



国际电气工程先进技术译丛

WILEY

功率变换器和电气传动的 预测控制

**Predictive Control of Power Converters and
Electrical Drives**

[智]

Jose Rodriguez
Patricio Cortes

著

陈一民 周京华 卫三民 苏位峰 等译



 机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS



本书特色

模型预测控制（MPC）的应用对使用功率变换器的电气设备进行控制，并可以很好地对调制器和线性控制器的使用进行灵活选择。这种新方法考虑到了功率变换器和传动装置的离散与非线性特性，并且将对未来几十年的功率变换器控制产生很强的影响。



国际电气工程先进技术译丛

功率变换器和电气 传动的预测控制

[智] Jose Rodriguez 著
Patricio Cortes

陈一民 周京华 卫三民 苏位峰 等译



机械工业出版社

在半导体变流技术、电气传动与电机拖动领域应用预测控制理论等智能控制理论与方法，是对该领域中传统控制技术手段与方法的巨大变革，代表了这一领域今后控制理论与技术应用的一个发展方向。本书详细介绍了预测控制理论在电力电子与电气传动领域的最新理论发展与技术应用，既全面详细地介绍了此领域基本的理论，同时也包含了较多使用 MATLAB 编写的应用示例。

本书适合许多类型的读者，特别是工作在电气工程领域并对预测控制理论有一定了解的读者群，包括从事电力电子与电气传动的研究人员、工程技术人员、研究生和高年级本科生。

译者序

预测控制是近年来发展起来的一类新型的计算机控制算法。由于它采用多步测试、滚动优化和反馈校正等控制策略，因而控制效果好，适用于难以建立精确数字模型且比较复杂的工业生产过程。所以，它一出现就受到国内外工程界的重视，并已在石油、化工、电力、冶金、机械等工业部门的控制系统中得到了成功应用。

在半导体变流技术、电气传动与电机拖动领域，应用预测控制理论等智能控制理论与方法是对该领域中应用传统控制技术手段与方法的巨大变革，代表了这一领域今后控制理论与技术应用的一个发展方向。而我国在这一领域中的理论支持还比较欠缺，相关理论的实际应用水平也亟待提高，这与我国在这一领域中的巨大需求形成了明显的反差。当前，我国的科研工作者和工程技术人员迫切需要了解并掌握国际上包括预测控制等智能控制理论及应用的最新发展，使我国在电气传动领域智能控制的理论与应用方面达到国际先进水平。

本书详细介绍了预测控制理论在电力电子与电气传动领域的最新理论发展与技术应用，既包含了大量的理论叙述，同时也包含了较多的应用示例 [本书配套网站 (www.wiley.com/go/rodriguez-control) 还给出了应用示例的 MATLAB 程序]，因此特别适合工程技术人员参考，也适合高校师生和科研机构研发人员进行学习和研究。

本书是机械工业出版社丛书《国际电气工程先进技术译丛》中的一本。机械工业出版社的这套丛书涉及了当前电气工程领域科技前沿相关的理论和技术，很好地传播了国际最新技术成果，为我国电气工程领域的研究人员、学者、工程技术人员及广大师生提供了坚实的技术平台。

本书的翻译工作得到译者之一北京西电华清科技有限公司总经理卫三民博士的积极支持。卫博士以其坚实的理论研究基础和丰富的实践经验使本书的引进和翻译工作得以顺利进行。

本书共分四部分，第一部分（第 1~3 章）由卫三民博士翻译，第二部分（第 4~7 章）由陈一民翻译，第三部分（第 8、9 章）及附录由周京华博士翻译，第四部分（第 10~13 章）由苏位峰博士和张东升博士共同翻译，全书由陈一民统稿。

本书的翻译与出版得到了许多同仁和朋友的支持与帮助，特别是张少军教授、史晓霞博士、马鸿雁博士、周渡海高级工程师、王荣民高级馆员、陈湧工程

IV 功率变换器和电气传动的预测控制

师，以及樊清、庄俊华、龚静、李壮举也参与本书部分内容的翻译。机械工业出版社顾谦编辑为本书的出版做了大量辛勤的工作，译者在此深表谢意！

译者希望本书的出版能为国内电力电子与电气传动领域应用模型预测控制提供有益的参考。本书虽然经过多次审阅校正，但由于译者能力有限，不当与疏漏之处在所难免，恳请广大读者予以批评指正。

译 者

原 书 序

为了使未来的能量处理和控制系统的性能更为先进，本书在现代方法的研究上做了十分必要的工作。通过使用所谓的“开关模式运行”，即通过 ON/OFF 模式（消除在动态区域的运行状态）控制功率半导体器件，可以获得现代功率电子变换器的一些主要特性，包括频率高、尺寸小、重量轻、运行快和功率密度高等特性。这产生了不同类型的脉宽调制（Pulse Width Modulation, PWM）技术，成为应用于电力电子系统的基本能量处理。PWM 模块不仅可以控制功率变换器，同时也可以使功率变换器线性化，因而可以将其看作线性功率放大器（执行器）。因此，传统上，在由比例积分（Proportion Integrate, PI）调节器构成的级联多环路系统对功率变换器和驱动系统进行控制。

模型预测控制（Model Predictive Control, MPC）提供了一种与众不同的方法进行能量处理，就是将功率变换器当做离散和非线性的执行器。在 MPC 系统中，通过单一的控制实现控制动作，这一控制器可以从所有可能的状态中在线选择状态，并在可以使代价函数最小的离散时间预测模型中计算控制动作。因此，通过合适的代价函数形式，MPC 可以满足更高的灵活性，并同时可以对许多重要的参数（如开关次数、开关损耗、无功功率控制、电机转矩波纹等）实现最优化。这样，预测控制器可以取代传统系统中的 PWM 模块和级联多环路 PI 控制，同时可以提供在多目标必须被同时满足的场合所需的工业灵活性、简化性和基于软件的优化解决方案。使用预测控制器所付出的代价是需要进行大量计算。然而，由于信号处理器性能飞速提高和工业信息科学的快速发展，此问题将迎刃而解。

通过本书四部分、13 章的内容，本书作者给出了预测控制的基本原理，并十分系统地向读者介绍了应用于功率变换器和交流（Alternating Current, AC）电机传动领域 MPC 系统的分析与设计方法。本书具有一本专著所应具有的典型特性，本书结构严谨，并具有较强的可读性。作者根据自己的研究成果，对一些主题进行了独创性的讨论和描述。本书所给出的仿真示例对电气工程和机电工程设备领域的研究者、工程师、本科生和研究生十分有益。

最后，我衷心地对作者在这一控制系统领域所进行的坚持不懈的研究工作表示祝贺。我非常希望本书不仅会很好地满足这一领域图书市场的空白，同时也能够推动电力电子和交流驱动领域对预测控制器的进一步研究和实际应用。

Marian P. Kazmierkowski
华沙工业大学，波兰

原 书 前 言

虽然模型预测控制（MPC）技术已经历了数十年的发展历程，但由于控制电气变量需要非常快的处理速度，因此将该技术应用于电力电子和电气传动领域的时间并不长。

随着处理速度快且性能先进的微处理器的出现，使得以较低的成本实现大量的数据计算变成了现实。因此，将MPC技术应用到电力电子和电气传动领域已不再是遥不可及的梦想。该技术的简单、直观、易于操作、具有非线性控制和限值控制功能等一系列特点，使其颇具吸引力。

MPC技术极有可能显著改变目前功率变换器控制电能所使用的方式。

本书由四大部分组成，涉及了功率变换器、电气传动和控制的基本原理，MPC技术在功率变换器上的应用，MPC技术在电机驱动系统上的应用以及MPC技术应用中存在的一些一般性和实际性问题。另外，本书网站（http://www.wiley.com/go/rodriguez_control）还提供了仿真文件供读者下载，为读者学习、运行本书涉及的示例创造了便利条件。

经过多年的研究，并考虑到相关期刊和会议文献数量的增加，我们认识到这一课题正备受关注。这些年来，我们收集了大量的相关文献，不仅在一些大学组织了一系列讲座，还在一些国际会议上做了专题报告。我们从各种资料中选择了一些非常有趣的示例作为本书的某些章节，力求为读者提供一个简单易懂的读本。

本书适用于在电力电子及电气传动领域工作，并要进一步探索使用MPC技术的工程人员、研究人员和学生；也同样适用于致力控制理论研究，并要进一步探索这一控制策略新应用的相关人员。另外，也可以考虑将本书用作研究生或本科生研究功率变换器和电气传动装置的高级控制技术的参考用书。

我们希望在本书的帮助下，越来越多的人会参与其中，并在未来几年获得新突破。

原书致谢

作者诚恳地对以下机构和人士所提供的帮助表示感谢，他们使本书的出版成为可能，并在相关研究工作中的不同阶段提供了帮助。

本书中的绝大多数研究成果是由以下机构进行资助的：智利圣玛丽亚 Federico 技术大学、智利国家科学技术发展基金（FONDECYT[⊖]）（基金号 1101011, 100404），智利基础研究项目 FB021 “瓦尔帕莱索（Valparaiso）科学与技术中心”，Anillo 计划 ACT-119 和卡塔尔基金会（卡塔尔国家研究基金项目 NPRP、#4-077-2-028）。

作者特别感谢 Samir Kouro, Monina Vasquez, Rene Vargas, Hector Young, Marco Rivera, Christian Rojas, Cesar Silva, Marcelo Perez, Juan Villarroel, Juan Carlos Jarur, Sabina Torres, Mauricio Trincado, Alexis Flores。同时感谢为相关工作贡献力量量的所有学生和研究人员，他们的工作促成了本书的顺利出版。

最后，对在本书准备过程中我们的家庭所给予的鼓励、耐心和支持表示由衷的感谢。

⊖ FONDECYT, Fondo Nacional de Desarrollo Científico y Tecnológico, 智利国家科学技术发展基金。

目 录

译者序
原书序
原书前言
原书致谢

第一部分 绪 论

第 1 章 绪论	1
1.1 功率变换器和传动装置的应用	1
1.2 功率变换器的类型	3
1.2.1 通用传动系统	3
1.2.2 功率变换器的分类	3
1.3 功率变换器和传动装置的控制	6
1.3.1 早期的功率变换器控制	6
1.3.2 目前的功率变换器控制	8
1.3.3 控制要求和面临的挑战	9
1.3.4 数字控制平台	10
1.4 预测控制技术特别适用于电力电子领域的原因	11
1.5 本书内容	11
参考文献	13
第 2 章 功率变换器和传动装置的传统控制方法	14
2.1 传统电流控制方法	14
2.1.1 滞环电流控制	14
2.1.2 基于脉宽调制或空间矢量调制的线性控制	17
2.2 传统电气传动装置控制方法	21
2.2.1 磁场定向控制	22
2.2.2 直接转矩控制	23
2.3 总结	26

参考文献	27
第3章 模型预测控制	28
3.1 功率变换器和传动装置的预测控制方法	28
3.2 模型预测控制的基本原理	29
3.3 电力电子和传动装置的模型预测控制	31
3.3.1 控制器设计	31
3.3.2 实现	34
3.3.3 通用控制方案	34
3.4 总结	35
参考文献	35

第二部分 应用于功率变换器的模型预测控制

第4章 三相逆变器的预测控制	37
4.1 引言	37
4.2 预测电流控制	37
4.3 代价函数	38
4.4 变换器模型	38
4.5 负载模型	42
4.6 预测的离散时间模型	42
4.7 工作原理	43
4.8 预测控制策略实施	45
4.9 与传统控制策略进行比较	53
4.10 总结	56
参考文献	56
第5章 三相三电平中性点钳位逆变器的预测控制	57
5.1 引言	57
5.2 系统建模	57
5.3 应用脉宽调制的线性电流控制方法	61
5.4 预测电流控制方法	62
5.5 实现	64
5.5.1 开关频率降低	64

5.5.2 电容电压平衡	68
5.6 总结	70
参考文献	71
第6章 有源前端整流器的控制	72
6.1 引言	72
6.2 整流器模型	74
6.2.1 空间矢量模型	74
6.2.2 离散时间模型	76
6.3 在有源前端整流器中的预测电流控制	77
6.3.1 代价函数	77
6.4 预测功率控制	80
6.4.1 代价函数和控制方案	80
6.5 AC-DC-AC 变换器的预测控制	84
6.5.1 逆变器侧控制	84
6.5.2 整流器侧控制	85
6.5.3 控制方案	85
6.6 总结	88
参考文献	88
第7章 矩阵变换器的控制	90
7.1 引言	90
7.2 系统的模型	90
7.2.1 矩阵变换器模型	90
7.2.2 矩阵变换器工作原理	92
7.2.3 开关的转换	93
7.3 经典控制: Venturini 方法	93
7.4 矩阵变换器的预测电流控制	96
7.4.1 为预测控制产生的矩阵变换器模型	96
7.4.2 输出电流控制	98
7.4.3 在输入无功功率最小条件下的输出电流控制	99
7.4.4 输入无功功率控制	103
7.5 结论	104
参考文献	104

第三部分 应用于电机传动的模型预测分析

第 8 章 感应电机预测控制	105
8.1 引言	105
8.2 感应电机动态模型	106
8.3 利用预测电流控制对由矩阵变换器供电的感应电机进行磁场定向控制	108
8.3.1 控制方案	108
8.4 对由电压源逆变器供电的感应电机进行预测转矩控制	111
8.5 对由矩阵变换器供电的感应电机进行预测转矩控制	115
8.5.1 转矩与磁链控制	115
8.5.2 采用输入最小化无功功率的转矩与磁链控制	117
8.6 总结	118
参考文献	119
第 9 章 永磁同步电机预测控制	121
9.1 引言	121
9.2 电机方程	121
9.3 采用预测电流控制的磁场定向控制	123
9.3.1 离散时间模型	123
9.3.2 控制方案	123
9.4 预测速度控制	126
9.4.1 离散时间模型	127
9.4.2 控制方案	127
9.4.3 转子速度估算	128
9.5 总结	130
参考文献	130

第四部分 模型预测控制的设计与实现

第 10 章 代价函数的选择	131
10.1 引言	131

10.2	参考跟踪	131
10.2.1	示例	131
10.3	驱动约束条件	132
10.3.1	开关频率最小化	134
10.3.2	开关损耗最小化	135
10.4	约束条件	138
10.5	频谱含量	140
10.6	总结	143
	参考文献	144
第 11 章	权重系数设计	145
11.1	引言	145
11.2	代价函数分类	145
11.2.1	未包含权重系数的代价函数	146
11.2.2	包含次要项的代价函数	146
11.2.3	包含同等重要项的代价函数	147
11.3	权重系数调整	147
11.3.1	包含次要项的代价函数	147
11.3.2	包含同等重要项的代价函数	148
11.4	示例	149
11.4.1	降低开关频率	149
11.4.2	降低共模电压	150
11.4.3	输入无功功率降低	150
11.4.4	转矩与磁链控制	151
11.4.5	电容电压平衡	155
11.5	总结	156
	参考文献	157
第 12 章	延时补偿	158
12.1	引言	158
12.2	计算时间导致的延时影响	158
12.3	延时补偿方法	160
12.4	未来参考值预测	164
12.4.1	采用外推法的未来参考值计算	164
12.4.2	采用矢量角补偿法的未来参考值计算	166

12.5 总结	168
参考文献	168
第 13 章 模型参数误差影响	169
13.1 引言	169
13.2 三相逆变器	169
13.3 采用脉宽调制的比例积分控制器	170
13.3.1 控制方案	170
13.3.2 模型参数误差影响	170
13.4 采用脉宽调制的无差拍控制	171
13.4.1 控制方案	171
13.4.2 模型参数误差影响	172
13.5 模型预测控制	173
13.5.1 负载参数变化影响	173
13.6 比较结果	174
13.7 总结	179
参考文献	179
附录	180
附录 A 预测控制仿真——三相逆变器	180
A.1 三相逆变器的预测电流控制	180
A.1.1 仿真参数的定义	183
A.1.2 预测电流控制的 MATLAB®代码	184
附录 B 预测控制仿真——由两电平逆变器驱动的感应电机的转矩控制	186
B.1 预测转矩控制仿真参数的定义	189
B.2 预测转矩控制仿真的 MATLAB®代码	190
附录 C 预测控制仿真——矩阵变换器	192
C.1 直接矩阵变换器的预测电流控制	192
C.1.1 仿真参数的定义	194
C.1.2 具有瞬时无功功率最小化的预测电流控制的 MATLAB®代码	196

第一部分 绪 论

第 1 章 绪 论

在过去的几十年里，功率变换器和高性能可调速传动装置在各个领域都得到了越来越多的应用，这主要是由于其性能得到了改善，效率有所提高，可提高生产效率。由此可见，在大多数工业部门中功率变换器和传动装置，成为基本技术并可应用于各种各样的系统中。考虑到日益增长的能源需求，以及现阶段对电能质量和效率方面的新要求，利用电力电子技术来转换、控制电能成为一个非常重要的课题。为了满足这些需求，人们推出了新型半导体器件、拓扑结构，并设计了多种先进的控制方案。

本章为那些想了解功率变换器、电机传动装置及其应用的读者给出了基本的介绍和一些有用的参考文献；对功率变换器最常见的应用方式进行了介绍，并对常规的传动系统控制方案进行了说明。同时，还按照最简单的分类方式对工业领域常见的功率变换器拓扑结构进行了介绍。本章分别对功率变换器的控制方案及其基本概念进行了简要的说明，对当前常用的数字实现技术进行了讨论。

最后，为了便于读者理解本书的内容，本章简要介绍了本书的脉络结构，并简单介绍了使用预测控制技术的目的。

1.1 功率变换器和传动装置的应用

从工业到住宅等不同应用领域都会用到功率变换器和传动装置^[1,2]。图 1.1 给出了这些装置在不同领域的一些应用示例。同时，对每个分类里的一个示例给出了相应的系统结构框图，用 * 标出。

对于工业领域内使用的传动装置而言，泵和风机通常是耗能大户，它们的额定功率常高达数兆瓦。对于这类系统，使用可调速传动装置可在性能和效率方面带来巨大的好处。还有一些大功率传动装置可应用于采矿业，如下坡的带式输送机。图 1.1 给出了这类系统的框图，其中使用了具有有源前端整流器的三电平变换器作为能量回馈装置，实现了把能量从电机输送到电网^[3,4]。

2 功率变换器和电气传动的预测控制

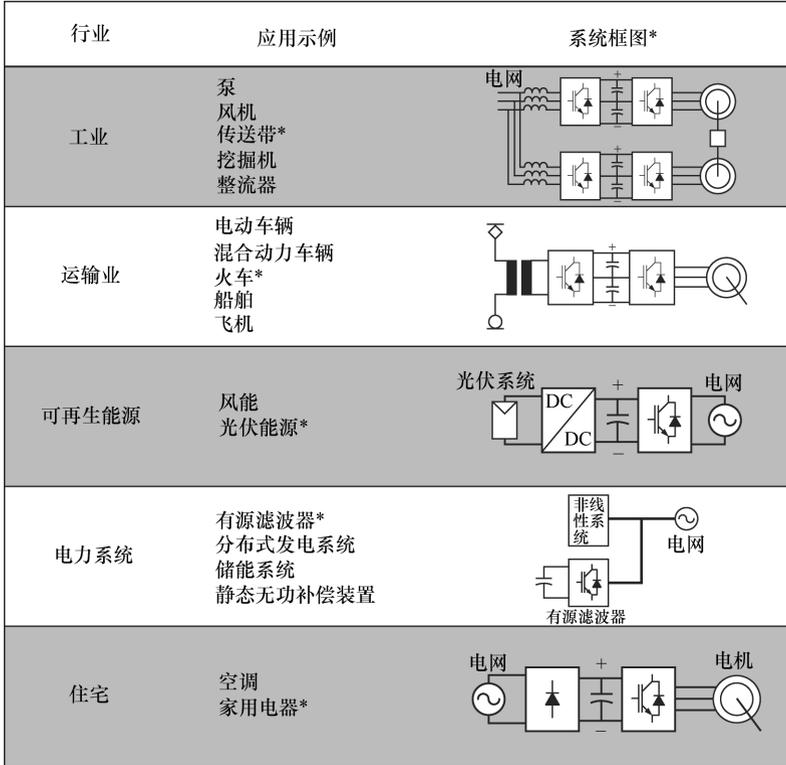


图 1.1 功率变换器的应用

传动装置广泛应用于运输行业，其中电机主要用于牵引和推进。在电气化列车系统中，常使用图 1.1 所示的功率变换器将能量由架空线输送至电机。这种变换器可产生所需电压，进而实现对电机转矩和转速的控制。大功率传动装置常见于船舶系统，一般使用柴油发电机，再通过电机产生推进动力。电动汽车、混合动力汽车及飞机也大量采用了这些功率变换器。

近年来，功率变换器在可再生能源系统中的应用不断增加，这主要是由于能源需求逐渐增加，同时人们对环境更加关注。在众多的可再生能源中，功率变换器在光伏（Photovoltaic, PV）发电系统中的应用最值得关注，因为 PV 电池板到电网之间的功率传输必须通过功率变换器才能实现。图 1.1 给出了一个适用于 PV 系统的功率变换器的示例，采用了直流 - 直流（DC - DC）变换器。它可保证 PV 电池板和逆变器处于最佳运行状态，进而将正弦波电流注入电网中。功率变换器和传动装置同样适用于风能发电系统，不仅能实现对风能获取量的最优控制，还可满足新电网规范对电能质量和系统性能方面的强制性要求^[5]。

使用功率变换器有助于改善电能质量和提高电网的稳定性。应用于电力系统的一些功率变换器例子包括有源滤波器、分布式发电系统能量变换器、储能系

统、静态无功补偿器 (STATCOM) 等。图 1.1 也给出了有源滤波器的框图。其中, 功率变换器可针对非线性负载产生的电流畸变产生对应的补偿电流, 可以避免电网电压出现畸变现象。

小功率传动装置和变换器多用于居民户用领域。使用可调速传动装置可有效提高系统的使用效率, 如空调和其他家用电器等^[1,6]。

1.2 功率变换器的类型

功率变换器和传动系统包括很多种类型, 由于每个应用领域要求的技术条件不同, 应有针对性地使用最合适的拓扑结构和控制方案。下面将介绍传动系统的常用控制方案, 并对不同类型的功率变换器进行简单的分类。

1.2.1 通用传动系统

图 1.2 给出了一套实际传动系统的结构框图和照片。该系统主要组成部分包括电网侧变压器、整流器、直流 (Direct Current, DC) 环节、逆变器、电机和控制单元。可根据系统要求, 使用二极管整流器或有源前端整流器。逆变器和整流器的拓扑结构决定了 DC 环节是由电容器还是由电感器组成。其目标主要是用来储存能量并实现逆变器与整流器的解耦。逆变器用来调整 DC 环节的电压 (或电流), 并产生一个幅值、频率和相位均可调节的基波电压分量, 进而实现对电机转矩和转速的控制。控制单元对重要的变量, 即电压和电流的测量值, 进行采样处理, 从而计算并发出合适的门极驱动信号来控制功率半导体器件。

由图 1.2 可以看出, 为了达到最优的控制效果, 传动系统需要一些辅助装置, 如变压器、输入/输出无源滤波器及功率装置的冷却系统。

1.2.2 功率变换器的分类

功率变换器由功率半导体器件和无源器件组成。按照一定的规则可对其进行分类。根据系统运行时输入到输出的变换关系, 例如 AC 和 DC, 进行分类是一种最简单有效的分类方法。由此可将功率变换器分成以下四大类:

交流 - 直流 (AC - DC) 变换器, 将 AC 转换成稳压或未稳压的 DC 电压或电流。

直流 - 直流 (DC - DC) 变换器, 将 DC 输入电压转换成 DC 输出电压, 对输出电压进行稳压处理和隔离处理 (可选)。

直流 - 交流 (DC - AC) 变换器, 将 DC 电压或电流转换成幅值、频率和相位 (变量) 均可调节的 AC 电压或电流。

交流 - 交流 (AC - AC) 变换器, 将幅值和频率固定的 AC 电压转换成幅值和频率 (变量) 可调节的 AC 电压。

上述每类变换器都包括若干小类, 如图 1.3 所示。本书将对不同类型的功率变换器的一些实例进行介绍和分析。

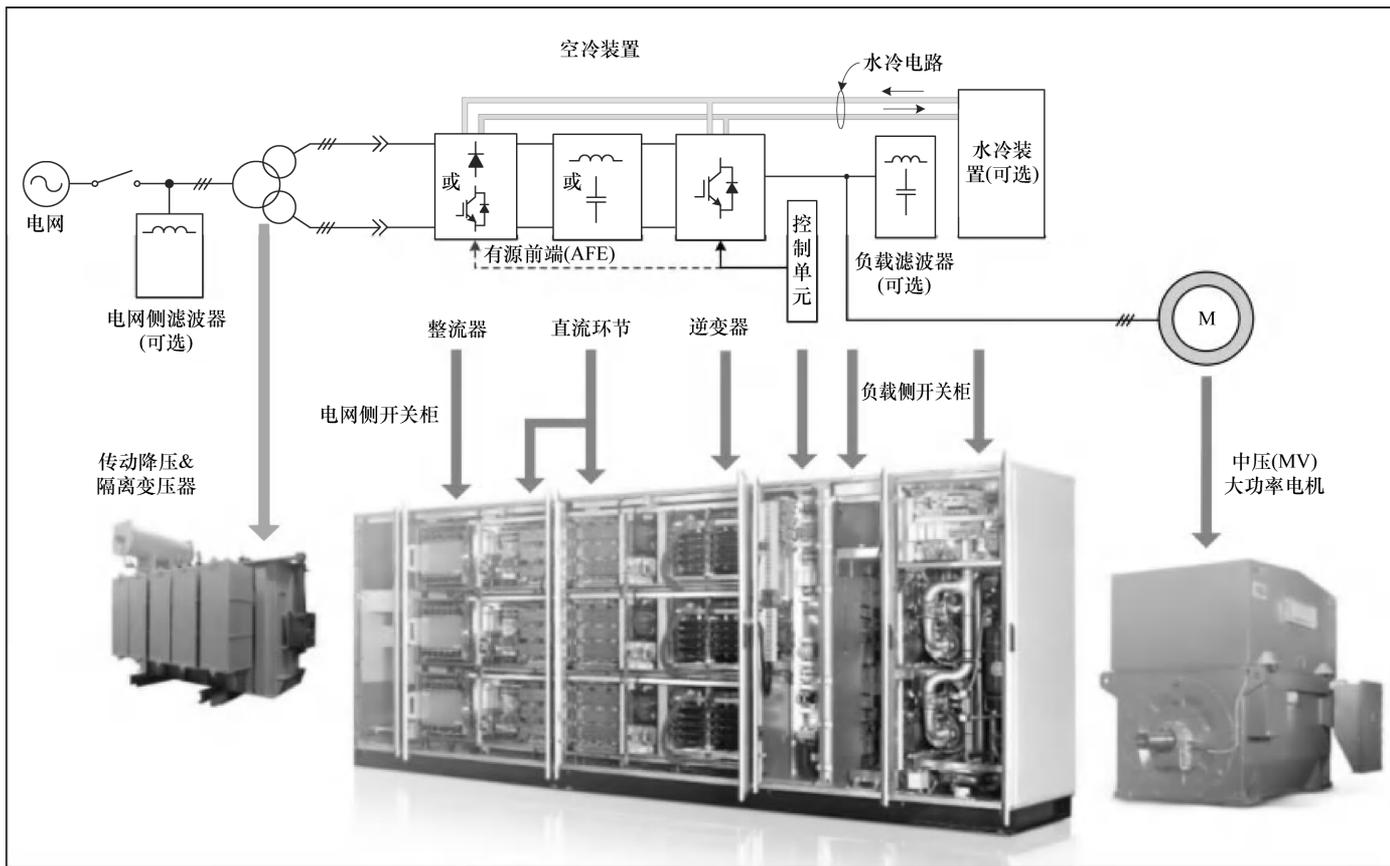


图 1.2 通用电机传动系统 (AFE: Active Front - End, 有源前端)

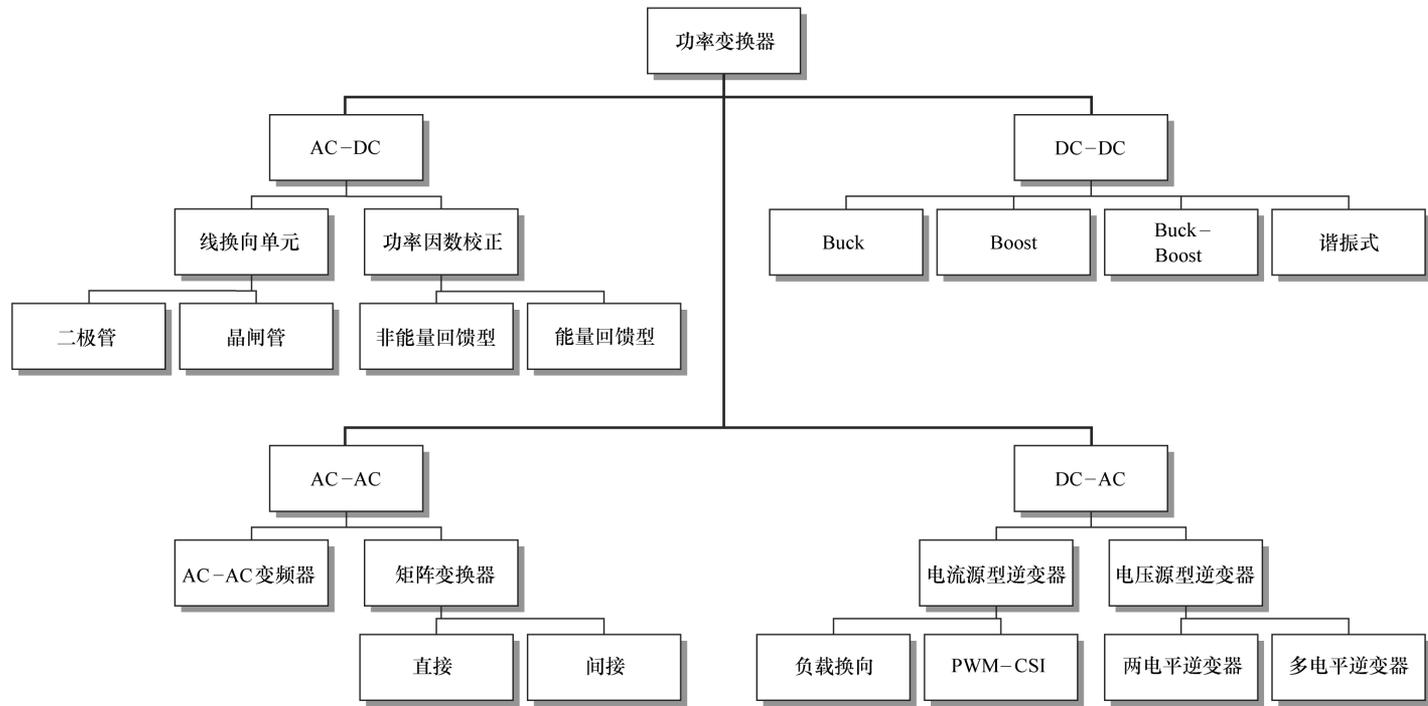


图 1.3 功率变换器分类 (PWM - CSI: Pulse Width - Modulated Current Source Inverter, 脉宽调制电流源型逆变器)

1.3 功率变换器和传动装置的控制

功率变换器和传动装置的控制方案随着新型半导体器件的发展和新型控制平台的引入而不断进步。当无法控制二极管整流器的运行状态时，人们引入了模拟控制电路来调节晶闸管的触发角。随着开关频率更高的功率晶体管的问世，之前使用的模拟控制电路被数字控制平台所取代，为使用更先进的控制方案提供了可能。

1.3.1 早期的功率变换器控制

需调整晶闸管整流器的输出电压平均值时，可调整与电网电压相对应的晶闸管触发脉冲的角度。这种功率变换器的控制电路必须能够检测到电网电压的过零点，并能根据角度指令产生触发脉冲。图 1.4 给出了带有阻感性（resistive - inductive）负载的单相晶闸管整流器的工作原理图，可以看出触发角 α 改变了输出电压的波形，从而改变了输出电压的平均值。

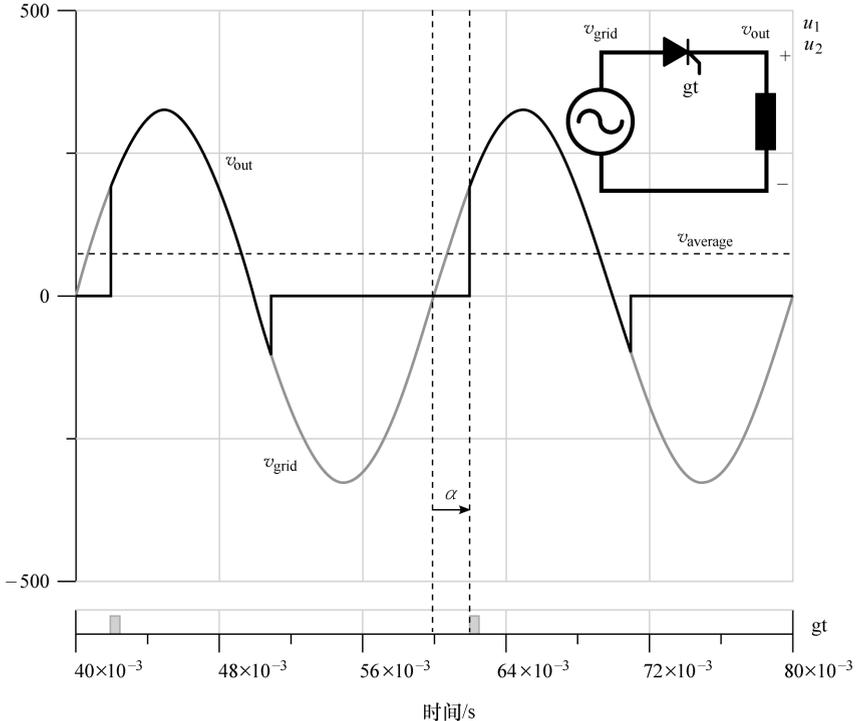


图 1.4 单相晶闸管整流器工作原理图

晶闸管以基波频率进行开、断控制，因为其关断时刻是与电网电压相关的，且不具有可控性。然而，随着功率晶体管的问世，如绝缘栅双极型晶体管（Insulate - Gate Bipolar Transistor, IGBT），让硬开关或可控关断操作具有了可行性，使

得开关频率得到了提高。降压变换器就是这种功率变换器的一个简单的实例，它只有一个开关；产生的输出电压的平均值可在 0 和输入电压之间变化，调整开关的占空比即可获得期望的电压平均值；将参考电压与三角载波进行比较即可实现这种变换器的简单控制；如果参考电压大于三角载波信号，开关就会导通，否则就会关断。降压变换器工作原理图如图 1.5 所示，图中给出了相应的电路和主要的电压波形。

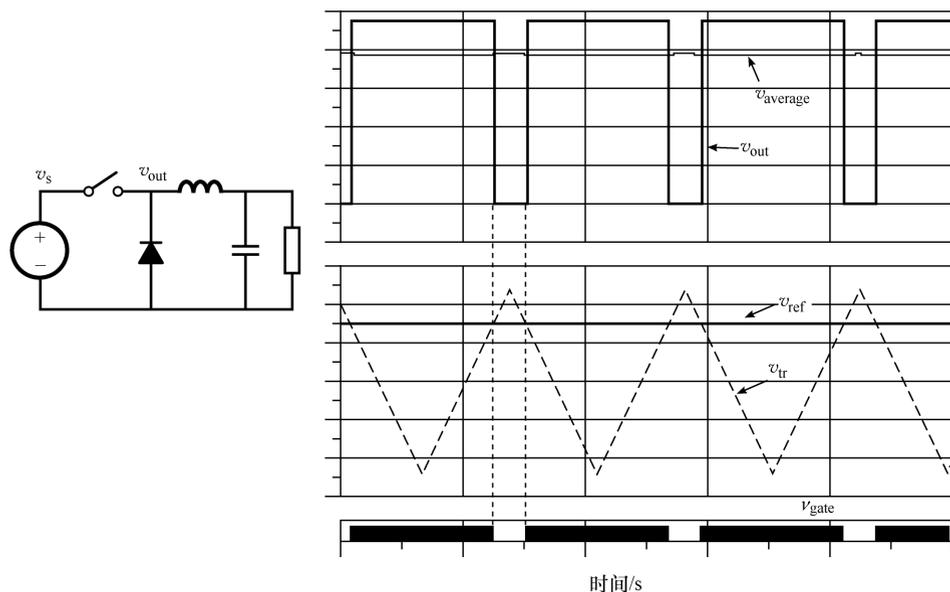


图 1.5 降压变换器工作原理图

20 世纪 60 年代，人们使用运算放大器和无源元器件组成的模拟电路彻底实现了这类控制方案的有效运行；不久，又引入了数字电路，并与这些模拟电路结合在一起操作运行。最近几十年来，为了完全实现数字化控制，使用微处理器来控制电力电子系统逐渐成了一种常见的解决方案。现代微控制器和数字信号处理器（Digital Signal Processor, DSP）的计算能力更强大，可用来实现更智能的控制方案^[7]。尽管如此，之前针对模拟控制电路提出的一些概念仍然很有价值，只是以数字化的方式实现而已。

功率变换器模拟控制电路的基本概念之一，就是对电压或电流的时间平均值进行控制。这些平均值是按照一个基准时间计算得到的。基准时间既可以是晶闸管整流器的基本周期，也可以是调制功率变换器的三角载波信号的周期。这一想法也是当前最常见的控制方案的基本思想，它使得变换器的模型可以近似为一个线性系统。不过，这种想法忽略了变换器的非线性特征。

另一种控制方案则源于模拟电路的滞环控制思想。第 2 章将详细介绍此类控制器。

1.3.2 目前的功率变换器控制

针对逆变器和传动装置的控制问题，人们提出了多种控制方法，其中最常用的方法如图 1.6 所示。一些方法既完善又简单，如非线性滞环控制法。但就一些较新的可改善系统行为的控制方法而言，通常需要更复杂的方案，或者需要控制平台具有强大的计算能力。

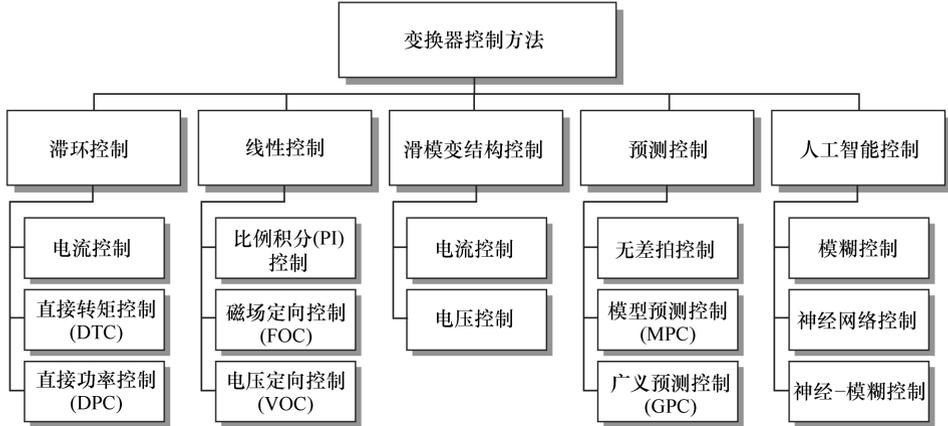


图 1.6 功率变换器和传动装置中不同类型变换器的控制方案
(GPC: Generalized Predictive Control, 广义预测控制)

功率变换器具有非线性特性，且功率半导体器件的开关状态取决于测量值与参考值的比较结果。滞环控制正是利用了这两个特点，认为误差是一个给定的滞环宽度。这种控制方案适用于一些简单的应用领域，如电流控制；同时也适用于一些较为复杂的情况，如直接转矩控制（Direct Torque Control, DTC）^[9]和直接功率控制（Direct Power Control, DPC）^[10]。这种控制方案来源于模拟电子技术。为了在数字平台上实现这种控制方案，通常需要非常高的采样频率。滞环宽度和系统的非线性特性必然会引入可变的开关频率，这将导致在一些应用领域内产生谐振问题，并产生扩展频谱成分，这就要求使用体积庞大且价格昂贵的滤波器。针对这一问题，人们提出了一些改进方案来控制开关频率。

若为变换器配置一个调制器，而且任何功率变换器的线性控制器都可使用，最常见的选择方案是使用 PI 控制器。对基于线性控制器的传动装置而言，磁场定向控制（Field Oriented Control, FOC）是人们熟知的一种控制方法^[11,9]。与之相似的概念还可应用在并网变换器上，即使用电压定向控制（Voltage Oriented Control, VOC）方法来控制电流^[7]。线性控制方案通常需要额外的坐标变换。另外，在非线性系统上使用线性控制方案将无法在动态范围内获得稳定的性能。此外，如果要实现数字化还需要使用采样数据控制方案，并使其近似于连续时间线性控制器。综合上述因素，再加上额外的调制器，还需要引入一些设计步骤和

考虑因素才能获得一套合适的控制方案，这对一些功率变换器（如矩阵、多电平变换器等）将非常困难。此外，由于功率变换器系统还受到一系列系统约束条件和技术要求的制约（如总谐波畸变率（Total Harmonic Distortion, THD）、最大电流、最大开关频率等），无法直接并入到线性控制器的设计中。总之，为了将经典的控制理论应用到现代数字化控制变换器中，这些理论已被反复修改。

随着更强大的微处理器的发展，人们提出了一些新的控制方案，其中一些重要的方案分别为模糊控制、神经网络控制、滑模变结构控制和预测控制。

在这些新型控制方案中，预测控制备受瞩目，最有可能成为功率变换器和传动装置的替代控制方案。预测控制包括一系列范围广泛的控制器，各控制器采用的途径各不相同。所有预测控制的共同观念就是使用系统模型来计算并预报受控变量的未来值，并使用一个最优准则来选择合适的操作。

无差拍控制是最知名的预测控制方案之一，这种方案使用系统模型来计算电压，可在一个采样时间内实现零误差，之后便可使用调制器来实现这一电压。最近，一种新的且性能非常强大的预测控制策略已在电力电子领域得到了应用，即模型预测控制（Model Predictive Control, MPC）技术，这也是本书的主题。

1.3.3 控制要求和面临的挑战

传统意义上的控制要求主要与系统的动态性能和稳定性有关。现代工业在技术规格和约束条件上的要求苛刻得多，而且通常会受到标准和规范的制约。其中很多要求对工作极限和条件做出了强制性规定。但仅通过硬件是无法满足这些规定的，此时就需要借助控制系统。这一趋势有力地推动了更先进的控制方法的发展。

工业电力电子系统的设计可看成是一个最优化问题，需同时达到多个预定目标。对于电力电子系统而言，下面列出的要求、约束条件及控制系统面临的挑战都非常重要：

- 实现控制变量的误差可能的最小化，且在参考跟踪值和抑制干扰方面具有快速的动态响应。

- 以开关损耗最小化为原则控制功率开关器件动作。这一要求使得半导体器件的效率得到了提高，使用情况也得到了改善。

- 功率变换器本身就是一种产生谐波成分的系统。通常使用 THD 来表示谐波含量。很多功率变换器系统对调制器引入的谐波含量都提出了相应的约束和限制，这些限制条件通常会被列入到标准里，不同国家可能有所差异。

- 应根据规定的标准和规范充分考虑系统的电磁兼容（Electromagnetic Compatibility, EMC）特性。

- 在一些系统中，还应使共模电压最小化，以避免产生不良影响。这种电压可感应产生漏电流，影响某些系统的安全，降低系统的使用寿命。

- 在各种运行条件下都表现出良好的性能。由于功率变换器本身是非线性系统，若使用线性化系统模型将控制器调整在单个工作点上，系统性能将很难达到上述目标。

- 一些变换器的拓扑结构决定了它们具有一些固有的限制和约束条件，如存在不允许的开关状态、电压平衡问题、功率平衡问题、谐振问题及很多其他特殊要求。

1.3.4 数字控制平台

几十年来，功率变换器和传动装置的控制策略始终是电力电子领域内的一个热门研究课题。与调制方案结合在一起的经典线性控制器和基于滞环边界的非线性控制器逐渐成为工业应用领域内最常用的控制方案。其中很多概念都要追溯到对模拟硬件的研究上，这降低了系统的复杂程度。类似 DSP 这样的现代数字控制平台，代表了目前的技术发展水平，且已被大多数领域视为工业标准。工业电子领域内使用的主要数字控制平台通常都是基于定点处理器的，这是因为它计算能力较强且成本较低。然而，由于浮点处理器的控制平台具有较高的可编程性，在学术界得到了广泛应用。近来，利用现场可编程门阵列（Field Programmable Gate Array, FPGA）实现的硬件和软件解决方案引起了广泛的关注。这主要是因为其在灵活性很强的软件的辅助下，设计人员可搭建出高效且专用性强的硬件体系结构。表 1.1 给出了电力电子领域常用的一些主流数字控制平台。图 1.7 给出了数字处理器的处理能力的发展情况。

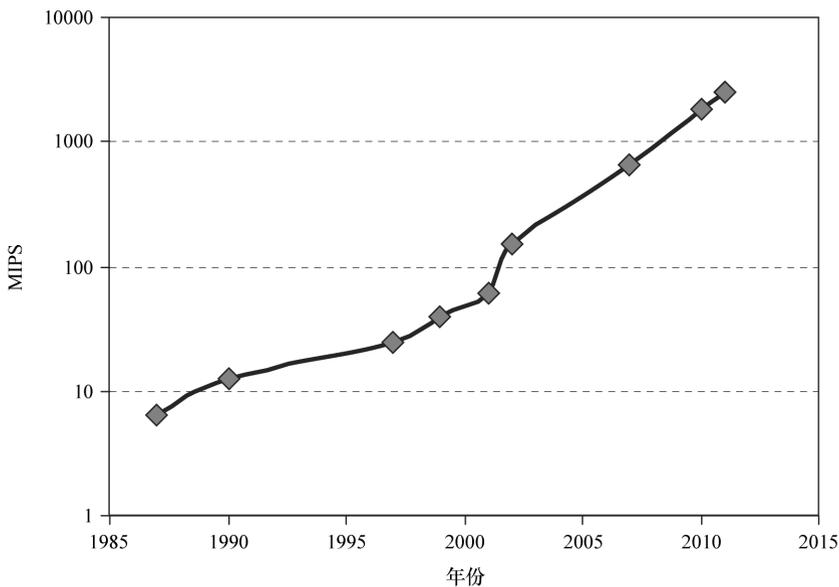
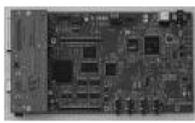
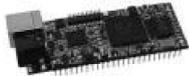


图 1.7 数字处理器的处理能力的发展情况

表 1.1 电力电子领域常用的一些主流数字控制平台

DSP TMS320F2812	DSP TMS320C6713	dSPACE DS1104 – DS1103	FPGA XC3S400
150MHz	225MHz	350MHz ~ 1GHz	50MHz
定点式	浮点式	浮点式	定点式
150MIPS	1800MIPS	662 ~ 2500MIPS	—
			

计算能力以百万条指令/s (Millions of Instructions Per Second, MIPS) 来衡量。目前, 数字控制平台的计算能力都非常强, 这使得一些新的且通常较为复杂的控制技术得以实现, 如模糊控制、自适应控制、滑模变结构控制和预测控制技术。

1.4 预测控制技术特别适用于电力电子领域的原因

考虑到人们对功率变换器和传动装置的性能和效率需求日益增长, 开发新型控制方案时必须充分考虑这些系统的固有特性。功率变换器和传动装置属于混合型的非线性系统, 包括线性和非线性部件及有限数量的开关器件。电力电子器件的输入信号均为离散信号, 控制着各器件开关的导通和关断。设计控制方案时, 还应充分考虑一些约束和限制条件。这一部分源于系统本身的特性, 如逆变器的最大输出电压; 另一部分则出于安全因素, 如限制电流以保护变换器及其负载。

目前, 几乎所有的控制策略都在以离散方式运行的数字控制平台上得到了实现。设计控制系统时, 必须充分考虑装置的模型来调节控制器的参数, 但前提是功率变换器和传动装置的模型已为人们所熟知。如 1.3 节所述, 控制平台的计算能力已得到显著提高, 完全可以满足更苛刻的控制算法在计算方面的需求, 这也是预测控制得以实现的必要条件。以上便是预测控制可以应用的原因。

功率变换器和传动装置的所有特性, 再加上用来实现控制方法的控制平台的特性, 所有因素集中在一起自然就形成了对模型预测控制技术的应用需求, 如图 1.8 所示。本书旨在强调说明这些可简化控制方案的特性, 进而获得一套适用于功率变换器和传动装置控制的具有较高潜力的解决方案。

1.5 本书内容

本书由四大部分组成: 第一部分介绍了与功率变换器、传动装置和经典控制方案相关的基本信息, 针对不同类型功率变换器的拓扑结构, 还简要介绍了模型预

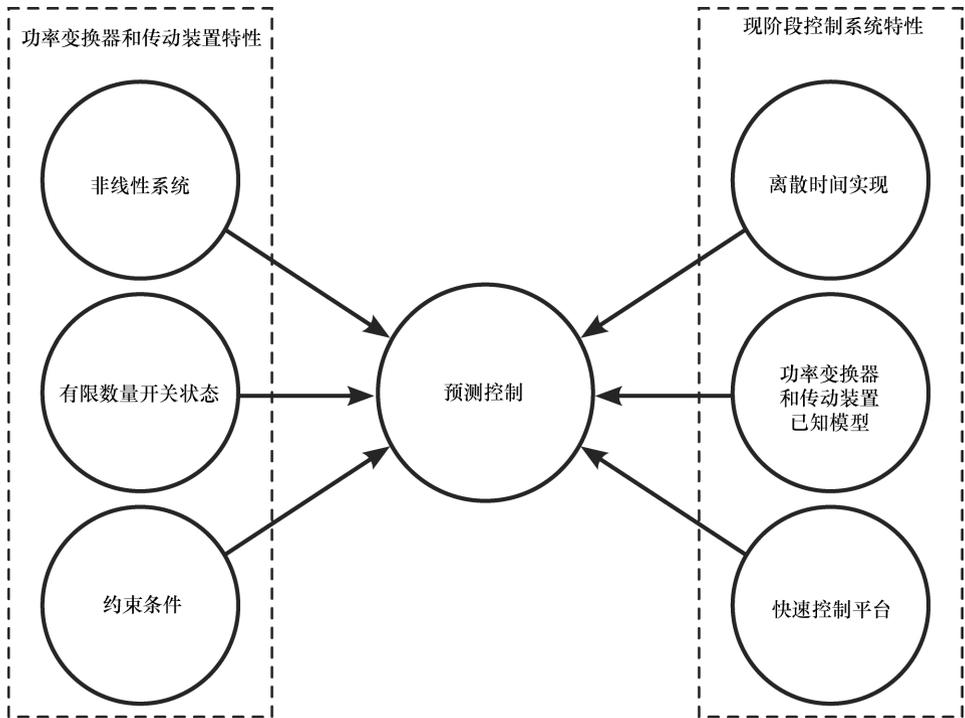


图 1.8 使预测控制技术成为一种必然的解决方案的功率变换器和传动装置特性

测控制的基本理论；第二部分介绍了预测控制技术的一些应用示例；第三部分重点讨论了电机传动系统的预测控制方案，分别考虑了感应电机和永磁同步电机两种情况；第四部分对未能涵盖在前三部分里的一些设计和实施问题进行了总结。

后续各章节的主要内容可概括如下：

- 第 2 章介绍了一些完善的适用于电流控制的控制方法，还介绍了一些能代表目前发展水平的适用于传动系统的控制方案。本书将以这些控制方案作为参考，然后将贯穿于本书的预测控制方案与之进行对比。

- 第 3 章阐述了模型预测控制的基本原理，重点讨论了这一技术在功率变换器和传动装置上的应用问题。

- 第 4 章介绍了预测控制技术在一种最常见的功率变换器——三相逆变器上的应用问题。

- 第 5 章讨论了三相三电平中性点钳位逆变器的预测控制方法。介绍了这种变换器拓扑结构在满足特殊要求时需采用的预测电流控制方案。

- 第 6 章，针对有源前端整流器，介绍了多种不同的预测控制方案，包括电流控制和功率控制。

• 第7章涵盖了预测控制技术在矩阵变换器上的应用情况，针对输入和输出变量对控制方案进行了介绍。

• 第8章介绍了适用于感应电机的预测控制方案，对电流控制和转矩控制方案进行了讨论。

• 第9章介绍了适用于永磁同步电机的电流控制和转速控制方案。

• 第10章利用公式讨论了最合适的代价函数的选择问题。

• 第11章介绍了调整代价函数的权重系数时需要遵循的一些准则。

• 预测控制方案需要的计算次数越多，测量值与实际值之间的延时就越大。第12章对这种延时的补偿方法进行了介绍，同时也对相关的问题进行了讨论。

• 针对预测控制技术使用的模型参数存在误差这一问题，第13章通过试验对不同情况下误差产生的影响进行了评价。

本书附录给出了如何利用 MATLAB 对预测控制方案进行仿真分析的相关信息，并分析了三种不同的实例。通过这些实例，读者将能够通过仿真分析来验证方案的有效性，进而实施这些预测控制方案。这样一来，读者将更容易理解预测控制技术的原理，并将这些方案应用到其他领域。

参 考 文 献

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics*, 3rd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [2] B. Bose, "Energy, environment, and advances in power electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 4, pp. 688–701, July 2000.
- [3] J. Rodríguez, J. Pontt, N. Becker, and A. Weinstein, "Regenerative drives in the megawatt range for high-performance downhill belt conveyors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 1, pp. 203–210, January/February 2002.
- [4] J. Rodríguez, J. Pontt, G. Alzarnora *et al.*, "Novel 20-MW downhill conveyor system using three-level converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 5, pp. 1093–1100, October 2002.
- [5] "Grid code: High and extra high voltage," E.ON Netz GmbH, Bayreuth, Germany, Status: 1 April 2006.
- [6] D. Ionel, "High-efficiency variable-speed electric motor drive technologies for energy savings in the US residential sector," in 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), pp. 1403–1414, May 2010.
- [7] G.-A. Capolino, "Recent advances and applications of power electronics and motor drives—advanced and intelligent control techniques," in 34th Annual IEEE Conference on Industrial Electronics, IECON, pp. 37–39, November 2008.
- [8] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy for an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, no. 5, pp. 820–827, September 1986.
- [9] T. Ohnishi, "Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control," in Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91. vol. 1, pp. 819–824, October–November 1991.
- [10] F. Blaschke, "The principle of field-orientation applied to transvector closed-loop control system for rotating field machines," *Siemens Review*, vol. XXXIX, no. 5, pp. 217–219, 1972.
- [11] M. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, October 1998.

第 2 章 功率变换器和传动装置的传统控制方法

在过去的几十年里，功率变换器在很多领域都获得了非常良好的应用效果，包括传动装置、能源转换、牵引装置和分布式发电系统。功率变换器的控制方案得到了非常广泛的研究，每年都会出现一些新型的控制方案。

针对功率变换器和传动装置的控制问题，人们提出了若干控制方案，第 1 章中的图 1.6 给出了其中一部分。在这些方案里，本章参考文献[1-3]已经证实了基于脉宽调制（PWM）技术的滞后控制和线性控制方案的有效性。然而，随着微处理器技术的不断发展、计算速度不断提高、功能逐渐增强，一些新的且更为复杂的控制方案的可行性也逐渐增长。这类适用于功率变换器的新型控制方案包括模糊逻辑控制、滑模变结构控制和预测控制。其中，模糊逻辑控制技术适用于无法知道整个控制系统或其部分参数的应用领域。滑模变结构控制技术具有鲁棒性强的特点，并考虑了功率变换器的开关特性。本章参考文献介绍的其他控制方案还包括神经网络控制、神经-模糊控制和其他先进的控制技术方案。

预测控制技术的以下几个优势使其非常适合实现对功率变换器的控制：概念直观，易于理解；适用于各种各样的系统；易于包含系统的约束条件和非线性特性；可用于多变量系统；控制器易于实现。与传统的控制方案相比，虽然它需要大量的计算，但就当前已有的微处理器的计算速度而言，预测控制技术已具备可实现性。整体而言，控制器的质量取决于建立的模型的质量。

2.1 传统电流控制方法

功率变换器控制方法中研究最多的课题之一就是电流控制。在过去的几十年里，有两种传统控制方法得到了广泛的研究，分别是滞环控制和基于 PWM 的线性控制方法^[4,1,2]。

2.1.1 滞环电流控制

滞环电流控制的基本思路：每当电流达到边界条件时，可改变功率变换器的开关状态来确保电流处于滞环带内部。单相逆变器的滞环电流控制方案如图 2.1 所示。这里使用电流误差作为比较器的输入量，如果电流误差高于上限值 $\delta/2$ ，功率开关 T_1 和 T_4 将被导通， T_2 和 T_3 将被关断；若误差小于 $-\delta/2$ ，将产生相反的开关状态。由图 2.1 可以看出，通过这种非常简单的控制策略，负载电流 i_L 很好地实现了它对参考电流 i_L^* 的波形的跟随。本例为正弦波情况。

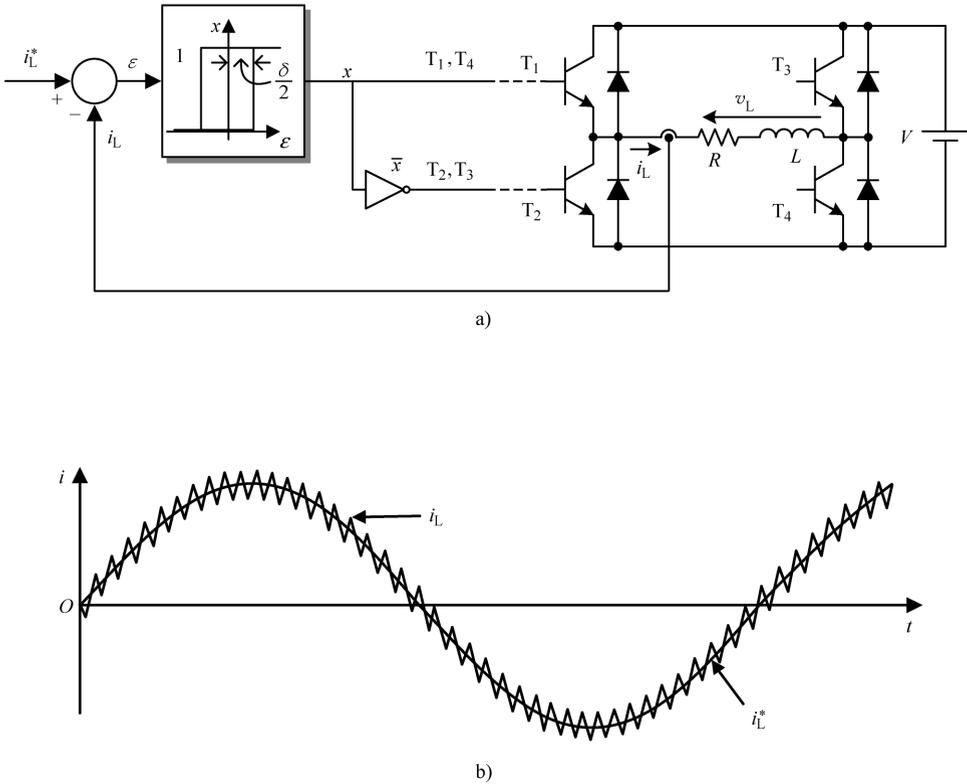


图 2.1 单相逆变器的滞环电流控制
a) 控制方案 b) 负载电流

对于三相逆变器，该方案使用滞环比较器将测得各相负载电流与相应的参考电流进行比较，如图 2.2 所示。各比较器将确定相应的逆变器桥臂（ S_a 、 S_b 和 S_c ）的开关状态，因此负载电流便被强制限制在滞环带以内。由于各项之间存在相互影响，电流误差难以严格控制在滞环带的限值以内。这种控制策略的简化框图如图 2.3 所示。

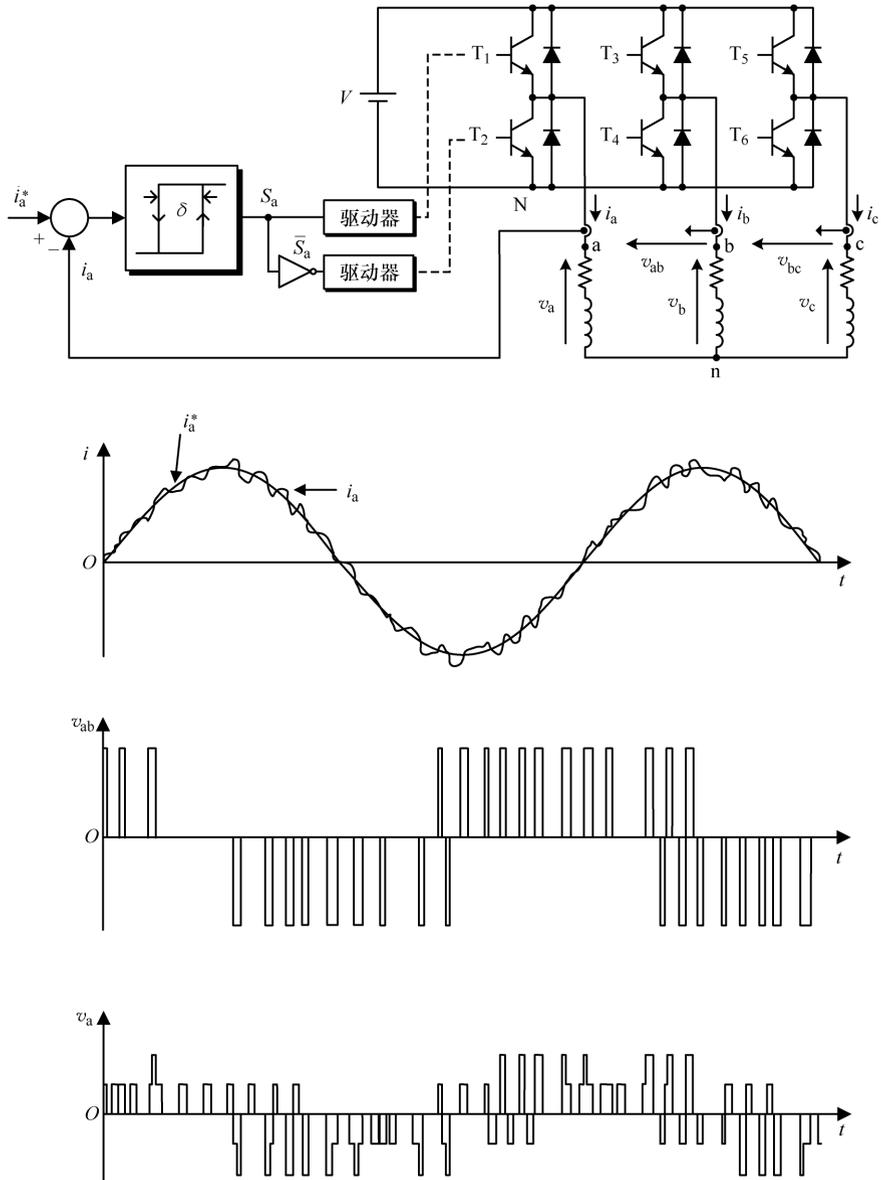


图 2.2 三相逆变器的滞环电流控制

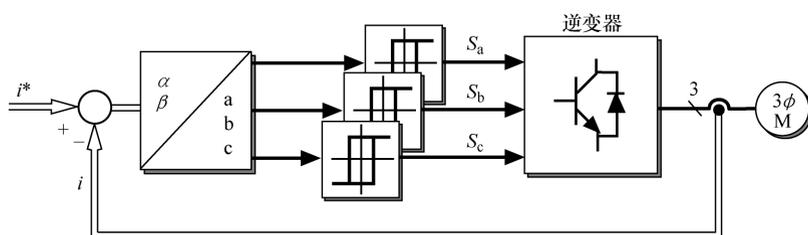


图 2.3 三相滞环电流控制方案

这种方法在概念上比较简单，实施时也不需要复杂的电路结构或处理器，但滞环控制器的性能却非常好、动态响应也非常快。开关频率将随着滞环宽度、负载参数和运行条件的变化而变化。由于变化的开关频率可导致谐振问题，这也是滞环控制的主要缺点之一。另外，开关损耗也限制了滞环控制方法在低功率领域的应用范围^[4]。为了控制滞环控制器的开关频率，人们已经提出了一些改进方案。

利用数字控制平台实现该方案时，为确保控制变量始终位于滞环带以内，系统必须具有非常高的采样频率。

2.1.2 基于脉宽调制或空间矢量调制的线性控制

可考虑使用调制器为功率变换器的功率开关产生控制信号，进而实现非线性变换器向线性的转换。这样该系统就可以使用任意一种线性控制器，最常见的选择方案通常是使用比例积分（PI）控制器。

2.1.2.1 脉宽调制

脉宽调制器将对参考电压与三角载波信号进行比较，比较器的输出则用于驱动逆变器的开关器件。脉宽调制器在单相逆变器里的应用情况如图 2.4 所示。将正弦参考电压与三角载波信号进行比较，逆变器的输出端将产生一个脉冲电压波形，该电压信号的基波分量与参考电压呈正比。

对于三相逆变器，每一相的参考电压均与三角波信号进行比较，并在相应的逆变器桥臂上产生开关状态，如图 2.5 所示，其中，a 和 b 相的输出电压信号分别为 v_{aN} 和 v_{bN} ，图中还给出了线电压 v_{ab} 。

2.1.2.2 基于空间矢量调制的线性控制

PWM 的一种变化方式被称为空间矢量调制（Space Vector Modulation, SVM），其中变换器电压矢量的使用次数由参考矢量计算得出。其依据为三相电压用矢量进行表示，可定义为

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} (v_{aN} + \mathbf{a}v_{bN} + \mathbf{a}^2v_{cN}) \quad (2.1)$$

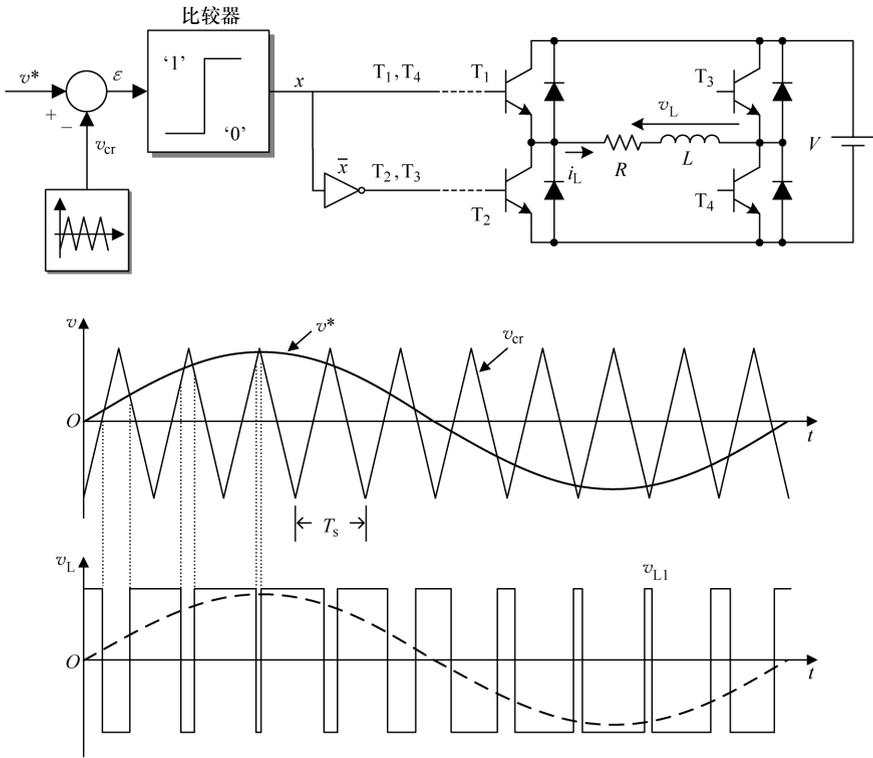


图 2.4 单相逆变器的脉宽调制器

式中, v_{aN} 、 v_{bN} 和 v_{cN} 分别为逆变器各相输出相对中性点(N)的电压,且 $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$ 。逆变器的输出电压取决于各相的开关状态及直流环节电压 $v_{xN} = S_x V_{dc}$,其中 $x = \{a, b, c\}$ 。然后,根据各相开关状态的组合方式,表 2.1 列出了三相逆变器产生的电压矢量,相应的原理如图 2.6 所示。

考虑到电压矢量是由逆变器产生的,可将 $\alpha - \beta$ 平面划分为六个扇区,如图 2.6 所示。此时,当给定的参考电压矢量 \mathbf{v}^* 位于 k 扇区时,可使用相邻的矢量 \mathbf{V}_k 、 \mathbf{V}_{k+1} 和 \mathbf{V}_0 合成,并分别在 t_k 、 t_{k+1} 和 t_0 时刻使用。可使用下列方程概括这一过程:

$$\mathbf{v}^* = \frac{1}{T}(\mathbf{V}_k t_k + \mathbf{V}_{k+1} t_{k+1} + \mathbf{V}_0 t_0) \quad (2.2)$$

$$T = t_k + t_{k+1} + t_0 \quad (2.3)$$

式中, T 为载波周期; t_k/T 、 t_{k+1}/T 和 t_0/T 则分别为各矢量对应的占空比。利用三角关系可计算出各矢量的作用时间,结果如下:

$$t_k = \frac{3T|\mathbf{v}^*|}{2V_{dc}} \left(\cos(\theta - \theta_k) - \frac{\sin(\theta - \theta_k)}{\sqrt{3}} \right) \quad (2.4)$$

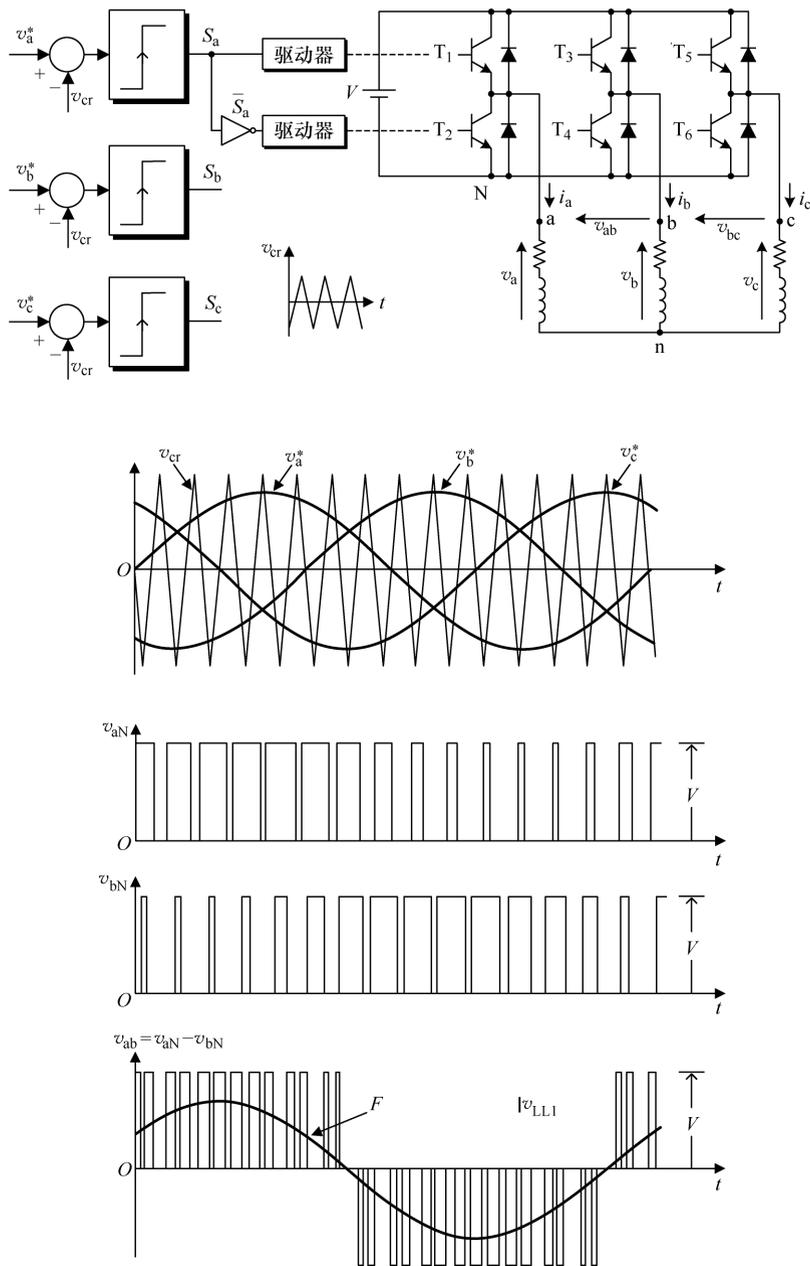


图 2.5 三相逆变器的脉宽调制器

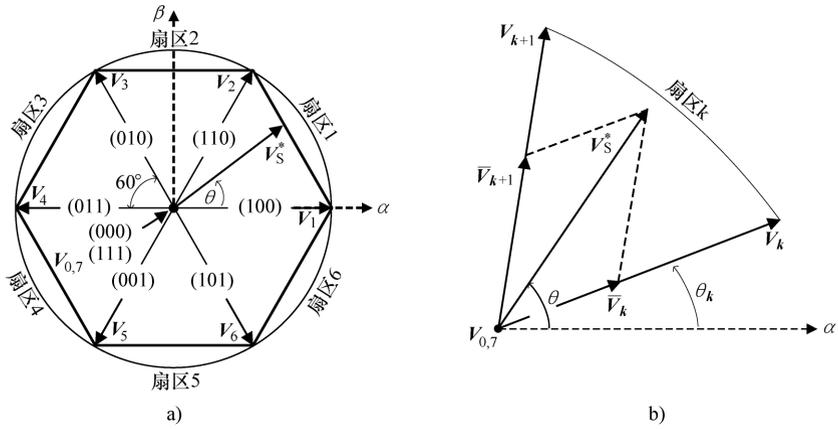


图 2.6 SVM 的工作原理

a) 电压矢量和扇区定义 b) 普通扇区内基准矢量的生成方式

$$t_{k+1} = \frac{3T|\mathbf{v}^*| \sin(\theta - \theta_k)}{V_{dc} \sqrt{3}} \quad (2.5)$$

$$t_0 = T - t_k - t_{k+1} \quad (2.6)$$

式中， θ 是参考矢量 \mathbf{v}^* 的角度； θ_k 是矢量 \mathbf{V}_k 的角度。

表 2.1 开关状态和电压矢量

S_a	S_b	S_c	电压矢量 \mathbf{V}
0	0	0	$\mathbf{V}_0 = 0$
1	0	0	$\mathbf{V}_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$\mathbf{V}_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$\mathbf{V}_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$\mathbf{V}_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$\mathbf{V}_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$\mathbf{V}_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$\mathbf{V}_7 = 0$

图 2.7 给出了一种基于 SVM 的经典电流控制方案。为产生参考输出电压，这里使用了 PI 控制器来处理基准电流与测定负载电流之间的误差。

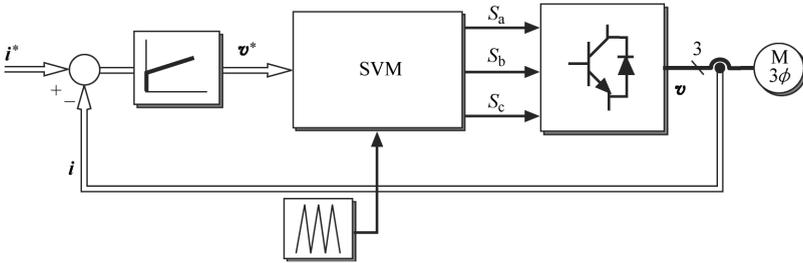


图 2.7 基于 SVM 的经典控制方案

利用这种方法，再通过固定的载波信号即可获得恒定的开关频率。这种控制方案的性能取决于控制器的设计参数和参考电流频率。虽然 PI 控制器可确保连续参考信号的稳态误差为 0，但应用于正弦参考信号时却存在明显的误差。随着参考电流频率的增高，这种误差也随之变大，甚至无法满足某些应用领域的需求^[4]。为了解决 PI 控制器处理正弦参考信号时存在的误差问题，一种标准的解决方案就是改进原始方案——旋转参考坐标、变换坐标，使参考电流信号保持恒定。

利用图 2.7 所示的控制方案，逆变器一个桥臂上产生的负载电流的波形如图 2.8 所示。

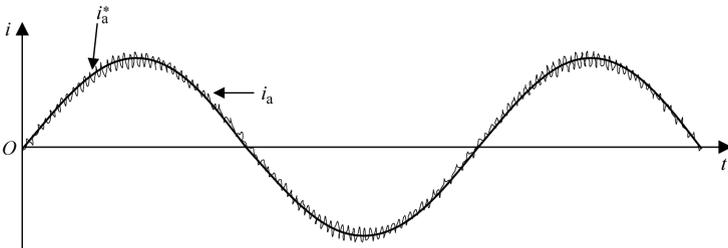


图 2.8 基于 SVM 的经典控制方案获得的负载电流

2.2 传统电气传动装置控制方法

在过去的几十年里，对电气传动装置的控制而言，两种主要控制方案始终在高性能应用领域占据着主导地位，分别为磁场定向控制（Field Oriented Control, FOC）^[5-7]和直接转矩控制（Direct Oriented Control, DTC）^[8]。2.2.1 节和 2.2.2

节所述内容将进一步介绍这两种控制策略。针对电气传动装置的控制问题，本书后续章节将对这两种方案与预测控制方案进行比较。

2.2.1 磁场定向控制

FOC 的主要是使用一个合适的坐标系，来实现对电磁转矩 T_e 与转子磁链 $|\Psi_r|$ 的解耦控制的。将坐标系对准转子磁链即可达到这一目的。

图 2.9 给出了静止坐标系 $\alpha\beta$ 与旋转参考坐标系 dq 之间的关系，其中坐标系 dq 处于对准转子磁链矢量 Ψ_r 的状态。

由于所有变量均以旋转坐标系的形式表示，可通过定子电流的 q 轴分量 i_{sq} 来控制电磁转矩，并使用定子电流的 d 轴分量 i_{sd} 来控制转子的磁链幅值。利用旋转坐标系下的电机模型即可获得它们之间的关系：

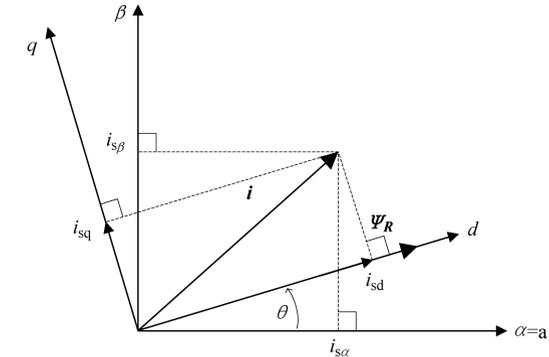


图 2.9 FOC 对应的参考坐标系

$$\psi_{rd} = \frac{L_m}{\tau_r s + 1} i_{sd} \quad (2.7)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p \psi_{rd} i_{sq} \quad (2.8)$$

式中， τ_r 是转子的时间常数^[7]。

FOC 控制原理框图如图 2.10 所示，其中的参考电流 i_{sq}^* 利用外部的速度控制

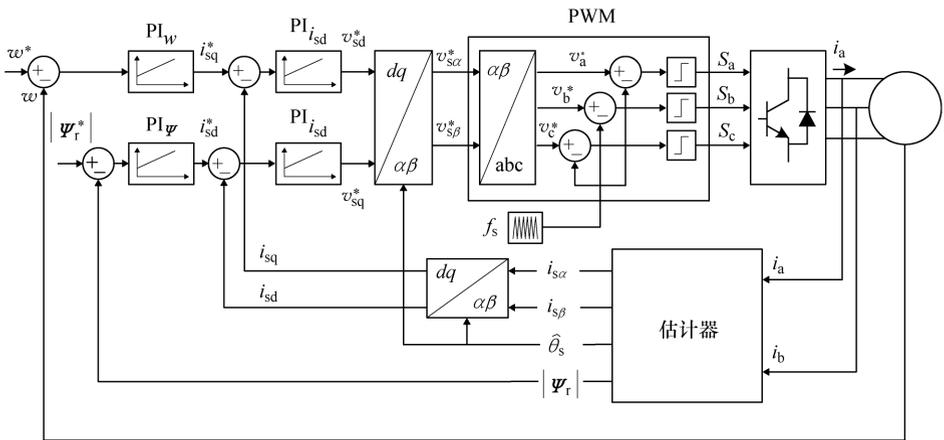


图 2.10 FOC 控制原理框图

环来获得, i_{sd}^* 则利用转子磁通控制环来获得。利用 (PI) 控制器产生的定子参考电压 v_{sd}^* 和 v_{sq}^* 可实现对定子电流误差的控制。将这些电压信号变换到静止坐标系之后, 通过脉宽调制器即可应用到逆变器上。

转速由 0 上升至额定转速及反转 1.5s 时 FOC 对应的控制结果如图 2.11 所示。

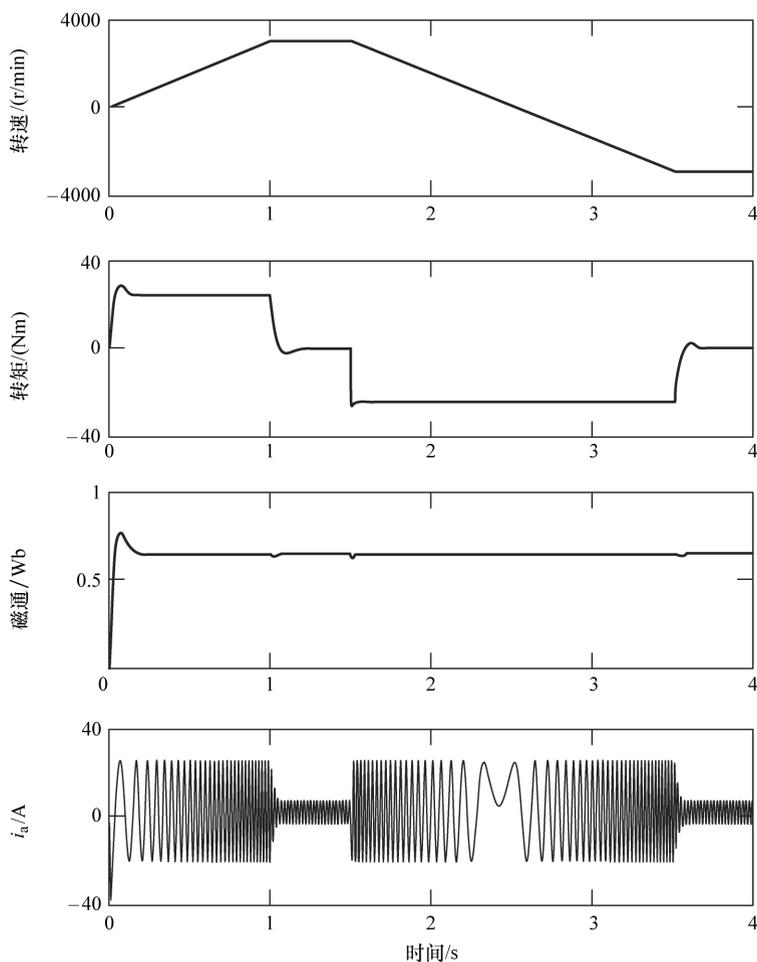


图 2.11 转速由 0 上升至额定转速和反转 1.5s 时 FOC 对应的控制结果

2.2.2 直接转矩控制

DTC 主要有两个基本原则, 其中第一个原则与定子方程有关。

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} = \boldsymbol{v}_s - R_s \boldsymbol{i}_s \quad (2.9)$$

若忽略定子电阻 R_s , 其中的定子磁通变化量与定子电压之间的关系可表

示为

$$\Delta \Psi_s = \Psi_s(t + T_s) - \Psi_s(t) \approx \mathbf{v}_s T_s \quad (2.10)$$

因此，可在时间 T_s 内使用一个给定的定子电压矢量来改变定子磁链，这样即可控制定子磁链矢量并使其跟随给定的磁链轨迹。

第二个假设为转子磁链的动态特性慢于定子磁链的动态特性。可假设在一个采样间隔内，转子磁链矢量保持不变。此外，已经证实了电磁转矩 T_e 取决于定子与转子磁链矢量之间的角度 θ_{sr} [8]：

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\Psi_s| |\Psi_r| \sin(\theta_{sr}) \quad (2.11)$$

如图 2.12 所示，使用合适的定子电压矢量 \mathbf{v}_s 即可改变角度 θ_{sr} 。

考虑到电压矢量是由两电平逆变器产生的，可将复平面划分为六个扇区，如图 2.13 所示。这样即可对各扇区内的各电压矢量对转矩和磁链的影响进行估算。举例而言，如果定子磁链矢量 Ψ_s 位于扇区 2 内，如图 2.14 所示，施加矢量 \mathbf{v}_3 将提高 T_e 和 $|\Psi_s|$ ，施加矢量 \mathbf{v}_1 将降低 T_e 、增大 $|\Psi_s|$ 。由此可编制一份电压矢量与各扇区里的 T_e 和 $|\Psi_s|$ 之间的关系对照表（见表 2.2）。

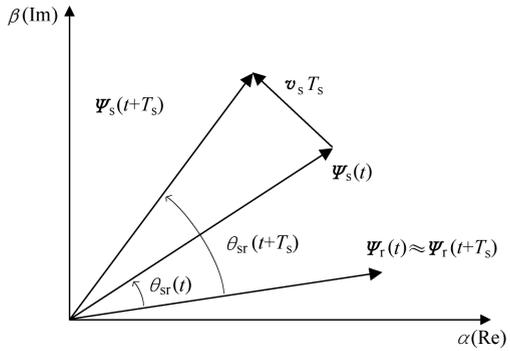


图 2.12 DTC 的控制原理（定子和转子的磁链矢量）

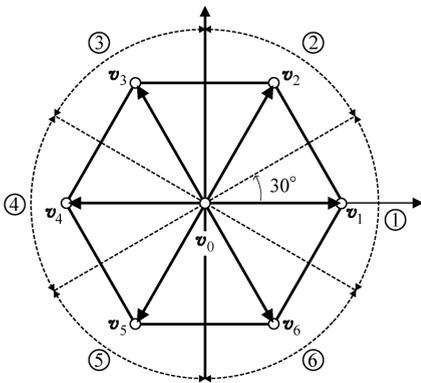


图 2.13 DTC 扇区的定义

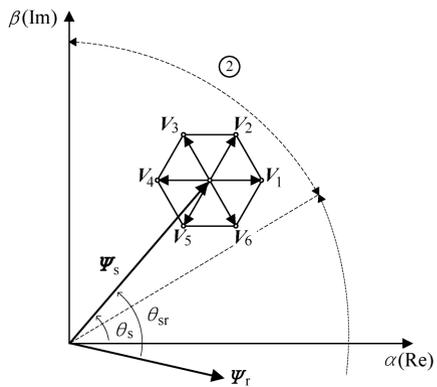


图 2.14 DTC 电压矢量选择示例

如表 2.2 所示，其输入量为图 2.13 所示的定子磁通的扇区号，控制信号 h_ψ 和 h_T 则分别用来定义定子磁链和电磁转矩的变化方式：增加（“1”）或减少（“-1”）。

表 2.2 DTC 电压矢量选择对照表

扇区号	(h_ψ, h_T)			
	(1, 1)	(1, -1)	(-1, 1)	(-1, -1)
1	v_2	v_6	v_3	v_5
2	v_3	v_1	v_4	v_6
3	v_4	v_2	v_5	v_1
4	v_5	v_3	v_6	v_2
5	v_6	v_4	v_1	v_3
6	v_1	v_5	v_2	v_4

DTC 控制原理框图如图 2.15 所示。外部速度控制环用来产生基准转矩 T_e^* ，定子磁通幅度的参考值则始终保持恒定。这里使用了电机模型来估计转矩、定子磁链矢量的幅值和角度。转矩和磁链误差则使用独立的滞环比较器进行控制。这些比较器的输出，即 h_T 、 h_ψ 和定子磁通角度 θ_s ，将作为电压矢量选择对照表的输入量。选定的电压矢量将被直接作用于逆变器，此时电机将根据具体的控制动作做出相应的响应。

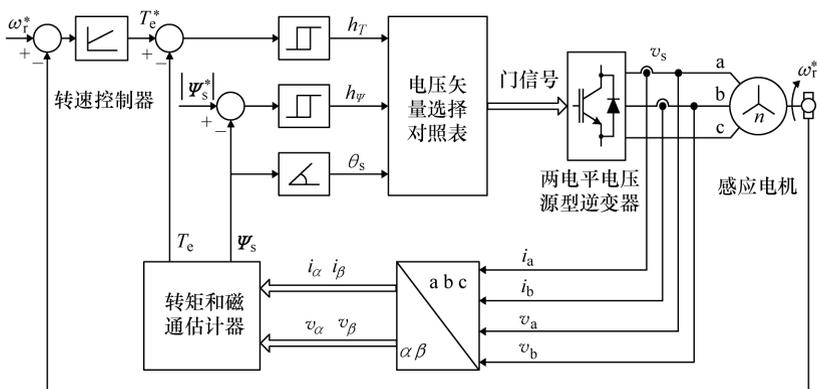


图 2.15 DTC 控制原理框图（VSI: Voltage Source Inverter, 电压源型逆变器）

转速由 0 上升至额定转速及反向 1.5s 旋转时 DTC 对应的控制结果如图 2.16 所示。

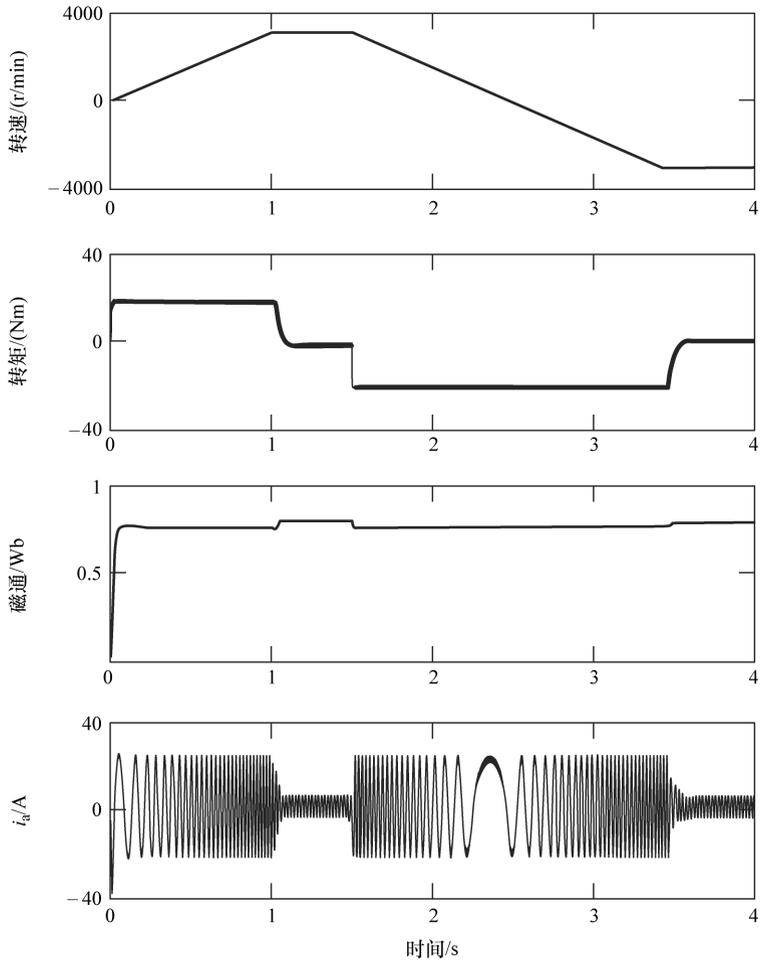


图 2.16 转速由 0 上升至额定转速和反转 1.5s 时 DTC 对应的控制结果

2.3 总结

本章分别介绍了传统电流控制方案和传动装置控制方案。本书将以这些控制方案作为参考，将其与贯穿于本书的预测控制方案进行对比，包括概念和性能的对比与分析。

参 考 文 献

- [1] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in power electronics*. Academic Press, 2002.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics*, 3rd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [3] A. Linder, R. Kanchan, P. Stolze, and R. Kennel, *Model-Based Predictive Control of Electric Drives*. Cuvillier Verlag, 2010.
- [4] J. Holtz, "Pulsewidth modulation electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, August 1994.
- [5] F. Blaschke, "The principle of field-orientation applied to transvector closed-loop control system for rotating field machines," *Siemens Review*, vol. XXXIX, no. 5, pp. 217–219, 1972.
- [6] K. Hasse, "On the dynamics of speed control of a static AC drive with a squirrel-cage induction machine," PhD dissertation, Hochschule Darmstadt, 1969.
- [7] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Springer Verlag, 1996.
- [8] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy for an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, no. 5, pp. 820–827, September 1986.

第 3 章 模型预测控制

3.1 功率变换器和传动装置的预测控制方法

在功率变换器的一些新的应用领域里，预测控制技术涵盖了多种类别的控制器。本章参考文献 [1] 对适用于电力电子领域的不同预测控制方法进行了分类，如图 3.1 所示。

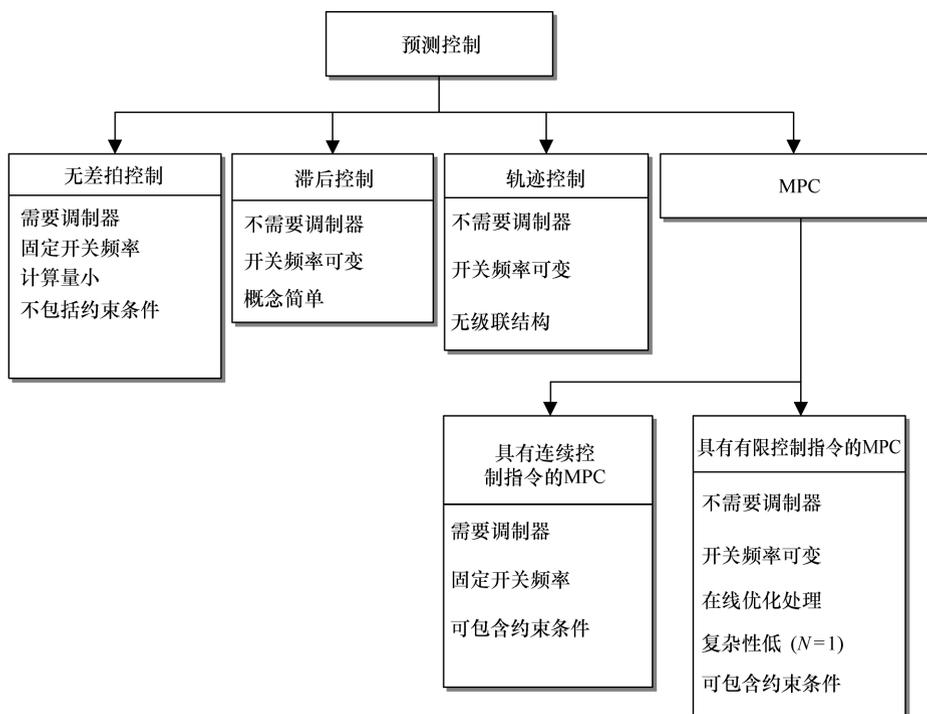


图 3.1 适用于电力电子领域的不同预测控制方法的分类 (Cortes 等, 2008 © IEEE)

预测控制的主要特点在于它使用系统模型来预测控制变量未来的变化。根据预先定义的最优化准则，控制器将通过这些信息来确定最优的操作方式。

滞环预测控制的最优化准则，主要是保持控制变量位于滞环区域的边界以内^[2]；轨迹预测控制则强制控制变量按照预定的轨迹变化^[3]；无差拍控制的最

佳操作是保证下一个采样时刻的误差为0^[4,5]；模型预测控制（MPC）的最优化准则更为灵活，可表示为最小化的代价函数^[6]。

不同控制器的差别在于，具有连续控制环的无差拍控制和 MPC 需要借助调制器来产生满足所需的电压信号，这样开关频率便变成了一个固定值。其他控制器则不需要调制器，可直接为变换器产生开关信号并实现可变的开关频率。

预测控制的优点之一在于其概念既简单又直观。无差拍控制和有限控制环 MPC 实现起来也非常简单（尤其是 $N=1$ 的二电平变换器），具体取决于使用的预测控制的类型。然而，如果考虑使用连续控制环，一些 MPC 实现起来就会复杂一些。为了使基本的无差拍控制具有更强的鲁棒性，其扩展方案也会变得非常复杂且难以理解。

预测控制有助于避免使用线性控制方案里典型的级联结构，进而获得快速的瞬时响应。通过基于轨迹的预测控制方案来控制速度，就是一个很好的例子。

该模型可涵盖系统的非线性特性，不需要针对给定的工作点对模型进行线性化处理，还能在所有运行条件下改善系统的可操作性。另外，设计控制器时还可将某些变量的限制条件包含在内。在一些控制方案里可非常容易地体会到这些优点，如 MPC，但在类似无差拍控制的方案里却很难实现这些优势。

考虑到有限控制环和有限预测范围，本书将重点讨论 MPC 在功率变换器和传动装置上的应用问题。更多的细节问题将在后续章节进行阐述。

3.2 模型预测控制的基本原理

在众多先进的控制技术中，MPC 技术是一种比标准的比例积分微分（PID）控制技术更先进，并在工业应用领域获得了成功的应用^[7-9]。20 世纪 60 年代，针对最优控制理论的应用问题，人们就提出了 MPC 这一概念，但它在工业领域受到关注却开始于 20 世纪 70 年代晚期^[10]。此后，MPC 在化工行业得到了成功的应用，当时使用的时间常数足以完成规定的计算量。MPC 在电力电子领域中获得应用的时间可追溯至 20 世纪 80 年代，当时仅考虑将其应用在低开关频率的大功率系统中^[2]。由于控制算法需要的计算时间过长，当时还无法在开关频率较高的系统中使用这种控制技术。然而，随着微处理器技术的迅猛发展，近几年来人们对 MPC 技术在电力电子领域的应用越来越感兴趣。

MPC 包含一系列多种的控制器，而不是特指某一具体的控制器^[7]。这类控制器的共用要素是，它使用系统模型来预测变量在预定义时间段内的未来行为，并从中选择一个最优操作实现代价函数的最小化。这种结构具有如下几个重要优势：

- 概念非常直观且易于理解。
- 适用于各种系统。

- 可顺利地在多变量系统上应用。
- 可实现死区时间的补偿。
- 模型易于呈现非线性特性。
- 约束条件处理简单。
- 控制器易于实施。
- 可针对具体的应用领域修改、扩展本方案。

然而，也需要考虑它的一些缺点，如与经典控制器相比，MPC 所需的计算量更大。模型质量直接影响着相应的控制器质量。若系统参数随时间变化，必须考虑应用合适的自适应算法或估计算法。

MPC 的基本思路如下：

- 使用模型来预测变量在预定义时间段内未来的变化。
- 利用代价函数表示期望的系统行为。
- 通过最小化代价函数确定最优操作方式。

可使用下面的状态空间模型来表示用来预测离散时间系统的模型：

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \tag{3.1}$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k) \tag{3.2}$$

需要定义代价函数来表示期望得到的系统行为。该函数应充分考虑参考值、未来状态和未来操作，即

$$J = f(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), \dots, \mathbf{u}(k+N)) \tag{3.3}$$

MPC 属于最优化问题，在预定义的时间段 N 内，该方法应按照系统模型和系统的限制条件要求实现代价函数 J 的最小化。其结果为 N 个最优操作组成的序列，但控制器只使用该序列中的第一个元素。序列如下：

$$\mathbf{u}(k) = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \arg \min_{\mathbf{u}} J \tag{3.4}$$

通过使用最新的测量数据并获取对应各时间点的最优动作序列，每个采样时刻都会再次解决最优化问题，这就是所谓的滚动时域策略。

MPC 的工作原理如图 3.2 所示。在预定义的时间段 $k+N$ 内，使用系统模型和时刻 k 之前的有效信息（测量值）可预测出系统状态的未来自。按照最小化代价函数的原则，可计算出最优操作序列，然后使用序列中的第一个元素。考虑到系统会不断获得新的测量数

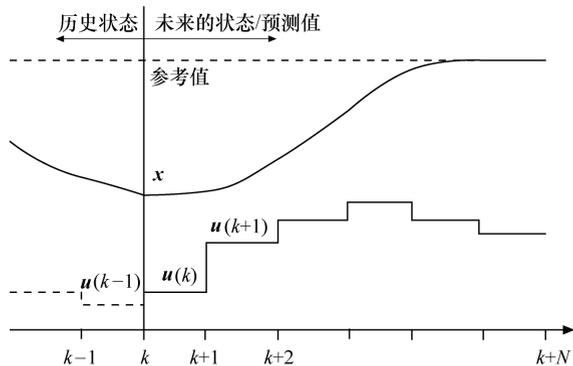


图 3.2 MPC 的工作原理

据, 每个采样时刻都会重复整个处理过程。

3.3 电力电子和传动装置的模型预测控制

虽然 MPC 理论在 20 世纪 70 年代就已经提出来了, 但将其应用到电力电子和电气传动领域却是最近的事情, 这是由于这类系统需要非常快的采样速度。在过去的几十年里, 高速微控制器的应用有力地推动了新型控制方案的研究工作, 如适用于电力电子和传动装置的 MPC 技术。

如前所述, MPC 包含了一系列很多的控制器和多种不同的实现方式。其中, 广义预测控制 (Generalized Predictive Control, GPC) 就是一种很好的可选方案。从理论分析的角度看, 它能够解决最优化问题: 当系统具有线性特性且没有约束条件时, 这种方法可提供一个显式控制规则, 且易于实现^[11,12]。这种控制方案在多个功率变换器^[13-15]和电气传动领域^[16-18]都获得了应用。

为了在实际系统中实现 MPC 的应用, 考虑到由于采样速度快、计算时间非常短, 人们提出了一种被称为显式 MPC 的策略, 将大部分最优化问题转移到线下处理。在充分考虑系统模型、约束条件和控制目标等因素的基础上, 可通过离线处理的方式解决 MPC 的最优化问题, 从而得出一套以系统状态为变量, 以最优解为函数值的对照表。这种方法不仅在功率变换器控制领域得到了应用, 如直流-直流 (DC-DC) 变换器和三相逆变器^[19,20], 还在永磁同步电机的控制上得到了应用^[21]。

大多数 GPC 和显式 MPC 都使用调制器将功率变换器的模型近似为线性系统。这种近似可有效简化最优化问题, 实现显式控制规则的计算, 并避免在线最优化处理的需求。然而, 这种简化处理没有考虑功率变换器的离散特点。

若将功率变换器的离散特点考虑进来, 就能进一步简化最优化问题并实现在线处理。考虑到开关状态的数量是有限的, 并可使用快速微处理器, 在线评价各开关状态并计算最优操作是完全可能实现的。基于这种考虑, 控制方案将更简化且更具灵活性, 本书后续章节将详细说明这一问题。由于功率变换器的开关状态仅允许有限个可能的操作, 一些文献中常将后一种方法称为有限控制指令 MPC。

3.3.1 控制器设计

针对功率变换器的控制问题, 应按照下列步骤来设计有限控制指令 MPC 方案:

- 建立功率变换器模型时, 应确定出所有可能的开关状态及它们与输入/输出的电压/电流之间的关系。
- 定义一个可代表期望的系统行为的代价函数。

- 建立离散时间模型用以预测要控制的变量的未来行为。

功率开关器件的类型是创建变换器模型时需要考虑的基本要素，如绝缘栅双极型晶体管（IGBT）、门极可关断晶闸管（Gate Turn-off Thyristor GTO）或其他类型开关器件。这种功率开关器件的最简模型为理想开关，仅具有两种状态：导通和关断。这样看来，功率变换器开关状态的总数就等于各开关两种状态的不同组合的数量。然而，有些组合是不可能存在的，如导致 DC 环节短路的开关组合。

作为一个基本准则，可能的开关状态的数量 N 可表示为

$$N = x^y \quad (3.5)$$

式中， x 为变换器各相臂上可能出现的开关状态的数量； y 为变换器的相数（或相臂数）。这样算来，三相两电平变换器将具有 $N = 2^3 = 8$ 个可能的开关状态，三相三电平变换器将具有 $N = 3^3 = 27$ 个可能的开关状态，五相两电平变换器将具有 $N = 2^5 = 32$ 个可能的开关状态。在一些多电平拓扑结构中，变换器通常具有非常多的开关状态。以三相九电平级联型 H 桥逆变器为例，其开关状态的数量可达到 16 000 000 以上。

另外，还需要考虑变换器模型开关状态与电压电平之间的关系，如单相变换器；或开关状态与电压矢量的关系，电压矢量的情形，例如三相及多相变换器的情形。对于电流源型变换器，可能的开关状态与电流矢量有关，而不是电压矢量。可以看出，某些情况下，两个或更多的开关状态可产生相同的电压矢量。以三相两电平变换器为例，8 个开关状态可产生 7 个不同的电压矢量，即存在两个开关状态会产生零矢量。三相三电平变换器的冗余量更大，27 个开关状态仅能产生 19 个不同的电压矢量。图 3.3 给出了两种拓扑结构不同的变换器的开关状态与电压矢量之间的关系。对于其他拓扑结构而言，可能的开关状态的计算方法可能有所不同。

不同应用领域对系统的控制要求也有所不同，如电流控制、转矩控制、功率控制、低开关频率等，但这些要求均可表示为最小化的代价函数。需定义的最基本的代价函数通常是基准量与预测变量之间的测量误差，如负载电流误差、功率误差、转矩误差等。本书后续章节将进一步阐述这些问题。然而，预测控制方法的优点之一就是可同时实现不同类型变量的控制，可同时在代价函数里包含限制条件。为了解决控制变量的单位和幅值不同这一问题，代价函数的每一项都将乘以一个权重系数，通过调整这些权重系数即可调整各项的重要程度。

创建预测模型时，离散时间模型必须把要控制的变量参考进去，进而实现对这些变量的预测。定义哪些变量需要测量、哪些不需要测量也非常重

要，因为某些情况下预测模型所需的变量不是测量值，而是某种形式的估计值。

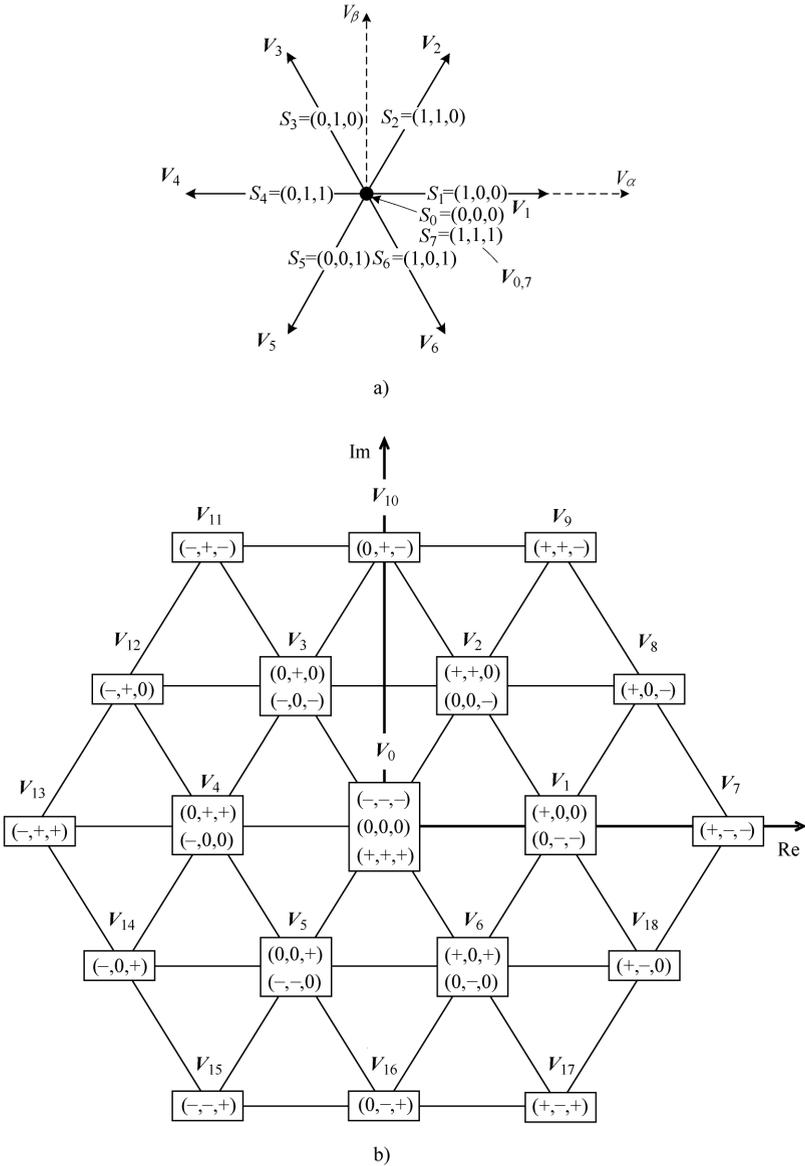


图 3.3 两种不同拓扑结构变换器的开关状态与电压矢量之间的关系
 a) 三相两电平逆变器 b) 三相三电平逆变器

为了获得离散时间模型，有必要使用一些离散化方法。一阶系统非常有用，因为使用前向欧拉方法可容易地获取近似导数，即

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (3.6)$$

式中, T_s 为采样时间。然而, 当系统阶数较高时, 欧拉方法引入的误差很明显, 此时, 通过这种方式建立离散时间模型就不太合适了。对于这些高阶系统, 应使用更为严格的离散化方法。

3.3.2 实现

设计并实现控制器时, 应考虑下列内容:

- 针对所有开关状态预测其对所有控制变量的影响。
- 评估计算各个预测的代价函数值。
- 选择代价函数降低的开关状态。

设计预测模型和预测控制策略可能会遇到不同的困难, 具体取决于选用的平台类型。使用定点处理器时, 应格外注意程序的编写方式, 从而确保以定点形式表示的变量具有最高的精度。另外, 使用浮点式处理器操作时, 仿真所用的程序几乎可以直接在试验设备上应用。

计算量与受控系统的复杂程度有关, 过大的计算量将对最小采样时间造成限制。对于最简单的情况——预测电流控制, 其计算时间非常短; 但对于转矩和磁链控制等其他方案, 计算时间将直接影响允许采样的时间。

为选出能使代价函数达到最小值的开关状态, 控制系统将对所有可能的状态进行评价, 然后储存最优值供后续使用。计算量与可能的开关状态的数量呈正相关关系。就三相两电平逆变器而言, 计算 8 个可能的开关状态的预测值并不是问题; 但对于多电平、多相系统而言, 必须考虑一种适当的优化方法来降低计算量。

3.3.3 通用控制方案

针对适用于功率变换器和传动装置的 MPC 技术, 图 3.4 给出的功率变换器的通用 MPC 方案。其中的功率变换器可采用任意拓扑结构, 相数也不受限制。图中给出的通用负载可以是电机、电网或任何其他有源或无源负载。在这种方案里, 模型将使用被测变量 $x(k)$ 为任何一种可能的操作计算出控制变量 (开关状

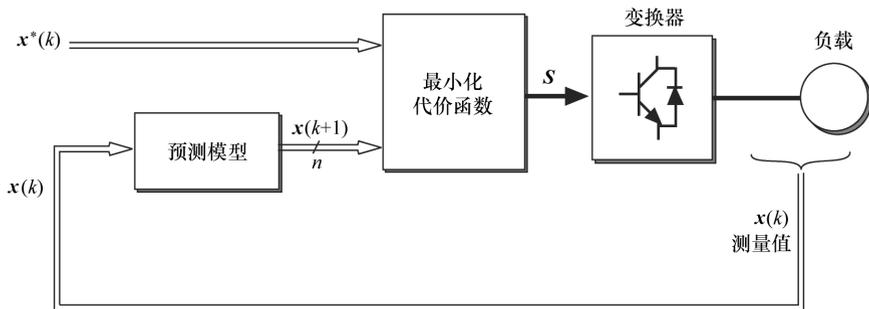


图 3.4 功率变换器的通用 MPC

态、电压或电流)的预测值 $\mathbf{x}(k+1)$ 。然后,这种方案将使用代价函数来评价这些预测值,同时考虑参考值 $\mathbf{x}^*(k)$ 和相应的限制条件,最终选定最优操作 \mathbf{S} 并将其应用于功率变换器上。

3.4 总结

本章对多种预测控制方法进行了综述性介绍。针对功率变换器和传动装置,分别介绍了MPC的基本原理及其应用情况。本章提出了一种通用控制方案,本书包含的所有应用领域都将考虑这种方案。

参考文献

- [1] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodríguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, December 2008.
- [2] J. Holtz and S. Stadtfeld, "A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source," in *International Power Electronics Conference, IPEC, Tokyo*, pp. 1665–1675, 1983.
- [3] P. Mutschler, "A new speed-control method for induction motors," in *Conference Record of PCIM'98, Nuremberg*, pp. 131–136, May 1998.
- [4] T. Kawabata, T. Miyashita, and Y. Yamamoto, "Dead beat control of three phase PWM inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 21–28, January 1990.
- [5] O. Kukrer, "Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 260–269, March 1996.
- [6] S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodríguez, "Model predictive control – a simple and powerful method to control power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, June 2009.
- [7] E. F. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*. Springer Verlag, 1999.
- [8] J. M. Maciejowski, *Predictive Control with Constraints*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [9] G. C. Goodwin, M. M. Seron, and J. A. D. Dona, *Constrained Control and Estimation – An Optimization Perspective*. Springer Verlag, 2005.
- [10] C. E. Garcia, D. M. Prett, and M. Morari, "Model predictive control: theory and practice – a survey," *Automatica*, vol. 25, no. 3, pp. 335–348, May 1989.
- [11] C. Bordons and E. Camacho, "A generalized predictive controller for a wide class of industrial processes," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 6, no. 3, pp. 372–387, May, 1998.
- [12] D. W. Clarke, C. Mohtadi, and P. S. Tuffs, "Generalized predictive control – part I. The basic algorithm," *Automatica*, vol. 23, no. 2, pp. 137–148, 1987.
- [13] E. El-Kholy, "Generalized predictive controller for a boost ac to dc converter fed dc motor," in *International Conference on Power Electronics and Drives Systems 2005. PEDS 2005*, vol. 2, pp. 1090–1095, November 2005.
- [14] S. Effer, A. Kelly, M. Halton, and K. Rinne, "Automated optimization of generalized model predictive control for dc-dc converters," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference 2008. PESC 2008*, pp. 134–139, June 2008.
- [15] K. Low, "A digital control technique for a single-phase pwm inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 4, pp. 672–674, August 1998.
- [16] R. Kennel, A. Linder, and M. Linke, "Generalized predictive control (GPC): ready for use in drive applications?" in *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001 PESC*, vol. 4, pp. 1839–1844, 2001.

- [17] P. Eguiguren, O. Caramazana, A. Garrido Hernandez, and I. Garrido Hernandez, "SVPWM linear generalized predictive control of induction motor drives," in IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2008. ISIE 2008, pp. 588–593, June 2008.
- [18] S. Hassaine, S. Moreau, C. Ogab, and B. Mazari, "Robust speed control of PMSM using generalized predictive and direct torque control techniques," in IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2007. ISIE 2007, pp. 1213–1218, June 2007.
- [19] A. Beccuti, S. Mariethoz, S. Cliquennois, S. Wang, and M. Morari, "Explicit model predictive control of dc-dc switched-mode power supplies with extended Kalman filtering," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1864–1874, June 2009.
- [20] S. Mariethoz and M. Morari, "Explicit model-predictive control of a PWM inverter with an LCL filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 389–399, February 2009.
- [21] S. Mariethoz, A. Domahidi, and M. Morari, "Sensorless explicit model predictive control of permanent magnet synchronous motors," in IEEE International Electric Machines and Drives Conference 2009. IEMDC '09, pp. 1250–1257, May 2009.

第二部分 应用于功率变换器的 模型预测控制

第4章 三相逆变器的预测控制

4.1 引言

在电力电子领域，电流控制是研究最多的问题之一^[1-3]，因此，将模型预测控制（MPC）在电流控制策略中的应用作为首要研究内容十分重要。同时，三相两电平逆变器是一种广为人知的拓扑结构，在很多驱动应用系统中得到。

本章提出了一种应用在三相逆变器中电流控制的 MPC 策略，这是基于本章参考文献 [4] 中提出的控制策略而设计的。相对于其他应用，本书中将更加详细地对控制策略和工作原理进行阐述，同样的思想和说明可以应用到下面几章内容中。

4.2 预测电流控制

这里提出的预测控制策略基于以下原理，即通过静态功率变换器可以只产生有限个开关状态，并且可以使用系统模型去预测每一个开关状态所对应的变量的变化特性。为了选择能够应用的合适的开关状态，必须定义一种选择标准。这种标准包括代价函数，代价函数用于评价需要控制的变量预测值。对每一种可能的开关状态，针对这些变量的未来值进行预测，然后选择使代价函数最小的状态。

这种控制策略可以概括为以下几个步骤：

- 定义代价函数 g 。
- 建立变换器模型和其可能的开关状态。
- 建立用于预测的负载模型。

需要建立负载的时间离散模型，预测由代价函数评价的变量特性，也就是负载电流。

4.3 代价函数

电流控制方案的目标是使测量电流值和参考电流值之间的误差最小。可以将这一需求写成代价函数的形式。代价函数可以由直角坐标的形式表示，并且衡量在参考值和预测值之间的误差。

$$g = |i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}^p(k+1)| + |i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}^p(k+1)| \quad (4.1)$$

式中， $i_{\alpha}^p(k+1)$ 和 $i_{\beta}^p(k+1)$ 是对于给定电压矢量下预测负载电流矢量 $i^p(k+1)$ 的实部和虚部。可以通过调用负载模型获得这一预测值。在后续章节中将详细解释负载模型。参考电流 $i_{\alpha}^*(k+1)$ 和 $i_{\beta}^*(k+1)$ 是参考电流矢量 $i^*(k+1)$ 的实部和虚部。为了简化，将假定这一参考电流在一个采样时刻内不会产生很大变化，因此将认为 $i^*(k+1) = i^*(k)$ 。这一假设可能产生在参考轨迹中的一个采样延迟。如果采样频率高，那么采样延迟就不是问题了。在其他例子中，可能对未来参考值进行外推，这将在本书第12章中进行解释。可以从外部控制环产生参考值，如感应电机的磁场定向控制。

图4.1给出了应用于三相逆变器电流控制的预测控制策略框图。表4.1给出了预测电流控制算法。

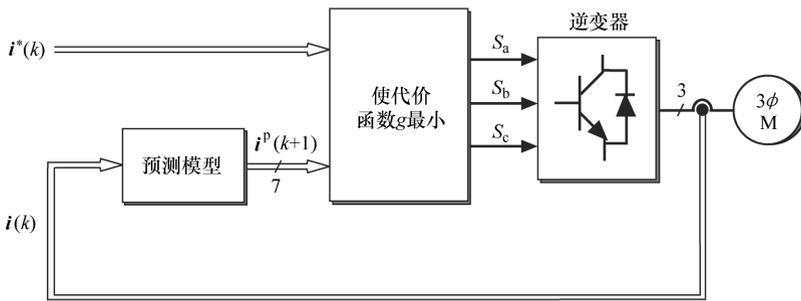


图 4.1 应用于三相逆变器电流控制的预测控制策略框图 (Rodriguez 等, 2007 © IEEE)

4.4 变换器模型

如图4.2所示，三相逆变器的功率电路实现从直流（DC）到交流（AC）的功率变换。考虑到在补偿模式下每一次逆变器的相位操作中有两个开关状态以避免使直流电源短路，功率变换的开关状态 $S_x(x = 1, \dots, 6)$ ，可以由 S_a 、 S_b 和 S_c

开关信号进行表示，可定义如下：

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{若 } S_1 \text{ 开 } S_4 \text{ 关} \\ 0 & \text{若 } S_1 \text{ 关 } S_4 \text{ 开} \end{cases} \quad (4.2)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{若 } S_2 \text{ 开 } S_5 \text{ 关} \\ 0 & \text{若 } S_2 \text{ 关 } S_5 \text{ 开} \end{cases} \quad (4.3)$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{若 } S_3 \text{ 开 } S_6 \text{ 关} \\ 0 & \text{若 } S_3 \text{ 关 } S_6 \text{ 开} \end{cases} \quad (4.4)$$

这些开关信号确定了输出电压值，如下所示：

$$v_{aN} = S_a V_{dc} \quad (4.5)$$

$$v_{bN} = S_b V_{dc} \quad (4.6)$$

$$v_{cN} = S_c V_{dc} \quad (4.7)$$

式中， V_{dc} 为 DC 电源电压。

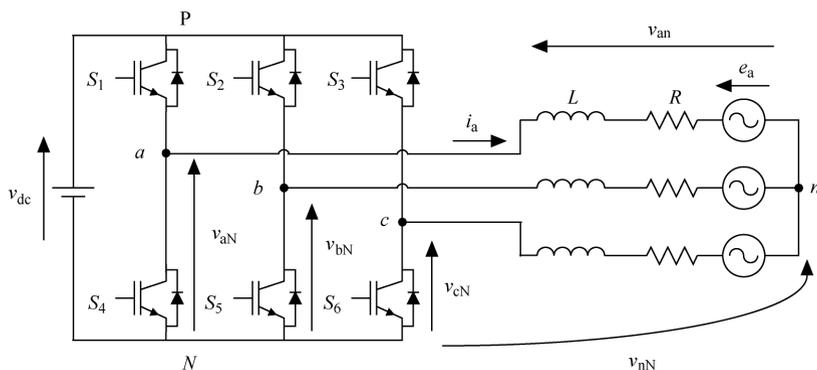


图 4.2 电压源逆变器功率电路

表 4.1 预测电流控制算法

1	(可以从外部控制环) 获得参考电流 $i^*(k)$ 的值，同时可以测量负载电流 $\hat{i}(k)$
2	对每一个不同的电压矢量，使用系统模型预测在下一个采样时刻的负载电流 $\hat{i}(k+1)$
3	对于每一个电压矢量，代价函数 g 评价了在下一个采样时刻中的参考电流与预测电流之间的误差
4	选择使电流误差最小的电压，同时产生相应的开关状态信号

考虑到单位矢量 $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\sqrt{3}/2$ 代表在相间的 120° 相位差，输出电压矢量可以由下式定义：

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} (v_{aN} + \mathbf{a}v_{bN} + \mathbf{a}^2v_{cN}) \quad (4.8)$$

式中, v_{aN} 、 v_{bN} 和 v_{cN} 为逆变器的中性点电压。

这样, 开关状态 $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ 产生电压矢量 V_0 , 定义如下式:

$$V_0 = \frac{2}{3}(0 + a^0 + a^2 0) = 0 \quad (4.9)$$

图 4.3a 给出了相应的电路。

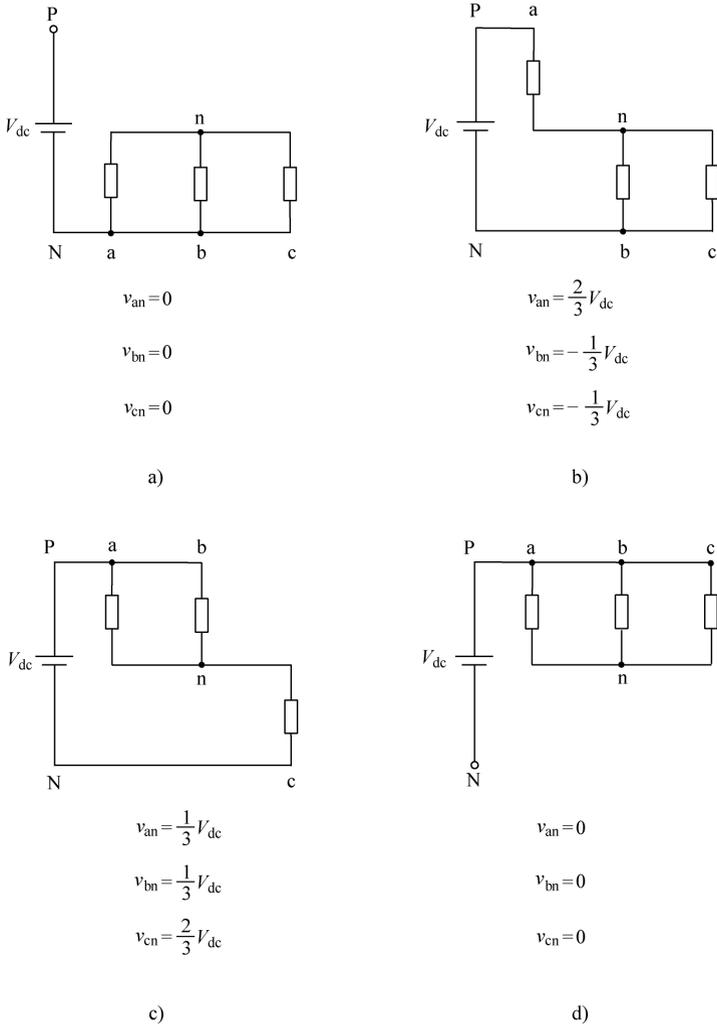


图 4.3 不同开关状态下的等效负载电路

- a) 开关状态 $(0, 0, 0)$ (电压矢量 V_0)
- b) 开关状态 $(1, 0, 0)$ (电压矢量 V_1)
- c) 开关状态 $(1, 1, 0)$ (电压矢量 V_2)
- d) 开关状态 $(1, 1, 1)$ (电压矢量 V_7)

开关状态 (1, 0, 0) 产生电压矢量 V_1 , 定义如下式:

$$V_1 = \frac{2}{3}(V_{dc} + a0 + a^20) = \frac{2}{3}V_{dc} \quad (4.10)$$

电压矢量 V_2 由开关状态 (1, 1, 0) 产生, 定义如式 4.11 所示。

$$\begin{aligned} V_2 &= \frac{2}{3}(V_{dc} + aV_{dc} + a^20) \\ &= \frac{2}{3}\left(V_{dc} + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)V_{dc}\right) = \frac{V_{dc}}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc} \end{aligned} \quad (4.11)$$

图 4.3b 给出了相应的电路。

开关状态 (1, 1, 1) 产生电压矢量 V_7 , 定义如下式:

$$V_7 = \frac{2}{3}(V_{dc} + aV_{dc} + a^2V_{dc}) = \frac{2}{3}V_{dc}(1 + a + a^2) = 0 \quad (4.12)$$

不同的开关状态将产生与直流电源连接的不同的三相负载, 如图 4.3 所示。

考虑到所有可能的门控信号 S_a 、 S_b 和 S_c 组合, 可以获得 8 种开关状态和相应的 8 种电压矢量, 见表 4.2。如图 4.4 所示, $V_0 = V_7$, 在复平面只产生 7 个不同电压矢量的有限集合。

表 4.2 开关状态和电压矢量

S_a	S_b	S_c	电压矢量 V
0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$V_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$V_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$V_7 = 0$

如果考虑调制技术, 如脉宽调制 (PWM), 可以将逆变器近似为一个线性系统。然而, 本章中认为逆变器是一个只有七种不同状态作为可能输出的非线性离散系统。

应该注意到, 当开关频率更高时, 可以使用更为复杂的变换器模型, 如将包括对模拟死区时间建模、对 IGBT 饱和电压和二极管前馈电压降进行建模。然而, 本书将强调简化的方法,

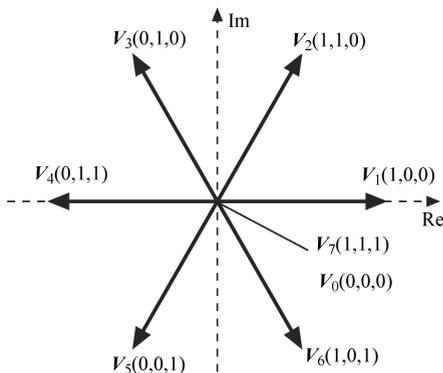


图 4.4 复平面中的电压矢量

因此将使用整流器的简化模型。

4.5 负载模型

考虑到图 4.2 所示电路的变量定义, 可以将每一相的负载电流动态方程写为

$$v_{aN} = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_a + v_{nN} \quad (4.13)$$

$$v_{bN} = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + e_b + v_{nN} \quad (4.14)$$

$$v_{cN} = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + e_c + v_{nN} \quad (4.15)$$

式中, R 为负载电阻; L 为负载电感。

将式 (4.13)~式 (4.15) 代入到式 (4.8) 中, 可以获得负载电流动态方程的矢量式如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{v} = & L \frac{d}{dt} \left(\frac{2}{3} (i_a + \mathbf{a}i_b + \mathbf{a}^2i_c) \right) + R \left(\frac{2}{3} (i_a + \mathbf{a}i_b + \mathbf{a}^2i_c) \right) \\ & + \frac{2}{3} (e_a + \mathbf{a}e_b + \mathbf{a}^2e_c) + \frac{2}{3} (v_{nN} + \mathbf{a}v_{nN} + \mathbf{a}^2v_{nN}) \end{aligned} \quad (4.16)$$

考虑到由式 (4.8) 给出的整流器电压的空间矢量定义, 同时考虑负载电流空间矢量和反电势空间矢量, 得出如下公式:

$$\mathbf{i} = \frac{2}{3} (i_a + \mathbf{a}i_b + \mathbf{a}^2i_c) \quad (4.17)$$

$$\mathbf{e} = \frac{2}{3} (e_a + \mathbf{a}e_b + \mathbf{a}^2e_c) \quad (4.18)$$

同时, 假设式 (4.16) 的最后一部分等于零。

$$\frac{2}{3} (v_{nN} + \mathbf{a}v_{nN} + \mathbf{a}^2v_{nN}) = v_{nN} \frac{2}{3} (1 + \mathbf{a} + \mathbf{a}^2) = 0 \quad (4.19)$$

那么, 负载电流动态方程可以由矢量差分方程所描述:

$$\mathbf{v} = R\mathbf{i} + L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{e} \quad (4.20)$$

式中, \mathbf{v} 为由逆变器产生的电压矢量; \mathbf{i} 为负载电流矢量; \mathbf{e} 为负载反电动势矢量。

需要指出的是, 对于仿真和实验结果, 假设负载反向电势幅值不变和频率固定的正弦波。

4.6 预测的离散时间模型

本节描述了对于采样时间 T_s 下, 式 (4.20) 的负载电流公式描述了离散化

过程。将使用离散时间模型预测从第 k 个采样时刻的电压和所测得的电流中得到未来的负载电流值。可以使用一些离散化方法获得与预测计算相匹配的离散时间模型。考虑到可以将负载建模成一阶系统，通过对导数的简化逼近去获得离散时间模型。然而，对于更为复杂的系统，这种逼近会将误差引入至模型中，因此需要一种更为精确的离散化方法。

通过前向欧拉逼近代替负载电流导数 di/dt 。也就是通过下式逼近导数：

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{\hat{i}(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (4.21)$$

式 (4.21) 由式 (4.20) 取代，从而得到一个表达式。这一表达式允许对由逆变器产生的七个电压矢量 $v(k)$ 值中的每一个值预测 $k+1$ 时刻的电流值。其表达式如下：

$$i^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i(k) + \frac{T_s}{L} (v(k) - \hat{e}(k)) \quad (4.22)$$

式中， $\hat{e}(k)$ 为估计的反电动势；上标 p 为预测变量。

考虑到对负载电压和负载电流的测量，可以通过式 (4.20) 计算反向电势。其表达式如下：

$$\hat{e}(k-1) = v(k-1) - \frac{L}{T_s} i(k) - (R - \frac{L}{T_s}) i(k-1) \quad (4.23)$$

式中， $\hat{e}(k-1)$ 为 $e(k-1)$ 的估计值。可以通过估算反电动势过去值的一个外推估计当前的反电动势 $e(k)$ ，可见式 (12.2) 中的表示。另一种方法是，由于反电动势的频率低于采样频率，我们将假设在一个采样时刻内反电动势不会发生很大改变，因而可以假设 $\hat{e}(k) = \hat{e}(k-1)$ 。

4.7 工作原理

为了说明预测控制策略是如何工作的，图 4.5 和图 4.6 给出了详细的示例。

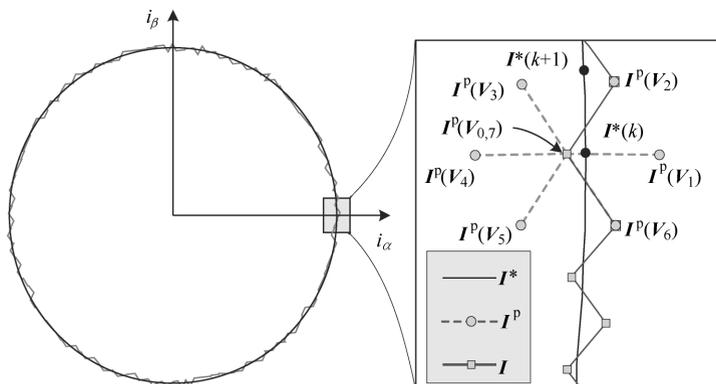


图 4.5 工作原理：参考电流和预测电流的矢量图

这里，用负载电流 i_α 、 i_β 和其参考值表示了参考值的完整周期。使用测量的 $\mathbf{i}(k)$ 和电压矢量 $\mathbf{v}(k)$ 的全部开关状态去评估未来的电流值 $\mathbf{i}(k+1)$ 表示为 $\mathbf{i}^p(k+1)$ 。

在图 4.5 所示的矢量中，可以看到矢量 \mathbf{V}_2 使预测的电流矢量最接近参考矢量。

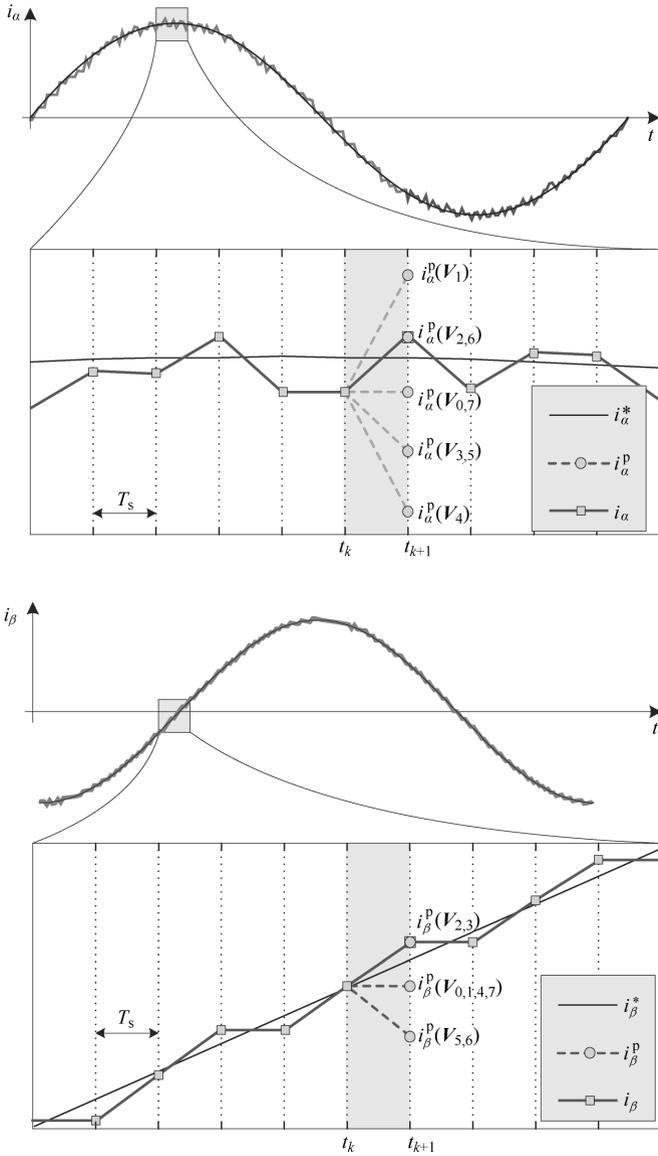
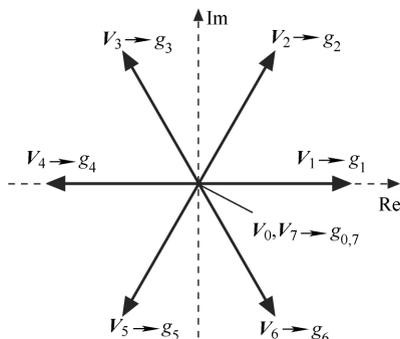


图 4.6 工作原理：参考电流和预测电流

如图 4.6 所示，如果在时间 k 应用电压矢量 V_0 或是 V_7 ，那么电流 $i_{\alpha}^p(V_{0,7})$ 对应于预测的电流。图中，可以看到矢量 V_2 和 V_6 使得电流 i_{α} 中的误差最小，矢量 V_2 和 V_3 使得电流 i_{β} 中的误差最小，所以使代价函数 g 最小的电压矢量是 V_2 。



电压矢量	代价函数
V_0, V_7	$g_{0,7}=0.60$
V_1	$g_1=0.82$
V_2	$g_2=0.24$
V_3	$g_3=0.42$
V_4	$g_4=0.96$
V_5	$g_5=1.24$
V_6	$g_6=1.19$

← 最优化

这些图形表示了作为误差测量方法或是参考矢量与预测矢量之间距离的代价函数的意义。很容易看出，这些误差和矢量差是在电流控制的情况下产生的，但是很难或根本不可能用这些图形去建立更为复杂的代价函数。

从数值的观点看，图 4.7 还给出了优化电压矢量的选择。每一个电压矢量产生一个预测电流，这些电流产生一个代价函数值。可以看到，对于这一示例，矢量 V_2 产生了代价函数 g 的最小值。然后，可以在逆变器中选择和应用电压矢量 V_2 。

图 4.7 工作原理：每一个电压矢量的代价函数值

4.8 预测控制策略实施

图 4.8 给出了预测电流控制的流程图。这里，外环用于执行每一步采样时刻，内环用于执行每一步可能的状态，从而获得最优化的状态以便在下一个采样周期内实施。

图 4.9 给出了不同任务的时序。同时，这里也表明最耗时的计算是在优化开关状态的预测和选择阶段。这是由于负载模型和代价函数的计算被执行了 7 次，对于每一个电压矢量都进行一次计算。

在 MATLAB 软件中应用 S 函数对预测的电流控制策略进行仿真，其代码如下：

```
ek = v(xop_1) - L/Ts*ik - (R-L/Ts)*ik_1;
g_opt = inf;
for i=1:7
```

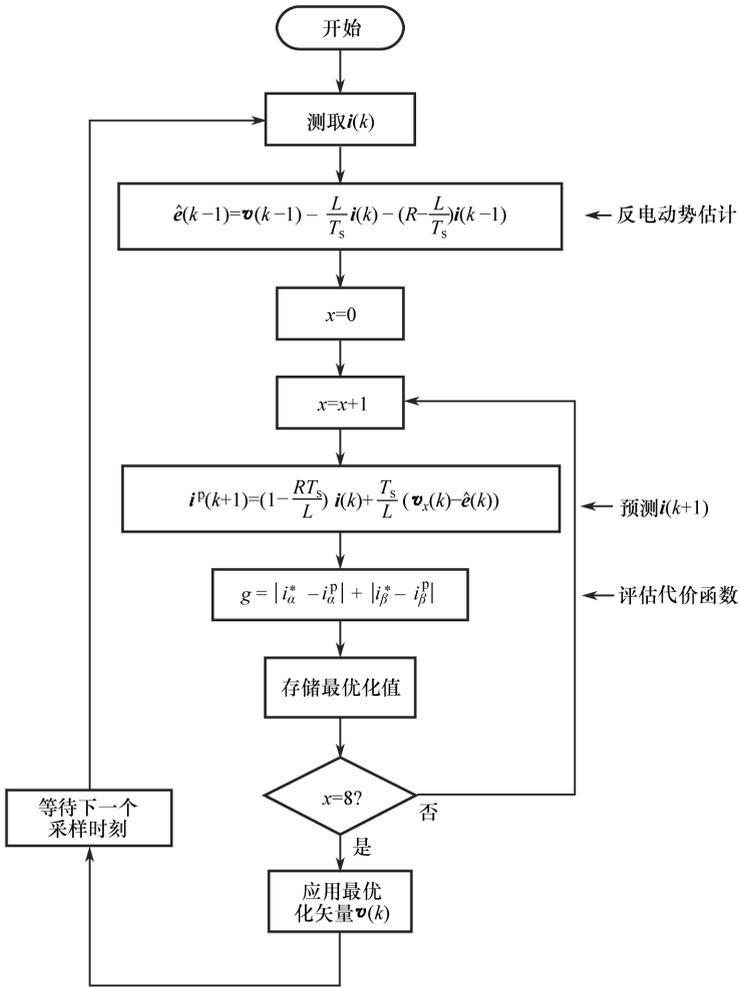


图 4.8 预测电流控制的流程图 (Rodriguez 等, 2007 © IEEE)

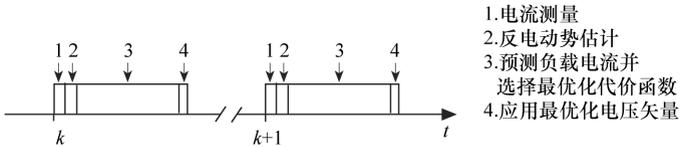


图 4.9 不同任务的时序 (Rodriguez 等, 2007 © IEEE)

```

    ik1 = (1-R*Ts/L)*ik + Ts/L*(v(i)-ek);
    g = abs(real(ik_ref-ik1)) + abs(imag(ik_ref-ik1));
    if (g<g_opt)
        g_opt = g;
        x_opt = i;
    end
end
xop_l=xop;
xop=x_opt;

```

这里, $ik = \mathbf{i}(k)$, $ik1 = \mathbf{i}(k+1)$, $ik_1 = \mathbf{i}(k-1)$, $ek = \mathbf{e}(k)$ 。使误差最小的优化电压矢量是 $\mathbf{v}(xop)$ 。

实验中实施预测控制的时候, 用 C 语言中对相同的代码进行重写, 分别对 i_α , i_β 进行计算。

下面给出用 MATLAB/Simulink 运行控制算法后得到的结果, 考虑对于负载电流预测应用式 (4.22), 对于反电动势评价应用式 (4.23)。仿真中考虑以下系统参数: $V_{dc} = 520V$, $L = 10mH$, $R = 10\Omega$, $e = 100V_{peak}$ 。

图 4.10 给出了采样时间为 $T_s = 100\mu s$ 时的稳态负载电流和电压。在电流中没有稳态误差, 但是有显著的纹波。当采用更短的采样时间, 图 4.11 所示的 $T_s = 25\mu s$ 时这一纹波会大幅度降低。然而, 通过缩减采样时间, 通过比较两个负载电压波形, 可以看出开关频率大幅增加, 如图 4.10 和图 4.11 所示。

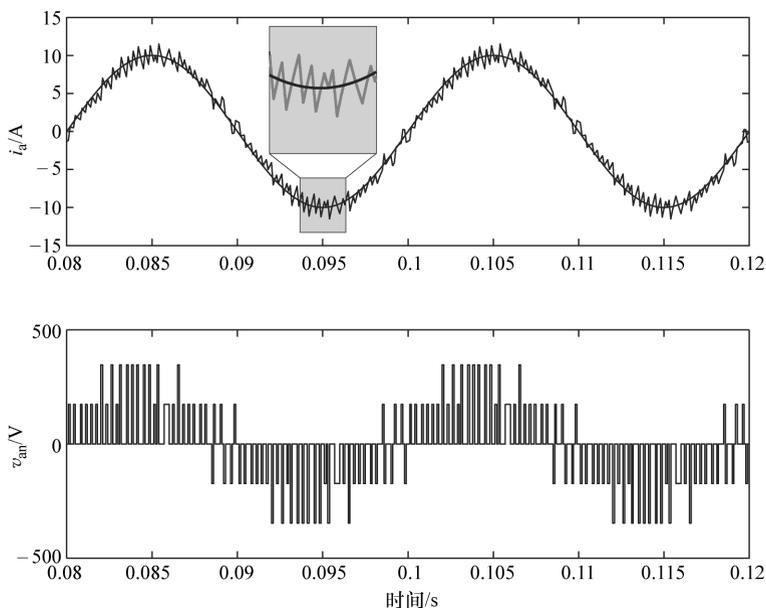


图 4.10 采样时间 $T_s = 100\mu s$ 时的稳态负载电流和电压

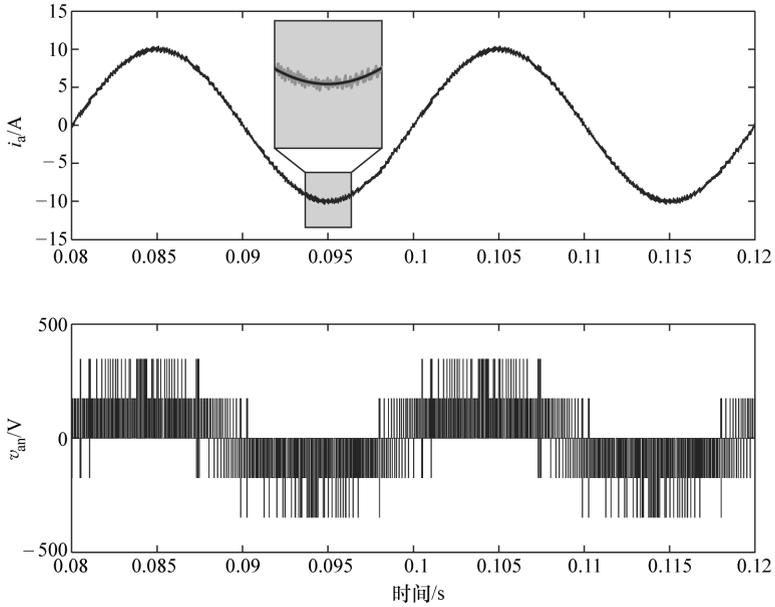


图 4.11 采样时间 $T_s = 25\mu\text{s}$ 时的稳态负载电流和电压

图 4.12 给出了反电动势矢量的实部和虚部。通过在采样时间 $T_s = 25\mu\text{s}$ 时使用式 (4.23) 估计反电动势。

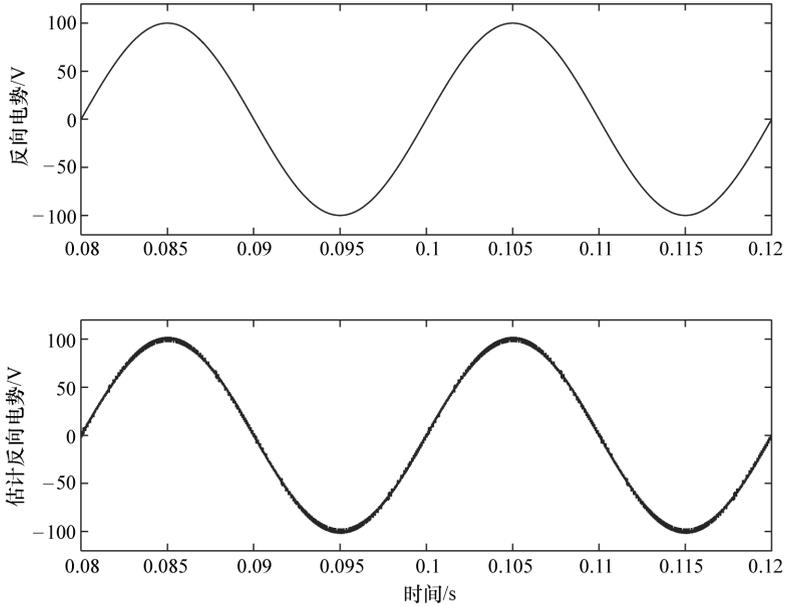


图 4.12 反电动势矢量的实部和虚部

图 4.13 给出了采样时间 $T_s = 25\mu\text{s}$ 时参考电流矢量 i^* 的幅值阶跃变化下的负载电流。可以看出，负载电流以快速的动态速度跟随参考值。在此图中也可以看出在参考电流阶跃变化下负载电压如何变化。

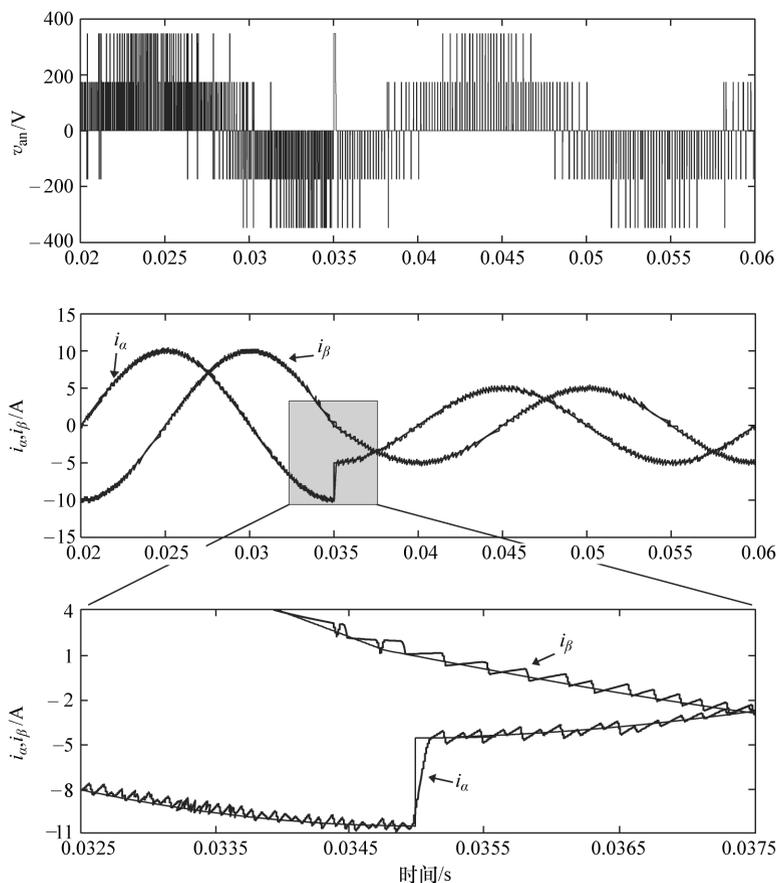


图 4.13 采样时间 $T_s = 25\mu\text{s}$ 时参考电流矢量 i^* 的幅值阶跃变化下的负载电流

图 4.14 所示的实验系统表示预测电流控制策略的实验电路。应用带 RL 负载的 Danfoss VLT5008 型 5.5kW 三相逆变器进行实验，通过三相二极管桥整流器输入至 DC，通过接口和保护卡（Interface and Protection Card, IPC）对逆变器进行外部控制。应用 TMS320C6713 型浮点 DSP 进行控制，通过光缆将每一个逆变器引脚所需的门电路驱动信号从 DSP 送至 IPC。通过同轴电缆从逆变器中将两相的电流测量值送回至 DSP。基于 FPGA 的板卡处理模拟信号到数字信号之间的转换、数字信号到模拟信号之间的转换，以及送至 DSP 的数字信号输出。完成电

流控制算法所需要的处理时间大约为 $7\mu\text{s}$ 。实验系统参数分别是, $V_{\text{dc}} = 520\text{V}$, $L = 10\text{mH}$, $R = 10\Omega$, $e = 0V_{\text{peak}}$ 和 $T_s = 25\mu\text{s}$ 。

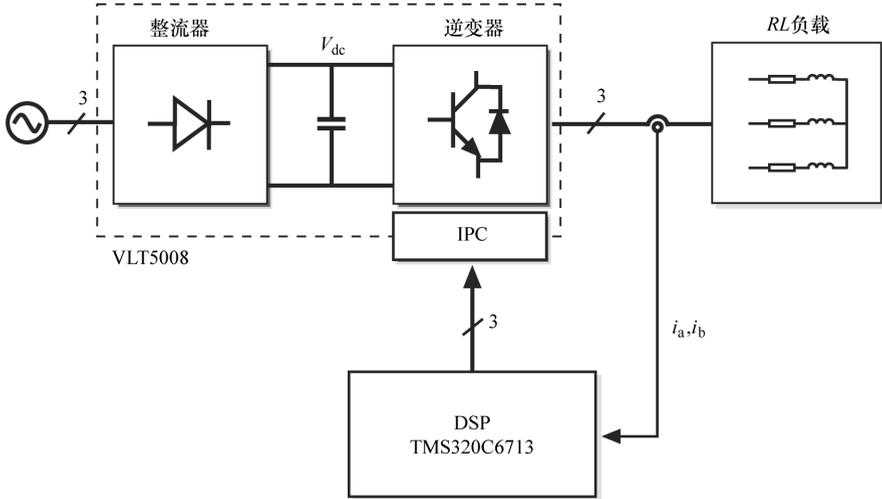


图 4.14 实验系统示意图

图 4.15 给出了稳态情况下一相负载的电流和电压特性。设定参考电流幅度为 10A , 频率为 50Hz 。电流为具有较低谐波失真的正弦波。

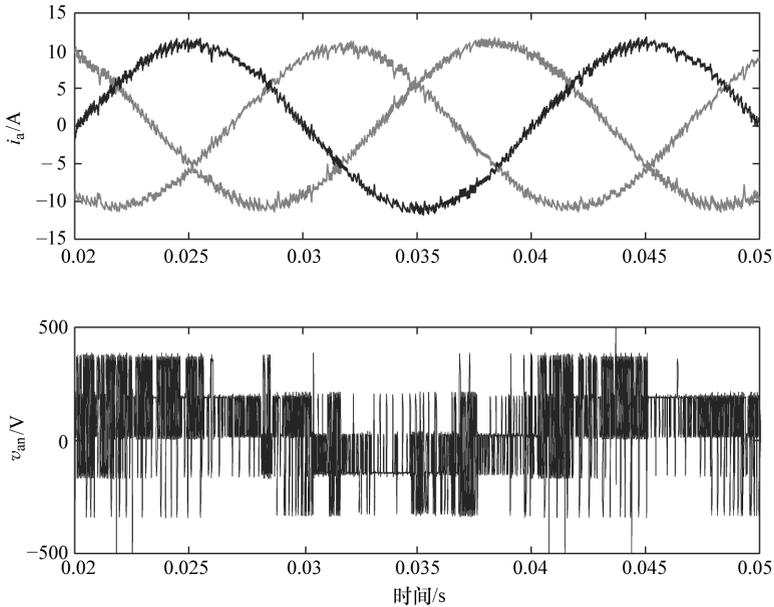


图 4.15 稳态情况一相负载的电流和电压特性

图 4.16 给出了参考电流 i_{α}^* 幅值阶跃变化下的实验结果：负载电流。参考电流 i_{α}^* 的幅值从 5A 到 10A 阶跃变化的。参考电流 i_{β}^* 幅度保持在 10A。可以看出当电流 i_{β} 不受阶跃变化影响的时候负载电流 i_{α} 以很快的响应速度达到参考值。这一结果说明，在预测电流控制策略中可以对电流进行解耦。图 4.17 给出在相同的测试情况下负载电压 v_{an} 。可以看出在负载电流 i_{α} 每一次阶跃变化过程中，负载电压会保持其最大值不变，直到负载电流达到参考电流。

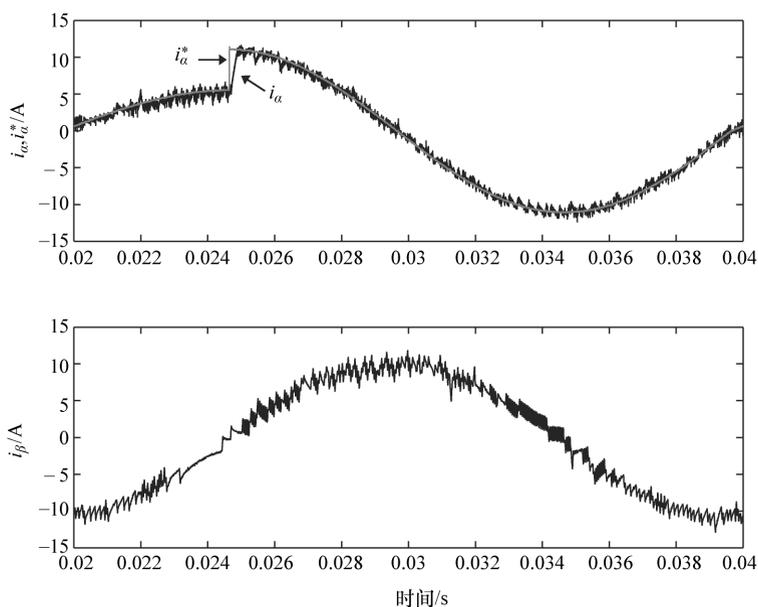


图 4.16 参考电流 i_{α}^* 幅值阶跃变化下的负载电流实验结果

图 4.18 给出了负载参考电流幅值阶跃变化下的实验结果：一相负载的电流和电压。对于所有相位，参考电流的幅值从 10A 改变到 5A，再从 5A 改变至 10A。在图中同样表示了参考电流 i_{α}^* 。可以看出负载电流幅值能够以很快的速度跟随参考值进行改变。负载电压 v_{an} 的输出波形也在图中进行了表示。

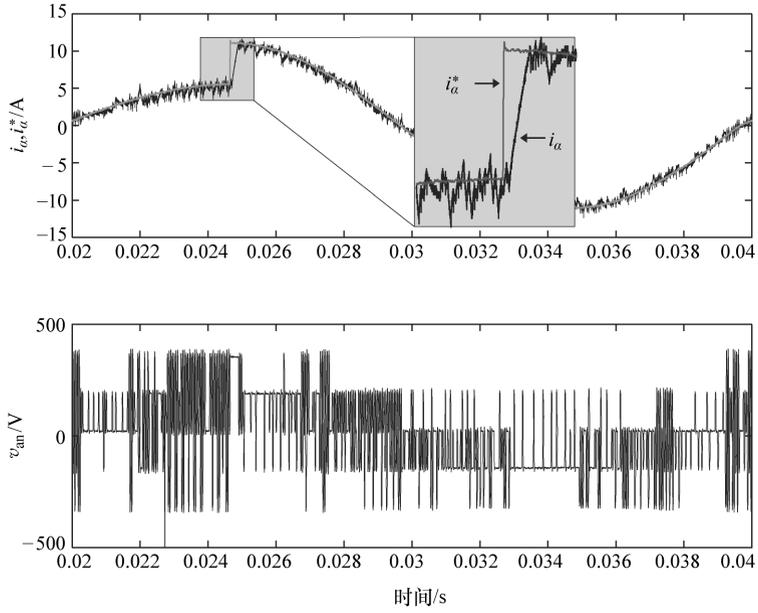


图 4.17 参考电流 i_{α}^* 幅值阶跃变化下的实验结果：负载电流和负载电压

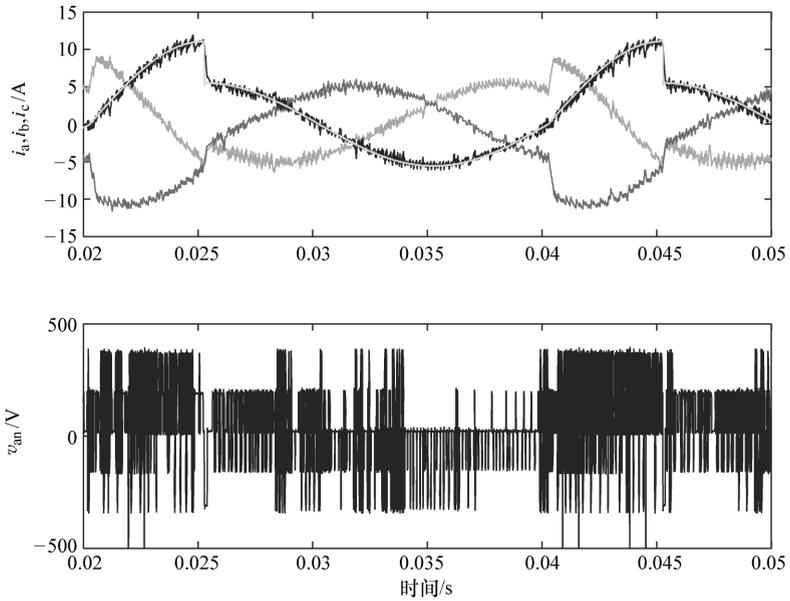


图 4.18 负载参考电流幅值阶跃变化下的实验结果：一相负载的电流和电压

4.9 与传统控制策略进行比较

图 4.19a 所示的实验结果表示了预测电流控制与传统的 PWM 控制之间的比

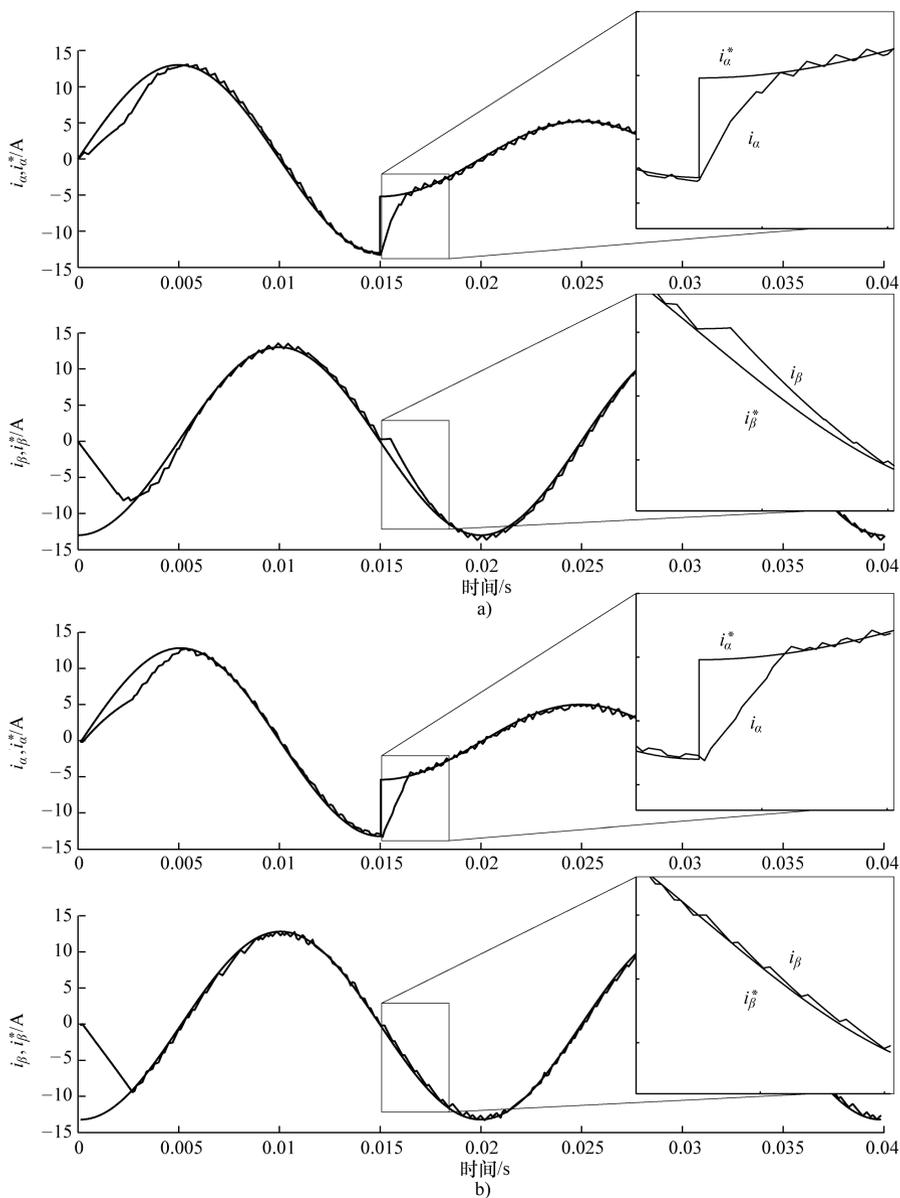


图 4.19 参考电流 i_{α}^* 的幅值阶跃变化的实验结果

a) 用 PWM 的经典电流控制 b) 预测电流控制

(Rodriguez 等, 2007 © IEEE)

较。这里保持电流幅值 i_{β}^* 固定，在 $t = 0.015\text{s}$ 时刻下参考电流 i_{α}^* 从 13A 降低到 5.2A，以此评价电流控制环的解耦能力。在图 4.19a 中，通过 PWM 技术，使用 PI 控制器所获得的负载电流表示在电流 i_{α} 和电流 i_{β} 之间的显著耦合，同时表示了由于限定电流环的动态响应而使负载电流响应变慢。图 4.19b 所示的实验结果表示了在这样的测试实验下预测电流控制的响应。当完成两种电流间的内部解耦后，动态响应很快。

除了任何电流控制方法所具有的参考跟踪值能力之外，另一个重要的性能比较是由逆变器产生的输出电压频谱。图 4.20 所示的负载电压频谱比较了两种控制方法的电压频谱。

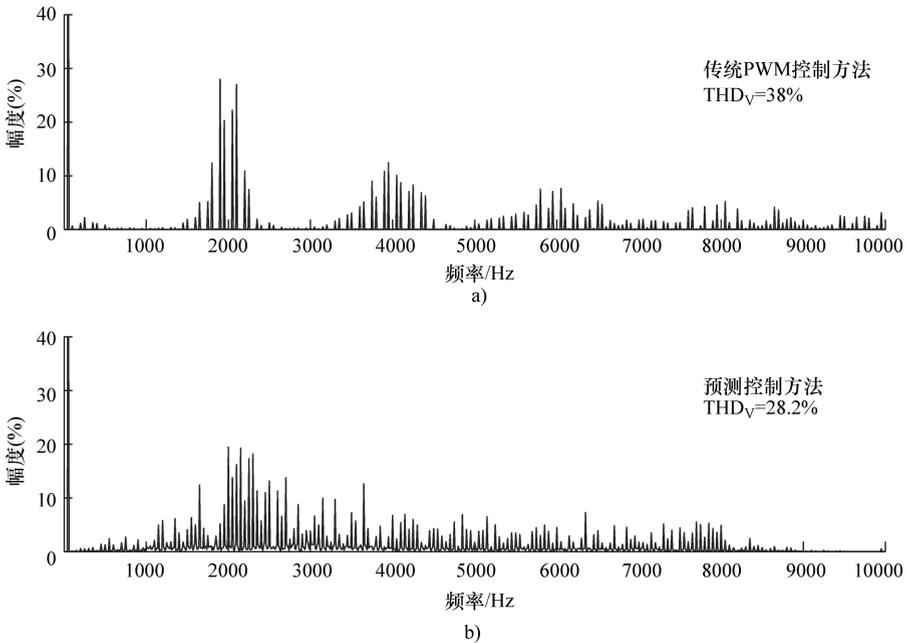


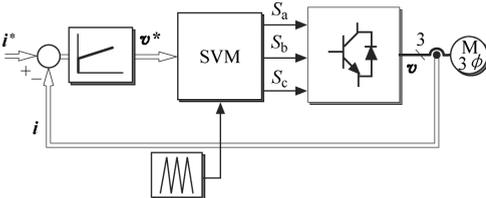
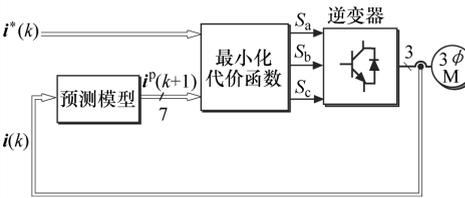
图 4.20 负载电压频谱
a) 用 PWM 的经典电流控制 b) 预流电流控制

图 4.20a 所示的负载电压频谱在频率范围表示了谐波分量（这是使用了传统电流控制而产生的）。由于 PWM 技术，谐波分量主要集中于载波频率附近。最后，图 4.20b 所示的负载电压频谱是由预测电流控制所获得的频率范围。通过与传统电流控制相类似的离散频谱线描述预测控制方法的电压频谱，尽管这些范围线分布在更为广泛的频率频谱上。虽然对于预测控制的开关频率是可变的，但这种变化是有限的。事实上，在每一个采样时刻，对逆变器的开关状态可以仅改变

一次，因而，开关频率被限定在采样频率 f_s 的一半。然而开关状态并不会在每一个采样时刻发生改变，因而平均开关频率总是小于 $f_s/2$ 。结果表明，平均开关频率集中在 $f_s/5$ 和 $f_s/4$ 之间。此外，可以通过对代价函数的调整控制开关频率，这将在下面的应用实例中进行说明。

表 4.3 给出的运行原理评价对传统电流控制策略和预测电流控制策略进行了比较。虽然，预测控制是基于更为先进的控制原理的，但是所得到的控制策略并不比基于 PI 控制器和基于空间矢量调整（SVM）的传统控制策略更为复杂。基于 PI 控制器的控制策略和基于 SVM 的控制策略需要对逆变器及其产生的电压矢量进行建模。在传统的策略中，运用电压矢量的知识完成调节器的执行。对于预测控制，这些电压矢量是可能产生的执行过程的有限集。为了调节 PI 控制器，需要负载的线性模型。预测控制器将使用负载的离散时间模型去计算每一个电压矢量的预测值，其中，负载的离散时间模型并不一定是线性的。PI 控制器的性能依赖参数 k_p 和 k_i 的调节。在预测控制方案中，没有相应的参数需要调节，但是必须定义代价函数，在电流控制的情况下对这一函数进行定义十分简单。在本书第 2.1.2 节中已经解释过，必须通过对所选择的电压矢量的作用时间计算进行考虑以便实施空间矢量调节器。在预测控制方案中不需要这一过程，通过控制器即可直接产生开关状态。

表 4.3 运行原理评价

通过基于矢量调整（SVM）的电流控制	预测控制
	
<p>1. 基于空间矢量调整方法用 7 个电压矢量进行调整</p>	<p>1. MPC 使用 7 个电压矢量进行预测</p>
<p>2. 线性模型 $\mathbf{v} = R\mathbf{i} + L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{e}$</p>	<p>2. 用于预测的负载模型（可以是非线性模型）</p> $\mathbf{i}^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right)\mathbf{i}(k) + \frac{T_s}{L}(\mathbf{v}(k) - \hat{\mathbf{e}}(k))$
<p>3. 控制器调整</p> $\mathbf{v}^* = k_p(\mathbf{i}^* - \mathbf{i}) + k_i \int (\mathbf{i}^* - \mathbf{i}) dt$	<p>3. 代价函数：通过每一个电压矢量进行评价，</p> $g = i_\alpha^* - i_\alpha^p + i_\beta^* - i_\beta^p $ <p>并选择最优代价函数 g</p>
<p>4. 空间矢量调整</p> $\mathbf{v}^* = \frac{1}{T} (\mathbf{v}_a t_a + \mathbf{v}_b t_b + \mathbf{v}_0 t_0)$ $T = t_a + t_b + t_0$	

4.10 总结

本章给出了最简化预测控制策略的一个示例：三相逆变器中的电流控制。这一示例可以帮助读者学到在电力电子领域的控制方法。本章给出了变换器的简化模型和负载模型，详细阐述了预测电流控制方法，给出了所获得的结果，并与传统控制方案进行了对比。

参考文献

- [1] J. Holtz, "Pulsewidth modulation electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, August 1994.
- [2] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in power electronics*. Academic Press, 2002.
- [3] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics*, 3rd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [4] J. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva *et al.* "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, February 2007.

第 5 章 三相三电平中性点钳位逆变器的预测控制

5.1 引言

在高功率、中电压变换和驱动领域中广泛使用三相三电平中性点钳位 (Neutral Point Clamped, NPC) 逆变器^[1,2]。在相应的功率范围内,围绕着由于通信和输出电流质量所产生的功率损失有关的主题成为相应的研究问题^[3-5]。近些年,所研究的另一个主题是在这一拓扑中的中性点平衡问题^[6-8]。本章参考文献 [9-12] 中提出,对于这一变换器的最常用控制方法有非线性技术,如磁滞控制,和非线性方法,如使用脉宽调制技术 (PWM) 的 PI 控制器。

这里将使用本书第 3 章所提出的普通预测控制方案完成对 NPC 逆变器的应用。通过系统的性能去预测这一逆变器的每一个可能的开关状态。应用本书第 3 章和第 4 章中所提出的同样的控制策略,在下一个采样间隔内应用所选择的使所给定代价函数最小的开关状态。与前文所使用的二电平逆变器相比, NPC 逆变器能够产生很多开关状态。非常多可能的驱动方式提供了额外的自由度,同时能够考虑应用几种代价函数的组合。考虑到这一拓扑结构和这一应用的控制需求特性,对算法的几种变化进行了研究,并且将其与 PWM 的经典线性控制进行比较,包括负载电流参考追踪、DC 环节电容电压平衡和开关频率降低等几种特性^[13]。

5.2 系统建模

图 5.1 给出了与动态阻感负载所连接的三相 NPC 逆变器电路。在由 4 个开关和 2 个二极管组成了逆变器的每一相中 2 个中间开关和二极管使输出接线端连接到 DC 环节的中性点上。这一配置产生在 x 相的输出接线端的三相电压,就中性点 0 而言,表 5.1 给出了逆变器一相的开关状态。

开关状态变量 S_x 表示了 x 相的开关状态,这里 $x = \{a, b, c\}$,用三个符号 +、0 和 - 表示了三个可能的值,这些符号分别代表了在逆变器输出相位中产生 $V_{dc}/2$, 0 和 $-V_{dc}/2$ 的开关组合。

对于逆变器的三相,产生了 27 种开关状态,这里得到了 19 种不同的电压矢量,如图 5.2 所示。需要指出的是有些开关状态是冗余的,产生了同样的电压矢

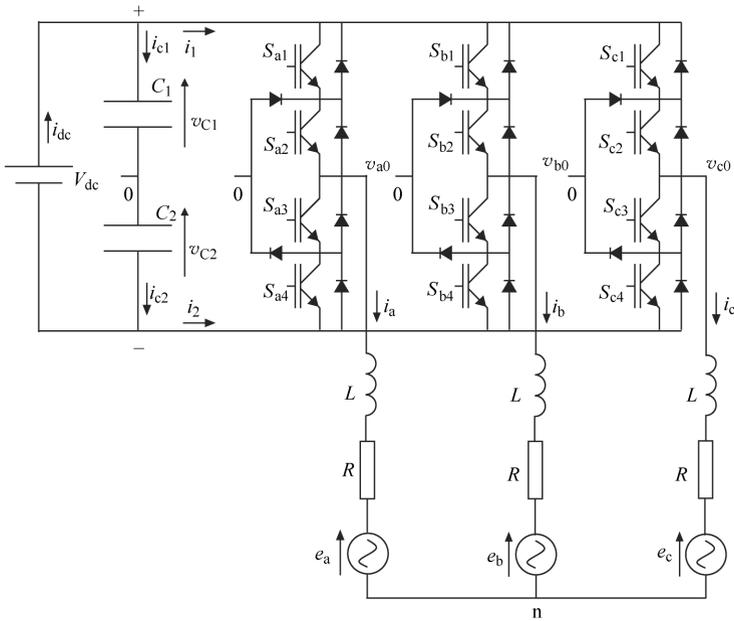


图 5.1 与动态阻感负载所连接的三相 NPC 逆变器电路 (Vargas 等, 2007 © IEEE)

量。例如，可以通过三个不同的开关状态 (+ , + , +)、(0 , 0 , 0) 和 (- , - , -) 产生矢量 \mathbf{V}_0 ，这些开关状态也产生了图 5.3 所示的负载特性。考虑到输出电压的空间矢量定义：

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} (v_{a0} + \mathbf{a}v_{b0} + \mathbf{a}^2v_{c0}) \tag{5.1}$$

表 5.1 逆变器某一相的开关状态

S_x	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	V_{x0}
+	1	1	0	0	$V_{dc}/2$
0	0	1	1	0	0
-	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

这三个开关状态产生如下的电压矢量：

$$\mathbf{V}_0 = \frac{2}{3} \left(\frac{V_{dc}}{2} + \mathbf{a} \frac{V_{dc}}{2} + \mathbf{a}^2 \frac{V_{dc}}{2} \right) = 0 \tag{5.2}$$

$$\mathbf{V}_0 = \frac{2}{3} (0 + \mathbf{a}0 + \mathbf{a}^20) = 0 \tag{5.3}$$

$$\mathbf{V}_0 = \frac{2}{3} \left(-\frac{V_{dc}}{2} - \mathbf{a} \frac{V_{dc}}{2} - \mathbf{a}^2 \frac{V_{dc}}{2} \right) = 0 \tag{5.4}$$

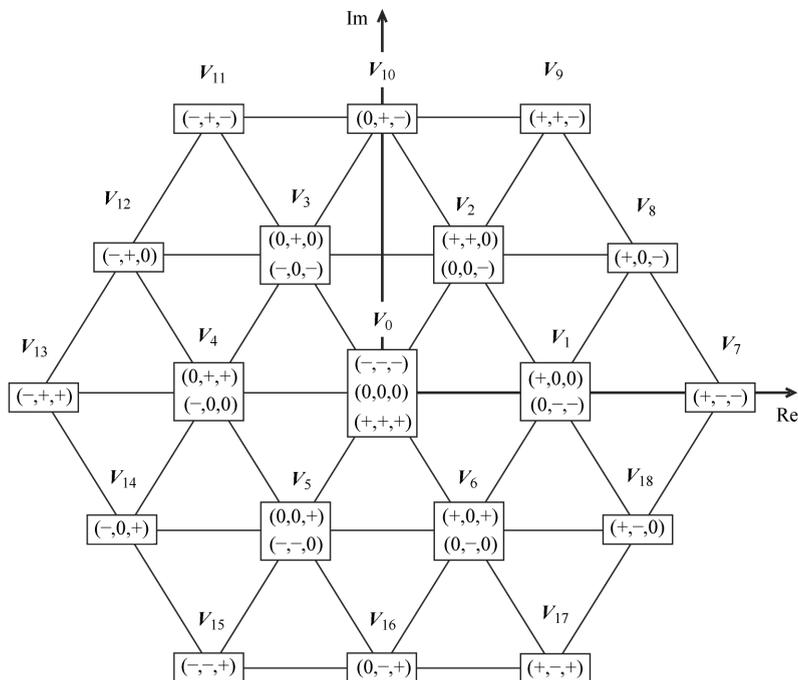


图 5.2 由三电平逆变器所产生的可能的电压矢量和开关状态 (Vargas 等, 2007 © IEEE)

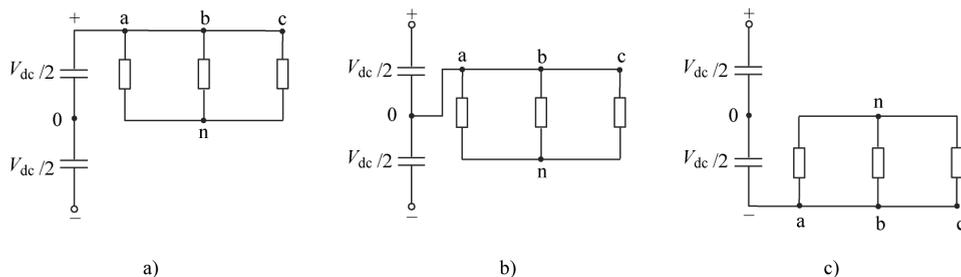


图 5.3 产生零矢量 V_0 的不同开关状态

a) (+, +, +) b) (0, 0, 0) c) (-, -, -)

通过两个不同的开关状态产生电压矢量 V_1 到 V_6 ，也就是它们代表了冗余开关状态。图 5.4 给出了产生 V_1 的冗余开关状态。开关状态 (+, 0, 0) 对应的电压矢量如下：

$$V_1 = \frac{2}{3} \left(\frac{V_{dc}}{2} + a0 + a^2 0 \right) = \frac{V_{dc}}{3} \tag{5.5}$$

开关状态 (0, -, -) 对应相同的矢量：

$$\mathbf{V}_1 = \frac{2}{3} \left(0 - a \frac{V_{dc}}{2} - a^2 \frac{V_{dc}}{2} \right) = \frac{V_{dc}}{3} \quad (5.6)$$

从图 5.4 中可以看出，虽然两种开关状态产生同样的电压矢量，它们对 DC 环节电容器的充电和放电具有不同的效果。

外部矢量未产生冗余。图 5.5 给出了开关状态 (+ , 0 , -) 所产生的矢量 \mathbf{V}_8 ，可以通过下式进行计算：

$$\mathbf{V}_8 = \frac{2}{3} \left(\frac{V_{dc}}{2} + a0 - a^2 \frac{V_{dc}}{2} \right) = \frac{V_{dc}}{3} (1 - a^2) = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} e^{j\pi/6} \quad (5.7)$$

可以通过类似的过程对其余的电压矢量进行计算。

DC 环节电容器电压的动态过程可以通过以下电容差分方程进行描述：

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C} i_{c1} \quad (5.8)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C} i_{c2} \quad (5.9)$$

式中， C 为电容值。

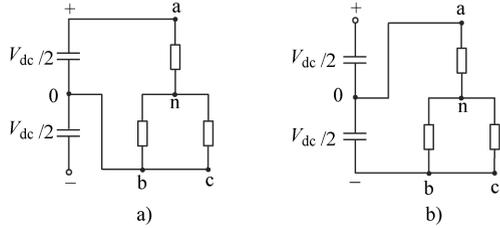


图 5.4 产生电压矢量 \mathbf{V}_1 的不同开关状态
a) (+ , 0 , 0) b) (0 , - , -)

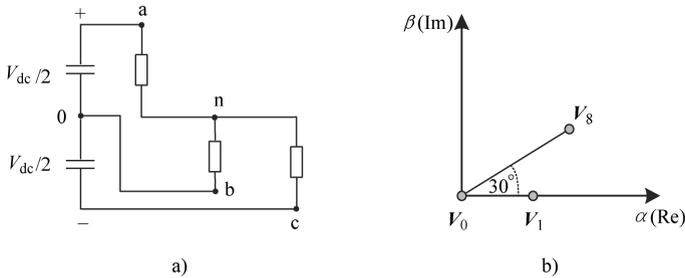


图 5.5 产生电压矢量 \mathbf{V}_8

a) 开关状态 (+ , 0 , -) b) 复平面上的矢量 \mathbf{V}_8

对于采样时刻 T_s 的电容电压，可以使用前文描述的导数近似值，公式如下：

$$\frac{dv_{cx}}{dt} \approx \frac{v_{cx}(k+1) - v_{cx}(k)}{T_s} \quad (5.10)$$

因此，式 (5.8)、式 (5.9) 对应的离散时间方程为

$$v_{c1}^p(k+1) = v_{c1}(k) + \frac{1}{C}i_{c1}(k)T_s \quad (5.11)$$

$$v_{c2}^p(k+1) = v_{c2}(k) + \frac{1}{C}i_{c2}(k)T_s \quad (5.12)$$

式中, 电流 $i_{c1}(k)$ 和 $i_{c2}(k)$ 依赖逆变器开关状态和输出电流的值, 并且可以通过以下表达式进行计算:

$$i_{c1}(k) = i_{dc}(k) - H_{1a}i_a(k) - H_{1b}i_b(k) - H_{1c}i_c(k) \quad (5.13)$$

$$i_{c2}(k) = i_{dc}(k) + H_{2a}i_a(k) + H_{2b}i_b(k) + H_{2c}i_c(k) \quad (5.14)$$

式中, i_{dc} 为电压源 V_{dc} 所产生的电流。开关状态决定变量 H_{1x} 和 H_{2x} , 并且可以通过以下两式进行定义:

$$H_{1x} = \begin{cases} 1, & \text{如果 } S_x = \text{“+”} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5.15)$$

$$H_{2x} = \begin{cases} 1, & \text{如果 } S_x = \text{“-”} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5.16)$$

式中, $x = a, b, c$ 。

因而, 式 (5.11)~式 (5.14) 允许预测所选择的一个在电容电压变化给定开关状态下的效果。

与 NPC 逆变器一同使用在前文提出的同样的三相动态阻感负载。由下式表示负载电流矢量的离散时间模型:

$$\mathbf{i}^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right)\mathbf{i}(k) + \frac{T_s}{L}(\mathbf{v}(k) - \hat{\mathbf{e}}(k)) \quad (5.17)$$

式中, $\mathbf{v}(k)$ 为所要评价的电压矢量, 是图 5.2 给出的 19 个电压矢量的集合。

本章由下式给出了对于负载反向电势的估计所进行的同样的公式和假设:

$$\hat{\mathbf{e}}(k-1) = \mathbf{v}(k-1) - \frac{L}{T_s}\mathbf{i}(k) - \left(R - \frac{L}{T_s}\right)\mathbf{i}(k-1) \quad (5.18)$$

5.3 应用脉宽调制的线性电流控制方法

在提出预测控制方法之前, 先对应用于 NPC 逆变器的传统电流控制进行简要回顾, 以便获得适当的比较。所选择的方法包括线性控制器和已知电平变换载波同相配置脉宽调制 (Level Shifted Phase Disposition PWM, LS-PD-PWM) 方法。在各种 PWM 策略中选取 LS-PD-PWM 方法, 这是因为在这一类型逆变器中广泛采用了这种方法, 并且这一方法能够得到最好的谐波特性^[1]。

图 5.6 所示的 NPC 逆变器中的传统电流控制方法, 是基于 PWM 的传统控制

方法。测量负载电流并将其与参考值进行比较。然后，PI 控制器产生参考负载电压，参考负载电压能够输入至调节器。在这一阶段，根据每一个参考电压在相似相分配的位置，并和双三角载波信号进行比较。根据比较结果选择应用于逆变器的开关状态。此部分更详细的介绍请见本章参考文献 [2, 9 - 11]。

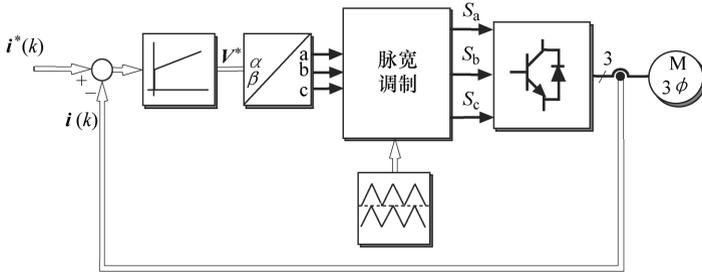


图 5.6 NPC 逆变器中的传统电流控制方法 (Vargas 等, 2007 © IEEE)

5.4 预测电流控制方法

图 5.7 给出了 NPC 逆变器中的预测电流控制方法。对于由逆变器所产生的 27 个开关状态，预测在电容器中的负载电流和电压的未来值，这可以通过式 (5.17)、式 (5.11) 和式 (5.12) 得到。为了达到这一目的，有必要测量在电容器中的当前负载电流和电压值。获得预测值以后，对每一种开关状态评估代价函数 g 。选择使代价函数最小的开关状态，并在下一个采样时刻使用。

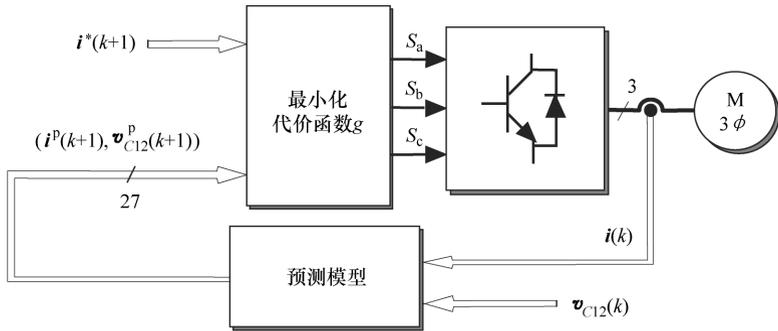


图 5.7 NPC 逆变器中的预测电流控制方法 (Vargas 等, 2007 © IEEE)

对于 NPC 逆变器的控制要求如下：

- 负载电流参考轨迹。

- DC 环节电容电压平衡。
- 开关频率减少。

通过代价函数可以将这些控制要求通过公式表示，以便得到最小值。对于 NPC 逆变器的代价函数有如下的组成部分：

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| + \lambda_{dc} |v_{c1}^p - v_{c2}^p| + \lambda_n n_c \quad (5.19)$$

式中，前两项为直角坐标系下的负载电流误差。这里 i_{α}^p 和 i_{β}^p 分别是预测电流矢量 i^p 的实部和虚部， i_{α}^* 和 i_{β}^* 是参考电流矢量 i^* 的实部和虚部。前文已对其进行了定义。

代价函数的第三个表达式衡量在 DC 环节电容电压的预测值差异。通过使用式 (5.11) 和式 (5.12) 计算被测的电压。然后通过表达式求取最小值，电容电压将趋于零。最后一次是从当前开关状态到需要评估的开关状态下所需的信号传输数量。开关状态表明期望应用更少的功率半导体转换。在这种方式中，使用这一次将对变换器开关频率产生直接的影响。

权重系数 λ_{dc} 和 λ_n 用来处理对参考轨迹、电压平衡和在代价函数 g 中对开关频率降低有贡献的变量之间的关系。某种更大的 λ 值暗示对于这一目标具有更大的优先权。

最基本的预测电流控制策略——在 $\lambda_{dc} = \lambda_n = 0$ 时应用代价函数式 (5.19) ——不需要对参数进行调节，仅需要了解负载。然而，为了利用由这一控制方法所提供的可能性，必须调节参数 λ_{dc} 和 λ_n 。因而，不会偏离这一目标去建立设计过程。然而，在本书第 11 章可以找到如何选择权重系数的方法。首先，设计者需要考虑不同的单元和在代价函数 g 中所涉及的变量数量。这将提供一些思路，来如何确定所有重要性相等参数的权重系数大小的顺序。如果设计者希望仅通过从冗余状态（这些冗余状态会产生一个相同的电压矢量）中选择合适的开关状态去维持在 DC 环节中的电压平衡，那么就应该使用一个很小的 λ_{dc} 值。通过执行平台所获得的最小值也可以实现以上目的。对 λ_n 应用同样的标准。如果值比较小，该方法将会选择一种开关状态，这一开关状态使一个电压矢量内只有较少的换相。当增加 λ_n 的时候，该方法可以选择开关状态，这些开关状态不会在按照参考轨迹的最优化电压矢量里，但是只有较少的换相。

为了测量在开关频率上的控制策略效果和参考轨迹性能，定义一些性能变量就显得尤为重要了。首先，每个开关器件的平均开关频率 f_s 可以通过在变换器电路中的 12 个受控的功率半导体的开关频率平均值进行定义。相应有

$$f_s = \sum_{i=1}^4 \frac{f_{s_{ai}} + f_{s_{bi}} + f_{s_{ci}}}{12} \quad (5.20)$$

式中， $f_{s_{ki}}$ 为在时间周期内的平均开关频率。其中，相数为 k ，功率半导体序号数为 i ， $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ ， $k \in \{a, b, c\}$ 。逆变器开关频率的降低说明频率 f_s

降低。读者可以看到, f_s 定义成在开关频率之间的平均值。此外, 通常在不同的电流值下将产生转变, 所以 f_s 将不会与在变换器中产生的功率损失有直接的比例关系。然而, 这样可以衡量或得到逆变器开关频率的一些标志或是由于换相而产生的功率损失。

对于给定的采样时间间隔的 m 个样本, 将定义绝对平均值参考轨迹误差 \bar{e} 为参考电流和测量的负载电流之间绝对误差的平均值:

$$\bar{e} = \frac{1}{m} \sum_{k=0}^m |i^*(k) - i(k)| \quad (5.21)$$

作为在电流之间的误差, 将以安培 (A) 为单位对误差进行衡量, 并用参考电流幅值的百分比表示。

5.5 实现

基于安装在主处理机上的 dSPACE DS1104 快速原型系统、MATLAB 和 Simulink 实施控制策略。预测策略中所实施的采样周期为 $T_s = 100\mu\text{s}$, 或是 10kHz 的采样频率。图 5.8 给出了基于 dSPACE DS1104 控制平台的控制策略实施流程图。控制环开始对所需要的信号进行采样。然后, 通过式 (5.18) 的算法估计负载的动态分量, 并且初始化 g_{op} 值。变量 g_{op} 将包含由算法所评价的最低代价函数的值。然后, 控制策略将转入以下运算, 即对于每一个可能的开关状态, 分别考虑由式 (5.17)、式 (5.11) 和式 (5.12) 所获得的电流和电压预测值所评价的代价函数式 (5.19)。如果对于一个给定的开关状态, 所评价的代价函数 g 比 g_{op} 低, 那么存储这一更低的值作为 g_{op} , 同时将开关状态数存储为 j_{op} 。当完成对全部 27 个开关状态进行评价的时候, 程序循环停止。通过变量 j_{op} 定义产生 g 的最优化值 (最小值) 的状态, 并将其应用于下一个采样周期的变换器中, 然后重新开始控制算法。

5.5.1 开关频率降低

下面将对预测控制策略的性能进行分析, 并将其与传统的电流控制策略进行比较。使用下面的代价函数实施控制算法:

$$g = |i_\alpha^* - i_\alpha^p| + |i_\beta^* - i_\beta^p| + \lambda_n n_c \quad (5.22)$$

式 (5.22) 对应于 $\lambda_{dc} = 0$ 时候的代价函数式 (5.19)。对于此系统可以考虑应用这一代价函数, 因为在这一系统内部, 通过整流器保证 DC 环节电容电压的平衡。

通过 1440Hz 和 400Hz 的载波频率实施 PWM 方法。并且, 通过 DC 源 (在这些测试中用直流源维持电压平衡) 将 DC 环节总电压限定在 533V。将感性负载连接到逆变器, 其参数是 $R = 10\Omega$, $L = 50\text{mH}$ 。应用幅值为 10A、频率为 50Hz 的正弦参考电流。

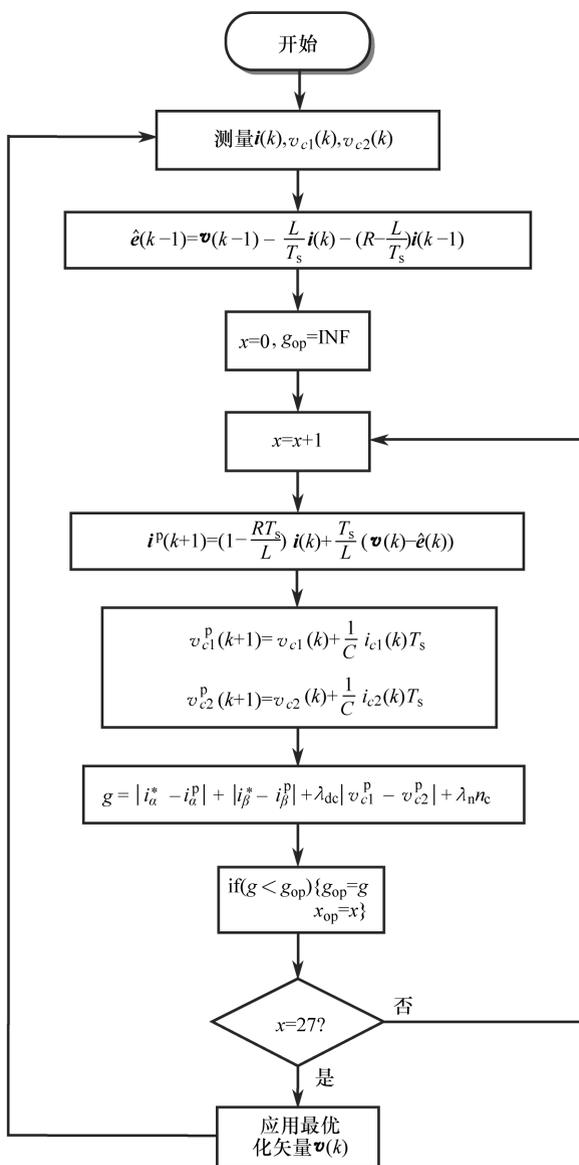


图 5.8 基于 dSPACE DS1104 控制平台的控制策略流程图

通过使用式 (5.22) 中所给出的目标函数, 在 $\lambda_n = 0.001$ 情况下检验预测策略。通过整流器强限制定 DC 环节电容电压平衡。通过频率为 $f_c = 1440\text{Hz}$ 的载波信号实施 PWM 方法。两种方法提供给每一个半导体的平均开关频率 $f_s = 720\text{Hz}$ 。图 5.9 所示为 $f_s = 720\text{Hz}$ 时的负载电流 i_a (A), 是 a 相负载的观测结果。

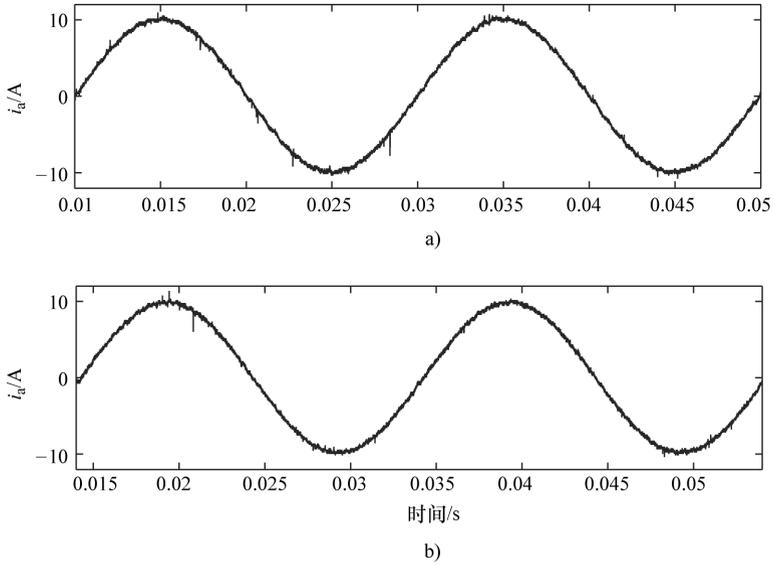


图 5.9 $f_s = 720\text{Hz}$ 时, 负载电流 i_a (A) (Vargas 等, 2007 © IEEE)
a) PWM 方法 b) 预测方法

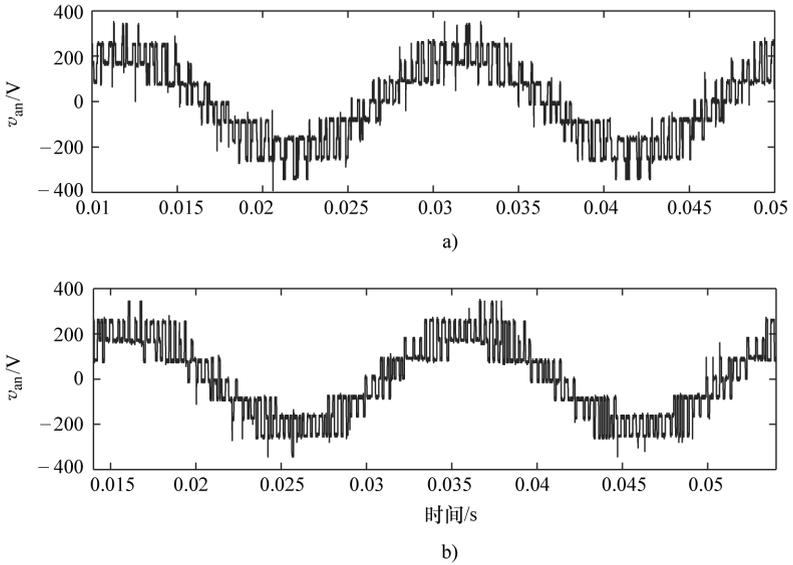


图 5.10 $f_s = 720\text{Hz}$ 时, 负载电压 v_{an} (V) (Vargas 等, 2007 © IEEE)
a) PWM 方法 b) 预测方法

图 5.10 所示为 $f_s = 720\text{Hz}$ 时的负载电压 v_{an} (V)，也是 a 相负载的观测结果。PWM 控制策略可以测出平均绝对误差 $\bar{e} = 0.184\text{A}$ 。预测控制方法所得到的平均绝对误差 $\bar{e} = 0.165\text{A}$ 。

第二步是将权重系数 λ_n 增加到 0.16，以便降低开关频率。预测控制方法给出的开关频率为 $f_s = 200\text{Hz}$ 。改变 PWM 方法去适应开关频率，其载波信号频率是 $f_c = 400\text{Hz}$ 。从图 5.11 所示可以看到两种控制策略的负载电流结果。从图 5.12 所示可以看到对于 PWM 和预测控制方法所得到的负载电压结果。将图 5.11、图 5.12 和图 5.9、图 5.10 进行对比，可以证实在开关频率降低时，同样可以得到两种方法中参考跟踪误差。然而，对于绝对平均误差的分析显示出两种控制方法性能上有很大的区别。在两种方法都工作在开关频率为 $f_s = 200\text{Hz}$ 的情况下，PWM 控制策略得到的绝对平均误差为 $\bar{e} = 0.406\text{A}$ ，而预测控制方法可以达到 $\bar{e} = 0.283\text{A}$ 。

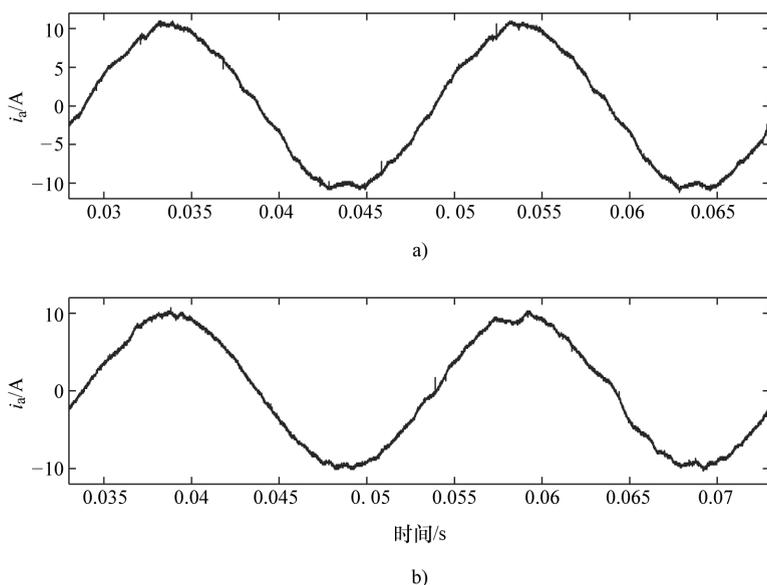


图 5.11 $f_s = 200\text{Hz}$ 时，负载电流 i_a (A) (Vargas 等, 2007 © IEEE)

a) PWM 方法 b) 预测方法

表 5.2 给出了 PWM 和预测控制方法的性能比较，是两种控制方法最相关的特性和结果，这包括每个 IGBT 的平均开关频率 f_s 、平均绝对跟踪误差 \bar{e} 和应用这种控制方法所需要的采样频率。每一种控制方法所能达到的理论上的最大开关频率基本依赖采样频率。对于 PWM 控制方法，理论上最大的开关频率 f_s 等于所使用的采样频率；而对于预测控制方法，理论上最大的开关频率 f_s 等于所使用的采样频率的 1/2。这些值限定了开关频率。

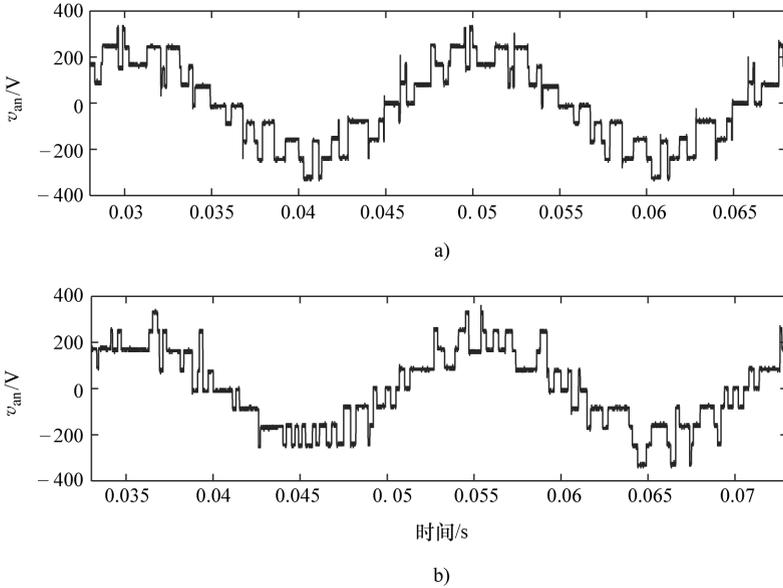


图 5.12 $f_s = 200\text{Hz}$ 时，负载电压 v_{an} (V) (Vargas 等, 2007 © IEEE)
 a) PWM 方法 b) 预测方法

为了解释预测控制的概率，图 5.13 给出了设计参数 λ_n ，反映了其与每一个半导体的平均开关频率 f_s ，以及平均绝对参考跟踪误差 \bar{e} 之间的关系。如图 5.13 所示，通过在每一个 λ_n 值上的仿真，可以确定上述的关系。增加 λ_n 意味着在开关频率上的降低，并且增加了参考跟踪误差。设计者应该选择 λ_n 和 λ_{dc} ，以便满足开关频率和参考跟踪的要求。

表 5.2 PWM 和预测控制方法的性能比较 (Vargas 等, 2007 © IEEE)

控制方法	开关频率/Hz	绝对误差/A	采样频率/kHz
PWM $f_c = 1440\text{Hz}$	720	0.184	1.44
预测 $\lambda_n = 0.001$	720	0.165	10
PWM $f_c = 400\text{Hz}$	200	0.406	0.4
预测 $\lambda_n = 0.16$	200	0.283	10

5.5.2 电容电压平衡

预测控制方法中最有趣的一个方面就是在 DC 环节中实施电压平衡的简化。通过从电源中分离出 DC 环节中点来检验这一特性，并且通过以下的代价函数来

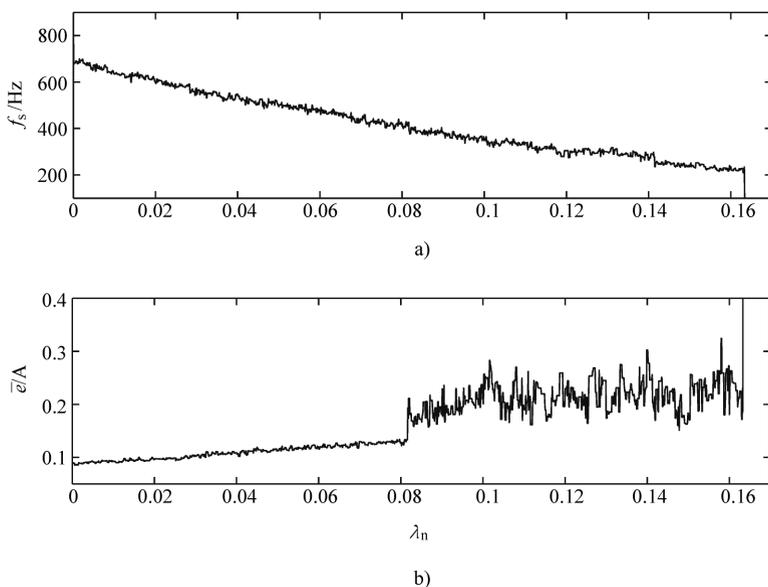


图 5.13 设计参数 λ_n (Vargas 等, 2007 © IEEE)

a) 与开关频率的关系 (开关频率和 λ_n) b) 与绝对误差的关系 (绝对误差和 λ_n)

应用预测控制方法:

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| + \lambda_{dc} |v_{c1}^p - v_{c2}^p| \quad (5.23)$$

权重系数 λ_{dc} 被设定在 $\lambda_n = 0.1$ 。通过使用前面所实施的试验中的相同的参考信号和参数, 这一控制方法成功地保持了电压平衡。为了证明这一控制方法的能力, 禁止代价函数的电容电压平衡部分功能, 在时间 $t = 0.67s$ 的时候设置 $\lambda_{dc} = 0$, 如图 5.14 所示。这一控制方法不会考虑 g 中的电压不平衡问题。如所预期的一样, 在 DC 环节中两个电容电压开始快速地分开, 直到当不平衡达到 40V 的时候, 电路保护机制终止系统的运行。

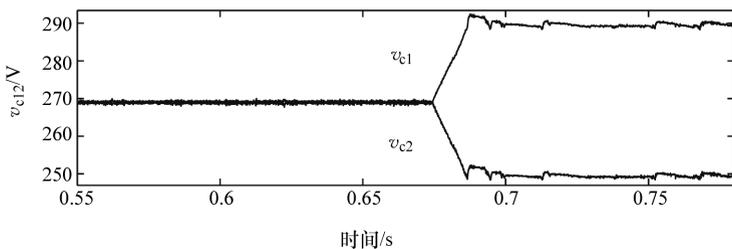


图 5.14 在 DC 环节中应用预测方法测试电容电压平衡 (Vargas 等, 2007 © IEEE)

总之，实施预测电流控制方法可以确保仿真的观测效果。这一控制方法成功地保持了在 DC 环节中的电压平衡，并且降低了开关频率。工作在同样的开关频率下，所给出的控制方法取得了比载波方法更好的参考追踪。然而，所提出的方法需要更高的采样频率或是数据采集频率。考虑到数字信号处理（DSP）方面出现的新技术，高采样频率将不成问题。需要注意的是，在采样周期内，采样瞬间总在固定的位置，这使获取测量数据更为便捷，同时避免了对功率器件开关所带来的问题。使用 dSPACE 系统在采样时间 $T_s = 100\mu\text{s}$ 情况下运行算法，是会产生问题的。事实上，系统将花费 $52\mu\text{s}$ 执行整个算法，包括电压平衡和开关频率降低。也可以在美国德州仪器公司的 DSP 芯片 TMS320F2812 上执行算法，使用相同的采样频率时需要同样的处理时间取得相似的结果。

必须提到的一个方面是，要在所提出的控制方法中对实施电压平衡控制方法进行简化。不需要考虑很复杂的查询表或是额外的控制框图。

5.6 总结

本章所提出预测电流控制方法不需要任何线性控制器或调制手段。这一方法可以有效地控制负载电流，并很好地与已有的控制方法（如 PWM 方法）进行比较，获得相对较好的动态响应和参考跟踪，并工作在较低的开关频率下。如果在同样的开关频率下对两种方法进行比较，如表 5.2 所示，预测策略显示出更小的跟踪误差。此外，本章所提出的方法显示出在负载电流的两个分量之间不存在相互影响。

预测控制方法很引人瞩目的一方面是，使用分配到每一个目标中的代价函数去获得参考跟踪、DC 环节中的平衡和开关频率的降低。对于原理的简化很容易理解并实施。这一控制策略允许设计者基于开关频率、电容电压平衡和参考跟踪去调节参数 λ ，以便适应需求。决定权重系数的系统方法是未来工作的一个挑战。本书第 11 章给出了一些在这些参数调整上的指导。

通过利用当前可以获得的 DSP 技术很容易实施这一控制方法。目前，所需要的更高采样频率并不是问题。这一控制方法可以以十分简便的方式使用功率变换器，并应用对其控制的微处理器的离散特性。

参 考 文 献

- [1] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, September/October 1981.
- [2] B. Wu, "High-power converters and AC motor drives," Power Electronics Specialists Conference, PESC'05, 2005.
- [3] H.-P. Krug, T. Kume, and M. Swamy, "Neutral-point clamped three-level general purpose inverter – features, benefits and applications," Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, 2004.
- [4] M. K. Buschmann and J. K. Steinke, "Robust and reliable medium voltage PWM inverter with motor friendly output," 7th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 3502–3507, 1997.
- [5] T. Bruckner, S. Bernet, and H. Guldner, "The active NPC converter and its loss-balancing control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp. 855–868, June 2005.
- [6] R. Tallam, R. Naik, and T. Nondahl, "A carrier-based PWM scheme for neutral-point voltage balancing in three-level inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1734–1743, November/December 2005.
- [7] A. Bendre, G. Venkataramanan, D. Rosene, and V. Srinivasan, "Modeling and design of a neutral-point voltage regulator for a three-level diode-clamped inverter using multiple-carrier modulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, pp. 718–726, June 2006.
- [8] H. du Toit Mouton, "Natural balancing of three-level neutral-point-clamped PWM inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, pp. 1017–1025, October 2002.
- [9] G. Holmes and T. Lipo, Pulse width modulation for power converters: Principles and practice, IEEE Press Series on Power Engineering, Wiley-Interscience, 2003.
- [10] M. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in power electronics*, Academic Press, 2002.
- [11] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, August 1994.
- [12] J. E. Espinoza, J. R. Espinoza, and L. A. Moran, "A systematic controller-design approach for neutral-point-clamped three-level inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1589–1599, December 2005.
- [13] R. Vargas, P. Cortés, U. Ammann, J. Rodríguez, and J. Pontt, "Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2697–2705, October 2007.

第 6 章 有源前端整流器的控制

6.1 引言

目前，整流器是在电力电子中使用最广泛的变流器件。在广泛的应用范围中，功率从很小到数兆瓦的应用范围，整流器完成了从交流（AC）到直流（DC）的转变。

图 6.1a 所示的二极管整流器，是最简单的电路拓扑结构。它可以得到固定的 DC 电压，而通过交流电压对二极管进行整流。这种整流器就是众所周知的有源整流器，同时功率半导体以极低的开关频率运行。二极管整流器的主要优点是简单且成本极低。三相二极管整流器的不足和局限有以下几个方面：

- 1) 不能提供功率流的控制。
- 2) 在输入电流中产生较高的谐波，特别是如图 6.1a 所示的连接电容性负载的时候。通常需要使用电容器对输出电压进行滤波。
- 3) 不能对功率逆变。

图 6.1b 所示的晶闸管整流器也是重要的电路拓扑结构。这种拓扑结构通过改变晶闸管的门控脉冲角度 α 使得对功率的控制成为可能。通过角度 α ，可以改变负载电压的平均值，产生负载所需的功率控制^[1]。晶闸管整流器通常与二极管整流器一样，有相同的优点和局限。相对于二极管整流器，晶闸管整流器的另一个不足是当增加 α 时，相对于 AC 源的电压，增加了输入电流的相间位移，这就增加了基波无功数量。晶闸管整流器的一个优点是，运行在 $\alpha > 90^\circ$ 的情况下，电路可以从 DC 负载向功率源回馈能量。

图 6.1c 所示的有源前端（Active Front End, AFE）整流器，是重要的整流器电路拓扑结构。这包含由反向并联二极管作为主要的功率开关所组成的功率晶体管。这种整流器可在高开关频率下运行，并且是所知的 AFE 整流器。这种整流器克服了二极管整流器和晶闸管整流器的所有缺点和局限^[2]。其主要特性如下：

- 1) 受控的 DC 电压。
- 2) 受控的正弦波形式输入电流（低谐波含量）。
- 3) 运行在高功率因数下。
- 4) 具有完全的逆变操作。

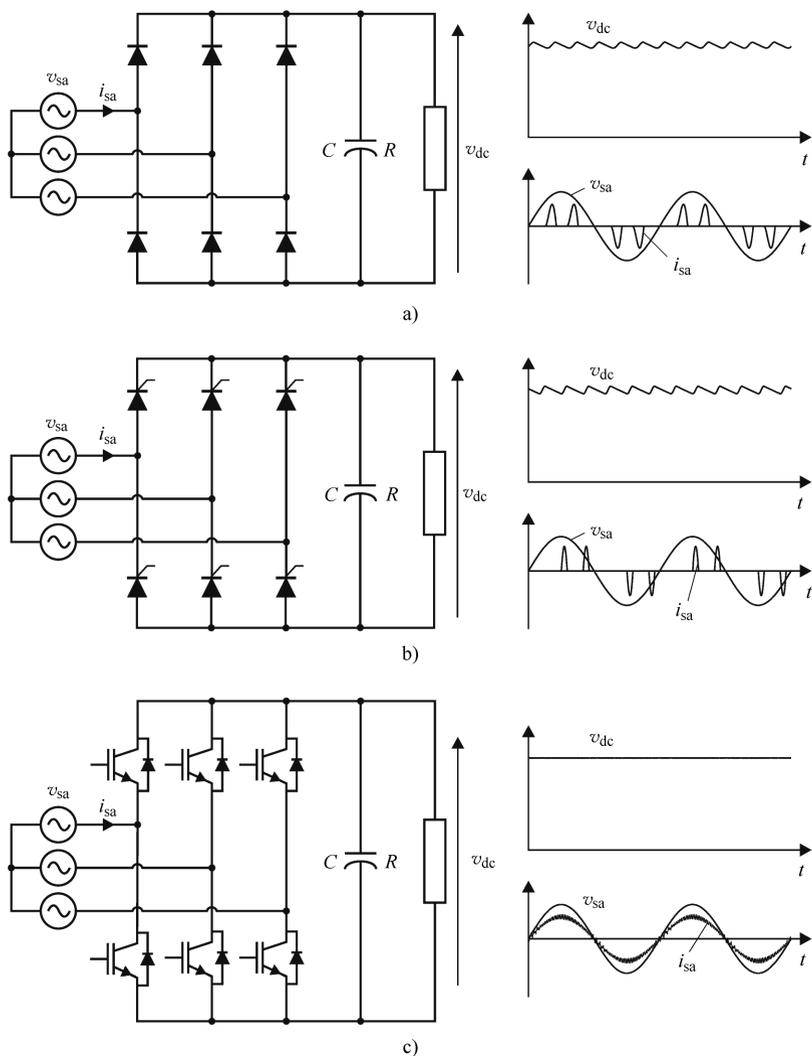


图 6.1 三相整流器

a) 二极管整流器 b) 晶闸管整流器 c) AFE 整流器

相比于二极管整流器和晶闸管整流器，这一拓扑结构最显著的缺点是成本较高。

在本章参考文献 [3] 中对 AFE 整流器的控制方法进行了分类，分为电压定向控制（VOC）和直接功率控制（DPC）。在 VOC 中，通过对输入电流的控制直接调整输入有功功率和无功功率。输入电流由线性电压矢量所确定^[4]。图 6.2 给出了 AFE 整流器的 VOC，是考虑到在旋转坐标系下电流控制的 VOC 方案。在

这一控制方案中，为了 dq 同步旋转坐标系的方向性，计算了电网电压矢量的角度。在这一方法中， d 轴电流 i_d 与有功功率成正比， q 轴电流 i_q 与无功功率成比例。为了获得单位功率因数，将参考电流 i_q^* 设置为零。通过 PI 控制器对 DC 环节电压进行调整，PI 控制器将产生与有功功率相关的参考电流 i_d^* 。这一方法取得了很好的动态和静态特性。但是，这一性能依赖于电流控制策略的效果。

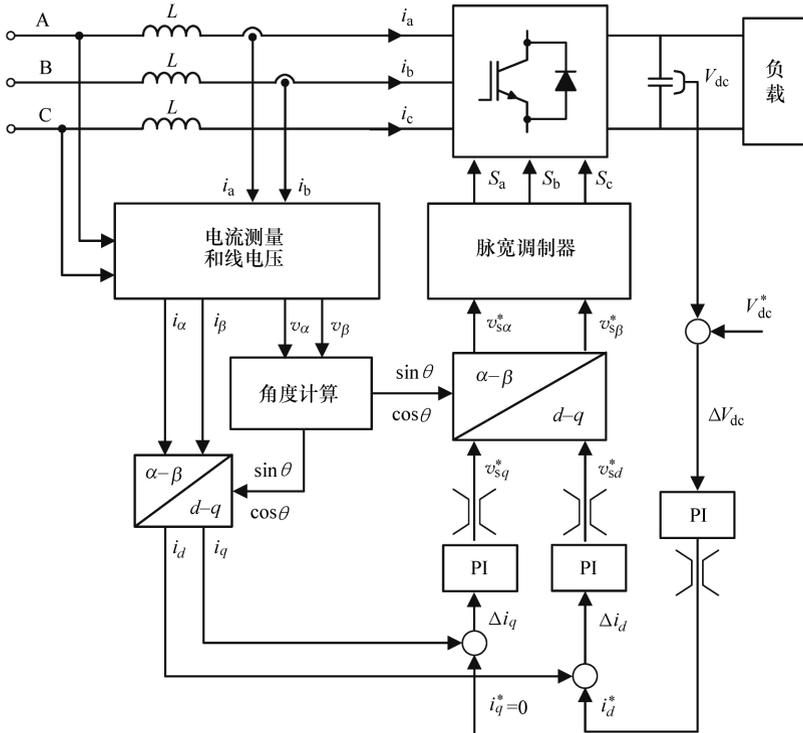


图 6.2 AFE 整流器的 VOC

在 DPC 方法中，应用测量电流对有功功率和无功功率进行估计，同时通过磁滞控制器和与在直接转矩控制 (DTC) 中类似的开关表对有功功率和无功功率进行直接控制^[5,6]。

在本章，考虑到 VOC 和 DPC 两种控制方案，对 AFE 整流器的控制应用了预测控制方法，同时提到了对于逆变驱动预测功率控制应用。

6.2 整流器模型

6.2.1 空间矢量模型

图 6.3 给出了 AFE 整流器模型。整流器是用功率晶体管组成的全控桥式电

路,通过滤波电感 L_s 和电阻 R_s 将整流器与三相电压源 v_s 相连。

根据图 6.3 所示的电路,可以将每一相的方程式写成如下形式:

$$v_{sa} = L_s \frac{d i_{sa}}{dt} + R_s i_{sa} + v_{aN} - v_{nN} \quad (6.1)$$

$$v_{sb} = L_s \frac{d i_{sb}}{dt} + R_s i_{sb} + v_{bN} - v_{nN} \quad (6.2)$$

$$v_{sc} = L_s \frac{d i_{sc}}{dt} + R_s i_{sc} + v_{cN} - v_{nN} \quad (6.3)$$

然后,对电网电压的空间矢量定义有如下形式:

$$\mathbf{v}_s = \frac{2}{3}(v_{sa} + \mathbf{a} v_{sb} + \mathbf{a}^2 v_{sc}) \quad (6.4)$$

式中, $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$, 将式 (6.1) ~ 式 (6.3) 代入式 (6.4), 可以获得如下对电网动态电流的矢量方程:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s = L_s \frac{d}{dt} \left(\frac{2}{3}(i_{sa} + \mathbf{a} i_{sb} + \mathbf{a}^2 i_{sc}) \right) + R_s \frac{2}{3}(i_{sa} + \mathbf{a} i_{sb} + \mathbf{a}^2 i_{sc}) \\ + \frac{2}{3}(v_{aN} + \mathbf{a} v_{bN} + \mathbf{a}^2 v_{cN}) - \frac{2}{3}(v_{nN} + \mathbf{a} v_{nN} + \mathbf{a}^2 v_{nN}) \end{aligned} \quad (6.5)$$

该式的最后一项等于零, 即

$$\frac{2}{3}(v_{nN} + \mathbf{a} v_{nN} + \mathbf{a}^2 v_{nN}) = v_{nN} \frac{2}{3}(1 + \mathbf{a} + \mathbf{a}^2) = 0 \quad (6.6)$$

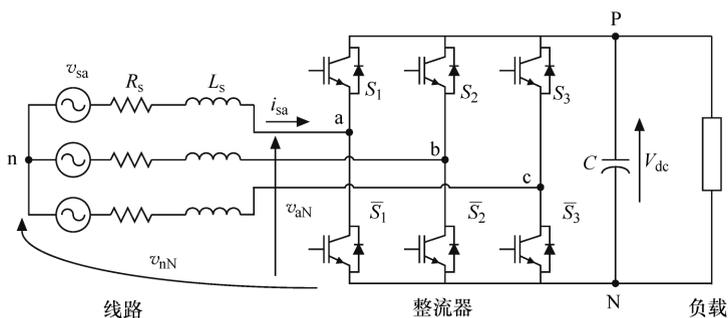


图 6.3 AFE 整流器模型

当考虑到下面对于电网电流矢量和由 AFE 整流器所产生的电压矢量定义的时候,可以对输入动态电流方程式 (6.5) 进行如下简化:

$$\mathbf{i}_s = \frac{2}{3}(i_{sa} + \mathbf{a} i_{sb} + \mathbf{a}^2 i_{sc}) \quad (6.7)$$

$$\mathbf{v}_{afe} = \frac{2}{3}(v_{aN} + \mathbf{a} v_{bN} + \mathbf{a}^2 v_{cN}) \quad (6.8)$$

电压 $\boldsymbol{v}_{\text{afe}}$ 由逆变器和 DC 环节电压的开关状态进行定义, 并且可以用下式表示:

$$\boldsymbol{v}_{\text{afe}} = \boldsymbol{S}_{\text{afe}} V_{\text{dc}} \quad (6.9)$$

式中, V_{dc} 为 DC 环节电压; $\boldsymbol{S}_{\text{afe}}$ 是整流器的开关状态矢量, 定义如下:

$$\boldsymbol{S}_{\text{afe}} = \frac{2}{3} (S_1 + \boldsymbol{a} S_2 + \boldsymbol{a}^2 S_3) \quad (6.10)$$

式中, S_1 、 S_2 和 S_3 为整流器每一个桥臂的开关状态, 如图 6.3 所示。如果 S_x 是关断状态, 其值是 0; 如果 S_x 是导通状态, 其值是 1。其中 $x=1, 2, 3$ 。

可以在 $\alpha\beta$ 坐标系下重写输入动态电流方程式 (6.5), 得到如下的矢量方程:

$$L_s \frac{d\boldsymbol{i}_s}{dt} = \boldsymbol{v}_s - \boldsymbol{v}_{\text{afe}} - R_s \boldsymbol{i}_s \quad (6.11)$$

式中, \boldsymbol{i}_s 为输入电流矢量; \boldsymbol{v}_s 为电源线电压; $\boldsymbol{v}_{\text{afe}}$ 为由变流器所产生的电压。

6.2.2 离散时间模型

通过使用离散时间模型对预测电流进行计算:

$$\boldsymbol{i}_s(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \boldsymbol{i}_s(k) + \frac{T_s}{L_s} [\boldsymbol{v}_s(k) - \boldsymbol{v}_{\text{afe}}(k)] \quad (6.12)$$

对于采样时间 T_s , 通过对式 (6.11) 进行离散化可以获得此公式。在一个采样周期内对导数项进行逼近实现离散化的过程, 本书前几章对此进行了描述, 并在第 4 章对此进行了解释。

考虑到在直角坐标系下的输入电压矢量和输入电流矢量, 预测的瞬时输入有功功率和无功功率可以由下式获得:

$$P_{\text{in}}(k+1) = \text{Re} \{ \boldsymbol{v}_s(k+1) \bar{\boldsymbol{i}}_s(k+1) \} = v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta} \quad (6.13)$$

$$Q_{\text{in}}(k+1) = \text{Im} \{ \boldsymbol{v}_s(k+1) \bar{\boldsymbol{i}}_s(k+1) \} = v_{s\beta} i_{s\alpha} - v_{s\alpha} i_{s\beta} \quad (6.14)$$

式中, 根据由变流器 $\boldsymbol{v}_{\text{afe}}$ 所产生的给定电压矢量, $\bar{\boldsymbol{i}}_s(k+1)$ 为预测的输入电流矢量 $\boldsymbol{i}_s(k+1)$ 的共轭复根。

对于较小的采样时间, 考虑到电网基波频率, 可以假设 $\boldsymbol{v}_s(k+1) \approx \boldsymbol{v}_s(k)$ 。然而, 如果采样频率不是足够小到可以认为电网电压在两个采样间隔内是恒定的, 那么可以通过在一个采样时刻内对电压矢量的角度进行补偿来计算未来的电网电压 $\boldsymbol{v}_s(k+1)$, 即

$$\boldsymbol{v}_s(k+1) = \boldsymbol{v}_s(k) e^{j\Delta\theta} \quad (6.15)$$

式中, $\Delta\theta = \omega T_s$ 为在一个采样间隔内电网电压矢量的超前角度; ω 为电网电压的角频率。

6.3 在有源前端整流器中的预测电流控制

图 6.4 给出了对电流环使用预测控制的 AFE 的 VOC 方案。对于 DC 环节电压调节，使用了 PI 控制器，并得到了输入参考电流的幅值。通过电网电压的波形放大 PI 控制器的输出来计算参考电流。

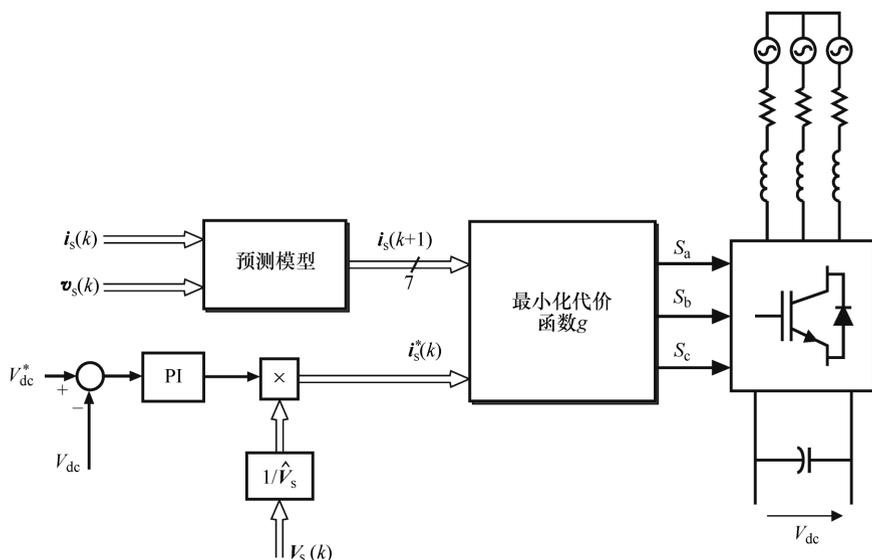


图 6.4 对电流环使用预测电流控制的 AFE 的 VOC 方案

6.3.1 代价函数

预测电流控制器必须以最快的动态响应获得最小的电流误差。可以用一个合适的代价函数衡量预测输入电流误差。下面的代价函数考虑到了在参考电流和预测电流之间的绝对误差，表示成直角坐标系的形式如下：

$$g = |i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha}^p| + |i_{s\beta}^* - i_{s\beta}^p| \tag{6.16}$$

式中， $i_s(k+1) = i_{s\alpha}^p + ji_{s\beta}^p$ 为对于给定的变流器电压 $v_{afe}(k)$ 在 $k+1$ 时刻的输入电流预测值；电流 $i_s^*(k) = i_{s\alpha}^* + ji_{s\beta}^*$ 为对于在时刻 k 的参考电流。

图 6.4 所示方案的结果是通过表 6.1 给出的系统参数获得的。这里给出了在稳态下产生的结果和在瞬态下得到的系统性能。

图 6.5 给出了在稳态下的输入电流、输入电压和变换器电压。这里，输入电流是正弦波，并且电压与电源电压同相。可以看到，预测控制器没有使用调制器就产生了调制电压。

表 6.1 系统参数

参数	数值
V_{dc}^*	500V
L_s	10mH
R_s	0.1Ω
v_s	150V _{peak}
T_s	50μs

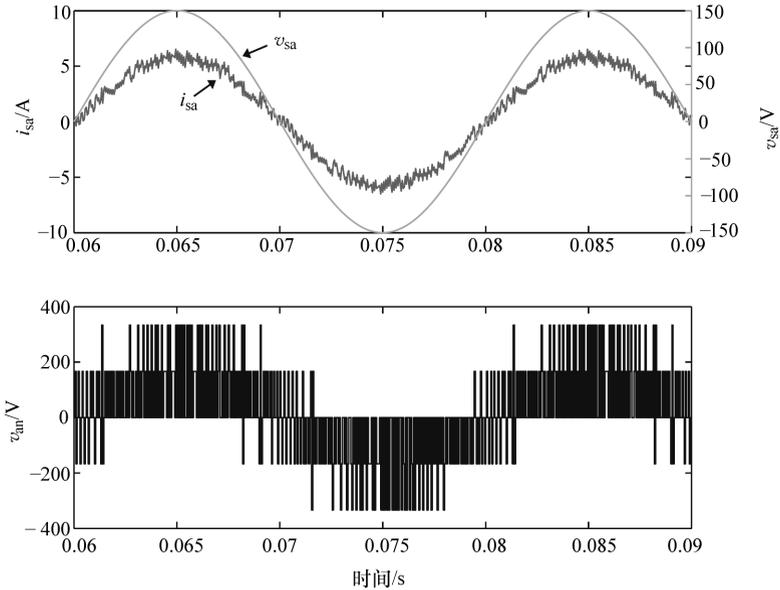


图 6.5 稳态下的输入电流、输入电压和变换器电压

如图 6.6 所示，阶跃负载是从一半负载到满负载，图中曲线反映了 AFE 的预测电流控制的性能。这里，输入电流控制的快速动态响应允许对负载阶跃响应进行快速补偿。如图 6.7 所示，即使是在瞬时响应过程中，输入电流与电源电压同相。

从整流操作到逆变操作的瞬时变化过程中，负载阶跃响应下的供电电压、输入电流和 DC 链电压的变化，如图 6.8 所示。在 0.1s 时刻，完成 DC 负载电流的阶跃变化，瞬间增高 DC 环节电压。这一在 DC 环节电压上的改变由电压控制器进行补偿。电压控制器导致参考电流的符号改变。可以看到，在 0.1s 时刻，输入电流相对于供电电压改变了 180°，并且维持了单位功率因数。

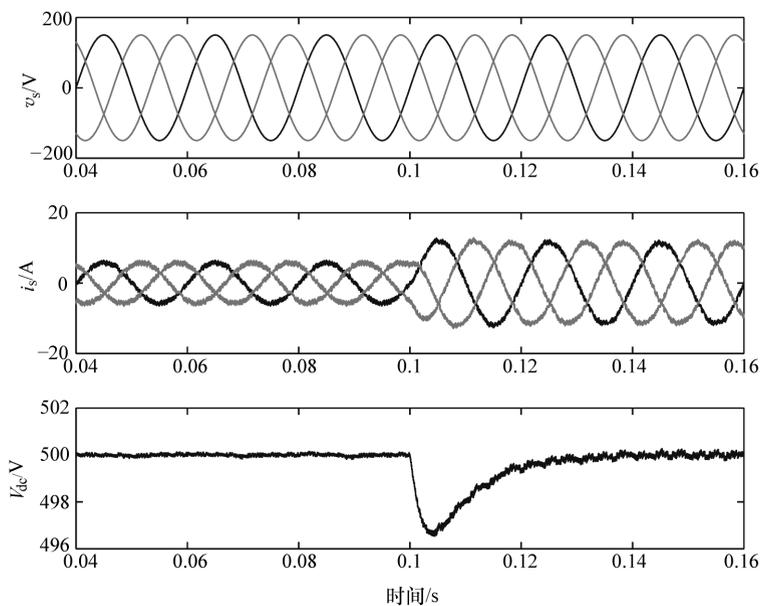


图 6.6 负载阶跃响应下的电源电压、输入电流和 DC 环节电压的变化

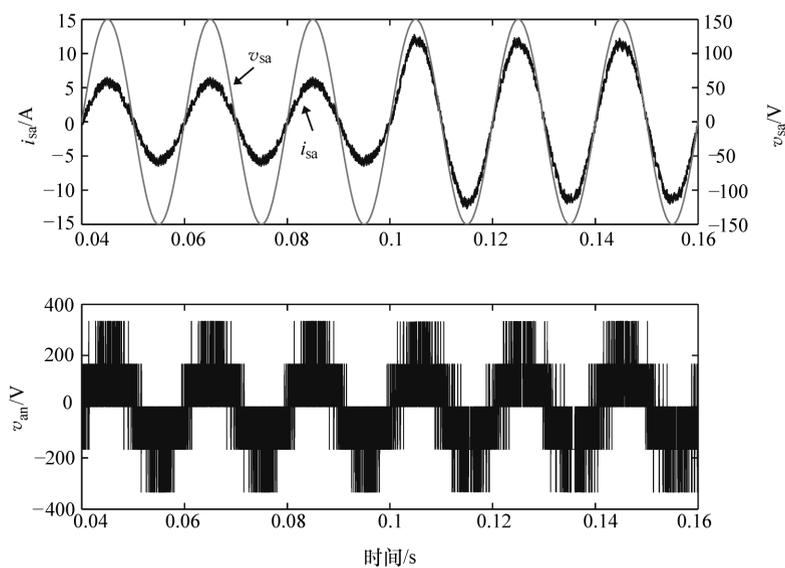


图 6.7 负载阶跃响应下的输入电流和变换器电压的变化

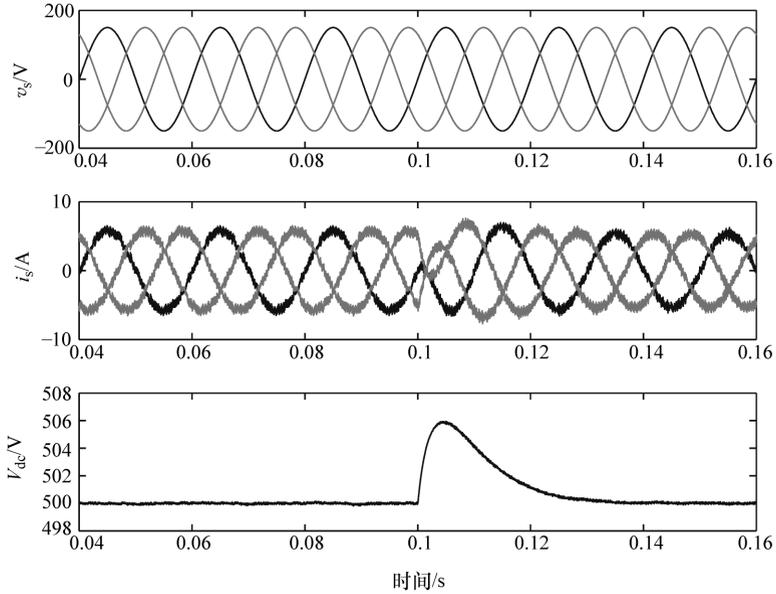


图 6.8 从整流操作到逆变操作的瞬态变化过程中，负载阶跃响应下的供电电压、输入电流和 DC 环节电压的变化

6.4 预测功率控制

通过使用整流器模型，并且结合瞬时功率原理^[7]，可以预测在变换器输入情况下输入有功功率和无功功率的性能。然后，通过定义合适的代价函数，可以直接控制在变换器和电网之间的功率潮流^[8]。

变换器的开关状态在相等时间间隔发生改变，并且其状态在整个采样间隔内保持恒定。在每一个采样间隔内，控制策略选择开关状态，并通过最小化代价函数来应用这一开关状态。

预测功率控制并没有内部控制环，同时也不需要外部调制器。通过直接控制有功功率和无功功率，对电流进行限定。

6.4.1 代价函数和控制方案

如图 6.9 所示，测量输入电流 $i_s(k)$ ，通过使用所应用的变换器电压 $v_{afe}(k)$ 对未来电流 $i_s(k+1)$ 进行计算。对于由 AFE 所产生的 7 个可能的电压矢量 v_{afe} 中的每一个都产生了未来电流 $i_s(k+1)$ 的预测值。通过使用式 (6.13) 和式 (6.14)，并使用这些预测去计算未来的输入有功功率和无功功率—— $P_{in}(k+1)$ 和 $Q_{in}(k+1)$ 。通过代价函数 g_{afe} 对 $P_{in}(k+1)$ 和 $Q_{in}(k+1)$ 的每一个值进行评价。

代价函数 g_{afe} 归纳了整流器所需要的特性：使无功功率误差最小，控制有功功率 P_{in} 并使之等于参考值 P_{in}^* 。

$$g_{\text{afe}} = |Q_{\text{in}}^* - Q_{\text{in}}(k+1)| + |P_{\text{in}}^* - P_{\text{in}}(k+1)| \quad (6.17)$$

对于 DC 环节电压调节，使用 PI 控制器实现。PI 控制器的输出符合对所需要用于补偿在 DC 环节电压上的误差。选定这一变量作为有功功率参考值 P_{in}^* 。

通常，将无功功率 Q_{in}^* 的参考值设为零，如图 6.9 所示。然而，在一些应用中，可能有不为零的其他值。

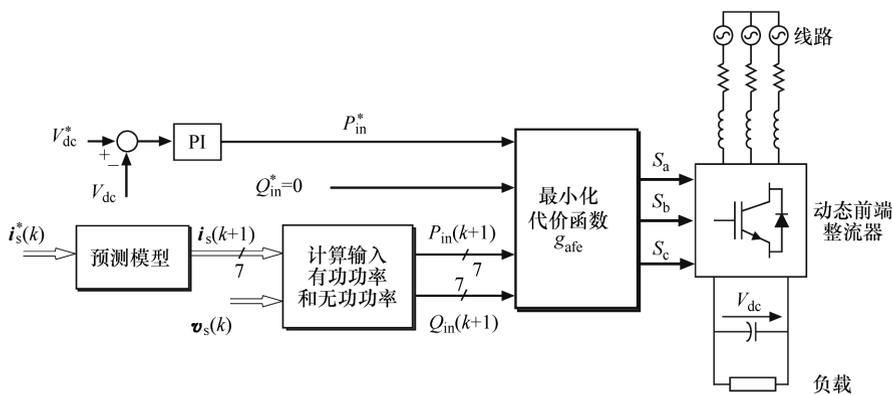


图 6.9 对于整流器的预测功率控制方案图 (Cortes 等, 2008©IEEE)

每一个可能的电压矢量 $\mathbf{v}_{\text{afe}}(k)$ 将产生代价函数 g_{afe} 的不同值。在下一个采样间隔中，将选择并应用使函数 g_{afe} 最小的电压矢量——也就是在输入功率中的误差。

下面介绍预测功率控制方法的性能。应用 5kW 的变换器进行仿真，采样时间为 $T_s = 50\mu\text{s}$ 进行控制。用于仿真的系统参数如下： $v_s = 150V_{\text{peak}}$ ， $L_s = 10\text{mH}$ ， $R_s = 100\text{m}\Omega$ ， $C = 470\mu\text{F}$ 。

通过在有功参考功率 P_{in}^* 中应用一步预测，检测整流器的功率控制性能。在这一测试过程中，不连接用于电压控制的外部 PI 控制器。如图 6.10a 所示，功率跟踪是非常快的，并且在有功功率和无功功率之间不存在耦合。如图 6.10b 所示，输入电流是正弦波，并且与线电压同相。

如图 6.11 所示，对于 DC 负载的阶跃变化预测是在电压控制环内部，预测直接功率控制的结果。系统可以很快地跟随由电压控制器产生的参考有功功率，并且不会影响无功功率。图中还给出了测试过程中的输入电流。

图 6.12 给出了在不同供电位移功率因数下的运行性能。参考无功功率 Q_{in}^* 从 -1000var 阶跃变化到 1000var 。在这一过程中，参考有功功率是常数，即 $P_{\text{in}}^* = 1500\text{W}$ 。图中，同样给出了在无功功率改变下的电压和电流之间的相移。

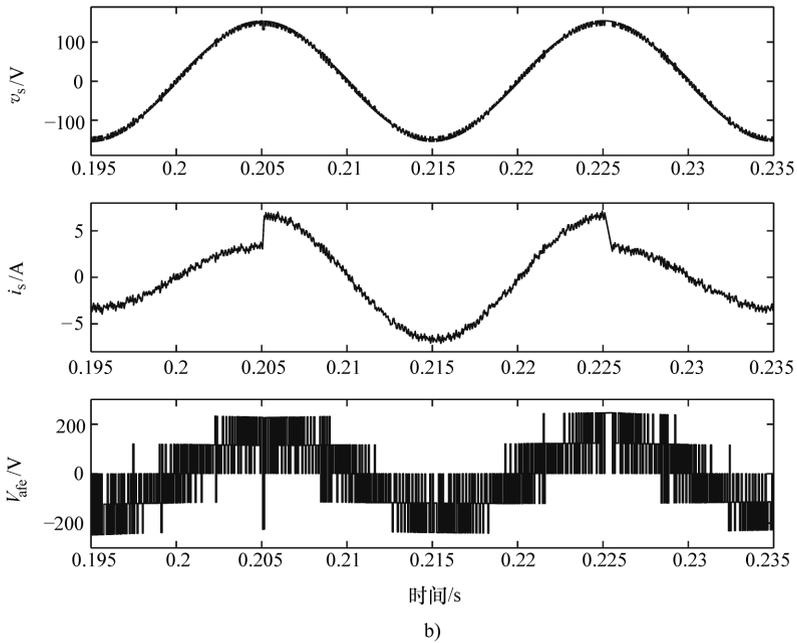
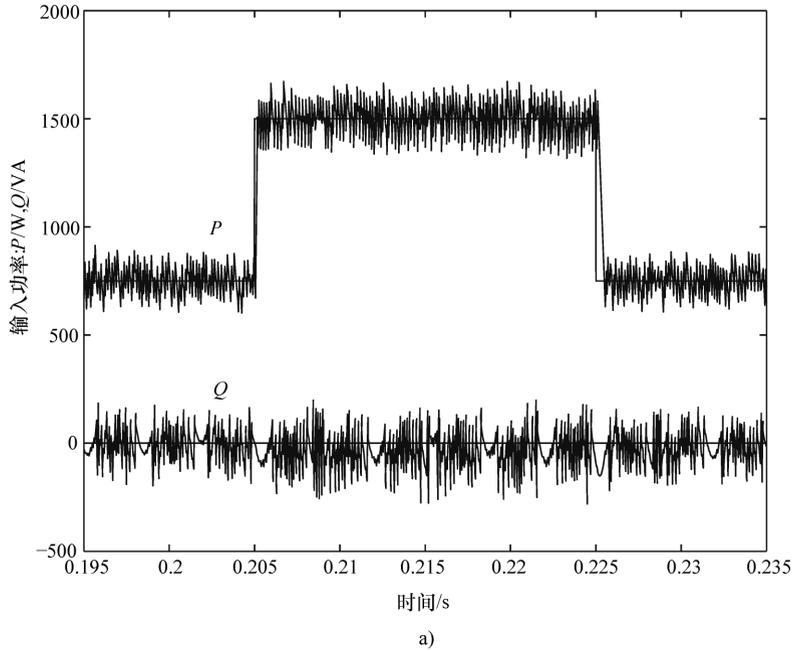


图 6.10 对于参考有功功率 P_{in}^* 从 750W 阶跃变化到 1500W 的

预测功率控制的性能 (Cortes 等, 2008©IEEE)

a) 有功功率和无功功率 b) 输入电压、输入电流和变换器电压

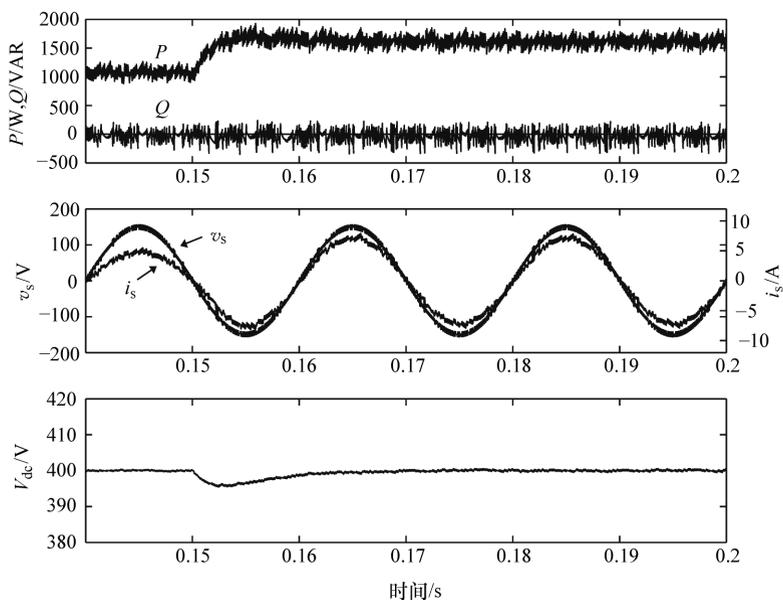


图 6.11 负载从 150Ω 阶跃变化到 100Ω 下的输入功率控制性能 (Cortes 等, 2008©IEEE)

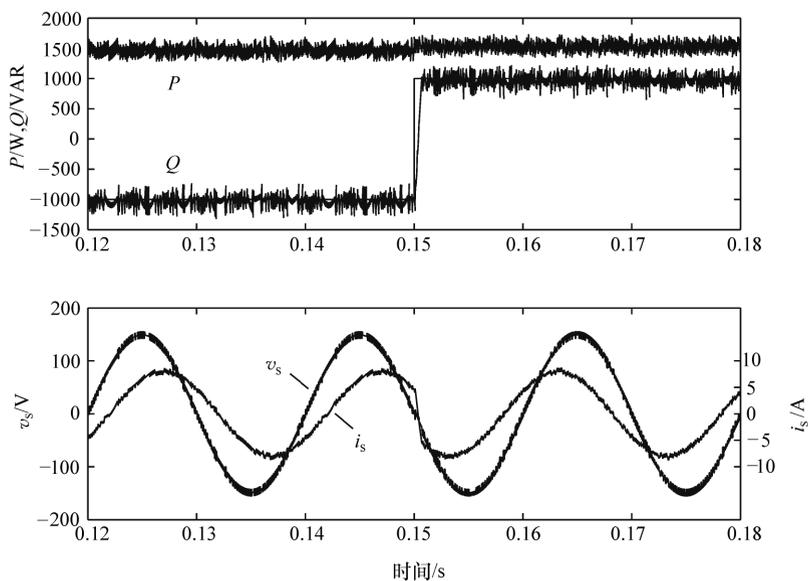


图 6.12 参考无功功率 Q_{in}^* 从 -1000var 阶跃变化到 1000var 的过程中不同的供电位移功率因数下的运行性能 (Cortes 等, 2008©IEEE)

6.5 AC - DC - AC 变换器的预测控制

本节给出了对 AC - DC - AC 的变换器使用模型预测控制的控制方案。图 6.13 给出了 AC - DC - AC 变换器模型。控制策略使代价函数最小。代价函数提出了变换器的性能需求。在逆变器一侧，使负载电流误差最小；而在输入侧，对有功功率和无功功率进行直接控制。

对 AC - DC - AC 变换器，在变换器控制方案中，可以考虑逆变器变量，以便改善输入 - 输出功率匹配，同时减少 DC 环节电压的波动。通过本章参考文献 [4] 提到的功率前馈，本章参考文献 [9] 提到的反馈线性化方法和本章参考文献 [10] 提到的主从方法对这一思想进行研究。本章参考文献 [11] 提到了变换器的预测控制应用。

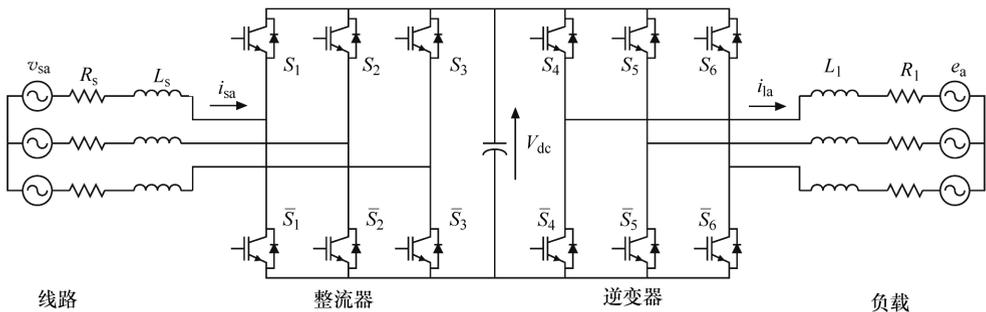


图 6.13 AC - DC - AC 变换器模型 (Rodriguez 等, 2005©IEEE)

6.5.1 逆变器侧控制

逆变器侧的控制与本书第 4 章提到的控制方案类似。通过使用负载模型预测负载电流，负载电流则由逆变器所产生的每一个可能的电压矢量的效果所代表。然后，通过使用代价函数 g_{inv} 去评价每一个预测。选择使这一函数最小的电压矢量，并在下一个采样周期内使用这一电压矢量。对于逆变器所要最小代价函数是在参考电流和预测电流之间的误差，在直角坐标系下的公式如下：

$$g_{inv} = |i_{1\alpha}^* - i_{1\alpha}^p| + |i_{1\beta}^* - i_{1\beta}^p| \tag{6.18}$$

式中， $i_{1\alpha}^*$ 和 $i_{1\beta}^*$ 为参考负载电流矢量 i_1^* 的实部和虚部； $i_{1\alpha}^p$ 和 $i_{1\beta}^p$ 为预测负载电流矢量 $i_1^p(k+1)$ 的实部和虚部。通过下面的离散化的时间公式，可以获得对于每一个电压矢量 v_{inv} 和采样时间 T_s 的预测负载电流矢量为

$$i_1^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_l T_s}{L_l}\right) i_1(k) + \frac{T_s}{L} (v_{inv}(k) + e(k)) \tag{6.19}$$

式中, 负载反电动势 e 可以通过使用如下公式给出的负载模型方程进行估计:

$$\hat{e}(k+1) = v_{\text{inv}}(k-1) - \frac{L_1}{T_s} i(k) - \left(R_1 - \frac{L_1}{T_s} \right) i(k-1) \quad (6.20)$$

对较小的采样周期 T_s , 可以假设 $e(k) \approx \hat{e}(k-1)$ 。

6.5.2 整流器侧控制

当正弦输入电流与其对应的负载线电压同相的时候, 对变流器侧控制的目的是调整 DC 环节电压。通过使用正确的代价函数 g_{afe} , 并使代价函数最小来完成这一任务。如本章前面所提出的, 这一代价函数可以表示为有功功率和无功率的函数以便预测功率控制:

$$g_{\text{afe}} = |Q_{\text{in}}^* - Q_{\text{in}}| + |P_{\text{in}}^* - P_{\text{in}}| \quad (6.21)$$

式中, Q_{in}^* 和 P_{in}^* 为所需要的输入有功功率和无功率; Q_{in} 和 P_{in} 为预测的输入有功功率和无功率, 这依赖于变流器的开关状态。

由于需要正弦输入电流与供电线电压同相, 输入参考无功功率 Q_{in}^* 必须为零。

通过调节输入参考功率 P_{in}^* 调整 DC 环节电压, 输入参考功率 P_{in}^* 将分为两个分量, 即

$$P_{\text{in}}^* = P_{\text{load}}^* + P_{\text{dc}}^* \quad (6.22)$$

式中, P_{load}^* 为由负载所获得的瞬态有功功率; P_{dc}^* 为由 DC 环节电容所获得的有功功率, 以便达到参考电压 V_{dc}^* 。在静态状态, P_{load}^* 是最重要的分量, 而在瞬态计算和在无模型损耗下的补偿 P_{dc}^* 具有更大的相关性。

6.5.3 控制方案

图 6.14 给出了 AC-DC-AC 变换器的预测控制图。对输入电流矢量 $i_s(k)$ 进行测量, 测取输入电流, 并根据 AFE 整流器产生的 7 个可能的电压矢量 v_{afe} 中的每一个矢量来产生未来电流的预测值 $i_s(k+1)$ 。通过使用离散时间方程式 (6.12) 对这些电流进行计算。

使用这些预测值去计算未来的输入有功功率 $P_{\text{in}}(k+1)$ 和无功率 $Q_{\text{in}}(k+1)$ 。通过使用式 (6.13) 和式 (6.14) 计算这些值。

为了计算参考有功功率 P_{in}^* , 需要对负载有功功率进行估计。通过下式使用负载参考电流和反电动势估计值获得有功功率的值:

$$P_{\text{load}}^* = R_1 i_1^* \bar{i}_1^* + \text{Re}\{ e \bar{i}_1^* \} \quad (6.23)$$

使用 PI 控制器调整 DC 环节电压。PI 的输出对应所需的功率, 以便补偿在 DC 环节电压上的误差, 将这一变量命名为 P_{dc}^* 。

图 6.15 所示的电气变量特性, 是参考负载电流的幅值阶跃变化下预测控制方法的性能。在 0.06s 负载电流幅值从 35A 变为 70A。逆变器电流以极快的速度

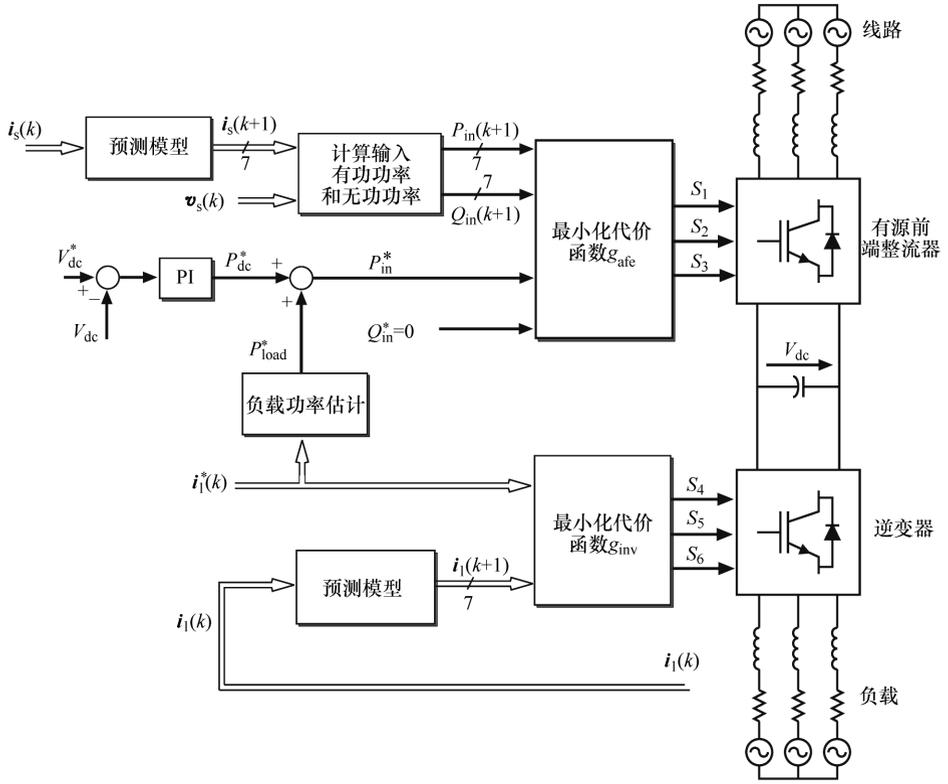


图 6.14 AC-DC-AC 变换器的预测控制图 (Rodriguez 等, 2005© IEEE)

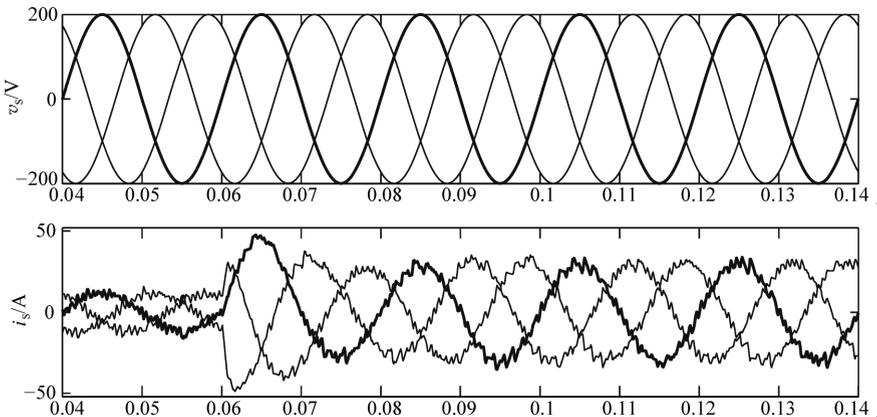


图 6.15 30Hz 的输出频率下的参考负载电流阶跃变化下的电气变量特性 (Rodriguez 等, 2005© IEEE)

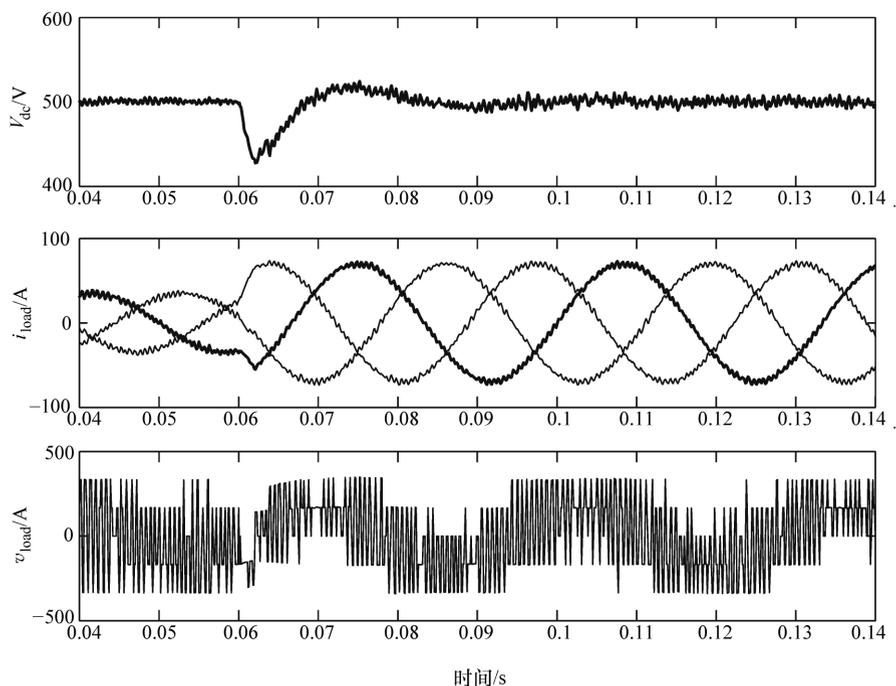


图 6.15 30Hz 的输出频率下的参考负载电流阶跃变化下的电气变量特性
(Rodriguez 等, 2005© IEEE) (续)

对在 DC 环节电压上产生衰减的变化进行响应, 这通过调节参考有功功率的 DC 环节控制器进行补偿。在瞬时响应过程中, 当电流保持正弦波并且和供电电压同相的时候, 输入电流也显示出快速动态特性。

如图 6.16 所示, 相同测试实验下得到了输入有功功率和无功功率的性能。当瞬时响应不影响无功功率的时候, 有功功率可以以快速的动态速度对参考功率变化进行响应。图 6.16 还给出了负载功率 P_{load} 和 PI 控制器的输出 P_{dc} 。

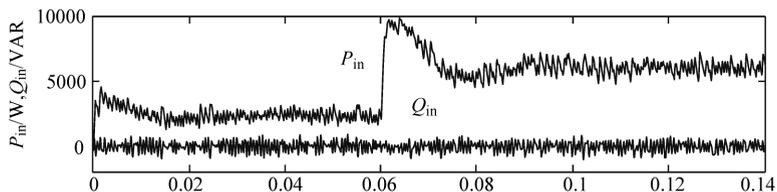


图 6.16 对于参考负载电流阶跃变化下输入功率、输出功率和 DC 环节功率
(Rodriguez 等, 2005©IEEE)

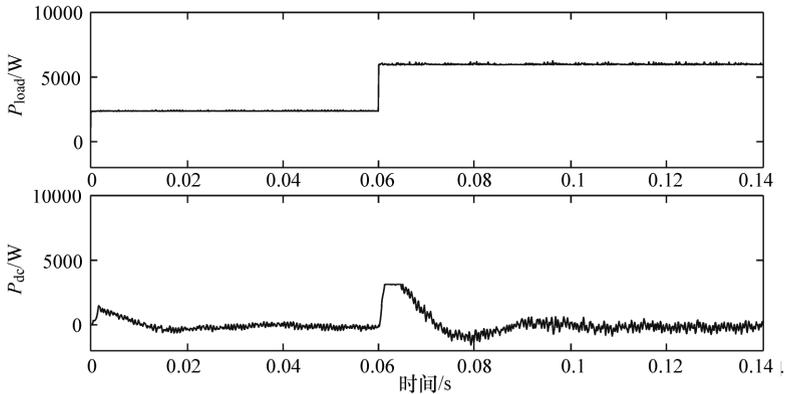


图 6.16 对于参考负载电流阶跃变化下输入功率、输出功率和 DC 环节功率 (Rodriguez 等, 2005©IEEE) (续)

6.6 总结

本章给出了两种预测控制方案：第一种是电压导向型控制方案，使用了对电网电流的预测控制策略；第二种是基于直接功率控制的控制方案，使用了在代价函数上的有功功率和无功功率误差。

对于电流或者功率来说，两种控制方法构成了内控制环；对于 DC 环节来说构成了电压外控制环。未来研究的挑战是在预测控制方法中将 DC 环节电压控制包括进来，避免使用级联结构。

本章也描述了在逆变驱动应用中使用预测功率控制。这一应用也考虑到了对逆变器侧的预测电流控制器和对整流器的前馈环路。

参考文献

- [1] N. Mohan, T. Underland, and W. Robbins, *Power Electronics*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [2] J. Rodríguez, J. Dixon, J. Espinoza, J. Pont, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 5–22, February 2005.
- [3] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, and A. M. Trzynadlowski, "A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1390–1396, November 2003.
- [4] T. G. Habetler, "A space vector-based rectifier regulator for AC/DC/AC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 30–36, January 1993.
- [5] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, May/June 1998.
- [6] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 2, pp. 447–454, April 2004.
- [7] H. Akagi, E. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, IEEE Press Series on Power Engineering. John Wiley & Sons, Inc. 2007.

- [8] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct power control of an AFE using predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, September 2008.
- [9] J. Jung, S. Lim, and K. Nam, "A feedback linearizing control scheme for a PWM converter-inverter having a very small DC-link capacitor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, pp. 1124–1131, September/October 1999.
- [10] N. Hur, J. Jung, and K. Nam, "A fast dynamic DC-link power-balancing scheme for a PWM converter-inverter system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 4, pp. 794–803, August 2001.
- [11] J. Rodríguez, J. Pontt, P. Correa, P. Lezana, and P. Cortés, "Predictive power control of an AC/DC/AC converter," in Conference Record of the Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting, vol. 2, October 2005, pp. 934–939.

第 7 章 矩阵变换器的控制

7.1 引言

矩阵变换器 (Matrix Converter, MC) 是一种单级功率变换器, 可以从 n 相电源中直接至 m 相负载 (即 $n \times m$ MC), 而不需要能量存储设备^[1]。

MC 的主要特性如下:

- 1) 功率电路十分紧凑。
- 2) 可以把高质量的电压和电流送入负载, 而在频率上没有限制。
- 3) 可以产生正弦输入电流, 并且电路运行在单位功率因数。
- 4) 可以控制功率从电源流向负载, 也可以使控制功率反向流动。这意味着这种变换器十分适合再生性负载。

这些是理想逆变器的特性, 也是为什么我们对这一拓扑结构的电路十分感兴趣的原因。近三十年对这一拓扑结构的电路进行了广泛的研究, Venturini 和 Alesina 进行了开拓性的研究工作^[2,3]。本章中将结合矩阵变换器的工作原理, 介绍预测控制方法对负载电流和输入电流波形控制的应用。

7.2 系统的模型

7.2.1 矩阵变换器模型

图 7.1 给出了 MC 功率电路。这种电路使用了一系列的双向开关将三相功率电源与三相负载直接相连, 这就是 3×3 的 MC。如图 7.1 所示, 每一个双向开关由两个功率晶体管组成, 与功率晶体管并联连接的二极管是反向的。

MC 通过输入滤波器 L_f 、 R_f 、 C_f 与三相电源进行连接。这些滤波器有以下两点用途:

- 1) 避免由于电流 i_{eu} 、 i_{ev} 、 i_{ew} 的快速变换, 功率电源 (图 7.1 中没有标明) 短路阻抗产生过电压。
- 2) 消除在输入电流 i_u 、 i_v 、 i_w 上的高频谐波。

图 7.1 中, 将每一个双向开关定义为变量 S_{xy} 。其中, $x \in [u, v, w]$, $y \in [a, b, c]$ 。每一个双向开关的导通状态仅由其控制信号值唯一决定。对于开关 xy 的转换函数, 定义为 S_{xy} 。 $S_{xy} = 1$ 意味着开关 xy 是工作状态、闭合状态或是导

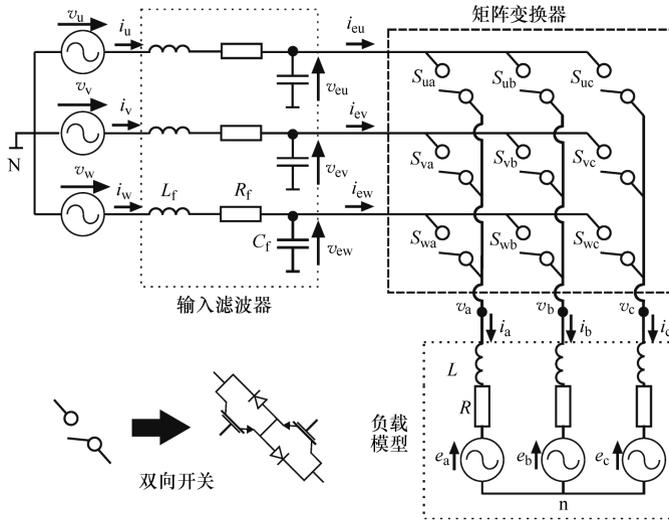


图 7.1 MC 功率电路

通状态, $S_{xy} = 0$ 意味着开关 xy 是非工作状态、开路状态或是高阻状态。

必须指出, 不能突然中断负载电流, 这是由于负载的感性特性将产生过电压从而破坏电路器件。此外, 对开关的操作不能短路两个输入线, 这是由于这样将产生短路电流。这些限制可以由以下的公式进行数学表示:

$$S_{uy} + S_{vy} + S_{wy} = 1 \quad \forall \quad y \in \{a, b, c\} \quad (7.1)$$

相对于中性点 N , 负载和 MC 输入电压之间的关系可以如下表示:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} S_{ua} & S_{va} & S_{wa} \\ S_{ub} & S_{vb} & S_{wb} \\ S_{uc} & S_{vc} & S_{wc} \end{bmatrix}}_T \cdot \begin{bmatrix} v_{eu}(t) \\ v_{ev}(t) \\ v_{ew}(t) \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

式中, T 为瞬态转移矩阵。

输入和负载可以表示为矢量形式:

$$\mathbf{v}_o = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_i = \begin{bmatrix} v_{eu}(t) \\ v_{ev}(t) \\ v_{ew}(t) \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

使用式 (7.3) 的定义, 电压的关系可以由下式给出:

$$\mathbf{v}_o = T \cdot \mathbf{v}_i \quad (7.4)$$

对开关应用基尔霍夫电流定律, 可以获得下面的公式:

$$\begin{bmatrix} i_{eu}(t) \\ i_{ev}(t) \\ i_{ew}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} S_{ua} & S_{ub} & S_{uc} \\ S_{va} & S_{vb} & S_{vc} \\ S_{wa} & S_{wb} & S_{wc} \end{bmatrix}}_{T^T} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

考虑到电流矢量：

$$\mathbf{i}_i = \begin{bmatrix} i_{eu}(t) \\ i_{ev}(t) \\ i_{ew}(t) \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_o = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

电流公式如下：

$$\mathbf{i}_i = T^T \cdot \mathbf{i}_o \quad (7.7)$$

式中， T^T 是矩阵 T 的转秩。

7.2.2 矩阵变换器工作原理

双向开关以极高的开关频率完成通断的操作，将产生频率和幅值变化的低频电压。通过达到图 7.2 所示的开关方式完成这一目标。通过对输入电压打开和闭合双向开关完成采样同步负载电压的低频分量。

如果将 t_{ij} 定义为在开关 S_{ij} 闭合（工作）过程中的时间，时间 T 是采样间隔，可以将负载电压的低频分量表示为

$$\bar{v}_{jN}(t) = \frac{t_{uj} \cdot v_{eu}(t) + t_{vj} \cdot v_{ev}(t) + t_{wj} \cdot v_{ew}(t)}{T} \quad j \in \{a, b, c\} \quad (7.8)$$

式中， $\bar{v}_{jN}(t)$ 为输出相 j 的低频分量（由一个采样间隔 T 所计算的平均值）。

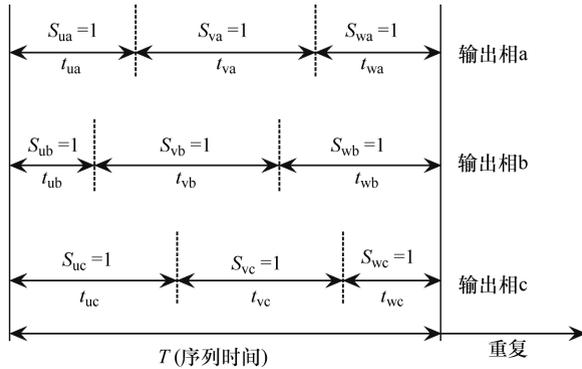


图 7.2 MC 的开关方式

例如，从图 7.2 所示可以看出，通过在时间段 t_{ua} 内传递负载电压 v_{eu} 、在时间段 t_{va} 内传递电压 v_{ev} 以及在时间段 t_{wa} 内传递负载电压 t_{wa} ，产生 a 相的电压。

必须限制导电时间，即

$$T = t_{uj} + t_{vj} + t_{wj} \quad \forall j \in \{a, b, c\} \quad (7.9)$$

通过定义占空比：

$$m_{uj}(t) = \frac{t_{uj}}{T}, m_{vj}(t) = \frac{t_{vj}}{T}, m_{wj}(t) = \frac{t_{wj}}{T} \quad (7.10)$$

同时，扩展式 (7.8) 每一相，可以获得下面的公式：

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{aN}(t) \\ \bar{v}_{bN}(t) \\ \bar{v}_{cN}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} m_{ua}(t) & m_{va}(t) & m_{wa}(t) \\ m_{ub}(t) & m_{vb}(t) & m_{wb}(t) \\ m_{uc}(t) & m_{vc}(t) & m_{wc}(t) \end{bmatrix}}_{M(t)} \cdot \begin{bmatrix} v_{eu} \\ v_{ev} \\ v_{ew} \end{bmatrix} \quad (7.11)$$

$$\bar{\mathbf{v}}_o = \begin{bmatrix} \bar{v}_{aN} \\ \bar{v}_{bN} \\ \bar{v}_{cN} \end{bmatrix} \quad (7.12)$$

$$\bar{\mathbf{v}}_o(t) = M(t) \cdot \mathbf{v}_i(t) \quad (7.13)$$

式中, $\bar{\mathbf{v}}_o(t)$ 为低频输出电压矢量; $\bar{\mathbf{v}}_i(t)$ 为瞬态输入电压矢量; $M(t)$ 为 MC 的低频转移矩阵。

考虑到输入电流的类似过程, 可以表示为

$$\bar{\mathbf{i}}_i(t) = M^T(t) \cdot \mathbf{i}_o(t) \quad (7.14)$$

式中, $\bar{\mathbf{i}}_i(t)$ 为输入电流矢量的低频分量; $M^T(t)$ 为矩阵 $M(t)$ 的转秩。

7.2.3 开关的转换

电流从一个双向开关转换到另一个双向开关并不容易, 这是由于半导体导通和关断的时候不可能获得一致的动态特性。如果一个开关导通过快, 那么变换器的输入侧将会产生短路。另一方面, 如果开关关断太慢, 在负载上的电流就会中断, 从而产生过电压。

通过引入基于电流和/或电压诊断的高智能转换方法可以解决这一问题, 这种诊断可以使转换十分安全。本书并不对这些方法进行说明, 读者可以从本章参考文献 [1] 中找到相关的说明。

7.3 经典控制: Venturini 方法

三相电源的正弦电压可以由下式表示:

$$\mathbf{v}_i(t) = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \cos(\omega_i t) \\ V_i \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ V_i \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (7.15)$$

在负载侧产生所需的电压, 负载电压是低频分量, 可以表示为

$$\bar{v}_o(t) = \begin{bmatrix} \bar{v}_{aN}(t) \\ \bar{v}_{bN}(t) \\ \bar{v}_{cN}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_o \cos(\omega_o t) \\ V_o \cos(\omega_o t + 2\pi/3) \\ V_o \cos(\omega_o t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (7.16)$$

忽略输入滤波器的存在，输入电压幅度和输出电压幅度之间的关系可以表示为

$$V_o = qV_i \quad (7.17)$$

式中， q 为电压增益。

考虑到 MC 的典型负载有低通特性，输出电流为

$$\mathbf{i}_o(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_o \cos(\omega_o t + \phi) \\ I_o \cos(\omega_o t + 2\pi/3 + \phi) \\ I_o \cos(\omega_o t + 4\pi/3 + \phi) \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

为了在单位功率因数下进行操作，必须控制全部开关产生如下的输入电流（基波分量）：

$$\bar{\mathbf{i}}_i(t) = \begin{bmatrix} \bar{i}_u \\ \bar{i}_v \\ \bar{i}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_i \cos(\omega_i t) \\ I_i \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ I_i \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

MC 并不存储能量，并且出于这一原因，输入功率 P_i 和输出功率 P_o 必须时刻相等，即

$$P_i = \frac{3V_i I_i}{2} = \frac{3qV_i I_o \cos(\phi)}{2} = P_o \quad (7.20)$$

有了这些基本的定义，考虑到由式 (7.15) ~ 式 (7.20) 产生限制条件，调整器的任务是找到低频转移矩阵 $M(t)$ ，使式 (7.13) 和式 (7.7) 成立。

从本章参考文献 [1, 3] 中可以获得对于矩阵 $M(t)$ 的解，并且可以简化成十分紧凑的表达式，即

$$m_{ij} = [1 + 2v_{iN}(t) + \bar{v}_{jN}(t)/V_i^2] \quad (7.21)$$

式中， $i \in \{u, v, w\}$ ， $j \in \{a, b, c\}$ 。

可以将 MC 的调整步骤假设为如下几步：

- 1) 测取电网电压 v_{iN} 和所需的参考电压 $v_{jref} = v_{jN}$ 。
- 2) 使用式 (7.21) 构建低频转移矩阵 $M(t)$ 。
- 3) 使用式 (7.10) 计算 9 个开关 t_{ij} 的导通时间。
- 4) 双向开关产生门级驱动脉冲。

如图 7.3 所示，通过 Venturini 方法控制的 MC 运行。可以看到，通过使用电

网的全部三相电压可以对电压 v_{aN} 进行同步。负载电流 i_a 是完整正弦的，仅有很小的纹波，可以通过增加开关频率在很大程度上减小这一纹波。

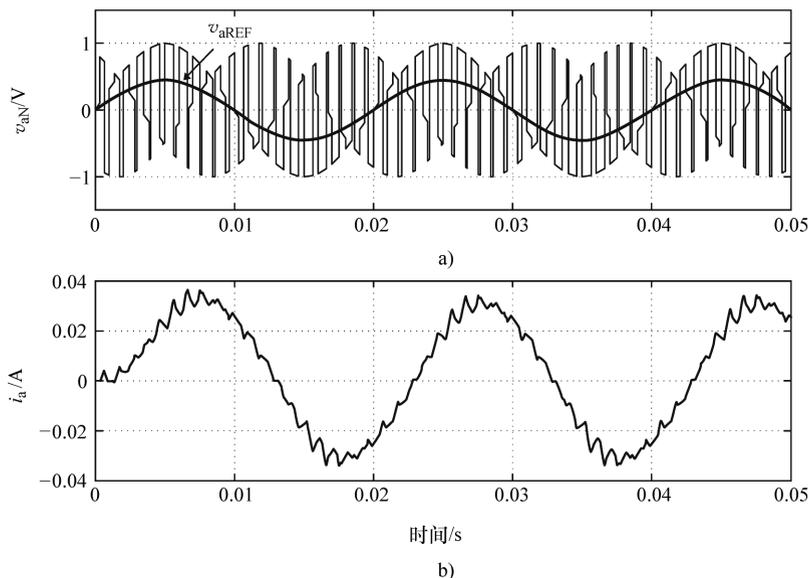


图 7.3 通过 Venturini 方法产生的输出电压 v_{aN} 和输出电流 i_a

图 7.4 给出了通过 Venturini 方法产生的输入电压和输入电流。可以看到，输入电流 i_{eu} 具有很强的换相能力。并且，由于滤波器作用，可以完全消除来自于 i_u 的这种突变。

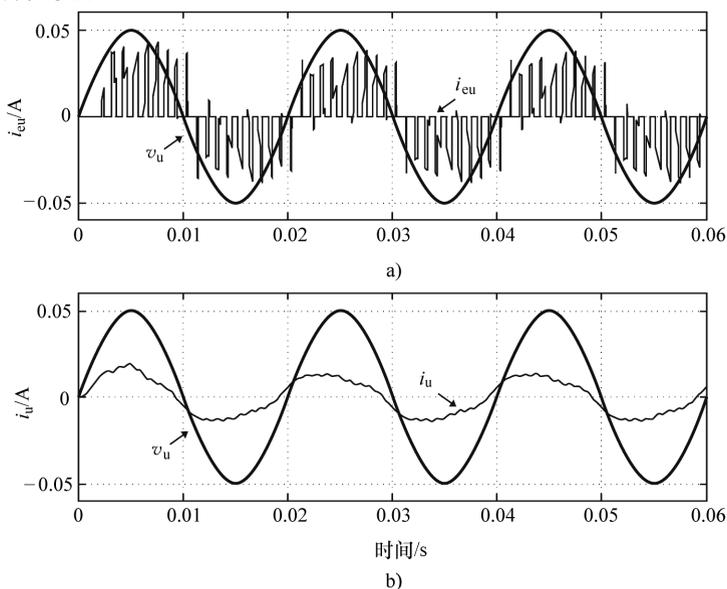


图 7.4 通过 Venturini 方法产生的输入电压和输入电流

可以在 MC 上应用空间矢量调整。本书不对这一技术进行介绍，但是读者可以从本章参考文献 [1, 4] 中获得更多的相关信息。

7.4 矩阵变换器的预测电流控制

7.4.1 为预测控制产生的矩阵变换器模型

7.4.1.1 矩阵变换器模型

为了预测控制的需要，MC 的模型要十分简单：这里仅考虑了与输入和输出的电流和电压瞬时值有关系的式 (7.2) 和式 (7.5)。基于式 (7.1) 所给出的限制条件，对于变量的预测，仅考虑 MC 中的 27 个不同的开关状态。

7.4.1.2 负载模型

在这种情况下，其目标是，对于 MC 的 27 个不同的开关状态中的每一种获得一个公式去预测在下一个采样间隔内的负载电流。图 7.1 所示的阻感动态负载公式如下：

$$L \frac{d\mathbf{i}_o(t)}{dt} = \mathbf{v}_o(t) - R\mathbf{i}_o(t) - \mathbf{e}(t) \quad (7.22)$$

式中， L 和 R 为负载的电感和电阻； \mathbf{e} 为感应电势 (Electromotive Force, EMF)。这一负载模型是通用的，这是因为它包括了广泛的应用范围，如无功电感负载、电机及与电网联系的变换器。

对于输出电流的导数的近似值，有

$$\frac{d\mathbf{i}_o}{dt} \approx \frac{\mathbf{i}_o(k+1) - \mathbf{i}_o(k)}{T_s} \quad (7.23)$$

式中， T_s 为采样周期，可以将式 (7.22) 代入式 (7.23) 中，获得预测负载电流的公式：

$$\mathbf{i}_o(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right)\mathbf{i}_o(k) + \frac{T_s}{L}(\mathbf{v}_o(k) - \hat{\mathbf{e}}(k)) \quad (7.24)$$

式中， $\mathbf{i}_o(k+1)$ 为在不同的电压值 $\mathbf{v}_o(k)$ 下 $k+1$ 采样时刻的预测电流值。可以针对变换器全部的 27 个开关状态计算相应的负载电压矢量 $\mathbf{v}_o(k)$ 。

通过对当前值和过去值进行二阶插值，或是基于采样时刻认为 $\mathbf{e}(k-1) \approx \mathbf{e}(k)$ ，对当前的负载反电动势 $\mathbf{e}(t)$ 进行估算。

7.4.1.3 输入滤波器模型

基于图 7.1 所示的电路，通过下面的连续时间公式可以对输入滤波器模型进行描述：

$$\mathbf{v}_s(t) = \left(R_f \mathbf{i}_s(t) + L_f \frac{d\mathbf{i}_s(t)}{dt}\right) + \mathbf{v}_i(t) \quad (7.25)$$

$$\mathbf{i}_s(t) = \mathbf{i}_i + C_f \frac{d\mathbf{v}_i(t)}{dt} \quad (7.26)$$

式中, L_f 和 R_f 为线路和滤波器的节点电感和电阻; C_f 为滤波器的电容。

$$\mathbf{v}_s(t) = 2/3(v_u + \mathbf{a}v_v + \mathbf{a}^2v_w)$$

$$\mathbf{i}_s(t) = 2/3(i_u + \mathbf{a}i_v + \mathbf{a}^2i_w)$$

可以将连续时间系统的公式重写成如下形式:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1/C_f \\ -1/L_f & -R_f/L_f \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_c} \mathbf{x}(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1/C_f \\ 1/L_f & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_c} \mathbf{u}(t) \quad (7.27)$$

式中

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_i(t) \\ \mathbf{i}_s(t) \end{bmatrix} \quad \text{同时, } \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_s(t) \\ \mathbf{i}_i(t) \end{bmatrix} \quad (7.28)$$

当把零阶保持输入应用于式(7.27)所描述的状态空间形式的连续时间系统时,可以得出离散状态空间模型。考虑到采样时刻 T_s , 从式(7.27)中可以导出离散时间系统:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_q \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_q \mathbf{u}(k) \quad (7.29)$$

式中

$$\mathbf{A}_q = e^{\mathbf{A}_c T_s} \quad \text{同时, } \mathbf{B}_q = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_c(T_s - \tau)} \mathbf{B}_c d\tau \quad (7.30)$$

可以参见本章参考文献 [5] 获得在此分析中所使用的采样数据系统和原理的更多细节。在采样时刻, 离散时间变量将与连续时间变量匹配。一个较方便的办法是可以通过 MATLAB 中的函数 “c2d (): conversion of continuous - time models to discrete time” 获得离散模型。为了预测干线电流, 必须从式(7.29)求解 $\mathbf{i}_s(k+1)$, 有

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s(k+1) &= \mathbf{A}_q(2,1) \mathbf{v}_e(k) + \mathbf{A}_q(2,2) \mathbf{i}_s(k) \\ &+ \mathbf{B}_q(2,1) \mathbf{v}_s(k) + \mathbf{B}_q(2,2) \mathbf{i}_e(k) \end{aligned} \quad (7.31)$$

这样, 该方法可以使用这一模型去预测依赖于 \mathbf{i}_i 的 \mathbf{i}_s 值。那么必须对每一种开关状态使用式(7.5)计算 \mathbf{i}_i 的值。

7.4.1.4 瞬时无功功率

在三相电网中, 考虑瞬态无功功率的因素可以改进 MC 的特性。

通过以下公式可以计算这一无功功率^[6]:

$$Q = \text{Im} \{ \mathbf{v}_s(t) \cdot \bar{\mathbf{i}}_s(t) \} \quad (7.32)$$

式中, $\text{Im} \{ \}$ 对应于矢量积的虚部; $\bar{\mathbf{i}}_s(t)$ 为 $\mathbf{i}_s(t)$ 的复共轭。

可以通过下式预测瞬时无功功率:

$$Q(k+1) = \text{Im} \{ \mathbf{v}_s(k+1) \cdot \bar{\mathbf{i}}_s(k+1) \} \\ = v_{s\beta}(k+1)i_{s\alpha}(k+1) - v_{s\alpha}(k+1)i_{s\beta}(k+1) \quad (7.33)$$

式中，角标 α 和 β 为伴随矢量的实部和虚部分量。可以从式 (7.31) 中获得输入电流 $\mathbf{i}_s(k+1)$ 的预测值。线电压是低频信号，可以认为 $\mathbf{v}_s(k+1) \approx \mathbf{v}_s(k)$ 。

7.4.2 输出电流控制

图 7.5 所示的 MC 的预测电流控制方法框图，是考虑到用异步电机作为负载的情况。用负载模型和滤波器模型来计算 MC 的 27 个开关状态的输出电流的未来预测值。基于这些预测，使用代价函数去选择应用于变换器的最优开关状态。

代价函数 g 代表了评价标准，通过这种标准，控制方法来确定应用于下一个采样周期的最优开关状态。通过对每一个有效的开关状态评价使函数 g 最优化过程。但是，在确定将要代表代价函数的方程之前，需要定义变换器必须取得的目标。MC 必须提供负载与参考值最接近的电流值，同时，允许对输入电流进行控制以便获得较低的谐波畸变和调整功率因数。由于所给出方法具有多样性，使未来的研究具有更广泛的范围，因此可以在代价函数中包括其他目标值。

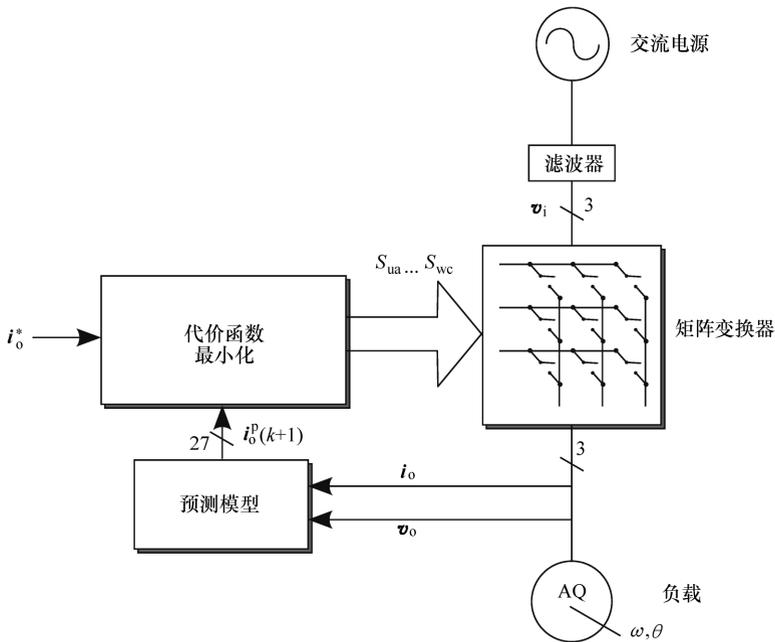


图 7.5 MC 预测电流控制方法的框图

反映在代价函数中的目标之一，是对负载参考电流进行跟踪。应该选择能够产生与参考电流值更为接近的输出电流值的开关状态。可以通过设定与参考值不

同的代价或是惩罚来实现，用代价函数可表示为

$$g_1 = |i_{o\alpha}^*(k+1) - i_{o\alpha}^p(k+1)| + |i_{o\beta}^*(k+1) - i_{o\beta}^p(k+1)| \quad (7.34)$$

式中，电流 $i_{o\alpha}^*$ 和 $i_{o\beta}^*$ 分别为参考电流矢量 i^* 的实部和虚部；电流 $i_{o\alpha}^p$ 和 $i_{o\beta}^p$ 分别为通过对给定开关状态使用式 (7.24) 所计算得到的预测电流矢量 $i^p(k+1)$ 的实部和虚部。

下面给出了对于一个由 $18\text{kV} \cdot \text{A}$ 的 MC 驱动 11kW 异步电机时，该 MC 的预测控制方法特性。

没有对无功功率进行控制下所实施的预测方法对输出电流表现出很好的参考跟踪特性，如图 7.6 所示。然而输入电流有很大畸变，同时，输入功率因数不受控。

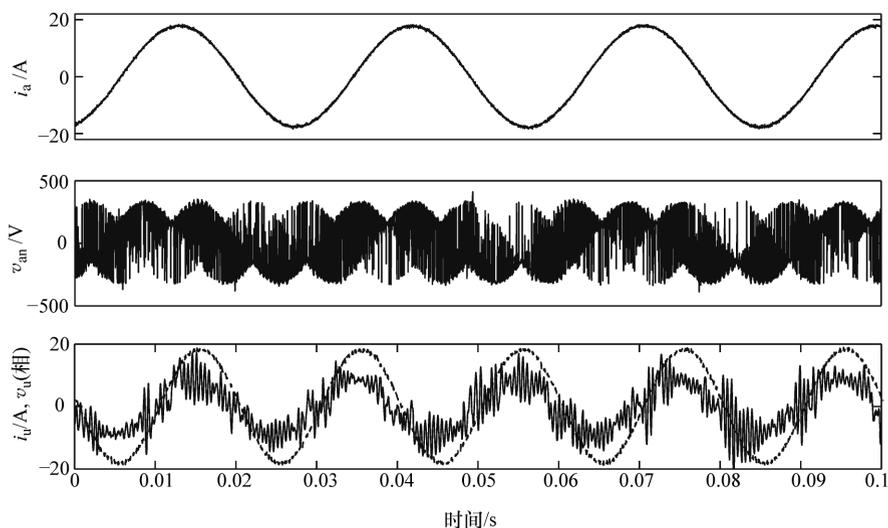


图 7.6 没有输入无功功率控制时负载电流控制的静态状态 (Vargas 等, 2008©IEEE)

对于再生的情况而言，MC 的一个优点是功率是从负载流向电网的。在再生条件下，图 7.7 所示是没有调整输入功率因数的电流控制下 MC 运行得到的静态状态。可以看出，当输入电流失真时，输出电流控制保持了很好的性能。

7.4.3 在输入无功功率最小条件下的输出电流控制

除了对输出电流进行控制，MC 可以控制来自于电源中的输入电流。由于 MC 不能存储能量，因此需通过无功功率流动来确定幅值。通过相对复杂的方法，绝大多数调整方法可以实现在单位功率因数工作条件下的目标^[7,8]。但要在感性功率因数或容性功率因数下使用，将大大提高方法的复杂性^[9-11]。应用预测控制方法，控制无功功率 Q 的目标可以通过定义开关状态的惩罚函数方便地

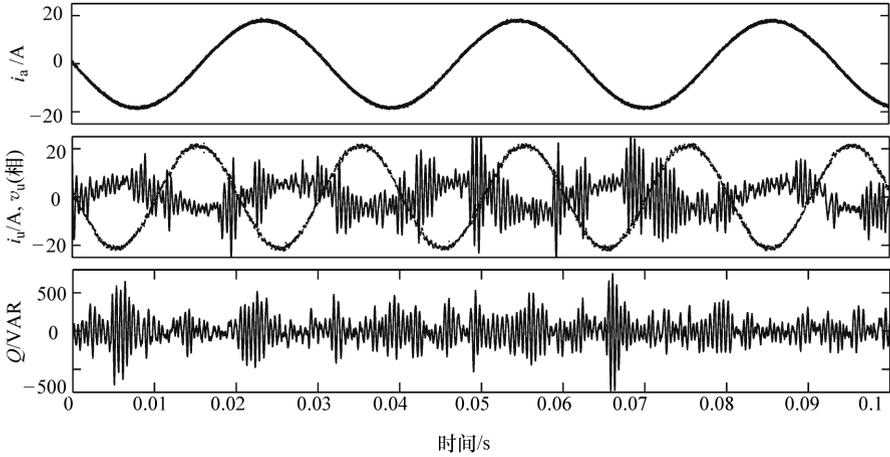


图 7.7 没有输入无功功率控制时再生运行的静态状态 (Vargas 等, 2008©IEEE)

实现, 这些开关状态产生不同于参考值的无功功率 Q 的预测量^[12,13], 公式如下:

$$g_2 = |Q^* - Q^p(k + 1)| \tag{7.35}$$

从式 (7.33) 得到的每一种有效的开关状态, 可以获得预测的无功功率 Q^p 值。可以从外部获得参考值 Q^p , 以便在容性、感性或是单位功率因数下工作, 如图 7.5 所示。多数应用需要单位功率因数, 因此 $Q^* = 0$, 并且 $g_2 = |Q^p|$ 。但是, 与其他调制方法相比, 该方法通过一种十分简单的方式提供了另一种选择, 去控制代价函数 g ^[9-11]。

仅通过增加 g_1 和 g_2 就可以获得反映目标、输出电流和无功输入功率控制的代价函数, 因而得到

$$g = |i_{\alpha\alpha}^* - i_{\alpha\alpha}^p| + |i_{\alpha\beta}^* - i_{\alpha\beta}^p| + A |Q^* - Q^p| \tag{7.36}$$

式中, 权重系数 A 处理每一个目标的相关性。为了处理在 g 中所表示项的不同单位, A 必须用 V^{-1} 作为单位。

图 7.8 给出了在输入无功功率最小值下对 MC 的预测电流控制框图。与图 7.5 所示的控制方法相比, 增加了输入滤波器模型, 同时代价函数是由式 (7.36) 得到。

更高的 A 值暗示着对于控制功率因数或是在输出参考电流上的无功输入功率具有较高的相关性。下面主要讨论选择 A 值的标准。

7.4.3.1 权重系数 A 的选择

在预测电流控制器中, 权重系数 A 是唯一一个需要被调整的参数。对于这一类型参数的调整仍旧是研究的热点问题。可以在一些实例中找到最优值。在这

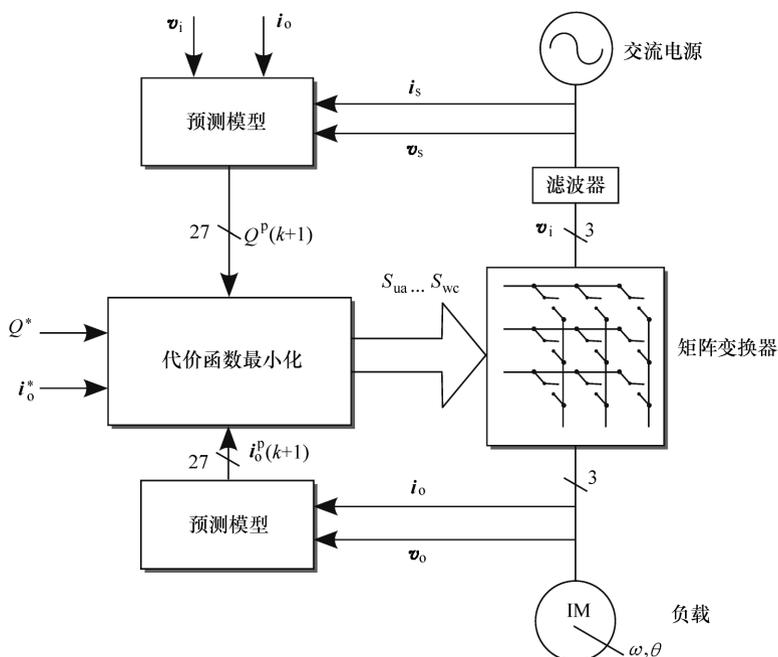


图 7.8 在输入无功功率最小值下对 MC 的预测电流控制框图

些实例中，系统没有约束条件并且具有特定结构的代价函数^[14]。对于具有有限数量控制特性、有限输入集合或状态表的系统，调节参数的一种方法是通过仿真去简单评价特定系统变量的性能以便确定最佳值。

对于给出的基于 MC 的系统，评价预测电流控制方法的关键变量是输出和输入的全部谐波失真，或是线电流的整体谐波失真（Total Harmonic Distortion, THD）。为了进行评价，通过 400 次仿真进行了穷举，仿真采用了 $0 \sim 0.007V^{-1}$ 范围每一个权重系数 A 的等距离值。如前所述，为了选择权重系数，观察和评估的变量是输入和输出电流的 THD。图 7.9 给出了应用穷举法评价并选择参数 A 。

如同预期的，当权重系数 A 增加的时候，输入电流的 THD 急剧降低，其值在权重系数 $A = 0.002V^{-1}$ 附近 5% 的范围内。在这一权重系数 A 的值之外，没有更进一步的剧烈降低。另一方面，作为一种平衡，当权重系数 A 增加的时候，代价函数中的无功功率具有更重要意义，引起输出电流的 THD 增加。虽然在评价的范围值之内输出电流的 THD 仍旧较低，并不认为其值从 0.09% 到 0.14% 是一个较高的数值，但是在两种电流情况下取得较低的畸变仍旧是一种理想的情况。出于这一原因，设置权重系数 $A = 0.0045V^{-1}$ ，以便选择远离输入电流的 THD 急剧增加的范围（ $A = 0.002V^{-1}$ 以下），确保在输出电流上有较低的 THD，

图 7.9 给出了应用穷举法评估并选择参数 A 。

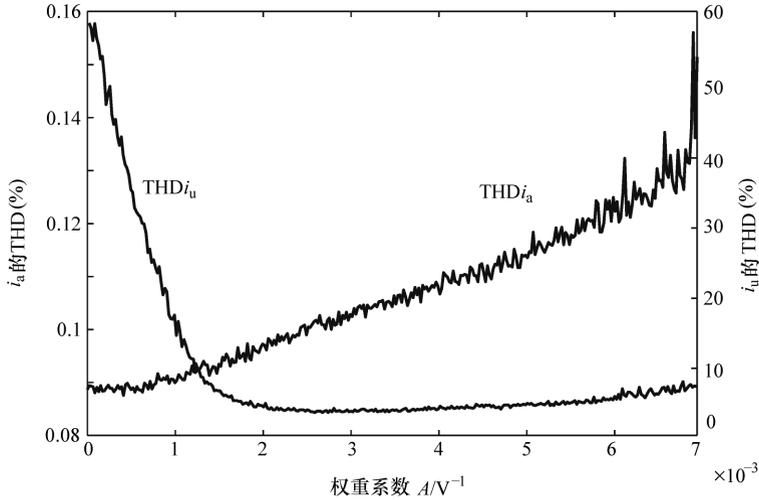


图 7.9 应用穷举法评价并选择参数 A (Vargas 等, 2008©IEEE)

为了获得单位功率因数，需要设置无功功率参考值 $Q^* = 0$ 。图 7.10 给出了输入无功功率最小时 ($A = 0.0045$) 负载电流控制方程下的稳态。可以看到，与图 7.6 所示相比，它可以较好地保持输出电流控制的质量，同时很好地改善输入电流的波形；输入电流是具有低畸变的正弦波，并且与电网电压同相；即使在逆变器逆变运行状态也可以获得对输入功率因数的控制，如图 7.11 所示。

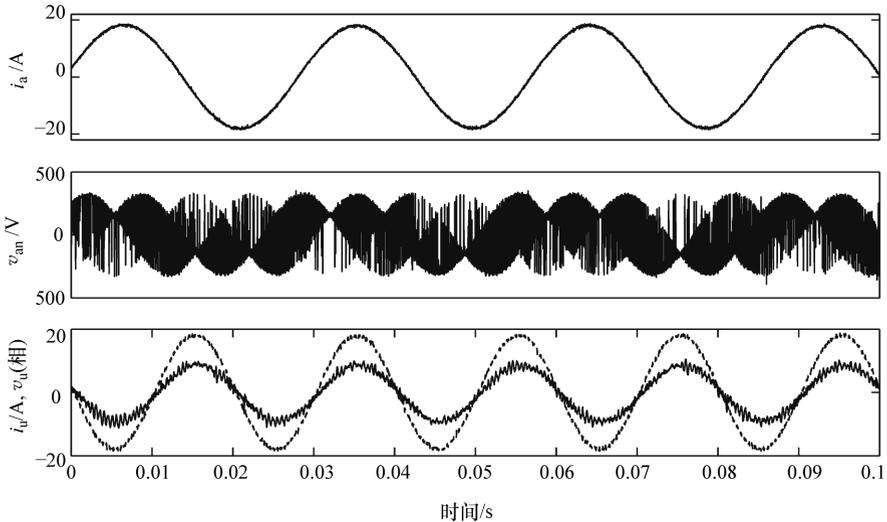


图 7.10 在输入无功功率最小时 ($A = 0.0045$) 负载电流控制方法下的稳态 (Vargas 等, 2008©IEEE)

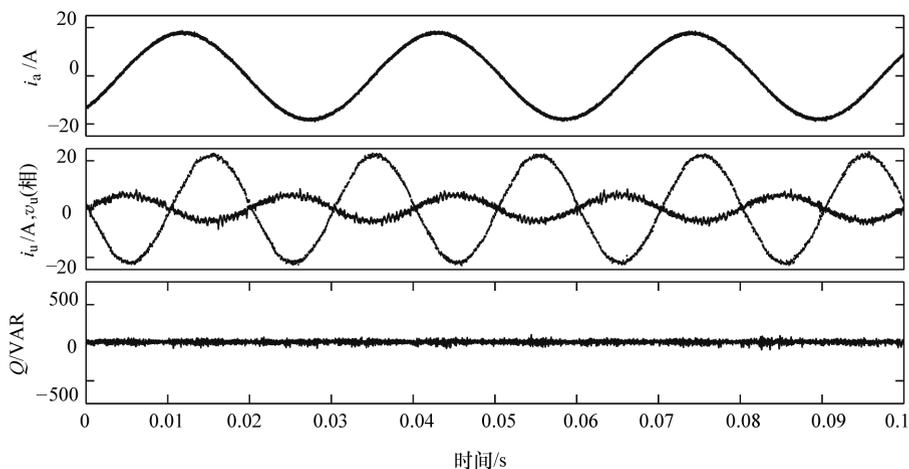


图 7.11 在输入无功功率最小时 ($A = 0.0045$) 负载电流控制方法下逆变的稳态
(Vargas 等, 2008©IEEE)

7.4.4 输入无功功率控制

这一控制方法能够在无功参考值 $Q^* = 900\text{var}$ 时, 调节输入功率因数, 如图 7.12 所示, 设置参数 A 为 0.0045。

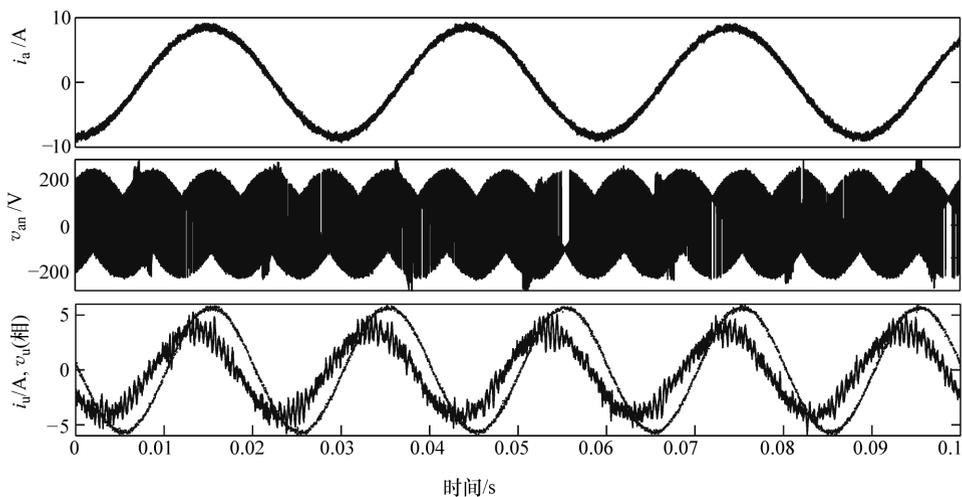


图 7.12 在容性功率因数下的性能 ($Q^* = 900\text{var}$), $A = 0.0045$ (Vargas 等, 2008©IEEE)

如图 7.10 所示, 可以看到对于 $Q^* = 0\text{var}$ (单位功率因数) 的结果, 并且没有观察到变换器输出特性的异常。如同期望, 主要的不同在于输入电流的特性, 这呈现出 0.81 的容性功率因数特性。总之, 通过改变 Q^* 值可以控制输入功率因数。

7.5 结论

本章给出了对于 MC 的预测控制方法。MC 可以有效控制输出电流和无功输入功率。所给出的方法允许通过一种简单和直接的方式对输入功率因数进行调节, 这就是控制输入电流的相位, 通过这种方法, 变换器可以根据应用的需要运行在容性、单位或是感性功率因数下。

通过利用当前数字信号处理器技术, 可以很容易实施这一方法。所需要的高采样频率在当前来说应该不是问题, 更不用说未来了。这一控制方法以一种较为方便的方式来使用功率变换器的离散特性及其控制微处理器。

对于 MC, 预测控制方法比传统方法要简单。

参 考 文 献

- [1] P. Wheeler, J. Rodríguez, J. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix converters: a technology review," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 276–288, April 2002.
- [2] M. Venturini, "A new sine wave in, sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements," *Powercon 7*, pp. E3/1–E3/15, 1980.
- [3] M. Venturini and A. Alesina, "The generalized transformer: a new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," in Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'80, pp. 242–252, 1980.
- [4] L. Hubert and D. Borojevic, "Space vector modulator for forced commutated cycloconverters," in Conference Record of the IEEE–Industry Applications Society Annual Meeting, IAS-1989, pp. 871–876, 1989.
- [5] G. Goodwin, S. Graebe, and M. Salgado, *Control System Design* Prentice Hall, 2001.
- [6] H. Akagi, E. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Wiley-Interscience, 2007.
- [7] P. Gamboa, S. Ferreira Pinto, J. Fernando Silva, and E. Margato, "Predictive optimal control of unity-power-factor matrix converters used in field oriented controlled induction motor drives," in Conference Record of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE, pp. 1334–1339, June 2007.
- [8] S. Pinto and J. Silva, "Direct control method for matrix converters with input power factor regulation," in Conference Record of PESC, IEEE PE Society Annual Meeting, pp. 2366–2372, June 2004.
- [9] L. Huber and D. Borojević, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor corrections," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1234–1246, November/December 1995.
- [10] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, "Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 370–381, April 2002.
- [11] Y.-D. Yoon and S.-K. Sul, "Carrier-based modulation method for matrix converter with input power factor control and under unbalanced input voltage conditions," in Conference Record of the IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007.
- [12] R. Vargas, J. Rodríguez, U. Ammann, and P. Wheeler, "Predictive current control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive power control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4362–4371, December 2008.
- [13] S. Muller, U. Ammann, and S. Rees, "New time-discrete modulation scheme for matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1607–1615, December 2005.
- [14] E. F. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control* Springer Verlag, 1999.
- [15] D. Quevedo, J. D. Dona, and G. Goodwin, "On the dynamics of receding horizon linear quadratic finite alphabet control loops," IEEE Conference on Decision and Control, pp. 2929–2934, December 2002.

第三部分 应用于电机传动的 模型预测分析

第 8 章 感应电机预测控制

8.1 引言

在过去的几十年中，对电气传动控制进行了广泛的研究。线性方法，如使用脉宽调制（PWM）的比例积分（PI）控制器，以及非线性方法，如滞环控制，都在相关文献中有充分记载，并在高效能工业应用中占主导地位^[1,2]。高性能电气传动领域应用最广泛的线性策略为磁场定向控制（FOC）^[3-6]，这种控制利用合适的坐标系完成对转矩和磁链的解耦控制。基于滞环的非线性策略，如直接转矩控制（DTC）^[7]，也可以作为高性能应用的解决方案。

20 世纪 70 年代末期，石油化工行业^[8-10]开发出了模型预测控制（MPC）。MPC 并不是具体的控制策略，但其所包含的多种控制技术可以充分利用过程的数学模型并使代价函数最小化^[11]，从而获得最优控制信号。化工的慢动态允许存在较长的采样周期，这可以为解决在线最优化问题提供足够的时间。

随着微处理器的快速发展，认为仅使用集中控制器而不采用级联控制结构的做法可以改进动态特性。此外，越来越多的传动应用（需要快速动态响应、低灵敏度参数和简化算法）也推动了能够提高性能的新型控制策略的发展。应用于功率变换器和传动装置的首个 MPC 概念出现于 20 世纪 80 年代^[12,13]。

MPC 概念基于对系统未来行为的计算，以便使用该信息计算执行变量的最优值。根据预先设计的控制定律，预测算法的执行分为三个主要步骤：非可测变量估算、系统未来行为预测及计算结果最优化。

针对电机传动应用，测量变量 i_s 、 ω 和电机的数学模型都可以用于估算非可测变量，如转子和定子磁链 ψ_r 、 ψ_s 。然后，可以使用同一个模型预测每个控制变量的未来特性。最后，选择能够产生最优参考跟踪的电压矢量作为下一个采样步长的开关状态。电机模型是控制器中最重要的部分，因为估计和预测都基于该模型。

如果电气传动需要高动态控制，则拥有众多优点的预测控制将成为实际选择。这个概念既容易理解又容易实现，可以包含约束条件和非线性因素，并且也可以考虑多变量情况。相比传统策略，该控制方案需要进行大量计算。好在当前处理器的性能足够强大，使该方案的实现成为可能。预测控制与传统策略之间的主要区别是对系统行为的预先计算，以及在参考与测量值之间出现误差之前在控制算法中对预测控制加以考虑。PI 控制回路反馈将在控制误差出现之后对其进行修正。

本章提出了两种不同的感应电机预测控制方法：第一种方法基于 FOC 并包含预测电流控制回路；第二种方法称为预测转矩控制 (Predictive Torque Control, PTC)，该方法采用系统模型和适当的代价函数对转矩和磁通进行直接控制^[14,15]。为了对两种预测控制方案进行说明，将通过简单的三相逆变器 and 较为复杂的矩阵变换器 (MC) 说明 FOC 和 PTC。

8.2 感应电机动态模型

可以将三相电流系统表示为三轴坐标系，如图 8.1a 所示。但是，三个轴为线性相关，这将使三相电机的数学描述变得很困难。但线性相关意味着三个物理量的描述仅需要两个变量即可，因此可以选择线性无关的两相静止坐标系，如图 8.1b 所示。

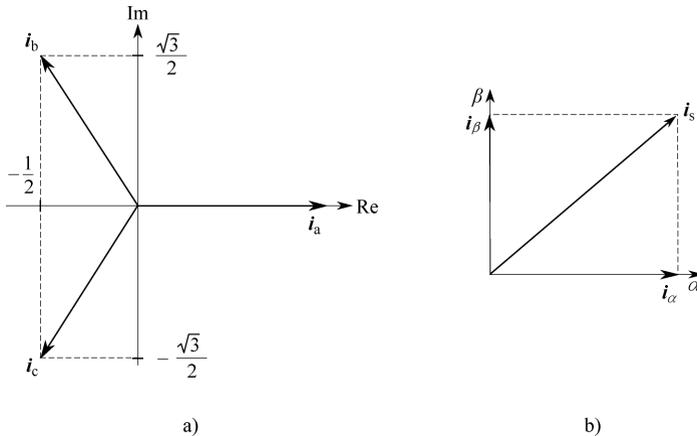


图 8.1 坐标变换

a) 以三相参考坐标系表示电流 (a、b、c) b) 在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 中表示电流

在三相静止坐标系，可以将角频率为 ω_0 的三相定子电流系统表示为

$$i_a = I \sin (\omega_0 t) \tag{8.1}$$

$$i_b = I \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (8.2)$$

$$i_c = I \sin\left(\omega_0 t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (8.3)$$

定子电流由三相转换为两相系统，表示为

$$\mathbf{i}_s = \frac{2}{3}(i_a + \mathbf{a}i_b + \mathbf{a}^2i_c) \quad (8.4)$$

$$\mathbf{a} = e^{j2\pi/3} = \frac{-1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (8.5)$$

$$\mathbf{a}^2 = e^{j4\pi/3} = \frac{-1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (8.6)$$

电磁变量的坐标变换与上述变换相同。因此，可以使用以角频率为 ω_k 旋转的任意参考坐标系表示感应电机方程^[16]。用变量 ω 表示转子角速度，则感应电机方程为

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \boldsymbol{\psi}_s \quad (8.7)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \boldsymbol{\psi}_r \quad (8.8)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \quad (8.9)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \quad (8.10)$$

$$T = \frac{3}{2} p \operatorname{Re}\{\bar{\boldsymbol{\psi}}_s \mathbf{i}_s\} = -\frac{3}{2} p \operatorname{Re}\{\bar{\boldsymbol{\psi}}_r \mathbf{i}_r\} \quad (8.11)$$

式中， L_s 、 L_r 和 L_m 分别为定子、转子和励磁电感； R_s 和 R_r 分别为定子电阻和转子电阻； \mathbf{v}_s 和 \mathbf{i}_s 分别为定子电压和电流矢量； \mathbf{i}_r 为转子电流矢量； $\boldsymbol{\psi}_s$ 和 $\boldsymbol{\psi}_r$ 为定子和转子磁链矢量； T 和 p 分别为电磁转矩和极对数； $\bar{\boldsymbol{\psi}}$ 为 $\boldsymbol{\psi}$ 的共轭复值。

在式(8.8)中，由于使用笼型电机，因此，转子绕组短路，转子矢量电压 \mathbf{v}_r 等于零。

如果考虑转子机械方程，则转矩可能会影响机械转子速度 ω_m 的变化率：

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T - T_1 \quad (8.12)$$

式中， J 为机械轴的惯性转矩； T_1 为连接到电机的负载转矩，该值与外部干扰相对应，且必须由控制系统补偿； ω_m 为转子机械角速度，其与转子电角速度 ω 以及极对数 p 相关：

$$\omega = p\omega_m \quad (8.13)$$

为了便于确定合适的控制策略，可以使用状态变量表示电机方程。选择定子电流矢量 \mathbf{i}_s 和转子磁链矢量 $\boldsymbol{\psi}_r$ 作为状态变量。选择定子电流十分关键，因为其

为可测量变量，同时也可以避免不希望的定子动态，如对定子电阻、定子电感和反电动势的影响。因此，根据本章参考文献 [17, 18]，可以得出笼型感应电机定子和转子动态等效方程：

$$\mathbf{i}_s + \tau_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = -j\omega_k \tau_\sigma \mathbf{i}_s + \frac{k_r}{R_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \boldsymbol{\psi}_r + \frac{\mathbf{v}_s}{R_\sigma} \quad (8.14)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r + \tau_r \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} = -j(\omega_k - \omega) \tau_r \boldsymbol{\psi}_r + L_m \mathbf{i}_s \quad (8.15)$$

其中

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

$$k_r = \frac{L_m}{L_r}$$

$$k_s = \frac{L_m}{L_s}$$

$$R_\sigma = R_s + R_r k_r^2$$

$$\tau_\sigma = \frac{\sigma L_s}{R_\sigma}$$

这些方程将用于估计定子和转子磁链，以及使用合适的离散时间方程计算定子电流、定子磁链和电磁转矩的预测值。

8.3 利用预测电流控制对由矩阵变换器供电的感应电机进行磁场定向控制

由矩阵变换器（MC）时感应电机供电时，在本书第7章中为此类变换器提供的预测控制策略可用于FOC方案，但是MC的具体要求可以包含在代价函数中。

8.3.1 控制方案

MC控制策略包括执行预测电流控制的内部控制回路及通过FOC^[19]完成速度、磁链和转矩控制的外部回路。其中，外部回路可以生成预测电流控制参考电流。整个控制策略的框图如图8.2所示。

PI控制器接收速度误差并生成参考转矩。通过FOC使用定子磁链的参考

幅值和参考转矩产生控制策略中预测电流控制部分的输出参考电流，如图 8.2 所示。在该方法中，预测电流控制策略将取代线性电流控制器及传统方法中的调制技术^[20,21]。预测算法将实现根据来自前一级的参考信号控制输出电流的目标，并调节输入功率因数使得无功输入电流接近其参考值。通常，多数应用都需要使用单位功率因数，但所提出的方法也允许使用容性和感性功率因数。

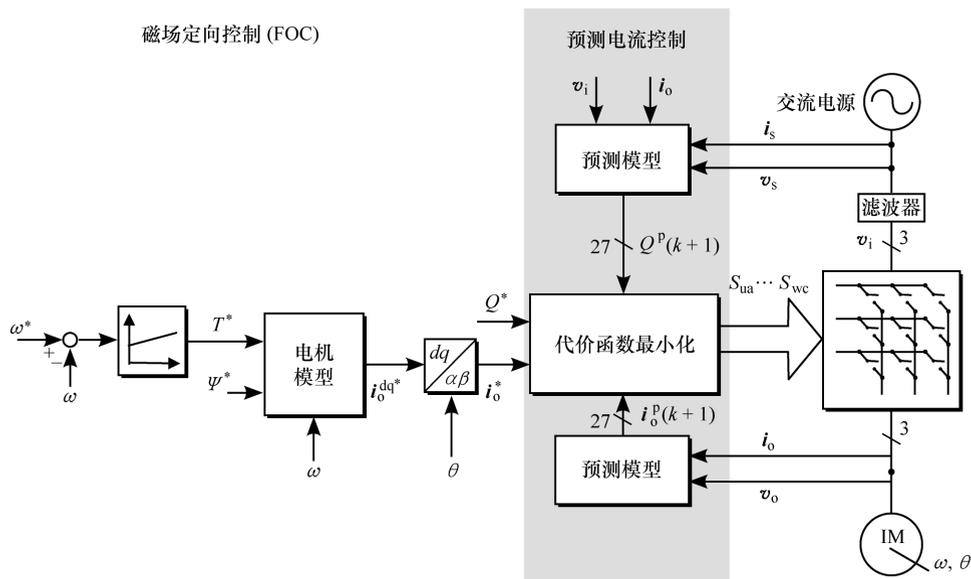


图 8.2 利用预测电流控制对由 MC 供电的感应电机进行 FOC 策略的框图

MC 中存在 27 个有效开关组合^[22]。预测电流控制方法包含基于系统行为评估标准与预测，并按照固定采样间隔选择变换器最可能的开关状态。为此，算法将通过系统模型变量预测实现最小化代价函数。将通过一个穷举的搜索过程，即对 27 个有效开关状态代价函数进行简单评估，实时解决非线性最优化问题。代价函数是预测的评估标准，也代表了系统的预期特性。

针对 MC 输出电流控制与输入无功功率最小化的要求，其代价函数可表示为

$$g = |i_{\alpha\alpha}^* - i_{\alpha\alpha}^p| + |i_{\beta\beta}^* - i_{\beta\beta}^p| + A |Q^* - Q^p| \quad (8.16)$$

如上述代价函数所示，需要对 MC 输入侧进行控制。图 8.3 表示了对于感应电机反转速度的预测控制结果。这些结果对应相关的权重系数 $A = 0$ ，也就是说，未对 MC 的输入侧进行控制。观察发现，输出电流控制的性能极佳，因此传动装置的运行效果也很好，但 MC 的输入电流将发生畸变。

对输入无功功率控制也进行了相同测试，将其权重系数设置为 $A = 0.0045$ ，已根据本书第 7 章提出的标准对该值进行调整。输入电流波形大幅改善，输入功

率因数接近单位功率因数。使用有输入无功功率控制的 MC 的 FOC 策略下的电机反转如图 8.4 所示。

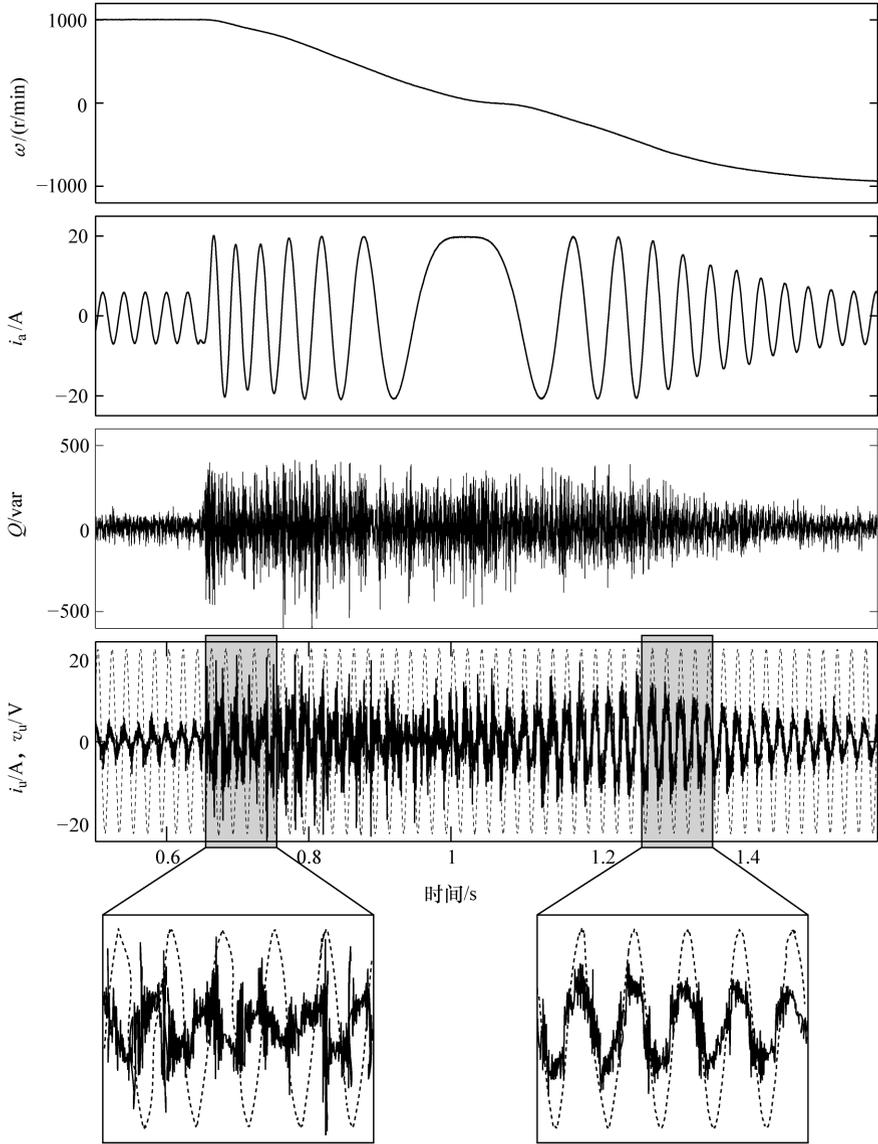


图 8.3 使用没有输入无功功率控制的 MC FOC 策略下的电机反转
(Vargas 等, 2008©IEEE)

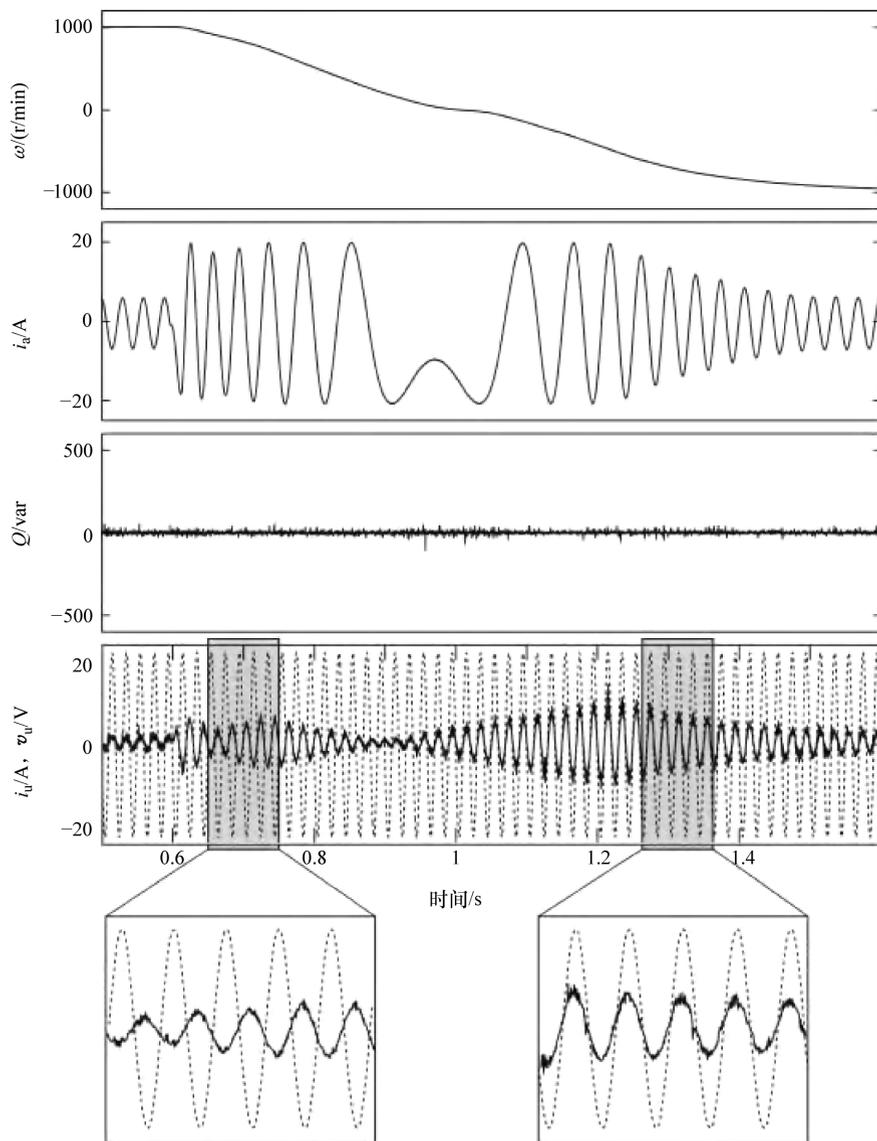


图 8.4 使用有输入无功功率控制的 MC FOC 策略下的电机反转
(Vargas 等, 2008©IEEE)

8.4 对由电压源逆变器供电的感应电机进行预测转矩控制

经证明，感应电机的定子磁通 ψ_s 和电磁转矩 T 都可以通过选择合适的电压

矢量序列进行调节，该矢量序列可以在修改定子磁链幅值的同时增大或减小转子与定子磁链间的角度。这些概念与 DTC 的基础知识相对应。

PTC 采用相同的原理，但在本方案中，对定子磁通和转矩的未来预测值进行计算。因此，由代价函数实现的参考条件将考虑这些变量的未来特性。对每种执行可能性的预测值进行计算，而且代价函数将选择能够优化参考跟踪的电压矢量。PTC 方案框图如图 8.5 所示。

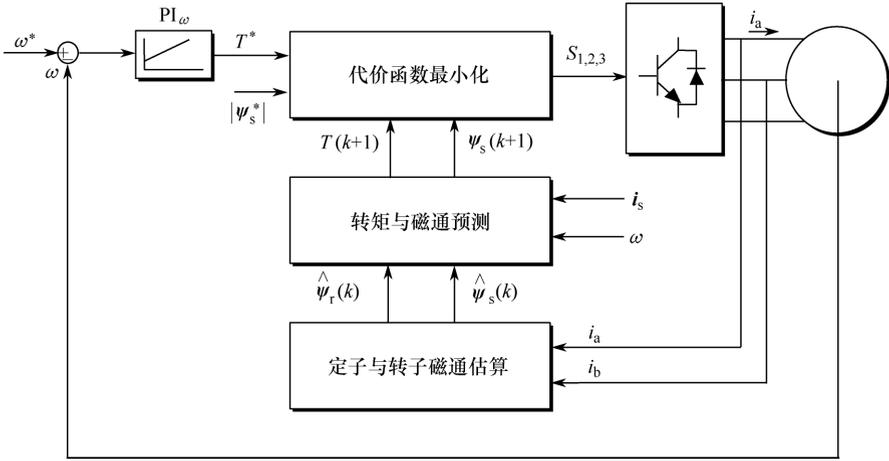


图 8.5 PTC 方案框图

通过与估算相关的框图计算非可测变量当前值，如转子磁链 ψ_r 和定子磁链 ψ_s 。然后，预测模型计算在 $k+1$ 时刻的受控变量未来值，此处的变量指定子磁链 $\psi_s(k+1)$ 和电磁转矩 $T(k+1)$ ，对逆变器拓扑结构提供的每种操作可能性计算预测值计算。如果考虑使用两电平逆变器，则可以产生 8 个开关状态与 7 个不同的电压矢量。最后，关于最小化的框图选择使代价函数最小化的最优开关状态。该函数所包含的控制律能够实现适合的转矩和磁通调整。

在 PTC 中，当前的采样步长需要对定子磁链 ψ_s 和转子磁链 ψ_r 进行估算。定子磁链估算基于定子电压方程：

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (8.17)$$

使用欧拉公式对式 (8.17) 进行离散，得到式 (8.18) 来完成定子磁链估算：

$$\hat{\psi}_s(k) = \hat{\psi}_s(k-1) + T_s \mathbf{v}_s(k) - R_s T_s \mathbf{i}_s(k) \quad (8.18)$$

在式 (8.20) 中通过代入从式 (8.19) 获得的转子电流 i_r ，利用磁链方程

获得转子磁链估算值 $\hat{\boldsymbol{\psi}}_r(k)$:

$$\boldsymbol{\psi}_r = \mathbf{i}_s L_m + \mathbf{i}_r L_r \quad (8.19)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = \mathbf{i}_s L_s + \mathbf{i}_r L_m \quad (8.20)$$

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_r = \frac{L_r}{L_m} \hat{\boldsymbol{\psi}}_s + \mathbf{i}_s \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) \quad (8.21)$$

因此, 通过将式(8.21)进行离散并代入定子磁通 $\hat{\boldsymbol{\psi}}_s(k)$ 的当前估算值, 可获得转子磁链估算值 $\hat{\boldsymbol{\psi}}_r(k)$:

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_r(k) = \frac{L_r}{L_m} \hat{\boldsymbol{\psi}}_s(k) + \mathbf{i}_s(k) \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) \quad (8.22)$$

获得转子和定子磁链估算值后, 有必要计算受控变量的预测值。采用 PTC 方案时, 需要预测下一个采样时刻 $k+1$ 的电磁转矩 T 和定子磁链 $\boldsymbol{\psi}_s$ 。

定子磁链预测 $\boldsymbol{\psi}_s^p(k+1)$ 可以采用与估算所用相同的定子电压方程。通过对定子磁链导数进行近似, 可获得定子磁链预测值:

$$\boldsymbol{\psi}_s^p(k+1) = \hat{\boldsymbol{\psi}}_s(k) + T_s \mathbf{v}_s(k) - R_s T_s \mathbf{i}_s(k) \quad (8.23)$$

转矩预测直接取决于定子磁链和电流:

$$T = \frac{3}{2} p \text{Im} \{ \boldsymbol{\psi}_s \mathbf{i}_s \} \quad (8.24)$$

因此, 可以通过定子磁链和定子电流预测值得出转矩预测值:

$$T^p(k+1) = \frac{3}{2} p \text{Im} \{ \overline{\boldsymbol{\psi}}_s^p(k+1) \mathbf{i}_s^p(k+1) \} \quad (8.25)$$

如式(8.25)所示, 需要利用定子电流 $\mathbf{i}_s^p(k+1)$ 预测值来计算电磁转矩预测值。

对式(8.14)离散化并代入基于欧拉方程近似得出的导数, 可以得出 $k+1$ 时刻定子电流 \mathbf{i}_s 的预测值:

$$\mathbf{i}_s^p(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \mathbf{i}_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[\left(\frac{k_r}{\tau_r} - k_r j \omega \right) \hat{\boldsymbol{\psi}}_r(k) + \mathbf{v}_s(k) \right] \right\} \quad (8.26)$$

得到定子磁链和定子电流预测值后, 即可计算电磁转矩的预测值。

电磁转矩和定子磁链预测值都依据逆变器电压 $\mathbf{v}_s(k)$ 得出。这意味着根据两电平逆变器所产生的电压矢量可以得到7个不同的转矩和磁链($T^p(k+1)$, $\boldsymbol{\psi}_s^p(k+1)_h$)预测值, $h \in [0, 1, \dots, 6]$ 。

最后, 根据包含控制律的代价函数对开关状态进行选择。基本上, 开关状态对应一个转矩和磁链参考值与预测值之间的比较。针对每次预测对代价函数进行评估, 并选出预测值最低的函数。逆变器就可以产生了触发脉冲。

代价函数结构如下：

$$g_h = |T^* - T^p(k+1)_h| + \lambda_\psi |\psi_s^* - \psi_s^p(k+1)_h| \quad (8.27)$$

式中， λ_ψ 为权重系数，该值可以增大或减小转矩与磁链控制的相对重要性。它是 PTC 中唯一需要调节的参数。如果两个控制变量被赋予相同权重， λ_ψ 将等于额定转矩 T_n 与定子磁通 $|\psi_{s_n}|$ 幅值之比：

$$\lambda_\psi = \frac{T_n}{|\psi_{s_n}|} \quad (8.28)$$

图 8.6 给出了采用 PTC 时的起动、电机反转和负载转矩响应。PTC 可以在定子电流和转矩畸变极小的情况下获得极佳的动态性能。

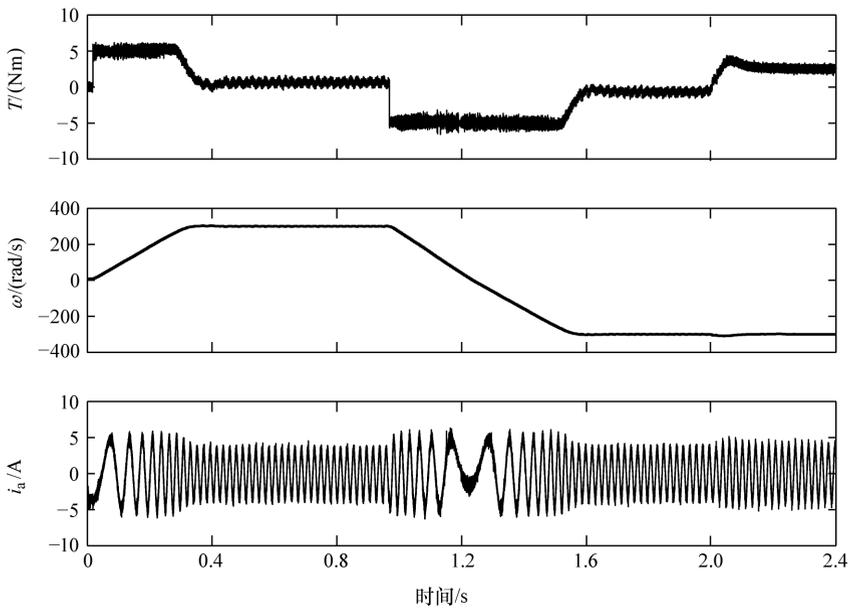


图 8.6 采用 PTC 时的起动、电机反转和负载转矩

转矩阶跃响应如图 8.7a 所示。这里要注意该方案的快速动态特性。可以解释为 PTC 是一种直接策略，无须为定子电流和调制器提供内部 PI 控制回路，因此电磁转矩动态没有带宽限制。

稳态运行下的定子电流波形如图 8.7b 所示。此时，电机在额定速度（2860r/min）和 50% 额定转矩等效负载的条件下运行。需要注意，这时的定子电流谐波含量较小，产生的总谐波畸变率（THD）为 4%。

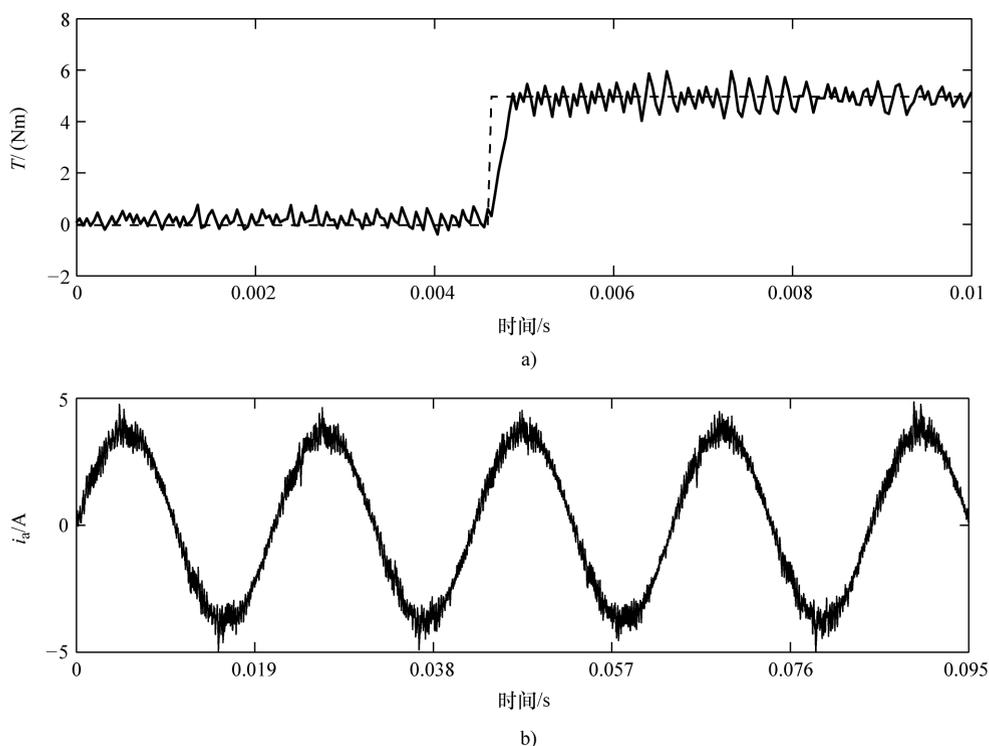


图 8.7 定子电流的转矩阶跃响应与稳态波形
 a) 转矩阶跃响应 b) 稳态运行下定子电流波形

8.5 对由矩阵变换器供电的感应电机进行预测转矩控制

如果感应电机由另一种类型的变换器供电，也可以使用与 8.4 节相同的 PTC 方案。本节涉及 PTC 在 MC 供电的感应电机中的应用。控制方案与之相同，预测使用相同的电机方程，并使用相同的代价函数；主要区别是可用的开关状态数量，在采用 MC 的情况下为 27 个开关状态，而不是三相逆变器中可用的 8 个开关状态。考虑到 MC 的具体要求，可以在控制方案中包含输入无功功率控制。

8.5.1 转矩与磁链控制

MC 的 PTC 方案框图如图 8.8 所示。外部速度控制回路将产生预测控制器转矩参考值。电机模型可用于在电流与速度测量的基础上对定子和转子磁链进行估算。电机模型还可以用于计算 MC 中 27 个开关状态的转矩与定子磁链的预测值。选择可使代价函数最小化的开关状态，并将其应用于 MC。

考虑转矩与磁链误差，代价函数与三相逆变器所用函数相同：

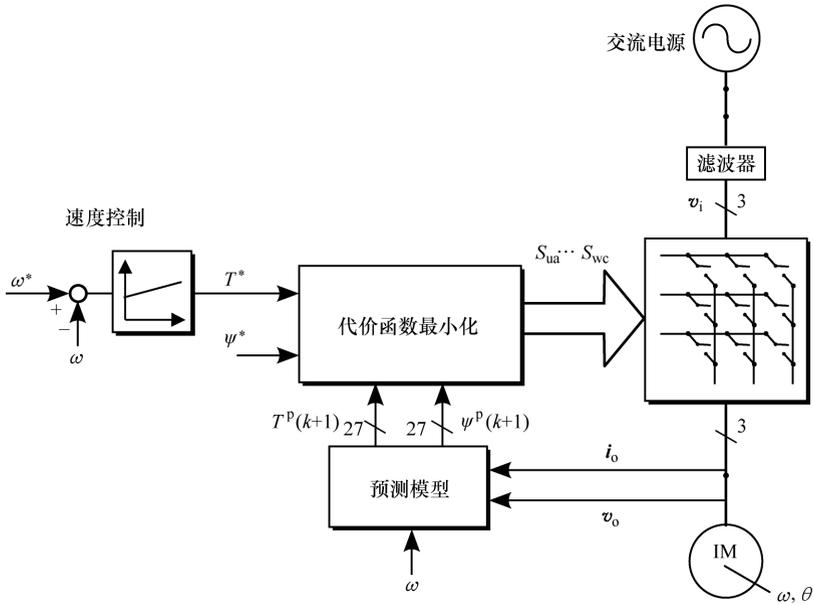


图 8.8 MC 的 PTC 方案框图

$$g = |T^* - T^p(k+1)| + \lambda_\psi |\psi_s^* - \psi_s^p(k+1)| \quad (8.29)$$

式中，权重系数 λ_ψ 已如第 8.4 节所述经过调节。

该控制方案允许对感应电机的转矩和磁链进行快速控制，如图 8.9 所示的 MC 输入侧未经控制的 PTC 策略的电机反转。由于输入无功功率未经控制，将呈现非零值，而该值将反映在畸变的输入电流中。可以通过在代价函数中包含最小化无功功率的方式解决该问题，后面将对此进行详述。

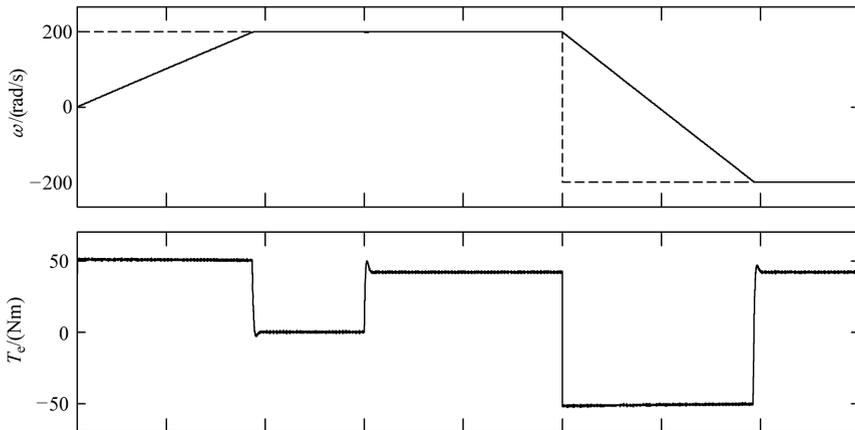


图 8.9 MC 输入侧未经控制的 PTC 策略的电机反转 (Vargas 等, 2008©IEEE)

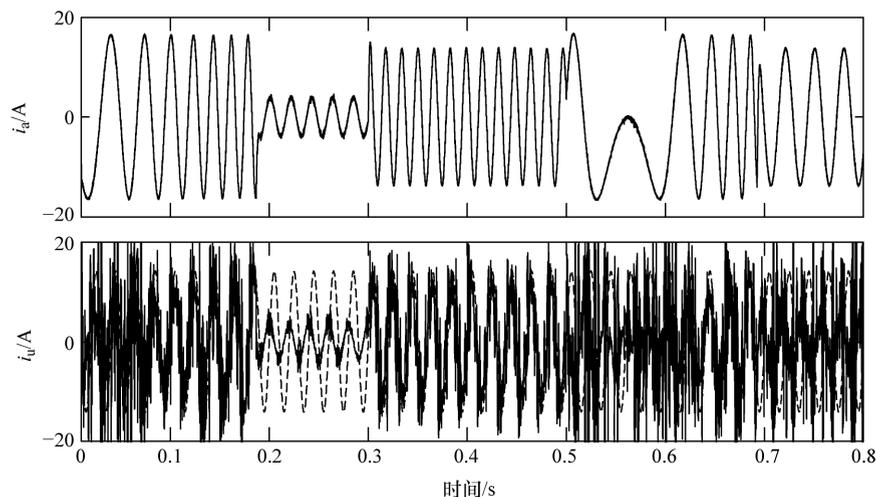


图 8.9 MC 输入侧未经控制的 PTC 策略的电机反转 (Vargas 等, 2008©IEEE) (续)

8.5.2 采用输入最小化无功功率的转矩与磁链控制

MC 采用 PTC 时, 必须考虑以下附加要求: 对输入无功功率进行最小化。通过为代价函数增加附加项即可将该要求加入控制方案, 将产生

$$g = |T^* - T^p(k+1)| + \lambda_\psi |\psi_s^* - \psi_s^p(k+1)| + \lambda_Q |Q^p(k+1)| \quad (8.30)$$

式中, $Q^p(k+1)$ 为输入无功功率预测值, 以本书第 7 章所述方式并利用输入滤波器模型对该值进行计算。权重系数 λ_Q 处理代价函数中该项与其他项之间的关系。

采用输入无功功率最小化的 MC 的 PTC 方案框图如图 8.10 所示。电机模型可用于对 27 个可能开关状态的电磁转矩和定子磁链进行估算和预测。滤波器模型可用于计算 27 个开关状态的输入无功功率预测值。然后, 利用代价函数对预测值进行评估, 然后选择能够使代价函数最小化的开关状态, 并将其应用于变换器中。转矩参考值由外部速度控制回路生成。

转矩控制的性能不会受到代价函数调整的影响, 采用 MC 输入最小化无功功率的 PTC 策略的电机反转如图 8.11 所示。图中, 输入电流为正弦电流并与电网电压同相, 这将能够改善与第 8.4 节所示结果有关的系统特性。

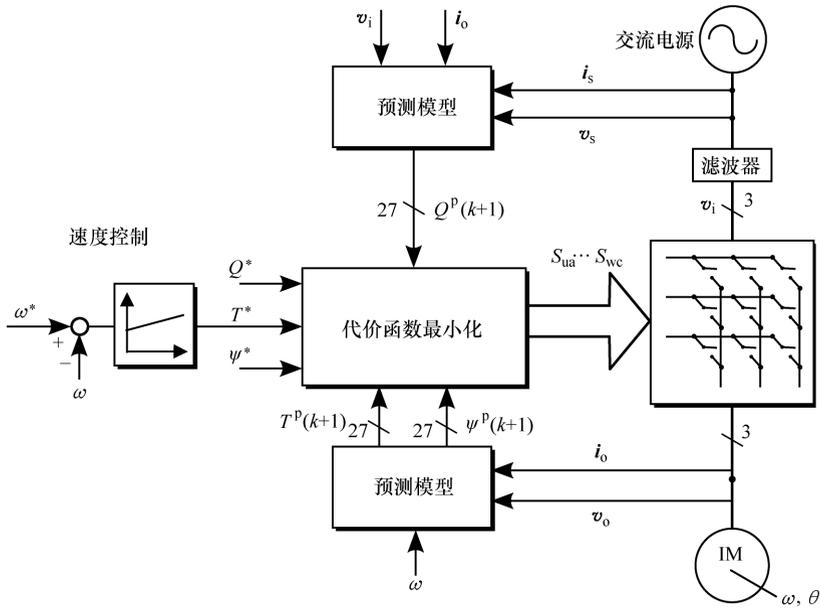


图 8.10 MC 采用输入无功功率最小化的 PTC 方案框图

8.6 总结

本章内容为 MPC 在感应电机控制中的应用。基于磁场定向控制和直接转矩控制提出了两种控制方案。

通过使用预测电流控制器替换电流控制器与调制器实现磁场定向控制。该策略可用于三相逆变器和 MC。由于预测电流控制的快速动态响应特性，可以获得良好的系统性能。

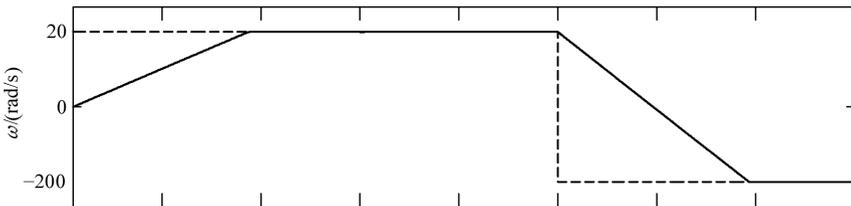


图 8.11 采用 MC 输入无功功率最小化的 PTC 策略的速度逆转 (Vargas 等, 2008©IEEE)

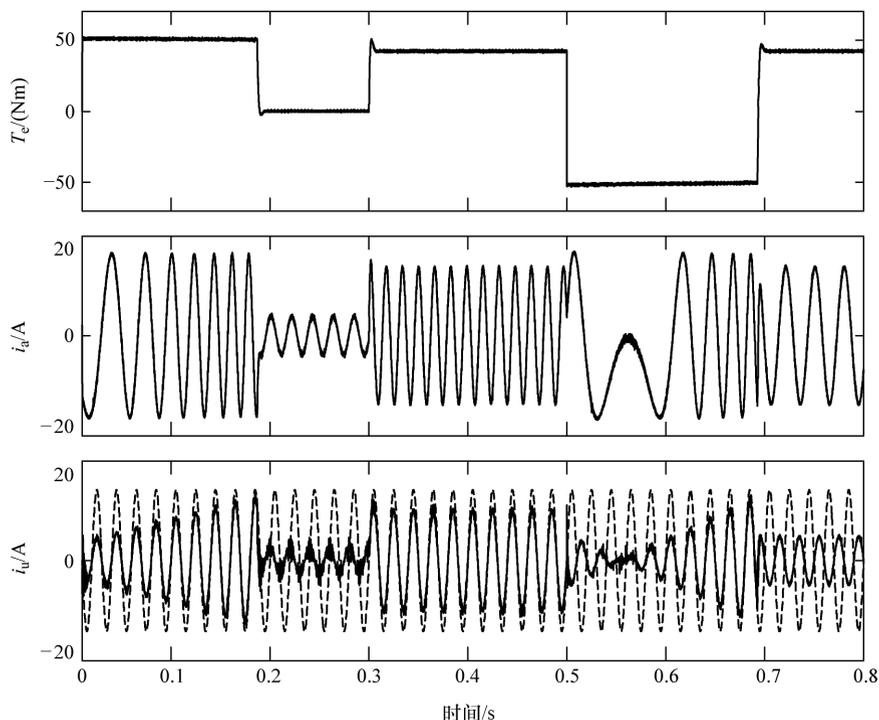


图 8.11 采用 MC 输入无功功率最小化的 PTC 策略的速度逆转 (Vargas 等, 2008©IEEE) (续)

预测转矩控制可以获得高性能结果, 完全可以媲美传统方法。该控制策略可用于三相逆变器和 MC。如本章所述, 控制方案保持不变, 几乎不需要进行任何修改即可在复杂变换器 (如 MC) 中实现该方案。

参 考 文 献

- [1] M. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics*. Academic Press, 2002.
- [2] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [3] F. Blaschke, "The principle of field-orientation applied to the transvector closed-loop control system for rotating field machines," *Siemens Review*, vol. 34, 1972.
- [4] K. Hasse, "On the dynamics of speed control of a static AC drive with a squirrel-cage induction machine," PhD dissertation. Technische Hochschule Darmstadt.
- [5] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Springer Verlag, 1996.
- [6] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, August 1994.
- [7] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy for an induction motor," *IEEE Transaction on Industrial Applications*, vol. 22, no. 5, pp. 820–827, September/October 1986.
- [8] J. Maciejowski, *Predictive Control* Pearson, 2002.

- [9] E. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*, Springer Verlag, 2007.
- [10] J. Rawlings and D. Mayne, *Model Predictive Control: Theory and Design*. Nob Hill Publishing 2009.
- [11] M. Morari and J. H. Lee, "Model predictive control, past, present and future," Institut für Automatik, ETH, Zurich, 1998.
- [12] J. Holtz and S. Stadtfeldt, "A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source," in International Power Electronics Conference, IPEC, vol. 2, pp. 1665–1675, 1983.
- [13] R. Kennel and D. Schöder, "A predictive control strategy for converters," in Third IPAC Symposium, pp. 415–422, 1983.
- [14] J. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva *et al.* "Predictive direct torque control of an induction machine," EPE-PEMC (Power Electronics and Motion Control Conference), Riga, Latvia, September 2004.
- [15] R. Kennel, J. Rodríguez, J. Espinoza, and M. Trincado, "High performance speed control methods for electrical machines: an assessment," in Industrial Technology (ICIT), pp. 1793–1799, 2010.
- [16] K. P. Kovács, *Transient Phenomena in Electrical Machines*. Elsevier, 1984.
- [17] J. Holtz, "The dynamic representation of AC drive systems by a complex signal flow graphs," in International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'94, vol. 1, Santiago de Chile, pp. 1–6, 1994.
- [18] J. Holtz, "The induction motor, a dynamic system," in IEEE IECON'94, vol. 1, Bologna, pp. 1–6, 1994.
- [19] S. Muller, U. Ammann, and S. Rees, "New time-discrete modulation scheme for matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1607–1615, December 2005.
- [20] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "A new matrix converter-motor (MCM) for industry applications," Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IEEE-IAS, 2000.
- [21] K.-B. Lee and F. Blaabjerg, "Improved sensorless vector control for induction motor drives fed by a matrix converter using nonlinear modeling and disturbance observer," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 52–59, March 2006.
- [22] P. Wheeler, J. Rodríguez, J. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix converters: a technology review," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 276–288, April 2002.

第 9 章 永磁同步电机预测控制

9.1 引言

永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM）的多种特征使得其十分适用于传动应用，例如大转矩、高功率密度、高效率以及极佳的动态响应能力。由于具有以上特征，PMSM 适用于各种各样的装置，包括通用工业传动装置、高性能伺服驱动器，以及汽车和航空航天领域中尺寸与重量受到严格控制的特殊装置。

通常，PMSM 为组合装置，包含三相定子绕组和永磁铁转子。永磁体可以位于转子表面或转子铁心内部，以此方式固定于转子相应位置处。出于其构造的原因，转子的速度与定子频率极为相关，而进行变速操作时则需要使用电压源逆变器。

目前已经提出了多种 PMSM 控制方案。已实现的方法包括磁场定向控制（FOC）^[1]和直接转矩控制（DTC）^[2,3]。FOC 方法的效能取决于电流控制器的性能，最常用的是采用脉宽调制（PWM）的比例积分（PI）控制器。其他控制方法，如滞环控制器和基于无差拍的控制^[4,5]，也已提出。本章主要内容是在本章参考文献 [6, 7] 所报告的类似控制方法的基础上，提出适应于 PMSM 电流控制的模型预测控制（MPC）。

在直接速度控制的 PMSM 传动中使用的 MPC 将采取不同的方法，详见本章参考文献 [8]，同时在本章中予以进一步解释。

9.2 电机方程

本章将对采用三相定子绕组和正弦磁链分布的 PMSM 进行讨论。如图 9.1 所示，电机由三相逆变器供电。

分别对定子电压、定子电流和定子磁链的空间矢量进行定义：

$$\mathbf{v}_s = \frac{2}{3}(v_{sa} + \mathbf{a}v_{sb} + \mathbf{a}^2v_{sc}) \quad (9.1)$$

$$\mathbf{i}_s = \frac{2}{3}(i_{sa} + \mathbf{a}i_{sb} + \mathbf{a}^2i_{sc}) \quad (9.2)$$

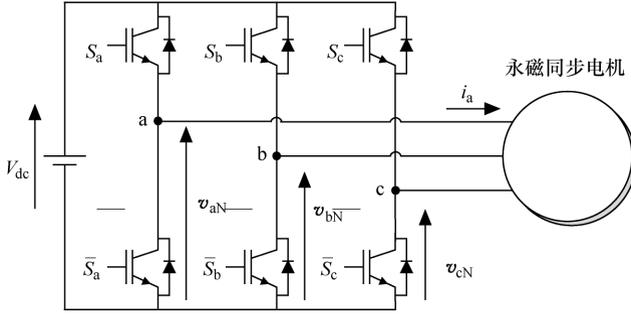


图 9.1 由三相逆变器供电的 PMSM

$$\psi_s = \frac{2}{3}(\psi_{sa} + a\psi_{sb} + a^2\psi_{sc}) \quad (9.3)$$

由此可将定子电压动态方程写为

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (9.4)$$

式中, R_s 为定子电阻。

定子磁链 ψ_s 由转子磁场产生, 而自链磁通则由定子电流产生, 关系表示如下:

$$\psi_s = L_s i_s + \psi_m e^{j\theta_r} \quad (9.5)$$

式中, L_s 为定子自感; ψ_m 为转子磁场产生的磁链幅值; θ_r 为转子位置。

将式 (9.4) 与式 (9.5) 合并后可以得到

$$v_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + j\psi_m \omega_r e^{j\theta_r} \quad (9.6)$$

式中, $\omega_r = d\theta_r/dt$ 指转子速度。

式 (9.6) 两边乘以 $e^{-j\theta_r}$ 并考虑在转子坐标系中定子电压空间矢量为 $v_s^{(r)} = v_s e^{-j\theta_r}$, 定子电流空间矢量为 $i_s^{(r)} = i_s e^{-j\theta_r}$, 因此式 (9.6) 可写为

$$v_s^{(r)} = R_s i_s^{(r)} + L_s \frac{di_s^{(r)}}{dt} + jL_s \omega_r i_s^{(r)} + j\psi_m \omega_r \quad (9.7)$$

式中, 上标 (r) 表示转子坐标系。

式 (9.7) 的定子电压方程可在 dq 坐标系中改写为

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - L_s \omega_r i_{sq} \quad (9.8)$$

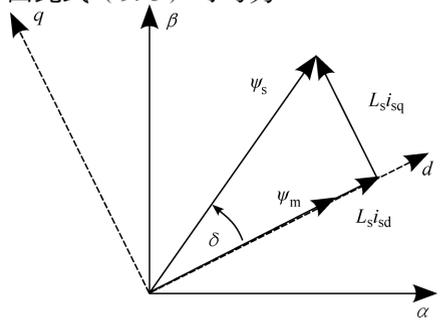


图 9.2 定子变量与旋转参考坐标系矢量图

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_s \omega_r i_{sd} + j\psi_m \omega_r \quad (9.9)$$

$$\mathbf{v}_s^{(r)} = v_{sd} + jv_{sq} \text{ 且 } \mathbf{i}_s^{(r)} = i_{sd} + ji_{sq}$$

定子矢量与旋转参考坐标系矢量图如图 9.2 所示。

电机的电磁转矩取决于磁链幅值与定子电流矢量的正交部分：

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_m i_{sq} \quad (9.10)$$

机械转子动态方程如下：

$$\frac{d\omega_r^m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_l) - \frac{B}{J} \omega_r^m \quad (9.11)$$

式中， ω_r^m 为转子轴的机械速度； J 为转子惯性； B 为摩擦系数； T_l 为负载转矩。机械角速度与电角速度的关系如下：

$$\omega_r = p \omega_r^m \quad (9.12)$$

式中， p 为电机极对数的数量。

9.3 采用预测电流控制的磁场定向控制

采用参考转子磁场轴的旋转 dq 参考坐标系后各定子电流部分都具有了物理意义。虚部 i_{sq} 与电磁转矩成正比，而实部 i_{sd} 则与无功功率成正比。这样，电机控制将采用电流控制方案，其中参考电流由外部速度控制回路产生。

电机模型可用于定子电流特性预测，而代价函数必须考虑参考电流与预测电流间的误差。

9.3.1 离散时间模型

对采样时间 T_s 的定子电流导数采用欧拉近似法，即

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s}$$

dq 参考坐标系下的预测定子电流表达式可从式 (9.8) 和式 (9.9) 得出：

$$i_{sd}^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_{sd}(k) + T_s \omega_r i_{sq}(k) + \frac{T_s}{L_s} v_{sd} \quad (9.13)$$

$$i_{sq}^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_{sq}(k) - T_s \omega_r i_{sd}(k) - \psi_m \omega_r T_s + \frac{T_s}{L_s} v_{sq} \quad (9.14)$$

这些表达式可以对逆变器所产生的 7 个电压矢量中每个矢量的定子电流进行预测。在静止参考坐标系中，逆变器所产生的电压矢量是固定的，但在 dq 参考坐标系中，这些矢量将作为旋转矢量，计算如下：

$$\mathbf{v}_s^{(r)} = \mathbf{v}_s e^{-j\theta_r} \quad (9.15)$$

9.3.2 控制方案

采用预测电流控制的 PMSM 的 FOC 方案框图如图 9.3 所示。用 PI 控制器进

行速度控制，并产生转矩的电流参考值 i_{sq}^* 。预测电流控制器将对该电流进行跟踪。在预测方案中，电机的离散时间模型将负责对逆变器所产生的 7 个不同电压矢量定子电流部分进行预测。选择能够使代价函数最小化的电压矢量，并将其应用于整个采样间隔。

预测电流控制方案的目标是总结如下：

- 1) 转矩电流参考跟踪。
- 2) 转矩/安培的比值优化。
- 3) 电流幅值限制。

这些目标可以表示为如下代价函数：

$$g = (i_{sd}^p(k+1))^2 + (i_{sq}^* - i_{sq}^p(k+1))^2 + \hat{f}(i_{sd}^p(k+1), i_{sq}^p(k+1)) \quad (9.16)$$

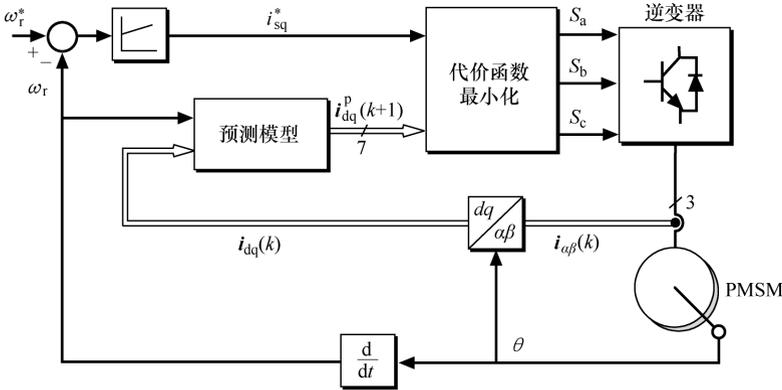


图 9.3 采用预测电流控制的 PMSM 的 FOC 方案框图 (Fuentes 等, 2009©IEEE)

式中，第一项为无功功率最小化，且包含转矩/安培的比值优化；第二项为跟踪转矩生成电流；最后一项为限制定子电流幅值的非线性函数。该函数表示为

$$\hat{f}(i_{sd}^p(k+1), i_{sq}^p(k+1)) = \begin{cases} \infty & \text{当 } |i_{sd}^p| > i_{\max} \text{ 或 } |i_{sq}^p| > i_{\max} \\ 0 & \text{当 } |i_{sd}^p| \leq i_{\max} \text{ 和 } |i_{sq}^p| \leq i_{\max} \end{cases} \quad (9.17)$$

式中， i_{\max} 为最大允许定子电流幅值。如果指定电压矢量所生成的预测电流幅值大于 i_{\max} ，则代价函数 $g = \infty$ ，因此不会选择该电压矢量。另一方面，如果预测定子电流低于限制值，则其代价函数将仅包含前两项，并将选择能够使电流误差最小化的电压矢量。

PMSM 预测电流控制下的转子速度与定子电流如图 9.4 所示。图中， $t = 0.02s$ 时产生速度参考阶跃变化， $t = 0.1s$ 时出现了电机反转，在 $0.25s$ 时出现负载阶跃。从这些结果可以看出，测试期间取得全部控制目标。 i_{sd} 电流接近零时已完成转矩生成电流 i_{sq} 的快速跟踪。限制了瞬时电流幅值且对两个分量进行

解耦。

PMSM 预测电流控制下电机反转过程特性如图 9.5 所示。该瞬时应用了最大允许电流 i_{sq} ，而该值将受到式 (9.16) 的代价函数最后一项的有效限制。即使在瞬时期， i_{sd} 电流分量也接近零。

负载阶跃变化由连接至 PMSM 轴的带载机组完成，相应的转子速度与定子电流如图 9.6 所示。速度 PI 控制器通过改变转矩电流参考值 i_{sq}^* 对干扰作出响应，然后进行预测电流控制。

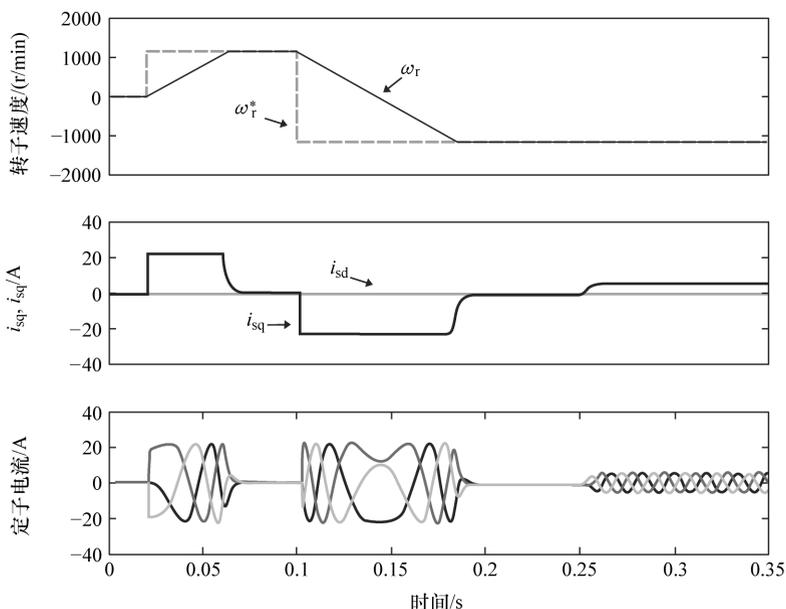


图 9.4 PMSM 预测电流控制下的转子速度与定子电流 (Fuentes 等, 2009©IEEE)

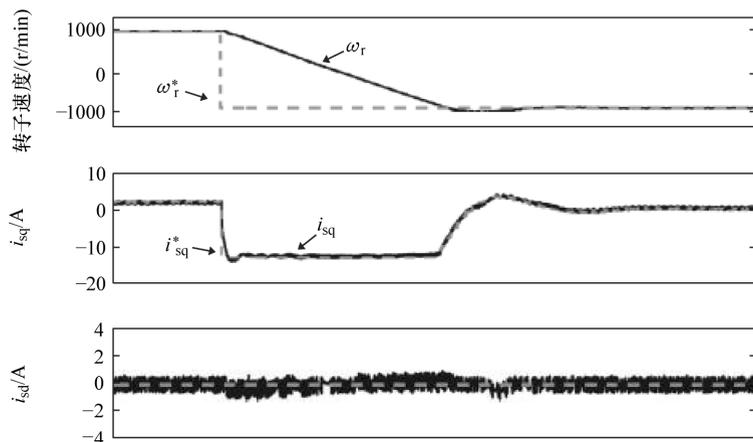


图 9.5 PMSM 预测电流控制下电机反转过程的转子速度与定子电流 (Fuentes 等, 2009©IEEE)

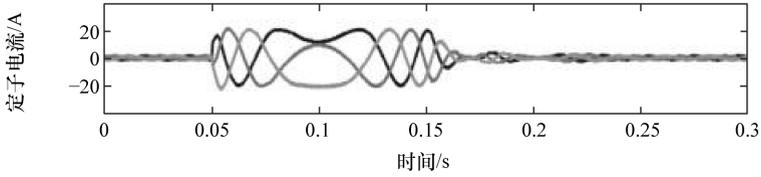


图 9.5 PMSM 预测电流控制下电机反过程的转子速度与定子电流 (Fuentes 等, 2009©IEEE) (续)

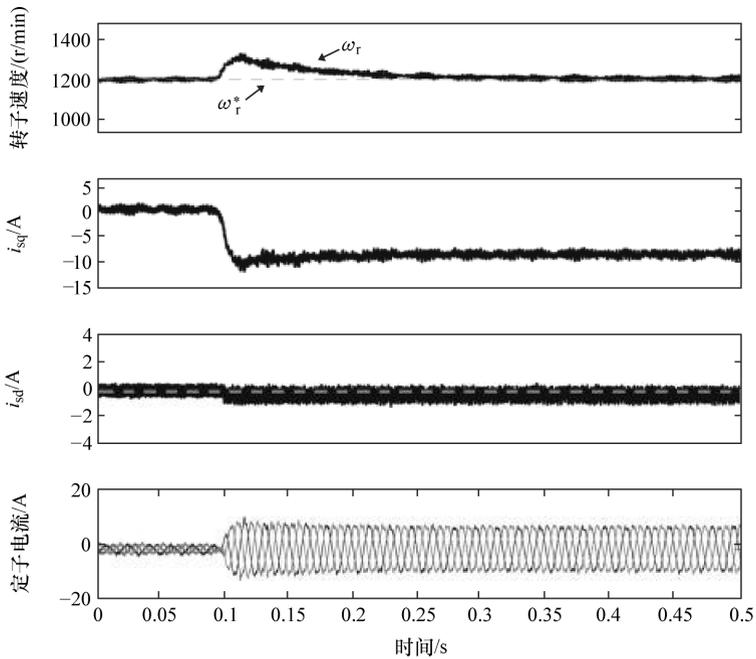


图 9.6 负载转矩阶跃变化下的转子速度与定子电流 (Fuentes 等, 2009©IEEE)

9.4 预测速度控制

MPC 的一个主要优势是可以使用一个代价函数控制多个不同变量。这使在某些指定条件下, 保持定子电流不变时实现预测速度控制成为可能。需要考虑电流幅值限制并通过转矩/安培的比值进行优化。

这种 MPC 应用方式导致了许多难点, 如系统的非线性模型、速度动态 (机械动态) 与定子电流动态 (电磁动态) 间的差异较大及速度测量时的噪声量化问题^[8]。

9.4.1 离散时间模型

为了采用 MPC 完成速度控制, 在计算预测值所用离散时间方程中必须包含机械方程。电机模型可以总结为如下空间状态方程:

$$\frac{dx}{dt} = h(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (9.18)$$

其中

$$\mathbf{x} = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \omega_r]^T \quad (9.19)$$

$$\mathbf{u} = [v_{sd} \quad v_{sq}]^T \quad (9.20)$$

$$h(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} -1/\tau_s i_{sd} + \omega_r i_{sq} + 1/L_s v_{sd} \\ -1/\tau_s i_{sq} - \omega_r i_{sd} - \psi_m/L_s \omega_r + 1/L_s v_{sq} \\ pk_T/Ji_{sq} - B/J\omega_r \end{bmatrix} \quad (9.21)$$

式中, $\tau_s = L_s/R_s$, 为定子时间常量; $k_T = \frac{3}{2}p\psi_m$, 为电机转矩常量。

为了获得更准确的离散时间模型, 需要采用改进后的欧拉积分法代替本书第 8 章所用的简单欧拉近似法。式 (9.18) 的离散时间模型如下:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{x}(k) + T_s h(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) \quad (9.22)$$

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{x}(k) + \frac{T_s}{2} (h(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) + h(\hat{\mathbf{x}}(k+1), \mathbf{u}(k))) \quad (9.23)$$

式中, T_s 为采样时间。

9.4.2 控制方案

PMSM 的预测速度控制方案框图如图 9.7 所示。电机的离散时间模型用于计算逆变器 7 个电压矢量所产生的转子速度和定子电流预测值。采用确定系统所需特性的代价函数来评估这些预测值。选择能够使该代价函数最小化的电压矢量, 并将其应用于整个采样间隔的电机终端。

由于速度测量的噪声特性, 这类预测控制方案通常需要采用较高的采样频率, 建议使用扩展型卡尔曼滤波器 (Extended Kalman Filter, EKF) 完成转子速度估算^[8]。

预测速度控制方案的目标总结如下:

- 1) 速度参考跟踪。
- 2) 电磁转矩平滑。
- 3) 转矩/安培的比值优化。
- 4) 电流幅值限制。

目标可以表示为如下代价函数:

$$g = \lambda_{\omega} (\omega_r^* - \omega_r^p(k+1))^2 + \lambda_i (i_{sd}^p(k+1))^2 + \lambda_{if} (i_{sq}^p(k+1))^2 + \tilde{f}(i_{sd}^p(k+1), i_{sq}^p(k+1)) \quad (9.24)$$

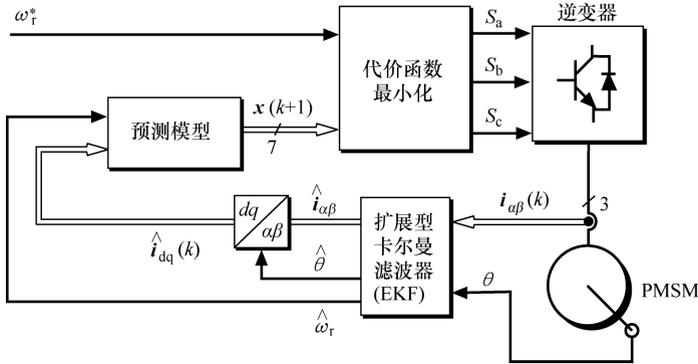


图 9.7 PMSM 的预测速度控制方案框图

式中，对预测速度误差与 ω_r^* 进行评估的第一项为速度参考值；第二项为最小化 i_{sd} 电流，以便转矩/安培的比值优化；第三项是对 i_{sq} 电流的滤波值进行评估。高通滤波器将对转矩所产生电流中的高频部分进行抑制以使电磁转矩变得平滑。如式 (9.17) 所示，最后一项为非线性函数，该函数允许通过对导致预测电流幅值高于规定限制值的电压矢量进行限制从而限制定子电流。由于该代价函数中的不同项均采用不同的单位和幅值，需要引入权重系数 λ_{ω} 、 λ_i 和 λ_{if} 。这些权重系数允许对上述差异进行补偿，且可将其作为控制器参数进行设计。

9.4.3 转子速度估算

转子位置测量可以考虑使用增量编码器。这类设备可以对转子位置进行量化测定，在角度测量时会引入高频噪声。由于转子速度为转子角度的导数，速度测量期间的量化噪声将增大。采样时间 T_s 的转子速度可以使用导数的欧拉近似法计算：

$$\tilde{\omega}_r(k) = \frac{\theta_r(k) - \theta_r(k-1)}{T_s} \quad (9.25)$$

从式 (9.25) 可以看出，如果编码器分辨率低或采样频率高，则噪声能量将增加。

传统控制方案并不存在高频噪声问题，因为其速度控制回路通常会采用具有低通特性的 PI 控制器。但是，在预测速度控制中，这种程度的高频噪声将阻碍控制策略的顺利实施。为了解决这个问题，本章参考文献 [8] 建议使用 EKF 完成转子速度估算。

EKF 采用的是本章参考文献 [9] 中所述的标准方法。

以采样时间 $T_s = 30\mu s$ 来实施控制策略。这些结果所用的权重系数值为， $\lambda_{\omega} = 1000$ 、 $\lambda_i = 1$ 和 $\lambda_{if} = 1.4$ 。 i_{sq} 电流所用的高通滤波器为二阶巴特沃斯滤波器，

截止频率为 $f_c = 200\text{Hz}$ 。式 (9.17) 提及的电流限值为 $i_{\max} = 22.6\text{A}$ 。

PMSM 的转子速度与定子电流的稳态运行波形如图 9.8 所示。使用 EKF 的效果请参考该图, 从采用转子位置 $\tilde{\omega}_r$ 导数欧拉近似法所获得的速度波形图可以看出, 量化后估算速度 $\hat{\omega}_r$ 未出现噪声。获得这些结果所采用的是在 $T_s = 30\mu\text{s}$ 时以分辨率为 4096 次脉冲的增量编码器进行采样。定子电流为正弦电流, 最小化 i_{sd} 后将出现小幅畸变。

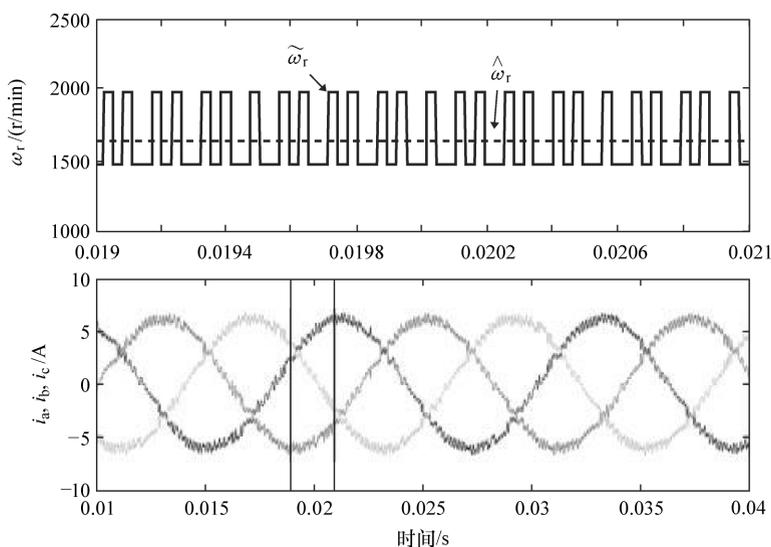


图 9.8 PMSM 的转子速度与定子电流的稳态运行波形 (Fuentes 等, 2009©IEEE)

PMSM 预测速度控制电机反转时的转子速度与定子电流如图 9.9 所示。可以看出, 速度响应呈现出近乎理想的状态, 参考跟踪效果较好且几乎未出现超调现象。而电流 i_{sd} 即使在瞬态期间也几乎为零, 产生转矩的电流 i_{sq} 应该被快速动态地进行调节, 以获得所需要的速度特性。结果显示两个电流分量都很好地解耦。由于最小化 i_{sd} , 所有测试期间的定子电流均为正弦波。

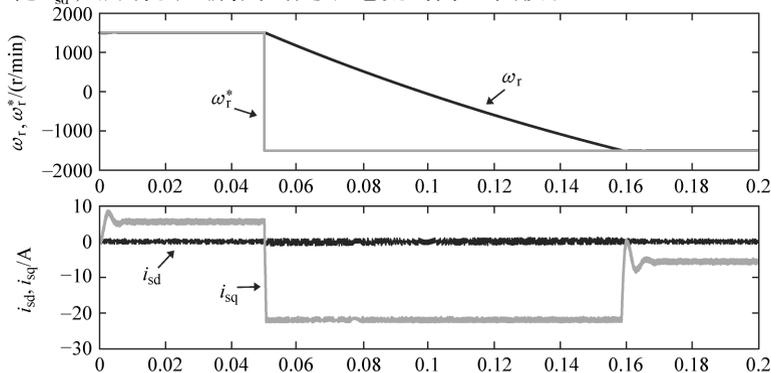


图 9.9 PMSM 预测控制下电机反转时的转子速度与定子电流 (Fuentes 等, 2009©IEEE)

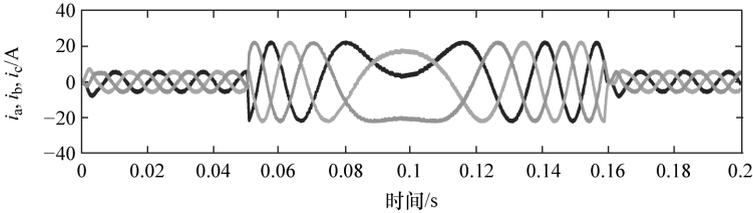


图 9.9 PMSM 预测控制下电机反转时的转子速度与定子电流 (Fuentes 等, 2009©IEEE (续))

9.5 总结

本章对永磁同步电机控制的 MPC 应用情况进行了说明。内容涉及两种控制方案, 包括采用预测电流控制器的 FOC 方案和预测速度控制方案。

预测电流控制与本书第 4 章所述方案类似, 但本章所述方案是在旋转参考坐标系中实现的。这样, 其中一个电流分量将与电磁转矩成正比, 而另一个与无功功率成正比。电流参考由外部速度控制回路生成。

预测速度控制不使用任何外部速度控制回路, 速度由预测控制器直接控制。该应用是对 MPC 方案所包含的变量差异、控制目标差异及限制差异的举例说明, 并得到了极高的系统动态性能。

参考文献

- [1] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Neumann, "Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 4, pp. 738–747, July 1986.
- [2] C. French and P. Acarnley, "Direct torque control of permanent magnet drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1080–1088, September/October 1996.
- [3] L. Tang, L. Zhong, M. Rahman, and Y. Hu, "A novel direct torque control for interior permanent-magnet synchronous machine drive with low ripple in torque and flux: a speed-sensorless approach," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1748–1756, March 2003.
- [4] H. Le-Huy, K. Slimani, and P. Viarouge, "Analysis and implementation of a real-time predictive current controller for permanent-magnet synchronous servo drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 1, pp. 110–117, February 1994.
- [5] H.-T. Moon, H.-S. Kim, and M.-J. Youn, "A discrete-time predictive current control for PMSM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 464–472, January 2003.
- [6] E. Fuentes, J. Rodríguez, C. Silva, S. Diaz, and D. Quevedo, "Speed control of a permanent magnet synchronous motor using predictive current control," in *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '09*, pp. 390–395, May 2009.
- [7] F. Morel, X. Lin-Shi, J.-M. Retif, B. Allard, and C. Buttay, "A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2715–2728, July 2009.
- [8] E. Fuentes, C. Silva, D. Quevedo, and E. Silva, "Predictive speed control of a synchronous permanent magnet motor," in *IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT 2009*, 2009, pp. 1–6.
- [9] S. Bolognani, L. Tubiana, and M. Zigliotto, "Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1741–1747, November/December 2003.

第四部分 模型预测控制 的设计与实现

第 10 章 代价函数的选择

10.1 引言

本章将对代价函数所包含的各项进行介绍，并对这些项与不同系统控制要求之间的关系进行说明。

10.2 参考跟踪

最常见的代价函数项为代表参考变量的项，如电流控制、转矩控制、功率控制等。一般可以将这些项表示为预测变量与其参考值之间的差：

$$g = \| x^* - x^p \| \quad (10.1)$$

对于功率变换器的任一开关状态，此处的 x^* 代表受控变量的参考值，而 x^p 则代表预测值。取平均数 $\| \cdot \|$ 是指参考值与预测值间的差值，通常该值可以为一个采样周期的误差绝对值、二次方值或积分值：

$$g = |x^* - x^p| \quad (10.2)$$

$$g = (x^* - x^p)^2 \quad (10.3)$$

$$g = \left| \int_k^{k+1} (x^*(t) - x^p(t)) dt \right| \quad (10.4)$$

当代价函数仅涉及一个误差项时，绝对误差与二次方误差可以得出类似结果。但如果代价函数包含两个或多个不同项，其结果将不同。如第 10.3 节所述，当代价函数包含其他项时，误差二次方值能够成为更为准确的参考跟踪。式 (10.4) 不是考虑 t_{k+1} 时刻的最终值，而是考虑时刻 t_k 和 t_{k+1} 之间的变量轨迹，从而使误差平均值最小。这还能够提高参考跟踪的准确性。

10.2.1 示例

这一简单类型的代价函数可用于本书涉及的多种控制系统。可以采用以下正

坐标系表示的代价函数实现三相系统的电流控制：

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| \quad (10.5)$$

这适用于本书第4章和本章参考文献[1]中的三相逆变器、本书第6章和本章参考文献[2]中的有源前端整流器及本书第7章和本章参考文献[3]中的矩阵变换器(MC)。

使用该类型代价函数即可实现本书第6章中涉及的直接功率控制：

$$g = |P^* - P^p| + |Q^* - Q^p| \quad (10.6)$$

代价函数的其他形式包括对两个不同幅值的变量的跟踪。该情况主要针对本书第8章提及的预测转矩与磁链控制，这包含以下代价函数：

$$g = |T_e^* - T_e^p| + \lambda_{\psi} ||\psi|^* - |\psi|^p| \quad (10.7)$$

式中， λ_{ψ} 为处理两个参考基准项幅值差异的权重系数。还可以对该系数进行调整，以改变各项的权重，这将在本书第11章中详述。

10.3 驱动约束条件

在控制系统中，达到参考跟踪与控制作用的协调十分重要。功率变换器和驱动装置的控制效果与电压或电流变化、开关频率或开关损耗有关。通过预测控制，就可以考虑所有影响代价函数的控制措施，从而降低误差。

三相逆变器的控制措施可以表示为负载电压矢量变化。可以将其作为代价函数的附加项，该代价函数负责测定前面所用的电压矢量 $\mathbf{v}(k-1)$ 与下一个电压矢量 $\mathbf{v}(k)$ 间的幅值差异，即

$$g = \|x^* - x^p\| + \lambda \|\mathbf{v}(k-1) - \mathbf{v}(k)\| \quad (10.8)$$

式中， x 为受控变量； λ 为权重系数。该权重系数允许调节参考跟踪与控制作用间的权重。

可以将本书第4章涉及的预测电流控制与式(10.8)提出的电压矢量变化约束条件为例，由此得出的代价函数可以表示为

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| + \lambda \|\mathbf{v}(k-1) - \mathbf{v}(k)\| \quad (10.9)$$

使用该代价函数时，增大权重系数 λ 的值即可降低控制作用。三相逆变器使用式(10.9)的代价函数进行电流控制的运行结果如图10.1所示。观察发现，电压变化降低后，多个采样阶段的负载电压都将保持为固定值，开关频率 f_{sw} 将从2767Hz降至723Hz，并对电流参考跟踪产生负面影响。两种结果的采样频率相同，即 $f_s = 20\text{kHz}$ 。

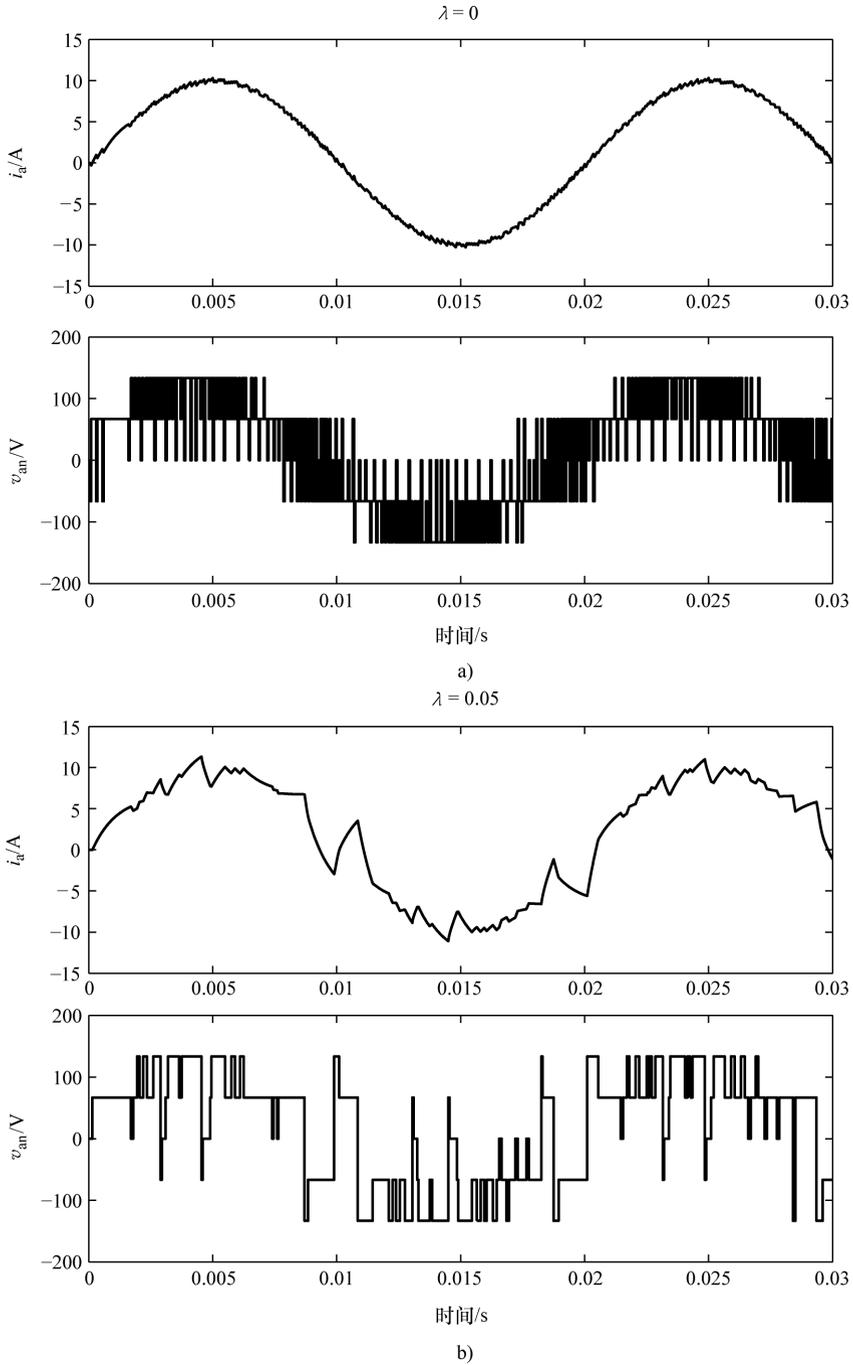


图 10.1 三相逆变器使用式 (10.9) 的代价函数进行电流控制的运行结果

a) 开关频率 $f_{sw} = 2767\text{Hz}$ b) 开关频率 $f_{sw} = 723\text{Hz}$

代价函数采用电流参考跟踪误差的二次方时，可以改善低开关频率时的效果。代价函数为

$$g = (i_\alpha^* - i_\alpha^p)^2 + (i_\beta^* - i_\beta^p)^2 + \lambda \| \mathbf{v}(k-1) - \mathbf{v}(k) \| \quad (10.10)$$

使用式 (10.10) 的代价函数进行电流控制的运行结果如图 10.2 所示。观察发现，对于与图 10.1b 所示的类似的开关频率，电流与电压波形将呈现出相对较好的性能，且电流与电压畸变更少。

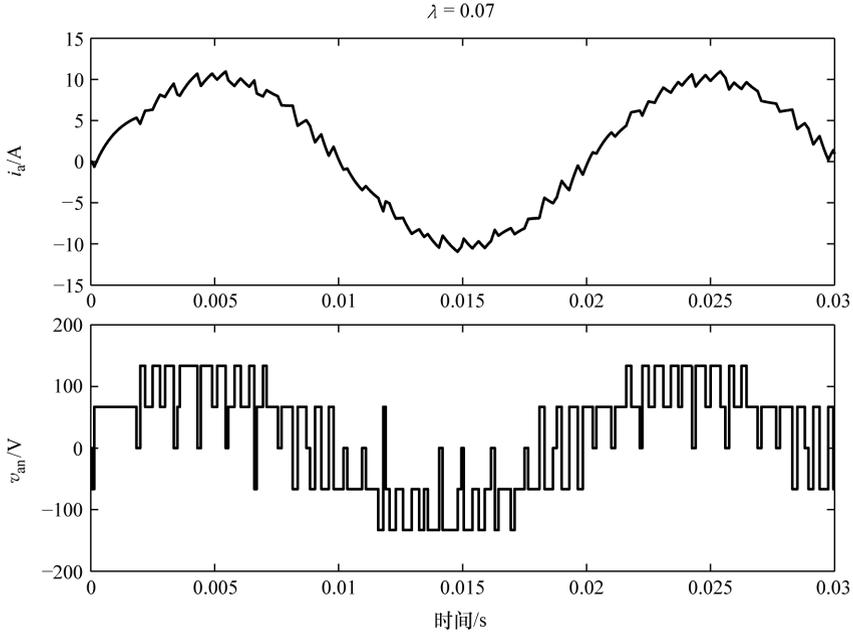


图 10.2 使用式 (10.10) 的代价函数进行电流控制的运行结果 (开关频率 $f_{sw} = 725\text{Hz}$)

10.3.1 开关频率最小化

功率变换器的一个主要控制手段是开关频率。在许多应用中，控制或限制功率开关器件的次数十分重要。

为了直接减少代价函数换相的次数，一个简单方法是，相比前一个开关状态 $\mathbf{S}(k-1)$ ，加入开关状态 $\mathbf{S}(k)$ 时包含发生变化的开关器件的数量项。

由此得出的代价函数可以表示为

$$g = (i_\alpha^* - i_\alpha^p)^2 + (i_\beta^* - i_\beta^p)^2 + \lambda_n n \quad (10.11)$$

式中， n 为采用开关状态 $\mathbf{S}(k)$ 时的开关动作次数。

如果开关状态矢量 \mathbf{S} 为

$$\mathbf{S} = (S_1, S_2, \dots, S_N) \quad (10.12)$$

式中， S_s 为开关状态，且仅存在两种状态：1 或 0，则从 $\mathbf{S}(k-1)$ 到 $\mathbf{S}(k)$ 的开关变化数量为

$$n = \sum_{x=1}^N |S_x(k) - S_x(k-1)| \quad (10.13)$$

以三相逆变器为例，开关状态矢量 $\mathbf{S} = (S_a, S_b, S_c)$ 确定了各逆变器桥臂的开关状态。则从 $k-1$ 时刻到 k 时刻的开关动作次数为

$$n = |S_a(k) - S_a(k-1)| + |S_b(k) - S_b(k-1)| + |S_c(k) - S_c(k-1)| \quad (10.14)$$

图 10.3 表示了权重系数 λ_n 为不同值下的开关频率特性。可以看出，增大权重系数即可以降低开关频率。图 10.4 表示了在 $f_{sw} = 525\text{Hz}$ 时，三相逆变器的运行结果。

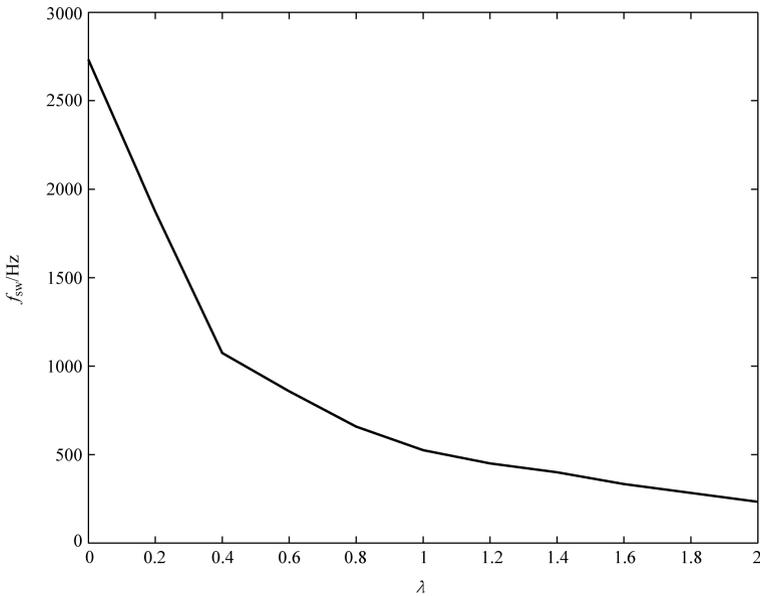


图 10.3 使用式 (10.11) 时改变权重系数 λ_n 时开关频率的变化曲线

应用于三电平中性点钳位 (NPC) 逆变器所采用的类似策略请参阅本章参考文献 [4]。

10.3.2 开关损耗最小化

开关损耗不仅取决于开关频率，还取决于开关时刻的电压值和电流值，采用预测控制时可以通过一个简单的开关过程模型直接最小化开关损耗。

可以基于开关电压 Δv_{ce} 值和电流 Δi_c 值计算开关过程的损耗。采用多项式时需要考虑本章参考文献 [5] 提及的所有合理的物理项。

$$E_{sw} = K_1 \Delta i_c \Delta v_{ce} + K_2 \Delta i_c \Delta v_{ce}^2 + K_3 \Delta i_c^2 \Delta v_{ce} + K_4 \Delta v_{ce}^2 + K_5 \Delta i_c^2 \Delta v_{ce}^2 \quad (10.15)$$

式中，系数 K_1 、 \dots 、 K_5 均为测得值的最小二次方近似值。

为了获得损耗估算的简化表达式，可以忽略式 (10.15) 中提出的多个项而采用试验数据，从而得到：

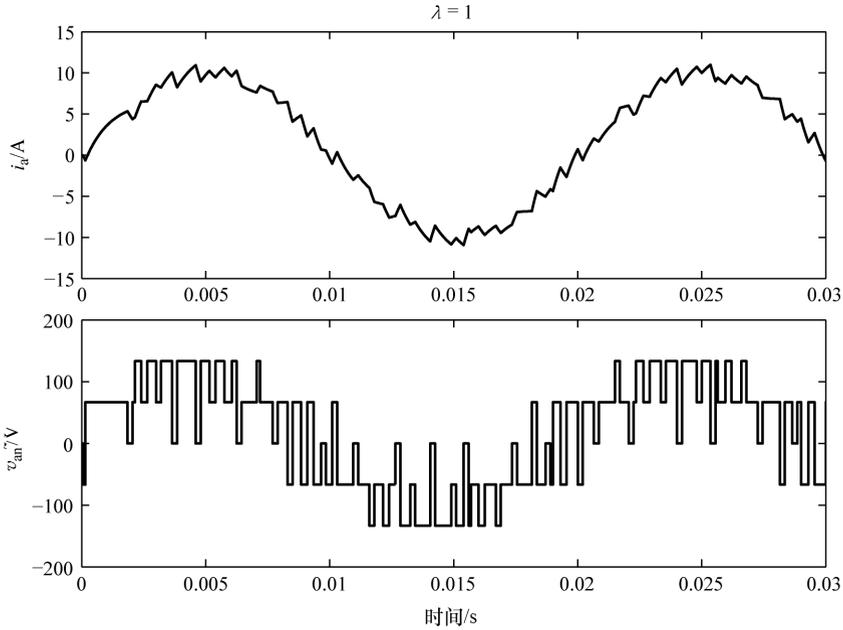


图 10.4 使用式 (10.11) 的代价函数的开关频率降低预测电流控制的运行结果 (开关频率 $f_{sw} = 525\text{Hz}$)

$$E_{sw} = K_1 \Delta i_c \Delta v_{ce} \tag{10.16}$$

该表达式与采用换相过程 (见图 10.5) 所得到的简化电流与电压波形的方程等效。根据该图可以计算出采用瞬时功率换相期间的耗散功率, 即

$$E_{sw} = \int_{T_c} p(t) dt \tag{10.17}$$

或

$$E_{sw} = \int_{T_c} i_c(t) v_{ce}(t) dt = \frac{T_c}{6} \Delta i_c \Delta v_{ce} \tag{10.18}$$

式中, T_c 为换相持续时间。

这个简单的开关损耗估算模型可以加入到代价函数中, 并作为包含所有功率变换器开关损耗预测的项:

$$g = \|x^* - x^p\| + \lambda \sum_{j=1}^N \Delta i_{cp}(j) \Delta v_{cep}(j) \tag{10.19}$$

式中, N 为变换器包含的开关器件数量。

本章参考文献 [6] 中提及将该开关损耗降低控制策略应用于 MC。该过程需要考虑输出电流控制代价函数、输入无功功率最小化代价函数及开关损耗减少代价函数, 即

$$g = |i_{\alpha\alpha}^* - i_{\alpha\alpha}^p| + |i_{\alpha\beta}^* - i_{\alpha\beta}^p| + A|Q^p| + B \sum_{j=1}^{18} \Delta i_{cp}(j) \Delta v_{cep}(j) \quad (10.20)$$

式中, $i_o = i_{\alpha\alpha} + i_{\alpha\beta}$, 为输出电流矢量; Q 为输入无功功率; A 和 B 为权重系数。MC 预测控制的详细说明见本书第 7 章。

在本章参考文献 [6] 中, 通过调节 B 值可以提升 MC 的效率, 确保总谐波畸变率 (THD) 的输入和输出电流的良好性能。所采用的 B 值较大时, 可以进一步减少开关损耗, 但电流的 THD 将增加。采用不同 B 值时, 由热成像摄像机测得的 MC 开关温度。如图 10.6 所示, 随着 B 值增大, 开关温度将随之降低, 且开关损耗也将随之减少。

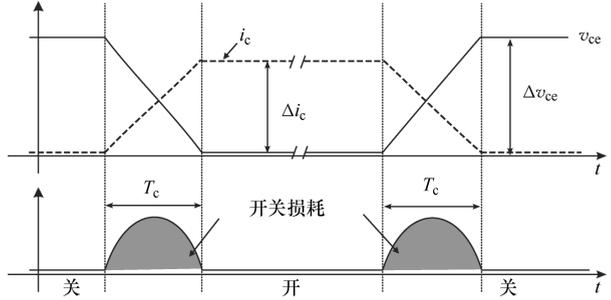


图 10.5 开关损耗估算简单模型

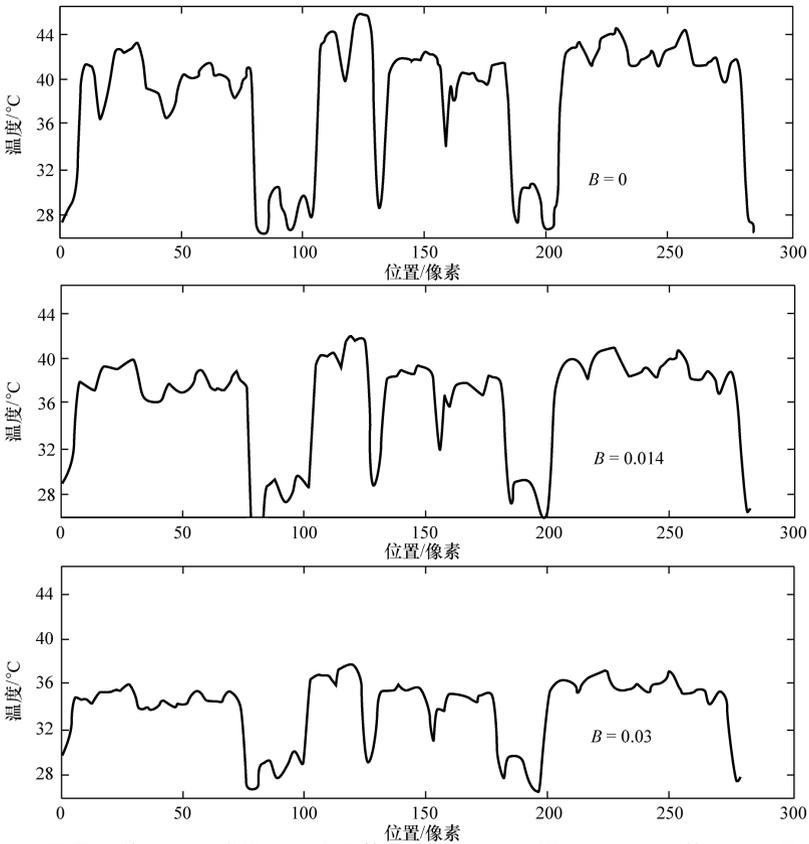


图 10.6 不同 B 值时的绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 的温度 (Vargas 等, 2008©IEEE)

10.4 约束条件

预测控制的一个优势是能够实现输出变量的直接控制而无需内部控制回路，然而许多例子都显示出内部变量未受控，且其值能够超出允许范围。在传统级联控制方案中，这些内部变量限制方式可以通过设置饱和值来实现。而在预测控制方案中，可以将这些限制作为附加项纳入代价函数中。

例如，可以考虑本章第 8 章所述的预测转矩控制。在该控制方案中，电磁转矩 T_e 和定子磁通幅值 $|\psi_s|$ 将受到以下代价函数^[7]的直接控制：

$$g = \frac{(T_e^* - T_e)^2}{T_n^2} + A \frac{(|\psi_s|^* - |\psi_s|)^2}{\psi_{sn}^2} \tag{10.21}$$

此时，定子电流未受到直接控制，稳态下该电流为正弦电流且其幅值处于允许限制范围内。然而在有些瞬时过程，此类电流可能很大并损坏逆变器或电机。预测转矩与磁通控制方案下的感应电机的起动特性如图 10.7 所示。从该图中可以看出，初始瞬时的定子电流大于最大转矩时的电流。建议考虑采用预测控制方案中的电流限制。

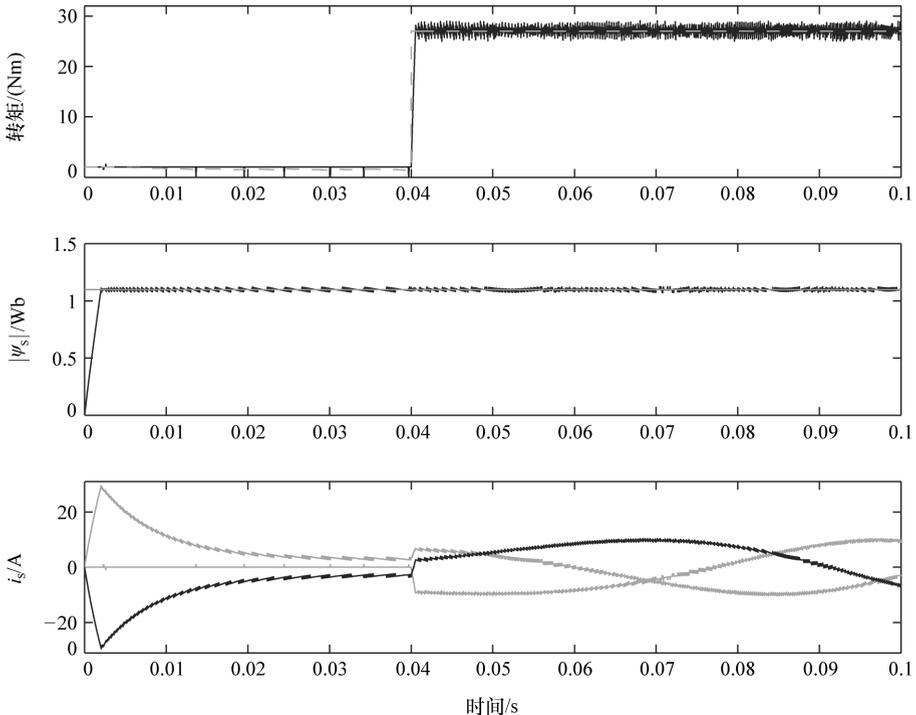


图 10.7 预测转矩与磁通控制方案下的感应电机起动特性（启动时的转矩、定子磁通幅值及定子电流）（Miranda 等，2009©IEEE）

考虑采用预测控制时，优化算法必须忽略能够导致预测电流超过预定限制范围的所有开关状态，并从未超过限制范围的状态中选择一个能够使转矩和磁通误差最小化的开关状态。该程序可以在代价函数中作为附加非线性项，且此类代价函数将在电流超出允许限制范围时产生很高的值，而电流处于限制范围内时其值将为零。该代价函数为

$$g = \frac{(T_e^* - T_e)^2}{T_n^2} + A \frac{(|\psi_s|^* - |\psi_s|)^2}{\psi_{sn}^2} + f_{\text{lim}}(i_s^p) \quad (10.22)$$

式中， i_s^p 为预测定子电流矢量； $f_{\text{lim}}(i_s^p)$ 是非线性函数，表示如下：

$$f_{\text{lim}}(i_s^p) = \begin{cases} \infty & \text{当 } |i_s^p| > i_{\text{max}} \\ 0 & \text{当 } |i_s^p| \leq i_{\text{max}} \end{cases} \quad (10.23)$$

式中， i_{max} 为最大允许定子电流幅值。

该附加项对代价函数产生影响，相应起动特性如图 10.8 所示，其他起动条件与图 10.7 所示相同。此外还发现，设定限值为 $i_{\text{max}} = 15\text{A}$ 时，定子电流幅值在 15A 时饱和。在这两种情况下，定子电流低于限值时和正常预测控制操作方式相同。

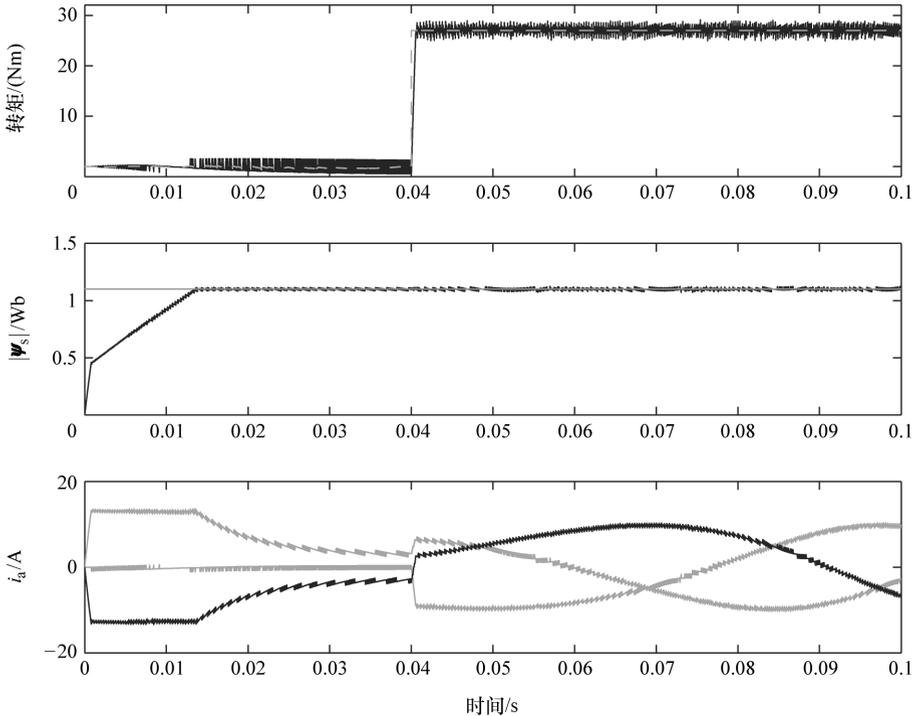


图 10.8 存在定子电流限制时的预测转矩与磁通控制方案时的感应电机起动特性（起动转矩、定子磁通幅值及定子电流）（Miranda 等，2009 © IEEE）

另一个针对永磁同步电机电流限制的示例见本书第9章。

可以使用与本节所述相同的非线性函数方法限制任何预测控制方案中的任何变量。

10.5 频谱含量

除对于变量瞬时值的控制外，代价函数还可以包含有关变量频谱含量的要求。

本书所涉及的预测控制在执行过程中一般不会为开关信号强加任何模式。最大开关频率受到采样频率的限制，但最优开关状态可以持续多个采样周期，这将导致开关频率发生变化并产生受控变量扩展频谱。

以本书第4章的预测电流控制方案为例，其负载电流所显示出的扩展频谱类似图10.9所示的扩展频谱。该示例中基于两种不同的采样频率，并给出了各自频谱的范围与幅度。

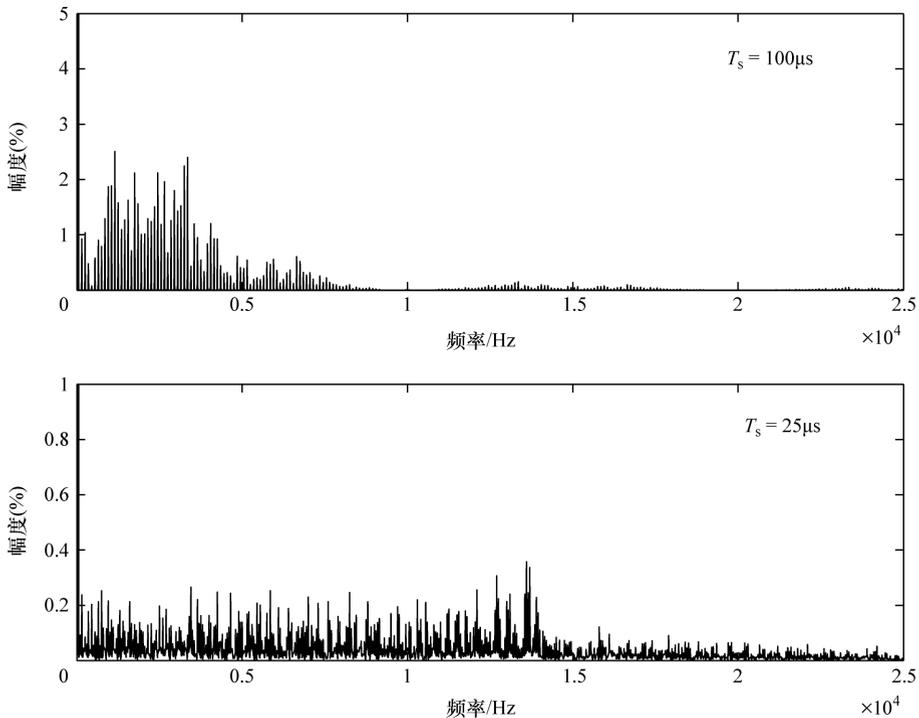


图 10.9 在不同采样频率下运行的三相逆变器预测电流控制负载电流扩展频谱 (Cortes 等, 2008 © IEEE)

该扩展频谱并不适用于某些应用，因为会产生振荡并使得无源滤波器的设计难度更大。为了解决这些问题，可以通过在代价函数中引入滤波器来影响频谱。这样，不同的频率将通过代价函数获得不同的权重，从而实现受控变量的谐波含量控制。

引入滤波器后的代价函数为

$$g = \| F(x^2 - x^p) \| \quad (10.24)$$

式中， F 为数字滤波器。

以下传递函数将采用离散时间滤波器 F ：

$$F(z) = \frac{z^0 + b_1 z^{-1} + \cdots + b_n z^{-n}}{a_0 z^0 + a_1 z^{-1} + \cdots + a_n z^{-n}} \quad (10.25)$$

式中， n 为滤波器阶数。

设计 F 滤波器时可以形成受控变量的频谱。由于滤波器的频率响应将决定各频率在代价函数中的权重，所形成的频谱将与滤波器频率逆响应频谱类似。例如，如果采用中心频率为 f_0 的带阻滤波器，其谐波含量将集中在 f_0 周围；而如果使用低通滤波器，频谱含量将集中在滤波器截止频率的高频范围内。

为了获得与采用 PWM 控制结果类似的频谱，必须使用带阻滤波器将频谱含量集中于窄带频率范围内。进行三相逆变器电流控制时可以考虑采用以下代价函数^[8]：

$$g = |F(i_\alpha^* - i_\alpha^p)| + |F(i_\beta^* - i_\beta^p)| \quad (10.26)$$

这里，滤波器 F 是带阻滤波器，其频率响应如图 10.10 所示。使用中心频率为 2kHz 的带阻滤波器 F 的预测控制负载电流与频谱如图 10.11 所示。可以看出，负载电流频谱集中在确定频率范围，这可以避免较宽频率范围内出现谐波含量。

将频谱含量信息加入代价函数的另一种方法是使用离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT)，以控制受控变量的个别谐波值。该概念在本章参考文献 [9] 中提出，目的是消除多电平变换器闭环控制预测谐波。

此类代价函数适用于大功率系统应用。例如，大功率 NPC 逆变器的控制目标为低开关频率、跟踪基波输出电压及消除多个低频谐波。该预测谐波消除应用的代价函数表示如下：

$$g = \text{DFT}_{f_1} \{ |v^* - v^p| \} + \lambda_f \sum_i^N \text{DFT}_{f_i} \{ |v^* - v^p| \} + \lambda_{sw} n \quad (10.27)$$

式中，第一项为基波频率电压误差的 DFT，允许跟踪输出电压基波；第二项允许消除不同谐波 f_i ， $i = 0, 2, 3, 4, \dots, N$ ；最后一项允许按照前一节要求降低开关频率。

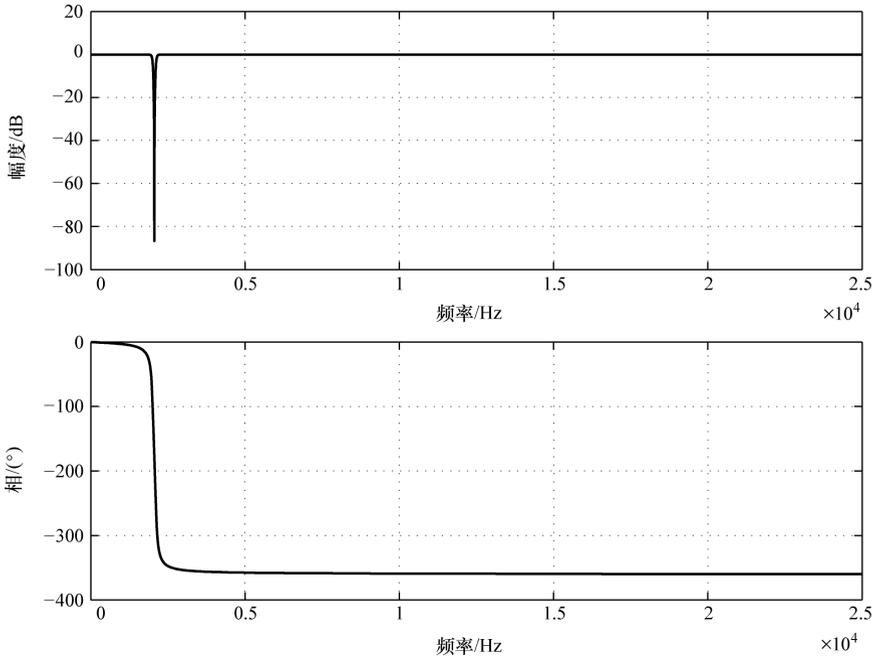


图 10.10 带阻滤波器 F 的频率响应 (Cortes 等, 2008 © IEEE)

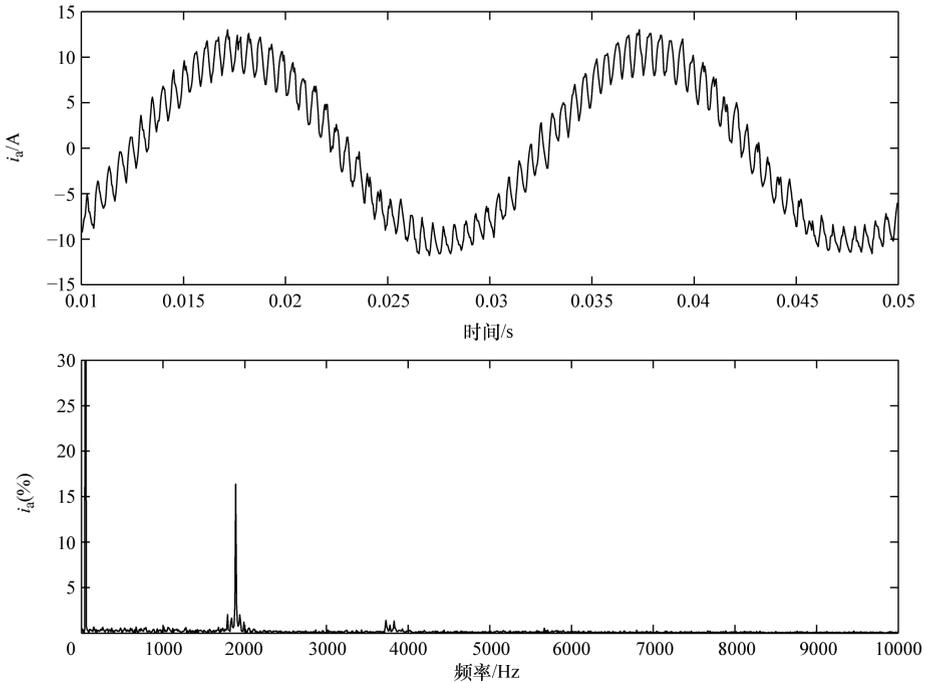


图 10.11 使用中心频率为 2kHz 的带阻滤波器 F 的预测控制的负载电流与频谱 (Cortes 等, 2008 © IEEE)

采用该控制策略消除了 0、2、4、6、7、8 和 10 次谐波，并在 300Hz 的开关频率下运行时，采用预测谐波消除的单相 NPC 逆变器的负载电压及其频谱如图 10.12 所示。

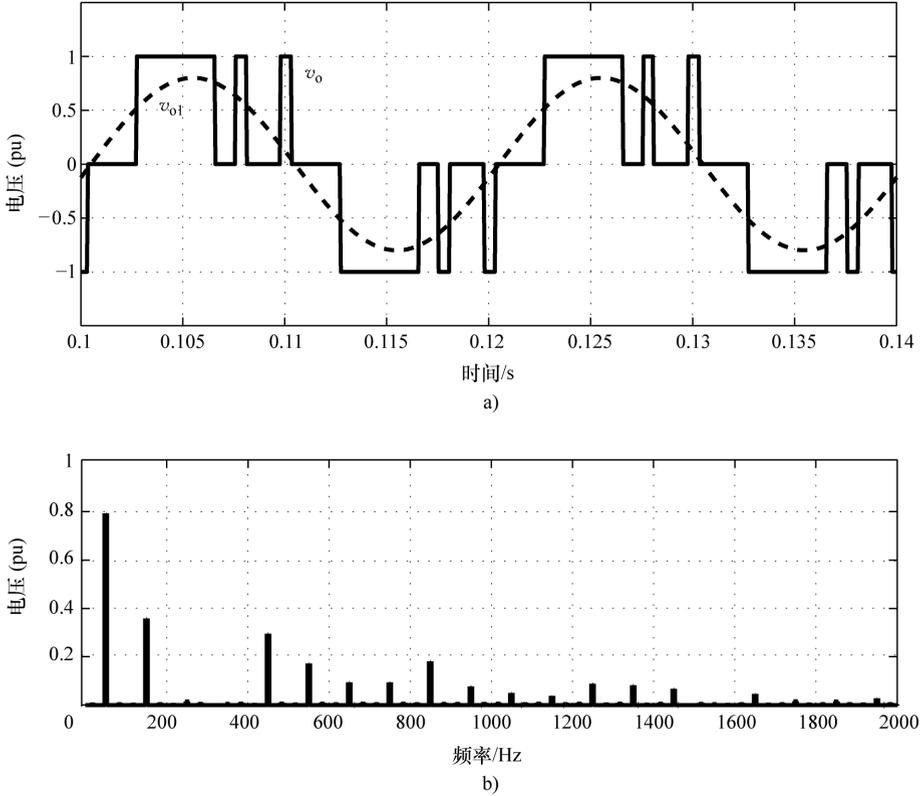


图 10.12 采用预测谐波消除的单相 NPC 逆变器的负载电压及其频谱
(Kouro 等, 2009 © IEEE)

10.6 总结

本章提出了代价函数所适用的不同类型，包含多个示例，并对各种类型的项进行了说明。可以按照参考跟踪、驱动约束条件、硬性限制及频谱含量项对代价函数项进行分类。这些项构成了代价函数的各组成部分，来实现系统的控制要求。

参 考 文 献

- [1] J. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva *et al.*, “Predictive current control of a voltage source inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, February 2007.
- [2] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, “Direct power control of an AFE using predictive control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, September 2008.
- [3] R. Vargas, J. Rodríguez, U. Ammann, and P. W. Wheeler, “Predictive current control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive power control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4362–4371, December 2008.
- [4] R. Vargas, P. Cortés, U. Ammann, J. Rodríguez, and J. Pontt, “Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2697–2705, October 2007.
- [5] F. Schafmeister, C. Rytz, and J. Kolar, “Analytical calculation of the conduction and switching losses of the conventional matrix converter and the (very) sparse matrix converter,” in Conference Record of Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2005, pp. 875–881, March 2005.
- [6] R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodríguez, “Predictive approach to increase efficiency and reduce switching losses on matrix converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 4, pp. 894–902, April 2009.
- [7] H. Miranda, P. Cortés, J. I. Yuz, and J. Rodríguez, “Predictive torque control of induction machines based on state-space models,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1916–1924, June 2009.
- [8] P. Cortés, J. Rodríguez, D. E. Quevedo, and C. Silva, “Predictive current control strategy with imposed load current spectrum,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 612–618, March 2008.
- [9] S. Kouro, B. La Rocca, P. Cortés *et al.*, “Predictive control based selective harmonic elimination with low switching frequency for multilevel converters,” in IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009, ECCE, pp. 3130–3136, September 2009.

第 11 章 权重系数设计

11.1 引言

模型预测控制 (MPC) 的一个主要优势是单个代价函数可以包含多个控制目标、变量与约束条件并能够同时实现控制。以此方式可以在达成附加控制要求 (如开关频率降低、共模电压降低与无功功率控制等) 的同时也可以控制典型变量 (如电流、电压、转矩或磁通)。通过向即将进行评估的代价函数引入附加控制目标即可简单地实现该目标。然而, 如果变量特性不同 (单位不同且各值的数量级不同), 则将两个或多个变量合并一个代价函数将是一项复杂而困难的工作。代价函数的每个附加项都拥有一个特定的权重系数, 其作用是调节该项与其他控制目标之间的重要性或代价函数中的权重关系。需要正确设计这些参数以达到预期的性能要求。但是, 目前并没有合适的分析、数值方法或控制设计理论能够指导调整此类参数, 各个参数的确定均依据实验过程。虽然该挑战并未影响 MPC 在多种功率变换器中的成功实施, 但人们仍十分希望制订一套程序或确定一些基本指导, 以减少调整阶段所存在的不确定性并提高调整效率。

本章提出了应对这一挑战的第一种方法。首先提出了一些根据各项的特性对 MPC 代价函数进行分类的示例, 分类的目的是对可以进行类似调整的权重系数类型进行分组; 然后根据一系列简单的指导进行分析和测试, 以对与权重系数变化对系统性能影响进行评估; 研究了多种变换器与传动控制应用, 以分析各种代价函数与权重系数。此外, 给出了三种不同权重系数的分析结果, 以对相关理论进行比较和验证。

11.2 代价函数分类

尽管代价函数的主要目标是跟踪特殊变量和控制系统, 但目标并不仅限于此, 参见本节前面章节的分析。事实上, MPC 的一个主要优势是代价函数允许增加任何必要的变量, 它可以代表其他系统变量、系统约束条件或系统要求的预测。由于这些变量极可能有不同的物理性质 (电流、电压、无功功率、开关损耗、转矩、磁链等), 其单位和幅值也可能具有很大差别。在 MPC 中, 此类问题的常见解决方法是为代价函数的各项加入权重系数 λ 。

$$g = \lambda_x \|x^* - x^p\| + \lambda_y \|y^* - y^p\| + \dots + \lambda_z \|z^* - z^p\| \quad (11.1)$$

根据代价函数公式所包含的各个不同项的性质，可以将它们分成不同的类。分类是必要的，可以使权重系数调整步骤的定义更为容易使其适用于类似类型的代价函数或项。

11.2.1 未包含权重系数的代价函数

此类代价函数中，仅一个变量或一个变量中的某些部分受到控制。这是最简单的情况，而且由于仅有一种类型的变量受控，因此无需使用权重系数。此类代价函数的典型示例：电压源逆变器的预测电流控制^[1]；有源前端（AFE）整流器的预测功率控制^[2]；不间断电源（Uninterruptible Power Supply, UPS）系统的预测电压控制^[3]；包含开关频率的预测电流控制^[4]；多相逆变器的预测电流控制^[5-7]。未包含权重系数的代价函数见表 11.1。

注意，这种情况下代价函数的所有项均由相同性质的变量组成（相同的单位与数量级）。此外，有些项的单个矢量还可分解为两个或更多部分。因此，无需使用权重系数或其对应调整过程。

11.2.2 包含次要项的代价函数

有些系统包含一个必须实现的主要目标或更重要的控制目标，以提供正确的系统特性，此外还包含需要达成提升系统性能、效率或供电质量为目的的附加次要约束条件或要求。此时，代价函数将包含主要项和次要项，其中次要项的重要性有很大区别，取决于具体应用及其特殊需求。例如，降低开关频率以提升系统效率的预测电流控制^[8]；降低共模电压来防止电机损坏的预测电流控制^[9]；降低无功功率以提升供电质量的预测电流控制^[10,11]。包含次要项的代价函数见表 11.2。

表 11.1 未包含权重系数的代价函数

应用	代价函数
VSI 电流控制	$ i_\alpha^* - i_\alpha^p + i_\beta^* - i_\beta^p $
AFE 整流器功率控制	$ Q^p + P^* - P^p $
UPS 的电压控制	$(v_{c\alpha}^* - v_{c\alpha}^p)^2 + (v_{c\beta}^* - v_{c\beta}^p)^2$
VSI 包含开关频率	$ F(i_\alpha^* - i_\alpha^p) + F(i_\beta^* - i_\beta^p) $
多相 VSI 电流控制	$ i_\alpha^* - i_\alpha^p + i_\beta^* - i_\beta^p + i_x^* - i_x^p + i_y^* - i_y^p $

表 11.2 包含次要项的代价函数

应用	代价函数
降低开关频率	$ i_\alpha^* - i_\alpha^p + i_\beta^* - i_\beta^p + \lambda_{sw} n_{sw}^p$
降低共模电压	$ i_\alpha^* - i_\alpha^p + i_\beta^* - i_\beta^p + \lambda_{cm} V_{cm}^p $
降低无功功率	$ i_\alpha^* - i_\alpha^p + i_\beta^* - i_\beta^p + \lambda_Q Q^p $

表 11.3 包含同等重要项的代价函数

应用	代价函数
转矩与磁通控制	$1/T_{\text{en}}^2 (T_e^* - T_e^p)^2 + \lambda_{\psi} / \psi_{\text{sn}}^2 (\psi_s - \psi_s^p)^2$
电容电压平衡	$1/i_{\text{sn}} [i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p + i_{\beta}^* - i_{\beta}^p] + \lambda_{\Delta V} / V_{\text{cn}} \Delta V_c^p $

电流控制代价函数次要项的重要性（即开关频率、共模电压或无功功率的降低幅度）取决于应用的具体需求及与主要控制目标间的折中。注意，各代价函数的对应次级项都拥有权重系数 λ 。因此，可以将解决折中问题看作是用于代价函数的权重系数调整。

11.2.3 包含同等重要项的代价函数

与前一种情况不同，为了实现某些系统的控制，需要以同等重要程序控制多个变量。其代价函数可能包含具有同等重要性的多个项，而权重系数需要对各个变量的不同性质进行调整。感应电机的转矩和磁链控制即此种情况，需要对这两个变量进行准确控制才能获得所需的系统性能^[12, 13]。另一个实例是中性点钳位逆变器（NPC）的电流控制，该设备的直流母线电容电压平衡对于减少电压畸变、防止系统损坏（超出电容允许电压水平，否则需要使用更高耐压的电容）十分关键^[8]。这两种代价函数均可见表 11.3。注意，每个代价函数都包含两个附加项用于将与额定值（由下标 n 表示）相关的数量进行标准化，原因将在下文详述。

11.3 权重系数调整

各类代价函数所包含的项不同，相关权重系数调整程序也将不同，其分类请参考第 11.2 节。

11.3.1 包含次要项的代价函数

包含次要项的代价函数权重系数调整的最简单情况，这是因为仅通过主要控制目标或项可以对系统进行初步控制。通过忽略次要项而迫使权重系数变为零（ $\lambda = 0$ ）即可达成该目标。因此，权重系数调整程序的第一步即为将含有次要项的代价函数转化为不包含权重系数的代价函数。由此可以确定主要变量特性的测量起点。

第二步是确定用于评估权重系数所实现性能测量值或相关数据。针对表 11.2 所给出的所有示例，最直接的数据应该是与主要变量即电流误差相关的数据。可以确定多种电流误差测定方法，如稳态误差均方根（RMS）值或 THD。与次要项折中时至少需要确定一种额外测定措施。针对表 11.2 中的三种代价函数，可以选择以下对应测量值：设备平均开关频率 f_{sw} 、RMS 共模电压值和稳态

输入无功功率。

一旦测量值确定，后面的程序如下：采用仿真法评估系统行为，开始时 $\lambda = 0$ ，然后该值逐渐增大。记录各 λ 值对应的测量值。一旦次要项的测量值达到应用预期值，立即停止增大 λ 值或持续增大 λ 值，直到无法正确控制主要变量。然后绘制结果并选择对应两个变量系统要求的 λ 值。通过自动进行仿真和重复进行仿真，同时在每次仿真后为权重系数引入增量的方法为该程序编程。

为了减少确定权重系数的值所需的仿真次数，可以采用分支与定界算法。采用该方法时，首先为权重系数 λ 选择几个初始值，这些值通常应该包含大范围的不同数量级，如 $\lambda = 0、0.1、1$ 和 10 。有关该算法的定性示例可参考图 11.1 所示的算法。然后对这些权重系数进行仿真并分别获得主要项与次要项的测量值 M^1 和 M^2 。然后将这些结果与应用中的预期最大误差进行对比，并将这些结果纳入两个权重系数区间（例如 $0.1 \leq \lambda \leq 1$ ），然后以新区间值的一半（例如 $\lambda = 0.5$ ）计算 λ 测定值，并继续计算直到获得所需 λ 值。注意，如图 11.1 所示，各条实线对应的是仿真值，而虚线对应的是已完成仿真的数值。该方法能够减少获得工作权重系数所必需的仿真次数。

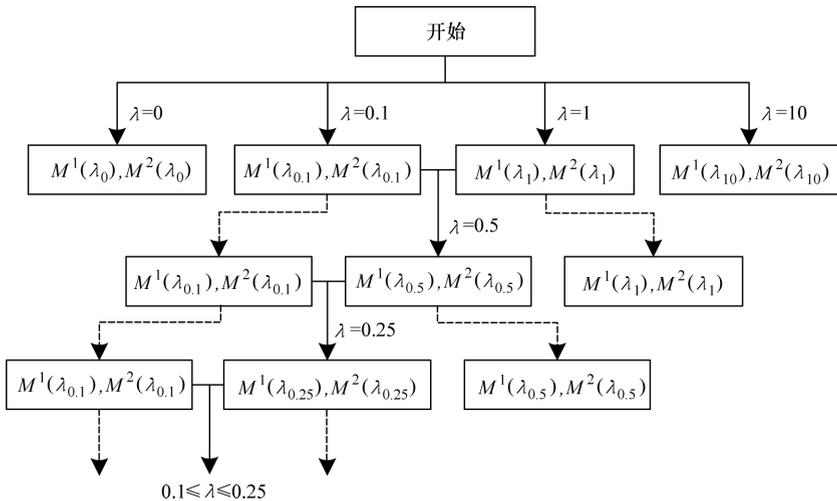


图 11.1 减少获得合适权重系数所必需的仿真次数的分支与定界算法 (Cortes 等, 2009 © IEEE)

图 11.1 所示的定性示例与图 11.3a 所示的共模降低案例结果相匹配。注意，仅进行 6 次仿真， λ_{cm} 的搜索范围将缩减至 $0.1 \leq \lambda_{cm} \leq 0.25$ 区间， λ_{cm} 完全符合该区间要求。

11.3.2 包含同等重要项的代价函数

针对与表 11.3 所列代价函数类似的代价函数，需要采用完全不同的程序，

因为其 λ 值不得为零。

第一步, 需要考虑各个变量的不同特性。例如, 控制可调速度驱动应用的转矩和磁通且其额定转矩和磁通分别为 $25\text{N}\cdot\text{m}$ 和 1Wb 时, 转矩误差和磁链误差将具有不同的数量级, 这使得两个变量在代价函数中具有不同的重要性并影响系统性能。因此, 第一步应该实现代价函数的标准化。实现标准化后, 所有的项将具有同等重要性, 且可以将 $\lambda = 1$ 作为起点。通常合适的 λ 值都接近 1。注意, 表 11.3 中的代价函数已经过了标准化 (标称值带有下标 n)。

第二步与前一个程序相同, 即确定用于评估每个权重系数值所实现性能的测量值或品质因数。

最后一步是为一系列起点, 执行图 11.1 所示的分支与定界算法。通常 $\lambda = 1$, $\lambda = 0$ 不可选。接近权重系数小区间时 (小区间指区间上下边界测得值差别不大的区间), 将获得权重系数。

11.4 示例

11.4.1 降低开关频率

关于 NPC 逆变器降低开关频率进行预测电流控制的方案请参考本书第 5 章。在该方案中, 代价函数包含电流参考跟踪主要项和开关频率降低次要项, 即

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| + \lambda_{\text{sw}} n_{\text{sw}}^p \quad (11.2)$$

次要项 n_{sw}^p 对应由当前状态转向未来开关状态所涉及的预测开关数量。因此, 增大相关权重系数 λ_{sw} 后, 该项在代价函数中的重要性也将提高, 开关频率将降低, 该效果可从图 11.2a 中能够看出。通过多次仿真能够获得该图, 开始时 $\lambda_{\text{sw}} = 0$, 且每次仿真后该值将逐渐增大。

从这些结果中可以看出, 开关频率降低将导致更程度的畸变, 从而影响负载电流的质量。如图 11.2a 所示, 图中测量曲线代表不同 λ_{sw} 值的相反变化。可以在 $0.04 \leq \lambda_{\text{sw}} \leq 0.06$ 区间内任选合适的 λ_{sw} 值, 因为在此区间的电流误差均低于额定电流的 10% (在此示例中为 15A) 且设备平均开关频率可以从 1000Hz 降至 500Hz。最终选择 $\lambda_{\text{sw}} = 0.05$ 。在该应用中, 也可以通过选择 λ_{sw} 来获得指定开关频率。

图 11.2b 给出了采用 3 个不同权重系数 λ_{sw} 值的系统运行结果对比, 并从中选择一个值。注意换相次数大幅减少并选择更大的 λ_{sw} 值时, 负载电流呈现出更程度的畸变。另一方面, $\lambda_{\text{sw}} = 0$ 时电流控制效果最佳, 但开关损耗也更高。由于 NPC 适用于中压、大功率且损耗极其重要的应用, 选择 $\lambda_{\text{sw}} = 0.05$ 将带来最

佳效率与性能。该预测方法与基于 PWM 的传统控制器对比请参阅参考文献 [8]。

11.4.2 降低共模电压

使用本章指导调整表 11.2 中第二个方程的权重系数。该示例对应共模电压降低的矩阵变换器 (MC) 预测电流控制^[9], 使用如下代价函数:

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| + \lambda_{cm} |V_{cm}^p| \quad (11.3)$$

式中, 附加项 V_{cm}^p 为不同开关状态的预测共模电压, 可将其作为次要控制目标, 可以通过正确调整权重系数 λ_{cm} 来调整该效果。

有关 MC 的预测电流控制策略见本书第 7 章。共模电压表示为

$$V_{cm} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad (11.4)$$

式中, 输出电压 v_{aN} 、 v_{bN} 和 v_{cN} 将作为 MC 输入电压和变换器开关状态函数进行计算。共模电压会在由功率变换器供电的电机绕组绝缘部分造成过电压冲击, 并导致电机性能退化, 使用寿命缩短。此外, 通过电机轴承的容性电流会损坏轴承, 且电磁干扰也会影响电子设备的操作。代价函数包含该次级项后, 共模电压及其负面影响将减少。

用于评估不同 λ_{cm} 值性能的是电流误差 RMS 与共模电压 RMS。从多个 λ_{cm} 值的一系列仿真操作获得的测量值, 其效果如图 11.3a 所示。注意, 如前一个示例所述, 两个测量值都出现了类似变化, 即 λ_{cm} 值越大共模电压越低, 而电流控制的重要性也越来越低并损失了一些性能。结果还显示, 共模电压是一个变量, 与开关频率相比, 其与负载电流的解耦程度更高, 因为在整个 λ_{cm} 范围内电流误差都保持在很低的状态。因此很容易选择合适的值, 且最适合的值为 $0.05 \leq \lambda_{cm} \leq 0.5$ 。相关结果对比如图 11.3b 所示, 共模电压明显降低且未对电流控制产生影响。

11.4.3 输入无功功率降低

MC 输入无功功率降低时的预测电流控制见本章参考文献 [10, 11]。该控制方案与所需系统模型见本书第 7 章。该控制方案的代价函数包含以正交坐标系表示的输出电流控制主要项和输入无功功率降低次要项, 即

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| + \lambda_Q |Q^p| \quad (11.5)$$

代价函数的附加项为预测输入无功功率 Q^p 及其对应权重系数 λ_Q 。

为了评估并选择 λ_Q 值, 需给出电流误差 RMS 与输入无功功率幅值 Q 特性。

权重系数对于电流误差与输入无功功率的影响如图 11.4a 所示。由于该代价函数与前两个示例属于同类, 也将显示出类似的测量变化方式, 即 λ_Q 增大。在前一个示例中, 输入无功功率与负载电流间的解耦程度似乎很高, 因此在很大范围内, λ_Q 都保持极小的电流误差。采用 $0.05 \leq \lambda_Q \leq 0.25$ 区间值将很容易获得合

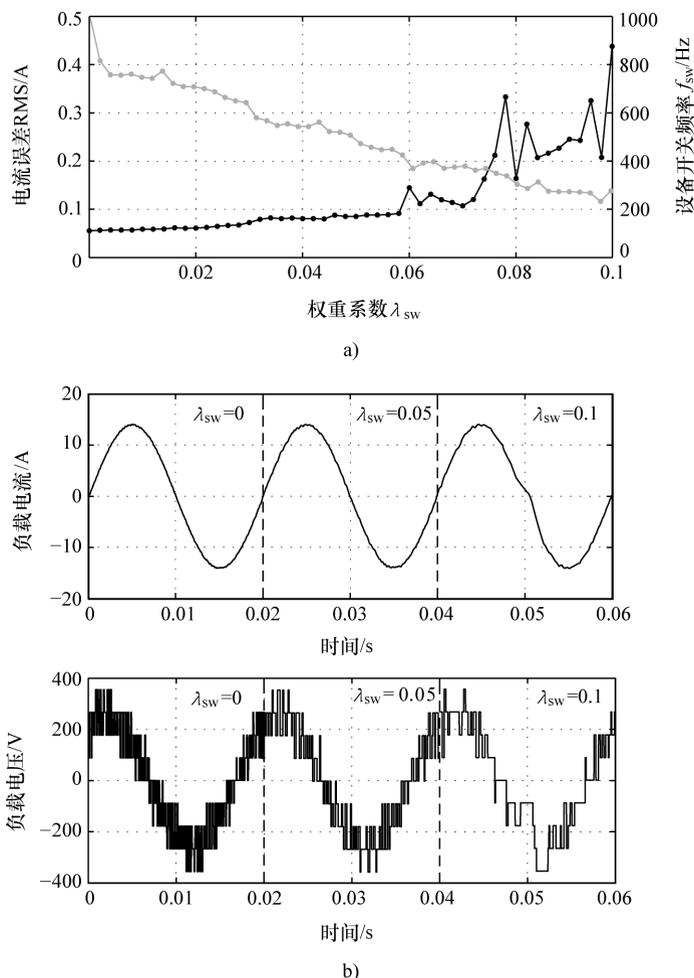


图 11.2 降低开关频率下权重系数的影响 (Cortes 等, 2009 © IEEE)

a) 权重系数对于电流误差与设备平均开关频率 f_{sw} 的影响 b) 不同权重系数 λ_{sw} 值的系统运行的结果对比 (负载电流与负载电压)

适宜。可以通过图 11.4b 所示的结果证实该做法, 该图给出了 $\lambda_Q = 0.05$ 时输入无功功率的降低情况。

11.4.4 转矩与磁链控制

有关具有同等重要性项的代价函数的示例, 即感应电机的预测转矩与磁链控制, 请见本书第 8 章。该示例中, 控制算法的目标是同时控制电磁转矩 T_e 与定子磁链幅值 $|\psi_s|$ 。可以将该目标表示为包含两项 (转矩误差与磁链误差) 的代价函数, 按照本章参考文献 [12] 所给出, 权重系数必须处理这两项间的幅值与单位差异。不同的方法包括使用标准化代价函数, 函数各项除以额定值, 可以

得到：

$$g = \frac{(T_e^* - T_e^p)^2}{T_{er}^2} + \lambda_\psi \frac{(|\psi_s|^* - |\psi_s|^p)^2}{|\psi_{sr}|^2} \quad (11.6)$$

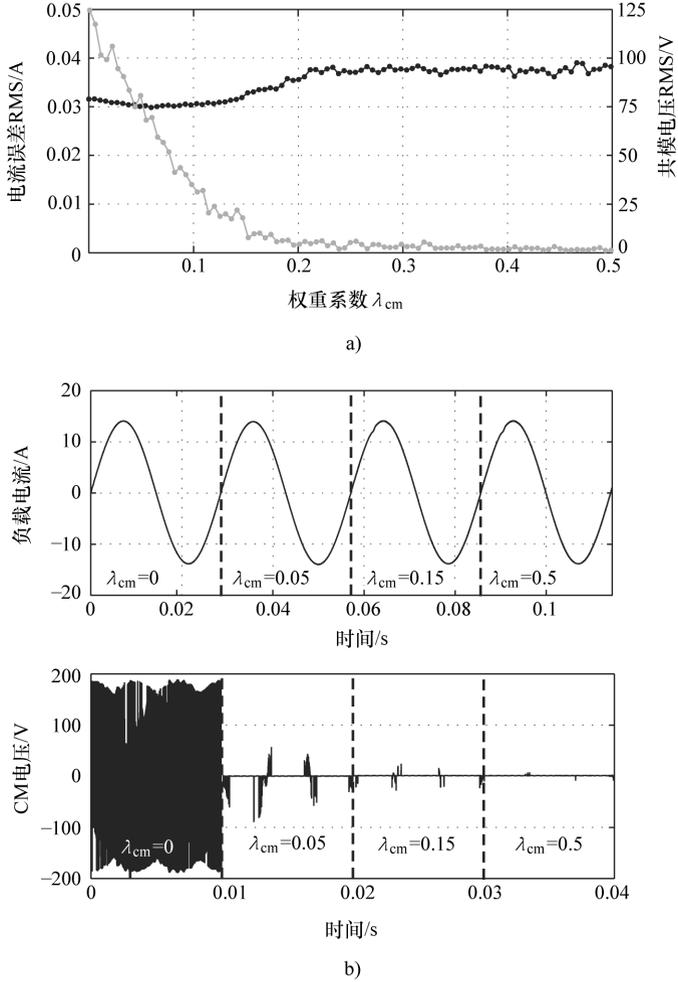


图 11.3 降低共模电压下权重系数的影响 (Cortes 等, 2009 © IEEE)

a) 权重系数对于电流误差与共态电压的影响 b) 不同权重系数的结果对比 (负载电流与共模电压)

根据本章参考文献 [13] 所给出, 采用该代价函数时, 如果 $\lambda_\psi = 1$ 则各项的重要性相同。然而最优值也会不同, 这取决于最优操作的确定标准。

为了对不同权重系数 λ_ψ 值的控制性能进行评估, 确定转矩误差 RMS 与定子磁链幅值误差 RMS 为性能测量值。

分支与定界算法开始时 $\lambda_\psi = 0.01、0.1、1、10$ 和 100 , 第一个区间为 $0.1 \leq$

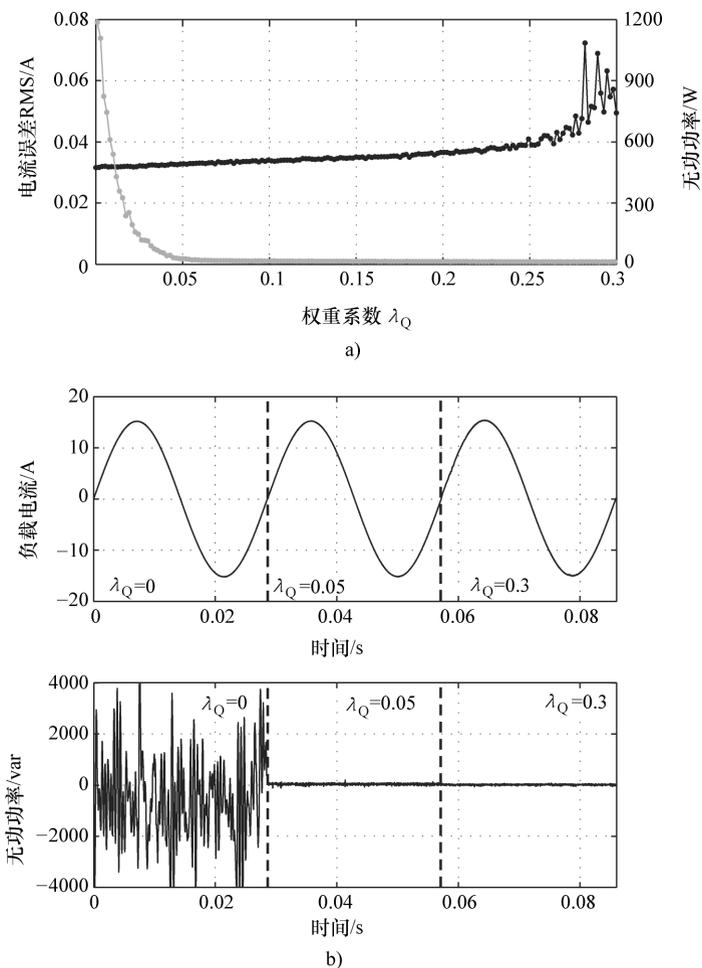


图 11.4 输入无功功率降低下权重系数的影响 (Cortes 等, 2009 © IEEE)

- a) 权重系数对于电流误差与输入无功功率的影响
- b) 不同权重系数的结果对比 (负载电流与输入无功功率)

$\lambda_\psi \leq 1$, 第二个区间为 $0.5 \leq \lambda_\psi \leq 1$, 两者差别很小。最终选择 $\lambda_\psi = 0.85$ 。需要指出, 所获得的最优值十分接近 $\lambda_\psi = 1$ 时的初始值。

如图 11.5a 所示, 大量结果将涉及更多的 λ_ψ 值 (注意, 以 \log_{10} 对数表示各值), 目的是显示分支与交界方法确实找到了合适的解决方案。

不同 λ_ψ 值的结果 (包含 $\lambda_\psi = 0.85$) 对比如图 11.5b 所示, 也给出了预测转矩与磁链控制所取得的性能。注意, $\lambda_\psi = 0.85$ 时, 转矩阶跃响应与稳态、磁链控制与负载电流波形能够得到极佳组合。

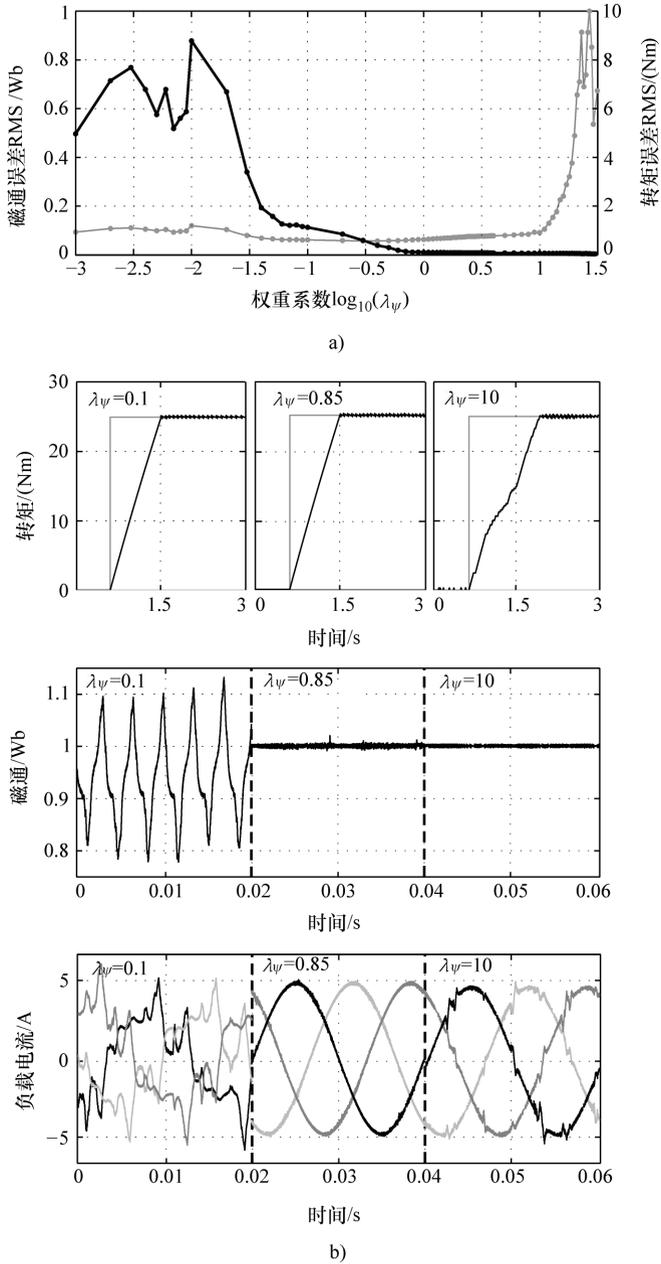


图 11.5 转矩与磁链控制下权重系数的影响 (Cortes 等, 2009 © IEEE)

a) 权重系数对于磁链与转矩误差的影响 b) 不同权重系数的结果对比
(转矩阶跃响应、稳态磁链幅值与负载电流)

11.4.5 电容电压平衡

如本书第 5 章所述, NPC 结构中有两个 DC 母线电容, 以便在各输出阶段形成三电平电压。这些电压需要实现平衡, 来确保逆变器的正确操作。如果该平衡状态未受控, DC 母线电压将发生漂移并产生相当大程度的输出电压畸变, 而且 DC 母线电容还会由于过电压而损坏 (提高电容耐压水平的情况除外)。

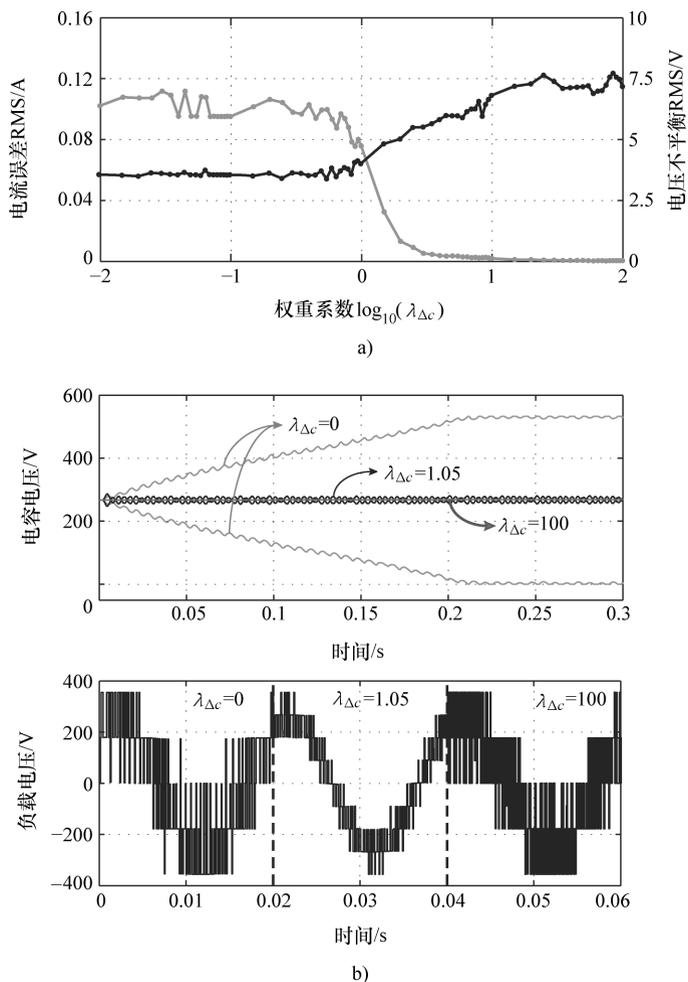


图 11.6 电容电压平衡下权重系数的影响 (Cortes 等, 2009 © IEEE)

a) 权重系数对于电流误差与 DC 母线电容电压不平衡的影响 b) 不同权重系数的结果对比 (负载电流与 DC 母线电容电压、动态特性)

可以将该控制要求加入预测电流控制方案, 前提是在代价函数中引入附加项。由此得出的代价函数可以表示为

$$g = \frac{1}{i_{sn}} [|i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p|] + \frac{\lambda_{\Delta C}}{V_{cn}} | \Delta V_c^p | \quad (11.7)$$

式中, ΔV_c^p 为预测电压不平衡; $\lambda_{\Delta C}$ 是需要调整的权重系统。注意, 应该根据调整程序第一步的要求对额定电流 i_{sn} 和额定 DC 母线电容电压 V_{cn} 值进行代价函数项标准化处理。

用来评估权重系统 $\lambda_{\Delta C}$ 的衡量标准为电流误差与电压不平衡的 RMS 值。

$\lambda_{\Delta C} = 10^{-2}$ 、 10^{-1} 、 1 、 10^1 和 10^2 的分支与定界算法首个区间为 $1 \leq \lambda_{\Delta C} \leq 10$; 首次评估后, 需要加入两个附加迭代次数, 直到区间两端值的差值很小为止。最终选择 $\lambda = 1.05$ 。如图 11.6a 所示, 大量结果将涉及更多的值 (注意, 以 \log_{10} 比例表示各值), 目的是显示分支与定界方法确实找到了合适的解决方案。

图 11.6b 给出了不同 $\lambda_{\Delta C}$ 值的结果对比 (包括 $\lambda_{\Delta C} = 1.05$), 并显示了 MPC 所实现的性能。注意, $\lambda_{\Delta C} = 0$ 时 (通常不允许, 因为其不控制而会导致 DC 母线电容最大漂移和不平衡), 负载电压仅表现出不同的五个电压电平, 而负载相对中性点电压应该包含九个电压电平 (因为 NPC 相对中性点电压包含三个电压电平)。仅出现五个电压电平的原因是由于电容出现电压漂移, NPC 未生成输出三个电压电平, 而仅生成了两个电压电平。另一方面, $\lambda_{\Delta C} = 100$ 可以相当准确地控制电压不平衡, 甚至可以增加电压不平衡在代价函数中的重要性, 因为可以避免出现会导致不平衡的开关状态、避免消除输出的电压电平数回并提高开关频率, 具体请参考图 11.6b 所示的负载电压。最后, 所选权重系数 $\lambda_{\Delta C} = 1.05$ 得到负载九个电压电平, 其能够控制负载电流并确保电容电压的平衡。

11.5 总结

本章给出了有关预测控制方案调整代价函数权重系数的实验过程。

确定了三种类型的代价函数并为各类型函数提供了相关程序。权重系数调整的第一步是确定控制所需代价函数的类型。

至少需要考虑两个不同的品质因数或系统参数, 具体取决于应用, 从而确定权重系数的设计选择折中。

对于包含主要控制目标与次要项的代价函数, 起点为 $\lambda = 0$ 。然后需要对 λ 值的增量进行测试, 直到获得所需特性 (可以采用分支与定界算法)。

对于包含同等重要性项的代价函数, 必须将代价函数标准化, 并将权重因子设置为 $\lambda = 1$ 。设置为该值时, 系统将受到控制且可以采用分支与定界算法进行调整或对围绕 1 小幅变化的 λ 值进行测试。

本章提供了针对各种程序的示例, 用于对多种预测控制应用的权重因子进行调整。

参 考 文 献

- [1] J. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva *et al.*, “Predictive current control of a voltage source inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, February 2007.
- [2] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, “Direct power control of an AFE using predictive control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, September 2008.
- [3] P. Cortés, G. Ortiz, J. I. Yuz *et al.*, “Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1875–1883, June 2009.
- [4] P. Cortés, J. Rodríguez, D. E. Quevedo, and C. Silva, “Predictive current control strategy with imposed load current spectrum,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 612–618, March 2008.
- [5] F. Barrero, M. Arahál, R. Gregor, S. Toral, and M. Duran, “A proof of concept study of predictive current control for VSI-driven asymmetrical dual three-phase AC machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1937–1954, June 2009.
- [6] P. Cortés, L. Vattuone, J. Rodríguez, and M. Duran, “A method of predictive current control with reduced number of calculations for five-phase voltage source inverters,” in 35th IEEE Annual Conference on Electronics IECON '09, November 2009, pp. 53–58.
- [7] M. J. Duran, J. Prieto, F. Barrero, and S. Toral, “Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3253–3263, August 2011.
- [8] R. Vargas, P. Cortés, U. Ammann, J. Rodríguez, and J. Pontt, “Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2697–2705, October 2007.
- [9] R. Vargas, U. Ammann, J. Rodríguez, and J. Pontt, “Predictive strategy to control common-mode voltage in loads fed by matrix converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4372–4380, December 2008.
- [10] S. Muller, U. Ammann, and S. Rees, “New time-discrete modulation scheme for matrix converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1607–1615, December 2005.
- [11] R. Vargas, J. Rodríguez, U. Ammann, and P. W. Wheeler, “Predictive current control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive power control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4362–4371, December 2008.
- [12] J. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva *et al.*, “Predictive direct torque control of an induction machine,” in EPE-PEMC 2004 (Power Electronics and Motion Control Conference), Riga, Latvia, September 2004.
- [13] H. Miranda, P. Cortés, J. I. Yuz, and J. Rodríguez, “Predictive torque control of induction machines based on state-space models,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1916–1924, June 2009.

第 12 章 延时补偿

12.1 引言

基于模型预测控制（MPC）的控制方案实验实施后，需要进行大量运算，这将产生动作延时。如果控制器的设计未考虑该问题，所产生的延时可能会导致系统性能恶化。

迄今为止所做的工作都考虑到了计算延时补偿问题^[1-5]。针对其他预测控制方案也提出了类似补偿方法，如无差拍控制法^[6]。

此类控制方案中产生其他延时的原因是代价函数参考变量需要未来值。通常认为未来参考值与实际参考值相同，该假设适用于参考值为恒定值或采样频率大于参考变量频率的情况。然而，在瞬时及采用正弦参考时，受控变量与参考变量间将出现延时。为了消除延时，需要计算未来参考变量。本章对几种简单的未来参考变量外推算法进行说明。

12.2 计算时间导致的延时影响

对计算时间导致的延时效应及延时补偿方法进行说明时，将采用包含无源负载（电阻式 - 电感式）的三相逆变器控制为例。但相同的概念对于所有预测控制方案均有效。

三相逆变器采用 MPC 的预测电流控制方案如图 12.1 所示，方案包含以下步骤：

- 1) 负载电流测量。
- 2) 所有可用开关状态下，下一个采样时刻的负载电流预测。
- 3) 每次预测的代价函数评估。
- 4) 选择能够使代价函数最小化的开关状态。
- 5) 应用新的开关状态。

也可以通过图 12.2 所示的流程图表示预测控制算法。如图 12.2 所示，具有可用开关状态时需要对预测电流与代价函数进行多次重复计算，因此微处理器需要完成大量计算。

实施电流控制时，代价函数将作为指定开关状态参考电流与预测电流间的误

差, 表示如下:

$$g = |i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}^p(k+1)| + |i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}^p(k+1)| \quad (12.1)$$

式中, i_{α}^* 和 i_{β}^* 分别为参考电流矢量的实部和虚部; i_{α}^p 和 i_{β}^p 则分别为预测负载电流矢量 $i^p(k+1)$ 的实部和虚部。采用负载离散时间模型计算预测负载电流矢量时, 该电流矢量将作为测定电流 $i(k)$ 与逆变器电压 $v(k)$ 的函数, 表示如下:

$$i^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i(k) + \frac{T_s}{L} v(k) \quad (12.2)$$

式中, R 和 L 分别为电阻和电感负载; T_s 代表采样时间。

下面用图表说明预测电流控制, 图 12.3 仅给出了 i_{β} 。这将简化示例, 7 个不同的电压矢量仅能够为 β 部分产生 3 个不同值, 因此 i_{β} 将只存在 3 种可能的轨迹。图中, 虚线代表 i_{β} 预测值, 见式 (12.2); 实线代表最小化代价函数式 (12.1) 所获得的最佳电压应用实际轨迹。

在理想情况下, 可以忽略所需计算时间, 无延时的预测电流控制操作如图 12.3 所示。该理想情况用于对比。在 t_k 时刻测定电流并立即计算最佳开关状态。选择能够在 t_{k+1} 时刻使得误差最小化的开关状态, 并将其应用于 t_k 时刻。然后, 负载电流将在 t_{k+1} 时刻达到预测值。

由于三相逆变器具有 7 种不同的电压矢量, 预测电流式 (12.2) 与代价函数式 (12.3) 需要计算 7 次。以此基于采样频率与微处理器控制速度判断, 负载电流测定与新开关状态应用间的时间间隔将相当长。

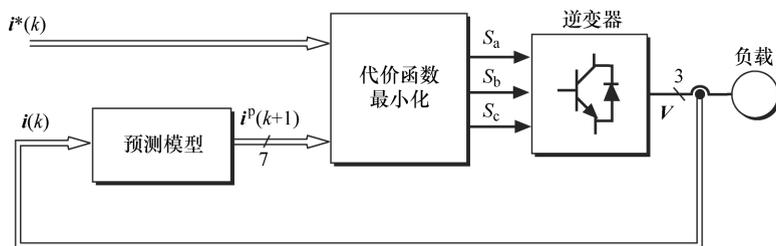


图 12.1 三相逆变器采用 MPC 的预测电流控制方案

如图 12.4 所示, 如果与采样时间相比, 计算时间较长, 则测量电流时刻与应用新开关状态时刻之间将存在延时。两个时刻间隔将持续应用前一个开关状态。如图 12.4 所示, t_k 时刻测量值选定的电压矢量将在 t_{k+1} 时刻后继续使用, 并导致负载电流偏离参考值。下一个动作将根据 t_{k+1} 时刻的测量值选择, 并应用于 t_{k+2} 时刻。作为延时补偿, 负载电流将围绕其参考值波动且电流纹波将增加。

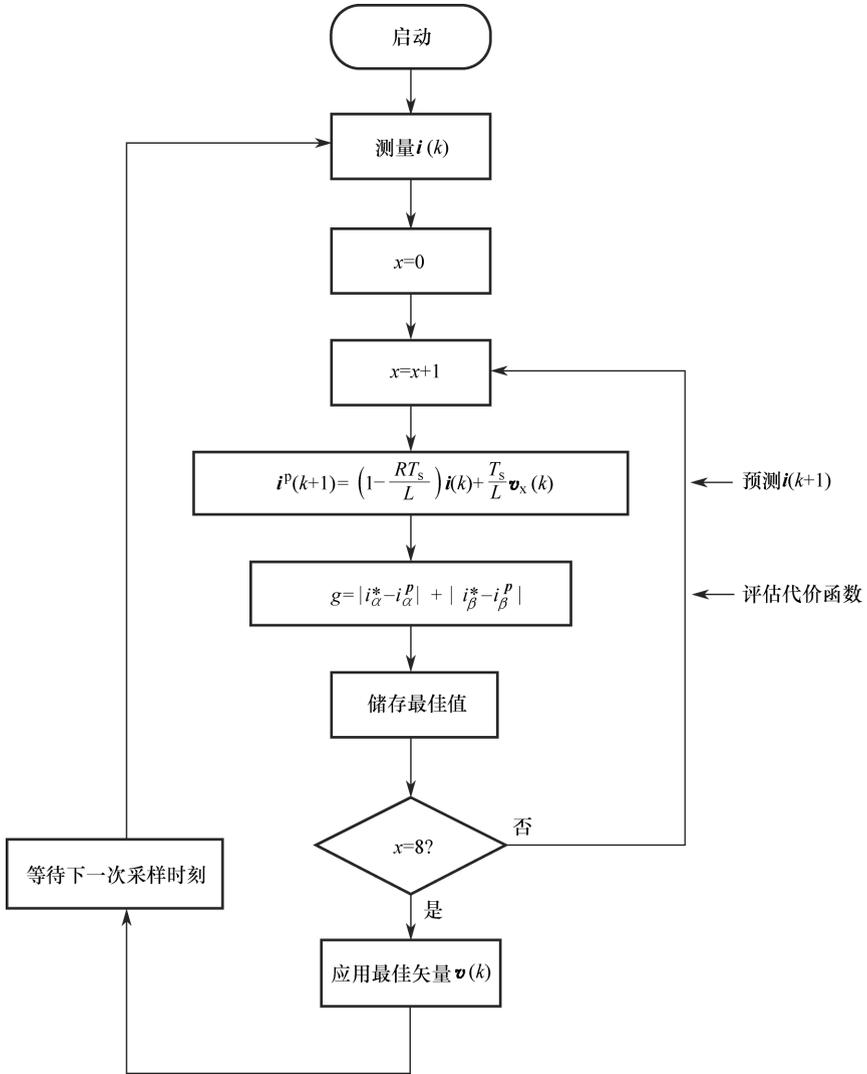


图 12.2 预测电流控制流程图

12.3 延时补偿方法

补偿延时的简单方法是考虑计算时间，并于下一个采样时刻后应用所选开关状态。按照该方法将控制算法修改如下：

- 1) 测量负载电流。
- 2) 应用开关状态（计算完成于前一个间隔）。

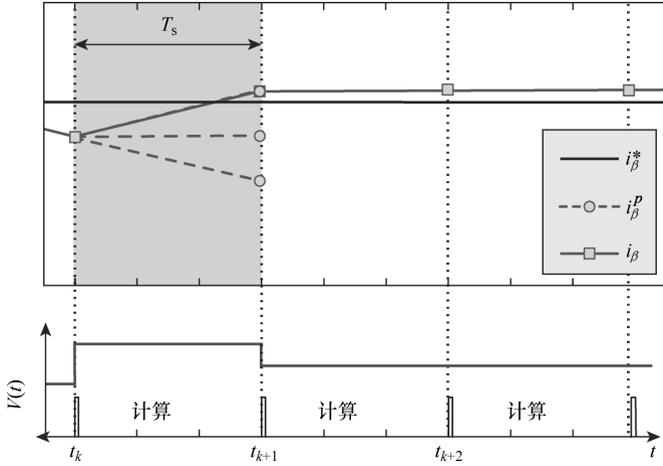


图 12.3 无延时的预测电流控制操作（计算时间为零，理想状态）
（Cortes 等, forthcoming © IEEE）

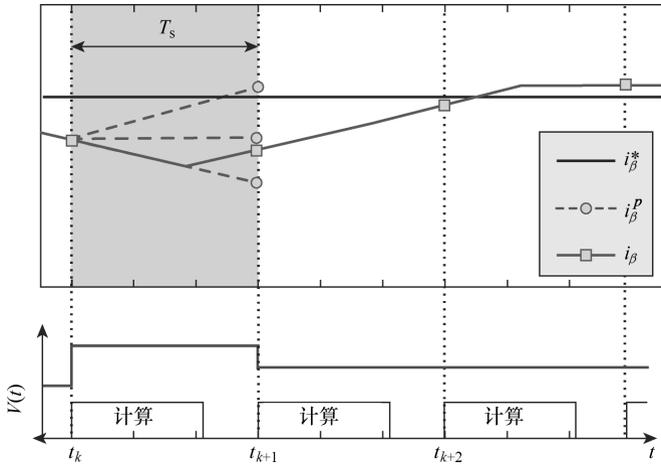


图 12.4 出现延时但未进行补偿时的预测电流控制操作（较长计算时间，实际状态）
（Cortes 等, forthcoming © IEEE）

- 3) 在所应用开关状态的基础上在 t_{k+1} 时刻估算电流值。
- 4) 所有适用的开关状态下，预测下一个采样时刻 t_{k+2} 的负载电流。
- 5) 每次预测的代价函数评估。
- 6) 选择能够使得代价函数最小化的开关状态。

也可以通过图 12.5 所示的流程图表示进行了延时补偿的预测控制算法。与图 12.2 所示的原始控制算法相比，该算法将应用新的电压矢量的时刻移到开始

阶段，并增加 t_{k+1} 时刻的电流估算。注意，电流估算会延长计算时间，但所延长的时间很短，因为仅需计算一次。

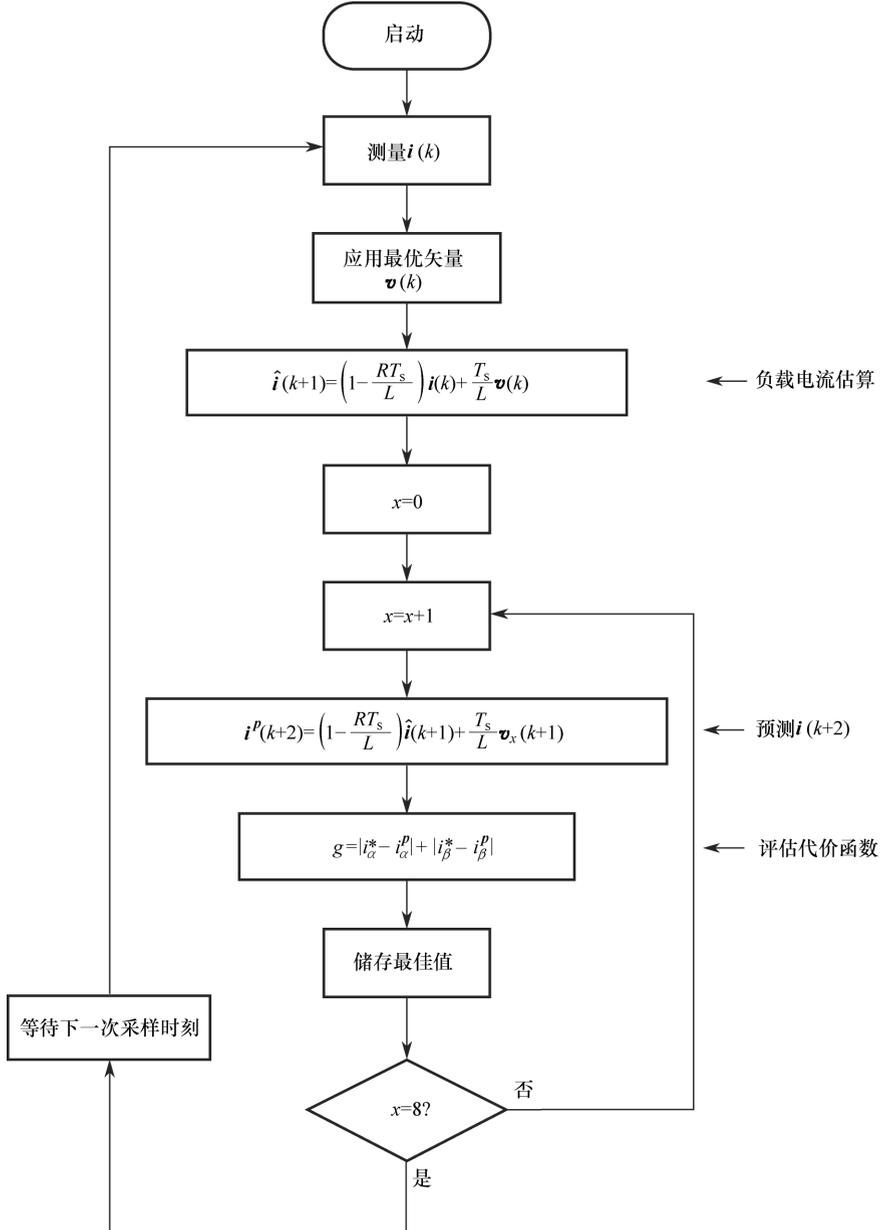


图 12.5 包含延时补偿的预测电流控制流程图

出现延时并进行延时补偿的预测电流控制操作如图 12.6 所示。这里将测得电流与 t_k 时刻应用的开关状态用于式 (12.2) 来估算 t_{k+1} 时刻的负载电流值。

然后将该电流值作为起点开始进行所有开关状态的预测。这些预测值的计算使用了一步超前负载模型：

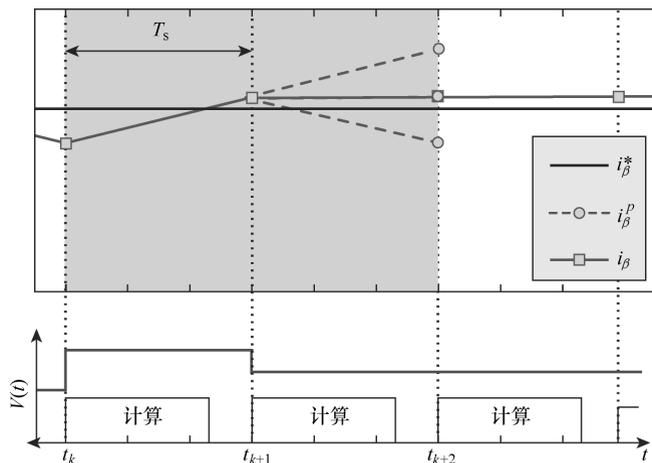


图 12.6 出现延时并进行补偿时的预测电流控制操作：较长计算时间（实际状态）
（Cortes 等, forthcoming © IEEE）

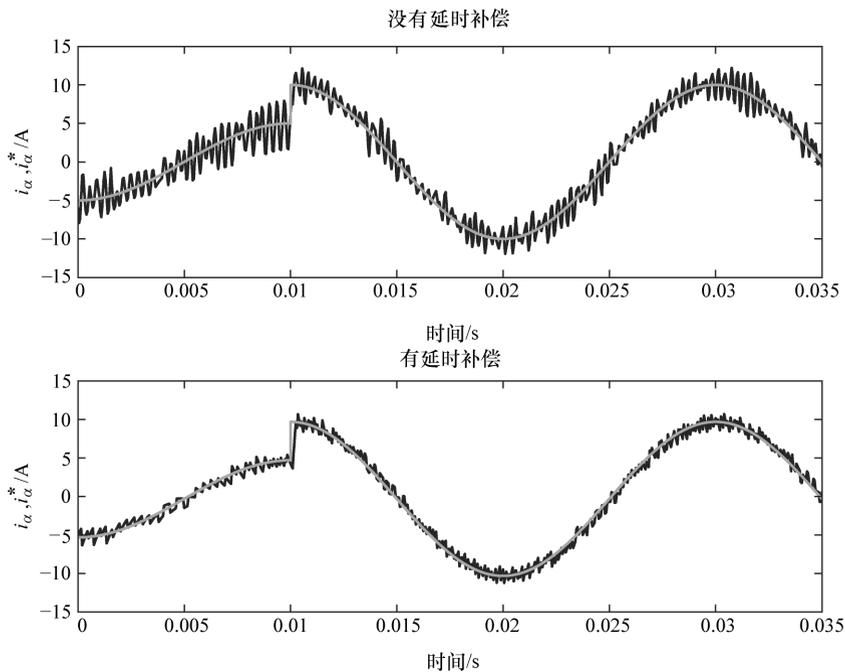


图 12.7 没有延时补偿或有延时补偿时的预测电流控制结果比较 ($T_s = 50\mu\text{s}$)
（Cortes 等, forthcoming © IEEE）

$$i^p(k+2) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \hat{i}(k+1) + \frac{T_s}{L} v(k+1) \quad (12.3)$$

式中, $\hat{i}(k+1)$ 代表估算电流矢量; $v(k+1)$ 为需要接受评估的动作。

修改代价函数以对预测电流 $i^p(k+2)$ 进行评估, 由此得到:

$$g = |i_\alpha^*(k+2) - i_\alpha^p(k+2)| + |i_\beta^*(k+2) - i_\beta^p(k+2)| \quad (12.4)$$

选择能够使该代价函数最小的开关状态进行储存, 并将其应用于下一个采样时刻。

图 12.7 还给出了包含较长计算延时的预测电流控制的情况。如图所示, 未对延时进行补偿时, 负载电流纹波相当大。采取延时补偿方法可以减少纹波, 且其操作接近理想状态。

注意, 式 (12.2) 和式 (12.3) 的代价函数分别需要使用参考电流 $i^*(k+1)$ 和 $i^*(k+2)$ 的未来值。有关这些值的计算将在第 12.4 节讨论。

12.4 未来参考值预测

在本书涉及的预测控制策略中, 代价函数主要基于未来误差。也就是说, 预测变量与下一个采样时刻参考值间的误差。这意味着需要获知未来参考值。

然而未来参考值通常为未知, 因此需要对其进行估算。一个十分简单的方法是, 基于采样频率明显高于参考信号频率这一假设, 认为未来参考值约等于实际参考值。

根据预测电流控制示例假设 $i^*(k+1) = i^*(k)$, 则可以将代价函数改写为

$$g = |i_\alpha^*(k) - i_\alpha^p(k+1)| + |i_\beta^*(k) - i_\beta^p(k+1)| \quad (12.5)$$

这种近似将导致实际电流跟踪参考电流时出现一个采样周期的滞后。

如果对计算时间延时进行补偿 (见第 12.3 节), 将需要参考电流 $i^*(k+2)$ 。采用相同的概念假设未来参考电流为 $i^*(k+2) = i^*(k)$, 则代价函数为

$$g = |i_\alpha^*(k) - i_\alpha^p(k+2)| + |i_\beta^*(k) - i_\beta^p(k+2)| \quad (12.6)$$

且跟踪过程将出现两个采样周期的滞后。

该未来参考近似法产生延时影响, 延时在较长采样时间如 $T_s = 100\mu\text{s}$ 时十分明显, 但采样时间较短时则很难发现, 如图 12.8 所示。

常见的做法是在预测控制方案中采用较短的采样时间, 该方法对于上述情况来说较为合理。稳态运行参考值恒定时, 该方法不会产生负面影响, 且两个采样周期的延时将仅出现在瞬时内。

本书多数示例都采用了此种未来参考值近似法。

12.4.1 采用外推法的未来参考值计算

对于正弦参考值与较长采样时间, 使用参考外推法可以补偿预测控制方案中

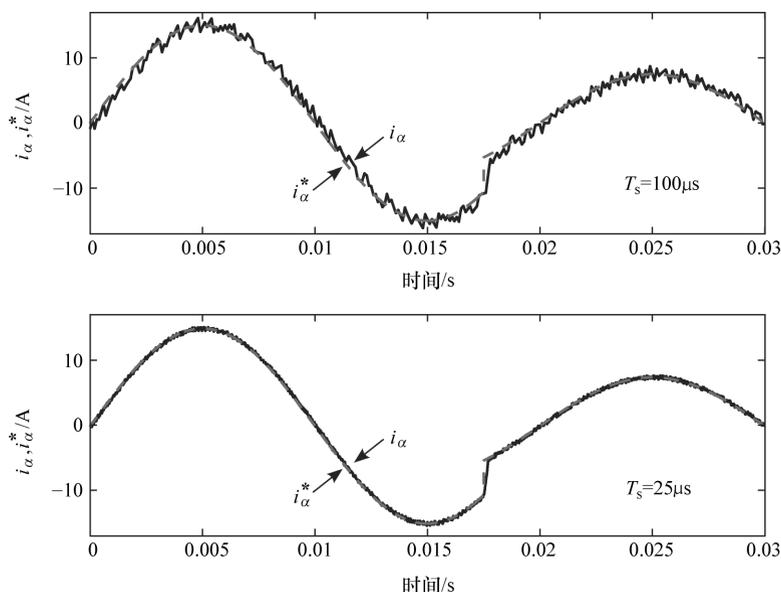


图 12.8 采用 $i^*(k+2) = i^*(k)$ 且采样时间为 $T_s = 100\mu\text{s}$ 和 $T_s = 25\mu\text{s}$ 时预测电流控制的负载电流与负载参考电流

的参考跟踪延时。

一种可行的解决方案是采用拉格朗日外推法^[7]的 n 阶公式中的实际电流参考值推算一步超前预测值。

$$\hat{i}^*(k+1) = \sum_{l=0}^n (-1)^{n-l} \binom{n+1}{l} i^*(k+l-n) \quad (12.7)$$

对于正弦参考值，建议采用 $n = 2$ 或更大值^[7]。

采用该外推公式时，可以预测未来参考值 $i^*(k+1)$ ，对于 $n = 2$ 有

$$\hat{i}^*(k+1) = 3i^*(k) - 3i^*(k-1) + i^*(k-2) \quad (12.8)$$

采用代价函数式 (12.4) 时需要计算未来参考值 $i^*(k+2)$ 。可以通过时序前移式 (12.8) 计算该估算值，得出：

$$\hat{i}^*(k+2) = 3\hat{i}^*(k+1) - 3i^*(k) + i^*(k-1) \quad (12.9)$$

将式 (12.8) 代入式 (12.9)，即可以仅根据参考电流的当前值和过去值计算未来参考值。所得出的 $i^*(k+2)$ 表达式为

$$\hat{i}^*(k+2) = 6i^*(k) - 8i^*(k-1) + 3i^*(k-2) \quad (12.10)$$

使用式 (12.8) 计算参考电流 $i^*(k)$ 与估算未来参考电流值 $\hat{i}^*(k+1)$ ，如图 12.9 所示。通过稳态运行过程即可实现电流未来值的正确估算，但参考值

阶跃变化时推算值也会出现突变。

估算未来参考电流值 $\hat{i}^*(k+2)$ ，如图 12.9 所示，得出与 $\hat{i}^*(k+1)$ 类似的特性，但阶跃变化期间出现的峰值较大。

12.4.2 采用矢量角补偿法的未来参考值计算

考虑到三相系统变量的矢量表示法后，即能够根据一次采样时间的矢量角变化来估算未来参考值。

例如，可以通过其幅值 I^* 和角 θ 计算负载电流参考矢量 i^* ，即

$$i^*(k) = I^*(k)e^{j\theta(k)} \quad (12.11)$$

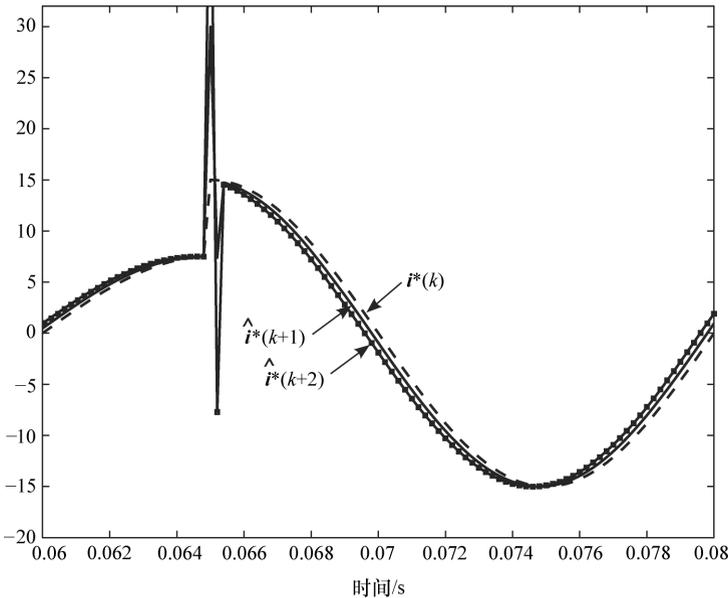


图 12.9 采用外推法计算幅值阶跃变化的正弦参考值的未来参考电流值

处于稳态时，假设该矢量以角速度 ω 旋转且幅值保持不变，则 t_{k+1} 时刻的参考矢量角可通过下式计算：

$$\theta(k+1) = \theta(k) + \omega T_s \quad (12.12)$$

式中， T_s 为采样时间。

结合式 (12.12) 和 $I^*(k+1) = I^*(k)$ ，未来参考矢量值估算如下：

$$i^*(k+1) = I^*(k+1)e^{j\theta(k+1)} = I^*(k)e^{j(\theta(k) + \omega T_s)} \quad (12.13)$$

将式 (12.11) 代入式 (12.13) 得到：

$$i^*(k+1) = i^*(k)e^{j\omega T_s} \quad (12.14)$$

相同的程序也可以用于 $i^*(k+2)$ 的估算，假设

$$\theta(k+2) = \theta(k) + 2\omega T_s \tag{12.15}$$

且 $I^*(k+2) = I^*(k)$ ，则

$$i^*(k+2) = i^*(k) e^{2j\omega T_s} \tag{12.16}$$

采用矢量角补偿法计算电流参考矢量与未来参考矢量如图 12.10 所示。

分别使用式 (12.14) 和式 (12.16) 进行计算的参考电流 $i^*(k)$ 与估算未来参考电流 $\hat{i}^*(k+1)$ 和 $\hat{i}^*(k+2)$ ，如图 12.11 所示。通过稳态运行过程即可实现电流未来值的正确估算。参考步骤改变期间的估算参考值特性优于图 12.9 所示的外推法计算。

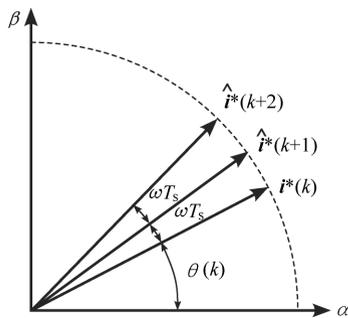


图 12.10 采用矢量角补偿法计算电流参考矢量与未来参考矢量

采用矢量角补偿法估算未来参考值不适用于单相系统。

预测电流控制采用未来参考值预测后跟踪效果得到改善，如图 12.12 所示，跟踪参考值的延时已消除。

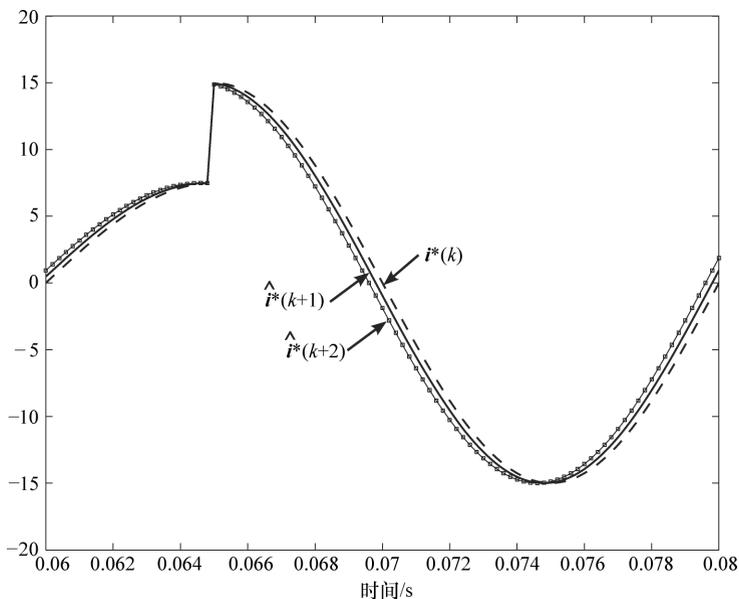


图 12.11 采用矢量角补偿法计算幅值阶跃变化的正弦参考未来参考值

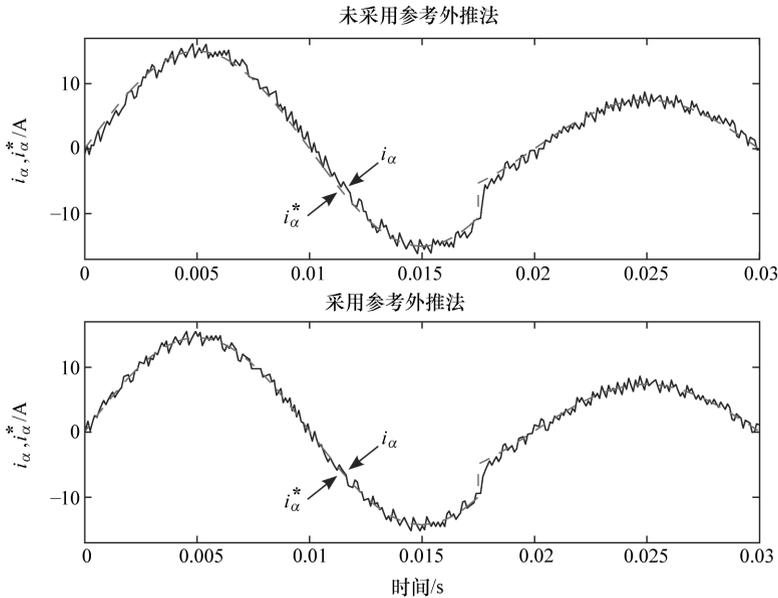


图 12.12 未采用及采用参考外推法的预测电流控制方法特性 ($T_s = 100\mu\text{s}$)

12.5 总结

本章提供了有关预测控制算法计时延时的补偿方法。这个简单的补偿方法允许预测模型包含延时并能够避免受控变量出现较大纹波。

考虑到有时需要使用参考值的未来值，本章还提供了两种估算未来参考值的外推法。

参考文献

- [1] P. Cortés, G. Ortiz, J. I. Yuz *et al.*, “Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1875–1883, June 2009.
- [2] P. Cortés, J. Rodríguez, D. E. Quevedo, and C. Silva, “Predictive current control strategy with imposed load current spectrum,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 612–618, March 2008.
- [3] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, “Direct power control of an AFE using predictive control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, September 2008.
- [4] H. Miranda, P. Cortés, J. I. Yuz, and J. Rodríguez, “Predictive torque control of induction machines based on state-space models,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1916–1924, June 2009.
- [5] M. Arahal, F. Barrero, S. Toral, M. Duran, and R. Gregor, “Multi-phase current control using finite-state model-predictive control,” *Control Engineering Practice*, vol. 17, no. 5, pp. 579–587, 2009.
- [6] H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, and H. Toliyat, “Predictive current control of voltage-source inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 585–593, June 2004.
- [7] O. Kukrer, “Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 260–269, March 1996.

第 13 章 模型参数误差影响

13.1 引言

模型预测控制（MPC）的一个重要特点是，能够明确利用系统模型选择最优控制。考虑到某些系统的参数值可能会发生变化，而在其他情况下很难获得准确的参数值，因此，评估 MPC 方案在存在模型参数误差情况下的性能十分重要。

由于本书涉及预测控制方案的非线性特性，很难进行简单的分析研究以对存在模型参数误差时的预测控制方案性能进行评估。本章提出了一种简单的实证方法，用于测试稳态下的模型参数误差影响及系统的瞬态特性。以三相逆变器的电流控制为例，为了对结果比较提供参考，选择了旋转坐标系中包含脉宽调制（PWM）且基于比例积分（PI）控制器的经典控制方案和众所周知的无差拍控制器。

13.2 三相逆变器

本章的比较将针对三相逆变器（见图 13.1）。

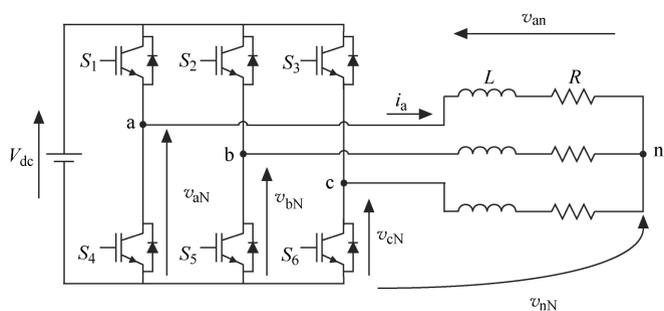


图 13.1 具有阻感负载的三相逆变器

可以考虑阻感负载，这里的简单模型对负载电流的动态特性进行了说明，即

$$\boldsymbol{v} = R\boldsymbol{i} + L \frac{d\boldsymbol{i}}{dt} \quad (13.1)$$

这个简单模型将应用在第 13.3 节所述的 3 种控制方法中。

13.3 采用脉宽调制的比例积分控制器

13.3.1 控制方案

采用脉宽调制器的 PI 控制器是本章参考文献 [1 - 3] 中涉及的发展最快且历史最悠久的方法。该方法中, 电流误差由 PI 控制器补偿, 而该控制器将生成输入调制器的参考电压。

该控制方法的实现需要采用负载电流矢量静止或同步参考坐标系^[4]。在静止参考坐标系中, 受控电流为正弦信号, PI 控制器无法将误差减为零。在同步旋转 dq 参考坐标系中, 负载电流部分为直流 (DC), 稳态下 PI 控制器可以将误差减为零, 因此该方法将采用同步参考坐标系调节器。基于同步 dq 坐标系^[5], 将负载模型式 (13.1) 表示为

$$v_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - j\omega Li_q \quad (13.2a)$$

$$v_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + j\omega Li_d \quad (13.2b)$$

式中, ω 为旋转坐标系的角频率; v_d 和 v_q 分别为旋转坐标系中由逆变器生成的电压矢量; i_d 和 i_q 则分别为旋转坐标系中的负载电流矢量。

式 (13.2a) 和式 (13.2b) 为系统的数学模型, 将该模型应用于 PI 调节器的设计中。选择 PI 调节器的参数是一个关键因素, 选择时必须考虑到受控系统的相关要求。在选择 PI 调节器参数时有一些传统的调整方法, 因此采用了适用于微处理器控制的传统调整方法。

图 13.2 所示的采用 PWM 的 PI 控制器框图是有关电流控制的控制方案。将测得电流转换为旋转坐标系, 然后根据相应参考信号计算误差。误差信号指输入 PI 控制器并在旋转坐标系中生成参考电压的输入信号。将参考电压转换为静止参考坐标系并输入调制器生成逆变器所需的门极驱动信号。

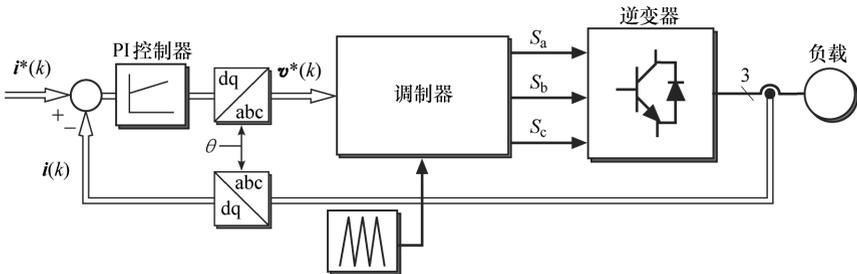


图 13.2 采用 PWM 的 PI 控制器框图

13.3.2 模型参数误差影响

为了对参数变化系统特性进行分析, 需要对系统进行模拟与实验测试, 且测

试期间仅改变一个参数，另一个参数仍保持其标称值。电感值的范围为 3 ~ 15mH，电阻值的范围为 5 ~ 20Ω。两者的额定值分别为 7mH 和 10Ω。

根据闭合回路的稳定性对负载参数值的变化效果进行了分析。前面测试所用方法的目的是形成闭合回路特征方程，然后绘制根轨迹^[7]。本次测试中也将采用相同的方法，对采用 PWM 的 PI 控制器及无差拍控制进行评估。

图 13.3 所示为采用 PI 控制时的根轨迹，参数值在之前确定范围内变化。依据本章参考文献 [6] 中的指导设计确定 PI 调节器。如图所示，两个参数均在规范范围内变化时，系统将保持稳定。

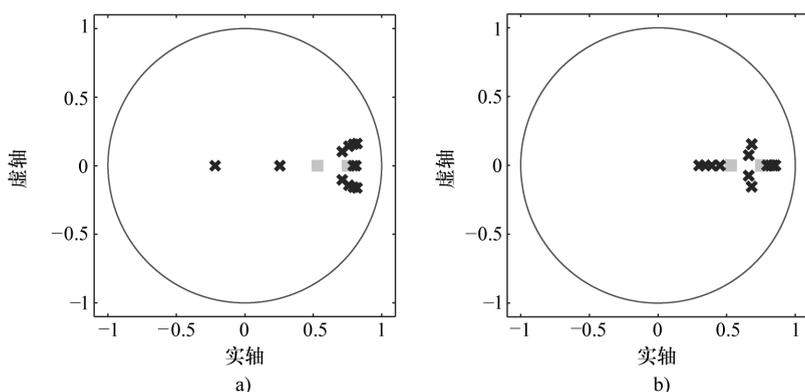


图 13.3 采用 PI 控制时的根轨迹
a) 电感值变化 b) 电阻值变化

13.4 采用脉宽调制的无差拍控制

13.4.1 控制方案

无差拍控制是众所周知的预测控制法之一，大约在二十年前提出^[8,9]。采用 PWM 的无差拍控制框图如图 13.4 所示。此种控制方案的主要优势是快速的动态响应能力，以及能够使用任何调制方法，如 PWM 或空间矢量调制 (SVM)。但无差拍控制在其基本实施过程中对于负载参数的变化十分敏感。

可以使用矩阵符号表示式 (13.1) 所给出的简单模型。其中，静止坐标系中的电流将作为状态变量，表示如下：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (13.3)$$

式中， i_{α} 和 i_{β} 分别为负载电流矢量 \mathbf{i} 部分； v_{α} 和 v_{β} 代表逆变器电压矢量 \mathbf{v} 部分。

假设采样时刻间的变量恒定，则可以将系统式 (13.3) 写为如下的离散形式：

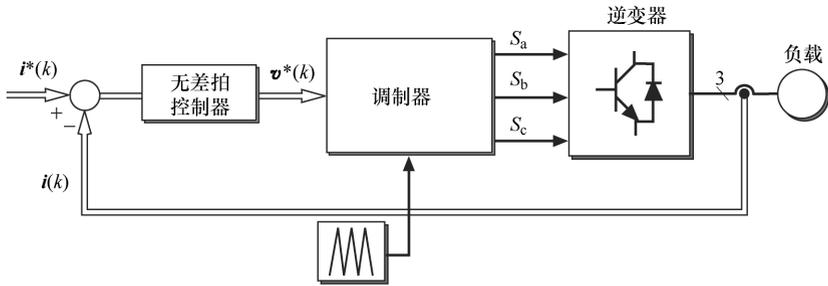


图 13.4 采用 PWM 的无差拍控制框图

$$\mathbf{i}(k+1) = \Phi \mathbf{i}(k) + \Gamma \mathbf{v}(k) \tag{13.4}$$

式中

$$\Phi = e^{-(R/L)T} \tag{13.5}$$

$$\Gamma = \frac{1}{L} \int_0^T e^{-(R/L)\tau} d\tau \tag{13.6}$$

式中， T 为采样时间。

基于式 (13.4) 的离散时间模型可以获得参考电压矢量，从而在下一个采样时刻实现零电流误差：

$$\mathbf{v}^*(k) = \frac{1}{\Gamma} [\mathbf{i}^*(k+1) - \Phi \mathbf{i}(k)] \tag{13.7}$$

将式 (13.7) 作为调制器输入电压，从而实现无差拍控制。

13.4.2 模型参数误差影响

图 13.5 给出了以根轨迹图的形式表示在预定范围内参数值变化的效果，系统在整个范围内均保持稳定。但也有特殊情况，即其中一个系统闭合回路极点靠近不稳定区域时。电感值达到最小值时将出现该情况。

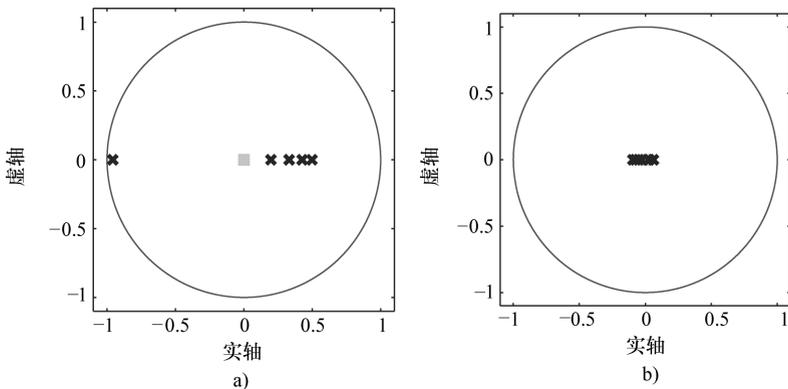


图 13.5 采用无差拍控制时的根轨迹

a) 电感值变化 b) 电阻值变化

13.5 模型预测控制

MPC 是一种预测控制类型，该方法会应用系统模型对受控变量的特性进行预测。通过最小化代价函数选择最优输入序列，从而确定所需系统特性。电压源逆变器中，一种简单而有效的电流控制 MPC 实现方法见本章参考文献 [10]。本方法的框图如图 13.6 所示；有关该控制方法的详细说明见本书第 4 章。

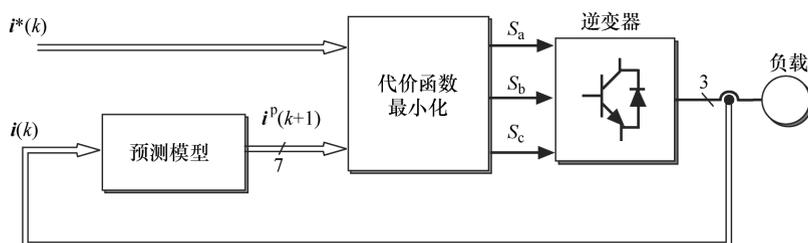


图 13.6 MPC 框图

通过在采样时间 T 对式 (13.3) 进行离散化 (采用欧拉法)，可以获得用于计算预测电流的预测模型表达如下：

$$\mathbf{i}(k+1) = \left(1 - \frac{RT}{L}\right)\mathbf{i}(k) + \frac{T}{L}\mathbf{v}(k) \quad (13.8)$$

式中， $\mathbf{v}(k)$ 为接受评估的电压矢量，且属于逆变器产生的 7 个电压矢量。

采用代价函数对逆变器产生的各个可能电压状态矢量影响对负载电流特性的影响进行评估。在静止参考坐标系中将代价函数定义为参考电流与预测电流间的绝对误差，即

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| \quad (13.9)$$

式中， i_{α}^* 和 i_{β}^* 分别为参考电流矢量 \mathbf{i}^* 的分量； i_{α}^p 和 i_{β}^p 分别为预测负载电流矢量 $\mathbf{i}(k+1)$ 的分量。

13.5.1 负载参数变化影响

由于 MPC 的实现过程包含非线性属性，因此无法对其进行根轨迹分析，且闭合回路稳定性分析也更为复杂。因此，将根据控制器性能 (而不是闭合回路稳定性效应) 分析参数变化。

可以将预测模型式 (13.8) 改写成如下形式：

$$\mathbf{i}(k+1) = K_i \mathbf{i}(k) + K_v \mathbf{v}(k) \quad (13.10)$$

式中， $K_i = (1 - RT/L)$ ， $K_v = T/L$ 。

注意，式 (13.10) 中的预测电流包含两部分：一部分与实际电路矢量方向

相同；另一部分的方向则与 7 个可能电压矢量的方向相同。电阻值变化仅影响权重系数 K_i ；另一方面，电感值变化将影响权重系数 K_v 和 K_i 。

可以绘制稳态下负载参数变化对于预测电流的影响图。如图 13.7 所示，电感负载变化将导致预测负载电流矢量变化 Δi 发生改变。从而导致电流纹波发生变化且电流幅值发生小幅变化，因为两个权重系数都受到电感值改变的影响，但对于 K_v 的影响更为明显。另一方面，电阻负载变化将使预测电流发生径向位移，从而导致预测负载电流振幅发生变化，其原因是电阻值发生变化时，仅有 K_i 受到了影响。

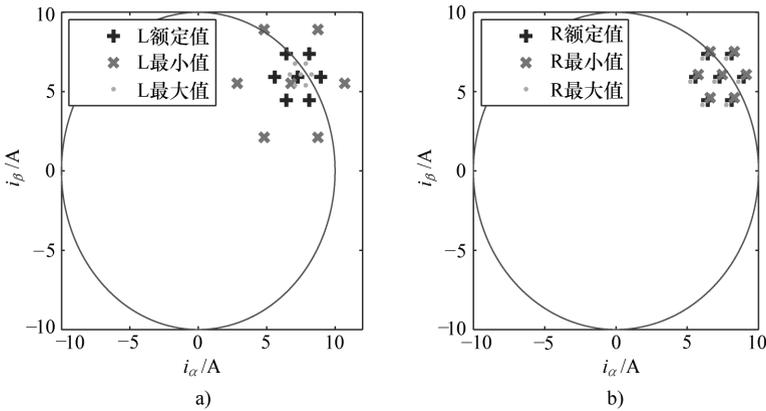


图 13.7 负载参数变化影响
a) 电感值变化 b) 电阻值变化

13.6 比较结果

采用 MATLAB/Simulink 仿真了三种方法，所采用的系统额定参数为 $R = 10\Omega$ 、 $L = 7\text{mH}$ 和 $V_{\text{dc}} = 540\text{V}$ 。对于 PI 控制器和无差拍控制，所用载波频率均为 5kHz 且采样时间为 $200\mu\text{s}$ 。这些值也应用于 PI 控制器调整及无差拍控制器与 MPC 模型中。由于 MPC 方案缺乏调制器与可变开关频率，应该选择 $T = 45\mu\text{s}$ 的采样时间以达到平均开关频率（相比其他方法的 5kHz 固定开关频率）。

为了比较参数变化时对系统性能的影响，需要选择一个性能指标来作为系统性能的评判标准^[11]。根据本章参考文献 [12]，选择电流误差 RMS 的原因是，该指标适用于对实际电流瞬时跟随参考电流的方式进行评估。

通过仿真以对采用三种控制方法的系统稳态性能进行研究。图 13.8 所示为负载电流稳态波形是采用额定参数的稳态电流波形。三种方法给出了较好效果，即使电流纹波出现小幅增加（相比其他两种方法）的 MPC 也不例外。

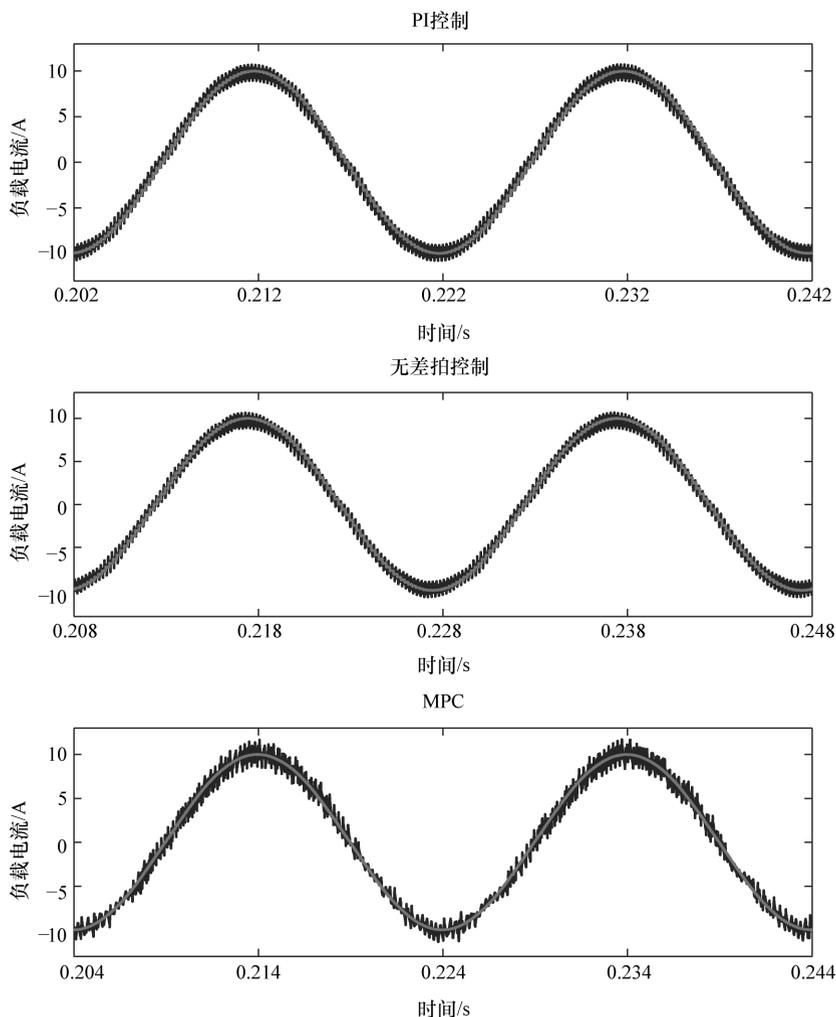


图 13.8 负载电流稳态波形，参数采用额定值

通过计算负载电感值与负载电阻值变化的负载电流误差 RMS 对各控制方法的性能进行评估。负载电流 RMS 误差如图 13.9 所示。如果电感值变化超过 5mH，三种控制方法的控制效果相似；而如果电阻值发生变化，MPC 和 PI 控制将出现类似的稳态误差特性。理想条件下的无差拍控制性能极佳，但通常会受到负载参数变化的影响。

图 13.10 所示在采用额定参数时的三种控制方法瞬时响应。相比其他两种控制方法，采用参考电流幅值阶跃变化时，MPC 表现出了更快的动态响应速度。

为了对系统参数变化时的动态响应进行评估，需要重复执行上述测试。图 13.11 和图 13.12 分别给出了电感值和电阻值发生变化时的响应。PI 控制器的动

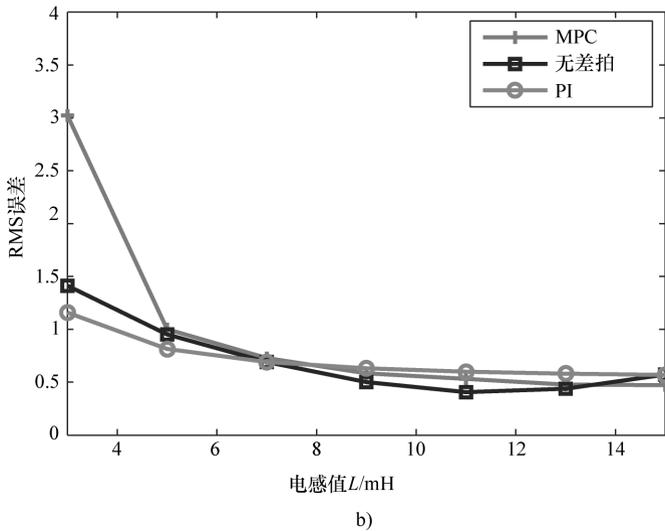
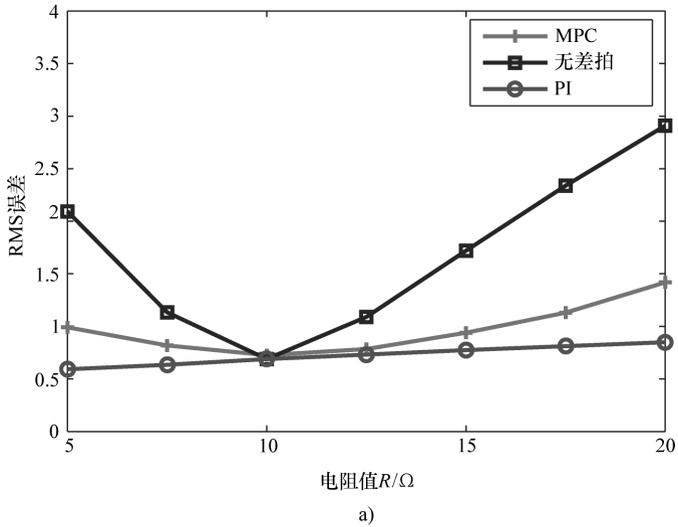


图 13.9 负载电流的 RMS 误差值
 a) 考虑电阻负载变化 b) 考虑电感负载变化

态性能将受到负载参数变化的轻微影响，并在某些情况下呈现出缓慢响应的现象。电感变化时无差拍控制将出现振荡，且负载电阻与模型中的电阻不同时将产生大幅值误差。如前面所述的根轨迹（见图 13.5），电感值较小时，系统特征根十分接近不稳定区域，且发生阶跃变化时，将出现振荡。电感变化时，MPC 显示出纹波变化；而电阻变化时，会出现小幅值误差，但其快速动态响应能力几乎未发生改变。

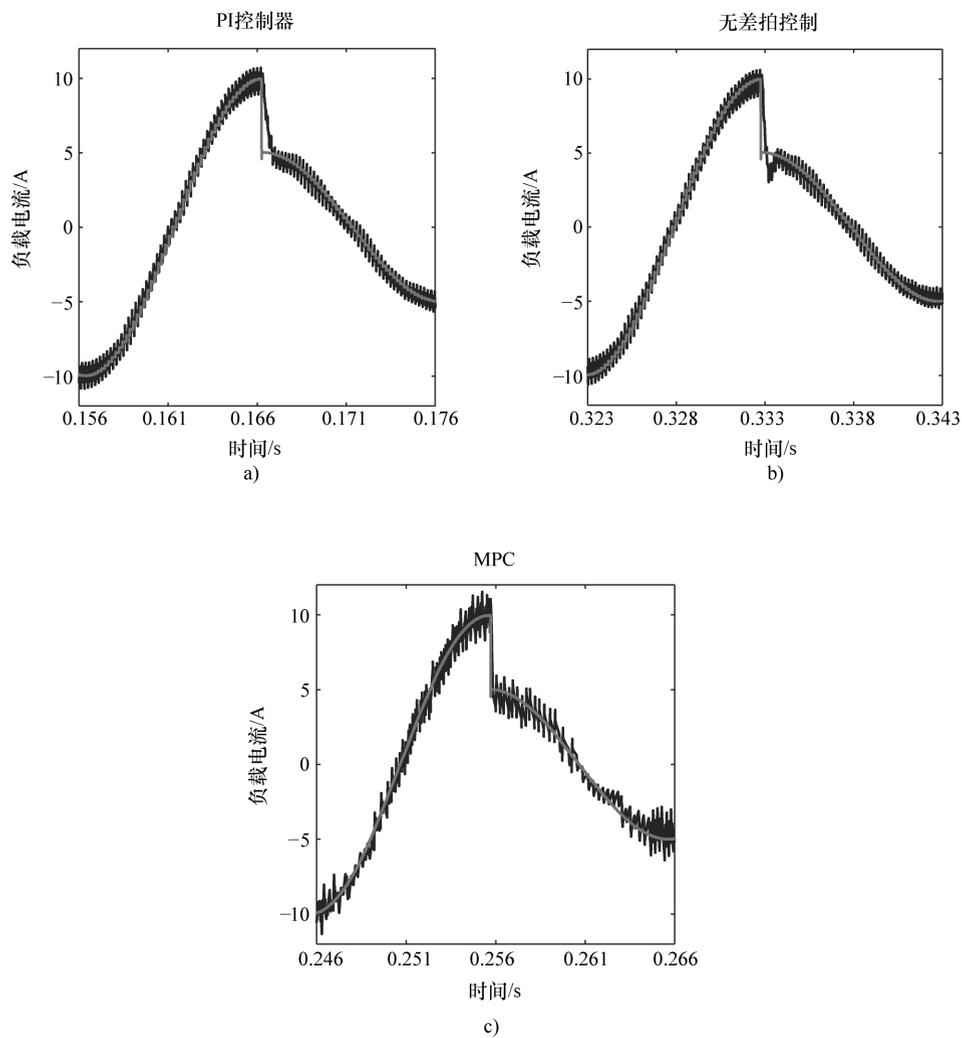


图 13.10 负载参数采用额定值时，参考电流幅值阶跃变化下控制方法的响应
 a) PI 控制 b) 无差拍控制 c) MPC

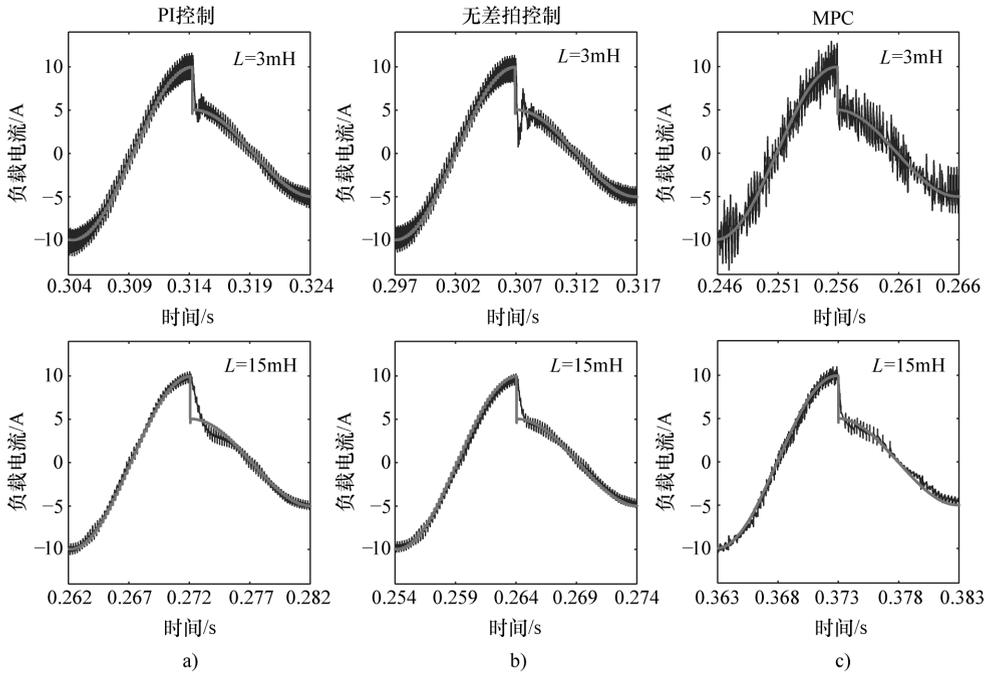


图 13.11 电感值发生变化时，参考电流幅值阶跃变化下控制方法的响应

a) PI 控制 b) 无差拍控制 c) MPC

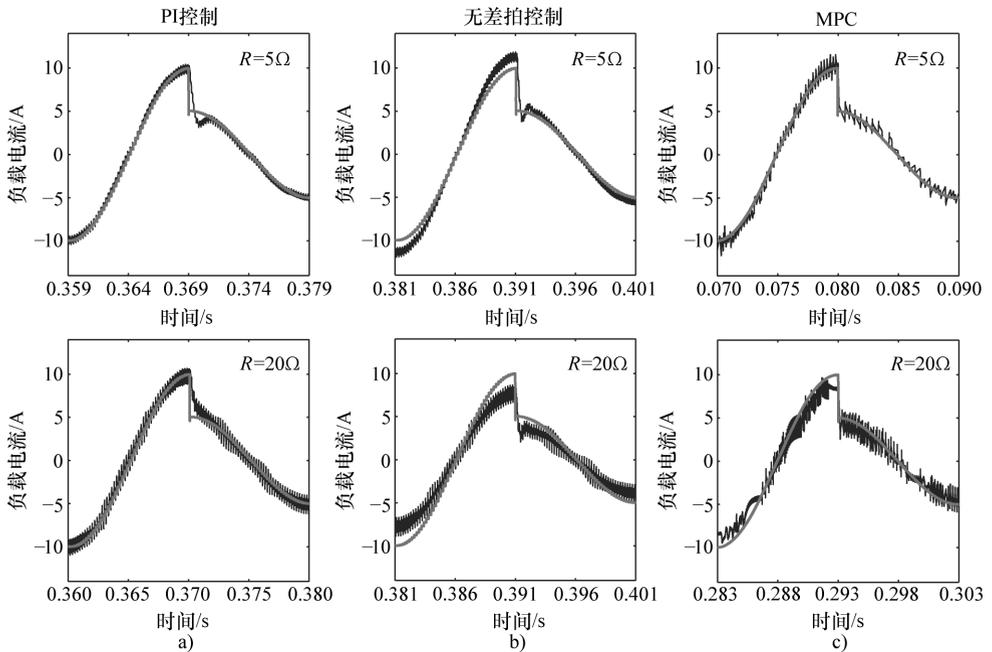


图 13.12 电阻值发生变化时，参考电流幅值阶跃变化下控制方法的响应

a) PI 控制 b) 无差拍控制 c) MPC

13.7 总结

本章对模型参数误差对 MPC 的性能影响进行了说明。为了避免进行复杂的理论分析，本章内容通过与其他两种常用控制方法的比较对 MPC 的性能进行了评估。

负载电流的误差 RMS 结果显示，系统参数值的变化将对 MPC 的性能造成影响，但其动态性能不受影响。

参 考 文 献

- [1] M. P. Kazmierkowski and H. Tunia, *Automatic Control of Inverter-Fed Drives*. Elsevier, 1994.
- [2] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics*. Academic Press, 2002.
- [3] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, 2002.
- [4] M. Kazmierkowski and L. Malesani, “Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, October 1998.
- [5] T. M. Rowan and R. J. Kerkman, “A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 4, pp. 678–690, July 1986.
- [6] J. Suul, M. Molinas, L. Norum, and T. Undeland, “Tuning of control loops for grid connected voltage source converters,” in *IEEE 2nd International PECon 2008*, pp. 797–802, December 2008.
- [7] G. Bode, P. C. Loh, M. Newman, and D. Holmes, “An improved robust predictive current regulation algorithm,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1720–1733, November 2005.
- [8] T. Kawabata, T. Miyashita, and Y. Yamamoto, “Dead beat control of three phase PWM inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 21–28, January 1990.
- [9] T. Habetler, “A space vector-based rectifier regulator for AC/DC/AC converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 30–36, January 1993.
- [10] J. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva *et al.*, “Predictive current control of a voltage source inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, February 2007.
- [11] J. Holtz, “Pulsewidth modulation—a survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, October 1992.
- [12] D.-C. Lee, S.-K. Sul, and M.-H. Park, “Comparison of AC current regulators for IGBT inverter,” in *Conference Record of the Power Conversion Conference*. Yokohama, pp. 206–212, April 1993.

附 录

附录 A 预测控制仿真——三相逆变器

附录将从仿真实施的角度深入分析本书前面所讨论的三种不同的功率变换器的拓扑结构。附录旨在给读者提供必要的工具以便使用仿真环境（这里特指 MATLAB/Simulink 工具）去理解和重复预测控制算法的实施。在预测控制设计中，仿真是关键的过程。这是由于仿真过程提供了控制系统性能中各种有益信息，需要这样的信息来调节控制参数，如代价函数中的权重系数。此外，在实际的原型系统进行实验前，需要通过仿真进行初步验证。附录中示例研究范围包括从预测控制中的简单设计到高级设计所需要的考虑因素。这些因素也覆盖了实现本书所述的全部控制器所需要的绝大多数要素和工具。

附录并不对本书所提到的概念进行回顾，而是着重于仿真实现。因此，这里建议读者阅读附录涉及的有关拓扑结构的理论和概念的相关章节。

A.1 三相逆变器的预测电流控制

工业中最常见的逆变器拓扑结构之一是三相电压源逆变器的拓扑结构。由于一些其他的逆变器的运行原理与三相电压源型逆变器相似，这一逆变器的预测控制算法仿真就可以作为未来开发其他逆变器仿真的参考。

图 A.1 给出了本书第 4 章所描述的用于电压源逆变器的预测电流控制仿真的 MATLAB/Simulink 模型。仿真模型由五个主要的部分组成：参考电流、坐标变换、预测控制器、逆变器模型和负载模型。

通过正弦波电源（块 1）可以产生三相参考电流。可以通过所需要的峰值、频率和相位角对正弦波电源参数进行配置。对三相电流可以直接应用预测控制算法。然而，为了减少预测数量，可以在两相复平面坐标系（ $\alpha\beta$ 坐标系）中完成控制。由于参考电流分量和负载电流分量是三相变量，需要对每一个信号应用坐标变换。在参考电流已经在 $\alpha\beta$ 坐标系上的一些应用就不需要进行坐标变换的步骤了。通过式（4.17）可以完成从 abc 坐标系到 $\alpha\beta$ 坐标系的变换。式（4.17）可以被分成实部和虚部，如以下两公式所示：

$$i_{\alpha} = \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c \right) \quad (\text{A.1})$$

$$i_{\beta} = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c \right) \quad (\text{A.2})$$

通过图 A.1 所示的块 2 完成这一变换方程。图 A.2 给出了详细的设计。

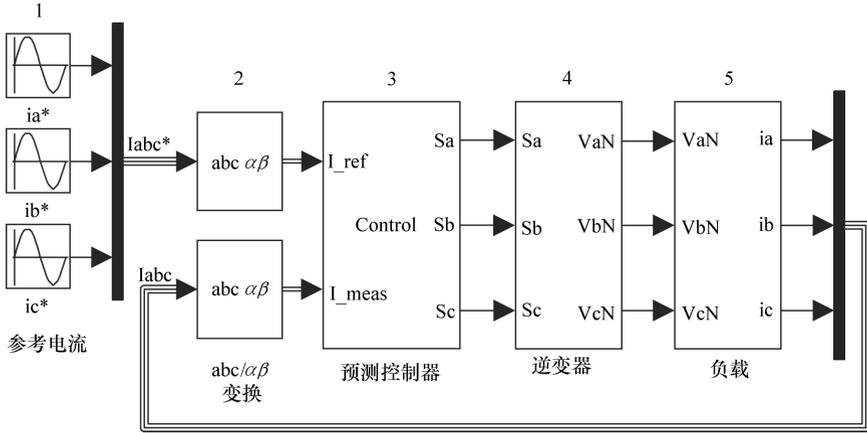


图 A.1 用于电压源逆变器的预测电流控制仿真的 Simulink 模型

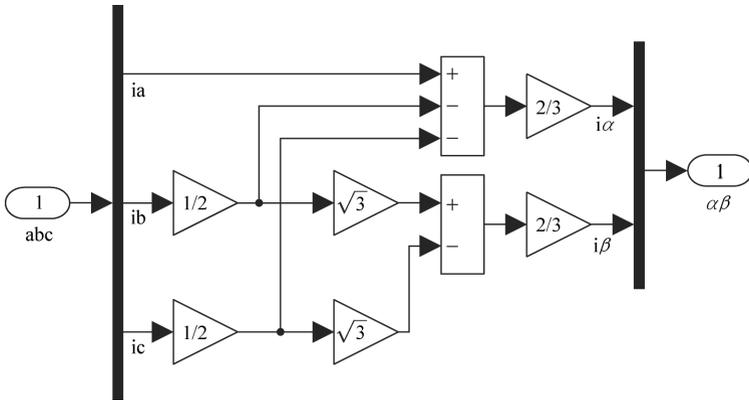


图 A.2 从 abc 坐标系变换为 $\alpha\beta$ 坐标系

在一个嵌入的 MATLAB 函数（块 3）中实现预测控制算法的核心部分，该函数输入是由 $\alpha\beta$ 坐标系所表示的参考电流和测量电流。在 A.1.2 节中将详细解释用于预测算法的 MATLAB 代码。

图 A.3 给出的用于三相电压源逆变器的 Simulink 模型，这是建立的逆变器模型。这是根据式 (4.5) ~ 式 (4.7)，通过将 DC 环节电压与相应的门极信号

相乘，去计算对应于负极母线（N）上的每一个逆变器桥臂上的输出电压。在这一模型中，假设 DC 环节还是一个理想的直流电源。与 DC 环节电压相乘的门极信号本质上暗示了将功率半导体建成理想开关模型。

图 A.4 给出的三相阻感（RL）负载的 Simulink 模型是用于仿真的负载模型。可以根据图 4.2 所示的拓扑描述所定义的变量获得这一模型。从基尔霍夫（Kirchhoff）电压定律可知，可以通过下列公式得出每一相的负载电压：

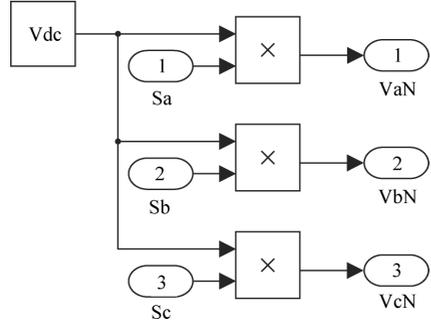


图 A.3 用于三相电压源逆变器的 Simulink 模型

$$v_{an} = v_{aN} - v_{nN} \tag{A.3}$$

$$v_{bn} = v_{bN} - v_{nN} \tag{A.4}$$

$$v_{cn} = v_{cN} - v_{nN} \tag{A.5}$$

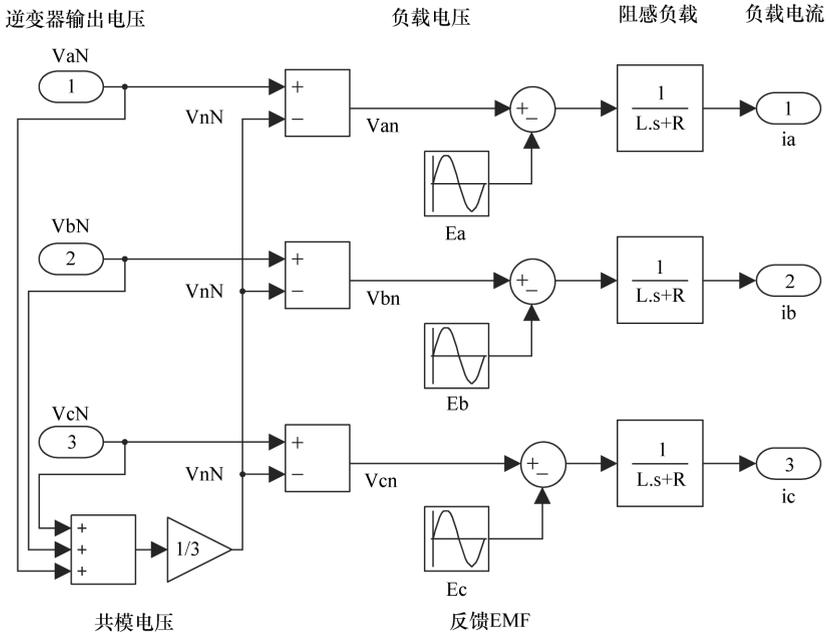


图 A.4 三相阻感（RL）负载的 Simulink 模型

通过式（4.13）~式（4.15）可以确定共模电压 v_{nN} ，即

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = L \frac{d}{dt}(i_a + i_b + i_c) + R(i_a + i_b + i_c) + (e_a + e_b + e_c) + 3v_{nN} \tag{A.6}$$

考虑到负载是星形联结的, 基尔霍夫 (Kirchhoff) 电流定律指出在式 (A.6) 中 $i_a + i_b + i_c = 0$ 。此外, 假设负载反电动势是平衡的三相电压, 则 $e_a + e_b + e_c = 0$ 。替代在式 (A.6) 中的条件, 并且求解 v_{nN} , 将得出下面的共模电压表达式:

$$v_{nN} = \frac{1}{3} (v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) \quad (\text{A.7})$$

通过将式 (A.3)~式 (A.5) 代入到式 (4.13)~式 (4.15) 所获得的线性连续时变传递函数, 来表示阻感负载的动态特性, 将得到如下公式:

$$v_{an} = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_a \quad (\text{A.8})$$

$$v_{bn} = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + e_b \quad (\text{A.9})$$

$$v_{cn} = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + e_c \quad (\text{A.10})$$

通过对式 (A.8)~式 (A.10) 应用拉普拉斯变换, 可以获得在阻感负载下的电压到电流传递函数:

$$\frac{I_a}{V_{an} - E_a} = \frac{1}{Ls + R} \quad (\text{A.11})$$

$$\frac{I_b}{V_{bn} - E_b} = \frac{1}{Ls + R} \quad (\text{A.12})$$

$$\frac{I_c}{V_{cn} - E_c} = \frac{1}{Ls + R} \quad (\text{A.13})$$

式中, 大写字母变量代表了时域中各自的小写字母变量的拉普拉斯变换。传递函数的输出是每一相的负载电流, 而其输入是通过从相应的负载电压减去反电动势所获得的电压。认为反电动势是具有固定幅值和频率的正弦波, 并通过标准正弦波块进行仿真。

A.1.1 仿真参数的定义

可以在每一个块中直接定义通过模型块所获得的全部参数值, 同时可以在 MATLAB 的工作空间中进行初始化, 或是在 m 文件中引用 (这需要在开始仿真前执行)。后者操作使用户很容易对仿真参数进行初始化和编辑, 并且避免了模型不同块之间出现不匹配的风险。代码 A.1 给出了在 m 文件中进行的参数定义代码。第 4 行中配置了预测算法的采样时间 (T_s)。通过代码中的第 6 行~第 9 行设置负载参数, 即定义电阻 (R)、电感 (L)、反电动势峰值 (e) 和反电动势频率 (f_e)。在第 10 行中定义了 DC 环节电压 (v_{dc})。第 12 行、第 13 行分别定义了参考电流幅值 (I_{ref_peak}) 和频率 (f_{ref})。对于参考电流和反电动势, 频率单位为 rad/s, 这是由 Simulink 中用来产生这些信号的正弦

波模块所要求的。

根据表 4.2, 在这一 m 文件中同样定义了逆变器中 8 个可以获得的电压矢量 (第 15 ~ 23 行)。第 25 行中定义了每一个矢量相应的开关状态。这样, 预测算法可以从这些状态中为控制器选择一个输出开关状态。

代码 A.1 预测控制仿真的参数

```

1 % Variables required in the control algorithm
2 global Ts R L v states
3 % Sampling time of the predictive algorithm [s]
4 Ts = 25e-6;
5 % Load parameters
6 R = 10;           % Resistance [Ohm]
7 L = 10e-3;       % Inductance [H]
8 e = 100;         % Back-EMF peak amplitude [V]
9 f_e = 50*(2*pi); % Back-EMF frequency [rad/s]
10 Vdc = 520;      % DC-link voltage [V]
11 % Current reference
12 I_ref_peak = 10; % Peak amplitude [A]
13 f_ref = 50*(2*pi); % Frequency [rad/s]
14 % Voltage vectors
15 v0 = 0;
16 v1 = 2/3*Vdc;
17 v2 = 1/3*Vdc + 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
18 v3 = -1/3*Vdc + 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
19 v4 = -2/3*Vdc;
20 v5 = -1/3*Vdc - 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
21 v6 = 1/3*Vdc - 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
22 v7 = 0;
23 v = [v0 v1 v2 v3 v4 v5 v6 v7];
24 % Switching states
25 states = [0 0 0;1 0 0;1 1 0;0 1 0;0 1 1;0 0 1;1 0 1;1 1 1];

```

除了块的参数, Simulink 同样需要对仿真参数进行定义 (如求解器类型、起始/终止时间等)。表 A.1 给出了建议的仿真参数设置。设置剩余的仿真参数为默认即可。

表 A.1 建议的仿真参数设置

参数	值
起始时间	0.0s
停止时间	0.15s
求解器类型	固定步长
求解器	ode 5 (5 阶龙格库塔算法)
固定步长范围	1×10^{-6} s
任务模式	单任务

A.1.2 预测电流控制的 MATLAB® 代码

通过使用嵌入的 MATLAB 函数块 (图 A.1 所示的块 3) 来实施预测算法。

这个函数块必须被配置成在每一个预测算法定义的采样时间 (T_s , 在 A1.1 节中进行了解释) 进行离散更新的方式完成运行。通过使用 Simulink 模型资源管理器可以很容易地完成配置。模型资源管理器也可以把算法的变量定义为输入、输出或是参数。

代码 A.2 给出了本书第 4.8 节所描述的预测电流控制策略的算法实现。代码的第 1 行声明了控制函数, 控制函数的面输出是三个门极信号 S_a 、 S_b 和 S_c 。控制函数的输入是参考电流 (I_{ref}) 和测量电流 (I_{meas}), 这两个输入均在 $\alpha\beta$ 坐标系中表示。函数剩下的声明是电流预测和输出状态选择所需要的参数。

本例中的算法需要从前面的采样时刻引用两个变量: 由算法 (x_{old}) 所选择的最优向量和瞬时电流测量值 (i_{old})。使用这些变量估计负载反向电动势, 如在本书 4.6 节中的式 (4.23) 所给出的。第 5~8 行声明这些持续变量, 并初始化其值, 而在第 15 行估计反向电动势 (e)。

代码的第 11 行和第 13 行分别给出了在采样时刻 k 的参考电流 (ik_{ref}) 和测量电流 (ik); 在第 17 行更新了在 $k-1$ 时刻的电流值。

第 18 行~29 行之间的代码完成了优化步骤。此步骤连续选择了 8 个可能的电压矢量 (第 20 行), 并且将其应用于第 22 行的公式中以便获得在 $k+1$ 时刻 (ik_{k1}) 的电流预测值。使用第 24 行的代价函数评估每一个电压矢量中在参考电流和下一个采样时刻预测电流之间的误差。通过第 26 行~29 行选择代价函数的优化值 (g_{opt}) 和优化电压矢量 (x_{opt})。在第 9 行中, 通过一个很大的值对 (g_{opt}) 值进行初始化。第 32 行对前面的优化电压矢量值进行更新。最后, 第 34 行~第 36 行的代码产生了对应于优化电压矢量的输出开关状态。

代码 A.2 预测控制算法

```

1 function [Sa,Sb,Sc] = control(I_ref,I_meas)
2 % Variables defined in the parameters file
3 global Ts R L v states
4 % Optimum vector and measured current at instant k-1
5 persistent x_old i_old
6 % Initialize values
7 if isempty(x_old), x_old = 1; end
8 if isempty(i_old), i_old = 0+1j*0; end
9 g_opt = 1e10;
10 % Read current reference inputs at sampling instant k
11 ik_ref = I_ref(1) + 1j*I_ref(2);
12 % Read current measurements at sampling instant k
13 ik = I_meas(1) + 1j*I_meas(2);
14 % Back-EMF estimate
15 e = v(x_old) - L/Ts*ik - (R - L/Ts)*i_old;
16 % Store the measured current for the next iteration
17 i_old = ik;

```

```

18 for i = 1:8
19     % i-th voltage vector for current prediction
20     v_o1 = v(i);
21     % Current prediction at instant k+1
22     ik1 = (1 - R*Ts/L)*ik + Ts/L*(v_o1 - e);
23     % Cost function
24     g = abs(real(ik_ref - ik1)) + abs(imag(ik_ref - ik1));
25     % Selection of the optimal value
26     if (g<g_opt)
27         g_opt = g;
28         x_opt = i;
29     end
30 end
31 % Store the present value of x_opt
32 x_old = x_opt;
33 % Output switching states
34 Sa = states(x_opt,1);
35 Sb = states(x_opt,2);
36 Sc = states(x_opt,3);

```

附录 B 预测控制仿真——由两电平逆变器驱动的感应电机的转矩控制

图 B.1 给出了本书第 8 章所描述的由二电平逆变器供电的感应电机预测转矩控制仿真的 Simulink 模型。这一仿真模型包含了六个主要部分：参考速度产生、PI 速度控制器、预测控制器、逆变器模型、坐标变换和感应电机模型。

图中，参考速度（块 1）可以是常量、阶跃或是根据仿真需要的其他信号。对于参考速度跟踪，使用了 PI 控制器（块 2）。PI 控制器收到误差信号，为预测控制器计算参考转矩。图 B.2 给出了离散的抗积分饱和 PI 速度控制器。控制器中有两个可调参数：比例增益 K_p 和积分增益 K_i 。对于这些参数的设计，可以通过应用拉普拉斯变换获得在电机速度和转矩之间的传递函数：

$$\frac{\omega_m(s)}{T(s)} = \frac{1}{Js} \quad (\text{B.1})$$

通过式 (B.1)，可以应用多种大家熟知的方法去设计 PI 控制器。B.1 节将给出这一仿真中所应用的控制器的参数值。

PI 控制器输出包括了饱和块（saturation 块），以便在仿真电机的限制内保持参考转矩的幅值。给出这一约束可以引起积分饱和现象，当控制器中的积分器持续积分而输入限值时会产生这种现象，并且在瞬时响应中产生有害的结果。通过比较输出参考转矩的绝对值和输出参考转矩的限值，在仿真中采用一个简单的抗积分饱和方法就能有效避免这种情况。比较器的输出可以取 1 或 0，同时与输入

信号相乘送入积分器。一旦参考转矩的值低于限值，比较器的输出为 1，积分器可以正常运行；相反，当输出饱和，积分器的输入为 0，从而防止了积分饱和。

电机定子的磁通量对应于预测控制器的第二个输入，并且是由图 B.1 所示的块 3 生成的常量。在嵌入的 MATLAB 函数（块 4）中实施了预测算法。这个块也将测量的转子速度和定子电流作为输入，而其输出是应用于逆变器的门极信号。B.2 节将详细解释预测算法的 MATLAB 代码。

A.1 节解释了对二电平逆变器（块 5）进行建模的过程，同时图 A.3 对此进行了表示。由于在这一仿真中使用的感应电机模型是在 $\alpha\beta$ 坐标系框架下建立的，通过与 A.1 节所说明的块相似的坐标变换块处理了逆变器的输出电压。

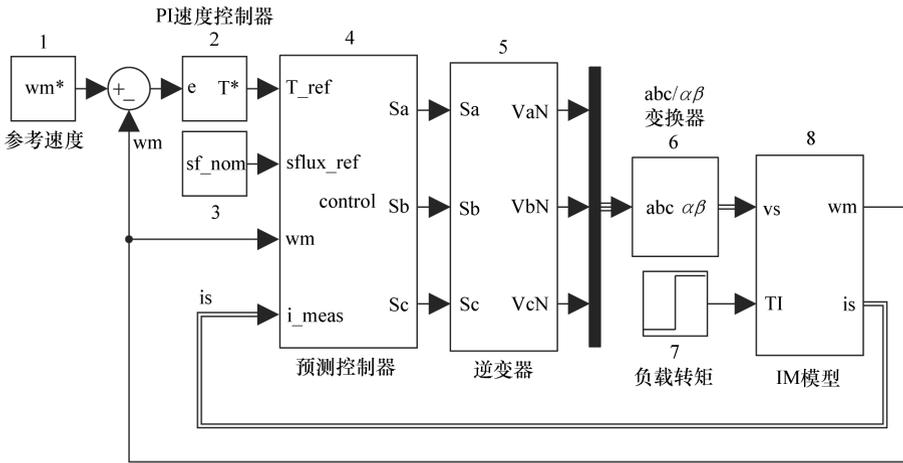


图 B.1 由二电平逆变器供电的感应电机的预测转矩控制仿真 Simulink 模型

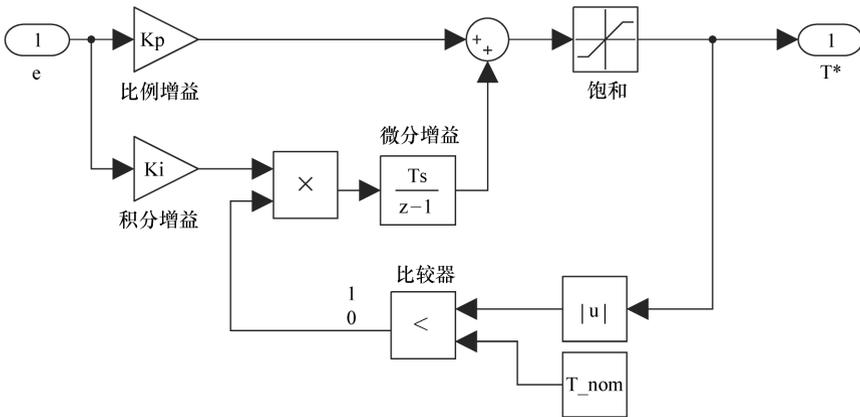


图 B.2 离散的抗积分饱和 PI 速度控制器

图 B.3 给出了仿真中所使用的感应电机动态模型（块 8）。这一个块将定子

电压和负载转矩作为输入，把定子电流和转子速度作为输出。在图 B.3 中可以区别三个主要的部分。第一部分，将定子电压的 α 分量和 β 分量合并成复数信号，这样可以直接使用本书 8.2 节中所解释过的复数模型。第二部分对应于定子动态特性和转子动态特性，式 (8.14) 和式 (8.15) 对此进行了解释。模型中的复数信号有两个积分，对于每一个状态变量（定子电流和转子磁链）都有一个积分。由于 Simulink 中的积分器不能处理复数信号，因此分别对实部和虚部进行积分，如图 B.4 所示。在模型中的增益块包含 8.2 节中的变量所用的符号（在标签内部）和在 8.1 节中的 MATLAB 代码所使用的符号（在标签外部）。

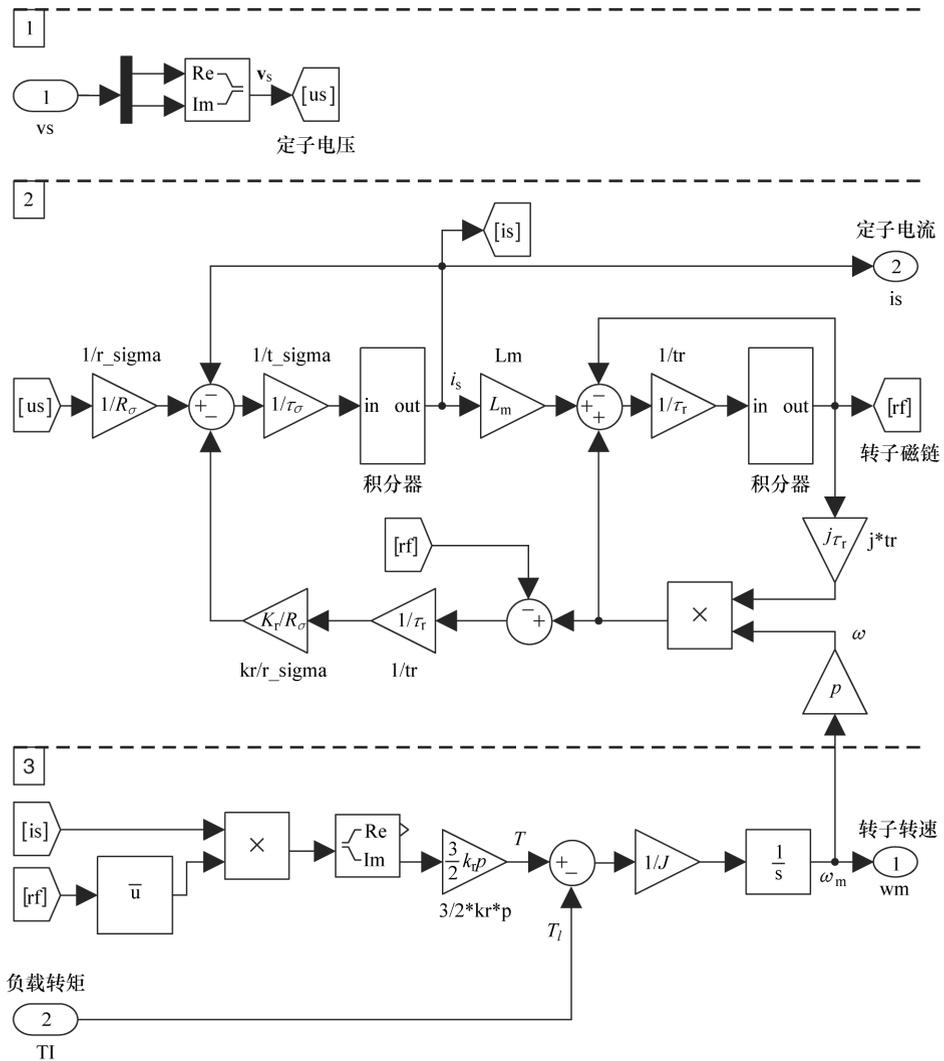


图 B.3 仿真中所使用的感应电机动态模型

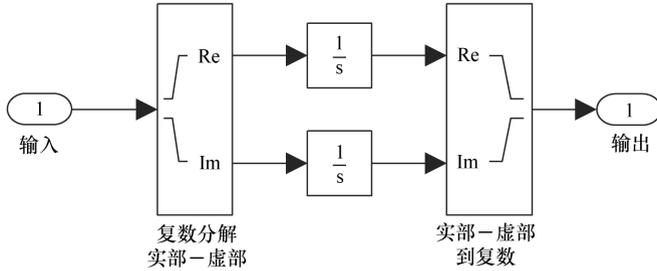


图 B.4 复数积分器的实现

模型的第三部分包含电动机电磁转矩和机械子系统的计算。可以将电磁转矩表示为模型的两个状态变量的函数。例如，式 (8.11) 给出了两种可能性：定子磁链和定子电流；转子磁链和转子电流。为了简化需要，在这一仿真中，根据模型的其他部分使用的相同状态变量去计算转矩。也就是说，应用转子磁链和定子电流进行计算：

$$T = \frac{3}{2} p \text{Im} \{ \bar{\psi}_r \cdot i_s \} \tag{B.2}$$

式 (8.12) 给出了转子速度的动态方程，这里输入是电磁转矩 T 和负载转矩 T_1 ；输出是电机的转子机械角速度 ω_m 。如同式 (8.13) 所表示的，需要将转子机械角速度乘以极对数 p ，以便获得转子电角速度 ω 。

B.1 预测转矩控制仿真参数的定义

在 m 文件中写了仿真中的模型块所需要的全部参数值，代码 B.1 中给出了相应内容。代码的第 4 行定义了 PTC 的采样时间。第 6 行 ~ 第 8 行给出了离散 PI 速度控制器的参数。通过第 10 行 ~ 第 18 行定义了电机参数。使用第 17 行的额定定子磁链 (sf_nom) 作为对预测控制器 (图 B.1 所示的块 3) 的参考定子磁链，而第 18 行的额定转矩 (T_nom) 确定了在 PI 控制器内部的饱和器限值。在第 20 行设定逆变器的 DC 环节电压。第 22 ~ 第 27 行定义了式 (8.14) 和式 (8.15) 中介绍的大量的辅助常量。这些常量等价于 8.2 节中所定义的常量，等价关系如下：

$ts = \tau_s$, $tr = \tau_r$, $sigma = \sigma$, $kr = k_r$, $r_sigma = R_\sigma$, $t_sigma = t_\sigma$ 。第 29 行给出了根据式 (8.28) 所计算的 PTC 权值参数 $lambda$ 。最后，第 31 行 ~ 第 41 行定义了逆变器的电压矢量和相应的开关状态。

表 B.1 给出了最重要的仿真配置参数，其余的配置参数设置为默认。

表 B.1 建议的仿真参数设置

参数	值
起始时间	0.0s
终止时间	3.0s
求解器类型	固定步长
求解器	ode 5 (5 阶龙格库塔算法)
固定步长范围	1×10^{-5} s
任务模式	单任务

B.2 预测转矩控制仿真的 MATLAB® 代码

应用嵌入的 MATLAB 函数块 (图 B.1 所示的块 4) 执行预测控制器。对这个块进行配置以便在预测控制算法所定义的采样时间 (前面章节进行了阐述) 中运行, 这点十分重要。同样, 控制函数的一些声明应该被定义成输入, 而其他的声明要对应相应的参数。通过使用 Simulink 模型浏览器可以很方便地完成配置。

代码 B.2 给出了本书第 8.4 节中所描述的控制算法。代码的第 1 行声明了控制函数, 在控制函数中输出是门极信号 S_a 、 S_b 和 S_c 。控制函数的输入是转矩和磁链的参考值 (T_{ref} 和 $sflux_{ref}$), 以及转子速度和定子电流的测量值 (ω_m 和 i_{meas})。函数中剩余的声明涉及需要进行预测和输出状态选择的参数。

PTC 算法需要从前面的采样时刻里调用两个变量: 由算法 (x_{opt}) 所选择的最优化电压矢量和定子磁链估计 (F_s)。根据式 (8.18) 用这些变量去估算定子磁链。通过第 4 行 ~ 第 6 行声明这些永久变量, 并且对其值进行初始化。第 8 行估计定子磁链 (F_s)。第 10 行根据式 (8.22) 估计转子磁链。

通过第 12 行 ~ 第 31 行的代码段完成预测 - 优化程序。算法依次选择 8 个可用的电压向量中的一个 (第 14 行), 并且将其应用到第 16 行、第 18 行的方程中以便获得在第 $k+1$ 采样时刻中的定子磁链和电流预测值 (分别是 F_{sp1} 和 I_{sp1})。第 21 行同样可以预测电磁转矩。然后, 应用第 23 行的代价函数去评价在参考值和预测转矩, 以及对于每一个电压矢量在下一个采样时刻定子磁链之间的误差。使用权重系数 λ 去调节相对于磁链控制、转矩控制的效果。第 11 行所设定的代价函数的优化值 (g_{opt}) 被存储在第 24 行 ~ 第 27 行。在这一部分算法中也选择了优化电压矢量 (x_{opt})。最后, 第 33 行 ~ 第 35 行设置

了对应于最优电压向量的输出开关状态。

代码 B.1 PTC 的参数

```

1 % Variables required by the control algorithm
2 global Ts Rs Lr Lm Ls p tr kr r_sigma t_sigma lambda v states
3 % Sampling time of the predictive algorithm [s]
4 Ts = 4e-5;
5 % PI speed controller parameters
6 Tsw = 0.002; % Sampling time of the PI controller [s]
7 Kp = 3.016; % Proportional gain
8 Ki = 0.141; % Integrative gain
9 % Machine parameters
10 J = 0.062; % Moment of inertia [kg m^2]
11 p = 1; % Pole pairs
12 Lm = 170e-3; % Magnetizing inductance [H]
13 Ls = 175e-3; % Stator inductance [H]
14 Lr = 175e-3; % Rotor inductance [H]
15 Rs = 1.2; % Stator resistance [Ohm]
16 Rr = 1; % Rotor resistance [Ohm]
17 sf_nom = 0.71; % Nominal stator flux [Wb]
18 T_nom = 20; % Nominal torque [Nm]
19 % DC-link voltage [V]
20 Vdc = 520;
21 % Auxiliary constants
22 ts = Ls/Rs;
23 tr = Lr/Rr;
24 sigma = 1-(((Lm)^2)/(Lr*Ls));
25 kr = Lm/Lr;
26 r_sigma = Rs+kr^2*Rr;
27 t_sigma = sigma*Ls/r_sigma;
28 % Weighting factor for the cost function of PTC
29 lambda = T_nom/sf_nom;
30 % Voltage vectors
31 v0 = 0;
32 v1 = 2/3*Vdc;
33 v2 = 1/3*Vdc + 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
34 v3 = -1/3*Vdc + 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
35 v4 = -2/3*Vdc;
36 v5 = -1/3*Vdc - 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
37 v6 = 1/3*Vdc - 1j*sqrt(3)/3*Vdc;
38 v7 = 0;
39 v = [v0 v1 v2 v3 v4 v5 v6 v7];
40 % Switching states
41 states = [0 0 0;1 0 0;1 1 0;0 1 0;0 1 1;0 0 1;1 0 1;1 1 1];

```

代码 B.2 PTC 算法

```

1 function [Sa,Sb,Sc] = control(T_ref,sflux_ref,wm,i_meas)
2 % Variables defined in the parameters file

```

```

3 global Ts Rs Lr Lm Ls p tr kr r_sigma t_sigma lambda v states
4 persistent x_opt Fs
5 if isempty(x_opt), x_opt = 1; end
6 if isempty(Fs), Fs = 0 + 0i*1; end
7 % Stator flux estimate
8 Fs = Fs + Ts*(v(x_opt) - Rs*i_meas);
9 % Rotor flux estimate
10 Fr = Lr/Lm*Fs+i_meas*(Lm-Lr*Ls/Lm);
11 g_opt = 1e10;
12 for i = 1:8
13     % i-th voltage vector for current prediction
14     v_o1 = v(i);
15     % Stator flux prediction at instant k+1
16     Fsp1 = Fs + Ts*v_o1 - Rs*Ts*i_meas;
17     % Stator current prediction at instant k+1
18     Isp1 = (1+Ts/t_sigma)*i_meas+Ts/(t_sigma+Ts)*...
19         (1/r_sigma*((kr/tr-kr*1i*wm)*Fr+v_o1));
20     % Torque prediction at instant k+1
21     Tp1 = 3/2*p*imag(conj(Fsp1)*Isp1);
22     % Cost function
23     g = abs(T_ref - Tp1)+ lambda*abs(sflux_ref-abs(Fsp1));
24     if (g<g_opt)
25         g_opt = g;
26         x_opt = i;
27     end
28 end
29 %*****
30 % Optimization
31 [~, x_opt] = min(g);
32 % Output switching states
33 Sa = states(x_opt,1);
34 Sb = states(x_opt,2);
35 Sc = states(x_opt,3);

```

附录 C 预测控制仿真——矩阵变换器

C.1 直接矩阵变换器的预测电流控制

如本书第 7 章中所提到的，矩阵变换器由一系列双向开关组成，这些双向开关直接将电源连接到负载，而不使用任何 DC 环节或是大的能量存储单元。同样，相对于三相电压源逆变器，矩阵变换器的拓扑结构更加复杂。通过对其进行仿真和实施预测控制算法，很容易将这一方法应用到这种变换器中。

图 C.1 给出了本书第 7 章所描述的用于直接矩阵变换器预测电流控制仿真的

Simulink 模型。模型由六个主要的部分组成：参考电流、预测控制器、交流电源、输入滤波器、矩阵变换器和负载模型。通过正弦波信号源（块 1）产生三相输出电流参考，将正弦波信号源根据所需要的峰值、频率和相角进行配置。

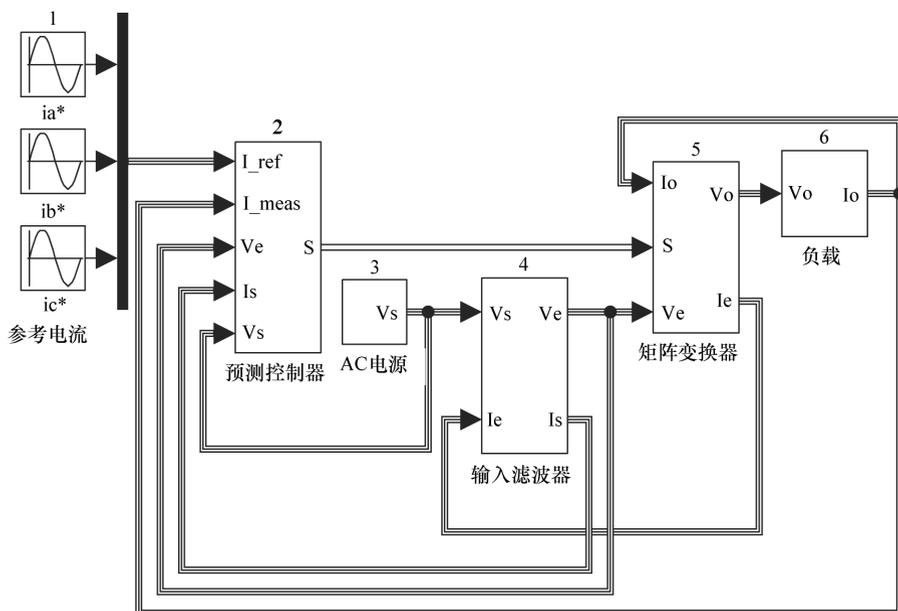


图 C.1 直接矩阵变换器预测电流控制仿真的 Simulink 模型

在嵌入的 MATLAB 函数（块 2）中完成预测控制算法的核心部分。块 2 的输入是电网电压、电网电流、电容电压、测量的负载电流和参考负载电流。将瞬时无功功率的参考值设置为零以便在系统的输入侧产生零瞬时无功功率。块输出是应用于直接矩阵变换器的门极信号。C. 1. 2 节将详细解释预测算法的 MATLAB 代码。

通过正弦波信号源（块 3）产生交流电源，并将正弦波信号源块配置成所需峰值、频率和相角。

如本书第 7 章中所提到的，变换器的输入需要一个 $L_f C_f$ 滤波器以便降低由开关动作和交流电网的感性特性产生的高频电流谐波。块 4 为滤波器模型。滤波器模型由通过式 (7.25) 和式 (7.26) 所描述的二阶系统组成。如图 C. 2 所示，块 4 的输入是电网电压和变换器电流，输出是电容电压和电网电流。图 C. 2 中的每个块代表了一相的滤波器。通过使用相应的传递函数完成滤波器实现，如图 C. 3 所示。

图 C. 4 和图 C. 5 表示为矩阵变换器的数字建模，根据式 (7.2)，通过将输入电压乘以相应的门极信号计算每一个输出桥臂的相 - 中性点电压。类似地，如

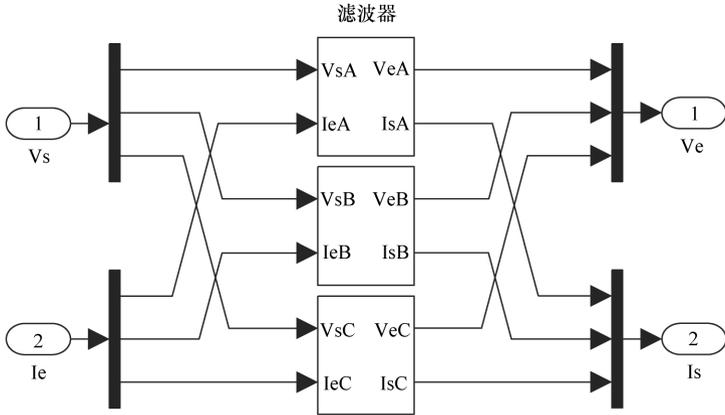


图 C.2 矩阵变换器预测电流控制仿真中输入滤波器的 Simulink 模型

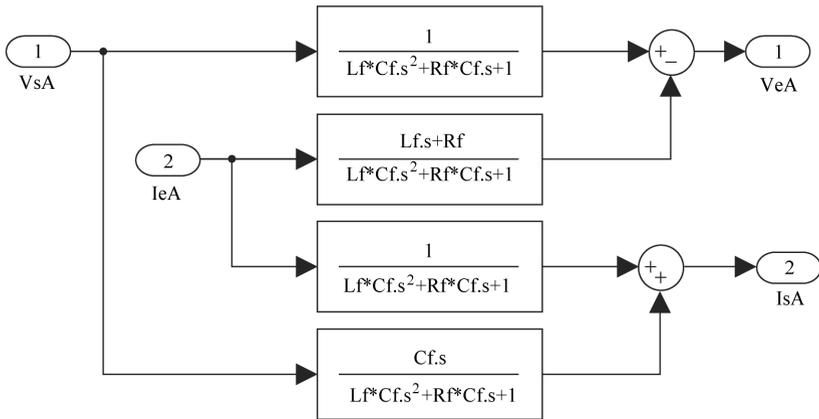


图 C.3 仿真中使用的输入滤波器模型

式 (7.5) 所表示，负载电流和相应的门极信号构成输入电流向量。

仿真所需的负载模型与前面所述的模型一样。根据图 7.1 给出的拓扑结构描述所定义的变量可以获得这一模型。通过线性连续传递函数可以表示阻感负载动态这一传递函数可由式 (7.22) 得到。

C.1.1 仿真参数的定义

代码 C.1 给出了在 m 文件中的参数定义代码。第 4 行对预测算法的采样时间 (T_s) 进行了设置。第 6 行、第 8 行设置了电压源 (V_s) 和频率 (f_s)。代码的第 10 行 ~ 第 12 行设置输入滤波器参数，也就是电感 (L_f)、电阻 (R_f) 和电容 (C_f)。代码的第 14 行 ~ 第 15 行设置了负载参数，也就是电阻 (R)、电感 (L)。第 17 行和第 18 行分别定义了参考电流幅值 (i_{ref}) 和频率。参

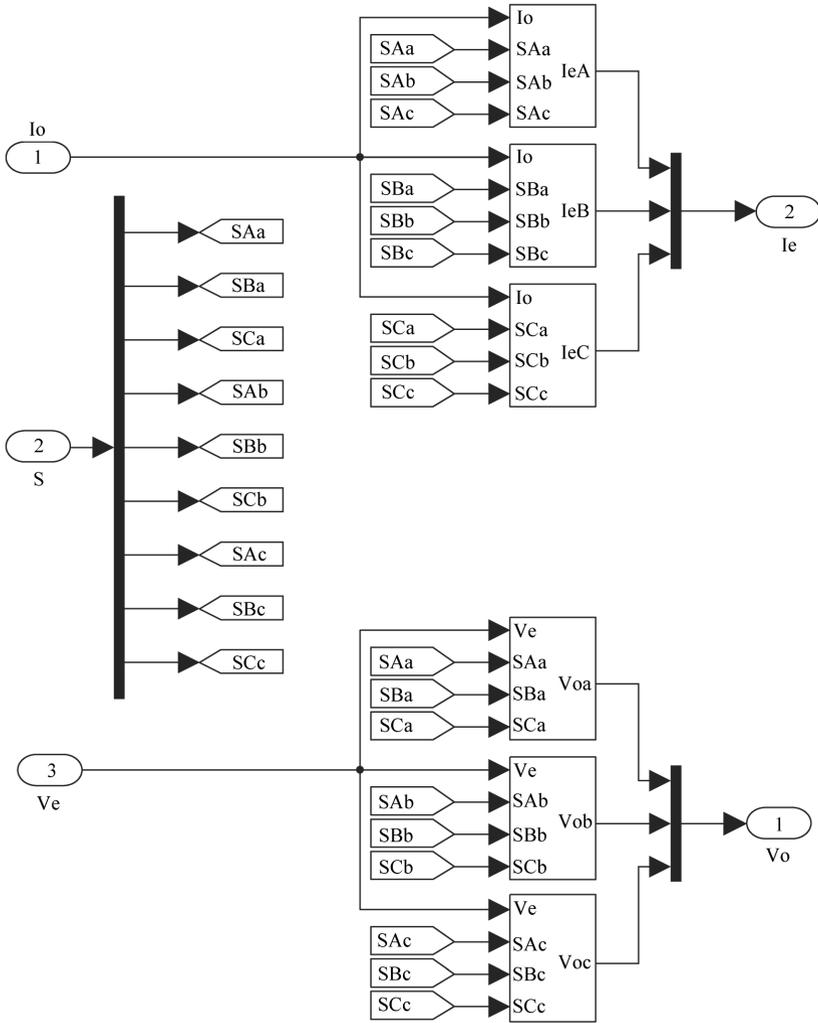


图 C.4 直接矩阵变换器的数学模型

考频率的单位是 rad/s，这是由 Simulink 中用来产生这些信号的正弦波块所要求的。在式 (7.36) 中，权重系数 A 处理了每一个对象的相关性，第 20 行对这一数值进行了设置。第 22 行 ~ 第 26 行是输入滤波器的状态空间模型。通过对滤波器模型进行离散化，并使用 MATLAB 函数 `c2d`，可以获得第 28 行 ~ 第 36 行的值，这对应于式 (7.31) 的常量。第 38 行 ~ 第 64 行定义了每一个矢量能够得到的 27 个开关状态，以便预测算法能够为控制器输出选择其中的一个状态。

除了块的参数，MATLAB/Simulink 也需要对仿真参数进行定义（如求解器的类型、起始/终止时间等）。表 C.1 给出了建议的仿真参数设置，其余的配置参数为默认设置。

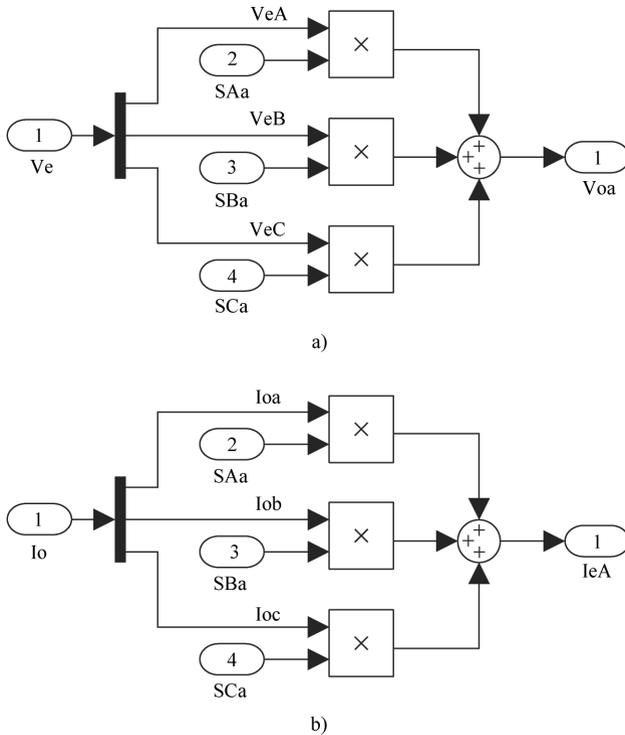


图 C.5 在矩阵控制器中的输出电压和输入电流的生成

表 C.1 仿真参数设置

参数	值
起始时间	0.0s
停止时间	0.15s
求解器类型	固定步长
求解器	ode 5 (5 阶龙格库塔算法)
固定步长范围	1×10^{-6} s

C.1.2 具有瞬时无功功率最小化的预测电流控制的 MATLAB® 代码

通过使用嵌入的 MATLAB 函数块 (图 C.1 所示的块 2) 对预测算法进行实现。在嵌入的 MATLAB 函数块属性中设置了控制算法的采样时间 $L_f C_f$ 。在本实例中, 完成了两个目标: 第一, 相对于参考, 输出电流表现出很好的跟踪性; 第二, 最小化输入侧的瞬时无功功率。

本书 7.4.3 节解释了用于预测电流控制方法的算法, 代码 C.2 给出了相应的算法。如前所述, 算法的输入是电网电压和电流、电容电压、测量的负载电流和参考负载电流。其余的函数声明是输入、负载电流预测和状态选择所需要的参数。第 10 ~ 第 39 行给出了这一算法中最重要的部分。这里, 对于变换器的每一

种可能开关状态都进行了负载电流和瞬时输入无功功率的预测。第 15 行获得了输入电流的预测。这里，预测由电网电压、电容电压、电网电流和每一个开关状态的输入电流预测所给定。第 13 行给出了输入电流的预测值，这里可以看出输入电流由开关状态和输出电流进行同步。为了简化计算，第 17 行和第 18 行进行了坐标变换。这一输入电流预测将用来预测瞬时无功功率，这里假定所测得的电网电压与在 $k+1$ 采样时刻的预测值近似。类似的，基于输出电压的预测值可以获得第 26 行的输出电流，输出电压由第 21 行~第 24 行的开关状态和电容电压所表示。在对必要的变量预测之后，必须评价每一个控制目标的代价函数。第一个控制目标是输出电流控制，第 31 行给出了输出电流参考和预测之间的误差。第二个控制目标是第 32 行给出的瞬时无功功率的最小值。第 33 行，将上面两个控制目标合并为一个单一的代价函数。通过第 35 行的代码段对最优化过程进行处理。`min` 函数选择了代价函数的最小值，并选择了相应的开关状态。这些开关状态使代价函数最小，然后将优化的开关状态应用于变换器中。

代码 C.1 预测控制仿真的参数

```

1 % Declaration of global variables required by the
   control algorithm
2 global Ts R L A Aq11 Aq12 Aq21 Aq22 Bq11 Bq12 Bq21 Bq22 S
3 % Sampling time of the predictive algorithm [s]
4 Ts = 10e-6;
5 % Source voltage [V]
6 Vs = 180;
7 % Source frequency [f]
8 ws = 2*pi*50;
9 % Input filter parameters
10 Lf = 400e-6;
11 Rf = 0.5;
12 Cf = 21e-6;
13 % Load parameters
14 R = 10;
15 L = 30e-3;
16 % References
17 i_ref = 8;
18 w_ref = 2*pi*30;
19 % Weighting factor instantaneous reactive power minimization
20 A = 0.008;
21 % Input filter model
22 Ai = [0 1/Cf; -1/Lf -Rf/Lf];
23 Bi = [0 -1/Cf; 1/Lf 0];
24 Ci = [1 0; 0 1];
25 Di = [0 0; 0 0];
26 Gin = ss(Ai,Bi,Ci,Di);
27 % Discretization of the input filter model
28 Gq = c2d(Gin,Ts);

```

```

29 Aq11 = Gq.a(1,1);
30 Aq12 = Gq.a(1,2);
31 Aq21 = Gq.a(2,1);
32 Aq22 = Gq.a(2,2);
33 Bq11 = Gq.b(1,1);
34 Bq12 = Gq.b(1,2);
35 Bq21 = Gq.b(2,1);
36 Bq22 = Gq.b(2,2);
37 % Valid switching states of the Matrix Converter
38 S(:,:,1) = [1 0 0; 0 1 0; 0 0 1];
39 S(:,:,2) = [1 0 0; 0 0 1; 0 1 0];
40 S(:,:,3) = [0 1 0; 1 0 0; 0 0 1];
41 S(:,:,4) = [0 1 0; 0 0 1; 1 0 0];
42 S(:,:,5) = [0 0 1; 1 0 0; 0 1 0];
43 S(:,:,6) = [0 0 1; 0 1 0; 1 0 0];
44 S(:,:,7) = [1 0 0; 0 0 1; 0 0 1];
45 S(:,:,8) = [0 1 0; 0 0 1; 0 0 1];
46 S(:,:,9) = [0 1 0; 1 0 0; 1 0 0];
47 S(:,:,10) = [0 0 1; 1 0 0; 1 0 0];
48 S(:,:,11) = [0 0 1; 0 1 0; 0 1 0];
49 S(:,:,12) = [1 0 0; 0 1 0; 0 1 0];
50 S(:,:,13) = [0 0 1; 1 0 0; 0 0 1];
51 S(:,:,14) = [0 0 1; 0 1 0; 0 0 1];
52 S(:,:,15) = [1 0 0; 0 1 0; 1 0 0];
53 S(:,:,16) = [1 0 0; 0 0 1; 1 0 0];
54 S(:,:,17) = [0 1 0; 0 0 1; 0 1 0];
55 S(:,:,18) = [0 1 0; 1 0 0; 0 1 0];
56 S(:,:,19) = [0 0 1; 0 0 1; 1 0 0];
57 S(:,:,20) = [0 0 1; 0 0 1; 0 1 0];
58 S(:,:,21) = [1 0 0; 1 0 0; 0 1 0];
59 S(:,:,22) = [1 0 0; 1 0 0; 0 0 1];
60 S(:,:,23) = [0 1 0; 0 1 0; 0 0 1];
61 S(:,:,24) = [0 1 0; 0 1 0; 1 0 0];
62 S(:,:,25) = [1 0 0; 1 0 0; 1 0 0];
63 S(:,:,26) = [0 1 0; 0 1 0; 0 1 0];
64 S(:,:,27) = [0 0 1; 0 0 1; 0 0 1];

```

代码 C.2 预测控制算法

```

1 function [Sopt] = MC_control(I_ref,Io,Ve,Is,Vs);
2 % Declaration of global variables required by the
   control algorithm
3 global Ts R L A Aq11 Aq12 Aq21 Aq22 Bq11 Bq12 Bq21 Bq22 S
4 % Output references in alpha-beta coordinates
5 Irefalpha = 2*(I_ref(1) - 0.5*I_ref(2) - 0.5*I_ref(3))/3;
6 Irefbeta = 2*(sqrt(3)*I_ref(2)*0.5 - sqrt(3)*I_ref(3)*0.5)/3;
7 % Initialization of the optimal value of the cost function
8 gopt = 1e10;

```

```

9 % Calculation of predictions for the 27 switching states
10 for k = 1:27;
11 % input current vector is given by the switches state...
12 % and the load currents
13 Ie = S(:, :, k)'*Io;
14 % prediction of the source currents
15 Is_p_3f = Aq21*Ve + Aq22*Is + Bq21*Vs + Bq22*Ie;
16 % transformation to alpha-beta coordinates
17 Is_p_re = 2*(Is_p_3f(1) - 0.5*Is_p_3f(2)
    - 0.5*Is_p_3f(3))/3;
18 Is_p_im = 2*(sqrt(3)*Is_p_3f(2)*0.5
    - sqrt(3)*Is_p_3f(3)*0.5)/3;
19 % output voltage vector is given by the switches state...
20 % and the input voltage vector
21 VxN = S(:, :, k)*Ve;
22 Vo(1) = VxN(1) - (VxN(1) + VxN(2) + VxN(3))/3;
23 Vo(2) = VxN(2) - (VxN(1) + VxN(2) + VxN(3))/3;
24 Vo(3) = VxN(3) - (VxN(1) + VxN(2) + VxN(3))/3;
25 % prediction of the load currents
26 Io_p_3f = (1 - R*Ts/L)*Io + (Ts/L)*Vo;
27 % transformation to alpha-beta coordinates
28 Io_p_re = 2*(Io_p_3f(1) - 0.5*Io_p_3f(2)
    - 0.5*Io_p_3f(3))/3;
29 Io_p_im = 2*(sqrt(3)*Io_p_3f(2)*0.5
    - sqrt(3)*Io_p_3f(3)*0.5)/3;
30 % cost function calculation
31 g1 = (abs(Irefalpha - Io_p_re) + abs(Irefbeta - Io_p_im));
32 g2 = abs(Vs_p_re*Is_p_im - Vs_p_im*Is_p_re);
33 g = g1 + A*g2;
34 % optimization
35 if (g < gopt)
36     gopt = g;
37     eopty = k;
38 end
39 end
40
41 % Output switching states
41 SAa = S(1,1,eopt);
42 SBa = S(1,2,eopt);
43 SCa = S(1,3,eopt);
44 SAB = S(2,1,eopt);
45 SBB = S(2,2,eopt);
46 SCB = S(2,3,eopt);
47 SAC = S(3,1,eopt);
48 SBC = S(3,2,eopt);
49 SCC = S(3,3,eopt);
50 Sopty = [SAa SBa SCa SAB SBB SCB SAC SBC SCC];

```

Copyright©2012 John Wiley & Sons, Ltd.

All Right Reserved. This translation published under license. Authorized translation from English language edition, entitled < Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives >, ISBN: 978 - 1 - 119 - 96398 - 1, by Jose Rodriguez, Patricio Cortes, Published by John Wiley & Sons. No part of this book may be reproduced in any form without the written permission of the original copyrights holder.

本书中文简体字版由机械工业出版社出版, 未经出版者书面允许, 本书的任何部分不得以任何方式复制或抄袭。版权所有, 翻印必究。

北京市版权局著作权合同登记 图字: 01 - 2012 - 7587 号。

图书在版编目 (CIP) 数据

功率变换器和电气传动的预测控制 / (智) 罗德里格斯 (Rodriguez, J.), (智) 科特斯 (Cortes, P.) 著; 陈一民等译. —北京: 机械工业出版社, 2014. 12

(国际电气工程先进技术译丛)

书名原文: Predictive control of power converters and electrical drives
ISBN 978-7-111-48714-2

I. ①功… II. ①罗…②科…③陈… III. ①功率变换器 - 预测控制②电力传动 - 预测控制 IV. ①TM761②TM921

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2014) 第 280027 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

策划编辑: 顾 谦 责任编辑: 顾 谦

责任校对: 樊钟英 责任印制: 李 洋

2015 年 3 月第 1 版 · 第 1 次印刷

169mm × 239mm · 13.5 印张 · 244 千字

0001—2800 册

标准书号: ISBN 978 - 7 - 111 - 48714 - 2

定价: 68.00 元

凡购本书, 如有缺页、倒页、脱页, 由本社发行部调换

电话服务

网络服务

服务咨询热线: 010 - 88361066

机工官网: www.cmpbook.com

读者购书热线: 010 - 68326294

机工官博: weibo.com/cmp1952

010 - 88379203

金书网: www.golden-book.com

封面无防伪标均为盗版

教育服务网: www.cmpedu.com

关于本书

本书对MPC的基本原理进行了广泛的回顾，并且也阐述了对MPC当前的研究，因此，本书对有以下需求的工程师、专业技术人员和学者是十分理想的参考资料：

- 需要对预测控制理论与应用技术进行简要、直接的解释说明；
- 需要对传统的变换器控制原理和电力传动控制理论进行分析；
- 需要大量的应用实例与案例研究去更好地说明控制方法；
- 配套网站给出了应用MATLAB进行案例仿真的例程。

通过以上提供的信息，专业技术人员将能够开始应用这一新的控制技术。本书将给予在功率变换器与传动领域的电气、电子和控制方面的工程师、研究人员、产品开发工程师很大帮助。同时也为在电能存储与电机传动领域的工业工程师提供帮助。同样，本书为在大学的电气与电子工程领域、控制学术领域和电气驱动学术领域的科研人员、研究生和本科高年级学生提供了一个全面、完整的参考。

电话服务

服务咨询热线：010-88361066

读者购书热线：010-68326294

010-88379203

网络服务

机工官网：www.cmpbook.com

机工官博：weibo.com/cmp1952

金书网：www.golden-book.com

教育服务网：www.cmpedu.com

封面无防伪标均为盗版

为中华崛起传播智慧

地址：北京市百万庄大街22号

邮政编码：100037

策划编辑◎顾谦

国际电气工程先进技术译丛 传播国际最新技术成果 搭建电气工程技术平台

- 《太阳能发电系统控制技术》
- 《ESD物理与器件》
- 《锂离子二次电池原理与应用》
- 《风力发电并网运行的无功管理》
- 《超大规模集成电路物理设计：从图分割到时序收敛》
- 《海上风电成本建模：安装与拆除》
- 《智能电网——设计与分析基础》
- 《功率理论与电能质量治理》
- 《混合动力电动汽车原理及应用前景》
- 《智能电网中的传导电磁干扰》
- 《风能转换技术进展》
- 《电机传动系统控制》
- 《储氢材料：储存性能表征》
- 《风力机技术》
- 《小型风力机：分析、设计与应用》
- 《通信系统高电压保护》
- 《磁性测量手册》
- 《ESD设计与综合》
- 《太阳能利用技术及工程应用》
- 《超级电容器的应用》
- 《小型风力机：分析、设计与应用》
- 《太阳能电池、LED和二极管的原理：PN结的作用》
- 《风力发电系统——技术与趋势》
- 《可持续电力系统的建模与控制：面向更为智能和绿色的电网》
- 《电力系统高级预测技术和发电优化调度》
- 《大规模储能技术》
- 《风电系统电能质量和稳定性对策》
- 《环境能源发电：太阳能、风能和海洋能》
- 《传热学：电力电子器件热管理》
- 《现代电力电子学与交流传动》
- 《功率半导体器件：原理、特性和可靠性》
- 《风能系统——实现安全可靠运行的优化设计与建设》
- 《储能技术》
- 《光伏系统工程》（原书第3版）
- 《光伏与风力发电系统并网变换器》
- 《车辆能量管理：建模、控制与优化》
- 《纯电动及混合动力汽车设计基础》（原书第2版）
- 《电动汽车技术、政策与市场》
- 《永磁无刷电机及其驱动技术》
- 《先进电气驱动的分析、建模与控制》
- 《智能电网可再生能源系统设计》
- 《风力发电工程指南》
- 《用于制造固体氧化物燃料电池的钙钛矿型氧化物》
- 《太阳能物理》
- 《柔性交流输电系统在电网中的建模与仿真》
- 《风电并网：联网与系统运行》
- 《可再生能源的转换、传输和储存》
- 《海底电力电缆——设计、安装、修复和环境影响》
- 《光伏技术与工程手册》

上架指导 工业技术/电气工程/新能源

ISBN 978-7-111-47443-2

ISBN 978-7-111-47443-2



9 787111 474432 >

定价：88.00元