{2}{\Delta T} \left\{ \begin{aligned} & \int_0^{T_1} (u_2 - u_1)^2 t^2 dt \\ & + \int_0^{T_2} [(2 + u_2 - u_1)x + (u_2 - u_1)T_1]^2 dt \\ & + \int_0^{T_3} [(u_2 - u_1)x' + (2 + u_2 - u_1)T_2 + (u_2 - u_1)T_1]^2 dt' \end{aligned} \right\} \quad (5-56)$$

其中, $x = t - T_1$, 且 $x' = t - T_1 - T_2$ 。计算式 (5-56) 得到

$$\langle \Delta i_{ab}^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_{\sigma}} \right)^2 \frac{1}{3} \frac{2}{\Delta T} \left\{ \begin{aligned} & (u_2 - u_1)^2 T_1^3 \\ & + \frac{[(2 + u_2 - u_1)T_2 + (u_2 - u_1)T_1]^3 - [(u_2 - u_1)T_1]^3}{2 + u_2 - u_1} \\ & - \frac{[(2 + u_2 - u_1)T_2 + (u_2 - u_1)T_1]^3}{u_2 - u_1} \end{aligned} \right\} \quad (5-57)$$

将式 (5-54) 和式 (5-55) 中的 T_1 、 T_2 和 T_3 的表达式代入上式可得

$$\begin{aligned} \langle \Delta i_{ab}^2 \rangle &= \left(\frac{V_{dc}}{L_{\sigma}} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{96} \left\{ \begin{aligned} & (u_2 - u_1)^2 (1 - u_1)^3 - \frac{[(u_2 - u_1)(1 + u_2)]^3}{u_2 - u_1} \\ & + \frac{[(u_1 - u_2)(1 + u_2)]^3 - [(u_2 - u_1)(1 - u_1)]^3}{2 + u_2 - u_1} \end{aligned} \right\} \\ &= \left(\frac{V_{dc}}{L_{\sigma}} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} (u_2 - u_1)^2 \left[\frac{(1 + u_2)^3 + (1 - u_1)^3}{(1 + u_2) + (1 - u_1)} \right] \end{aligned} \quad (5-58)$$

经过一定的处理, 式 (5-58) 可以简化为

$$\langle \Delta i_{ab}^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_{\sigma}} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} [(u_2 - u_1)^2 + (u_2 - u_1)^3 + (u_2 - u_1)(u_2^3 - u_1^3)] \quad (5-59)$$

于是先对各个要计算其谐波损耗的调制策略在上式中代入适当的 u_1 和 u_2 , 然后对式 (5-59) 在正半基波周期上进行积分 (上面的推导仅仅在 $e_{ab} > 0$ 时有效) 以计算出谐波电流纹波值 (平

http://www.3dportal.cn/xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

方值), 再次把上述结果乘以等效负载电阻 R_e , 即可以确定谐波损耗的大小, 即

$$P_{h, cu} = R_e \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \langle \Delta i_{ab}^2 \rangle d\theta_0 \quad (5-60)$$

对单相逆变器, $u_1 = -u_2 = M \cos \theta_0$ 。将它代入到式 (5-59) 得:

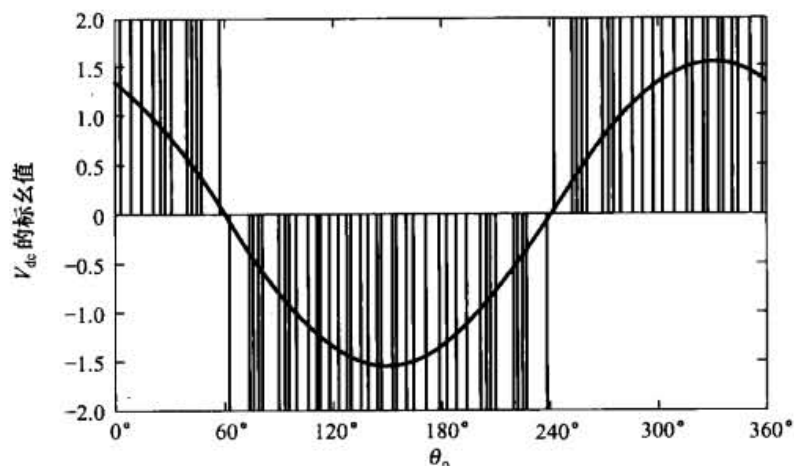
$$\langle \Delta i_{ab}^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{12} (M \cos \theta_0)^2 (1 - M \cos \theta_0)^2 \quad (5-61)$$

可见上式和第 4 章式 (4-31) 所得结果相同。

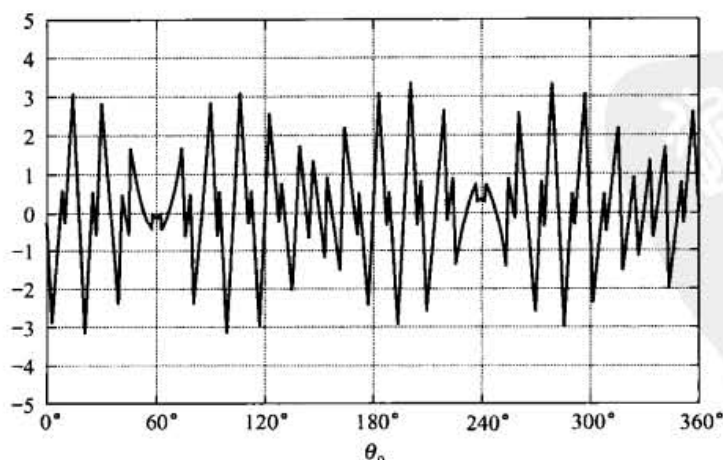
对于采用简单正弦波作为参考信号进行调制的三相逆变器, 相桥臂参考电压由 $u_1 = M \cos \theta_0$ 及 $u_2 = M \cos(\theta_0 - 2\pi/3)$ 给出, 将它们代入到式 (5-59) 中, 并出于简短起见将 θ_0 用 θ 代替, 可得到下式

$$\langle \Delta i_{ab}^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left[\begin{aligned} &3M^2 \cos^2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) - 3\sqrt{3}M^3 \cos^3 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \\ &- \sqrt{3}M^4 \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \left(\cos^3 \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos^3 \theta \right) \end{aligned} \right] \quad (5-62)$$

图 5-11 显示了在调制比 $M = 0.9$ 及带高度感性负载的条件下, 在一个基波周期内采用



(a) 参考电压和开关线电压



(b) 谐波电流纹波

图 5-11 $M=0.9$ 、 $f_c/f_0=21$ 时, 简单正弦 PWM 调制下带有感性负载的三相逆变器的波形图

第5章 三相电压源型逆变器的调制

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

上述调制策略的三相逆变器的三角形负载谐波电流的变化情况。和图 4-13 中单相逆变器的负载谐波电流相比,图 5-11 中电流的不对称性和谐波畸变是显而易见的,这反映了在基波周期中的各载波周期内由三相调制过程所造成的有效的线—线脉冲位置的变化情况。

此时可以通过在正半基波周期上(即在 $-2\pi/3 < \theta_0 < \pi/3$ 的区间上)对式 (5-62) 进行积分得到谐波电流均方根值(RMS)的平均值。这里只需要考虑正半周期的情况,这是因为从图 5-11 中可以清楚地看出,负半周期内的电流纹波是正半周期内的镜像,因此它们的谐波电流均方根值相同。其积分表达式为:

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \frac{1}{\pi} \int_{-2\pi/3}^{\pi/3} \left\{ \begin{aligned} &3M^2 \cos^2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) - 3\sqrt{3}M^3 \cos^3 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \\ &- \sqrt{3}M^4 \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \left[\cos^3 \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos^3 \theta \right] \end{aligned} \right\} d\theta \quad (5-63)$$

对上式进行很多的处理和简化后,可得:

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left(\frac{3}{2}M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}M^3 + \frac{9}{8}M^4 \right) \quad (5-64)$$

类似的推导方式可以用于采用含有 3 次谐波注入分量的正弦参考信号调制的三相逆变器中。此时,相桥臂的参考信号定义为: $u_1 = M \cos \theta_0 + M_3 \cos 3\theta_0$ 和 $u_2 = M \cos(\theta_0 - 2\pi/3) + M_3 \cos 3\theta_0$, 其中 3 次谐波分量幅值由 M_3 定义。正如在 5.3.1 节中讨论的,3 次谐波注入分量的两个最佳的幅值为 $M_3 = -M/6$ 及 $M_3 = -M/4$ 。

注意到,加入 3 次谐波分量仅仅会影响式 (5-62) 中的含 M^4 的项,这是因为在式 (5-59) 中的所有 $(u_2 - u_1)$ 项中消除了 3 次谐波。因此含有 3 次谐波注入的式 (5-59) 的积分和计算仅略微复杂了一些,可得到平均谐波电流纹波项如下

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left[\frac{3}{2}M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}M^3 + \frac{9}{8}M^4(1+b+b^2) \right] \quad (5-65)$$

其中, $b = \frac{M^3}{M}$ 。

图 5-12 显示了分别采用带有 1/6 幅值和 1/4 幅值 3 次谐波注入 PWM 调制的三相逆变器在一个完整基波周期内的谐波电流纹波波形。从中可以看出,通过使得有效的线—线脉冲在整个基波周期的各载波周期内的更加居中,注入 3 次谐波分量起到了改善纹波电流波形对称程度和减少峰值偏移的作用。这样进而就减少了纹波电流均方根的平均值,并且解释了含有 3 次谐波注入的 PWM 具有更好的谐波性能的原因。

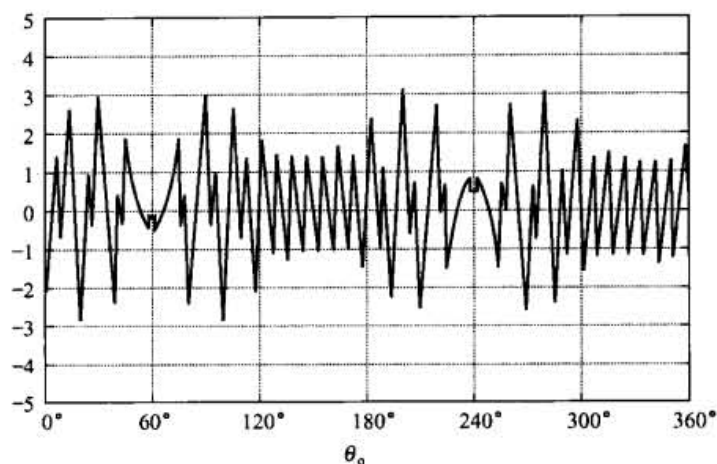
对不同的调制方法用式 (5-65) 可以计算得到:

简单正弦 PWM

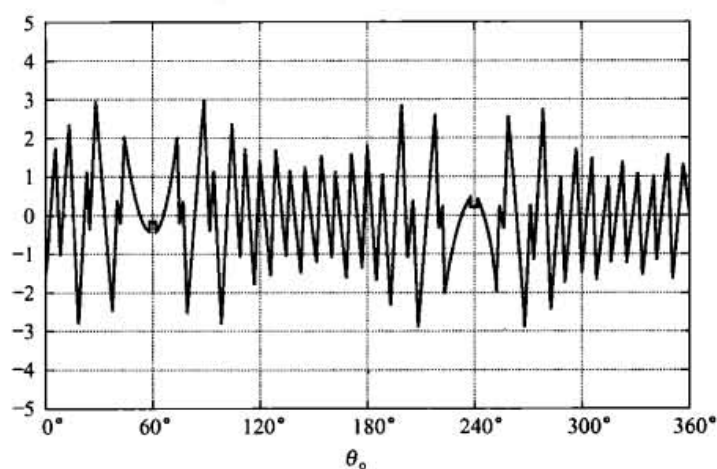
$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left(\frac{3}{2}M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}M^3 + \frac{9}{8}M^4 \right) \quad (5-66)$$

1/6 幅值 3 次谐波注入 PWM

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left(\frac{3}{2}M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi}M^3 + M^4 \right) \quad (5-67)$$



(a) 1/6 幅值 3 次谐波注入 PWM



(b) 1/4 幅值 3 次谐波注入 PWM

图 5-12 $M=0.9$ 、 $f_c/f_o=21$ 时, 带有感性负载的谐波电流纹波

1/4 幅值 3 次谐波注入 PWM

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left(\frac{3}{2} M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} M^3 + \frac{63}{64} M^4 \right) \quad (5-68)$$

上面三个式子可用一个更通用的解析式表示为

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} f(M) \quad (5-69)$$

其中, 函数 $f(M)$ 是谐波畸变因数 HDF 。 HDF 通常被用作 PWM 策略的性能指标, 它与开关频率、直流侧电压及负载电感无关。

图 5-13 所示为本章中讨论的采用三种连续 PWM 策略时三相逆变器的 HDF 。从图中可以明显地看出, 三相系统采用 3 次谐波注入调制策略时性能上的优越性。为了比较起来方便, 图中也显示了第 4 章中的单相逆变器的 HDF 。注意到一个有趣的现象, 单相调制的谐波性能比所有三相调制方法都要优越, 特别是在高调制比的条件下。然而略加思索后便可确定, 上述现象唯一可以预见的原因是, 由于单相三电平调制消除了基波与二次载波组间的所有谐波, 而三相调制仍然保留了一次载波组中的一些谐波。

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

整理, 学习交流。

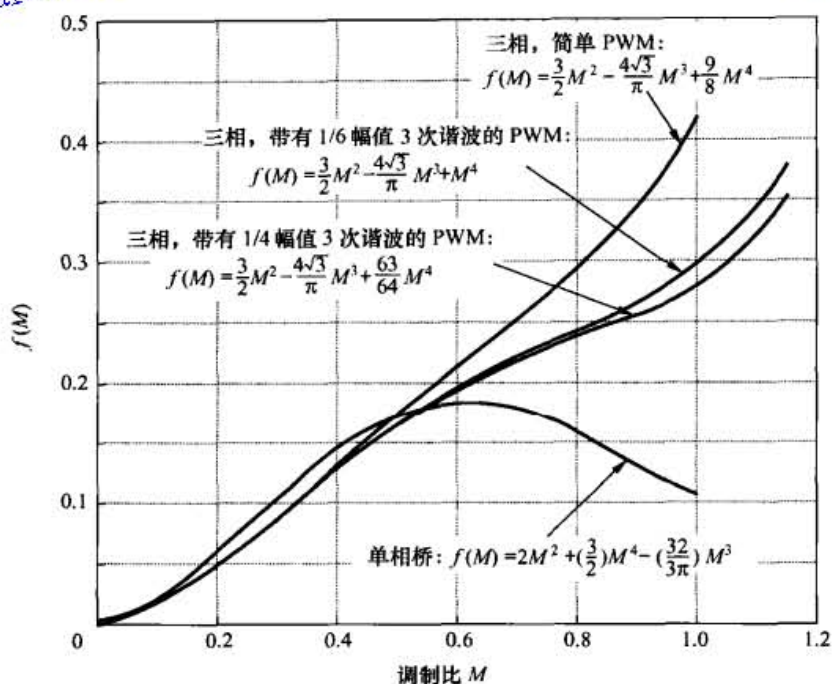


图 5-13 带有纯感性负载采用各种不同的调制策略时随调制比 M 变化的谐波畸变率的函数曲线图

HDF 和 $WTHD0$ 的关系式可以很容易地推导如下。

由式 (2-116) 的定义得到

$$WTHD0 = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_n^2}{n^2}}}{V_1|_{M=1}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_n^2}{n^2}}}{\sqrt{3}V_{dc}} \quad (5-70)$$

其中, 由于 V_1 是线-线变量, 所以它在 $M=1$ 的幅值为 $\sqrt{3}V_{dc}$ 。

线-线开关输出电压中的各谐波电压分量都会产生相应的谐波电流分量如下

$$I_n = \frac{V_n}{\omega_n L_{\sigma}} = \frac{V_n}{n} \frac{1}{\omega_0 L_{\sigma}} \quad (5-71)$$

其中, 式 (5-71) 中所有电压和电流的值都是峰值。

所有谐波电流分量合在一起所得到的均方根值为

$$I_{ab,h,rms}^2 = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{2} I_n^2 \quad (5-72)$$

其中, 求和式中的 $\frac{1}{2}$ 比例因子是由于将峰值变换成有效值 (RMS) 产生的。把式 (5-71) 代入到式 (5-72) 中得到

$$I_{ab,h,rms}^2 = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{n} \frac{1}{\omega_0 L_{\sigma}} \right)^2 \quad (5-73)$$

也可以写成

$$\sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_n^2}{n^2} = 2\omega_0^2 L_{\sigma}^2 I_{ab,h,rms}^2 \quad (5-74)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

将上述结果代入到式 (5-70) 中可以得到 $WTHD0$ 的另一种表达式

$$WTHD0 = \frac{\sqrt{2}\omega_o L_\sigma I_{ab,h,rms}}{\sqrt{3}V_{dc}} \quad (5-75)$$

进一步地把式 (5-69) 代入上式中可得

$$\begin{aligned} WTHD0 &= \frac{\sqrt{2}\omega_o L_\sigma \sqrt{\left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma}\right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} f(M)}}{\sqrt{3}V_{dc}} \\ &= \frac{\omega_o \Delta T \sqrt{f(M)}}{\sqrt{72}} \end{aligned} \quad (5-76)$$

最后, 由于

$$\Delta T = \frac{1}{f_c} \quad (5-77)$$

式 (5-76) 可以简化为:

$$WTHD0 = \frac{2\pi f_o}{f_c} \sqrt{\frac{f(M)}{72}} = \frac{\pi}{f_c/f_o} \sqrt{\frac{HDF}{18}} = \frac{\pi}{p} \sqrt{\frac{HDF}{18}} \quad (5-78)$$

其中 f_c/f_o 经常被称为脉冲比 p (亦称载波比)。

然而, 必须认识到, 载波/基波频率比的下降会造成式 (5-78) 准确性逐步降低, 这是因为函数 $f(M)$ 的推导是建立在假设脉冲比 (或载波比) 足够大以至于在每半个载波周期内的负载电动势 (EMF) 可认为是恒定的基础上的。

最后, 图 5-14 显示了, 当 $p=5、7、10、15、20$ 及 25 时采用带有 $1/6$ 幅值 3 次谐波注入的正弦波 PWM 的 $WTHD0$ 。回顾式 (2-31) 可知, 简单的六阶梯方波调制 (非 PWM 调制) 的 $WTHD$ 为 4.64%。一旦上述结果乘以 $4/\pi$ 转换成 $WTHD0$ 值, 在图 5-14 中就会显示为一条值为 5.91% 的直线。因此, 对于三相逆变器而言, PWM 系统的 $WTHD$ 值要小于比 6 阶梯波调制在 $M=1$ 时的 $WTHD$, 其载波比必须至少为 7。这为在特定的应用 (如很大功率的逆变器) 中决定使用 PWM 还是其他更复杂的调制策略提供了方便的参照点。

5.5 不连续调制策略

重新检视图 5-3 可以看到, 在每半个载波周期内, 起始时间阶段为标注为 V_z 的零线—线输出电压脉冲, 接下来依次为标注为 V_1 和 V_2 的有效电压脉冲, 结尾处又为标注为 V_z 的零线—线输出电压脉冲。明显地, 如 4.5.2 节中针对单相逆变器所介绍的那样, 在保证一个载波周期内平均伏—秒值不变前提下, 通过移动有效电压脉冲在半个载波周期区间内的位置, 可以去除一个零输出电压脉冲。采用上述概念的调制策略称为不连续调制, 多年来出现了许多用于三相逆变器系统的不连续调制方法。然而, 由于所有这些方案本质上都仅仅是在每半个或一个载波周期内重新安排零输出电压脉冲的位置, 在第 6 章中可以应用空间矢量的概念讨论它们, 因此对于此问题的研究将推迟到第 6 章中进行。

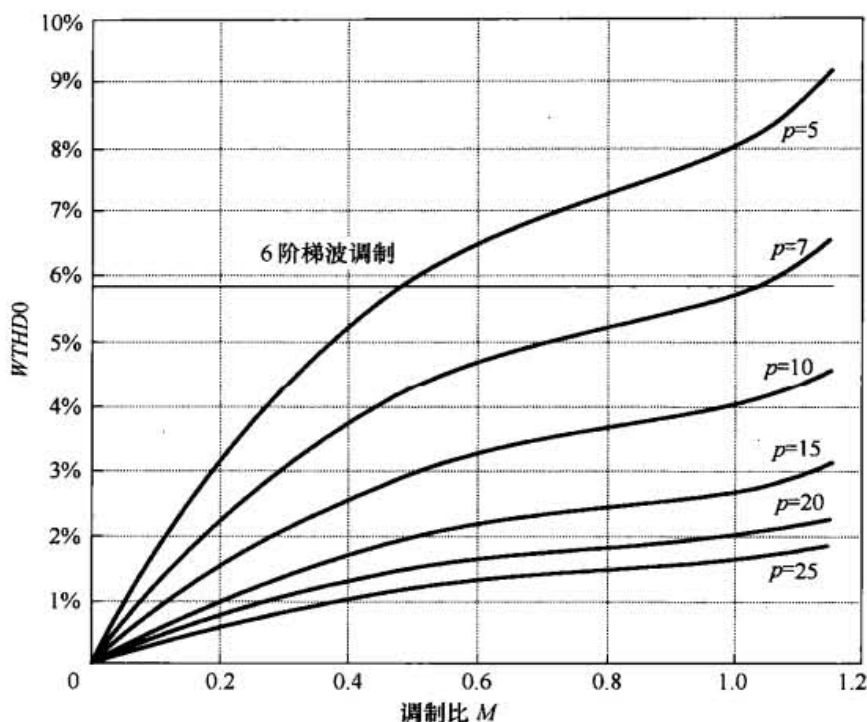


图 5-14 在不同载波比情况下, 采用注入 1/6 幅值 3 次谐波的正弦波 PWM 调制的 WTHD0 与调制比 M 的关系曲线

5.6 三倍频载波比和次谐波

5.6.1 三倍频载波比

文献中明确指出, 为了获得相桥臂间优化的谐波消除效果, 三相逆变器系统要求其载波的频率与基波参考频率的比值 (载波比) 是奇数且为 3 的倍数, 特别是在载波比低时更是如此。然而在本章中所介绍的内容并未对这一说法提供任何证据, 并且由 5.2 节和 5.3 节中所给出的解析式中可以清楚地看到, 两相桥臂间的谐波消除与载波和基波的频率比率无关。相桥臂间的载波谐波得以消除是因为它们都是相同的, 而相桥臂间 3 倍频的边带谐波得以消除是因为当 n 为 3 的倍数时谐波的相位发生了 360 度的旋转。而其他的边带谐波并没有被消除掉。

揣测一下“要求载波脉冲比率为奇数且是 3 的倍数”这一流传甚广的理念是如何产生的, 将是一件十分有趣的事。一种解释是, 早期的研究人员^[1]预计 PWM 过程所产生的谐波的频率将是基波的整数倍 (假设载波比为整数)。这种假设可以简单地从对电流源型整流 (SCR) 系统产生的谐波的评价中推广获得, 而 SCR 系统中谐波频率总是基波频率的简单整数倍。因此, a、b、c 三相桥臂的开关波形的通用谐波形式可以表示如下

$$v_{az}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(n\omega_0 t) + B_{0n} \sin(n\omega_0 t)] \quad (5-79)$$

$$v_{bz}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ A_{0n} \cos \left[n \left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] + B_{0n} \sin \left[n \left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \right\} \quad (5-80)$$

$$v_{cz}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ A_{0n} \cos \left[n \left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] + B_{0n} \sin \left[n \left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \right\} \quad (5-81)$$

上述表达式中, 显然只有当 n 为 3 的整数倍时, 相桥臂间的谐波才会消除, 进而会引出如下假设: 载波频率与基波频率的比值必须是 3 的倍数才能在相桥臂间消除谐波。当然, 实际上已经表明, 并不是那么一回事。

要求奇数载波比这一做法也许来源于相当传统的一些看法, 即偶次谐波代表直流偏置或至少是代表半个周期内不对称的交流电波形。对交流系统而言, 这样的波形被认为本身就是不平衡的, 因此应该尽可能地予以避免。然而, 需要再次指出的是, 由于 PWM 的主要谐波是出现在载波倍频附近的边带谐波, 因此好像没有特别理由要求载波/基波比率为奇数。

本章中介绍的解析式给出了一个有关谐波的重要结果。第一, 载波谐波的频率与基波参考信号的频率相互独立, 且载波谐波总是在相桥臂间得到消除。第二, 在相桥臂间消除的边带谐波, 其 n 值都是 3 的倍数, 这些谐波的频率与载波频率的绝对值无关, 这些谐波的相移与三相参考信号的 120° 相移相一致 (乘以 n 倍)。基于以上认识, 显然取 3 倍频的载波脉冲比率并不能得到特别的好处。

5.6.2 次谐波

文献中经常提到的进一步的约束条件是载波与基波的频率比率应该是整数, 以避免次谐波的产生, 尤其在脉冲比率低时更是如此。次谐波是频率低于基波频率的谐波成分, 如果它的频率接近于 0Hz, 那么在交流电动机中会造成严重的发热损耗。

再次, 应用于单相和三相逆变器中的所有形式的 PWM 的解析式显示, 这样的谐波成分不是调制过程产生的结果。调制引发的谐波中包含频率低于基波频率的唯一可能的方式是, 载波频率低到使第一个载波组的低频侧边带谐波侵入到低于基波频率的区域。这就意味着 $\omega_c - 4\omega_0 < \omega_0$ 或 $\omega_c < 5\omega_0$ 。然而实际上, 没有 PWM 系统会运行于这样低的脉冲比率, 这一结果能为载波脉冲比至少为 7 提供了一些证据。在这样的比率下, 最低次的主要边带谐波出现在 $\omega_c - 4\omega_0 = \omega_0$ 处, 这在特定的应用场合可能会有一些好处。但是应该注意到, 该 3 倍频谐波明显不是在相桥臂间的同相, 也就不会在线一线输出电压中被消除掉。

笔者注意到, 上述这些结论与对采用 PWM 控制的逆变器的驱动系统中的频率非常低的次谐波的许多报道的观察结果不一致, 特别是载波比很低时更是如此。对这一理论与实际观察结果之间的差异有两种解释。

第一种解释: 在一些报道的工作中可能是使用了较差质量的 PWM 实现方式。这种情况最有可能出现在一般使用模拟参考信号和载波信号波形的早期的系统中。在这些波形中很小的误差, 特别是在基波频率范围内时, 都会导致各种间调制效应 (intermodulation effect), 并导致多余的频率非常低的谐波。这种解释与最近有关 PWM 的文献中次谐波显著减少的报道相一致。

第二种解释: 来源于本书中所介绍的解析式的一个基本假设, 即直流母线电压是完全恒定的。实际上, 直流母线电压会随负载的变化而变化, 并且通常还含有 6 倍于交流输入频率的纹波分量, 这是由于通常使用二极管输入整流桥的缘故。此纹波的频率和输出频率及载波频率相互作用, 产生了丰富的额外谐波分量的频谱。其中有一些很可能在次谐波频率范围内。

第5章 三相电压源型逆变器的调制

对这种相互作用的进一步的分析超出了本书的范围, 留待今后研究。

图 5-15 给出了在调制比 $M = 0.9$ 及载波频率为 1000Hz 条件下, 不对称规则采样 PWM 三相逆变器的一些实验结果。逆变器的直流母线电源由一个供应干净恒定的带有最小的差模和共模的交流谐波成分的 200V 直流电压的开关电源提供。逆变器直流母线电源运行在每相 200W 的非常小的阻性负载条件下, 让死区时间的影响最小化。

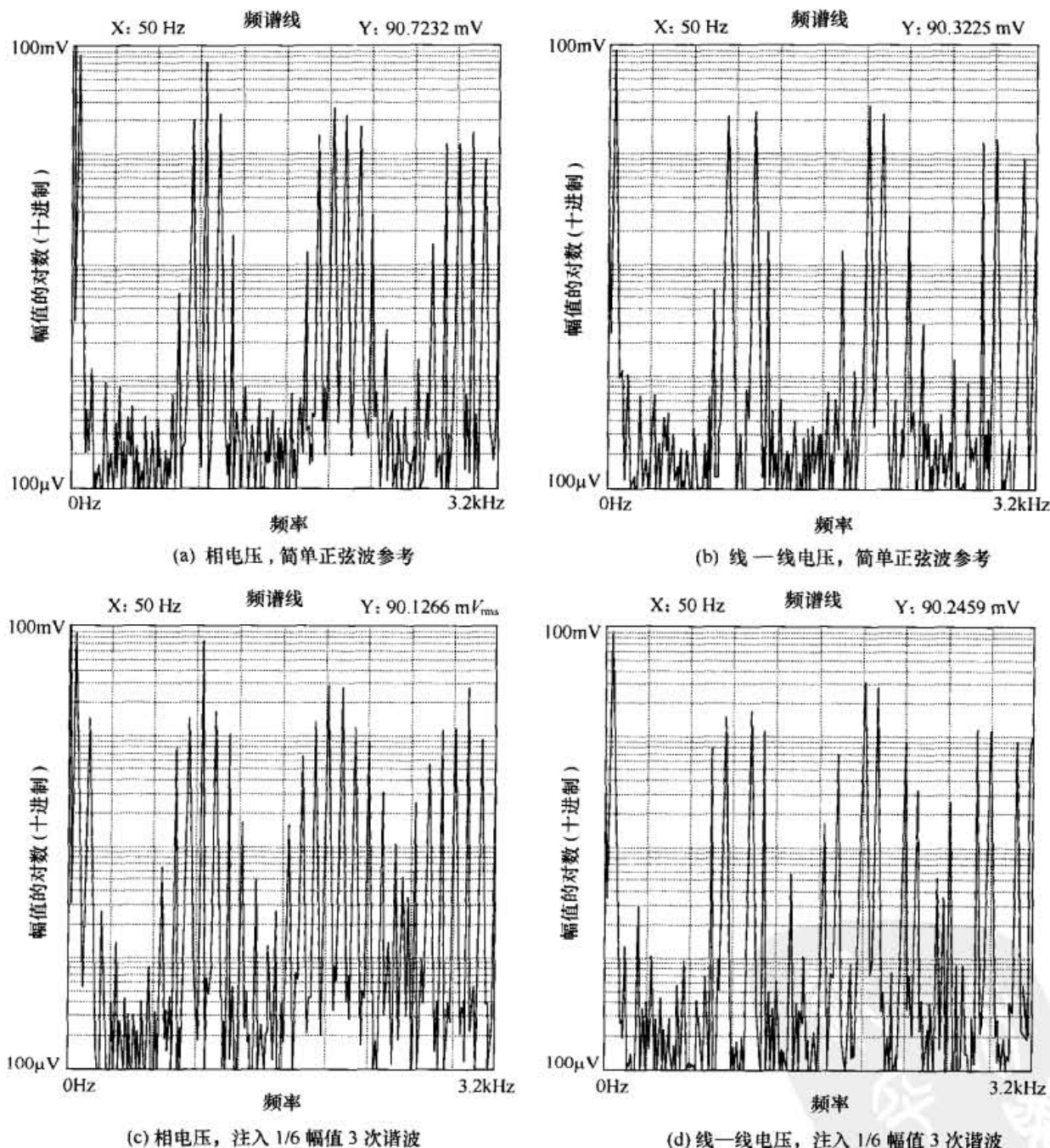


图 5-15 $M=0.9$ 、 $f_o=50\text{Hz}$ 、 $f_c=1000\text{Hz}$ 时, 不对称规则采样 PWM 调制下三相逆变器的实验谐波频谱

将上述实验结果与前面图 5-5(b)和图 5-8(a)中的理论结果相比较, 可以看到对于幅值大于 0.1% 的谐波分量而言, 两者极为接近。幅值低于这一水平时, 通常认为是由死区时间和其他实际的开关效应影响了实验测量的谐波。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

图 5-16 所示为基波频率为 44Hz 的逆变器的一个相桥臂的低次频谱的放大图，其中直流母线由高频开关直流电源供电，以及由单相交流电经简单整流后供电。

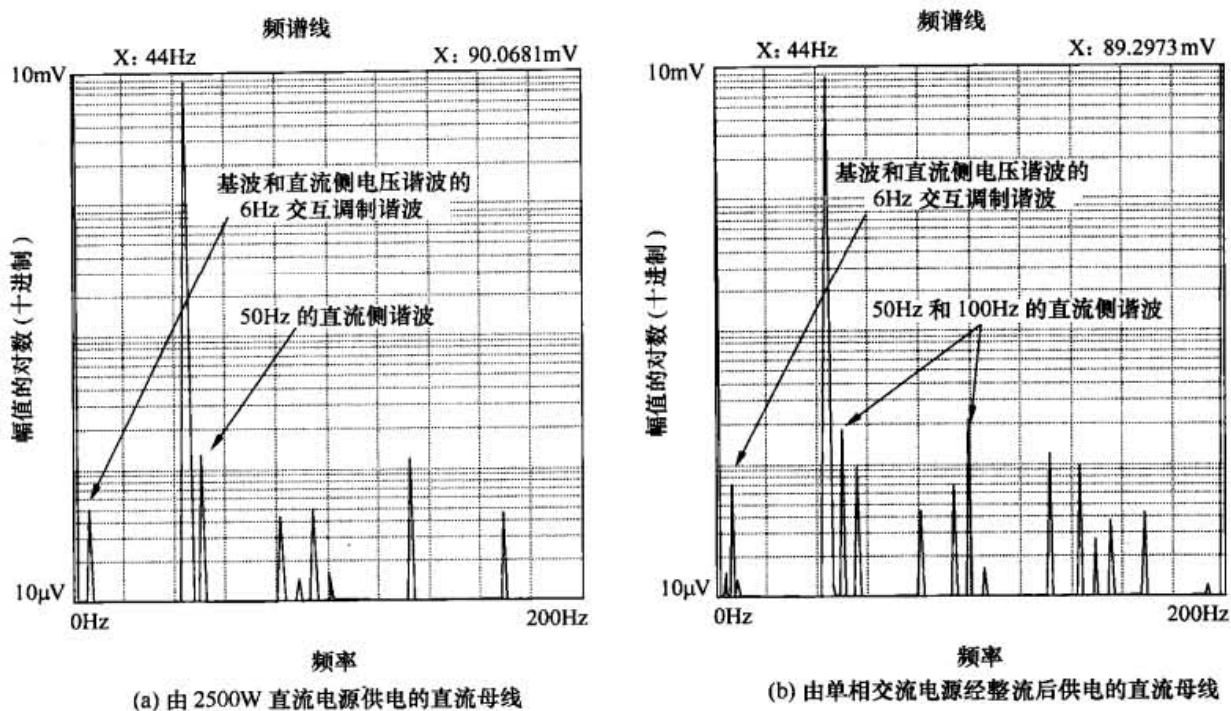


图 5-16 $M=0.9$ 、 $f_0=44\text{Hz}$ 、 $f_c=1000\text{Hz}$ 时，不对称规则采样 PWM 调制下三相逆变器的低频实验谐波频谱

在上述结果中，可以看到特别有趣的现象，在相桥臂输出频谱中会有 50Hz 及其倍频出现（请注意，这些实验结果是在澳大利亚测量到的，当地主电源频率为 50Hz）。研究表明，尽管实行了大量的滤波，这些谐波仍出现在直流母线电压中。事实上，可以怀疑的是，一些这样的谐波来源于仪表系统和逆变器自身的电源与电网电源连接所引入的共模注入，要精确地对此量化是极为困难的。

然而，与这些主电源输入谐波的源头无关，它们明显的影响是产生了频率非常低的 6Hz 的谐波，这最有可能是由 44Hz 的目标基波输出频率与主电源的 50Hz 频率之间的间调制 (intermodulation) 造成的。很明显，这个谐波与载波频率和调制过程都毫无关系。这些结果支持了文献中所报道的次谐波的解释，即次谐波可能是由直流母线上的引入的主电源纹波和目标输出频率间的相互作用造成的，而与任何特定的调制过程无关。

5.7 小结

本章把自然和规则采样脉冲宽度确定的概念由第 4 章的单相逆变器推广至三相逆变器。本章工作表明，与相桥臂谐波分量（特别是所包含的三倍频的边带谐波）相比较，线—线电压中的一些谐波分量被消除了。另外，尽管对采用简单正弦波参考信号来说规则采样和自然采样 PWM 的调制比都限制在单位值 1，但是在调制参考波形中简单地加入 $1/6$ 幅值 3 次谐波后，调制比就可以上升到 1.15。

参考文献

- [1] D.G. Holmes, "The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, Oct. 1996, pp. 1122-1129.
- [2] G. Buja and G. Indri, "Improvement of pulse width modulation techniques," *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 57, 1975, pp. 281-289.
- [3] R. Bonert and R.S. Wu, "Improved three phase pulsewidth modulation for over-modulation," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 5, Sept./Oct. 1985, pp. 1224-1228.
- [4] D.A. Grant, J.A. Houldsworth, and K. Lower, "A new high-quality PWM ac drive," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, 1982, pp. 530-535.
- [5] D.A. Grant, M. Stevens, and J.A. Houldsworth, "The effect of word length on the harmonic content of microprocessor-based PWM waveform generators," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 1, Jan./Feb. 1985, pp. 218-225.
- [6] S. Fukuda, H. Hasegawa, and Y. Iwaji, "PWM technique for inverter with sinusoidal output current," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 5, no. 1, Jan. 1990, pp. 54-61.
- [7] S.R. Bowes and A. Midoun, "Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives," *IEE Proceedings (London)*, vol. 132, Pt. B, no. 3, May 1985, pp. 133-148.
- [8] J.T. Boys and B.E. Walton, "A loss minimised sinusoidal PWM inverter," *IEE Proceedings (London)*, vol. 132, Pt. B, no. 5, Sept. 1985, pp. 260-268.
- [9] D.G. Holmes, "A general analytical method for determining the theoretical harmonic components of carrier based PWM strategies," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, St. Louis, 1998, pp. 1207-1214.
- [10] H.W. Van der Broeck and H.C. Skudelny, "Analytical analysis of the harmonic effects of a PWM ac drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 3, no. 2, March/April, 1988, pp. 216-223.
- [11] A. Schonung and H. Stemmler, "Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed AC drives," *Brown Boveri Review*, 1964, pp. 555-577.



第 6 章

零空间矢量放置调制策略

在第 5 章介绍的三相自然和规则采样 PWM 的开发过程中, 通过调制策略已经对各相桥臂开关脉冲的放置清楚地做了定义。因此, 在算法的基本定义内不可能再变更放置的定义。然而, 在每半个载波周期内的脉冲放置, 对 VSI 最大输出电压 (调制比) 和调制的谐波性能都会产生显著的影响, 正如在正弦参考分量中加入 3 次谐波分量的影响所演示的那样。

本章中将介绍了变脉冲放置的调制技术, 并就它们所增加的调制增益以及频谱方面的优点等给予评述。然而, 评论也已指出, 所有这些策略都只是在简单地操作零电压 V_z 区段在每半个载波周期内的放置。因此, 它们只不过是已经介绍过的通用 PWM 在脉冲位置上的不同而已。

6.1 空间矢量调制

6.1.1 空间矢量调制原理

在 20 世纪 80 年代中期出现了一种称作空间矢量调制 (SVM) 的 PWM 方法。SVM 声称在性能、易于实现和最大传输比率方面都比自然和规则采样 PWM 具有显著的优势^[1~3]。本节介绍了 SVM 的基本概念, 并将 SVM 当成确定开关脉冲宽度的另一种方法而已。事实上, SVM 的主要优点是: 明确作为一个额外的自由度, 脉冲放置能够用来提升谐波性能。

SVM 的原理基于这样一个事实: 三相逆变器只有 8 种可能的开关状态组合。逆变器基本的开关状态已在第 1 章中进行了讨论, 现重新展示在图 6-1 中。其中的两个状态 SV_0 和 SV_7 对应的输出端短路状态, 而其他 6 个状态在 d-q 复数平面中形成 6 个静止矢量 (如图 6-2 所示)。请注意, 如图 1-23 所示, 各静止矢量分别对应于一个特定的基波角度位置。由式 (1-50) 可知, 6 个有效矢量的幅值为

$$V_m = \frac{4}{3} V_{dc} \quad (6-1)$$

利用这些静止矢量, 在任意时刻都可以在一个开关周期 $\Delta T/2$ 时间内将一定数量的这些空间矢量相加 (“平均等效”) 得到任意的目标输出电压矢量 V_o^* 。图 6-3 所示为位于第一个 60° 扇区内的目标矢量。从几何的角度来看, 在平均等效基础上产生一个任意矢量, 需要至少 2 个有效空间矢量^[4], 当然也可以是 3 个或更多。

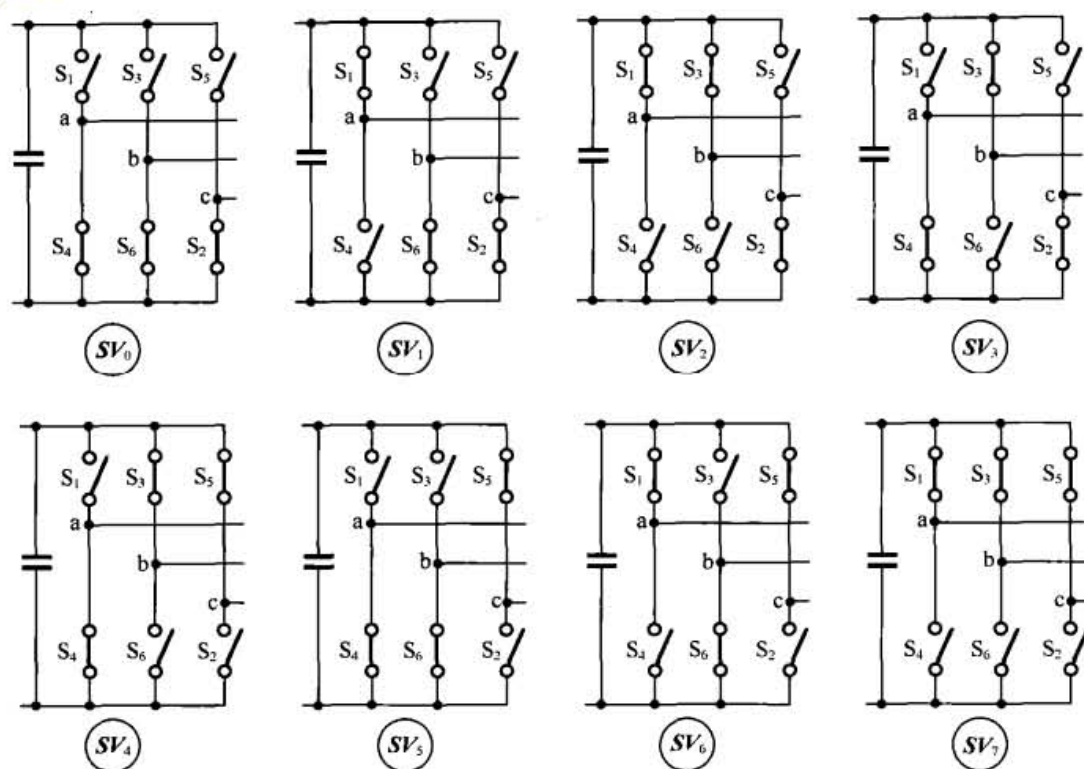


图 6-1 VSI 的 8 种可能的相桥臂开关组合

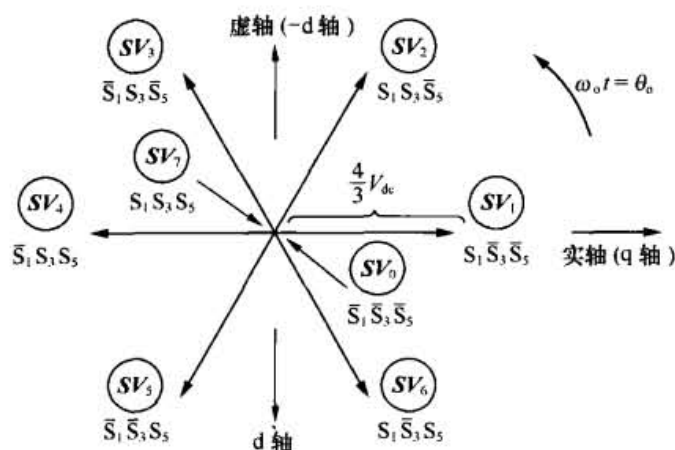
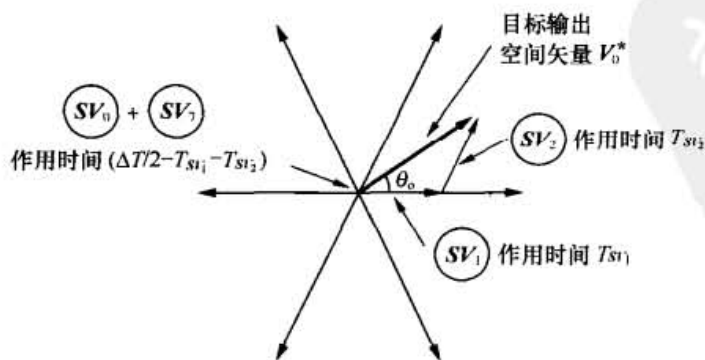
图 6-2 VSI 的 8 种可能的静止电压矢量在 $d-q$ (实轴—虚轴) 平面上的位置分布, 各矢量的长度为 $(4/3)V_{dc}$ 

图 6-3 两个相邻空间矢量几何相加合成一个任意的输出目标矢量的过程

例如, 图 6-3 所示的几何相加可以在数学上表达如下

$$\mathbf{V}_o^* = V_o \angle \theta_o = \frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} \mathbf{SV}_1 + \frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} \mathbf{SV}_2 \quad (6-2)$$

上式对应于每一个 $\Delta T/2$ 的开关区间, 其中 T_{SV_1} 是空间矢量 \mathbf{SV}_1 作用的时段, T_{SV_2} 是空间矢量 \mathbf{SV}_2 作用的时段。式 (6-2) 以极坐标的形式 (用峰值电压) 可写为

$$\frac{\Delta T}{2} V_o \angle \theta_o = T_{SV_1} V_m \angle 0 + T_{SV_2} V_m \angle \pi/3 \quad (6-3)$$

或以笛卡尔坐标的形式可写为

$$V_o (\cos \theta_o + j \sin \theta_o) \frac{\Delta T}{2} = T_{SV_1} V_m + T_{SV_2} V_m \left(\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3} \right) \quad (6-4)$$

令实部与虚部分别对应相等, 可得

$$T_{SV_1} = \frac{V_o \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_o \right)}{V_m \sin \frac{\pi}{3}} \cdot \frac{\Delta T}{2} \quad (\mathbf{SV}_1 \text{ 的作用时间}) \quad (6-5)$$

$$T_{SV_2} = \frac{V_o \sin \theta_o}{V_m \sin \frac{\pi}{3}} \cdot \frac{\Delta T}{2} \quad (\mathbf{SV}_2 \text{ 的作用时间}) \quad (6-6)$$

应该注意到, SVM 本质上是一种规则采样过程, 这是因为两个有效空间矢量之和在等效的半个载波周期上的伏秒平均值与采样目标伏秒平均值在本质上是一致的。

由于 $0 \leq T_{SV_1}, T_{SV_2} \leq \Delta T/2$, 所以 V_o 最大的可能幅值是 V_m 且出现在 $\theta_o = 0$ 或 $\pi/3$ 弧度处。然而, 更多的约束条件还有, 两个有效空间矢量的作用时间之和显然不能超过半个载波周期, 即 $T_{SV_1} + T_{SV_2} \leq \Delta T/2$ 。从简单的几何角度来看, 该式取等号的情况发生在 $\theta_o = \pi/6$ 弧度处, 这意味着

$$\frac{T_{SV_1} + T_{SV_2}}{\Delta T/2} = \frac{2V_o \sin \frac{\pi}{6}}{V_m \sin \frac{\pi}{3}} \leq 1 \quad (6-7)$$

该关系式将 V_o 的最大可能幅值限制为

$$V_o = V_m \sin \frac{\pi}{3} = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{dc} \quad (6-8)$$

由于 V_o 是输出相电压的幅值, 于是采用 SVM 的最大可能的线—线电压为

$$V_{ll} = \sqrt{3} V_o = 2 V_{dc} \quad (6-9)$$

此结果与将共模 3 次谐波注入到参考信号的三相 VSI 所得结果是一样的, 且如 5.3 节所述, 此结果也表明了其线性调制比增加至规则采样 PWM 的 $2/\sqrt{3}$ 或约 1.15 倍。

请注意, 半个载波周期内的余下部分是由零空间矢量 \mathbf{SV}_0 和 \mathbf{SV}_7 的任意组合得到。然而, 到目前为止, 关于如何选取两个零空间矢量的特定组合 (尽管 \mathbf{SV}_0 和 \mathbf{SV}_7 通常选取相等的作用时间) 的基本原理尚未确立。选择的自由性允许空间矢量在半个载波周期内的放置随处变动, 这是文献中所报道的大多数的空间矢量调制方法的基础, 该问题将在 6.6 节中进行进一步的讨论。

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

表 6-1 列出了用来生成任意相角的任意目标输出矢量的相邻的两个有效空间矢量, 以及每一个有效空间矢量作用时间的相应表达式。应该注意到, 表 6-1 中所有有效空间矢量作用时间的表达式在结构上都是一样的, 并且反映出了目标参考矢量从一个空间矢量扇区到另一个扇区会有 60° 的相移。实际上, 大多数空间矢量方案采用的是另一种方式, 该方式每 60° 重新定义目标矢量参考角使得相角保持在 $0 \leq \theta_0 \leq \pi/3$ 范围内, 于是只用一套表达式就行了。

表 6-1 VSI 的有效空间矢量分量

$\omega_0 t = \theta_0$	空 间 矢 量	有效空间矢量的作用时间
$0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{3}$	SV_1 SV_2	$T_{SV_1} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$ $T_{SV_2} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{2\pi}{3}$	SV_2 SV_3	$T_{SV_2} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$ $T_{SV_3} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \pi$	SV_3 SV_4	$T_{SV_3} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \frac{\Delta T}{2}$ $T_{SV_4} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\pi \leq \theta_0 \leq \frac{4\pi}{3}$	SV_4 SV_5	$T_{SV_4} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$ $T_{SV_5} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\frac{4\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{5\pi}{3}$	SV_5 SV_6	$T_{SV_5} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$ $T_{SV_6} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{11\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\frac{5\pi}{3} \leq \theta_0 \leq 2\pi$	SV_6 SV_1	$T_{SV_6} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \frac{\Delta T}{2}$ $T_{SV_1} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$

不难展示如何用表 6-1 中所总结的空间矢量和采样时间生成期望的输出电压。例如, 在 $0 \leq \theta_0 \leq \pi/3$ 区间上, 目标电压是由 SV_1 和 SV_2 两个空间矢量合成得到的。由式 (6-2) 可以得到矢量形式的目标电压如下

$$\begin{aligned}
 V_o^* &= \frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} SV_1 + \frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} SV_2 \\
 &= \frac{V_o}{V_{dc}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right) SV_1 + \frac{V_o}{V_{dc}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right) SV_2
 \end{aligned} \quad (6-10)$$

此矢量沿 a 相负载的分量是相对于负载中性点的相电压在以 $\theta_0 = \omega_0 t$ 为中心点的采样周

期上的平均值, 即

$$\langle v_{as} \rangle = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_o}{V_{dc}} \operatorname{Re} \left[\cos \left(\theta_o + \frac{\pi}{6} \right) \mathbf{SV}_1 + \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{2} \right) \mathbf{SV}_2 \right] \quad (6-11)$$

然而

$$\mathbf{SV}_1 = \frac{4}{3} V_{dc}, \quad \mathbf{SV}_2 = \frac{4}{3} (-a^2) V_{dc} \quad (6-12)$$

于是式 (6-11) 变成

$$\langle v_{as} \rangle = \frac{2}{\sqrt{3}} V_o \left[\cos \left(\theta_o + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{2} \sin \theta_o \right] \quad (6-13)$$

上式可简化为

$$\langle v_{as} \rangle = V_o \cos \theta_o \quad (6-14)$$

上式正如所料。

6.1.2 空间矢量调制和规则采样脉宽调制的比较

尽管 SVM 算法的表达式与规则采样 PWM 大不一样, 但这两种算法都属于规则采样 PWM, 并且都有着相同的主要目标, 即生成一个代表给定目标基波的开关输出波形。显然这两种策略间必定存在某种关系。通过再次审视图 5-3 可以建立起该关系式。图 5-3 中的输出电压脉冲 V_1 的开关条件和空间矢量 \mathbf{SV}_1 的相同, 输出电压脉冲 V_2 的开关条件和空间矢量 \mathbf{SV}_2 的相同。换句话说, 规则采样 PWM 自动地生成两个最靠近的空间矢量以合成出目标输出波形。

在前面已经推导出了如式 (5-14)、式 (5-15) 和式 (5-16) 所示的规则采样 PWM 的有效线—线脉冲宽度表达式。当参考相角 θ_o 和采样基波相角 $\omega_o(t_i + t_{i+1})/2$ 相同时, 这些表达式与表 6-1 中定义的空间矢量作用时间具有相同的形式。特别地, 在图 5-3 所示的 $0 \leq \theta_o \leq \pi/3$ 区域中, 如果 $V_o/V_{dc} = M$, 那么有

$$T_1 - T_3 = T_{SV_1} = \sqrt{3} M \cos \left(\theta_o + \frac{\pi}{6} \right) \frac{\Delta T}{4} \quad (6-15)$$

$$T_3 - T_5 = T_{SV_2} = \sqrt{3} M \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{2} \right) \frac{\Delta T}{4} \quad (6-16)$$

式 (6-15) 和式 (6-16) 表明, 由 SVM 和规则采样三相调制产生的有效的线—线输出脉冲实际上是相同的。考虑由式 (6-8) 所定义的 V_o 的极限值, M 的定义再次证实了 SVM 可以使调制比增加到 $2/\sqrt{3}$, 也就是说其调制比要比采用简单规则采样 PWM 高出约 15%。不可否认, 规则采样 PWM 和 SVM 间真正的区别在于每半个载波周期内的零 (非有效) 空间矢量的位置。对规则采样 PWM 来说, 零空间矢量的位置已经在式 (5-11)、式 (5-12) 和式 (5-13) 的算法定义中作了规定, 并且毫无改变的余地。而对 SVM 来说, 没有对零空间矢量的位置作出规定, 通过采用前面提到的方式来调整零序脉冲放置, 有机会探讨可能的谐波好处。然而, 传统的 SVM 实现方式^[1]将有效空间矢量都居中放置在每半个载波周期内, 并将剩余的零空间矢量时间平均分配给 \mathbf{SV}_0 和 \mathbf{SV}_7 。于是产生了如下的空间矢量序列 (在 $0 \leq \theta_o \leq \pi/3$ 范围内):

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

$$SV_0 \rightarrow SV_1 \rightarrow SV_2 \rightarrow SV_7 \rightarrow SV_7 \rightarrow SV_2 \rightarrow SV_1 \rightarrow SV_0$$

$$\leftarrow \text{-----} \Delta T/2 \text{-----} \rightarrow \leftarrow \text{-----} \Delta T/2 \text{-----} \rightarrow$$

(6-17)

上式与规则采样 PWM 所产生的序列完全相同,除了有相等的零序空间矢量作用时间外,还有几乎完全一样的序列。利用相邻的两个空间矢量,可以容易地在其他 5 个空间矢量扇区中建立起类似的序列。图 6-4 显示了具有相等零矢量的传统空间矢量 PWM 在第一个扇区中的脉冲波形图。

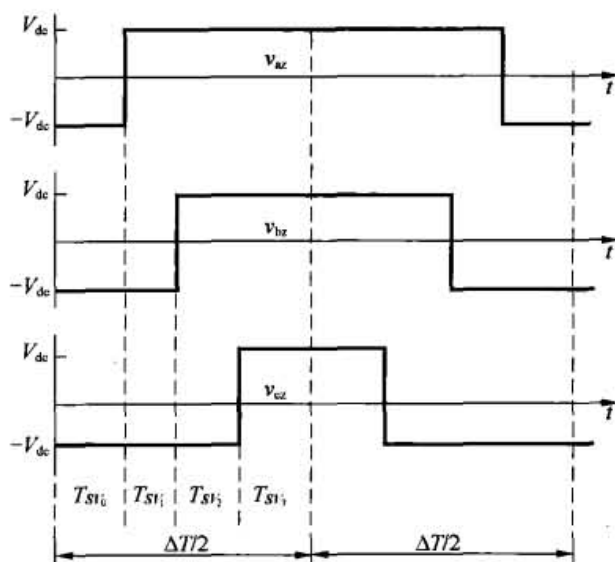


图 6-4 在第一个扇区 $0 \leq \theta_0 \leq \pi/3$ 内有效的空间矢量居中放置的空间矢量调制的脉冲波形

从式 (6-17) 中应该注意到,空间矢量的序列在一个完整的载波周期上倒转了过来,这是三角载波调制的一种正常调制结果。当然完全有可能不采用这种有效空间矢量序列倒转的办法来实现 SVM,但是稍加思索就可找出与锯齿波载波调制等效的这样一种序列,在前面已经认识到该序列在谐波方面是次优的。同样地,可以采取每半个载波周期对有效空间矢量的作用时间 T_{SV_1} 和 T_{SV_2} 进行重新计算(这等效于不对称规则采样 PWM)或是在一个完整载波周期 ΔT 内只进行一次计算(这等效于对称规则采样 PWM)的方式来实现式 (6-17) 中的序列。可以预计到,一种空间矢量序列将取得一种类似而不同于基于载波 PWM 的谐波性能,其中在每半个载波周期内计算一次的倒转序列的 SVM 方案在谐波性能上占有优越。因此,应该将上述这些方法与基于载波的 PWM 调制方法相对比,以分辨出由零空间矢量放置所带来的明确好处。

6.2 空间矢量调制的各相桥臂参考信号

回顾第 5 章可知,简单地在相桥臂正弦参考电压中加入一个 3 次谐波分量,会在幅值和谐波上获得好处。由于规则采样 PWM 和 SVM 产生相同的平均输出电压,于是可以认为,可将类似的分量加入到相桥臂正弦参考电压中来获得 SVM。通过更加详细地研究图 6-4 可找出这一分量。

由图 6-4 可知,以直流环节的中点作为参考点,三相桥臂电压在 $\Delta T/2$ 时间区间内的参考(平均)值为

$$\langle v_{az} \rangle = V_{dc} \left(\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} \right) \quad (6-18)$$

$$\langle v_{bz} \rangle = V_{dc} \left(-\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} \right) \quad (6-19)$$

$$\langle v_{cz} \rangle = V_{dc} \left(-\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} - \frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} \right) \quad (6-20)$$

将表 6-1 中的相关表达式代入上式, 这些平均电压可以表示为

$$\langle v_{az} \rangle = \frac{\sqrt{3}}{2} V_o \left[\cos \left(\theta_o + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (6-21)$$

$$\langle v_{bz} \rangle = \frac{\sqrt{3}}{2} V_o \left[-\cos \left(\theta_o + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (6-22)$$

$$\langle v_{cz} \rangle = \frac{\sqrt{3}}{2} V_o \left[-\cos \left(\theta_o + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (6-23)$$

由于 V_o 的最大值由式 (6-8) 设定, 所以 V_o 通常可以表示为 $V_o = MV_{dc}$, 其中 $0 \leq M \leq 2/\sqrt{3}$ 。

因此, 相对于直流侧中点的电压 (即相电压) 可以写成

$$\langle v_{az} \rangle = \frac{\sqrt{3}}{2} MV_{dc} \left[\cos \left(\theta_o + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (6-24)$$

$$\langle v_{bz} \rangle = \frac{\sqrt{3}}{2} MV_{dc} \left[-\cos \left(\theta_o + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (6-25)$$

$$\langle v_{cz} \rangle = \frac{\sqrt{3}}{2} MV_{dc} \left[-\cos \left(\theta_o + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (6-26)$$

将这些式子经化简后可得

$$\langle v_{az} \rangle = \frac{\sqrt{3}}{2} MV_{dc} \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{6} \right) \quad (6-27)$$

$$\langle v_{bz} \rangle = \frac{3}{2} MV_{dc} \cos \left(\theta_o - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (6-28)$$

$$\langle v_{cz} \rangle = \frac{\sqrt{3}}{2} MV_{dc} \cos \left(\theta_o + \frac{5\pi}{6} \right) \quad (6-29)$$

上面式子中 $0 \leq \theta_o \leq \pi/3$ 。

一旦在一个 60° 扇区上所有三相的解析式均已知晓, 那么应用附录 3 中所推导出的半个周期对称及三相对称的概念, 就可以容易地确定出一个完整周期上的完整解析式。特别地, 在 $\pi/3 \leq \theta_o + \pi/3 \leq 2\pi/3$ 区间上有

$$\left\langle v_{az} \left(\theta_o + \frac{\pi}{3} \right) \right\rangle = -\langle v_{bz}(\theta_o) \rangle \quad (6-30)$$

$$\left\langle v_{bz} \left(\theta_o + \frac{\pi}{3} \right) \right\rangle = -\langle v_{cz}(\theta_o) \rangle \quad (6-31)$$

$$\left\langle v_{cz} \left(\theta_o + \frac{\pi}{3} \right) \right\rangle = -\langle v_{az}(\theta_o) \rangle \quad (6-32)$$

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

通过逐步增加式(6-30)到式(6-32)中的自变量的大小,可以容易地获得剩下4个扇区中的解析式。其结果在表6-2中作了归纳。

表 6-2

SVM 的相桥臂参考电压波形

60°扇区	a 相桥臂的 $\langle v_{az} \rangle / V_{dc}$	b 相桥臂的 $\langle v_{bz} \rangle / V_{dc}$	c 相桥臂的 $\langle v_{cz} \rangle / V_{dc}$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \pi$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{6}\right)$	$\frac{3}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right)$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{3}{2} M \cos \theta_0$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \theta_0$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \theta_0$
$0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{3}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq 0$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{6}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right)$
$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{3}$	$\frac{3}{2} M \cos \theta_0$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \theta_0$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \theta_0$
$-\pi \leq \theta_0 \leq -\frac{2\pi}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{3}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$

图 6-5 中描绘的是 a 相桥臂的作为结果的解析式, 其中 $\langle v_{az} \rangle$ 是一个等效于空间矢量的相桥臂参考电压, $\langle v_{az} \rangle$ 可以用在自然或规则采样的 PWM 系统中以产生具有相同低频率成分平均值的输出电压。 $\langle v_{az} \rangle$ 可认为由两个量组成: 一个是 $\langle v_{as} \rangle$, 它是相到负载中性点的正弦电压, 并且当 $M = 2/\sqrt{3}$ 时它将高达 $(2/\sqrt{3})/V_{dc}$; 另一个是 $\langle v_{sz} \rangle$, 它是位于负载中性点和直流环节中点间的三倍于基波频率的三角形电压, 由奇数次 3 倍频谐波组成并被注入到电压 $\langle v_{az} \rangle$ 中。因此, 很显然空间矢量概念中把 3 次谐波成分加入到了基本规则采样 PWM 方法中的做法与简单的 3 次谐波注入法非常相似。

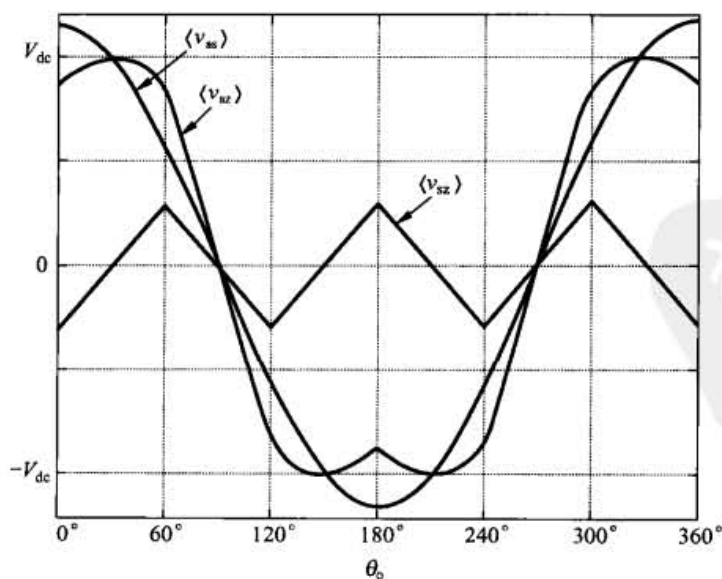


图 6-5 在 SVM 调制下的平均相桥臂输出电压以及它的两个组成分量, 其中 z 点为参考点 (即直流环节的中点), $M = 2/\sqrt{3}$

6.3 自然采样空间矢量调制

正如 6.1 节中所述, 常规的 SVM 本质上就被当作是一种规则采样过程。通常有效空间矢量的幅值和放置是由微处理芯片决定的, 但是这肯定会在一定程度上限制了实际系统所能达到的开关频率。要获得可以接受的性能通常必须使用高速数字信号处理器 (DSP)。

在 6.2 节中, 通过使有效空间矢量在各个半载波周期内居中, 开发得到一个与 SVM 等效的相桥臂参考波形。这个参考波形能够由一个模拟正弦波—三角波调制器通过以下方式产生: 把一个连续变化的偏置电压叠加到三相电压参考信号中。

实现上述安排的一个简单电路如图 6-6 所示, 其中三相参考波形通过整流后产生了它们包络线的幅值, 然后将此幅值乘以 0.5 后作为一个偏置加入每个电压参考信号中, 最后把上述得到的信号送入常规的正弦波—三角波调制器^[5]。上述实现方法的数学表达式为

$$v_{az(comp)} = v_{az}^* - \frac{\max(v_{az}^*, v_{bz}^*, v_{cz}^*) + \min(v_{az}^*, v_{bz}^*, v_{cz}^*)}{2} \quad (6-33)$$

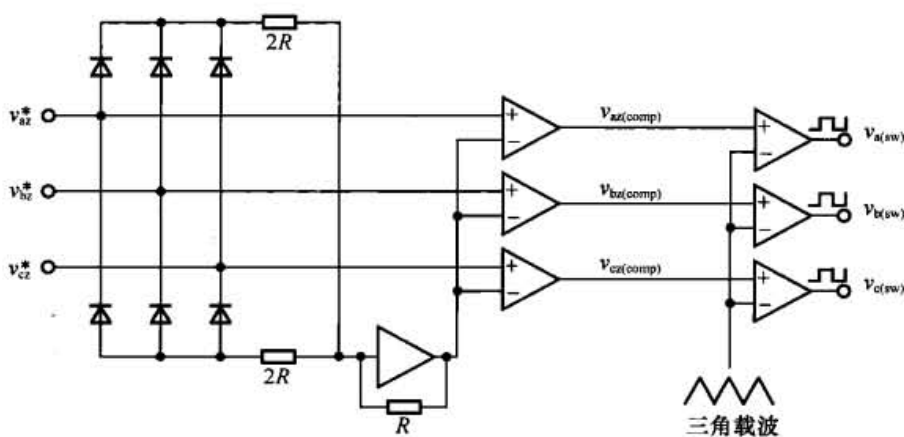


图 6-6 实现模拟空间矢量调制的电路

应该注意到, 用规则采样调制技术同样可以很容易地实现式 (6-33)。本书作者认为, 这经常是实现数字 SV 调制系统最有效的方法。

这种等效的自然采样 PWM 的概念与规则采样 PWM 相关的方式, 与第 3 章所描述的自然采样 PWM 与规则采样 PWM 相关的方式一样。于是, 这两种技术的理论差别预计如下所示。

① 自然采样调制平衡了低频侧和高频侧的载波边带谐波分量。

② 自然采样调制不会在相桥臂谐波频谱中产生低次的基波分量 (low-order fundamental component)。这意味着, 当用锯齿波替代三角波作为载波时, 模拟 SVM 的单边沿调制方法不会产生低次的基波谐波分量。

这些差别如图 6-7 所示, 其中规则采样 SVM 的谐波频谱与在双边沿和单边沿调制条件下的自然采样 SVM 都进行了比较。特别地, 可以清楚地看到, 图 6-7(c)所示的由单边沿规则采样 PWM 产生了没有被消除的 2 次和 4 次低阶谐波, 都不会在图 6-7(d)所示的自然采样 SVM

第6章 零空间矢量调制策略

等效过程中产生。注意到, 这些结果是利用 6.4 节中所介绍的双边沿调制解析式以及通过单边沿调制的时域开关波形仿真得到的。

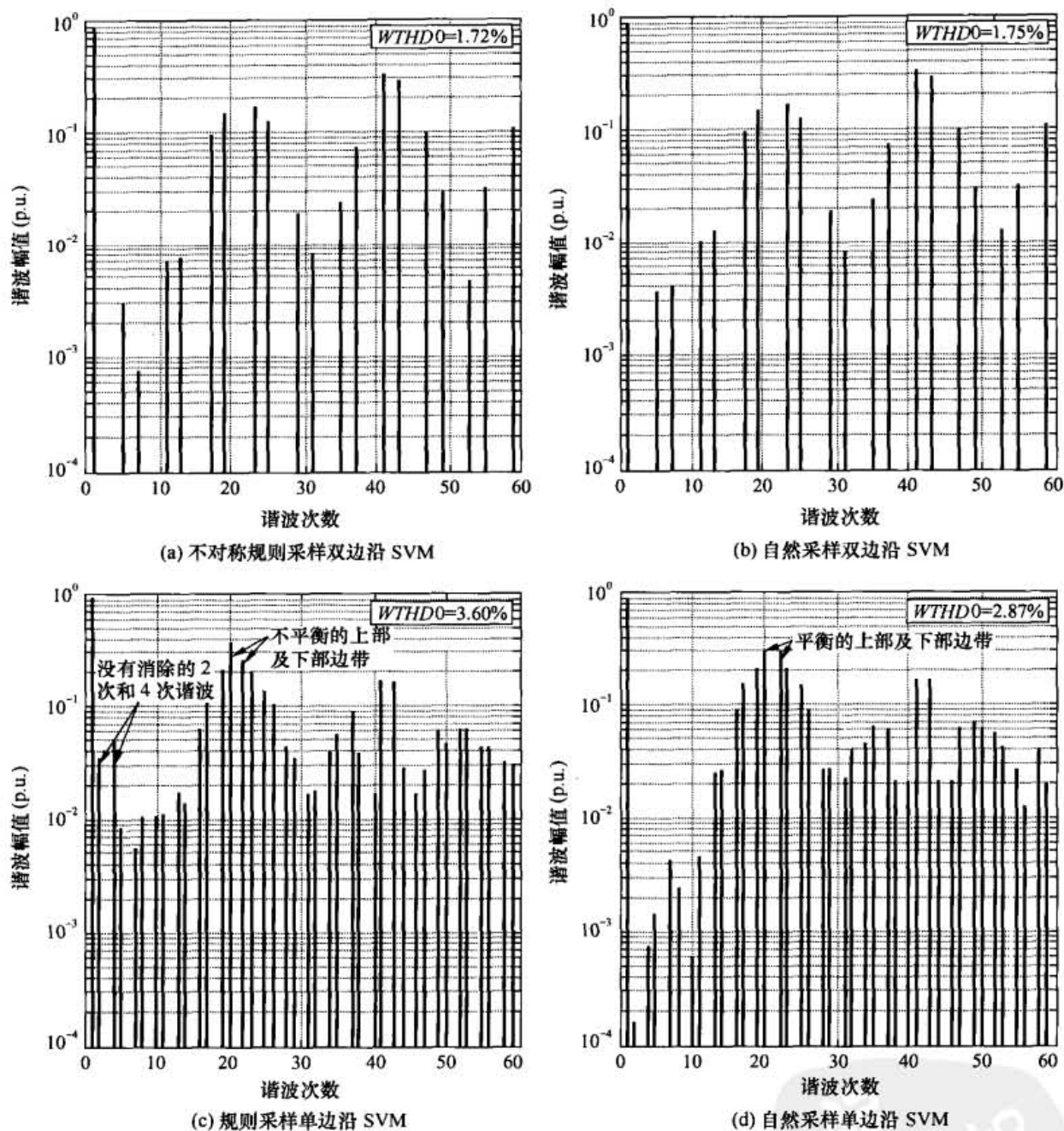


图 6-7 $M = 0.9$ 、 $f_s/f_0 = 21$ 时, 4 种调制方式下三相逆变器理论线—线电压的理论谐波频谱

模拟 SVM 概念最大的好处是可以把开关频率设为任意高的频率, 只要该频率不超逆变器相桥臂开关能力的承受极限。并且, 由于 SVM 策略并不需要特定 3 次谐波偏置的注入, 因此特别适合于那些要求逆变器矢量电压会在从一个计算周期到另一个周期时发生突变以及很难确定 3 次谐波的情形。电动机驱动系统或有源滤波器系统是 SVM 的典型应用^[6]。

最后, 应该注意到, 任何模拟正弦波—三角波比较调制的实现, 都有必须对与三角载波相比较的最终参考信号的斜率进行限制, 使其斜率低于载波的斜率, 否则, 在半个载波周期中会出现多次开关状态的转换。这是任何模拟正弦波—三角波调制的实现过程中通常都要考

6.4 空间矢量调制的解析式

通过推广前面几章中应用到使用连续参考波形的单相和三相逆变器上的技术, 可推导出 SVM 的解析式, 先是自然采样 SVM 的, 接着是针对对称和非对称采样 SVM 的解析式^[7]。从本质上说, 这些推广包括, 考虑到相桥臂参考波形不再连续而是由在一个完整基波周期上的 6 个扇区组成, 对基本二重傅里叶积分表达式, 即式 (3-9) 的积分限进行重新定义。因此外部积分项变为 6 个积分项之和, 每一项覆盖 60° 范围, 即

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \sum_{i=1}^6 \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_s(i)}^{x_r(i)} 2V_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (6-34)$$

其中表 6-3 定义了式 (6-34) 中的外部和内部积分限。

表 6-3 SVM 的外部及内部的二重傅里叶积分限

i	$y_s(i)$	$y_e(i)$	$x_r(i)$ (开关波形的上升沿)	$x_l(i)$ (开关波形的下降沿)
1	$\frac{2\pi}{3}$	π	$-\frac{\pi}{2} \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \left(y + \frac{\pi}{6} \right) \right]$	$\frac{\pi}{2} \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \left(y + \frac{\pi}{6} \right) \right]$
2	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{3}{2} M \cos y \right)$	$\frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{3}{2} M \cos y \right)$
3	0	$\frac{\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{2} \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \left(y - \frac{\pi}{6} \right) \right]$	$\frac{\pi}{2} \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \left(y - \frac{\pi}{6} \right) \right]$
4	$-\frac{\pi}{3}$	0	$-\frac{\pi}{2} \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \left(y + \frac{\pi}{6} \right) \right]$	$\frac{\pi}{2} \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \left(y + \frac{\pi}{6} \right) \right]$
5	$-\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{3}{2} M \cos y \right)$	$\frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{3}{2} M \cos y \right)$
6	$-\pi$	$-\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{2} \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \left(y - \frac{\pi}{6} \right) \right]$	$\frac{\pi}{2} \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \left(y - \frac{\pi}{6} \right) \right]$

确定了上述积分限, 对任意的 m 和 n 的取值都可以计算出式 (6-34) 的结果。

当 $m=n=0$ 时, 式 (6-34) 简化为

$$A_{00} + jB_{00} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^6 \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_s(i)}^{x_r(i)} dx dy \quad (6-35)$$

由于对一个如图 6-5 所示的对称参考波形, 直流偏置将仍为 V_{dc} , 所以不出意外时可通过计算上式得到

$$A_{00} + jB_{00} = 2V_{dc} \quad (6-36)$$

当 $m=0$ 、 $n>0$ 时, 式 (6-34) 可简化为

$$\begin{aligned}
 A_{0n} + jB_{0n} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^6 \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_r(i)}^{x_f(i)} e^{jny} dx dy \\
 &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^6 \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} [x_f(i) - x_r(i)] dy
 \end{aligned} \quad (6-37)$$

将表 6-3 中的 $x_r(i)$ 和 $x_f(i)$ 代入上式, 并经过一些处理, 同时想到 $n \neq 0$ 时 $\int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} dy = 0$, 可得

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{\sqrt{3}MV_{dc}}{4\pi} \left\{ \begin{aligned} &\sum_{i=1,4} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \left\{ e^{j[(n+1)y + \frac{\pi}{6}]} + e^{j[(n-1)y - \frac{\pi}{6}]} \right\} dy \\ &+ \sum_{i=2,5} \sqrt{3} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} [e^{j(n+1)y} + e^{j(n-1)y}] dy \\ &+ \sum_{i=3,6} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \left\{ e^{j[(n+1)y - \frac{\pi}{6}]} + e^{j[(n-1)y + \frac{\pi}{6}]} \right\} dy \end{aligned} \right\} \quad (6-38)$$

当 $n=1$ 时, 式 (6-38) 可进一步化简为

$$A_{01} + jB_{01} = \frac{\sqrt{3}MV_{dc}}{4\pi} \left\{ \begin{aligned} &\sum_{i=1,4} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \left[e^{j(2y + \frac{\pi}{6})} + e^{-j\frac{\pi}{6}} \right] dy \\ &+ \sum_{i=2,5} \sqrt{3} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} (e^{j2y} + 1) dy \\ &+ \sum_{i=3,6} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \left[e^{j(2y - \frac{\pi}{6})} + e^{j\frac{\pi}{6}} \right] dy \end{aligned} \right\} \quad (6-39)$$

将表 6-3 中的 $y_s(i)$ 和 $y_e(i)$ 代入上式, 积分后得到

$$A_{01} + jB_{01} = \frac{\sqrt{3}MV_{dc}}{4\pi} \left\{ \begin{aligned} &\left[\frac{e^{j(2y + \frac{\pi}{6})}}{j2} + ye^{-j\frac{\pi}{6}} \right] \Bigg|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} + \sqrt{3} \left(\frac{e^{j2y}}{j2} + y \right) \Bigg|_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \\ &+ \left[\frac{e^{j(2y - \frac{\pi}{6})}}{j2} + ye^{j\frac{\pi}{6}} \right] \Bigg|_0^{\frac{\pi}{3}} + \left[\frac{e^{j(2y + \frac{\pi}{6})}}{j2} + ye^{-j\frac{\pi}{6}} \right] \Bigg|_{-\frac{\pi}{3}}^0 \\ &+ \sqrt{3} \left(\frac{e^{j2y}}{j2} + y \right) \Bigg|_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} + \left[\frac{e^{j(2y - \frac{\pi}{6})}}{j2} + ye^{j\frac{\pi}{6}} \right] \Bigg|_{-\pi}^{\frac{2\pi}{3}} \end{aligned} \right\} \quad (6-40)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

http://www.3dportal.cn/dlscw/ 经过一些简化后, 式 (6-40) 变为

$$A_{01} + jB_{01} = MV_{dc} \quad (6-41)$$

可立刻认出式 (6-41) 就是目标参考波形的幅值, 即调制过程的目标。应进一步注意到, 在上述推导中没有对 M 的最大值作限制, 于是 SVM 的调制上限仍为 $2/\sqrt{3}$ 。

当 $n > 1$ 时, 再次将表 6-3 中的 $y_s(i)$ 和 $y_e(i)$ 代入式 (6-38), 积分后得到如下形式。

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{\sqrt{3}MV_{dc}}{4\pi} \left\{ \begin{aligned} & \left[\frac{e^{j[(n+1)y + \frac{\pi}{6}]} + e^{j[(n-1)y - \frac{\pi}{6}]} }{j(n+1) + \frac{j(n-1)}{2}} \right]_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} + \sqrt{3} \left[\frac{e^{j(n+1)y}}{j(n+1)} + \frac{e^{j(n-1)y}}{j(n-1)} \right]_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \\ & + \left[\frac{e^{j[(n+1)y - \frac{\pi}{6}]} + e^{j[(n-1)y + \frac{\pi}{6}]} }{j(n+1) + \frac{j(n-1)}{2}} \right]_0^{\frac{\pi}{3}} + \left[\frac{e^{j[(n+1)y + \frac{\pi}{6}]} + e^{j[(n-1)y - \frac{\pi}{6}]} }{j(n+1) + \frac{j(n-1)}{2}} \right]_{-\frac{\pi}{3}}^0 \\ & + \sqrt{3} \left[\frac{e^{j(n+1)y}}{j(n+1)} + \frac{e^{j(n-1)y}}{j(n-1)} \right]_{-\frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} + \left[\frac{e^{j[(n+1)y - \frac{\pi}{6}]} + e^{j[(n-1)y + \frac{\pi}{6}]} }{j(n+1) + \frac{j(n-1)}{2}} \right]_{-\pi}^{\frac{2\pi}{3}} \end{aligned} \right\} \quad (6-42)$$

上式可以写成如下更紧凑的形式。

$$A_{0n} + jB_{0n}|_{n>1} = \frac{\sqrt{3}MV_{dc}}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{n+1} \left\{ \sin \left[(n+1) \frac{\pi}{6} \right] \cos \left[(n+1) \frac{\pi}{2} \right] \right. \\ & \quad \times \left. \left\{ \sqrt{3} + 2 \cos \left[(n+1) \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \right] \right\} \right\} \\ & + \frac{1}{n-1} \left\{ \sin \left[(n-1) \frac{\pi}{6} \right] \cos \left[(n-1) \frac{\pi}{2} \right] \right. \\ & \quad \times \left. \left\{ \sqrt{3} + 2 \cos \left[(n-1) \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right] \right\} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (6-43)$$

对上式进行通分后得到

$$A_{0n} + jB_{0n}|_{n>1} = \frac{\sqrt{3}MV_{dc}}{\pi(n^2-1)} \left\{ \begin{aligned} & \sin \left[(n+1) \frac{\pi}{6} \right] \cos \left[(n+1) \frac{\pi}{2} \right] \left[2 \sin \left(n \frac{\pi}{3} \right) - \sqrt{3} \right] \\ & + \sin \left[(n-1) \frac{\pi}{6} \right] \cos \left[(n-1) \frac{\pi}{2} \right] \left[2 \sin \left(n \frac{\pi}{3} \right) + \sqrt{3} \right] \end{aligned} \right\} \quad (6-44)$$

由上式可以容易地验证出, 上式中仅 3 倍频的基带谐波是非零的。如果现在考虑到非 3 倍频的谐波为零而改写上式, 那么式 (6-44) 甚至可以进一步简化为

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{3\sqrt{3}MV_{dc}}{\pi(n^2-1)} \sin \left(n \frac{\pi}{6} \right) \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) \quad n = 3, 9, 15, \dots \quad (6-45)$$

第6章 零空间矢量放置调制策略

于是可以清楚地看到, 式(6-43)定义了图6-5中所示的构成三角形共模偏置电压的3倍基带谐波分量。该谐波分量和第5章中式(5-39)定义的3次谐波注入分量相类似。

当 $m > 0$ 时, 通过计算式(6-34)中的内积分得到:

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \sum_{i=1}^6 \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} [e^{jmx_r(i)} - e^{jmx_f(i)}] dy \quad (6-46)$$

将表6-3中的 $x_r(i)$ 和 $x_f(i)$ 代入上式后得到:

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{2V_{dc}}{jm\pi^2} \left\{ \sum_{i=1,4} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} \begin{bmatrix} e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi\sqrt{3}}{2} M \cos(y+\frac{\pi}{6})} \\ -e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi\sqrt{3}}{2} M \cos(y+\frac{\pi}{6})} \end{bmatrix} dy \right. \\ \left. + \sum_{i=2,5} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} \begin{bmatrix} e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2} M \cos y} \\ -e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2} M \cos y} \end{bmatrix} dy \right. \\ \left. + \sum_{i=3,6} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} \begin{bmatrix} e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi\sqrt{3}}{2} M \cos(y-\frac{\pi}{6})} \\ -e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi\sqrt{3}}{2} M \cos(y-\frac{\pi}{6})} \end{bmatrix} dy \right\} \quad (6-47)$$

利用式(A2-1), 重新整理式(6-47)可得到

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{2V_{dc}}{jm\pi^2} \left[\sum_{i=1,4} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \Pi_1 dy + \sum_{i=2,5} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \Pi_2 dy + \sum_{i=3,6} \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \Pi_3 dy \right] \quad (6-48)$$

其中上式中积分内的各项分别为

$$\Pi_1 = e^{jny} \left\{ J_0 \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \right. \\ \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[k \left(y + \frac{\pi}{6} \right) \right] \right\} \quad (6-49)$$

$$\Pi_2 = e^{jny} \left\{ J_0 \left(m \frac{3\pi}{4} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \right. \\ \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m \frac{3\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \cos ky \right\} \quad (6-50)$$

$$\Pi_3 = e^{jny} \left\{ J_0 \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \right. \\ \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[k \left(y - \frac{\pi}{6} \right) \right] \right\} \quad (6-51)$$

Π_1 、 Π_2 和 Π_3 三项可重新整理为以下更简单的积分形式。

$$\begin{aligned} \Pi_1 = & J_0 \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} e^{jny} \\ & + \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \left\{ e^{j \left[(n+k)y + k \frac{\pi}{6} \right]} \right. \\ & \left. + e^{j \left[(n-k)y - k \frac{\pi}{6} \right]} \right\} \end{aligned} \quad (6-52)$$

$$\begin{aligned} \Pi_2 = & J_0 \left(m \frac{3\pi}{4} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} e^{jny} \\ & + \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m \frac{3\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \left[e^{j(n+k)y} \right. \\ & \left. + e^{j(n-k)y} \right] \end{aligned} \quad (6-53)$$

$$\begin{aligned} \Pi_3 = & J_0 \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} e^{jny} \\ & + \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \left\{ e^{j \left[(n+k)y - k \frac{\pi}{6} \right]} \right. \\ & \left. + e^{j \left[(n-k)y + k \frac{\pi}{6} \right]} \right\} \end{aligned} \quad (6-54)$$

所以式(6-48)可通过积分运算后变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} \left(A_1 \left[\frac{\pi}{2\pi} \right] + A_2 \left[\frac{2\pi}{3} \right] + A_3 \left[\frac{\pi}{3} \right] + A_1 \left[\frac{0}{\pi} \right] + A_2 \left[\frac{\pi}{2\pi} \right] + A_3 \left[\frac{2\pi}{3} \right] \right) \quad (6-55)$$

其中

$$A_1 = \left\{ \begin{aligned} & J_0 \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \frac{e^{jny}}{jn} + J_n \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] e^{-jn \frac{\pi}{6} y} \Big|_{k=|n|} \\ & + \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \left\{ \frac{e^{j \left[(n+k)y + k \frac{\pi}{6} \right]}}{j(n+k)} \Big|_{k \neq -n} \right. \\ & \left. + \frac{e^{j \left[(n-k)y - k \frac{\pi}{6} \right]}}{j(n-k)} \Big|_{k \neq n} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (6-56)$$

$$A_2 = \left\{ \begin{aligned} & J_0 \left(m \frac{3\pi}{4} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \frac{e^{jny}}{jn} + J_n \left(m \frac{3\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] y \Big|_{k=|n|} \\ & + \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m \frac{3\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \left[\frac{e^{j(n+k)y}}{j(n+k)} \Big|_{k \neq -n} \right. \\ & \left. + \frac{e^{j(n-k)y}}{j(n-k)} \Big|_{k \neq -n} \right] \end{aligned} \right\} \quad (6-57)$$

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

整理, 学习交流。

$$A_3 = \left\{ \begin{aligned} & J_0 \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \frac{e^{jny}}{jn} + J_n \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] e^{jn \frac{\pi}{6} y} \Big|_{k=|n|} \\ & + \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \left\{ \begin{aligned} & \frac{e^{j \left[(n+k)y - k \frac{\pi}{6} \right]}}{j(n+k)} \Big|_{k \neq -n} \\ & + \frac{e^{j \left[(n-k)y + k \frac{\pi}{6} \right]}}{j(n-k)} \Big|_{k \neq n} \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (6-58)$$

经过大量的运算处理, 可推导出式 (6-46) 的最终表达式为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \left\{ \begin{aligned} & \frac{\pi}{6} \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \left[J_n \left(m \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos n \frac{\pi}{6} J_n \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] \\ & + \frac{1}{n} \sin m \frac{\pi}{2} \cos n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{6} \left[J_0 \left(m \frac{3\pi}{4} M \right) - J_0 \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] \Big|_{n \neq 0} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq -n)}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(n+k)} \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[(n+k) \frac{\pi}{2} \right] \sin \left[(n+k) \frac{\pi}{6} \right] \right. \\ & \quad \times \left\{ J_k \left(m \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos \left[(2n+3k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right\} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq n)}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(n-k)} \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[(n-k) \frac{\pi}{2} \right] \sin \left[(n-k) \frac{\pi}{6} \right] \right. \\ & \quad \times \left\{ J_k \left(m \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos \left[(2n-3k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (6-59)$$

应该注意到上述解析式在 $m > 0$ 、 $n = 0$ 的条件下也成立。而且, 尽管对应 m 和 n 的每一取值, 式 (6-59) 都包含了无穷的累加项, 然而实际上, 只用对 $1 \leq k \leq 10$ 范围内的项求和, 通常就可计算得到精确度可以接受的谐波幅值。

对于每半个载波区间内有效空间矢量居中的自然采样空间矢量调制来说, 式 (6-36)、式 (6-41)、式 (6-43) 和式 (6-59) 合在一起定义了 m 和 n 取任意值时的谐波幅值。

在式 (6-34) 中将 y 用 $y = y' + (\omega_o / \omega_c)x$ 替换, 继续对双边沿对称及不对称规则采样空间矢量调制开展理论分析, 可得

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^6 \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_s(i)}^{x_t(i)} e^{j \left[\left(m+n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) x + ny' \right]} dx dy' \quad (6-60)$$

http://www.3dportal.cn/discuz/ 上式适用于双边沿对称采样调制。

xyzabcxyzabc整理, 学习交流。

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^6 \left\{ \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_r(i)}^0 e^{j \left[mx+n \left(y_r' + \frac{\omega_o}{\omega_c} x + \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} \right) \right]} dx dy_r' + \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_0^{x_r(i)} e^{j \left[mx+n \left(y_r' + \frac{\omega_o}{\omega_c} x - \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} \right) \right]} dx dy_r' \right\} \quad (6-61)$$

上式适用于双边沿不对称采样调制。

可以采用前面已推导出的用于自然采样 SVM 的类似分析原理来推导上面两种调制方式的解析式。然而, 详细的工作在这里不再介绍, 这是因为其沿用的过程与自然采样调制的几乎完全相同, 重复起来意义不大。下面几个解析式的详细推导过程留作读者练习之用。

当 $m=n=0$ 时, 式 (6-36) 仍然成立, 这是因为所有采样参考波形都有一个大小为 V_{dc} 的直流偏置。

对于所有其他的谐波, 必须利用推导出式 (6-59) 的求解过程, 这是因为在式 (6-60) 和式 (6-61) 中的指数项与 m 为零或非零无关。不出所料, 结果与自然 SVM 的形式极其相似, 只要在上面两个规则采样调制方法的解析式中的合适之处用 q 替换 m 即可。参数 q 已在第 3 章中定义为 $q = m + n(\omega_o / \omega_c)$ 。

对于对称规则采样 SVM, 其谐波幅值为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{8V_{dc}}{m\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \frac{\pi}{6} \sin \left[(q+n) \frac{\pi}{2} \right] \left[J_n \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos n \frac{\pi}{6} J_n \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] \\ & + \frac{1}{n} \sin q \frac{\pi}{2} \cos n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{6} \left[J_0 \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) - J_0 \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] \Big|_{n \neq 0} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq -n)}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(n+k)} \sin \left[(q+k) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[(n+k) \frac{\pi}{2} \right] \sin \left[(n+k) \frac{\pi}{6} \right] \right. \\ & \quad \times \left. \left[J_k \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos \left[(2n+3k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] \right\} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq n)}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(n-k)} \sin \left[(q+k) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[(n-k) \frac{\pi}{2} \right] \sin \left[(n-k) \frac{\pi}{6} \right] \right. \\ & \quad \times \left. \left[J_k \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos \left[(2n-3k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] \right\} \end{aligned} \right\} \quad (6-62)$$

对于不对称规则采样 SVM, 其谐波幅值为

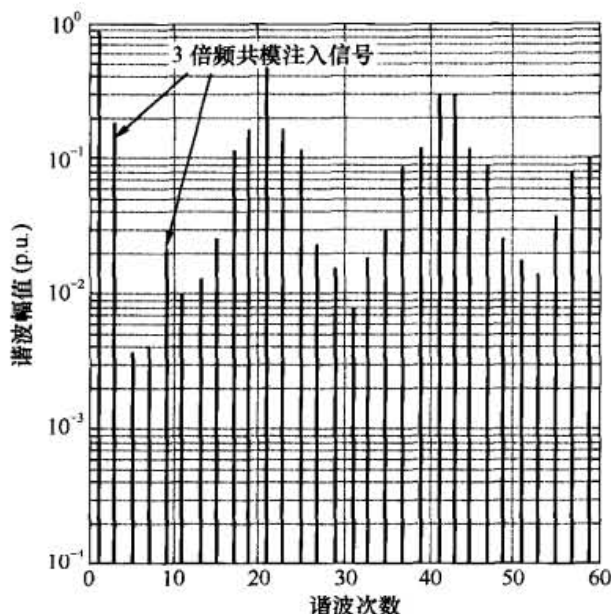
<http://www.3dportal.cn/discuz/>

$$A_{mn} + jB_{mn} =$$

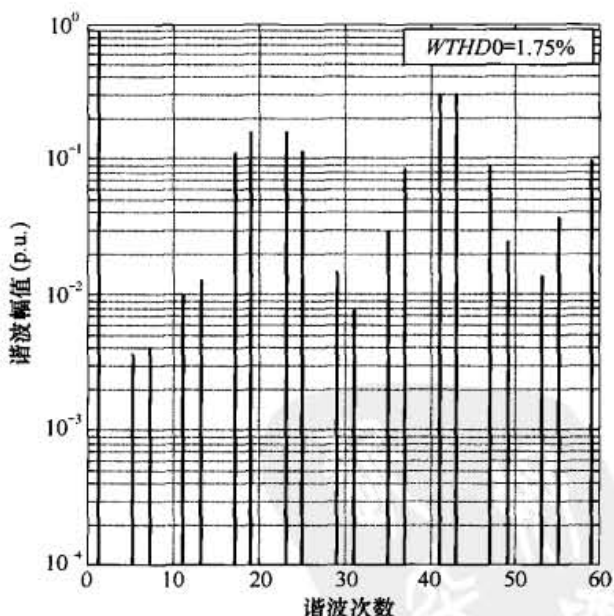
$$\frac{8V_{dc}}{m\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \left[\frac{\pi}{6} \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \left[J_n \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos n \frac{\pi}{6} J_n \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] \right. \\ & \left. + \frac{1}{n} \sin m \frac{\pi}{2} \cos n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{6} \left[J_0 \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) - J_n \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] \right]_{n \neq 0} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq -n)}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(n+k)} \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[(n+k) \frac{\pi}{2} \right] \sin \left[(n+k) \frac{\pi}{6} \right] \right. \\ & \left. \times \left[J_k \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos \left[(2n+3k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] \right\} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq n)}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(n-k)} \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[(n-k) \frac{\pi}{2} \right] \sin \left[(n-k) \frac{\pi}{6} \right] \right. \\ & \left. \times \left[J_k \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos \left[(2n-3k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] \right\} \end{aligned} \right\} \quad (6-63)$$

SVM 的谐波分量幅值的求和表达式相当复杂, 必须仔细计算才能得到特定谐波的确值。

图 6-8 显示了自然采样 SVM 下的相桥臂和线—线谐波分量, 其中从相桥臂的谐波当中可以清楚地看到, 由有效空间矢量居中所产生的 3 倍频谐波共模注入信号。图 6-9 和图 6-10 分别显示了对称与不对称规则采样 SVM 的谐波性能以供比较之用。



(a) 相桥臂 a 输出开关电压波形的频谱



(b) 线—线输出开关电压波形的频谱

图 6-8 $M = 0.9$ 、 $f_s/f_o = 21$ 时, 自然采样 SVM 调制下三相逆变器的理论谐波频谱

再次看到, 与自然采样和不对称规则采样的调制方法相比, 用于对称规则采样 SVM 法的式 (6-62) 中的 $\sin[\pi(q+n)/2]$ 和 $\sin[\pi(q+k)/2]$ 这两项会导致额外的谐波。还可以清楚地看到, 由对称采样过程产生的基带分量对应于图 6-9(b) 线—线电压中低幅值的 2 次、4 次和 5

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

xyzabcxyzabc 整理, 学习压流。

http://www.3dportal.cn/... 次基频谐波。然而, 正如预期的一样 (见如图 6-10), 采用不对称规则采样 SVM 的线—线电压流。中只有 5 次谐波分量, 这是由于这种采样策略本身就能消除掉偶次基带谐波。

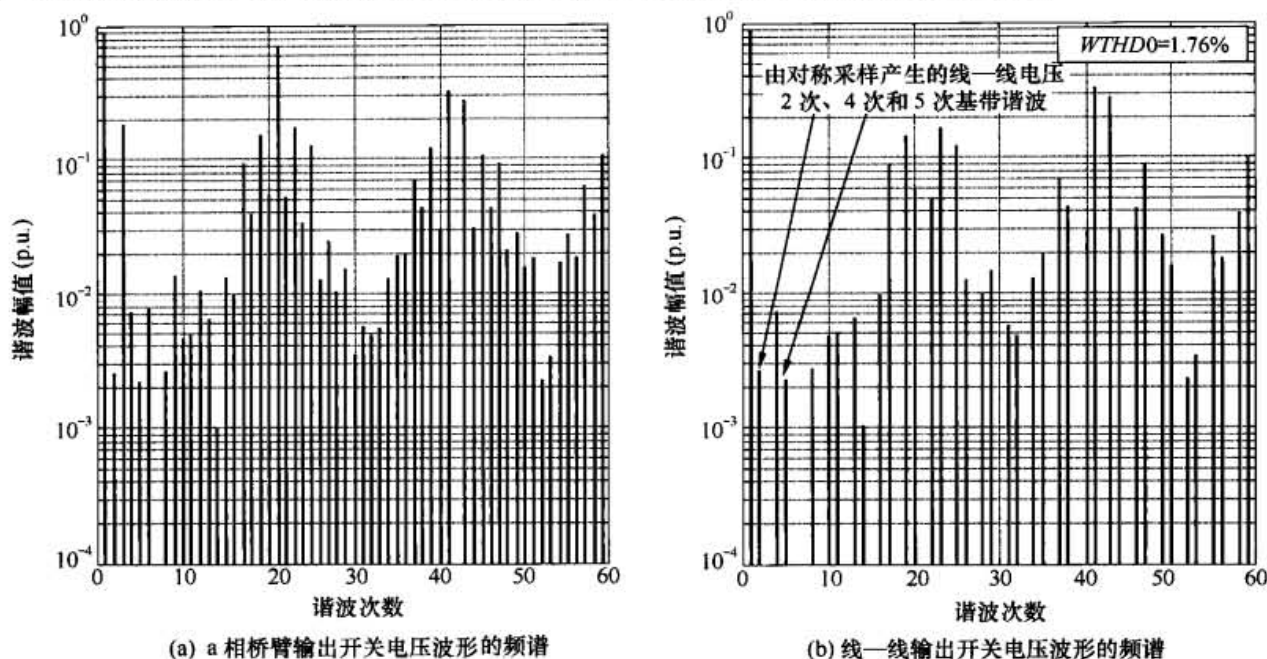


图 6-9 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_o = 21$ 时, 双边沿对称规则采样 SVM 调制下的三相逆变器的理论谐波频谱

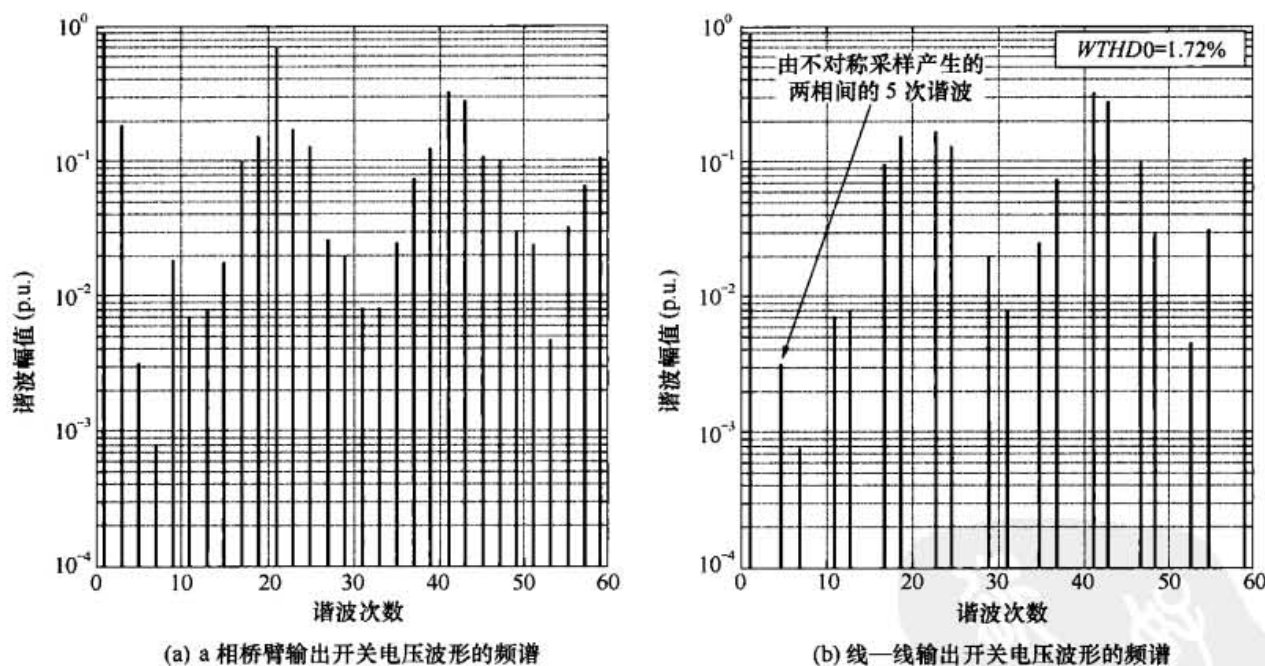


图 6-10 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_o = 21$ 时, 双边沿不对称规则采样 PWM 调制下的三相逆变器的理论谐波频谱

通过将对应于简单正弦参考信号 PWM 的图 5-5(b)及对应于 $1/6$ 幅值 3 次谐波注入 PWM 的图 5-8(a)与图 6-10(b)进行对照, 可以看出 SVM 的主要优点。很明显, SVM 的影响有: 将谐波能量转移到了外部边带谐波中, 在一定程度上也转移到了第二个载波组的边带上, 从而减少了内部边带谐波。这样就从总体上减小了开关输出波形的 $WTHD$ 值。

为进一步说明 SVM 的影响, 如图 5-8(b)所示, 采用 $1/4$ 幅值 3 次谐波注入法时, 第一个载波组中的 4 个主要边带的幅值都几乎一样。这就解释了经这种调制策略改善的 $WTHD$ 性能

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

甚至会优于 SVM 的原因。但是, 当然这些差别在更高载波频率和边带谐波频率下会变得不再显著, 此时它们对负载纹波电流的影响也会明显减小。

应该注意到, SVM 的边带谐波的衰减率要比采用正弦或 3 次谐波注入的参考信号的 PWM 时要慢, 其中的原因是: SVM 中的共模注入分量包含了多个 3 倍频的谐波, 并且高次 3 倍频的分量提高了外部边带谐波的幅值。这种影响包括两方面。

第一, 当计算特定谐波频率的幅值时, 必须将所有具有相同频率的谐波作为相量来相加。谐波可能来自于基带以及各种载波组中的边带, 而 SVM 更宽的边带增加了谐波组重叠和意外消除的机会。例如, 在图 6-9(a)所示的对称采样 SVM 的结果中没有 7 次谐波, 这是因为在基带分量和第一边带组分量间出现了相量的抵消。

第二, 增加的第一个载波组边带的尾部谐波增大了其侵入基波频率区域的可能性, 尤其在较低的载波比时更是如此。通常, 对于特定的系统而言, 这不是需要关注的问题, 但在有特殊调制要求的应用场合却可能需要牢记它。

通过总结 4 种主要 PWM 策略各自的主要谐波的标幺化幅值, 表 6-4 证实了上述结论。表 6-4 中也包含了对由第一和第二个载波组中主要边带谐波产生的谐波畸变 (第一个载波组中的称为单载波谐波畸变, *SCHD*; 第二个载波组中的称为双载波谐波畸变, *DCHD*) 的估计, 这些畸变可计算如下:

$$SCHD \text{ (或 } DCHD) = \sqrt{\sum_{n=i}^j (h_n)^2}$$

其中 i 为谐波区域的起点, j 为谐波区域的终点, h_n 为标幺化到 V_{dc} 的谐波幅值。

表 6-4 $f_c/f_o = 21$ 、 $M = 0.9$ 时, 不对称规则采样 PWM 和 SVM 调制下的线—线谐波分量

谐 波	正弦 PWM	PWM+1/6 幅值的 3 次谐波	PWM+1/4 幅值的 3 次谐波	SVM
$\omega_c - 4\omega_o$	0.66%	7.98%	11.65%	9.80%
$\omega_c - 2\omega_o$	25.05%	17.04%	12.91%	15.09%
$\omega_c + 2\omega_o$	28.38%	19.50%	14.85%	17.26%
$\omega_c + 4\omega_o$	1.94%	10.75%	15.19%	12.92%
<i>SCHD</i> (第一个载波组)	37.91%	29.15%	27.45%	28.08%
$2\omega_c - 5\omega_o$	1.39%	7.10%	9.11%	7.39%
$2\omega_c - \omega_o$	27.57%	31.53%	32.18%	31.88%
$2\omega_c + \omega_o$	23.46%	27.36%	28.03%	27.72%
$2\omega_c + 5\omega_o$	3.05%	9.35%	11.59%	10.22%
<i>DCHD</i> (第二个载波组)	36.35%	43.37%	45.15%	44.09%
<i>THD</i> ($\sqrt{SCHD^2 + DCHD^2}$)	52.52%	52.25%	52.84%	52.28%
<i>WTHD0</i> ($n = 15$)	0.00%	0.04%	0.05%	0.11%
<i>WTHD0</i> ($n = 60$)	2.02%	1.75%	1.72%	1.72%

http://www.3dportal.cn/dwz/xyzabcxyzabc整理, 学习能量流。

这些部分谐波畸变的参数清楚地表明, 由于改善了空间矢量分量位置的放置, 谐波能量流。总体上向外部的边带移动 (也有少量进入了第二个载波组边带中)。还注意到, 对于 4 种调制策略, 利用在载波和双载波区域中的主要谐波计算得到的总谐波畸变几乎都是一样的。这个结果证实了, 在表 6-4 中列出的谐波是三相 VSI 采用 PWM 调制时最主要的一些谐波分量, 因为这些分量相加后得到的 THD 就是表 6-4 中给出的 THD。

6.5 空间矢量调制的谐波损耗

利用在第 5 章介绍的三相调制解析式的推导过程, 进行简单扩展后就可以推导出 SVM 方案所产生的谐波电流的解析式, 步骤如下所述。

第 5 章中的式 (5-59) 定义了对应于任意相桥臂电压瞬时值的一个载波区间上的谐波纹波电流的平方值, 它是一种通用表达式。将该式在一正半基波周期上进行积分后计算出任何特定调制策略下的总体谐波损耗。对于第 5 章中所介绍的调制策略, 如式 (5-63) 所示, 由于相桥臂参考电压是连续函数, 所以可以在一组积分限内进行积分运算。而对于空间矢量调制, 如表 6-2 所列, 相桥臂参考波形是由每个 60° 扇区中分开的正弦段所组成的。将 $u_1 = v_{az}$ 和 $u_2 = v_{bz}$ 代入式 (5-59) 中 (为了简短起见用 θ 代替 θ_0), 于是得到了正半基波周期上各个扇区中谐波纹波电流的平方值的各自表达式, 如下所示:

$$\langle \Delta i_{ab}^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left\{ \begin{array}{l} 3M^2 \cos^2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) - 3\sqrt{3}M^3 \cos^3 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \\ - \frac{9}{8}M^4 \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \left[\begin{array}{l} 3\sqrt{3} \cos^3 \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ - \cos^3 \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \end{array} \right] \end{array} \right\} \quad 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \quad (6-64)$$

$$\langle \Delta i_{ab}^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left\{ \begin{array}{l} 3M^2 \cos^2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) - 3\sqrt{3}M^3 \cos^3 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \\ - \frac{9}{8}M^4 \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \left[\cos^3 \left(\theta - \frac{5\pi}{6} \right) - \cos^3 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \right] \end{array} \right\} \quad -\frac{\pi}{3} < \theta < 0 \quad (6-65)$$

$$\langle \Delta i_{ab}^2 \rangle = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left\{ \begin{array}{l} 3M^2 \cos^2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) - 3\sqrt{3}M^3 \cos^3 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \\ - \frac{9}{8}M^4 \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) (\sin^3 \theta - 3\sqrt{3} \cos^3 \theta) \end{array} \right\} \quad -\frac{2\pi}{3} < \theta < -\frac{\pi}{3} \quad (6-66)$$

不出所料, 上述方程中的 M^2 和 M^3 项与式 (5-62) 中相应的项都是相同的。这是因为它们仅仅包含线—线含参考量, 并且这些项对于一个给定基波线—线输出电压的任何一种调制策略来说都必须是一样的。因此, 在式 (5-66)、式 (5-67) 和式 (5-68) 中推导出这些项积分后的解析式系数仍然可用。然而, 三个式子中的 M^4 项必须分别进行积分运算。

$$I_{ab,h,rms}^2|_{M^4} = -\left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma}\right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \cdot \frac{9}{8} \cdot \frac{M^4}{\pi} \times \left\{ \begin{aligned} & \int_0^{\frac{\pi}{3}} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \left[3\sqrt{3} \cos^3\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos^3\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \right] d\theta \\ & + \int_{-\frac{\pi}{3}}^0 \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \left[\cos^3\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) - \cos^3\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \right] d\theta \\ & + \int_{-\frac{2\pi}{3}}^{-\frac{\pi}{3}} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) (\sin^3 \theta - 3\sqrt{3} \cos^3 \theta) d\theta \end{aligned} \right\} \quad (6-67)$$

将如下的标准三角关系式

$$\begin{aligned} \sin^3 \theta &= \frac{3}{4} \sin \theta - \frac{1}{4} \sin 3\theta \\ \cos^3 \theta &= \frac{3}{4} \cos \theta + \frac{1}{4} \cos 3\theta \\ \cos a \cos b &= \frac{1}{2} [\cos(a+b) + \cos(a-b)] \\ \cos a \sin b &= \frac{1}{2} [\sin(a+b) - \sin(a-b)] \end{aligned} \quad (6-68)$$

代入上式, 式(6-67)可重新整理成

$$I_{ab,h,rms}^2|_{M^4} = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma}\right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \cdot \frac{9}{8} \cdot M^4 \times \frac{1}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & \int_0^{\pi/3} \frac{1}{4} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \left[9\sqrt{3} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - 3\sqrt{3} \cos 3\theta \right. \\ & \quad \left. + 3 \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) + \sin 3\theta \right] d\theta \\ & + \int_{-\pi/3}^0 2 \cos^4\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta \\ & + \int_{-2\pi/3}^{-\pi/3} \frac{1}{4} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \left(-3 \sin \theta + \sin 3\theta \right. \\ & \quad \left. + 9\sqrt{3} \cos \theta + 3\sqrt{3} \cos 3\theta \right) d\theta \end{aligned} \right\}$$

$$= \left(\frac{V_{dc}}{L_{\sigma}} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \cdot \frac{9}{8} \cdot M^4 \times \left\{ \begin{aligned} & \int_0^{\pi/3} \left\{ \begin{aligned} & -3\sqrt{3} \left[3\sin 2\theta - 3\cos \frac{\pi}{6} + \cos \left(4\theta + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(2\theta - \frac{\pi}{6} \right) \right] \\ & + 3\cos 2\theta + 3\cos \frac{\pi}{3} + \sin \left(4\theta + \frac{\pi}{6} \right) + \sin \left(2\theta - \frac{\pi}{6} \right) \end{aligned} \right\} d\theta \\ & + \frac{1}{8\pi} \int_{-\pi/3}^0 \left[4 + 8\cos \left(2\theta + \frac{\pi}{3} \right) + 2 + 2\cos \left(4\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\theta \\ & + \int_{-2\pi/3}^{-\pi/3} \left\{ \begin{aligned} & -3\sin \left(2\theta + \frac{\pi}{6} \right) + 3\sin \frac{\pi}{6} + \sin \left(4\theta + \frac{\pi}{6} \right) + \sin \left(2\theta - \frac{\pi}{6} \right) \\ & + 3\cos \left(2\theta + \frac{\pi}{6} \right) + 3\cos \frac{\pi}{6} \\ & + 3\sqrt{3} \left[\cos \left(4\theta + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(2\theta - \frac{\pi}{6} \right) \right] \end{aligned} \right\} d\theta \end{aligned} \right\} \quad (6-69)$$

对式 (6-69) 经积分及一些处理后可得

$$I_{ab,h,rms}^2 \Big|_{M^4} = \left(\frac{V_{dc}}{L_{\sigma}} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \cdot \frac{9}{8} \cdot M^4 \left(\frac{3}{2} - \frac{9}{8} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \right) \quad (6-70)$$

所以由 SVM 产生的谐波电流的完整的解析式为

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_{\sigma}} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left[\frac{3}{2} M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} M^3 + \frac{9}{8} \left(\frac{3}{2} - \frac{9}{8} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \right) M^4 \right] \quad (6-71)$$

计算上式中 M^4 项的系数得到 0.9897, 这与第 5 章式 (5-67) 和式 (5-68) 所计算出的带有 3 次谐波注入的正弦 PWM 的结果非常接近。

6.6 零空间矢量的放置

在 4.5 节中已做出结论: 当把线—线输出脉冲放置在每半个载波周期中间时, PWM 算法可以获得最佳的谐波性能。这在单相 VSI 上已经得到了证实, 从中可以确定采用三电平 PWM 其实也就暗示着以同样的方式来放置线—线脉冲。对于三相 VSI, 从物理的角度是不可能将三组线—线输出脉冲居中放置在每半个载波周期区间上, 这是因为开关过程隐含地产生了图 5-3 所示的线—线脉冲序列。因此, 平衡所有三组线—线输出脉冲位置的这一要求, 限制了三相系统中线—线间输出电压脉冲的放置, 使得所有三个线—线输出线电压的谐波分量相互竞争。

进一步审视图 5-3 可以看到, 两个有效脉冲 V_1 和 V_2 总是彼此直接跟随, 这是因为它们之间的转换就是一个单相桥臂的状态变化。因此, 三相 VSI 脉冲位置的放置过程变成了简单地在每半个载波周期内放置 $V_1 + V_2$ 总的有效脉冲间隔的过程。当然, 可以将额外的零状态插入到图 5-3 所示的两个有效空间矢量之间以调整相桥臂的开关方式, 但是这种做法会增加半个

第6章 零空间矢量放置调制策略

<http://www.3dportal.cn/discuz/>

载波周期内开关转换的次数。这样的策略显然是次优的，因为它增加了相桥臂开关的频率，并且使得有效线—线输出脉冲（它们是空间矢量分量）向远离半个载波周期中心的方向移动，而不是像所期望的那样更加靠近中心位置。

图 6-11 和图 6-12 显示了，对于以下 4 种调制方法，其有效线—线输出脉冲是如何在一个完整基波周期中的每半个载波周期内分布的。

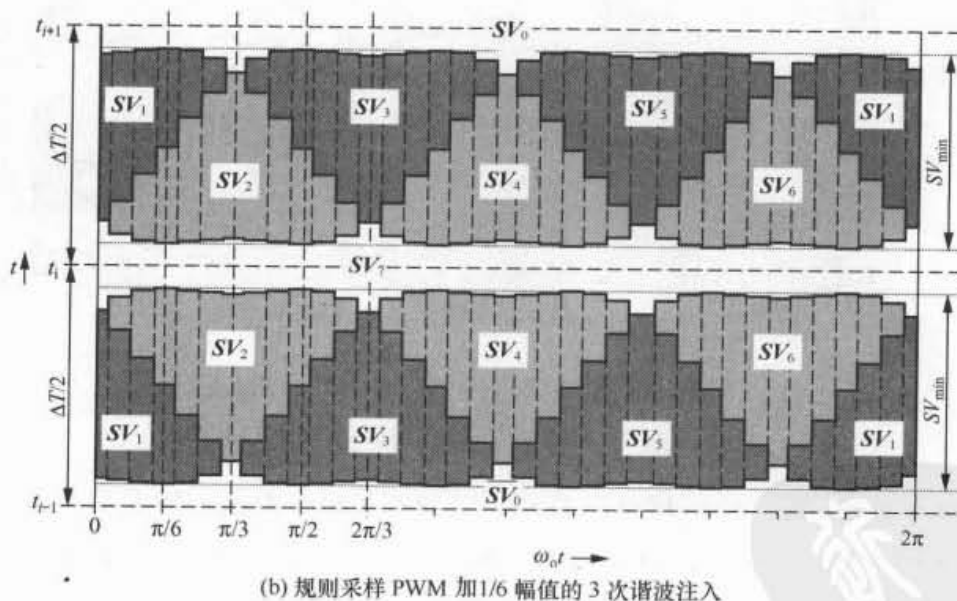
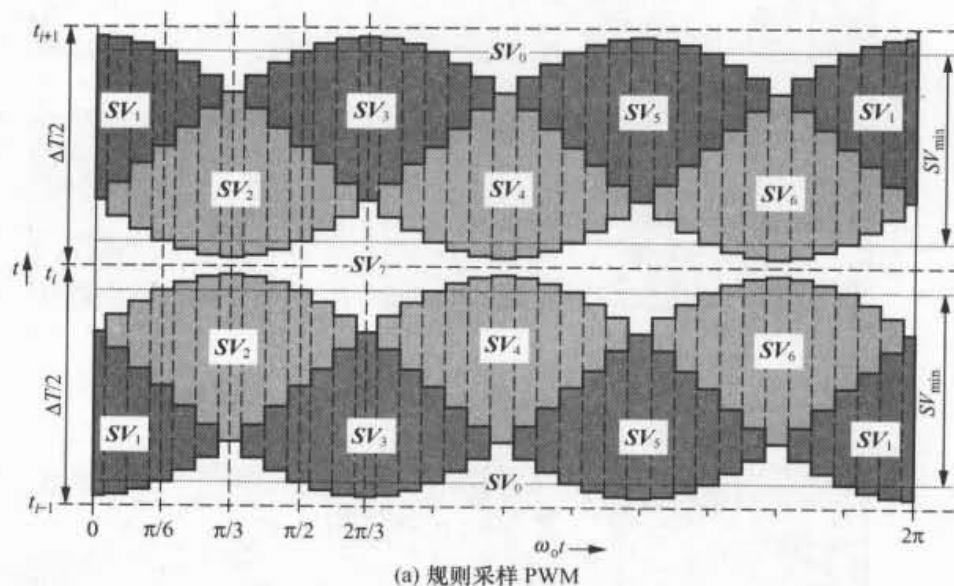


图 6-11 调制比 $M = 0.9$ 时的空间矢量放置

- ① 简单正弦波规则采样 PWM。
- ② PWM 加 1/6 幅值的 3 次谐波注入信号。
- ③ PWM 加 1/4 幅值的 3 次谐波注入信号。
- ④ 有效空间矢量在每半个载波周期居中放置的 SVM。

应该注意到，为了阐述清楚起见，图 6-11 和图 6-12 的载波比变成了 18（即在每两个不对称采样点间为 10° 的基波阶梯）。这个变化不会影响到下面所做出结论的有效性，这是因为

在任意载波频率下, 脉冲位置对于谐波性能的相对影响都是相同的。

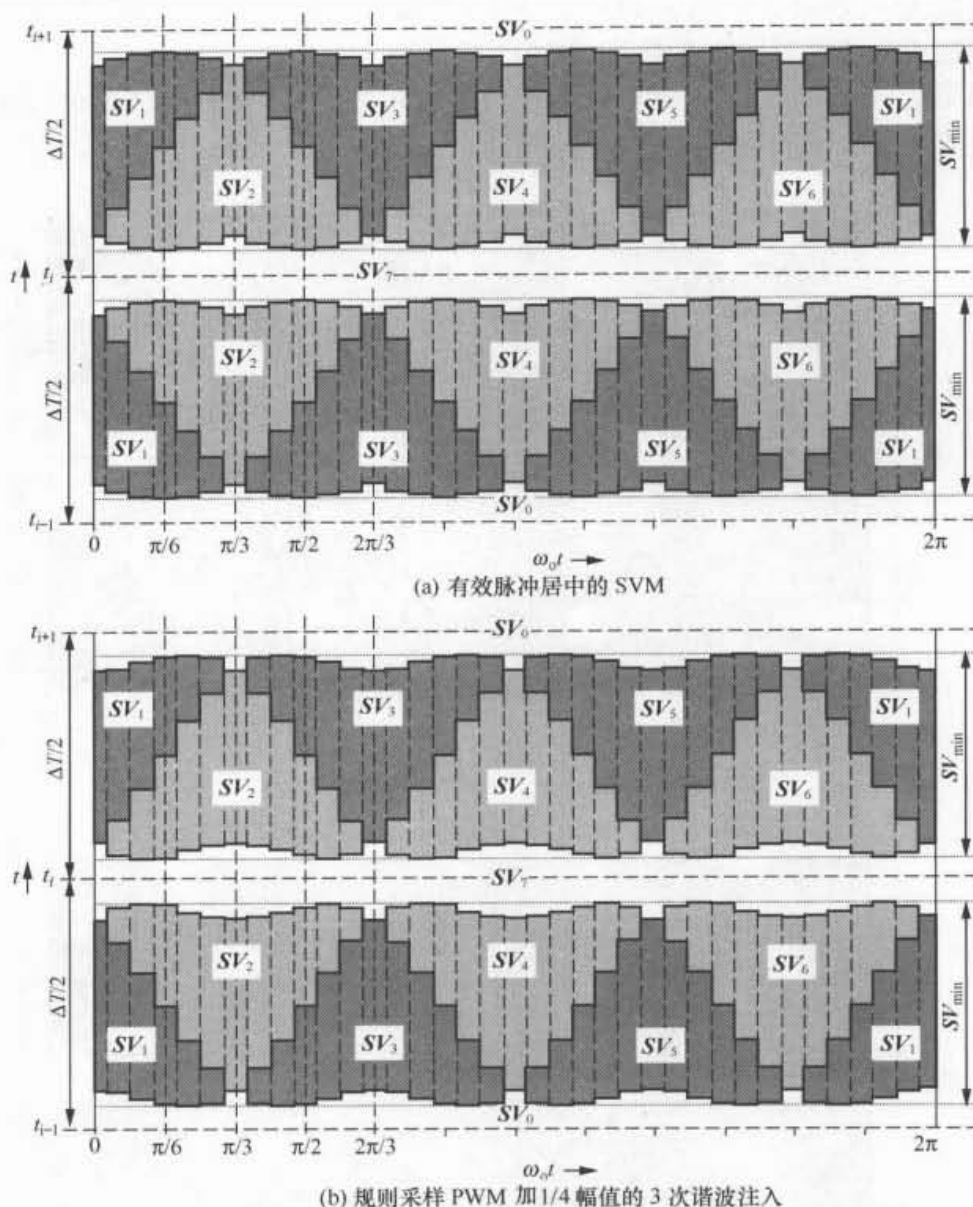


图 6-12 $M = 0.9$ 时的空间矢量放置

关注 $\pi/6 \leq \theta_0 \leq 2\pi/3$ 的区域可以看到不同调制策略对有效空间矢量位置的影响。对于所有 4 种调制策略而言, 当 $\theta_0 = \pi/6$ 和 $\theta_0 = \pi/2$ 时, 总的有效空间矢量间隔都是同样放置在半个载波周期的中心位置。所有三相 VSI 的 SVM 脉冲位置放置方法都将共模的 3 倍频分量加入到目标参考波形中, 其 3 倍频分量在基波相角为 $(2n+1)\pi/6$ 时均为零。

还注意到, 总的有效空间矢量间隔在基波相角为 $(2n+1)\pi/6$ 时取最大值, 这是因为此处用于合成所需的目标空间矢量的两个邻近空间矢量的长度相等。这个间隔就是图 6-11 所示的 SV_{min} , 这也是前面所讨论的最大可能调制比 $M = 1.15$ 的限制因数。然而, 尽管当 $\theta_0 = \pi/6$ 和 $\theta_0 = \pi/2$ 时总的有效空间矢量间隔位于半个载波周期的中心位置, 但是在每一接下来的半个载波周期内, 两个空间矢量的位置会倒转放置。这会导致每一个空间矢量分量的载波频率发生振荡, 同时由于线—线输出电压脉冲是由这些分量组成的, 所以可以预见到奇次的载波倍

频边带不会完全消除以及奇次的载波倍频边带谐波会进而出现在线一线输出开关波形中的现象, 事实也确如所料。

此外, 在 $\theta_0 = \pi/3$ 和 $\theta_0 = 2\pi/3$ 处, 这些调制策略间存在如下明显的差别。

(1) 没有 3 次谐波注入的规则采样 PWM 将总的有效空间矢量间隔的一个边沿明显地放置在了 SV_{\min} 区域的外面, 如图 6-11(a) 所示, 在前半个载波周期内是一侧边沿在外, 在紧接下来的半个载波周期是另一侧边沿在外。这种放置不仅使得最大调制比限制为 $M=1.0$, 而且在每个接下来的半个载波周期内增加空间矢量分量的振荡运动。这种额外的运动会增加奇次载波倍频边带谐波的幅值, 这是因为和那些在每半个载波周期内居中放置脉冲相比, 这些在相邻的半个载波周期内放置的脉冲不会分离得那么远。

(2) 带有 1/6 幅值 3 次谐波注入的规则采样 PWM 将总的空间矢量间隔限制在 SV_{\min} 区域内, 如图 6-11(b) 所示, 这样可使最大调制比增加到 $M=1.15$ 。然而, 在每一相邻的半个载波周期内空间矢量分量的位置仍然有一些振荡。然而, 与规则采样 PWM 相比, 此时奇次的载波倍频边带谐波的幅值至少会有所降低。

(3) 有效脉冲居中放置的 SVM 沿用这个概念, 如图 6-12(a) 所示, 也就是使矢量分量在每半个载波周期内进行完全地居中放置。于是可以消除掉一个基波周期在该点处的奇次载波边带, 而在此基波周期的其他部分空间矢量的振荡仍然存在, 以至于总的奇次载波边带未能得到完全的消除。但在这种策略下谐波性能会明显得到改善。

(4) 带有 1/4 幅值 3 次谐波注入的规则采样 PWM 还有其他的影响, 如图 6-12(b) 所示。这个策略在基波相角每隔 $\pi/6$ 处将总的有效空间矢量间隔居中放置, 但是在这些点间也使得总的间隔稍稍偏移超出了 SV_{\min} 区域。这样的影响使得中间的空间矢量的放置发生偏置, 以至于较大的空间矢量 (即更长的脉冲) 更接近中心位置而以较小的空间矢量偏离中心位置为代价。由于越大的分量越重要, 所以其结果也越接近 (但无法达到) 理想情况, 即在每半个载波周期内每一线一线输出脉冲都准确地居中放置。尽管由于在基波周期的部分时间段内空间矢量间隔会放置得稍稍超出 SV_{\min} 的区域, 造成最大调制比略微下降到 $M=1.12$, 但这种策略的谐波性能将得到改善 (甚至优于 SVM 的谐波性能)。

确实, 进一步地采用这种概念, 借助于这种有利于较大空间矢量分量的空间矢量位置的偏置方法, 有可能在每半个载波周期内通过放置空间矢量分量达到使奇次载波边带谐波分量减少的优化目标。这一工作在文献[8~10]中已作了报道, 这 3 篇文献所得出的结论都是: 采用带有 1/4 幅值 3 次谐波注入的策略尽乎准确地实现了空间矢量脉冲的最优放置。

6.7 不连续调制

本章前面的几节已经阐明, 零空间矢量的差别造成了各种 PWM 策略的基本差异, 并且仅仅需要改变有效空间矢量脉冲在每半个载波周期内的位置就可得到各种 PWM 策略。基于以上观点, 可以进一步开发得到如下调制策略: 将相邻的半个载波周期中的有效空间矢量彼此移动到一起, 二者之间的零空间矢量就随之消失了。这样的策略具有在每半个载波周期内减少一次开关转换次数的优点, 在同样的逆变器损耗情况下可以将开关频率提高至额定值的 1.5 倍。由于高频开关谐波的影响作用减弱, 逆变器的谐波性能得以改善。然而, 究竟能得到何种特定的好处将取决于这些不连续调制策略的精确谐波性能。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

6.7.1 120° 不连续调制

获得不连续开关最直接的方法是,与 4.5.2 节中所描述的单相 VSI 中心 V_z 状态的消除方法相类似,移动图 6-11 中的两个有效空间矢量以去除其中的一个。唯一的区别是,对三相拓扑结构而言,各相桥臂都轮流锁定到上或下直流母线(无论选择哪一个)并持续 $1/3$ 的基波周期(120°)。这个方法称为 120° 不连续调制,其相应的空间矢量放置如图 6-13 所示,其中究竟是消掉 SV_0 还是 SV_7 ,取决于哪一条直流母线被用作钳位参考电压。

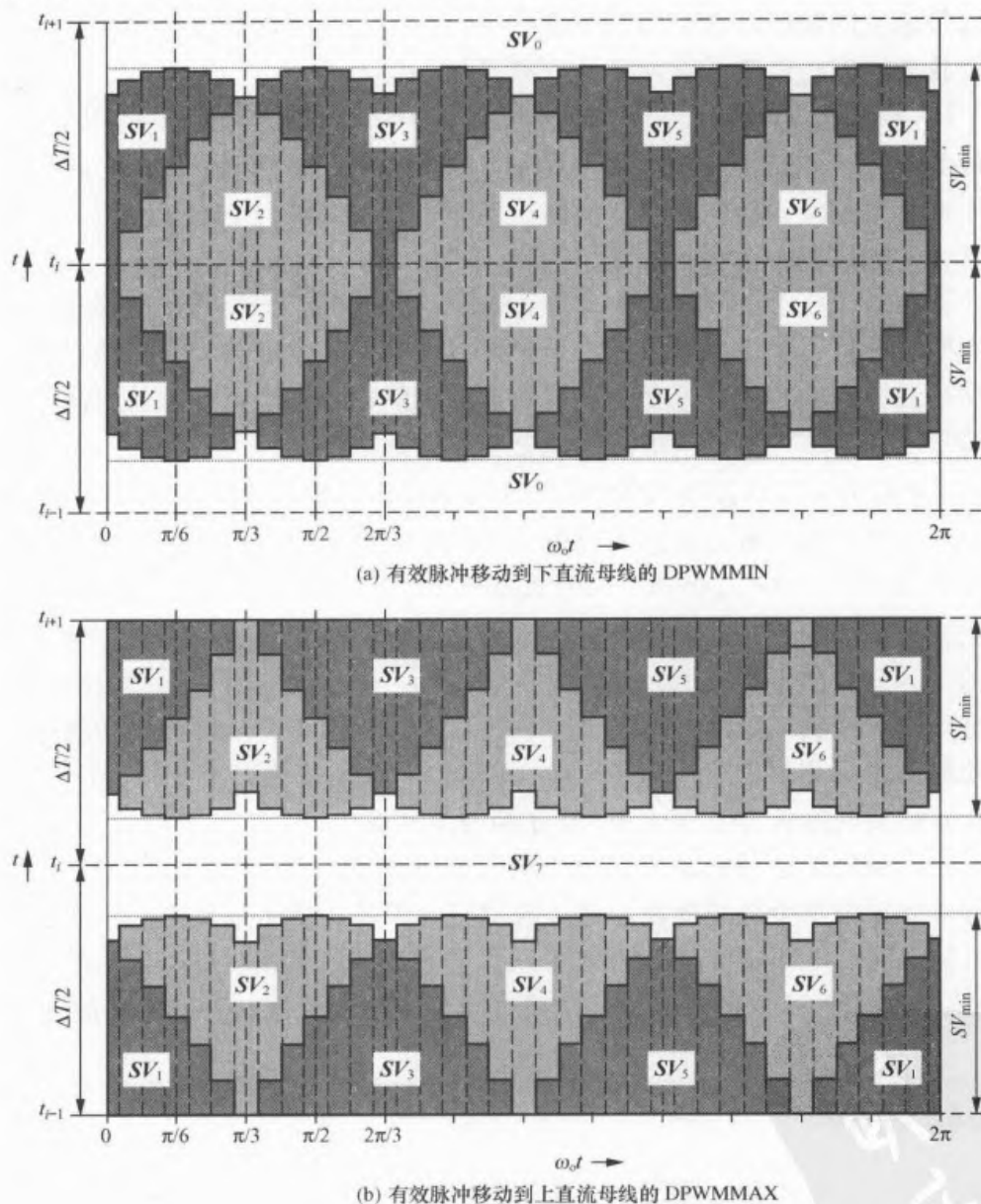


图 6-13 空间矢量放置

仔细观察图 6-13(a) (DPWMMIN 策略) 可以看出,空间矢量 SV_2 、 SV_4 和 SV_6 在每个载波周期内已经连成一个脉冲,而空间矢量 SV_1 、 SV_3 和 SV_5 在每半个载波周期内仍然是单独的脉冲。该过程的做法与图 4-18 所示的单相逆变器 V_{active} 脉冲相组合的方式相似。然而,这种放置方法对线—线输出开关波形有着很复杂的影响。考察线电压 v_{ab} 可以看到,图 6-1 显示

第6章 零空间矢量放置调制策略

了只有空间矢量 SV_1 、 SV_3 、 SV_4 和 SV_6 才会在 a、b 相桥臂间产生有效脉冲（而其他空间矢量会导致 a、b 相桥臂间短路）。还可以清楚地看到， 120° 不连续调制使得各载波周期内的空间矢量 SV_4 和 SV_6 连接成为一个脉冲，而空间矢量 SV_1 和 SV_3 在各载波周期内仍为两个脉冲。图 6-14 显示了在此种策略下的开关相桥臂电压和线—线电压 v_{ab} ，从中可以清楚地看到线电压中是不对称的。

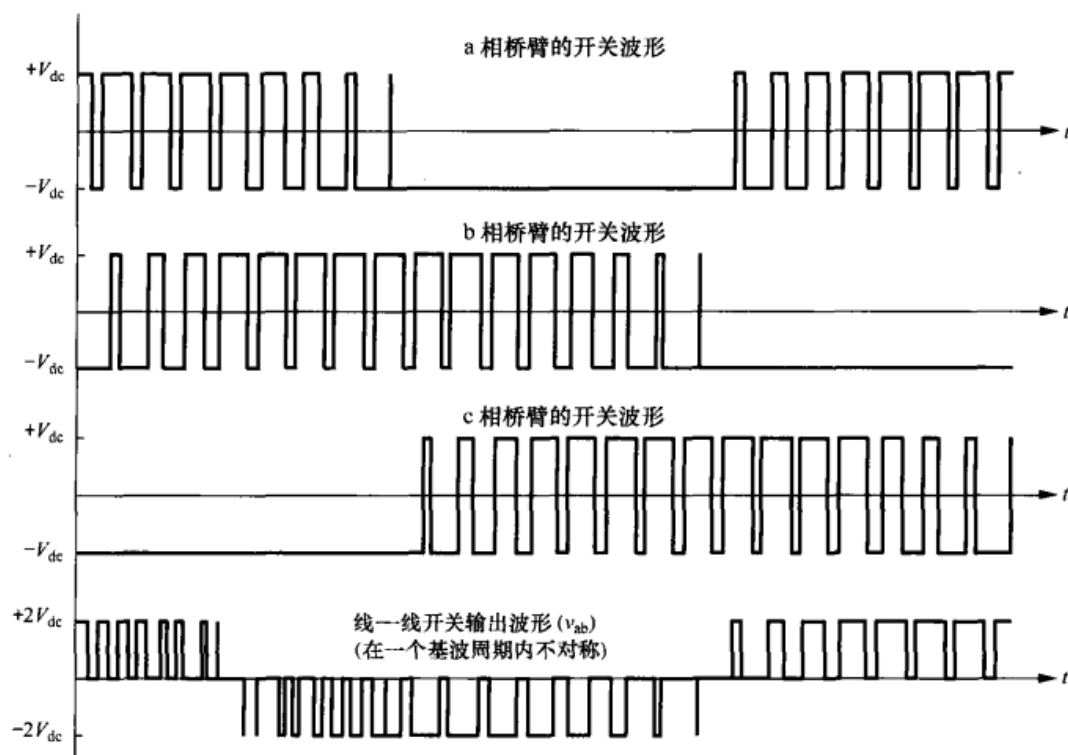


图 6-14 $M=0.9$ 、 $f_c/f_0=24$ 时，DPWMMIN 120° 不连续开关 PWM 调制下的相桥臂和线—线输出电压

简单地从线—线电压的不对称就可以预计到，与连续调制策略相比， 120° 不连续 PWM 的谐波性能将是次优的。然而，还可以知道，为了与连续调制具有相同的有效相桥臂开关频率，空间矢量的计算频率（即载波频率的两倍）应上升大约 50%，这是因为各相桥臂仅仅在 $2/3$ 的基波周期时间上进行开关动作。在一定调制条件下，这两种效应间的折中能够为 120° 不连续 PWM 提供潜在的优势。

该调制策略的其他限制条件有，各相桥臂的一个开关器件在其未调制的 120° 区域内总是关断的，而另一开关器件总是导通的。因此各相桥臂上两个开关管的导通损耗并不相同。然而，若每半个周期轮流钳位到直流母线的上下端（即 DPWMMIN 和 DPWMMAX 策略循环轮替）可以回避上述限制。

6.7.2 60° 和 30° 不连续调制

一种内在的能平衡开关损耗的改进的不连续调制策略是，在基波周期中相继的 60° 扇区上交替地消除零空间矢量 SV_0 和 SV_7 。这种放置策略叫做 60° 不连续调制，这是因为各相桥臂一次只有 60° 的不调制范围（交替切换到上或下直流母线）。如图 6-15 所示，这种做法的独特好处在于，线—线开关电压是对称的。这种调制策略的空间矢量放置方案如图 6-16(a)所示。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

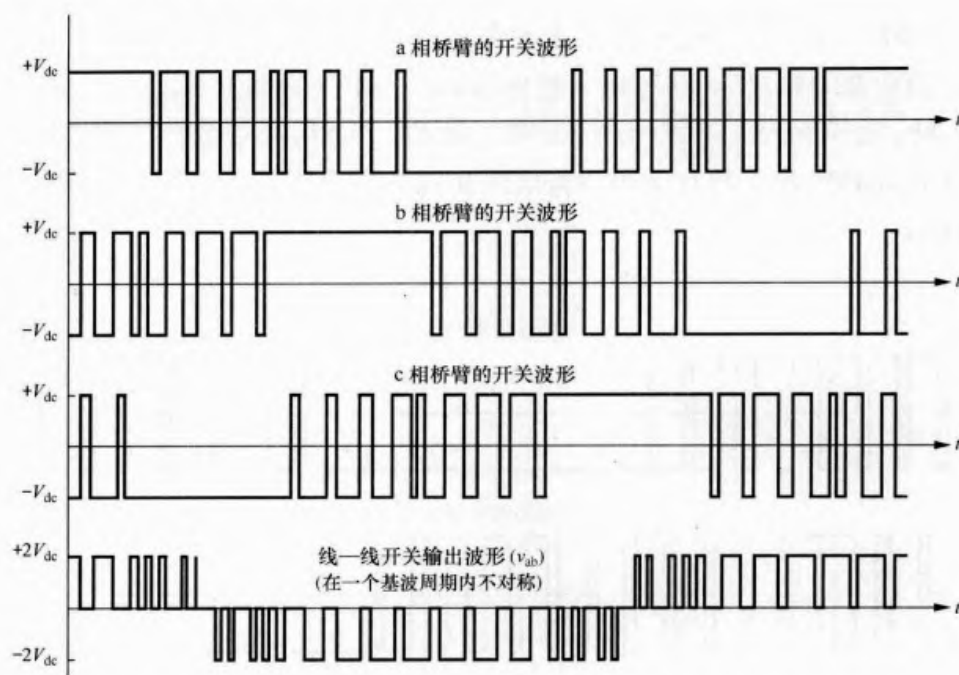


图 6-15 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_o = 24$ 时，DPWM1 60°不连续开关 PWM 调制下的相桥臂和线—线输出电压波形，

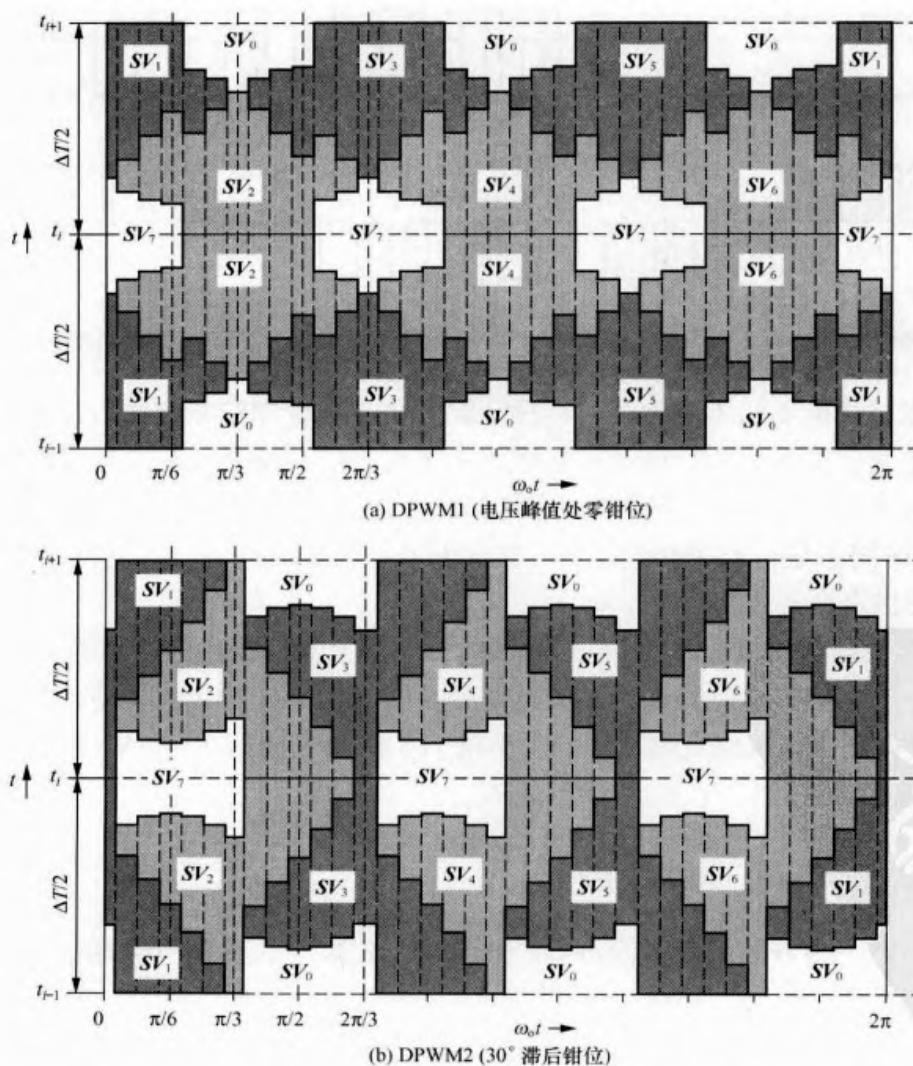


图 6-16 60°不连续 PWM 调制的空间矢量放置

第6章 零空间矢量放置调制策略

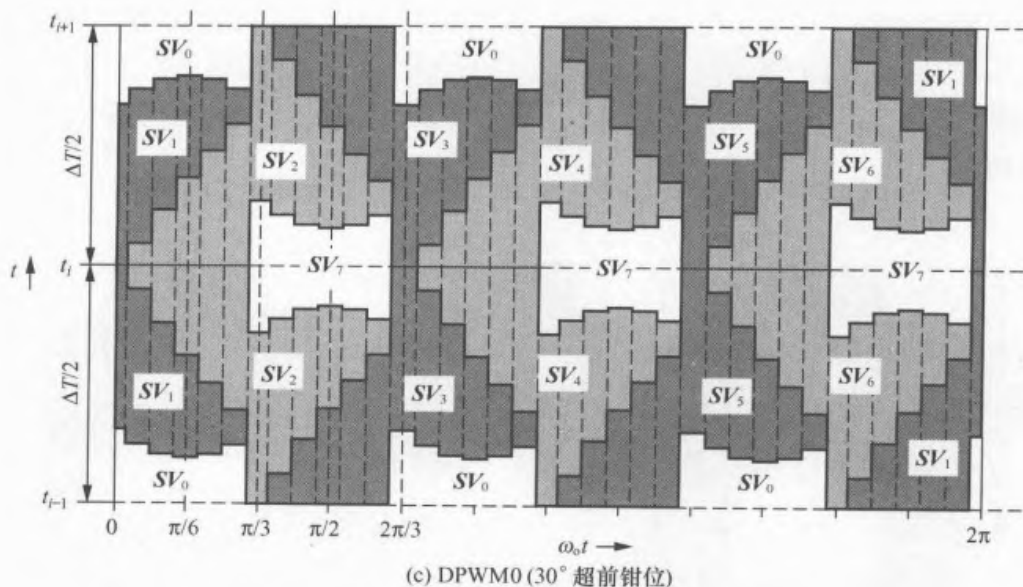
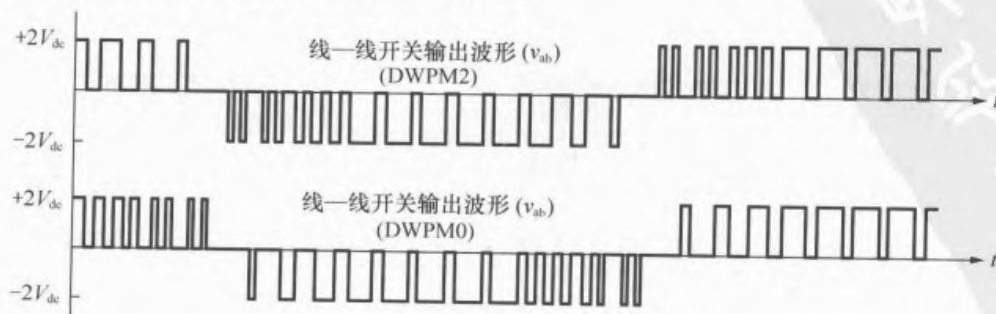


图 6-16 60°不连续 PWM 调制的空间矢量放置 (续)

这种不连续开关样式的类型叫做 DPWM1, 它将各相桥臂没有开关动作的区段居中对称地放置在基波参考电压正、负峰值的周围。这对于电阻性负载来说是最佳的波形位置, 这是因为此时线电流的峰值与基波电压的峰值同相位。于是各相桥臂在其电流最大时不做开关动作, 这样可以明显地减小开关损耗。

稍加思索不难想到, 可以将各 60° 无开关动作的区间放置在 120° 区域内的任何位置, 该 120° 区域对应的是相应的相桥臂参考电压在三相参考电压中取最大值或最小值的区域。例如, a 相桥臂钳位于 $+V_{dc}$ 的无开关动作的 60° 区间能够放置在 $-\pi/3 \sim \pi/3$ 区域内的任何位置, 这是因为在该区域内 a 相参考电压比其他两相参考电压都更大。类似地, a 相桥臂钳位于 $-V_{dc}$ 的 60° 无开关动作的区间能够放置在 $2\pi/3 \sim 4\pi/3$ 区域内的任何位置, 这是因为在这个区域内 a 相参考电压比其他两相参考电压都更小。这种自由性允许选取不同的 60° 不连续 PWM 策略使得非单位功率因数负载的开关损耗达到最小。

对于滞后功率因数 (pf) 的负载, 最好采取延迟无开关动作区间的做法, 其最大滞后高达 30° (功率因数为滞后的 0.866), 滞后多少取决于负载电流的功率因数。滞后 30° 时, 就得到了图 6-16(b)所示的不连续调制策略 DPWM2。对于超前功率因数的负载, 无开关动作区间能够超前达到 30° (功率因数为超前的 0.866)。超前 30° 时, 就得到了图 6-16(c)所示的不连续调制策略 DPWM0。然而应该注意到, 如图 6-17 所示, 采用这种超前/滞后的无开关动作区间的做法会再次把不对称引入到线—线电压中。

图 6-17 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_0 = 24$ 时, DPWM2 和 DPWM0 60°不连续开关 PWM 调制下的相桥臂和线—线输出电压波形

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

最后一种要提到的不连续调制方法^[11]是,如图 6-18 所示,在各 60° 的扇区中将相桥臂钳位到极性相反的直流母线上以消除零电压矢量。这一策略有时也叫做 30° 不连续调制,因为它要求钳位相桥臂每 30° 改变一次钳位电压。图 6-19 显示了采用这种调制策略时的开关波形,该波形又是对称的了。

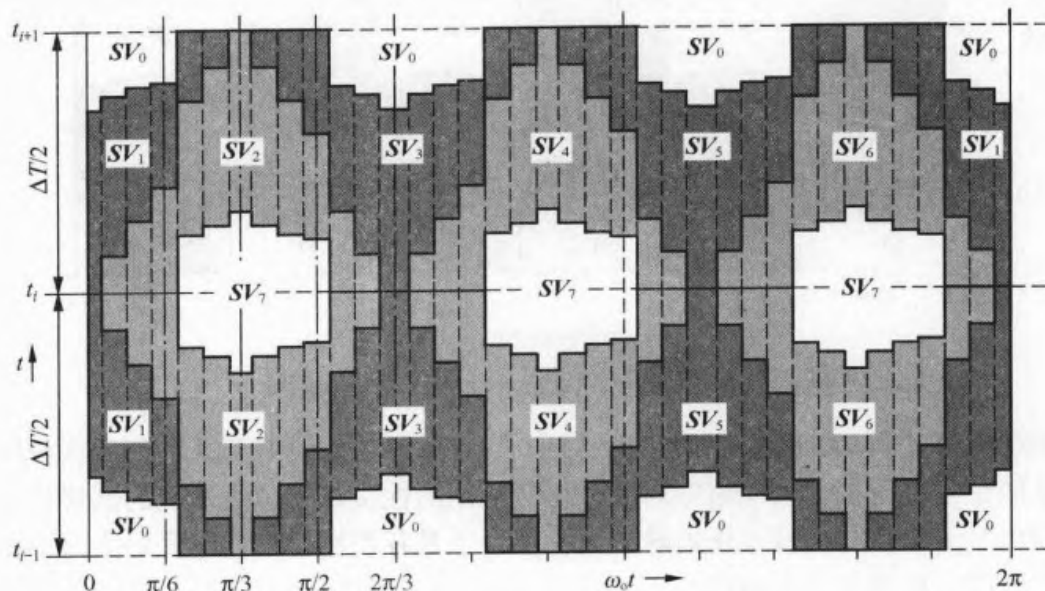


图 6-18 DPWM3 30° 不连续 PWM 调制的空间矢量放置

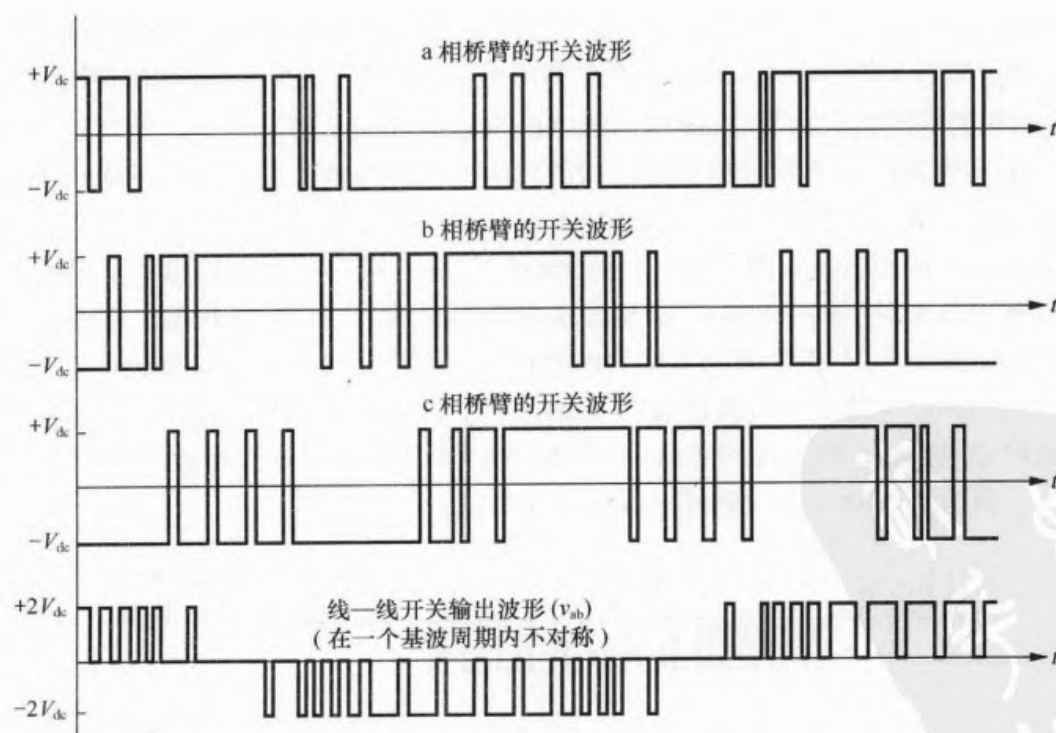


图 6-19 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_0 = 24$ 时, DPWM3 30° 不连续开关 PWM 调制下的相桥臂和线—线输出电压波形

图 6-20 显示了在各种不连续调制策略下钳位于直流母线的三相电压包络线的部位。

第6章 零空间矢量放置调制策略

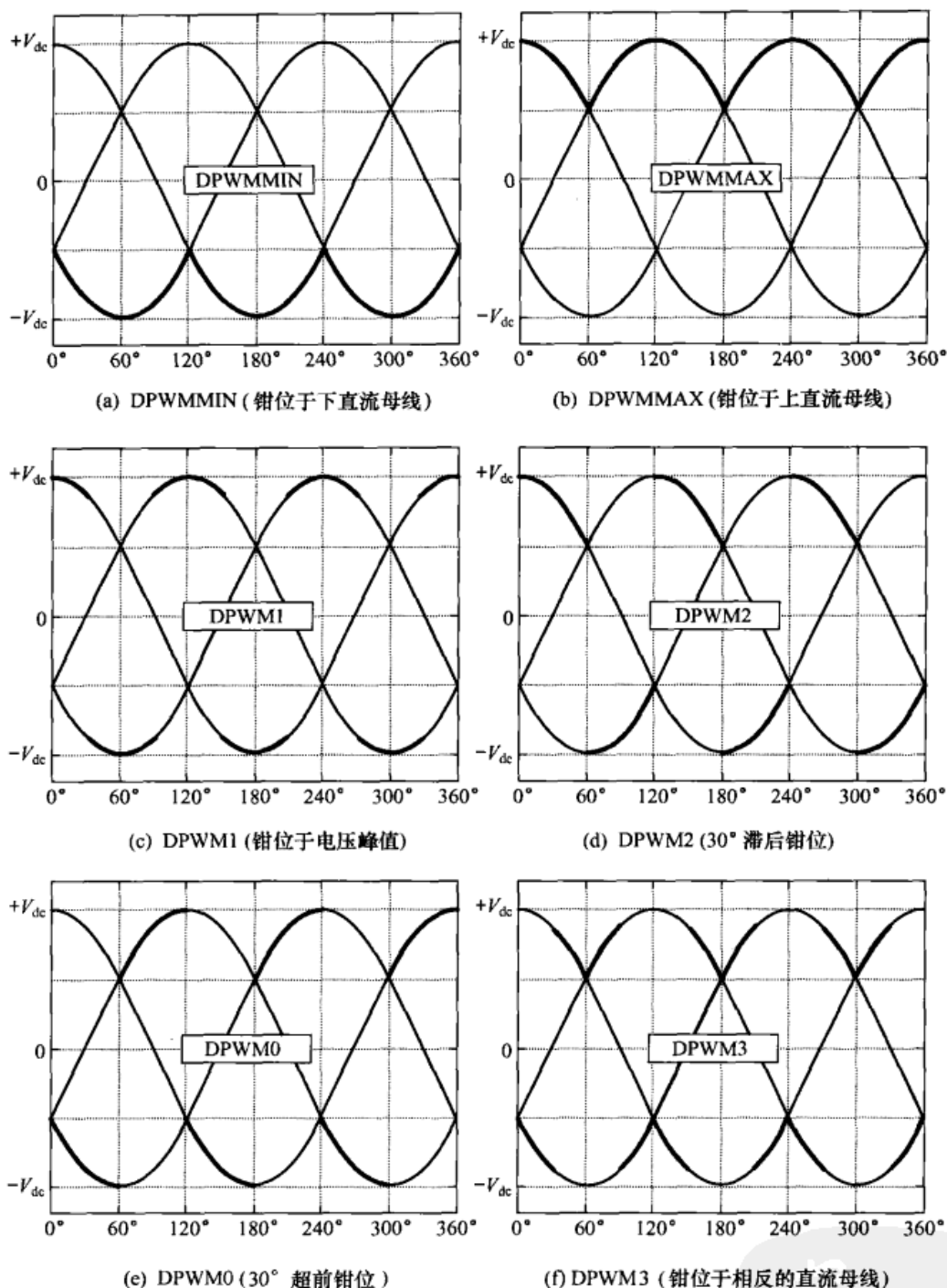


图 6-20 不连续 PWM 调制的钳位波形部分

6.8 不连续 PWM 的各相桥臂参考信号

120°、60°和30°不连续调制策略是如何获得正确的平均正弦指令负载电压的,思考一下这一问题将大有裨益。举例来看,不妨考虑一下图6-13所示的120°DPWMMIN的方案。运行于图6-2中的第一个扇区 $0 \leq \theta \leq \pi/3$ 时,相桥臂开关电压的脉冲样式如图6-21所示。

三相桥臂电压可表示为

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$\langle v_{az} \rangle = V_{dc} \frac{2}{\Delta T} (T_{SV_1} + T_{SV_2} - T_{SV_0}) \quad (6-72)$$

$$\langle v_{bz} \rangle = V_{dc} \frac{2}{\Delta T} (-T_{SV_1} + T_{SV_2} - T_{SV_0}) \quad (6-73)$$

$$\langle v_{cz} \rangle = V_{dc} \frac{2}{\Delta T} (-T_{SV_1} - T_{SV_2} - T_{SV_0}) \quad (6-74)$$

然而, 由于

$$T_{SV_1} + T_{SV_2} + T_{SV_0} = \frac{\Delta T}{2}$$

式 (6-72) 到式 (6-74) 变为

$$\langle v_{az} \rangle = 2V_{dc} \left(\frac{2}{\Delta T} T_{SV_1} + \frac{2}{\Delta T} T_{SV_2} - \frac{1}{2} \right) \quad (6-75)$$

$$\langle v_{bz} \rangle = 2V_{dc} \left(\frac{2}{\Delta T} T_{SV_2} - \frac{1}{2} \right) \quad (6-76)$$

$$\langle v_{cz} \rangle = -V_{dc} \quad (6-77)$$

由表 6-1 有

$$T_{SV_1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_o}{V_{dc}} \cos \left(\theta_o + \frac{\pi}{6} \right) \frac{\Delta T}{2} \quad (6-78)$$

$$T_{SV_2} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_o}{V_{dc}} \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{6} \right) \frac{\Delta T}{2} \quad (6-79)$$

将式 (6-78) 和式 (6-79) 代入式 (6-75) 和式 (6-76) 中, 并且已知 $V_o = MV_{dc}$, 于是三相桥臂参考电压变为

$$\langle v_{az} \rangle = V_{dc} \left[\sqrt{3} M \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{6} \right) - 1 \right] \Big|_{0 \leq \theta_o \leq 2\pi/3} \quad (6-80)$$

$$\langle v_{bz} \rangle = V_{dc} \left[\sqrt{3} M \cos \left(\theta_o - \frac{\pi}{2} \right) - 1 \right] \Big|_{0 \leq \theta_o \leq \pi/3} \quad (6-81)$$

$$\langle v_{cz} \rangle = -V_{dc} \Big|_{0 \leq \theta_o \leq 2\pi/3} \quad (6-82)$$

一旦得到了第一个 120° 时间间隔内的解析式, 那么剩余时间间隔内的解析式就可以采取相同的方式得到, 也能够用类似的方法确定其他不连续调制策略的相桥臂参考波形。

表 6-5 和表 6-6 分别总结了 DPWMMIN 和 DPWMMAX 两种 120° 不连续调制策略下的参考波形的分段表达式。表 6-7 总结了 DPWM1 这种 60° 不连续调制策略下参考波形的分段表达式, 而表 6-8 和表 6-9 分别总结了 DPWM0 和 DPWM2 两种 30° 相移调制策略下参考波形的分段表达式。在所有情形下都可以看出, 以钳位于上或下直流母线的相桥臂作为参照点, 可以看出相桥臂参考波形段是如何实际上成为所需的线-线电压的组成部分的。

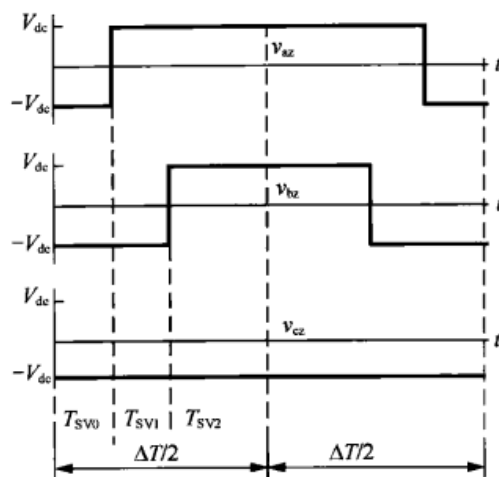


图 6-21 在第一个扇区 $0 \leq \theta_0 \leq \pi/3$ 上 120° DPWMMIN 不连续 PWM 调制的脉冲样式

第6章 零空间矢量放置调制策略

表 6-5 120°DPWMMIN 不连续 PWM 调制下的相桥臂参考电压波形

60°扇区	a 相桥臂的 $\langle v_{az} \rangle / V_{dc}$	b 相桥臂的 $\langle v_{bz} \rangle / V_{dc}$	c 相桥臂的 $\langle v_{cz} \rangle / V_{dc}$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_o \leq \pi$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$
$0 \leq \theta_o \leq \frac{2\pi}{3}$	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \sin \theta_o$	-1
$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta_o \leq 0$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \sin \theta_o$
$-\pi \leq \theta_o \leq -\frac{2\pi}{3}$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$

表 6-6 120°DPWMMAX 不连续 PWM 调制下的相桥臂参考电压波形

60°扇区	a 相桥臂的 $\langle v_{az} \rangle / V_{dc}$	b 相桥臂的 $\langle v_{bz} \rangle / V_{dc}$	c 相桥臂的 $\langle v_{cz} \rangle / V_{dc}$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_o \leq \pi$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \sin \theta_o$
$-\frac{\pi}{3} \leq \theta_o \leq \frac{\pi}{3}$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\pi \leq \theta_o \leq -\frac{\pi}{3}$	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \sin \theta_o$	+1

表 6-7 60°DPWM1 不连续 PWM 调制下的相桥臂参考电压波形

60°扇区	a 相桥臂的 $\langle v_{az} \rangle / V_{dc}$	b 相桥臂的 $\langle v_{bz} \rangle / V_{dc}$	c 相桥臂的 $\langle v_{cz} \rangle / V_{dc}$
$\frac{5\pi}{6} \leq \theta_o \leq \pi$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$
$\frac{\pi}{2} \leq \theta_o \leq \frac{5\pi}{6}$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \sin \theta_o$
$\frac{\pi}{6} \leq \theta_o \leq \frac{\pi}{2}$	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \sin \theta_o$	-1
$-\frac{\pi}{6} \leq \theta_o \leq \frac{\pi}{6}$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\frac{\pi}{2} \leq \theta_o \leq -\frac{\pi}{6}$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \sin \theta_o$
$-\frac{5\pi}{6} \leq \theta_o \leq -\frac{\pi}{2}$	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \sin \theta_o$	+1
$-\pi \leq \theta_o \leq -\frac{5\pi}{6}$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

表 6-8 60°DPWM0 不连续 PWM 调制下的相桥臂参考电压波形 (30°超前钳位)

60°扇区	a 相桥臂的 $\langle v_{az} \rangle / V_{dc}$	b 相桥臂的 $\langle v_{bz} \rangle / V_{dc}$	c 相桥臂的 $\langle v_{cz} \rangle / V_{dc}$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_o \leq \pi$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_o \leq \frac{2\pi}{3}$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \sin \theta_o$
$0 \leq \theta_o \leq \frac{\pi}{3}$	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \sin \theta_o$	-1
$-\frac{\pi}{3} \leq \theta_o \leq 0$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta_o \leq -\frac{\pi}{3}$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \sin \theta_o$
$-\pi \leq \theta_o \leq -\frac{2\pi}{3}$	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \sin \theta_o$	+1

表 6-9 60°DPWM2 不连续 PWM 调制下的相桥臂参考电压波形 (30°滞后钳位)

60°扇区	a 相桥臂的 $\langle v_{az} \rangle / V_{dc}$	b 相桥臂的 $\langle v_{bz} \rangle / V_{dc}$	c 相桥臂的 $\langle v_{cz} \rangle / V_{dc}$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_o \leq \pi$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \sin \theta_o$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_o \leq \frac{2\pi}{3}$	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \sin \theta_o$	-1
$0 \leq \theta_o \leq \frac{\pi}{3}$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\frac{\pi}{3} \leq \theta_o \leq 0$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \sin \theta_o$
$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta_o \leq -\frac{\pi}{3}$	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \sin \theta_o$	+1
$-\pi \leq \theta_o \leq -\frac{2\pi}{3}$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$

表 6-10 30°DPWM3 不连续 PWM 调制下的相桥臂参考电压波形

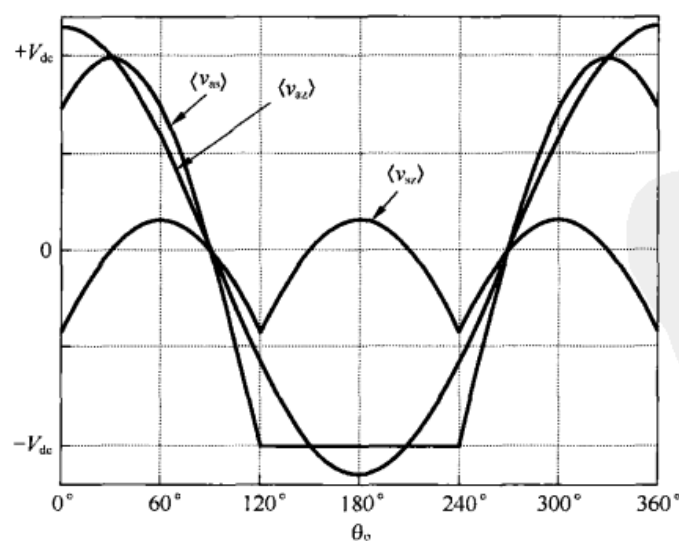
60°扇区	a 相桥臂的 $\langle v_{az} \rangle / V_{dc}$	b 相桥臂的 $\langle v_{bz} \rangle / V_{dc}$	c 相桥臂的 $\langle v_{cz} \rangle / V_{dc}$
$\frac{5\pi}{6} \leq \theta_o \leq \pi$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \sin \theta_o$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_o \leq \frac{5\pi}{6}$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$
$\frac{\pi}{2} \leq \theta_o \leq \frac{2\pi}{3}$	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_o + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \sin \theta_o$	-1

第 6 章 零空间矢量放置调制策略

续表

60° 扇区	a 相桥臂的 $\langle v_{az} \rangle / V_{dc}$	b 相桥臂的 $\langle v_{bz} \rangle / V_{dc}$	c 相桥臂的 $\langle v_{cz} \rangle / V_{dc}$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \sin \theta_0$
$\frac{\pi}{6} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{3}$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{6}$	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \sin \theta_0$	-1
$-\frac{\pi}{6} \leq \theta_0 \leq 0$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \sin \theta_0$
$-\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{6}$	+1	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{3}$	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \sin \theta_0$	+1
$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq -\frac{\pi}{2}$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \sin \theta_0$
$-\frac{5\pi}{6} \leq \theta_0 \leq -\frac{2\pi}{3}$	-1	$-1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$-1 + \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\pi \leq \theta_0 \leq -\frac{5\pi}{6}$	$+1 - \sqrt{3}M \cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$	$+1 + \sqrt{3}M \sin \theta_0$	+1

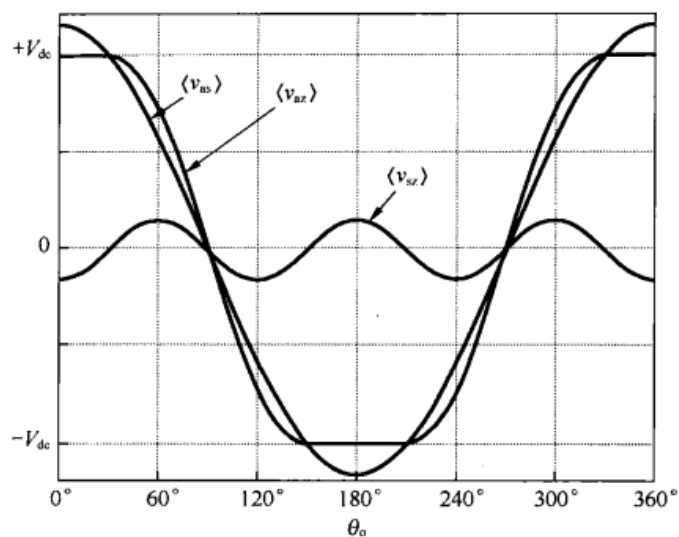
图 6-22 显示了在最大调制比 $M = 2/\sqrt{3}$ 条件下, DPWMMIN、DPWM1 和 DPWM3 的 a 相桥臂的参考电压及它的两个分量、目标正弦信号和为获得不连续调制所需的偏置电压。图 6-23 所示为调制比下降到 $M = 0.9$ 时的相桥臂参考波形, 从中可以更清楚地看到开关过程的不连续特性。



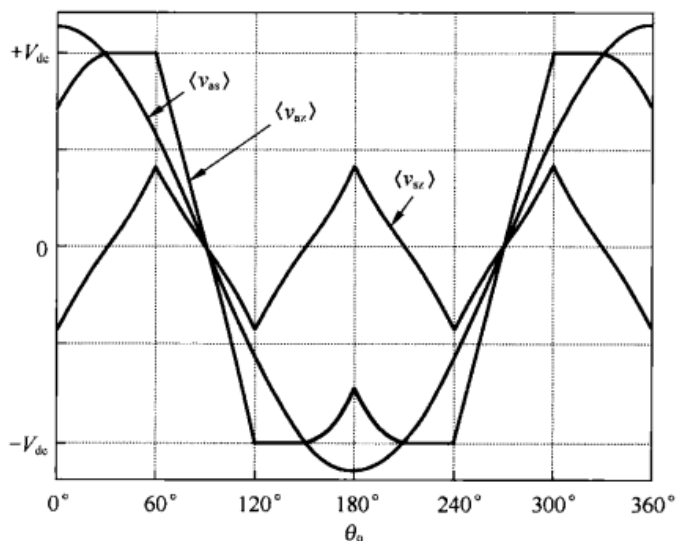
(a) 120° DPWMMIN

图 6-22 $M = 2/\sqrt{3}$ 、相对于参考点 z 的 a 相桥臂平均参考电压以及它的两个分量

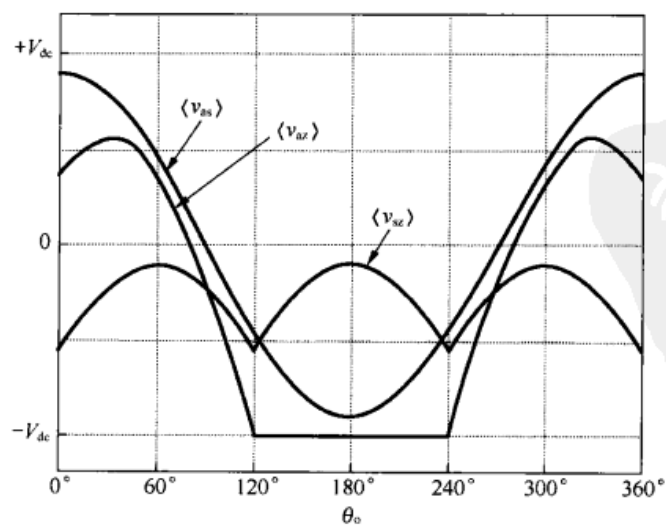
电力电子变换器 PWM 技术原理与实践



(b) 60° DPWM1



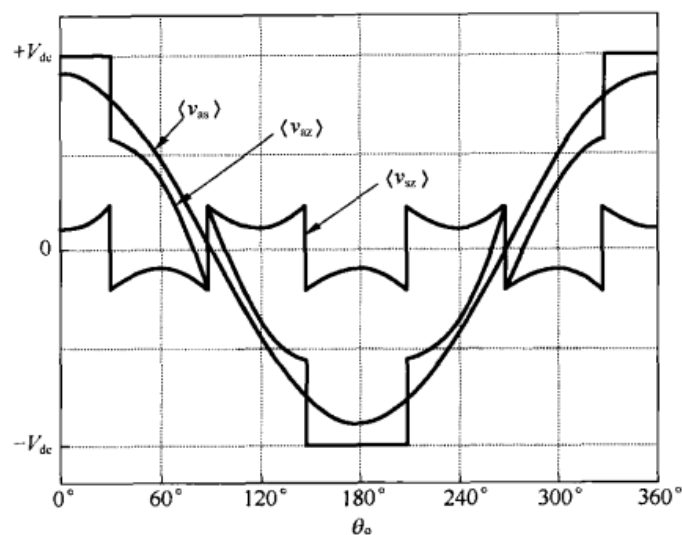
(c) 30° DPWM3

图 6-22 $M = 2/\sqrt{3}$ 、相对于参考点 z 的 a 相桥臂平均参考电压以及它的两个分量 (续)

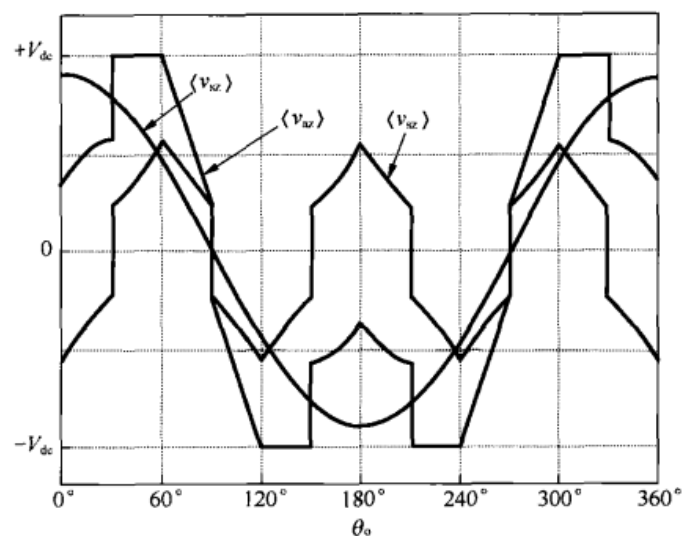
(a) 120° DPWMMIN

图 6-23 $M = 0.9$ 、相对于参考点 z 的 a 相桥臂平均参考电压以及它的两个分量

第6章 零空间矢量放置调制策略



(b) 60° DPWM1



(c) 30° DPWM3

图 6-23 $M = 0.9$ 、相对于参考点 z 的 a 相桥臂平均参考电压以及它的两个分量 (续)

表 6-11 120° DPWMMIN 不连续调制下的外部及内部的二重傅里叶积分限

i	$y_s(i)$	$y_e(i)$	$x_r(i)$ (开关波形的上升沿)	$x_f(i)$ (开关波形的下降沿)
1	$\frac{2\pi}{3}$	π	0 (总为低)	0 (总为低)
2	0	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M \cos\left(y - \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M \cos\left(y - \frac{\pi}{6}\right)$
3	$-\frac{2\pi}{3}$	0	$-\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M \cos\left(y + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M \cos\left(y + \frac{\pi}{6}\right)$
4	$-\pi$	$-\frac{2\pi}{3}$	0 (总为低)	0 (总为低)

图 6-24 显示了 60° DPWM1 不连续开关方式随调制比 M 变化而变化的情形。尽管在形状上变得复杂了,但是由于描述函数的方程是相对简单的正弦波波段的组合,所以它们可以很容易以实时数字的形式予以实现。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

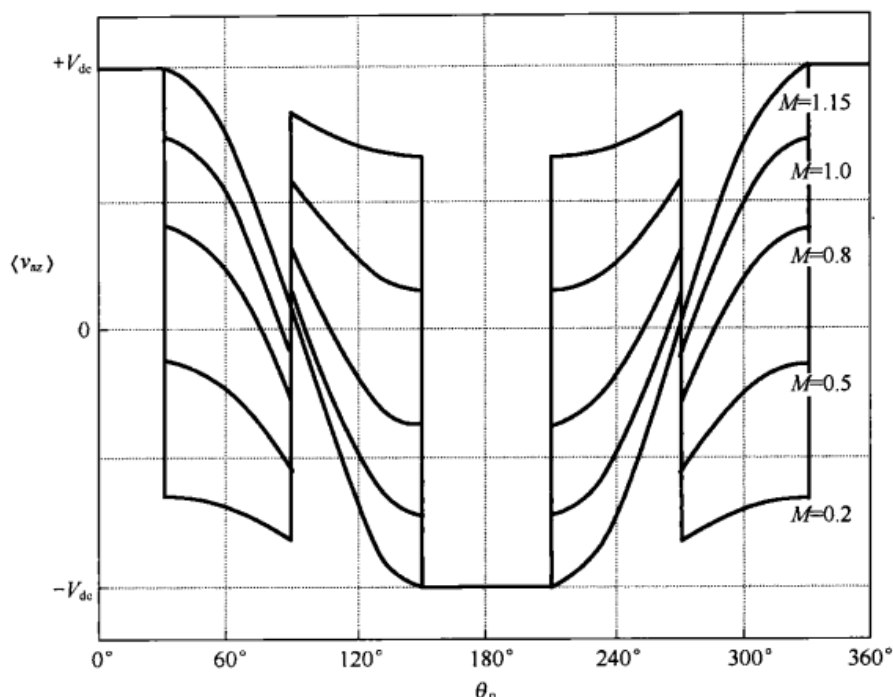


图 6-24 60°DPWM1 不连续调制下平均参考电压 $\langle v_{az} \rangle$ 随调制比变化而变化的情形

6.9 不连续 PWM 的解析式

利用 6.4 节中用于 SVM 的相同原理, 可以推导出 120° 不连续调制的解析式。特别地, 式 (6-34) 仍然成立, 只需把积分限 y_s 和 y_e 换成表 6-11 中列出的形式即可, 以体现出适用于这种调制策略的不连续参考波形的分段表达形式。事实上, 由于仅有两个有效的波形片段, 所以式 (6-34) 可简化为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \sum_{i=1}^2 \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_r(i)}^{x_r(i)} 2V_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (6-83)$$

其中式 (6-83) 的内、外积分限都在表 6-11 中做了定义。在确定了这些积分限后, 式 (6-83) 就能够清楚地写为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos\left(y-\frac{\pi}{6}\right)}^{\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos\left(y-\frac{\pi}{6}\right)} 2V_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{-\frac{2\pi}{3}}^0 \int_{-\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos\left(y+\frac{\pi}{6}\right)}^{\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos\left(y+\frac{\pi}{6}\right)} 2V_{dc} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (6-84)$$

当 $m=n=0$ 时, 式 (6-84) 可简化为

第6章 零空间矢量放置调制策略

$$\begin{aligned}
A_{00} + jB_{00} &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos(y-\frac{\pi}{6})}^{\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos(y-\frac{\pi}{6})} dx dy + \int_{-\frac{2\pi}{3}}^0 \int_{-\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos(y+\frac{\pi}{6})}^{\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos(y+\frac{\pi}{6})} dx dy \right] \\
&= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{3}\pi M \cos\left(y - \frac{\pi}{6}\right) dy + \int_{-\frac{2\pi}{3}}^0 \sqrt{3}\pi M \cos\left(y + \frac{\pi}{6}\right) dy \right] \quad (6-85) \\
&= \frac{\sqrt{3}MV_{dc}}{\pi} \left(\sin \frac{\pi}{2} + \sin \frac{\pi}{6} + \sin \frac{\pi}{6} + \sin \frac{\pi}{2} \right) = \frac{3\sqrt{3}MV_{dc}}{\pi}
\end{aligned}$$

于是可得直流偏置分量为

$$A_{00} + jB_{00} = \frac{3\sqrt{3}MV_{dc}}{\pi} \quad (6-86)$$

注意到直流偏置不再是常数，而是随调制比的变化而变化，这也可以从参考波形的形状中预计出来。

当 $m=0$ 、 $n>0$ 时，式 (6-84) 可化简为

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos(y-\frac{\pi}{6})}^{\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos(y-\frac{\pi}{6})} e^{jny} dx dy + \int_{-\frac{2\pi}{3}}^0 \int_{-\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos(y+\frac{\pi}{6})}^{\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos(y+\frac{\pi}{6})} e^{jny} dx dy \right] \quad (6-87)$$

计算出式 (6-87) 中的内积分后可得：

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} e^{jny} \sqrt{3}\pi M \cos\left(y - \frac{\pi}{6}\right) dy + \int_{-\frac{2\pi}{3}}^0 e^{jny} \sqrt{3}\pi M \cos\left(y + \frac{\pi}{6}\right) dy \right] \quad (6-88)$$

对上式重新整理后得到

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{\sqrt{3}MV_{dc}}{2\pi} \left\{ \int_0^{\frac{2\pi}{3}} \left\{ e^{j[(n+1)y-\pi/6]} + e^{j[(n-1)y+\pi/6]} \right\} dy + \int_{-\frac{2\pi}{3}}^0 \left\{ e^{j[(n+1)y+\pi/6]} + e^{j[(n-1)y-\pi/6]} \right\} dy \right\} \quad (6-89)$$

当 $n=1$ 时，式 (6-89) 可以进一步简化为

$$A_{01} + jB_{01} = \frac{\sqrt{3}MV_{dc}}{2\pi} \left\{ \int_0^{\frac{2\pi}{3}} \left[e^{j(2y-\pi/6)} + e^{j\pi/6} \right] dy + \int_{-\frac{2\pi}{3}}^0 \left[e^{j(2y+\pi/6)} + e^{-j\pi/6} \right] dy \right\} \quad (6-90)$$

对上式进行积分后得到

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$A_{01} + jB_{01} = \frac{\sqrt{3}MV_{dc}}{2\pi} \left\{ \left[\frac{e^{j(2y-\pi/6)}}{j2} + e^{j\pi/6} \right] \right\}_0^{\frac{2\pi}{3}} + \left[\frac{e^{j(2y+\pi/6)}}{j2} + e^{-j\pi/6} \right] \right\}_{\frac{2\pi}{3}}^0 \quad (6-91)$$

不出所料, 式 (6-91) 可再次化简为

$$A_{01} + jB_{01} = MV_{dc} \quad (6-92)$$

立刻可以确认出上式即为目标参考波形的幅值。此外, 推导过程中没有对 SVM 调制时 M 的最大值设限制, 所以调制的上限仍为 $2/\sqrt{3}$ 。

当 $n > 1$ 时, 式 (6-89) 经积分后可得

$$A_{0n} + jB_{0n}|_{n>1} = \frac{\sqrt{3}MV_{dc}}{2\pi} \left\{ \left[\frac{e^{j[(n+1)y-\pi/6]}}{j(n+1)} + \frac{e^{j[(n-1)y+\pi/6]}}{j(n-1)} \right] \right\}_0^{\frac{2\pi}{3}} + \left[\frac{e^{j[(n+1)y+\pi/6]}}{j(n+1)} + \frac{e^{j[(n-1)y-\pi/6]}}{j(n-1)} \right] \right\}_{\frac{2\pi}{3}}^0 \quad (6-93)$$

计算上式后得到

$$A_{0n} + jB_{0n}|_{n>1} = \frac{2\sqrt{3}MV_{dc}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n+1} \sin \left[(n+1) \frac{\pi}{3} \right] \cos \left[(2n+1) \frac{\pi}{6} \right] + \frac{1}{n-1} \sin \left[(n-1) \frac{\pi}{3} \right] \cos \left[(2n-1) \frac{\pi}{6} \right] \right\} \quad (6-94)$$

对于 SVM 调制, 式 (6-94) 中两个正弦量的乘积项仅在 n 取奇数且为 3 的倍数的值 (即 $n = 3, 9, 15, \dots$) 时不为零, 所以上式可进一步化简为

$$A_{0n} + jB_{0n} = -\frac{2\sqrt{3}MV_{dc}}{\pi(n^2-1)} \left(\cos n \frac{2\pi}{3} + \frac{1}{2} \right) \quad n = 3, 9, 15, \dots \quad (6-95)$$

因此上式仅仅定义了会在线一线电压中消除掉的 3 倍频基带谐波分量。

当 $m > 0$ 时, 计算式 (6-84) 的内积分可得

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \left\{ \int_0^{\frac{2\pi}{3}} e^{jny} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos\left(y-\frac{\pi}{6}\right)} - e^{-jm\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos\left(y-\frac{\pi}{6}\right)} \right] dy + \int_{\frac{2\pi}{3}}^0 e^{jny} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos\left(y+\frac{\pi}{6}\right)} - e^{-jm\frac{\pi}{2}\sqrt{3}M\cos\left(y+\frac{\pi}{6}\right)} \right] dy \right\} \quad (6-96)$$

利用式 (A2-1), 对式 (6-96) 重新整理后可得

第6章 零空间矢量放置调制策略

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{2V_{dc}}{jm\pi^2} \left\{ \int_0^{\frac{2\pi}{3}} e^{jny} \sum_{k=1}^{\infty} (j^k - j^{-k}) J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \cos \left[k \left(y - \frac{\pi}{6} \right) \right] dy \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\frac{2\pi}{3}}^0 e^{jny} \sum_{k=1}^{\infty} (j^k - j^{-k}) J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \cos \left[k \left(y + \frac{\pi}{6} \right) \right] dy \right\} \\
 &= \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \left\{ \int_0^{\frac{2\pi}{3}} e^{jny} \sum_{k=1}^{\infty} \sin k \frac{\pi}{2} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \cos \left[k \left(y - \frac{\pi}{6} \right) \right] dy \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\frac{2\pi}{3}}^0 e^{jny} \sum_{k=1}^{\infty} \sin k \frac{\pi}{2} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \cos \left[k \left(y + \frac{\pi}{6} \right) \right] dy \right\}
 \end{aligned} \quad (6-97)$$

上式可以进一步整理为

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} \left\{ \int_0^{\frac{2\pi}{3}} \sum_{k=1}^{\infty} \sin k \frac{\pi}{2} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \left\{ \begin{array}{l} e^{j[(n+k)y - k\frac{\pi}{6}]} \\ + e^{j[(n-k)y + k\frac{\pi}{6}]} \end{array} \right\} dy \right. \\
 &\quad \left. + \int_{-\frac{2\pi}{3}}^0 \sum_{k=1}^{\infty} \sin k \frac{\pi}{2} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \left\{ \begin{array}{l} e^{j[(n+k)y + k\frac{\pi}{6}]} \\ + e^{j[(n-k)y - k\frac{\pi}{6}]} \end{array} \right\} dy \right\}
 \end{aligned} \quad (6-98)$$

上式积分后得到

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} \left(A_1 \Big|_0^{\frac{2\pi}{3}} + A_2 \Big|_{-\frac{2\pi}{3}}^0 \right) \quad (6-99)$$

其中

$$A_1 = \left\{ \begin{array}{l} J_n \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \sin n \frac{\pi}{2} e^{jn\frac{\pi}{6}y} \Big|_{k=|n|} \\ + \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \sin k \frac{\pi}{2} \left\{ \frac{e^{j[(n+k)y + k\frac{\pi}{6}]} }{j(n+k)} \Big|_{k \neq -n} + \frac{e^{j[(n-k)y + k\frac{\pi}{6}]} }{j(n-k)} \Big|_{k \neq n} \right\} \end{array} \right\} \quad (6-100)$$

$$A_2 = \left\{ \begin{array}{l} J_n \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \sin n \frac{\pi}{2} e^{-jn\frac{\pi}{6}y} \Big|_{k=|n|} \\ + \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \sin k \frac{\pi}{2} \left\{ \frac{e^{j[(n+k)y + k\frac{\pi}{6}]} }{j(n+k)} \Big|_{k \neq -n} + \frac{e^{j[(n-k)y - k\frac{\pi}{6}]} }{j(n-k)} \Big|_{k \neq n} \right\} \end{array} \right\} \quad (6-101)$$

此时所得到式(6-99)的最终表达式为

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$A_{mn} + jB_{mn} = \left\{ \begin{aligned} & \frac{\pi}{3} \sin n \frac{\pi}{2} \cos n \frac{\pi}{6} J_n \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq -n)}}^{\infty} \frac{1}{(n+k)} \sin \left[(n+k) \frac{\pi}{3} \right] \sin k \frac{\pi}{2} \cos \left[(2n+k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq n)}}^{\infty} \frac{1}{(n-k)} \sin \left[(n-k) \frac{\pi}{3} \right] \sin k \frac{\pi}{2} \cos \left[(2n-k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \end{aligned} \right\} \quad (6-102)$$

对于 SVM 调制, 这个解析式在 $m > 0$ 、 $n = 0$ 条件下也同样成立。

把式 (6-86)、式 (6-92)、式 (6-94) 和式 (6-102) 4 个式子合在一起, 就能够定义出在自然采样 120° DPWMMIN 不连续调制下, m 和 n 取任意值时的谐波幅值。

只要将 $y = y' + (\omega_o / \omega_c)x$ 代入式 (6-84) 中, 并利用已介绍过的用于连续调制策略的原理进行计算, 就可以再次推导出对称和不对称采样 120° 不连续调制的解析式。

不对称采样 120° DPWMMIN 不连续调制下的谐波幅值的推导过程在本书中不作详细阐述, 这里只列出其表达式。

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{8V_{dc}}{q\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \frac{\pi}{3} \sin \left[\left(n - n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2} \right] \cos n \frac{\pi}{6} J_n \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \\ & + \frac{1}{2n} \sin \left(n \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} \right) \left[1 - J_0 \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \right]_{n \neq 0} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq -n)}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(n+k)} \sin \left[(n+k) \frac{\pi}{3} \right] \sin \left[\left(k - n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2} \right] \right. \\ & \quad \times \cos \left[(2n+k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \Big\} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq n)}}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(n-k)} \sin \left[(n-k) \frac{\pi}{3} \right] \sin \left[\left(k - n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2} \right] \right. \\ & \quad \times \cos \left[(2n-k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(m \frac{\sqrt{3}\pi}{2} M \right) \Big\} \end{aligned} \right\} \quad (6-103)$$

其中 q 再次等于 $m + n(\omega_o / \omega_c)$ 。

对于除了 $m = n = 0$ 之外的所有其他的 m 和 n 值, 上式都成立; 而式 (6-86) 在 $m = n = 0$ 时成立。

运用上述类似的原理, 可以推导出 60° DPWM0、DPWM1、DPWM2 和 30° DPWM3 的不连续调制的解析式, 具体推导作为本书的延伸留给读者请自行完成。

6.10 谐波性能比较

图 6-25 所示为 DPWMMIN 120° 不连续调制在调制比 $M = 0.9$ 时的理论谐波频谱。图 6-26

第6章 零空间矢量调制策略

所示为 DPWM1 60° 不连续调制在同样调制比时的频谱。图 6-27 所示为 DPWM0、DPWM1、DPWM2 和 DPWM3 调制的线—线电压频谱。请注意,在所有情况下,载波比都上升到了 30,这至少部分反映了由于每个基波周期内开关转换次数的减少,造成的采用不连续调制策略时可能出现的开关频率下降的现象。这个问题将在 6.11 节中作进一步的讨论。

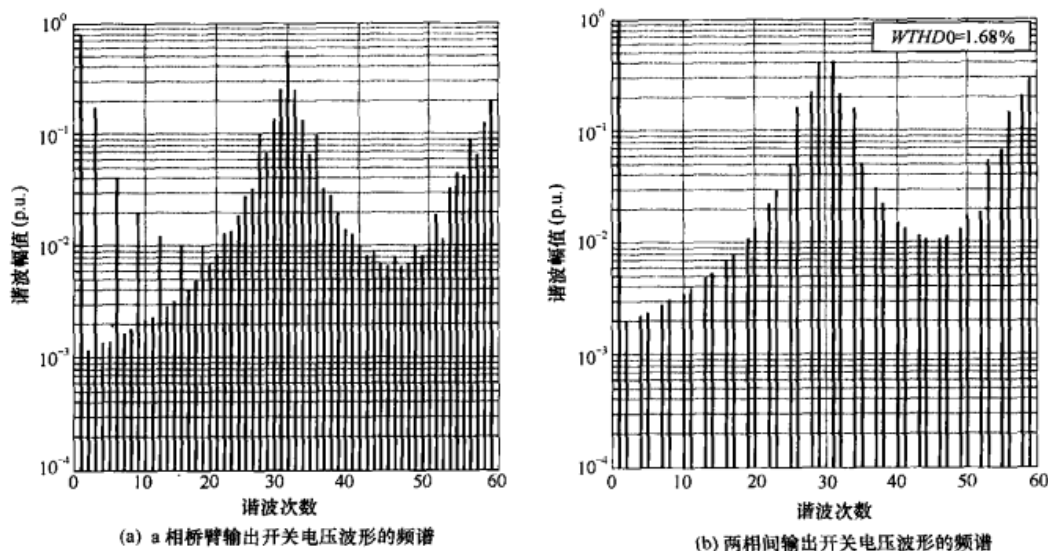


图 6-25 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_o = 30$ 时, 自然采样 120° DPWMMIN 不连续 PWM 调制下三相逆变器的理论谐波频谱

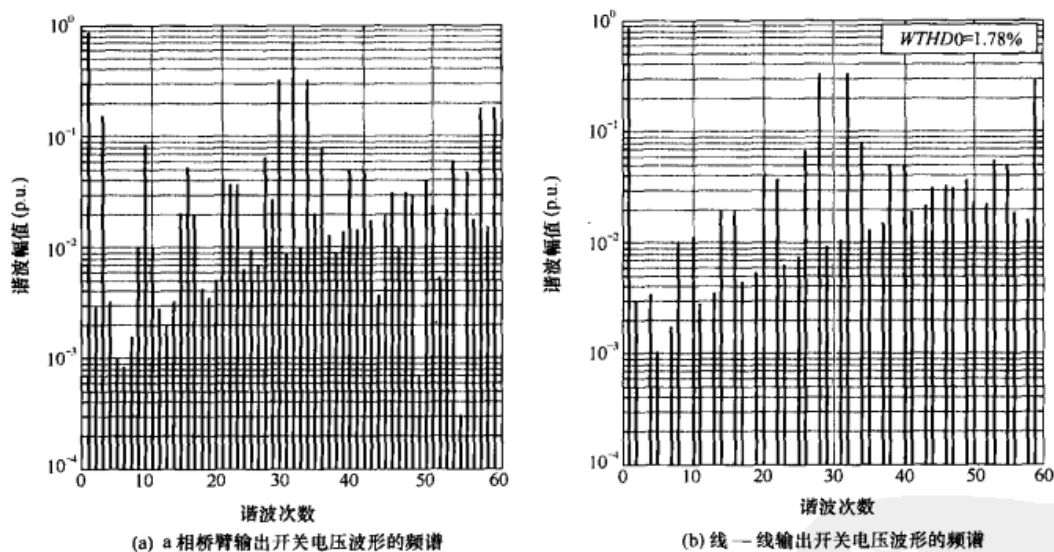


图 6-26 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_o = 30$ 时, 自然采样 60° DPWM1 的 PWM 调制下三相逆变器的理论谐波频谱

从上面的这些图中能够特别地注意到,连续调制策略所特有的谐波边带的消除现象(例如在第一个载波附近的奇次谐波的消除)不再出现了。此外,边带谐波分量幅值的衰减比采用连续调制时要慢许多。首先可以预计到,与连续调制策略相比,不连续调制的这些额外的谐波分量会导致 WTHD 值的增加,实际上也的确如此(至少对于下面将要讨论的开关频率相同的情况的确如此)。最后,如图 6-25(a)和图 6-25(b)所示,它阐明了采用不连续调制时在相桥臂电压中会出现基带 3 倍频谐波。这些 3 倍频谐波可以使得 PWM 策略的调制比超过 $M = 1.0$, 直至达到理论最大值 $M = 1.15$ 。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

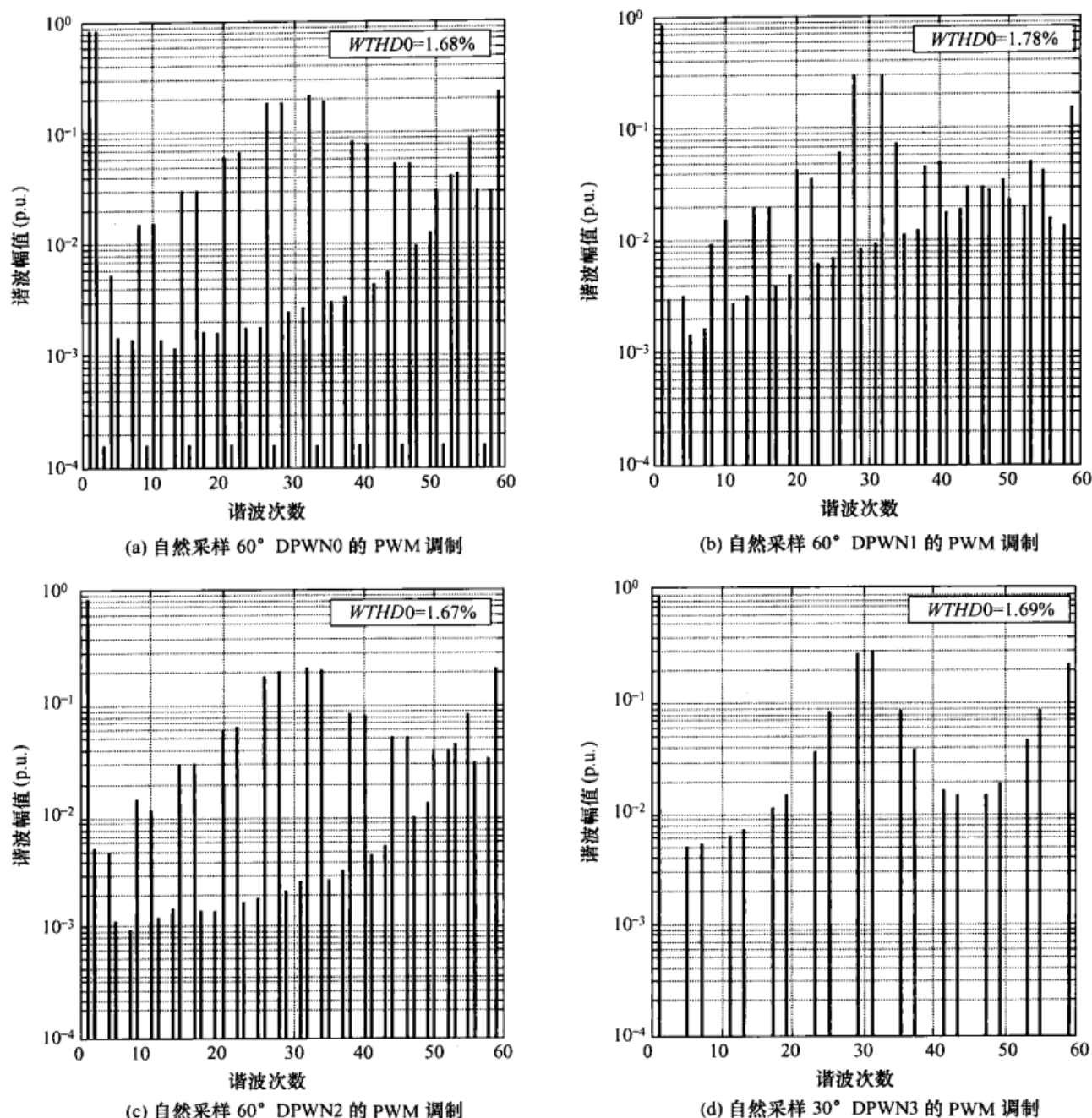


图 6-27 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_o = 30$ 时, 三相逆变器线—线电压的理论谐波频谱 (频谱由时域开关仿真得到)

6.11 不连续 PWM 的谐波损耗

由上一节应清楚地知道, 与连续调制的放置方案相比, 就所产生的载波边带的数量和幅值而言, 不连续的开关模式都会导致次劣的谐波性能。然而, 这些调制策略的优势在于, 在每一基波周期内每相桥臂开关转换次数的减少。与连续的规则或自然采样 PWM 相比, 这种减少使得各种不连续的调制方法的载波频率可以增加至大约连续调制方法的 $3/2$ 倍, 而在一个基波周期内各相桥臂的开关转换次数与连续调制方法相同。应该注意到, 各种不连续调制方法准确的频率增加倍数略有差别, 这是因为改变钳位直流母线电压以及钳位区间的位置需要额外的开关转换来实现。在高调制比区域, 尽管会产生额外的边带谐波, 但与连续开关调

第6章 零空间矢量放置调制策略

制相比, 开关频率增加会使不连续调制的 *WTHD* 性能获得提升。

通过采用 6.5 节中用于空间矢量调制的相同方式, 来计算分别对应于表 6-5 到表 6-10 所列出的参考波形分段波形的不连续调制策略 DPWMMIN、DPWMMAX、DPWM1、DPWM0、DPWM2 和 DPWM3 的纹波电流的有效值, 这样可以显示出连续调制的上述优势。

各种调制策略所产生的谐波电流的最终解析式^[12]为(请注意, 出于完整性的考虑, 下面也一并列出了前面已经介绍过的连续调制策略下谐波电流的解析式)

简单正弦波 PWM

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left(\frac{3}{2} M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} M^3 + \frac{9}{8} M^4 \right) \quad (6-104)$$

1/6 幅值 3 次谐波注入 PWM

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left(\frac{3}{2} M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} M^3 + M^4 \right) \quad (6-105)$$

1/4 幅值 3 次谐波注入 PWM

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left(\frac{3}{2} M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} M^3 + \frac{63}{64} M^4 \right) \quad (6-106)$$

空间矢量 PWM

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left[\frac{3}{2} M^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} M^3 + \frac{9}{8} \left(\frac{3}{2} - \frac{9}{8} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \right) M^4 \right] \quad (6-107)$$

DPWMMIN、DPWMMAX、DPWM0 和 DPWM2 不连续 PWM

$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left[6M^2 - \frac{35\sqrt{3}}{2\pi} M^3 + \left(\frac{27}{8} + \frac{81}{64} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \right) M^4 \right] \quad (6-108)$$

DPWM1 不连续 PWM

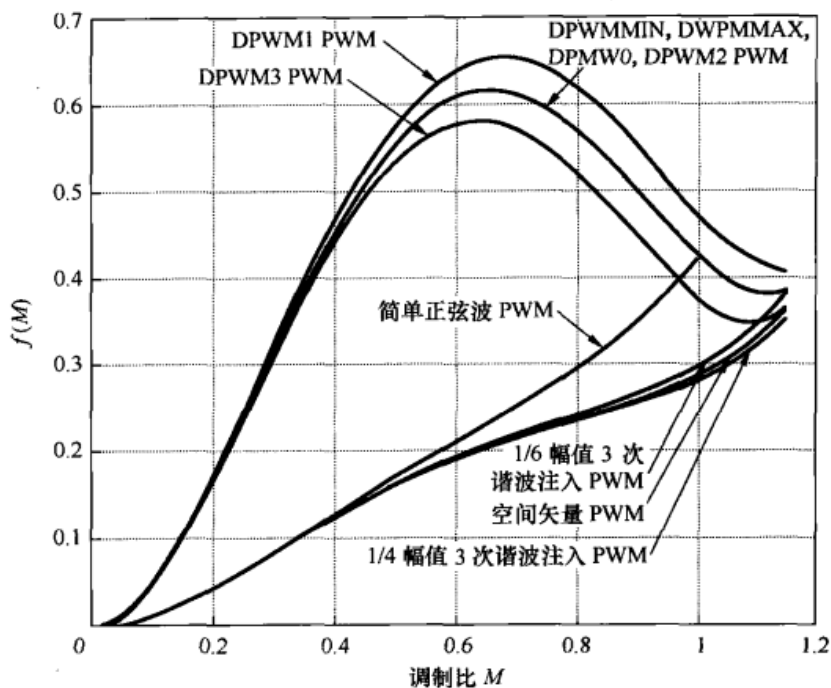
$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left[6M^2 - \left(\frac{45}{2\pi} + \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \right) M^3 + \left(\frac{27}{8} + \frac{27}{32} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \right) M^4 \right] \quad (6-109)$$

DPWM3 不连续 PWM

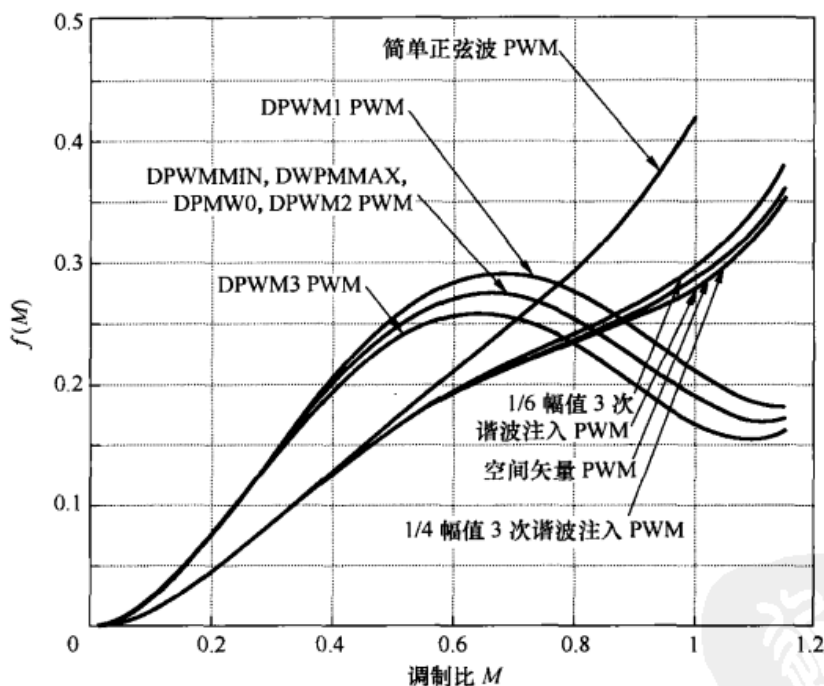
$$I_{ab,h,rms}^2 = \left(\frac{V_{dc}}{L_\sigma} \right)^2 \frac{\Delta T^2}{48} \left[6M^2 + \left(\frac{45}{2\pi} - \frac{31\sqrt{3}}{\pi} \right) M^3 + \left(\frac{27}{8} + \frac{27}{16} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \right) M^4 \right] \quad (6-110)$$

各种调制策略的谐波畸变率在式 (5-69) 中定义为 $f(M)$, 它们的比较如图 6-28(a) 所示。由这张图可以看到, 正如所预料到的那样, 在相同的开关频率下, 与连续调制策略相比, 不连续调制策略会产生更大的谐波畸变和更多的谐波损耗。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践



(a) 相同开关频率

(b) 不连续策略的开关频率放大了 $3/2$ 倍图 6-28 在不同 PWM 调制策略下, 随调制比 M 变化的谐波畸变率 (HDF) 的函数关系曲线

然而, 由于采用不连续调制时, 逆变器的相桥臂仅仅在 $2/3$ 基波周期内进行开关切换, 所以在相同的开关损耗下, 不连续调制策略的开关频率能够相应地增加。因此, 与连续调制直接相比较时, 不连续调制的 HDF 值应该乘以 $(2/3)^2$ 倍。上述结果如图 6-28(b)所示, 从中还可以看到, 不连续调制策略在高调制比时具有谐波优势。

从实际角度考虑, 器件损耗是比较各种调制策略优劣的关键参数。对一个运行于恒定直

第6章 零空间矢量放置调制策略

流母线电压下的逆变器而言, 开关损耗实质上与瞬时的负载电流的幅值成比例变化。因此, 对于单位功率因数的负载, 在半个基波周期上连续开关时的一相桥臂的开关损耗为

$$P_{\text{loss(continuous)}} = V_e I_m \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos \theta d\theta \quad (6-111)$$

其中 V_e 是用于确定开关损耗大小的等效直流电压。由式 (6-111) 可以很容易地计算得到

$$P_{\text{loss(continuous)}} = \frac{2}{\pi} V_e I_m \quad (6-112)$$

上述结果即正弦波的平均值, 正如所料。

采用 DPWM1 60° 不连续调制时, 在 $-\pi/6 \leq \theta \leq \pi/6$ 区域内不会出现开关损耗, 于是

$$P_{\text{loss(DPWM1)}} = V_e I_m \frac{1}{\pi} \left(\int_{-\pi/2}^{-\pi/6} \cos \theta d\theta + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \cos \theta d\theta \right) \quad (6-113)$$

计算上式可得

$$P_{\text{loss(DPWM1)}} = \frac{1}{\pi} V_e I_m = 0.5 P_{\text{loss(continuous)}} \quad (6-114)$$

上式为连续调制开关损耗大小的一半。采取类似的方式, 可以得到

$$P_{\text{loss(PWMMIN,PWMMAX)}} = \frac{2}{\pi} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{4} \right) V_e I_m = 0.567 P_{\text{loss(continuous)}} \quad (6-115)$$

$$P_{\text{loss(DPWM3)}} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{3}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) V_e I_m = 0.634 P_{\text{loss(continuous)}} \quad (6-116)$$

对于实际的负载, 在绝大多数情况下其负载功率因数不为单位值 1, 由于负载电流的峰值与目标基波波形的峰值不再同时出现, 所以上述计算结果将发生改变。前面已经提到, 在这种情况下不连续策略 DPWM0 和 DPWM2 会提供一些好处, 这是因为它们分别使直流母线钳位区间向 30° 超前和 30° 滞后方向发生了移动。因此, 在负载的功率因数为 0.866 (相应超前或滞后) 时, 它们会获得最小的开关损耗。很显然, 有可能进一步地设计出一种 60° 不连续调制策略, 它能够在围绕着相桥臂参考电压峰值的 +60° 到 -60° 区域内的任意位置钳位 60° 区间。这使得负载的功率因数在 0.866 超前和 0.866 滞后的范围内获得最小损耗, 这覆盖了许多典型负载的范围。最后, 还可能在超出上述功率因数范围时采用 60° 不连续开关调制方式, 代价是最大调制比会有一些下降^[12]。

分析还表明, 不连续调制策略的开关频率有可能增加超过 3/2 倍且总体损耗相同。然而, 这种计算仅仅是近似的, 因为它们所采用的谐波电流损耗表达式都是建立在无限高开关频率的假设上的。同时, 当负载功率因数偏离最优值时, 不连续调制的谐波损耗也会增加并偏离最小值的条件, 因此针对这种失配必须要有一定的宽容。最后, 当直流母线钳位电压从正值变为负值时, 不连续开关策略需要一个额外的开关转换, 而到目前为止的计算中都没有予以考虑。对于一个运行在较低开关频率下的实际调制系统, 当对连续和不连续调制策略进行比较时, 这些问题都必须考虑在内。不过, 在较高调制比时, 不连续调制具有相当大的优势。

6.12 单边沿空间矢量调制

单边沿调制对 SVM 谐波注入策略的作用与规则采样技术的作用相类似,但对照图 5-8(d) 可以看到,其 4 次谐波的低次分量有所增大而 2 次谐波低次分量有所减小。这种方法的详细结果并未在这里给出,这是因为它们对增进人们对于单边沿调制作用的基本认识帮助不大。类似地,除了评论它所产生的频谱响应要比前面描述的方案差之外,本文也不再对三相 VSI 的不连续单边沿调制作进一步的探讨。

6.13 开关脉冲序列

已经表明,零空间矢量脉冲的位置是定义所有三相 VSI 调制方法的主要参数。然而,在半个载波周期内或跨越多个半个载波周期的有效空间矢量的序列也会影响调制算法的谐波性能,这与 4.6.1 节中对单相 VSI 所描述的影响相类似。

一般,三相 VSI 的脉冲序列受到开关条件的约束。一旦选定了一个有效空间矢量,那么要实现最少开关转换次数的做法就是将空间矢量在适当时机切换为最靠近的空间矢量,然后,对于连续调制,矢量将切换成零空间矢量;而对于不连续调制,则切换回到前面的空间矢量。然而,正如 6.6 中节提到的那样,在两个有效空间矢量之间插入一个额外的零空间矢量的做法在理论上是行得通的,但是这样做会增加相桥臂的开关频率且没有任何谐波方面的好处,因此没有实用价值。

这种开关约束的作用是,运行在连续导通条件下的三相 VSI 的正常开关脉冲序列如下所示。

$$\begin{aligned} &SV_7 \rightarrow SV_i \rightarrow SV_j \rightarrow SV_0 \rightarrow SV_0 \rightarrow SV_j \rightarrow SV_i \rightarrow SV_7 \\ &|\leftarrow \text{-----} \Delta T/2 \text{-----} \rightarrow| |\leftarrow \text{-----} \Delta T/2 \text{-----} \rightarrow| \end{aligned} \quad (6-117)$$

其中 SV_i 和 SV_j 代表了两个相邻的静止空间矢量分量。

对于不连续导通而言,当零序空间矢量 SV_0 被消除后,举例可知其开关脉冲序列为

$$\begin{aligned} &SV_7 \rightarrow SV_i \rightarrow SV_j \rightarrow SV_j \rightarrow SV_i \rightarrow SV_7 \\ &|\leftarrow \text{---} \Delta T/2 \text{---} \rightarrow| \text{---} \Delta T/2 \text{---} \rightarrow| \end{aligned} \quad (6-118)$$

单边沿连续调制将产生如下的脉冲序列:

$$\begin{aligned} &SV_7 \rightarrow SV_i \rightarrow SV_j \rightarrow SV_0 \rightarrow SV_7 \rightarrow SV_i \rightarrow SV_j \rightarrow SV_0 \\ &|\leftarrow \text{-----} \Delta T/2 \text{-----} \rightarrow| \text{-----} \Delta T/2 \text{-----} \rightarrow| \end{aligned}$$

单边沿不连续调制 (SV_0 已被消除) 所产生的脉冲序列为

$$\begin{aligned} &SV_7 \rightarrow SV_i \rightarrow SV_j \rightarrow SV_7 \rightarrow SV_i \rightarrow SV_j \\ &|\leftarrow \text{---} \Delta T/2 \text{---} \rightarrow| \text{---} \Delta T/2 \text{---} \rightarrow| \end{aligned}$$

文献[12]中提出了这些脉冲序列的一些变化形式。当将它们对相桥臂开关频率的影响考虑在内时,它们最多只能取得有限的谐波方面的好处。然而,VSI 拓扑结构所固有的开关约

第6章 零空间矢量放置调制策略

束条件使得开关序列几乎没有发生显著变化的余地。

在 60° 不连续调制的空间矢量的边界处, 零空间矢量将在 SV_0 和 SV_7 间进行切换。该处会出现三相 VSI 另一个主要的脉冲序列问题。图 6-16(a) 显示了一种公共的变化方式, 其中当零序空间矢量由 SV_0 切换到 SV_7 时, 零空间矢量的位置移动了半个载波周期。零空间矢量发生移动的原因是由于, 通常更容易构建一种在连续的半个载波周期上保持恒定的开关序列的调制器。于是, 例如, 在 t_i 时刻, 有两个或三个相桥臂总是切换到正直流母线上, 而在 t_{i+1} 时刻, 有两个或三个相桥臂总是切换至负直流母线上 (如果逆变器当前正在产生一个有效空间矢量脉冲, 那么第三个相桥臂就会切换到相反的直流母线上)。

另一种开关脉冲序列的方案是安排逆变器开关使得零空间矢量总是放置在相同的半个载波周期转换位置处。例如, 这意味着, 总是在 t_{i+1} 时刻改变开关序列以移动图 6-16(a) 中的 SV_7 。这可以通过在每一 60° 空间矢量转换边界上同时将所有相桥臂极性反转来获得。可以采取在每一扇区内使载波波形翻转的方式来实现这种方案。当然, 这会导致调制控制器复杂度的相应增加。

图 6-29 显示了在连续扇区中零空间矢量两种放置方案的谐波频谱, 它们明显不同。对于开关序列在各相继的扇区中将零空间矢量移动半个载波周期的方案而言, 其频谱分布更广, 而其载波边带的峰值更平。对于开关序列并不移动零空间矢量放置的方案而言, 其频谱与 120° 不连续调制的更相像, 其低次边带峰值更大但衰减得更快。这种开关序列能够更好地消除相桥臂间的谐波。

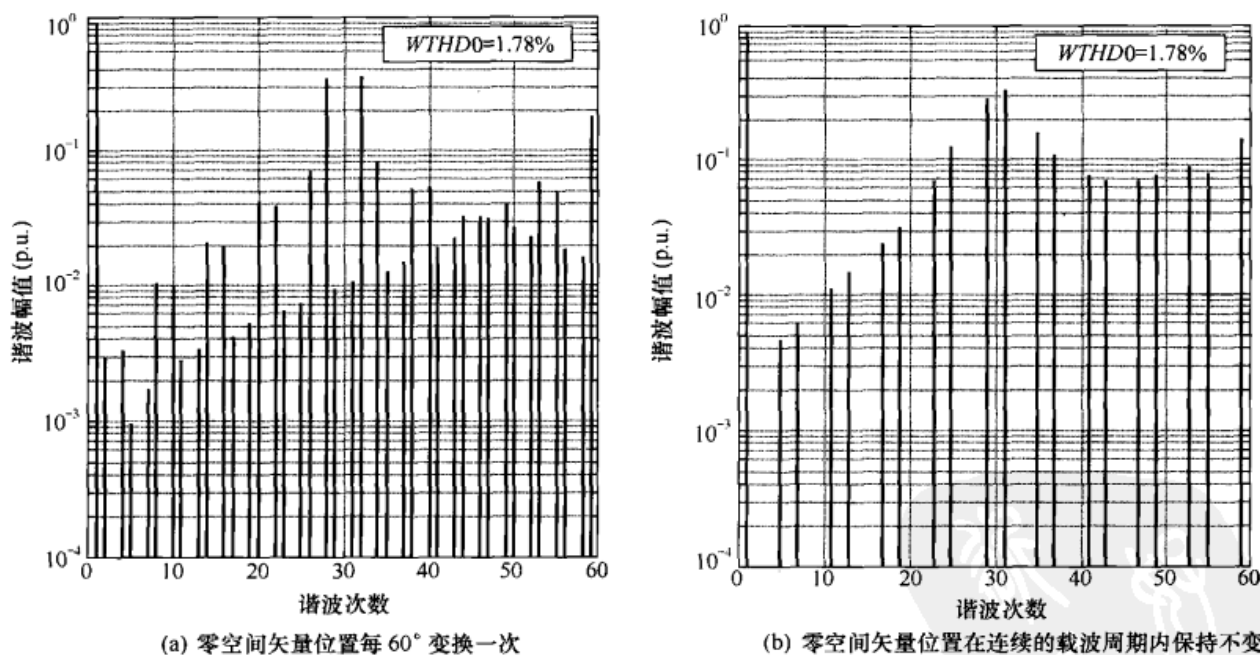


图 6-29 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 30$ 时, 规则采样 DPWM1 不连续 PWM 调制下三相逆变器的仿真线-线电压的仿真谐波频谱

要从这两种方法中选择出“最佳方案”并非易事, 这是因为在所分析的调制条件下, 这两种方法的 $WTHD$ 值实质上并无区别。但是同样地, 在采用其他调制比和/或载波频率的情况下, 一种序列有可能取得更低的 $WTHD$ 值。这需要对运行在所关心的特定调制条件下的实际方案做更广泛的仿真研究来进行验证。总之, 脉冲序列在实现调制的过程中是一个很重要的因素, 需要仔细地加以考虑, 对不连续的开关方案尤其如此。

6.14 小结

本章中进一步扩充了三相 VSI 的脉冲宽度确定、脉冲位置以及脉冲序列等概念。针对为何各种调制策略间会存在差别这一问题,本章依据所介绍的脉冲放置的概念给出了清晰的物理解释。本章还表明,3 次谐波注入调制方法和空间矢量调制方法实质上取得了一样的脉冲放置目标,只是前者间接通过注入 3 次谐波而空间矢量调制直接通过计算来达致目标。扩充的内容确定了零空间矢量的放置是实现特定 PWM 算法的主要因素,并且展示了如何从文献中所提出的各种 PWM 策略中得出相同的基本概念。

联系上下文,可将不连续调制看成是连续调制概念的脉冲位置变化的结果,而这又是在基波周期的部分时段上消除所选的零空间矢量来实现的。在完整的基波周期内相桥臂开关转换次数相同的前提下,所选零空间矢量的消除能够取得更高的有效载波频率,并在高调制比时能改善 *WTHD* 性能。从概念上来看,与不连续调制数量众多而频率更高的边带谐波所造成的谐波畸变相比,连续调制时跨越两个半个载波周期的有效空间矢量分量的振荡放置会导致更大的载波边带谐波畸变,因此不连续导通方式具有其优势。

参考文献

- [1] J. Holtz and S. Stadtfeld, "A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source," in *Conf. Rec. IPEC Conf. Tokyo*, 1983, pp. 1665–1675.
- [2] H.W. Van der Broeck, H. Skudelny, and G. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 24, no. 1, Jan./Feb., 1988, pp. 142–150.
- [3] O. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabae, "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Aachen, 1989, pp. 1197–1202.
- [4] H.W. Van der Broeck and H.C. Skudelny, "Analytical analysis of the harmonic effects of a PWM ac drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 3, no. 2, March/April 1988, pp. 216–223.
- [5] M. Depenbrock, "Pulsewidth control of a 3-phase inverter with non-sinusoidal phase voltages," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Int. Semiconductor Power Converter Conf.*, 1997, pp. 399–403.
- [6] S. Bhattacharya, D.G. Holmes, and D.M. Divan, "Optimizing three phase current regulators for low inductance loads," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Orlando, 1995, pp. 2357–2366.
- [7] J.F. Moynihan, M.G. Egan, and J.M.D. Murphy, "Theoretical spectra of space-vector-modulated waveforms," *IEE Proceedings (London) Electr. Power Applications*, vol. 145, no. 1, Jan. 1998, pp. 17–24.
- [8] S.R. Bowes and A. Midoun, "Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives," *IEE Proceedings (London)*, vol. 132, Pt. B, no. 3, May 1985, pp. 133–148.
- [9] J.T. Boys and B.E. Walton, "A loss minimised sinusoidal PWM inverter," *IEE Proceedings (London)*, vol. 132, Pt. B, no. 5, Sept. 1985, pp. 260–268.
- [10] S. Fukuda and Y. Iwaji, "A single-chip microprocessor-based PWM technique for sinusoidal inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 921–926.
- [11] J.W. Kolar, H. Ertl, and F.C. Zach, "Calculation of the passive and active component stress of three phase PWM converter system with high pulse rate," in *Conf. Rec. European Power Electronics (EPE)*, Aachen, 1989, pp. 1303–1311.
- [12] H.W. Van der Broeck, "Analysis of the harmonics in voltage fed converter drives caused by PWM schemes with discontinuous switching operation," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Florence, 1991, pp. 3:261–3:266.

第 7 章

电流源型逆变器的调制

本书就脉宽调制所开展的工作主要涉及电压源型逆变器的控制，这是因为该种拓扑电路对于很多应用来说有着许多非常具有吸引力的许多特性。尤其是，VSI 所需要的固定电压的直流电源可以很容易地由交流电源通过一个简单的整流器来获得，并且还适用于无需昂贵的反馈传感器且性能要求较低的变速驱动系统的开环调制。VSI 的主要调制策略有：模拟自然采样正弦波—三角波 PWM、规则采样 PWM 以及新近出现的空间矢量调制。这些策略各有其优势和劣势，本书都已记录在案。

相反地，针对电流源型逆变器（简称 CSI）拓扑电路的控制和调制问题所开展的研究工作要少得多。这种拓扑电路的优点包括：固有的短路保护能力，以及当电流源是基于可控晶闸管整流桥（通常是这种情况）时，其功率可以直接回馈到交流电源。然而，只有使用闭环控制系统才能够使采用 CSI 的异步电动机实现可变速驱动运行。无论如何，倘若 CSI 能够取得与 VSI 相似的调制性能，那么在驱动系统特别是在大功率的应用中 CSI 拓扑电路将具有相当大的潜力^[1]。然而 CSI 的这种优势迄今为止仍未得到广泛的利用。

本章将提出一种能将任意 VSI 调制策略改造成适用于 CSI 的通用方法。这种方法的具体做法是，将调制过程简单当作是一种产生有效开关状态和零开关状态的方式，然后将这些状态对应到等效的 CSI 开关模式即可。采用这种方法，所有已有的与 VSI 调制和控制相关的知识和经验都可以很容易地应用于 CSI 中，而不需要花额外的精力来研究和开发专门的调制策略。本章用到很多资料源自于 D.N.Zmood 博士的研究工作^[2]。

7.1 作为状态机的三相调制器

已经知道，常规的三相两电平逆变器只能在有限的开关组合间进行切换，VSI 的这些开关组合对应应有 6 个有效状态和 2 个零状态。采用同样的方式，审视 CSI 的开关状态后可知，CSI 有 6 个有效状态和 3 个零状态，其中零状态时 CSI 的 3 个桥臂出现短路状态。如图 7-1 所示，每个有效状态直接对应 6 个静止输出矢量，这些矢量在复数平面的空间中以 60° 间隔等距分布。

按照状态机来衡量，三相逆变器的调制目标为：

- ① 为得到目标输出矢量，确定出所需的有效状态；
- ② 这些有效状态以及所需的零状态的放置和排序。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

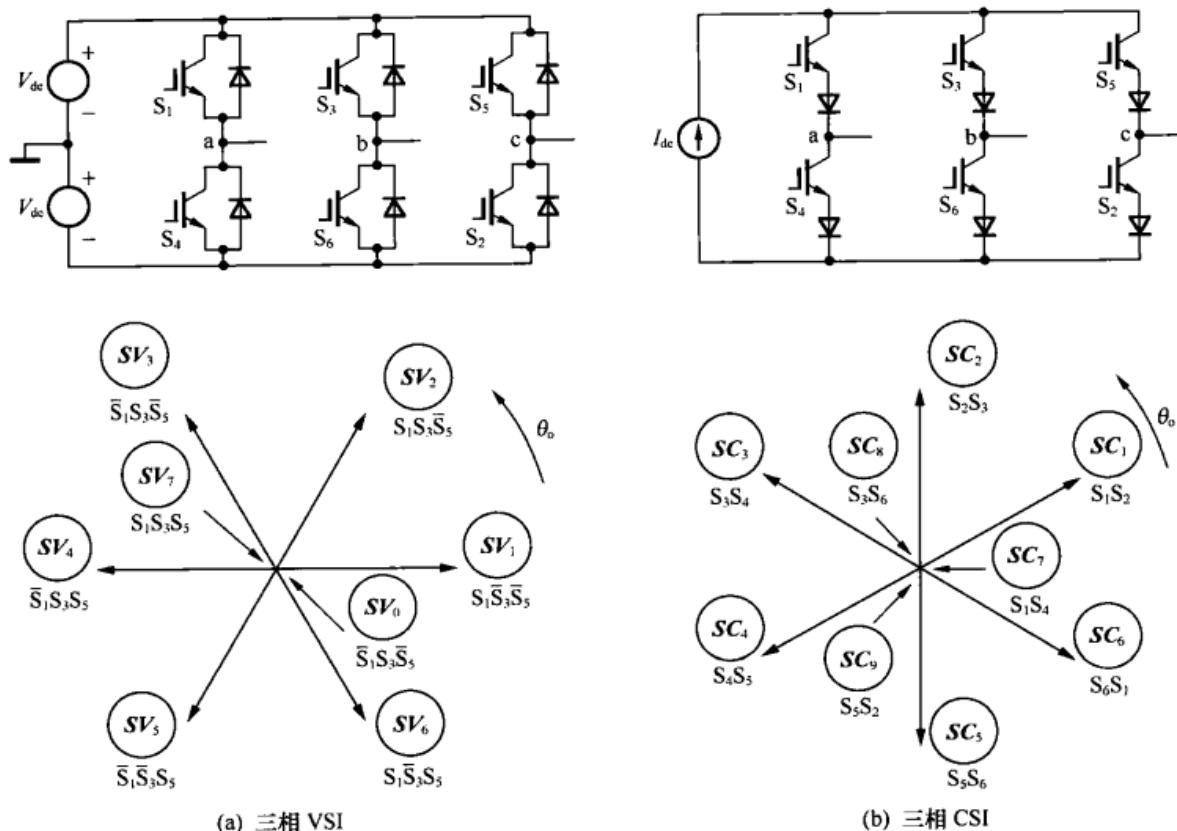


图 7-1 三相 VSI 和 CSI 电路的拓扑结构和空间矢量

将众所周知的“标准”PWM 策略用到 VSI 控制时，能够明显地或隐含地达到上述目标。例如，自然或规则采样三相 VSI 调制器生成 6 个有效状态和 2 个零状态，而 120° 不连续三相 VSI 调制器生成 6 个有效状态和 1 个零状态。

利用上面得出的状态的概念，如果调制器产生的有效状态映射为 6 个静止空间矢量，那么 CSI 能够直接地采用任何一种 VSI 调制策略来控制，于是开关组合与这些矢量的对应关系如下：

$$\begin{aligned}
 \text{状态 1} &\Leftrightarrow SV_1 \Leftrightarrow SC_1 & \text{状态 2} &\Leftrightarrow SV_2 \Leftrightarrow SC_2 \\
 \text{状态 3} &\Leftrightarrow SV_3 \Leftrightarrow SC_3 & \text{状态 4} &\Leftrightarrow SV_4 \Leftrightarrow SC_4 \\
 \text{状态 5} &\Leftrightarrow SV_5 \Leftrightarrow SC_5 & \text{状态 6} &\Leftrightarrow SV_6 \Leftrightarrow SC_6
 \end{aligned}$$

然而，应该注意到，与 VSI 调制器参考波形相比，CSI 的合成输出电流会出现 30° 的偏移，这是由 CSI 所用的状态矢量相移造成的。当然，通过将参考输入的相移输入到调制器中可以很容易地补偿上述角度偏移。

接下来，有必要确定 CSI 的零状态与调制器的状态输出之间的联系，具体做法如下。

对于 VSI 而言，最少开关转换次数零状态的辨识通常是隐含在调制过程之中的（对于正弦波—三角波调制来说尤其如此），而不能被视为调制过程的一个独立环节。这是因为各相桥臂正弦波和三角波比较后输出的是一个二进制量（即开或关），并且这与 VSI 相桥臂“要么上桥臂开关管导通要么下桥臂开关管导通”的开关要求存在一一对应的关系。

对于 CSI 而言，正弦波—三角波相桥臂调制器的二进制输出与逆变器相桥臂之间没有直接的对对应关系，这是因为相桥臂可以有 3 种状态可用（上桥臂开关管导通、下桥臂开关管导

第7章 电流源型逆变器的调制

通,或上下桥臂开关管都关断)。因此有必要推导出一个明确的最少开关次数准则,以确定应该如何使用 CSI 的 3 个零状态。

从图 7-1 中可得,用如下简单的逻辑组合可以定义出与各 CSI 状态相关联的 CSI 开关逻辑控制信号:

$$S_{1(\text{csi})} = SC_6 + SC_1 + SC_7 \quad (7-1)$$

$$S_{2(\text{csi})} = SC_1 + SC_2 + SC_9 \quad (7-2)$$

$$S_{3(\text{csi})} = SC_2 + SC_3 + SC_8 \quad (7-3)$$

$$S_{4(\text{csi})} = SC_3 + SC_4 + SC_7 \quad (7-4)$$

$$S_{5(\text{csi})} = SC_4 + SC_5 + SC_9 \quad (7-5)$$

$$S_{6(\text{csi})} = SC_5 + SC_6 + SC_8 \quad (7-6)$$

其中, SC_7 、 SC_8 和 SC_9 是 3 个零状态,它们分别对应开关对 $S_{1(\text{csi})}$ — $S_{4(\text{csi})}$ 、 $S_{3(\text{csi})}$ — $S_{6(\text{csi})}$ 和 $S_{5(\text{csi})}$ — $S_{2(\text{csi})}$ 的短路状态。注意到,在这些方程中, SC_x ($x=1, \dots, 9$) 所表示的逻辑变量可用来简单辨别出 CSI 处于何种特定的空间矢量状态下。

利用 VSI 调制器的开关输出也能够定义 CSI 的开关控制逻辑信号,即:

$$S_{1(\text{csi})} = S_{6(\text{vsi})} \bullet S_{1(\text{vsi})} + SC_7 \quad (7-7)$$

$$S_{2(\text{csi})} = S_{1(\text{vsi})} \bullet S_{2(\text{vsi})} + SC_9 \quad (7-8)$$

$$S_{3(\text{csi})} = S_{2(\text{vsi})} \bullet S_{3(\text{vsi})} + SC_8 \quad (7-9)$$

$$S_{4(\text{csi})} = S_{3(\text{vsi})} \bullet S_{4(\text{vsi})} + SC_7 \quad (7-10)$$

$$S_{5(\text{csi})} = S_{4(\text{vsi})} \bullet S_{5(\text{vsi})} + SC_9 \quad (7-11)$$

$$S_{6(\text{csi})} = S_{5(\text{vsi})} \bullet S_{6(\text{vsi})} + SC_8 \quad (7-12)$$

以上各式子与文献[1]所得到的方法类似。

判断何时需要零状态可以通过状态调制器直接确定(即通过判断何时不需要有效状态)或是通过利用如下逻辑恒等式由 VSI 调制器的输出间接推导得到:

$$\text{null} = S_{1(\text{vsi})} \bullet S_{3(\text{vsi})} \bullet S_{5(\text{vsi})} + \bar{S}_{1(\text{vsi})} \bullet \bar{S}_{3(\text{vsi})} \bullet \bar{S}_{5(\text{vsi})} \quad (7-13)$$

其中在这些符号上的横杠表示相桥臂开关状态的互补逻辑。基于最后知道的有效状态,该结果能够对应于 3 个真实的 CSI 零状态的其中之一,如表 7-1 所示。

这一方法能确保 CSI 与等效的 VSI 调制器有相同(最少)的开关转换次数,并且该方法适用于那些从零状态返回到相同的“上一个有效状态”的调制策略。这些策略本质上都明显或隐含地使用了三角形载波波形。三角形载波周期中前半个载波周期内的有效状态的序列与后半个载波周期内的有效状态的序列相反。

表 7-1 最小开关频率、等效三角形载波时的 CSI 零状态

上一个有效状态	上一个 VSI 开关状态	零 状 态
SC_1	$S_{1(\text{vsi})} \bullet S_{6(\text{vsi})} \bullet S_{2(\text{vsi})}$	SC_9
SC_2	$S_{1(\text{vsi})} \bullet S_{3(\text{vsi})} \bullet S_{2(\text{vsi})}$	SC_8

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

续表

上一个有效状态	上一个 VSI 开关状态	零 状 态
SC_3	$S_{4(vsi)} \bullet S_{3(vsi)} \bullet S_{2(vsi)}$	SC_7
SC_4	$S_{4(vsi)} \bullet S_{3(vsi)} \bullet S_{5(vsi)}$	SC_9
SC_5	$S_{4(vsi)} \bullet S_{6(vsi)} \bullet S_{5(vsi)}$	SC_8
SC_6	$S_{1(vsi)} \bullet S_{6(vsi)} \bullet S_{5(vsi)}$	SC_7

例如, 在 CSI 调制的第一个扇区内所需的有效状态为 SC_6 和 SC_1 , 则在连续开关调制下的状态序列为:

$$null_1 \rightarrow SC_6 \rightarrow SC_1 \rightarrow null_2 \rightarrow SC_1 \rightarrow SC_6 \rightarrow null_1 \quad (7-14)$$

从表 7-1 中可知, 与上述状态序列相对应的最少开关次数的正确零状态为:

$$SC_7 \rightarrow SC_6 \rightarrow SC_1 \rightarrow SC_9 \rightarrow SC_1 \rightarrow SC_6 \rightarrow SC_7 \quad (7-15)$$

不连续开关调制会去掉一个零状态, 于是状态序列变为:

$$SC_7 \rightarrow SC_6 \rightarrow SC_1 \rightarrow SC_6 \rightarrow SC_7 \quad (7-16)$$

利用表 7-1, 在所有扇区内都能够建立类似的序列。然而, 表 7-1 中所用的方法并未充分利用额外的零状态来进一步减少开关转换次数。如表 7-2 所示, 另一种方法由参考波形的扇区来决定要用到的零状态。这种方法允许使用等效的锯齿形载波, 而不必像 VSI 那样以另增开关次数为代价从一个零状态切换到另一个零状态。

表 7-2 最小开关频率、等效锯齿形载波时的 CSI 零状态

扇 区	上一个有效状态 # 1	上一个有效状态 # 2	零 状 态
$-\pi/6 \rightarrow \pi/6$	SC_6	SC_1	SC_7
$-\pi/6 \rightarrow \pi/2$	SC_1	SC_2	SC_9
$\pi/2 \rightarrow 5\pi/6$	SC_2	SC_3	SC_8
$5\pi/6 \rightarrow 7\pi/6$	SC_3	SC_4	SC_7
$7\pi/6 \rightarrow 3\pi/2$	SC_4	SC_5	SC_9
$3\pi/2 \rightarrow -\pi/6$	SC_5	SC_6	SC_8

例如, VSI 的连续锯齿波调制方式在一个载波周期区间内所产生的状态序列为:

$$\cdots SV_0 \rightarrow SV_6 \rightarrow SV_1 \rightarrow SV_7 \rightarrow SV_0 \rightarrow \cdots \quad (7-17)$$

其中, 在下一个载波周期中由零状态 SV_7 转换到零状态 SV_0 需要另增两个相桥臂的开关转换次数来实现, 因此在整个载波周期内有 5 次开关转换动作。不连续调制可以将开关转换动作次数减少为 4 次, 这是因为有一个零状态不再需要了。

第 7 章 电流源型逆变器的调制

用表 7-2 定义的零状态, CSI 的等效锯齿波调制在一个载波周期内所产生的状态序列如下:

$$\cdots SC_7 \rightarrow SC_6 \rightarrow SC_1 \rightarrow SC_7 \rightarrow \cdots \quad (7-18)$$

其中, 在下一个载波周期中零状态到零状态的转换不再需要另增开关转换次数就能实现。因此, 无论是采用连续调制还是不连续调制(唯一的区别是在载波周期内有效状态的放置), 在一个载波周期内总的开关转换次数仅为 3。因此锯齿形载波频率能够设置为三角形载波频率(它需要 6 次开关转换)的 2 倍, 并且还能像前面讨论过的那样在高调制比时具有显著的谐波方面的优势。

CSI 调制的这种通用方法更多的优势有, 它处理饱和的固有方式与 VSI 调制相同。与所实现的调制算法无关, 调制器的饱和仍然只是简单地在载波周期上产生一系列的有效状态, 并且这些状态直接对应于 CSI 的相应状态。

最后, 3 次谐波注入的概念仍然和这里所介绍的调制映射概念有关。3 次谐波注入策略的主要作用就是在每个载波周期内移动有效状态的位置, 以获得最大的调制比和减小的低次谐波, 而这些要求也同样适用于 CSI 调制。

7.2 用于自然采样电流源型逆变器的空间矢量调制器

从在载波周期区间内零矢量放置的想法出发, 本书在前面推导了规则采样 SVM 的模拟等效调制方式。由于已经展示了如何将任何一种 VSI 调制器映射用于 CSI 的控制, 所以 CSI 显然也存在模拟空间矢量调制器的概念, 因此这里无需作进一步的阐述。实质上, 调制器利用三相参考波形的包络线来设计偏置量使得有效状态居中放置在每半个载波周期区间上, VSI 和 CSI 采用这种放置方法都会取得同样良好的谐波性能。

7.3 实验验证

本章所提出的 CSI 的通用调制方法通过实验加以了验证。这些实验通过采用常规的 VSI 调制系统, 并通过可编程逻辑器件(PLD)将式(7-7)到式(7-12)和表 7-1 由调制器映射为开关输出来控制 CSI 的开关。在这些实验中 VSI 调制器的交叉延迟设为 0, 并且假设 CSI 中 IGBT 的开关延迟能够为换流提供足够的交叠时间。实验中变换器的额定值为电流 10A 和功率 5kW, 并且通过一个 80mH 的空芯电感器由一个 10A 的可调电源提供直流电力。

图 7-2 所示的为采用自然采样 VSI 调制器进行控制的单相 CSI 的开关线电流和相关谐波。其载波的频率为 1050Hz, 从图 7-2(b)中能够清楚地看到载波频率边带分量的消除现象。对于三电平单相调制系统而言, 出现这种现象是意料之中的事。

图 7-3 显示了不带 3 次谐波注入的规则采样 VSI 调制器控制下的三相 CSI 的开关线电流和相关谐波。其载波频率为 1050Hz, 频谱显示了位于载波频率两侧(被抑制的)的广为人知的两个主要边带谐波。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

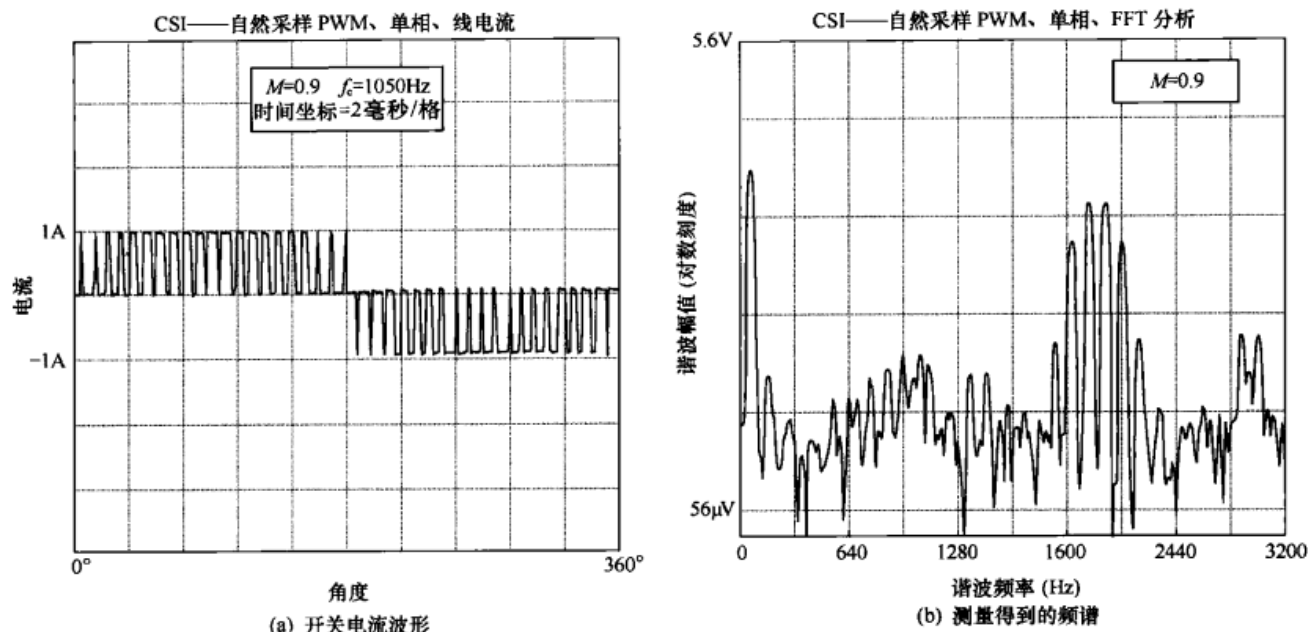
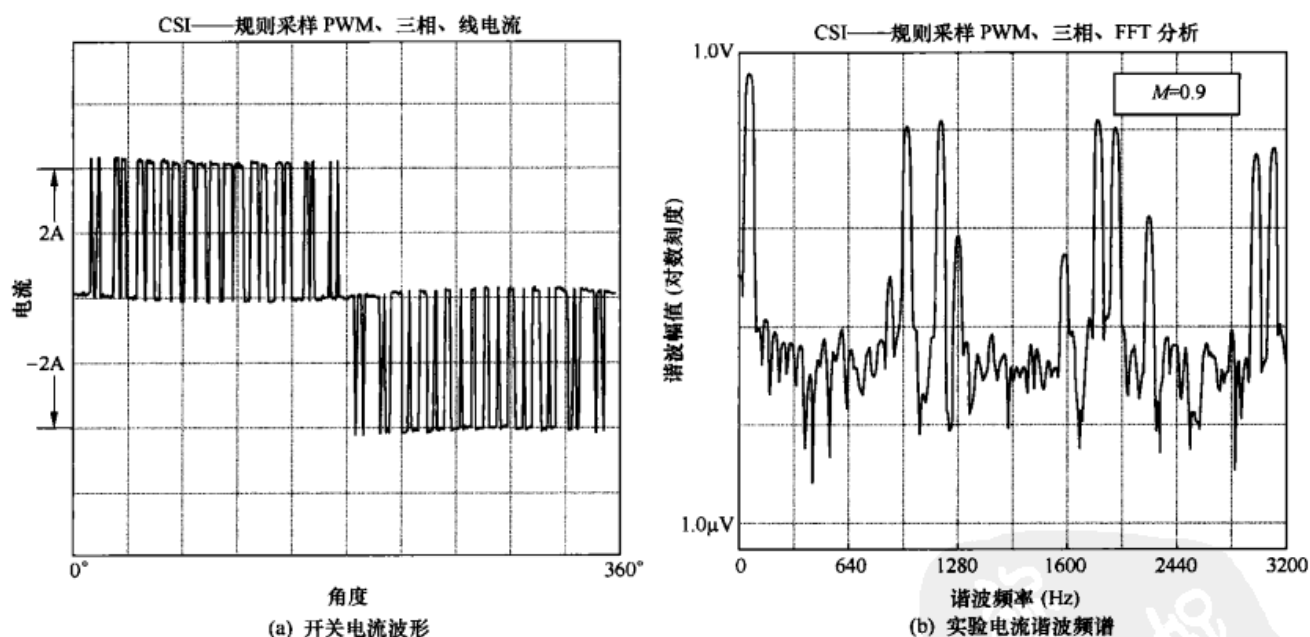
图 7-2 $M=0.9$ 、 $f_c=50\text{Hz}$ 时，自然采样 VSI 调制控制下单相 CSI 的实验波形^[3]图 7-3 不带 3 次谐波注入的规则采样正弦波—三角波调制控制下三相 CSI 的实验波形^[3]

图 7-4 和图 7-5 显示了三相 CSI 线电流的谐波频谱，其中前者的三相 CSI 采用带有 3 次谐波注入的规则采样 PWM 调制进行控制，后者的三相 CSI 采用模拟空间矢量调制的方法进行控制。

图 7-3(b)、图 7-4 和图 7-5 特别地显示了由于谐波边带变宽以及高频化导致所预料的两个主要载波边带分量的减少，其调制方式分别采用规则采样 PWM 调制、带有 3 次谐波注入的规则采样 PWM 调制，以及有效矢量居中放置的空间矢量调制。上述结果与采用相同的调制

第 7 章 电流源型逆变器的调制

器来直接控制 VSI 所获得的结果完全一致。这就证实了,通过映射概念能够使采用相同 PWM 策略的 CSI 和 VSI 取得完全相同的调制性能。

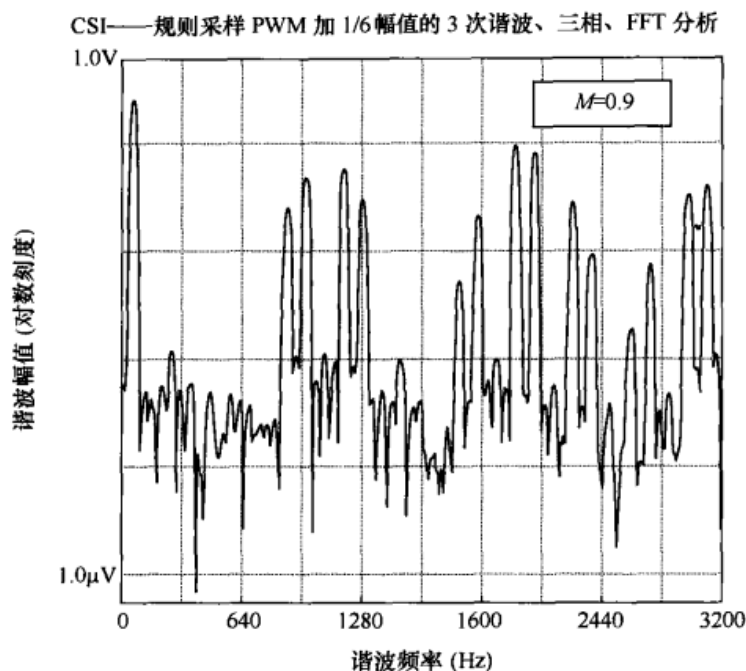


图 7-4 $M=0.9$ 时,带 3 次谐波注入的规则采样正弦波—三角波调制控制下三相 CSI 的实验谐波频谱^[3]

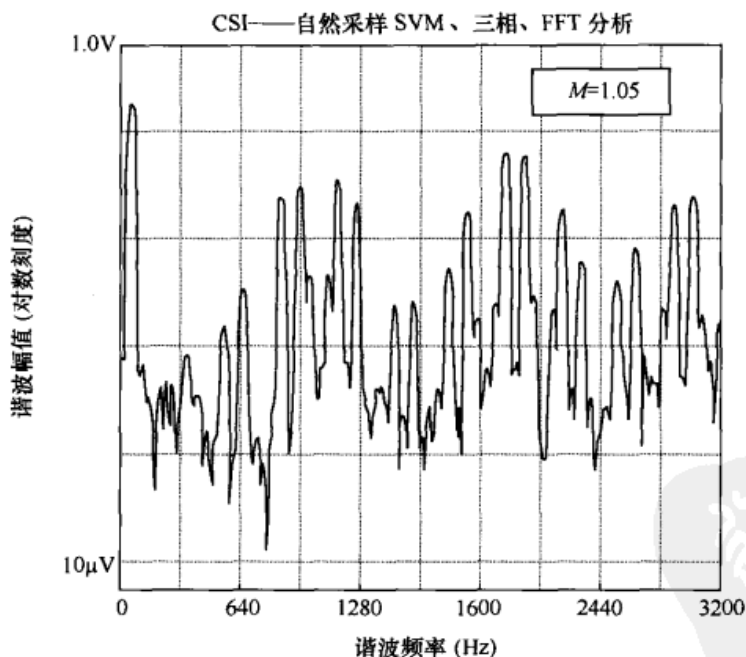
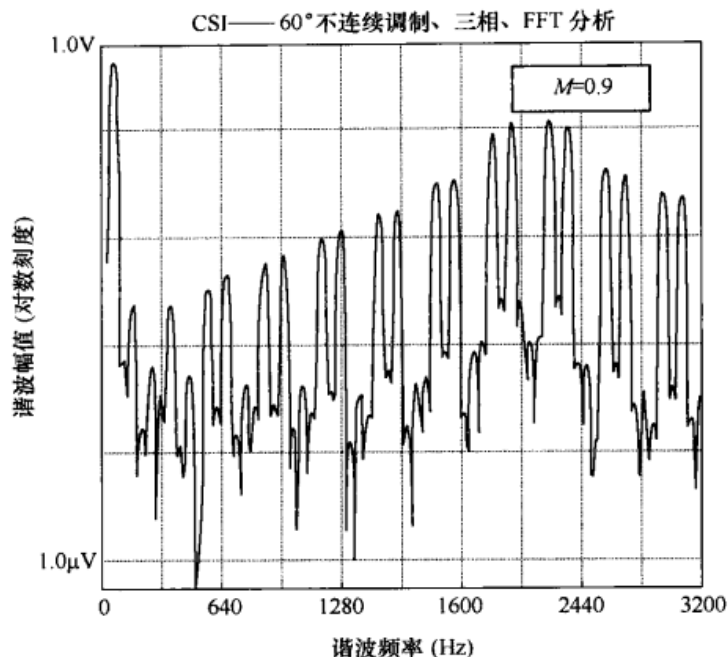


图 7-5 $M=1.5$ 时,自然采样空间矢量调制控制下三相 CSI 的实验谐波频谱^[3]

图 7-6 所示为采用 60° 不连续调制时线电流的谐波频谱,其中为保证各相桥臂具有相同的开关转换次数对调制计算频率作了调整。结果是出现了所预料的更宽和更复杂的边带展开。然而,由于谐波分量的频率变得更高,所以加权 THD 性能仍然得到了改善。

图 7-6 $M=0.9$ 时, 60° 不连续调制控制下三相 CSI 的实验谐波频谱^[3]

7.4 小结

本章描述了 CSI 调制控制的一种通用方法,它能够将所有类型的固定频率 VSI 的调制策略很容易地应用于 CSI 中。所采用的方法就是将 VSI 调制器中的有效状态映射到 CSI 的等效有效状态。然后在不需要有效状态的时段上选取 CSI 的零状态使得开关转换次数达到最少,进而在器件开关损耗一定的前提下能够选取最大的载波频率。结果是 CSI 所采用的一系列 PWM 调制器的谐波性能与它们等效的 VSI 控制器的谐波性能完全相同。

通过将许多 VSI 调制系统的输出映射得到测试用 CSI 的开关信号,本章所介绍的概念经实验得以证实。CSI 的开关输出电流的谐波频谱几乎与 VSI 相对应的电压谐波频谱完全一致,这也就证实了此方法的有效性。

参考文献

- [1] G. Joos, G. Moschopoulos, and P.D. Ziogas, "A high performance current source inverter," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cambridge MA, 1991, pp. 123–130.
- [2] D.N. Zmood, "A systematic development of improved linear regulators for sinusoidal power converters," Ph.D. Thesis, Monash University, Australia, 2002.
- [3] D.N. Zmood and D.G. Holmes, "Generalised approach to the modulation of current source inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC)*, Fukuoka, 1998, pp. 739–745.

第 8 章

逆变器的过调制

由第 5、6 章知道, 通过对自然和规则采样 PWM 注入 3 次谐波或者采用空间矢量调制策略, 输出基波分量的线性控制范围可以扩展 1.15 倍。由 $V_1 = V_{dc}$ 到 $V_1 = (2/\sqrt{3})V_{dc} = 1.15V_{dc}$ 。不过从方程 (1-7) 还可看到, 六阶梯波控制逆变器的输出基波电压的幅值为 $V_1 = (4/\pi)V_{dc} = 1.273V_{dc}$ 。通过进入过调制的非线性区域, PWM 控制的逆变器输出电压从 $1.15V_{dc}$ 增加至极限值 $1.273V_{dc}$ 。在过调制的非线性区域, 随着导通方波数日渐地消失, 调制控制器增益从 1 变为 0 (调制控制器增益定义为参考电压与实际逆变器输出电压的比值)。

既然最大调制比可简单地限制在线性控制区域的末端处, 即 $V_1 = 1.15V_{dc}$, 为什么还必须进入过调制区域呢? 然而, 回顾以前的内容可知, 若二极管整流器工作在连续导通状态, 其平均输出直流电压为 $2V_{dc} = 1.35V_p / \sqrt{2}$ 。因此, 逆变器的最大线—中性点电压将局限于

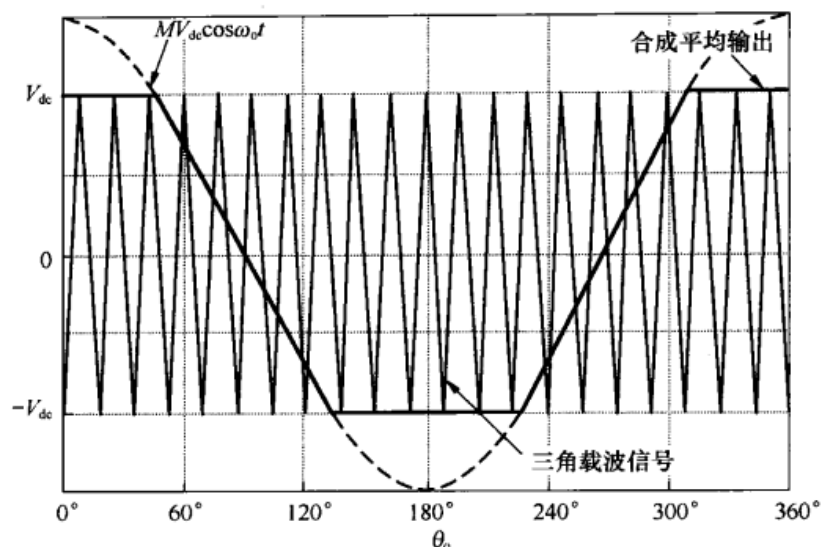
$$V_1 = (2/\sqrt{3})V_{dc} = (2/\sqrt{3})1.35V_p / (2\sqrt{2}) = 0.955(V_p / \sqrt{3}) \quad (8-1)$$

于是即使采用 3 次谐波注入法或空间矢量调制方法, 额定电压为输入线电压的电机的输出功率亦无法达到额定值。一方面, 若逆变器能达到方波输出状态, 其输出电压峰值为 $V_1 = (4/\pi)1.35V_p / (2\sqrt{2}) = 1.053(V_p / \sqrt{3})$ 。理想情况下, 该输出电压峰值比线—中性点电压峰值高出 5%。这多出的 5% 的值主要用于补偿驱动电路的损耗, 而不能输出到用户端。另一方面, 如果逆变器的输出电压上限为 95% 的额定电压, 那么额定电压为交流输入电压的电机将有多达 5% (甚至更多) 的功率无法输出, 从应用的角度来看这是相当不利的。

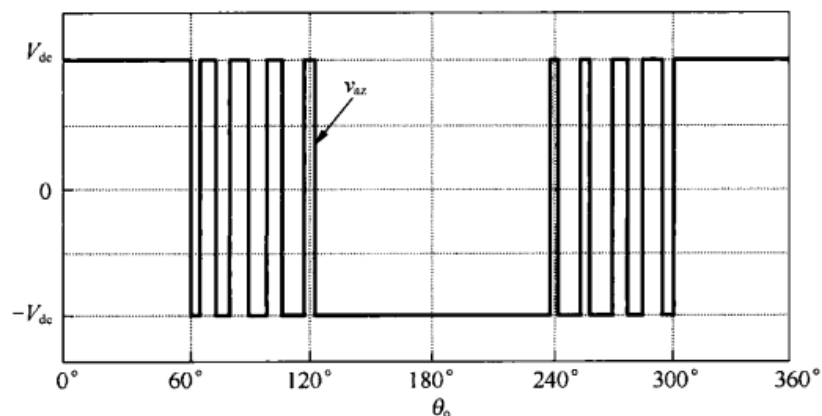
8.1 过调制区域

位于失去线性控制 ($M = 1.15$) 和完全失去控制 ($M = 1.27$) 之间区域称作过调制区域。如图 8-1 所示, 当出现过调制时, 调制比 M 超出三角载波的峰值。请注意, 当 $M > 1$ 或者 $M > 1.15$, 实际输出的基波电压不再随 M 线性变化, 这种情况下称控制器已经饱和。因此, 输出电压波形仅仅部分受控。由于在饱和区间上调制器失去了对输出电压的控制, 因此输出电压波形逐渐发生畸变且含有基波分量的低频谐波成分。过调制最终的结果是输出六阶梯波, 这相当于各相桥臂工作在方波输出状态。输出电压波形中脉冲数目减少的过程被称作过调制。下面将详细研究过调制的问题。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践



(a) 参考信号和载波信号



(b) 一相桥臂的输出开关波形

图 8-1 $M = 1.5$ 时, 过调制的自然采样 PWM

8.2 逆变器单相桥臂的自然采样过调制

正如第 3 章所讨论的那样, 有必要先从逆变器单相桥臂的调制入手来研究过调制。求解的过程通常要涉及对下面双重傅里叶积分表达式的计算

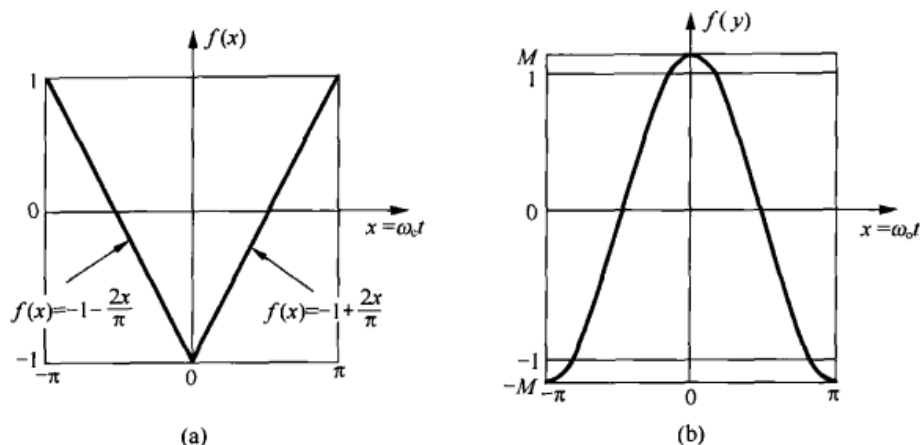
$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (8-2)$$

其中 $f(x, y)$ 定义为随着调制过程的进行所得到的开关波形的值; C_{mn} 定义为第 $(m\omega_c + n\omega_o)$ 次谐波分量的幅值。

要在过调制区域定义 $f(x, y)$, 首先必须采用时间变量 x 、 y 去定义出载波函数和参考信号函数 (见图 8-2)。对照图 8-2 可知, 三角载波函数定义如下:

$$f(x) = -1 - \frac{2x}{\pi} \quad \text{当 } -\pi \leq x < 0 \text{ 时} \quad (8-3)$$

第8章 逆变器的过调制

图 8-2 $M \geq 1.0$ 时, 在 x 和 y 子变量空间上的三角载波和基波参考信号波形

$$f(x) = -1 + \frac{2x}{\pi} \quad \text{当 } 0 \leq x < \pi \text{ 时} \quad (8-4)$$

参考信号函数定义如下:

$$f(x) = M \cos y \quad (8-5)$$

由于只有当参考正弦信号大于载波信号时相桥臂电压才由 0 切换到 $2V_{dc}$, 将式 (8-3) ~ 式 (8-5) 相结合, 可以推导出 $f(x, y)$ 的表达式。

在 $-\pi \leq x < 0$ 区间上, 当三角波下降时有

$$f(x, y) = \begin{cases} 2V_{dc} & \text{当 } M \cos y > -1 - \frac{2x}{\pi} \text{ 时, 即 } x > -\frac{\pi}{2}(1 + M \cos y) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8-6)$$

在 $0 \leq x < \pi$ 区间上, 当三角波上升时有

$$f(x, y) = \begin{cases} 2V_{dc} & \text{当 } M \cos y > -1 + \frac{2x}{\pi} \text{ 时, 即 } x < \frac{\pi}{2}(1 + M \cos y) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8-7)$$

由式 (8-6)、式 (8-7) 可得到图 8-3 所示的过调制的单元等高线图。请注意, 参考信号与 y 坐标轴的交叉点位于

$$\frac{\pi}{2}(1 + M \cos \psi) = \pi \quad (8-8)$$

其中

$$\psi = \arccos\left(\frac{1}{M}\right) \quad (8-9)$$

傅里叶变换的一般形式方程式 (8-2) 可写为

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{-\psi}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \int_{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (8-10)$$

采用附录 4 所描述的求解过程, 由式 (8-10) 可以求出不同 m 、 n 所对应的谐波分量的幅值。单相桥臂自然采样过调制的完整解析式可以写为

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

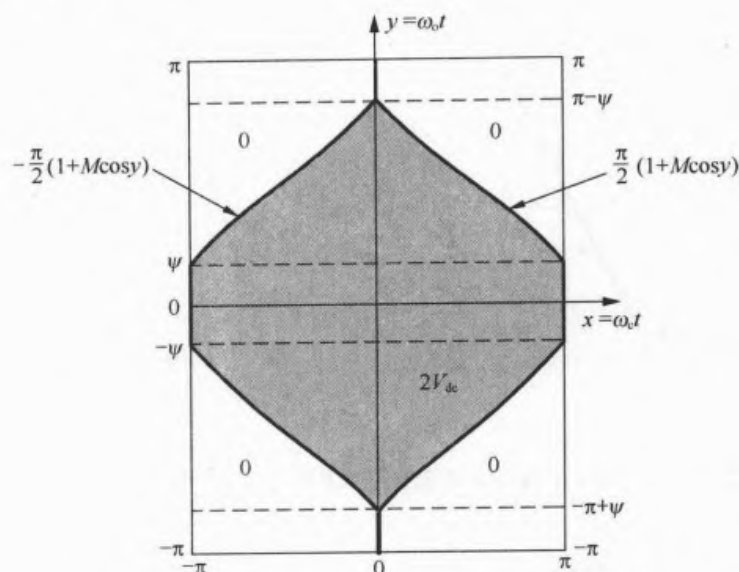


图 8-3 过调制情况下双边沿自然采样两电平 PWM 的单位元

$$\begin{aligned}
 v_{az}(t) = & V_{dc} + \frac{V_{dc}}{\pi} [4 \sin \psi + M(\pi - 2\psi - \sin 2\psi)] \cos \omega_o t \\
 & + \frac{V_{dc}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{2n-1} \sin[(2n-1)\psi] \right. \\
 & \left. - M \left\{ \frac{\sin 2n\psi}{n} + \frac{\sin[(2n-1)\psi]}{n-1} \right\} \right\} \cos[(2n-1)\omega_o t] \\
 & + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin \frac{m\pi}{2} \left[\begin{aligned} & J_0(mM\frac{\pi}{2})(\pi - 2\psi) \\ & - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} J_{2k}(mM\frac{\pi}{2}) \cos k\pi \sin 2k\psi \end{aligned} \right] \cos(\omega_c t) \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} C_{mn} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t)
 \end{aligned} \quad (8-11)$$

其中

$$C_{mn} = \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & -\frac{1}{n} J_0\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin m\frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) \sin n\psi \\ & + J_n\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[(m+n)\frac{\pi}{2}\right] \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi\right) \\ & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ \frac{J_k\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[(m+k)\frac{\pi}{2}\right] \{1 + \cos[(n+k)\pi]\}}{\left(\frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)}\right)} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (8-12)$$

第8章 逆变器的过调制

$$\psi = \begin{cases} \arccos\left(\frac{1}{M}\right) & \text{当 } M > 1 \text{ 时} \\ 0 & \text{当 } M \leq 1 \text{ 时} \end{cases} \quad (8-13)$$

不难想到,若以直流母线中心点 Z 作为参考电位零点,电压的解析式只需简单地将式 (8-11) 中的 V_{dc} 偏移量去掉即可得到。另外,由于 n 取任何值都有 $\sin n\psi = 0$, 因此式 (8-11) 很容易地简化得到线性调制的表达式 (3-39) 的解析解。

图 8-4 给出了式 (8-11) 在 $M = 1.5$, 载波和基波比值为 $f_c/f_o = 21$ 条件下所对应的频谱图。请注意,考虑到各基带和边带组的谐波分量的相量求和问题,这些谐波分量的计算一定要仔细进行。将其结果与图 3-12 作比较可以看到,作为过调制引起波形畸变的结果,频谱中引入了多么大的基带谐波。可以想到,随着调制比 M 的增加,这些基带谐波分量将朝方波的谐波样式发展。

此外还可观察到,第一载波谐波的幅值是如何随着调制比 M 的增大而变小的。不过快速检查一下线性调制的表达式 (3-39) 和过调制的表达式 (8-11)、式 (8-12) 的解析解就可对此作出解释。线性调制和过调制这两种情况,载波谐波的幅值都包括 $J_0\left(mM\frac{\pi}{2}\right)$ 这一项。由图 A2-1 可看到,随着调制比 M 的减小, $J_0\left(mM\frac{\pi}{2}\right)$ 的幅值增大。因此,减小调制比 M 就会导致载波谐波的幅值的增加。

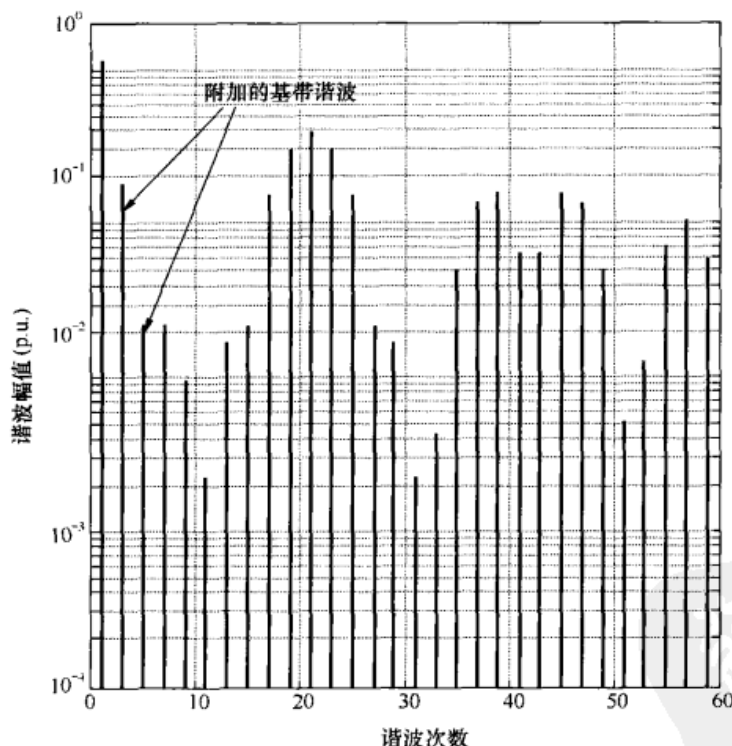


图 8-4 $M = 1.5$ 、 $f_c/f_o = 21$ 时, 过调制双边沿自然采样 PWM 下单相桥臂的谐波分量

最后,要着重注意的是,过调制不会产生任何新频率的边带谐波,此外奇次载波边带组中的所有偶次边带谐波以及偶次载波边带组中的所有奇次边带谐波在过调制情况下仍继续会被消除掉。因此,过调制对载波和边带谐波的影响仅仅是谐波幅值发生了变化。而这种变化已经某种程度上在开关输出波形中表现出来了。于是,在过调制情况下,针对线性调制工作情况所设计的边带谐波滤波器仍将继续有效。

8.3 逆变器单相桥臂的规则采样过调制

采用上一节用于自然采样 PWM 的同样技术, 可以推导出过调制情况下对称和不对称规则采样 PMW 的解析解。然而, 详细的求解过程相当冗长, 其具体推导过程见附录 4, 而这里只给出结果供参考。

逆变器单相桥臂的对称规则采样 PWM 过调制的完整解析式为

$$\begin{aligned}
 v_{az}(t) = & V_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} C_{0n} \cos n\omega_o t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} C_{mn} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \\
 & + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin m \frac{\pi}{2} \left[\begin{array}{c} J_0(m \frac{\pi}{2} M)(\pi - 2\psi) \\ -2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} J_{2k}(m \frac{\pi}{2} M) \cos k\pi \sin 2k\psi \end{array} \right] \cos m\omega_c t \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} C_{mn} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t)
 \end{aligned} \quad (8-14)$$

其中

$$C_{0n} = \frac{4V_{dc}}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right) \pi^2} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{n} [\sin(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \pi) - J_0(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M) \sin(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}) (1 + \cos n\pi)] \sin n\psi \\ + J_n(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M) \sin \left[\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} + n \right) \frac{\pi}{2} \right] \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \\ - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M) \sin \left[\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} + k \right) \frac{\pi}{2} \right] \times \{1 + \cos[(n+k)\pi]\} \right. \\ \left. \times \left\{ \frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \right\} \end{array} \right\} \quad (8-15)$$

$$C_{mn} = \frac{4V_{dc}}{q\pi^2} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{n} [\sin(q\pi) - J_0(q \frac{\pi}{2} M) \sin(q \frac{\pi}{2}) (1 + \cos n\pi)] \sin n\psi \\ + J_n(n \frac{\pi}{2} M) \sin \left[\left(q + n \right) \frac{\pi}{2} \right] \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \\ - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[\left(q + k \right) \frac{\pi}{2} \right] \times \{1 + \cos[(n+k)\pi]\} \right. \\ \left. \times \left\{ \frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \right\} \end{array} \right\} \quad (8-16)$$

第8章 逆变器的过调制

而 $q = m + n \frac{\omega_o}{\omega_c}$ 且 ψ 由式 (8-13) 来定义。

单相桥臂不对称规则采样 PWM 过调制的完整解析式为

$$v_{az}(t) = V_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} C_{0n} \cos n\omega_o t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} C_{mn} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \\ + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin m \frac{\pi}{2} \left[\begin{array}{c} J_0(m \frac{\pi}{2} M)(\pi - 2\psi) \\ -2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} J_{2k}(m \frac{\pi}{2} M) \cos k\pi \sin 2k\psi \end{array} \right] \cos m\omega_c t \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} C_{mn} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \quad (8-17)$$

其中

$$C_{0n} = \frac{4V_{dc}}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right) \pi^2} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{n} \sin(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}) (1 - \cos n\pi) \sin n\psi \\ + J_n(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M) \sin(n \frac{\pi}{2}) \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \\ - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M) \sin(k \frac{\pi}{2}) \times \{1 + \cos[(n+k)\pi]\} \right. \\ \left. \times \left\{ \frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \right\} \end{array} \right\} \quad (8-18)$$

$$C_{mn} = \frac{4V_{dc}}{q\pi^2} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{n} \left[\begin{array}{l} \sin(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}) (\cos m\pi - \cos n\pi) \\ - J_0(qM \frac{\pi}{2}) \sin m \frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) \end{array} \right] \sin n\psi \\ + I_n(q \frac{\pi}{2} M) \sin \left[(n+m) \frac{\pi}{2} \right] \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \\ - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k(q \frac{\pi}{2} M) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \times \{1 + \cos[(n+k)\pi]\} \right. \\ \left. \times \left\{ \frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \right\} \end{array} \right\} \quad (8-19)$$

而 $q = m + n(\omega_o / \omega_c)$ 且 ψ 仍由式 (8-13) 来定义。图 8-5 给出了在 $M = 1.5$ 和载波与基波之比为 $f_c/f_o = 21$ 条件下这两种解析式的频谱图。从这张图中可以观察到, 自然采样调制与规则采样调制在过调制条件下的差异与它们在线性调制下的差异相类似。

首先, 像前面一样, 对称采样 PWM 在基带区域和边带区域产生偶次谐波。产生这些谐波的原因是, 当 n 为偶数时, 在对称采样解析式中各种正弦项中的变量中所含有非整数的值 $n(\omega_o / \omega_c)$ 使得 $\sin(n\pi/2) \neq 0$ (像前面一样, 不对称采样时不会产生这些谐波)。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

其次, 不对称采样调制产生与自然采样调制会产生近乎相同的谐波频谱, 但是不对称采样会将少许能量由低次谐波项向高次谐波项转移。由过调制产生的边带谐波和附加的基带谐波都会出现这种能量的转移。

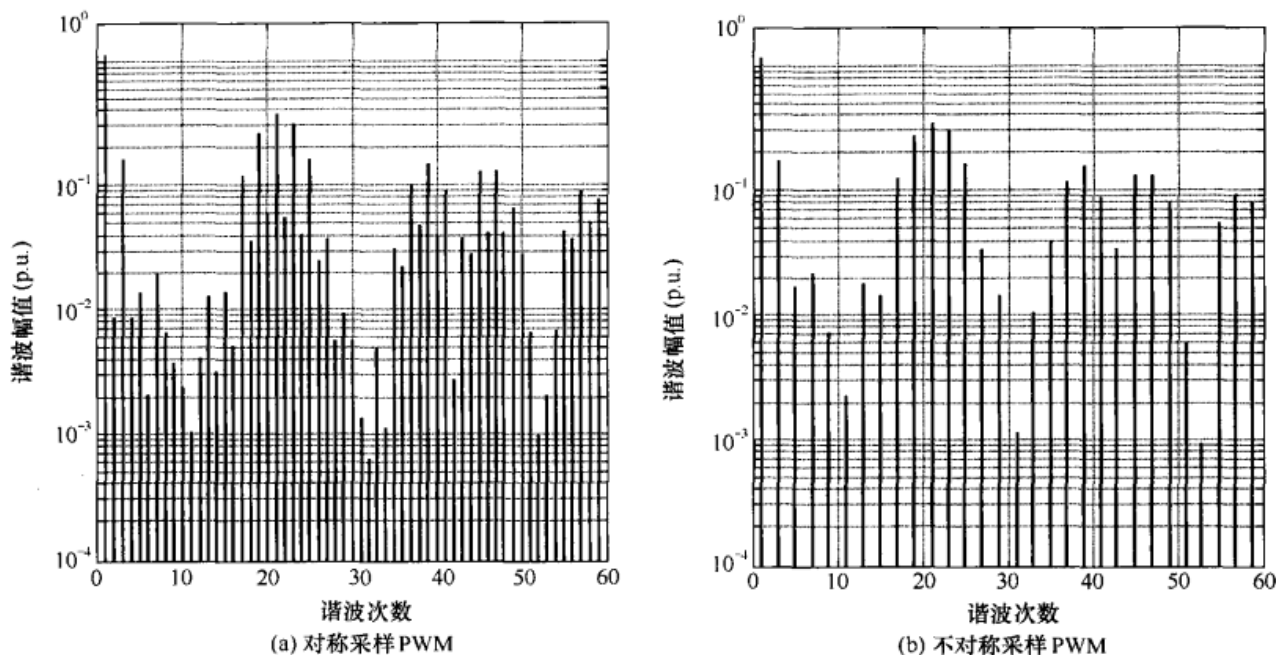


图 8-5 $M = 1.5$ 、 $f_o/f_o = 21$ 时, 过调制情况下逆变器单相桥臂的理论谐波频谱图

8.4 单相/三相逆变器的自然采样过调制

对于单相逆变器而言, 第二条相桥臂的线—中性点输出电压为

$$v_{bz}^* = V_{dc} M \cos(\omega_o t - \pi) \quad (8-20)$$

采用第 4 章线性调制所用的方法, 可得过调制条件下单相逆变器的线—线电压为

$$v_{ab}^*(t) = v_{az}^*(\omega_o t) + v_{az}^*(\omega_o t - \pi) \quad (8-21)$$

将式 (8-11) 带入上式并通过两相桥臂间的相互抵消可去掉所有的偶次谐波项, 上式可简化得到

$$\begin{aligned}
 v_{ab}(t) = & \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[4 \sin \psi + M(\pi - 2\psi - \sin 2\psi) \right] \cos \omega_o t \\
 & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{(2n-1)} \sin[(2n-1)\psi] \right. \\
 & \left. - M \left[\frac{\sin 2n\psi}{n} + \frac{\sin 2(n-1)\psi}{(n-1)} \right] \right\} \cos[(2n-1)\omega_o t] \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \cos[2m\omega_c t + (2n-1)\omega_o t]
 \end{aligned} \quad (8-22)$$

其中 C_{mn} 的表达式可用 $2m$ 替代 m 且 $2n-1$ 替代 n (因为所有其他的边带谐波都在相桥臂间抵消掉了), 其简化表达式为

第8章 逆变器的过调制

$$C_{mn} = \frac{8V_{dc}}{2m\pi^2} \left\{ J_{2n-1}(m\pi M) \cos[(m+n-1)\pi] \left\{ \pi - 2\psi - \frac{\sin[2(2n-1)\psi]}{(2n-1)} \right\} + \sum_{\substack{k=1 \\ 2k-1 \neq |2n-1|}}^{\infty} \left\{ J_{2k-1}(m\pi M) \cos[(m+k)\pi] \right\} \times \frac{\sin[2(n+k-1)\psi]}{(n+k-1)} + \frac{\sin[2(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \quad (8-23)$$

而 ψ 仍由式 (8-13) 来定义。

式 (8-22) 的频谱图如图 8-6(a) 所示。该图应与图 4-3(b) 所示的单相逆变器在线性调制条件下的频谱响应相比较。由这两张图可以看到, 在边带谐波的幅值已发生变化的同时, 在输出线—线电压中, 一次载波组的边带谐波被消除了, 而只会出现偶次 (2 次) 载波组的边带谐波。实质上, 过调制条件所带来的仅有的谐波差别是增加了基带谐波分量, 而这些基带谐波是由过调制过程的非线性特性造成的。

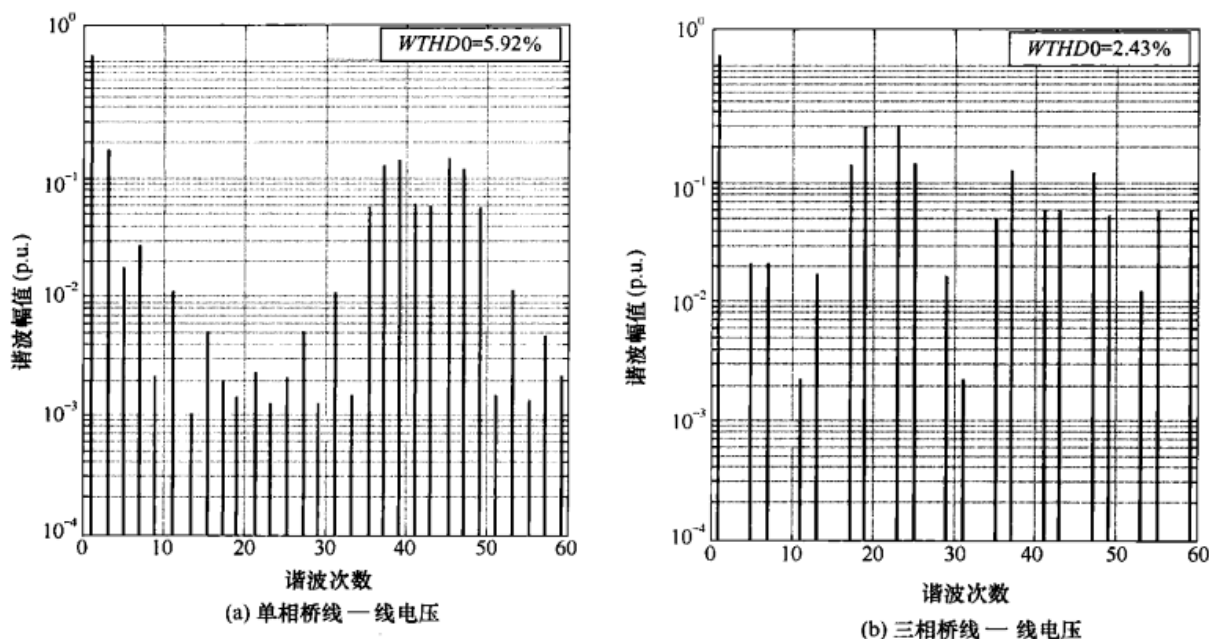


图 8-6 $M = 1.5$ 、 $f_o/f_o = 21$ 时, 过调制双边沿自然采样 PWM 调制下逆变桥的理论谐波频谱

对于三相逆变器有

$$v_{bz}(\omega_o t) = v_{az} \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (8-24)$$

$$v_{cz}(\omega_o t) = v_{az} \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (8-25)$$

将同样的方法应用于三相逆变器可得

$$v_{ab}(\omega_o t) = v_{az}(\omega_o t) - v_{az} \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (8-26)$$

$$v_{bc}(\omega_o t) = v_{az} \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right) - v_{az} \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (8-27)$$

$$v_{ca}(\omega_o t) = v_{az} \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right) - v_{az}(\omega_o t) \quad (8-28)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

三相逆变器的求解过程采用和单相逆变器一样的方式。由于结果冗长,不再给出其推导过程。另外需要仔细利用式(8-11)、式(8-12)以准确地消除谐波。图 8-6(b)给出了三相逆变器的频谱图,应该将其与图 5-4(b)做对比分析。可再次看到,过调制的边带谐波分量与线性调制的相同,同时过调制还造成了所预料的附加的基带分量。还可以观察到三相逆变器桥臂间的 3 次谐波基带分量是如何相互抵消的。

顺便提醒注意的是,三相逆变器过调制时的 $WTHD_0$ 比单相逆变器过调制时的 $WTHD_0$ 要小。这是因为附加的(奇次)基带谐波是 $WTHD_0$ 的主要成分,而造成畸变的 3 次谐波分量在三相逆变器桥臂之间会被消除掉,但在单相逆变器中没有被消除掉。

采样调制会得到相似的结果。正如预料的一样,对称采样调制仍会有偶次基带以及边带谐波;而不对称采样调制的谐波幅值会略微出现低频分量减小而高频分量增大的现象。不过本文在此不再对此做更多的论述。有兴趣的读者可以直接由式(8-14)~式(8-19)作为起点推导出有关的解。还应注意的是,分别计算出逆变器各相桥臂的谐波分量然后(作为复数相量)两两相减计算得到线-线电压谐波,通常要比推导出简化的线-线电压谐波的解析式来得容易。

最后,显然采用含有 3 次谐波的相参考波形的三相逆变器也可能出现过调制,只不过调制比 M 超出 $2/\sqrt{3}=1.15$ 时而不是 $M>1.0$ 时才会出现非线性畸变。可以想到,除了其边带谐波的幅值在线性调制域和过调制域均会如所料变平之外,采用注入 3 次谐波的过调制的频率响应与上述各采样调制的过调制非常相似。然而,对于采用简单的正弦参考波形和较为复杂的参考波形的过调制而言,其调制增益(即目标参考基波信号幅值与实际逆变器的输出电压的比值)的衰减率是有差别的。这个问题将在 8.5 节中予以讨论。

8.5 过调制时的 PWM 控制器增益

8.5.1 正弦调制参考信号时的增益

检视式(8-11)可以看到,逆变器单相桥臂的过调制波形的基波幅值为

$$V_{az(1)} = \frac{V_{dc}}{\pi} [4 \sin \psi + M(\pi - 2\psi - \sin 2\psi)] \quad (8-29)$$

或者,直接用 M 表达为

$$V_{az(1)} = \frac{V_{dc}}{\pi} \left\{ 4 \sin \left[\arccos \left(\frac{1}{M} \right) \right] + M \left[\pi - 2 \arccos \left(\frac{1}{M} \right) - \sin \left[2 \arccos \left(\frac{1}{M} \right) \right] \right] \right\} \quad (8-30)$$

在过调制时,有效调制比 M' 可定义为

$$M' = \frac{V_{az(1)}}{V_{dc}} \quad (8-31)$$

于是自然采样 PWM 在过调制情况下得到的增益为

$$G(M) = \frac{M'}{M} = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{4}{M} \sin \left[\arccos \left(\frac{1}{M} \right) \right] + \pi - 2 \arccos \left(\frac{1}{M} \right) - \sin \left[\arccos \left(\frac{1}{M} \right) \right] \right\} \quad (8-32)$$

如果三角形载波的频率远大于指令信号的频率,以至于只需考虑各载波周期上的平均输

第8章 逆变器的过调制

出电压时,可以采用其他的方式来获取表示调制增益变化的表达式。于是,若用 ψ 来表示基波的某一相角,当基波的相角小于 ψ 时指令电压信号 $v_{az}^* = MV_{dc} \cos \theta_o$ 将超出三角载波的幅值(此时 V_{az} 钳位到 V_{dc}),那么利用式(A1.2)和1/4周期对称的特性,输出的基波分量可表示为傅里叶级数的第一项,即

$$V_{az(1)} = \frac{4}{\pi} \left(\int_0^{\psi} V_{dc} \cos \theta_o d\theta_o + \int_{\psi}^{\pi/2} MV_{dc} \cos^2 \theta_o d\theta_o \right) \quad (8-33)$$

将式(8-33)积分后可得到

$$\begin{aligned} V_{az(1)} &= \frac{4V_{dc}}{\pi} \left[\sin \psi + \frac{M}{2} \left(\frac{\pi}{2} - \psi - \frac{\sin 2\psi}{2} \right) \right] \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi} [4 \sin \psi + M(\pi - 2\psi - \sin 2\psi)] \end{aligned} \quad (8-34)$$

上式与式(8-29)一样。另外,由于 ψ 已经定义为如下的角度

$$V_{dc} = MV_{dc} \cos \psi \quad (8-35)$$

这意味着 $\psi = \arccos\left(\frac{1}{M}\right)$ 和前面的定义一样。

将式(8-35)代入式(8-34)可得

$$\begin{aligned} V_{az(1)} &= \frac{V_{dc}}{\pi} [4M \sin \psi \cos \psi + M(\pi - 2\psi - \sin 2\psi)] \\ &= \frac{MV_{dc}}{\pi} (\pi - 2\psi + \sin 2\psi) \end{aligned} \quad (8-36)$$

于是有效调制比 M' 可写成

$$M' = \frac{V_{az(1)}}{V_{dc}} = \frac{M}{\pi} (\pi - 2\psi + \sin 2\psi) \quad (8-37)$$

而调制增益 G 可写为

$$G(M) = \frac{M'}{M} = \frac{1}{\pi} (\pi - 2\psi + \sin 2\psi) \quad (8-38)$$

由于调制增益是用一个与饱和有关的中间变量 ψ 来表达的,最好能够在式中消掉该变量。通过三角函数变换关系可知

$$\sin 2\psi = 2 \sin \psi \cos \psi \quad (8-39)$$

且由于 $\cos \psi = \frac{1}{M}$,这意味着 $\sin \psi = \sqrt{1 - \left(\frac{1}{M}\right)^2}$ 。因此, $\sin 2\psi$ 可以表示为

$$\sin 2\psi = 2 \frac{1}{M} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{M}\right)^2} \quad (8-40)$$

另外,若 $\psi = \arccos\left(\frac{1}{M}\right)$,这就意味着 $\frac{\pi}{2} - \psi = \arcsin\left(\frac{1}{M}\right)$ 。

将这些结果代入式(8-37)和式(8-38),可以得到有效调制比和饱和调制控制器的增益表达式如下

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$M' = \frac{2}{\pi} \left(\text{Marcsin} \left(\frac{1}{M} \right) + \sqrt{1 - \left(\frac{1}{M} \right)^2} \right) \quad (8-41)$$

$$G = \frac{2}{\pi} \left(\arcsin \left(\frac{1}{M} \right) + \frac{1}{M} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{M} \right)^2} \right) \quad (8-42)$$

图 8-7 给出了有效调制比 M' 和调制增益 G 相对于调制比 M 的变化曲线。请注意, 当 $M=1.5$ (该值被用于计算图 8-4 至图 8-6 频谱) 时, M' 为 1.171。还注意到, 由于当调制比 M 接近无穷大时, 有效调制比 M' 将渐进逼近其极限值 $\frac{4}{\pi}=1.273$, 由此看来无法采用幅值有限的控制信号使 M' 达到该极限值。然而, 由于三角载波信号的频率也是有限的, 于是随着调制比的增加, 载波信号和参考信号的交叉点将陆续地消失。最后, 当参考信号的斜率超出三角载波信号的斜率时, 最后的 PWM 脉冲也将消失。

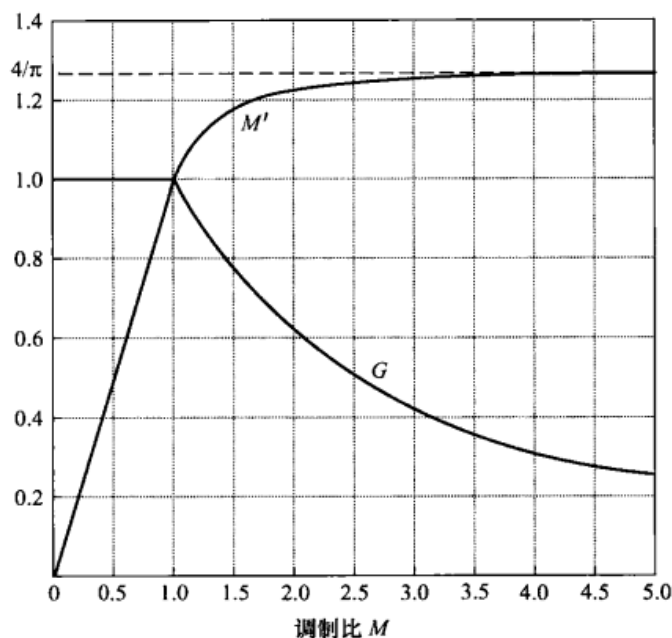


图 8-7 自然采样正弦波—三角波调制下, 有效调制比 M' 和调制增益 G 与调制比 M 的函数关系

例如, 对“恒压频比”的调速驱动系统而言, 若额定频率的周期为 T_{rated} , 则当载波频率 $f_o = 100f_{\text{rated}}$ 时, 在 $1/200T_{\text{rated}}$ 的时间内三角载波信号将由从-1 倍单位值变化到+1 倍单位值。在任何输出频率下, 正弦参考波形的幅值可定义为 $M \cos(2\pi t/T_o) = M \cos(2\pi f_o t)$, 其最大斜率为 $2\pi M f_o$ 。对于这类系统, 调制比 M 也随着参考信号的频率成比例的变化, 即 $M = f_o/f_{\text{rated}}$ 。因此, 参考信号的最大斜率为 $2\pi f_o^2/f_{\text{rated}}$ 。当

$$\frac{2}{T_{\text{rated}}/200} = 400f_{\text{rated}} < 2\pi \frac{f_o^2}{f_{\text{rated}}} \quad (8-43)$$

载波信号和参考信号不再出现交叉点。于是有

$$f_o = \sqrt{\frac{400}{2\pi}} f_{\text{rated}} = 7.98 f_{\text{rated}}$$

且当系统的输出频率 (和调制比) 达到其额定值的 8 倍时, 桥臂输出的开关波形变成为方波。

第8章 逆变器的过调制

若要求控制变量达到（比如说）其额定值的 8 倍，这在模拟或数字 PWM 控制器的实现过程中显然是一个缺点。例如，在定点计算数字控制器中，大多数的计算将只能利用整数控制变量的数值范围的 1/8，因而增加了计算的不精确度。

8.5.2 空间矢量调制参考信号时的增益

相近的方法可用于确定过调制对更复杂的 PWM 策略（如空间矢量调制策略）的调制增益的影响。回想第 6 章可知，空间矢量调制等价于用图 6-5 中所示的钳位空间矢量参考信号代替正弦参考信号的自然采样 PWM。这种情况下，如图 8-8(a)所示，当 M 超出 1.15 或者 $2/\sqrt{3}$ 时，将出现过调制。而在 $2/\sqrt{3} \leq M \leq 4/3$ 时，在每个正、负半周期中钳位的过调制参考信号超出直流母线电压界限 2 次。当 M 远大于 $4/3$ 时，过调制进入第二工作区域。如图 8-8(b)所示，在第二工作区域中，每半个周期中钳位参考信号将超出直流母线电压界限一次。

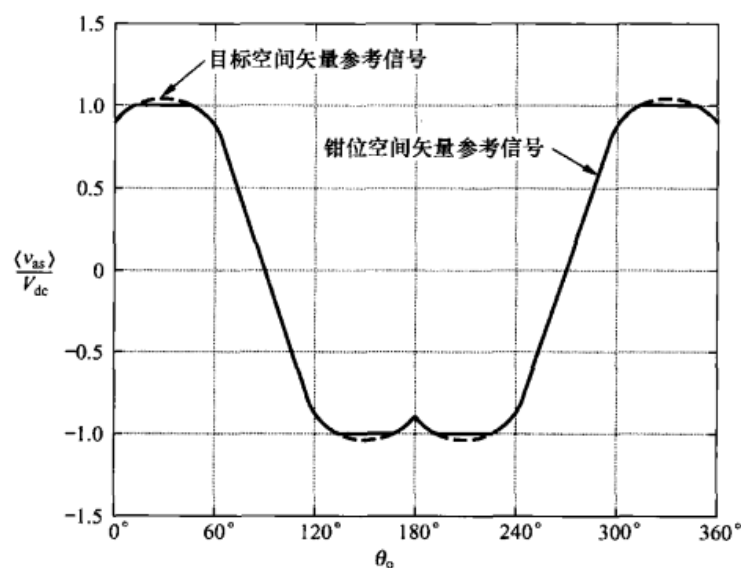
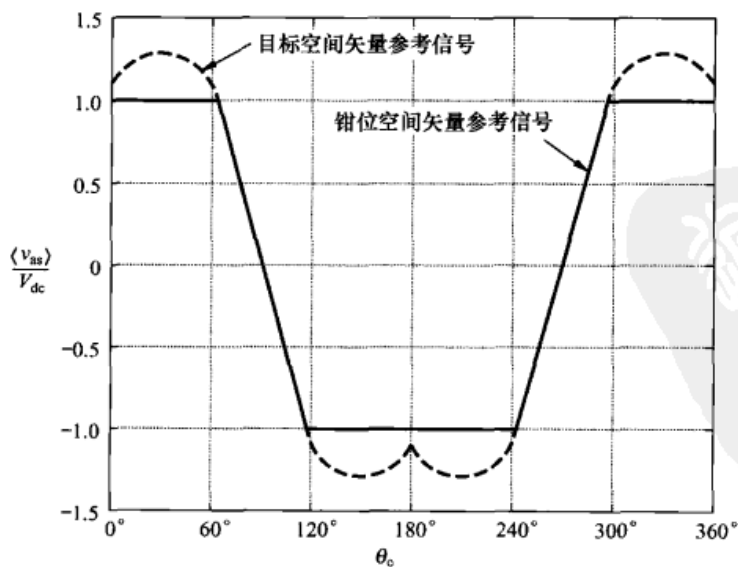
(a) 区域 1, $M=1.2$ (b) 区域 2, $M=1.5$

图 8-8 自然采样空间矢量 PWM 在过调制区域的目标和钳位参考信号

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

图 8-9 给出了过调制期间, 输出电压矢量 v_{dq} 在实部虚部平面或 d-q 平面的轨迹。从图可以看出, 随着矢量旋转, 输出电压矢量 v_{dq} 被钳位在空间矢量六角形边界内。当 M 远大于 $4/3$ 时, 输出电压矢量 v_{dq} 将完全限制在空间六角形上。

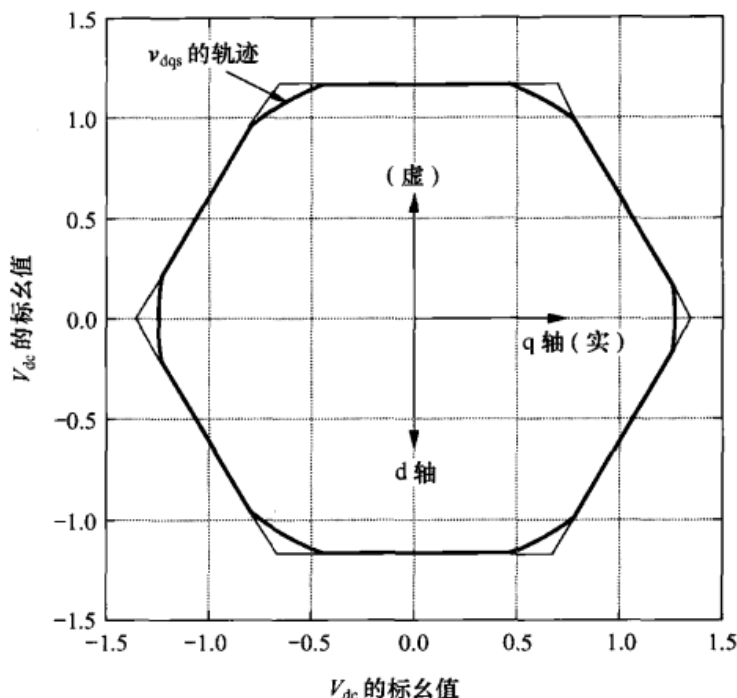


图 8-9 空间矢量工作下的波形图, 在过调制区域 1, $M=1.22$

用上一节介绍的方法, 可知, 在区域 1, 当 $2/\sqrt{3} \leq M \leq 4/3$, 有效调制比 M' 变为^[1]

$$M' = -\frac{1}{2}M + \frac{3}{\pi} \text{Marcsin}\left(\frac{2}{\sqrt{3}M}\right) + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{2}{\sqrt{3}M}\right)^2} \quad (8-44)$$

由上式可得到

$$\frac{2}{\sqrt{3}} \leq M' < 1.218 \quad (8-45)$$

在区域 2, 当 $M \geq 4/3$, 有效调制比 M' 变为

$$M' = \frac{3}{\pi} \text{Marcsin}\left(\frac{2}{\sqrt{3}M}\right) + \frac{2}{\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{2}{\sqrt{3}M}\right)^2} \quad (8-46)$$

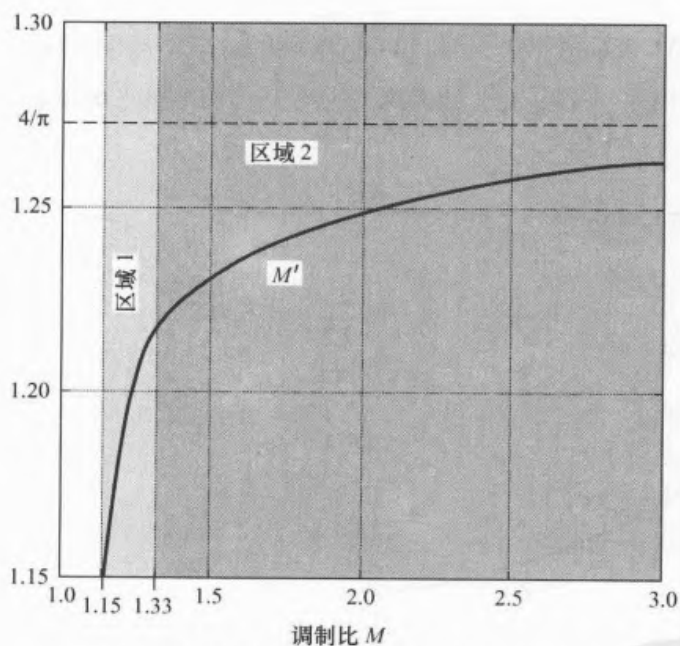
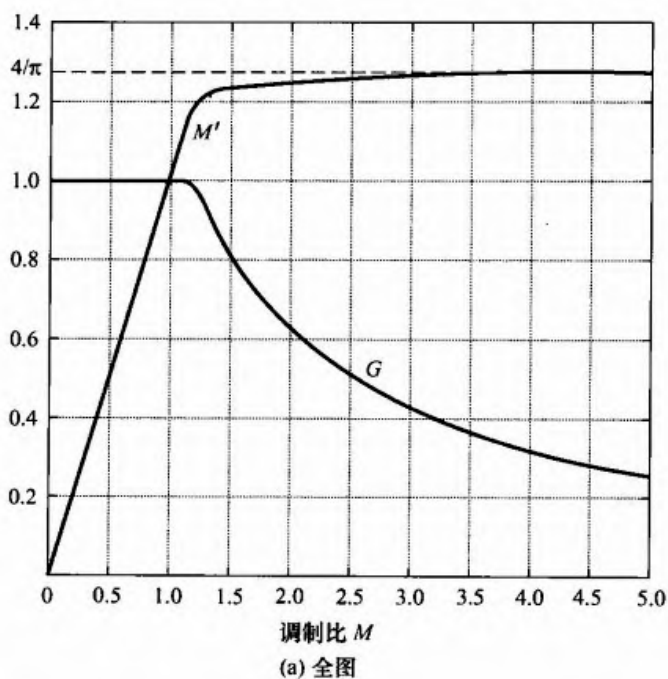
图 8-10 给出了有效调制比 M' 与调制比 M 的函数关系图。

两种情况下, 相对于的调制增益可得

$$G = \frac{M'}{M} \quad (8-47)$$

图 8-10(a)给出了在自然采样空间矢量 PWM 过调制的图形。

第8章 逆变器的过调制

图 8-10 自然采样空间矢量调制下, 有效调制比 M' 和调制增益 G 与调制比 M 的函数关系图8.5.3 60° 不连续调制参考信号时的增益

第 6 章讨论过不连续 PWM 的优点, 不连续 PWM 也能扩展到过调制区域。图 8-11 给出了 60° 不连续开关时的目标和钳位参考波形。图中可以看到, 当调制比 M 超出 1 时, 每半个周期内仅有两个交叉点。另外, 因为参考信号有垂直边, 当 M 超出 $4/\sqrt{3}$ 时, 输出电压回复为方波。因此, 当 $1 \leq M \leq 4/\sqrt{3}$ 时, 有效调制比 M' 为

$$M' = -\frac{4}{\pi} + \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{1}{2} \right) M + \frac{4}{\sqrt{3}\pi M} + \frac{3}{\pi} M \sin^2 \left(\frac{2}{\sqrt{3}M} \right) + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{2}{\sqrt{3}M} \right)^2} \quad (8-48)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

而 $M > 4/\sqrt{3}$ 时, $M' = \frac{4}{\pi}$ 。

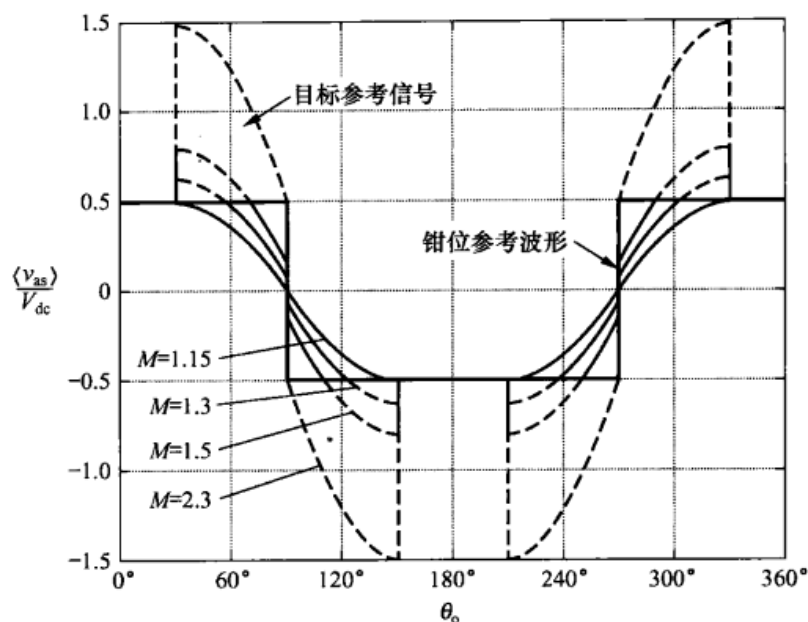


图 8-11 自然采样 60°不连续 PWM 在过调制区域的目标和钳位参考波形

图 8-12 给出了 3 种调制策略在过调制区域中的有效调制比与增益关系图。

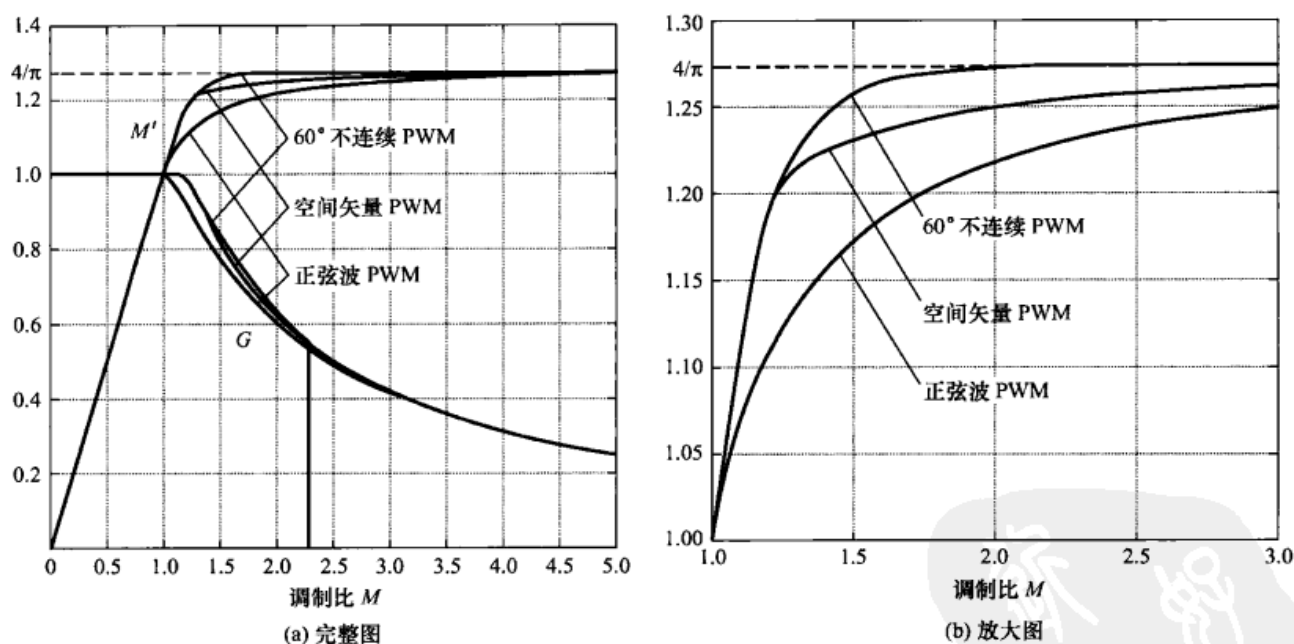


图 8-12 3 种 PWM 调制策略在过调制区域中有效调制比 M' 和调制增益 G 与调制比 M 的函数关系图

8.5.4 补偿调制

因为逆变器特性对交流驱动性能有重要的影响, 因此在许多应用场合中过调制区域中增益的下降会导致系统整体性能恶化。例如, 为保证系统稳定运行且具备所期望的功率因数和效率, 恒压频比控制策略要求 PWM 算法向电机供应的基波电压的幅值随频率线性变化。一个简单的方法是让调制比随频率变化, 即 $M = k\omega_o$ 。然而, 当逆变控制器进入过调制而调制

第8章 逆变器的过调制

增益下降时，控制策略将失效。

通过在调制控制器中插入逆增益环节以补偿增益的下降，可以解决上述问题并进而使得整个传递函数线性化。图 8-13 中画出了逆增益图，该图实质上是坐标轴倒转的图 8-12 所示的增益图。请注意，原理上，当指令调制比 M^* 接近 $4/\pi$ 时，自然采样 PWM 和空间矢量 PWM 的逆增益将趋于无穷大。然而，如 8.5.1 节中讨论的那样，增益为 10~50（依据应用场合而定）通常就足以确保所有开关脉冲数量消失掉。另外，由于算法产生直边的原因， 60° 不连续调制仅仅需要略大于 2 的增益补偿。这是 60° 不连续调制相对于上述两种 PWM 策略的一大优势，这是因为由于增益的大幅值漂移限制数值精度并需要快速的定位能力，这在定点计算的系统中是比较难以做到的。

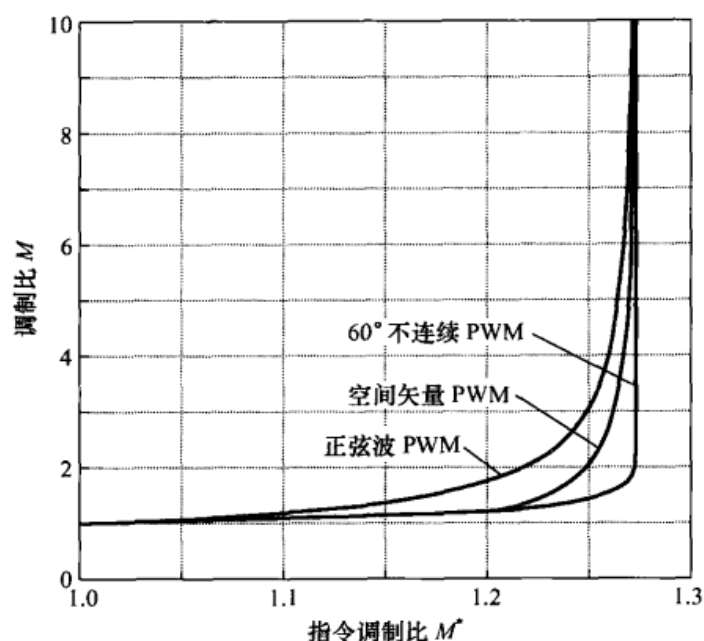


图 8-13 用于补偿指令调制比 M^* 的过调制增益损耗的逆增益函数

图 8-14 给出了一个包含了逆增益补偿的简单 PWM 控制系统。可以看到，首先怎样调整指令调制比 M^* 将调制进程与直流电压的变动解耦。这是通过随着直流电压偏离其额定值 V_{dc0} 的变化按比例放大调制比来实现的。接着，逆增益环节调整解耦调制比以容许过调制，其矫正过的调制比送入正弦和三角波调制过程。最后，开关相桥臂输出经低通滤波产生低频平均输出电压。

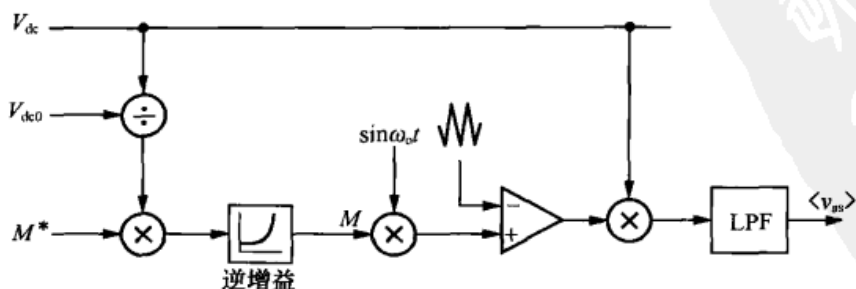


图 8-14 经补偿的 PWM 控制器的示意图，它包括直流电压解耦以及过调制补偿，其中 V_{dc0} 为直流环节电压额定值， v_{as} 为低频平均输出相电压

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

图 8-15 给出了三种调制策略采用增益补偿的 PWM 控制器所产生的低频平均相电压。正如所料,在指令调制比小于等于 $2/\sqrt{3} = 1.15$ 的范围内,空间矢量调制和 60° 不连续调制都是线性的。超出这一界限范围,所有 PWM 控制策略最终进入 6 阶梯波工作,但是各调制策略在调制进程中产生的电压波形是不同的。另外,从图 8-13 中可以读取,各调制策略要取得指令调制比所需要的实际调制比。

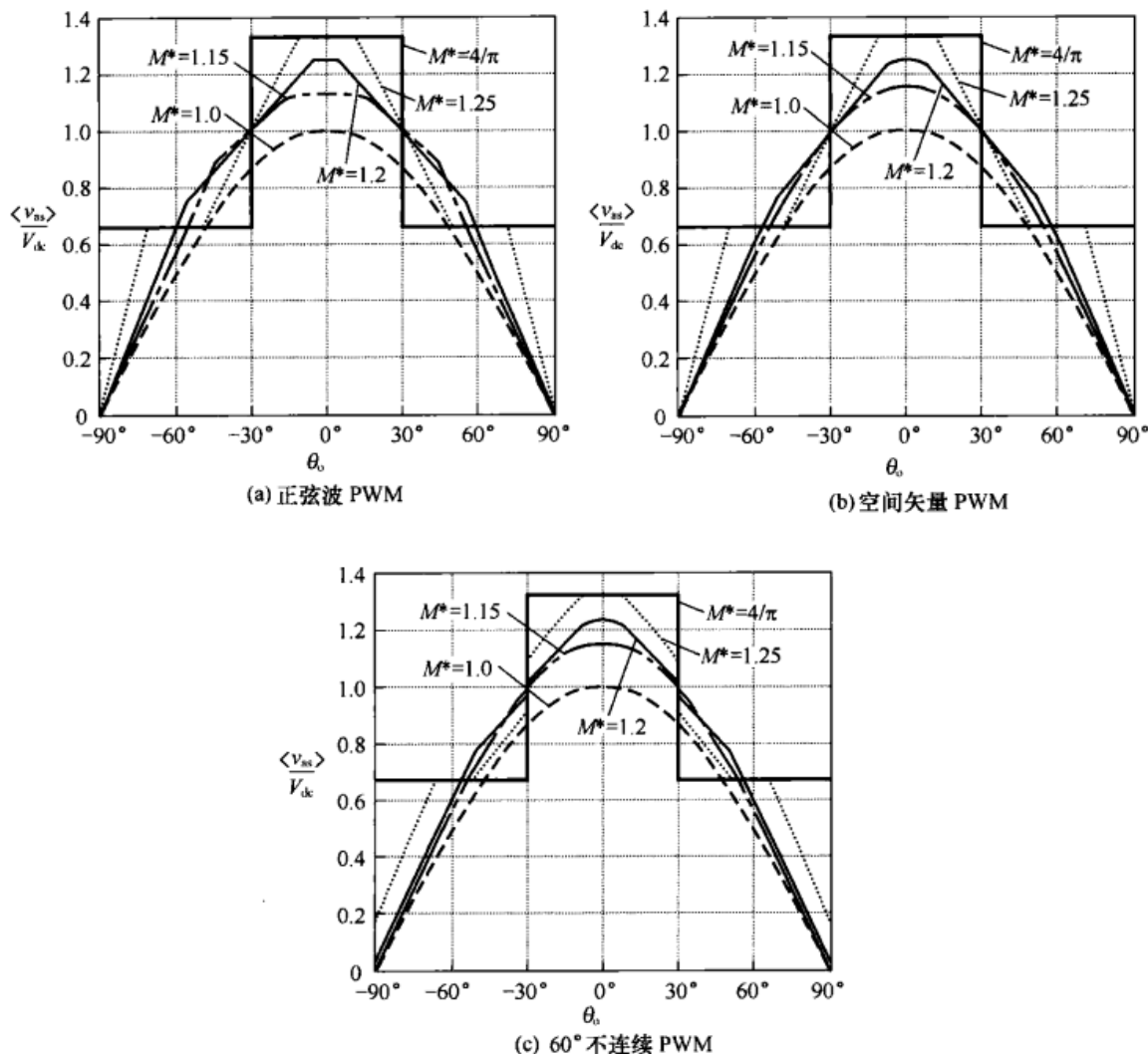


图 8-15 指令调制比 M^* 为 1、1.5、1.2、1.25 和 1.273 时, 自然采样 PWM 经调制增益补偿之后得到的线—中性点参考电压波形

8.6 采用空间矢量法的过调制

空间矢量 PWM 方法的工作方式为: 将 3 个目标相输出电压用一个目标参考矢量 V_o^* 来表示, 该矢量在复数矢量空间中位于由 6 个静止空间矢量 (静态空间矢量对应三相逆变器的 6 个有效状态) 构成的六边形之中。然后, 确定包含参考矢量的六边形之的扇区。最后, 通过在一个时钟周期 $\Delta T/2$ 区间上适当地分配最靠近参考电压矢量的六边形两顶点上的作用时间 (再加上原点上的作用时间), 就形成了 PWM 模式。空间矢量所产生的三相平均电压和原始的目标电压相同。

由表 6-1 可知, 第一个扇区内的作用时间为

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

将式 (8-55) 代入式 (8-54) 可得,

$$V_1 = V_o' \left(\cos \theta_o - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta_o \right) \quad (8-56)$$

xyz 构成了一个等边三角形, 因此其所有的边的长度与 V_2 相同。于是可得

$$V_1 + V_2 = \frac{4}{3} V_{dc} \quad (8-57)$$

联立式 (8-55)、式 (8-56) 和式 (8-57) 可得

$$V_o' = \frac{4}{3} \frac{V_{dc}}{\cos \theta_o + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta_o} \quad (8-58)$$

最后, 式 (8-55) 和式 (8-56) 可表示为

$$\frac{V_1}{V_{dc}} = \frac{4}{3} \frac{(\sqrt{3} \cos \theta_o - \sin \theta_o)}{\sqrt{3} \cos \theta_o + \sin \theta_o} \quad (8-59)$$

$$\frac{V_2}{V_{dc}} = \frac{4}{3} \frac{2 \sin \theta_o}{\sqrt{3} \cos \theta_o + \sin \theta_o} \quad (8-60)$$

上述两式对所有的 $\alpha < \theta_o < \frac{\pi}{3} - \alpha$ 成立。

上述的各式只在六边形的第一扇区 (扇区见图 8-16) 上有效, 同样也很容易地推导出其余 5 个扇区的表达式。

由于每单位空间矢量开关时间间隔等于每单位电压, 因此可以写出

$$\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} = \frac{V_1}{4V_{dc}/3} \quad \text{和} \quad \frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} = \frac{V_2}{4V_{dc}/3} \quad (8-61)$$

上式可以改写为

$$T_{SV_1} = \left(\frac{\sqrt{3} \cos \theta_o - \sin \theta_o}{\sqrt{3} \cos \theta_o + \sin \theta_o} \right) \frac{\Delta T}{2} \quad (8-62)$$

$$T_{SV_2} = \left(\frac{2 \sin \theta_o}{\sqrt{3} \cos \theta_o + \sin \theta_o} \right) \frac{\Delta T}{2} \quad (8-63)$$

$$T_{SV_{0/7}} = 0 \quad (8-64)$$

上述三式对所有的 $\alpha < \theta_o < \frac{\pi}{3} - \alpha$ 成立。在实际系统中, T_{SV_2} 可用下式更容易地计算出来:

$$T_{SV_2} = \frac{\Delta T}{2} - T_{SV_1} \quad (8-65)$$

对于超出六边形的那一小段目标矢量轨迹, 由修改的参考矢量追踪 b-c 段所造成的伏秒损耗, 通过追踪 a-b 段和 c-d 段可进行补偿。对于有限的过调制偏离, 这样做可以使得参考矢量仍然维持正确的基波分量。

图 8-17 显示了空间矢量调制的低频 (平均) 相电压波形, 其调制比最高达到 $M = 4/3$ 。

第8章 逆变器的过调制

当 M 达到这个极限值时, 畸变调制比 $M'(\theta_0)$ 完全被局限在空间矢量六边形中。于是 $\alpha = 0^\circ$, 且由于 $\theta_0 = 0^\circ$ 时, $T_{SV_1} = \frac{\Delta T}{2}$, $T_{SV_2} = 0$; 而当 $\theta_0 = 60^\circ$ 时, $T_{SV_1} = 0$, $T_{SV_2} = \frac{\Delta T}{2}$ 。在该点处相电压的基波分量的幅值为 $1.212V_{dc}$ 。

当调制比超过了 $4/3$, 伴随着矢量轨迹由连续六边形逐步转变为不连续的六拍序列, 逆变器平滑地过渡到方波运行。如图 8-17(b)所示, 这是通过逐渐加大在 6 个离散的顶点的作用时间来实现的。通常规定在 $1.33 < M < 1.45$ 范围内, 系统逐步由六边形运行过渡为六拍运行。作用时间 α_p 是逆变器逗留在各 60° 扇区各顶点上的基波角时间的周期。随着 M 从 1.33 到 1.45, α_p 从 0° 线性增长到 30° 。

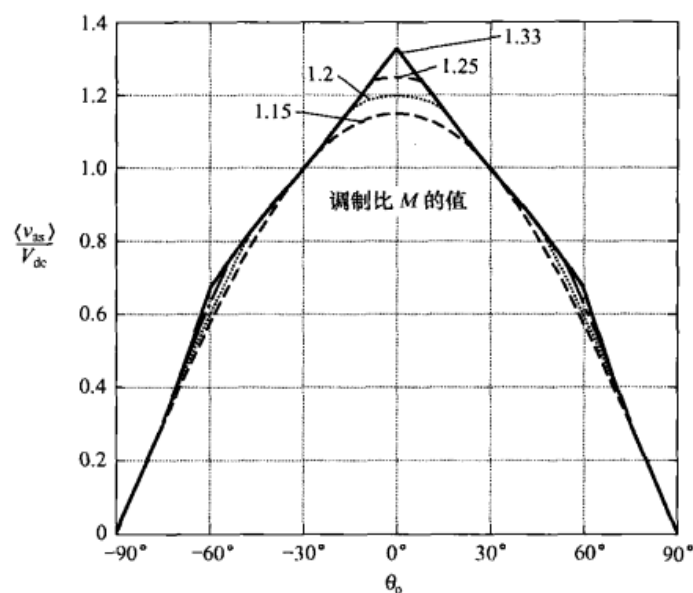
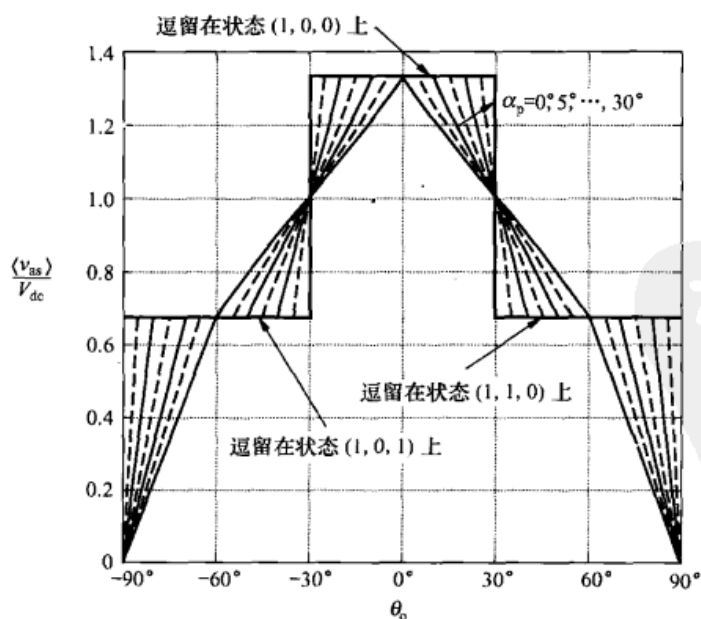
(a) M 由 1.15 增长到 1.33(b) 伴随着 M 由 1.33 增大到 1.45, α_p 从 0° 线性增大到 30°

图 8-17 自然采样空间矢量调制下线一负载中性点参考电压的等效波形

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

其中作用时间 α_p 对应各 60° 扇区时间间隔的部分时间区段, 在该时间区段内逆变器输出锁定在某一空间矢量状态上。

图 8-18 显示了, 当调制比 M 逐渐从 1.15 增加到 1.45 时, 相电压 (畸变的或有效的调制比 M') 的实际基波分量的幅值变化。请注意, 基波幅值的变化大致是线性的。然而, 如果有必要, 可通过 8.5.4 节中讨论的逆函数来校正非线性。

表 8-1 总结了空间矢量调制在过调制的不同区域的不同调制策略。

表 8-1 不同过调制水平的空间矢量调制策略

$0 < M < 1.15$	$M'(\theta_0) = M = \frac{ V_o^* }{V_{dc}}$	线性调制
$1.15 < M < 1.33$	$M'(\theta_0) = \frac{ V_o^* }{V_{dc}} = f(M, \theta_0)$	采用式 (8-59) 和式 (8-60) 的六边形边界轨迹
$1.33 < M < 1.45$	$M'(\theta_0) = f(\alpha_p)$	由六边形轨迹向 6 阶梯波调制过渡
$1.45 < M$	$M'(\theta_0) = 4/\pi$	6 阶梯波调制

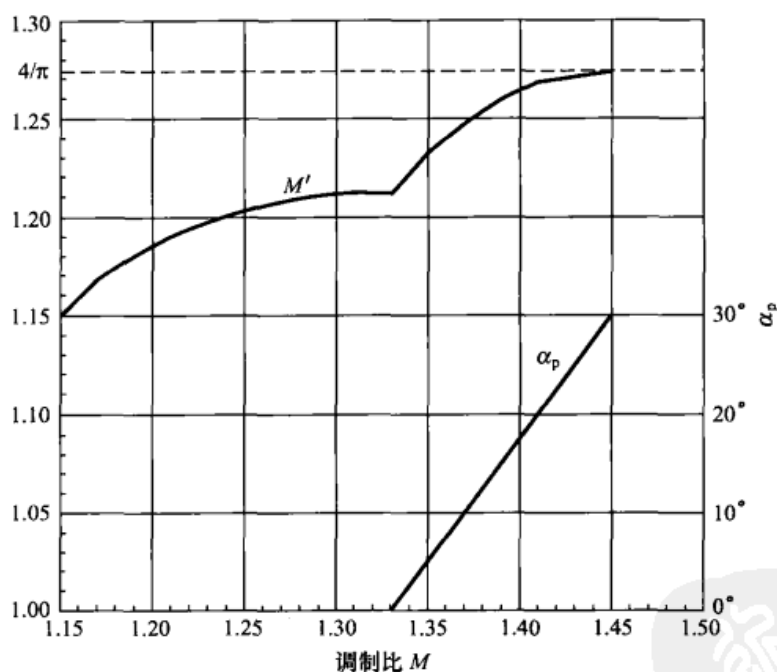


图 8-18 图 8-17 的调制方案在过调制区域中, 有效调制比 M' 与调制比 M 的函数关系图

8.7 小结

本章对 PWM 逆变系统过调制运行作了详细评价。PWM 的过调制区域使逆变器在无需增加直流环节电压的情况下扩展了其工作范围。然而, 所有的调制系统的调制增益在过调制区域都变成非线性。过调制会使开关输出电压包含低次的基带谐波分量以及所预计的由开关过程造成的边带谐波。

第8章 逆变器的过调制

虽然增益衰减的一般形式对所有的调制策略都是一样的,但是不同的方法的增益衰减率是不同的。具有正弦参考的简单的 PWM 有最快的增益衰减率,且在 M 超过 1 时变得非线性。3 次谐波注入策略,空间矢量策略和不连续参考策略在 M 不超过 1.15 之前都是线性的。 60° 不连续 PWM 控制策略在输出电压达到极限值 ($4V_{dc}/\pi$) 时有最小的增益衰减。这使得 60° 不连续 PWM 控制策略非常适合定点计算系统,这是因为定点计算系统的数值增益范围受限。这对定点计算的系统有非常大的吸引力,但是数字增益范围是一个问题。通过采用让空间矢量调制指令矢量发生畸变的方式,直接空间矢量调制能在过调制区域取得大致线性的增益响应。

参考文献

- [1] J. Holtz, A.M. Khabadkone, and W. Lotzkat, "On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, Oct. 1993, pp. 546-553.
- [2] A.M. Hava, "Carrier based PWM voltage source inverter in the overmodulation range," Ph.D. Thesis, University of Wisconsin, 1998.
- [3] R.J. Kerkman, D. Leggate, B.J. Seibel, and T.M. Rowan, "Operation of PWM voltage source inverters in the overmodulation region," *IEEE Trans on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 1, Feb. 1996, pp. 132-141.
- [4] A.B. Plunkett and T.A. Lipo, "Source impedance effects in the control of inverter-induction motor drives," *World Electrotechnical Congress*, Moscow, USSR, June 21-25, 1977.



第 9 章

程控调制策略

由第 3 章已经知道，调制技术可分成如下几类：

- ① 采用自然采样正弦波—载波相交叉的调制；
- ② 由正弦波—载波相交叉定义的规则采样调制；
- ③ 直接调制。

调制过程还涉及在一个时钟周期之内脉冲的精确定位以获得最小畸变的波形。然而，到目前为止，三种调制方法全都采用“固定频率载波”。换句话说，基本的载波周期（占空时间间隔）是固定的。在本章中这一约束条件被解除了，于是单个脉宽不再局限在于一个时间时钟脉冲窗口内，其幅值和位置能够在一个更宽的时间间隔（通常根据周期对称性的要求来设置）上发生变化。这类方法基于目标函数（该目标函数通常是系统损耗）的最小化来确定开关次数。

这类方法的共同特征是其优化计算过程都是在个人计算机或大型机上离线完成。计算结果是一系列的开关角度。这些开关角度是调制比 M 的函数。开关角度存储在 PWM 控制器中的内存中或 EPROM 内。通过实时访问这些存储的开关角度能确定变换器的优化开关角度。由于这些开关角度与基波分量同步，谐波频谱不会包含次谐波成分。脉冲的开关一直工作在同步状态，因此当频率下降时为了保持良好的波形质量，每个周期内开关脉冲数目一定会以不连续的方式发生变化。由于随着需要计算的开关角度的数目的增加，计算开关角度所需的计算量会急剧增大，所以这些方法通常采取自然采样和规则采样相结合的方式在基波频率低频段上实现优化。虽然存在这些优点，但是时间、计算量以及计算资源上的固定开销常常阻碍它们应用到许多低成本场合。然而，将优化方法与规则采样相结合可以得到一种低成本的近似方法，本章将介绍这种方法^[1]。

9.1 优化的空间矢量调制

在 6.1 节中所描述的空间矢量调制是将参考矢量 $V_o^*(t)$ 转换成一系列离散采样值 $V_o^*(t_s)$ 且采样时刻 t_s 规则地分布于 $\Delta T/2$ 时段上。 t_s 为每隔 $\Delta T/2$ 时间的采样时刻。接着通过选择最接近 $V_o^*(t_s)$ 的一序列的三个开关状态矢量来逼近 $V_o^*(t_s)$ ，从而在 $\Delta T/2$ 周期上取得相同的时间平均值。例如，当矢量 $V_o^*(t_s)$ 位于开关状态矢量 SV_1 、 SV_2 和 SV_0 （或者 SV_7 ）之间，其时间平

第9章 程控调制策略

均值为

$$V_o^*(t_s) = \frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} SV_1 + \frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} SV_2 \quad (9-1)$$

$\Delta T/2$ 区间上的剩余时间

$$T_{SV_z} = \Delta T/2 - T_{SV_1} - T_{SV_2} \quad (9-2)$$

将分配给零电压矢量 SV_0 和 SV_7 。在 ΔT 时间间隔中, 逆变器开关次数最小化可通过如下矢量序列得以实现:

$$\cdots \Rightarrow SV_0 \Rightarrow SV_1 \Rightarrow SV_2 \Rightarrow SV_7 \Rightarrow SV_2 \Rightarrow SV_1 \Rightarrow SV_0 \Rightarrow \cdots$$

当采用普通空间矢量调制时, 所有的半时间间隔 $\Delta T/2$ 均假定为常数。假定开关频率与基波周期同步, 一个基波周期内有 N 个这样的时间间隔, 即

$$\frac{\Delta T}{2} = \frac{1}{Nf_1} \quad (9-3)$$

其中 $N=2p$, p 为脉冲数 (各逆变器开关每个基波周期内的通断转换次数)。于是脉冲数与开关频率 f_s 的关系为

$$f_s = pf_0 \quad (9-4)$$

电流在任意时间间隔 k (其中 $1 < k < N$) 可近似表示为

$$L_\sigma \frac{di_k}{dt} = (V_{o,k} - e_k)$$

其中, L_σ 表示电机负载漏抗 (即由式(2-23)所定义的瞬时感抗), e_k 为负载感应电动势 (EMF)。上式表达式可以重写为如下形式

$$L_\sigma \frac{di_{1,k}}{dt} + L_\sigma \frac{di_{h,k}}{dt} = (V_{o,k}^* - e_k) + (V_{o,k} - V_{o,k}^*) \quad (9-5)$$

其中 $i_k = i_{1,k} + i_{h,k}$, 下标 h 表示谐波分量。

式 (9-5) 两边的第一项表示电压产生的想要得到的输出电流的基波分量, 而第二项表示不想要的谐波分量, 即

$$L_\sigma \frac{di_{h,k}}{dt} = (V_{o,k} - V_{o,k}^*) \quad (9-6)$$

其中

$$V_{o,k}^* = MV_{dc} e^{j\theta_k} \quad \text{和} \quad \theta_k = \omega_0 t_k \quad (9-7)$$

在第一个扇区中, 每第一个半时间间隔 $\Delta T/2$ 上的逆变器输出电压由三个子时间间隔上的电压组成如下:

$$\begin{aligned} 1. \quad t_k \leq t \leq t_k + T_{SV_1} & \quad V_{o,k_1} = SV_1 = V_{dc} e^{j0} \\ 2. \quad t_k + T_{SV_1} \leq t \leq t_k + T_{SV_1} + T_{SV_2} & \quad V_{o,k_2} = SV_2 = V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} \\ 3. \quad t_k + T_{SV_1} + T_{SV_2} \leq t \leq t_k + \frac{\Delta T}{2} & \quad V_{o,k_3} = SV_7 = 0 \end{aligned} \quad (9-8)$$

T_{SV_1} 、 T_{SV_2} 由下式决定:

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$T_{SV_1} \mathbf{SV}_1 + T_{SV_2} \mathbf{SV}_2 = \frac{\Delta T}{2} \mathbf{V}_{o,k}^*(t_k) \quad (9-9)$$

这会导致式 (6-5) 和式 (6-6) 出现如下结果, 即

$$T_{SV_1} = \frac{V_o \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_o\right) \frac{\Delta T}{2}}{V_m \sin \frac{\pi}{3}} \quad (9-10)$$

$$T_{SV_2} = \frac{V_o \sin \theta_o \frac{\Delta T}{2}}{V_m \sin \frac{\pi}{3}} \quad (9-11)$$

另外由序列 $\mathbf{SV}_2 \Rightarrow \mathbf{SV}_1 \Rightarrow \mathbf{SV}_0$ 所组成的时间间隔也可用于空间矢量调制, 并能用相同的方式明确地写出表达式。

各时间间隔谐波分量的周期为 $\Delta T/2$ 。如果假定流动于每一时间间隔内的电流与上一和随后的 $k-1$ 和 $k+1$ 时间间隔内的电流彼此独立, 那么第 k 个时间间隔上的电流的有效值 (RMS) 为

$$I_{h,k} = \sqrt{\frac{2}{\Delta T} \int_{t_k}^{t_k + \Delta T/2} |i_{h,k}|^2 dt} \quad (9-12)$$

其中

$$i_{h,k} = \frac{V_{o,k} - V_{o,k}^*}{L_o} (t - t_k) + I_{h,k}(t_k) \quad (9-13)$$

于是由 N 个时间间隔组成的整个周期上的电流有效值为

$$I_h = \sqrt{\frac{2}{\Delta T} \sum_{k=1}^N \int_{t_k}^{t_k + \Delta T/2} |i_{h,k}|^2 dt} \quad (9-14)$$

迄今为止半时间间隔长度 $\Delta T/2$ 被当作是一个常量, 现在起可作为一个变量来对待^[2]。用变量 T_k 代替常量 $\Delta T/2$, 可产生 N 个独立的变量。假定由式 (9-14) 所定义的谐波电流波形是分段线性化的, 这 N 个独立变量可用于定义一个优化问题。优化问题的约束条件是每一周期内的时间间隔数目为常数, 即

$$\sum_{k=1}^N T_k = p\Delta T = N \frac{\Delta T}{2} = \frac{1}{f_o} \quad (9-15)$$

在子周期 T_k 上电流可写成:

$$I_{h,k} = \sqrt{\frac{1}{T_k} \int_{t_k}^{t_k + T_k} |i_{h,k}|^2 dt} \quad (9-16)$$

假设工作第一个扇区, 可供选择的 3 种状态为 \mathbf{SV}_1 、 \mathbf{SV}_2 和 \mathbf{SV}_0 。由于每个时间间隔的强迫函数被假定为常数, 3 个子时间段中各段上的电流呈线性变化。另外, 谐波电流的周期为 T_k , 那么可以假定每一子周期起始时间 t_k 处的初始电流为零。

第9章 程控调制策略

$$I_{h,k}(t_k) = 0 \quad (9-17)$$

三个时间段中第一段上的谐波电流有效值的平方为

$$I_{h,k}^2 = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_{k1}} \left| \frac{V_{o,k1} - e_k}{L_\sigma} \right|^2 t^2 dt \quad (9-18)$$

$$= \frac{T_{k1}^3}{3T_k} \left| \frac{V_{o,k1} - e_k}{L_\sigma} \right|^2 \quad (9-19)$$

如果时间间隔的长度由 T_k 变为 kT_k , 则相应的子时间间隔也作相应的变化, 即由 T_{k1} 变为 kT_{k1} 等。于是在修改过的时间间隔上的电流有效值的平方为

$$I_{h,k1(mod)}^2 = k^2 \frac{T_{k1}^3}{3T_k} \left| \frac{V_{o,k1} - e_k}{L_\sigma} \right|^2 \quad (9-20)$$

从上式看出, 其余两个时间段上的电流有效值的平方也包含系数 k^2 。于是, 整个时间间隔上的电流有效值的增长与时间间隔本身的长度成比例。于是实质上可以认为

$$I_{h,k} = \frac{T_k}{T_0} I_{h,k_0} \quad (9-21)$$

其中 I_{h,k_0} 是 $I_{h,k}$ 的标么化参考值, 即

$$I_{h,k_0} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_{t_k}^{t_k+T_0} |i_{h,k}|^2 dt} \quad (9-22)$$

其中 $T_0 = \Delta T/2$ 。

通过使整个周期 NT_0 上的纹波电流有效值最小化, 可以找到变量 T_k 的优化集合。该纹波电流有效值为

$$I_h = \sqrt{\frac{1}{NT_0} \int_0^{NT_0} i_h^2 dt} \quad (9-23)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{NT_0} \sum_{k=1}^N \int_{t_k}^{t_k+T_k} \left(\frac{T_k}{T_0} I_{h,k_0} \right)^2 dt} \quad (9-24)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{NT_0} \sum_{k=1}^N \left(\frac{T_k}{T_0} I_{h,k_0} \right)^2 T_k} \quad (9-25)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{T_k^3}{T_0^3} T_k I_{h,k_0}^2} \quad (9-26)$$

其中当所有时间间隔的时间长度为 T_0 时, N 为一个基波周期中的子时间间隔数目, T_k 为第 k 个时间间隔的最优时间长度, I_{h,k_0} 是优化前第 k 个周期的谐波电流。

将式 (9-26) 平方, 再利用约束条件式 (9-15) 可得

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$I_h^2 = \frac{1}{NT_0^3} \left[\sum_{k=1}^{N-1} T_k^3 I_{h,k_0}^2 + \left(NT_0 - \sum_{k=1}^{N-1} T_k \right)^3 I_{h,k_0}^2 \right] \quad (9-27)$$

为使 I_h^2 最小化, 上式对于任意时间间隔 j 的微分应设为零, 即

$$\frac{\partial I_h^2}{\partial T_j} = \frac{3}{NT_0^3} \left[T_j^2 I_{h,j_0}^2 - \left(NT_0 - \sum_{k=1}^{N-1} T_k \right)^2 I_{h,k_0}^2 \right] = 0 \quad (9-28)$$

于是第 j 次的微分和任何其他第 k 次微分 (只要不是最后一次或第 N 次) 的差别为

$$T_j^2 I_{h,j_0}^2 - T_k^2 I_{h,k_0}^2 = 0 \quad (9-29)$$

因此, 在 $1 \leq j \leq N-1$ 的任一时间间隔上, 有

$$I_{h,j_0} = \frac{T_k}{T_j} I_{h,k_0} \quad (9-30)$$

然而, 时间间隔 j 的优化电流与式 (9-21) 所定义的未优化的参考值有关, 即

$$I_{h,j} = \frac{T_j}{T_0} I_{h,j_0} \quad (9-31)$$

$$I_{h,k} = \frac{T_k}{T_0} I_{h,k_0} \quad (9-32)$$

从式 (9-31)、式 (9-32) 可清楚地看出, 只有满足下式式 (9-30) 才能成立, 即

$$I_{h,j} = I_{h,k} \quad (9-33)$$

于是只有在每一子周期谐波分量的有效值都相同的情况下, 整个开关波形的有效值才能达到最小值。定义 $I_{h,\min}$ 为最优值, 第 k 个时间间隔的优化时间长度为

$$T_k = T_0 \frac{I_{h,\min}}{I_{h,k_0}} \quad (9-34)$$

其中 I_{h,k_0} 由式 (9-22) 给出。然而, 由于

$$\sum_{k=1}^N T_k = NT_0 \quad (9-35)$$

于是由式 (9-34) 可知

$$NT_0 = T_0 I_{h,\min} \sum_{k=1}^N \frac{1}{I_{h,k_0}} \quad (9-36)$$

或者

$$I_{h,\min} = \frac{N}{\sum_{k=1}^N \frac{1}{I_{h,k_0}}} \quad (9-37)$$

于是, 第 k 个时间间隔的最优时间长度值可表示为

第9章 程控调制策略

$$T_k = \frac{NT_0}{I_{h,k_0} \sum_{k=1}^N \frac{1}{I_{h,k_0}}} \quad (9-38)$$

有趣的是, 式(9-38)右边所有的项或已知, 或通过式(9-22)可很容易解出。因此, 通过解析式和数值计算可以确定出最优时间值, 而不需要反复迭代计算。

图9-1显示了, 在 $N=36$ ($f_s/f_1=18$) 以及调制比 $M=0.9$ 条件下, 式(9-38)在一个 $1/6$ 基波周期时间区段上的计算结果。请注意, 当指令电压矢量接近于0或者 $\pi/3$ 时, 最优开关时间间隔相对较长, 这是因为此时的电压误差是最小值(即指令电压矢量在图6-2所示的静止电压矢量附近)。相反地, 在电压误差最大处即区段中间的 $\pi/6$ 处, 最优开关时间较短。

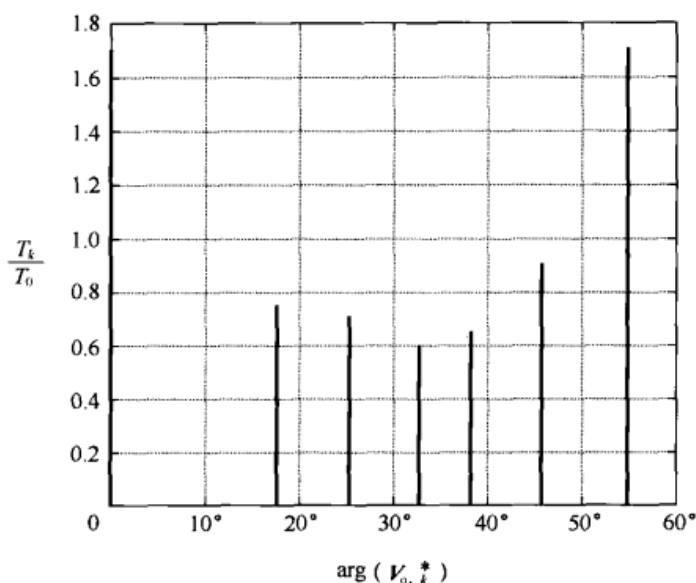


图9-1 $f_s/f_1=18$ 、 $M=0.9$ 条件下, 最优开关时间间隔 T_k/T_0 与采样空间矢量指令电压 $V_{o,k}^*$ 的相位角的关系

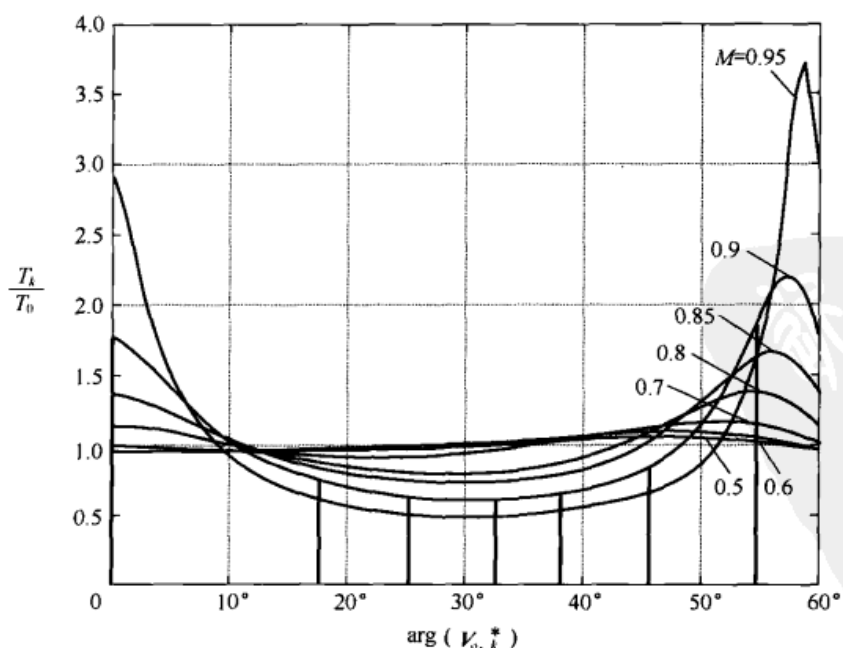


图9-2 在第一个扇区的上行时间区上 ($SV_1 \Rightarrow SV_2 \Rightarrow SV_7$) T_k/T_0 与空间矢量指令电压的相位角的连续函数关系曲线(图9-1中计算出的点显示为垂直线条)

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

由于采样时刻的准确位置是任意的, 图 9-1 所给出的脉冲宽度仅是无穷多种可能的方法之一。各种方法之间的差别仅在于对应于初始采样时刻的相移不同(注: 在图 9-1 中初始采样时刻取在在矢量 V_o^* 的相位在实轴或 a 相轴为零处)。如图 9-2、图 9-3 所示, 如果由同步周期组成的链用小增量来替代, 那么离散值 T_k 可用连续函数 $T_k[\arg(V_o^*)]$ 来表示。对应于开关状态转换 $SV_1 \Rightarrow SV_2 \Rightarrow SV_7$ 的上行程和对应于开关状态转换 $SV_2 \Rightarrow SV_1 \Rightarrow SV_0$ 的下行程的优化值是不同的。在上行程中, 逆变器开关状态是从负母线变为正母线, 当 $\arg(V_o^*)$ 接近 $\pi/3$ (π 和 $5\pi/3$) 时, 脉宽值达到最大。在下行程中, 逆变器开关状态是从正母线转到负母线, 当在 $\arg(V_o^*)$ 接近 0 ($2\pi/3$ 和 $4\pi/3$) 时, 脉宽值也达到最大。因为函数每 $\pi/3$ 弧度重复一次, 最小值(即最短的脉冲)发生在 $\pi/6$ 或者 $\pi/2$ 和 $5\pi/6$ 等的附近。由于随着调制比 M 减小, 作为矢量位置函数的误差电压矢量的幅值的变化将变小。于是随着调制比 M 变得更小, T_k 偏离 T_0 的值也逐渐变小。请注意, 由于可简单地通过逆序读取数字存储图 9-2 的数据来得到图 9-3, 所以只需将一套数据曲线存储在计算机存储器中。图 9-4 给出了实现这种优化方式的 SVM 控制器的示意图。

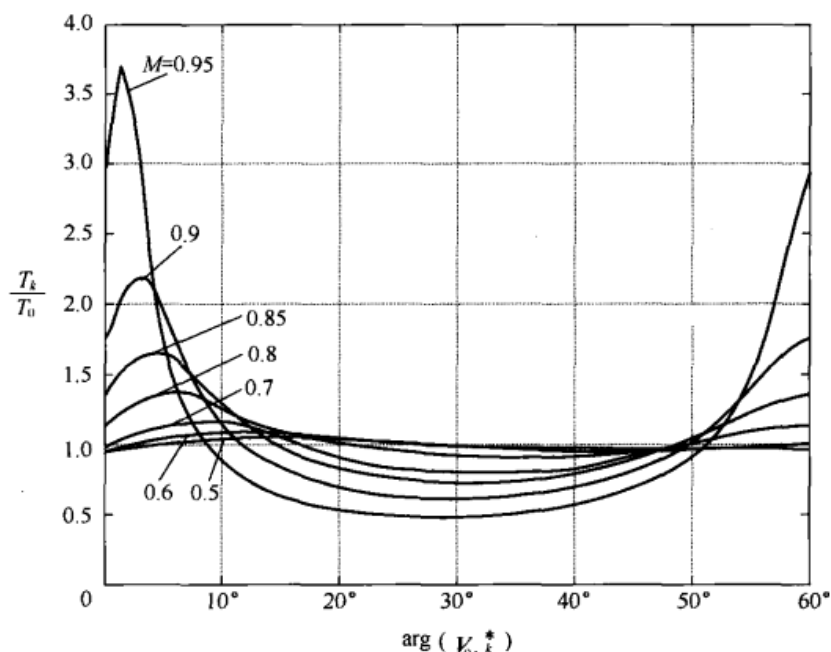


图 9-3 在第一个扇区的上行时间区上 ($SV_2 \Rightarrow SV_1 \Rightarrow SV_0$) T_k/T_0 与空间矢量指令电压相位角的连续函数关系曲线

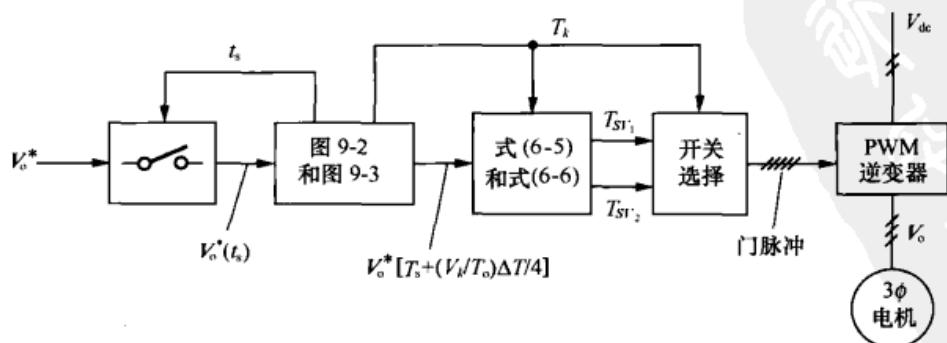


图 9-4 工作在第一扇区 ($0 \leq \arg(V_{o,k}^*) \leq \pi/3$) 上的优化空间矢量调制器的示意图

第9章 程控调制策略

回顾可知, 采样系统(例如图 9-4 所展示的采样系统)会引入二分之一的基本周期时间延迟。在常规的固定频率调制情形下, 只要脉冲宽度 ΔT 是常数, 这样的时间延迟通常不用校正(这是因为延迟足够小以至于对系统的动态影响微乎其微)。然而, 在每个 60° 扇区中靠近 0° 和 60° 处的脉冲宽度将明显扩大, 其宽度将超出最小子周期宽度的 3 倍。如果不加以校正, 采样延迟的变化将导致低频谐波畸变。通过简单的线性插值方法, 图 9-4 中的指令电压 $V_o^*(t_s)$ 被校正为 $V_o^*[t_s + (T_k/T_0)\Delta T/4]$ 。

图 9-5 和图 9-6 给出了常规的空间矢量调制和优化空间矢量调制比较。图 9-5 中给出了在开关六边形第一个 60° 扇区中的 10 个开关间隔上对应于电流谐波分量的空间矢量轨迹。因为对称, 在其余的五个扇区上的函数特性完全相同。每一开关时间间隔上的电流轨迹形成一个封闭的三角形。为便于两种调制方法进行比较, 图中画有一半径为 0.175 的虚线圆形轨迹。可以看到, 优化空间矢量调制的三角形的大小明显更均衡一致。

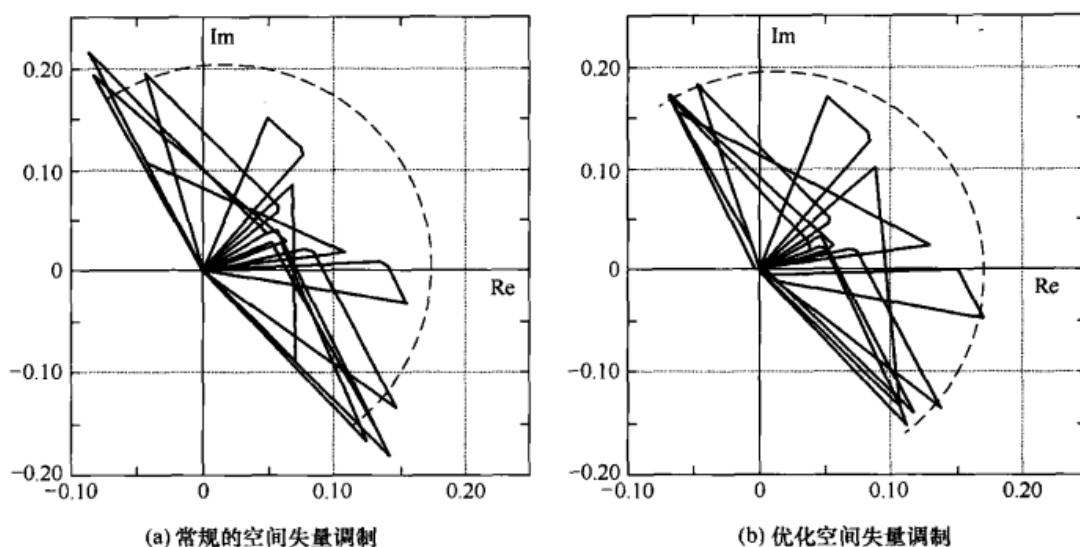


图 9-5 脉冲数 $p = 30$ 、调制比为 0.8 时, 误差电流空间矢量与电压指令矢量的实轴角位置 $\theta = \arg(V_o^*)$ 的关系图

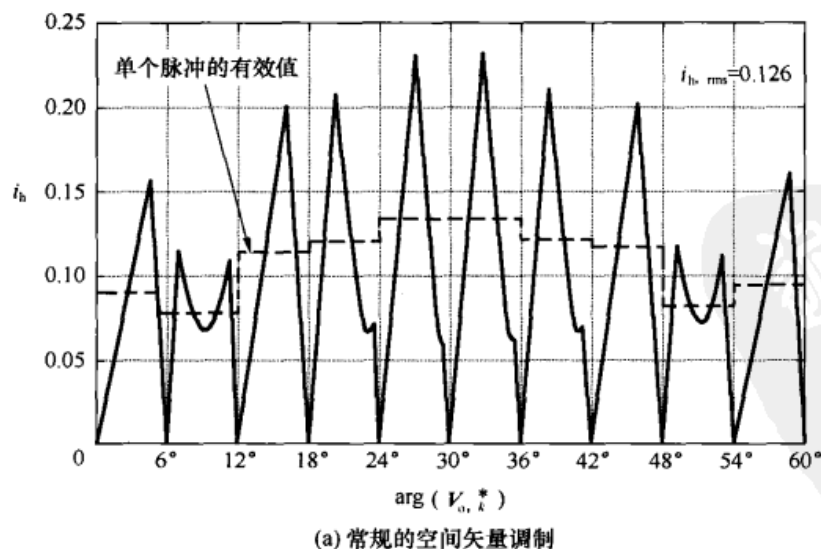


图 9-6 脉冲数 $p = 30$ 、调制比为 0.8 时, 误差电流的幅值和增量有效值与电压指令矢量的实轴角位置 $\theta = \arg(V_o^*)$ 的关系图

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

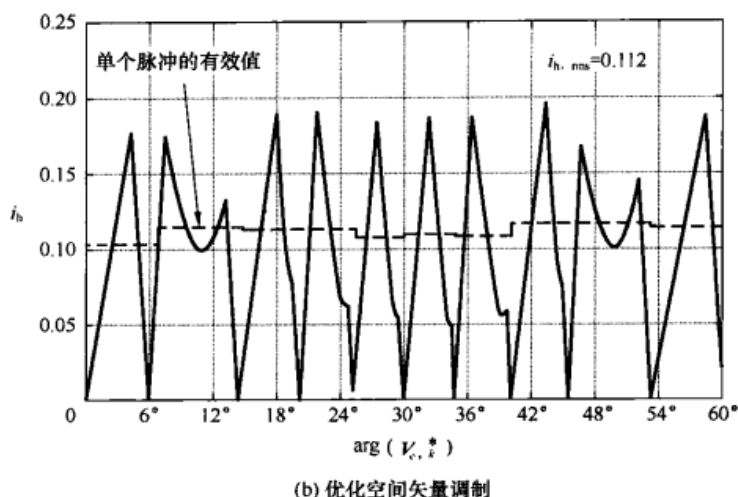


图 9-6 脉冲数 $p = 30$ 、调制比为 0.8 时，误差电流的幅值和增量有效值与电压指令矢量的实轴角位置 $\theta = \arg(V_o^*)$ 的关系图（续）

图 9-6 给出了电流误差幅值与指令电压 V_o^* 的角位置的函数关系图。可以看到，常规空间矢量调制的纹波电流幅值脉动的频率是基波频率的 6 倍；而优化空间矢量调制的纹波电流近乎为常数。采用任意标幺化单位来计算纹波，则无论电感大小如何，二者的 $I_{h,rms}$ 的比值将总是 $0.112/0.126 = 0.888$ 。于是在此情况下（ $p = 30$ ）损耗将下降 20%。

仔细研究图 9-6(b) 可以看到，优化空间矢量调制得的单个脉冲的有效值并非十分恒定不变。这是近似微分运算的结果（对电流幅值的变化分段线性化）。该假设明显不成立，特别在第二个和第九个开关间隔上。尽管如此，这种近似从一定的程度上非常接近最佳的效果。如果要得到精确的答案，待求解的问题构成了一个约束优化问题（约束条件是所有开关周期中的电流有效值必须是相同的）。电流增量的精确和非线性的变化必须考虑在内。因此，在下文中开关周期经“优化”过的这类控制器称作优化空间矢量调制。然而，这不是真正意义的优化策略，而仅仅是“近似优化”策略。

图 9-7 比较了普通空间矢量调制与优化空间矢量调制的 $WTHD_0$ 。可以看到， $M =$ 低于 0.5 时，优化空间矢量调制对 $WTHD_0$ 几乎没有什么改善，但在 M 接近 1.15 时，普通空间矢量调制的 $WTHD_0$ 达到优化空间矢量调制的 $WTHD_0$ 的 2 倍。

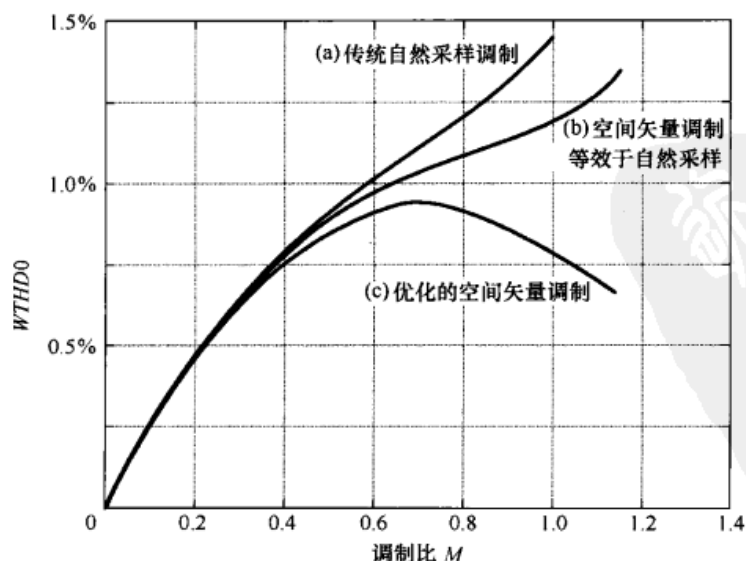
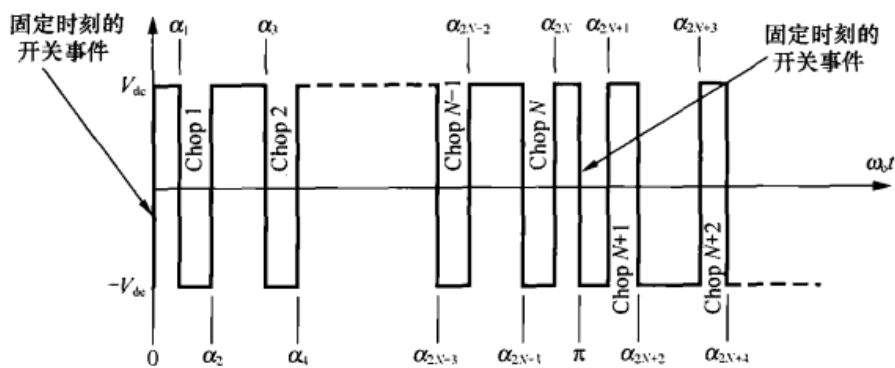


图 9-7 $p = 30$ 时，空间矢量调制与优化空间矢量调制的 $WTHD_0$ 与调制比 M 的函数关系

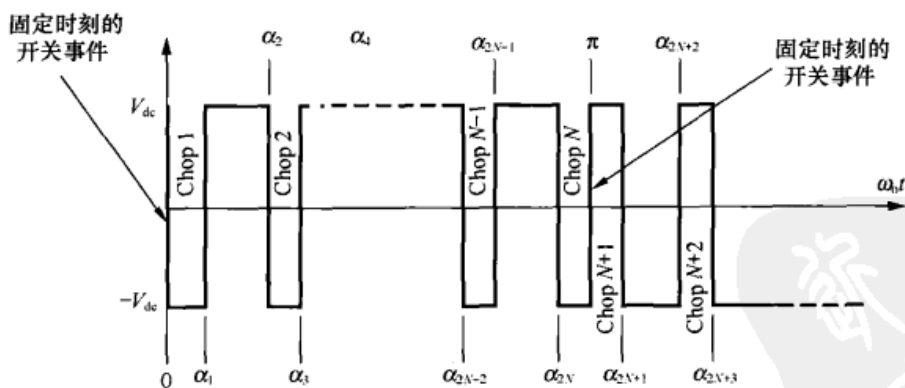
9.2 谐波消除 PWM

鉴于前面的优化方法通过改变半载波周期的标称值 T_0 来放宽规则定时脉冲概念, 连对脉冲计时的概念也完全取消了。在这种情况下, 开关活动允许在基波周期内任意位置出现, 但要求所产生的开关波形对称。作为一种最早的 PWM^[3], 谐波消除 PWM 寻求从最大的 (5 次) 谐波出发逐渐地消除低次谐波, 低次谐波的次数与受控制的脉冲数量相一致^[4, 5]。

一般而言, 为了改变负载上的电压基波分量以及减少输出电压波形中的谐波成分, 各相桥臂的两电平输出在每一基波周期内可以开关任意次数 (见图 9-8)。图 9-8 给出了两个通用的在每半个周期上有 N 个缺口 (开关次数为 $2N+1$) 的输出波形。对于这两种波形, 总是假定在半周期处 (即 0° 、 180° 、 360° 处) 发生开关活动。这种假定源自基本的方波开关过程, 而不是开缺口过程的一部分。因此, 随着一次正向电压转换 (不可控的活动, 这是因为基本的方波电压总是在该处转向正向的), A 类波形开启其正半周期波形; 随着一次负向电压转换 (也是不可控的), B 类波形开启其正半周期波形。相应地, 每一负半周期由不可控的相反极性转换开启其波形。



(a) A 类波形, 具有正向初始阶跃的正半周期



(b) B 类波形, 具有负向初始阶跃的正半周期

图 9-8 每个周期有 $2N$ 个缺口的半桥逆变器的通用输出波形

此外, 任一个波形的 N 既可为偶数亦可为是奇数。然而, 当 A 类波形的 N 是偶数时, 或者 B 类波形的 N 是奇数时, 一个与目标基波峰值极性相反的缺口将必然位于每一半周期的中心, 即对称地位于基波正弦波形的 90° 和 270° 处。这两种情况将导致不可接受的解决方案,

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

因此实际应用当中, A 类波形的 N 应取偶数, B 类波形的 N 应取奇数。

请注意, 没有缺口时, 得到的方波显然含有所有的奇次谐波 $h = 1, 3, 5, 7, \dots$ 。另外, 如果假定将三个这样的半桥连接组成三相系统, 而负载最终为星形连接, 那么只有非三次倍频的谐波流过负载。

如果 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2N}$ 定义图 9-8 所示的 N 个缺口的角位置, 则波形可通常用傅里叶级数表示如下:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t \quad (9-39)$$

其中, 利用半波对称的特性有

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \sin n\omega t d\omega t \quad (9-40)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \cos n\omega t d\omega t \quad (9-41)$$

利用半波对称的特性, 替换掉式 (9-40) 中的 $f(\omega t)$, 则图 9-8(a) 中的 A 类波形可表示为

$$a_n = \frac{2}{\pi} V_{dc} \left[\sum_{k=0}^{2N-1} (-1)^k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_{2N}}^{\pi} \sin n\omega t d\omega t \right] \quad (9-42)$$

其中 $\alpha_0 = 0$ 。

对 B 类波形, 有

$$a_n = \frac{2}{\pi} V_{dc} \left[\sum_{k=0}^{2N-1} (-1)^{k+1} \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \sin n\omega t d\omega t - \int_{\alpha_{2N}}^{\pi} \sin n\omega t d\omega t \right] \quad (9-43)$$

计算积分可得

$$a_n = (\pm 1) \frac{4}{n\pi} V_{dc} \sum_{k=0}^{2N-1} (-1)^k (\cos n\alpha_k - \cos n\alpha_{k+1}) \quad (9-44)$$

$$= (\pm 1) \frac{4}{n\pi} V_{dc} \left[1 + \sum_{k=1}^{2N} (-1)^k \cos n\alpha_k \right] \quad (9-45)$$

其中, $+1$ 用于 A 类波形的计算 (N 为偶数); -1 用于 B 类波形的计算 (N 为奇数)。

同理,

$$b_n = (\pm 1) \frac{4}{n\pi} V_{dc} \left[\sum_{k=1}^{2N} (-1)^k \sin n\alpha_k \right] \quad (9-46)$$

式 (9-45) 和式 (9-46) 构成具有 $2N$ 未知量的一组方程。因此, 只要所有 α 的值已给定, 就可以容易地解出谐波频谱分量 a_n 和 b_n 。如果波形 $1/4$ 对称, 未知量的数目可以减少, 于是有

$$\alpha_k = \pi - \alpha_{2N-k+1} \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (9-47)$$

因此, 式 (9-46) 中的正弦项成对出现, 于是有

$$b_n = 0 \quad (\text{对于所有的 } n \text{ 成立}) \quad (9-48)$$

由式 (9-47), 显然可知

第9章 程控调制策略

$$\cos(n\alpha_k) = \cos[n(\pi - \alpha_{2N-k+1})] \quad k=1, 2, \dots, N \quad (9-49)$$

或者简化为

$$\cos(nh\alpha_k) = \cos(n\alpha_{2N-k+1}) \quad k=1, 2, \dots, N \quad (9-50)$$

将式(9-50)代入式(9-45), 最终得到

$$a_n = (\pm 1) \frac{4}{n\pi} V_{dc} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (9-51)$$

因为式(9-51)给出的方程组是变量 α_k 的三角函数, 因而这些方程是非线性的。求解这些方程的简便方法是采用 n 维牛顿(Newton)法^[4, 5]。用这种方法, 式(9-51)中的 N 个方程式可写成如下矢量:

$$\frac{4}{\pi} V_{dc} \begin{bmatrix} \frac{1}{n_1} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n_1 \alpha_k) \right] \\ \frac{1}{n_2} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n_2 \alpha_k) \right] \\ \vdots \\ \frac{1}{n_N} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n_N \alpha_k) \right] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) \\ F_2(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) \\ \vdots \\ F_N(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) \end{bmatrix} = F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) \quad (9-52)$$

其中 n 为要消除的谐波次数。使用斜率以及将该结果乘以标称值附近的增量值, 该式可在标称值附近进行线性化处理。在 N 维变量的情况下, 这等效为

$$F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) = F(\alpha_{1,0}, \alpha_{2,0}, \dots, \alpha_{N,0}) + \text{grad} F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) \Big|_{\alpha=\alpha_0}^{\Delta\alpha} \quad (9-53)$$

其中

$$\text{grad} F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial \alpha_1} & \dots & \frac{\partial F_1}{\partial \alpha_N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial F_N}{\partial \alpha_1} & \dots & \frac{\partial F_N}{\partial \alpha_N} \end{bmatrix} \quad (9-54)$$

$$\Delta\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 - \alpha_{1,0} \\ \vdots \\ \alpha_N - \alpha_{N,0} \end{bmatrix} \quad (9-55)$$

grad 函数是矢量 F 的梯度。其求解的方式与牛顿方程的标量形式相同。猜测一个合适的起始点, 然后对式(9-52)所给出的已知函数计算梯度。假定函数是线性的, 函数向原点投影并获得其在坐标轴上的截矩。这些值被用于固定一个新的工作点。再次计算斜率并重复此过程直到收敛(希望如此)。这种迭代可以通过求解式(9-53)正式地描述如下

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \vdots \\ \alpha_N \end{bmatrix} = - \left\{ \text{grad}[F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N)] \Big|_{\alpha=\alpha_0} \right\}^{-1} F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) \Big|_{\alpha=\alpha_0} + \begin{bmatrix} \alpha_{1,0} \\ \vdots \\ \alpha_{N,0} \end{bmatrix} \quad (9-56)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

图 9-9 显示了沿着 N 维轴中的一个轴的收敛过程。

如果收敛失败, 可以采用其他更先进的求解技术。作为一个实际素材, 有许多优秀的算法都可以在 MATLAB 中找到。也可以通过借用标准数学库如 IMSL^[6]或 NAG^[7]中的数值计算方法得到低成本的解决方案。

使任何特定的 $\alpha_n = 0$, 即对应于任何 n 次谐波的谐波分量被消除掉, 可解出式 (9-51)。然而, 因为要维持波形对称, 因此容易地将偶次谐波设置为零, 通过使用式 (9-56) 只将奇次的非 3 倍频谐波对设置为零。

例如, 当 $N=2$ 时, 为使 $WTHD$ 最小化, 基本方波中所要消除的两个最低次的非 3 次倍频的谐波是 5 次和 7 次谐波。在这种情况下, 对于 A 类波形, $\alpha_1 = 16.247^\circ$ 和 $\alpha_2 = 22.069^\circ$ 。当 $N=2$ 时, 图 9-10 和表 9-1 给出了最终的波形以及波形的谐波成分。请注意, 在所选择的谐波被消除的同时, 紧靠在最大的被消除的谐波之上的谐波会随着转换次数的增加而增加。实际上, 这是采样原理的自然结果。

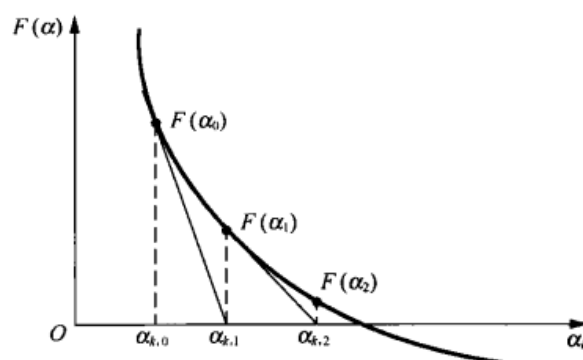


图 9-9 牛顿法的说明

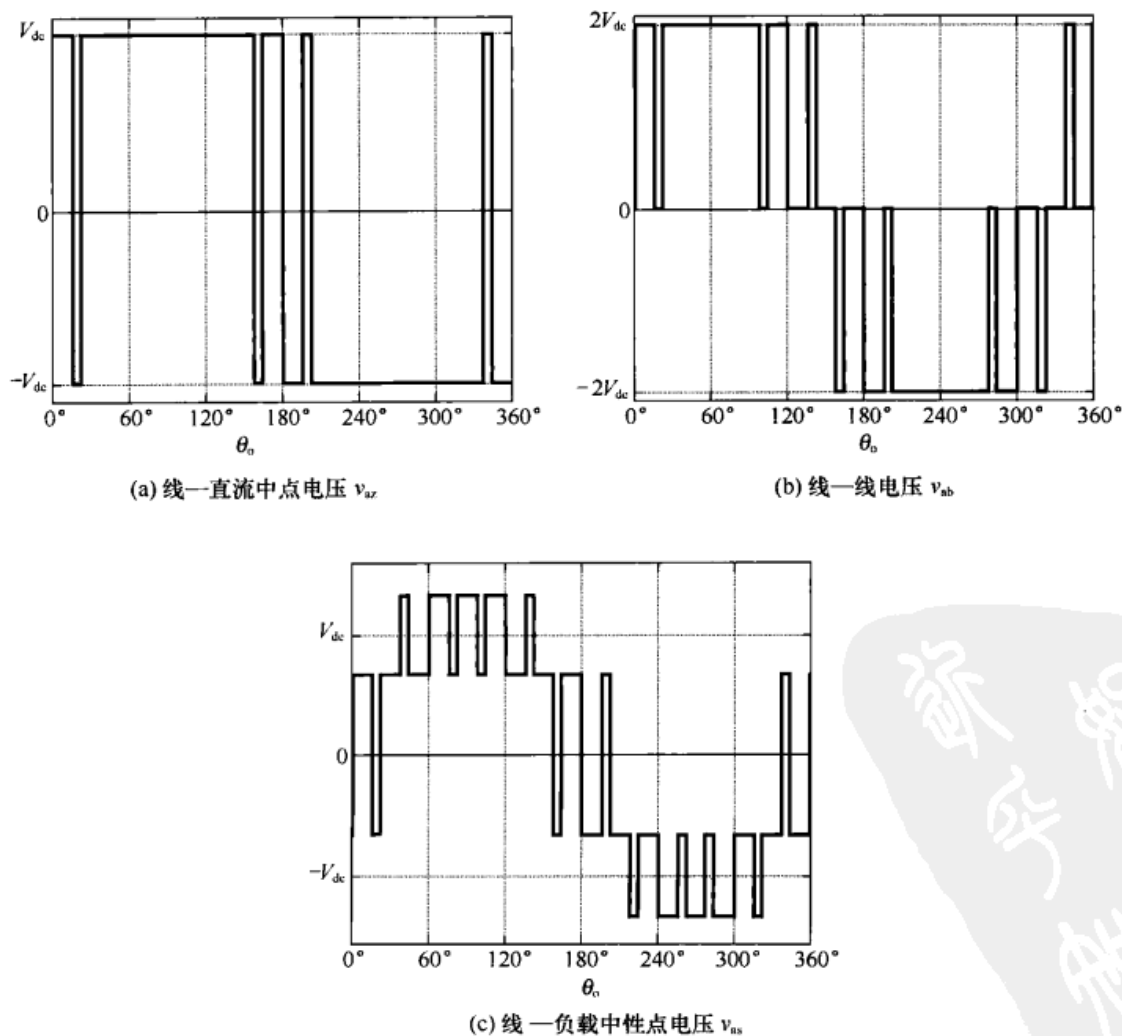


图 9-10 消除 A 类波形中 5 次和 7 次谐波的方法和波形, $\alpha_1 = 16.247^\circ$ 和 $\alpha_2 = 22.069^\circ$

第9章 程控调制策略

检查式(9-10)可看出,每相桥臂10次开关动作导致5倍于基波频率的有效开关频率。通过优化的开关角度消除了5次和7次谐波(用PWM的术语来说,谐波包括载波谐波以及开关频率加上2倍基波频率的边带谐波)。由于在开关频率减去2倍基波频率的低频侧边带是3倍频谐波,该边带被消除了。在开关频率加/减基波频率处的偶次边带谐波,通过使波形1/2和1/4周期对称可将这些偶次边带谐波消除掉。在2倍采样频率处的谐波也是零,因为它也是偶次的;只留下位于开关频率加/减基波频率处(10 ± 1)的较大的谐波分量。然而,9次谐波是3倍频谐波,它不会出现在负载上,最后从负载端看,首个重要的谐波分量是11次谐波。

表 9-1 $N=2$ 时, 消掉了 5 次和 7 次谐波后的谐波幅值

谐波次数	谐波系数的绝对值	谐波幅值(占基波的百分比)
1	1.1879	100.00%
3	0.2070	17.43%
5	0.00	0.00%
7	0.00	0.00%
9	0.1086	9.14%
11	0.2412	21.31%
13	0.3223	27.13%
15	0.3084	25.96%
17	0.2030	17.09%
19	0.0514	4.33%
21	0.0825	6.94%

从表 9-1 可以注意到,如果 α 自由选取两个值用于消除5次、7次谐波,其基波分量是固定不变的。这比较适合无源、恒频负载。这种方式也适用于逆变器交流电机驱动系统,这种系统要求控制基波电压使得压频比为常数。假定频率改变时开关模式不变,这意味着必须改变基波电压。因此,由式(9-51)表示的约束方程式,也就是对 α_1 的约束,必须改变为如下形式:

$$\alpha_1 = (\pm 1) \frac{4}{\pi} V_{dc} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{2N} (-1)^k \cos \alpha_k \right] = V_1 \quad (9-57)$$

或者以 V_{dc} 作为单位电压,上式可表示为

$$\alpha_{1,(\text{pu})} = (\pm 1) \frac{4}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^{2N} (-1)^k \cos \alpha_k \right] = M \quad (9-58)$$

同样,+1和-1分别对应 N 为偶数以及 N 为奇数的情形。由于要满足式(9-58),一个比以前更低次的谐波可被消除。因为式(9-50)形成了一条附加的约束条件,开通角度 α_k 成为单位电压 V_{dc} 的函数,而求解变得更为复杂。

图 9-11 给出了一个简单的实例,其中 A 类波形每半个周期引入一个缺口。在这种情况下,波形中保留所有的非 3 次倍频谐波,而单个的自由开关角度用于改变电压的基波分量。图 9-11(c)、9-11(d)给出了两条谐波曲线。

在图 9-11(c)中, $WTHD$ 以电压基波分量为单位采用式(2-22)定义的形式来表示,即

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2}}{V_1} \quad (9-59)$$

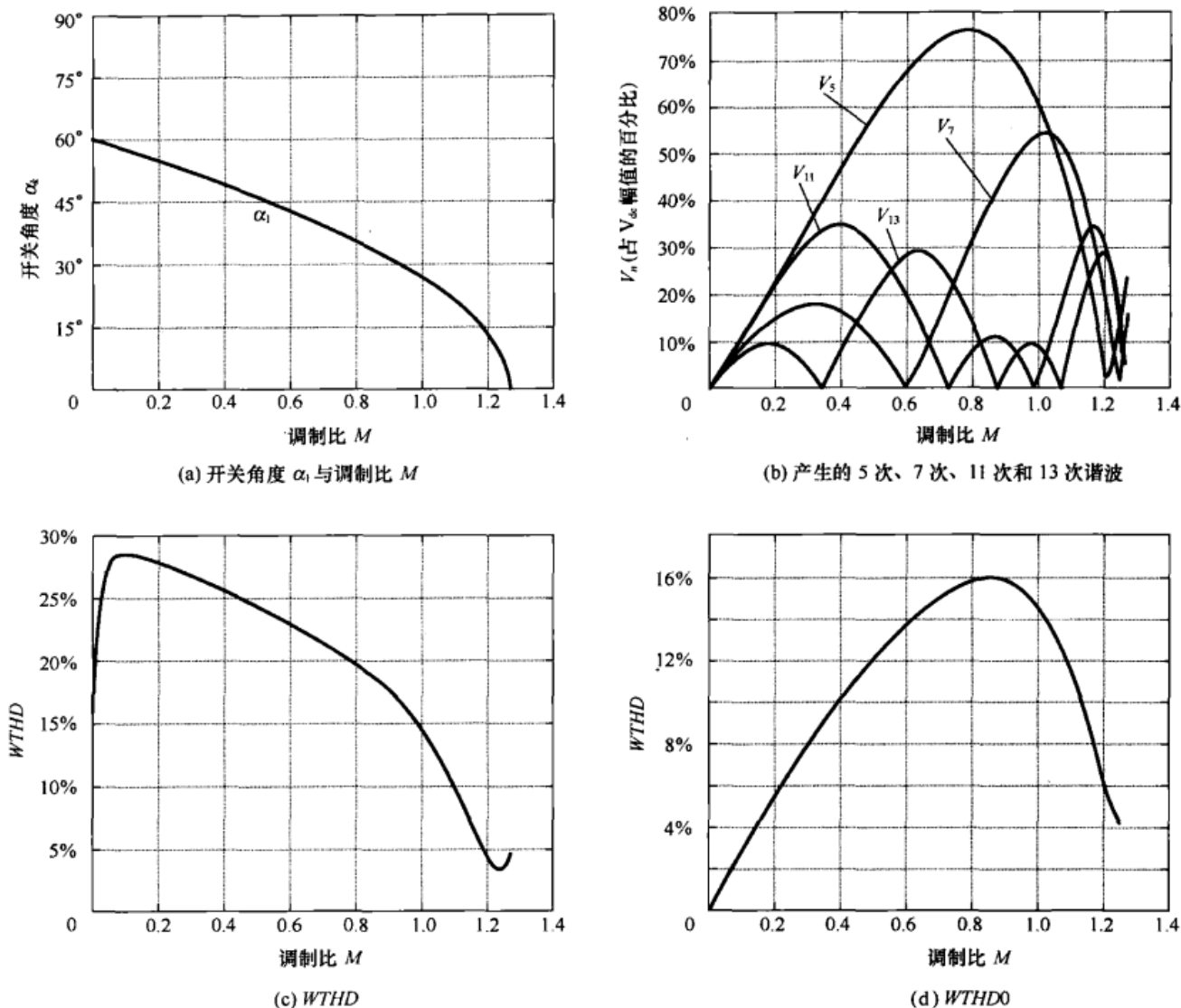


图 9-11 每半个周期有一个缺口的 A 类波形, 其谐波以 V_{dc} 为标么化单位值, 基波电压与 M 成正比

因为波形半波对称, 例子中的波形仅存在非 3 次倍频的奇次谐波。如果 V_n 和 V_1 均以 V_{dc} 为单位来表示, 式 (9-59) 可写成:

$$WTHD = \frac{1}{M} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left[\left(\frac{V_{6k-1, (pu)}}{6k-1} \right)^2 + \left(\frac{V_{6k+1, (pu)}}{6k+1} \right)^2 \right]} \quad (9-60)$$

对于工作在恒压频比方式的逆变器驱动系统而言, 式 (9-60) 可作为一种重要的性能指标。在这种情况下, 单位基波分量电压和单位频率是一样的, 因此它们的比值总是等于 1。调制比 M 已采用这种方式来定义, 因此可用于式 (9-60)。由于电压基波分量在零频率处为零, 因此显然当 $V_1=0$ 时 $WTHD$ 变得奇异。

在其他应用中, 例如不间断电源供应, 当频率保持恒定时, 电压 V_1 在变化。在这种情况下, $WTHD$ 最好能以固定参考电压来表示。取 $M=1.0$ 时得到的峰值电压 (即 V_{dc}), 第 2 章已定义了,

第9章 程控调制策略

$$WTHD0 = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left[\left(\frac{V_{6k-1, (pu)}}{6k-1} \right)^2 + \left(\frac{V_{6k+1, (pu)}}{6k+1} \right)^2 \right]} \quad (9-61)$$

在这种情况下, 有

$$WTHD = \frac{WTHD0}{M} \quad (9-62)$$

图 9-11(d) 显示了该函数的特性。

图 9-12 显示了, 用于在输出中消除 5 次谐波并在得到所期望的基波输出电压的两个开关角度。图中画出了角度 α_1 、 α_2 与期望的基波输出电压的函数关系, 其中基波输出电压以方波工作情况下的最大可能基波电压为单位 (即采用调制比 M)。图中还画出了这两种可能方法的开关角度和其他数据。实线所表示的区域 $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ 上的开关角度对应第 6 章所述的 60° 不连续开关调制。这种开关类型意味着, 逆变器每一相将有 60° 区间钳位于正或负直流母线 (在图 9-8 中所示的波形中, 该 60° 区间对应 $60^\circ \sim 120^\circ$ 区域和 $240^\circ \sim 300^\circ$ 区域)。因此, 这种开关方式被视作 60° 不连续开关。当开关角度占据了整个半周期, 经比较, 这对应于一种连续开关方式。

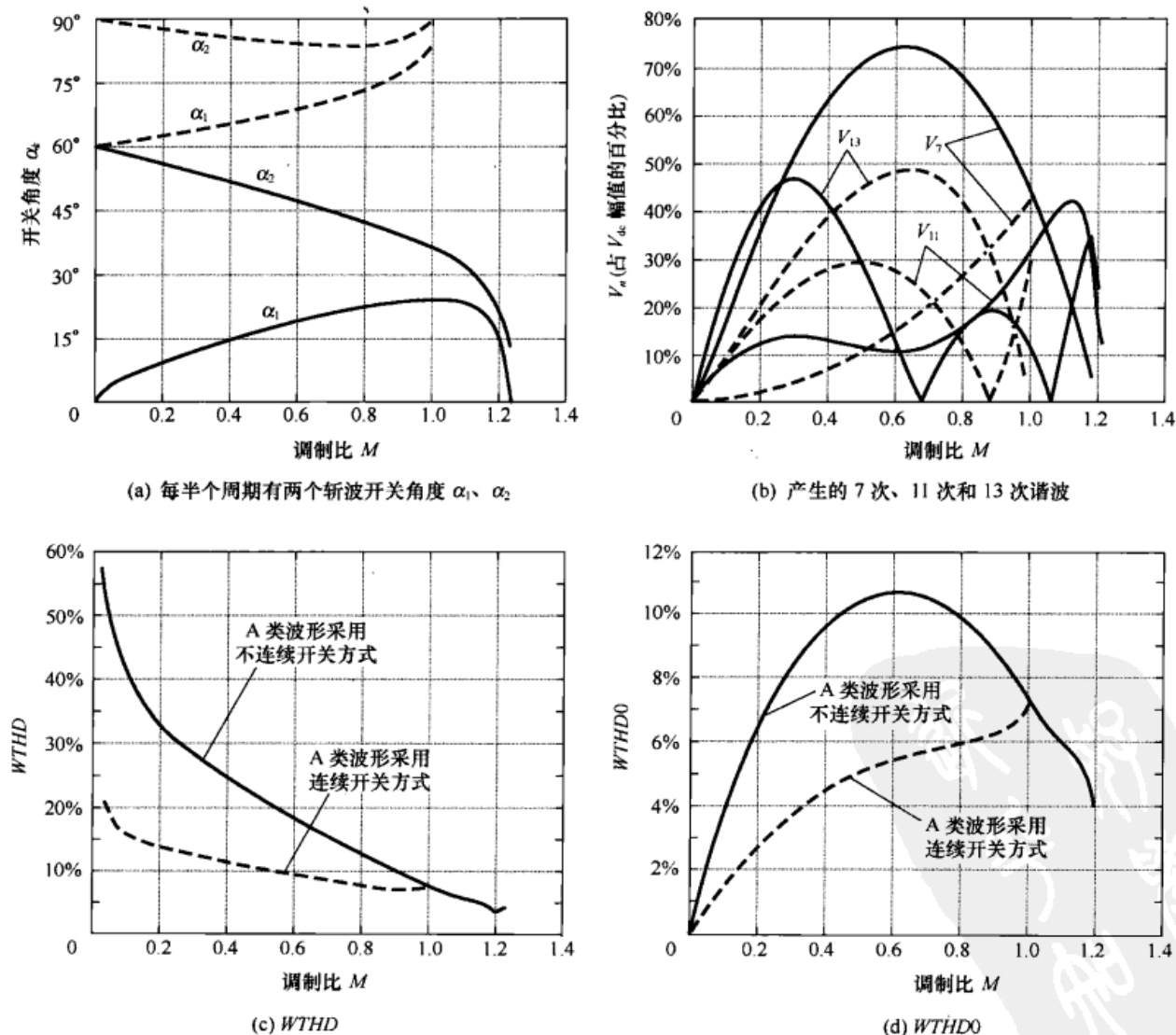


图 9-12 均为 A 类波形, 实线和虚线对应不连续和连续开关, 消除了 5 次谐波, 其余谐波以 V_{dc} 为标幺化单位值, 基波电压与 M 成正比

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

在两种情况下都采用了 A 类波形（在基波分量过零处产生正向脉冲）。虚线为连续开关方式下大于 60° （译注：原文误为 90° ）的开关角度的解。因此通过对称，可以得到整个 360° 周期内的开关角度。图 9-12 还给出了两种开关方式下 3 个最重要的谐波（7 次、11 次和 13 次）与调制比 M 的函数关系曲线。

请注意，7 次谐波分量占主导地位，对此可解释如下。这种情况下脉冲比为 $P = 2N + 1 = 5$ 。因为 5 次谐波被消除且由于波形对称使偶次边带谐波为零，因此主要的边带谐波次数为 $5 \pm 2 = 3$ 或 7。因为 3 次谐波为共模信号而被消除了，于是 7 次谐波占据主导地位。图 9-12(c)和图 9-12(d)给出了变频、恒压频比以及固定频率工作条件下标幺化的 $WTHD$ 。连续开关工作的 $WTHD$ 和 $WTHD_0$ 均优于 60° 不连续开关工作。美中不足的是，求得的解仅限于在 $M \leq 1$ 处，不能轻易地用于过调制区域。

有必要注意到，当任何 α_i 等于 0 或者 $\pi/2$ 时，开关角度 α_k 的求解过程将截止。于是，如果调制比达到最大值时 α_k 的一个值总是已知，则通过令 α_k 为 0 或者 $\pi/2$ 并将 M 当作变量可求出 M_{\max} 。作为一个特殊解，求解这样的方程组可得 α_k 的其他值加上 M 的最大值。参考文献[8]发现解的数量多得惊人。取自参考文献[8]的表 9-2 列出了当 N 从 2 到 10 时 α_k 和 M 的最大值。通过假设 α_k 的一个附加值为 0 或者 $\pi/2$ ，以表 9-2 中的值为起点由 $M = M_{\max}$ 到 $M = 0$ 去倒推出 α_k 的中间值。所得到的 α_k 的集合可能无法在参数 M 可行的取值范围内产生一系列的解。例如，当 $N = 3$ 时，表 9-3 给出了 4 种可能会产生一个解的 4 个点。文献[8]指出，用这种方式所获得的解的数量遵循表 9-4 所列出的数字序列。由表 9-2 可注意到，仅有一组解含有大小不超过 $\pi/3$ 的 α_k 。因此， N 取任何值，可能有且只有一组解对应 60° 开关。

表 9-2 每半周期缺口数量 $N = 2$ 到 10 的情况下^[8]，可行解中 α_k 与调制比 M 的最大值

N	M_{\max}	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2	1.22 0.98	0.227 1.448								
3	1.1884 1.16690	0.2836 0.1780	0.3852 1.5448							
4	1.1779 1.1733	0.1526 0.1647	0.4258 0.2578	0.4845 1.5511						
5	1.1704 1.1690	0.1841 0.1717	0.2809 0.2631	0.5394 1.4845	0.5736 1.5057					
6	1.1668 1.0330 1.1663 1.0217	0.1186 0.1483 0.1136 0.1883	0.3020 0.2700 0.2757 0.2644	0.3671 0.8423 0.3269 1.2062	0.6051 0.8854 1.4546 1.2526	0.6283 1.5345 1.4751 1.5328				
7	1.1638 1.1596 1.1636 1.1596	0.1362 0.1057 0.1339 0.1061	0.2212 0.2574 0.2173 0.2612	0.4030 0.3208 0.4277 0.3156	0.4474 0.7459 0.4598 1.3392	0.6654 0.7546 1.4108 1.3479	0.6807 1.5557 1.4257 1.5557			
8	1.1621 1.1613 1.1620 1.1612	0.0969 0.1004 0.0952 0.1008	0.2341 0.1715 0.2263 0.1721	0.2963 0.3018 0.2805 0.3093	0.4694 0.3490 0.4758 0.3469	0.5021 0.7252 0.5069 0.3598	0.7034 0.7345 1.3777 1.3691	0.7148 1.5578 1.3888 1.5577		

续表

N	M_{\max}	1	2	3	4	5	6	7	8	9
9	1.1606	0.1081	0.1825	0.3213	0.3675	0.5323	0.5561	0.7409	0.7490	
	1.1603	0.1041	0.1763	0.3047	0.3478	0.7519	0.7591	1.5078	1.5234	
	1.1606	0.1074	0.1812	0.3321	0.3713	0.5335	0.5571	1.3449	1.3530	
	1.1602	0.1036	0.1753	0.3132	0.3497	1.3349	1.3420	1.5073	1.5229	
10	1.1597	0.0818	0.1912	0.2486	0.3832	0.4192	0.5751	0.5937	0.7657	0.7721
	1.0383	0.0908	0.1764	0.2950	0.3580	0.7117	0.7421	0.9272	0.9501	1.5487
	1.1595	0.0797	0.1846	0.2398	0.3529	0.3786	0.7706	0.7766	1.4900	1.5066
	1.0269	0.0906	0.1782	0.3199	0.3510	0.9267	0.9516	1.3506	1.3828	1.5477
	1.1597	0.0811	0.1882	0.2409	0.3862	0.4212	0.5761	0.5946	1.3219	1.3282
	1.0345	0.1125	0.1741	0.2940	0.3578	0.7116	0.7426	1.1438	1.1673	1.5484
	1.1595	0.0791	0.1818	0.2331	0.3568	0.3810	1.3176	1.3236	1.4898	1.5063
	1.0228	0.1146	0.1764	0.3193	0.3505	1.1422	1.1679	1.3500	1.3830	1.5474

表 9-3 $N=3$ 时, 可能解的结束点, 其中 α_k 的单位为度

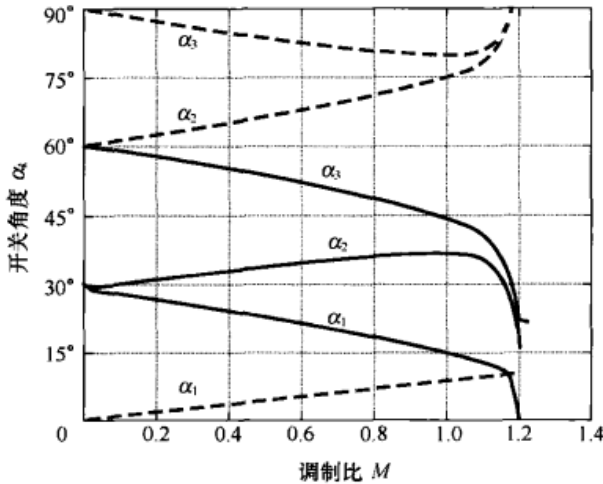
α_k	α_k	α_k	解
0.00	16.35	22.07	A 类波形
16.35	22.07	90.00	B* 型波形
0.00	10.20	88.51	无
10.20	88.51	90.00	A 类波形

* 范围局限于 $1.172 \leq M \leq 1.188$ 。

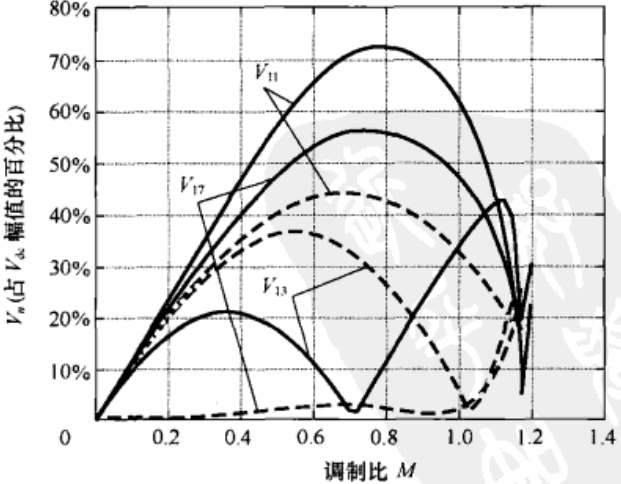
表 9-4 解的数目与每半周期缺口的数量的关系^[8]

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	...
解的数量	3	3	3	4	6	6	6	8	12	12	12	16	24	...

图 9-13 到图 9-16 给出了针对每半个周期有 3~5 个缺口的波形的另外一些结果。仅给出了 $N=3, 4, 5$ 时的重要的解。应该提及的是, 系统的非线性本性妨碍了人们找出所有可能的解。虽然文献[8]给出很多的解, 但是这是不彻底的, 因为如图 9-17 所示, 对 $N=5$ 至少还发现有另一个解。因为这种解的 α_k 并不会在 0 或者 $\pi/2$ 处结束, 所以不能用计算出表 9-2 的办法来预计出有无另外的解存在。这种现象的存在意味着存在有另外的解。



(a) 每半个周期有两个斩波开关角度 α_1 、 α_2



(b) 产生的 11 次、13 次、17 次谐波

图 9-13 均为 B 类波形, 实线和虚线分别对应不连续和连续开关, 消除掉了 5 次谐波和 7 次谐波, 其余谐波以 V_{dc} 为标么化单位值

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

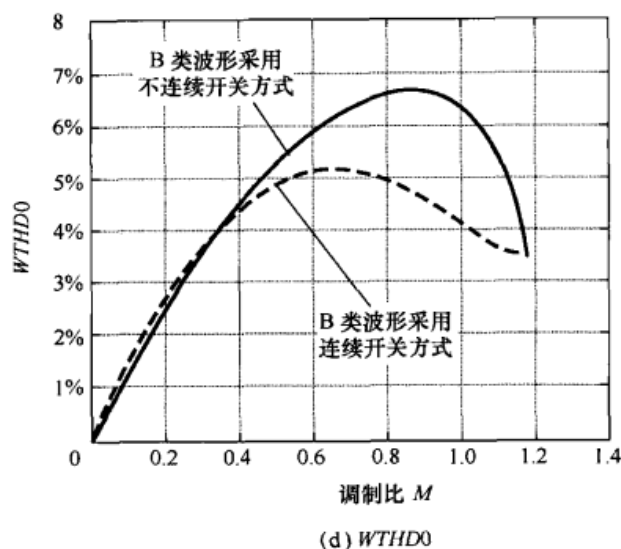
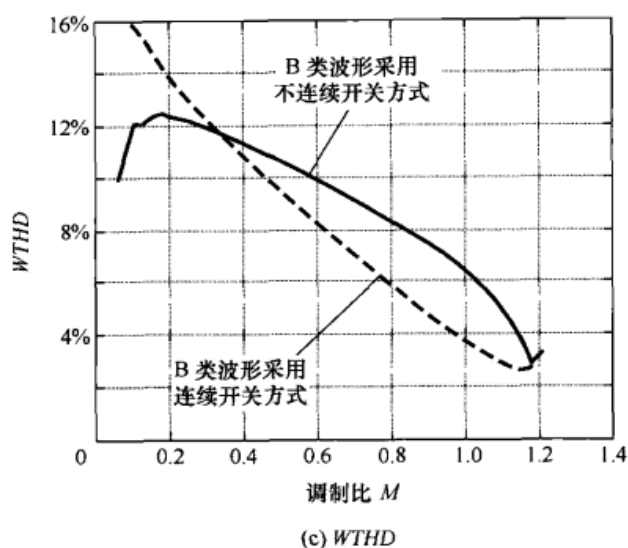


图 9-13 均为 B 类波形, 实线和虚线分别对应不连续和连续开关, 消除了 5 次谐波和 7 次谐波, 其余谐波以 V_{dc} 为标么化单位值 (续)

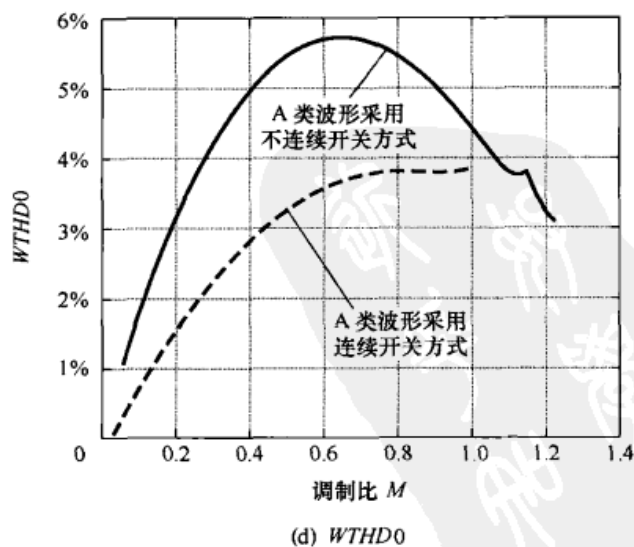
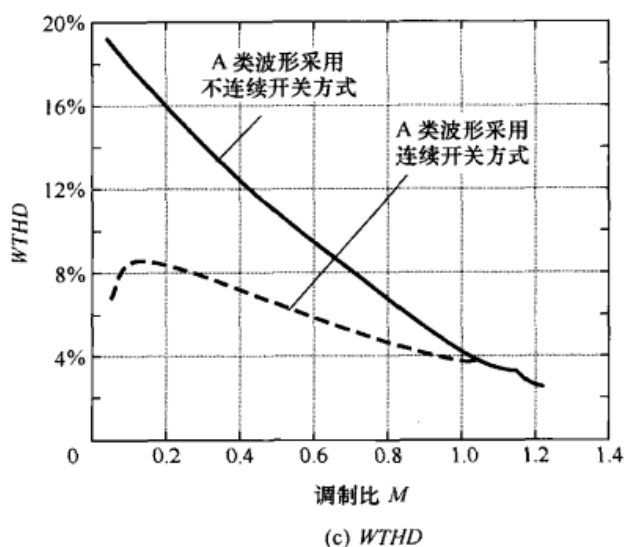
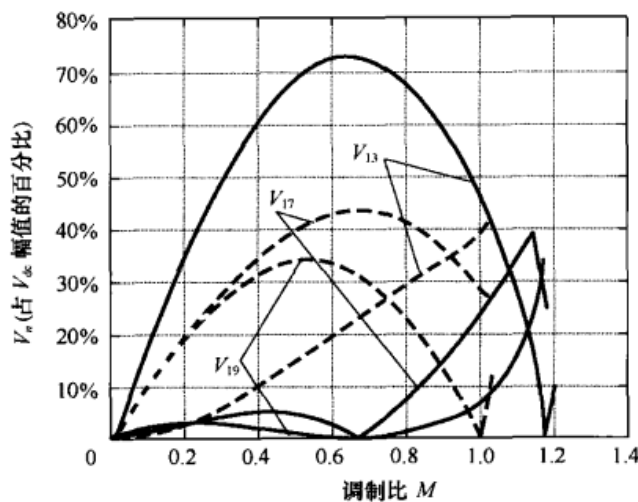
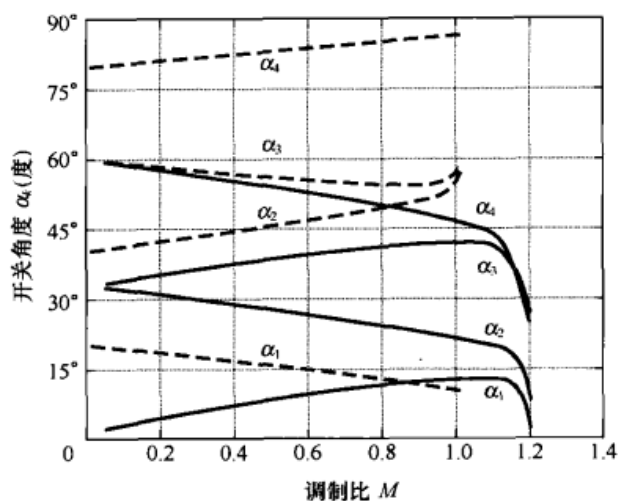
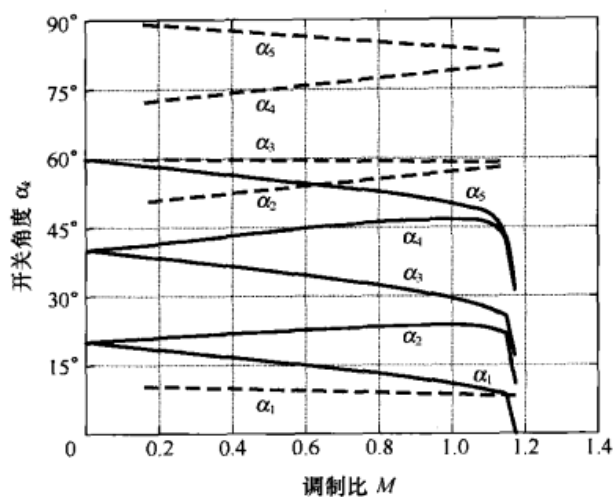
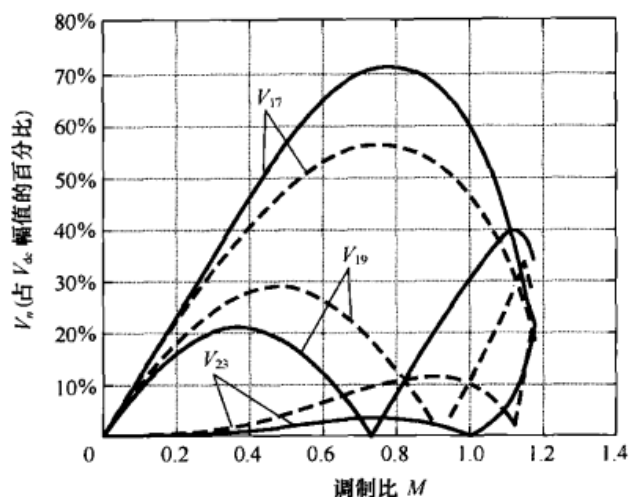
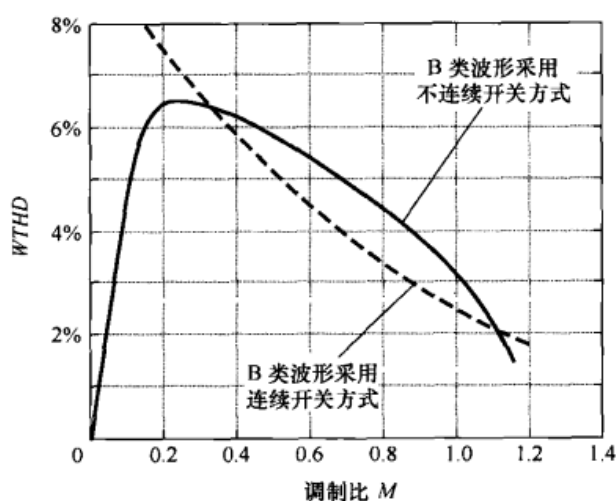


图 9-14 均为 A 类波形, 实线和虚线分别对应不连续和连续开关, 其中 5 次、7 次、11 次谐波被消除了, 其余的剩余谐波以 V_{dc} 为标么化单位值

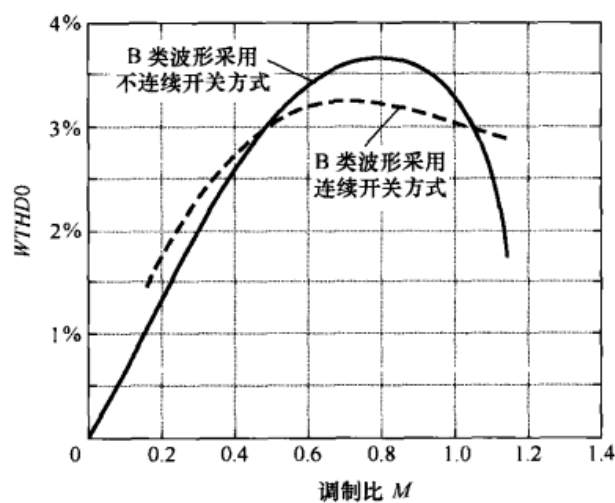
第9章 程控调制策略

(a) 每半个周期有 5 个斩波开关角度 α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 、 α_5 

(b) 产生的 17 次、19 次、23 次谐波

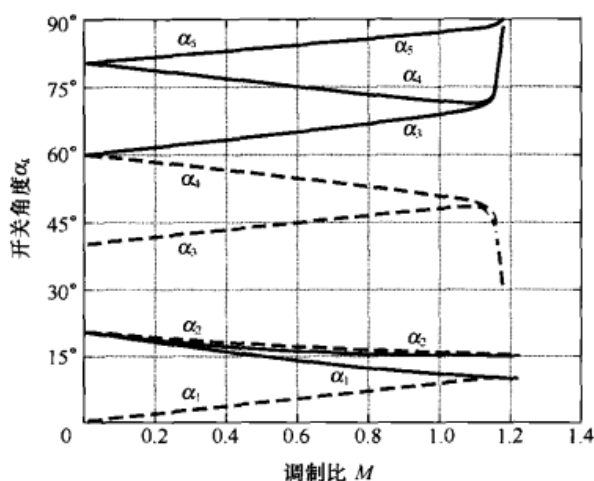
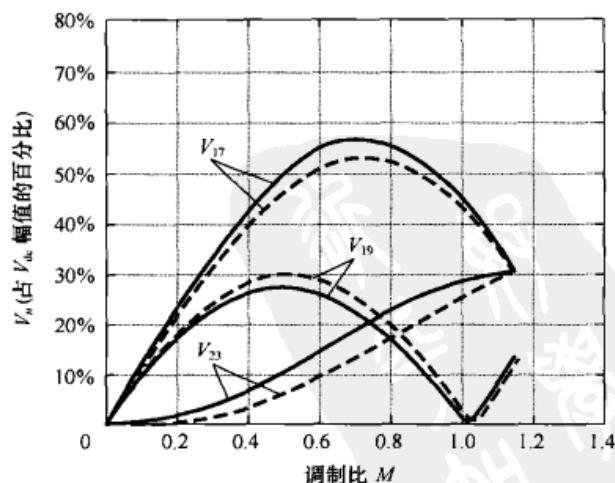


(c) THD



(d) THD0

图 9-15 均为 B 类波形, 实线和虚线分别对应不连续和连续开关, 5 次、7 次、11 次、13 次谐波被消除了, 所给出的剩余谐波以 V_{dc} 为标么化单位值

(a) 每半个周期有五个斩波开关角度 α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 、 α_5 的另外两组开关角度

(b) 产生的 17 次、19 次、23 次谐波

图 9-16 上述波形均为 B 类波形, 实线和虚线分别对应不连续和连续开关, 5 次、7 次、11 次、13 次谐波被消除了, 所给出的剩余谐波以 V_{dc} 为标么化单位值

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

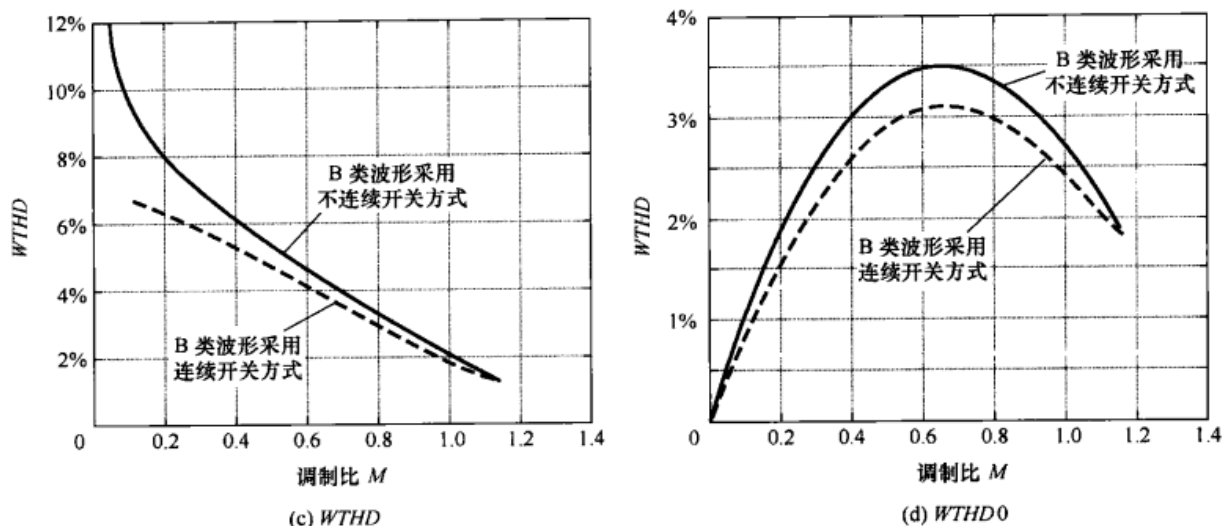


图 9-16 上述波形均为 B 类波形，实线和虚线分别对应不连续和连续开关，5 次、7 次、11 次、13 次谐波被消除掉了，所给出的剩余谐波以 V_{dc} 为标么化单位值（续）

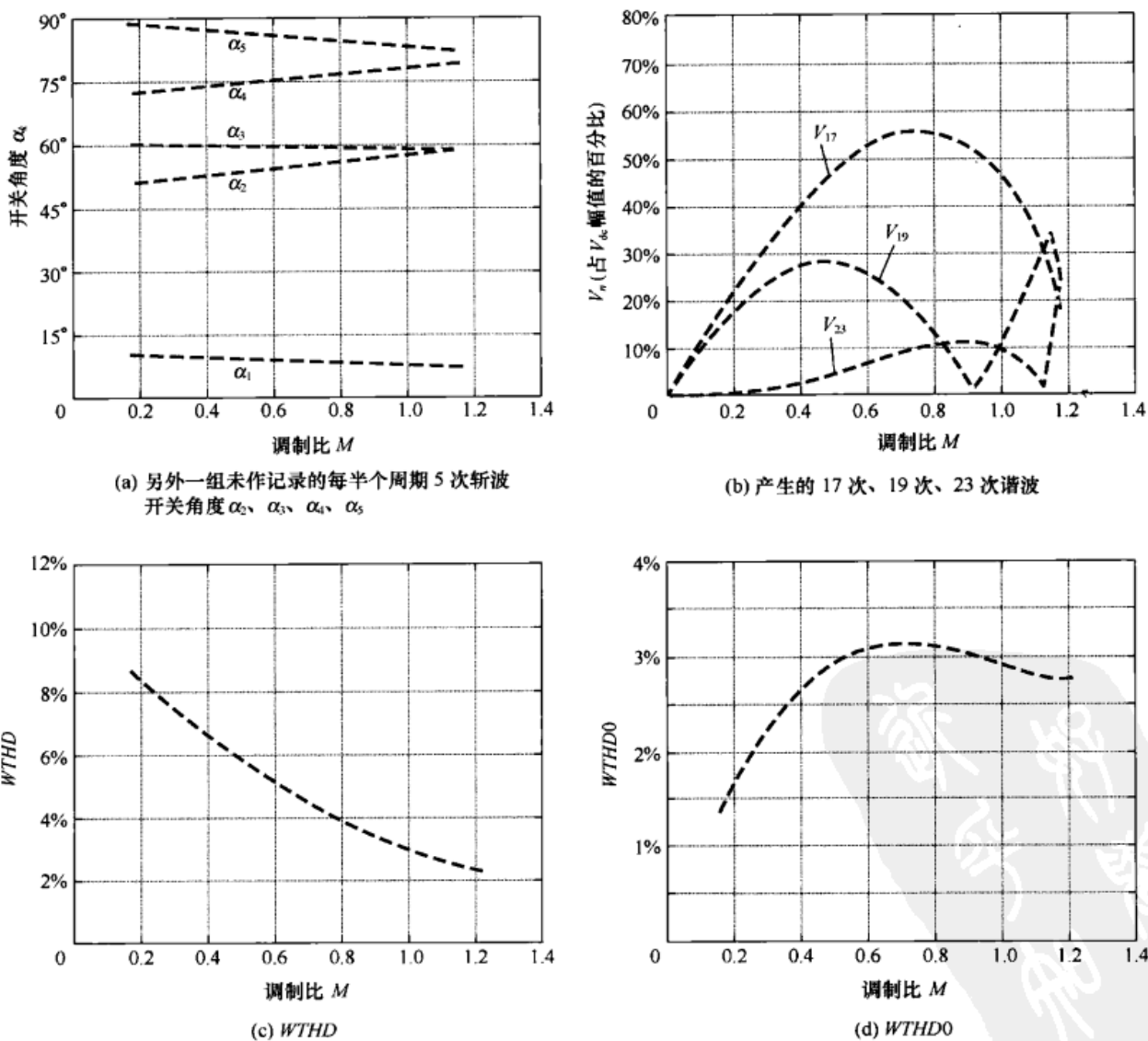


图 9-17 上述波形均为 B 类波形，5 次、7 次、11 次、13 次谐波被消除掉了，所给出的剩余谐波以 V_{dc} 为标么化单位值

第9章 程控调制策略

请注意, 当 $N=2$ 时, 出现了一种求解模式: 离开纵坐标上平均分布的各点所构成的各角度可用于充当求解算法的起始点。参考文献[9]给出一种求解这些方程式的方法, 该方法通过辨别这些既有的对称性并定义一套逼近精确解的一组直线来求解。这些既有的对称性和直线逼近法对于用硬件来实现开关策略有相当大的好处^[10]。

图 9-18 给出了采用两种不同斩波频率 ($N=3, 6$) 的两种类型波形的 *WTHD* 图。请注意, 在调制比 0.8 附近, A 类曲线与 B 类曲线交叉。 N 为奇数时, B 类曲线在低压 (低频) 时性能更优; 而 A 类波形在 N 为偶数时性能更优。然而, 显然求解的复杂性使得难以消除谐波, 特别是当每 $1/4$ 周期上的斩波次数很多时, 在低频段更难做到这一点。当 N 很大时, 要从数量众多的可能解中筛选出最佳的解, 这几乎是不可能完成的任务, 在文献中从未报导过。总体上来说, 在脉冲下降模式 ($2/\sqrt{3} \leq M \leq \pi/4$) 中, 谐波消除变得非常有价值。图 9-19 给出了一种开关频率上为 1000Hz 以及基波频率在 $M=1.27$ 时为 89Hz 的一种可能的调制策略。

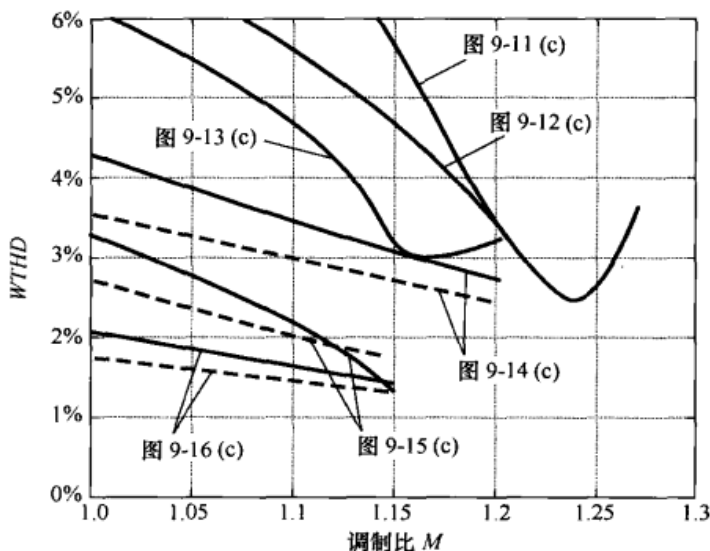


图 9-18 $N=1\sim5$ 时, A 类波形与 B 类波形的加权谐波畸变

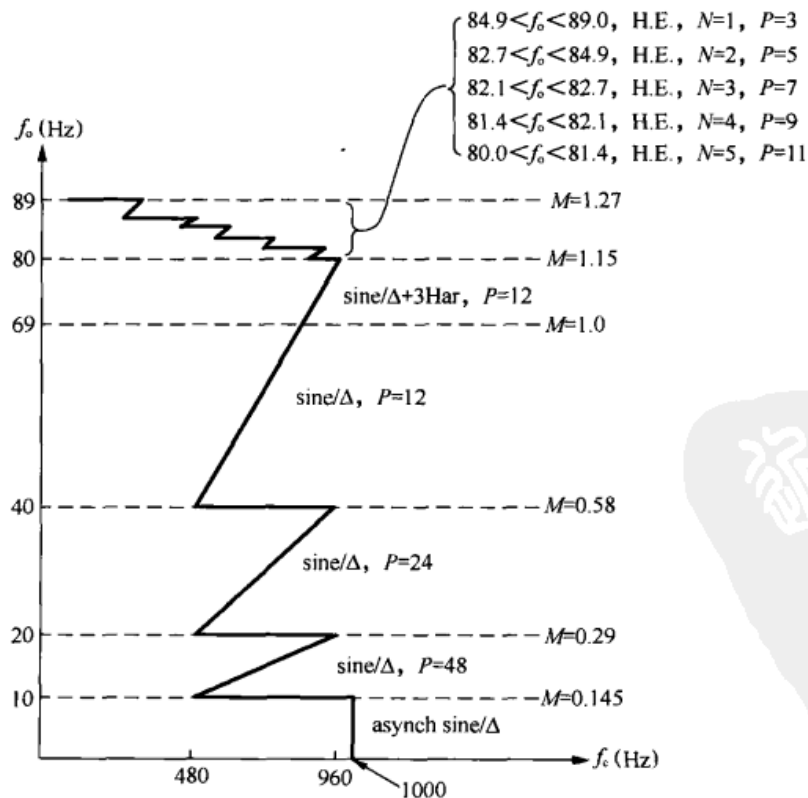


图 9-19 过调制区域内采用谐波消除法 (H.E.) 达到方波模式的调制策略
(其中 sine 表示正弦波, Δ 表示三角波, asynch sine 表示异步正弦波)

9.3 优化的性能指标

脉宽调制通常用于为交流调速电机供电的强制换流逆变器。其调制的最终目的是在电机定子绕组中产生精度尽可能高的正弦电流。另一种方法是简单地以电流的畸变作为性能指标并试图使该指标函数最小化^[11,12]，而不是间接地通过消除谐波以试图得到正弦电压的方式来处理问题。当然，这是个相当困难的问题，这是因为在没有电流传感器或者不知道负载的性质的情况下电流波形不能事先知道。虽然如此，作一些简单的假设却可以为这一问题找到相当多的出路。另外，随着强大的信号处理芯片的问世，在线优化的可能性出现了一线曙光。

假设交流电机作为负载，众所周知基波之上的谐波阻抗主要受电机的漏抗限制。回想第 2.2 节可知，如果漏抗是不随频率变化的且施加到电机上的电压是不含直流分量的三相对称电压，则电机一相电流的有效值可表示为

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n\omega_0 L_{\sigma}} \right)^2} \quad (9-63)$$

其中， I_{rms} 为谐波电流之和的有效值； V_n 为输出电压中 n 次谐波的峰值； ω_0 为基波角频率。

L_{σ} 为电机定子与转子漏抗之和的标称值，或者表示为

$$L_{\sigma} = L_1 + \frac{L_2 L_m}{L_2 + L_m} \quad (9-64)$$

其中， L_1 、 L_2 分别表示定子和转子的各相漏抗； L_m 为各相磁化感抗。

于是式 (9-63) 可写为

$$\frac{\omega_0 L_{\sigma} I_{\text{rms}}}{V_{1,\text{rms}}} = \text{WTHD} = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2} \quad (9-65)$$

其中， V_1 和 $V_{1,\text{rms}}$ 分别是基波电压的峰值和有效值。因此让按其谐波次数做加权的标么值的谐波电压最小化就足以使得谐波电流的有效值最小化。带电机负载时，电压通常直接与频率成比例变化。于是但 V_1 逼近零时，式 (9-65) 将趋于无穷，使得该表达式在深调制比时变得难以处理。然而，若对式 (9-65) 作标么化并选用 $M=1$ 时的 V_1 值作为参考电压，那么有

$$\frac{\omega_0 L_{\sigma} I_{\text{rms}}}{V_1|_{M=1}} = \text{WTHD0} = \frac{1}{V_{\text{dc}}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2} \quad (9-66)$$

式 (9-66) 构成一个性能指标。可以用它将各种 PWM 优化方法进行比较。正如第 2 章已经演示的那样，可用作性能指标的其他因素包括集肤效应等，为简单起见这里先用式 (9-66) 作为性能指标。更详细的性能指标应用将在本章随后加以讨论。

9.4 优化的 PWM

虽然将式(9-66)所给出的性能指标最小化的概念很简单,然而最小化的过程却是相当困难的,这是因为该表达式实际上还是开关角度(即9.2节中所讨论的 α 角)的函数。图9-20和图9-21给出了两个开关角度情况下的最优开关角度(每个半周期有2次斩波)与调制比的函数关系。这种情况下,这两个开关角度使得系统得到适当的电压基波分量并使得性能指标最小化。又一次获得两个解。一个是针对A类开关波形的,另一个是针对B类开关波形的。为了获得整体上最小的 $WTHD$,两个解必须如图9-22所示的方式相结合,且要求在 $M=1.15$ 附近急剧地改变开关角度。

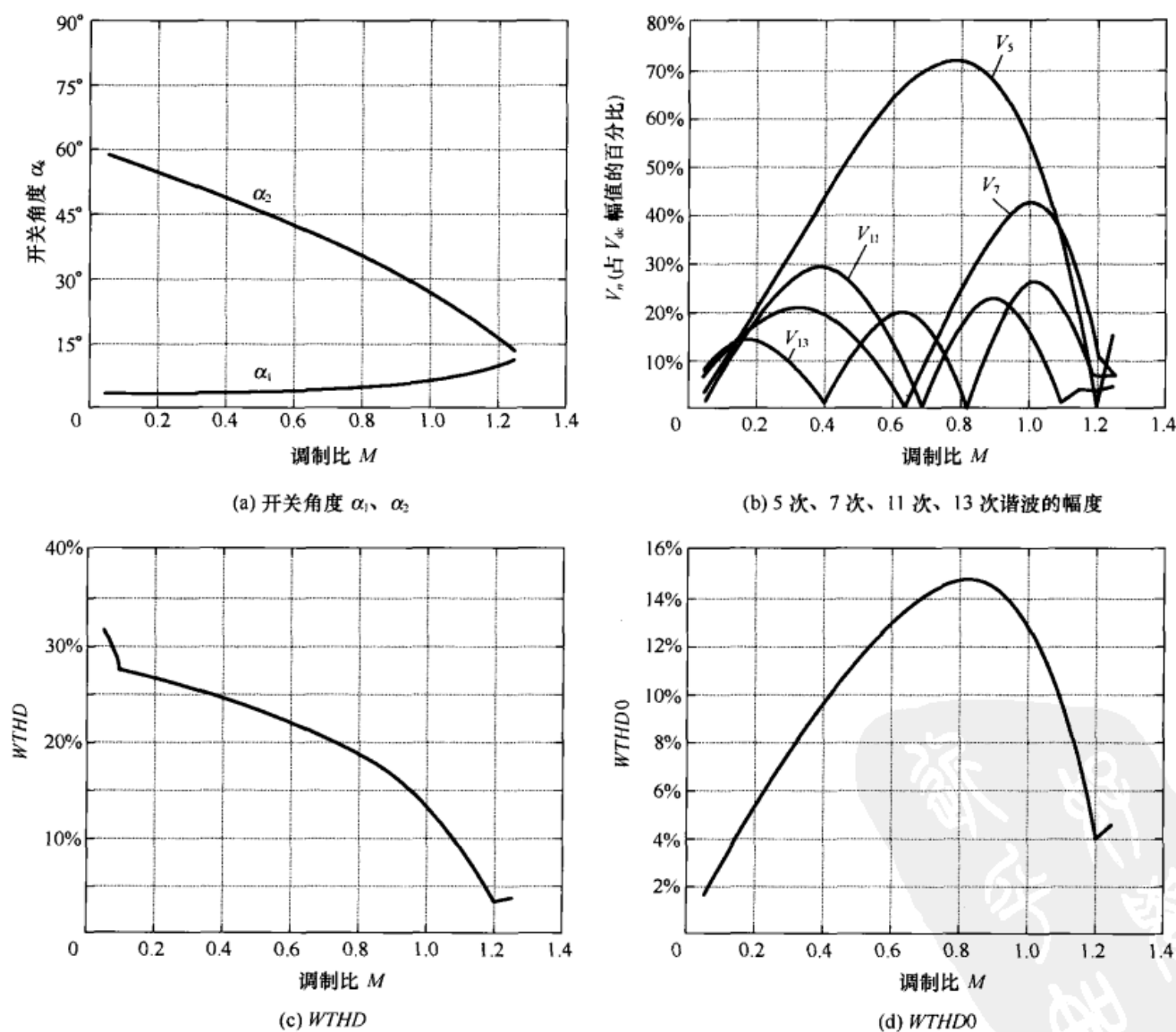


图 9-20 A 类开关方式、斩波次数 $N=2$ 时的最优开关方式

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

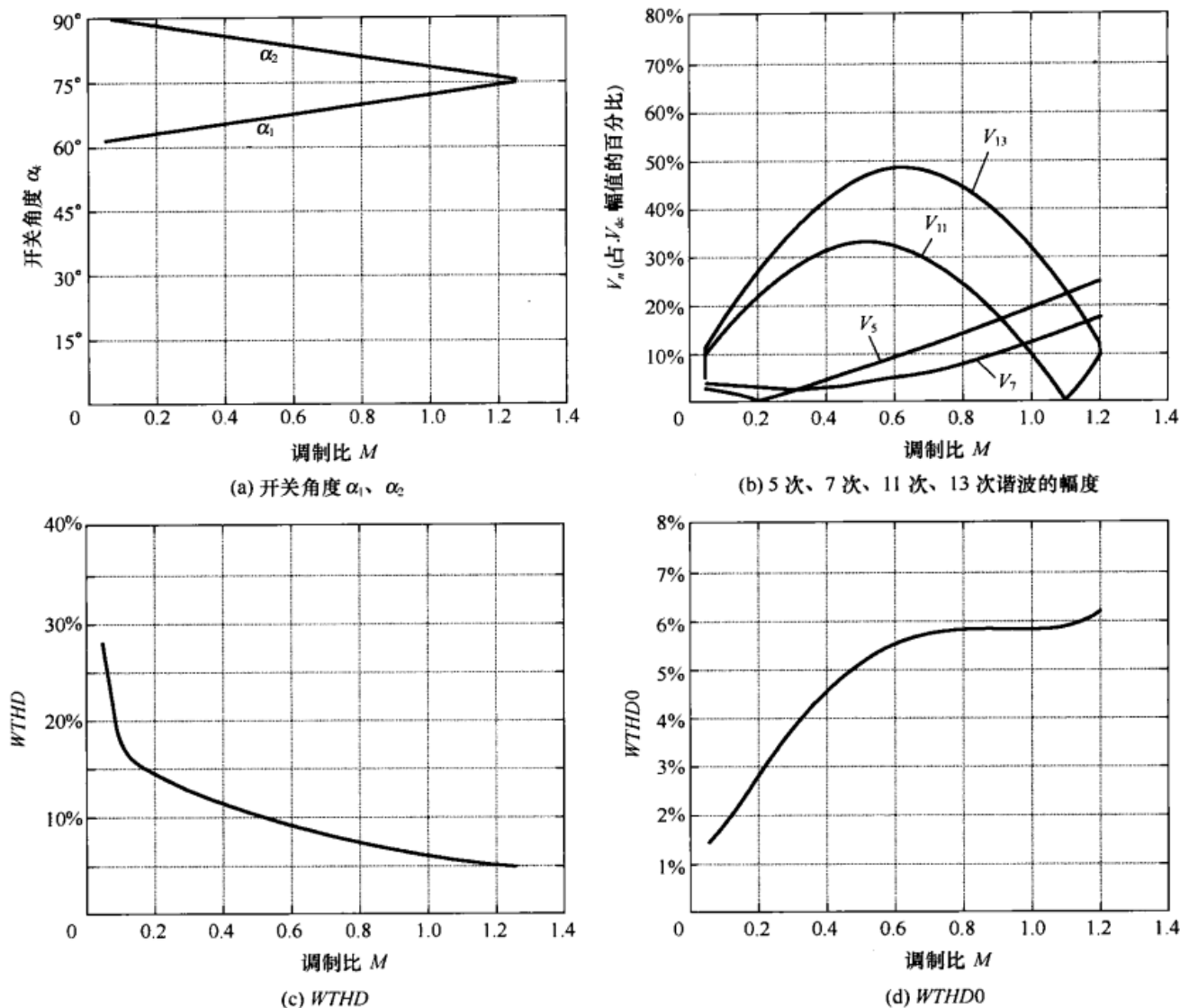


图 9-21 B 类开关方式、斩波次数 $N=2$ 时的最优开关方式

随着开关角度的增加，解的数目可能也会急剧增加。这种情况下，解的数目增加使得消除谐波的工作变得更加困难。必须仔细地检查从而找出所有可能的局部极小值。图 9-23 显示了采用 A 类开关方式且 $N=3$ 时的解空间。当 $M=0.5$ 时，图中给出了 WTHD 与开关角度 α_1 、 α_2 的等高线图。在坐标系统中任何位置上的 α_3 值隐含在式 (9-58) 中。可以看到 3 个极小值都位于轮廓线上。在等高线的边界上，可证明极小值 A1 是 $\alpha_3 = 90^\circ$ 时的一个特例，因此解退化成 $N=2$ 的情况。当调制比在全范围内取值时，图 9-24 和图 9-25 分别给出了极小值点 A2 和 A3 所对应的轨迹。

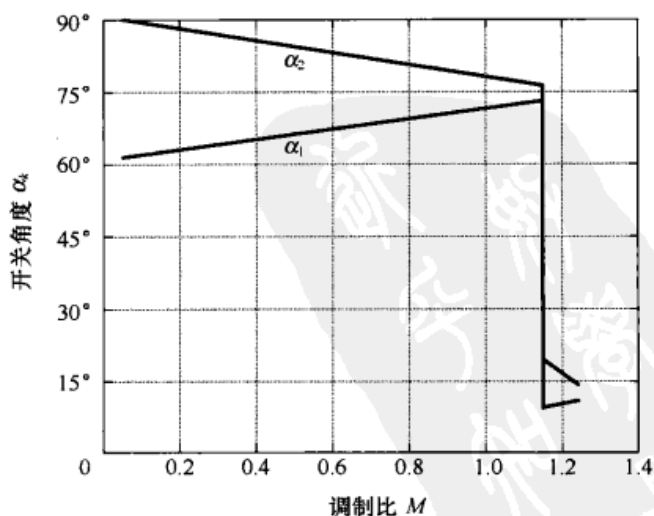


图 9-22 $N=2$ 时整体最小 WTHD 所需的开关角度 α_1 、 α_2

第9章 程控调制策略

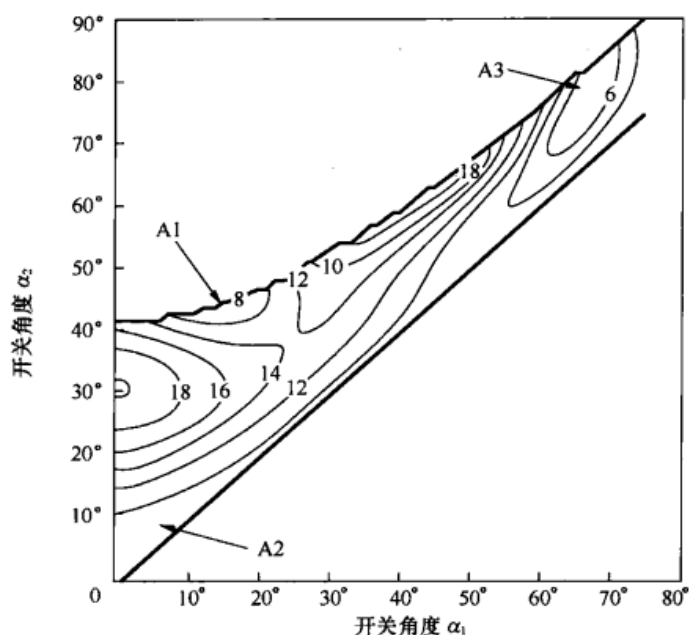
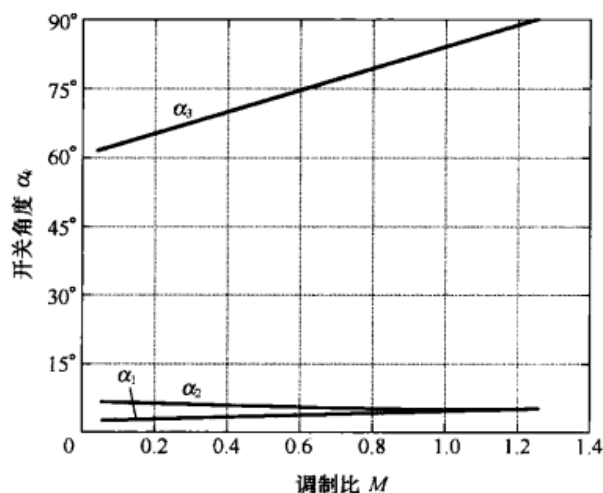
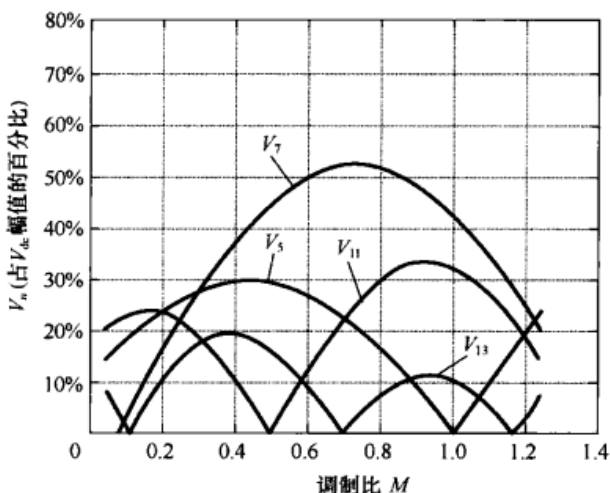


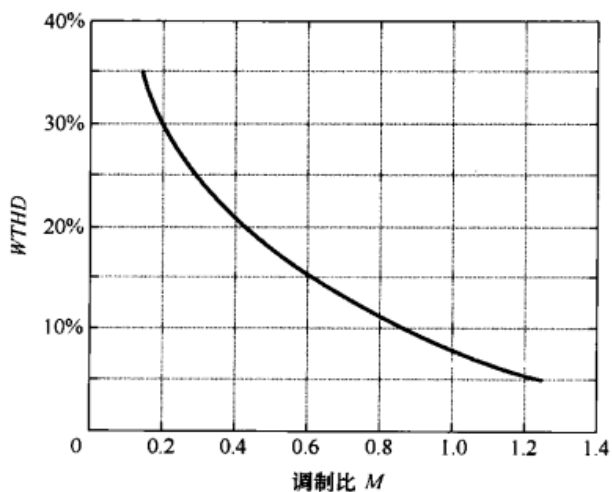
图 9-23 A 类开关方式, 每半个周期斩波次数 $N = 3$ 、调制比 $M = 0.5$ 时, 作为 α_1 、 α_2 的函数 $WTHD0$ 的等高线图



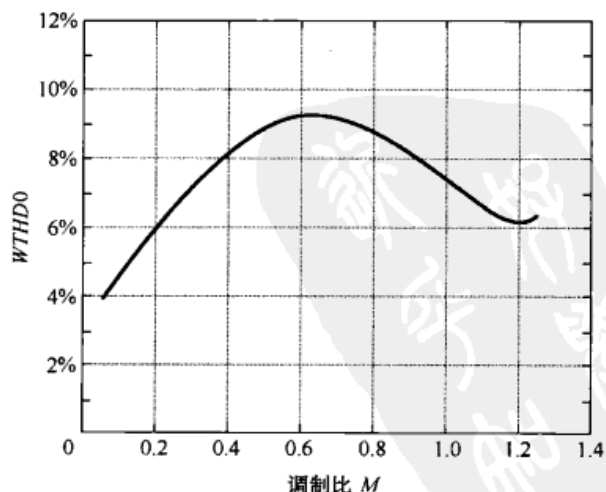
(a) 开关角度 α_1 、 α_2 、 α_3



(b) 5 次、7 次、11 次、13 次谐波的幅度



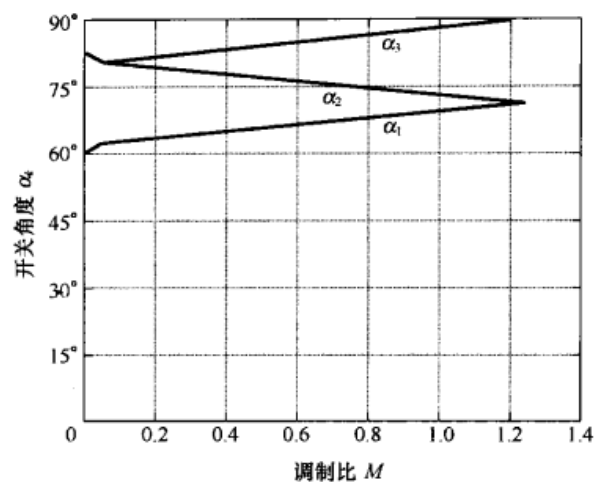
(c) $WTHD$



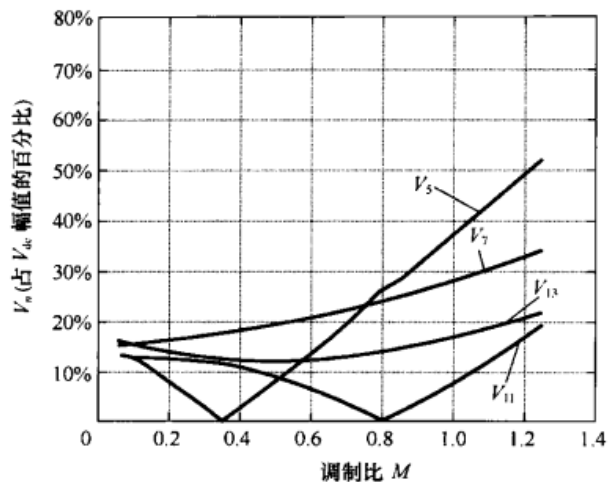
(d) $WTHD0$

图 9-24 A 类开关方式、斩波次数 $N = 3$, 极小值点 A2 所对应的最优开关方式

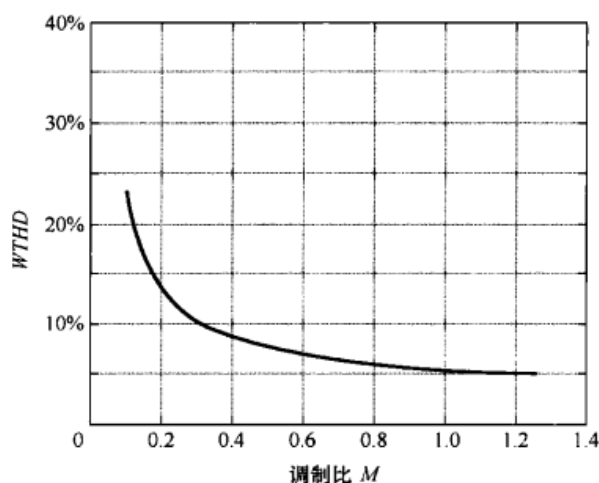
电力电子变换器 PWM 技术原理与实践



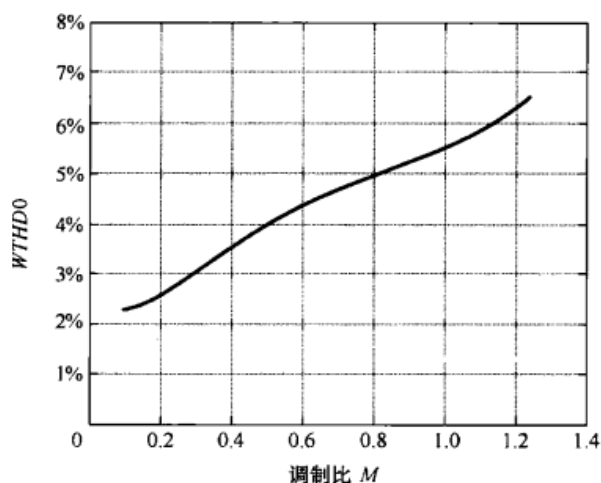
(a) 开关角度 α_1 、 α_2 、 α_3



(b) 5 次、7 次、11 次、13 次谐波的幅度



(c) THD



(d) THD0

图 9-25 A 类开关方式、斩波次数 $N = 3$ 时, 极小值点 A3 所对应的最优开关方式

B 类调制的等高线图也可计算出来。图 9-62 给出了 $M = 0.5$ 时等高线图。在图中可定位出 3 个局部极小值点并将之指定为 B1、B2、B3。每个极小值点表示一个可能的解。采用极小值点 B1($\alpha_1 = 5^\circ$, $\alpha_2 = 67^\circ$, $\alpha_3 = 85^\circ$)所对应的 α_k 的值作为初始搜索点, 其解可描绘成调制比 M 的函数。结果如图 9-27 所示。对 B2($\alpha_1 = 8.7^\circ$, $\alpha_2 = 17^\circ$, $\alpha_3 = 45^\circ$), B3($\alpha_1 = 24^\circ$, $\alpha_2 = 37^\circ$, $\alpha_3 = 53^\circ$)重复此过程, 得到图 9-28 和图 9-29。请注意, 当调制比大于 1.16 时, 极小值点 B3 并不存在。这种情况在分析中时常出现。

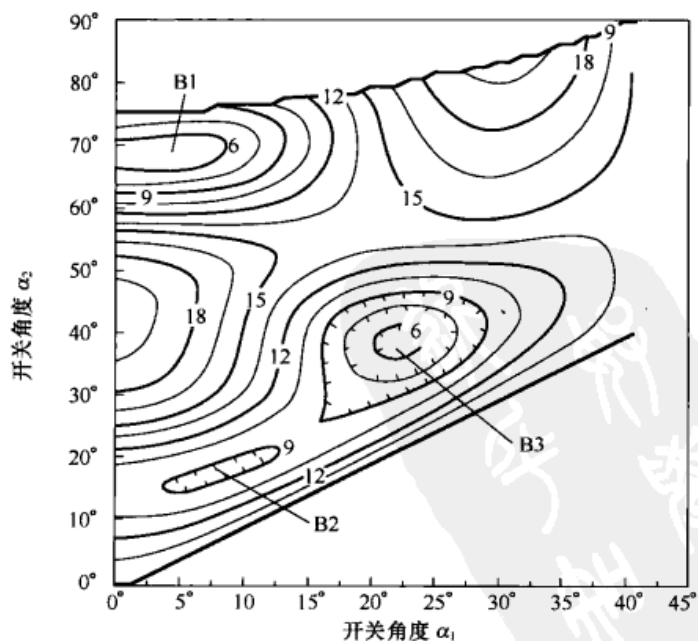
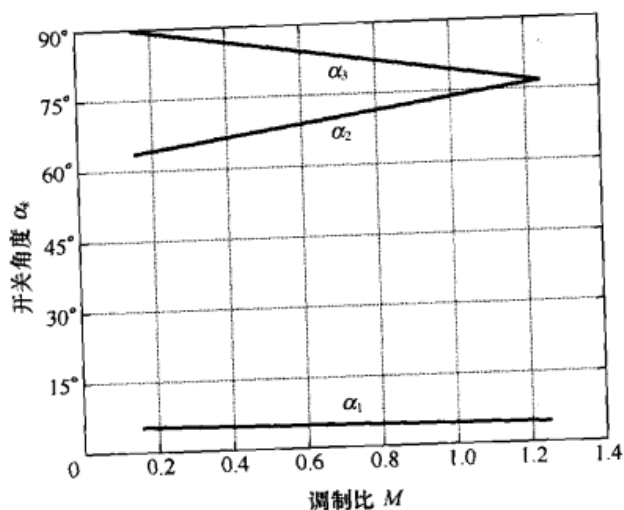
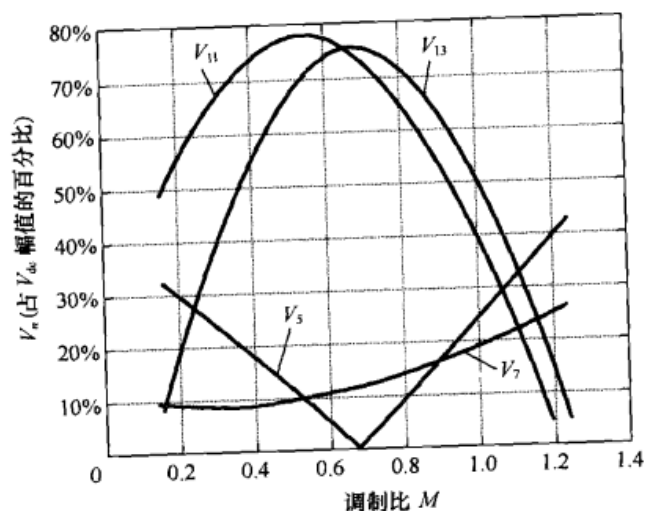
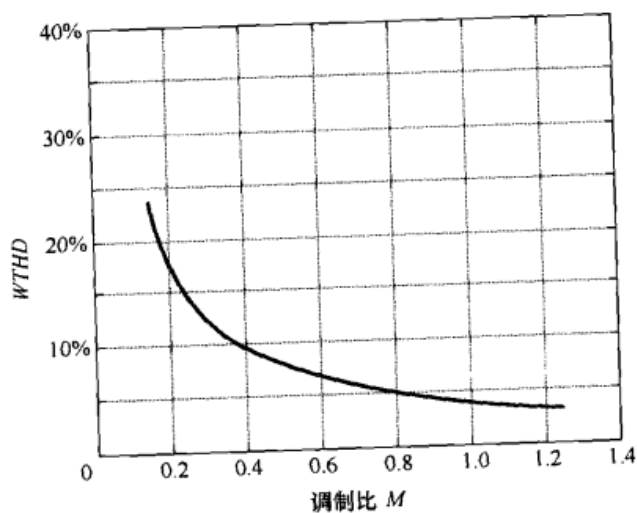


图 9-26 B 类开关, 每半个周期斩波次数 $N = 3$, 调制比 $M = 0.5$ 时作为 α_1 、 α_2 的函数 THD0 的等高线图

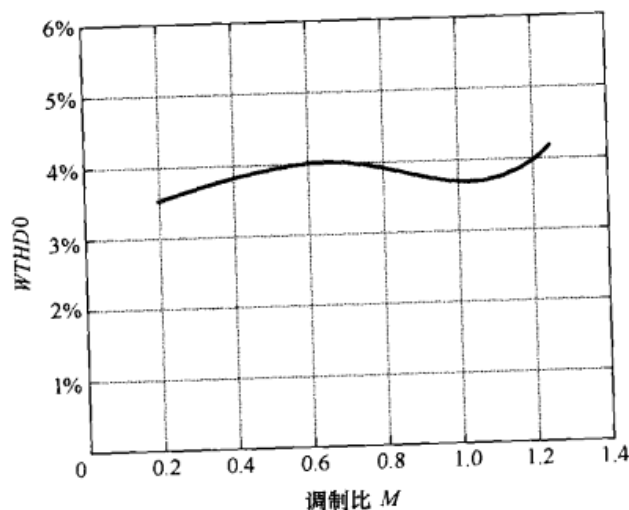
第9章 程控调制策略

(a) 开关角度 α_1 、 α_2 、 α_3 

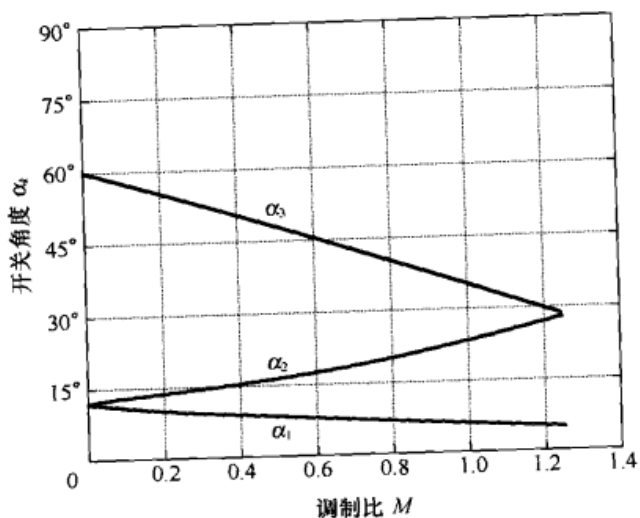
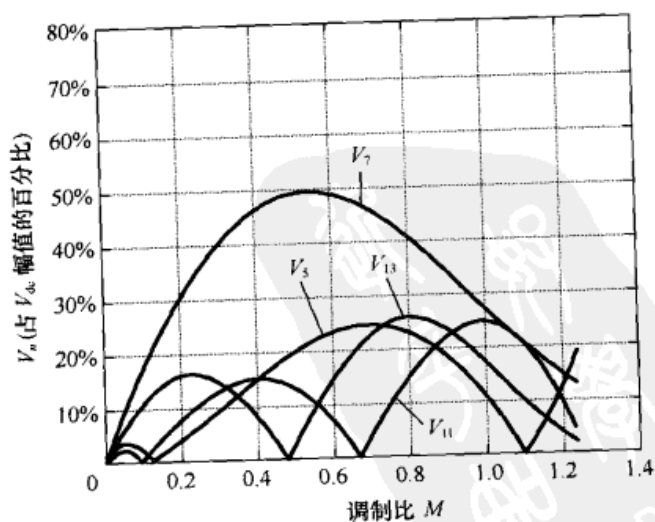
(b) 5次、7次、11次、13次谐波的幅度



(c) THD



(d) THD₀

图 9-27 B类开关方式、斩波次数 $N=3$ 时, 极小值点 B1 所对应的最优开关方式(a) 开关角度 α_1 、 α_2 、 α_3 

(b) 产生的5次、7次、11次、13次谐波

图 9-28 B类开关方式、斩波次数 $N=3$ 时, 极小值点 B2 所对应的最优开关方式

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

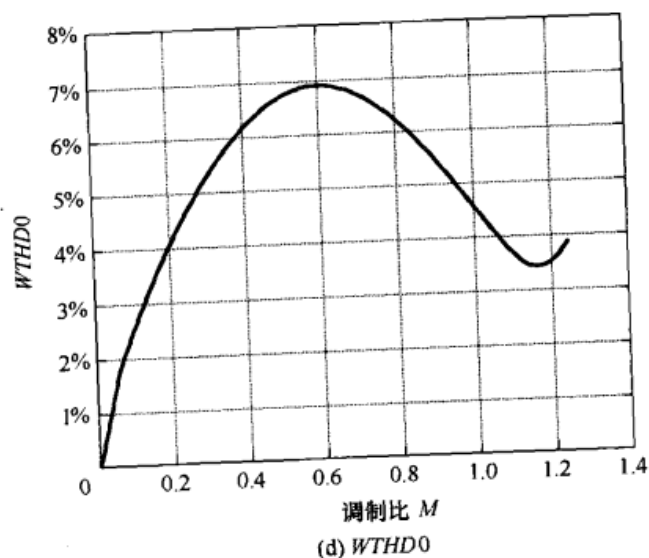
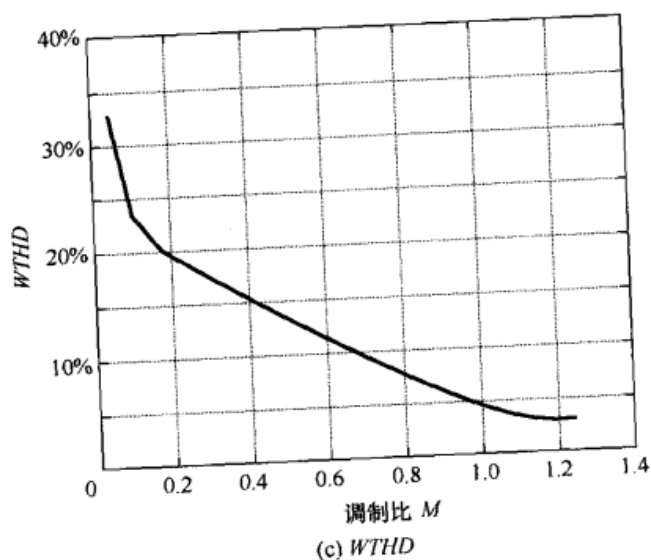


图 9-28 B 类开关方式、斩波次数 $N=3$ 时, 极小值点 B2 所对应的最优开关方式 (续)

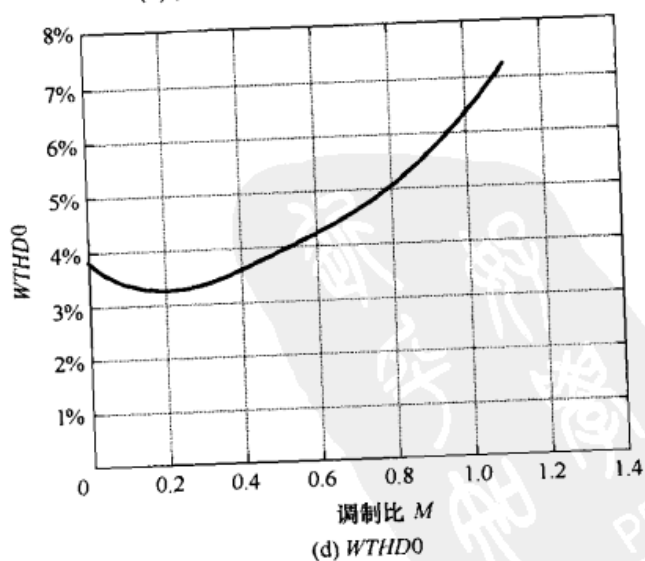
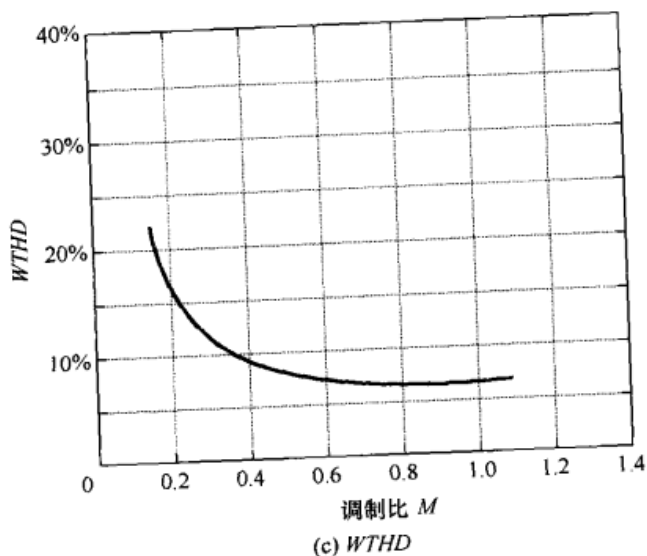
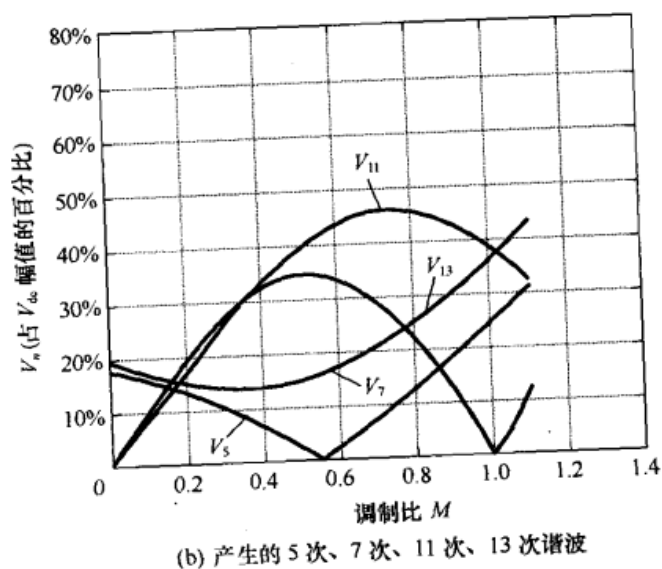
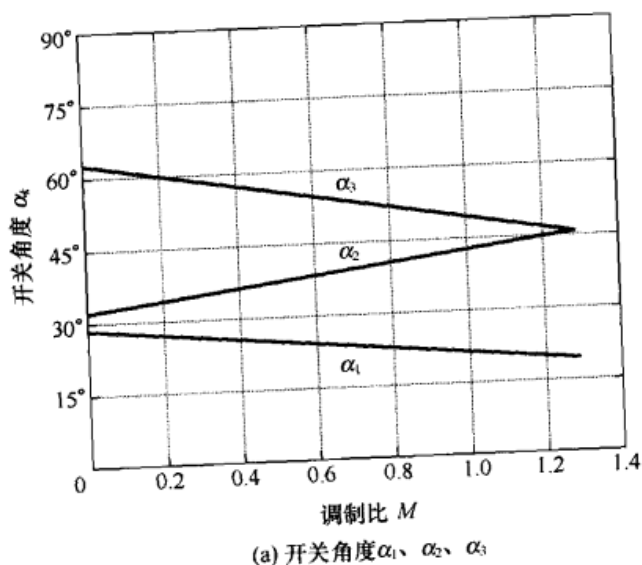


图 9-29 B 类开关方式、斩波次数 $N=3$ 时, 极小值点 B3 所对应的最优开关方式

第9章 程控调制策略

上述四种方法相结合可形成图 9-30 所示的整体最优解。通过（大致上）在 $M=0.1\sim0.5$ 时采用 A 类开关方式， $M=0.5\sim1.1$ 时采用 B1 类开关方式，而 $M=1.1\sim1.27$ 时采用 B2 类开关方式，所得到的整体最小值如图 9-30 所示的实线。用 B3 类开关方式未被采用。如果希望工作在调制比低于 0.1 的条件下，B2 类开关模式还是最优的。有趣的是，优化算法在 $M=1.1$ 处自然地由连续调制（B1 类开关）转变为不连续调制（B2 类开关）。

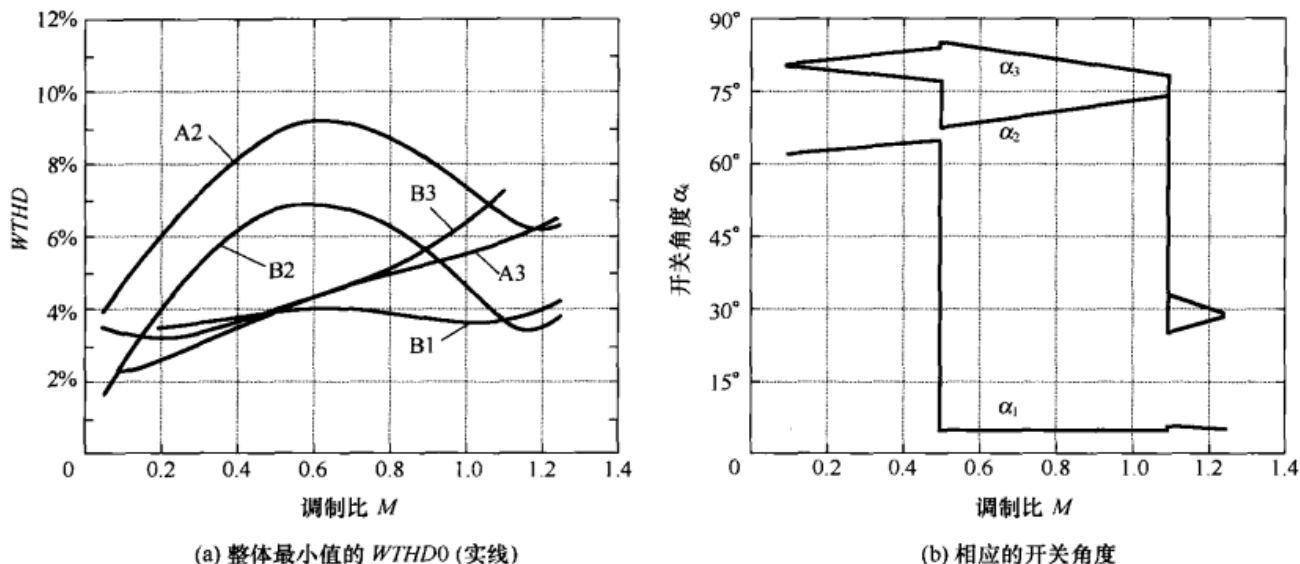


图 9-30 采用 A3、B1 和 B2 类开关方式、脉冲数 $N=3$ 的综合最优解

已经证明，当 $N=4, 5$ 或者更多的脉冲数时，在局部极小值附近鉴别解的过程采取已经演示过的相同的方式。然而，随着每 $1/4$ 周期内开关次数的增加，局部极小值的数目也在增加。另外，这些极小值的搜索空间也在增加，这使确保找到所有局部最小值变得困难。例如，在 $N=5$ 时，可寻空间是 4 维数（约束第 5 次开关角度以实现希望的基波量）。参考文献[13] 给出了 8 个解，其中 4 个解用于容纳整体优化解。

9.5 最小损耗 PWM

前面已经提及，优化的 PWM 技术应能将感性负载或者恒定参数的电机负载的谐波损耗最小化。如果所关心的谐波损耗是铜损且已知 THD 的大小，很容易通过求解式 (9-63) 得到 I_{rms} 然后采用下式求出铜耗：

$$\begin{aligned}
 P_{I(Cu)} &= 3I_{rms}^2 r_1 \\
 &= 3WTHD^2 I_{1,inrush}^2 r_1 \\
 &= WTHD^2 P_{1,inrush} \\
 &= WTHD^2 \left[3 \left(\frac{V_1}{\omega_o L_\sigma} \right)^2 r_1 \right]
 \end{aligned} \tag{9-67}$$

其中， r_1 是电机定子绕组电阻，而

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$WTHD1 = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_1} \right)^2} = \frac{WTHD01}{M} \quad (9-68)$$

注意到，只与负载相关的量、定子电阻和漏抗与方括号之外只与电源相关的量在式 (9-67) 中相互隔离了开来。因此，方括号外的量可以表示为定子铜损的损耗因子，它与频率无关。

$$\rho_{1(\text{Cu})} = \frac{WTHD01^2}{M^2} = \frac{1}{M^2} \left[\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_{\text{dc}}} \right)^2 \right] \quad (9-69)$$

实际当中，回想起由于较大的转子条，集肤效应对定子和转子的铜损有很大影响。通过对式 (2-117) 取平方可近似地将定子的电阻损耗（以涌流期间的定子功耗为标么值）表示为频率的函数如下：

$$\begin{aligned} \frac{P_{1(\text{Cu})}}{P_{1, \text{inrush}}} &= \frac{WTHD01^2}{M^2} = \rho_{1(\text{Cu})} \\ &= \frac{1}{M^2} \sum_{n=3k \pm 1}^{n_{0b}} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_{\text{dc}}} \right)^2 + \left(\frac{\omega_o}{\omega_{0b}} \right) \sum_{n > n_{0b}} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_{\text{dc}}} \right)^2 \frac{1}{\left[\sqrt{n \left(\frac{\omega_o}{\omega_{0b}} \right) + 1.5} \right]} \end{aligned} \quad (9-70)$$

同样地，通过对式 (2-118) 求平方可得以浪涌电流为基本单位的转子铜耗为

$$\frac{P_{2(\text{Cu})}}{P_{2, \text{inrush}}} = \rho_{2(\text{Cu})} = \frac{WTHD02^2}{M^2} \quad (9-71)$$

$$= \frac{W1 + W2 + W3}{M^2} \quad (9-72)$$

其中， $W1$ 、 $W2$ 和 $W3$ 分别由式 (2-119) 和式 (2-121) 定义。

可推导出类似的损耗因子用来说明其他损耗成分，例如铁耗。在这种情况下，由于铁耗含有许多分量，问题变得异常复杂。然而，理论和实验看起来都证实了，因为鼠笼式感应电机中的定子谐波电流受到大小相等、方向相反的转子电流谐波的抵制，这导致主气隙磁通近似为正弦，因此由时间谐波主磁通所造成的铁芯损耗的增加可以忽略不计^[14]。由于磁通密度非正弦空间的变化所造成的铁芯损耗也非常小。然而，因为端漏磁和斜槽漏磁通趋向于从垂直于铁芯碟片平面的角度进入转子，通常主要造成杂散负载损耗的端漏磁通和斜槽漏磁通也会在谐波频率处也产生可观的铁芯损耗。如果转子无斜槽，则损耗当中端漏损耗占了大多数。Alger、Angst 和 Davies 在文献[15]中指出，这些损耗与频率和电流平方的乘积成正比。实际上，对应端漏损耗的等效电阻被当成是频率的线性函数，而对应端漏损耗的功率损耗写为

$$P_{\text{ew}} = 3I_n^2 r_{\text{ew0}} \frac{n f_o}{f_{0b}} \quad (9-73)$$

其中， r_{ew0} 是在标称频率 f_{0b} 下所测量到的端绕组等效电阻。端绕组漏磁通的相应损耗因子为

$$\frac{P_{\text{ew}}}{P_{i, \text{inrush}}} = \rho_{\text{ew}} = WTHD_i^2 = \left(\frac{WTHD0_i}{M} \right)^2 \quad (9-74)$$

$$= \frac{1}{M^2} \left[\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{V_n'}{V_{dc}} \right)^2 \right] \quad (9-75)$$

最后，散负载损耗通常可表示为

$$P_{sll} = K_{sll} \sum_{n=2}^{\infty} (I_n)^x (nf_1)^y \quad (9-76)$$

其中，指数 x 、 y 取决于电机的构造。参考文献[16]确定，令上式中的 $x=2$ 、 $y=1.5$ 就能够很好地估算出杂散损耗，于是功率损耗变为

$$P_{sll} = K_{sll} \sum_{n=2}^{\infty} (I_n)^2 (nf_1)^{1.5} \quad (9-77)$$

式(9-77)的形式暗示了等效杂散负载损耗因子的定义如下：

$$P_{sll,n} = K_{sll0} f_o^{1.5} \left(\frac{nf_o}{f_{0n}} \right)^{1.5} = r_{sll0} \left(\frac{nf_o}{f_{0n}} \right)^{1.5} \quad (9-78)$$

消耗在杂散负载损耗的标么化功率为

$$\frac{P_{sll}}{P_{sll,inrush}} = \rho_{sll} = WTHD_{sll}^2 = \left(\frac{WTHD0_{sll}}{M} \right)^2 \quad (9-79)$$

$$= \frac{1}{M^2} \left[\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{n}} \left(\frac{V_n'}{V_{dc}} \right)^2 \right] \quad (9-80)$$

通常，由电机上谐波电流产生的总的标么化功耗为

$$P_{\text{harmonic loss}} = \sum_{n=2}^{\infty} (P_{1(\text{Cu})} + P_{2(\text{Cu})} + P_{ew} + P_{sll}) \quad (9-81)$$

式(9-81)可写作：

$$P_{\text{harmonic loss}} = \left[\rho_{1(\text{Cu})} + \left(\frac{r_2}{r_1} \right) \rho_{2(\text{Cu})} + \left(\frac{r_{ew0}}{r_1} \right) \rho_{ew} + \left(\frac{r_{sll0}}{r_1} \right) \rho_{sll} \right] P_{1,inrush} \quad (9-82)$$

因此，任何一种电机的整体谐波损耗的系数可定义为

$$\rho_h = \rho_{1(\text{Cu})} + \gamma_{2(\text{Cu})} \rho_{2(\text{Cu})} + \gamma_{ew} \rho_{ew} + \gamma_{sll} \rho_{sll} \quad (9-83)$$

其中，

$$\gamma_{2(\text{Cu})} = \frac{r_2}{r_1} \quad (9-84)$$

且可依次定义 γ_{ew} 和 γ_{sll} 。因此，全面有效的加权谐波畸变可定义为

$$WTHD_{\text{eff}} = \frac{WTHD0_{\text{eff}}}{M} = \sqrt{\rho_{1(\text{Cu})} + \gamma_{2(\text{Cu})} \rho_{2(\text{Cu})} + \gamma_{ew} \rho_{ew} + \gamma_{sll} \rho_{sll}} \quad (9-85)$$

通过测试或采用有限元直接计算，可以确定标么化量 $\gamma_{2(\text{Cu})}$ 、 γ_{ew} 、 γ_{sll} 。因此，通过选择开关角度使式(9-85)中的 $WTHD_{\text{eff}}$ 最小化，可以使任何一种感应电机的谐波损耗最小化。

以下三张图给出一个在 $N=3$ ，参数为 $\gamma_{2(\text{Cu})}=1.0$ 、 $\gamma_{ew}=0.2$ 、 $\gamma_{sll}=0.1$ 的优化示例。图 9-31 和图 9-32 分别给出了 A 类开关和 B 类开关在 $M=0.5$ 条件下的 $WTHD_{\text{eff}}$ 的图。将这些图中的等

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

高线与图 9-23 和图 9-26 相比较,可以用来观察随频率变化的参数的影响。畸变再一次相对直流电压 V_{dc} 作了标么化处理。可注意到,与频率相关的参数以及铁损与杂散损耗的加入没有对等高线产生很大的影响。还观察到,相对应的各图的幅值是不同的,这是因为图 9-23 和图 9-26 中的 $WTHD_0$ 属于与定子和转子铜损有关的谐波畸变,而图 9-31 和图 9-32 中的 $WTHD_{0\text{eff}}$ 针对定子铜损、转子铜耗以及杂散损耗、铁损。对一个具有代表性的比较,图 9-23 和图 9-26 中的 $WTHD_0$ 应乘以 $1 + r_1/r_1$ (在此情况下为 2) 加以修正。在这种情况下, $WTHD$ 估计会大致翻倍(损耗会增加至)。图 9-33 给出了全部的开关角度以及谐波畸变,它可与图 9-30 作对照比较。

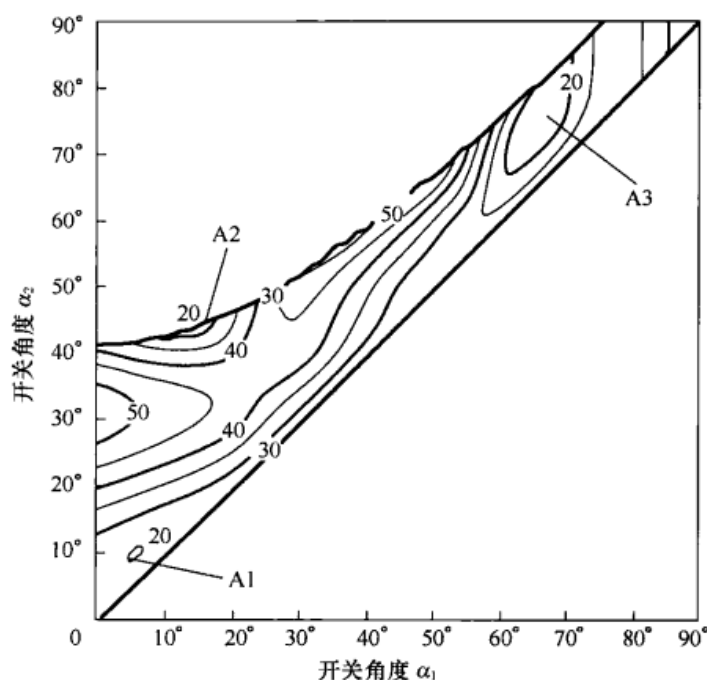


图 9-31 A 类开关方式、每半周期斩波次数 $N=3$ 、调制比 $M=0.5$ 时,作为 α_1 、 α_2 函数的 $WTHD_{0\text{eff}}$ 的等高线图

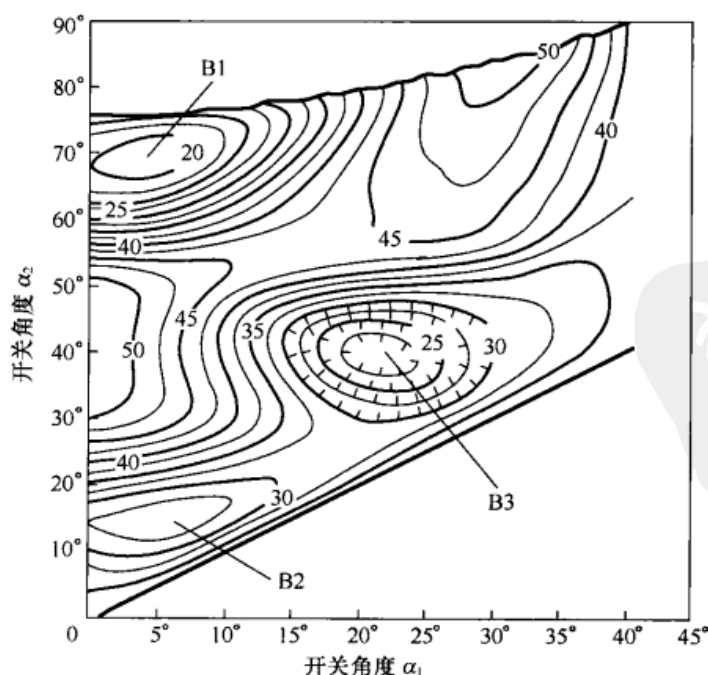
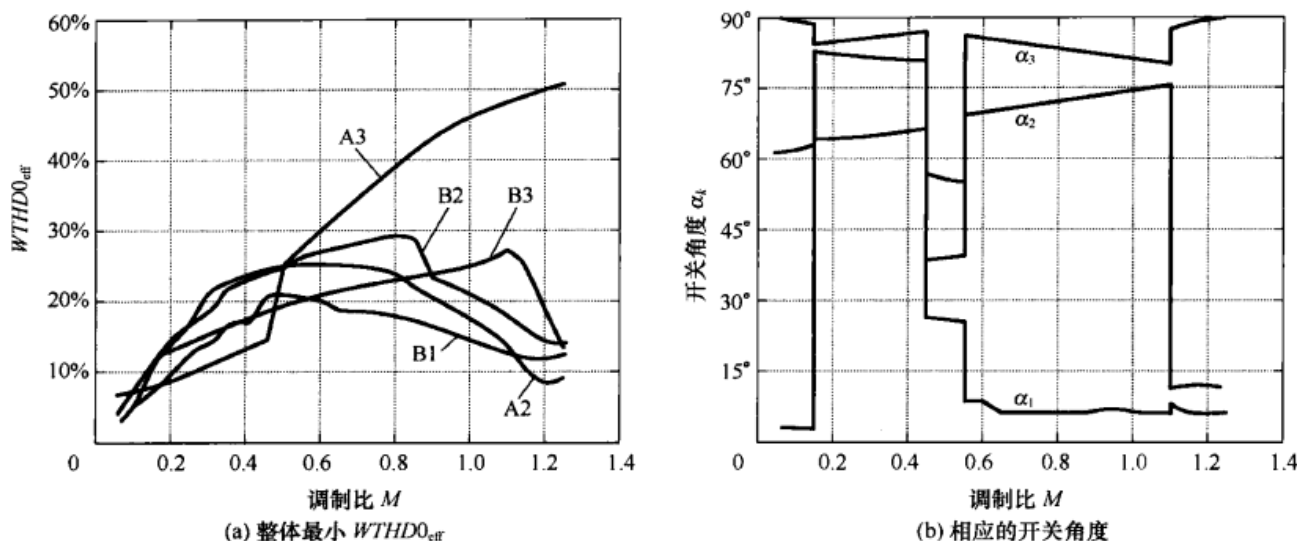


图 9-32 A 类开关方式、每半周期斩波次数 $N=3$ 、调制比 $M=0.5$ 时,作为 α_1 、 α_2 函数的 $WTHD_{0\text{eff}}$ 的等高线图

第9章 程控调制策略

图 9-33 采用 A2、A3、B1 和 B3 类方式、 $N=3$ 时合成的优化方案

9.6 小结

本章指出,通过在一个时间周期内改变脉冲宽度 ΔT 可以使损耗明显下降。当逆变器接近方波工作时,过调制区域中可大大减少损耗。还应注意,因为“最优”一词常常隐含了一系列有时会被忘记了的有关的假设条件,所有一定要十分小心地使用“最优”这个字眼。例如,在第 9.4 节中所有的最优开关角度是在假设电机参数是不变的条件下计算得到的,而实际上,如 9.5 节所述,电机的参数是随着频率变化而变化的。另外,这两节都暗含有这样假设,那就是最优的波形一定没有偶次谐波,即假设波形是半波对称的。在现实当中,允许存在少量的偶次谐波,这样产生的开关角度能使性能指标取更小的值。真正的“最优”明显依然是个让人难以捉摸的目标。这一目标经过研究者多年的努力一定会实现。

参考文献

- [1] S.R. Bowes and A. Midoun, "Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives," *IEE Proceedings (London)*, vol. 132, Pt. B, no. 3., May 1985, pp. 133-148.
- [2] J. Holtz and B. Beyer, "Optimal pulsewidth modulation for ac servos and low-cost industrial drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, July/Aug. 1994, pp. 1039-1047.
- [3] F.G. Turnbull, "Selected harmonic reduction in static DC-AC inverters," *IEEE Trans. Communication and Electronics*, vol. 83, July 1964, pp. 374-378.
- [4] H.S. Patel and R.G. Hofl, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I — harmonic elimination," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-9, no. 3, May/June 1973, pp. 310-317.
- [5] H.S. Patel and R.G. Hofl, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II — voltage control techniques," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-10, no. 5, Sept./Oct 1974, pp. 666-673.
- [6] "IMSL - International mathematical and statistical library," Visual Numerics, Inc., Suite 270, 2000 Crow Canyon Place, San Ramon CA 94583, <http://www.vni.com>.
- [7] "NAG," Numerical Algorithms Group Ltd., Wilkinson House, Jordan Hill Rd., Oxford, OX28DR, United Kingdom, <http://www.nag.co.uk>.
- [8] T. Kato, "Precise PWM waveform analysis of inverter for selected harmonic elimination," in *Conf. Rec. Industry Applications Society Industry Applications Society Annual Mtg*, Denver, 1986, pp. 611-616.
- [9] P.N. Enjeti and J.F. Lindsay, "Solving nonlinear equations of harmonic elimination PWM in power control," *IEE Electronics Letters*, vol. 23, no.12, June 1987, pp. 656-657.
- [10] Q. Jiang, D.G. Holmes, and D.B. Giesner, "A method of linearising optimal PWM switching strategies to enable their computation on-line in real-time," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Dearborn, 1991, pp. 819-825.
- [11] G.S. Buja and G.B. Indri, "Optimal pulse width modulation for feeding AC motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-13, no. 1, Jan./Feb. 1977, pp. 38-44.
- [12] G.S. Buja, "Optimum output waveforms in PWM inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-16, no. 6, Nov./Dec. 1980, pp. 830-836.
- [13] F. Zach and H. Ertl, "Efficiency optimal control for ac drives with PWM inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 4, July/Aug. 1985, pp. 987-1000.
- [14] B.J. Chalmers and B.R. Indri, "Optimal motor losses due to nonsinusoidal supply waveforms," *IEE Proc. (London)*, vol 115, no. 12, Dec. 1968, pp. 1777-1782.
- [15] P.L. Alger, G. Angst, and E.J. Davies, "Stray-load losses in polyphase induction machines," *AIEE Trans. Power Applications & Systems*, vol. 78, pt. III-A, June 1949, pp. 349-357.
- [16] J.M.D. Murphy and M.G. Egan, "An analysis of induction motor performance with optimum PWM waveforms," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, Athens, 1980, pp. 642-656.

第 10 章

多电平变换器的程控调制

半导体开关的额定功率等级使得电力电子变换器限制在功率等级为几十到几百兆瓦的应用场合。工作在这样功率等级和 $2\sim 13.8\text{kV}$ 的中等电压范围的大功率逆变器通常使用门极可关断晶闸管 (GTO)。可是 GTO 的开关速度要比 IGBT 慢得多, 这导致了 GTO 逆变器的载波频率通常仅为数百赫。将这类变换器中的各低速开关器件用一组串联的高速 IGBT 开关来代替可以获得更高的开关频率, 这样在开关关断时直流环节电压由串联的 IGBT 共同来承担。然而, 各串联的开关器件的开通和关断必须要协调一致以防止出现过电压。因为各器件在电流、温度和老化程度等特性上存在差异, 需要使用先进的自适应门级控制算法来解决这一问题。

在第 1.7 节到第 1.8.4 节中介绍过的多电平变换器为大功率应用提供了另一种解决方案。多电平变换器同样使用高速开关器件, 而是通过电路拓扑的变化避免了器件串联的问题。由于存在更多开关状态, 其调制也因此更加复杂, 但是多电平变换器还具有能将开关的输出电压中谐波含量降低的优点。多电平变换器的调制和控制将在本章和后面两章中予以介绍。

10.1 几种多电平变换器

Nabae 等人发明的中点钳位式逆变器^[1]是最早提出的多电平变换器。目前最常见的两种多电平逆变器是二极管钳位式逆变器^[2] (Nabae 提出的变换器拓扑的另一种叫法) 和级联式逆变器^[3]。二极管钳位式逆变器的直流母线电压通过一组串联的电容器分压细分为多个电平。逆变器上单个开关承受的电压由二极管钳位为串联的电容组中某一电容上的分压。级联式逆变器则完全不同, 它由一系列单相全桥逆变器串联而成, 每一个桥式电路由一个独立的直流电源供电。

最常见的二极管钳位式逆变器的一相桥臂如图 10-1 所示。如果电平数为 L , 则任何一个不导通的晶体管承受的压降是 V_{dc} 。但是二极管所承受电压可达到 $V_{dc}(L-1)$, 为避免单个二极管承受的电压过大, 常必须用一组串联的二极管来共同分担所需承担的压降。有许多种连接方式可以避免产生单个器件上压降过大的问题。图 10-2 和图 10-3 给出了两种可用的连接方式。图 10-4 给出了另一种采用双向开关的拓扑电路。虽然这种电路目前尚不实用, 但对称 GTO 型器件的发展有可能使得这种电路渐具优势。

第 10 章 多电平变换器的程控调制

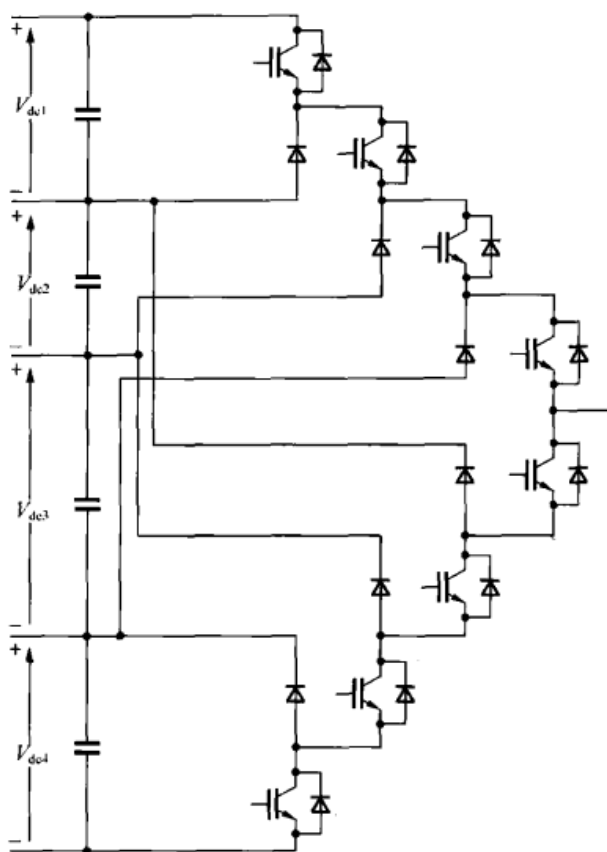


图 10-1 五电平二极管钳位式变换器的一相桥臂

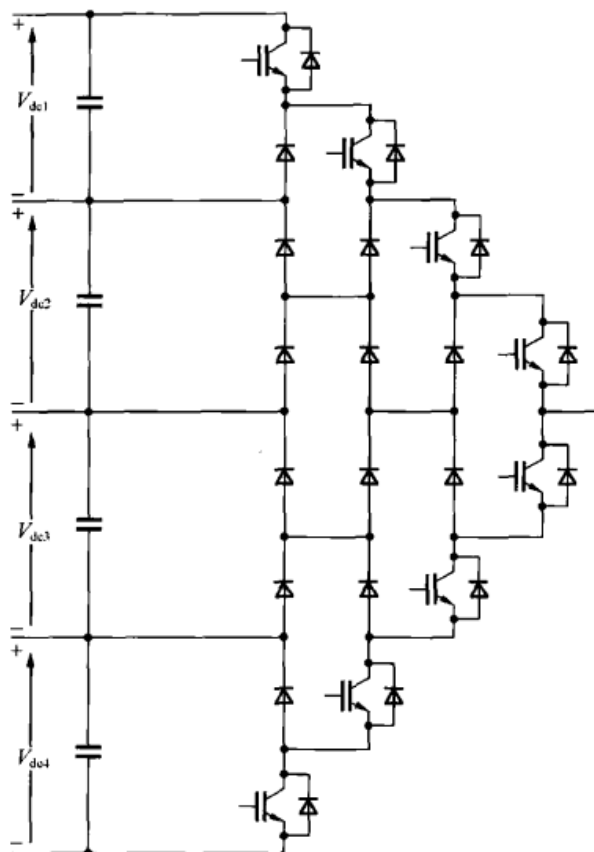


图 10-2 钳位二极管应力减小的五电平逆变器的一相桥臂

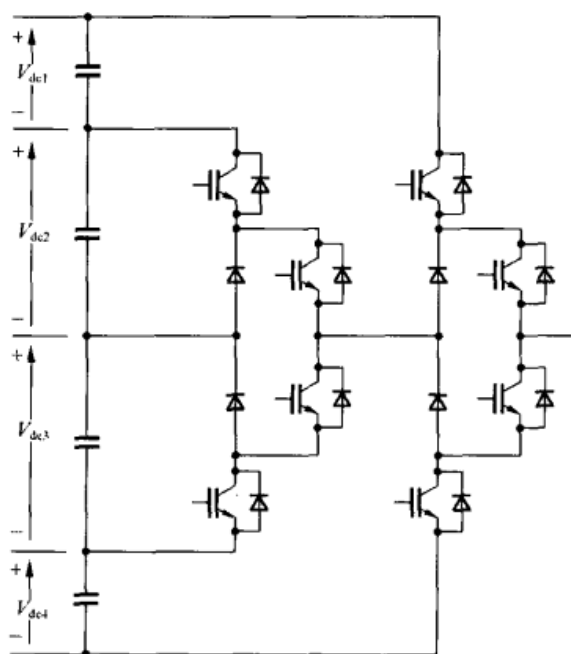


图 10-3 只需要 4 个钳位二极管的由三电平逆变器叠套形成的五电平逆变器的一相桥臂

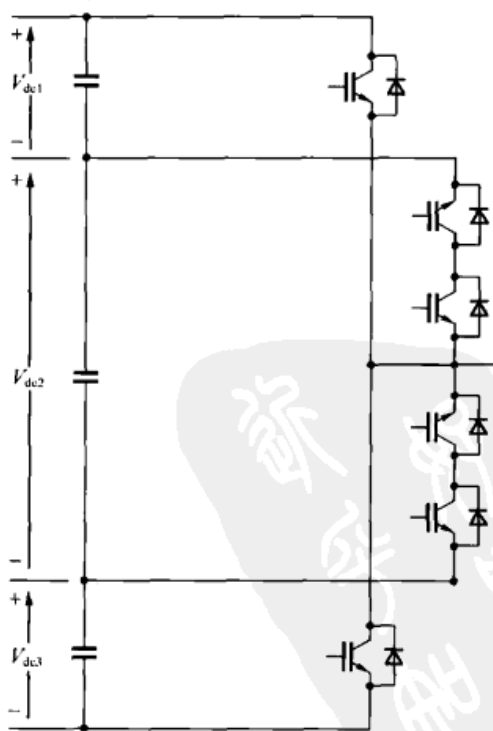


图 10-4 采用双向开关实现的四电平逆变器的一相桥臂

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

当直流环节采用单个整流器供电时,电容器的均压问题是二极管钳位式逆变器的控制方面所面临的主要难题。显然可以采取给每个电容器用单独隔离的直流电源供电的方式来解决这一问题。但是随着电平数的增加,系统的成本将相当可观。另一种方法是使用有源电桥或斩波器来控制直流环节的内部电压(名义上是浮动的),图 10-5 给出了一个四电平逆变器的一相桥臂的示例。然而,使用这种控制方法仅能在一定程度上增加电压范围。

先前在第 1.8.3 节中引入的七电平级联式逆变器的拓扑结构如图 10-6 所示。此级联式七电平逆变器需要 9 个隔离的直流电源。虽然从原理上并不存在直流环节电容的均压问题,但若直流电压都从同一个三相交流电源转换得到,其代价是需要一个复杂的变压器。

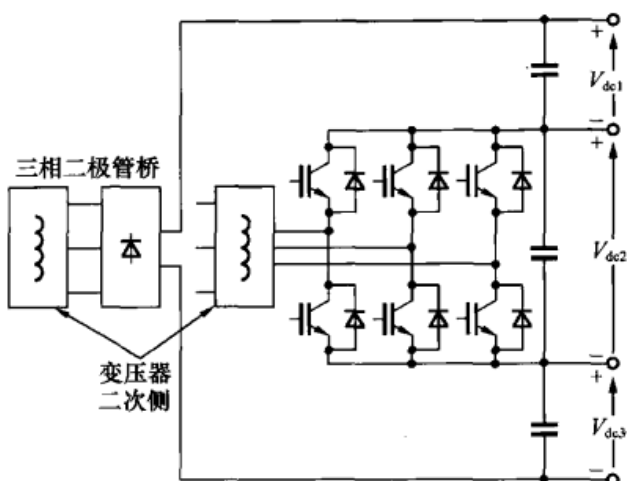


图 10-5 四电平逆变器的直流环节电容电压的有源控制

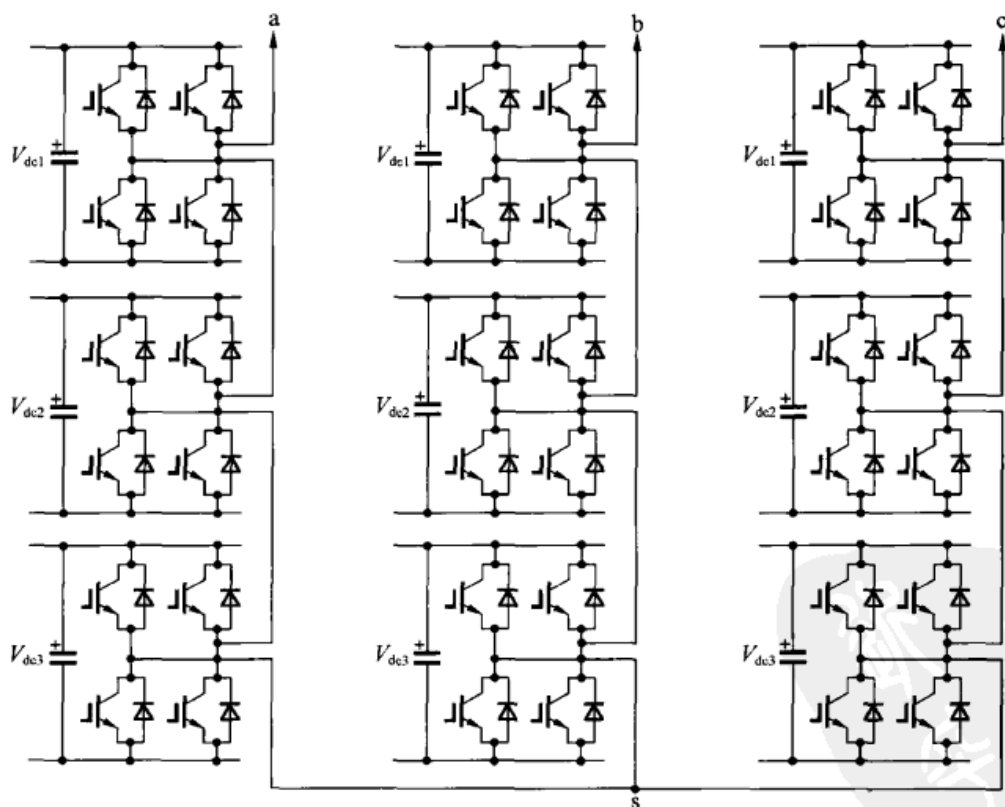


图 10-6 七电平级联式逆变器

把二极管钳位式和级联式逆变器结合起来也是一种可行办法。图 10-7 给出了一个三电平 NPC 和一个单次级联逆变桥的组合。该电路此例可输出六电平,需要 4 个独立电源。

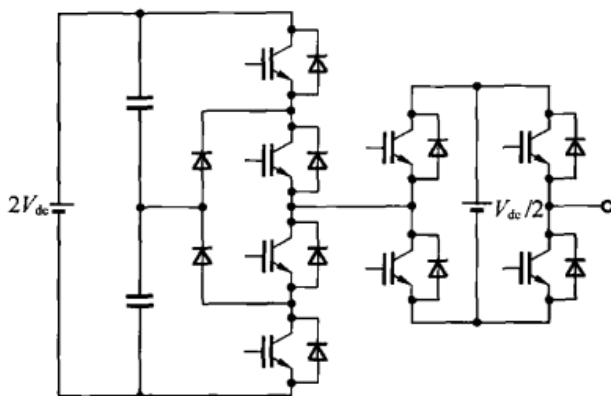


图 10-7 混合式三电平 NPC 级联式逆变器的一相桥臂

10.2 方块开关策略实现电压控制

如图 10-1 和图 10-6 所示，通常直流电压水平的幅值不必相等，而是可以根据需要来调整。另外，对于输出电压的幅值和频率都相对固定的应用场合，不需要采用 PWM 技术来合成得到输出电压，这是因为只使用简单的基波频率开关技术，或称作方块开关（Block Switching）技术，就可获得 *WTHD* 足够的小的输出波形。如图 10-8 所示，对于七电平逆变器而言，电压方块的位置以及其幅度大小在应用当中具有灵活性，这使得可以采取合适的开关角以及直流电压幅度来合成得到输出电压。

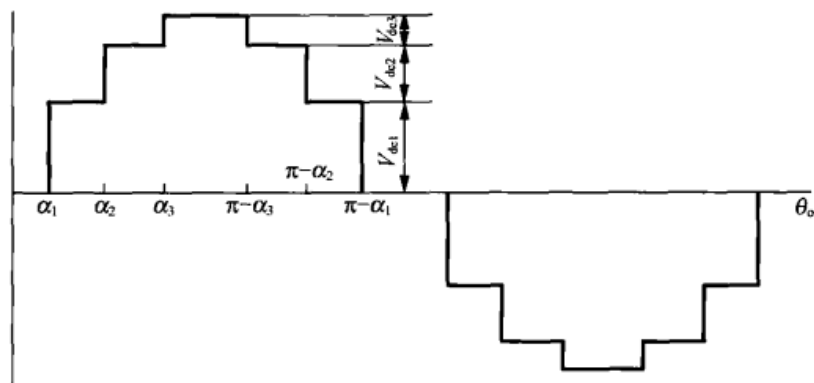


图 10-8 采用电平开关方式的七电平逆变器的电压波形

下面提出两种输出电压的合成控制方法：

(1) 各直流电压保持相等，即 $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3} = V_{dc}$ ，通过调整开关角 α_i 来调整输出基波电压分量并减小 *WTHD*^[4]；

(2) 同时调整直流电压和开关角以减小 *WTHD*^[5]。

需要提及的是，图 10-8 所示的波形可同样好地用到级联式逆变器和二极管钳位式逆变器上，但采用方块开关技术控制的二极管钳位式逆变器的内部电压却不能保持恒定，除非负载为纯无功负载（即 VAR 控制应用）。否则就只能采用未明确显示在图 10-1 中的辅助充电手段给这些内部电容器充电。通过使用冗余状态，即电流流入或流出内部电容器节点的成对状态，也可以维持电压平衡。然而，当调制比接近于 1 时，电容器电压会失去平衡，这是因为没有

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

足够的时间来使用冗余的电压状态来维持电容电压平衡,参考文献[6~14]提出了该问题的各种解决方案。

10.3 用于多电平逆变器的谐波消除法

10.3.1 等电平情况下用于谐波消除的开关角

对于一个 L 电平逆变器,等电平情况下的输出电压的傅里叶系数为
当 L 为奇数时

$$V_{az,n} = \frac{4}{n\pi} [V_{dc} \cos(n\alpha_1) + V_{dc} \cos(n\alpha_2) + \cdots + V_{dc} \cos(n\alpha_{(L-1)/2})] \quad (10-1)$$

当 L 为偶数时

$$V_{az,n} = \frac{4}{n\pi} \left[\frac{V_{dc}}{2} + V_{dc} \cos(n\alpha_1) + \cdots + V_{dc} \cos(n\alpha_{L/2-1}) \right] \quad (10-2)$$

七电平级联式逆变器的开关角的位置如图 10-9 所示。但是当 L 为偶数时,该解只能用于二极管钳位式逆变器。为了优化开关角度,可使用谐波法消去或优化 PWM 的方法。例如,若七电平逆变器要消除谐波,则既可以在 M 值预先确定的条件下消去至多 3 个谐波,也可以针对指定的 M 值消除更少数目的谐波。在第一种情况下,电平数为三至七的逆变器的 M 和 $WTHD0$ 值(由于 3 次谐波已在相桥臂间抵消掉了, $WTHD0$ 中不含 3 次谐波)如表格 10-1 所示。必须注意的是,当电平数为偶数时,直流侧电容器的数目为奇数,为了清楚地标示出中点 z ,可把中间的电容器分成两个电容值为原来两倍的等值电容。

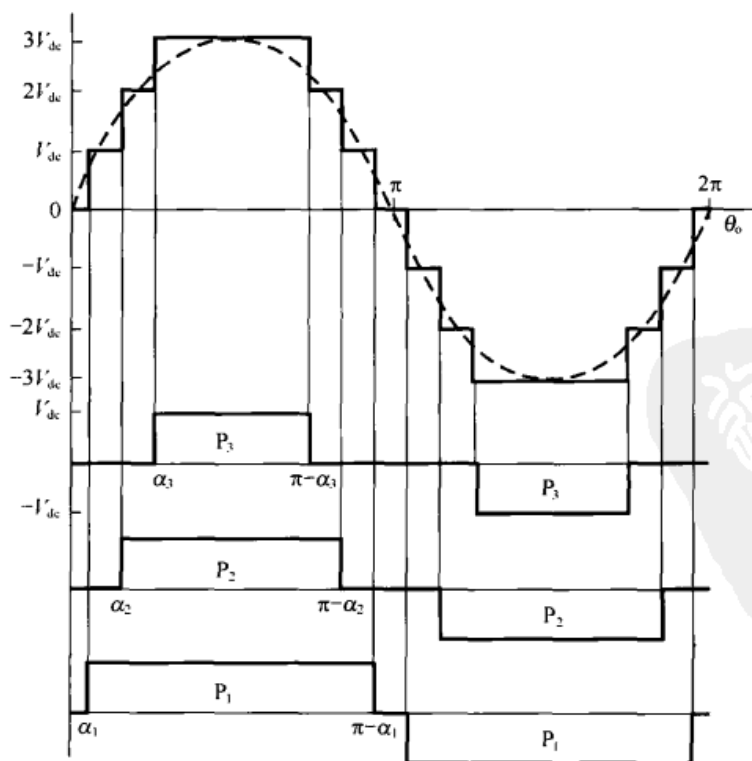


图 10-9 七电平级联式逆变器的开关示意图

第 10 章 多电平变换器的程控调制

表 10-1 当最多数目的谐波被消除时所采用的最优开关角 α_i (所有情况下 $V_5=0$)

	M	$WTHD0$ (%)	α_1	α_2	α_3	V_7	V_{11}	V_{13}	V_{17}
谐波消除, 三电平	1.2111	1.94	18.0°	—	—	0.107	1.110	0.058	0.044
谐波消除, 四电平	1.2000	1.13	24.0°	—	—	0.058	0.030	0.076	0.058
谐波消除, 五电平	1.180	0.95	0.95°	30.9°	—	0	0.086	0.056	0.035
谐波消除, 六电平	1.176	0.45	0.45°	33.6°	—	0	0.036	0.009	0.037
谐波消除, 七电平	1.172	0.38	7.10°	7.10°	36.2°	0	0	0.042	0.019

在第二种情况下, 五电平和七电平逆变器的开关角及 $WTHD$ 与 M 的函数关系图分别如图 10-10 和图 10-11 所示。当五电平和七电平逆变器的 M 值分别小于 0.35 和 0.5 时, 最佳开关角度无解。值得注意的是, 在实际运用当中逆变器的频率是固定的, 于是输出电压的值将预料围绕额定值较大幅度地变化。在 $M=1.0$ 时, 对应图 10-10 和图 10-11 中的最优开关角的开关电压波形分别如图 10-12 和图 10-13 所示。

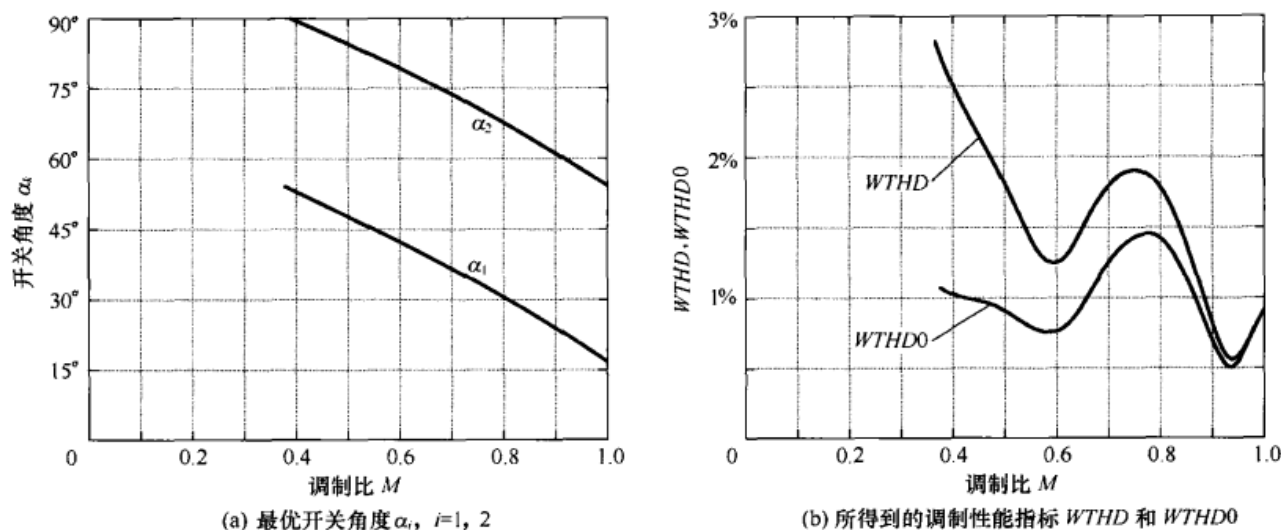


图 10-10 消除 5 次谐波的五电平逆变器

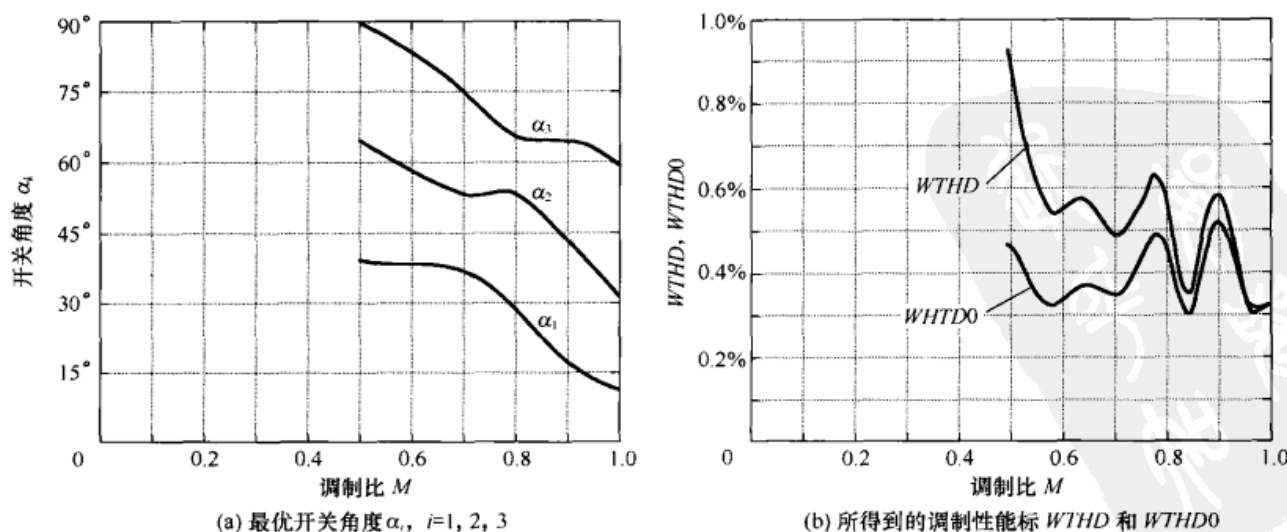
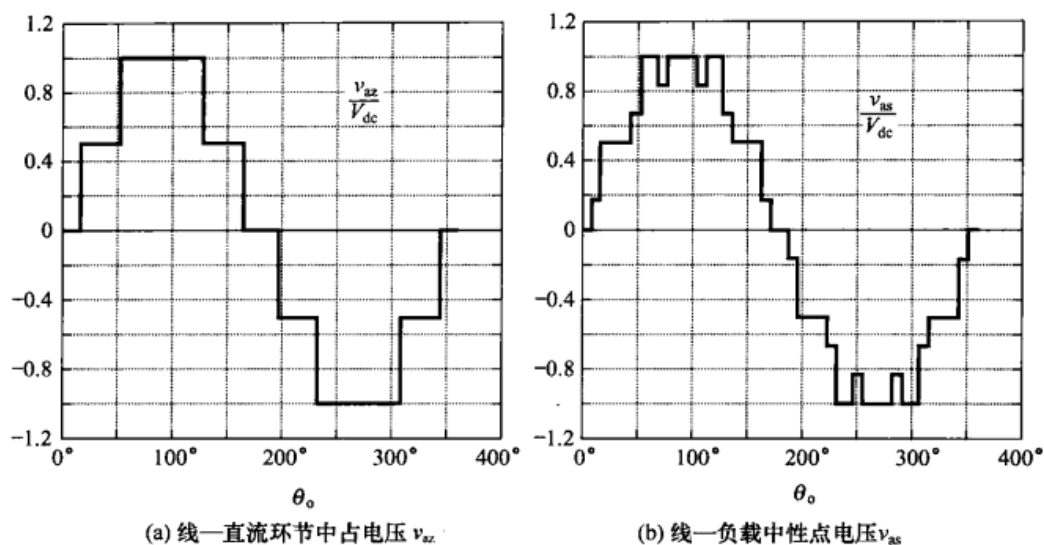
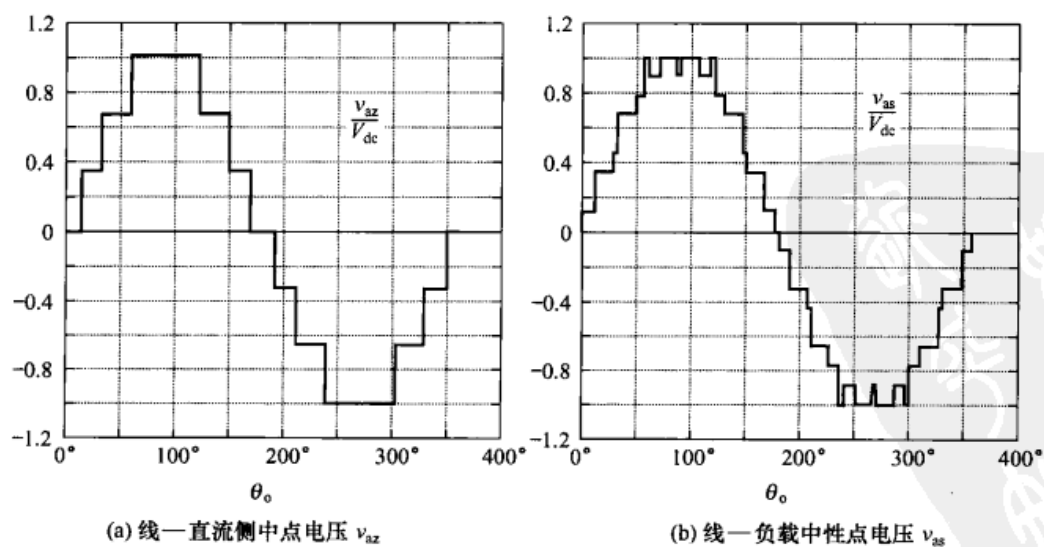
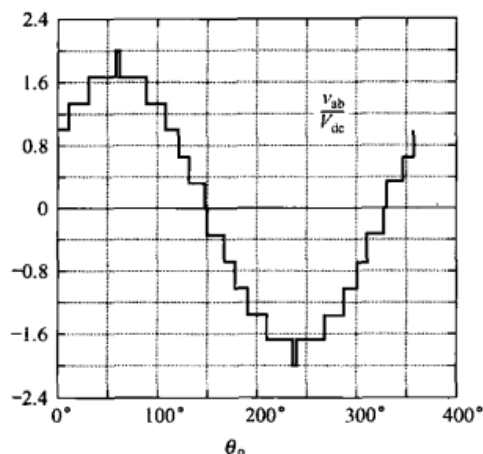


图 10-11 消除 5 次和 7 次谐波的七电平逆变器

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

图 10-12 调制比 $M=1.0$ 时, 消除 5 次谐波的五电平逆变器的时域电压波形图 10-13 调制比 $M=1.0$ 时, 消除了 5 次和 7 次谐波的七电平逆变器的时域电压波形

(c) 线—线电压 V_{ab} 图 10-13 调制比 $M=1.0$ 时, 消除了 5 次和 7 次谐波的七电平逆变器的时域电压波形 (续)

10.3.2 电压应力和电流应力的均衡

从图 10-9 中可明显看出, 在方块开关策略调制下, 除非采用矫正措施, 各半导体开关器件的损耗将不相等。采用图 10-14 所示的开关方法, 级联式逆变器中各个单相桥内部的电压和电流应力也可以相等^[15]。如图 10-15 所示, 将图 10-9 中所标示的电压脉冲 P_1 、 P_2 、 P_3 依次轮换, 可以使各个逆变桥所承受的电压和电流应力相同。另外, 也可以采取图 10-16 所示的脉冲时序使应力均衡。在这种情况下, 脉冲 P_1 、 P_2 、 P_3 中有两个脉冲的宽度为 $\pi - \alpha_1 - \alpha_2$, 另一个则是 $\pi - 2\alpha_2$, 由于 α_2 大致为 α_1 和 α_3 之和的一半, 因此三相之间可取得令人满意的平衡。如果需要, 仍可引入两脉冲宽度交叠的方式确保器件损耗平衡。

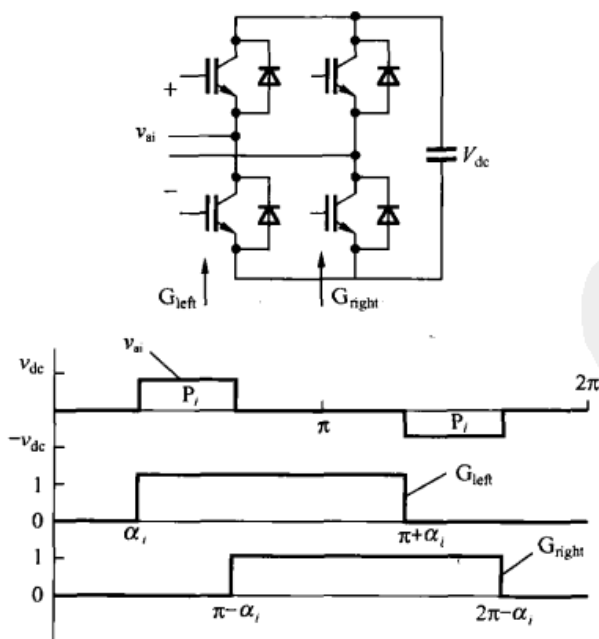


图 10-14 平衡应力的单相桥波形和开关方法 (其中 G_{left} 、 G_{right} 为门极控制逻辑信号, 即上桥臂导通时为“1”, 下桥臂导通时为“0”)

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

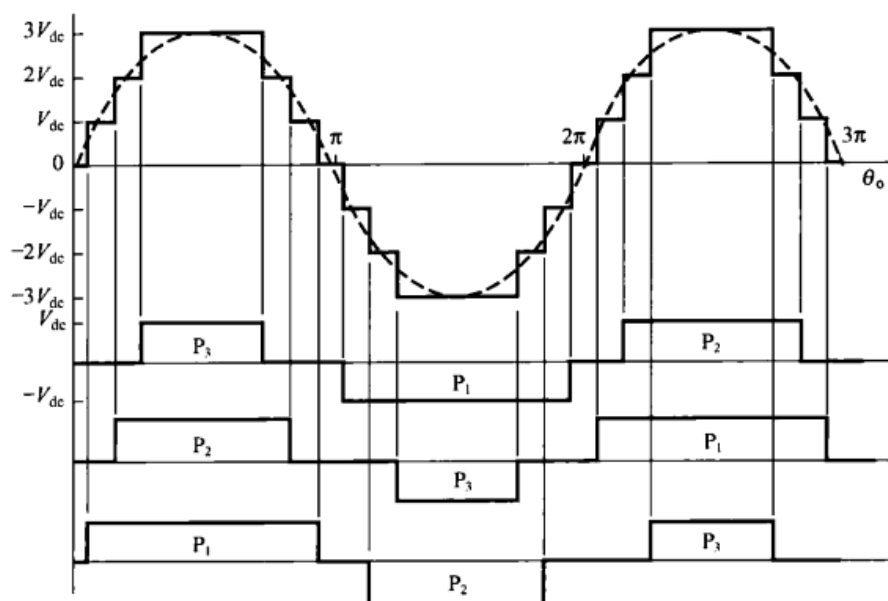


图 10-15 平衡各级联逆变器应力的电压脉冲交错 (interleave) 法

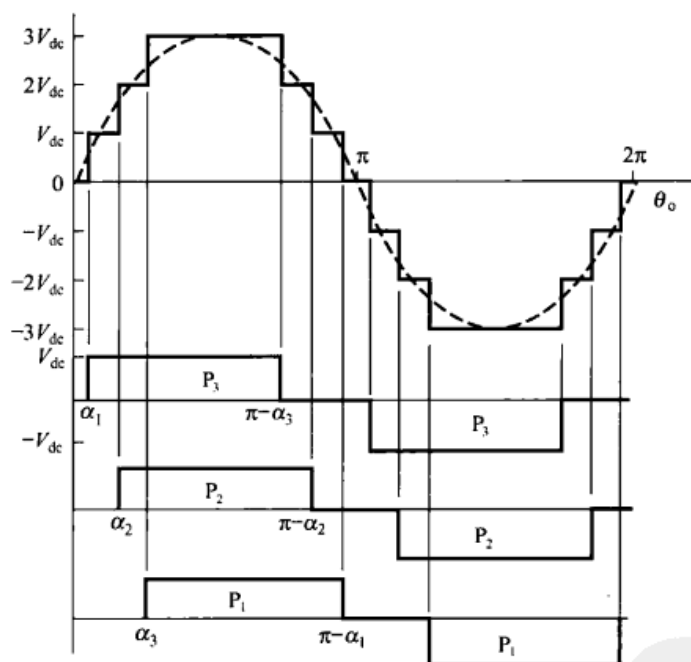


图 10-16 七电平级联式逆变器的另一种脉冲放置方案

10.3.3 电平不等情况下用于谐波消除的开关角

如果要想实现最小谐波畸变方块开关策略, 则当电平数 L 为奇数时, 最多可消除 $(L-1)/2$ 个谐波, 而当电平数 L 为偶数, 最多可消除 $(L/2-1)$ 个谐波。另外, 应保证直流母线中点正负两侧的电压对称, 这样才能消除偶次谐波。 L 电平逆变器 (L 为奇数) 的输出电压的傅里叶系数为

$$V_{az,n} = \frac{4}{n\pi} \left\{ V_{dc1} \cos(n\alpha_1) + V_{dc2} \cos(n\alpha_2) + \cdots + V_{dcn} \cos[n\alpha_{(L-1)/2}] \right\} \quad (10-3)$$

第 10 章 多电平变换器的程控调制

其中电压的约束条件为

$$V_{dc1} + V_{dc2} + \cdots + V_{dc(L-1)/2} = \frac{L-1}{2} V_{dc} \quad (10-4)$$

若 L 为偶数（只对二极管钳位式的拓扑有效），谐波可表示为：

$$V_{az,n} = \frac{4}{m\pi} \left[\frac{V_{dc0}}{2} + V_{dc1} \cos(n\alpha_1) + \cdots + V_{dcn} \cos(n\alpha_{L/2-1}) \right] \quad (10-5)$$

其中直流环节电压的约束条件为

$$\frac{V_{dc0}}{2} + V_{dc1} + V_{dc2} + \cdots + V_{dc(L/2-1)} = \frac{L-1}{2} V_{dc} \quad (10-6)$$

显然地，当开关角和母线电压幅值都可变的情况下，其可消除的谐波比只改变开关角所能消除的谐波要多。通常，在开关角和母线电压幅值都可变的情况下，当 L 为奇数时，最多可消除 $[(L-1)/2 + (L-3)/2]$ 即 $L-2$ 个谐波；当 L 为偶数时，可消除 $[(L/2-1) + (L/2-1)]$ 即 $L-2$ 个谐波。当电压基波分量的幅值（调制比 M ）已指定时，可消除的谐波较少。然而，由于直流环节电压一定要随着 M 变化才能达到上述消除谐波的效果，而实际当中直流环节电压通常被设定为固定值，因而这种方法并不实用。

表 10-2 列出了消除最多数目的谐波时的计算结果。由于各级联式逆变器的电平不相等，显然在这种情况下不能用图 10-15 中的脉冲交叠法来使得变换器所承受的应力均等。这种限制被视作这一方式的显著缺点。

表 10-2 当最多数目的谐波被消除时所采用的最优开关角 α_i 和单位直流电压 V_{dc} 的标么值

	M	$WTHD0$	α_1	α_2	α_3	V_{dc0}	V_{dc1} (p.u.)	V_{dc2} (p.u.)	V_{dc3} (p.u.)
谐波消除, 四电平	1.18	0.98%	30°	—	—	1.39	0.804	—	—
谐波消除, 五电平	1.173	0.47%	10.97°	35.24°	—	—	1.268	0.732	—
谐波消除, 六电平	1.167	0.42%	20.0°	40.0°	—	1.527	1.133	0.603	—
谐波消除, 七电平	1.032	0.92%	16.44°	34.59°	58.99°	—	1.269	0.490	0.682

10.4 最小谐波畸变

另一种选择多电平逆变器开关角的有用标准是，应用优化算法使 $WTHD$ 最小，进而使负载电机的损耗最小。若假设直流电平相等，那么只有开关角可变，当电平数是 3 或 4 时，只有一个开关角可变，于是最优解也是唯一解。五电平、六电平和七电平逆变器的解分别如图 10-17、图 10-18、图 10-19 所示。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

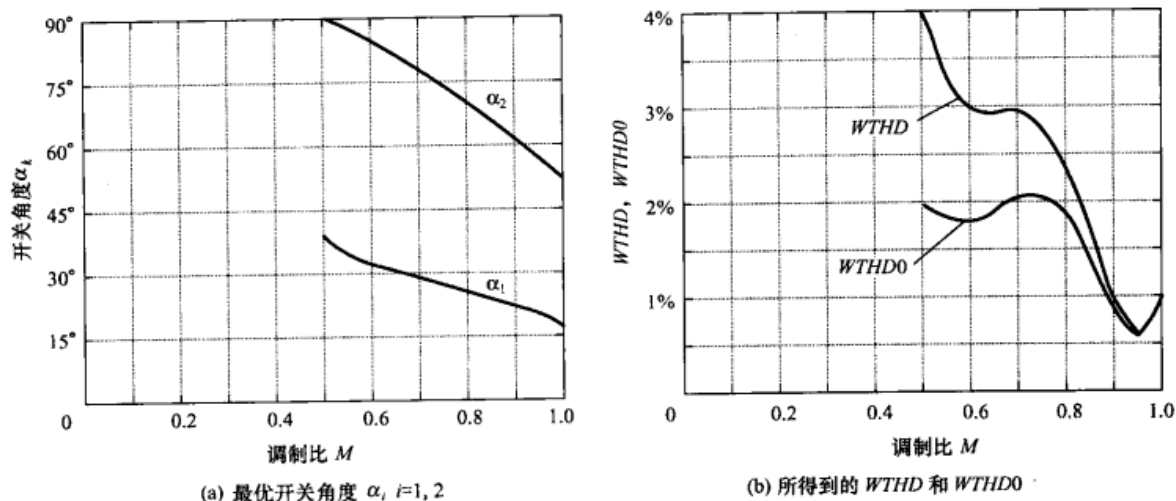


图 10-17 采用最小 WTHD 作为性能指标的五电平逆变器

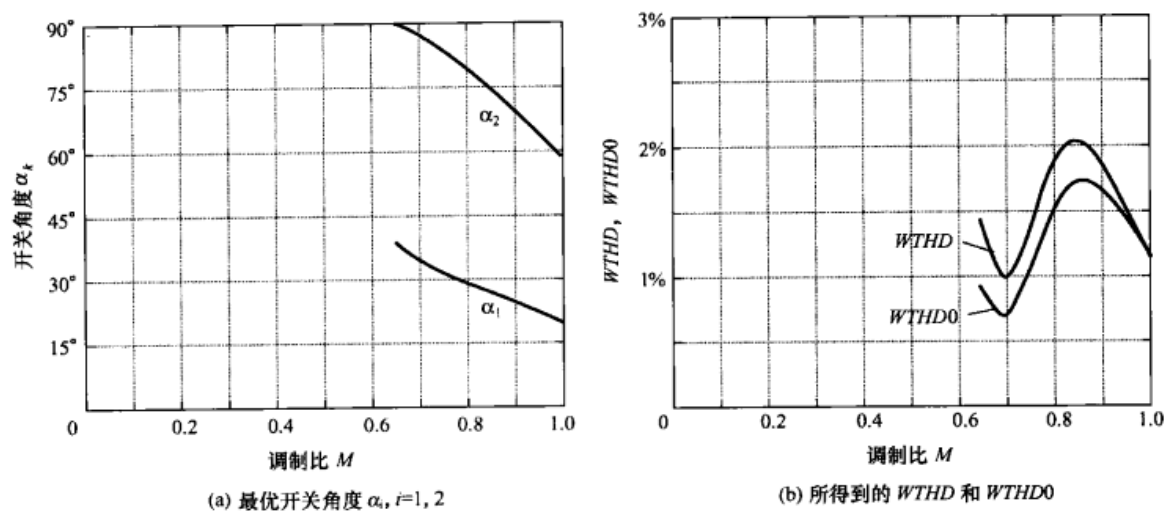


图 10-18 六电平逆变器的解

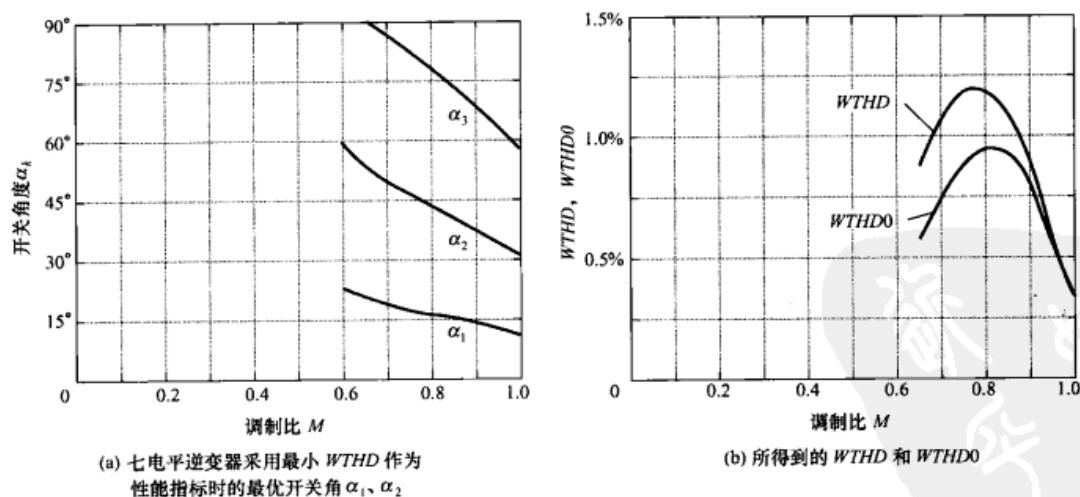


图 10-19 采用最小 WTHD 作为性能指标的七电平逆变器

当允许不等的直流母线电平时，四电平和更高电平逆变器都可求出有效解。直流电压是依据在给定的基波电压条件下实现最优这一标准来选取的。可是一旦被选定，实际上来说，直流电压值就必须保持恒定，这是因为把其当成变量将意味着各电平都要求配备一昂贵的可调的直流电源。表 10-3 总结了调制比 $M=1.0$ 和 $M=1.1$ 这两种典型情况下的最优解。

第 10 章 多电平变换器的程控制

表 10-3 两个调制比 M 值下当开关角和直流环节电压都可变时的最小 $WTHD$

$M=1$	$WTHD0$	α_1	α_2	α_3	V_{dc0} (p.u.)	V_{dc1} (p.u.)	V_{dc2} (p.u.)	V_{dc3} (p.u.)
五电平	0.820%	18.8°	53.2°	—	—	0.532	0.468	—
六电平	0.630%	25.39°	55.67°	—	0.350	0.429	0.397	—
七电平	0.340%	14.19°	34.74°	58.66	—	0.382	0.311	0.307
$M=1.1$	$WTHD0$ (%)	α_1	α_2	α_3	V_{dc0} (p.u.)	V_{dc1} (p.u.)	V_{dc2} (p.u.)	V_{dc3} (p.u.)
五电平	1.32%	16.7°	42.5°	—	—	0.575	0.425	—
六电平	0.485%	24.5°	51.9°	—	0.546	0.486	0.241	—
七电平	0.430%	9.54°	35.7°	59.9°	—	0.507	0.376	0.117

10.5 小结

在本章之前所研究的常规的三相逆变器拓扑电路输出两个电平。除了超越两电平的局限，本章还探究了增加电平数对调制带来的好处。结果显示，简单地增加开关电平数能显著地减小 $WTHD$ 值。由第 2 章（见表 2.1）可知，方波逆变器的 $WTHD$ 值为 4.64%，而逆变器电平数为 3、4、5 时该值分别减小为 1.6%、1.12% 和 0.987%。另外还可看到，当直流电源的电平经过优化后，这些值分别可进一步减小为 1.53%、0.89%、0.75%（见表 10-1）；而当直流电平和开关角都经优化后， $WTHD$ 值最小可达到 0.82%、0.63%、0.34%（见表 10-2）。所以只需采取多电平方块调制策略而不必求助于复杂的脉宽调制技术，就可以显著减小 $WTHD$ 的值。但是这种方法只在输出电压目标范围较小的情况下（例如不间断电源的应用场合）才是实用的。当输出电压幅度变化范围宽且变化速率相对较快时（例如交流电机驱动系统），就有必要使用脉宽调制技术来控制多电平逆变器了。第 11 章将讨论多电平变换器的脉宽调制技术。

参考文献

- [1] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, Sept./Oct. 1981, pp. 518-523.
- [2] P. Bhagwat and V.R. Stefanovic, "Generalized structure of a multilevel PWM inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 19, no. 6, Nov./Dec. 1983, pp. 1057-1069.
- [3] P.W. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, Jan/Feb. 1997, pp. 202-208.
- [4] F.Z. Peng, J.S. Lai, J.W. McKeever, and J. Van Coevering, "A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, Sept./Oct. 1996, pp. 1130-1138.
- [5] Q. Jiang and T.A. Lipo, "Switching angle and DC link voltage optimization for multilevel cascade inverters," *Electric Machines and Power Systems*, vol. 28, July 2000, pp. 605-612.
- [6] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and P. Tenca, "About the DC-link capacitors voltage balance in multi-point clamped converters," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Aachen, 1998, pp. 548-553.
- [7] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, F. Robinson, and P. Tenca, "Analysis of DC-link capacitor voltage balance in AC-DC-AC diode-clamped multilevel converters," in *Conf. Record European Power Electronics Conf. (EPE)*, Lausanne, 1999, in CD ROM.
- [8] M.C. Klabunde, Y. Zhao, and T.A. Lipo, "Current Control of a 3-Level Rectifier/Inverter Drive System," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Denver, 1994, pp. 859-866.
- [9] H.L. Liu, N.S. Choi, and G.H. Cho, "Space vector PWM for three-level inverter with DC-link voltage balancing," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Kobe, 1991, pp. 197-203.
- [10] S. Ogasawara and H. Akagi, "Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Toronto, 1993, pp. 965-970.
- [11] Y.-H. Lee, R.-Y. Kim, and D.-S. Hyun, "A novel SVPWM strategy considering DC-link balancing for a multi-level voltage source inverter," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, Dallas, 1999, pp. 509-514.
- [12] D.H. Lee, S.R. Lee, and F.C. Lee, "An analysis of the midpoint balance for neutral-point clamped three-level VSI," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Fukuoka, 1998, pp. 193-199.
- [13] N. Celanovic and D. Boroyevich, "Comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, 2000, pp. 242-249.
- [14] C. Keller, R. Jakob, and S. Salama, "Topology and balance control of medium voltage multilevel drives," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Graz, 2001, in CD-ROM.
- [15] L.M. Tolbert, F.Z. Peng, and T.G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, Jan./Feb. 1999, pp. 36-43.

第 11 章

基于载波的多电平逆变器脉宽调制

多电平逆变器的时代始于 20 世纪 80 年代。最早出现的多电平逆变器是由 Nabae、Takahashi 和 Akagi 所发明的三电平二极管钳位式逆变器^[1]。随后很快就出现了各种带有更多直流电平的二极管钳位式和级联式多电平逆变器的方案^[2,3]。多电平逆变器的调制原理的研究也可追溯到 20 世纪 80 年代。Carrara 等人^[4]于 1992 年所提出的调制波形和载波波形的布置方案,为各种多电平调制方式的分类作出了重大贡献,并为最近出现在研究文献中的各种调制策略的详细评估提供了舞台。

本章将两电平逆变器的基于载波 PWM 原理推广应用于多电平逆变器。本章介绍的许多内容直接来源于 B.P. McGrath 博士的研究成果,且本章的一部分重要理论基础是由他的博士论文^[5]推导得到的。

11.1 级联式单相 H 桥的脉宽调制

图 10-6 所示的多电平逆变器拓扑电路由串联连接的单相 H 桥逆变器组成。它可以提高输出电压的范围并减少输出谐波。在第 4 章推导出了式 (4-6) 所示的单相 H 桥的三电平自然采样调制的解析表达式,在这里改写为

$$v_{ab}(t) = V_{dc} M \cos(\omega_o t) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2m} J_{2n-1}(m\pi M) \cos[(m+n-1)\pi] \times \cos[2m\omega_c t + (2n-1)\omega_o t] \quad (11-1)$$

其中,为了适应串联组成多电平逆变器的单相桥母线电压的普遍定义,式 (4-6) 的 $2V_{dc}$ 缩小为 V_{dc} 。

回顾可知,式 (11-1) 是由相对于直流中性点的 a 相桥臂和 b 相桥臂的开关电压的表达式相减得到。回顾还可知,在各奇次载波 (ω_c 、 $3\omega_c$ 、 $5\omega_c$ 等) 倍频组附近,这些表达式只含有偶次边带谐波,并且尽管 b 相桥臂和 a 相桥臂的基波有 180° 的相位差,在式 (11-1) 中这些偶次边带谐波仍相互抵消。于是单相 H 桥的输出线电压的边带谐波中只有偶次载波倍频 ($2\omega_c$ 、 $4\omega_c$ 、 $6\omega_c$ 等) 组的边带谐波。

将串联在一起的几个单相 H 桥的剩余谐波作适当的移相可以进一步消减输出线电压中谐波。这种调制过程称作移相级联式 PWM 或 PSCPWM。PSCPWM 的主要基本原理是,让各

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

H 桥逆变器的两相桥臂的正弦参考波形的相位差为 180° ，并让各桥的载波移相将偶次载波倍频 ($2\omega_c$ 、 $4\omega_c$ 、 $6\omega_c$ 等) 组中的另外一些谐波边带消除掉。为了说明 PSCPWM 的基本原理，图 11-1 展示了串联在五电平级联式逆变器结构中的两单相 H 桥的载波和参考波形的安排。

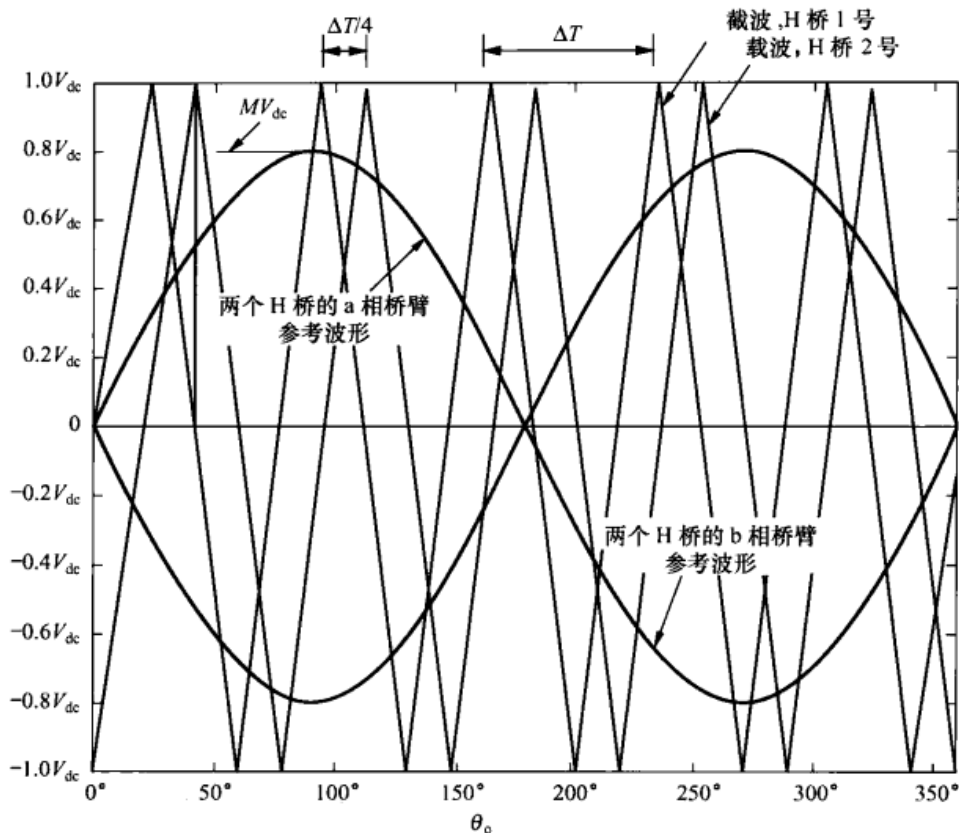


图 11-1 $M=0.8$ 、 $f_c/f_o=5$ 时，移相载波 PWM (PSCPWM) 调制下五电平级联式逆变器两级联单相桥的相桥臂的正弦参考波形和载波

假定各单相桥采用自然采样且直流电压均等，则整个级联式逆变器相桥臂对直流环节中点的电压如下：

$$v_{az}(t) = \sum_{i=1}^N v_{ab}^i(t) \quad (11-2)$$

其中， v_{ab}^i 为第 i 个单相桥的输出线电压。

将上式带入式 (11-1) 可得

$$v_{az}(t) = NV_{dc}M \cos(\omega_o t) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2m} J_{2n-1}(m\pi M) \cos[(m+n-1)\pi] \times \sum_{i=1}^N \cos \left\{ 2m \left[\omega_c t + \frac{(i-1)\pi}{N} + (2n-1)\omega_o t \right] \right\} \right\} \quad (11-3)$$

由于

$$\sum_{i=1}^N \cos \left[2m\omega_c t + (2n-1)\omega_o t + \frac{2m(i-1)\pi}{N} \right] = 0 \quad (11-4)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

在 $m \neq kN$ 、 $k=1,2,3\cdots$ 时成立, 于是级联的桥上残留的谐波将集中于第 $2N$ 次载波附近。式 (11-4) 可表示为

$$v_{az}(t) = NV_{dc}M \cos(\omega_0 t) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2m} J_{2n-1}(Nm\pi M) \cos[(Nm+n-1)\pi] \times \cos[2Nm\omega_c t + (2n-1)\omega_0 t] \quad (11-5)$$

于是, 当两个级联的 H 桥的载波相移为 90° 时, 高至 $4f_c$ 载波倍频附近的边带谐波将会被消除。当三个级联的 H 桥的载波相移为 60° 时, 高至 $6f_c$ 载波倍频附近的边带谐波将会被消除, 如此类推。应当注意的是, 这种谐波消除与载波/基波的比率无关, 即使在很低的脉冲比率下也仍然成立。当然由于三相系统的基波参考分量间的两两相差 120° , $2N$ 次及其倍频载波附近的 3 倍频边带谐波仍会被消除。图 11-2 分别显示了由一个、两个以及三个串联的 H 桥组成的单相级联式逆变器的理论频谱图。显然边带谐波组被成功地消除了。

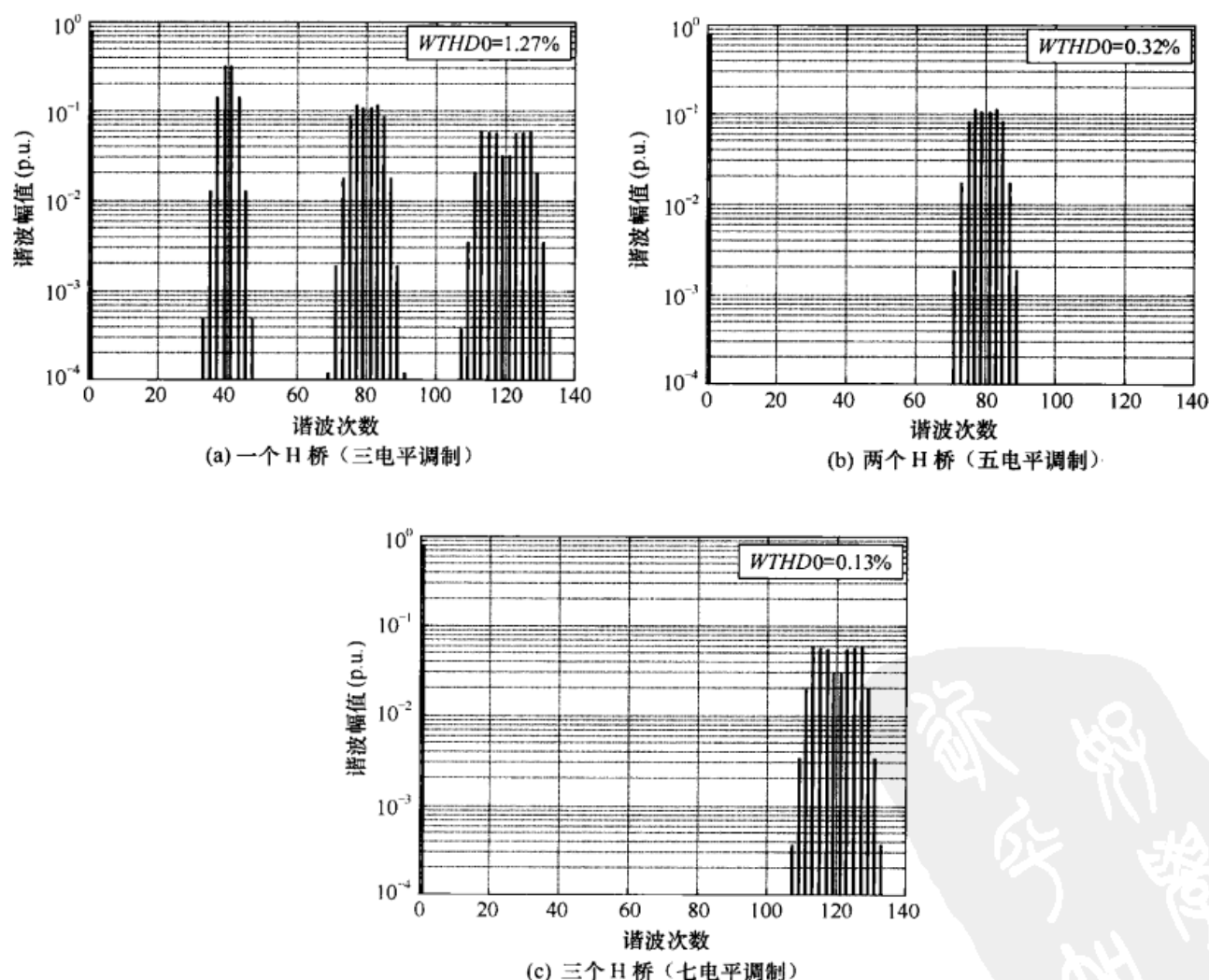


图 11-2 $M=0.8$ 、 $f_c/f_0=20$ 时, 自然采样 PWM 调制下级联式逆变器相桥臂的理论频谱

当级联的 H 桥采用两电平调制时, 由于各单相桥采用这种策略消除的谐波较少, 因此级

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

联的逆变器间所需的载波相移变为 $2(i-1)\pi/N$ 。于是, 这种调制策略只能将高至 N 次的载波倍频的边带谐波消除, 由于它所能消除的谐波只有三电平调制策略的一半, 因此多电平级联式逆变器一般多不采用这种策略。

可以沿用自然采样相同的方式, 推导出单相桥采用移相载波的对称和不对称规则采样 PWM 调制的级联式多电平逆变器的电压表达式。然而, 回顾第 4 章可知, 如图 4-6 所示, 采用对称规则采样 PWM 的逆变器, 无法将其奇次载波组边带全部消除。于是载波采用 $2(i-1)\pi/N$ 相移 (和两电平 PWM 相同) 的规则采样 PWM 调制的级联桥电路只能将高至 N 次的载波倍频的边带谐波消除。与此不同的是, 若载波相移为 $(i-1)\pi/N$, 则不对称规则采样 PWM 调制的级联 H 桥可将高至 $2N$ 次的载波倍频的边带谐波消除, 即与自然采样 PWM 相同。因而这里只对不对称采样 PWM 做进一步的研究。

采用不对称规则采样 PWM 调制的级联式逆变器的解析表达式为

$$v_{az}(t) = \frac{4NV_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin n \frac{\pi}{2} \cos(n\omega_o t) \\ + \frac{4NV_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{q'} J_{2n-1} \left(q' \frac{\pi}{2} M \right) \cos[(Nm+n-1)\pi] \\ \times \cos[2Nm\omega_c t + (2n-1)\omega_o t] \quad (11-6)$$

其中

$$q' = 2Nm + (2n-1)\omega_o / \omega_c \quad (11-7)$$

图 11-3 显示出了采用不对称规则采样 PWM 调制的单相桥 (三电平调制)、两级联桥 (五电平调制) 以及三级联桥 (七电平调制) 消除谐波的情况。可由图清楚地看到, 高至 $2N$ 次载波倍频的边带谐波全部被消除了。

对于由级联桥所组成的三相多电平逆变器而言, 其线—线电压仍由基波分量之间相位差为 120° 的相桥臂电压两两相减得到。自然采样调制下线—线电压的解析表达式为

$$v_{ab}(t) = \sqrt{3}NV_{dc}M \cos \left(\omega_o t + \frac{\pi}{6} \right) \\ + \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2m} J_{2n-1}(Nm\pi M) \cos[(Nm+n)\pi] \sin \left[(2n-1) \frac{\pi}{3} \right] \\ \times \sin \left[2Nm\omega_c t + (2n-1) \left(\omega_o t - \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (11-8)$$

而规则采样 PWM 下线—线电压的解析表达式为

$$v_{ab}(t) = \frac{8NV_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{3} \cos \left[n \left(\omega_o t - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{\pi}{2} \right] \\ + \frac{8NV_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{q'} J_{2n-1} \left(q' \frac{\pi}{2} M \right) \cos[(Nm+n)\pi] \sin \left[(2n-1) \frac{\pi}{3} \right] \\ \times \sin \left[2Nm\omega_c t + (2n-1) \left(\omega_o t - \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (11-9)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

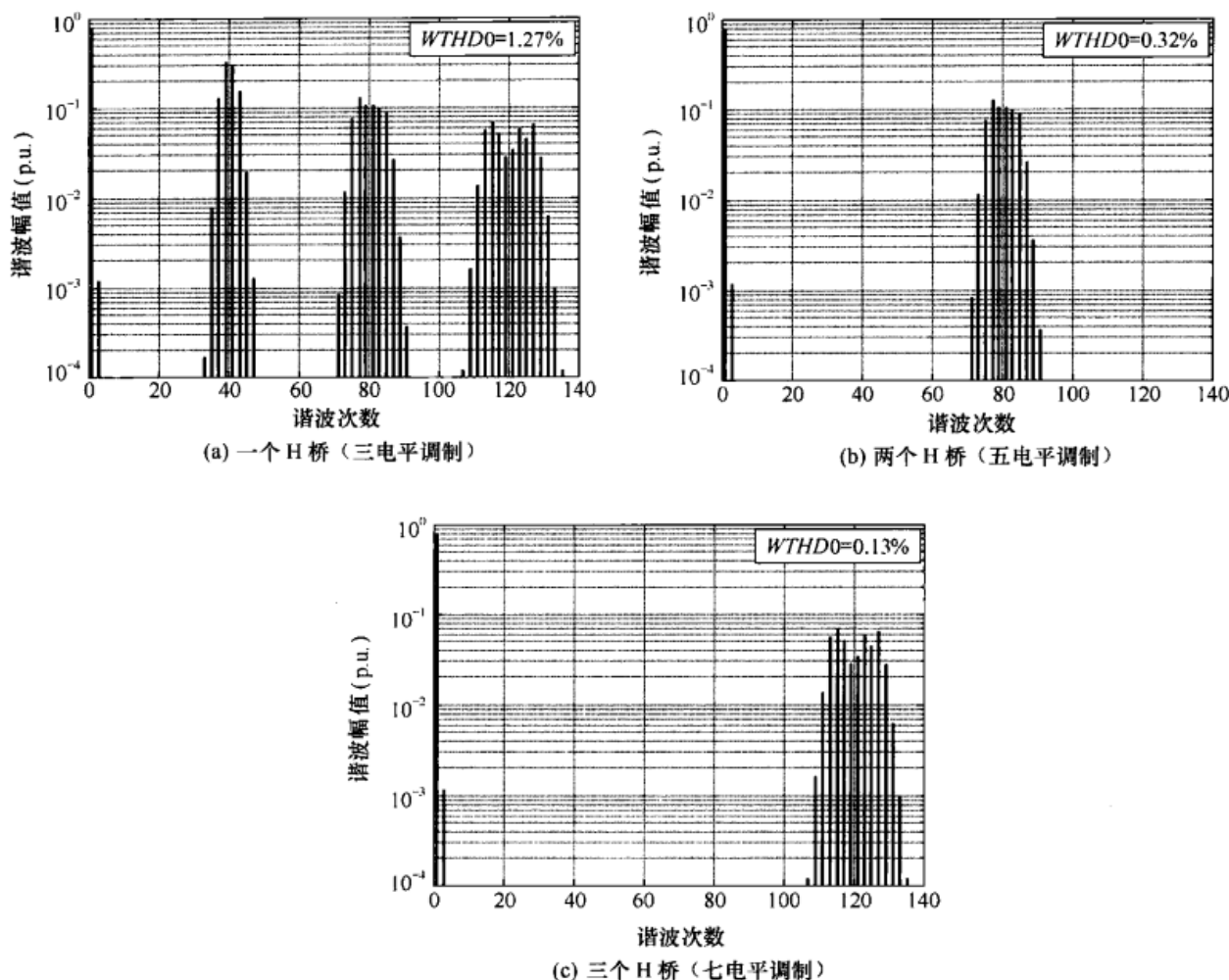
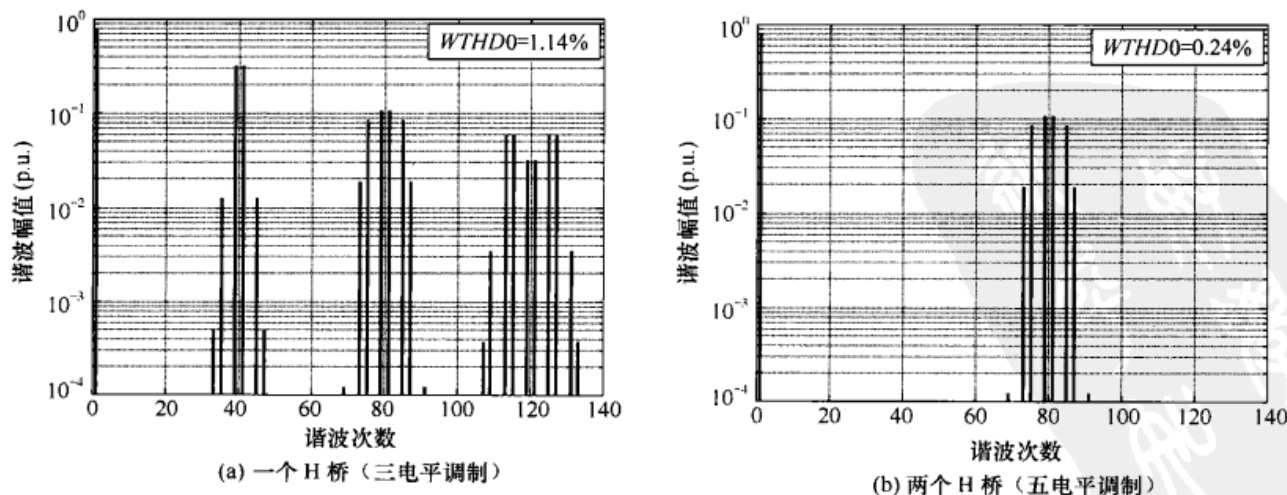
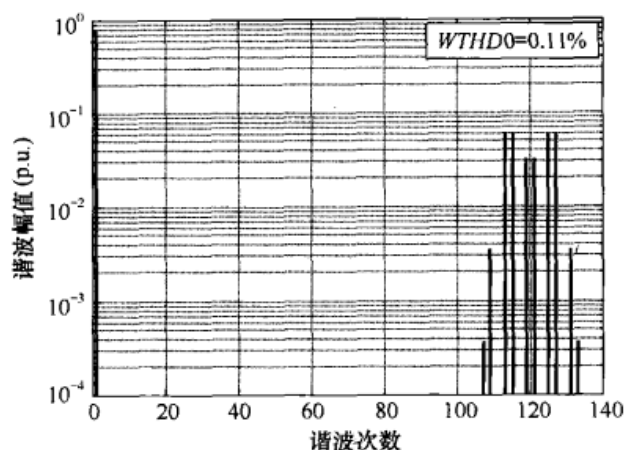
图 11-3 $M=0.8$ 、 $f_c/f_o = 20$ 时, 不对称规则采样 PWM 调制下级联式逆变器相桥臂的理论频谱

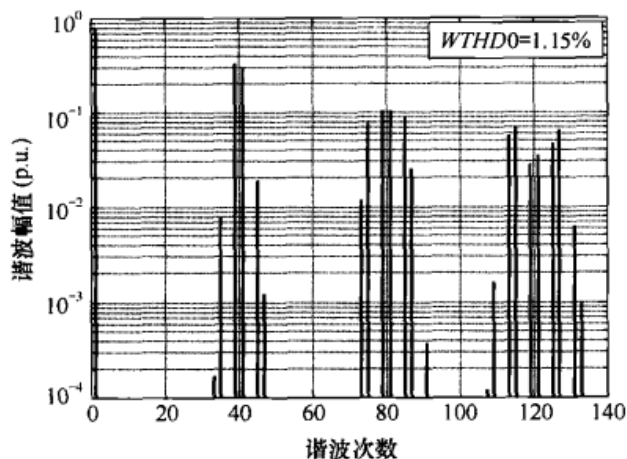
图 11-4 和图 11-5 分别显示出了自然采样以及不对称规则采样 PWM 调制的单相桥(三电平调制)、两级联桥(五电平调制)以及三级联桥(七电平调制)线—线电压中谐波消除的情况。由图可清楚地看到, 高至 $2N$ 次载波倍频的边带谐波全部被消除了, 且 $2N$ 次载波组边带中的 3 倍频谐波也一起抵消掉了。

图 11-4 $M=0.8$ 、 $f_c/f_o = 20$ 时, 自然采样 PWM 调制下级联式逆变器线—线电压的理论频谱

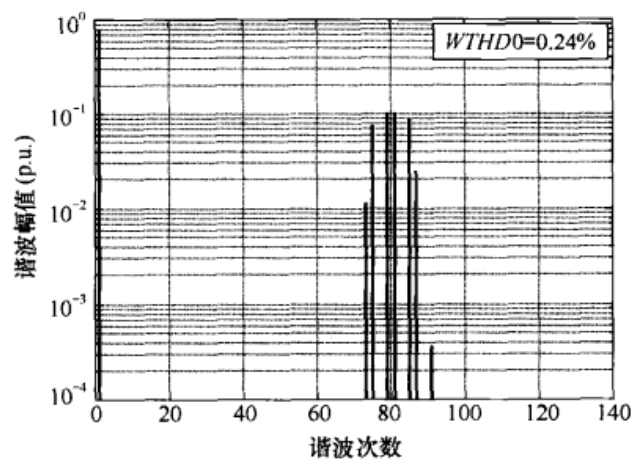
第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制



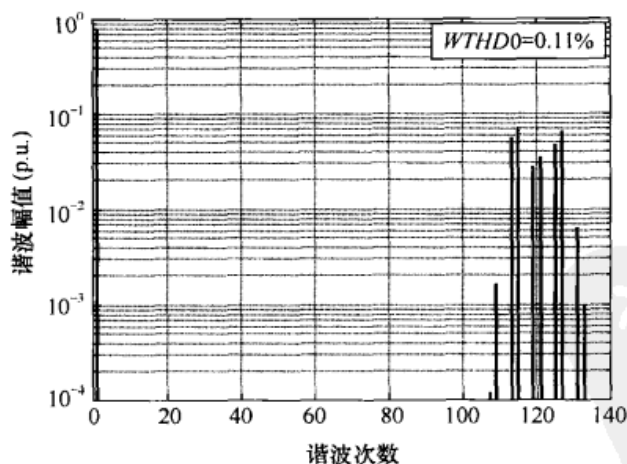
(c) 三个 H 桥 (七电平调制)

图 11-4 $M=0.8$ 、 $f_c/f_0=20$ 时, 自然采样 PWM 调制下级联式逆变器线—线电压的理论频谱 (续)

(a) 一个 H 桥 (三电平调制)



(b) 两个 H 桥 (五电平调制)



(c) 三个 H 桥 (七电平调制)

图 11-5 $M=0.8$ 、 $f_c/f_0=20$ 时, 不对称规则采样 PWM 调制下级联式逆变器线—线电压的理论频谱

五电平和七电平级联式逆变器的相桥臂电压实验波形如图 11-6 和图 11-7 所示。相应地测量到的电压频谱如图 11-8 和图 11-9 所示。这些频谱与图 11-3(b)和图 11-3(c)所示的理论频谱相比, 二者之间非常接近。二者之间主要的差别在于, 实验输出电压的频谱中存在低幅的

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

基带谐波，这些谐波由实际实现中的问题所造成^[5]。这些问题是任何物理实现的逆变器所无法避免的。与理论上的理想频谱相比，这些问题通常会增加一些轻微的低次谐波畸变。

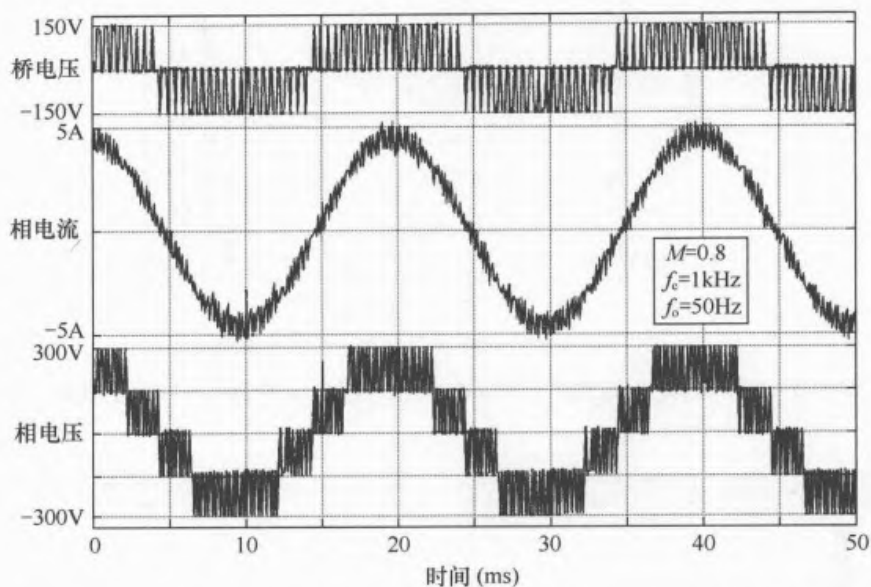


图 11-6 $M=0.8$ 、 $f_o = 50\text{Hz}$ 、 $f_c/f_o = 20$ 时，不对称规则采样 PWM 调制下两级联桥的相桥臂开关电压和负载电流的实验波形

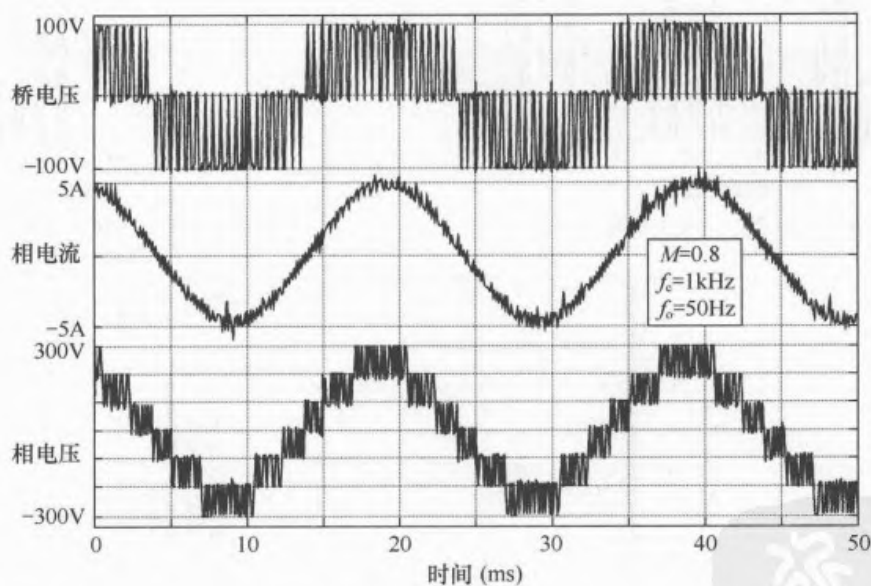
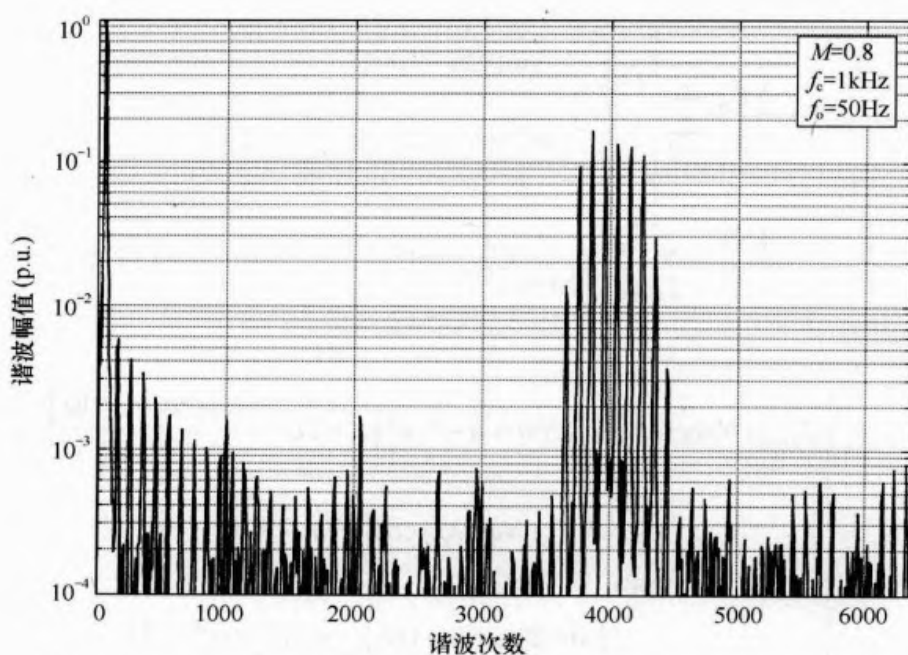
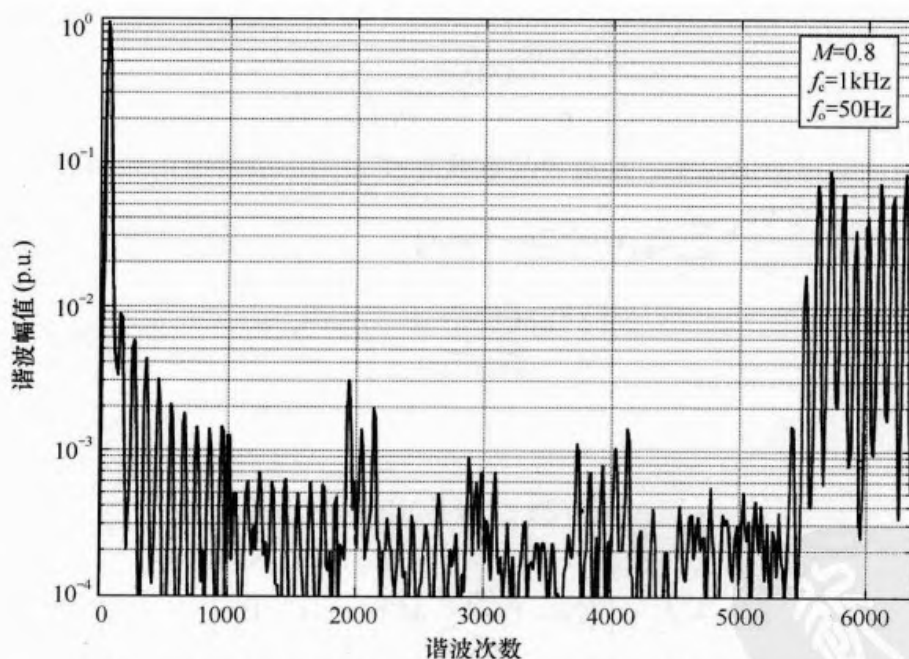


图 11-7 $M=0.8$ 、 $f_o = 50\text{Hz}$ 、 $f_c/f_o = 20$ 时，采用不对称规则采样 PWM 调制下三级联桥的相桥臂开关电压和负载电流的实验波形

应注意到，为了有效地消除掉级联式逆变器系统的边带谐波，有必要使得所有的单相桥的直流母线电压均等（相差不超过一定的百分比）。另外还应注意的，对于规则采样 PWM 而言，非常关键的是，各单相桥应在其特定（移相的）的三角载波的顶部和底部对参考波形进行采样。换句话说，必须对各单相桥的三角载波做适当的移相以实现参考波形采样点的相移。否则，多个桥输出谐波的幅值和相位关系会不正确，以致无法很好地消除这些谐波。

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

图 11-8 $M=0.8$ 、 $f_c/f_0=20$ 时，两级联桥（五电平）相桥臂电压的实验频谱^[6]图 11-9 $M=0.8$ 、 $f_c/f_0=20$ 时，三级联桥（七电平）相桥臂电压的实验频谱

11.2 级联式 H 桥的过调制

利用第 8 章的结果，也可以确定采用自然采样和不对称规则采样的多电平级联式 H 桥在过调制区域的特性^[7]。

在自然采样的情况下，有

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$\begin{aligned}
 v_{az}(t) = & \frac{NV_{dc}}{\pi} [4 \sin \psi + M(\pi - 2\psi - \sin 2\psi)] \cos \omega_o t \\
 & + \frac{NV_{dc}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{(2n-1)} \sin[(2n-1)\psi] \right. \\
 & \quad \left. - M \left\{ \frac{\sin 2n\psi}{n} + \frac{\sin[2(n-1)\psi]}{(n-1)} \right\} \right\} \cos[(2n-1)\omega_o t] \quad (11-10) \\
 & + \frac{4NV_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2Nm} C_{mn} \cos[2Nm\omega_c t + (2n-1)\omega_o t]
 \end{aligned}$$

其中 C_{mn} 由下式给出

$$C_{mn} = \left\{ \begin{aligned} & J_{2n-1}(Nm\pi M) \cos[(Nm+n-1)\pi] \left\{ \pi - 2\psi - \frac{\sin[2(2n-1)\psi]}{(2n-1)} \right\} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ 2k-1 \neq |2n-1|}}^{\infty} J_{2k-1}(Nm\pi M) \cos[(Nm+k)\pi] \\ & \quad \times \left\{ \frac{\sin[2(n+k-1)\psi]}{(n+k-1)} + \frac{\sin[2(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (11-11)$$

且 ψ 定义如下:

$$\psi = \begin{cases} \arccos\left(\frac{1}{M}\right) & \text{当 } M > 1 \text{ 时} \\ 0 & \text{当 } M \leq 1 \text{ 时} \end{cases} \quad (11-12)$$

在不对称规则采样的情况下, N 电平级联式逆变器的相桥臂电压频谱为

$$\begin{aligned}
 v_{az}(t) = & \frac{4NV_{dc}}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} C_{0n} \cos[(2n-1)\omega_o t] \\
 & + \frac{4NV_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \cos[2mN\omega_c t + (2n-1)\omega_o t] \quad (11-13)
 \end{aligned}$$

其中

$$C_{mn} = \frac{1}{(2n-1) \frac{\omega_o}{\omega_c}} \left\{ \begin{aligned} & \frac{2}{(2n-1)} \sin[(2n-1)\psi] \sin\left[(2n-1) \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}\right] \\ & + J_{2n-1}\left[(2n-1) \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M\right] \cos[(n-1)\pi] \\ & \quad \times \left\{ \pi - 2\psi - \frac{1}{(2n-1)} \sin[2(2n-1)\psi] \right\} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ 2k-1 \neq |2n-1|}}^{\infty} J_{2k-1}\left[(2n-1) \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M\right] \cos k\pi \\ & \quad \times \left\{ \frac{\sin[2(n+k-1)\psi]}{(n+k-1)} + \frac{\sin[2(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (11-14)$$

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

且

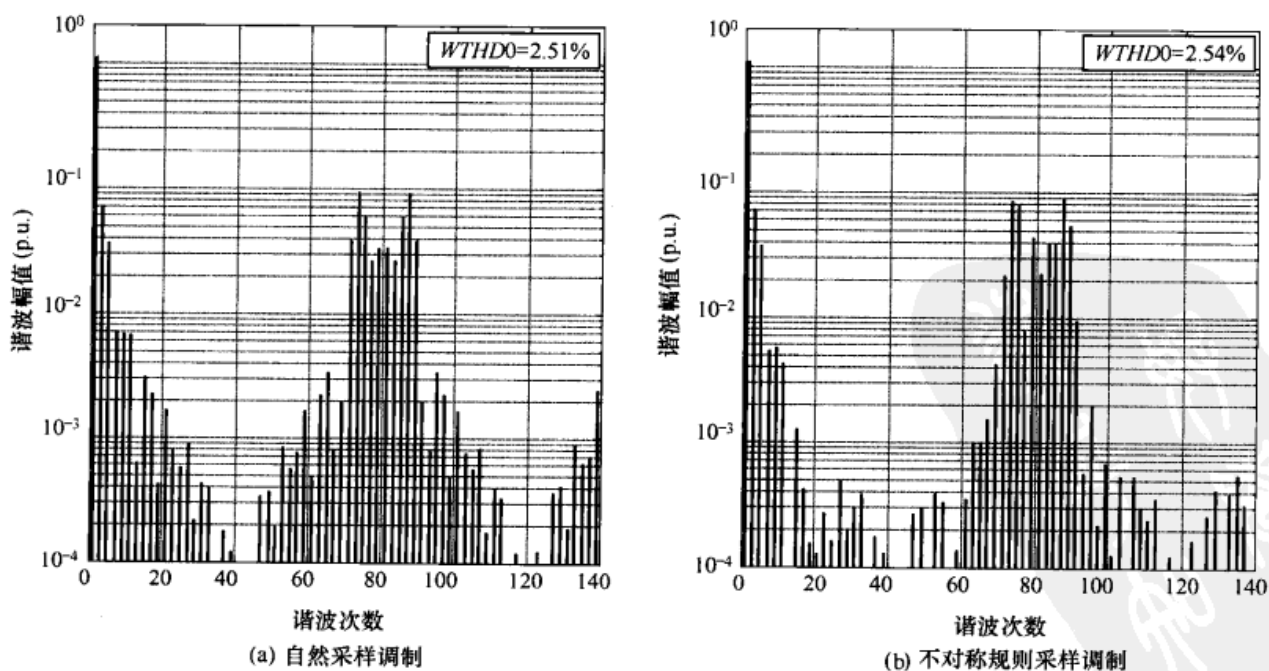
$$C_{mn} = \frac{1}{q'} \left\{ \begin{aligned} & \frac{2}{(2n-1)} \sin[(2n-1)\psi] \sin\left[(2n-1)\frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}\right] \\ & + J_{2n-1}\left(q' \frac{\pi}{2} M\right) \cos[(Nm+n-1)\pi] \\ & \times \left\{ \pi - 2\psi - \frac{1}{(2n-1)} \sin[2(2n-1)\psi] \right\} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ 2k-1 \neq |2n-1|}}^{\infty} J_{2k+1}\left(q' \frac{\pi}{2} M\right) \cos(Nm+k)\pi \\ & \times \left\{ \frac{\sin[2(n+k-1)\psi]}{(n+k-1)} + \frac{\sin[2(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (11-15)$$

另外 q' 定义为

$$q' = 2Nm + (2n-1)\omega_o / \omega_c \quad (11-16)$$

这些方程式相当复杂。这些式子的复杂性主要与谐波项的幅值有关，且新的谐波项只出现在基带区域中频率为 $(2n-1)\omega_o t$ 处。正如第 8 章两电平调制时过调制过程中有效的参考波形趋于方波那样，这些新增的谐波也是由过调制过程造成的。这一特性的重要推论还包括，级联式 H 桥多电平逆变器的边带谐波消除能力不受过调制的影响。于是可以想到，在任何调制比下级联式桥的谐波性能不变。

图 11-10 给出了在调制比为 1、2 时两种采样方式下五电平级联式逆变器的相桥臂频谱。和在线性调制区域一样，该逆变器在过调制区域能够将高至四倍频载波的边带谐波消除。

图 11-10 $M=1.2$ 、 $f_o/f_c=20$ 时，过调制情况下五电平级联式逆变器相桥臂电压的理论频谱

11.3 二极管钳位式逆变器的几种脉宽调制方法

二极管钳位式电路是多电平逆变器的另一主要分支。类似于常规的两电平三相逆变器所采用的载波策略可很容易地推广应用于二极管钳位式多电平逆变器。另外,二极管钳位式多电平逆变器还可采用不同类型的单边沿(即锯齿波)波形。然而,前面几章中也已表明,采用双边沿三角载波的调制总是具有很好的谐波消除性能。因此接下来只考虑采用三角载波调制的多电平逆变器。

通过将三角载波的数目增至 $L-1$ 可以很容易地实现双边沿调制,其中 L 为包含直流母线电平在内的电平数目^[4]。这些载波完全占据了从 $-(L-1)V_{dc}/2$ 到 $(L-1)V_{dc}/2$ 范围内的相邻电平带(其中 L 为奇数)。然后单个正弦参考波形与这些载波相比较以确定要输出的开关电平。文献^[4]推导出了具有不同相位关系的三种 PWM 策略如下:

- ① 交替反向层叠式 (APOD), 这种方式是指所有相邻载波的相位相差 180° ;
- ② 正负反相层叠式 (POD), 这种方法是指参考零值以上的载波相位和零值以下的载波相位相差 180° ;
- ③ 同相层叠方式 (PD), 即所有载波以相同的相位上下排列叠加。

图 11-11 显示了采用上述三种 PWM 策略的五电平调制的载波与参考信号的排列情况。人们普遍认为, PD 策略所带来的线-线电压的谐波畸变最低^[4,8]。还应注意的是, APOD 和 POD 策略对三电平逆变器而言是完全等效的。

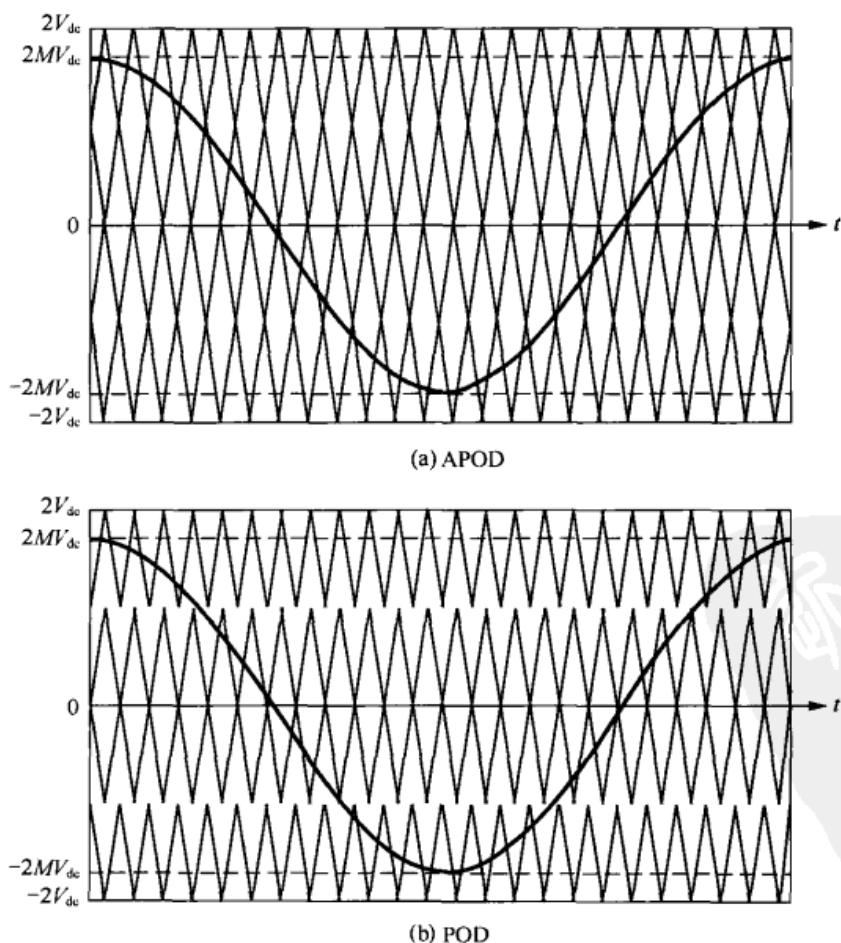
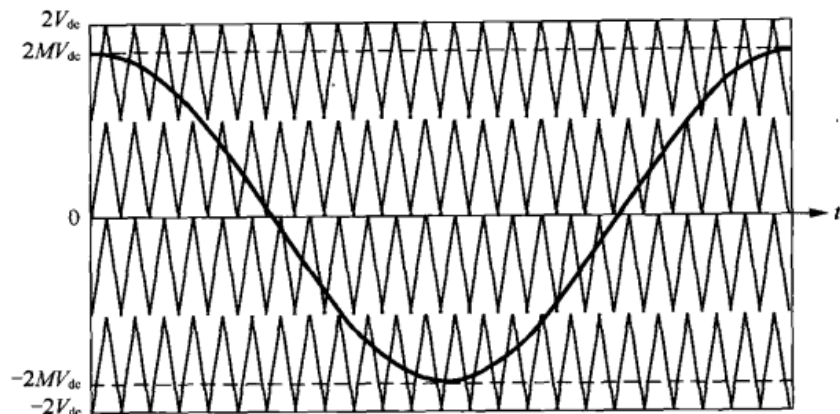


图 11-11 $\omega_c=24\omega_b$ 时, 五电平二极管钳位式逆变器采用三角载波的三种 PWM 调制方式

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制



(c) PD

图 11-11 $\omega_c=24\omega_o$ 时, 五电平二极管钳位式逆变器采用三角载波的三种 PWM 调制方式 (续)

11.4 三电平自然采样 PD 脉宽调制

11.4.1 三电平 PD 脉宽调制的等高线图

与级联式拓扑对比, 多电平二极管钳位式变换器的解析表达式不容易由先前的方式构建得到。然而, 由式 (3-9) 和式 (3-10) 可知, 任何一种的开关波形都可以用下式描述:

$$\begin{aligned}
 f(t) = & \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \{A_{0n} \cos[n(\omega_o t + \theta_o)] + B_{0n} \sin[n(\omega_o t + \theta_o)]\} \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \{A_{m0} \cos[m(\omega_c t + \theta_c)] + B_{m0} \sin[m(\omega_c t + \theta_c)]\} \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \left\{ A_{mn} \cos[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \right. \\
 & \quad \left. + B_{mn} \sin[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \right\}
 \end{aligned} \quad (11-17)$$

其中

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx+my)} dx dy \quad (11-18)$$

且其中 $x = \omega_c t$, $y = \omega_o t$ 。

为了计算式 (11-18), 必须在 x, y 平面上正确地定义 $f(x, y)$ 。在一个多电平逆变器中, 函数 $f(x, y)$ 的取值由变换器的电平数来决定。在两电平调制中可利用的电平为 $+V_{dc}$ 和 $-V_{dc}$ 。在一个三电平逆变器中可利用的电平为 $+V_{dc}$ 、0 和 $-V_{dc}$ 。这些电平间的分界由专门的调制规则决定。例如, 当电平数为 3 时, PD 技术的调制规则为:

- ① 采用 $N-1=2$ 个载波并使得所有载波同相;
- ② 当参考波形大于所有载波时, 变换器切换到 $+V_{dc}$;
- ③ 当参考波形大于下面载波但小于上面载波时, 变换器切换到 0;

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

④ 当参考波形小于所有载波时，变换器切换到 $-V_{dc}$ 。

图 11-12 给出了自然采样情况下所定义的参考输入波形。如果需要，可以对该参考波形进行修改用于规则采样，但这里出于简便仅考虑用于自然采样的情形。图 11-13 给出了在标幺化频率空间上的载波和参考波形。表 11-1 给出了在一个载波周期上 x 处于不同区域时，基于上述的调制规则的 $f(x, y)$ 定义。基于表 11-1 所给出的定义，图 11-14 给出了一个完整的 x 和 y 周期上的 $f(x, y)$ 的等高图。

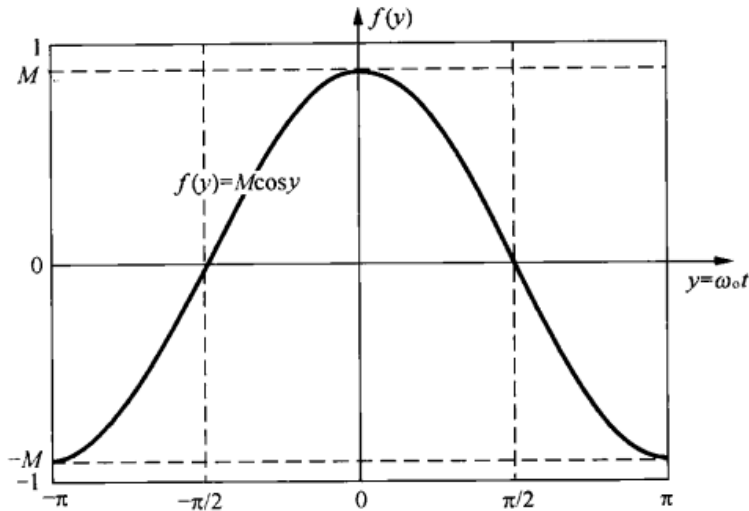


图 11-12 自然采样 PWM 的参考波形

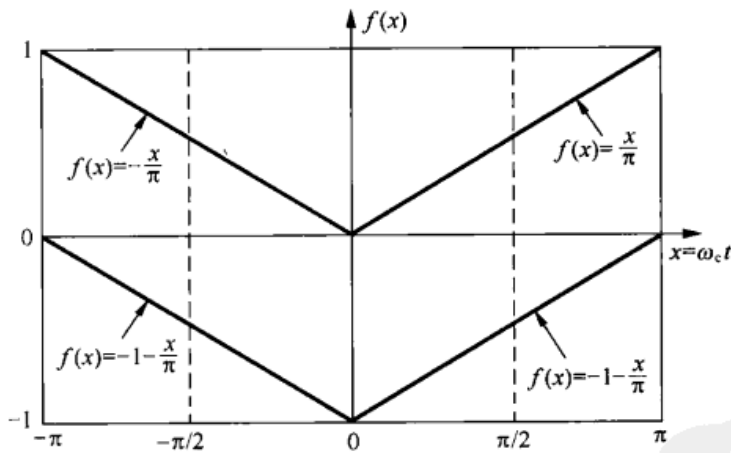
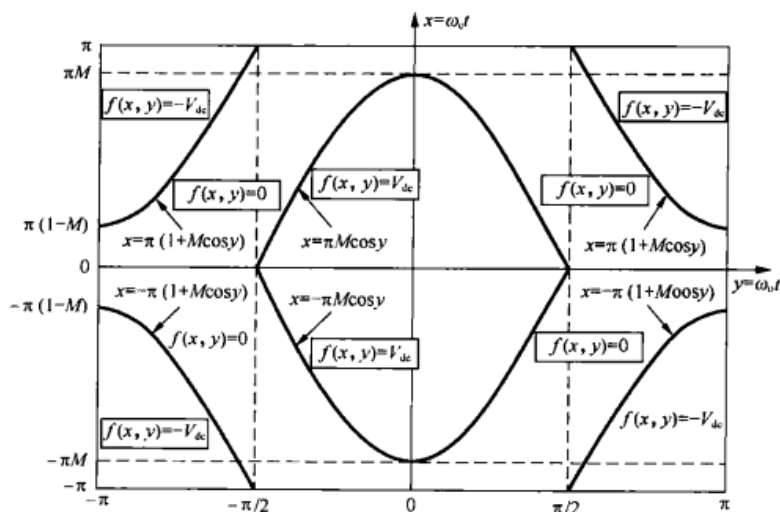


图 11-13 三电平 PD PWM 的载波波形

表 11-1 三电平 PD PWM 的开关函数 $f(x, y)$ ，其中 $x = \omega_c t$ 、 $y = \omega_0 t$

$f(x, y)$	当 $-\pi \leq x \leq 0$ 时	当 $0 < x \leq \pi$ 时
$+V_{dc}$	$M \cos y > -\frac{x}{\pi}$	$M \cos y > \frac{x}{\pi}$
0	$-1 - \frac{x}{\pi} < M \cos y < -\frac{x}{\pi}$	$-1 + \frac{x}{\pi} < M \cos y < \frac{x}{\pi}$
$-V_{dc}$	$M \cos y < -1 - \frac{x}{\pi}$	$M \cos y < -1 + \frac{x}{\pi}$

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

图 11-14 自然采样三电平 PD PWM 下 $f(x, y)$ 的等高线图

11.4.2 二重傅里叶级数谐波系数

由图 11-14, 而式 (11-18) 的二重傅里叶级数积分可表示为

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left\{ \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \left[\int_{-\pi}^{-\pi(1+M \cos y)} e^{j(mx+ny)} dx + \int_{\pi(1+M \cos y)}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx \right] dy + \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \left[\int_{-\pi}^{-\pi(1+M \cos y)} e^{j(mx+ny)} dx + \int_{\pi(1+M \cos y)}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx \right] dy \right\} \quad (11-19)$$

注意到 $f(x)$ 为周期性函数, 有

$$\begin{aligned} \int_{-\pi}^{-\pi-\alpha\pi} f(x) dx + \int_{\pi+\alpha\pi}^{\pi} f(x) dx &= \int_{-\pi+2\pi}^{-\pi-\alpha\pi+2\pi} f(x) dx + \int_{\pi+\alpha\pi}^{\pi} f(x) dx \\ &= \int_{\pi}^{\pi-\alpha\pi} f(x) dx + \int_{\pi+\alpha\pi}^{\pi} f(x) dx \\ &= \int_{\pi+\alpha\pi}^{\pi-\alpha\pi} f(x) dx \end{aligned} \quad (11-20)$$

其中 $\alpha = M \cos y$ 。于是式 (11-19) 可化简为

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy - \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi}^{-\pi(1+M \cos y)} e^{j(mx+ny)} dx dy - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{\pi(1+M \cos y)}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (11-21)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

由于 $f(y)$ 也为周期性函数, 当 $\alpha = -1/2$ 时对上式中后两项的 y 变量进行运算可对上式作进一步的类似化简, 可得

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} \int_{\pi(1+M \cos y)}^{\pi(1-M \cos y)} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (11-22)$$

将上式中第二项的 x 变量的积分上下限颠倒可得

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} \int_{\pi(1-M \cos y)}^{\pi(1+M \cos y)} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (11-23)$$

如果对第二项的变量做如下改变, 式 (11-23) 可进一步压缩, 即

$$y = y' + \pi \text{ 和 } x = x' + \pi \quad (11-24)$$

将上式中的变量变化代入到式 (11-23) 的第二项可得

$$\int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} \int_{\pi(1-M \cos y)}^{\pi(1+M \cos y)} e^{j(mx+ny)} dx dy = e^{j(m+n)\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} \int_{\pi M \cos y'}^{-\pi M \cos y'} e^{j(mx'+ny')} dx' dy' \quad (11-25)$$

由上式可得到 C_{mn} 的最后结果如下:

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \{1 - \cos[(n+m)\pi]\} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (11-26)$$

上式在 m 和 n 取不同值式均成立。

11.4.3 谐波系数的计算

当 $m = n = 0$ 时, 由于 $1 - \cos 0 = 0$, 显然式 (11-26) 可简化为

$$C_{00} = 0 \quad (11-27)$$

当 $m = 0$ 、 $n > 0$ 时, 式 (11-26) 可简化为

$$\begin{aligned} C_{0n} &= \frac{V_{dc}}{2\pi^2} (1 - \cos n\pi) \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{jny} dx dy \\ &= \frac{V_{dc}}{2\pi^2} (1 - \cos n\pi) \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} 2\pi M \cos y e^{jny} dy \\ &= \frac{MV_{dc}}{\pi} (1 - \cos n\pi) \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{e^{j(n+1)y} + e^{j(n-1)y}}{2} dy \end{aligned} \quad (11-28)$$

由于当 n 为偶数时 $(1 - \cos n\pi)$ 为零, 因此仅在 n 为奇数时式 (11-28) 的积分不为零。还应注意到, 当 n 为奇数时 $1 - \cos n\pi = 2$ 。

当 $n = 1$ 时, 式 (11-28) 可积分得到

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

$$\begin{aligned}
 C_{01} &= \frac{MV_{dc}}{\pi} \left[\frac{(e^{j\pi} - e^{-j\pi})}{2j} + \frac{\pi}{2} - \left(-\frac{\pi}{2}\right) \right] \\
 &= \frac{MV_{dc}}{\pi} [\sin(\pi) + \pi] = MV_{dc}
 \end{aligned} \quad (11-29)$$

上式为基波分量。

当 $n > 1$ 且 n 为奇数时, 式 (11-28) 变为

$$\begin{aligned}
 C_{0n} &= \frac{MV_{dc}}{\pi} \left\{ \frac{e^{j(n+1)\frac{\pi}{2}} - e^{-j(n+1)\frac{\pi}{2}}}{j(n+1)} + \frac{e^{j(n-1)\frac{\pi}{2}} - e^{-j(n-1)\frac{\pi}{2}}}{j(n-1)} \right\} \\
 &= \frac{MV_{dc}}{\pi} \left\{ \frac{2\sin\left[(n+1)\frac{\pi}{2}\right]}{(n+1)} + \frac{2\sin\left[(n-1)\frac{\pi}{2}\right]}{(n-1)} \right\} = 0 \quad n > 1
 \end{aligned} \quad (11-30)$$

由上式可知, 不存在基波倍频的基带谐波。

当 $m > 0$ 、 $n=0$ 时, 式 (11-26) 可简化为

$$\begin{aligned}
 C_{m0} &= \frac{V_{dc}}{2\pi^2} (1 - \cos m\pi) \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi M \cos y}^{\pi M \cos y} e^{jm\pi x} dx dy \\
 &= \frac{V_{dc}}{2jm\pi^2} (1 - \cos m\pi) \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} (e^{jm\pi M \cos y} - e^{-jm\pi M \cos y}) dy \\
 &= \frac{V_{dc}}{m\pi^2} (1 - \cos m\pi) \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sin(m\pi M \cos y) dy
 \end{aligned} \quad (11-31)$$

利用式 (A2-3) 上式变为 (其中求和指数 k 的起始值改为 1)

$$C_{m0} = \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} (1 - \cos m\pi) \sum_{k=1}^{\infty} \cos[(k-1)\pi] J_{2k-1}(m\pi M) \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos[(2k-1)y] dy \quad (11-32)$$

上式积分可得

$$\begin{aligned}
 C_{m0} &= \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} (1 - \cos m\pi) \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m\pi M) \cos[(k-1)\pi] \left\{ \frac{2\sin\left[(2k-1)\frac{\pi}{2}\right]}{(2k-1)} \right\} \\
 &= \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} (1 - \cos m\pi) \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m\pi M) \cos[(k-1)\pi] \left[\frac{\sin\left(k\pi - \frac{\pi}{2}\right)}{[2k-1]} \right]
 \end{aligned}$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$\begin{aligned}
 &= \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} (1 - \cos m\pi) \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m\pi M) \left[\frac{\cos^2(k-1)\pi}{(2k-1)} \right] \\
 &= -\frac{4V_{dc}}{m\pi^2} (1 - \cos m\pi) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_{2k-1}(m\pi M)}{(2k-1)}
 \end{aligned} \quad (11-33)$$

该结果定义的是载波谐波本身，且由于 \$(1 - \cos m\pi)\$ 项的影响，上式仅在 \$m\$ 为奇数时不为零。

当 \$m > 0, n \neq 0\$ 时，对式 (11-26) 的内积分进行计算可得

$$\begin{aligned}
 C_{mn} &= \frac{V_{dc}}{2jm\pi^2} \{1 - \cos[(n+m)\pi]\} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} e^{jny} (e^{jm\pi M \cos y} - e^{-jm\pi M \cos y}) dy \\
 &= \frac{V_{dc}}{m\pi^2} \{1 - \cos[(n+m)\pi]\} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} e^{jny} \sin(m\pi M \cos y) dy
 \end{aligned} \quad (11-34)$$

利用式 (A2-3)，上式变为

$$\begin{aligned}
 C_{mn} &= \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} \{1 - \cos[(n+m)\pi]\} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} e^{jny} \left[\sum_{k=1}^{\infty} J_k(m\pi M) \sin k \frac{\pi}{2} \cos ky \right] dy \\
 &= \frac{V_{dc}}{m\pi^2} \{1 - \cos[(n+m)\pi]\} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} J_k(m\pi M) \sin k \frac{\pi}{2} \left[\frac{e^{j(n+k)y}}{+ e^{j(n-k)y}} \right] \right\} dy
 \end{aligned} \quad (11-35)$$

经过一些运算，对上式的积分表达式计算可得

$$\begin{aligned}
 C_{mn} &= \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} \{1 - \cos[(n+m)\pi]\} \sum_{k=1}^{\infty} J_k(m\pi M) \sin k \frac{\pi}{2} \left[\frac{\sin(n+k) \frac{\pi}{2}}{(n+k)} \Big|_{-n \neq k} + \frac{\sin(n-k) \frac{\pi}{2}}{(n-k)} \Big|_{n \neq k} + \frac{\pi}{2} \Big|_{\pm n=k} \right] \\
 &= \frac{V_{dc}}{m\pi^2} \{1 - \cos[(n+m)\pi]\} \\
 &\quad \times \left[J_n(m\pi M) \sin n \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4} \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m\pi M) \frac{(2k-1) \cos n \frac{\pi}{2}}{(2k-1+n)(2k-1-n)} \Big|_{|n| \neq 2k-1} \right]
 \end{aligned} \quad (11-36)$$

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

请注意, 由于 $\cos(n\pi/2)$ 项的影响, 上式中的求和表达式仅在 n 为偶数时不为零, 同时 $J_n(m\pi M) \sin(n\pi/2)$ 仅在 n 为奇数时不为零。于是, 由于 $1-\cos(n+m)\pi$ 项的影响, 偶次边带谐波 (n 为偶数) 仅存在于奇次载波倍频 (m 为奇数) 附近, 而奇次边带谐波 (n 为奇数) 仅存在于偶次载波倍频 (m 为偶数) 附近。另外, 求和的限制条件 $|n| \neq 2k-1$ 隐含地得以满足, 而无需明确定义。

通过将式 (11-29)、式 (11-33) 以及式 (11-36) 的结果带回到式 (11-17), 可得到 a 相桥臂的三电平 PD 调制的完整谐波表达式。于是时变的相桥臂开关电压 v_{az} 可用其谐波分量表示如下:

$$\begin{aligned}
 v_{az}(t) = & V_{dc} M \cos(\omega_0 t) \\
 & + \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_{2k-1}[(2m-1)\pi M]}{(2k-1)} \cos[(2m-1)\omega_c t] \\
 & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(2m\pi M) \cos n\pi \cos[2m\omega_c t + (2n+1)\omega_0 t] \\
 & + \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_{2k-1}[(2m-1)\pi M](2k-1) \cos n\pi}{(2k-1+2n)(2k-1-2n)} \\
 & \quad \times \cos[(2m-1)\omega_c t + 2n\omega_0 t]
 \end{aligned} \tag{11-37}$$

请注意, 相电压的参考电位点取直流母线中点。

如第 5 章所示, 线电压可由下式得到

$$v_{ab}(t) = v_{az}(t) - v_{bz}(t) \tag{11-38}$$

其中, v_{bz} 由将式 (11-37) 中的 θ_0 由 0 改为 $-2\pi/3$ 得到。

值得一提的是, 采用前面章节所采用的相同方式可推导出不对称规则采样的相应表达式。在这种情况下, 式 (11-26) 中的 m 用 q 来取代, 其中 q 定义为 $q = m + n(\omega_0/\omega_c)$ 。接着沿用上面相同的方式进行推导。

11.4.4 三电平 PD 脉宽调制的频谱性能

三电平自然采样 PD 调制在 $M=0.5$ 、 $f_c/f_0=20$ 条件下的相电压和线电压的频谱如图 11-15 所示。由这些图中可以发现一些显著特征。

第一, 相桥臂电压频谱的一个主要特征是有大量的第一载波谐波。这与图 11-2 所示的级联式 H 桥的相桥臂频谱截然不同, 级联式 H 桥的相桥臂频谱中没有载波谐波成分。由于三相逆变器的相桥臂输出中的载波谐波为共模分量, 这使得 PD 调制具有优越的线-线电压特性。第二, 由图 11-15(a) 很容易可看到, 偶次载波倍频附近存在奇次边带谐波, 且奇次载波倍频附近存在偶次边带谐波, 这和分析表达式的预测结果完全一致。第三, 所有的基于载波的 PWM 策略, 在线-线电压中只有 3 倍频边带谐波 (即离开载波倍频的 3 倍频谐波) 消除了。正如前面所述, 3 倍频谐波的消除与载波的绝对频率大小无关, 这再次验证了载波与基波的比率是否为整数对调制算法的谐波性能没有影响。

最后, 应该留意的是, 第一载波组的低频边带谐波大量地扩散到了基带区域。需要指出的是, 这些谐波是开关频率的边带谐波, 而非由指令信号频率所引发的基带谐波。于是除了

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

对这些谐波的衰减速率有影响之外,载波频率对这些谐波没有其他的影响。因此,在较低的载波频率下,基波频率处有较多的边带谐波,在实际系统中应允许这一点。

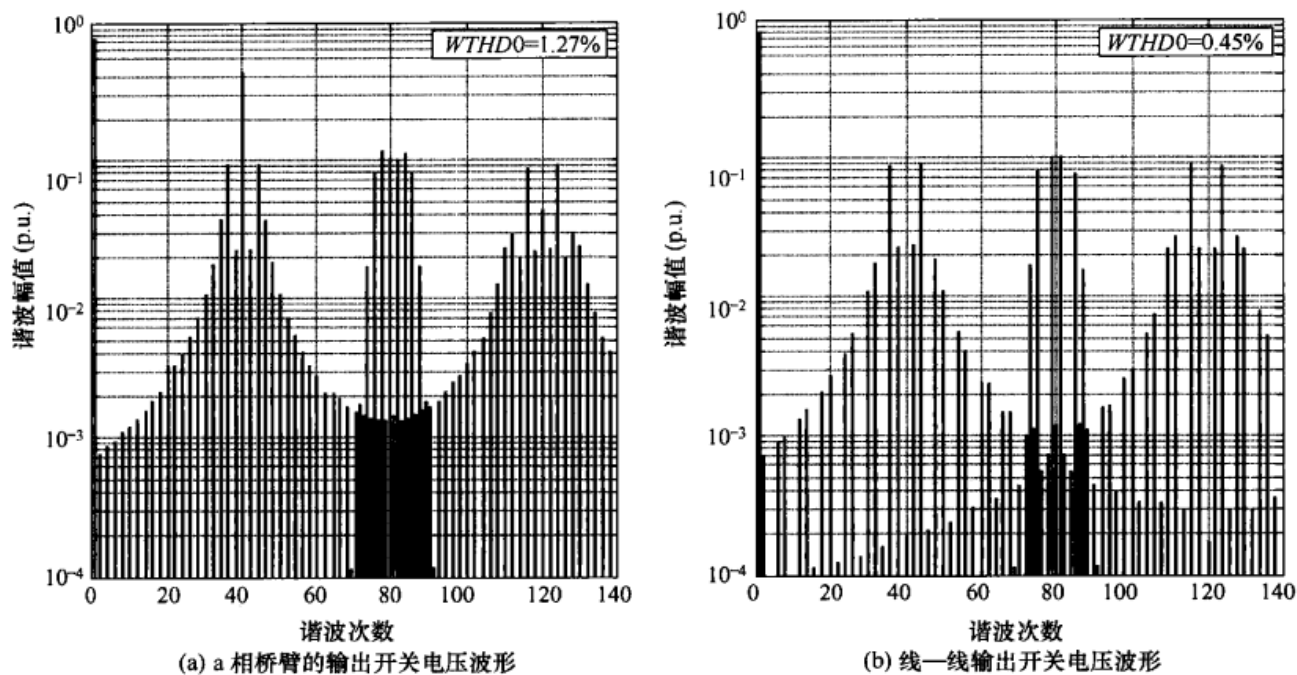


图 11-15 $M=0.8$ 、 $f_c/f_o = 40$ 时, PD 自然采样 PWM 调制下三电平三相逆变器的理论谐波频谱

11.5 三电平自然采样 APOD 或 POD 脉宽调制

对于正负反相层叠式 (POD) 调制而言,所有零值以上的载波同相位且与零值以下的载波相位相差 180° 。而交替反向层叠式 (APOD) 方式的各载波与相邻的载波相位相差 180° 。显然当指定采用三电平 PWM 时,两种算法载波是相同的。

图 11-16 给出了这种情况下的载波函数。将 x 空间上的载波波形与图 11-12 中 y 空间上的正弦指令波形相结合可得到表 11-2 中的开关条件以及图 11-17 所示的 xy 空间上的等高图。

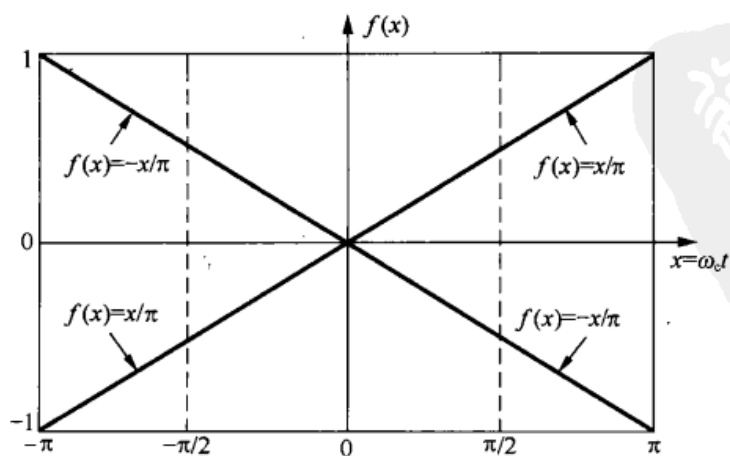
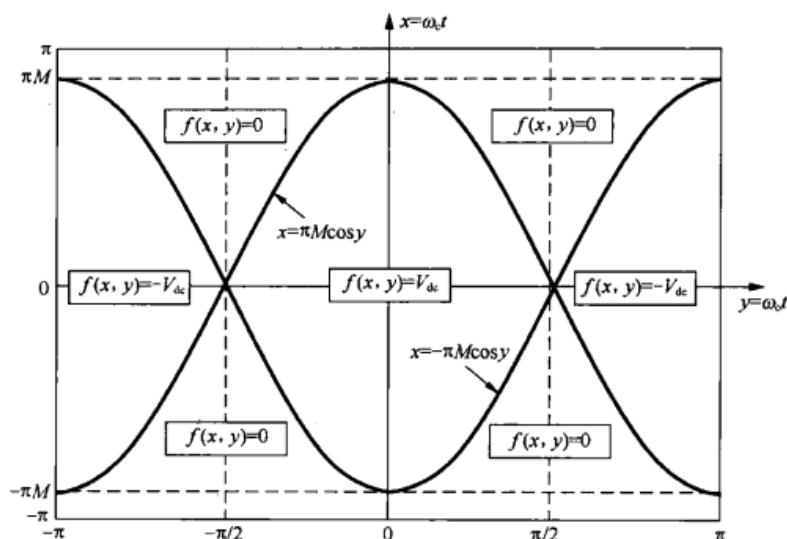


图 11-16 三电平 APOD/POD PWM 载波波形

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

图 11-17 自然采样 APD/POD 调制下的 $f(x, y)$ 的等高线图表 11-2 三电平 APD/POD PWM 的开关函数 $f(x, y)$, 其中 $x = \omega_c t$ 、 $y = \omega_o t$

$f(x, y)$	当 $-\pi \leq x \leq 0$ 时	当 $0 < x \leq \pi$ 时
$+V_{dc}$	$M \cos y > -\frac{x}{\pi}$	$M \cos y > \frac{x}{\pi}$
0	$\frac{x}{\pi} < M \cos y < -\frac{x}{\pi}$	$-\frac{x}{\pi} < M \cos y < \frac{x}{\pi}$
$-V_{dc}$	$M \cos y < \frac{x}{\pi}$	$M \cos y < -\frac{x}{\pi}$

采用这种 $f(x, y)$ 的定义, 式 (11-18) 的傅里叶级数积分可表示为

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M \cos y}{M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy - \int_{-\pi}^{-\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M \cos y}{M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M \cos y}{M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (11-39)$$

采用 $\alpha = -1/2$ 的式 (11-20), 系数 C_{mn} 的表达式可简化为

$$\begin{aligned} C_{mn} &= \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M \cos y}{M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M \cos y}{M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \\ &= \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M \cos y}{M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M \cos y}{M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \\ &= \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{M \cos y}{M \cos y} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \end{aligned} \quad (11-40)$$

当 m 和 n 取不同值时式 (11-40) 的求解方式与前面介绍的详细的 PD 示例相同。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

a 相桥臂的三电平 APOD 和 POD 调制的完整谐波解表达式为

$$v_{az}(t) = V_{dc} M \cos(\omega_o t) + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} J_{2n+1}(m\pi M) \cos n\pi \cos[m\omega_c t + (2n+1)\omega_o t] \quad (11-41)$$

该情况下的相电压和线—线电压的频谱图如图 11-18 所示。这一结果应与图 11-15 所示的 PD 调制频谱做一比较。特别需要指出的是, APOD 和 POD 调制不会产生第一载波谐波。相反地第一载波组谐波能量导入了围绕第一载波谐波附近的边带谐波中。于是, 由于只有远离载波的 3 倍频边带谐波消除了, APOD 和 POD 调制与 PD 调制相比在线—线电压中保留了更多的谐波能量。APOD 和 POD 调制的 $WTHD$ 增加反映出这一点。

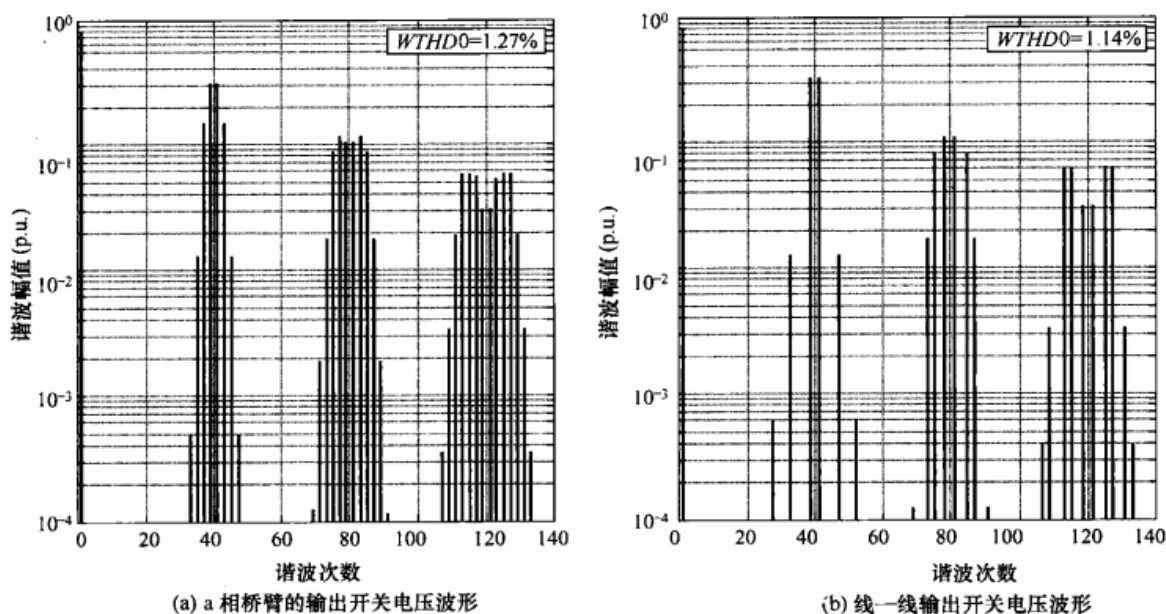


图 11-18 $M = 0.8$ 、 $f_c/f_o = 40$ 时, APOD/POD 自然采样 PWM 调制下三电平三相逆变器的理论谐波频谱

11.6 三电平逆变器的过调制

如图 11-19 所示, 当正弦电压的指定幅值超出了三角载波的幅值时会出现过调制。PD PWM 三电平逆变器过调制情况下的 $f(x, y)$ 的更改过的等高线图如图 11-20 所示。

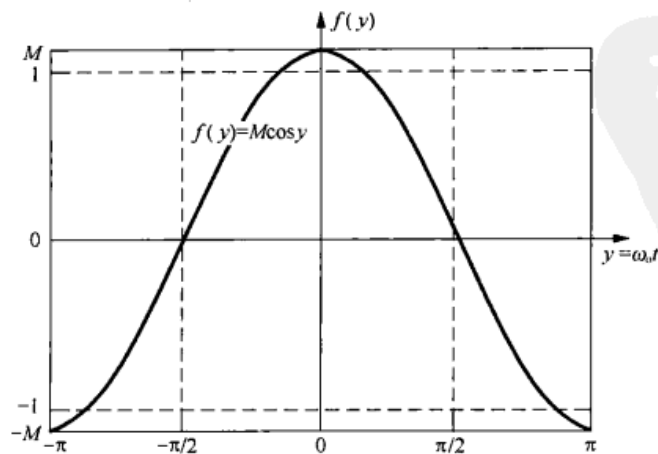


图 11-19 过调制情况下自然采样 PWM 的参考波形

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

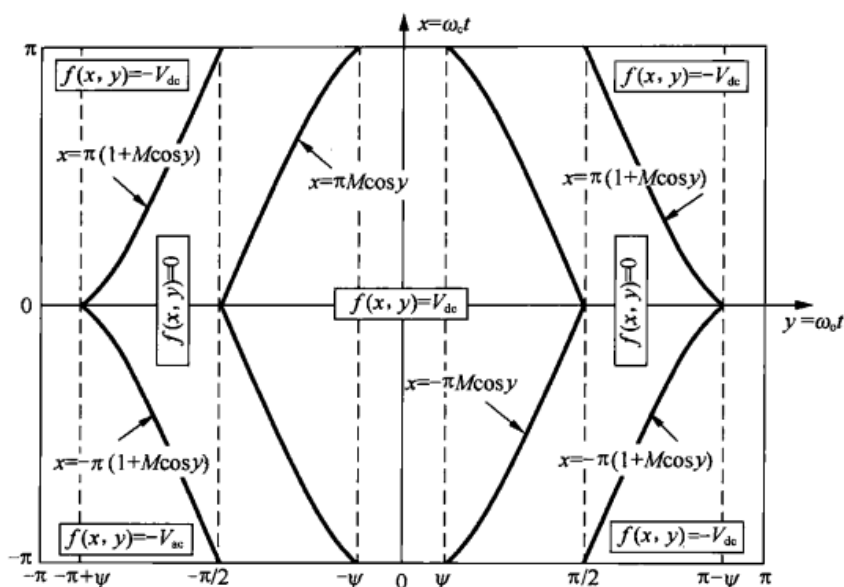


图 11-20 过调制 ($M > 1$) 情况下三电平 PD PWM 的 $f(x, y)$ 的等高线图,
其中 $\psi = \arccos(1/M)$

根据此图, 二重傅里叶级数积分的表达式可表示为

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \int_{-\frac{\pi}{2}}^{-\psi} \int_{-\pi}^{\pi} M \cos y e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} M \cos y e^{j(mx+ny)} dx dy \\ & + \int_{-\psi}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy \\ & - \int_{-\pi+\psi}^{-\frac{\pi}{2}} \left[\int_{-\pi}^{-\pi} (1+M \cos y) e^{j(mx+ny)} dx + \int_{\pi}^{\pi} (1+M \cos y) e^{j(mx+ny)} dx \right] dy \\ & - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi-\psi} \left[\int_{-\pi}^{-\pi} (1+M \cos y) e^{j(mx+ny)} dx + \int_{\pi}^{\pi} (1+M \cos y) e^{j(mx+ny)} dx \right] dy \\ & - \int_{-\pi}^{-\pi+\psi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy - \int_{\pi-\psi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy \end{aligned} \right\} \quad (11-42)$$

和前面一样利用周期性条件, 式 (11-42) 可化简为

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} [1 - \cos(n+m)\pi] \times \left[\begin{aligned} & \int_{-\frac{\pi}{2}}^{-\psi} \int_{-\pi}^{\pi} M \cos y e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} M \cos y e^{j(mx+ny)} dx dy \\ & + \int_{-\psi}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy \end{aligned} \right] \quad (11-43)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

上式在 m 和 n 取不同值的情况下均成立。

采用前面一样的求解原理, a 相桥臂的三电平 PD 调制在过调制情况下谐波表达式如下:

$$\begin{aligned}
 v_{az}(t) = & \frac{V_{dc}}{\pi} [M(\pi - 2\psi - \sin 2\psi) + 4\sin \psi] \cos(\omega_o t) \\
 & + \frac{V_{dc}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{2n-1} \sin[(2n-1)\psi] - M \left\{ \frac{\sin 2n\psi}{n} + \frac{\sin[2(n-1)\psi]}{(n-1)} \right\} \right\} \\
 & \quad \times \cos[(2n-1)\omega_o t] \\
 & + \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}[(2m-1)\pi M] \cos k\pi \\
 & \quad \times \{ \cos k\pi + \sin[(2k-1)\psi] \} \\
 & \quad \times \cos[(2m-1)\omega_c t] \\
 & + \frac{2V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ J_{2n+1}(2m\pi M) \cos n\pi \left\{ \pi - 2\psi - \frac{\sin[2(2n-1)\psi]}{(2n+1)} \right\} \right. \\
 & \quad + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq -n) \\ (k \neq n+1)}}^{\infty} \left\{ \frac{J_{2k-1}(2m\pi M) \cos k\pi}{\sin[2(k+n)\psi]} \times \left\{ \frac{(k+n)}{\sin[2(k-n-1)\psi]} + \frac{(k-n-1)}{\sin[2(k-n-1)\psi]} \right\} \right\} \\
 & \quad \times \cos[2m\omega_c t + (2n+1)\omega_o t] \\
 & + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ J_{2k-1}[(2m-1)\pi M] \cos k\pi \right. \\
 & \quad \times \left\{ \frac{\cos[(n-k)\pi] + \sin[(2k-1-2n)\psi]}{(2k-1-2n)} \right. \\
 & \quad \left. + \frac{\cos[(n+k)\pi] + \sin[(2k-1+2n)\psi]}{(2k-1+2n)} \right\} \\
 & \quad \times \cos[(2m-1)\omega_c t + 2n\omega_o t] \Big\} \quad (11-44)
 \end{aligned}$$

其中 $\psi = \arccos(1/M)$, 当然 $M > 1$ 。

和级联式 H 桥一样, 过调制的二极管钳位式多电平逆变器的解析表达式看上去非常复杂。然而检查过后显然可见, 这些式子的复杂性仍主要与谐波项的幅值有关, 且新的谐波项只出现在基带区域中频率为 $(2n-1)\omega_o t$ 处, 参见式 (11-44) 的第二行。这些谐波被认定是在有效的参考波形趋于方波的过程中由过调制过程造成的。除此之外, 过调制的效应是改变开关谐波的幅值, 而不会改变其频率。

图 11-21 给出了三电平二极管钳位式逆变器在调制比为 1.2 情况下的频谱。和处于线性调制区域一样, 过调制情况下的线—线电压中的载波谐波和 3 倍频边带谐波也同样消除了。

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

需要特别注意的是, 和相电压相比, 线—线电压中的 3 次谐波消失了, 于是过调制情况下的第一主要的基带谐波为 5 次谐波。

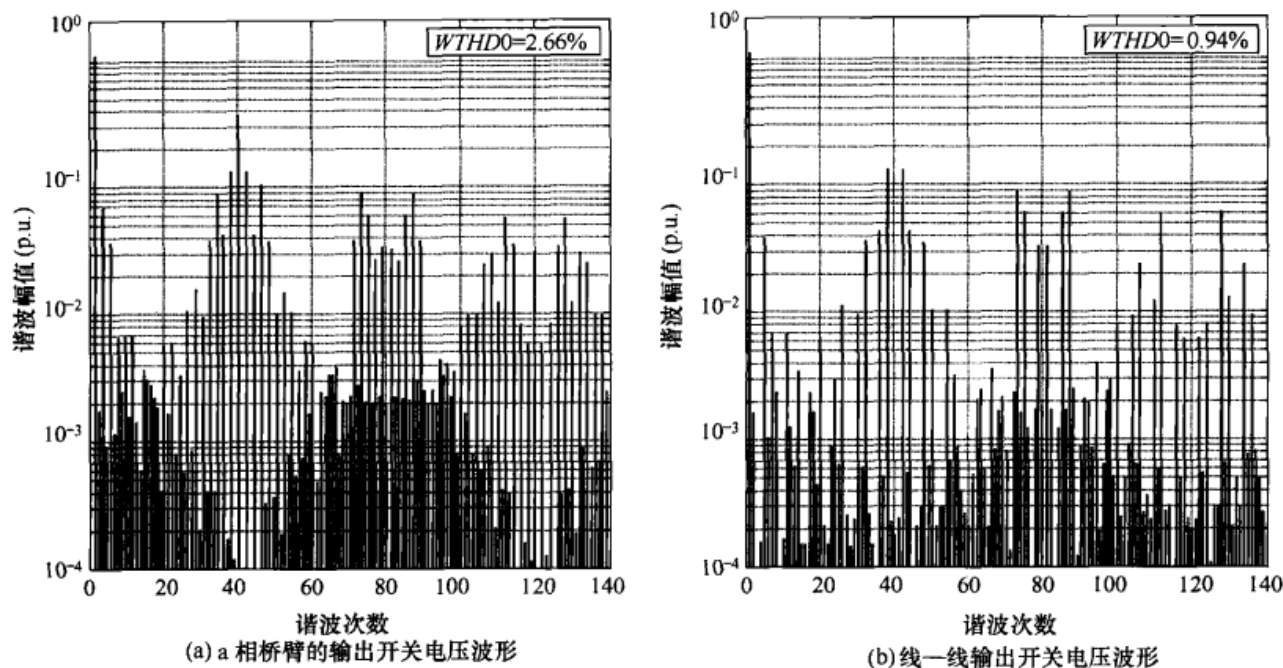


图 11-21 $M=1.2$ 、 $f_d/f_o = 40$ 时, 过调制的 PD 自然采样 PWM 调制下三电平三相逆变器的理论谐波频谱

11.7 二极管钳位式逆变器的五电平 PWM

11.7.1 五电平自然采样 PD PWM

二重傅里叶系数 C_{mn} 的计算技巧可容易地推广应用于更高的奇次电平场合。五电平 PD PWM 的载波和基波波形如图 11-22 所示。所得到的开关函数条件如表 11-3 所示, $f(x, y)$ 相应的等高线图如图 11-23 所示。

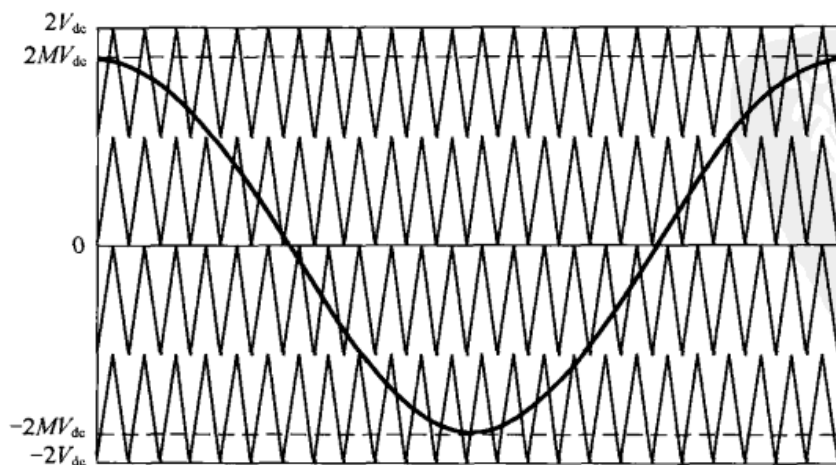
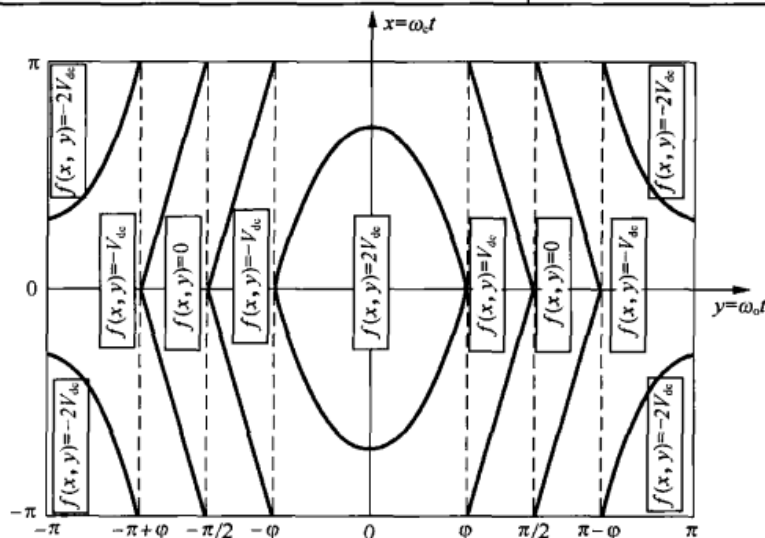


图 11-22 五电平 PD PWM 载波和基波波形的安排

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

表 11-3 五电平 PD PWM 的开关函数 $f(x, y)$, 其中 $x = \omega_c t$ 、 $y = \omega_o t$

$f(x, y)$	当 $-\pi \leq x \leq 0$ 时	当 $0 < x \leq \pi$ 时
$+2V_{dc}$	$M \cos y > \frac{1}{2} - \frac{x}{2\pi}$	$M \cos y > \frac{1}{2} + \frac{x}{2\pi}$
$+V_{dc}$	$-\frac{x}{2\pi} < M \cos y < \frac{1}{2} - \frac{x}{2\pi}$	$\frac{x}{2\pi} < M \cos y < \frac{1}{2} + \frac{x}{2\pi}$
0	$-\frac{1}{2} - \frac{x}{2\pi} < M \cos y < -\frac{x}{2\pi}$	$-\frac{1}{2} + \frac{x}{2\pi} < M \cos y < \frac{x}{2\pi}$
$-V_{dc}$	$-1 - \frac{x}{2\pi} < M \cos y < -\frac{1}{2} - \frac{x}{2\pi}$	$-1 + \frac{x}{2\pi} < M \cos y < -\frac{1}{2} + \frac{x}{2\pi}$
$-2V_{dc}$	$M \cos y < -1 - \frac{x}{2\pi}$	$M \cos y < -1 + \frac{x}{2\pi}$

图 11-23 五电平 PD 自然采样 PWM 调制下 $f(x, y)$ 的等高线图,
其中 $\varphi = \arccos(1/M)$ 、 $M \geq 0.5$ (注: $M < 0.5$ 调制降为三电平)

采用和前面相似的过程, 所得到的五电平 PD PWM 的解析表达式为

$$\begin{aligned}
 v_{az}(t) = & 2V_{dc} M \cos(\omega_o t) \\
 & + \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}[(2m-1)2\pi M] \\
 & \quad \times \{1 + 2 \sin[(2k-1)\varphi] \cos k\pi\} \\
 & \quad \times \cos[(2m-1)\omega_c t] \\
 & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(4m\pi M) \cos n\pi \cos[2m\omega_c t + (2n+1)\omega_o t] \\
 & + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} & J_{2k-1}[(2m-1)2\pi M] \cos k\pi \\ & \times \left\{ \frac{\cos[(n-k)\pi] + 2 \sin[(2k-1-2n)\varphi]}{(2k-1-2n)} \right. \\ & \quad \left. \frac{\cos[(n+k)\pi] + 2 \sin[(2k-1+2n)\varphi]}{(2k-1+2n)} \right\} \end{aligned} \right\} \\
 & \quad \times \cos[(2m-1)\omega_c t + 2n\omega_o t]
 \end{aligned} \tag{11-45}$$

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

其中 $\varphi = \arccos\left(\frac{1}{2M}\right)$, $M \geq 0.5$ (以维持五电平调制)。

五电平 PD PWM 在调制比 $M=0.8$ 情况下的相桥臂电压和线—线电压频谱如图 11-24 所示。要注意的是, 图 11-24(b)中明显的二次基频谐波实际上是低于第一载波频率的第一载波组的边带谐波远程入侵的结果。PD 调制的第一载波组边带谐波的低次侵扰是调制策略所固有的问题。在载波/基波比率较低时应容许该问题。需特别指出的是, 当选用较低的载波比时调制策略建议最好选用奇次载波比。

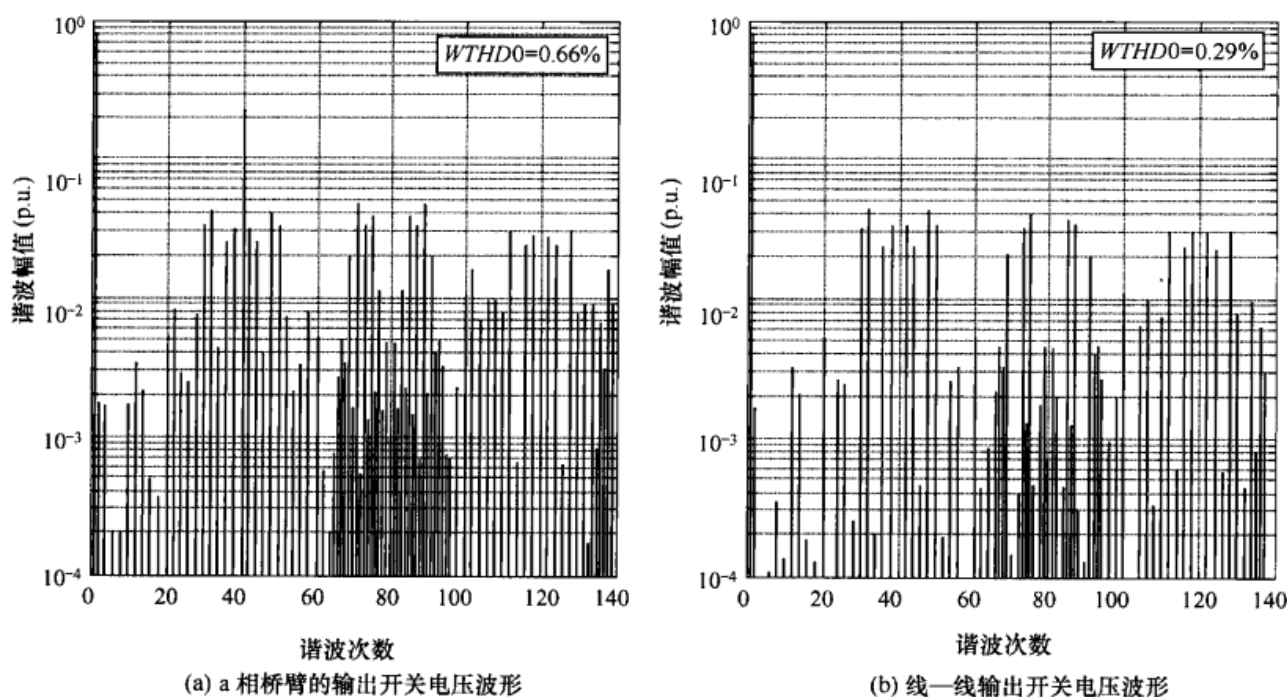


图 11-24 $M=0.8$ 、 $f_c/f_o = 40$ 时, PD 自然采样 PWM 调制下五电平三相逆变器的理论谐波频谱

11.7.2 五电平自然采样 APOD PWM

五电平 APOD PWM 的载波和基波波形如图 11-25 所示。所得到的开关条件如表 11-4 所示, 而 $f(x, y)$ 的等高线图如图 11-26 所示。

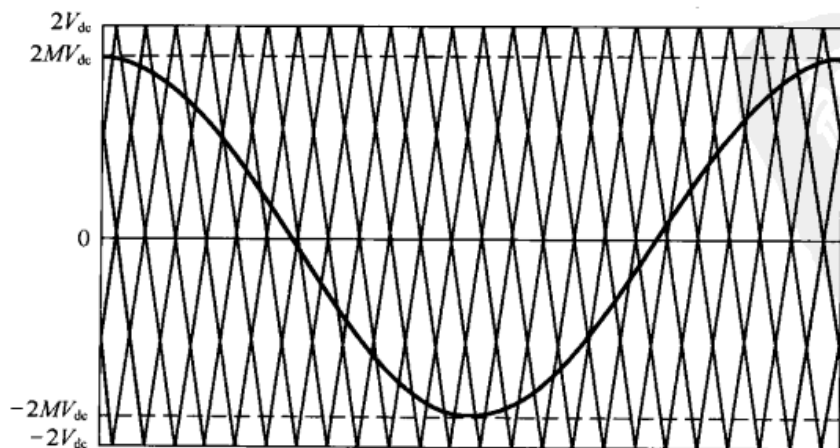
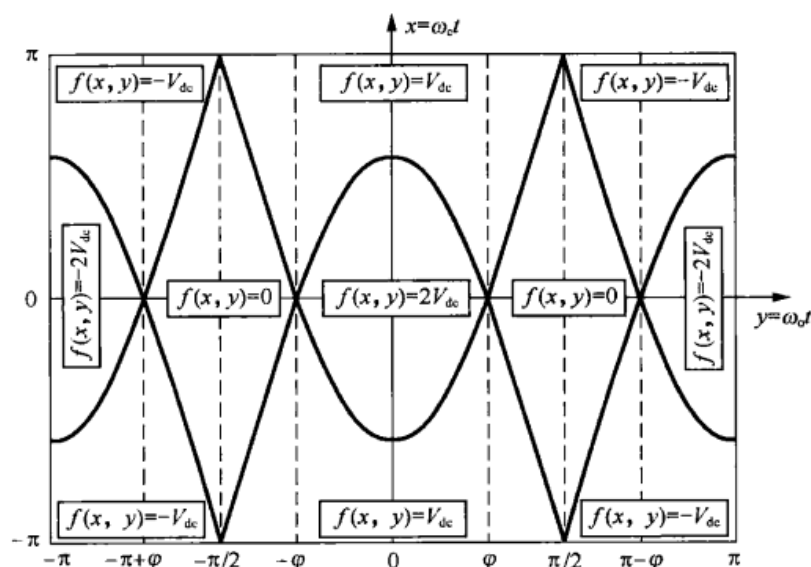


图 11-25 五电平 APOD PWM 载波和基波波形的安排

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

表 11-4 五电平 APOD PWM 的开关函数 $f(x, y)$, 其中 $x = \omega_c t$ 、 $y = \omega_o t$

$f(x, y)$	当 $-\pi \leq x \leq 0$ 时	当 $0 < x \leq \pi$ 时
$2V_{dc}$	$M \cos y > \frac{1}{2} - \frac{x}{2\pi}$	$M \cos y > \frac{1}{2} + \frac{x}{2\pi}$
V_{dc}	$-\frac{x}{2\pi} < M \cos y < \frac{1}{2} - \frac{x}{2\pi}$	$\frac{1}{2} - \frac{x}{2\pi} < M \cos y < \frac{1}{2} + \frac{x}{2\pi}$
0	$\frac{x}{2\pi} < M \cos y < -\frac{x}{2\pi}$	$-\frac{x}{2\pi} < M \cos y < \frac{x}{2\pi}$
$-V_{dc}$	$-1 - \frac{x}{2\pi} < M \cos y < \frac{x}{2\pi}$	$-1 + \frac{x}{2\pi} < M \cos y < -\frac{x}{2\pi}$
$-2V_{dc}$	$M \cos y < -1 + \frac{x}{2\pi}$	$M \cos y < -1 - \frac{x}{2\pi}$

图 11-26 五电平 APOD 自然采样 PWM 的 $f(x, y)$ 的等高线图, 其中 $\varphi = \arccos(1/M)$ 、 $M \geq 0.5$ (注: $M < 0.5$ 时调制降为三电平)

采用和前面相似的方法, a 相桥臂的五电平 APOD 调制的谐波解析表达式为

$$v_{az}(t) = 2V_{dc} M \cos(\omega_o t) + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{\cos[(m+n)\pi]}{m} J_{2n-1}(2m\pi M) \cos[m\omega_c t + (2n+1)\omega_o t] \quad (11-46)$$

图 11-27 给出了当 $M=0.8$ 时 APOD 自然采样 PWM 调制的五电平三相逆变器的相桥臂电压和线—线电压的理论谐波频谱。

将采用 PD 和 APOD 三电平调制和五电平调制的结果相比较, 可以看出, 即使 PD 调制和 APOD 调制的相电压的 $WTHD$ 几乎相等, 但 PD 调制的线—线电压的 $WTHD_0$ (见图 11-15 和图 11-24) 接近为 APOD 调制的 (见图 11-18 和图 11-27) 一半。这清楚地展示了 PD 策略出众的线—线电压谐波性能, 这主要是因为 PD 调制的相桥臂频谱的最主要的谐波是第一载

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

波分量, 而 APOD 调制只产生载波边带谐波。于是 PD 调制将主要的谐波能量放入各相桥臂的载波分量中并利用逆变器相桥臂间的共模抵消特性将线—线电压中的这种载波滤除。从而谐波边带在三相桥臂间没有完全消除, 其能量较少。

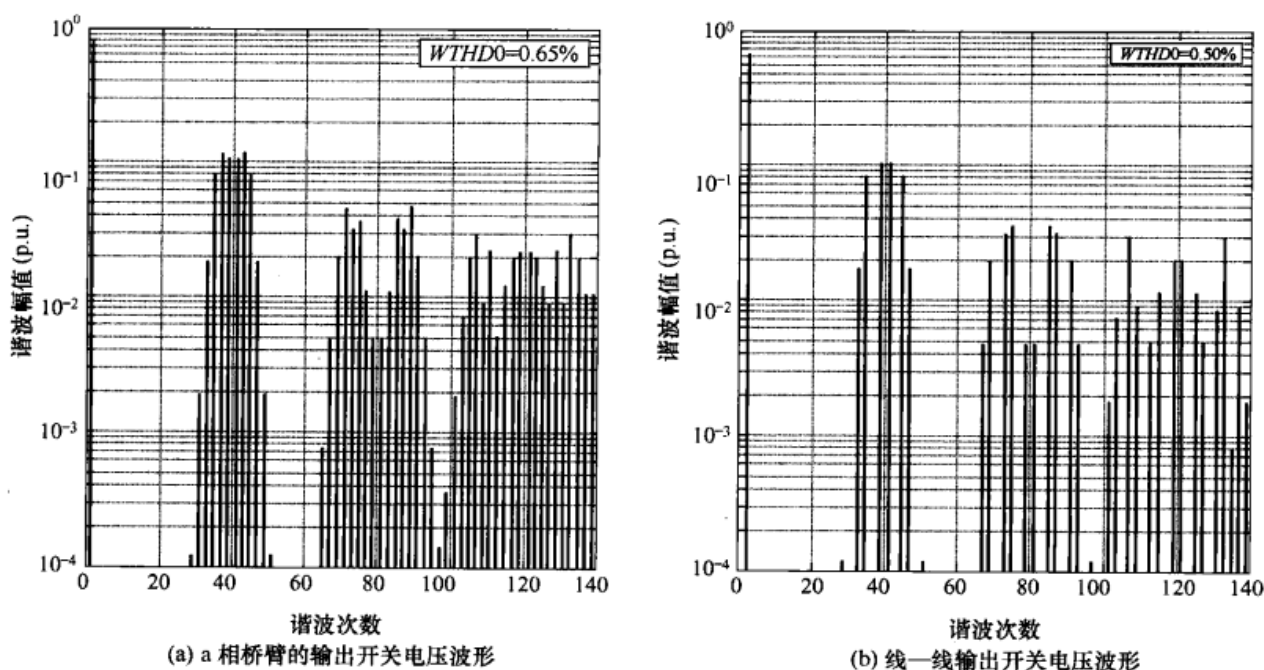


图 11-27 $M=0.8$ 、 $f_c/f_o=40$ 时, APOD 自然采样 PWM 调制下五电平三相逆变器的理论谐波频谱

还注意到, 采用 PSCPWM 的级联式逆变器的五电平解析表达式的谐波幅值, 参见 $N=2$ 时的式(11-5)和图 11-2(b), 几乎与五电平 APOD PWM 的相同, 参见式(11-46)和图 11-27(b)。实际上二者的差别仅在于, APOD PWM 的第一组边带谐波集中于载波频率附近, 而级联式逆变器的第一组边带谐波集中于四倍载波频率的周围。然而由于 PSCPWM 的开关转换总次数 4 倍于 APOD PWM, 当两种拓扑电路的开关转换次数做标么化处理后, 二者的谐波分量的频率将变得一样。APOD 和 PSCPWM 通常对任意 (奇次) L 电平逆变器来说是相同的。稍后在本章中将再次利用这一重要的观察结果。

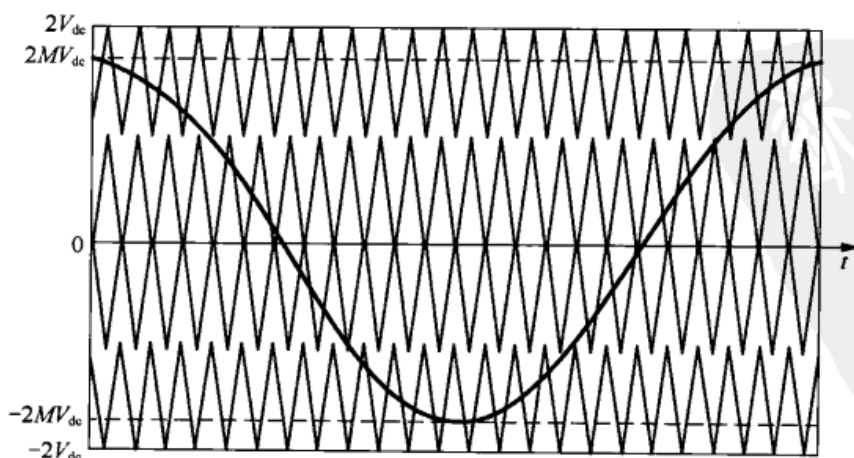


图 11-28 五电平 POD PWM 载波和基波波形的安排

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

11.7.3 五电平 POD PWM

五电平逆变器要达到 POD PWM 所需的开关波形和条件如图 11-28 以及表 11-5 所示, 图 11-29 给出了所得到的等高线图。

表 11-5 五电平 POD PWM 的开关函数 $f(x, y)$, 其中 $x = \omega_c t$ 、 $y = \omega_o t$

$f(x, y)$	当 $-\pi \leq x \leq 0$ 时	当 $0 < x \leq \pi$ 时
$+2V_{dc}$	$M \cos y > \frac{1}{2} - \frac{x}{2\pi}$	$M \cos y > \frac{1}{2} + \frac{x}{2\pi}$
V_{dc}	$-\frac{x}{2\pi} < M \cos y < -\frac{1}{2} - \frac{x}{2\pi}$	$\frac{x}{2\pi} < M \cos y < -\frac{1}{2} + \frac{x}{2\pi}$
0	$\frac{x}{2\pi} < M \cos y < -\frac{x}{2\pi}$	$-\frac{x}{2\pi} < M \cos y < \frac{x}{2\pi}$
$-V_{dc}$	$-1 + \frac{x}{2\pi} < M \cos y < \frac{x}{2\pi}$	$-1 - \frac{x}{2\pi} < M \cos y < -\frac{x}{2\pi}$
$-2V_{dc}$	$M \cos y < -\frac{1}{2} + \frac{x}{2\pi}$	$M \cos y < -\frac{1}{2} - \frac{x}{2\pi}$

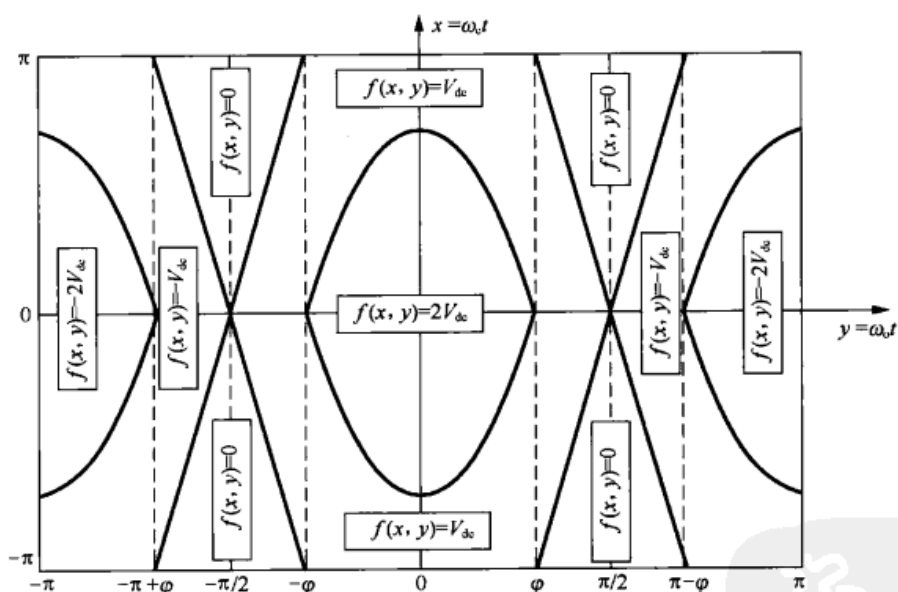
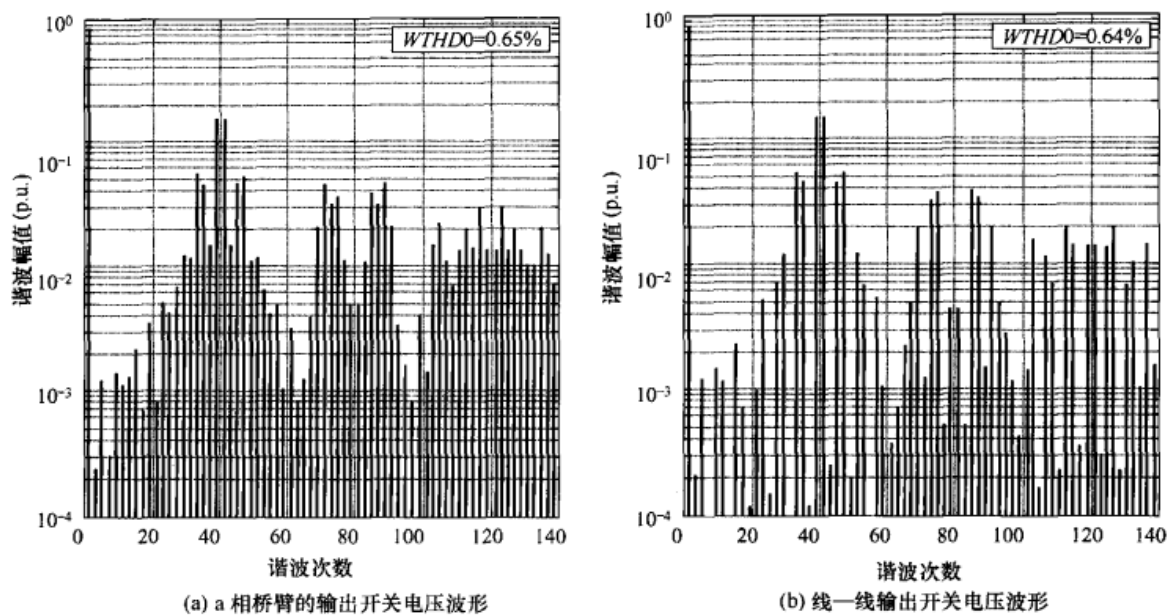


图 11-29 五电平 POD 自然采样 PWM 调制下 $f(x, y)$ 的等高线图, 其中 $\varphi = \arccos(1/M)$ 、 $M \geq 0.5$ (注: $M < 0.5$ 时调制降为三电平)

图 11-30 给出了五电平逆变器在调制比 $M = 0.8$ 情况下的线—中性点电压和线—线电压的频谱。从这些结果可以看到, POD PWM 的线—线电压 $WTHD$ 是三种多电平二极管钳位式调制策略中最糟糕的, 这是因为, 虽然 APOD 和 POD 并未把谐波能量放入第一载波谐波当中, 而 APOD 策略比 POD 策略将更多的谐波能量放入 3 倍频边带谐波当中。这些 3 倍频边带谐波在线—线电压中将抵消掉, 与 POD 策略相比较, 这改善了 APOD 策略的性能。

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

图 11-30 $M=0.8$ 、 $f_c/f_o = 40$ 时, POD 自然采样 PWM 调制下五电平三相逆变器的理论谐波频谱

$$\begin{aligned}
 v_{az}(t) = & 2V_{dc}M \cos(\omega_o t) \\
 & + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(4m\pi M) \cos n\pi \cos[2m\omega_c t + (2n+1)\omega_o t] \\
 & + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} & J_{2n+1}[(2m-1)2\pi M] \cos n\pi \\ & \times \left\{ \frac{\pi}{2} - 2\varphi - \frac{\sin[2(2n+1)\varphi]}{(2n+1)} \right\} \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq -n) \\ (k \neq n+1)}}^{\infty} J_{2k-1}[(2m-1)2\pi M] \cos k\pi \\ & \times 2 \left\{ \frac{\sin\{(2k+2n)\varphi\}}{(2k+2n)} \right. \\ & \quad \left. + \frac{\sin[(2k-2n-2)\varphi]}{(2k-2n-2)} \right\} \\ & \times \cos[(2m-1)\omega_c t + (2n+1)\omega_o t] \end{aligned} \right\} \quad (11-47)
 \end{aligned}$$

11.8 更多电平的逆变器的 PWM

可采用同上所述的原理推导出更多电平逆变器的解析表达式, 但其代数运算过程相当冗长乏味^[5, 6, 9]。例如, 在线性调制和过调制情况下多电平 PD PWM 的通用的相桥臂解析式可由文献[5]改写得到

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$\begin{aligned}
v_{az}(t) = & \frac{N'V_{dc}}{\pi} [M(\pi - 2\psi - \sin 2\psi) + 4\sin \psi] \cos(\omega_o t) \\
& + \frac{N'V_{dc}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{2n-1} \sin[(2n-1)\psi] - M \left\{ \frac{\sin 2n\psi}{n} + \frac{\sin[2(n-1)\psi]}{(n-1)} \right\} \right\} \\
& \quad \times \cos[(2n-1)\omega_o t] \\
& + \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} C_{m0} \cos[(2m-1)\omega_c t] \\
& + \frac{2V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{m_{\text{odd}} n_{\text{even}}} \cos[2m\omega_c t + (2n+1)\omega_o t] \\
& + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} C_{m_{\text{odd}} n_{\text{even}}} \cos[(2m-1)\omega_c t + 2n\omega_o t]
\end{aligned} \tag{11-48}$$

其中

$$\begin{aligned}
C_{m0} = & \frac{1}{2k-1} J_{2k-1} [(2m-1)N'\pi M] \cos k\pi \\
& \times \left\{ \cos k\pi - \cos N'\pi \sin[(2k-1)\psi] \right. \\
& \quad \left. - 2 \sum_{h=1}^{N'-1} \sin \left[(2k-1) \arccos \left(\frac{h}{N'M} \right) \right] \cos h\pi \right\}
\end{aligned} \tag{11-49}$$

$$\begin{aligned}
C_{m_{\text{even}} n_{\text{odd}}} = & J_{2n+1} (2mN'\pi M) \cos n\pi \left\{ \pi - 2\psi - \frac{\sin[2(2n+1)\psi]}{(2n+1)} \right\} \\
& + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq -n) \\ (k \neq n+1)}}^{\infty} J_{2k-1} (2mN'\pi M) \cos k\pi \\
& \quad \times \left\{ \frac{\sin[2(k+n)\psi]}{(k+n)} + \frac{\sin[2(k-n-1)\psi]}{(k-n-1)} \right\}
\end{aligned} \tag{11-50}$$

$$\begin{aligned}
C_{m_{\text{odd}} n_{\text{even}}} = & J_{2k-1} [(2m-1)N'\pi M] \cos k\pi \\
& \times \left\{ \frac{\left\{ \cos[(n-k)\pi] - \cos N'\pi \sin[(2k-1-2n)\psi] \right. \right. \\
& \quad \left. \left. - 2 \sum_{h=1}^{N'-1} \sin \left[[2k-2n-1] \arccos \left(\frac{h}{N'M} \right) \right] \cos h\pi \right\}}{(2k-1-2n)} \right. \\
& \quad \left. + \frac{\left\{ \cos[(n+k)\pi] + \cos N'\pi \sin[(2k-1+2n)\psi] \right. \right. \\
& \quad \left. \left. - 2 \sum_{h=1}^{N'-1} \sin \left[(2k-1+2n) \arccos \left(\frac{h}{N'M} \right) \right] \cos h\pi \right\}}{(2k-1+2n)} \right\}
\end{aligned} \tag{11-51}$$

$$\text{和 } \psi = \begin{cases} \arccos \left(\frac{1}{M} \right) & \text{当 } M > 1 \text{ 时 (过调制)} \\ 0 & \text{当 } M \leq 1 \text{ 时 (线性区域)} \end{cases}$$

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

$N' = \frac{N-1}{2}$, 其中 N 为二极管钳位式逆变器的电平数。

前面所介绍的如式 (11-37)、式 (11-44) 和式 (11-45) 的多电平 PD PWM 的三电平和五电平解析式的化简留给读者练习之用。

图 11-31 给出了 PD PWM 调制的七电平二极管钳位式逆变器的相桥臂和线—线输出电压的频谱。可又一次看到, 相桥臂电压频谱中存在很强的第一载波谐波, 但由于该谐波是共模分量, 它在线—线电压中抵消了。

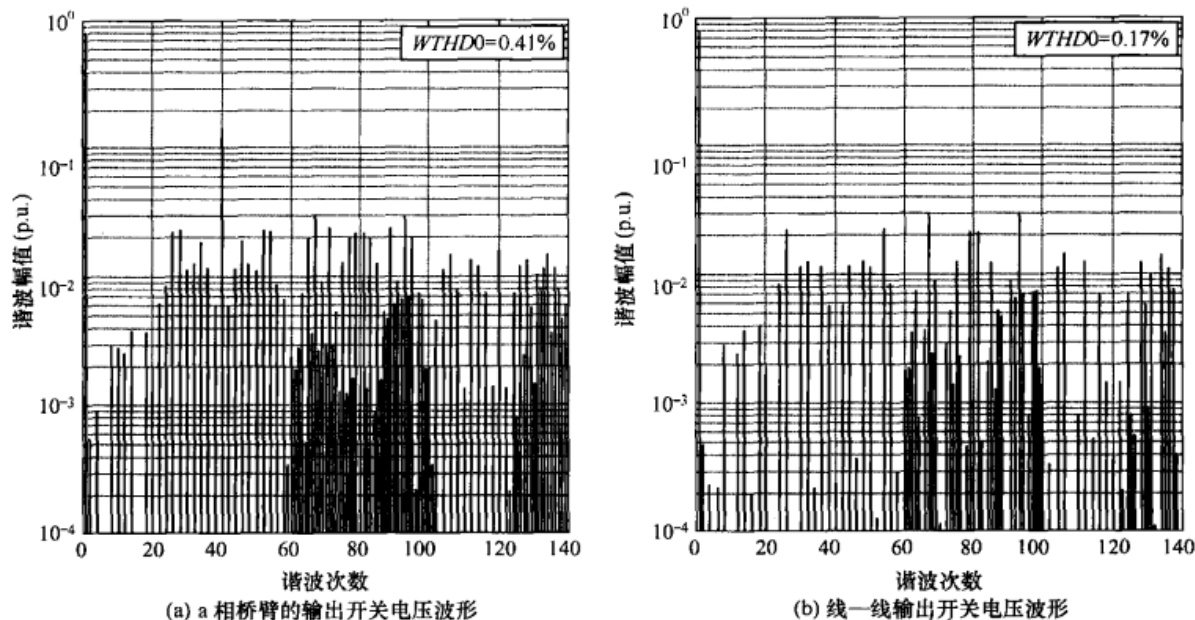


图 11-31 $M=0.8$ 、 $f_o/f_c=40$ 时, PD 自然采样 PWM 调制下七电平三相逆变器的理论谐波频谱

相反地, 在线性调制和过调制情况下多电平 APOD PWM 的通用相桥臂解析式可由文献 [5] 改编得到

$$\begin{aligned}
 v_{az}(t) = & \frac{N'V_{dc}}{\pi} [M(\pi - 2\psi - \sin 2\psi) + 4\sin \psi] \cos \omega_o t \\
 & + \frac{N'V_{dc}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{2n-1} \sin[(2n-1)\psi] - M \left\{ \frac{\sin 2n\psi}{n} + \frac{\sin[2(n-1)\psi]}{(n-1)} \right\} \right\} \\
 & \times \cos[(2n-1)\omega_o t] \\
 & + \frac{2V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \cos[m\omega_c t + (2n+1)\omega_o t]
 \end{aligned} \quad (11-52)$$

其中

$$\begin{aligned}
 C_{mn} = & J_{2n+1}(mN'\pi M) \cos \left\{ [(N'-1)m+n]\pi \right\} \left\{ \pi - 2\psi - \frac{\sin[2(2n+1)\psi]}{(2n+1)} \right\} \\
 & + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq -n) \\ (k \neq n+1)}}^{\infty} J_{2k-1}(mN'\pi M) \cos \left\{ [(N'-1)m+k]\pi \right\} \\
 & \times \left\{ \frac{\sin[2(k+n)\psi]}{(k+n)} + \frac{\sin[2(k-n-1)\psi]}{(k-n-1)} \right\}
 \end{aligned} \quad (11-53)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

且 ψ 和 N 的多电平 PD 调制在式 (11-51) 中的定义相同。前面所介绍的如式 (11-41)、和式 (11-46) 的多电平 APOD PWM 的三电平和五电平解析式化简仍留给读者练习之用。

11.9 级联式逆变器的等效 PD PWM

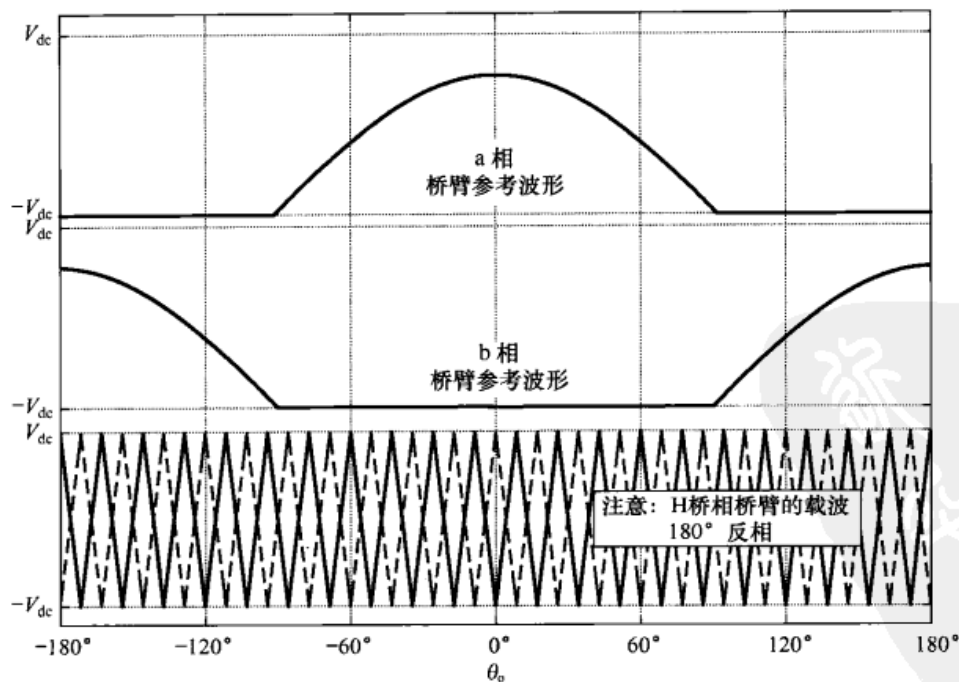
前面几节的结果已表明, 采用 PD PWM 的多电平逆变器的调制控制可以取得最小的线—线电压 $WTHD$ 。这种策略将谐波能量放入各相电压的第一载波分量中, 并依靠在线—线电压中将该分量去除以获得比其他调制策略更佳的 $WTHD$ 。

在第 11.7.2 节中已指出了, 第 11.1 节中多讨论的级联式逆变器的常规调制方式 PSCPWM 与二极管钳位式逆变器的 APOD PWM 等效。由于 APOD PWM 比 POD PWM 效果差, 因此 PSCPWM 并非级联式逆变器最有效的调制策略。且更可取的策略是将谐波能量放入各逆变器相桥臂的共模载波谐波当中。基于第 4 章中所介绍的单相逆变器的调制原理, 这将要求各级联式 H 桥的各桥臂的载波的相位反相 180° , 于是载波不会在两相桥臂间两两抵消。有如下两种调制方式可供考虑。

(1) 各 H 桥的单相两电平调制。这种调制方式将两 H 桥相桥臂的基波波形与载波波形全都反相。然而, 由于这种策略所产生的谐波在第一载波组附近且无法将高至第二载波组的谐波消除而使得 PSCPWM 更有效, 因此这种策略明显是次优的。

(2) 不连续单相调制。在这种调制方式下同一时刻各 H 桥只有一相桥臂被调制。这种策略也无法消除第一载波组谐波, 但由于各相桥臂只在半个基波周期上开关, 因此在总的开关转换次数相同的情况下其载波频率可加倍。因此这种获取级联式逆变器等效的 PD PWM 方式更有吸引力。然而, 需要注意, 与第 4.5.2 节所介绍的单相逆变器的不连续调制方式 (其目标是消除相桥臂间的载波谐波) 相对比, 将各级联式 H 桥的相桥臂间的载波反相是很重要的。

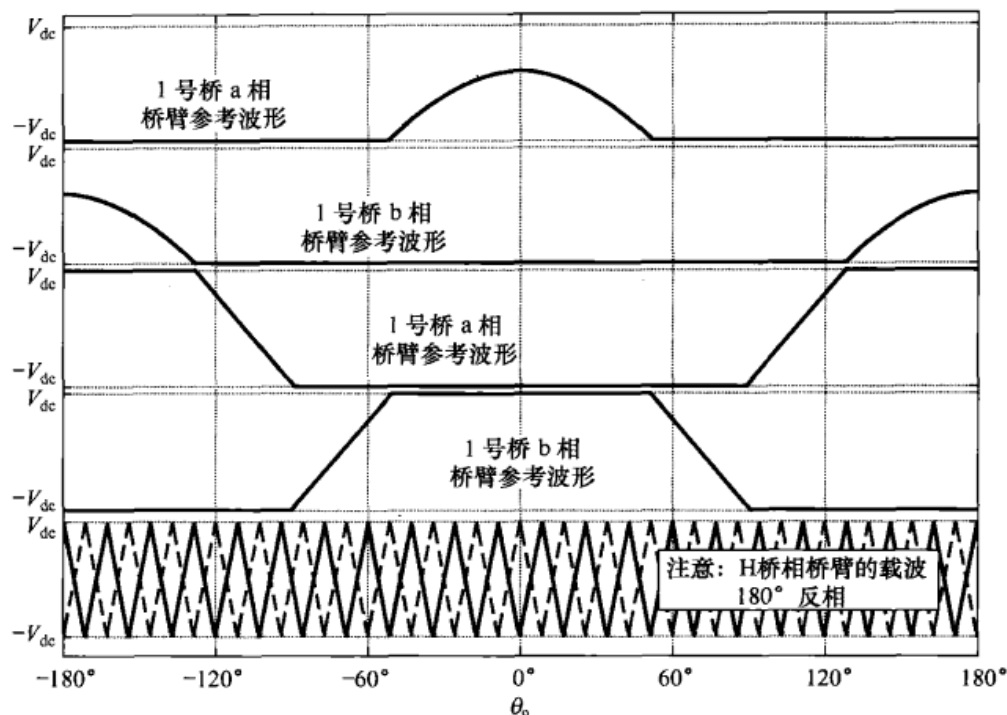
图 11-32 给出了三电平和五电平系统要实现不连续调制所需的参考波形和载波波形的排



(a) 三电平级联式逆变器 (每相桥臂一个桥)

图 11-32 等效 PD 调制所要求的参考和载波波形

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制



(b) 五电平级联式逆变器 (每相桥臂两个桥)

图 11-32 等效 PD 调制所要求的参考和载波波形 (续)

列方式。需注意的是, 各全桥逆变器的单个相桥臂不再每个载波周期都开关, 工作在 PD 调制下的二极管钳位式逆变器也是如此。还应记起的是, 开关转换的总数目若要与 PWSPWM 保持一致 (这是不连续调制的一种正常调整程序), 载波频率必须加倍。

不同开关器件间的不平衡开关负载构成了五电平或更多电平二极管钳位式逆变器的 PWM 运行以及两个或多个级联式逆变器的一相桥臂的不连续调制的局限之一。对二极管钳位逆变器而言, 各相桥臂外侧的开关在一个基波周期上的操作次数更少。如图 11-32 所示, 对于级联式逆变器而言, 其外侧的 H 桥有较长的死区时间, 在死区时间内两桥臂均停止开关。虽然二极管钳位式逆变器通常无法避免这种不平衡的开关运行现象, 但级联式逆变器却可以轻易地在多个基波周期上在不同的 H 桥相桥臂间互换参考波形片段来补偿这种不平衡。图 11-33 给出了五电平级联式逆变器的补偿方法, 其中 H 桥的相桥臂在两个基波周期上互换参考波形以平衡各相桥臂的开关转换次数。还要注意的, 为了在全部的相桥臂电压中保留有第一载波谐波以便在线一线电压中将它消除, 各级联式逆变器的偶次和奇次相桥臂载波需要反相。

图 11-34 给出了五电平级联式逆变器工作在与五电平二极管钳位式逆变器等效的 PD PWM 情况下的实验电压和滤波过的电流波形。图 11-35 给出了这种方案的实验相桥臂电压和线一线电压频谱。应当特别注意的是, 如图 11-35(a)所示, 级联式逆变器运用不连续调制策略如何在相桥臂开关电压中保留了期望的载波谐波。正如与预料的一样, 该谐波在线一线电压中彻底消除了如图 11-35(b)所示。(注: 这里给出了规则采样 PWM 的实验结果, 与自然采样 PWM 相比, 二者之间的差别仅仅是各载波组的边带谐波的幅值有细微的不同, 该差别可忽略不计。)

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

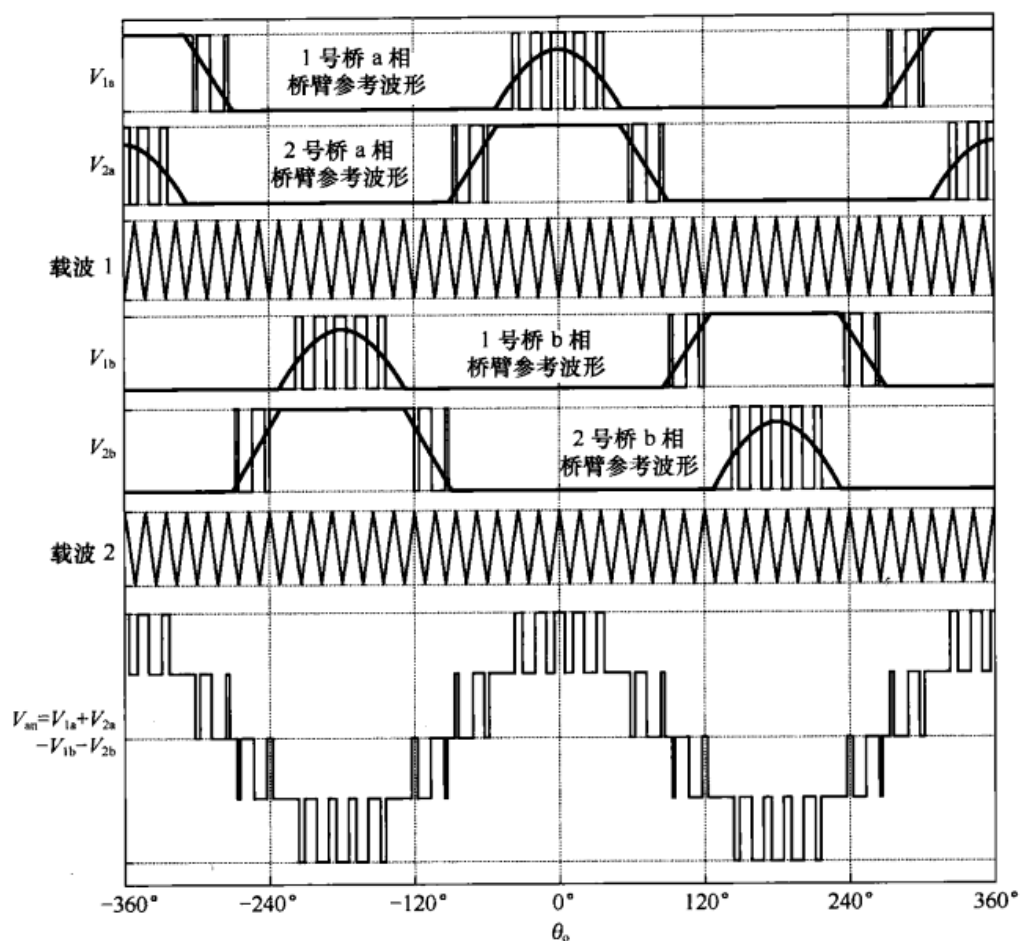


图 11-33 H 桥相桥臂间的开关作用时间周期性轮替的五电平级联式逆变器采用等效 PD 调制所要求的参考和载波波形

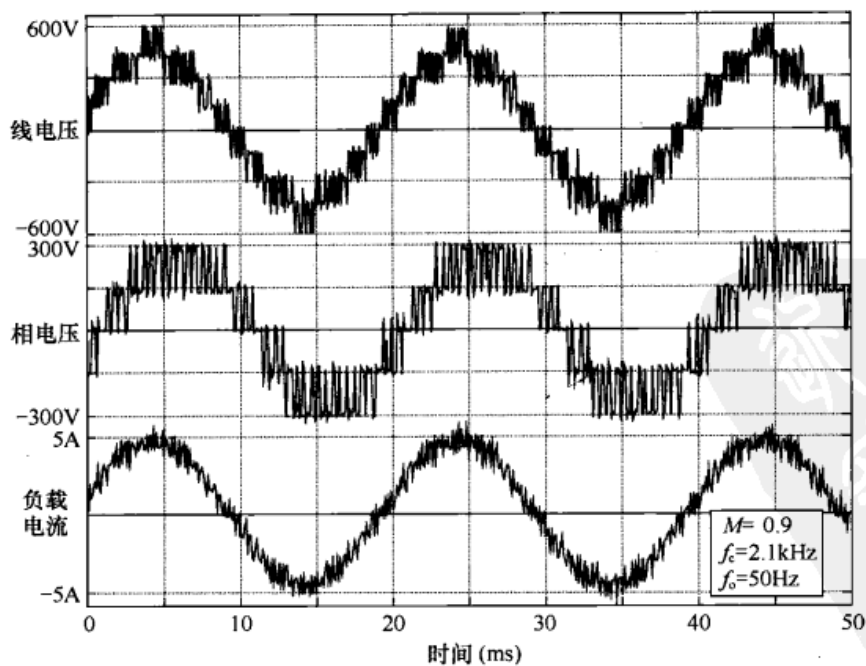
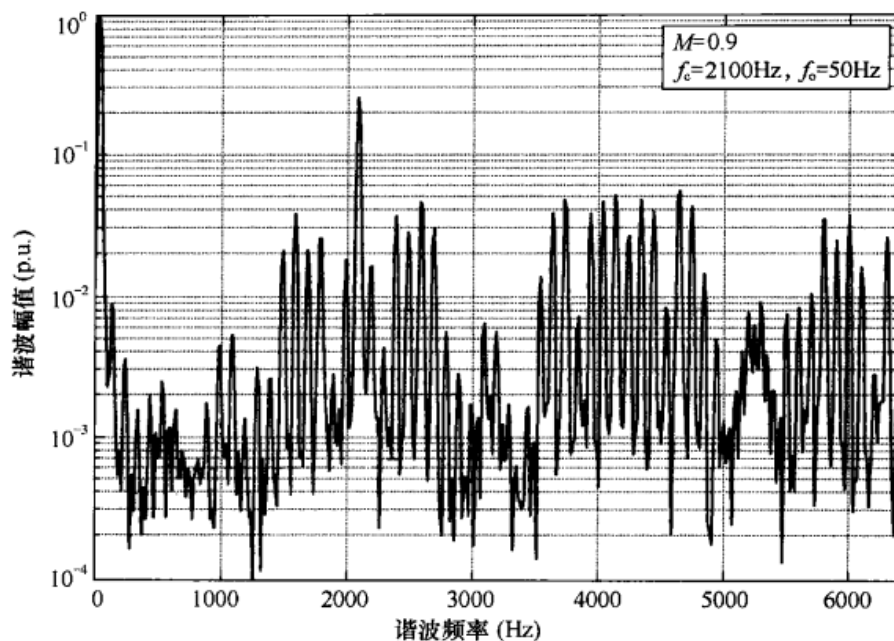
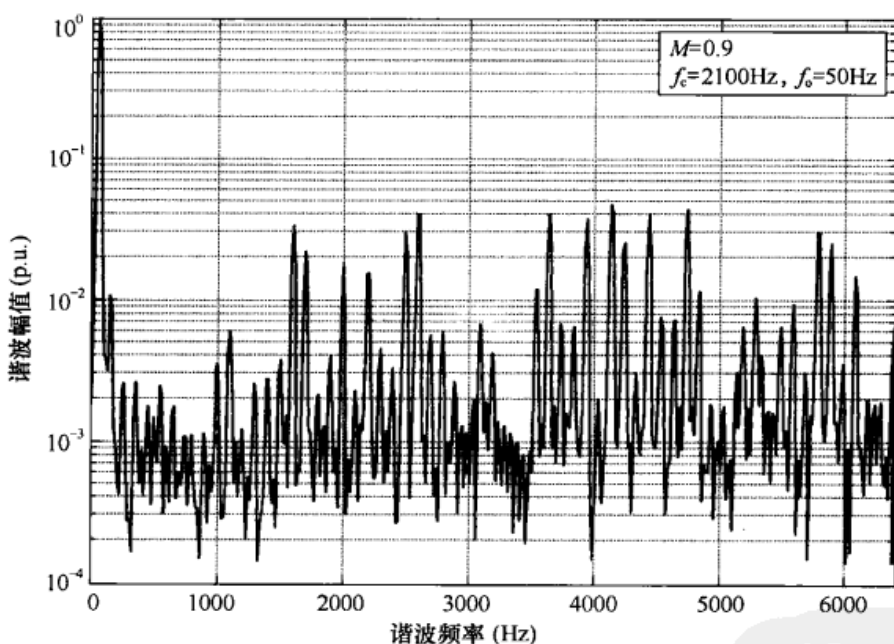


图 11-34 $M=0.9$ 、 $f_c/f_o=42$ 时，等效 PD 规则采样 PWM 调制下五电平级联式三相逆变器的实验开关电压和滤波后的负载电流^[6]

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制



(a) a 相桥臂的输出开关电压波形



(b) 线—线输出开关电压波形

图 11-35 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 42$ 时，等效 PD 规则采样 PWM 调制下
五电平级联式三相逆变器的实验谐波频谱^[6]

11.10 混合式多电平逆变器

另一种被称为混合式逆变器^[10,11]的多电平逆变器拓扑是由级联式逆变器结构派生出来的。混合式逆变器采用的级联式串联逆变器具有不同的内部直流母线电压，且不同的直流电平所采用的开关器件也不同。最简单的混合电路每相包含两个串联的单相逆变器，且逆变器

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

的直流母线电压的比值为 2:1。高压逆变器按基波频率开关运作，而低压逆变器受 PWM 控制以得到整体上为正弦的输出电压波形。高压逆变器选用诸如 GTO 和 IGCT 等关断较慢的器件，而低压逆变器通常选用 IGBT。每相桥臂有两个级联式逆变器的混合式逆变器的原理图如图 11-36 所示。表 11-6 总结了用来获取不同电平的相桥臂输出电压的逆变器开关状态。值得注意的是，这种级联方案能输出七种电平，而正常的 $N=2$ 的级联式逆变器只能输出 5 种电平。混合式电路能够以简单的电路获得相同的开关输出质量，这是它的重要优势。

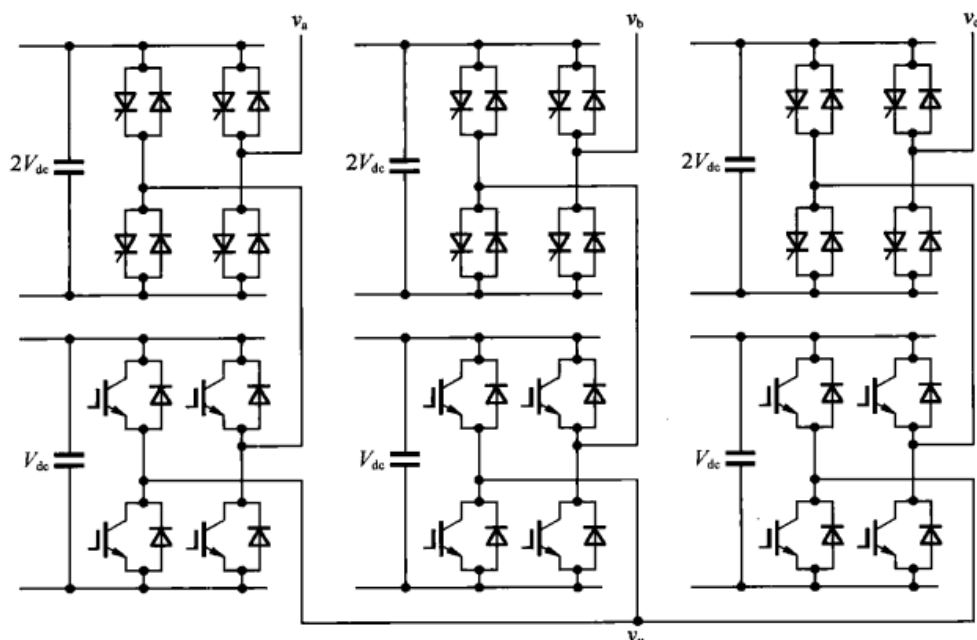


图 11-36 含有两个直流母线电压等级不同的串联连接的级联式逆变器的混合式多电平三相逆变器的电路图

表 11-6 混合式逆变器调制过程， $a \leftrightarrow b$ 表示低压 (LV) 逆变器电平 a 和电平 b 之间的切换

输出开关范围	HV 逆变器 (IGCT)	LV 逆变器 (IGBT)
$-3V_{dc} \sim -2V_{dc}$	$-2V_{dc}$	$0 \leftrightarrow -V_{dc}$
$-2V_{dc} \sim -V_{dc}$	$-2V_{dc}$	$0 \leftrightarrow -V_{dc}$
$-V_{dc} \sim 0$	0	$0 \leftrightarrow -V_{dc}$
$0 \sim V_{dc}$	0	$0 \leftrightarrow V_{dc}$
$V_{dc} \sim 2V_{dc}$	$2V_{dc}$	$0 \leftrightarrow V_{dc}$
$2V_{dc} \sim 3V_{dc}$	$2V_{dc}$	$0 \leftrightarrow V_{dc}$

图 11-37 给出了混合式多电平逆变器的参考波形和开关电压波形。对与每一相桥臂而言，高压 (HV) 逆变器采用所要求的最大幅值为 $3V_{dc}$ 的基波参考正弦信号进行调制，当参考信号超出 $+V_{dc}$ 时，开关输出为高，当参考信号低于 $-V_{dc}$ 时，开关输出为低，此外输出为 0V。将总的参考波形减去低压 (LV) 逆变器的输出所得的信号充作控制低压逆变器的参考信号。在这种方式下低压参考信号包含了高压级的谐波成分。如图 11-37(b) 所示，采用常规的三电平 PWM，低压参考信号可用来投资低压逆变器。该结果的波形包含有高压级电压的低频谐波分量以及常规高频 PWM 边带谐波。当两个开关波形合并在一起，结果

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

就是图 11-37(c)所示的七电平开关波形。

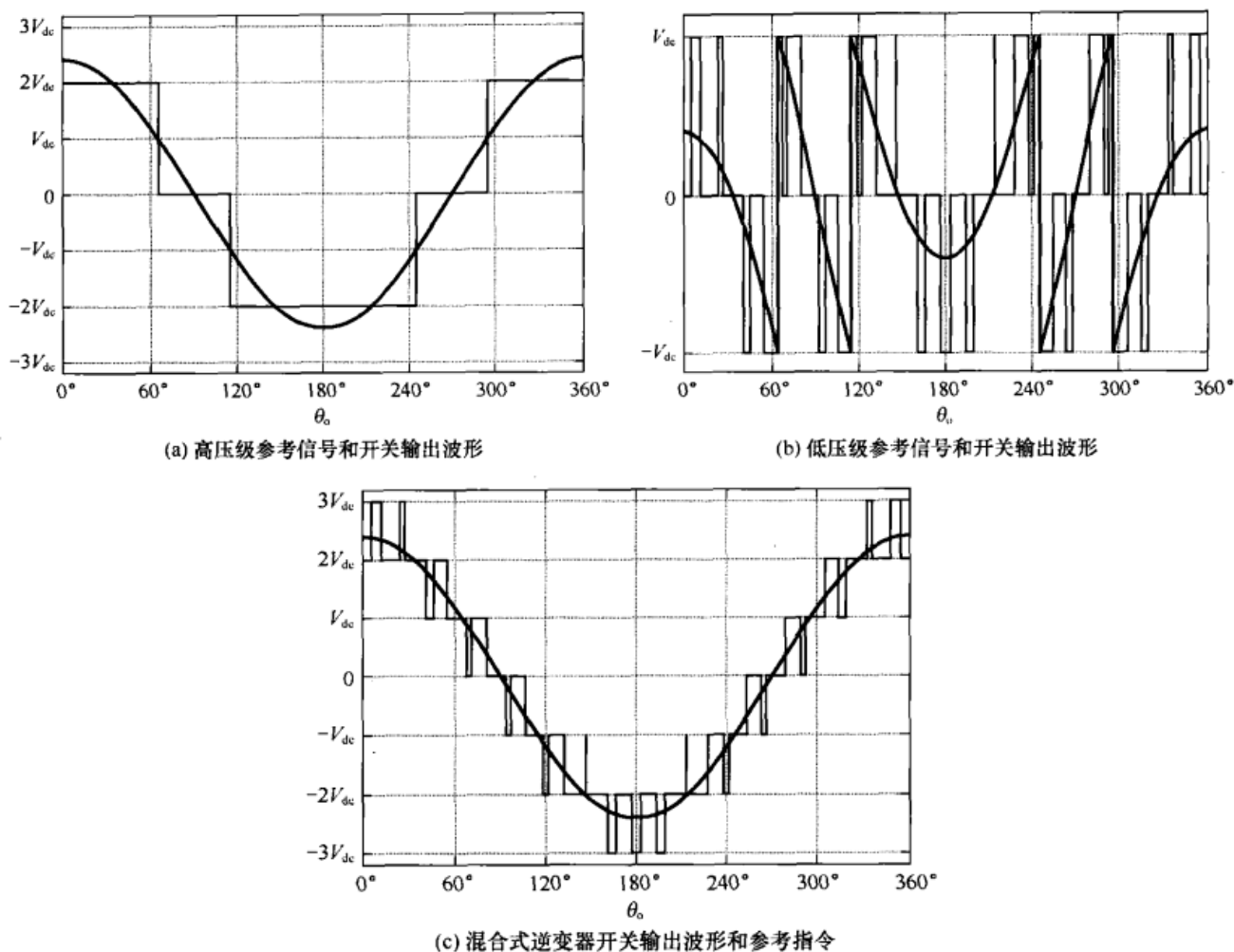


图 11-37 混合式逆变器的调制波形

图 11-38(a)给出了低压逆变器各相桥臂更详细的参考波形和载波波形。除了参考波形要复杂得多之外,该逆变器的调制方式与第 4 章中所讨论的工作在连续三电平调制的单相逆变器完全一样。特别需要指出的是,为确保最大程度地消除谐波,低压逆变器采用同一载波但相桥臂间的参考波形反相。

通过分别确定出高压级和低压级的频谱并相加在一起这样一种两级处理,可以发现这种调制的谐波性能。

采用常规的一维傅里叶分析可以得到高压级的谐波成分。这种方式得到的结果为

$$v_{HV}(t) = \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)} \sin \left[(2n+1) \arccos \left(\frac{1}{3M} \right) \right] \cos[(2n+1)\omega_o t] \quad (11-54)$$

采用二重傅里叶级数的分析方法可以得到低压级的频谱轮廓。和前面一样,可通过在 (x, y) 平面上的一个单位元上对 $f(x, y)$ 二重积分得到式 (11-17) 的谐波系数。图 11-38(b)给出了混合式逆变器的低压 PWM 级的一相桥臂的 $f(x, y)$ 的等高线图。其中应注意到,与第 3 章所介绍的方法类似, $f(x, y)$ 在 0 和 $2V_{dc}$ 之间切换能够简化式 (11-18) 的两重傅里叶级数积分的计算。于是经过相当大的努力,可求解出该积分得到如下表达式:

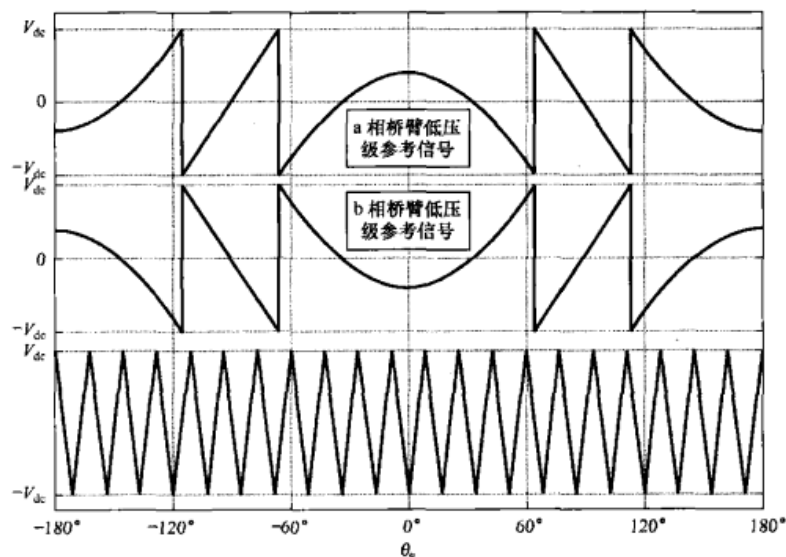
电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$v_{LV}(t) = 3MV_{dc} \cos \omega_0 t - \frac{8V_{dc}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)} \sin \left[(2n+1) \arccos \left(\frac{1}{3M} \right) \right] \times \cos[(2n+1)\omega_0 t] \quad (11-55)$$

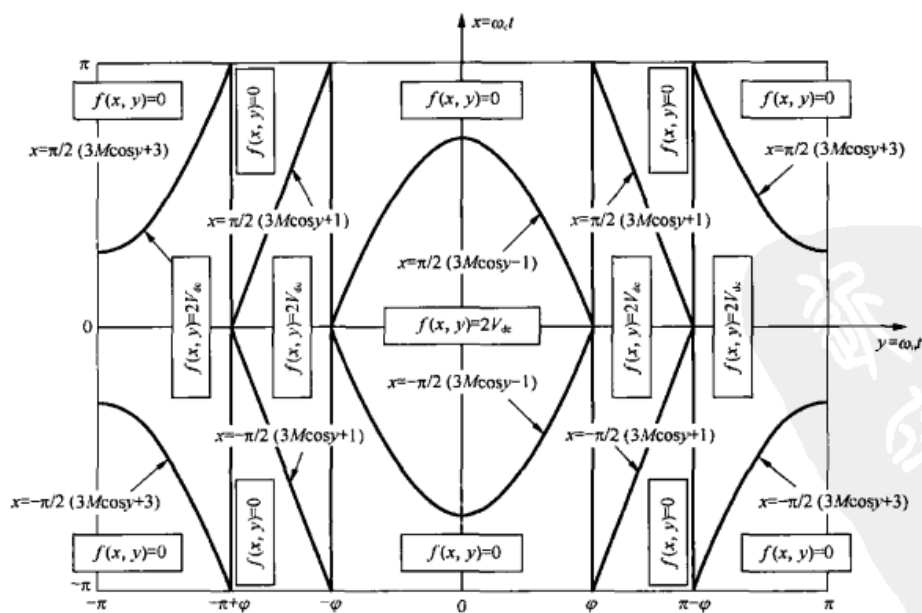
$$+ \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_{2n+1}(3m\pi M) \cos[(m+n)\pi] \times \cos[2m\omega_c t + (2n+1)\omega_0 t]$$

将式 (11-54) 和式 (11-55) 相加得到相对于直流母线中点的相桥臂电压如下:

$$v_{az}(t) = 3MV_{dc} \cos \omega_0 t + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_{2n+1}(3m\pi M) \cos[(m+n)\pi] \times \cos[2m\omega_c t + (2n+1)\omega_0 t] \quad (11-56)$$



(a) 相桥臂参考信号和载波波形



(b) $f(x, y)$ 等高线图

图 11-38 七电平混合式逆变器低压级的波形, 其中 $\varphi = \arccos \left(\frac{1}{3M} \right)$

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

和线—线电压为

$$v_{az}(t) = 3\sqrt{3}MV_{dc} \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_{2n+1}(3m\pi M) \cos[(m+n)\pi] \sin\left[(2n+1)\frac{\pi}{3}\right] \times \cos[2m\omega_c t + (2n+1)(\omega_0 t - \pi/3) + \pi/2] \quad (11-57)$$

用式 (11-52) 和式 (11-53) 相比较可知, APOD PWM 调制的七电平二极管钳位式逆变器在非过调制情况下的相桥臂解析式为

$$v_{az}(t) = 3MV_{dc} \cos \omega_0 t + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(3m\pi M) \cos n\pi \times \cos[m\omega_c t + (2n+1)\omega_0 t] \quad (11-58)$$

显然, 该式与式 (11-56) 几乎一样。实际上, 仅有的主要差别在于, 二极管钳位式逆变器的第一套边带谐波集中在载波频率附近, 而混合式逆变器的这些谐波出现在二倍频载波的附近。然而一旦将载波频率调整到使各种方案产生的开关转换次数相同时, 除了不断的符号, 这些方案所产生的谐波频谱将变得一致 (注: 符号的差别由 $\cos(m+n)\pi$ 与 $\cos n\pi$ 差别造成)。两种调制策略的这种差别源自于两种调制策略在载波周期内有效状态的不同放置方法。理论上但载波组间相加会对边带间的相互作用带来影响, 但实际中在脉冲比大于 10 的情况下, 这种影响可忽略不计。

图 11-39 给出了由连续 (APOD 等效的) PWM 调制的七电平混合式逆变器的相桥臂电压和线—线电压理论频谱。图 11-40 给出了相吻合的实验结果。理论结果和实验结果的高度吻合证明了先前分析的有效性。然而, 应当注意到, 有一些边带谐波分量的理论幅值和实验幅值略有差别, 特别是第一载波组的第一边带谐波。这主要是因为实验结果是采用规则采样实现的, 而前几章表明, 与自然采样相比, 规则采样会造成一些边带幅值倾斜。在大多数的实际应用场合, 这一差别细微可忽略不计。

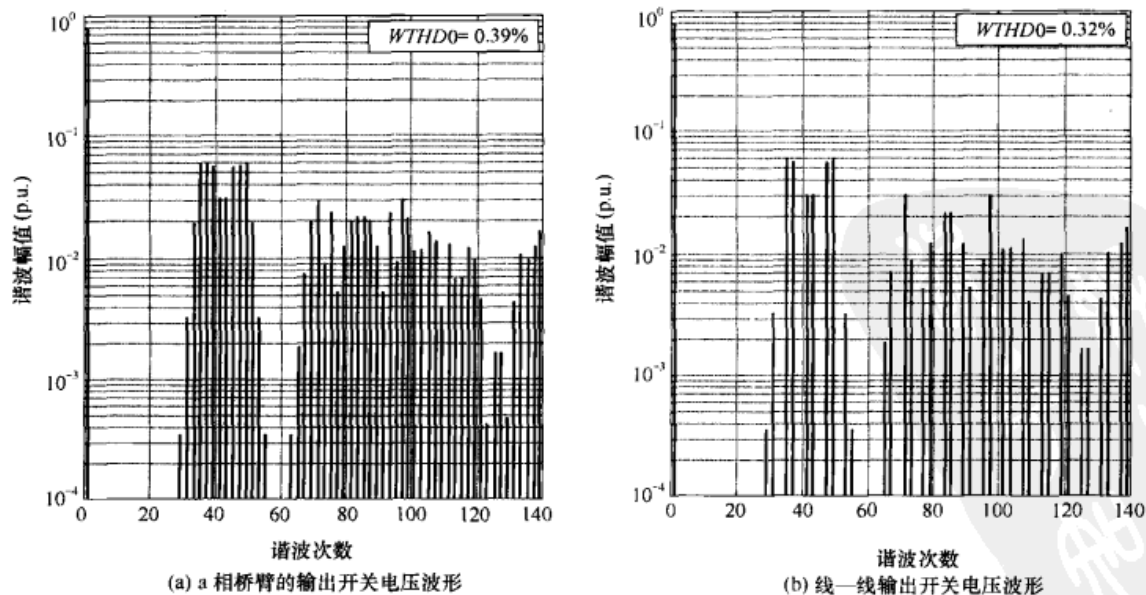
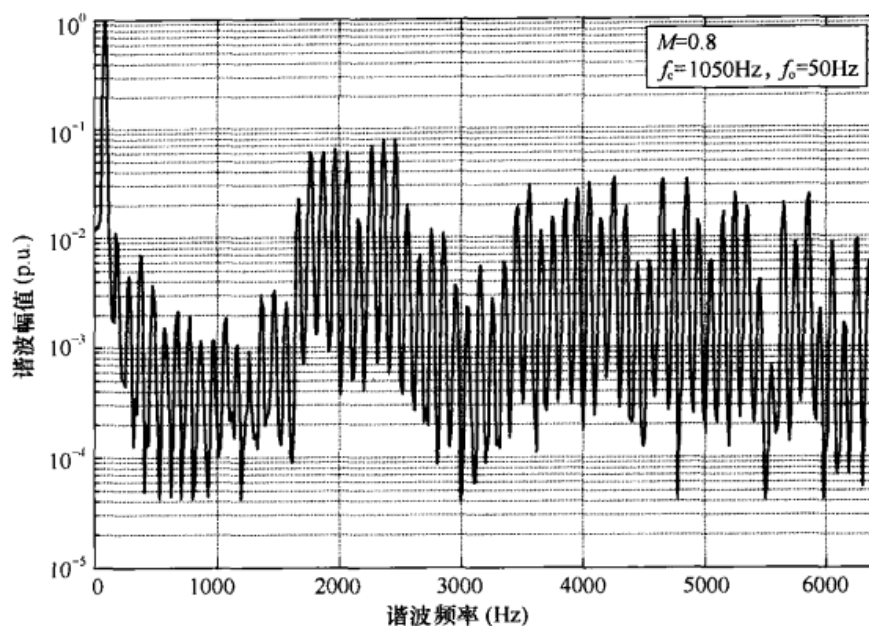
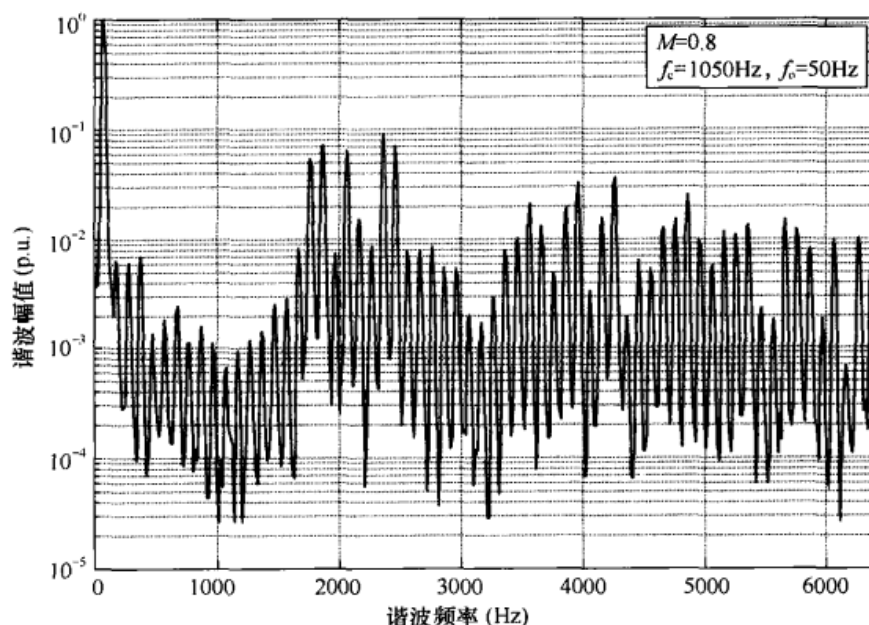


图 11-39 $M=0.8$ 、 $f_c/f_0 = 21$ 时, 连续自然采样 PWM (与 APOD 等效) 调制下七电平混合式三相逆变器的理论谐波频谱

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践



(a) a 相桥臂的输出开关电压波形



(b) 线—线输出开关电压波形

图 11-40 $M = 0.8$ 、 $f_c/f_o = 21$ 时，连续不对称规则采样 PWM（与 APD 等效）调制下七电平混合式三相逆变器的实验谐波频谱^[11]

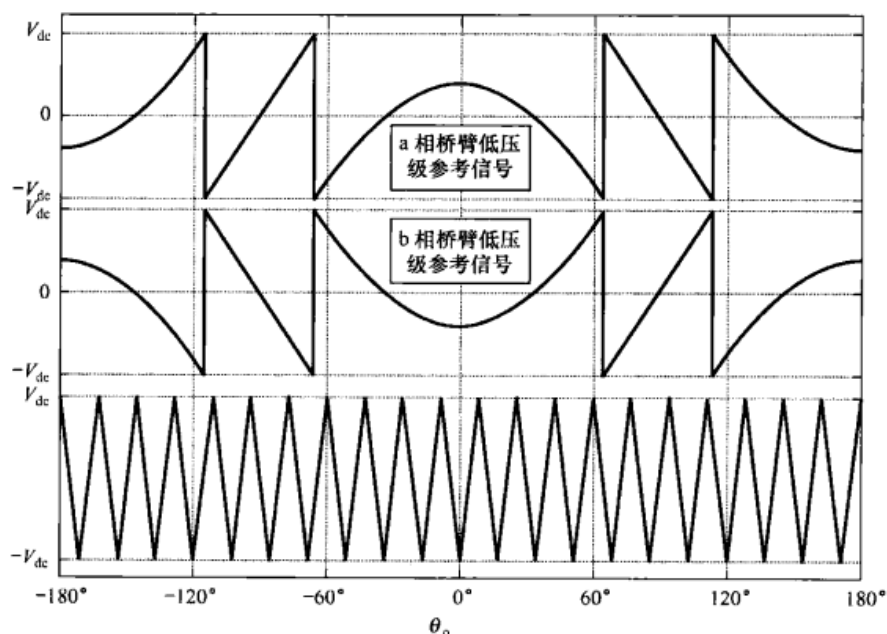
11.11 混合式逆变器的等效 PD PWM

由于谐波性能出众的 PD PWM 方法也已证明可用于常规的级联式逆变器，接下来的问题是这种方法是否能应用于混合式逆变器。达到这一目标的关键仍来自对工作于 PD PWM 七电平二极管钳位式逆变器的相桥臂电压频谱的分析。图 11-31(a)给出了该相桥臂电压的频谱图，其中相桥臂电压中最大的谐波是第一载波分量。已经知道，这种将谐波能量放入载波分量并在相桥臂消除的做法是 PD PWM 具有出色的线—线电压谐波性能的关键所在。于是，混合式

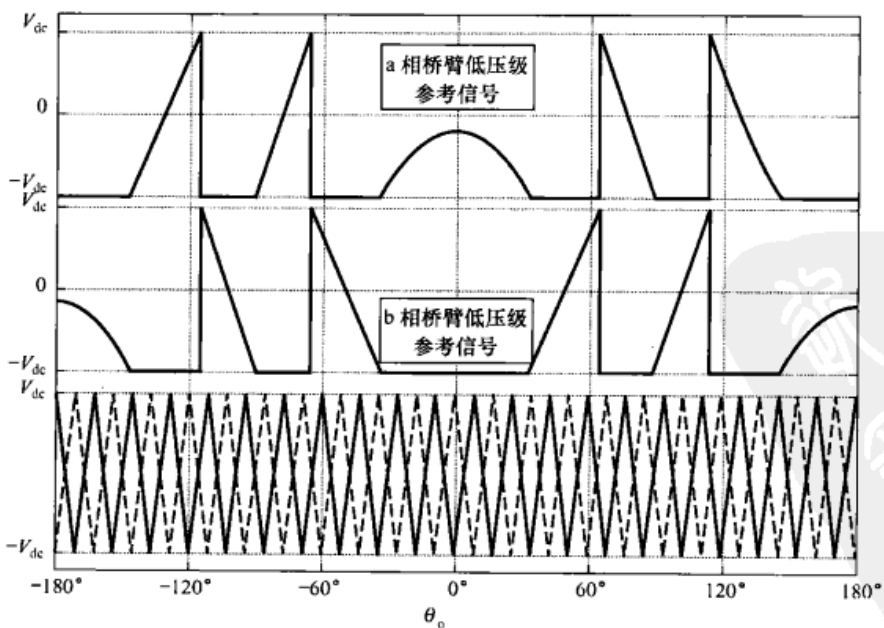
第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

逆变器要获得等效的 PD 调制, 其相桥臂电压频谱中仍必须保留载波分量。

对于级联式逆变器而言, 可通过采用开关频率加倍的不连续调制策略来得到等效的 PD PWM。不连续调制的开关频率加倍是为了使其开关转换的总次数与连续调制相同。将这一思路应用于混合式逆变器意味着, 要工作在不连续调制条件下, 低压级参考波形必须做类似的修改。图 11-41(a)给出了先前结果的参考波形和载波波形的安置方案。图 11-41(b)给出了要取得不连续三电平调制所需的方案调整。需注意, 在上述调制方案中如何安排两参考波形以使得: 当要求桥输出的电压为正时, 第一个相桥臂受调制而第二个相桥臂输出端与负母线保持连通; 当要求桥输出的电压为负时, 第二个相桥臂受调制而第一个相桥臂输出端与负母线保持连通。另外, 两桥臂所采用的载波相互 180° 反相从而在整个桥输出电压中保留载波谐波。



(a) 连续调制



(b) 不连续调制

图 11-41 七电平混合式逆变器低压级的相桥臂参考信号和载波波形

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

图 11-42 给出了不连续调制下混合式逆变器的相桥臂和线电压频谱。由于这种策略没有现成的解析解, 该频谱采用时域计算机仿真得到。图 11-43 给出了相同条件下的实验结果。除了由规则采样所造成的边带谐波与自然采样相比有细微的差别之外, 实验结果和仿真结果十分吻合。

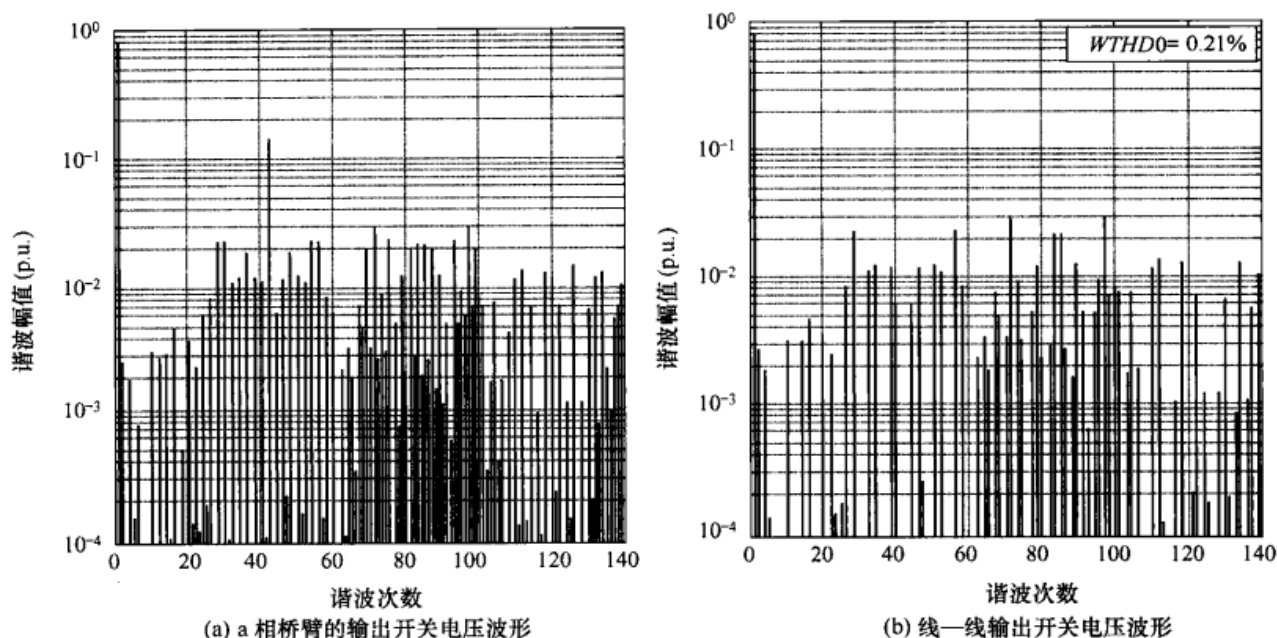


图 11-42 $M = 0.8$ 、 $f_c/f_o = 42$ 时, 不连续自然采样 PWM (与 PD 等效) 调制下七电平混合式三相逆变器的理论谐波频谱

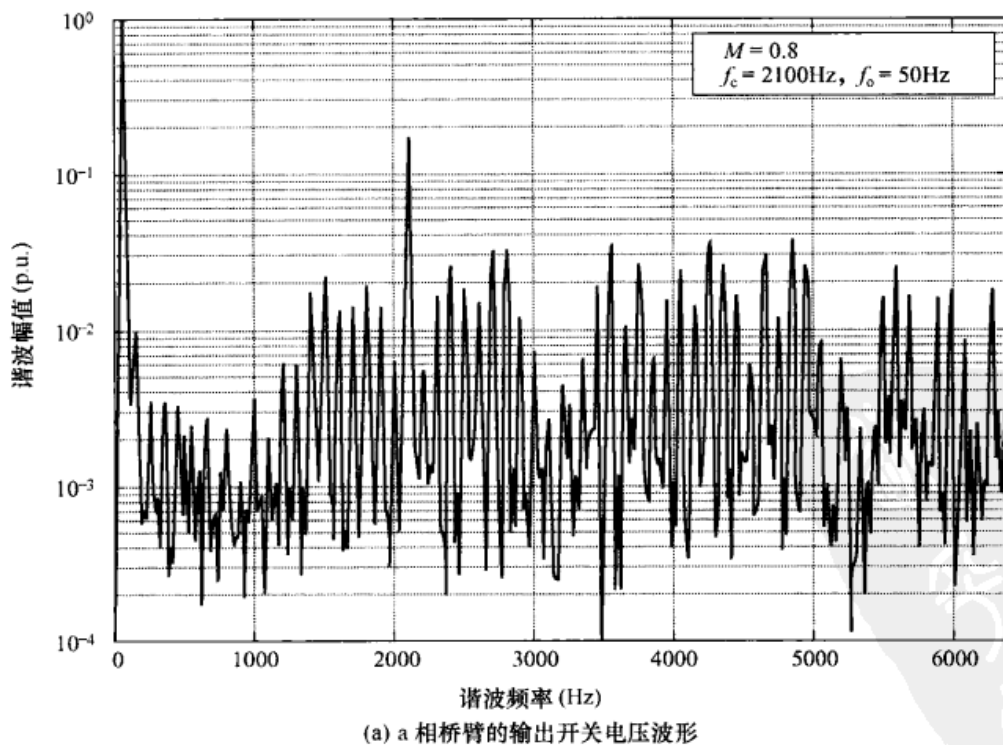


图 11-43 $M = 0.8$ 、 $f_c/f_o = 42$ 时, 不连续自然采样 PWM (与 PD 等效) 调制下七电平混合式三相逆变器的实验谐波频谱^[11]

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

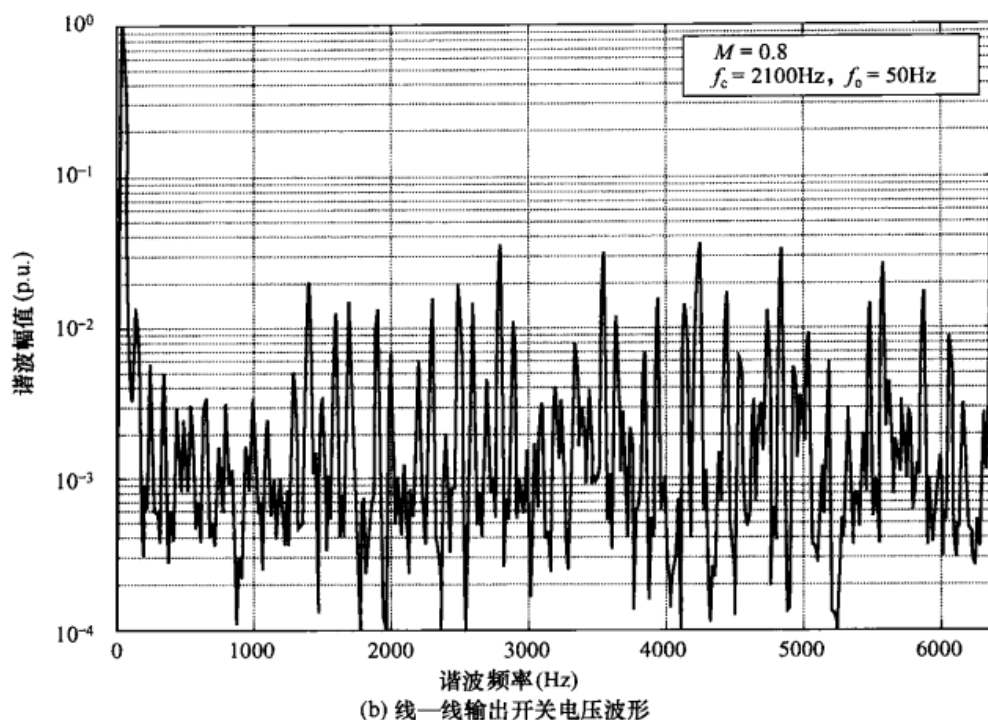


图 11-43 $M = 0.8$ 、 $f_c/f_o = 42$ 时，不连续自然采样 PWM（与 PD 等效）调制下七电平混合式三相逆变器的实验谐波频谱^[11]（续）

图 11-44 给出了混合式逆变器的不连续调制的实验开关波形。这种策略的重要特征是，除了需要共用同一载波参考波形之外，混合式逆变器的三相桥臂的开关无需相互协调。然而，对开关波形仔细查看之后揭示了小的异常之处——高压逆变器进行一次开关转换时（即一基波周期 4 次）开关相电压中出现一个欺骗性的脉冲。之所以出现这些脉冲是因为，当高压逆变器进行一

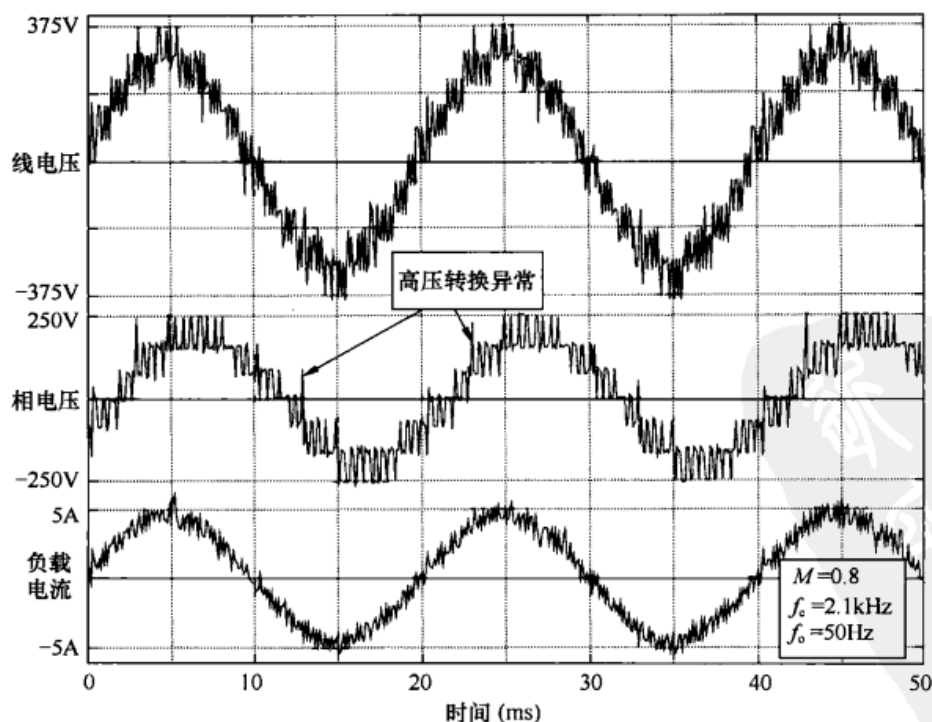


图 11-44 $M = 0.8$ 、 $f_c/f_o = 42$ 时，不连续规则采样 PWM（等效的 PD）调制下七电平混合式三相逆变器的实验开关电压波形和滤波后的负载电流波形

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

次开关转换时, 低压逆变器必须在同一时刻作一次相应的开关转换以避免发生瞬态电压故障。而在实际系统当中, 特别是高压和低压逆变器采用不同的器件, 两次转换通常不会同时发生。请注意, 这是混合式逆变器拓扑原理上的一种缺陷, 这一缺陷与 PWM 过程无关。

11.12 多电平逆变器的 3 次谐波注入法

显然可以像两电平逆变器那样, 在多电平逆变器的各相桥臂的参考波形注入 3 次谐波分量。这样做可明显在过调制非线性发生之前将调制比提高 15%, 这仅仅是由于注入的 3 次谐波将三相参考波形顶部削平所致。然而注入 3 次谐波对边带谐波和 $WTHD$ 的影响并不直截了当。

图 11-45、图 11-46 和图 11-47 分别给出了在基波参考信号中注入 3 次谐波且调制比 $M=0.8$ 的 PD、APOD 和 POD PWM 调制的五电平二极管钳位式逆变器的相桥臂和线—线电压频谱。请注意, 由于参考信号中注入 3 次谐波的多电平逆变器的解析解的计算非常复杂, 因此这些结果是采用时域开关仿真得到的。

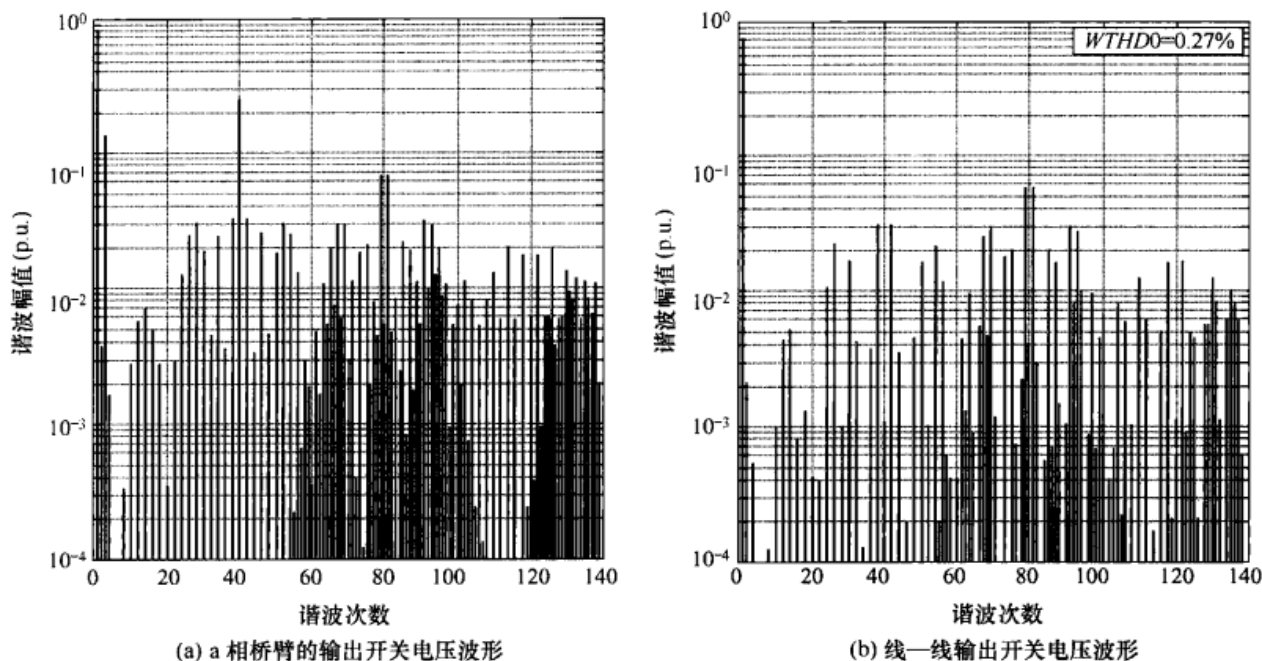


图 11-45 $M=0.8$ 、 $f_o/f_o=40$ 时, 带 3 次谐波注入的 PD 自然采样 PWM 调制下五电平三相逆变器的理论谐波频谱

可将这些图与图 11-24、图 11-27 以及图 11-30 相比较。图 11-24、图 11-27 以及图 11-30 分别给出了在基波参考信号中未注入 3 次谐波的五电平 PD、APOD 和 POD PWM 的相桥臂电压和线—线电压频谱。由这些结果可以看出, 3 次谐波参考分量的影响也是在边带谐波间转移谐波能量, 但不一定是有利的方式转移能量。例如, 对 APOD 调制而言 (图 11-27 与图 11-46 相对比), 注入 3 次谐波的影响是将能量集中到第一载波组的第一边带谐波中, 这会增加 $WTHD$ 的值。对 PD PWM 和 POD PWM 而言, 采用 3 次谐波注入只会在最低程度上减小 $WTHD$ 。注: 由于前面已经表明这些调制策略是一样的, 因此 3 次谐波注入对级联式逆变器性能的影响与 APOD PWM 或 PD PWM (分别对级联式逆变器不连续

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

或连续 PWM)的影响一致。

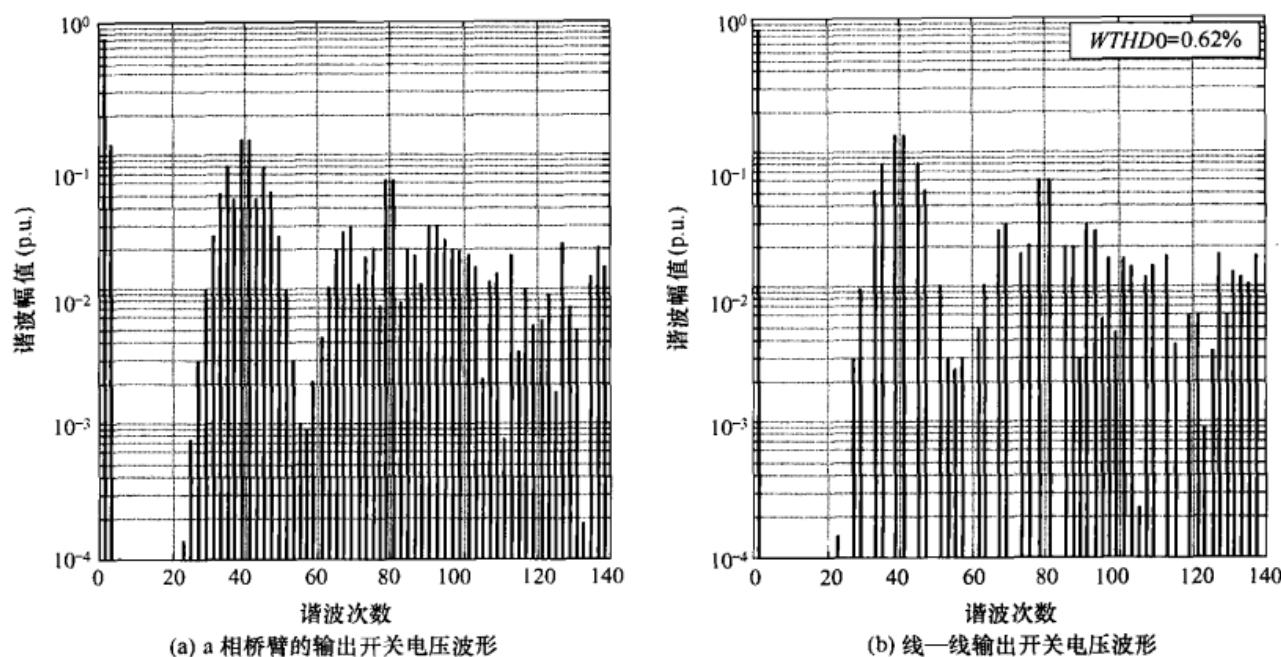


图 11-46 $M = 0.8$ 、 $f_c/f_o = 40$ 时, 带 3 次谐波注入的 APOD 自然采样 PWM 调制下五电平三相逆变器的理论谐波频谱

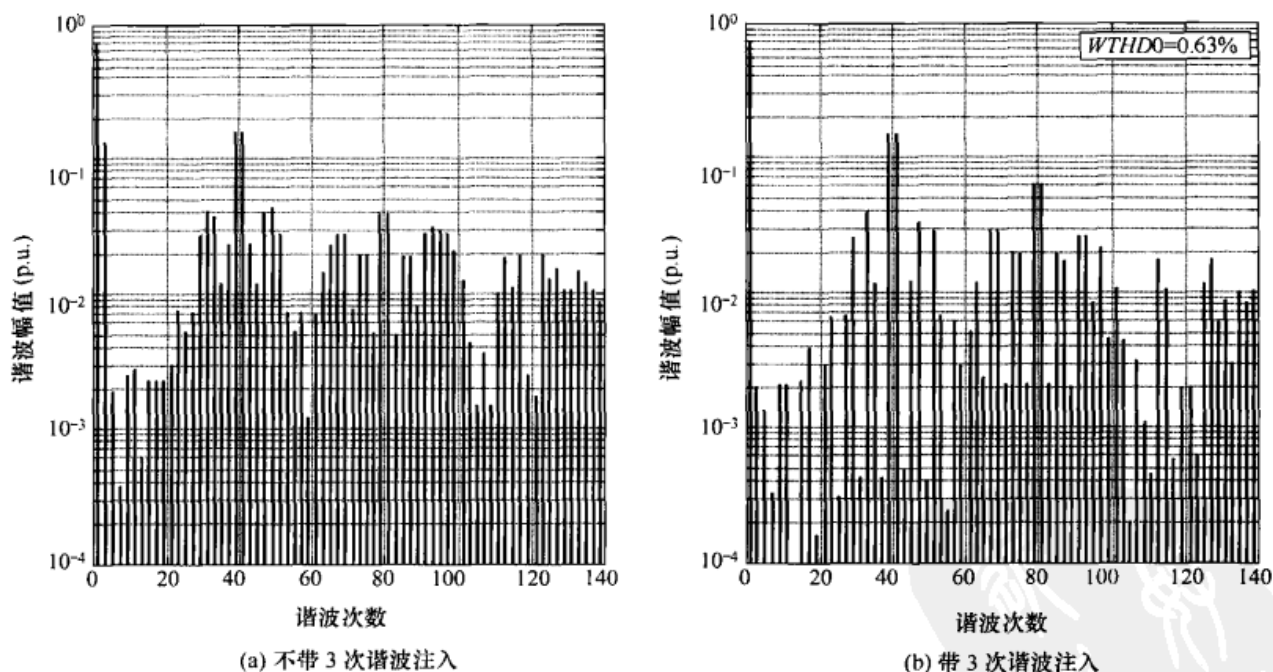


图 11-47 $M = 0.8$ 、 $f_c/f_o = 40$ 时, 带 3 次谐波注入的 POD 自然采样 PWM 调制下五电平三相逆变器的线-线电压理论谐波频谱

如果需要, 注入 3 次谐波能够使多电平逆变器的 PWM 具有最低的谐波, 并能够提高有效的线性调制区域, 但这样的结果仅仅在特定的载波/基波比率以及调制比条件下才会出现。在更宽的工作范围上的分析验证了这一预想。另外, 当工作在较低的载波/基波调制比条件下, 由于参考信号造成主要谐波的扩散范围增加, 注入 3 次谐波会造成谐波性能的净亏损。在实

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

际系统中还必须考虑大量的谐波边带侵入基带区域的问题。

图 11-48 展示了注入 3 次谐波对载波比较低的 PD PWM 的影响, 其中参考波形中注入 3 次谐波的调制策略的 $WTHD$ 要远远高于参考波形中未注入 3 次谐波的调制策略的 $WTHD$ 。另外, 3 次谐波会使得侵入基带区域的低次边带谐波变得更严重。

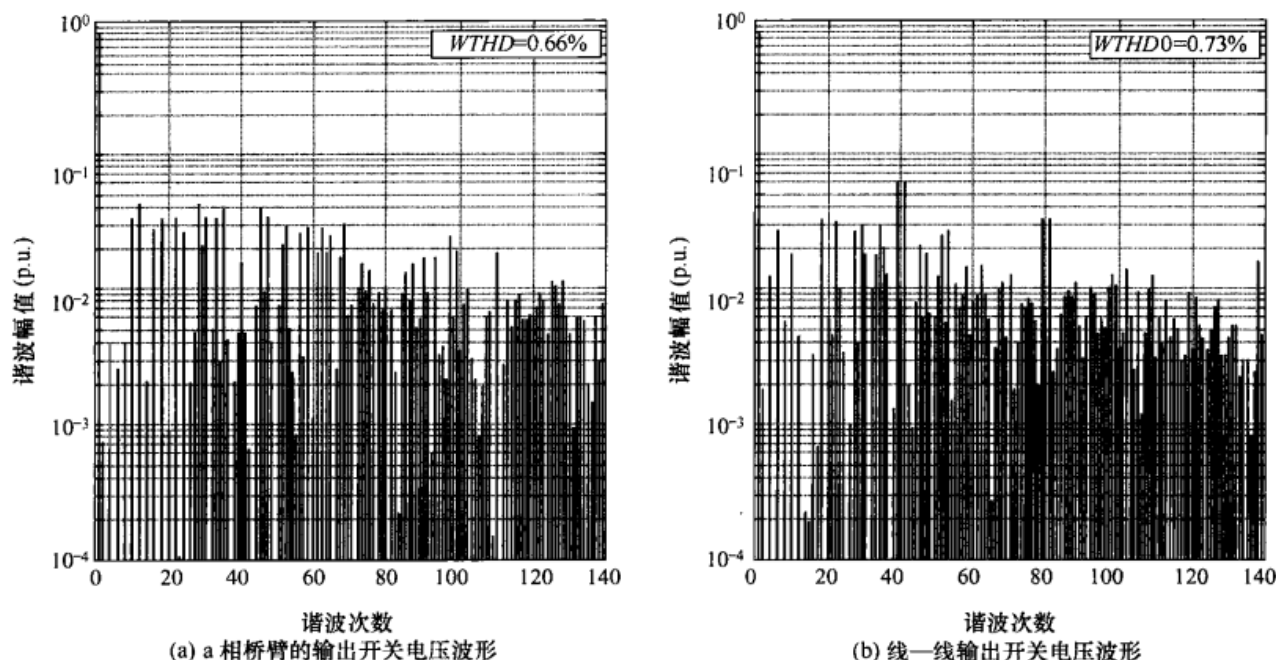


图 11-48 $M = 0.8$ 、 $f_c/f_0=20$ 时, PD 自然采样 PWM 调制下
五电平混合式三相逆变器的理论谐波频谱

11.13 可变调制比多电平逆变器的运行

迄今为止所介绍的对多电平逆变器 PWM 的分析, 均假设调制比取较大的值以使得参考信号波形能够与所有的载波波形相连接。混合式逆变器以及更高电平的二极管钳位式逆变器的载波排列调制在较低调制比下的情形, 未在上述研究范围之列。

当基波参考波形停止与外侧载波波形交叉, 调制过程变为电平数减少两次的逆变器的调制。例如, 对于二极管钳位式逆变器而言, 当五电平系统的调制比跌落到 50% 以下, 或七电平系统的调制比跌落到 66% 以下, 五电平系统的调制过程将变为三电平逆变器的调制, 而七电平系统的调制过程将变为五电平逆变器的调制。还应注意到, 当调制比低于 33% 时七电平逆变器调制过程还要经过进一步的转换才能变为三电平逆变器的调制。对混合式逆变器而言, 一旦调制比跌落到 33% 以下, PWM 过程将变为每相桥臂只有一个单相 H 桥的级联式逆变器的调制过程。在这些低调制比情况下更高电平的逆变器的 PWM 的谐波性能必须由适当的较低电平逆变器的性能来确定。较低电平逆变器的电平数是按照与修改过的基波幅值相配合而按比例选取的。

图 11-49 显示了工作在不同 PWM 策略下的三电平和五电平二极管钳位式逆变器的 $WTHD_0$ 的变化。特别有意思的是, 五电平 APOD PWM 和 PD PWM 具有双尖峰的特性。其中高调制比的尖峰出现在五电平开关的情况下, 而低调制比的尖峰发生在三电平开关的情况下。实际上,

第 11 章 基于载波的多电平逆变器脉宽调制

在 $0 < M < 0.5$ 范围内的五电平 WTHD 特性与三电平 WTHD 特性一样, 仅仅是五电平的 WTHD 曲线按比例作了适当压缩。

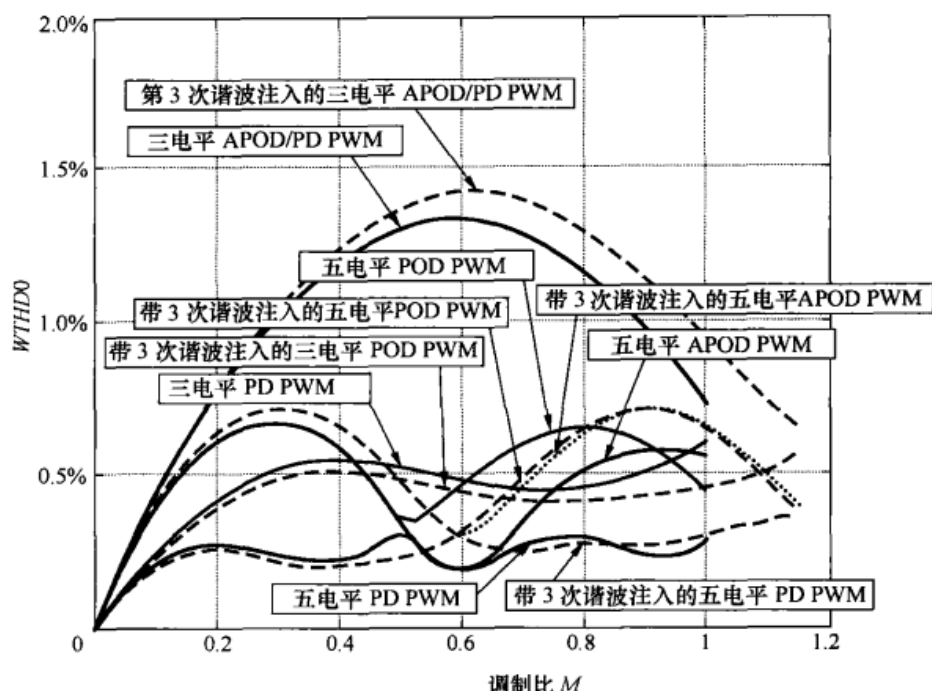


图 11-49 当 $f_c/f_0 = 20$ 时不同调制方式和多电平三相逆变器的线—线开关输出电压的 WTHD0

图 11-49 还给出了基波参考波形中注入 3 次谐波分量的多电平逆变器的 PWM 的 WTHD0 特性。需要注意的是, 在这些条件下, 参考波形刚好能与外侧载波相交时所对应的调制比的值放大了 $2/\sqrt{3}$ 倍。由此图可看出, 3 次谐波注入法对 APOD PWM 的性能进行了折中, 能改善五电平 POD PWM 的谐波性能, 当对 PD PWM 的谐波性能影响不大。在所有情况下, PD 调制都明显优于其他载波排列调制策略。

由于从本章前面已介绍的结果可以看出, 级联式逆变器在连续调制下的性能与 APOD PWM 等效, 而在不连续调制下的性能与 PD PWM 等效, 因此本章中并未对变化的调制比下级联式逆变器的性能给出单独的结果。

11.14 小结

不同的多电平逆变器电路诸如级联式、二极管钳位式、混合式以及电容钳位式电路拓扑, 通过引入多个直流电平给逆变器调制带来了另外一维的复杂性。在本章中可以看到, 应用第 3、4、5 章所展示的 PWM 基本原理可以确定这些逆变器的谐波性能。本章内容还表明, 通过将主要的谐波能量放入共模的第一载波分量中, 而第一载波分量会在逆变器的相区别间抵消掉, PD 调制原理用于二极管钳位式逆变器可得到最低的谐波畸变。这导致级联式和混合式多电平逆变器通过采用不连续 PWM, 其调制性能也会得到类似的提高。不连续 PWM 也是同样将主要的谐波能量放入共模载波分量中。由此可见, 二极管钳位式、级联式以及混合式逆变器的调制原理拥有共同的起源, 从而能够联系在一起。

参考文献

- [1] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-17, no. 5, Sept./Oct. 1981, pp. 518-523.
- [2] P. Bhagwat and V.R. Stefanovic, "Generalized structure of a multilevel PWM inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 19, no. 6, Nov./Dec. 1983, pp. 1057-1069.
- [3] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi, "Non-conventional power converter for plasma stabilization," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Kyoto, 1988, pp. 122-129.
- [4] G. Carrara, D. Casini, S. Gardella, and R. Salutari, "Optimal PWM for the control of multilevel voltage source inverter," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Brighton, 1993, pp. 255-259.
- [5] B.P. McGrath, "Topologically independent modulation of multilevel inverters," Ph.D. Thesis, Monash University, Australia, 2002.
- [6] B.P. McGrath and D.G. Holmes, "A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Galway, 2000, pp. 674-679.
- [7] B.P. McGrath and D.G. Holmes, "Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based PWM for two-level and multilevel cascaded inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, No. 2, Mar./April 2001, pp. 574-582.
- [8] V.G. Agelidis and M. Calais, "Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conference, (PESC)*, Fukuoka, 1998, pp. 172-178.
- [9] B.P. McGrath and D.G. Holmes, "An analytical technique for the determination of spectral components of multilevel carrier based PWM methods," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 724-738.
- [10] M.D. Manjrekar, R. Lund, P. Steimer, and T.A. Lipo, "Hybrid multilevel power conversion system: A competitive solution for high power applications," *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 36, no. 3, May/June 2000, pp. 834-841.
- [11] B.P. McGrath, M. Manjrekar, D.G. Holmes, and T.A. Lipo, "An improved modulation strategy for the hybrid multilevel inverter," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg., Rome*, 2000, pp. 2086-2093.



第 12 章

多电平变换器的空间矢量脉宽调制

在本书的前几章中已经证明，对两电平逆变器而言，正弦波注入 3 次谐波的参考信号与三角波相比较的 PWM 和空间矢量 PWM (SVM 在本质上是相同的，二者主要的不同之处在于对零矢量的处理方法不一样。本章将给出如何将空间矢量 PWM 推广应用于多电平逆变器。对两种调制方法相比较再次表明二者实际上产生相同的结果。

12.1 优化的空间矢量序列

显然，空间矢量法很容易地可推广应用于多电平逆变器。然而，如果不仔细进行优化，多电平逆变器所提供的大量开关状态可能会造成庞大的计算开支。优化的空间矢量序列的概念首先在文献[1]被提出来，并在文献[2,3]中得到完善。图 12-1 给出了三电平和五电平二极管钳位式逆变器的空间矢量示意图，其中空间矢量标志符的每个数字分别代表 a、b、c 相桥臂所切换到的电平。值得注意的是，在这两种情况下，一些开关状态是冗余的且产生相同的空间矢量。对于三相逆变器而言，在连续调制情况下，在一个开关周期中开关转换次数最少为 3 次（即每相桥臂动作一次），因此和常规两电平 SVM 方式一样，在每一开关周期中多电平逆变器的开关状态在 4 种开关状态间循环。如果仅使用三个最邻近的空间矢量（例如，101-201-211-212），至少这些空间矢量中的第一个和最后一个一定是冗余的空间矢量状态。根据参考矢量在 d-q 空间所处的位置，有两个序列可供选择，即选择两个偶次冗余矢量和一个奇次冗余矢量（例如，211/100、221/110 和 210），或者选择一个偶次冗余矢量和两个奇次冗余矢量（例如，211/100、200 和 210）。

可以看出，对于两电平逆变器而言，只有第二种序列可行，因为只有原点提供冗余矢量（000/111）。

图 12-2 给出了五电平空间矢量的局部图。要在一个开关周期内取得最少的开关转换次数，表 12-1 列出了图 12-2 所示部分的空间矢量的全部可能序列。由两电平 SVM 理论可知，相连的开关周期上的空间矢量的序列应交替逆转，这里的多电平 SVM 也同样这样做。对于三角形(b)和(d)而言，只存在一种可能的矢量序列，对于三角形(a)和(c)而言，可在确保矢量在不同的三角形之间移动过程中不会出现额外的开关转换的前提下，从可能的矢量序列当中选取最合适的序列。例如，当矢量从三角形(b)中转移到三角形(c)中时，应当采用序列(c)：(i)，这是因为该序列与三角形(b)中序列具有相同的起始状态；当矢量

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

从三角形(c)中转移到三角形(d)中时,应当采用序列(c): (ii), 这是因为该序列与三角形(d)中序列具有相同的起始状态。在三角形(c)中序列(c): (i)和(c): (ii)在某些时刻必须交换, 而且当空间矢量{431/320}的占空比超过空间矢量{421/310}时, 最方便实现两种序列的对换^[4]。

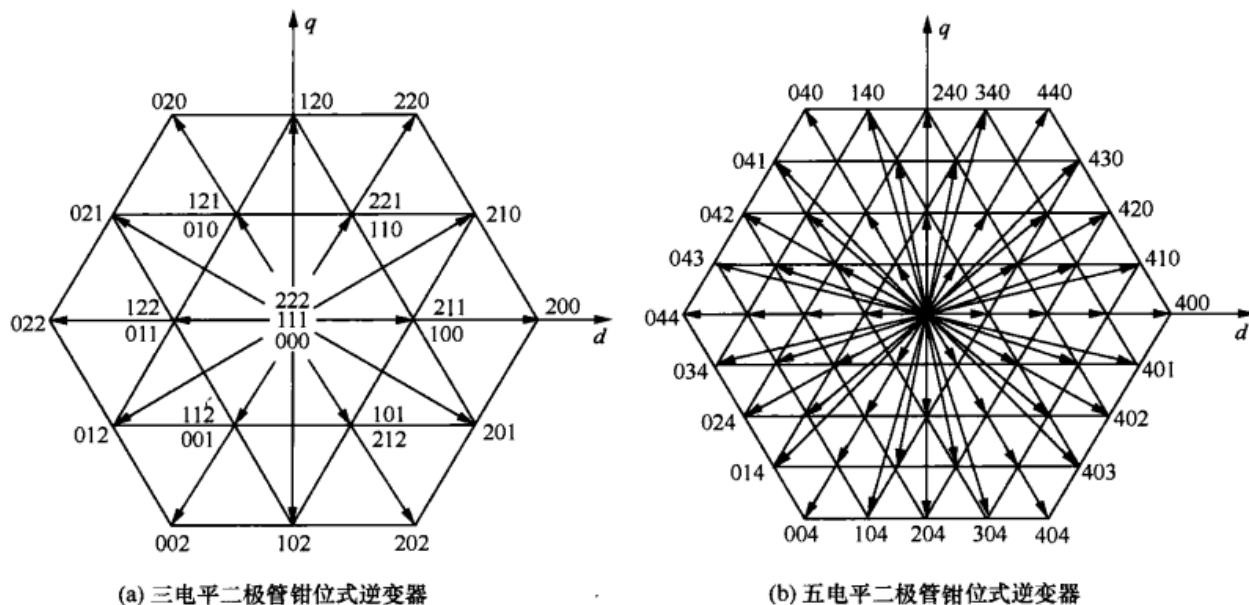


图 12-1 多电平二极管钳位式逆变器的空间矢量状态

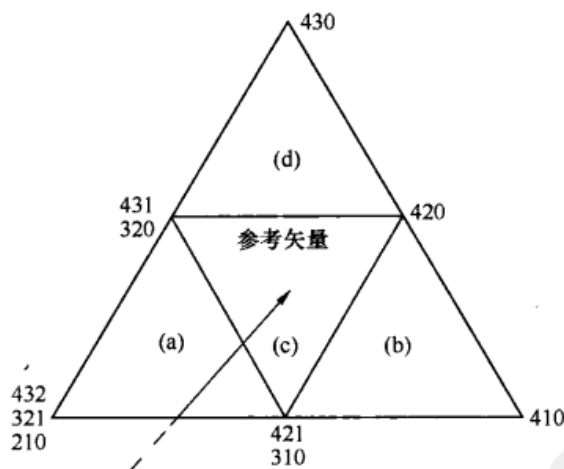


图 12-2 五电平空间矢量图的局部示意图 (其中三角形(a)和(c)分别含有两个偶次冗余矢量和一个奇次冗余矢量, 三角形(b)和(d)分别含有一个偶次冗余矢量和两个奇次冗余矢量)

将该原理应用于三角形(a)意味着不能采用序列(a): (i)和(a): (ii), 因为在矢量移向三角形(c)的过程会引入额外的开关转换。如果参考矢量位于三角形(a)和三角形(c)的边界附近时, 上述结论就非常重要, 这是因为在一个基波周期内参考矢量将两次穿过三角形(a)和三角形(c)的线性边界, 而且在空间矢量图中有许多(c)种类型的三角形。因此, 只能采用序列(a): (iii)和(a): (iv)。除了状态{420}被状态{321}替代了之外, 序列(a): (iii)和(a): (iv)与序列(c): (i)和(c): (ii)基本相同。因此只有冗余度为三的矢量{432/321/210}中的状态{321}可以利用。

表 12-1

图 12-1 中五电平空间矢量子集的可能序列

三角形	序 列
(a)	(i) {432 到 431 到 421 到 321}
	(ii) {210 到 310 到 320 到 321}
	(iii) {421 到 321 到 320 到 310}
	(iv) {431 到 421 到 321 到 320}
(b)	{421 到 420 到 420 到 310}
(c)	(i) {421 到 420 到 320 到 310}
	(ii) {431 到 421 到 420 到 320}
(d)	{431 到 430 到 420 到 320}

注：这些序列都存在逆序列，但是未列出来。

针对冗余度大于三的偶次冗余矢量的类似分析揭示出，只有两个状态可以用来取得最少的开关次数，而对于冗余度大于二的奇次冗余矢量，只有一个状态是可用的。还应注意到，所有有用的序列都是以偶次冗余空间矢量状态开始和结束的。

以上分析均是从二极管钳位式拓扑的角度出发得到的，它和级联式拓扑结构仅有的主要差别是级联式拓扑有更多不同的冗余度。对级联式逆变器做类似的分析可以得到状态和序列的类似限制条件，运用这些限制条件可以在一个基波周期内取得最少的开关转换次数。

12.2 选择开关状态的调制器

调制器的任务是，确定出开关器件在各开关周期上的位置和作用时间以生成参考电压矢量。然而，由于多电平逆变器的可能开关状态的数量与逆变器电平数目呈三次方关系，其可能的矢量数目为

$$N_{\text{vectors}} = 1 + 6 \sum_{i=1}^{L-1} i \quad (12-1)$$

其中， L 是电平的数目。

例如，一个简单的常规的两电平逆变器只有 $2^3 = 8$ 种开关状态和 $1+6 = 7$ 个可能的矢量，三电平逆变器有 $3^3 = 27$ 种状态和 $1+18 = 19$ 个矢量。此外，当电平数增加到 5 时，状态数量增加到 $5^3 = 125$ 种，矢量数目也增加到 61 个。显然，随着电平数的增加，要建立正确的开关条件所要付出的计算量将剧增，很快使得即使最快的信号处理器也无法胜任，例如，一个五电平逆变器拥有超过 91 个可能的三角形，要随机搜索出合适的开关条件变成了一项无法实现的任务。显然有必要开发出一种更为有效的确定空间矢量的方法。这种方法无需经过盲目的搜索过程，就可快速地确定出三个最邻近的空间矢量。

12.3 分解法

由于三电平逆变器三相中的每一相都存在三种可能的开关状态，因此这种逆变器的拓扑结构拥有 27 种可能的状态。如图 12-3 所示^[5]，若将三电平逆变器空间矢量六边形视为由许

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

多两电平逆变器空间矢量六边形组成, 则针对给定的指令电压矢量选取合适的开关状态的复杂程度将大大简化。这些两电平六边形的原点都位于三电平逆变器内部六边形的顶点上。于是, 各个两电平六边形都相对于三电平逆变器六边形的原点移动了 $V_{dc}/3$ 。

要确定开关状态, 首先要根据目标电压矢量所处的位置从六个六边形中选取一个六边形。其次, 用位于所选出的两电平六边形原点的电压矢量减去原始的电压参考矢量。于是可以应用空间矢量或者正弦—三角形调制的思想, 像两电平逆变器一样确定开关序列和电压矢量作用时间。

两电平六边形的选择必须使得: 当参考电压矢量旋转时, 它能够平滑地从一个六边形进入到下一个六边形。通过把矢量空间细分为图 12-4 所示的六个区域, 并从图 12-3 中选取编号与区域号相同的两电平六边形, 即可满足这一要求。采用这种方式选择两电平六边形, 使得幅值减小的参考空间矢量方便地从三电平逆变器的内部六边形(以原点为中心)平滑地进入外部的两电平六边形。

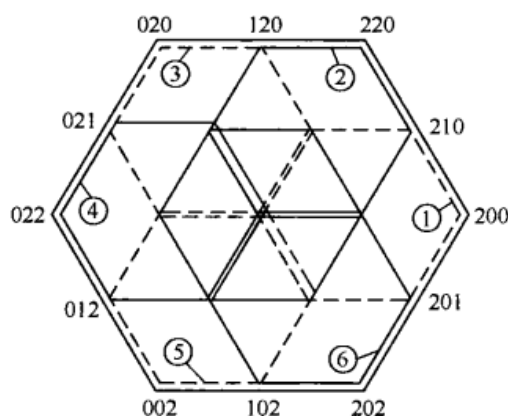


图 12-3 可看作由六个两电平六边形所组成的三电平逆变器的空间矢量六边形

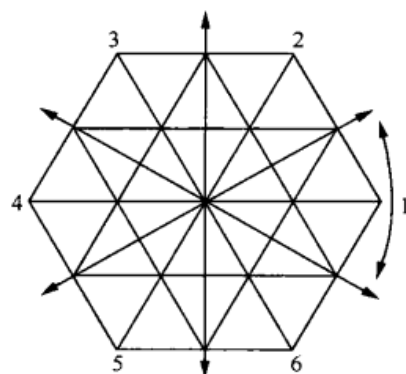


图 12-4 三电平逆变器六边形分割成六个扇区, $s=1, \dots, 6$ 。图 12-3 中的六边形用来产生合成指令电压矢量的空间矢量

一旦确定了扇区, 参考电压矢量的原点将转换到与扇区相关的两电平逆变器六边形的原点。这可以通过将原始参考矢量减去位于所选六边形中心的矢量来实现。表 12-2 归纳了对各桥臂电压的修正结果。原始的参考电压 v_{as}^* 、 v_{bs}^* 、 v_{cs}^* 经修正产生参考电压 v_{as}^{**} 、 v_{bs}^{**} 、 v_{cs}^{**} (对于空间矢量 PWM 而言, 很容易对静止的 d/q 坐标系下的参考电压作类似的修正)。

表 12-2 两电平六边形对扇区中电压矢量的偏置调整

扇 区	修正过的参考电压 v_{as}^{**}	修正过的参考电压 v_{bs}^{**}	修正过的参考电压 v_{cs}^{**}
1	$v_{as}^* - V_{dc}/3$	$v_{bs}^* + V_{dc}/6$	$v_{cs}^* + V_{dc}/6$
2	$v_{as}^* - V_{dc}/6$	$v_{bs}^* - V_{dc}/6$	$v_{cs}^* + V_{dc}/3$
3	$v_{as}^* + V_{dc}/6$	$v_{bs}^* - V_{dc}/3$	$v_{cs}^* + V_{dc}/3$
4	$v_{as}^* + V_{dc}/3$	$v_{bs}^* - V_{dc}/6$	$v_{cs}^* - V_{dc}/6$
5	$v_{as}^* + V_{dc}/6$	$v_{bs}^* + V_{dc}/6$	$v_{cs}^* - V_{dc}/3$
6	$v_{as}^* - V_{dc}/6$	$v_{bs}^* + V_{dc}/3$	$v_{cs}^* - V_{dc}/6$

第 12 章 多电平变换器的空间矢量脉宽调制

三电平逆变器特殊的开关序列现由所选六边形的顶点来确定。例如,在图 12-5 所示的情况下,最少转换开关序列为 211-210-110-100。如果冗余矢量{211/100}作为参考原点,这一开关序列将与常规两电平空间矢量调制器的开关序列完全相同(即 111-110-010-000)。因此,如果能从各相桥臂的 4 个开关中选取正确的开关序列以获得所需的逆变器开关状态,那么任何两电平调制策略现在都可以在这里使用。对于每个空间矢量六边形,这种开关状态的选择可以通过简单的逻辑电路或者在微处理器中用等效逻辑语句来实现。

这种将高电平逆变器的空间矢量六边形分割成多个低电平的六边形的思路可以推广到其他的多电平逆变器中。例如,以四电平逆变器为例,其空间矢量图如图 12-6 所示。在这种情况下,每一相桥臂会产生 4 个电压开关状态,因此总共有 64 种开关状态。然而,如果四电平空间矢量图分解成 6 个三电平空间矢量图,就可以运用三电平 SVPWM 算法来获得开关状态和它们的作用时间。考虑到三电平逆变器的空间矢量六边形由 6 个两电平逆变器六边形所组成,于是可以像刚才所做的那样确定出各三电平逆变器的开关方式。采用这种方法,可以建立起任何电平的逆变器的简单逻辑树图,这样就可以针对任意参考电压矢量快速地确定正确的开关方式。

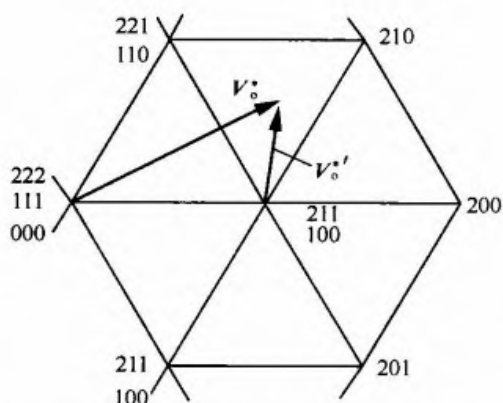


图 12-5 位于扇区 1 中的电压参考矢量 V_o^* 改变参考原点的例子

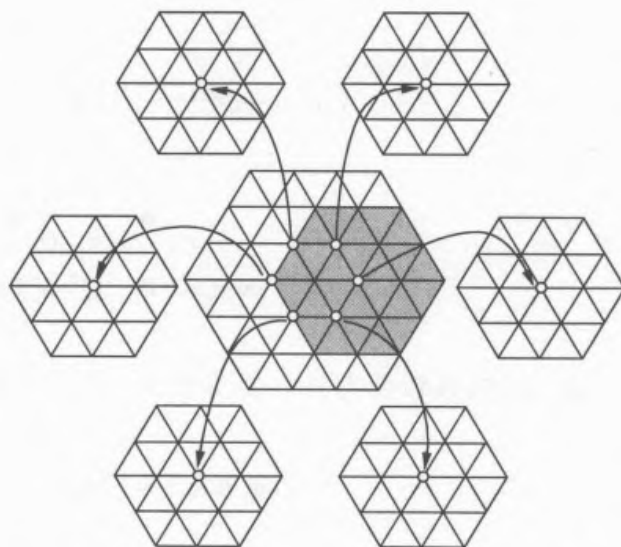


图 12-6 六边形分解法在四电平逆变器上的应用^[5]

12.4 六边形坐标系

用来确定包含目标矢量的三角形的许多计算,都是由将每一矢量状态在正交直角坐标系中表示成点运算带来的。这一坐标系需要完整地定义出三路线电压,实际当中系统是二维的,这是因为:

$$v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} = 0 \quad (12-2)$$

上式构成的约束条件使得所有的线电压矢量状态处于同一平面上。

由于相电压和线电压矢量都自然地形成等边三角形,文献[1,2]表明,对三电平和 L 电平而言,通过采用非正交坐标系可以大大减少计算的复杂程度。在该坐标系中基本矢量将和 6 个可能的线电压矢量中的两个不共线的矢量同方向。例如,首先可以以一个三电平逆变器为

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

例来构成这样的一个系统，于是：

$$\{u, v, z\} = \frac{1}{2V_{dc}} \left\{ V_{1,0,-1}, V_{0,1,-1}, V_{1,1,1} \right\} = \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right\} \quad (12-3)$$

如图 12-7 所示，第一个矢量 u 与沿着 a 轴方向的矢量共线，第二个矢量与沿着 c 轴方向的矢量在同一直线上。第三个矢量对应构成零序分量的两个零状态矢量之一的矢量。沿着 b 轴的矢量以及其他的矢量均可表示为沿着矢量 u 和 v 方向上的分量。

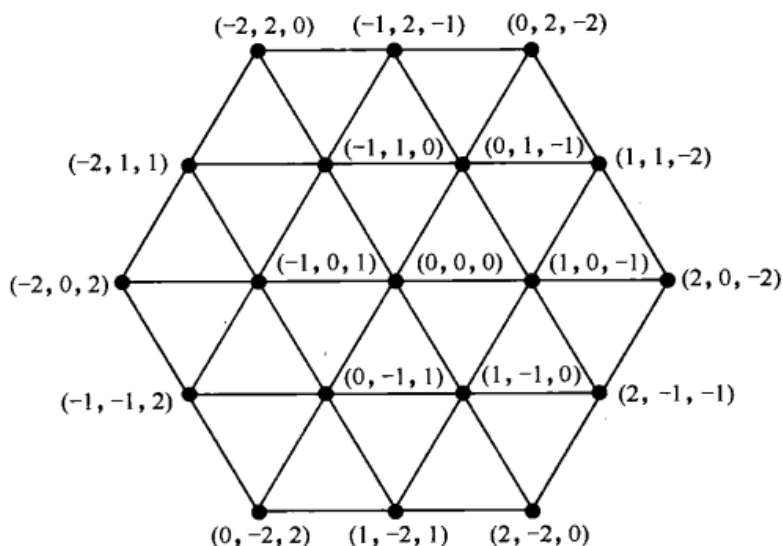


图 12-7 uv 坐标下的三电平逆变器的线电压矢量状态 (a 、 b 、 c)

也可以将其转换为另一个三维坐标系，在这种情况下有

$$\{g, h, z\} = \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right\} = T \{u, v, z\} \quad (12-4)$$

不难确定出所需的变换矩阵为

$$T = \{u, v, z\}^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (12-5)$$

出于实用的目的，由于零序分量总是为零，如果变量的变换用到线电压上，零序分量是冗余的。于是简单地由 u 、 v 坐标系转换到 g 、 h 坐标系的变换式为

$$T = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & 1 \end{bmatrix} \quad (12-6)$$

图 12-8 显示了三电平逆变器的空间矢量和参考矢量的二维表示法。这些矢量相对于直流环节电压 V_{dc} 作了归一化处理。与图 12-1(a)相比，从原点到任意顶点的矢量现可用两个整数而不是 3 个整数来表示。

在确定哪个三角形被目标电压矢量占据时，所有的开关矢量都有整数坐标值是很有用的。

第 12 章 多电平变换器的空间矢量脉宽调制

例如,如图 12-8 所示,考虑一个位于三角形 (1,1)、(1,0)、(0,1) 内的目标矢量。通过连续地对目标矢量在 g 和 h 坐标上的分量按以下方式做舍入取整运算,矢量的位置可停留在一个平行四边形内:

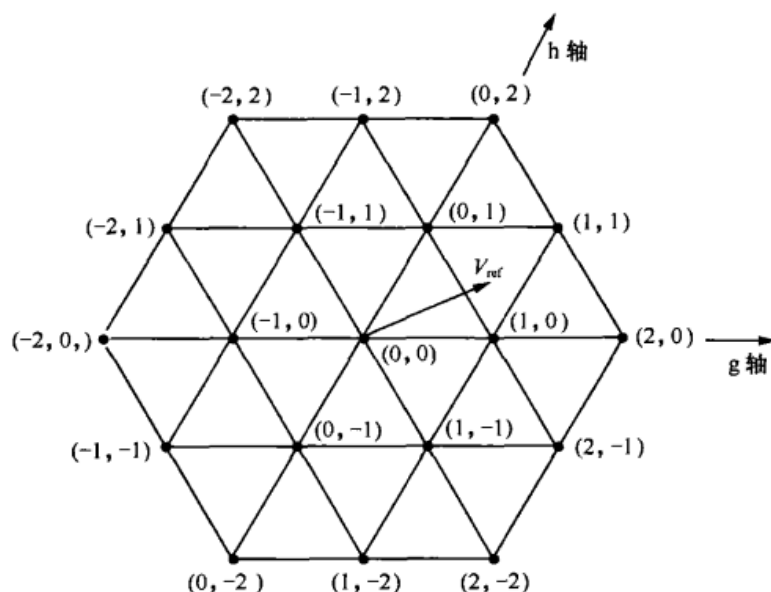


图 12-8 六边形 gh 坐标系中三电平逆变器的线电压矢量状态

$$V_{ul} = \begin{bmatrix} \lceil V_{ref,g} \rceil \\ \lfloor V_{ref,h} \rfloor \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12-7)$$

$$V_{lu} = \begin{bmatrix} \lfloor V_{ref,g} \rfloor \\ \lceil V_{ref,h} \rceil \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (12-8)$$

$$V_{uu} = \begin{bmatrix} \lceil V_{ref,g} \rceil \\ \lceil V_{ref,h} \rceil \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (12-9)$$

$$V_{ll} = \begin{bmatrix} \lfloor V_{ref,g} \rfloor \\ \lfloor V_{ref,h} \rfloor \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12-10)$$

其中 $\lceil x \rceil$ 和 $\lfloor x \rfloor$ 分别表示对 x 的入整运算和舍整运算。这种运算将目标矢量不是放在图 12-8 中的三角形 (1,0)、(0,1)、(1,1) 中就是三角形 (1,0)、(0,1)、(0,0) 中。可以看出,无论目标矢量位于两个三角形中哪个, V_{ul} 和 V_{lu} 都将是目标矢量所处的三角形的两个顶点。

如果 V_g 和 V_h 表示任意矢量在从 V_{ul} 到 V_{lu} 的对角线上的 g 和 h 分量,则可以确定出第三个顶点

$$V_{ref,g} + V_{ref,h} = V_{ul,g} + V_{ul,h} = V_{lu,g} + V_{lu,h} \quad (12-11)$$

通过计算下式的符号可以确定第三个顶点的位置

$$V_{ref,g} + V_{ref,h} - (V_{ul,g} + V_{ul,h}) \quad (12-12)$$

如果上式值为正,则取 V_{uu} 作为第三个顶点;如果为负,则取 V_{ll} 作为第三个顶点。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

一旦确定出了相邻最近的三个矢量，它们相对应的占空比可通过求解下式得到

$$V_{\text{ref}} = d_{\text{ul}} V_{\text{ul}} + d_{\text{lu}} V_{\text{lu}} + d_3 V_3 \quad (12-13)$$

其中 V_3 为 V_{uu} 或 V_{ll} ，且 d_3 为它相对应的占空比。该式还受到以下条件的约束，即

$$d_{\text{ul}} + d_{\text{lu}} + d_3 = 1 \quad (12-14)$$

由于所有的开关状态矢量的坐标值为整数，因此两顶点的坐标值为 V_{ref} 的小数部分，即如果 $V_3 = V_{\text{ll}}$ ，有

$$\begin{aligned} d_{\text{ul}} &= V_{\text{ref,g}} - V_{\text{ll,g}} \\ d_{\text{lu}} &= V_{\text{ref,h}} - V_{\text{ll,h}} \\ d_{\text{ll}} &= 1 - d_{\text{ul}} - d_{\text{lu}} \end{aligned} \quad (12-15)$$

或者，如果 $V_3 = V_{\text{uu}}$ ，有

$$\begin{aligned} d_{\text{ul}} &= -(V_{\text{ref,h}} - V_{\text{uu,h}}) \\ d_{\text{lu}} &= -(V_{\text{ref,g}} - V_{\text{uu,g}}) \\ d_{\text{uu}} &= 1 - d_{\text{ul}} - d_{\text{lu}} \end{aligned} \quad (12-16)$$

来看一个例子，假定必须在相对于 a 相参考坐标轴 15° 电角度的时刻产生一个大小为 $0.5V_{\text{dc}}$ 的相电压。在这种情况下，相电压目标矢量在 45° 角处的幅值为 0.866（显然，如果直接控制相电压，这一步可以省略），其相应的线电压为

$$V_{\text{l-l}} = \begin{bmatrix} V_{\text{ab}} \\ V_{\text{bc}} \\ V_{\text{ca}} \end{bmatrix} = V_{\text{dc}} \begin{bmatrix} 0.612 \\ 0.224 \\ -0.837 \end{bmatrix} \quad (12-17)$$

线电压用在 g 和 h 坐标上的分量可表示为

$$V_{\text{l-l,gh}} = T V_{\text{l-l}} = V_{\text{dc}} \begin{bmatrix} 0.612 \\ 0.224 \end{bmatrix} \quad (12-18)$$

因此有

$$\begin{aligned} V_{\text{ul}} &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} & V_{\text{uu}} &= \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \\ V_{\text{ll}} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & V_{\text{lu}} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12-19)$$

矢量的准确位置通过以下计算来确定：

$$V_{\text{g}} + V_{\text{h}} - (V_{\text{ul,g}} + V_{\text{ul,h}}) = 0.612 + 0.224 - 1 = -0.163 < 0 \quad (12-20)$$

于是，矢量位于顶点为 (0, 0)、(0, 1) 和 (1, 0) 的三角形中，且构成三角形的三个矢量的占空比为

$$\begin{aligned} d_{\text{ul}} &= V_{\text{ref,g}} - V_{\text{ll,g}} = 0.612 \\ d_{\text{lu}} &= V_{\text{ref,h}} - V_{\text{ll,h}} = 0.224 \\ d_{\text{ll}} &= 1 - d_{\text{ul}} - d_{\text{lu}} = 0.163 \end{aligned} \quad (12-21)$$

第 12 章 多电平变换器的空间矢量脉宽调制

当目标矢量的幅值从 $0.5V_{dc}$ 增加到 $0.7V_{dc}$ 时, 有

$$V_{ref,g} + V_{ref,h} - (V_{ul,g} + V_{ul,h}) = 0.857 + 0.314 - 1 = 0.171 > 0.0 \quad (12-22)$$

在这种情况下, 包含着 V_{ref} 的三角形的顶点为 $(0, 1)$ 、 $(1, 0)$ 、 $(1, 1)$, 且

$$\begin{aligned} d_{ul} &= -(V_{ref,h} - V_{uu,h}) = 0.686 \\ d_{lu} &= -(V_{ref,g} - V_{uu,g}) = 0.143 \\ d_{ll} &= 1 - d_{ul} - d_{lu} = 0.171 \end{aligned} \quad (12-23)$$

文献[3]报道了这种方法的另一种形式, 据说这种形式可在一定程度上提高计算效率。

12.5 一个开关周期内的最优空间矢量位置

一旦确立了连续调制的最佳空间矢量开关序列, 就可以将它放置于每一开关周期内以优化波形的谐波性能。这就意味将序列中第一个矢量的占空比分裂开来, 该矢量与此开关序列的最后一个矢量是相冗余的。由 Fukuda 所提出的一种用于两电平逆变器的技术可以用来解决这一问题。

图 12-9(a)给出了在 d - q 坐标系下变换器输出电压 (即磁通) 时间积分的轨迹。正弦输出电压的理想轨迹是一个圆形, 但是变换器工作的开关特性使得真实轨迹是图 12-9 所示的准圆形轨迹。图 12-9(b)给出了一个开关周期中的磁通轨迹。空间矢量磁通轨迹和理想磁通轨迹之间的面积即为有待最小化的区域。开关序列采用了空间矢量 V_1 、 V_2 和 V_3 , 其各自的占空比分别为 d_1 、 d_2 和 d_3 , 空间矢量的作用时间由以下等式给出:

$$\begin{aligned} T_{V_1(1)} &= kd_1\Delta T/2 & T_{V_2} &= d_2\Delta T/2 \\ T_{V_1(2)} &= (1-k)d_1\Delta T/2 & T_{V_3} &= d_3\Delta T/2 \end{aligned} \quad (12-24)$$

其中, $\Delta T/2$ 为开关周期 (半个载波周期) 的符号, k 为空间矢量 V_1 的分裂因数, V_1 所分成的两块分别占据开关序列的第一个状态和最后一个状态。

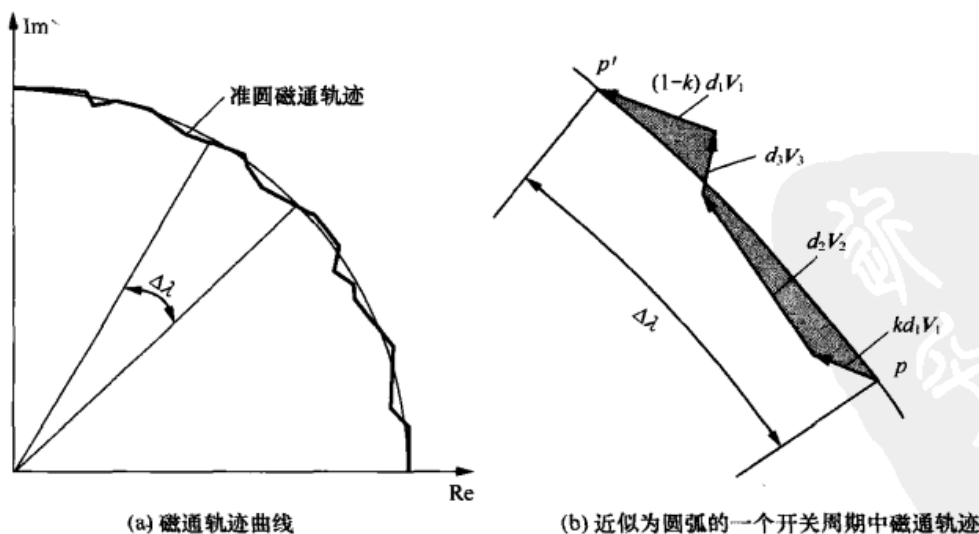


图 12-9 磁通轨迹曲线, 其中介于空间矢量磁通路径与理想磁通轨迹间的区域有待最小化

在每个开关周期中开关的准圆形轨迹和理想圆形轨迹之间的偏差提供了一种衡量调制进

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

程中谐波畸变的手段。这种畸变可以通过对每个开关周期中两个轨迹之间的面积进行积分来计算得到。于是优化问题就变为，确定出一种找到 k 值的方法使得该面积最小以实现最佳的调制策略。

图 12-10 给出了三电平、五电平和七电平逆变器在一个完整的基波周期上连续的开关周期中的最佳的 k 值。可以通过在每个开关周期内改变 k 值以使得磁通误差面积最小化的方式进行仿真来找到最佳的 k 值。显然 k 的最佳值在 0.5 附近轻微波动，因此，至少在脉冲比大小合理的情况下，可让开关周期中起始和末尾的冗余矢量的作用时间均等以获得最佳的谐波性能。

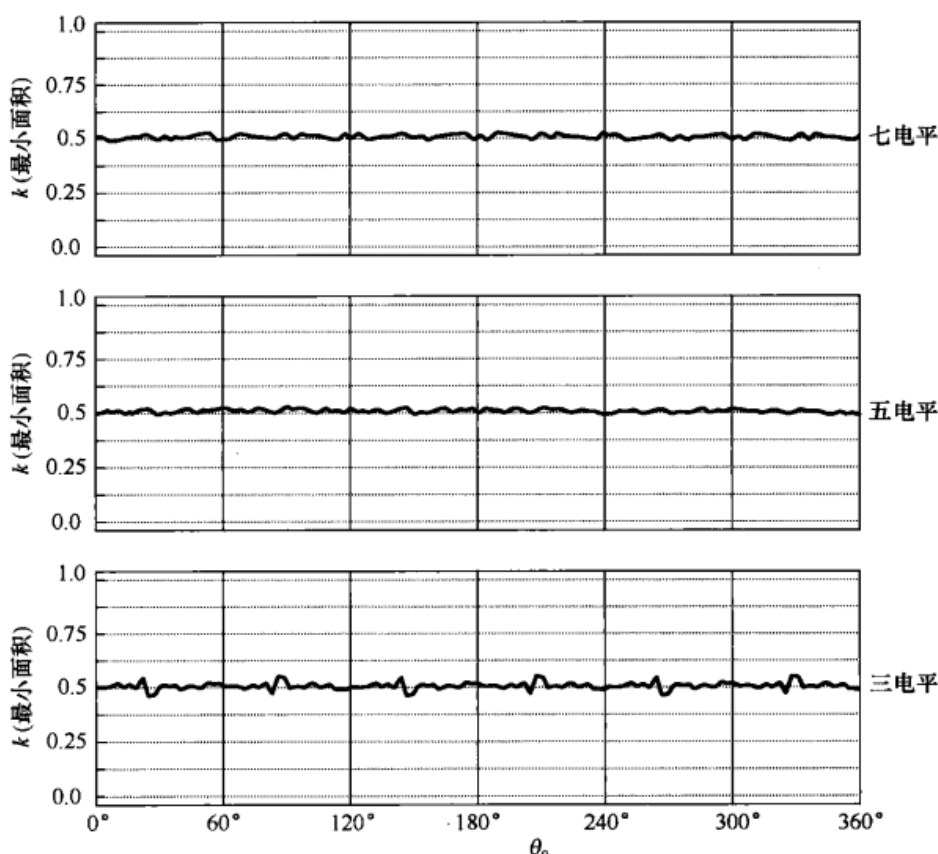


图 12-10 脉冲比为 120、调制比 $M=0.8$ 时，能产生最小伏秒面积的 k 值

12.6 空间矢量脉宽调制和基于载波脉宽调制的比较

在 6.3 节已经介绍过，向两电平逆变器的三相参考波形中加入以下的共模偏置电压：

$$v_{\text{off}} = \frac{\max(v_{\text{az}}^*, v_{\text{bz}}^*, v_{\text{cz}}^*) + \min(v_{\text{az}}^*, v_{\text{bz}}^*, v_{\text{cz}}^*)}{2} \quad (12-25)$$

可以使得有效空间矢量在基于载波的 PWM 的开关周期中居中，这种加入偏置电压的参考信号与空间矢量调制的参考信号相吻合。图 12-11 显示了，当这种偏置用于工作在同相层叠方式（Phase Disposition, PD）PWM 的五电平系统时所造成的逆变器开关状态。在图 12-11 所示的放大开关图中，开关序列由两个偶次冗余矢量（ V_1 和 V_3 ）和一个奇次冗余矢量（ V_2 ）组成。查看该序列可以看到，两个 V_1 状态的作用时间并不相等，而是奇次数冗余矢量置于半个载波周期的中间。因此，该偏置不能达到让开关序列的两个中间矢量最佳居中的目的。

第 12 章 多电平变换器的空间矢量脉宽调制

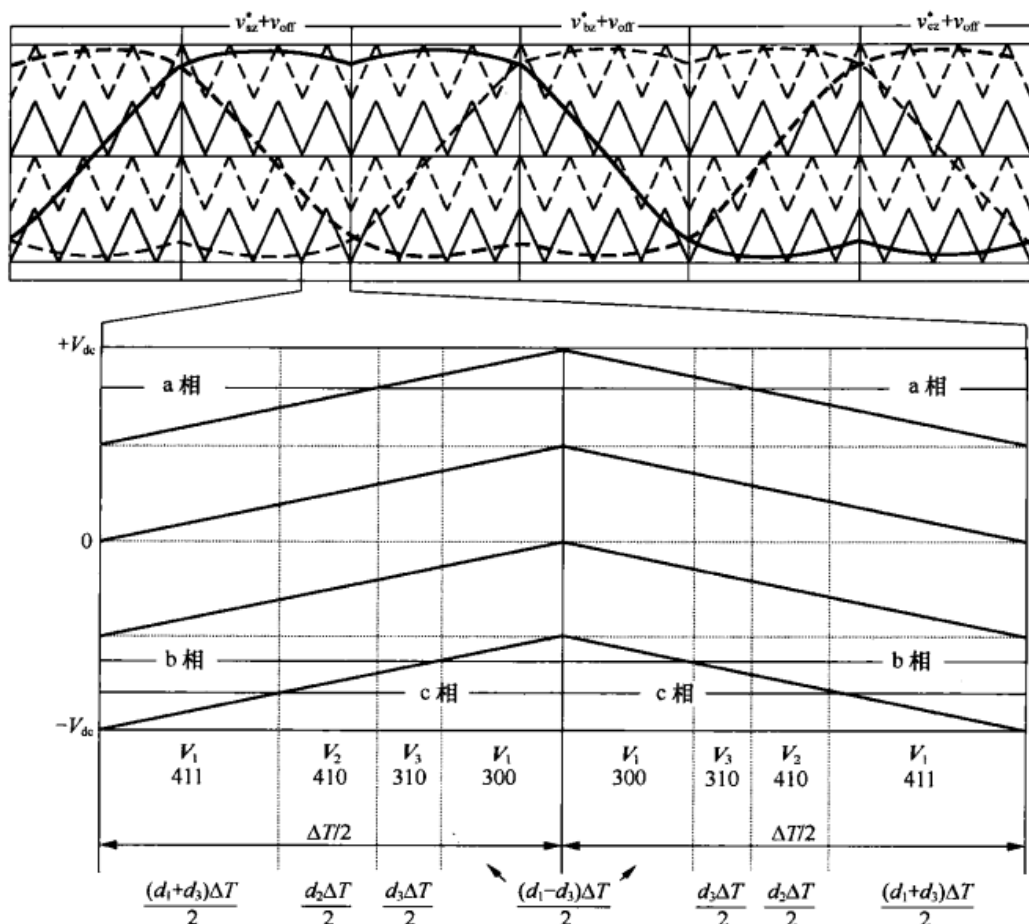


图 12-11 两电平 SVM 共模偏置调制下五电平逆变器的空间矢量位置，其效果是让奇次冗余矢量 V_2 居中，而不是将空间矢量 V_1 的作用时间等分为二

式 (12-25) 的限制条件为，它假设在每个开关周期中第一个和最后一个开关转换是通过将参考信号的最大值和最小值的绝对值与载波相比较来确定的。这一假设对于多电平逆变器却不一定成立。例如，图 12-11 显示了载波的前半周期上的最后一个的开关转换是由 V_b 参考信号与载波相比较而造成的，然而 V_b 是中间大小的参考信号值。因此，接下来有必要从参考信号 v_{az}^* 、 v_{bz}^* 和 v_{cz}^* 中识别出哪一个会在每半个载波周期中造成第一个和最后一个开关转换。这可以用一个求模偏移函数垂直地移动两电平的优化参考电压来实现，于是参考信号与载波的交叉点将处于一个公共的载波波段内，所得到的改进的参考信号为

$$v_{kz}^{**} = (v_k^* + v_{\text{off}} + V_{\text{dc}}) \bmod \left(\frac{2V_{\text{dc}}}{N-1} \right) \quad k = a, b, c \quad (12-26)$$

应当注意到，为了防止求模函数变成负数，必须往参考波形加入直流偏移量。可以采用与两电平情况相类似的 max/min 偏置表达式来确定附加的共模电压的大小。

$$v_{\text{off}} = \frac{V_{\text{dc}}}{N-1} - \frac{\max(v_{az}^{**}, v_{bz}^{**}, v_{cz}^{**}) + \min(v_{az}^{**}, v_{bz}^{**}, v_{cz}^{**})}{2} \quad (12-27)$$

该共模电压用于修正每一开关周期中第一个和最后一个开关转换的位置。

通过向原始的正弦相电压指令中加入式 (12-27) 所描述的偏置电压将得到最后的参考信号波形。图 12-12 给出了三电平、五电平和七电平系统的偏置波形和最终的相电压参考指令 $v_{az}^{[4]}$ 。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

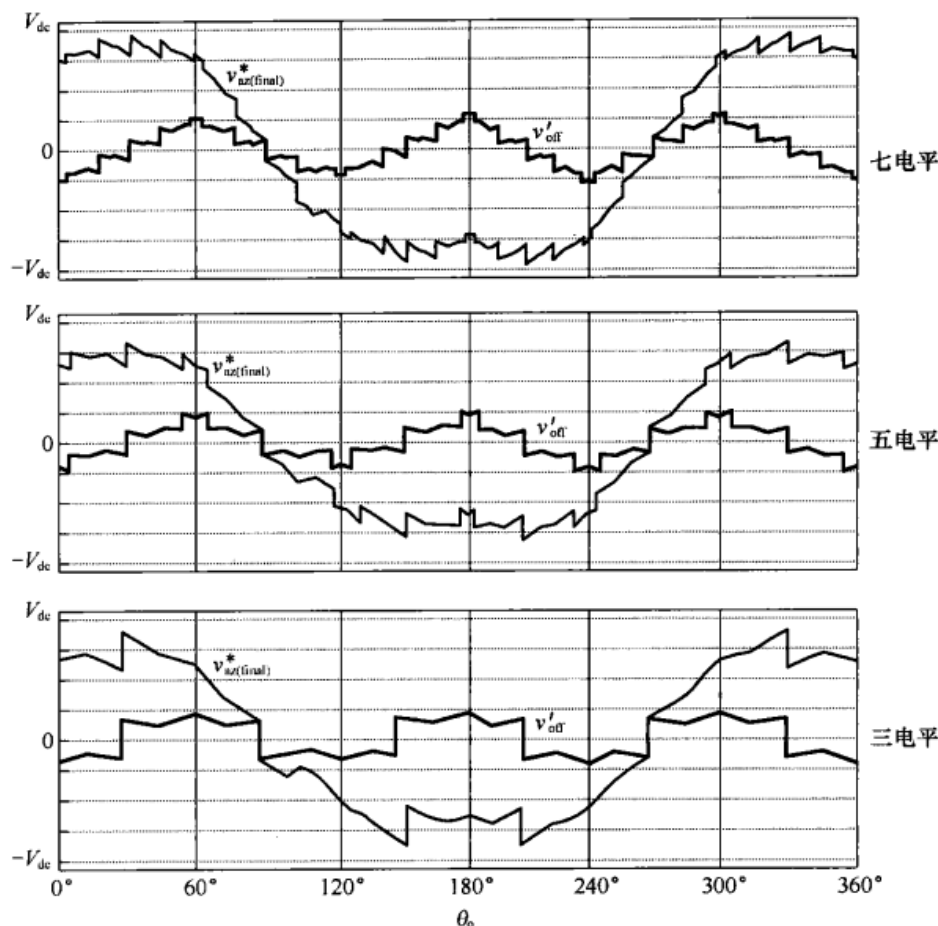


图 12-12 多电平逆变器采用有效空间矢量居中的空间矢量调制时的参考波形和偏置波形

12.7 多电平逆变器的不连续调制

改变空间矢量的位置可以得到不连续 SVM。这是通过消除每一个开关序列中的第一个或最后一个状态来实现的。不连续 SVM 无法获得最小的磁通误差，但由于它所需的开关转换次数减少，因此可以将开关频率提高 3/2 倍。另外在一定的调制范围内，不连续 SVM 的谐波性能较佳。

多电平逆变器的不连续调制的最简单做法是在基波周期的部分时段上将特定的相桥臂锁定在上电压母线或下电压母线上。对于多电平逆变器而言，这可能会增添额外的开关转换次数，从而减少开关频率增至理论最大值概率，但是仍然可以获得谐波方面的收益。电平数目的增加会产生大量可能的不连续模式，可以发现所有的不连续 SVM 都有类似的谐波特性，因此这里只考虑最简单方式的不连续 SVM。

图 12-13 给出了零序偏置波形，基于载波的调制系统将该波形注入到参考相电压中可实现 60° 和 30° 的不连续开关。60° 不连续脉宽调制 DPWM1 可用数学方式描述如下：

$$v_{\text{off}} = \max \left[\text{abs}(v_{\text{az}}^*), \text{abs}(v_{\text{bz}}^*), \text{abs}(v_{\text{cz}}^*) \right] \quad (12-28)$$

$$v_{\text{zs, DPWM1}} = -\text{sgn}(v_{\text{off}}) + v_{\text{off}} \quad (12-29)$$

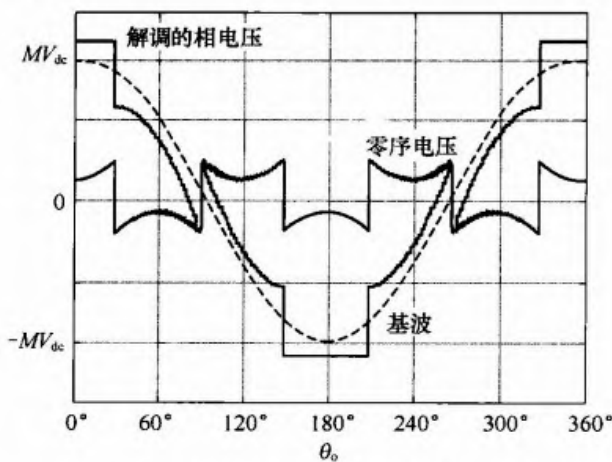
而 30° 不连续脉宽调制 DPWM 3 可用数学方式描述为

$$v_{\text{off}} = \min \left[\text{abs}(v_{\text{az}}^*), \text{abs}(v_{\text{bz}}^*), \text{abs}(v_{\text{cz}}^*) \right] \quad (12-30)$$

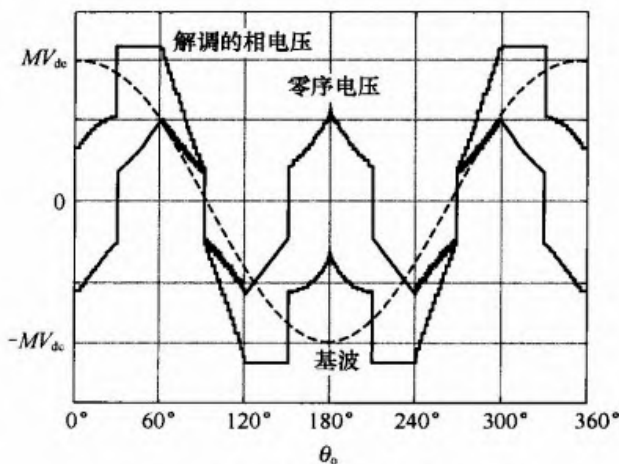
第 12 章 多电平变换器的空间矢量脉宽调制

$$v_{zs, DPWM3} = -\operatorname{sgn}(v_{\text{off}}) + v_{\text{off}} \quad (12-31)$$

在实际当中, 通过对相电压解调可以实现所要求的开关方式。



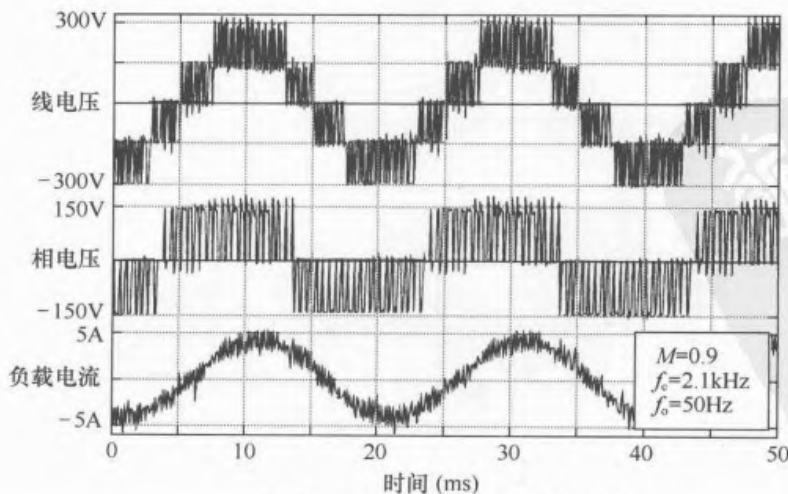
(a) 三电平 60° 不连续脉宽调制 DPWM1



(b) 三电平 30° 不连续脉宽调制 DPWM3

图 12-13 SVM 解调的相电压

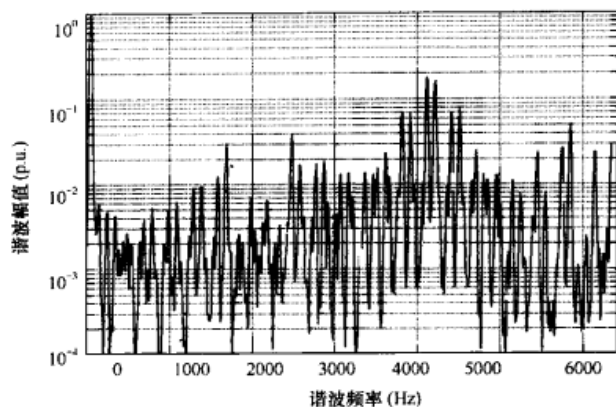
图 12-14(a)给出了三电平级联式逆变器居中 PD 调制的实验波形, 该逆变器向参考波形中加入了适当的零序偏置使得首部和尾部的冗余空间矢量周期相同。图 12-14(b)给出了该系统的实验频谱, 图 12-14(c)给出了在相同的调制条件下偏置居中 SVM 的仿真谐波频谱。仿真结果和实验结果的高度吻合证实了 SVM 与参考波形中加入了适当的零序偏置的 PD 载波调制的等价性。图 12-15 给出了七电平 PD 调制混合式逆变器与七电平居中 SVM 相比较的类似结果。仿真频谱和实验频谱的高度吻合再一次证明了 SVM 与参考波形中加入了适当的零序偏置的 PD 载波调制的等价性。图 12-16 比较了工作在 30° 不连续条件下三电平级联式逆变器的带有零序偏置的 PD 调制和与不连续三电平 SVM DPWM3。显而易见, 实验结果与仿真结果再次吻合。最后值得注意的是, 由于相邻扇区之间的交换导致试验结果中出现了低阶频率失真。这种标记是不连续调制策略在实际执行中的常见结果。



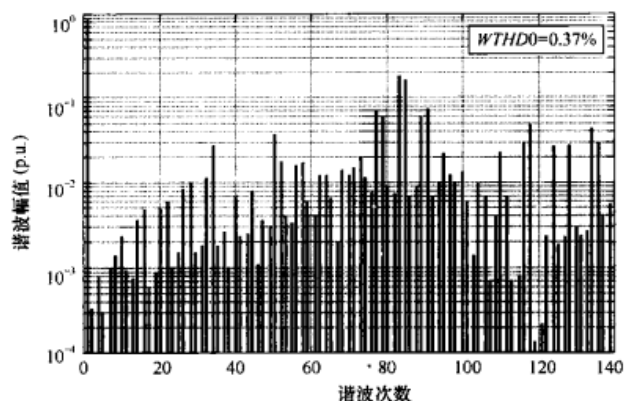
(a) 实验开关电压和滤波后的负载电流

图 12-14 $M=0.9$ 、 $f_c/f_o=42$ 时, 居中 PD 调制下的三电平级联式逆变器^[4]

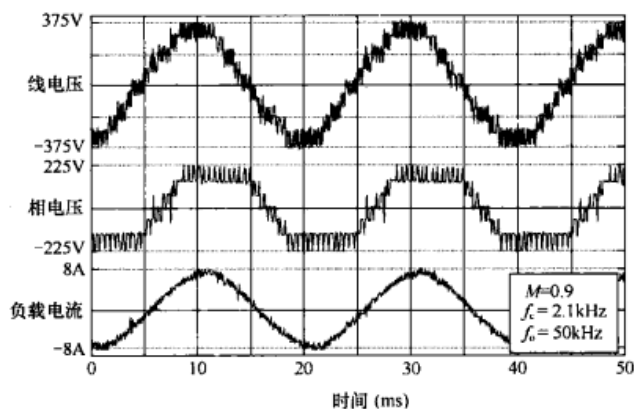
电力电子变换器 PWM 技术原理与实践



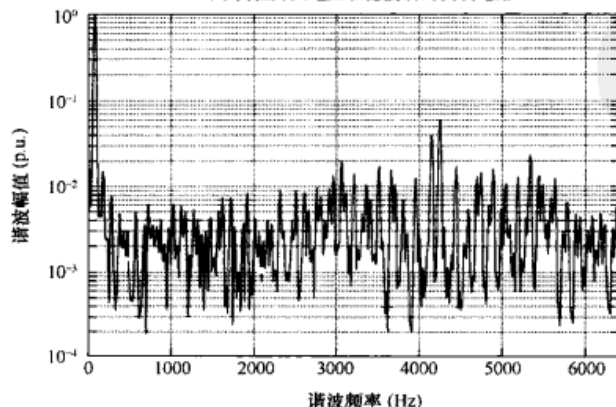
(b) 实验的线—线电压谐波频谱



(c) 居中 SVM 调制下线—线电压的仿真谐波频谱

图 12-14 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 42$ 时, 居中 PD 调制下的三电平级联式逆变器^[4] (续)

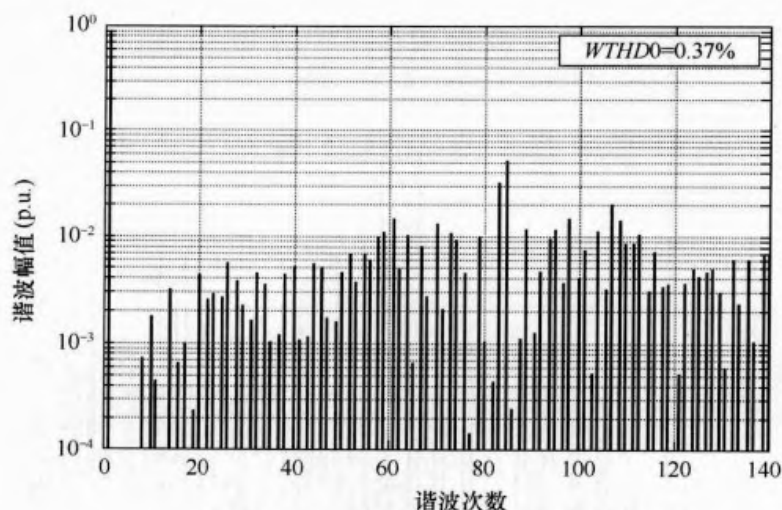
(a) 实验开关电压和滤波后的负载电路



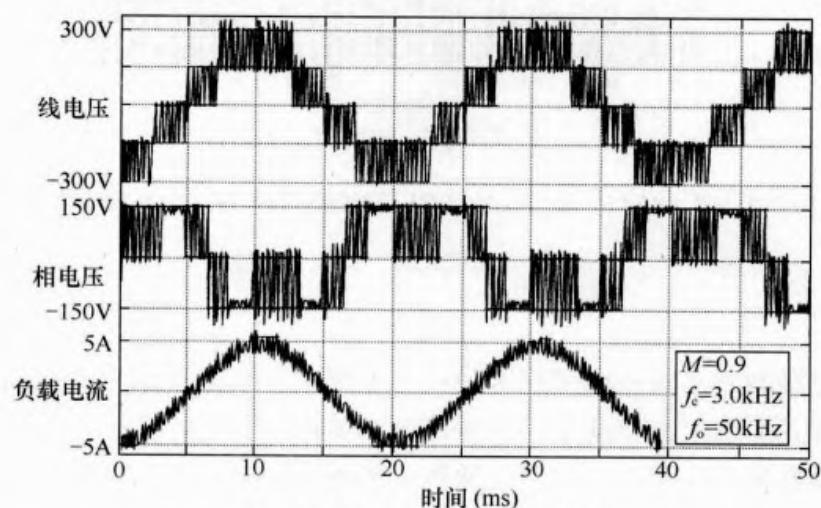
(b) 实验的线—线电压谐波频谱

图 12-15 $M = 0.9$ 、 $f_c/f_o = 42$ 时, 居中 PD 调制下的七电平级联式逆变器^[4]

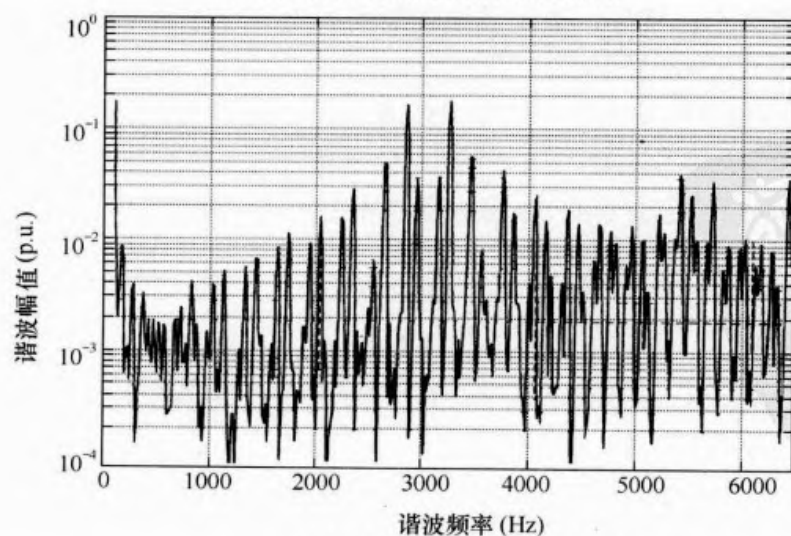
第 12 章 多电平变换器的空间矢量脉宽调制



(c) 居中SVM调制下线—线电压的仿真谐波频谱

图 12-15 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_c = 42$ 时, 居中 PD 调制下的七电平级联式逆变器^[4] (续)

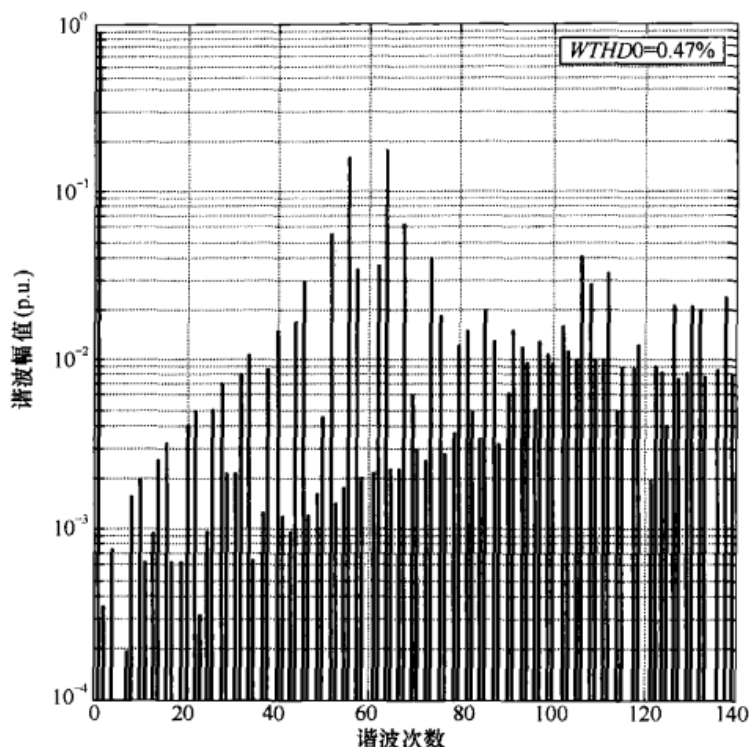
(a) 实验开关电压和滤波后的负载电路



(b) 实验的线—线电压谐波频谱

图 12-16 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_c = 42$ 时, 30° 不连续 SVM DPWM3 调制下的三电平级联式逆变器^[4]

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践



(c) 仿真的线—线电压谐波频谱

图 12-16 $M = 0.9$ 、 $f_o/f_o = 42$ 时, 30° 不连续 SVM DPWM3 调制下的三电平级联式逆变器^[4] (续)

12.8 小结

本章将空间矢量调制的概念应用到多电平逆变器中。本章介绍了如何从可用于多电平逆变器的众多开关方式中选出最优的空间矢量序列的策略,并展示了如何将这些结果应用于任何一种多电平逆变器拓扑。接着,运用磁通轨迹的概念,本章指出多电平逆变器的最优开关方式将开关序列的中间空间矢量居中放置在各“半载波”周期区间上。这导致了多电平逆变器的零序或共模偏置波形的推导,基于载波调制的多电平逆变器采用这些零序和偏置信号能够取得与最优开关方式同样的结果。

本书的前几章已经证明了,当适当的零序列偏置信号加入载波调制的参考波形时,两电平逆变器的载波和空间矢量调制方法将产生完全相同的相桥臂开关序列。本章证明了,二极管钳位式、 N 电平级联式和混合级联式逆变器的 PD 载波调制和空间矢量调制之间存在类似的等价关系。

参考文献

- [1] R. Joetten and C. Kehl, "A fast space-vector control for a three-level voltage source inverter," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Florence, 1991, pp. 2:070-2:075.
- [2] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A fast space vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, 2001, pp. 637-641.
- [3] D. Peng, F.C. Lee, and D. Boroyevich, "A novel SVM algorithm for multilevel three-phase converters," in *Conf. Rec. IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, Cairns, 2002, vol. 2, pp. 509-513.
- [4] B.P. McGrath, D.G. Holmes, and T.A. Lipo, "Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*, Vancouver, 2001, pp. 1123-1129.
- [5] J. Seo, C. Choi and D. Hyun, "A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, July 2001, pp. 545-550.
- [6] S. Fukuda and Y. Iwaji, "A single-chip microprocessor-based PWM technique for sinusoidal inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mig.*, Pittsburgh, 1988, pp. 921-926.

第 13 章

调制控制器的实现

本文集中论述了脉宽调制的理论过程，探究了各种不同的调制方法来控制电力电子变换器相桥臂的开关状态，并比较了这些调制方法各自的相对优缺点。由于构建电力电子变换系统的第一步是要从原理上了解如何控制电力电子开关以达到预期的性能指标，因此通过理论分析来理解相关的工作原理是十分重要的。然而，构建一个电力电子变换器的物理系统，使之在开关器件特性的约束范围之内尽可能达到理想的开关性能，也同等重要。换句话说，如果由于噪声或其他干扰进入控制电路而使得硬件的开关动作不正确或（更糟的是）发生开关错误，那么掌握不对称规则采样调制方案的理论谐波性能的意义就不大。

本章介绍了电力电子变换系统的大体结构和主要组成部分及其相应的控制器。书中所介绍的内容并非定论——这是由于近些年来技术发展迅猛，这些内容有时候甚至还未出版就已经过时了。相反地，本文采取的方式为：在不管最后所采取的具体解决方案如何的情况下，研究那些必须加以考虑的系统的实际问题 and 结果，并通过讲解书中实验结果的相关例子来说明这些问题，在此基础上讨论这些系统的主要功能范围。有趣的是，尽管电力电子变换技术在不断向前发展，与这些系统的物理实现有关的相同问题却一再出现，并且可继续采用相同类型的技术方案来解决这些问题。

13.1 电力电子变换系统概述

可以从几个不同层面来研究大多数脉宽调制电力电子变换系统的运行。首先，要考虑的是主要的控制目标——电力电子变换系统的主要用途是什么？控制过程的结果通常是依据参考指令来产生一个特定幅值与频率的交流电压供给负载。其次，选择 PWM 开关算法，按照变换器及其应用领域的要求来确定调制策略和开关频率。接着必须在合适的软硬件平台上实现该 PWM 开关算法。该 PWM 开关算法产生逻辑电平输出指令来控制特定的逆变器开关的导通和关断。最后，通过硬件将这些输出信号转换成实际的门极控制信号，用于在变换器系统功率级上控制主要的电力电子开关。此外，如果整个系统要正常有效地运行，逆变器还必须处理和支持一些次要的进程。

电力电子变换系统有许多不同的类型，且各类型的系统都有其各自的基本控制目标。例

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

如,一个简单的交流感应电机调速驱动系统的主要作用是产生一个变压变频的三相交流电压,其中设定频率使得电机运行在负载所要求的转速上,并基于(很可能)恒定的 V/f 比例(恒压频比)特性设定相应的输出电压。电力电子变换系统常见的次要目标还包括速度斜率的控制、避免谐振的频率跳跃以及高性能应用所需的速度反馈控制等。然而,无论高层的控制算法变得如何复杂和先进,其最终的结果仍是指调制系统在特定的时刻及时地给电机提供特定的交流电压和频率。

更多先进的电机驱动系统采用磁场定向控制策略进行电流内环调节以改善电机控制、磁通控制、滑差控制或其他控制。然而,不论采用什么样的统产控制方法,其基本控制系统的最终结果多是产生特定幅值和频率的指令交流电压,这一结果必须与通过硬件实现的调制系统和(最终的)物理变换系统所得结果相一致。

其他变换系统类型可能有不同的基本目标。不间断电源通常应能向大范围变化的负载提供幅值和频率均恒定的输出电压;并网整流器应从电源上吸取幅值和相位角均恰好能满足负载有功需求的正弦交流电流;有源滤波器系统通常应根据滤波目标要求,注入幅值、频率和相位均可变的低次谐波电流。对这些系统而言,控制算法的最终结果仍是控制某些类型调制系统经由变换器系统在特定的时刻及时地生成一定的交流电压和频率信号输出。

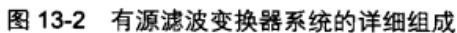
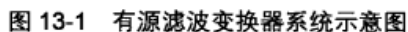
顺便指出,这些概念并不完全适合于滞环控制的逆变系统。滞环控制策略根据测量到的电流误差信号直接控制电力电子变换器的开关。对滞环控制系统而言,在高级控制策略和低级调制控制过程之间通常并未有明显的区隔。由于利用滞环概念的调制系统不在本书的研究范围之内,故本书中不再对此深究。

调制策略的选择取决于许多因素,例如功率等级、开关器件的选择、特殊的负载要求以及所用硬件控制器的性能等。这些问题中的许多问题已在本书前面几个章节中进行了研究,在此不再赘述。本章重点研究调制系统开关过程的物理实现以及高级的控制算法。

13.2 PWM 变换器系统的要素

图 13-1 给出了并联有源滤波系统的一般结构示意图,其中三相电压型逆变器通过串联电抗器和可选的耦合变压器连接到交流电网系统中。图 13-2 是图 13-1 更为详细的系统结构示意图,并给出了系统物理实现的内部硬件组成。图 13-3 给出了另一个变换器系统的具体组成,该系统是一个发出电力回馈给交流电网的光伏(PV)发电系统。尽管这两个系统的功能截然不同,但显然它们在功率级电路和控制器硬件方面具有非常相似的物理结构。电力电子变换系统中经常会出现这样的情况——相同的结构单元可以采用不同的结合方式来组成不同的系统类型。另外还可以看到,随着系统的细节层次提升,图中主变换器部分的图形尺寸将相应变小。

图 13-4 给出了一个双变换器串联/并联有源滤波补偿系统的功率主电路和控制电路的结构图。与前面所举的两个例子相比,此系统具有明显不同的功能,但它再次采用了同样的 VSI 结构单元和基于 DSP 的控制器。



电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

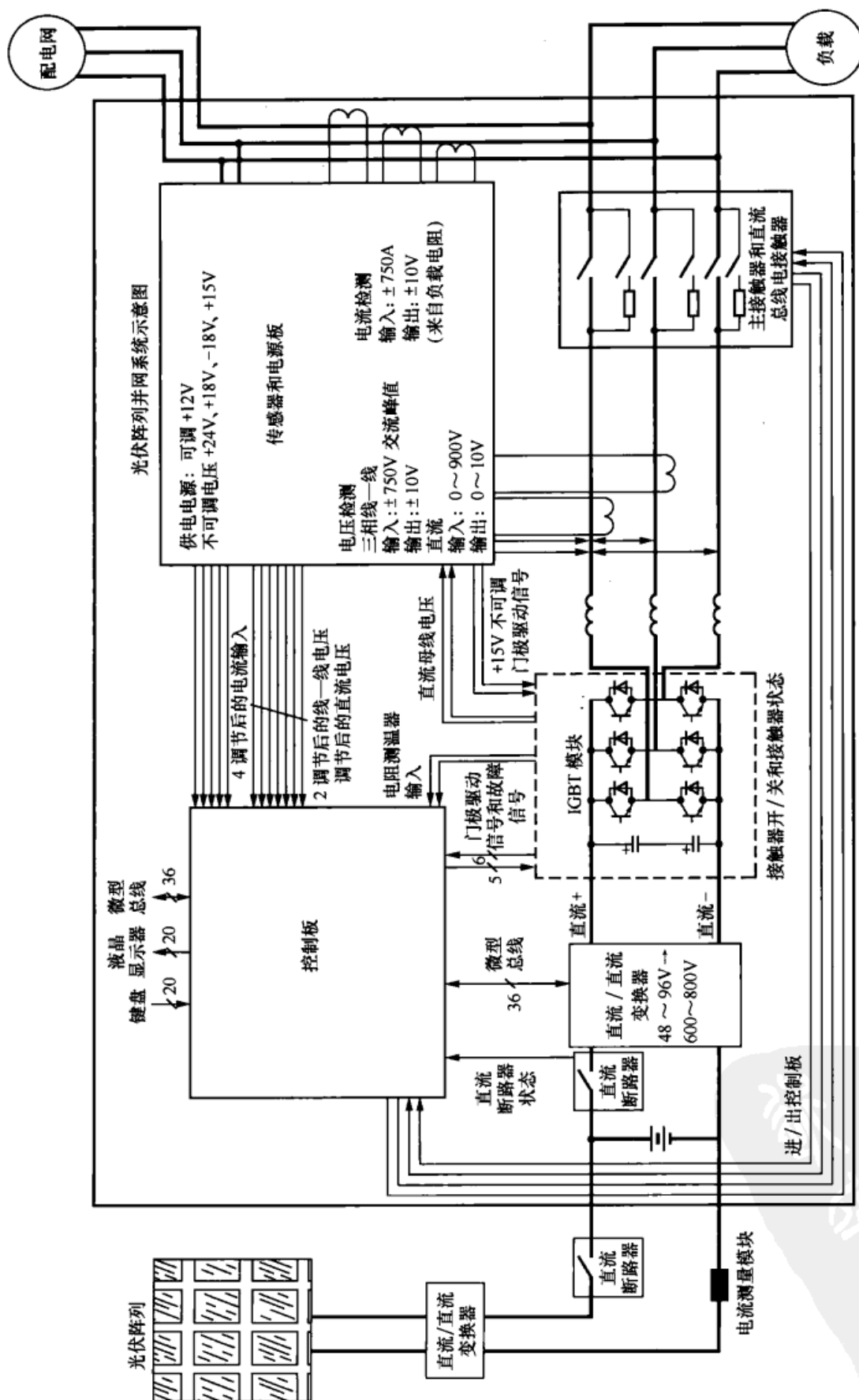


图 13-3 光伏并网发电系统的详细组成

第 13 章 调制控制器的实现

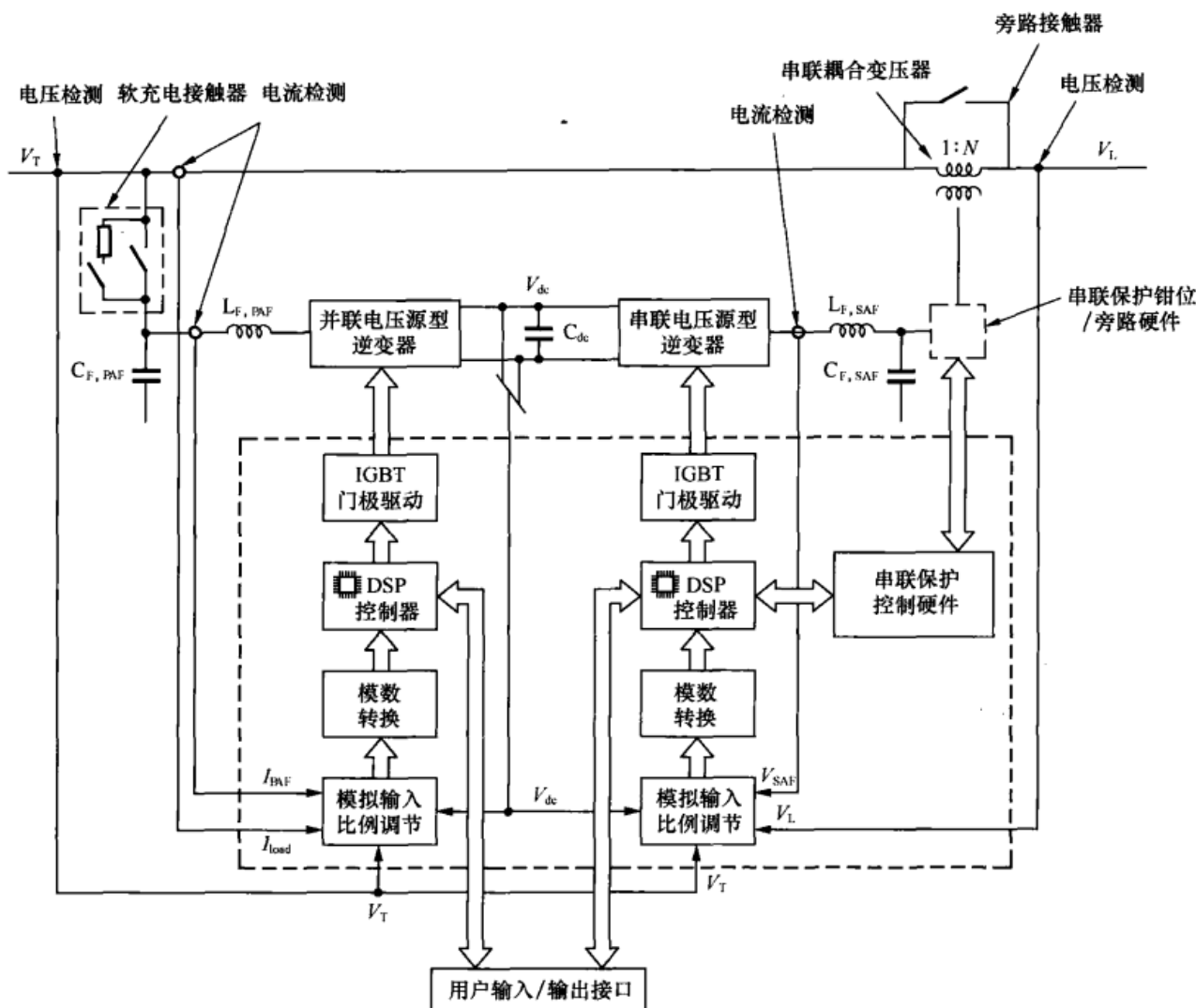


图 13-4 串/并联有源滤波变换器系统的一般结构图

从以上例子可以看出，大多数电力电子变换系统含有许多共同的结构单元，即：

- VSI 功率主电路。任何一种变换器系统的中心都是将主要的半导体开关器件组成逆变器结构。
- 门极驱动接口电路。该电路将改变逆变器开关状态所要求的逻辑信号转换成控制实际半导体开关器件所需的物理的电压/电流门极信号。
- 辅助逻辑电源。辅助逻辑电源给逆变器的控制系统提供电力，它是整个变换系统中必不可少的一部分。
- 输入/输出 (I/O) 调理电路。所有的电力电子控制系统都需要一定的输入/输出信号来保证正常运行。这些信号必须由其外部的电压和电流等级转换成为符合电子控制电路输入/输出等级的信号。
- PWM 控制器的实现。本单元的软硬件结构主要是来执行控制算法，将参考信号转换成为一系列定义功率逆变器主电路开关状态的逻辑信号。其算法既可是开环的也可是闭环的。
- 辅助功能。大多数变换器具有许多辅助功能，这些辅助功能是控制器所必须提供的。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

这些辅助功能的例子包括, 远程串行通信、速度位置解码器支持功能、给外设供电。

13.2.1 电压源型逆变器的功率变换级

第 1 章中已建立了电压源型逆变器 (VSI) 的半导体开关的基本排列组合方案, 这些排列组合方案包括并联在高压直流母线上的两相桥臂或三相桥臂 (分别对应单相逆变器或三相逆变器)。每相桥臂由两个电力器件串联而成, 每个器件上并联一个续流二极管。这种续流二极管, 有些是器件本身所固有的, 如场效应晶体管 (MOS FET); 有些是与主开关器件封装在一起的, 如绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 以及类似的开关器件; 但有时续流二极管甚至是与主开关器件分开独立安装的。第 1 章中的图 1.5、图 1.6 和图 1.8 给出了几种不同的常规 VSI 拓扑结构。

实际上, VSI 功率主电路的构建往往是非常简单直观的, 但确实需要小心处理其物理布局。开关器件须安装在符合其封装要求的合适的散热片上。设计散热片时必须考虑用于消散传导和开关过程带来的损耗。大多数设备制造商会提供全面的应用手册以帮助损耗的计算, 读者也可以参考这些手册获得更多信息。

设计逆变器的功率主电路主要挑战之一是如何使得由开关转换产生的 dv/dt 和 di/dt 所带来的电磁干扰最小化。图 13-5 显示了 a 相桥臂的开关转换期间的负载电流路径, 即开关 S_1 关断而负载电流通过开关 S_2 上的二极管续流的过程。控制电流传输的重要电路参数包括: 直流母线与上、下桥臂开关器件之间的寄生电感 L_{d1} 和 L_{d2} 以及直流母线与主直流母线电容 C_{dc} 之间的寄生电感 L_c 。需要注意的是, 通常假定电源和负载的电感足够大, 以保证在整个开关转换过程中其电流保持不变。

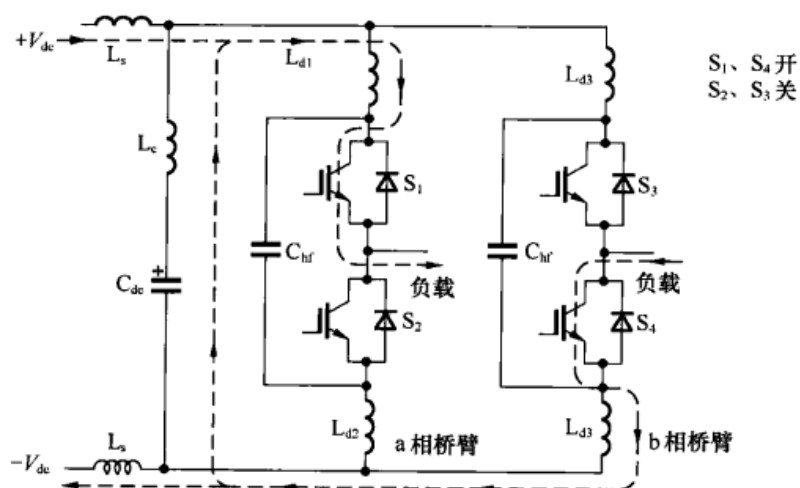
当 S_1 关断并停止导通时, 开关转换过程开始。 S_1 一旦关断, 其正向电压增加到 $2V_{dc}$, 此时 S_2 的二极管正向偏置, 负载电流将通过该二极管续流。在电流转换过程中, 负载电流将停止流过上寄生电感 L_{d1} , 转而开始流下寄生电感 L_{d2} , 但这个转换过程并不能瞬时完成。因此, 在电流转换过程完成之前 S_1 的正向电压将继续上升, 这将导致 S_1 上产生过电压应力以及电磁干扰增加的危险。

尽可能减小 EMI 的通常解决方法是在桥臂开关上安装高频电容 C_{hf} , 这种电容可以给图 13-5(b) 所示的转换过程中的负载电流提供短时的流电路径, 并能减少电压过冲。

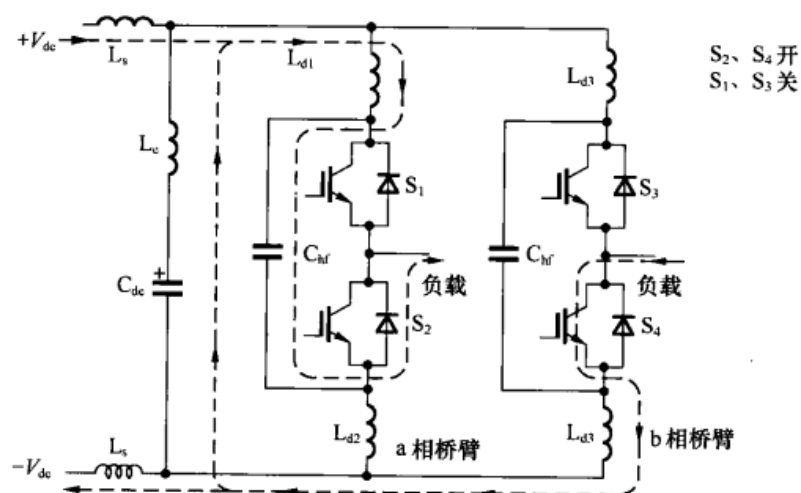
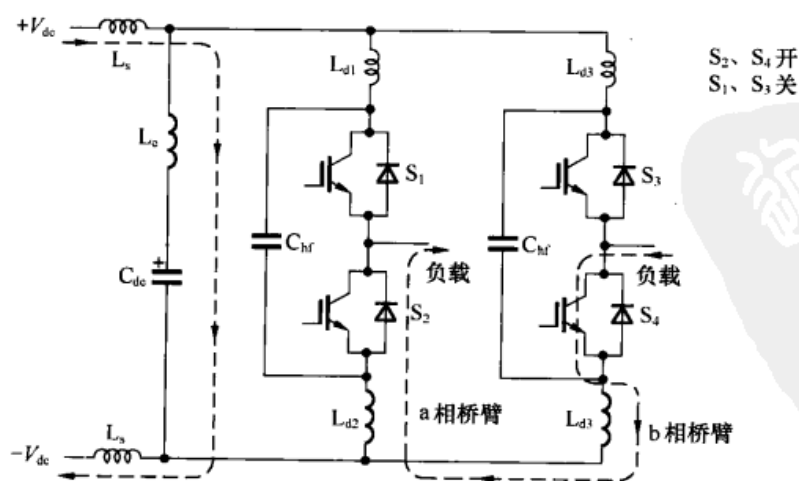
主电路直流母线电容上的寄生电感 L_c 可引起另一个问题。由图 13-5(a) 和图 13-5(b) 可以看到, 当 a 相桥臂状态发生变化时, 流过直流母线电容上的电流方向会发生改变。由于 L_c 的存在, 其电流的方向不可能瞬间完成, 因此 a 相桥臂状态发生变化还会增加电压过冲的可能。不过图 13-5 所示的高频电容器 C_{hf} 将减轻这一影响。为了减小开关器件与高频电容器之间的寄生电感值, 逆变器桥臂的物理结构的设计非常重要。否则逆变电路的性能将下降。在实际应用当中, 通常使高频电容尽可能地接近开关器件安装, 并且可以使用专用的低内感的电容器 (比如薄膜电容器)。

需要注意的是, 对大功率逆变器而言, 还需要考虑每相桥臂电路的有关寄生电感和电容所带来的影响。例如, 有时为了很好地抑制 dv/dt 和 di/dt , 在每相桥臂的输出端必须直接装有缓冲电路。鉴于这些问题不在本书所涉及范围之内, 因此不作探讨。感兴趣的读者可以参考过去几十年间发表的有关功率逆变器缓冲方面的大量文献资料。

第 13 章 调制控制器的实现



(a) 开关转换前

(b) a 相从 $+V_{dc}$ 转换到 $-V_{dc}$ 的过程

(c) 开关转换结束

图 13-5 单相 VSI 的开关顺序

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

13.2.2 门极驱动接口电路

门极驱动电路用于将改变半导体逆变器开关状态的逻辑命令转换为驱动这些开关所需的特定电压和电流。绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 或场效应晶体管 (MOSFET) 的开通需要给门极注入一个启动电流 (对于大功率器件, 此电流高达几安), 并且还需要一个维持电压使晶体管开关器件保持导通。同样地, 绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 或场效应晶体管 (MOSFET) 的关断, 需要给门极注入一个与开启电流极性相反的电流以使栅极电容放电, 并且还需要提供一个零电压或反向维持电压使晶体管开关器件关断。还需注意的是, 驱动电路对开关门极的输出阻抗要小, 这样才能在 dv/dt 较大的条件下确保开关上的米勒电容反馈不会造成意外的状态改变^[1]。

门极驱动系统有以下两大问题需要考虑。

第一, 每个开关器件的电路需要一个本地电源提供门极开关电流。对于下桥臂侧的开关器件, 可以使用与主控制器系统相同的电源供电, 但一般情况下偏向采用独立隔离式电源来供电, 这是为了避免交叉耦合干扰影响到主控制器系统。在大功率系统中, 通常最好也采用独立的隔离电源给各下桥臂的门极驱动器供电。这样可以避免开关器件由于共用电源形成环流所造成的问题。对于上桥臂的门极驱动, 有两种常见的驱动方案——或采用自举电路, 由下桥臂的驱动电源产生上桥臂的驱动电源^[2], 或者由独立的隔离电源给各上桥臂功率开关供电。图 13-6 给出了这两种方案示意图。在较低功率系统中, 有时可以用脉冲变压器直接发送门极驱动信号, 这样就不需要给门极驱动电路提供独立的电源。

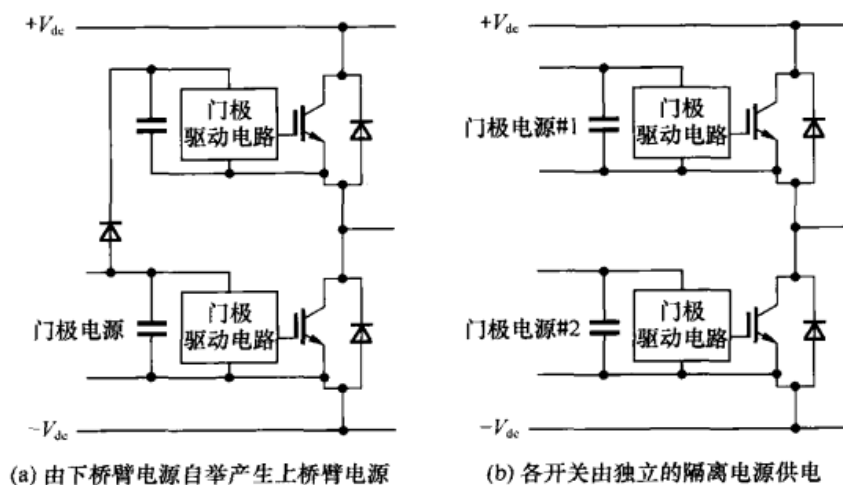


图 13-6 两种上桥臂门极驱动电源

第二, 代表逆变器开关状态的逻辑信号必须连接到门极驱动电路上。对于下桥臂开关器件, 此逻辑信号可以直接连接或者通过隔离系统来连接到门极驱动电路。当然, 最好通过隔离系统将逻辑信号连接到门极驱动电路, 这样可以避免由于开关过程带来的高 di/dt 和 dv/dt 传播回主控制器系统造成控制器逻辑误动作。对于上桥臂侧的开关器件, 当开关状态改变时, 开关切换时的电源参考电压为 $2V_{dc}$ 左右, 若门极驱动电路没有保护电路, 则此电源电压的变化将殃及门极驱动电压, 因此, 有必要在控制逻辑信号与门极驱动电路之间采取某种形式的隔离 (或至少解耦)。形成隔离的一般方法有采用高速光耦合器的光学接口、光纤传输^[3], 或者利用小型脉冲变压器的磁耦合^[4]。

不管采取哪种方法, 由于开关器件状态改变时极高的 dv/dt 将施加到器件的电源参考电压

第 13 章 调制控制器的实现

上, 因此非常有必要在上桥臂的门极驱动电路与主控制器逻辑电路之间实现宽频带隔离。于是门极电压源和控制信号隔离均必须具备很大的高频共模电压抑制比, 这从而意味着所用的光耦或变压器上具有很小的耦合电容。为了避免干扰问题, 对于超过 $5000\text{V}/\mu\text{s}$ 的 dv/dt , 光耦和耦合变压器内部绕组只能有几皮法的耦合电容。

13.2.3 控制器电源

所有的逆变控制系统都需要辅助逻辑电源来驱动数字控制逻辑电路、模拟接口电路、门极驱动电路以及给外部的传感器、开关等提供电源。如果有交流电源, 那么可以通过一个简单的交流变压器和整流器/调节器得到这些电源, 但更普遍的做法是直接由逆变器的主直流母线通过开关电源 (SMPS) 得到这些电源。开关电源的优点是只需增加少量的成本就能得到多个隔离电源。

逆变控制器需要的典型电源包括用于数字逻辑电路的 $+5\text{V}$ 电源、用于模拟电路的 $\pm 15\text{V}$ 电源以及用于外围电路的 $+24\text{V}$ 电源。反激式变换器拓扑是最常见的电路拓扑之一。它特殊的优势在于, 即只需增加最少的附加元件就很容易地可以产生多路输出电压。

所有这些电源应该相互隔离, 以免形成大地环路以及意外的干扰问题。此外, 外部电源需要有输出保护以防止外围电路发生故障造成开关电源关闭。由于外围线路出现故障而造成逆变器主电路控制器停止工作, 这种情况通常是不允许发生的。

最后, 门极电源通常需要作特殊的考虑, 这是因为一个标准的 VSI 的完全隔离的门极驱动系统需要多达 6 路独立电源, 且为避免由 dv/dt 引起的电磁干扰 (EMI) 问题, 这些独立电源与主逻辑电路之间的耦合电容要小。通常, 一种更为有效的解决方法是每个门极驱动电路采用独立的小开关电源, 这些小开关电源共用一个由主开关电源产生的电源。

13.2.4 I/O 调理电路

与逆变器控制器有关的模拟和数字输入/输出覆盖很宽的电压和电流范围。其模拟量输入可以是高达 1000V 的直流母线电压或交流峰值电压和低至 100mV 的分流电路电压。模拟量输出通常覆盖较窄的范围, 但仍然要求在电压峰值超过 20V 时仍可输出几十毫安的电流。数字输入量的范围涵盖了继电器的全接触电压 (一般用外部电源作为上拉电源) 到高压交流状态的输入电压; 数字量输出既可以取 5V 半导体的逻辑电平输出, 也可以用于驱动主接触器的交流主驱动线圈。

所有这些信号都需要在变换器控制器的输入/输出的低小功率、低电压水平和实际的传入传出的外部信号之间进行转换。这种电路虽通常在原理上直接明了, 但为了使得电力电子变换器在恶劣的电气环境中仍能正常工作, 须仔细设计和制作 I/O 调节电路。良好的接地、低通滤波与旁路以及元器件等级的选择对于创建可靠地接口到中央控制器逻辑单元的稳健 I/O 电路是必不可少的。

现代变换控制器也包括串行通信接口与其他控制系统之间的“对话”。为了保护系统操作者和其他设备, 并避免通信系统之间的干扰问题, 有必要将该接口做适当的隔离。

13.2.5 PWM 控制器

PWM 控制器采用开环或闭环控制策略将给定参考信号转换成表示逆变器桥臂开关状态

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

的一组逻辑脉冲序列。该控制器可以是模拟电路或数字电路、软件或硬件，且每种实现方法都有其各自独特的优点和缺点。但总的来说，因为基于微控制器或数字信号处理器（DSP）的数字控制器灵活性最佳并且可以实现本书中所涉及的复杂 PWM 算法，因此它是最常用的实现方式。此外，一个完整逆变器系统的控制器通常还包括一些其他的功能，如逆变器保护功能、操作界面、外部传感器控制信号等。

图 13-7 显示了一典型电压源型逆变器控制器常见特征的一般结构示意图。本书中许多实验结果是采用小功率逆变器（LPI）控制器产生得到的，其详细控制器结构如图 13-8 所示。TMS320F240 DSP 专门设计用于控制三相 VSI^[5]，系统的控制器基于该 DSP 来构建。该控制器包括印制电路板上所有的相关电路，能直接测量输入的电量，进行计算以确定各相桥臂的开关时刻并输出对应各相桥臂开关时刻的脉冲序列。

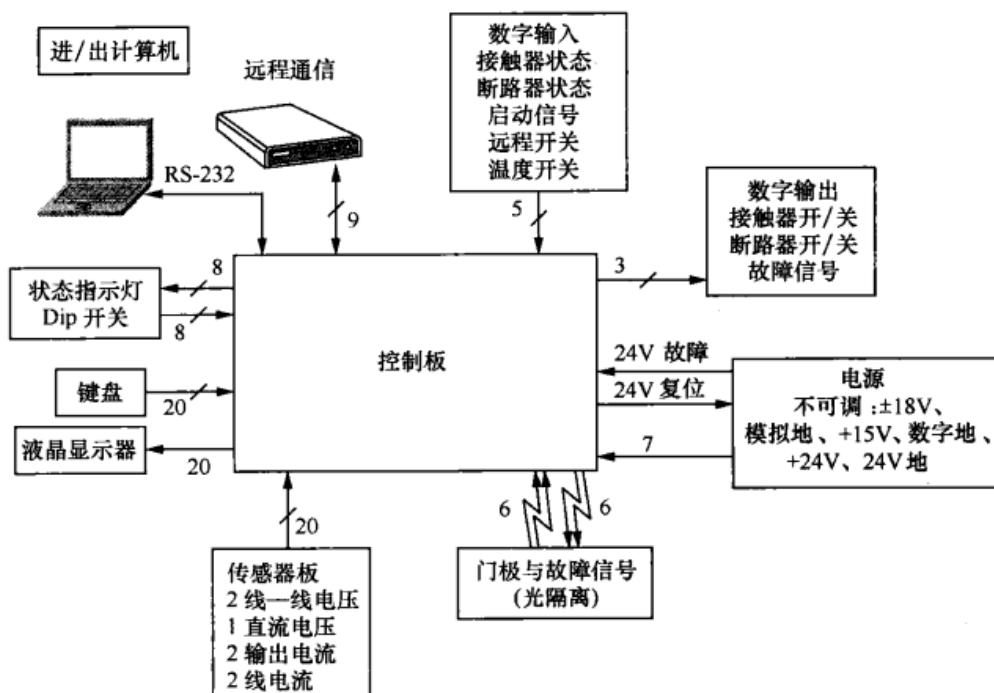


图 13-7 VSI 控制板的一般结构图

具体地说，LPI 控制器包括：

- DSP 芯片和相关的存储器以及在独立模式中执行程序时处理器所需的逻辑接口芯片。
- 基于惠普 HCPL-316J 门极驱动集成电路（IC）的 8 路隔离门极驱动器。该集成电路集成了带门极驱动电路的高速光耦合器，其目的是为了在控制逆变器开关的逻辑命令与 IGBT 门极终端信号之间提供隔离的单片机接口。每个门极驱动子系统由来自高频变压器和整流器的独立电源供电。
- 10 路模拟输入电路用于检测交流输入电压电流、直流母线电压、温度以及两个用户输入信号。这些电路提供了所有必要的调节功能，能将高输入电压降到 0~5V 之内，或直接连接到霍尔直流电流传感器或交流电流传感器上，以便将这些信号能够直接送到 DSP 内的 A/D 转换器上。
- 三路输出和两路输入的完全隔离数字电路可用于控制继电器、检测开关状态等。

第 13 章 调制控制器的实现

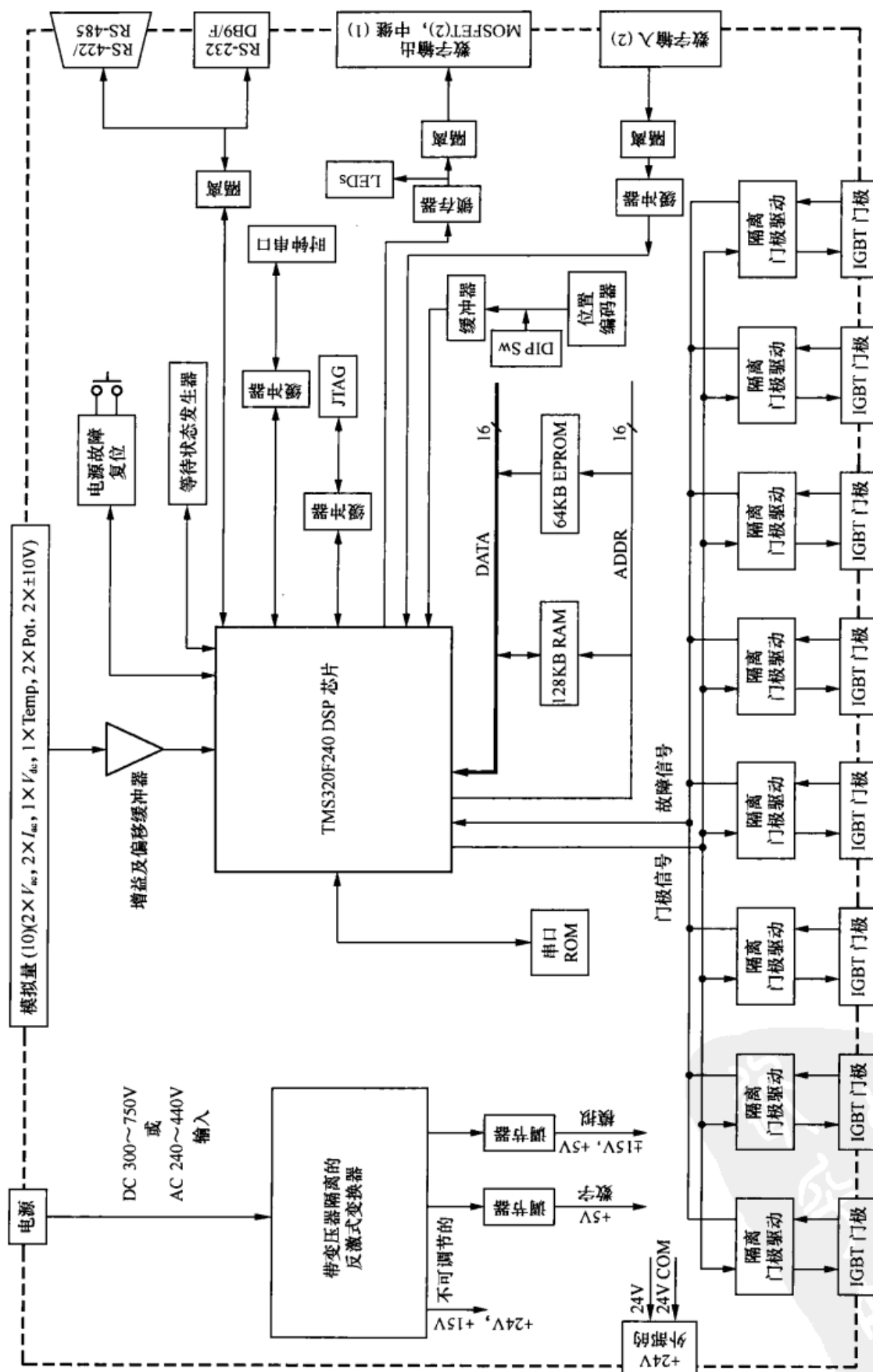


图 13-8 VSI 的 LPI 控制板的详细组成图

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

- 完全隔离的 RS-232/RS-485 多路接口, 用于 DSP 与操作界面终端或更高等级的控制系统进行通信。

- 提供所需的所有的逻辑和模拟电源的高频开关电源, 且将其直接连接到逆变器主电路的直流母线上。

- 辅助功能, 诸如位置编码器接口、限流的+24V 电源、显示用发光二极管 (LED)、选择开关和一个串行只读存储器来存储固定的控制器参数。

这些都是现代 VSI 控制器的典型配备, 其他系统将依其具体要求会有细节上的差别。

13.3 PWM 过程的硬件实现

PWM 控制器的作用是产生一系列用来指示逆变器相桥臂理想开关状态的逻辑脉冲信号, 这些脉冲信号通过门极驱动电路来控制逆变器开关的通断。脉冲信号既可以由硬件产生也可以由软件产生, 两种方法各有利弊。

13.3.1 模拟与数字实现

最简单直观的模拟 PWM 控制器的实现方法是将正弦基频参考波信号与载波信号通过一个线性比较器来比较, 其比较器的输出直接用来定义逆变器桥臂的开关状态。逆变器的每相桥臂都需要一个独立的比较器。这种方法虽然简单易行, 但也存在一些缺点。首先, 仅仅利用模拟电路很难产生精确的正弦参考波信号和载波信号。这也可能是三相逆变系统的一个特有的问题, 因为三相正弦参考波形的幅值和频率都能够精确地按比例调节变化且相位互差 120° 。其次, 要实现更复杂的 PWM 策略具有相当的难度, 如不连续调制。这些调制策略采用分段的正弦参考波形, 而利用模拟电路也很难产生这样的参考信号。再次, 需要考虑过调制、关闭、启动以及运行时其他的非线性区域问题。另外, 设计出运行在这些区域的模拟电路也将会很困难。最后, 由于器件的公差及老化问题, 需要考虑模拟电路的可重复性和长期使用的可靠性问题。对于一个简单的 PWM 控制器系统, 虽然在大多数情况下系统采用低成本的数字微控制器来提供后台控制和支持功能, 但模拟电路仍有它的一席之地。

不出意外, 由于以上原因, 大多数现代逆变控制器现在倾向于使用全数字控制来实现 PWM 算法。数字控制器使用数字时钟系统来确定逆变器相桥臂开关的开关时刻, 因而大大提高了系统的可靠性和可重复性。数字控制器比模拟控制系统更加灵活方便, 更容易处理例外的操作情况。然而, 数字控制器会有开关频率的限制, 限制频率的大小取决于数字系统的具体类型。此外, 数字控制器几乎全采用采样调制策略, 这是因为数字控制器通过递增或递减数字计数系统来预置超时时间间隔, 并且必须在实际的开关转换动作所在的半载波时间间隔之前的某段时间内, 通过控制微处理器来设置超时时间间隔。

早期的数字 PWM 控制器是利用现成的微型计算机以软件的方式实现调制过程^[5]。当需要改变逆变器开关状态时, 这种方式将通过设立数字定时器来产生软件中断, 而软件中断服务程序将产生表示逆变器的新开关状态的逻辑状态信号。该策略已有多种的实现形式, 但由于它需要一个响应定时器中断的软件来输出逆变器开关的已改变的状态, 因此在原理上这种方法有严重的性能局限。由于中断反应时间以及中断处理时正常的软件耗时, 因此当逆变状态实际发生变化时, 这不可避免地造成系统延时和不确定性。此外, 当控制多相桥臂时, 要

第 13 章 调制控制器的实现

精确定义此类系统的开关性能将变得越来越难,当基波输出电压发生变化和/或微处理中的定时器中断延迟开始相互重叠时,相桥臂的开关转换时刻将出项交叠。当微处理器的较固定的中断响应时间占据 PWM 载波周期更多的片段时,开关频率越高这些问题将越棘手。

为了突破以上局限,随着数字逻辑集成程度的提高,更先进的做法是在专用数字逻辑子系统中实现 PWM 定时过程,并且通过子系统的输出直接定义逆变器的开关状态。数字逻辑也可以与微控制器集成得到一个单片机解决方案或用单独的栅极阵列逻辑芯片来构建数字逻辑并与微处理器接口。在任一种情况下,系统用软件计算出 PWM 定时间隔并且在(半)载波间隔之前将这些周期装入专有的硬件定时器中。在没有其他软件干扰情况下,定时器倒定时以确定(半)载波间隔上的具体开关时刻。

13.3.2 数字定时器的逻辑结构

要实现数字逻辑 PWM,首先必须决定其所需的精确程度。早期的研究作业已证明,由于一个 8 位定时器系统在(半)载波时间间隔内的切换时间能够至少达到 0.5% 的分辨率(1/256),因此,在大多数情况下一个 8 位定时器就能给系统提供足够的计算精确^[7]。对于一个变换器开关频率为 10kHz (50 μ s 的半载波周期)的系统来说,一个 8 位定时器需要一个约 5MHz (这是典型的老式低性能的微处理器时钟频率)的时钟频率来充分利用其计数范围。然而随着现代微控制器运行的时钟频率高达 40MHz,至少 10 位定时器已变得很普遍,这是因为在这种分辨率等级上,实际上可以保证任何一种所要实现的调制策略都能具备良好的开关精确度。

一旦确定了分辨率等级,就能够着手开发 PWM 逻辑子系统。下面从原理上给出了两种方法来说明 PWM 过程如何用数字逻辑得以实现。然而,这两种方法绝非一成不变,但对各种可能的方法做完整的介绍将超出本书的范围。

一种办法是给逆变器的各相桥臂分配单独的定时器,并由一个公共的系统时钟给这些定时器倒定时。每个定时器在每(半)个载波周期的开始时刻设置定时器的定时值,且在定时器值达到零时触发相桥臂的状态改变。对于锯齿波调制,在各载波周期间隔的开始处,相桥臂切换到高电平(对于锯齿波调制来说,没有“半”载波周期间隔这一概念),当各定时器定时时间一到开关将切换到低电平。对于双边沿三角载波 PWM,由于在第二个半载波周期间隔的倒计数值为 $\Delta T/2$ 减去第一个半载波周期的倒计数值,因此需要一些附加的逻辑信号。不是将装载到定时器的预置寄存器中的数值加以改变来符合运行中的特定的半载波周期间隔的要求,就是可用两个时间寄存器,每个寄存器针对特定的半载波周期装入合适的定时值。这两种方法都不令人特别满意,并且通常也造成一些额外的软件开销。此外,在每个定时器计数到零时,需要额外的逻辑信号(通常是触发逻辑和接口逻辑)来实现相桥臂转换时的极性切换。如果采用不连续调制策略时,独立定时器系统的其他复杂环节还包括需要保持定时器精确同步、初始化的问题,以及需要额外的逻辑信号来锁住定时器输出,以便相桥臂能够在持续的周期上钳位于直流母线的上端或下端。

目前更为通用的另一种方法是,将单个定时器系统与一组比较寄存器相关联,当定时器计数到和比较寄存器的内容相一致时就触发一个事件。比较寄存器带影像寄存器起“双缓冲”作用。在任何时候影像寄存器都能装入内容,并且在每半载波周期间隔的开始时刻影像寄存器的内容将转移到主比较寄存器中。通常,每一个比较寄存器控制一相桥臂,并伴有相关的输出逻辑信号以便比较事件能强制相桥臂状态为高、低、切换或者关闭(两个开关都关断)。此系统很容易实现锯齿波和三角载波调制,或和前面一样在每个半载波周期间隔将新的数值

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

载入比较寄存器中，或者更容易地在相连的半载波周期间隔上让定时器来递增计数然后递减计数，并且当定时器递增或递减计数至比较寄存器值时切换逻辑输出。这种方法的优点是，在第二个半载波周期间隔上， $\Delta T/2$ 无需减去 PWM 算法所计算出的定时器比较值，在高开关频率情况下这种优势显得尤为突出。图 13-9 给出了德州仪器生产的 TMS320F240 DSP 的事件管理器 (EV) 子系统的结构图，它也是采用上述类型的结构。TMS320F240 具有特别灵活的配置，这是因为它提供了 3 个通用的 16 位定时器和 12 个比较寄存器，而每个比较寄存器能输出不同等级的逻辑信号，从而对于一个定时器比较事件可作出不同的响应。

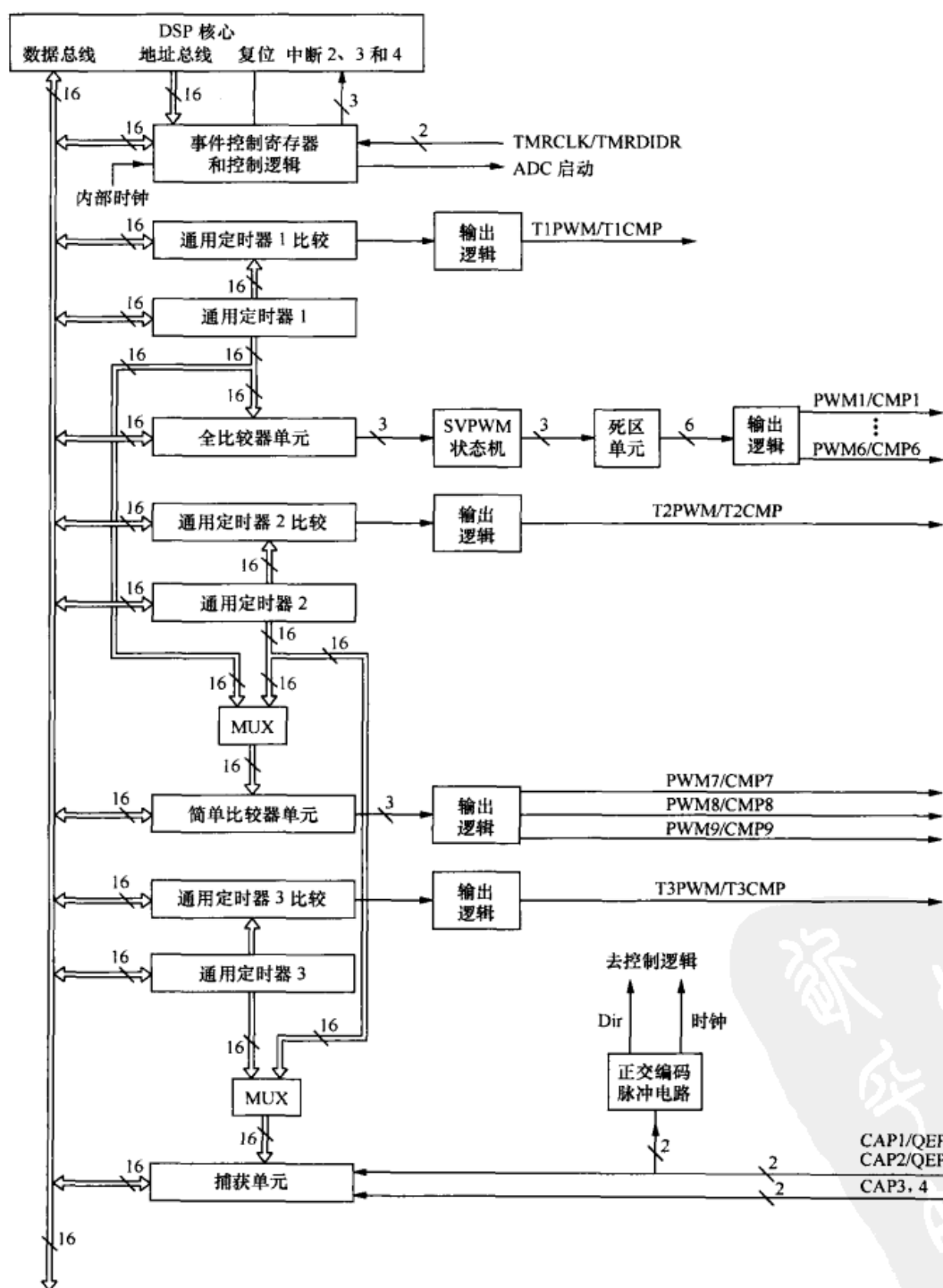


图 13-9 TMS320F240 事件管理器 (EV) 示意图^[8]

第 13 章 调制控制器的实现

这种通用定时器系统的另一个形式是, 采用连续 16 位定时器, 该 16 位定时器每隔 2^{16} 计数反转一次^[9]。此系统提供了 8 个 16 位比较寄存器, 它们用来将数据从控制软件中装载到内容可寻址存储器 (CAM) 文件中。每隔 8 个处理器时钟周期, 所有 8 个 CAM 文件条目与连续定时器相比较, 如果二者相一致, 就触发此输出事件, 输出事件由与 CAM 文件条目相关的 8 位命令字节所决定。可编程事件包括设置或切换高速输出信号, 启动一个模数转化周期或简单地产生一个软件中断。图 13-10 给出了此系统的一般结构。这样方式的好处是, 可随时装载 CAM 文件寄存器 (当然, 其前提是在开关时间之前载入数据)。因此, 就有可能通过尽可能地靠近其事件触发时间装载寄存器来降低计算延时。但是, 这种方法的代价是 PWM 计算软件必须确定每相桥臂的开关时间的绝对值, 而非一个载波周期上的相对值, 并且滚动时间偏移量必须加入由 PWM 算法计算出的相桥臂开关时间, 因此会增加额外的复杂性。

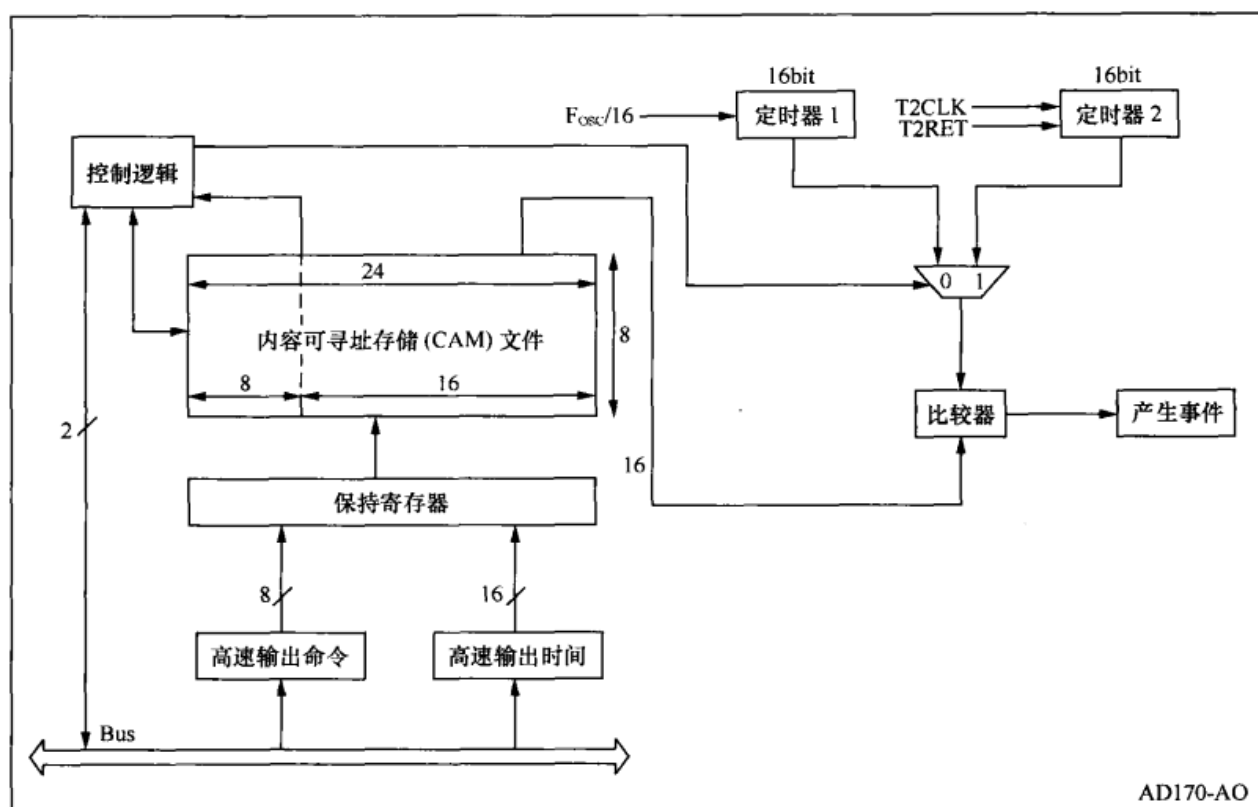


图 13-10 Intel 8XC196KC/KD 高速输出 (HSO) 模块示意图^[9]

数字调制系统的一个更复杂问题是如何处理死区时间——即同一个桥臂上一个开关管的关断和另一个开关管的开通之间所需的延时, 以避免潜在的直通状态出现。所谓直通就是同一相桥臂上下两个开关同时导通, 导致直流母线短路。为了防止这种危险的发生, 一种方法是通过控制软件在计算出的开关间隔中加入延时, 以确保同一相桥臂上即将开通的开关导通之前先关断另一个将要关断的开关。然而这样做会增加软件的负担且各相桥臂的两开关都要用单独的计数比较事件来控制。另一种 (更可取的) 方法是在主定时器比较系统之后添加附加的定时器逻辑, 把将要关断的开关和将要导通的开关动作错开, 以确保同一相桥臂上的开关不会有片刻同时导通的机会。此方法如图 13-9 所示的 3 路“全比较器”电路的输出。

TMS320F240 DSP 定时器系统还包括一个额外的定时器来专门支持空间矢量调制的实

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

现。由第 6 章可知, 空间矢量调制只需计算出两个有效空间矢量各自的时间间隔。用 TMS320F240 DSP 实现这种策略时, 事件管理器子系统的全比较寄存器被用来控制有效空间矢量的作用时间。在每个比较寄存器输出后插入额外的逻辑, 将比较事件与一组特定的变换器开关状态条件相对应, 并由此产生所需要的空间矢量。当调制过程的扇区改变时, 需要支持的 DSP 软件来更新这些映射模式。

文献[10~12]讨论了另外一些这类功能的系统。这些系统将定时器、逻辑系统与高性能微控制器相集成得到单片机 PWM 解决方案。在写本书的时候, 作者尚不知晓有任何一种单片机产品能够像 DSP 那样具有浮点计算能力来支持控制软件。因此若浮点计算处理器需要具备硬件定时器 PWM 支持功能, 目前可采用独立的可编程门极阵列逻辑集成电路实现这一支持功能。这并未改变上面所描述的 PWM 逻辑的原理, 但是需要用户自己对逻辑进行编程, 并随之而来地关注所涉及的核查和验证问题。很显然, 利用独立的分立逻辑电路实现方法的优势在于能专门贴合 PWM 逻辑以满足个别变换器系统的需要, 这是利用本方法的根本优势所在。但是, 目前大多数的浮点 DSP 并没有包含集成的 A/D 转换系统, 因此, 此 A/D 转换子系统必须单独放入数字控制电路中。这就使“单个主芯片”的设计变成了“三个主芯片”的设计, 导致其成本大大提高。由于这是从芯片的设计实现方面考虑并超出本书的范围, 故不再作深入讨论。

13.4 PWM 的软件实现

在数字处理系统中实现 PWM 算法需要实时软件, 实时软件能够每(半)个载波周期计算出数值并载入到数字 PWM 定时器中。到目前为止, 为了让程序高效快速运行以取得足够高的开关频率, 都几乎迫不得已地采用处理器的机器代码(汇编语言)来编写这类软件。即使那样, 由于处理器速度的限制, 对于对称规则采样 PWM 而言, 许多软件只能每一全载波周期修改一次定时器变量。(本书前面几章已详细讨论了这类 PWM 算法的局限性。很显然, 不对称规则采样 PWM 要优于对称规则采样 PWM。)

随着高速数字信号处理器的出现以及优化版本 C 语言程序的发展, 用机器代码来写 PWM 程序的局限性现在已经得到解决。与手工机器代码的等效程序相比, 现代编译器能产生一个优化编译版的 C 程序, 其执行开销很低并且大大减少了编程工作量。微控制器的 C 语言实现还包括能访问硬件外设的库函数, 且大多数还可包括内嵌汇编码用于对那些真正需要调校运行速度的进程进行优化。另外, DSP 更快的执行速度意味着定时器可以轻松每隔半个载波周期进行更新, 即使开关频率高于 20 kHz 也如此(这意味着定时器变量每隔 25μs 必须更新一次)。

特别是由于优化软件的各种方法都是特定的处理器所专用的并且该领域在一直向前发展, 因此这里并不打算介绍这些用于编写真正快速的 PWM 软件系统的专门的“聪明”技巧。但本节将探讨那些能让软件 PWM 系统良好运行的一般原理。

13.4.1 后台软件

大多数实时软件系统都依据前台软件和后台软件的概念来设计。前台软件通过外部中断事件(如定时器、串口通信、开关转换等)来触发, 并越过正常执行的后台程序去实行实时

第 13 章 调制控制器的实现

系统响应。适用于诸如 PWM 控制器等应用场合的更小型的计算机系统，通常将执行一个带着多个中断驱动程序的后台程序。当中断程序的触发事件发生时，中断驱动程序能越过后台程序执行。更复杂的系统还可以支持多个后台程序的执行，通过中央实时操作系统（RTOS）对这些后台程序的执行进行调度，但这对 PWM 软件系统来说并不重要，这里无需作进一步的研究。

PWM 系统后台软件的作用是决定 PWM 过程的基本参数。例如，对于开环恒定 V/f 比值的交流电机驱动系统而言，其基本参数是逆变器所要产生的目标电压的幅值和频率。对于闭环调速系统，其目标是对象转速，且系统若在速度环内部采用内电流调节系统，目标还包括所需的电流。该系统所需的基本参数是在任一时刻所需的及时的电压相量。而这些过程都由后台软件来执行。通常后台软件的部分程序需要在中断程序内执行。例如，对于闭环驱动系统，必须以精确规则的间隔步长来计算比例积分反馈增益以保持系统稳定，这只能在定时器中断软件服务程序里才能正确实现。为方便起见，如果有足够的处理器运算速度，这些计算可以按变换器开关频率在 PWM 定时器更新程序中进行。另外，可以在几个 PWM 周期上分段执行后台程序，或者以不同的软件优先级和采用其他定时器的方法来执行后台程序。在这一讨论的上下文中，这些细节并不重要——因为所有这些变化仍被视为后台软件的执行过程。

13.4.2 PWM 定时间隔的计算

对于规则采样 PWM 系统，在每半载波周期上对参考波形采样并保持恒定至关重要。对于数字 PWM 而言，这意味着其数字定时器的值只能在三角载波波形峰值处更新（在数字 PWM 系统中，此三角载波是“虚拟的”，然而就采样问题而言，保持三角载波的概念还是很有用的）。当主计数器达到它的上限和零时，可以通过触发 PWM 定时器系统的软件中断来实现（假定采用的是第 13.3.2 节中已讨论过的递增/递减计数器）。接着中断程序有半个载波间隔的时间来计算下一个定时器的数值，并且将这些数值加载到定时器的影像寄存器中为下半个载波周期作好准备。这当然意味着总是在计算出的定时器值发挥作用后延迟半个载波周期执行该软件，因此所需的采样延迟调整时间为 $3\Delta T/4$ ，而不是 3.6 节中所讨论的 $\Delta T/4$ 。通常，除了在非常高速的闭环系统情况下（这些考虑因素超出了本书的范围）需要关注稳定性以外，这不会构成什么特殊的问题，且可以在参考波形中简单地加入合适的相位超前来补偿采样延迟。

各 PWM 定时器计算主要包括，利用式 (3.11) 所给出形式的参考正弦波来得到一个分数的定时周期，且在载波峰值（采样）时刻加上合适的相位超前校正（这是虑及采样延迟的举措）处冻结正弦角自变量。其典型的计算过程如下：

$$Timer_{i,k+1} = \left(\frac{\Delta T}{2} \right) \cdot M \cos(\theta_o(k) + \delta_{\text{advance}}) + \frac{\Delta T}{4} \quad (13-1)$$

其中， $\theta_o(k)$ 是在第 k 次载波极点出现时刻的目标正弦波的相角， δ_{advance} 定义为

$$\delta_{\text{advance}} = \frac{3}{4} \frac{\Delta T}{T_o} \left(\text{其中 } T_o = \frac{1}{f_o} \right) \quad (13-2)$$

利用软件查寻表的方式很容易得到正弦计算值，在大多数应用场合 1024 个点已能提供足

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

够的分辨率。 $\theta_o(k)$ 和 δ_{advance} 应作为标量直接计算出来以便立即用作查寻表的索引指针,而采用二进制多样的表格尺寸便于利用简单的逻辑与函数进行快速简便的计算。还需要注意的是,没有必要为多相桥臂的计算存储多个正弦查寻表——更有效的做法是在表中存储两个周期的正弦波(2048 条目),在 δ_{advance} 中加入 $2\pi/3$ 的偏移量(适当地调整比例以变成一个直接的索引指针)来计算另一相桥臂的角度索引。通过改变查寻表的内容来反映出所需的特定桥臂的参考波形(正如第 5、6 章中所述),利用这种方法很容易实现 3 次谐波、空间矢量以及不连续调制策略。

正弦信号一旦确定,将它乘上 $\Delta T/2 \cdot M$ 并加上 $\Delta T/4$ 可计算出实际的定时器数值,这样定时器的数值就总是为正值。这样一来,每相桥臂都需要一个单独的乘法和加法过程。但所有现代微控制器以及特别的现代 DSP 在指令系统中都含有高速的乘法函数,因此其时间代价最小。还需要注意的是,为了减少中断软件的计算开销,可由后台软件将调制系数 M 预先放大 $\Delta T/2$ 。

总之,一旦目标相角和调制系数已知,每相桥臂的 PWM 计算周期包括一次查寻表运算,一次乘法运算和一个加法运算用于确定要载入其定时器比较寄存器的数值。实际当中,检查数值是否饱和(数值小于 0 或超过 $\Delta T/2$)、正确处理诸如死区时间、脉冲丢失校正等问题,通常多一点软件上的一般性开销,但这一开销通常很小。举一个例子,利用 TMS320F240 DSP 对三相逆变器进行 PWM 计算的全部时间大大少于 $20\mu\text{s}$,其中包括所有的一般性开销以及用 C 语言编程的几乎所有的中断软件程序。这是利用现代 DSP 控制器所能达到的常见性能。

现来需要花点时间来讨论最后一个问题——相量参考角度 $\theta_o(k)$ 的计算。数字 PWM 系统一般上而言,其基波频率、开关频率以及与正弦查寻表分辨率两两之间的比值并不是整数。基波频率可以是任意值,而开关频率是微控制器时钟的固定倍数,且其正弦表的大小受存储器大小所限制。

一种维持目标参考电压相角的很明显的方法是在每个 PWM 计算周期中给 $\theta_o(k)$ 加上一个增量,则有

$$\theta_o(k) = \theta_o(k-1) + \Delta\theta_o \quad (13-3)$$

其中

$$\Delta\theta_o = \text{表的长度} \cdot \frac{\Delta T}{2} f_0 = \text{表的长度} \cdot \frac{\Delta T}{2} \frac{1}{T_0} \quad (13-4)$$

而“表长度”是正弦查寻表中一个基波周期的长度。更完善的做法是将 δ_{advance} 放入 $\theta_o(0)$ 的初始值中,这样 δ_{advance} 就不必在每个 PWM 计算周期都加入到 $\theta_o(0)$ 中。

对于固定字节长度的系统,这种方法的局限性在于,由于式(13-4)的分辨率不够,因此输出频率的分辨率太低而没有用处。这个问题最简单直接的解决方法是采用更高精确度来计算 $\theta_o(k)$,比如说用一个 16 位的变量代替一个 10 位的变量用于在 1024 个元素正弦表中查值。于是变量 $\theta_o(k)$ 正好在它用作表索引指针之前(作适当的四舍五入补偿)可右移 6 位。这种方法只增加很少的额外软件开销。

在这种分辨率水平下, $\theta_o(k)$ 的每一增量表示 $360^\circ/65536 = 0.005493^\circ$ 的角位移。对于 5kHz (10kHz 的半载波更新率)的开关频率,这意味着最小的基波输出频率的分辨率为 $(10000 \times 0.005493)/360 = 0.153 \text{ Hz}$ 。这个分辨率能满足大多数的应用场合。如果其分辨率不够

第 13 章 调制控制器的实现

的话,可通过在若干个半载波 PWM 间隔上采用抖动的角增量来更新 $\theta_0(k)$,可以取得更好的频率分辨率。于是每隔 n 个中断周期的全部角位移等同于要取得所期望的基波频率所需的角位移(请注意, n 个循环不一定构成一个完整的基波周期)。抖动的角增量可以储存在另一个循环查寻表中,PWM 定时器中断程序按顺序访问该查寻表,这样可尽量减少软件开销。无论何时基波频率要发生改变,都将通过后台软件来更新抖动查寻表。

13.5 小结

本章综述了实践当中用来构建 PWM 电力电子变换系统的各种方法。本章还回顾了系统所需的物理硬件,并且考虑了用硬件(模拟)或软件(数字)来实现调制过程的方法。本章中所呈现的内容试图对本书当时的最新技术状况提供一个“快照”。但毫无疑问的是,很快就会出现更新的技术,这些技术将会提供更佳的方式来实现本书所介绍的概念。但可以预计到的是,无论采取什么样的技术,这些技术所要达致的功能目标至少是一致的。

参考文献

- [1] Microchip, "1.5A Dual High-Speed Power MOSFET Drivers TSC4426/TSC4427/TSC4428," Data Sheet No. TSC4426/7/8-8, 1996.
- [2] International Rectifier, "IR2110/IR2113 High Side and Low Side Drive," Data Sheet No. PD60147-L.
- [3] Hewlett-Packard, "2.0A Gate Drive Optocoupler with Integrated (V_{CE}) Desaturation Detection and Fault Status Feedback," HCPL-316J Technical Data Sheet, 1999.
- [4] IXYS Corporation, "ISOSMART Half-Bridge Driver Chipset," Data Sheet IXBD4410, 2000.
- [5] S.R. Bowes and M.J. Mount, "Microprocessor control of PWM inverters," *IEE Proceedings (London)*, vol. 128, Pt. B, no. 6., Nov. 1981, pp. 293-305.
- [6] Creative Power Technologies Pty. Ltd. (www.creativepower.com.au), "MU-DSP240-LPI Inverter Controller Card," Technical Manual, Rev2.3, Mar. 2001.
- [7] D.A. Grant, M. Stevens, and J.A. Houldsworth, "The effect of word length on the harmonic content of microprocessor-based PWM waveform generators," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 1, Jan./Feb. 1985, pp. 218-225.
- [8] Texas Instruments Corp., "TMS320F40 Digital Signal Processor," Data Sheet, 1996 and rev2002.
- [9] Intel Corp., "8XC196KC/8XC196KD User's Manual," Order Number: 272238-001, 1992.
- [10] Analog Devices Inc., "ADSP-2106x SHARC™ DSP Microcomputer Family," Data Shee, 2000.
- [11] Motorola, "DSP56F801 16-bit Digital Signal Processor," Data Sheet No. DSP56F801/D, Rev7.0 1/2002.
- [12] Infineum Technologies, "C164CI/SL C164CI/SL 16-bit Single Chip Microcontroller," Data Sheet rev2.0, May 2001.



第 14 章

调制技术的发展

本书主要着重于开发 PWM 算法，其目的为了降低感性（主要是电机类型）负载的损耗。作为性能指标，加权总谐波畸变的概念被开发出来用于评估这些负载在不同调制算法下的损耗。然而，损耗问题只是逆变器驱动电机负载中诸多重要关注项之一。例如，其他关注问题包括转矩的“平滑”程度或“脉动转矩”，通过选用合适的性能因数可以对它们进行量化^[1]。PWM 引起的电流纹波会产生旋转磁动力（MMF）波，它向前向后旋转并与基波等主要分量的 MMF 波相互作用进而产生纹波转矩。幸运的是，除了在过调制情况下出现基波的奇次非 3 倍频谐波成分时，现代 PWM 算法一般不关心此类转矩的问题。读者可参考本书最后所提供的大量的参考文献来处理此类问题。

变换器调制技术朝着许多方向不断地发展。例如，随着人们越来越关注电源侧的波形质量问题，PWM 技术最近已经应用于有特殊要求的输入侧变换器（整流器）的控制。此外，诸如半导体开关的开通延迟等实际影响近来也受到了关注。这种影响可能会导致逆变器输出中含有基带谐波。为避免诸如低速时的转矩脉动等负面效应，必须消除此类基带谐波（或至少减少到最低限度）。还存在一些其他类型的调制技术，这些调制技术无法按其波形进行严格分类。本章选取了这样一些实际存在的问题以对本书进行总结。

14.1 随机脉宽调制

通常过调制率先在 50Hz 或超过 50Hz 频率处出现，接着出现 5 次、7 次等谐波，而这些谐波不会造成机械共振的危险。然而，这样的电流纹波接下来会在电机旋转磁通波形中形成纹波，产生与磁通密度平方成正比的径向作用力，造成结构在由 PWM 算法产生的边带谐波频率处发生共振。当 PWM 算法的一条谱线正好与电机结构部件，如散热片、风扇叶片、外壳等的谐振频率一致时，会产生令人讨厌的噪声。可取的做法是将谐波电压频谱分散，以消除或尽量减少与机械共振有关的特定谱线。

具有减少噪声能力的任何一种 PWM 方法所产生的频谱能量一定不会集中在离散的频率处。开关频率应限制在大量额外负载谐波损耗不会出现的频率范围内。此外，需要保留与逆变器基波输入/输出特性有关的线性传递函数。可以预见到，通过修改正弦—三角波调制或者空间矢量调制都能实现随机调制。

如图 14-1 所示，随机改变三角载波的周期是分散 PWM 谱能量的方法之一。但为了保持调制过程的线性度，载波仍必须由分段的直线组成，即它在每半个载波周期内必须为三角形。

第 14 章 调制技术的发展

类似地, 在固定频率调制情况下, 假定瞬时载波频率 f_c 总是比参考频率 f_0 大很多。故 PWM 占空比与任一载波周期内的参考值成正比, 以保证线性调制。在任意两个时间段之间的载波频率瞬时值可写为

$$f_c = \frac{1}{t_{k+1} - t_k} = f_{c0} + \Delta f_c \quad (14-1)$$

其中任一给定时段频率变化可写为

$$\Delta f_c = (f_{c,\max} - f_{c0})n(t) \quad (14-2)$$

其中 f_{c0} 为周期的平均值, $n(t)$ 为 -1 到 +1 之间的任意变量。最大频率 $f_{c,\max}$ 根据 PWM 逆变器的开关限制条件来设定^[2]。

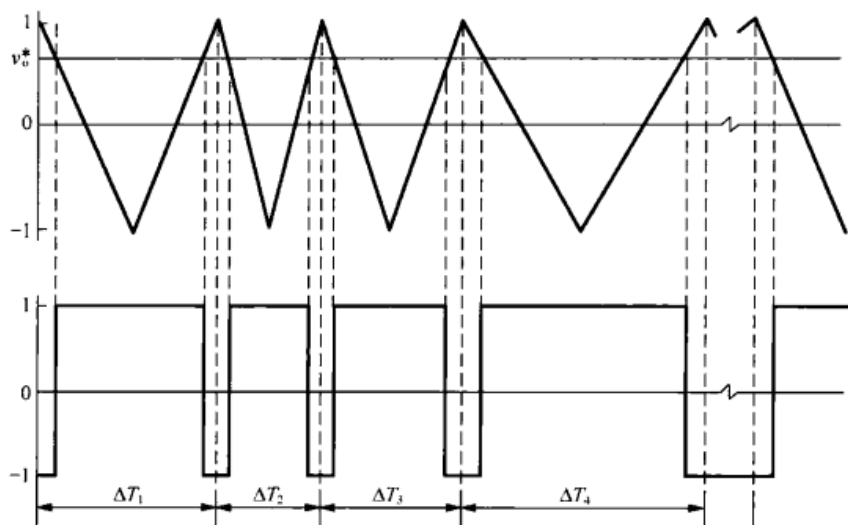


图 14-1 采用随机周期长度的三角载波产生随机 PWM 波

图 14-2 给出了一种随机载波 PWM 调节器的实现方法^[3]。这种方法利用查表产生带宽受限的随机噪声, 其查表内容由离线产生。其频率偏离中心频率的大小用包含 1024 个 8 位精度元素的查寻表来确定。以标称开关频率 2500Hz 为中心, 带宽选为 $\pm 1000\text{Hz}$ 。这些元素经任意组合并存储于 EPROM 中。由于易于生成, 因此作为示例给出了随机调制方法的线性权重表, 并且所有值已进行平均加权。权重函数如图 14-3(a)所示, 随机调制的查寻表如图 14-3(b)所示。频率数据首先转换成模拟数据, 然后将其按比例放大以表示载波斜率的变化, 如下式

$$\Delta m = 4\Delta f_c \quad (14-3)$$

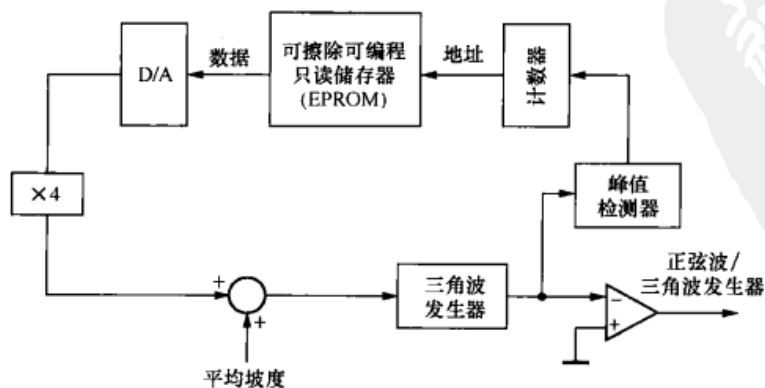


图 14-2 一种实现随机载波的方法示意图, 其中噪声存储于查寻表中并以数字方式生成

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

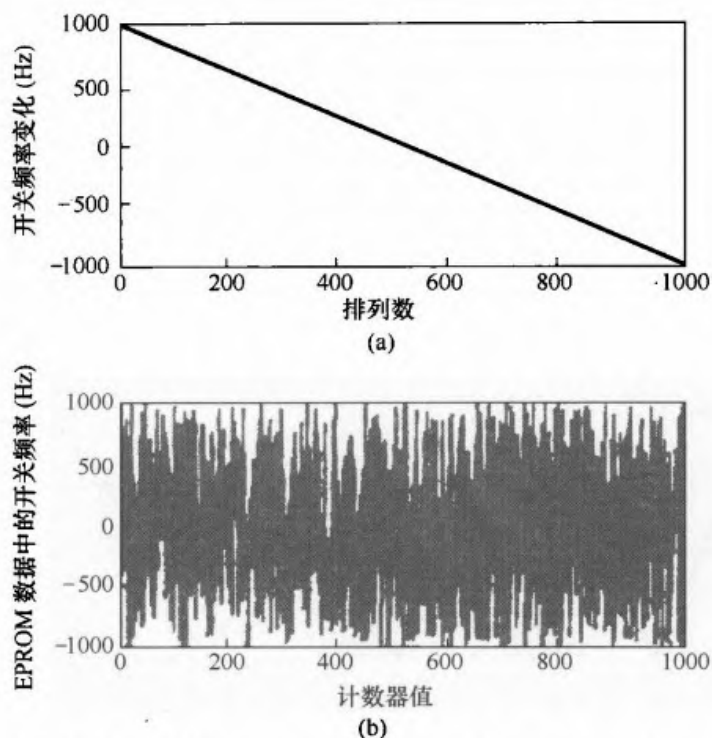


图 14-3 (a)1024 个点的频率值的线性分布; (b)EPROM 表中的随机元素值 (经 F.Blaabjerg 许可)

相应的电压频谱如图 14-4 所示。很明显, 电压频谱相对平滑并没有离散的谱线。但是, 在两倍于标称 PWM 开关频率的边带处 ($2 \times 2500 = 5000\text{Hz}$) 存在一些尖峰。此外, 在标称频率加/减最大随机开关频率 (1500 和 3500Hz) 附近也存在尖峰。如图 14-5(a)所示, 文献[4]已经表明将查寻表中一半的点作线性分布, 一半的点作双曲线分布 (即相对于载波周期而不是频率作线性分布) 可以抑制这些 (相对温和的) 电压频谱尖峰。如图 14-5(b)所示, 在这种情况下其电压分布相当光滑。

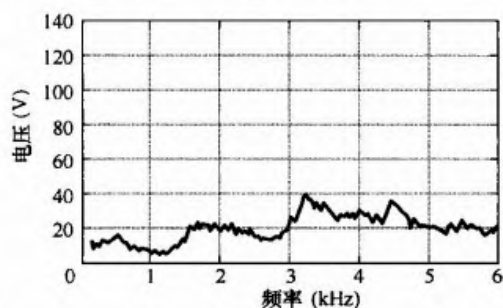


图 14-4 图 14-3 所示的线性分布的 PWM 频率所对应的电压谱, 其中心频率为 2.5kHz、带宽为 $\pm 1000\text{kHz}$ (经 F.Blaabjerg 许可)

另一种不错的分布为高斯分布, 其中较低的开关频率相对于线性分布有所下降, 而较高的开关频率相对于线性分布有所增加。这会有助于减少与频率相关的负载损耗。然而, 如图 14-5(c)和 14-5(d)所示, 高频部分权重的增加会使得最大开关频率附近的频谱高峰值衰减, 其谱顶点集中在最大开关频率附近。

虽然可以控制电压的分布, 但应当提到的是, 当给一个电机供电时, 可能有一个或多个机械共振会被触发, 并且这些机械共振频率将在噪声谱中居支配地位。利用频率的线性/双曲线分布可很容易发现这些机械共振, 并可使电机在 $f_{c0} - \Delta f_c$ 到 $f_{c0} + \Delta f_c$ 范围内其频谱近似平均分布。通过略去环绕在谐振频率附近的频率可以减小声学的噪声峰值。通过先产生一个通用的随机查寻表, 然后将 EPROM 查寻表中不期望的频率剔除掉, 就能实现智能的频率分布。另一种方法是在计算随机查寻表时略去不期望的范围, 从而省去了那些将引起谐振的不想要的数字。

第 14 章 调制技术的发展

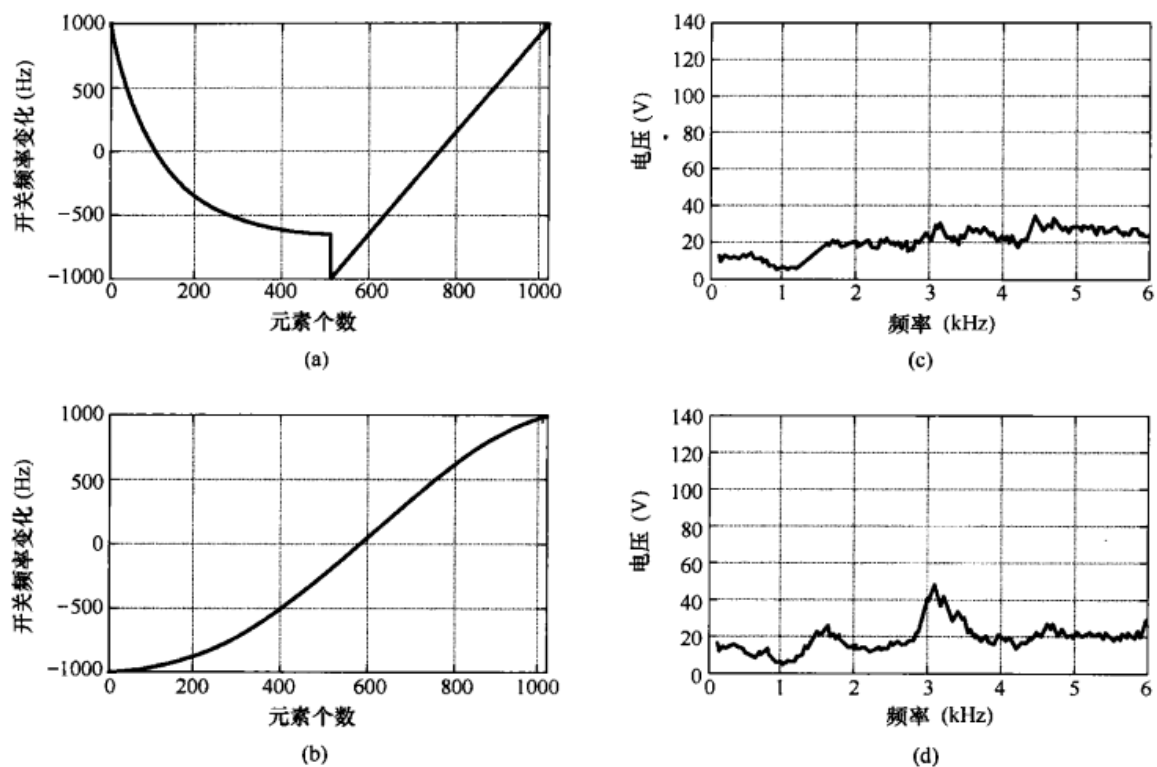


图 14-5 两种不同的查寻表分布。(a)、(b): 线性/双曲线分布; (c)、(d): 高斯分布。(经 F.Blaabjerg 许可^[4])

14.2 电压不平衡情况下的 PWM 整流器

由于功率流在基本的三桥臂变换器上是双向流动的, 因此截至目前所推导出的全部理论对整流状态和逆变状态均有效。然而, 大多数情况下逆变负载是平衡的, 也就是说, 三相逆变器的阻抗均可视为相同的。这类典型的平衡负载有三相异步电机、同步电机或永磁电机。另一方面, 对于一个整流器而言, 其输入交流电压经常是不平衡的, 尤其是在虚弱电网系统中。分布不均匀的单相负载、或者不对称的变压器绕组、以及电网故障经常导致电源不平衡。这种不平衡电压源有可能使变换器的调制问题变得更加复杂。

现来考虑一组幅值不等、相位任意的通用的三相电压。假定零序电压为零, 则其输入电压可写成三个向量的形式

$$\mathbf{v}_i = \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} \quad (14-4)$$

其中

$$v_{ag} = V_{ag} \cos(\omega_e t + \phi_a) \quad (14-5)$$

$$v_{bg} = V_{bg} \cos(\omega_e t + \phi_b) \quad (14-6)$$

$$v_{cg} = V_{cg} \cos(\omega_e t + \phi_c) \quad (14-7)$$

g 为电源地。根据欧拉公式, ag 相电压可以写成两个复指数之和的形式, 如

$$v_{ag} = \frac{1}{2} \left[V_{ag} e^{j(\omega_e t + \phi_a)} + V_{ag} e^{-j(\omega_e t + \phi_a)} \right] \quad (14-8)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

其他两相的方程与上式类似。

若指数项的相位和电压幅值相结合, 则其矢量形式可表示为

$$v_{ag} = V_{ag} e^{j\phi_a} \quad (14-9)$$

且

$$v_{ag}^{\dagger} = V_{ag} e^{-j\phi_a} \quad (14-10)$$

其中, \dagger 代表一个复数的共轭, 则等式 v_{ag} 可写为

$$v_{ag} = \frac{1}{2} V_{ag} e^{j\omega_e t} + \frac{1}{2} V_{ag}^{\dagger} e^{-j\omega_e t} \quad (14-11)$$

同理, 可以写出 v_{bg} 和 v_{cg} 的表达式。

将这些电压表达式代入网侧输入电压空间矢量等式当中, 由式 (1-57), 得

$$\begin{aligned} v_i &= \frac{2}{3} \left(v_{ag} + a v_{bg} + a^2 v_{cg} \right) \\ &= \frac{1}{3} \left(V_{ag} + a V_{bg} + a^2 V_{cg} \right) e^{j\omega_e t} + \frac{1}{3} \left(V_{ag} + a V_{bg} + a^2 V_{cg} \right)^{\dagger} e^{-j\omega_e t} \\ &= \frac{1}{3} \left(V_{ag} + a V_{bg} + a^2 V_{cg} \right) e^{j\omega_e t} + \frac{1}{3} \left(V_{ag}^{\dagger} + a V_{bg}^{\dagger} + a^2 V_{cg}^{\dagger} \right) e^{-j\omega_e t} \end{aligned} \quad (14-12)$$

根据对称分量理论, 圆括号内为正负序电压分量。其正序分量为

$$v_{ap} = \frac{1}{3} \operatorname{Re} \left[\left(V_{ag} + a V_{bg} + a^2 V_{cg} \right) e^{j\omega_e t} \right] \quad (14-13)$$

将式 (14-9) (V_{bg} 和 V_{cg} 具有相同的表达形式) 代入上式, 则上式可写为

$$v_{ap} = \frac{1}{3} \operatorname{Re} \left\{ \left[V_{ag} e^{j\phi_a} + V_{bg} e^{j\left(\phi_b + \frac{2\pi}{3}\right)} + V_{cg} e^{j\left(\phi_c + \frac{4\pi}{3}\right)} \right] e^{j\omega_e t} \right\} \quad (14-14)$$

取括号内表达式的实部, 式 (14-4) 变为

$$v_{ap} = \frac{1}{3} \left[V_{ag} \cos(\omega_e t + \phi_a) + V_{bg} \cos\left(\omega_e t + \phi_b + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{cg} \cos\left(\omega_e t + \phi_c + \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (14-15)$$

同理, 有

$$v_{bp} = \frac{1}{3} \left[V_{ag} \cos\left(\omega_e t + \phi_a + \frac{4\pi}{3}\right) + V_{bg} \cos(\omega_e t + \phi_b) + V_{cg} \cos\left(\omega_e t + \phi_c + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (14-16)$$

并且

第 14 章 调制技术的发展

$$v_{cp} = \frac{1}{3} \left[\begin{aligned} &V_{ag} \cos\left(\omega_e t + \phi_a + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{bg} \cos\left(\omega_e t + \phi_b + \frac{4\pi}{3}\right) \\ &+ V_{cg} \cos(\omega_e t + \phi_c) \end{aligned} \right] \quad (14-17)$$

写成矩阵（或向量）形式，式（14-15）至（14-17）可变为

$$v_{ip} = \begin{bmatrix} v_{ap} \\ v_{bp} \\ v_{cp} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} V_{ag} \cos(\omega_e t + \phi_a) + V_{bg} \cos\left(\omega_e t + \phi_b + \frac{2\pi}{3}\right) \\ + V_{cg} \cos\left(\omega_e t + \phi_c + \frac{4\pi}{3}\right) \\ V_{ag} \cos\left(\omega_e t + \phi_a + \frac{4\pi}{3}\right) + V_{bg} \cos(\omega_e t + \phi_b) \\ + V_{cg} \cos\left(\omega_e t + \phi_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ag} \cos\left(\omega_e t + \phi_a + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{bg} \cos\left(\omega_e t + \phi_b + \frac{4\pi}{3}\right) \\ + V_{cg} \cos(\omega_e t + \phi_c) \end{bmatrix} \quad (14-18)$$

请注意，电压 $v_{bp}(\omega_e t)$ 可简单地视作 $v_{ap}(\omega_e t - 2\pi/3)$ ，同理 $v_{cp}(\omega_e t) = v_{ap}(\omega_e t - 4\pi/3)$ 。这样三相正序电压分量就组成了一个平衡的三相系统。

同理，代表负序分量的电压矢量为

$$v_{in} = \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} V_{ag} \cos(\omega_e t + \phi_a) + V_{bg} \cos\left(\omega_e t + \phi_b + \frac{4\pi}{3}\right) \\ + V_{cg} \cos\left(\omega_e t + \phi_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ag} \cos\left(\omega_e t + \phi_a + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{bg} \cos(\omega_e t + \phi_b) \\ + V_{cg} \cos\left(\omega_e t + \phi_c + \frac{4\pi}{3}\right) \\ V_{ag} \cos\left(\omega_e t + \phi_a + \frac{4\pi}{3}\right) + V_{bg} \cos\left(\omega_e t + \phi_b + \frac{2\pi}{3}\right) \\ + V_{cg} \cos(\omega_e t + \phi_c) \end{bmatrix} \quad (14-19)$$

这样就由三相负序电压分量组成一个平衡的三相系统，但其旋转方向相反。因此，式（14-4）的不平衡输入电压矢量总能分解成两个平衡分量，有

$$v_i = v_{ip} + v_{in} \quad (14-20)$$

从式（1-13）可以看出，直流电流由交流输入电流组成，有

$$I_{dc} = \frac{1}{2} (i_a m_a + i_b m_b + i_c m_c) \quad (14-21)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

其中 m_a 、 m_b 和 m_c 代表调制开关函数。当由适当的开关函数所导致的交流电流平衡且正弦时, 则直流电流的平均值 I_{dc} 为一常数。同理, 当交流电压平衡且正弦时, 其直流环节电压 V_{dc} 也将为一常数^[5]。 V_{dc} 可表示为

$$V_{dc} = \frac{1}{2}(v_{ag}m_a + v_{bg}m_b + v_{cg}m_c) \quad (14-22)$$

其中 v_{ag} 、 v_{bg} 、 v_{cg} 被当作是各变换器相桥臂相对于参考地的电压。其矩阵形式为

$$2V_{dc} = \mathbf{m}_i^T \mathbf{v}_i \quad (14-23)$$

其中上标 T 代表矩阵 \mathbf{m}_i 的转置。

式 (14-20) 表明任何不平衡电压可由两个平衡相序电压分量组成, 为使直流环节电压恒定, 可以为各序列电压设定合适的调制矩阵。于是式 (14-23) 变为

$$2V_{dc} = (\mathbf{m}_{ip} + \mathbf{m}_{in})^T (\mathbf{v}_{ip} + \mathbf{v}_{in}) \quad (14-24)$$

将式 (14-24) 展开, 有

$$2V_{dc} = \mathbf{m}_{ip}^T \mathbf{v}_{ip} + \mathbf{m}_{in}^T \mathbf{v}_{in} + \mathbf{m}_{ip}^T \mathbf{v}_{in} + \mathbf{m}_{in}^T \mathbf{v}_{ip} \quad (14-25)$$

假定调制方式正确, 则等式右边前两项产生期望的恒定直流环节电压, 而后两项则产生电网频率 f_e 的二次谐波。不难设计出调制矩阵的正确形式。例如, 从式 (14-18) 用一组正弦波可定义三个正序电压分量如下

$$v_{ap} = V_{mp} \cos(\omega_e t + \phi_p) \quad (14-26)$$

$$v_{bp} = V_{mp} \cos\left(\omega_e t + \phi_p + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (14-27)$$

$$v_{cp} = V_{mp} \cos\left(\omega_e t + \phi_p + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (14-28)$$

那么, 相同形式的开关函数为

$$m_{ap} = \cos(\omega_e t + \phi_p + \phi_{mp}) \quad (14-29)$$

$$m_{bp} = \cos(\omega_e t + \phi_p + 2\pi/3 + \phi_{mp}) \quad (14-30)$$

$$m_{cp} = \cos(\omega_e t + \phi_p + 4\pi/3 + \phi_{mp}) \quad (14-31)$$

这将产生一个恒定值, 即

$$\mathbf{m}_{ip}^T \mathbf{v}_{ip} = \frac{3}{2} V_{mp} \cos(\phi_{mp}) \quad (14-32)$$

类似的, 选择

$$\mathbf{m}_{in}(\omega_e t) = -\frac{\mathbf{v}_{in}(\omega_e t + \phi_{mn})}{V_{mp}} \quad (14-33)$$

则直流电压值为

$$\mathbf{m}_{in}^T \mathbf{v}_{in} = -\frac{3}{2} \frac{V_{mn}^2}{V_{mp}} \cos(\phi_{mn}) \quad (14-34)$$

式 (14-25) 的最后两项变为

第 14 章 调制技术的发展

$$m_{ip}^T v_{in} + m_{in}^T v_{ip} = \frac{v_{ip}^T (\omega_e t + \phi_{mp}) v_{in}}{V_{mp}} - \frac{v_{in}^T (\omega_e t + \phi_{mn}) v_{ip}}{V_{mp}} \quad (14-35)$$

然而, 如果令

$$\phi_{mp} = \phi_{mn} \quad (14-36)$$

并注意到, 当

$$v_{ip}^T v_{in} = v_{in}^T v_{ip} \quad (14-37)$$

可将不想要的项清掉, 式 (14-25) 的输出电压可写为

$$\begin{aligned} 2V_{dc} &= \frac{v_{ip}^T v_{ip} - v_{in}^T v_{in}}{V_{mp}} \cos \phi_{mp} \\ &= \frac{v_{ip}^2 - v_{in}^2}{V_{mp}} \cos \phi_{mp} \\ &= \frac{3}{2} \left(V_{mp} - \frac{V_{mn}^2}{V_{mp}} \right) \cos \phi_{mp} \end{aligned} \quad (14-38)$$

因此, 要在任何不平衡条件下得到一个恒定直流电压所需要的调制函数为

$$m_i = \frac{v_{ip} - v_{in}}{V_{mp}} \quad (14-39)$$

并受式 (14-36) 的约束。

将上述式 (14-18) 和式 (14-19) 代入式 (14-39) 中, 其正确的调制函数可用时间显式变量函数表示如下:

$$m_i(\omega_e t) = \frac{1}{3V_{mp}} \begin{bmatrix} V_{bg} \cos\left(\omega_e t + \phi_b + \frac{\pi}{2}\right) + V_{cg} \cos\left(\omega_e t + \phi_c - \frac{\pi}{2}\right) \\ V_{cg} \cos\left(\omega_e t + \phi_c + \frac{\pi}{2}\right) + V_{ag} \cos\left(\omega_e t + \phi_a - \frac{\pi}{2}\right) \\ V_{ag} \cos\left(\omega_e t + \phi_a + \frac{\pi}{2}\right) + V_{bg} \cos\left(\omega_e t + \phi_b - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (14-40)$$

若半波对称, 则式 (14-40) 可写为

$$m_i(\omega_e t) = \frac{1}{3V_{mp}} \begin{bmatrix} V_{cg} \cos\left(\omega_e t + \phi_c - \frac{\pi}{2}\right) - V_{bg} \cos\left(\omega_e t + \phi_b - \frac{\pi}{2}\right) \\ V_{ag} \cos\left(\omega_e t + \phi_a - \frac{\pi}{2}\right) - V_{cg} \cos\left(\omega_e t + \phi_c - \frac{\pi}{2}\right) \\ V_{bg} \cos\left(\omega_e t + \phi_b - \frac{\pi}{2}\right) - V_{ag} \cos\left(\omega_e t + \phi_a - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (14-41)$$

值得注意的是, 式 (14-41) 只包括正序电压的幅值, 此幅值可通过一个滤波器测量得到。一般情况下, 通过调节直流电压可以来调整调制信号的幅值, 因此完全没有必要检测正序电压。这三个电压可简单地用来表示三个线—线电压。可利用式 (14-41) 开发出图 14-6 所示的控制方框图。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

一般情况, 如果整流器为降压型变换器, 可以让 ϕ_{mp} 保持为零度以使其正序分量在桥的交流端实现单位功率因数运行。但是, 如果变换器为更常见的升压型变换器, 为达到升压的目的, 必须增大 $\phi_{mp} = \phi_{mn}$ 的角度。此时, 角度 ϕ_{mp} 和 ϕ_{mn} 对应于升压电感的输入侧的相移。

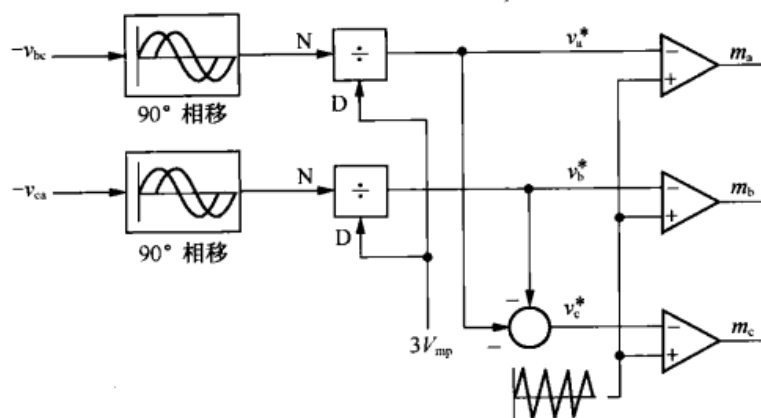


图 14-6 带不平衡校正器的调制器, 假定 $\phi_{mp} = \phi_{mn}$

当不平衡程度增大时, 所能达到的直流环节电压最大值将会下降。因此, 有必要定义一个不平衡因数

$$U = \frac{V_{mn}}{V_{mp}} \quad (14-42)$$

在这种情况下, 式 (14-38) 可变为

$$2V_{dc} = \frac{3}{2}V_{mp}(1 - U^2) \quad (14-43)$$

图 14-7 所示为直流环节电压最大值与不平衡因数之间的函数关系图^[5]。

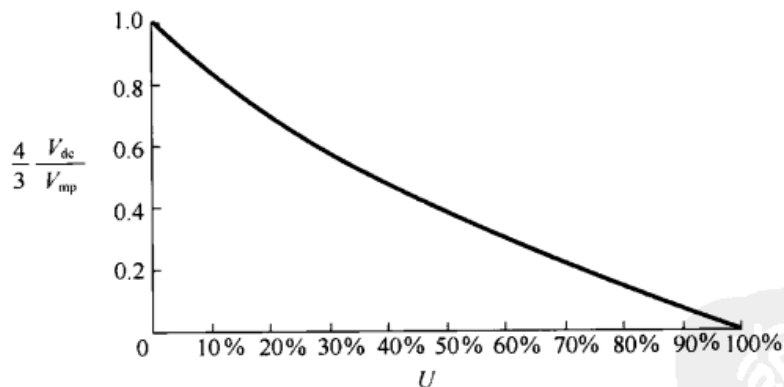


图 14-7 标幺化的直流环节电压作为不平衡因数的函数关系

14.3 共模信号消除

本书主要致力于计算脉宽调制过程中产生的谐波。这些谐波的解析式通常是以线—线电压来表示。由于解析式描述的是负载两端点之间的相对的电压差, 因此它们形成了所谓的差模。然而, 整个负载与大地之间不可避免地存在对地电压。这些在此前被忽略掉的电压分量称为共模电压 (V_{com})。当负载为电机时, 通过静电耦合共模电压能在转子和定子结构之间建

第 14 章 调制技术的发展

立起电压, 当轴电压超出轴承润滑脂的电介质绝缘能力时将导致电流流过电机轴承。现已确定, 这种轴承电流可能导致电机轴承的过早失效。此外, 共模电压引起电流通过与地绝缘的定子绕组, 并导致接地电流继电器错误跳闸并使得地面绝缘恶化。

仅选用特定的 PWM 状态就可以不产生共模电压, 从而近乎完全消除由多电平逆变器产生的共模信号^[6]。可以以如图 14-8 所示的三电平逆变器为例。回顾可知, 数字 2 代表特定的相连接到 V_{dc} , 0 代表连接到 $-V_{dc}$, 1 代表连接到直流环节中点或者零电压点。共模电压表示三负载相电压对大地的平均值。然而大地并没有明确地在矢量状态中表示出来, 母线中点对大地的电压为常数并定义为 V_{zg} , 其中 zg 表示直流母线中点 z 的电压是相对大地 g 得到的。例如, 假定电压矢量在图 14-8 中的三角形 A 内合成的, 那么对于状态 200 有

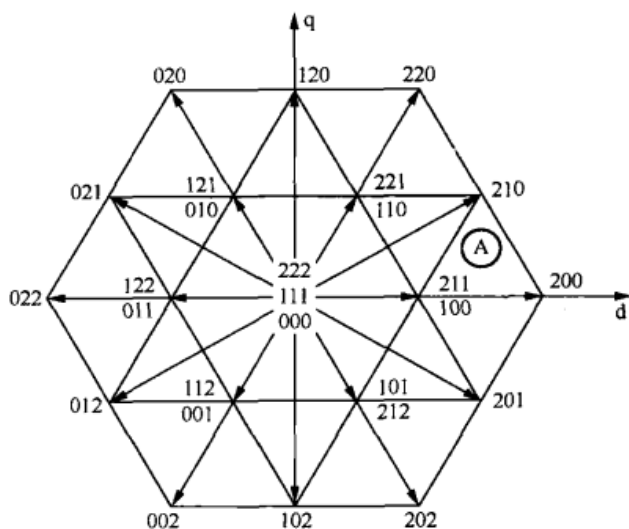


图 14-8 三电平逆变器所能实现的所有可能的电压矢量

$$\begin{aligned} V_{com} &= \frac{1}{3}[(V_{dc} + V_{zg}) + (-V_{dc} + V_{zg}) + (-V_{dc} + V_{zg})] \\ &= -\frac{V_{dc}}{3} + V_{zg} \end{aligned} \quad (14-44)$$

同理对于状态 210, 有

$$V_{com} = V_{zg} \quad (14-45)$$

对于状态 211, 有

$$V_{com} = \frac{V_{dc}}{3} + V_{zg} \quad (14-46)$$

对于状态 100, 有

$$V_{com} = -\frac{2V_{dc}}{3} + V_{zg} \quad (14-47)$$

因此, 利用空间矢量算法在三角形 A 内合成电压的过程中, 共模电压将取 4 个不同的电压值, 这会导致在调制的过程中对地产生一个高频率分量。

很显然, 只要所选的 PWM 状态具有相同的共模电压, 就能获得恒定的共模电压。有 5 种恒定的共模电压等级, 其大小分别对应 $(2V_{dc}/3 + V_{zg})$ 、 $(V_{dc}/3 + V_{zg})$ 、 (V_{zg}) 、 $(-V_{dc}/3 + V_{zg})$ 以及 $(-2V_{dc}/3 + V_{zg})$ 。但第一个和最后一个共模电压不在外六边形上产生矢量状态, 避免了合成的相电压大小超过 $V_{dc}/3$ 。另外 3 种可能的状态如图 14-9 所示。很明显, 产生 V_{zg} 共模电压的这些状态所能合成电压矢量的范围最宽。另外, 这种共模电压值允许插入零状态 (即状态 111), 这对取得更小的输出电压值是非常重要的。可用的电压矢量形成一个六边形, 除了有 30° 相移之外, 该六边形与两电平逆变器的六边形相同。显然, 除了出现相移外, 这种简化的空间矢量集合的调制过程与两电平逆变器的调制过程相同。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

如图 14-10 所示, 采用基于如图 14-9 所示矢量的 PWM 方案将使正弦波调制可达到的区域变小^[7]。在过调制开始之前, 当所有状态变量都用上时, 相电压所能取的最大值为 $\sqrt{3}V_{dc}/2$ 而非 V_{dc} 。此外, 由于内部六边形的所有状态变量都没用上, 故其加权总谐波畸变明显比两电平逆变器的严重。

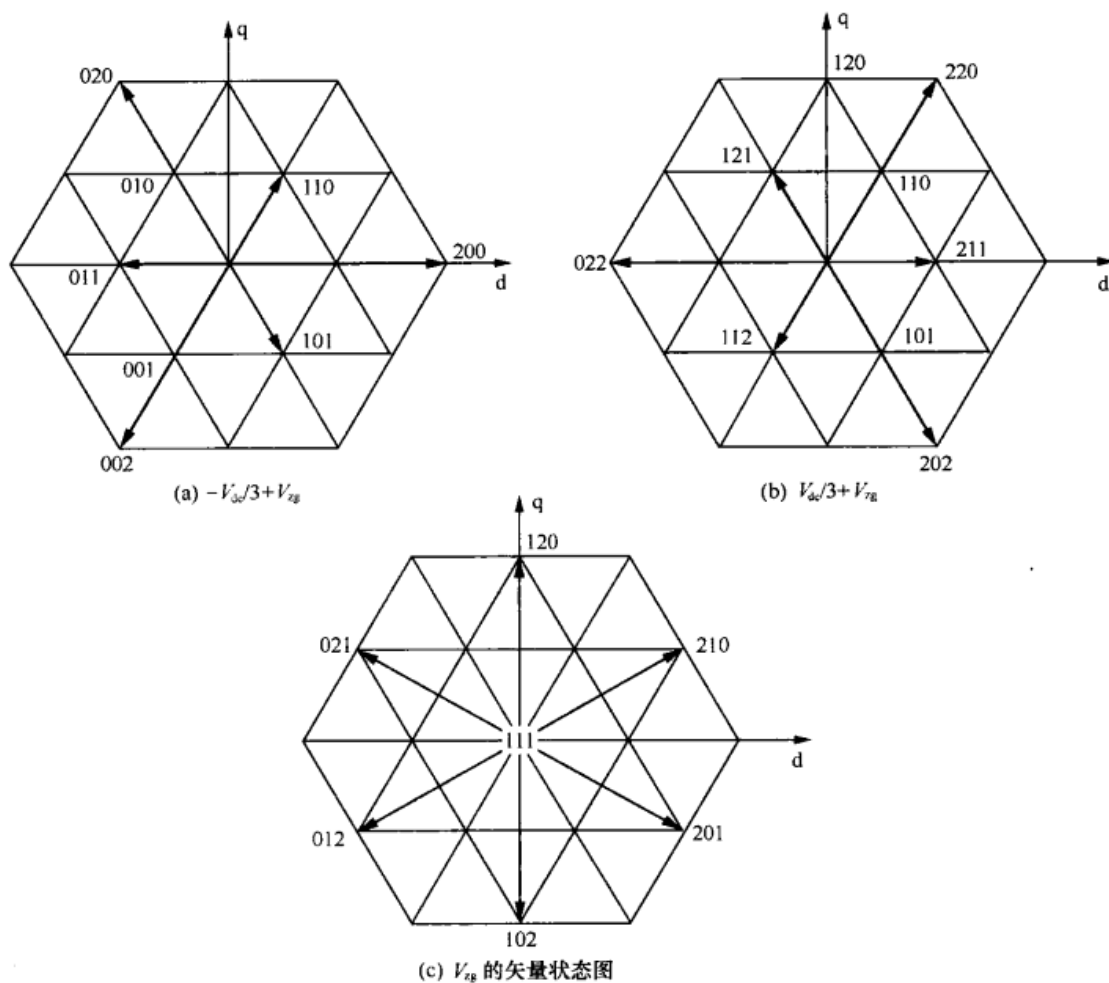


图 14-9 用于产生的共模电压

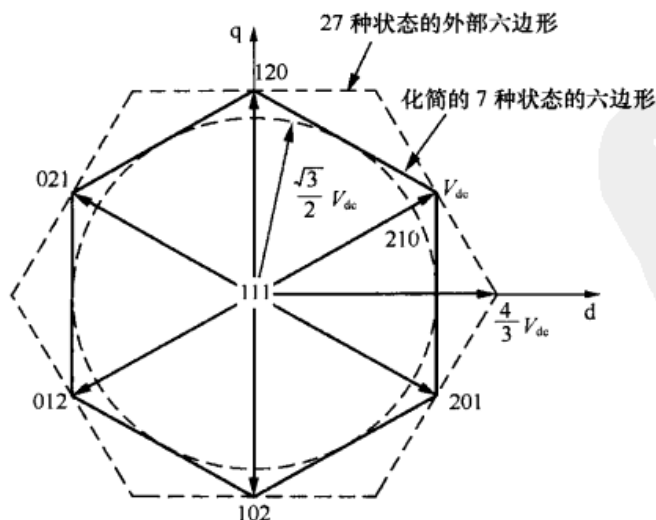


图 14-10 三电平逆变器化简的零共模电压的 7 种状态所构成的六边形, 以及平衡正弦三相电压下的调制范围

第 14 章 调制技术的发展

这种消除状态的过程可以很容易地推广应用于奇次电平逆变器。如图 14-11 所示, 这些矢量状态用于五电平逆变器仍产生一恒定的共模电压 V_{zg} , 并且可以看出五电平逆变器简化成为一等效的三电平逆变器。连续不过调制的脉宽调制能达到的最大电压值又一次缩小为原有的 $\sqrt{3}/2$ 倍。

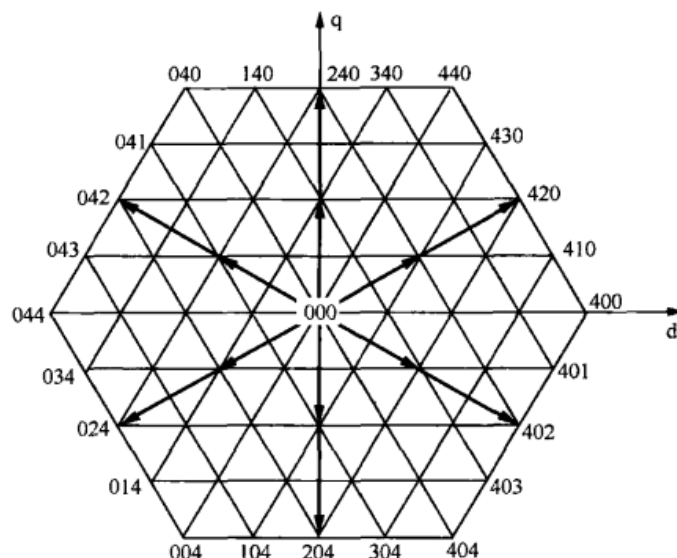


图 14-11 五电平逆变器要取得恒定共模电压的可选取的矢量状态

偶数次电平的逆变器可以用同样的方式来调制, 从而获得一个恒定的共模电压。但是其效果不如奇数次电平的逆变器那样令人满意。通常情况下可选取那些能产生共模电压 $(kV_{dc}/3 + V_{zg})$, $k=0, \dots, 9$ 的开关算法。这些可供选择的算法当中有许多用处不大, 例如, 当 $k=0$ 或者 9 时, 只有原点处的矢量可用; 而 $k=1, 2, 7, 8$ 时共模电压的值使得只能选取内部六边形内的矢量, 这使得负载上的电压无法达到直流环节电压值。如图 14-12 所示, 当 $k=3$ 和 4 时将分别得到共模电压值 $(V_{dc} + V_{zg})$ 和 $(4/3V_{dc} + V_{zg})$ 。尽管各种情况可选用许多矢量来实现恒定的共模电压, 但连续正弦调制的最大输出电压值却受到严重限制。很容易确定出, 当 $k=3$ 时其最大输出电压为 $3/2V_{dc}$, 而当 $k=4$ 时其最大输出电压增至 $2V_{dc}$ 。但从直流电压利用率的角度来看, 这仍然比三电平的情况要来得差些。 $k=5$ 和 6 时的电压矢量可由 $k=3$ 和 4 时的电压矢量作简单的矢量旋转得到, 它们均具有相同的最大输出电压限制。

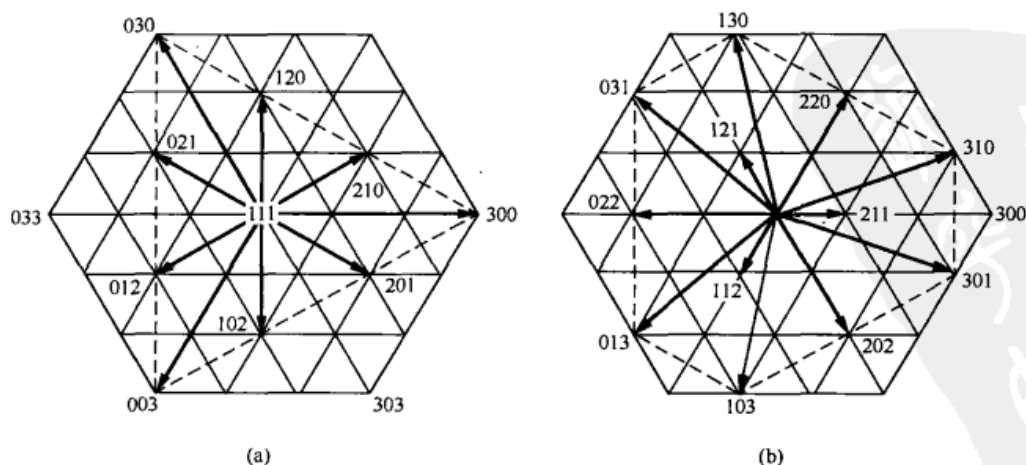


图 14-12 四电平逆变器要取得恒定共模电压(a) $(V_{dc} + V_{zg})$ 和(b) $(4/3V_{dc} + V_{zg})$ 可选取的矢量状态

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

偶数次电平逆变器与其奇数次相（三相）负载的不兼容性问题引出了共模电压控制的最基本问题，对简单的两电平电路来说尤其如此。由于大多数负载是三相负载，所以使用两电平逆变器时总是存在固有的共模电压。目前已经知道，若逆变器的电平数和负载的相数均为奇数，那么就可以解决上述问题。另外一种解决方法是，当逆变器为两电平逆变器时，选择带有偶数次相的负载。出于经济性的原因，极少选择这种做法。但已经清楚的是，可以合成一个额外的相充当第四相，该相中流过 PWM 开关谐波而不包含基波负载分量。因此这一额外相上的开关电流等级可以选得很小。该电路的原理图如图 14-13 所示。

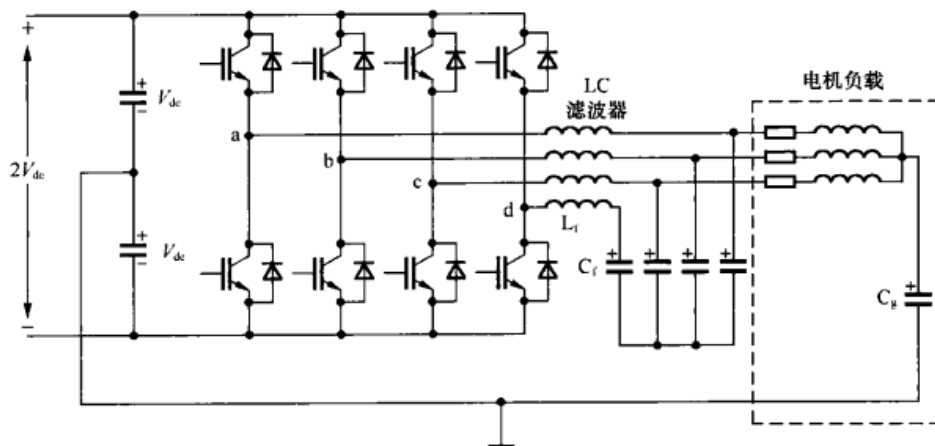


图 14-13 带有二阶 LC 滤波器和电机负载的四相桥臂逆变器

14.4 四相桥臂逆变器调制

如图 14-13 所示的逆变器拓扑结构也可用于第四相桥臂全额定功率的应用场合，比如不平衡三相星形连接负载，但该负载需要可供连接的物理中性点。在这些应用场合，第四相桥臂 d 需要根据其他三相桥臂的共模平均值来进行调制，其参考波形定义为

$$v_d^* = (v_a^* + v_b^* + v_c^*)/3 \quad (14-48)$$

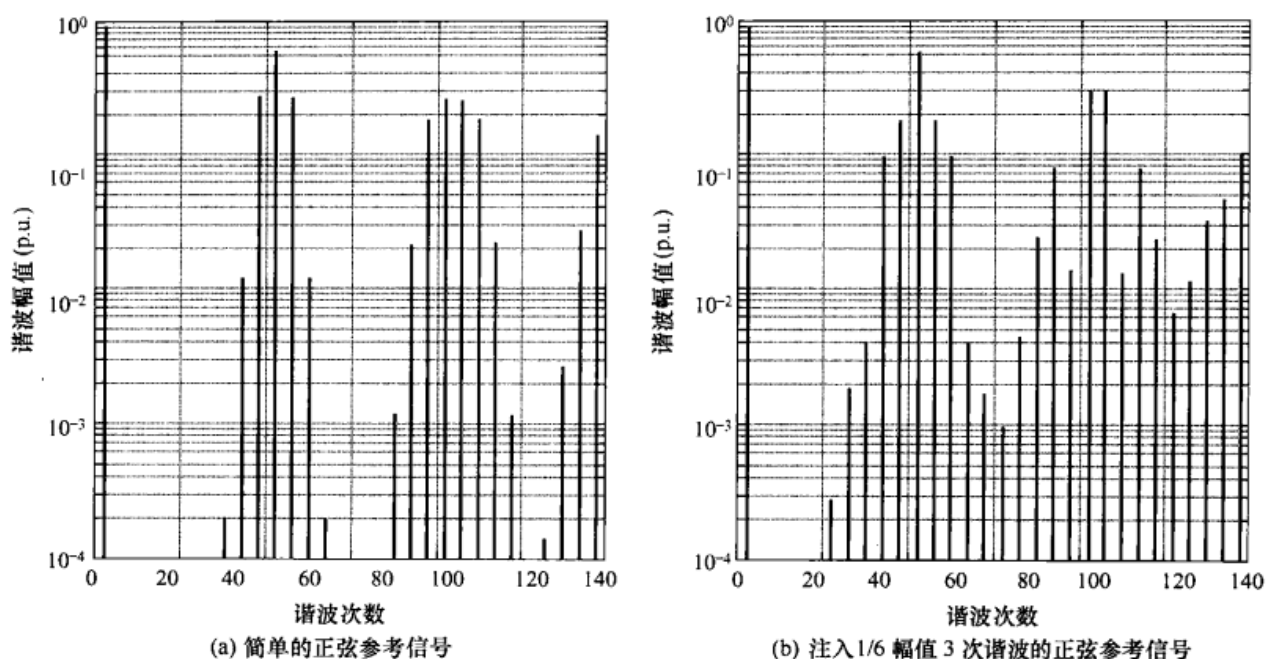
显然其主电路相桥臂参考波形为简单的正弦波，其波形如式 (5-1)、式 (5-2) 和式 (5-3) 所定义；为了实现输出电压平均值为零，这意味着桥臂 d 开关的占空比固定为 50%。采用更复杂的相参考波形的调制方法，如式 (5-19)、式 (5-20) 和式 (5-21) 所定义的 3 次谐波注入参考波形，桥臂 d 的参考波形定义为

$$v_d^* = M_3 \cos 3\omega_0 t = -\frac{M}{6} \cos 3\omega_0 t \quad (14-49)$$

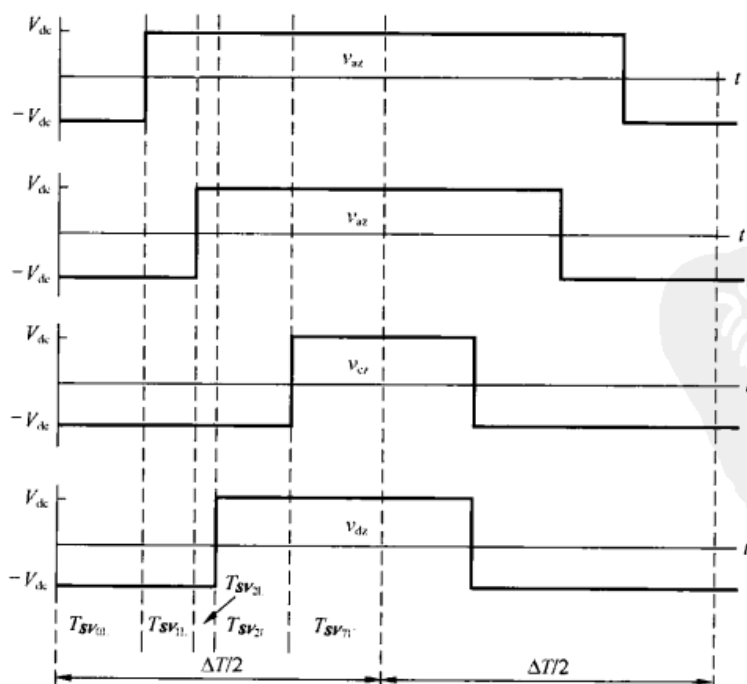
第 6 章中所讨论过的空间矢量和各种不连续脉宽调制算法均有各自的平均共模电压定义，利用式 (14-48)，并采用表 6-2 所给出的空间矢量调制的各相桥臂参考波形的定义以及表 6-5 至表 6-10 所给出的不连续调制的各相桥臂参考波形的定义，可计算出各自的平均共模电压。

图 14-14 分别给出了基本相桥臂（即 a、b、c 相）参考波形为简单的正弦和注入了 3 次谐波的正弦波情况下的线—中性点输出相电压频谱（a/b/c 相对 d 相）。在这两种方法中，除了 3 次谐波注入法的载波谐波略有减少以及基带三次谐波被消除之外，主要相桥臂的频谱几乎完全相同，分别见图 5-4(a) 和图 5-7(a)。因为简单方波的载波谐波和正弦调制系统的载波谐波的幅值不同，又由于因此共模分量的注入基带三次谐波应该从线—中性点电压中被消除，因而出现上述现象。

第 14 章 调制技术的发展

图 14-14 $M=0.9$ 、 $f_o/f_0=21$ 时, 双边沿自然采样脉宽调制下四桥臂逆变器的相一第四桥臂谐波频谱

由于四相桥臂逆变器有 16 种开关组合, 需要扩充空间矢量的概念以符合四相桥臂逆变器的需要。然而由于基本的三相桥臂之间的线—线输出组合必须保持不变, 因此唯一的办法是将各有效空间矢量一分为二——一半对应第四桥臂上桥臂开关导通, 另一半对应第四桥臂下桥臂开关导通。图 14-15 给出了第一个扇区内这些空间矢量的生成方法, 可以看到, 为了反映第四相桥臂状态的变化, SV_2 在 SV_2 的时间间隔被分割成 SV_{2L} 和 SV_{2U} 。当然, 在任何特定的时刻, 由于式 (14-48) 的居中效应, 第四桥臂的状态切换过程总是发生在最长的有效空间矢量的时间间隔上, 因此只有两个有效空间矢量中最大的那个才被分割成两部分。

图 14-15 在第一个扇区内四相桥臂逆变器的空间矢量调制的脉冲模式, 其中 $0 \leq \theta_0 \leq \pi/3$ 且有效脉冲居中

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

应用式 (1-37) 的扩展形式, 可以在三维矢量空间中表示四相桥臂逆变器。这种扩展变换称为二次变换^[9]。为了与本文其他内容相一致, 对该变换按比例缩放, 有

$$\begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \\ f_0 \\ f_z \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} & -\frac{3}{2\sqrt{2}} \\ \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & \frac{-3\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \\ f_d \end{bmatrix} \quad (14-50)$$

其中 f_z 是填充变量, 在三相调制条件下可以去掉 f_z (正如在两电平调制中可以去掉 f_0 一样)。

将该变换应用于四桥臂逆变器的 16 种开关组合可得如图 14-16 所示的空间矢量图。此图还给出了三维空间矢量在二维坐标系上的投影, 这些投影和前面已经研究过的线-线空间矢量相一致。因此, 四相桥臂逆变器的空间矢量调制过程可当作是沿着如图 14-16 所示的单位圆 (当然, 若调制比降低, 则圆的直径减小) 在二维平面上旋转的参考矢量的追随过程。在此过程中空间矢量在上、下空间矢量选项间交替切换以保持中性点, 或者达到诸如减小共模电压等标准 (如早先在 14.3 节中所提到的那样)。

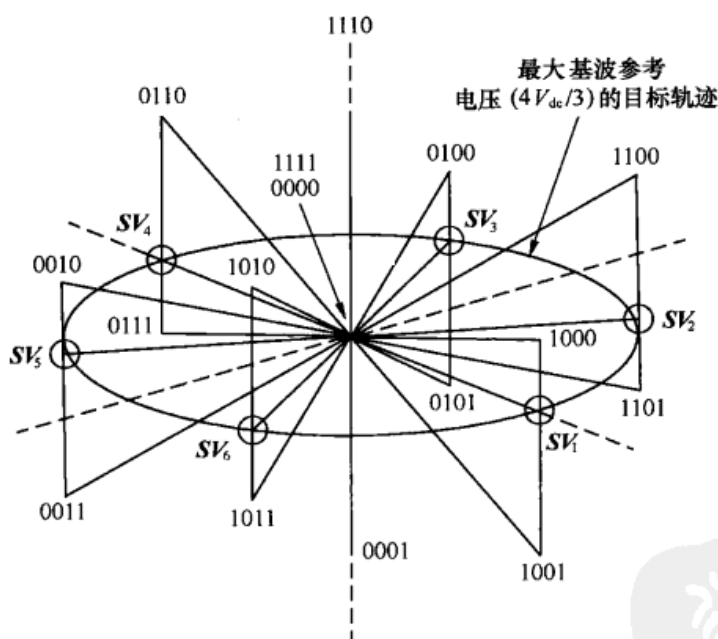


图 14-16 四相桥臂逆变器开关状态的三维空间矢量表示

14.5 最小脉冲宽度的影响

到目前为止, 对三相逆变器 PWM 进行谐波分析都是用理想波形来评估的。但实际上, 输出电压波形并非与理想波形相一致。其根本原因是每相桥臂上两个开关器件的驱动信号的脉冲宽度并非简单的互补逻辑关系。为了防止同一桥臂上的两个开关器件同时导通而导致直流电路直接短路, 需要对理想波形进行修改以使得在一个开关器件关断和与其互补的开关器

第 14 章 调制技术的发展

件开通之间插入一段时间。同一桥臂的上下两个开关器件同时导通的情况，一般称为击穿，器件开关所故意引入的延迟 T_d ，称为死区时间或滞留时间。死区时间提供了器件的安全区间，减轻了诸如晶体管的存储时间等与器件有关的效应的影响。

当逆变器 PWM 电压接近其最大值时，脉冲宽度变得越来越窄。当脉冲宽度减小到死区时间时，它将不能够再减小。为了防止器件击穿，其最小脉宽变为 t_d 。此过程称为脉冲闭锁。只有通过突然、零散地消除掉该脉冲才能进一步增加输出电压，此过程称为脉冲丢失。通常逆变器在过调制区间朝方波方向运行过程中，现代快速开关器件 IGBT 要求死区时间在脉冲闭锁—丢失过程中不会造成严重的伏秒误差。然而，随着开关功率等级的增加，必须采用更慢的 IGBT 器件或者 GTO，以便降低开关频率并且需要增加死区时间。数兆瓦功率等级逆变器的开关频率很少有超过几百赫兹的。特别是对于多电平逆变器来说，脉冲丢失的影响会变得异常重要。多电平逆变器的脉冲丢失现象主要发生在电平数的转换过程中或是向方波运行方式的过渡过程中^[10]。即使采用了共模消除算法，脉冲封闭仍使得第 14.2 节所描述的共模电压算法无法获得一个完全恒定的共模电压^[6]。

例如，三电平逆变器的一个扇区如图 14-17 所示。

为了平衡中性点直流电压，在时间间隔 ΔT 期间内都必须选择两个中间电压矢量 (V_{100} 、 V_{211} 和 V_{110} 、 V_{211}) 以确保电流能流进流出直流环节电压的中点，从而为平衡两直流环节电容电压提供了解决途径。首先来看看图 14-18 中三角形 A 的运行情况，它用来图解常规的脉宽调制序列。此情况下，在半个开关周期 $\Delta T/2$ 内经历了所有的中间电压状态。而在下半个开关周期中，这些电压状态经历顺序将变反。但是，当目标电压接近此三角形的右侧时，可以看到，零电压矢量的作用时间越来越短。沿着右手边沿在 a 相和 c 相不能满足最小脉冲宽度限制的要求，因此采用这种脉宽调制算法无法在三角形的该区域运行。

要在图 14-18 中三角形的阴影部分运行，可采用如图 14-19 所示的两种附加的开关模式。可以看到，状态 211 沿着三角形 A 的左手侧将变得任意小，而状态 221 沿着三角形的底边将变小。这两种模式均在三角形的右侧区域产生电压。因此，将这三种开关模式相结合就能实现在三角形 A 上任意位置处的电压矢量。应该注意的是，两对冗余状态中只有一对能够用于这两种附加的开关模式中。结果只有部分开关工作，而其余有些开关根本没有工作，造成开关应力不平均。但开关应力在一个完整基波周期内却是平均的。

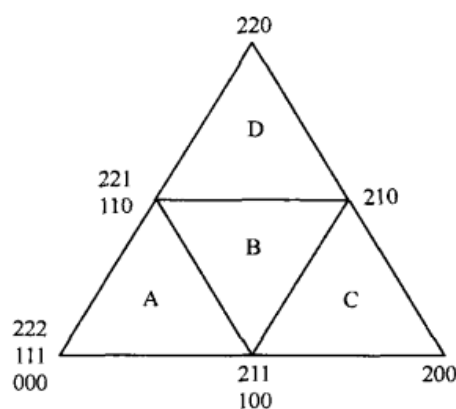


图 14-17 三电平逆变器六边形的一个扇区

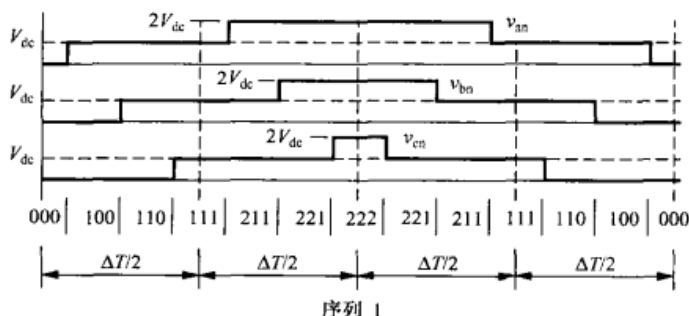


图 14-18 在三角形 A 中获得一个电压矢量的第一种序列

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

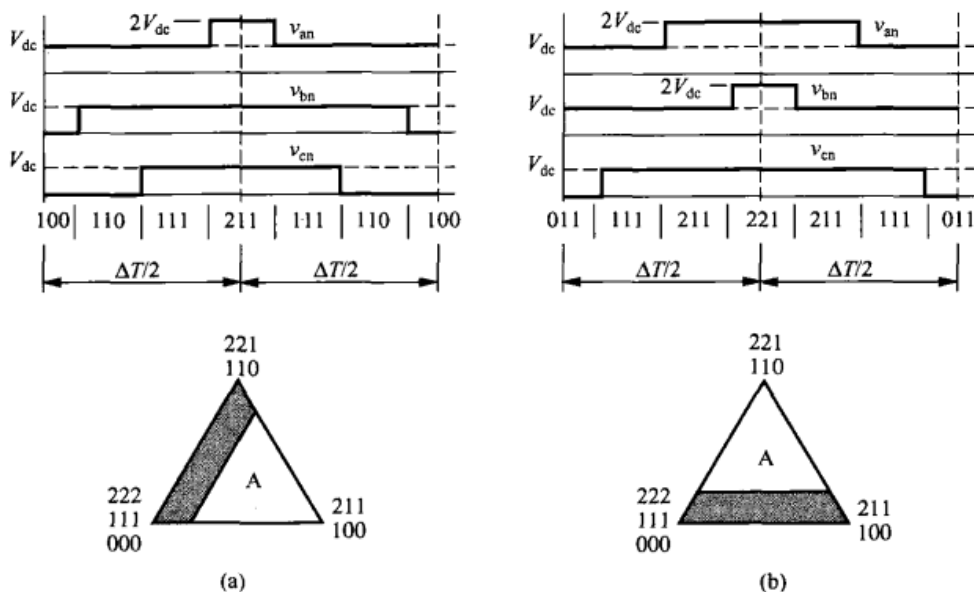


图 14-19 在三角形 A 中获得一个电压矢量的(a)第 2 种序列和(b)第 3 种序列

可以用相同的方式来为三角形 B、C 和 D 区域设计电压矢量序列。图 14-20 给出了为三角形 B 设计的两种可用的电压序列。这两种电压序列仍无法达到某些区域。但除了顶点 210 附近的区域之外，只要通过合理选择序列，就能实现在整个三角形中任意位置的电压矢量。用于三角形 C 和 D 的电压序列如图 14-21 所示。在这种情况下，这些三角形中的每一个只能采用一种序列。不可到达的区域仍位于各三角形的外边缘处，在此区域内逆变器由 PWM 运行转换为方波运行。当然，这些条件与简单的两电平逆变器运行工作时相同。可以采取第 9 章所概述的方式，通过有选择性的脉冲消除使这一问题得到解决。通过合理地选择序列可以避开最小脉冲限制，但对图 14-22 所示的由 PWM 转换到方波运行的区域除外。很显然，这一问题可以推广应用于任意电平数的二极管钳位式多电平逆变器。

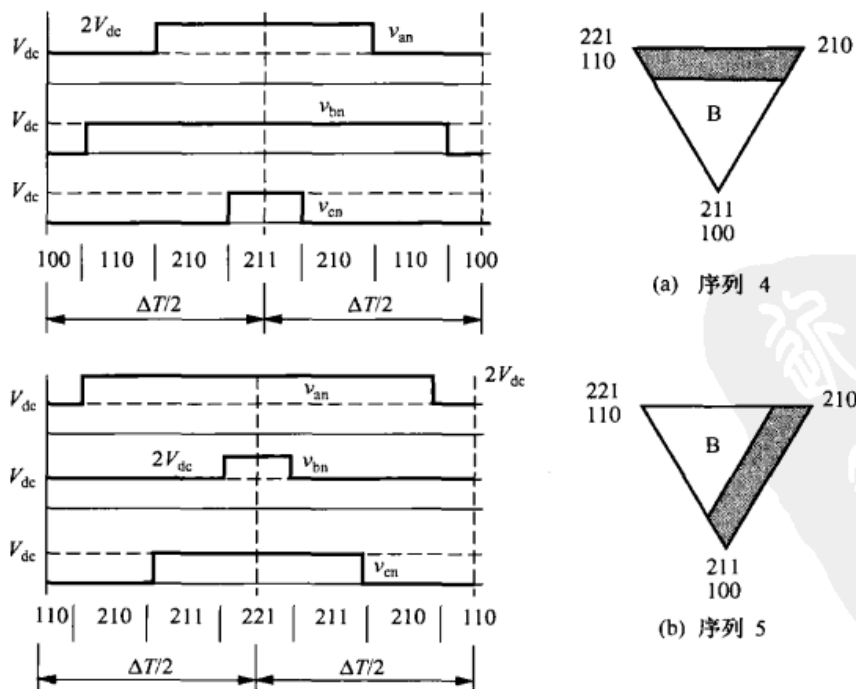


图 14-20 三角形 B 的两种可行的电压序列

第 14 章 调制技术的发展

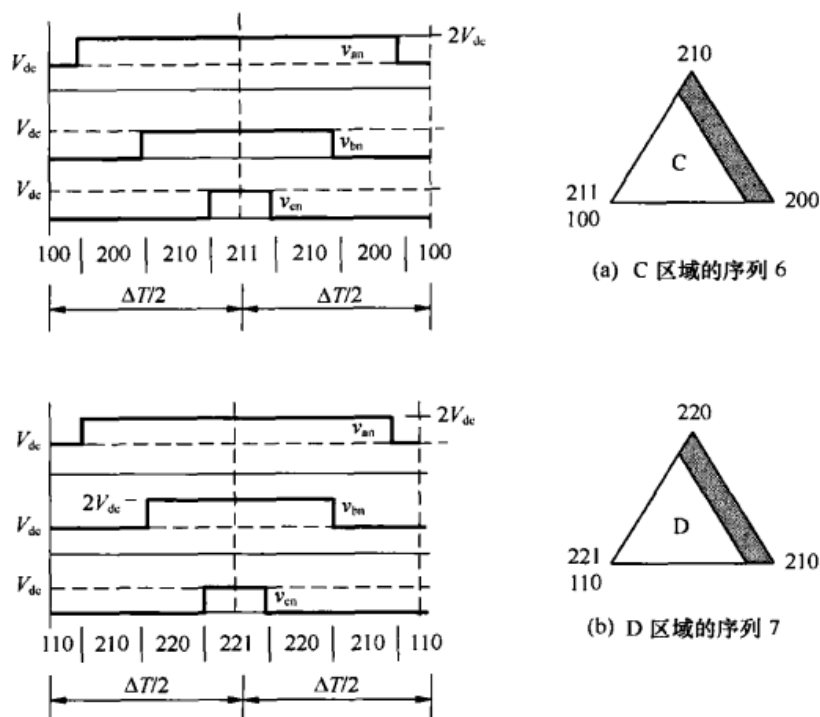


图 14-21 三角形 C 和 D 的电压序列，图中显示了无法到达的区域

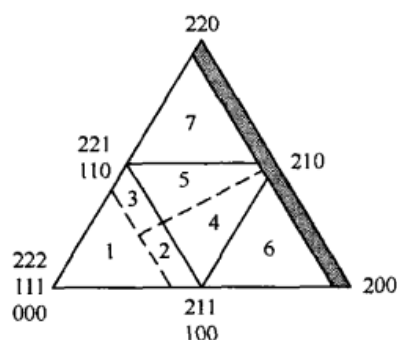


图 14-22 三电平六边形某一扇区的运行区域，图中显示了最小脉宽限制影响下的序列选择方案，其中阴影部分为不可到达的区域

14.6 脉宽调制死区补偿

除了引发最小脉冲宽度的限制之外，死区时间在每一个开关动作时刻还有另一个不利影响。这种影响可以通过研究三相 PWM 逆变器的一个桥臂来检验（见图 14-23）。如图 14-24 所示，存在 4 种可能的换流序列^[11]。第一，假设输出电流为正，并且晶体管 T_1 从导通状态转换到关断状态，经过微小的延迟后 T_2 从关断状态转换到导通状态。在死区期间， D_2 处于开通状态，而 D_1 阻止电流流向正直流母线，这样使得输出端输出正确的电压。第二，在输出电流仍然为正时，让晶体管 T_1 从关断状态转换为导通状态，而晶体管 T_2 从导通状态转换为关断状态。在死区

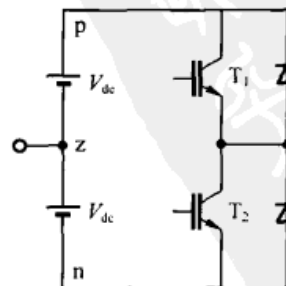


图 14-23 三相 PWM 逆变器的一个桥臂

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

期间, D_2 仍处于开通状态, D_1 阻断电流流向负直流母线。可以注意到, 因为在死区期间输出端被钳位于负直流母线, 所以在这情况下电压会有损耗。

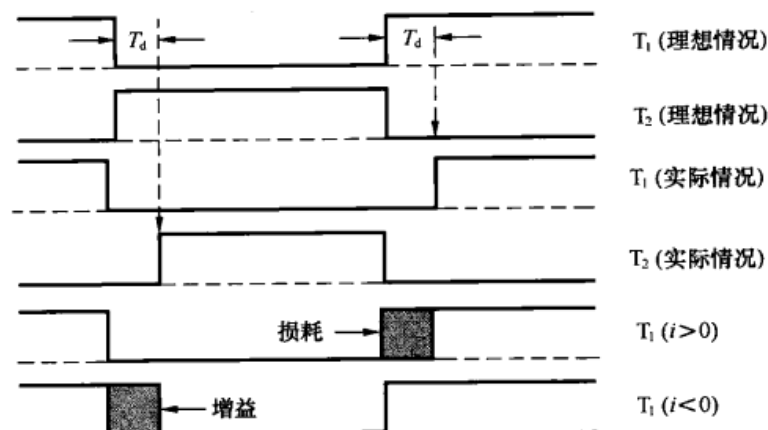


图 14-24 正、负输出电流情况下器件 T_1 和 T_2 的理想脉冲模式与实际的脉冲模式

当输出电流为负时, 存在两个附加条件。首先假设晶体管 T_1 从关断状态转换到导通状态, 而 T_2 从导通状态转换到关断状态, 那么 D_1 导通, 而 D_2 阻断电流流通。正确的电压再次施加到输出端。最后, 假设晶体管 T_1 从导通状态转换到关断状态, T_2 稍后从关断状态转换到导通状态, 那么 D_1 仍导通而 D_2 阻断电流流通。然而, 在这种情况下其输出端钳位于正直流母线, 但期望输出端转换到负直流母线。于是, 在这种条件下电机端电压会获得一个增益。当研究一个完整的周期时, 其结果波形如图 14-25 所示, 其中为方便展示死区的影响, 载波比仅为 6^[12]。应该注意的是, 误差电压 V_{err} 和电流同相, 这相当于在负载上增加了串联电阻。已经知道, 当负载包含各类交流电机时, 串联电阻会严重影响系统稳定性, 且实际上会造成系统不稳定从而导致非受迫性的速度和转矩的振荡^[13,14]。另外, 由于所有的误差脉冲基本上一致, 因此其电压为矩形。由于这些脉冲必须在负载上产生一个等量的反向电压, 因此负载上会出现低频奇次谐波分量。由于每个脉冲的平均偏差值 Δe 可由下式测得

$$\Delta e = 2T_d V_{dc} \quad (14-51)$$

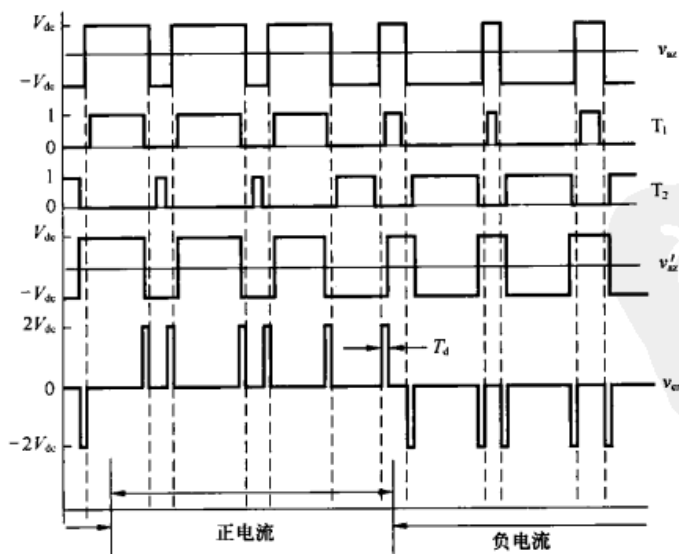


图 14-25 逆变电压波形的死区时间影响, 其中 v_{az} 为相对于直流环节电压中点的理想开关输出电压, T_1 和 T_2 为经过死区补偿的相桥臂开关的逻辑状态, v'_{az} 为实际开关输出电压以及 V_{err} 为误差电压 ($V_{az} - v'_{az}$) T_1 和 T_2 为经过死区补偿的相桥臂开关的逻辑状态, v'_{az} 为实际开关输出电压, V_{err} 为误差电压 ($V_{az} - v'_{az}$)

第 14 章 调制技术的发展

于是逆变器输出半个周期内的平均电压偏差值为

$$\begin{aligned}\Delta V &= \frac{N}{2} \frac{\Delta e}{\Delta T/2} \\ &= \frac{2NT_d V_{dc}}{\Delta T}\end{aligned}\quad (14-52)$$

其中, N 为每个循环中开关的次数, ΔT 为一个周期时间。

图 14-26 展示了平均电压偏差值如何影响逆变器的输出电压^[15]。电压 v^* 表示没有死区影响时的理想基波电压分量。假设逆变器提供给感性负载的电流滞后电压 v^* 相角 ϕ' , 由于死区时间在电流负(正)半周期上会增加(减少)输出电压, 因此平均电压偏差可以表示成一个幅值为 ΔV 的方波 Δv 。若 Δv_1 代表 Δv 的基波分量, 则 Δv_1 的有效值为

$$\Delta V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \Delta V \quad (14-53)$$

如图 14-26 虚线所示的夸张波形, 死区时间的主要影响是在理想参考电压 v^* 上叠加了 Δv 。因此, 如图 14-26 中加黑实线所示, 含死区时间影响在内的有效基波分量就变成了 v^* 和 Δv_1 之和。如果忽略电流的谐波分量, v_1 和 i 之间的相移 ϕ' 对应负载的基波功率因数角。显然, 形成的基波输出电压在幅值、相位上均与参考电压波形不同。

图 14-27 以相量形式描述了图 14-26 所展示的各电压、电流之间的关系。由三角函数可以很容易得到

$$(V_1^*)^2 = \Delta V_1^2 + V_1^2 - 2(\Delta V_1)V_1 \cos(\pi - \phi) \quad (14-54)$$

求解出的实际输出电压 V_1 和理想电压的比值为

$$\frac{V_1}{V_1^*} = -\frac{\Delta V_1}{V_1^*} + \sqrt{1 - \frac{\Delta V_1}{V_1^*} \sin^2 \phi} \quad (14-55)$$

由于对于固定的 $\Delta/\Delta T$ 、 T_d 以及 V_{dc} 来说, ΔV_1 是个常量, 因此当参考电压幅值下降趋向于零时电压误差的影响将变得更加明显。

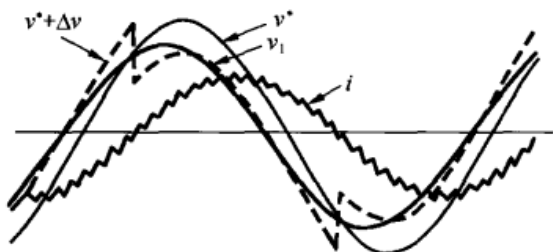


图 14-26 死区时间对输出基波电压的影响

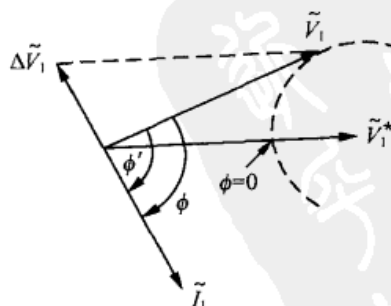


图 14-27 图 14-26 所对应的相量图

将式 (14-53) 除以参考信号 V_1^* 的有效值, 并且记 $\sqrt{2}V_1^*/V_{dc} = M$, 则有

$$\frac{\Delta V_1}{V_{dc}} = \frac{8 NT_d}{\pi \Delta T M} \quad (14-56)$$

将式(14-56)代入式(14-55)中可以得到作为调制比函数的单位输出电压的表达式。图14-28给出了,当 $\Delta V_1/V_{dc} = 0.05$ ($NT_d/\Delta T = 0.02$)时,死区时间的影响与调制比 M 及功率因数的函数关系图。当功率因数增大时,则电压跌落会变小。另外,可以看到,当死区时间造成的电压跌落等于参考电压时,其输出电压降为零。

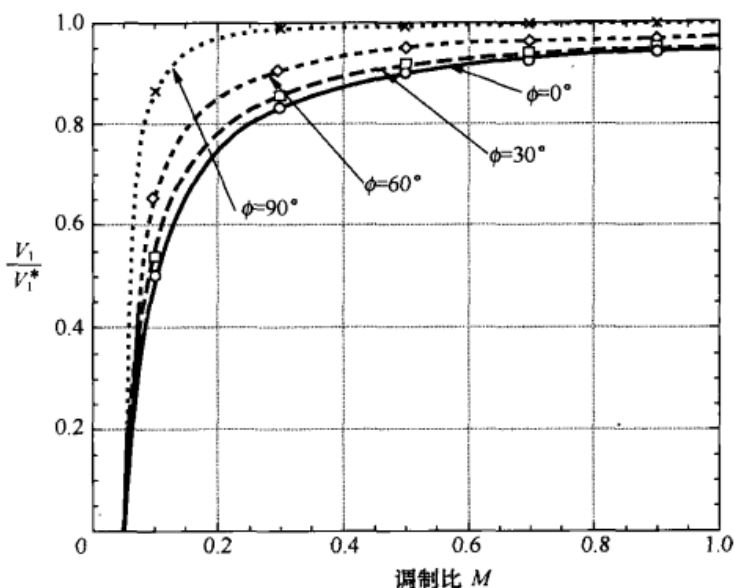


图 14-28 假设死区时间造成额定电压下降 5% 时, 标么化输出电压随调制比 M 的变化曲线

图 14-29 的波形演示了如何对死区时间进行补偿^[12]。图 14-29(a)和图 14-29(b)给出了采用一般的死区时间所得到的器件 T_1 和 T_2 的理想开关波形。图 14-29(c)和图 14-29(d)中的这两个信号为逻辑或关系并存在一个死区时间 T_d 的延迟。从图 14-29(e)到图 14-29(h)分别给出了需要进行补偿的四个信号的波形图。 T_1 、 T_2 的调整取值取决于电流的正负。这些信号可以由理想信号通过或逻辑和与逻辑运算来获得。修改后的逻辑信号可以在输出端得到理想的电压波形, 但该波形较理想波形延迟一个死区时间。通过对电压参考信号进行适当的超前电路运算可以对延迟时间进行补偿。本阶段的工作进展是对第 3 章中图 3-15 已讨论过的技术方案的一种改进。其现实方案的控制逻辑示意图如图 14-30 所示。利用关系运算放大器很容易实现比较器和开关模块。电流的检测只需要确定电流极性, 而确定电流的极性实现起来成本不高。另外, 文献[11]中还给出了死区时间补偿的纯数字方案。

迄今已经假定死区时间是个已知量, 通过编程写入逆变器的开关逻辑中。但需要重点强调的是, 实际情况并非完全如此, 这是因为晶体管器件重组时会导致关断延迟的出现。因此, 必须对两个附加的存储时间延迟 t_s 和电压上升时间 t_v 进行估计和补偿^[16]。与死区时间一样, 存储时间延迟基本上是一个纯时间延迟, 但它是与器件上瞬时充电过程以及温度有关的函数。在器件的开通过程中, 也会出现类似的延迟, 但延迟与器件相关性不是很强。因此, 如果没有精确的测量仪器, 永远无法对延迟时间进行准确补偿。

第 14 章 调制技术的发展

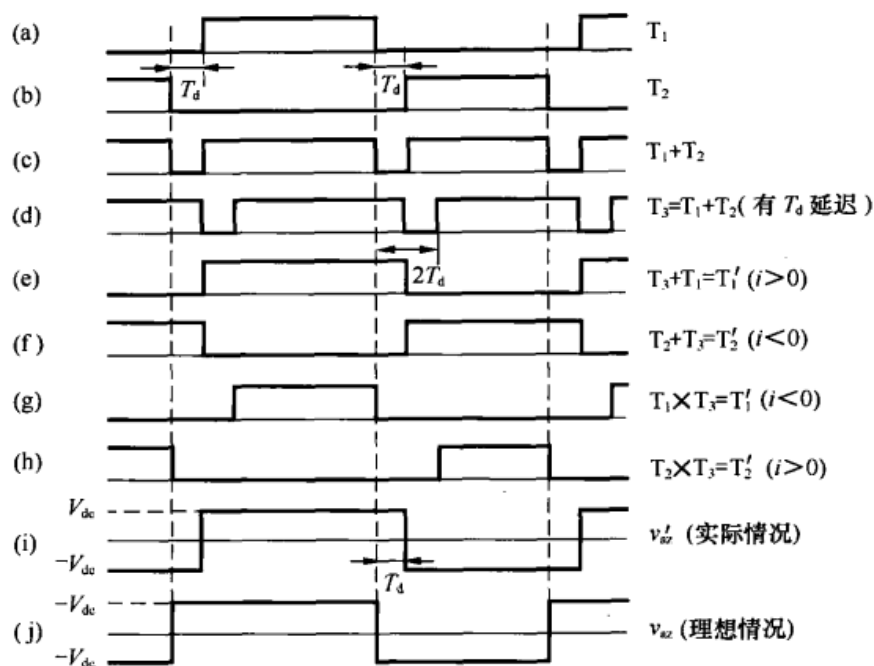


图 14-29 用于死区补偿的开关波形的生成方式, 其中 T_1 、 T_2 为未经补偿的门极逻辑信号, T_d 为死区时间延迟, i 为输出电流, T_1' 、 T_2' 分别为修正后的门极逻辑信号, v_{az} 为(理想的)目标开关相桥臂电压, v'_{az} 为(实际的)产生的开关相桥臂电压

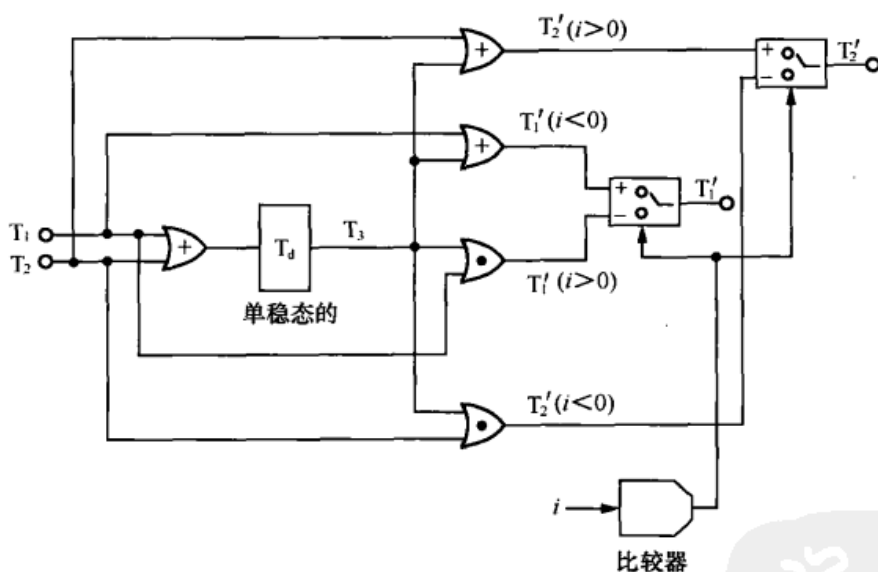


图 14-30 用于死区补偿的逻辑电路, 其逻辑信号与电流的极性有关

当电流值较大时, 死区时间补偿的效果是令人满意的, 但由于脉宽调制过程所产生的噪声以及纹波电流造成电流反方向过零, 使得图 14-30 中的比较器的状态就变得不确定。其结果是, 在几个脉宽调制周期内电流维持在零或在零附近, 这种效应称为电流钳位^[17]。图 14-31 给出一个电流钳位的例子。文献 [18,19] 采用了前馈和反馈技术来克服电流钳位效应。这两种方法均需对电流进行精确测量和控制。但是闭环控制的话题超出了本书范围, 而本书只专门聚焦于对开环脉宽调制算法所开展的研究, 于是本书就此结束。闭环控制方法将会在未来的教科书上占据大量篇幅。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

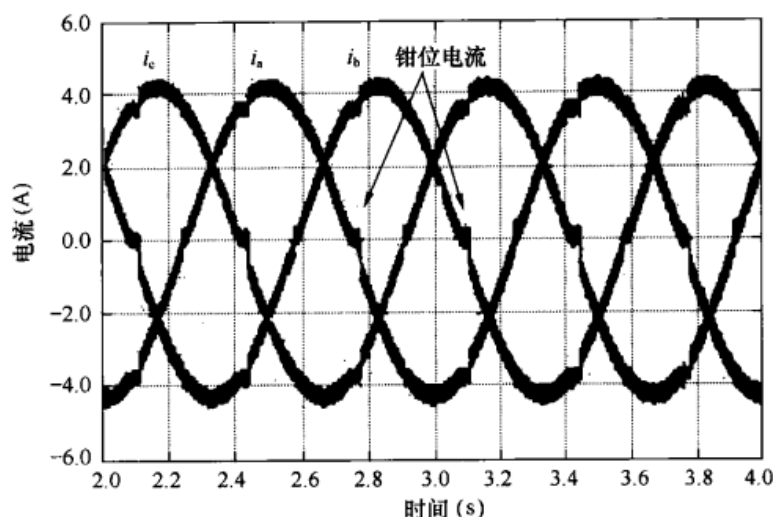


图 14-31 由死区时间延迟所引起的电流钳位效应 (仿真波形得到了 R.E.Betz 的许可^[19])

14.7 小结

对 PWM 这一课题的研究活动在世界范围内开展了近 40 年, 科研人员对其浓厚的研究兴趣有增无减。本章仅介绍了近几年来在本领域的若干重大进展, 读者可以从参考文献中获得更多的信息。当然, 更加强大的微控制器、数字信号处理器以及更低成本的晶体管开关器件的出现, 在可预见的未来将继续推动脉宽调制技术的研究。近年来, 其研究的关注点主要集中在有源 PWM 整流器、矩阵变换器、电磁干扰 (EMI) 的控制以及各种先进的电流控制方法。本书只为未来研究人员提供了几个有意思的研究方向。本书清晰地论述了脉宽调制技术这一神奇领域的研究现状, 这一技术的未来发展期待着广大读者去开创。

参考文献

- [1] S. Fukuda and K. Suzuki, "Using harmonic distortion determining factor for harmonic evaluation of carrier-based PWM methods," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, 1997, pp. 1534–1541.
- [2] A.M. Trzynadlowski, S. Legowski, and R.L. Kirlin, "Random pulse width modulation technique for voltage controlled power inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1987, pp. 863–868.
- [3] T.G. Habetler and D.M. Divan, "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 6, no. 3, July 1991, pp. 356–363.
- [4] J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, and P.S. Fredericksen, "Reduction of acoustical noise emission in AC machines by intelligent distributed random modulation," in *Conf. Rec. Fifth European Conference on Power Electronics and Applications (EP.)*, Brighton, 1993, vol. 4, pp. 369–375.
- [5] D. Vincenzi and J. Jin, "A three-phase regulated PWM rectifier with on-line feedforward input unbalance correction," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, Oct. 1994, pp. 526–532.
- [6] H. Zhang, A. von Jouanne, S. Dai, A.K. Wallace, and F. Wang, "Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, no. 6, Nov./Dec. 2000, pp. 1645–1653 (corrections in vol. 37, no. 1, p3).
- [7] P.C. Loh, D.G. Holmes, Y. Fukuta, and T.A. Lipo, "Reduced common mode carrier-based modulation strategies for cascaded multilevel inverters," in *Conf. Rec. Industry Applications Society Annual Conf.*, Pittsburgh, 2002, vol. 3, pp. 2002–2009.
- [8] A. Julian, G. Oriti, and T.A. Lipo, "Elimination of common mode voltage in three phase sinusoidal power converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 5, Sept. 1999, pp. 982–989.
- [9] M. Ryan, R.D. Lorenz, and R.W. De Doncker, "Modeling of multileg sine-wave inverters: A geometric approach," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 6, Dec. 1999, pp. 1183–1191.
- [10] M. Koyama, T. Fujii, R. Uchida, and T. Kawabata, "Space voltage vector based new PWM method for large capacity three-level GTO inverter," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, 1992, pp. 271–276.
- [11] D. Leggate and R.J. Kerkman, "Pulse-based dead-time compensator for PWM voltage inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 2, April 1997, pp. 191–197.
- [12] R.C. Dodson, P.D. Evans, H.T. Yazdi, and S.C. Harley, "Compensating for dead time degradation of PWM inverter waveforms," *IEE Proceedings (London)*, vol. 137, Pt. B, No. 2, Mar. 1990, pp. 73–81.
- [13] R.H. Nelson, T.A. Lipo, and P.C. Krause, "Stability analysis of a symmetrical induction machine," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 11, Nov. 1969, pp. 1710–1717.
- [14] P.C. Krause and T.A. Lipo, "Analysis and simplified representation of a rectifier-inverter induction motor drive," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 5, May 1969, pp. 588–596.
- [15] S.G. Jeong and M.-H. Park, "The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 2, April 1991, pp. 108–114.
- [16] A.R. Munoz and T.A. Lipo, "On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, July 1999, pp. 683–689.
- [17] Y. Murai, A. Riyanto, H. Nakamura, and K. Matsui, "PWM strategy for high frequency carrier inverters eliminating current-clamps during switching dead-time," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Houston, 1992, pp. 317–322.
- [18] J.W. Choi, S.I. Yong, and S.-K. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. Record (APEC)*, Orlando, 1994, pp. 100–106.
- [19] T. Summers and R.E. Betz, "Dead-time issues in predictive current control," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Pittsburgh, 2002, pp. 2086–2093.

附录 1

双变量控制波形的傅里叶级数表达式

傅里叶分解的原理是任何随时间规则变化的波形 $f(t)$ 可以用一个各次正弦谐波的无穷级数形式来表示, 即

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} (a_m \cos m\omega t + b_m \sin m\omega t) \quad (\text{A1-1})$$

其中

$$a_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \cos m\omega t d(\omega t) \quad m=0, 1, \dots, \infty \quad (\text{A1-2})$$

$$b_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \sin m\omega t d(\omega t) \quad m=1, 2, \dots, \infty \quad (\text{A1-3})$$

函数 $f(x, y)$ 是如下两个时间变量的函数

$$x(t) = \omega_c t + \theta_c \quad (\text{A1-4})$$

$$y(t) = \omega_o t + \theta_o \quad (\text{A1-5})$$

其傅里叶级数在 $y = y_1$ 处可写为

$$f(x, y_1) = \frac{a_0(y_1)}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} [a_m(y_1) \cos mx + b_m(y_1) \sin mx] \quad (\text{A1-6})$$

其中

$$a_m(y_1) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y_1) \cos mx dx \quad m = 0, 1, \dots, \infty \quad (\text{A1-7})$$

$$b_m(y_1) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y_1) \sin mx dx \quad m = 1, 2, \dots, \infty \quad (\text{A1-8})$$

显然, 系数 $a_m(y_1)$ 和 $b_m(y_1)$ 是函数 $a_m(y)$ 和 $b_m(y)$ 在 $y = y_1$ 处的特定值。函数 $a_m(y)$ 和 $b_m(y)$ 在整个 y 范围内周期性变化。由于它们是周期性的, 因此这些函数也能表示为傅里叶级数形式:

$$a_m(y) = \frac{c_{m0}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (c_{mn} \cos ny + d_{mn} \sin ny) \quad m = 0, 1, \dots, \infty \quad (\text{A1-9})$$

$$b_m(y) = \frac{e_{m0}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (e_{mn} \cos ny + f_{mn} \sin ny) \quad m = 1, 2, \dots, \infty \quad (\text{A1-10})$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

其中

$$c_{mn} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} a_m(y) \cos ny \, dy = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos mx \cos ny \, dx \, dy$$

$$m=0, 1, \dots, \infty \quad n=0, 1, \dots, \infty \quad (\text{A1-11})$$

$$d_{mn} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} a_m(y) \sin ny \, dy = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos mx \sin ny \, dx \, dy$$

$$m=0, 1, \dots, \infty \quad n=1, 2, \dots, \infty \quad (\text{A1-12})$$

$$e_{mn} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} b_m(y) \cos ny \, dy = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin mx \cos ny \, dx \, dy$$

$$m=1, 2, \dots, \infty \quad n=0, 1, \dots, \infty \quad (\text{A1-13})$$

$$f_{mn} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} b_m(y) \sin ny \, dy = \frac{1}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin mx \sin ny \, dx \, dy$$

$$m=1, 2, \dots, \infty \quad n=1, 2, \dots, \infty \quad (\text{A1-14})$$

查看这些方程式可以看出, 因为 x 和 y 是周期性变量, 所以得到的解是一般解。

利用三角等式将式 (A1-11) 到式 (A1-14) 展开为

$$c_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos(mx + ny) \, dx \, dy + \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos(mx - ny) \, dx \, dy$$

$$m=0, 1, \dots, \infty \quad n=0, 1, \dots, \infty \quad (\text{A1-15})$$

$$d_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin(mx + ny) \, dx \, dy - \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin(mx - ny) \, dx \, dy$$

$$m=0, 1, \dots, \infty \quad n=1, 2, \dots, \infty \quad (\text{A1-16})$$

$$e_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin(mx + ny) \, dx \, dy + \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin(mx - ny) \, dx \, dy$$

$$m=1, 2, \dots, \infty \quad n=0, 1, \dots, \infty \quad (\text{A1-17})$$

$$f_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos(mx - ny) \, dx \, dy - \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos(mx + ny) \, dx \, dy$$

$$m=1, 2, \dots, \infty \quad n=1, 2, \dots, \infty \quad (\text{A1-18})$$

$f(x, y)$ 的通用的傅里叶分量形式现可写为

$$f(x, y) = \frac{c_{00}}{4} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (c_{0n} \cos ny + d_{0n} \sin ny)$$

$$+ \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} (c_{m0} \cos mx + e_{m0} \sin mx)$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [(c_{mn} \cos ny + d_{mn} \sin ny) \cos mx + (e_{mn} \cos ny + f_{mn} \sin ny) \sin mx] \quad (\text{A1-19})$$

再次利用三角等式, 式 (A1-19) 可重新整理为

$$f(x, y) = \frac{c_{00}}{4} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (c_{0n} \cos ny + d_{0n} \sin ny)$$

附录 1 双变量控制波形的傅里叶级数表达式

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} (c_{m0} \cos mx + e_{m0} \sin mx) \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{2} [c_{mn} \cos(mx+ny) + c_{mn} \cos(mx-ny)] \\ & + \frac{1}{2} [d_{mn} \sin(mx+ny) - d_{mn} \sin(mx-ny)] \\ & + \frac{1}{2} [e_{mn} \sin(mx+ny) + e_{mn} \sin(mx-ny)] \\ & + \frac{1}{2} [f_{mn} \cos(mx-ny) - f_{mn} \cos(mx+ny)] \end{aligned} \right\} \quad (A1-20)
\end{aligned}$$

上式 (A1-20) 经合并可得

$$\begin{aligned}
f(x, y) = & \frac{c_{00}}{4} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (c_{0n} \cos ny + d_{0n} \sin ny) \quad (A1-21) \\
& + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} (c_{m0} \cos mx + e_{m0} \sin mx) \\
& + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\begin{aligned} & (c_{mn} - f_{mn}) \cos(mx+ny) + (e_{mn} + d_{mn}) \sin(mx+ny) \\ & + (c_{mn} + f_{mn}) \cos(mx-ny) + (e_{mn} - d_{mn}) \sin(mx-ny) \end{aligned} \right]
\end{aligned}$$

由式 (A1-15) 到式 (A1-18) 可知, 当 $m=1, 2, \dots, \infty$ 、 $n=1, 2, \dots, \infty$ 时, 式 (A1-21) 最后部分的系数为

$$\frac{1}{2} (c_{mn} - f_{mn}) = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos(mx+ny) dx dy \quad (A1-22)$$

$$\frac{1}{2} (c_{mn} + f_{mn}) = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos(mx-ny) dx dy \quad (A1-23)$$

$$\frac{1}{2} (e_{mn} + d_{mn}) = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin(mx+ny) dx dy \quad (A1-24)$$

$$\frac{1}{2} (e_{mn} - d_{mn}) = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin(mx-ny) dx dy \quad (A1-25)$$

最后, 由式 (A1-12) 和式 (A1-14) 可以看出, 对于任何给定 n 值, 都有 $d_{mn} = -d_{m(-n)}$ 和 $f_{mn} = -f_{m(-n)}$, 于是 (A1-12) 中的 $(mx-ny)$ 项的值可以通过将 n 为负数的 $(mx+ny)$ 项求和得到。

因此, $f(x, y)$ 的完整解为

$$\begin{aligned}
f(x, y) = & \frac{c_{00}}{4} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (c_{0n} \cos ny + d_{0n} \sin ny) \quad (A1-26) \\
& + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} (c_{m0} \cos mx + e_{m0} \sin mx) \\
& + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \left[\begin{aligned} & (c_{mn} - f_{mn}) \cos(mx+ny) \\ & + (d_{mn} + e_{mn}) \sin(mx+ny) \end{aligned} \right]
\end{aligned}$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

将式 (A1-24) 乘上 j , 并与式 (A1-22) 相加, 便得到复数形式的表达式。由此定义得到的系数为

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{(c_{mn} - f_{mn})}{2} + j\frac{(d_{mn} + e_{mn})}{2} \quad (\text{A1-27})$$

其中

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) [\cos(mx + ny) + j\sin(mx + ny)] dx dy \\ &= \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx + ny)} dx dy \end{aligned} \quad (\text{A1-28})$$

根据以上的系数, 现可将式 (A1-26) 表示为

$$\begin{aligned} f(x, y) &= \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cos ny + B_{0n} \sin ny) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos mx + B_{m0} \sin mx) \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)] \end{aligned} \quad (\text{A1-29})$$

最后, 将式 (A1-4) 和式 (A1-5) 代入式 (A1-29) 中, 则式 (A1-29) 的时间表达式变为

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \{A_{0n} \cos[n(\omega_o t + \theta_o)] + B_{0n} \sin[n(\omega_o t + \theta_o)]\} \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \{A_{m0} \cos[m(\omega_c t + \theta_c)] + B_{m0} \sin[m(\omega_c t + \theta_c)]\} \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} &A_{mn} \cos[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \\ &+ B_{mn} \sin[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_o t + \theta_o)] \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A1-30})$$

文献[1]中常用式 (A1-30) 的表达形式。第一行表示直流分量、基波分量 (当 $n=1$ 时) 以及基带谐波分量, 其中基带谐波分量的频率是基波分量的整数倍; 第二行表示载波谐波分量, 其频率为调制频率的整数倍; 第三行表示边带谐波分量, 边带谐波分量位于主要载波谐波分量两侧, 其频率为基波频率的整数倍。

需注意, 采用式 (A1-30) 这样的一般形式, 借助式 (A1-4) 和式 (A1-5) 中定义的偏移相角 θ_c 和 θ_o , 基带谐波 (包括基波) 与载波以及边带谐波之间的角度可以取任何值。

参考文献

- [1] S.R. Bowes, "New sinusoidal pulse-width modulated inverter," *IEE Proceedings (London)*, vol. 122, no. 11, Nov. 1975, pp. 1279-1285.

附录 2

雅可比—安格尔和贝塞尔函数关系式

A2.1 雅可比—安格尔展开

在推导不同调制策略下 PWM 波形的解析傅里叶解的过程中出现的一个通用表达式为 $e^{\pm j\xi \cos \theta}$, 即包含有另一正弦变量的正弦函数。在 PWM 的解析解的推导过程中, 该表达式必须乘上 $\cos n\theta$ 项并在 2π 内的某些区间上进行积分, 通过利用雅可比—安格尔展开^[1]将表达式 $e^{\pm j\xi \cos \theta}$ 展开成贝塞尔级数形式, 将便于进行有关的运算。雅可比—安格尔展开式为

$$e^{\pm j\xi \cos \theta} = J_0(\xi) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} j^{\pm k} J_k(\xi) \cos k\theta \quad (\text{A2-1})$$

式 (A2-1) 可重写为

$$\begin{aligned} \cos(\xi \cos \theta) &= J_0(\xi) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \cos k \frac{\pi}{2} J_k(\xi) \cos k\theta \\ &= J_0(\xi) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \cos k\pi J_{2k}(\xi) \cos 2k\theta \end{aligned} \quad (\text{A2-2})$$

且

$$\begin{aligned} \sin(\xi \cos \theta) &= 2 \sum_{k=1}^{\infty} \sin k \frac{\pi}{2} J_k(\xi) \cos k\theta \\ &= 2 \sum_{k=0}^{\infty} \cos k\pi J_{2k+1}(\xi) \cos[(2k+1)\theta] \end{aligned} \quad (\text{A2-3})$$

另外, 将 $\theta = \theta' - \pi/2$ 代入式 (A2-2) 和式 (A2-3) 中, 可得以下关系式:

$$\cos(\xi \sin \theta') = J_0(\xi) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(\xi) \cos(2k\theta') \quad (\text{A2-4})$$

且

$$\sin(\xi \sin \theta') = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(\xi) \sin[(2k+1)\theta'] \quad (\text{A2-5})$$

另一个很有用的结果是将 $\cos(\delta + \xi \sin \theta)$ 展开如下:

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$\cos(\delta + \xi \sin \theta) = \cos \delta \cos(\xi \sin \theta) - \sin \delta \sin(\xi \sin \theta) \quad (\text{A2-6})$$

将式 (A2-4) 和式 (A2-5) 代入式 (A2-6) 中, 可得

$$\begin{aligned} \cos(\delta + \xi \sin \theta) &= \cos \delta \left[J_0(\xi) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(\xi) \cos(2k\theta) \right] - \sin \delta \left\{ 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(\xi) \sin[(2k+1)\theta] \right\} \\ &= J_0(\xi) \cos \delta + \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(\xi) [\cos(\delta + 2k\theta) + \cos(\delta - 2k\theta)] \\ &\quad + \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(\xi) \{ \cos[\delta + (2k+1)\theta] - \cos[\delta - (2k+1)\theta] \} \end{aligned} \quad (\text{A2-7})$$

将上式中的正弦量合并并经过一些运算和化简后得到的最终表达式为

$$\cos(\delta + \xi \sin \theta) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\xi) \cos(\delta + k\theta) \quad (\text{A2-8})$$

A2.2 贝塞尔函数的积分关系式

将 $e^{j\xi \cos \theta}$ 和 $\cos(n\theta)$ 的乘积在 2π 区间上积分, 可得

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{\pm j\xi \cos \theta} \cos n\theta \, d\theta = \int_{-\pi}^{\pi} \left[J_0(\xi) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} j^{\pm k} J_k(\xi) \cos k\theta \right] \cos n\theta \, d\theta \quad (\text{A2-9})$$

式 (A2-9) 可化为

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{\pm j\xi \cos \theta} \cos n\theta \, d\theta = \int_{-\pi}^{\pi} J_0(\xi) \cos n\theta \, d\theta + \int_{-\pi}^{\pi} 2 \sum_{k=1}^{\infty} j^{\pm k} J_k(\xi) \cos k\theta \cos n\theta \, d\theta \quad (\text{A2-10})$$

只有当 $k = n$ 时, 等式 (A2-10) 右边的项在 2π 区间上的积分不为零, 于是式 (A2-10) 变为

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{\pm j\xi \cos \theta} \cos n\theta \, d\theta = \int_{-\pi}^{\pi} 2j^{\pm n} J_n(\xi) \cos n\theta \, d\theta \quad (\text{A2-11})$$

上式可化简为

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{\pm j\xi \cos \theta} \cos n\theta \, d\theta = 2\pi j^{\pm n} J_n(\xi) \quad (\text{A2-12})$$

进行类似的推导, 将 $e^{\pm j\xi \cos \theta}$ 乘上 $\sin n\theta$, 并在 $0 \sim 2\pi$ 上积分, 可得

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{\pm j\xi \cos \theta} \sin n\theta \, d\theta = 0 \quad (\text{A2-13})$$

因此, 对于任何一个正的 n 和自然对数的正指数, 由式 (A2-12) 可得

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{j\xi \cos \theta} e^{jn\theta} \, d\theta = 2\pi j^n J_n(\xi) \quad (\text{A2-14})$$

特别地, 当 $n=0$ 时, 有

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{j\xi \cos \theta} \, d\theta = 2\pi J_0(\xi) \quad (\text{A2-15})$$

当 n 为负值时, 可推导出一个有用的恒等式。再次查看式 (A2-10) 可看出, 当 $k = |n|$ 时

附录2 雅可比—安格尔和贝塞尔函数关系式

(无论 n 为正还是负), 等式右边从 $0 \sim 2\pi$ 积分将得到唯一的非零项。因此, 当 n 为负值时, 式 (A2-12) 为

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{j\xi \cos \theta} \cos(-n\theta) d\theta = 2\pi j^{|n|} J_{|n|}(\xi) = 2\pi j^{-n} J_{-n}(\xi) \quad (\text{A2-16})$$

由式 (A2-16), 可得有如下恒等式:

$$J_{-n}(\xi) = (-1)^n J_n(\xi) \quad (\text{A2-17})$$

当自然对数的指数为负时, 可推导得到另一个重要的恒等式。那就是自然对数取负指数时, 由式 (A2-12) 可得

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\xi \cos \theta} \cos n\theta d\theta = 2\pi j^{-n} J_n(\xi) \quad (\text{A2-18})$$

式 (A2-18) 可写为

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\xi \cos \theta} \cos n\theta d\theta = 2\pi j^n J_n(-\xi) = 2\pi j^{-n} J_n(\xi) \quad (\text{A2-19})$$

进而可得以下恒等式, 有

$$J_n(-\xi) = (-1)^n J_n(\xi) \quad (\text{A2-20})$$

特别地, 当 $n=0$ 时, 有

$$J_0(-\xi) = J_0(\xi) \quad (\text{A2-21})$$

图 A2-1 显示了变量 $0 < \xi \leq 10$ 范围内头 7 条贝塞尔函数曲线。需注意, 只有第一条贝塞尔函数曲线 $J_0(\xi)$ 在 $\xi=0$ 处为非零值。

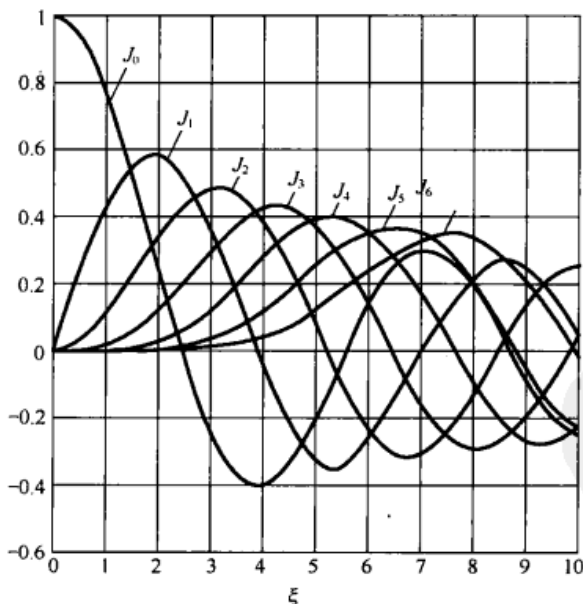


图 A2-1 贝塞尔函数 $J_n(\xi)$, $n=0, 1, \dots, 6$

参考文献

- [1] G.N. Watson, *Theory of Bessel functions*, Cambridge University Press, Cambridge, England, 1944.

附录 3

三相及半周期对称关系式

假定三相系统的相（线）电压满足半周期且三相对称的条件且为任意的稳态时间函数。这些电压有如以下形式^[1]：

$$v_a = v(\theta) \quad (\text{A3-1})$$

$$v_b = v\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A3-2})$$

$$v_c = v\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A3-3})$$

其中 $\theta = \omega t$ ，角频率为常数，由半周期对称性可知

$$v_a(\theta + \pi) = -v_a(\theta) \quad (\text{A3-4})$$

$$v_b(\theta + \pi) = -v_b(\theta) \quad (\text{A3-5})$$

$$v_c(\theta + \pi) = -v_c(\theta) \quad (\text{A3-6})$$

又通过三相系统对称性可知

$$v_b(\theta + \pi) = v_a\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{A3-7})$$

$$v_c(\theta + \pi) = v_b\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{A3-8})$$

$$v_a(\theta + \pi) = v_c\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{A3-9})$$

因此，若已知三相平衡系统在区间 $0 \leq \theta \leq \pi/3$ 上的解，结合式（A3-4）～式（A3-9），可得下一个区间 $\pi/3 \leq \theta + \pi/3 \leq 2\pi/3$ 上的解如下：

$$v_a\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) = -v_b(\theta) \quad (\text{A3-10})$$

$$v_b\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) = -v_c(\theta) \quad (\text{A3-11})$$

$$v_c\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) = -v_a(\theta) \quad (\text{A3-12})$$

附录3 三相及半周期对称关系式

其中式(A3-1)~式(A3-3)可知 $v_a(\theta)$ 、 $v_b(\theta)$ 和 $v_c(\theta)$ 。

通过逐步增加式(A3-10)~式(A3-12)中的变量值,可很容易地求得一个完整基波周期上的其他4个 60° 区间的解。

参考文献

- [1] T.A. Lipo, "The analysis of induction motors with voltage control by symmetrically triggered thyristors," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-90, no. 2, Mar./April 1971, pp. 515-525.



附录 4

单相桥臂的过调制

A4.1 自然采样双边沿脉宽调制

图 A4-1 为过调制情况下的自然采样 PWM 的单位元。

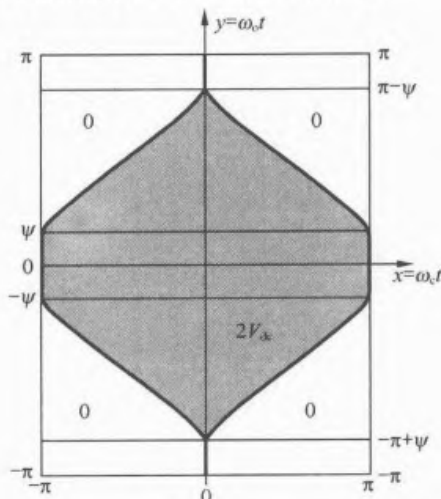


图 A4-1 过调制情况下双边沿自然采样两电平 PWM 的单位元, $\psi = \arccos(1/M)$

谐波系数在该单位元上定义为

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{-\psi}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (A4-1)$$

其中, M 为调制比, $\psi = \arccos(1/M)$ 。

A4.1.1 自然采样 PWM 下过调制的二重傅里叶积分的计算

当 $m = n = 0$ 时, 谐波系数为实数 ($B_{00} = 0$), 可写为

附录4 单相桥臂的过调制

$$C_{00} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \int_{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} dx dy + \int_{-\psi}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} dx dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} dx dy \right] \quad (A4-2)$$

经积分可得

$$C_{00} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \pi(1+M \cos y) dy + \int_{-\psi}^{\psi} 2\pi dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \pi(1+M \cos y) dy \right] \quad (A4-3)$$

进一步积分可得

$$C_{00} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left\{ \left[\pi^2 - 2\pi\psi - \pi M \sin \psi - \pi M \sin(\psi - \pi) \right] + 4\pi\psi \right. \\ \left. + \left[\pi^2 - 2\pi\psi + \pi M \sin(\pi - \psi) - \pi M \sin \psi \right] \right\} \quad (A4-4)$$

于是有

$$C_{00} = A_{00} + jB_{00} = 2V_{dc} \quad (A4-5)$$

当 $m=0$ 、 $n>0$ 时, 式 (A4-1) 可简化为

$$C_{0n} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \int_{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} e^{jny} dx dy + \int_{-\psi}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} dx dy \right. \\ \left. + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} e^{jny} dx dy \right] \quad (A4-6)$$

消去内部变量 x , 可得

$$C_{0n} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \pi(1+M \cos y) e^{jny} dy + \int_{-\psi}^{\psi} 2\pi e^{jny} dy \right. \\ \left. + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \pi(1+M \cos y) e^{jny} dy \right] \quad (A4-7)$$

部分地对上式中外部的积分表达式进行计算可得

$$C_{0n} = \frac{V_{dc}}{\pi} \left[\frac{4}{n} \sin n\psi + \frac{1}{jn} (e^{-jn\psi} - e^{jn\psi} e^{-jn\pi}) + \int_{-\pi+\psi}^{-\psi} M \cos y e^{jny} dy \right. \\ \left. + \frac{1}{jn} (e^{jn\pi} e^{-jn\psi} - e^{jn\psi}) + \int_{\psi}^{\pi-\psi} M \cos y e^{jny} dy \right] \quad (A4-8)$$

将 $y' = y + \pi$ 代入式 (A4-8) 中的第一个积分项中, 可得

$$C_{0n} = \frac{V_{dc}}{\pi} \left[\frac{4}{n} \sin n\psi + \frac{1}{jn} (e^{-jn\psi} - e^{jn\psi} e^{-jn\pi}) - \int_{\psi}^{\pi-\psi} M \cos y' e^{jny'} e^{jn\pi} dy' \right. \\ \left. + \frac{1}{jn} (e^{jn\pi} e^{-jn\psi} - e^{jn\psi}) + \int_{\psi}^{\pi-\psi} M \cos y e^{jny} dy \right] \quad (A4-9)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

当 n 为偶数时, 式 (A4-9) 可化简为

$$C_{0n}|_{n \text{ even}} = \frac{V_{dc}}{\pi} \left(\frac{4}{n} \sin n\psi - \frac{2}{n} \sin n\psi - \frac{2}{n} \sin n\psi - \int_{\psi}^{\pi-\psi} M \cos ye^{jny} dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} M \cos ye^{jny} dy \right) = 0 \quad (\text{A4-10})$$

这意味着即使在自然采样 PWM 在过调制的情況下也不含有偶次谐波基带谐波分量。

当 n 为奇数时, 式 (A4-9) 可化简为

$$\begin{aligned} C_{0n}|_{n \text{ odd}} &= \frac{V_{dc}}{\pi} \left(\frac{4}{n} \sin n\psi + \frac{2}{jn} \cos n\psi - \frac{2}{jn} \cos n\psi + 2 \int_{\psi}^{\pi-\psi} M \cos ye^{jny} dy \right) \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi} \left\{ \frac{4}{n} \sin n\psi + M \int_{\psi}^{\pi-\psi} [e^{j(n+1)y} + e^{j(n-1)y}] dy \right\} \end{aligned} \quad (\text{A4-11})$$

当 $n=1$ 时, 式 (A4-11) 可进一步化简为

$$\begin{aligned} C_{01} &= \frac{V_{dc}}{\pi} \left[4 \sin \psi + M \int_{\psi}^{\pi-\psi} (e^{j2y} + 1) dy \right] \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi} [4 \sin \psi + M(\pi - 2\psi - \sin 2\psi)] \end{aligned} \quad (\text{A4-12})$$

当 $n>1$ 时, 式 (A4-11) 可化简为 (因为 n 必须始终为奇数)

$$\begin{aligned} C_{0(2n-1)} &= \frac{V_{dc}}{\pi} \left\{ \frac{4 \sin[(2n-1)\psi]}{(2n-1)} + M \int_{\psi}^{\pi-\psi} [e^{j2ny} + e^{j(2n-2)y}] dy \right\} \\ &= \frac{V_{dc}}{\pi} \left\{ \frac{4 \sin[(2n-1)\psi]}{(2n-1)} - M \left\{ \frac{\sin 2n\psi}{n} + \frac{\sin[2(n-1)\psi]}{(n-1)} \right\} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A4-13})$$

当 $m>0$ 、 $n=0$ 时, 式 (A4-1) 可简化为

$$C_{m0} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \int_{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} e^{jmy} dx dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \int_{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y)} e^{jmy} dx dy + \int_{-\psi}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jmy} dx dy \right] \quad (\text{A4-14})$$

对上式可积分得到如下结果:

$$C_{m0} = \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2}M \cos y} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2}M \cos y} \right) dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2}M \cos y} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2}M \cos y} \right) dy + \int_{-\psi}^{\psi} (e^{jm\pi} - e^{-jm\pi}) dy \right] \quad (\text{A4-15})$$

附录4 单相桥臂的过调制

显然, 对于所有的 m 值, 式 (A4-15) 的最后一个积分项为零。

将 $y' = y + \pi$ 代入上式的第一个积分项中, 可得

$$C_{m0} = \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \left[\int_{\psi}^{\pi-\psi} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2}M\cos y'} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2}M\cos y'} \right) dy' \right. \\ \left. + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2}M\cos y} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2}M\cos y} \right) dy \right] \quad (A4-16)$$

y 和 y' 均为简单的积分变量, 因此式 (A4-16) 可简化为

$$C_{m0} = \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{\psi}^{\pi-\psi} \left[e^{jm\frac{\pi}{2}} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}M\cos y} + e^{-jm\frac{\pi}{2}M\cos y'} \right) \right. \\ \left. - e^{-jm\frac{\pi}{2}} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}M\cos y} + e^{-jm\frac{\pi}{2}M\cos y'} \right) \right] dy \\ = \frac{2V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{\psi}^{\pi-\psi} \cos \left(m\frac{\pi}{2}M\cos y \right) \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} \right) dy \\ = \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \sin m\frac{\pi}{2} \int_{\psi}^{\pi-\psi} \cos \left(m\frac{\pi}{2}M\cos y \right) dy \quad (A4-17)$$

利用雅克比—安格尔表达式 (A2-2), 式 (A4-17) 可写成

$$C_{m0} = \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \sin m\frac{\pi}{2} \int_{\psi}^{\pi-\psi} \left[J_0 \left(m\frac{\pi}{2}M \right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k} \left(m\frac{\pi}{2}M \right) \cos k\pi \cos 2ky \right] dy \\ = \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \sin m\frac{\pi}{2} \left[J_0 \left(m\frac{\pi}{2}M \right) (\pi - 2\psi) \right. \\ \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k} \left(m\frac{\pi}{2}M \right) \cos k\pi \int_{\psi}^{\pi-\psi} \cos 2ky dy \right] \\ = \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \sin m\frac{\pi}{2} \left[J_0 \left(m\frac{\pi}{2}M \right) (\pi - 2\psi) - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} J_{2k} \left(m\frac{\pi}{2}M \right) \cos k\pi \sin 2k\psi \right] \quad (A4-18)$$

当 $m > 0$ 、 $n \neq 0$ 时, 对式 (A4-1) 的内部积分进行计算可得

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} e^{jny} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2}M\cos y} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2}M\cos y} \right) dy \right. \\ \left. + \int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jny} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2}M\cos y} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2}M\cos y} \right) dy \right. \\ \left. + \int_{-\psi}^{\psi} e^{jny} (e^{jm\pi} - e^{-jm\pi}) dy \right] \quad (A4-19)$$

式 (A4-19) 的最后一个积分项也为零。

再次将 $y' = y + \pi$ 代入上式的第一个积分项中, 可得

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$\begin{aligned}
 C_{mn} &= \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \left[\int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jm\pi} e^{jny'} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2}M \cos y'} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2}M \cos y'} \right) dy' \right. \\
 &\quad \left. + \int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jny} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jm\frac{\pi}{2}M \cos y} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jm\frac{\pi}{2}M \cos y} \right) dy \right] \\
 &= \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jny} \left[\left(e^{jm\pi} e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} \right) e^{-jm\frac{\pi}{2}M \cos y} \right. \\
 &\quad \left. + \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{jn\pi} e^{-jm\frac{\pi}{2}} \right) e^{jm\frac{\pi}{2}M \cos y} \right] dy \quad (A4-20)
 \end{aligned}$$

将雅可比—安格尔关系式 (A2-1) 代入上式积分项中, 有

$$\begin{aligned}
 C_{mn} &= \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jny} \left\{ \left(e^{jm\pi} e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} \right) \left[J_0 \left(m\frac{\pi}{2}M \right) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m\frac{\pi}{2}M \right) e^{-jk\frac{\pi}{2} \cos ky} \right] \right. \\
 &\quad \left. + \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{jn\pi} e^{-jm\frac{\pi}{2}} \right) \left[J_0 \left(m\frac{\pi}{2}M \right) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m\frac{\pi}{2}M \right) e^{jk\frac{\pi}{2} \cos ky} \right] \right\} dy \\
 &= \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jny} \left\{ J_0 \left(m\frac{\pi}{2}M \right) \left(e^{jn\pi} e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} + e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{jn\pi} e^{-jm\frac{\pi}{2}} \right) \right. \\
 &\quad \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(m\frac{\pi}{2}M \right) \left[\left(e^{jn\pi} e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} \right) e^{-jk\frac{\pi}{2}} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} - e^{jn\pi} e^{-jm\frac{\pi}{2}} \right) e^{jk\frac{\pi}{2}} \right] \cos ky \right\} dy \\
 &= \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} \int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jny} \left\{ J_0 \left(m\frac{\pi}{2}M \right) \sin m\frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) \right. \\
 &\quad \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \sin \left[(m+k)\frac{\pi}{2} \right] + \cos n\pi \sin \left[(m-k)\frac{\pi}{2} \right] \right\} \right. \\
 &\quad \left. \times J_k \left(m\frac{\pi}{2}M \right) \cos ky \right\} dy \quad (A4-21)
 \end{aligned}$$

经过一些运算, 可以看到

$$\cos n\pi \sin \left[(m-k)\frac{\pi}{2} \right] = \cos [(m+k)\pi] \sin \left[(m+k)\frac{\pi}{2} \right] \quad (A4-22)$$

将此结果代回式 (A4-21), 得

附录4 单相桥臂的过调制

$$\begin{aligned}
 C_{mn} &= \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} \int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jny} \left\{ J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) \right. \\
 &\quad \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ J_k \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. \times \{ 1 + \cos[(n+k)\pi] \} \cos ky \right\} \right\} dy \\
 &= \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} \int_{\psi}^{\pi-\psi} \left\{ J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) e^{jny} \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ J_k \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. \times \{ 1 + \cos[(n+k)\pi] \} \left[e^{j(n+k)y} + e^{j(n-k)y} \right] \right\} \right\} dy \quad (A4-23)
 \end{aligned}$$

式 (A4-23) 经积分可得

$$\begin{aligned}
 C_{mn} &= \frac{2V_{dc}}{m\pi^2} \left\{ \frac{1}{jn} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) \left[e^{jn(\pi-\psi)} - e^{jn\psi} \right] \right. \\
 &\quad + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \{ 1 + \cos[(n+k)\pi] \} \right. \\
 &\quad \left. \times \left[\frac{e^{j(n+k)(\pi-\psi)} - e^{j(n+k)\psi}}{j(n+k)} + \frac{e^{j(n-k)(\pi-\psi)} - e^{j(n-k)\psi}}{j(n-k)} \right] \right\} \\
 &\quad + 2J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \left[\frac{e^{j2n(\pi-\psi)} - e^{j2n\psi}}{j2n} + \pi - 2\psi \right] \Big|_{k=n} \\
 &\quad + 2J_{-n} \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m-n) \frac{\pi}{2} \right] \left[\frac{e^{j2n(\pi-\psi)} - e^{j2n\psi}}{j2n} + \pi - 2\psi \right] \Big|_{k=-n} \\
 &\quad \left. - \frac{1}{n} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) \sin n\psi \right. \\
 &\quad + J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right) \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \Big|_{k=n} \\
 &\quad + J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \cos n\pi \sin \left((m-n) \frac{\pi}{2} \right) \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \Big|_{k=-n} \\
 &\quad \left. - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left[J_k \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left((m+k) \frac{\pi}{2} \right) \{ 1 + \cos[(n+k)\pi] \} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. \times \left\{ \frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \right] \right\} \quad (A4-24)
 \end{aligned}$$

利用式 (A4-22), $\cos n\pi \sin[(m-n)\pi/2]$ 可化简为 $\sin[(m+n)\pi/2]$, 则式 (A4-24) 最后变成如下形式

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$C_{mn} = \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \left[\begin{aligned} & -\frac{1}{n} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) \sin n\psi \\ & + J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \left[\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right] \\ & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \{1 + \cos[(n+k)\pi]\} \right. \\ & \quad \left. \times \left\{ \frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \right\} \end{aligned} \right] \quad (A4-25)$$

A4.1.2 自然采样 PWM 过调制下的单相桥臂的谐波表达式

采取推导式 (A3-10) 的类似方式, 集合式 (A4-5)、式 (A4-12)、式 (A4-13)、式 (A4-18) 以及式 (A4-25), 可求得过调制情况下单相桥臂的自然采样 PWM 的完整表达式如下:

$$\begin{aligned} v_{az}(t) = & V_{dc} + \frac{V_{dc}}{\pi} [4 \sin \psi + M(\pi - 2\psi - \sin 2\psi)] \cos \omega_o t \\ & + \frac{V_{dc}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left[\frac{4}{(2n-1)} \sin[(2n-1)\psi] \right. \\ & \quad \left. - M \left\{ \frac{\sin 2n\psi}{n} + \frac{\sin[2(n-1)\psi]}{(n-1)} \right\} \right] \cos[(2n-1)\omega_o t] \\ & + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin m \frac{\pi}{2} \left[\begin{aligned} & J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) (\pi - 2\psi) \\ & - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} J_{2k} \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \cos k\pi \sin 2k\pi \end{aligned} \right] \cos m\omega_c t \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} C_{mn} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \end{aligned} \quad (A4-26)$$

其中 C_{mn} 为

$$C_{mn} = \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & -\frac{1}{n} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) \sin n\psi \\ & + J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \left[\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right] \\ & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \{1 + \cos[(n+k)\pi]\} \right. \\ & \quad \left. \times \left\{ \frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (A4-27)$$

ψ 定义为

附录4 单相桥臂的过调制

$$\psi = \begin{cases} \arccos\left(\frac{1}{M}\right) & \text{当 } M > 1 \text{ 时} \\ 0 & \text{当 } M \leq 1 \text{ 时} \end{cases} \quad (\text{A4-28})$$

A4.1.3 由过调制表达式所得到的线性调制表达式

在线性调制范围内, ψ 变为零, 且式 (A4-26) 化简为

$$\begin{aligned} v_{\text{az}}(t) = & V_{\text{dc}} + V_{\text{dc}} M \cos \omega_o t + \frac{4V_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos m \omega_c t \\ & + \frac{4V_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin\left[(m+n) \frac{\pi}{2}\right] \cos(m \omega_c t + n \omega_o t) \end{aligned} \quad (\text{A4-29})$$

此结果和第3章所得到的式 (A4-39) 在 $\theta_c = \theta_o = 0$ 情况下的结果相同。

A4.1.4 由过调制表达式所得到的方波调制表达式

当指令调制比无限制地增加时, 所有包含贝塞尔函数的表达式项都逼近零 (见图 A2-1)。因此只有式 (A4-26) 的头两行保留了下来, 这两行分别表示直流分量、基波分量以及基带谐波。根据定义有

$$M = \frac{1}{\cos \psi} \quad (\text{A4-30})$$

并将上式代入式 (A4-26) 中, 可得

$$\begin{aligned} v_{\text{az}}(t) = & V_{\text{dc}} + \frac{4V_{\text{dc}}}{\pi} \left[\sin \psi + \frac{(\pi - 2\psi - \sin 2\psi)}{4 \cos \psi} \right] \cos \omega_o t \\ & + \frac{4V_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{(2n-1)} \sin[(2n-1)\psi] \right. \\ & \left. - \left[\frac{\sin 2n\psi}{n \cos \psi} + \frac{\sin[2(n-1)\psi]}{(n-1) \cos \psi} \right] \right\} \cos[(2n-1)\omega_o t] \end{aligned} \quad (\text{A4-31})$$

当 M 趋于无穷大, $\psi \rightarrow \pi/2$, 于是

$$\begin{aligned} v_{\text{az}}(t) = & V_{\text{dc}} + \frac{4V_{\text{dc}}}{\pi} \left(1 + \frac{0}{0} \right) \cos \omega_o t \\ & + \frac{V_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{(2n-1)} \sin\left[(2n-1) \frac{\pi}{2}\right] \right. \\ & \left. - \left(\frac{0}{0} + \frac{0}{0} \right) \right\} \cos[(2n-1)\omega_o t] \end{aligned} \quad (\text{A4-32})$$

可用 L'Hospital's 规律来求解 $\frac{0}{0}$ 项, 即, 对于第一个谐波, 有

$$\lim_{\psi \rightarrow \frac{\pi}{2}} \frac{(\pi - 2\psi - \sin 2\psi)}{4 \cos \psi} = \lim_{\psi \rightarrow \frac{\pi}{2}} \frac{-2 - 2 \cos 2\psi}{-4 \sin \psi} = 0 \quad (\text{A4-33})$$

因此, 当 M 趋于无穷大时, 相桥臂输出的基波分量的幅值变为

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$V_1 = \frac{4}{\pi} V_{dc} \quad (\text{A4-34})$$

这和方波输出的结果相同。采取类似的方式, 可得基带谐波的幅值, 即

$$V_n = -\frac{4}{\pi} V_{dc} \left(\frac{(-1)^n}{2n-1} \right) \quad n = 2, 3, \dots \quad (\text{A4-35})$$

这也和方波输出的结果相同。

A4.2 对称规则采样双边沿 PWM

利用第 3 章中线性调制采取相同的策略, 并考虑到规则采样的影响, 现可对上述解析过程作出改进。其做法是, 通过改变式 (A4-1) 的内积分限以说明在每个载波时间间隔里有参考波形采样点。用来定义这些积分限的阶梯变量为 y' , y' 在每个载波时间间隔内的 $x=0$ 处为常数。 y' 在第 p 次载波周期内为

$$y' = \frac{\omega_o}{\omega_c} 2\pi p \quad (\text{A4-36})$$

或者, y' 用连续变量 x 和 y 项可表示为,

$$y' = y - \frac{\omega_o}{\omega_c} (x - 2\pi p) \quad (\text{A4-37})$$

将这些关系应用于式 (A4-1) 所表示的二重积分, 可得

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{-\psi}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \quad (\text{A4-38})$$

将式 (A4-37) 代入上式中, 并将积分变量改为 y' , 可得

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')} e^{j(qx+ny')} dx dy' + \int_{-\psi}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(qx+ny')} dx dy' + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y')} e^{j(qx+ny')} dx dy' \right] \quad (\text{A4-39})$$

其中, $q = m + n(\omega_o / \omega_c)$ 。

可注意到, 这一结果与自然采样 PWM 的表达式 (A4-1) 几乎完全相同, 差别仅在于上式中的 q 被 m 所取代。式 (A4-39) 对不同的 m 和 n 值均有解。

附录4 单相桥臂的过调制

A4.2.1 对称规则采样 PWM 下过调制的二重傅里叶积分的计算

当 $m = n = 0$ 时, 式 (A4-39) 可化简为

$$C_{00} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} dx dy + \int_{-\psi}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} dx dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \int_{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} dx dy \right] \quad (A4-40)$$

显然, 上式和第 A4.1.1 节中的式 (A4-2) 相同, 故再次有

$$C_{00} = 2V_{dc} \quad (A4-41)$$

当 $m > 0, n = 0$ 时, 式 (A4-39) 可化简为

$$C_{m0} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} e^{jmx} dx dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y)} e^{jmx} dx dy + \int_{-\psi}^{\psi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jmx} dx dy \right] \quad (A4-42)$$

很显然, 上式和式 (A4-14) 相同, 于是可以再次采用式 (A4-18) 来求解。

当 $m > 0, n \neq 0$ 时, 对式 (A3-39) 内部积分进行计算可得

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{jq\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} e^{jny} \left(e^{jq\frac{\pi}{2}} e^{jq\frac{\pi}{2}M\cos y} - e^{-jq\frac{\pi}{2}} e^{-jq\frac{\pi}{2}M\cos y} \right) dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jny} \left(e^{jq\frac{\pi}{2}} e^{jq\frac{\pi}{2}M\cos y} - e^{-jq\frac{\pi}{2}} e^{-jq\frac{\pi}{2}M\cos y} \right) dy + \int_{-\psi}^{\psi} e^{jny} (e^{jq\pi} - e^{-jq\pi}) dy \right] \quad (A4-43)$$

由于上式和式 (A4-19) 的形式相同, 所以其解算过程与得到式 (A4-25) 的解算过程一样。唯一的不同的是, 最后的积分项不再为零且必须进行计算。将上式展开并经过一些推导, 式 (A4-43) 最后变为

$$C_{mn} = \frac{4V_{dc}}{q\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{n} \left[\sin(q\pi) - J_0\left(q\frac{\pi}{2}M\right) \sin q\frac{\pi}{2}(1 + \cos n\pi) \right] \sin n\psi \\ & + J_n\left(q\frac{\pi}{2}M\right) \sin \left[(q+n)\frac{\pi}{2} \right] \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \\ & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k\left(q\frac{\pi}{2}M\right) \sin \left[(q+k)\frac{\pi}{2} \right] \left\{ 1 + \cos[(n+k)\pi] \right\} \right. \\ & \quad \left. \times \left\{ \frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (A4-44)$$

当 $m > 0, n \neq 0$ 时, q 变为 $n(\omega_o/\omega_c)$, 且式 (A4-44) 仍成立。

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

A4.2.2 对称规则采样 PWM 下单相桥臂过调制的谐波表达式

集合式 (A4-41)、式 (A4-42) 和式 (A4-44), 过调制情况下单相桥臂的对称规则采样 PWM 的完整表达式为

$$v_{az}(t) = V_{dc} + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} C_{0n} \cos n\omega_o t \quad (\text{A4-45})$$

$$+ \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin m \frac{\pi}{2} \left[\begin{aligned} & J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) (\pi - 2\psi) \\ & - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} J_{2k} \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \cos k\pi \sin 2k\psi \end{aligned} \right] \cos m\omega_c t$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} C_{mn} \cos(m\omega_c t + n\omega_o t)$$

其中 C_{0n} 为

$$C_{0n} = \frac{4V_{dc}}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) \pi^2} \left[\begin{aligned} & \frac{1}{n} \left[\sin \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \pi \right) - J_0 \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} \right) (1 + \cos n\pi) \right] \sin n\psi \\ & + J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} + n \right) \frac{\pi}{2} \right] \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \\ & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} + k \right) \frac{\pi}{2} \right] \right. \\ & \quad \times \{ 1 + \cos [(n+k)\pi] \} \\ & \quad \times \left. \left\{ \frac{\sin [(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin [(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \right\} \end{aligned} \right] \quad (\text{A4-46})$$

且 C_{mn} 为

$$C_{mn} = \frac{4V_{dc}}{q\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{n} \left[\sin(q\pi) - J_0 \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin q \frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) \right] \sin n\psi \\ & + J_n \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(q+n) \frac{\pi}{2} \right] \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \\ & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(q+k) \frac{\pi}{2} \right] \{ 1 + \cos [(n+k)\pi] \} \right. \\ & \quad \times \left. \left\{ \frac{\sin [(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin [(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A4-47})$$

其中, $q = m + n(\omega_o/\omega_c)$, 且 ψ 由式 (A4-28) 定义。

附录4 单相桥臂的过调制

A4.2.3 由过调制表达式所得到的线性调制表达式

在线性调制范围内 $\psi = 0$ ，式 (A4-45) 可化简为

$$\begin{aligned} v_{az}(t) = & V_{dc} + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c}\right)} J_n \left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[\left(n \frac{\omega_o}{\omega_c} + n \right) \frac{\pi}{2} \right] \cos n \omega_o t \quad (A4-48) \\ & + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin m \frac{\pi}{2} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \cos m \omega_c t \\ & + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{q} J_n \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(q+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos(m \omega_c t + n \omega_o t) \end{aligned}$$

此结果和第3章中所得到的式 (3-78) 相同。还注意到，对称规则采样过程造成该求解过程产生基带偶次谐波。这再次反应出，对称规则采样 PWM 的谐波性能要比不对称规则采样 PWM 要差。

A4.3 不对称规则采样双边沿 PWM

对于不对称规则采样，必须改变式 (A4-1) 的内积分限以说明各载波间隔内存在两个参考波形采样点。在开关脉冲的上升边沿， y_r' 为定义这些积分限的阶梯变量；在开关脉冲的下降边沿， y_f' 为定义这些积分限的的阶梯变量。这些阶梯变量分别在每个载波时间间隔的 $x = -\pi/2$ 和 $x = \pi/2$ 处为参数。在第 p 次载波周期内，有

$$y_r' = \frac{\omega_o}{\omega_c} \left(2\pi p - \frac{\pi}{2} \right) \quad y_f' = \frac{\omega_o}{\omega_c} \left(2\pi p + \frac{\pi}{2} \right) \quad (A4-49)$$

或者，用连续变量 x 和 y 可表示为

$$y_r' = y - \frac{\omega_o}{\omega_c} \left(x - 2\pi p + \frac{\pi}{2} \right) \quad y_f' = y - \frac{\omega_o}{\omega_c} \left(x - 2\pi p - \frac{\pi}{2} \right) \quad (A4-50)$$

将上述变量重新代入式 (A4-1)，可得到

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y_r')}^0 e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y_f')} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \\ & + \int_{-\psi}^{\psi} \left[\int_{-\pi}^0 e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_0^{\pi} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \\ & + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}(1+M \cos y_r')}^0 e^{j(mx+ny)} dx dy + \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M \cos y_f')} e^{j(mx+ny)} dx dy \right] \end{aligned} \right\} \quad (A4-51)$$

可看出，上式中各积分区间已经被一分为二，其中一项对应开关脉冲的开始，另一项对应开关脉冲的结束。

利用式 (A4-50)，现可改变式 (A4-51) 中的积分变量得到

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left[\int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} e^{j[qx+n(y_r'+\frac{\omega_o\pi}{2})]} dx dy_r' + \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} e^{j[qx+n(y_r'-\frac{\omega_o\pi}{2})]} dx dy_r' \right\} + \int_{-\psi}^{\psi} \left\{ \int_{-\pi}^0 e^{j[qx+n(y_r'+\frac{\omega_o\pi}{2})]} dx dy_r' + \int_0^{\pi} e^{j[qx+n(y_r'-\frac{\omega_o\pi}{2})]} dx dy_r' \right\} + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} e^{j[qx+n(y_r'+\frac{\omega_o\pi}{2})]} dx dy_r' + \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} e^{j[qx+n(y_r'-\frac{\omega_o\pi}{2})]} dx dy_r' \right\} \right] \quad (A4-52)$$

其中, $q = m + n(\omega_o/\omega_c)$ 。对于不同的 m 和 n 值, 式 (A4-52) 均有解。

A4.3.1 不对称规则采样 PWM 下过调制的二重傅里叶积分的计算

当 $m = n = 0$ 时, 式 (A4-52) 可化简为

$$C_{00} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left\{ \int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} dx dy_r' + \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} dx dy_r' \right] + \int_{-\psi}^{\psi} \left[\int_{-\pi}^0 dx dy_r' + \int_0^{\pi} dx dy_r' \right] + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} dx dy_r' + \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} dx dy_r' \right] \right\} \quad (A4-53)$$

显然, 上式和式 (A4-2) 相同, 因此有

$$C_{00} = A_{00} + jB_{00} = 2V_{dc} \quad (A4-54)$$

当 $m > 0$ 、 $n = 0$ 时, 式 (A4-52) 可化简为

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \left\{ \int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} e^{jmx} dx dy_r' + \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} e^{jmx} dx dy_r' \right] + \int_{-\psi}^{\psi} \left[\int_{-\pi}^0 e^{jmx} dx dy_r' + \int_0^{\pi} e^{jmx} dx dy_r' \right] + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} e^{jmx} dx dy_r' + \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+M\cos y_r')} e^{jmx} dx dy_r' \right] \right\} \quad (A4-55)$$

附录4 单相桥臂的过调制

当 $y'_r = y'_f = y$ 时, 上式和式 (A4-14) 相同, 因此有

$$C_{mn} = \frac{4V_{dc}}{m\pi^2} \sin m \frac{\pi}{2} \left[J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) (\pi - 2\psi) - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} J_{2k} \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \cos k\pi \sin 2k\psi \right] \quad (\text{A4-56})$$

当 $m > 0$ 、 $n \neq 0$ 时, 对式 (A4-52) 的内积分进行计算可得

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{jq\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \int_{-\pi+\psi}^{-\psi} \left\{ e^{jn \left(y'_r + \frac{\omega_0 \pi}{2} \right)} \left[1 - e^{-jq \frac{\pi}{2} (1+M \cos y'_r)} \right] dy'_r + e^{jn \left(y'_f - \frac{\omega_0 \pi}{2} \right)} \left[e^{jq \frac{\pi}{2} (1+M \cos y'_f)} - 1 \right] dy'_f \right\} \\ & + \int_{-\psi}^{\psi} \left[e^{jn \left(y'_r + \frac{\omega_0 \pi}{2} \right)} (1 - e^{-jq\pi}) dy'_r + e^{jn \left(y'_f - \frac{\omega_0 \pi}{2} \right)} (e^{jq\pi} - 1) dy'_f \right] \\ & + \int_{\psi}^{\pi-\psi} \left[e^{jn \left(y'_r + \frac{\omega_0 \pi}{2} \right)} \left[1 - e^{-jq \frac{\pi}{2} (1+M \cos y'_r)} \right] dy'_r + e^{jn \left(y'_f - \frac{\omega_0 \pi}{2} \right)} \left[e^{jq \frac{\pi}{2} (1+M \cos y'_f)} - 1 \right] dy'_f \right] \end{aligned} \right\} \quad (\text{A4-57})$$

用一个公共积分变量 y 代替 y'_r 和 y'_f , 并经重新整理, 可得

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{jq\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \int_{-\pi+\psi}^{-\psi} e^{jny} \left[\begin{aligned} & e^{jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} - e^{-jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} \\ & + e^{-jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} e^{jq \frac{\pi}{2} (1+M \cos y)} - e^{jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} e^{-jq \frac{\pi}{2} (1+M \cos y)} \end{aligned} \right] dy \\ & + \int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jny} \left[\begin{aligned} & e^{jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} - e^{-jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} \\ & + e^{-jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} e^{jq \frac{\pi}{2} (1+M \cos y)} - e^{jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} e^{-jq \frac{\pi}{2} (1+M \cos y)} \end{aligned} \right] dy \\ & + \int_{-\psi}^{\psi} e^{jny} \left(e^{jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} - e^{-jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} + e^{-jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} e^{jq\pi} - e^{jn \frac{\omega_0 \pi}{2}} e^{-jq\pi} \right) dy \end{aligned} \right\} \\ = \frac{V_{dc}}{jq\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \int_{-\pi+\psi}^{-\psi} e^{jny} \left[\begin{aligned} & 2j \sin \left(n \frac{\omega_0 \pi}{2} \right) \\ & + e^{j \left(q-n \frac{\omega_0}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2}} e^{jq \frac{\pi}{2} M \cos y} - e^{-j \left(q-n \frac{\omega_0}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2}} e^{-jq \frac{\pi}{2} M \cos y} \end{aligned} \right] dy \\ & + \int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jny} \left[\begin{aligned} & 2j \sin \left(n \frac{\omega_0 \pi}{2} \right) \\ & + e^{j \left(q-n \frac{\omega_0}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2}} e^{jq \frac{\pi}{2} M \cos y} - e^{-j \left(q-n \frac{\omega_0}{\omega_c} \right) \frac{\pi}{2}} e^{-jq \frac{\pi}{2} M \cos y} \end{aligned} \right] dy \\ & + \int_{-\psi}^{\psi} e^{jny} \left[2j \sin \left(n \frac{\omega_0 \pi}{2} \right) + 2j \sin \left(q\pi - n \frac{\omega_0 \pi}{2} \right) \right] dy \end{aligned} \right\} \quad (\text{A4-58})$$

最后得到

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{jq\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \int_{-\pi+\psi}^{-\psi} e^{jny} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jq\frac{\pi}{2}M\cos y} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jq\frac{\pi}{2}M\cos y} \right) dy \\ & + \int_{\psi}^{\pi-\psi} e^{jny} \left(e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jq\frac{\pi}{2}M\cos y} - e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jq\frac{\pi}{2}M\cos y} \right) dy \\ & + \int_{-\pi+\psi}^{-\psi} 2je^{jny} \sin\left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\frac{\pi}{2}\right) dy + \int_{\psi}^{\pi-\psi} 2je^{jny} \sin\left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\frac{\pi}{2}\right) dy \\ & \int_{-\psi}^{\psi} e^{jny} \left[2j\sin\left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\frac{\pi}{2}\right) + 2j\sin\left(m\pi + n\frac{\omega_o}{\omega_c}\frac{\pi}{2}\right) \right] dy \end{aligned} \right\} \quad (A4-59)$$

可看到式 (A4-59) 中最上面的两个积分项与式 (A4-19) 中最上面的两个积分项形式相同, 差别仅在于 $e^{jq\frac{\pi}{2}M\cos y}$ 和 $e^{-jq\frac{\pi}{2}M\cos y}$ 中的 q 为 m 所代替。因此经过简单的变量替换, 就可以将式 (A4-25) 的解法应用于上式的积分部分。

式 (A4-59) 的最后两积分项可容易地经计算得到

$$\begin{aligned} & \frac{2}{n} \sin\left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\frac{\pi}{2}\right) \left[e^{-jn\psi} - e^{-jn(\pi-\psi)} + e^{jn(\pi-\psi)} - e^{jn\psi} + e^{jn\psi} - e^{-jn\psi} \right. \\ & \quad \left. + (e^{jn\psi} - e^{-jn\psi}) \cos m\pi \right] \\ & = 4j\sin\left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\frac{\pi}{2}\right) (\cos m\pi - \cos n\pi) \sin n\psi \end{aligned} \quad (A4-60)$$

将以上这些项汇总可得到 C_{mn} 的完整表达式:

$$C_{mn} = \frac{4V_{dc}}{q\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{n} \left[\sin\left(n\frac{\omega_o}{\omega_c}\frac{\pi}{2}\right) (\cos m\pi - \cos n\pi) \right. \\ & \quad \left. - J_0\left(q\frac{\pi}{2}M\right) \sin m\frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) \right] \sin n\psi \\ & + J_n\left(q\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[(m+n)\frac{\pi}{2}\right] \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \\ & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k\left(q\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[(m+k)\frac{\pi}{2}\right] \{1 + \cos[(n+k)\pi]\} \right. \\ & \quad \left. \times \left\{ \frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)} \right\} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (A4-61)$$

当 $m=0, n>0$ 时, q 变为 $n(\omega_o/\omega_c)$, 且式 (A4-61) 仍然成立。

A4.3.2 不对称规则采样 PWM 下过调制的单相桥臂的谐波表达式

集合式 (A4-54)、式 (A4-56) 和式 (A4-61), 可得过调制情况下单相桥臂的不对称规则采样 PWM 的完整表达式为

附录4 单相桥臂的过调制

$$\begin{aligned}
 v_{az}(t) = & V_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} C_{0n} \cos n\omega_0 t \\
 & + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin m \frac{\pi}{2} \left[\begin{aligned} & J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) (\pi - 2\psi) \\ & - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} J_{2k} \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \cos k\pi \sin 2k\psi \end{aligned} \right] \cos m\omega_c t \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} C_{mn} \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t)
 \end{aligned} \quad (A4-62)$$

其中 C_{0n} 为

$$C_{0n} = \frac{4V_{dc}}{\left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \right) \pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{n} \sin \left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \frac{\pi}{2} \right) (1 - \cos n\pi) \sin n\psi \\ & + J_n \left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin n \frac{\pi}{2} \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \\ & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left\{ J_k \left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin k \frac{\pi}{2} \{1 + \cos[(n+k)\pi]\} \right. \\ & \quad \times \left. \left[\frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)} \right] \right\} \end{aligned} \right\} \quad (A4-63)$$

且 C_{mn} 为

$$C_{mn} = \frac{4V_{dc}}{q\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{n} \left[\begin{aligned} & \sin \left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \frac{\pi}{2} \right) (\cos m\pi - \cos n\pi) \\ & - J_0 \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} (1 + \cos n\pi) \end{aligned} \right] \sin n\psi \\ & + J_n \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \left(\pi - 2\psi - \frac{1}{n} \sin 2n\psi \right) \\ & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq |n|}}^{\infty} \left[\begin{aligned} & J_k \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+k) \frac{\pi}{2} \right] \{1 + \cos[(n+k)\pi]\} \\ & \times \left[\frac{\sin[(n+k)\psi]}{(n+k)} + \frac{\sin[(n-k)\psi]}{(n-k)} \right] \end{aligned} \right] \end{aligned} \right\} \quad (A4-64)$$

其中, $q = m + n(\omega_0/\omega_c)$, 且 ψ 由式 (A4-28) 定义。

A4.3.3 由过调制表达式所得到的线性调制表达式

当相桥臂在线性调制范围内调制时, $\psi = 0$ 且式 (A4-62) 可化简为

$$v_{az}(t) = V_{dc} + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \right)} J_n \left(n \frac{\omega_0}{\omega_c} \frac{\pi}{2} M \right) \sin n \frac{\pi}{2} \cos n\omega_0 t \quad (A4-65)$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$\begin{aligned}
 & + \frac{4V_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos m \omega_c t \\
 & + \frac{4V_{\text{dc}}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{q} J_n \left(q \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(m+n) \frac{\pi}{2} \right] \cos(m \omega_c t + n \omega_o t)
 \end{aligned}$$

此结果和第 3 章中所得的式 (3-98) 相同。还需注意的是, 正如第 3 章所推导的那样, 在表达式中没有偶次基带谐波分量。



附录 5

开关波形的二重傅里叶级数表达式的数值积分

A5.1 二重傅里叶积分的表达

附录 1 已推导出了 PWM 开关波形 $f(t) = f(x, y)$ 的二重傅里叶积分表达式如下:

$$f(x, y) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cos ny + B_{0n} \sin ny) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos mx + B_{m0} \sin mx) \quad (\text{A5-1})$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)]$$

其中

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (\text{A5-2})$$

并且

$$x(t) = \omega_c t + \theta_c \quad (\text{A5-3})$$

$$y(t) = \omega_o t + \theta_o \quad (\text{A5-4})$$

使用这种表达式, 当开关输出改变状态时, 对于所有 PWM 算法而言, 确定组成其开关波形的各谐波幅值的过程变为二重傅里叶积分式 (A5-2) 的计算过程。对于两电平逆变器而言, 其开关输出只能取 0 和 $2V_{dc}$ 两种值。对于多电平逆变器而言, 其开关输出以不连续的步长从 0 向 $V_{dc(\text{total})}$ 变化。(需注意的, 对于两电平逆变器而言, 通常定义 $2V_{dc}$ 为总的直流母线电压。然而, 对于多电平逆变器而言, 通常定义 V_{dc} 为串联直流电压之和。)

另外, 开关输出只在各载波间隔内载波 (一般为三角波) 与参考基波波形的交点处改变其状态 (还应注意的是, 参考波形并非一定是正弦波)。假定每个载波间隔内开关变化只发生有上升沿和一个下降沿 (通常如此), 开关转换的时刻分别定义为 x_r 和 x_f 。则式 (A5-2) 可表示为

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\int_{-\pi}^{x_r} f_l e^{j(mx+ny)} dx + \int_{x_r}^{x_f} f_u e^{j(mx+ny)} dx + \int_{x_f}^{\pi} f_l e^{j(mx+ny)} dx \right] dy \quad (\text{A5-5})$$

其中, f_l 是 $f(x, y)$ 位于开关上升沿之前且在下降沿之后的值, f_u 是 $f(x, y)$ 位于这两个开关边之间的值。请注意, 对于两电平调制而言, $f_l = 0$ 且 $f_u = 2V_{dc}$, 且式 (A5-5) 可化简为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{x_r}^{x_f} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (\text{A5-6})$$

为了简便起见, 本附录接下来只对这种形式进行讨论。

更复杂的参考波形 (诸如空间矢量调制所用的参考波形) 由分段正弦曲线所组成, 故式 (A5-6) 的外积分当作单个连续的积分来计算。但它可以用分段积分之和来重新表示, 即

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_r(i)}^{x_f(i)} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (\text{A5-7})$$

其中 j 为分段参考波形的段号, $y_s(i)$ 和 $y_e(i)$ 分别为第 i 段波形的起始角和终止角。对于空间矢量调制而言, $j = 6$; 对于 120° 不连续调制而言, $j = 3$ (其中总有一段波形为零区, 可以丢弃) 等。

应注意的是, 对于自然采样调制而言, 在任何条件下都有 $x_r(i) = -x_f(i)$ 。

可以像第 3 章所介绍的那样, 将参考波形变量 y 变为一个采样阶梯波来应对规则采样 PWM 的复杂情形。

对于对称规则采样调制, y 可替换为

$$y' = y - \frac{\omega_o}{\omega_c} x \quad (\text{A5-8})$$

对于不对称规则采样调制, y 可替换为

$$y'_r = y - \frac{\omega_o}{\omega_c} \left(x + \frac{\pi}{2} \right) \quad y'_f = y - \frac{\omega_o}{\omega_c} \left(x - \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{A5-9})$$

在上述条件下, 对于双边沿对称规则采样调制, 式 (A5-7) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_r(i)}^{x_f(i)} e^{j \left[\left(m+n \frac{\omega_o}{\omega_c} \right) x + ny' \right]} dx dy' \quad (\text{A5-10})$$

对于双边沿不对称规则采样调制, 式 (A5-7) 变为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \left[\int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_r(i)}^0 e^{j \left[mx + n \left(y'_r + \frac{\omega_o}{\omega_c} x + \frac{\omega_o \pi}{\omega_c 2} \right) \right]} dx dy'_r + \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_0^{x_f(i)} e^{j \left[mx + n \left(y'_f + \frac{\omega_o}{\omega_c} x - \frac{\omega_o \pi}{\omega_c 2} \right) \right]} dx dy'_f \right] \quad (\text{A5-11})$$

将关系式 $q = m + n(\omega_o/\omega_c)$ 分别代入式 (A5-10) 和式 (A5-11) 中, 可得

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_r(i)}^{x_f(i)} e^{j(qx+ny')} dx dy' \quad (\text{A5-12})$$

附录5 开关波形的二重傅里叶级数表达式的数值积分

上式对双边沿对称规则采样调制成立, 并有

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \left[\int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_r(i)}^{x_f(i)} e^{j\left(qx + ny_f + n\frac{\omega_0 \pi}{\omega_c} \frac{\pi}{2}\right)} dx dy_f' + \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} \int_{x_r(i)}^{x_f(i)} e^{j\left(qx + ny_f - n\frac{\omega_0 \pi}{\omega_c} \frac{\pi}{2}\right)} dx dy_f' \right] \quad (A5-13)$$

上式对双边沿对称规则采样调制成立。

A5.2 内积分的解析解

当 $m=0$ 时, 计算式 (A5-7) 的内积分可得

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} [x_f(i) - x_r(i)] dy \quad (A5-14)$$

式 (A5-14) 只对自然采样调制成立。由于其内积分限 $x_r(i)$ 和 $x_f(i)$ 总是包含带有自变量 y 的正弦表达式, 而利用三角函数展开将这些表达式与 e^{jny} 项相结合可得到易于积分的单相正弦表达式, 因此可依次对式 (A5-14) 进行计算。

当 $m \neq 0$ 时, 对任何情况下的采样调制策略, 计算式 (A5-7)、式 (A5-12) 和式 (A5-13) 的内积分, 可得

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{jm\pi^2} \sum_{i=1}^j \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} [e^{jmx_f(i)} - e^{jmx_r(i)}] dy \quad (A5-15)$$

上式对自然采样调制成立, 及

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} [e^{jqx_f(i)} - e^{jqx_r(i)}] dy \quad (A5-16)$$

上式对对称规则采样调制成立, 以及

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \left\{ \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny_f'} e^{jn\frac{\omega_0 \pi}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} [1 - e^{jqx_r(i)}] dy_f' + \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny_f'} e^{-jn\frac{\omega_0 \pi}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} [e^{jqx_f(i)} - 1] dy_f' \right\} \quad (A5-17)$$

上式 (A5-17) 对不对称规则采样调制成立。

用一个公共积分变量 y 将式中的两积分项结合, 式 (A5-17) 可化简为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} \left\{ e^{jn\frac{\omega_0 \pi}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} [1 - e^{jqx_r(i)}] + e^{-jn\frac{\omega_0 \pi}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} [e^{jqx_f(i)} - 1] \right\} dy$$

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

$$\begin{aligned}
 &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} \left[\left(e^{jn \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} - e^{-jn \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} \right) + e^{-jn \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} e^{jqx_r(i)} - e^{jn \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} e^{jqx_r(i)} \right] dy \\
 &= \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} \left[2j \sin n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} + e^{-jn \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} e^{jqx_r(i)} - e^{jn \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} e^{jqx_r(i)} \right] dy \quad (A5-18)
 \end{aligned}$$

由于总是在一个完整的基波周期上计算式 (A5-18), 因此表达式的第一项之和为

$$\int_{-\pi}^{\pi} 2j \sin n \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2} e^{jny} dy = 0 \quad (A5-19)$$

故此项可忽略不计。式 (A5-18) 于是可化简为

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{i=1}^j \int_{y_s(i)}^{y_e(i)} e^{jny} \left[e^{-jn \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} e^{jqx_r(i)} - e^{jn \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} e^{jqx_r(i)} \right] dy \quad (A5-20)$$

此式进行化简的困难之处通常在于, 由于内积分限 $x_r(i)$ 和 $x_f(i)$ 往往包含带有自变量 y 的正弦表达式, 而这些表达式会在式(A5-15)、式(A5-16)和式(A5-20)的外积分式中产生 $e^{j\lambda \cos y}$ 项。这使得这些式很复杂且难以解析求解。这里介绍的另一种方法是仅对这些表达式进行数值计算求解, 且只针对特定的 m 和 n 进行简单的计算。

A5.3 外积分的数值积分

将合适的内积分限代入式(A5-15)、式(A5-16)和式(A5-20)中, 则 y 中的表达式将平滑变化, 而这些表达式可方便地利用数值积分来计算。另外, 这些表达式中只有载波频率为一常数, 可以在基波周期上采用较大的时间步长来计算。因此, 无论载波频率和基波频率的比值如何, 要确定任何一个谐波分量在计算上的要求实质上是不变的。这样带来的额外好处是, 并不要求载波频率和基波频率的比值为整数。

在这里以注入 1/6 幅值 3 次谐波的不对称规则采样 PWM 为例来阐明上述方法。在此情况下, 其内积分限变为

$$x_r = -\frac{\pi}{2} \left(1 + M \cos y - \frac{M}{6} \cos 3y \right) \quad (A5-21)$$

$$x_f = \frac{\pi}{2} \left(1 + M \cos y - \frac{M}{6} \cos 3y \right) \quad (A5-22)$$

值得注意的是, 对本例而言, 由于定义的参考波形 $M \cos y - M \cos 3y/6$ 是连续的, 故只需一个外积分求和项。

将以上积分限代入式 (A5-20) 中, 可得

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} \left[\begin{aligned} &e^{-jn \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} e^{jq \frac{\pi}{2} \left(1 + M \cos y - \frac{M}{6} \cos 3y \right)} \\ &- e^{jn \frac{\omega_o}{\omega_c} \frac{\pi}{2}} e^{-jq \frac{\pi}{2} \left(1 + M \cos y - \frac{M}{6} \cos 3y \right)} \end{aligned} \right] dy \quad (A5-23)$$

上式可简化为

附录 5 开关波形的二重傅里叶级数表达式的数值积分

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{V_{dc}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jny} \left[\begin{array}{c} e^{jm\frac{\pi}{2}} e^{jq\frac{\pi}{2} \left(M \cos y - \frac{M}{6} \cos 3y \right)} \\ -e^{-jm\frac{\pi}{2}} e^{-jq\frac{\pi}{2} \left(M \cos y - \frac{M}{6} \cos 3y \right)} \end{array} \right] dy \quad (A5-24)$$

在区间 $-\pi \sim \pi$ 范围内对式 (A5-24) 进行数值计算, 可很容易地确定出任何 m 和 n 值所对应的谐波的系数。

尽管它不是解析解, 但傅里叶外积分的数值积分提供了一种简单可靠的方法来确定任何类型 PWM 策略的谐波的幅值和相位。尤其在本书中, 数值积分被大量用于验证所提出的各种解析解。



总参考文献

- [1] L. Abraham and R. Blümel, "Optimization of three phase pulse pattern by variable zero sequence component," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Florence, 1991, pp. 3-272 to 3-277.
- [2] L.A. Aga and L. Norum, "Compact control for a PWM-VSI fed asynchronous motor drive," in *Conf. Rec. of Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Maui, 1993, pp. 1129-1133.
- [3] V.G. Agelidis and D. Vincenti, "Optimum non-deterministic pulse-width modulation for three phase inverters," in *Conf. Rec. of Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Maui, 1993, pp. 1234-1239.
- [4] V.G. Agelidis and D. Vincenti, "Non-deterministic AM-PWM strategy for three-phase VSI," in *Conf. Rec. of Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Bologna, 1994, pp. 73-78.
- [5] V.G. Agelidis and M. Calais, "Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Fukuoka, 1998, pp. 172-178.
- [6] T.-H. Ai, J.-F. Chen, and T.-J. Liang, "A random switching method for HPWM full-bridge inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 3, June 2002, pp. 595-597.
- [7] M. Alakula, "Vector controlled ac/ac converters with a minimum of energy storage," in *Conf. Rec. Industry Applications Society Annual Mtg.*, Denver, 1994, pp. 1130-1134.
- [8] A. Alesina and M. Venturini, "Solid-state power conversion: a fourier analysis approach to generalized transformer synthesis," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. CAS-28, no. 4, April 1981, pp. 319-330.
- [9] A. Alesina and M. Venturini, "Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switch direct PWM ac-ac converters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Kyoto, 1988, pp. 1284-1291.
- [10] A. Alesina and M. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct ac-ac converters," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 4, no. 1, Jan. 1989, pp. 101-112.
- [11] D.R. Alexander and S.M. Williams, "An optimal PWM algorithm implementation in a high performance 125 kVA inverter," in *Conf. Rec. Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*, San Diego, 1993, pp. 771-771.
- [12] P.L. Alger, G. Angst, and E.J. Davies, "Stray-load losses in polyphase induction machines," *AIEE Trans. Power Applications & Systems*, vol. 78, pt. III-A, June 1949, pp. 349-357.
- [13] K.A. Almarri, J.C. Balda, and K. Carr, "Optimized selection of the random PWM switching frequency in a limited pool," in *Conf. Rec. Applied Power Electronics Conf. and Exp. (APEC)*, New Orleans, 2000, pp. 569-573.
- [14] K.A. Almarri, J.C. Balda, and K. Carr, "An improved RPWM method based on a novel multi-level congruential random-number generator," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Galway, 2000, pp. 218-223.
- [15] A. Alolah, L.N. Hulley, and W. Shephard, "A three-phase neutral point clamped inverter for motor control," in *Conf. Rec. IEEE Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives*, Birmingham, 1987, pp. 144-148.
- [16] O. Alonso-Sadaba, J. Lopez-Taberna, I. Munoz-Morales, and P. Sanchis-Gurpide, "Voltage harmonics generator by 3 level converters using PWM natural sampling," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 2001, pp. 1561-1565.
- [17] R.N.C. Alves, "Analysis and implementation of the theory of PWM for use in three phase inverters," Ph.D. Thesis (in Portuguese), 1998.
- [18] R.N.C. Alves, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, and C.B. Jacobina, "Reduced-loss PWM strategy for three-phase voltage-type inverters," in *Conf. Rec. Brazilian Conf. on Power Electronics (COBEP)*, Brazil, 1999, pp. 181-186.
- [19] R. Alves, R. Orizondo, G. Pesse, and R. Rojas, "ATP/EMTP simulation of a controlled three-phase rectifier with PWM for power factor improvement and harmonic reduction," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, Brugge, 2002, in CD ROM.
- [20] G. Amler, "A PWM current-source inverter for high quality drives," *European Power Electronics Journal*, vol. 1, no. 1, July 1991, pp. 21-32.
- [21] A. Ammous, Y. Ounajjar, M. Ayedi, K.A. Haddad, and F. Sallami, "PWM-switch modeling of converters including semiconductor device non-linearities," in *Conf. Rec. 7th International Conf. on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems (ElectMACS)*, 2002, in CD ROM.
- [22] E.C. Andresen, S. Gediga, and H.J. Schwartz, "A continuous PWM-square wave transition method for voltage vector control of induction motors," in *Conf. Rec. European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)*, Florence, 1991, pp. 2/156-2/160.
- [23] M. Andrews and J.T. Boys, "Improvements in estimating the spectra of random PWM waveforms," *Electronics Letters*, Oct. 1993, vol. 29, No. 21, pp. 1822-23.
- [24] C. Andrieux and M. Lajoie-Mazenc, "Analysis of different current control systems for inverter-fed synchronous machine," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Brussels, 1985 pp. 2.159-2.165.
- [25] V.G. Angelidis and M. Calais, "Application specific harmonic performance evaluation multicarrier PWM techniques," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Kyoto, 1988, pp. 172-178.
- [26] V.G. Angelicas, P.D. Ziogas, and G. Joos, "'Dead-band' PWM switching patterns," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, July 1996, pp. 522-531.
- [27] C. Attaianesi and G. Tomasso, "Optimized modulation for PWM rectifiers," in *Conf. Rec. 2002 Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 2, pp. 1264-1269.
- [28] C. Bacigalupo, M. Baragli, M. Carpi, L. Puglisi, and G. Striano, "Modulation techniques applied to high power 3 level GTO's converter for asynchronous motor drives," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Trondheim, 1997, pp. 1.58-1.64.
- [29] A.R. Bakhshai, G. Joos, P.R. Jain, and H. Jin, "Incorporating the overmodulation range in space vector pattern generators using a classification algorithm," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 1, Jan. 2000, pp. 83-91.
- [30] T.H. Barton, "Pulse-width modulation waveform - the besell approximation," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Toronto, 1978, pp. 1125-1130.
- [31] A. Baskys and V. Gobis, "Generation of 3-phase voltage using space vector modulation method," in *Conf. Record of 9th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)*, Graz, 2001, in CD ROM.
- [32] F. Bauer and H.D. Hoening, "Quick response space vector control for a high power three-level-inverter drive system," in *Conf. Rec. European Conference on Power Electronics and Applications*, Aachen, 1989, pp. 417-421.
- [33] M.M. Bech, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, and A.M. Trzynadlowski, "A methodology for true comparison of analytical and measured frequency domain spectra in random PWM converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 3, May 1999, pp. 578-586.
- [34] M. Bech, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "Random modulation techniques with fixed switching frequency for three-phase power converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 4, pp.753-761, 2000.
- [35] G. Beinhönd, F.R. Jakob, and M. Nahrstaedt, "A new range of medium voltage multilevel inverter drives with floating capacitor technology," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Graz, 2001, in CD-ROM.
- [36] A. Bellini and G. Figalli, "On the selection of the commutating instants for induction motor drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-15, no. 5, Sept./Oct 1979, pp. 501-506.
- [37] A. Bellini, G. Figalli, and G. Ulivi, "A three-phase modulation technique suitable to supply induction motors," in *Conf. Rec. of International Power Electronics Conf.*, Tokyo, 1983, pp. 396-406.
- [38] A. Ben Abdeighani, C.A. Martins, X. Roboam, and T.A. Maynard, "Use of extra degrees of freedom in multilevel drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, Oct. 2002, pp. 965-977.
- [39] L. Ben-Brahim, "The analysis and compensation of dead-time effect in three-phase PWM inverters," in *Conf. Rec. of Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Aachen, pp. 792-797, 1998.
- [40] A.R. Bendre, I.T. Wallace, J. Nord, and G. Venkataramanan, "A current source PWM inverter with actively commutated SCRs," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 2001, vol. 3, pp. 1571-1576.
- [41] W.R. Bennett, "New results in the calculation of modulation products," *The Bell System Technical Journal*, vol. 12, April 1933, pp. 228-243.
- [42] P. Bhagwat and V.R. Stefanovic, "Generalized structure of a multilevel PWM inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 19, no. 6, Nov./Dec. 1983, pp. 1057-1069.
- [43] S. Bhattacharya, D.G. Holmes, and D.M. Divan, "Optimizing three phase current regulators for low inductance loads," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Orlando, 1995, pp. 2357-2366.
- [44] P. P. Biringier and I. Nagy, "General analysis of voltage sourced inverters with tolerance band control," in *Conf. Rec. Electrical Drives & Power Electronics Conf.*, Kosice, 1992, pp. 213-218.
- [45] F. Blaabjerg and J.K. Pedersen, "Digital quasi-random modulated SFAVM PWM in an AC drive system," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 41, Oct. 1994, pp. 518-525.
- [46] F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, and P. Thøgersen, "Improved modulation techniques for PWM-VSI drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, Feb. 1997, pp. 87-95.
- [47] H.S. Black, *Modulation Theory*, Van Nostrand, New York, 1953.
- [48] V. Blasko, "Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 33, May/June 1997, pp. 525-530.
- [49] V. Blasko, M.M. Bech, F. Blaabjerg, and J.K. Pedersen, "A new hybrid random pulse width modulator for industrial drives," in *Conf. Rec. Applied Power Electronics Conf. and Exp. (APEC)*, New Orleans, 2000, pp. 932-938.
- [50] A. Boglietti, G. Griva, M. Pastorelli, F. Profumo, and T. Adam, "A comparison of different modulation techniques," in *Conf. Rec. Electrical Drives & Power Electronics Conf.*, Kosice, 1992, pp. 525-531.
- [51] S. Bolognani, R. Conton, and M. Zigliotto, "Experimental analysis of the EMI reduction in PWM inverters using random space vector modulation," in *Conf. Rec. Int. Symp. on Industrial Electronics*, Warsaw, 1996, pp. 482-487.

总参考文献

- [52] R. Bonert and R.S. Wu, "Improved three phase pulsewidth modulation for over-modulation," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 5, Sept./Oct. 1985, pp. 1224-1228.
- [53] M.A. Boost and P.D. Ziogas, "State-of-the-art carrier PWM techniques: a critical evaluation," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 24, no. 2, Mar., 1988, pp. 271-290.
- [54] J. Bordanau, M. Cosan, D. Borojevic, H. Mao, and F.C. Lee, "State-space model for the comprehensive dynamic analysis of three-level voltage-source inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, St. Louis, 1997, pp. 942-948.
- [55] B.K. Bose and H.A. Sutherland, "A high-performance pulsewidth modulator for an inverter-fed drive system using a microcomputer," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-10, no. 2, Mar./April 1983, pp. 235-243.
- [56] J.M. Bourgeois, "PWM technique for acoustic noise reduction in power apparatus," in *Conf. Rec. of Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, San Diego, 1993, pp. 141-145.
- [57] S.R. Bowes, "New sinusoidal pulse-width modulated inverter," *IEE Proceedings (London)*, vol. 122, no. 11, Nov. 1975, pp. 1279-1285.
- [58] S.R. Bowes, "Developments in PWM switching strategies for microprocessor-controlled inverter drives," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Denver, 1987, pp. 323-329.
- [59] S.R. Bowes, "Regular-sampled harmonic elimination/minimisation PWM technique," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, Los Angeles, 1990, pp. 532-540.
- [60] S.R. Bowes, "Novel real-time harmonic minimized PWM control for drives and static power converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, no. 3, May 1994, pp. 256-262.
- [61] S. Bowes and B.M. Bird, "Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power converters," *IEE Proceedings (London)*, vol. 122, no. 5, May 1975, pp. 507-513.
- [62] S.R. Bowes and R. Bullough, "PWM switching strategies for current-fed inverter drives," *IEE Proceedings (London)*, vol. 131 Pt. B, no. 5, Sept. 1984, pp. 195-202.
- [63] S.R. Bowes and R.I. Bollough, "Optimal PWM microprocessor-controlled current-source inverter drive," *IEE Proc. B - Electric Power Applications*, vol. 135, no. 2, Mar. 1988, pp. 59-75.
- [64] S.R. Bowes and P.R. Clark, "Transputer based optimal PWM control of inverter drives," in *Conf. Rec. of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Pittsburgh, 1988, vol. 1, pp. 314-321.
- [65] S.R. Bowes and P.R. Clark, "Transputer based harmonic-elimination PWM control of inverter drives," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, San Diego, 1989, vol. 1, pp. 744-752.
- [66] S.R. Bowes and P.R. Clark, "Simple microprocessor implementation of new regular-sampled harmonic elimination PWM techniques," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Seattle, 1990, vol. 1, pp. 341-347.
- [67] S.R. Bowes and P.R. Clark, "Transputer based optimal PWM control of inverter drives," in *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, no. 1, Jan./Feb. 1992, pp. 81-88.
- [68] S.R. Bowes and P.R. Clark, "Simple microprocessor implementation of new regular-sampled harmonic elimination PWM techniques," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, no. 1, Jan./Feb. 1992, pp. 89-95.
- [69] S.R. Bowes and P.R. Clark, "Regular-sampled harmonic-elimination PWM control of inverter drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 10, no. 5, Sept. 1995, pp. 521-531.
- [70] S.R. Bowes and T. Davies, "Microprocessor-based development system for PWM variable-speed drives," *IEE Proceedings (London)*, vol. 132, Pt. B, no. 1, Jan. 1985, pp. 18-45.
- [71] S.R. Bowes and S. Grewal, "Simplified harmonic elimination PWM control strategy," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 4, 19 Feb. 1998, pp. 325-326.
- [72] S.R. Bowes and S. Grewal, "Modulation strategy for single phase PWM inverters," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 5, 5th Mar. 1998, pp. 420-422.
- [73] S.R. Bowes and S. Grewal, "A novel harmonic elimination PWM strategy," in *Conf. Rec. IEE Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives*, London, 1998, pp. 426-432.
- [74] S.R. Bowes and S. Grewal, "Novel harmonic elimination PWM control strategies for three-phase PWM inverters using space vector techniques," *IEE Proc. (London) - Electr. Power Appl.*, vol. 146, no. 5, Sept. 1999, pp. 495-514.
- [75] S.R. Bowes, S. Grewal, "Novel space-vector-based harmonic elimination inverter control," *IEEE Trans on Industry Applications*, vol. 36, no. 2, Mar./April, 2000, pp. 549-557.
- [76] S.R. Bowes, S. Grewal, and D. Holliday, "Single-phase harmonic elimination PWM," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 2, 20 Jan, 2000, pp. 106-108.
- [77] S.R. Bowes, S. Grewal, and D. Holliday, "Simplified ultrasonic regular-sampled PWM technique," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 9, 27th April, 2000, pp. 854-855.
- [78] S.R. Bowes, S. Grewal, and D. Holliday, "Single-phase three-level regular-sampled selective harmonic elimination PWM," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 148, No. 2, Mar. 2001.
- [79] S.R. Bowes, D. Holliday, and S. Grewal, "High frequency PWM technique for two and three level single-phase inverters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 147, no. 3, May 2001.
- [80] S.R. Bowes and Y.-S. Lai, "Investigation into optimising high switching frequency regular sampled PWM control for drives and static power converters," *IEEE Proc. - Electric Power Applications*, vol. 143, no. 4, July 1996.
- [81] S.R. Bowes and Y.-S. Lai, "The relationship between space-vector modulation and regular-sampled PWM," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, Oct. 1997, pp. 670-679.
- [82] S.R. Bowes and A. Midoun, "Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives," *IEE Proceedings (London)*, vol. 132, Pt. B, no. 3, May 1985, pp. 133-148.
- [83] S.R. Bowes and A. Midoun, "New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives," *IEE Proceedings (London)*, vol. 133, Pt. B, no. 4, July 1986, pp. 237-254.
- [84] S.R. Bowes and A. Midoun, "Microprocessor implementation of new optimal PWM switching strategy," *IEE Proc. B - Electric Power Applications*, vol. 135, no. 5 Sept. 1988, pp. 269-280.
- [85] S.R. Bowes and M.J. Mount, "Microprocessor control of PWM inverters," *IEE Proceedings (London)*, vol. 128, Pt. B, no. 6, Nov. 1981, pp. 293-305.
- [86] J.T. Boys and B.E. Walton, "A loss minimised sinusoidal PWM inverter," *IEE Proceedings (London)*, vol. 132, Pt. B, no. 5, Sept. 1985, pp. 260-268.
- [87] J.T. Boys and P.G. Handley, "Harmonic analysis of space vector modulated PWM waveforms," *IEE Proceedings (London)*, Pt. B, vol. 137, no. 4, July 1990, pp. 197-204.
- [88] J.T. Boys and P.G. Handley, "Spread spectrum switching: low noise modulation technique for PWM inverter drives," *IEE Proceedings (London)*, Pt. B, vol. 139, no. 3, May 1992, pp. 252-260.
- [89] J.T. Boys and M. Andrews, "Random PWM inverter drive systems: theory and practice," in *Conf. Rec. Proceedings of the Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Maui, 1993, pp. 695-700.
- [90] J.T. Boys, "Theoretical spectra for narrow-band random PWM waveforms," *IEE Proceedings (London)*, Pt. B, vol. 140, no. 6, Nov. 1993, pp. 393-400.
- [91] E.O. Brigham, *The Fast Fourier Transform*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1974.
- [92] T. Bruckner and D.G. Holmes, "Optimal pulse width modulation for three-level inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Acapulco, 2003, pp. 165-170.
- [93] G.S. Buja and G. Indri, "Improvement of pulse width modulation techniques," *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 57, 1975, pp. 281-289.
- [94] G.S. Buja and G.B. Indri, "Optimal pulse width modulation for feeding AC motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-13, no. 1, Jan./Feb. 1977, pp. 38-44.
- [95] G.S. Buja, "Optimum output waveforms in PWM inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-16, no. 6, Nov./Dec. 1980, pp. 830-836.
- [96] M. Calais, V.G. Agelidis, L.J. Borle, and M.S. Dymond, "A transformerless five level cascaded inverter based single phase photovoltaic system," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Galway, 2000, pp. 1173-1178.
- [97] M. Calais, V.G. Agelidis, and L. Borle, "Analysis of multicarrier PWM methods for single-phase five level inverter," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 2001, in CD ROM.
- [98] V.M. Cardenas G., S. Horta M., and R. Echavarria, "Elimination of dead time effects in three phase inverters," in *Conf. Rec. IEEE Intl. Power Electronics Congress (CIEP)*, 1996, pp. 258-262.
- [99] R.F. Carnargo, F. Botteron, H.L. Hey, H.A. Grundling, J.R. Pinheiro and H. Pinheiro, "New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverter," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cairns, 2002, pp. 232-237.
- [100] M. Carpi and S. Tenconi, "A novel multilevel structure for voltage source inverter," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conference*, Florence 1991, pp. 96-95.
- [101] G. Carrara, D. Casini, S. Gardella, and R. Salutati, "Optimal PWM for the control of multilevel voltage source inverter," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Brighton, 1993, pp. 255-259.
- [102] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutati, and G. Scialto, "A new multilevel PWM method: A theoretical analysis," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, no. 3, July 1992, pp. 497-505.
- [103] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and P. Nielsen, "Performance of SVM controller matrix converter with input and output unbalanced conditions," in *Conf. Rec. IEEE European Power Electronics Conf. (EPE)*, Sevilla, 1995, pp. 2.628-2.633.
- [104] J.B. Casteel and R.G. Hof, "Optimum PWM waveforms of a microprocessor controlled inverter," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Syracuse NY, 1978, pp. 243-250.
- [105] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A fast space vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, 2001, pp. 637-641.
- [106] N. Celanovic and D. Boroyevich, "Comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, 2000, pp. 242-249.
- [107] E. Cengeli, P. Enjeti, C. Singh, F. Blaabjerg, and J.K. Pederson, "New medium voltage PWM inverter topologies for adjustable speed ac motor drive system," in *Conf. Rec. Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, 1998, vol. 2, pp. 565-571.

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

- [108] E. Cengcelci, S.U. Sulistijo, B.O. Woom, P. Enjeti, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A new medium voltage PWM inverter topology for adjustable speed drive," in *Conf. Rec. IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, St. Louis, 1998, pp. 1416-1423.
- [109] B.J. Chalmers and B.R. Indri, "Optimal motor losses due to nonsinusoidal supply waveforms," *IEE Proc. (London)*, vol. 115, no. 12, Dec. 1968, pp. 1777-1782.
- [110] Y. Chen, B. Mwinziwiwa, Z. Wolanski, and B.-T. Ooi, "Regulating and equalizing DC capacitance voltages in multilevel STATCOM," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 12, 1997, pp. 901-907.
- [111] T. P. Chen, Y. S. Lai, and C. H. Liu, "A new space vector modulation technique for inverter control," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Charleston, 1999, pp. 777-782.
- [112] T.P. Chen and C.H. Liu, "Load power angle tracking harmonic-elimination discontinuous PWM strategy for switching loss minimization," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 2001, vol. 1, pp. 96-101.
- [113] Y. Chen and B.-T. Ooi, "STATCOM based on multimodules of multilevel converters under multiple regulation feedback control," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 14, Sept. 1999, pp. 959-956.
- [114] K.M. Cho, W.S. Oh, and C.G. In, "A new switching strategy for PWM power converters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cairns, 2002, vol. 1, pp. 221-225.
- [115] N.S. Choi, J.G. Cho, and G.H. Cho, "A general circuit topology of multilevel inverter," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cambridge MA, 1991, pp. 96-103.
- [116] J.W. Choi, S.I. Yong, and S.-K. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. Record (APEC)*, Orlando, 1994, pp. 100-106.
- [117] J.-W. Choi and S.-K. Sul, "New dead time compensation eliminating zero current clamping in voltage-fed PWM inverter," in *Conf. Rec. Industry Applications Society Annual Meeting*, Denver, vol. 2, 1994, pp. 977-984.
- [118] J.-W. Choi and S.-K. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 2, Mar. 1996, pp. 221-227.
- [119] A.H. Chowdhury, A. Mansoor, M.A. Choudhury, and M.A. Rahman, "On-line improved inverter waveform by variable step delta modulation," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Taipei, 1994, pp. 143-148.
- [120] C.F. Christiansen, M.I. Valla, and C.H. Rivetta, "A synchronization technique for static delta-modulated PWM inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 35, no. 4, Nov. 1988, pp. 502-507.
- [121] D.W. Chung, J.S. Kim, and S.K. Sul, "Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, Mar./April 1998, pp. 374-380.
- [122] D.-W. Chung and S.-K. Sul, "Minimum-loss strategy for three-phase PWM rectifier," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 3, June 1999, pp. 517-526.
- [123] L. Clotea, O. Clotea, and I. Matlac, "A novel microcontroller-based space-vector PWM strategy implementation," in *Conf. Rec. Optimization of Electrical and Electronic Equipment, (OPTIM)*, Braşov Romania, 16-17 May, 2002, in CD ROM.
- [124] B. Cook, A. Antoni, and R. Evans, "A microprocessor based, 3-phase pulse width modulator," in *Conf. Rec. IEEE Industrial Applications Society Int. Semiconductor Power Converter Conf.*, Orlando, 1982, pp. 375-384.
- [125] K. Corzine, S.D. Sudhoff, and C.A. Whitcomb, "Performance characteristics of a cascaded two-level converter," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 14, Sept. 1999, pp. 433-439.
- [126] K. Corzine and J.R. Baker, "Reduced-parts-count multilevel rectifiers," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 766-774.
- [127] K. Corzine and J.R. Baker, "Multilevel voltage-source duty-cycle modulation: analysis and implementation," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, Oct. 2002, pp. 1009-1016.
- [128] K. Corzine and Y.L. Familiant, "A new cascaded multi-level H-Bridge drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 17, Jan. 2002, pp. 125-131.
- [129] G.A. Covic and J.T. Boys, "Noise quieting with random PWM AC drives," *IEE Proc. (London) - Electr. Power Appl.*, vol. 145, no. 1, Jan. 1988, pp. 1-10.
- [130] D. Daum, "Unterdrückung von Oberschwingungen durch puls-breitensteuerung," *ETZ-A*, 1972, pp. 310-317.
- [131] P. Degobert and J.P. Hautier, "Low voltage control of a PWM current source inverter fed AC drive in electric vehicle traction applications," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, Brugge, 2002, in CD ROM.
- [132] D.A. Deib and H.W. Hill, "The advantages of harmonic-distortion minimization over traditional harmonic-elimination techniques," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Seattle, 1993, pp. 1048-1054.
- [133] P. Delarue, A. Bouscayrol, and E. Semail, "Generic control method of multilevel voltage-source-converters for fast practical implementation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 2, Mar. 2003, pp. 517-526.
- [134] A. Dell'Aquila, R. Forososa, E. Montaruli, and P. Zanchetta, "Novel multilevel PWM inverter implementation," in *Conf. Rec. of Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, New Orleans, 1997, pp. 710-715.
- [135] M. Depenbrock, "Pulsewidth control of a 3-phase inverter with non-sinusoidal phase voltages," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Int. Semiconductor Power Converter Conf.*, 1997, pp. 399-403.
- [136] S.B. Dewan and J.B. Forsythe, "Harmonic analysis of a synchronized pulse width modulated three phase inverter," *Trans. on IEEE Industry Applications*, vol. 14-74, Jan./Feb. 1974, pp. 117-122.
- [137] A. Diaz and E. G. Strangas, "A novel wide range pulse width overmodulation method," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, New Orleans, 2000, pp. 556-561.
- [138] J. W. Dixon, S. M. Tepper, and L. T. Moran, "Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, Orlando, 1994, pp. 894-900.
- [139] R.C. Dodson and P.D. Evans, "Application of dead time compensation to variable speed drives," in *Conf. Rec. 4th Int. Conf. on Electrical Machines and Drives*, London, 1989, pp. 369-373.
- [140] R.C. Dodson, P.D. Evans, H.T. Yazdi, and S.C. Harley, "Compensating for dead time degradation of PWM inverter waveforms," *IEE Proceedings (London)*, vol. 137, Pt. B, No. 2, Mar. 1990, pp. 73-81.
- [141] A. Donzel and G. Barnard, "New control law for capacitor voltage balance in multilevel inverter with switching rate control (CVC)," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Rome, 2000, pp. 2037-2044.
- [142] J. Doval, A. Nogueiras, L. Eguizabal, and C.M. Penalver, "Random modulation in inverters feeding induction motors," in *Conf. Rec. of Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, St. Louis, 1997, pp. 601-605.
- [143] J. Doval-Gandoy, A. Iglesias, C. Castro, and C.M. Penalver, "Three-alternatives for implementing space vector modulation with the DSP TMS320F240," in *Conf. Rec. of Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, San Jose, 1999, pp. 336-341.
- [144] W.G. Dunford and J.D. Van Wyk, "Harmonic imbalance in asynchronous PWM schemes," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cambridge MA, 1991, pp. 397-401.
- [145] H.B. Dwight, *Table of Integrals and Other Mathematical Data*, 3rd ed., Mac-Millan, New York, 1957.
- [146] M.A. Dzieniakowski and M.P. Kazmierkowski, "Microprocessor based novel current regulator for VSI PWM inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Toledo Spain, 1992, pp. 459-464.
- [147] J. Eibel and R. Joetten, "Control of a 3-level-switching inverter feeding," *ETG-Fachber.*, vol. 11, 1982.
- [148] P.N. Enjeti and J.F. Lindsay, "Solving nonlinear equations of harmonic elimination PWM in power control," *IEE Electronics Letters*, vol. 23, no.12, June 1987, pp. 656-657.
- [149] P.N. Enjeti, P.D. Ziogas, and J.F. Lindsay, "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics - a critical evaluation," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 418-430.
- [150] P.N. Enjeti, P.D. Ziogas, and J.F. Lindsay, "A current source PWM inverter with instantaneous current control capability," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 927-933.
- [151] P.N. Enjeti, P.D. Ziogas, J.F. Lindsay, and M.H. Rashid, "A new PWM speed control system for high-performance ac motor drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 37, no. 2, April 1990, pp. 143-151.
- [152] P.N. Enjeti and W. Shireen, "A new technique to reject DC-link voltage ripple from inverters operating programmed PWM waveforms," *IEEE Trans. Power Electronics*, Jan. 1992, pp. 171-180.
- [153] P.N. Enjeti and R. Jakkli, "Optimal power control strategies for neutral point clamped (NPC) inverter topology," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, May/June 1992, pp. 558-566.
- [154] W.L. Erdman, R. Hudson, J. Yang, and R.G. Hof, "A 7.5 kW ultrasonic inverter drive employing MOS-controlled thyristors," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 26, July/Aug. 1990, pp. 756-768.
- [155] M.F. Escalante, J.-C. Vannier, and A. Arzande, "Flying capacitor multilevel inverters and DTC motor drive applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 809-815.
- [156] J.R. Espinoza and G. Joos, "Current source converter on-line pattern generator switching frequency minimization," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, 1997, pp. 198-206.
- [157] P.D. Evans and P.R. Close, "Harmonic distortion in PWM inverter output waveforms," *IEE Proc. (London)*, Pt. B, vol. 134, no. 4, 1987, pp. 224-232.
- [158] C. Feng and V.G. Agelidis, "PWM control methods for five-level flying capacitor multilevel converters," in *Conf. Rec. 7th International Conf. on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems (ElectMACS)*, Aug. 2002, in CD ROM.
- [159] C. Feng and V.G. Agelidis, "On the comparison of fundamental and high frequency carrier-based PWM techniques for multilevel NPC inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cairns, 2002, pp. 520-525.
- [160] M. Fracchia, T. Ghiara, M. Marchesoni, and M. Mazzucchelli, "Optimized modulation techniques for the generalized n-level converter," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Toledo Spain, 1992, pp. 1205-1213.
- [161] G. Franzo, M. Mazzucchelli, L. Puglisi, and G. Sciutto, "Analysis of PWM techniques using uniform sampling in variable-speed electrical drives with large speed range," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Annual Mtg.*, 1984, pp. 568-575.
- [162] S. Fukuda and N. Takada, "PWM current source rectifier with sinusoidal line current," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Atlanta, 1987, pp. 679-684.

- [163] S. Fukuda and H. Hasegawa, "Current source rectifier/inverter system with sinusoidal currents," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 909-914.
- [164] S. Fukuda and Y. Iwaji, "A single-chip microprocessor-based PWM technique for sinusoidal inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 921-926.
- [165] S. Fukuda, H. Hasegawa, and Y. Iwaji, "PWM technique for inverter with sinusoidal output current," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 5, no. 1, Jan. 1990, pp. 54-61.
- [166] S. Fukuda, K. Suzuki, and Y. Iwaji, "Harmonic evaluation of an NPC PWM inverter employing the harmonic distortion determining factor," in *Conf. Rec. IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, Orlando, 1995, pp. 2417-2421.
- [167] S. Fukuda and K. Suzuki, "Using harmonic distortion determining factor for harmonic evaluation of carrier-based PWM methods," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, New Orleans, 1997, pp. 1534-1541.
- [168] S. Fukuda and K. Suzuki, "Harmonic evaluation of two-level carrier-based PWM methods," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Trondheim, 1997, pp. 2.331-2.336.
- [169] S. Fukuda, "LQ control of sinusoidal current PWM rectifiers," *IEE Proc. (London) - Electr. Power Appl.*, vol. 144, no. 2, Mar. 1997, pp. 95-100.
- [170] S. Funabiki and Y. Sawada, "A computational decision of pulse width in three-phase PWM inverter," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 694-699.
- [171] G. Gateau, M. Fadel, P. Maussion, R. Bensaid, and T.A. Meynard, "Multicell converters: active control and observation of flying-capacitor voltages," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, Oct. 2002, pp. 998-1008.
- [172] H. Gheraia, E. M. Berkouk, and G. Maness, "High voltage two PWM rectifiers - seven-level NPC voltage source inverter cascade. Application to the induction machine drive," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, 2002, in CD ROM.
- [173] J. Seun-Gi, K. Ban-Sup, K. Kyung-Seo, and P. Min-Ho, "The analysis and compensation of dead time effects," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Singapore, 1988, pp. 667-671.
- [174] K.P. Gokhale, A. Kawamura, and R.G. Hof, "Dead beat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 5, Sep/Oct. 1987, pp. 901-909.
- [175] G.A. Goodarzi and R.G. Hof, "GTO inverter optimal PWM waveforms," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Atlanta, 1987, pp. 312-316.
- [176] D.A. Grant and R. Seidner, "Ratio changing in pulse-width-modulated inverters," *IEE Proc. (London)*, Part B, vol. 128, no. 5, 1981, pp. 243-248.
- [177] D.A. Grant, J.A. Houldsworth, and K. Lower, "A new high-quality PWM ac drive," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, 1982, pp. 530-535.
- [178] D.A. Grant and J.A. Houldsworth, "PWM AC motor drive employing ultrasonic carrier," in *Conf. Rec. IEEE Conf. Power Electronics and Variable Speed Drives*, London, 1984, pp. 2345-240.
- [179] D.A. Grant, M. Stevens, and J.A. Houldsworth, "The effect of word length on the harmonic content of microprocessor-based PWM waveform generators," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 1, Jan./Feb. 1985, pp. 218-225.
- [180] R.M. Green and J.T. Boys, "PWM sequence selection and optimization: a novel approach," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-18, no. 2, Mar./April 1982, pp. 146-151.
- [181] T.C. Green, J.C. Salmon, and B.W. Williams, "A novel three-phase waveform generator for inverter drives," in *Conf. Rec. European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)*, Grenoble, 1987, pp. 191-196.
- [182] T.C. Green, J.C. Salmon, and B.W. Williams, "Investigation of delta modulation spectra and of sub-harmonic elimination techniques," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Kyoto, 1988, pp. 290-297.
- [183] T.C. Green and B.W. Williams, "Spectra of delta sigma modulated inverters: An analytical treatment," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, no. 4, Oct. 1992, pp. 644-654.
- [184] G. Griva, T.G. Habetler, F. Profumo, and M. Pastorelli, "Performance evaluation of a direct torque controlled drive in the continuous PWM-square wave transition region," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 10, no. 4, July 1995, pp. 464-471.
- [185] H. Grotstollen, "Line Voltage Modulation - A new possibility of PWM for three phase inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Toronto, 1993, pp. 567-574.
- [186] Y. Guijun and L. Norum, "Low cost digital controller for PWM converter," in *Conf. Rec. IFAC Conf. on Low Cost Automation*, Milan, 1989, pp. 91-97.
- [187] T.G. Habetler and D.M. Divan, "Performance characterization of a new discrete pulse modulated current regulator," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 395-405.
- [188] T.G. Habetler and D.M. Divan, "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 6, no. 3, July 1991, pp. 356-363.
- [189] T.G. Habetler, "A space vector-based rectifier regulator for ac/dc/ac converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 8, no. 1, Jan. 1993, pp. 30-36.
- [190] S. Halász, "Voltage spectrum of pulse-width-modulated inverters," *Periodica Pol. El. Eng.*, Vol. 25, No. 2, 1981.
- [191] S. Halász, "Optimal control of pwm inverters for a given number of commutations," in *Conf. Rec. of International Conference on Electrical Machines (ICEM'82)*, Budapest, 1982.
- [192] S. Halász and K. Polgár, "The problem of elimination of harmonics ac inverter drives," in *Conf. Rec. International Conference on Electrical Machines (ICEM'84)*, Lausanne, 1984.
- [193] S. Halász and T. Frank, "AC inverter drives with optimal PWM strategies," in *Conf. Rec. of Conf. on Applied Motion Control*, 1985, Minneapolis, USA.
- [194] S. Halász, "Selection of reasonable commutation frequency of inverters for ac drives," in *Conf. Rec. International Conference on Electrical Machines (ICEM'86)*, Munich, 1986.
- [195] S. Halász, "Analysis of pulsewidth modulation techniques for induction motor drive" *IEEE Int. Symposium on Ind. Electronics*, Budapest, 1993, pp. 300-204.
- [196] S. Halász, "Comparison of Sinusoidal PWM Methods," *Periodica Pol. El. Eng.* Vol. 37., No.4. 1993. pp.273-290.
- [197] S. Halász, G. Csonka, and A. A. Hassan, "Sinusoidal PWM techniques with additional of the zero-sequence harmonics," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Bologna, 1994, pp. 85-90.
- [198] S. Halász, G. Csonka, A.A.M. Hassan, and B.T. Huu, "Unipolar PWM in three level inverter drive," in *Conf. Rec. of IEEE Conf. on Ind. Appl. in Power Systems, Comp. Science and Telecomm. (Melecon'96)*, Bari Italy, 1996.
- [199] S. Halász, G. Csonka, and A.A.M. Hassan, "Generalized harmonic loss curves of ac motor fed from two and three level inverters," in *Conf. Rec. of the Int. Conf. on Ind. Electronics Control and Instrumentation*, Taipei, 1996, pp. 957-962.
- [200] S. Halasz, A.A.M. Hassan, and B.T. Hu, "Optimal control of three-level PWM inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 1, Feb. 1997, pp. 96-106.
- [201] S. Halász and B.T. Huu, "Two phase PWM technique for inverter fed ac drives," in *Conf. Rec. Industrial Electronics Conf. (IECON)*, New Orleans, 1997, pp. 688-693.
- [202] S. Halász and B.T. Huu, "Generalized harmonic loss-factor as a novel important quality index of PWM techniques," *PCC - Nagaoka*, Nagaoka Japan, 1997, pp. 787-792.
- [203] S. Halász and A. Zaharov, "Voltage spectra of two-phase PWM techniques in inverter fed ac drives," in *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, July 7-10. 1998. Pretoria, South Africa, pp. 202-207.
- [204] S. Halász and A. Zaharov, "Voltage spectra of two-phase PWM technique with 120° cycle," in *Proceedings of 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Prague, 1998.
- [205] S. Halasz and A. Zaharov, "Analysis of two-phase PWM technique in inverter ac drives," in *Conf. Rec. of 8th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lausanne, 1999, in CD ROM.
- [206] S. Halász and A. Zaharov, "Various realization methods of two-phase PWMs in inverter fed ac drives," in *Conf. Rec. of International Conference on Electrical Drives and Power Electronics*, High Tatras Slovakia, 1999, pp. 215-220.
- [207] S. Halász, Bin. T. Huu, and A. Zakharov, "Two-phase modulation technique for three-level inverter-fed ac drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Dec. 2000, Volume 47, No 6, pp. 1200-1212.
- [208] S. Halász and S. Pravadalioglu, "Inverter ac drives with two-phase and three-phase PWM techniques," in *Conf. Rec. 8th European Conference in Power Electronics and Applications (EPE)*, Graz Austria, 2001, in CD ROM.
- [209] T. Halkosaari, K. Kuusela, and H. Tuusa, "Effect of non-idealities on the performance of the 3-phase current source PWM converter," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 2001, pp. 654-659.
- [210] F. Hamma, T.A. Meynard, F. Tourkhani, and P. Viarouge, "Characteristics and design of multilevel choppers," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Atlanta, 1995, pp. 1208-1214.
- [211] P.W. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, Jan/Feb. 1997, pp. 202-208.
- [212] P.W. Hammond, "Enhancing the reliability of modular medium-voltage drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, Oct. 2002, pp. 948-954.
- [213] P.G. Handley and J.T. Boys, "Space vector modulation: an engineering review," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics and Variable-Speed Drives Conf.*, 1991, pp. 87-91.
- [214] A. Haras, "Space vector modulation in orthogonal and natural frames including the overmodulation range," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Trondheim, 1997, pp. 2.337-2.342.
- [215] M. Hashad and J. Iwaszkiewicz, "A novel orthogonal-vectors-based topology of multilevel inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 868-874.
- [216] A.M. Hava, "Carrier based PWM voltage source inverter in the overmodulation range," Ph.D. Thesis, University of Wisconsin, 1998.
- [217] A. M. Hava, S. K. Sul, R. J. Kerkman, and T.A. Lipo, "Dynamic overmodulation characteristic of triangle intersection PWM methods," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, New Orleans, pp.1520-1527, 1997.
- [218] A.M. Hava, R.J. Kerkman, and T.A. Lipo, "A high performance generalized discontinuous PWM algorithm," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, Sept/Oct 1997, pp. 1059-1071.

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

- [219] A.M. Hava, R.J. Kerkman, and T.A. Lipo, "Carrier-Based PWM-VSI overmodulation strategies: analysis, comparison and design," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, July 1998, pp. 674-689.
- [220] A.M. Hava, T. Lipo, and R.J. Kerkman, "Simple analytical and graphical tools for carrier based PWM methods," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, Jan. 1999, pp. 49-61.
- [221] K. Heintze et al., "Pulsewidth modulating static inverters for the speed control of induction motors," *Siemens-Z.*, vol. 45, no. 3, 1971, pp. 154-161.
- [222] S.J. Henriksen, R.E. Betz, and B.J. Cook, "Digital hardware implementation of a current controller for IM variable-speed drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, Sept./Oct. 1999, pp. 1021-1029.
- [223] D. Hintze and D. Schröder, "PWM Current Source Inverter with On Line Optimized Pulse Pattern Generation for Voltage and Current Control," in *Conf. Rec. CICEM 91*, Wuhan China, 1991, pp. 189-192.
- [224] F. Herty, "Methods reducing distortions on output current and voltage waveforms in PWM voltage source inverters," in *Conf. Rec. 9th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)*, Graz, 2001, in CD ROM.
- [225] W.A. Hill and C.D. Harbourt, "Performance of medium voltage multi-level inverters," in *Conf. Rec. of Industry Applications Society Annual Mtg.*, Phoenix, 1999, pp. 1186-1192.
- [226] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, and T.A. Lipo, "Comparison of multilevel inverters for static VAR compensation," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Denver, 1994, pp. 921-928.
- [227] D.G. Holmes, "The general relationship between regular-sampled-pulse-width modulation and space vector modulation for hard switched converters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Houston, 1992, pp. 1002-1010.
- [228] D.G. Holmes, "A unified modulation algorithm for voltage and current source inverters based on ac-ac matrix converter theory," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, no. 1, Feb. 1992, pp. 31-40.
- [229] D.G. Holmes, "The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, Oct. 1996, pp. 1122-1129.
- [230] D.G. Holmes, "A generalised approach to the modulation and control of hard switched converters," Ph.D. Thesis, Monash University, Australia, 1997.
- [231] D.G. Holmes, "A general analytical method for determining the theoretical harmonic components of carrier based PWM strategies," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, St. Louis, 1998, pp. 1207-1214.
- [232] D.G. Holmes and D.A. Martin, "Implementation of a direct digital predictive current controller for single and three-phase voltage source inverters," Internal Report, Department of Electrical and Computer Systems Engineering, Monash University, 1999.
- [233] D.G. Holmes and B.P. McGrath, "Opportunities for harmonic cancellation with carrier based PWM for two-level and multi-level cascaded inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Phoenix, 1999, pp. 781-788.
- [234] J. Holtz, "Pulsewidth modulation in motion control," in *Conf. Rec. Singapore International Conference on Intelligent Control and Instrumentation (SIC/I 92)*, Volume: 1, 17-21 Feb 1992, pp. 115-120.
- [235] J. Holtz, "Pulsewidth modulation - a survey," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 5, Dec. 1992, pp. 410-420.
- [236] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, Aug. 1994, pp. 1194-1214.
- [237] J. Holtz, "On the performance of optimal pulsewidth modulation techniques," *European Power Electronics Journal*, 1993, pp. 17-26.
- [238] J. Holtz and B. Beyer, "Off-line optimized synchronous pulsewidth modulation with on-line control during transients," *European Power Electronics Journal*, 1991, pp. 183-190.
- [239] J. Holtz and B. Beyer, "Optimal synchronous pulsewidth modulation with a trajectory tracking scheme for high dynamic performance," in *Conf. Record Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, Boston, 1992, pp. 147-154.
- [240] J. Holtz and B. Beyer, "The trajectory tracking approach - a new method for minimum distortion PWM in dynamic high-power drives," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Houston, 1992, pp. 331-338.
- [241] J. Holtz and B. Beyer, "Optimal pulsewidth modulation for ac servos and low-cost industrial drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, July/Aug. 1994, pp. 1039-1047.
- [242] J. Holtz and E. Bube, "Field-orientated asynchronous pulse-width modulation for high-performance ac machine drives operating at low switching frequency," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 27, no. 3, May/June 1991, pp. 574-581.
- [243] J. Holtz, A.M. Khambadkone, and W. Lotzkat, "On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, Oct. 1993, pp. 546-553.
- [244] J. Holtz, P. Lammert, and W. Lotzkat, "High-speed drive system with ultrasonic mosfet-PWM-inverter and single-chip-microprocessor control," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-23, no. 6, Nov/Dec. 1987, pp. 1010-1015.
- [245] J. Holtz, W. Lotzkat, and K.H. Werner, "A high power multi transistor-inverter interruptible power supply system," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Blacksburg, 1986, pp. 311-320.
- [246] J. Holtz and S.F. Salama, "Megawatt GTO-inverter with three-level PWM control and regenerative snubber circuits," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Kyoto, 1988, pp. 214-217.
- [247] J. Holtz and L. Springob, "Reduced harmonics PWM controlled line-side converter for electric drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 29, no. 4, Nov. 1993, pp. 814-819.
- [248] J. Holtz and S. Stadtfeld, "A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source," in *Conf. Rec. IPEC Conf.*, Tokyo, 1983, pp. 1665-1675.
- [249] J. Holtz and S. Stadtfeld, "A PWM inverter drive system with on-line optimized pulse patterns," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Brussels, 1985, pp. 3.21-3.25.
- [250] J. Holtz, S. Stadtfeld, and P. Lammert, "An economic very high power PWM inverter for induction motor drives," in *Conf. Rec. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Brussels, 1985, pp. 3.75-3.80.
- [251] J. Holtz, S. Stadtfeld, and H.P. Wurm, "A novel PWM technique minimizing the peak inverter current at steady state and transient operation," *Elektrische Bahnen*, vol. 81, Feb. 1983, pp. 55-61.
- [252] J. Holtz and H.P. Wurm, "A new type of voltage fed inverter for the megawatt range," *Elektrische Bahnen*, vol. 80, no. 7, 1982, pp. 214-221.
- [253] M. Hombu, S. Ueda, and A. Ueda, "A current source GTO inverter with sinusoidal inputs and outputs," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Toronto, 1985, pp. 1033-1039.
- [254] J.A. Houldsworth and D.A. Grant, "The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 20, no. 5, Sept., 1984, pp. 1224-1228.
- [255] S.Y.R. Hui, S. Sathikumar, and K.K. Sung, "Novel random PWM schemes with weighted switches decision," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives*, 23-25 Sept. 1996, pp. 348-353.
- [256] B. Huo, A.M. Trzynadlowski, I. Panahi, A. Mohammed, and Z. Yu, "Novel random pulse width modulator with constant sampling frequency based on the TMS320F240 DSP controller," *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, San Jose, 1999, pp. 342-347.
- [257] B.T. Huu, S. Halász, and G. Csonka, "Generalized harmonic losses of inverter fed AC motors," *Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Budapest, 1996, pp. 3/121-3/125.
- [258] D.-S. Hyun, "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter," in *Conf. Rec. Industry Applications Society Annual Meeting*, Denver, 1994, pp. 1151-1157.
- [259] T. Ishida, K. Matsuse, K. Sugita, L. Huang, and K. Sasagawa, "DC voltage control strategy for a five-level converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, 2000, pp. 508-515.
- [260] T. Ishida, K. Matsuse, K. Sasagawa, and L. Huang, "Fundamental characteristics of a five-level double converter for induction motor drive," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Rome, 2000, pp. 2189-2196.
- [261] M. Iwahori and K. Kousaka, "Three-phase current source GTO rectifier adopting new PWM control techniques," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, San Diego, 1989, pp. 855-860.
- [262] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, and R.L. de A. Ribeiro, "Current control for a random PWM voltage source inverter," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, St. Louis, 1997, vol. 2, 1440-1446.
- [263] S.P. Jackson, "Multiple pulse modulation in static inverters reduces selected output harmonics and provides smooth adjustment of fundamentals," *IEEE Trans. on Industry and General Applications*, vol. IGA-6, no. 4, July/Aug. 1970, pp. 357-360.
- [264] F. Jenni and D. Wuest, "The optimization parameters of space vector modulation," in *Conf. Rec. of the European Power Electronics Conf. (EPE)*, Brighton, 1993, pp. 376-381.
- [265] F. Jenni and D. Wuest, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*, (Control Techniques for Self-Operated Static Inverters), B.G. Teubner, Stuttgart, 1995.
- [266] S.G. Jeong and M.-H. Park, "The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 2, April 1991, pp. 108-114.
- [267] Q. Jiang, D.G. Holmes, and D.B. Giesner, "A method of linearising optimal PWM switching strategies to enable their computation on-line in real-time," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Dearborn, 1991, pp. 819-825.
- [268] Q. Jiang and T.A. Lipo, "Switching angle and DC link voltage optimization for multilevel cascade inverters," *Electric Machines and Power Systems*, vol. 28, July 2000, pp. 605-612.
- [269] R. Joettin and C. Kehl, "A fast space-vector control for a three-level voltage source inverter," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Florence, 1991, pp. 2:070-2:075.
- [270] G. Joos, P.D. Ziogas, and B. Vincenti, "A three phase model reference adaptive PWM technique with improved features," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Seattle, 1990, pp. 997-1004.
- [271] G. Joos, G. Moschopoulos, and P.D. Ziogas, "A high performance current source inverter," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cambridge MA, 1991, pp. 123-130.
- [272] G. Joos, X. Huang and B.T. Ooi, "Direct-coupled multilevel cascaded series VAR compensators," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, Sept/Oct. 1998, pp. 1156-1163.
- [273] A. Julian, G. Orti, and T.A. Lipo, "Elimination of common mode voltage in three phase sinusoidal power converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 5, Sept. 1999, pp. 982-989.

总参考文献

- [274] B. Kaku, I. Miyashita, and S. Sone, "Switching loss minimized space vector PWM method for IGBT three-level inverter," *IEE Proc. (London) - Electrical Power Appl.*, vol. 144, May 1997, pp. 182-190.
- [275] T. Kalder, A. Ackva, and U. Jansen, "Novel digital controller for induction machines considering the inverter switching times and a fluctuating dc-link voltage," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Florence, 1991, pp. 2.058-2.063.
- [276] B.J. Kang and C.M. Liaw, "Random hysteresis PWM inverter with robust spectrum shaping," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 37, no. 2, April 2001, pp. 619-629.
- [277] C.A. Karybakas, "A DC to AC inverter based on the delta modulation principle," *Int. J. Electronics*, vol. 49, no. 1, Jan. 1980, pp. 59-66.
- [278] T. Kato, "Precise PWM waveform analysis of inverter for selected harmonic elimination," in *Conf. Rec. Industry Applications Society Industry Applications Society Annual Mtg.*, Denver, 1986, pp. 611-616.
- [279] T. Kato and K. Miyao, "Modified hysteresis control with minor loops for single-phase full-bridge inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 689-693.
- [280] T. Kawabata, T. Miyashita, and Y. Yamamoto, "Dead beat control of three phase inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 5, no. 1, Jan. 1990, pp. 21-28.
- [281] T. Kawabata, K. Kawaguchi, and S. Godo, "Novel modulation method of single-phase bridge inverter for improved utilization of power devices," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cairns, 2002, pp. 226-231.
- [282] Y. Kawabata, M. Nasu, T. Nomoto, E.C. Ejiogu, and T. Kawabata, "High-efficiency and low acoustic noise drive system using open-winding AC motor and two space-vector-modulated inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 783-789.
- [283] A. Kawamura, T. Haneyoshi, and R. G. Hoft, "Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 1986, pp. 576-583.
- [284] M.P. Kazmierkowski and W. Sulkowski, "A novel vector control scheme for transistor PWM inverter-fed induction motor drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 1, Feb. 1991, pp. 41-47.
- [285] M.P. Kazmierkowski, M.A. Dzierniowski, and W. Sulkowski, "Novel space vector based current controllers for PWM-inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 6, no. 1, Jan. 1991, pp. 158-165.
- [286] C. Keller, R. Jakob, and S. Salama, "Topology and balance control of medium voltage multilevel drives," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Graz, 2001, in CD-ROM.
- [287] R.J. Kerkman, D. Leggate, B.J. Seibel, and T.M. Rowan, "Operation of PWM voltage source inverters in the overmodulation region," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 1, Feb. 1996, pp. 132-141.
- [288] A. Khabadkone and J. Holtz, "Low switching frequency and high dynamic pulsewidth modulation based on field-orientation for high power inverter drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 6, no. 3, May/June 1991, pp. 574-581.
- [289] A. Khabadkone and J. Holtz, "Low switching frequency high-power inverter drive based on field-oriented pulsewidth modulation," in *Conf. Rec. European Conf. on Power Electronics and Appl. (EPE)*, Florence, 1991, pp. 4.672-677.
- [290] Y. Kim and M. Ehsani, "An algebraic algorithm for microcomputer-based (direct) inverter pulse width modulation," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 23, no. 4, July/Aug. 1987, pp. 654-660.
- [291] Y. Kim and M. Ehsani, "New modulation methods for force-commutated direct frequency changers," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, San Diego, 1989, pp. 798-809.
- [292] Y. Kim and M. Ehsani, "Control of force-commutated direct frequency changers," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Seattle, 1990, pp. 1163-1170.
- [293] Y.-S. Kim, B.-S. Seo, and D.-S. Hyun, "A novel structure of multi-level high voltage source inverter," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Sevilla, 1995, pp. 132-137.
- [294] J.-S. Kim, J.-W. Choi, and S.-K. Sul, "Analysis and compensation of voltage distortion by zero current clamping in voltage-fed PWM inverter," in *Conf. Rec. Int. Power Electronics Conf. Yokohama*, 1995, pp. 265-270.
- [295] J.-S. Kim, "A novel voltage modulation technique of the space vector PWM," *Trans. Inst. Elect. Eng. Japan*, vol. 116-D, no. 8, 1996, pp. 820-825.
- [296] R.Y. Kim, Y.-H. Lee, and D.-S. Hyun, "New link potential control scheme for four-level inverter with passive rectifier," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf.*, Dallas, 1999, pp. 528-534.
- [297] H.-J. Kim, H.-D. Lee, and S.-K. Sul, "A new PWM strategy for common mode voltage reduction in neutral-point clamped inverter-fed AC motor drives," in *Conf. Rec. IEEE Industrial Applications Society Annual Mtg.*, Rome, 2000, in CD ROM.
- [298] J. Kimball and P.T. Krein, "Real-time optimization of dead time for motor control inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, St. Louis, 1997, vol. 1, pp. 597-600.
- [299] R.L. Kirlin, S. Kwok, S. Legowski, and A.M. Trzynadlowski, "Power spectra of a PWM inverter with randomized pulse pattern," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, no. 5, Sept. 1994, pp. 463-472.
- [300] R.L. Kirlin, S. Legowski, and A.M. Trzynadlowski, "An optimal approach to random pulse width modulation in PWM inverters," in *Conf. Rec. of Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Atlanta, 1995, pp. 313-318.
- [301] R.L. Kirlin, M. Bech, and A.M. Trzynadlowski, "Power spectral density analysis of randomly switched pulse modulation for DC/AC converters," in *Conf. Rec. of Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, Pocono Manor PA, 2000, pp. 373-377.
- [302] R.L. Kirlin, M.M. Bech, A.M. Trzynadlowski, and B. Huo, "Power and power spectral density in PWM inverters with randomized switching frequency," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 2001, vol. 1, pp. 188-192.
- [303] R.L. Kirlin, M.M. Bech, and A.M. Trzynadlowski, "Analysis of power and power spectral density in PWM inverters with randomized switching frequency," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, April 2002, pp. 486-499.
- [304] M.C. Klabunde, Y. Zhao, and T.A. Lipo, "Current Control of a 3-Level Rectifier/Inverter Drive System," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Denver, 1994, pp. 859-866.
- [305] J. Klima, "Analytical analysis of space- vector PWM four- switch voltage source inverter - feeding an induction motor drive," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, 2002, in CD ROM.
- [306] G.B. Kliman and A.B. Plunkett, "Development of a modulation strategy for a PWM inverter drive," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-15, no. 1, Jan./Feb. 1979, pp. 702-709.
- [307] R.D. Klug, "Effects and correction of switching dead-times in 3-phase PWM inverter drives," *European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)*, Aachen, 1989, pp. 1261-1266.
- [308] H. Kohlmeier, O. Niermeyer, and D. Schröder, "High Dynamic Four-Quadrant AC-Motor Drive with improved Power-Faktor and On-Line optimized Pulse Pattern with PROMC," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Nov./Dec. 1987 vol. IA-23, No. 6, pp. 1001-1009.
- [309] H.A. Kojori, H.R. Karshenas, and S.B. Dewan, "Generalized switching strategies for current source inverter/converters," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Taipei, 1994, pp. 135-142.
- [310] J.W. Kolar, U. Drofenik, and F.C. Zach, "Space vector based analysis of the variation and control of the neutral point potential of hysteresis current controlled three phase/switch/level PWM rectifier systems," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 1995.
- [311] J.W. Kolar, H. Ertl, and F.C. Zach, "Calculation of the passive and active component stress of three phase PWM converter system with high pulse rate," in *Conf. Rec. European Power Electronics (EPE)*, Aachen, 1989, pp. 1303-1311.
- [312] J.W. Kolar, H. Ertl, and F.C. Zach, "Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 27, no. 6, Nov./Dec. 1991, pp. 1063-1075.
- [313] J. Koulischer, P. Mathys, and G. Bingen, "Computer-aided choice of digital PWM strategies," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Denver, 1986, pp. 49-57.
- [314] M. Koyama, T. Fujii, R. Uchida, and T. Kawabata, "Space voltage vector based new PWM method for large capacity three-level GTO inverter," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, 1992, pp. 271-276.
- [315] P.C. Krause and T.A. Lipo, "Analysis and simplified representation of a rectifier-inverter induction motor drive," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 5, May 1969, pp. 588-596.
- [316] P.C. Krause and T.A. Lipo, "Analysis and simplified representation of rectifier-inverter reluctance-synchronous motor drives," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 6, June 1969, pp. 962-970.
- [317] J.-S. Lai and F.Z. Peng, "Multilevel converters - a new breed of power converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, 1996, pp. 509-517.
- [318] Y. S. Lai and S. R. Bowes, "A universal space vector modulation strategy based on regular-sampled pulse width modulation," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Taipei, 1996, pp. 120-126.
- [319] R.S. Lai and K.D.T. Ngo, "A PWM method for reduction of switching loss in a PWM inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 10, May 1995, pp. 326-332.
- [320] Y.-S. Lai, "Random switching techniques for inverter control," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 9, 24 April 1997, pp. 747-749.
- [321] Y.-S. Lai, "Random space vector modulation technique for high switching frequency inverter control," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 17, 14 Aug. 1997, pp. 1425-1426.
- [322] Y.-S. Lai, "New random inverter control technique for common mode voltage mitigation of motor drives," *IEEE Proc. (London) - Electr. Power Appl.*, vol. 146, no. 3, May 1999, pp. 289-296.
- [323] Y.-S. Lai, Y.-T. Chang, and J. Wang, "Design and implementation of induction motor drives using random switching technique," in *Conf. Rec. Power Engineering Society Summer Meeting*, Seattle, 2000, pp. 2487-2492.
- [324] Y.-S. Lai and S.R. Bowes, "A universal space vector modulation strategy based on regular-sampled pulse-width modulation," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Taipei, 1996, pp. 120-126.
- [325] H. Larijader, "Design aspects of induction motors for traction applications with supply through static frequency changers," *Brown Boveri Review*, vol. 57, April 1970, pp. 152-167.
- [326] G. Ledwich, "Current source inverter modulation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 6, no. 4, Oct. 1991, pp. 618-623.

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

- [327] D.C. Lee and G.-M. Lee, "A novel overmodulation technique for space-vector PWM inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, no. 6, Nov. 1998, pp. 1144-1151.
- [328] D.H. Lee, S.R. Lee, and F.C. Lee, "An analysis of the midpoint balance for neutral-point clamped three-level VSI," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Fukuoka, 1998, pp. 193-199.
- [329] Y.-H. Lee, B.-S. Suh, and D.-S. Hyun, "A novel PWM scheme for a three level voltage source inverter with GTO thyristors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, no. 2, Mar./April 1996, pp. 260-268.
- [330] Y.-H. Lee, R.-Y. Kim, and D.-S. Hyun, "A novel SVPWM strategy considering DC-link balancing for a multi-level voltage source inverter," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, Dallas, 1999, pp. 509-514.
- [331] Y.-H. Lee, B.-S. Suh, C.-H. Choi, and D.-S. Hyun, "New neutral point current control for a 3-level converter/inverter pair system," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Phoenix, 1999, pp. 1528-1534.
- [332] Y.-H. Lee, D.-H. Kim, and D.-S. Hyun, "Carrier based SVPWM method for multi-level system with reduced HDF," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Rome, 2000, pp. 1996-2002.
- [333] S.G. Lee, D.W. Kang, Y.H. Lee, and D.S. Hyun, "The carrier based PWM method for voltage balance of flying capacitor multilevel inverter," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 2001, vol. 1, pp. 126-131.
- [334] D. Leggate and R.J. Kerkman, "Pulse-based dead-time compensator for PWM voltage inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 2, April 1997, pp. 191-197.
- [335] S. Legowski and A.M. Trzynadlowski, "Incremental method of pulse width modulation for three-phase inverters," *Int. J. Electronics*, vol. 64, no. 5, 1988, pp. 803-814.
- [336] S. Legowski, J. Bei, and A.M. Trzynadlowski, "Analysis and implementation of a PWM technique based on voltage space vectors," in *Conf. Rec. of Applied Power Electronics Conference (APEC)*, Boston, 1992, pp. 586-593.
- [337] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 2nd Edition, Springer, Berlin, 1996.
- [338] L. Li, D. Czarkowski, Y. Liu, and P. Pillay, "Multilevel space vector PWM technique based on phase-shift harmonic suppression," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, New Orleans, 2000, pp. 535-541.
- [339] L. Li, D. Czarkowski, Y. Liu, and P. Pillay, "Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, no. 1, Jan./Feb. 2000, pp. 160-170.
- [340] S. Li and L. Xu, "A DSP peripheral design for three-level inverter space vector PWM modulations," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Acapulco, 2003, pp. 189-195.
- [341] Y. Liang and C.O. Nwankpa, "A new type of STATCOM based on cascading voltage source inverters with phase-shifted unipolar SPWM," in *Conf. Rec. Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 978-985.
- [342] Y. Liang and C.O. Nwankpa, "Power-line conditioner based on flying-capacitor multilevel voltage-source converter with phase-shift SPWM," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, 2000, pp. 965-971.
- [343] T.-J. Liang, J.-F. Chen, and J.-L. Shyu, "Novel multi-random PWM technique for inverter design," in *Conf. Rec. of Int. Conf. on Power Electronics and Drives Systems*, Hong Kong, 27-29 July 1999, pp. 942-946.
- [344] C.M. Liaw and Y.M. Lin, "Random slope PWM inverter using existing system background noise: analysis, design and implementation," *IEE Proceedings - Electric Power Appl.*, vol. 147, no. 1, Jan. 2000, pp. 45-54.
- [345] C.M. Liaw, Y.M. Lin, C.H. Wu, and K.I. Hwu, "Analysis, design and implementation of a random frequency PWM inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 5, Sept. 2000, pp. 843-854.
- [346] B.-R. Lin and J.-H. Lu, "Implementation of nondeterministic PWM for inverter drives," in *Conf. Rec. Int. Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Bled Slovenia, 12-16 July 1999, pp. 813-818.
- [347] B.-R. Lin, "High power factor AC/DC/AC converter with random PWM," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 35, no. 3, July 1999, pp. 935-943.
- [348] B.-R. Lin, "Implementation of nondeterministic pulsewidth modulation inverter drives," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic systems*, vol. 36, no. 2, April 2000, pp. 482-490.
- [349] J.-L. Lin, "A new approach of dead-time compensation for PWM voltage inverters," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. 49, no. 4, April 2002, pp. 476-483.
- [350] T.A. Lipo, "The analysis of induction motors with voltage control by symmetrically triggered thyristors," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-90, no. 2, Mar./April 1971, pp. 515-525.
- [351] T.A. Lipo, "A Cartesian vector approach to reference frame theory of AC machines," in *Conf. Rec. International Conf. on Electrical Machine (ICEM)*, Lausanne, 1994, pp. 239-242.
- [352] T.A. Lipo, *Introduction to AC Machine Design*, Vol. 1, University of Wisconsin Power Electronics Research Center, University of Wisconsin, Madison, 1996.
- [353] H.L. Liu, N.S. Choi, and G.H. Cho, "Space vector PWM for three-level inverter with DC-link voltage balancing," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Kobe, 1991, pp. 197-203.
- [354] H.L. Liu and G.H. Cho, "Three-level space vector PWM in low index modulation region avoiding narrow pulse problem," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, no. 5, Sept. 1994, pp. 481-486.
- [355] H.L. Liu, G.H. Cho, and S.S. Park, "Optimal PWM design for high power three-level inverter through comparative studies," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 10, no. 1, Jan. 1995, pp. 38-47.
- [356] P.C. Loh, D.G. Holmes, Y. Fukuta, and T.A. Lipo, "Reduced common mode carrier-based modulation strategies for cascaded multilevel inverters," in *Conf. Rec. Industry Applications Society Annual Conf.*, Pittsburgh, 2002, vol. 3, pp. 2002-2009.
- [357] P.C. Loh, D.G. Holmes, and T.A. Lipo, "Synchronisation of distributed PWM cascaded multilevel inverters with minimal harmonic distortion and common mode voltage," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Acapulco, 2003, pp. 177-182.
- [358] R. Lund, M. Manjrekar, P. Steimer, and T.A. Lipo, "Control strategies for a hybrid seven level inverter," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Lausanne, 1999, in CD ROM.
- [359] X. Ma, "High-performance PWM frequency changers," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-22, no. 2, Mar./April, 1986, pp. 267-280.
- [360] M. Malinowski, "Adaptive modulator for three-phase PWM rectifier/inverter," in *Conf. Rec. of the 2000 EPE-PEMC Conf.*, Kosice, pp. 1.35-1.41.
- [361] L. Malesani and P. Tenti, "Three-phase ac/dc PWM converter with sinusoidal ac currents and minimum filter requirements," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-23, no. 1, Jan./Feb., 1987, pp. 71-77.
- [362] M. Manjrekar and G. Venkataramanan, "Advanced topologies and modulation strategies for multilevel inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Baveno, 1996, pp. 1013-1018.
- [363] M. Manjrekar, "Topologies, analysis, controls and generalization in H-bridge multilevel power conversion," Ph.D. dissertation, University of Wisconsin, 1999.
- [364] M.D. Manjrekar, R. Lund, P. Steimer, and T.A. Lipo, "Hybrid multilevel power conversion system: A competitive solution for high power applications," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, May/June 2000, pp. 834-841.
- [365] M. Manjrekar and T.A. Lipo, "A hybrid multilevel inverter topology for drive applications," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition*, New Orleans, 2000, pp. 525-529.
- [366] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi, "Non-conventional power converter for plasma stabilization," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Kyoto, 1988, pp. 122-129.
- [367] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and P. Tenca, "About the DC-link capacitors voltage balance in multi-point clamped converters," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Aachen, 1998, pp. 548-553.
- [368] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, F. Robinson, and P. Tenca, "Analysis of DC-link capacitor voltage balance in AC-DC-AC diode-clamped multilevel converters," in *Conf. Record European Power Electronics Conf. (EPE)*, Lausanne, 1999, in CD ROM.
- [369] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and P. Tenca, "An optimal controller for voltage balance and MPC losses reduction in MPC AC/DC/AC converters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Galway, 2000, pp. 662-667.
- [370] M. Marchesoni and P. Tenca, "Theoretical and practical limits in multilevel MPC inverters with passive front ends," in *Conf. Record European Power Electronics Conf. (EPE)*, Graz, 2001, in CD ROM, 12 pp.
- [371] M. Marchesoni and P. Tenca, "Diode-clamped multilevel converters: A practicable way to balance DC-link voltages," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 752-765.
- [372] A.M. Massoud, S.J. Finney, and B.W. Williams, "Control techniques for multi-level voltage source inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Acapulco, 2003, pp. 171-176.
- [373] K. Matsue, T. Katahata, and K. Sugita, "A vector control system for induction motor using a five-level inverter with DC choppers," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Fukuoka, 1998, pp. 984-989.
- [374] B.P. McGrath, "Modulation and control of pulse width modulated multilevel converters," Internal Report, Power Electronics Group, Monash University Australia, 1999.
- [375] B.P. McGrath, "Topologically independent modulation of multilevel inverters," Ph.D. Thesis, Monash University, Australia, 2002.
- [376] B.P. McGrath and D.G. Holmes, "A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Galway, 2000, pp. 674-679.
- [377] B.P. McGrath, M. Manjrekar, D.G. Holmes, and T.A. Lipo, "An improved modulation strategy for the hybrid multilevel inverter," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Rome, 2000, pp. 2086-2093.
- [378] B.P. McGrath, D.G. Holmes, and T.A. Lipo, "Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*, Vancouver, 2001, pp. 1123-1129.
- [379] B.P. McGrath and D.G. Holmes, "Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based PWM for two-level and multilevel cascaded inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, No. 2, Mar./April 2001, pp. 574-582.
- [380] B.P. McGrath and D.G. Holmes, "An analytical technique for the determination of spectral components of multilevel carrier based PWM methods," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 724-738.
- [381] B.P. McGrath and D.G. Holmes, "Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 858-867.

- [382] B.P. McGrath and D.G. Holmes, "Sinusoidal PWM of multilevel inverters in the overmodulation region," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cairns, 2002, vol. 2, pp. 485-490.
- [383] M.A. Mendes, Z.M. Peixoto, P.F. Seixas, and P. Donoso-Garcia, "A space vector PWM method for three-level flying capacitor inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 2001, pp. 182-187.
- [384] R.W. Menzies, and T. Seger, "Constrained optimal pulsewidth modulation," in *Conf. Rec. of Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, 1980, pp. 1198-1205.
- [385] T.A. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Toledo Spain, 1992, pp. 397-403.
- [386] T.A. Meynard, M. Fadel, and N. Aouda, "Modeling of multilevel converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 3, June 1997, pp. 356-364.
- [387] T.A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt, "Multicell converters: basic concepts and industry applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, Oct. 2002, pp. 955-964.
- [388] T.A. Meynard, H. Foch, F. Forest, C. Turpin, F. Richardeau, L. Delmas, G. Gateau, and E. Lefevre, "Multicell converters: derived topologies," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, Oct. 2002, pp. 978-987.
- [389] N. Mohan, T. Undeland, and W.P. Robbins, *Power Electronics. Converters, Applications and Design*, J. Wiley & Sons, New York, 1989.
- [390] B. Mokrytzki, "Pulse width modulated inverters for ac motor drives," *IEEE Trans. on Industry and General Applications*, vol. IGA-3, no. 6, Nov./Dec. 1967, pp. 493-503.
- [391] S.K. Mondal, B.K. Bose, V. Oleschuk, and J.O.P. Pinto, "Space vector pulse width modulation of three-level inverter extending operation into overmodulation region," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 2, Mar. 2003, pp. 604-611.
- [392] H. du Toit Mouton, "Natural balancing of three-level neutral-point-clamped PWM inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, Oct. 2002, pp. 1017-1025.
- [393] J.F. Moynihan, M.G. Egan, and J.M.D. Murphy, "Theoretical spectra of space-vector-modulated waveforms," *IEE Proc. (London) Electr. Power Applications*, vol. 145, no. 1, Jan. 1998, pp. 17-24.
- [394] A.R. Munoz and T.A. Lipo, "On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, July 1999, pp. 683-689.
- [395] Y. Murai, Y. Gohshi, K. Matsui, and I. Hosono, "High-frequency split zero-vector PWM with harmonic reduction for induction motor drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, no. 1, Jan./Feb. 1992, pp. 105-112.
- [396] Y. Murai, K. Ohashi, and I. Hosono, "New PWM method for fully digitized inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Toronto, 1985, pp. 448-453.
- [397] Y. Murai, A. Riyanto, H. Nakamura, and K. Matsui, "PWM strategy for high frequency carrier inverters eliminating current-clamps during switching dead-time," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Houston, 1992, pp. 317-322.
- [398] Y. Murai, Y. Tanizawa, and M. Yoshida, "Three-phase current-waveform-detection on PWM inverters from DC link current-steps," in *Conf. Rec. IEE (Japan) Int. Power Electronics Conf. (IPEC)*, Yokohama, 1995, pp. 271-275.
- [399] Y. Murai, T. Watanabe, and H. Iwasaki, "Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 23, no. 5, Sept./Oct., 1987, pp. 881-886.
- [400] J.M.D. Murphy and M.G. Egan, "An analysis of induction motor performance with optimum PWM waveforms," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, Athens, 1980, pp. 642-656.
- [401] J.M.D. Murphy and M.G. Egan, "A comparison of PWM strategies for inverter-fed induction motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-19, no. 3, May/June 1983, pp. 363-369.
- [402] M. Mutoh, K. Sakai, and A. Ueda, "Stabilizing methods at high frequency for an induction motor drive driven by a PWM inverter," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Florence, 1991, pp. 2/352-358.
- [403] B. Mwinjiwiwa, Z. Wolanski, Y. Chen, and B.-T. Ooi, "Multi-modular multi-level converters with input/output linearity," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, Sept./Oct. 1997, pp. 1214-1219.
- [404] B. Mwinjiwiwa, Z. Wolanski, and B.-T. Ooi, "Microprocessor implemented SPWM for multiconverters with phase-shifted triangle carriers," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, May/June 1998, pp. 495-500.
- [405] S.-H. Na, Y.-G. Jung, Y.-C. Lim, and S.-H. Yang, "Reduction of audible switching noise in induction motor drives using random position space vector PWM," *IEE Proceedings - Electric Power Applications (London)*, vol. 149, no. 3, May 2002, pp. 195-200.
- [406] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, Sept./Oct. 1981, pp. 518-523.
- [407] H. Nagase, Y. Matsuda, K. Ohnishi, H. Ninomiya, and T. Koike, "High Performance Induction Motor Drive System Using a PWM Inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 6, Nov./Dec. 1984, pp. 1482-1489.
- [408] G. Narayanan and V.T. Ranganathan, "Synchronised PWM strategies based on space vector approach. Part I: Principles of waveform generation," *IEE Proc. (London) - Electr. Power Appl.*, vol. 146, no. 3, May 1999, pp. 267-275.
- [409] G. Narayanan and V.T. Ranganathan, "Synchronised PWM strategies based on space vector approach Part 2: Performance assessment and application to V/f drives," *IEE Proc. (London) - Electr. Power Appl.*, vol. 146, no. 3, May 1999, pp. 276-281.
- [410] R.H. Nelson, T.A. Lipo, and P.C. Krause, "Stability analysis of a symmetrical induction machine," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 11, Nov. 1969, pp. 1710-1717.
- [411] C. Newton and M. Sumner, "Neutral point control for multi-level inverters: theory, design and operational limitations," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, New Orleans, 1997, pp. 1336-1343.
- [412] C. Newton and M. Sumner, "Multi-level converters a real solution to medium/high voltage drives," *Power Engineering Journal*, vol. 12, 1998, pp. 21-26.
- [413] Y. Nishida, S. Nakamura, M. Ishikawa, and K. Yasui, "Practical Evaluation of a three-phase PWM buck-mode PFC rectifier," in *Conf. Rec. European Power Electronics-Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, 2002, in CD ROM.
- [414] S. Nonaka and Y. Neba, "A PWM current source type converter-inverter system for bi-directional power flow," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 296-301.
- [415] L. Norum, "Microprocessor applications in power electronics," Ph.D. Thesis, The University of Trondheim, Norway, 1986.
- [416] L. Norum, "A dual-processor computer for advanced embedded control applications in power electronic systems," *Power Electronics Forum*, University of Minnesota, Oct. 1993, pp. 1-7.
- [417] D.W. Novotny and T.A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford University Press, London, 1996.
- [418] C.D.M. Oates, "Spectral assessment of inverter waveforms," in *Conf. Rec. 3rd Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives*, London, July 1988, pp. 79-82.
- [419] O. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabae, "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Aachen, 1989, pp. 1197-1202.
- [420] S. Ogasawara and H. Akagi, "Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Toronto, 1993, pp. 965-970.
- [421] K. Oguchi, H. Hama, and T. Kubota, "48/72-step voltage double three level converters coupled with line-side reactors," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Aachen, 1998, pp. 602-606.
- [422] W.S. Oh, Y.T. Kim, and H.J. Kim, "Dead time compensation of current controlled inverter using space vector modulation method," in *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 1, pp. 374-378.
- [423] T. Ohnishi and H. Okitsu, "A novel PWM technique for three phase inverter/converter," in *Conf. Rec. Int. Power Electronics Conf.*, Tokyo, 1983, pp. 384-395.
- [424] T. Ohnuki, O. Miyashita, T. Haneyoshi, and E. Ohtsui, "High power factor PWM rectifiers with an analog pulsewidth prediction controller," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 3, May 1996, pp. 460-465.
- [425] O. Ojo, P. Kshirsagar, and O. Osaloni, "Concise modulation strategies for 4-leg voltage source inverter," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cairns, 2002, vol. 1, 238-243.
- [426] O. Ojo and P. Kshirsagar, "A new carrier based discontinuous PWM modulation methodology for four-leg voltage source inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Acapulco, 2003, pp. 201-207.
- [427] V. Oleschuk and B. K. Bose, "Quasi sliding strategy of modulation for modified vector PWM for frequency controlled 3-phase voltage source inverters," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Aachen, 1998, pp.537-541.
- [428] V. Oleschuk and F. Blaabjerg, "Quasi-linear algorithms of synchronous PWM for speed controlled induction motor drives," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, 2002, in CD ROM.
- [429] V. Oleschuk and F. Blaabjerg, "Direct synchronized PWM techniques with linear control functions for adjustable speed drives," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, Dallas, 2002, pp. 76-82.
- [430] V. Oleschuk, B.K. Bose, and Z. Chen, "Synchronized overmodulation techniques for neutral-clamped inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Acapulco, 2003, pp. 41-46.
- [431] A.C. Oliveira, A.M.N. Lima, and C.B. Jacobina, "Varying the switching frequency to compensate the dead-time in pulse width modulated voltage source inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cairns, 2002, pp. 244-249.
- [432] B. Ooi and M. Kazerani, "Application of dyadic matrix converter theory in conceptual design of dual field vector and displacement factor controls," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Denver, 1994, pp. 903-910.
- [433] R.H. Osman, "A medium voltage drive utilizing series-cell multilevel topology for outstanding power quality," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Phoenix, 1999, pp. 2662-2669.
- [434] R.C. Panaiescu and N. Mohan, "A simple space-vector PWM algorithm for VSI-fed AC motor drives," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, Dallas, 2002, pp. 72-75.
- [435] Z. Papazacharopoulos, A. Kladas, and S. Manias, "Investigation of the switching frequency harmonics impact on PWM induction motor drive efficiency," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 2001, pp. 1203-1208.
- [436] H.S. Patel and R.G. Hofi, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I — harmonic elimination," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-9, no. 3, May/June 1973, pp. 310-317.

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

- [437] H.S. Patel and R.G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II — voltage control techniques," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-10, no. 5, Sept./Oct. 1974, pp. 666-673.
- [438] S.C. Peak and A.B. Plunkett, "Transistorized PWM inverter induction motor drive system," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, 1982, pp. 892-898.
- [439] J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, and P.S. Fredericksen, "Reduction of acoustical noise emission in AC machines by intelligent distributed random modulation," in *Conf. Rec. Fifth European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Brighton, 1993, vol. 4, pp. 369-375.
- [440] J.K. Pedersen and F. Blaabjerg, "Blanking-time and on-state compensation in a PWM-VSI inverter with one current sensor only," in *Conf. Rec. Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Advanced Electrical Motors (SPEEDAM)*, Taormina, 1994.
- [441] F.Z. Peng, "A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Rome, 2000, pp. 2024-2031.
- [442] F.Z. Peng, J.S. Lai, J.W. McKeever, and J. Van Coevering, "Multilevel voltage-source converter system with balanced DC voltages," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Atlanta, 1995, pp. 1144-1150.
- [443] F.Z. Peng, J.S. Lai, J.W. McKeever, and J. Van Coevering, "A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, Sept./Oct. 1996, pp. 1130-1138.
- [444] F.Z. Peng, "A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, Mar./Apr. 2001, pp. 611-618.
- [445] D. Peng, F.C. Lee, and D. Boroyevich, "A novel SVM algorithm for multilevel three-phase converters," in *Conf. Rec. IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, Cairns, 2002, pp. 509-513.
- [446] G. Pfaff, A. Weschta, and A. Wick, "Design and experimental results of a brushless ac servo-drive," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-20, no. 4, July/Aug. 1984, pp. 814-821.
- [447] J.O. Pinto, B.K. Bose, L.E. Borges, and M.P. Kazmierkowski, "A neural network based space vector PWM controller for voltage-fed inverter induction motor drive," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Charleston, 1999, pp. 2614-2662.
- [448] A.B. Plunkett and T.A. Lipo, "Source impedance effects in the control of inverter-induction motor drives," *World Electrotechnical Congress*, Moscow, USSR, June 21-25, 1977.
- [449] A. Pollmann, "Comparison of PWM modulation techniques," in *Conf. Rec. Microelectronics in Power Electronics and Controlled Electrical Drives*, 1982.
- [450] A. Pollmann, "A digital pulsewidth modulator employing advanced modulation techniques," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-19, no. 3, May/June 1983, pp. 409-414.
- [451] A. Pollmann, "Software pulsewidth modulation mp control of ac drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 22, no. 4, 1986, pp. 691-696.
- [452] J. Pontt, J. Rodriguez, R. Huerta, and J. Pavez, "Mitigation of non-eliminated harmonics of SHEPEM three-level multipulse three-phase active front end converters with low switching frequency for meeting standard IEEE-519-92," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Acapulco, 2003, pp. 531-536.
- [453] V.H. Prasad, D. Boroyevich, and R. Zhang, "Analysis and comparison of space vector modulation schemes for a four-leg voltage source inverter," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*, Atlanta, 1997, pp. 864-871.
- [454] S. Rahmani, K. Al-Haddad, and F. Fnaiech, "A new PWM control technique applied to single-phase shunt active power filter," in *Conf. Rec. ElectrIMACS*, 2002, in CD ROM.
- [455] J. Richardson and O. Kukrer, "Implementation of a PWM regular sampling strategy for ac drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 6, no. 4, Oct. 1989, pp. 649-655.
- [456] S. Richter, "On the proper application of synchronous space vector modulation methods to high power induction motor drives," in *Conf. Rec. Symposium on Power Electronics, Electrical Drives and Advanced Electrical Motors (SPEEDAM)*, 1994, pp. 103-108.
- [457] J. Rodriguez, L. Moran, A. Gonzalez, and C. Silva, "High voltage multilevel converter with regeneration capability," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Charleston, 1999, pp. 1077-1082.
- [458] J. Rodriguez, L. Moran, C. Silva, and P. Correa, "A high performance vector control of a 11-level inverter," in *Conf. Rec. 3rd Int. Power Electronics And Motion Control Conf.*, Beijing, 2000, pp. 1116-1121.
- [459] J. Rodriguez, J. Pontt, G. Alzamora, N. Becker, O. Eienkel, J.L. Cornet, and A. Weinstein, "Novel 20 MW downhill conveyor system using three-level converters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Chicago, 2001, pp. 1396-1403.
- [460] J. Rodriguez, P. Correa, and L. Moran, "A vector control technique for medium voltage multilevel inverters," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf.*, Anaheim, 2001, pp. 173-178.
- [461] J. Rodriguez, J.S. Lai, and F.Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 724-738.
- [462] J. Rodriguez, L. Moran, P. Correa, and C. Silva, "A vector control technique for medium-voltage multilevel inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 882-888.
- [463] J. Rodriguez, J. Pontt, E. Silva, J. Espinoza, and M. Perez, "Topologies for regenerative cascaded multilevel inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Acapulco, 2003, pp. 519-524.
- [464] R. Rojas, T. Ohnishi, and T. Suzuki, "Neutral-point-clamped inverter with improved voltage waveform and control range," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Maui, 1993, pp. 1240-1245.
- [465] R. Rojas, T. Ohnishi, and T. Suzuki, "An improved voltage vector control method for neutral-point clamped inverters," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 10, Nov. 1995, pp. 666-672.
- [466] R. Rojas, T. Ohnishi, and T. Suzuki, "Simple structure multilevel inverter useful for ac motor drives," *Electric Machines and Power Systems*, vol. 235, 1997, pp. 327-340.
- [467] R. Rojas and T. Ohnishi, "A four-level inverter PWM technique with balanced capacitor voltages," in *Conf. Rec. Brazilian Conf. on Power Electronics (COBEP)*, 1997, pp. 97-102.
- [468] R.D.F. Rossi, B.R. Menezes, and S.R. Silva, "Vector control of voltage fed three phase inverters: variable switching regions," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Taipei, 1994, pp. 219-224.
- [469] A. Rufer and M. Veenstra, "Asymmetric multilevel converter for high resolution voltage phasor generation," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Lausanne, 1999, in CD ROM.
- [470] M. Ryan, R.D. Lorenz, and R.W. De Doncker, "Modeling of multileg sine-wave inverters: A geometric approach," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 6, Dec. 1999, pp. 1183-1191.
- [471] M. Ryan, R.W. De Doncker, and R.D. Lorenz, "Decoupled control of a 4-leg inverter via a new 4x4 transformation matrix," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Charleston, 1999, pp. 187-192.
- [472] M. Saeedifard, A.R. Bakhshai, and P. Jain, "Introducing the low switching frequency space vector modulated multi-modular three-level converters for high power applications," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Acapulco, 2003, pp. 1639-1644.
- [473] N.P. Schibli, T. Nguyen, and A.C. Rufer, "A three-phase multilevel converter for high-power induction motors," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, no. 5, Sept./Oct. 1998, pp. 987-985.
- [474] A. Schonung and H. Stemmler, "Static frequency changers with subharmonic inverters in conjunction with reversible variable speed AC drives," *Brown Boveri Review*, 1964, pp. 555-577.
- [475] R.H. Sepe and J.H. Lang, "Inverter non linearities and discrete-time vector current control," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 30, no. 1, Jan./Feb. 1994, pp. 62-70.
- [476] P.F. Seixas, M.A. Severo Mendes, P. Donoso Garcia, and A.M.N. Lima, "A space vector PWM method for three-level voltage source inverters," in *Conf. Rec. Brazilian Conf. on Power Electronics (COBEP)*, Brazil, 1999, pp. 187-192.
- [477] J. Seo, C. Choi and D. Hyun, "A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, July 2001, pp. 545-550.
- [478] J.-K. Seok and S.-K. Sul, "A new overmodulation strategy for induction motor drive using space vector PWM," in *Conf. Rec. Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, Dallas, vol. 1, 1995, pp. 211-216.
- [479] J.-K. Seok, J.-S. Kim, and S.-K. Sul, "Overmodulation strategy for high-performance torque control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, July 1998, pp. 784-792.
- [480] J. Seung-Gi, L. Bang-Sup, K. Kyung-Seo, and P. Min-Ho, "The analysis and compensation of dead time effects," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Singapore, 1988, pp. 667-671.
- [481] M.A. Severo Mendes, Z.M. Assis Peixoto, and P. Donoso-Garcia, "A space vector PWM method for three-level flying-capacitor inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 2001, vol. 1, pp. 182-187.
- [482] M.A. Severo, P.F. Seixas, Z.M. Assis Peixoto, A.M. Lima, and B. G. de Andrade, "Improving the space vector PWM for the three-level flying-capacitor inverter," in *Conf. Rec. ElectrIMACS*, 2002, in CD ROM.
- [483] S. Shekawat and J. Dhyanchand, "Microprocessor-based sinusoidally sampled PWM technique for neutral-point clamped inverter," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Kyoto, 1988, pp. 50-58.
- [484] N.P. Schibli, T. Nguyen, and A.C. Rufer, "A three-phase multilevel converter for high-power induction motors," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, Sept. 1998, pp. 978-986.
- [485] Y. Shrivastava, S.Y. Hui, and S. Sathiakumar, "Noise analysis of DC-AC random PWM schemes," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, July 1999, pp. 761-770.
- [486] Y. Shrivastava and S.Y. Hui, "Analysis of random PWM switching methods for three-level inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 6, Nov. 1999, pp. 1156-1163.
- [487] Y. Shrivastava and H.S.H. Chung, "Comparison of RPWM and PWM space vector switching schemes for 3-level power inverters," in *Conf. Rec. 2001 IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vancouver, 2001, pp. 138-145.

总参考文献

- [488] J.L. Shyu, T.J. Liang and J.F. Chen, "Digitally-controlled PWM inverter modulated by multi-random technique with fixed switching frequency," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 148, no. 1, Jan. 2001, pp. 62-68.
- [489] G. Sinha and T.A. Lipo, "A four level rectifier-inverter drive system for drive applications," in *Conf. Rec. Industry Applications Society Annual Mtg.*, San Diego, 1996, pp. 980-987.
- [490] G. Sinha and T.A. Lipo, "A new modulation strategy for improved DC bus utilization in hard and soft switched multilevel inverters," in *Conf. Rec. of Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, New Orleans, 1997, pp. 670-675.
- [491] G. Sinha and T.A. Lipo, "A four-level inverter based drive with a passive front end," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, Mar. 2000, pp. 285-294.
- [492] S. Sirisukprasert, J.-S. Lai and T.-H. Liu, "Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 875-881.
- [493] D. Soto and T.C. Green, "A comparison of high-power converter topologies for the implementation of FACTS controllers," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, Oct. 2002, pp. 1072-1080.
- [494] A.M. Stankovic, G.C. Verghese, and D.J. Perreault, "Analysis and synthesis of randomized modulation schemes for power converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 10, Nov. 1995, pp. 680-693.
- [495] A.V. Stankovic and T.A. Lipo, "A novel control method for input output harmonic elimination of the PWM boost type rectifier under unbalanced operating conditions," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, no. 5, Sept. 2001, pp. 603-611.
- [496] R. Steele, *Delta Modulation Systems*, Pentech Press, London, 1975.
- [497] V.R. Stefanovic and S.N. Vukosavic, "Space-vector PWM voltage control with optimized switching strategy," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Houston, 1992, pp. 1025-1032.
- [498] J.K. Steinke, "Control of a neutral-point-clamped PWM inverter for high power ac traction drives," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives*, London, 1988, pp. 214-217.
- [499] J.K. Steinke, "PWM control of a three-level inverter - principles and practical experience," in *Conf. Rec. IEE Fourth Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives*, London, 1990, pp. 98-103.
- [500] J.K. Steinke, "Switching frequency optimal PWM control of a three level inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, no. 3, July 1992, pp. 189-204.
- [501] T. Sukegawa, K. Kamiyama, T. Matsui, and T. Okuyama, "Fully digital vector-controlled PWM VSI-fed AC drives with an inverter dead-time compensation strategy," in *Conf. Rec. IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, Pittsburgh, 1988, pp. 463-469.
- [502] B.-S. Suh and D.-S. Hyun, "A new N-level high voltage inversion system," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, Feb. 1997, pp. 107-115.
- [503] B.-S. Suh, G. Sinha, M.D. Manjrekar, and T.A. Lipo, "Multilevel power conversion - An overview of topologies and modulation strategies," in *Conf. Rec. of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Braşov Rumania, vol. 2, 1998, pp. 11-24.
- [504] J.-H. Suh, C.-H. Choi, and D.-S. Hyun, "A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, Dallas, 1999, pp. 515-520.
- [505] B.-S. Suh, C.-H. Choi, D.-W. Kang, D.-S. Hyun, and Y.-H. Lee, "An improved carrier-wave-based SVPWM method using phase voltage redundancies for generalized cascaded multilevel inverter topology," in *Conf. Rec. 2000 Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, New Orleans, 2000, vol. 1, pp. 542-548.
- [506] Y.-S. Suh, P.G. Albano, V. Tijeras, and T.A. Lipo, "Unity power factor control of a three-pole converter under single-phase input," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cairns, 2002, pp. 1425-1430.
- [507] Y.-S. Suh, V. Tijeras, and T.A. Lipo, "A control method in dq synchronous frame for PWM boost rectifier under generalized unbalanced operating conditions," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Cairns, 2002, pp. 1425-1430.
- [508] Y.-S. Suh, V. Tijeras, and T.A. Lipo, "A nonlinear control of the instantaneous power in dq synchronous frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions," in *Conf. Rec. Industrial Applications Society Annual Meeting*, Pittsburgh, 2002, pp. 1189-1196.
- [509] T. Summers and R.E. Betz, "Dead-time issues in predictive current control," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Pittsburgh, 2002, pp. 2086-2093.
- [510] J. Sun, S. Beineke, and H. Grostollen, "Optimal PWM based on real-time solution of harmonic elimination equations," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, July 1996, pp. 612-621.
- [511] I. Takahashi and H. Mochikawa, "A new control of PWM inverter waveform for minimum loss operation of an induction motor drive," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 4, May/June 1985, pp. 580-587.
- [512] I. Takahashi and H. Mochikawa, "Optimum waveforms on an inverter for decreasing acoustic noise of an induction motor," in *IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting Conf. Rec.*, 1985, pp. 641-646.
- [513] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, Sept./Oct. 1986, pp. 820-827.
- [514] I. Takahashi and K. Iwaya, "100 kHz, 10 KW switching type power amplifier using multilevel inverter," in *Conf. Rec. of IEEE Power Electronics and Drives Systems Conf. (PEDS)*, 2001, vol. 1, pp. 286-291.
- [515] I. Takahashi, S. Sekiguchi, and S. Miyari, "Control of PWM inverter output wave with reduced low-order harmonics," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 97, no. 3, 1977, pp. 57-63.
- [516] S. Tamai, "3-level GTO converter-inverter pair system for large capacity induction motor drive," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conference (EPE)*, Brighton, 1993, pp. 45-50.
- [517] K. Taniguchi, S. Kaku, and H. Irie, "A three-phase sinusoidal PWM inverter," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Toronto, 1985, pp. 1269-1273.
- [518] K. Taniguchi, Y. Ogino, and H. Irie, "PWM technique for power mosfet inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 3, no. 3, May/June 1988, pp. 328-334.
- [519] S. Tenconi, M. Carpita, C. Bacigalupo, and R. Cali, "Multilevel voltage source converters for medium voltage adjustable speed drives," in *Conf. Rec. IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics*, Athens, 1995, pp. 91-98.
- [520] P. Tenti, L. Malesani, and L. Rossetto, "Optimum control of PWM multi converter systems," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 888-894.
- [521] P. Tenti, A. Zuccato, L. Rossetto, and M. Bortolotto, "Optimum digital control of PWM rectifiers," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, Bologna, 1994, pp. 382-387.
- [522] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, E. Cengelci, S. Sulisijo, B. Woo, and P.N. Enjeti, "Multilevel converters - a survey," in *Conf. Rec. of European Power Electronics Conf. (EPE)* Lausanne, 1999, in CD-ROM.
- [523] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, E. Cengelci, and P.N. Enjeti, "Multilevel inverter by cascading industrial VSI," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 832-838.
- [524] L.M. Tolbert and T.G. Habetler, "Novel multilevel inverter carrier-based PWM methods," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, Sept./Oct. 1999, pp. 1098-1107.
- [525] L.M. Tolbert, F.Z. Peng, and T.G. Habetler, "Multilevel PWM methods at low modulation indices," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*, Dallas, 1999, pp. 1032-1038.
- [526] L.M. Tolbert, F.Z. Peng, and T.G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, Jan./Feb. 1999, pp. 36-43.
- [527] V.G. Torok, "Near-optimum on-line modulation of PWM inverters," in *Conf. Rec. IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives*, Lausanne, 1983, pp. 247-254.
- [528] A.M. Trzynadlowski, "Non-sinusoidal modulating functions for three-phase inverters," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Kyoto, 1988, pp. 477-484.
- [529] A.M. Trzynadlowski, "An overview of modern PWM techniques for three-phase, voltage-controlled, voltage-source inverters," in *Conf. Rec. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '96)*, Warsaw, 1996, pp. 25-39.
- [530] A.M. Trzynadlowski, M.M. Bech, F. Blaabjerg, and J.J. Pedersen, "An integral space-vector PWM technique for DSP-controlled voltage-source inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, Sept./Oct. 1999, pp. 1091-1097.
- [531] A.M. Trzynadlowski, M.M. Bech, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, R.L. Kirlin, and M. Zigliotto, "Optimization of switching frequencies in the limited-pool random space vector PWM strategy for inverter-fed drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, no. 6, Nov. 2002, pp. 852-857.
- [532] A.M. Trzynadlowski and S. Legowski, "Minimum-loss vector PWM strategy for three phase inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, Jan. 1994, pp. 26-34.
- [533] A.M. Trzynadlowski, R.L. Kirlin, and S.F. Legowski, "Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 2, April 1997, pp. 173-181.
- [534] A.M. Trzynadlowski, S. Legowski, and R.L. Kirlin, "Random pulse width modulation technique for voltage controlled power inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting*, Atlanta, 1987, pp. 863-868.
- [535] A.M. Trzynadlowski, M. Zigliotto, S. Bolognani, and M.M. Bech, "Reduction of the electromagnetic interference conducted in the mains in inverter-fed AC drives using random pulse width modulation," in *Conf. Rec. Ind. Applic. Conf.*, St. Louis, 12-15 Oct. 1998, pp. 739-744.
- [536] K.K. Tse, H.S.-H. Chung, S.Y. Huo, and H.C. So, "Analysis and spectral characteristics of a spread-spectrum technique for conducted EMI suppression," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, Mar. 2000, pp. 399-410.
- [537] F.G. Turnbull, "Selected harmonic reduction in static DC-AC inverters," *IEEE Trans. Communication and Electronics*, vol. 83, July 1964, pp. 374-378.
- [538] C. Turpin, P. Baudesson, F. Richardeau, F. Forest, and T.A. Meynard, "Fault management of multicell converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, Oct. 2002, pp. 978-987.
- [539] H.W. Van der Broeck, "Analysis of the harmonics in voltage fed converter drives caused by PWM schemes with discontinuous switching operation," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Florence, 1991, pp. 3:261-3:266.

电力电子变换器 PWM 技术原理与实践

- [540] H.W. Van der Broeck, H. Skudelny, and G. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 24, no. 1, Jan./Feb., 1988, pp. 142-150.
- [541] H.W. Van der Broeck and H.C. Skudelny, "Analytical analysis of the harmonic effects of a PWM ac drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 3, no. 2, Mar./April 1988, pp. 216-223.
- [542] M. Veenstra and A. Rufer, "PWM-control of multi-level voltage-source inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Galway, 2000, pp. 1387-1393.
- [543] B. Velaerts, P. Mathys, E. Tatakis, and G. Bingen, "A novel approach to the generation and optimization of three-level PWM waveforms," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Kyoto, 1988, pp. 1255-1262.
- [544] A. Veltman, P.P.J. van den Bosch, and R.J.A. Gorter, "On-line optimal switching patterns for 2-level and 3-level inverters using the fish method," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Seattle, 1993, pp. 1061-1067.
- [545] G. Venkataramanan and A. Bendre, "Reciprocity-transposition-based sinusoidal pulsewidth modulation for diode-clamped multilevel converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, Oct. 2002, pp. 1035-1047.
- [546] M. Venturini and A. Alesina, "The generalized transformer: a new bi-directional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, 1980, pp. 242-252.
- [547] D. Vincenti, P.D. Ziogas, and R.V. Patel, "An on-line pc-based converter PWM modulator," in *Conf. Rec. Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 895-902.
- [548] D. Vincenti and J. Jin, "A three-phase regulated PWM rectifier with on-line feedforward input unbalance correction," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, Oct. 1994, pp. 526-532.
- [549] A. von Jouanne, S. Dai, and H. Zang, "A multilevel inverter approach providing DC-link balancing, ride through enhancement and common-mode voltage elimination," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 739-745.
- [550] A.M. Walczyzna, "On reduction of harmonic reactive distortions and subharmonics of drives with VSI-fed induction motors controlled by direct torque and flux control methods," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Atlanta, 1995, pp. 408-414.
- [551] G.R. Walker, "Modulation and control of multilevel converters," Ph.D. Thesis, The University of Queensland, Australia, July 1998.
- [552] G.R. Walker and G. Ledwich, "Bandwidth considerations for multilevel converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, Jan. 1999, pp. 74-81.
- [553] F. R. Walsh, J. F. Moynihan, P. J. Roche, M. G. Egan, and J. M. D. Murphy, "Analysis and influence of modulation scheme on the sizing of the input filter in a PWM rectifier system," in *Conf. Rec. of the European Power Electronics Conf. (EPE)*, Trondheim, 1997, pp. 2.929-2.933.
- [554] F. Wang, "Sine-triangle vs. space vector modulation for three-level PWM voltage source inverters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Rome, 2000, pp. 2482-2488.
- [555] Y. Wang and H. Grotstollen, "Control strategies for the discontinuous current mode of AC drives with PWM inverters," in *Conf. Rec. European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)*, Florence, 1991, pp. 3/217-222.
- [556] G.N. Watson, *Theory of Bessel Functions*, Cambridge University Press, Cambridge England, 1944.
- [557] P. Wood, *Switching Power Converters*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1981.
- [558] R. Wu, S.B. Dewan, and G.R. Slemon, "A PWM ac-to-ac converter with fixed switching frequency," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 26, no. 5, Sept./Oct. 1990, pp. 880-885.
- [559] D. Wuest and F. Jenni, "Space vector based current control schemes for voltage source inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Seattle, 1993, pp. 986-992.
- [560] K. Yamamoto and K. Shinohara, "Analysis of zero-current-clamping phenomena during switching dead-time in PWM inverter," in *Conf. Rec. Int. Power Electronics Conf.*, Yokohama, 1995, pp. 1519-1524.
- [561] K. Yamamoto and K. Shinohara, "Comparison between space vector modulation and subharmonic methods for current harmonics of DSP-based permanent magnet AC servo motor drive system," *IEE-Electr. Power Appl.*, vol. 143, no.2, Mar. 1996, pp. 151-156.
- [562] K. Yamamoto, K. Shinohara, and H. Ohga, "Effect of parasitic capacitance of power device on output voltage deviation during switching dead-time in voltage-fed PWM inverter," in *Conf. Rec. IEEE Power Conversion Conf.*, Yokohama, pp. 777-782.
- [563] X. Yuan and I. Barbi, "Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 4, July 2000, pp. 711-718.
- [564] X. Yuan, H. Stemmler, and I. Barbi, "Investigation on the clamping voltage self-balancing of the three-level capacitor clamping inverter," in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Charleston, 1999, pp. 1059-1064.
- [565] J. H. Youn and B. H. Kwon, "An effective software implementation of the Space-Vector Modulation," *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 46, no. 4, Aug. 1999, pp. 866-868.
- [566] F. Zach and H. Ertl, "Efficiency optimal control for ac drives with PWM inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-21, no. 4, July/Aug. 1985, pp. 987-1000.
- [567] F. Zach and F.A. Theil, "Pulse width modulated (PWM) inverters for efficiency optimal control of ac drives - Switching angles and efficiency/loss profiles," in *Conf. Rec. IFAC Symposium*, Lausanne, 1983, pp. 231-238.
- [568] F. Zach, R. Martinez, S. Keplinger, and A. Selser, "Dynamically optimal switching patterns for PWM inverter drives (for minimization of torque and speed ripple)," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-21, no. 4, July/Aug. 1985, pp. 975-986.
- [569] K. Zakrzewski, W. Kubiak, J. Szulakowski, and F. Sobczak, "Load evaluation for standard induction motors fed from a PWM converter - analytical method based on experiment," in *Conf. Rec. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, 2002, in CD ROM.
- [570] F. Zare and G. Ledwich, "Space vector modulation technique with reduced switching losses," in *Conf. Rec. European Power Electronics Conf. (EPE)*, Lausanne, 1999, in CD ROM.
- [571] R. Zhang, D. Boroyevich, V. H. Prasad, H. Mao, F.C. Lee, and S. Dubovsky, "A three-phase inverter with a neutral leg with space vector modulation," in *Conf. Rec. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*, Atlanta, 1997, pp. 857-863.
- [572] H. Zhang, A. von Jouanne, S. Dai, A.K. Wallace, and F. Wang, "Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, no. 6, Nov./Dec. 2000, pp. 1645-1653 (corrections in vol. 37, no. 1, p3).
- [573] M. Zigiottio and A.M. Trzynadlowski, "Effective random space vector modulation for EMI reduction in low-cost PWM inverters," in *Conf. Rec. IEE Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives*, London, 21-23 Sept. 1998, pp. 163-168.
- [574] P.D. Ziogas, L. Moran, G. Joos, and D. Vincenti, "A refined scheme for voltage and current source converters," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Seattle, 1990, pp. 977-983.
- [575] D.N. Zmood and D.G. Holmes, "Generalised approach to the modulation of current source inverters," in *Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Fukuoka, 1998, pp. 739-745.
- [576] D.N. Zmood and D.G. Holmes, "Practical performance limitations for PWM strategies," in *Conf. Rec. IEEE Industry Applications Society Annual Mtg.*, Pittsburgh, 1988, pp. 1245-1252.
- [577] D.N. Zmood, "A systematic development of improved linear regulators for sinusoidal power converters," Ph.D. Thesis, Monash University, Australia, 2002.
- [578] J. Zubek, A. Abbondanti, and C.J. Nordby, "Pulse width modulated inverter motor drives with improved modulation," *Trans. on IEEE Industry Applications*, vol. 1A-75, no. 6, Nov./Dec. 1975, pp. 695-703.