



国际电气工程先进技术译丛



Springer

功率理论与 电能质量治理

Power Theories for Improved Power Quality

(波兰)

Grzegorz Benysek

Marian Pasko

著

陶顺 罗超

译



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS



关于作者

Marian Pasko教授于1994年获得波兰西里西亚工业大学电气工程学院理学博士学位。Marian Pasko教授的主要研究领域是电压和电流畸变条件下电气系统的电能质量治理。

Grzegorz Benysek教授于1998年获得波兰绿山工业大学电气工程工学博士学位，于2007年11月16日获得绿山大学电气工程、计算机科学与通信学院的理学博士学位。Grzegorz Benysek教授一直以来从事的主要研究领域是：FACTS技术在配电系统中的应用；基于电力电子技术的电能质量治理方案。



国际电气工程先进技术译丛

功率理论与电能质量治理

Power Theories for Improved Power Quality

(波兰) Grzegorz Benysek 著
Marian Pasko
陶顺 罗超 译



机械工业出版社

本书介绍了电能质量的基本问题，尤其专注于有源补偿和基于 DSP 的控制算法，分章节讨论了如下内容：①功率理论以及这些理论的发展历史和应用中的实际问题；②有源补偿器 DSP 控制算法的运行原理，引入了很多算例和实验室研究结果；③控制算法的主要应用范围和对实践方案的建议。

Translation from English language edition: Power Theories for Improved Power Quality by Grzegorz Benysek and Marian Pasko.

Copyright © 2012, Springer London.

Springer London is a part of Springer Science + Business Media.

All Rights Reserved.

本书中文简体字版由 Springer 授权机械工业出版社独家出版。版权所有，侵权必究。

本书版权登记号：图字 01-2013-3376 号

图书在版编目 (CIP) 数据

功率理论与电能质量治理/(波兰) 本尼塞克 (Benysek, G.), (波兰) 巴斯科 (Pasko, M.) 著；陶顺, 罗超译. —北京：机械工业出版社，2013. 10

(国际电气工程先进技术译丛)

书名原文：Power Theories For Improved Power Quality

ISBN 978-7-111-44230-1

I. ①功… II. ①本…②巴…③陶…④罗… III. ①功率补偿—理论②电能—质量分析 IV. ①TM714. 3②TM60

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2013) 第 233942 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：牛新国 责任编辑：赵 任 版式设计：霍永明

责任校对：刘怡丹 封面设计：赵颖喆 责任印制：杨 曜

北京市四季青双青印刷厂印刷

2014 年 1 月第 1 版第 1 次印刷

169mm × 239mm · 12.75 印张 · 247 千字

0001— 3000 册

标准书号：ISBN 978-7-111-44230-1

定价：58.00 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

社服中心：(010) 88361066 教材网：<http://www.cmpedu.com>

销售一部：(010) 68326294 机工官网：<http://www.cmpbook.com>

销售二部：(010) 88379649 机工官博：<http://weibo.com/cmp1952>

读者购书热线：(010) 88379203 封面无防伪标均为盗版

译者序

当代电力系统的电源特性、电网结构、负荷构成和调控技术正在发生着深刻变化，这加剧了系统的非线性和不对称性；加之电气设备的敏感性不断增强，使得电能质量问题及其治理方法已经成为当今电工界的研究热点。电气系统功率理论是对电路中客观存在的能量流的本质认识和对功率特性的总结与实践，尤其是对基于电力电子技术的电力调节装置具有理论指导意义，例如，将功率理论与调节装置相结合，可以获得电路的最优运行条件和实现正弦波形畸变最小化等。

由波兰专家 Grzegorz Benysek 和 Marian Pasko 编著的《功率理论与电能质量治理》一书系统地介绍了周期性非正弦系统功率理论及其在电能质量治理中的应用，其中：

第 1 章概述了交流电力系统中电能质量的主要问题及其治理的必要性；

第 2 章以电气系统功率理论的认识和发展为线索，回顾了代表性的周期性非正弦系统功率理论的科学研究成果；

第 3 章将这些功率理论应用于有源电力滤波器（APF）的控制算法，并通过仿真和物理实验的结果比较了不同理论方法的控制性能；

第 4 章介绍了作者参与开发的 APF 数字控制器及其算法实现的相关问题；

第 5 章讨论了一种新颖的并联型有源电力补偿器（APC）的结构及方法，并比较了其电压/电流及混合运行模式下的性能；

第 6 章介绍了串联型交流电压补偿器的结构、运行和控制方法，重点描述了一种特殊的基于混合变压器的串联电压补偿器的实践应用。

本书既注重理论分析，又紧密结合数字仿真和实验，特别适合于所有从事电力调节和电能质量分析与控制研究的电力工程师和研究者参考学习。

在本书的翻译中，我们对描述相同物理量的变量及其表达式进行了统一修订，以满足我国出版的要求，也便于读者理解。

本书的翻译得到了国家自然科学基金委员会的项目资助（51207051）。

在本书的翻译和校订过程中，肖湘宁导师给予了大力支持和悉心指导，使我们受益匪浅，在此致以衷心地感谢。苏斌、魏天彩和赵晨雪等同学在部分翻译和图文处理等方面做了大量工作，对他们付出的辛劳和智慧表示感谢。

由于时间紧迫，又限于译者水平，书中难免有错误和不妥之处，请读者批评指正。

译者联系方式：taoshun@ncepu.edu.cn。

译者

2013 年 7 月于北京

华北电力大学

原　书　序

电能质量是一个术语，是用以描述电力能否保证负荷正常工作的一组技术参数。劣质电能会引起过负荷、中性线过电流和危险的谐振现象等，甚至可能损坏负荷设备。由此，它会导致巨大的经济损失，尤其在那些新技术发展迅速的国家。据评估，欧洲工业由电能质量相关问题引起的年经济损失约上千亿欧元。而与之相对地，预防这些电能质量问题的投资成本仅为经济的百分之几。因此，世界各国都在广泛地开展电能质量分析和治理的研究工作。本书着重于有源补偿的方式，讨论了提高电能质量的相关问题及方法。

综合考虑以上几个方面，本书将为工程师和技术院校的学生提供非常有价值的信息。

本书第1章介绍了电力系统的基本问题，并简要概括了全书的主要内容。

第2章分析了几种频域和时域方法的代表性功率理论。选择这些功率理论的基准是以该领域的认识发展为历程，并考虑它们在解决实际问题中的有效性，例如补偿无功功率、平衡供电网负荷、消除电压和电流的畸变等。本书将尤为关注在时域中定义电流分量的功率理论，并将之作为当今有源补偿及滤波系统的基础。

第3、4章给出了有源补偿装置控制算法的原理，并提供了采用第2章所述的功率理论的控制算法的算例。通过实验仿真和样机测试结果阐释了一些理论性的结论。

第5、6章阐述了适用于解决电能质量问题的并联型、串联型电力电子装置的运行原理和基本特性。

Marian Pasko (波兰西里西亚工业大学)

2011年10月于波兰格利维策市

Grzegorz Benysek (波兰绿山大学)

2011年10月于波兰绿山市

作 者 清 单

Grzegorz Benysek: 波兰, 绿山市 65-246 区, podgorna 街 50 号, 绿山大学。e-mail: G. Benysek@ iee. zu. zgora. pl

Marcin Jarnut: 波兰, 绿山市 65-246 区, podgrona 街 50 号, 绿山大学。e-mail: M. Jarnut@ iee. zu. zgora. pl

Jacek Kaniewski: 波兰, 绿山市 65-246 区, podgorna 街 50 号, 绿山大学。e-mail: J. Kaniewski@ iee. zu. zgora. pl

Marcin Maciazek: 波兰, 格利维策市 44-100 区, Akademicka 街 2 号, 西里西亚工业大学。e-mail: marcin. maciazek@ polsl. pl

Marian Pasko: 波兰, 格利维策市 44-100 区, Akademicka 街 2 号, 西里西亚工业大学。e-mail: marian. pasko@ polsl. pl

Krzysztof Sozanski: 波兰, 绿山市 65-246 区, podgorna 街 50 号, 绿山大学。e-mail: K. Sozanski@ iee. zu. zgora. pl

目 录

译者序

原书序

作者清单

第1章 概述 1

 1.1 电力系统的构成与基本问题 1
 1.2 电能质量治理的必要性 2
 1.2.1 电能质量问题 3
 1.3 电能质量的治理方法 7
 参考文献 7

第2章 功率控制原理 10

 2.1 功率理论 10
 2.1.1 传统功率理论评述 10
 2.1.2 Budeanu 理论 14
 2.1.3 Fryze 理论 16
 2.1.4 Shepherd&Zakikhani 理论 18
 2.1.5 Kusters&Moore 理论 20
 2.1.6 Czarnecki 理论 20
 2.1.7 优化理论 22
 2.2 瞬时功率理论 28
 2.2.1 pq 理论 28
 2.2.2 改进的 pq 理论 31
 2.2.3 同步参考坐标变换理论 33
 2.3 基于正交分量的功率理论 35
 参考文献 37

第3章 功率理论在有源补偿控制中的应用 40

 3.1 有源补偿的控制策略 40
 3.1.1 基于 Fryze 理论的控制策略 42
 3.1.2 基于 Budeanu 理论的控制策略 50

3.1.3 基于 Czarnecki 理论的控制策略	59
3.1.4 基于瞬时 pq 理论的控制策略	73
3.1.5 基于改进的 pq 理论的控制策略	82
3.1.6 基于同步参考坐标变换理论的控制策略	91
3.2 直流电压的控制	99
3.3 基于 DSP 的控制策略实现及实验结果	100
3.3.1 数字信号控制器	100
3.3.2 控制策略性能分析	102
3.3.3 实验结果与性能对比	104
3.3.4 结语	108
参考文献	108
第 4 章 数字控制算法的实现	110
4.1 电力电子的数字控制电路	110
4.1.1 多速率数字控制电路	112
4.2 信号调理与采样	112
4.2.1 模拟信号采样速率	112
4.2.2 信号量化	114
4.2.3 最高信号频率和信号采集时间	115
4.2.4 多通道系统的采样	116
4.2.5 有效比特数	118
4.2.6 同步采样过程	120
4.3 数据信号处理器	121
4.3.1 TMS320F28335	124
4.3.2 SHARC DSP	125
4.4 数字控制器	127
4.4.1 并联有源滤波装置的数字控制器	127
4.4.2 APF 的预测控制算法	132
4.4.3 基于滑动 DFT 的数字控制算法	140
4.4.4 滤波器组算法	143
4.4.5 多速率 APF 的控制算法	147
参考文献	154
第 5 章 并联型有源补偿器的控制与应用	157
5.1 引言	157
5.2 基于平均功率法的有源电力补偿器	158
5.2.1 电压源型补偿器的功率平衡	159

VIII 功率理论与电能质量治理

5.2.2 电流模式下的功率平衡	160
5.2.3 电压模式下的功率平衡	162
5.2.4 混合模式下的功率平衡	163
5.3 研究结果	165
5.3.1 稳态仿真	165
5.3.2 暂态仿真	167
参考文献	169
第6章 串联有源补偿器的实际应用	172
6.1 引言	172
6.2 电压变动量的识别	176
6.3 串联电压补偿器	179
6.4 结语	195
参考文献	195

第1章 概述

摘要

本章的内容包括交流系统中提高供电质量的一般性问题和最重要的问题，评价了负荷与配电系统之间的相互影响以及减小这种影响的方法，讨论了最重要的补偿滤波类设备的基本运行原理及其并入或串入配电系统的应用方式。

1.1 电力系统的构成与基本问题

电能是一种非常有用并且受欢迎的能源形式，它在我们现代工业社会中发挥了越来越大的作用。自然资源的逐渐稀缺和电能利用的便利性使电能备受青睐，对其需求也与日俱增，进而又使得电力系统不断接近其稳定极限及耐热等级运行。除此之外，分布式电源（DR）的广泛开发，以及对电能质量日益强烈的关注，都成为了全球电力工业突飞猛进的推动力。

当今电网的主要构架仍然是大型电厂通过传输线供电给配电系统，因此可以形象地描述为单向潮流从电厂流出，通过输电及配电系统，再到达最终的用户（即终端用户）。因此，可以将电力系统（EPS）描述为由以下三个主要环节组成：发电、输电和配电。电能主要由发电厂的同步发电机发出，这些发电机大多由汽轮机或水轮机驱动，因而电厂发出的电能一般都必须通过输电系统传输很远的距离到达配电网，配电网再将电能从输电网或当地小型分布式电源配送到各个终端用户。

上述提到的发电、输电和配电三个环节，对电能质量水平既有各自独特的影响，又有共同的作用。其中，需要考虑的因素很多，比如电力设备和系统的维护、系统运行的稳定性、故障、畸变以及负荷的非线性等。我们必须清楚每个环节出现的问题对系统整体性能的潜在影响。例如，发电部分出现故障将会导致输电系统故障，继而造成配电系统丢失部分负荷；而输电部分出现故障可能引起发电部分的故障，也会造成配电系统丢失负荷。但配电系统发生故障很少会引起发/输电部分的故障，仅会损失当地用户负荷，因而影响较小。这些问题一部分与输电系统有关，一部分与配电系统有关，但都是电能质量的基本问题。

值得注意的是，从电力系统分级体系的顶层来看，正常运行的发电厂不会造成任何电能质量问题，因为发电系统的电压基本上为理想的正弦波。因此，本书认为电能质量这一术语只与两个方面相关，即输电系统的极限^[1-4]和配电系统中

的问题。需要指出的是，即使电能质量主要是配电系统的问题，但是输电系统仍然对其存在影响，例如，当阻抗比较小时导致系统阻尼较弱（动态稳定性），容易引起电能质量问题。

从配电角度来看，广义上的电能质量是指保持配电系统母线电压接近正弦波，幅值和频率为额定值，且电能供给不间断。因此，电能质量包含两方面内容，即电压质量和供电可靠性^[5]。电压质量包括各种扰动，比如快速电压变化、谐波、间谐波、闪变、不平衡以及瞬态现象等；而可靠性涉及持续时间较长的现象，例如电压中断、电压暂降、过电压与欠电压和频率偏差等[⊖]。

电能质量不仅受配电系统的影响，同时还受终端用户设备的影响，故电能质量的恶化存在两类不同的原因^[2,4]。第一类是自然因素，比如：

- 1) 配电系统馈线发生故障或遭受雷击；
- 2) 设备故障。

第二类则与负荷或馈线运行有关：

- 1) 以电力电子为基础的负荷，比如不间断供电电源（UPS）或变频调速系统（ASD）；
- 2) 大负荷投切。

本书假设，供电中断和电能质量问题一般是由相同的现象引起的，它们之间相互联系紧密。大量负荷的突然变化、瞬态现象、故障以及发电不足等经常导致系统的部分解列（可靠性问题），同时系统的其他部分会发生电压暂降和短时中断（质量问题）。

当深入研究分布式电源渗透率最大且系统具有较高电能质量水平的可行性方案时，可以发现电力电子技术是前进的方向^[6-15]。大家普遍认为，被称为有源电能质量补偿装置（APQC）的新型电力电子装置关注的是给终端用户供电的配电系统，它是针对工厂、办公室及家庭的各种劣质电能质量问题而出现的新技术^[2,13,16-30]。APQC 将是传统解决方案潜在的替代品，因为传统方案往往以低响应时间和高维护费用的机电技术为基础。

1.2 电能质量治理的必要性

在过去几年，电力用户主要关注的是供电可靠性。然而，当今用户需要的不仅仅是简单的供电可靠性，他们还希望获得理想的交流电压，也就是基频下峰值额定的正弦电压。但不幸的是，我们实际得到的交流供电电压与这种理想情况是有差别的。劣质电能对用户的影响体现在诸多方面。

⊖ 此处是从用户受影响的角度来分类的，其理解见 1.2.1 节。——译者注

电压暂降会导致自动化生产过程中的产品损失，也会造成计算机系统或数据处理系统的崩溃。为了防止这些情况的发生，人们经常使用不间断供电电源，但它反过来又会带来谐波问题。电力用户若与大型电动机负荷接在同一母线上，每次电动机起动时，用户都会遭受电压暂降，这对很多用户来说都是很难接受的；像医院、空中交通控制以及金融机构之类的极敏感用户更加需要纯净且不间断的电能。

持续的过电压会对家用电器造成损害，欠电压与电压暂降有着相同的影响；电压不平衡会导致电动机的温度上升；谐波、直流偏置会导致波形畸变；流过配电网的无用谐波电流会造成电能损耗，并且会使变压器过热或产生电磁干扰（EMI）^[31-33]；间谐波电压会干扰荧光灯及电视机接收器的正常工作，同时还会产生噪声。

由此可见，电能质量的缺失会导致生产过程的损失以及设备的损坏。因此，保持高标准的电能质量至关重要。

电力电子装置可用于配电系统，以提高供电的可靠性及质量，即提高电能质量^[34-36]。这类应用于配电系统中使终端用户受益的装置被称为有源电能质量补偿器。通过这一技术，可减少供电中断、电压电流变化和波形畸变，从而提高传送电能的可靠性与质量。这种技术的合理使用可以使所有工业、商业及家庭用户受益。

APQC 装置主要用于有源滤波、负载平衡、功率因数校正及电压控制等方面。有源滤波主要是为了消除谐波电流和电压，装置既可以并联也可以串联。一些 APQC 装置作为负荷补偿器使用，在这种模式下，它校正负荷电流中的不平衡与畸变，使补偿后的负荷在交流系统中吸收平衡的正弦电流；还有一些装置用来向用户提供正弦平衡的供电电压。

1.2.1 电能质量问题

提出“电能质量”这一术语是用来区分电能提供方与使用方之间责任的，但不幸的是，对电力工程师来说，这个术语的含义仍然存在很大的争议。虽然已经颁布了很多电能质量的相关标准，但也还在不断修正和更新。美国电气电子工程师学会（IEEE）字典^[37]中对电能质量的定义为：“电能质量是指保证受电且接地的敏感设备能正常运行要考虑的所有问题。”

国际电工委员会（IEC）在其标准中使用的术语不是“电能质量”，而是“电磁兼容”。在“电磁兼容”术语下定义电能质量为^[38]：“以一系列参考指标来衡量电力系统某处的电力特性。——注：有时候，这些指标与供电电网和与其相连的负荷之间的兼容性有关。”

欧洲电力工业协会（EURELECTRIC）在《欧洲供电网电能质量》报告^[39]中指出：

“供电质量是指电能作为一种能源对设计接入供电网的电力设备的适应能力，它包括两个基本组成部分：

- 连续性（不间断）：用户侧电能持续可用的程度；

- 电压水平：电压维持在特定范围内的程度。”
-

供电中断和常见电压变动问题因备受关注而得到有力改善，尤其是在发达国家中更是已基本消除，因而“电能质量”这一术语经常用来形容供电电压的一些特性，其主要现象有：

- 谐波和其他偏离交流供电电压额定频率的现象；
- 电压波动，特别是那些会引起闪变的波动现象；
- 电压暂降及短时中断；
- 三相系统电压不平衡；
- 具有某些高频特征的瞬态过电压。

因此，电能质量可以定义为对上述任一特征限值的偏离程度，还可定义为电力在传输和应用过程中对电力设备性能的影响程度。”

欧洲能源监管委员会（CEER）供电质量工作小组在一篇报告中申明：“电压质量的主要参数是频率、电压幅值及其变动、电压暂降、暂时或瞬时过电压和谐波畸变。欧洲标准 EN 50160 列出了在正常运行状态下低压与中压电网中主要的电压特性。”

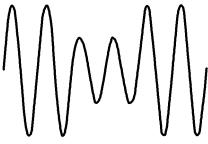
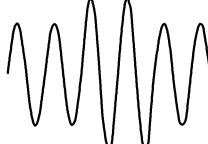
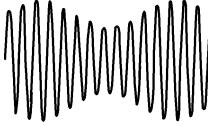
从上述所有定义可以看出，电能质量通常考虑供电的两方面内容，即电压质量和供电可靠性。根据参考文献 [3, 34]，电能质量现象的分类如表 1-1 所示。

当描述实际可能引起电能质量问题的现象时，上述分类方式是非常重要的。另外还有一种方法是依据可能引起扰动的原因和可能造成的后果进行分类，其汇总如表 1-2 所示^[5]。

表 1-1 电能质量现象的分类

类别	频谱	持续时间	幅值
1.0 瞬态现象			
1.1 脉冲		50ns ~ 1ms	< 6kV
1.2 振荡		5μs ~ 0.3ms	0 ~ 4p. u.
2.0 短时间变动			
2.1 中断		10ms ~ 3min	< 1%
2.2 暂降		10ms ~ 1min	1% ~ 90%
2.3 暂升		10ms ~ 1min	110% ~ 180%
2.4 快速电压变动		未定义	> ±5%
3.0 长时间变动			
3.1 欠电压		稳态	< 106%
3.2 过电压		> 1min	> 90%
4.0 电压不平衡			
5.0 波形畸变			
5.1 直流偏置	$n = 0$	稳态	0% ~ 0.1%
5.2 谐波	$n = 2 \sim 40$	稳态	0% ~ 20%
5.3 间谐波	0 ~ 6kHz	稳态	0% ~ 2%
5.4 陷波		稳态	
5.5 噪声	宽带	稳态	0% ~ 1%
5.6 信号传输	< 148kHz	稳态	0% ~ 1%
6.0 电压波动	< 25Hz	间歇	0.2% ~ 7%
7.0 工频变动	50Hz	< 10s	1%

表 1-2 电压扰动

扰动类型	起因	后果
电压暂降,欠电压 	电网发生短路故障、大功率电动机起动	敏感负荷跳闸或异常运行
电压暂升,过电压 	其他相发生接地故障、大功率负荷退出、电网遭受雷电流冲击、变电站整定不恰当	当断开设计裕度不恰当的设备时易造成设备损坏
谐波畸变 	非线性负荷、谐振现象、变压器饱和	额外发热、电子装置丧失功能
瞬态现象 	雷电流冲击、开关切换	绝缘遭破坏,减少变压器、电动机等的使用寿命
电压波动,闪变 	电弧炉、风机、大功率电动机起动	绝缘老化,失去原有性能,灯光闪烁
短时中断 	直接短路、断路、误跳闸、甩负荷	线路断开
不平衡 	单相负荷、电网弱电气联接	过载相电压质量受影响,三相设备出现过载和噪声

1.2.1.1 电压暂降与暂升

电压暂降是指电压方均根值（RMS）短时间下降的现象，持续时间为半个周波至几分钟。这类事件是由电力系统故障或大负荷起动引起的，对于输电线路故障引起的典型电压暂降，其持续时间不到1s（输电线故障总清除时间）。但是，这些短暂的事件会引发工厂生产过程的中断，往往需要花费数小时才能恢复正常运行状态。

系统单相接地故障会导致非故障相电压暂升；退出大负荷或投入大电容器组同样会引起电压暂升，但是这些现象往往引发电压幅值较长时间的变化，通常被归类为长时间变动。

1.2.1.2 电压中断

电压中断是指电压的完全丢失，既可能是短时间的，也可能是长时间的。电路的断开（通常是由于断路器、线路自动重合闸或熔断器的断开）会引起电压中断。例如，如果一棵树与横跨的输电线短路了，断路器会断开短路电路，那些从故障线路上汲取电能的终端用户则会遭受电压中断。总体来说，中断发生的原因与电压暂降和暂升很类似。

1.2.1.3 过电压与欠电压

超过正常限值的长时间电压变动（也就是说，电压会太高或太低），通常由电力系统的异常状态引起。例如，线路或变压器退出运行，有时会引起欠电压。长时间的电压变动经常通过改变变压器的分接头来校正。

很多电压控制问题的根源是电力系统的阻抗太大，不能很好地为负荷供电。负荷电流流经系统阻抗会产生电压降落，其中电阻性压降与电流同相，电抗性压降与电流正交。因此，重负荷下电压降得很低。如果采用升高电源电压的方法来克服阻抗压降，当突然甩负荷时，又会引起过电压问题。

1.2.1.4 电压闪变

当电压波形的幅值按调制频率变化时，人的眼睛能够觉察到标准灯泡的光强度变化，此类电压波动称为电压闪变。电压闪变是由电力系统中的电弧放电引起的。闪变问题可以通过安装滤波器、静止无功补偿器或配电网静止补偿器来解决。

1.2.1.5 谐波畸变

谐波畸变是指出现频率为系统基波频率整数倍的分量。一般可以认为集中发电厂发出的是纯正弦电压，大多数输电系统上的电压畸变率也通常小于1%。然而，当靠近用户负荷时，畸变率可达5%~8%，甚至在一些负荷中，电流波形几乎不是正弦波。抑制谐波畸变的方法包括在负荷或母线处安装有源或无源滤波器，或者利用变压器连接方式来消除零序分量。

1.2.1.6 电压陷波

电压陷波是由电力电子器件换相引起的，任何使用固态整流器（例如变速驱动器）的工厂都会产生电压陷波，进而引起电能质量问题。当驱动器输入侧整流器换相时，直流母线电流从一个整流晶闸管向另一个晶闸管的切换瞬间，输入侧形成一个相间短路电流，从而产生电压陷波。

1.3 电能质量的治理方法

电能质量的治理装置有许多不同类型，通常可以分为两类：分级调节类装置和补偿类装置。分级调节类装置可以通过电子设备控制电压抽头转换器或分级耦合电容器来调节电压，同样也可以补偿无功功率。但是此类装置不是本书的主要内容，本书着重讨论补偿类装置。

补偿类装置通常包括由各种控制策略控制的电压源换流器（VSC），根据其拓扑结构可分为三种主要类型，即电流补偿型、电压补偿型和混合补偿型。

并联型有源电力滤波器（PAPF）是典型的电流补偿型装置，它可以在两种模式下工作：①电流模式——作为有源滤波器、功率因数校正器、负荷平衡器等；②电压模式——可以在任何畸变、暂降/暂升、不平衡甚至短时中断时调节母线电压。

电压补偿型可分为谐波电压滤波器、电压调节和平衡器以及电压暂降缓解装置三类，一般使用诸如串联型有源电力滤波器（SAPF）之类的装置。

电流补偿与电压补偿也可以混合使用，作为统一电能质量调节器（UPQC）。UPQC包含了 SAPF 和 PAPF 的调节功能。SAPF 的功能包括隔离电源与负荷间的谐波、调节电压、补偿电压闪变或不平衡；PAPF 的功能包括过滤谐波电流、平衡负序分量和调节直流电压。

参 考 文 献

1. Hingorani N, Gyugyi L (2000) Understanding FACTS: concepts and technology of flexible ac transmission systems. IEEE, New York
2. Ghosh A, Ledwich G (2002) Power quality enhancement using custom power devices. Kluwer Academic Publishers, Boston
3. Dugan R, McGranahan M, Beatty W (1996) Electrical power systems quality. McGraw-Hill, New York
4. Arrillaga J, Watson N, Chan S (2000) Power system quality assessment. Wiley, Chichester
5. CIGRE Working Group 14.31 (1999) Custom power-state of the art. CIGRE
6. Gyugyi L (2000) Converter-based FACTS technology: electric power transmission in the 21st century. Int Power Electron Conf 1:15–26
7. Mohan N, Undeland T, Robbins W (1995) Power electronics, converters, applications, and design, 2nd edn. Wiley, New York

8. Hingorani N (1998) Power electronics in electric utilities: role of power electronics in future power systems. Proc IEEE 76(4):481–482
9. Edris A (2000) FACTS technology development: an update. IEEE Power Eng Rev 20(3):4–9
10. Song Y, Johns A (1999) Flexible ac transmission systems (FACTS). IEE Power and Energy series 30. TJ International Ltd, Padstow
11. Hingorani N (1993) Flexible ac transmission systems. IEEE Spectrum 30(4):41–48
12. IEEE/CIGRE (1995) FACTS overview. Special issue 95-TP-108, IEEE service center, Piscataway
13. Hingorani N (1995) Introducing custom power. IEEE Spectrum 32(6):41–48
14. Akagi H (1996) New trends in active filters for power conditioning. IEEE Trans Ind App 32(6):1312–1322
15. Akagi H (1994) Trends in active power line conditioners. IEEE Trans Power Electron 9(3):263–268
16. Strzelecki R (2002) Active arrangements for energy conditioning—a new fashion or quality? (in Polish). In: Modern supplying arrangements in power systems conference, pp 1.14–9.14
17. Strzelecki R (2002) Active arrangements for energy conditioning—APC (in Polish). Przegląd Elektrotechniczny-J, 2:196–202
18. Akagi H, Fujita H (1995) A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems. IEEE Trans Power Delivery 10(3):1570–1575
19. Akagi H (1995) New trends in active filters. In: EPE conference, pp 17–26
20. Jeon S, Cho G (1997) A series-parallel compensated uninterruptible power supply with sinusoidal input current and sinusoidal output voltage. In: IEEE-PESC conference, pp 297–303
21. Fujita H, Akagi H (1998) Unified power quality conditioner: the integration of series and shunt active filter. IEEE Trans Power Electron 13(2):315–322
22. Aredes M, Heumann K, Watanabe E (1998) An universal active power line conditioner. IEEE Trans Power Delivery 13(2):1453–1460
23. Strzelecki R, Kukluk J, Rusiński J (1999) Active power line conditioners based on symmetrical topologies. IEEE-ISIE Conf 2:825–830
24. Ghosh A, Ledwich G (2001) A unified power quality conditioner (UPQC) for simultaneous voltage and current compensation. Electr Power Syst Res 59:55–63
25. Malabika BM, Das S, Dubey G (2002) Performance study of UPQC-Q for load compensation and voltage sag mitigation. In: IEEE-IECON conference, pp 698–702
26. Meckien G, Strzelecki R (2002) Single phase active power line conditioners-without transformers. In: EPE-PEMC conference, pp 546–552
27. da Silva S (2002) A three-phase line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. IEEE Trans Ind App 38(6):1581–1590
28. Watanabe E, Aredes M (2002) Power quality considerations on shunt/series current and voltage conditioners. Conf Harmonics Qual Power 2:595–600
29. Strzelecki R (2003) New concepts of the conditioning and power flow control in the AC distribution systems. In: Modern feed equipments in electrical power systems conference, pp 65–72
30. McHattie R (1998) Dynamic voltage restorer: the customer's perspective. IEE colloquium on dynamic voltage restorer, Digest No. 98/189, Glasgow, Scotland, UK
31. Kurowski T, Benysek G, Kempinski A, Smoleński R (2000) About proper cooperation of the electric drives and static converters (in Polish), vol 48. Institute of drives and electrical measurements, Wrocław University of Technology Press, Wrocław, pp 326–334
32. Strzelecki R, Kempinski A, Smoleński R, Benysek G (2003) Common mode voltage cancellation in systems containing 3-phase adding transformer with PWM excitation. In: EPE Conference, pp 426–434
33. Kempinski A, Strzelecki R, Smoleński R, Benysek G (2003) Suppression of conducted EMI in four-quadrant AC drive system. In: IEEE-PESC conference, pp 1121–1126
34. Thomsen P (1999) Application and control of CUPS in the distribution grid, vol 3. Institute of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg, pp 2–11
35. Strzelecki R, Benysek G (2004) Conceptions and properties of the arrangements in distributed electrical power systems. In: MITEL conference, pp 241–248

36. Strzelecki R, Jarnut M, Benysek G (2003) Active electrical energy conditioners for individual customers. In: PES conference, vol 1. Warsaw University of Technology Press, Warsaw, pp 27–34
37. IEEE standard 100-1996 (1997) Dictionary of electrical and electronics terms, 6th edn. IEEE Standards Office New York, NY, USA
38. IEC 61000-4-30 (2003) Electromagnetic compatibility (EMC)–Part 4-30: Testing and measurement techniques–power quality measurement methods, IEC
39. EURELECTRIC (2002) Power quality in European electricity supply networks, 1st edn. Brussels Eurelectric
40. CEER working group on quality of electricity supply (2001) Quality of electricity supply: initial benchmarking on actual levels, standards and regulatory strategies, CEER

第 2 章 功率控制原理

摘要

本章回顾了迄今为止已发表的周期性非正弦系统功率理论的科学研究成果。现在电能已经成为日常生活中必不可少的商品，而非线性负荷是引起电流和电压波形畸变的谐波源，其在数量上的急剧增加导致了电能参数的恶化。谐波成分越大，电能质量越差。功率理论及相关问题的论文数量有力地证明了电力系统运行条件优化问题的重要性。

2.1 功率理论

功率理论是在研究电气系统能量传输特性的过程中积累的知识，它是几代科学家和电气工程师的研究及实践的结晶，一般包含在诸如“Fryze 功率理论”、“瞬时 pq 理论”之类的名词中。本书中，功率理论是指阐释电力系统出现的某些现象的方法，其定义包含了必要的公式，用以计算那些描述电力系统特性的参数；功率理论也可用于优化电力系统运行，从而达到减小电能损耗，即降低运营成本的目的。

每年都有很多发表的论文试着以各种方式来解决电能质量的问题。这是为什么呢？其实，这纯粹是个经济学上的问题。电力只是一种商品，在市场上，一个经济体只有以同等的价位出售质量更好的商品，才能成为最后的赢家。其次是电能质量问题带来了电网的附加运营成本。引发这些成本的原因有：电阻元件损耗增加，电动机损耗增加，电容器故障，对电源供电能力的需求提高，中性线电流增加，谐振现象（由高次谐波引起）的出现，以及继电保护系统运行不当引起的供电中断等。

在过去的几十年中，国际电工委员会（IEC）对无功功率定义的数次修订^[1-4]足以证明：对于非正弦电路，与提高电源和负载运行效率息息相关的电能及其质量的描述方法至今尚未标准化。

2.1.1 传统功率理论评述

图 2-1 所示的二端口网络的电压、电流波形如下：

$$v(t) = \sqrt{2}V \cos(\omega t + \alpha) \quad (2-1)$$

$$i(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega t + \beta) \quad (2-2)$$

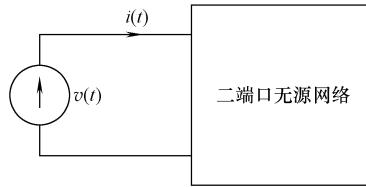


图 2-1 二端口无源网络

其中， V 、 I 分别代表电压 $v(t)$ 和电流 $i(t)$ 的有效值。

下面采用多种不同的功率类型来讨论这个电路的功率特性：

1) 瞬时功率 $p(t)$ ：

$$p(t) = v(t)i(t) = VI\cos\varphi[1 + \cos(2\omega t + 2\alpha)] + VI\sin\varphi\sin(2\omega t + 2\alpha) = p_1(t) + p_2(t) \quad (2-3)$$

上式也可以表述为

$$p(t) = P[1 + \cos(2\omega t + 2\alpha)] + Q\sin(2\omega t + 2\alpha) \quad (2-4)$$

其中， P 为有功功率， Q 为无功功率， φ 为无源网络阻抗 Z 的阻抗角。

$$P = \overline{p(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = VI\cos\varphi \quad (2-5)$$

$$Q = VI\sin\varphi \quad (2-6)$$

式 (2-3) 的第一部分描述了瞬时功率中的时变非负分量，其幅值为 $2P$ ，平均值等于负载的有功功率 P 。这个分量代表了从电源到负载单一方向的能量流。

第二部分 $p_2(t)$ 是一个交变分量，其幅值等于负载的无功功率 Q ，平均值等于零。这个分量代表了系统中电源与负载之间的双向能量流，当负载的阻抗角为零时，它就不再出现。因此，在阻性负载的情况下或者负载出现谐振时，电源和负载之间传输的能量流将不会出现双向振荡的现象。

2) 视在功率 S ：

$$S = VI \quad (2-7)$$

视在功率是一个纯粹的数学量，不具有任何的物理意义。

3) 功率因数 λ ：

$$\lambda = \cos\varphi = \frac{P}{S} \quad (2-8)$$

在正弦波情况下，一般用复功率来描述功率特性：

$$\tilde{S} = \dot{V}\dot{I}^* = P + jQ \quad (2-9)$$

需要说明的是，瞬时功率、有功功率、无功功率和复功率均满足功率守恒特性，但视在功率是不满足的。

上述所有功率在线性二端口网络情形下的定义和解释都是没有争议的。

在单相线性正弦电路中，基于式（2-3）可获得无功功率 $Q = VI\sin\varphi$ 的物理解释。幅值为 $Q = VI\sin\varphi$ 的交变分量 $p_2(t)$ 可以理解为是对电路中电抗元件和电源之间双向流动能量的度量；无功功率很有可能与电感的磁场或者电容的电场有关系。

如果正弦电流 $i(t) = \sqrt{2}I\sin\omega t$ 流过电感为 L 的线圈，则电感中的磁场能为

$$W_L(t) = \frac{1}{2}Li^2(t) = \frac{1}{2}L(\sqrt{2}I)^2\sin^2\omega t = W_{L\max}\sin^2\omega t \quad (2-10)$$

此时，线圈的无功功率为

$$Q_L = \omega LI^2 = \omega W_{L\max} \quad (2-11)$$

同样，对于电容为 C 的电容器，供给正弦电压 $v(t) = \sqrt{2}V\sin\omega t$ ，电容中的电场能为

$$W_C(t) = \frac{1}{2}Cv^2(t) = \frac{1}{2}C(\sqrt{2}V)^2\sin^2\omega t = W_{C\max}\sin^2\omega t \quad (2-12)$$

此时的无功功率为

$$Q_C = -\omega CV^2 = -\omega W_{C\max} \quad (2-13)$$

通常，在有储能元件的条件下，无功功率可以表示为

$$Q = Q_L + Q_C = \omega(W_{L\max} - W_{C\max}) \quad (2-14)$$

如果将如图 2-1 所示的无源二端口网络的无功功率补偿到零，可以使得电源电流有效值 I 和视在功率 S 最小化，而此时的有功功率并没有改变，因而功率因数提高到 1。

在单相负载是非线性负载的条件下，无功功率不一定与储能元件有关，还可能出现在含开关器件的纯电阻电路中^[5]。

瞬时功率也可以表述如下：

$$p(t) = VI\cos\varphi + VI\cos(2\omega t + 2\alpha - \varphi) = P + p_p(t) \quad (2-15)$$

式（2-15）第一部分代表有功功率；第二部分是交变的，幅值为 VI ，对应于视在功率。如果假设视在功率是一个没有任何物理意义的数学量，那么式（2-4）中定义的交变分量的振幅也仅仅是个数学量。式（2-4）和式（2-15）表明瞬时功率可以分解为三个或者两个分量，分量的个数受数学方法的影响，而不是根据物理解释来确定的。因而，我们认为，尽管瞬时功率 $p(t)$ 对应发生在电源—负载网络中的实际物理现象，但是类似的对应关系不能应用到它的分量上。

一般来说，单相电路中基于瞬时功率的无功功率分量的类似解释是不能应用于三相线性电路的。例如，如图 2-2 所示的对称（平衡）三相电路中，设

$$v_a(t) = \sqrt{2}V\sin\omega t, v_b(t) = v_a\left(t - \frac{T}{3}\right), v_c(t) = v_a\left(t + \frac{T}{3}\right) \quad (2-16)$$

其中， T 为基波周期。

三相负载为

$$Z_a = Z_b = Z_c = |Z| e^{j\varphi}$$

则瞬时功率等于

$$\begin{aligned} p(t) &= v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \\ &= 2VI \left[\sin\omega t \sin(\omega t - \varphi) + \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \right] \\ &= 3VI \cos\varphi = P = \text{常数} \end{aligned} \quad (2-17)$$

所以，我们不能从中提取出一个与无功功率表达式相对应的交变分量：

$$Q = 3VI \sin\varphi \quad (2-18)$$

仅仅基于此，我们就可以说在平衡电路中无功功率没有任何的物理意义。

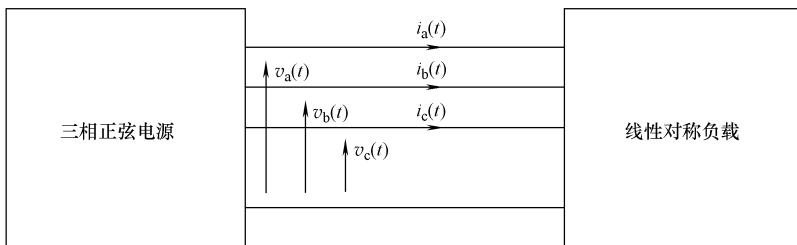


图 2-2 三相系统

因此，一般情况下，式(2-6)定义的无功功率应该看成是一个对电源产生影响并降低其功率因数的数学量[⊕]。

假如基于式(2-7)定义的二端口网络的视在功率是正确且没有争议的，那么在三相正弦电路中，则存在三种不同的视在功率定义方式：

1) 算术视在功率^[6]为

$$S_A = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad (2-19)$$

2) 几何视在功率^[1,6]为

$$S_G = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2-20)$$

3) Buchholz 视在功率^[7,8]为

$$S_B = |\mathbf{V}| |\mathbf{I}| \quad (2-21)$$

式中 $|\mathbf{V}| = \sqrt{\mathbf{V}^T \mathbf{V}^*}$ —— 相电压相量矩阵 \mathbf{V} 的模值；

$|\mathbf{I}| = \sqrt{\mathbf{I}^T \mathbf{I}^*}$ —— 相电流相量矩阵 \mathbf{I} 的模值；

$\mathbf{V}^T = [\dot{V}_a, \dot{V}_b, \dot{V}_c]$ —— 相电压相量矩阵的转置；

[⊕] 此处从电源及电网运行的角度来看。——译者注

$$\begin{aligned} \mathbf{I}^* &= \text{col} [I_a^*, I_b^*, I_c^*] \quad \text{——电流相量的共轭相量矩阵;} \\ U_\alpha, I_\alpha &\quad \text{各相相电压和相电流的有效值 } (\alpha = a, b, c); \\ P &= \text{Re}\{\mathbf{V}^T \mathbf{I}^*\} = \text{Re}\{\dot{V}_a \dot{I}_a^* + \dot{V}_b \dot{I}_b^* + \dot{V}_c \dot{I}_c^*\} \quad \text{——有功功率;} \\ Q &= \text{Im}\{\mathbf{V}^T \mathbf{I}^*\} = \text{Im}\{\dot{V}_a \dot{I}_a^* + \dot{V}_b \dot{I}_b^* + \dot{V}_c \dot{I}_c^*\} \quad \text{——无功功率。} \end{aligned}$$

式 (2-19) ~ 式 (2-21) 定义的视在功率互不相同，即使每种定义中电源提供的有功功率是相同的，功率因数也是不同的。功率因数为

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad (2-22)$$

功率因数可以看作是电源利用率的一个指标。只有在正弦三相平衡电路中，视在功率的三种定义方式才是相同的。

上述讨论表明，即使在线性正弦电路中，各功率定义也没有统一的解释。对于一个具有普适性的功率理论，无论在单相还是三相、正弦还是非正弦系统中，其包含的各参量应该都是具有明确物理意义的量。在我们看来，这样的参量应包括电流、电压及其有效值、瞬时功率、有功功率和视在功率。其中，视在功率是一个计算量，对于三相电路，视在功率应该和 Buchholz 的定义一致，因为它可以看成是单相概念自然而然的推广。

2.1.2 Budeanu 理论

1927 年，罗马尼亚电气工程师 Budeanu 在研究非正弦条件下电路功率特性时，提出了周期性畸变波形下最广为接受的功率理论^[9]。Budeanu 理论尽管饱受争议，但还是流传了下来，这归功于其无功功率的定义遵守了功率守恒定律，也就向科学家们指明了一些隐藏的功率在物理意义上的解释。Budeanu 理论已经写入了各种大学教材中关于周期性畸变电路功率现象分析的章节里。因此，我们应该更加关注这个理论，并展示它的优点和缺点。

尽管对于周期性畸变电路的功率特性有众多不同的计算方法，但都没有一般性的结论，所以，1932 年 IEC 在斯德哥尔摩进行的辩论会上没有采纳任何一种已有的理论。

让我们再回到 Budeanu 理论中，讨论如图 2-3 所示的单相线性电路。电压 $v(t)$ 和电流 $i(t)$ 给定为如下的傅里叶级数形式：

$$v(t) = V_0 + \sqrt{2} \text{Re} \left\{ \sum_{h=1}^{\infty} \dot{V}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-23)$$

$$i(t) = I_0 + \sqrt{2} \text{Re} \left\{ \sum_{h=1}^{\infty} \dot{I}_h \exp(jh\omega t) \right\}, \omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2-24)$$

式中 $\dot{V}_h = V_h \exp(j\alpha_h)$ —— h 次谐波电压 $v_h(t)$ 的有效值相量表达式；

$\dot{I}_h = I_h \exp(j\beta_h)$ —— h 次谐波电流 $i_h(t)$ 的有效值相量表达式；

ω —— 基波角频率；

$\varphi_h = \beta_h - \alpha_h$ —— h 次谐波的负载阻抗角。

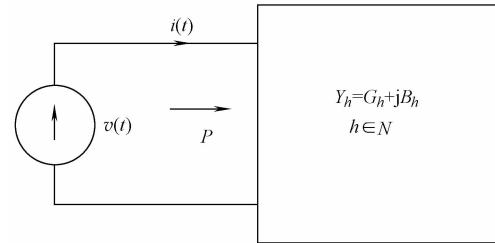


图 2-3 单相线性电路

根据给定的电压 $v(t)$ 和电流 $i(t)$ 波形，Budeanu 将有功功率 P 和无功功率 Q_B 分别定义为所有谐波有功功率和无功功率的叠加。

1) 有功功率：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt = V_0 I_0 + \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \varphi_h = \sum_{h=0}^{\infty} P_h = \operatorname{Re} \sum_{h=0}^{\infty} V_h I_h^* \quad (2-25)$$

2) 无功功率：

$$Q_B = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \sin \varphi_h = \sum_{h=1}^{\infty} Q_h = \operatorname{Im} \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h^* \quad (2-26)$$

3) 视在功率：

$$S = \|v(t)\| \|i(t)\| = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} V_h^2 \sum_{h=0}^{\infty} I_h^2} \quad (2-27)$$

与正弦电路不同的是，这里定义的功率 P 、 Q_B 和 S 符合如下的不等式关系：

$$S^2 \geq P^2 + Q_B^2 \quad (2-28)$$

为了完善不等式 (2-28)，Budeanu 提出了一个新的分量 D_B ，称为畸变功率（然而，他并没有定义畸变的概念），于是满足如下的等式：

$$S^2 = P^2 + Q_B^2 + D_B^2 \quad (2-29)$$

功率 P 、 Q_B 、 D_B 和 S 之间的关系可以用“功率四面棱柱体”形象地表示出来（见图 2-4），并将 λ 定义为功率因数。

$$\lambda = \cos \nu = \frac{P}{S} \quad (2-30)$$

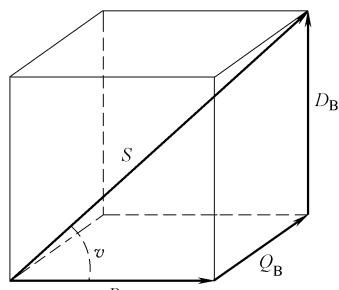


图 2-4 Budeanu 理论的功率四面棱柱体

起初，Budeanu 提出的功率理论得到了很多的支持，但同时也存在很多的反对者。

1961 年，在布达佩斯举行的 IMEKO 国际会议上，Budeanu 理论受到了 P. B. Usatina 的严厉批评^[10]。Usatina 指出：畸变功率缺乏物理解释，而且将不同频率下的振荡分量振幅直接加起来是不合理的。他还批评这一理论不具有现实意义，因为 34 年来没有设计出任何可以测量 Q_B 或者 D_B 的设备。此外，Usatina 建议采用各无功功率分量 Q_h 的二次方和计算方式，并主张使用被遗忘的 Fryze 理论^[5,11]。

Czarnecki 在 1987 年出版的论文中进一步讨论了这个问题^[12]。他基于如下理由批判了 Budeanu 理论的无用之处：

- 1) 这个理论不能使视在功率最小化，也就不能用于提高功率因数；
- 2) 无功功率 Q_B 不是对振荡能量的一种度量；
- 3) 不能基于无功功率 Q_B 计算出使功率因数达到可能的最大值时的电容值；
- 4) 电流有效值和畸变功率 D_B 之间没有直接的联系；
- 5) 对功率 Q_B 或者 D_B 进行独立补偿是不可能的；
- 6) 它存在对非正弦周期电路中能量现象的错误解释。

然而，Czarnecki 的论点并没有说服 Budeanu 理论的追随者，所以讨论仍在进行（见文献 [13, 14] 以及 IEEE 提供的最新建议^{[1]⊕}）。支持无功功率 Q_B 的论据之一是它服从能量守恒定律（功率也是守恒的），并且目前设计 Q_B 的测量仪器是相对简单的。然而，如果考虑到当前数据处理能力的发展，那么最后的这个论据就显得不重要了。

2.1.3 Fryze 理论

1931 年，波兰的 Fryze 教授提出了一种新颖的非正弦周期性波形下的无功功率定义^[5,11]。主要思路如下：

1) 首先，基于测量得到任何周期性电流和电压的有效值 $\|v(t)\|$ 、 $\|i(t)\|$ ，很容易求出有功功率和功率因数，其中功率因数定义如下：

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{\|v(t)\|\|i(t)\|} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}} \quad (2-31)$$

2) 接着，将一种适用于正弦波形下的功率特性描述推广到任意周期性波形条件下。

正弦电流可以分解为两个相互正交的分量之和，即

⊕ IEEE1459—2010 已经不推荐使用 Budeanu 的无功定义。——译者注

$$i(t) = i_a(t) + i_b(t) \quad (2-32)$$

式中 $i_a(t)$ ——电流的有功分量；

$i_b(t)$ ——电流的无功分量。

这两个电流分量还满足下面的关系式（可以证明它们是正交的）：

$$\int_0^T i_a(t) i_b(t) dt = 0 \quad (2-33)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i_a(t) dt = P \quad (2-34)$$

有功功率 P 为

$$P = \|v(t)\| \|i_a(t)\| \quad (2-35)$$

无功功率 Q_F 为

$$Q_F = \|v(t)\| \|i_b(t)\| \quad (2-36)$$

上述方法可以应用到周期性非正弦电路中。具体的推导过程可以分为如下几步：

1) 有功电流定义如下：

$$i_a(t) = G_e v(t) \quad (2-37)$$

其中， G_e —等效电导，定义如下：

$$G_e = \frac{P}{\|v\|^2} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt}{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) i_a(t) dt}{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \quad (2-38)$$

这里定义的有功电流的特性是，在保证负载获得所需功率的同时，电流有效值最小。

2) 将电源电流表示为有功电流和无功电流的叠加：

$$i(t) = i_a(t) + i_b(t) \quad (2-39)$$

但是必须保证电流的正交性：

$$\int_0^T i_a(t) i_b(t) dt = 0 \quad (2-40)$$

3) 在 Fryze 理论中，功率定义基于电流分解，存在如下关系：

$$\|i\|^2 = \|i_a\|^2 + \|i_b\|^2 \quad (2-41)$$

如果在式 (2-41) 的两边均乘以 $\|v\|^2$ ，就可以获得下面的功率表达式：

$$S^2 = P^2 + Q_F^2 \quad (2-42)$$

这里的无功功率 $Q_F = \|v(t)\| \|i_b(t)\|$ 被称为 Fryze 无功功率。然而，必须指出的是它不符合能量守恒定律。

Budeanu 理论是基于视在功率的，与 Budeanu 理论相比，Fryze 的观点具有更

强大的功能，这是因为它是对主要的电源参量（电压和电流）进行有功和无功分解，而没有涉及傅里叶级数。

Fryze 极力反对用傅里叶级数的观点来阐述功率理论，他指出：当一个函数存在吉布斯现象时，不能在给定的误差范围内对其进行傅里叶分解。Fryze 提出的功率理论简化了对无功电流分量的分析和测量^[15,16]，然而该无功电流除了占用电源载容容量外，其物理意义并没有得到进一步论证；根据 Fryze 理论也不能利用二端口电抗网络实现无功分量补偿，但是可以利用一个电流值为 $i_c = -i_b$ 的受控源补偿这个无功电流（见图 2-5），该类受控源被称为有源电力滤波器。

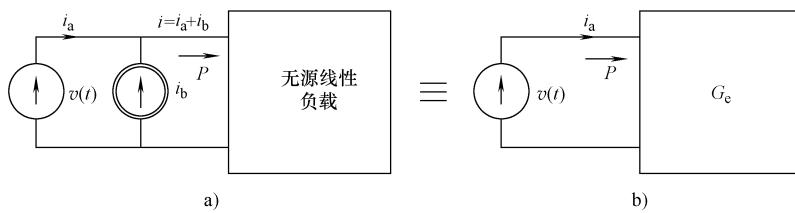


图 2-5 根据 Fryze 理论提出的补偿观点示意图

有源电力滤波器比较昂贵，因此，目前一般采用其他措施以使系统达到最优工作状态，例如参考文献 [17-20] 提出了 LC 补偿器和混合补偿器的相关应用。

2.1.4 Shepherd&Zakikhani 理论

尽管 Shepherd & Zakikhani 理论应用范围限制在单相电路中，但仍然值得关注^[21]。该理论将电源电流分解成两部分，满足

$$i(t) = i_R(t) + i_r(t) \quad (2-43)$$

式中 $i_R(t) = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} I_h \cos \varphi_h \cos(h\omega t + \alpha_h)$ —— 电流的电阻分量；

$i_r(t) = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sin \varphi_h \sin(h\omega t + \alpha_h)$ —— 电流的电抗分量；

$\alpha_h = \arg \dot{V}_h$ ；

$\varphi_h = \arg (\dot{V}_h, \dot{I}_h)$ 。

并且这些电流相互正交：

$$\int_0^T i_R(t) i_r(t) dt = 0 \quad (2-44)$$

由式 (2-43) 和式 (2-44) 可以推导出视在功率的表达式：

$$S^2 = \|v\|^2 \|i\|^2 = \|v\|^2 \|i_R\|^2 + \|v\|^2 \|i_r\|^2 = S_R^2 + Q_r^2 \quad (2-45)$$

式 (2-45) 并没有体现出有功功率 P ，这就是式 (2-43) 电流分解受到严

厉抨击的原因之一。此外，功率 S_R 和 Q_r 均不满足功率守恒定律。

如果将电流正交分解（不一定总能满足^[22]），并按照这种分解方式建立新的功率理论，可以发现由 Shepherd 和 Zakikhani 提出的无功功率 Q_r [见式 (2-45)] 是合理的。Sharon^[23]对式 (2-45) 进行了修改，同时引入了有功功率和补充功率，其视在功率的表达式如下：

$$S^2 = P^2 + Q_r^2 + S_c^2$$

式中 S_c^2 ——补充功率， $S_c^2 = S_R^2 - P^2$ 。

作者们提出上述概念时并没有对功率 S_R 或 S_c 做出任何物理上的解释。

如图 2-3 所示，在导纳为 $Y_h = G_h + jB_h$ 的线性时不变集中负载电路中，对式 (2-43) 定义的电流进行解释非常容易，其表达式如下：

$$i_R(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^{\infty} G_h \dot{V}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-46)$$

$$i_r(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^{\infty} jB_h \dot{V}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-47)$$

由式 (2-47) 定义的电流称为电抗（无功）电流，在物理上对应于电源与负载之间双向流动的能量，该能量大小用无功功率 Q_r 来度量。含有限次谐波的电流 $i_r(t)$ 可用并联在负载上的二端口网络来补偿（见图 2-6b）^[24]，此时，各频次下谐波电纳等效为 $B_{Ch} = -B_h$ ，这个特点最早被 Emanuel 发现^[24]。基于 Shepherd& Zakikhani 理论，可以确定将电源功率因数补偿到最大时的补偿电容值，这个最优电容值为

$$C_{opt} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} h V_h I_h \sin \varphi_h}{\omega \sum_{h=1}^{\infty} h^2 V_h^2} \quad (2-48)$$

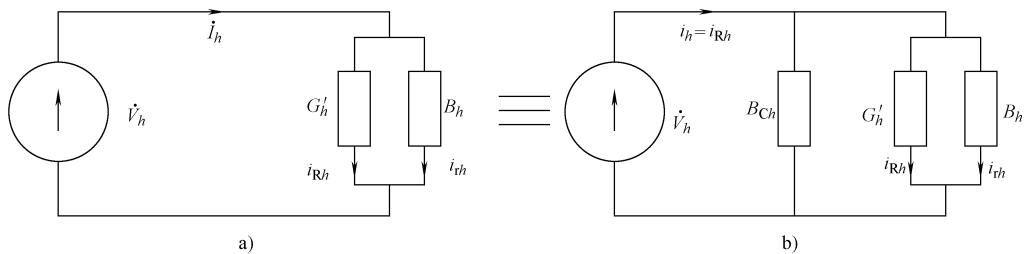


图 2-6 电流分解示意图

Shepherd& Zakikhani 理论的优点如下：

- 1) 含有限次谐波的无功电流 $i_r(t)$ 可用并联在负载上的二端口网络来补偿；

2) 可确定最优补偿电容值。

缺点为：

- 1) 有功功率在视在功率表达式中没有体现出来；
- 2) 功率 S_R 和 Q_r 不满足功率守恒定律；
- 3) 即使在视在功率中加上 Sharon 引入的有功功率和补充功率，该理论仍只适用于单相电路。

2.1.5 Kusters&Moore 理论

接下来值得关注的理论是由 Kusters 和 Moore 提出的。1980 年，他们发表了一篇论文，阐述了这个理论的核心思想^[25]。该理论将典型 RL 负载电路中的电流分解为有功电流（与 Fryze 理论中的有功电流相同）、容性无功电流 i_{qC} 和剩余无功电流 i_{qCr} ：

$$i(t) = i_a(t) + i_{qC}(t) + i_{qCr}(t) \quad (2-49)$$

其中

$$i_a(t) = \frac{P}{\|v\|^2}v(t), \text{ 即 Fryze 有功电流} \quad (2-50)$$

$$i_{qC}(t) = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{dv}{dt} i(t) dt}{\left\| \frac{dv}{dt} \right\|^2} \frac{dv}{dt} \quad (2-51)$$

$$i_{qCr}(t) = i(t) - (i_a(t) + i_{qC}(t)) \quad (2-52)$$

根据定义，这些电流是相互正交的，所以它们的有效值满足下面的关系式：

$$\|i\|^2 = \|i_a\|^2 + \|i_{qC}\|^2 + \|i_{qCr}\|^2 \quad (2-53)$$

功率表达式为

$$S^2 = P^2 + Q_C^2 + Q_{Cr}^2 \quad (2-54)$$

利用连接在负载端口的电容可以完全补偿无功功率 Q_C ，该电容值为

$$C_{opt} = -\frac{Q_C}{\left\| \frac{dv}{dt} \right\| \|v\|} \quad (2-55)$$

在典型 RC 负载电路中，也可以得到相同的结论^[25]。Kusters 和 Moore 的观点很快就获得了 IEC 的支持，并且得到广泛传播^[4]。然而，该理论也受到了一些批评，尤其是 Williams^[25]还证明了 Kusters 和 Moore 的论述并不都是正确的。

2.1.6 Czarnecki 理论

1983 年，Czarnecki 在他的著作中论述了 Kusters&Moore 理论并不能满足他们期望的所有特性，并进一步丰富了 Fryze 和 Shepherd&Zakikhani 的理论。Czarnecki 提出的理论同样是基于电流的正交分解，将 Fryze 的无功电流 $i_b(t)$ 分解为电抗电流 $i_r(t)$ 和分散电流 $i_s(t)$ ：

$$i(t) = i_a(t) + i_b(t) = i_a(t) + (i_s(t) + i_r(t)) \quad (2-56)$$

将 Shepherd&Zakikhani 理论的电阻电流分解为有功电流 $i_a(t)$ 和分散电流 $i_s(t)$:

$$i(t) = i_R(t) + i_r(t) = (i_a(t) + i_s(t)) + i_r(t) \quad (2-57)$$

可以获得如下表达式:

$$i(t) = i_a(t) + i_s(t) + i_r(t) \quad (2-58)$$

假定 $v(t)$ 表达式为

$$v(t) = V_0 + \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^{\infty} \dot{V}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-59)$$

那么, 就可以得到如下的关系式 (见图 2-7):

$$i_a(t) = G_e v(t) = G_e V_0 + \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^{\infty} G_e \dot{V}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-60)$$

$$i_r(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^{\infty} jB_h \dot{V}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-61)$$

$$i_s(t) = (G_0 - G_e)V_0 + \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^{\infty} (G_h - G_e) \dot{V}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-62)$$

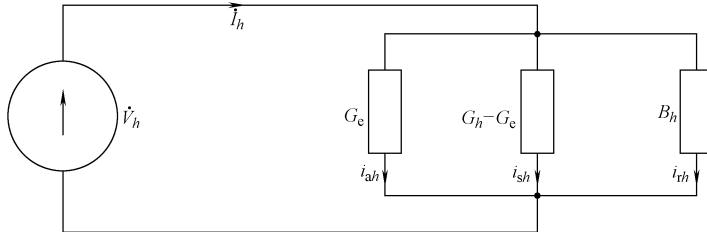


图 2-7 电流分解示意图

由于式 (2-58) 中定义的电流是相互正交的, 所以可以得到下面的关系式:

$$\|i\|^2 = \|i_a\|^2 + \|i_r\|^2 + \|i_s\|^2 \quad (2-63)$$

根据 Czarnecki 的理论, 式 (2-63) 第一次解释了为什么在非正弦周期电压下的线性电路中电流有效值 $\|i\|$ 比有功电流有效值 $\|i_a\|$ 大。对于 $\forall h$, 当 $B_h \neq 0$ 或负载电导 G_h 随频率变化, 这个现象便会出现^[26]。对于含有限次谐波的情况, 采用无源 LG 二端口网络可以完全补偿电流 $i_r(t)$, 但不能补偿电流 $i_s(t)$ 。

1991 年, Czarnecki 在参考文献 [27] 中阐述说, 可以用四端口电抗型补偿器对电流进行补偿, 这个观点存在争议。以参考文献 [28] 中所进行的讨论为基础, 图 2-8 中的电路用四端口 LG 补偿后, 可以等效为图 2-8b。然而, 图 2-8a 所示电路的最优工作状态是图 2-8c。图 2-8b 中, 电抗型补偿器补偿后的电源电

流可以表述为

$$i_{a1} = G_a v(t) \quad (2-64)$$

而图 2-8c 中，最优的电源电流 i_a 为

$$i_a = G_e v(t) \quad (2-65)$$

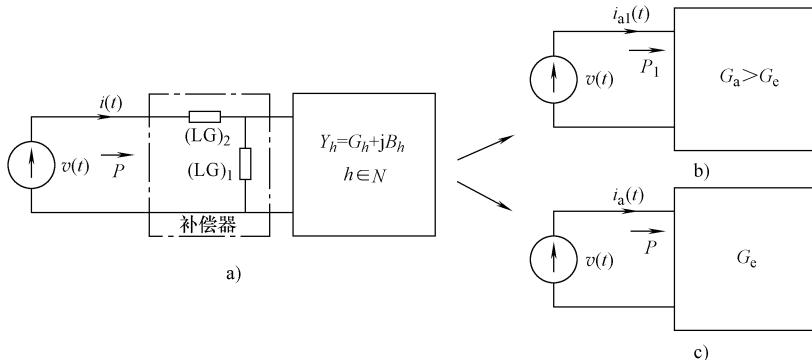


图 2-8 采用四端口 LC 对无功电流和分散电流的补偿^[26,28]

在这两种情形下，电源只提供有功功率 P ，而且电流波形与电压波形一致；然而，等效电导 G_a 的最小值由 G_h 的最大值决定。一般情况下，有以下不等式：

$$G_a \geq \max(G_h) > G_e \quad (2-66)$$

很明显，由于 $\|i_{a1}\| > \|i_a\|$ ，我们并不能通过这种方法获得电路的最佳运行状态。

此外，参考文献 [28] 已经证明了，补偿后的电流有效值 $\|i_{a1}\|$ 可能比补偿前的电源电流有效值 $\|i\|$ 大，而且 $P_1 > P$ 。

按照 Czarnecki 的理论，功率方程式必须采用二次方关系，即

$$S^2 = P^2 + Q_r^2 + Q_s^2 = P^2 + Q_F^2 \quad (2-67)$$

由这个等式可得到如图 2-9 所示的功率四面棱柱体，它不同于 Budeanu 理论中的功率四面棱柱体；而且，与无功功率 Q_r 和 Q_s 相对应的那个面不遵守能量守恒定律。

2.1.7 优化理论

1985 年，波兰电路理论与工程研究所提出了一个全新的观点，他们将一个给定系统的能量和电能质量特性结合起来，来考虑优化的解决方案，所需的输入数据均为普遍接受的物理量。

这个观点有如下主张：

1) 为了描述非正弦电路中的能量特性，特别采用以下物理量：电流、电压及其有效值，瞬时功率和有功功率 P ；

2) 最优电源电流定义为求解含边界约束条件的优化问题所得到的电流;

3) 对于一个给定电路, 定义的最优质量指标应该从如下两个方面评价:

① 波形的能量特性——以有效值和有功功率损耗为基础;

② 波形畸变 (相对于所需的正弦波形);

4) 在一个给定的意义 (符合标准中的相关定义) 下, 用单独的一组最优电流来定义最优的电路条件;

5) 采用校正电路 (补偿器), 可以获得最优的电路运行条件。

1. 理想周期性非正弦电压源供电的单相电路

以下讨论图 2-3 中的线性时不变集中元件负载电路, 负载消耗的有功功率为 P 。给定电源电压 $v(t)$

$$v(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n \dot{V}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-68)$$

电源电流计算如下:

$$i(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n (G_h + jB_h) \dot{V}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-69)$$

电路运行条件最优化问题表述如下:

$$\min(\|i\|_{L^2}^2) = \min\left(\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt\right) \quad (2-70)$$

外加的边界约束条件为

$$P = (v \perp i)_{L^2} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt \quad (2-71)$$

可采用拉格朗日函数解决这个问题, 其表达式为

$$\Phi(i, \lambda) = \|i\|_{L^2}^2 + \lambda (P - (v \perp i)_{L^2}) \quad (2-72)$$

式中 λ ——拉格朗日乘数。

计算得到的最优电流为

$$i_{\text{opt}}(t) = i_a(t) = G_e v(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n G_e \dot{V}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-73)$$

其中

$$G_e = \frac{P}{\|v\|_{L^2}^2} \quad (2-74)$$

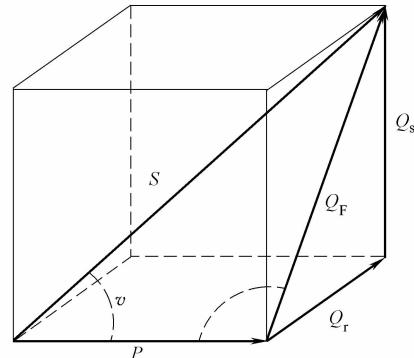


图 2-9 Czarnecki 理论的功率四面棱柱体

此最优电流与 Fryze 的有功电流是一致的。

将电源电流减去最优电流，得到

$$i_b(t) = i(t) - i_a(t) \quad (2-75)$$

相当于分解成了相互正交的电流分量，而且可以对不同的分量进行相应的补偿，如采用有源电力滤波器就可以补偿电流 $i_b(t)$ 。完全补偿电流 $i_b(t)$ 后，就可以将电源电流的有效值最小化，但是并不能将电流的畸变程度降到最低。

2. 含内阻的周期性非正弦电压源供电的单相电路

以下讨论图 2-10 所示的电路（针对某次特定的谐波），由含内阻的周期性非正弦电压源供电，接单相负载。

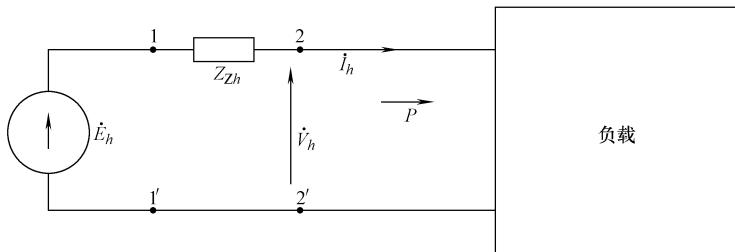


图 2-10 由含内阻的电源供电的单相系统模型 (特定谐波次数下)

假定：

1) 电源电压为

$$e(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n E_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-76)$$

2) 电源内阻抗为线性时不变集中参数元件：

$$Z_{Zh} = R_{Zh} + jX_{Zh} \quad (2-77)$$

3) 负载导纳为线性时不变集中参数元件：

$$Y_h = G_h + jB_h \quad (2-78)$$

最优化问题的拉格朗日函数表达式为

$$\Phi(i, \lambda) = \|i\|_{W^{2,\delta}(0,T)}^2 + \lambda (P - (v + i)_{L^2(0,T)}) \quad (2-79)$$

可以计算得到如下的最优有功电流 $i_a(t)$ ：

$$i_a(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n G_{eh} E_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-80)$$

其中

$$G_{eh} = \frac{\lambda_*}{2(1 + \lambda_* R_{Zh})} \quad (2-81)$$

式中 λ_* ——从有功功率平衡关系推导出的式 (2-82) 的正解。

$$P = \sum_{h=0}^n \left[\frac{\lambda}{2(1 + \lambda R_{Zh})} - R_{Zh} \frac{\lambda^2}{4(1 + \lambda R_{Zh})^2} \right] E_h^2 \quad (2-82)$$

将上述条件考虑进去，余下的电流可以分解为

1) 电抗分量：

$$i_r(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n jB_{\omega eh} \dot{E}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-83)$$

2) 分散分量：

$$i_s(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n (G_{\omega eh} - G_{eh}) \dot{E}_h \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-84)$$

式中 $B_{\omega eh}$ 和 $G_{\omega eh}$ —— 分别为考虑了电源内阻抗和负载阻抗的总电纳和总电导。

参考文献 [29] 的作者证明了，由于分散电流分量参与了有功能量（有功功率）的传输过程，不同的电流分量 $i_a(t)$ 、 $i_r(t)$ 、 $i_s(t)$ 将不再相互正交，这就意味着消除一个分量后将会引起余下分量的变化。于是参考文献 [17, 30-32] 进一步针对含内阻的电压源供电电路提出了一种不同的分析方法，具体步骤如下：

- 1) 在所提出的优化原则下，确定最优电流；
- 2) 基于最优电流和电源电压，计算补偿器的端口电压；
- 3) 基于最优电流和负载常量方程，计算补偿器的电流；
- 4) 基于特定谐波下补偿器的电压和电流值，计算补偿器的导纳。
3. 含内阻的周期性非正弦电压源供电的三相电路

本部分讨论如何用公式表述并用频域的方法解决给定的三相电路中典型的最优化问题。三相系统如图 2-11 所示，电源和负载的阻抗均为线性时不变集中参数元件。参数如下所示：

$$e_a(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n E_{ah} \exp(jh\omega t) \right\} \quad (2-85a)$$

$$e_b(t) = e_a \left(t - \frac{T}{3} \right), e_c(t) = e_a \left(t + \frac{T}{3} \right) \quad (2-85b)$$

三相电源的内阻抗矩阵为

$$\mathbf{Z}_{Zh} = \operatorname{diag}(R_{Zh} + jX_{Zh}, R_{Zh} + jX_{Zh}, R_{Zh} + jX_{Zh}); \mathbf{Z}_{Zh} = \mathbf{Z}_{Zh}^T, h \in N, N = \{1, 2, \dots, n\} \quad (2-86)$$

这里的上标 T 代表矩阵的转置（下同）。

负载的导纳矩阵为

$$\mathbf{Y}_h = \operatorname{diag}(G_h + jB_h, G_h + jB_h, G_h + jB_h); \mathbf{Y}_h = \mathbf{Y}_h^T, h \in N \quad (2-87)$$

以下将以公式推导的方式，为图 2-11 所示电路选择合适的补偿器。设补偿器导纳为

$$Y_{C\alpha h} = G_{C\alpha h} + jB_{C\alpha h}, \alpha \in \{a, b, c\}, h \in N \quad (2-88)$$

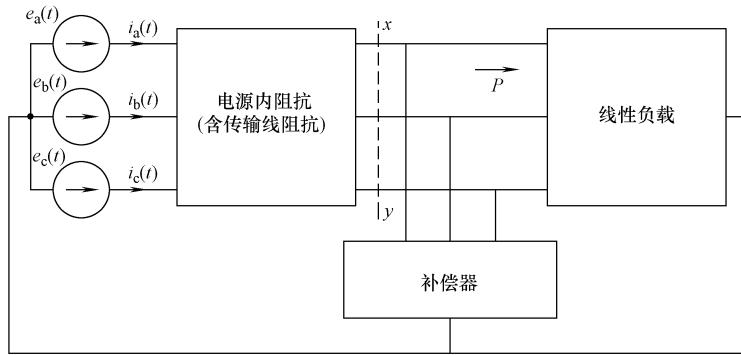


图 2-11 三相系统示意图

补偿器连接在各相线和中性线之间（假设中性线的阻抗为零），补偿后的电路可以获得最优电流，下面以最优问题 P1 为例来说明。

问题 P1：使电路内阻 R_{Zh} 上的有功功率损耗最小化：

$$\min \left(\sum_{h=1}^n \mathbf{I}_h^T \text{diag}(R_{Zh}, R_{Zh}, R_{Zh}) \mathbf{I}_h^* \right) \quad (2-89)$$

解决优化问题时，可结合三组不同的约束条件：

类型 A

$$\text{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n \mathbf{E}_h^T \mathbf{I}_h^* - \sum_{h=1}^n \mathbf{I}_h^T \mathbf{Z}_{Zh}^T \mathbf{I}_h^* \right\} = \text{常数} \quad (2-90)$$

参考文献 [17, 30-33] 中充分阐述了这种类型的优化问题，它可以保证在一个给定的断面上（如图 2-11 中的 xy 断面）有功功率在补偿前后保持不变，但是不能确定补偿后可以提供给负载的有功功率的大小。一般情况下，补偿后供给负载的有功功率大于补偿前的。

类型 B

$$\text{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n \mathbf{V}_h^T \mathbf{Y}_h^T \mathbf{V}_h^* \right\} = \text{常数} \quad (2-91)$$

可以保证补偿前后负载上的有功功率保持不变。

类型 C

$$\text{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n \mathbf{E}_h^T \mathbf{I}_h^* - \sum_{h=1}^n \mathbf{I}_h^T \mathbf{Z}_{Zh}^T \mathbf{I}_h^* \right\} = \text{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n \mathbf{V}_h^T \mathbf{Y}_h^T \mathbf{V}_h^* \right\} \quad (2-92)$$

即补偿器并不消耗有功功率 ($P_{Comp} = 0$)。式 (2-90) ~ 式 (2-92) 中各物理量的定义如下：

$\mathbf{E}_h^T = [E_a, E_b, E_c]_h$ ——电源第 h 次谐波电压相量矩阵的转置；

$\mathbf{I}_h^T = [\dot{I}_a, \dot{I}_b, \dot{I}_c]_h$ ——电源第 h 次谐波电流相量矩阵的转置；

$\mathbf{V}_h = \mathbf{E}_h - \mathbf{Z}_{Zh} \mathbf{I}_h$ ——负载第 h 次谐波电压相量矩阵；

\mathbf{I}_h^* —— \mathbf{I}_h 矩阵的共轭矩阵。

这些不同类型的问题都可以通过拉格朗日函数来求解。对于一个给定的模型（如图 2-11），基于问题 P1 的表达式及其变量的最优解，就可以得到各相（例如 a 相）补偿器电流的最优电流。

以类型 A 的约束条件为例，在图 2-11 中，保证 xy 断面上的有功功率不变。其中， xy 断面上的有功功率为

$$P = \sum_{\alpha=a,b,c} \frac{1}{T} \int_0^T v_\alpha(t) i_\alpha(t) dt = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n \mathbf{V}_h^T \mathbf{I}_h^* \right\}, \alpha \in \{a, b, c\} \quad (2-93)$$

其拉格朗日函数表述如下：

$$\Phi(\lambda, (\mathbf{I}_h)) = \sum_{h=1}^n \mathbf{I}_h^T \mathbf{R}_{Zh} \mathbf{I}_h^* + \lambda (P - \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n \mathbf{E}_h^T \mathbf{I}_h^* - \sum_{h=1}^n \mathbf{I}_h^T \mathbf{Z}_{Zh}^T \mathbf{I}_h^* \right\}) \quad (2-94)$$

其中， $\mathbf{R}_{Zh} = \operatorname{diag}(R_{Zh}, R_{Zh}, R_{Zh})$ 。

将任意增量 $\Delta \mathbf{I}_h$ 加到电流相量 \mathbf{I}_h 上，则有 $\mathbf{I}_{1h} = \mathbf{I}_h + \Delta \mathbf{I}_h$ ，同时

$$\Phi_1(\lambda, (\mathbf{I}_{1h})) = \sum_{h=1}^n \mathbf{I}_{1h}^T \mathbf{R}_{Zh} \mathbf{I}_{1h}^* + \lambda (P - \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n \mathbf{E}_h^T \mathbf{I}_{1h}^* - \sum_{h=1}^n \mathbf{I}_{1h}^T \mathbf{Z}_{Zh}^T \mathbf{I}_{1h}^* \right\}) \quad (2-95)$$

拉格朗日函数的增量可以表述如下：

$$\Delta \Phi = \Phi_1 - \Phi = \operatorname{Re} \sum_{h=1}^n [2 \mathbf{I}_h^T (\mathbf{I} + \lambda \mathbf{R}_{Zh}) - \lambda \mathbf{E}_h^T] \Delta \mathbf{I}_h^* + \sum_{h=1}^n \Delta \mathbf{I}_h^T (\mathbf{I} + \lambda \mathbf{R}_{Zh}) \Delta \mathbf{I}_h^* \quad (2-96)$$

式中 \mathbf{I} ——单位矩阵。

其最小值存在的充分条件为

$$\forall \Delta \mathbf{I}_h (\forall h \in N), \Delta \Phi > 0 \quad (2-97)$$

其最小值存在的必要条件为

$$\forall h \in N, \{2 \mathbf{I}_h^T (\mathbf{I} + \lambda \mathbf{R}_{Zh}) - \lambda \mathbf{E}_h^T\} = 0 \quad (2-98)$$

如果式 (2-96) 中的二次型是正定的，即

$$\forall h \in N, \{\Delta \mathbf{I}_h^T (\mathbf{I} + \lambda \mathbf{R}_{Zh}) \Delta \mathbf{I}_h^*\} > 0 \quad (2-99)$$

那么对于任意的增量 $\Delta \mathbf{I}_h$ ，充分条件式 (2-97) 都可以满足。

考虑图 2-11 的条件，可以看出矩阵 \mathbf{R}_{Zh} 是对称且非奇异的，因此，对于每一个 $\lambda \geq 0$ ，由式 (2-99) 定义的二次型都是正定的。当系数 $\lambda \geq 0$ 时，满足式 (2-98) 必要条件的电流 $\mathbf{I}_h(\lambda)$ 为

$$\mathbf{I}_h(\lambda) = \frac{\lambda}{2} (\mathbf{I} + \lambda \mathbf{R}_{Zh})^{-1} \mathbf{E}_h \quad (2-100)$$

根据功率平衡方程求解出正解 λ_*^\ominus 后，继续采用参考文献 [17, 29-31, 33] 中提到的方法，可以得到给定 λ_* 下的最优电源电流，而且这个电流可以保证电路中的有功功率损耗是最小的：

$$\forall h \in N, (\mathbf{I}_h^{\text{opt}} = \frac{\lambda_*}{2} (\mathbf{I} + \lambda_* \mathbf{R}_{Zh})^{-1} \mathbf{E}_h) \quad (2-101)$$

最优电流式 (2-101) 下的负载电压等于

$$\mathbf{V}_h^{\text{opt}} = \mathbf{E}_h - \mathbf{Z}_{Zh} \mathbf{I}_h^{\text{opt}} = \mathbf{E}_h - \frac{\lambda_*}{2} \mathbf{Z}_{Zh} (\mathbf{I} + \lambda_* \mathbf{R}_{Zh})^{-1} \mathbf{E}_h \quad (2-102)$$

当最优电流 $\mathbf{I}_h^{\text{opt}}$ 和最优电压 $\mathbf{V}_h^{\text{opt}}$ ($h \in N$) 已知时，补偿器的端口电压 \mathbf{V}_{Ch} 就是负载电压 $\mathbf{V}_h^{\text{opt}}$ ，从而可以计算出补偿器的电流相量矩阵 \mathbf{I}_{Ch} 。各次谐波下的补偿器导纳可以通过下面的关系式计算得到（补偿器连接在各相线和中性线之间）：

$$Y_{C\alpha h} = \frac{\dot{I}_{C\alpha h}}{V_{C\alpha h}}, \alpha \in \{a, b, c\} \quad (2-103)$$

需要引起读者注意的是，正交分布理论只在理想电压源中成立。

2.2 瞬时功率理论

瞬时功率理论是基于时域分析的，同时适用于电力系统的稳态和暂态运行条件。因此，这个理论经常用于设计改善电能质量的控制装置。

2.2.1 pq 理论

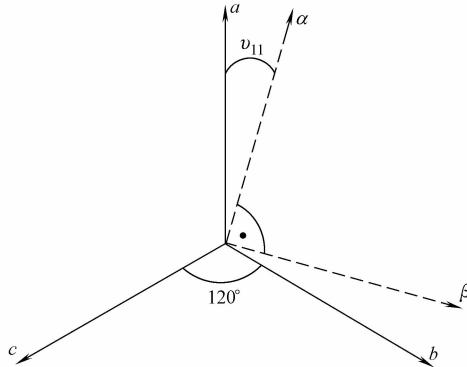
目前，在改善电能质量的领域中，应用最广泛的“功率理论”是 1983 年由日本的 Akagi 和 Nabae 提出的瞬时功率理论 (pq 理论)，该理论只能用于分析三相系统^[34]，因此，不像通用功率理论^[35,36]那样可以解释众多的物理现象，但仍具有很多的优点，其中最重要的就是，通过简单的数学运算就可以计算出某些给定意义下的最优电流。

pq 理论基于一个标量变换，它将三相相电压 $[v_a, v_b, v_c]^T$ 和负载电流 $[i_a, i_b, i_c]^T$ 变换到 $\alpha - \beta - 0$ 直角坐标系（如图 2-12 所示）中，从而实现瞬时值的转换，如式 (2-104) 所示：

\ominus 原文是说从功率方程式 (2-96)，实际应为功率平衡式 $\text{Re} \left\{ \sum_{h=1}^n \mathbf{E}_h^T \mathbf{I}_h^* - \sum_{h=1}^n \mathbf{I}_{1h}^T \mathbf{Z}_{Zh}^T \mathbf{I}_h^* \right\} = P$ 求取 λ_* 。——译者注

\ominus 负荷电流为 $\mathbf{I}_{Lh} = \mathbf{Y}_h [\mathbf{V}_h^{\text{opt}}]^T$ ，则 $\mathbf{I}_{Ch} = \mathbf{I}_h^{\text{opt}} - \mathbf{I}_{Lh}$ 。——译者注

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos v_{11} & \cos v_{12} & \cos v_{13} \\ -\sin v_{11} & -\sin v_{12} & -\sin v_{13} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (2-104)$$

图 2-12 $a-b-c$ 坐标系与 $\alpha-\beta$ 直角坐标系的转换示意图

其中, v_{11}, v_{12}, v_{13} 分别为自然三相系统 x 轴 ($x = a, b, c$) 超前直角坐标系 α 轴的角度 (见图 2-12)。

当 a 轴和 α 轴重叠时 (即 $v_{11} = 0$ 时), 变换矩阵就成为如下形式:

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \frac{4}{3}\pi & \cos \frac{2}{3}\pi \\ -\sin 0 & -\sin \frac{4}{3}\pi & -\sin \frac{2}{3}\pi \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (2-105)$$

也可以写为

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (2-106)$$

对于三相系统, 用 $a-b-c$ 坐标下的瞬时相电流和相电压表示的瞬时功率可以由下式确定:

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (2-107)$$

利用式 (2-106) 将三相系统中的相电压和相电流变换到 $\alpha-\beta-0$ 直角坐标

系后，由于这个变换的正交性，瞬时功率在新的坐标系中仍保持原来的形式，即

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (2-108)$$

大多数情形下，中压电网采用三线制形式的对称电压源供电，如此一来，可以省略变换矩阵中的 v_0 、 i_0 和瞬时功率中的零序分量。

如果 p_α 和 p_β 分别代表坐标轴 α 和 β 上的瞬时功率，那么瞬时功率可以表述为

$$\begin{aligned} p &= p_\alpha + p_\beta = v_\alpha i_{\alpha p} + v_\alpha i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta p} + v_\beta i_{\beta q} \\ &= v_\alpha \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p - v_\alpha \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q + v_\beta \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p + v_\beta \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \\ &= p_{\alpha p} + p_{\alpha q} + p_{\beta p} + p_{\beta q} \end{aligned} \quad (2-109)$$

式中 $i_{\alpha p}$ —— α 轴上的瞬时有功电流；

$i_{\beta p}$ —— β 轴上的瞬时有功电流；

$i_{\alpha q}$ —— α 轴上的瞬时无功电流；

$i_{\beta q}$ —— β 轴上的瞬时无功电流；

$p_{\alpha p}$ —— α 轴上的瞬时有功功率；

$p_{\alpha q}$ —— α 轴上的瞬时无功功率；

$p_{\beta p}$ —— β 轴上的瞬时有功功率；

$p_{\beta q}$ —— β 轴上的瞬时无功功率。

在这种分解中，瞬时无功功率分量之和为

$$p_{\alpha q} + p_{\beta q} = 0 \quad (2-110)$$

即瞬时无功功率可以相互抵消，从而不参与从电源到负载的能量传输。另外两个瞬时功率分量（称为瞬时有功功率）的和为

$$p = p_{\alpha p} + p_{\beta p} \quad (2-111)$$

瞬时功率 p 与三相电路中瞬时功率的标准解释是一致的，而且其平均值即为有功功率 P 。

传统的无功功率^[9]是在频域中定义的，不论怎样，都不能与在时域中定义的瞬时值进行对比，但是可以将时域中一段时间内瞬时功率的平均值与频域中的 P 或者 Q 进行对比。

Akagi 和 Nabae 提出了“瞬时虚功率”这个全新的概念，并取其单位为“伏安虚”（volt-ampere-imaginary），记为“vai”，既类似又区别于传统无功功率的单位 var。瞬时虚功率用下式进行计算：

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (2-112)$$

瞬时虚功率没有物理解释，是一个不希望出现的分量，所以必须从系统中除去。

采用 $\alpha - \beta$ 直角坐标系最主要的优点是可以列写简单的相电流方程。三相三线制系统的电源电流变换到 $\alpha - \beta$ 坐标系后，可以表示为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} + p' \\ \bar{q} + q' \end{bmatrix} \quad (2-113)$$

对于一个对称的电源电压：

$$v_\alpha^2 + v_\beta^2 = 3V_a^2 = \text{常数} \quad (2-114)$$

优化的目标之一是消除电源电流中不需要的部分，从而得到有功性质的电源电流。该目标可以借助有源电力滤波器来实现。通过式 (2-115) 可以计算出有源电力滤波器的补偿电流，利用该电流就可以消除全部或部分不需要的电流分量，只留下瞬时有功功率恒定部分所需的电流分量，计算公式如下：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha C} \\ i_{\beta C} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_C \\ q_C \end{bmatrix} \quad (2-115)$$

p_C 和 q_C 是根据需要消除的分量来确定的，如表 2-1 所示。

表 2-1 瞬时功率中需要消除的分量的类型

预消除的电流分量	p_C	q_C
与瞬时虚功率相关的分量	0	q
负序和高次谐波分量	\tilde{p}	\tilde{q}
与瞬时虚功率恒定部分相关的分量	0	\bar{q}
与瞬时虚功率和高次谐波相关的分量(完全补偿)	\tilde{p}	q
负序分量	$p_{2\omega}$	$q_{2\omega}$
与高次谐波相关的分量	p_h	q_h
与瞬时实功率交变部分相关的分量	\tilde{p}	0

当把 pq 理论看作一个功率理论时，它存在不足之处。它不能用于供电电压不对称或者畸变的三相系统中，这点已经在一些文献中进行了证明^[35,36]。然而，现在仍然将它作为一种很实用的控制算法用在有源电力滤波器中。

在由畸变电压源供电的非线性负载电路中，补偿后的电源电流仍然含有与电压高次谐波相关的分量。这是由于最优电流计算不正确造成的。

2.2.2 改进的 pq 理论

Akagi 提出的 pq 理论^[34]虽然简单有效，但不能应用于供电电源不对称的系统中。由于经常会遇到小功率不对称系统，因而需要采取不同的方法来分析。1995 年，Komatsu 和 Kawabata 提出了称为“改进的 pq 理论”的瞬时功率理论。这个理论适用范围更广泛，并在供电电压不对称和低畸变的情况下都是正确的^②。

② 理论推导可以证明，与原始 pq 理论相比，在电压不对称或者含有单次负序谐波情况下，该改进 pq 理论不会引入新的谐波，从这个角度说，该改进方法比原始 pq 理论适用更广泛。——译者注

在这个理论中，瞬时有功功率和无功功率分别定义为

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (2-116)$$

$$q = v'_a i_a + v'_b i_b + v'_c i_c \quad (2-117)$$

这里的正交电压^① v'_a 、 v'_b 、 v'_c 分别是通过相电压 v_a 、 v_b 、 v_c 相移 $\pi/2$ 后得到的。

在三相三线制系统中（这是最常见的三相系统），根据基尔霍夫第一定律，可以获得如下的关系式：

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2-118)$$

结合式 (2-118)，可以将式 (2-116) 和式 (2-117) 简化为如下形式：

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a - v_c & v_b - v_c \\ v'_a - v'_c & v'_b - v'_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (2-119)$$

利用这个公式计算出瞬时功率 p 和 q 以后，就可以确定系统的能量状态。同时，改写这个公式可以计算出电源的电流值：

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v'_b - v'_c & v_c - v_b \\ v'_c - v'_a & v_a - v_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2-120)$$

$$i_c = -i_a - i_b$$

其中

$$\Delta = (v_a - v_c)(v'_b - v'_c) - (v'_a - v'_c)(v_b - v_c) \quad (2-121)$$

分析式 (2-120) 的形式，可以发现它跟 pq 理论中式 (2-122) 是类似的。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta'} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2-122)$$

其中：

$$\Delta' = v_\alpha^2 + v_\beta^2 \quad (2-123)$$

进一步可将式 (2-122) 计算得到的电流变换到 $a - b - c$ 坐标系中。

可以证明，在供电电压对称的系统中，改进的 pq 理论与 pq 理论是等效的。供电电压对称情况下：

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (2-124)$$

三相正交电压就可以表示为：

$$v'_a = \frac{v_c - v_b}{\sqrt{3}} \quad (2-125)$$

^① 有时又称为虚电压。——译者注

$$v'_b = \frac{v_a - v_c}{\sqrt{3}} \quad (2-126)$$

$$v'_c = \frac{v_b - v_a}{\sqrt{3}} \quad (2-127)$$

改进的 pq 理论下的 a 相电流可以写为：

$$\frac{2v_a p - v_b(p + \sqrt{3}q) - v_c(p - \sqrt{3}q)}{2(v_a^2 + v_b^2 + v_c^2 - v_a v_b - v_b v_c - v_a v_c)} \quad (2-128)$$

在 pq 理论中，

$$v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_a - \frac{1}{2}v_b - \frac{1}{2}v_c \right) \quad (2-129)$$

$$v_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_b - \frac{\sqrt{3}}{2}v_c \right) \quad (2-130)$$

则 pq 理论下 a 相电流可以写为：

$$\frac{2v_a p - v_b(p + \sqrt{3}q) - v_c(p - \sqrt{3}q)}{2(v_a^2 + v_b^2 + v_c^2 - v_a v_b - v_b v_c - v_a v_c)} \quad (2-131)$$

比较式 (2-128) 和式 (2-131)，可以发现两者是相同的。对其他相的电流进行同样的分析，可以得到相同的结论。这表明，“改进 pq 理论”具有更广泛的实用性。只有在供电电压对称的情形下，式 (2-125) ~ 式 (2-127) 才成立，pq 理论和改进的 pq 理论才等效。

2.2.3 同步参考坐标变换理论

这个广义的 pq 理论尤其适用于供电电压畸变的情形，该方法将输入信号向量从自然三相坐标系转换到旋转 $d - q$ 坐标系中^[40]，如图 2-13 所示。

这个变换通过两步就可以完成，第一步是将三相坐标系中的向量变换到 $\alpha - \beta$ 直角坐标系中，这与 pq 理论类似，因此，根据前面的结论可以有

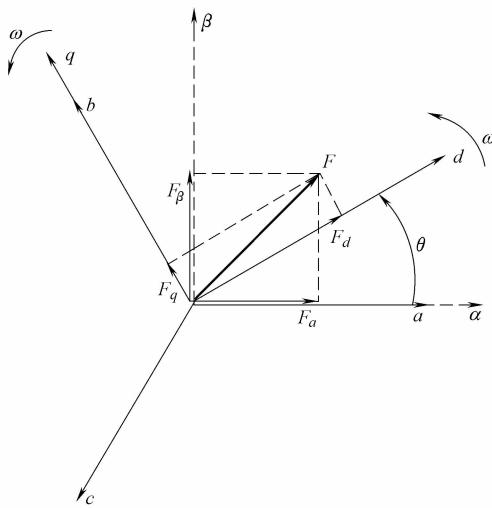
$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (2-132)$$

第二步再将 $\alpha - \beta$ 坐标系中的向量变换到旋转 $d - q$ 坐标系中，新坐标系中的量值可以根据下面的关系式推出：

$$\vec{F}_{dq} = \vec{F}_{\alpha\beta} e^{-j\theta} \quad (2-133)$$

则有

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad (2-134)$$

图 2-13 $a - b - c$ 坐标系与旋转 $d - q$ 坐标系的转换示意图

在一些文献中，这个变换被称为派克变换。

同样的，反变换首先需要将向量从旋转 $d - q$ 坐标系变换到 $\alpha - \beta$ 直角坐标系中，具体如下：

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \quad (2-135)$$

然后再变换到自然三相坐标系：

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad (2-136)$$

这个变换的优点是系统中不再需要计算瞬时有功和无功功率。如果函数 $\cos\theta$ 的变化过程与 a 相基波电压的变化过程是一致的，那么， $d - q$ 坐标系与基波电压同步旋转。在 $d - q$ 坐标系中，与基波电压在相位上保持一致的分量（例如有功电流）用恒定值来表示。在这种情况下， d 轴上电流分量的平均值对应于旋转坐标系中电源电流的有功分量^[41]（见图 2-13）。因此，瞬时电流的最优解可以利用 $d - q$ 坐标系中相电流分量的相关信息直接进行计算，即我们需要的电流成分仅仅是电流分量 i_d 中的恒定部分，从而补偿电流为

$$\begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-137)$$

式中 \tilde{i}_d ——电流分量 i_d 的交流部分。

同步参考坐标变换理论不需要计算瞬时有功功率和无功功率，从而使得在每个计算周期中，所需的数学运算量明显减少，大大提高了补偿系统的动态性能。即使供电电压为周期性畸变电压时，PLL 确定的角度 θ 也能够保证对最优电流和补偿电流的计算都是正确的。在供电电压对称的情形下，此方法与由 Akagi^[34]提出的方法是等效的。

2.3 基于正交分量的功率理论

L. Czarnecki 提出的 CPC 理论^[42] 使用频域的方法描述系统的工作点。该理论利用了电源电流的正交分解，每个电流分量对应于电路中的一种物理现象。对于单相电路，这个理论的雏形最早出现在 1984 年（见 2.1.6 节），但是包含了各种不同供电条件和不同负载的完整理论在 1994 年才正式出版。CPC 理论涵盖了 Fryze 提出的时域方法以及 Shepherd 和 Zakikhani 提出的频域方法，从中选择可以用来解释电路能量现象的元素，并建立了对它们进行补偿的理论基础。

三相电路的 CPC 理论一般采用傅里叶级数描述电流和电压的波形，以列向量形式描述三相参数，例如相电压的列向量 \mathbf{u} 为

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \begin{bmatrix} \dot{V}_a \\ \dot{V}_b \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} e^{j\omega t} \right\} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ V e^{j\omega t} \} \quad (2-138)$$

与电压类似，相电流的列向量 \mathbf{i} 的形式为

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} e^{j\omega t} \right\} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ I e^{j\omega t} \} \quad (2-139)$$

在如图 2-14 所示的正弦电压和电流电路中，电源电流可以表述如下：

$$\mathbf{i} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ [(G_e + jB_e) \mathbf{V} + A \mathbf{V}^\#] e^{j\omega t} \} \quad (2-140)$$

$$G_e + jB_e = Y_{ab} + Y_{bc} + Y_{ac} \equiv Y_e \quad (2-141)$$

式中 Y_e ——等效导纳。

$$A \equiv - (Y_{bc} + \alpha Y_{ac} + \alpha^* Y_{ab}), V^\# = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \begin{bmatrix} V_a \\ V_c \\ V_b \end{bmatrix} e^{j\omega t} \right\} \quad (2-142)$$

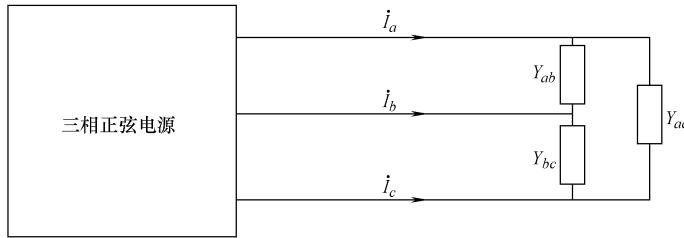


图 2-14 三相负载系统的示意图

对于这个电路，CPC 理论将电源电流分解为三个相互正交的分量：

$$i = i_a + i_r + i_u \quad (2-143)$$

每个分量都对应着一种能量现象，其中

1) 分量 i_a 称为“有功电流”，与恒定的能量转换有关。

$$i_a = \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ G_e V e^{j\omega t} \} \quad (2-144)$$

2) 分量 i_r 称为“无功电流”，与相移有关。

$$i_r = \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ B_e V e^{j\omega t} \} \quad (2-145)$$

3) 分量 i_u 称为“不平衡电流”，与负载的不平衡有关。

$$i_u = \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ A V^\# e^{j\omega t} \} \quad (2-146)$$

如果一个系统含有非线性负载，电压和电流的波形是畸变的，那么，就可以用下面的等式来描述供电电压：

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h \in N} \begin{bmatrix} V_{ah} \\ V_{bh} \\ V_{ch} \end{bmatrix} e^{jh\omega_1 t} \right\} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h \in N} \mathbf{V}_h e^{jh\omega_1 t} \right\} \quad (2-147)$$

根据 CPC 理论，此时的电源电流可以分解为四个分量：

$$i = i_a + i_s + i_r + i_u \quad (2-148)$$

这些分量都是相互正交的，即

$$\|i\|^2 = \|i_a\|^2 + \|i_s\|^2 + \|i_r\|^2 + \|i_u\|^2 \quad (2-149)$$

而且，它们都对应着不同的能量现象：

$$i_a = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h \in N} G_e V_h e^{jh\omega_1 t} \right\} \quad (2-150)$$

i_a 为有功电流，对应电源到负载的能量流动。当负载的有功功率不为0时，就会产生如下的电流分量：

$$i_s = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h \in N} (G_{eh} - G_e) V_h e^{jh\omega_1 t} \right\} \quad (2-151)$$

i_s 为分散电流，并不参与从电源到负载的能量流动，它的产生是由于负载电导 G_{eh} 会随谐波次数 h 的不同而改变。

$$i_r = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h \in N} B_{eh} V_h e^{jh\omega_1 t} \right\} \quad (2-152)$$

当谐波电压和电流（与负载电纳有关）之间存在相移时，就会出现无功电流 i_u ，这个电流分量并不参与从电源到负载的能量传输。

$$i_u = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{h \in N} A_h V_h^* e^{jh\omega_1 t} \right\} \quad (2-153)$$

负载的不平衡导致不平衡电流 i_u 的出现，与分散电流 i_s 类似，它也不参与从电源到负载的能量传输。

当分析电气系统中的能量传输现象时，Czarnecki 提出的理论可以很好地解释各功率分量。然而，在实际应用中，很难利用它来提高电能质量。Czarnecki 在他的著作中已经申明，利用这一理论进行补偿将会非常复杂。同时，该理论应用了有关正交分量理论的假设，而以前正交分量理论应用在其他理论中时，经常会受到科学家们的批判。

参 考 文 献

- IEEE Trial (2000) Use standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced or unbalanced conditions. IEEE std, pp 1459–2000
- IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations (1996) Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: a discussion. IEEE Trans Power Delivery 2(1):79–101
- IEEE (1992) The new IEEE standard dictionary of electrical and electronics terms. IEEE, New York
- International Electrotechnical Commission (IEC) (1979) Technical Committee. No. 25. Working group 7 report: Reactive power and distortion power
- Fryze S (1966) Selected problems of basics of electrical engineering (in Polish), PWN, Warszawa–Wrocław
- A.I.E.E. Committee (1920) Apparent power in three-phase systems. Trans AIEE 39:1450
- Buchholz F (1922) Die Drehstrom-Scheinsleistung bei ungleichmassiger Belastung der drei Zweige. Licht und Kraft 2:9–11
- Emanuel AE (1998) The Buchholz-Goodhue apparent power definition: The practical approach for nonsinusoidal and unbalanced systems. IEEE Trans Power Delivery 13(2): 344–350
- Budeanu CI (1928) Puissance réactives et fictives. RGE T. XXIII:762–773
- Krogeris A, Rasevics K, Sinka J, Treimanis E (1993) Power in circuits of nonsinusoidal

- currents and voltages. Institute of Physical Energetics Latvian Academy of Sciences, Riga
11. Fryze S (1931) Active, reactive and apparent power in circuits with nonsinusoidal voltages and currents. (in polish) *Przegląd Elektrotechniczny*, 7:193–203, 8:225–234, 22: 673–676
 12. Czarnecki LS (1987) What is wrong with the Budeanu concept of reactive and distortion powers and why is should be abandoned. *IEEE Trans Instrumentations Meas* 36(3):834–837
 13. Emanuel AE (1993) Apparent and reactive powers in three-phase systems: in search of a physical meaning and better resolution. *ETEP* 3(1):7–14
 14. Filipski P (1993) Apparent power a misleading quantity in the nonsinusoidal power theory: are all nonsinusoidal power theories doomed to fail? *ETEP* 3(1):21–26
 15. Filipski P, Labaj P (1992) Evaluation of reactive power meters in the presence of high harmonic distortion. *IEEE Trans Power Delivery* 7(4):1793–1799
 16. Filipski P (1980) A new approach to reactive current and reactive power measurement in nonsinusoidal systems. *IEEE Trans Instrumentations Meas* IM-29:423–426
 17. Pasko M (1994) Selection of compensators to optimize the working conditions of single-phase and multi-phase voltage sources with periodical nonsinusoidal waveforms (in polish) Scientific papers of the Silesian University of Technology “Elektryka”, vol 135
 18. Peng FZ, Tolbert LM (2000) Compensation of non-active current in power systems, definitions from compensation standpoint. In: Proceedings 2000 IEEE PES summer meeting, pp 1–5
 19. Piróg S (2001) Active power filters and STATCOM fundamental harmonic of reactive current compensator controlled in dq rotating coordinates (in polish). *JUEE* 7(1):91–105
 20. Supronowicz H, Olszewski A (2001) Series active compensation (in polish). *JUEE* 7(1): 77–90
 21. Shepherd W, Zakikhani P (1972) Suggested definition of reactive power for nonsinusoidal systems. *Proc Inst Elec Eng* 119(9):1361–1362, 120(7):705–706
 22. Pasko M, Siwczyński M, Walczak J (1995) Why disappoint orthogonal current distribution for systems with nonsinusoidal waveforms? (in polish). In: EPN conference, pp 106–113
 23. Sharon D (1973) Reactive power definitions and power factor improvement in nonlinear systems. *Proc Inst Elec Eng* 120(6):704–706
 24. Emanuel AE (1974) Suggested definition of reactive power nonsinusoidal systems. *Proc IEEE* 121(7):705–706
 25. Kusters NL, Moore WJM (1980) On the definition of reactive power under nonsinusoidal conditions. *IEEE Trans Power Apparatus Syst* 99:1845–1854
 26. Czarnecki LS (1984) Interpretation, identification and modification of the energy properties of single-phase circuits with nonsinusoidal waveforms (in Polish) Scientific papers of the Silesian University of Technology “Elektryka”, vol 91
 27. Czarnecki LS (1991) Scattered and reactive current, voltage, and power in circuits with nonsinusoidal waveforms and their compensation. *IEEE Trans Instrumentations Meas* 40(3): 563–567
 28. Pasko M (1992) Notes on scattering current compensation using LC systems for linear system powered by ideal and non-ideal distorted voltage sources (in polish), In: XV IC-SPETO conference, pp 519–525
 29. Walczak J (1990) The distribution of the one-port load current supplied by nonideal and nonsinusoidal voltage source (in polish). In: IC-SPETO conference, pp 295–308
 30. Pasko M, Walczak J (1996) Optimization of energy-quality properties of electrical circuits with periodical nonsinusoidal waveforms (in polish) Scientific papers of the Silesian University of Technology “Elektryka”, vol 150
 31. Siwczyński M (1995) Optimization methods in the power theory of electrical circuits (in polish). Cracow University of Technology Press, Poland
 32. Walczak J (1992) Optimization of energy-quality properties of electrical circuits in Hilbert spaces (in polish) scientific papers of the Silesian University of Technology “Elektryka”, vol 125
 33. Pasko M (1995) Modification of three-phase systems with nonsinusoidal waveforms for optimization of source current shape. *Archiwum Elektrotechniki* XLIV(1):69–82

34. Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A (1984) Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Trans Ind App* 1A-20(3):625–630
35. Czarnecki LS (2004) On some misinterpretations of the instantaneous reactive power p–q theory. *IEEE Trans Power Electron* 19(3):828–836
36. Pasko M, Maciążek M (2006) P-Q instantaneous power theory—a correct theory or useful algorithm for switched compensator control (in polish). *Przegląd Elektrotechniczny* 6:34–39
37. Komatsu Y, Kawabata T (1995) A control method of active power filter where system voltage contains negative-phase-sequence component or zero-phase-sequence component. *PEDS Conf* 2:583–586
38. Komatsu Y, Kawabata T (1999) A control method for the active power filter in unsymmetrical voltage systems. *Int J Electron* 86(10):1249–1260
39. Komatsu Y, Kawabata T (1995) A control method for the active power filter in unsymmetrical voltage systems. In: Proceedings of EPE'95, pp 1.904–1.907
40. Bhattacharya S, Divan DM, Banerjee B (1991) Synchronous frame harmonic isolator using active series filter. In: EPE 91 conference proceedings, vol 3, pp 3030–3035
41. Strzelecki R (1997) Application of the instantaneous power theory to active power filters control (in polish). *JUEE* 3:65–74
42. Czarnecki LS (2008) Currents' physical components (CPC): fundamental of power theory. *Przegląd Elektrotechniczny (Proceedings of Electrical Engineering)* R84, no. 6, pp 28–37

第3章 功率理论在有源补偿控制中的应用

摘要

有源电力滤波器（APF）是抑制谐波、补偿无功功率，或提高三相系统对称性的有效方法之一。接入电力系统的 APF 可以实现以上功能的全部或部分，这取决于其控制算法和结构。例如并联型 APF 可以补偿负荷电流的基波无功功率，改善接入电网终端的负荷对称性，在任何系统阻抗条件下滤除高次谐波电流，并且可以达到无源 LC 滤波装置所不能达到的效率。本章重点关注 APF 的控制算法，并通过仿真和物理实验的结果进行了验证。

3.1 有源补偿的控制策略

滤除电流和电压波形中的高次谐波可以采用连接于电源与负荷间的补偿装置来实现。迄今为止，无源补偿装置因设计简单而被广泛使用^[1-7]，其设计采用与主谐波频率相匹配的无源谐振滤波器，对谐波抑制的效果在较大程度上取决于供电线路的参数，也受限于所使用的扼流线圈的品质因数 Q 。如果采用主动开关型补偿装置，也就是有源电力滤波器（APF），就不会有这些限制条件。除了滤除谐波，APF 采用合适的控制算法和结构还可以实现其他补偿功能，例如使电源或负荷三相对称^[8]。正由于这些原因，与 APF 相关的设计和运行原理研究已成为大量出版物的主题^[9-18]。

正弦波被认为是电力系统的最优波形，APF 可以补偿电流/电压偏离理想正弦波的瞬时变动。一般 APF 与负荷并联（或串联），可将其看作是一个额外的电力电子型电流（或电压）发生源。滤波器电流（或电压）和供电线路电流（或电压）叠加，使系统电源电流（或负荷电压）成为正弦波形（理想状态）。电压或电流中所有不希望出现的分量均只在负荷和 APF 之间形成回路，不会对供电电源产生影响。IGBT 或 MOSFET 桥式逆变器被用作电流/电压源（绝大多数是带电容储能的电压源型逆变器 VSI，少数是带电感储能的电流型逆变器）。逆变器采用了输出波形跟踪标准（参考）波形的控制方式。

APF 可设计为在不同类型的供电系统中运行：

- 1) 单相系统；
- 2) 三相三线制系统（大多数的公共系统）；

3) 三相四线制系统(可补偿中性线上的电流)。

不同的供电系统类型需要有不同的控制方法,这些方法在参考文献[19, 20]中有详尽的描述。还可以根据APF接入系统的方式以及滤波性能进行如下分类:

(1) 并联接入——APF形成了一个额外的电流源,通常是电力电子电压源逆变器VSI和交流侧滤波电感一起使用。这种电路可以实现以下功能:

- 1) 可以消除电源电流中的高次谐波,这是谐振滤波器难以实现的;
- 2) 使负荷对称化;
- 3) 补偿基波下的无功功率。

(2) 串联接入——APF串联接入电源与负荷之间的电路,用于消除瞬时电压变动,其补偿电压由变压器引入。此时,在APF的设计阶段就必须考虑变压器的系统侧绕组可能传输的最大负荷电流。这种串联电路可以实现以下功能:

- 1) 可以消除高次的谐波电压;
- 2) 消除闪变(即灯光闪烁);
- 3) 使供电电压对称化。

(3) 串-并联方式接入(被称作统一电能质量控制器UPQC^①)——兼顾了串联和并联系统所特有的性能。这种方式最重要的是串联部分和并联部分连接顺序的确定:先串联后并联,这样可以确保电路正确运行,使得并联部分终端侧的电压和串联部分上经过的电流都基本上是正弦(谐波电压由串联部分滤除,谐波电流由并联部分滤除);如果串并联部分位置改变,波形中将会出现谐波分量,而且会加大对整个系统控制的复杂程度。

(4) 混合接入——由无源滤波器和APF串联或并联混合构成。无源滤波器减轻了装置有源滤波部分的负荷,不仅可使有源部分的视在功率减小60%,甚至更多,而且可使电力电子管(IGBT的MOSFET)的端口电压比传统电路要低很多。因此制造成本更低,设计和制造更大视在功率的滤波器也成为可能。在一个系统内集合无源和有源滤波特性的滤波性能更好,同时也可消除一些缺陷,例如极大地降低了系统阻抗对无源滤波器的影响。

依据APF的接入方式及其所运行的电网类型,APF需要有不同的控制算法。控制算法的基本目标是得到准确的参考补偿信号,并将之注入到供电系统。如上所述,由于APF的分类很多,可行的控制算法也很多,不可能将它们全部体现在这本书中。因此,本书只选择详细介绍APF并联接入最常见的系统的供电方式,即三相三线制,其参考补偿电流将由第二章所述的最普遍的功率理论来确定。

^① 原文为UPFC,译者改为了UPQC。——译者注

所选的控制算法在以下两种不同的供电条件下进行了仿真研究：

- 1) 无内阻抗的正弦电源；
- 2) 带内阻抗的非正弦电源。

在不同供电条件下，分别考虑对称和非对称两种负荷类型。本章后面将逐一给出仿真结果。

3.1.1 基于 Fryze 理论的控制策略

基于 Fryze 理论^[21]的控制算法是在时域内采用实时计算，得到参考补偿电流的。“实时”的概念完全与所研究的内容和所使用的硬件相关。假设输入信号 $x(t)$ 的采样值为 $x(n)$ ，输出信号为 $y(n)$ ，如果算法在下一个采样值 $x(n+1)$ 前完成计算，则该数据处理是实时进行的，如图 3-1 所示。

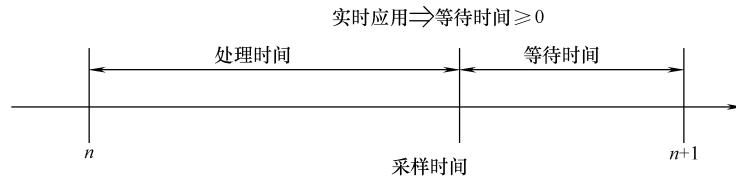


图 3-1 “实时”概念的图释

由 Fryze 理论^[21]所得到控制算法如图 3-2 所示。

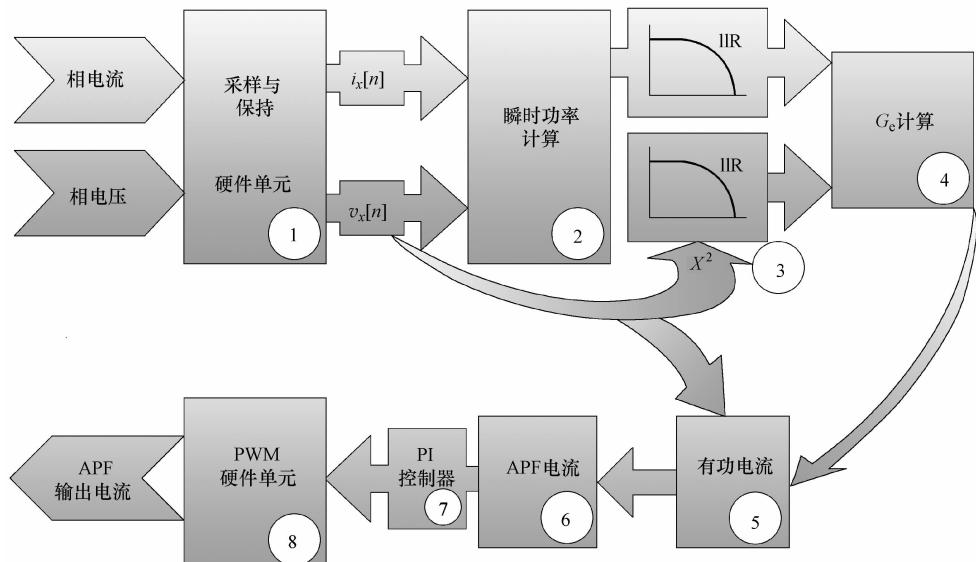


图 3-2 基于 Fryze 功率理论的控制算法框图

当应用于三相电路时，如图 3-3 所示，整个算法运行在由处理器 PWM 硬件模块产生的中断管理程序中。已知输入的相电流和负荷电压瞬时值（输入由处

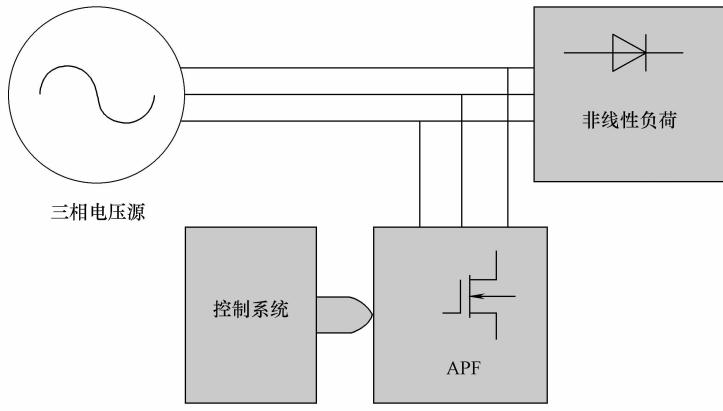


图 3-3 带非线性负荷和 APF 的三相电力系统图

理器的硬件模块框 {1} 实现)，瞬时功率依下式计算：

$$p(n) = v_a(n)i_a(n) + v_b(n)i_b(n) + v_c(n)i_c(n) \quad (3-1)$$

而后，瞬时功率的平均值（即负荷有功功率，框 {2}）采用低通滤波器 IIR 计算得到，该过程对应于式 (3-2)。

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt \quad (3-2)$$

或者 $P(n) = \overline{p(n)} = b_0 p(n) + b_1 p(n-1) + b_2 p(n-2) - a_1 P(n-1) - a_2 P(n-2)$

$$(3-3)$$

式中 b_x 、 a_x ——数字滤波器的系数。

框 {3} 计算相电压瞬时值二次方的平均值，然后再经过低通滤波器 IIR。其对应式 (3-4)，与式 (3-3) 类似。

$$\overline{v_x^2(n)} = \overline{v_x(n)v_x(n)}; \quad x = \{a, b, c\} \quad (3-4)$$

通过计算有功功率值 (框 {2}) 和相电压二次方的平均值 (框 {3})，可得到等效负荷电导 (框 {4}) 为

$$G_e(n) = \frac{P(n)}{\overline{v_a^2(n)} + \overline{v_b^2(n)} + \overline{v_c^2(n)}} \quad (3-5)$$

下一步，由框 {5} 得到有功电流值：

$$i_x^a(n) = G_e(n)v_x(n); \quad x = \{a, b, c\} \quad (3-6)$$

根据 Fryze 理论，有功电流是确保负荷所需有功功率的电流中有效值最小的。因此，如果假设电源电流根据式 (3-6) 进行计算，APF 的参考补偿电流就由式 (3-7) 确定 (框 {6})。

$$i_{Cx}(n) = i_x(n) - i_x^a(n) \quad (3-7)$$

按照上述流程得到的参考补偿电流值作为控制器的输入量。依据所选的设计方案，控制器可能是 PI 环节或预测控制器（框 {7}）。将控制器的输出量引入到硬件模块，产生脉宽调制（PWM）信号（框 {8}）。

3.1.1.1 Matlab/Simulink 仿真模型

在 Matlab/Simulink 平台上搭建了图 3-3 所示电路的仿真模型，如图 3-4 所示。采用的方法是，尽可能真实地模拟微处理器系统的运行。例如，使用采样和保持电路（S&H 电路）来考虑在测量和处理电路中出现的延时。

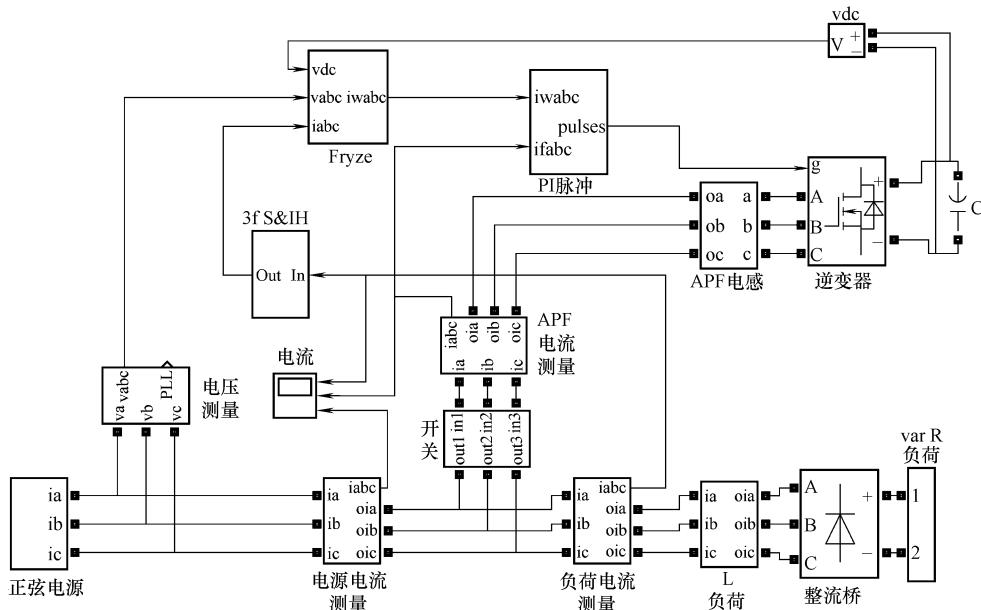


图 3-4 基于 Matlab/Simulink 搭建的模型框图

3.1.1.2 仿真结果

采用图 3-4 所示的电路仿真在本章 3.1.1.1 节所述的不同运行工况。

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图 3-5 所示。

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图 3-6 所示。

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图 3-7 所示。

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图 3-8 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图 3-9 所示。需要注意的是，对于这种类型的电源，由 Fryze 理论定义的各电源电流分量不再是正交的。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图 3-10 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图 3-11 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图 3-12 所示。

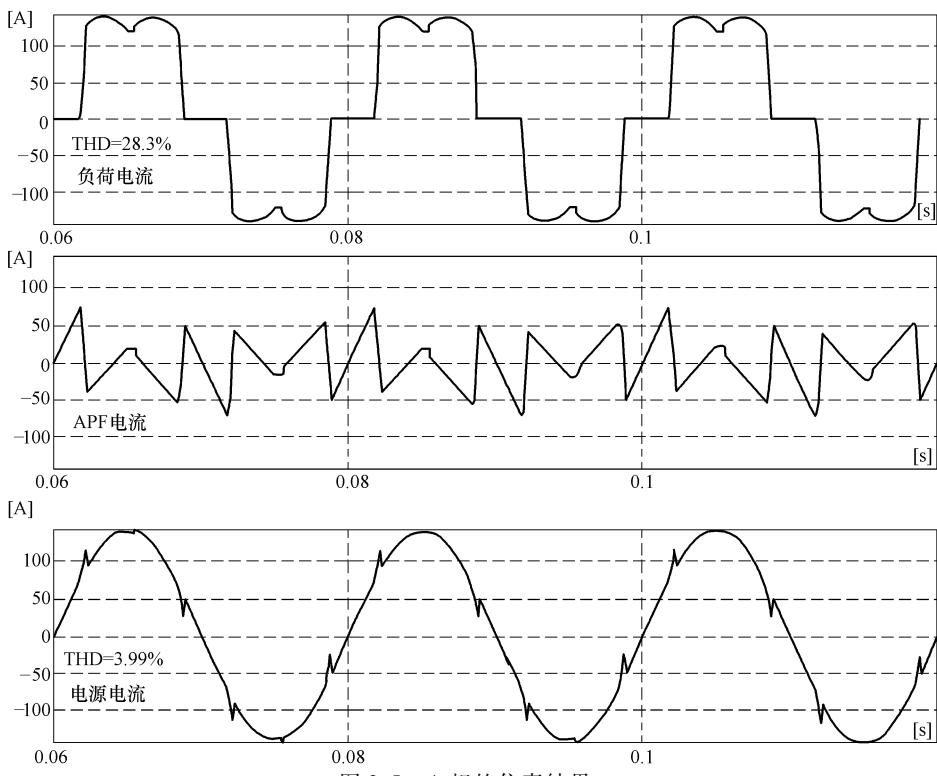


图 3-5 A 相的仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

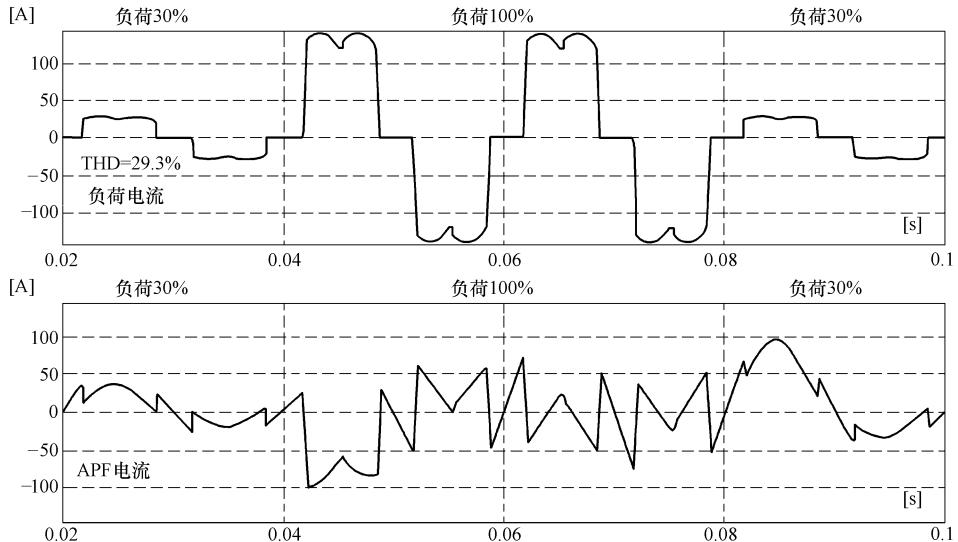


图 3-6 A 相的仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

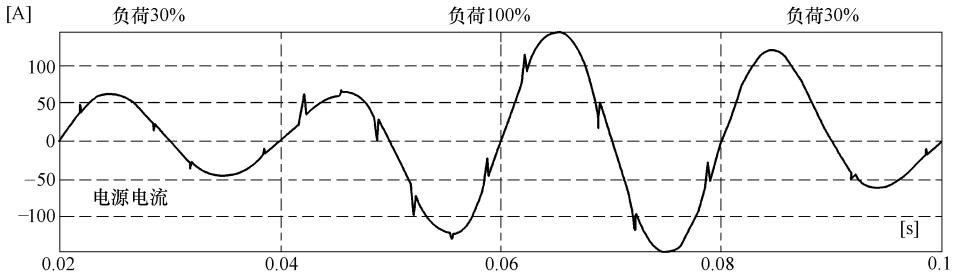


图 3-6 A 相的仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷) (续)

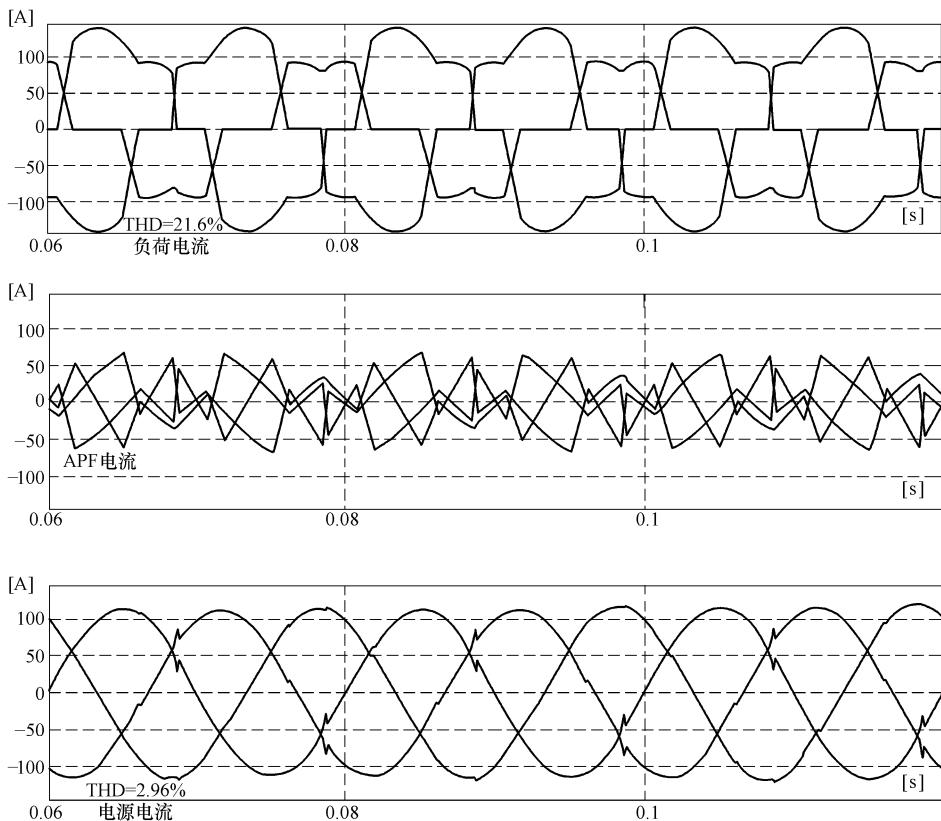


图 3-7 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

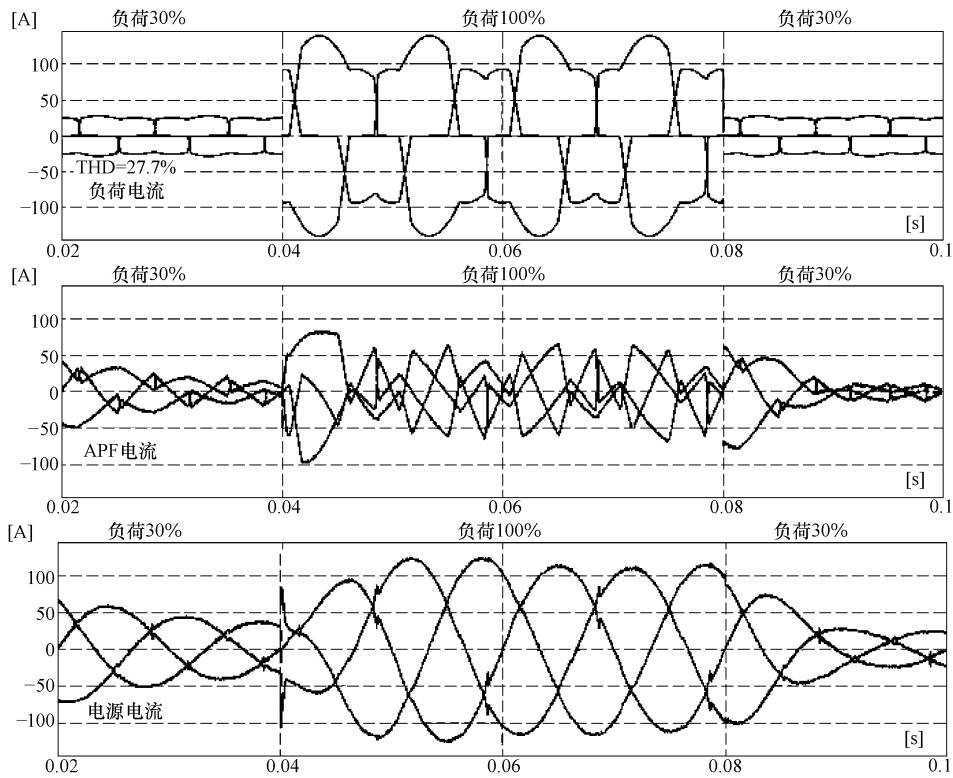


图 3-8 三相仿真结果和 A 相 THD 值

(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

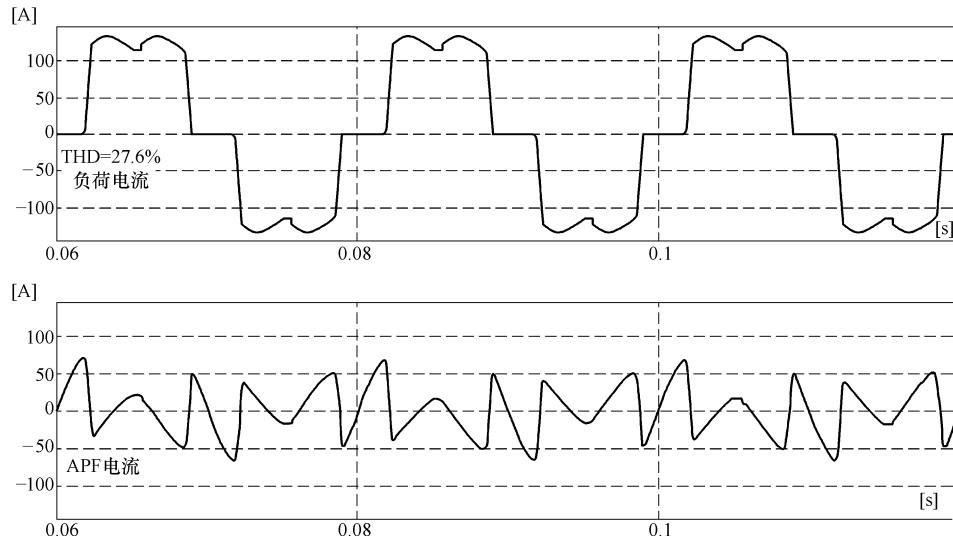


图 3-9 A 相仿真结果

(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

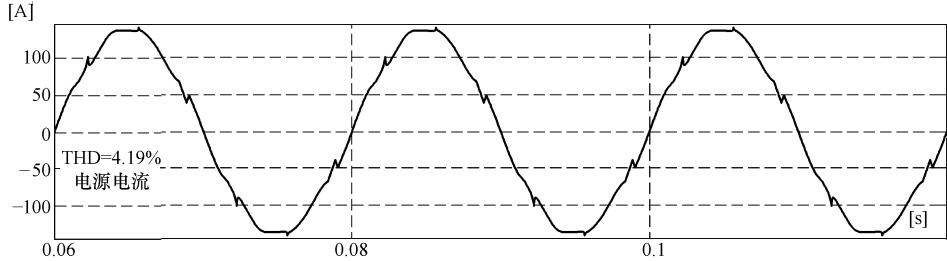


图 3-9 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷) (续)

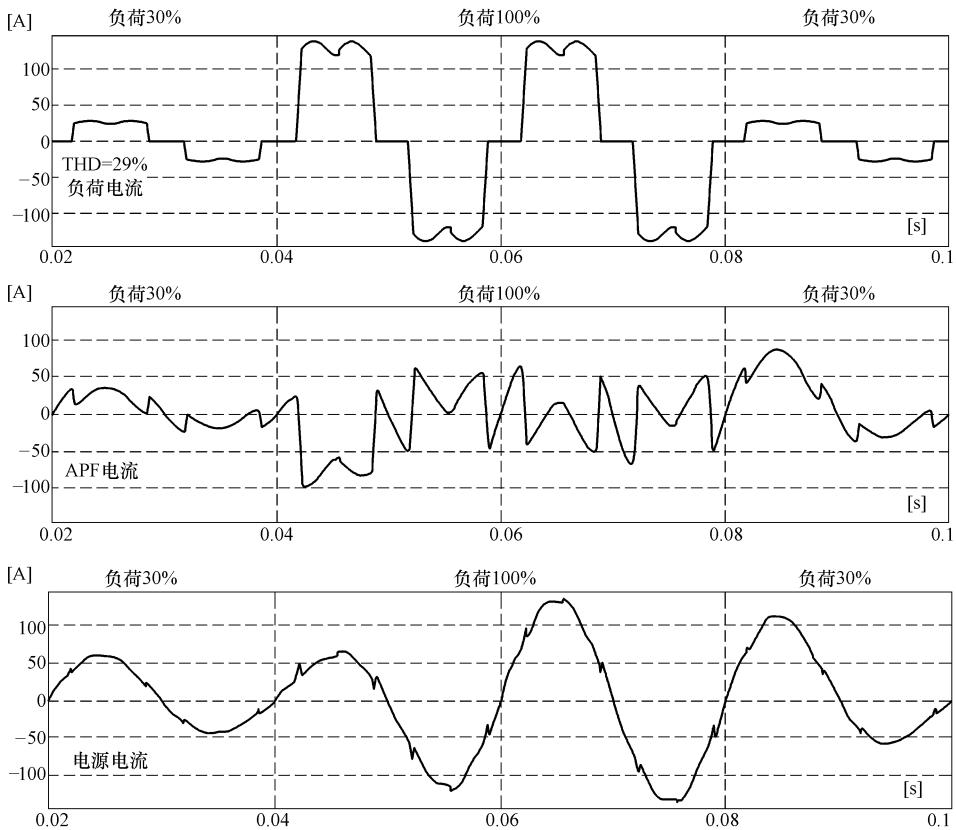


图 3-10 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

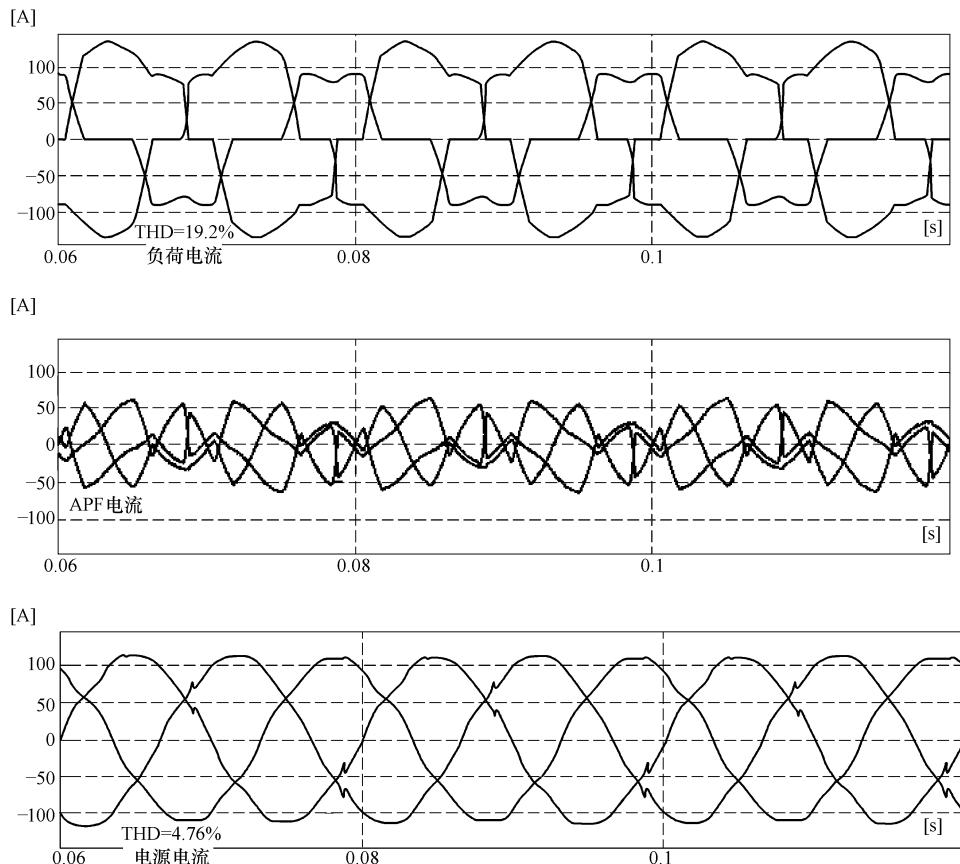


图 3-11 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

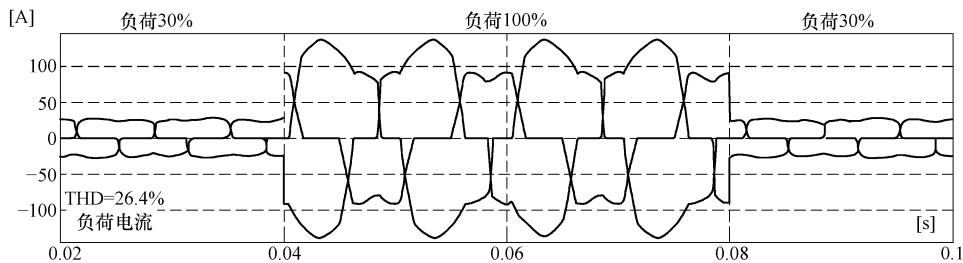


图 3-12 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

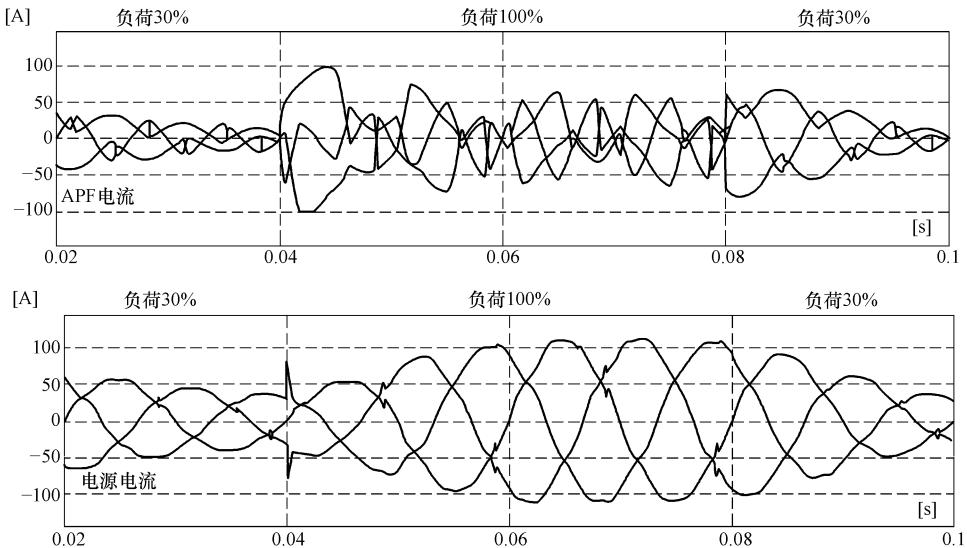


图 3-12 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷) (续)

3.1.1.3 结论

所述算法正确地消除了电源电流中不希望出现的分量，而且在非对称负荷下，经补偿后，电源电流对称。

由于补偿系统中使用了多个低通滤波器，对动态性能有不利影响。仿真中瞬时功率从 30% ~ 100% 的阶跃变化虽然在实际中很难遇到，但由此可见这种算法在所考虑的特殊应用情况下仍需优化。在这样的案例中，为了使稳定波形所需的时间最小化，还需要改变所使用滤波器的参数。

如式 (3-6) 所示，有功电流分量与供电电压波形相似。因此，在电源含内阻的供电系统案例中，电源电流仍然包含部分没有被补偿的 5 次和 7 次谐波。这是由于供电电压中含有这些特征谐波导致的波形畸变。尽管在这样的特定情形下，由 Fryze 理论定义的电流分量不再正交，但是补偿后的电源电流仍然能够保证传递给负荷的有功功率不发生变化。

3.1.2 基于 Budeanu 理论的控制策略

基于 Budeanu 理论的控制算法是对电路采用频域分析，其要求用特殊的方法来计算以傅里叶级数形式描述的相电压和相电流。图 3-13 给出了控制算法框图。

负荷相电压和相电流的瞬时值采集由处理器的硬件模块实现 (框 {1})，采样数据保存在一个允许每个信号存储 256 个采样点的缓冲区。通过设置 S&H 电路的采样频率，使 256 个采样值的采集时间准确等于 20ms，这将确保算法与基

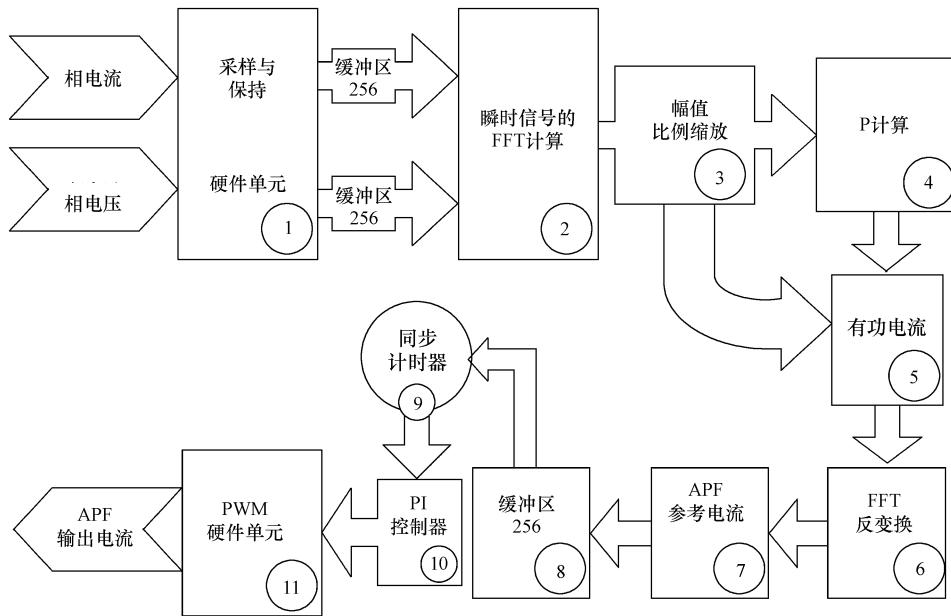


图 3-13 基于 Budanu 功率理论的控制算法框图

频完全同步。缓冲区满后，对采样的电流信号进行快速傅里叶变换（FFT）（框 {2}）。傅里叶变换可以将时域变化信号变换到频域上。当变换的信号值是离散值时，采用离散傅里叶变换（DFT），即采样点在时间上均匀分布，两个采样值之间的间隔称作采样周期。DFT 算法计算复杂，这也是通常采用 FFT 算法的原因。FFT 算法要求输入信号的采样点数是 2 的乘方，在本书的算例中，考虑到输入缓冲区的容量，采用 256 点的 FFT 计算。由框 {2} FFT 计算出来的结果还需要进行一个缩放处理（框 {3}）才能得到正确的波形分量（例如谐波）的幅值，即必须除以数据缓冲区长度。最后得到相电压和相电流的一般性描述，其结果见式 (3-8)。

$$f(t) = F_0 + \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^N F_h \exp(jh\omega t + \varphi_h) \quad (3-8)$$

式中 F_h ——频域的幅值分量；

φ_h ——频域的相位分量。

然后负荷有功功率可以如下计算（框 {4}）：

$$P = \sum_{x=a,b,c} V_{x0} I_{x0} + \sum_{x=a,b,c} \sum_{h=1}^N V_{xh} I_{xh} \cos(\varphi_{vxh} - \varphi_{ixh}) \quad (3-9)$$

接下来经框 {5} 得到频域下的有功电流。如果假设补偿的最终目的是得到与基波电压同相位的正弦电流，那么有功电流应按式 (3-10) 计算。

$$I_{x1}^a = \frac{2}{3} \frac{P}{V_{x1}} \quad x = a, b, c$$

$$\varphi_{x1}^a = \varphi_{vx1} \quad x = a, b, c \quad (3-10)$$

然后将得到的频域有功电流经过傅里叶逆变换 (框 {6})，获得对应负荷有功功率的正弦电流的 256 个采样点值。负荷的相电流减去有功电流即为参考补偿电流 (框 {7})。

$$i_{cx}(n) = i_x(n) - i_{x1}^a(n) \quad x = a, b, c, n = \{1, 2, 3, \dots\} \quad (3-11)$$

将该方法得到的参考补偿电流的采样值 (瞬时值) 放在输出缓冲器中 (框 {8})，从而被同步电路获取 (框 {9})，通过 PI 控制器 (框 {10}) 和 PWM 硬件模块 (框 {11}) 输入到系统。

3.1.2.1 Matlab/Simulink 仿真模型

基于 Matlab/Simulink 的 Budeanu 功率理论控制算法的模型电路如图 3-14 所示。

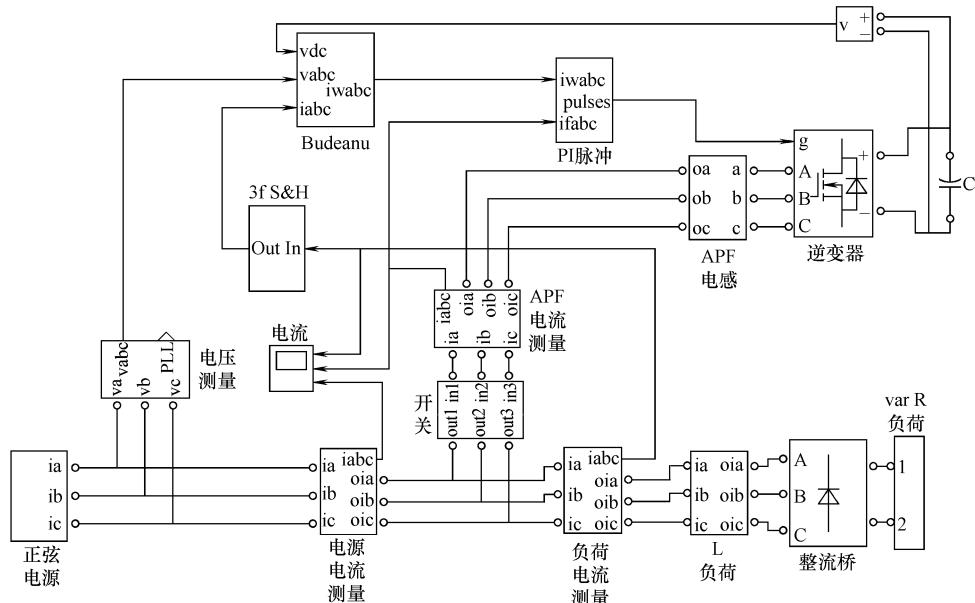


图 3-14 Budeanu 功率理论控制算法在 Matlab/Simulink 下的模型框图

3.1.2.2 仿真结果

对图 3-14 所示的仿真电路在不同的运行方式下进行了分析 (和前面算法的条件类似)。

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图3-15所示。

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图3-16所示。

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图3-17所示。

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图3-18所示。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图3-19所示。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图3-20所示。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图3-21所示。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图3-22所示。

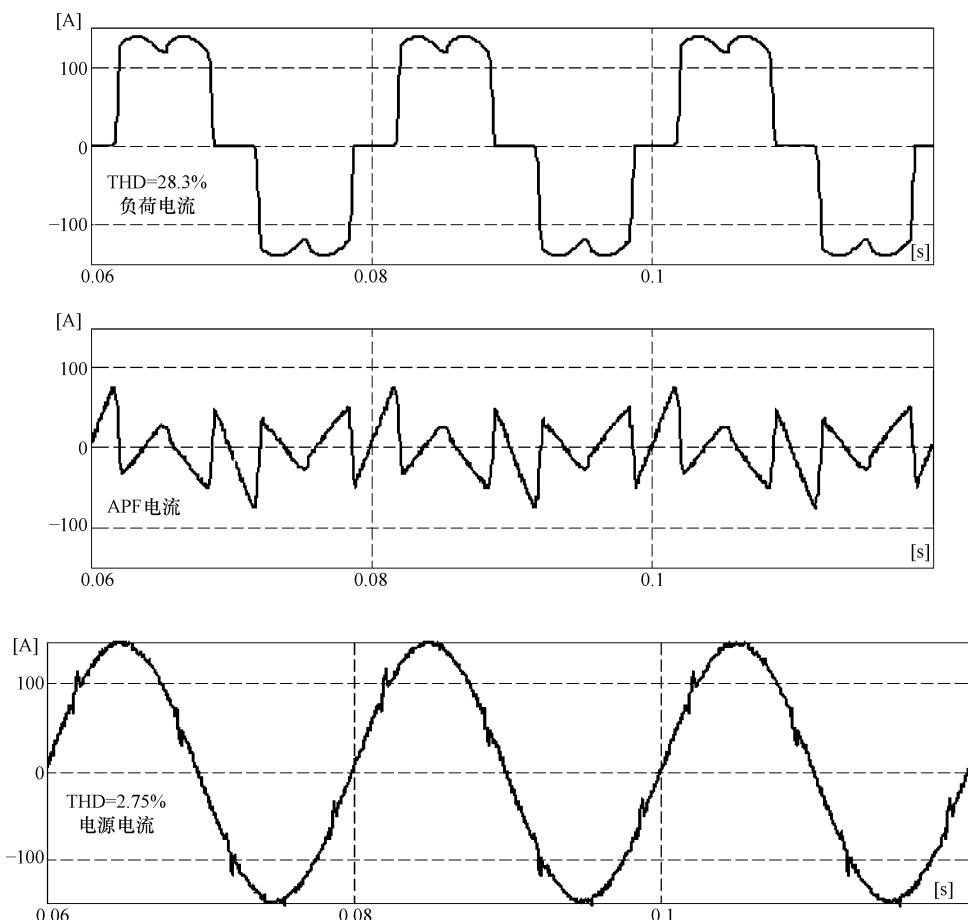


图3-15 A相仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

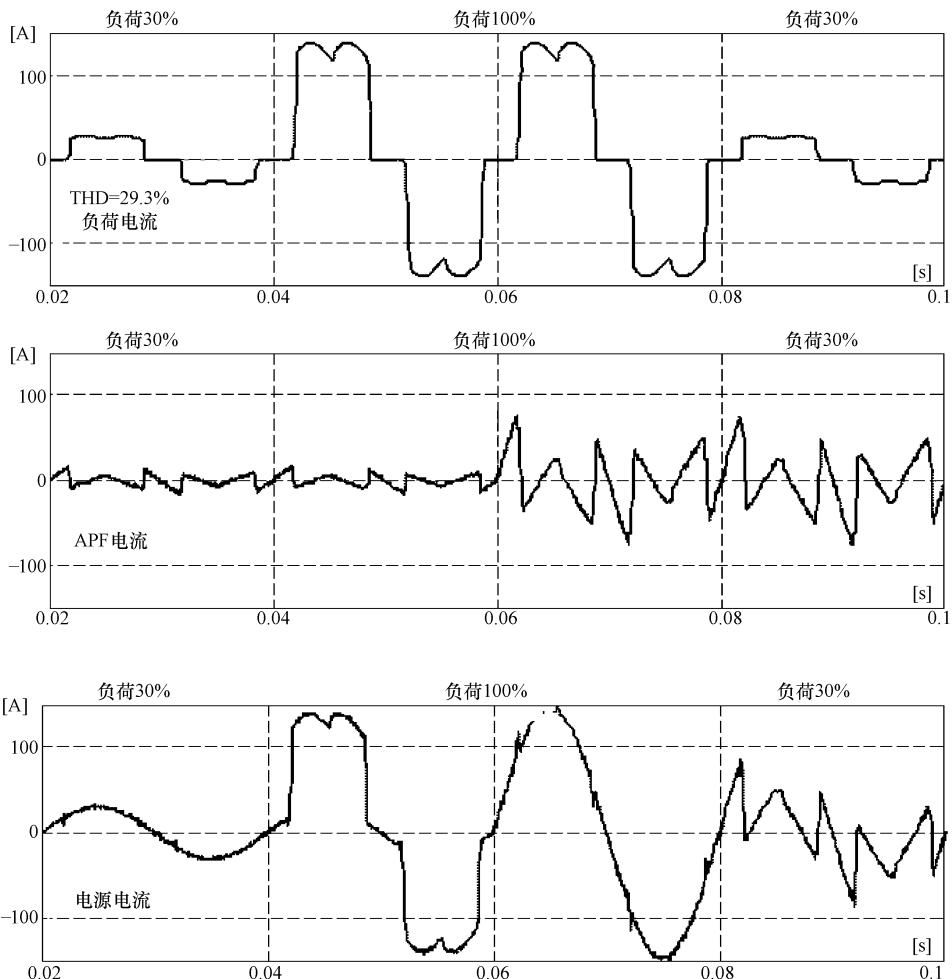


图 3-16 A 相仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

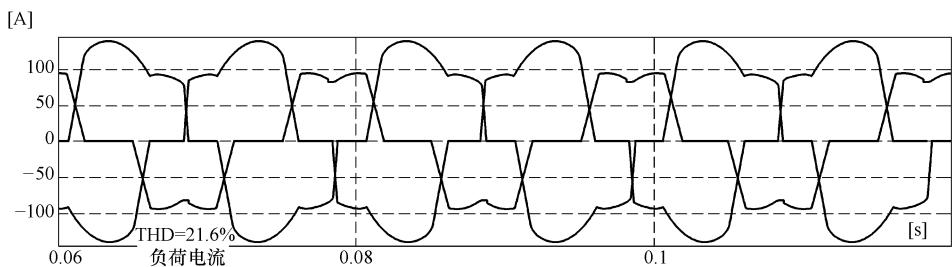


图 3-17 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

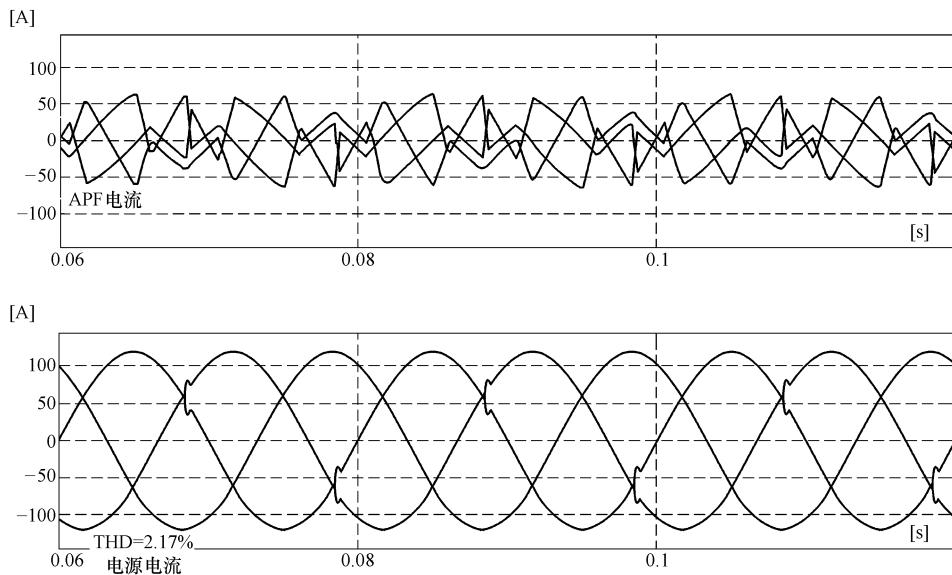


图 3-17 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷) (续)

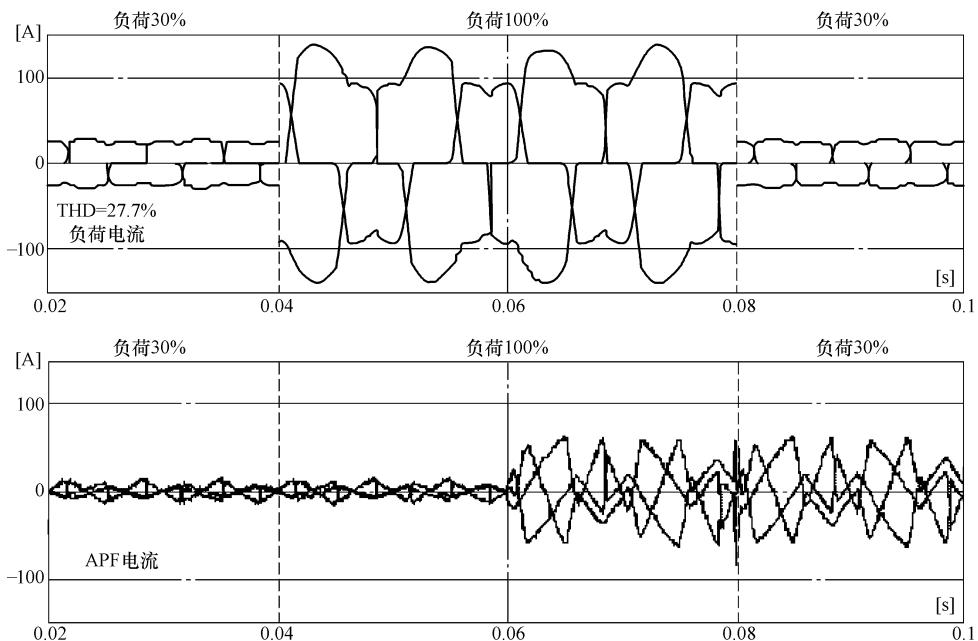


图 3-18 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

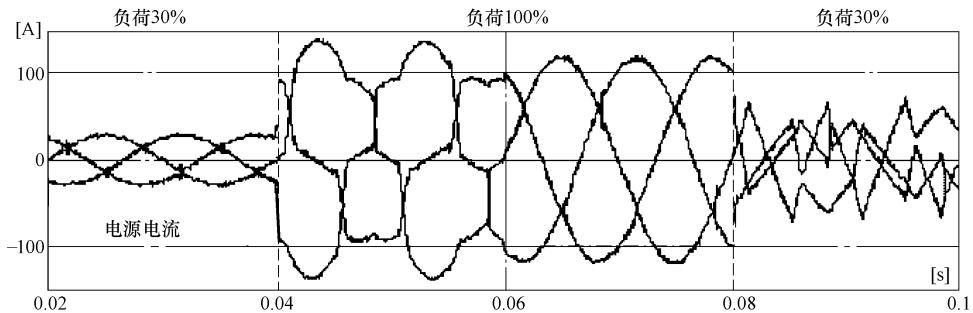


图 3-18 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷) (续)

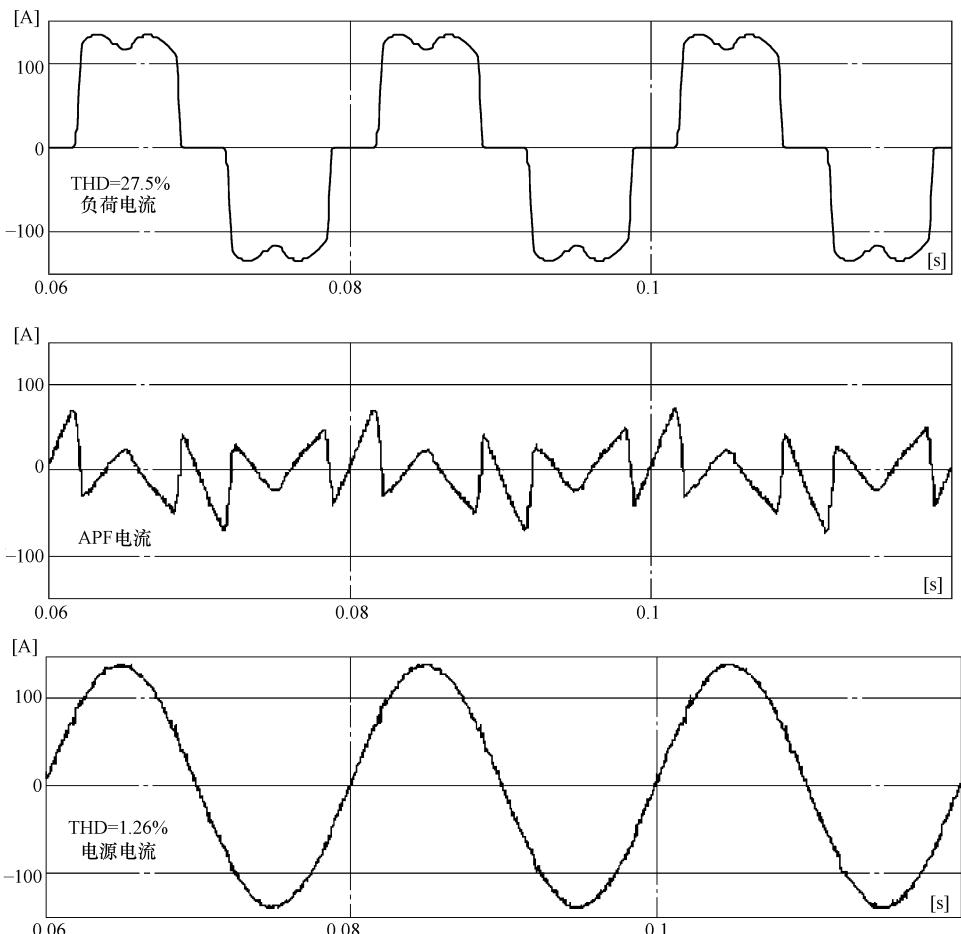


图 3-19 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

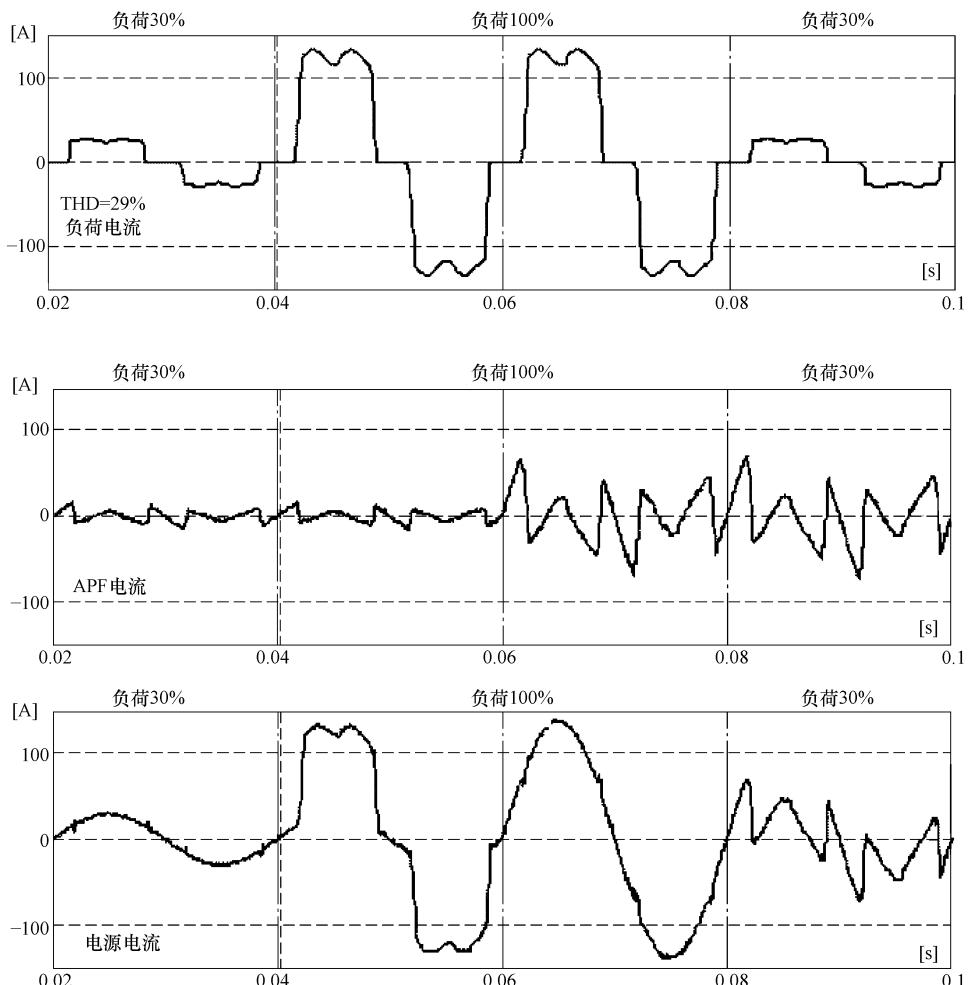


图 3-20 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

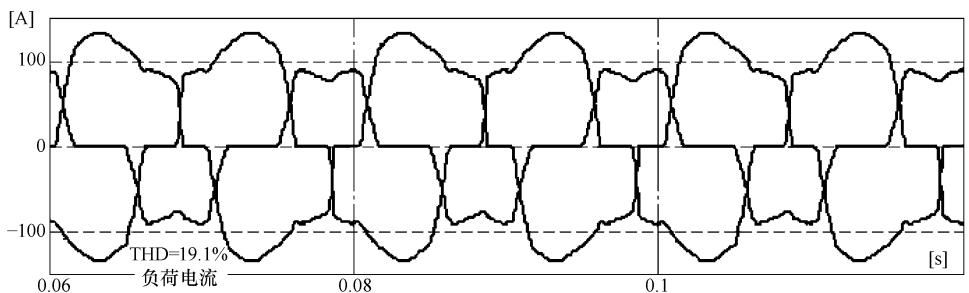


图 3-21 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

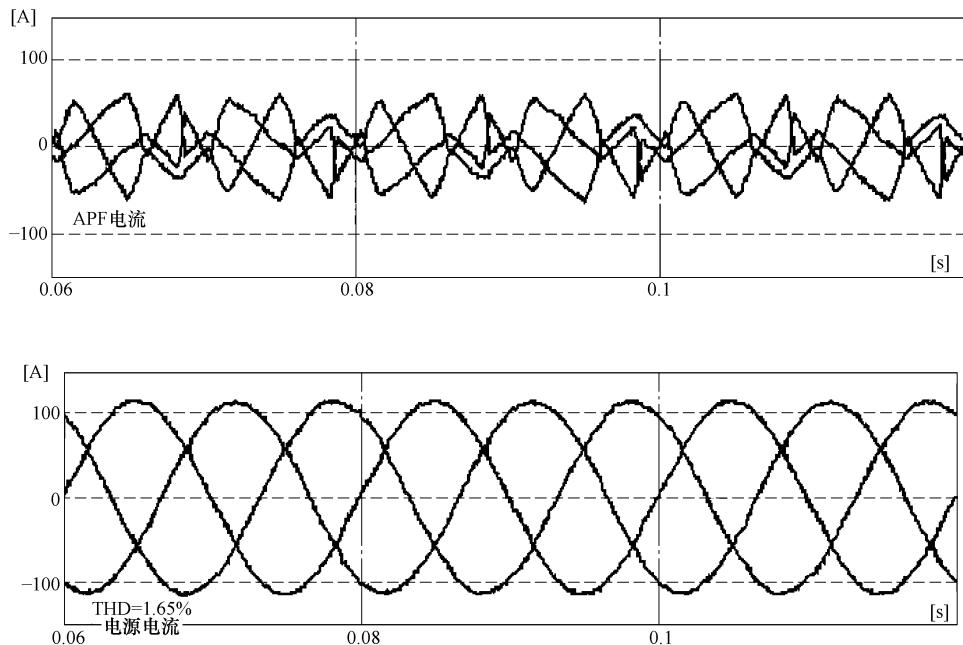


图 3-21 三相仿真结果和 A 相 THD 值

(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷) (续)

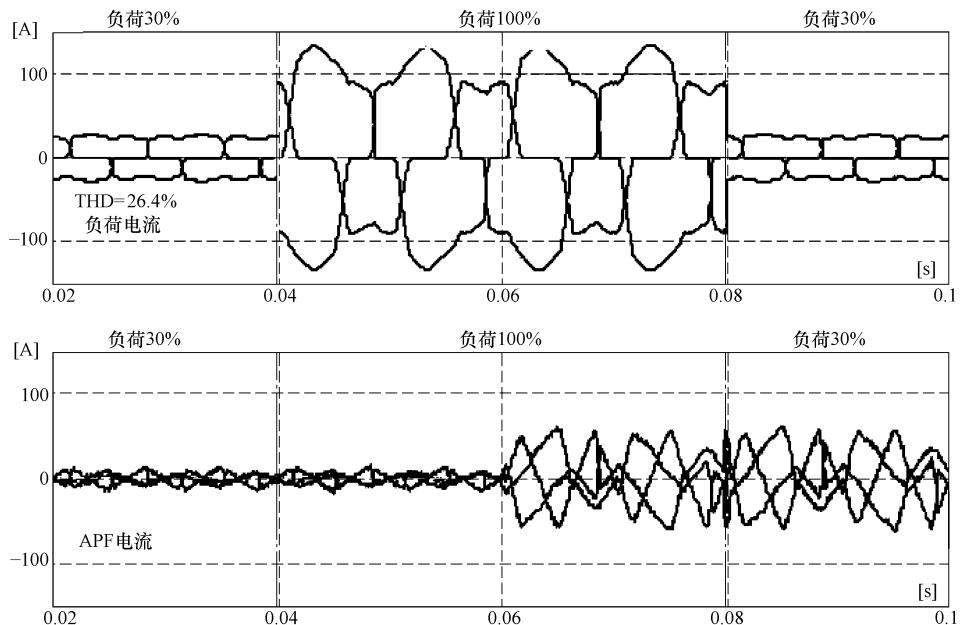


图 3-22 三相仿真结果和 A 相 THD 值

(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

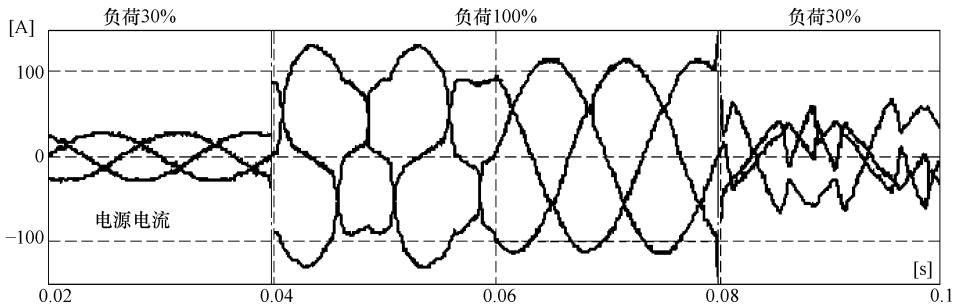


图 3-22 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷) (续)

3.1.2.3 结论

1) 在稳态工况下, 对比时域内 (Fryze 理论) 的控制策略, Budeanu 算法的电源电流具有更低的 THD 值。这是由于参考补偿电流波形 (在缓冲器内) 可以简单地实现相移, 从而消除时延引起的畸变。

2) 当滤除任何特定谐波时, 采用频域的算法从理论上讲相对更灵活。

3) 在暂态过程中, 电源电流波形比时域算法畸变更严重。其原因是, 暂态过程的参考补偿电流是由信号的第二个周期的采样值决定的。另外, 暂态中的原信号是非周期性的, 不能利用傅里叶变换进行分析, 这是该方法最致命的缺陷, 因为实际的电压和电流波形一般只能认为是近似周期性波形。

3.1.3 基于 Czarnecki 理论的控制策略

与 Budeanu 理论类似, 为了分析系统的状态, 基于 Czarnecki 理论 (CPC 理论) 的控制算法也应用了频域分析, 其控制算法的逻辑框图如图 3-23 所示。

采集的负荷相电流和相电压的瞬时值存储于缓冲区中, 由处理器的硬件模块实现 (框 {1})。该缓冲区对每一路信号允许存储 256 个采样值。当缓冲器存满数据时, 对数据进行 FFT 计算 (框 {2})。于是相电压和相电流可以如式 (3-12) 和式 (3-13) 表示。

在这些量化的基础上, 各次谐波的视在复功率如式 (3-14) 所示 (框 {3})。

$$v(t) = V_0 + \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^N \dot{V}_h e^{j h \omega_0 t} \quad (3-12)$$

$$i(t) = I_0 + \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^N \dot{I}_h e^{j h \omega_0 t} \quad (3-13)$$

$$S_h = \dot{V} \dot{I}_h^* = P_h + j Q_h \quad (3-14)$$

基于计算的各次谐波有功功率, 可以按以下规则将各次谐波分为两个子集

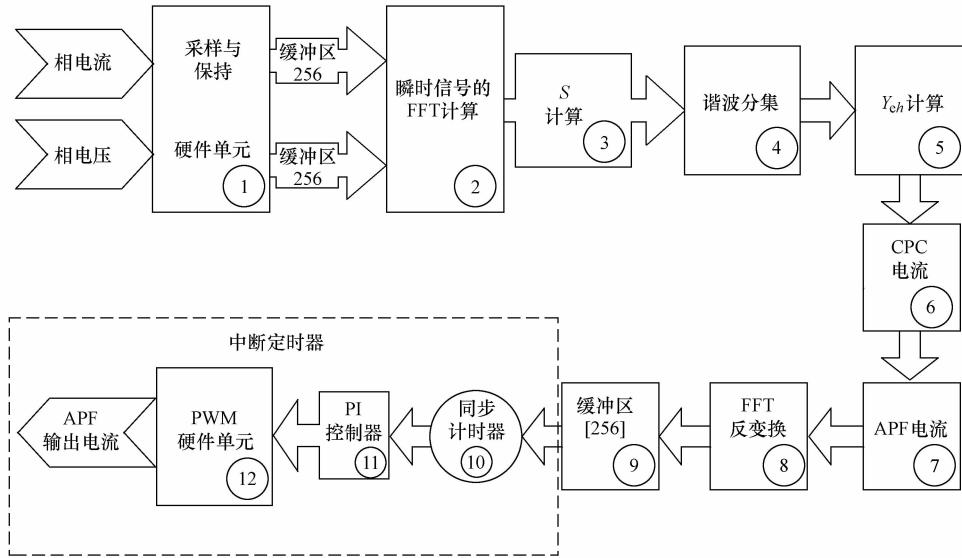


图 3-23 基于 CPC 功率理论的控制算法逻辑框图

(框 {4})：

$$\begin{aligned} P_h &\geq 0, \quad h \in N_D \\ P_h &< 0, \quad h \in N_C \end{aligned} \quad (3-15)$$

如果谐波属于 N_D 集，电路可以看作是一个无源负载电路，其导纳在框 {5} 中如式 (3-16) 计算。

$$Y_{eh} = \frac{\tilde{S}_h^*}{V_h^2} = G_{eh} + jB_{eh} \quad h \in N_D \quad (3-16)$$

利用导纳数据，CPC 理论的电流分量由框 {6} 确定，也即

(1) 有功电流分量

$$i_a = \operatorname{Re} \left\{ G_e \sum \dot{V}_h e^{j h \omega_1 t} \right\}, G_e = \frac{\sum_{h \in N_D} P_h}{\sum_{h \in N_D} V_h^2} \quad (3-17)$$

(2) 无功电流分量

$$i_{rh} = \operatorname{Re} (j B_{eh} \dot{V}_h e^{j h \omega_1 t}), h \in N_D \quad (3-18)$$

(3) 分散电流分量

$$i_{sh} = \operatorname{Re} \{ (G_{eh} - G_e) \dot{V}_h e^{j h \omega_1 t} \}, h \in N_D \quad (3-19)$$

(4) 不平衡电流分量

$$i_{uh} = \operatorname{Re}(A_h \dot{V}_h^\# e^{j\omega_1 t}), h \in N_D \quad (3-20)$$

(5) 发生电流分量

$$i_{Ch} = \operatorname{Re}(\dot{I}_h e^{j\omega_1 t}), h \in N_C \quad (3-21)$$

然后，参考补偿电流的频谱由框 {7} 确定。如果我们的目标是以获得与基波电压同相的正弦电流为补偿后的结果，则参考补偿电流（基准补偿电流）应由下式计算：

$$i(n) = i_r(n) + i_s(n) + i_u(n) + i_C(n) \quad (3-22)$$

计算得到的频域中的电流经框 {8} 实现傅里叶逆变换，其结果为 256 个采样点值的时域电流。将该方法得到的参考补偿电流的采样值置于一个特殊的输出缓冲区中（框 {9}），由此缓冲器，采样值经同步电路（框 {10}）、PI 控制器（框 {11}）和 PWM 硬件单元（框 {12}），使逆变器产生相应的电流注入到系统中。

3.1.3.1 Matlab/Simulink 仿真模型

在 Matlab/Simulink 平台上对 CPC 功率理论的控制算法进行了分析和验证。仿真模型如图 3-24 所示。

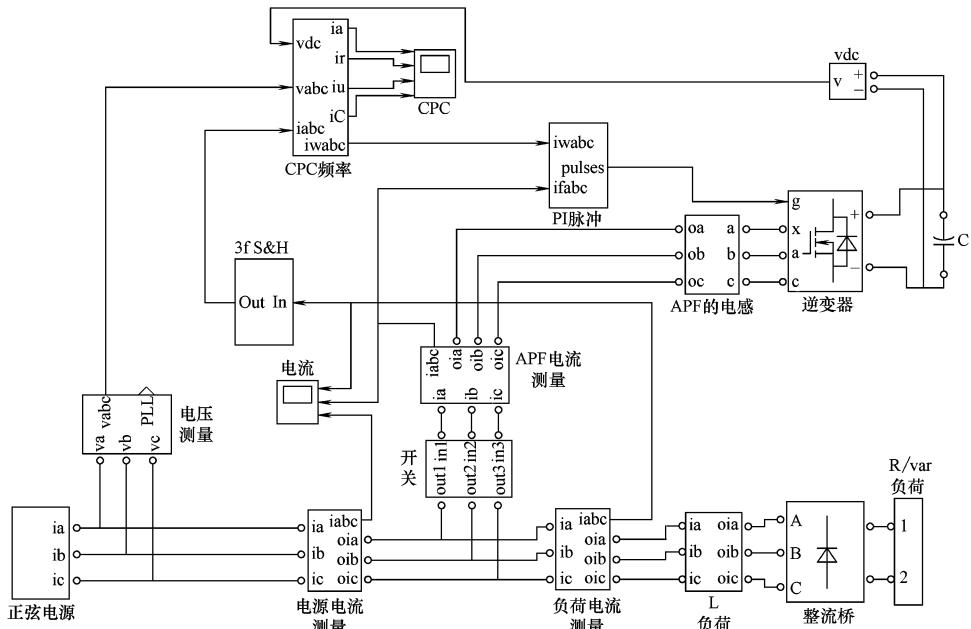


图 3-24 基于 Matlab/Simulink 的 CPC 理论的控制算法模型框图

3.1.3.2 仿真结果

对图 3-24 所示的仿真电路在不同的运行方式下进行了分析（和前面算法的条件类似）。

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图 3-25 所示，其中 A 相的 CPC 电流分量如图 3-26 所示。

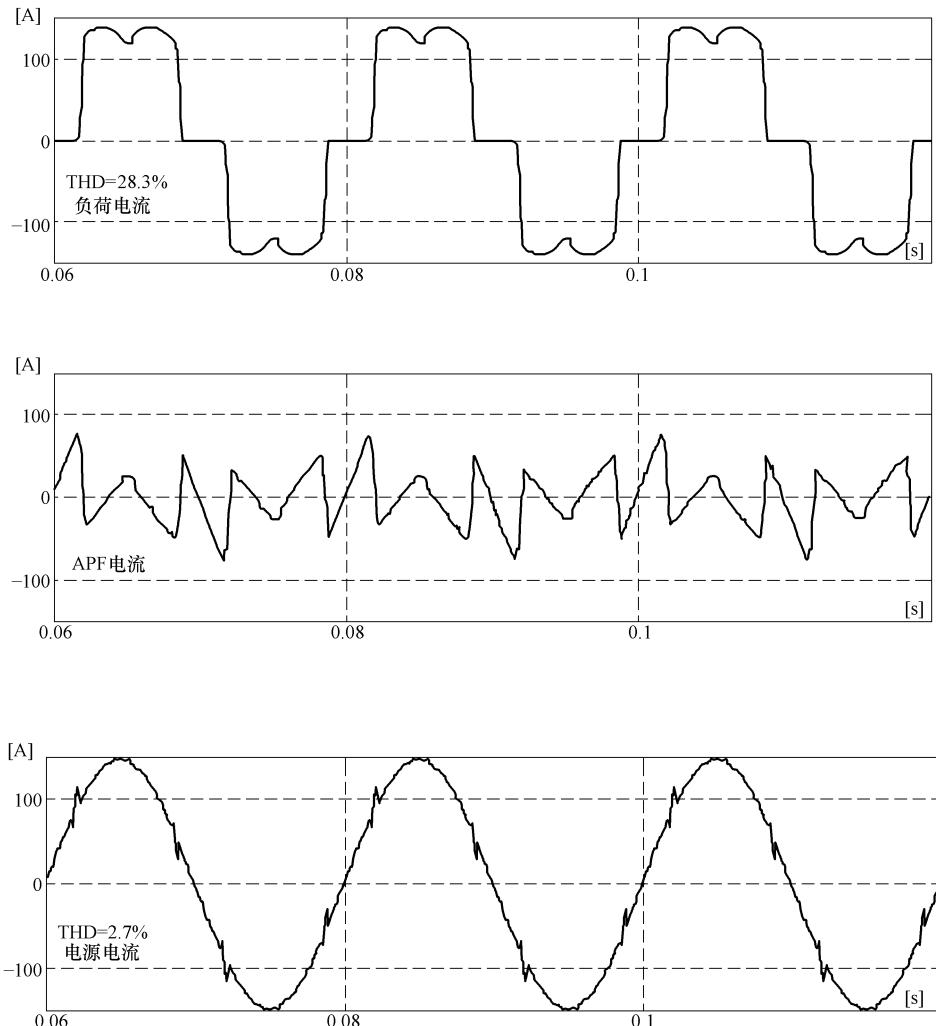


图 3-25 A 相仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图 3-27 所示，其中 A 相的 CPC 电流分量如图 3-28 所示。

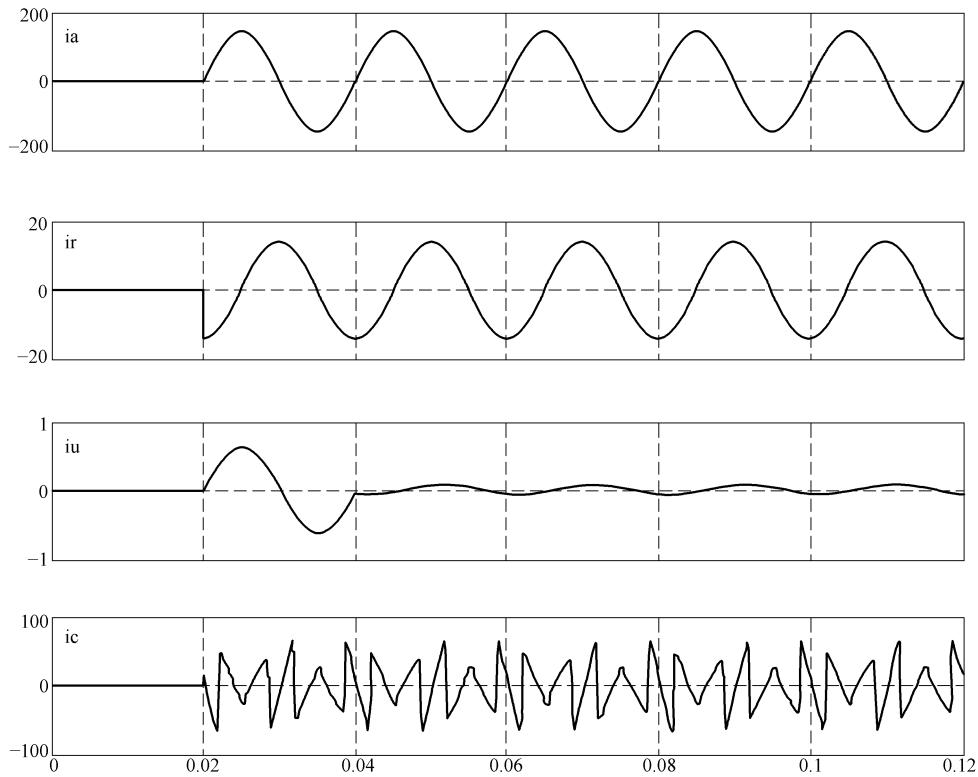


图 3-26 CPC 电流分量, 即 A 相有功电流、无功电流、不平衡电流和发生电流
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图 3-29 所示, 其中 A 相 CPC 各电流分量见图 3-30。

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图 3-31 所示, 其中 A 相 CPC 各电流分量见图 3-32。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图 3-33 所示, 其中 A 相 CPC 各电流分量见图 3-34。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图 3-35 所示, 其中 A 相 CPC 各电流分量见图 3-36。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图 3-37 所示, 其中 A 相 CPC 各电流分量见图 3-38。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图 3-39 所示, 其中 A 相 CPC 各电流分量见图 3-40。

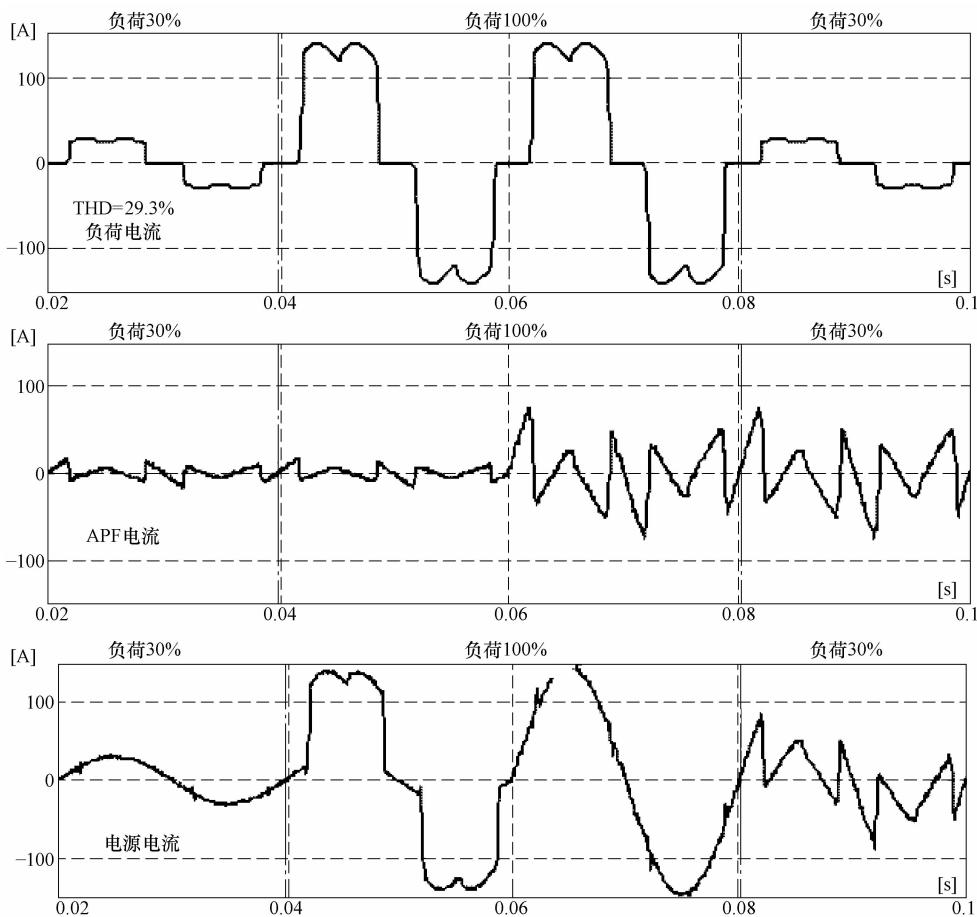


图 3-27 A 相仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

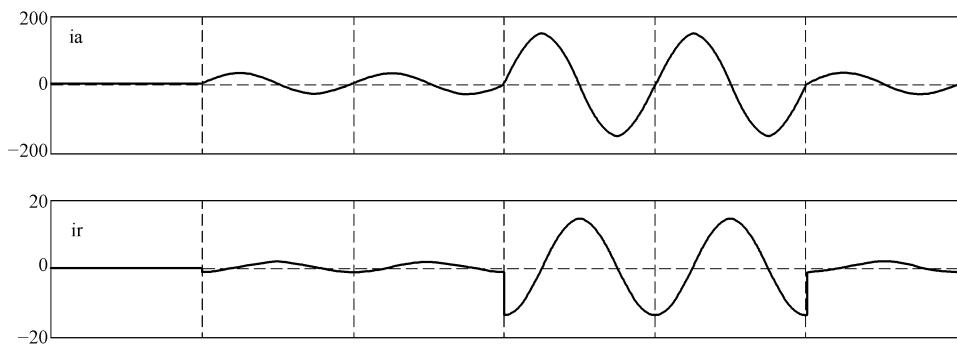


图 3-28 CPC 电流分量, 即 A 相有功电流、无功电流、不平衡电流和发生电流
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

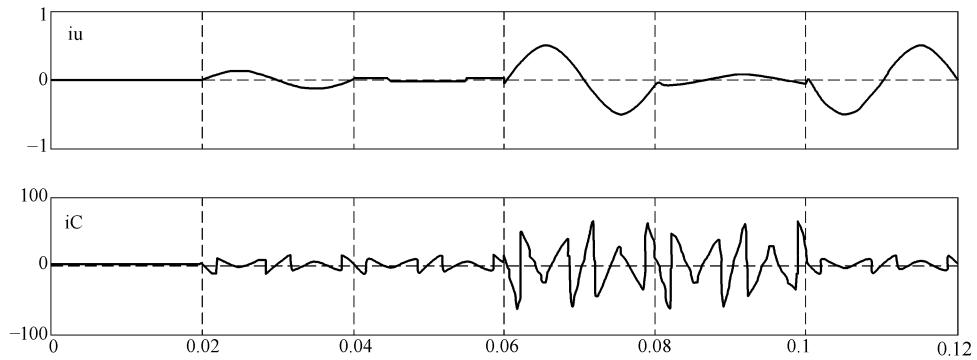


图 3-28 CPC 电流分量，即 A 相有功电流、无功电流、不平衡电流和发生电流
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷) (续)

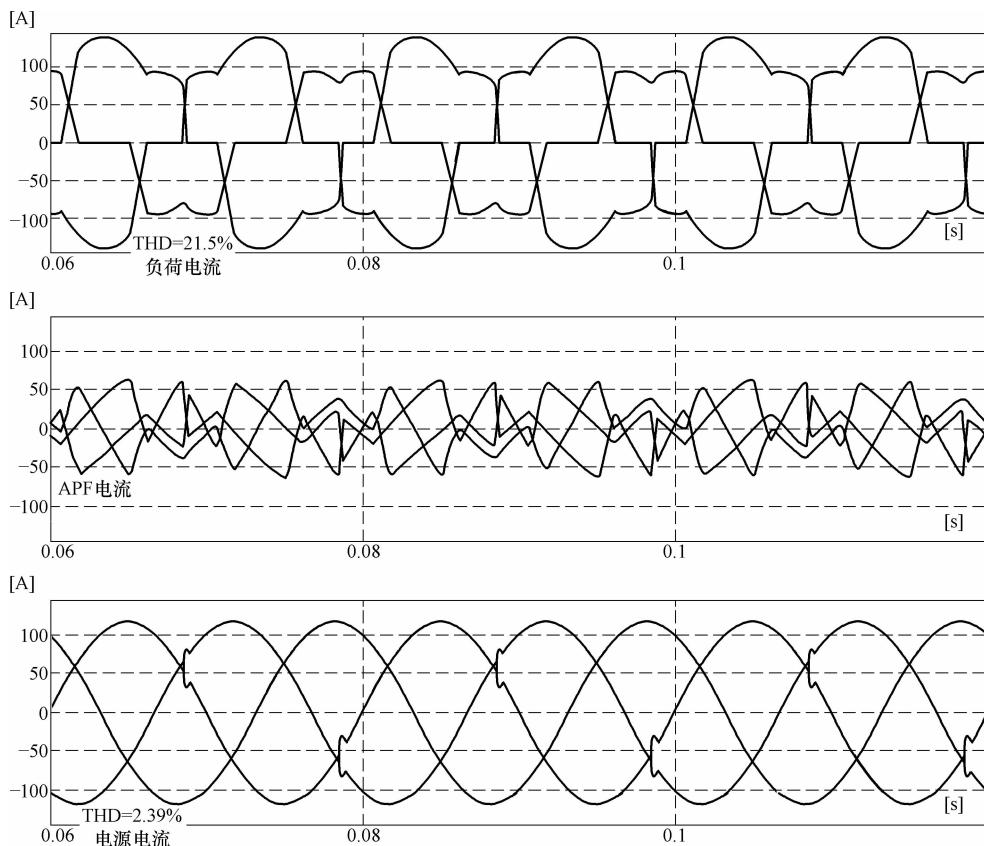


图 3-29 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

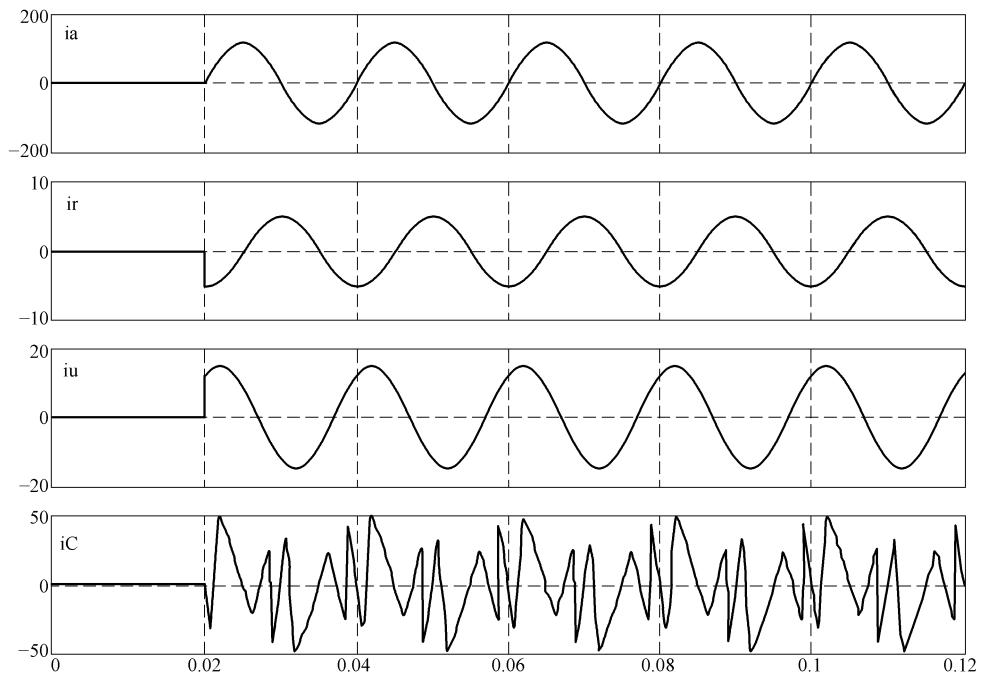


图 3-30 CPC 电流分量，即 A 相有功电流、无功电流、不平衡电流和发生电流
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

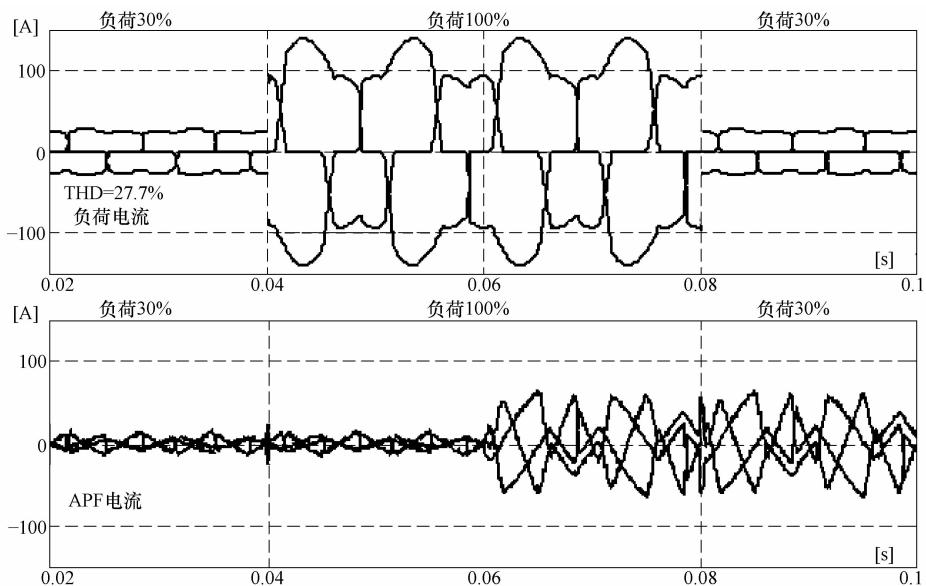


图 3-31 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

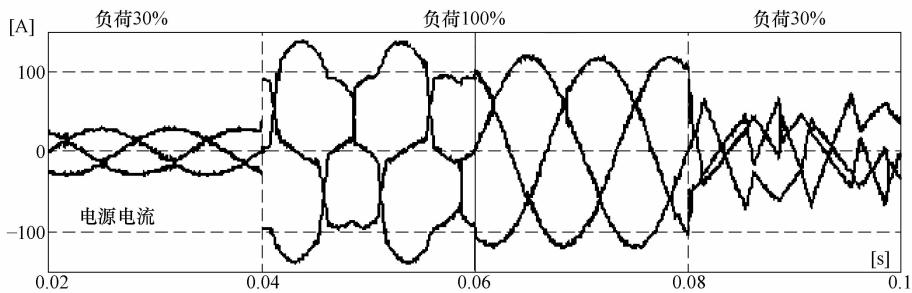


图 3-31 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷) (续)

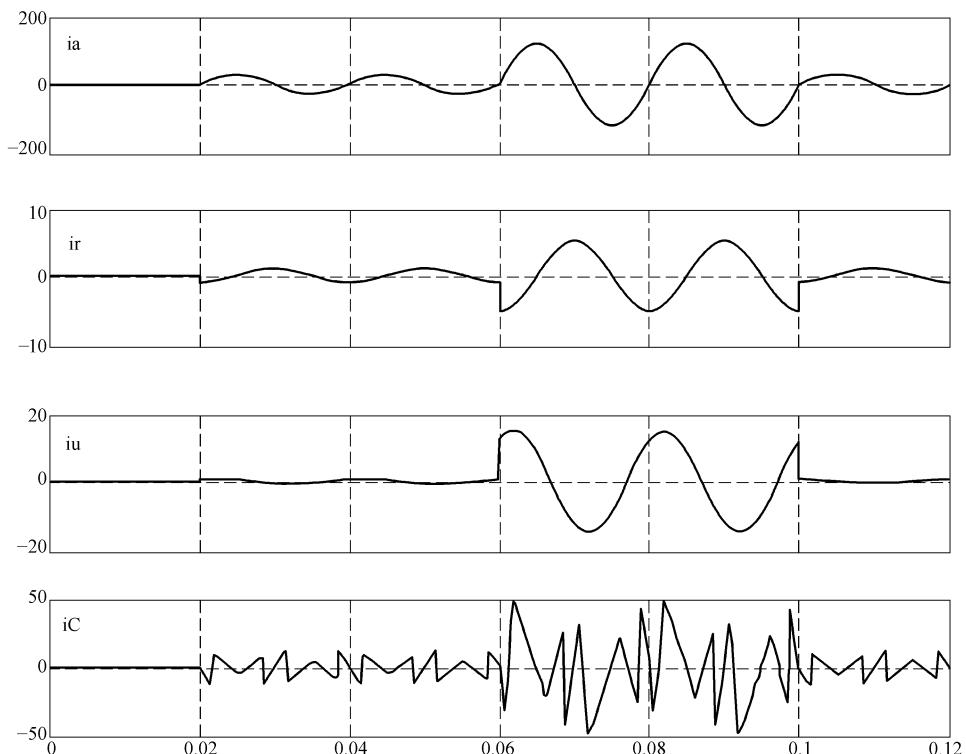


图 3-32 CPC 电流分量, 即 A 相有功电流、无功电流、不平衡电流和发生电流
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

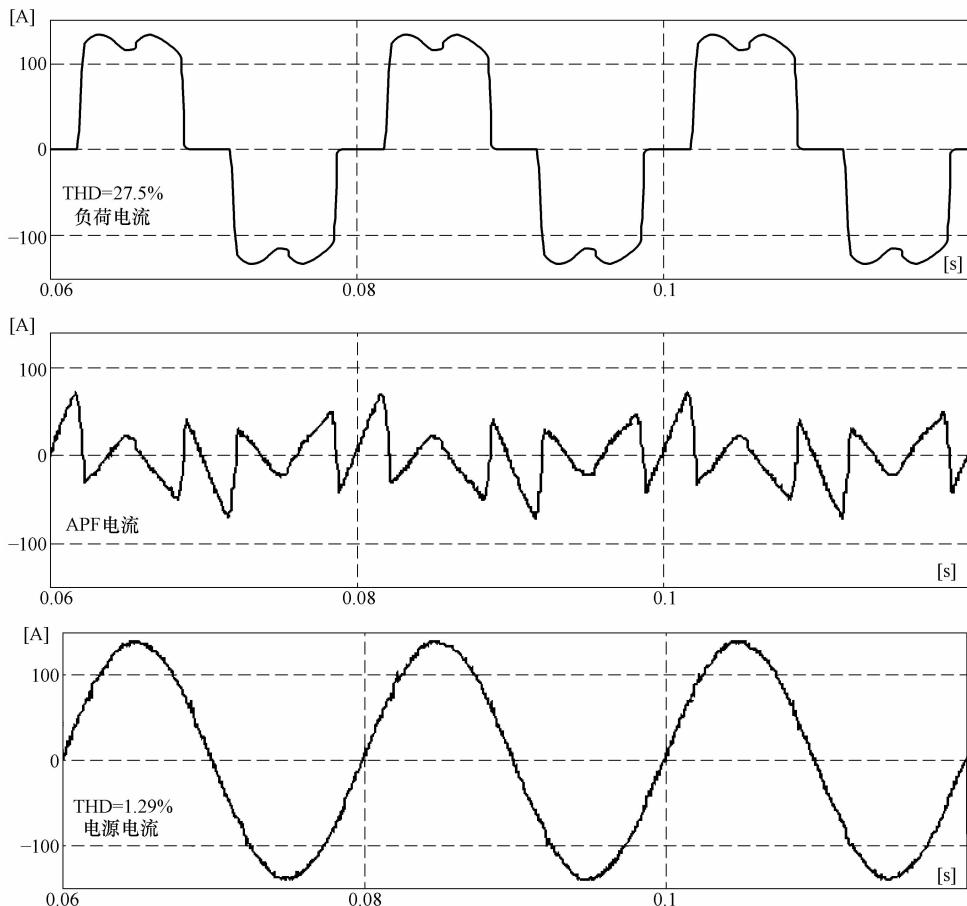


图 3-33 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

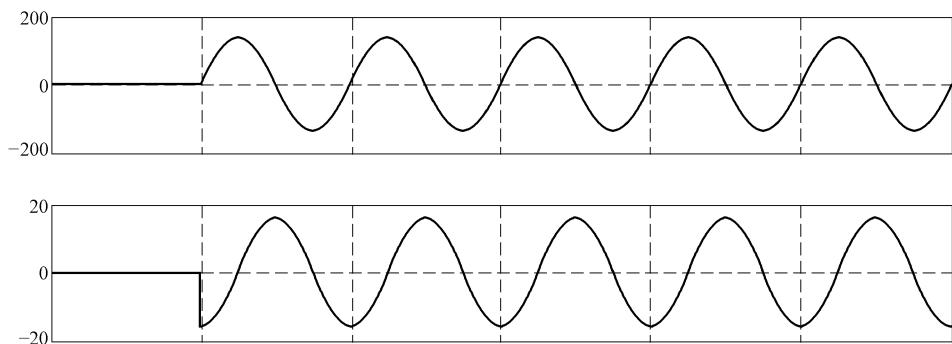


图 3-34 CPC 电流分量, 即 A 相有功电流、无功电流、不平衡电流和发生电流
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

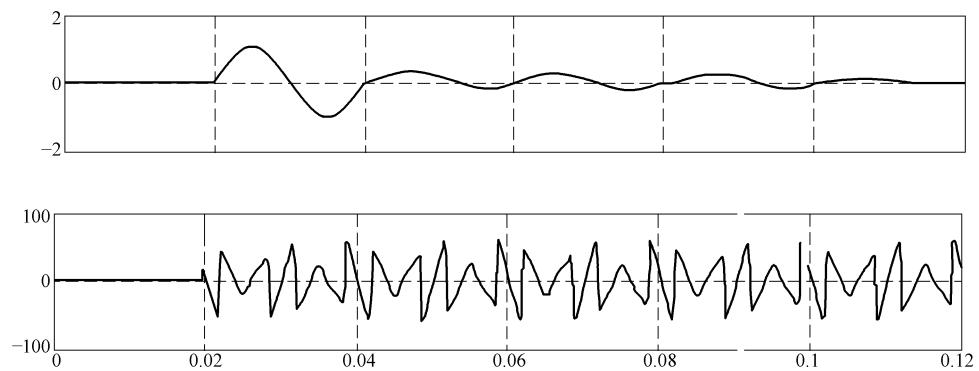


图 3-34 CPC 电流分量, 即 A 相有功电流、无功电流、不平衡电流和发生电流
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷) (续)

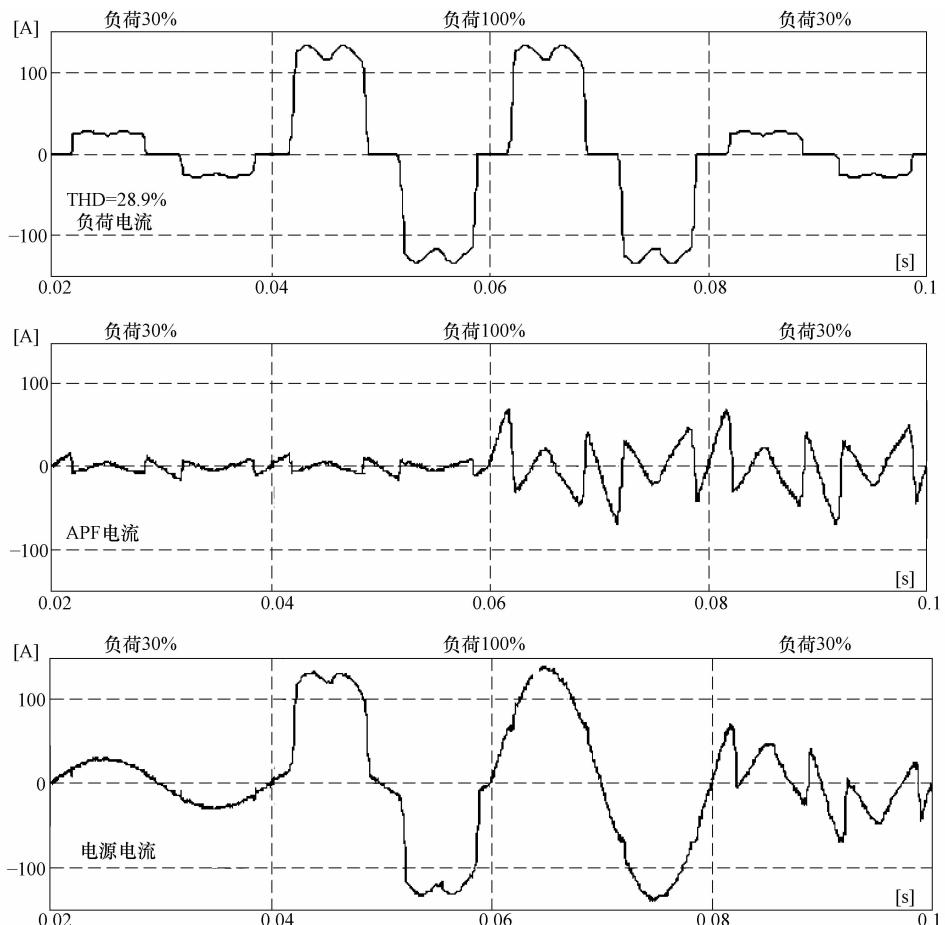


图 3-35 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

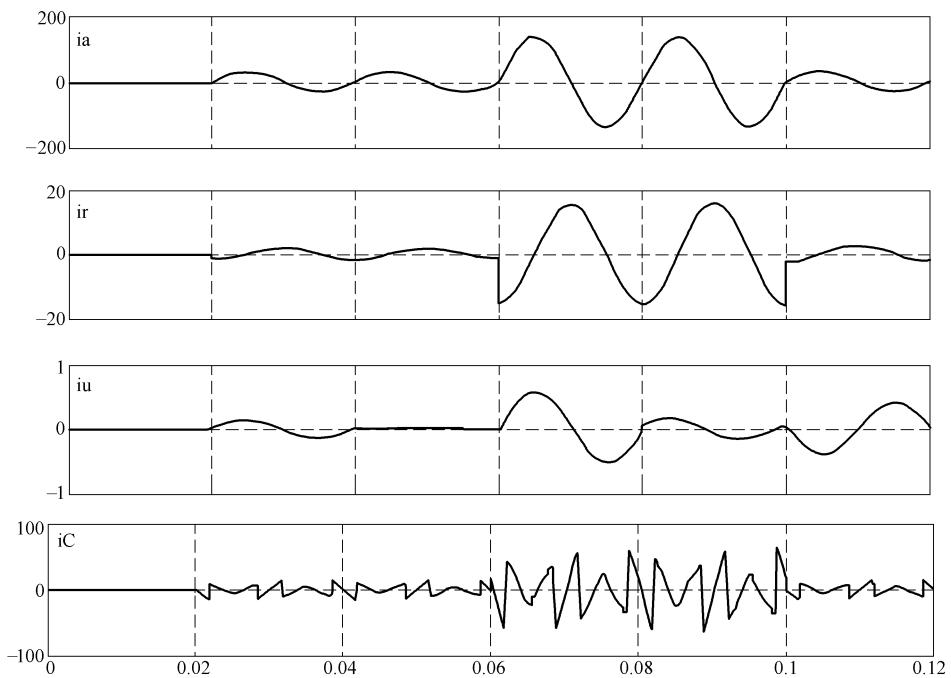


图 3-36 CPC 电流分量，即 A 相有功电流、无功电流、不平衡电流和发生电流
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

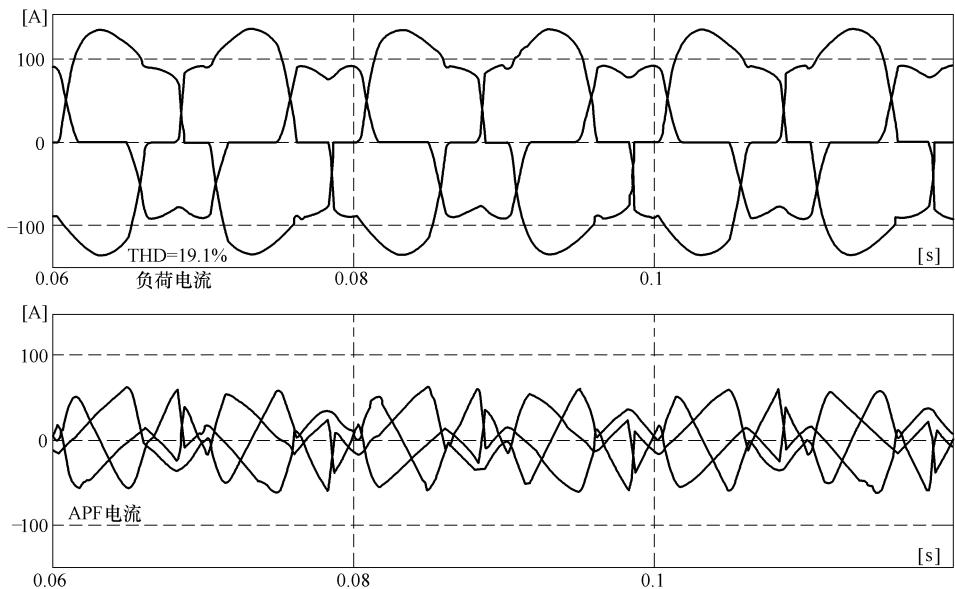


图 3-37 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

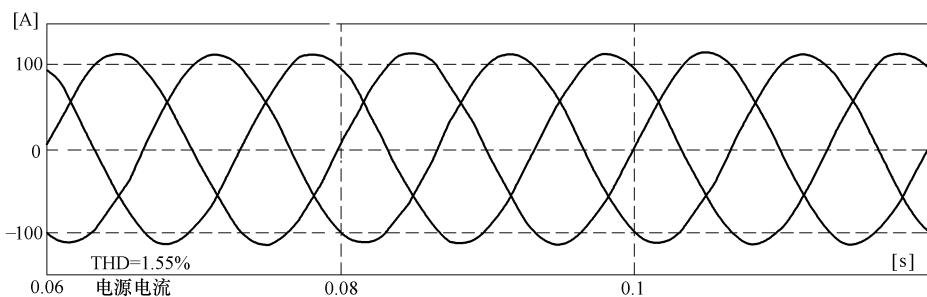


图 3-37 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷) (续)

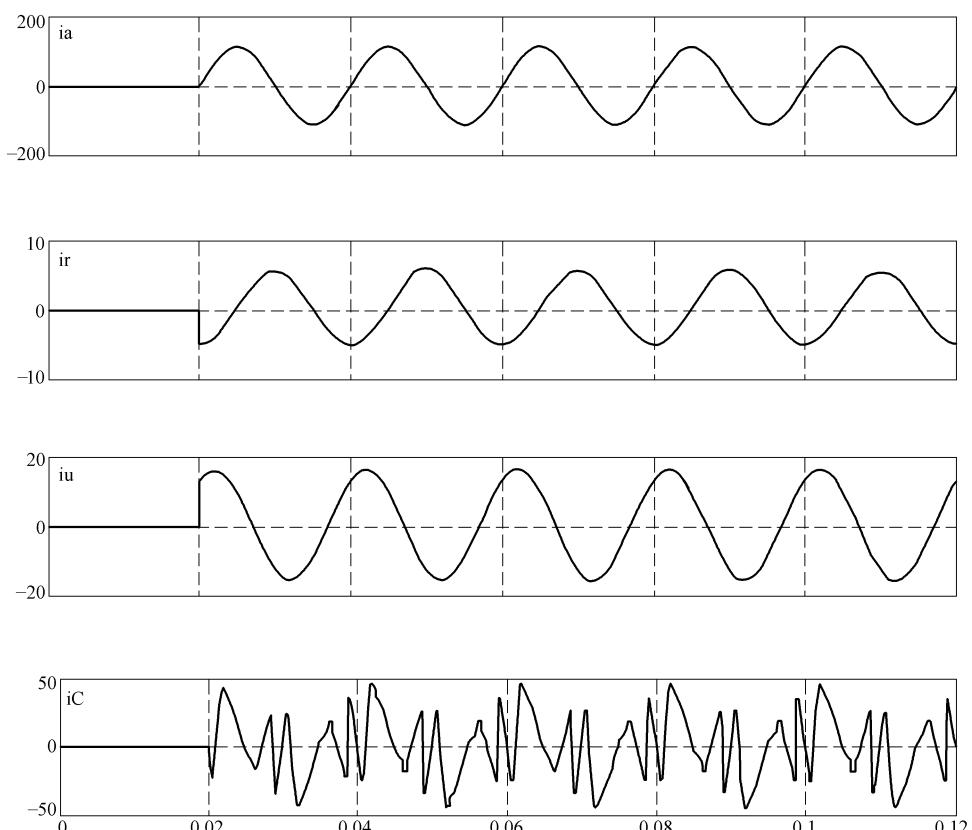


图 3-38 CPC 电流分量, 即 A 相有功电流、无功电流、不平衡电流和发生电流
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

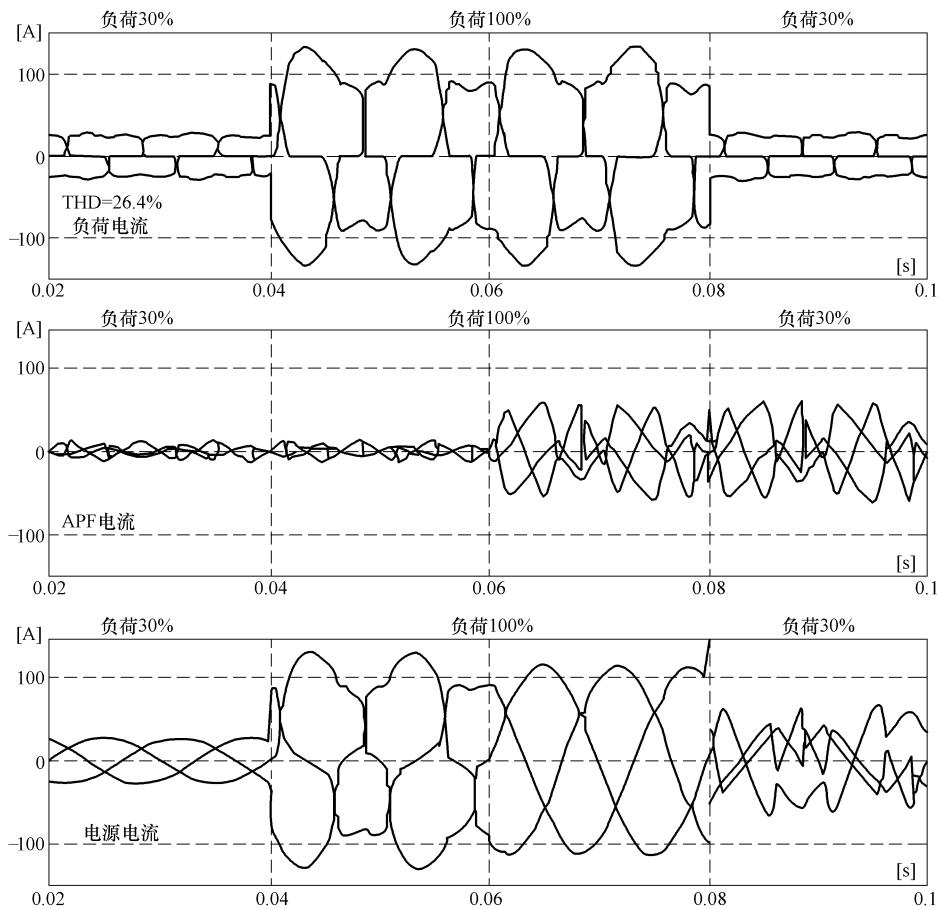


图 3-39 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

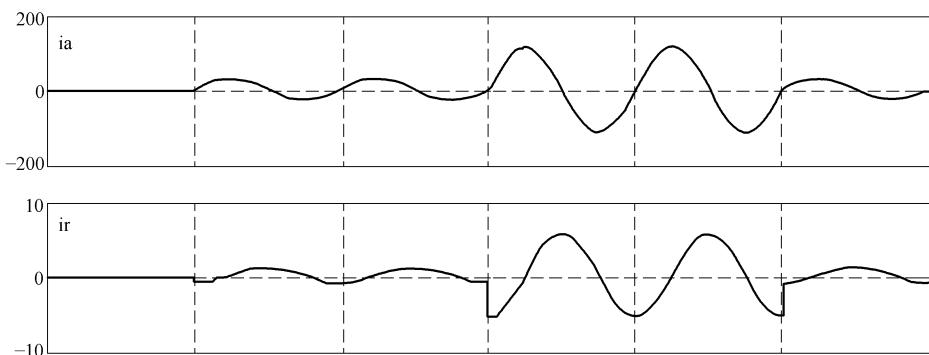


图 3-40 CPC 电流分量, 即 A 相有功电流、无功电流、不平衡电流和发生电流
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

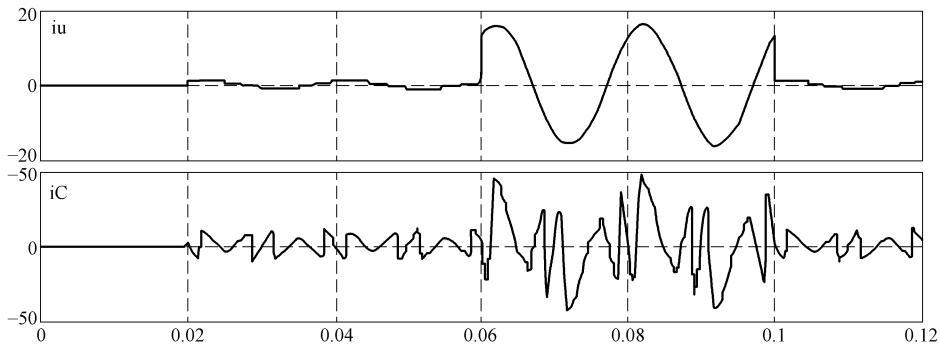


图 3-40 CPC 电流分量, 即 A 相有功电流、无功电流、不平衡电流和发生电流
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷) (续)

3.1.3.3 结论

基于 CPC 功率理论的控制算法的特点与 Budeanu 理论的算法是类似的, 这是因为它们都在频域中进行系统分析。

CPC 理论的作者指出, 该方法是目前唯一能够将周期性非正弦电路里出现的实际物理现象与电流分量联系起来的理论。但是, 在实际(非理想)的带内阻抗的电压源电路中, 这个理论中的正交分布特性仍是存在争议的。

执行该算法的硬件非常复杂(即使采用 DSP), 因此实际中很少应用到有源滤波系统。

3.1.4 基于瞬时 pq 理论的控制策略

基于 pq 瞬时理论的控制算法采用时域分析来确定参考补偿电流。pq 理论一般不被公认为是一个功率理论, 因为它只适用于分析三相电路, 但是却被广泛应用于滤除供电电流中的有害分量。图 3-41 是 pq 算法的原理框图。

由框 {1} 采样得到的相电流和相电压瞬时值, 按式 (3-23) 在框 {2} 中由自然三相坐标系变换为笛卡尔坐标系。这里简化假设为三相三线供电系统, 从而可不考虑零序分量。

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha}(n) \\ f_{\beta}(n) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(n) \\ f_b(n) \\ f_c(n) \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

然后, 系统的功率状态由框 {3} 来识别, 需要确定系统中当前功率瞬时值, 即

$$\begin{bmatrix} p(n) \\ q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha}(n) & v_{\beta}(n) \\ -v_{\beta}(n) & v_{\alpha}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}(n) \\ i_{\beta}(n) \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

随后进行瞬时功率的各分量分解, 每个分量分别与基波正序、基波负序和谐波电流相关^[22,23]:

$$\begin{bmatrix} p(n) \\ q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \hat{p}(n) \\ \bar{q} + \hat{q}(n) \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

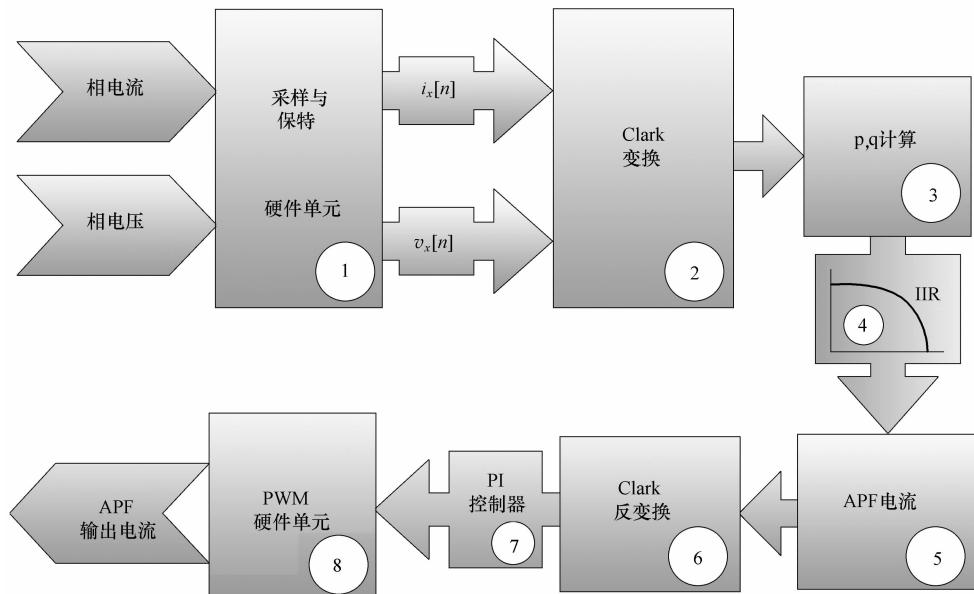


图 3-41 pq 理论控制算法原理框图

当采用系统基波正序电压计算时，则有：

\bar{p} ——瞬时有功功率（实功率）的恒定分量，与电源电流基波正序相关，
对于传统定义下的有功电流的瞬时值^[21]，电流大小是保证供给
负荷有功功率所需的小有效值（根据 Fryze 的定义）。

$\hat{p}(n)$ ——瞬时实功率的交变分量，与电源电流的基波负序（ 2ω 脉动）^[20] 和
谐波分量相关，对应于单位时间内电源与负载之间的能量传输。

\bar{q} ——瞬时虚功率的恒定分量，与电源电流基波正序有关。在三相对称正
弦系统中（电压和电流均为三相对称正弦），虚功率恒定分量等于
传统定义下的基于平均值计算的无功功率^①。

$\hat{q}(n)$ ——瞬时虚功率的交变分量，与电源电流的基波负序（ 2ω 脉动）和
谐波分量相关。

功率分量的分解采用带有无限脉冲响应的数字滤波器（框 {4}）实现。从
原理上说，笛卡尔坐标系的 α - β 变换的优点是，可以简单给出补偿电流结果的表达
式。在有源滤波器投入前，变换到 α - β 坐标下的电源电流可以表示为：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(n) \\ i_\beta(n) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{v_\alpha^2(n) + v_\beta^2(n)}} \begin{bmatrix} v_\alpha(n) & -v_\beta(n) \\ v_\beta(n) & v_\alpha(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} + \hat{p}(n) \\ q + \hat{q}(n) \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

① 与式 (3-3) 计算类似。——译者注

当供电电源电压正弦对称时

$$v_{\alpha}^2(n) + v_{\beta}^2(n) = 3V_a^2 = \text{常数} \quad (3-27)$$

参考补偿电流（框 {5}）由式（3-28）确定。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}(n) \\ i_{\beta}(n) \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2(n) + v_{\beta}^2(n)} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(n) & -v_{\beta}(n) \\ v_{\beta}(n) & v_{\alpha}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_C(n) \\ q_C(n) \end{bmatrix} \quad (3-28)$$

根据需要消除的电流分量， p_C 和 q_C 由表 3-1 中的分量代替。

表 3-1 电源电流分量

要消除的电流分量	$p_C(n)$	$q_C(n)$
与瞬时虚功率相关的分量	0	$q(n)$
负序分量和谐波分量	$\tilde{q}(n)$	$\tilde{p}(n)$
与瞬时虚功率的恒定分量相关的部分	0	\bar{q}
与瞬时虚功率和谐波相关的部分	$\tilde{p}(n)$	q
负序分量	$p_{2\omega}(n)$	$q_{2\omega}(n)$
谐波分量	$p_h(n)$	$q_h(n)$
与瞬时实功率的交变分量相关的部分	$\tilde{p}(n)$	0

由此方法得到的补偿电流需要由笛卡尔 α - β 坐标系变换到自然的三相电路 a - b - c 坐标系（框 {6}）。然后，采用 PI 控制器（框 {7}）和硬件 PWM 电路（框 {8}）控制逆变器的功率电子管输出。

3.1.4.1 Matlab/Simulink 仿真模型

应用 pq 理论的控制算法的仿真模型如图 3-42 所示。

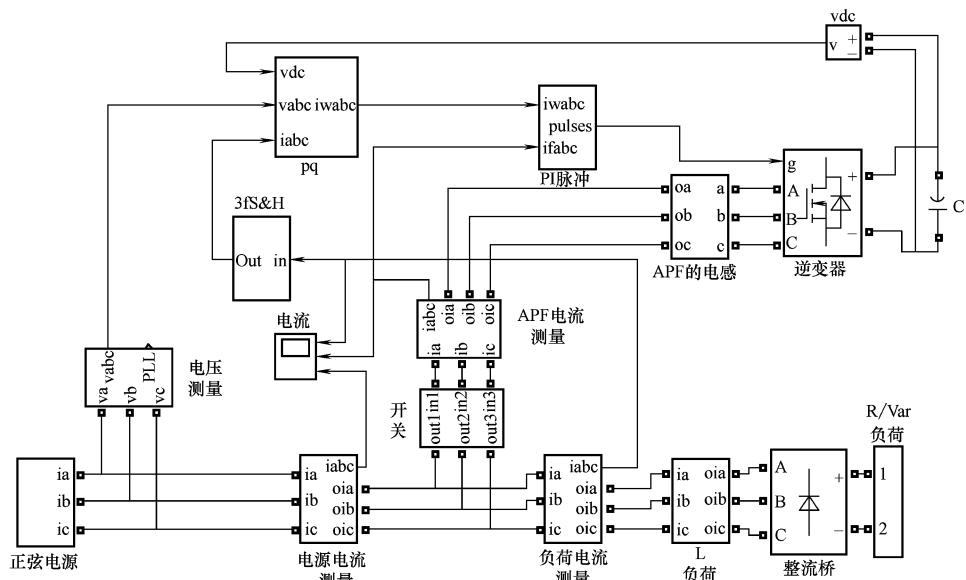


图 3-42 基于 Matlab/Simulink 的 pq 理论的仿真模型框图

3.1.4.2 仿真结果

在不同的运行条件下（和前面算法的条件类似），对图 3-42 所示的 Matlab/Simulink 电路进行了分析。

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图 3-43 所示。

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图 3-44 所示。

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图 3-45 所示。

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图 3-46 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图 3-47 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图 3-48 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图 3-49 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图 3-50 所示。

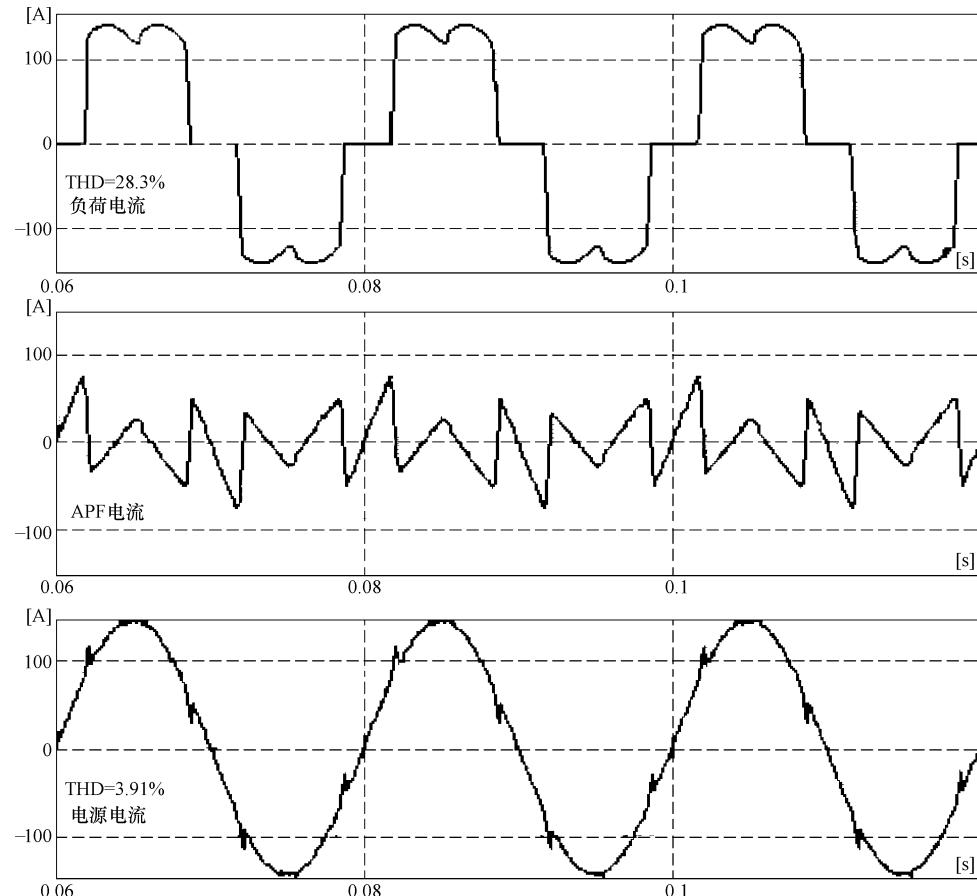


图 3-43 A 相仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

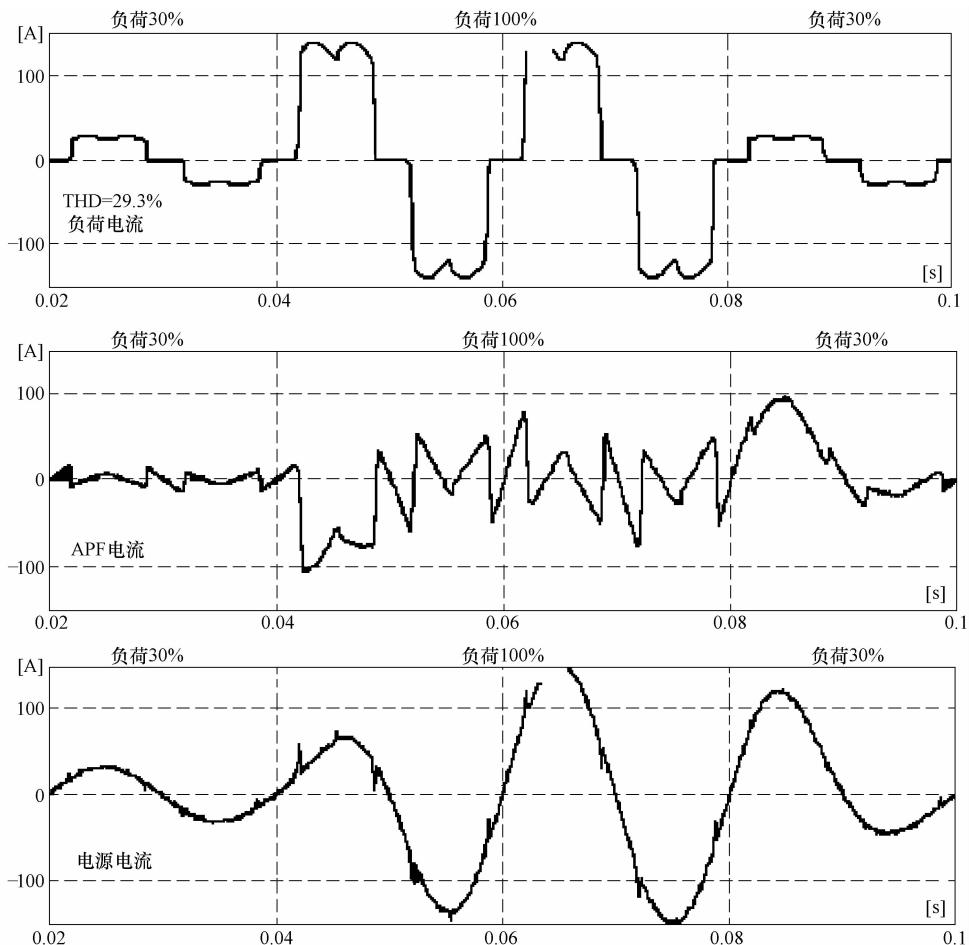


图 3-44 A 相仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

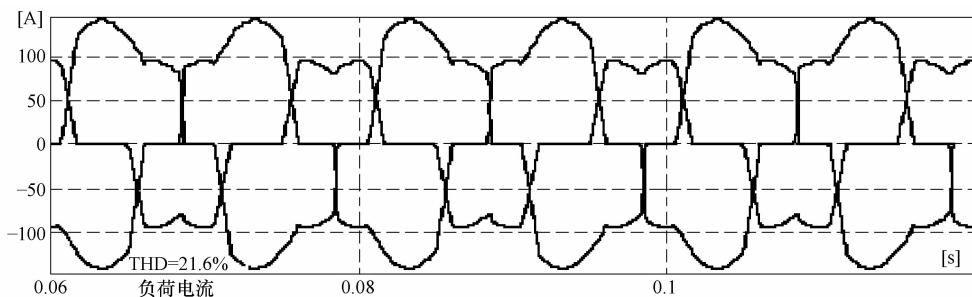


图 3-45 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

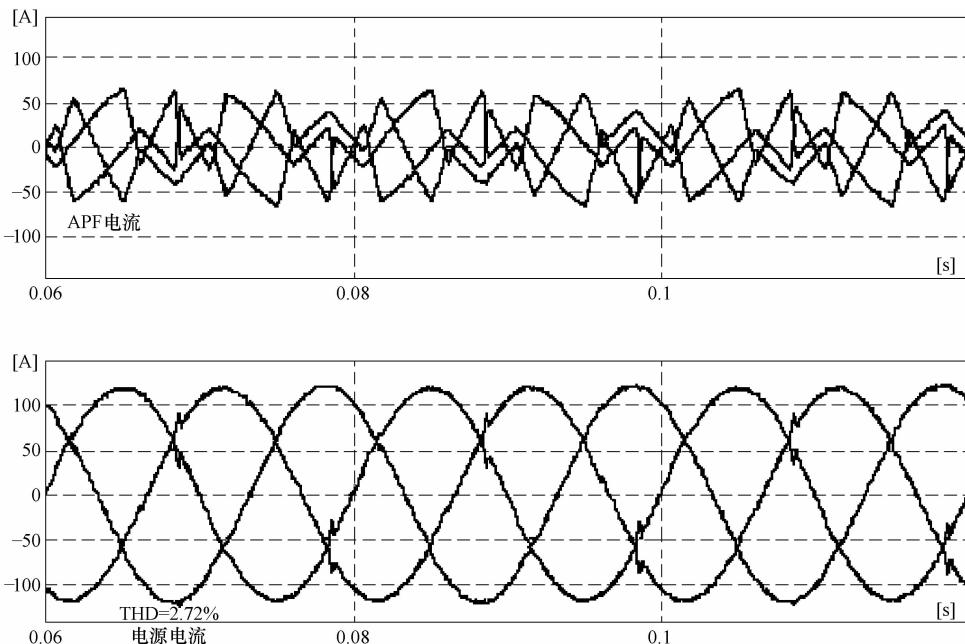


图 3-45 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷) (续)

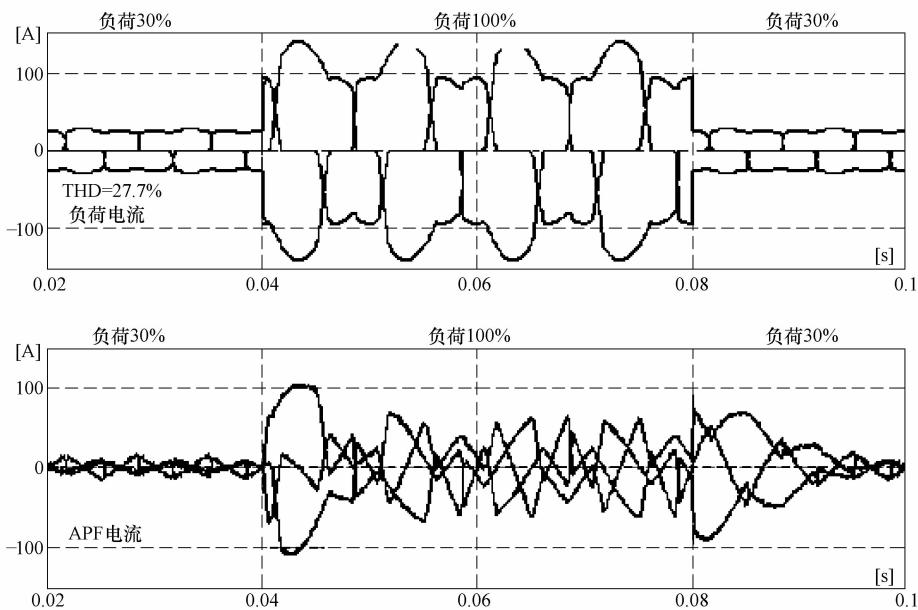


图 3-46 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

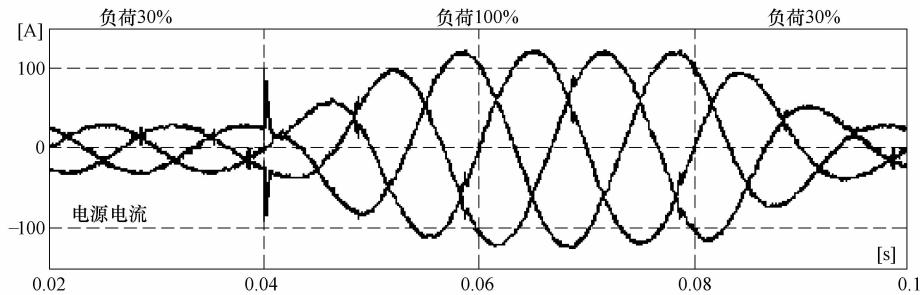


图 3-46 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷) (续)

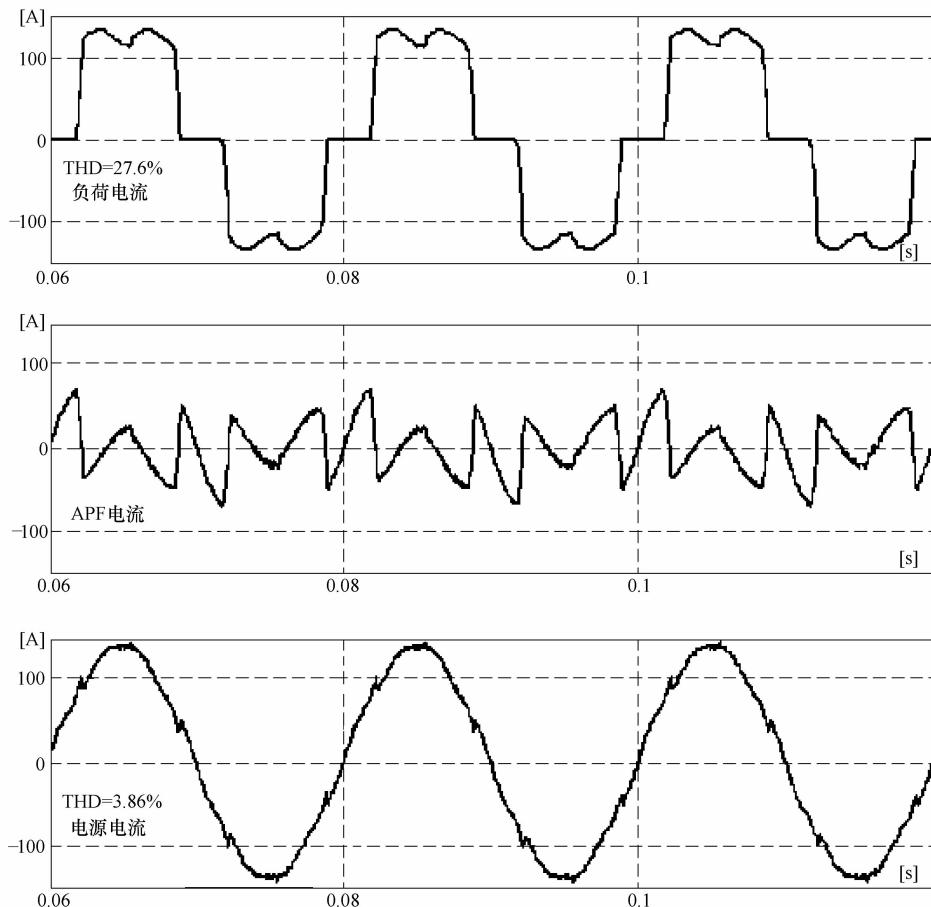


图 3-47 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

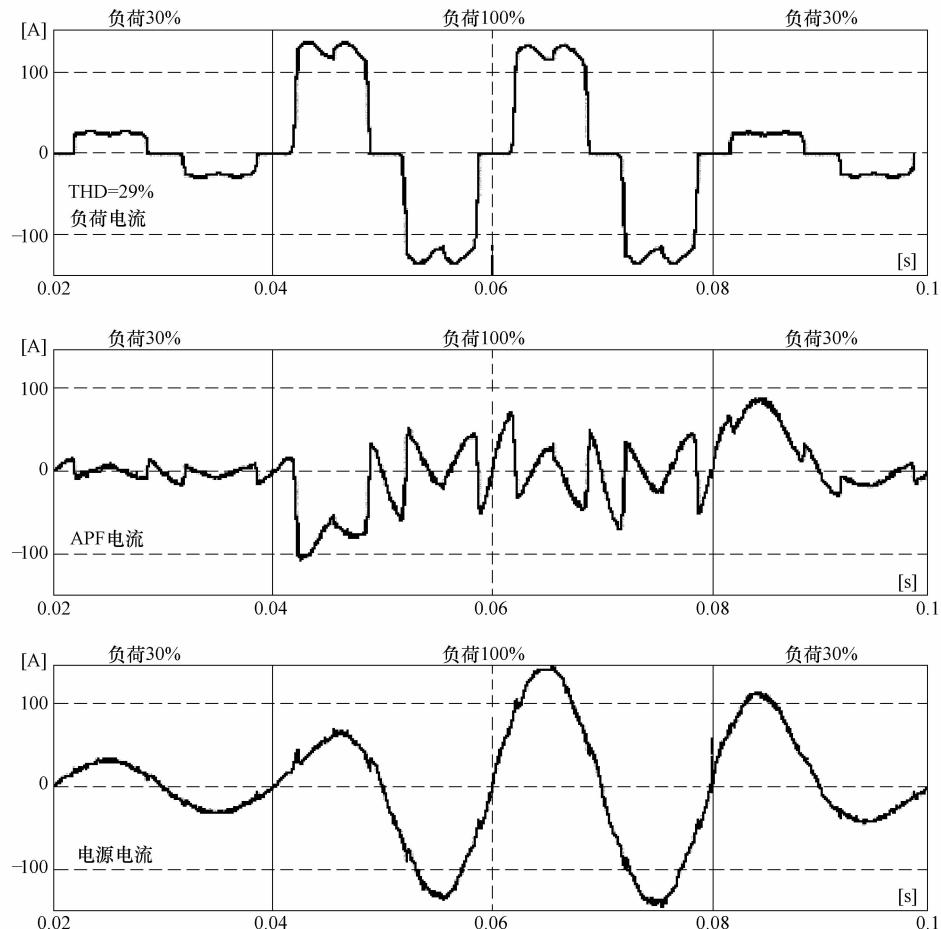


图 3-48 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

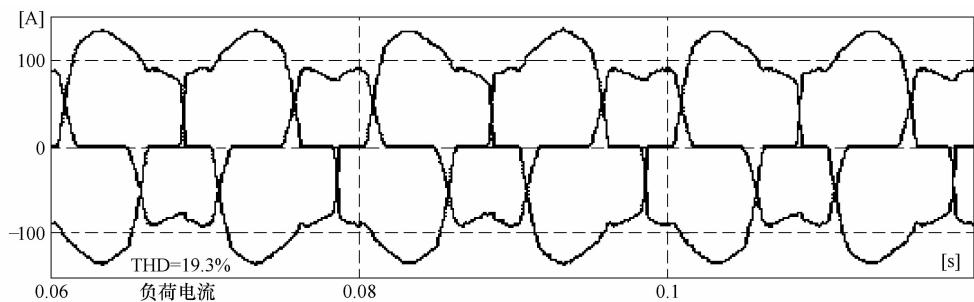


图 3-49 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

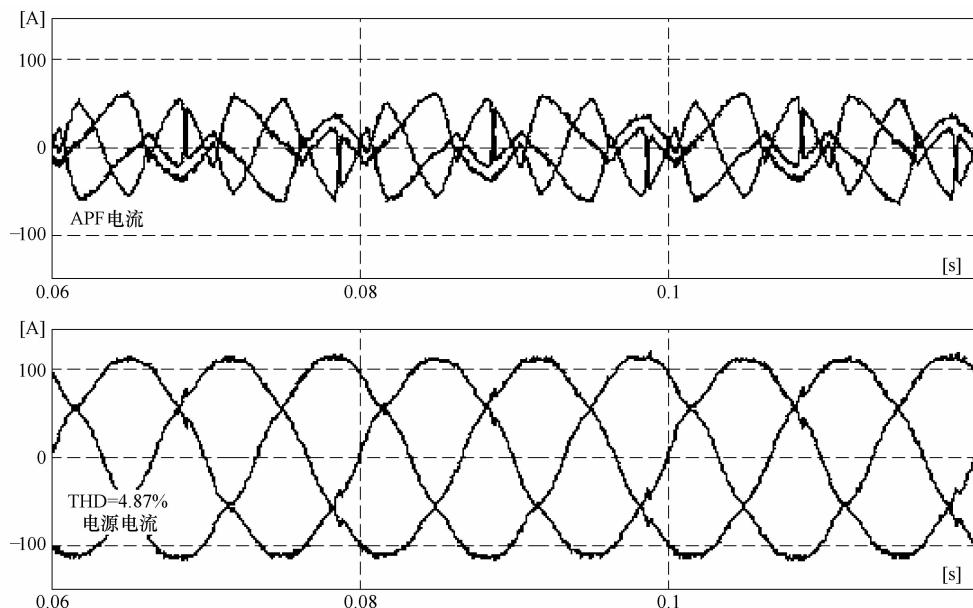


图 3-49 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷) (续)

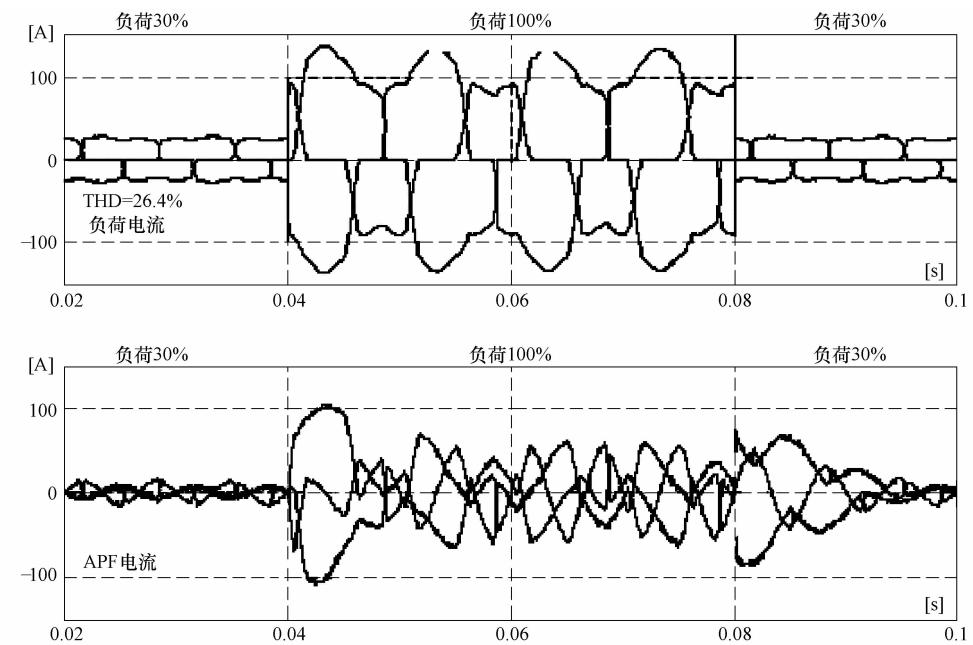


图 3-50 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

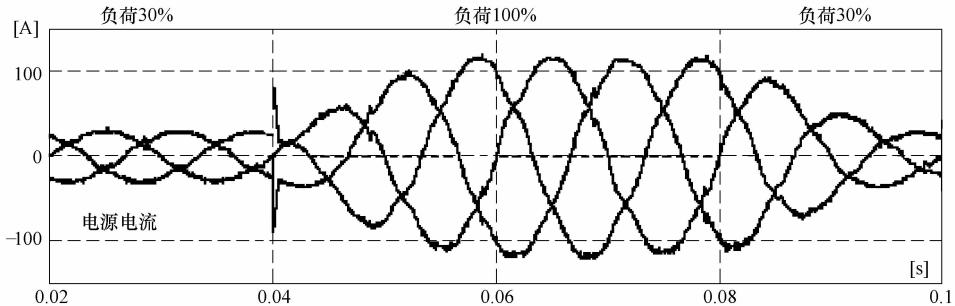


图 3-50 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷) (续)

3.1.4.3 结论

- 1) 基于 pq 理论可以为有源滤波器或补偿器设计有效的控制算法。
- 2) 控制系统的动态性能与所采用的数字滤波器的类型紧密相关。如果应用快速响应滤波器，控制系统响应可以紧跟负荷的变动；但是，电路仍会激起瞬时功率的一些变动（波动）。因此，滤波器必须针对具体电路专门设计。
- 3) 根据具体要求，控制系统可以作为有源滤波器、通用负荷对称化补偿器（从电源侧来看）或者消除瞬时功率中所有不期望分量的有源补偿器。
- 4) 如果目标是消除仅与瞬时虚功率相关的分量，补偿器可以不配备储能元件（在理想条件下， $p_c(n) = 0$ ，意味着在补偿器和负荷之间没有有功功率的交换），简单的开关元件切换即可实现。
- 5) pq 理论的缺点和约束条件也应引起注意：最主要的是该理论仅适用于三相系统；不能快速地计算瞬时实功率和虚功率的恒定分量；在周期性畸变或非对称供电系统中，会产生不正确的参考补偿电流。

3.1.5 基于改进的 pq 理论的控制策略

由 Akagi 推荐的基于瞬时 pq 理论^[24]的控制算法虽然简单而有效，但是不适用于供电电压不对称的系统。由于系统经常会出现轻微的供电不对称，因此有必要发展一些其他的方法来实现实时有源滤波器控制。1995 年，Komatsu 和 Kawabata^[25-27]提出了“改进的 pq”的瞬时功率理论，推荐了更通用的补偿方法，确保控制系统即使在不对称条件下也能正确运行。

图 3-51 给出了改进的 pq 理论的算法逻辑框图。

相电流和相电压经过采样过程（框 {1}），采样电压瞬时值经 $1/4$ 周期延时（框 {2}），得到的结果称为“电压正交量”。相电压、相电流的采样值和电压正交量是计算瞬时功率值的基础（框 {3}）。

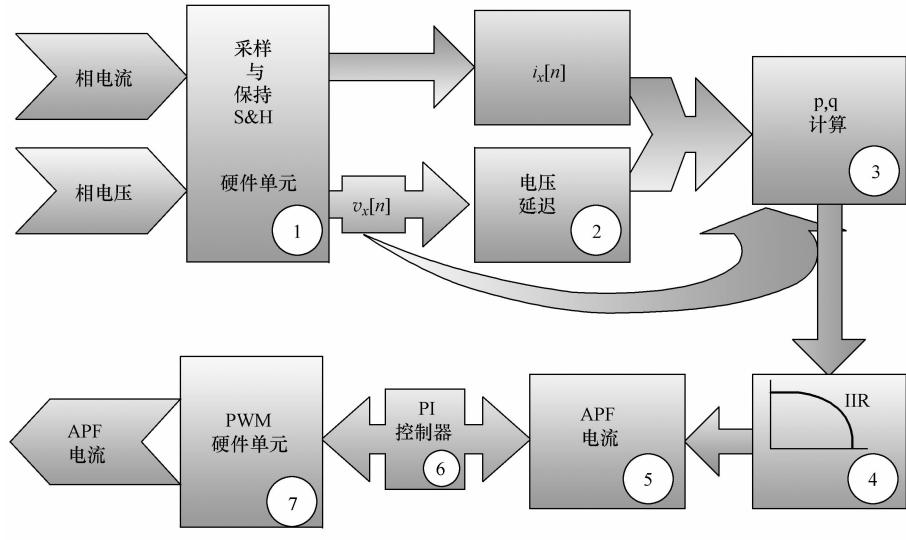


图 3-51 基于改进 pq 理论的控制算法逻辑框图

$$\begin{aligned} p(n) &= v_a(n)i_a(n) + v_b(n)i_b(n) + v_c(n)i_c(n) \\ q(n) &= v'_a(n)i_a(n) + v'_b(n)i_b(n) + v'_c(n)i_c(n) \end{aligned} \quad (3-29)$$

式中， $v'_{a,b,c}(n)$ 分别代表三相电压的正交量。

对于三相三线制系统，基于基尔霍夫第一定律，满足式 (3-30)。

$$i_a(n) + i_b(n) + i_c(n) = 0 \quad (3-30)$$

带入式 (3-29)，瞬时功率可简化为

$$\begin{bmatrix} p(n) \\ q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a(n) - v_c(n) & v_b(n) - v_c(n) \\ v'_a(n) - v'_c(n) & v'_b(n) - v'_c(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(n) \\ i_b(n) \end{bmatrix} \quad (3-31)$$

数字低通滤波器 (框 {4}) 剔除了瞬时实功率的振荡分量。利用功率恒定分量，补偿电流的瞬时值可以如下计算 (框 {5})：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{ca}(n) \\ i_{cb}(n) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_a(n) \\ i_b(n) \end{bmatrix} - \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v'_b(n) - v'_c(n) & v_c(n) - v_b(n) \\ v'_c(n) - v'_a(n) & v_a(n) - v_c(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} i_a(n) \\ i_b(n) \end{bmatrix} - \frac{\bar{p}}{\Delta} \begin{bmatrix} v'_b(n) - v'_c(n) \\ v'_c(n) - v'_a(n) \end{bmatrix}; \quad i_{ce}(n) = -i_{ca}(n) - i_{cb}(n) \end{aligned} \quad (3-32)$$

其中

$$\Delta = [v_a(n) - v_c(n)][v'_b(n) - v'_c(n)] - [v'_a(n) - v'_c(n)][v_b(n) - v_c(n)] \quad (3-33)$$

根据此流程确定的参考补偿电流经过 PI 控制（框 {6}）和 PWM 硬件模块（框 {7}）控制逆变器，输入到电源-APF-负荷系统电路中。

3.1.5.1 Matlab/Simulink 仿真模型

在 Matlab/Simulink 平台上建立的改进 pq 理论控制算法的仿真模型如图 3-52 所示。

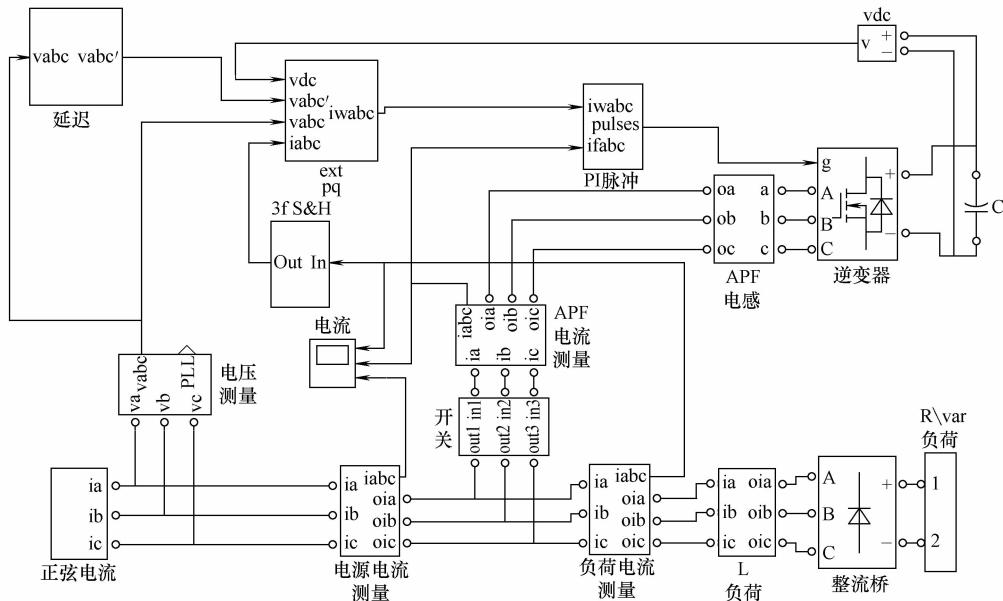


图 3-52 基于改进 pq 理论的 Matlab/Simulink 仿真模型图

3.1.5.2 仿真结果

在不同的运行条件下（和先前的算法的条件类似），对图 3-52 所示的 Matlab/Simulink 仿真电路进行了分析。

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图 3-53 所示。

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图 3-54 所示。

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图 3-55 所示。

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图 3-56 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图 3-57 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图 3-58 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图 3-59 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图 3-60 所示。

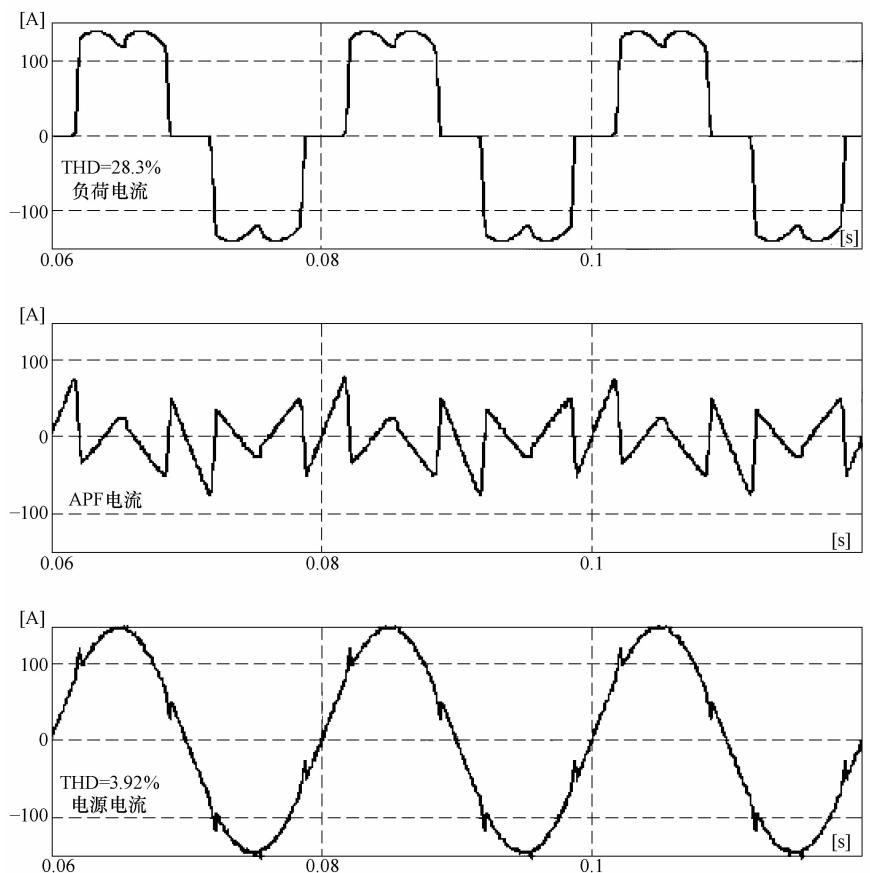


图 3-53 A 相仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

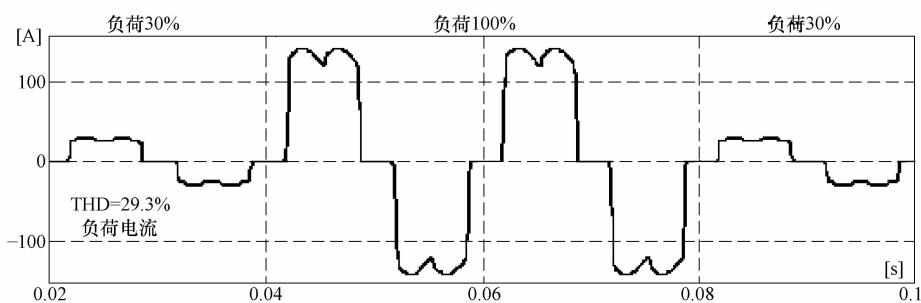


图 3-54 A 相仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

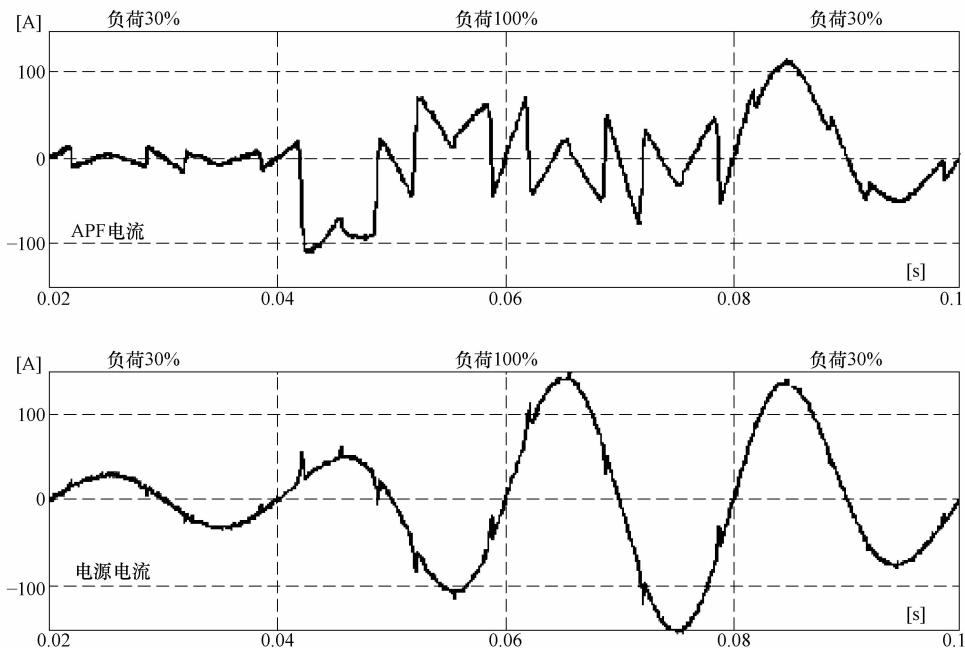


图 3-54 A 相仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷) (续)

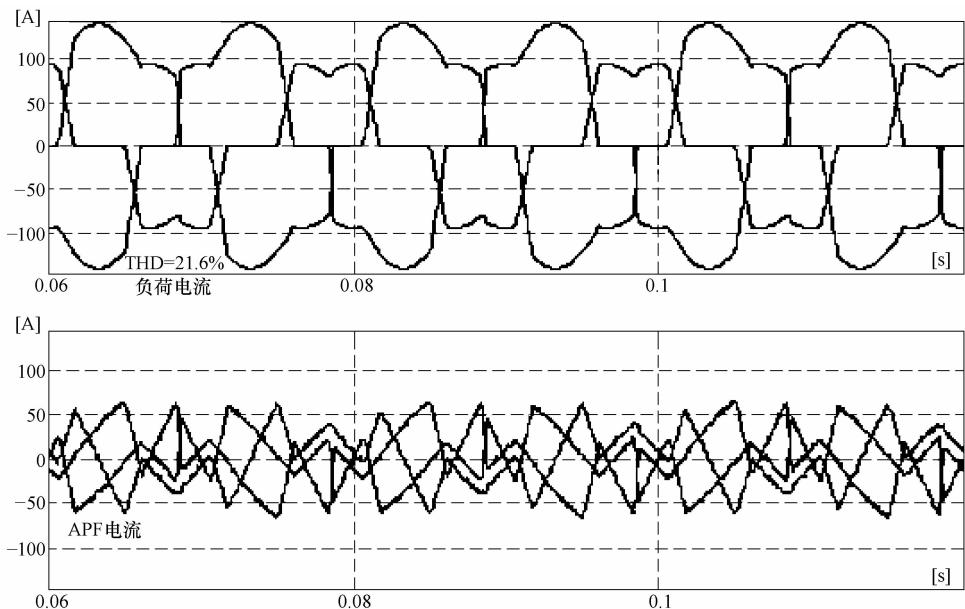


图 3-55 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

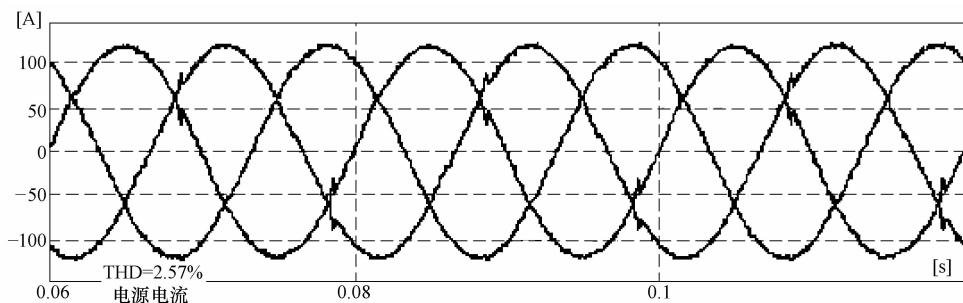


图 3-55 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷) (续)

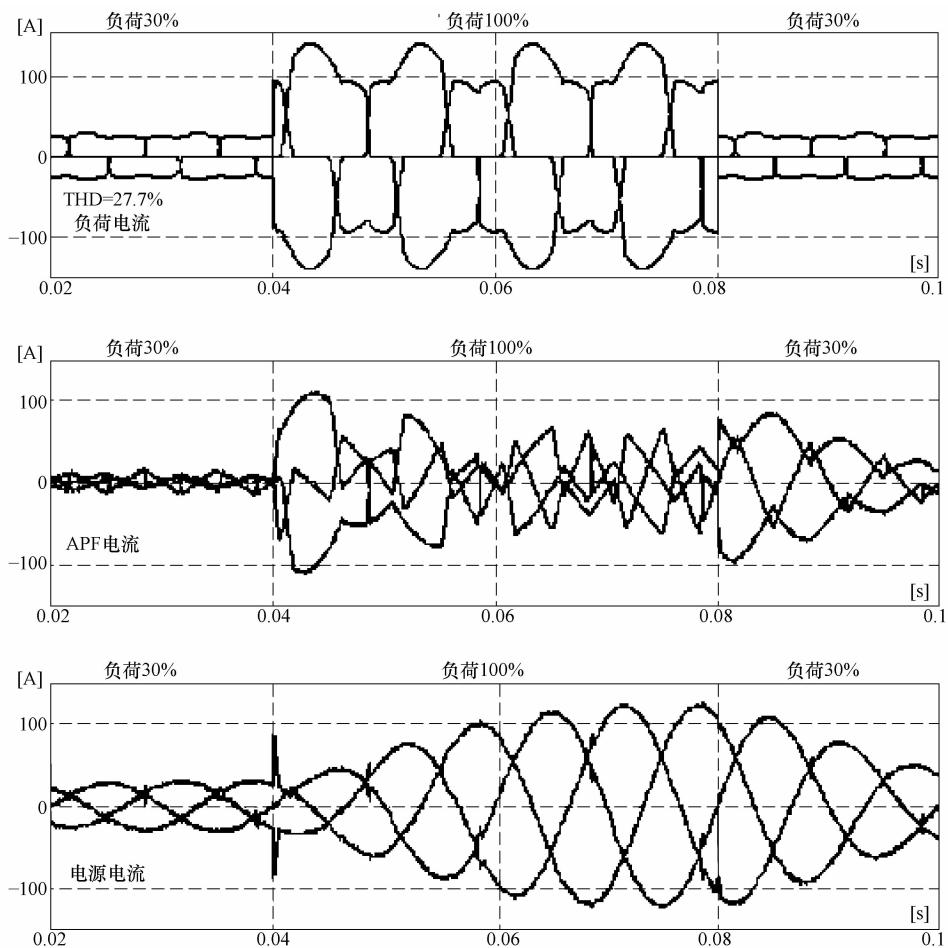


图 3-56 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

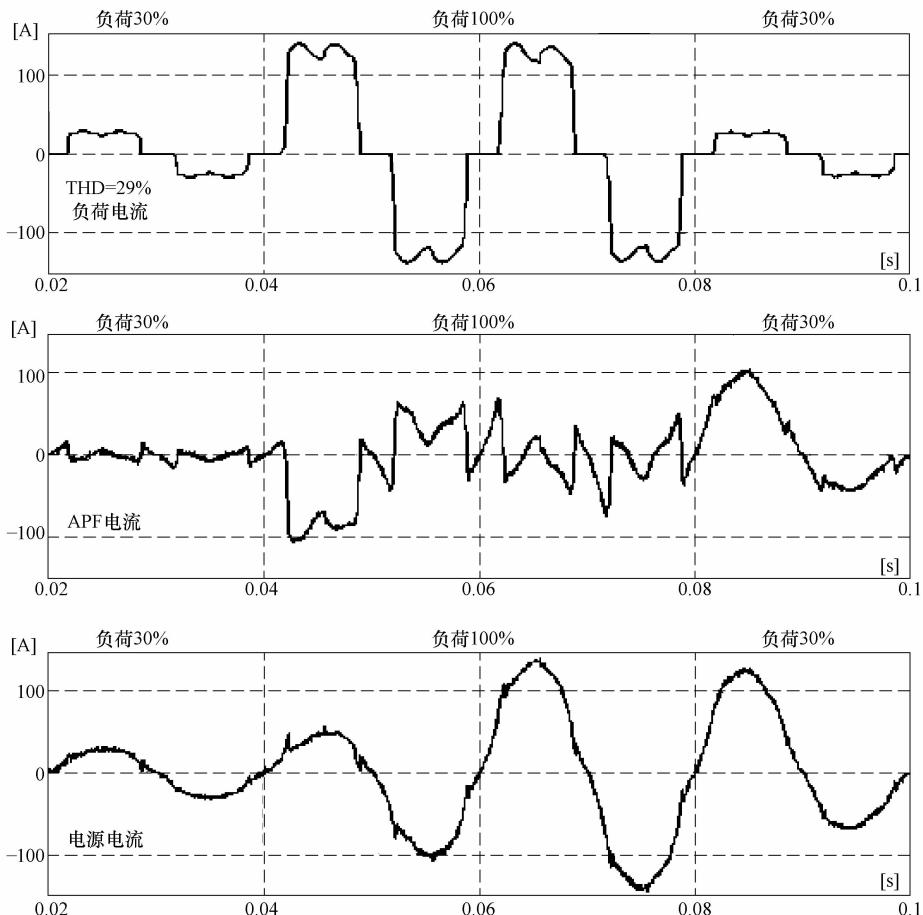


图 3-57 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

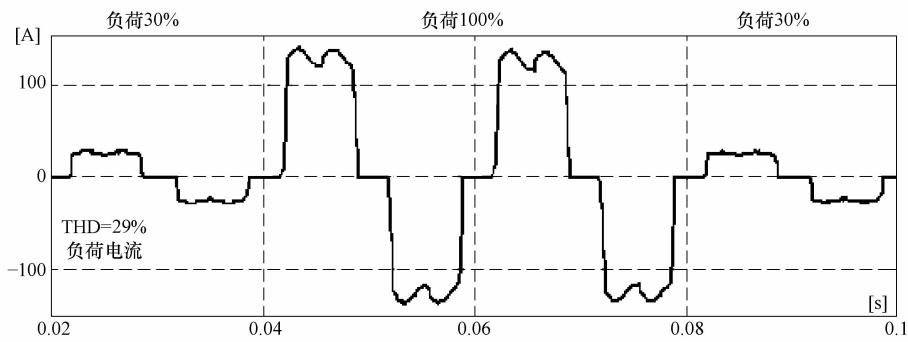


图 3-58 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

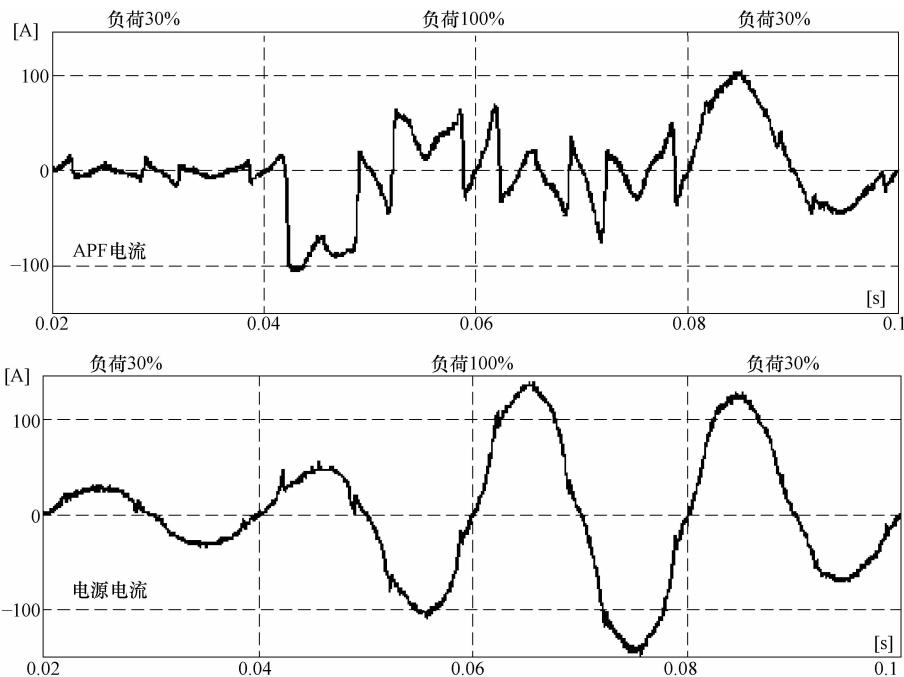


图 3-58 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷) (续)

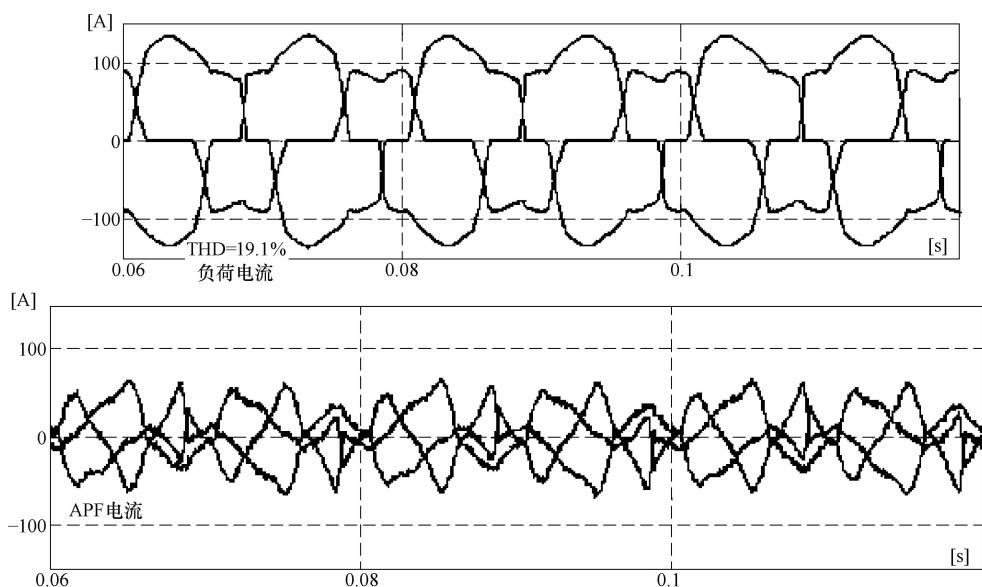


图 3-59 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

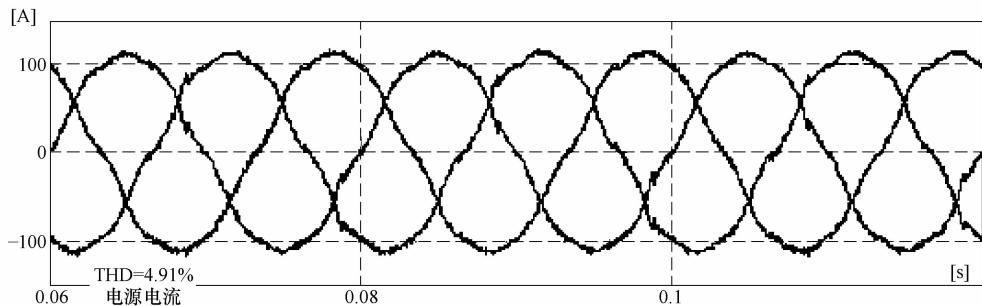


图 3-59 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷) (续)

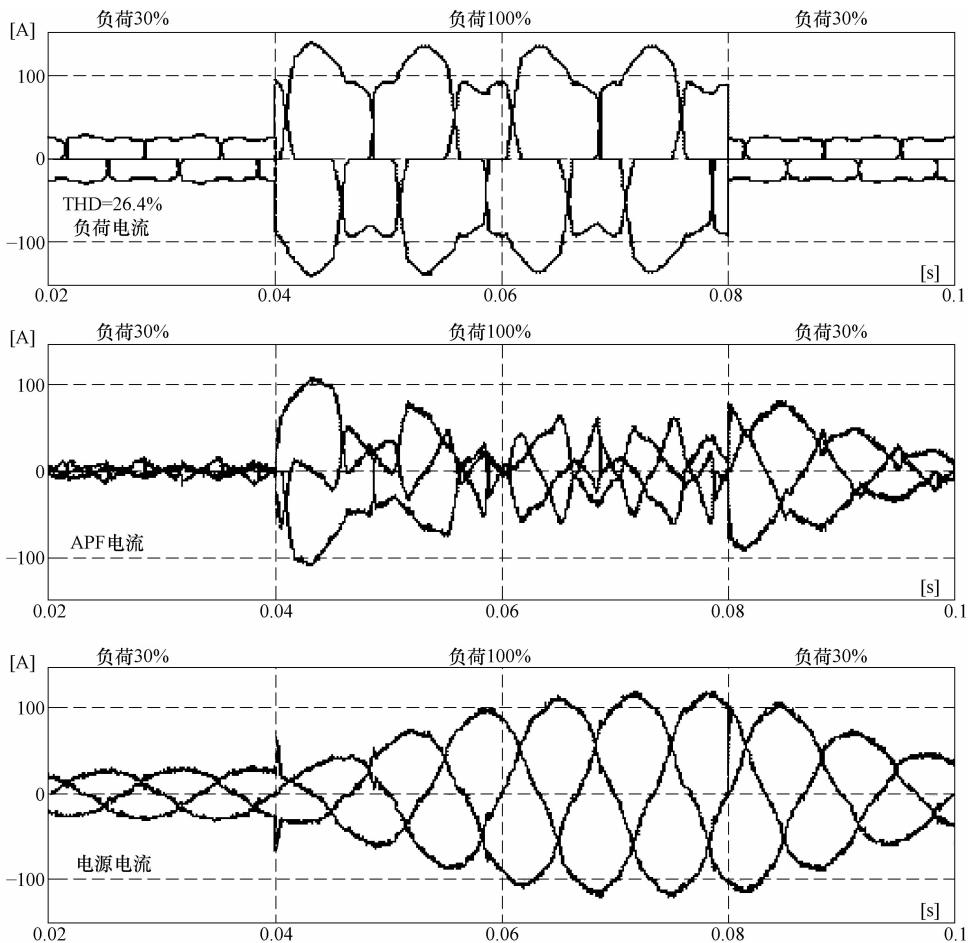


图 3-60 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

3.1.5.3 结论

- 1) 与传统的瞬时 pq 理论^[20,24,28]的有源滤波器控制算法相比，基于改进的瞬时 pq 理论的算法^[25,26]可以滤除包括非对称供电条件下的电源电流的畸变。
- 2) 如果电压畸变，可能会产生不正确的参考补偿电流。这是由于采用了适应于主谐波分量的延时电路。
- 3) 如果供电电压对称，pq 理论与改进的 pq 理论是等效的。
- 4) 简单的算法可以保证控制系统良好的动态性能，此外，由于数字滤波器是造成控制系统最大时延的主要元件，针对每个个案选择合适的数字滤波器还可以进一步改善动态性能。

3.1.6 基于同步参考坐标变换理论的控制策略

在供电电压畸变或干扰特别严重的情况下，基于同步参考坐标变换理论的控制算法尤为适用，其逻辑框图如图 3-61 所示。

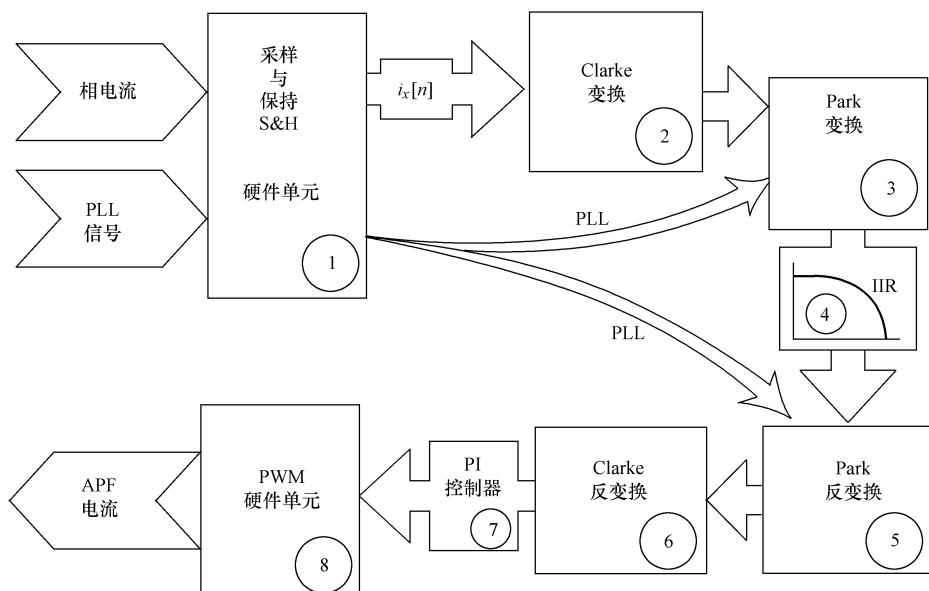


图 3-61 基于同步参考坐标变换理论的控制算法逻辑框图

该方法对输入信号矢量从自然的 $a-b-c$ 三相坐标系统变换到 dq 旋转坐标系统^[29]。和 pq 理论算法类似，相电流波形采样值（框 {1}）首先变换到静止的 $\alpha-\beta$ 坐标系统，然后再变换到以 ω 速度旋转的 dq 坐标系统（框 {3}），得到的值为

$$\begin{bmatrix} f_d(n) \\ f_q(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta(n) & \sin\theta(n) \\ -\sin\theta(n) & \cos\theta(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha(n) \\ f_\beta(n) \end{bmatrix} \quad (3-34)$$

这个变换也就是众所周知的派克变换^[30]，其优势在于系统不再需要通过有功功率和无功功率的瞬时值来识别能量的状态。如果 $\cos\theta(n)$ 函数的旋转角速度和 a 相基波电压是相同的，则 dq 坐标系统与供电电压基波同步旋转，此同步通常采用锁相环（PLL）实现。在 dq 坐标系统中，与供电电压基波同步的分量（例如电源电流的有功分量）是时不变的，则旋转坐标下的 d 轴电流分量的平均值对应于电源电流的基波有功分量^[31]。因此，倘若在新坐标系统下相电流是已知的，有源滤波器电流波形就可以直接由信号滤波器（框 {4}）计算。然后，这些信号经过派克和克拉克反变换（框 {5} 和框 {6}），得到如下结果：

$$\begin{bmatrix} i_{fa}(n) \\ i_{fb}(n) \\ i_{fc}(n) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta(n) & -\sin\theta(n) \\ \sin\theta(n) & \cos\theta(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d(n) \\ i_q(n) \end{bmatrix} \quad (3-35)$$

随后，经过 PI 控制器（框 {7}）和 PWM 硬件单元（框 {8}），将 APF 的相电流输入至系统中。

3.1.6.1 Matlab/Simulink 仿真模型

在 Matlab/Simulink 平台上，搭建了基于同步参考坐标变换理论的控制算法，如图 3-62 所示。

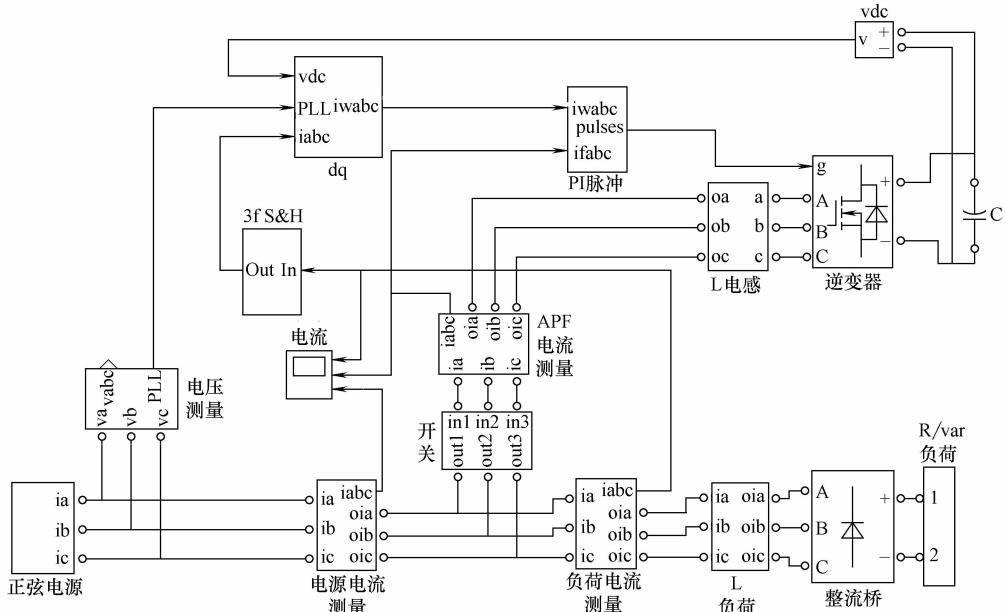


图 3-62 基于 Matlab/Simulink 平台的控制算法仿真模型

3.1.6.2 仿真结果

在不同的运行条件下（和先前的算法的条件类似），对图 3-62 所示的 Matlab/Simulink 仿真电路进行了分析。

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图 3-63 所示。

无内阻抗的正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图 3-64 所示。

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图 3-65 所示。

无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图 3-66 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的稳态仿真结果如图 3-67 所示。在此条件下根据 Fryze 理论定义的电源电流分量不再是正交的。

含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷的暂态仿真结果如图 3-68 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的稳态仿真结果如图 3-69 所示。

含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷的暂态仿真结果如图 3-70 所示。

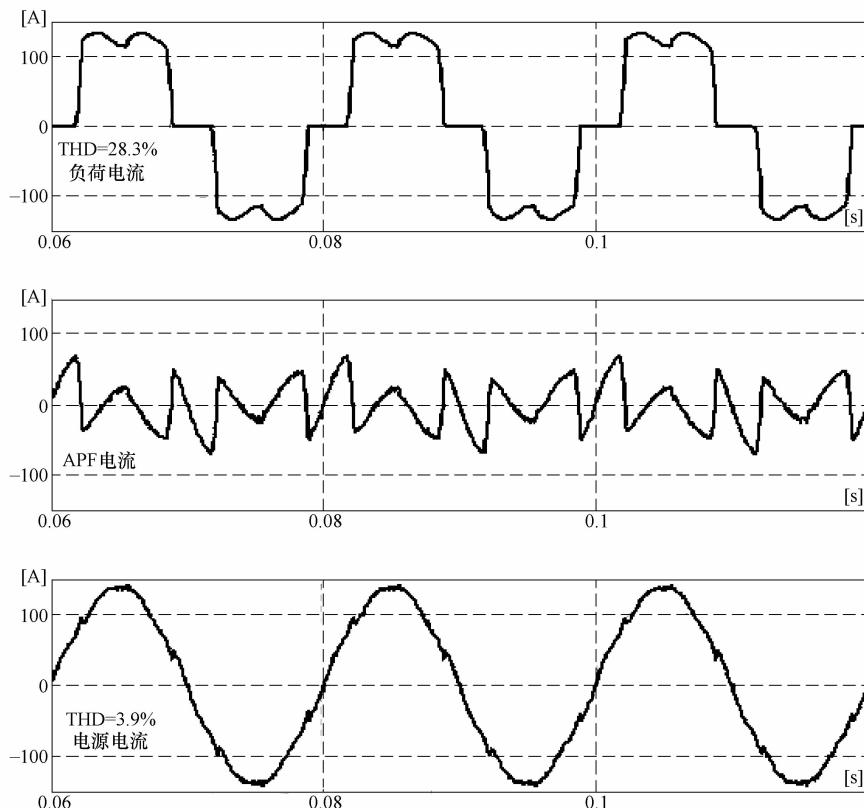


图 3-63 A 相仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

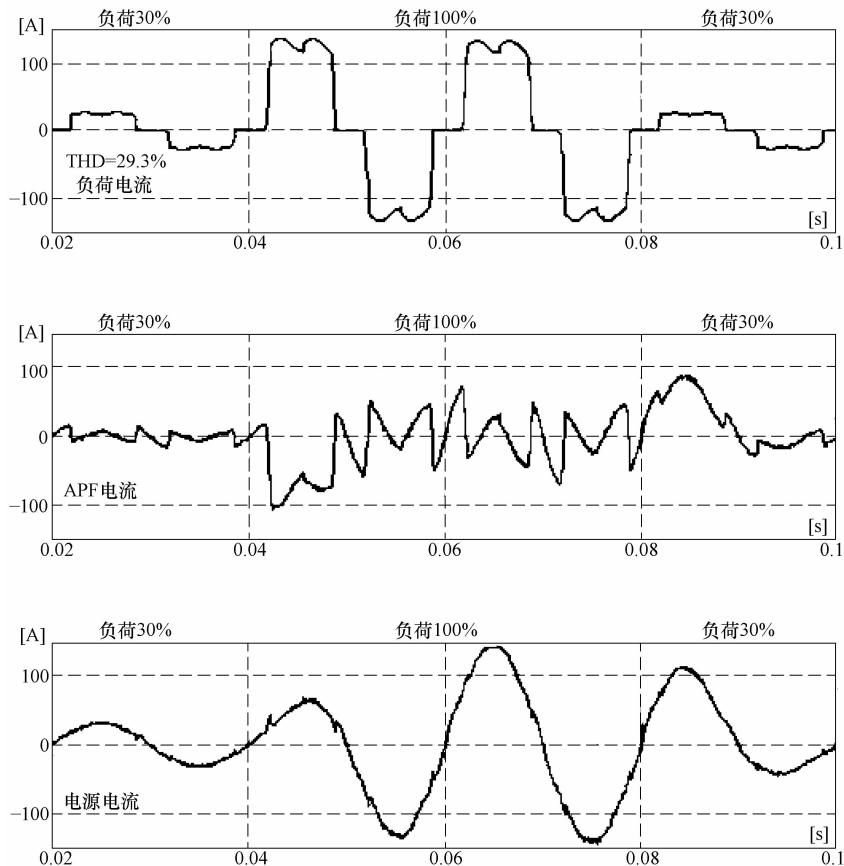


图 3-64 A 相仿真结果
(无内阻抗的正弦电源供给对称负荷)

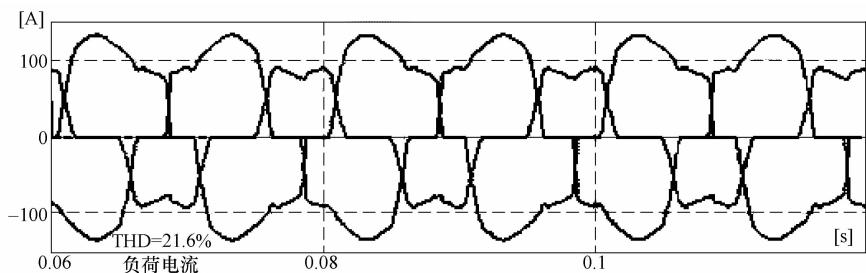


图 3-65 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

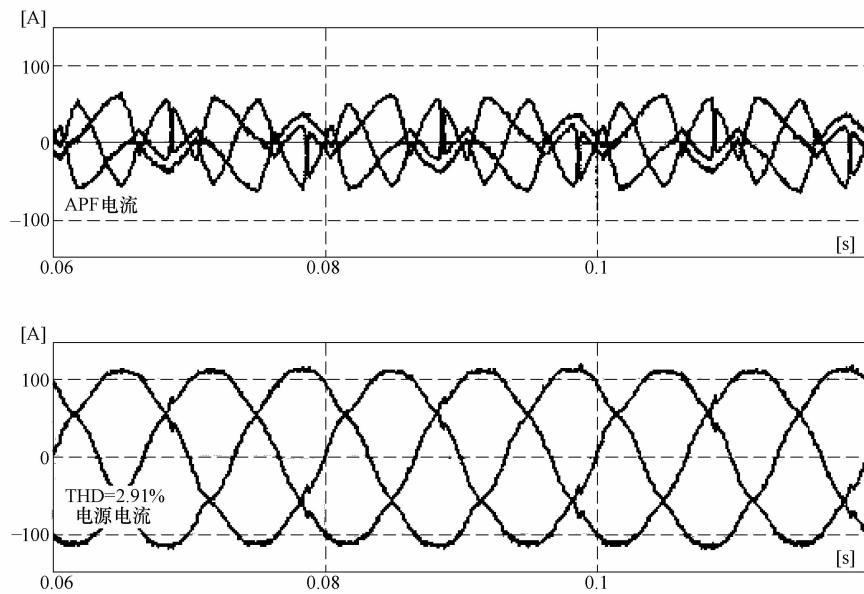


图 3-65 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷) (续)

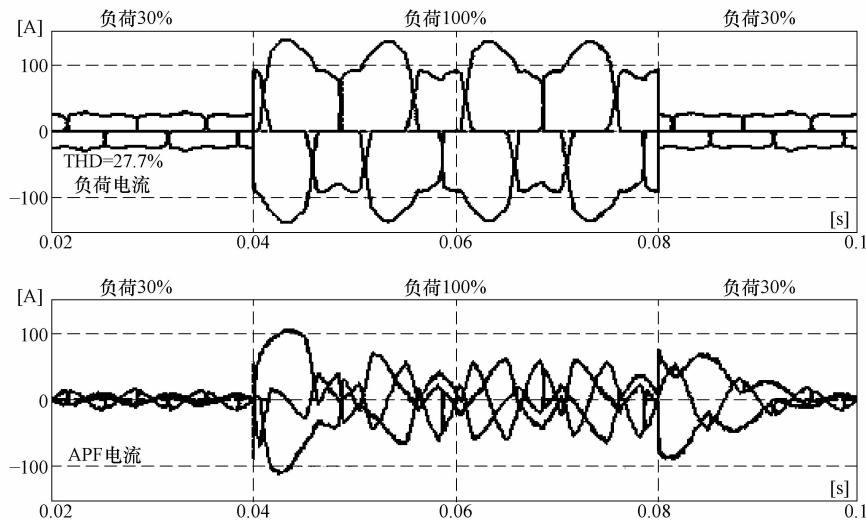


图 3-66 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷)

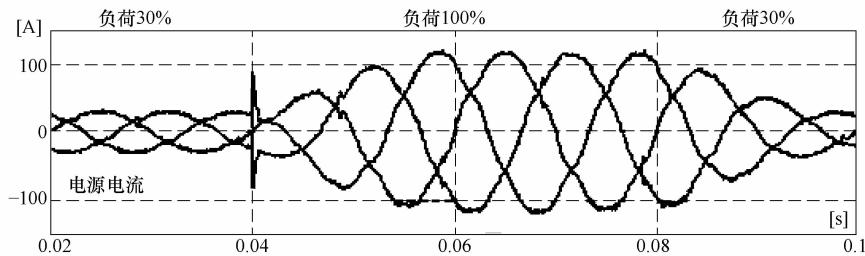


图 3-66 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(无内阻抗的正弦电源供给非对称负荷) (续)

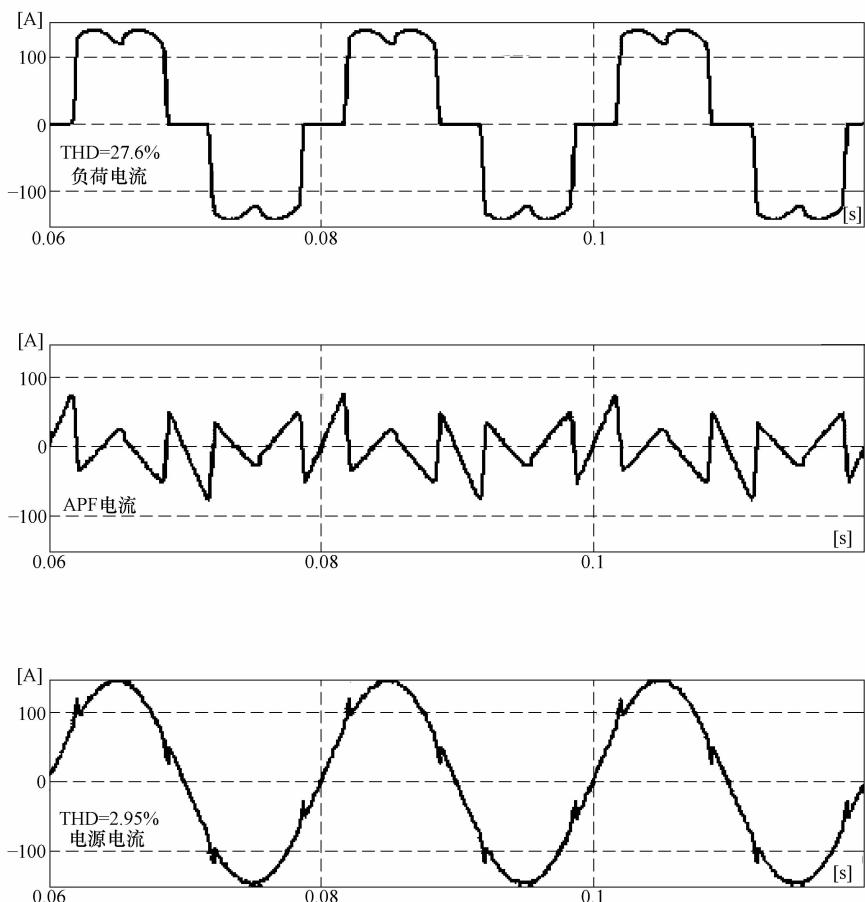


图 3-67 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

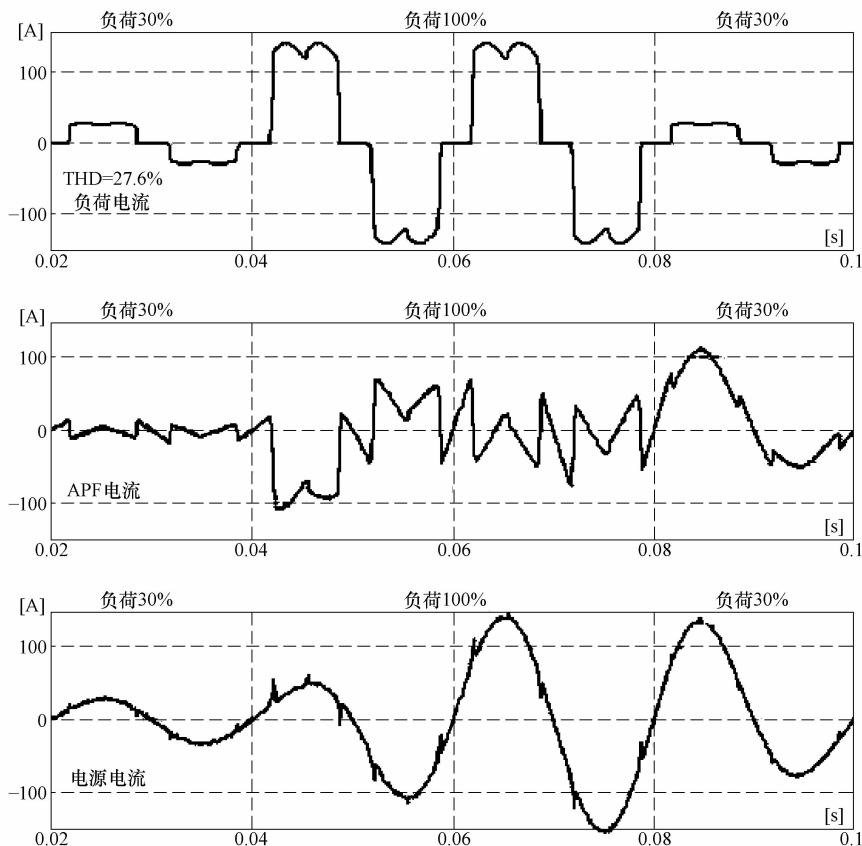


图 3-68 A 相仿真结果
(含内阻抗的非正弦电源供给对称负荷)

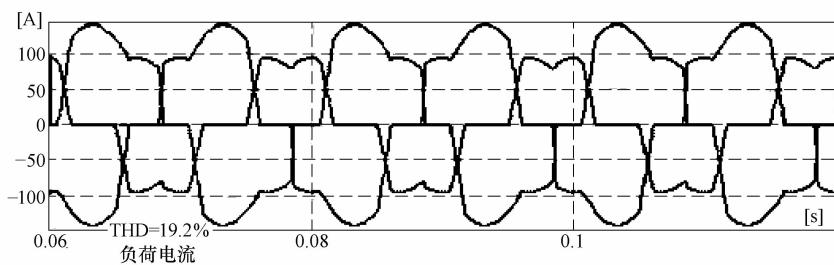


图 3-69 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

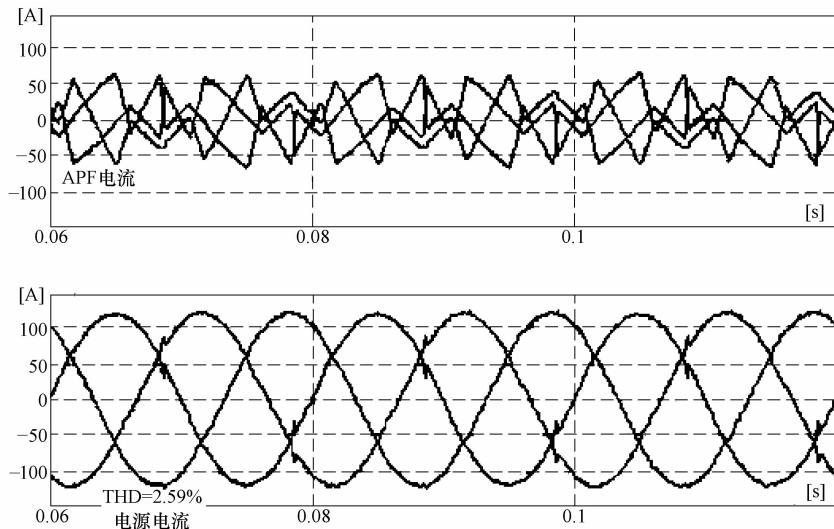


图 3-69 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷) (续)

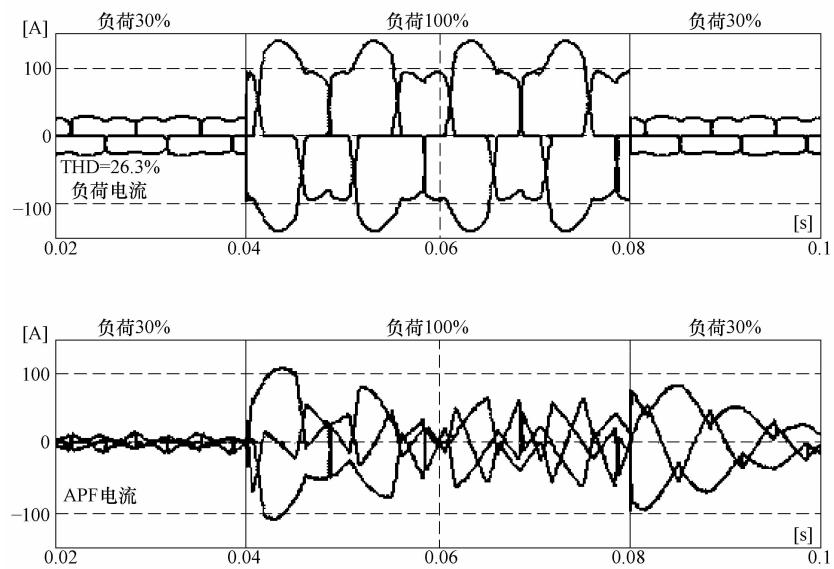


图 3-70 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷)

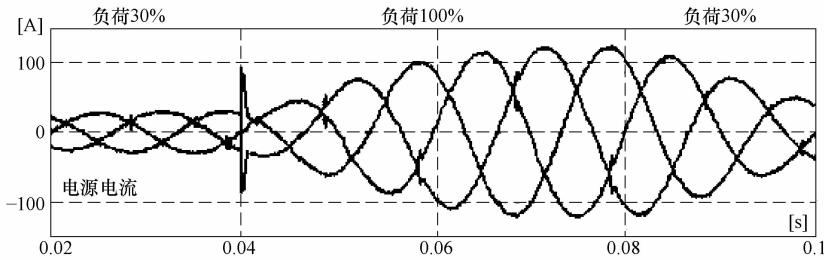


图 3-70 三相仿真结果和 A 相 THD 值
(含内阻抗的非正弦电源供给非对称负荷) (续)

3.1.6.3 结论

- 1) 虽然在每个周波内要计算补偿电流，但因为不再需要计算有功和无功功率瞬时值，使得每周波所要求的计算量大大降低，从而减少了处理时间，也就提高了控制系统的动态性能。
- 2) 系统采用锁相环 PLL，即使供电电压发生周期性畸变或受到严重干扰，仍可以保证补偿电流的正确性。
- 3) 控制系统结构简单，采用 DSP 易于硬件实现。
- 4) 当供电电压正弦且对称时，该方法与 Akagi 推荐的 pq 理论算法^[24]等效^[29]。

3.2 直流电压的控制

上一节所介绍的每种算法都要求恒定的直流电压（由电容器提供，即内部连接电压逆变器的直流母线电压）。由于这个问题与控制算法的选择无关，本书到目前为止还没有开展讨论。暂态状态下（例如负荷变化时），负荷功率和参考有功功率（或者有功电流——取决于控制算法所采用的控制电路）的差异较大。这种差异是由计算正确的参考值所需的时间引起的^[32]，这个时延将导致电容器上的电压变动，因此需要采取合适的直流电压（Vdc）控制策略。Vdc 控制器以当前电压的测量值和参考电压的设定值为基础，来校正参考补偿电流。Vdc 控制器参数的选择取决于负荷功率的变动程度，对于电容器电压的微小变化，为了不引起供电电流的畸变，Vdc 控制器响应无需太快。另一方面，在稳态条件下，保持电容器电压恒定，需要以恒定的有功功率补偿逆变器中的功率损耗和电流畸变引起的有功功率。一般来说，Vdc 控制器采用标准的 PI 控制，而很少采用类似模糊逻辑控制等其他方法。

3.3 基于 DSP 的控制策略实现及实验结果

以实验室的三相 APF 为样机，我们做了一些测试工作。该 APF 系统以电压源型逆变器为核心，采用了 MOSFET IRFM460 晶体管 ($I_{D\max} = 20A$, $V_{DS\max} = 500V$, $R_{DS} = 0.27\Omega$)。供电电压低于线电压，所选择的系统参数如下：

- (1) 电网电压: $V_{a,b,c} = 63V$;
- (2) 电源电感: $L_s = 0.8mH$;
- (3) 补偿支路的电感: $L_k = 1.2mH$;
- (4) 电容的容值: $C_{dc} = 4300\mu F$;
- (5) 直流母线电压: $V_{dcREF} = 200V$;
- (6) 开关频率: $f_{PWM} = 25kHz$ 。

HEFA 样机和 EFA 的控制电路采用了德州仪器公司生产的 TMS320F28335 信号微控制器及其入门套件（见图 3-71）。

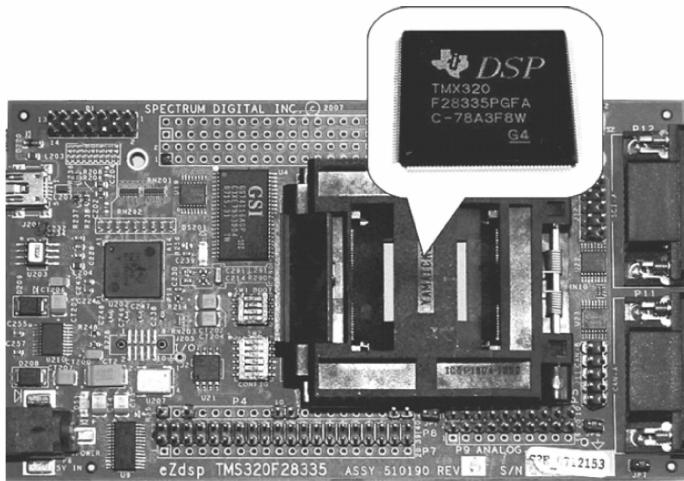


图 3-71 带 TMS320F28335 数字信号控制器的 DSP 入门套件

3.3.1 数字信号控制器

数字信号控制器从功能上将传统的工业控制器和数字信号处理器（DSP）的计算内核结合起来，这样可以充分利用两者的优点。通过数字信号控制器不同的内置接口和界面，例如通用输入/输出接口（GPIO）、总线控制器（CAN）、多通道缓冲串行口（ McBSP）、中断管理单元（SPI）和 PWM 等，可以与很多的外围设备一起运行。DSP 内核可以实现：

- (1) 单周期乘法运算和循环累加（在数字处理中最常见的运算就是乘积求和）;
- (2) 硬件移位单元；

- (3) 特别的寻址方式（例如循环寻址）；
- (4) 并行的算术逻辑运算单元（ALU）；
- (5) 流水化操作。

DSP 的这种运算方式可以执行复杂的信号处理计算，实现快速过程控制，因此被广泛应用于许多工业部门，尤其是在驱动控制、电力变换和测量信号处理等系统中。在众多 DSP 应用系统的制造商中，以德州仪器（Texas Instrument）、飞思卡尔（Free Scale）和微芯（Microchip）等公司最为突出。

3.3.1.1 浮点 DSP 控制器

在现有的信号微处理器中，如果确定大部分运算可正确执行，则多数使用定点运算，制造成本相对更便宜；而当要求更高的精度时，需要采用浮点运算。在 APF 控制电路中，常常会使用数字低通 IIR 滤波器，其截止频率一般低于 100Hz。当采样频率为 20kHz 时，定点滤波器的参数存在很大的量化误差。因此，我们采用了 TMS320F28335 信号微处理器来执行前面章节所描述的控制算法。德州仪器公司也是生产浮点 DSP 控制器的主要厂商，依靠多年的经验，成功地制造出浮点 DSP 系统，性能达到 300Mflops（每秒百万个浮点操作数）。该系统属于 C2000 系列，具有最新最先进的 F28x 系列内核。图 3-72 以图形的形式显示了该系列处理器的发展进程（图中数字来自于德州仪器公司网页）。

该处理器的部分特征参数如下：

- (1) 仪器周期时间为 6.67ns；
- (2) 256KW^①（千字）闪存，34KW 数据 RAM 存储；
- (3) 单精度浮点单元兼容 IEEE-754；
- (4) 6 通道直接内存存取（DMA）控制器；
- (5) 88 个可编程 GPIO；
- (6) 中断管理单元 PIE；
- (7) 18 路 PWM 电路，其中 6 路为高精度；
- (8) 3 个 32 比特定时器；
- (9) 两个 CAN 单元；
- (10) 两个快速的 McBSP；
- (11) 16 通道的 12 位模-数转换单元（ADC）；
- (12) 6 个 DMA 通道；
- (13) 兼容基于 JTAG^②界面的实时硬件调试。

^① 1KW = 1KB（行字节）——译者注。

^② JTAG 是一种用于芯片内部测试的国际标准测试协议（IEEE1149.1），由联合测试行为组织（Joint Test Action Group）提出。——译者注。

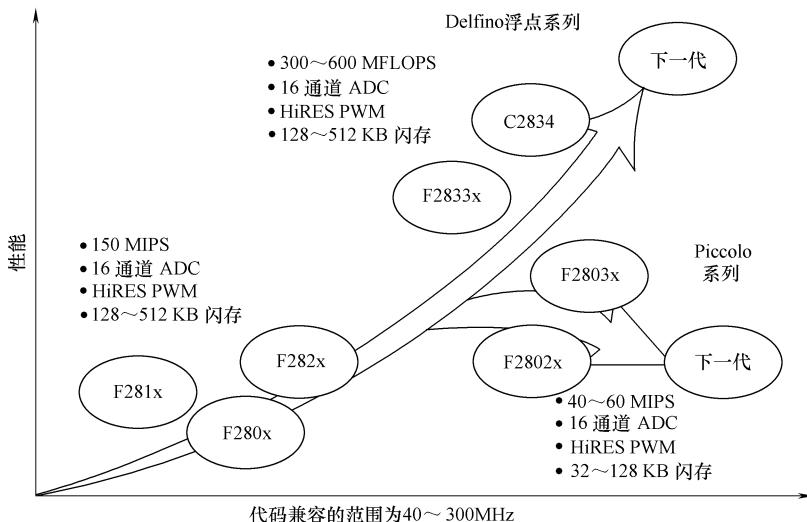


图 3-72 德州仪器公司带 F28x 内核的处理器系列

3.3.1.2 程序开发工具

DSP 的高速计算能力使得采用高级编程语言 C++ 成为可能。只有在需要非常高效的运算场合，才使用低级语言（汇编语言）。这样便于快速实现软件编程，同时也可以降低成本，还可以有效地应用由微处理器生产商提供的运算库。通常情况下，软件是在生产商所提供的一些集成开发环境下开发的。如果是德州仪器公司的 DSP，这个集成开发环境称为代码设计套件（CCS），它是一个十分详尽的应用程序，管理德州仪器的所有 DSP 和旗下 ARM 与 MSP430 系列处理器的操作和软件。它可以简化和加速实现非常复杂的应用，另外，通过 JTAG 硬件界面，还可以提供仿真测试和实时测试。公司还为用户提供了全面的帮助系统，可以执行 GEL 脚本和由其他公司开发的插件。该公司的集成开发软件的最新版本（即 4.0 版本）的用户界面有了全面的变化。在 3.3 版本及以前（见图 3-73），开发环境都是由德州仪器公司自己开发的，从 4.0 版本开始（见图 3-74），引进了由 Eclipse 公司提供的开放源代码编程环境。这有助于显著改善 CCS 以及改进用户友好界面。

3.3.2 控制策略性能分析

本章中作者已经实现了前述的所有时域内的控制算法。一般来说，频域的算法比较复杂，存在的最大问题是实现 FFT 算法优化和怎样与相电流时域波形同步，频域算法的实现结果将在以后的著作中介绍，现有控制算法是在上一节所述的 CCS V3.3 内采用 C++ 语言实现的。所有算法均采用 25kHz 的 PWM 中断管理程序，高效的 F28335 处理器可保证这些算法实时执行（图 3-1 阐释了

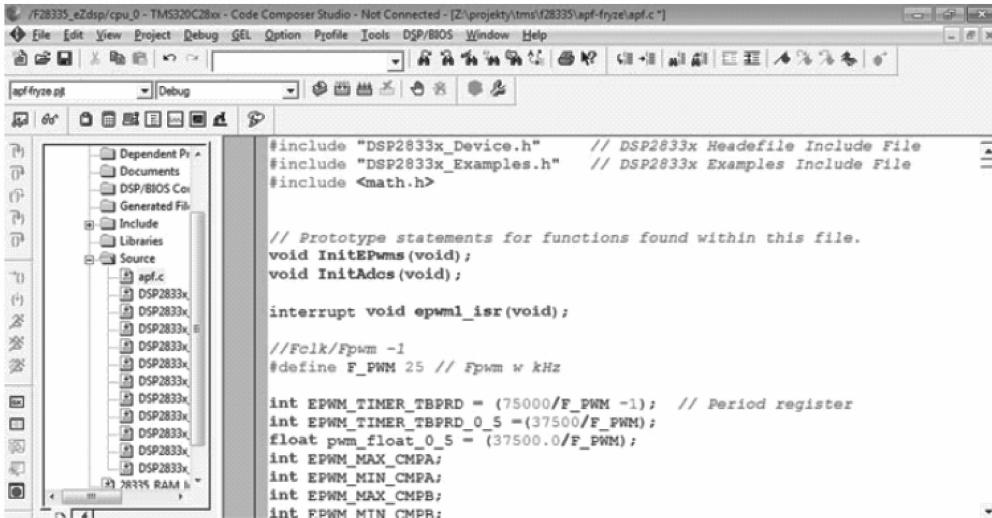


图 3-73 代码设计套件 3.3 版本

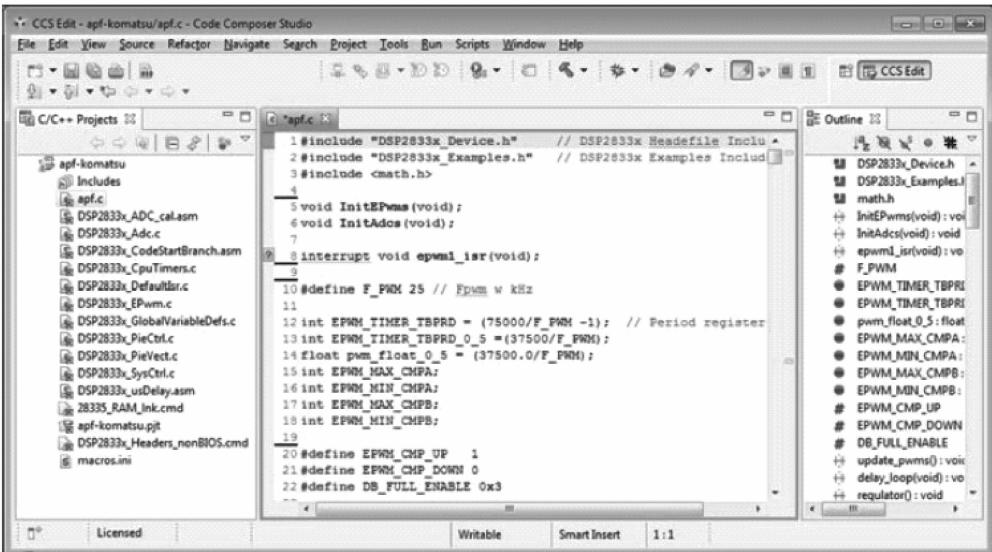


图 3-74 代码设计套件 5.0 版本

“实时”的概念)。图 3-75 给出了不同算法的效率的统计结果——控制算法计算过程中的时钟周期数。

为了比较运行效率, 图 3-76 给出了完成时域算法所需的时间与一个 128 点 FFT 算法的时间对比 (频率算法必须包括 6 次完整的 FFT 变换和 3 次逆变换)。

由图可以得知, 执行频域算法所要求的计算能力远远大于时域算法, 因此,

采用工业中传统控制系统来实现频域算法难以做到实时计算，而几个周波的延迟可能会导致电流波形的不同步。作者研究得出的结论是：类似基于 CPC 理论等的频域算法尽管能更好地解释电路中的现象，但是不能广泛应用在 APF 的工程解决方案中。

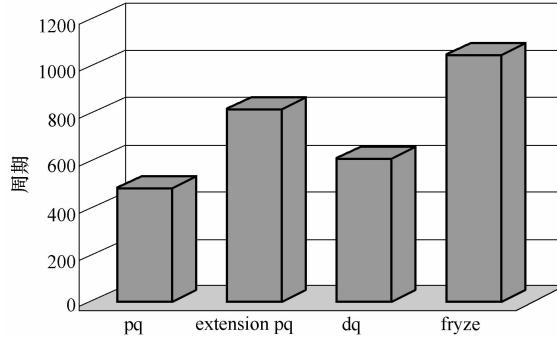


图 3-75 不同算法计算补偿电流的处理器操作周期数

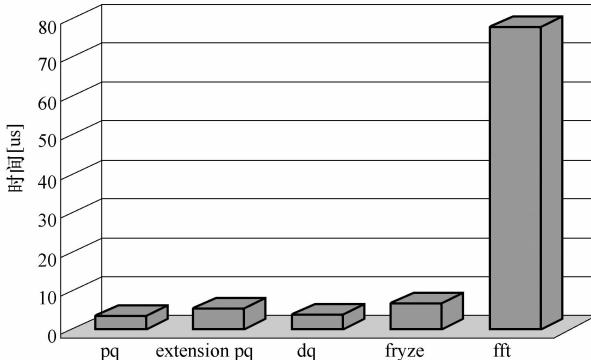


图 3-76 各控制算法与 128 点 FFT 算法的运算时间对比

3.3.3 实验结果与性能对比

基于仿真、实验测试和理论分析得到的结果，不同算法的对比与应用范围汇总于表 3-2。

表 3-2 控制算法的性能比较

		Fryze	Budeanu	CPC	pq	改进 pq	dq
供电方式	单相	√	√	√	□	□	□
	三相	√	√	√	√	√	√
	不对称	√	□	□	□	√	□
	畸变	√	□	√	□	□	√

(续)

		Fryze	Budeanu	CPC	pq	改进 pq	dq
时/频域	时域	√	□	□	√	√	√
	频域	□	√	√	□	□	□
效果	实时性	√	□	□	√	√	√
	动态性	好	差	差	最好	好	最好
补偿特性	a 仅滤除谐波	□	√	□	√	□	□
	b 仅滤除选定的谐波	□	√	□	□	□	√
	c 消除负序分量	□	√	□	√	□	□
	d 补偿无功功率	□	√	√	√	□	□
	e 消除不对称	□	√	√	□	□	□
	混合消除所有不希望存在的分量(a-e)	√	√	√	√	√	√

在 APF 的样机上实现了前述的不同算法，其波形分别如图 3-77 ~ 图 3-82 所示。图 3-77 给出了应用 Fryze 理论的补偿电路的 A 相电源电压、电源电流、负荷电流和 APF 电流波形图。

图 3-78 给出了应用 pq 理论的补偿电路的 A 相负荷电流、APF 电流和电源电流波形图。

图 3-79 给出了应用改进的 pq 理论的补偿电路的电源电压、电源电流、负荷电流和 APF 电流波形图。

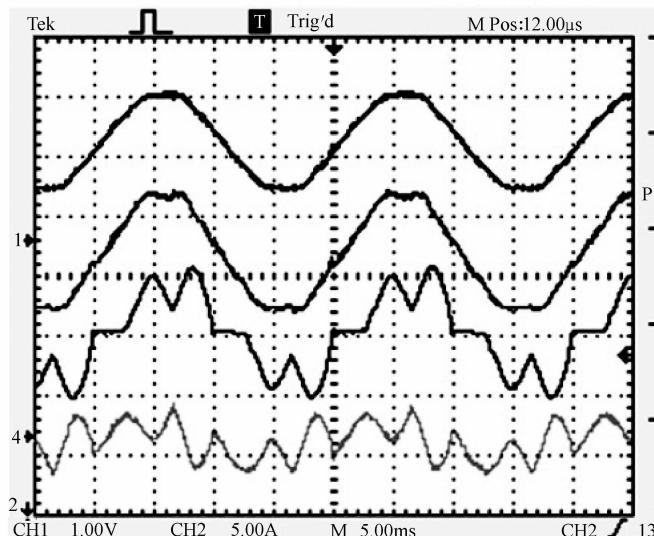


图 3-77 电源电压和电流、负荷电流和 APF 电流波形图（应用 Fryze 理论控制算法）

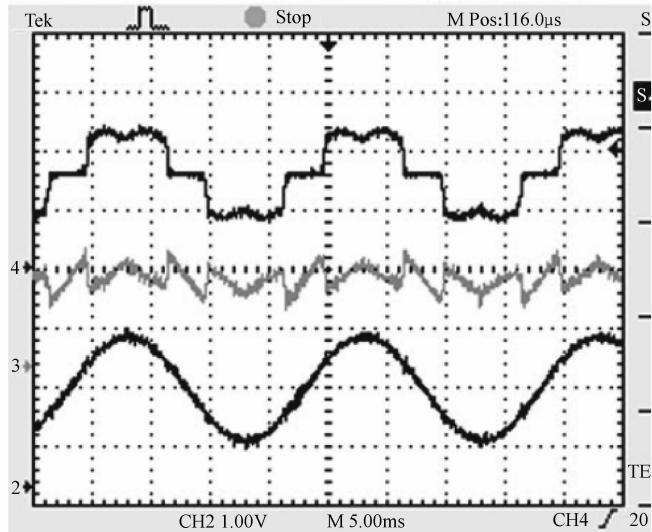


图 3-78 负荷电流、APF 电流波和电源电流形图（应用 pq 理论控制算法）

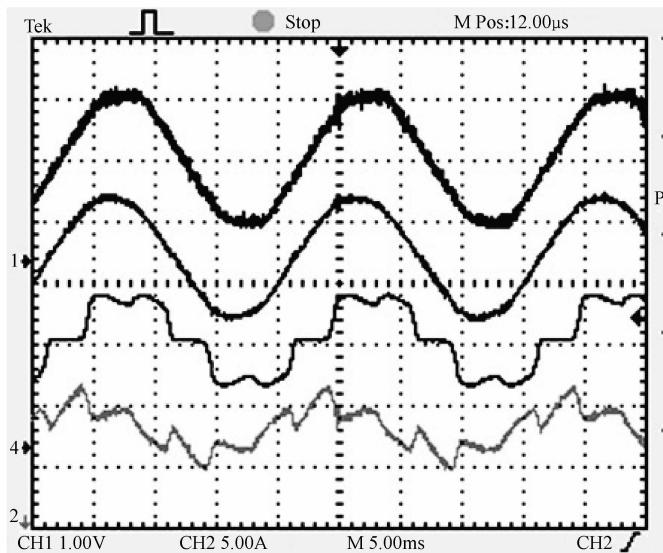
图 3-79 电源电压和电流、负荷电流和 APF 电流波形图
(应用改进的 pq 理论算法控制的 APF)

图 3-80 给出了应用 dq 理论的补偿电路的 A 相电源电流、负荷电流和 APF 电流波形图。

图 3-81 给出了应用 Fryze 理论的补偿电路的暂态（负荷功率阶跃变化）波

形示例，而图 3-82 则给出了对应的负荷电流、电源电流和电容器上电压（PI 控制器）的波形图。

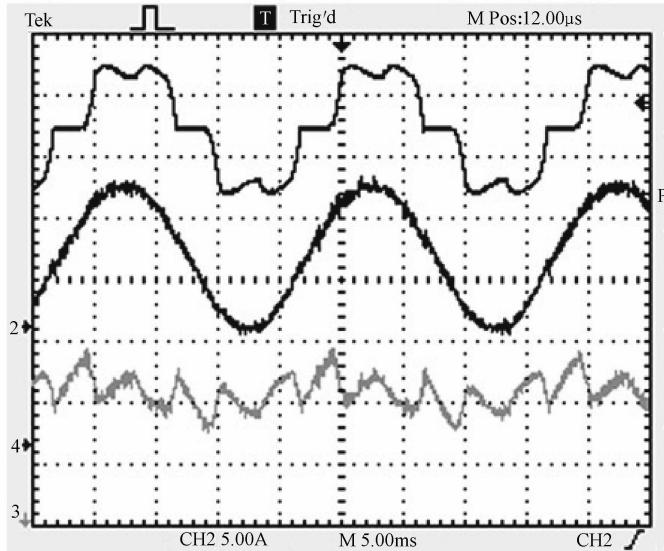


图 3-80 负荷电流、电源电流和 APF 电流波形图
(应用 dq 理论控制算法)

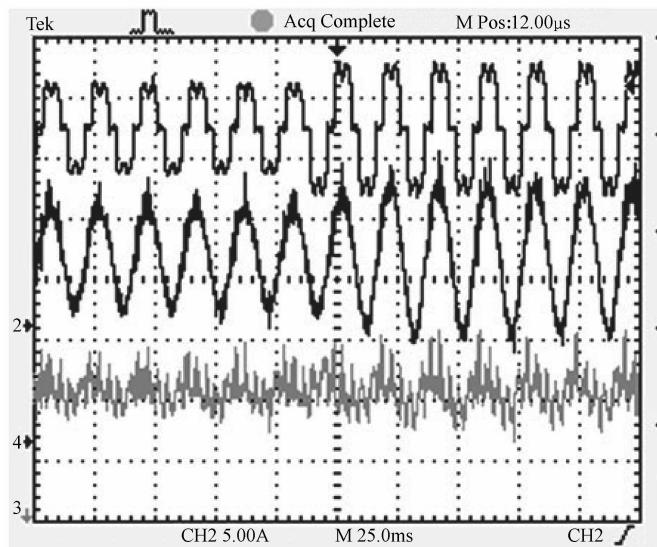


图 3-81 典型暂态下负荷电流、电源电流和 APF 电流波形图
(应用 Fryze 理论控制算法)

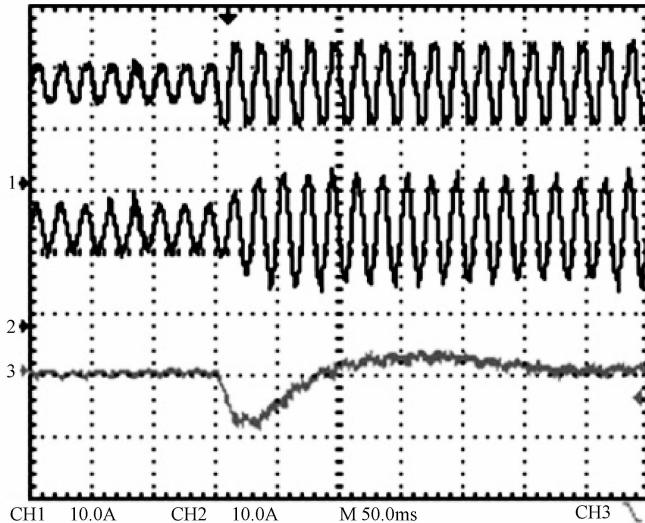


图 3-82 在负荷变化过程中负荷电流、电源电流和电容器电压波形

3.3.4 结语

本章提供了 Matlab/Simulink 仿真平台上的控制电路模型，仿真模型具有灵活性，可以通过合适地选择控制算法的参数形成不同的 APF 控制效果；另一方面，本章也十分清晰地描述了 APF 实际运行条件（由于数字滤波器的应用，考虑了采样和数字处理电路的延时）。相应的算法模型在实验室的 APF 样机上进行了验证，其基本的控制元件是 TMS320F28335 数字信号处理器。验证结果表明了算法的正确性。

参 考 文 献

1. Kowalski Z (2007) Power quality (in Polish). Technical University of Łódź, Łódź
2. Maciążek M, Pasko M (2009) Higher harmonics elimination methods in power systems (in Polish). In: PES conference, pp 9–14
3. Maciążek M, Pasko M (2007) Numerical algorithms for the improvement of working conditions of voltage sources (in Polish). Silesian University of Technology Press, Gliwice
4. Piróg S (1998) Power electronics. The negative impact of power electronic systems for energy sources and selected methods of their reducing (in Polish). AGH, Kraków
5. Rivas D, Moran L, Dixon JW, Espinoza JR (2003) Improving passive filter compensation performance with active techniques. IEEE Trans Ind Electron 50(1):161–170
6. Siwczyński M (2000) The theory of universal global passive compensation circuits. JUEE 6:77–86
7. Strzelecki R, Supronowicz H (2000) Power factor in AC power systems and methods of its improvement (in Polish). Warsaw University of Technology, Warszawa
8. Pasko M, Dębowksi K (2002) Summarization of three-phase and multi-phase systems powered from distorted periodic voltage sources (in Polish). Silesian University of

- Technology Press, Gliwice
9. Afonso J, Couto C, Martins J (2000) Active filters with control based on the p-q theory. *IEEE Ind Electron Newsl* 47(3):5–10
 10. Fukuda S, Furukawa Y, Kamiya H (2002) An adaptive current control technique for active filters. *Power Convers Conf* 2:789–794
 11. Gawlik WHM (2003) Time domain modelling of active filters for harmonic compensation. *IEEE Bologna Power Tech*
 12. Maciążek M, Pasko M (2009) Control of active power filters using instantaneous power theory (pq) (in Polish). *Scientific papers of the Silesian University of Technology, Elektryka*, vol 182, pp 69–87
 13. Mikolajuk K, Tobała A (2009) Sliding mode observer for active power filters. *Przegląd Elektrotechniczny* 4:37–40
 14. Mikolajuk T, Tobała A (2010) Average time-varying models of active power filters. *Przegląd Elektrotechniczny* 1:53–55
 15. Pasko M, Buła D (2007) Hybrid active power filters. *Przegląd Elektrotechniczny* 7(8):1–5 (in Polish)
 16. Strzelecki R, Supronowicz H (1998) Filtration of harmonics in AC power networks (in Polish). Toruń
 17. Watanabae EH, Aredes M (2000) Compensation of non-periodic currents using the instantaneous power theory. In: *IEEE PES summer meeting*, pp 994–998
 18. Woo-Cheol L, Taeck-Kie L, Dong-Seok H (2002) A three-phase parallel active power filter operating with PCC voltage compensation with consideration for an unbalanced load. *Power Electron IEEE Trans* 17(5):807–814
 19. Akagi H, Watanabe EH, Aredes M (2007) Instantaneous power theory and applications to power conditioning. Wiley, New Jersey
 20. Strzelecki R (1997) Using of instantaneous power theory to control of active power filters (in Polish). *JUEE* 3:65–74
 21. Fryze S (1931) Active, reactive and apparent power in circuits with nonsinusoidal voltages and currents (in Polish). *Przegląd Elektrotechniczny*, 7: 193–203, 8: 225–234, 22: 673–676
 22. Hanzelka Z (1991) Control of active power filter using vector instantaneous power theory (in Polish). In: *Power quality conference*, pp 111–117
 23. Peng FZ, Lai JS (1996) Reactive power and harmonic compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. In: *Proceedings of the IEEE 7th international conference on harmonics and quality of power*, pp 83–89
 24. Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A (1984) Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Trans Ind Appl* 1A-20(3):625–630
 25. Komatsu Y, Kawabata T (1995) A control method of active power filter where system voltage contains negative-phase-sequence component or zero-phase-sequence component. *PEDS Conf* 2:583–586
 26. Komatsu Y, Kawabata T (1999) A control method for the active power filter in unsymmetrical voltage systems. *Int J Electron* 86(10):1249–1260
 27. Komatsu Y, Kawabata T (1995) A control method for the active power filter in un-symmetrical voltage systems. In: *Proceedings of EPE'95*, pp 1.904–1.907
 28. Maciążek M, Pasko M (2008) Control of three phase active filter using instantaneous power theory. In: *IC-SPETO Conference*, pp 303–308 (in Polish)
 29. Bhattacharya S, Divan DM, Banerjee B (1991) Synchronous frame harmonic isolator using active seriesfilter. *EPE Conf* 3:3030–3035
 30. Valouch V (1999) Extension p-q theory-based harmonic power compensation in unsymmetrical voltage systems. In: *AMTEE Conference*, pp C30–C33
 31. Piróg S (2001) Active power filters and STATCOM fundamental harmonic of reactive current compensator controlled in dq rotating coordinates (in Polish). *JUEE* 7(1):91–105
 32. Pasko M, Maciążek M, Buła D (2008) Significance of signal filters in control system of active power filter s (in Polish). *Przegląd Elektrotechniczny* 6:101–104

第 4 章 数字控制算法的实现

摘要

本章内容涵括了数字控制算法实现的相关问题，主要考虑了以下数字控制电路的实现：数字信号处理器 DSP、微处理器、微控制器和可编程数字电路。讨论了数字控制电路的模拟信号采集的一般性问题，例如采样率、位数、信噪比 (SNR)、抗混叠滤波器、信号带宽和信号范围等；还考虑了数字滤波器和滤波器组，特别是用于 APF 控制电路的滤波器、滑动离散傅里叶变换 DFT；尤其关注了如何提高 APF 动态范围，并采用了一个非因果的解决方案以减少输出的动态畸变；对于不可预测的负荷设计了带校正输出逆变器的三相多速率 APF；最后展示并讨论了 APF 样机的实验结果。

4.1 电力电子的数字控制电路

近年来，很多因素促进了电力电子领域的飞速扩张，其中最重要的是微电子技术的革新，它影响了模拟和数字信号处理器的发展。对此产生巨大推动力的是半导体制造技术的进步，半导体功率设备耐压通流能力以及开关频率都得到很大的提高。在 19 世纪 70 年代，最初的双极型功率晶体管载流能力只有几安培，耐压只有几百伏特，开关频率只有几千赫兹。而如今，现代功率晶体管载流能力高达数百安培，耐压高达几千伏特，开关频率达到数百万赫兹。与此同时，电力电子市场显著扩张，电力电子电路在工业、电信、运输、商业等领域随处可见，它们甚至存在于数码相机、移动电话、便携式媒体播放器等现代流行设备中。关于电力电子技术的背景介绍可参考文献 [1-4]。一个典型的电力电子系统如图 4-1 所示，该系统给出了电能从输入到负载的转换过程。输入能量通常来自电力线、电化学电池、太阳能或者燃料电池，其形式可以是直流也可以是交流，相数可以是单相、两相、三相或者三相以上。输出能量的形式取决于负载。电力电子电路由一个控制器监控，该控制器将输出能量（反馈）和输入能量（前馈）分别与参考值比较以达到预期结果，控制器的设计既可以采用模拟技术也可以采用数字技术。如今数字化方案是最常用的，而模拟解决方案只用于简单的电力电子系统。电力电子系统的能量流可以是双向的。最常用的电力电子系统就是换流器。

单相或三相甚至更多相的换流器经常用在电力电子系统中，这些装置包括：

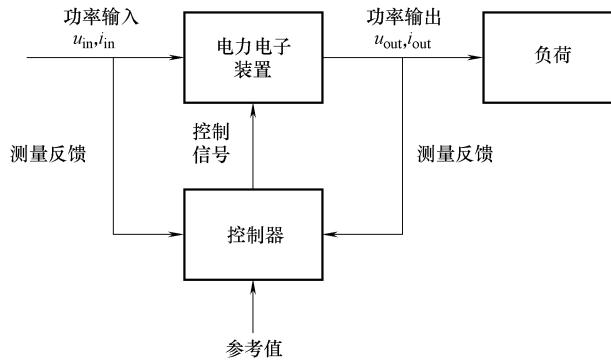


图 4-1 典型电力电子系统的简化控制框图

交流和直流电机驱动器、不间断电源、谐波补偿器、直流电源、可控整流器以及交流和直流输电系统等。

图 4-2 为一个典型的带数字控制器的三相换流器。该换流器有六个 IGBTQ₁ ~ Q₆，它们由带电气隔离的驱动器控制。电气隔离具有低输入输出电容值，同时在 10-0.20kV/μs 高输出电压转换速率范围内具有很高的阻抗。换流器中由晶体管 Q₁ 和 Q₄ 组成的桥臂通过一个 LC 低通滤波器 (L_{f1}, C_{f1}) 连接到负载 Z_{L1}，以滤除脉宽调制 (PWM) 的谐波分量。数字信号处理器 (DSP) 执行控制算法以实现对换流器的控制，其控制功能可以由以下几种设备中的一种来实现：通用微处理器、微控制器、高级微处理器、高级微控制器、数字信号处理器和可编程数字设备等。与晶体管控制信号一样，测量得到的电流和电压的模拟信号也需要电气隔离。模拟信号通过模拟-数字 (A-D) 转换器转换为数字形式。控制算法通过脉冲信号监测晶体管输出信号值，该脉冲信号由相同的脉冲调制器发出。

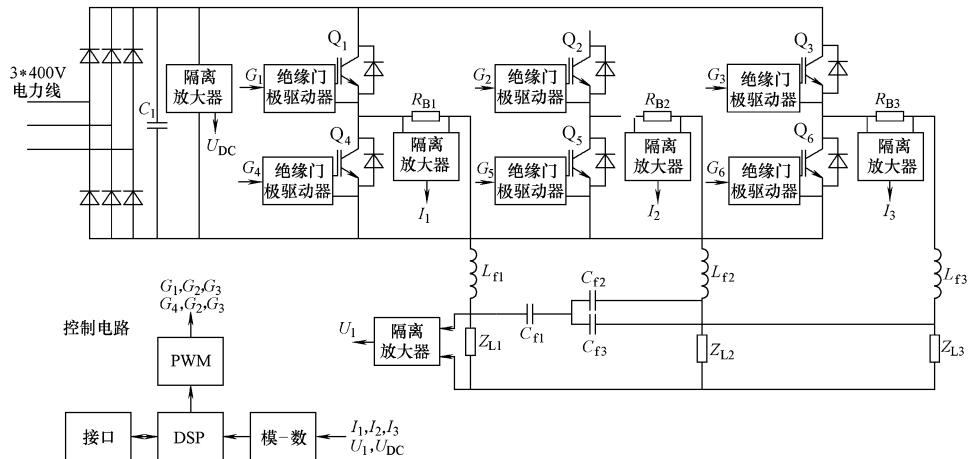


图 4-2 带数字控制器的典型三相换流器的结构框图

尽管在许多会议论文中对电力电子系统数字控制电路进行了讨论，但是这方面的综合性著作并不多，其背景介绍可参考文献 [5-7]。数字控制电路最关键的问题是采样率和位数。

4.1.1 多速率数字控制电路

起初，数字控制算法可以看成单一采样频率的模拟控制电路，后来才变得越来越先进和复杂。图 4-3 为一个经典数字控制电路的结构框图，该电路具有单个模拟输入信号 $x(t)$ 和单个模拟输出信号 $y(t)$ 。信号 $x(t)$ 以频率 f_{s1} 进行采样，信号 $y(t)$ 以频率 f_{s3} 进行采样。控制算法在 DSP 中以频率 f_{s2} 执行。在经典信号处理系统中，三个频率相等 $f_{s1} = f_{s2} = f_{s3} = f_s$ 。目前，为了增加信号动态性，控制电路设计成多个采样频率。这种采用不同采样频率的数字电路叫做多速率数字电路，文献 [8-10] 对其做了很好描述。

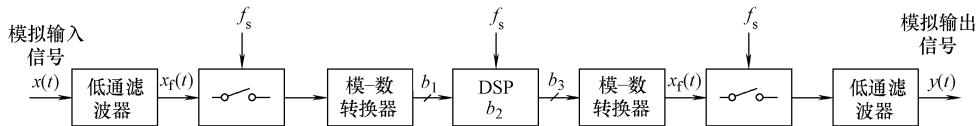


图 4-3 经典数字控制电路的结构框图

4.2 信号调理与采样

4.2.1 模拟信号采样速率

一个模拟信号以离散的时间间隔 $T_s = 1/f_s$ 采样。信号采样频率 f_s （也叫作信号采样速率）必须能够确保对原始模拟信号准确描述。显然，采样点越多（采样速率更快），数字描述越精确。如果采样点不断减少，减少到某个程度时原始信号的关键信息实际上已经丢失。本章讨论仅限于周期采样或者均匀采样的情况。典型的采样保持电路如图 4-4 所示，模拟正弦信号采样过程的实例如图 4-5 所示。

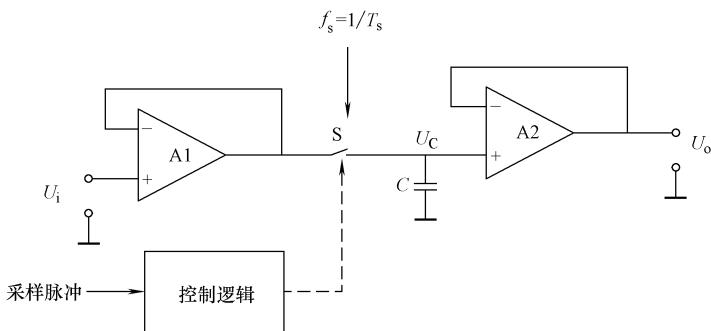


图 4-4 一个采样保持电路

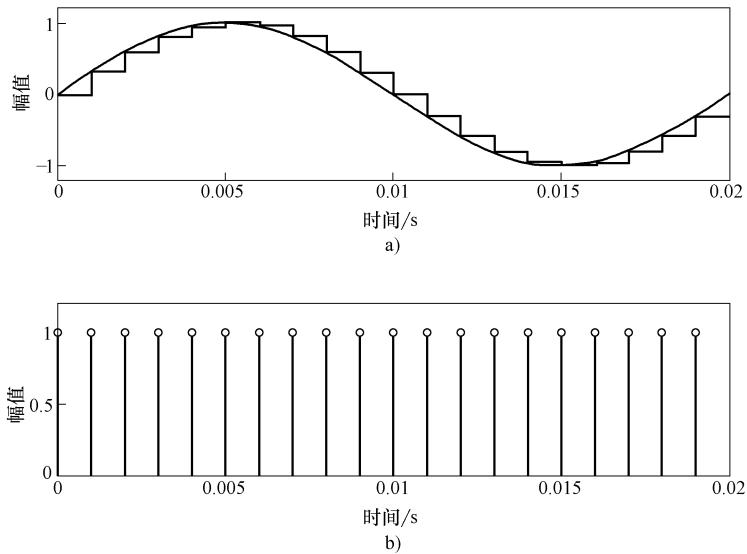


图 4-5 模拟信号采样过程实例

a) 输入信号和被采样信号 b) 采样脉冲

贝尔实验室的 Nyquist^[11, 12]对采样定理做出了数学上的证明, Hartley 和 Whittaker 对其进行了简单补充^[13]。这些论文为 20 世纪 40 年代的脉冲编码调制 (PCM) 方法奠定了基础, 1948 年 Claude Shannon 发表了关于通信理论的论文^[14]。1933 年, 前苏联的 Kotelnikov 又独自发现了另一个采样理论。简而言之, 采样定理要求采样频率不小于模拟信号最高频率的两倍, 否则信号将失真, 因为会发生频率混叠现象。由于如今数模转换器的信号带宽很高, 频率混叠现象成为了抗混叠滤波器中杂散信号的来源之一, 抗混叠滤波器的主要目的是限制输入信号的带宽以消除高频分量。数据采样系统的原则之一是使输入信号频谱集中分布在 $1/2$ 的采样频率周围。理想抗混叠滤波器可以通过指定带宽内的所有信号而阻断其他信号, 其性能是信噪比 (SNR) 的主要影响因素。SNR 的计算式为

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_x}{P_n} \right) \quad (4-1)$$

式中 P_x ——信号功率;

P_n ——噪声信号功率。

图 4-6 表示信号采样过程发生频率混叠现象时的频谱。在经典系统中, 信号带宽为 $0 \sim f_b$, $1/2$ 采样频率 $f_s/2$ 仅略高于 f_b , 因此抗混叠滤波器需要有尖幅特性, 并在阻带内有很高的衰减率, 这种解决方案非常复杂和昂贵。

如今, 集成电路 (IC) 制造技术的发展使得快速数字电路实现简单, 价格

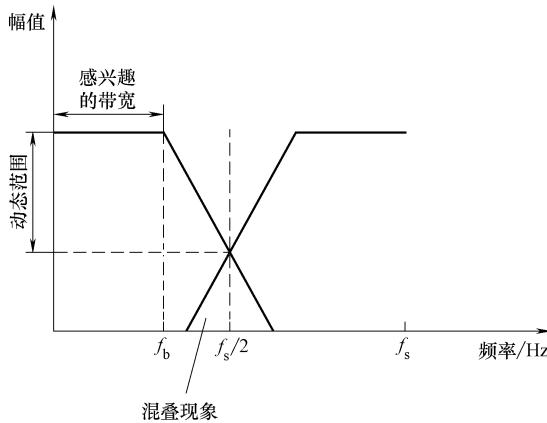


图 4-6 混叠现象对信号动态影响的实例

低廉，因此，现代系统中采样频率 f_s 的值可以远大于 f_b （过采样），大大降低了对抗混叠滤波器的要求。

参考文献 [16-19] 介绍了数字信号处理的背景，参考文献 [20-24] 对 A-D 转换相关的技术问题进行了讨论。

4.2.2 信号量化

数字信号的幅值分辨率受限于系统位数。常用的是 b 位定点系统，它可以通过舍入与截尾来处理尾数。一个正弦模拟信号采样和量化的实例如图 4-7 所示。

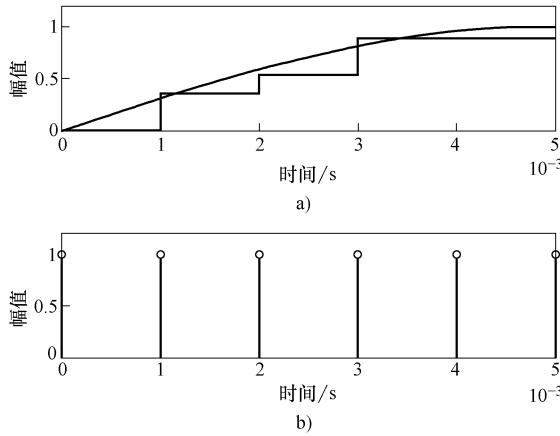


图 4-7 模拟正弦信号的采样及量化图释

a) 输入信号和采样信号 b) 采样脉冲

数字信号是一系列数字，每个数字用有限的位数来表示：

$$x(n) \overset{=}{\longleftrightarrow} x(nT_s), -\infty < n < \infty \quad (4-2)$$

式中 n ——采样点序号；

$x(n)$ ——在每个 T_s 时间内对模拟信号 $x(t)$ 采样获得的离散信号。

信号幅值与最低有效位 (LSB) 的关系为

$$\Delta = \frac{A_p}{2^{b-1}} \quad (4-3)$$

式中 A_p ——被转换信号的幅值；

Δ 也叫做量化步长或分辨率。

量化过程的加法线性模型如图 4-8 所示。量化误差定义为

$$e_q(n) = x_q(n) - x(n) \quad (4-4)$$

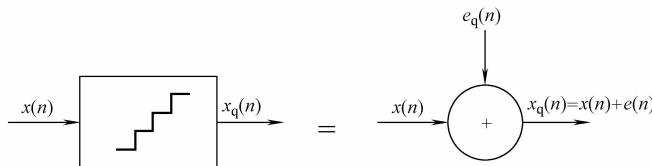


图 4-8 量化过程的加法线性模型

在取整量化过程中， $e_q(n)$ 限定在 $-\Delta/2 \sim \Delta/2$ 的范围，即

$$-\Delta/2 < e_q(n) < \Delta/2 \quad (4-5)$$

信号量化增加了信号噪声，这将恶化信号动态范围。对于一个 b 位定点系统，在正弦信号上叠加均匀分布的白噪声，信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_x}{P_n} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{2}{3} 2^{2b} \right) = 1.76 + 6.02b \quad (4-6)$$

4.2.3 最高信号频率和信号采集时间

信号采集时间 t_{aq} 与 A-D 转换器有关，A-D 转换器利用输入端的采样保持（或者跟踪和保持）电路获取并保持（在允许误差范围内）模拟信号^[25]。信号采集时间是指电路从进入保持模式到确定其最后一个值所需的时间。对于输入端没有采样保持电路的 A-D 转换器，除具有良好匹配的比较器的闪存转换器之外，信号采样时间都等于转换器的转换时间 t_c 。如图 4-9 所示的采样过程，假设在采样过程中输入信号的幅值变化不大于 A-D 转换器 LSB 的一半，即

$$\Delta U \leq 0.5 \Delta = 0.5 \frac{A_p}{2^{b-1}} = \frac{A_p}{2^b} \quad (4-7)$$

幅值为 A_p 频率为 f 的模拟正弦输入信号为

$$u_{\text{in}}(t) = A_p \sin(2\pi ft) \quad (4-8)$$

其最大变化速率为

$$\left. \frac{du_{\text{in}}(t)}{dt} \right|_{\text{max}} = 2\pi A_p f \quad (4-9)$$

假设

$$t_{\text{aq}} \ll 1/f \quad (4-10)$$

ΔU_{in} 由下式决定：

$$\Delta U_{\text{in}} = 2\pi A_p f t_{\text{aq}} \quad (4-11)$$

由此得到最高信号频率的表达式为

$$\Delta U_{\text{in}} \leq \Delta U \quad (4-12\text{a})$$

$$2\pi A_p f t_{\text{aq}} \leq \frac{A_p}{2^b} \quad (4-12\text{b})$$

$$f \leq \frac{1}{2\pi 2^b t_{\text{aq}}} \quad (4-12\text{c})$$

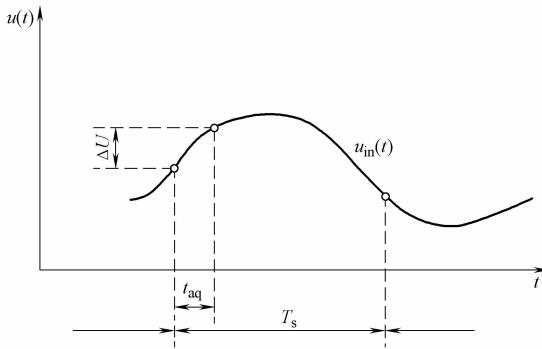


图 4-9 信号采集过程

例如，对于位数 $b = 16$ ，采样时间 $t_{\text{aq}} = 10\text{ns}$ ，由上述不等式可以得到最高信号频率 $f \leq 242.8\text{Hz}$ 。如上所述，这是 A-D 转换过程中最重要的因素。

4.2.4 多通道系统的采样

数字控制电路有个十分重要的特点就是，采样点同时给出采样数值和时间序列数据。设计 A-D 转换器的输入电路时，通常有同步采样和多路复用两种结构。以图 4-10 所示的双通道为例，图 4-10a 为同步采样，每个通道均有一个采样电路和 A-D 转换器，电流 $i_1(t)$ 通过电气隔离的电流互感器 CT 转化为电流信号 $i_{1l}(t)$ ，电压信号处理过程与此类似；然后各通道信号通过抗混叠低通滤波器后被同时采样，最后 A-D 转换器将它们转换为数字形式。

与此相反，在多路复用架构中，多通道使用同一个 A-D 转换器（见图 4-10b）。这种顺序的采样方式的缺点是不同通道间存在采样时间不同步而产生的误差，如图 4-11 所示。参考文献 [20, 21] 对同步采样与顺序采样进行了讨论。A-D 转换器的采样电路最好采用同步结构，如果不能使用该方案，必须采用有时间校正的顺序采样。与顺序采样相比，同步采样的优势在于：

- (1) 抖动误差更小;
- (2) 系统带宽更高;
- (3) 通道间串扰更小;
- (4) 稳定时间更短。

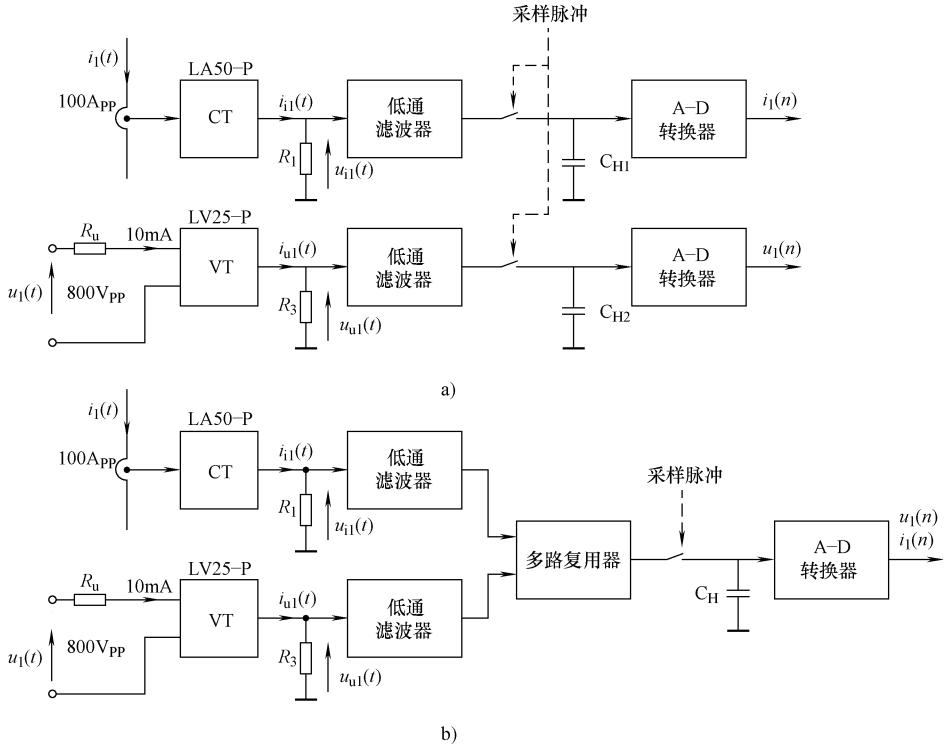


图 4-10 双通道采样电路

a) 同步采样 b) 顺序采样

顺序采样 A-D 转换器的幅值和相位误差

单位幅值的正弦输入信号:

$$u_1(t) = \sin(2\pi ft) \quad u_2(t) = \sin(2\pi f(t + t_c)) \quad (4-13)$$

其信号差 (见图 4-11)

$$\Delta U = \sin(2\pi ft) - \sin(2\pi f(t + t_c)) \quad (4-14a)$$

$$\Delta U = 2 \cos\left(\frac{2\pi ft + 2\pi f(t + t_c)}{2}\right) \sin\left(\frac{2\pi ft - 2\pi f(t + t_c)}{2}\right) \quad (4-14b)$$

$$\Delta U = 2 \cos(2\pi ft + \pi f t_c) \sin(-\pi f t_c) \quad (4-14c)$$

误差导数为

$$\frac{d(\Delta U)}{dt} = -4\pi f \sin(2\pi ft + \pi f t_c) \sin(-\pi f t_c) \quad (4-15)$$

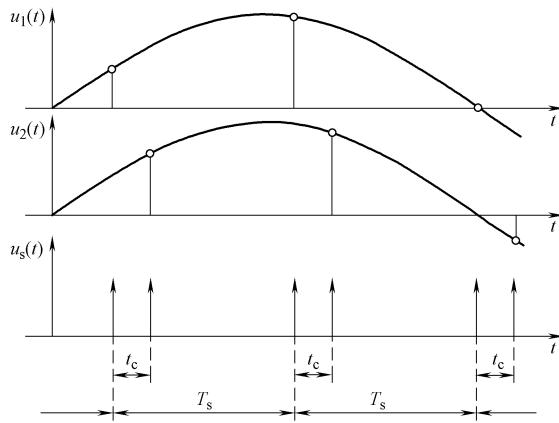


图 4-11 双通道采样电路的顺序采样

当导数为 0 时， ΔU 的值最大，则

$$\frac{d(\Delta U)}{dt} = -4\pi f \sin(2\pi ft + \pi ft_c) \sin(-\pi ft_c) = 0 \quad (4-16)$$

$$2\pi ft + \pi ft_c = 0 \quad (4-17a)$$

$$t = -\frac{t_c}{2} \quad (4-17b)$$

可得到信号误差的最大值如下所示：

$$\Delta U|_{t = -0.5t_c} = 2 \cos\left(2\pi f\left(-\frac{t_c}{2}\right) + \pi ft_c\right) \sin(-\pi ft_c) \quad (4-18a)$$

$$\Delta U|_{t = -0.5t_c} = 2 \cos(0) \sin(-\pi ft_c) \quad (4-18b)$$

$$\Delta U_{\max} = 2 \sin(-\pi ft_c) \quad (4-18c)$$

对应的相位误差为

$$\Delta\varphi = \frac{t_1}{T} 360 - \frac{t_1 + t_c}{T} 360 = 360t_c f \quad (4-19)$$

例如，对于转换时间为 $t_c = 5\mu s$ ，信号频率 $f = 50Hz$ ，则最大信号误差 $\Delta U = 1.57mV$ ，相角误差 $\Delta\varphi = 0.09^\circ$ ，而对于 50 次谐波 ($f = 2500Hz$)： $\Delta U = 39.26mV$ ， $\Delta\varphi = 4.5^\circ$ 。在多通道系统中顺序采样的结果会更差，因为最后一个通道的 A-D 转换时间 t_c 需要乘以通道数。

4.2.5 有效比特数

数字信号有一个值得关注的参数就是有效比特数 (ENOB)，该参数考虑了转换过程中的所有误差，其中最主要的是量化噪声、抖动、A-D 转换噪声、混叠、积分和差分的非线性特性、通道串扰、通道间串扰以及其他误差（见图

4-12)。ENOB 的表达式为

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SNR}_{\text{tot}} - 1.76}{6.02} \quad (4-20)$$

式中 SNR_{tot} ——考虑所有误差的信噪比。

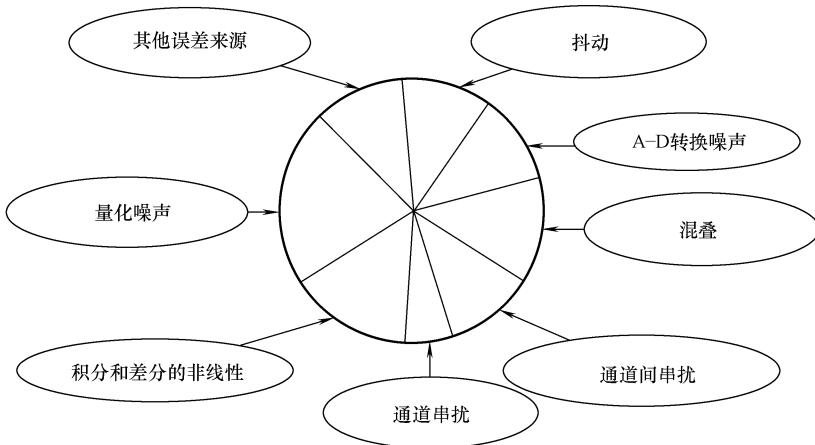


图 4-12 有效比特数 (ENOB)

如今，尽管获得 18 位 A-D 转换器很容易，但是应用不当很可能使有效位数减少到 10 ~ 12 位，因此 ENOB 这个参数非常重要。A-D 转换过程中的主要误差来源是信号传输和高速处理器的时钟信号。

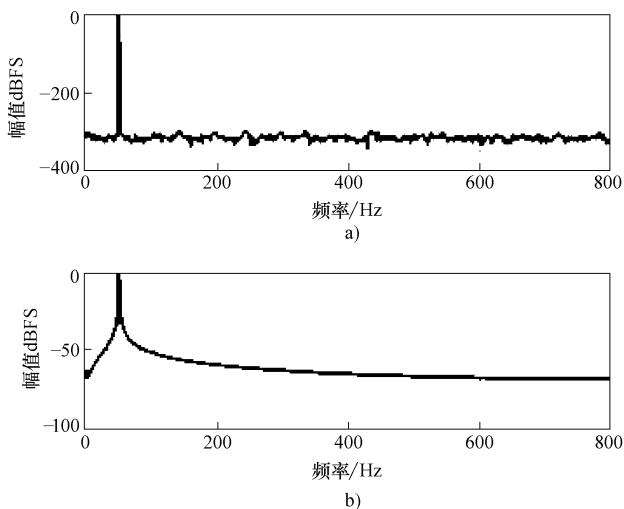


图 4-13 正弦信号的频谱

a) 相干采样 b) 非相干采样

4.2.6 同步采样过程

大部分数字信号处理算法的性能主要取决于被处理的信号是否是相干采样。例如，图 4-13 表示同一信号在相干采样（见图 4-13a）和非相干采样（见图 4-13b）下的频谱，因此，在作者看来，连接到电网的装置系统宜采用同步方法，图 4-14 为作者在 APF 控制电路中使用的模拟同步电路。在该电路中，来自隔离变压器的三相电压作为低通滤波器的输入。然后，来自一相的信号接在模拟锁相环（PLL）的相位检测输入端。PLL 产生的采样信号频率为

$$f_s = N_M f_M \quad (4-21)$$

式中 f_M ——电力线工频；

N_M ——每个工频周期 $T_M = 1/f_M$ 的采样数。

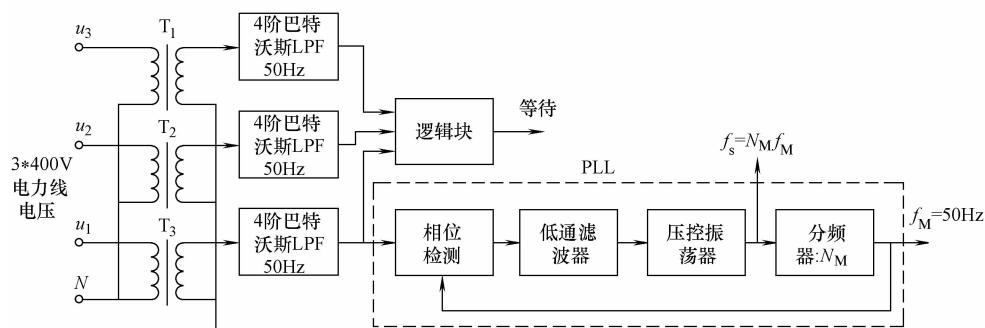


图 4-14 带 PLL 电路的模拟同步电路

另外一个问题就是电力电子装置的输出，通常是由脉宽调制器产生脉冲控制输出开关（晶体管）。当调制频率与工频无关时，装置可能产生低频分量，这是由于它们之间存在频差。因此，作者认为整个控制系统应该同步，其中的一种解决方案如图 4-15 所示，DSP、PWM 和 A-D 转换器通过共同的 PLL 电路同步。

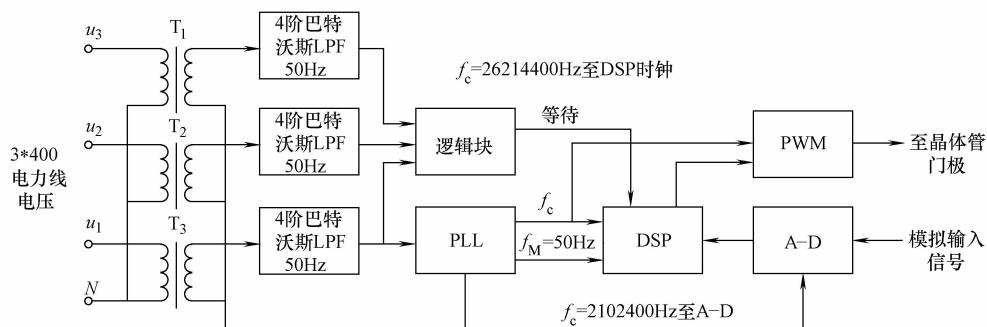


图 4-15 完全同步的数字控制系统

4.3 数据信号处理器

目前 DSP 硬件主要有以下五种：

- (1) 通用微处理器和微控制器；
- (2) 定点 DSP；
- (3) 浮点 DSP；
- (4) 可编程数字电路，例如现场可编程门阵列（FPGA）；
- (5) 专用设备，例如专用集成电路（ASIC）。

表 4-1 给出了各种处理器的主要特点。DSP 硬件的主要算法可用下面的离散卷积公式来描述：

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a(k)x(n-k) \quad (4-22)$$

对于时间或者空间上两个不同点的随机变量 $w(n)$ 和 $x(n)$ ，则有

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w(k)x(n+k) \quad (4-23)$$

离散傅里叶变换（DFT）为

$$Y(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)(\cos(2\pi nm/N) - j\sin(2\pi nm/N)) \quad (4-24)$$

因此，DSP 硬件的主要任务可以用式 (4-25) 描述。

$$y(n+1) = a(n)x(n) + y(n) \quad (4-25)$$

表 4-1 DSP 硬件实施总结

	微处理器和 微控制器	定点 DSP	浮点 DSP	FPGA	专用 集成电路
灵活性	可编程	可编程	可编程	可编程	无
处理速度	低—中	高	高	高	高
支持乘法和累加	几乎不	支持	支持	可能	可能
可靠性	中—高	高	高	中	高
分辨率	低	低—中	中—高	低—中	中
额外扩展：计数器， 脉宽调制器，模-数转换器	是	可能	可能	是	是
功耗	低	低	中—高	低—中	低
开发时间	中—长	短	短	中	长
开发成本	低—中	低	低	中	高
成本	低—中	低—中	中—高	低—中	低

对于定点 DSP 的 A-D 转换器，位数决定了信号处理的动态范围，图 4-16 给出了典型 DSP 的动态范围。

带累加器的乘法器如图 4-17 所示，输入操作数 $x(n)$ 和 $a(n)$ 具有 b 位分辨

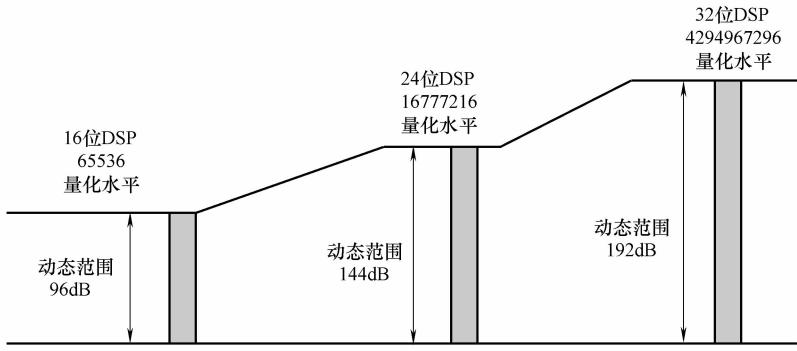


图 4-16 定点 DSP 的动态范围

率，乘积具有 $2b$ 位分辨率。累加器采用 $2b$ 位分辨率，最终可以使式 (4-25) 的计算比采用 b 位分辨率更精确：

$$\overbrace{y(n+1)}^{2b\text{-bit}} = \overbrace{\frac{b\text{-bit}}{a(n)} \frac{b\text{-bit}}{x(n)} + \frac{2b\text{-bit}}{y(n)}}^{2b\text{-bit}}$$

这种方法可以扩展动态范围，同时能够保证系统成本和功率损耗在合理范围。这种带累加的乘法器是 DSP 中的典型解决方案，另外通过 FPGA 和 ASIC 电路也可以实现，但在微处理器和微控制器中较少采用。

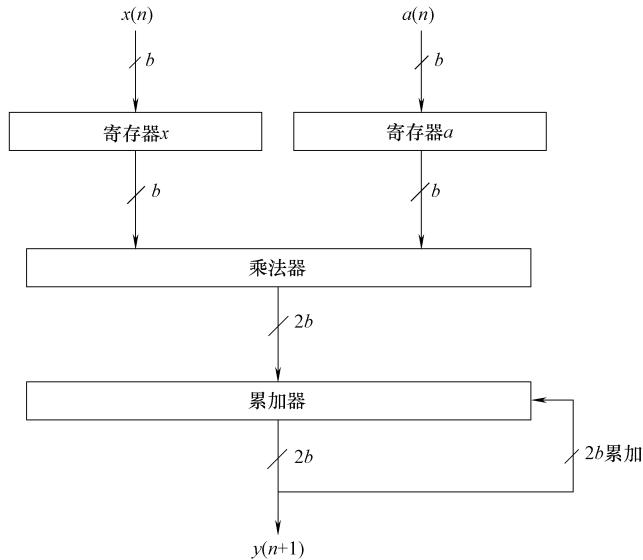


图 4-17 带累加器的乘法器

现在市场上的处理器种类繁多，可以从以下几个性能来选择：

- (1) 单循环运算；
- (2) 带扩展分辨率累加的乘法器；
- (3) 桶式移位器；
- (4) 硬件循环；
- (5) 循环选址；
- (6) 并行指令集；
- (7) 支持小数运算。

与通用处理器的性能不同，这些性能使得运算速度更快而且有足够的精度。

表 4-2 列出了适用于电力电子控制电路的 DSP。

表 4-2 适用于电力电子控制电路的 DSP

型号	TMS320F283xx	TMS320C67x	SHARC	MC56F84xxx
结构	Harvard	浮点超长指令字 DSP	增强型 Harvard	双 Harvard
定点	32 位	32 位	32 位	32 位
浮点	IEEE 单精度浮点	IEEE 双精度浮点	32/40 位 IEEE 浮点运算	无
PWM	18 个 PWM, 6 个高分辨率(150ps) PWM	支持	高达 16 个 PWM 通道	最多 24 个 PWM 通道(分辨率为 312 ps)
A-D	含有 2 个采样保持电路的 12 位 ADC	无	无	2×12 位高速率
乘法累加器(MAC)	32×32 位或双 16×16 位 MAC	2 个定点 ALUs, 4 个 ALUs, 两个乘法器(浮点和定点)	32 位定点乘法器(64 位乘法及 80 位累加)	32×32 位(32 位或 64 位结果)
移位器	桶形	桶形	桶形	32 位算术和逻辑多位移位
信号处理性能	高达 300MHz, 600 MFLOPS	高达 350MHz/2,100MFLOPS	450MHz/2,700 MFLOPs	100MIPS(100MHz)
ROM	256KB×16 单片闪存	无	高达 4MB	256KB
RAM	34KB×16	256KB	1-4MB	高达 32KB
输入/输出	高达 88 个公用 GPIO 引脚	支持	高达 16-bit	通用 I/O
特殊寻址方式	循环寻址	支持	硬件支持循环缓存寻址, 32 地址指针支持 32 循环缓存	并行的指令集和独特的 DSP 寻址模式
硬件循环	支持	支持	零开销的六级嵌套循环	硬件 DO 和 REP 循环
制造商	德州仪器公司	德州仪器公司	美国模拟器件公司	飞思卡尔

4.3.1 TMS320F28335

最受关注的 DSP 系列之一是来自德州仪器公司的 TMS320F28x^[26]，也叫做数字信号控制器（DSC），典型代表是 TMS320F28335。它是在单个芯片上集成多种性能的完整系统，因此尤其适合于电力电子应用。其处理器内核由一个 IEEE-754 单精度浮点单元构成，具有 80ns 转换速率的 16 通道 12 位数-模转换器（ADC）以及两个采样保持器、18 路 PWM 输出、支持动态锁相环倍频的时钟和系统控制、256KB × 16 闪存、34KB × 16SARAM 存储器。处理器的指令周期为 6.67ns，处理时钟频率为 150MHz。为了简化设计过程，采用了一个 TMS320F28335 控制卡模块。该控制卡是一个很小的基于 F28335 的 100 引脚双列直插式内存组件（DIMM），设计成立式插件板。这些控制卡外围电路包括时钟、低压稳压器、隔离电路和上拉电路，从而为 DSC 设备运行提供可靠的保障（见图 4-18）。这种设计鲁棒性好，适用于在电磁干扰环境中运行（在电力电子装置中十分重要），它包括以下特点：

- 1) 通用输入/输出（GPIO）、ADC 和其他关键信号都由金手指插入；
- 2) ADC 输入引脚有钳位二极管保护；
- 3) ADC 输入引脚带抗混叠滤波器（噪声滤波器）；
- 4) 独立通用异步收发器（UART）通信。



图 4-18 软硬件开发系统：F28335 控制卡、CC28xxx 对接板和 USB2000 控制器

软硬件开发系统如图 4-18 所示，它由 F28335 控制卡、CC28xxx 对接板和 USB2000 控制器（JTAG 仿真器）组成。对接板是一个小型基础主板，可以接入

任何插件控制卡。它提供所需的 5V 电源，以及 GPIO 和 ADC 信号接口。该模块还有两块小的实验布线区，其中含有 0.1 间隔的电镀穿孔阵列，可用于扩展外围电路。仿真器便于软件开发，它可以访问处理器的所有寄存器和存储器，并对内部闪存进行编程。软件开发采用 CCS v4。此外，德州仪器公司还配备了许多支持工具，例如 Baseline Software Setup、DSP2833x Header Files 等。

图 4-19 为 A-D 转换器的简化框图，它由两个采样保持器 S/H 和一个 12 位 A-D 转换器组成。电压输入范围为 0 ~ 3V，转换器的输入电压 U_{in} 可以由下式确定：

$$U_{in} = \frac{D(U_{ref+} - U_{ref-})}{2^b - 1} + U_{ref-} \quad (4-26)$$

式中 D ——转换器输出；

U_{ref} ——参考电压；

b ——位数。

当 $U_{ref+} = 3V$, $U_{ref-} = 0V$, $b = 12$ 时

$$U_{in} = \frac{3D}{4095} \quad (4-27)$$

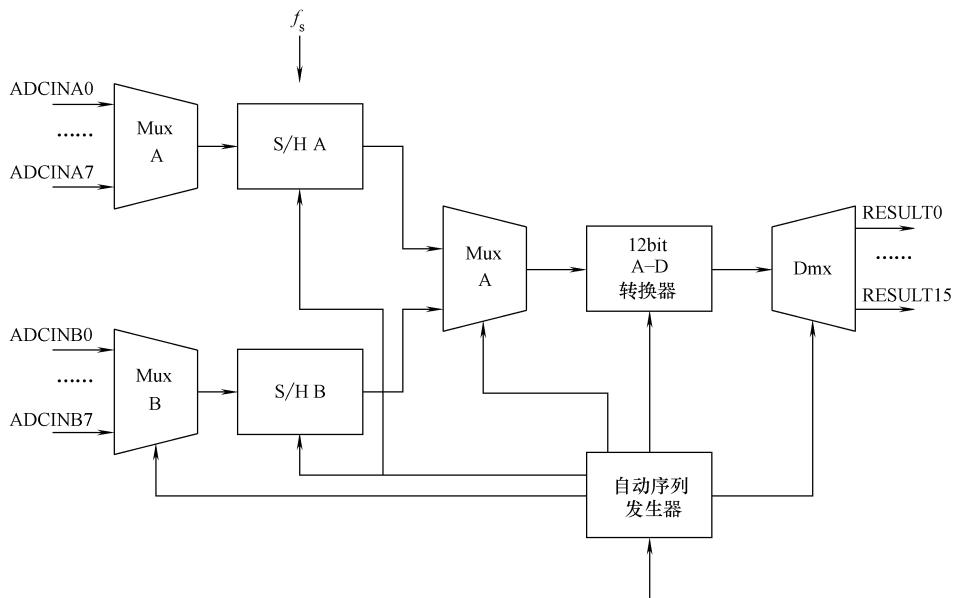


图 4-19 TMS320F28335 A-D 转换器结构图

4.3.2 SHARC DSP

在作者看来，经典的并更易于编程的 DSP 是来自美国模拟器件公司的 SHARC

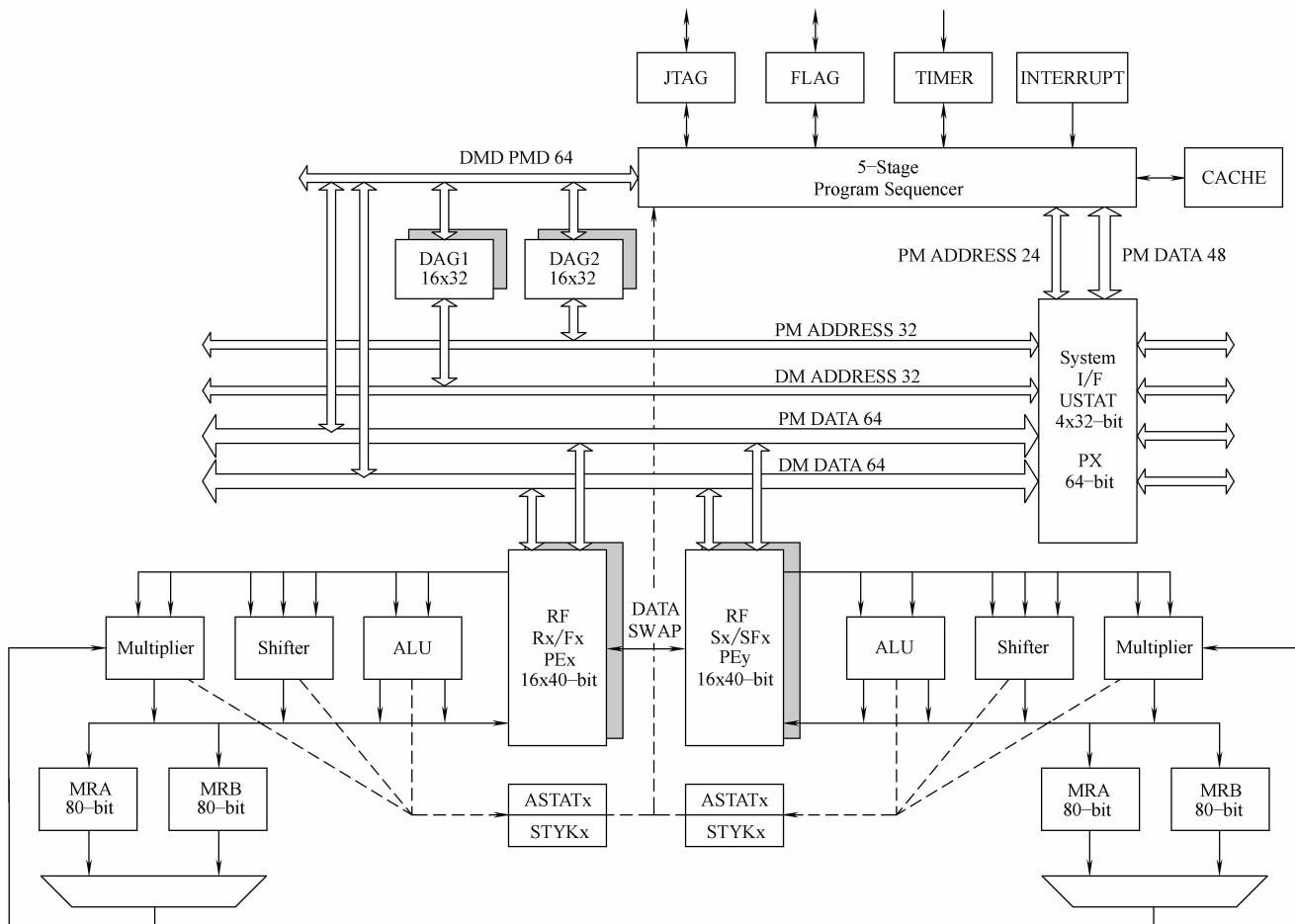


图 4-20 SHARC DSP 内核 ADSP-21367/8/9 的简化框图

DSP 系列，其结构框图如图 4-20 所示^[27]。处理器采用增强型 Harvard 结构，包括两套总线，一套用于数据存储器（DM），一套用于程序存储器（PM）。在每个内核处理周期内，PM 和 DM 总线支持存储器和内核之间 2×64 位数据传输。

地址总线由两个地址计算器（计数器）DAG1 和 DAG2 控制。DAG 用于间接寻址和硬件循环数据缓存。循环缓存区实现了 PM、DM 数据和数字信号处理中其他数据结构的有效编译，通常用于数字滤波器（式（4-22））和傅里叶变换（式（4-24））。这两个 DAG 包含足够的寄存器，可形成多达 32 个循环缓存区（16 个主寄存器集，16 个次寄存器集）。DAG 能自动处理地址指针的回绕寻址，减少了开销，提高了性能，并简化了实现方法。SHARC 有两个处理单元（PEx, PEy），每个单元包括：一个 ALU，含桶形移位器的乘法器， 16×40 位数据寄存器堆。这些计算单元支持 IEEE 32 位单精度浮点、40 位扩展精度浮点，以及 32 位定点数据格式，均在单周期内完成所有运算。每个处理单元的三个计算单元并行布置，以使计算吞吐量最大化。单个多功能指令执行并行 ALU 和乘法操作。处理器包括一个片上指令缓存，可以让三条总线同时取一条指令和四个数据值。指令缓存是可选择的，只有当取址和 PM 数据总线访问相冲突时，指令才被缓存，这样可使处理器内核全速运行。与其他 DSP 不同的是，SHARC 具有一个易于编程的汇编器，因此它能编译含 C 语言的汇编程序代码。作者认为单独使用 SHARC 处理器时需要配有一个闪存。

4.4 数字控制器

4.4.1 并联有源滤波装置的数字控制器

如图 4-21 所示，75kVA 三相并联有源滤波器与非线性负载并联接入到系统中。该 APF 由 Zielona Góra 大学团队开发^[28]，作者参与了控制电路的设计^[29]。APF 由信号处理控制电路和含 VSC 的输出电路组成，控制电路使 VSC 表现为一个可控电流源。输出电路包括两组储能元件：电感 L_{C1}, L_{C2}, L_{C3} 和两个直流电容 C_1, C_2 。

有源滤波器注入补偿电流 $i_{Ca}(t)、i_{Cb}(t)$ 和 $i_{Cc}(t)$ 到系统中，显著补偿了负载的谐波、无功和不平衡电流。该滤波器可用于三相三线或者四线制负载。在这里，非线性负载由晶闸管和线性电阻模拟，稳态时补偿电路的实验波形如图 4-22 所示。

APF 控制算法的结构框图如图 4-23 所示。控制算法采用同步坐标变换的方法^①，其控制电路根据参考文献 [29] 设计。该算法用数字信号处理器 TMS320C50

^① 原文是基于 Akagi 的瞬时无功功率理论。——译者注

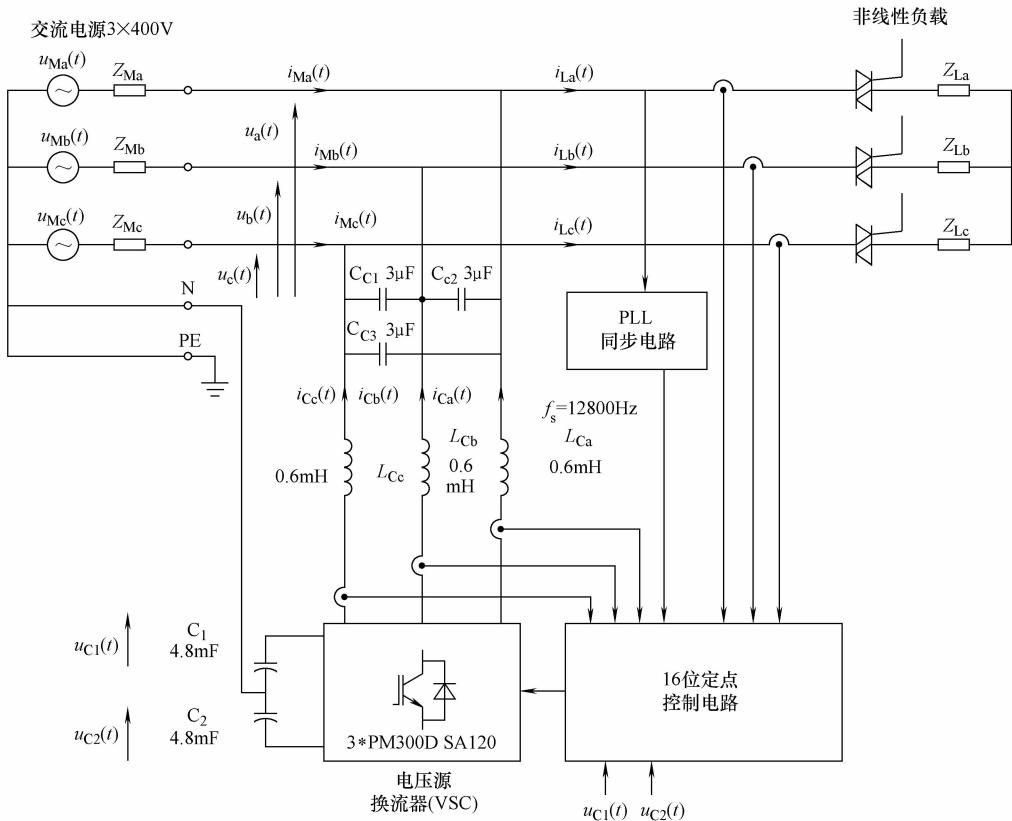
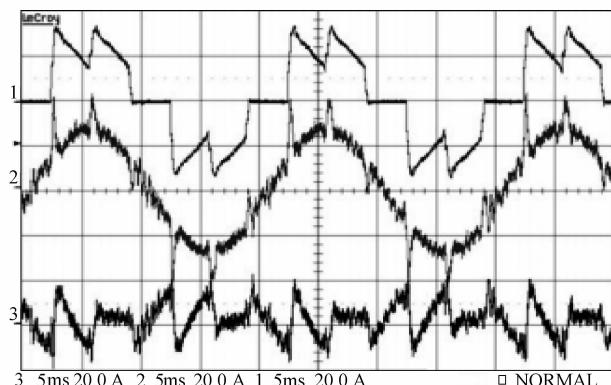


图 4-21 并联 APP (单位增益) 的三相补偿电路

图 4-22 APP 补偿非线性负载在稳态时的实验波形 (单相)
(从上到下依次为负载电流 i_L 、线路电流 i_M 和补偿器电流 i_C)

实现，采样频率为 f_s ，数字信号处理器通过 PLL 与电力线电压 U_1 同步（见图 4-14），算法在每个工频周期内执行 N_M 次，采样周期可以由下式计算：

$$T_s = \frac{T_M}{N_M} \quad (4-28)$$

式中 T_M ——电力线电压工频周期， $f_M = T_M^{-1}$ 为工频；

N_M ——每个工频周期内的总采样点数。

对于工频 $f_M = 50\text{Hz}$ 以及采样点数 $N_M = 256$ ，采样周期 $T_s = 78.125\mu\text{s}$ ，采样速率 $f_s = 12800$ 点/ s 。

三相电流信号可以等效变换到两坐标系统表示。将三相电流信号 $i_{La}(nT_s)$ 、 $i_{Lb}(nT_s)$ 和 $i_{Lc}(nT_s)$ 变换到含有中性线信号 i_{L0} 的两相电流信号 i_{La} 和 i_{Lb} ，即 $a - b - c \rightarrow \alpha - \beta - 0$ ，其变换矩阵为：

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha}(nT_s) \\ i_{L\beta}(nT_s) \\ i_{L0}(nT_s) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La}(nT_s) \\ i_{Lb}(nT_s) \\ i_{Lc}(nT_s) \end{bmatrix} \quad (4-29)$$

式中 $i_{Lx}(nT_s)$ ， $x = a, b, c$ ——信号 i_{Lx} 在采样周期 T_s 内的数值；

n ——电流采样点的序号。

然后，将两相信号由静止坐标系变换到同步参考坐标系中（该变换一般叫做 Park 变换）。计算公式如下：

$$\begin{cases} i_d(nT_s) = i_{L\alpha}(nT_s) \sin\left(\frac{2\pi n}{N_M}\right) - i_{L\beta}(nT_s) \cos\left(\frac{2\pi n}{N_M}\right) \\ i_q(nT_s) = i_{L\alpha}(nT_s) \cos\left(\frac{2\pi n}{N_M}\right) + i_{L\beta}(nT_s) \sin\left(\frac{2\pi n}{N_M}\right) \end{cases} \quad (4-30)$$

数字正弦参考信号为

$$\sin(2\pi f_M n T_s) = \sin\left(2\pi f_M n \frac{T_M}{N_M}\right) = \sin\left(\frac{2\pi n}{N_M}\right) \quad (4-31)$$

为了产生参考正弦和余弦信号，数字信号处理器程序内存中含有 sin 函数值表。信号 $i_d(nT_s)$ 表示瞬时有功电流， $i_q(nT_s)$ 表示瞬时无功电流，其直流分量可以通过高通数字滤波器 IIR 滤除，高通滤波器可以由下式描述：

$$H(z) = \frac{b - bz^{-1}}{1 + az^{-1}}$$

$$b = \frac{2(T_1/T_s)}{1 + 2(T_1/T_s)}, a = \frac{1 - 2(T_1/T_s)}{1 + 2(T_1/T_s)} \quad (4-32)$$

式中 $T_1 = 0.016\text{s}$ ——参考（模拟）滤波器时间常数。

为了稳定直流电压，采用了一个比例控制器，其响应为

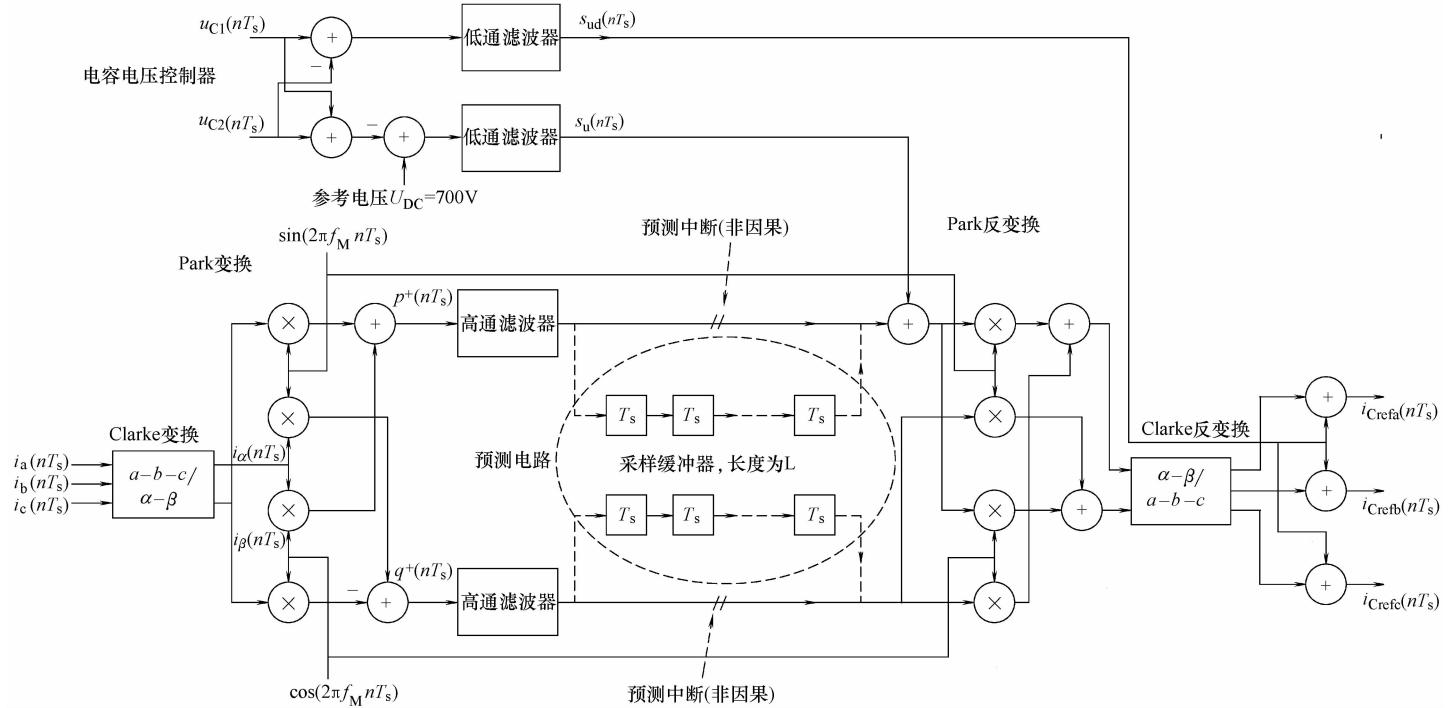


图 4-23 控制算法框图

$$s_U(nT_{pl}) = k_p(U_{DC} - (u_{C1}(nT_{pl}) + u_{C2}(nT_{pl}))) \quad (4-33)$$

式中 u_{C1} 、 u_{C2} ——电容 C_1 、 C_2 的电压；

k_p ——电压控制器增益；

U_{DC} ——直流参考电压。

从分量 $i_d(nT_s)$ 中加上 $s_U(nT_s)$ ：

$$i_{dC}(nT_s) = i_d(nT_s) + s_U(nT_s) \quad (4-34)$$

下一步对 i_{dC} 和 i_q 进行 Park 反变换：

$$\begin{cases} i_{Cref\alpha}(nT_s) = i_{dC}(nT_s) \sin\left(\frac{2\pi n}{N_M}\right) + i_q(nT_s) \cos\left(\frac{2\pi n}{N_M}\right) \\ i_{Cref\beta}(nT_s) = -i_{dC}(nT_s) \cos\left(\frac{2\pi n}{N_M}\right) + i_q(nT_s) \sin\left(\frac{2\pi n}{N_M}\right) \end{cases} \quad (4-35)$$

然后变换为三相参考电流信号：

$$\begin{bmatrix} i_{Cref\alpha}(nT_s) \\ i_{Cref\beta}(nT_s) \\ i_{Crefc}(nT_s) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 2/3 & 0 & \sqrt{6}/3 \\ -1/3 & \sqrt{3}/3 & \sqrt{6}/3 \\ -1/3 & -\sqrt{3}/3 & \sqrt{6}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Cref\alpha}(nT_s) \\ i_{Cref\beta}(nT_s) \\ i_{L0}(nT_s) \end{bmatrix} \quad (4-36)$$

参考补偿电流信号 $i_{Cref\alpha}(nT_s)$ 、 $i_{Cref\beta}(nT_s)$ 和 $i_{Crefc}(nT_s)$ 通过 D-A 转换器转化为模拟信号。控制电路如图 4-24 所示。

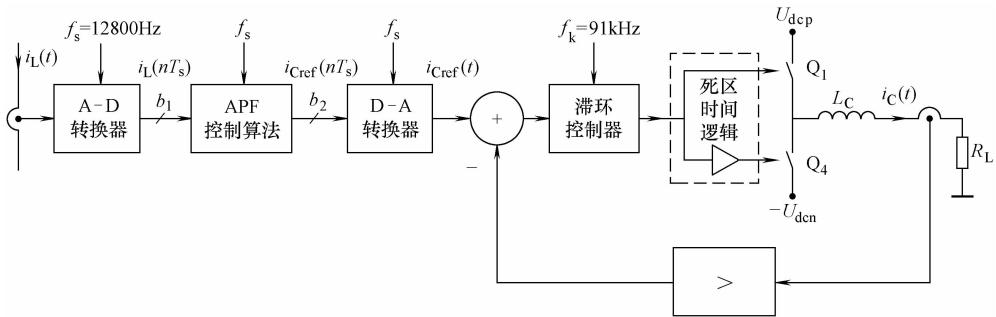


图 4-24 单相控制电路简化框图

最后，参考补偿信号通过电流控制器转换为控制脉冲。最初，滞环电流控制器算法基于两电平滞环比较器的非线性反馈环，由模拟比较器和附加胶连逻辑实现。由于逆变器开关频率很大程度取决于负载参数，因此在所提出的 APF 方案中，采用了滞环宽度可变的先进滞环电流控制器（见图 4-25），并做了以下改进：

- 1) 限制了最大开关频率；
- 2) 开关频率取决于“历史频率”；
- 3) 开关频率取决于参考补偿信号 i_{CR1} ：信号水平越高，开关频率越低。

图 4-26 表示了开关频率与参考补偿信号 $i_{Cref}(t)$ 水平的依赖关系，对于低信

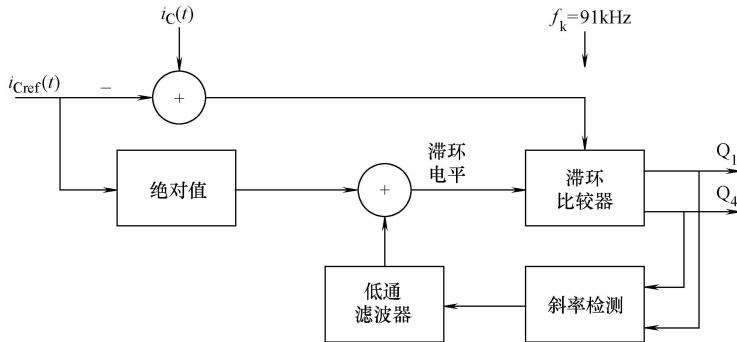
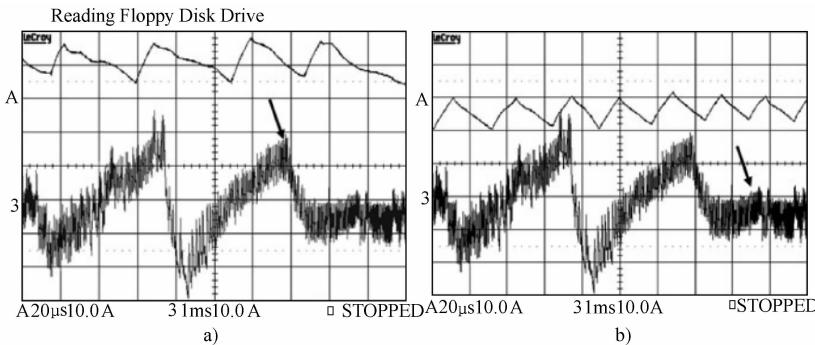


图 4-25 滞环宽度可变的滞环电流控制器结构框图

图 4-26 实验波形：开关频率对参考补偿信号 $i_{\text{Cref}}(t)$ 水平的依赖关系

a) 高水平信号 b) 低水平信号

号水平，开关频率在 25kHz 附近，而在高信号水平时，在 10kHz 附近。

4.4.2 APF 的预测控制算法

采用并联 APF 补偿时的稳态实验波形如图 4-22 所示。当负载电流值快速变化时（如图 4-22 中的 i_L 所示），APF 暂态响应太慢导致线路电流 i_M 出现了动态畸变，这个畸变引起线路电流中谐波含量的增加，增加量取决于一个时间常数。如图 4-21 所示的电路中， i_M 的总谐波畸变率（THD）增加了 10% 以上。APF 控制电流动态过程主要取决于逆变器输出时间常数 T_o ， T_o 应该考虑 APF 输出阻抗及负载和线路的总阻抗。APF 动态问题在文献中并不多见，但还是可以找到一些论文^[33-41]。

因此，首要问题是开发一种可以减小动态畸变影响并最终减少线路电流 THD 的预测控制算法。电力负荷主要有可预测负荷和噪声负荷两类，大部分负荷属于前一类，因此可以通过观测前几个周期的电流值来预测以后的电流值。

4.4.2.1 APF 输出电路

图 4-21 所示的补偿电路可以简化为图 4-27 (单相简化图), Z_M 表示线路总阻抗, Z_C 表示 APF 输出阻抗, Z_L 表示负载阻抗。电路时间常数主要取决于 Z_C , 因此, 可以将电路进一步简化为图 4-28。在作者看来, 这种简化可以保证系统动态仿真时有足够精度。

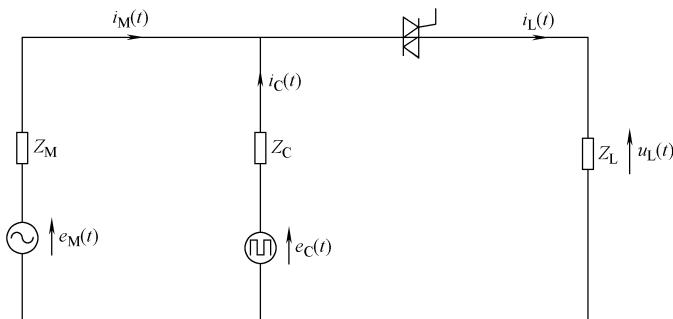


图 4-27 APF 单相补偿电路的简化图

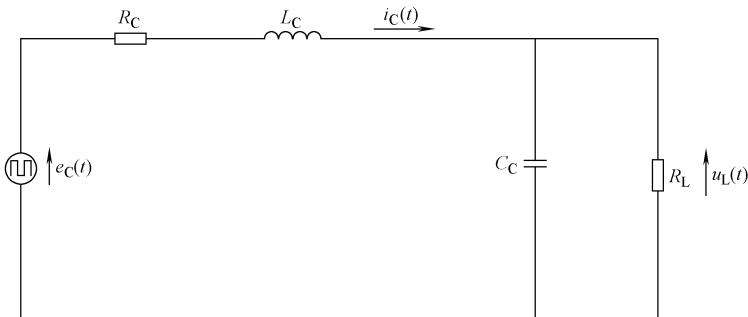


图 4-28 APF 输出电路简化图

电路电压的传递函数为

$$H(s) = \frac{U_L(s)}{U_C(s)} = \frac{R_L}{R_C + R_L + (R_C R_L C_C + L_C)s + R_L L_C C_C s^2} \quad (4-37)$$

对于 APF 控制电路, 采用一个 16 位定点 DSP 来实现数字仿真是合适的。式 (4-37) 通过双线性变换转化到数字域。为了获得更高的仿真精度, 输出电路的响应速率是整个控制算法的 R 倍, 即输出电路的采样频率等于 Rf_s 。设电路参数如下: $R_C = 0.1\Omega$, $L_C = 0.6mH$, $C_C = 3\mu F$, $R_L = 12\Omega$, 过采样率 $R = 8$ (则采样频率为 $Rf_s = 8 \times 12800Hz$), APF 输出电路传递函数数字化表示为

$$H(z) = \frac{U_L(z)}{U_C(z)} = \frac{0.01152 + 0.02304z^{-1} + 0.01152z^{-2}}{1 - 1.716z^{-1} + 0.7627z^{-2}} \quad (4-38)$$

APF 控制电路数字化实现的时序图如图 4-29 所示。模拟信号以频率 f_s 进行采样，然后通过模数转换器转换成数字信号，随后该数字信号经过控制算法处理后送往 PWM 调制器，因此整个控制算法的延时至少为一个采样周期 T_s ，这在仿真中必须考虑。此处，选择算法的延时为两个采样周期，即 $L_D = 2$ 。补偿电路数字仿真结构框图如图 4-30 所示，其阶跃响应如图 4-31a ($I_L(z) = 0$)，电路的总延时大约为 0.25ms；频率响应如图 4-31b 所示，该电路的截止频率约等于 3.5kHz。仿真中，参考补偿信号 $I_{Cref}(z)$ 通过同步坐标变换方法计算， $I_L(z)$ 为由晶闸管和线性电阻组成的非线性负载的电流。

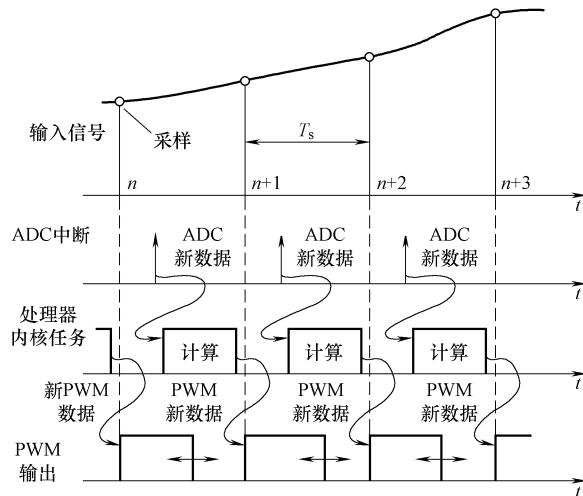


图 4-29 APF 控制电路数字化实现的时序图

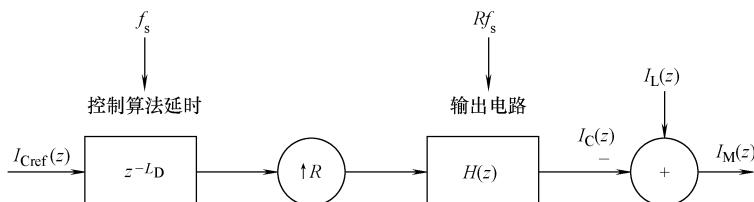


图 4-30 补偿电路（单相）数字仿真的结构框图

补偿电路的仿真电流信号波形如图 4-32 所示，仿真波形与实验波形十分接近（见图 4-22），图中线路电流 $i_M(z)$ 是由两个信号相加得到。为了简化，在仿真模型中省去了 PWM 调制器，因此波形没有调制分量。电流 i_L 、 i_C 和 i_M 的频谱如图 4-32b 所示。表 4-3 给出了线路电流 i_M 的一些参数，可以看出，补偿前仿真电流的 THD 为 39.33%，补偿后等于 27.75%，这表明补偿器对快速变化的负载电流的补偿效果并不明显。在实际电路中，为了减小该现象的影响，通过增加串

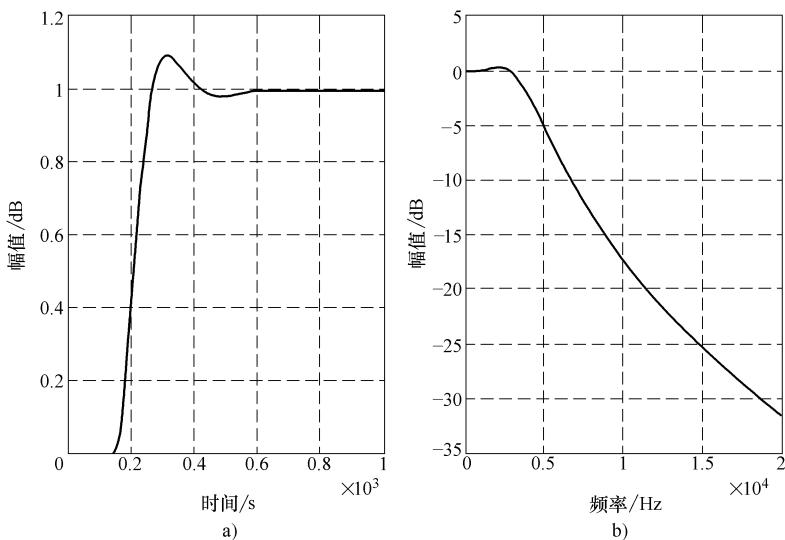
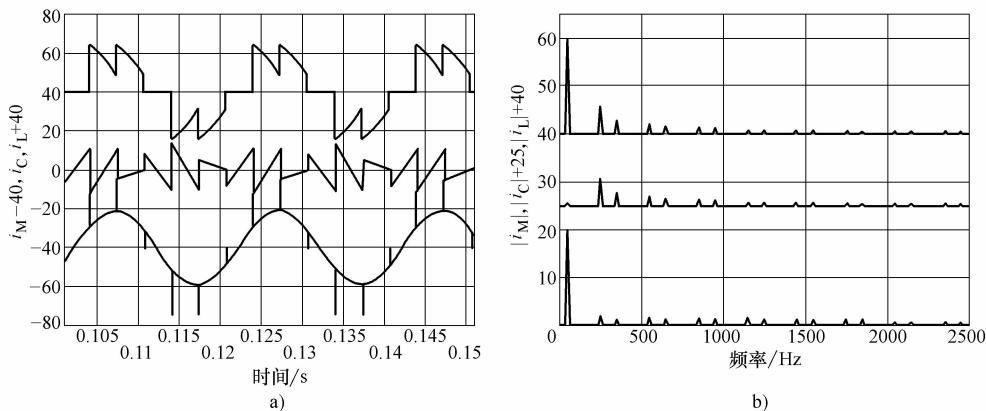


图 4-31 APF 输出电路

a) 阶跃响应 b) 频率响应

图 4-32 补偿电路仿真电流信号波形（从上到下依次为 i_L 、 i_C 和 i_M ）

a) 波形 b) 频谱

联电感来降低负载电流变化率。然而，这种方法会增加补偿器的重量和成本。

表 4-3 线路电流参数

电流 i_M	$i_{M(rms)}/A$	THD (%)	SINAD	THD ₅₀ (%)
补偿前	15.03	39.33	-8.73	38.98
经典算法	14.53	27.75	-11.46	27.24
预测算法, $T_{AH} = 214\mu s$	14.00	3.24	-29.78	1.32

注：SINAD 为信噪失真比； THD₅₀ 为 50 次以下谐波的总谐波畸变率。

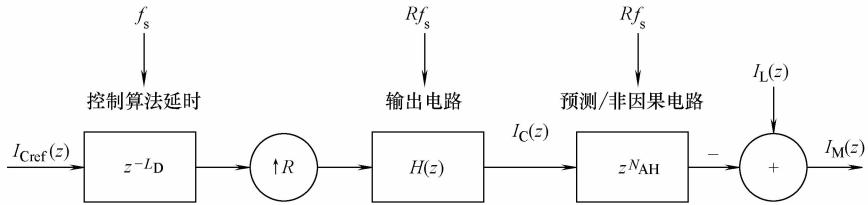


图 4-33 含非因果预测器的补偿电路数字仿真结构图

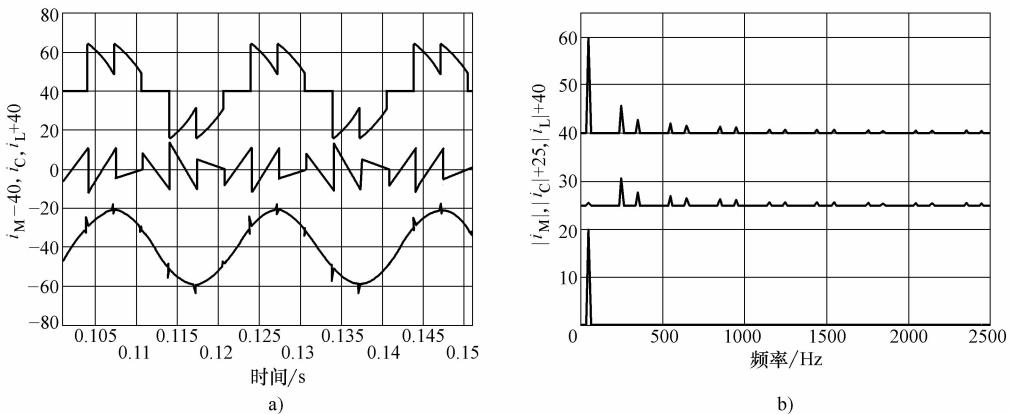
4.4.2.2 解决方法

对于可预测负载，补偿误差取决于输出电路的动态过程，动态变化是周期性出现的，因此可以通过提前发送补偿电流进行部分校正。此种解决方法在模拟控制系统中无法实现，但是在数字控制系统中却十分容易。对于可预测负载，可采用如图 4-33 所示的预测电路^[36-41]。期望的参考补偿电流数字信号 $I_{\text{Cref}}(z)$ 送往带预测的电路中，而先前存储在内存中的电流补偿采样信号 $I_C(z)$ ，提前送到当前的输出中。这种补偿依赖于逆变器的输出时间常数。由于该时间常数主要取决于逆变器输出电感值，因此可以将提前时间 T_{AH} 设定为一个常数值。这里，离散提前时间 T_{AH} 为

$$T_{\text{AH}} = N_{\text{AH}} T_s \quad (4-39)$$

式中 N_{AH} ——提前采样点数。

在所仿真的补偿电路中， $T_{\text{AH}} = 214 \mu\text{s}$ ，采用预测算法的仿真电路电流信号波形如图 4-34a 所示。线路电流 i_M 的波形十分接近正弦波，表明已达到补偿目标，图 4-34b 所示的频谱也证明了这一点。同样，表 4-3 给出的信号参数也证明如此。由于采用了预测算法，THD 从 27.75% 降到了 3.24%。

图 4-34 带预测功能的补偿电路仿真电流（从上到下依次为 i_L 、 i_C 和 i_M ）

a) 波形 b) 频谱

4.4.2.3 实验结果

实验研究采用了图4-21所示的补偿系统，如图4-23为APF控制算法的简化框图。控制算法采用定点16位数字信号处理器实现，详细描述见4.4.1部分。改进后的控制算法在经典控制电路中增加了两个预测（非因果）电路。图4-35和图4-36给出了相同稳态下的实验波形，图4-35对应于经典控制算法APF的补偿结果，图4-36对应于带预测电流补偿的改进APF的补偿结果，均包括线路电流 i_{Ma} 波形以及频谱幅值。

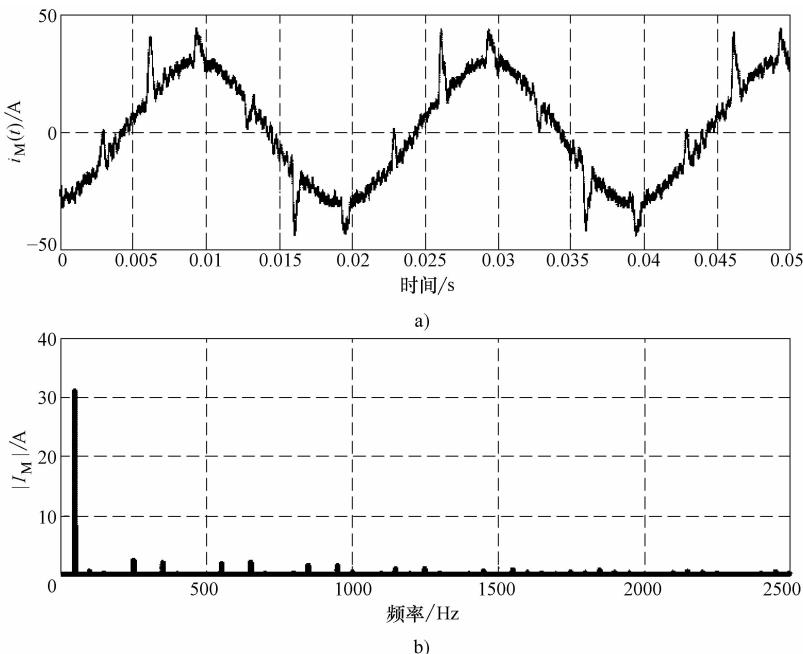


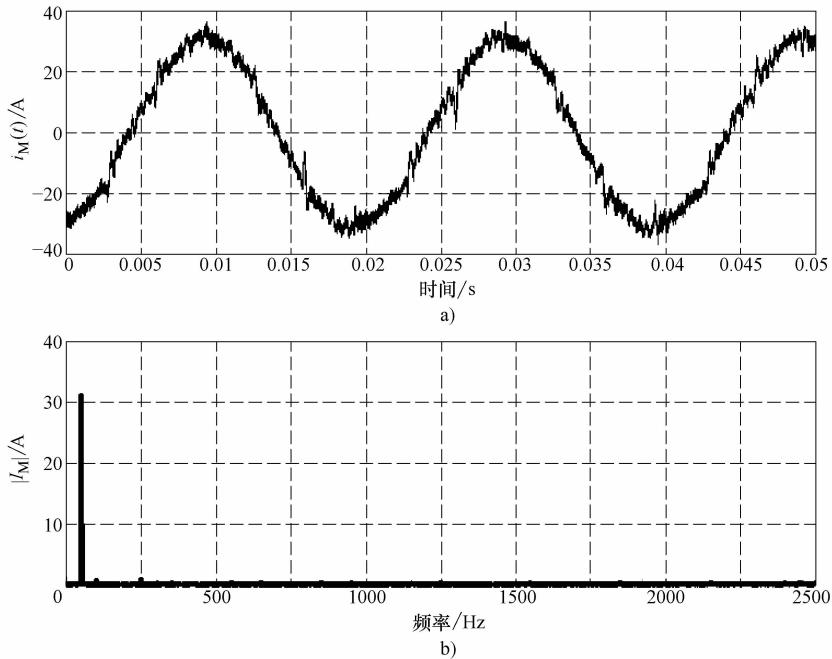
图4-35 带非线性负载时经典三相APF下的线路电流 i_{Ma} 稳态试验波形

a) 波形 b) 频谱

提前采样点数 $N_{AH} = 3$ 时得到的结果最好； N_{AH} 更大时补偿器是不稳定的。采用带预测电流补偿的新控制算法可以将线路电流THD从22%左右减小到5%左右($N_{AH} = 3$)。

4.4.2.4 APF的阶跃响应

当负载电流迅速变化时，含预测电路的APF如何工作非常重要，因此对其进行了负载电流阶跃响应研究。图4-37a给出了APF补偿前的负载电流波形。负载电流值通过改变晶闸管触发角来调节，而触发角由图4-37中的方波信号控制（曲线4）。在相同的负载电流阶跃条件下，经典控制算法的APF的响应如图4-37b所示，其阶跃响应调节时间为一个线路电压周期。图4-37c表示的是全时

图 4-36 带非线性负载时改进三相 APF 的稳态试验波形 ($N_{AH} = 3$)

a) 波形 b) 频谱

含预测改进控制算法的 APF 的响应，在负载电流变化后的第一个周期内，APF 发出的补偿电流 i_C 对应于先前的负载电流，补偿后线路电流是非正弦的。因此，预测电路应该修正为图 4-38 所示的电路。在该电路中，电流采样 $I_{in}(z)$ 存储在 DSP 内存中长度为 N_M 的采样缓存区，下一个周期的线路电流值与当前采样值相比较。如果当前采样值与内存中的各采样值的绝对差小于设定值，则预测（非因果）电流补偿算法投入（开关 S_1 在位置 1），非因果采样 $I_{in}(z^{-L})$ 从缓存区送到输出。采样缓存区的长度为：

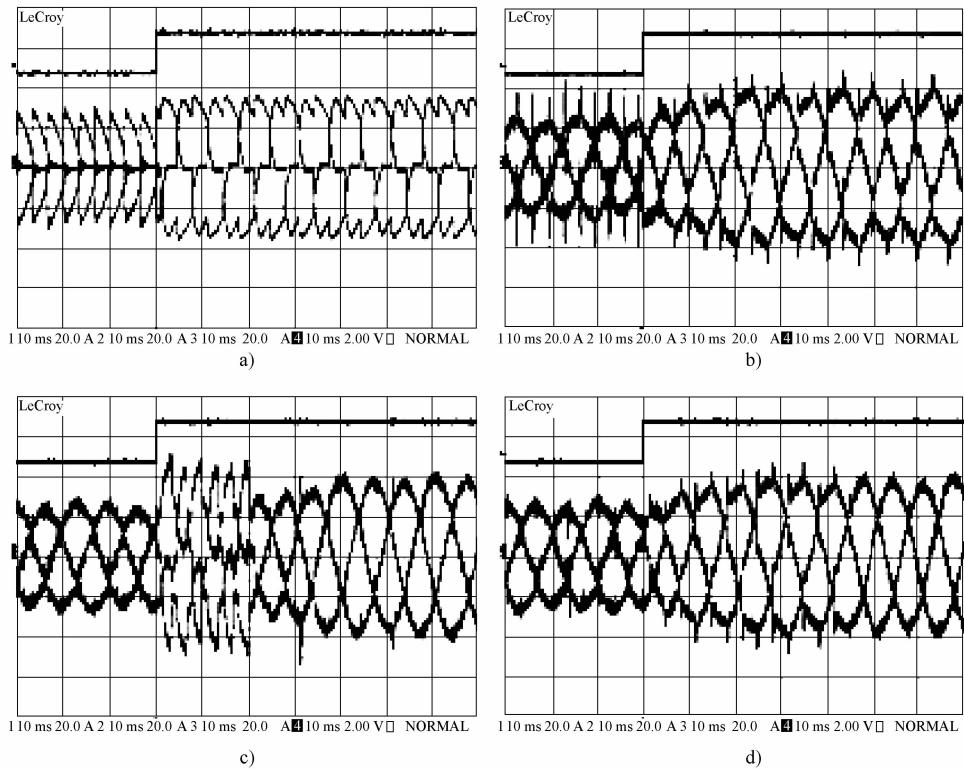
$$L = N_M - N_{AH} \quad (4-40)$$

如果负载电流发生变化，电流预测算法断开（开关 S_1 置 0），等检测到稳态后，重新合上（开关 S_1 置 1）。输出信号如下：

$$\begin{cases} I_{out}(z) = I_{in}(z^{-L}) \cdots S_1 = 1 \\ I_{out}(z) = I_{in}(z) \cdots S_1 = 0 \end{cases} \quad (4-41)$$

改进后的实验波形如图 4-37d 所示。在负载电流快速变化后，预测（非因果）电路断开，两个半工频周期后又重新投入。

对可预测负载，采用自适应预测电流补偿可以减小谐波电流。这种改进对瞬时无功控制算法来说十分简单，所增加的计算量也非常小，因此在已有的基于

图 4-37 负载电流阶跃变化时线路电流 i_{M_a} , i_{M_b} , i_{M_c} 的实验波形

a) APF 断开 b) 经典控制算法的 APF c) 预测算法全时投入的 APF d) 自适应预测算法的 APF ($N_{AH} = 3$ 采样缓冲区, 长度为 N_M)

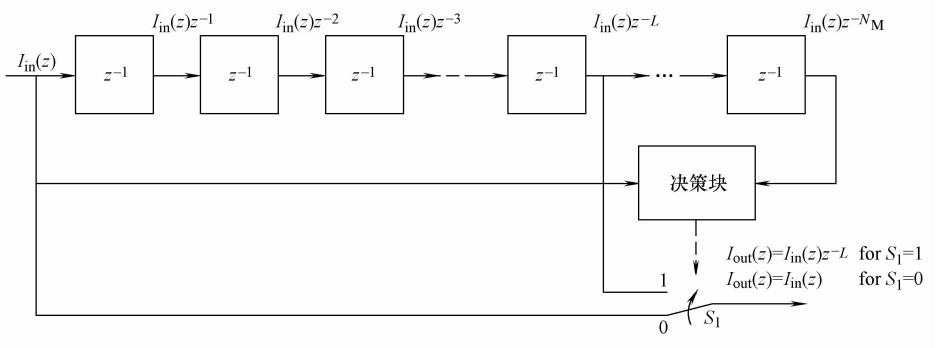


图 4-38 自适应预测电路的结构图

DSP、微控制器或者可编程数字电路（FPGA、CPLD 等）的控制电路上十分容易实现。这种简单改进可以很方便地应用到已有的 APF 数字控制电路中，以改善

谐波补偿质量。该方法对其他控制算法也十分有用，更进一步讲，也适用于其他电力电子装置，例如串联 APF、电力调节器、高品质 AC 电源等。

4.4.3 基于滑动 DFT 的数字控制算法

APF 向电网注入补偿电流 i_C ，有效补偿谐波和无功功率。补偿电流为

$$i_C(t) = i_L(t) - I_{m1} \sin(2\pi f_M t + \varphi_1) \quad (4-42)$$

式中 I_{m1} ——基波的幅值。

在理想的谐波补偿时，线路电流 $i_M(t)$ 仅仅包含基波电流，即

$$i_M(t) = I_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (4-43)$$

当线路电压 u_1 和线路电流 i_M 之间的相角差为 0 时，无功功率也被补偿了。在电力电子技术中，信号的频谱分析是一种重要的测量技术，常用的方法是离散傅里叶变换（DFT）和快速傅里叶变换（FFT）。对于 N_M 点采样的输入信号，DFT 典型计算过程如图 4-39 所示。

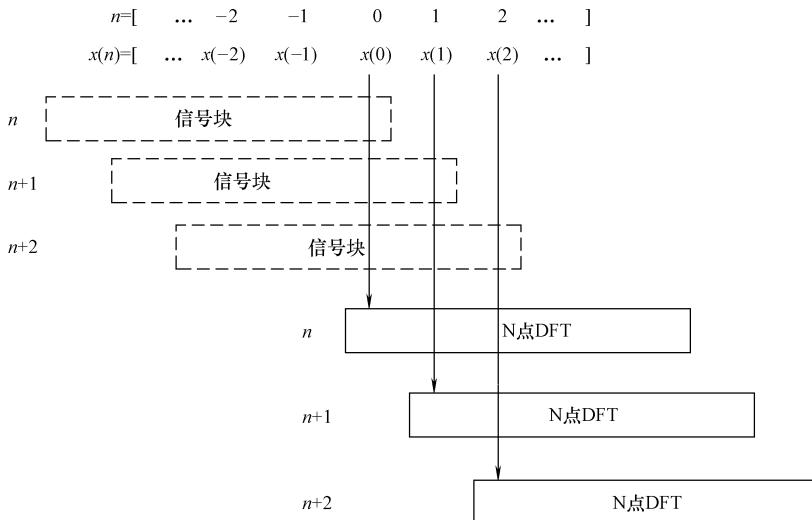


图 4-39 典型 DFT 信号流图

对于上述应用，滑动 DFT 算法要优于传统 DFT，且十分简单有效，尤其是在相干采样的情况下。文献 [42] 对滑动 DFT 做了很好的描述。第 k 点的滑动 DFT 滤波器的 z 域传递函数可以描述为：

$$H_{SDFT}(z) = \frac{1 - z^{-N_M}}{1 - e^{j2\pi k/N_M} z^{-1}} \quad (4-44)$$

式中 N_M ——信号块长，其典型值为信号周期；

k ——频点次数（见图 4-40）。

$N_M = 10$ ， $k = 1$ 时单点滑动 DFT 滤波器的幅频特性如图 4-41a 所示，其通带

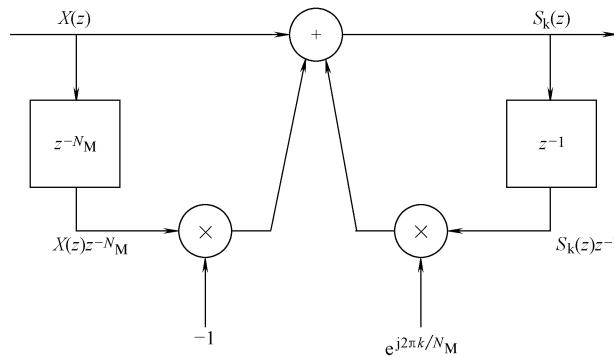
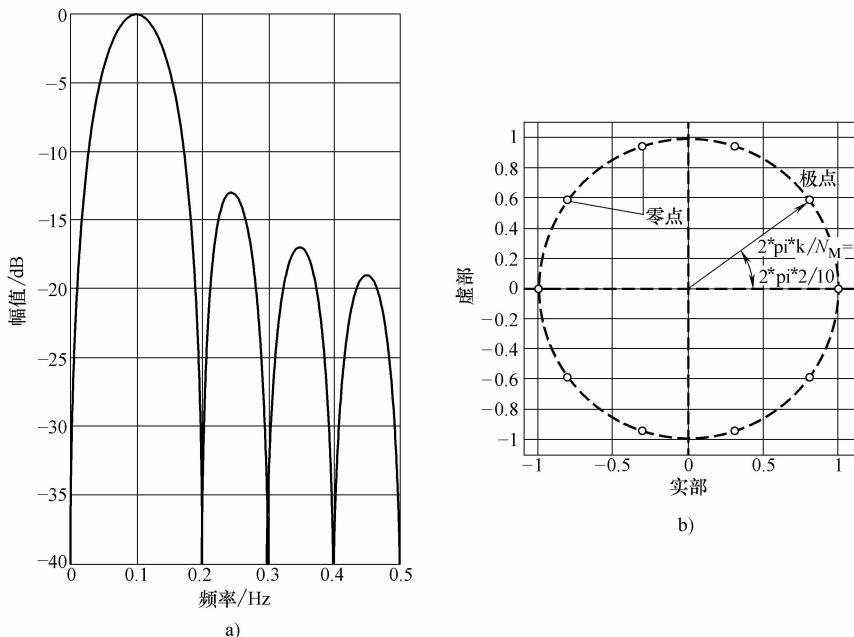


图 4-40 单点滑动 DFT 滤波器的结构图

和阻带非常小，但是对相干采样信号已经足够。如图 4-41b 所示，由于其极点在 z 域的单位圆上，滑动DFT临界稳定。

图 4-41 $N_M = 10, k = 1$ 时滑动 DFT 滤波器的特性

a) 幅值 b) z 域零极点位置

通过引入阻尼系数 r 可以使极点落在单位圆内一个半径为 r 的圆上。此时传递函数为

$$H_{SDFT}(z) = \frac{1 - r^{N_M} z^{-N_M}}{1 - r e^{j2\pi k/N_M} z^{-1}} \quad (4-45)$$

确保稳定的滑动 DFT 滤波器结构如图 4-42 所示，适用于低分辨率的定点计算，例如定点 DSP 和 FPGA 电路。对如 SHARC 等的浮点 DSP 可采用图 4-40 所示的电路。

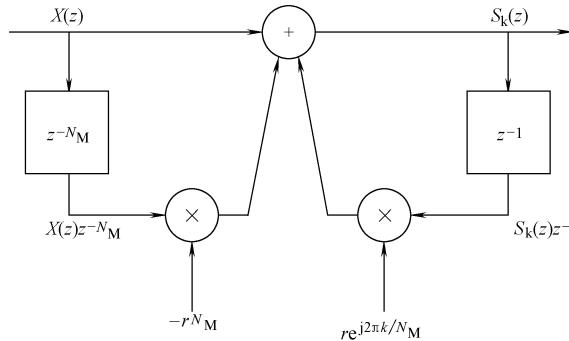


图 4-42 确保稳定的滑动 DFT 滤波器结构图

在上述方法中，仅用单点滑动 DFT 滤波器结构检测负载电流基波。负载电流频谱的基波分量计算如下：

$$s_1(nT_s) = s_1((n-1)T_s)e^{j2\pi k/N_M} - i_L((n-N_M)T_s) + i_L(nT_s) \quad (4-46)$$

式中 $i_L(nT_s)$ ——负载电流的离散信号表示；

$s_1(nT_s)$ ——某相负载电流的复数频谱的基波分量；

$s_1((n-1)T_s)$ ——负载电流前一个复数频谱的基波分量。

线路电流 $i_{s1}(t)$ 与线路电压 $u_1(t)$ 同相时，负载基波电流的离散信号为

$$i_{s1}(nT_s) = 2/N_M |s_1(nT_s)| \sin(2\pi 50nT_s + \varphi_1) \quad (4-47)$$

补偿电流信号为负载电流信号与基波参考正弦信号之差：

$$i_C(nT_s) = i_L(nT_s) - 2/N_M |s_1(nT_s)| \sin(2\pi 50nT_s + \varphi_1) \quad (4-48)$$

相应的控制结构框图如图 4-43 所示，与 4.4.2 节类似，也采用了预测算法。

当需要补偿不平衡电流时，第一相补偿电流 $i_{C1}(nT_s)$ 需由以下公式计算：

$$i_{C1}(nT_s) = i_{L1}(nT_s) - 2/N_M \frac{|s_{a1}(nT_s)| + |s_{b1}(nT_s)| + |s_{c1}(nT_s)|}{3} \sin(2\pi 50nT_s + \varphi_1) \quad (4-49)$$

式中 $s_{a1}(nT_s)$ 、 $s_{b1}(nT_s)$ 和 $s_{c1}(nT_s)$ ——分别为负载 abc 三相电流的复数频谱的基波分量。

在求和模块中对三相电流幅值进行求和计算，用以调制每相基波参考信号的幅值，用每相负荷电流分别减去这些信号，就可以算出三相补偿信号 $i_{Ca}(nT_s)$ 、 $i_{Cb}(nT_s)$ 和 $i_{Cc}(nT_s)$ 。控制算法最困难的任务之一就是利用定点算法进行幅值计算，尤其是平方根计算，它是误差的重要来源。

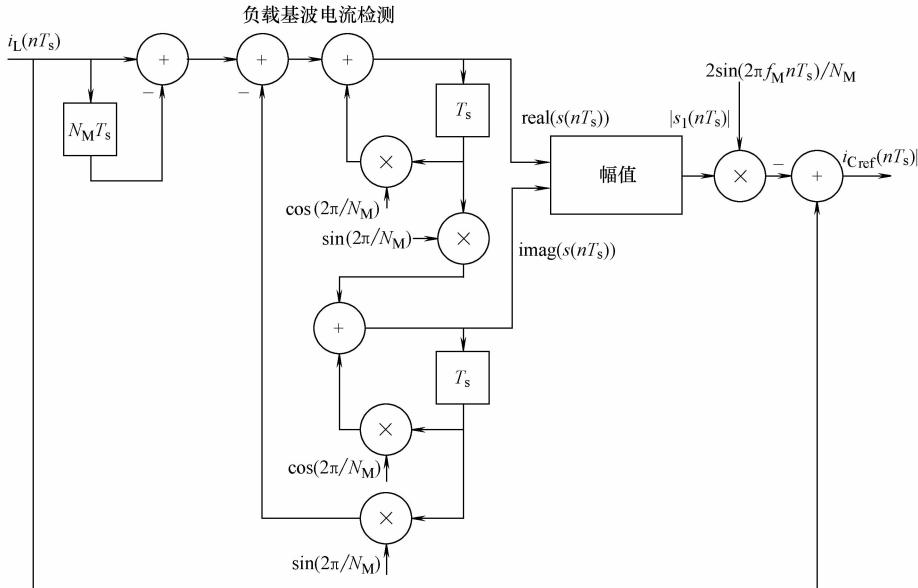


图 4-43 采用滑动 DFT 基波检测的 APF 控制算法简化框图

在上述算法中，平方根计算如下：

$$\text{sqrt}(x) = -0.2831102x^2 + 1.0063284x + 0.272661 \quad (4-50)$$

4.4.4 滤波器组算法

分析滤波器组将信号频谱分解为许多毗邻的频带，然后通过合成滤波器组重组信号频谱。大部分情况下信号至少被分为两个子带。将两个二通道滤波器组级联成树形结构时，可以获得一个均匀 M 通道滤波器 ($M = 2$)。如果二通道滤波器组能够实现完全重构，那么对树形滤波器组也能实现完全重构。树形结构滤波器的一个缺点是计算十分复杂。 M 通道滤波器组的一般形式如图 4-44 所示，其中 M 为子带数。滤波器组的输出信号 $Y(z)$ 可以计算为

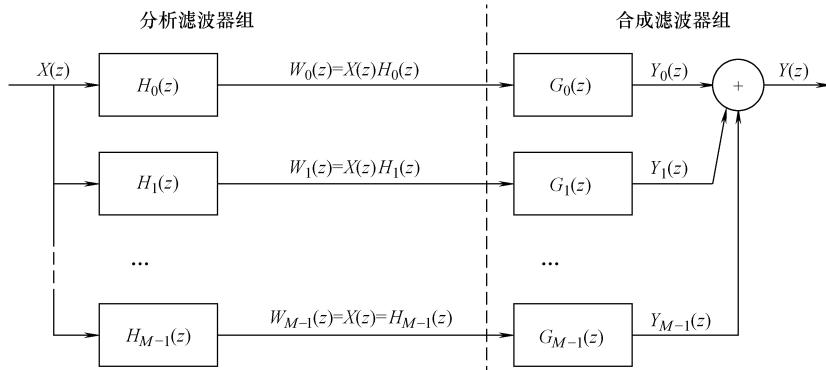
$$Y(z) = X(z) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z) G_k(z) \quad (4-51)$$

可以将该式简化为

$$Y(z) = F(z)X(z) \quad (4-52)$$

式中， $F(z)$ 给出了重构信号的质量。

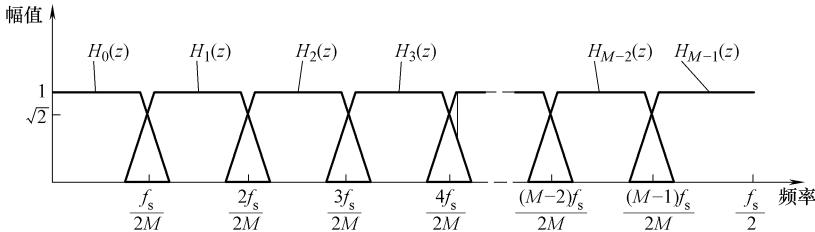
如果对所有频率都有 $|F(e^{j\Omega})| = 1$ ，则滤波器组没有幅值畸变；如果 $F(e^{j\Omega})$ 具有线性相位（固定组延时），则滤波器组无相位畸变。当 $F(z)$ 只是纯延时时，称作完全重构滤波器组；当幅值和相位畸变可以保持足够小时，称作近似完全重构滤波器组。对于所讨论的滤波器组，另一个重要功能就是功率互补，可保证整个输入信号谱表示在子带中。对于一个 M 通道功率互补滤波器组，传递函数

图 4-44 一个 M 通道带通分析和合成滤波器组

$H_k(z)$ 的二次方和等于 1：

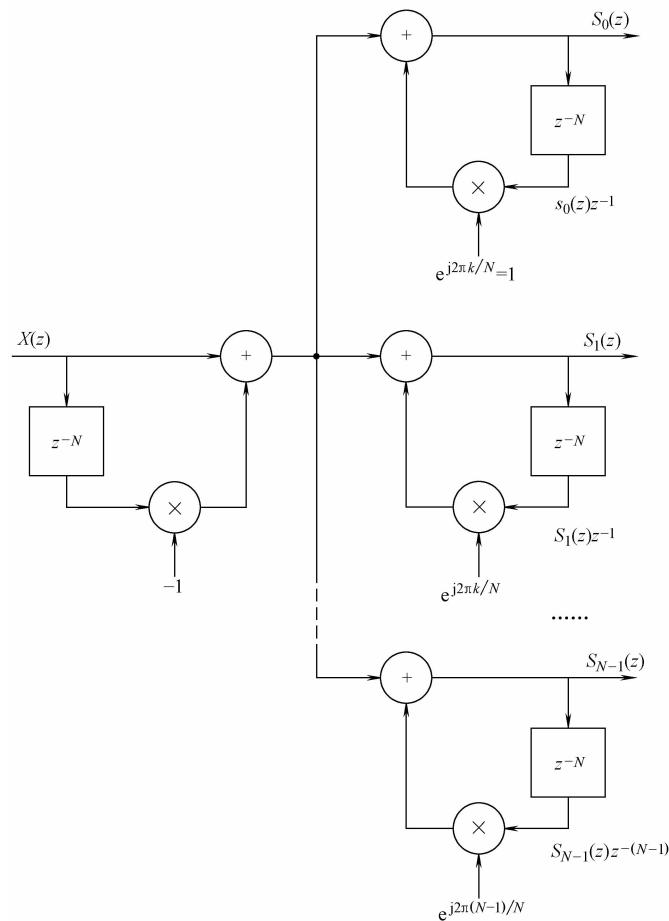
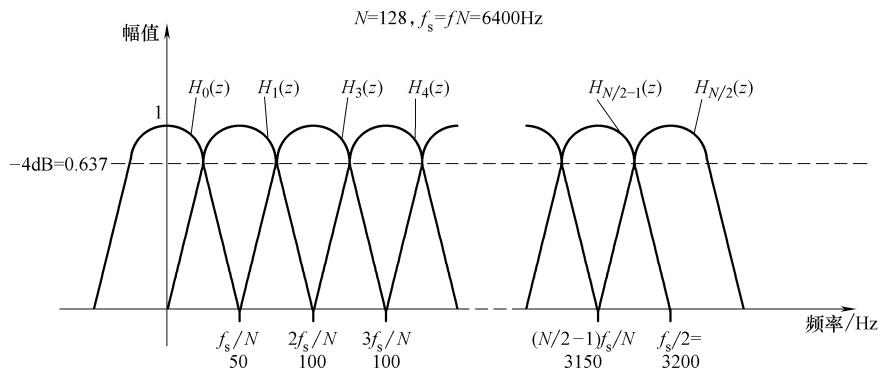
$$\sum_{k=0}^{M-1} |H_k(z)|^2 = 1 \quad (4-53)$$

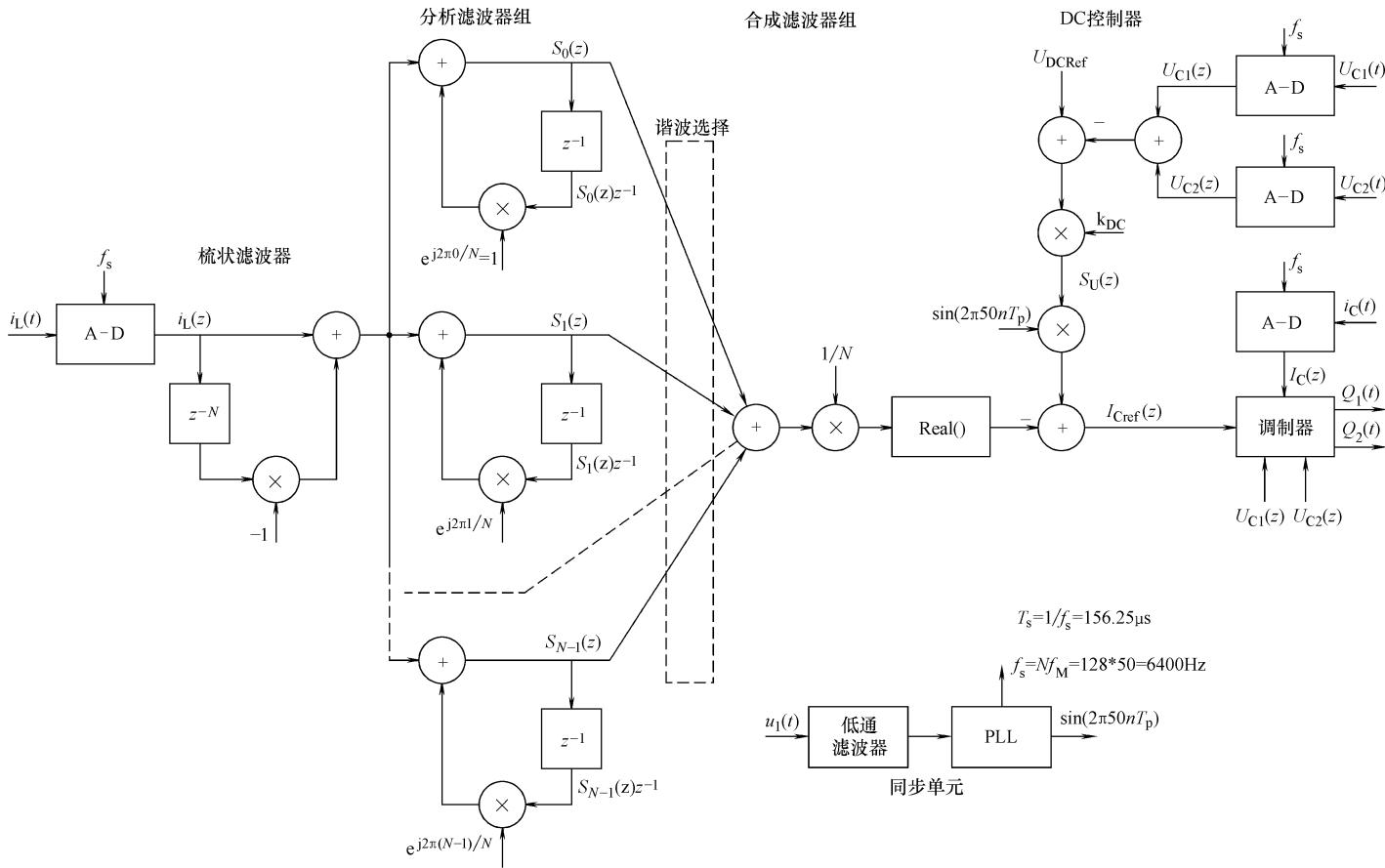
M 通道重叠均匀分析和合成滤波器组的典型频率响应如图 4-45 所示。参考文献 [9-10] 很好地阐述了滤波器组理论。

图 4-45 M 通道重叠均匀分析和合成滤波器组的典型频率响应

在上述方法中，用户可以在有源滤波过程中选择想要滤除的主谐波，这在多个 APF 并联或串联协调工作时尤为重要。滑动 DFT 算法可用于分析滤波器组，如图 4-46 所示，其幅频简化特性如图 4-47 所示。采用滑动 DFT 滤波器组的 APF 控制电路如图 4-48 所示。负载电流信号的离散量 $i_L(nT_s)$ （在 z 域中表示为 $I_L(z)$ ）通过分析滤波器组分解为 $N = 128$ 的均匀子带。分析滤波器组由输入端的同一个梳状滤波器及 N 个一阶支路组成，接下来选择待消除的谐波——可以是谐波集 $(2, 3, \dots)$ ，然后谐波信号在合成滤波器组中合成为合适的电流补偿信号。

在这种情况下，合成滤波器组非常简单，仅由求和模块组成。正如参考文献 [36] 所述，该方法也可以用于谐波预测，以消除永久动态误差（对可预测负载）。

图 4-46 N 通道带滑动 DFT 分析滤波器组的结构图图 4-47 N 通道带滑动 DFT 分析滤波器组的频率响应

图 4-48 采用 $N = 128$ 通道滑动 DFT 分析滤波器组的 APF 控制电路框图

4.4.5 多速率 APF 的控制算法

对不可预测负载，预测算法是无效的，因此作者建议使用多速率 APF。考虑到只在 10% 的工频周期内需要较高的动态性能，将开关频率提高到 60kHz 并不合理。因此，作者提出了一种改进的逆变器结构，其输出级具有两组晶体管和电感（快和慢），两组晶体管共有直流母线 (C_1, C_2)，该方法的简图如图 4-49 所示。电路由两个输出级组成：第一个包括开关 S_{s1}, S_{s2} 和电感 L_{CS} ，第二个包括开关 S_{f1}, S_{f2} 和电感 L_{CF} 。第一个输出级以最低频率 f_{s1} 连续工作，电感 L_{CS} 值的设计要使 i_C 电流纹波很小。在第二个输出级，只有当输出电流变化非常快时（典型值为工频电压周期的 10%），开关 S_{f1} 和 S_{f2} 才以几倍频率动作。

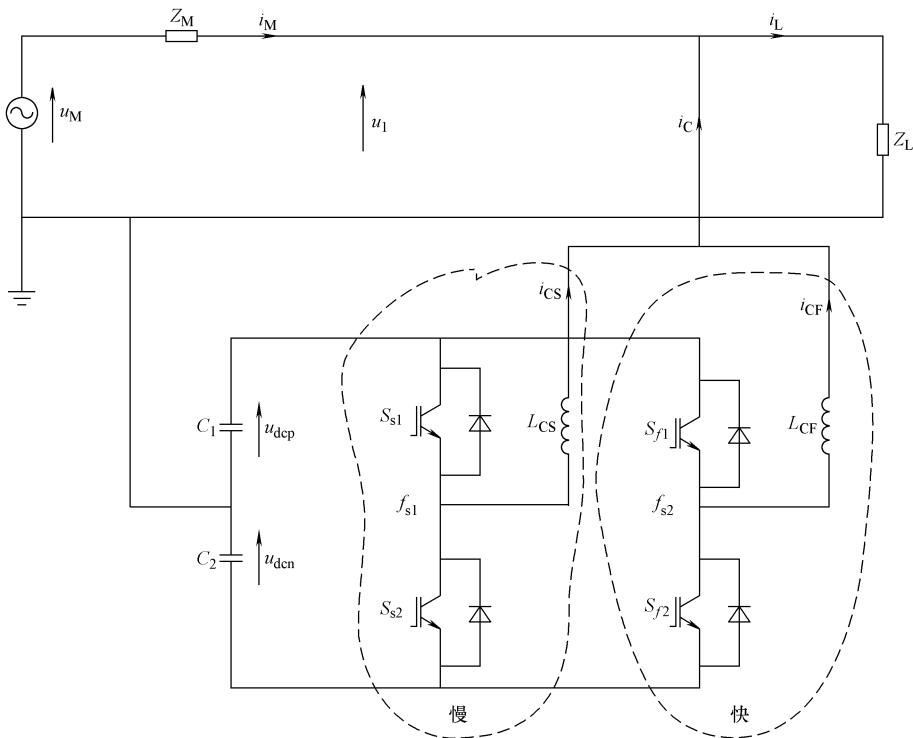


图 4-49 改进逆变器的单相 APF 的测试电路

4.4.5.1 控制电路

改进的 75kVA 并联 APF 补偿电路的简化框图如图 4-50 所示，它由一个功率部分组成，该功率部分带有两个三相 IGBT 功率晶体管桥，通过一组电感滤波器 $L_{Cs1}, L_{Cs2}, L_{Cs3}, L_{Cfl}, L_{Cf2}, L_{CB}$ 连接到交流线路。APF 电路由电容 C_1 和 C_2 提供直流储能。控制电路采用浮点 DSP TMS320F28335 实现。控制算法如图 4-51 所示。

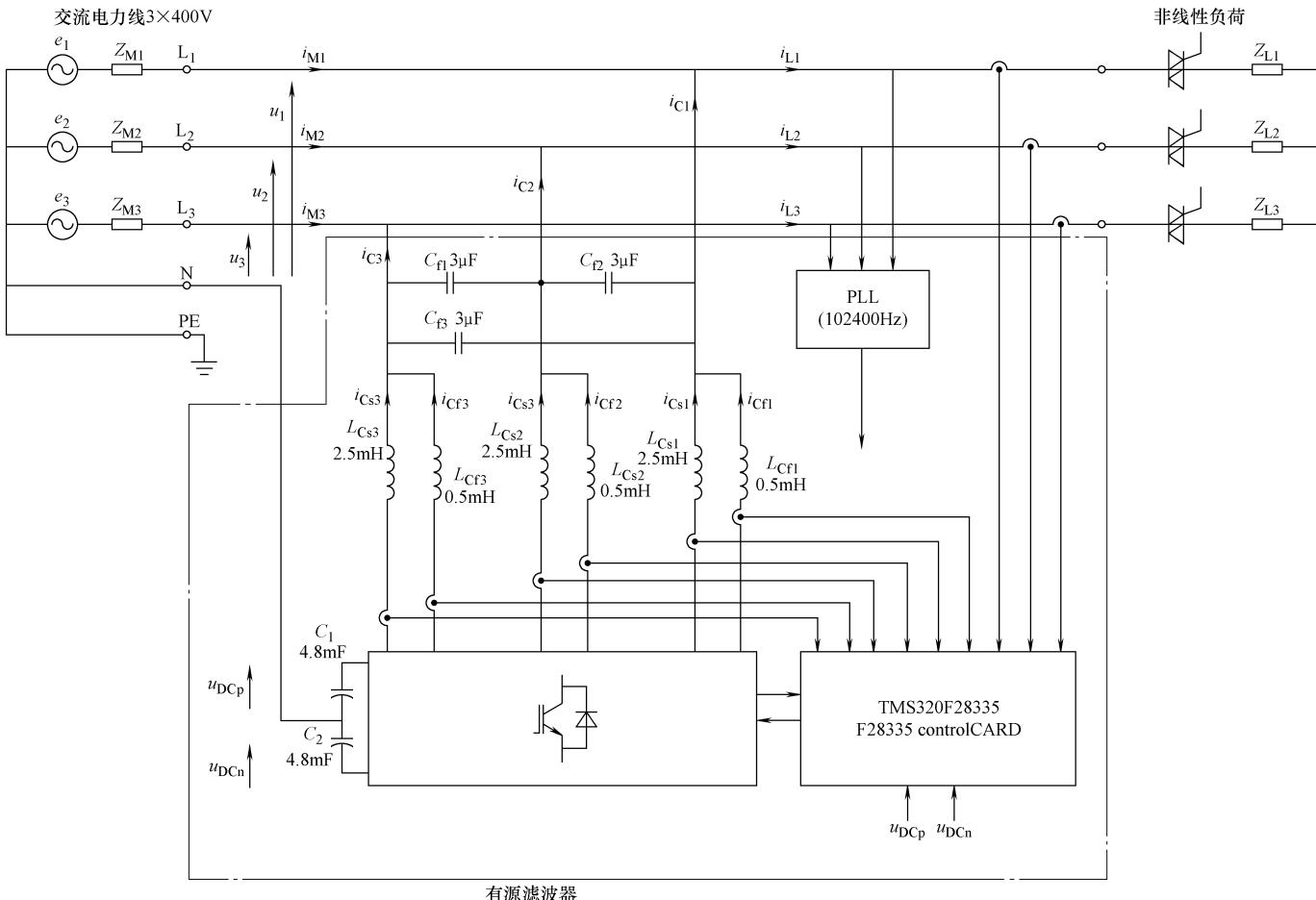


图 4-50 改进的三相并联型有源电力滤波器

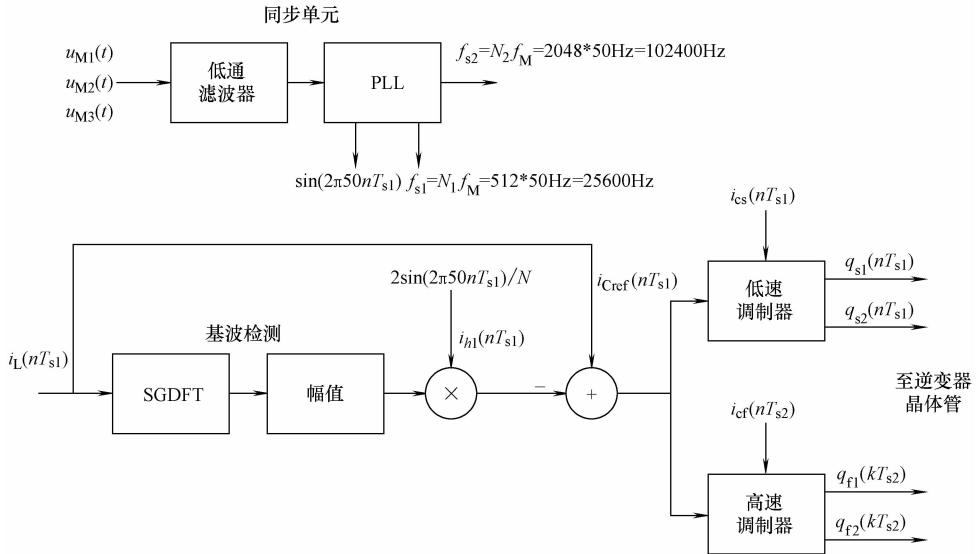


图 4-51 APF 控制算法框图

4.4.5.2 模拟输入电路

APF 有 11 路模拟输入信号：3 路是负载电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} ，6 路是逆变器输出电流 i_{Cs1} 、 i_{Cs2} 、 i_{Cs3} 、 i_{Cf1} 、 i_{Cf2} 、 i_{Cf3} ，2 路是直流电容电压 u_{DCp} 、 u_{DCn} 。所有信号以采样率 $f_s = 102400\text{Hz}$ 进行采样。采用带电气隔离的电流传感器 LEM-LA125-P 对电流进行测量，转换率为 K_N ，一次额定电流有效值 $i_{PCT} = 125\text{A}$ 时，二次额定电流有效值为 $i_{SCT} = 125\text{mA}$ 。电压转换与此类似，一次电压信号转换为电流信号，然后再转换为二次电流信号。电路中采用了 LEM 公司的电压传感器 LV25-P，一次额定电流有效值为 $i_{PVT} = 10\text{mA}$ ，二次额定电流有效值为 $i_{SVT} = 25\text{mA}$ 。

TMS320F28335 有一个电压输入范围为 $0 \sim 3\text{V}$ 的 12 位 A-D 转换器，由于其输入是单极的，因此所有模拟输入信号必须转换到该范围内，如图 4-52 所示。电流传感器的 ADC 输入电压可以由下式计算：

$$U_{ADCIN0} = \frac{I_C}{K_{NCT}} R_1 - U_{DI} \quad (4-54)$$

式中 K_{NCT} ——电流传感器的转换率。

对于电压传感器

$$U_{ADCIN7} = \frac{U_{DCP}}{R_4} \frac{1}{K_{NVT}} R_5 - U_{DI} \quad (4-55)$$

式中 K_{NVT} ——电压传感器的转换率。

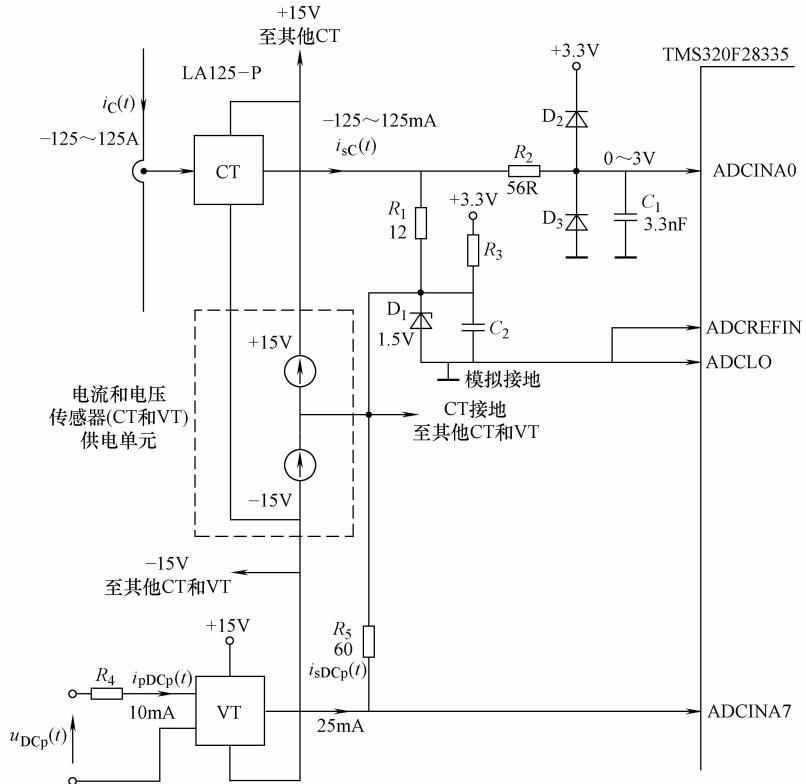


图 4-52 电气隔离模拟输入电路的简化图

4.4.5.3 输出电感

频率特性是电感的另一个重要特性，输出电感在整个输出电流范围内必须是

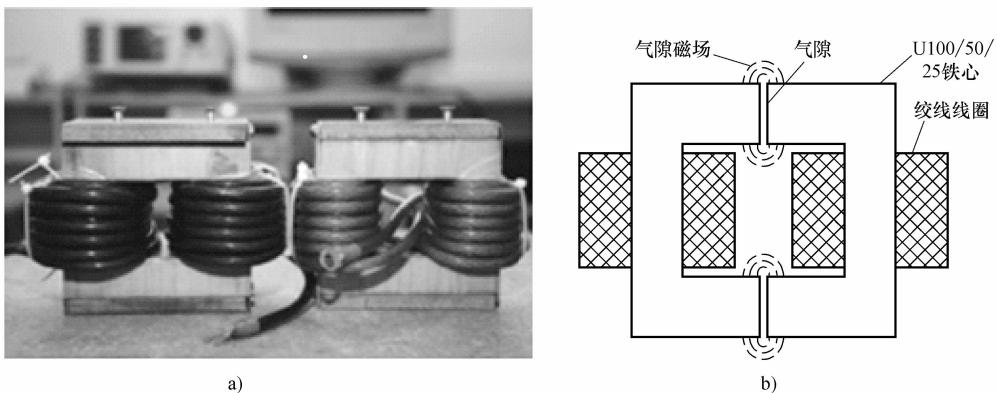
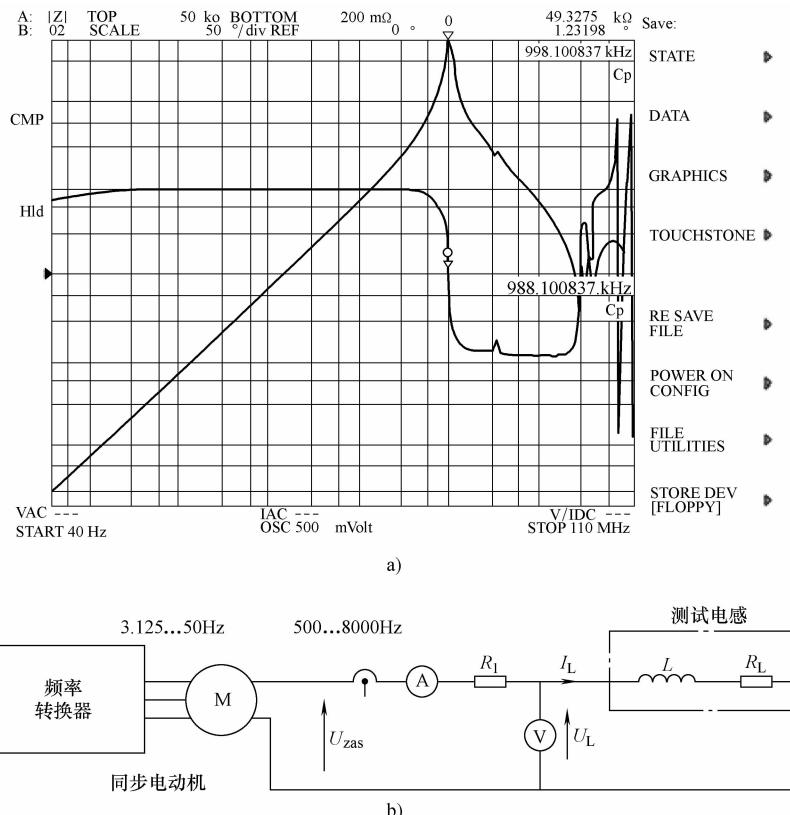


图 4-53 电感器

a) 电感器视图 b) 线圈位置

线性的。由于输出逆变器产生高频调制分量，电感值必须在很大的频率范围内是线性的。参考文献 [43] 介绍了线圈的设计。在这里， $L_{\text{cf}} = 0.5 \text{ mH}$ 、 $L_{\text{cs}} = 2.5 \text{ mH}$ ^[37, 38]。为减小高频损耗，选取带气隙的铁心（U100/50/25）和绞线。电感线圈与气隙有一定的距离，以避免该处的横向磁场对线圈感应加热。设计好的电感 L_{cf} 、 L_{cs} 的实物如图 4-53a 所示，线圈的布置如图 4-53b 所示。采用 Agilent 4294A 精密阻抗分析仪对电感的小信号频率响应进行了测试，结果如图 4-54a 所示。

图 4-54 L_{cf} 电感器测试

a) 小信号频率响应 b) 电感器测试电路

可以看出，电感阻抗的频率响应线性范围高达 1MHz。此外，采用大功率正弦电压源对电感参数（见图 4-54b）进行了测试，电源的可调输出为 0 ~ 500V / 50A，频率范围为 500 ~ 8000Hz。

4.4.5.4 APF 仿真结果

最初，在 APF 的仿真中采用数字滞环调制器。仿真分析中将改进逆变器和

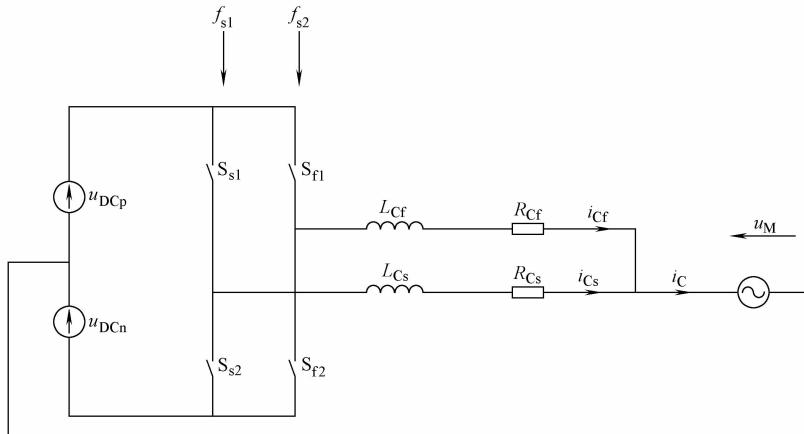


图 4-55 改进逆变器模型连接到电力线的简化图

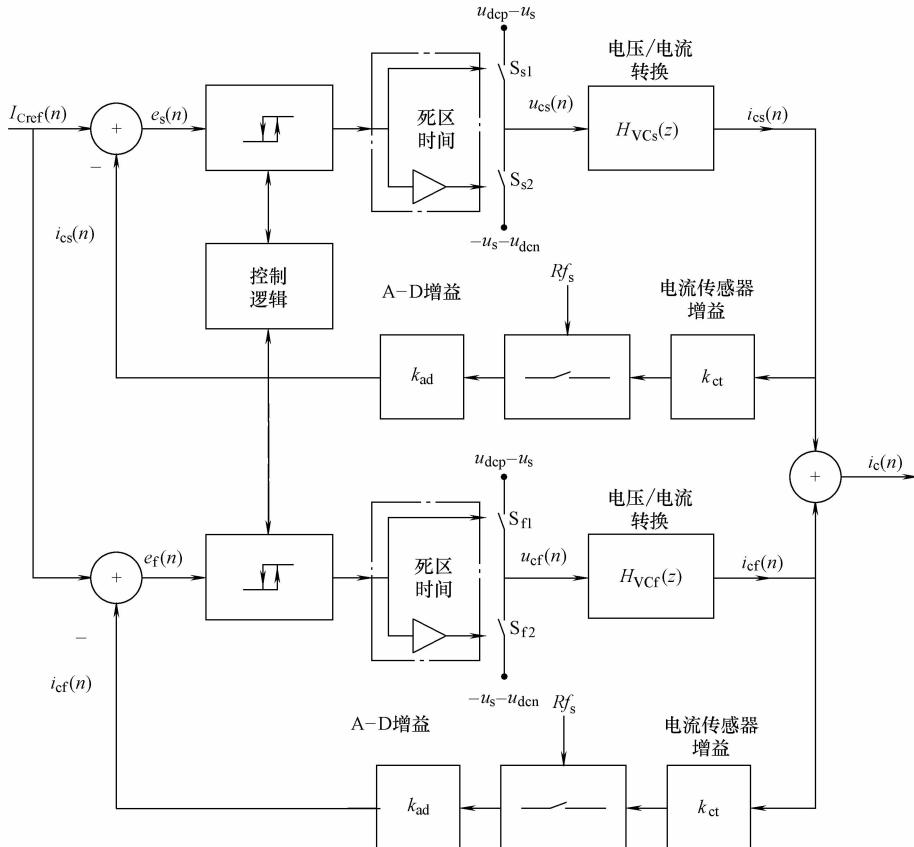


图 4-56 输出逆变器仿真电路的简化框图

经典逆变器进行了对比。仿真参数为： $L_{\text{Cf}} = 0.5 \text{ mH}$ ， $L_{\text{Cs}} = 2.5 \text{ mH}$ ， $u_{\text{DC}} = 390 \text{ V}$ ， $f_{\text{s}2} = 102400 \text{ Hz}$ ， $f_{\text{s}1} = 25600 \text{ Hz}$ 。改进逆变器的仿真电路如图 4-55 所示，两个数字滞环调制器的控制算法以及其中的附加条件控制逻辑在 Matlab 中的实现如图 4-56 所示，逆变器的阶跃响应如图 4-57 所示。由图可以看出，经典逆变器的响应时间约为 $420 \mu\text{s}$ ，而改进逆变器约为 $70 \mu\text{s}$ 。滞环算法是最简单和最安全的算法之一，尤其是在最初的试验阶段，但是它也有许多缺点，尤其是用于数字化实现时。因此，在以后的研究中，将设计和实现其他的调制控制算法。

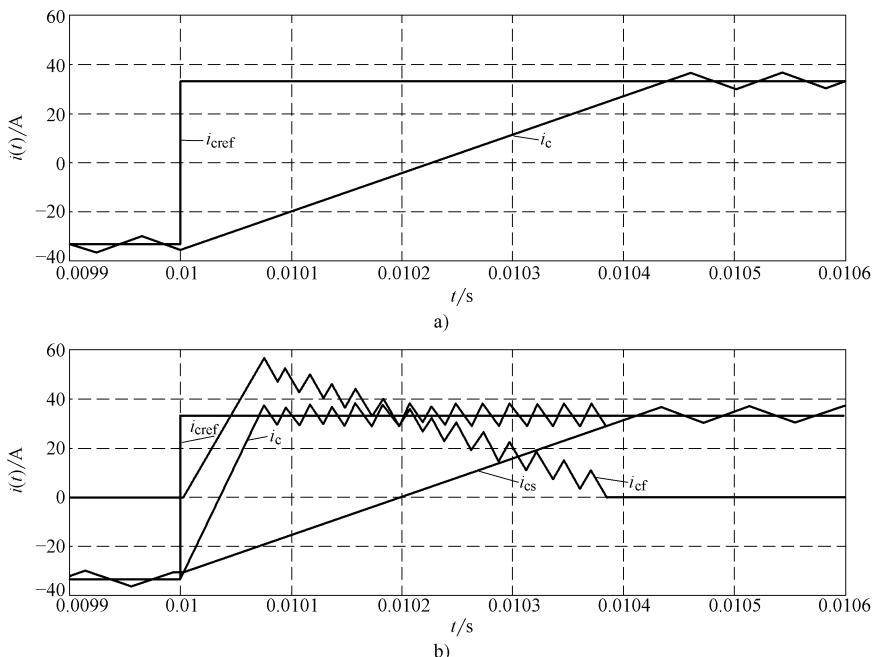
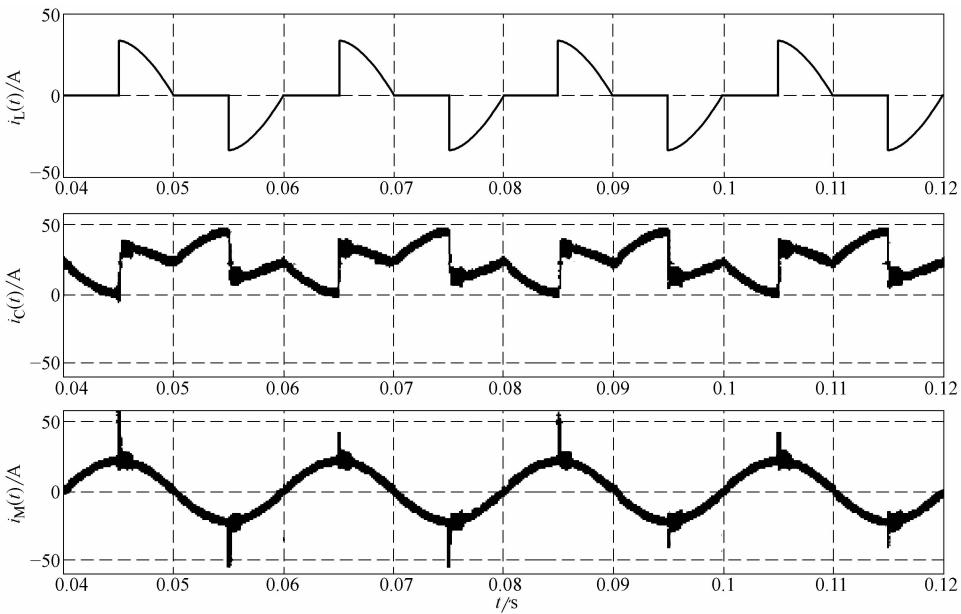


图 4-57 两种逆变器的阶跃响应

a) 经典逆变器 $i_{\text{Cref}}(t)$ 、 $i_c(t)$ b) 改进逆变器 $i_{\text{Cref}}(t)$ 、 $i_c(t)$ 、 $i_{\text{cf}}(t)$ 、 $i_{\text{es}}(t)$

图 4-58 给出了改进逆变器电路的仿真波形，分别是负载电流 i_L 、补偿电流 i_C 、线路电流 i_M 。使用改进逆变器可以将电力线路电流中的谐波含量 THD 从 15% 减少到约 5%。仿真分析表明了改进逆变器应用在 APF 中具有很好的动态性能。

相比于线路电压频率来说，变化缓慢的可预测非线性负载（如整流器、电动机等），预测其电流变化相对简单，通过采用预测算法（非因果）的并联 APF 可以减少其谐波含量。然而，对于噪声型非线性负载（例如电弧炉），负载电流变化是非周期性的、随机的，所提出的动态性能得到改善的 APF 是一个很好的解决方案。

图 4-58 阻性负载下单相 APF 的仿真波形：负载电流 i_L ，补偿电流 i_C 和线路电流 i_M

参 考 文 献

1. Mohan N, Undeland TM, Robbins WP (1995) Power electronics converters, applications and design, 2nd edn. Wiley, New York
2. Erickson RW, Maksimovic D (2004) Fundamentals of power electronics, 2nd edn. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht
3. Bose BK (2006) Power electronics and motor drives: advances and trends. Academic, Burlington
4. Trzynadlowski A (2010) Introduction to modern power electronics. Wiley-Interscience, New York
5. Kazimierkowski M, Malesani L (1998) Current control techniques for three-phase voltage-source converters: a survey. IEEE Trans Ind Electron 45(5):691
6. Kazimierkowski M, Krishnan R, Blaabjerg F (2002) Control in power electronics. Academic, New York
7. Buso S, Mattavelli P (2006) Digital control in power electronics. Morgan and Claypool, Princeton
8. Crochiere RE, Rabiner LR (1983) Multirate digital signal processing. Prentice Hall, Englewood Cliffs
9. Vaidyanathan PP (1993) Multirate systems and filter banks. Prentice-Hall, Upper Saddle River
10. Fliege NJ (1994) Multirate digital signal processing. Wiley, Chichester
11. Nyquist H (1924) Certain factors affecting telegraph speed. Bell Syst Tech J 3:324–346
12. Nyquist H (1928) Certain topics in telegraph transmission theory. AIEE Trans 47:617–644
13. Hartley RVL (1928) Transmission of information. Bell Syst Tech J 7:535–563
14. Shannon CE (1948) A mathematical theory of communication. Bell Syst Tech J vol 27:379–423 pp 623–656 Oct 1948
15. Kotelnikov VA (1933) On the capacity of the ‘ether’ and of cables in electrical

- communication. In: Proceedings of the first all-union conference on the technological reconstruction of the communications sector and low-current engineering, Moscow
- 16. Oppenheim AV, Schafer RW (1989) Discrete-time signal processing. Prentice Hall, New Jersey
 - 17. Proakis JG, Manolakis DM (1996) Digital signal processing, principles algorithms and application. Prentice Hall Inc, Englewood Cliffs
 - 18. Lyons R (2004) Understanding digital signal processing, 2nd edn. Prentice Hall, Englewood Cliffs
 - 19. Rabiner LR, Gold B (1975) Theory and application of digital signal processing. Prentice Hall Inc, Englewood Cliffs
 - 20. Data Translation (2008) The battle for data fidelity: understanding the SFDR spec. Technical report, data translation
 - 21. Data Translation (2009) Benefits of simultaneous data acquisition modules. Technical report, data translation
 - 22. Kester W (2004) Analog-digital conversion, Analog Devices
 - 23. Kester W (2005) The data conversion handbook. Newnes, London
 - 24. Kester W (2009) Understand SINAD, ENOB, SNR, THDTHD, THD + N, and SFDR so you don't get lost in the noise floor. Mt-003, Tutorial, Analog Devices Inc
 - 25. Brannon B, Barlow A (2006) Aperture uncertainty and ADC system performance. Application note, AN-501, Analog Devices Inc
 - 26. Texas Instruments (2008) TMS320F28335/28334/28332, TMS320F28235/28234/28232, Digital signal controllers (DSCs). Data Manual, Texas Instruments
 - 27. Analog Devices (2009) SHARC Processor ADSP-21367, ADSP-21368, ADSP-21369. Data sheet, Analog Devices, Rev E
 - 28. Strzelecki R, Fedyczak Z, Sozański K, Rusiński J (2000) Acitive power filters EFA1, technical report. Instytut Elektrotechniki Przemysłowej, Politechnika Zielonogórska (in polish)
 - 29. Sozański K, Strzelecki R, Kempski A (2002) Digital control circuit for active power filter with modified instantaneous reactive power control algorithm. In Conference proceedings: IEEE 33rd annual IEEE power electronics Specialists conference—PESC '02: conference proceedings, Cairns, Australia, Piscataway, pp 1031–1036
 - 30. Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A (1984) Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. IEEE Trans Ind Appl 1A-20(3):625–630
 - 31. Akagi H (1996) New trends in active filters for power conditioning. IEEE Trans Ind Appl 32(6):1312–1322
 - 32. Akagi H, Watanabe EH, Arede M (2007) Instantaneous power theory and applications to power conditioning. Wiley-Interscience, New Jersey
 - 33. Mariethoz S, Rufer A (2002) Open loop and closed loop spectral frequency active filtering. IEEE Trans Power Electron 17(4):564–573
 - 34. Marks J, Green T (2002) Predictive transient-following control of shunt and series active power filters. IEEE Trans Power Electron 17(4):574–584
 - 35. Wojciechowski D, Strzelecki R (2007) Sensorless predictive control of three-phase parallel active filter. In: Conference proceedings: AFRICON 2007, Windhoek
 - 36. Sozański K (2004) Non-causal current predictor for active power filter. In: Conference proceedings: Nineteenth annual IEEE applied power electronics conference and exhibition, APEC 2004, Anaheim, USA
 - 37. Sozanski K (2006) Sliding DFT control algorithm for three-phase active power filter. 21rd Annual IEEE applied power electronics conference—APEC '06, Dallas, Texas, USA
 - 38. Sozański K (2007) The shunt active power filter with better dynamic performance. In: Conference proceedings: Power tech 2007 conference, Lausanne, Switzerland
 - 39. Sozański K (2008) Shunt active power filter with improved dynamic performance. In: Conference proceedings: 13th international Power electronics and motion control conference—EPE-PEMC 2008, Poznań, Polska: 2018–2022

40. Sozański K (2008) Improved shunt active power filters. *Przegląd Elektrotechniczny (Electr Rev)* 45(11):290–294
41. Sozański K (2011) Control circuit for active power filter with an instantaneous reactive power control algorithm modification, *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, nr 1:95–113
42. Jacobsen E, Lyons R (2003) The sliding DFT. *Signal Processing Magazine IEEE* 20(2): 74–80
43. Van den Bossche A, Valchev VC (2005) Inductors and transformers for power electronics. CRC Press, Boca Raton

第 5 章 并联型有源补偿器的控制与应用

摘要

本章的主要内容是讨论并联有源电力补偿器（APC）的拓扑和控制方法，并以全新的视角介绍了 APC 的结构和运行模式，重点考虑了它在电力调节方面可实现的功能，还特别对电压/电流两种运行模式的性能进行了对比。

5.1 引言

近 20 年来，并联有源电力补偿器（APC）一直备受关注^[1-7]。关注的焦点是这类装置的一些特性，例如功率级的结构、参考电流的计算和控制方法、应用的总成本和功能的多少。在 APC 的发展过程中，这些特性都十分重要，并且相互依存。其中，对电力补偿器控制方法的研究最多^[5,8-27]。值得注意的是，这些方法大多数是基于瞬时功率理论^[10,12,15,17]、Fryze 正交电流理论^[13,27]或最新的数字方法^[23-26]（如 DFT 和 RDFT）等（汇总见表 5-1），将负载电流分解为有功和无功电流分量。相关功率理论已经在第 2 章进行了阐述。

表 5-1 APF 控制的检测算法^[18]

计算域	检测方法
时域 ^[14]	同步基波“dq 坐标系”
	同步单一谐波“dq 坐标系”
	瞬时功率理论
	广义积分和平均值方法
频域 ^[22]	快速傅里叶变换 FFT
	离散傅里叶变换 DFT
	递归离散傅里叶变换 RDFT

因为计算域不同，这些方法看起来差异很大，但是它们有一个共同的目标，那就是得到与线路电压同相位的正弦线路电流。

所有这些方法在补偿过程中都需要三个步骤（见图 5-1）：

- 1) 步骤 1：测量（传感器）；
- 2) 步骤 2：检测（处理单元）；
- 3) 步骤 3：调节（控制器和调制器）。

值得注意的是，这些方法除了有不同的算法外，在每个步骤中还可以采用不

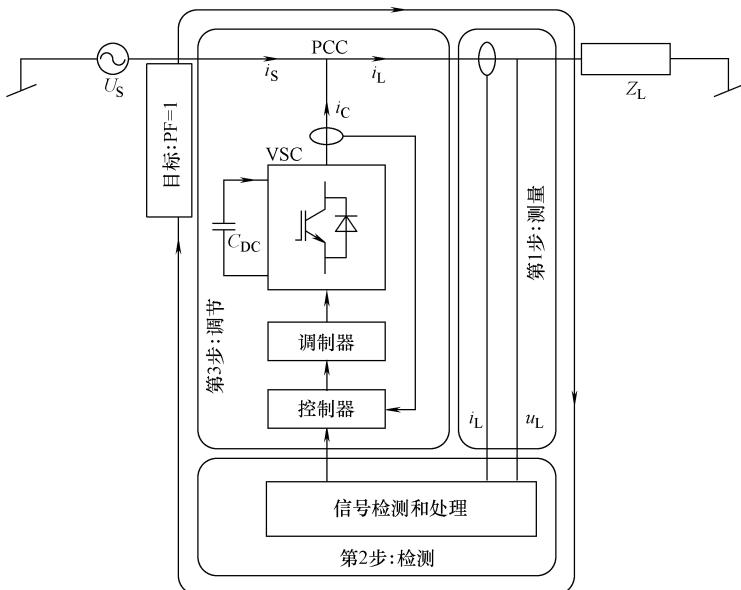


图 5-1 并联 APC 的补偿过程

同数量的硬件工具，不同类型和灵敏度的传感器，不同的功率计算方法和计算速度，以及不同的控制精度。

基于瞬时功率理论和 DFT 控制策略的有源补偿器在负载电流变化时具有快速响应特性，但是与基于平均值方法的补偿器相比，它们需要的测量量更多。在这种情况下，检测电路需要更昂贵更有效的处理工具，因此在单相系统中应用要尤为慎重，因为此时总成本是最重要的考虑因素。

在给定的补偿条件和目标下，可实现的功能数量是另一个重要因素。根据“一次投资，多种收益”的原则，目前的趋势是将多种功能（例如不间断电源 UPS、电流补偿、电压稳定）集成到一个多功能电力电子解决方案中^[28-34]。最初，基于双向脉宽调制的 AC/DC 换流器的 APC 仅仅用于电流补偿，现在已成为许多参数调节的有力工具，例如潮流控制^[1]。实现电流补偿之外的其他功能，有时只需要增加控制和测量环节，有时却需要重构补偿器的结构。

本章介绍了一种完全不同的并联补偿方法，并对该方法下电压和电流这两种不同运行模式的并联补偿器进行了描述和比较^[33]，同时提出了一种电压电流混合模式的解决方案。研究表明现代电力电子技术具有广泛的应用前景。

5.2 基于平均功率法的有源电力补偿器

图 5-2 所示的典型补偿系统中，电力电子换流器通过公共连接点（PCC）接

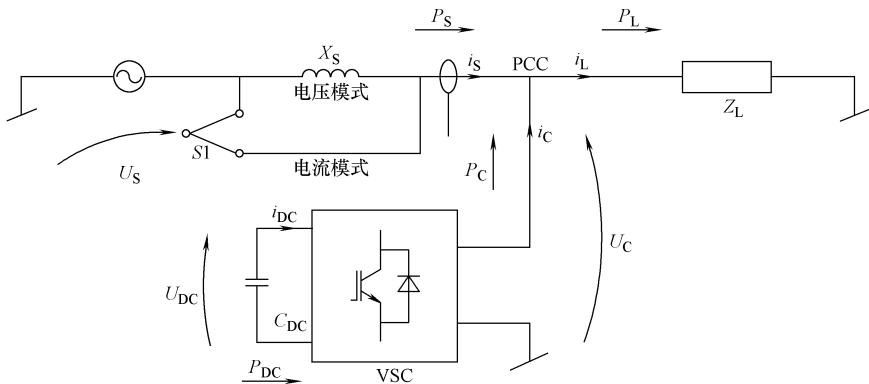


图 5-2 电力调节器的简化框图

到负载端，其主要功能是保证纯正弦的线路电流 i_s ，假定有源电力补偿器的并联支路中只有非有功功率流，即 $P_c = 0$ 。

5.2.1 电压源型补偿器的功率平衡

基于电压源型换流器（VSC）的补偿装置的正常运行要求直流侧电压稳定。在直流侧无外加能量源的情况下，其控制单元中需要一个电压稳定环节，因为直流储能元件 C_{DC} 上能量 E 的变化会引起端电压的波动：

$$E_{(0)} - E_{(T)} = C_{DC} \frac{U_{DC(0)}^2 - U_{DC(T)}^2}{2} \quad (5-1)$$

时间间隔 T_C 内的功率和能量关系可以描述为

$$E_{(0)} - E_{(T)} = P_{DC} T_C \quad (5-2)$$

U_{DC} 变化相对较小时，则有

$$P_{DC} \approx U_{DC(0)} C_{DC} \frac{U_{DC(0)} - U_{DC(T)}}{T_C} \quad (5-3)$$

基于上式可以得出结论：补偿器的平均功率 P_{DC} 是平均周期 T_C 内直流侧电压变化量的函数。假设换流器损耗 $P_{loss} = 0$ ，则补偿器交流侧和直流侧平均功率相等，即 $P_{DC} = P_c$ 。根据上述原则，为了稳定直流侧电压，VSC 必须控制 PCC 点的功率平衡：

$$P_S + P_c = P_L \xrightarrow{P_c=0} P_S = P_L \quad (5-4)$$

在 PCC 点电压为常数的情况下，负载功率 P_L 与补偿器无关，因此换流器只能控制电源功率 P_S ，此时从直流侧电压 U_{DC} 稳定的角度来看，负载可视为扰动源，如图 5-3 所示。

通常平均值方法的控制电路至少需要一个平均周期 T_C 来响应扰动变化量。这个时间内，换流器供电给负载，从而导致直流电容 C_{DC} 电压波动 ΔU_{DC} ，它可

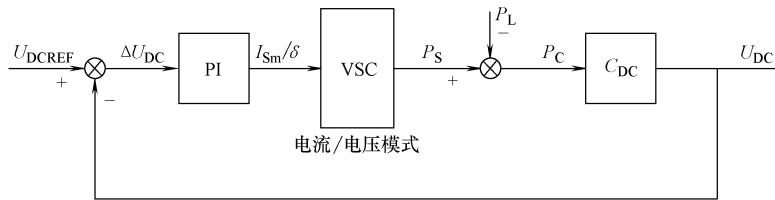


图 5-3 功率平衡方法的简化框图

以表示为负载有功功率变化量 ΔP_L 的函数：

$$\Delta U_{DC} = \frac{\Delta P_L T_C}{U_{DCREF} \cdot C_{DC}} \quad (5-5)$$

式中 U_{DCREF} ——直流侧电压参考值。

需要注意的是，只有在负载功率变化引起的电压波动量远小于直流侧参考电压时上述关系式才成立，这可以通过调节直流电容值来实现，以得到电容两端较小的电压波动（一般小于 5%）。

直流侧电压降低使得电压稳定误差增大，进而使参考电流幅值 I_{Sm} 或者换流器参考电压相角 δ 增大。

负载有功功率增大，对应线路的有功功率 P_S 增大（见图 5-2）。可采用两种模式来调节 P_S 实现功率平衡：电流模式和电压模式^[30-32]（见图 5-4）。

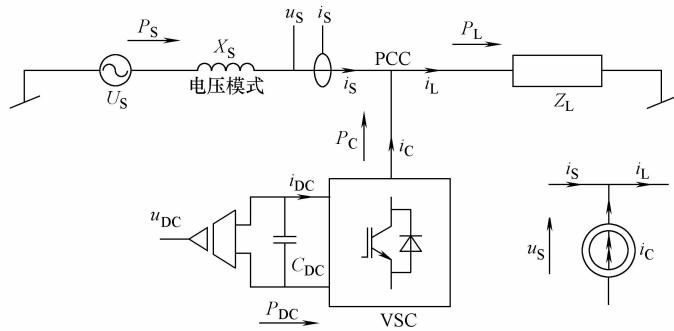


图 5-4 电流模式框图

5.2.2 电流模式下的功率平衡

电流型补偿器是最常用的电力补偿器，该类补偿器产生的电流 i_C 等于负载电流的非有功分量 i_{L_n} ，从而补偿了 PCC 点的电流，使得电源电流 i_S 只包含有功分量 i_{S_a} 。

根据基尔霍夫定律：

$$i_S = i_L - i_C \quad (5-6)$$

再根据 Fryze 理论^[27]：

$$\begin{aligned} i_s &= i_{Sa} + i_{Sn} \\ i_L &= i_{La} + i_{Ln} \\ i_C &= i_{Ca} + i_{Cn} \end{aligned} \quad (5-7)$$

考虑直流侧电压稳定 $P_C = 0$:

$$i_{Ca} = 0 \quad (5-8)$$

补偿公式可以表达为

$$i_s = i_{Sa} = i_{La} \Leftrightarrow i_{Cn} = i_{Ln} \quad (5-9)$$

根据以上简要分析, 电源参考电流可以确定为

$$i_{SREF} = I_{Sm} \sin \omega t \quad (5-10)$$

式中 I_{Sm} ——电源有功电流 i_{Sa} 的峰值。

从以上公式可以得出结论, 要实现直流侧电压稳定并把电源电流波形校正为只含有功分量的目标, 仅补偿负载电流的非有功分量就足够了。基于以上方法的控制单元如图 5-5 所示。

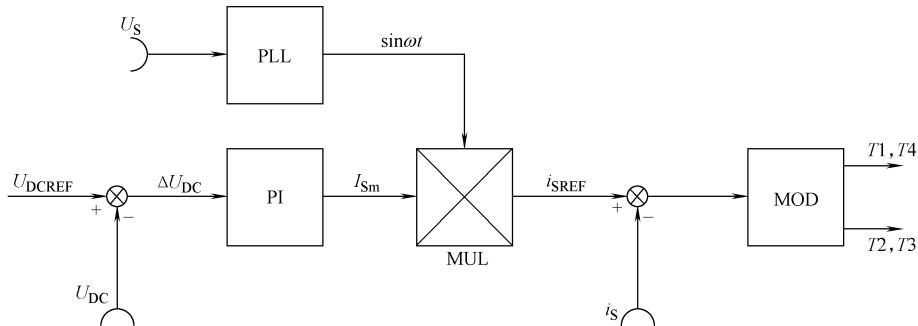


图 5-5 电流型调节器的控制图

电源有功电流的幅值在直流侧电压稳定环节中计算, 参考波形在 PLL 单元中生成, 它与电源电压 u_s 同步。由于在 PCC 点处电源、补偿器及负载的各分量具有相同的电压, 因此电流平衡与有功平衡等效, 此时电源有功功率为

$$P_S = U_S I_S \quad (5-11)$$

式中 U_S, I_S ——分别为电源电压 u_s 和电流 i_s 的有效值。

利用式 (5-4)、式 (5-5) 和式 (5-11), PI 控制器中的比例增益可以由下式确定:

$$k_1 = \frac{I_{Sm}}{\Delta U_{DC}} = \frac{\sqrt{2} C_{DC} U_{DCREF}}{U_S T_C} \quad (5-12)$$

控制器的积分时间 T_I 必须不小于计算功率 P_C 的平均间隔时间 T_C , 否则控制算法将会给出错误的参考信号。

5.2.3 电压模式下的功率平衡

在电压模式下，补偿器对 PCC 点电压 u_C 进行校正，使其与电源额定电压 u_S 的波形相同，但是具有 δ 角度的相移：

$$u_C = U_{Cm} \sin(\omega t - \delta) \quad (5-13)$$

式中 U_{Cm} ——负载额定电压的幅值（见图 5-6）。

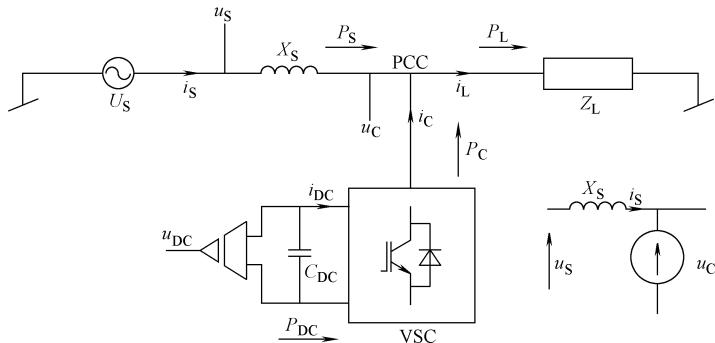


图 5-6 电压模式框图

两个正弦电压 (U_S , U_C) 之差在线路 (X_S) 上产生的电流为正弦电流，它们的相角差 δ 在直流侧电压稳定环节中计算，是负载有功 P_L 的函数，如图 5-2 所示。

PLL 模块产生一个与电源电压相位角相同的信号 ωt ，实现相位同步（见图 5-7）。

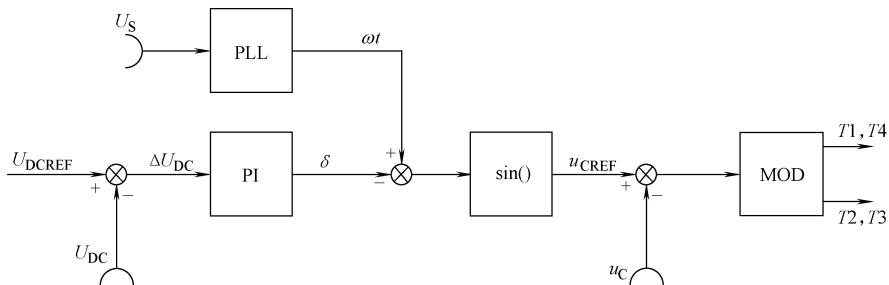


图 5-7 电压型调节器的控制图

为了简化控制策略，假设 δ 的变化范围为 $0 \sim 45^\circ$ ，这使得 $\delta/\sin\delta$ 为线性关系，比值约为一个常数 57，表现为比例增益。根据这个假设，可求得 PI 控制器增益如下：

$$k_U = \frac{\delta}{\Delta U_{DC}} = \frac{57 C_{DC} X_S U_{DCREF}}{U_S U_C T_C} \quad (5-14)$$

电感两端的电压都是正弦波形，因此该元件中的电流也将是正弦的。线路电

压可能的畸变通常不超过5%，因而不会明显增大电感上的电流畸变。为了保证逆变器输出电压的波形，需要稳定直流侧电压，这仅仅在补偿器与系统没有有功交换时才有可能。因此，意味着 $P_c = 0$ ，即只能是 $P_s = P_L$ 。流经元件 X_s 的有功功率由负载电压 u_c 和相位角差 δ 控制：

$$P_s = \frac{U_s U_c}{X_s} \sin \delta \quad (5-15)$$

值得注意的是，在满足直流电压稳定方程和负载电压校正的同时，补偿器的控制可以不需要进行任何电流测量。

5.2.4 混合模式下的功率平衡

电压模式的并联有源补偿器有一个明显不足，即功率因数取决于负载有功功率和线路电压，这会引起功率因数恶化，尤其在线路电压暂降和暂升的时候（尽管PCC处的负载电压仍然是稳定的）。将电压和电流模式两者的优势集成到一个双并联结构中，为构建一个十分有效的功率补偿系统提供了可能^[35]（见图5-8）。

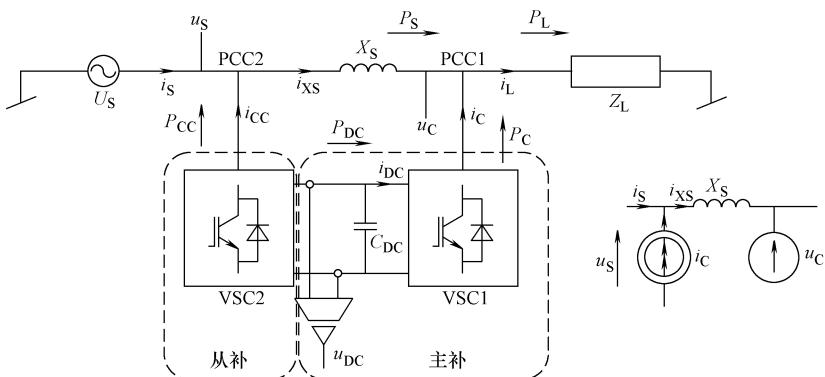


图5-8 混合模式APC的结构图

补偿系统的结构分为两部分：第一部分为从补偿器，它工作在电流模式；第二部分为主补偿器，它工作在电压模式。这种设计弥补了电压模式的不足，但仍然保持了它的优势。此外，在单相解决方案中，传统的三桥臂逆变器可以作为一个混合模式的双并联补偿器使用，在相同功能和效果的情况下，可减少成本（见图5-9）。

电压模式部分按照前述过程工作，从动部分仅实现线路电流补偿（功率因数补偿），它利用来自主补偿器的控制单元信号和串联电感电流的附加信号来实现PCC2点处的电流补偿。

根据基尔霍夫定律：

$$i_s = i_{xs} + i_{cc} \quad (5-16)$$

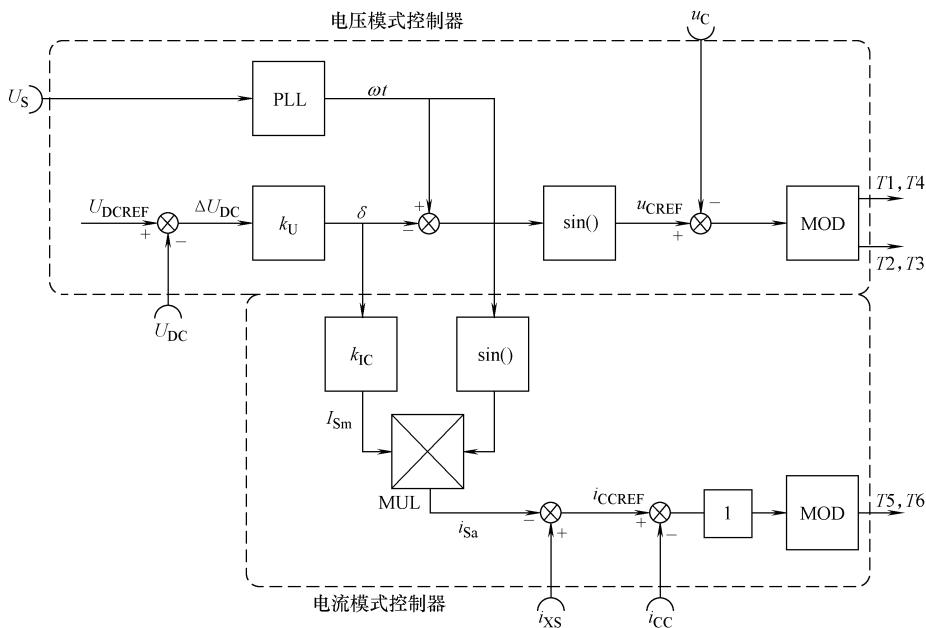


图 5-9 混合双并联补偿器的控制单元

利用 Fryze 理论：

$$\begin{aligned} i_S &= i_{Sa} + i_{Sn} \\ i_{XS} &= i_{XSa} + i_{XSn} \\ i_{CC} &= i_{CCA} + i_{CCn} \end{aligned} \quad (5-17)$$

考虑直流侧电压稳定， $P_{CC} = 0$ ：

$$i_{CCA} = 0 \quad (5-18)$$

补偿方程可以表达如下：

$$i_S = i_{Sa} = i_{XSa} \Leftrightarrow i_{CCn} = i_{XSn} \Rightarrow i_{CCn} = i_{XS} - i_{Sa} \quad (5-19)$$

线路电流的有功分量由 δ 角确定，而根据式 (5-4) 和式 (5-14)， δ 是负载平均功率 P_L 的函数。

值得注意的是，从补偿的角度来说，从动部分是开环控制，这在该结构中是十分合适的，因为只需要一个闭环控制直流电压稳定。因而尽管线路电压和负载功率发生变化，补偿器仍然保持稳定。由于电流模式依赖于电压模式，因此根据式 (5-12) 和式 (5-14)，控制器增益 k_{IC} 可表示为

$$k_{IC} = \frac{I_{Sm}}{\delta} = \frac{\sqrt{2}U_c}{57X_s} \quad (5-20)$$

电流模式控制器中的第二个控制回路使得 VSC 发出所需电流，该回路的增益设为 1。

设计双并联补偿系统的主要目标是采用一种合适的结构实现尽可能多的功能。在现代配电系统中，非线性负载和自然气候条件使得电能质量（PQ）更为恶化，因此特别需要这种功能完备的补偿系统。尽管在电力调节中并不都是这样，但是许多功能还是十分有必要的，例如功率因数校正（PFC）、电压稳定、UPS，或者将分布式电源（DG）并入电力系统（EPS）等（见表 5-2）。

表 5-2 并联补偿器的功能

运行/功能模式	电流模式	电压模式	混合模式
PFC	√	—	√ ^①
电压稳定	—	√	√
UPS	—	√ ^②	√ ^②
DG 接口	√	√	√

① 输入功率因数近似为 1。

② 直流侧含额外储能或者电源。

5.3 研究结果

采用仿真软件对以上所述的基于功率平衡控制策略的三类补偿器进行了研究。

仿真参数见表 5-3。将补偿器并联接入带非线性负载的系统中，非线性负载为最常见的带容性负载的桥式整流电路，负载电流总畸变率 THD (i_L) 大约为 85%。将整流器直流侧负载由 1.5 kW 增加到 3 kW 以验证补偿器的动态特性。此外，在混合模式的补偿系统中，还模拟了畸变电源电压从 10% 到 20% 的电压暂降。

表 5-3 所研究系统的参数

	电流模式	电压模式	混合模式
电源电压 U_S	230V/50Hz	230V/50Hz	230V/50Hz
负载电压 U_C	230V/50Hz	230V/50Hz	230V/50Hz
负载类型	非线性	非线性	非线性
负载功率 P_L	1.5/3kW	1.5/3kW	1.5/3kW
直流侧电压 U_{DCREF}	400V	400V	400V
直流侧电容 C_{DC}	2mF	2mF	2mF
连接电抗 X_S	5mH	5mH	5mH
开关频率 f_S	10kHz	10kHz	10kHz
控制器增益 k	0.27	0.072	3.6/0.072 ^①
控制器时间常数 T_c	0.04s	0.04s	0.04s

① 电流模式控制器增益/电压模式控制器增益。

5.3.1 稳态仿真

图 5-10 和图 5-11 的稳态仿真结果分别表明了电压模式和电流模式补偿的有

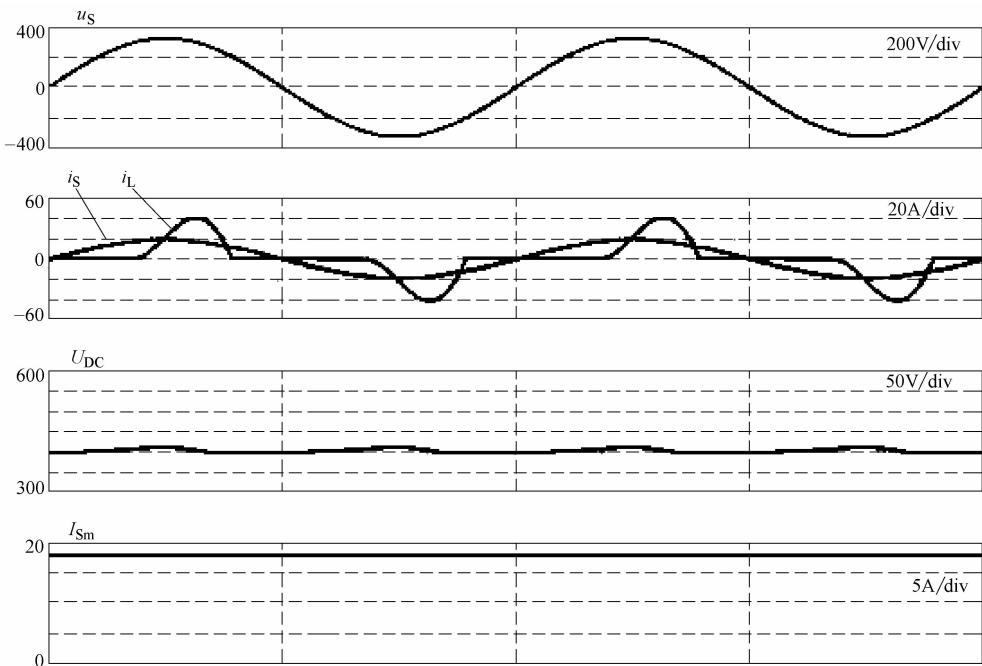


图 5-10 电流模式补偿器的仿真结果

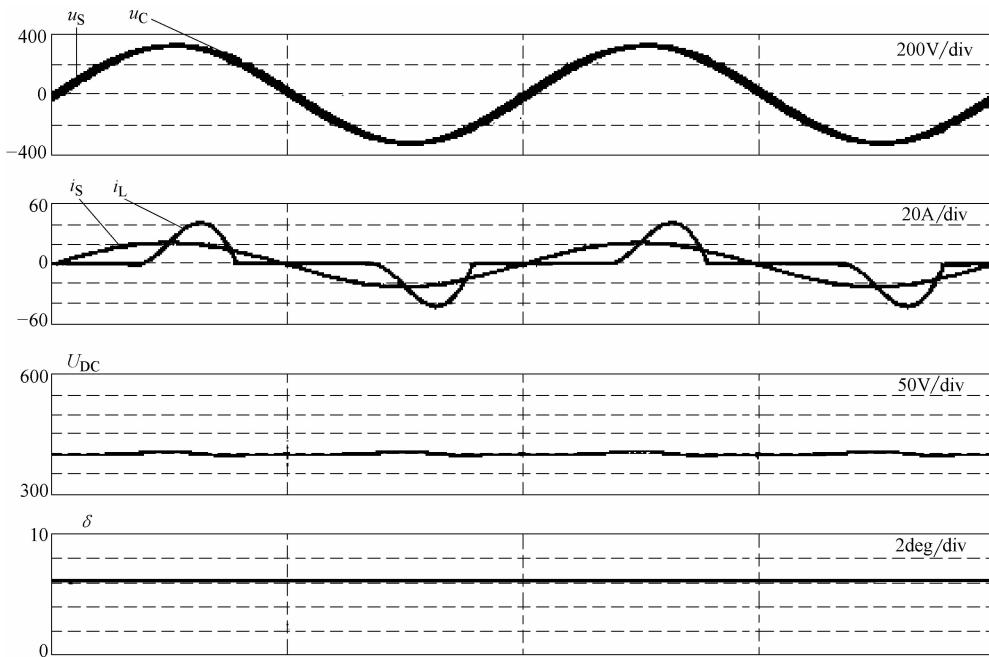


图 5-11 电压模式补偿器的仿真结果

效性。两种模式下的电源电流畸变率都在3%以下。在电压模式中，电源电流的峰值更大些，这是由无功功率引起的，该无功功率值很小，输入功率因数保持在0.95以上。在电流模式中，电源电流峰值 I_{Sm} 计算非常准确，保证了直流侧电压的稳定，同时减小了负载电流畸变。与此类似，在电压型补偿器中准确确定负载电压相位 δ 也可以得到相同的结果。

图5-12为双并联结构混合模式补偿系统的仿真结果。从图中第二条曲线可以看出，当电源电压畸变或者其幅值偏离额定值时，虽然PCC1点 X_S 侧的功率因数小于0.5（其值与电压模式方案接近），但是补偿器的电流模式将输入端的功率因数校正为1，同时电压模式保证了负载电压为额定的正弦电压（THD(U_c)<1%）。

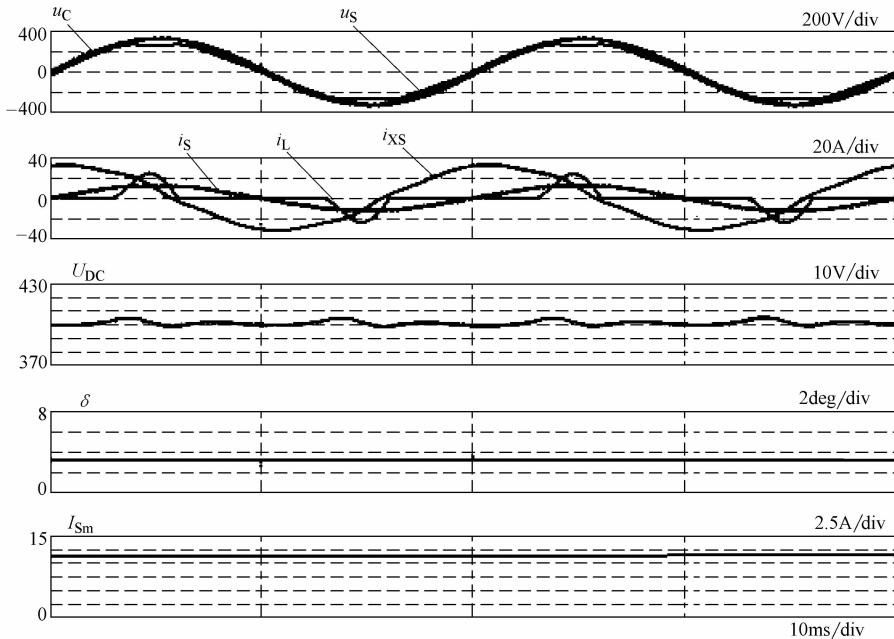


图5-12 混合模式补偿器的仿真结果

5.3.2 暂态仿真

因为电流和电压两种模式控制的主要原则就是调节电源有功功率 P_s 以跟踪负载有功功率 P_L ，为了验证控制的有效性，在负载变化时对补偿器进行了仿真测试，结果如下所示。

从图5-13、图5-14、图5-15可以得出结论，在所有的解决方案中，控制器设置都能满足直流侧电压10%超调量限制的调节准则，扰动以后直流侧电压可以回到额定值。在图中可以看到，平均值方法响应会有一定的延时。尽管双并联

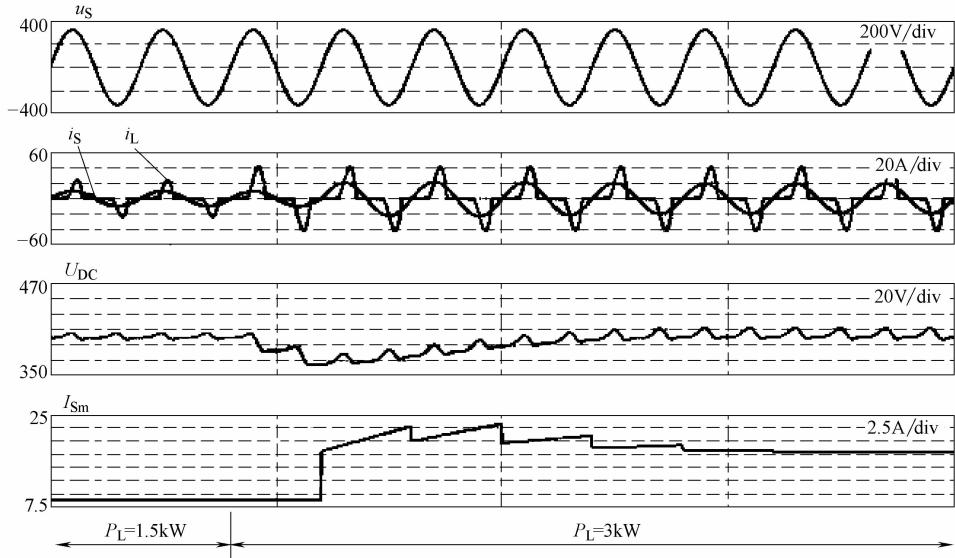


图 5-13 电流模式补偿器的暂态仿真

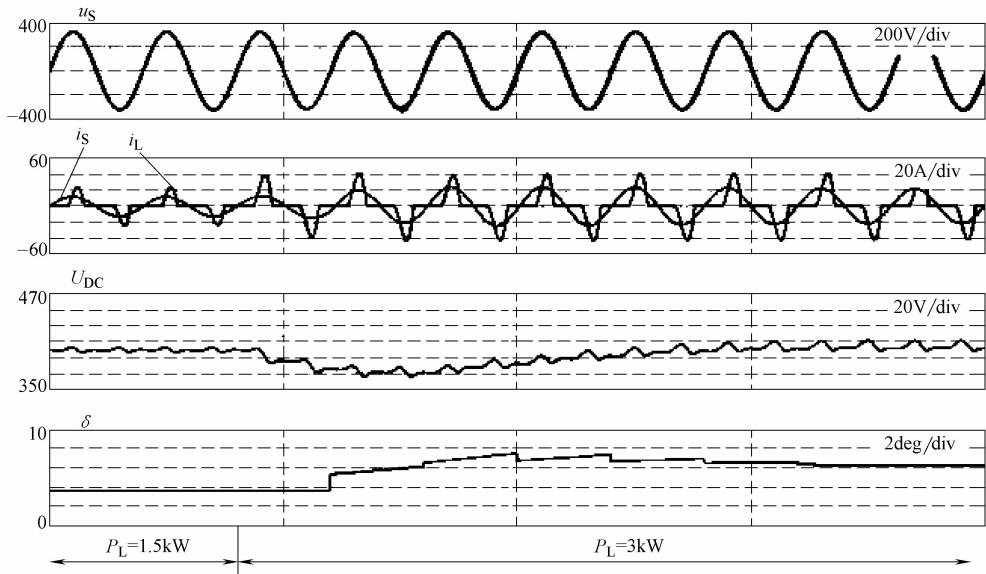


图 5-14 电压模式补偿器的暂态仿真

方式的控制单元仅仅包含一个直流电压控制环，却有更快的响应速度。在仿真中，为了改善补偿效果，在直流侧电压传感电路中采用了采样时间为 20ms 的零阶保持器（ZOH），因此，由非有功功率引起的直流侧电压波动不会影响电源电

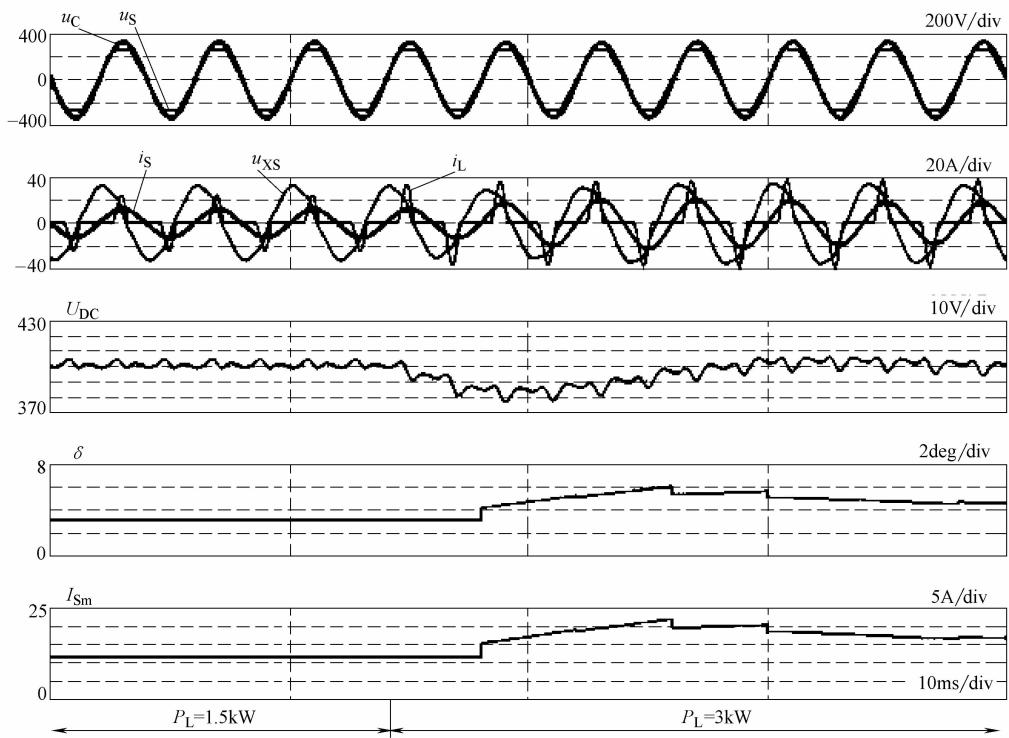


图 5-15 混合模式补偿器的暂态仿真

流幅值和负载电压相角的参考值，从而在任何测试情况下都不会危害补偿器的稳定。

参 考 文 献

1. Hingorani N, Gyugyi L (2000) Understanding FACTS: concepts and technology of flexible ac transmission systems. IEEE, New York
2. Benysek G (2007) Improvement in the quality of delivery of electrical energy using power electronics systems. Springer, London
3. Malesani L, Rossetto L, Tenti P (1986) Active filters for reactive power and harmonic compensation. In: Proceedings of IEEE-PESC, pp 321–330
4. Grady WM, Samotyj MJ, Noyola AH (1990) Survey of active power line conditioning methodologies. IEEE Trans Power Deliv 5(3):1536–1542
5. Akagi H (1996) New trends in active filters for power conditioning. IEEE Trans Ind Appl 32(6):1312–1322
6. Akagi H (1994) Trends in active power line conditioners. IEEE Trans Power Electron 9(3):263–268
7. Strzelecki R (2002) Active arrangements for energy conditioning—APC. (in Polish), Przegląd Elektrotechniczny, no 2:196–202
8. Akagi H, Fujita H (1995) A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems. IEEE Trans Power Deliv 10(3):1570–1575

9. Peng FZ, Tolbert LM (2000) Compensation of nonactive current in power systems—definitions from a compensation standpoint. In: Proceedings of PES' 2000, pp 983–987
10. Peng FZ, Lai JS (1996) Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *IEEE Trans Instrum Meas* 45(1):293–297
11. Fukuda S, Endoh T (1993) Control method and characteristics of active power filter. In: Proceedings of EPE, Brighton, UK, pp 139–144
12. Soares V, Verdelho P, Marques P (1997) Active power filter control circuit based on the instantaneous active and reactive current id-iq method. In: Proceedings of IEEE-PESC, pp 1096–1108
13. Czarnecki L (1990) A time domain approach to reactive current minimization in nonsinusoidal situations. *IEEE Trans Instrum Meas* 39:698
14. Tolbert LM, Habertler TG (2000) Comparison of time-based nonactive power definitions for active filtering. In: Proceedings on power electronics congress '00, vol 1, pp 73–79
15. Kim H, Akagi H (1997) The instantaneous power theory based on mapping matrices in three-phase four-wire systems. In: Proceedings of power conversion conference '97, vol 1, pp 361–366
16. Peng FZ, Tolbert LM, Qian Z (2002) Definitions and compensation of nonactive current in power systems. In: Proceedings of PESC'2002, vol 4, pp 1779–1784
17. Kim H, Blaabjerg F, Bak-Jensen B, Jaeho C (2002) Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory. *IEEE Trans Power Electron* 17:701–710
18. Blaabjerg F, Hansen S, Asiminoaei L (2007) Detection is key—harmonic detection methods for active power filter applications. *IEEE Ind Appl Mag* 13(4):22–33
19. Newman MJ, Zmood DN, Holmes DG (2002) Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems. *IEEE Trans Ind Appl* 38(6):1591–1599
20. Jacobs J, Detjen DO, De Doncker RW (2002) An overview of methods to determine the harmonics in three-phase systems. In: Proceedings of IEEE young researchers symposium electrical power engineering distributed generation
21. Chang GW, Tai-Chang S (2002) A comparative study of active power filter reference compensation approaches. In: Proceedings of PES'02, vol 2, pp 1017–1021
22. Rechka S, Ngandui T, Jianhong X, Sicard P (2002) A comparative study of harmonic detection algorithms for active filters and hybrid active filters. In: Proceedings of PESC'02, vol 1, pp 357–363
23. Williams SM, Hoft RG (1991) Adaptive frequency domain control of PWM switched power line conditioner. *IEEE Trans Power Electron* 6(4):665–670
24. Solomon OM (1994) The use of DFT windows in signal-to-noise ratio and harmonic distortion computations. *IEEE Trans Instrum Meas* 43(2):194–199
25. Sozanski K (2004) Harmonic compensation using the sliding DFT algorithm. In: 35th Annual IEEE power electronics specialists conference—PESC '04, Aachen, Germany
26. Borisov K, Ginn H (2009) A computationally efficient RDFT-based reference signal generator for active compensators. *IEEE Trans Power Deliv* 24:2396–2404
27. Fryze S (1931) Active, reactive and apparent power in non-sinusoidal systems (in Polish). *Przeglad Elektrotechniczny* 7:193–203
28. Emadi A, Nasiri A, Bekiarov SB (2005) Uninterruptible power supplies and active filters. CRC Press, Boca Raton
29. Chandra A, Singh B, Singh BN, Al-Haddad K (2000) An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power factor correction and balancing of nonlinear loads. *IEEE Trans Power Electron* 15(3):495–507
30. Strzelecki R, Rusinski J, Benysek G (2002) Voltage source power quality conditioner. In: Electromagnetic phenomena in nonlinear circuits—EPNC 2002, XVII Symposium. Leuven, Belgium, pp 179–182
31. Meckien G, Strzelecki R (2002) Single phase active power line conditioners-without transformers. In: EPE-PEMC conference
32. Strzelecki R, Jarnut M, Benysek G (2003) Active electrical energy conditioners for individual customers. In: PES Conference, Warsaw University of Technology Press, vol 1, pp 27–34

33. Strzelecki R, Benysek G, Jarnut M (2008) Power quality conditioners with minimum number of current sensors requirement. *Przeglad Elektrotechniczny* 11:295–298
34. Strzelecki R, Benysek G, Jarnut M (2007) Interconnection of the customer-side resources using single phase VAPF. *Przeglad Elektrotechniczny* 10:59–65
35. Strzelecki R, Benysek G, Jarnut M (2005) Symmetrical power line conditioner—basic properties. In: 4th International workshop compatibility in power electronics—CPE 2005, Gdynia, Poland

第 6 章 串联有源补偿器的实际应用

摘要

本章介绍了电力系统中的串联型交流电压补偿器的结构、运行和控制方法，重点描述了混合变压器 HT（带电气与电磁耦合的）作为特殊的串联型交流电压补偿器的实际应用，并给出了计算结果和实验测试结果，指出了这些装置未来的发展方向。

6.1 引言

众所周知，电能参数及其质量在终端用户看来尤为重要。根据文献 [1]，我们可以定义若干电压参数，如系统标称电压 U_N 、公称供电电压 U_D 等；依据电压变化的大小，可以对电压变动进行分类，如图 6-1 所示。

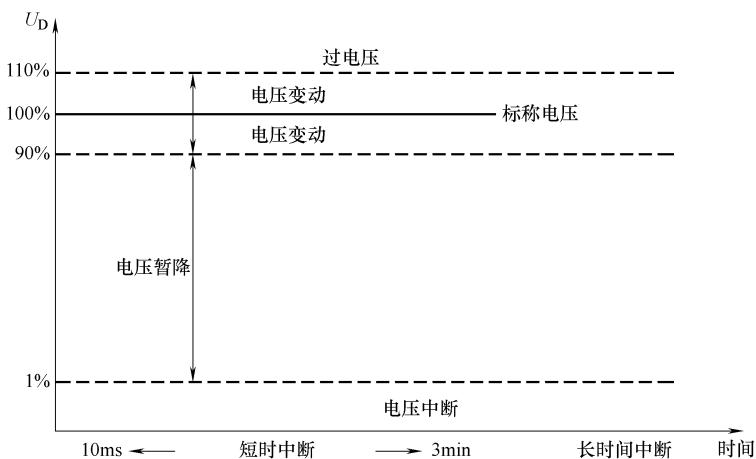


图 6-1 根据电压变化的大小对电压变动的分类

集中式发电的大型交流电力系统会发生很多不同类型的故障（见图 6-2）。交流电力系统中的任何动态变化，例如快速负荷变化、开关切换、大气放电、故障等，在用户侧都会产生一些非预期的影响，比如电压暂降（占电网中所有事件的 87.2%）、中断以及暂升等^[2,3]（见图 6-2）。

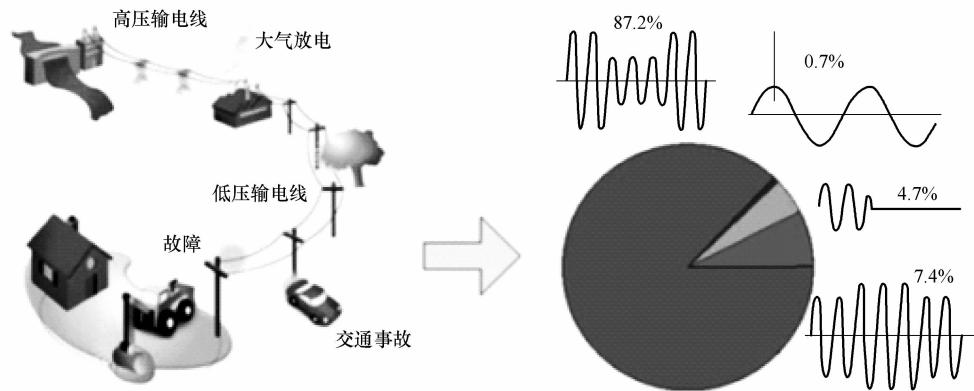


图 6-2 电网中的电压变动——起因与影响

低劣的电能质量会对电力设备产生不利的影响。对敏感设备来说，不稳定的供电参数会导致设备发生故障或遭受损坏^[4,5]。对大型工厂或车间来说，电压暂降和暂升会引起非常巨大的经济损失，尤其是对汽车制造业、制药业及半导体行业^[6]。为了减轻供电电压的各种不利影响，通常采用电压暂降补偿器或电压调节器，尤其是串联型电压补偿器（SVC）。SVC 的工作原理如图 6-3 和式（6-1）所示。

$$|\dot{U}_L| = |\dot{U}_S| \pm |\dot{U}_C| \quad (6-1)$$

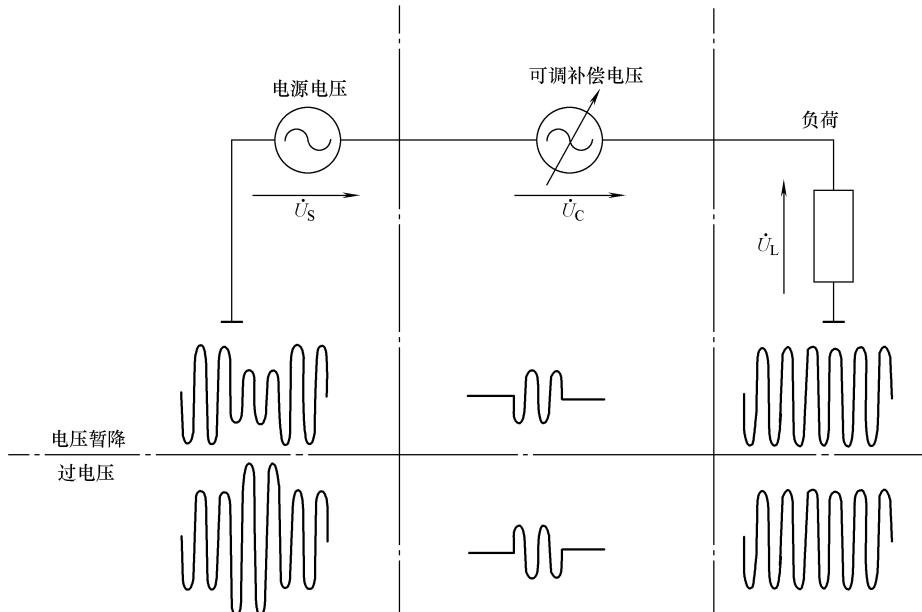


图 6-3 串联型电压补偿器的工作原理

负荷电压 \dot{U}_L 是电源电压 \dot{U}_S 与补偿电压 \dot{U}_C 之和。额定运行时， $|\dot{U}_C|$ 近似等于 0；电源发生电压暂降时，补偿电压 $|\dot{U}_C|$ 与电源电压 $|\dot{U}_S|$ 相加；而过电压时则相反，即用 $|\dot{U}_S|$ 减去 $|\dot{U}_C|$ 。本章接下来将对 SVC 进行更详细的阐述。

文献 [10-19] 对串联补偿器进行了阐述。动态电压恢复器 (DVR) 是一种常见的串联补偿器^[12,15]，其简化原理图如图 6-4 所示。

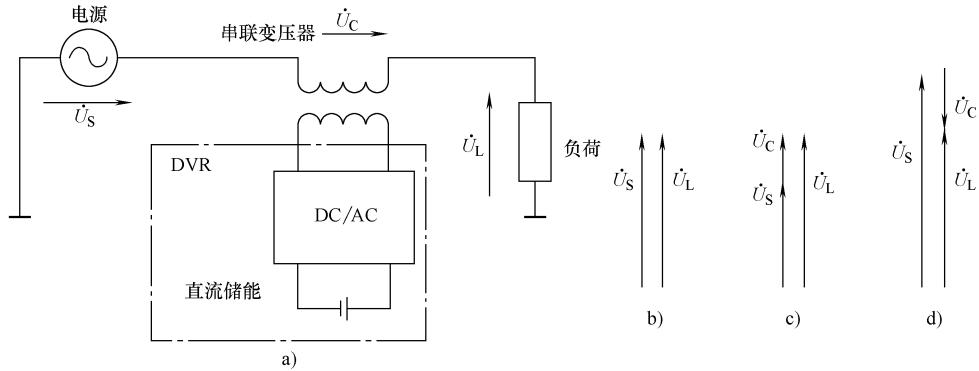


图 6-4 DVR 的工作原理

a) 简化原理图 b) 额定状态下的电压相量图 c) 电压暂降时的电压相量图

d) 电压暂升时的电压相量图

电压暂降或暂升时，电压补偿是在供电电压 \dot{U}_S 的基础上注入一个串联电压 \dot{U}_C 。从图 6-4b、图 6-4c、图 6-4d 中可以看出，负荷电压 \dot{U}_L 是电源电压 \dot{U}_S 与补偿电压 \dot{U}_C 之和。额定运行状态时，补偿电压接近于零（如图 6-4b 和式 (6-2) 所示）；当电源电压 \dot{U}_S 发生电压暂降时，补偿电压 \dot{U}_C 与电源电压 \dot{U}_S 同相相加（如图 6-4c 和式 (6-3) 所示）；当电源电压 \dot{U}_S 暂升时，补偿电压 \dot{U}_C 直接与电源电压 \dot{U}_S 反相相加（见图 6-4d 和式 (6-4)）。

$$|\dot{U}_L| = |\dot{U}_S| = U_N, \text{ 则 } |\dot{U}_C| = 0 \quad (6-2)$$

$$|\dot{U}_S| < U_N, \text{ 则 } |\dot{U}_L| = |\dot{U}_S| + |\dot{U}_C| \quad (6-3)$$

$$|\dot{U}_S| > U_N, \text{ 则 } |\dot{U}_L| = |\dot{U}_S| - |\dot{U}_C| \quad (6-4)$$

直流储能单元可以有很多种形式，如电池、超级电容器、燃料电池以及其他形式（例如超导储能 (SMES)）。

供给直流/交流换流器的储能单元使 DVR 可以补偿深度的电压暂降，甚至电源电压短时中断。DVR 的作用时间是由电压暂降持续时间、直流储能的容量及被保护负载的功率共同决定的。当发生深度电压暂降或电压中断时，DVR 的作

用时间比电压保持在额定值附近时要短。直流储能的容量限制是 DVR 的主要缺点，为了消除这一缺点，带交流/直流/交流换流器的 SVC 得到了应用（如图 6-5 所示）。

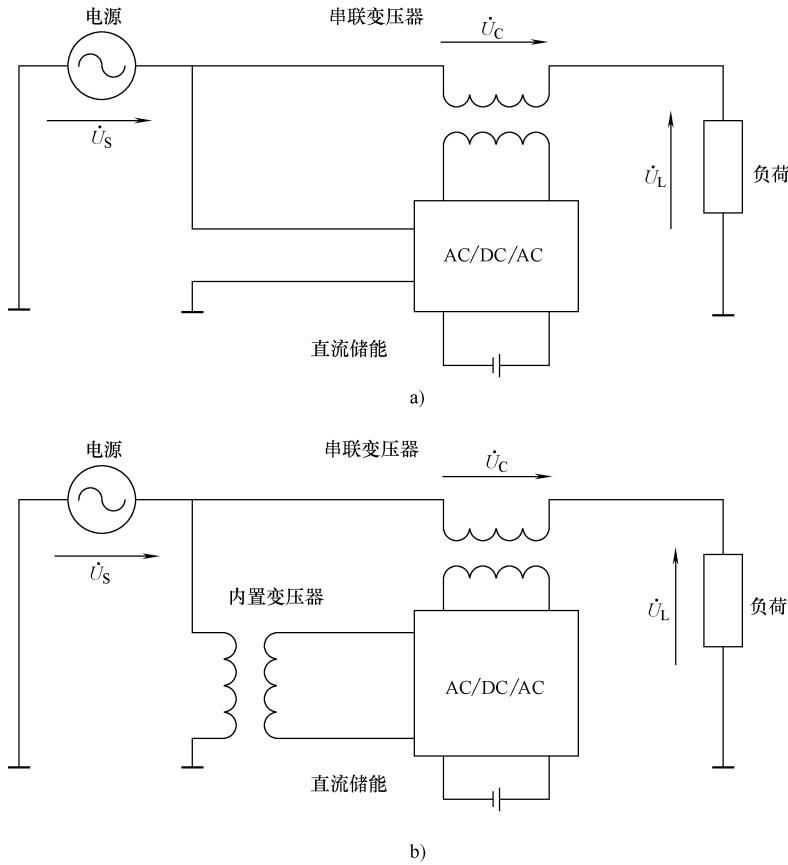


图 6-5 AC/DC/AC 型串联电压补偿器

a) 直接由电网供电 b) 由输入变压器供电

如图 6-5 所示，交流/直流/交流电压换流器为串联变压器供电，而电压源型换流器可由电网（图 6-5a）或经输入变压器（图 6-5b）供电。这种解决方案可以补偿较长时间的电压暂降和暂升。

文献 [19] 描述了 SVC 的另外一种特殊的拓扑结构，并在文献 [8, 9, 20-28] 中得到了进一步改进。这种方案是电磁变压器（TR）和脉宽调制（PWM）的交流/交流换流器（如矩阵斩波器 MC 或矩阵电抗斩波器 MRC）的集成。这种混合变压器（HT）的简化原理如图 6-6 所示。

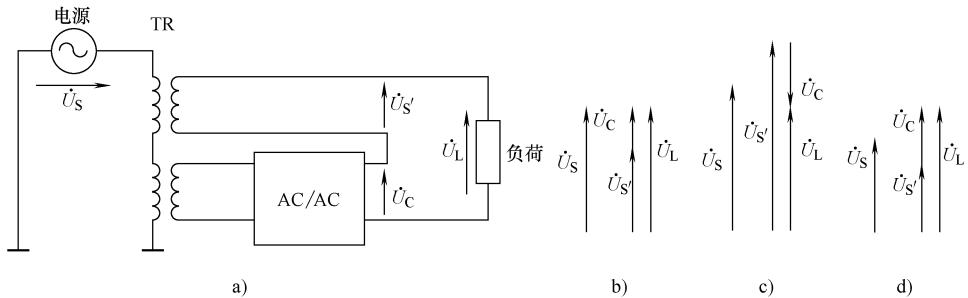


图 6-6 混合型工作原理

a) 简化原理图 b) 额定状态下的电压相量图 c) 电压暂升时的电压相量图
d) 电压暂降时的电压相量图

6.2 电压变动量的识别

电压补偿器的一个非常重要的特性就是快速的动态反应，以实现对电源电压变化的快速响应。一些控制方法已经被用于电压暂降补偿，比如暂降前方法、同相补偿法和最小能量控制^[16,17]。在暂降前补偿方法中，DVR 提供暂降前与暂降时的电压之差，然后将电压幅值与相角恢复至暂降前的水平。在同相补偿法中，仅有电压幅值得到了补偿，DVR 电压 \dot{U}_c 与暂降后的电源电压 \dot{U}_s 同相，与暂降前补偿法相比，这种方法使 DVR 注入的电压最小。暂降前补偿和同相补偿几乎都需要一直向负荷输送有功功率，而最小能量法的基本思想是使注入的有功功率为零，此时注入电压与供电电流需要保持 90° 的相角差^[17]。以正/反旋转 dq 坐标系为基础的 DVR 装置的一种典型控制策略如图 6-7 所示^[10,15,18]。这只是 DVR 许多控制方法中的一种。

从图 6-7 可以看出，这种控制方法建立在 abc/dq 坐标变换的基础上。其中电压暂降检测以电压差向量的方均根值为基础，可以检测对称和不对称的暂降，同时还能检测出关联的相位跳变角。对于 IGBT 驱动信号的产生，可以用传统 PWM 方法、电压滞环控制方法或空间矢量方法。

当混合变压器（HT）使用 MC 或 MRC 时，电压幅值变化量的确定由峰值检测器实现^[7]，其函数表达式如式（6-5）：

$$U_{Lpeak} = \sqrt{(U_L \sin(\omega t))^2 + (U_L \cos(\omega t))^2} \quad (6-5)$$

峰值检测器单元的原理如图 6-8 所示。

峰值检测器的输入信号（负荷电压 $u_L(t)$ ）分为两路，其中一路按式（6-5）移相大约 $\pi/2$ 。两个信号二次方和的平方根值就是输出信号 U_{Lpeak} 。

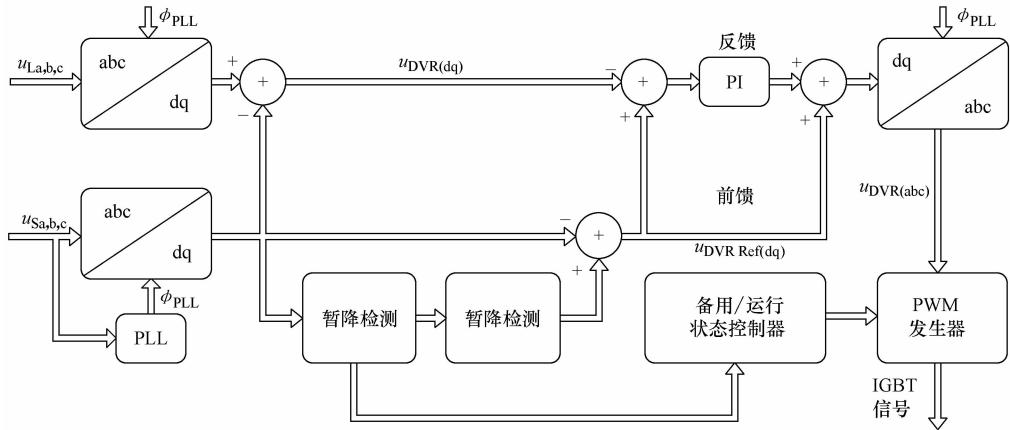


图 6-7 DVR 控制单元原理框图

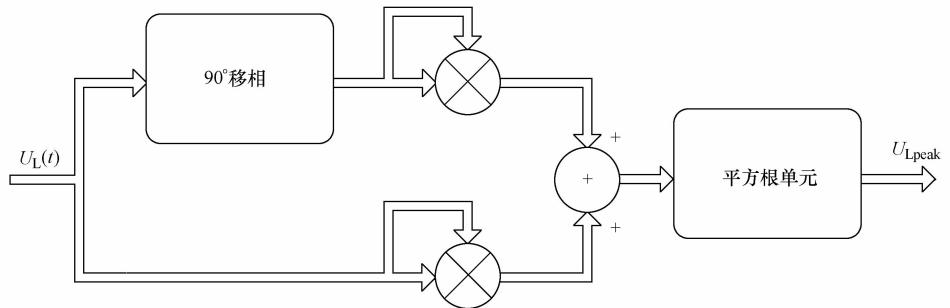


图 6-8 峰值检测器原理框图

图 6-9 所示为一种典型的混合变压器（HT）控制单元的简化原理框图^[28]。

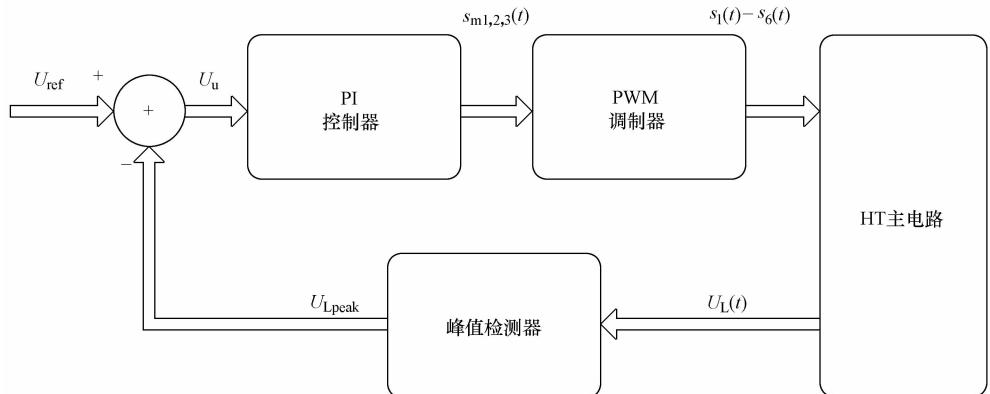


图 6-9 HT 控制单元原理框图

由图 6-9 可以看出, 峰值检测器单元位于反馈闭环回路, 其输入信号是负荷电压 $u_L(t)$ (如式 (6-5) 所示)。控制电路的主路径上是 PI 控制器和 PWM 调制器。关于 HT 控制单元更详细的原理如图 6-10 所示^[9,28]。

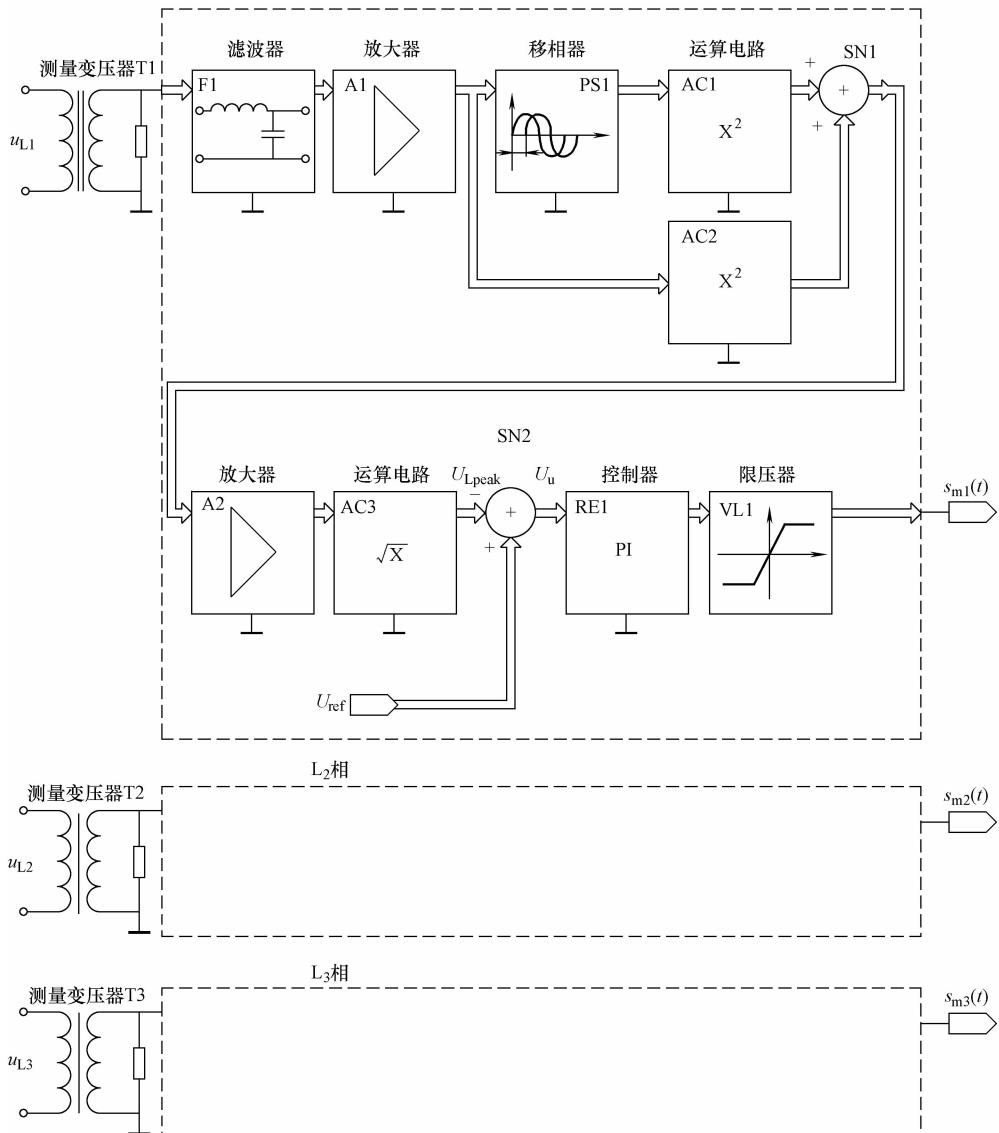


图 6-10 三相 SVC 控制电路的原理框图

参考信号 U_{ref} (如图 6-9 和图 6-10 所示) 在求和节点减去峰值检测器单元的输出信号, 其输出的差值信号反馈至 PI 控制器的输入端。放大器 A1 和 A2 实

现了信号水平匹配的功能。控制电路对电源电压变化的反应时间取决于 PI 控制器的参数。当发生电压暂降和暂升时，HT 的控制电路使其有快速的响应速度和令人满意的动态特性。

6.3 串联电压补偿器

动态电压恢复器（DVR）是诸多串接入配电系统的电力电子装置之一。三相 DVR 的简单原理如图 6-11 所示。DVR 的主要优点是，在正常运行条件下直流/交流换流器不工作，此时，串联变压器 $TR_{a,b,c}$ 被开关 $S_{TRa,b,c}$ 短接（见图 6-11）；当发生电压暂降或暂升时，DVR 才起作用，这是 DVR 的一个很重要的特点。DVR 的另一个优点是它的容量很大，可以补偿深度电压暂降和暂升，甚至短时电压中断。

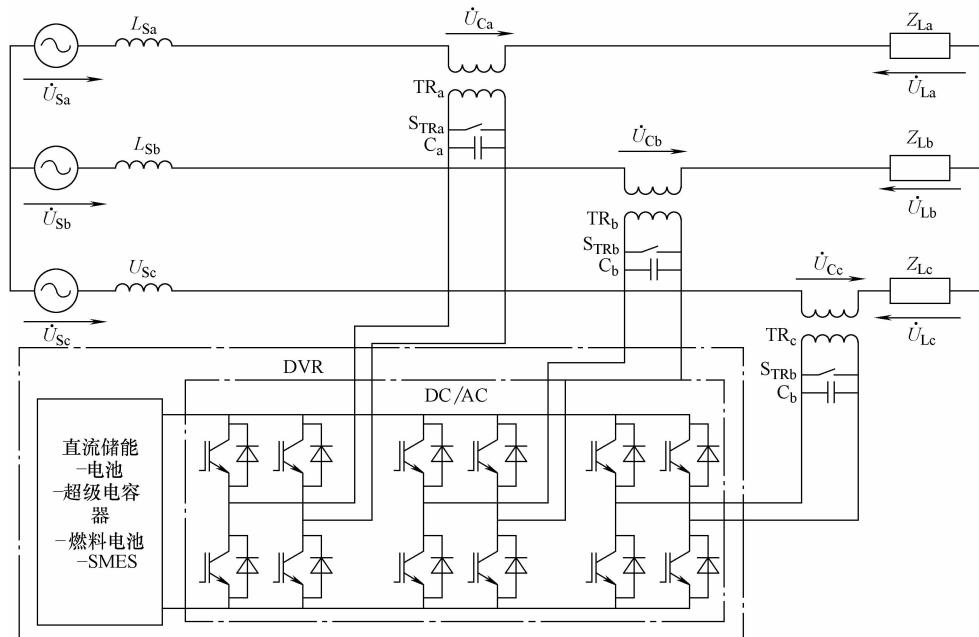


图 6-11 三相 DVR 简单原理图

从图 6-11 可以看出，DVR 在电源与负载之间不存在电气隔离，电能直接从电源 (\dot{U}_{Sa} , \dot{U}_{Sb} , \dot{U}_{Sc}) 传递至负载 (Z_{La} , Z_{Lb} , Z_{Lc})。当发生电压暂降或暂升时，直流储能装置中的电能也会传递至负载。

混合变压器 HT 拓扑结构（见图 6-12）提供了电源与负载间的电气隔离。

如图 6-12 所示，这种结构主要由两部分构成：第一部分是一个普通的电磁

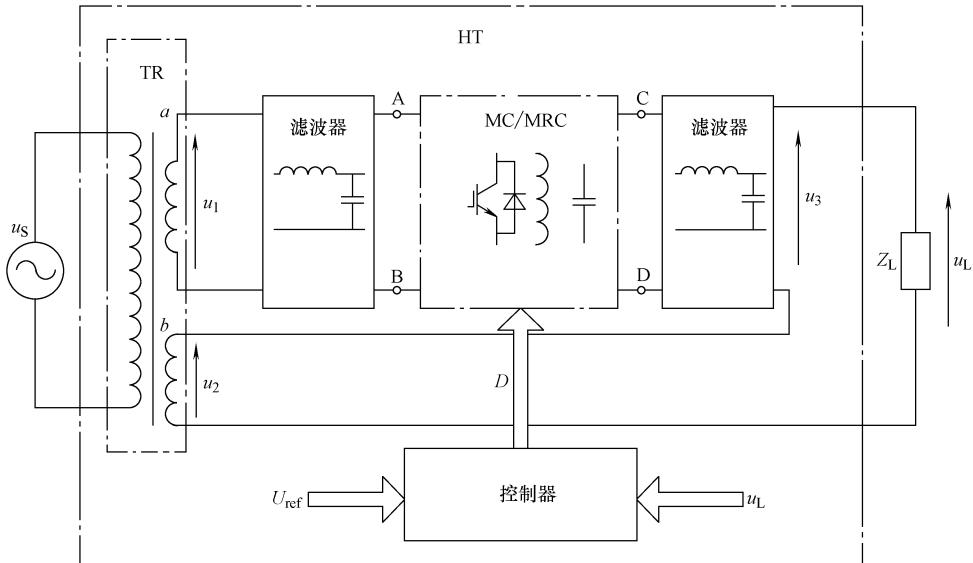


图 6-12 单相 HT 简单原理图

变压器 TR，它有两个二次绕组 a 和 b；第二部分是 PWM 交流/交流换流器（MC/MRC）。该电路包含两种耦合，一种是由 TR 实现的电磁耦合，另一种是由 MC 或 MRC 实现的电气耦合，所以称之为混合变压器（HT）。

TR 的主二次绕组 a 接入 LC 滤波器输入端，并连接至交流/交流换流器。二次绕组 b 与交流/交流换流器的输出端和负荷串联。绕组 a 和 b 的电压变比分别约为 $n_a = 4/3$ 和 $n_b = 2/3^{\ominus}$ 。HT 的输出电压 u_L 是交流/交流换流器输出电压 u_3 和 TR 二次电压 u_2 的代数和。MC 和 MRC 的拓扑结构由 HT 电路的电气耦合实现^[23-26]。MC 和 MRC 有很多特性，尤其是电压传递函数（电压增益）。构造 HT 时采用不同的 MC 和 MRC 拓扑，很容易在 HT 中得到不同的特性。表 6-1 给出了可供选择的有着不同电压传递（电压增益）特性的 MC 和 MRC 的原理图。

可选 HT 的理想电压传递函数如表 6-2 所示。

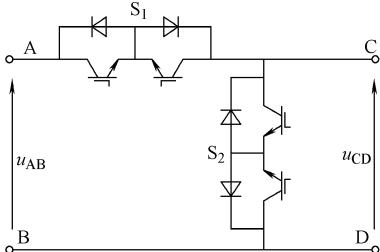
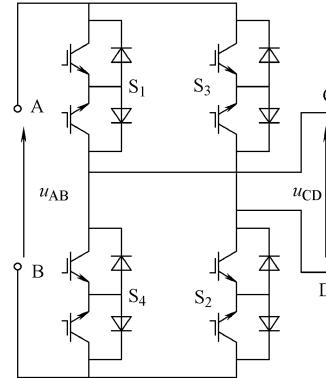
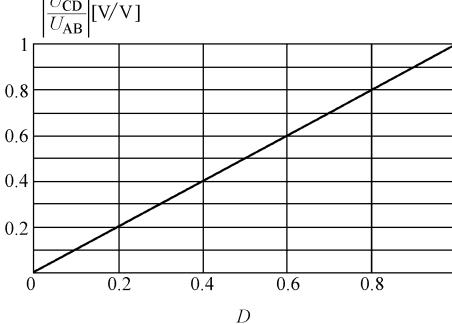
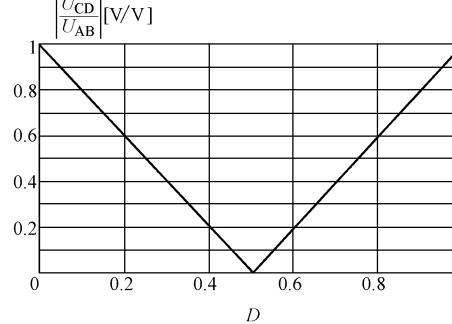
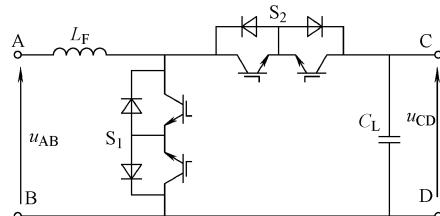
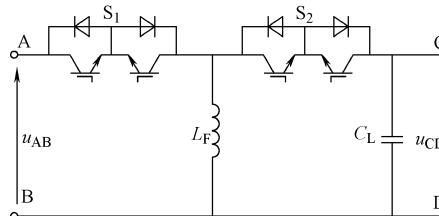
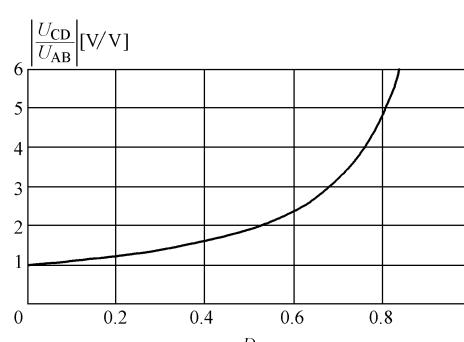
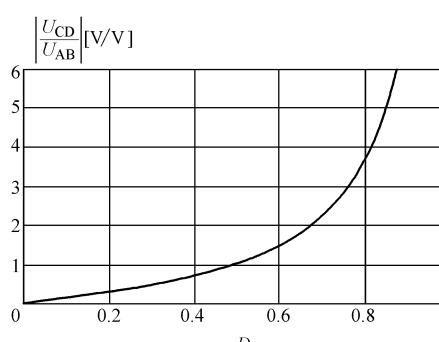
HT 的电压传递函数与 TR 电压变比之间的关系如图 6-13、图 6-14 和图 6-15 所示^[28]。

从图 6-13 ~ 图 6-15 可以清楚地看到，HT 的电压传递函数的变化范围取决于 MC 或 MRC 的拓扑、脉冲占空比 D 和 TR 的电压变比。

采用 MC 的单相 HT 的原理如图 6-16 所示。

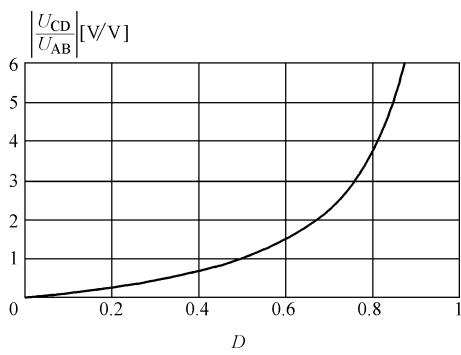
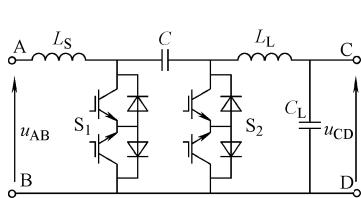
\ominus 结合式 (6-8)，此处变比等于二次绕组电压与一次绕组电压之比。——译者注

表 6-1 组成 HT 的 MC 和 MRC 的原理图

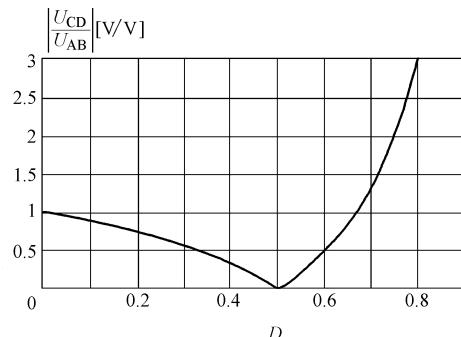
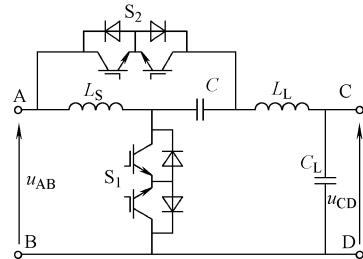
单极 MC(MC-u)	双极 MC(MC-b)
	
$\left \frac{U_{CD}}{U_{AB}} \right [\text{V}/\text{V}]$ 	$\left \frac{U_{CD}}{U_{AB}} \right [\text{V}/\text{V}]$ 
MRC Boost	MRC Buck-Boost
	
$\left \frac{U_{CD}}{U_{AB}} \right [\text{V}/\text{V}]$ 	$\left \frac{U_{CD}}{U_{AB}} \right [\text{V}/\text{V}]$ 

(续)

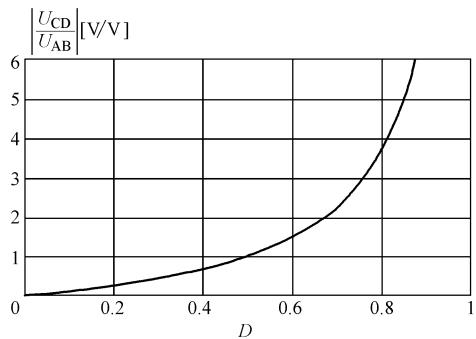
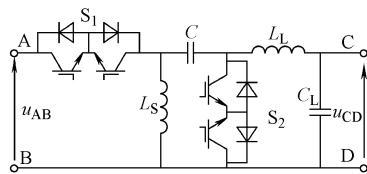
MRC Cuk



MRC Cuk B2



MRC Zeta



MRC SEPIC

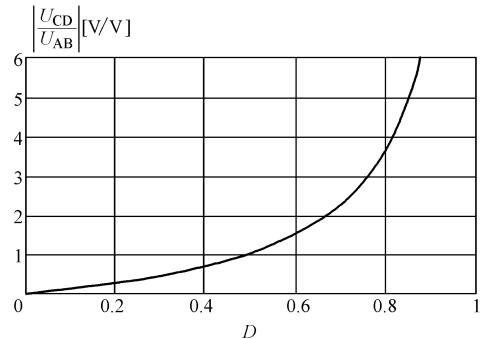
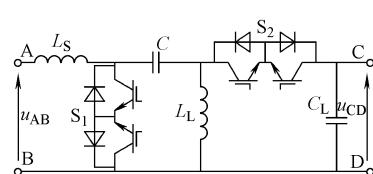
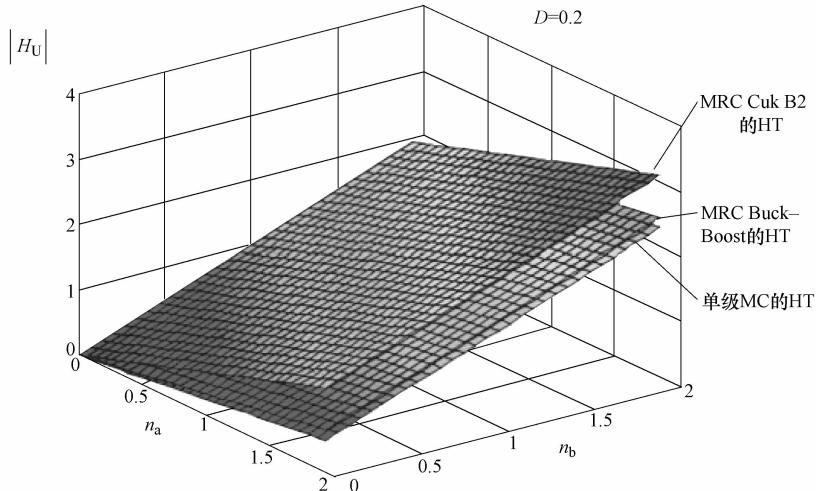


表 6-2 可选 HT 的理想电压传递函数

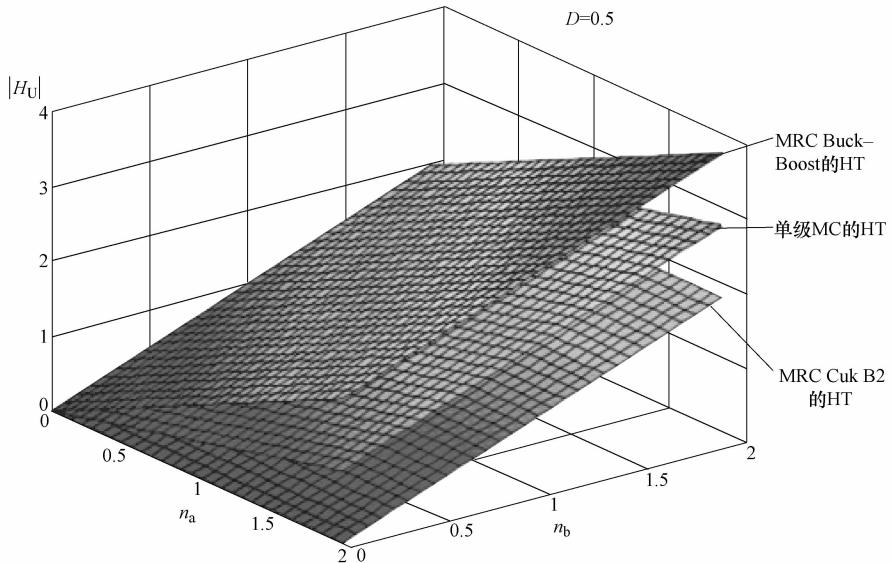
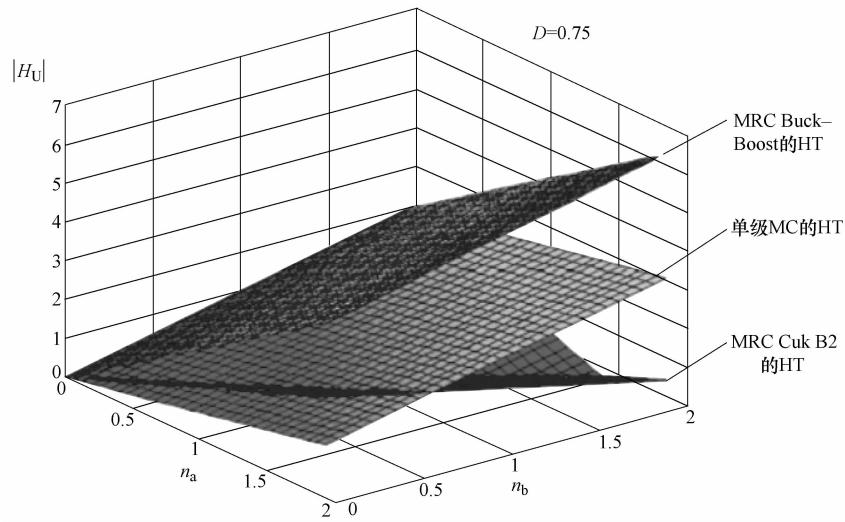
可选 HT	$H_U [V/V]$
MC-u	$n_a D + n_b$
MC-b	$n_a (2D - 1) + n_b$
MRC Boost	$\frac{n_a D}{1 - D} + n_b$
MRC Buck-Boost	$\frac{n_a D}{1 - D} + n_b$
MRC Cuk	$\frac{n_a D}{1 - D} + n_b$
MRC Cuk B2	$\frac{n_a (1 - 2D)}{1 - D} + n_b$
MRC Zeta	$\frac{n_a D}{1 - D} + n_b$
MRC SEPIC	$\frac{n_a D}{1 - D} + n_b$

图 6-13 $D = 0.2$ 时 HT 电压传递函数与 TR 电压变比的关系

MC 由 TR 的一个二次绕组供电。HT 的输出电压是主电压 u_2 和 MC 输出电压（可调电压）之和。图 6-17 为当前电路运行情况的典型理想电压—时间波形与相量图。

MC 输出电压 u_3 的方均根值取决于式 (6-6) 定义的脉冲占空比

$$D = \frac{t_{on}}{T_S} \quad (6-6)$$

图 6-14 $D = 0.5$ 时 HT 电压传递函数与 TR 电压变比的关系图 6-15 $D = 0.75$ 时 HT 电压传递函数与 TR 电压变比的关系

根据式 (6-6)，图 6-16 中 MC 的电压传递函数可以写为

$$H_U^{\text{MC}} \approx \frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_1} \approx \frac{\dot{U}_1 D}{\dot{U}_1} = D \quad (6-7)$$

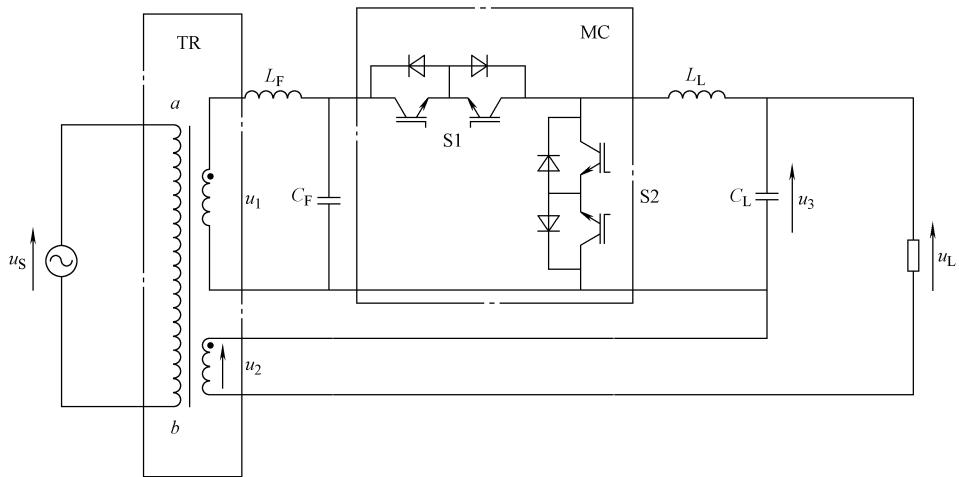


图 6-16 采用 MC 的单相 HT 原理图

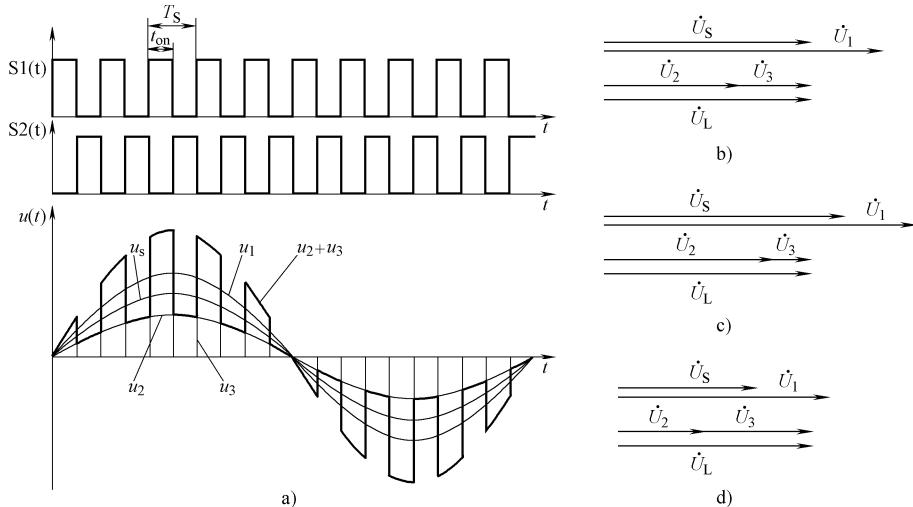


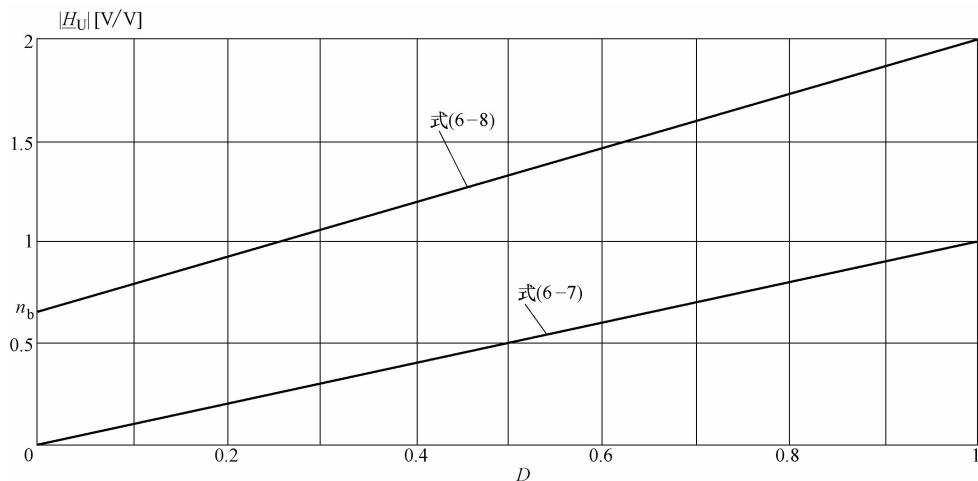
图 6-17 HT (图 6-16) 的典型理想电压

a) 时间波形 b) 额定状态下的相量图 c) 电压暂升时的相量图 d) 电压暂降时的相量图

考虑 TR 的电压比 (n_a, n_b)，并且综合式 (6-6) 和式 (6-7)，图 6-16 所示 HT 的电压传递函数可表示为

$$H_U^{\text{MC}} \approx \frac{\dot{U}_L}{\dot{U}_S} \approx \frac{n_b \dot{U}_s + D n_a \dot{U}_s}{\dot{U}_s} = n_b + D n_a = \frac{2}{3} + \frac{4}{3} D \quad (6-8)$$

图 6-16 中 HT 的电压传递函数随占空比 D 变化时的理想静态特性如图 6-18 所示。

图 6-18 电压传递函数随占空比 D 变化时的理想静态特性

从图 6-18 可以清楚看到，当 $0 \leq D \leq 0.25$ 时，HT 的输出电压小于电源电压；当 D 在 $0.25 \sim 1$ 之间时，HT 的输出电压大于电源电压。

每一个单相电路都可以演化为三相电路结构，其简化原理图如图 6-19 所示。

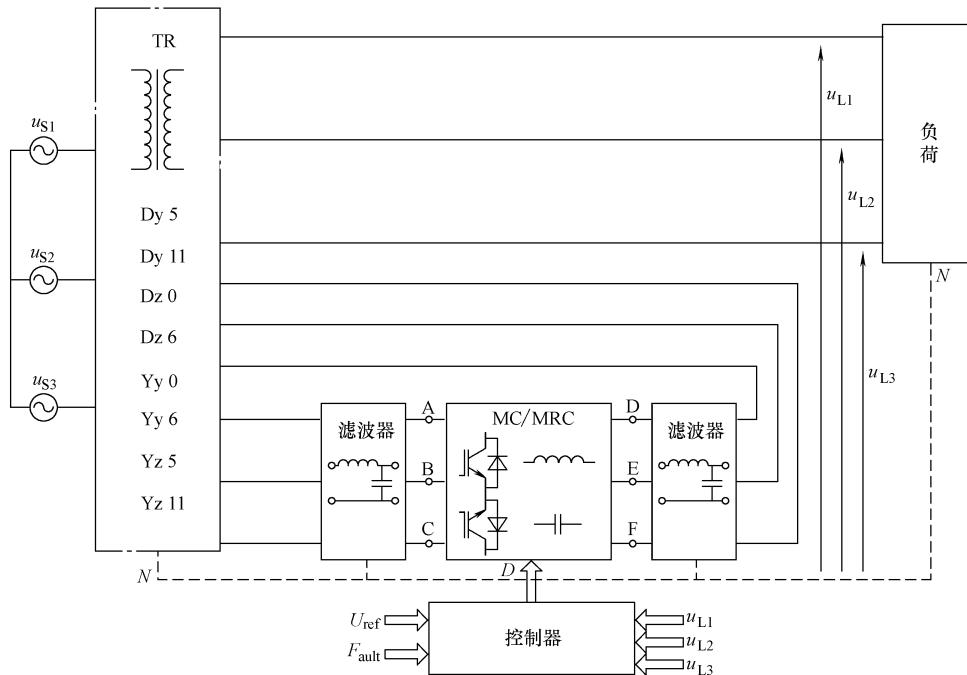


图 6-19 三相 HT 简化原理框图

与单相 HT 电路结构类似，三相 HT 包含两个主要部分。第一个是由三相变压器构成的电磁耦合，另一个是由 MC 或 MRC 形成的电气耦合（如图 6-19 所示）。该电路中三相变压器 TR 的结构与普通三相变压器不同，它的每相有两个二次绕组 (a_{1-2} , a_{3-4} , b_{1-2} , b_{3-4} , c_{1-2} , c_{3-4})（如图 6-20 所示）。

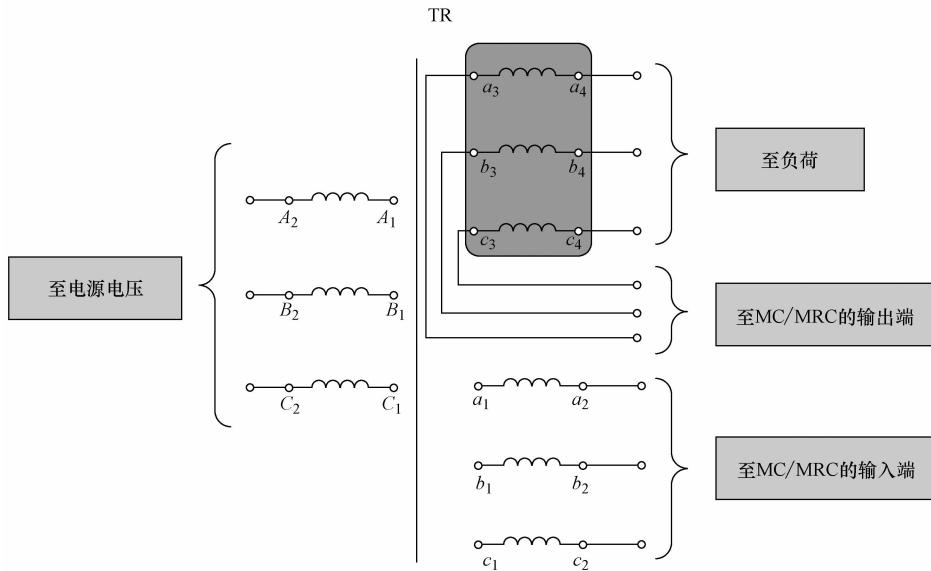


图 6-20 三相 HT 电路中变压器 TR 原理图

就其运行状态而言，变压器 TR 可能会以不同的绕组联结方式工作 (Yy0, Yy6, Dy11, Dy5, Dz6, Dz0, Yz11, Yz5)。HT 的性质由电路中的 MC 或 MRC 结构及 TR 的电压变比决定（与单相 HT 类似），绕组的接线形式对其没有影响。HT 可以在三相三线制系统和三相四线制系统中工作^[28]。

采用 MRC Buck-Boost (MRC b-b) 的三相 HT 的原理图如图 6-21 所示。图中，TR 的一次绕组是 Y 形接线方式，主二次绕组 (a_1 , a_2 , a_3) 也是 Y 形接线，并且通过 LC 滤波器与 MRC b-b 相连接；二次绕组 (b_1 , b_2 , b_3) 串接至 MRC 相应相的输出端。HT 输出电压 (u_{L1} , u_{L2} , u_{L3}) 是二次电压 ($n_b u_{S1}$, $n_b u_{S2}$, $n_b u_{S3}$) 与 MRC 输出相电压之和，变压器二次绕组 a_1 , a_2 , a_3 和 b_1 , b_2 , b_3 的变比分别约为 $n_a = 4/3$ 和 $n_b = 2/3$ ^[9,27,28]。HT 的典型电压相量图如图 6-22 所示。

$$\begin{aligned}\dot{U}_{S1} &= U_S e^{j0} \\ \dot{U}_{S2} &= U_S e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ \dot{U}_{S3} &= U_S e^{j\frac{2\pi}{3}}\end{aligned}\tag{6-9}$$

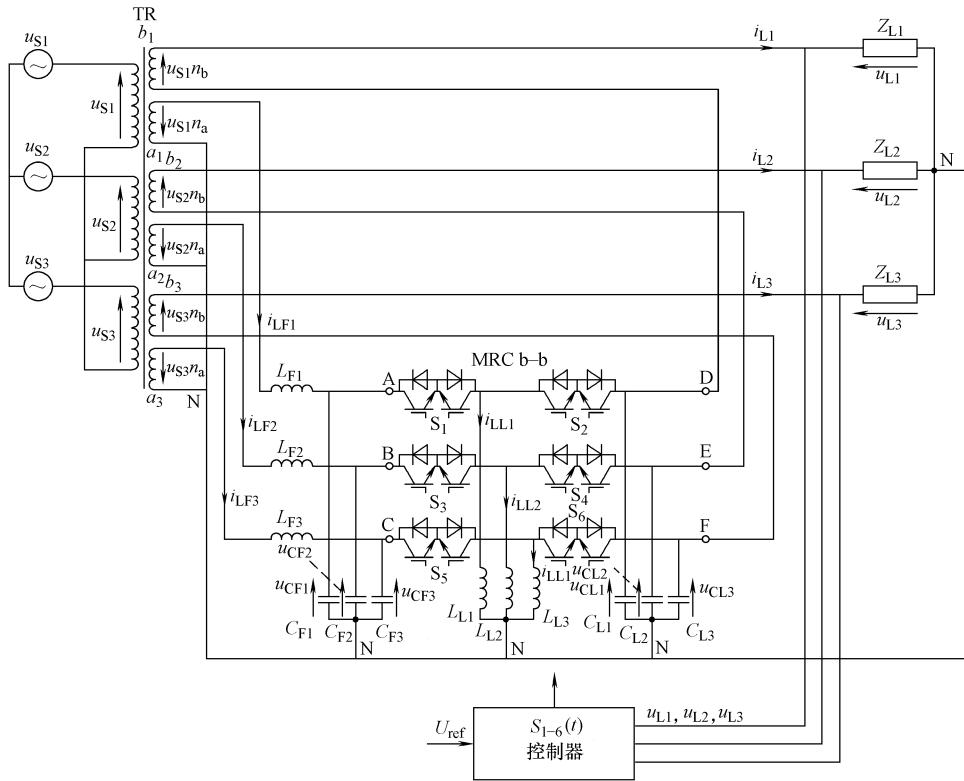


图 6-21 采用 MRC Buck-Boost 的三相 HT 的原理图

$$\begin{aligned} n_a \dot{U}_{S1} &= -n_a U_S e^{j0} \\ n_a \dot{U}_{S2} &= -n_a U_S e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{aligned} \quad (6-10)$$

$$\begin{aligned} n_a \dot{U}_{S3} &= -n_a U_S e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ n_b \dot{U}_{S1} &= n_b U_S e^{j0} \\ n_b \dot{U}_{S2} &= n_b U_S e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{aligned} \quad (6-11)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_{CL1} &= n_a U_S H_U^{b-b} e^{j0} \\ \dot{U}_{CL2} &= n_a U_S H_U^{b-b} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ \dot{U}_{CL3} &= n_a U_S H_U^{b-b} e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{aligned} \quad (6-12)$$

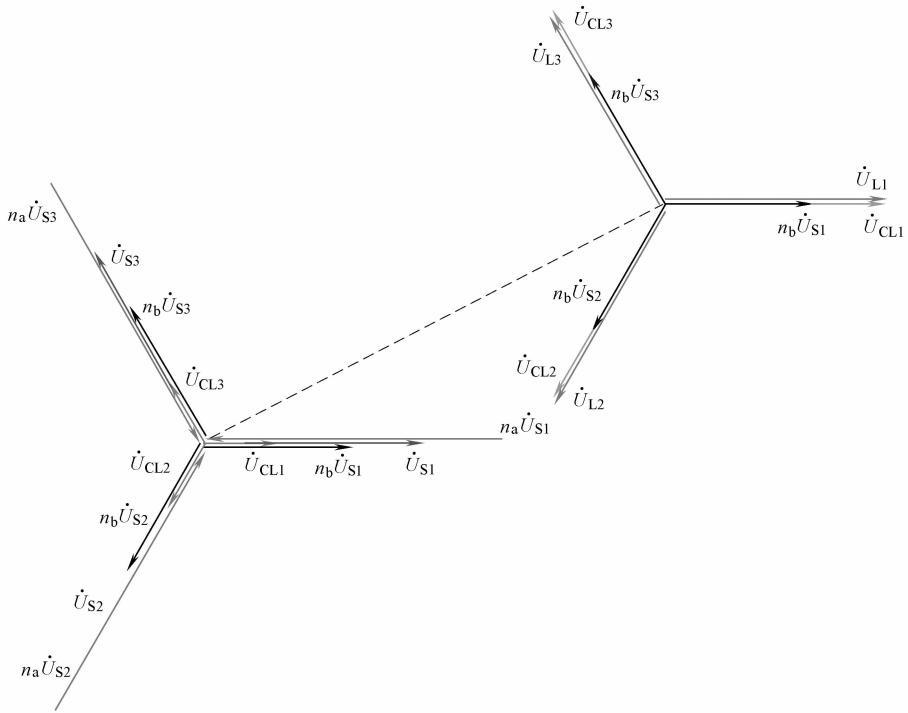


图 6-22 采用 MRC Buck-Boost 的 HT 典型电压相量图

$$\begin{aligned}\dot{U}_{L1} &= n_b \dot{U}_{S1} + \dot{U}_{CL1} \\ \dot{U}_{L2} &= n_b \dot{U}_{S2} + \dot{U}_{CL2} \\ \dot{U}_{L3} &= n_b \dot{U}_{S3} + \dot{U}_{CL3}\end{aligned}\quad (6-13)$$

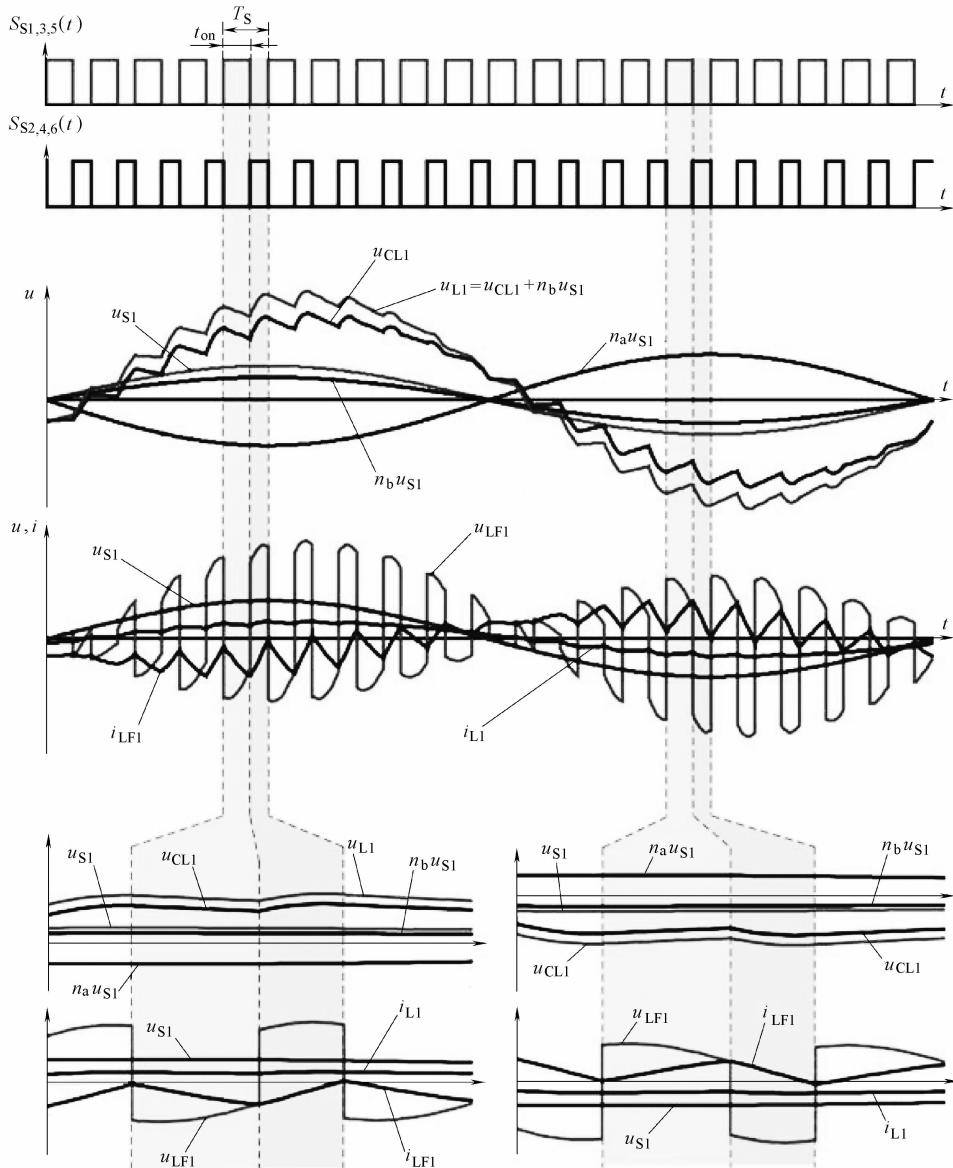
其中, $\dot{U}_{S1,2,3}$ 为复数形式下的相电压, U_S 为电源电压幅值, n_a 、 n_b 分别为变压器 TR a、b 绕组的变比, $\dot{U}_{L1,2,3}$ 为复数形式下的负荷电压, $\dot{U}_{CL1,2,3}$ 为复数形式下 MRC Buck-Boost 的输入电压, H_U^{b-b} 为 MRC Buck-Boost 的电压传递函数。

$$H_U^{b-b} = \frac{\dot{U}_{CL}}{\dot{U}_{CF}} \approx \frac{D}{1-D} \quad (6-14)$$

两种不同的脉冲占空比下, 采用 MRC b-b 的 HT 的理想电压—时间波形如图 6-23 和图 6-24 所示。

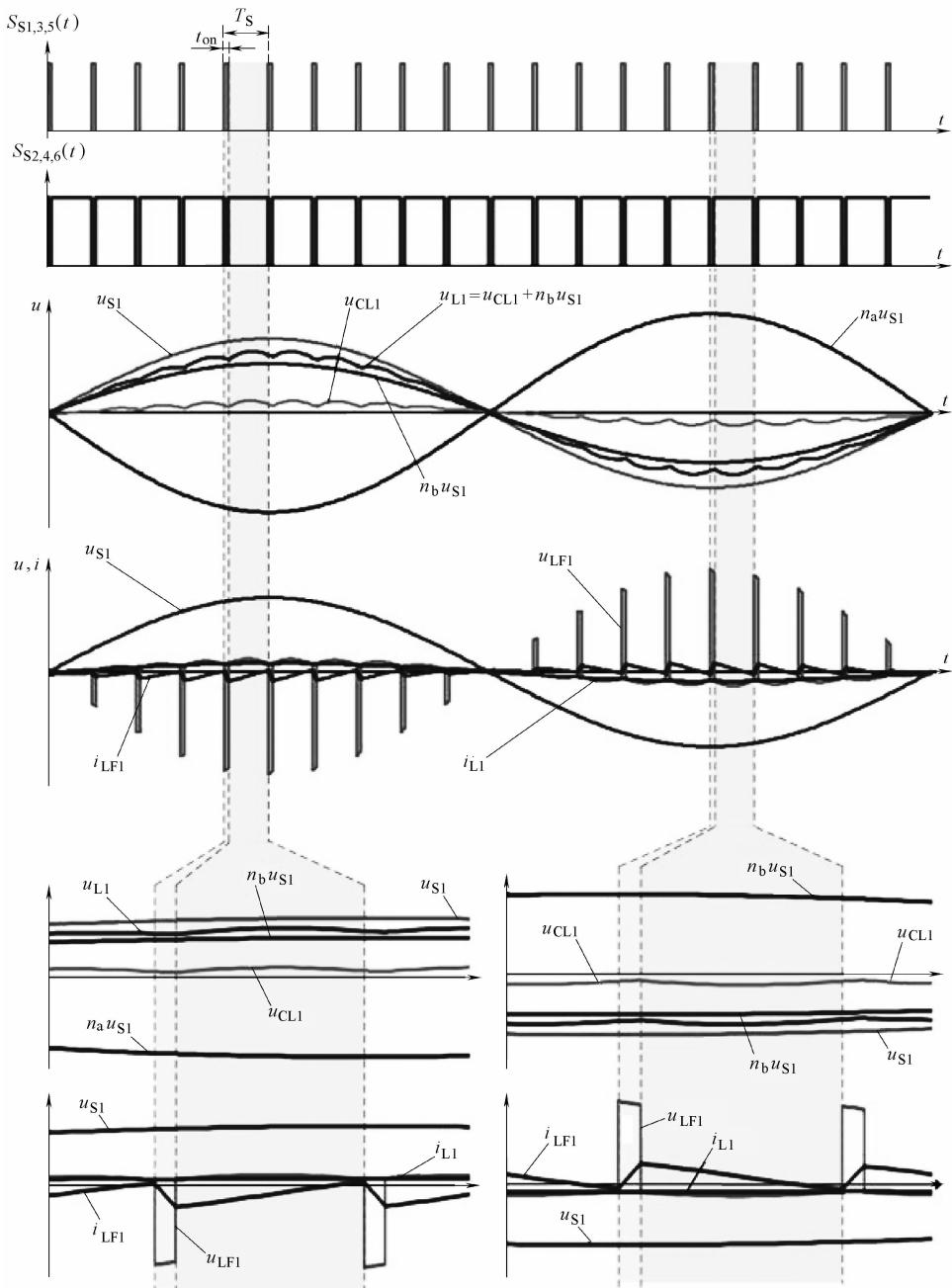
三相变压器 (如图 6-22 所示) 中负荷电压在电源电压暂降与暂升时的试验波形如图 6-25、图 6-26 和图 6-27 所示。

从图 6-25 ~ 图 6-27 可以看出, 在电压暂降和暂升期间输出电压 $u_{L1,2,3}$ 保持

图 6-23 脉冲占空比 $D = 0.6$ 时，采用 MRC Buck-Boost 的理想电压电流对时间的波形

不变，电压上升的动态过程时间少于 10ms。电压增益随占空比 D 变化时的理想静态特性如图 6-28 所示。

从图 6-28 可以清楚看到，HT 的输出电压在 $D < 0.2$ 时小于电源电压； $D = 0.2$ 时与电源电压大致相等；而在 $D > 0.2$ 时大于电源电压。输出电压的变化范

图 6-24 脉冲占空比 $D = 0.1$ 时，采用 MRC Buck-Boost 的理想电压电流对时间的波形

围从 $0.66U_S \sim 3U_S$ 。正因为如此，MRC 会一直处于工作状态。额定运行条件下，大约 30% 的电能会从 MRC 传递至负荷，而剩余部分则会通过 TR 的二次绕组传

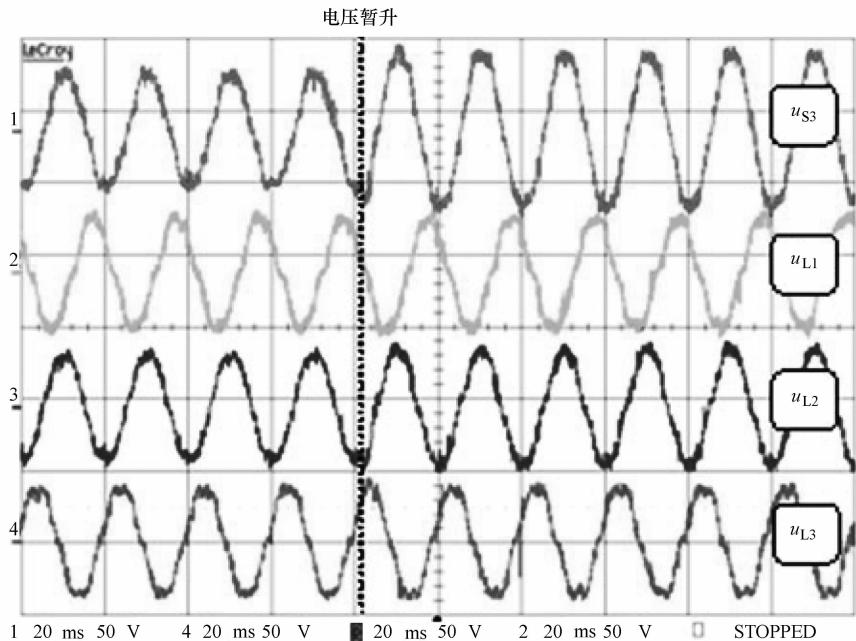


图 6-25 140% U_s 电压暂升时，试验电源与负荷电压的时间波形

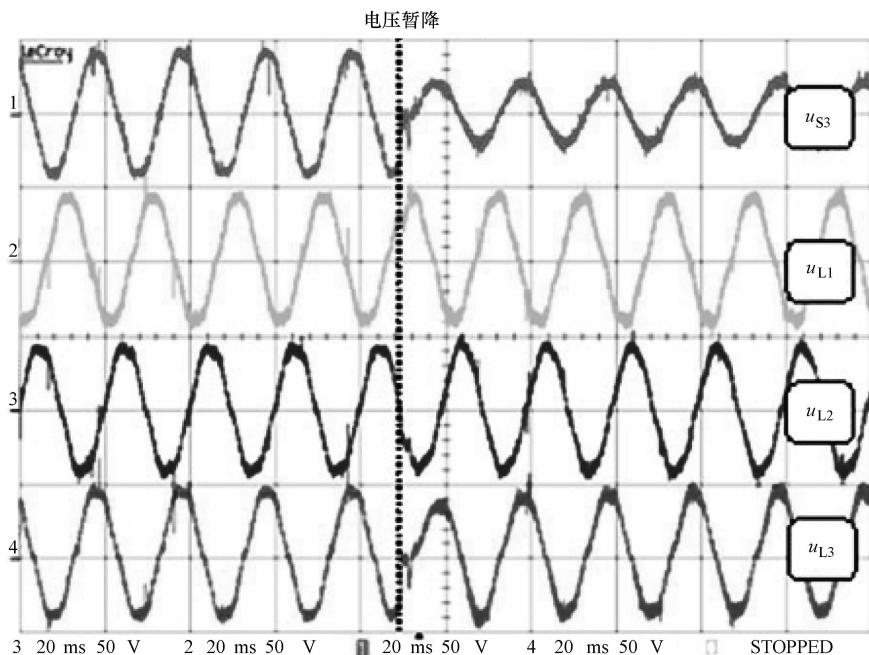
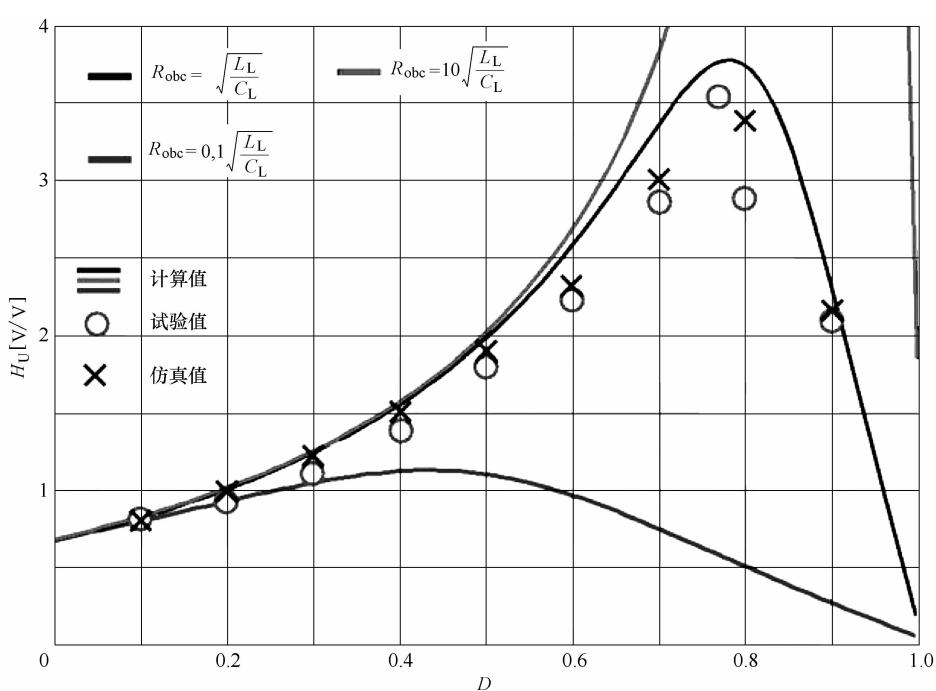
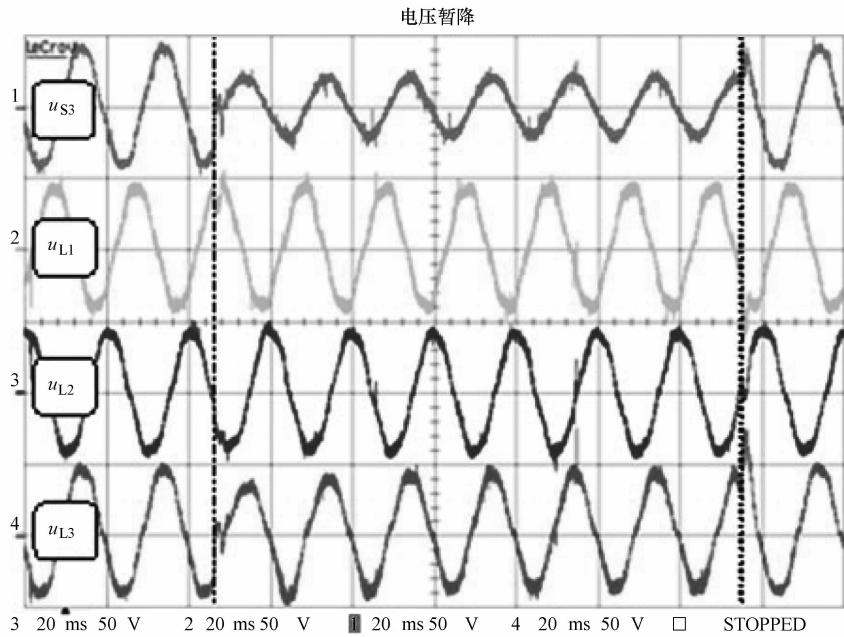


图 6-26 45% U_s 电压暂降时，试验电源与负荷线电压的时间波形

图 6-28 电压增益随占空比 D 变化时的理性静态特性

输（见图 6-29）。

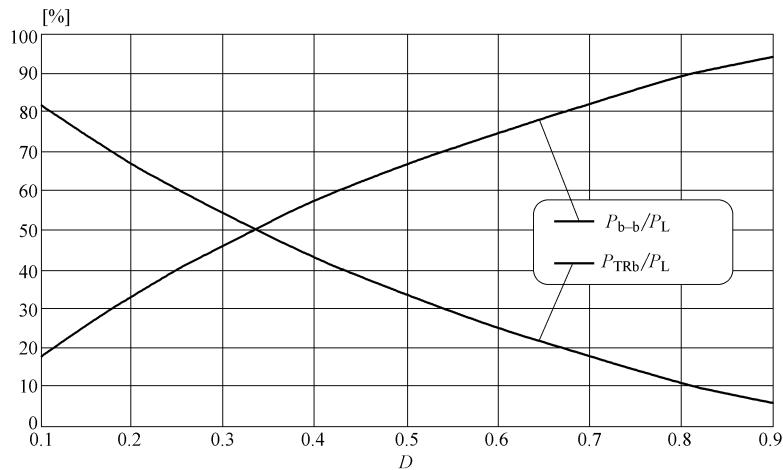


图 6-29 通过 MRC 和 TR 传递至负荷的电能与总负荷电能的比值之间的关系

采用 MRC Buck-Boost 的 HT 能够实现电能的双向传递（从电源至负荷和从负荷至电源）。当使用特殊的控制策略时，MRC 的这些性质可以控制电力系统中的潮流。

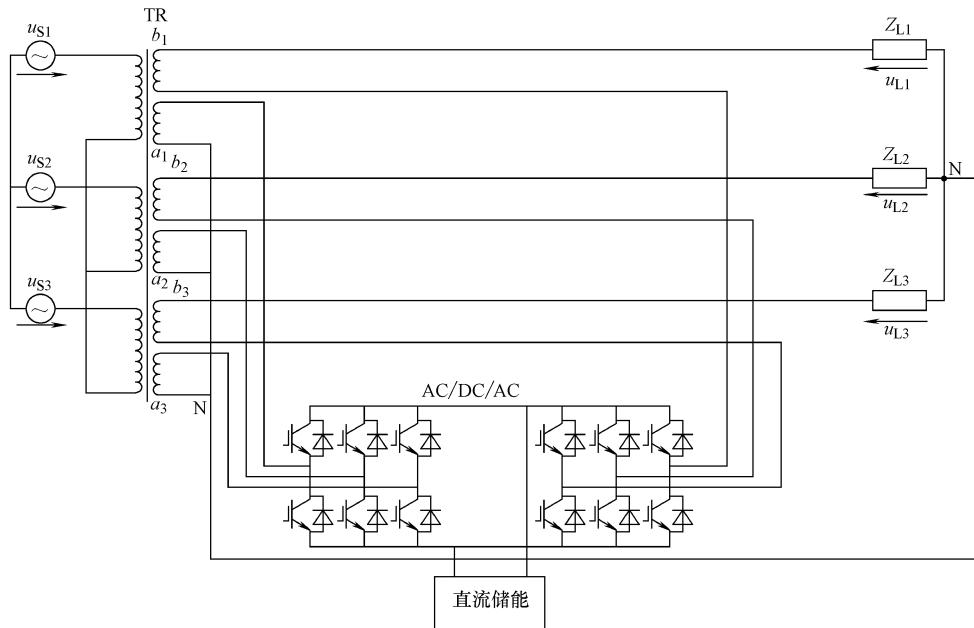


图 6-30 带含直流储能的交流/直流/交流换流器的三相 HT 简单原理图

为了应用 HT 中的直流储能，交流/交流换流器中的直流联络线是很有必要的。含有直流储能结构的 HT 如图 6-30 所示，交流/直流/交流换流器由变压器 TR 三相二次绕组中的 a_1, a_2, a_3 供电，其输出端串接至主二次绕组 b_1, b_2, b_3 。

6.4 结语

串联型电压补偿器是减轻用户侧诸如电压暂降、暂升和中断之类有害影响的电力电子装置，其中最常见的是动态电压恢复器（DVR）。这类装置的主要优点是可以补偿深度电压暂降和短时中断，而且额定状态下 DVR 不工作。当检测到电压变动（暂降、过电压、中断）时，DVR 投入运行。从输入功率因数和效率的角度看，这是一个非常重要的特性。DVR 的缺点是需要一个直流储能装置（蓄电池、超级电容器、燃料电池等）。

混合变压器（HT）是一种特殊的串联型电压补偿器。与传统带串联变压器的解决方案（如 DVR）相比，HT 采用了普通变压器 TR，使得电源与负荷之间有了电气隔离，而且 HT 可以补偿长时间电压暂降和暂升。对 DVR 来说，其工作时间受电压变动大小和持续时间及电力负荷的约束；而 HT 的工作时间与电压暂降或暂升的持续时间无关。HT 的另一个优点是电源与负荷间存在电气隔离并对直流储能没有任何要求。HT 主要的缺点是无法补偿电压中断。

串联型电压补偿器（DVR、HT）是电力系统非常重要的组成部分，并且可以控制电网中的电压（保持稳定）。而且通过特殊的控制策略，它们还可以控制电网中的潮流分布。

参 考 文 献

1. Standard EN 50160, Voltage characteristics of public distribution systems
2. Conrad L, Little K, Grigg C (1991) Predicting and preventing problems associated with remote fault—clearing voltage dips. IEEE Trans Ind Appl 27(1):167–172
3. Milanović J, Hiskansen I (1995) Effect of load dynamics on power system damping. IEEE Trans Power Syst 10(2):1022–1028
4. Djokic Z, Desment J, Vanalme G, Milanovic J, Stockman K (2005) Sensitivity of personal computer to voltage sags and short interruptions. IEEE Trans Power Delivery 20(1):375–383
5. Duran-Gomez J, Prased P, Enjeti N, Woo B (1999) Effect of voltage sags on adjustable-speed drives: a critical evaluation on an approach to improve performance. IEEE Trans Ind Appl 35(6):1440–1449
6. Falce A, Matas G, Da Silva Y (2004) Voltage sag analysis and solution for an industrial plant with embedded induction motors. Ind Appl Conf 4:2573–2578
7. Chu HY, Jou HL, Huang L (1992) Transient response of a peak voltage detector for sinusoidal signals. IEEE Trans Ind Electron 39(1):74–79
8. Fedyczak Z, Kaniewski J, Klytta M (2007) Single-phase hybrid transformer using matrix-reactance hopper with éuk topology. In: EPE 07 conference, Denmark, Aalborg
9. Kaniewski J, Fedyczak Z (2011) Modeling and analysis of dynamic properties of the hybrid transformer with MRC. Electr Rev 2011(1):45–50

10. Delfino B, Fornari F, Procopio R (2005) An effective SSC control scheme for voltage Sag Compensation. *IEEE Trans Power Delivery* 20(3):2100–2107
11. Choi SS, Li JD, Mahinda Vilathgamuwa D (2005) A Generalized Voltage compensation Strategy for Mitigating the Impacts of Voltage Sags/Swells. *IEEE Trans Power Delivery* 20(3):2289–2297
12. Woodley NH, Morgan L, Sundaram A (1999) Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer. *IEEE Trans Power Delivery* 14(3):1181–1186
13. Benysek G (2007) Improvement in the quality of Delivery of Electrical Energy using PowerElectronics Systems. Springer-Verlag, London
14. Hingorani NG, Gyugyi L (1999) Understanding FACTS: concepts and technology of flexible ac transmission systems. IEEE Press, New York
15. Nielsen JG, Newman M, Nielsen H, Blaabjerg F (2004) Control and testing of a dynamic voltage restorer (DVR) at medium voltage level. *IEEE Trans Power Electron* 19(3):806–813
16. Meyer C, Romaus C, Doncker RW (2005) Optimized control strategy for a medium-voltage DVR. In: Powerelectronics specialists conference, IEEE, pp 1887–1993
17. Kim H (2002) Minimal energy control for a dynamic voltage restorer. In: PCC conference, IEEE, vol 2, pp 428–433
18. Ezoji H, Sheikholeslami A, Tabasi M, Saeednia MM (2009) Simulation for dynamic voltage restorer Using Hysteresis VoltageControl. *Eur J Sci Res* 27(1):152–166
19. Aeloaiza E, Enjeti P, Moran L, Pite I (2003) Next generation distribution transformer: to address power quality for critical loads. In: PESC'03 IEEE conference, vol 3, pp 1266–1271
20. Kaniewski J, Fedyczak Z (2009) Modelling and analysis of three-phase hybrid transformer using matrix-reactance chopper. *Electr Rev* 2:100–105
21. Kaniewski J, Fedyczak Z, Klytta M, Łukiewski M, Szczęśniak P (2009) Implementation of a three-phase hybrid transformer using a matrix chopper. In: Proceedings of the EPE 09 conference
22. Fedyczak Z, Kaniewski J (2007) Modeling and analysis of three-phase hybrid transformer using matrix converter. In: Proceedings of the CPE 2007 conference
23. Fedyczak Z (2006) PWM AC voltage transforming circuits (in Polish). University of Zielona Góra Press, Zielona Góra
24. Fedyczak Z (2003) The steady state basic energetic properties of PWMPWM AC line bipolar matrix-reactance choppers. *Arch Electr Eng* 52(3):303–316
25. Fedyczak Z (2001) Four-terminal chain parameters of averaged AC models of non-isolated matrix-reactance PWM AC line conditioners. *Arch Electr Eng* L(4):395–409
26. Fedyczak Z (2003) Steady state modelling of the bipolar PWM AC line matrix-reactance choppers based on cuk topologies. *Arch Electr Eng* 2(3):303–316
27. Kaniewski J (2011) Modelling and analysis of three-phase hybrid transformer using buck-boost MR. In: Proceedings of the CPE 2011 conference
28. Kaniewski J (2011) Analysis and study the properties of hybrid transformer. Ph.D. thesis (in Polish), University of Zielona Góra Press, Zielona Góra

关于本书

电能质量是描述电力系统和用户能够在具体条件下正常运行的一组电气参数。据估计，欧洲工业由电能质量问题引起的年经济损失达到上千亿欧元。而与之相比较，预防这些电能质量问题的投资却只需要其损失的一小部分。本书针对这种不平衡关系，阐述和评价了一些提高供电质量的方法及相关问题。本书介绍了电能质量的基本问题，尤其关注有源补偿和基于DSP的控制算法。

电话服务
社服务中心: 010-88361066
销售一部: 010-68326294
销售二部: 010-88379649
读者购书热线: 010-88379203

网络服务

教材网: <http://www.cmpedu.com>

机工官网: <http://www.cmpbook.com>

机工官博: <http://weibo.com/cmp1952>

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◎牛新国

国际视野 科技前沿

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

- 《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》
- 《风力发电的模拟与控制》
- 《风电场并网稳定性技术》

ISBN 978-7-111-44230-1



9 787111 442301

定价：58.00元

上架指导 工业技术/电气工程

ISBN 978-7-111-44230-1