



分类号_____

中原工学院

ZHONGYUAN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

硕士学位论文

基于 MATLAB 自动代码生成的有源电力滤波器研究

尹太元

硕士专业学位类别（领域）： 工程硕士（控制工程）

导师姓名、职称： 王晓雷 教授 周逢权 高级工程师

2016 年 5 月

硕士学位论文题目：基于 MATLAB 自动代码生成的有源电力滤波器研究

研究生姓名：尹太元

中原工学院

硕士学位论文题目：基于MATLAB自动代码生成的有源电力滤波器研究

研究生姓名：尹太元

中原工学院

分类号

基于 MATLAB 自动代码生成的有源电力滤波器研究

尹太元

硕士专业学位类别（领域）：工程硕士（控制工程）

导师姓名、职称：王晓雷教授、周逢权高工

2016 年 6 月

授予单位代码 10465

学号或申请号

密 级

中 原 工 学 院

硕 士 学 位 论 文

基于 MATLAB 自动代码生成的有源电力滤波器研究

尹太元

指导教师: 王晓雷教授、周逢权高工

申请学位级别: 硕 士 专业名称: 控制工程

论文提交日期: 2016 年 3 月 论文答辩日期: 2016 年 6 月

培养单位: 中原工学院

学位授予单位: 中原工学院

中原工学院 学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是我个人在导师的指导下进行的研究工作及取得的研究成果。论文中除了特别加以标注和致谢的地方外，不包含任何其他个人或集体已经公开发表或撰写过的研究成果。其他同志对本研究的启发和所作的贡献均已在论文中作了明确的声明并表示了谢意。

本人学位论文与资料若有不实，愿意承担一切相关的法律责任。

学位论文作者签名：

年 月 日

中原工学院 学位论文知识产权声明书

本人完全了解中原工学院有关保护知识产权的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属于中原工学院。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版。本人允许论文被查阅和借阅。学校可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密论文待解密后适合本声明。

学位论文作者签名：

年 月 日

指导教师签名：

年 月 日

基于 MATLAB 自动代码生成的有源电力滤波器研究

专 业：控制工程

硕 士 生：尹太元

指导教师：王晓雷教授 周逢权高工

摘 要

在电力系统中，非线性负荷的容量正逐渐增加，给电网注入了大量的无功和谐波电流，使得电网污染的问题越来越严重。在治理电网污染的众多方法中，利用有源电力滤波器进行谐波抑制和无功补偿是一个很有效的手段，因此 APF 得到了广泛的关注和研究。本文着重介绍了利用 Matlab 自动代码生成技术，快捷高效地完成有源电力滤波器的开发工作，自动代码生成技术具有研发周期短，仿真与控制一体化等优点。系统仿真和实验，验证了该方法应用在 APF 研发过程的可行性和高效性。

首先，本文简要叙述了电力系统中谐波的定义、产生及危害，以及谐波的抑制方法和有源电力滤波器的研究现状，介绍了有源电力滤波器的分类以及基本原理。对比了几种目前比较常用的谐波电流检测方法，针对基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测方法，进行了三相电路的谐波电流检测的仿真和单相电路谐波电流检测的仿真。

其次，由于低通滤波器是基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测算法中的重要组成部分，为了实现低通滤波器的快速设计和效果验证，本文介绍了使用 Matlab 工具箱完成低通滤波器设计的方法；并且通过 Matlab 系统仿真，对低通滤波器的参数和类型进行了研究。对系统时延问题进行了理论研究和实验验证。

再次，本文简要比较了三角波载波与滞环控制等电流控制方法，并研究了基于 PI 和重复控制的复合控制策略，以上控制策略使用 Matlab 软件 Simulink 工具箱进行了 APF 系统仿真，对比了控制效果。

另外，对于 Matlab 自动代码生成技术，本文着重介绍了 Matlab 自动代码生成技术的 64 位开发环境的建立方法，详细说明了 Matlab 代码生成技术的使用方法、步骤以及注意事项，使用 TMS320F28335 控制器，完成了嵌入式代码生成的控制程序，并自动将生成的控制程序代码下载入 DSP 控制器中。结合硬件平台对有源电力滤波器系统进行了硬件调试与实验现象的分析。实验结果证明，Matlab

自动代码生成技术能够免除繁琐的手动编程过程，具有开发效率高，仿真和控制系统对应性好等优点。

最后，本文还对 T 型三电平技术进行简要的论述，基于 T 型三电平拓扑结构，针对光伏逆变器和静止无功补偿器进行了 MATLAB 系统仿真。针对上述 APF 通用实验平台的硬件电路部分，介绍了其调理电路板的硬件设计。

关键词：谐波；有源电力滤波器；代码生成技术；重复控制

Research of Active Power Filter Based on MATLAB Embedded Coder Toolbox

Major: Control Engineering

Name: Yin Taiyuan

Supervisor: Prof. Wang Xiaolei Prof. Zhou Fengquan

Abstract

With the large increase of nonlinear loads in the power system, harmonic waves and reactive current pollution to the grid have become increasingly serious. The use of active power filter for harmonic suppression and reactive power compensation is an effective means to reduce the power grid pollution. This thesis describes the use of Matlab automatic code generation technology, quickly and efficiently complete the design of active power filter, automatic code generation technology has advantages of shorting development cycle, and integrate simulation and control. System simulation and experiment have test the feasibility of this method.

First, this thesis briefly describes the electric harmonic definition, production and harm, and harmonic suppression method research status and active power filter, introduces the basic principles and classification of active power filter. Harmonic detection method based on instantaneous reactive power theory is introduced, and make simulation for single-phase and three-phase harmonic current detection circuit.

Secondly, due to the low-pass filter is an important component of instantaneous reactive power harmonic current detection algorithm. In order to achieve rapid design and verification of low-pass filter effects, this thesis describes the use of Matlab FDATool to design low-pass filter. According to Matlab system simulation, the parameters and types of low pass filters were studied.

Thirdly, this thesis briefly compares the triangular wave carrier and hysteresis control current control method, and for the triangular wave carrier and hysteresis control method, Matlab Simulink toolbox is used to build a software simulation system of active power filter. The PI+repetitive control is also studied and simulated.

In addition, based on Matlab automatic code generation technology, focusing on

the method of establishing Matlab automatic code generation 64-bit development environment, describe in detail how to use the Matlab code generation technology, procedures and precautions. TMS320F28335 controller is used to complete the embedding code generation control program and the program codes is downloaded into DSP controller automatically. Based on APF hardware platform, hardware is debugged and experimental phenomena is analyzed. Experimental results show that, Matlab automatic code generation technology can eliminate the tedious manual programming process, simulation and control systems have a good correspondence.

Finally, this thesis also discusses T-type three-level technology briefly, makes system simulation for T-type three-level topology for photovoltaic inverter and static var generator. It also describes the hardware design of the conditioning circuit board.

Key words: harmonic wave; APF; Auto codes generation; repetitive control

目 录

1 绪论	1
1.1 谐波概述	1
1.2 有源电力滤波器的研究现状	1
1.3 有源电力滤波器的类型	2
1.4 有源电力滤波器的基本原理	4
1.5 MATLAB 自动代码生成方法	5
1.6 本文的主要研究工作	5
2 谐波电流检测电路及常用检测方法	7
2.1 谐波电流检测的常用方法	7
2.2 基于瞬时无功理论的谐波电流和无功电流检测方法	7
2.2.1 无功功率理论的数学研究	7
2.2.2 基于瞬时无功功率理论的三相系统谐波检测	10
2.2.3 基于瞬时无功功率理论的单相系统谐波检测	12
2.3 基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测仿真	13
2.3.1 基于瞬时无功功率理论的三相电路谐波电流检测仿真	13
2.3.2 基于瞬时无功功率理论的单相电路谐波电流检测仿真	14
2.4 本章小结	15
3 低通滤波器及系统延时问题的研究	16
3.1 基于 MATLAB 的数字滤波器设计	16
3.2 低通滤波器参数设置的研究	16
3.3 系统时延问题的研究	23
3.3.1 APF 系统时延问题的分析	24
3.3.2 时延补偿算法的实验验证	25
3.4 本章小结	29
4 并联型 APF 的建模及 MATLAB 仿真	30
4.1 并联型 APF 的基本电路和数学模型的建立	30
4.2 有源电力滤波器的补偿电流控制策略	31
4.2.1 三角载波比较控制	32
4.2.2 滞环控制	32

4.3 基于三角载波比较控制的 APF 仿真	33
4.4 基于滞环控制策略的 APF 仿真	37
4.5 补偿电流控制策略的改进	41
4.5.1 PI+重复控制的控制策略	41
4.5.2 基于 PI+重复控制的系统仿真.....	42
4.6 本章总结	43
5 MATLAB 自动代码生成技术	44
5.1 自动代码生成技术的优点	44
5.2 自动代码生成技术的具体实现过程	45
5.3 基于 MATLAB 自动代码生成技术的 APF 仿真及实验.....	48
5.3.1 APF 系统仿真	48
5.3.2 自动代码生成过程	48
5.3.3 仿真结果与试验结果对比	49
5.4 本章小结	50
6 三电平技术的研究	51
6.1 三电平技术概述	51
6.2 基于 T 型三电平拓扑结构的逆变器仿真	53
6.3 基于 T 型三电平拓扑结构的 SVG 仿真	56
6.4 三电平拓扑结构的调理电路硬件设计	60
6.5 本章小结	63
7 总结与展望	64
7.1 工作总结	64
7.2 下一步工作计划	64
参考文献	66
附录：研究生阶段发表论文	69
致 谢.....	70

1 绪论

1.1 谐波概述

目前谐波的国际普遍定义是：谐波为一个周期的电气量的正弦分量，频率是基波频率的整数倍^[1]。比较常见的谐波源主要为：传统的非线性电气设备，比如电弧炉、变压器的励磁电流、发电机等等；常用的电力电子设备；家用电器的电源硬件部分；工业用的变频器和变流器等等^[2]。

谐波对电力系统以及电气设备具有严重的危害。不仅会对电气设备造成安全隐患，缩短设备使用寿命，还会对传输电的过程带来能量损耗等。谐波可以说是如同环境中的污染一样是电力系统中的污染，我们必须尽量减少这种污染，对于已经存在的电力污染，我们要尽力治理这种污染。

目前治理谐波污染的方法主要有两种，一种是主动方法和一种是被动方法。主动抑制谐波的方法，主要是使用使用高功率因数变流器、采用脉宽调制技术和多相整流技术，通过这些技术来减少设备本身产生的谐波。在谐波治理的被动方法中，主要是采用无源电力滤波器、有源电力滤波器和混合型有源电力滤波器来治理和补偿无功和谐波，减少谐波带来的电力污染。

1.2 有源电力滤波器的研究现状

人们提出了很多思路和方法来解决电力系统中的谐波污染问题，其中使用最为广泛的是采用无源电力滤波器和有源电力滤波器的两种方法。

无源电力滤波器成本比较低，结构很简单，是早些年治理谐波污染的主要方法，但是其存在缺点，主要其体积大，在某些频段可能和系统阻抗产生谐振，滤波性能受系统阻抗影响大，其一般是由固定的电阻、电感和电容组成，当系统频率发生变化时其治理效果大为降低^[1]。

电力电子技术发展迅速，有源电力滤波器在谐波治理方面的有越发明显的优势，有越发广泛的应用，它的补偿特性稳定可靠，可以实现动态补偿等优点，所以受到了国内外研究者的关注，成为了研究热点，采用有源电力滤波器也渐渐成为治理谐波污染的趋势，在国外已经应用很广泛了。

有源电力滤波器的概念很早便被提出，并在随后的时间内得到了广泛的关注和研究，有源电力滤波器的理论研究也发展迅速，但是当时的功率半导体器件的耐压水平较低，有源电力滤波器一直处于实验室的研究阶段；八十年代后，随着瞬时无

功率的提出以及半导体器件的迅速发展，APF得到了很大的发展。

在1982年，世界上第一台有源电力滤波器（800kVA）由日本成功研制出，并且正式投入使用以来，经过近20年的电力专家的不断研究和努力，有源电力滤波器的关键技术得到了巨大进步，投入了实际运行中的APF越来越多，明显改善了其功能和运行实际效率上^[1]。目前，国际上许多知名的电气公司也都开发出相关的电气产品，得到了很好的市场反响。

与国外相比，受限于技术水平等原因，我国的有源电力滤波器的研究起步比较晚，实际使用的工业化应用还不是很成熟，这很不适应我国的电力发展水平，随着电能质量在我国逐步得到重视，有源电力滤波器的研究也越发深入，近年来也取得了很大的进展，大量相关文献被发表，使我国在该技术领域得到了巨大的发展。2001年，由华北电力科学院又将有源电力滤波器的运行容量提高到了10kV/480kVA^[2]。近年来有许多国内企业在有源电力滤波器的研究上也投入了很多精力，已经投产了一些谐波治理的实际应用产品，在市场上经受了考验。如西安赛博电气、上海思源电气和鞍山荣信电力电子等企业研制的谐波治理产品都在市场上表现良好，相信在我国科研人员和众多学者以及电气企业的推动下，我们国家的谐波治理产品会得到更好更快速的发展。

1.3 有源电力滤波器的类型

根据有源滤波器直流侧储能元件的不同，可以分为电压型 APF 和电流型 APF；根据其 与电网连接的不同方式，有源电力滤波器可以分为串联型 APF、并联型 APF 和串并联混合型 APF^[29]。有源电力滤波器其分类情况可以用下图表示：

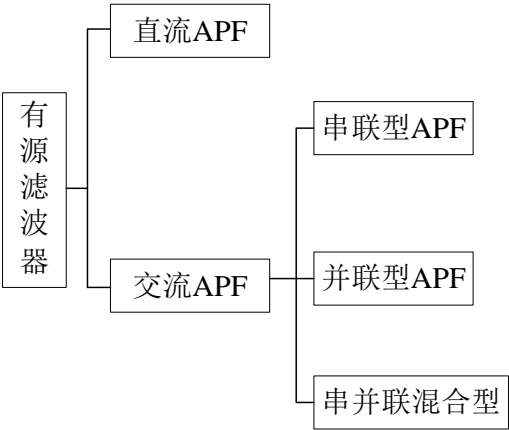


图 1.1 有源滤波器的分类

在此我们着重讨论交流 APF。交流 APF 分别按照下面三种结构进行分类。

（1）并联型有源电力滤波器由 Sasaki H 在 1971 年提出，其并联型主接线如

图 1.2 所示。由于在逆变桥上直接加上了电源电压，因此对开关元件的电压耐压等级有比较高的要求。

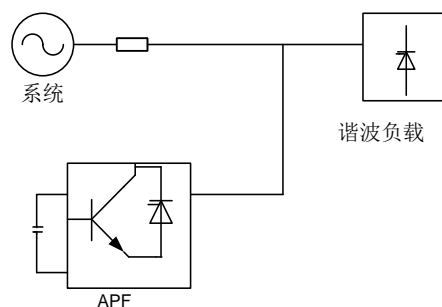


图 1.2 并联型有源滤波器

(2) 串联型有源电力滤波器的主接线方式由图 1.3 所表示。串联型 APF 相当于电压控制型电压源，主要作用是保持电源端的电压为正弦波波形，主要是对电压谐波起作用。

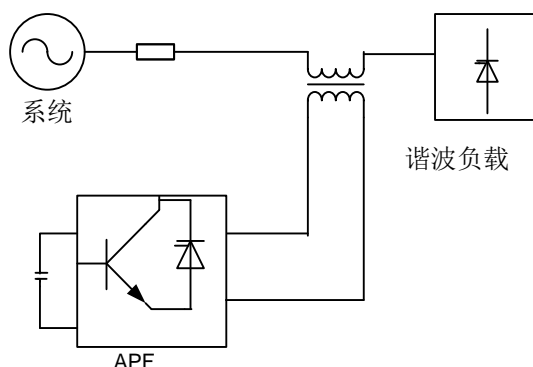


图 1.3 串联型有源滤波器

(3) 串并联混合型有源电力滤波器是串联型 APF 与并联型 APF 的综合，其主接线方式如图 1.4 所示。APF1 与 APF2 一个用来治理电压谐波，一个用来抑制电流中的谐波含量，该方案从拓扑结构上来看，综合了并联型和串联型两种方法的功能，但是控制策略会较为复杂。

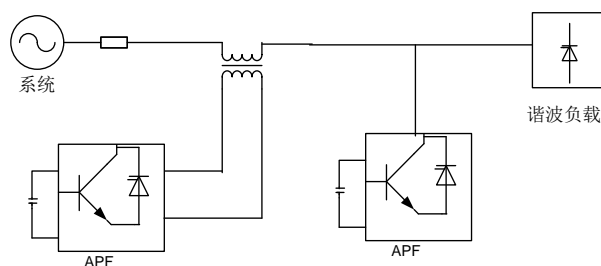


图 1.4 串并联型混合型有源滤波器

1.4 有源电力滤波器的基本原理

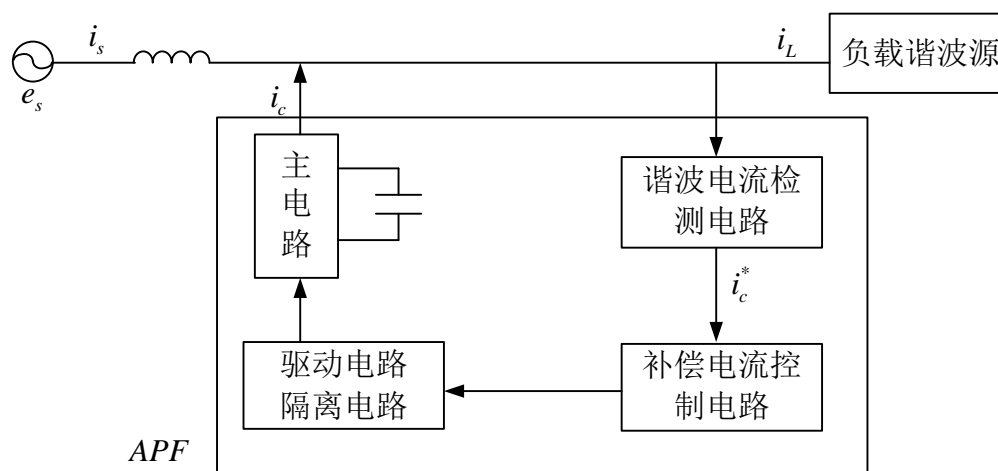


图 1.5 APF 基本工作原理图

图 1.5 为基本的有源电力滤波器的工作原理图。如图所示， e_s 为交流电网侧交流电压，负载为产生谐波的谐波源负载， i_L 为负载电流，负载电流中含有谐波电流成分， i_s 为电网交流侧电流。 i_c 为补偿电流，其与谐波大小相等方向相反正好可以和谐波相抵消从而达到治理谐波的目的； i_c^* 为补偿电流的指令电流值，通常为 DSP 等控制器经过运算后得到的指令值，也就是我们期望的有源电力滤波器的输出值^[3]。

有源电力滤波器的基本工作原理为：首先，通过电压霍尔和电流霍尔等电气信号传感器获得需要的电气量，主要是检测谐波负载源的电流；其次，通过算法检测得到负载电流中的谐波成分；再次，控制器通过不同的控制策略运算后得到指令信号；将指令信号经过光隔离驱动电路传送到主电路中，控制主电路中的开关管实现实时地符合要求的通断，从而产生抵消谐波电流的补偿电流。

有源电力滤波器主系统有两大部分：谐波电流检测部分和谐波补偿电流发生部分。其中，谐波电流检测电路是整个主系统的基础，只有正确检测出来我们需要治理的谐波电流才能进行后续的治理工作。补偿电流控制电路的作用是，根据由传感器检测到的各电压电流信号，对比和期望值和实际的补偿电流之间的偏差，通过不同的控制算法运算从而得到主电路的控制指令值；驱动隔离电路部分的作用为，将指令值这样的弱电信号转换成能够驱动电力电子器件的信号，隔离部分主要为电气隔离作用，将弱电信号与强电信号相隔离，对电路起到一定的保护作用；主电路主要由电力电子开关器件组成，经控制器控制信号控制产生治理谐波的补偿电流，此时主要作为逆变器运行，为了保持直流侧电压稳定，当电网向有源电力滤波器的直流侧充电储能时，其作为整流器运行，所以主电路为能量可以

双向流动的变流器。

1.5 MATLAB 自动代码生成方法

传统的电力电子设备的研发步骤,一般为应用 MATLAB 或其他软件进行进行系统仿真,验证算法的正确性以及硬件参数的匹配程度,然后进行 C 或 C++语言编程,将代码下载至控制器中,进行实验验证,然后根据实验现象再修改代码,重复上面的下载代码、观察实现现象等步骤,如此反复,从而实现我们期望的系统功能。

这种传统的研发步骤,需要反复进行代码修改,反复设置系统内部参数,将系统仿真与硬件系统验证隔离开来,大大降低了研发效率,增加了研发成本。随着科学技术的发展, MATLAB 开发了 RTW 工具箱,可以将系统仿真与硬件系统验证巧妙地结合起来,实现代码的自动生成,免去了研发人员手动编写代码的繁琐过程,实现了仿真与硬件实验的在线调试,免去了很多麻烦。相信,随着 RTW(Real time work)技术的逐步成熟,这种基于 MATLAB 自动代码生成方法的系统开发过程会得到越来越广泛的应用,推动电力电子产品研发向更加自动便捷的方向发展。

1.6 本文的主要研究工作

本文以有源电力滤波器为研究对象,从理论研究、系统仿真和实验等方面入手,主要做了一下工作:

(1) 在基于瞬时无功功率理论的基础上,首先简单阐述了该理论的数学意义,进而完成了谐波检测算法的仿真,表明了该谐波检测算法的优越性。进行了三相谐波电流检测方法的 $p-q$ 运算方式与 i_p-i_q 运算方式仿真,同时还针对单相有源电力滤波器,也进行了谐波检测算法的仿真。

(2) LPF 是瞬时无功功率理论的谐波检测方法中至关重要的环节,通过使用 MATLAB 仿真的方法对 LPF 的选型、截止频率以及阶次进行了全面的研究,通过不同参数的仿真结果对比,发现采用巴特沃斯 4 阶截止频率为 20Hz 的低通滤波器能够取得很好的谐波检测效果。同时,讨论 APF 系统延时问题,并针对该问题提出了在 park 反变换的过程中对锁相的结果进行微调的解决方法。

(3) 对三相 APF 的控制策略进行讨论,并针对三角载波控制以及滞环控制分别进行了系统进行仿真。在此基础上,研究了 PI 加重复控制的复合控制策略,仿真表明该策略具有更好的控制效果。介绍了 MATLAB 代码生成技术,并在代码生成技术的基础上进行了 APF 的软件仿真和硬件实验,验证了软件算法的合理性和代码生成方法的优越性。

(4) 研究了 T 型三电平技术的主电路拓扑结构。并且使用 MATLAB 软件进行了 T 型三电平光伏逆变器、T 型三电平 SVG 仿真，系统仿真的结果表明：与两电平拓扑结构相比，三电平拓扑结构有其优越性，例如在降低谐波含量和减小滤波电感尺寸和容量方面具有突出优点。

2 谐波电流检测电路及常用检测方法

谐波电流检测是有源电力滤波器控制的重要环节，APF 运行控制的首个环节就是获取补偿电流指令，是有源电力滤波器设计的重点之一^[4]。谐波电流检测环节的性能好坏将直接影响到有源电力滤波器的补偿性能，谐波电流检测环节不仅要求有很好的准确性，还要求有较高的快速性，这也是选取检测方法的重要依据。本章简要介绍和比较了几种不同的谐波电流的检测方法，按照准确性和实时性的要求，最后选择了基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测方法，分析了其检测原理，通过 MATLAB 软件仿真检验了该检测方法的检测效果。

2.1 谐波电流检测的常用方法

在 APF 研发的最初阶段，主要采用带阻或者带通滤波器、基于傅里叶变换的谐波检测方法以及小波变换等方法，但是这些方法存在许多缺点并不能完全适应 APF 的快速发展进程，后来逐步都被淘汰，现在已经也很少使用了。不过，目前还有一些科研工作者在研究使用一些智能算法来进行谐波检测，也取得了一些研究成果，单身因为算法复杂等原因，在实际工业现场使用的并不多。

2.2 基于瞬时无功理论的谐波电流和无功电流检测方法

随着电力电子技术的高速发展，有源电力滤波器在电网谐波治理方面的优势越发明显，得到了逐步广泛的应用，其有稳定可靠的补偿特性，不受电网阻抗的影响，不会发生过载现象，可以实现动态补偿，有源电力滤波器成为了国内外谐波治理的研究热点，采用有源电力滤波器也逐渐成为了谐波治理的趋势，已在国内外得到了广泛的应用。

谐波电流检测是有源电力滤波器控制的重要环节，APF 运行控制的首个环节就是获取补偿电流指令，是有源电力滤波器设计的重点之一。基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法，由日本学者 H. Akagi 最早于 1984 年提出的，目前检测技术上广泛应用的一种算法就是该方法，对有源电力滤波器的发展起到了巨大的推动作用。瞬时无功功率理论检测方法检测谐波电流的方法实时性好，简单易行，得到了广泛的应用，今后仍将在谐波治理方面占有重要的位置。

2.2.1 无功功率理论的数学研究

在 1983 年，由日本学者赤木泰文等人最先提出了瞬时无功功率理论，该理论

是基于时域的,以瞬时有功功率 P 和瞬时无功功率 q 为基础,也被称为 p 、 q 理论。瞬时无功理论在多年的研究发展之后,现在在许多领域得到广泛应用,对电力电子领域产生了十分积极的作用,也是目前谐波检测中使用最为广泛的一种方法。

若在定子在空间上 α 、 β 两相绕组在空间上互差 $\pi/2$ 的角度,当两相交流电流流在时间上也差 $\pi/2$ 的角度流过两相绕组时,也可以建立一个旋转的磁场。当三相坐标经过 α 、 β 坐标变换后,可得:

$$\begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} = C_{32} \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = C_{32} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

$$\text{其中 } C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

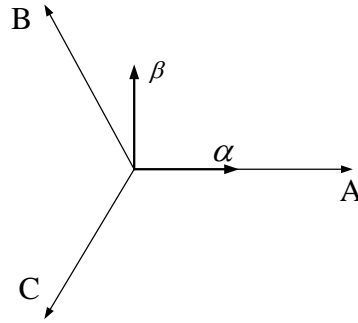


图 2.1 α 、 β 变换绕组的相对位置图

图 2.1 为 α – β 平面上电压、电流矢量图, 矢量 e_α 、 e_β 和 i_α 、 i_β 分别可以合成旋转电压矢量 e 和 i :

$$e = e_\alpha + j e_\beta = e \angle \varphi_e \quad (2.3)$$

$$i = i_\alpha + j i_\beta = i \angle \varphi_i \quad (2.4)$$

式中, φ_e 、 φ_i 分别为矢量 e 、 i 的幅角, e 、 i 为矢量 e 、 i 的模。

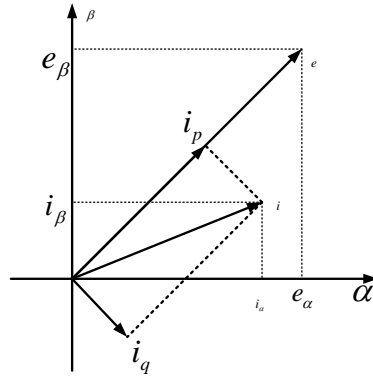


图 2.2 坐标系中的电压、电流矢量

如图 2.2 所示，在 $\alpha-\beta$ 坐标系中， i_p 定义为瞬时有功电流； i_q 定义为瞬时无功电流。然后由电压分别地乘以有功电流和无功电流，可以分别得到定义的瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q ，即：

$$i_p = i \cos \varphi \quad (2.5)$$

$$i_q = i \sin \varphi \quad (2.6)$$

$$p = e i_p \quad (2.7)$$

$$q = e i_q \quad (2.8)$$

其中， $\varphi = \varphi_e - \varphi_i$ ，则有：

$$\begin{aligned} p &= e i \cos \varphi = e i \cos(\varphi_e - \varphi_i) \\ &= e i \cos \varphi_e \cos \varphi_i + e i \sin \varphi_e \sin \varphi_i \\ &= e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} q &= e i \sin \varphi = e i \sin(\varphi_e - \varphi_i) \\ &= e i \sin \varphi_e \cos \varphi_i - e i \cos \varphi_e \sin \varphi_i \\ &= e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \end{aligned} \quad (2.10)$$

把式 (2.9) 和式 (2.10) 写成矩阵形式，则为：

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = C_{pq} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

其中， $C_{pq} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{pmatrix}$ 。

将式 (2.1)、(2.2) 代入上式，则得出瞬时无功功率 p 与瞬时有功功率 q 与三相电压与电流关系的表达式：

$$p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta + e_c i_c \quad (2.12)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}}[(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c] \quad (2.13)$$

2.2.2 基于瞬时无功功率理论的三相系统谐波检测

以三相电流瞬时无功功率理论为基础, 可以将该理论应用到实时监测三相电路中的无功电流和谐波电流的检测中去。经过不断的发展和改进, 如今已经发展为 $p-q$ 法, i_p-i_q 法以及 $d-q$ 法等。

2.2.2.1 $p-q$ 运算方式

$p-q$ 运算方式根据瞬时无功理论的定义, 计算出瞬时有功与瞬时无功功率 p 、 q , 然后再经过 LPF 低通滤波器滤波, 得到瞬时无功与瞬时有功的直流分量。将直流分量进行反变换可以得到负载电流中的基波分量, 然后将基波分量与负载电流相减便可以得到谐波分量。

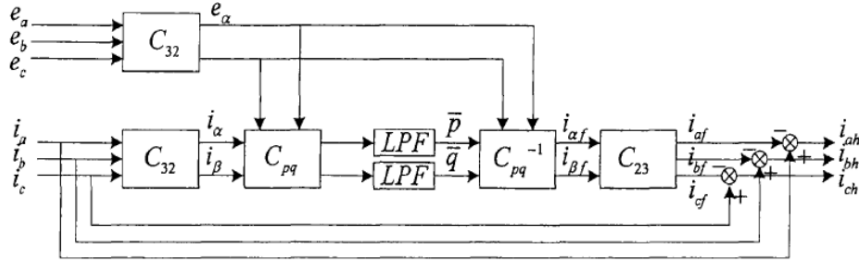


图 2.3 $p-q$ 运算方式原理图

图中 C_{32} 是从三相 abc 坐标系向 $\alpha\beta 0$ 坐标系转换的 $Clark$ 变换矩阵。 C_{pq} 为 $\alpha\beta 0$ 坐标系下定义的瞬时功率数学矩阵。 C_{pq}^{-1} 是 C_{pq} 的逆矩阵, C_{23} 为 $\alpha\beta 0$ 坐标系向从三相 abc 坐标系转换的 $Clark$ 逆变换矩阵。LPF 为低通滤波器。但是因为有 LPF 低通滤波器的存在, 谐波检测的过程会存在一定的延时, 通过读 LPF 内参数的优化可以减少检测过程的延时。

当 APF 被用于同时补偿无功电流和谐波时, 就需要在谐波电流检测环节同时检测出补偿对象中的无功电流和谐波电流。为了满足这种同时补偿无功和谐波的情况下, 需要只保留计算 p 的通道断开检测原理图中的 q 通道。

$$\begin{pmatrix} i_{apf} \\ i_{bpf} \\ i_{cpf} \end{pmatrix} = C_{23} C_{pq}^{-1} \begin{pmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

根据公式 2.14, 可以得到被补偿对象的检测电流中的基波有功分量 i_{apf} 、 i_{bpf} 、 i_{cpf} 。将基波有功分量 i_{apf} 、 i_{bpf} 、 i_{cpf} 与被检测电流 i_a 、 i_b 、 i_c 相减, 即可得到被检测电流中的谐波分量和无功分量之和, 以此作为指令电流进行控制, 可

以产生符合要求的相应的补偿电流。

当 APF 仅仅被用于补偿无功电流时，应将检测原理图中的 P 通道断开，且不用加低通滤波器，可以无延时地检测出补偿对象中无功电流。

2.2.2.2 $i_p - i_q$ 运算方式

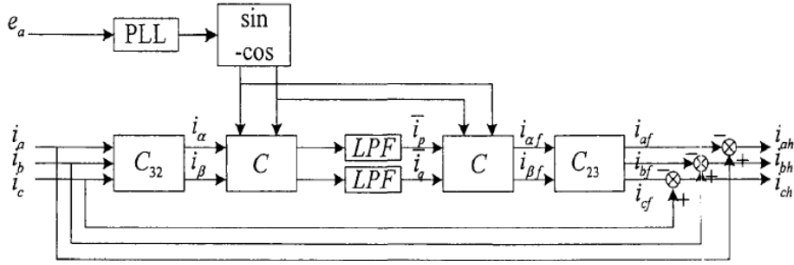


图 2.4 $i_p - i_q$ 运算方式的原理图

谐波电流检测方法中的 $p-q$ 运算方式是在假设电网电压没有发生波形畸变的情况下推导而来的，但是当电网的电压发生畸变时，检测结果将受到影响，谐波检测的不准确将会影响到谐波补偿的效果。为了解决电网侧电压发生畸变时谐波电流检测不准确这个问题，有些学者提出了一种基于瞬时无功理论的 $i_p - i_q$ 运算方式的谐波检测方法。此方法原理如图 1.4 所示。

图中 C_{32} 是从三相 abc 坐标系向 $\alpha\beta 0$ 坐标系进行转换的 Clark 数学变换矩阵， C_{23} 为 $\alpha\beta 0$ 坐标系向三相 abc 坐标系进行转换的 Clark 数学逆变换矩阵，LPF 为低通数字滤波器，PLL 为电压锁相环，检测电网电压的角度信息为变换和逆变换提供相位信息， $\sin \omega t$ 是标准正弦发生器， $-\cos \omega t$ 是标准余弦发生器， C 和 C^{-1} 为旋转坐标系下的变换矩阵：

$$C = \begin{pmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

在 $i_p - i_q$ 检测方法中的检测过程中，PLL 实时地对电网电压进行锁相，经过锁相环 PLL 得到了与电网电压同相位的相位信号，经过数学运算后可以得到与电网电压同相位相对应的标准正弦 $\sin \omega t$ 和标准余弦 $-\cos \omega t$ 。该检测方法与 $p-q$ 运算方式十分类似，但是 $i_p - i_q$ 运算方式与 $p-q$ 运算方式的不同之处在于，将变换矩阵 C_{pq} 替换为了变换矩阵 C 。根据瞬时无功理论计算出 i_p 、 i_q ，经过 LPF 低通滤波器进行低通滤波可以得到其直流分量 $\overline{i_p}$ 、 $\overline{i_q}$ ，直流分量再经过坐标反变换从而得到 $\alpha\beta 0$ 坐标系下的基波电流分量 $i_{\alpha f}$ 、 $i_{\beta f}$ ；再将其经过坐标反变换得到负载源电流 i_a 、 i_b 、 i_c 中的基波分量 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} ；将被检测电流 i_a 、 i_b 、 i_c 与被检测电流中的基波分量 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} 相减，得被检测的负载电流中的谐波分量 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 。

2.2.2.3 $p-q$ 运算方式与运 i_p-i_q 算方式的对比

$p-q$ 运算方式与 i_p-i_q 运算方式在原理上来看是很相似的，但是又有各自的特点。在电网中的电压没有发生畸变或者畸变的幅度很小基本可以忽略的情况下， $p-q$ 运算方式与 i_p-i_q 运算方式都表现良好都能够比较准确地检测出谐波电流和无功电流。但是 $p-q$ 运算方式中，需要将三相电压转换至 $\alpha\beta 0$ 坐标系中，计算量稍微大一些， i_p-i_q 运算方式则只需要一个锁相环 PLL 来产生相应的正弦和余弦信号。

当电网电压发生畸变时， \bar{p} 、 \bar{q} 中不仅包含有基波电压和电流互相作用的分量，同时还包含高次电压和电流相互作用的成分，在这种情况下，对其直接进行数学反变换计算所得到的电流不仅仅含有基波电流同时还含有谐波电流，所以 $p-q$ 运算方式的谐波检测方法在这种情况下就无法准确地检测出谐波源负载电流中的谐波信号。而 i_p-i_q 运算方式，利用的信号是 PLL 锁相环进行电压锁相而产生的标准正弦信号，与电压幅值没有关系，所以在电压畸变幅值不定的情况下检测效果也十分优良。

经过综合比较以上两种谐波检测方式，对比以上这两种谐波检测运算方式各自的优缺点，本文将采用 i_p-i_q 运算方式对谐波源电流进行谐波分量检测。

2.2.3 基于瞬时无功功率理论的单相系统谐波检测

在电力系统中，当电路为对称的三相三线制电路时，每一相电路的电压和电流波形是相同的，只是每相的波形存在 120 度的相位差^[4]。在单相电路系统中，没有这种相位关系所以使用瞬时无功功率算法时，就需要想办法根据单相电路的电流和电压信息来构造一个与之相对应的三相电路系统，或者直接构造一个与三相对称电路等效的两相系统^[5]。这样就可以使用瞬时无功功率算法来完成单相系统的谐波检测了。

根据坐标变换的思想，我们可以直接从单相电流构造出 α 、 β 坐标系的两相电流，即令单相系统的电流作为 i_α 电流输入，令 i_α 电流延时 90 度得到 i_β 电流，从而可以使用三相瞬时无功功率检测方法的思路。可以看出，只要完成单相系统向三相系统的构造过程，之后的检测方法与三相电流检测方法基本一致。

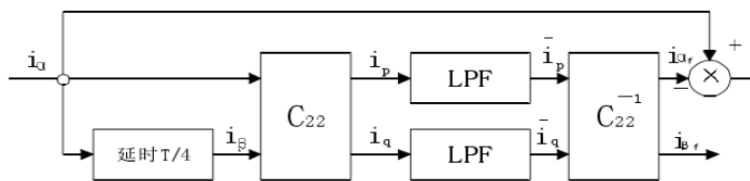


图 2.5 单相电路谐波电流检测原理图

上图为单相电流谐波检测的工作原理图，将单相电路中的谐波源的电流和电压视为 α 相的输入，然后用移相的方法构造 β 相电流电压，从而可以将三相瞬时无功功率理论的检测方法使用至单相系统中。图中

$$C_{22} = C_{22}^{-1} = \begin{pmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

LPF 是低通滤波器进行滤波取得基波分量，具体的检测原理的其他部分与三相系统一致。通过这种方法就实现了单相系统使用瞬时无功功率理论的方法检测谐波电流和无功电流的目的了。

2.3 基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测仿真

2.3.1 基于瞬时无功功率理论的三相电路谐波电流检测仿真

根据瞬时无功功率的三相电路谐波电流的检测方法, 采用 $i_p - i_q$ 运算方式, 使用 MATLAB 仿真软件来实现该检测算法的仿真, 如图 2.6 所示。

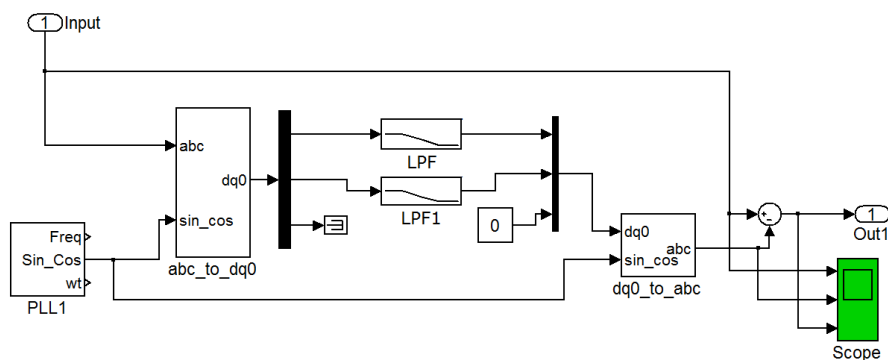


图 2.6 三相电路谐波电流仿真模型

该模型依据上一节三相电路瞬时无功功率谐波检测法原理框图搭建，系统中的谐波源为典型的三相不可控整流负载。其中“Input”为三相电流输入；“PLL1”为锁相模块，作用是输出了与电网电压同相位的与之对应的标准正弦信号 $\sin \omega t$ 和相应的标准余弦信号 $-\cos \omega t$ ；“abc_to_dq0”模块为坐标变换模块；“LPF”模块为低通滤波器模块，讲过 LPF 作用后， i_p 、 i_q 将被过滤为仅含有基波分量；“dq0_to_abc”模块是坐标反变换模块；“Out1”为检测出的谐波分量；“Scope”模块为示波器。

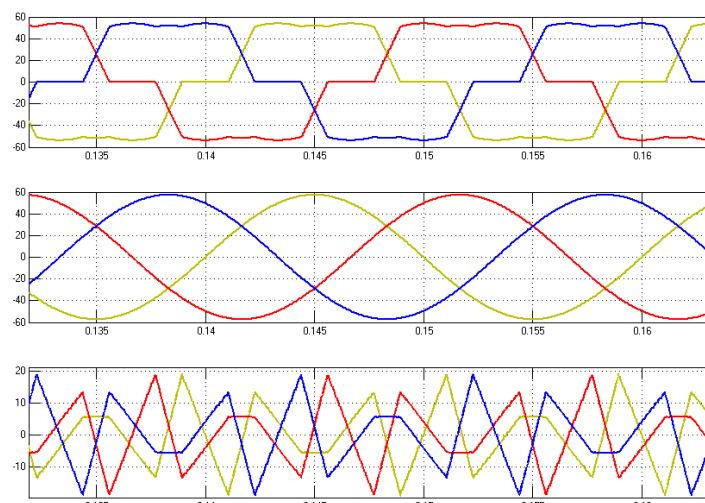


图 2.7 三相电路谐波检测仿真结果对比图

该图为三相电路谐波电流的谐波检测仿真的结果，为仿真系统中的示波器“Scope”中的显示波形。横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.005s；纵坐标为电流，单位为 A，每格为 20A。三个波形从上到下依次为三相谐波负载电流、检测出的三相基波电流波形，和检测出的三相谐波电流。通过该图可以发现，基于瞬时无功功率理论的三相电路谐波检测方法对谐波电流的检测效果良好，可以较为精准地检测出三相谐波源负载中的谐波电流分量。

2.3.2 基于瞬时无功功率理论的单相电路谐波电流检测仿真

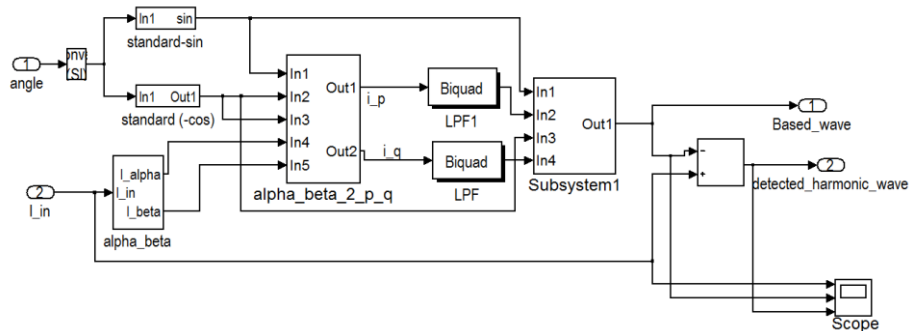


图 2.8 单相谐波电流检测 MATLAB 仿真

该模型依据上一节单相电路瞬时无功功率谐波检测法原理框图搭建，系统中的谐波源为典型的单相不可控整流负载。其中“ I_{in} ”为单相谐波负载电流输入；“ α_beta ”为构造 β 相电流模块，该模块中队长输入电流“ I_{in} ”延时 90 度，构造了 β 相电流，从而为单相电流电路使用三相瞬时无功功率理论进行谐波检测创造了条件；“standard-sin”电网正弦角度信号发生器，“standard(-cos)”

电网余弦角度信号发生器，作用是输出了与电网电压同相位的正弦信号 $\sin \omega t$ 和相应的余弦信号 $-\cos \omega t$ ；“alpha_beta_2_p_q”模块为坐标变换模块，实现三相电流由 $\alpha\beta$ 坐标向 dq0 坐标的转换，将三相电流转换为电流 i_p 、 i_q ；“LPF”模块为低通滤波器模块，讲过 LPF 作用后， i_p 、 i_q 将被过滤为仅含有基波分量；“Subsystem1”仿真模块是坐标反变换模块；“detected_harmonic_wave”为检测出的谐波分量；“Based_wave”为检测出的基波分量；“Scope”模块为示波器。

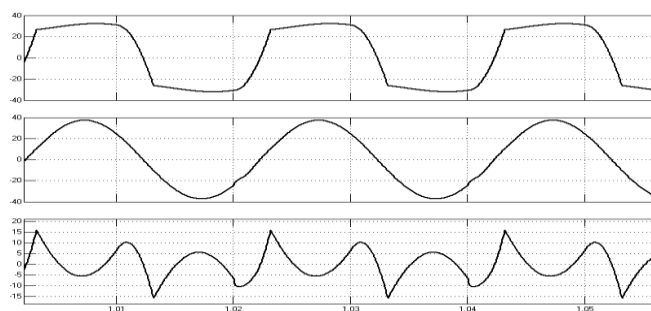


图 2.9 单相电路谐波检测仿真结果波形对比图

该图为在单相电路中，谐波检测算法仿真的结果，是仿真系统中示波器“Scope”中的显示波形。横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.01s；纵坐标为电流，单位为 A，每格为 5A。图中所示的三个波形从上到下依次表示单相谐波负载电流、检测电流检测出的检测出的单相基波电流波形，及检测出的单相谐波电流。通过这个图可以看出，基于瞬时无功功率的 $i_p - i_q$ 运算方式在单相电路谐波的检测过程中也得到了较好的检测效果，能够较为精准地检测出单相谐波源负载中的谐波电流分量。

2.4 本章小结

本周主要主要介绍了基于瞬时无功功率理论的电流谐波检测方法，讨论了 $p-q$ 运算方式与运 $i_p - i_q$ 算方式。应用 MATLAB 软件进行了三相电路、单相电路基瞬时无功功率方法的谐波检测算法的仿真工作，仿真结果验证了该检测方法的

优 异 性 能 。

3 低通滤波器及系统延时问题的研究

3.1 基于 Matlab 的数字滤波器设计

低通数字滤波器是基于瞬时无功功率理论的谐波检测过程中的重要组成部分，低通滤波器（LPF）的性能对实际谐波检测效果有很大影响^[9]。

MATLAB 不仅具有强大的数学矩阵预算能力，还包含有多重功能完善便捷的数字信号处理的工具箱，在数字滤波器的设计中，我们最常使用的数字信号处理工具箱为 FDATool 工具箱，这个工具箱可以方便快捷地完成数字滤波器的设计工作^[10]。

应用 FDATool 数字滤波器设计工具箱，可以使用其使用向导，根据提示一步一步完成我们所需要的滤波器的设计。在滤波器的辅助设计中，要注意几个参数必须严格按照我们的需求进行设置，主要包括数字滤波器的阶次、截止频率和类型等参数，在填写了以上主要参数后，按照向导指示，即可生成数字滤波器。为了更加清晰地看清楚数字滤波器的数学表达结构，方便我们使用最简洁的数学表达式来实现代码，我们在生成数字滤波器的时候可以选择“使用最基本的元件”这一选项，这样生成的数字滤波器就是使用最简洁的数学运算模块而组成的数字滤波器。根据以上步骤可以快速设计出数字滤波器，并可以用设计出来的滤波器模块进行系统仿真，验证滤波器性能以及系统运行的情况，这种快速的设计方法为我们对低通数字滤波器的研究奠定了基础。

3.2 低通滤波器参数设置的研究

APF 性能的好坏很程度上与其采用的谐波检测方法关系非常紧密，目前，在有源电力滤波器中采用的谐波检测方法有很多，但是较为使用广泛的是基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法，该方法跟传统的谐波检测方法相比检测效果改进了很多有巨大的优势，但是其实际检测效果与谐波检测算法中的低通滤波器 LPF 的性能有着很大的关系。LPF 的性能不仅影响到谐波检测的准确性，也会对控制系统造成一定的延时，影响到系统的反应的快速性，造成系统的补偿总是存在一定的滞后^[9]。

$i_p - i_q$ 运算方式的关键是对三相系统中电流基波分量的检测，基波分量的检测的核心在于选择参数合适效果完善的低通滤波器。考虑到低通滤波器的设计存在一定的难度，虽然也可以通过实验的方法来研究低通滤波器对谐波检测电路的

检测效果和整个系统的影响，但是实验的过程较为复杂，实验成本高，并不方便快捷。根据上一节描述的利用 Matlab 进行低通滤波器的设计方法，可以方便快捷地设计出低通滤波器，再通过 Matlab 中的 Simulink 工具箱进行仿真，可以高效地研究低通滤波器对检测电路的影响。

利用上一节单相谐波电流检测仿真模型，如图所示，

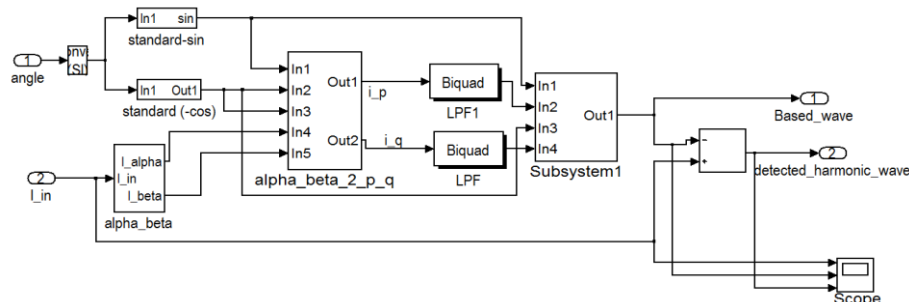


图 3.1 单相有源滤波器谐波检测

在输入电流中可以叠加谐波电流，通过该检测电路进行谐波检测，然后根据示波器对比实际叠加的谐波与检测的谐波的区别，便可以形象地得到不同的低通滤波器对谐波检测电路的影响。仿真可以大大减少通过实验方法来验证滤波器效果的成本，不仅提高了系统设计的效率，而且减少了设计过程的开发成本。

在有源电力滤波器所采用的多种多样的谐波检测方法中，基于瞬时无功功率理论的检测方法是目前最为成熟和使用最为广泛的有效方法，其中的 LPF 的性能优劣将会对该检测方法产生重要的影响。因此，进一步研究最为适合的 LPF 具有重要的意义。

低通滤波器的阶次和类型以及截止频率等参数，都会对谐波检测电路带来很大的影响，其对检测精度和电路的动态响应的影响是需要重点研究的。

输入电流为基波与谐波的叠加。谐波叠加的电流中基波电流为频率为 50Hz、幅值在-1A 到+1A 之间变化的正弦波；其中谐波分别值为频率为 150Hz、250Hz、350Hz 三个正弦谐波的叠加，幅值都是-0.1A 到+0.1A 的叠加。基波和谐波如图所示：

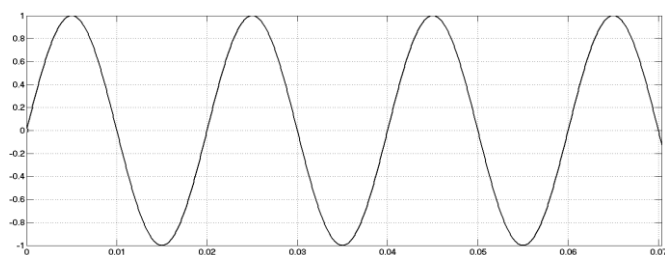


图 3.2 输入被检测电流中的基波分量

图 3.2 表示被检测的输入电流中的基波电流，幅值为正负 1A，频率为 50Hz 正弦波。上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.01s；纵坐标为电流，单位为 A，每格为 0.2A。

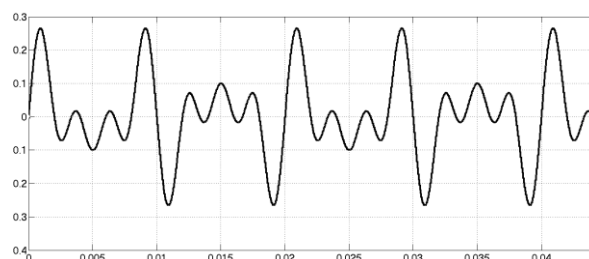


图 3.3 检测电流中的谐波分量

图 3.3 为输入电流中的谐波分量，也是谐波检测电路的检测目标，同时也是对比检测结果优劣与否的根据。上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.005s；纵坐标为电流，单位为 A，每格为 0.1A。

根据上一小节中的利用 Matlab 工具箱，快速设计出不同参数的低通滤波器，然后放入如图中的仿真模型中，来检验不同参数的低通滤波器对谐波检测的影响。

在此，我们选择 LPF，设定阶次为 2 阶，类型为 Butterworth 滤波器。分别选取 LPF 的截止频率为 5Hz 与 60Hz，为了方便对比，在示波器中引入输入电流中的实际基波电流分量和实际谐波电流分量，将它们分别与检测结果进行对比。

(1) 当使用参数为 2 阶、截止频率为 5Hz 的 LPF 时，基于瞬时无功算法仿真的检测的基波、谐波结果如下：

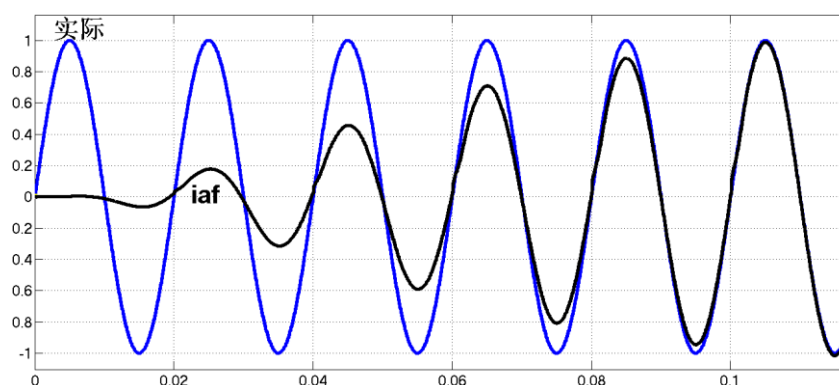


图 3.4(a) 检测出的基波分量

上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.02s；纵坐标为电流，单位为 A，每格为 0.2A。

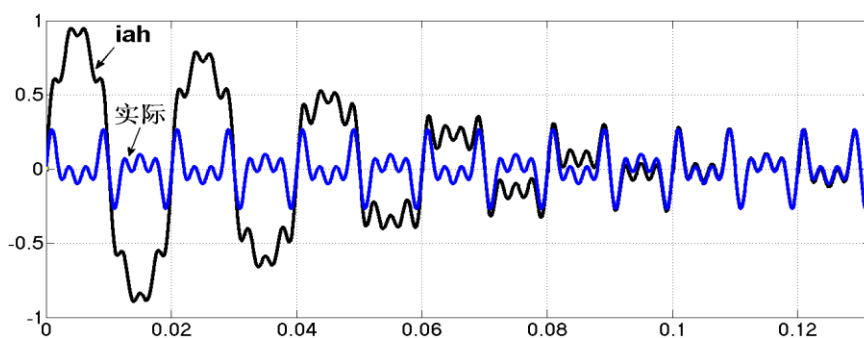


图 3.4(b) 检测出的谐波分量

上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.02s；纵坐标为电流，单位为 A，每格为 0.5A。

(2) 当使用参数为 2 阶、截止频率为 60Hz 的 LPF 时，基于瞬时无功算法仿真的检测的基波、谐波结果如下：

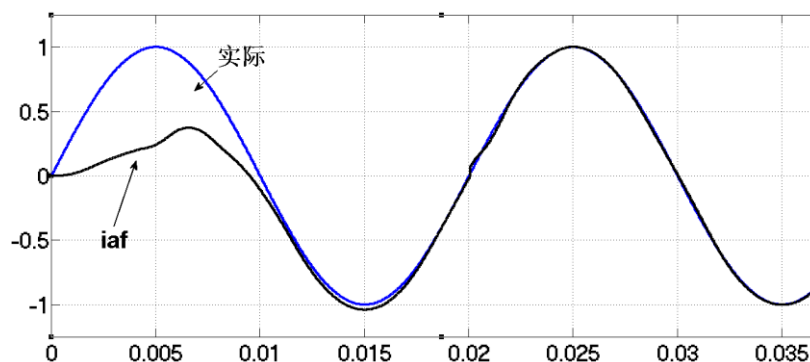


图 3.5(a) 检测出的基波分量

上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.005s；纵坐标为电流，单位为 A，每格为 0.5A。

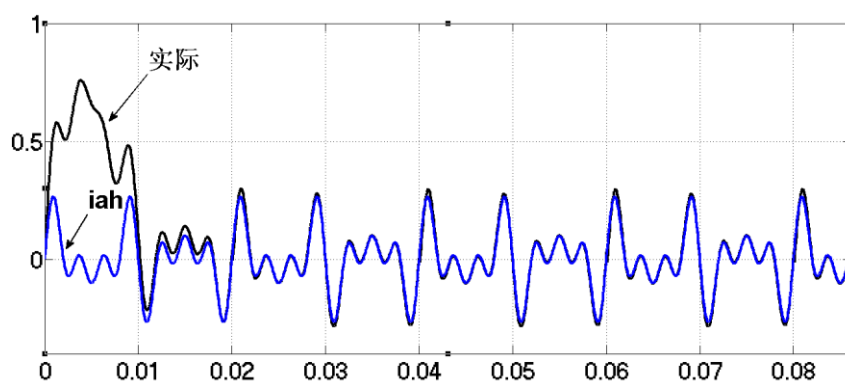


图 3.5(b) 检测出的谐波分量

上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.01s；纵坐标为电流，单位为 A，每

格为 0.5A。

(3) 当使用参数为截止频率为 20Hz 阶次为 2 阶的 LPF 时, 基于瞬时无功算法仿真的检测得到的基波、谐波检测结果如下:

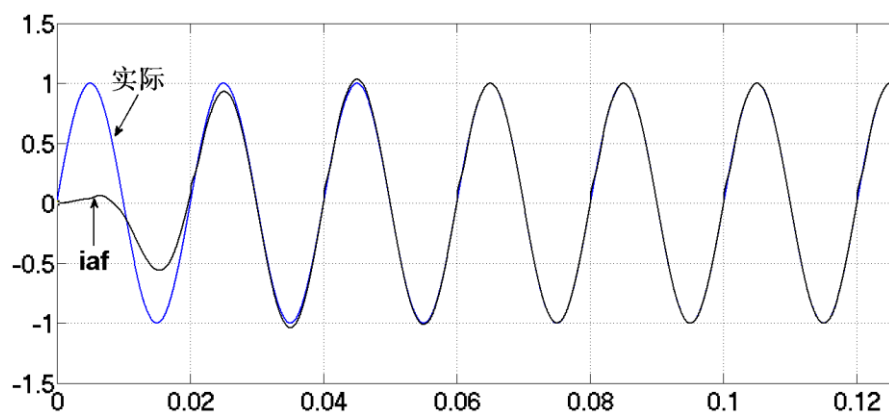


图 3.6(a) 检测出的基波分量

上图横坐标为时间, 单位为 s, 每格为 0.02s; 纵坐标为电流, 单位为 A, 每格为 0.5A。

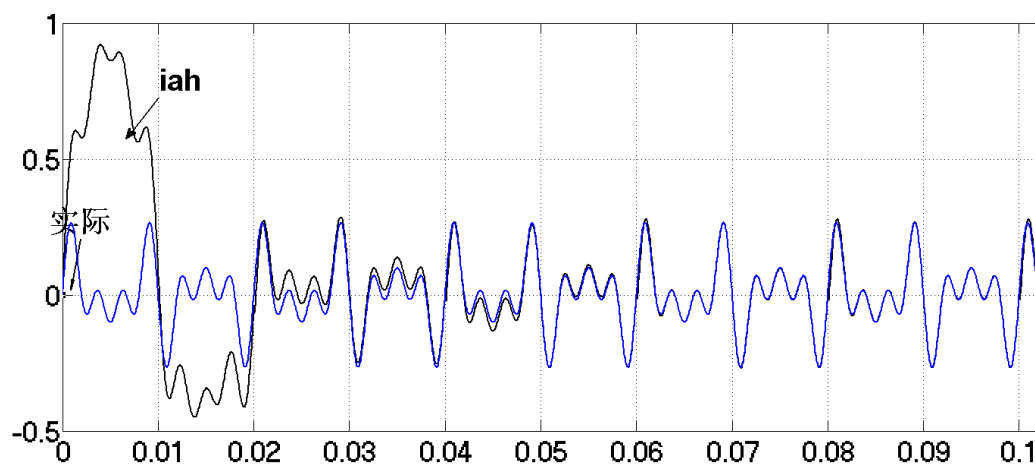


图 3.6(b) 检测出的谐波分量

上图横坐标为时间, 单位为 s, 每格为 0.01s; 纵坐标为电流, 单位为 A, 每格为 0.5A。

当使用截止频率为 5Hz 的 LPF 时, 由图 3.4 可知, 大约经过了 5 个周期, 通过检测环节检测出来的波形的变化才能逐渐跟踪上实际波形的变化, 可见其动态响应过程很慢, 但是检测精度跟踪精度很高, 检测的波形能够较好地跟踪上实际的波形它们的重合度很高。低通滤波器的截止频率对检测电路的动态响应有直接的影响, 可见截止频率选取的太小导致了动态响应较慢, 应该增大截止频率。

图 3.5 分别为当 LPF 的截止频率选取 60Hz 时, 检测算法检测出来的基波、谐波, 以及实际谐波源中的基波与谐波, 将它们放在一起进行对比。容易发现, 检测过程时间明显缩短了, 动态响应过程很快, 只需要大概 1 个检测周期, 但是检测的精度跟截止频率为 5Hz 时相对比精度比较低, 可以发现在波峰的位置检测结果不够理想, 其检测值的波峰无法跟踪上实际波形的波峰。

当 LPF 的截止频率选取 20Hz 的低通滤波器时, 谐波检测电路检测的基波与谐波同实际的基波与谐波的对比图如图 3.6。由图 3.6 易知, 经过大概 2 个周期, 检测波形就能跟踪上实际波形的变换, 而且跟踪上波形变化之后, 谐波电流的检测精度也比较理想, 跟踪性能不错。

以上的仿真说明, 在基于瞬时无功功率的谐波检测电路中的 LPF 的截止频率对检测效果具有很大的影响需要设置合适才可以。仿真的结果基本对照上了低通滤波器的理论分析, 当截止频率小时谐波电流检测的精度高, 但是同时会影响动态响应使动态响应较慢。可是当为了提高检测的动态响应速度, 提高截止频率时, 会出现有一部分的低次谐波无法被 LPF 衰减掉的情况, 这样会带来检测精度不高检测波形失真的结果, 对谐波电流的检测精度而言是不利的^[13]。

可见, 基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测方法中, LPF 的检测精度和动态响应使相互矛盾的, 如果想要获取较高的检测精度就必须减小 LPF 的截止频率, 如果为了获取较快的响应速度就必须增大 LPF 的截止频率, 这就告诉我们, 在实际应用中必须兼顾好动态响应和检测精度这对矛盾, 截止频率的选取不能太大也不能太小必须在其中找到一个合适的平衡点。

(4) 当使用参数为 4 阶、截止频率为 20Hz 的 LPF 时, 基于瞬时无功算法仿真的检测的基波、谐波结果如下:

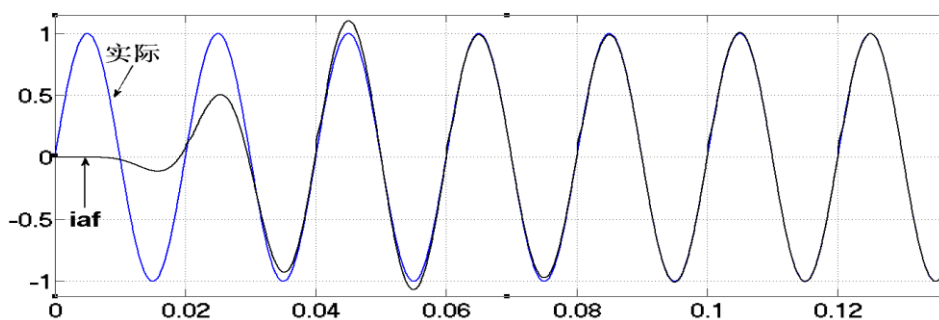


图 3.7 (a) 检测出的基波分量

上图横坐标为时间, 单位为 s, 每格为 0.02s; 纵坐标为电流, 单位为 A, 每格为 0.5A。

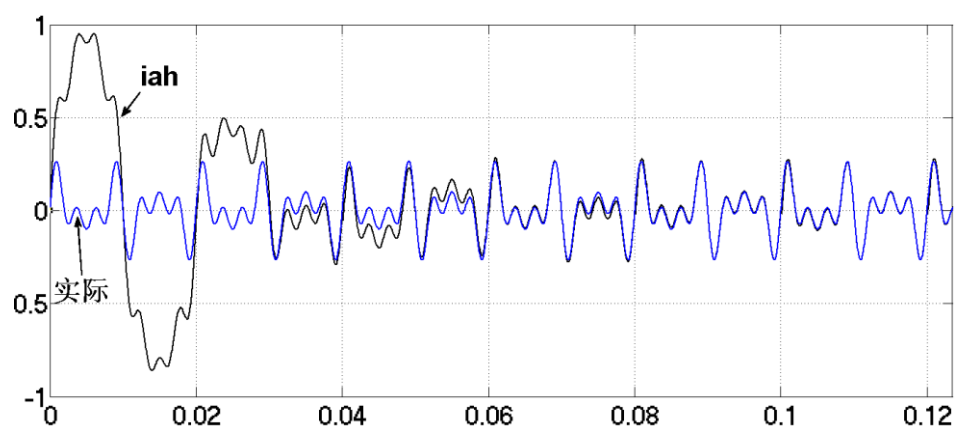


图 3.7(b) 检测出的谐波分量

上图横坐标为时间，单位为 s ，每格为 $0.02s$ ；纵坐标为电流，单位为 A ，每格为 $0.5A$ 。

(5) 当使用参数为 6 阶、截止频率为 $20Hz$ 的 LPF 时，基于瞬时无功算法仿真的检测的基波、谐波结果如下：

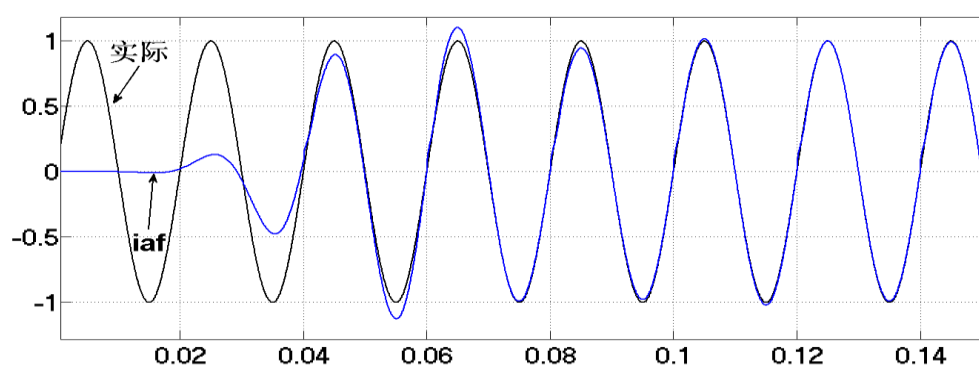


图 3.8(a) 检测出的基波分量

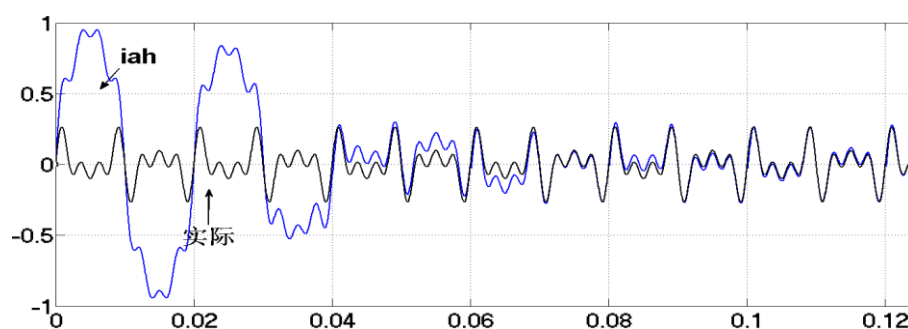


图 3.8 (b) 检测出的谐波分量

上图横坐标为时间，单位为 s ，每格为 $0.02s$ ；纵坐标为电流，单位为 A ，每格为 $0.5A$ 。

通过以上的仿真研究可以发现, 不仅 LPF 选取不同的截止频率对检测结果响应很大, 同时阶数的选取对谐波电流的检测效果也影响很大, 这就要求 LPF 的阶次也要选择合适才可以。当都选取截止频率为 20Hz 时, 分别选取 LPF 的阶数为 2 阶、4 阶和 6 阶进行对比, 谐波检测环节检测出的基波电流波形与谐波电流波形和实际的基波电流波形与谐波电流波形的对比图分别如图 3.6, 图 3.7 所示。当选取 LPF 的阶数为 2 阶时, 经过了大概 2 个周期, 检测电流波形便能很好的跟踪上实际电流波形; 当阶数为 4 阶时, 检测动态大概经过了 3 个周期, 检测电流波形才能跟踪上实际电流波形; 当阶数为 6 阶时, 需要经过了大概 5 个周期检测电流波形才能跟踪上实际电流波形。可见, 虽然低通滤波器的截止频率一样, 但是随着 LPF 的阶数的增大, 谐波电流检测的动态响应过程明显减慢, 并且随着阶数的提高, 低通滤波器的元件数目也响应增多, 这也会加大滤波器的实现难度。理论上讲, LPF 的阶数的提高可以增加谐波电流的检测精度, 但是根据我们仿真结果来分析, 检测精度是有一些提高, 但是提高的效果并不明显, 而且在 LPF 的阶数为 4 阶时, 其检测精度已经十分令人满意了, 实际当中, 有时甚至选择 2 阶滤波器就能满足要求。

低通滤波器的类型也会影响谐波电流检测的精度和动态响应。常用的滤波器有 Butterworth、Chebychev、Bessel 和 Elliptic 滤波器等; 把这些不同种类的滤波器分别加入图 3.1 中进行仿真测试, 通过对比结果发现, 考虑到综合效果, 在图 3.1 的谐波电流检测电路中, 一般选 Butterworth 滤波器较好。根据以上仿真的对比结果, 本文选择阶数为 2 阶、截止频率为 20Hz 的 Butterworth 滤波器作为谐波检测算法中使用的获取电流基波分量的低通滤波器。

3.3 系统时延问题的研究

采用数字 PWM 技术, 由于 DSP 的采样、谐波计算需要时间, 指令到最终的硬件执行也需要时间, 尤其是基于瞬时无功功率理论的谐波检测过程中需要低通滤波器 LPF, 因为 LPF 的滤波过程存在时延, 所以在谐波源的采集和实际的补偿之间必然存在着时延问题, 这个时延将导致主电路发出的实际补偿的电流与谐波源中实际谐波电流总存在一定的时间差, 这会影响到有源滤波器对于谐波源负载的谐波电流的补偿效果, 不能忽视时延问题的存在^[14]。

3.3.1 APF 系统时延问题的分析

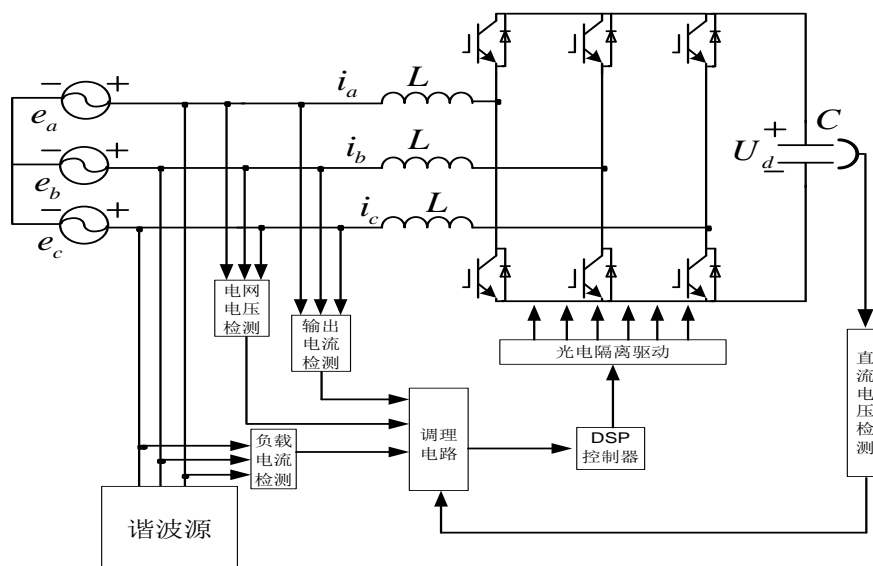
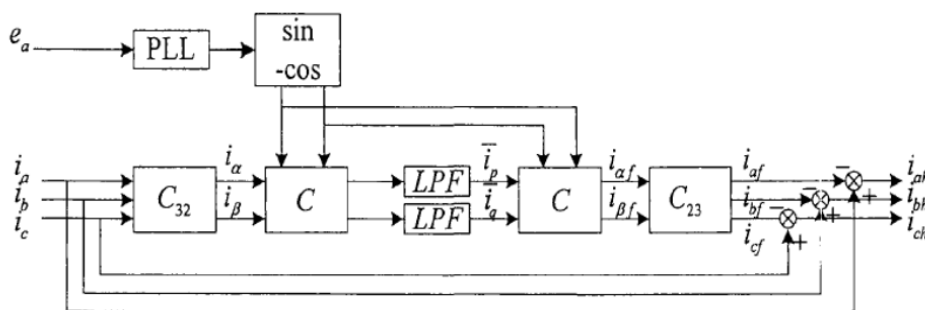


图 3.9 有源电力滤波器系统原理结构框图

根据如图 3.9 所示的有源电力滤波器的原理结构图，不难发现，从负载电流传感器的硬件检测、硬件调理电路的电气信号调理、DSP 控制器进行软件谐波检测、DSP 使用响应的算法计算出指令电流，一直到指令电流出发驱动电路，IGBT 开关管才能按照计算的指令开始执行开关动作^[15]。如此一个复杂的过程必然导致 IGBT 执行开关动作的时候，已经与实际的谐波电流之间产生了时差，IGBT 执行的开关动作总是滞后于实际的谐波电流。至于时差的大小，取决于信号采集频率、DSP 运算速度、控制算法的复杂程度和 IGBT 的开关频率等因素。

根据有源电力滤波器的原理，当采用 $i_p - i_q$ 运算方式的谐波检测方法时，原理框图如图 3.10 所示。

图 3.10 $i_p - i_q$ 运算方式的原理图

LPF 低通滤波器由于滤波作用，必然造成信号的延时，这对系统的指令值是

有影响的。

Park 变换的矩阵形式如下：

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Park 换的矩阵形式如下：

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Park 变换与 Park 反变换中的角度 θ 由 PLL 锁相所得，该角度 θ 与系统的时间有关，能够体现系统的时间信息，由此想到如果能根据角度 θ 将系统的时间改变，则可以改变系统的运行状态。

由于 Park 变换直接使用了锁相环 PLL 得到的相位角角度信号，此处的时延可以忽略。然而，信号经过 LPF 低通滤波器产生的时延过大，则不能忽略，可以在 Park 反变换的过程中对这一时延问题进行补偿，既然要补偿时间，当然应该从 Park 反变换角度 θ 入手，对角度 θ 进行补偿，让 Park 反变换得以在时间上提前，从而补偿 LPF 导致的时延问题。由此推广，当然也可以将其他的时延，如 DSP 运算以及信号采集导致的时延，都通过 Park 反变换中的相位角 θ 进行补偿。

假设系统时延为 Δt ，则基波电流的旋转角度为 $\Delta \theta = \omega \Delta t = 2\pi f \cdot \Delta t (\text{rad})$ ，对这一旋转角度再 Park 反变换中进行补偿，最终达到补偿延时的目的。时延补偿后的反 Park 变换公式为：

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta + \Delta \theta) & -\sin(\theta + \Delta \theta) \\ \sin(\theta + \Delta \theta) & \cos(\theta + \Delta \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

3.3.2 时延补偿算法的实验验证

目前投运的有源电力滤波器中 90% 以上采用电压型桥式逆变器作为主电路，从拓扑结构分析，并网逆变器、有源电力滤波器 APF 和无功补偿装置 SVG 的主电路结构主要是电压源型逆变器结构，主要区别是控制目标和指令信号以及控制算法不同。虽然并网逆变器、APF 和 SVG 的指令信号不同，但是它们都有实时性的要求，要求控制电流能够快速地跟踪指令电流。

考虑到 APF 的指令电流为电流谐波，控制较为复杂，这里以 SVG 为实验对象，来验证上一节中的时延补偿算法是否有效。

该实验的目标是让逆变器根据我们的电流指令信号，使逆变器发出与电网电

压相差 90 度的呈容性的电流。在此我们使用控制方法为 Matlab 自动代码生成的方法，这样可以较为快速地通过实验验证我们的理论，控制程序如图 3.11：

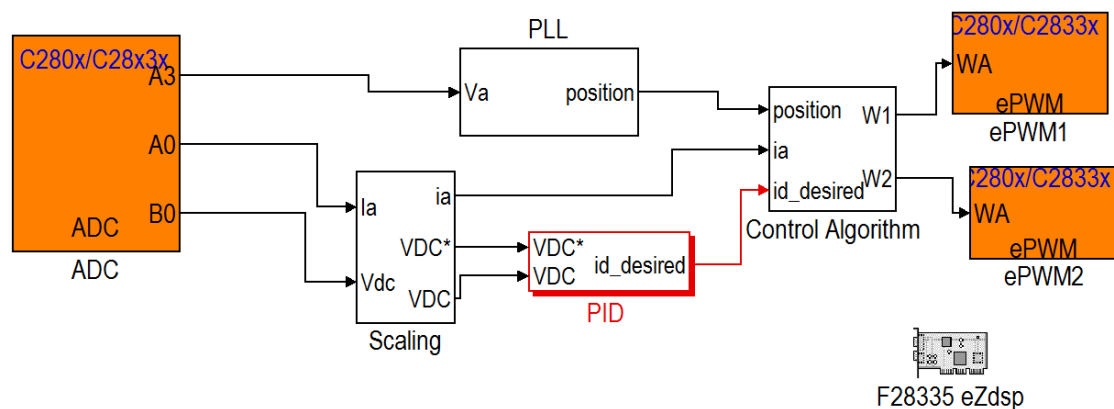


图 3.11 SVG 发出容性无功电流的控制程序

关于自动代码生成方法，将在下一节进行详细的介绍，此处只进行简要的描述。其中，“ADC 模块”和“ePWM”模块为代码生成的最重要的模块，只要打开该模块的对话框，进行简单的设置，当 Matlab 执行自动代码生成指令时，这两个模块便能根据对话框中的设置自动生成系统的“ADC”模数转换以及 PWM 输出的程序。

“ADC 模块”模拟 AD 采集部分实现对直流侧电压及交流电流的检测，“ePWM 模块”用于模拟 DSP28335 内部的 PWM 生成模块。“PLL 模块”为锁相环模块，提供 Clark 变换和 Clark 反变换的相位角信息。“PID 模块”为电压环 PID 控制程序模块，可以自动生成控制程序。

“Control Algorithm 模块”为程序的主控程序模块，打开该模块，详细算法如图 3.15：

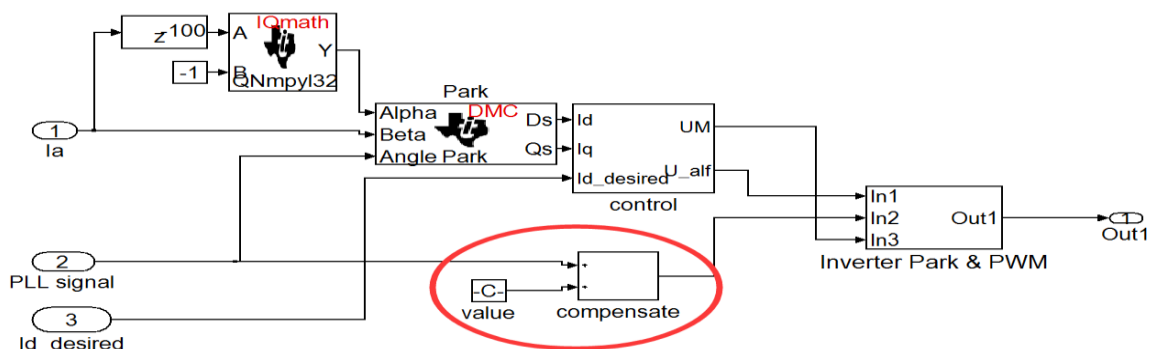


图 3.12 主控程序详细内容

在主控程序中，“PLL signal”为锁相环输出的电网电压相位角，即上一节中

提到的 Park 变换所需要的 θ 角; “Park 模块”为 Park 变换模块; “control 模块”为电流内环控制模块; “Inverter Park & PWM 模块”实现的是 Park 反变换和 PWM 指令输出功能。

我们的重点集中在图中的红色标注模块,由两部分组成,“compensate 模块”为加法器,“Value 模块”为常数模块,这里代表我们要输入的 $\Delta\theta$ 补偿角度值。参照公式 3.3,我们这个程序实现了时延的补偿功能。

下面开始硬件实验,来验证上一节的时延补偿算法。无功指令值根据锁相相位角信号生成一个与电网电压相位相差 90 度的容性电流信号。

(1) 当给定“value 模块”为数值 0 时,也就是不进行时延补偿时,将程序自动生成代码,实验结果如图 3.13。



图 3.13 主控程序详细内容

根据图 3.13 可以发现,SVG 按照逆变器功能按照程序设定发出容性电流,但是容性电流超前电压 72 度,与我们期待的 90 度还有不小差距。上图横坐标为时间,单位为 ms,每格为 5ms;纵坐标中蓝色为电流,单位为 A,每格为 2A;纵坐标中红色为电压,单位为 V,每格为 200V。

相位角度差除了与算法有关外,自然还与时延有关系,通过下面的实验,观察我们进行了时延补偿之后容性电流与电网电压的角度差是否变化。

(2) 当给定“value 模块”为数值 0.1 时,也就是对时延补偿 0.1 时,注意此处的 0.1 并非是角度值,本程序使用的是 Q17 数据格式,再加上算法的影响,这里的 0.1 数值并非实际意义的 0.1 度。将程序自动生成代码,实验结果如图 3.14。

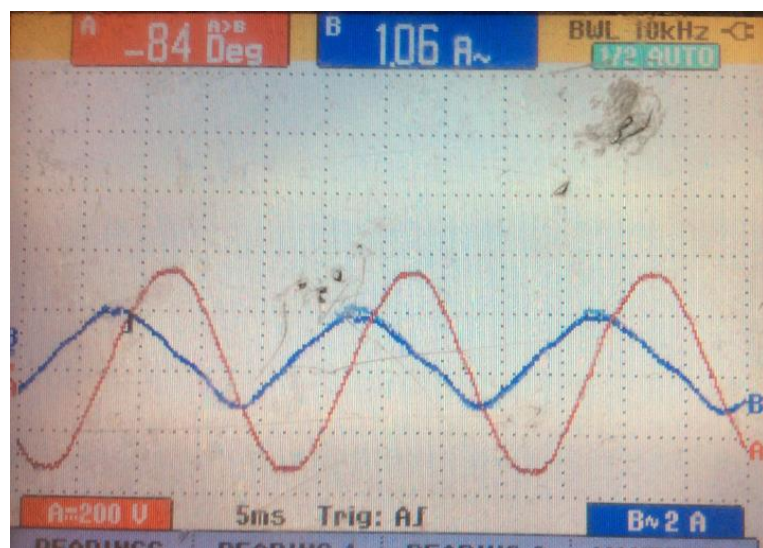


图 3.14 补偿时延 0.1 时的实验结果

上图横坐标为时间，单位为 ms，每格为 5ms；纵坐标中蓝色为电流，单位为 A，每格为 2A；纵坐标中红色为电压，单位为 V，每格为 200V。可见，经过时延补偿之后，SVG 发出的容性电流效果得到了明显改善，容性电流超前了电网电压 84 度，可见该方法补偿时延还是非常有效果的。

(3) 当给定“value 模块”为数值 0.15 时，也就是对时延补偿 0.15 时，注意此处的 0.1 并非是角度值，本程序使用的是 Q17 数据格式，再加上算法的影响，这里的 0.15 数值并非实际意义的 0.15 度。将程序按照 MATLAB 自动代码生成的操作方法自动生成代码下载入控制器 DSP 中，实验结果如下图：

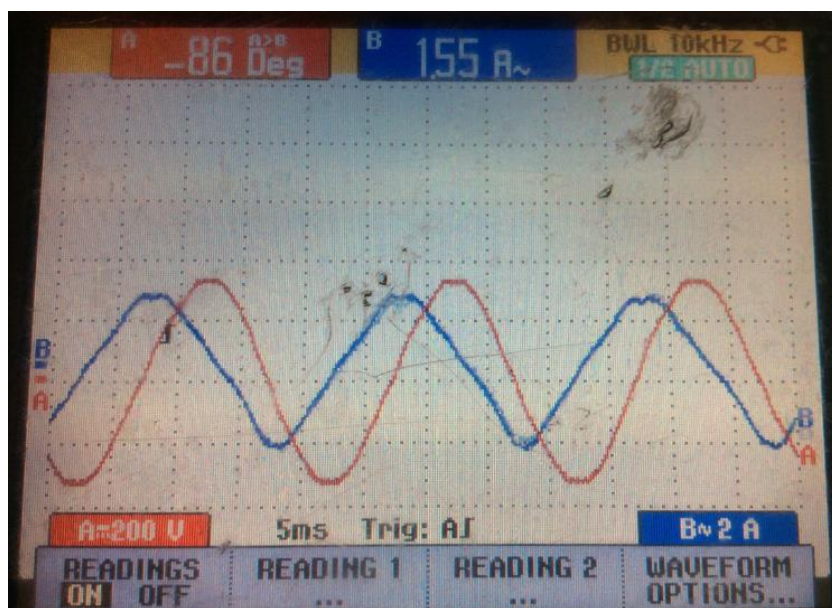


图 3.15 补偿时延 0.15 时的实验结果

上图横坐标为时间，单位为 ms，每格为 5ms；纵坐标中蓝色为电流，单位为 A，

每格为 2A；纵坐标中红色为电压，单位为 V，每格为 200V。可见，经过时延补偿 0.15 之后，SVG 发出的容性电流效果得到了明显改善，容性电流超前了电网电压 86 度，已经十分接近 90 度容性电流了。

以上，通过使用 SVG 按照我们的要求发出容性无功电流来减少时延，验证了该时延补偿算法的有效性。虽然该时延补偿算法基于 SVG 进行实验的，但是其原理对于 APF 以及其他电压型逆变器主电路的电力电子设备同样适用，只是针对不同的电压型逆变电路设备，所补偿的补偿值不同。

对于补偿角度的大小，本实验具有一定的盲目性，可以根据具体的电路，进行深入研究，计算出时延大小，然后再有针对性地进行补偿。

3.4 本章小结

本章讲述了基于 MATLAB 的 LPF 的快速设计方法，并且通仿真，讨论了 LPF 的阶次、截止频率以及选型对谐波检测结果的影响。针对系统延迟的问题，本文分析了其延时的原因，并提出了解决方法，而且进行了实验验证，表明该方法具有一定的实际应用意义。

4 并联型 APF 的建模及 MATLAB 仿真

4.1 并联型 APF 的基本电路和数学模型的建立

实际开关电路中的开关器件不是理想的开关器件，在它的开通和通断的过程中都必须经过一定的过程和时间，断态时存在漏电流，通态时存在压降。但是在建模时可以认为其为理想开关器件。所谓理想开关指的是：关断和开通速度非常快，过度过程的时间为零，开关器件断态时的漏电流为零，开关器件通态时的压降为零。在这样的假设条件下得到的数学模型我们称为理想开关模型。本文所研究的有源电力滤波器是三相三线制并联型有源电力滤波器，它的基本的电路结构可由下图表示^[23]。

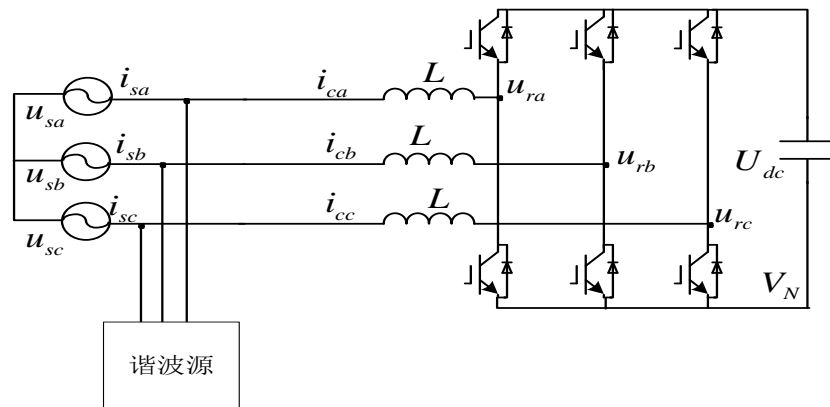


图 4.1 并联型 APF 的电路结构

上图中， u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 分别为三相交流电网网侧电压； i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 是电网系统侧交流三相电流； i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 为 APF 所发出的补偿电流； i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 为谐波源负载侧电流； u_{ra} 、 u_{rb} 、 u_{rc} 是三相 PWM 变换器的桥臂中点的电压； V_N 为中性点电压。定义开关函数为： S_a 、 S_b 、 S_c ，当开关函数为 0 时，代表相应桥臂上管关断下管开通，当开关函数为 1 时，代表相应桥臂上管开通下管关断；C 为直流侧储能电容； u_{dc} 、 i_{dc} 分别代表直流侧的电容电压和电流；L 表示变换器每相交流侧的滤波电感；R 表示每相电路电阻。根据图中所规定的电流和电压参考方向，根据图中的主电路拓扑结构，参照基尔霍夫电压、电流定律，可以列写出：

$$\begin{cases} u_{sa} - i_{ca}R - L \frac{di_{ca}}{dt} = u_{ra} = S_a u_{dc} + V_N \\ u_{sb} - i_{cb}R - L \frac{di_{cb}}{dt} = u_{rb} = S_b u_{dc} + V_N \\ u_{sc} - i_{cc}R - L \frac{di_{cc}}{dt} = u_{rc} = S_c u_{dc} + V_N \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} = S_a i_{ca} + S_b i_{cb} + S_c i_{cc} \end{cases} \quad (3-1)$$

在三相三线制三相电流平衡的的电路结构中，三相电流的和是零，为：

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0 \quad (3-2)$$

将公式 (3-2) 代入式 (3-1) 中，可以推导出下式：

$$V_N = \frac{1}{3}(u_{sa} + u_{sb} + u_{sc}) - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c)u_{dc} \quad (3-3)$$

此处我们认为电网三相电压是平衡的，有下式：

$$u_{sa} + u_{sb} + u_{sc} = 0 \quad (3-4)$$

由式 (3-1)、(3-2)、(3-3) 可以推导出，在电网电压平衡的时后，三相并联型 APF 的理想数学模型为：

$$\begin{cases} \frac{di_{ca}}{dt} + \frac{R}{L}i_{ca} = \frac{1}{L}(u_{sa} - u_{rb}) = \frac{1}{L}\left[u_{sa} - (S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3})u_{dc}\right] \\ \frac{di_{cb}}{dt} + \frac{R}{L}i_{cb} = \frac{1}{L}(u_{sb} - u_{rc}) = \frac{1}{L}\left[u_{sb} - (S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3})u_{dc}\right] \\ \frac{di_{cc}}{dt} + \frac{R}{L}i_{cc} = \frac{1}{L}(u_{sc} - u_{ra}) = \frac{1}{L}\left[u_{sc} - (S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3})u_{dc}\right] \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} = S_a i_{ca} + S_b i_{cb} + S_c i_{cc} \end{cases} \quad (3-5)$$

上式 APF 的理想数学模型。在已知交流电源电压的情况下，检测出需要补偿的谐波源中的谐波分量，经过计算对六个开关器件进行合适的实时高频通断控制，就可以控制主电路发出与之对应的补偿电流，从而实现抑制谐波电流的目的^[24]。

4.2 有源电力滤波器的补偿电流控制策略

补偿电流控制电路的功能主要是通过不同的控制策略计算出控制主电路开关器件通断所需要的响应的 PWM 脉冲型号，使主电路的开关器件按照我们的要求实时地通断。目前在大多变流器中主要采用跟踪型的 PWM 波控制方式，主要包括瞬时值比较方式和三角载波比较方式等^[20]。

APF 经过谐波检测电路，得到了谐波信号也就是指令电流之后，需要经过相应的谐波补偿电流的跟踪控制策略计算，由 DSP 等控制器发出相应的 PWM 波信

号，经过隔离驱动电路实时控制主电路的开关器件开断，尽可能实时准确地使主电路实际发出的补偿电流波形跟踪计算出的指令电流信号。

4.2.1 三角载波比较控制

三角载波控制方式并不是直接地将指令电流的信号和三角波信号进行比较，而是将 APF 主电路发出的谐波补偿电流的实际值与指令信号进行相减做差，做差后得到的偏差信号再进行 PI 控制器的数学运算，然后 PI 运算后的信号再与三角载波进行比较，将得到的 PWM 脉冲波作为开关信号来控制主电路开关管通断，这样就可以控制主电路使其跟踪指令信号输出相应的谐波补偿电流^[25]。

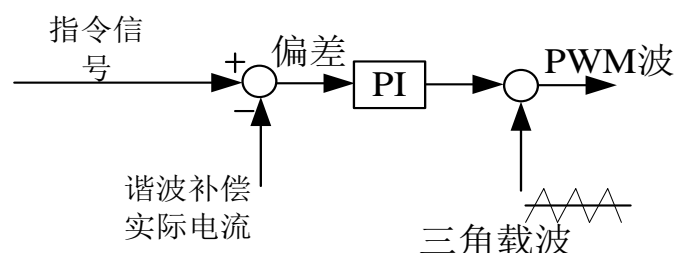


图 4.2 三角波载波比较控制原理

4.2.2 滞环控制

滞环控制这种电流控制策略的应用也十分广泛^[32]。其控制原理如图 4.3 所示，滞环控制把补偿电流的指令值与主电路实际输出的补偿电流值实时不断地进行做差比较，经过滞环比较器发出 PWM 脉冲信号。

滞环控制方式使用简单方便，但是滞环的宽度设置非常重要，在很大程度上滞环宽度将会影响 APF 主电路的发出的补偿电流波形^[33]。当滞环宽度太大的时候，控制主电路的开关器件的开关的 PWM 波频率较低，使得输出的补偿电流与指令电流间的跟随偏差较大，补偿电流中的高次谐波含量也很大；当滞环宽度太小的时后，使得控制主电路的开关器件开关的 PWM 波的开关频率过高，输出的补偿电流与指令电流间的跟随偏差小，但是开关损耗很大，当开关频率过高时，甚至会导致开关器件损坏^[35]。

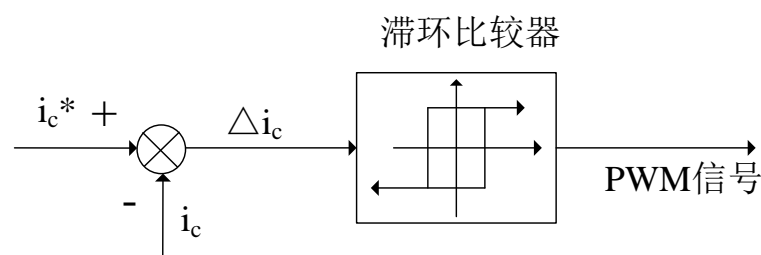


图 4.3 滞环控制策略

4.3 基于三角载波比较控制的 APF 仿真

仿真参数为：交流电网侧为有效值为 220V，频率为 50Hz 的交流市电；直流侧电容为 8mF；输入电感为 0.5mH；谐波源以三相不可控整流桥带阻感性负载充当。负载电阻为 6Ω ，负载电感为 5mH，负载电流有效值约为 70A 左右，THD 约为 28%。

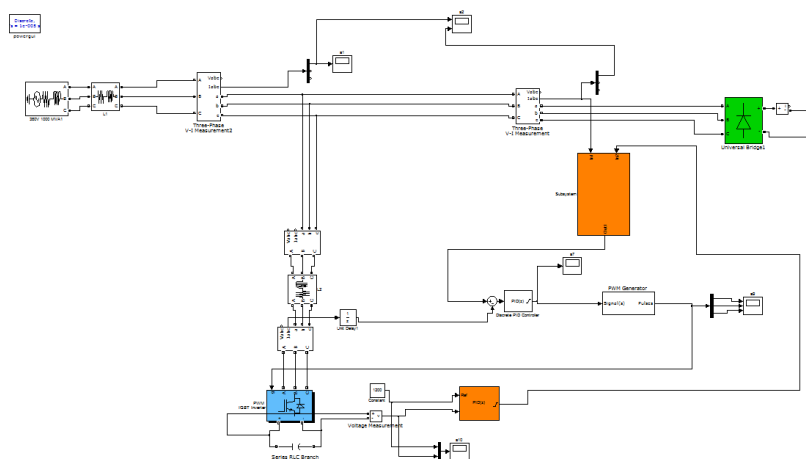


图 4.4 基于三角波载波控制的 APF 仿真

上图为基于三角波载波控制的并联型三相 APF 仿真图。其中，最左侧为模拟电力系统供电，电压为市电；左下方为主电路开关电路模块，如图 4.5 使用 IGBT 开关器件，连接储能电容；橘黄色模块为控制模块，分别为谐波检测电路和 PI 控制器模块，如图 4.7；绿色模块是不可控整流桥模块用来充当谐波源，如图 4.5，整流桥后连接阻感性的负载，模拟谐波源负载。

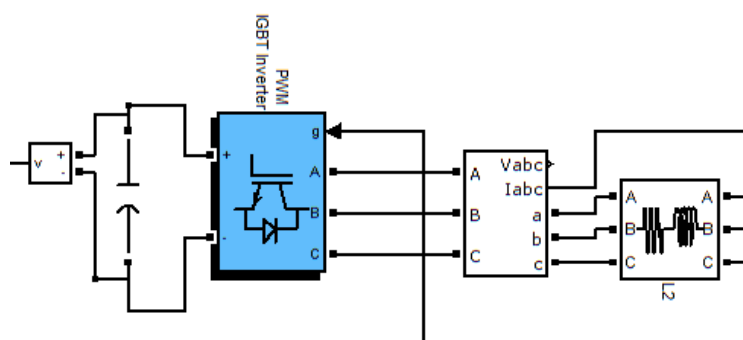


图 4.5 APF 主电路

上图为 APF 的主电路，由 IGBT、输入电感、储能电容组成，是 APF 补偿电流的执行机构，通过 PWM 波的控制，使其产生符合预期要求的补偿电流。

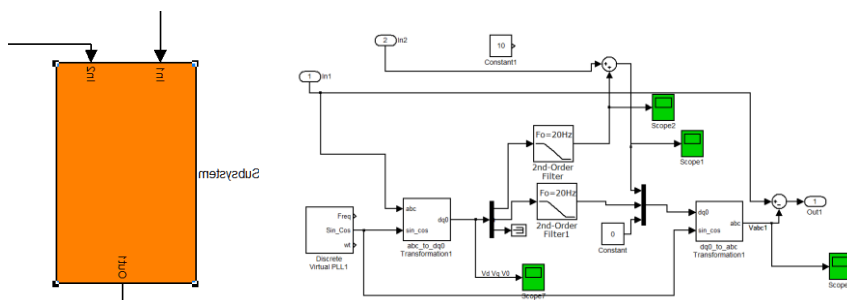


图 4.6 谐波检测电路

上图为谐波检测电路，使用检测算法为基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测方法，根据第三章关于 LPF 的讨论，本文使用的低通滤波器阶数为 2 阶、截止频率为 20Hz 的 Butterworth 滤波器。

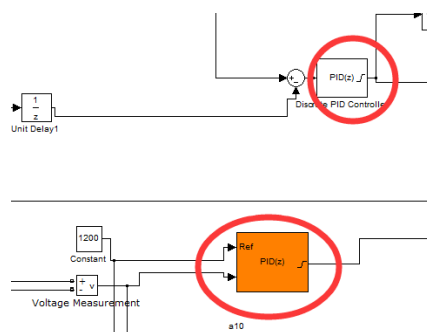


图 4.7 PI 控制环节

上图为 APF 的控制策略部分，使用 PI 控制器，采用电压外环电流内环的控制方法。其中外环电压设置期望值为 1200V，当电压期望值与电压实际值作差后，差值经过 PI 控制器运算后进入电流环 d 轴环节，与谐波 d 轴含量一起作为电流 d 轴期望值进行 PI 运算，实现电压电流双环控制。

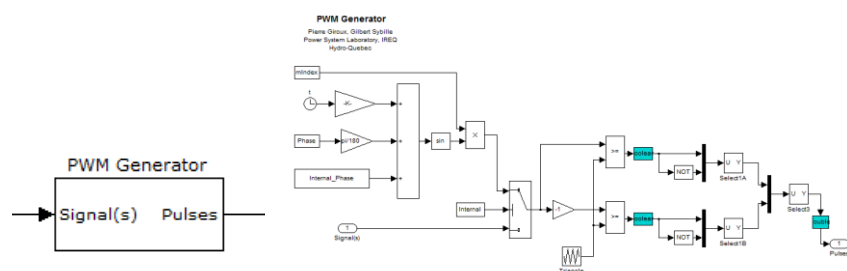


图 4.8 基于三角载波的 PWM 生成器

上图为基于三角载波的 PWM 生成器，实现 PWM 输出的功能。

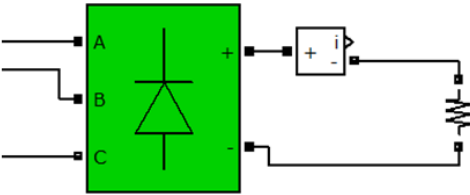


图 4.9 谐波源

上图为不可控整流桥与电阻连接，模拟谐波源，作为 APF 系统的谐波源引入，进行谐波污染治理，也是作为谐波检测的检测对象。

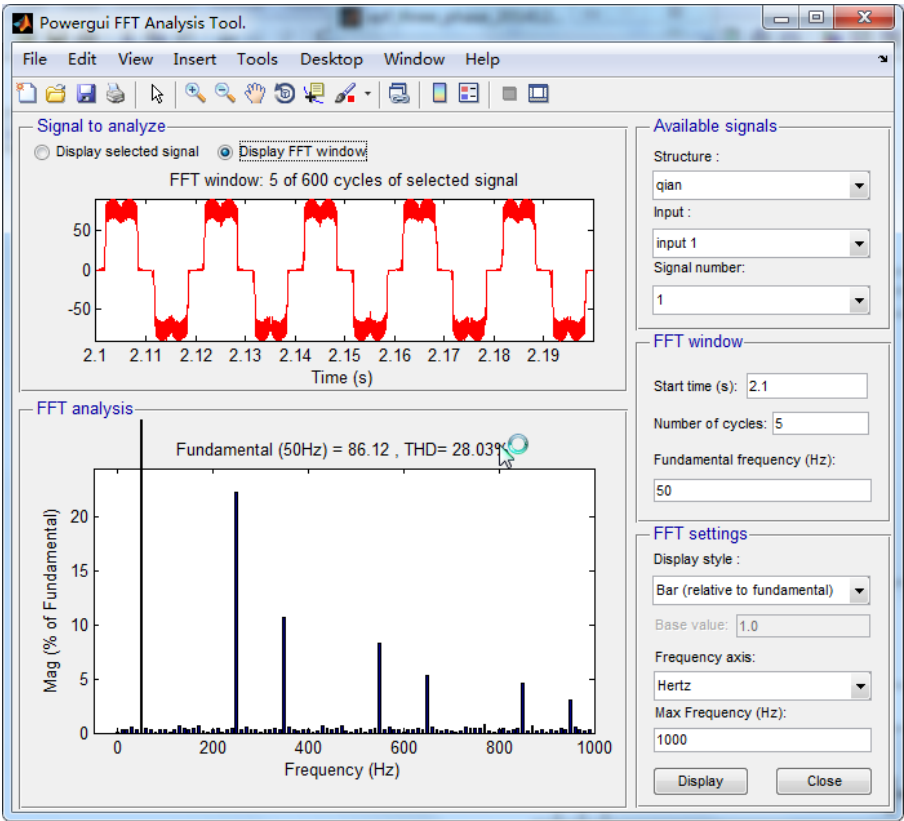


图 4.10 投入 APF 前电网侧电流 FFT 分析结果

上图为不可控整流桥模拟的谐波源的谐波分析。在加入 APF 治理之前，系统中含有大量谐波，谐波含量畸变率 THD 为 28%，其中 5 次谐波含量为 23%，7 次谐波含量为 12%，11 谐波含量为 8%。可见在有源电力滤波器加入系统之前，系统中谐波含量是非常高的，这对电力系统运行时不利的，不仅增加了能量损耗，还对电器设备带来了干扰以及安全隐患。

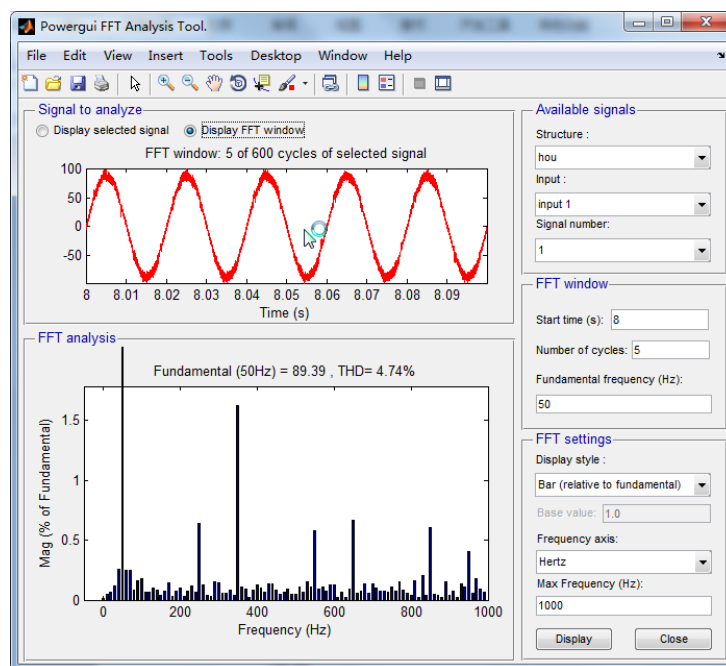


图 4.11 投入 APF 后电网侧电流 FFT 分析结果

上图为系统加入 APF 后，当谐波污染得到治理后的电流谐波含量 FFT 分析。与补偿前的系统电流如图 4.10 对比，可见谐波畸变率由加入 APF 之前的 28% 下降为了现在的 4.7%，此仿真结果说明三相并联型 APF 的加入为谐波污染的治理起到了很大的作用，补偿了系统中的大部分谐波，作用明显，达到了我们预期的目标，也证明三角载波控制方法、双环控制策略是行之有效的。

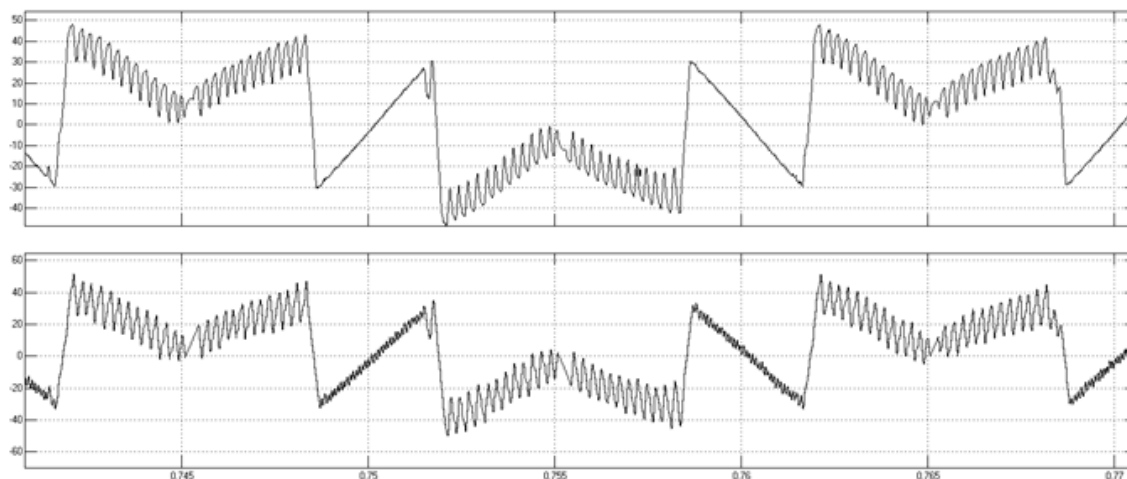


图 4.12 谐波指令与补偿电流

上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.005s；纵坐标为电流，单位为 A，每格为 20A。上图为谐波电流指令值与主电路实际发出的补偿电流的波形对比图，其中上部分为指令电流图形，下部分为经过三角波载波调制方法后控制的主电路发出的补偿电流，易见补偿电流较好地实时跟踪了指令电流，但是补偿电流中存

在一些毛刺, 与指令电流之间存在一些偏差。如何提高补偿电流对指令电流的跟踪效果是重要的课题, 也是提高补偿效果的重要手段, 如何通过使用更高级的算法等手段来改善补偿效果是今后需要讨论的重点^[37]。

4.4 基于滞环控制策略的 APF 仿真

为了进一步更加形象地说明滞环控制这种控制方式的谐波补偿效果，使用 MATLAB 进行 APF 的滞环控制方法下的系统仿真。仿真参数为：电网交流侧为我国三相市电，电压有效值为 220V，频率是 50Hz；直流侧电容为 8mF；输入电感为 0.5mH；使用三相不可控整流桥带阻感性负载作为谐波源，其中负载电阻为 6Ω ，负载的电感为 5mH，负载电流的有效值约为 70A 左右，THD 约为 26%。

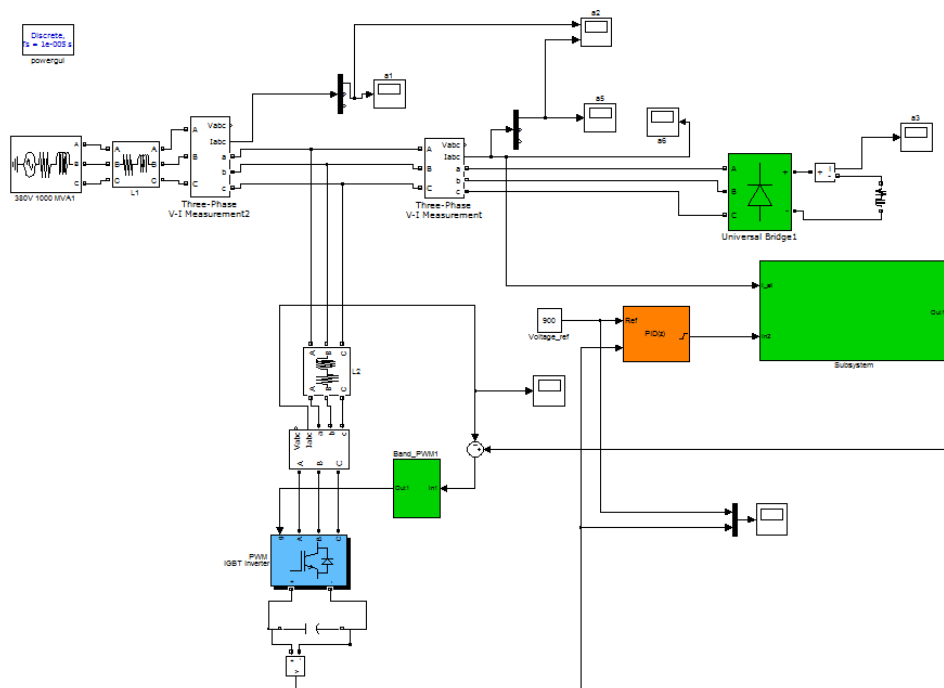


图 4.13 基于滞环控制的三相 APF 系统仿真

上图为并联型三相 **APF** 的系统仿真结构图。仿真结构与上一小节的基于三角载波控制的系统仿真图基本类似，硬件部分基本保持一致。谐波检测环节也是基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测方法，根据第三章关于 **LPF** 的讨论，本文使用的低通滤波器阶数为 2 阶、截止频率为 20Hz 的 Butterworth 滤波器。与三角载波控制方式的主要不同点在与 PWM 波的生成方式上，滞环控制策略的 APF 仿真是采用滞环模块生成 PWM 波进行 IGBT 的通断控制的。

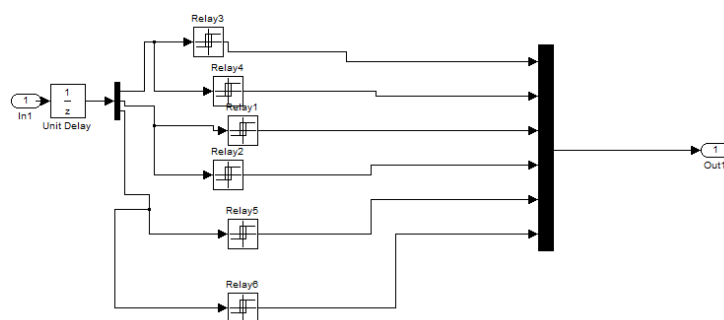


图 4.14 滞环控制器

上图为滞环控制器，是滞环控制策略的核心部件，本文设置的环宽为正负 1A。滞环控制下，APF 输出的补偿电流将围绕电流指令值在环宽内波动，滞环模块将输出实时的 PWM 波对 APF 主电路进行控制。

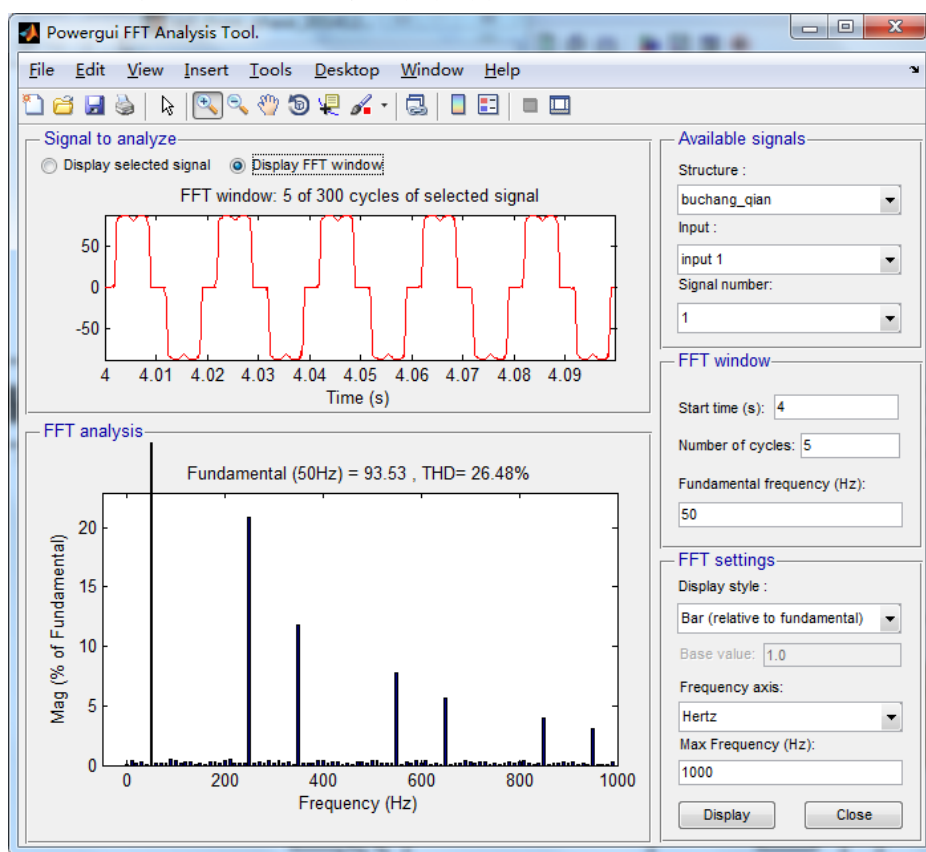


图 4.15 未投入 APF 时的电网侧电流 FFT 分析

上图是表示的是在系统中还没有投入 APF 时的电网侧电流波形和其电流波形畸变率的分析结果，由图可见，此时波形畸变率为 26.5%，在谐波中的 5 次谐波含量为 23%，7 次谐波含量为 12%，11 谐波含量为 8%。可见在有源电力滤波器加入系统之前，由三相不可控整流桥负载引入电网的 5、7、11 次谐波含量很高，这对电力系统运行时不利的，不仅增加了能量损耗，还对电器设备带来了干扰以及安全隐患。

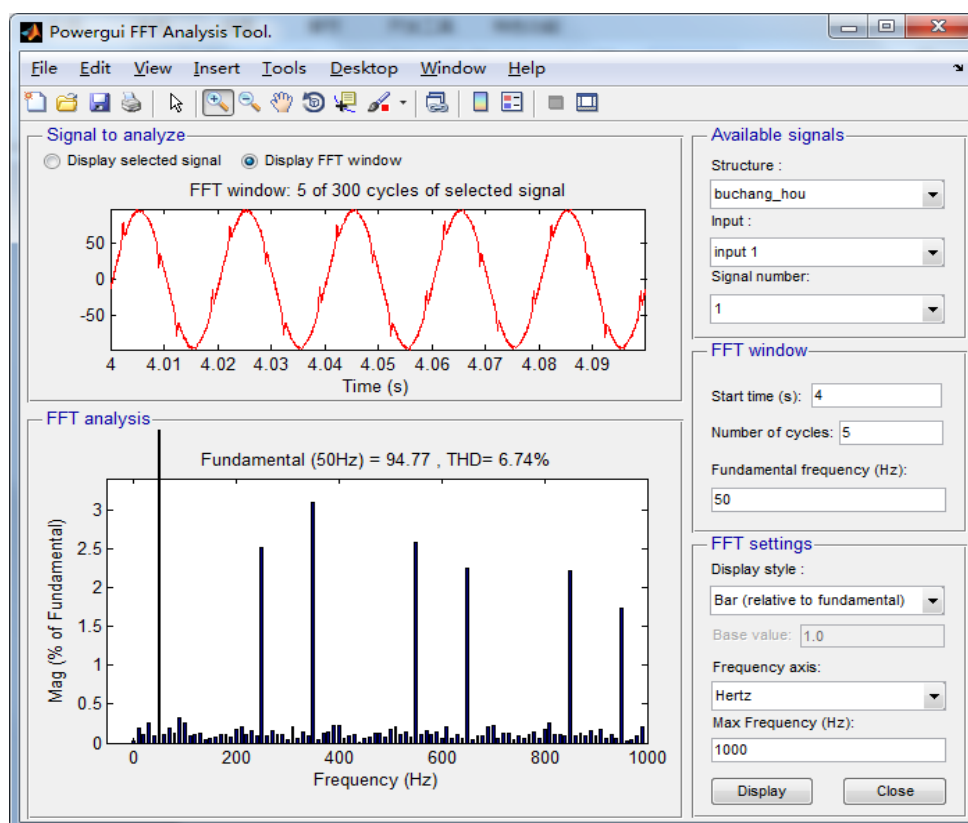


图 4.16 投入 APF 后的电网侧电流 FFT 分析

上图为系统加入 APF 后，当谐波污染得到治理后的电流谐波含量 FFT 分析。与补偿前的系统电流如图 4.15 对比，可见谐波畸变率由加入 APF 之前的 26% 下降为了现在的 6.7%，此仿真结果说明三相并联型 APF 的加入为谐波污染的治理起到了很大的作用，补偿了系统中的大部分谐波，由三相不可控整流桥负载引入电网的 5、7、11 次谐波含量被补偿的作用很明显，达到了我们预期的目标，也证明滞环波控制方法、双环控制策略都是有较好控制效果的。

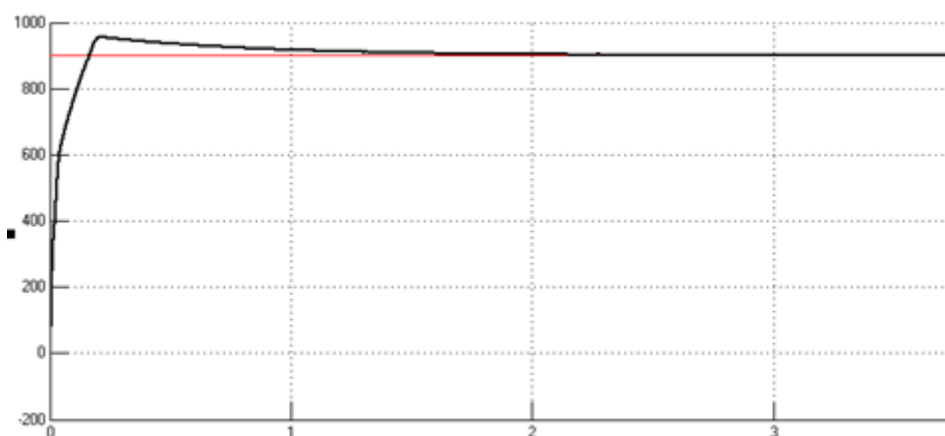


图 4.17 储能电容电压实际值与指令值对比

上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 1s；纵坐标为电压，单位为 V，每格为

200V。图 4.17 为在滞环控制策略下，主电路储能电容的实际电压与电压指令值的对比情况。可见，电压指令值为 900V，在较短的时间内，电容的实际电压便稳定在了期望值 900V，与期望值的偏差较小，说明电压外环、电流内环的控制效果很好，不仅实现了补偿电流的控制，也实现了电容电压的准确控制。

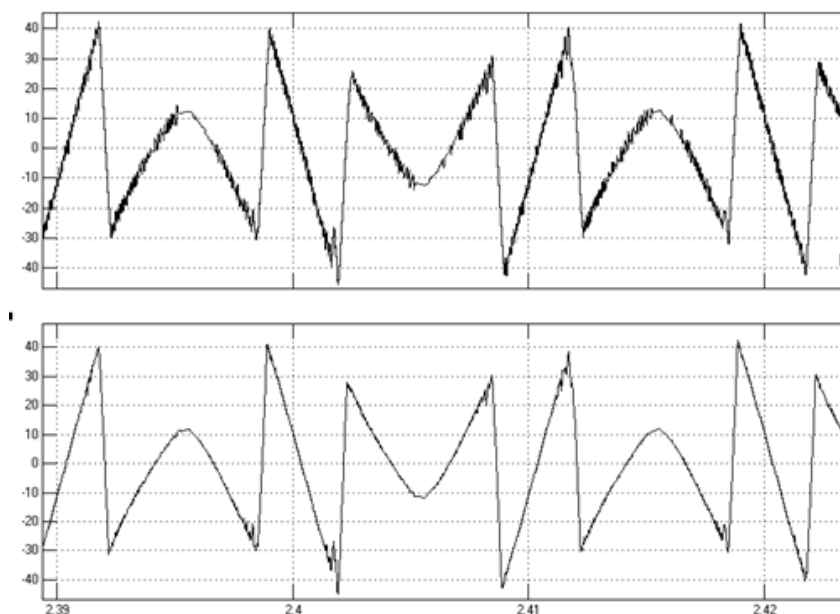


图 4.18 电流指令值与实际补偿电流值波形对比

上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.01s；纵坐标为电流，单位为 A，每格为 10A。上图为谐波电流指令值与 APF 的主电路发出实际的补偿电流值的波形对比，其中上部分为经过滞环控制方法主电路输出的补偿电流，下面的波形为指令电流，可见，补偿电流较好地跟踪了指令电流，但是实际的补偿电流与指令电流比较显得更“粗”，这是补偿电流在高频开关动作下引入的电流毛刺，如果进一步减小滞环控制器的环宽，可以使得毛刺减小，但是开关频率会增大。

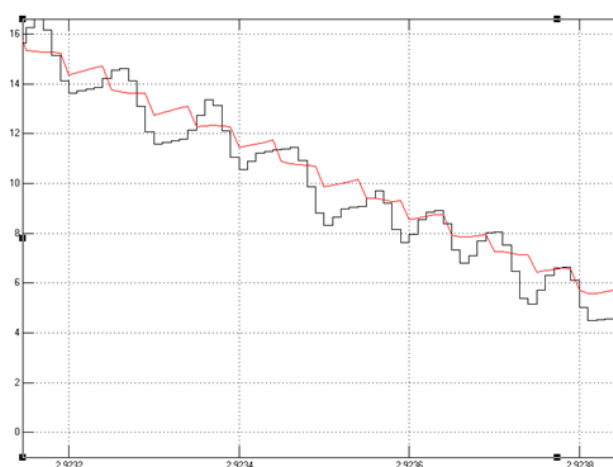


图 4.19 放大后的实际输出电流跟踪指令的波形

上图横坐标为时间, 单位为 s, 每格为 0.0002s; 纵坐标为电流, 单位为 A, 每格为 2A。上图为放大后的实际输出波形与电流指令的对比, 其中红色为电流指令值, 黑色为电流跟踪值, 可见补偿电流可以较好地跟踪指令值。尽管截取的这一段时间很短, 但是三角波个数却很多, 也就是说此处的开关频率非常高。较高的开关频率对开关器件而言是不利的, 有损坏器件的危险。

4.5 补偿电流控制策略的改进

4.5.1 PI+重复控制的控制策略

上述主要讲述了三角载波比较控制和滞环控制两种策略, 目前实际应用中多使用三角载波比较控制, 往往能得到比滞环控制更好的控制效果。然而, 三角载波比较控制中往往使用 PI 调节器, PI 调节器是一种简单有效的方式, 但是却有其自身局限性。对于有源电力滤波器而言, 控制的电流是有很多的高次谐波叠加而成, 要实现性能优越的控制, 普通的 PI 调节器的带宽是远远不够的, 对于交流信号的控制会有稳态偏差, 即使调节 PI 参数, 调节的效果也十分有限, 过大的比例参数还有可能引起系统不稳定。

重复控制的基本思想来自于内模原理, 即在系统稳定的前提下, 为了实现稳态误差为零, 必须在开环传递函数中包含有外部信号的数学模型, 并且构成闭环控制系统。重复控制可以有效地对周期变化的信号进行跟踪和控制, 在实际应用场合的谐波源多为不可控整流引起的, 这种谐波具有很强的周期性, 所以重复控制可以对谐波抑制起到很好的控制效果。PI 控制器对系统动态特性有很好的控制效果, 将 PI 与重复控制组成复合控制策略, 可以有效地利用 PI 控制和重复控制各自的优点, 在保持很好的动态调节性能的同时也保证系统有较好的稳态性能, 尽可能地对谐波信号做到无差调节。

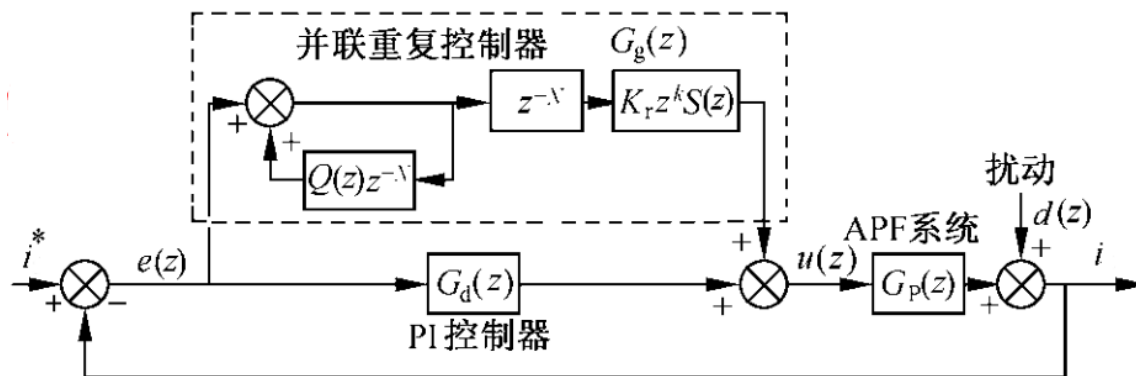


图 4.20 并联式重复+PI 控制结构图

图 4.20 为并联式重复+PI 控制结构图, 该图可以清晰地看出在系统原本 PI

控制的基础上，又加入了并联的重复控制器。其中，一般 $Q(z)$ 取 0.95； N 为每个基波周期的采样次数。这种控制结构可以实现较好的控制效果，理论上对谐波抑制的效果要好于仅仅 PI 控制的三角载波法。

4.5.2 基于 PI+重复控制的系统仿真

下面使用 PI+重复控制的复合控制策略进行仿真，检验该控制算法的实际补偿效果。

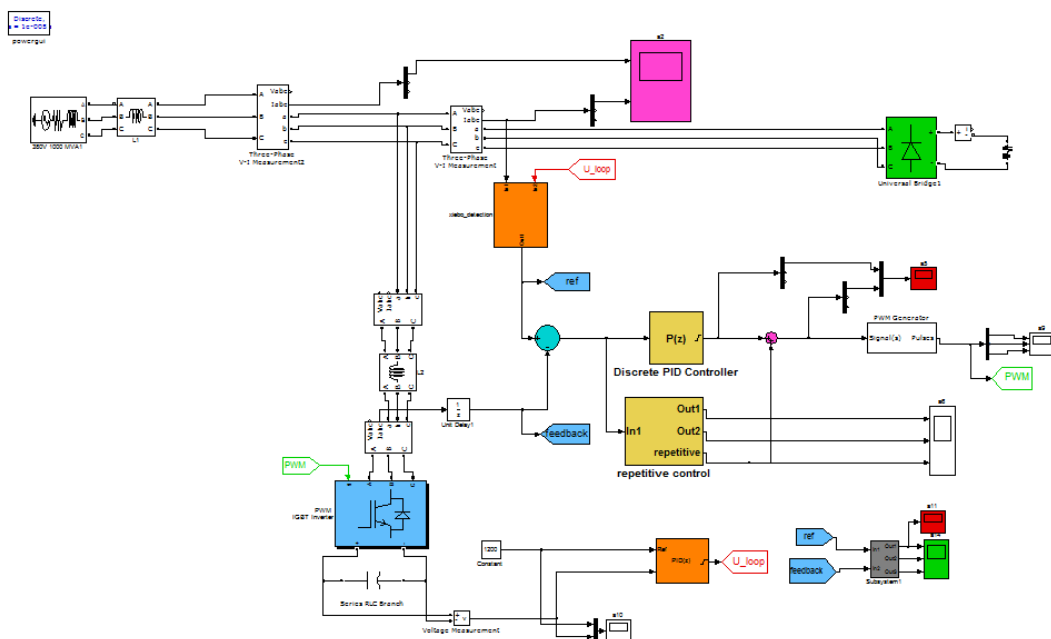


图 4.21 PI+重复控制的系统仿真

上图为基于 PI+重复控制的有源电力滤波器的系统仿真图，为了将该控制策略与前面介绍的三角载波控制法和滞环控制进行对比，将硬件参数与前述的仿真策略的仿真参数保持一致。硬件部分的具体参数与。仿真参数为：电网交流侧为我国三相市电，电压有效值为 220V，频率是 50Hz；直流侧电容为 8mF；输入电感为 0.5mH；使用三相不可控整流桥带阻感性负载作为谐波源，其中负载电阻为 6Ω ，负载的电感为 5mH，负载电流的有效值约为 70A 左右，THD 约为 26%。

上图中，硬件参数与前述三角载波控制和滞环控制保持一致，并且谐波检测策略也是使用基于瞬时无功功率理论的检测方法，与前述两种控制方法的仿真的不同点主要集中的上图中的黄色部分模块，其中一个为 PI 控制器，另外一个为重复控制器，并且二者在结构上是并联关系。

由于硬件参数与滞环控制和三角载波控制基本一致，故此处就不再赘述谐波治理前的电流谐波含量以及谐波电流分析图。

经过该控制策略治理后的谐波电流分析图，如下所示：

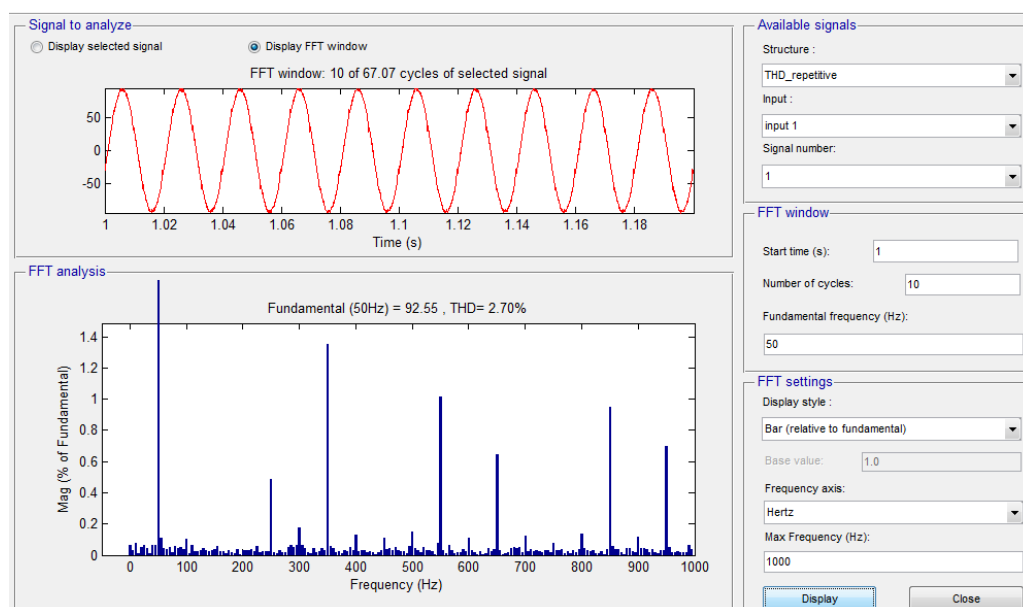


图 4.22 投入 APF 后的电网侧电流 FFT 分析

上图为在 PI+重复控制的复合控制策略下，当系统加入 APF 后，谐波污染得到治理后的电流谐波含量 FFT 分析。谐波畸变率由加入 APF 之前的 26% 下降为了现在的 2.7%。与三角载波比较控制相比，基于 PI+重复控制的复合控制策略效果要明显优于三角载波比较控制，这主要是因为重复控制大大改善了系统的稳态性能，减少了系统的稳态误差。

4.6 本章总结

本章首先介绍了 APF 的数学模型，对三相 APF 的三角载波控制方法和滞环控制方法分别进行了 MATLAB 系统仿真，仿真验证了控制策略的正确性。针对三角载波控制方法和滞环控制的不足，本章简单介绍了 PI+重复控制的控制策略，并进行了系统仿真，得到了较好的控制效果，为下一步的实验奠定了基础。

5 MATLAB 自动代码生成技术

传统的电力电子产品研发步骤，一般为应用 MATLAB 中 Simulink 工具箱进行系统仿真，验证算法及硬件参数，然后进行 C 或 C++语言编程，将代码下载至控制器中，进行实验验证，然后根据实验现象再修改代码，重复上面的下载代码、观察实现现象等步骤，如此反复，从而实现我们期望的系统功能。

这种传统的研发步骤，需要反复进行代码修改，反复设置系统内部参数，将系统仿真与硬件系统验证隔离开来，大大降低了研发效率，增加了研发成本。随着科学技术的发展，MATLAB 开发了 RTW 工具箱，可以将系统仿真与硬件系统验证巧妙地结合起来，实现代码的自动生成，免去了研发人员手动编写代码的繁琐过程，实现了仿真与硬件实验的在线调试，免去了很多麻烦。相信，随着 RTW 技术的逐步成熟，这种基于 MATLAB 自动代码生成方法的系统开发过程会得到越来越广泛的应用，推动电力电子产品研发向更加自动便捷的方向发展。

5.1 自动代码生成技术的优点

如图 5.1，采用传统的控制系统设计方法一般先进行仿真，然后再进行 C 或 C++语言软件编程，然而，系统仿真中的算法参数与实际实验所使用的程序参数并不是完全对应的关系，无法通过仿真直接看到实际的程序对硬件的控制效果，如果程序与预期结果不符，需要重新改写程序，重复下载代码、观察实现现象等步骤，需要反复的调试过程，在传统的开发过程中，实际系统调试过程繁琐，效率低耗时多，而采用自动代码生成这种技术来完成系统设计开发产品，实际硬件使用的程序就是与系统仿真的算法是完全一致的，软件就是根据仿真模型直接自动生成的代码。由此可以实现软件仿真与控制算法的完全一致，可以根据仿真清晰的分析算法优劣和实际控制情况的好坏。

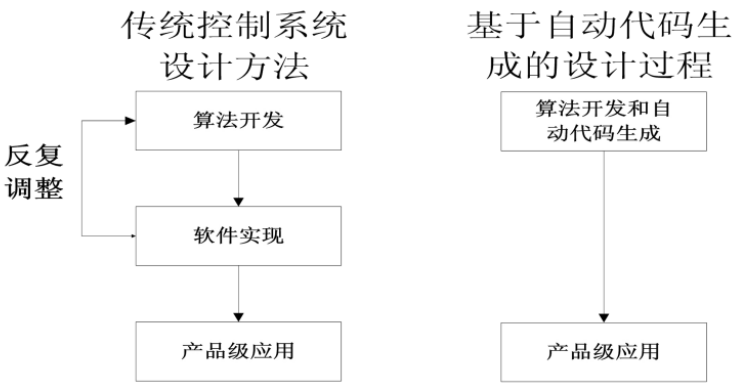


图 5.1 传统程序编写和代码生成的比对图

使用自动代码生成的方法来完成系统开发能够提高项目研发效率，减少研发过程耗费的时间，尤其能够实现软件与硬件系统的结合仿真，在仿真过程中完成软件算法和代码的验证，有效地提高系统调试效率减小调试难度。

5.2 自动代码生成技术的具体实现过程

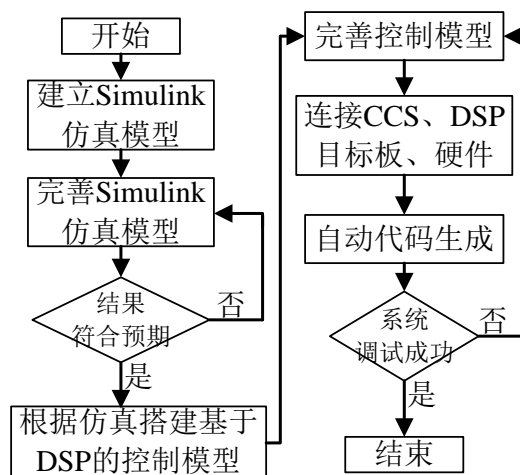


图 5.2 自动代码生成流程图

图 5.2 为基于 Matlab/RTW 自动代码生成的程序流程图^[25]。根据系统控制要求，结合实际硬件参数，在 Matlab 平台下搭建系统模型（.mdl），在 Simulink 中对算法进行仿真验证，并设计控制器，在仿真的过程中反复修改参数，使仿真结果满足控制性能指标要求。

然后利用 Target for TI C2000 工具箱，使用 C2000 中的嵌入式控制模块，搭建基于 DSP 的相应模块框图；将该模块框图生成面向 TI 编辑器的 C 语言代码；结合 CCS 集成开发环境，完成代码编译，生成 DSP 可以执行的机器码（.out）；最后将生成的程序代码下载到 DSP 控制板上^[24,25]，从而完成系统开发的整个过程。

在实现代码生成方法之前，需要建立自动代码生成的开发环境^[24,25]。

以 MATLAB R2011a 为例，我们需要安装 Microsoft Visual C++2010 Express 和 Microsoft Windows SDK7.1。但是如果计算机中已经存在 SDK7.1 或者 Visual C++2011Express Professional SP1，这情况会导致安装过程失败或者无法编译的状况，这是 Windows SDK7.1 自身存在的一个 bug 导致的^[24]。所以我们以下的安装步骤和安装顺序将会非常重要。

查看电脑已安装的软件，如果已经安装了 Visual C++ 2010 Express SP1，要将 x64 和 x86 版本都删除掉。然后安装 Windows SDK7.1，在安装的过程中一定不要

勾选“Visual C++ Compilers”和“'Microsoft Visual C++ 2010'”选项框。之后需要从微软官网下载并安装“Microsoft Visual C++ 2010 Service Pack 1 Compiler Update for the Windows SDK 7.1”。最后再安装 Visual C++ 2010，包括 x64 和 x86 版本都需要安装。

以上几步基本已经完成了所需软件的安装，然后需要手动设置编译器。在 MATLAB 命令窗口输入“mex -setup”，按照提示选择“Microsoft Visual C++2010 Express”即可。如此便完成了 64 位编译环境的设置^[24]。

基于 Matlab 代码生成技术的仿真与使用 Matlab 电力工具箱的普通仿真的主要区别在于，普通的 Matlab 电力电子仿真主要使用的是电力工具箱的模块，而基于 Matlab 代码生成技术的模块多使用的是 embedded Target 工具箱中的模块，这些模块是可以自动生成代码的，为我们免去了手工编写代码的过程。

需要注意的是，对于普通的电气硬件模块，比如发电机、电动机、电感、电容、断路器和 IGBT 等硬件模块是无法生成代码的。所以在基于 Matlab 自动代码生成技术的仿真中，我们要将控制算法部分、ADC 模数转换、信号采集以及 PWM 模块都使用 embedded Target 中的模块，这些属于软件程序部分，是要用可生成代码的模块来搭建的，尤其需要注意的是在 DSP2812 中，这些 embedded Target 工具箱中的模块使用 Q 数格式，所以在程序中，一定要对数据进行格式的转换。

以三相双闭环整流器的 Matlab 系统仿真为例：

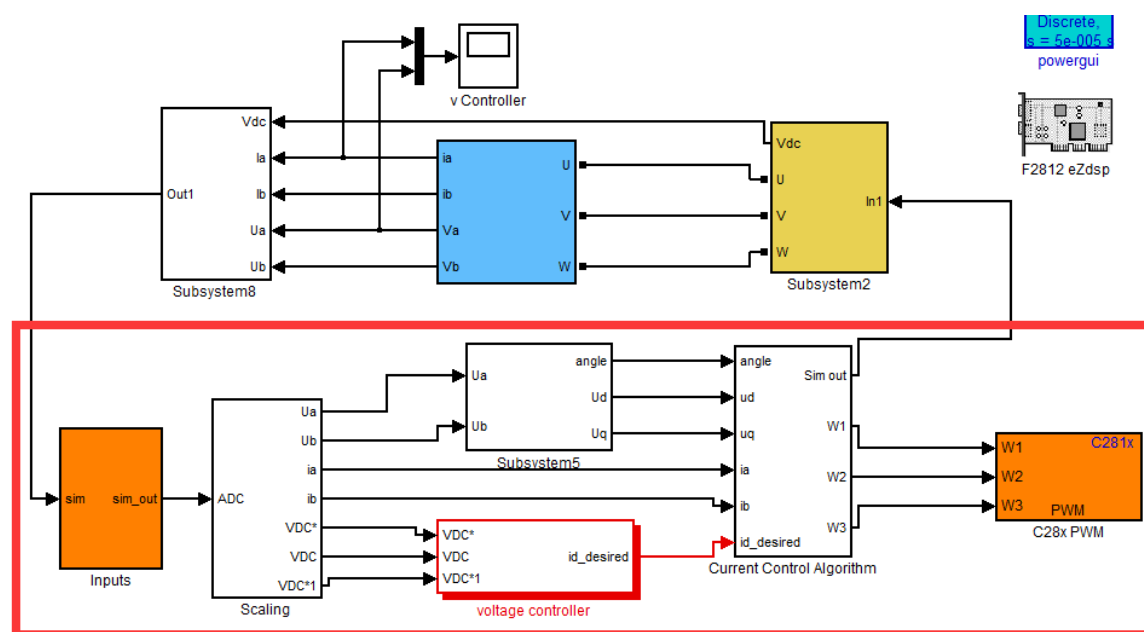


图 5.3 三相双闭环整流器仿真

红色框内的为主要的控制程序，还包括 ADC 采集以及 PWM 输出模块，这些都是要生成代码的主控部分。红色框外为常见的电力硬件部分，只不过是將电气元件组合成了一个“group”子系统，打开这些子系统，与常见的 Matlab 仿真基本一致，如下图所示：

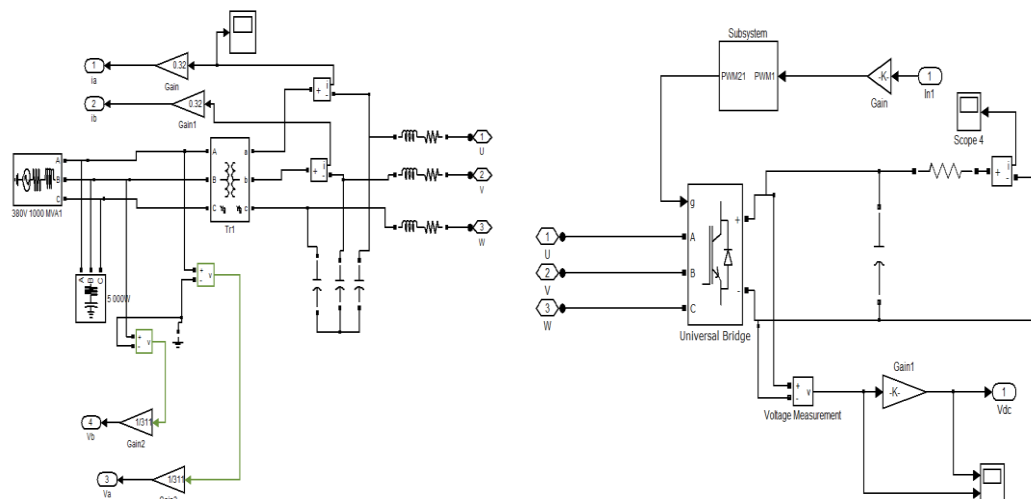


图 5.4 Matlab 代码生成技术仿真中的电气元件部分

当完成系统仿真工作后，调试完住控制程序后，由于以上这些电气元件模块无法生成代码，也无法下载进 DSP 中，会带来错误警告，所以讲硬件部分删除，只留下主控系统部分，如下图所示：

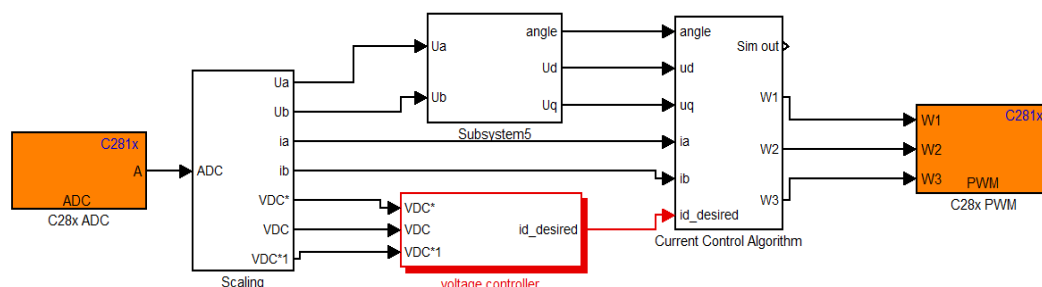


图 5.5 Matlab 代码生成仿真中的主控部分

对于留下来的用来生成代码的主控部分，完成好相应的设置工作，将 DSP 目标板与仿真盒连接，并将仿真盒与电脑连接，仿真盒与电脑的连接需要使用 CCS 编译器（本文使用的是 CCS 3.3）。最后在搭建好的控制模型中，点击 Matlab 菜单栏 Tools-Code-Generation-Build model, 之后 MATLAB 会自动识别并启动 CCS 编译器软件，进行代码的生成和编译，并将代码烧写到 DSP 板卡中^[25]。从而完成程序的代码生成以及下载工作，然后对硬件系统进行上电调试，就可以验证仿真与实际调试的效果了。

5.3 基于 Matlab 自动代码生成技术的 APF 仿真及实验

研制了一台有源电力滤波器样机, 交流电网额定线电压为 380V, 每相可发出电流最大有效值为 30A, 直流侧电压控制为 750V, 功率单元采用英飞凌 FF300R12KT4 型 IGBT 全控器件, 直流侧储能电容容值为 7.2 mF , 交流侧滤波电感感值为 1.5 mH 。数字控制电路以 TMS320F28335 型 DSP 为核心。

5.3.1 APF 系统仿真

根据以上硬件参数及控制算法搭建仿真模型。

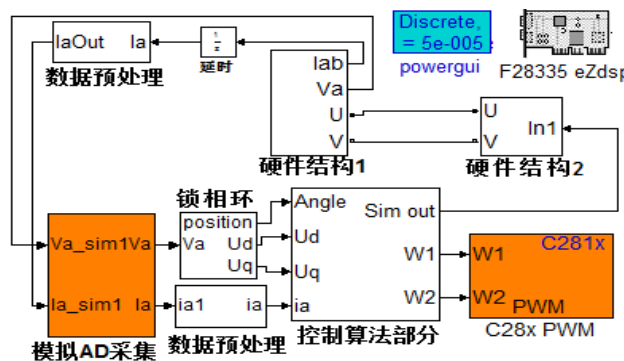


图 5.6 仿真模型

仿真模型如图 5.6 所示。其中，硬件结构 1 及硬件结构 2 为有源电力滤波器的必要硬件结构，硬件参数如上所述；锁相环部分对电网电压的相位实现实时检测；数据预处理部分实现对采集的电气信号数据进行必要的运算及数据格式的转换；控制算法部分实现谐波电流的检测及控制策略的实现^[25]；模拟 AD 采集部分实现对直流侧电压及交流电流的检测，里面包含用于 DSP 芯片 AD 采集的代码生成模块 C28X ADC；C28xPWM 模块用于模拟 DSP28335 内部的 PWM 生成模块；F28335 eZdsp 的功能是配置模型特定的 IDE，工具链，硬件板卡和处理器，本样机采用的是 DSP28335；powergui 模块的功能是 MATLAB 对于 SimPowerSystems 的模型环境块，并设置采样时间为 5e-5s。^[25]

5.3.2 自动代码生成过程

根据搭建好的仿真模型搭建能够生产实时代码的控制模型，删除仿真模型中的硬件部分，只保留控制算法等软件部分，以及 AD 采集和 PWM 生产模块，控制模型如图 5.7 所示^[25]：

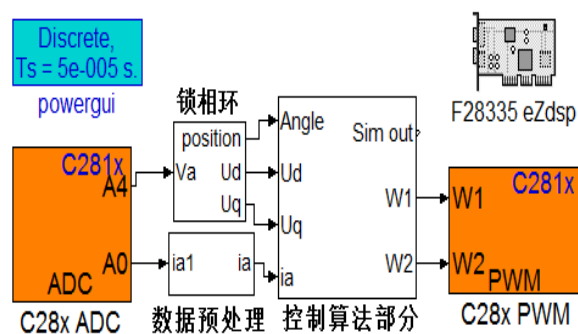


图 5.7 实时代码生成控制模型

将搭建好的控制模型完成实时代码的生成。在生成代码的过程中首先要将实际硬件连接好，将 DSP28335 目标板与仿真盒 SEED-XDSUSB2.0 系统进行连接，并将仿真盒与电脑连接，仿真盒与电脑的连接需要使用 CCS 编译器（本文使用的是 CCS 3.3）。最后在搭建好的控制模型中，点击 Matlab 菜单栏 Tools-Code-Generation-Build model，之后 MATLAB 会自动识别并启动 CCS 3.3，进行代码的生成和编译，并将代码烧写到 DSP28335 板卡中^[25]。

5.3.3 仿真结果与试验结果对比

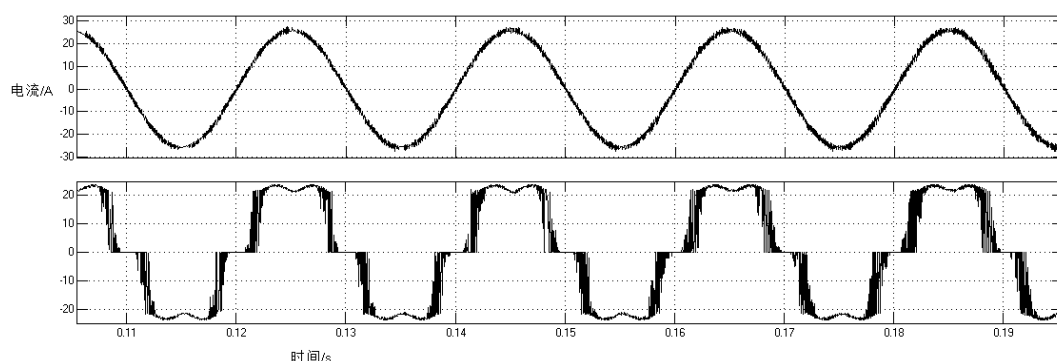


图 5.8 A 相电流滤波前后对比

图 5.8 展示的是仿真中 APF 谐波治理前后的波形，横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.01s；纵坐标为电流，单位为 A，每格为分别为 10A。上下图分别为 A 相谐波治理后的电流波形与治理前的电流波形，谐波治理后的 A 相电流 THD 由治理前的 26%下降为 2.7%。

仿真结果显示，应用 PI 控制加重复控制的 APF 系统可以治理电网中的谐波电流，并且治理效果比较好，治理后的电流正弦度好，THD 低，说明该控制策略及控制参数是合适的。



图 5.9 A 相电流补偿前后对比

图 5.9 为 HIOKI 电能质量分析仪测量的 A 相电流谐波治理前后的波形对比。红色波形为 APF 发出的补偿谐波；黄色波形为治理前的 A 相电流波形，可见含有大量谐波，THD 为 35%；蓝色波形为 A 相电流经谐波治理后的波形，可见正弦度好，谐波含量低，THD 为 3.07%。

由于采用了 Matlab 直接代码生成技术，仿真与试验波形对应度很好，仿真结果与试验结果基本一致，验证了该开发方法的可靠性以及该控制策略的可行性 [25]。

5.4 本章小结

本章介绍了 MATLAB 自动代码生成方法，简述了这种方法的优点，并基于 MATLAB 代码生成方法，以 APF 为例，对仿真控制一体化的方法进行了演示，实验结果表明该方法具有开发效率高，控制与仿真对应性好等优点。

6 三电平技术的研究

6.1 三电平技术概述

在许多高电压大功率的实际应用场景中，传统的两电平逆变器、传统的两电平静止无功补偿器和两电平 APF 由于开关器件的电压耐压级别限制，无法满足实际的工业需求^[38]。在这种情况下，如何将低耐压的开关器件使用于大功率高电压的应用场合成了研究的热点，由此，多电平技术被许多专家提出，专家们提出通过将主电路的拓扑结构进行改变并且增加开关器件，当开关器件关断的时候，可以将直流侧的电压分散到各个器件两端，从而可以实现低耐压开关器件应用与大功率高电压场合^[39]。

多电平技术有很多优点，如输出波形好、可以提高设备功率等，越来越受到研究者和工业现场的重视^[40]。虽然理论上电平数越多主电路输出的电能质量越优越越能负荷低谐波畸变率的期望，但是目前实际应用中以三电平技术居多。

三电平技术发展多年，主电路电路拓扑结构有很多种类型。常见的主要有三种：（1）二极管钳位型；（2）飞跨电容钳位型；（3）具有独立直流电源的级联型。T 型三电平拓扑结构是二极管钳位型的改进型，可以比二极管钳位型每个桥臂上少用两个钳位二极管，因此融合了两电平和三电平的优点，既具有两电平结构损耗少、开关器件少的优点，又有三电平拓扑结构输出波形好效率高的优点。

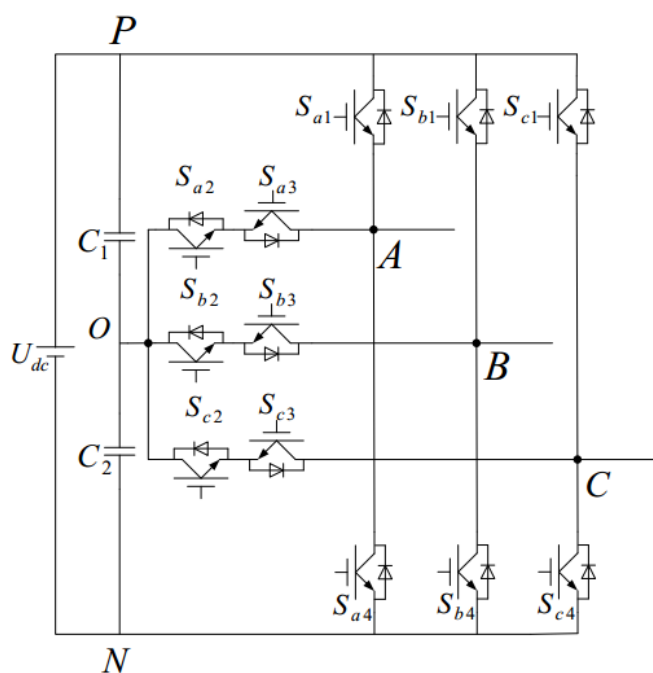


图 6.1 三相 T 型三电平拓扑

如上图所示，电路为为 T 型三电平拓扑结构。这种拓扑结构利用反向串联的两个开关器件，将开关管与直流侧电压中点相连接，实现电压中点的钳位功能。因为这种主电路拓扑结构省去了钳位二极管，所以可以提高逆变器的运行效率同时减小逆变器的体积。

根据 T 型三电平拓扑结构，分析其工作时的效果。T 型三电平拓扑结构中，以逆变器为例，一般会在直流侧有两个相同型号的分压电容来储能，一般选择两个电容的连接点作为点位参考点。

下面以 A 相电路为例，当开关器件 S_{a1} 、 S_{a2} 同时开通且 S_{a3} 、 S_{a4} 关断时，A 端输出的指令侧电压为 $U_{dc}/2$ （零点位参考点为 O 点）；当开关器件 S_{a2} 、 S_{a3} 同时开通且 S_{a1} 、 S_{a4} 关断时，A 端输出的指令侧电压为 0（零点位参考点为 O 点）；当开关器件 S_{a3} 、 S_{a4} 同时开通且 S_{a1} 、 S_{a2} 关断时，A 端输出的指令侧电压为 $-U_{dc}/2$ （零点位参考点为 O 点）；将以上通断情况总结为表 6-1。 S_{a1} 、 S_{a4} 不允许同时导通，避免直流侧电压出现直通的情况，所以要求 S_{a1} 和 S_{a3} 的驱动脉冲互补， S_{a2} 和 S_{a4} 的驱动脉冲互补，避免出现直流侧电压直通情况。需要注意的是开关状态不能在 P 和 N 之间进行直接转换，需要通过 0 状态来进行电平的过渡。

表 6-1 T 型三电平逆变器输出电平关系

S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	输出电平
通	通	断	断	$U_{dc}/2$
断	通	通	断	0
断	断	通	通	$-U_{dc}/2$

T 型三电平拓扑结构主电路的开关器件通断的控制策略也是三电平技术重点之一，目前多使用 SVPWM 调制方法。这种方法比较方便于数字化实现，而且对直流侧利用率高，所以得到了广泛使用^[41]。三电平 SVPWM 调制方法与两电平 SVPWM 调制方法非常类似，只不过需要的开关状态矢量更多，我们多先进行大扇区分，再进行小扇区拟合，来实现 SVPWM 调制控制。

6.2 基于 T 型三电平拓扑结构的逆变器仿真

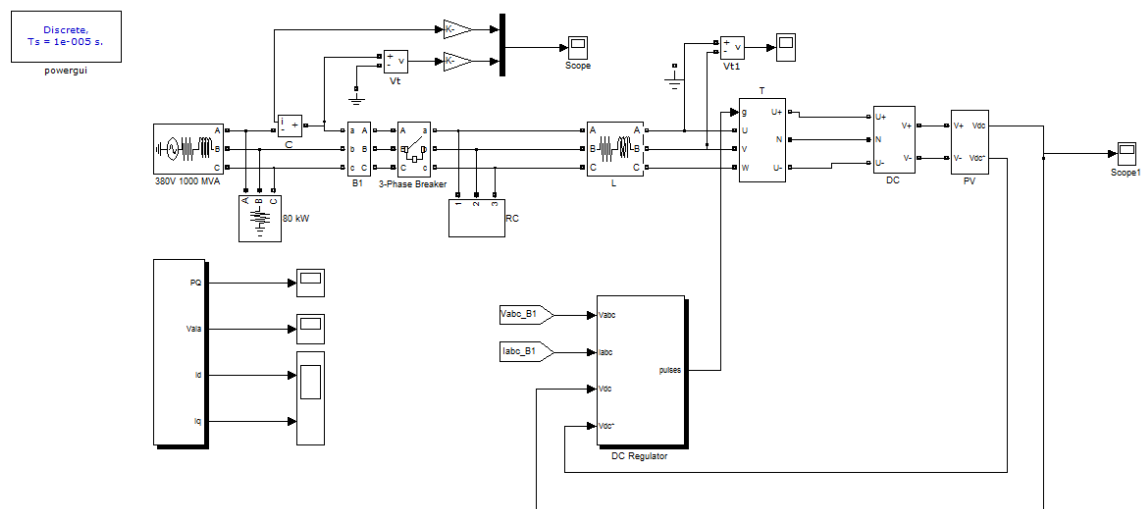


图 6.2 T 型三电平光伏逆变器仿真

上图为 T 型三电平光伏逆变器的系统 MATLAB 软件仿真，主要组成部分为：逆变主电路部分，PI 控制部分，PV 光伏模拟部分，PWM 调制部分。主要原理为，通过电网电压锁相得到与电网同相的电流期望值，进行 3/2 变换后转化为 dq 轴的直流量，将其作为电流指令值送往 PI 控制器部分，指令电流与实际补偿电流的差值经过 PI 运算后 SVPWM 调制部分，输出 PWM 波控制主电路的开关器件，保证实际电流能够较好地实时地跟踪指令电流。

主要硬件参数为，电网侧为三相交流市电；相电压有效值为 220V，频率为 50Hz；直流侧光伏模型模拟电压为 700V；逆变器的负载是有功功率为 15kW 的阻性负载；交流侧滤波电感为 5mH；直流侧稳压电容为 1.3mF。

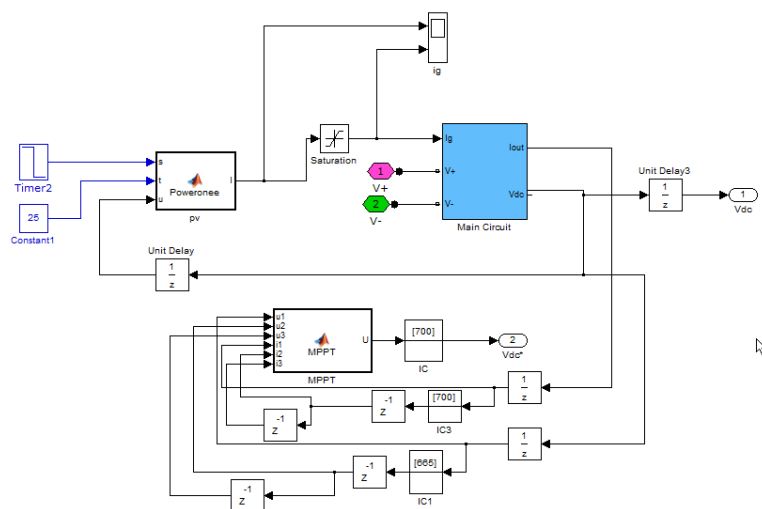


图 6.3 光伏电池模拟

上图是光伏电池的仿真，主要目的是实现光伏电池的最大功率点跟踪，为逆变器直流侧提供稳定的直流电压，此处我们设置的直流侧电压 700V 为直流侧电压的指令值。

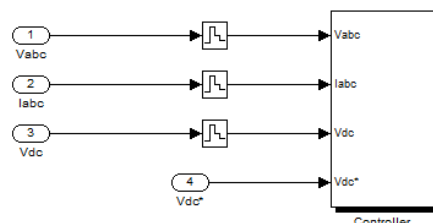


图 6.4 控制策略部分

三电平光伏逆变器的控制策略与两电平光伏逆变器的控制原理是一样的，上图为三电平 SVG 的控制策略，都是将补偿电流经过 3/2 变换，转换为直流量，再将转换后得到的 d 轴 q 轴分量分别与指令值做差，然后经过 PI 运算，作为调制波输入到 PWM 波生成部分中。

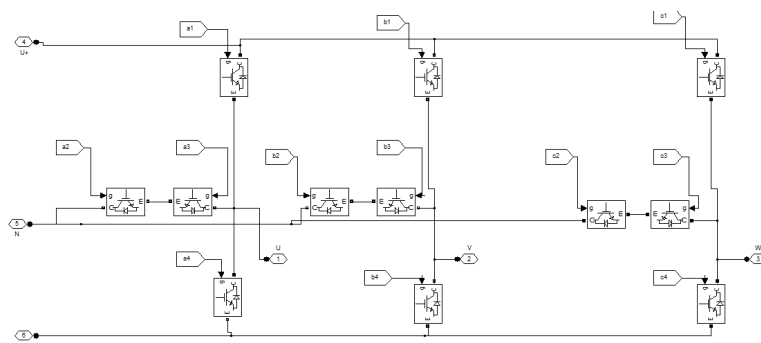


图 6.5 T 型三电平主电路图

上图为光伏逆变器的 T 型三电平主电路图。在每个桥臂与直流侧电容零电位点之间串联两个反向的 IGBT 开关管。

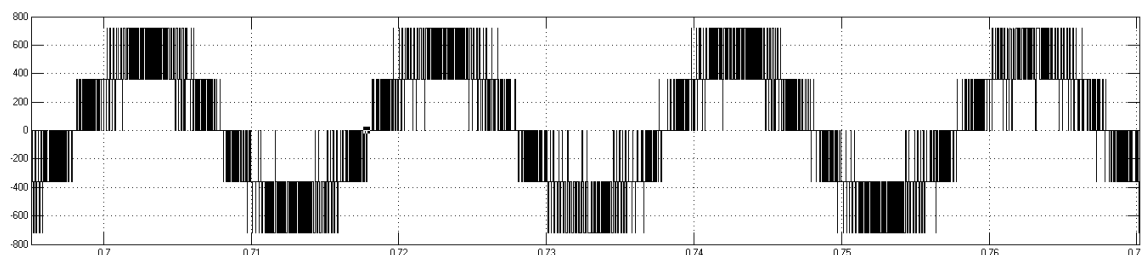


图 6.6 逆变器交流侧输出电压波形

上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.01s;纵坐标为电压，单位为 V，每格为 200V。可以明显看到，三电平与两电平逆变器发出的电压波形是不同的，两相之间输出的电压波形是典型的有三个台阶的三电平逆变器波形，每相与零电位

点之间有三个电平，正是因为如此的特点，可以减小滤波电感，同时也可以使逆变器发出的电流正弦度更好，波形跟踪指令值更好。

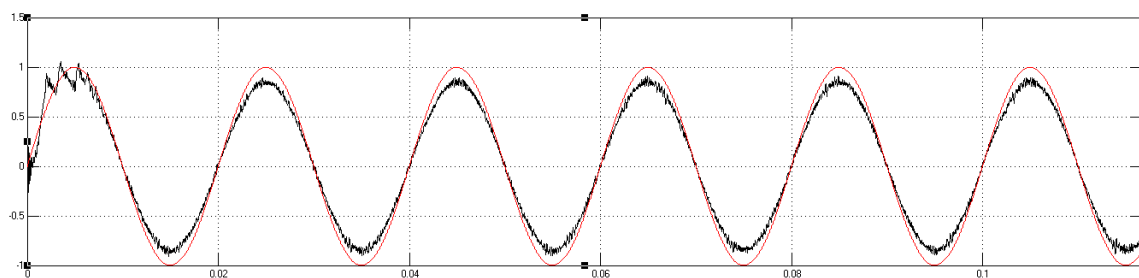


图 6.7 逆变器发出的电流与电网电压对比

上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.02s；纵坐标为电流，单位为 A，每格为 0.5A。上图为 T 型三电平光伏逆变器发出的电流与电网电压的对比图，图中的电压和电流都是经过标么化的值，可以清楚的看到，电流在经过一个周期后就达到了稳定值，并且电流与电网电压同相保持的非常好，电流毛刺也不多。

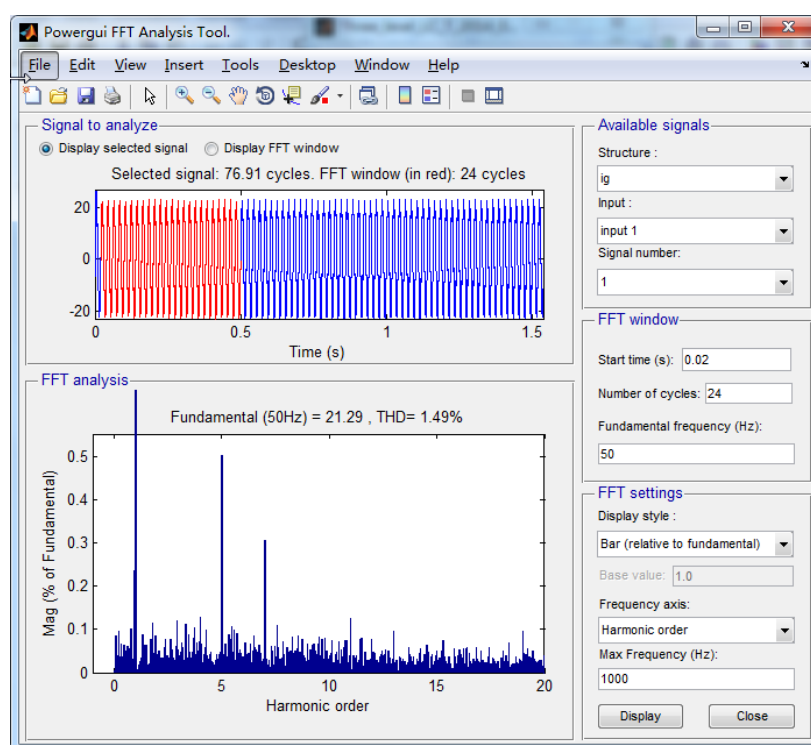


图 6.8 逆变器发出的电流 FFT 分析

上图为三相 T 型三电平逆变器发出的有功电流的谐波畸变率分析，可以发现谐波畸变率只有 1.49%，说明谐波含量很少，如此低的谐波畸变率在两电平技术中是比较难达到的，往往需要使用一些非常复杂的算法才可以实现如此低的谐波畸变率，这也证明了 T 型三电平的优点，三电平结构逆变主电路对直流侧电压利用率更高，发出的电流波形比两电平正弦度更好。

6.3 基于 T 型三电平拓扑结构的 SVG 仿真

无论是光伏逆变器，还是静止无功补偿器，以及有源电力滤波器，从原理上来讲，是有很大的相似性的。都是在保证直流侧电压稳定在期望值的情况下，可以认为主电路是受控电压源，在相应的控制策略下控制交流侧输出期望的电流。不同之处只是期望的电流值不同，也就是电流指令值不同。

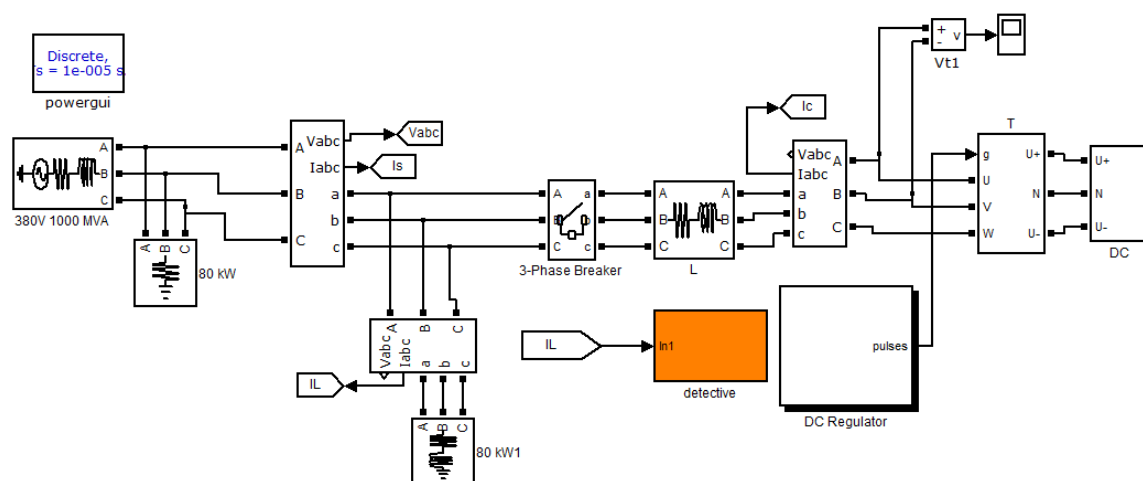


图 6.9 T 型三电平 SVG 系统仿真

上图为 T 型三电平 SVG 系统仿真，主要组成部分为：逆变主电路部分，无功负载，无功电流检测部分，PI 控制部分，PWM 调制部分。主要原理与 APF 非常类似，只不过检测部分和指令略有区别。

主要硬件参数为，电网侧为三相市电；相电压有效值为 220V，频率为 50Hz；直流侧电压指令值为 900V；无功源为阻感性负载，其中有功功率为 15kW，无功功率为 20kW；交流侧滤波电感为 5mH；直流侧稳压电容为 1.3mF。

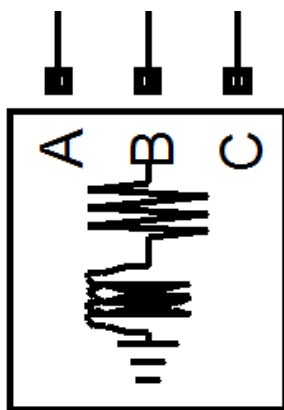


图 6.10 无功负载

上图为无功负载电路部分，由电感和电阻组成。在此设置其有功功率为 15kW，无功功率为 20kW。无功负载模块作为无功源，向系统中引入无功，同时其无功电流也是 SVG 补偿的对象。

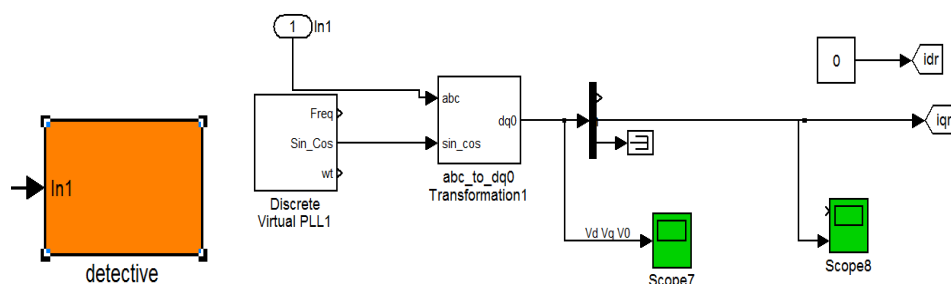


图 6.11 无功电流检测环节

上图为无功电流检测环节，使用的方法是如第二章中介绍的一样，使用基于瞬时无功功率理论的无功电流检测方法。

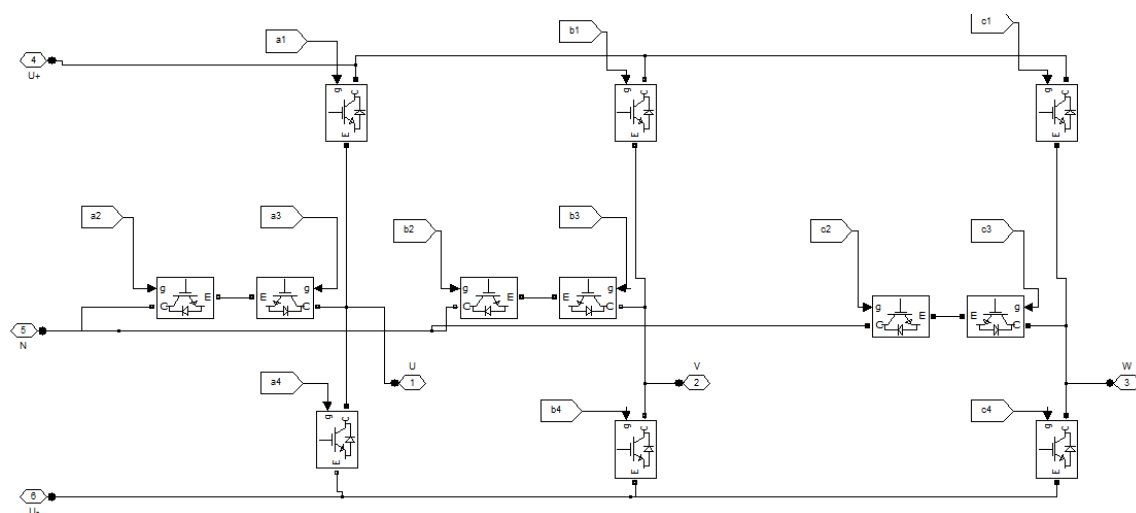


图 6.12 T 型三电平主电路图

上图为 SVG 系统的 T 型三电平主电路图。在每个桥臂与直流侧电容零电位点之间串联两个反向的 IGBT 开关管。

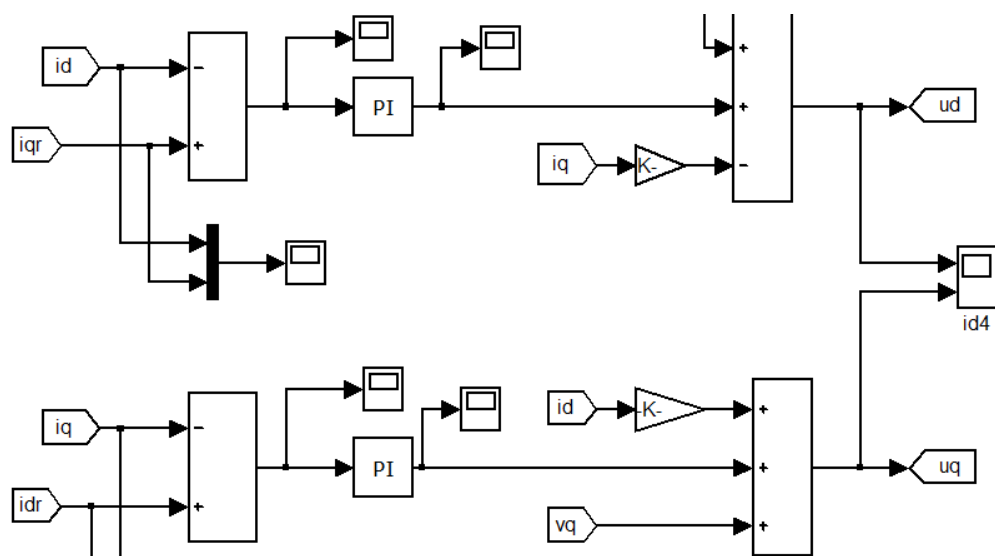


图 6.13 T 型三电平 SVG 控制策略

上图为三电平 SVG 控制策略，可以看到与两电平的控制策略是一样的，都是将补偿电流经过 $3/2$ 变换，转换为直流量，再将转换后得到的 d 轴 q 轴分量分别与指令值做差。然后将求得的偏差经过 PI 运算，作为调制波输入到 PWM 波生成部分中。

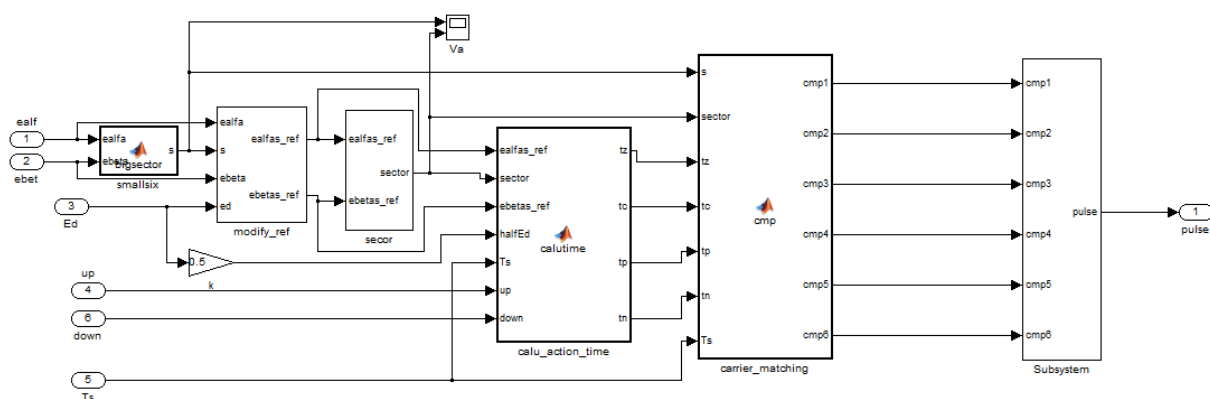


图 6.14 SVPWM 调制策略

上图为 SVPWM 调制策略的仿真实现方法，这部分是与两电平 SVG 的一个重要不同点，主要是调制方法不同，目前主流使用的多是 SVPWM 调制方法，输出 PWM 波对主电路的开关管进行实时控制，实现实际的补偿电流能够有效的跟踪指令值。

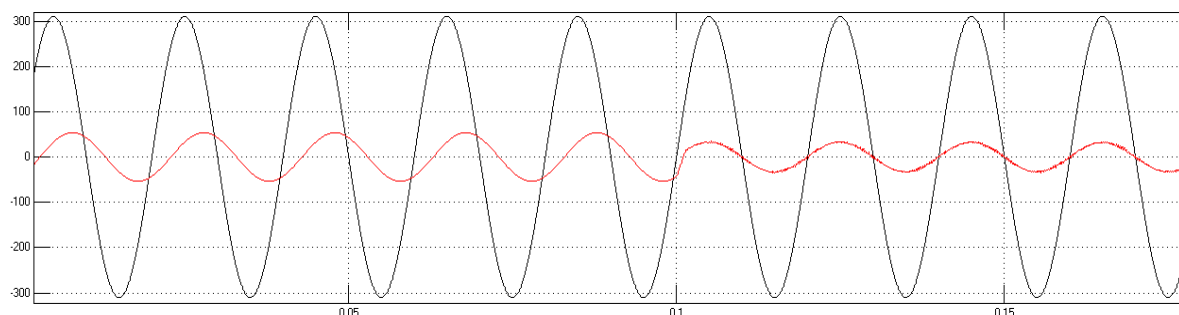


图 6.15 SVG 投入前后对比

上图横坐标为时间，单位为 s，每格为 0.05s；纵坐标中蓝色为电压，单位为 V，每格为 100V；红色为电流，单位为 A，每格为 10A。上图为 T 型三电平结构 SVG 在投入前与投入后电网侧电流的对比图，其中黑色正弦为电网电压波形，红色曲线为电流波形。。SVG 在时间 0.1S 时投入，可以清晰的看到，当 SVG 投入之前，电流波形明显滞后于电压波形，呈现感性负载的特征；当 SVG 在 0.1S 投入之后，在很短的时间内，就实现了感性电流补偿，可以清晰地看到电流波形与电压波形保持同相，达到了感性电流的补偿效果。

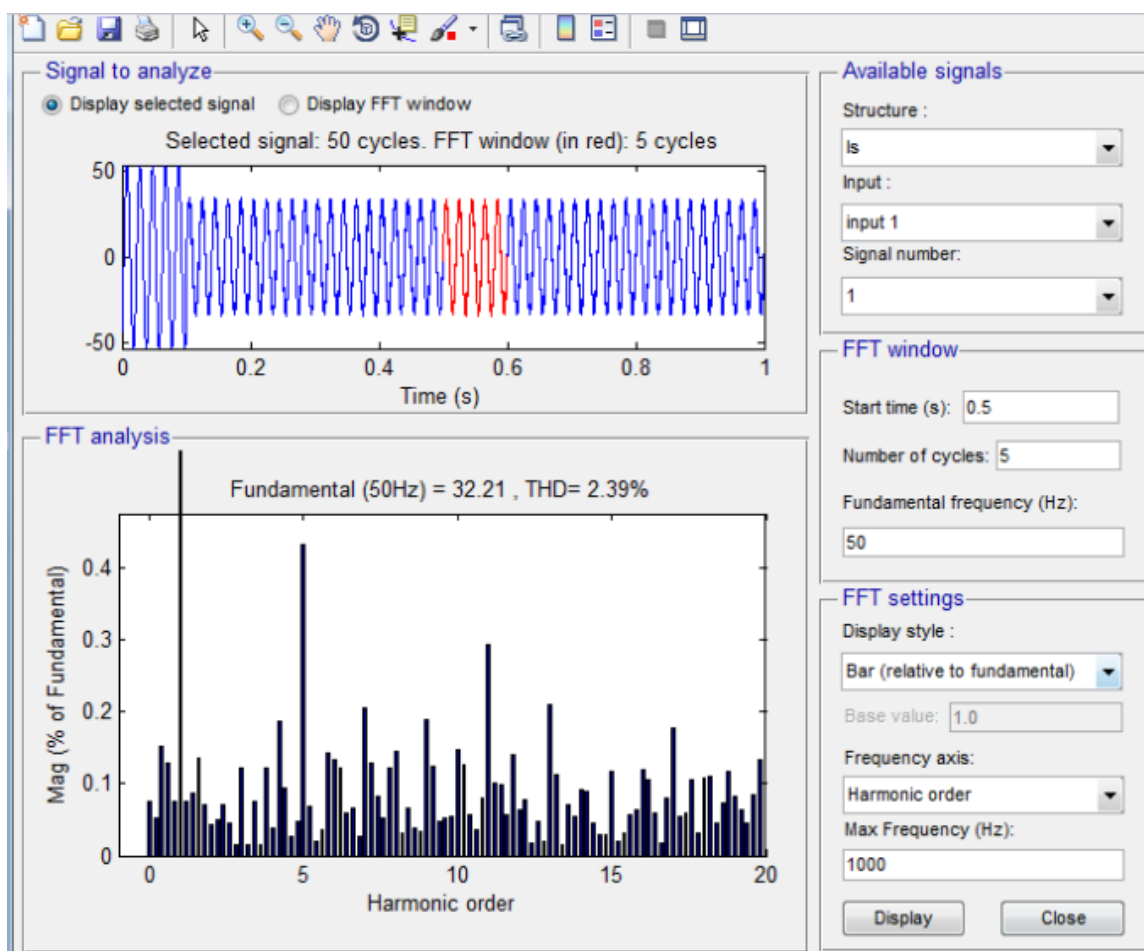


图 6.16 补偿后电网侧电流 FFT 分析

上图为 SVG 进行无功电流补偿之后电网侧电流的谐波畸变率分析,可以发现谐波畸变率为 2.39%,说明谐波含量很少,这也证明了 T 型三电平的优点,三电平结构逆变主电路对直流侧电压利用率更高,发出的电流波形比两电平正弦度更好。

6.4 三电平拓扑结构的调理电路硬件设计

无论是三电平拓扑结构的 SVG、APF 或者两电平的 SVG、APF,它们的主要区别在于主电路的拓扑结构不同,指令电流不同,控制策略虽然有所不同,但是理论上是稍作修改都可以使用的。虽然每个电力电子设备的拓扑结构可能有所区别,但是整体的设计思路是一致的,大概都有以下几个部分:信号检测环节,信号调理处理环节,主控板以及内部算法运算, PWM 输出及开关管驱动部分,主电路部分。其中,在硬件部分,除了由开关器件组成的不同的拓扑结构的主电路外,信号采集检测环节、信号调理环节以及开关器件驱动环节也是一个完整的电力电子设备必不可少的,甚至从某种意义上而言,这些配套的采集、调理以及驱动环节几乎会很大程度上影响一个电力电子设备的性能。正是因为一个完整的电力电子设备包含了许多硬件环节,同时还要求有高水准的软件部分,以及在工业现场必须考虑的系统保护环节,每一个环节出现问题,都会影响整个系统的表现,这也是为何电力电子设备的研发有许多困难,尤其想要实现高性能以及出色的波形表现时,总是很难的原因所在。

所谓信号调理电路,指的就是对采集到的电气信号进行滤波、偏置等环节的处理后,使电气信号满足控制器要求的电路。通常,电力信号的采集多使用霍尔传感器,但是需要注意的是,不同的控制器对信号的输入是有不同的要求的,电力传感器输出的信号并不一定是控制器可以读取的信号。以 TI 公司的 DSP28335 为例,其自带的 AD 模块要求输入的信号为 0-3V 之间的电压信号,因此根据其对于输入信号的要求,我们必须对传感器输出的信号进行处理之后,使其符合该处理器要求,才能输入控制器中,否则很可能会破坏控制系统。

在此,我们将重点讨论三电平拓扑结构下的调理电路的设计工作。

在电力信号采集过来之后,由于信号干扰等原因,信号中往往存在杂波以及毛刺,所以要先对采集来的信号进行滤波。但是当完成信号滤波的操作后,滤波环节必然给信号带来一定的延时,但是控制系统对信号的实时要求是很高的,延时的存在会对软件算法带来极大的难度,所以我们在此加入了硬件移相电路,使采集的信号与实际的电力信号实现同频同相。由于 DSP28335 的 AD 采集模块要求输入信号范围为 0~3V,而采集来得到的信号往往是交流信号,所以需要进行

信号的偏置，也就是通过模拟加法电路来使所有的信号都为直流信号，是其保证信号都在 0-3V。同时，在信号采集环节，我们将交流信号限制在-1.24V 至 1.24V 之间，这样当加入了骗子电路之后，能够是信号保持在 0-2.48V 之间，如此便满足了 DSP28335 的 AD 模块的要求。综上所述调理电路流程图如下：

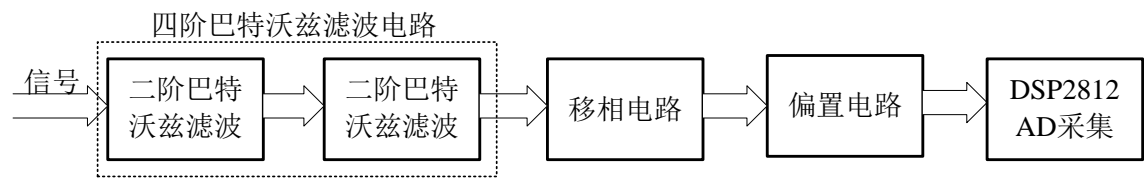


图 6.17 信号调理流程图

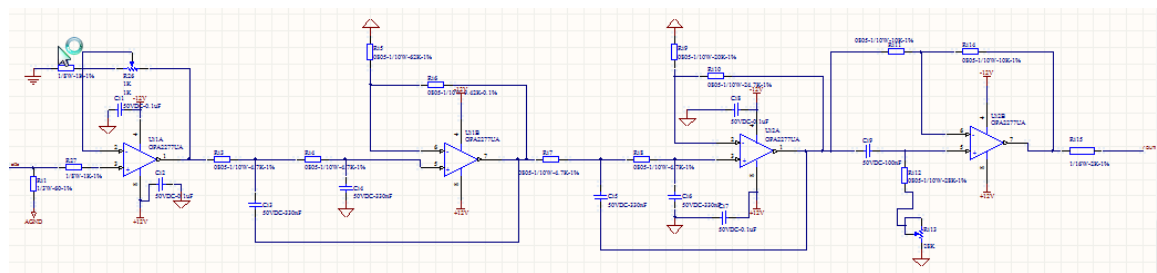


图 6.18 信号调理板原理图

上图为信号调理板的原理图，分别包括电压比例调节环节、四阶巴特沃斯滤波环节和电压偏置环节。

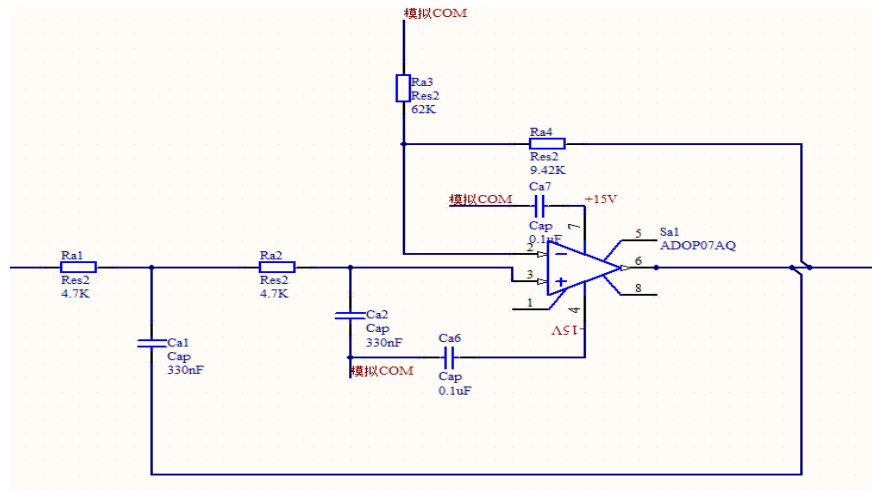


图 6.19 二阶巴特沃兹滤波电路原理图

上述电路是二阶巴特沃兹滤波电路图，主要是滤除截止频率以上的杂波，将两个二阶巴特沃兹滤波电路进行串联为四阶巴特沃兹滤波电路可以得到更好的滤波效果。这里特别需要注意的是巴特沃兹滤波电路的截止频率的设置，在光伏逆变器以及静止无功补偿器的设计中，指令信号是与电网电压同频的 50Hz 的信号，

所以我们设置巴特沃兹滤波器的截止频率为 100Hz，往往就能够得到很好地滤波效果，有效地滤除掉无关的杂波^[42]。但是对于 APF 而言，这个截止频率便不能这样设置了，因为 APF 的有效信号不仅包含有 50Hz 的基波，还包括 5 次、7 次等等谐波，如果截止频率仍然按照 100Hz 来进行设置，那么就会滤除掉过多对 APF 而言的有效信息，这个时候往往我们通过更改巴特沃兹滤波器中的硬件参数设置，设置截止频率为 800Hz，往往可以得到很好的效果，在去除杂波的同时还保留基波以及谐波信号。

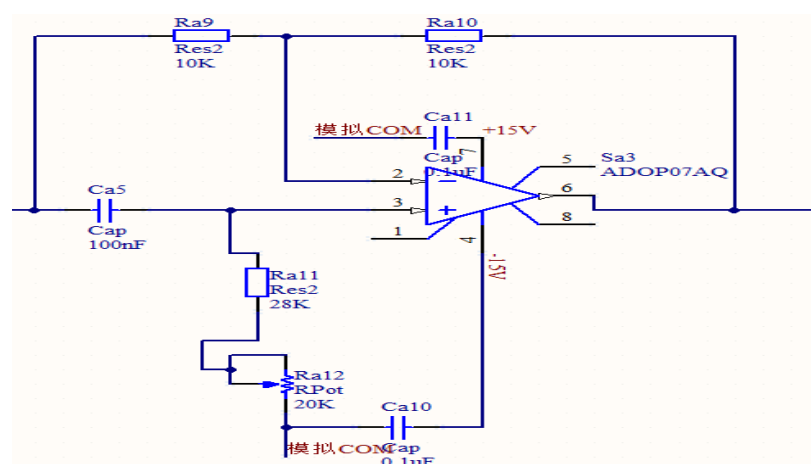


图 6.20 移相电路原理图

上述的移相电路的功能主要是通过调节电位计 R_{a12} 可以实现调节输出信号的相位移动，调节的目标是保持输出信号调节到和输入信号实现同相位，主要作用是通过硬件调节的办法来改善系统的信号延迟问题。但是这里需要值得注意的是，硬件调节并不能违背大自然规律，使本来滞后的信号在时间域上向前移动，而是通过硬件调节实现波形的向时间后移动一定的区域，也就是说加入输出波形原本滞后输入波形 50 度，我们通过移向电路的调节使其再滞后 310 度，这对于基波 50Hz 的信号而言，从波形上看实现了与下一个周波的同相位。虽然这种移相实际上是导致了输出波形的更加滞后，但是对于重复性信号，尤其是对于电网电压信号而言，其具有重复性，即每个波形是一样的，所以这种移相操作是能够符合要求的。但是对于对实时性要求严格的 APF 而言，虽然其谐波也往往具有重复性，不仅需要这样的移相操作，往往还要在软件算法中加入一些调节方法，使得系统的延时问题能够更好的解决，PI 控制加重复控制或者预测算法是目前比较行之有效的软件调节算法。

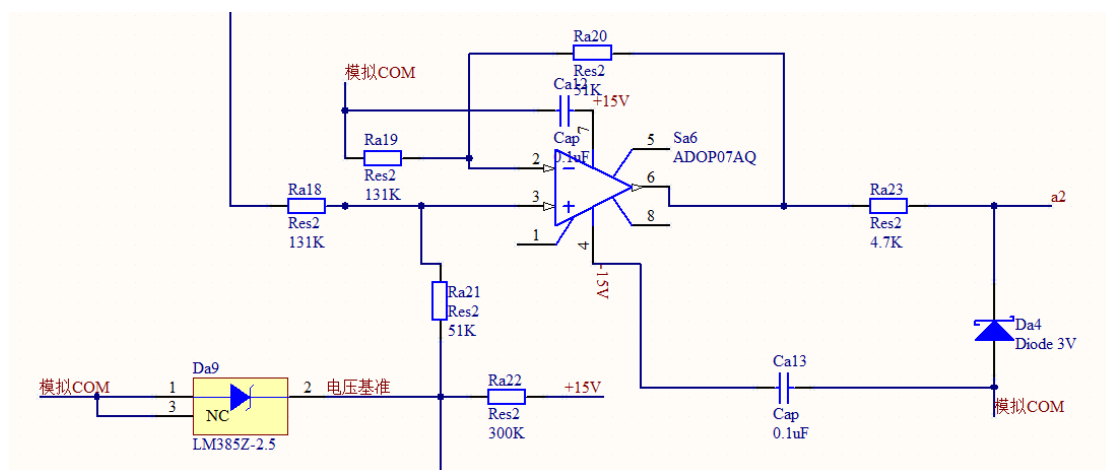


图 6.21 偏置电路原理图

这里采用的是 LM385 电压基准模块，基准电压为 1.24V，所以要求采集来的交流信号幅值在 (-1.24V, +1.24V) 之间，在输入信号的基础上通过加法电路加入 1.24V 的偏置电压，从而实现电压的偏置，以满足 DSP28335 的 AD 模块对信号采集 0~3V 的要求。

6.5 本章小结

本章首先介绍了三电平主电路拓扑结构，并简介了其优点，其次，对 T 型三电平光伏逆变器、T 型三电平 SVG 进行了 MATLAB 仿真，并且简要介绍了硬件电路设计中的信号调理电路的设计过程。

7 总结与展望

7.1 工作总结

本文以有源电力滤波器为研究对象,从理论研究、系统仿真和实验等方面入手,主要做了以下工作:

(1)在基于瞬时无功功率理论的基础上,首先简单阐述了该理论的数学意义,进而完成了谐波检测算法的仿真,表明了该谐波检测算法的优越性。进行了三相谐波电流检测方法的 $p-q$ 运算方式与 i_p-i_q 运算方式仿真,同时还针对单相有源电力滤波器,也进行了谐波检测算法的仿真。

(2) LPF 是瞬时无功功率理论的谐波检测方法中的关键环节,针对 LPF 的选型、截止频率以及阶次等参数进行了软件仿真研究,通过对比仿真结果,提出采用巴特沃斯 4 阶截止频率为 20Hz 的低通滤波器效果较好。同时,讨论 APF 系统延时问题,并针对该问题提出了在 park 反变换的过程中对锁相的结果进行微调的解决方法。

(3)对三相 APF 的控制策略进行讨论,并针对三角载波控制以及滞环控制分别进行了系统进行仿真。介绍了 PI+重复控制的控制策略,并进行了仿真验证。介绍了 MATLAB 代码生成技术,并在代码生成技术的基础上进行了 APF 实验,验证了软件算法的合理性。

(4)研究了 T 型三电平的主电路拓扑结构,并且进行了 T 型三电平光伏逆变器、T 型三电平 SVG 系统仿真,仿真结果表明了三电平相对于两电平而言具有谐波含量低和减小滤波电感容量的突出优点。

7.2 下一步工作计划

本人能力有限,针对有源电力滤波器课题还有许多值得研究和提高的部分:

(1)针对系统延时问题,还值得继续深入探讨,除了在锁相环技术进行改进之外,还可以在控制策略方面上进行尝试,目前重复控制算法是一种应用逐渐广泛的算法,针对该算法,值得进行更深入的研究。

(2)针对三电平技术,从原理上讲,同样可以使用在 APF 上,理论上而言应该会有更加好的谐波治理效果,是下一步工作的研究方向。

(3)从理论上可以看出,SVG 和 APF 无论在结构上还是在控制策略上,具有很大的相似性,开发智能型 APF 是以后的发展趋势,即 APF 不仅具有谐波治理的

功能，也应该同时具有 SVG 功能，如何使其在两个模式下无扰动转换，实现装置的多功能性是很值得研究的。

参考文献

- [1] 黄海宏, 韦伟, 沈治萍, 等. 并联型有源电力滤波器电压环优化设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(10): 1529-1535.
- [2] 杨昆, 陈磊, 陈国柱. 单相 SVG 高性能补偿电流控制技术[J]. 浙江大学学报(工学版), 2013, 47(2): 339-344.
- [3] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功补偿[J]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [4] 顾建军, 徐殿国, 刘汉奎, 等. 有源滤波技术现状及其发展[J]. 电机与控制学报, 2003, 7(2): 126-132.
- [5] 张光烈, 徐海利, 韩学军, 等. APF 控制及检测电路实现方法综述[J]. 继电器, 2008, 36(2): 69-73.
- [6] 陆秀令, 张松华, 曹才开, 等. 单相电路谐波及无功电流新型检测方法[J]. 高电压技术, 2007, 33(3): 163-166.
- [7] 李波, 黄纯, 方达意, 等. 改进的单相谐波和无功电流检测算法[J]. 电力电子技术, 2009, 43(7): 5-7.
- [8] Lee T L, Wang Y C, Li J C, et al. Hybrid active filter with variable conductance for harmonic resonance suppression in industrial power systems[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2015, 62(2): 746-756.
- [9] Yao W, Lu Z, Chen G, et al. Dual sample-rate scheme for dq harmonic acquisition of active power filter[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual. IEEE, 2002, 3: 1213-1216.
- [10] 刘桂英, 粟时平, 谢海丽, 等. 广义有源电力滤波器指令电流检测的广义谐波理论法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2015, 27(11): 34-39.
- [11] 王群, 姚为正. 低通滤波器对谐波检测电路的影响[J]. 西安交通大学学报, 1999, 33(4): 5-8.
- [12] 高学军, 周志华, 温世伶. 有源滤波器中数字低通滤波器的设计及其 DSP 实现[J]. 电气传动, 2008, 38(1): 60-64.
- [13] 李达义, 杨凯, 孙玉鸿, 等. 一种新型串联混合型有源电力滤波器[J]. 电力系统自动化, 2015, 6: 014.
- [14] 李茂清, 王洁, 陈强, 等. 基于 MATLAB 程序的 FIR 滤波器设计实现[J]. 电力学报, 2008, 23(2): 87-90.

- [15]李钟慎. 基于 MATLAB 设计巴特沃斯低通滤波器[J]. 信息技术, 2003, 27(3): 49-50.
- [16]Wang Y, Lu Z, Yao W, et al. Digital harmonic acquisition with delay time compensation based on the improved dq transformation[C]//Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. IEEE, 2004, 4: 3050-3053.
- [17]Ma L, Zhou J, Lu Z, et al. An improved harmonic detecting approach for active power filter[C]//Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International. IEEE, 2000, 3: 1420-1424.
- [18]张加庆. 有源电力滤波器控制策略及特性分析[D]. 济南:山东大学,2007.
- [19]于晶荣, 粟梅, 孙尧. 有源电力滤波器的改进重复控制及其优化设计[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2): 235-242.
- [20]Karuppanan P, Mahapatra K K. PI and fuzzy logic controllers for shunt active power filter—A report[J]. ISA transactions, 2012, 51(1): 163-169.
- [21]Ghamri A, Benchouia M T, Golea A. Sliding-mode control based three-phase shunt active power filter: simulation and experimentation[J]. Electric Power Components and Systems, 2012, 40(4): 383-398.
- [22]黄薇, 周荔丹, 郑益慧, 等. 基于神经网络 PI 重复控制器的三相并联有源电力滤波器[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(3): 78-84.
- [23]周林, 徐明, 张凤, 等. PWM 控制瞬时值比较法的稳定性分析[J]. 电气应用, 2007, 26(1): 65-68.
- [24]王晓雷, 尹太元, 张立功,等. 基于 64 位 RTW 的三相 VSR 的仿控一体化研究[J]. 电工文摘, 2014 (3): 52-55.
- [25]王晓雷, 尹太元, 严攀. 基于 Matlab 自动代码生成的 SVG 研究[J]. 电力电子技术, 2015, 49(7): 47-49.
- [26]游力, 周易, 陈乔夫. 基于 SVPWM 的串联混合型有源电力滤波器的研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2015, 36(1): 39-43.
- [27]Wang Y, Wang Z, Yang J, et al. A new hybrid parallel active filter[C]//Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual. IEEE, 2003, 3: 1049-1054.
- [28]Ray A S, Bhattacharya A. Improved tracking of shunt active power filter by sliding mode control[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2016, 78: 916-925.

- [29]王斌斌. 电力有源滤波器(APF)的电流跟踪策略研究与实现[D]. 中原工学院, 2012.
- [30]Singh B, Ai - Haddad K, Chandra A. Active power filter for harmonic and reactive power compensation in three - phase, four - wire systems supplying non - linear loads[J]. European transactions on electrical power, 1998, 8(2): 139-145.
- [31]庄文柳, 张秀娟, 刘文华. 静止无功发生器 SVG 原理及工程应用的若干问题[J]. 华东电力, 2009, 37(8): 1295-1299.
- [32]王玉斌, 吕燕, 田召广, 等. 谐波抑制与无功补偿装置控制技术的进展[J]. 电测与仪表, 2006, 43(4): 1-4.
- [33]Bakhshai A R, Karimi H, Saeedifard M. A new adaptive harmonic extraction scheme for single-phase active power filters[C]//Circuits and Systems, 2003. ISCAS'03. Proceedings of the 2003 International Symposium on. IEEE, 2003, 3: III-268-III-271 vol. 3.
- [34]Somlali J, Rao M V G. Performance Analysis of Artificial Neural Network and Neuro-Fuzzy Controlled Shunt Hybrid Active Power Filter for Power Conditioning[C]//Proceedings of the International Conference on Soft Computing Systems. Springer India, 2016: 287-302.
- [35]朱宁辉, 白晓民, 董伟杰, 等. 空间矢量脉宽调制下有源电力滤波器直流侧电压设定值研究[J]. 电网技术, 2013, 37(2): 568-574.
- [36]高东辉, 杜少武, 张长征. 改进型混合级联多电平有源电力滤波器的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(1): 40-46.
- [37]陈明锋, 雷万钧, 付翀丽, 等. T 型三电平结构 SVG 的损耗研究[J]. 大功率变流技术, 2015 (4): 56-60.
- [38]孙超, 严成, 张扬帆, 等. T 型三电平并网逆变器两种调制策略研究[J]. 电源学报, 2013 (3): 42-47.
- [39]孙超. 三电平 T 型并网逆变系统设计[D]. 杭州: 浙江大学, 2013.
- [40]付家才, 郭松林, 沈显庆. 基于双调制波的单相三电平并网逆变器及电流优化控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 159-163.
- [41]马场清太郎, 希才. 运算放大器应用电路设计[M]. 北京: 科学出版社, 2007.

附录：研究生阶段发表论文

- [1]第二作者. 基于 64 位 RTW 的三相 VSR 的仿控一体化研究[J]. 电工文摘, 2014 (3): 52-55.
- [2]第二作者. 全过程基于 MATLAB 的直流电机调速系统快速设计[J]. 计算技术与自动化, 2014, 33(4): 46-48.
- [3]第二作者. 基于 Matlab 自动代码生成的 SVG 研究[J]. 电力电子技术, 2015, 49(7): 47-49.

致 谢

三年时光，匆匆而逝，研究生入学的场景恍如昨日，转眼间硕士研究生生活就要走到终点，在此，我深深感谢这一路帮助过我、陪伴着我的老师、同学和朋友们！谢谢你们！

首先，感谢我的研究生导师王晓雷教授。王老师工作严谨，做事一丝不苟，在他的言传身教下，我的学习习惯以及为人处世也深受感染，受益匪浅。我还记得在刚入学时，为了一个电力系统仿真的问题，他一直仿真到凌晨一点多，在我看来，作为一个工科研究生，这种精益求精的态度，是我一生都要学习和坚持的，在对待电力问题上更是不能马虎，稍有大意都有可能带来严重的后果。王老师在我的求学路上，不仅给我提供了良好的学习实验环境，还给了我许多极其珍贵的学习机会，积极鼓励我完成实习以及出国交流，在我的学习道路上给我指明了方向。在此向导师王晓雷院长表示崇高的敬意和衷心的感谢！

同时，我还要感谢学院的其他老师和同学，尤其要感谢巫付专老师和大师兄严攀。跟随严攀大师兄实习的日子，让我对电力电子技术产生了浓厚的兴趣，同时解决了很多技术上困扰我很久的疑惑，让我对电力电子技术有了进一步的理解，在某种意义上他是我在电力电子技术上的启蒙者，严攀师兄毫无保留地传授我许多知识，同时他对待电力电子技术的热爱以及良好的终身学习的习惯让我感佩不已，在此表达我的深深的感激之情和美好祝愿，希望严攀师兄可以在电力电子技术的道路上越走越远！

其次，我还要感谢学校和学院的各位领导，他们为我提供了很好的学习条件，感谢周全营书记以及郭飞亚老师，还有其他给予我帮助的各位老师。同时，还要感谢张江伟、高旭东、王哲和张立功师兄以及与我同届的陈锦涛、梁建勋、杨李，谢谢你们帮助和鼓励！

最后我要感谢我的家人，是他们在我的身后永远支持我，给予我无私的爱和物质上的支持，没有他们，我无法完成我的学业，他们对我的爱和鼓励是我一生用之不竭的力量源泉，谢谢你们！论意